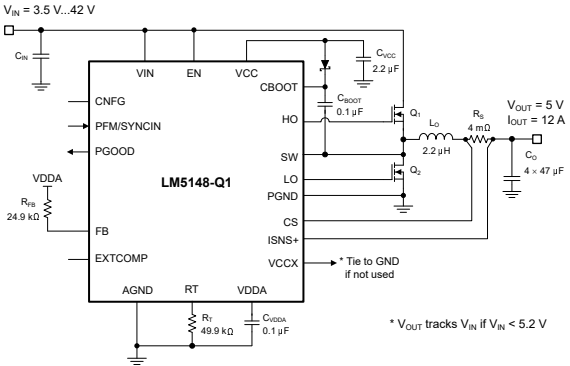
TEXAS INSTRUMENTS
LM5148-Q1
ZHCSNB3A – FEBRUARY 2023 – REVISED JANUARY 2025

LM5148-Q1 80V、汽车类、具有超低 I_Q 和双随机展频的同步降压直流/直流控制器

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
- 功能安全型
  - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 集成式 EMI 缓解
  - 可选双随机展频 (DRSS) 特性，可在低频和高频频带上增强 EMI 降低性能
  - 针对 CISPR 25 5 级要求进行了优化
- 多功能同步直流/直流降压控制器
  - 宽输入电压范围为 3.5V 至 80V
  - 1% 精度、固定 3.3V/5V/12V 或 0.8V 至 55V 可调输出电压
  - 150°C 最大结温
  - 2.3μA 关断模式电流
  - 9.5μA 空载睡眠电流
  - 内部 3ms 软启动斜坡
  - 最多可堆叠两个相位
  - 内部自举二极管
- 开关频率范围为 100kHz 至 2.2MHz
  - 同步输入和同步输出功能
- 固有保护特性，可实现稳健设计
  - 内部断续模式过流保护
  - 使能和 PGOOD 功能
  - VCC、VDDA 和栅极驱动 UVLO 保护
  - 内部或外部环路补偿
  - 具有迟滞功能的热关断保护
- 具有可湿性侧面的 VQFN-24 封装
- 用于增加高压引脚间距的 VQFN-19 封装（图 5-2）
- 使用 LM5148-Q1 并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案



典型应用原理图

2 应用

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

3 说明

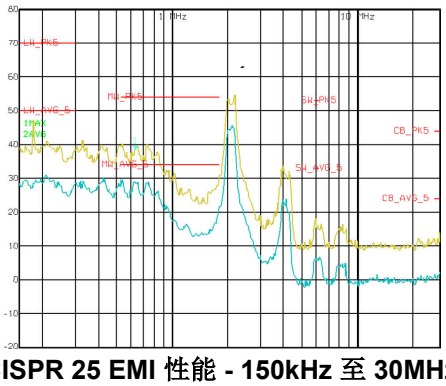
LM5148-Q1 是一款 80V 超低 I_Q 同步降压直流/直流控制器，适合高电流单输出应用。该控制器使用峰值电流模式控制架构，可实现简单环路补偿、快速瞬态响应和出色的负载和线路调节性能。LM5148-Q1 可设置为以两相模式（并联输出）运行，实现精确的电流共享，适合高电流应用。该器件可在低至 3.5V 的输入电压和接近 100% 的占空比（如果需要）下运行。

LM5148-Q1 具有一种独特的 EMI 降低特性，称为双随机展频 (DRSS)。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。

封装信息

器件型号	封装(1)	封装尺寸(2)
LM5148-Q1	RGY（VQFN，24）	5.50mm × 3.50mm
	RGY（VQFN，19）	4.50mm × 3.50mm

(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）。



CISPR 25 EMI 性能 - 150kHz 至 30MHz

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

内容

1 特性 1
2 应用 1
3 说明 1
4 说明（续） 2
5 引脚配置和功能 3
5.1 可润湿侧翼 5
6 规格 6
6.1 绝对最大额定值 6
6.2 ESD 等级 6
6.3 建议运行条件 6
6.4 热性能信息 7
6.5 热性能信息 7
6.6 电气特性 7
6.7 典型特性 11
7 详细说明 15
7.1 概述 15
7.2 功能方框图 16
7.3 特性说明 17
7.4 器件功能模式 27
8 应用和实施 28
8.1 应用信息 28
8.2 典型应用 35
8.3 电源相关建议 54
8.4 布局 54
9 器件和文档支持 60
9.1 器件支持 60
9.2 文档支持 61
9.3 接收文档更新通知 62
9.4 支持资源 62
9.5 商标 62
9.6 静电放电警告 62
9.7 术语表 62
10 修订历史记录 62
11 机械、封装和可订购信息 62

4 说明（续）

LM5148-Q1 的其他特性包括 150°C 最大工作结温、可在轻负载条件下降低电流消耗的用户可选二极管仿真功能、用于故障报告和输出监控的开漏电源正常标志、精密使能输入、单调启动至预偏置负载、集成 VCC 偏置电源稳压器、3ms 内部软启动时间和带自动恢复功能的热关断保护。

LM5148-Q1 控制器采用 3.5mm × 5.5mm 24 引脚 VQFN 和 19 引脚 VQFN 4.50mm × 3.5mm 热增强型封装，具有可湿性侧面引脚，便于在制造期间进行光学检测。对于在低电压引脚和高电压引脚之间需要额外引脚间距的高电压应用，通过移除引脚将引脚间距增加至 0.6mm。为了增加 VIN 与外露焊盘之间的间距，外露焊盘减小至 1.7mm × 2.3mm。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

5 引脚配置和功能

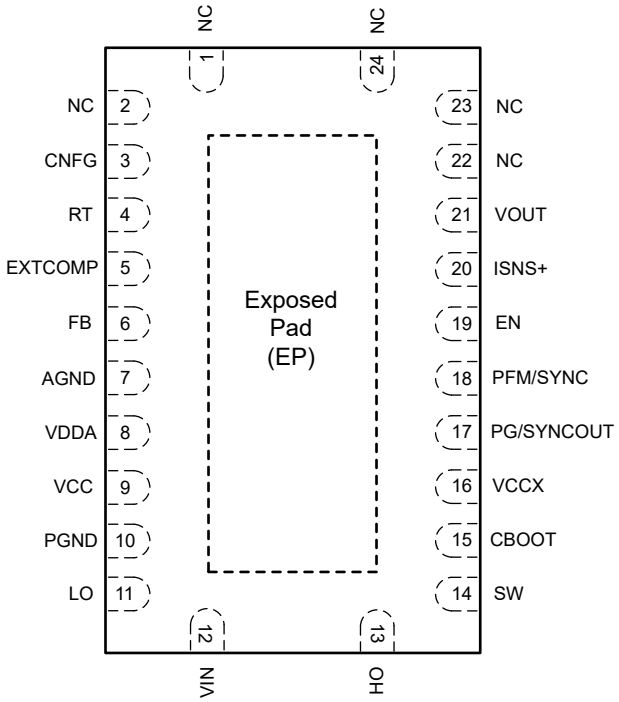


图 5-1. 具有可湿性侧面的 24 引脚 VQFN RGY 封装，LM5148QRGYRQ1（顶视图）

表 5-1. 引脚功能：RGY 24，LM5148QRGYRQ1

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
1	NC	—	连接到外露焊盘上的 GND 以改善散热。
2	NC	—	连接到外露焊盘上的 GND 以改善散热。
3	CNFG	I	将一个电阻器接地以设置主要器件/辅助器件、启用/禁用展频或交错运行模式。
4	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 2.2MHz 之间。
5	EXTXOMP	O	跨导误差放大器输出。如果使用，请将补偿网络从 EXTCOMP 连接到 AGND。
6	FB	I	将 FB 连接到 VDDA 可将输出电压设置为 3.3V。使用 24.9kΩ 或 49.9kΩ 将 FB 连接到 VDDA，以分别将输出电压设置为 5V 或 12V。在 VOUT 和 AGND 之间安装一个电阻分压器，以将输出电压设定点设置在 0.8V 至 55V 之间。FB 调节电压为 0.8V。
7	AGND	G	模拟地连接。内部电压基准和模拟电路的接地回路。
8	VDDA	O	内部模拟偏置稳压器。在 VDDA 与 AGND 之间连接一个陶瓷去耦电容器。
9	VCC	P	VCC 辅助电源引脚。在 VCC 和 PGND 之间连接一个陶瓷电容器。
10	PGND	G	用于低侧 MOSFET 栅极驱动器的电源接地连接引脚
11	LO	O	低侧功率 MOSFET 栅极驱动器输出
12	VIN	P	VCC 稳压器的电源电压输入源
13	HO	O	高侧功率 MOSFET 栅极驱动器输出
14	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。
15	CBOOT	P	用于自举栅极驱动的高侧驱动器电源
16	VCCX	P	用于外部辅助电源的可选输入。如果 V_{VCCX} > 4.3V，VCCX 会在内部链接到 VCC 且内部 VCC 稳压器会被禁用。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 5-1. 引脚功能：RGY 24，LM5148QRGYRQ1（续）

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
17	PG/SYNCOUT	O	一个集电极开路输出，如果 VOUT 超出指定的调节窗口，该输出会变为低电平。双相模式下主控制器的 PG/SYNCOUT 引脚提供 180° 相移 SYNCOUT 信号。
18	PFM/SYNC	I	将 PFM/SYNC 连接到 VDDA 以启用二极管仿真模式。将 PFM 连接到 AGND 会使 LM5148-Q1 在轻载条件下以持续导通强制 PWM (FPWM) 模式工作。PFM 还可以用作同步输入，以将内部振荡器同步到外部时钟信号。
19	EN	I	上升阈值为 1V 且迟滞电流为 10μA 时的高电平有效精密输入。如果 EN 电压低于 0.5V，则 LM5148-Q1 处于关断模式，除非 PFM/SYNC 上存在 SYNC 信号。
20	ISNS+	I	电流检测放大器输入。使用低电流开尔文连接将此引脚连接到外部电流检测电阻器的电感器一侧（或者，如果使用的是电感器 DCR 电流检测功能，则连接到相关的感测电容器端子）。
21	VOUT	I	输出电压感测和电流检测放大器输入。将 VOUT 连接到电流检测电阻器的输出侧（或者，如果使用的是电感器 DCR 电流检测功能，则连接到相关的感测电容器端子）。
22	NC	—	连接到外露焊盘上的 GND 以改善散热。
23	NC	—	连接到外露焊盘上的 GND 以改善散热。
24	NC	—	连接到外露焊盘上的 GND 以改善散热。

(1) P = 电源，G = 地，I = 输入，O = 输出

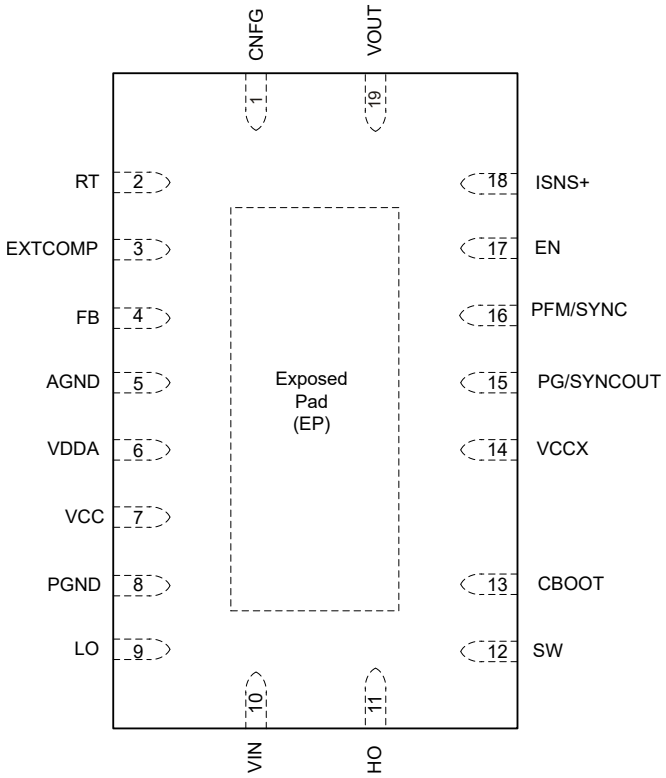


图 5-2. 具有可湿性侧面的 19 引脚 VQFN RGY 封装，LM5148PSQRGYRQ1（顶视图）

将外露焊盘连接至 PCB 上的 AGND 和 PGND。

表 5-2. 引脚功能：RGY 19，LM5148PSQRGYRQ1

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
1	CNFG	I	将一个电阻器接地以设置主要器件/辅助器件、启用/禁用展频或交错运行模式。
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 2.2MHz 之间。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 5-2. 引脚功能：RGY 19，LM5148PSQRGYRQ1（续）

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
3	EXTCOMP	O	跨导误差放大器输出。如果使用，请将补偿网络从 EXTCOMP 连接到 AGND。
4	FB	I	将 FB 连接到 VDDA 可将输出电压设置为 3.3V。使用 24.9kΩ 或 49.9kΩ 将 FB 连接到 VDDA，以分别将输出电压设置为 5V 或 12V。在 VOUT 和 AGND 之间安装一个电阻分压器，以将输出电压设定点设置在 0.8V 至 55V 之间。FB 调节电压为 0.8V。
5	AGND	G	模拟地连接。内部电压基准和模拟电路的接地回路。
6	VDDA	O	内部模拟偏置稳压器。在 VDDA 与 AGND 之间连接一个陶瓷去耦电容器。
7	VCC	P	VCC 辅助电源引脚。在 VCC 和 PGND 之间连接一个陶瓷电容器。
8	PGND	G	用于低侧 MOSFET 栅极驱动器的电源接地连接引脚。
9	LO	O	低侧功率 MOSFET 栅极驱动器输出。
10	VIN	P	VCC 稳压器的电源电压输入源。
11	HO	O	高侧功率 MOSFET 栅极驱动器输出
12	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。
13	CBOOT	P	用于自举栅极驱动的高侧驱动器电源
14	VCCX	P	用于外部辅助电源的可选输入。如果 V_{VCCX} > 4.3V，VCCX 会在内部链接到 VCC 且内部 VCC 稳压器会被禁用。
15	PG/SYNCOUT	O	一个集电极开路输出，如果 VOUT 超出指定的调节窗口，该输出会变为低电平。双相模式下主控制器的 PG/SYNCOUT 引脚提供 180° 相移 SYNCOUT 信号。
16	PFM/SYNC	I	将 PFM/SYNC 连接到 VDDA 以启用二极管仿真模式。将 PFM 连接到 AGND 会使 LM5148-Q1 在轻载条件下以持续导通强制 PWM (FPWM) 模式工作。PFM 还可以用作同步输入，以将内部振荡器同步到外部时钟信号。
17	EN	I	上升阈值为 1V 且迟滞电流为 10μA 时的高电平有效精密输入。如果 EN 电压低于 0.5V，则 LM25148-Q1 处于关断模式，除非 PFM/SYNC 上存在 SYNC 信号。
18	ISNS+	I	电流检测放大器输入。使用低电流开尔文连接将此引脚连接到外部电流检测电阻器的电感器一侧（或者，如果使用的是电感器 DCR 电流检测功能，则连接到相关的感测电容器端子）。
19	VOUT	I	输出电压感测和电流检测放大器输入。将 VOUT 连接到电流检测电阻器的输出侧（或者，如果使用的是电感器 DCR 电流检测功能，则连接到相关的感测电容器端子）。

(1) P = 电源，G = 地，I = 输入，O = 输出

5.1 可润湿侧翼

为了满足可靠性和稳健性方面的标准，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。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。LM5148-Q1 采用具有可润湿侧翼的 24 引脚 VQFN 和 19 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

6 规格

6.1 绝对最大额定值

在推荐的 -40°C 到 150°C 工作结温范围内测得（除非另外说明）。(1)

		最小值	最大值	单位
输出电压	VOUT、ISNS+ 到 AGND	-0.3	60	V
	VOUT 到 ISNS+	-0.3	0.3	V
	HO 到 SW	-0.3	V_{HB} + 0.3	V
	HO 到 SW，瞬态 < 20ns	-5		V
	LO 至 GND	-0.3	V_{VCC} + 0.3	V
	LO 到 PGND，瞬态 < 20ns	-5		V
	CBOOT 至 SW	-0.3	6.5	V
	CBOOT 到 SW，瞬态 < 20ns	-5		V
输入电压	VIN 至 PGND	-0.3	85	V
	SW 到 PGND	-0.3	85	V
	SW 到 PGND，瞬态 < 20ns	-5		V
	EN 至 PGND	-0.3	85	V
	VCC、VCCX、VDDA、PG、FB、PFM/SYNC、RT、EXTCOMP 至 AGND	-0.3	6.5	V
	CNFG 至 AGND	-0.3	5.5	V
工作结温，T_J		-40	150	°C
贮存温度，T_{stg}		-55	150	°C

(1) 应力超出*绝对最大额定值*下面列出的值可能会对器件造成永久损坏。这些仅是应力额定值，并不意味着器件在这些条件下以及在“建议运行条件”以外的任何其他条件下能够正常运行。长时间处于绝对最大额定条件下可能会影响器件的可靠性。

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 (1) HBM ESD 分类等级 2		±2000	V
		充电器件模型 (CDM)，符合 AEC Q100-011 CDM ESD 分类等级 C4A	边角引脚（1、2、11、12、13、14、23 和 24）	±750	
			其他引脚	±500	

(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 -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		80	V
V_{OUT}	输出电压范围	0.8		55	V
	SW 到 PGND	-0.3		80	V
	CBOOT 至 SW	-0.3	5	5.25	V
	FB，EXTCOMP，RT，CNFG 至 AGND	-0.3		5.25	V
	EN 至 PGND	-0.3		80	V
	VCC、VCCX、VDDA 至 PGND	-0.3	5	5.25	V
	VOUT、ISNS+ 到 PGND	-0.3		55	V
	PGND 至 AGND	-0.3		0.3	V
	CNFG 至 AGND	-0.3		5.5	V
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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.4 热性能信息

热性能(1)		RGY (VQFN) 24 引脚	单位
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	44.1	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	38.8	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	20.4	°C/W
Ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.8	°C/W
Ψ_{JB}	结至电路板特征参数	15.5	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	结至外壳（底部）热阻	5.6	°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 热性能信息

热指标(1)		RGY (VQFN) 19 引脚	单位
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	44.1	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	38.8	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	20.4	°C/W
Ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.8	°C/W
Ψ_{JB}	结至电路板特征参数	15.5	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	结至外壳（底部）热阻	5.6	°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

6.6 电气特性

T_J = –40°C 至 125°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
电源 (VIN)						
I_{Q-VIN1}	VIN 关断电流	V_{EN} = 0V		2.3	3.8	μA
I_{Q-VIN2}	VIN 待机电流	非开关，0.5V ≤ V_{EN} ≤ 1V		124		μA
I_{SLEEP1}	休眠电流，3.3V	1.03V ≤ V_{EN} ≤ 80V，V_{VOUT} = 3.3V，稳压，没有负载，不进行开关，$V_{PFM/SYNC}$ = VDDA		9.5	19.7	μA
I_{SLEEP2}	休眠电流，5V	1.03V ≤ V_{EN} ≤ 80V，V_{VOUT} = 5.0V，稳压，没有负载，不进行开关，$V_{PFM/SYNC}$ = VDDA		9.9	19.9	μA
使能 (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	-12	-10	-8	μA
内部 LDO (VCC)						
$V_{VCC-REG}$	VCC 稳压电压	I_{VCC} = 0mA 至 100mA	4.7	5	5.3	V
$V_{VCC-UVLO}$	VCC UVLO 上升阈值		3.3	3.4	3.5	V
$V_{VCC-HYST}$	VCC UVLO 迟滞			148		mV
$I_{VCC-REG}$	内部 LDO 短路电流限制		115	170		mA
内部 LDO (VDDA)						
$V_{VDDA-REG}$	VDDA 稳压电压		4.75	5	5.25	V
$V_{VDDA-UVLO}$	VDDA UVLO 上升	V_{VCC} 上升，V_{VCCX} = 0V	3	3.2	3.3	V
$V_{VDDA-HYST}$	VDDA UVLO 迟滞	V_{VCCX} = 0V		120		mV
R_{VDDA}	VDDA 电阻	V_{VCCX} = 0V		5.5		Ω

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.6 电气特性（续）

T_J = –40°C 至 125°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
外部偏置 (VCCX)						
$V_{VCCX-ON}$	VCCX 上升阈值		4.1	4.3	4.4	V
$V_{VCCX-HYST}$	VCCX 迟滞电压			130		mV
R_{VCCX}	VCCX 电阻			2		Ω
基准电压						
V_{REF}	FB 稳压电压		795	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} = 3.8V 至 80V，内部补偿	3.267	3.3	3.33	V
$V_{OUT-3.3V-EXT}$	3.3V 输出电压设定点	R_{FB} = 0Ω，V_{IN} = 3.8V 至 80V，外部补偿	3.267	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 80V，内部补偿	4.95	5.0	5.05	V
$V_{OUT-5V-EXT}$	5V 输出电压设定点	R_{FB} = 24.9kΩ，V_{IN} = 5.5V 至 80V，外部补偿	4.95	5.0	5.05	V
$V_{OUT-12V-INT}$	12V 输出电压设定点	R_{FB} = 48.7kΩ，V_{IN} = 24V 至 80V，内部补偿	11.88	12	12.12	V
$V_{OUT-12V-EXT}$	12V 输出电压设定点	R_{FB} = 48.7kΩ，V_{IN} = 24V 至 80V，外部补偿	11.88	12	12.12	V
$R_{FB-OPT1}$	5V 输出选择		23	25	27	kΩ
$R_{FB-OPT2}$	12V 输出选择		47	50	53	kΩ
误差放大器 (COMP)						
$g_{m-EXTERNAL}$	EA 跨导外部补偿	FB 至 EXTCOMP	1020	1200		µS
$g_{m-INTERNAL}$	EA 跨导内部补偿	EXTCOMP 10kΩ 至 VDDA		30		µS
I_{FB}	误差放大器输入偏置电流				75	nA
$V_{COMP-CLAMP}$	COMP 钳位电压	V_{FB} = 0V		2.1		V
$I_{COMP-SRC}$	EA 源电流	$V_{EXTCOMP}$ = 1V，V_{FB} = 0.6V		180		µA
$I_{COMP-SINK}$	EA 灌电流	$V_{EXTCOMP}$ = 1V，V_{FB} = 1V		180		µA
R_{COMP}	内部补偿	EXTCOMP 10kΩ 至 VDDA		400		kΩ
C_{COMP}	内部补偿	EXTCOMP 10kΩ 至 VDDA		50		pF
$C_{COMP-HF}$	内部补偿	EXTCOMP 10kΩ 至 VDDA		1		pF
脉冲频率调制 (PFM/SYNC)						
V_{PFM-LO}	PFM 低电平检测阈值		0.8			V
V_{PFM-HI}	PFM 高电平检测阈值				2.0	V
V_{ZC-SW}	过零阈值			-5.5		mV
V_{ZC-DIS}	过零阈值禁用	PFM/SYNC = 0V，第一个 HO 脉冲后 1000 个 SW 周期		100		mV
F_{SYNCIN}	频率同步范围	R_{RT} = 9.52kΩ，标称振荡器频率的 ±20%	1.74		2.7	MHz
$t_{SYNC-MIN}$	外部同步信号的最小脉冲宽度		20		250	ns
$t_{SYNCIN-HO}$	从 PFM 下降沿到 HO 上升沿的延迟			45		ns
$t_{PFM-FILTER}$	SYNCIN 到 PFM 模式		13		45	µs
双随机展频 (DRSS)						
Δf_C	开关频率百分比变化			7		%
f_m	调制频率		8.2		16.2	kHz
开关频率						
V_{RT}	RT 引脚稳压电压	10kΩ < R_{RT} < 100kΩ		0.5		V
F_{SW1}	开关频率 1	R_{RT} = 97.6kΩ 至 AGND		0.22		MHz
F_{SW2}	开关频率 2	V_{IN} = 12V，R_{RT} = 9.52kΩ 至 AGND	1.98	2.2	2.42	MHz
F_{SW3}	开关频率 3	R_{RT} = 220kΩ 至 AGND		100		kHz

