

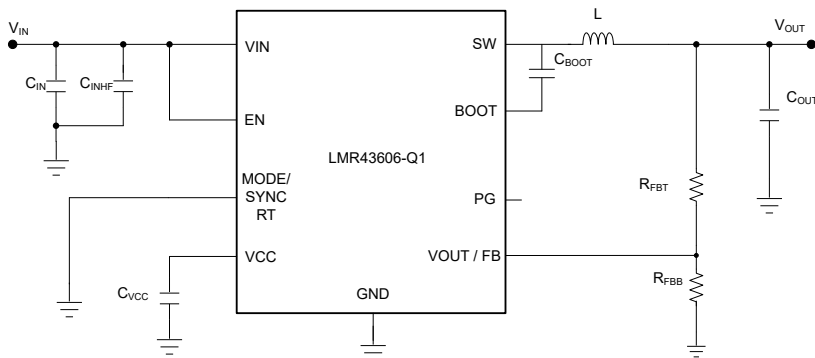
LMR43606-Q1 在 150°C T_{JMAX} 下 I_Q < 2.5μA 并采用 4mm² HotRod™ QFN 封装的 36V 0.6A 汽车类降压转换器

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，T_A
- 功能安全型
 - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 在 1mA 时效率高于 85%
- 微型设计尺寸和低元件成本
 - 具有可湿性侧面的 2mm × 2mm HotRod™ 封装
 - 内部补偿
- 专为满足超低 EMI 要求而设计
 - 展频可降低峰值发射
 - 轻负载下可通过 MODE/SYNC 引脚使用引脚可选 FPWM 模式提供恒定频率
 - F_{SW} 与 MODE/SYNC 引脚同步
- 专为汽车应用而设计
 - 具有 -40°C 至 +150°C 的结温范围
 - 支持 42V 的汽车负载突降
 - 提供 3V V_{IN} 用于汽车冷启动
 - 可调范围高达 95% 的 V_{IN}，提供 3.3V 和 5V 固定 V_{OUT} 选项
- 设计用于可扩展电源
 - 可调 F_{SW}：200kHz 至 2.2MHz (RT 引脚)
 - 与以下器件引脚兼容：
 - LMR43610-Q1 (36V、1A)
 - LMR36506-Q1 (65V、600mA)
 - LMR36503-Q1 (65V、300mA)

2 应用

- 高级驾驶辅助系统：雷达 ECU
- 信息娱乐系统和仪表组：音响主机、eCall
- 车身电子装置和照明



简化版原理图

3 说明

LMR43606-Q1 是一款采用 2mm × 2mm HotRod 封装的小型 36V、0.6A 同步直流/直流降压转换器。这款易于使用的转换器支持 3.0V 至 36V 的宽输入电压范围，以及高达 42V 的瞬态电压。

LMR43606-Q1 是专为满足常开型汽车类应用的低待机功耗要求而设计的。自动模式在轻负载下运行时会自动进行频率折返，在 V_{IN} 为 13.5V 时实现 1.5μA 的空载电流消耗和高轻负载效率。PWM 和 PFM 模式之间的无缝转换以及超低的 MOSFET 导通电阻确保在整个负载范围内提供卓越的效率。

控制架构和功能集旨在实现超小型设计尺寸。该器件使用峰值电流模式控制，可更大限度地降低输出电容。LMR43606-Q1 使用双随机展频、低 EMI HotRod 封装和经过优化的引脚排列，可更大程度地减小输入滤波器尺寸。MODE/SYNC 和 RT 引脚型号可用于在 200kHz 至 2.2MHz 范围内设置或同步频率，以避免噪声敏感频带。

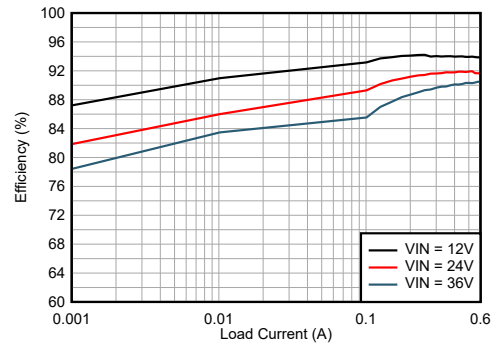
LMR43606-Q1 丰富的功能集旨在简化各种汽车类终端设备的实施。

封装信息

器件型号	封装 ⁽¹⁾	封装尺寸 ⁽²⁾
LMR43606-Q1	RPE (VQFN-HR, 9)	2.00mm × 2.00mm

(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)。



效率：V_{OUT} = 5V (固定值)、400kHz



内容

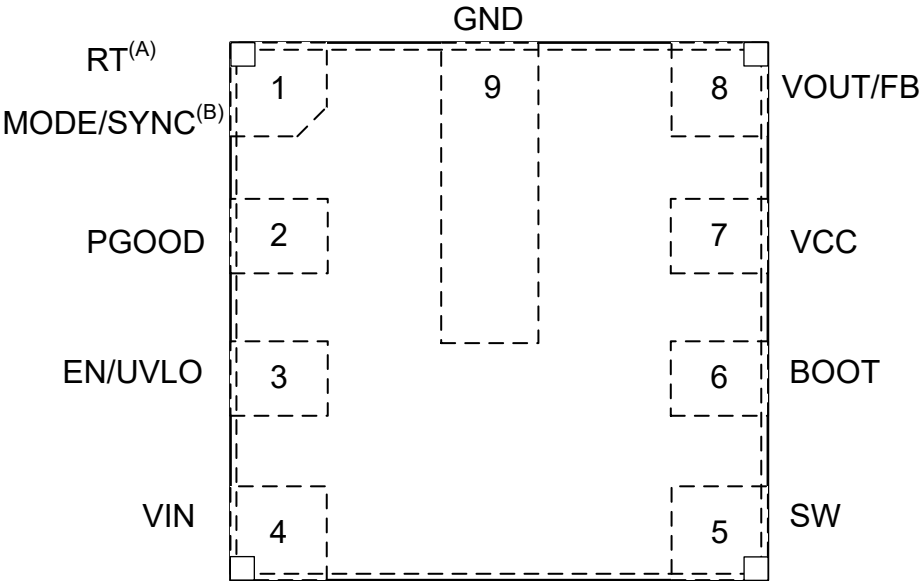
1 特性	1	7.4 器件功能模式	20
2 应用	1	8 应用和实施	26
3 说明	1	8.1 应用信息.....	26
4 器件比较表	3	8.2 典型应用.....	27
5 引脚配置和功能	4	8.3 优秀设计实践.....	37
6 规格	5	8.4 电源相关建议.....	37
6.1 绝对最大额定值.....	5	8.5 布局.....	37
6.2 ESD 等级.....	5	9 器件和文档支持	40
6.3 建议运行条件.....	5	9.1 器件支持.....	40
6.4 热性能信息.....	6	9.2 文档支持.....	40
6.5 电气特性.....	6	9.3 支持资源.....	41
6.6 系统特性.....	8	9.4 商标.....	41
6.7 典型特性.....	9	9.5 静电放电警告.....	41
7 详细说明	10	9.6 术语表.....	41
7.1 概述.....	10	10 修订历史记录	41
7.2 功能方框图.....	11	11 机械、封装和可订购信息	42
7.3 特性说明.....	12		

4 器件比较表

可订购器件型号 ⁽¹⁾	输出电流	输出电压	外部 SYNC	F _{sw}	展频
LMR43606MSC3RPERQ1	0.6A	3.3V 固定/可调节	是 (PFM/FPWM 可选)	固定 2.2MHz	是
LMR43606MSC5RPERQ1	0.6A	5V 固定/可调节	是 (PFM/FPWM 可选)	固定 2.2MHz	是
LMR43606RS3RPERQ1	0.6A	3.3V 固定/可调节	否 (轻负载时默认为 PFM)	可通过 RT 电阻器调节	是
LMR43606RS5RPERQ1	0.6A	5V 固定/可调节	否 (轻负载时默认为 PFM)	可通过 RT 电阻器调节	是

(1) 有关器件可订购器件型号的更多信息，请参阅 [器件命名规则](#)。

5 引脚配置和功能



- A. 有关更多详细信息，请参阅节 4。引脚 1 经出厂设置，仅适用于外部可调开关频率 RT 型号。
- B. 引脚 1 出厂设置仅适用于固定开关频率 MODE/SYNC 型号。

图 5-1. 9 引脚 (2mm × 2mm) VQFN-HR RPE 封装 (顶视图)

表 5-1. 引脚功能

引脚		类型	说明
编号	名称		
1	RT 或 MODE/SYNC	A	对于 RT 型号，该器件可在 200kHz 至 2.2MHz 范围内调节开关频率。 对于 MODE/SYNC 型号，该器件可在用户可选的 PFM/FPWM 模式下运行，并可与外部时钟同步。 <i>请勿将该引脚悬空。</i>
2	PGOOD	A	开漏电源正常标志输出。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 = 电源不良。当 EN = 低电平时，该引脚变为低电平。该引脚在不使用时可以开路或接地。
3	EN/UVLO	A	使能输入到稳压器。高电平 = 开启，低电平 = 关闭。可直接连接至 VIN。 <i>请勿将该引脚悬空。</i>
4	VIN	P	到稳压器的输入电源。将一个或多个优质旁路电容器直接连接到该引脚和 GND。
5	SW	P	稳压器开关节点。连接到功率电感。
6	BOOT	P	内部高侧驱动器的自举电源电压。在该引脚与 SW 引脚之间连接一个 100nF 优质电容器。
7	VCC	P	内部 LDO 输出。用作内部控制电路的电源。不要连接至外部负载。可用作电源正常标志的逻辑电源。在该引脚和 GND 之间连接一个 1μF 优质电容器。
8	VOUT/FB	A	VOUT/FB 引脚型号提供固定输出选项和可调输出选项。连接到输出电压节点以提供固定 VOUT。连接到反馈分压器的接触点提供可调 VOUT。请参阅节 8.2.2.2.1，了解如何选择反馈电阻分压器值。 有关更多详细信息，请参阅节 4。 <i>请勿将该引脚悬空。</i>
9	GND	G	电源接地端子。连接到系统接地端。用短而宽的布线连接到 C _{IN} 。

A = 模拟，P = 电源，G = 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	VIN 至 GND	- 0.3	42	V
电压	SW 至 GND	-0.3	V _{IN} + 0.3	V
电压	BOOT 至 SW	- 0.3	5.5	V
电压	VCC 至 GND	- 0.3	5.5	V
电压	VOOUT/FB 至 GND	-0.3	16	V
电压	SYNC/MODE 或 RT 至 GND	- 0.3	5.5	V
电压	PGOOD 至 GND	-0.3	20	V
电压	EN 到 GND	- 0.3	42	V
温度	T _J , 结温	-40	150	°C
温度	T _{stg} , 贮存温度	- 65	150	°C

- (1) 超出绝对最大额定值运行可能会对器件造成损坏。绝对最大额定值并不表示器件在这些条件下或在建议运行条件以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出建议运行条件但在绝对最大额定值范围内使用，器件可能不会完全正常运行，这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。

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 HBD ESD 分类等级 2 ⁽¹⁾	±2000	V
		充电器件模型 (CDM), 符合 AEC Q100-011 CDM ESD 分类等级 C5	±750	V

- (1) AEC Q100-002 指示应当按照 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 规范执行 HBM 应力测试。

6.3 建议运行条件

在推荐的 -40°C 到 150°C 工作结温范围内测得 (除非另外说明)

		最小值	最大值	单位
V _{IN}	启动所需的输入电压范围	3.6	36	V
	输入电压范围 (启动后)	3.0	36	V
V _{OUT}	具有可调输出电压设置的输出电压范围	1	0.95 × V _{IN}	V
I _{OUT}	LMR43606-Q1 连续直流输出电流范围	0	0.6	A
T _J	工作结温	-40	150	°C

6.4 热性能信息

此表中的 $R_{\theta JA}$ 值仅用于与其他封装的比较。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。例如，4 层 PCB 可以实现 $R_{\theta JA} = 50^{\circ}\text{C/W}$ 。

热指标 ⁽¹⁾		LMR43606-Q1	单位
		RPE (VQFN-HR)	
		9 引脚	
$R_{\theta JA}$	LMR43606MQ3EVM-2M 的结至环境热阻	50	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	84.4	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta JC(\text{top})}$	结至外壳 (顶部) 热阻	47.5	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	26.1	$^{\circ}\text{C/W}$
Ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.9	$^{\circ}\text{C/W}$
Ψ_{JB}	结至电路板特征参数	25.9	$^{\circ}\text{C/W}$

(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。

6.5 电气特性

限制值适用于推荐的 -40°C 至 $+150^{\circ}\text{C}$ 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 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 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： $V_{IN} = 13.5\text{V}$ 。

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 _{INMIN}	启动的输入电压上升阈值	启动前	3.2	3.35	3.5	V
	输入电压下降阈值	运行后	2.45	2.7	3	V
I _{SD(VIN)}	VIN 引脚处的关断静态电流	EN = 0V	0.25		1	μA
I _{QVIN(nonsw)}	非开关输入电流；在 VIN 引脚处测得 ⁽¹⁾	固定 5.0V V _{OUT} ，V _{VOUT/FB} = 5.25V		1.6	3	μA
I _{QVIN(nonsw)}	非开关输入电流；在 VIN 引脚处测得 ⁽¹⁾	固定 3.3V V _{OUT} ，V _{VOUT/FB} = 3.47V		1.2	2.2	μA
使能 (EN 引脚)						
V _{EN-WAKE}	EN 唤醒阈值		0.5	0.7	1	V
V _{EN-VOUT}	V _{OUT} 的精密使能上升阈值		1.16	1.23	1.3	V
V _{EN-HYST}	使能迟滞低于 V _{EN-VOUT}		0.3	0.35	0.4	V
I _{LKG-EN}	使能引脚输入漏电流	V _{EN} = V _{IN} = 13.5V		10		nA
内部 LDO (VCC 引脚)						
V _{CC}	VCC 引脚输出电压	V _{FB} = 0V，I _{VCC} = 1mA	3.1	3.3	3.45	V
电压反馈 (VOUT/FB 引脚)						
V _{OUT}	固定 V _{OUT} 的输出电压精度	3.3V V _{OUT} ，V _{IN} = 3.6V 至 36V，FPWM 模式	3.27	3.3	3.33	V
V _{OUT}	固定 V _{OUT} 的输出电压精度	5V V _{OUT} ，V _{IN} = 5.5V 至 36V，FPWM 模式	4.94	5.00	5.06	V
V _{FB}	内部基准电压精度	V _{OUT} = 1V，V _{IN} = 3.0V 至 36V，FPWM 模式	0.99	1.00	1.01	V
I _{FB(LKG)}	FB 输入电流	可调配置，FB = 1V		10		nA
电流限值						
I _{PEAKMAX}	高侧峰值电流限值	LMR43606-Q1	1.25	1.4	1.55	A
I _{VALMAX}	低侧谷值电流限值	LMR43606-Q1	0.75	1	1.25	A
I _{PEAKMIN}	最小峰值电流限制	LMR43606-Q1，自动模式	0.17	0.27	0.37	A
I _{NEGMIN}	低侧谷值电流负限值	LMR43606-Q1，FPWM 模式	-0.9	-0.7	-0.5	A)
I _{ZC}	过零电流限值	自动模式	30	80	135	mA
电源正常 (PGOOD 引脚)						
PGD _{OV}	PGOOD 阈值上限 - 上升	VOUT/FB % (固定或可调输出)	104	108	111	%
PGD _{UV}	PGOOD 上限阈值 - 下降	VOUT/FB % (固定或可调输出)	89	91	94.2	%

