LM25139-Q1
ZHCSQZ7 – JULY 2025

LM25139-Q1 汽车级 42V 同步降压 DC/DC 控制器，具有双随机展频技术，用于高级 EMI 抑制

1 特性

- 符合面向汽车应用的 AEC-Q100 标准：
  - 器件温度等级 1：–40°C 至 125°C 环境工作温度范围
- 多功能同步直流/直流降压控制器
  - 4V 至 42V 的宽输入电压范围
  - 固定 3.3V、5V 输出或 0.8V 至 36V 可调输出电压
  - -40°C 至 150°C 的结温范围
  - 集成式大电流 MOSFET 栅极驱动器，具有 1.65A 源电流和 2.4A 灌电流能力
  - 无损电感器 DCR 或分流电流检测
  - 25ns $t_{ON(min)}$ 可实现高 V_{IN} 至 V_{OUT} 转换
  - 80ns $t_{OFF(min)}$，适用于高占空比应用
  - 空载睡眠静态电流为 10µA
  - 关断静态电流为 2.3µA
- 针对 CISPR 25 5 类 EMI 要求进行了优化
  - 采用 5% 或 10% 频率调制的双随机展频 (DRSS)
  - 开关频率范围为 100kHz 至 3.2MHz
  - 可选择与外部时钟同步
  - 可选 PFM 或 FPWM 工作模式
- 固有保护特性，可实现稳健设计
  - 断续模式过流保护
  - 精密使能输入和漏极开路 PGOOD 指示器（用于时序和控制）
  - VCC 和栅极驱动 UVLO 保护
  - 固定 3ms 输出电压软启动
  - 具有迟滞功能的热关断保护
- 16 引脚 3mm×3mm 封装，带可焊侧引脚
- 使用 LM25139-Q1 并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案

2 应用

- 汽车电子系统
- 信息娱乐系统与仪表组
- 高级驾驶辅助系统 (ADAS)
- 车身电子装置和照明

3 说明

LM25139-Q1 是一款 42V 同步降压 DC/DC 控制器，具有超低 I_Q，适用于单输出大电流稳压器电路。该器件源自宽 V_{IN} 范围汽车级控制器系列，采用峰值电流模式控制架构，具有快速瞬态响应、便捷的环路补偿以及优异的负载和线路调整性能。

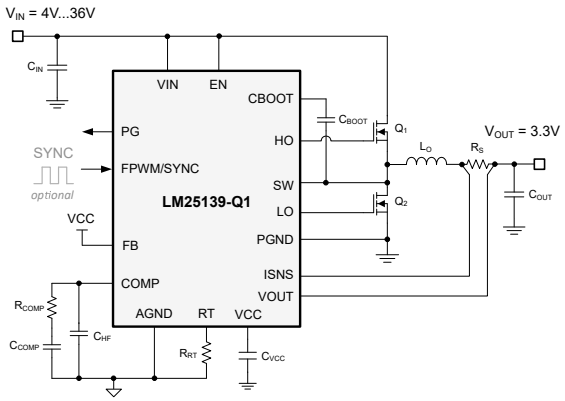
25ns 的高侧开关超短导通时间可实现大降压比，支持从 12V 和 24V 汽车输入到低电压轨的直接降压转换，从而降低系统设计成本和复杂性。LM25139-Q1 在输入电压突降至 4V 时能够根据需要以接近 100% 的占空比继续工作，因而是高性能汽车电池应用的理想选择。

LM25139-Q1 采用增强散热型 16 引脚 VQFN 封装，带可焊侧引脚和外裸焊盘，以来改善散热。

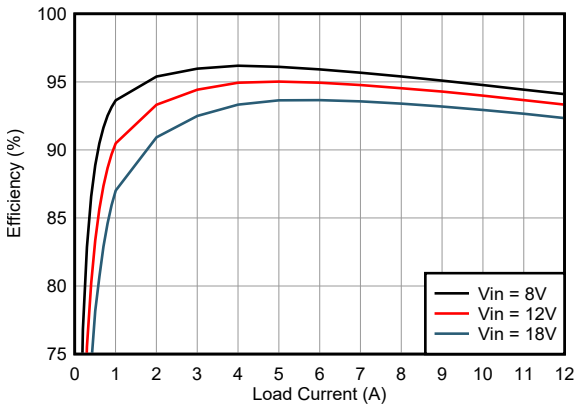
封装信息

器件型号	封装(1)	封装尺寸(2)
LM25139-Q1	RGT（VQFN，16）	3mm × 3mm

(1) 有关更多信息，请参阅 节 10。
(2) 封装尺寸（长 × 宽）为标称值，并包括引脚（如适用）。



典型电路原理图



典型效率（V_{OUT} = 3.3V, F_{SW} = 440kHz）

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）。

通过包含多种特性来轻松满足 CISPR 25 汽车 EMI 要求。自适应定时高电流 MOSFET 栅极驱动器可在开关切换期间尽可能地减少体二极管导通，从而减少开关损耗，同时改善高输入电压和高开关频率下的热性能和 EMI 性能。高达 3.2MHz 的可通过电阻器调节的开关频率可同步至外部时钟源，以消除噪声敏感应用中的拍频。

为进一步改善 EMI 特性，LM25139-Q1 控制器具备独特的双随机扩频 (DRSS) 功能。将低频三角调制与高频随机调制相结合，可分别在低频和高频频带上降低 EMI 干扰。此项混合技术符合业界通用的 EMC 测试中指定的多种分辨率带宽 (RBW) 设置。

LM25139-Q1 的其他特性包括：-40°C 至 150°C 结温工作范围、用户可选 PFM 模式 (用于轻载条件下降低功耗) 、用于故障报告和输出监控的开漏电源正常指示器、精密使能输入、预偏置负载下的单调启动、集成 VCC 偏置电源稳压器和自举二极管、内部 3ms 软启动时间、断续模式过载保护以及带自动恢复的热关断保护。

LM25139-Q1 控制器通过 AEC-Q100 1 级认证，适用于汽车应用。其宽输入电压范围、低静态电流消耗、高温工作能力、低最小导通时间、低 EMI 特性、少元器件数量以及 9mm^2 IC 的芯片尺寸，使其成为需要增强稳健性和成本优势的应用中优异的负载点稳压器选择。

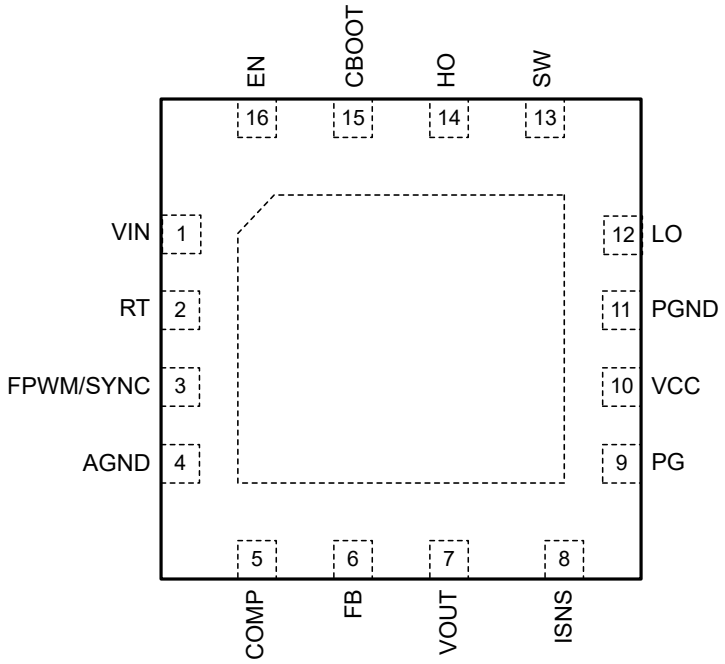
Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

内容

1 特性.....1
2 应用.....1
3 说明.....1
4 引脚配置和功能.....4
4.1 可润湿侧翼.....5
5 规格.....6
5.1 绝对最大额定值.....6
5.2 ESD 等级.....6
5.3 建议运行条件.....6
5.4 热性能信息.....7
5.5 电气特性.....7
5.6 典型特性.....10
6 详细说明.....14
6.1 概述.....14
6.2 功能方框图.....15
6.3 特性说明.....16
6.4 器件功能模式.....23
7 应用和实施.....24
7.1 应用信息.....24
7.2 典型应用.....30
7.3 电源相关建议.....42
7.4 布局.....43
8 器件和文档支持.....48
8.1 器件支持.....48
8.2 文档支持.....49
8.3 接收文档更新通知.....50
8.4 支持资源.....50
8.5 商标.....50
8.6 静电放电警告.....50
8.7 术语表.....50
9 修订历史记录.....50
10 机械、封装和可订购信息.....51

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

4 引脚配置和功能



将外露焊盘连接至 PCB 上的 AGND 和 PGND。

图 4-1. 16 引脚 RGT 封装 VQFN（顶视图）

表 4-1. 引脚功能

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
1	VIN	P	VCC 稳压器的电源电压输入源
2	RT	I	频率编程引脚。在 RT 与 AGND 之间连接的一个电阻器会将振荡器频率设置在 100kHz 和 3.2MHz 之间并禁用 DRSS。在 RT 与 VCC 之间连接的一个电阻器会将振荡器频率设置在 100kHz 和 3.2MHz 之间并启用 DRSS。
3	FPWM/SYNC	I	将 FPWM/SYNC 连接到 GND 以启用二极管仿真模式。将 FPWM/SYNC 连接到 VCC 会使 LM25139-Q1 强制在 PWM (FPWM) 模式下工作，轻载时仍保持导通。FPWM/SYNC 还可用于将控制器与外部时钟进行同步。当 EN 为低电平时，通过向 FPWM/SYNC 施加外部时钟，将 LM25139-Q1 置于待机模式。
4	AGND	P	模拟地连接。内部电压基准模拟电路的接地回路。
5	COMP	O	跨导误差放大器。将 COMP 的补偿网络连接至 AGND。
6	FB	I	将 FB 连接至 VCC，以将输出电压设置为 3.3V。使用 24.9kΩ 或 24kΩ 电阻将 FB 连接到 VCC，以将输出电压设置为 5V。在 VOUT 至 AGND 之间安装电阻分压器，将输出电压设定点设置在 0.8V 至 36V 之间。FB 的稳压电压为 0.8V。
7	VOUT	I	输出电压感测和电流检测放大器输入。将 V_{OUT} 连接到电流感应电阻器的输出侧。
8	ISNS	I	电流检测放大器输入。将该引脚连接至外部电流感应电阻器的电感器侧。
9	PG	O	一个集电极开路输出，如果 V_{OUT} 超出指定的调节窗口，该输出会变为低电平。
10	VCC	P	VCC 偏置引脚。在 VCC 和 PGND 之间连接一个陶瓷电容器
11	PGND	G	用于低侧功率 MOSFET 栅极驱动器的电源接地连接引脚。
12	LO	O	低侧功率 MOSFET 栅极驱动器输出。
13	SW	P	降压稳压器和高侧栅极驱动器回路的开关节点。连接到自举电容器、高侧 MOSFET 的源极端子和低侧 MOSFET 的漏极端子。
14	HO	O	高侧功率 MOSFET 栅极驱动器输出。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 4-1. 引脚功能（续）

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
15	CBOOT	P	用于自举栅极驱动器的高边驱动器电源。
16	EN	I	上升阈值为 1V 且迟滞电流为 11µA 时的高电平有效精密输入。如果 EN 电压低于 0.5V，LM25139-Q1 将处于关断模式。

(1) P = 电源，G = 地，I = 输入，O = 输出

4.1 可润湿侧翼

为了满足高可靠性和稳健性方面的要求，通常需要执行 100% 组装后自动视觉检查 (AVI)。标准四方扁平无引线 (QFN) 封装没有方便查看的可焊接或外露引脚和端子。因此，目视判断封装是否已成功焊接到印刷电路板 (PCB) 上非常困难。可润湿侧翼工艺的开发就是为了解决无引线封装侧引线的润湿性问题。LM25139-Q1 采用具有可润湿侧翼的 36 引脚 VQFN 封装，可提供可焊性的直观指示，从而缩短检查时间并降低制造成本。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

5 规格

5.1 绝对最大额定值

在建议的 –40°C 至 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
输出电压	VOUT 至 AGND	-0.3	36	V
	CBOOT 至 SW	-0.3	V_{SW} + 5.5	V
	CBOOT 到 SW，瞬态 < 20ns	-2		V
	HO 到 SW	-0.3	V_{CBOOT} + 0.3	V
	HO 到 SW，瞬态 < 20ns	-5		V
	LO 到 PGND	-0.3	V_{VCC} + 0.3	V
	LO 到 PGND，瞬态 < 20ns	-1.5		V
输入电压	AGND 到 PGND	-0.3	0.3	V
	VIN 至 PGND	-0.3	45	V
	SW 到 PGND	-0.3	45	V
	SW 到 PGND，瞬态 < 20ns	-5		V
	EN、RT 至 PGND	-0.3	45	V
	VCC、PG、FB、COMP、FPWM/SYNC 到 AGND	-0.3	5.5	V
	ISNS 到 AGND	-0.3	45	V
工作结温，T_J		-40	150	°C
贮存温度，T_{stg}		-55	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。

5.2 ESD 等级

				值	单位
$V_{(ESD)}$	静电放电	人体放电模型 (HBM)，符合 AEC Q100-002 标准(1)		±2000	V
		充电器件模型 (CDM)，符合 AEC Q100-011 标准	转角引脚（1、6、7、12）	±750	
			其他引脚	±500	

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

5.3 建议运行条件

在 -40°C 到 150°C 工作结温范围内测得（除非另外说明）。(1)

		最小值	标称值	最大值	单位
V_{IN}	输入电源电压范围	3.5		42	V
V_{OUT}	输出电压范围	0.8		36	V
	SW 到 PGND	-0.3		42	V
	CBOOT、HO 至 SW	-0.3	5	5.25	V
	FB、COMP 至 AGND	-0.3		5.25	V
	EN、RT 至 PGND	-0.3		42	V
	VCC、LO 至 PGND	-0.3	5	5.25	V
	VOUT、ISNS 至 PGND	-0.3		36	V
	PGND 至 AGND	-0.3		0.3	V
	FPWM/SYNC、PG 至 AGND	-0.3		5.25	V

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

5.3 建议运行条件（续）

在 -40°C 到 150°C 工作结温范围内测得（除非另外说明）。(1)

		最小值	标称值	最大值	单位
T_J	工作结温	-40		150	°C

(1) 建议运行条件是器件可正常运行的条件。有关规格和测试条件，请参阅电气特性。

5.4 热性能信息

热指标(1)		LM25139-Q1 RGT (VQFN) 16 引脚	单位
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	55.2	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	62.8	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	29.9	°C/W
ψ_{JT}	结至顶部特征参数	3.5	°C/W
ψ_{JB}	结至电路板特征参数	29.9	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	结至外壳（底部）热阻	14.3	°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。

5.5 电气特性

T_J = –40°C 至 150°C。典型值在 T_J = 25°C 且 V_{IN} = 12V 的条件下测得（除非另有说明）。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电源 (VIN)						
I_{Q-VIN1}	VIN 关断电流	V_{EN} = 0V		2.3	4	µA
I_{Q-VIN2}	VIN 待机电流	非开关，0.5V ≤ V_{EN} ≤ 1V		30	48	µA
I_{SLEEP1}	休眠电流，3.3V	V_{EN} = 5V，V_{VOUT} = 3.3V，处于稳压状态，空载，不进行开关，$V_{FPWM/SYNC}$ = 0V		10	18	µA
I_{SLEEP2}	休眠电流，5V	V_{EN} = 5V，V_{VOUT} = 5V，处于稳压状态，空载，不进行开关，$V_{FPWM/SYNC}$ = 0V		11	20	µA
精密使能端 (EN)						
V_{SDN}	关断至待机阈值	V_{EN} 上升		0.5		V
$V_{EN-HIGH}$	使能电压上升阈值	V_{EN} 上升，启用开关	0.95	1.0	1.05	V
I_{EN-HYS}	使能迟滞	V_{EN} = 1.1V	-14	-11	-8	µA
内部 LDO (VCC)						
$V_{VCC-REG}$	VCC 稳压电压	I_{VCC} = 0mA 至 90mA	4.7	5	5.3	V
$V_{VCC-UVLO}$	VCC UVLO 上升阈值		3.68	3.8	3.9	V
$V_{VCC-HYST}$	VCC UVLO 迟滞			300		mV
$I_{VCC-REG}$	内部 LDO 短路电流限制			210		mA
基准电压 (FB)						
V_{REF}	FB 稳压电压		792	800	808	mV
输出电压 (VOUT)						
$V_{OUT-3.3V-INT}$	3.3V 输出电压设定点	R_{FB} = 0Ω，V_{IN} = 4V 至 42V	3.26	3.3	3.33	V
$V_{OUT-5V-INT}$	5V 输出电压设定点	R_{FB} = 24.9kΩ，V_{IN} = 5.5V 至 42V	4.93	5.0	5.05	V
误差放大器 (COMP)						
g_m	EA 跨导			1.1		mS
I_{FB}	误差放大器输入偏置电流				100	nA
$V_{COMP-CLAMP=MAX}$	COMP 钳位最大电压			2.1		V
$I_{COMP-SRC}$	EA 源电流	V_{COMP} = 1V，V_{FB} = 0.68V		115		µA

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

5.5 电气特性（续）

T_J = –40°C 至 150°C。典型值在 T_J = 25°C 且 V_{IN} = 12V 的条件下测得（除非另有说明）。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$I_{COMP-SINK}$	EA 灌电流	V_{COMP} = 1V，V_{FB} = 0.92V		115		μA
双随机展频 (DRSS)						
f_m	调制频率		7.2		16.6	kHz
Δf_{C1}	低频展频 调制范围 1	LM25139D5QRGTRQ1		±5		%
Δf_{C2}	低频展频 调制范围 2	LM25139QRGTRQ1		±10		%
强制 PWM (FPWM/SYNC)						
$V_{FPWM-HI}$	FPWM 高电平检测阈值				1.2	V
$V_{FPWM-LO}$	FPWM 低电平检测阈值		0.8			V
V_{ZC-PFM}	PFM 中的过零阈值（LO 关断）			-5.5		mV
$V_{ZC-FPWM}$	FPWM 下的过零阈值（LO 关闭）			30		mV
$t_{PFM-FILTER}$	SYNCIN 到 PFM 模式		13		72	μs
开关频率 (RT)						
V_{RT}	RT 引脚稳压电压	10kΩ < R_{RT} < 100kΩ		1		V
$F_{SW2-VCC}$	开关频率 2，RT 至 VCC	RT = 10.1kΩ 至 VCC		2.2		MHz
F_{SW1}	开关频率 1	R_{RT} = 53kΩ 至 AGND	396	440	484	kHz
F_{SW2}	开关频率 2	R_{RT} = 10.1kΩ 至 AGND		2.2		MHz
F_{SW3}	开关频率 3	R_{RT} = 237kΩ 至 AGND		100		kHz
$SLOPE_1$	内部斜率补偿 1	R_{RT} = 10.1kΩ		1000		mV/μs
$t_{ON(min)}$	最短导通时间	V_{HO} – V_{SW} = V_{CBOOT} – V_{SW}		25		ns
$t_{OFF(min)}$	最短关断时间	V_{HO} – V_{SW} = 0V		80		ns
电源正常 (PG)						
V_{PG-OV}	PG OV 阈值电平	相对于调节电压上升	107	110	113.5	%
V_{PG-UV}	PG UV 阈值电平	相对于调节电压下降	89	92	95	%
$V_{PG-UV-HYST}$	PG UV 迟滞	相对于稳压输出上升		3.6		%
$V_{PG-OV-HYST}$	PG OV 迟滞	相对于调节电压上升		3.6		%
t_{OV-DLY}	PG OV 滤波器时间	V_{OUT} 上升		25		μs
t_{UV-DLY}	PG UV 滤波器时间	V_{OUT} 下降		25		μs
V_{PG-OL}	PG 电压	集电极开路，I_{PG} = 4mA	0.04	0.14	0.8	V
启动（软启动）						
t_{SS-INT}	内部固定软启动时间		1.5	3	4.2	ms
引导电路 (CBOOT)						
$V_{BOOT-DROP}$	内部二极管正向压降	I_{CBOOT} = 20mA，VCC 至 CBOOT		0.8		V
I_{BOOT}	CBOOT 至 SW 静态电流，未开关	V_{EN} = 5V，V_{CBOOT} – V_{SW} = 5V			9	μA
$V_{BOOT-SW-UV-R}$	CBOOT 至 SW UVLO 上升阈值	V_{CBOOT} – V_{SW} 上升		2.9		V
$V_{BOOT-SW-UV-F}$	CBOOT 至 SW UVLO 下降阈值	V_{CBOOT} – V_{SW} 下降		2.6		V
$V_{BOOT-SW-UV-HYS}$	CBOOT 至 SW UVLO 迟滞			330		mV
高侧栅极驱动器 (HO)						
$V_{HO-HIGH}$	HO 高电平状态输出电压	I_{HO} = –100mA，$V_{HO-HIGH}$ = V_{CBOOT} – V_{HO}		120		mV
V_{HO-LOW}	HO 低电平状态输出电压	I_{HO} = 100mA		60		mV
I_{HO-SRC}	HO 峰值拉电流	V_{HO} = V_{SW} = 0V，V_{CBOOT} = V_{VCC} = 5V		1.65		A
$I_{HO-SINK}$	HO 峰值灌电流	V_{VCC} = 5V		2.4		A
低侧栅极驱动器 (LO)						
$V_{LO-HIGH}$	LO 高电平状态输出电压	I_{LO} = -100mA		124		mV
V_{LO-LOW}	LO 低电平状态输出电压	I_{LO} = 100mA		60		mV

