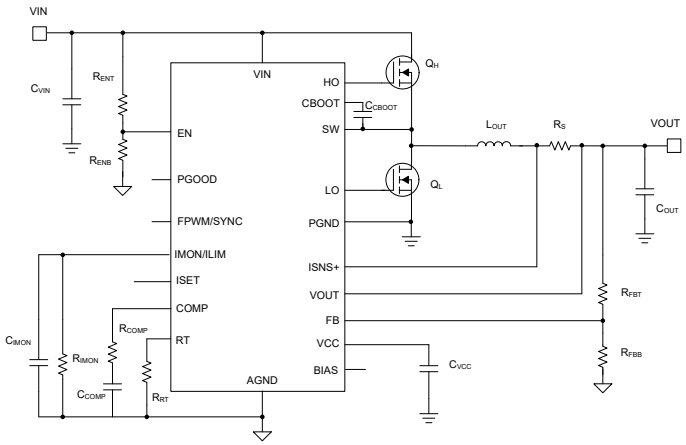
LM5190
ZHCSR51 – NOVEMBER 2024

LM5190 具有恒流和恒压调节功能的 80V 同步降压控制器

1 特性

- 功能安全型
  - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 宽输入电压工作范围：5V 至 80V
- 0.8V 至 79V 的可调输出电压，或者 5V 或 12V 的固定输出电压
- 恒流恒压 (CC-CV) 运行
  - 电流调节精度：±3%
  - 电压调节精度：±1%
- 电流监测和恒流功能
  - 与输出电流成比例的模拟电压 (IMON)
  - 可编程平均输出电流限制 (ILIM)
  - 动态平均输出电流限制 (ISET)
- 2.3μA 典型关断模式 I_Q 和 15μA 典型睡眠模式 I_Q
- 标准级 MOSFET 栅极驱动器
- 电源正常状态指示器 (PGOOD)
- 可编程开关频率范围为 100kHz 至 2.2MHz
- 可选外部时钟同步
- 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
- 内部斜坡补偿和自举二极管
- 双输入 VCC 稳压器，可降低功率耗散 (BIAS)



典型应用原理图

2 应用

- 超级电容器备用能量
- USB 电力输送
- 电动自行车
- 电动工具
- 服务器电池备份单元 (BBU)
- 储能系统和太阳能

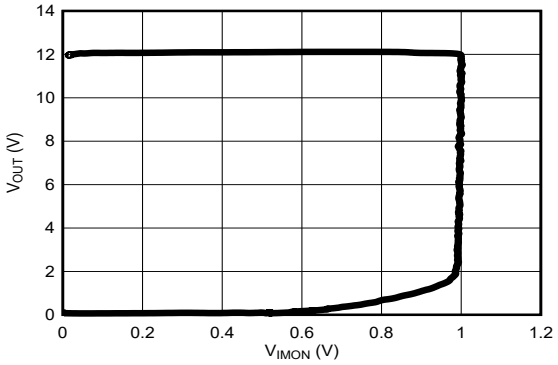
3 说明

LM5190 是一款具有恒流恒压 (CC-CV) 调节功能的 80V、超低 I_Q、同步降压直流/直流控制器。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。集成的 CC-CV 操作具有高精度，电压调节精度为 ±1%，电流调节精度为 ±3%。CC-CV 操作还提供恒流模式和恒压模式之间的无缝转换。对于需要平均输出电流控制的应用，CC-CV 操作能够有效地减少物料清单 (BOM) 数量并降低成本。输出电流限制可以进行编程，并且可以动态更改。LM5190 具有输出电流监测器。

封装信息

器件型号	封装(1)	封装尺寸(2)
LM5190	RGY（VQFN，19）	3.5mm × 4.5mm

(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）。



充电瞬态期间的恒流恒压运行

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）。

LM5190 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。

LM5190 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、集成双路输入 VCC 辅助电源稳压器、2.75ms 内部软启动时间和带自动恢复功能的热关断保护。

LM5190 控制器采用 3.5mm × 4.5mm 热增强型 19 引脚 VQFN 封装，该封装。

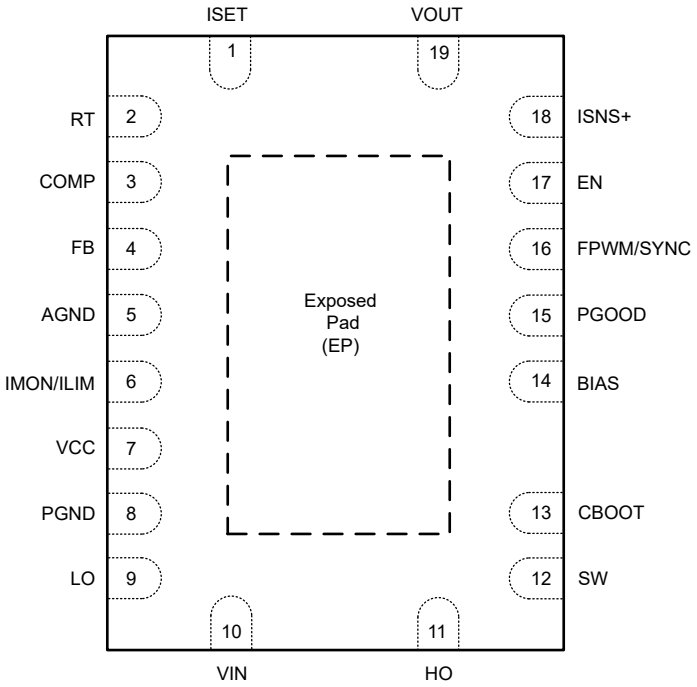
Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

内容

1 特性.....1
2 应用.....1
3 说明.....1
4 引脚配置和功能.....4
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.....13
6.1 概述.....13
6.2 功能方框图.....14
6.3 特性说明.....15
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.....36
7.4 布局.....36
8 器件和文档支持.....40
8.1 器件支持.....40
8.2 文档支持.....40
8.3 接收文档更新通知.....41
8.4 支持资源.....41
8.5 商标.....41
8.6 静电放电警告.....41
8.7 术语表.....41
9 修订历史记录.....41
10 机械、封装和可订购信息.....41

Copyright © 2024 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. 19 引脚 VQFN RGY 封装（顶视图）

表 4-1. 引脚功能

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
1	ISET	I/O	用于恒流运行的动态电流设置引脚
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 2.2MHz 之间并启用 DRSS。
3	COMP	O	跨导误差放大器输出。在 COMP 和 AGND 之间连接补偿网络。
4	FB	I	在初始上电期间将 FB 连接至 VCC 以将输出电压设置为预编程的固定 12V。在初始上电期间将 FB 连接至 AGND 以将输出电压设置为预编程的固定 5V。或者，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 79V 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	IMON/ILIM	O	电流监测和电流限制编程引脚
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	P	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	P	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边驱动器电源。
14	BIAS	P	VCC 稳压器的可选电源电压输入源。如果 V_{BIAS} > 9V（典型值），此输入将起主导作用。
15	PGOOD	O	电源正常引脚。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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

表 4-1. 引脚功能（续）

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
16	FPWM/SYNC	I	将 FPWM/SYNC 连接到 VCC 会启用在轻载条件下以持续导通强制 PWM (FPWM) 模式工作。将 FPWM/SYNC 连接到 AGND 可使 LM5190 在二极管仿真模式下运行。FPWM/SYNC 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 且迟滞电压为 100mV 时的高电平有效精密输入。如果 EN 电压低于 0.55V，LM5190 将处于关断模式。
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。
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。

(1) P = 电源，G = 地，I = 输入，O = 输出

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

5 规格

5.1 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
输入电压	VIN 至 AGND	-0.3	85	V
输入电压	SW 到 AGND	-0.3	85	V
输入电压	SW 到 AGND，瞬态 < 20ns	-5		V
输入电压	CBOOT 至 SW	-0.3	10	V
输入电压	CBOOT 到 AGND	-0.3	93	V
输入电压	EN 到 AGND	-0.3	85	V
输入电压	BIAS 至 AGND	-0.3	30	V
输入电压	VCC、FB、PGOOD、FPWM/SYNC、RT 到 AGND	-0.3	8	V
输入电压	ISET、IMON/ILIM 到 AGND	-0.3	5.5	V
输入电压	VOUT、ISNS+ 到 AGND	-0.3	85	V
输入电压	VOUT 到 ISNS+	-0.3	0.3	V
输出电压	HO 到 SW，瞬态 < 20ns	-5		V
输出电压	LO 到 PGND，瞬态 < 20ns	-1.5		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 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 标准(1)	±2000	V
		充电器件模型 (CDM)，符合 ANSI/ESDA/JEDEC JS-002 标准 (2)	±750	

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

5.3 建议运行条件

在 -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	5		80	V
V_{OUT}	输出电压范围	0.8		79	V
引脚电压	PGOOD、FB、FPWM/SYNC、RT	0		8	V
引脚电压	COMP、ISET、IMON	0		5.25	V
引脚电压	EN	0		80	V
引脚电压	BIAS	0		28	V
引脚电压	VOUT、ISNS+	0		79	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 © 2024 Texas Instruments Incorporated