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 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 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： $V_{IN} = 13.5\text{V}$ 。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
PGD _{HYST}	OV 的 PGOOD 恢复迟滞	VOUT/FB 目标调节电压 %	2	2.4	2.8	%
	UV 的 PGOOD 恢复迟滞	VOUT/FB 目标调节电压 %	1.1	3.3	5.9	%
V _{PGD-VAL}	PGOOD 功能的最小 V_{IN}	$V_{EN} = 0\text{V}$, $R_{PGD_PU} = 10\text{k}\Omega$			1.5	V
R _{PGD}	PGOOD 导通电阻	$V_{EN} = 3.3\text{V}$, 200 μA 上拉电流			100	Ω
R _{PGD}	PGOOD 导通电阻	$V_{EN} = 0\text{V}$, 200 μA 上拉电流			100	Ω
t _{RESET_FILTER}	PGOOD 下降沿抗尖峰脉冲延迟		25	40	75	μs
t _{PGOOD_ACT}	PGOOD 高电平信号的延迟时间		1.35	2.5	4	ms
软启动						
t _{SS}	从设定点的第一个 SW 脉冲到 90% VOUT/FB 的时间。		2	3.5	4.6	ms
t _{HICCUP}	重试软启动之前处于断续模式的时间		30	50	75	ms
振荡器 (SYNC/MODE 引脚)						
t _{PULSE_H}	需要识别为脉冲的高电平持续时间		100			ns
t _{PULSE_L}	需要识别为脉冲的低电平持续时间		100			ns
t _{SYNC}	要识别为有效时钟信号的高/低电平脉冲最大持续时间				6	μs
t _{MODE}	在一个电平上指示 FPWM 或自动模式所需的时间		12.5			μs
f _{SYNC}	频率 SYNC 范围		0.2		2.5	MHz
V _{MODE_L}	SYNC/MODE 输入电压低电平阈值				1	V
V _{MODE_H}	SYNC/MODE 输入电压高电平阈值		1.6			V
振荡器 (RT 引脚)						
F _{SW(1MHz)}	采用内部固定 1MHz 设置的开关频率	RT 引脚连接至 V_{CC}	900	1000	1070	kHz
F _{SW(2p2MHz)}	2.2MHz 固定开关频率	RT 引脚连接至 GND	2100	2200	2300	kHz
F _{SW(Adj)}	外部频率 (400kHz) 的精度	$R_{RT} = 39.2\text{k}\Omega$ 0.1% 电阻	340	400	460	kHz
展频						
DeltaFc	通过内部振荡器展频实现频率增大/减小	DRSS		± 4		%
开关节点						
t _{ON-MIN}	最短高侧开关导通时间	FPWM 模式 $I_{OUT} = 1\text{A}$, 2.2MHz 固定	65	75		ns
t _{OFF-MIN}	最短高侧开关关断时间		60	85		ns
t _{ON-MAX}	最大高侧开关导通时间	压降中的 HS 超时	6	9	13	μs
功率级						
V _{BOOT_UVLO}	与 SW 相比 BOOT 引脚上的电压，将关闭高侧开关		2.1			V
R _{DS(on)-HS}	高边 MOSFET 导通电阻	负载 = 1A	132	260		m Ω
R _{DS(on)-LS}	低边 MOSFET 导通电阻	负载 = 1A	75	140		m Ω

(1) 这是器件开环使用的电流，并不代表稳压时系统的总输入电流。

6.6 系统特性

以下规格仅适用于具有标称元件值的典型应用电路。典型值列中的规格仅适用于 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 的情况。最小值和最大值列中的规格适用于典型元件在 $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 150°C 温度范围内的情况。上述规格不通过生产测试保证。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电流						
I _{QVIN}	V _{IN} 的输入电流	V _{IN} = 13.5V，固定 3.3V V _{OUT} ，I _{OUT} = 0A，自动模式	1.5			μA
		V _{IN} = 13.5V，固定 5V V _{OUT} ，I _{OUT} = 0A，自动模式	2			μA
功率级						
V _{DROP1}	输入到输出电压差分，以保持 V _{OUT} 调节 ≥ 95%，并具有频率折返	V _{OUT} = 3.3V，固定 2.2MHz，I _{OUT} = 0.6A	0.2			V
		V _{OUT} = 5V，固定 2.2MHz，I _{OUT} = 0.6A	0.2			V
V _{DROP2}	输入到输出电压差分，以保持 V _{OUT} 调节 ≥ 95% 和 F _{SW} ≥ 1.85MHz	V _{OUT} = 3.3V，固定 2.2MHz，I _{OUT} = 0.6A	0.7			V
	输入到输出电压差分，以保持 V _{OUT} 调节 ≥ 95% 和 F _{SW} ≥ 1.85MHz	V _{OUT} = 5V，固定 2.2MHz 修整，I _{OUT} = 0.6A	0.9			V
D _{MAX}	最大开关占空比	V _{OUT} = 5V，在频率折返期间，I _{OUT} = 0.6A	98			%
		F _{sw} = 1.85MHz，V _{OUT} = 5.0V，I _{OUT} = 0.6A	87			%
R _{FBPARA} (min)	并联反馈电阻的最小值：R _{FBT} /R _{FBB}		5			kΩ
保护						
T _{SD(trip)}	热关断温度	关断温度	158	168	186	°C
T _{SD(hyst)}	热关断温度	恢复温度		15	20	°C

6.7 典型特性

除非另有说明，否则以下条件适用： $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ ， $V_{IN} = 13.5\text{V}$

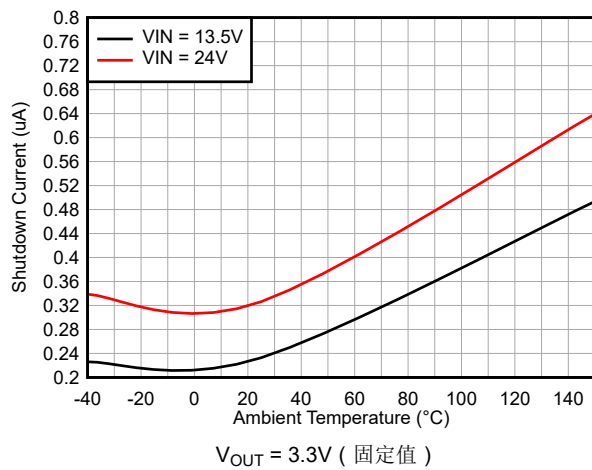


图 6-1. 关断电流与温度之间的关系

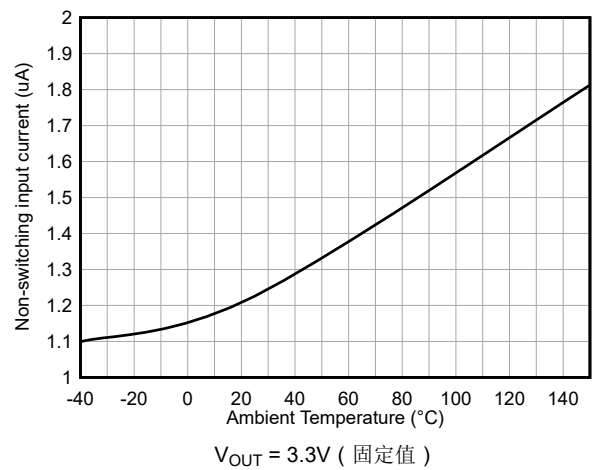


图 6-2. 非开关输入电流 ($I_{QVIN(nonsw)}$) 与温度间的关系

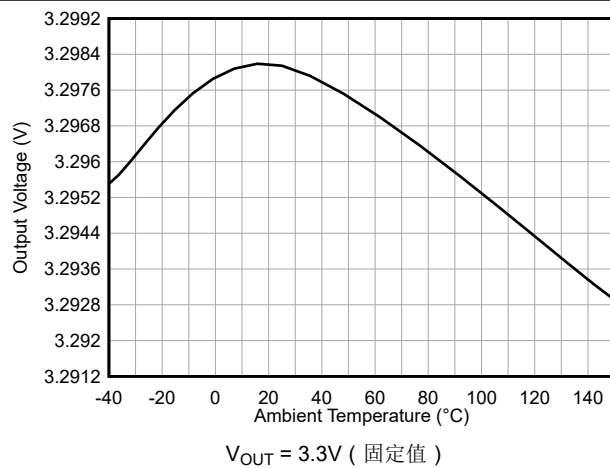


图 6-3. 输出电压精度与温度间的关系

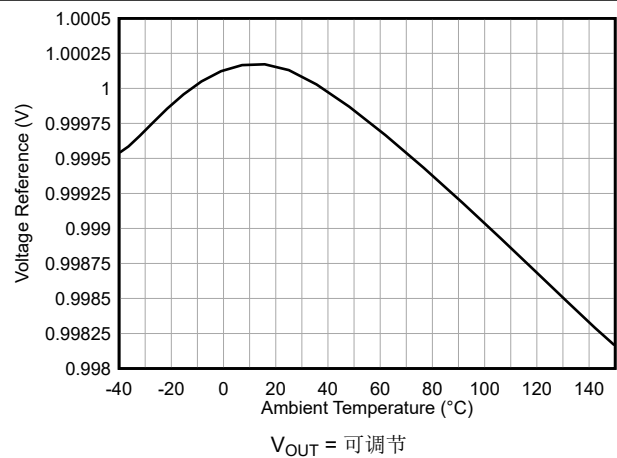


图 6-4. 反馈电压精度与温度间的关系

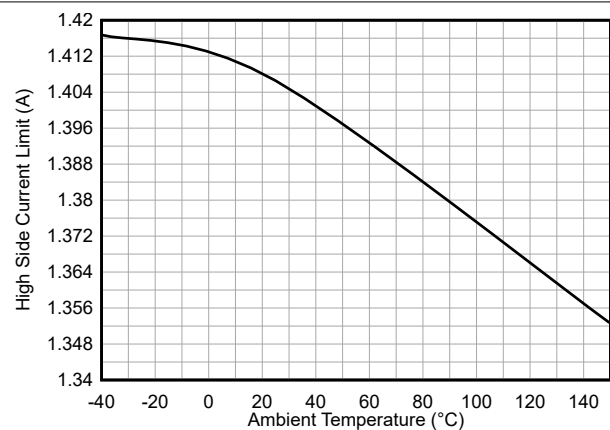


图 6-5. 高侧 MOSFET 电流限制与温度间的关系

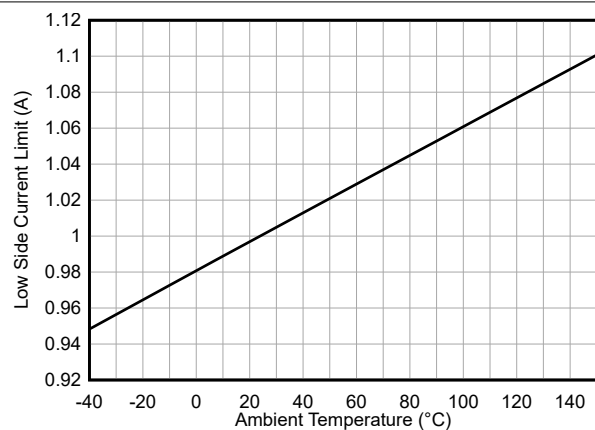


图 6-6. 低侧 MOSFET 电流限制与温度间的关系

7 详细说明

7.1 概述

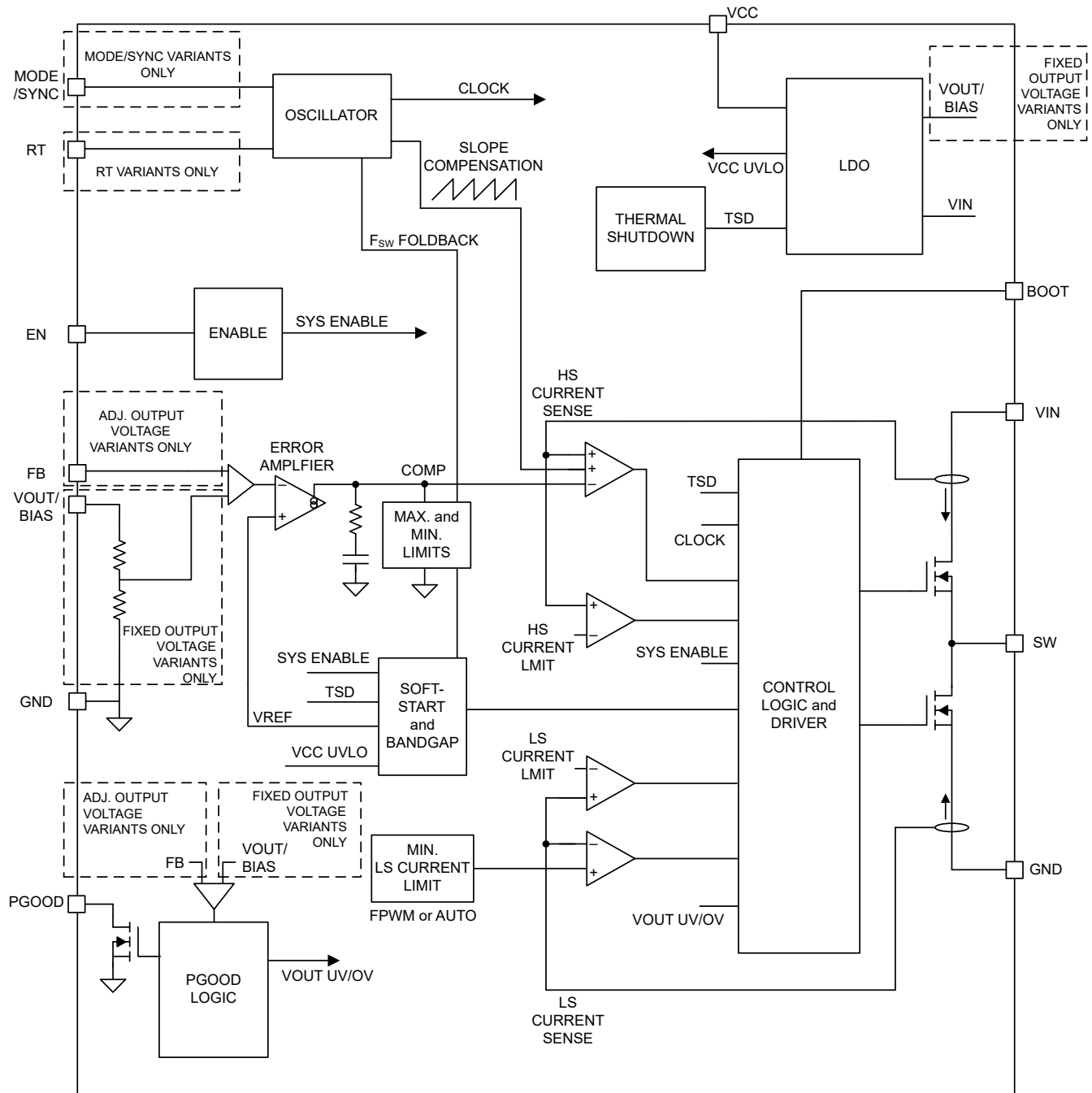
LMR43606-Q1 是一款宽输入、低静态电流、高性能稳压器，可在宽占空比和开关频率范围内运行，包括 AM 以下频带（400kHz 时）以及 AM 以上频带（2.2MHz 时）。在宽输入瞬态期间，如果最小导通时间或最小关断时间无法在较高的开关频率设置下支持所需的占空比，开关频率会自动降低，从而让 LMR43606-Q1 保持输出电压调节。与市场上其他降压稳压器相比，LMR43606-Q1 针对最小输出电容器进行了优化的内部补偿设计，使系统设计过程得到显著简化。

LMR43606-Q1 旨在更大限度地降低外部元件成本和设计尺寸，同时能够在所有严苛的汽车环境中运行。LMR43606-Q1 系列包含各种型号，可设置为在 200kHz 至 2.2MHz 的宽开关频率范围内运行，并在 RT 引脚与接地之间提供合适的电阻。具有内置延迟释放功能的 PGOOD 输出可以在许多应用中省去复位监控器，从而进一步降低了系统成本。

LMR43606-Q1-Q1 系列旨在降低 EMI/EMC 发射。该设计包括一个双随机展频开关频率抖动方案，没有 bond-wire flip-chip on the lead (HotRod) 封装，但提供了 MODE/SYNC 功能（对于部分型号），允许同步到外部时钟（如果可用）。总之，这些功能可消除对共模扼流圈或屏蔽层的需求，或对于任何详尽输入滤波器设计方案的需求，从而显著降低 EMI/EMC 缓解措施的复杂性和成本。