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

5.5 电气特性（续）

T_J = –40°C 至 150°C。典型值在 T_J = 25°C 且 V_{IN} = 12V 的条件下测得（除非另有说明）。

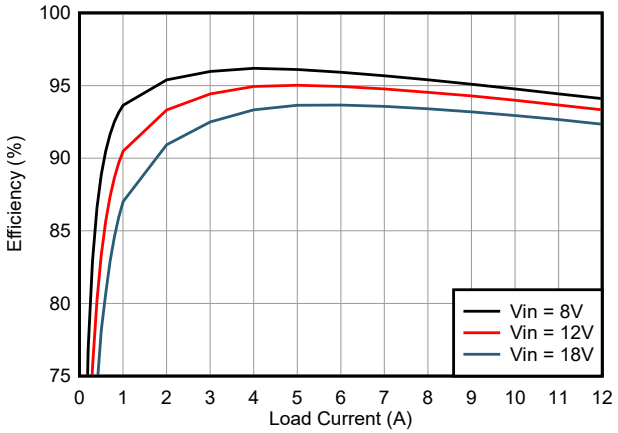
参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{LO-SRC}	LO 峰值拉电流	V_{LO} = V_{SW} = 0V，V_{VCC} = 5V		1.65		A
$I_{LO-SINK}$	LO 峰值灌电流	V_{VCC} = 5V		2.4		A
自适应死区时间控制						
t_{DEAD1}	从 HO 关断至 LO 导通死区时间			18		ns
t_{DEAD2}	从 LO 关断至 HO 导通死区时间			22		ns
内部断续模式						
HIC_{DLY}	断续模式激活延迟	V_{ISNS} – V_{VOUT} > 60mV		512		周期
HIC_{CYCLES}	HICCUP 模式故障	V_{ISNS} – V_{VOUT} > 60mV		16384		周期
过流保护						
V_{CS-TH}	电流限制阈值	在 ISNS 与 VOUT 之间测得	52	60	68	mV
$t_{DELAY-ISNS}$	ISNS 到输出延迟			70		ns
G_{CS}	CS 放大器增益			10		V/V
$I_{BIAS-ISNS}$	CS 放大器输入偏置电流				1.2	µA
热关断						
T_{J-SHD}	热关断阈值(1)	温度上升		175		°C
T_{J-HYS}	热关断迟滞 (1)			15		°C

(1) 根据设计确定。未经生产测试。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

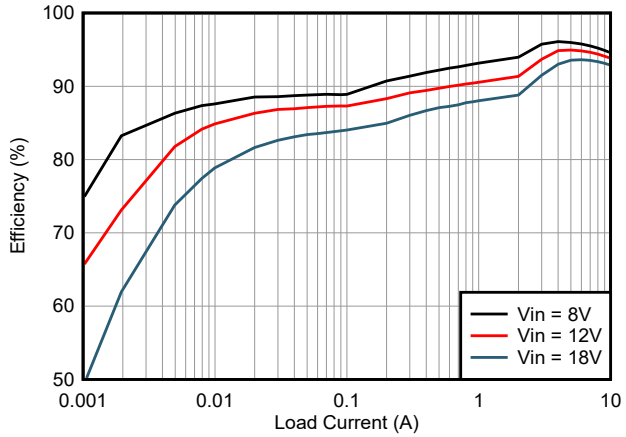
5.6 典型特性

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V，T_J = 25°C。



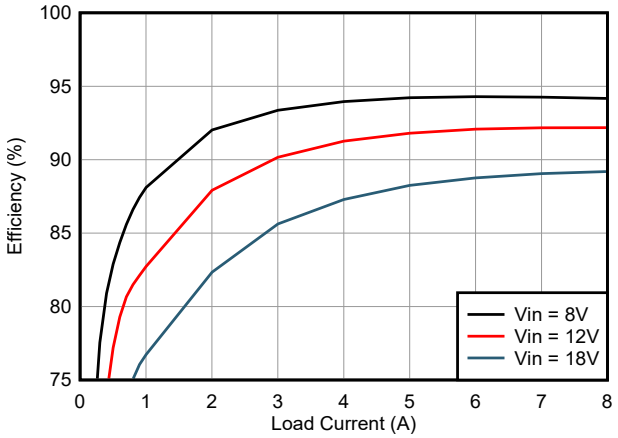
请参阅 节 7.2.2　V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 440kHz

图 5-1. 效率与负载间的关系，3.3V 输出，FPWM



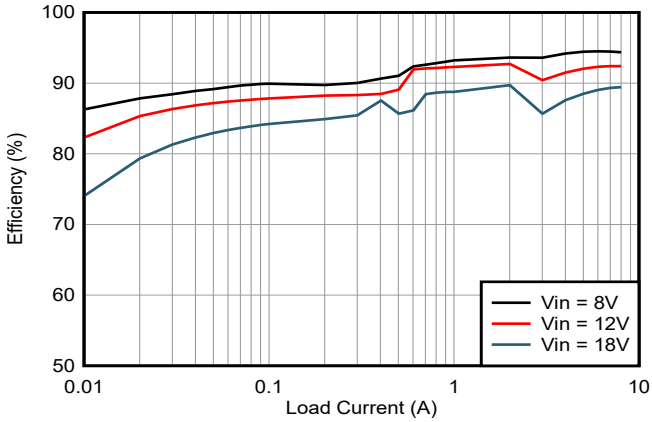
请参阅 节 7.2.2　V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 440kHz

图 5-2. 效率与负载间的关系，3.3V 输出，PFM



请参阅 节 7.2.1　V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz

图 5-3. 效率与负载间的关系，5V 输出，FPWM



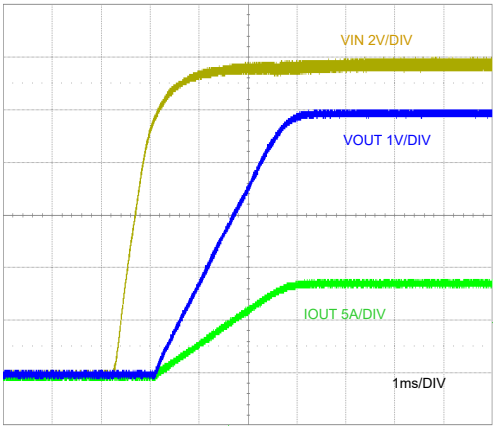
请参阅 节 7.2.1　V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz

图 5-4. 效率与负载间的关系，5V 输出，PFM

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

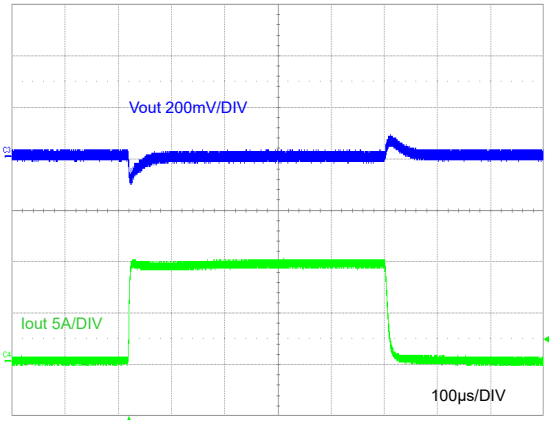
5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V，T_J = 25°C。



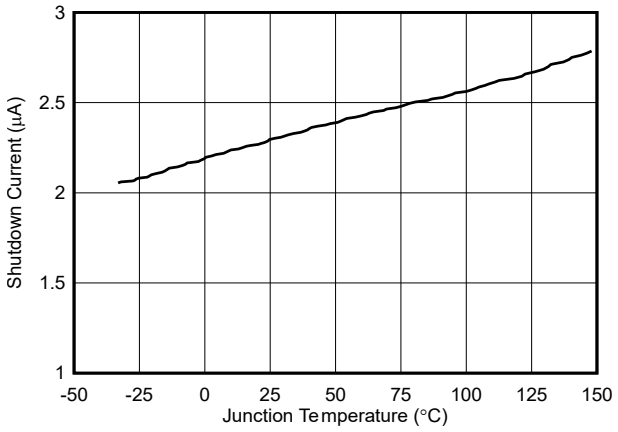
请参阅 节 7.2.2　　8A 电阻负载

图 5-5. 启动特性



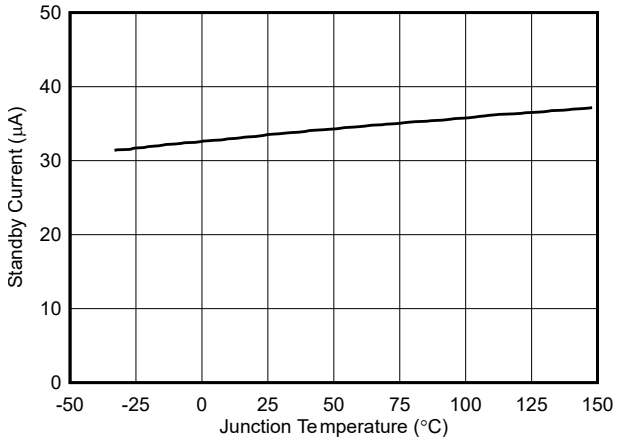
I_{OUT} = 0A 至 10A　　V_{OUT} = 5V　　2A/µs 压摆率

图 5-6. 负载瞬态响应



V_{EN} = 0V

图 5-7. 关断静态电流与温度间的关系



0.6V < V_{EN} < 1V

图 5-8. 待机静态电流与温度间的关系

5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V，T_J = 25°C。

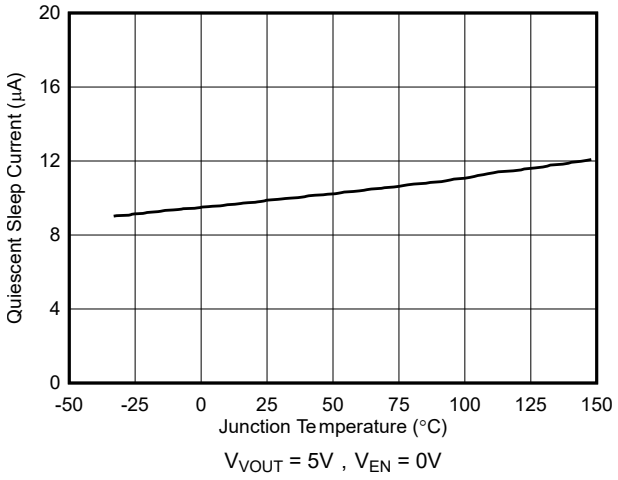


图 5-9. 睡眠静态电流与温度间的关系

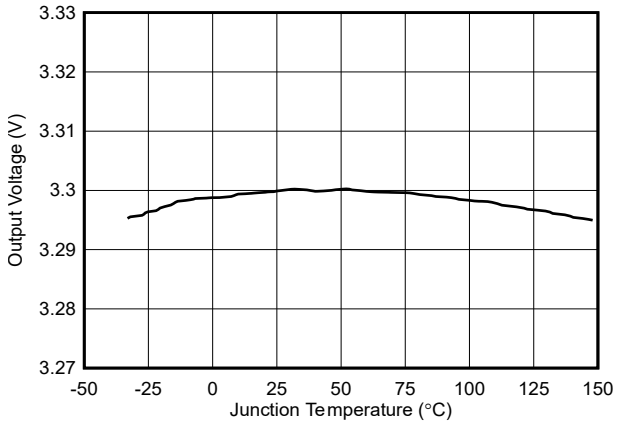


图 5-10. 固定 3.3V 输出电压与温度间的关系

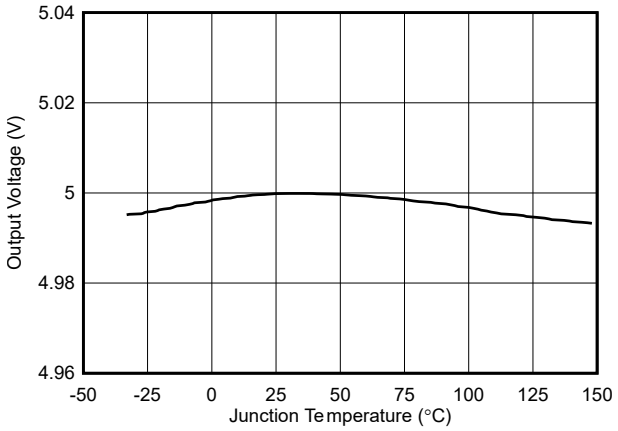


图 5-11. 固定 5V 输出电压与温度间的关系

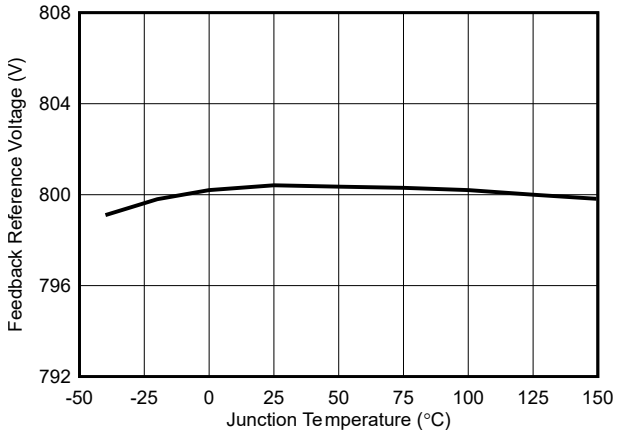


图 5-12. 反馈电压与温度之间的关系

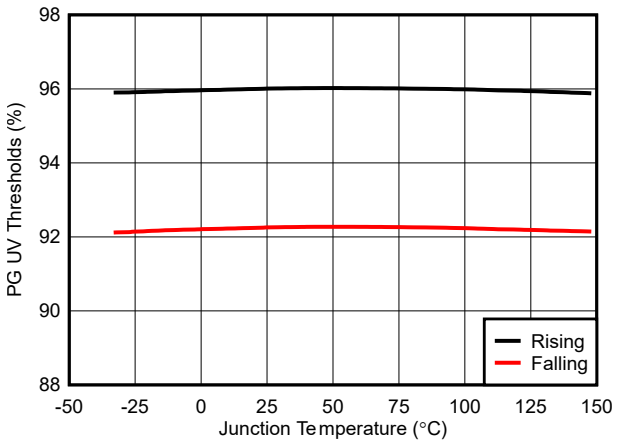


图 5-13. PG UV 阈值与温度间的关系

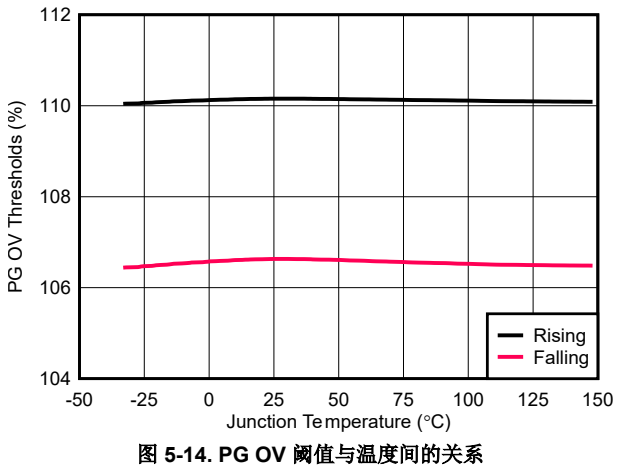


图 5-14. PG OV 阈值与温度间的关系

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V，T_J = 25°C。

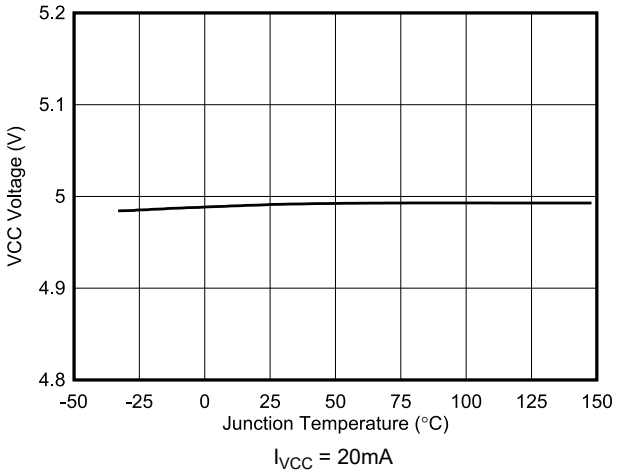


图 5-15. VCC 稳压电压与温度间的关系

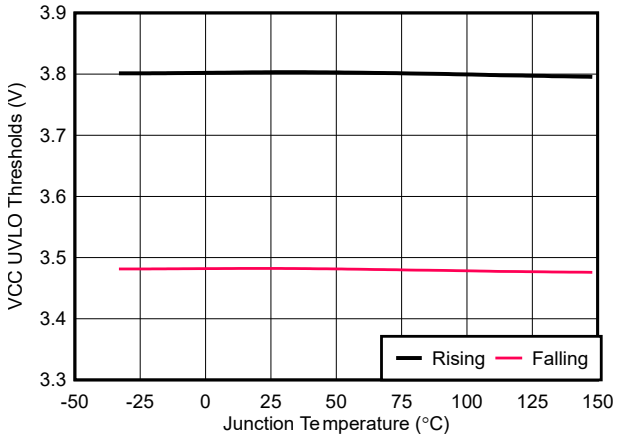


图 5-16. VCC UVLO 阈值与温度间的关系

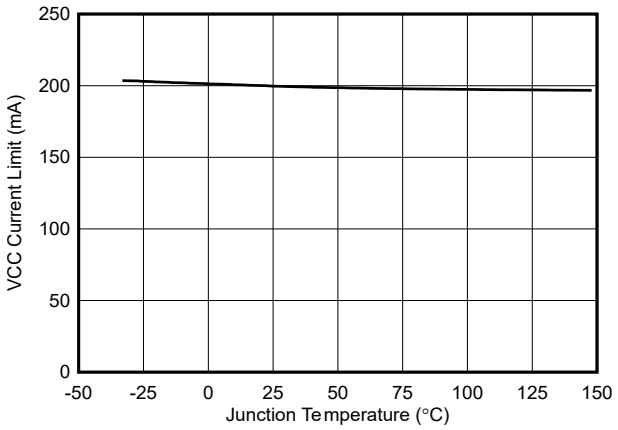


图 5-17. VCC 电流限值与温度间的关系

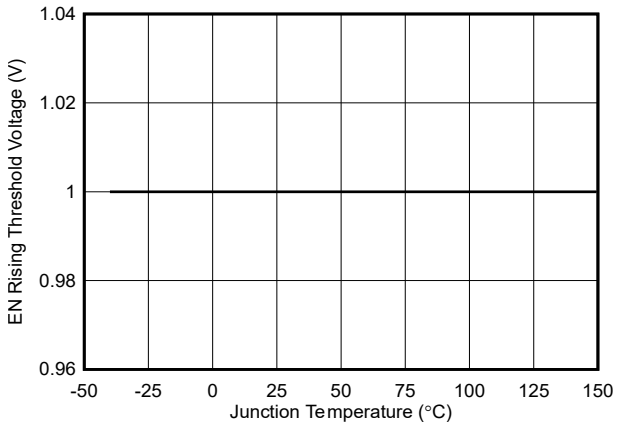


图 5-18. EN 上升阈值电压与温度间的关系

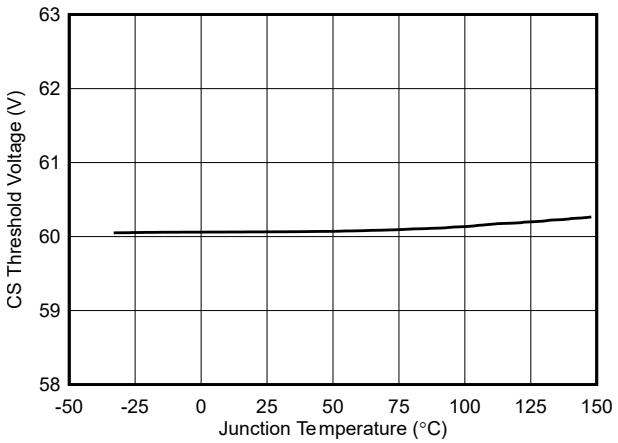


图 5-19. 电流检测阈值与温度间的关系

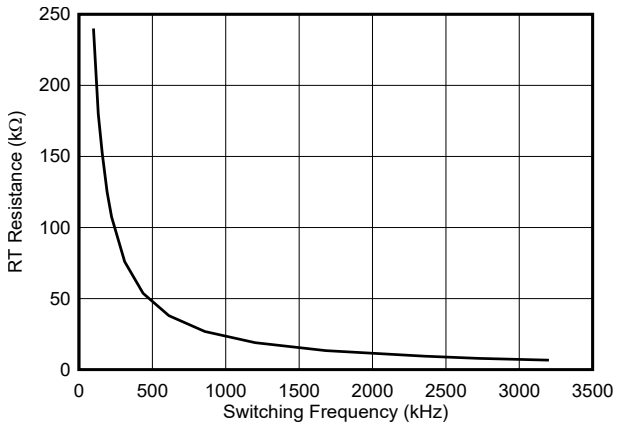


图 5-20. RT 电阻与开关频率间的关系

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6 详细说明

6.1 概述

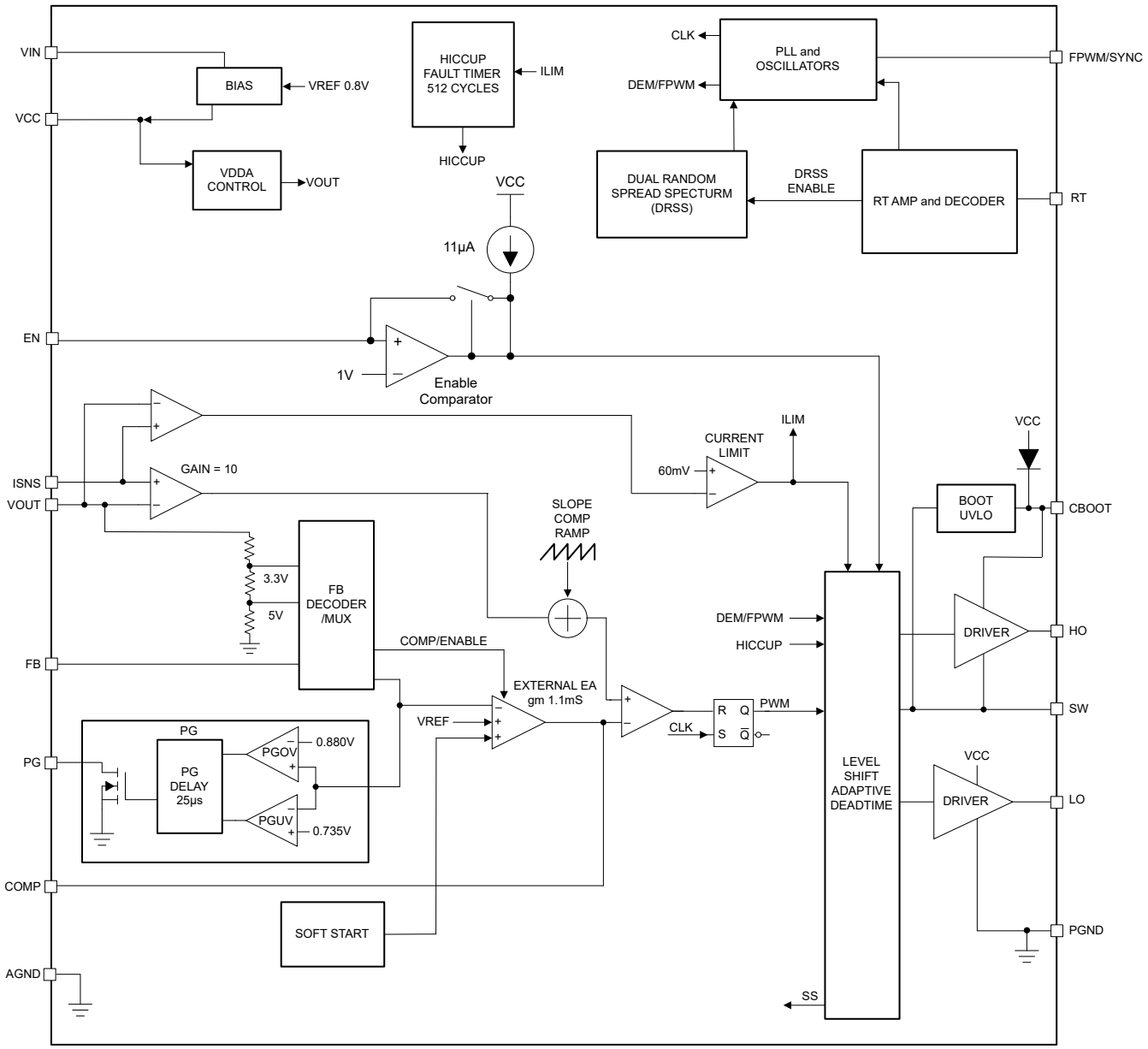
LM25139-Q1 是一款开关控制器，集成了构建高效同步降压电源所需的全部功能，可在 4V 至 42V 的宽输入电压范围内稳定工作。LM25139-Q1 可配置为提供固定的 3.3V、5V 输出，或 0.8V 至 36V 的可调输出。这款易于使用的控制器集成了高侧和低侧 MOSFET 栅极驱动器，分别能够提供 1.65A 和 2.4A 的峰值拉电流和灌电流。自适应死区时间控制旨在尽可能地减少体二极管导通。