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.6 电气特性（续）

T_J = –40°C 至 125°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
$SLOPE_1$	内部斜率补偿 1	R_{RT} = 9.52kΩ		600		mV/μs
$SLOPE_2$	内部斜率补偿 2	R_{RT} = 97.6kΩ		50		mV/μs
$t_{ON(min)}$	最短导通时间			50		ns
$t_{OFF(min)}$	最短关断时间			90		ns
电源正常 (PG)						
V_{PG-UV}	电源正常 UV 跳变电平	相对于调节电压下降	90%	92%	94%	
V_{PG-OV}	电源正常 OV 跳变电平	相对于调节电压上升	108%	110%	112%	
$V_{PG-UV-HYST}$	电源正常 UV 迟滞	相对于稳压输出上升		3.6%		
$V_{PG-OV-HYST}$	电源正常 OV 迟滞	相对于调节电压上升		3.4%		
t_{OV-DLY}	OV 滤波器时间	V_{OUT} 上升		25		μs
t_{UV-DLY}	UV 滤波器时间	V_{OUT} 下降		25		μs
V_{PG-OL}	PG 电压	集电极开路，$I_{PG/SYNC}$ = 2mA			0.8	V
同步输出 (PG/SYNCOUT)						
$V_{SYNCOUT-LO}$	SYNCOUT-LO 低电平状态电压	R_{CNFG} = 54.9kΩ 或 71.5kΩ 至 GND（主要），$I_{PFM/SYNC}$ = 2mA			0.8	V
$V_{SYNCOUT-HO}$	SYNCO-HO 高电平状态电压	R_{CNFG} = 54.9kΩ 或 71.5kΩ 至 GND（主要） $I_{PFM/SYNC}$ = 2mA	2.0			V
$t_{SYNCOUT}$	从 HO 上升沿到 SYNCOUT 的延迟（主要模式下的 PG/SYNCOUT）	V_{PFM} = 0V，F_{SW} set b R_{RT} = 97.6 kΩ		2.1		μs
启动（软启动）						
t_{SS-INT}	内部固定软启动时间		1.9	3	4.6	ms
升压电路						
$V_{BOOT-DROP}$	内部二极管正向压降	I_{CBOOT} = 20mA，VCC 至 CBOOT	0.63	0.8		V
I_{BOOT}	CBOOT 至 SW 静态电流，未开关	V_{EN} = 5V，$V_{CBOOT-SW}$ = 5V	2.88		4.3	μA
$V_{BOOT-SW-UV-R}$	CBOOT 至 SW UVLO 上升阈值	$V_{CBOOT-SW}$ 上升		2.83		V
$V_{BOOT-SW-UV-F}$	CBOOT 至 SW UVLO 下降阈值	$V_{CBOOT-SW}$ 下降		2.5		V
$V_{BOOT-SW-UV-HYS}$	CBOOT 至 SW UVLO 迟滞			0.05		V
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}		106		mV
V_{HO-LOW}	HO 低电平状态输出电压	I_{HO} = 100mA		50		mV
$t_{HO-RISE}$	HO 上升时间（10% 至 90%）	C_{LOAD} = 2.7nF		7		ns
$t_{HO-FALL}$	HO 下降时间（90% 至 10%）	C_{LOAD} = 2.7nF		7		ns
I_{HO-SRC}	HO 峰值拉电流	V_{HO} = V_{SW} = 0V、V_{VCC} = V_{CBOOT} = 5V		2.2		A
$I_{HO-SINK}$	HO 峰值灌电流	V_{VCC} = 5V		3.2		A
低侧栅极驱动器 (LO)						
V_{LO-LOW}	LO 低电平状态输出电压	I_{LO} = 100mA		50		mV
$V_{LO-HIGH}$	LO 高电平状态输出电压	I_{LO} = -100mA		130		mV
$t_{LO-RISE}$	LO 上升时间（10% 至 90%）	C_{LOAD} = 2.7nF		7		ns
$t_{LO-FALL}$	LO 下降时间（90% 至 10%）	C_{LOAD} = 2.7nF		7		ns
I_{LO-SRC}	LO 峰值拉电流	V_{LO} = 0V，V_{VCC} = 5V		2.2		A
$I_{LO-SINK}$	LO 峰值灌电流	V_{VCC} = 5V		3.2		A
自适应死区时间控制						
t_{DEAD1}	从 HO 关断至 LO 导通死区时间			20		ns
t_{DEAD2}	从 LO 关断至 HO 导通死区时间			20		ns
内部断续模式						
HIC_{DLY}	断续模式激活延迟	V_{ISNS+} – V_{VOUT} > 60 mV		512		周期
HIC_{CYCLES}	HICCUP 模式故障	V_{ISNS+} – V_{VOUT} > 60mV		16384		周期

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.6 电气特性（续）

T_J = –40°C 至 125°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）。

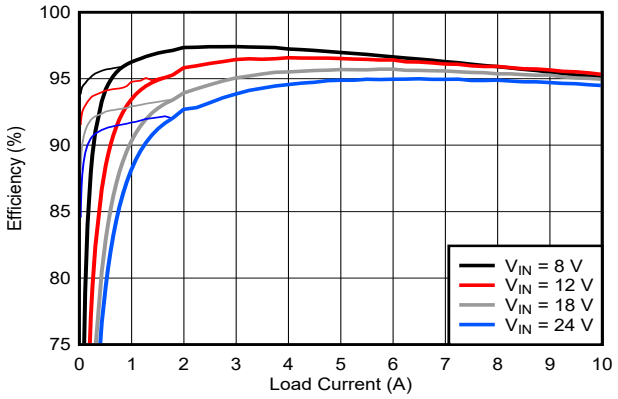
参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
过流保护						
V_{CS-TH}	电流限制阈值	在 ISNS+ 与 VOUT 之间测得	49	60	73	mV
$t_{DELAY-ISNS+}$	ISNS+ 到输出延迟			65		ns
G_{CS}	CS 放大器增益		9	10	10.8	V/V
$I_{BIAS-ISNS+}$	CS 放大器输入偏置电流			15		nA
配置						
$R_{CONF-OPT1}$	主要，无展频		28.7	29.4	31	kΩ
$R_{CONF-OPT2}$	主要，带展频		40.2	41.2	43.2	kΩ
$R_{CONF-OPT3}$	主要，交错，无展频		53.6	54.9	57.6	kΩ
$R_{CONF-OPT4}$	主要，交错，带展频		69.8	71.5	73.2	kΩ
$R_{CONF-OPT5}$	次级		87	90.9	93.1	kΩ
热关断						
T_{J-SD}	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

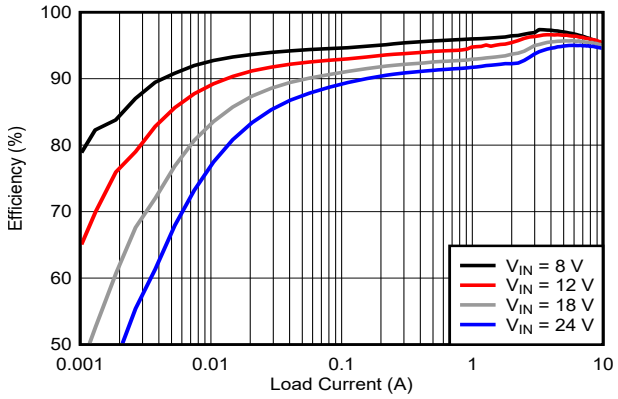
6.7 典型特性

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V。



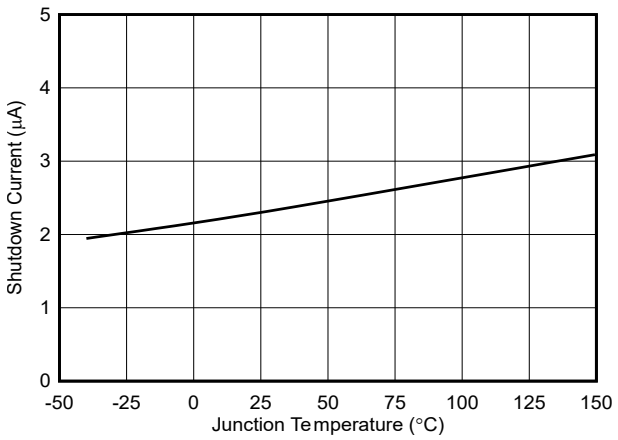
V_{OUT} = 5V　　F_{SW} = 440kHz

图 6-1. 效率与负载间的关系



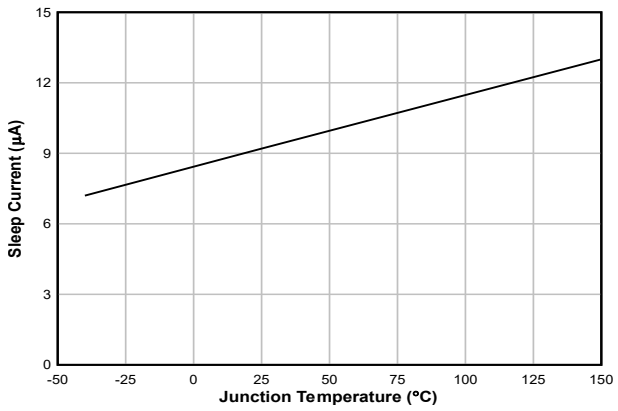
V_{OUT} = 5V　　F_{SW} = 440kHz

图 6-2. 效率与负载间的关系，对数标度



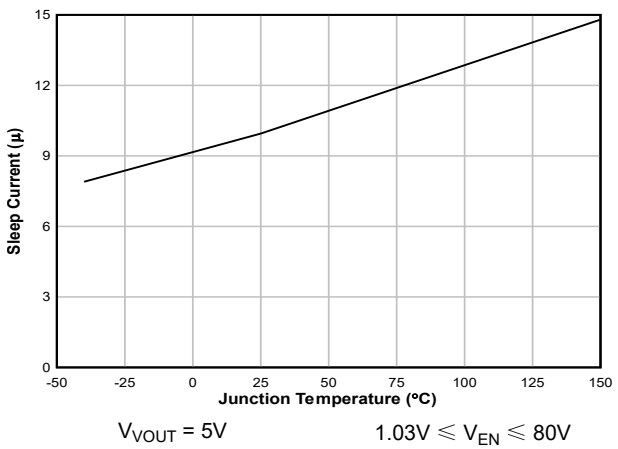
V_{EN} = 0V

图 6-3. 关断电流与温度间的关系



V_{VOUT} = 3.3V　　1.03V ≤ V_{EN} ≤ 80V

图 6-4. Sleep1 电流与温度间的关系



V_{VOUT} = 5V　　1.03V ≤ V_{EN} ≤ 80V

图 6-5. Sleep2 电流与温度间的关系

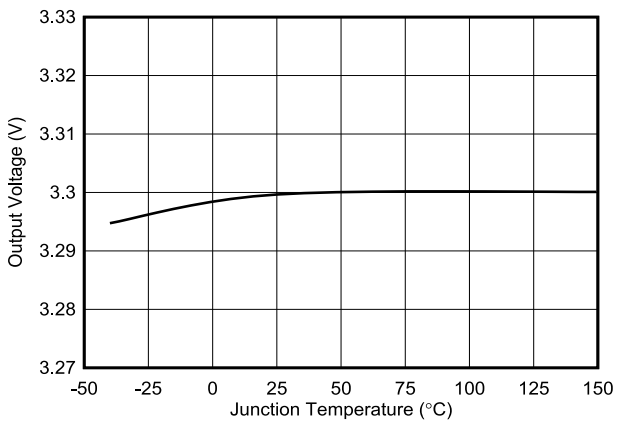


图 6-6. 3.3V 固定输出电压与温度间的关系

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.7 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V。

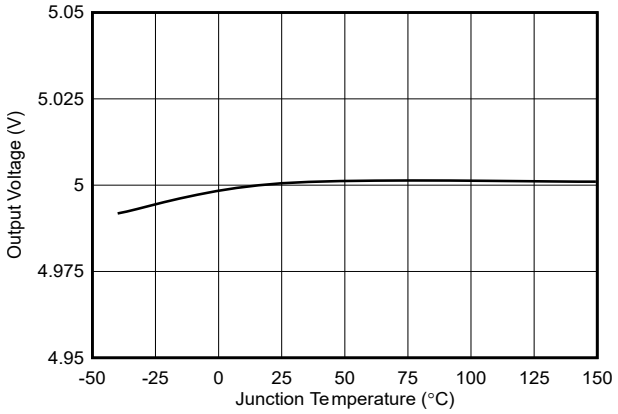


图 6-7. 5V 固定输出电压与温度间的关系

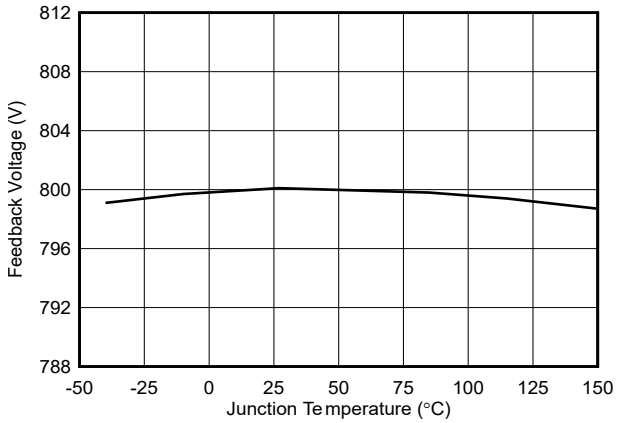


图 6-8. 反馈电压与温度之间的关系

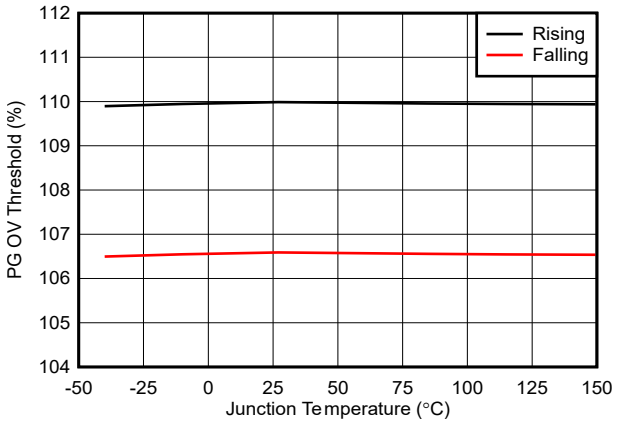


图 6-9. PG OV 阈值与温度间的关系

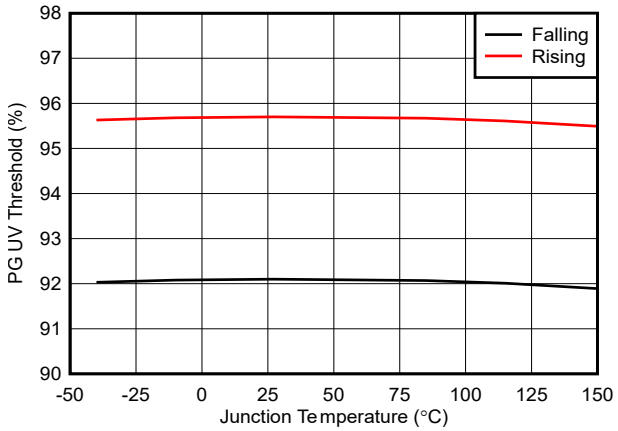


图 6-10. PG UV 阈值与温度间的关系

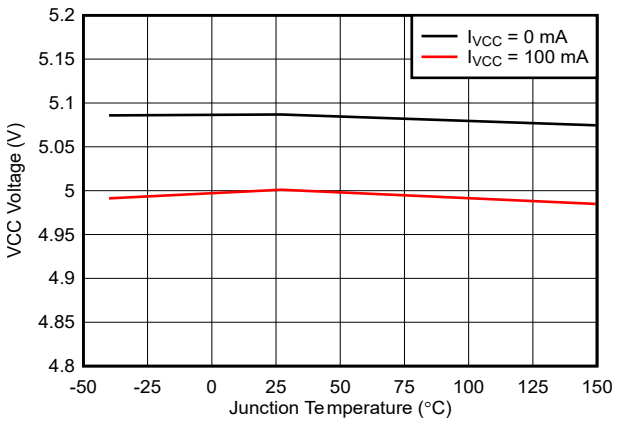


图 6-11. VCC 稳压电压与温度间的关系

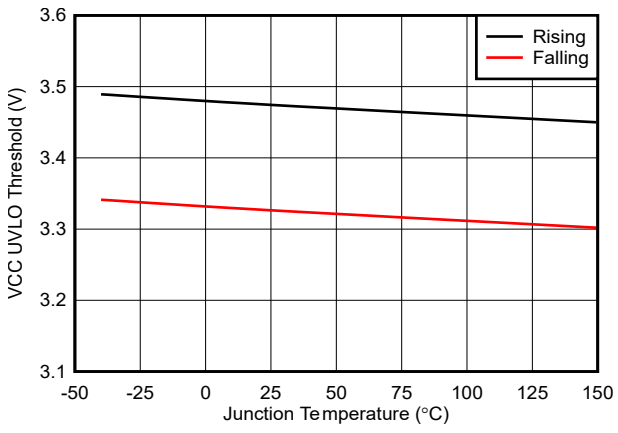


图 6-12. VCC UVLO 阈值与温度间的关系

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.7 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V。

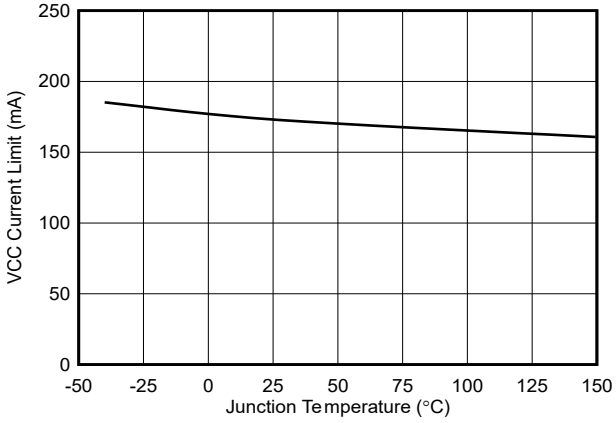


图 6-13. VCC 电流限值与温度间的关系

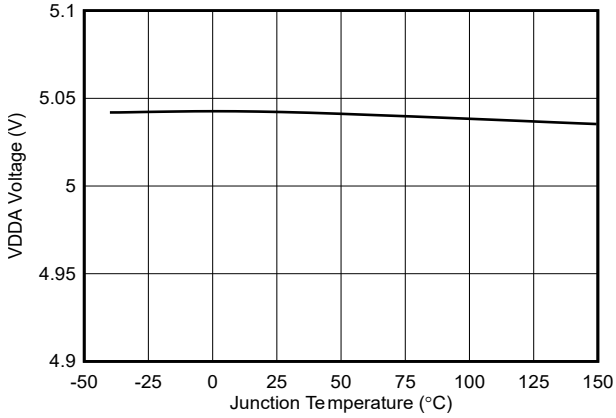


图 6-14. VDDA 稳压电压与温度间的关系

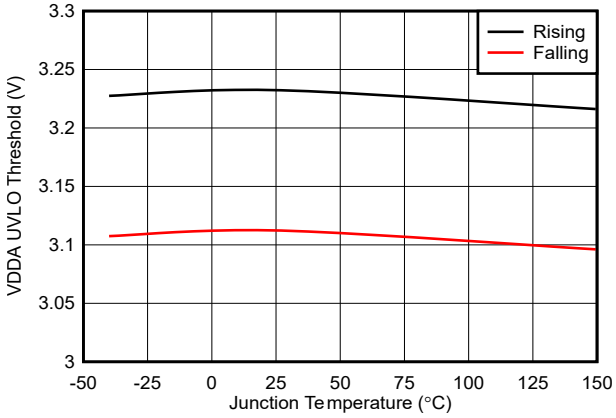


图 6-15. VDDA UVLO 阈值与温度间的关系

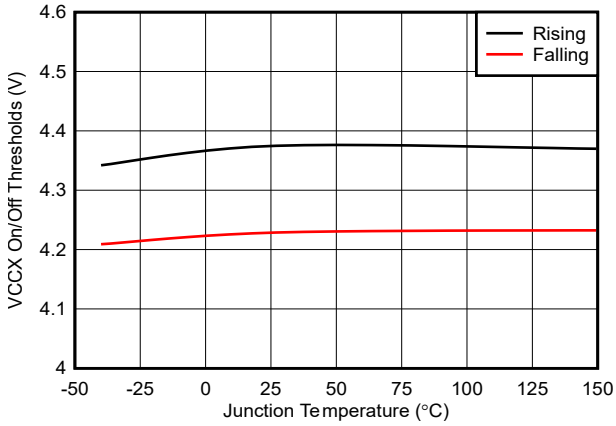


图 6-16. VCCX 开/关阈值与温度间的关系

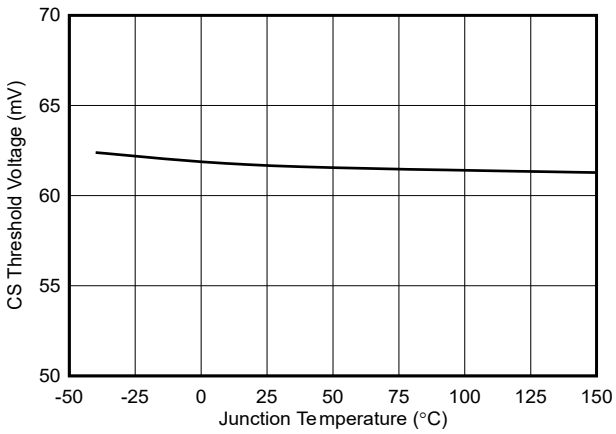


图 6-17. 电流检测 (CS) 阈值与温度间的关系

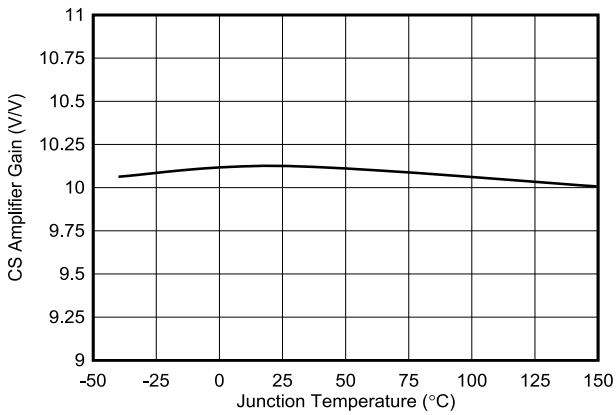


图 6-18. 电流检测 (CS) 放大器增益与温度间的关系

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.7 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V。