LMR43606-Q1 采用具有可湿性侧面的超小型 2mm × 2mm QFN 封装，可进行快速光学检查，并具有专门设计的角锚引脚，可实现可靠的板级焊接连接。

7.2 功能方框图



7.3 特性说明

7.3.1 启用、启动和关断

EN 引脚电压控制着 LMR43606-Q1 系列器件的启动或远程关断。只要 EN 引脚电压低于 $V_{\text{EN-WAKE}} = 0.5\text{V}$ ，该器件就会保持关断状态。在关断期间，器件消耗的输入电流通常降至 $0.25\mu\text{A}$ ($V_{\text{IN}} = 13.5\text{V}$)。只要 EN 引脚电压大于 $V_{\text{EN-WAKE}}$ ，器件就会进入待机模式，内部 LDO 上电以生成 VCC。随着 EN 电压进一步升高并接近 $V_{\text{EN-VOUT}}$ ，器件最终会开始开关，并通过软启动进入启动模式。在器件关断过程中，当 EN 输入电压测量值小于 $(V_{\text{EN-VOUT}} - V_{\text{EN-HYST}})$ 时，稳压器停止开关并重新进入器件待机模式。如果 EN 引脚电压进一步降低至 $V_{\text{EN-WAKE}}$ 以下，器件就会被彻底关断。如果不需要远程精密控制，则可将符合高电压标准的 EN 输入引脚直接连接到 V_{IN} 输入引脚。不得允许 EN 输入引脚悬空。节 6.5 中列出了各种 EN 阈值参数及其值。图 7-2 显示了精密使能行为，显示了应用中的典型远程 EN 启动波形。EN 变为高电平后，经过大约 1ms 的延迟后，输出电压开始通过软启动上升，并在大约 3.5ms (t_{ss}) 内达到最终值。经过大约 2.5ms ($t_{\text{PGOOD_ACT}}$) 的延迟后，PGOOD 标志变为高电平。在启动期间，在软启动时间过去前，不允许器件进入 FPWM 模式。该时间是从 EN 的上升沿开始测量的。如需了解元件的选择，请查看节 8.2.2.9。

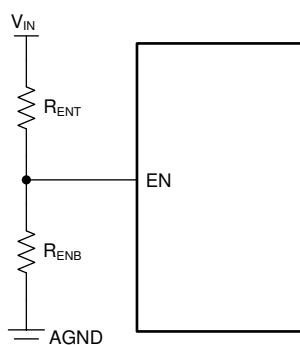


图 7-1. 使用 EN 引脚时的 VIN UVLO

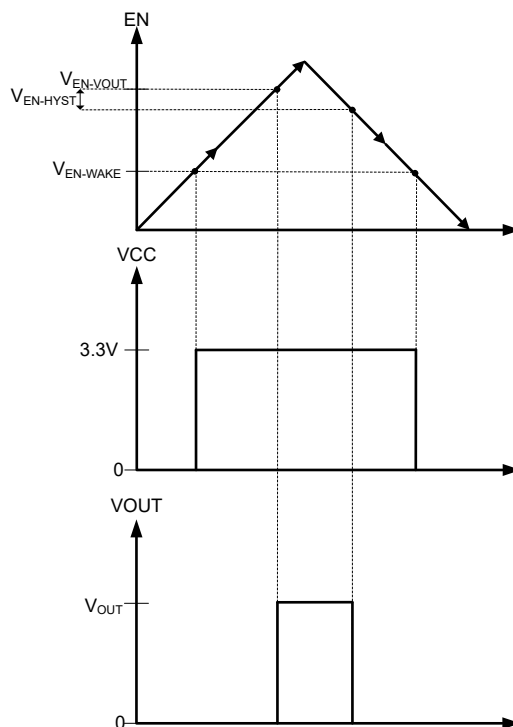


图 7-2. 精密使能行为

7.3.2 外部 CLK SYNC (通过 MODE/SYNC)

通常会希望在一个系统中同步运行多个稳压器来实现明确定义的系统级性能。LMR43606-Q1 中具有 MODE/SYNC 引脚的部分型号允许电源设计人员将器件同步到通用外部时钟。LMR43606-Q1 实现同相锁定方案，在这种方案中，向 LMR43606-Q1 MODE/SYNC 引脚提供的时钟信号上升沿对应于高侧器件的导通。外部时钟同步是使用锁相环 (PLL) 实现的，消除了任何较大的干扰。馈入到 LMR43606-Q1 的外部时钟将取代内部自由运行时钟，但不会影响任何频率折返操作。输出电压继续得到良好调节。当提供同步输入时，该器件保持在 FPWM 模式，并在轻负载时以 CCM 模式运行。

LMR43606-Q1 中的 MODE/SYNC 输入引脚可在三种可选模式之一下运行：

- 自动模式：在轻负载期间启用脉冲频率调制 (PFM) 运行，二极管仿真可防止反向电流通过电感器。更多详细信息，请参阅节 7.4.3.2。
- FPWM 模式：在 FPWM 模式下，禁用二极管仿真，从而允许电流反向流过电感器。这样即使没有负载电流，也能以全频率运行。更多详细信息，请参阅节 7.4.3.3。
- SYNC 模式：内部时钟锁定到施加在 MODE/SYNC 引脚的外部信号。只要输出电压可在全频率下进行调整，并且不受最短关断时间或最短导通时间的限制，时钟频率就会与施加到 MODE/SYNC 引脚的信号频率相匹配。当器件处于 SYNC 模式时，它就像在 FPWM 模式下运行一样：禁用二极管仿真，从而允许在没有负载的情况下匹配施加到 MODE/SYNC 引脚的频率。

7.3.2.1 脉冲相关 MODE/SYNC 引脚控制

大多数需要 LMR43606-Q1 提供多种运行模式的系统由微处理器等数字电路控制。这些系统可以轻松生成动态信号，但难以生成多级信号。脉冲相关 MODE/SYNC 引脚控制对这些系统很有用。要启动脉冲相关 MODE/SYNC 引脚控制，必须施加有效的同步信号。表 7-1 汇总了脉冲相关模式选择设置。

表 7-1. 脉冲相关模式选择设置

MODE/SYNC 输入	模式
$> V_{MODE_H}$	带展频的 FPWM 出厂设置
$< V_{MODE_L}$	带展频的自动模式出厂设置
同步时钟	SYNC 模式

图 7-3 显示了在脉冲相关 MODE/SYNC 控制下自动模式和 FPWM 模式之间的转换。LMR43606-Q1 在时间 t_{MODE} 之后转换为新的运行模式。图 7-3 和图 7-4 显示了详细信息。

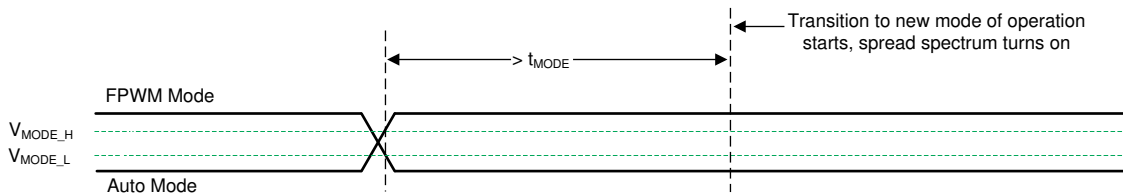


图 7-3. 自动模式和 FPWM 模式之间的转换

如果 MODE/SYNC 电压保持恒定的时间长于 t_{MODE} ，LMR43606-Q1 将进入自动模式或 FPWM 模式，并打开展频（如果启用了出厂设置），MODE/SYNC 会继续以脉冲相关方案运行。

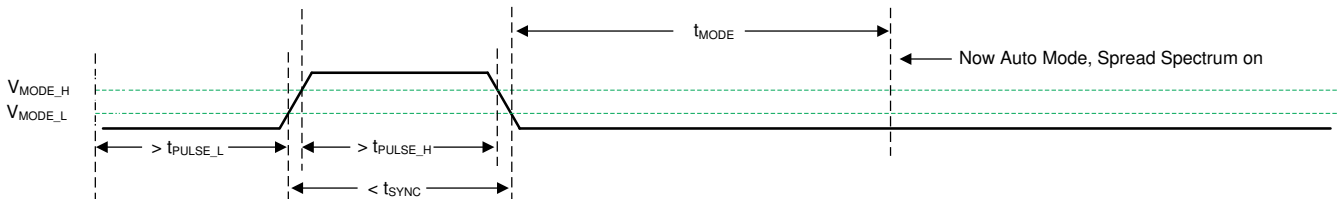


图 7-4. 从 SYNC 模式转换到自动模式

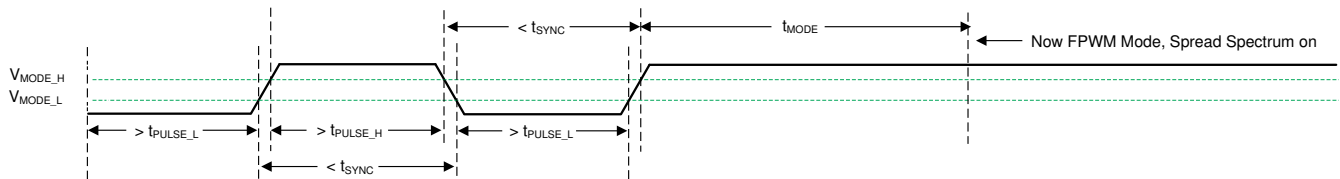


图 7-5. 从 SYNC 模式转换到 FPWM 模式

7.3.3 可调开关频率 (通过 RT)

借助 LMR43606-Q1 系列中带 RT 引脚的精选型号，电源设计人员可在其应用中将所需的工作频率设于 200kHz 和 2.2MHz 之间。请参阅图 7-6 以确定所需开关频率需要的电阻值。RT 引脚和 MODE/SYNC 引脚型号共用同一引脚位置。电源设计人员可以使用 RT 引脚型号并根据应用的保证调整工作的开关频率，也可以使用 MODE/SYNC 型号并与外部时钟信号同步。有关对 RT 引脚进行编程的选择，请参阅表 7-2。

表 7-2. RT 引脚设置

RT 输入	开关频率
VCC	1MHz
GND	2.2MHz
RT 电阻至 GND	可根据图 7-6 调节
悬空 (不推荐)	无切换

方程式 1 可以根据所需的频率计算 RT 值。

$$RT = \frac{18286}{F_{SW}^{1.021}} \tag{1}$$

其中

- RT 是频率设置电阻值 (kΩ)。
- F_{SW} 是开关频率。

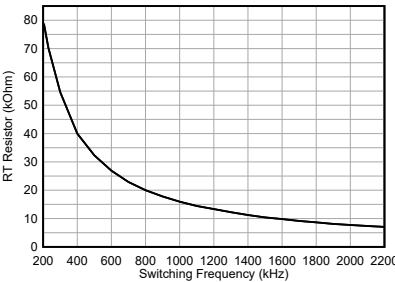


图 7-6. RT 值与频率间的关系

7.3.4 电源正常输出运行

当输出电压超出稳压范围时，使用通过 LMR43606-Q1 的 PGOOD 引脚实现的电源正常特性可复位系统微处理器。该开漏输出在电流限值和热关断等器件故障条件下以及正常启动期间保持低电平。干扰滤波器可防止在输出电压的短时偏移（例如在线路和负载瞬态期间）时出现错误标志。持续时间少于 t_{RESET_FILTER} 的输出电压偏移不会触发电源正常标志。通过参考图 7-7，可以更好地理解电源正常运行。表 7-3 提供了 PGOOD 运行的更详细的细目列表。在这里，V_{PGD_{UV}} 被定义为 V_{OUT}（目标稳压输出电压）的 PGD_{UV} 调节版本，V_{PGD_{HYST}} 被定义为 V_{OUT} 的 PGD_{HYST} 调节版本，其中 PGD_{UV} 和 PGD_{HYST} 都列在节 6.5 中。在初始上电期间，从触发 V_{EN-VOUT} 到电源正常标志为高电平之间的总延迟为 6ms（典型值）。该延迟仅在器件启动期间发生，在电源正常功能的任何其他正

常运行期间不会发生。当 EN 拉低时，电源正常标志输出也被强制为低电平。在 EN 为低电平时，只要输入电压 $V_{PGD_VAL} \geq 1.5V$ (最大值)，电源正常输出就保持有效。

电源正常输出方案包含一个开漏 N 沟道 MOSFET，需要一个外部上拉电阻连接到合适的逻辑电源。还可以根据需要通过适当的电阻器将其上拉至 V_{CC} 或 V_{OUT} 。如果不需要此功能，PGOOD 引脚可以保持开路或接地。将流入该引脚的电流限制为 $\leq 4mA$ 。

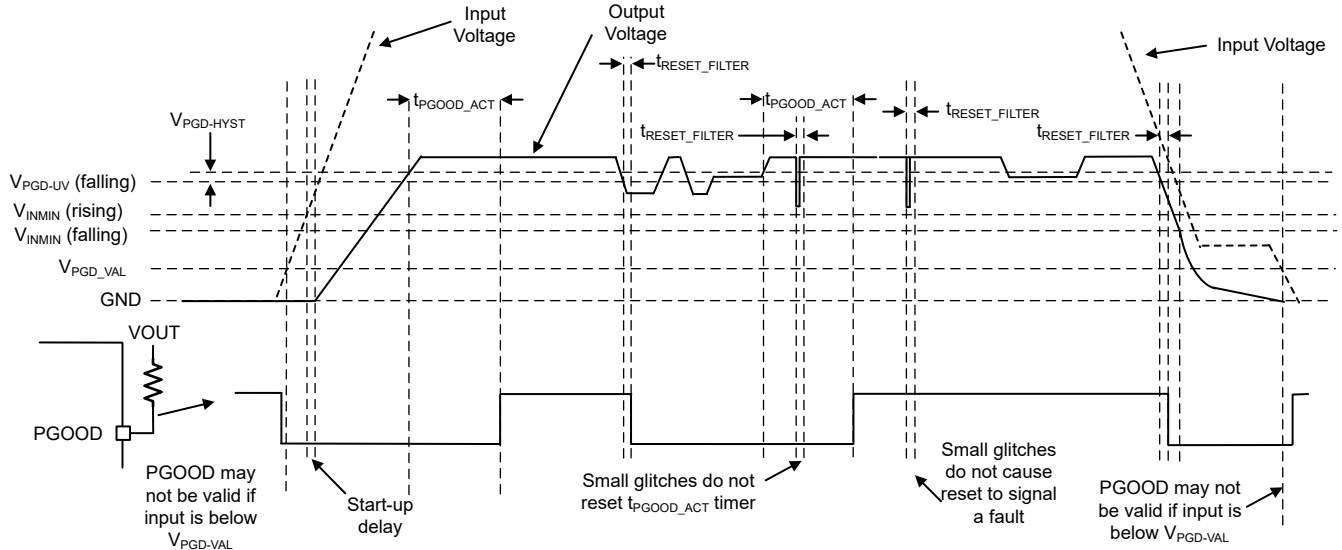


图 7-7. 电源正常运行 (不包括 OV 事件)

表 7-3. PGOOD 的故障条件 (拉至低电平)

故障条件启动	故障条件结束 (在此之后，必须经过 t_{PGOOD_ACT} 才能释放 PGOOD 输出)
$V_{OUT} < V_{PGD_UV}$ 且 $t > t_{RESET_FILTER}$	稳压输出电压： $V_{PGD_UV} + V_{PGD_HYST} < V_{OUT} < V_{PGD_OV} - V_{PGD_HYST}$
$V_{OUT} > V_{PGD_OV}$ 且 $t > t_{RESET_FILTER}$	稳压输出电压
$T_J > T_{SD(trip)}$	$T_J < T_{SD(trip)} - T_{SD(hyst)}$ 且 稳压输出电压
$EN < V_{EN-VOUT} - V_{EN-HYST}$	$EN > V_{EN-VOUT}$ 且 稳压输出电压

7.3.5 内部 LDO、VCC 和 VOUT/FB 输入

LMR43606-Q1 使用内部 LDO 输出和 VCC 引脚提供所有内部电源。VCC 引脚从 V_{IN} 获取电力 (在可调输出型号中) 或从 VOUT/FB 获取电力 (在固定输出型号中)。在固定输出型号中，在 LMR43606-Q1 处于激活状态但尚未进行调节后，VCC 电压轨将继续从输入电压 V_{IN} 获取电力，直到 VOUT/FB 电压达到 $> 3.3V$ (或当器件在软启动后达到稳态调节时)。在可调和固定输出型号中，VCC 电源轨通常可测量出 $3.3V$ 电压。启动期间，VCC 会瞬间超过正常工作电压，然后降至正常工作电压。

7.3.6 自举电压和 $V_{BOOT-UVLO}$ (BOOT 端子)

高侧开关驱动器电路需要高于 V_{IN} 的偏置电压以确保 HS 开关导通。连接在 BOOT 和 SW 之间的电容器作为电荷泵用于将 BOOT 引脚上的电压升压到 $(SW+V_{CC})$ 。LMR43606-Q1 芯片上集成的自举二极管可更大限度地减小物理设计尺寸。TI 建议对 CBOOT 使用额定电压为 $10V$ 或更高的 $100nF$ 电容器。BOOT 电压轨具有 UVLO 设置。该 UVLO 具有 $V_{BOOT-UVLO}$ 阈值，通常设置为 $2.1V$ 。如果 CBOOT 电容器未充电到高于这个相对于 SW 引脚的电压，该器件会启动一个充电序列，在尝试开启高侧器件前将低侧开关导通。