5.4 热性能信息

热指标(1)		LM5190 RGY (VQFN) 19 引脚	单位
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	44.8	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	40.1	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	21.1	°C/W
ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.9	°C/W
ψ_{JB}	结至电路板特征参数	21.0	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	结至外壳（底部）热阻	6.0	°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、V_{IN} = 12V 且 EN 连接到 VIN 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-SD}	VIN 关断电流	V_{EN} = 0V		2.3	4.5	μA
I_{Q-SBY}	VIN 待机电流	非开关，0.5V ≤ V_{EN} ≤ 1V		100		μA
I_{SLEEP1}	休眠电流，5V	V_{IN} = 24V，V_{VOUT} = V_{BIAS} = 5V，在睡眠模式下，$V_{FPWM/SYNC}$ = AGND，ISET 悬空		15	30	μA
I_{SLEEP2}	休眠电流，12V	V_{IN} = 24V，V_{VOUT} = V_{BIAS} = 12V，在睡眠模式下，$V_{FPWM/SYNC}$ = AGND，ISET 悬空		20	35	μA
使能 (EN)						
V_{SBY-TH}	关断至待机阈值	V_{EN} 上升		0.55		V
V_{EN-TH}	使能电压上升阈值	V_{EN} 上升，启用开关	0.95	1.0	1.05	V
V_{EN-HYS}	使能磁滞电压			100		mV
内部 LDO (VCC)						
$V_{VCC-REG}$	VCC 稳压电压	I_{VCC} = 0mA 至 110mA	7.125	7.5	7.875	V
$V_{VCC-UVLO}$	VCC UVLO 上升阈值		4.65	4.8	4.95	V
$V_{VCC-HYS}$	VCC UVLO 迟滞			425		mV
$I_{VCC-LIM}$	内部 LDO 短路电流限制			220		mA
外部偏置 (BIAS)						
$V_{BIAS-TH}$	V_{IN} 至 V_{BIAS} 切换上升阈值		8.55	9	9.45	V
$V_{BIAS-HYS}$	V_{IN} 至 V_{BIAS} 切换迟滞			400		mV
基准电压						
V_{REF-V}	FB 稳压电压	V_{IMON} = 0V	792	800	808	mV
V_{REF-I}	电流环路基准电压	V_{FB} = 0V	0.99	1	1.01	V
输出电压 (VOUT)						
V_{OUT-5V}	5V 输出电压设定点	FB 连接至 AGND	4.95	5.0	5.05	V
$V_{OUT-12V}$	12V 输出电压设定点	FB 连接至 VCC，V_{IN} = 24V	11.88	12	12.12	V
误差放大器 (COMP)						
g_{m-VEA}	电压环路 EA 跨导	ΔV_{FB} = 100mV		1000		μS
g_{m-IEA}	电流环路 EA 跨导	ΔV_{IMON} = 100mV		1000		μS
I_{FB}	误差放大器输入偏置电流				75	nA
$I_{COMP-SRC}$	EA 源电流	V_{COMP} = 1V		120		μA
$I_{COMP-SINK}$	EA 灌电流	V_{COMP} = 1V		120		μA
输出电流监测器 (IMON/ILIM)						
g_{m-IMON}	监测 V_{CS} 的放大器增益	V_{CS} = 40mV	1.94	2	2.06	μA/mV
I_{OFFSET}	监测放大器失调电流	V_{CS} = 0mV	22.5	25	27.5	μA

Copyright © 2024 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、V_{IN} = 12V 且 EN 连接到 VIN 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
电流设置 (ISET)						
I_{ISET}	ISET 源电流		9	10	11	μA
强制 PWM 模式 (FPWM/SYNC)						
V_{ZC-SW}	过零阈值	SW-PGND 阈值		-5.5		mV
开关频率						
V_{RT}	RT 引脚稳压电压	10kΩ < R_{RT} < 242kΩ		1		V
F_{SW1}	开关频率 1	V_{IN} = 12V，R_{RT} = 242kΩ 至 AGND	90	100	110	kHz
F_{SW2}	开关频率 2	V_{IN} = 12V，R_{RT} = 10kΩ 至 AGND	2.0	2.2	2.4	MHz
V_{SLOPE}	斜率补偿斜坡幅度	以 ISNS+ 至 VOUT 输入为基准		45		mV
t_{ON-MIN}	最短导通时间			26	50	ns
$t_{OFF-MIN}$	最短关断时间			80	125	ns
电源正常 (PGOOD)						
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			3.7%		
$V_{PG-OV-HYST}$	电源正常 OV 迟滞			3.7%		
V_{PG-OL}	PG 电压	集电极开路，I_{PG} = 4mA			0.8	V
过压保护						
$V_{OVTH-RISING}$	过压阈值	相对于调节电压上升	108%	110%	112%	
$V_{OVTH-HYST}$	过压阈值迟滞			3.7%		
启动（软启动）						
t_{SS-INT}	内部固定软启动时间		1.9	2.75	3.8	ms
升压电路						
$V_{BOOT-DROP}$	内部二极管正向压降	I_{CBOOT} = 20mA，VCC 至 CBOOT		0.8	1	V
I_{BOOT}	CBOOT 至 SW 静态电流，未开关	V_{EN} = 5V，$V_{CBOOT-SW}$ = 7.5V			25	μA
$V_{BOOT-SW-UV-F}$	CBOOT 至 SW UVLO 下降阈值	$V_{CBOOT-SW}$ 下降	2.75	3.1	3.75	V
$V_{BOOT-SW-UV-HYS}$	CBOOT 至 SW UVLO 迟滞			0.3		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}		300		mV
V_{HO-LOW}	HO 低电平状态输出电压	I_{HO} = 100mA		75		mV
$t_{HO-RISE}$	HO 上升时间（10% 至 90%）	C_{LOAD} = 2.7nF		20		ns
$t_{HO-FALL}$	HO 下降时间（90% 至 10%）	C_{LOAD} = 2.7nF		8		ns
低侧栅极驱动器 (LO)						
$V_{LO-HIGH}$	LO 高电平状态输出电压	I_{LO} = -100mA		300		mV
V_{LO-LOW}	LO 低电平状态输出电压	I_{LO} = 100mA		75		mV
$t_{LO-RISE}$	LO 上升时间（10% 至 90%）	C_{LOAD} = 2.7nF		20		ns
$t_{LO-FALL}$	LO 下降时间（90% 至 10%）	C_{LOAD} = 2.7nF		8		ns
自适应死区时间控制						
t_{DEAD1}	从 HO 关断至 LO 导通死区时间			21		ns
t_{DEAD2}	从 LO 关断至 HO 导通死区时间			21		ns
过流保护						
V_{CS-TH}	电流限制阈值	在 ISNS+ 与 VOUT 之间测得	54	60	68	mV
$V_{CS-TH-MIN}$	最小峰值电流限制阈值	在 ISNS+ 与 VOUT 之间测得		12		mV
A_{CS}	CS 放大器增益		9.5	10	10.6	V/V
V_{CS-NEG}	CS 负向电压阈值			-30		mV
热关断						

Copyright © 2024 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、V_{IN} = 12V 且 EN 连接到 VIN 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
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 © 2024 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V。