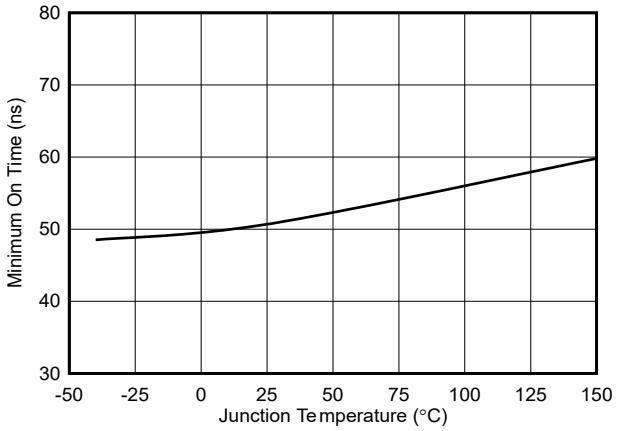


图 6-19. 最短导通时间 (HO) 与温度间的关系

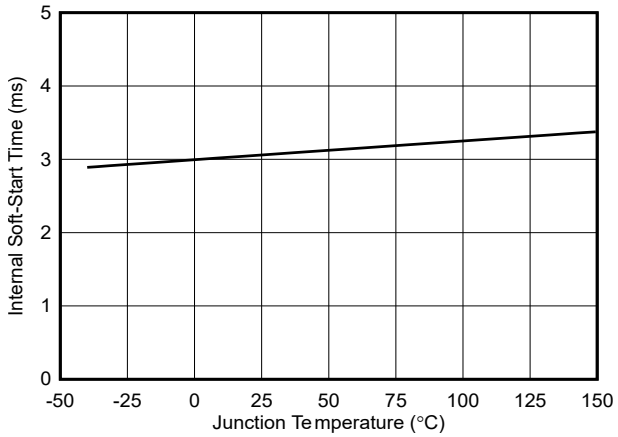
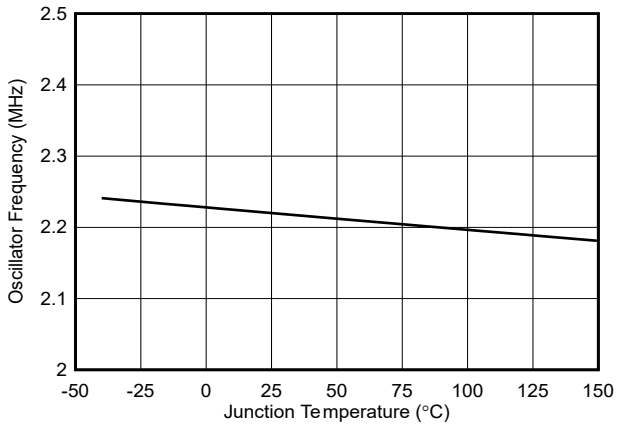


图 6-20. 软启动时间与温度间的关系



R_{RT} = 9.09kΩ

图 6-21. 开关频率与温度间的关系

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7 详细说明

7.1 概述

LM5148-Q1 是一款开关直流/直流控制器，有所有必要的功能，能够实现可在 3.5V 至 80V 宽输入电压范围内工作的高效同步降压电源。LM5148-Q1 可以配置为提供 3.3V、5V 或 12V 输出电压，或者提供 0.8V 至 55V 的可调输出电压。这个易于使用的控制器集成了高侧和低侧 MOSFET 栅极驱动器，能够提供 2.2A 峰值拉电流和 3.2A 峰值灌电流。自适应死区时间旨在尽可能地减少开关转换期间的体二极管导通。

执行分流电阻器或电感器 DCR 电流检测的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。执行分流电阻器或电感器 DCR 电流检测的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 2.2MHz 之间进行编程，并且该频率可通过向 PFM/SYNC 施加外部时钟来与高达 2.5MHz 的外部时钟同步。

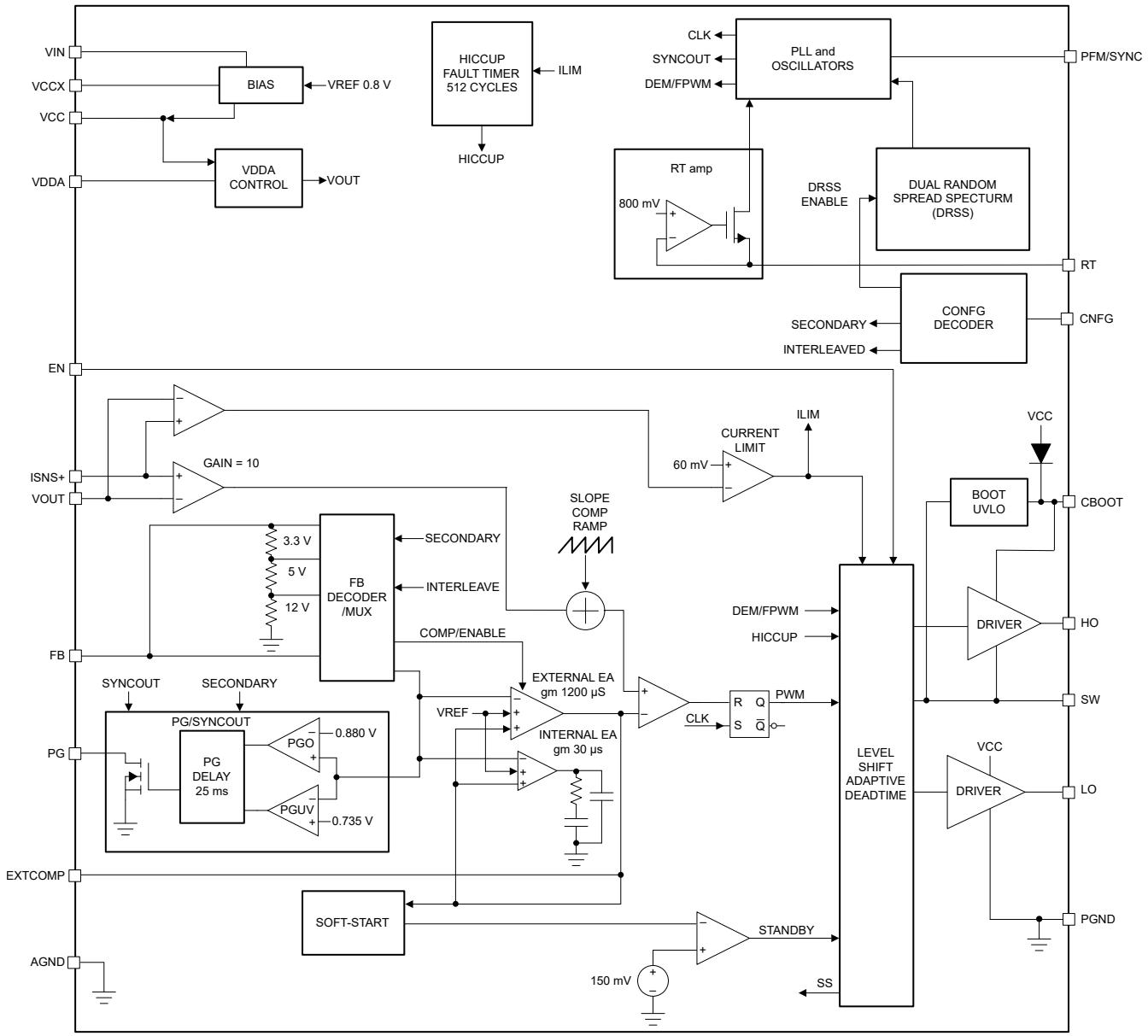
外部辅助电源可以连接到 VCCX 以尽可能地提高高输入电压应用中的效率。用户可选的二极管仿真功能支持非连续导通模式 (DCM) 运行，从而进一步提高轻负载条件下的效率并降低功率损耗。其他保护特性包括：电流限制、热关断、UVLO 和远程关断功能。

LM5148-Q1 集成多项功能，以简化符合各种 EMI 标准的要求，例如 CISPR 25 5 类汽车 EMI 要求。DRSS 技术可降低峰值谐波 EMI 信号。

LM5148-Q1 采用带有可润湿侧翼和外露焊盘的 24 引脚 VQFN 和 19 引脚 VQFN 封装来改善散热。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.2 功能方框图



Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.3 特性说明

7.3.1 输入电压范围 (V_{IN})

LM5148-Q1 工作输入电压范围为 3.5V 至 80V。该器件用于 12V、24V 和 48V 电源轨中的降压转换。图 8-4 中的应用电路展示了实现基于 LM5148-Q1 且采用单电源的宽 V_{IN} 单输出降压稳压器所需的所有元件。LM5148-Q1 使用内部 LDO 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，请格外注意，确保 VIN 和 SW 引脚在线路或负载瞬态事件下不超过 85V 的绝对最大额定电压。如果电压偏移超过适用的电压规格，则可能会损坏器件。

在具有快速输入瞬变的应用中必须小心，这些瞬变会导致 VIN 处的电压突然下降到低于 VOUT 设定点 2V 以上。LM5148-Q1 在 VOUT 和 VIN 引脚之间具有一个内部 ESD 二极管，这个二极管可以在上述情况下导通，从而导致输出放电。为了防止在上述条件下损坏内部 ESD 二极管，TI 建议在 LM5148-Q1 的 VIN 引脚串联一个肖特基二极管，以防止反向电流从 VOUT 流向 VIN。

当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，LM5148-Q1 会跳过 t_{OFF} 周期以允许控制器将占空比扩展至大约 99%。请参阅 图 7-1。

使用以下公式来计算 LM5148-Q1 进入压降模式的时间。

$$V_{IN} = V_{OUT} \times \left(\frac{t_P}{t_P - t_{OFF}}\right) \quad (1)$$

- t_P 是振荡器周期
- t_{OFF} 是最短关断时间，典型值是 90ns

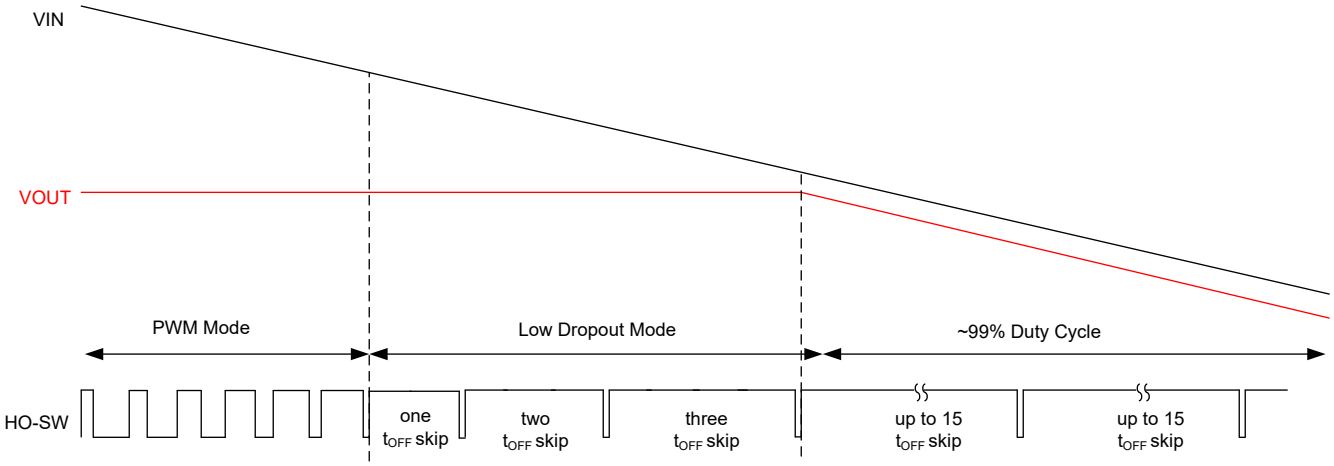


图 7-1. 压降模式运行

7.3.2 高压偏置电源稳压器（VCC、VCCX、VDDA）

LM5148-Q1 包含一个内部高压 VCC 偏置稳压器，该稳压器为 PWM 控制器提供辅助电源并为外部 MOSFET 提供栅极驱动器。输入电压引脚 (VIN) 可以直接连接到高达 80V 的输入电压源。不过，当输入电压低于 VCC 设置点水平时，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 115mA（最小值）。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 3.3V 且 EN 引脚连接到大于 1V 的电压时，软启动序列开始。除非 VCC 电压降至 VCC UVLO 下降阈值 3.1V（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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

内部 5V 线性稳压器生成 VDDA 辅助电源。使用一个 100nF 或更大的陶瓷电容器旁路 VDDA，以实现低噪声内部偏置电压轨。通常，VDDA 为 5V。不过，在一种特定情况下，VDDA 会将电压稳定在 3.3V。这种情况出现在 PFM 模式下，且输出为轻负载或无负载时。

将 VCCX 连接到 5V 输出或连接到外部 5V 电源，以尽可能降低 VCC 稳压器的内部功耗。如果 VCCX 电压大于 4.3V，VCCX 会在内部连接到 VCC 且内部 VCC 稳压器会被禁用。如果不使用，则将 VCCX 连接到 PGND。切勿将 VCCX 连接到 6.5V 以上的电压。如果将外部电源连接到 VCCX 来为 LM5148-Q1 供电，V_{IN} 必须在所有条件下大于外部偏置电压，以免对控制器造成损坏。

7.3.3 精密使能端 (EN)

EN 引脚可以连接至高达 80V 的电压。LM5148-Q1 具有精密使能端。当 EN 电压大于 1V 时，会启用控制器切换。如果 EN 引脚被拉至 0.5V（典型值）以下，LM5148-Q1 会被关断，来自 V_{IN} 的电流消耗 I_Q 为 2.3μA（典型值）。当使能电压介于 0.5V 和 1V 之间时，LM5148-Q1 处于待机模式，此时 VCC 稳压器处于运行状态，但控制器不进行切换。在待机模式下，非开关输入静态电流典型值为 124μA。LM5148-Q1 的启用电压大于 1.0V。但是，许多应用都适合使用电阻分压器 R_{UV1} 和 R_{UV2}（如 图 7-2 中所示）来建立精密的 UVLO 电平。TI 不建议将 EN 引脚保持悬空。

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。

$$R_{UV1} = \frac{V_{IN(on)} - V_{IN(off)}}{I_{HYS}} \tag{2}$$

$$R_{UV2} = R_{UV1} \cdot \frac{V_{EN}}{V_{IN(on)} - V_{EN}} \tag{3}$$

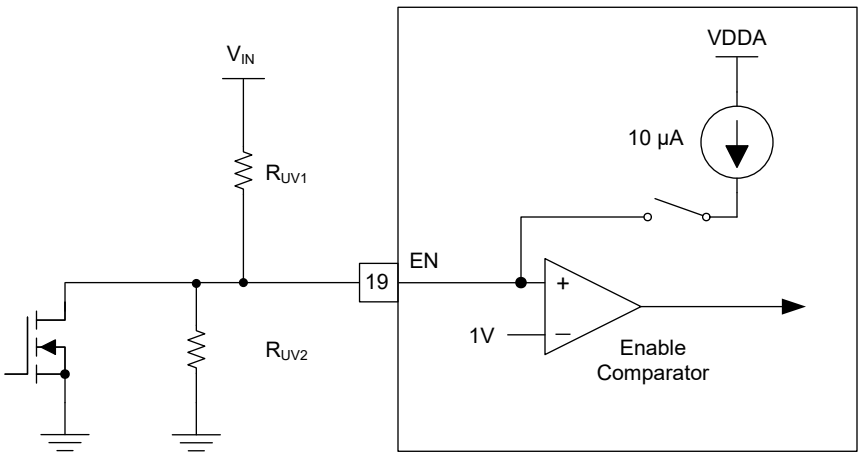


图 7-2. 可编程输入电压 UVLO 导通

7.3.4 电源正常监视器 (PG)

LM5148-Q1 包含用于 V_{OUT} 的输出电压监测信号，可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电源正常信号的误跳闸。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。软启动期间以及降压稳压器被禁用时，PG 会置为低电平。

当 LM5148-Q1 配置为主控制器时，PG/SYNC 引脚成为辅助控制器的同步时钟输出。同步信号与主要 HO 驱动器输出为 180° 异相。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.3.5 开关频率 (RT)

使用 RT 与 AGND 之间的电阻器对 LM5148-Q1 振荡器进行编程，以设置 100kHz 至 2.2MHz 之间的振荡器频率。可以使用方程式 4 来计算给定开关频率对应的 RT 电阻。

$$R_T(k\Omega) = \frac{\frac{10^6}{F_{SW}(kHz)} - 53}{45} \tag{4}$$

在较低的 V_{IN} 条件下，当高侧 MOSFET 的导通时间超过编程设置的振荡器周期时，LM5148-Q1 会延长开关周期，直到 PWM 锁存由超过控制器补偿电压的电流传感斜坡复位。

此情况下的近似输入电压电平可以通过 方程式 5 计算得出。

$$V_{IN(min)} = V_{OUT} \cdot \frac{t_{SW}}{t_{SW} - t_{OFF(min)}} \tag{5}$$

其中

- t_{SW} 为开关周期。
- $t_{OFF(min)}$ 是 90ns 的最短关断时间。

7.3.6 双随机展频 (DRSS)

LM5148-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。例如，在 150kHz 至 30MHz 频段内，CISPR 25 频谱分析仪 RBW 为 9kHz。当频率大于 30MHz 时，RBW 为 120kHz。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 VDDA 之间连接一个电阻器。当将外部时钟施加到 PFM/SYNC 引脚时，DRSS 将被禁用。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

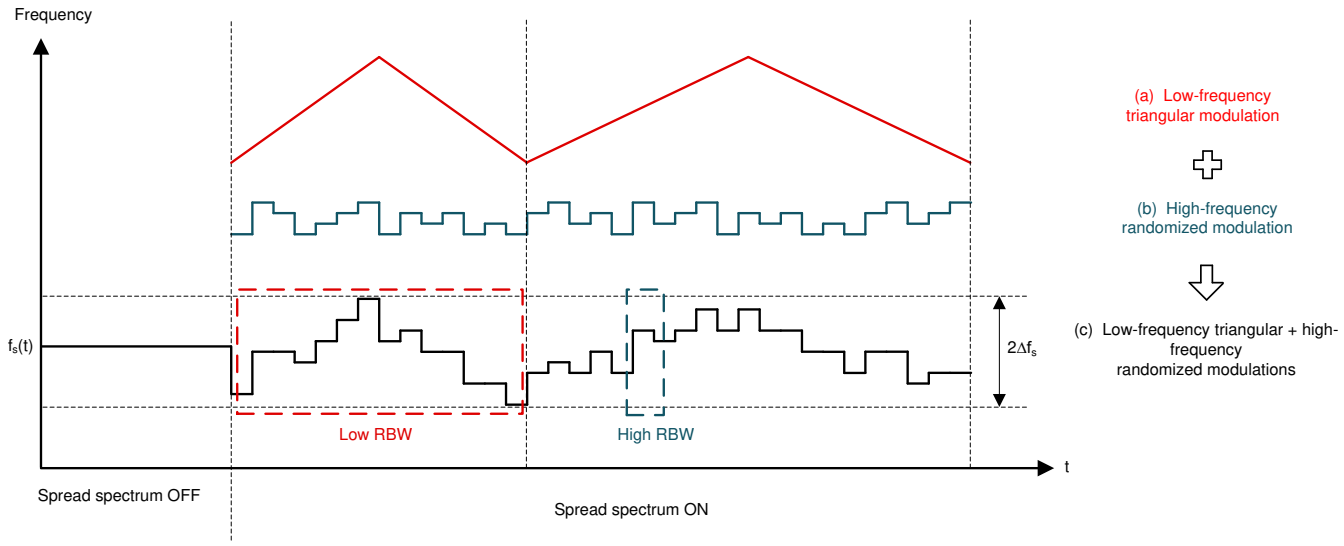


图 7-3. 双随机展频实现

7.3.7 软启动

LM5148-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。

7.3.8 输出电压设定值 (FB)

在没有外部反馈电阻器的情况下，LM5148-Q1 稳压器输出可以独立配置为三个固定输出电压中的一个，或利用一个外部电阻分压器将输出调节至所需的电压。通过将 FB 直接连接到 VDDA，将输出设置为 3.3V。或者，通过分别在 FB 和 VDDA 之间安装 24.9kΩ 或 49.9kΩ 电阻器，将输出设置为 5V 或 12V。请参阅 表 7-1。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 7-1. 反馈配置电阻器

连接至 VDDA 的上拉电阻器	V_{OUT} 设定点
0Ω	3.3V
24.9kΩ	5V
49.9kΩ	12V
未安装	外部 FB 分压器设置

配置设置会被锁存并且无法更改，直到 LM5148-Q1 断电（且 VCC 电压降至其下降 UVLO 阈值以下），然后再次加电（VCC 上升到 3.4V 典型值以上）为止。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。输出电压调节范围为 0.8V 至 55V。FB 处的调节电压为 0.8V (V_{REF})。使用 方程式 6 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。

$$R_{FB1} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) \cdot R_{FB2} \tag{6}$$

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 LM5148-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。

7.3.9 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 LM5148-Q1 电压基准和最短可控开关节点脉冲宽度 $t_{ON(min)}$。

$t_{ON(min)}$ 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 7。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > t_{ON(min)} \cdot F_{SW} \tag{7}$$

其中

- $t_{ON(min)}$ 为 50ns（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，LM5148-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 8 来检查电压转换率。

$$\frac{5\,V}{24\,V} > 50\,ns \cdot 2.1\,MHz$$

$$0.208 > 0.105 \tag{8}$$

对于宽 V_{IN} 应用和低输出电压，一种替代方案是减小 LM5148-Q1 开关频率来满足 方程式 7 的要求。

7.3.10 误差放大器和 PWM 比较器（FB、EXTCOMP）

LM5148-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。控制环路补偿是通过两种方式配置。第一种是使用内部补偿放大器，其跨导为 30μS。配置内部补偿的方法是通过 10kΩ 电阻将 EXTCOMP 引脚连接到 VDDA。如果未检测到 10kΩ 电阻器，则 LM5148-Q1 默认为使用外部环路补偿网络。外部补偿的放大器跨导为 1200μS。这是锁存的，在编程后无法重新配置，除非对器件重新供电。如

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

果需要更高的性能来满足严格的瞬态响应规格，请使用外部补偿网络。要重新配置补偿（内部或外部），请移除电源，并允许 VCC 降至 VCC_{UVLO} 阈值以下，即 3.3V（典型值）。

TI 通常建议使用 II 型补偿网络来实现峰值电流模式控制。

7.3.11 斜率补偿

LM5148-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下降斜率的斜率补偿。

$$L_{O\text{-}IDEAL}(\mu H) = \frac{V_{OUT}(V) \cdot R_S(m\Omega)}{24 \cdot F_{SW}(MHz)} \quad (9)$$

- 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。

7.3.12 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）。

7.3.12.1 分流电流检测

图 7-4 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 LM5148-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。可使用方程式 10 来计算分流电阻。

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

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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