7.3.7 输出电压选择

在 LMR43606-Q1 系列中，可为每个器件型号配置可调输出或固定输出电压选项（请参阅节 4）。对于可调输出，用户需要在输出电压节点、器件 FB 引脚和系统 GND 之间连接一个外部电阻分压器，如图 7-8 所示。以可调输出电压运行时使用 1V 内部基准电压。有关如何调节输出电压的更多详细信息，请参阅节 8.2.2.2.1 部分。

使用 LMR43606-Q1 系列中的固定输出配置时，只需将 FB 引脚（对于固定输出型号，在数据表的其余部分中，标识为 VOUT/FB 引脚）连接到系统输出电压节点。更多详细信息，请参阅节 4。

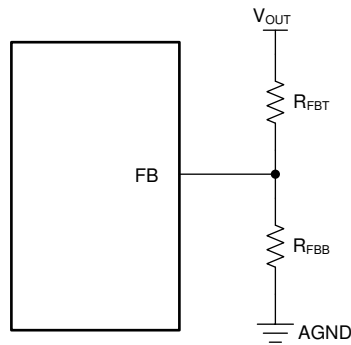


图 7-8. 为可调输出选项设置输出电压

在可调输出电压配置中，可以使用一个与 R_{FBT} 并联的额外前馈电容器 C_{FF} 来优化相位裕度和瞬态响应。更多详细信息，请参阅节 8.2.2.8。在固定输出型号中，不需要额外的电阻分压器或前馈电容器。

7.3.8 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。LMR43606-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。LMR43606-Q1 使用频率展频，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假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。这一优势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，LMR43606-Q1 还允许用户进一步降低由展频调制模式引起的输出电压纹波。

展频仅在器件时钟以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：

- 时钟由于在低输入电压下运行而变慢，这是压降操作。
- 在自动模式下，时钟在轻负载时变慢。请注意，如果您在 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。请参阅节 6.5。
- 该时钟与外部时钟同步。

7.3.9 软启动和从压降中恢复

使用 LMR43606-Q1 进行设计时，请将由于从压降中恢复和软启动而引起的输出电压缓慢上升视为两种单独的运行条件，如图 7-9 和图 7-10 所示。软启动由以下任一条件触发：

- 为器件的 VIN 引脚供电，释放欠压锁定。
- EN 用于打开器件。
- 由于过热保护而从关断状态恢复

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运行模式，为低侧 MOSFET 激活二极管仿真模式。此操作允许在不将输出拉低的情况下启动。即使在预偏置启动期间输出端已经存在电压，也是如此。

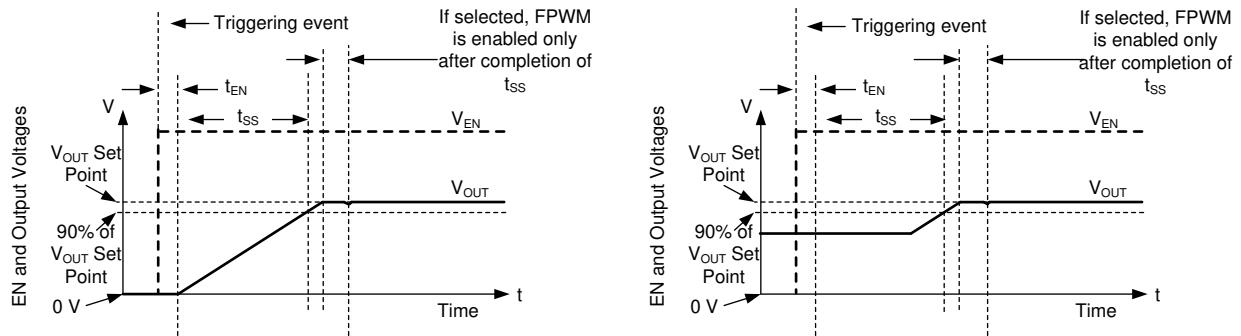


图 7-9. 带和不带预偏置电压的软启动/停止

7.3.9.1 从压降中恢复

只要输出电压下降超过几个百分点，输出电压就会缓慢升高。在本文档中，这种情况称为从压降中正常恢复，与软启动的区别主要体现在两个方面：

- 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%。

- 如果器件设置为 FPWM，则器件在从压降中恢复期间继续以该模式运行。如果输出电压突然被一个外部电源上拉，LMR43606-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，可防止在输出对高电压或接地短路时发生任何灾难性故障。

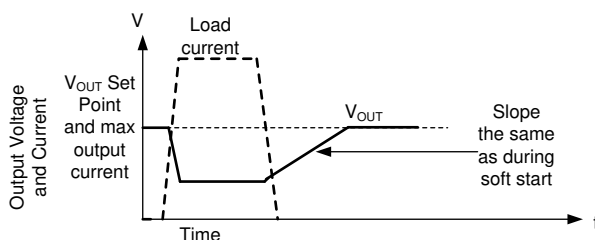


图 7-10. 从压降中恢复

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。显示了该行为的示例。

7.3.10 电流限制和短路

LMR43606-Q1 整合了峰值和谷值电感器电流限值，可为器件提供过载和短路保护，并限制最大输出电流。谷值电流限值可防止电感器电流在输出短路期间失控，而峰值和谷值限值则协同工作，以限制转换器的最大输出电流。逐周期电流限制用于过载，而断续模式用于持续短路。最后，在低侧功率 MOSFET 上使用零电流检测器在轻负载下实施二极管仿真 (DEM)。该电流限值的典型值可在节 6.5 中的 I_{ZC} 下找到。

当器件过载时，电感器电流的谷值在下一个时钟周期之前无法达到低于 I_{VALMAX} (请参阅“电气特性”表)。发生这种事件时，谷值电流限值控制会跳过该周期，从而导致开关频率下降。进一步过载会导致开关频率继续下降，而电感器纹波电流会增加。当电感器电流的峰值达到高侧电流限值 $I_{PEAKMAX}$ (请参阅节 6.5) 时，开关占空比会减小，输出电压会下降到超出稳压范围。该操作表示转换器的最大输出电流，根据方程式 2 得出近似值：

$$I_{OUT}|_{max} = \frac{I_{PEAKMAX} + I_{VALMAX}}{2} \quad (2)$$

在限流期间，如果 FB 输入端的电压因短路而降至大约 0.4V 以下，该器件将进入断续模式。在该模式下，器件在 t_{HICCUP} (即大约 94ms) 内停止开关 (请参阅节 6.5)，然后通过软启动进行正常重启。如果短路情况仍然存在，器件将在电流限制下运行大约 20ms (典型值)，然后再次关断。只要短路情况仍然存在，该循环就会重复。该运行模式有助于在输出硬短路期间降低器件的温升。在断续模式下，输出电流会大幅降低。输出短路被移除并且断续延迟过后，输出电压将正常恢复。

7.3.11 热关断

当器件结温超过 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 (最小值) 时不会触发热关断。热关断发生后，迟滞会阻止器件开关，直到结温降至约 153°C (典型值)。当结温低于 153°C (典型值) 时，LMR43606-Q1 会尝试另一次软启动。

当 LMR43606-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。

7.3.12 输入电源电流

LMR43606-Q1 设计为在调节轻负载时具有非常低的输入电源电流。该设计通过从输出端为大量内部电路供电来实现。固定输出电压型号中的 VOUT/FB 引脚是 LDO 的输入端，可为大多数控制电路供电。通过将 VOUT/FB 输入引脚连接到稳压器的输出节点，将从输出端汲取少量电流。该电流在输入端按 V_{OUT}/V_{IN} 的比率降低，如方程式 3 中所述。

$$I_{QVIN} = I_Q + I_{EN} + I_{BIAS} \times \frac{V_{OUT}}{\eta_{eff} \times V_{IN}} \quad (3)$$

其中

- I_{QVIN} 是空载时运行（开关）降压转换器消耗的总待机（开关）电流。
- I_Q 是从 V_{IN} 端子汲取的电流。
- I_{EN} 是 EN 端子汲取的电流。如果 EN 连接到 VIN，则包括该电流。在节 6.5 中查看 I_{LKG-EN} 以获取 I_{EN} 。
- I_{BIAS} 是 BIAS LDO 汲取的偏置电流。
- η_{eff} 是降压转换器的轻负载效率，从降压转换器的输入电流中移除了 I_{QVIN} 。 $\eta_{eff} = 0.8$ 是一个可在正常运行条件下使用的保守值。

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 0.7V (典型值) 时, 转换器和内部 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 250nA (典型值)。

7.4.2 待机模式

内部 LDO 的 EN 阈值低于转换器的输出。当 EN 引脚电压高于 1V (最大值) 且低于输出电压的精密使能阈值时, 内部 LDO 将 VCC 电压稳定在 3.3V (典型值)。除非 EN 引脚上的电压超过精密使能阈值, 否则 SW 节点的内部功率 MOSFET 将保持关断状态。LMR43606-Q1 还采用 UVLO 保护。

7.4.3 工作模式

只要 EN 引脚电平高于 $V_{EN-VOUT}$, V_{IN} 足以满足 V_{INMIN} 要求, 并且不存在其他故障条件, LMR43606-Q1 就会处于工作模式。使之工作的最简单方法是将 EN 引脚连接到 V_{IN} , 这样可以在施加的输入电压超过最小 V_{INMIN} 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, LMR43606-Q1 处于五种工作模式之一:

- 连续导通模式 (CCM): 负载电流大于电感器电流纹波的一半时, 开关频率固定
- 自动模式 - 轻负载运行: 在超轻负载下开关频率降低时为 PFM
- FPWM 模式 - 轻负载运行: 负载电流低于电感器电流纹波的一半时为连续导通模式 (CCM)
- 最短导通时间: 在高输入电压、低输出电压下, 开关频率会降低以保持稳压
- 压降模式: 降低开关频率以更大限度地减小压降时采用该模式。

7.4.3.1 CCM 模式

有关 LMR43606-Q1 的以下运行说明, 请参阅节 7.2 和图 7-11 中的波形。在 CCM 中, LMR43606-Q1 以变化的占空比 (D) 导通内部高侧 (HS) 和低侧 (LS) 开关, 从而提供稳定的输出电压。在 HS 开关导通期间, SW 引脚电压 V_{SW} 摆动至大约 V_{IN} , 电感器电流 I_L 以线性斜率增加。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。转换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:

$$D = T_{ON} / T_{SW} \quad (4)$$

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:

$$D = V_{OUT} / V_{IN} \quad (5)$$

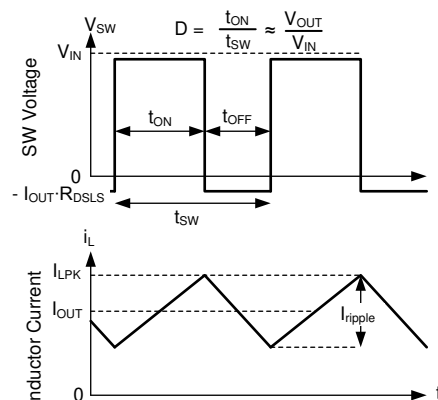


图 7-11. 连续导通模式 (CCM) 下的 SW 电压和电感器电流波形

7.4.3.2 自动模式 - 轻负载运行

LMR43606-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。LMR43606-Q1 以哪种模式运行取决于选择了该系列中的哪种型号。请注意，当频率与外部信号同步时，所有器件都以 **FPWM** 模式运行。

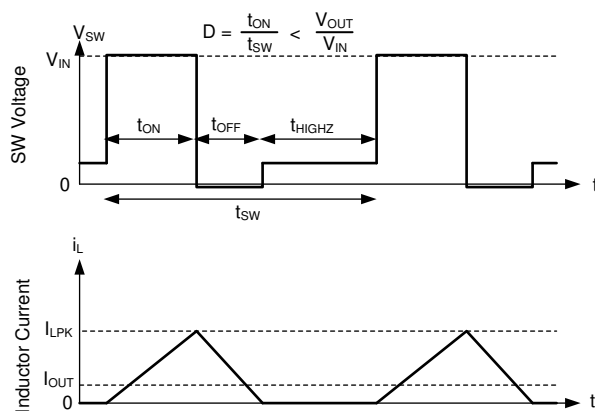
LMR43606-Q1 仅在自动模式下采用轻负载运行。轻负载运行采用两种技术来提高效率：

- 二极管仿真，支持 **DCM** 运行 (参阅图 7-12)
- 降频 (参阅图 7-12)

请注意，虽然这两个特性相互配合来改善轻负载效率，但它们是独立运行的。

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。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。



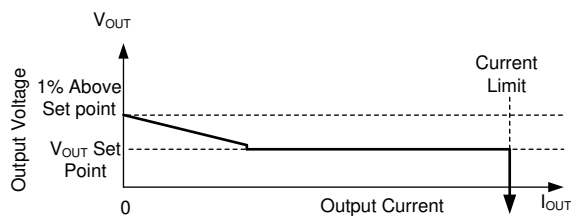
在自动模式下，一旦 **SW** 节点电流接近零，低侧器件就会关闭。因此，在运行二极管仿真时，一旦输出电流小于 **CCM** 模式中电感器纹波的一半，该器件就会以 **DCM** 模式运行。

图 7-12. PFM 运行

LMR43606-Q1 在自动模式下具有最小峰值电感器电流设置 (请参阅节 6.5 中的 $I_{PEAKMIN}$)。电流在固定输入电压下降至低电平后，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。

7.4.3.2.2 降频

只要输出电压为高电平，LMR43606-Q1 就会降低频率。每当内部误差放大器补偿输出 **COMP** (一种内部信号) 为低电平并且 **VOUT/FB** 的稳压设定点与施加到 **VOUT/FB** 的电压之间存在偏差时，就会启用此功能。最终结果是，在自动模式下轻负载运行时的输出阻抗比正常工作时大。当器件完全空载时，输出电压必须大约为 1% 高电平。



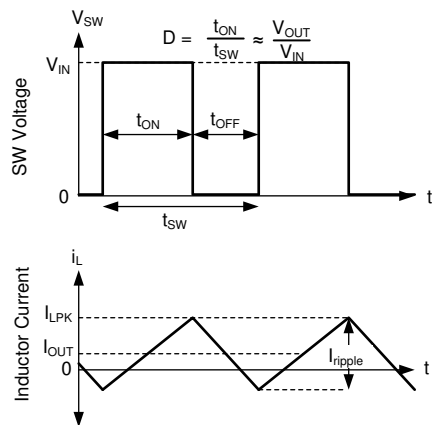
在自动模式下，一旦输出电流低于器件额定电流的大概 1/10，输出电阻就会增加，以便在降压转换器完全空载时输出电压为 1% 高电平。

图 7-13. 自动模式下稳态输出电压与输出电流间的关系

在 PFM 模式下运行时，需要在输出电压上提供小幅的直流正偏移量来激活 PFM 检测器。PFM 中的频率越低， V_{OUT} 上所需的直流偏移量就越大。如果 V_{OUT} 上的直流偏移量不可接受，则可以在 V_{OUT} 或 FPWM 模式下使用虚拟负载来减少或消除此偏移量。

7.4.3.3 FPWM 模式 - 轻负载运行

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。请参阅节 6.5，了解反向电流限制值。



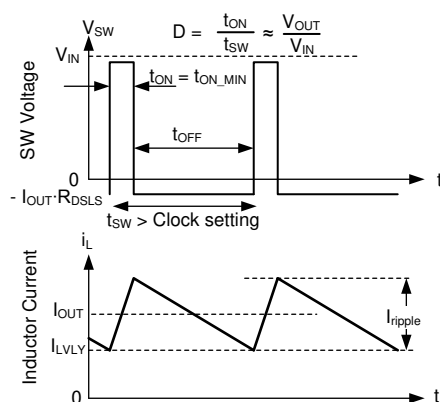
在 FPWM 模式下，即使 I_{OUT} 小于 I_{ripple} 的一半，也可实现连续导通 (CCM)。

图 7-14. FPWM 模式运行

对于所有器件，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，从而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