执行分流电阻器或电感器 DCR 电流检测的峰值电流模式控制方案可提供固有线路前馈、逐周期峰值电流限制和简便的环路补偿。电流模式控制还支持宽占空比范围，适用于高输入电压和低压降应用，以及需要高降压转换比（例如 10:1）的应用。振荡器频率可由用户在 100kHz 至 3.2MHz 之间进行编程，并且该频率可通过向 FPWM/SYNC 施加外部时钟来与高达 3.2MHz 的外部时钟同步。用户可选的 PFM 模式功能支持不连续导通模式 (DCM) 运行，从而进一步提高轻负载条件下的效率并降低功率损耗。

LM25139-Q1 集成多项特性，降低了满足各类 EMI 标准的设计难度，如汽车应用的 CISPR 25 5 类标准。DRSS 技术可降低峰值谐波 EMI 信号。LM25139-Q1 采用带有外露焊盘的 16 引脚 RGT 封装来改善散热。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.2 功能方框图


VIN
VCC
BIAS
VREF 0.8V
VDDA CONTROL
VOUT
HICCUP FAULT TIMER 512 CYCLES
ILIM
HICCUP
CLK
DEM/FPWM
PLL and OSCILLATORS
FPWM/SYNC
DUAL RANDOM SPREAD SPECTURM (DRSS)
DRSS ENABLE
RT AMP and DECODER
RT
VCC
11µA
EN
1V
Enable Comparator
ISNS
VOUT
GAIN = 10
CURRENT LIMIT
60mV
ILIM
VCC
BOOT UVLO
CBOOT
SLOPE COMP RAMP
3.3V
5V
FB DECODER /MUX
FB
COMP/ENABLE
DEM/FPWM
HICCUP
DRIVER
HO
SW
EXTERNAL EA gm 1.1mS
VREF
CLK
R Q
S Q̄
PWM
PG
PG DELAY 25µs
PGOV
0.880V
PGUV
0.735V
PG
LEVEL SHIFT ADAPTIVE DEADTIME
VCC
DRIVER
LO
COMP
SOFT START
PGND
AGND
SS

6.3 特性说明

6.3.1 输入电压范围 (V_{IN})

LM25139-Q1 的输入电压工作范围为 4V 至 42V。该器件用于从 12V 和 24V 汽车级电源轨进行降压转换。图 6-1 中的应用电路展示了实现基于 LM25139-Q1 且采用单电源的宽 V_{IN} 降压稳压器所需的所有元件。LM25139-Q1 使用内部 LDO 子稳压器来为栅极驱动和控制电路提供 5V VCC 偏置电压轨（假定输入电压高于 5V 以及必要的子稳压器压降规格）。

在高输入电压应用中，确保 VIN 和 SW 引脚在线路或负载瞬态事件下不超过 45V 的绝对最大额定电压。如果电压偏移超过*绝对最大额定值*，则可能会损坏 IC。在进行 PCB 电路板布局布线时要小心谨慎，并使用高质量的输入旁路电容器，以最大限度地减少电压过冲和振铃。

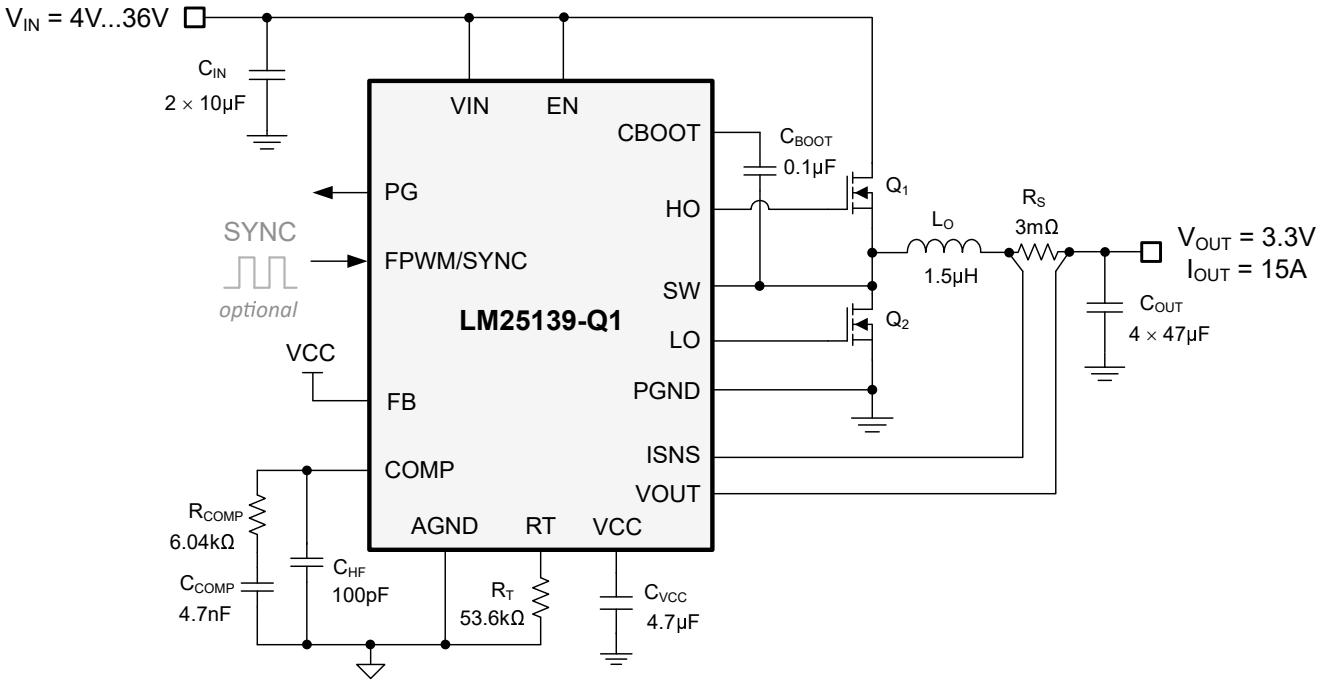


图 6-1. 典型应用原理图

当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，LM25139-Q1 会跳过 t_{OFF} 周期以允许控制器将占空比扩展至大约 99%。另请参阅图 6-2。

使用方程式 1 来计算 LM25139-Q1 何时进入压降模式。

- t_P 是振荡器频率
- t_{OFF} 是最短关断时间，典型值是 80ns

$$V_{IN(min)} = \frac{V_{OUT} \times t_{SW}}{t_{SW} + t_{OFF(min)}} \quad (1)$$

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

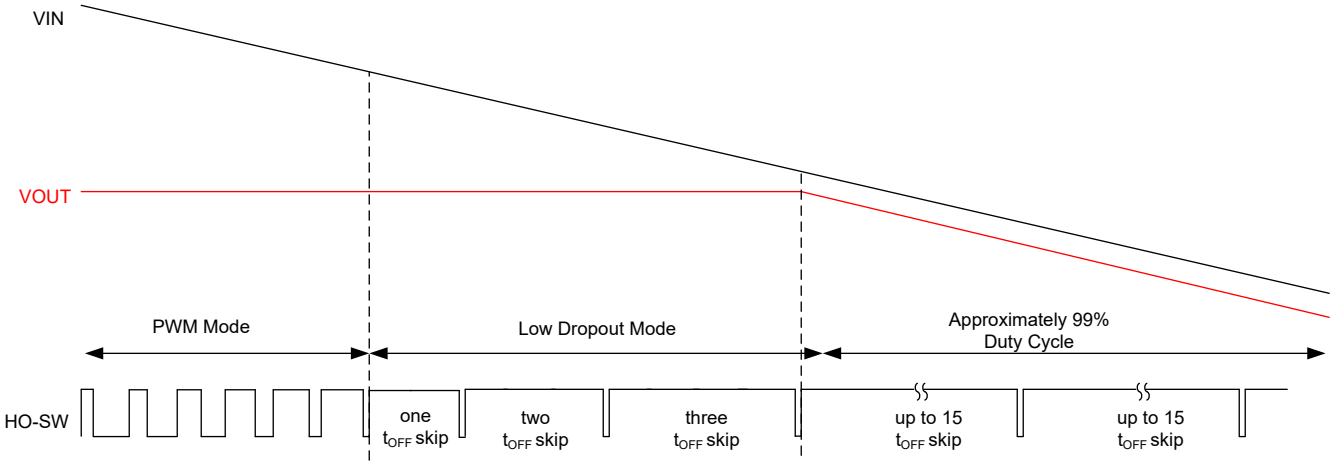


图 6-2. 压降模式运行

6.3.2 高压偏置电源稳压器 (VCC)

LM25139-Q1 包含一个内部高压 VCC 偏置稳压器，该稳压器为 PWM 控制器提供偏置电源并为外部 MOSFET 提供栅极驱动器。该控制器的额定输入电压高达 42V。但是，当输入电压低于 VCC 设定点电平时，VCC 电压会跟踪 V_{IN} 减去一个小压降。

VCC 稳压器输出电流限制为 210mA（典型值）。加电时，控制器会向 VCC 引脚上连接的电容器输送电流。当 VCC 电压超过 3.8V（典型值）且 EN 引脚高于 1V 时，软启动序列开始。除非 VCC 电压降至 VCC UVLO 下降阈值 3.5V（典型值）以下或 EN 切换至低电平状态，否则输出将保持有效状态。在 VCC 和 PGND 之间连接一个陶瓷电容器。VCC 电容器的建议电容范围为 2.2μF 至 10μF。

6.3.3 精密使能端 (EN)

EN 引脚可以连接到高达 42V 的电压。LM25139-Q1 具有精密使能功能。当 EN 电压大于 1V 时，会启用开关。如果 EN 电压低于 0.5V，LM25139-Q1 会被关断，来自 V_{IN} 的电流消耗 I_Q 为 2.3μA（典型值）。当 EN 电压在 0.5V 至 1V 之间时， LM25139-Q1 处于待机模式，VCC 稳压器工作，控制器不进行开关操作。当控制器处于待机模式时，输入静态电流为 30μA（典型值）。用大于 1V 的电压使能 LM25139-Q1。然而，许多应用都受益于使用电阻分压器 R_{UV1} 和 R_{UV2}（如图 6-3 所示）来建立精密的输入 UVLO。TI 建议避免 EN 引脚悬空。

在给定所需输入导通和关断电压的情况下，可以使用方程式 2 和方程式 3 来计算 UVLO 电阻。

$$R_{UV1} = \frac{V_{IN(ON)} - V_{IN(OFF)}}{I_{HYS}} \quad (2)$$

$$R_{UV2} = \frac{R_{UV1} \times V_{EN}}{V_{IN(ON)} - V_{EN}} \quad (3)$$

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

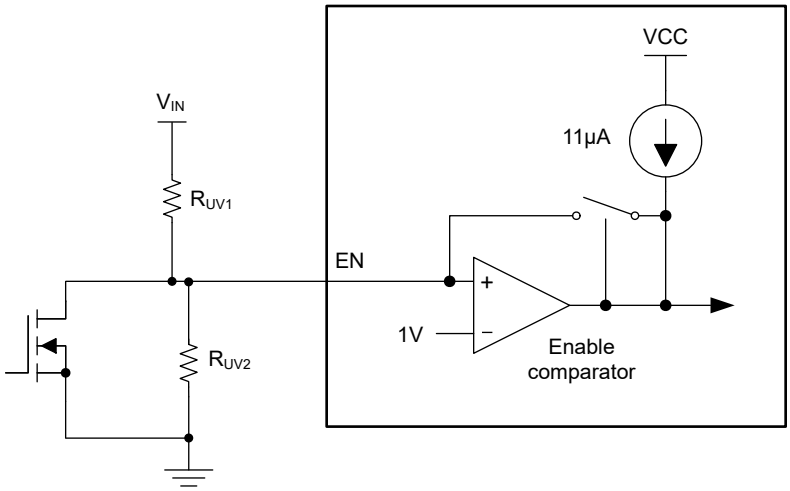


图 6-3. 可编程输入电压 UVLO 导通

6.3.4 电源正常监视器 (PG)

LM25139-Q1 包含用于 V_{OUT} 的输出电压监测信号来简化时序控制和监控。电源正常信号用于下行转换器的启动时序控制、故障保护和输出监控。当输出电压处于稳压状态时，电源正常输出 (PG) 会切换至高阻抗开漏状态。当输出电压下降至电源正常下限阈值（典型值为 92%）以下或升高到电源正常上限阈值（典型值为 110%）以上时，PG 会切换至低电平。25µs 抗尖峰脉冲滤波器可防止转换期间 PG 的误跳闸。TI 建议在 PG 与相关逻辑轨之间连接 100kΩ（典型值）的上拉电阻器。

6.3.5 开关频率 (RT)

在 RT 与 AGND 之间连接电阻器来对 LM25139-Q1 振荡器进行编程，将振荡器频率设置在 100kHz 至 3.2MHz 之间。可以使用方程式 4 来计算给定开关频率对应的 RT 电阻。

$$R_T\left(k\Omega\right) = \frac{23759}{F_{SW}(kHz)} - 0.72 \tag{4}$$

若通过 RT 至 AGND 的电阻器设置振荡器频率，DRSS 将被禁用。要启用 DRSS，请使用方程式 4 获取振荡器频率并在 RT 和 VCC 之间连接电阻器。

6.3.6 双随机展频 (DRSS)

LM25139-Q1 提供数字展频，可在宽频率范围内降低电源的 EMI。DRSS 将低频三角调制曲线与高频逐周期随机调制曲线相结合。低频三角调制提高了低射频频带中的性能，高频随机调制提高了高射频频带中的性能。

展频通过将窄带信号转换为宽带信号，以将能量分散在多个频率上。由于行业标准要求对不同的频带使用不同的 EMI 接收器分辨率带宽 (RBW) 设置，因此 RBW 对展频性能有影响。DRSS 能够分别使用低频率三角调制曲线和高频率逐周期随机调制来同时提高低 RBW 和高 RBW 条件下的 EMI 性能。DRSS 可以将低频频段（150kHz 至 30MHz）中的传导发射降低至 15dBµV，并将高频频段（30MHz 至 108MHz）中的传导发射降低至 5dBµV。

要启用 DRSS，请在 RT 引脚和 VCC 之间连接一个电阻器。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

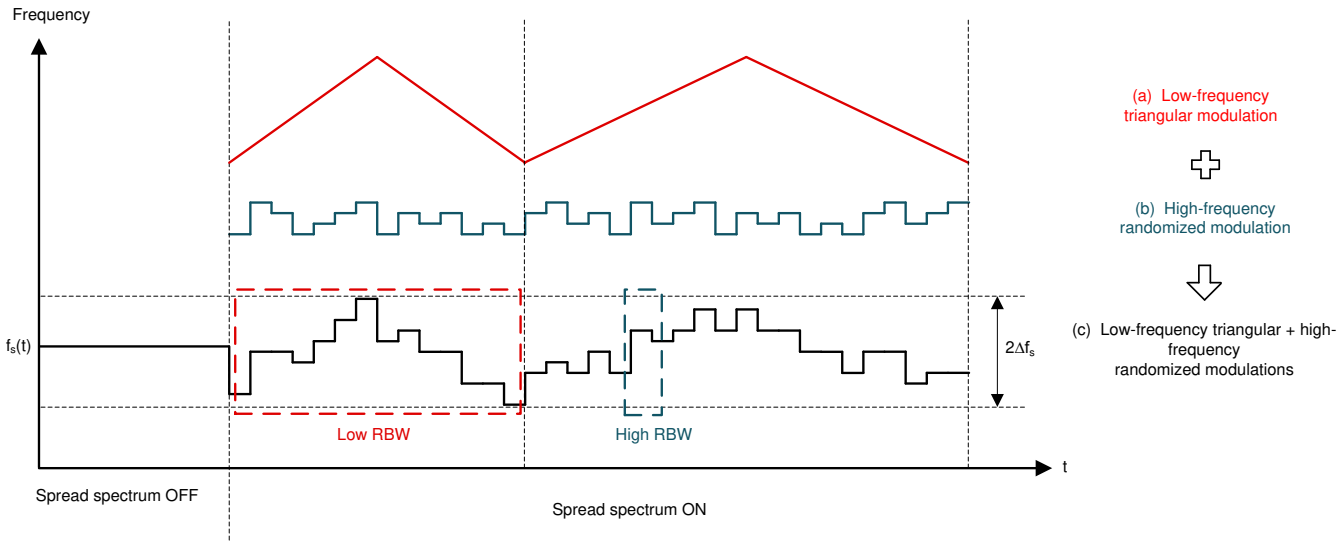


图 6-4. 双随机展频实现

6.3.7 软启动

LM25139-Q1 具有内部 3ms 软启动计时器（典型值）。软启动功能让稳压器逐渐达到稳态操作点，因而可减少启动应力和浪涌。

6.3.8 输出电压设定值 (FB)

在没有外部反馈电阻器的情况下，LM25139-Q1 输出可以独立配置为两个固定输出电压中的一个，而利用一个外部电阻分压器则可以将输出调节至所需的电压。通过将 FB 直接连接到 VCC，将输出设置为 3.3V。或者，在 FB 与 VCC 之间安装 24.9kΩ 电阻，将输出设置为 5V。请参阅 表 6-1。

表 6-1. 反馈配置电阻器

上拉电阻至 VCC	V_{OUT} 设定点
0Ω	3.3V
24.9kΩ	5V
未安装	外部 FB 分压器设置

或者，使用输出端与 AGND 之间连接的外部电阻分压器设置输出电压。输出电压调节范围是 0.8V 到 36V 之间。FB 的稳压电压为 0.8V (V_{REF})。使用 方程式 5 分别计算上反馈电阻器和下反馈电阻器（分别用 R_{FB1} 和 R_{FB2} 表示）的值。

$$R_{FB1} = \left(\frac{V_{OUT} - 1}{V_{REF}}\right) \times R_{FB2} \quad (5)$$

R_{FB2} 的建议起始值为 10kΩ 至 20kΩ。

如果需要使用低 I_Q 运行，则谨慎选择外部反馈电阻器。外部分压器的电流消耗会增加至 LM25139-Q1 睡眠电流（典型值 9.5μA）。反射到 V_{IN} 的分压器电流会按照 V_{OUT}/V_{IN} 的比率进行分压。

FB 设置会被锁存并且无法更改，直到 LM25139-Q1 断电（VIN 电压降至 3V 以下）然后再次加电为止。若 EN 引脚经历禁用周期（EN 引脚电压降至 0.5V 以下，随后升至 0.5V 以上），FB 设置也可重新配置。

6.3.9 最短可控导通时间

最小输出电压调节范围存在两个限制：0.8V 的 LM25139-Q1 电压基准和最短可控开关节点脉冲宽度 $t_{ON(min)}$。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

$t_{ON(min)}$ 有效地限制了给定开关频率下 V_{OUT}/V_{IN} 的电压降压转换率。对于固定频率 PWM 工作，电压转换率必须满足方程式 6：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > t_{ON(min)} \times F_{SW} \quad (6)$$

其中

- $t_{ON(min)}$ 为 25ns（典型值）。
- F_{SW} 为开关频率。

如果所需电压转换率不符合上述条件，LM25139-Q1 会从固定开关频率运行转换为脉冲跳跃模式，以维持输出电压调节。例如，如果输入电压为 24V，开关频率为 2.1MHz，而所需的输出电压为 5V，则使用 方程式 7 来确认转换率。

$$\frac{5V}{24V} > 25ns \times 2.1MHz \quad (7)$$

$$0.208 > 0.0525 \quad (8)$$

对于宽 V_{IN} 应用和低输出电压，一种替代方案是减小 LM25139-Q1 开关频率来满足方程式 6 的要求。

6.3.10 误差放大器和 PWM 比较器 (FB)

LM25139-Q1 具有高增益跨导放大器，该放大器会产生与反馈电压和内部精密基准 (0.8V) 之差成比例的误差电流。跨导放大器的输出端连接到 COMP 引脚，使用户能够提供外部控制环路补偿。TI 通常建议使用 II 型补偿网络来实现峰值电流模式控制。