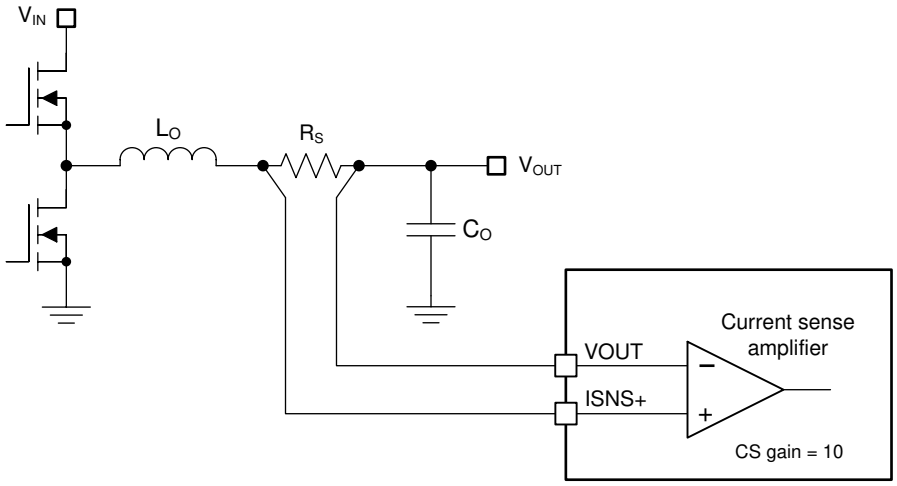


图 7-4. 分流电流检测实现

在过流条件下，软启动电压会被限制在比 FB 高 150mV。必须发生 16 个过流事件，SS 钳位才会启用。该要求确保 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。

7.3.12.2 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 7-5 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。

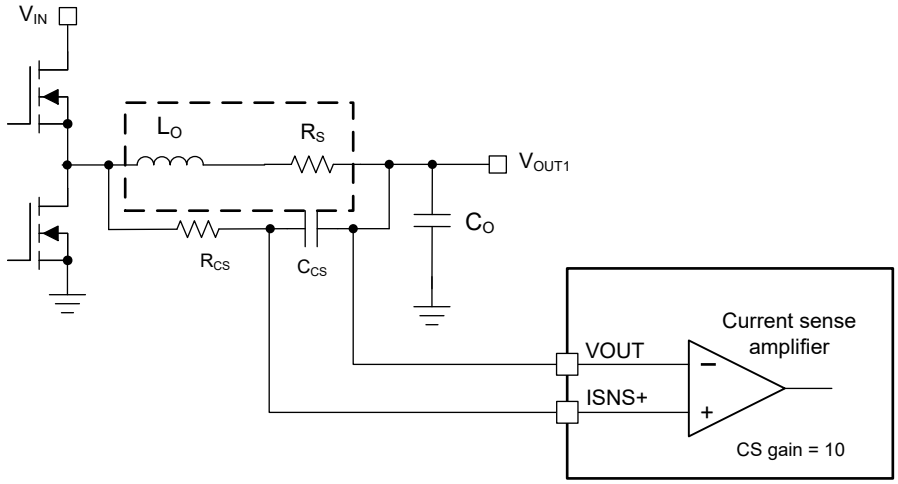


图 7-5. 电感器 DCR 电流检测实现方案

s 域中感测电容器上的压降由方程式 11 给出。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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

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

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 8.4.1，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。

7.3.13 断续模式电流限制

LM5148-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 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 FB 电压超过 0.4V。

7.3.14 高侧和低侧栅极驱动器（HO、LO）

LM5148-Q1 包含栅极驱动器和一个关联的高侧电平转换器来驱动外部 N 沟道 MOSFET。高侧栅极驱动器与内部自举二极管 D_{BOOT} 和自举电容器 C_{BOOT} 搭配使用。在低侧 MOSFET 的导通间隔期间，SW 电压约为 0V，而 CBOOT 通过内部 D_{BOOT} 从 VCC 充电。TI 建议使用短迹线在 CBOOT 和 SW 引脚之间连接一个 0.1 µF 陶瓷电容器。

LO 和 HO 输出由自适应死区时间方法进行控制，因此两个输出（HO 和 LO）绝不会同时启用，从而防止出现跨导。在允许启用 LO 驱动器输出之前，自适应死区时间逻辑会先禁用 HO 并等待 HO 电压降至 2V（典型值）以下。然后，会允许 LO 在短暂延迟（HO 下降至 LO 上升延迟）后启用。同样，HO 导通会延迟，直到 LO 电压降至 2V 以下。该技术可确保任何尺寸的 N 沟道功率 MOSFET 实现（包括并联 MOSFET 配置）具有足够的死区时间。

添加串联栅极电阻器时要格外小心，因为这可能影响有效死区时间。所选的高侧 MOSFET 确定了相应自举电容值 C_{BOOT}，如方程式 12 所示。

$$C_{BOOT} = \frac{Q_G}{\Delta V_{CBOOT}} \quad (12)$$

其中

- Q_G 是高侧 MOSFET 在适用栅极驱动电压下的总栅极电荷。
- ΔV_{CBOOT} 是高侧 MOSFET 驱动器在导通后的电压变化。

若要确定 C_{BOOT}，请选择合适的 ΔV_{CBOOT}，使可用的栅极驱动电压不会受到显著影响。ΔV_{CBOOT} 的可接受范围为 100mV 至 300mV。自举电容器必须为低 ESR 陶瓷电容器，典型值为 0.1µF。请使用具有逻辑电平栅极阈值电压的高侧和低侧 MOSFET。

7.3.15 输出配置 (CNFG)

LM5148-Q1 可以配置为主要控制器（交错模式）或辅助控制器，以使用电阻器 R_{CNFG} 来并联高电流应用的输出。该电阻器还可以配置是启用还是禁用展频。请参阅 表 7-2。一旦 VCC 电压高于 3.3V（典型值），就会监测并锁存 CNFG 引脚电压。要更改配置模式，LM5148-Q1 必须断电，并且 VCC 必须降至 3.3V 以下。图 7-6 展示了配置时序图。

当 LM5148-Q1 配置为启用了展频的主要控制器（R_{CNFG} 为 41.2kΩ 或 71.5kΩ）时，LM5148-Q1 无法与外部时钟同步。

表 7-2. 配置模式

R_{CNFG}	主要/辅助	展频	双相
29.9kΩ	初级	关闭	禁用

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 7-2. 配置模式（续）

R_{CNFG}	主要/辅助	展频	双相
41.2kΩ	初级	打开	禁用
54.9kΩ	初级	关闭	启用
71.5kΩ	初级	打开	启用
90.9kΩ	次级	不适用	启用

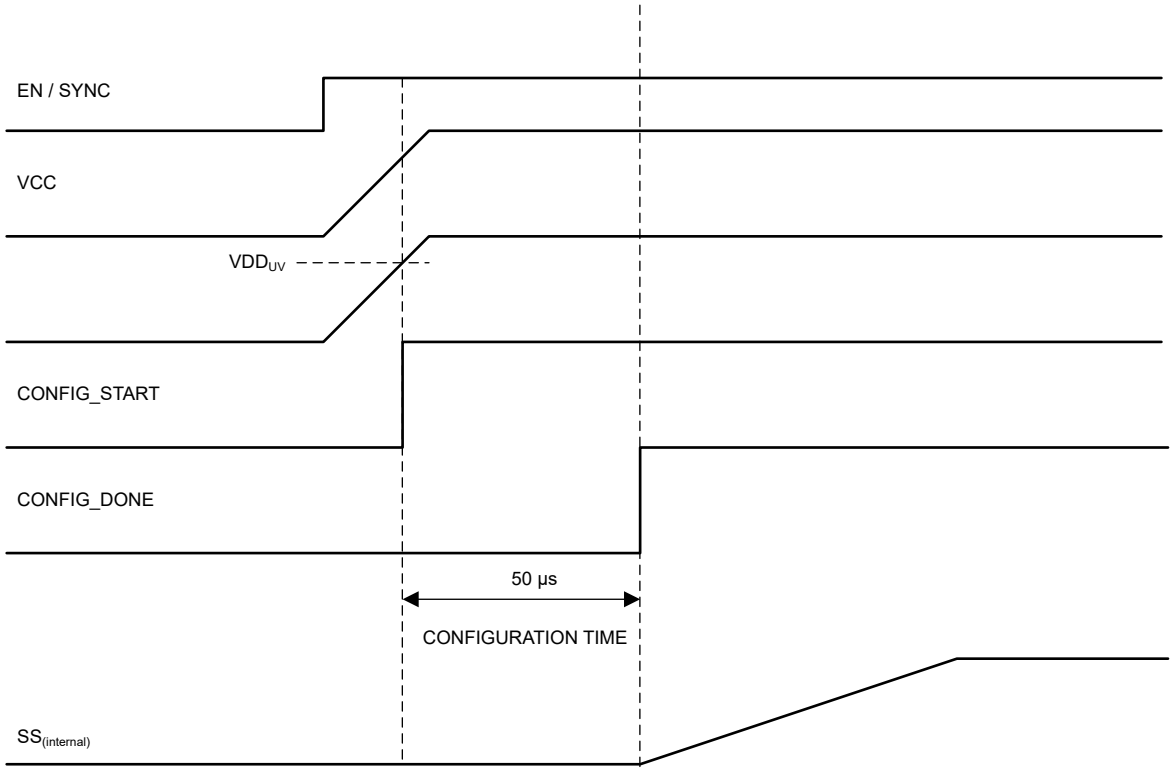


图 7-6. 配置时序

7.3.16 单输出双相运行

要配置为双相运行，需要两个 LM5148-Q1 控制器。LM5148-Q1 只能配置为单相或双相配置，其中两个输出连接在一起。无法添加更多相位。请参阅 图 7-7。将第一个控制器 (CNTRL1) 配置为主要控制器，并将第二个控制器 (CNTRL2) 配置为辅助控制器。要将 CNTRL1 配置为主要控制器，请在 CNFG 至 AGND 之间安装一个 54kΩ 或 71.5kΩ 电阻器。要将 CNTRL2 配置为辅助控制器，请在 CNFG 至 AGND 之间安装一个 90.9kΩ 电阻器。这种安装会禁用 CNTRL2 的误差放大器，并将该误差放大器置于高阻抗状态。将主要和辅助控制器的 EXTCOMP 引脚连接在一起。当控制器处于双相模式时，不支持内部补偿放大器功能。

在双相模式下，主要控制器的 PG/SYNC 引脚变为 SYNCOUT。有关电压电平，请参阅*电气特性*。将主要控制器的 PG 连接到辅助控制器的 PFM/SYNC (SYNCIN)。主要控制器的 PG/SYNCOUT 信号为 180° 异相并有助于交错操作。当 LM5148-Q1 处于辅助控制器模式，但用于斜率补偿时，RT 不用于振荡器。因此，应选择与主要控制器中相同的 RT 电阻。振荡器由主要控制器提供。在主要/辅助模式下，会同时启用两个控制器以进行启动。稳压器启动后，如果在轻负载条件下需要，可将辅助 EN 引脚拉至低电平 (< 0.8V) 以实现切相，从而提高效率。

通过将主要控制器的 PFM/SYNC 连接到 VDDA 并将辅助控制器的 FB 连接到 VDDA 来配置 PFM 模式，如图 7-7 所示。通过将主要控制器的 PFM/SYNC 和辅助控制器的 FB 都连接到 VDDA 来配置 FPWM 模式。可以向主要 FPWM/SYNC (SYNCIN) 施加外部同步信号，而辅助 FB 必须针对 PFM 进行配置。如果在主要/辅助模式下启动后施加外部 SYNCIN 信号，则在 LM5148-Q1 锁定至外部同步信号之前存在一个两个时钟周期的延迟。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

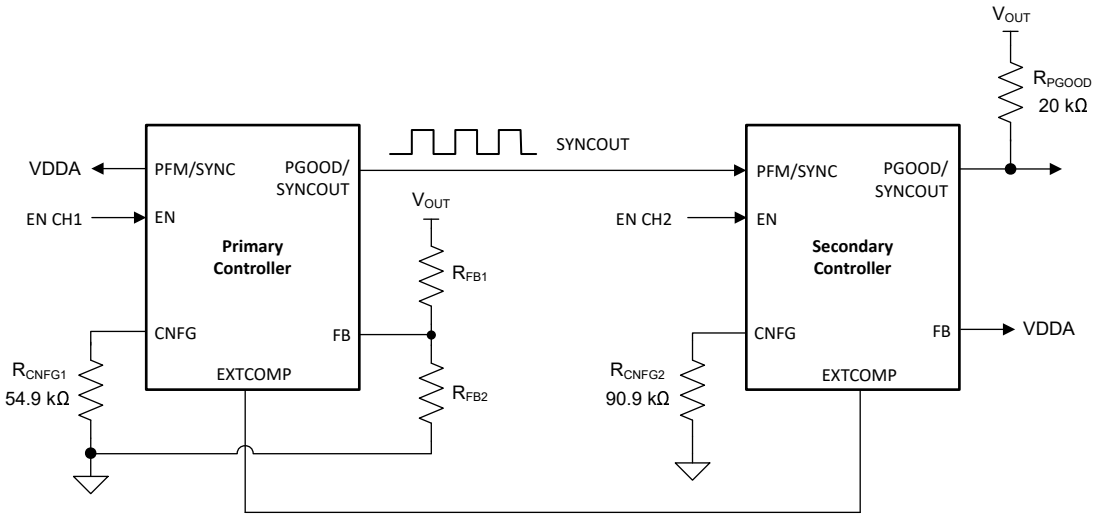


图 7-7. 单输出双相操作的配置原理图

在 PFM 模式下，控制器会进入脉冲跳跃模式，以减小 I_Q 电流并提高轻负载效率。当发生这种情况时，主要控制器会禁用同步时钟输出，因此不支持切相。在 PFM 模式下，将两个使能引脚连接在一起。仅 FPWM 模式支持切相。在 FPWM 下，根据需要启用或禁用辅助控制器，以分别支持更高的负载电流或更好的轻负载效率。当辅助控制器先禁用再重新启用时，内部软启动会被拉低，LM5148-Q1 会进行正常的软启动导通过程。

当使用内部 3.3V 反馈电阻分压器将 LM5148-Q1 配置为单输出双相运行时，内部自举 UV 电路可以从 SW 引脚拉出电流，从而为输出电容器充电至约 3.6V 电压。如果不希望出现这种行为，可以在 VOUT 至 GND 之间添加一个 100kΩ 电阻器，以释放输出电容器上的电荷。

有关更多信息，请参阅*“多相位降压转换器的优势”技术简介*和*“多相降压设计大全”应用报告*。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.4 器件功能模式

7.4.1 睡眠模式

LM5148-Q1 在运行时采用峰值电流模式控制，使得补偿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，补偿电压无需逐周期驱动器输出脉冲。当 LM5148-Q1 控制器检测到缺失 16 个开关周期时，控制器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。为了使 LM5148-Q1 进入睡眠模式，必须对控制器进行编程以进行二极管仿真（将 PFM/SYNC 连接至 VDDA）。

当输出为 3.3V 时，睡眠模式下的典型控制器 I_Q 为 9.5 µA。

7.4.2 脉冲频率调制和同步 (PFM/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。LM5148-Q1 提供一个二极管仿真功能，可启用该功能来防止低侧 MOSFET 中出现反向（漏极到源极）电流。针对二极管仿真模式进行配置时，如果通过使用过零比较器感测相应的 SW 电压而检测到了反向电流，低侧 MOSFET 会关闭。这种配置的优势是在轻负载条件下具有较低的功率损耗。二极管仿真模式的缺点是轻负载瞬态响应较慢。

PFM/SYNC 引脚会配置二极管仿真。若要启用二极管仿真，进而在轻负载条件下实现低 I_Q 电流，请将 PFM/SYNC 连接到 VDDA。如果需要以 FPWM 和连续导通模式 (CCM) 工作，请将 PWM/SYNC 引脚连接到 AGND。请注意，二极管仿真会自动启用，以防止预偏置启动期间出现反向电流。从 DCM 到 CCM 运行的逐渐改变提供了单调启动性能。

要将 LM5148-Q1 与外部源同步，请向 PFM/SYNC 引脚施加逻辑电平时钟。LM5148-Q1 可同步至已编程频率的 ±20%，最大为 2.5MHz。如果存在 RT 电阻器和同步信号，LM5148-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。

7.4.3 热关断

LM5148-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/SYNCOUT 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

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

8.1.1 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。

8.1.1.1 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%。请根据方程式 14 给出的电感器峰值电流，使用方程式 13 来选择电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_L \cdot F_{SW}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \tag{13}$$

$$I_{L(peak)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{14}$$

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。这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。

8.1.1.2 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，选择一个大于方程式 15 中所示值的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot F_{SW} \sqrt{\Delta V_{OUT}^2 - \left(R_{ESR} \cdot \Delta I_L\right)^2}} \tag{15}$$

图 8-1 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

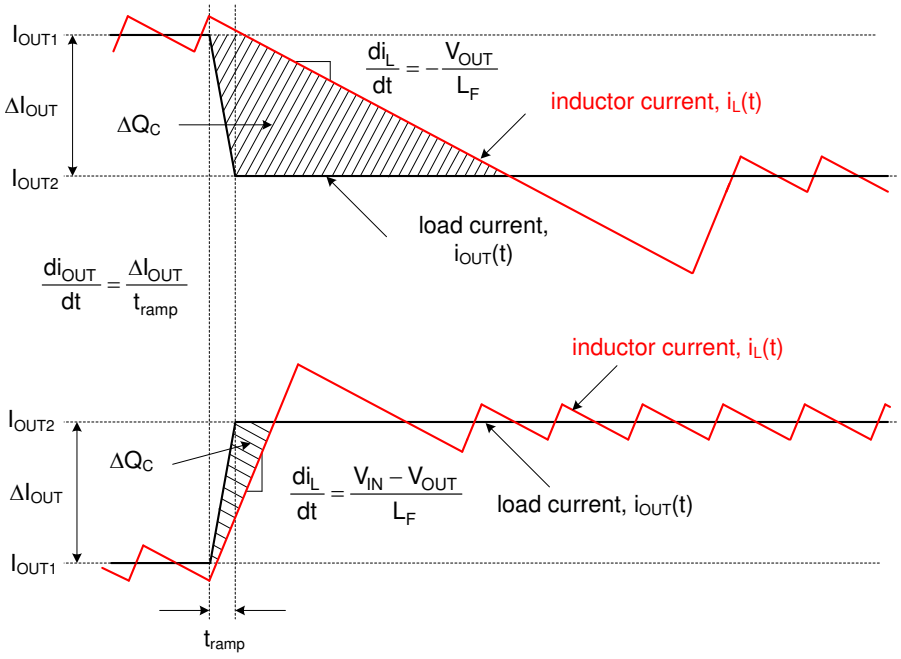


图 8-1. 显示 C_{OUT} 电荷过剩或不足的负载瞬态响应表示

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：

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \cdot \Delta I_{OUT}^2}{\left(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT}\right)^2 - V_{OUT}^2} \tag{16}$$

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 15 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 16 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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.1.1.3 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。可以通过方程式 17 计算单通道降压稳压器的输入电容 RMS 电流。

$$I_{CIN,rms} = \sqrt{D \cdot \left(I_{OUT}{}^2 \cdot (1-D) + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \tag{17}$$

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。因此，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，方程式 18 可以给出峰峰值纹波电压幅值。

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \cdot D \cdot (1-D)}{F_{SW} \cdot C_{IN}} + I_{OUT} \cdot R_{ESR} \tag{18}$$

可以根据 ΔV_{IN} 的输入电压纹波规格，使用方程式 19 来得出特定负载电流所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \cdot (1-D) \cdot I_{OUT}}{F_{SW} \cdot (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \cdot I_{OUT})} \tag{19}$$

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 µF、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。

当然，一个具有 180° 异相交错式开关的双通道降压稳压器既可消除输入纹波电流，又可降低输入电容器电流应力。上面的公式展示了一路输出被禁用而另一路输出为满负载时的有效计算。

8.1.1.4 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 LM5148-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。由于米勒平坦区域电压通常位于 2V 至 3V 范围内，LM5148-Q1 的 5V 栅极驱动振幅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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 8-1 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。请参阅 LM5148-Q1 *快速入门计算器*以帮助计算功率损耗。

表 8-1. MOSFET 功率损耗

功率损耗模式	高侧 MOSFET	低侧 MOSFET
MOSFET 导通(2) (3)	$P_{cond1} = D \cdot \left(I_{OUT}^{2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot R_{DS(on)1}$	$P_{cond2} = D' \cdot \left(I_{OUT}^{2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot R_{DS(on)2}$
MOSFET 开关	$P_{sw1} = \frac{V_{IN} \cdot F_{SW}}{2} \left[\left(I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_R + \left(I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_F \right]$	可忽略
MOSFET 栅极驱动(1)	$P_{Gate1} = V_{CC} \cdot F_{SW} \cdot Q_{G1}$	$P_{Gate2} = V_{CC} \cdot F_{SW} \cdot Q_{G2}$
MOSFET 输出电荷(4)	$P_{Coss} = F_{SW} \cdot (V_{IN} \cdot Q_{oss2} + E_{oss1} - E_{oss2})$	
体二极管导通	不适用	$P_{cond_{BD}} = V_F \cdot F_{SW} \left[\left(I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{dt1} + \left(I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{dt2} \right]$
体二极管反向恢复(5)	$P_{RR} = V_{IN} \cdot F_{SW} \cdot Q_{RR2}$	

(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 LM5148-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抗。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。因此，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 1 – D 间隔），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，LM5148-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。LM5148-Q1 经过精心设计，专门用于驱动 TI 的 NexFET™ 功率 MOSFET 产品系列。

8.1.1.5 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。

$$Z_{IN} = \left| -\frac{V_{IN(min)}^{2}}{P_{IN}} \right| \tag{20}$$

无源 EMI 滤波器设计步骤如下：

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

- 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。

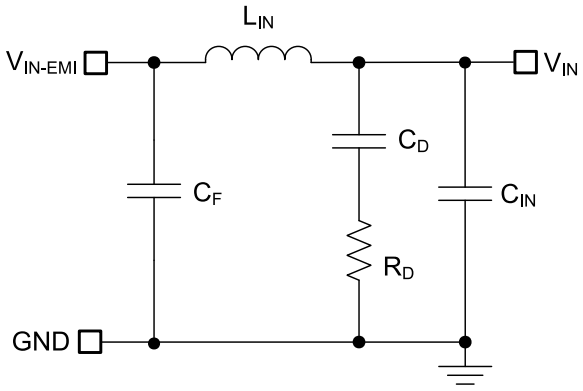


图 8-2. 降压稳压器的无源 π 级 EMI 滤波器

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），可以得出一个公式来获取所需的衰减，具体如方程式 21 所示。

$$Attn = 20\log\left(\frac{I_{L(PEAK)}}{\pi^2 \cdot F_{SW} \cdot C_{IN}} \cdot \sin(\pi \cdot D_{MAX}) \cdot \frac{1}{1\,\mu V}\right) - V_{MAX} \tag{21}$$

其中

- V_{MAX} 是适用传导 EMI 规格（例如 CISPR 25 5 类）允许的 dB µV 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。根据方程式 22 确定无源 EMI 滤波器电容 C_F。

$$C_F = \frac{1}{L_{IN}}\left(\frac{10^{\frac{|Attn|}{40}}}{2\pi \cdot F_{SW}}\right)^2 \tag{22}$$

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。无源滤波器的谐振频率由方程式 23 给出。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{IN} \cdot C_F}} \tag{23}$$

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。这可以防止 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 来提供方程式 24 所给出的输入阻尼值。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

$$C_D \geq 4 \cdot C_{IN} \tag{24}$$

可使用方程式 25 选择输入阻尼电阻 R_D。

$$R_D = \sqrt{\frac{L_{IN}}{C_{IN}}} \tag{25}$$

8.1.2 误差放大器和补偿

图 8-3 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 26 中所示。

$$G_{EA(open\,loop)}(s) = -\frac{g_m \cdot R_{O\text{-}EA}}{1 + s \cdot R_{O\text{-}EA} \cdot C_{BW}} \tag{26}$$