即使输入输出电压比要求导通时间小于具有给定时钟设置的芯片的最短导通时间，LMR43606-Q1 也会继续调节输出电压。该事件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。如果转换器未在电流限制下运行，则最大谷值电流设置为高于峰值电感器电流，以防止使用谷值控制，除非无法仅使用峰值电流进行调节。如果输入输出电压比过高，使得电感器电流峰值超过补偿规定的峰值命令，高侧器件也无法足够快地关断以调节输出电压。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恒定导通时间 (COT) 控制方案的器件的运行类似；请参阅图 7-15。

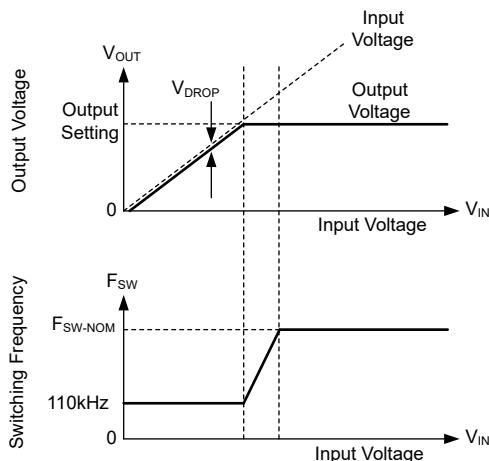


在谷值控制模式下，调节最小电感器电流，而不是峰值电感器电流。

图 7-15. 谷值电流模式运行

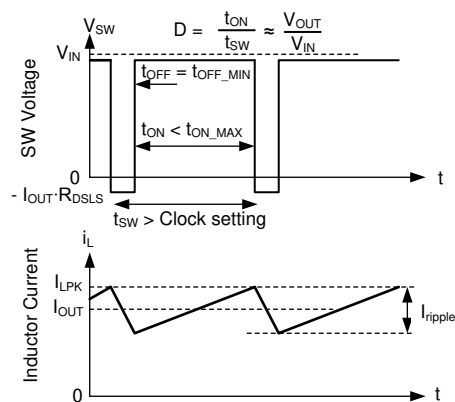
7.4.3.5 压降

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，输出电压会下降，如图 7-17 所示。LMR43606-Q1 不允许输出电压下降，而是将高侧开关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 $9\mu\text{s}$ 的预定最大导通时间 $t_{\text{ON-MAX}}$ 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。如图 7-16 所示，如果输入电压足够低，即使在导通时间为 $t_{\text{ON-MAX}}$ 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_{DROP} 。有关从压降中恢复的更多信息，请参阅图 7-10。



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的差异很小，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，则输入电压会跟踪输出电压。

图 7-16. 压降中的频率和输出电压



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 7-17. 压降波形

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

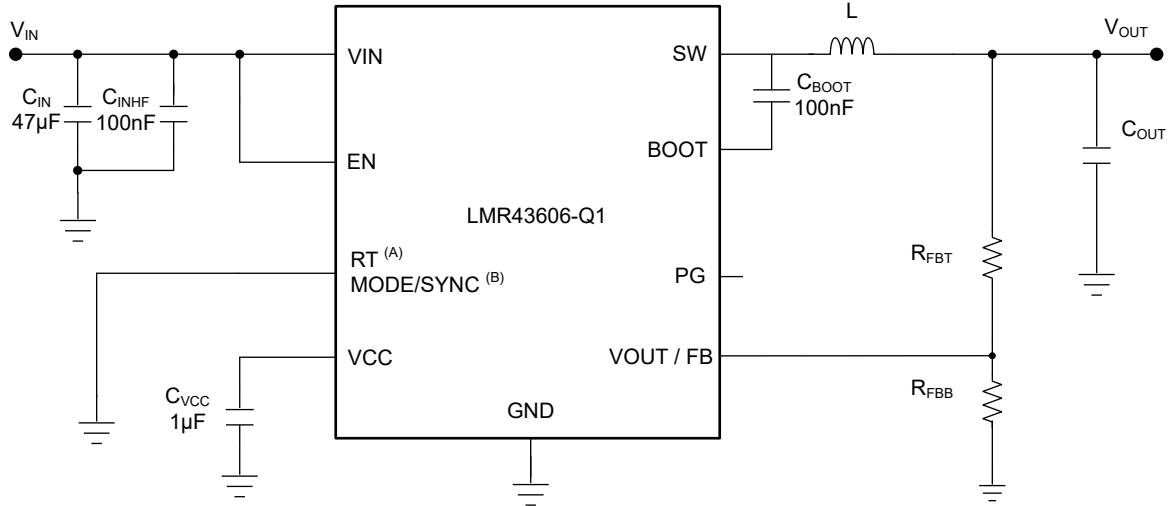
LMR43606-Q1 直流/直流降压转换器通常用于将较高的直流电压转换为较低的直流电压。LMR43606-Q1 支持 0.6A 的最大输出电流。可按照以下设计过程为 LMR43606-Q1 选择元件。

备注

除非另有说明，否则以下应用信息中给出的所有电容值均指有效值。有效值定义为直流偏置和温度下的实际电容，而不是额定值或铭牌值。在整个过程中使用具有 X7R 或更好电介质的低 ESR 优质陶瓷电容器。除了正常的容差和温度影响外，所有高容值陶瓷电容器还具有大电压系数。在直流偏置下，电容会显著下降。在这方面，较大的外壳尺寸和较高的额定电压会更好。为了帮助减轻这些影响，可以并联多个电容器，以使最小有效电容达到所需值。这也可以降低单个电容器上的 RMS 电流要求。必须仔细研究任何电容器组的偏置和温度变化，以确保提供有效电容的最小值。

8.2 典型应用

图 8-1 显示了 LMR43606-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，针对特定的外部电感和输出电容设计了内部补偿。快速入门指南提供了一系列最常见输出电压下的典型元件值。



- A. RT 引脚经出厂设置，仅适用于外部可调开关频率 RT 型号。将该引脚连接到 GND 会产生 2.2MHz 开关频率。有关详细信息，请参阅节 7.3.3。
- B. MODE/SYNC 引脚在出厂时仅针对固定频率 MODE/SYNC 型号进行了设置。将该引脚连接到 GND 会进入自动模式。有关详细信息，请参阅节 7.3.2。

图 8-1. 示例应用电路

表 8-1. 可调输出 LMR43606-Q1 的外部元件典型值

$f_{sw}^{(1)}$ (2) (kHz)	V_{OUT} (V)	L (µH)	标称 C_{OUT} (额定电 容)	$R_{FBT}^{(3)}$ (kΩ)	R_{FBB} (kΩ)	C_{IN}	C_{BOOT}	C_{VCC}
400	3.3	33	3 × 22µF	33.2	14.3	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF
2200	3.3	4.7	1 × 22µF	33.2	14.3	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF
400	5	47	3 × 22µF	49.9	12.4	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF
2200	5	5.6	1 × 22µF	49.9	12.4	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF

- (1) 电感值是根据典型的 $V_{IN} = 12V$ 计算得出的。
- (2) 此处列出的开关频率可通过多种方式实现，具体取决于器件型号。对于 RT 器件，请参阅节 7.3.3。对于 MODE/SYNC 器件，请参阅节 7.3.2。
- (3) 对于超出上述范围的 R_{FBT} 和 R_{FBB} 值，请参阅节 8.2.2.2.1。

表 8-2. 固定输出 LMR43606-Q1 的外部元件典型值

f_{sw} (kHz)	V_{OUT} (V)	L (µH)	标称 C_{OUT} (额定电 容)	R_{FBT} (kΩ)	R_{FBB} (kΩ)	C_{IN}	C_{BOOT}	C_{VCC}
400	3.3	33	3 × 22µF	0	DNP	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF
2200	3.3	4.7	1 × 22µF	0	DNP	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF
400	5	47	3 × 22µF	0	DNP	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF
2200	5	5.6	1 × 22µF	0	DNP	4.7µF + 1 × 100nF	100nF	1µF

8.2.1 设计要求

节 8.2.2 提供了基于表 8-3 的详细设计过程。

表 8-3. 详细设计参数

设计参数	示例值
输入电压	12V (4V 至 36V)
输出电压	3.3V
最大输出电流	0A 至 2A
开关频率	2200kHz

8.2.2 详细设计过程

以下设计过程适用于图 8-1 和表 8-2。

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，通常会实现更高的系统效率。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。在本示例中，使用了 2200kHz。

8.2.2.2 设定输出电压

该器件的 VOUT/FB 引脚可以直接连接到输出电容器，也可以连接到反馈电阻分压器的中点。直接连接到输出电容器时，该器件将作为固定输出型号运行。3.3V 或 5V 固定输出选项均在出厂时经过修整，为特定器件所独有。有关固定输出电压版本的选择，请参阅节 4。

8.2.2.2.1 可调节输出的 FB

如果需要其他电压，可以将 VOUT/FB 引脚连接到反馈电阻分压器网络以设置输出电压。分压器网络由 R_{FBT} 和 R_{FBB} 组成，并闭合输出电压与转换器之间的环路。转换器通过保持 FB 引脚上的电压与内部基准电压 V_{REF} 相等来调节输出电压。转换器通过检测启动期间的反馈路径的电阻，确定是需要固定输出电压还是可调输出电压。为了使转换器调节至所需的输出电压， R_{FBT} 和 R_{FBB} 并联组合的典型最小值为 $5k\Omega$ ，典型最大值为 $10k\Omega$ ，如方程式 6 所示。方程式 7 可用作确定 R_{FBT} 值的起点。请参阅表 8-4 列出的各种输出电压的可接受电阻值。

$$5k\Omega < R_{FBT} || R_{FBB} \leq 10k\Omega \quad (6)$$

$$R_{FBT} \leq 10k\Omega \times \frac{V_{OUT}}{1V} \quad (7)$$

表 8-4. 对应于各种输出电压的建议反馈电阻值

V _{OUT} (V)	R _{FBT} ⁽¹⁾ (k Ω)	R _{FBB} (k Ω)
2.5	24.9	16.5
3.3	33.2	14.3
5	49.9	12.4
6	60.4	12.1
9	90.9	11.3

(1) R_{FBT} 和 R_{FBB} 基于 1% 标准电阻值。

对于此 3.3V 示例，用户可以选择 LMR43606MSC3RPERQ1，并将 VOUT/FB 引脚直接连接到输出电容器。

8.2.2.3 电感器选型

电感值和饱和电流是选择电感器的参数。电感值基于理想的纹波电流峰峰值得出，通常选择为最大输出电流的 20% 至 40% 范围。请注意，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，使用最大器件电流。方

程式 8 可用于确定电感值。常数 K 是电感器电流纹波的百分比。在本例中，选择 $K = 0.4$ ，得出电感 $L = 4.53\mu\text{H}$ 。选择标准值 $4.7\mu\text{H}$ 。

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{SW} \times K \times I_{OUTmax}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (8)$$

理想情况下，电感器的饱和额定电流至少与高侧开关电流限制 $I_{PEAKMAX}$ 一样大（请参阅节 6.5）。该大小可确保电感器即使在输出短路期间也不会饱和。当电感磁芯材料饱和时，电感下降到一个非常低的值，导致电感电流上升非常快。虽然谷值电流限值 I_{VALMAX} 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。该事件可能导致元件损坏。请勿使电感器饱和。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额定电流。但在高于大约 1MHz 的频率下，铁粉磁芯具有更多的内芯损耗。在任何情况下，电感器饱和电流不得小于满载时的最大峰值电感电流。

最大电感值受到电流模式控制功能正确执行所需的最小电流纹波的限制。根据经验，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%。

8.2.2.4 输出电容器选型

LMR43606-Q1 器件的电流模式控制方案允许在宽输出电容范围内运行。输出电容器组通常受限于负载瞬态要求和稳定性，而不是输出电压纹波。有关 3.3V 和 5V 输出电压下的典型输出电容值，请参阅表 8-1。根据表 8-1，对于 3.3V 输出设计，本例中应选择建议的 $2 \times 22\mu\text{F}$ 陶瓷输出电容器。对于其他具有其他输出电压的设计，可以使用 WEBENCH 作为选择输出电容值的起点。

实际上，输出电容器对瞬态响应和环路相位裕度的影响非常大。负载瞬态测试和波特图是验证任何给定设计的理想方法，必须始终在应用投入生产之前完成。除了所需的输出电容外，放置在输出端的小型陶瓷电容器还有助于降低高频噪声。1nF 至 100nF 范围内的小外壳尺寸陶瓷电容器非常有助于减少由电感器和电路板寄生效应引起的输出尖峰。

将总输出电容的最大值限制在设计值的 10 倍左右，或 $1000\mu\text{F}$ ，以较小者为准。较大的输出电容值会对稳压器的启动行为以及环路稳定性产生不利影响。如果必须使用大于此处注释的值，则必须仔细研究满载启动和环路稳定性。

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。LMR43606-Q1 的输入端要求最小陶瓷电容为 $4.7\mu\text{F}$ 。必须至少为应用所需的最大输入电压设置该额定值；该值最好为最大输入电压的两倍。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，必须在输入端尽可能靠近稳压器的位置放置一个 100nF 的小外壳尺寸陶瓷电容器。对于 LMR43606MQ3EVM-2M，该电容器放置在距离稳压器大概 0.4mm 的位置。此布局为器件内部的控制电路提供了高频旁路。在本例中，选择了一个 $4.7\mu\text{F}$ 、50V、X7R（或更好）的陶瓷电容器。100nF 电容器必须也具有 50V 的额定电压，并且具有 X7R 电介质。

通常最好在输入端使用与陶瓷并联的电解电容器。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引起的输入电源上的任何振铃。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电压骤降。

大多数输入开关电流流经陶瓷输入电容器。该电流的近似均方根值可根据方程式 9 进行计算，且必须根据制造商的最大额定值进行检查。

$$I_{RMS} \cong \frac{I_{OUT}}{2} \quad (9)$$

8.2.2.6 C_{BOOT}

LMR43606-Q1 需要在 BOOT 引脚与 SW 引脚之间连接自举电容器。此电容器存储的能量用于为功率 MOSFET 的栅极驱动器供电。需要一个 100nF 的优质陶瓷电容器，电压至少为 16V。

8.2.2.7 VCC

VCC 引脚是内部 LDO 的输出，用于为稳压器的控制电路供电。该输出需要在 VCC 和 GND 之间连接一个 1μF、16V 陶瓷电容器，用于确保正常运行。通常，此输出不得加载任何外部电路。但是，该输出可用于为电源正常功能提供上拉电阻（请参阅节 7.3.4）。在这种情况下，10kΩ 至 100kΩ 范围内的值是一个不错的选择。VCC 上的标称输出电压为 3.3V；请参阅节 6.5 了解相关限制。

8.2.2.8 C_{FF} 选型

在某些情况下，可在 R_{FBT} 上使用前馈电容器，以改善负载瞬态响应或改善环路相位裕度。在使用前馈电容器进行实验时，[使用前馈电容器优化内部补偿直流/直流转换器的瞬态响应 应用报告](#)非常有用。

由于反馈检测电路的性质，必须限制 C_{FF} 的值，以确保在配置可调输出电压时建立所需的输出电压。请根据[方程式 10](#) 确保 C_{FF} 小于最大值。

$$C_{FF} < C_{OUT} \times \frac{\sqrt{V_{OUT}}}{1.2 M\Omega} \quad (10)$$

8.2.2.9 外部 UVLO

在某些情况下，需要一个与器件内部提供的输入 UVLO 电平不同的输入电平。可以使用[图 8-2](#) 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，然后分别使用[方程式 11](#) 和[方程式 12](#) 计算 R_{ENT} 和 V_{OFF}。

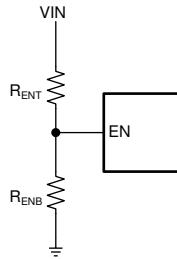


图 8-2. 外部 UVLO 应用的设置

$$R_{ENT} = \left(\frac{V_{ON}}{V_{EN} - V_{OUT}} - 1 \right) \times R_{ENB} \quad (11)$$

$$V_{OFF} = V_{ON} \times \left(1 - \frac{V_{EN} - HYS}{V_{EN} - V_{OUT}} \right) \quad (12)$$

其中

- V_{ON} 为 V_{IN} 导通电压。
- V_{OFF} 为 V_{IN} 关断电压。

8.2.2.10 最高环境温度

与任何功率转换器件一样，LMR43606-Q1 在运行时会消耗内部功率。这种功耗的影响是将转换器的内部温度升高到环境温度以上。内核温度 (T_J) 是环境温度、功率损耗以及器件的有效热阻 R_{θJA} 和 PCB 组合的函数。LMR43606-Q1 的最高结温必须限制为 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 13](#) 展示了重要参数之间的关系。很容易看出，较大的环境温度 (T_A) 和较大的 R_{θJA} 值会降低最大可用输出电流。可以使用本数据表中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_{θJA} 的正确值更难估计。有关更多信息，请参阅[半导体和 IC 封装热指标 应用报告](#)。

$$I_{OUT} \Big|_{MAX} = \frac{(T_J - T_A)}{R_{\theta JA}} \times \frac{\eta}{(1 - \eta)} \times \frac{1}{V_{OUT}} \quad (13)$$