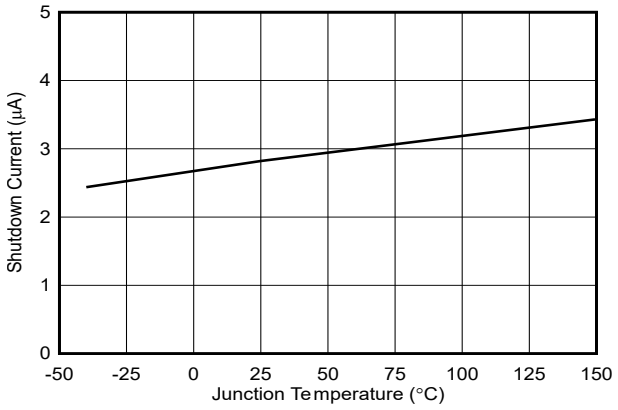


图 5-1. 关断电流与温度间的关系

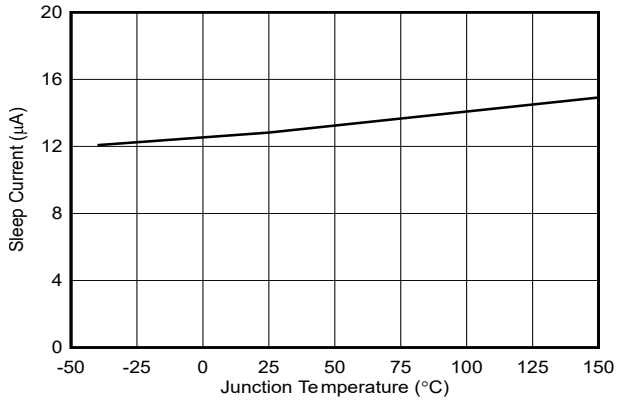


图 5-2. Sleep1 电流与温度间的关系

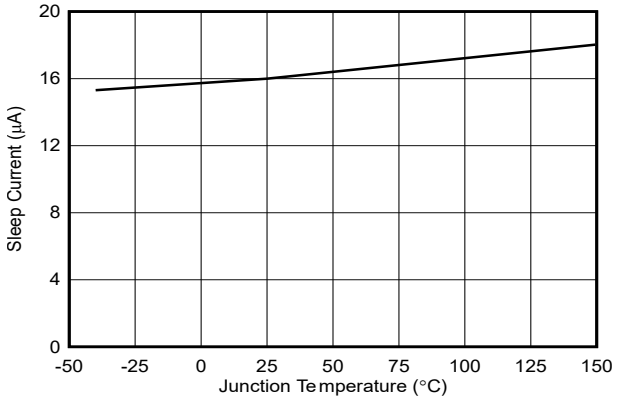


图 5-3. Sleep2 电流与温度间的关系

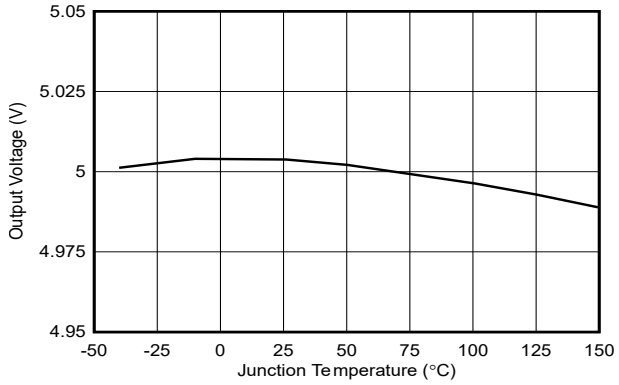


图 5-4. 固定 5V 输出电压与温度间的关系

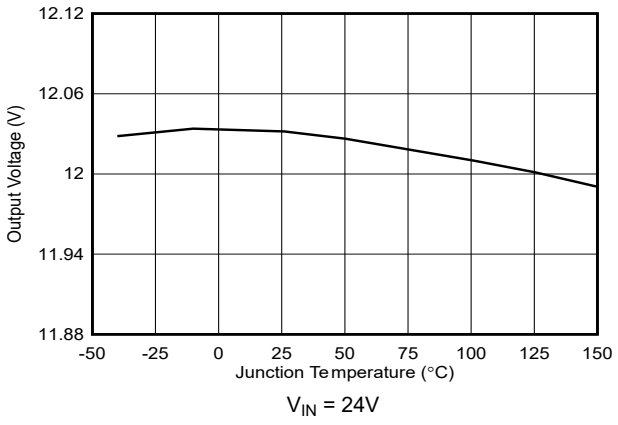


图 5-5. 固定 12V 输出电压与温度间的关系

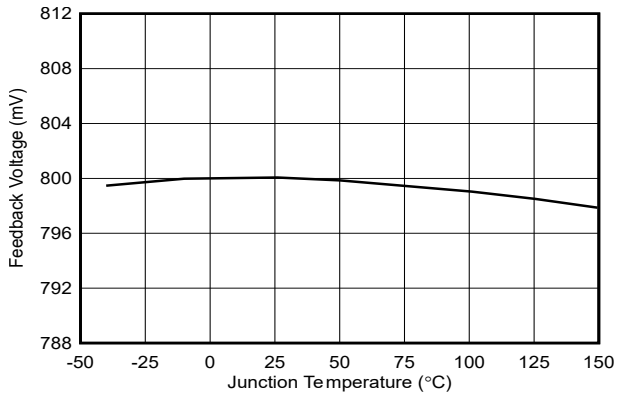


图 5-6. 反馈电压与温度之间的关系

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V。

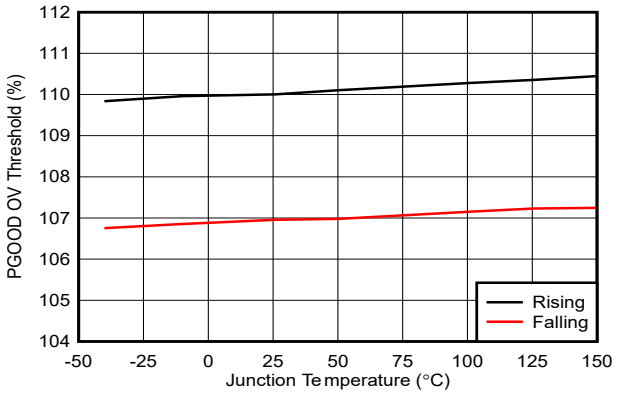


图 5-7. PG OV 阈值与温度间的关系

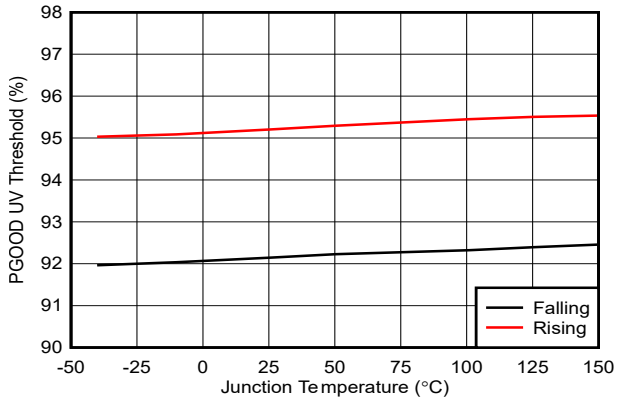


图 5-8. PG UV 阈值与温度间的关系

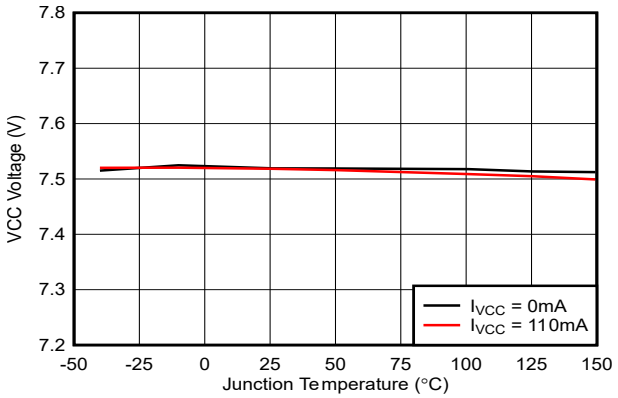


图 5-9. VCC 稳压电压与温度间的关系

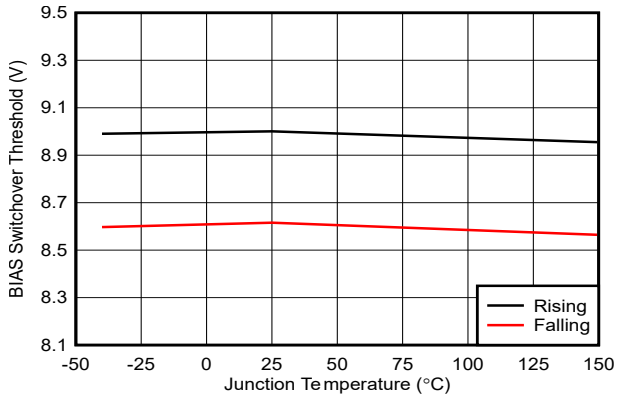


图 5-10. BIAS 切换阈值与温度间的关系

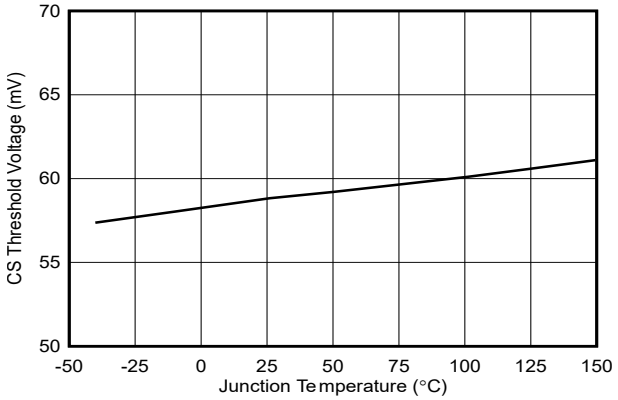


图 5-11. 电流检测 (CS) 阈值与温度间的关系

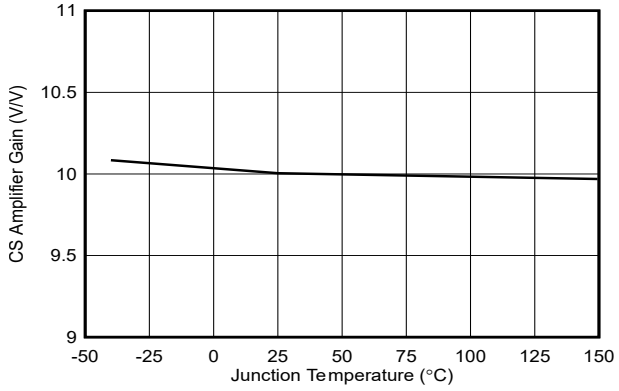


图 5-12. 电流检测 (CS) 放大器增益与温度间的关系

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V。

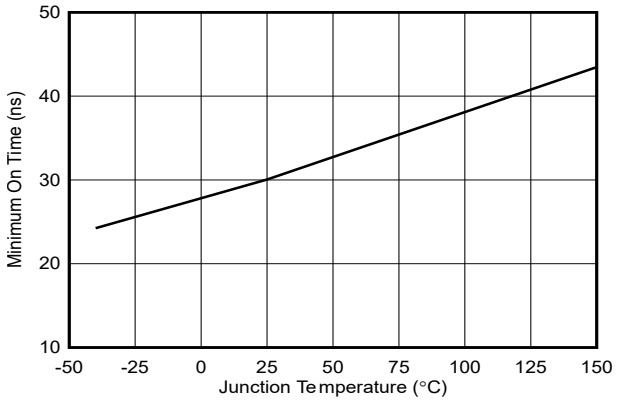


图 5-13. 最短导通时间 (HO) 与温度间的关系

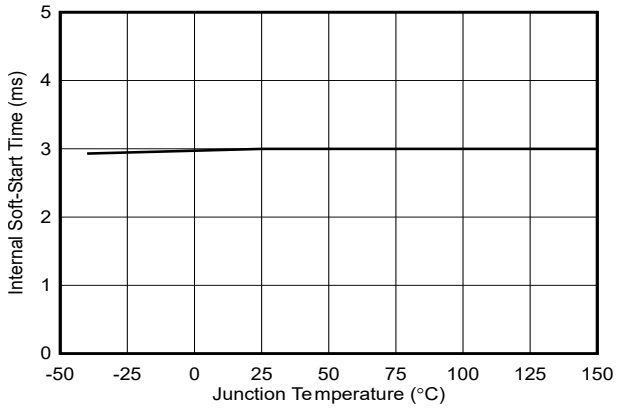
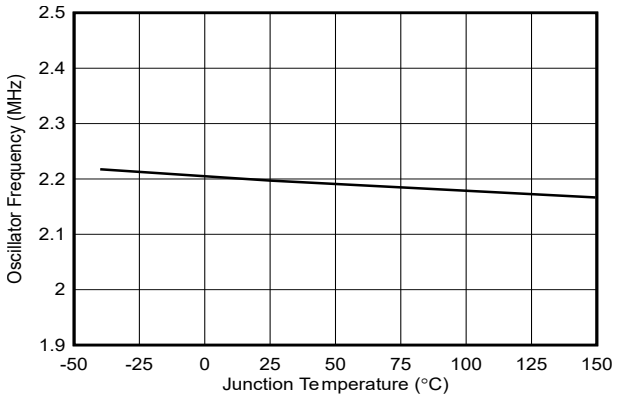


图 5-14. 软启动时间与温度间的关系



R_{RT} = 10kΩ

图 5-15. 开关频率与温度间的关系

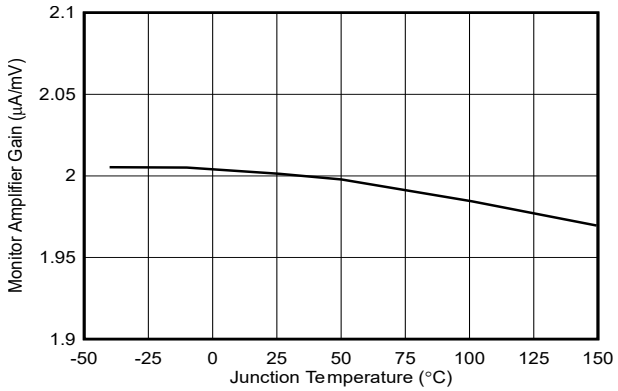


图 5-16. 监测放大器增益与温度间的关系

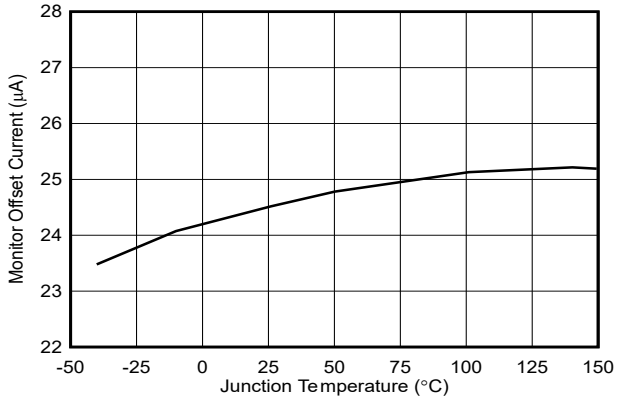


图 5-17. 监测失调电流与温度间的关系

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

6 详细说明

6.1 概述

LM5190 是一款开关直流/直流控制器，具有实现在 5V 至 80V 宽输入电压范围内运行的高效恒流恒压同步降压转换器所需的全部功能。LM5190 配置为提供固定的 5V 或 12V 输出，或者 0.8V 至 79V 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 1.5A 和 2.5A 的峰值拉电流和灌电流。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 电流检测的电流模式控制架构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 2.2MHz 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 2.5MHz 的外部时钟同步。