若输出电压低于 -300mV，pwm 脉冲的补偿控制将停止，低侧驱动开启，直至输出电压高于 -300mV。此时，补偿元件将 pwm 脉冲的控制重新置为有效。

6.3.11 斜率补偿

LM25139-Q1 利用峰值电流模式控制和大于 50% 的占空比来提供内部斜率补偿，从而维持稳定运行。可以使用方程式 9 计算降压电感，从而提供等于电感器斜率的斜率补偿。

$$L_{O\text{-}IDEAL}(\mu H) = \frac{V_{OUT}(V) \times R_S(m\Omega)}{45 \times F_{SW}(MHz)} \quad (9)$$

- 电感值越小，峰峰值电感电流通常就越大，这样可以尽可能地缩小尺寸和降低成本，同时改善瞬态响应，但更高的磁芯损耗和峰值电流会导致轻载效率下降。
- 电感值越大，峰峰值电感电流通常就越小，这样可以减少开关峰值和 RMS 电流，但需要更大的输出电容器来满足负载瞬态规格。

6.3.12 电感器电流检测（ISNS、VOUT）

共有两种方法可以感测降压功率级的电感器电流。第一种方法使用与电感器串联的电流检测电阻器（也称为分流器），而第二种方法利用电感器的直流电阻（DCR 电流检测）。

6.3.12.1 分流电流检测

分流电流检测展示了使用分流电阻器进行的电感器电流检测。此配置会持续监测电感器电流，以在整个工作温度范围内提供准确的过流保护。为了获得出色的电流检测精度和过流保护，请在电感器和输出端之间放置一个低电感±1% 容差分流电阻器并通过开尔文连接方式连接到 LM25139-Q1 电流检测放大器。

如果从 ISNS 到 VOUT 感测到的峰值电压信号超过 60mV 的电流限制阈值，电流限制比较器会立即终止 HO 输出来提供逐周期电流限制。可以使用方程式 10 来计算分流电阻。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

$$R_S = \frac{V_{CS\text{-}TH}}{I_{OUT(CL)} + \frac{\Delta I_L}{2}} \quad (10)$$

其中

- $V_{CS\text{-}TH}$ 为 60mV 的电流检测阈值。
- $I_{OUT(CL)}$ 是过流设定值，该值设置为大于最大负载电流，以免负载瞬变期间过流比较器发生跳变。
- ΔI_L 是电感器纹波电流的峰峰值。

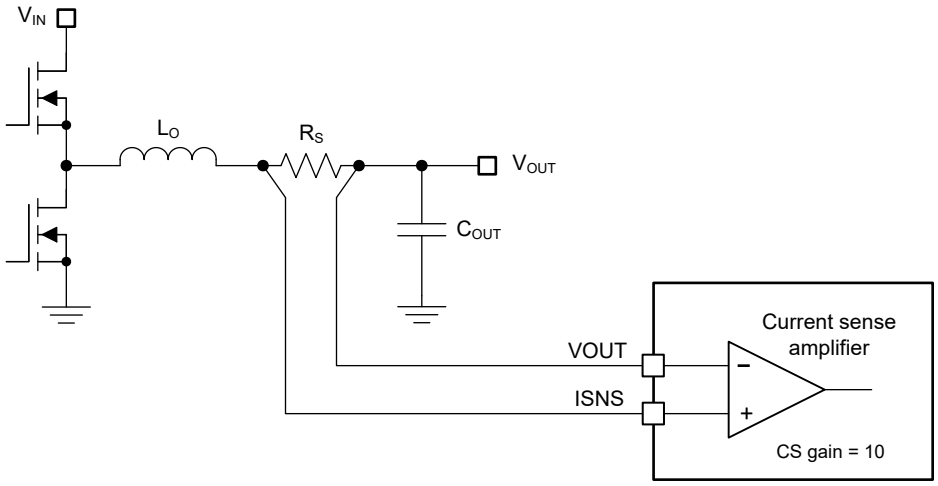


图 6-5. 分流电流检测实现

在过流条件下和软启动完成后（8ms 计时器），软启动电压会被钳位在 FB 上方 95mV 处。必须发生 16 个过流事件，SS 钳位才会启用。此值确保 SS 可以在短暂过流事件期间被拉低，从而防止恢复期间出现输出电压过冲。

6.3.12.2 电感器 DCR 电流检测

对于无需精确电流限制保护功能的高功率应用，最好执行电感器 DCR 电流检测。这项技术使用与电感器并联的 RC 感测网络来提供对电感器电流的连续无损监控。选择具有低 DCR 容差的电感器，以便在室温条件下实现 10% 至 15% 的典型电流限制精度。图 6-6 中的组件 R_{CS} 和 C_{CS} 构成电感器上的低通滤波器，因而能够以差分方式感测电感器 DCR 上的电压。

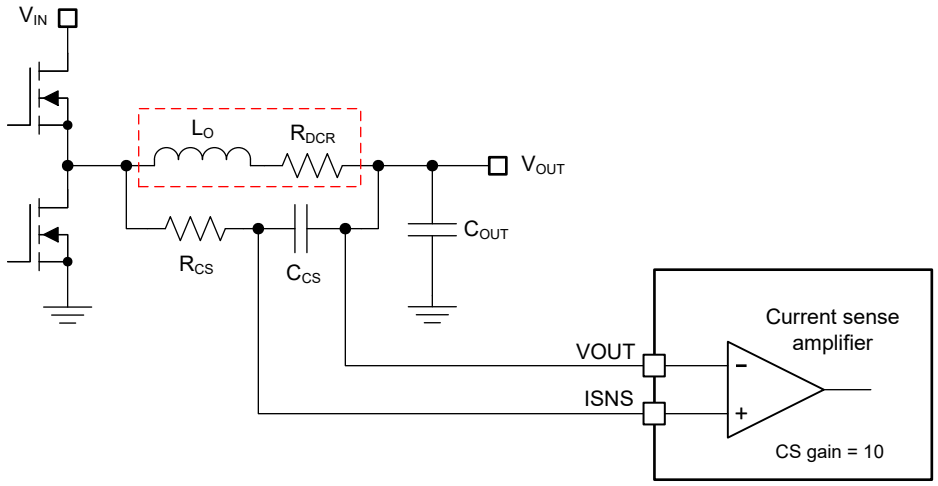


图 6-6. 电感器 DCR 电流检测实现方案

方程式 11 展示了 s 域中感测电容器上的压降。当 $R_{CS}C_{CS}$ 时间常数等于 L_O/R_{DCR} 时，感测电容器 C_{CS} 上的电压等于电感器 DCR 电压，并实现准确的电流检测。如果 $R_{CS}C_{CS}$ 时间常数不等于 L_O/R_{DCR} 时间常数，则存在如下的感测误差：

- $R_{CS}C_{CS} > L_O/R_{DCR}$ → 直流电平正确，但交流振幅会衰减。
- $R_{CS}C_{CS} < L_O/R_{DCR}$ → 直流电平正确，但交流振幅会放大。

$$V_{CS}(s) = \left(I_{OUT(CL)} + \frac{\Delta I}{2}\right) \times R_{DCR} \times \frac{\left(1 + s\frac{L_O}{R_{DCR}}\right)}{(1 + sR_{CS}C_{CS})} \quad (11)$$

选择大于或等于 0.1 µF 的 C_{CS} 电容，以维持低阻抗感测网络，从而降低对从开关节点拾取噪声的易感性。仔细查看节 7.4.1，确保噪声和直流误差不会破坏在 ISNS 和 VOUT 引脚之间施加的电流检测信号。

6.3.12.3 断续模式电流限制

LM25139-Q1 包含内部断续模式保护功能。检测到过载后，将发生 512 个周期的逐周期电流限制。如果出现连续四个开关周期而又没有超过电流限制阈值，512 周期计数器便会复位。在 512 周期计数器到期后，内部软启动会被拉低，HO 和 LO 驱动器输出会被禁用，并且 16384 周期断续计数器会被启用。当计数器达到 16384 后，内部软启动会启用，而输出会重新启动。软启动期间会禁用断续模式电流限制，直到软启动完成 (8ms) 且输出电压达到调节值的一半。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.4 器件功能模式

6.4.1 睡眠模式

LM25139-Q1 在运行时采用峰值电流模式控制，使得 COMP 电压与峰值电感器电流成比例。在空载或轻载条件下，输出电容器的放电速度非常慢。因此，COMP 电压无需逐周期驱动器输出脉冲。当 LM25139-Q1 控制器检测到缺失 16 个开关周期时，LM25139-Q1 会进入睡眠模式并切换至低 I_Q 状态，以减少从输入获取的电流。当输出为 3.3V 时，睡眠模式下的典型控制器 I_Q 为 10 µA。

6.4.2 强制 PWM 和同步 (FPWM/SYNC)

采用低侧同步 MOSFET 而非二极管的同步降压稳压器能够在轻负载、输出过压和预偏置启动条件下从输出灌入负电流。LM25139-Q1 具备二极管仿真功能（也称为 PFM 模式），可启用该功能来防止低侧 MOSFET 中出现反向（漏极到源极）电流。配置为 PFM 模式时，通过电流感应电阻器或电感器 DCR 检测方法来检测电感器电流 (V_{ISNS} – V_{OUT})，一旦检测到反向电流，低侧 MOSFET 将关断。检测到的电感器电流与过零阈值 (5.5mV) 进行比较以指示反向电流。在 PFM 模式下，峰值电感器电流被强制至少为电流限值的 20%。此配置的优势是轻载条件下功耗更低；PFM 模式的劣势是轻载瞬态响应较慢。

使用 FPWM/SYNC 引脚配置 PFM。若要启用 PFM，进而在轻负载条件下实现低 I_Q 电流，请将 FPWM/SYNC 连接到 GND。如果需要以 FPWM 和连续导通模式 (CCM) 工作，请将 FPWM/SYNC 连接到 VCC。请注意，PFM 会自动启用，以防止预偏置启动期间出现反向电流。如果器件已配置为在 FPWM 模式下运行，则器件仍以 PFM 模式启动，并且在启动期间需经过 1000 个开关脉冲周期才能从 PFM 模式切换至 FPWM 模式。

LM25139-Q1 具有 35 µs（典型值）的抗尖峰脉冲滤波器，用于从 FPWM 模式切换至 PFM 模式。抗尖峰脉冲滤波器到期后，峰值电感器电流被强制至少为电流限制的 20%，同时启用 5.5mV 的零电流阈值。从 PFM 模式到 FPWM 模式的切换分为两个阶段。第一阶段，20% 的最小峰值电流限制立即取消。随后，在 1000 个高侧 FET 开关周期内，5.5mV 的零电流阈值线性降低至 -30mV 的负电流限制。

要将 LM25139-Q1 与外部源同步，请向 FPWM/SYNC 施加逻辑电平时钟信号。LM25139-Q1 可同步至 RT 已编程频率的 ±20%，最大为 3.2MHz。如果存在 RT 电阻器和同步信号，LM25139-Q1 会忽略 RT 电阻器并与外部时钟同步。在较低的 V_{IN} 条件下，达到最短关断时间后，同步信号会被忽略，从而可以降低开关频率来保持输出电压调节。

当 EN 电压为低电平时，通过在 FPWM/SYNC 上施加外部时钟信号，可以将 LM25139-Q1 置于待机模式。此操作会开启 VCC 稳压器，使 EN 电压驱动至 1V 以上时能实现更快的启动时间。

6.4.3 热关断

LM25139-Q1 包含一个内部结温监视器。如果温度超过 175°C（典型值），则会发生热关断。进入热关断状态时，器件会执行以下操作：

1. 关闭高侧和低侧 MOSFET
2. PG 切换为低电平
3. 关闭 VCC 稳压器
4. 在裸片温度降低 15°C（热关断迟滞，典型值）时启动软启动序列。

这种保护是一种非闩锁保护，因此如果故障仍然存在，器件会循环进入和退出热关断。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7 应用和实施

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 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。

7.1 应用信息

7.1.1 动力总成元件

要想成功完成同步降压稳压器设计，务必要全面地了解降压稳压器的动力总成元件。以下各节讨论了输出电感器、输入和输出电容器、功率 MOSFET 和 EMI 输入滤波器。

7.1.1.1 降压电感器

对于大多数应用，选择降压电感时应确保电感器纹波电流 ΔI_L 在标称输入电压下为最大直流输出电流的 30% 至 50%。根据方程式 13 给出的电感峰值电流，使用方程式 12 选择电感。

$$L = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_L \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(nom)}}\right) \tag{12}$$

$$I_{L(peak)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{13}$$

请查看电感器数据表，以确保电感器的饱和电流远远超过具体设计的电感器峰值电流。铁氧体设计具有非常低的磁芯损耗，是高开关频率条件下的最优选择，因此设计目标可以专注于铜损耗和防止饱和。低电感器磁芯损耗可以通过以下现象来证明：空载输入电流更小，轻载效率更高。不过，铁氧体磁芯材料具有硬饱和特性，超过饱和电流时，电感会突然崩溃。此操作会导致电感器纹波电流突然增加，并且输出电压纹波会更高，更不用说效率会降低且稳定性会受影响。请注意，随着磁芯温度升高，电感器的饱和电流通常会降低。当然，若要避免电感器饱和，准确的过流保护至关重要。

7.1.1.2 输出电容器

通常，稳压器的输出电容器能量存储与控制环路响应相结合，用于在动态（瞬态）容差规格内维持输出电压的完整性。在电源管理应用中限制输出电容器的常用边界由有限可用 PCB 面积、元件尺寸和厚度以及成本驱动。随着负载阶跃幅度和压摆率增加，电容器寄生效应（等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL)）优先于对稳压器的负载瞬态响应进行整形。

输出电容器 C_{OUT} 会对电感器纹波电流进行滤波，并提供一个电荷库来应对阶跃负载瞬态事件。通常，陶瓷电容器提供极低的 ESR 来减少输出电压纹波和噪声尖峰，而钽电容器和电解电容器以相对紧凑的外形提供大容量电容来应对瞬态负载事件。

根据 ΔV_{OUT} 所表示的峰峰值输出电压纹波静态规格，选择一个比方程式 14 所示更大的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{OUT}^2}{(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT})^2 - V_{OUT}^2} \tag{14}$$

图 7-1 从概念上展示了负载升压和负载降压转换期间的相关电流波形。如图所示，当电感电流增加以与负载瞬态后的新负载电流电平保持一致时，电感电流的大信号压摆率会受到限制。此压摆率限制加剧了输出电容器中的电荷不足，该不足必须在负载升压瞬态期间及之后尽快进行补充。同样，在负载降压瞬态期间以及之后，电感电流的压摆率限制会使输出电容器中的电荷过剩加剧，而这些过剩的电荷必须尽快消耗掉。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

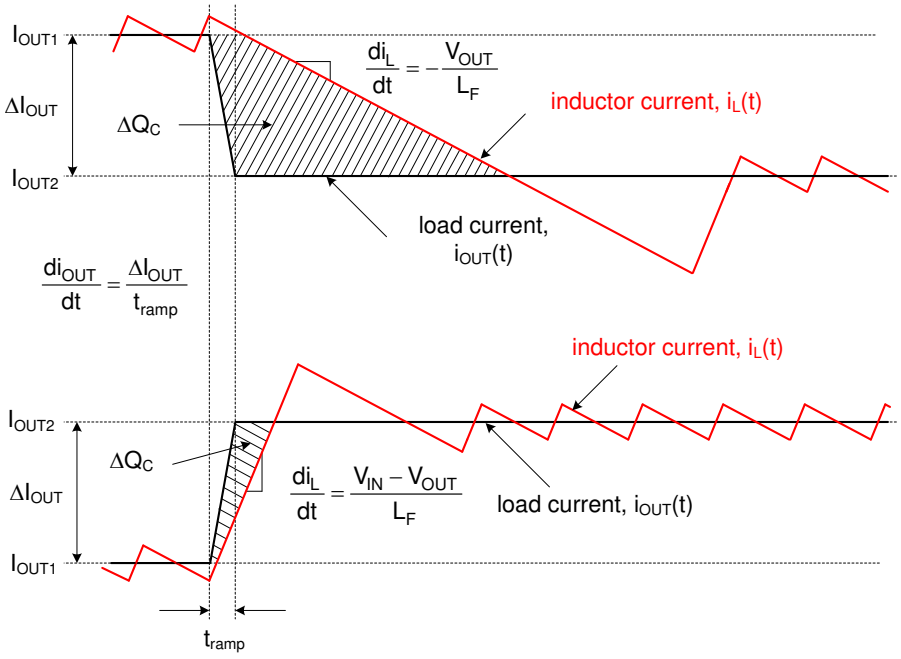


图 7-1. 显示 C_{OUT} 电荷过剩或不足的负载瞬态响应表示

在 12V 输入到低输出电压（例如 3.3V）的典型稳压器应用中，负载关断瞬变表示最差情况下的输出电压瞬态偏差。在该转换率应用中，稳态占空比约为 28%，而占空比崩溃至零时的大信号电感电流压摆率约为 $-V_{OUT}/L$。与负载导通瞬态相比，电感电流转换至所需电平需要的时间更长。输出电容器中的过剩电荷会导致输出电压明显过冲。实际上，若要尽快消耗输出电容器上的过剩电荷，电感器电流必须在负载阶跃后降至标称电平以下。在这种情况下，可以方便地采用大输出电容来吸收过剩电荷并尽可能地减少电压过冲。

为了满足此类负载关断瞬态期间的动态输出电压过冲瞬态规格（用 $\Delta V_{OVERSHOOT}$ 表示，其中输出电流的阶跃降低由 ΔI_{OUT} 提供），输出电容必须大于以下值：

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{OUT}^2}{(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT})^2 - V_{OUT}^2} \quad (15)$$

制造商数据表中作为规格以显式方式或者在阻抗与频率关系曲线中以隐式方式提供了电容器的 ESR。根据类型、尺寸和结构，电解电容器具有很大的 ESR（5mΩ 及以上）以及相对较大的 ESL（5nH 至 20nH）。PCB 迹线也会产生一些寄生电阻和电感。陶瓷输出电容器在开关频率条件下具有低 ESR 和 ESL 贡献度，容性阻抗分量处于主导地位。不过，根据陶瓷电容器的封装和电压额定值，有效电容可能会在施加直流电压时显著下降，具体取决于施加的直流电压和工作温度。

通过忽略方程式 14 中的 ESR 项，可以快速估算出满足输出纹波规格所需的最小陶瓷电容。对于 5V 输出，常见选择是使用两到四个 1206 或 1210 尺寸的 47µF、10V、X7R 电容器。使用方程式 15 来确定是否需要额外的电容才能满足负载关断瞬态过冲规格。

将陶瓷电容器和电解电容器组合在一起的实现方案着重解释了为什么要并联使用化学特性不同但性能互补的电容器。每个电容器的频率响应都是增值性的，每个电容器都在该频率范围的一部分中提供所需的性能。陶瓷电容器具有低 ESR 和 ESL，因此可以提供出色的中频和高频去耦特性，从而尽可能地减少开关频率输出纹波，而电解电容器具有大容量电容，因此可以提供低频储能来应对负载瞬变需求。

7.1.1.3 输入电容器

需要输入电容器来限制降压功率级中因开关频率交流电流而导致的输入纹波电压。TI 推荐使用 X7S 或 X7R 电介质陶瓷电容器来在宽温度范围内提供低阻抗和高 RMS 电流额定值。为了尽可能地减少开关环路中的寄生电感，请

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

尽可能靠近高侧 MOSFET 的漏极和低侧 MOSFET 的源极放置输入电容器。使用方程式 16 来计算单通道降压稳压器的输入电容器 RMS 电流。

$$I_{CIN(RMS)} = \sqrt{D \times \left(I_{OUT}^2 \times (1 - D) + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (16)$$

最大输入电容器 RMS 电流会出现在 D = 0.5 时，这时输入电容器的 RMS 电流额定值必须大于输出电流的一半。

理想情况下，输入电流的直流分量由输入电压源提供，而交流分量则由输入滤波器电容器提供。在忽略电感器纹波电流的情况下，输入电容器会在 D 间隔期间拉出振幅为 (I_{OUT} – I_{IN}) 的电流，并在 1–D 期间灌入振幅为 I_{IN} 的电流。因此，输入电容器会传导峰峰值幅度等于输出电流的方波电流。随后，交流纹波电压的相应容性分量为三角波形。通过与 ESR 相关纹波分量相结合，使用方程式 17 来计算峰-峰值纹波电压振幅。

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \times D \times (1 - D)}{F_{SW} \times C_{IN}} + I_{OUT} \times R_{ESR} \quad (17)$$

根据 ΔV_{IN} 的输入电压纹波规格，方程式 18 计算出特定负载电流所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{OUT}}{F_{SW} \times (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \times I_{OUT})} \quad (18)$$

低 ESR 陶瓷电容器可以与值较大的大容量电容并联，从而为稳压器提供优化的输入滤波和抑制效果，以减少与高 Q 陶瓷电容器谐振的输入寄生电感所产生的影响。对于 12V 电池汽车应用，一个具有足够高电流额定值的大容量电容器和四个 10 µ F、50V X7R 陶瓷去耦电容器通常就够了。根据纹波电流额定值和工作温度范围来选择输入大容量电容器。

7.1.1.4 功率 MOSFET

功率 MOSFET 的选择对直流/直流稳压器性能有很大影响。具有低导通电阻 $R_{DS(on)}$ 的 MOSFET 可以减少导通损耗，而低寄生电容则可以缩短转换时间和降低开关损耗。通常，MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 越小，栅极电荷和输出电荷（分别为 Q_G 和 Q_{OSS}）就越大，反之亦然。因此，$R_{DS(on)}$ 和 Q_G 的乘积通常指定为 MOSFET 品质因数。给定封装的低热阻确保 MOSFET 功率损耗不会导致 MOSFET 芯片温度过高。

在 LM25139-Q1 应用中，影响功率 MOSFET 选择的主要参数如下：

- V_{GS}=5V 时的 $R_{DS(on)}$
- 漏极到源极电压额定值 BV_{DSS} 通常为 40V 或 60V，具体取决于最大输入电压
- V_{GS} = 5V 时的栅极电荷参数
- 相关输入电压下的输出电荷 Q_{OSS}
- 体二极管反向恢复电荷 Q_{RR}
- 栅极阈值电压 $V_{GS(th)}$，从 MOSFET 数据表内 Q_G 与 V_{GS} 之间的关系图中的米勒平坦区域得出。由于米勒平台电压通常位于 2V 至 3V 范围内，LM25139-Q1 的 5V 栅极驱动幅度可以在导通时提供足够增强的 MOSFET，并在关断时针对 Cdv/dt 击穿提供裕度。