上述表达式中忽略了 EA 高频极点。方程式 27 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。

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_{out}(s)} = -\frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \cdot \frac{g_m \cdot R_{O\text{-}EA} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \tag{27}$$

其中

- V_{REF} 是 0.8V 的反馈电压基准。
- g_m 是 1200µS 的 EA 增益跨导。
- $R_{O\text{-}EA}$ 是 64MΩ 的误差放大器输出阻抗。

$$\omega_{Z1} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}} \tag{28}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_{O\text{-}EA} \cdot \left(C_{COMP} + C_{HF} + C_{BW}\right)} \cong \frac{1}{R_{O\text{-}EA} \cdot C_{COMP}} \tag{29}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot \left(C_{COMP} \left\| \left(C_{HF} + C_{BW}\right)\right.\right)} \cong \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}} \tag{30}$$

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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

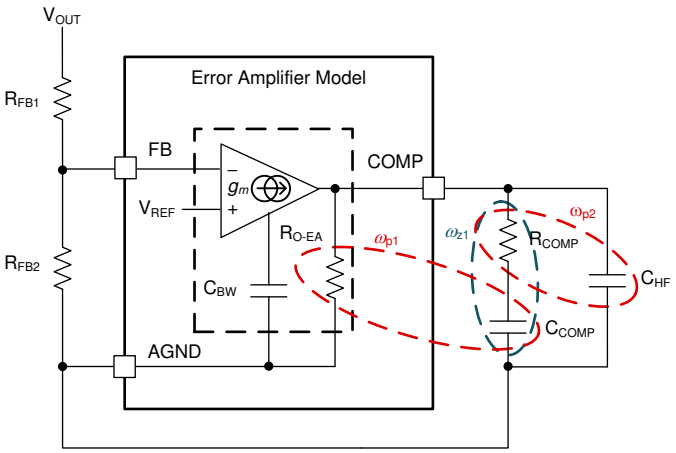


图 8-3. 误差放大器和补偿网络

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2 典型应用

8.2.1 设计 1 - 高效率 2.1MHz 同步降压稳压器

图 8-4 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 且额定负载电流为 8A。在本例中，根据 5.5V 至 36V 范围内的 12V 标称输入电压，半负载和满负载时的目标效率分别为 93.5% 和 92.5%。开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 2.1MHz。将 5V 输出连接到 VCCX 来降低 IC 偏置功耗并提高效率。将输出电压设为 3.3V 也是可行的，只需将 FB 连接到 VDDA 即可。

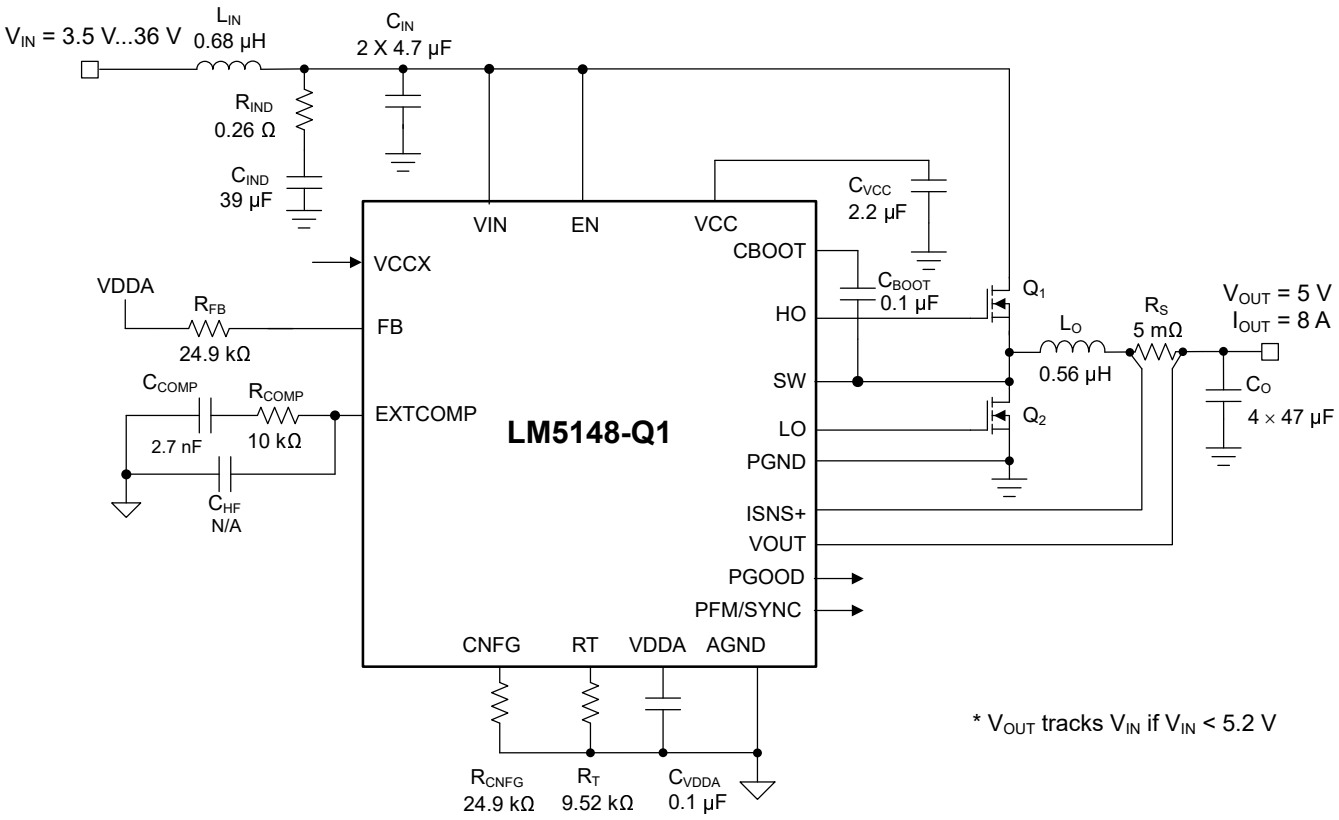


图 8-4. 采用 LM5148-Q1 降压稳压器且开关频率为 2.1MHz 时的应用电路 1

备注

这里提供的该示例及后续示例展示了 LM5148-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。有关更多详细信息，请参阅节 8.3。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.1.1 设计要求

表 8-2 展示了此汽车设计示例的预期输入、输出和性能参数。请参阅 LM25149-Q1EVM-2100 评估模块。

表 8-2. 设计参数

设计参数	值
输入电压范围（稳态）	8V 至 18V
最小瞬态输入电压（冷启动）	5.5V
最大瞬态输入电压（负载突降）	36V
输出电压	5V
输出电流	8A
开关频率	2.1MHz
输出电压调节	±1%
待机电流（空载时）	9.9μA
关断电流	2.3μA
软启动时间	3ms

开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 2.1MHz。在控制环路性能方面，目标环路交叉频率为 60kHz 并且相位裕度大于 50°。

表 8-3 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统器件，并且很多器件都可以从多个供应商处获得。之所以选择 MOSFET 是为了获得更低的总导通损耗和开关功率损耗。此设计采用低 DCR 复合电感器和陶瓷输出电容器。

表 8-3. 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，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	Taiyo Yuden	UMJ325KB7106KMHT
			Murata	GCM32EC71H106KA03
			TDK	CGA6P3X7S1H106K250AB
C_O	4	47μF，6.3V，X7R，1210，陶瓷，AEC-Q200	Murata	GCM32ER70J476KE19L
			Taiyo Yuden	JMK325B7476KMHTR
		47μF，10V，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	TDK	CGA6P1X7S1A476M250AC
L_O	1	0.56μH，3.6mΩ，13A，6.6 × 6.6 × 4.8mm，AEC-Q200	Würth Electronik	744373490056
		0.68μH，2.9mΩ，22A，6.7mm × 6.5mm × 3.1mm，AEC-Q200	Colicraft	XGL6030-681
Q_1、Q_2	2	40V，4.6mΩ，7nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	Infineon	IAUC60N04S6L039
R_S	1	分流电阻器，5mΩ，0508，1W，AEC-Q200	Susumu	KRL2012E-M-R005-F-T5
U_1	1	LM5148-Q1 80-V 同步降压控制器，AEC-Q100	德州仪器 (TI)	LM5148QRGYRQ1

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.1.2 详细设计过程

8.2.1.2.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处 以使用 LM5148-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。

8.2.1.2.2 使用 Excel 快速启动工具创建定制设计方案

使用 LM5148-Q1 *快速入门计算器*（可从 LM5148-Q1 产品文件夹下载）根据稳压器规格选择元件。

8.2.1.2.3 降压电感器

1. 使用 方程式 31 根据标称输入电压调节下的 30% ΔI_{LO} 电感器纹波电流来计算所需的降压电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_{LO} \cdot F_{SW}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(nom)}}\right) = \frac{5\,V}{2.4\,A \cdot 2.1\,MHz} \cdot \left(1 - \frac{5\,V}{12\,V}\right) = 0.58\,\mu H \tag{31}$$

2. 选择 0.56µH 的标准电感器值或使用 0.68µH 来考虑模压电感器电流范围上的有效电感降额。使用方程式 32 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，LM5148-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。

$$I_{LO(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{LO}}{2} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT}}{2 \cdot L_O \cdot F_{SW}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)}}\right) = 8\,A + \frac{5\,V}{0.56\,\mu H \cdot 2.1\,MHz} \cdot \left(1 - \frac{5\,V}{18\,V}\right) = 9.53\,A \tag{32}$$

3. 根据方程式 9，使用方程式 33 交叉校验电感，以便将斜率补偿设置为接近理想值乘以电感器电流下降斜率。

$$L_{O(sc)} = \frac{V_{OUT} \cdot R_S}{24 \cdot F_{SW}} = \frac{5\,V \cdot 5\,m\Omega}{24 \cdot 2.1\,MHz} = 0.5\,\mu H \tag{33}$$

8.2.1.2.4 电流检测电阻

1. 基于最大峰值电流能力至少比满负载时电感峰值电流高 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 34 计算电流检测电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS\text{-}TH}}{1.25 \cdot I_{LO(PK)}} = \frac{60\,mV}{1.25 \cdot 9.53\,A} = 5.04\,m\Omega \tag{34}$$

其中

- $V_{CS\text{-}TH}$ 是 60mV 限流阈值。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

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 8.4.1 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 LM5148-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 40ns 的总传播延迟，请使用方程式 35 来计算输出短接时最差情况下的电感器峰值电流。

$$I_{LO-PK(SC)} = \frac{V_{CS-TH}}{R_S} + \frac{V_{IN(max)} \cdot t_{DELAY-ISNS+}}{L_O} = \frac{60\,mV}{5\,m\Omega} + \frac{18\,V \cdot 45\,ns}{0.56\,\mu H} = 13.5\,A \tag{35}$$

6. 根据此结果，选择在整个工作温度范围内饱和电流大于 方程式 35 结果的电感器。

8.2.1.2.5 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 36 来估算管理负载关断瞬变（从满载到空载）期间的输出电压过冲所需的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \cdot \Delta I_{OUT}{}^2}{\left(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT}\right)^2 - V_{OUT}{}^2} = \frac{0.56\,\mu H \cdot (8\,A)^2}{(5\,V + 75\,mV)^2 - (5\,V)^2} = 47.4\,\mu F \tag{36}$$

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 37 来估算标称输入电压条件下的峰峰值输出电压纹波。

$$\Delta V_{OUT} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{LO}}{8 \cdot F_{SW} \cdot C_{OUT}}\right)^2 + \left(R_{ESR} \cdot \Delta I_{LO}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2.54\,A}{8 \cdot 2.1\,MHz \cdot 44\,\mu F}\right)^2 + \left(1\,m\Omega \cdot 2.54\,A\right)^2} = 4.3\,mV \tag{37}$$

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 38 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。

$$I_{CO(RMS)} = \frac{\Delta I_{LO}}{\sqrt{12}} = \frac{2.54\,A}{\sqrt{12}} = 0.73\,A \tag{38}$$

8.2.1.2.6 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。如前所述，双通道交错运行会显著降低输入纹波振幅。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 39 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。

$$I_{CIN(RMS)} = I_{OUT} \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)} = 8A \cdot \sqrt{0.5 \cdot (1 - 0.5)} = 4\,A \tag{39}$$

3. 使用方程式 40 来查找所需的输入电容。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

$$C_{IN} \geq \frac{D \cdot (1-D) \cdot I_{OUT}}{F_{SW} \cdot (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \cdot I_{OUT})} = \frac{0.5 \cdot (1-0.5) \cdot 8\,A}{2.1MHz \cdot (120\,mV - 2m\Omega \cdot 8\,A)} = 9.2\ \mu F \quad (40)$$

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。有关更多详细信息，请参阅节 8.4.1.1。
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。有关更多详细信息，请参阅节 8.4.1。

8.2.1.2.7 频率设置电阻器

可以使用方程式 41 来计算 2.1MHz 开关频率时的 RT 电阻。选择 9.53kΩ 的标准 E96 值。

$$R_T(k\Omega) = \frac{\frac{10^6}{F_{SW}(kHz)} - 53}{45} = \frac{\frac{10^6}{2100\,kHz} - 53}{45} = 9.4k\Omega \quad (41)$$

8.2.1.2.8 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 42 确定反馈电阻。

$$R_{FB1} = R_{FB2} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) = 15k\Omega \cdot \left(\frac{5\,V}{0.8\,V} - 1 \right) = 78.7k\Omega \quad (42)$$

8.2.1.2.9 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 60kHz 开环增益交叉频率 f_C，可使用方程式 43 来计算 R_{COMP}。为 R_{COMP} 选择 10kΩ 的标准值。

$$R_{COMP} = 2\pi \cdot f_C \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \cdot \frac{R_S \cdot G_{CS}}{g_m} \cdot C_{OUT} = 2\pi \cdot 60kHz \cdot \frac{5\,V}{0.8\,V} \cdot \frac{5m\Omega \cdot 10}{1200\mu S} \cdot 100\mu F = 9.82k\Omega \quad (43)$$

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。为 C_{COMP} 选择 2.7nF 的标准值。

$$C_{COMP} = \frac{10}{2\pi \cdot f_C \cdot R_{COMP}} = \frac{10}{2\pi \cdot 60kHz \cdot 10\,k\Omega} = 2.65\ nF \quad (44)$$

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）。

3. 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，就像这个设计。C_{HF} 可以不组装，也可以与 22pF 小型电容一起使用来进一步滤除噪声。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

$$C_{HF} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ESR} \cdot R_{COMP}} - C_{BW} = \frac{1}{2\pi \cdot 500\,kHz \cdot 10\,k\Omega} - 31\,pF = 0.8\ pF \quad (45)$$

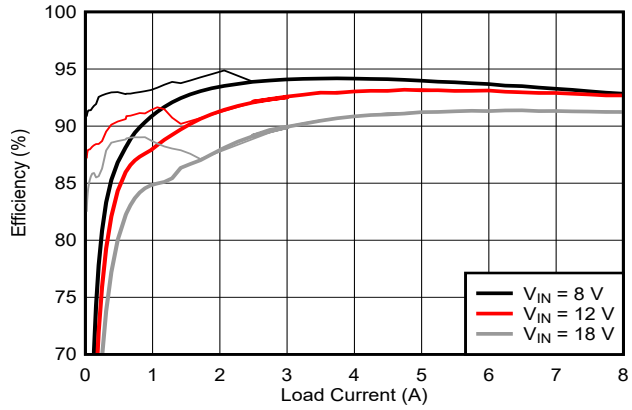
备注

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。

有关设计和管理电源的技术解决方案、行业趋势和见解，请参阅 TI 的技术文章。

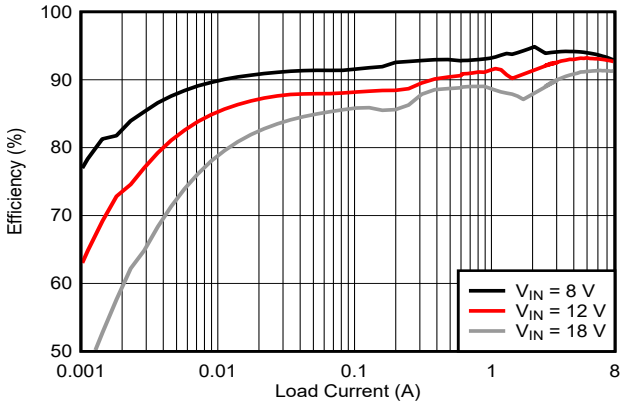
Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.1.3 应用曲线



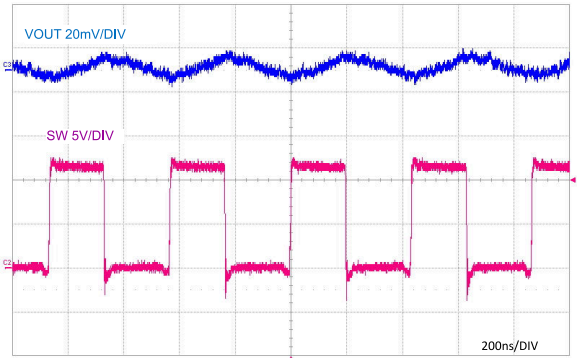
5V 输出

图 8-5. 效率与 I_{OUT} 之间的关系



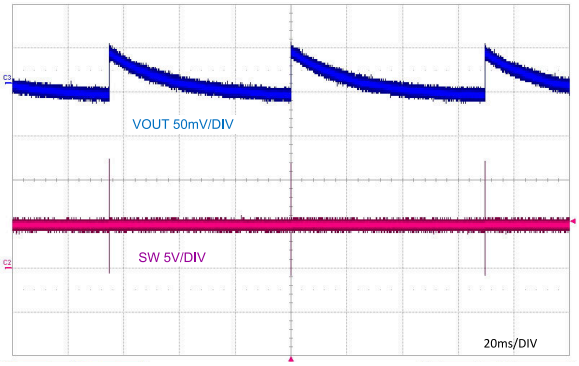
5V 输出

图 8-6. 效率与 I_{OUT} 之间的关系，对数标度



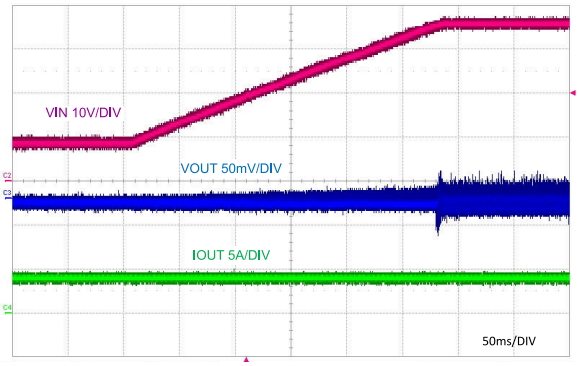
8A 电阻负载

图 8-7. 满负载开关



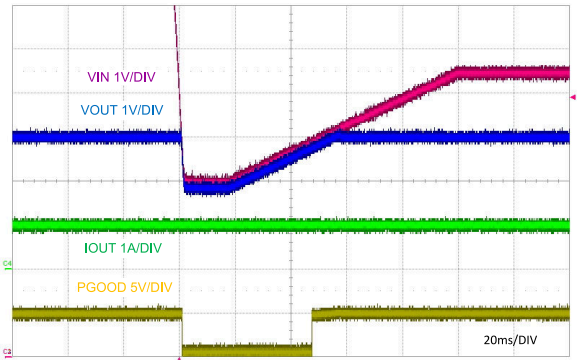
无负载

图 8-8. PFM 开关



V_{IN} 从 12V 斜升至 36V　　5A 负载

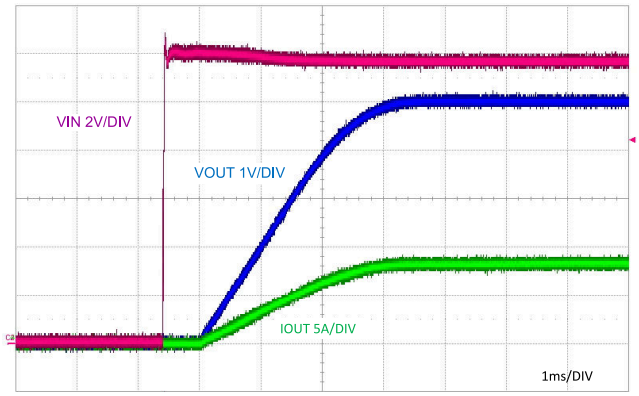
图 8-9. 线路瞬态



V_{IN} 降至 3.8V　　5A 负载

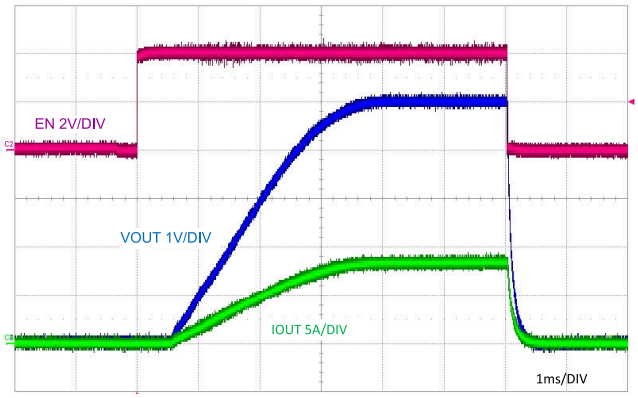
图 8-10. V_{IN} = 3.8V 时的冷启动响应

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated



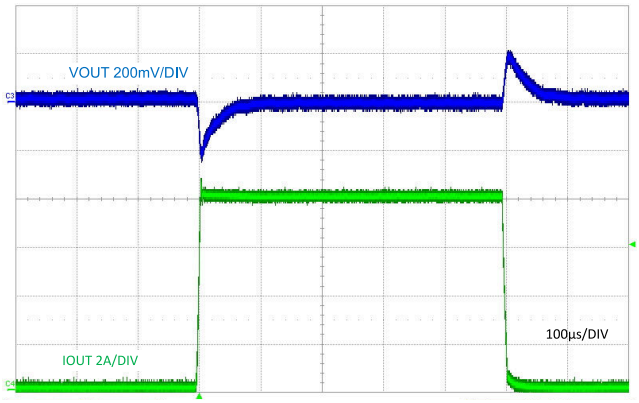
V_{IN} 步进至 12V　　8A 电阻负载

图 8-11. 启动特性



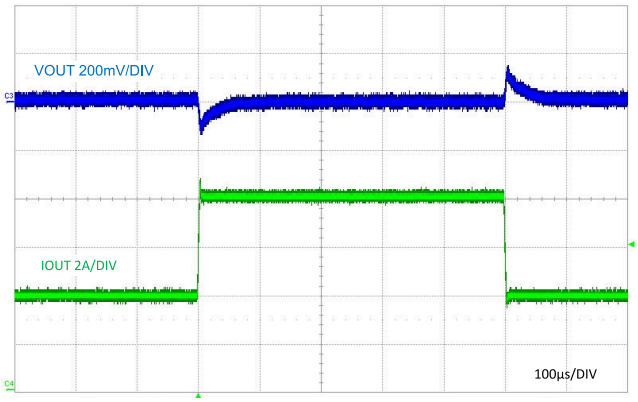
V_{IN} = 12V　　8A 电阻负载

图 8-12. 使能端开启和关闭特性



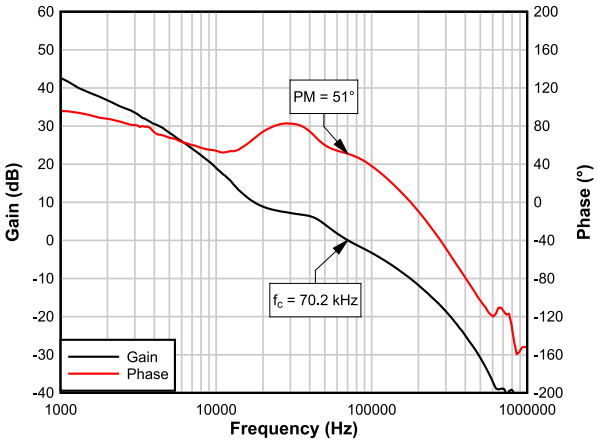
V_{IN} = 12V　　FPWM

图 8-13. 负载瞬态，0A 至 8A



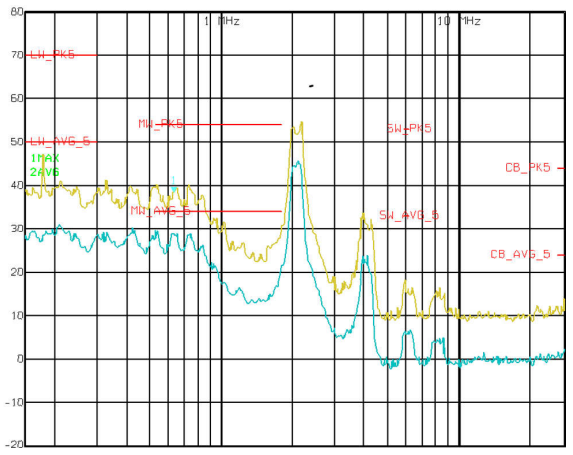
V_{IN} = 12V　　FPWM

图 8-14. 负载瞬态，4A 至 8A



V_{IN} = 12V　　8A 电阻负载

图 8-15. 波特图，5V 输出



V_{IN} = 13.8V　　150kHz 至 30MHz　　7A 电阻负载

图 8-16. CISPR 25 5 类传导 EMI

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.2 设计 2 – 高效 48V 至 12V 400kHz 同步降压稳压器