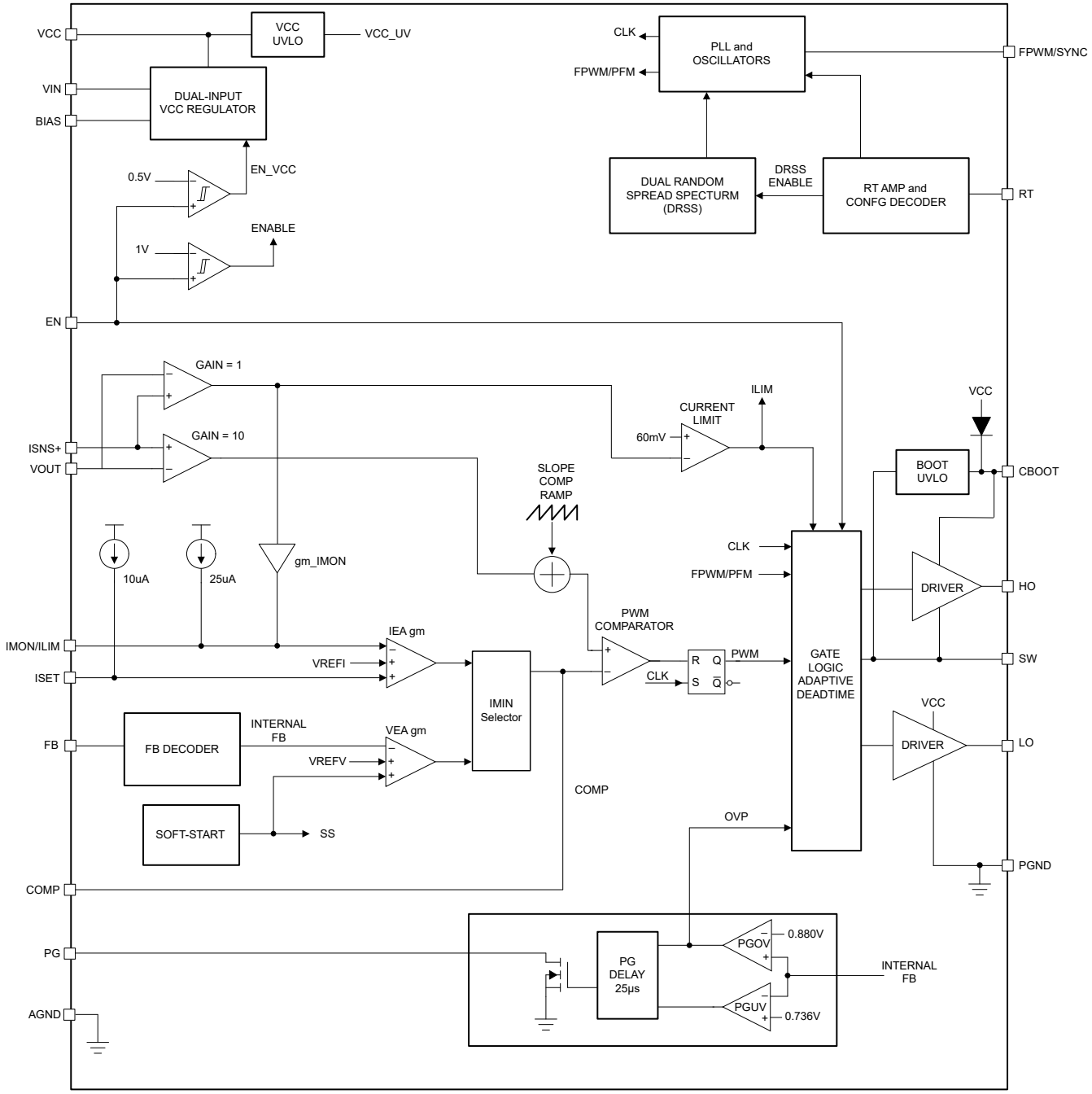
外部辅助电源可以连接到 BIAS 以尽可能地提高高输入电压应用中的效率。用户可选的二极管仿真功能支持非连续导通模式 (DCM) 运行，从而进一步提高轻负载条件下的效率并降低功率损耗。故障保护特性包括：电流限制、断续模式过载保护、热关断、UVLO 和远程关断功能。

LM5190 集成多项功能，以简化符合各种 EMI 标准的要求，例如 CISPR 11 和 CISPR 32 B 类要求。DRSS 技术可降低峰值谐波 EMI 信号。

LM5190 采用带有外露焊盘的定制 19 引脚 VQFN 封装来改善散热。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

6.2 功能方框图



Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

6.3 特性说明

6.3.1 输入电压范围 (V_{IN})

LM5190 工作输入电压范围为 5V 至 80V。该器件用于从 12V、24V 和 48V 电源轨进行降压转换。LM5190 使用内部 LDO 来为栅极驱动和控制电路提供 7.5V VCC 偏置电压轨（假定输入电压高于 7.5V 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。

6.3.2 高压辅助电源稳压器（VCC、BIAS）

LM5190 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。VCC 电压被调节至 7.5V 以支持标准电平 MOSFET 以及逻辑电平 MOSFET。输入电压引脚 (VIN) 可直接连接至高达 80V 的输入电压源。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 135mA（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 4.8V 时， 和 EN 引脚连接到大于 1V 的电压，并且软启动序列开始。除非 VCC 电压降至 VCC UVLO 下降阈值 4.375V（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。

VCC 稳压器是一种双输入稳压器，除了使用 VIN 引脚外，它还使用 BIAS 引脚作为另一个输入。可以将降压输出 (VOUT) 或其他适用的系统轨等较低电压电源连接到 BIAS，以降低内部 VCC 稳压器的功率损耗。当上升到超过 9V（典型值）时，VCC 稳压器会切换以使用 BIAS 电压作为输入。切换电压迟滞为 400mV。当使用 BIAS 作为电源时，VIN 电压必须在所有条件下大于 VCC 电压，以免损坏控制器。如果不使用，则将 BIAS 连接到 PGND。BIAS 的最大工作电压为 28V。

6.3.3 精密使能端 (EN)

EN 引脚可以连接到高达 80V 的电压。LM5190 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 引脚被拉至低于 0.55V，LM5190 将处于关断状态，来自 V_{IN} 的电流消耗 I_Q 为 2.3 μA（典型值）。当使能电压介于 0.55V 和 1V 之间时，LM5190 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 100 μA。当电压大于 1.0V 时，LM5190 会启用。许多应用都可以受益于使用电阻分压器 R_{ENT} 和 R_{ENB} 来从 V_{SUPPLY} 建立精确的 UVLO 电平（连接到 VIN 引脚的功率级的电源电压）。TI 不建议将 EN 引脚保持悬空。

6.3.4 电源正常监视器 (PGOOD)

LM5190 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 (PGOOD) 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，PGOOD 会切换至低电平。如果超过上限 PG 阈值，则高侧开关会立即关断，低侧开关会导通，以防止过压并对输出进行放电。25μs 抗尖峰脉冲滤波器可防止瞬变期间电源正常信号的误跳变。TI 建议在 PGOOD 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，PGOOD 会置为低电平。

6.3.5 开关频率 (RT)

使用 RT 与 AGND 或 VCC 之间的电阻器对 LM5190 荡器进行编程，以设置 100kHz 至 2.2MHz 之间的振荡器频率。如果初始上电期间在 RT 和 VCC 之间连接电阻器，则双随机展频 (DRSS) 功能开启。如果初始上电期间在 RT 和 AGND 之间连接了电阻器，则 DRSS 关闭。有关 DRSS 的更多详细信息，请参阅节 6.3.7。对于给定的开关频率，若要计算 RT 电阻，请使用方程式 1。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

$$R_{RT}\,[\mathrm{k\Omega}] = \frac{\frac{10^6}{f_{sw}\,[\mathrm{kHz}]} - 59}{41} \quad (1)$$

6.3.6 低压降模式

对于扩展的最小输入电压，如果所需占空比大于最大占空比（受限于最短关断时间）则 LM5190 会进入低压降 (LDO) 模式。在 LDO 模式下，LM5190 会延长导通时间脉冲，直到 PWM 锁存由超过控制器补偿电压的电流检测斜坡复位。LM5190 会跳至最多 15 个 t_{OFF} 周期，以便允许控制器提高占空比。图 6-1 展示了正常的 PWM 模式到 LDO 模式转换。

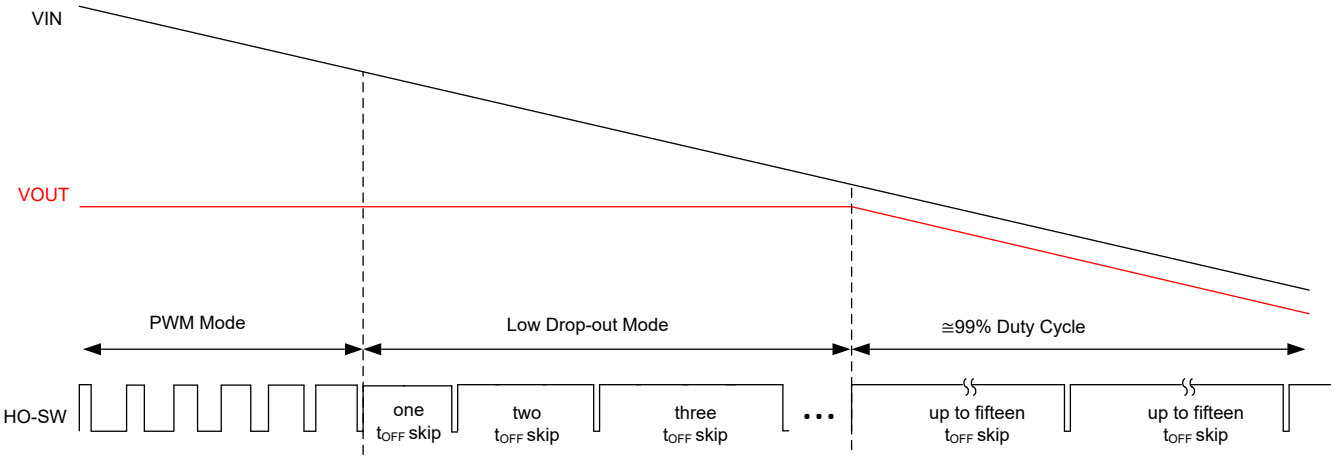


图 6-1. PWM 到 LDO 模式转换

此情况下的近似输入电压电平可以通过方程式 2 计算得出。

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} \times \frac{t_{SW}}{t_{SW} - t_{OFF(MIN)}} \quad (2)$$