表 7-1 中所示的公式总结了一个通道的 MOSFET 相关功率损耗，其中后缀 1 和 2 分别表示高侧和低侧 MOSFET 参数。虽然这里考虑了电感器纹波电流带来的影响，但却不包括与寄生电感和 SW 节点振铃相关的损耗等二阶损耗模式。

表 7-1. MOSFET 功率损耗

功率损耗模式	高侧 MOSFET	低侧 MOSFET
MOSFET 导通(2) (3)	$P_{cond1} = D \times \left(I_{OUT}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \times R_{DS(on)1}$	$P_{cond2} = D' \times \left(I_{OUT}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \times R_{DS(on)2}$

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 7-1. MOSFET 功率损耗（续）

功率损耗模式	高侧 MOSFET	低侧 MOSFET
MOSFET 开关	$P_{sw1} = \frac{V_{IN} \times F_{SW}}{2} \times \left[\left(I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2}\right) \times t_R + \left(I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) \times t_F\right]$	可忽略
MOSFET 栅极驱动(1)	$P_{Gate1} = V_{CC} \times F_{SW} \times Q_{G1}$	$P_{Gate2} = V_{CC} \times F_{SW} \times Q_{G2}$
MOSFET 输出电荷(4)	$P_{Coss} = F_{SW} \times (V_{IN} \times Q_{oss2} + E_{oss1} - E_{oss2})$	
体二极管导通	不适用	$P_{condBD} = V_F \times F_{SW} \times \left[\left(I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) \times t_{dt1} + \left(I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2}\right) \times t_{dt2}\right]$
体二极管反向恢复(5)	$P_{RR} = V_{IN} \times F_{SW} \times Q_{RR2}$	

(1) 栅极驱动损耗会根据 MOSFET 的内部栅极电阻、外部添加的串联栅极电阻以及 LM25139-Q1 的相关驱动器电阻进行分摊。
(2) MOSFET $R_{DS(on)}$ 具有约 4500ppm/°C 的正温度系数。MOSFET 结温 T_J 及其随环境温度的上升情况取决于器件的总功率损耗和热阻。在最小输入电压下或接近的电压下工作时，确保 MOSFET $R_{DS(on)}$ 可以提供可用的栅极驱动电压。
(3) D' = 1 – D 为占空比补码。
(4) MOSFET 输出电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 与电压之间的关系呈现高度非线性特征。这些电容都能在 MOSFET 关断时通过电感器电流进行无损充电。不过，在导通期间，来自输入的电流为低侧 MOSFET 的输出电容充电。E_{oss1}（即 C_{oss1} 的能量）会在导通时消耗，但这会被 C_{oss2} 上储存的能量 E_{oss2} 抵消。
(5) MOSFET 体二极管反向恢复电荷 Q_{RR} 取决于很多参数，尤其是正向电流、电流转换速度以及温度。

高侧（控制）MOSFET 在 PWM 导通时间（或 D 间隔）期间承载电感器电流，通常会导致大部分的开关损耗。所以，选择能够平衡导通损耗和开关损耗的高侧 MOSFET 至关重要。高侧 MOSFET 的总功率损耗等于以下几项损耗之和：导通损耗、开关（电压与电流重叠）损耗、输出电荷损耗，以及通常情况下体二极管反向恢复所导致的净损耗的三分之二。

当高侧 MOSFET 关断时（或在 1 – D 间隔期间），低侧（同步）MOSFET 承载电感器电流。低侧 MOSFET 开关损耗可以忽略不计，因为它在零电压处进行切换。在转换死区时间期间，电流仅进行换向（从通道到体二极管），反之亦然。当两个 MOSFET 都关断时，LM25139-Q1 及其自适应栅极驱动时序会更大限度地减少体二极管导通损耗。此类损耗与开关频率直接成正比。

在高降压比应用中，低侧 MOSFET 会在开关周期的大多数时候承载电流。因此，若要获得高效率，必须针对 $R_{DS(on)}$ 优化低侧 MOSFET。如果导通损耗过大或目标 $R_{DS(on)}$ 低于单个 MOSFET 中的可用电阻，请并联两个低侧 MOSFET。低侧 MOSFET 的总功率损耗等于以下几项损耗之和：通道导通损耗、体二极管导通损耗，以及通常情况下体二极管反向恢复所导致的净损耗的三分之一。LM25139-Q1 经过精心设计，非常适合用于驱动 TI 的 NexFET™ 功率 MOSFET 产品系列。

7.1.1.5 EMI 滤波器

开关稳压器具有负输入阻抗，该阻抗在最小输入电压条件下最低。欠阻尼 LC 滤波器在滤波器的谐振频率条件下具有高输出阻抗。为实现稳定性，滤波器输出阻抗必须小于转换器输入阻抗的绝对值。

$$Z_{IN} = \left| -\frac{V_{IN(min)}^2}{P_{IN}} \right| \tag{19}$$

无源 EMI 滤波器设计步骤如下：

- 计算 EMI 滤波器在开关频率下所需的衰减，其中 C_{IN} 表示开关转换器输入端的现有电容。
- 输入滤波器电感器 L_{IN} 通常选择为 1 µH 和 10 µH 之间，但可以通过减少该电感来降低高电流设计中的损耗。
- 计算输入滤波器电容 C_F。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

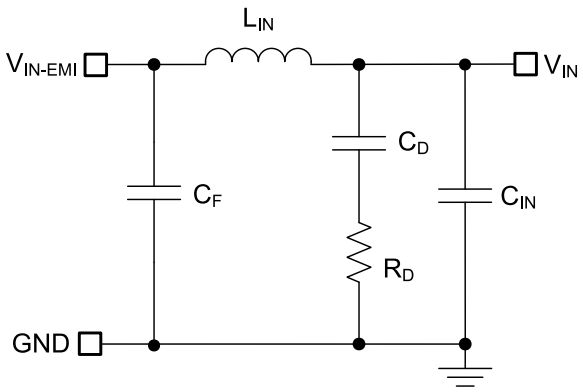


图 7-2. 降压稳压器的无源 π 级 EMI 滤波器

通过从傅里叶级数输入电流波形计算第一个谐波电流并乘以输入阻抗（阻抗由现有输入电容器 C_{IN} 定义），使用方程式 20 来获取所需的衰减。

$$Attn = 20\log\left(\frac{I_{L(PEAK)}}{\pi^2 \times F_{SW} \times C_{IN}} \times \sin(\pi \times D_{MAX}) \times \frac{1}{1\mu V}\right) - V_{MAX} \quad (20)$$

其中

- V_{MAX} 是适用传导 EMI 规格（例如 CISPR 32 B 类）允许的 dBμV 噪声水平。
- C_{IN} 是降压稳压器的现有输入电容。
- D_{MAX} 是最大占空比。
- I_{PEAK} 是电感器峰值电流。

出于滤波器设计目的，输入端的电流可以建模为方波。使用方程式 21 确定无源 EMI 滤波器电容 C_F。

$$C_F = \frac{1}{L_{IN}} \times \left(\frac{10^{\frac{|Attn|}{40}}}{2\pi \times F_{SW}}\right)^2 \quad (21)$$

在开关稳压器中增加一个输入滤波器会使“控制到输出”传递函数发生变化。滤波器的输出阻抗必须足够小，使得输入滤波器不会显著影响降压转换器的环路增益。阻抗在滤波器谐振频率下达到峰值。使用方程式 22 计算无源滤波器的谐振频率。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_{IN} \times C_F}} \quad (22)$$

R_D 的用途是减小滤波器在谐振频率下的峰值输出阻抗。电容器 C_D 会阻碍输入电压的直流分量，从而避免 R_D 上产生过大的功率损耗。电容器 C_D 在谐振频率下的阻抗必须小于 R_D，并且电容值必须大于输入电容器 C_{IN} 的电容值。该要求可以防止 C_{IN} 干扰主滤波器的截止频率。当滤波器的输出阻抗在谐振频率下较大（由 L_{IN} 和 C_{IN} 构成的滤波器具有过高的 Q）时，需要增加输入阻尼。可以使用电解电容器 C_D 实现输入阻尼功能，其取值可通过方程式 23 确定。

$$C_D \geq 4 \times C_{IN} \quad (23)$$

使用方程式 24 来选择输入阻尼电容器 R_D。

$$R_D = \sqrt{\frac{L_{IN}}{C_{IN}}} \quad (24)$$

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.1.2 误差放大器和补偿

图 7-3 展示了采用跨导误差放大器 (EA) 的 II 型比较器。EA 开环增益的主极点由 EA 输出电阻 $R_{O\text{-}EA}$ 和有效带宽限制电容 C_{BW} 设置，如 方程式 25 中所示。

$$G_{EA(openloop)}(s) = -\frac{g_m \times R_{O-EA}}{1 + s \times R_{O-EA} \times C_{BW}} \quad (25)$$

上述表达式中忽略了 EA 高频极点。方程式 26 计算了从输出电压到 COMP 节点的补偿器传递函数，其中包括（内部或外部）反馈电阻器网络贡献的增益。

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_{out}(s)} = -\frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \times \frac{g_m \times R_{O-EA} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (26)$$

其中

- V_{REF} 是 0.8V 的反馈电压基准。
- g_m 是 1.1mS 的 EA 增益跨导。
- $R_{O\text{-}EA}$ 是 10MΩ 的误差放大器输出阻抗。

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (27)$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_{O-EA} \times (C_{COMP} + C_{HF} + C_{BW})} \cong \frac{1}{R_{O-EA} \times C_{COMP}} \quad (28)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{COMP} \times (C_{COMP} \| (C_{HF} + C_{BW}))} \cong \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (29)$$

EA 补偿元件会在原点、零点和高频极点附近形成一个极点。通常，R_{COMP} << $R_{O\text{-}EA}$ 且 C_{COMP} >> C_{BW} 和 C_{HF}，因此近似值有效。

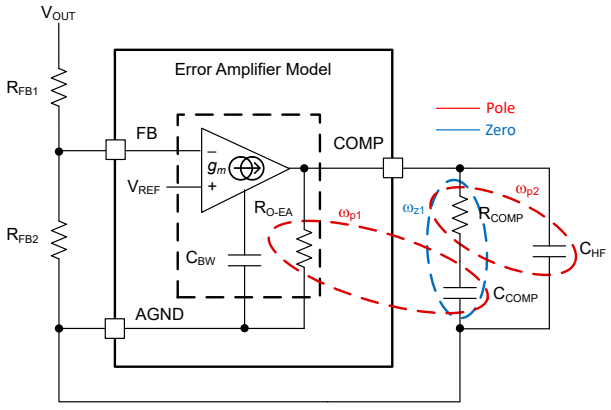


图 7-3. 误差放大器和补偿网络

7.2 典型应用

7.2.1 设计 1 - 高效率 2.2MHz 同步降压稳压器

图 7-4 展示了一个单输出同步降压稳压器的原理图，其中输出电压为 5V，额定负载电流为 8A。本示例中，通过输出电感器的 DCR 来监测电流限制。通过上拉至 VCC 的电阻 R_T 将开关频率设置为 2.2MHz，以启用展频功能。通过 24.9kΩ 电阻器将 FB 连接到 VCC 来设置 5V 输出电压。将输出电压设为 3.3V 也是可行的，只需将 FB 连接到 VCC 即可。

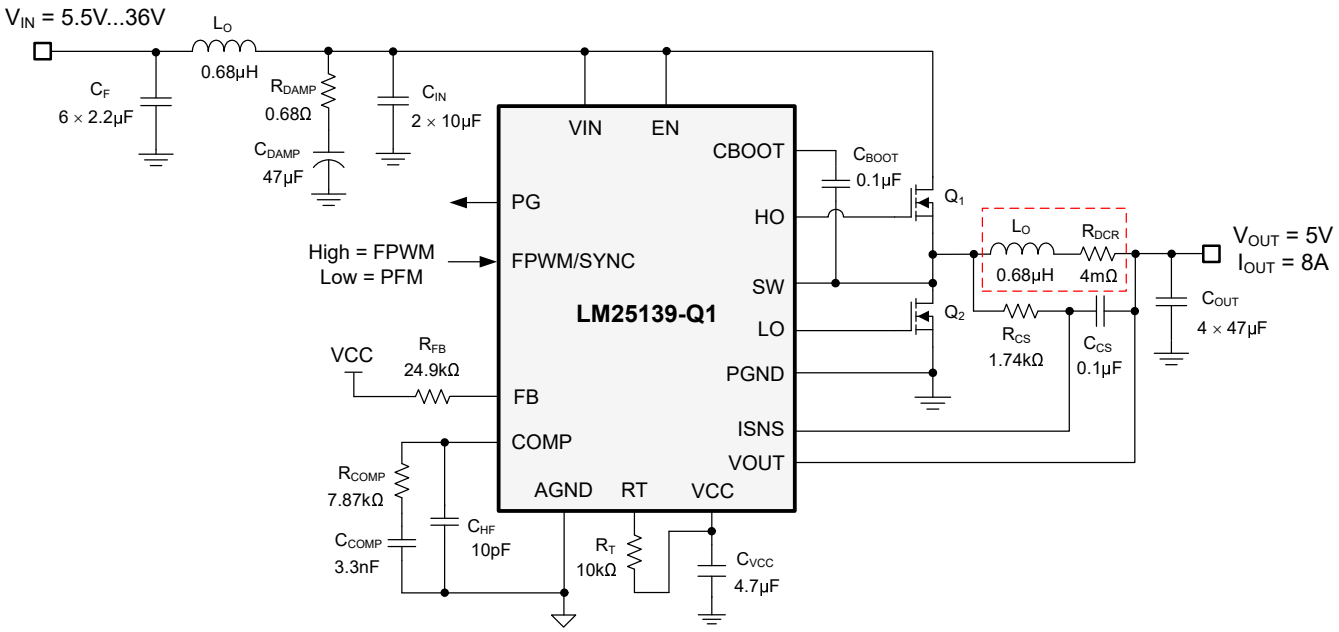


图 7-4. 采用 LM25139-Q1 降压稳压器且开关频率为 2.2MHz 时的应用电路 1

备注

这里提供的示例及后续示例展示了 LM25139-Q1 控制器在几种不同应用中的使用情况。根据输入电源总线的源阻抗，输入端可能需要放置一个电解电容器来确保稳定性，尤其是在低输入电压和高输出电流工作条件下。另请参阅节 7.3。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2.1.1 设计要求

下表展示了此设计示例的预期输入、输出和性能参数。

表 7-2. 设计参数

设计参数	值
输入电压范围（稳态）	8V 至 18V
最小输入电压	5.5V
最大输入电压	36V
输出电压	5V
输出电流	8A
开关频率	2.2MHz
输出电压调节	±1%
软启动时间	3ms

开关频率由电阻器 R_T 设定为 2.2MHz。在控制环路性能方面，目标环路交叉频率为 55kHz 并且相位裕度大于 50°。

表 7-3 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统元件，并且其中很多元件都可以从多个供应商处获得。之所以选择 MOSFET 是为了获得更低的导通损耗和开关功率损耗，详情如节 7.1.1.4 中所述。此设计采用低 DCR、金属粉末复合电感器和陶瓷输出电容器实现方案。

表 7-3. 应用电路 1 的物料清单

参考位号	数量	规格	制造商	器件型号
C_{IN}	2	10µF，50V，X7R，1210，陶瓷	AVX	12105C106K4Z2A
C_O	4	47µF，10V，X7R，1210，陶瓷	Murata	GRM32ER71A476KE15L
L_O	1	0.68µH，4mΩ，26A，6.6 × 6.6 × 5.8mm	Würth Elektronik	744373490068
Q_1、Q_2	2	40V，4.6mΩ，7nC，SON 5 × 6	Infineon	IAUC60N04S6L039
U_1	1	LM25139-Q1，42V 同步降压控制器	德州仪器 (TI)	LM25139QRGTRQ1

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2.1.2 详细设计过程

7.2.1.2.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处 以使用 LM25139-Q1 器件与 WEBENCH Power Designer 创建定制设计方案。

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

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

在多数情况下，可执行以下操作：

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

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

7.2.1.2.2 降压电感器

1. 使用方程式 30 根据标称输入电压调节下的 30% 电感器纹波电流来计算所需的降压电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_{LO} \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(nom)}}\right) = \frac{5V}{2.4A \times 2.2MHz} \times \left(1 - \frac{5V}{12V}\right) = 0.55\mu H \quad (30)$$

2. 选择标准电感值 0.56µH，或者为考虑有效电感降额而选用 0.68µH。本示例中，选择 0.68µH。使用方程式 31 来计算最大稳态输入电压条件下的电感器峰值电流。如果占空比大于 50%，对于峰值电流模式控制，则会发生次谐波振荡。为了简化设计，LM25139-Q1 具有一个与开关频率成比例的内部斜率补偿斜坡，该斜坡会添加至电流检测信号，用于抑制任何次谐波振荡趋势。

$$I_{LO(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{LO}}{2} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT}}{2 \times L_O \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)}}\right) = 8 + \frac{5V}{2 \times 0.68\mu H \times 2.2MHz} \times \left(1 - \frac{5V}{18V}\right) = 9.2A \quad (31)$$

7.2.1.2.3 电流检测元件

本设计示例通过电感器的 DCR 来检测输出电流。使用 DCR 电流检测时，务必使感测网络的时间常数与电感器的时间常数相匹配，以便感测电容器上的电压能够复制电感器上的电压。按照以下步骤来实现精确的 DCR 检测：

1. 使用方程式 32 通过将电感器时间常数与感测时间常数相匹配来计算检测电阻器。

$$R_{CS} = \frac{L_O}{C_{CS} \times R_{DCR}} = \frac{0.68\mu H}{0.1\mu F \times 4m\Omega} = 1.7k\Omega \quad (32)$$

2. 在给定电感器 DCR 的情况下，可以使用方程式 33 来计算电流限制。

$$I_{CL} = \frac{V_{CS-TH}}{R_{DCR}} = \frac{60mV}{4m\Omega} = 15A \quad (33)$$

其中

- V_{CS-TH} 是 60mV 电流限制阈值。

3. 将检测电阻器和电容器靠近电感器放置。
4. 使用开尔文感测连接并以差分方式将感测线路从感测网络布放到 LM25139-Q1。
5. CS 到输出传播延迟（与电流限制比较器、内部逻辑和功率 MOSFET 栅极驱动器相关）会导致峰值电流升高至大于计算得出的限流阈值。对于 $t_{DELAY-ISNS}$ 为 70ns 的总传播延迟，请使用方程式 34 来计算输出短接时最差情况下的电感器峰值电流。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

$$I_{LO-PK(SC)} = \frac{V_{CS-TH}}{R_{DCR}} + \frac{V_{IN(max)} \times t_{DELAY-ISNS}}{L_O} = \frac{60mV}{4m\Omega} + \frac{18V \times 70ns}{0.68\mu H} = 16.8A \quad (34)$$

6. 根据此结果，选择在全工作温度范围内饱和电流为 18A 或更大的电感器。

DCR 电流检测配置取决于电感器的 DCR，因此，选择 DCR 特性与应用所需电流限制相符的电感器至关重要。电感器的饱和电流也必须大于预期的电流限制。

使用串联检测电阻器时，改用以下步骤：

1. 基于最大峰值电流能力至少比满负载时电感器峰值电流高 25% 来计算电流检测电阻，以便在启动和负载开启瞬态期间提供足够的裕量。使用方程式 35 来计算电流检测电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS-TH}}{1.25 \times I_{LO(PK)}} = \frac{60mV}{1.25 \times 9.2A} = 5.2m\Omega \quad (35)$$

2. 为分流电阻器都选择 5mΩ 的标准电阻值。具有大宽高比终端设计的 0508 尺寸元件提供 1W 额定功率、低寄生串联电感以及紧凑的 PCB 布局。仔细遵循节 7.4.1 中的布局指南，确保噪声和直流误差不会破坏在 ISNS+ 和 VOUT 引脚之间测得的差分电流检测信号。
3. 将分流电阻器放置在靠近电感器的位置。
4. 使用开尔文感测连接并以差分方式将感测线路从分流电阻器布放到 LM25139-Q1。
5. CS 到输出传播延迟（与电流限制比较器、内部逻辑和功率 MOSFET 栅极驱动器相关）会导致峰值电流升高至大于计算得出的限流阈值。对于 $t_{DELAY-ISNS}$ 为 70ns 的总传播延迟，请使用方程式 36 来计算输出短接时最差情况下的电感器峰值电流。

$$I_{LO-PK(SC)} = \frac{V_{CS-TH}}{R_S} + \frac{V_{IN(max)} \times t_{DELAY-ISNS}}{L_O} = \frac{60mV}{5m\Omega} + \frac{18V \times 70ns}{0.68\mu H} = 13.8A \quad (36)$$

6. 根据此结果，选择在整个工作温度范围内饱和电流大于 16A 的电感器。

7.2.1.2.4 输出电容器

1. 假定负载瞬态偏差规格为 1.5%（对于 5V 输出，为 75mV），使用方程式 37 来估算管理负载关断瞬变（从满负载到空载）期间的输出电压过冲所需的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{OUT}^2}{(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT})^2 - V_{OUT}^2} = \frac{0.68\mu H \times 8A^2}{(5V + 75mV)^2 - 5V^2} = 57.6\mu F \quad (37)$$

2. 了解陶瓷电容器的电压系数（其中有效电容会在施加电压后显著减小）后，选择四个 47µF、10V、X7R、1210 陶瓷输出电容器。通常，当使用足够大的电容来满足负载关断瞬态响应要求时，从空载转换到满负载瞬态期间的电压下冲也符合要求。
3. 使用方程式 38 来估算标称输入电压条件下的峰峰值输出电压纹波。

$$\Delta V_{OUT} = \sqrt{\left(\frac{I_{LO}}{8 \times F_{SW} \times C_{OUT}}\right)^2 + (R_{ESR} \times \Delta I_{LO})^2} = \sqrt{\left(\frac{2.4A}{8 \times 2.2MHz \times 44\mu F}\right)^2 + (1m\Omega \times 2.4A)^2} = 4mV \quad (38)$$

其中

- R_{ESR} 为输出电容器的有效等效串联电阻 (ESR)。
- 5V 时总有效（降额）陶瓷输出电容为 44µF。

4. 使用方程式 39 来计算输出电容器 RMS 纹波电流并确认纹波电流位于电容器纹波电流额定值范围内。

$$I_{CO(RMS)} = \frac{\Delta I_{LO}}{\sqrt{12}} = \frac{2.4}{\sqrt{12}} = 0.69A \quad (39)$$