图 8-17 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 12V 且额定负载电流为 8A。在本例中，根据 12.5V 至 72V 范围内的 48V 标称输入电压，半负载和满负载时的目标效率分别为 95% 和 94%。开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 400kHz

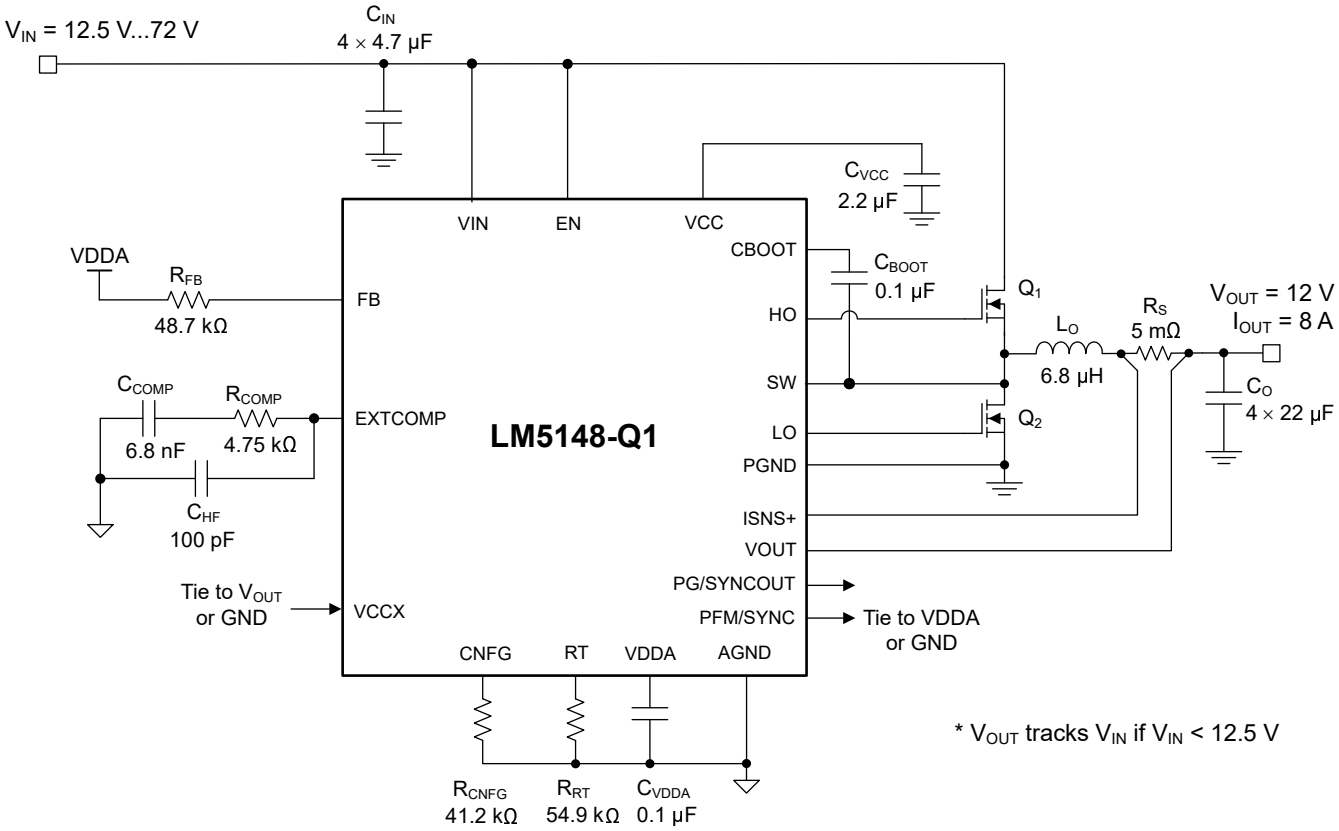


图 8-17. LM5148-Q1 降压稳压器的应用电路 2（开关频率为 400kHz）

8.2.2.1 设计要求

表 8-4 展示了此汽车设计示例的预期输入、输出和性能参数。参阅 LM5149-Q1EVM-400 评估模块。

表 8-4. 设计参数

设计参数	值
输入电压范围（稳态）	15V 至 72V
最小瞬态输入电压	12.5V
最大瞬态输入电压	80V
输出电压	12V
输出电流	8A
开关频率	400kHz
输出电压调节	±1%
空载待机电流	12µA
关断电流	2.3µA
软启动时间	3ms

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 8-5. 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}	4	4.7 µF，100V，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	TDK	CGA6M3X7S2A475K200
			Murata	GCM32DC72A475KE02L
C_O	4	22µF，25V，X7R，1210，陶瓷 ，AEC-Q200	TDK	CGA6P3X7R1E226M
			Murata	GCM32EC71E226KE36
L_O	1	6.8 µH，12mΩ ，13.3A，10.85mm × 10.0mm × 5.2mm，AEC-Q200	Cyntec	VCHA105D-6R8MS6
		6.5 µH，10.5mΩ ，13A，10.5mm × 10.0mm × 4.5mm，AEC-Q200	Wurth	784325065
		6.8 µH，13.3mΩ ，21.4A，10.5mm × 10.0mm × 6.5mm，AEC-Q200	TDK	SPM10065VT-6R8M-D
Q_1	1	80V，19.5mΩ ，12nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	onsemi	NVMFS6H858NLT1G
		80V，23mΩ ，11nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	Infineon	IAUC28N08S5L230
Q_2	1	80V，8.8mΩ ，25nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	onsemi	NVMFS6H848NLT1G
		80V，9.6mΩ ，22nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	Infineon	IAUC50N08S5L096
R_S	1	分流电阻器，5mΩ ，0508，1W，AEC-Q200	Susumu	KRL2012E-M-R005-F-T5
U_1	1	LM5148-Q1 80V 同步降压控制器，AEC-Q100	德州仪器 (TI)	LM5148QRGYRQ1

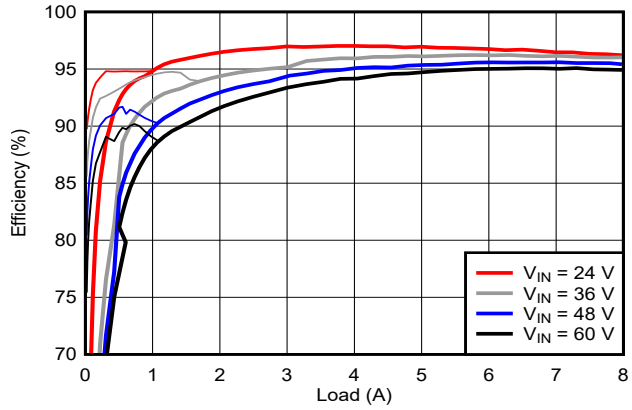
开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 400kHz。表 8-5 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统器件，并且很多器件都可以从多个供应商处获得。之所以选择 MOSFET 是为了获得更低的导通损耗和开关功率损耗，详情如*功率 MOSFET* 中所述。

8.2.2.2 详细设计过程

请参阅 节 8.2.1.2。

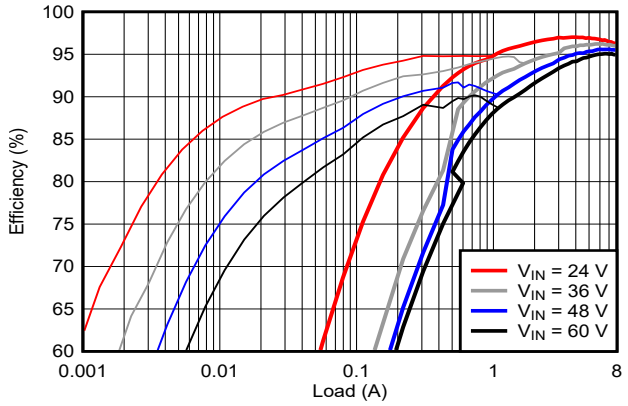
Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.2.3 应用曲线



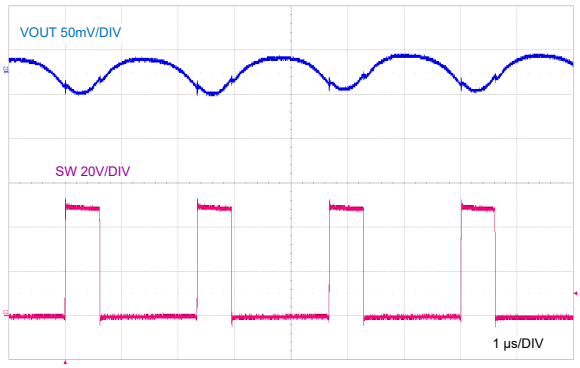
12-V 输出

图 8-18. 效率与 I_{OUT} 之间的关系



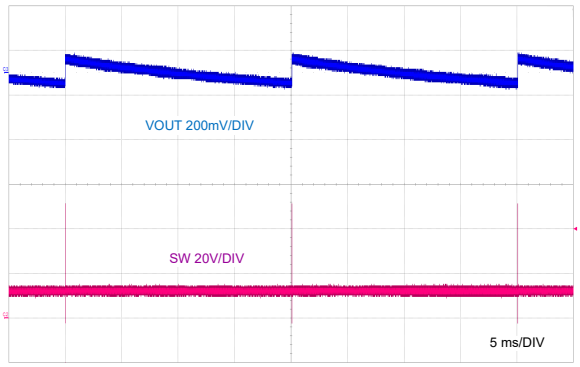
12-V 输出

图 8-19. 效率与 I_{OUT} 之间的关系，对数标度



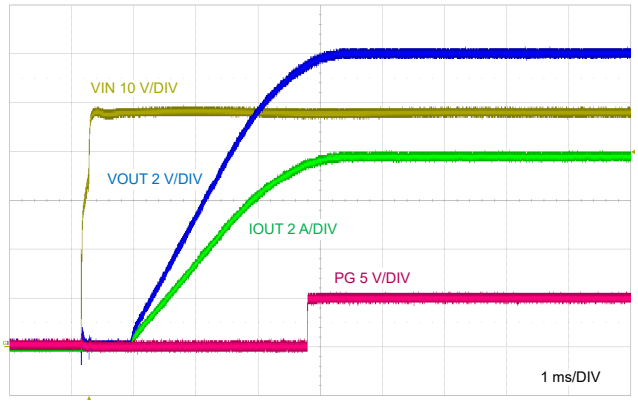
5A 电阻负载

图 8-20. 满负载开关



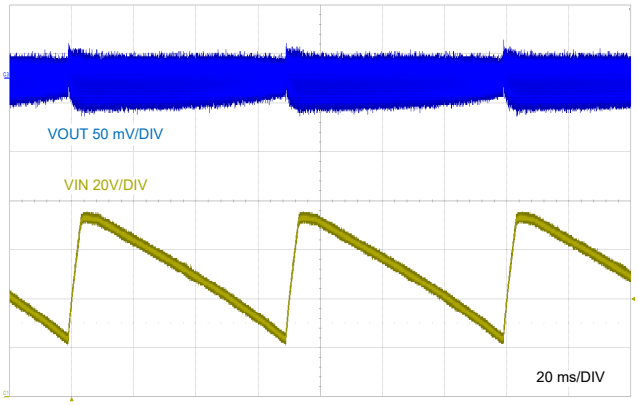
无负载

图 8-21. PFM 开关



V_{IN} 步进至 48V　　5A 电阻负载

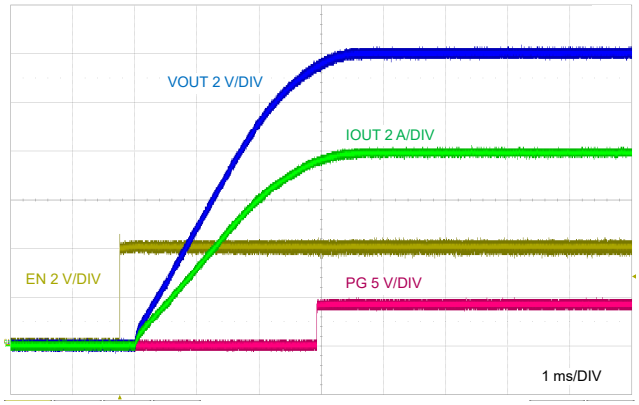
图 8-22. 启动特性



V_{IN} 从 24V 斜升至 72V　　4-A 负载

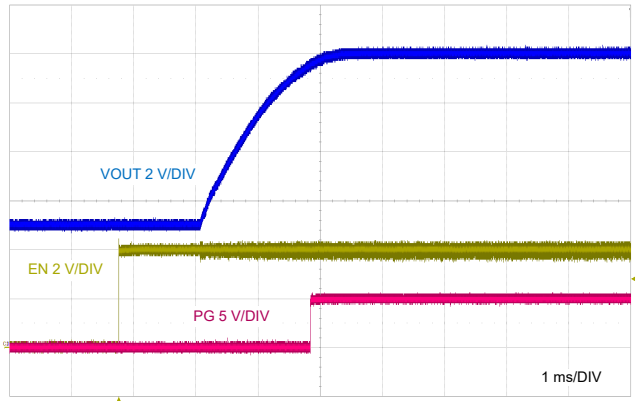
图 8-23. V_{IN} = 72V 时的线路瞬态响应

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated



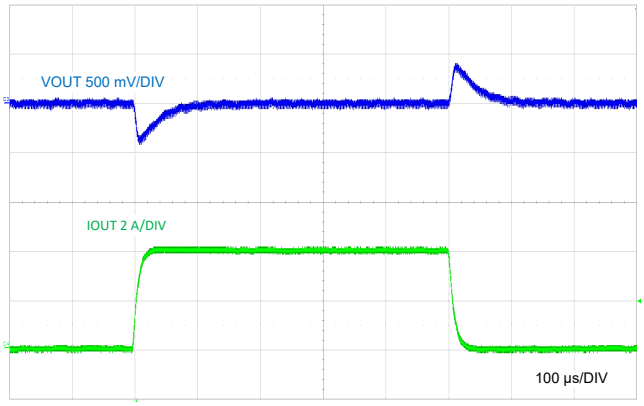
V_{IN} = 48V　　5A 电阻负载

图 8-24. EN 启动特性



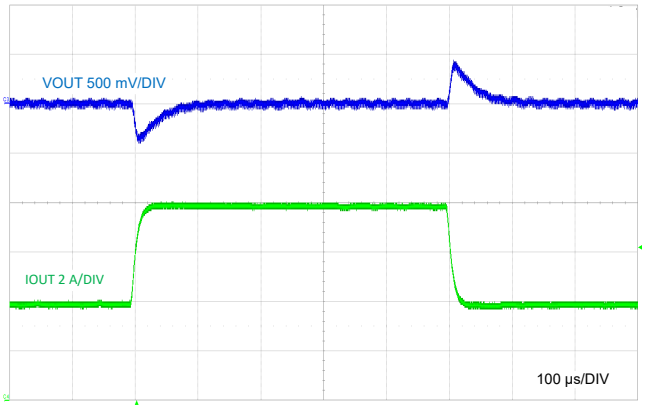
V_{OUT} 预偏置为 5V

图 8-25. EN 启动预偏置特性



V_{IN} = 48V　　FPWM

图 8-26. 负载瞬态，0A 至 4A



V_{IN} = 48V　　FPWM

图 8-27. 负载瞬态，4A 至 8A

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.3 设计 3 – 高效 440-kHz 同步降压稳压器

图 8-28 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 且额定负载电流为 10A。在本例中，根据 5.5V 至 36V 范围内的 12V 标称输入电压，半负载和满负载时的目标效率分别为 97% 和 95%。开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 440kHz。将 5V 输出连接到 VCCX 来降低 IC 偏置功耗并提高效率。将输出电压设为 3.3V 也是可行的，只需将 FB 连接到 VDDA（本例中是将 VCCX 连接到 GND）即可。

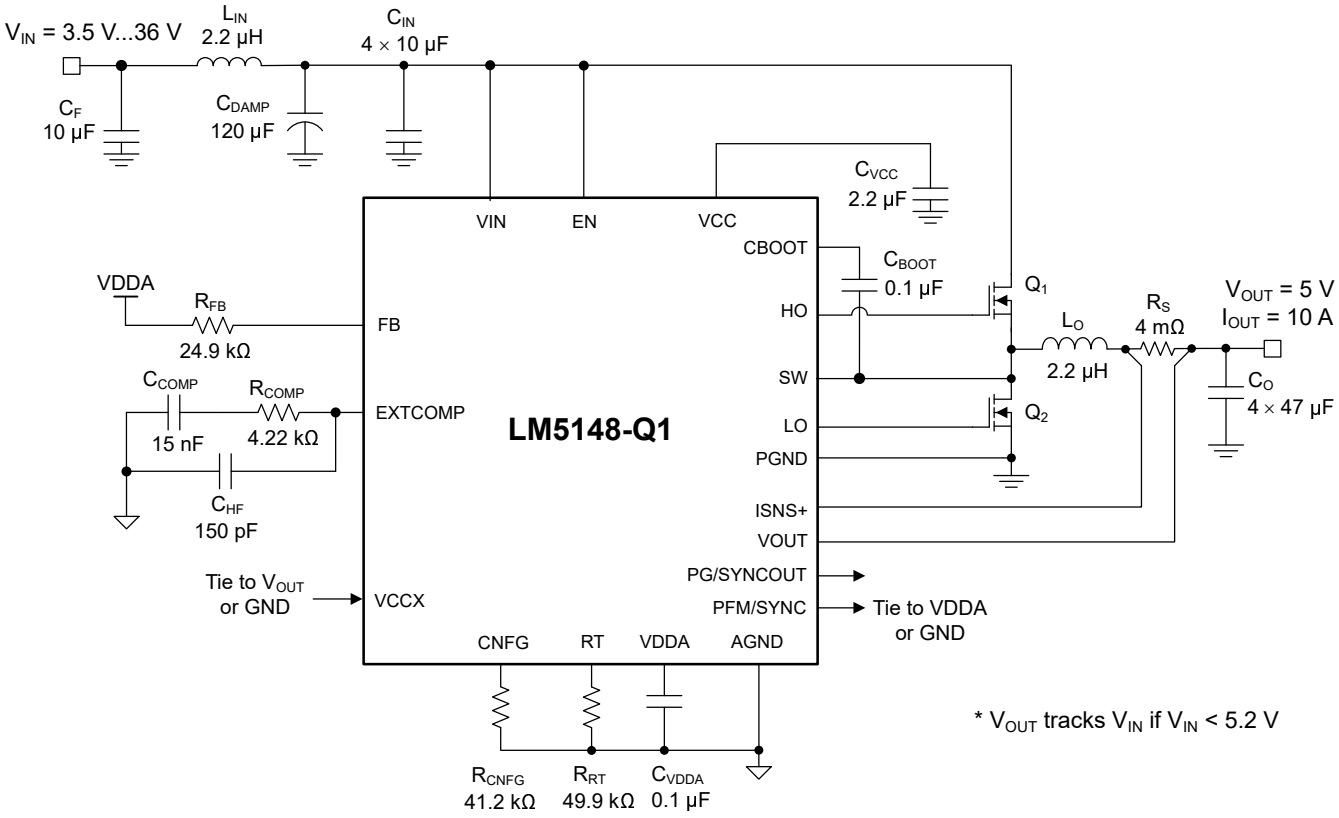


图 8-28. 采用 LM5148-Q1 降压稳压器且开关频率为 440kHz 的应用电路 3

8.2.3.1 设计要求

表 8-6 展示了此汽车设计示例的预期输入、输出和性能参数。

表 8-6. 设计参数

设计参数	值
输入电压范围（稳态）	8V 至 72V
最小瞬态输入电压（冷启动）	5.5V
最大瞬态输入电压（负载突降）	80V
输出电压	5V
输出电流	10A
开关频率	440kHz
输出电压调节	±1%
待机电流（空载时）	12μA
关断电流	2.3μA
软启动时间	3ms

开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 440kHz。表 8-7 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统器件，并且很多器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 8.1.1.4 中所述。

表 8-7. 应用电路 3 的物料清单

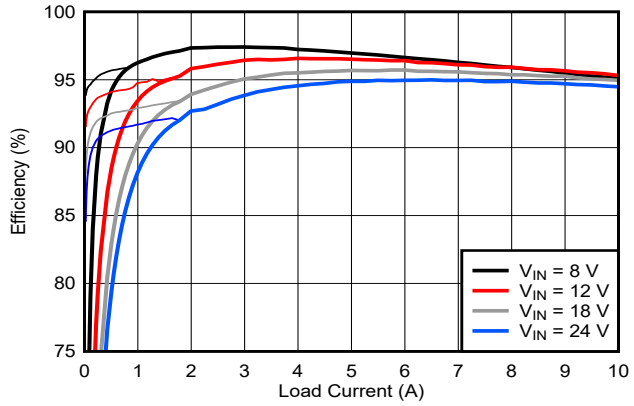
参考位号	数量	规格	制造商	器件型号
C_{IN}	4	4.7μF，100V，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	TDK	CGA6M3X7S2A475K200
			Murata	GCM32DC72A475KE02L
C_O	4	47μF，6.3V，X7R，1210，陶瓷，AEC-Q200	Murata	GCM32ER70J476KE19L
			Taiyo Yuden	JMK325B7476KMHTR
		47μF，10V，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	TDK	CGA6P1X7S1A476M250AC
L_O	1	2.2μH，4.3mΩ，12.5A，6.7mm × 6.5mm × 6.1mm，AEC-Q200	Coilcraft	XGL6060-222MEC
		2.2μH，6.5mΩ，10A，10mm × 11mm × 3.8mm，AEC-Q200	Würth Electronik	74437368022
Q_1、Q_2	2	80V，8.8mΩ，25nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	onsemi	NVMFS6H848NLT1G
		80V，9.6mΩ，22nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	Infineon	IAUC50N08S5L096
R_S	1	分流电阻器，4mΩ，0508，1W，AEC-Q200	Susumu	KRL2012E-M-R004-F-T5
U_1	1	LM5148-Q1 80-V 同步降压控制器，AEC-Q100	德州仪器 (TI)	LM5148QRGYRQ1