其中

- η 是效率。

有效 $R_{\theta JA}$ 是一个关键参数，取决于许多因素，例如：

- 功率耗散
- 空气温度和流量
- PCB 面积
- 铜散热器面积
- 封装下的散热过孔数量
- 相邻元件放置

使用 [方程式 14](#) 可以估算给定工作条件下的 IC 结温。

$$T_J \cong T_A + R_{\theta JA} \times IC \text{ PoWer Loss} \quad (14)$$

其中

- T_J 为 IC 结温 ($^{\circ}\text{C}$)。
- T_A 为环境温度 ($^{\circ}\text{C}$)。
- $R_{\theta JA}$ 为热阻 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)。
- IC power loss 是 IC 的功率损耗 (W)。

上面提到的 IC 功率损耗是总功率损耗减来自电感器直流电阻的损耗。可以使用 WEBENCH 来近似计算特定工作条件和温度下的总功率损耗。

以下资源可用作理想热 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 应用报告](#)
- [外露焊盘封装实现理想热阻的电路板布局布线指南 应用报告](#)
- [半导体和 IC 封装热指标 应用报告](#)
- [使用 LM43603 和 LM43602 简化热设计 应用报告](#)
- [PowerPAD™ 耐热增强型封装 应用报告](#)
- [PowerPAD™ 速成 应用报告](#)
- [使用新的热指标 应用报告](#)
- [PCB 热量计算器](#)

8.2.3 应用曲线

除非另有说明，否则以下条件适用： $V_{IN} = 12V$ ， $T_A = 25^{\circ}C$ 。

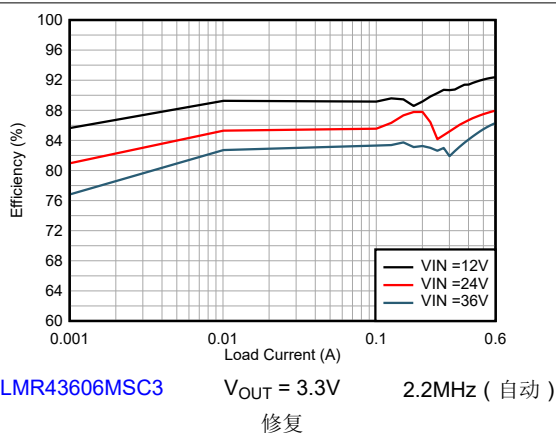


图 8-3. 效率

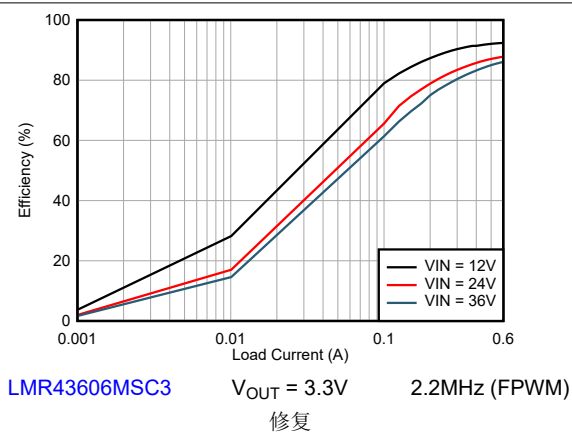


图 8-4. 效率

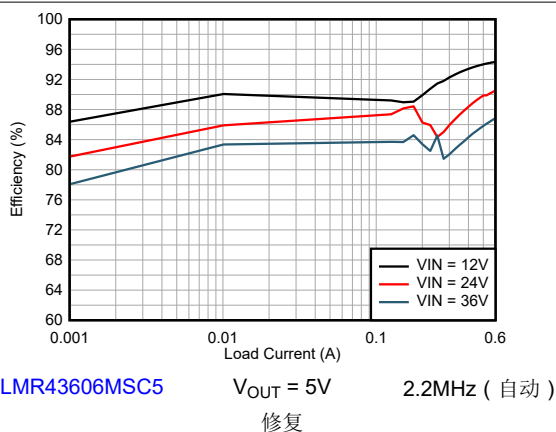


图 8-5. 效率

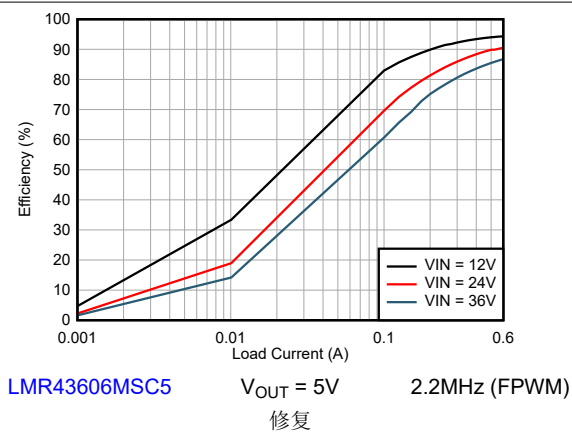


图 8-6. 效率

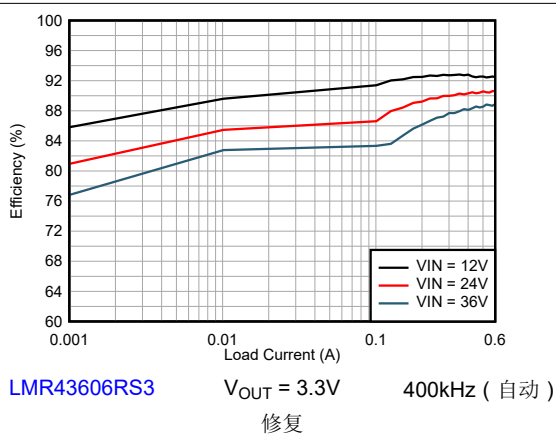


图 8-7. 效率

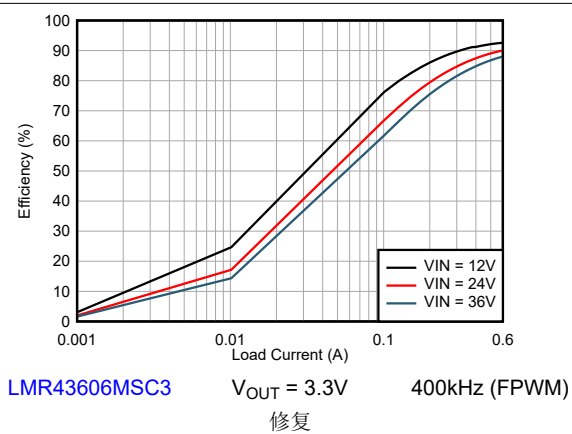
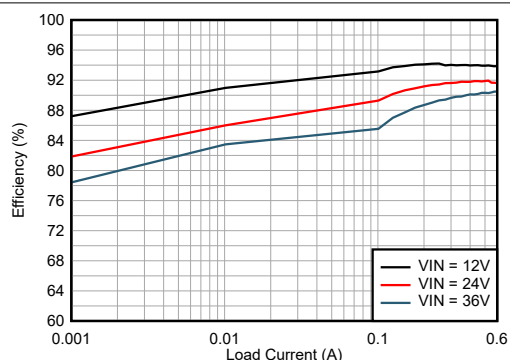


图 8-8. 效率

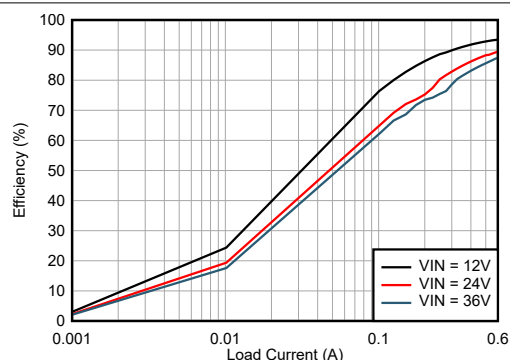
8.2.3 应用曲线 (续)

除非另有说明, 否则以下条件适用: $V_{IN} = 12V$, $T_A = 25^{\circ}C$ 。



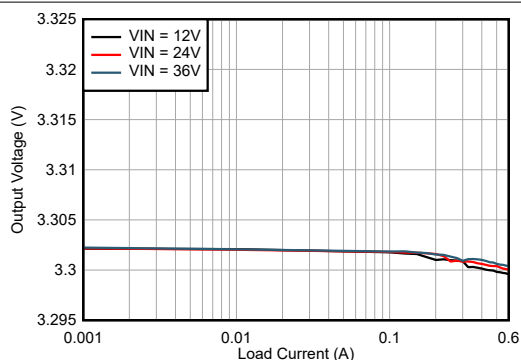
LMR43606RS5 $V_{OUT} = 5V$ 400kHz (自动)
修复

图 8-9. 效率



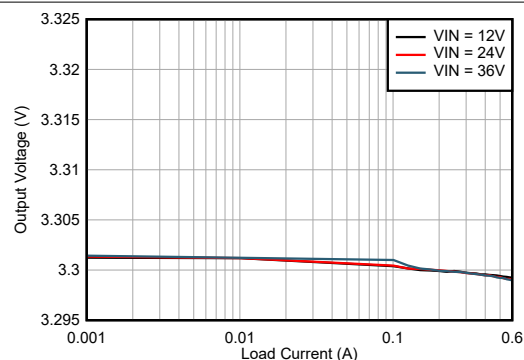
LMR43606MSC5 $V_{OUT} = 5V$ 400kHz (FPWM)
修复

图 8-10. 效率



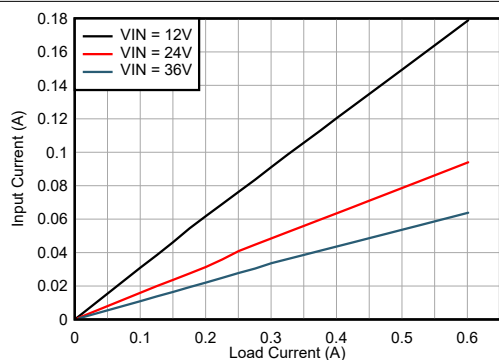
LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ 2.2MHz (自动)
修复

图 8-11. 线性和负载调整率



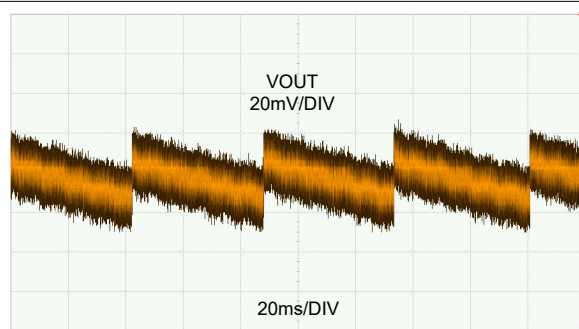
LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ 400kHz (自动)
修复

图 8-12. 线性和负载调整率



LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ 2.2MHz (自动)
修复

图 8-13. 输入电流与负载电流间的关系

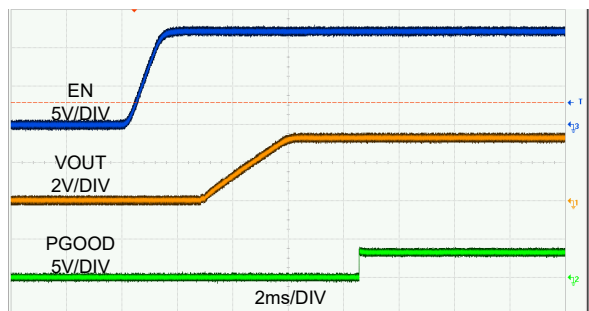


LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ 2.2MHz (自动)
修复

图 8-14. 空载输出电压纹波

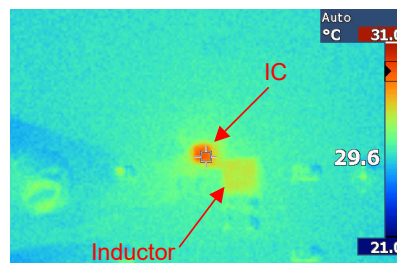
8.2.3 应用曲线 (续)

除非另有说明, 否则以下条件适用: $V_{IN} = 12V$, $T_A = 25^{\circ}C$ 。



LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ (固定值) 2.2MHz (自动值)

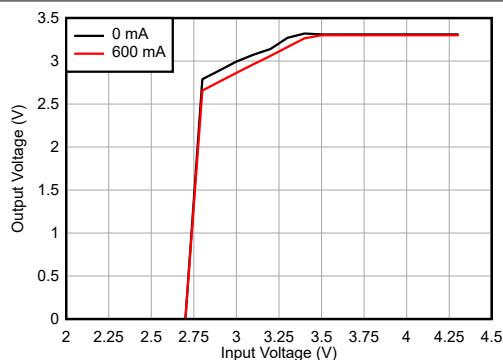
图 8-15. 启动



LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ 12V_{IN}, 600mA, 2.2MHz (自动) 3.3V_{OUT}

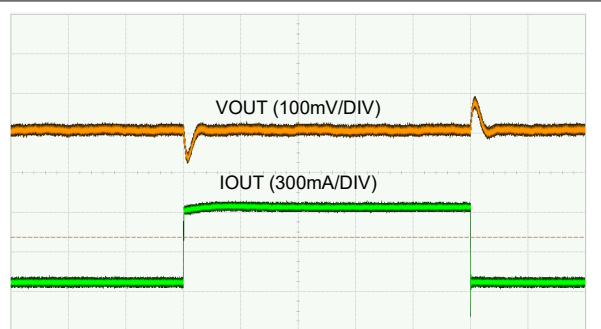
修复

图 8-16. EVM 热性能



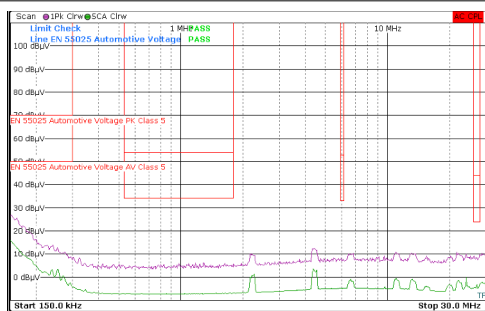
LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ 2.2MHz (自动) 修复

图 8-17. 压降



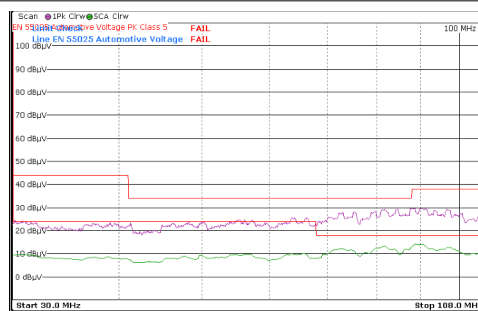
LMR43606MSC3 $V_{OUT} = 3.3V$ 2.2MHz (FPWM) 60mA 至 600mA, 1A/μs 修复

图 8-18. 负载瞬态



$V_{IN} = 13.5V$ $V_{OUT} = 3.3V$ $f_{SW} = 2.2MHz$ 负载 = 0.6A 修复

图 8-19. 典型的 CISPR 25 传导 EMI 150kHz - 30MHz, 紫色: 峰值检测, 绿色: 平均值检测

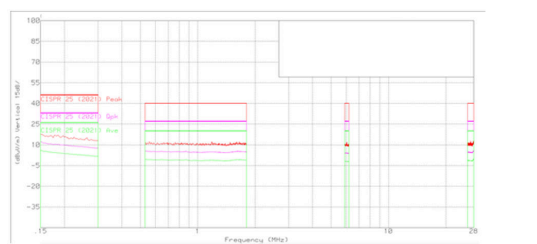


$V_{IN} = 13.5V$ $V_{OUT} = 3.3V$ $f_{SW} = 2.2MHz$ 负载 = 0.6A 修复

图 8-20. 典型 CISPR 25 传导 EMI 30MHz - 108MHz, 紫色: 峰值检测, 绿色: 平均值检测

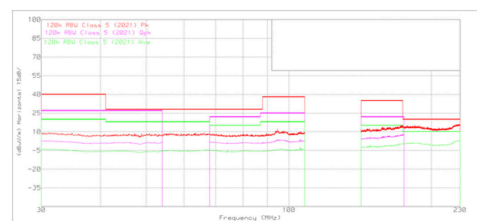
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用： $V_{IN} = 12V$ ， $T_A = 25^{\circ}C$ 。