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2.1.2.5 输入电容器

电源输入通常在开关频率下具有相对较高的源阻抗。需要高质量的输入电容器来限制输入纹波电压。通常，纹波电流会根据电容器在开关频率条件下的相对阻抗在几个输入电容器之间进行分流。

1. 选择具有足够电压和 RMS 纹波电流额定值的输入电容器。
2. 使用方程式 40 并假定最差情况下占空比工作点为 50% 来计算输入电容器 RMS 纹波电流。

$$I_{CIN(RMS)} = I_{OUT} \times \sqrt{D \times (1 - D)} = 8A \times \sqrt{0.5 \times (1 - 0.5)} = 4A \quad (40)$$

3. 使用方程式 41 来查找所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{OUT}}{F_{SW} \times (\Delta V_{IN} - R_{ESR} I_{OUT})} = \frac{0.5 \times (1 - 0.5) \times 8A}{2.2MHz \times (120mV - 2m\Omega \times 8A)} = 8.7\mu F \quad (41)$$

其中

- ΔV_{IN} 是输入峰峰值纹波电压规格。
- R_{ESR} 是输入电容器 ESR。

4. 确认陶瓷电容器的电压系数后，选择两个 10µF、50V、X7R、1210 陶瓷输入电容器。将这些电容器靠近功率 MOSFET 放置。另请参阅节 7.4.1.1。
5. 在高侧 MOSFET 附近放置四个 10nF、50V、X7R、0603 陶瓷电容器以在 MOSFET 开关转换期间提供高 di/dt 电流。此类电容器在高于 100MHz 条件下提供高自谐振频率 (SRF) 和低有效阻抗。这样可以减小电源环路寄生电感，以尽可能地减少开关节点电压过冲和振铃，从而减小传导和辐射的 EMI 信号。另请参阅节 7.4.1。

7.2.1.2.6 频率设置电阻器

使用方程式 42 来计算 2.2MHz 开关频率时的 RT 电阻。选择 10kΩ 的标准 E96 值。

$$R_T = \frac{23759}{F_{SW(kHz)}} - 0.72 = \frac{23759}{2200kHz} - 0.72 = 10k\Omega \quad (42)$$

7.2.1.2.7 反馈电阻器

如果需要 3.3V 或 5V 以外的输出电压设定点（或者要在使用任一固定输出电压选项时测量波特图），请使用方程式 43 确定反馈电阻。

$$R_{FB1} = R_{FB2} \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right) = 15k\Omega \times \left(\frac{5V}{0.8V} - 1\right) = 78.7k\Omega \quad (43)$$

7.2.1.2.8 补偿器件

可按照下文概述的过程来为稳定的控制环路选择补偿元件：

1. 假定有效输出电容为 100µF，根据指定的 55kHz 环路增益交叉频率 f_C，可使用方程式 44 来计算 R_{COMP}。为 R_{COMP} 选择 7.87kΩ 的标准值。

$$R_{COMP} = 2\pi \times f_C \times \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \times \frac{R_S \times G_{CS}}{g_m} \times C_{OUT} = 2\pi \times 55kHz \times \frac{5V}{0.8V} \times \frac{4m\Omega \times 10}{1100\mu S} \times 100\mu F = 7.85k\Omega \quad (44)$$

2. 为了在交叉时提供足够的相位提升，同时还允许在负载或线路瞬变期间实现快速稳定时间，请选择 C_{COMP} 来在以下两者中较高的一个位置放置零点：(1) 交叉频率的十分之一或 (2) 负载极点。使用 方程式 45 计算 C_{COMP} 值。为 C_{COMP} 选择 3.3nF 的标准值。

$$C_{COMP} = \frac{10}{2\pi \times f_C \times R_{COMP}} = \frac{10}{2\pi \times 55kHz \times 7.87k\Omega} = 3.68nF \quad (45)$$

这种低电容值还有助于从压降中恢复时避免输出电压过冲（当输入电压低于输出电压设定点并且 V_{COMP} 达到高电平时）。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

3. 使用 方程式 46 计算出 C_{HF}，以便在 ESR 零点处形成一个极点并衰减 COMP 处的高频噪声。C_{BW} 是误差放大器的带宽限制电容。C_{HF} 可能不足以满足某些设计中所需的要求。本设计中，为 C_{HF} 标准值 10pF。

$$C_{HF} = \frac{1}{2\pi \times f_{ESR} \times R_{COMP}} - C_{BW} = \frac{1}{2\pi \times 500kHz \times 7.87k\Omega} - 31 = 9.44pF \quad (46)$$

备注

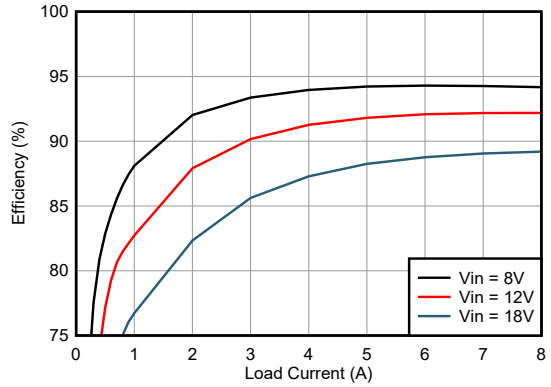
设置具有高 R_{COMP} 和低 C_{COMP} 值的快速环路，以便改善从压降操作恢复时的响应。

备注

有关设计和管理电源的技术设计、行业趋势和见解，请参阅 TI 的技术文章。

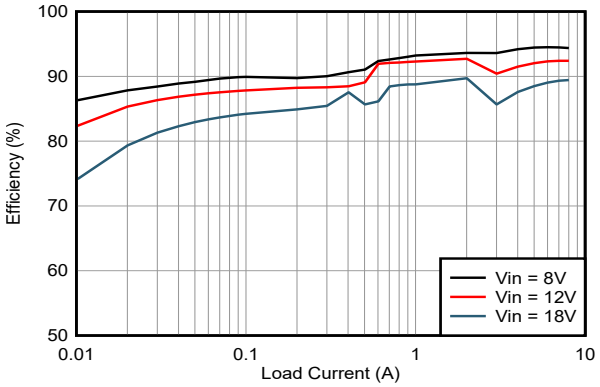
Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2.1.3 应用曲线



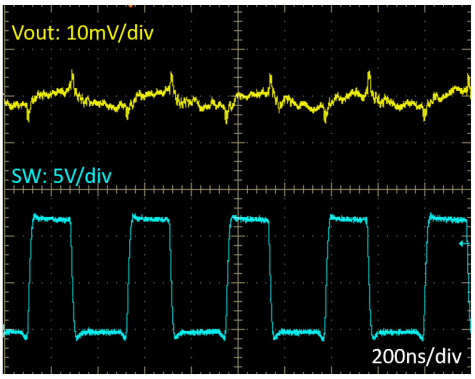
5V 输出

图 7-5. FPWM 效率与 I_{OUT} 之间的关系



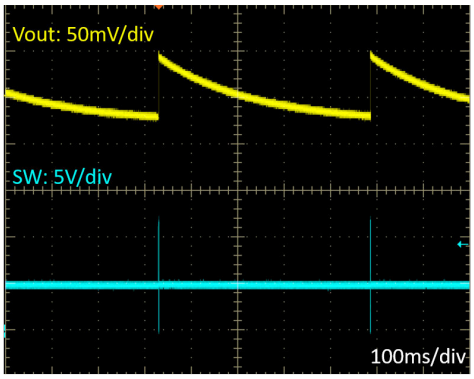
5V 输出

图 7-6. PFM 效率与 I_{OUT} 之间的关系，对数标度



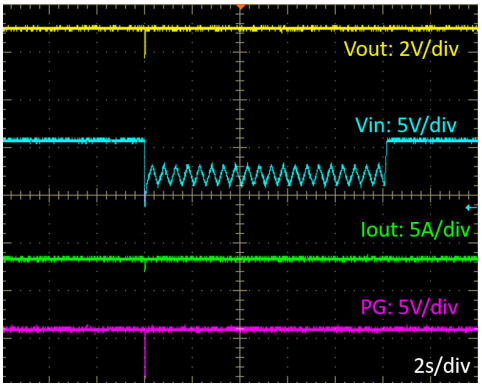
8A 电阻负载

图 7-7. 满载开关



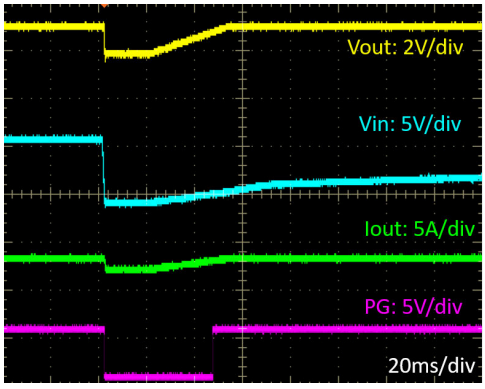
无负载

图 7-8. PFM 开关



冷开机　　5A 负载

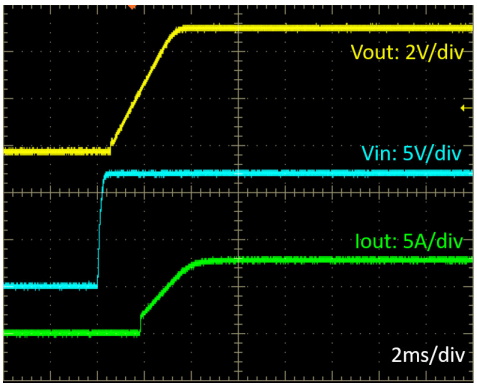
图 7-9. 冷启动响应



冷开机　　5A 负载

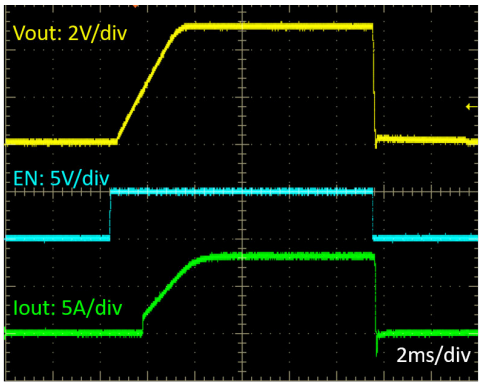
图 7-10. 最低 Vin 下的冷启动响应

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated



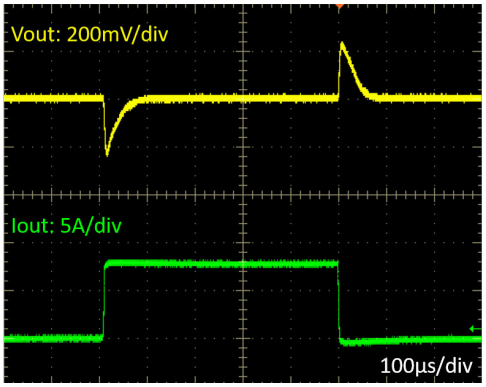
V_{IN} 步进至 12V　　8A 电阻负载

图 7-11. 启动特性



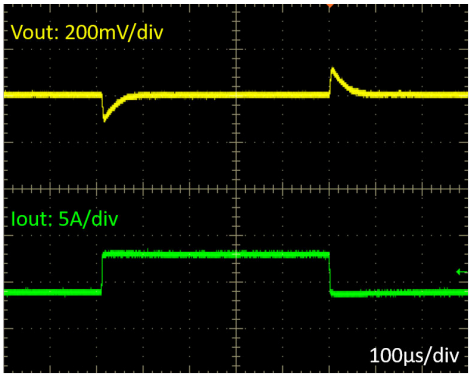
V_{IN} = 12V　　8A 电阻负载

图 7-12. 使能端开启和关闭特性



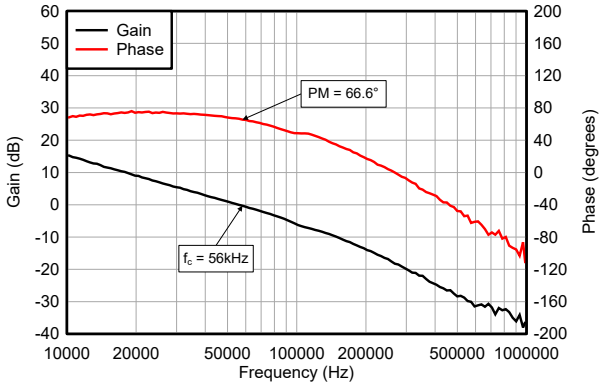
V_{IN} = 12V　　FPWM

图 7-13. 负载瞬态，0A 至 8A



V_{IN} = 12V　　FPWM

图 7-14. 负载瞬态，4A 至 8A



V_{IN} = 12V　　8A 电阻负载

图 7-15. 波特图，5V 输出

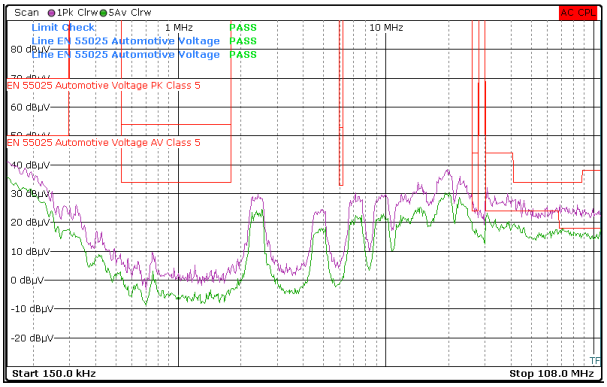


图 7-16. CISPR 25 5 类传导 EMI

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2.2 设计 2 - 高效率 440kHz 同步降压稳压器

下图展示了一个单输出同步降压稳压器的原理图，其中输出电压为 3.3V，额定负载电流为 12A。本示例中，使用与输出电感器串联的电阻器来检测电流。开关频率由电阻器 R_T 设定为 440kHz。通过将 FB 直接连接至 VCC，实现 3.3V 输出电压。

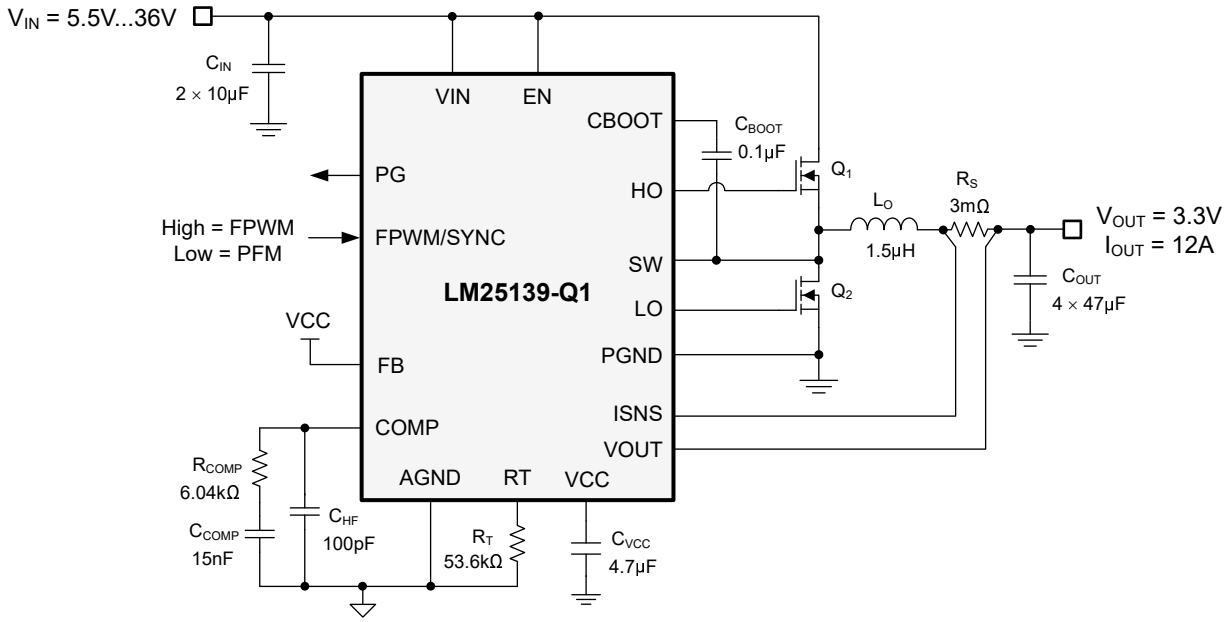


图 7-17. LM25139-Q1 降压稳压器的应用电路 2（开关频率为 440kHz）

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2.2.1 设计要求

下表展示了此设计示例的预期输入、输出和性能参数。

表 7-4. 设计参数

设计参数	值
输入电压范围（稳态）	8V 至 36V
最小输入电压	5.5V
最大输入电压	36V
输出电压	3.3V
输出电流	12A
开关频率	440kHz
输出电压调节	±1%
软启动时间	3ms

开关频率由电阻器 R_T 设定为 440kHz。表 7-5 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统元件，并且其中很多元件都可以从多个供应商处获得。之所以选择 MOSFET 是为了获得更低的导通损耗和开关功率损耗，详情如节 7.1.1.4 中所述。

表 7-5. 应用电路 2 的物料清单

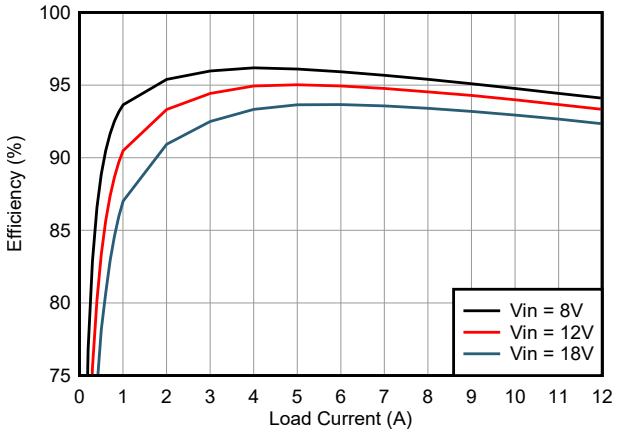
参考位号	数量	规格	制造商	器件型号
C_{IN}	2	10µF，50V，X7R，1210，陶瓷	AVX	12105C106K4Z2A
C_O	4	47µF，10V，X7R，1210，陶瓷	Murata	GRM32ER71A476KE15L
L_O	1	1.5µH，2.91mΩ，32A，8.8 × 8.3 × 7.8mm	Würth Elektronik	74439358015
R_S	1	3mΩ±1% 1W 分流器，0508，AEC-Q200	Susumu	KRL2012E-M-R003-F-T5
Q_1、Q_2	2	40V，4.6mΩ，7nC，SON 5 × 6	Infineon	IAUC60N04S6L039
U_1	1	LM25139-Q1 同步降压控制器	德州仪器 (TI)	LM25139QRGTRQ1

7.2.2.2 详细设计过程

请参阅 节 7.2.1.2。

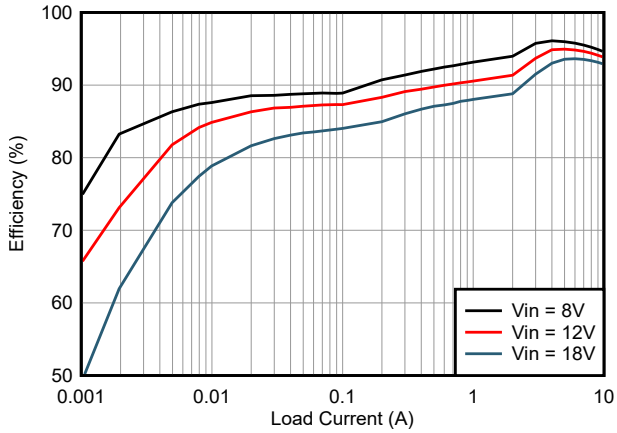
Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2.2.3 应用曲线