其中

- t_{SW} 为扩展开关周期。
- $t_{OFF(MIN)}$ 是 80ns（典型值）的最短关断时间。

6.3.7 双随机展频 (DRSS)

LM5190 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 能够分别使用低频三角调制曲线和高频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，请在初始上电期间通过一个电阻器将 RT 连接到 VCC。该电阻器仍用于按照方程式 1 中的相同公式设置开关频率。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

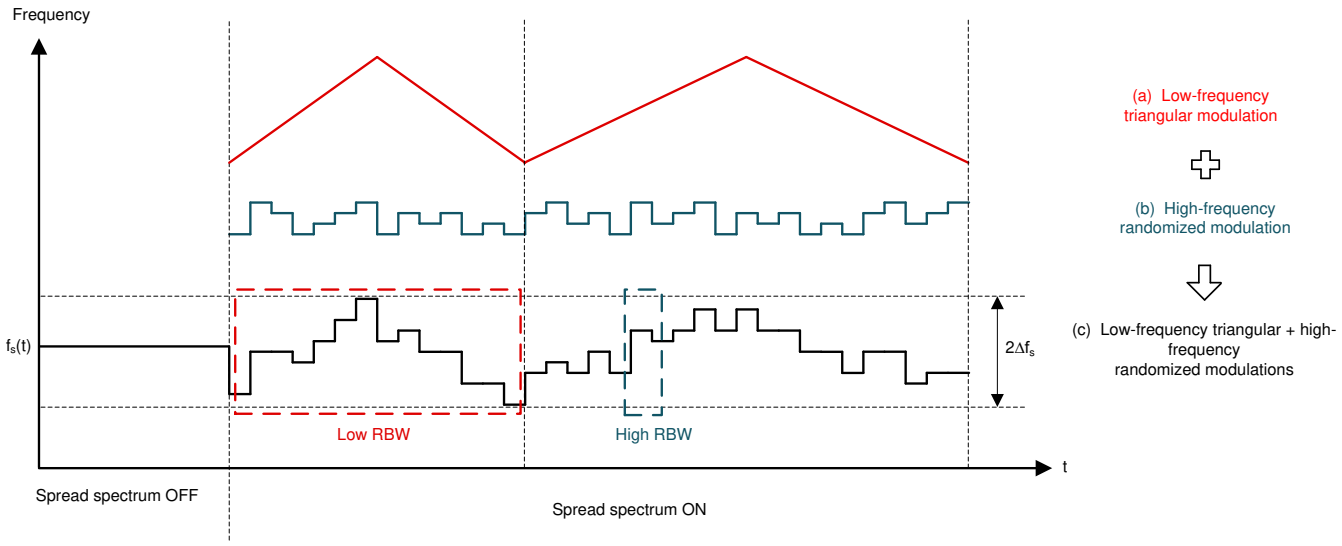


图 6-2. 双随机展频实现

6.3.8 软启动

LM5190 具有内部 2.75ms（典型值）软启动计时器。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。

6.3.9 输出电压设定值 (FB)

在没有外部反馈电阻器的情况下，LM5190 稳压器输出可以独立配置为两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。通过在初始上电期间将 FB 连接至 AGND，将输出设定为 5V。通过在初始上电期间将 FB 连接至 VCC，将输出设定为 12V。请参阅表 6-1。

表 6-1. 输出稳压目标

FB 选择	V_{OUT} 设定点
FB = VCC	12V
FB = AGND	5V
FB = FB 电阻器	可调节

配置设置会被锁存并且无法更改，直到 LM5190 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 4.8V 典型值以上）为止。或者，在运行期间，可以通过连接并联电阻大于 5.0kΩ 的外部反馈分压电阻器来调整输出调节目标（请参阅方程式 3）。

$$5\ \text{k}\Omega < \frac{R_{FBT} \times R_{FBB}}{R_{FBT} + R_{FBB}} \tag{3}$$

输出电压调节范围是 0.8V 到 79V 之间。FB 的调节电压为 0.8V (V_{REF-V})。使用方程式 4 来计算顶部和底部反馈电阻，分别表示为 R_{FBT} 和 R_{FBB}。

$$R_{FBT} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right) \times R_{FBB} \tag{4}$$

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 LM5190 睡眠电流（典型值 15μA）。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。

6.3.10 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 LM5190 电压基准和最短可控开关节点脉冲宽度 $t_{ON(min)}$。

Copyright © 2024 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 5。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > t_{ON(min)} \times f_{SW} \tag{5}$$

其中

- $t_{ON(min)}$ 为 26ns（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，LM5190 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 6、方程式 7 来检查电压转换率。

$$\frac{5V}{24V} > 26ns \times 2.1MHz \tag{6}$$

$$0.208 > 0.055 \tag{7}$$

对于宽 V_{IN} 应用和低输出电压，一种替代方案是减小 LM5190 开关频率来满足方程式 5 的要求。

6.3.11 电感器电流检测（ISNS+、VOUT）

分流电流检测实现 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 LM5190 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 8 来计算分流电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS-TH}}{I_{out(CL)} + \frac{\Delta I_L}{2}} \tag{8}$$

其中

- V_{CS-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。

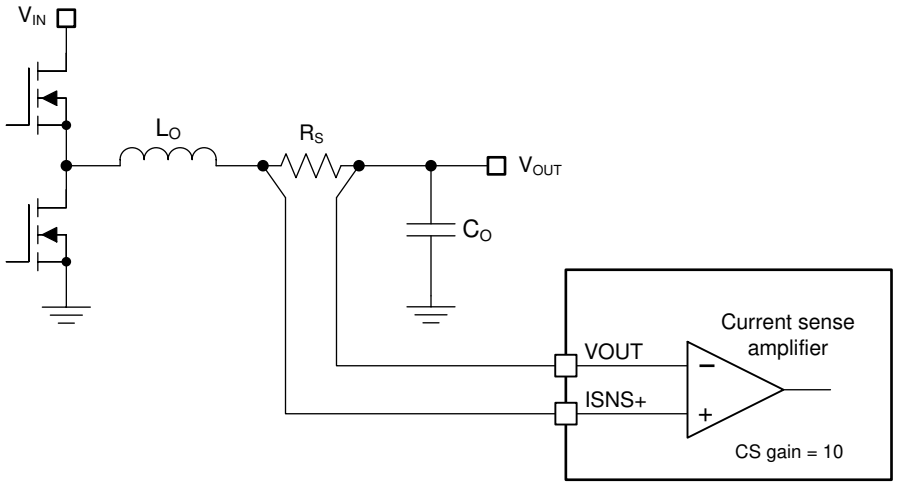


图 6-3. 分流电流检测实现

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

如果稳压器处于过流状态或输出处于 CC 模式运行的 UV（欠压）状态，则软启动电压会钳位在 FB 以上 60mV。必须发生八个过流事件，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。

6.3.12 电压环路误差放大器

在电压环路中，LM5190 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。放大器的跨导为 1000µS。电压环路误差放大器仅在内部最小功能块 IMIN 选择器选择来自电压环路误差放大器的电流时才接管控制。有关恒流恒压运行的更多详细信息，请参阅节 6.3.14。

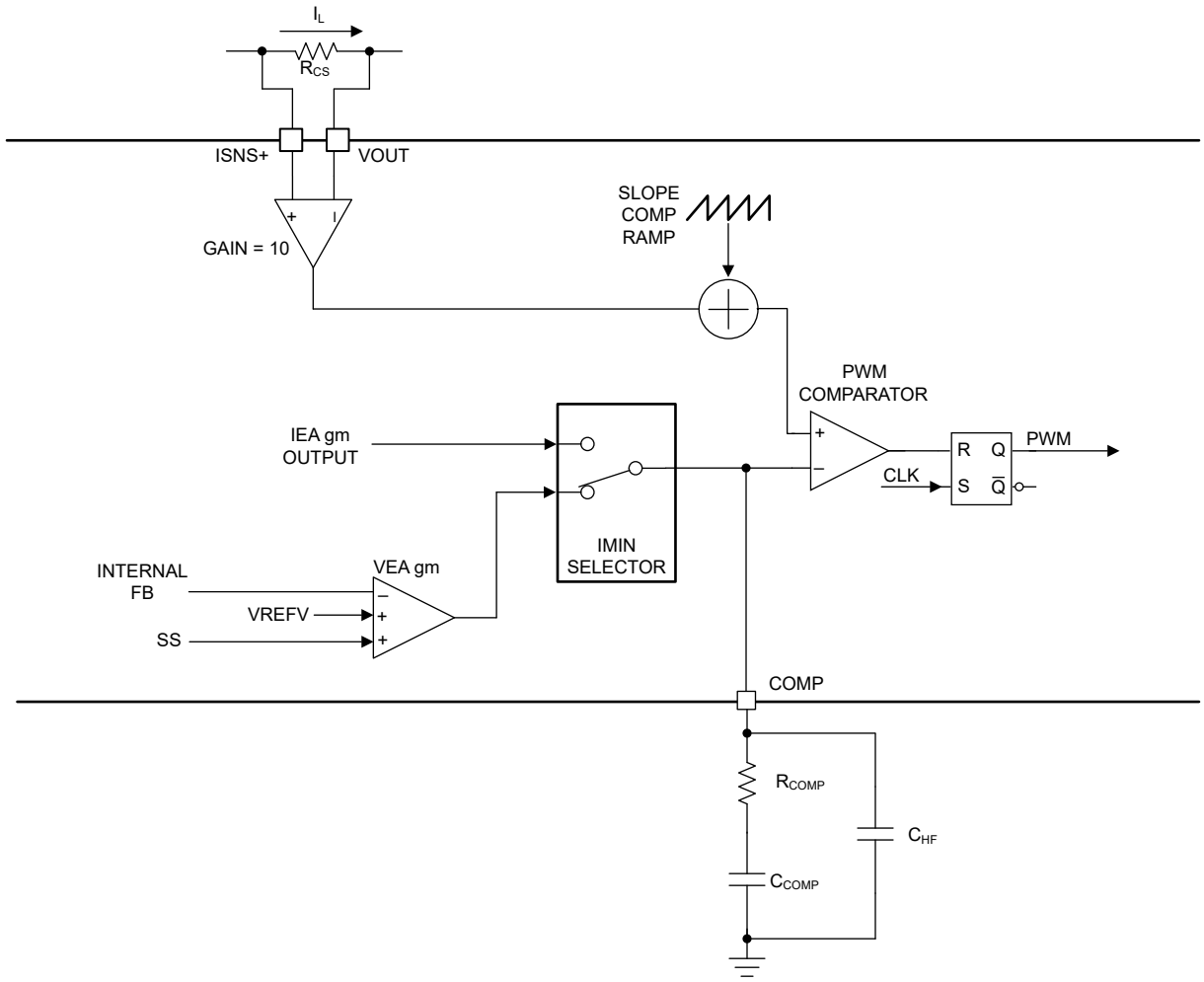


图 6-4. 电压环路功能方框图

峰值电流模式控制通常建议采用 II 型补偿网络。

6.3.13 电流监测器、可编程电流限制和电流环路误差放大器（IMON/ILIM，ISET）

在电流环路中，LM5190 具有高增益跨导放大器，该放大器会产生与 IMON 电压和内部精密基准 (1V) 之差成比例的误差电流。放大器的跨导为 1000µS。电流环路误差放大器仅在内部最小功能块 IMIN 选择器选择来自电流环路误差放大器的电流时才进行控制。有关恒流恒压运行的更多详细信息，请参阅节 6.3.14。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