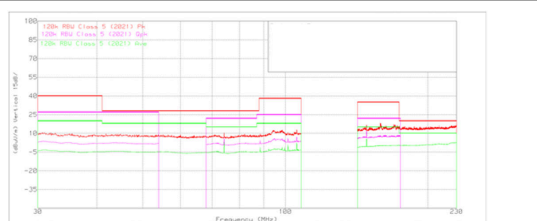
$V_{IN} = 13.5V$ $V_{OUT} = 3.3V$ $f_{SW} = 2.2MHz$
修复 负载 = 0.6A

图 8-21. 典型 CISPR 25 辐射 EMI 150kHz - 30MHz 杆状天线，红色：峰值检测，绿色：平均值检测



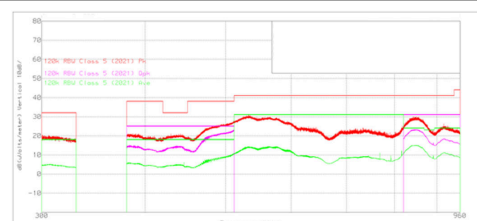
$V_{IN} = 13.5V$ $V_{OUT} = 3.3V$ $f_{SW} = 2.2MHz$
修复 负载 = 0.6A

图 8-22. 典型 CISPR 25 辐射 EMI 30MHz - 230MHz 垂直双锥天线，红色：峰值检测，绿色：平均值检测



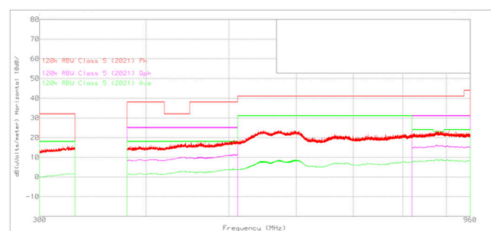
$V_{IN} = 13.5V$ $V_{OUT} = 3.3V$ $f_{SW} = 2.2MHz$
修复 负载 = 0.6A

图 8-23. 典型 CISPR 25 辐射 EMI 30MHz - 230MHz 水平双锥天线，红色：峰值检测，绿色：平均值检测



$V_{IN} = 13.5V$ $V_{OUT} = 3.3V$ $f_{SW} = 2.2MHz$
修复 负载 = 0.6A

图 8-24. 典型 CISPR 25 辐射 EMI 300MHz - 1GHz 垂直对数天线，红色：峰值检测，绿色：平均值检测



$V_{IN} = 13.5V$ $V_{OUT} = 3.3V$ $f_{SW} = 2.2MHz$
修复 负载 = 0.6A

图 8-25. 典型 CISPR 25 辐射 EMI 300MHz - 1GHz 水平对数天线，红色：峰值检测，绿色：平均值检测

8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用： $V_{IN} = 12V$ ， $T_A = 25^{\circ}C$ 。

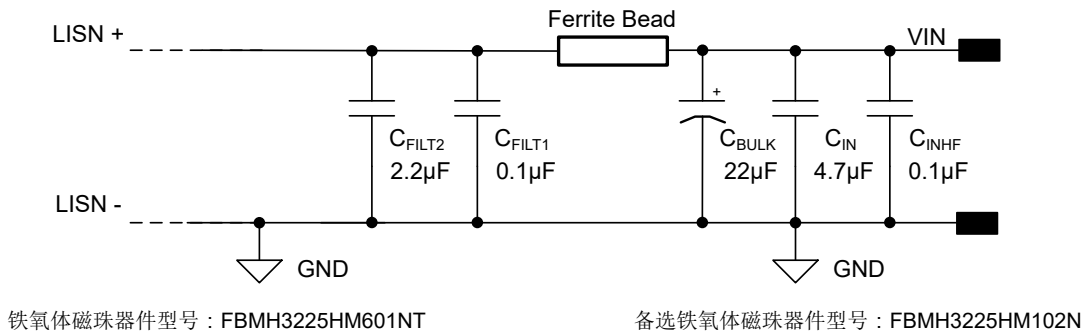
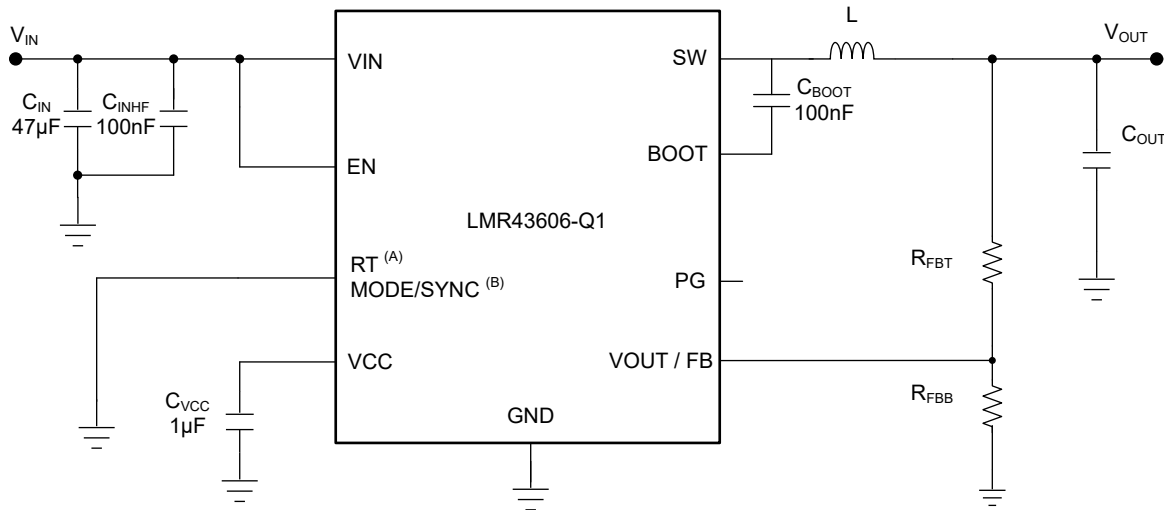


图 8-26. 典型输入 EMI 滤波器



- A. RT 引脚经出厂设置，仅适用于外部可调开关频率 RT 型号。将该引脚连接到 GND 会产生 2.2MHz 开关频率。有关详细信息，请参阅节 7.3.3。
- B. MODE/SYNC 引脚在出厂时仅针对固定频率 MODE/SYNC 型号进行了设置。将该引脚连接到 GND 会进入自动模式。有关详细信息，请参阅节 7.3.2。

图 8-27. 示例应用电路

表 8-5. 典型应用曲线的 BOM

U1	f_{sw}	V_{OUT}	L	标称 C_{OUT} (额定电容)	R_FBT	R_FBB	CFF
LMR43606MSC3RPERQ1	2200kHz	3.3V 固定	5.6 μH , 31m Ω	2 \times 22 μF	0 Ω	DNP	DNP

8.3 优秀设计实践

- 请勿超出 [绝对最大额定值](#)。
- 请勿超出 [建议运行条件](#)。
- 请勿超出 [ESD 等级](#)。
- 请勿使 EN 输入悬空。
- 不要让输出电压超过输入电压，也不要低于接地值。
- 在将设计投入生产之前，请遵循此数据表中的所有指南和建议。TI 应用工程师随时乐意帮助您对设计和 PCB 布局进行评论，助力项目取得成功。

8.4 电源相关建议

输入电源的特性必须符合本数据表中的 [节 6](#) 的要求。此外，输入电源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 15](#) 来估算平均输入电流。

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (15)$$

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，可形成欠阻尼谐振电路，从而在稳压器的输入端产生过压瞬变。每当负载瞬态施加到输出时，寄生电阻都会导致 VIN 引脚上的电压下降。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。要解决此类问题，最好的办法是限制输入电源与稳压器之间的距离，或者设法将铝或钽输入电容器与陶瓷电容器并联使用。这些类型的电容器的中等 ESR 有助于抑制输入谐振电路并减少任何过冲。20 μ F 至 100 μ F 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。

有时，出于其他系统注意事项，在稳压器前面使用输入滤波器。除非经过精心设计，否则这样做可能会导致不稳定以及上面提到的一些影响。[AN-2162：轻松解决直流/直流转换器的传导 EMI 问题应用报告](#) 提供了一些为任何开关稳压器设计输入滤波器时的实用建议。

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。

8.5 布局

8.5.1 布局指南

任何直流/直流转换器的 PCB 布局对于实现设计的最佳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，最关键的 PCB 功能是由一个或多个输入电容器和电源地形成的环路，如 [图 8-28](#) 所示。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。这些不必要的瞬态电压会破坏转换器的正常运行。因此，该环路中的布线必须宽且短，并且环路面积必须尽可能小以降低寄生电感。[图 8-29](#) 展示了 LMR43606-Q1 关键元件的建议布局。

- 将输入电容器尽可能靠近 VIN 和 GND 端子放置。
- 在靠近 VCC 引脚的位置放置一个 VCC 旁路电容器。该电容器必须靠近器件放置，并使用短而宽的布线连接到 VCC 和 GND 引脚。
- 为 C_{BOOT} 电容器使用宽布线。将 C_{BOOT} 电容器放置在尽可能靠近器件的位置，并使用短/宽的布线连接至 BOOT 和 SW 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} 和 C_{FF}（如果使用）在物理上靠近器件放置。与 FB 和 GND 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。

- 在其中一个中间层中至少使用一个接地平面。该层充当噪声屏蔽层和散热路径。
- 为 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 GND 提供宽路径。使这些路径尽可能宽和直接可减少转换器输入或输出路径上的任何电压降，并更大程度地提高效率。
- 提供足够大的 PCB 面积，以实现适当的散热。如节 8.2.2.10 所述，必须使铜面积足够大，以确保实现与最大负载电流和环境温度相称的低 $R_{\theta JA}$ 。 PCB 顶层和底层必须采用 2 盎司铜，且不得小于 1 盎司。如果 PCB 设计使用多个铜层（建议），这些散热过孔也可以连接到内层散热接地平面。
- 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 。

有关其他重要指南，请参阅以下 PCB 布局资源：

- [开关电源布局指南 应用报告](#)
- [Simple Switcher \$PCB\$ 布局指南 应用报告](#)
- [构建电源之布局注意事项 研讨会](#)
- [使用 LMR4360x 与 LM4600x 简化低辐射 \$EMI\$ 布局 应用报告](#)

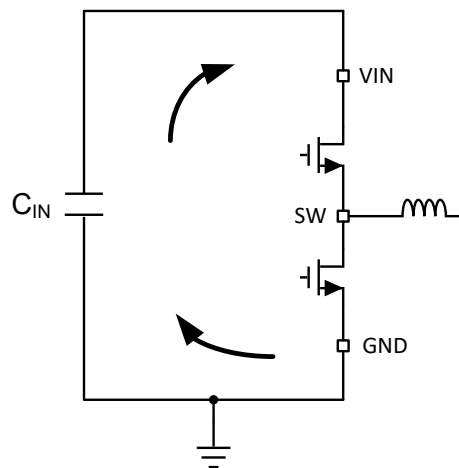


图 8-28. 具有快速边沿的电流环路

8.5.1.1 接地及散热注意事项

如前所述，TI 建议使用一个中间层作为实心接地平面。接地平面既为敏感电路和布线提供屏蔽功能，也为控制电流提供静态基准电位。使用紧挨旁路电容器的过孔，将 GND 引脚连接到接地平面。 GND 布线以及 V_{IN} 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；用于敏感的布线。

TI 建议在 GND 引脚附近留出充足的覆铜，以提供充分的器件散热。有关布局示例，请参阅图 8-29。系统接地平面顶层和底层的铜箔越厚，越利于散热。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、适当的屏蔽和较低的热阻。

8.5.2 布局示例

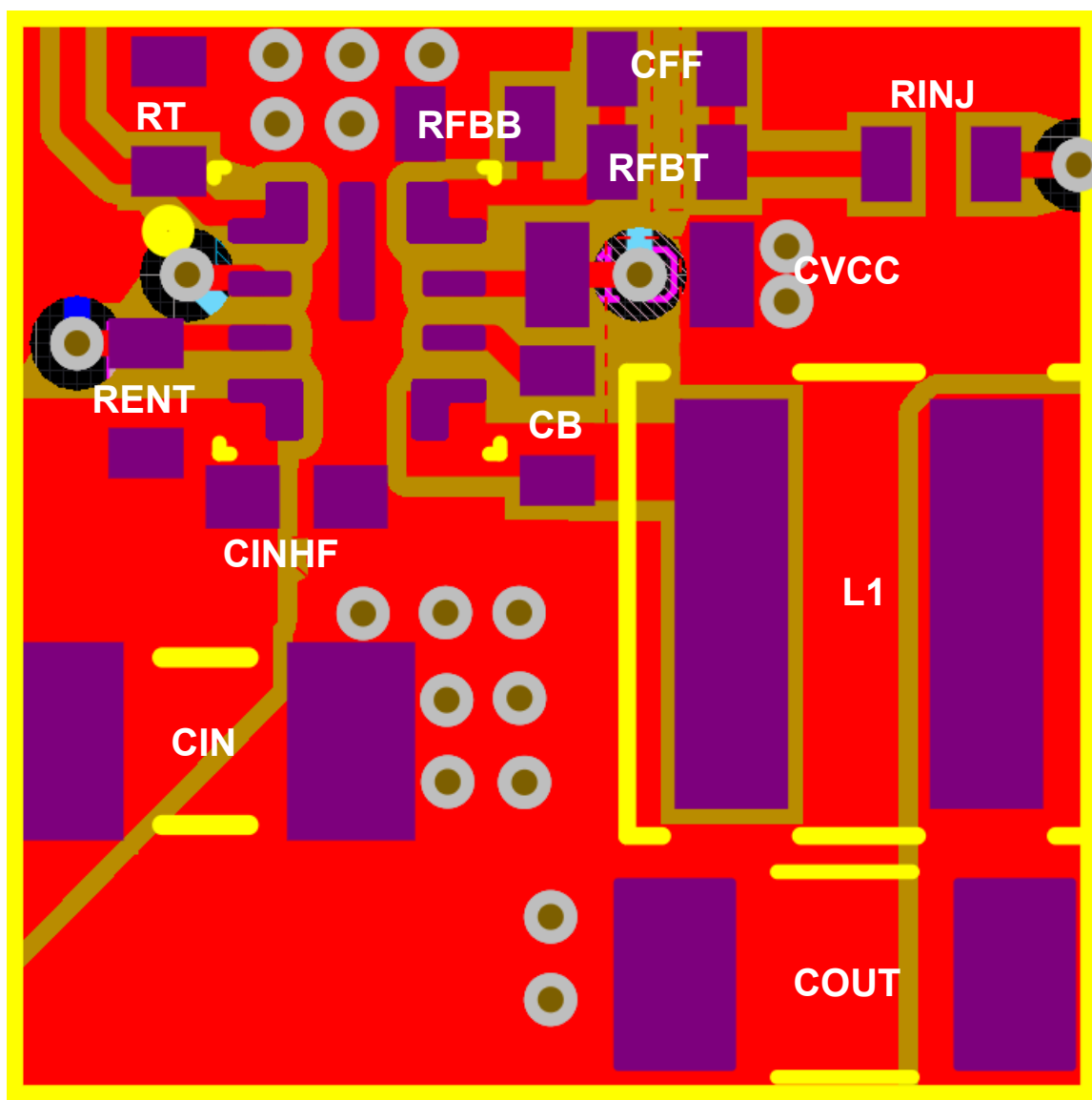


图 8-29. 布局示例

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。

9.1.2 器件命名规则

图 9-1 展示了 LMR43606-Q1-Q1 的器件命名规则。有关每个变体的可用性，请参阅节 4。如需了解其他选项的详细信息和供货情况，请联系 TI 销售代表或访问 TI 的 [E2E™ 支持论坛](#)；最低订购量适用。