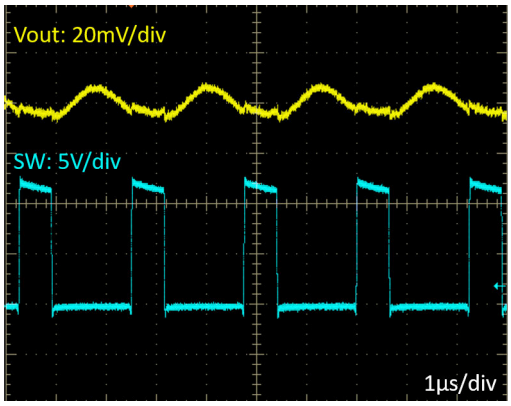
3.3V 输出

图 7-18. FPWM 效率与 I_{OUT} 之间的关系



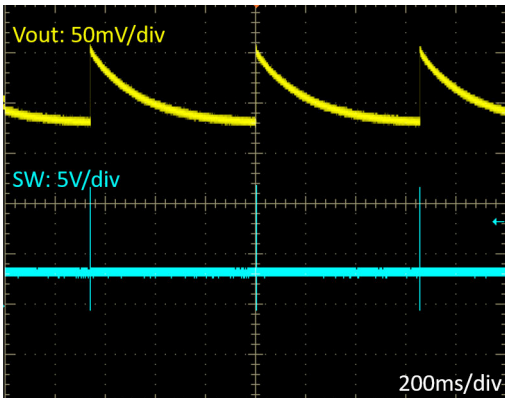
3.3V 输出

图 7-19. PFM 效率与 I_{OUT} 之间的关系，对数标度



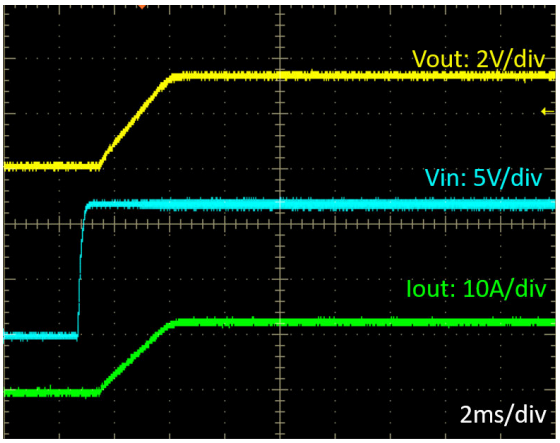
12A 电阻负载

图 7-20. 满载开关



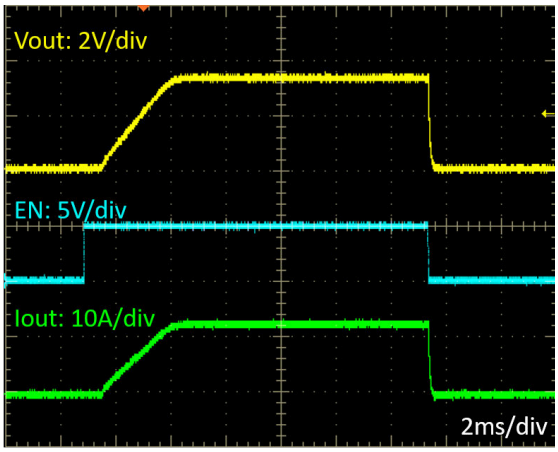
无负载

图 7-21. PFM 开关



V_{IN} 步进至 12V　　12A 电阻负载

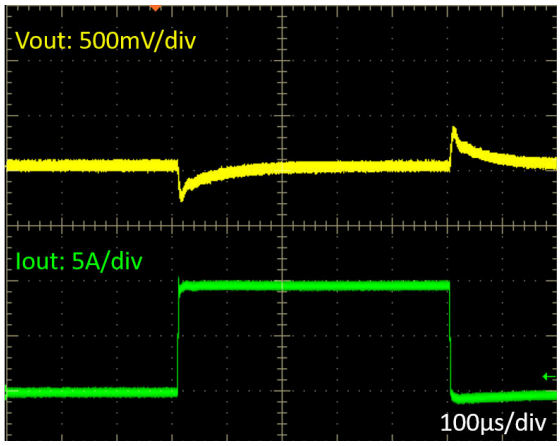
图 7-22. 启动特性



V_{IN} = 12V　　12A 电阻负载

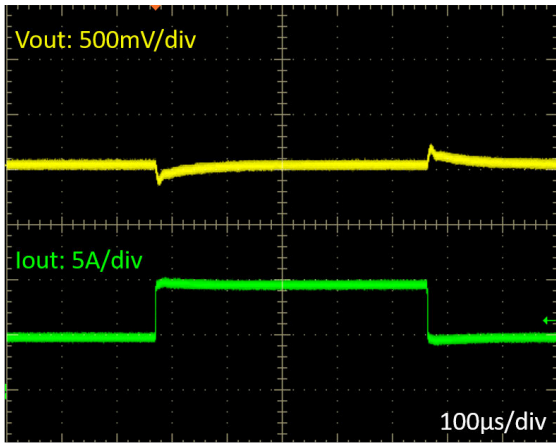
图 7-23. 使能端开启和关闭特性

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated



V_{IN} = 12V FPWM

图 7-24. 负载瞬态，0A 至 10A



V_{IN} = 12V FPWM

图 7-25. 负载瞬态，5A 至 10A

7.3 电源相关建议

LM25139-Q1 降压控制器可在 3.5V 至 42V 的宽输入电压范围内运行。输入电源的特性必须符合*绝对最大额定值*和*建议工作条件*。此外，输入电源必须能够向满载稳压器提供所需的输入电流。可以使用方程式 47 来估算平均输入电流。

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \tag{47}$$

其中

η 是效率。

如果稳压器通过长导线或具有大阻抗的 PCB 迹线连接到输入电源，则需要特别谨慎才能实现稳定的性能。输入电缆的寄生电感和电阻可能会对转换器的运行造成不良影响。寄生电感与低 ESR 陶瓷输入电容相结合，构成一个欠阻尼谐振电路。每次进行输入电源的打开和关闭循环时，该电路都会导致 VIN 处出现过压瞬态。寄生电阻会在负载瞬变期间导致输入电压下降。若要解决此类问题，最佳做法是缩短输入电源与稳压器之间的距离，并将铝或聚合物输入电容器与陶瓷电容器并联使用。电解电容器的中等 ESR 有助于抑制输入谐振电路并减少任何电压过冲。10µF 至 47µF 范围内的电容通常足以提供并联输入抑制，并有助于在大负载瞬变期间保持输入电压稳定。

稳压器的前面通常都会使用一个 EMI 输入滤波器，除非经过精心设计，否则该滤波器可能导致不稳定并产生上文所述的一些影响。*AN-2162：轻松解决直流直流转换器的传导 EMI 问题*应用手册 提供了一些任何开关稳压器设计输入滤波器时的实用建议。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.4 布局

7.4.1 布局指南

在高电流快速开关电路（具有高电流和电压压摆率）中，适当的 PCB 设计和布局对于实现稳健可靠的设计而言非常重要。正如预期的那样，在设计使用 LM25139-Q1 的 PCB 布局之前，必须考虑一些问题。降压稳压器功率级的高频电源环路由图 7-26 中阴影部分的环路 1 表示。降压稳压器的拓扑结构意味着环路 1 的元件中存在非常高的 di/dt 电流，因此必须尽可能减小有效环路面积，以此来减少此环路的寄生电感。另外，高侧和低侧 MOSFET 的栅极驱动环路（分别由图 7-26 中的 2 和 3 表示）也很重要。

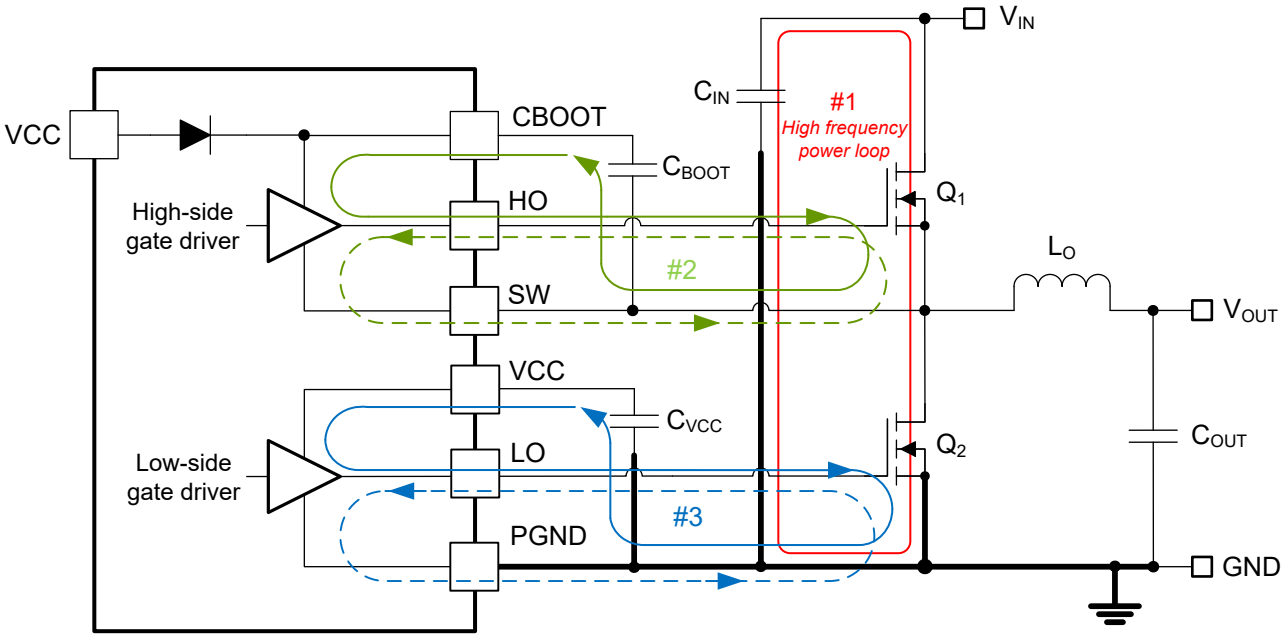


图 7-26. 具有功率级和栅极驱动电路开关环路的直流/直流稳压器接地系统

7.4.1.1 功率级布局

1. 输入电容器、输出电容器和 MOSFET 是降压稳压器功率级的构建元件，并通常放在 PCB 的顶层（焊接面）上。可以利用任何系统级空气流动，因此可以尽可能地发挥对流热传递的优势。在双面 PCB 布局中，小信号元件通常放置在底部（元件侧）。至少插入一个内部平面并接地以实现屏蔽，并使小信号迹线与嘈杂的电力迹线和线路分离开。
2. 直流/直流稳压器具有多个高电流环路。尽可能地减小这些环路的面积，以抑制产生的开关噪声并优化开关性能。
   - 环路 1：要尽可能缩小的最重要环路面积源于以下路径：从输入电容器到高侧和低侧 MOSFET，然后再通过接地线回到输入电容器。将输入电容器负端子连接到低侧 MOSFET（接地端）的源极附近。同样，将输入电容器正端子连接到高侧 MOSFET（VIN 处）的漏极附近。请参阅图 7-26 的环路 1。
   - 另一个环路不像环路 1 那么重要，其对应的路径是从低侧 MOSFET 到电感器或输出电容器，再通过接地线回到低侧 MOSFET 的漏极。尽可能地靠近接地端连接低侧 MOSFET 的源极和输出电容器的负端子。
3. PCB 迹线定义为 SW 节点，它连接到高侧（控制）MOSFET 的源极、低侧（同步）MOSFET 的漏极和电感器的高压侧，必须尽可能短而宽。不过，SW 连接是注入 EMI 的来源，因此不得过大。
4. 遵循 MOSFET 制造商建议的任何 MOSFET 布局注意事项，包括焊盘几何形状和焊锡膏模版设计。
5. SW 引脚连接到功率转换级的开关节点并用作高侧栅极驱动器的返回路径。图 7-26 中环路 1 固有的寄生电感和两个功率 MOSFET 的输出电容 (C_{OSS}) 构成了一个谐振电路，该电路会在 SW 节点处引入高频（超过 50MHz）振铃。如果不加控制，此振铃的电压峰值会显著高于输入电压。确保峰值振铃幅度没有超过 SW 引脚的绝对最大额定值限制。在很多情况下，从 SW 节点连接到 GND 的串联电阻器和电容器缓冲器网络会抑制

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

该振铃并减小峰值幅度。提供针对 PCB 布局中缓冲器网络元件的配置。如果测试表明 SW 引脚处的振铃幅度过大，则可以在需要时添加缓冲器元件。

7.4.1.2 栅极驱动布局

LM25139-Q1 高侧和低侧栅极驱动器具有短传播延迟、自适应死区时间控制和低阻抗输出级，能够提供很大的峰值电流以及很短的上升和下降时间，从而有助于功率 MOSFET 以极快的速度进行导通和关断转换。如果布线长度和阻抗未控制得当，那么极高的 di/dt 可能会导致无法接受的振铃。

尽可能地减少杂散或寄生栅极环路电感是优化栅极驱动开关性能的关键，因为无论是与 MOSFET 栅极电容谐振的串联栅极电感，还是共源电感（栅极和功率环路共用）提供与栅极驱动命令相反的负反馈补偿，都会增加 MOSFET 开关时间。以下环路非常重要：

- 环路 2：高侧 MOSFET，Q_1。在高侧 MOSFET 导通期间，大电流从自举（启动）电容器流向栅极驱动器和高侧 MOSFET，然后再通过 SW 连接流回到启动电容器的负端子。相反，若要关断高侧 MOSFET，大电流从自举（启动）电容器流向栅极驱动器和高侧 MOSFET，然后再通过 SW 连接流回到启动电容器的负端子。另请参阅图 7-26 中的“环路 2”。
- 环路 3：低侧 MOSFET，Q_2。在低侧 MOSFET 导通期间，大电流从 VCC 去耦电容器流向栅极驱动器和低侧 MOSFET，然后再通过接地端流回电容器的负端子。相反，若要关断低侧 MOSFET，大电流从低侧 MOSFET 的栅极流向栅极驱动器和 GND，然后再通过接地端流回低侧 MOSFET 的源极。另请参阅图 7-26 中的“环路 3”。

在使用高速 MOSFET 栅极驱动电路进行设计时，TI 强烈建议遵循以下电路布局指南。

- 从栅极驱动器输出（HO 和 LO）到高侧或低侧 MOSFET 相应栅极的连接必须尽可能短，从而减少串联寄生电感。请注意，峰值栅极驱动电流可能高达 3A。使用 0.65mm (25mil) 或更宽的迹线。在必要时，沿着这些迹线使用一个或多个直径至少 0.5mm (20mil) 的通孔。将 HO 和 SW 栅极迹线作为差分对从 LM25139-Q1 布放到相应的高侧 MOSFET，从而充分利用磁通抵消。
- 最大限度地缩短从 VCC 和 CBOOT 引脚到相应电容器的电流环路路径，因为这些电容器会提供高达 3A 的高瞬态电流来为 MOSFET 栅极电容充电。具体来说，将自举电容器 C_{BOOT} 靠近 LM25139-Q1 的相应 CBOOT、SW 引脚对放置，从而最大限度地减少与高侧驱动器相关联的环路 2 面积。具体来说，将 VCC 电容器 C_{VCC} 靠近 LM25139-Q1 的 VCC 和 PGND 引脚放置，从而尽可能地减少与低侧驱动器相关联的“环路 3”面积。

7.4.1.3 PWM 控制器布局

将控制器尽可能地靠近功率 MOSFET 放置以最大限度地缩短栅极驱动器布线长度，如此一来，与模拟和反馈信号以及电流检测相关的分量便可以通过如下方式加以考虑：

- 分离电源和信号迹线，并使用接地平面来提供噪声屏蔽。
- 将与 COMP、FB、ISNS+ 和 RT 相关的所有敏感模拟布线和元件放置在远离 SW、HO、LO 或 CBOOT 等高压开关节点的位置，以避免相互耦合。使用内部层作为接地平面。特别注意将反馈 (FB) 迹线和电流检测（ISNS+ 和 VOUT）迹线与电源迹线和元件隔离开来。
- 将上反馈电阻器和下反馈电阻器（需要时）靠近 FB 引脚放置，从而使 FB 迹线尽可能短。将迹线从上反馈电阻器布放到负载处所需的输出电压感测点上。
- 以差分对形式布放 ISNS+ 和 VOUT 迹线，从而最大限度地减少噪声拾取，并使用开尔文连接方式连接到适用的分流电阻器（如果进行的是分流电流检测）或连接到感测电容器（如果进行的是电感器 DCR 电流检测）。
- 尽可能地缩小从 VCC 和 VIN 引脚通过相应去耦电容器到 PGND 引脚的环路面积。将这些电容器尽可能靠近 LM25139-Q1 放置。

7.4.1.4 热设计和布局

对于集成栅极驱动器和偏置电源 LDO 稳压器的 PWM 控制器，以下方面会极大地影响其实用的工作温度范围：

- 功率 MOSFET 的平均栅极驱动电流要求
- 开关频率
- 工作输入电压（影响偏置稳压器 LDO 压降，进而影响功率损耗）
- 封装的热特性和工作环境

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

为了使 PWM 控制器在特定的温度范围内发挥作用，封装必须允许有效地散发所产生的热量，同时使结温保持在额定限值以内。LM25139-Q1 控制器采用小型 3mm × 3mm 16 引脚 RGT PowerPAD™ 集成电路封装，可满足一系列应用要求。节 7.4.1.4 总结了此封装的热指标。

16 引脚 RGT 封装提供了一种通过封装底部外露散热焊盘实现半导体芯片散热的方式。虽然封装的外露焊盘并不直接连接到封装的任何引线，但会热连接至 LM25139-Q1 器件的基板（接地端）。此连接可以显著改善散热，并且必须采用带有导热焊盘、散热通孔和接地平面的 PCB 来构成完整的散热系统。LM25139-Q1 的外露焊盘直接焊接在器件封装下方 PCB 的接地铜层上，从而将热阻降至一个很小的值。

导热焊盘与内部和焊接面接地平面之间连接着多个直径为 0.3mm 的过孔，这些过孔对帮助散热非常重要。在多层 PCB 设计中，通常会在功率元件下方的 PCB 层上放置一个实心接地平面。这样不仅为功率级电流提供了一个平面，而且还为发热器件提供了一个热传导路径。

MOSFET 的散热特性也非常重要。高侧 MOSFET 的漏极焊盘通常连接到 VIN 层来实现散热。低侧 MOSFET 的漏极焊盘则连接到 SW 层，但 SW 层的面积应保持尽可能小，以缓解 EMI 问题。

7.4.1.5 接地平面设计

如前所述，TI 建议使用一个或多个内部 PCB 层作为实心接地平面。接地平面既为敏感电路和迹线提供屏蔽功能，也为控制电流提供静态基准电位。具体来说，功率级元件正下方的层上必须有一个完整的接地平面。将低侧 MOSFET 的源极端子以及输入和输出电容器的返回端子连接到该接地平面。在 DAP 上连接控制器的 PGND 和 AGND 引脚，然后使用 DAP 下的一组过孔连接到系统接地平面。PGND 网络包含开关频率下的噪声，可能会因负载电流的变化而抖动。PGND、VIN 和 SW 的电源迹线可以限制在接地平面的一侧，例如在顶层。接地平面另一侧的噪声则小得多，因此非常适合放置一些敏感的模拟迹线。

7.4.2 布局示例

图 7-27 显示了具有分立式功率 MOSFET（Q1 和 Q2）的同步降压稳压器的单面布局，采用 SON 5mm × 6mm 外壳尺寸。功率级被 GND 焊盘几何形状包围以在需要时连接 EMI 屏蔽。该设计采用 PCB 的第 2 层作为顶层正下方的电源环路返回路径，以构成约 2mm² 的小面积开关电源环路。这个环路面积也就是说寄生电感必须尽可能小，从而尽可能地减少 EMI 以及开关节点电压过冲和振铃。

如高频电源环路电流从 MOSFET Q1 和 Q2，再经过第 2 层上的电源接地平面，然后通过 0402 陶瓷电容器 C14 至 C19 流回至 VIN。垂直环路配置中沿相反流动的电流提供了场自相抵消效果，从而减少了寄生电感。图 7-29 中的侧视图展示了在多层 PCB 结构中构成自相抵消的薄型环路这一概念。图 7-28 中所示的第 2 层（GND 平面层）在 MOSFET 正下方提供了一个连接到 Q2 源极端子的紧密耦合电流返回路径。

靠近 Q1 的漏极并联六个具有 0402 或 0603 小型外壳尺寸的 10nF 输入电容器。小尺寸电容器的低等效串联电感 (ESL) 和高自谐振频率 (SRF) 可以带来出色的高频性能。这些电容器的负端子通过多个直径为 12mil (0.3mm) 的过孔连接到第 2 层（GND 平面），从而进一步最大限度减少寄生环路电感。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

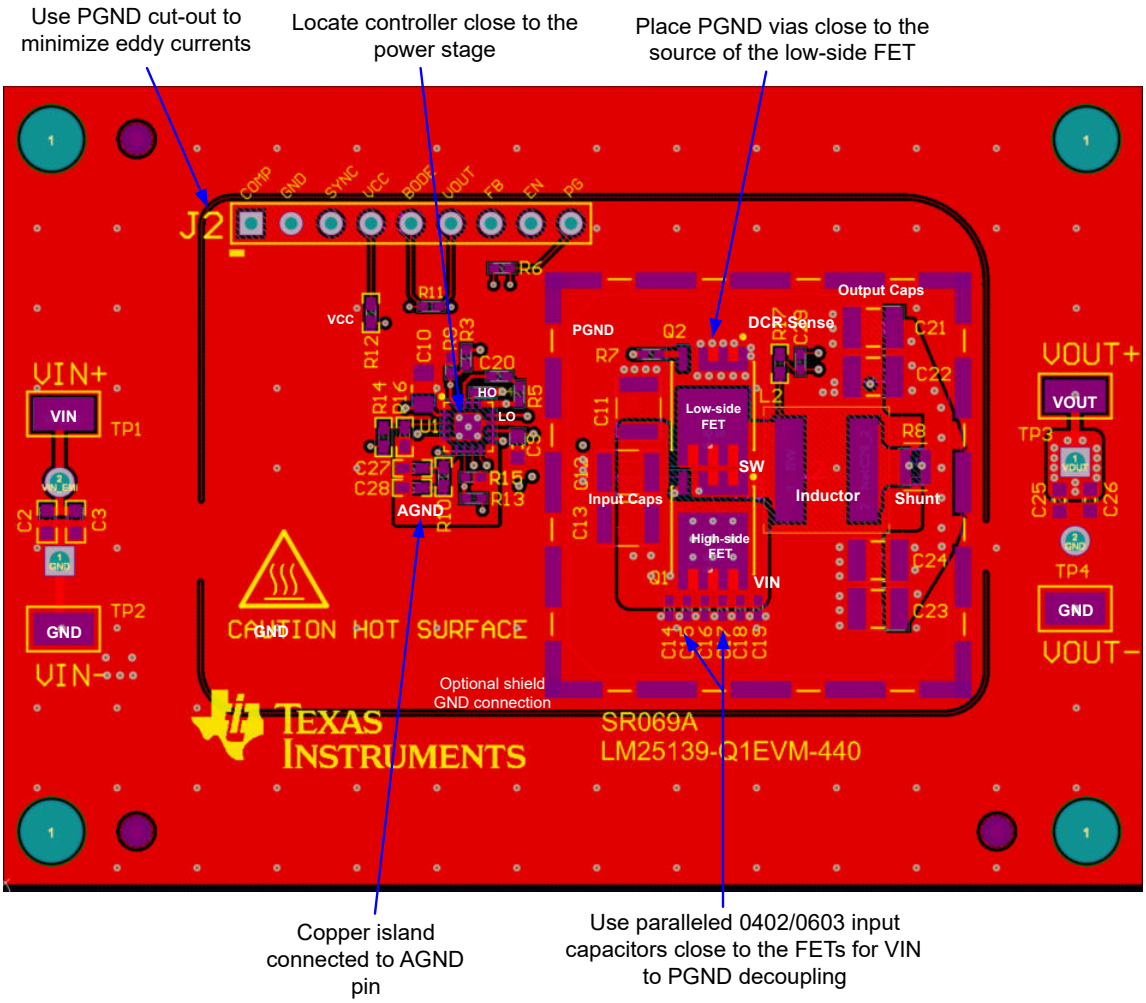


图 7-27. PCB 顶层 – 高密度单面设计

用于提高抗噪性和降低 EMI 的附加准则如下：

- 对 LM25139-Q1 控制器进行接地连接，如图 7-27 中所示。为所有高功率组件创建直接连接的电源接地、为敏感模拟组件创建模拟接地平面。AGND 的模拟接地平面与 PGND 的电源接地平面都必须在 IC 正下方单点连接至裸片连接焊盘 (DAP)。
- 使用较短的铜连接（无过孔）将 MOSFET（开关节点）直接连接到电感器端子，因为该网络具有高 dv/dt 并且会增加辐射 EMI。开关节点连接的单层布线意味着具有高 dv/dt 的开关节点过孔不会出现在 PCB 的底部。这样可以避免在 EMI 测试期间电场耦合到参考接地层。VIN 和 PGND 平面覆铜屏蔽了将 MOSFET 连接到电感器端子的多边形，从而进一步减少了辐射 EMI 信号。
- 将 *EMI 滤波器* 元件放置在 PCB 底部，使元件与顶部的功率级元件隔离开来。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