8.2.3.2 详细设计过程

请参阅 节 8.2.1.2。

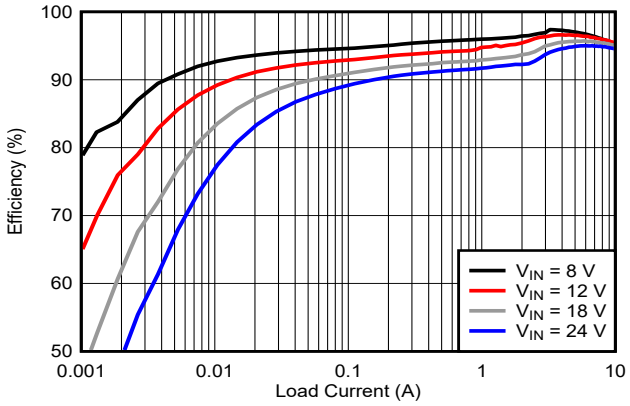
Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.3.3 应用曲线



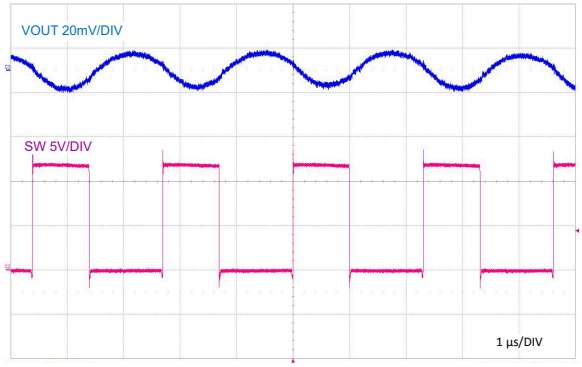
5V 输出

图 8-29. 效率与 I_{OUT} 之间的关系



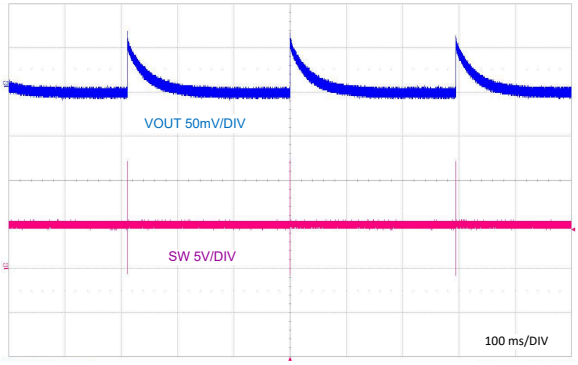
5V 输出

图 8-30. 效率与 I_{OUT} 之间的关系，对数标度



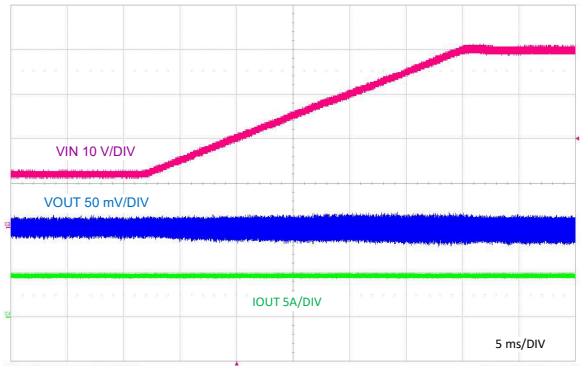
10A 电阻负载

图 8-31. 满负载开关



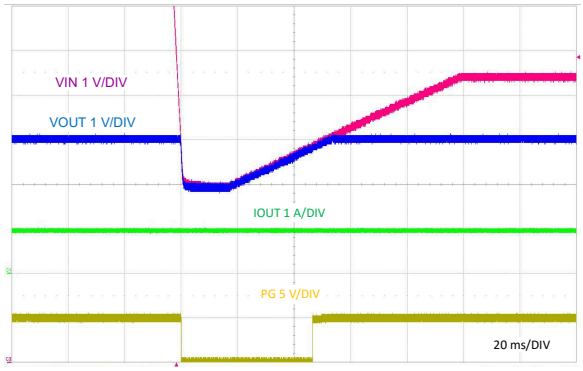
无负载

图 8-32. PFM 开关



V_{IN} 从 12V 斜升至 40V　　5A 负载

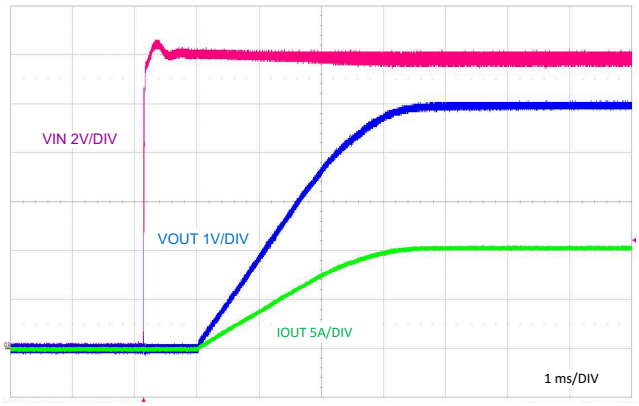
图 8-33. V_{IN} = 40V 时的线路瞬态响应



V_{IN} 降至 4V　　1A 负载

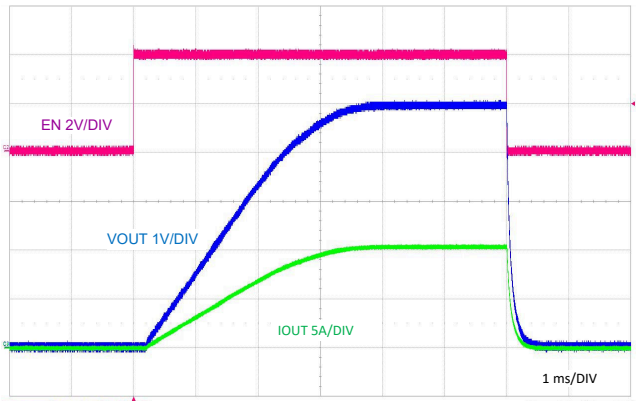
图 8-34. V_{IN} = 4V 时的冷启动响应

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated



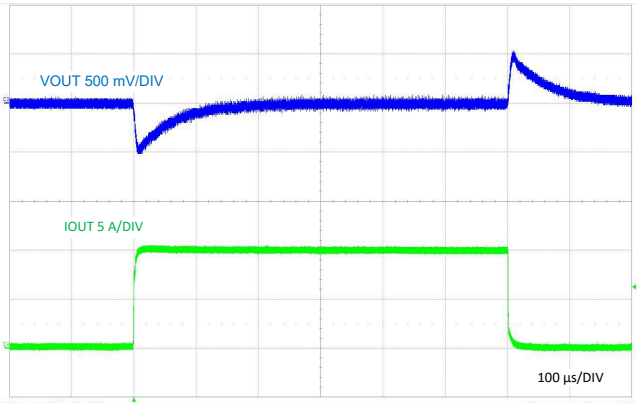
V_{IN} 步进至 12V　　10A 电阻负载

图 8-35. 启动特性



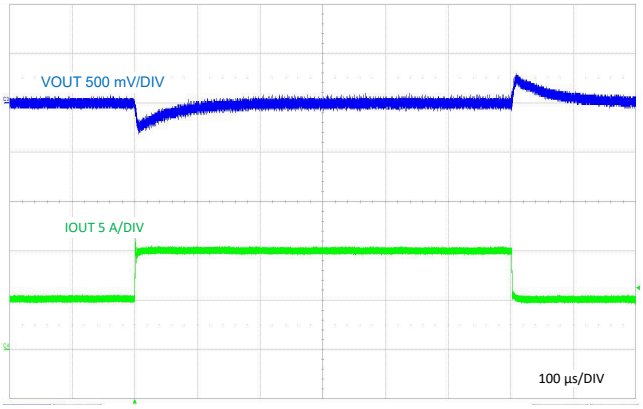
V_{IN} = 12V　　10A 电阻负载

图 8-36. 使能端开启和关闭特性



V_{IN} = 12V　　FPWM

图 8-37. 负载瞬态，0A 至 10A



V_{IN} = 12V　　FPWM

图 8-38. 负载瞬态，5A 至 10A

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.4 设计 4 – 双相 400kHz 20A 同步降压稳压器

图 8-39 展示了一个双相同步降压稳压器的原理图，其中输出电压为 3.3V 且额定负载电流为 20A。在本例中，根据 4V 至 36V 范围内的 12V 标称输入电压，半负载和满负载时的目标效率分别为 95% 和 92%。开关频率由电阻器 R_{RT1} 和 R_{RT2} 设定为 400kHz。

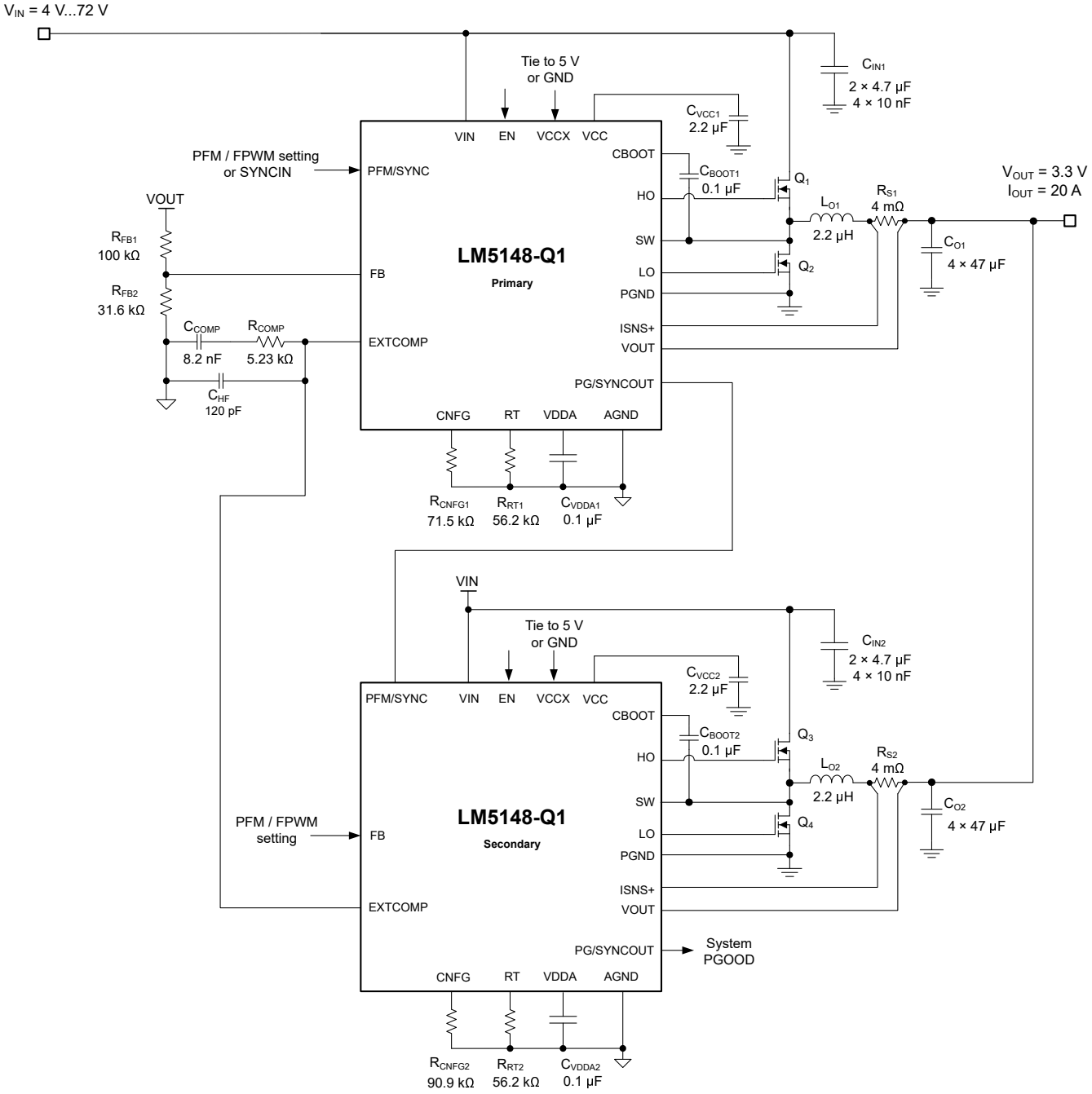


图 8-39. 采用 LM5148-Q1 降压稳压器且开关频率为 400kHz 的应用电路 4

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

备注

当存在正确添加的相移时钟信号时，具有三相或以上的设计是可行的。例如，一个四相设计需要四个 LM5148-Q1 控制器以及 0°、90°、180° 和 270° 外部 SYNC 信号来实现 360° 除以相位总数的理想分相。

8.2.4.1 设计要求

表 8-8 展示了此汽车设计示例的预期输入、输出和性能参数。

表 8-8. 设计参数

设计参数	值
输入电压范围（稳态）	8V 至 72V
最小瞬态输入电压（冷启动）	4V
最大瞬态输入电压（负载突降）	80V
输出电压	3.3V
输出电流	20A
开关频率	400kHz
输出电压调节	±1%
待机电流（空载时）	44μA
关断电流	4.6μA
软启动时间	3ms

开关频率由电阻器 R_{RT1} 和 R_{RT2} 设定为 400kHz。表 8-9 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统器件，并且很多器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 8.1.1.4 中所述。

表 8-9. 应用电路 4 的物料清单

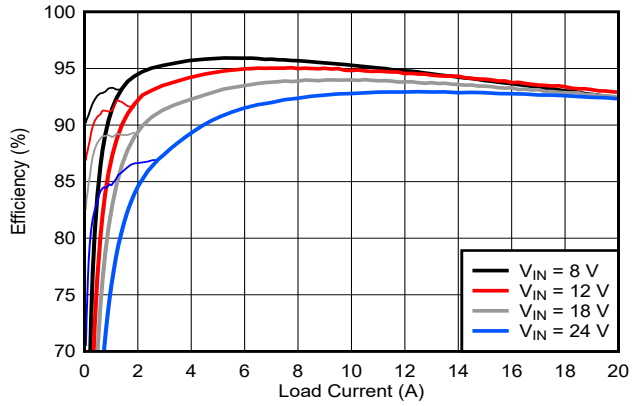
参考位号	数量	规格	制造商	器件型号
C_{IN}	4	4.7μF，100V，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	Murata	GCM32DC72A475KE02L
			TDK	CGA6M3X7S2A475K200
C_O	8	47μF，6.3V，X7R，1210，陶瓷，AEC-Q200	Murata	GCM32ER70J476KE19L
		47μF，10V，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	TDK	CGA6P1X7S1A476M250AC
	4	100μF，6.3V，X7S，1210，陶瓷，AEC-Q200	Murata	GRT32EC70J107ME13
L_{O1}、L_{O2}	2	2.2μH，4.5mΩ，32A，11.3mm × 10mm × 6mm，AEC-Q200	Coilcraft	XKL1060-222MEC
		2.2μH，4.3mΩ，12.5A，6.7mm × 6.5mm × 6.1mm，AEC-Q200	Coilcraft	XGL6060-222MEC
		2.2μH，6.5mΩ，10A，10mm × 11mm × 3.8mm，AEC-Q200	Würth Electronik	74437368022
Q_1、Q_2、Q_3、Q_4	4	80V，8.8mΩ，25nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	onsemi	NVMFS6H848NLT1G
		80V，9.6mΩ，22nC，SON 5 × 6，AEC-Q101	Infineon	IAUC50N08S5L096
R_{S1}、R_{S2}	2	分流电阻器，4mΩ，0508，1W，AEC-Q200	Susumu	KRL2012E-M-R004-F-T5
U_1、U_2	2	LM5148-Q1 80-V 同步降压控制器，AEC-Q100	德州仪器 (TI)	LM5148QRGYRQ1

8.2.4.2 详细设计过程

请参阅 节 8.2.1.2。

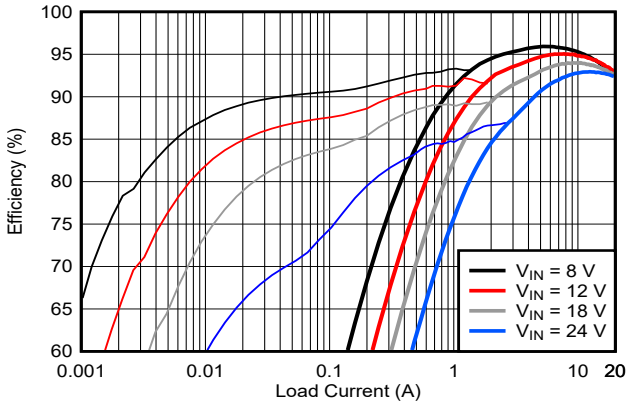
Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.4.3 应用曲线



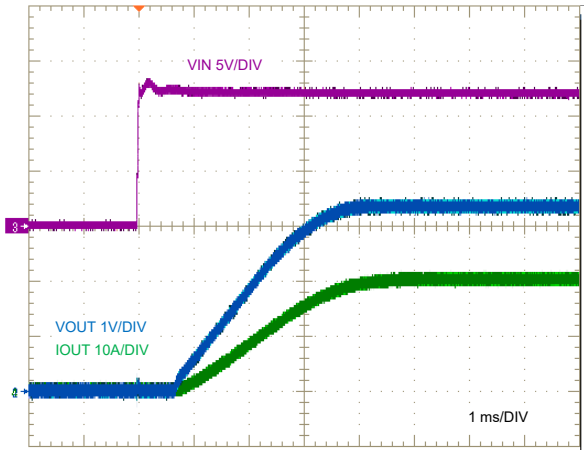
3.3V 输出

图 8-40. 效率与 I_{OUT} 之间的关系



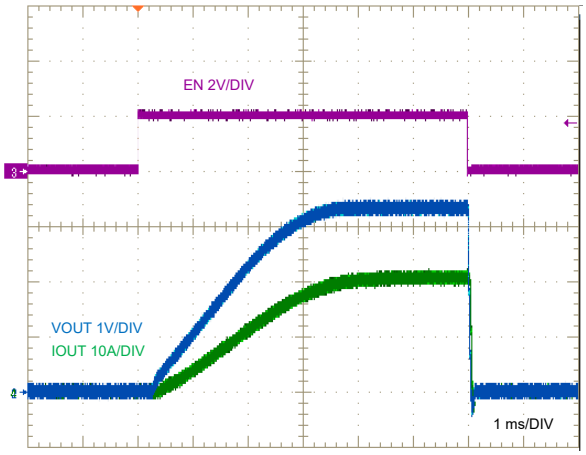
3.3V 输出

图 8-41. 效率与 I_{OUT} 之间的关系，对数标度



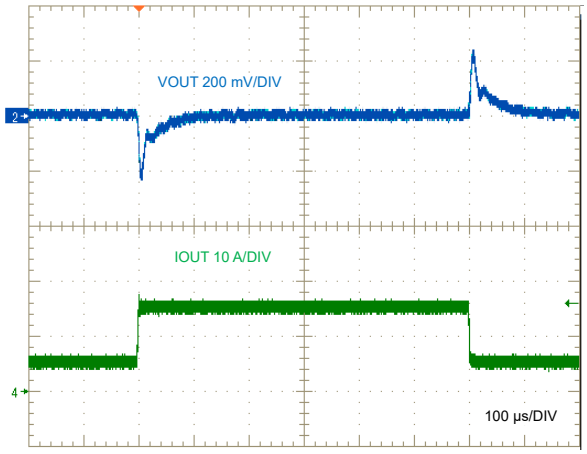
V_{IN} 步进至 12V　　20A 负载

图 8-42. VIN 启动特性



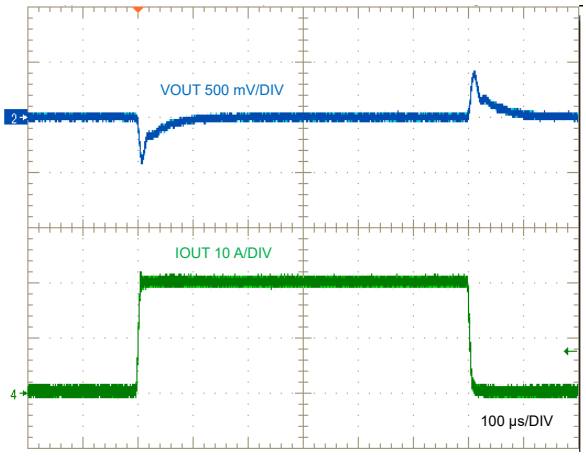
V_{IN} = 12V　　20A 负载

图 8-43. 使能端开启和关闭特性



V_{IN} = 12V　　FPWM

图 8-44. 负载瞬态，5A 至 15A



V_{IN} = 12V　　FPWM

图 8-45. 负载瞬态，0A 至 20A

8.3 电源相关建议

LM5148-Q1 降压控制器设计为可在 3.5V 至 80V 的宽输入电压范围内工作。输入电源的特性必须与*节 6.1* 和*建议运行条件* 兼容。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 46 来估算平均输入电流。

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{V_{IN} \cdot \eta} \tag{46}$$

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，并将铝或钽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。*轻松抑制直流/直流转换器中的传导 EMI* 应用报告针对为任何开关稳压器设计输入滤波器提供了一些实用建议。

8.4 布局

8.4.1 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 LM5148-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 8-46 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 8-46 中的 2 和 3 表示）也很重要。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