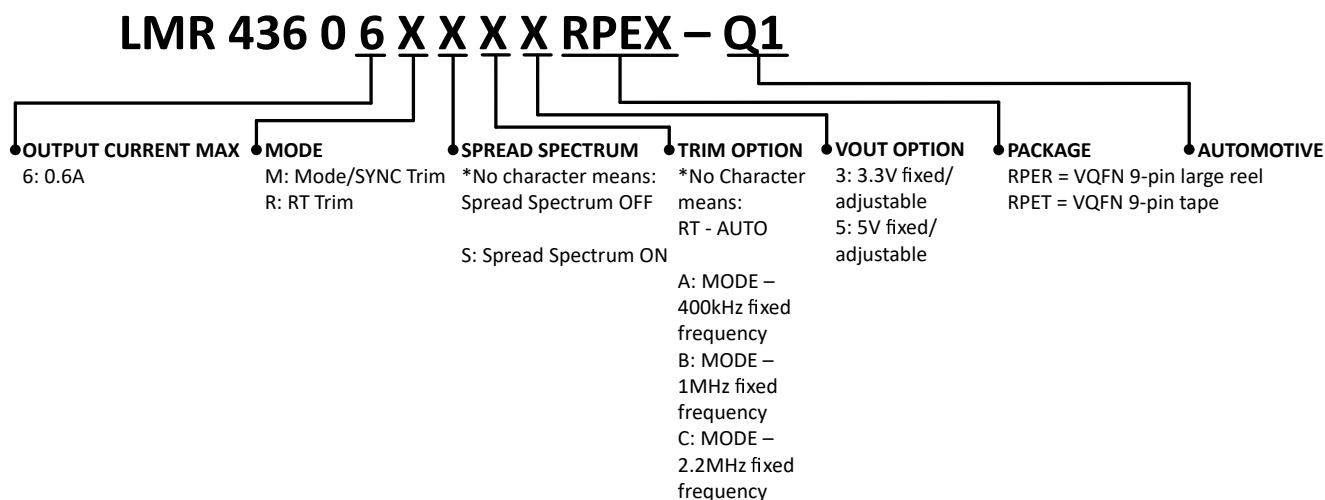


图 9-1. 器件命名规则

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), [采用前馈电容器优化内部补偿直流/直流转换器的瞬态响应应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [外露焊盘封装实现理想热阻性的电路板布局布线指南应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [半导体和 IC 封装热指标应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [使用 LM43603 和 LM43602 简化热设计应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [PowerPAD™ 热增强型封装应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [PowerPAD™ 速成应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [使用新的热指标应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [开关电源布局指南应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [Simple Switcher PCB 布局指南应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [构建电源之布局注意事项研讨会](#)
- 德州仪器 (TI), [使用 LM4360x 与 LM4600x 简化低辐射 EMI 布局应用报告](#)
- 德州仪器 (TI), [AN-2162：轻松解决直流/直流转换器的传导 EMI 问题应用报告](#)

9.3 支持资源

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

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

9.4 商标

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

所有商标均为其各自所有者的财产。

9.5 静电放电警告



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

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

9.6 术语表

TI 术语表

本术语表列出并解释了术语、首字母缩略词和定义。

10 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

日期	修订版本	说明
January 2024	*	初始发行版

11 机械、封装和可订购信息

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

PACKAGING INFORMATION

Orderable 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)
LMR43606MSC3RPERQ1	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6M3Q
LMR43606MSC3RPERQ1.A	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6M3Q
LMR43606MSC5RPERQ1	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6M5Q
LMR43606MSC5RPERQ1.A	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6M5Q
LMR43606RS3RPERQ1	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6R3Q
LMR43606RS3RPERQ1.A	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6R3Q
LMR43606RS5RPERQ1	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6R5Q
LMR43606RS5RPERQ1.A	Active	Production	VQFN-HR (RPE) 9	3000 LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	6R5Q

(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.

GENERIC PACKAGE VIEW

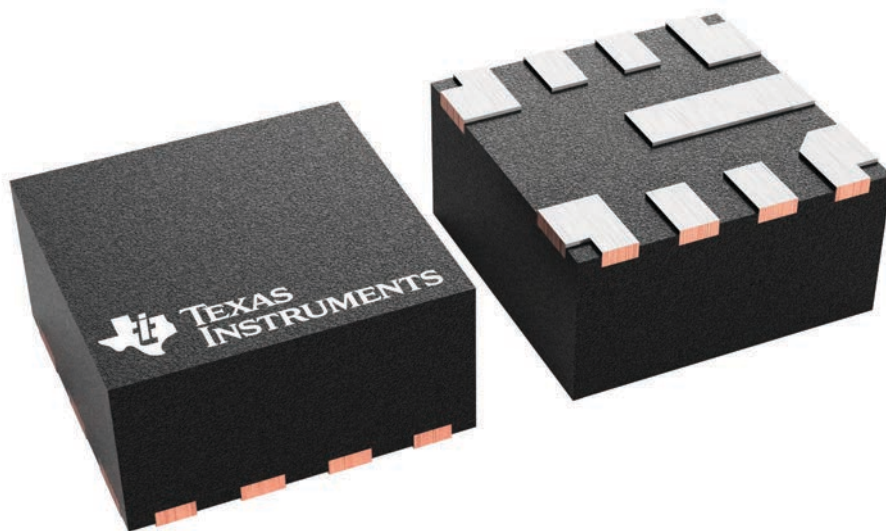
RPE 9

VQFN-HR - 1.0 mm max height

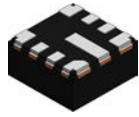
2 x 2, 0.5 mm pitch

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.



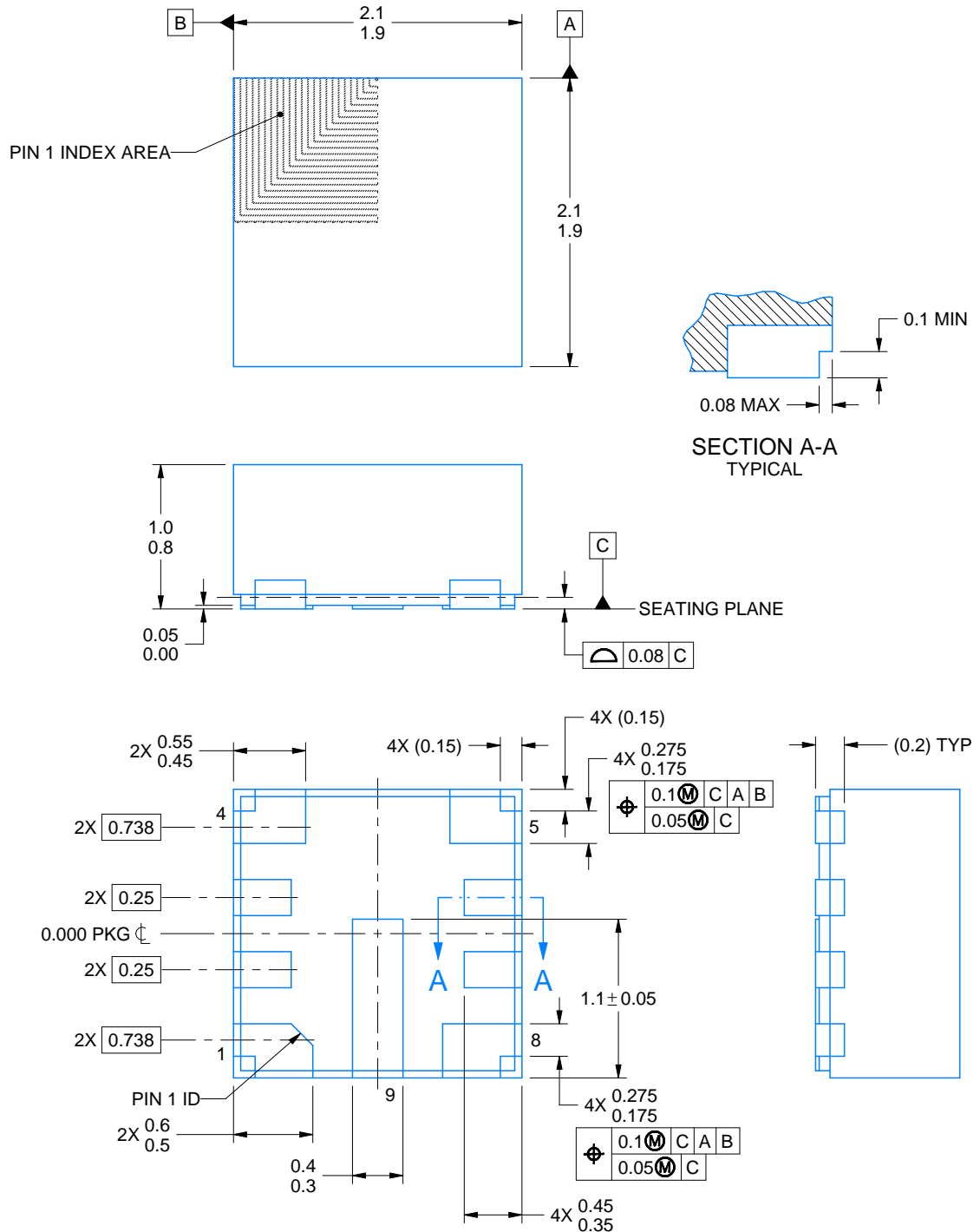
RPE0009A



PACKAGE OUTLINE

VQFN-HR - 1.0 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



4224447/C 05/2025

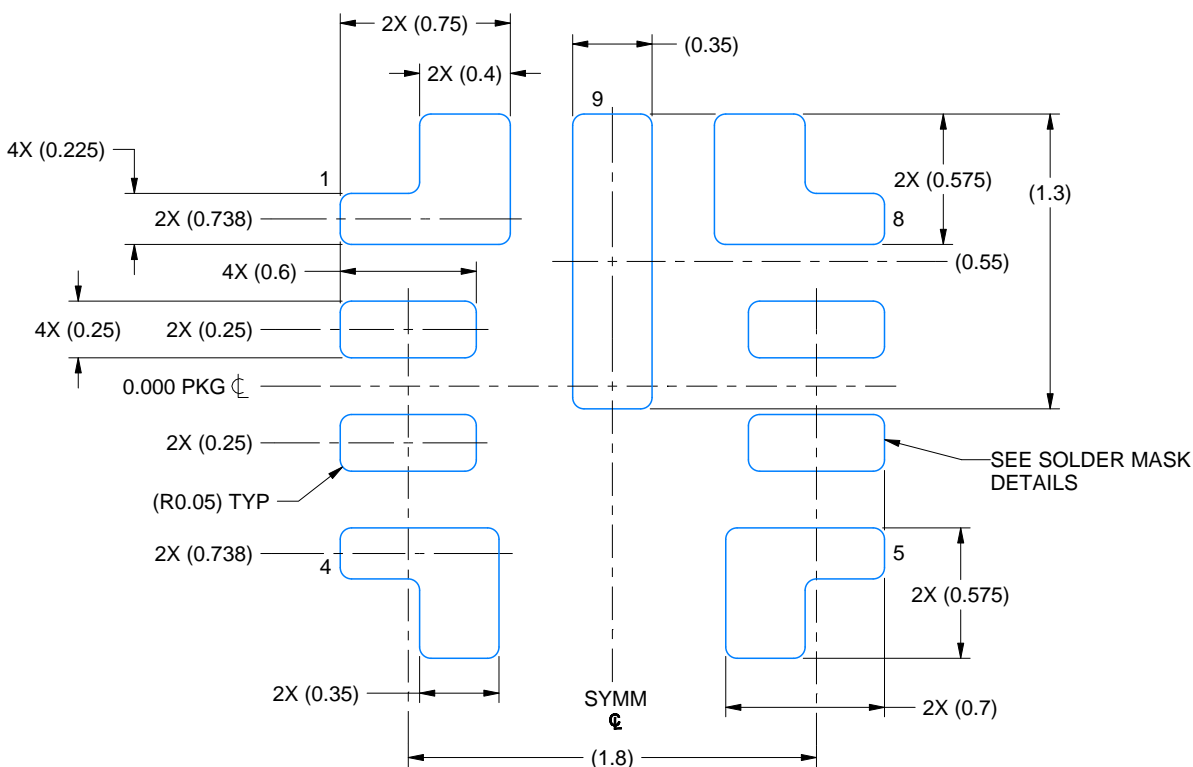
NOTES:

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.

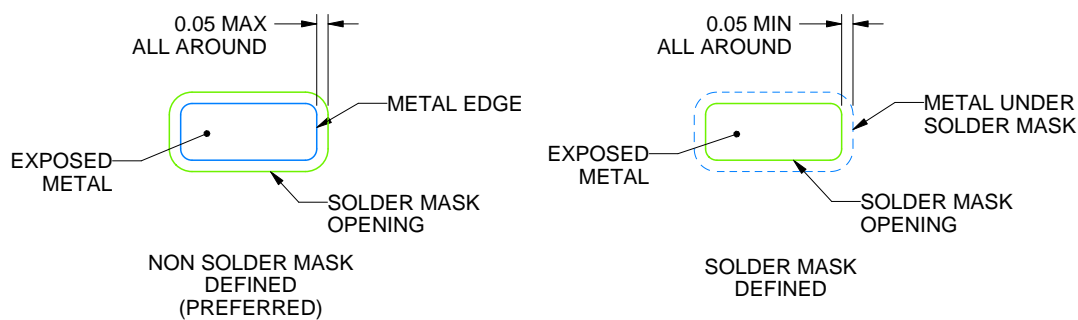
RPE0009A

VQFN-HR - 1.0 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE: 30X



SOLDER MASK DETAILS

4224447/C 05/2025

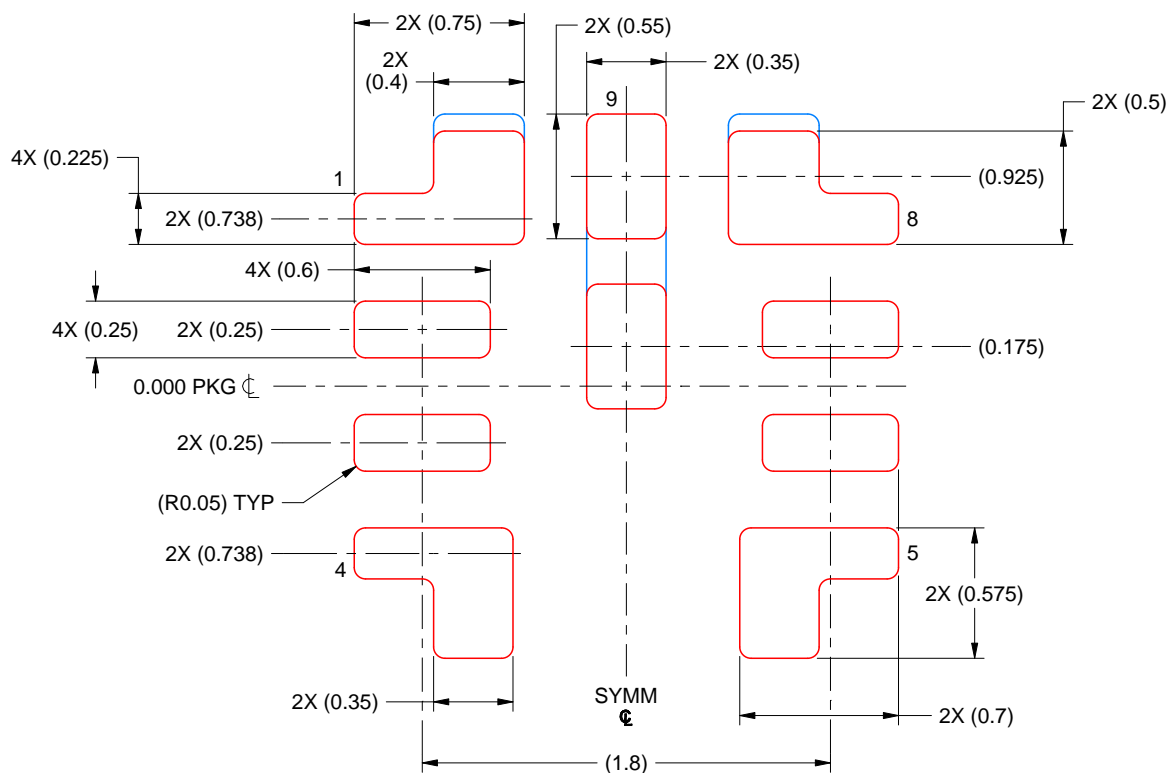
NOTES: (continued)

3. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 (www.ti.com/lit/slua271).
4. 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.

RPE0009A

VQFN-HR - 1.0 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.125 MM THICK STENCIL
SCALE: 30X

PADS 1 & 8:
90% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE
PAD 9:
85% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE

DWG_NO:5/REV:5 MM_YYYY:5

NOTES: (continued)

5. 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