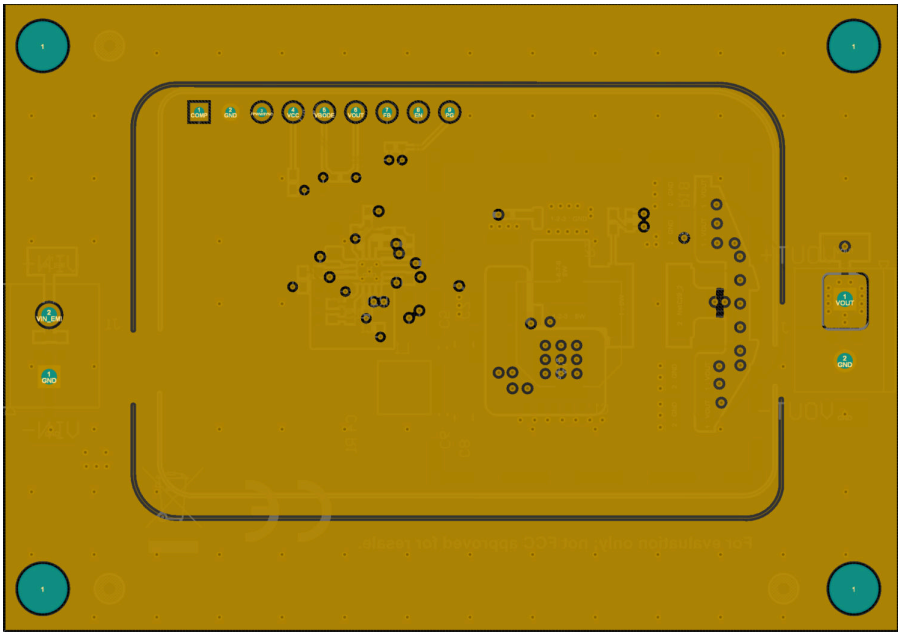
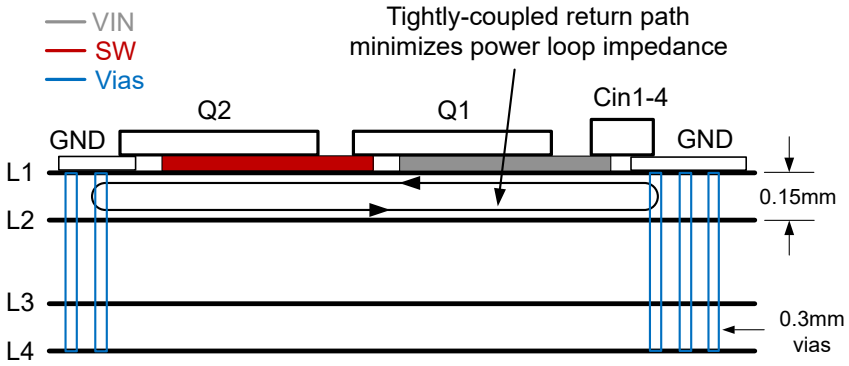


图 7-28. 电源元件正下方的第 2 层完整接地平面



另请参阅*通过优化的功率级布局免费提升高电流直流/直流稳压器 EMI 性能*应用简报

图 7-29. 具有低 L1-L2 层内间隔的 PCB 堆叠原理图

8 器件和文档支持

8.1 器件支持

8.1.1 开发支持

TI 的 LM(2)514x/-Q1 系列同步降压控制器具有 3.5V 至 100V 的输入工作电压范围（如表 8-1 所示），可为一系列应用提供灵活性、可扩展性和经优化的设计尺寸。这些控制器可实现具有高密度、低 EMI 和更高灵活性的直流/直流设计。提供的 EMI 缓解功能包括双随机展频 (DRSS) 或三角展频 (TRSS)、用于控制压摆率 (SR) 的栅极驱动器分离输出和集成式有源 EMI 滤波 (AEF)。所有控制器的最大额定工作结温为 150°C，并符合 AEC-Q100 1 级标准。

表 8-1. 汽车同步降压直流/直流控制器系列

直流/直流控制器	单路或双路	V_{IN} 范围	控制方法	栅极驱动电压	同步输出	主要特性
LM5137-Q1	双通道	4V 至 80V	峰值电流模式	5V	90° 相移	100% 占空比
LM5137F-Q1	双通道	4V 至 80V	峰值电流模式	5V	90° 相移	ASIL B 或 D
LM25137-Q1	双通道	4V 至 42V	峰值电流模式	5V	90° 相移	100% 占空比
LM25137F-Q1	双通道	4V 至 42V	峰值电流模式	5V	90° 相移	ASIL B 或 D
LM5141-Q1	单通道	3.8V 至 65V	峰值电流模式	5V	不适用	双路栅极驱动器
LM25141-Q1	单通道	3.8V 至 42V	峰值电流模式	5V	不适用	双路栅极驱动器
LM5143A-Q1	双通道	3.5V 至 65V	峰值电流模式	5V	90° 相移	双路栅极驱动器
LM25143-Q1	双通道	3.5V 至 42V	峰值电流模式	5V	90° 相移	双路栅极驱动器
LM5145-Q1	单通道	5.5V 至 75V	电压模式	7.5V	180° 相移	无分流器
LM5146-Q1	单通道	5.5V 至 100V	电压模式	7.5V	180° 相移	100V 输入能力
LM5148-Q1	单通道	3.5V 至 80V	峰值电流模式	5V	180° 相移	DRSS
LM25148-Q1	单通道	3.5V 至 42V	峰值电流模式	5V	180° 相移	DRSS
LM5149-Q1	单通道	3.5V 至 80V	峰值电流模式	5V	180° 相移	AEF
LM25149-Q1	单通道	3.5V 至 42V	峰值电流模式	5V	180° 相移	AEF
LM5190-Q1	单通道	5V 至 80V	峰值电流模式	7.5V	不适用	CC/CV
LM25190-Q1	单通道	5V 至 42V	峰值电流模式	7.5V	不适用	CC/CV

相关开发支持，请参阅以下文档：

- LM25139-Q1 仿真模型
- 有关 TI 的参考设计库，请访问 TI Designs。
- 有关 TI 的 WEBENCH 设计环境，请访问 WEBENCH® 设计中心
- TI 设计：
  - *配备两个 4Gbps 四通道解串器的 ADAS 8 通道传感器融合集线器参考设计*
  - *汽车级 EMI 与热性能经优化的同步降压转换器参考设计*
  - *采用 LM5141-Q1 的汽车级高电流、宽 V_{IN} 同步降压控制器参考设计*
  - *工作频率为 2.2MHz 的 25W 汽车启停系统参考设计*
  - *适用于汽车仪表组的同步降压转换器参考设计*
  - *适用于存储服务器的 137W 保持转换器参考设计*
  - *汽车同步降压（3.3V，12.0A）参考设计*
  - *汽车同步降压参考设计*
  - *具备展频频谱的宽输入同步降压转换器参考设计*
  - *适用于数字驾驶舱处理单元的汽车宽输入电压 (V_{IN}) 前端参考设计*
- 要查看该产品的相关器件，请参阅 LM25148-Q1。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.1.1.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处 ，使用 LM25139-Q1 器件并借助 WEBENCH Power Designer 创建定制设计方案。

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

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

在多数情况下，可执行以下操作：

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

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

8.2 文档支持

8.2.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

- 用户指南：
  - 德州仪器 (TI)，*LM5137F-Q1 12V、20A 单输出评估模块*
  - 德州仪器 (TI)，*LM25137-Q1 评估模块*
  - 德州仪器 (TI)，*LM5143-Q1 EVM 用户指南*
  - 德州仪器 (TI)，*LM5141-Q1 EVM 用户指南*
  - 德州仪器 (TI)，*LM5146-Q1 EVM 用户指南*
  - 德州仪器 (TI)，*LM5145EVM-HD-20A 高密度评估模块*
  - 德州仪器 (TI)，*LM5149-Q1 降压转换器评估模块用户指南*
  - 德州仪器 (TI)，*LM5190-Q1 CC-CV 降压控制器评估模块*
- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*LM5143-Q1 适用于汽车 ADAS 应用的四相降压稳压器设计*
  - 德州仪器 (TI)，*在汽车冷启动期间使用 LM5140-Q1 双路同步降压控制器维持输出电压调节*

8.2.1.1 低 EMI 设计资源

- 德州仪器 (TI)，*低 EMI* 登录页面
- 德州仪器 (TI)，*应对 EMI 挑战* 公司博客
- 德州仪器 (TI)，*有关直流/直流稳压器低 EMI 的工程师指南* 电子书
- 德州仪器 (TI)，*设计低 EMI 电源* 视频系列
- 白皮书：
  - 德州仪器 (TI)，*电源的传导 EMI 规格概述*
  - 德州仪器 (TI)，*电源的辐射 EMI 规格概述*
  - 德州仪器 (TI)，*创新的电源 EMI 抑制技术可缩短设计时间和提高成本效益*
  - 德州仪器 (TI)，*评估适用于成本驱动型严苛应用的宽 V_{IN}、低 EMI 同步降压电路*
- 德州仪器 (TI)，*通过优化的功率级布局免费提升高电流直流/直流稳压器 EMI 应用简报*
- 德州仪器 (TI)，*通过更大程度降低电感寄生来降低降压转换器 EMI 和电压应力* 模拟设计期刊

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.1.2 热设计资源

- 白皮书：
  - 德州仪器 (TI)，*使用热增强型封装提高高环境温度环境下的热性能*
- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛*
  - 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*
  - 德州仪器 (TI)，*半导体和 IC 封装热指标*
  - 德州仪器 (TI)，*PowerPAD™ 热增强型封装*
  - 德州仪器 (TI)，使用新的热指标

8.2.1.3 PCB 布局资源

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*通过优化的功率级布局免费提高大电流直流/直流稳压器 EMI 性能*
  - 德州仪器 (TI)，AN-1149 开关电源布局指南
- 研讨会：
  - 德州仪器 (TI)，*构建电源之布局注意事项*

8.3 接收文档更新通知

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

8.4 支持资源

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

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

8.5 商标

NexFET™, PowerPAD™, and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.
WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.
所有商标均为其各自所有者的财产。

8.6 静电放电警告

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

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

8.7 术语表

TI 术语表　　本术语表列出并解释了术语、首字母缩略词和定义。

9 修订历史记录

日期	修订版本	注释
July 2025	*	初始发行版

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

10 机械、封装和可订购信息

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

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

PACKAGING INFORMATION

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package | Pins	Package qty | Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
LM25139D5QRGTRQ1	Active	Production	VQFN (RGT) | 16	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	139D5Q
LM25139QRGTRQ1	Active	Production	VQFN (RGT) | 16	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	25139Q

(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.

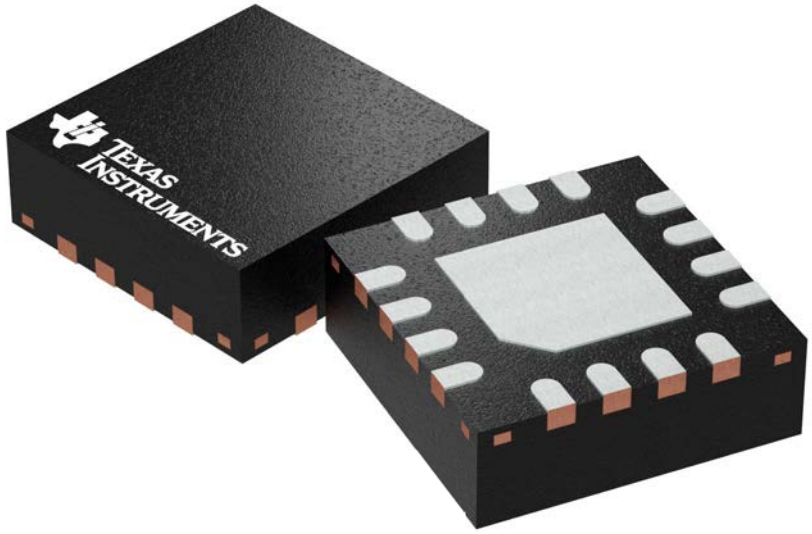
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

GENERIC PACKAGE VIEW

RGT 16

VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



Images above are just a representation of the package family, actual package may vary.
Refer to the product data sheet for package details.

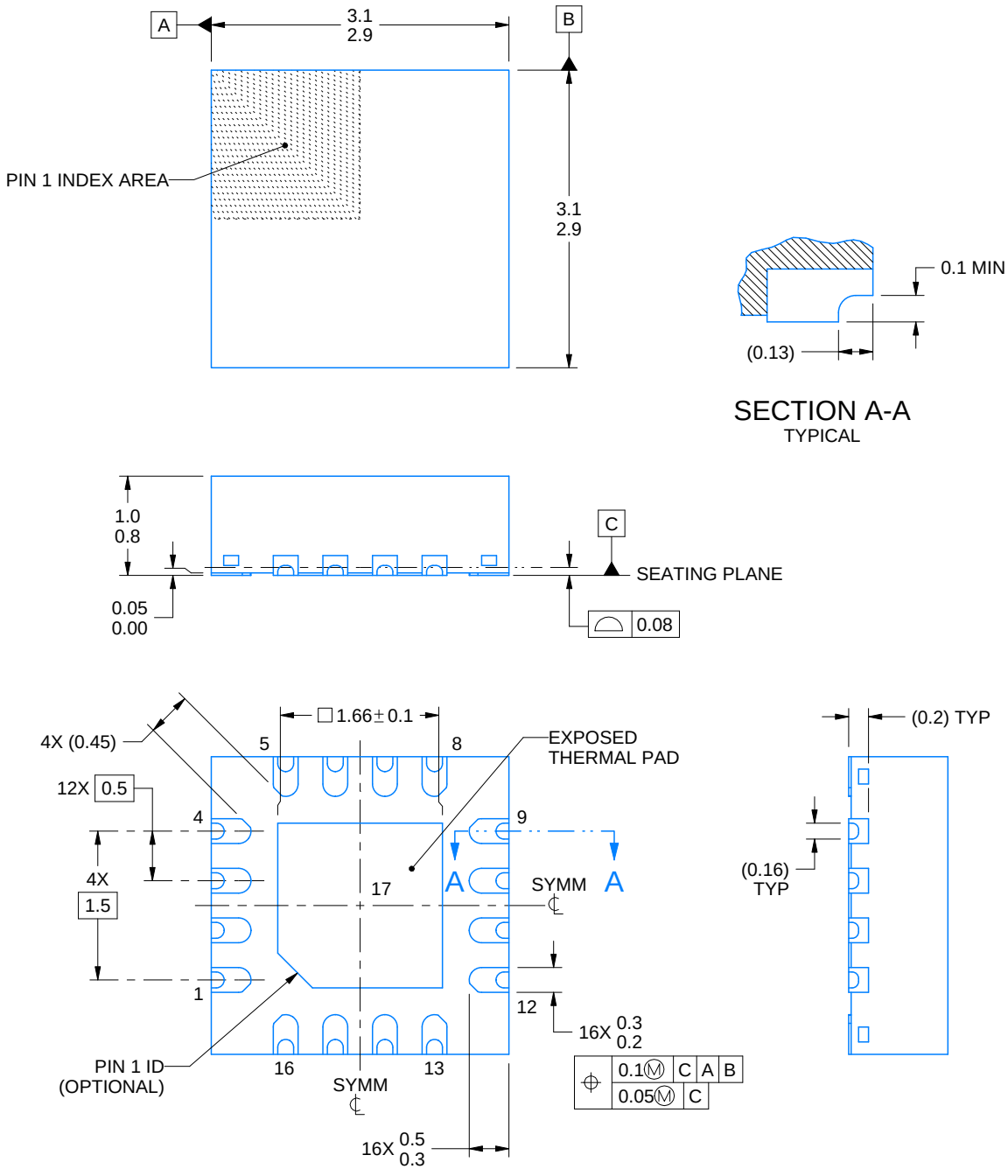
4203495/I

RGT0016K

PACKAGE OUTLINE

VQFN - 1 mm max height

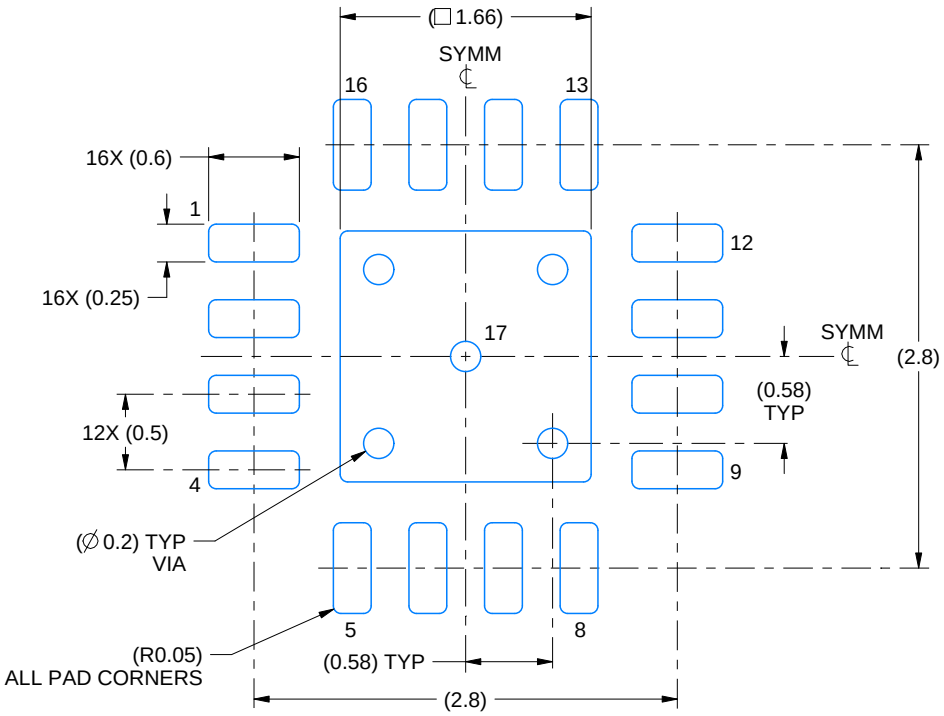
PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



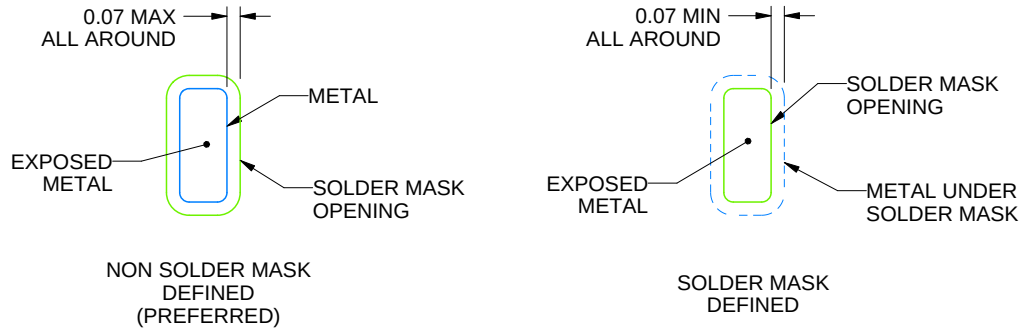
4229414/B 07/2025

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.
3. The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE:20X

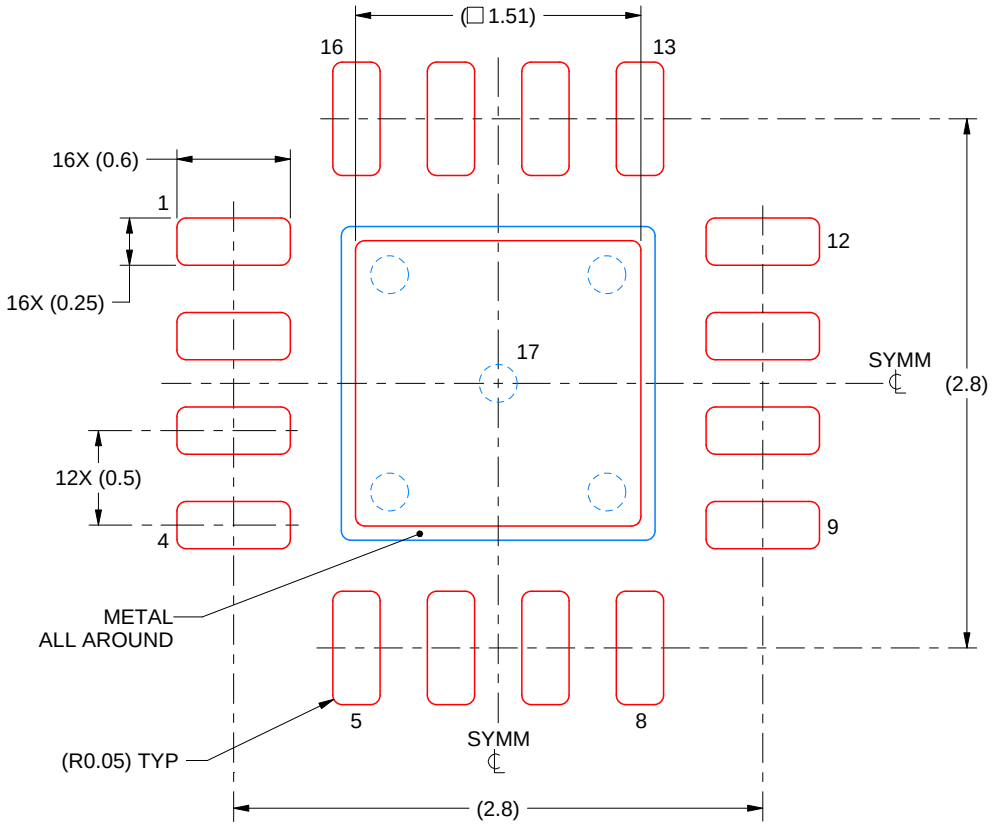


SOLDER MASK DETAILS

4229414/B 07/2025

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

EXPOSED PAD 17:
84% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE
SCALE:25X

4229414/B 07/2025

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