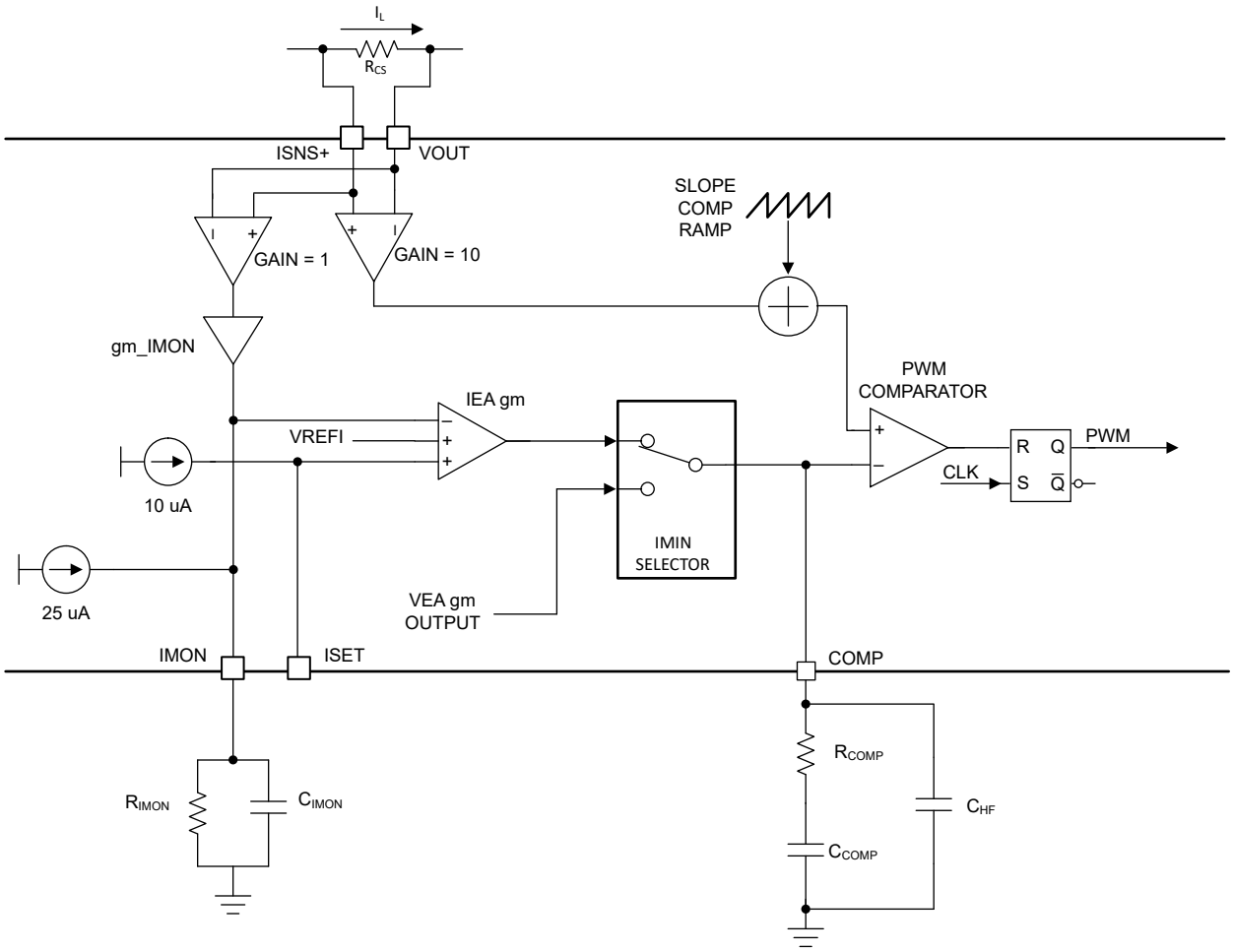


图 6-5. 电流环路功能方框图

R_{IMON} 用于对 CC 调节目标进行编程。CC 调节目标通常定义为小于电感器电流检测（ISNS+、VOUT）中逐周期峰值电流限制定义的最大电流。R_{IMON} 由方程式 9 选择。

$$R_{IMON} = \frac{V_{refI}}{R_{CS} \times g_{m_IMON} \times I_{CC} + I_{IMON_offset}} \tag{9}$$

其中

- V_{refI} 为 1V（典型值）。
- R_{CS} 是电流检测电阻。
- g_{m_IMON} 是 2μA/mV 的电流监测器增益。
- I_{CC} 是 CC 调节目标。
- I_{IMON_offset} 是 25μA 的 IMON 失调电流。

C_{IMON} 用于与 R_{IMON} 构成 RC 滤波器，并滤除检测到的电感器电流纹波，以实现平均电流调节。C_{IMON} 还设置电流环路的响应。选择 R_{IMON} 和 C_{IMON} 后，当稳压器在 CV 环路中运行时，可以使用 IMON/ILIM 多功能引脚作为电流监测器。可以使用方程式 10 来从 IMON/ILIM 电压读取平均电感器电流。

$$I_{AVG} = \frac{\frac{V_{IMON}}{R_{IMON}} - I_{IMON_offset}}{R_{CS} \times g_{m_IMON}} \tag{10}$$

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

其中，V_{IMON} 是 IMON/ILIM 引脚上的电压，I_{AVG} 是平均电感器电流。在 IMON/ILIM 引脚引入直流失调电流是为了将空载信号提高到高于可能的接地本底噪声。

ISET 可用于对 CC 调节电流进行动态编程。通过在 ISET 上施加外部电压可以通过方程式 11 设置 CC 调节电流。

$$V_{ISET} = R_{IMON} \times \left(I_{CCset} \times R_{CS} \times g_{m_{IMON}} + I_{IMON_offset}\right) \quad (11)$$

其中，I_{CCset} 是 ISET 所需编程的平均电流。仅当 ISET 电压小于 V_{refl}（典型值为 1V）时，ISET 才起作用。ISET 具有典型值为 10μA 的内部电流源，因此 ISET 可与该引脚上的电容器一起使用，以在 CC 瞬变期间实现电流软启动，例如超级电容器和电池充电条件。如果需要，请从外部对该 ISET 电容器放电。由于此内部电流源，连接到 ISET 和 AGND 的电阻器也可以确定 ISET 上的电压。

6.3.14 双环路架构

节 6.3.12 和节 6.3.13 中分别讨论了电压环路运行和电流环路运行。为了在 CC 和 CV 运行之间实现无缝转换，双环路架构使用了称为 IMIN 选择器的最小功能块。要将 LM5190 作为 CV 中的正常降压模块，请将 IMON 引脚接地并将 ISET 引脚保持断开。

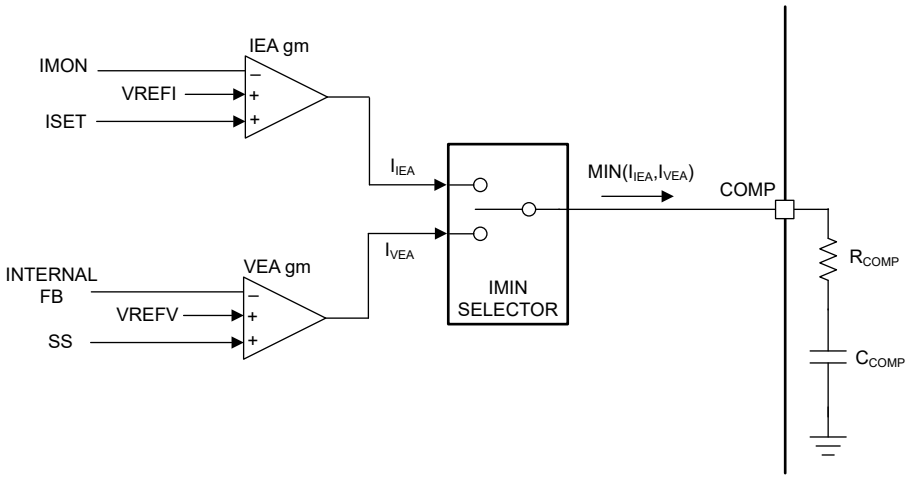


图 6-6. 双环路架构

6.3.15 PWM 比较器

PWM 比较器会将经检测并放大后的电感器电流与斜率补偿斜坡之和与 COMP 引脚电压减去 0.6V 内部偏移进行比较，如果经检测并放大后的电感器电流与斜率补偿斜坡之和大于 COMP 引脚电压减去 0.6V 内部偏移，则终止当前周期。

6.3.16 斜率补偿

LM5190 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 12 计算降压电感，从而提供等于电感器下降斜率的斜率补偿。

$$L_{O-IDEAL}\left[\mu H\right] = \frac{V_{OUT}\left[V\right] \times R_{CS}\left[m\Omega\right]}{45 \times f_{SW}\left[MHz\right]} \quad (12)$$

- 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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

6.3.17 断续模式电流限制

LM5190 包含内部断续模式保护功能。在 512 个周期的逐周期峰值电流限制后，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。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。当计数器达到 16384 后，内部软启动会启用，而输出会重新启动。

6.3.18 高侧和低侧栅极驱动器（HO、LO）

LM5190 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 µ F 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 1.5V（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 1.5V 以下。这项技术确保任何尺寸的 N 沟道 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 13 所示。

$$C_{BOOT} = \frac{Q_G}{\Delta V_{CBOOT}} \tag{13}$$

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。所选 FET 应确保最小输入电源电压高于 FET 的栅极平坦区域电压加上 0.5V，以便 FET 导通时在欧姆区域工作。