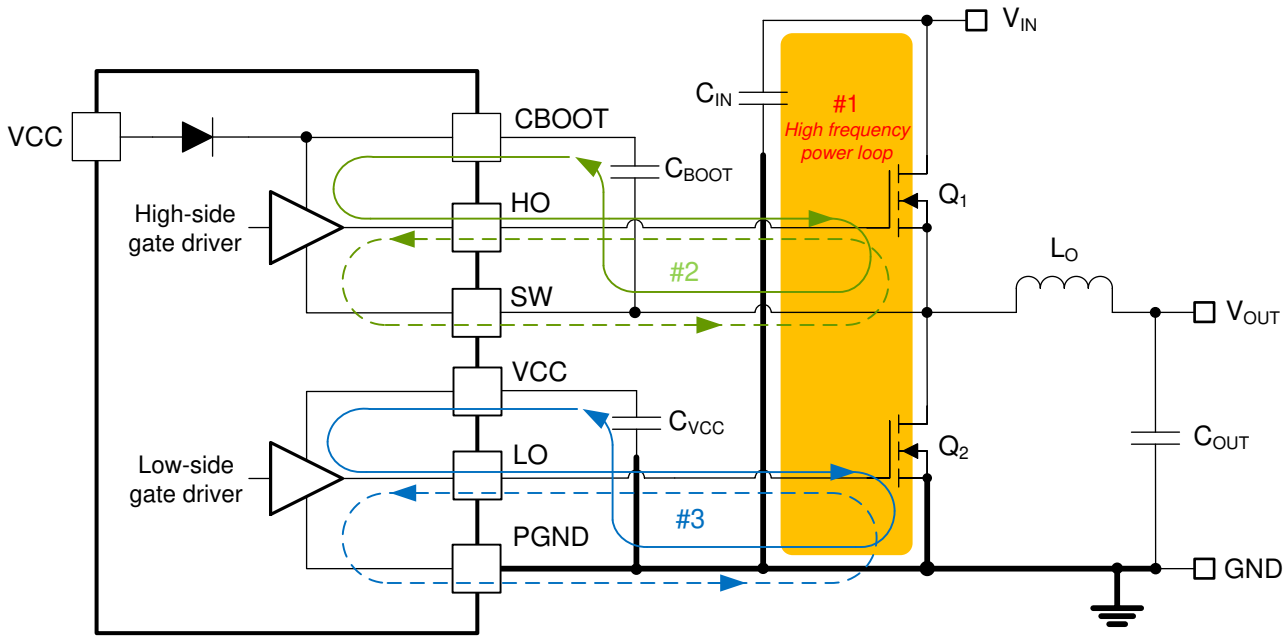


图 8-46. 具有功率级和栅极驱动电路开关环路的直流/直流稳压器接地系统

8.4.1.1 功率级布局

- 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。
- 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 8-46 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。
- 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。
- 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。
- 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 8-46 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。

8.4.1.2 栅极驱动布局

LM5148-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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

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（栅极和功率回路常见），都会提供与栅极驱动命令相反的负反馈补偿，从而导致 MOSFET 开关时间延长。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。请参阅图 8-46 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。请参阅图 8-46 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，峰值栅极电流可高达 3.3A。请使用 0.65mm (25mil) 或更宽的迹线。在必要时，沿着这些迹线使用直径至少 0.5mm (20mil) 的通孔。将 HO 和 SW 栅极迹线作为差分对从 LM5148-Q1 布放到高侧 MOSFET，从而充分利用磁通抵消。
- 最大限度地缩短从 VCC 和 HB 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 3.3A 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_{BST} 靠近 LM5148-Q1 的 CBOOT 和 SW 引脚放置，从而极大限度地减少与高侧驱动器相关联的环路 2 面积。同理，将 VCC 电容器 C_{VCC} 靠近 LM5148-Q1 的 VCC 和 PGND 引脚放置，从而最大限度地减少与低侧驱动器相关联的环路 3 面积。

8.4.1.3 PWM 控制器布局

将控制器尽可能地靠近功率 MOSFET 放置以尽可能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 LM5148-Q1 放置。

8.4.1.4 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

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。LM5148-Q1 控制器采用小型 4mm × 4mm 24 引脚 VQFN PowerPAD™ 集成电路封装，可满足一系列应用要求。节 8.4.1.4 总结了此封装的热指标。

24 引脚 VQFN 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 LM5148-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。LM5148-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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

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。这种布局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。

8.4.1.5 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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.4.2 布局示例

图 8-47 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 0603 陶瓷电容器 C15 至 C18 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 8-49 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 8-48 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 的漏极并联四个具有 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），从而最大限度地减少寄生环路电感。

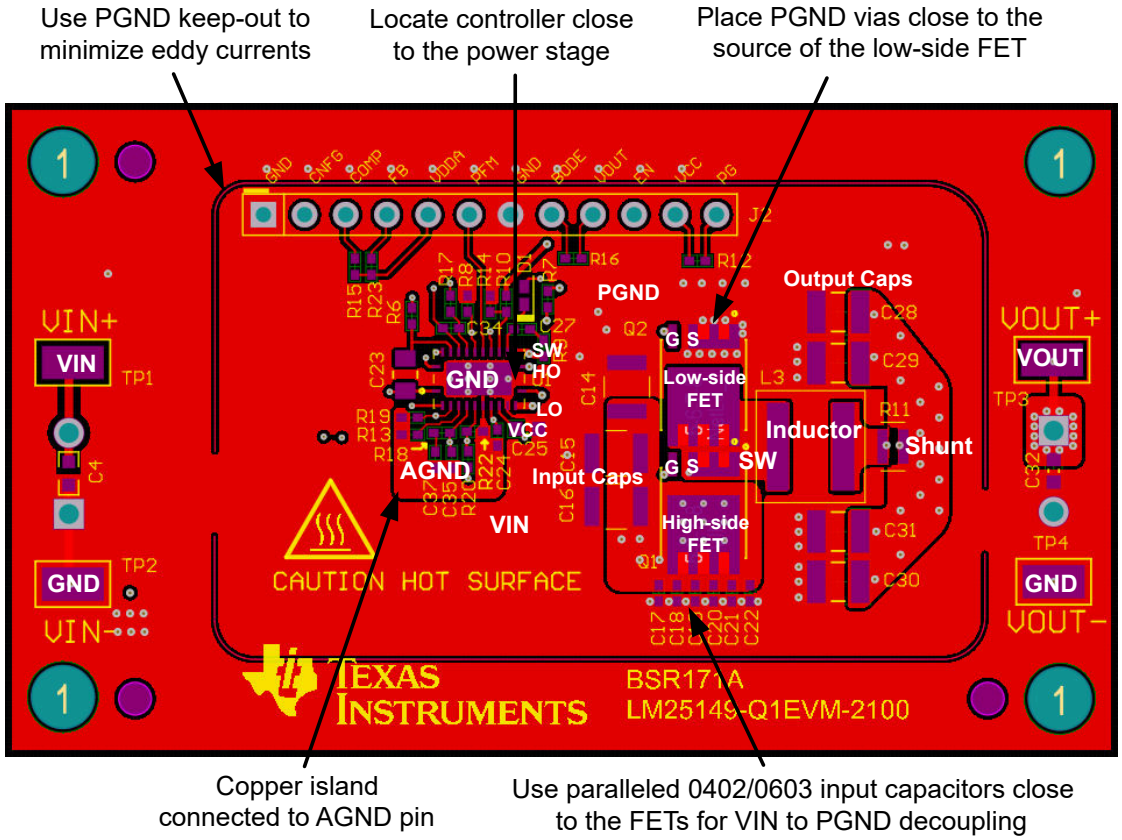


图 8-47. PCB 顶层 – 高密度单面设计

用于提高抗噪性和降低 EMI 的附加准则如下：

- 对 LM5148-Q1 控制器进行接地连接，如 图 8-47 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

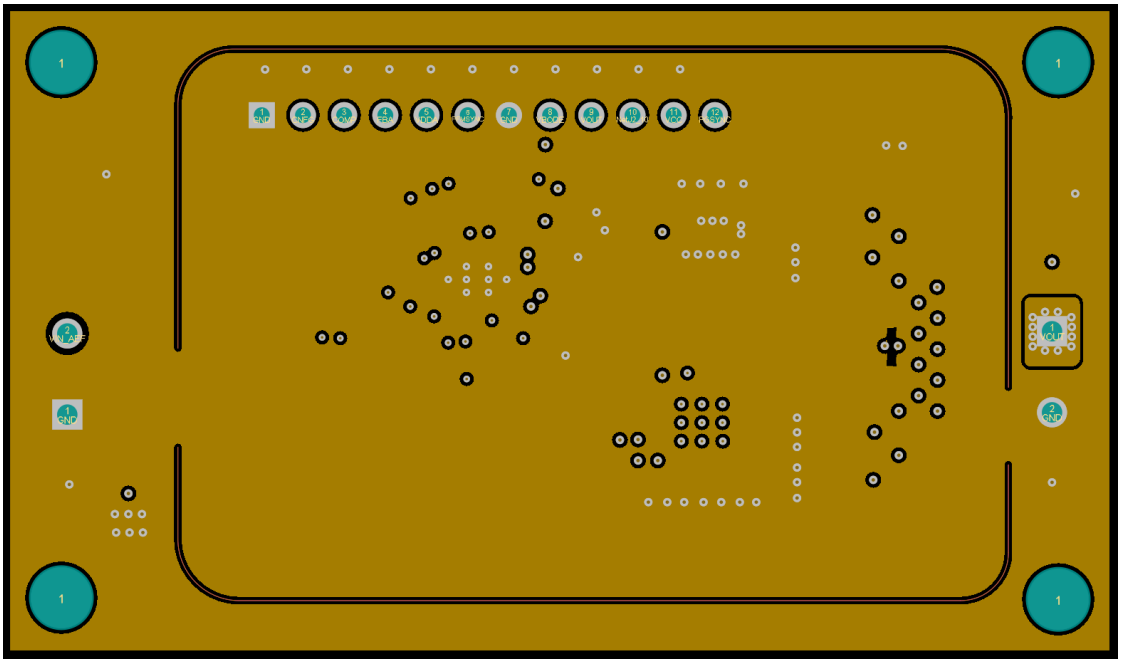


图 8-48. 电源元件正下方的第 2 层完整接地平面

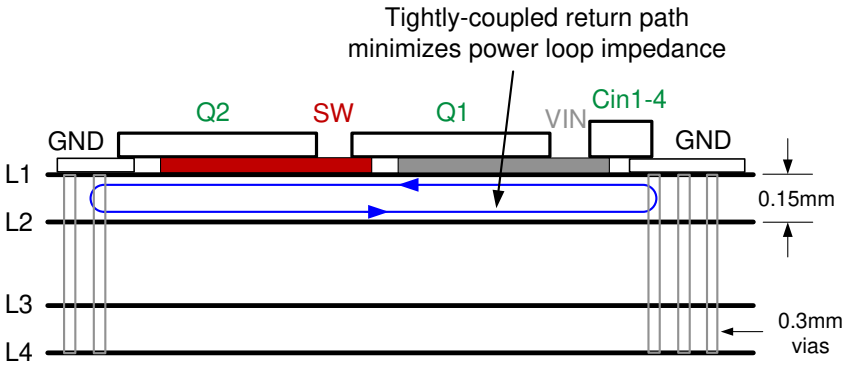


图 8-49. 具有低 L1-L2 层内间距的 PCB 堆叠原理图 [1]

[1] 请参阅 *通过优化的功率级布局免费提升高电流直流/直流稳压器性能* 了解更多详细信息。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

9 器件和文档支持

9.1 器件支持

9.1.1 开发支持

TI LM(2)514x-Q1 系列汽车级同步降压控制器具有 3.5V 至 100V 的输入工作电压范围（如表 9-1 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。该系列控制器可实现具有高密度、低 EMI 和更高灵活性的直流/直流解决方案。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，符合 AEC-Q100 1 级标准，并且提供功能安全。

表 9-1. 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	降低 EMI
LM25141-Q1	单通道	3.8V 至 42V	峰值电流模式	5V	不适用	SR 控制、TRSS
LM25143-Q1	双通道	3.5V 至 42V	峰值电流模式	5V	90° 相移	SR 控制、TRSS
LM25148-Q1	单通道	3.5V 至 42V	峰值电流模式	5V	180° 相移	DRSS
LM25149-Q1	单通道	3.5V 至 42V	峰值电流模式	5V	180° 相移	AEF、DRSS
LM5141-Q1	单通道	3.8V 至 65V	峰值电流模式	5V	不适用	SR 控制、TRSS
LM5143-Q1	双通道	3.5V 至 65V	峰值电流模式	5V	90° 相移	SR 控制、TRSS
LM5145-Q1	单通道	5.5V 至 75V	电压模式	7.5V	180° 相移	不适用
LM5146-Q1	单通道	5.5V 至 100V	电压模式	7.5V	180° 相移	不适用
LM5148-Q1	单通道	3.5V 至 80V	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、DRSS

相关开发支持请参阅以下资源：

- LM5148-Q1 快速入门计算器
- LM5148-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 Designs：
  - *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*
- 技术文章：
  - *直流/直流转换器的高密度 PCB 布局*
  - *同步降压控制器解决方案支持提供宽 V_{IN} 性能和灵活性*
  - *如何使用压摆率进行 EMI 控制*
- 要查看该产品的相关器件，请参阅 LM5141-Q1

9.1.1.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处 以使用 LM5148-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。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

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。

9.2 文档支持

9.2.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

- 用户指南：
  - 德州仪器 (TI)，*LM25149-Q1 同步降压控制器高密度 EVM*
  - 德州仪器 (TI)，LM5141-Q1 同步降压控制器 EVM
  - 德州仪器 (TI)，LM5143-Q1 同步降压控制器 EVM
  - 德州仪器 (TI)，*LM5146-Q1 EVM 用户指南*
  - 德州仪器 (TI)，*LM5145 EVM 用户指南*
- 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/直流稳压器性能应用报告*
  - 德州仪器 (TI)，*AN-2162：轻松解决直流/直流转换器的传导 EMI 问题*
  - 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
- 模拟设计期刊：
  - 德州仪器 (TI)，通过将电感寄生效应降至最低来降低降压转换器 EMI 和电压应力
- 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)，*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*

9.2.1.1 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/直流稳压器性能*
  - 德州仪器 (TI)，AN-1149 开关电源布局指南
  - 德州仪器 (TI)，*AN-1229 Simple Switcher PCB 布局指南*
  - 德州仪器 (TI)，使用 LM4360x 与 LM4600x 简化低辐射 EMI 布局
- 研讨会：
  - 德州仪器 (TI)，*构建电源之布局注意事项*

9.2.1.2 热设计资源

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，AN-2020 热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛
  - 德州仪器 (TI)，*AN-1520 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)，使用 LM43603 和 LM43602 简化热设计
  - 德州仪器 (TI)，*PowerPAD™ 热增强型封装*
  - 德州仪器 (TI)，PowerPAD 速成

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

– 德州仪器 (TI)，使用新的热指标

9.3 接收文档更新通知

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

9.4 支持资源

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

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

9.5 商标

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。

9.6 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。

9.7 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。

10 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (February 2023) to Revision A (January 2025)	Page
• 文档多处添加了新封装和支持信息	1
• 将 CBOOT、HO 到 SW 和 LO 到 PGND 从绝对最大输入移至输出	6
• 将最大 TJ 从 150C 更改为 125C	7

11 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)
LM5148PSQRGYRQ1	Active	Production	VQFN (RGY) | 19	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	5148PSQ
LM5148PSQRGYRQ1.A	Active	Production	VQFN (RGY) | 19	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	5148PSQ
LM5148QRGYRQ1	Active	Production	VQFN (RGY) | 24	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	LM5148Q
LM5148QRGYRQ1.A	Active	Production	VQFN (RGY) | 24	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	LM5148Q

(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.

OTHER QUALIFIED VERSIONS OF LM5148-Q1 :

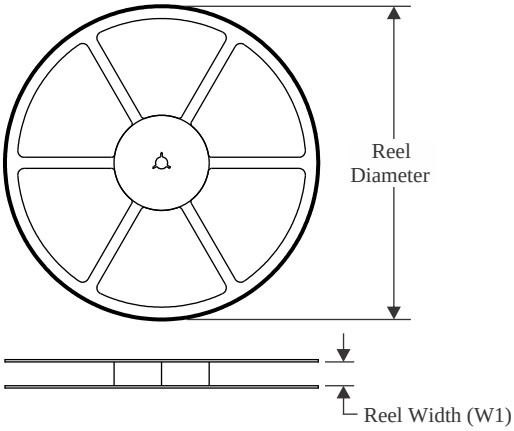
- Catalog : LM5148

NOTE: Qualified Version Definitions:

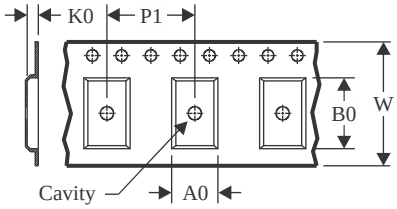
- Catalog - TI's standard catalog product

TAPE AND REEL INFORMATION

REEL DIMENSIONS

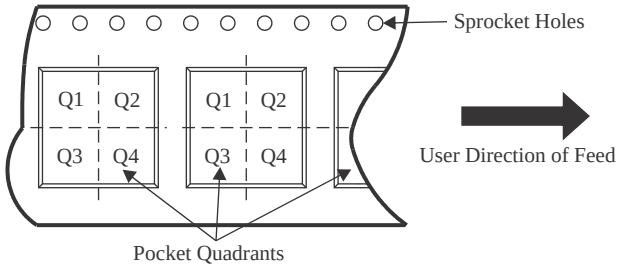


TAPE DIMENSIONS



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

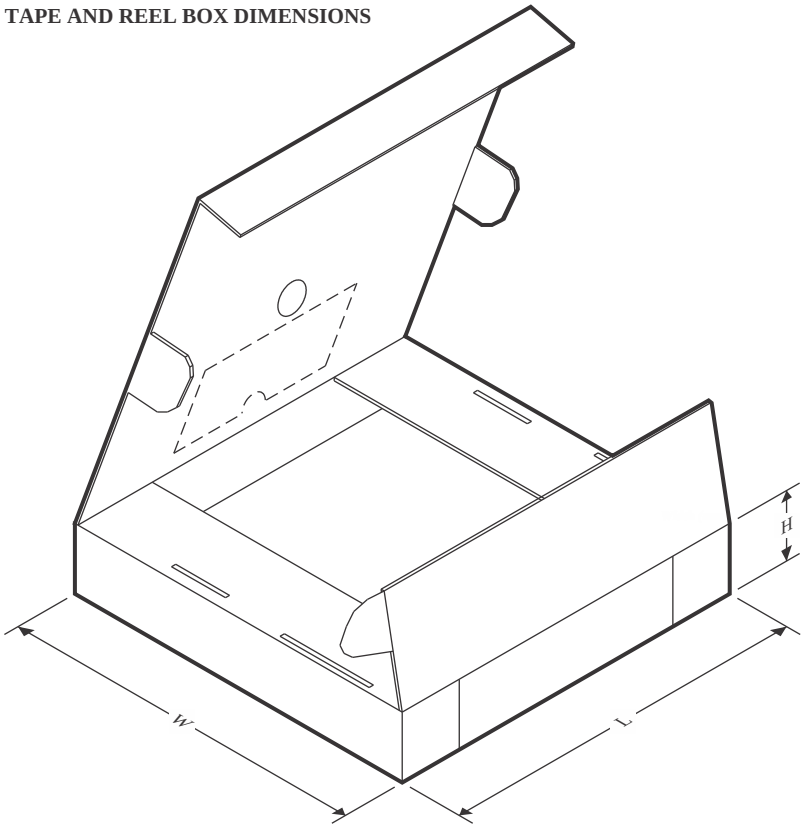
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM5148PSQRGYRQ1	VQFN	RGY	19	3000	330.0	12.4	3.71	4.71	1.1	8.0	12.0	Q1
LM5148QRGYRQ1	VQFN	RGY	24	3000	330.0	12.4	3.8	5.8	1.2	8.0	12.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM5148PSQRGYRQ1	VQFN	RGY	19	3000	346.0	346.0	33.0
LM5148QRGYRQ1	VQFN	RGY	24	3000	367.0	367.0	35.0

GENERIC PACKAGE VIEW

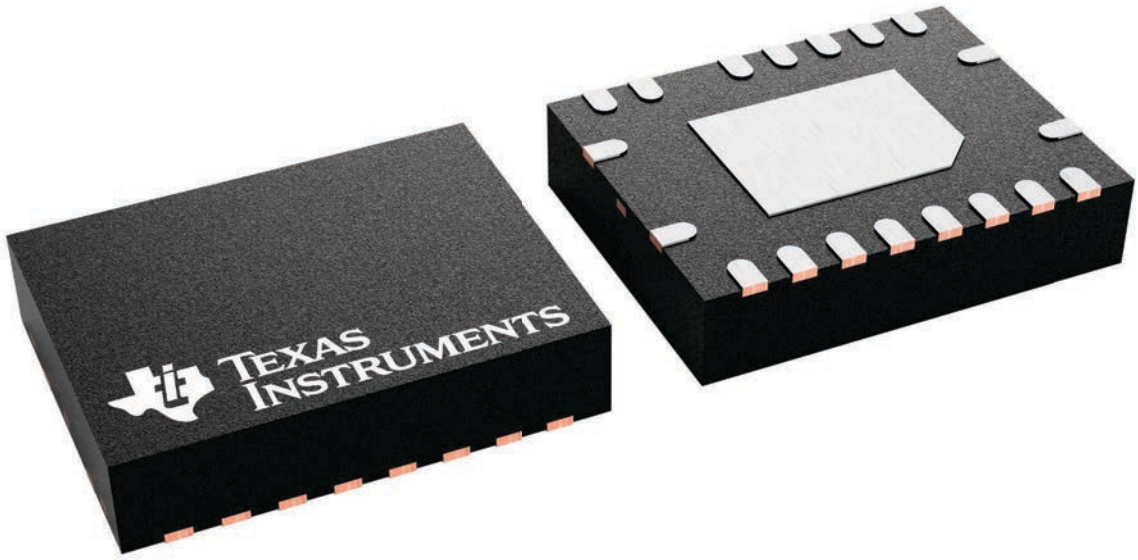
RGY 19

VQFN - 1 mm max height

3.5 x 4.5, 0.5 mm pitch

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD

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



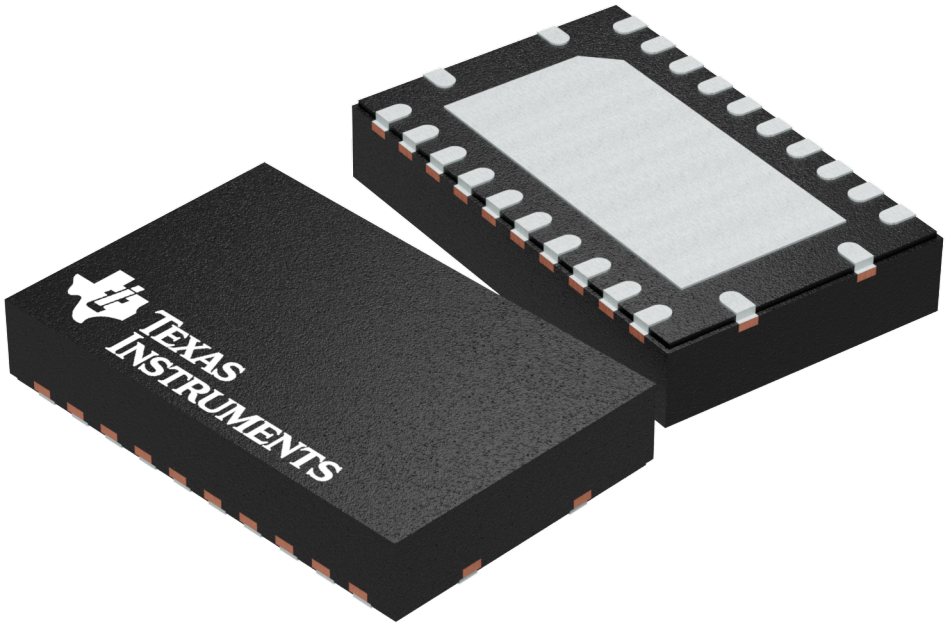
4230073/A

RGY 24

VQFN - 1 mm max height

5.5 x 3.5 mm, 0.5 mm pitch

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.

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 TI 销售条款)、TI 通用质量指南 或 ti.com 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。 除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月