当 LM5190 配置的目标输出电压低于 7.5V 时，内部自举 UV 电路可以通过 SW 引脚提供 25uA 的电流。在轻载或空载条件下，反馈分压器的电阻不足以灌入额外的电流，需要一些虚拟负载来释放输出电容器上的电荷。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

6.4 器件功能模式

6.4.1 睡眠模式

LM5190 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 LM5190 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 LM5190 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 FPWM/SYNC 连接至 AGND）。

当输出为 12V 时，睡眠模式下的典型控制器 I_Q 为 15 μA。

6.4.2 强制 PWM 模式和同步 (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。LM5190 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。

FPWM/SYNC 引脚可配置二极管仿真模式和强制 PWM 模式。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 FPWM/SYNC 连接到 AGND。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，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 LM5190 与外部源同步，请向 FPWM/SYNC 引脚施加逻辑电平时钟。LM5190 可同步至已编程频率的 ±20%，最大为 2.5MHz。当 LM5190 在同步模式下运行时，LM5190 以 FPWM 模式运行。如果 AGND 上连接了 RT 电阻器并存在同步信号，LM5190 会忽略 RT 电阻器并与外部时钟同步。如果 VCC 上连接了一个 RT 电阻器并存在同步信号，则同步信号将被忽略，LM5190 会使用 DRSS 以 RT 定义的频率运行。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。

6.4.3 热关断

LM5190 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 © 2024 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 在典型输入电压下为最大直流输出电流的 30% 至 50%。使用方程式 14 选择电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_L \times f_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (14)$$

请查看电感器数据表，以确保电感器的饱和电流超过具体设计的电感器峰值电流。铁氧体磁芯具有非常低的内芯损耗，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。低电感器内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。

7.1.1.2 输出电容器

输出电容器与控制环路响应相结合，可确保输出电压保持在动态瞬态容差规格范围内。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，输出电容器的等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL) 优先于对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负载瞬态事件。通常，陶瓷电容器提供低 ESR 来减少输出电压纹波和噪声尖峰，而钽电容器或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。

图 7-1 从概念上展示了负载降压和负载升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 © 2024 Texas Instruments Incorporated

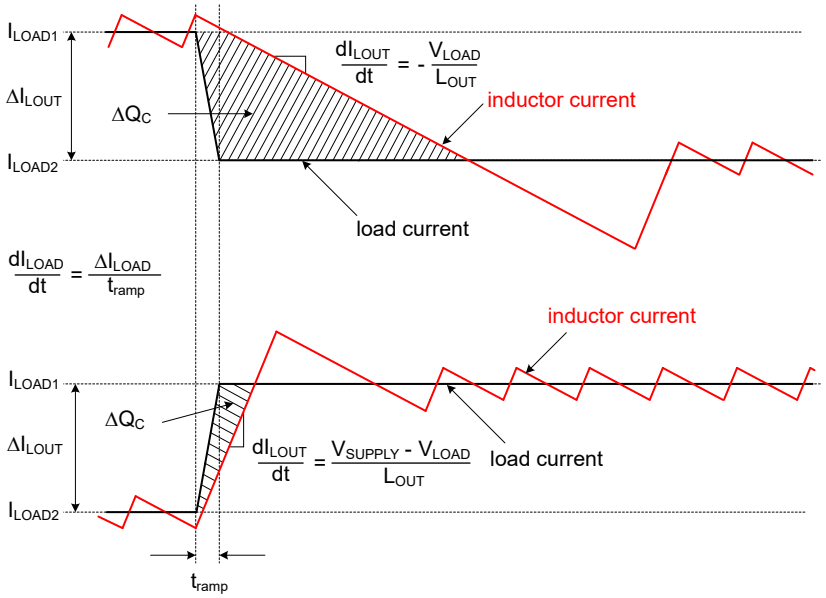


图 7-1. 显示 C_{OUT} 电荷过剩或不足的负载瞬态响应表示

例如，在 12V 输入到 3.3V 输出电压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%，而占空比折叠至零时的大信号电感电流压摆率约为 $-V_{LOAD}/L_{OUT}$。与负载导通瞬态相比，电感器电流需要更长的时间才能转换至所需的电平。输出电容器中的过剩电荷会导致输出电压过冲。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最大限度地减少电压过冲。

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_{LOAD} 提供），输出电容必须大于以下值：

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

根据 ΔV_{LOAD} 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 16 中所示值的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_{LOUT}}{8 \times f_{SW} \times \sqrt{\Delta V_{LOAD}^{2} - (R_{ESR} \times \Delta I_{LOUT})^{2}}} \tag{16}$$

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 16 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。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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

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。

$$I_{CIN,rms} = \sqrt{D \times \left({I_{LOAD}}^2 \times (1 - D) + \frac{{\Delta I_{LOUT}}^2}{12} \right)} \quad (17)$$

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_{LOAD} – I_{SUPPLY}) 的电流，并在 1–D 期间灌入振幅为 I_{SUPPLY} 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。

$$\Delta V_{SUPPLY} = \frac{I_{LOAD} \times D \times (1 - D)}{f_{SW} \times C_{IN}} + I_{LOAD} \times R_{ESR} \quad (18)$$

可以根据 ΔV_{SUPPLY} 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。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{LOAD}}{f_{SW} \times (\Delta V_{SUPPLY} - I_{LOAD} \times R_{ESR})} \quad (19)$$

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。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。

影响功率 MOSFET 选择的主要参数如下：

- 7.5V 时的 $R_{DS(on)}$。
- 漏源电压额定值，BV_{DSS}。
- 7.5V 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。为了充分增强 MOSFET，米勒平坦区域电压必须比栅极驱动振幅低 2V 至 3V，尤其是在最小输入电压下。

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)	$P_{cond1} = D \times \left({I_{LOAD}}^2 + \frac{{\Delta I_{LOUT}}^2}{12} \right) \times R_{DS(on)1}$ (20)	$P_{cond2} = D' \times \left({I_{LOAD}}^2 + \frac{{\Delta I_{LOUT}}^2}{12} \right) \times R_{DS(on)2}$ (21)

Copyright © 2024 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	$P_{sw1} = \frac{V_{SUPPLY} \times f_{SW}}{2} \times \left[\left(I_{LOAD} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2}\right) \times t_R + \left(I_{LOAD} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2}\right) \times t_F\right]$ (22)	可忽略
MOSFET 栅极驱动(1)	$P_{gate1} = V_{CC} \times f_{SW} \times Q_{G1}$ (23)	$P_{gate2} = V_{CC} \times f_{SW} \times Q_{G2}$ (24)
MOSFET 输出电荷(4)	$P_{Coss} = f_{SW} \times (V_{SUPPLY} \times Q_{OSS2} + E_{oss1} - E_{oss2})$ (25)	
体二极管导通	不适用	$P_{condBD} = V_F \times f_{SW} \times \left[\left(I_{LOAD} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2}\right) \times t_{dt1} + \left(I_{LOAD} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2}\right) \times t_{dt2}\right]$ (26)
体二极管反向恢复(5)	$P_{RR} = V_{SUPPLY} \times f_{SW} \times Q_{RR2}$ (27)	

(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器件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，但此损耗会被 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。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，器件及其自适应栅极驱动时序会尽可能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。

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。

$$Z_{IN} = \left| -\frac{V_{SUPPLY(MIN)}^2}{P_{SUPPLY}} \right| \quad (28)$$

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 L_F 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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

- 计算输入滤波器电容 C_F。

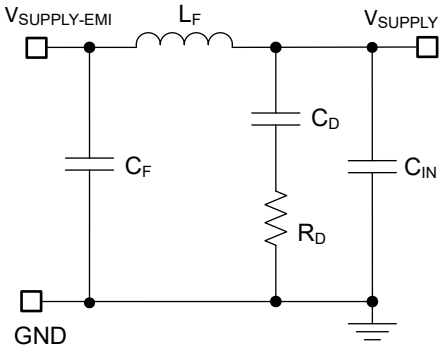


图 7-2. 降压稳压器的无源 π 级 EMI 滤波器

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），可以得出一个公式来获取所需的衰减，具体如方程式 29 所示。

$$Attn = 20\log\left(\frac{I_{LOUT(PEAK)}}{\pi^2 \times f_{SW} \times C_{IN}} \times \sin(\pi \times D_{MAX}) \times \frac{1}{1\mu V}\right) - V_{MAX} \quad (29)$$

其中

- V_{MAX} 是适用传导 EMI 规格允许的 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。
- $I_{LOUT(PEAK)}$ 是峰值电感器电流。

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 30 确定无源 EMI 滤波器电容 C_F。

$$C_F = \frac{1}{L_F}\left(\frac{10^{\frac{|Attn|}{40}}}{2\pi \times f_{SW}}\right)^2 \quad (30)$$

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 31 给出。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_F \times C_F}} \quad (31)$$

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_F 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 32 所给出的输入阻尼值。

$$C_D \geq 4 \times C_{IN} \quad (32)$$

可使用方程式 33 选择输入阻尼电阻 R_D。

$$R_D = \sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} \quad (33)$$

Copyright © 2024 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 $R_{O(EA)}$ 和有效带宽限制电容 C_{BW} 设置，如方程式 34 中所示。

$$G_{EA}(s) = -\frac{g_{m(EA)} \times R_{O(EA)}}{1 + s \times R_{O(EA)} \times C_{BW}} \tag{34}$$

上述表达式中忽略了 EA 高频极点。方程式 35 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。

$$G_{COMP}(s) = \frac{V_{COMP}(s)}{V_{LOAD}(s)} = -\frac{V_{REF}}{V_{LOAD}} \times \frac{g_m \times R_{O(EA)} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{P2}}\right)} \tag{35}$$

其中

- V_{REF} 是反馈电压基准。
- $g_{m(EA)}$ 是 1mS 的 EA 增益跨导。
- $R_{O(EA)}$ 是 70MΩ 的误差放大器输出阻抗。

$$\omega_{Z1} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \tag{36}$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{R_{O(EA)} \times (C_{COMP} + C_{HF} + C_{BW})} \cong \frac{1}{R_{O(EA)} \times C_{COMP}} \tag{37}$$

$$\omega_{P2} = \frac{1}{R_{COMP} \times (C_{COMP} || (C_{HF} + C_{BW}))} \cong \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \tag{38}$$

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} << $R_{O(EA)}$ 且 C_{COMP} >> C_{BW} and C_{HF}，因此近似值有效。

LM5190 使用 FB 作为检测输出电压的反馈引脚。如果本地接地和远程输出接地之间存在接地偏移，则会因检测误差而产生调节误差。在这种情况下，AGND 引脚可与 FB 引脚配合使用，以提供更精确的调节。LM5190 允许 AGND 相对于 PGND 的典型偏差高达 +/-300mV。

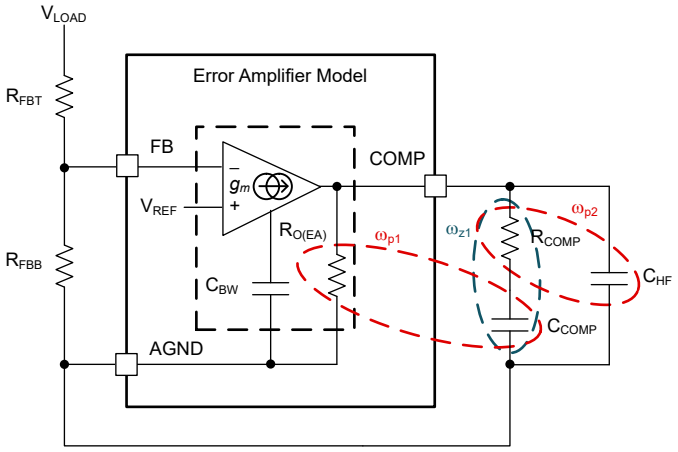


图 7-3. 误差放大器和补偿网络

7.2 典型应用

7.2.1 高效 400kHz CC-CV 稳压器

图 7-4 展示了 CC-CV 降压稳压器的典型原理图。在该示例中，CV 调节目标为 12V，CC 调节目标为 8A。输入电压为 48V 时，满载效率为 95%。开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 400kHz。将 12V 输出连接到 BIAS 来降低 IC 偏置功耗并提高效率。

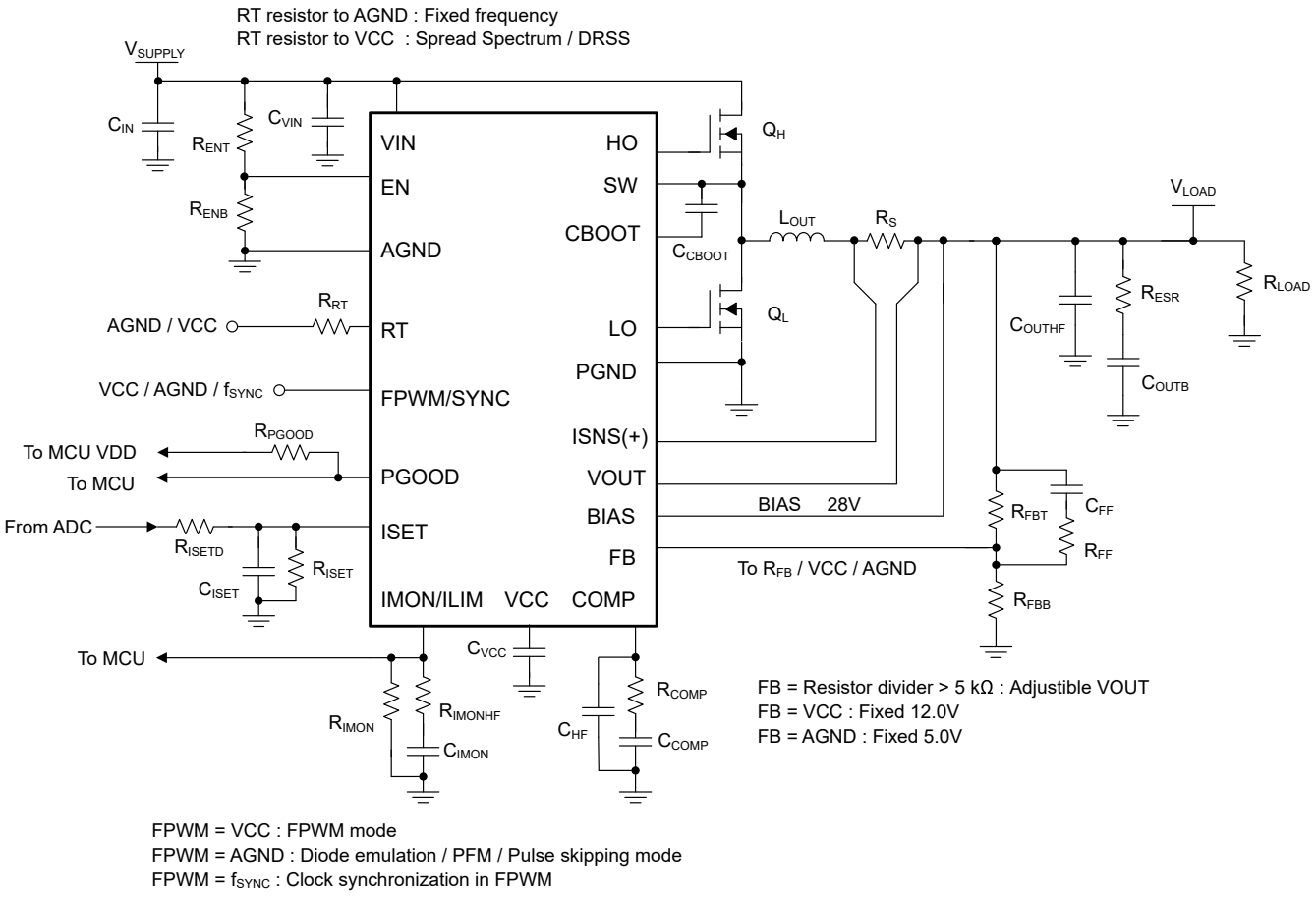


图 7-4. 典型 CC-CV 降压稳压器电路

备注

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 7.3。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

7.2.1.1 设计要求

表 7-2 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
输入工作范围	15V、48V、72V (最小值、典型值、最大值)
CV 调节目标	12V
CC 调节目标	8A
开关频率	400kHz

开关频率由电阻器 R_{RT} 设定为 400KHz。在控制环路性能方面，目标环路交叉频率为 28kHz 并且相位裕度大于 60°。

7.2.1.2 详细设计过程

使用快速入门计算器可加快基于器件规格为给定应用设计稳压器的过程。下载 *LM25190-LM5190-DESIGN-CALC* 快速入门计算器，了解详细的设计过程。

有关推荐的元件和典型应用曲线，请参阅 *LM5190-Q1 CCCV 降压控制器评估模块* EVM 用户指南。

7.2.1.2.1 降压电感器

1. 使用方程式 39 根据标称输入电压调节下的 40% 电感器纹波电流来计算所需的降压电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_L \times f_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = \frac{12}{3.2 \times 400k} \times \left(1 - \frac{12}{48}\right) = 7.0\mu H \quad (39)$$

2. 选择 6.8µH 的标准电感器值来考虑模压电感器电流的有效电感降额。使用方程式 40 来计算最大稳态输入电压条件下的电感器峰值电流。

$$I_{LO(PK)} = I_{LOAD} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}}{2 \times L_O \times f_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) = 8 + \frac{3.676}{2} = 9.84A \quad (40)$$

3. 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，该器件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。使用方程式 41 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。

$$L_{O(MIN)} = \frac{V_{OUT} \times R_S}{0.08 \times f_{SW}} = \frac{12 \times 5m}{0.08 \times 400k} = 1.87\mu H \quad (41)$$

7.2.1.2.2 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 20% 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 42 计算电流检测电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS-TH}}{1.2 \times I_{LO(PK)}} = \frac{60m}{1.2 \times 9.84} = 5.08m\Omega \quad (42)$$

2. 为分流电阻器都选择 5mΩ 的标准电阻值。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该器件。
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} 为 75ns 的总传播延迟，请使用方程式 43 来计算输出短接时最差情况下的电感器峰值电流。

$$I_{LO-PK(SC)} = \frac{V_{CS-TH(MAX)}}{R_S} + \frac{V_{IN(MAX)} \times t_{DELAY}}{L_O} = \frac{68m}{5m} + \frac{72 \times 75n}{6.8\mu} = 14.4A \quad (43)$$

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

6. 根据此结果，选择在整个工作温度范围内饱和电流大于 14.4A 的电感器。

7.2.1.2.3 输出电容器

1. 假定负载瞬态偏差规格为 3%，使用方程式 44 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。

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{LOAD}^2}{(V_{LOAD} + \Delta V_{OVERSHOOT})^2 - V_{LOAD}^2} = \frac{6.8\mu \times 8^2}{(12 + 12 \times 0.03)^2 - 12^2} = 49.6\mu F \quad (44)$$

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 22µF、25V、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 45 来估算标称输入电压条件下的峰峰值输出电压纹波。

$$\Delta V_{OUT} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}\right)^2 + (R_{ESR} \times \Delta I_L)^2} = \sqrt{\left(\frac{3.676}{8 \times 400k \times 62u}\right)^2 + (1m \times 3.676)^2} = 19mV \quad (45)$$

其中

- R_{ESR} 为输出电容器的有效等效串联电阻 (ESR)。
- 12V 时总有效（降额）陶瓷输出电容为 62µF。

4. 使用方程式 46 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。

$$I_{CO(RMS)} = \frac{\Delta I_{LOUT}}{\sqrt{12}} = \frac{3.676}{\sqrt{12}} = 1.06A \quad (46)$$

7.2.1.2.4 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 47 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。

$$I_{CIN,rms} = \sqrt{D \times \left(I_{LOAD}^2 \times (1 - D) + \frac{\Delta I_{LOUT}^2}{12}\right)} = \sqrt{0.5 \times \left(8^2 \times (1 - 0.5) + \frac{3.676^2}{12}\right)} = 4.1A \quad (47)$$

3. 使用方程式 48 来查找所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{LOAD}}{f_{SW} \times (\Delta V_{SUPPLY} - I_{LOAD} \times R_{ESR})} = \frac{0.5 \times (1 - 0.5) \times 8}{400k \times (0.25 - 8 \times 1m)} = 21\mu F \quad (48)$$

其中

- ΔV_{SUPPLY} 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，选择六个 4.7µF、100V、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 7.4.1.1。
5. 在高侧 MOSFET 附近放置六个 10nF、100V、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 7.4.1。

7.2.1.2.5 频率设置电阻器

可以使用方程式 49 来计算 400kHz 开关频率时的 RT 电阻。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

$$R_{RT} = \frac{\frac{10^{12}}{f_{SW}} - 59k}{41} = \frac{\frac{10^{12}}{400k} - 59k}{41} = 59.5k\Omega \quad (49)$$

7.2.1.2.6 反馈电阻

如果需要 5.0V 或 12V 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 50 确定反馈电阻。

$$R_{FBT} = R_{FBB} \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right) = 7.15k \times \left(\frac{12}{0.8} - 1\right) = 100k\Omega \quad (50)$$

7.2.1.3 应用曲线

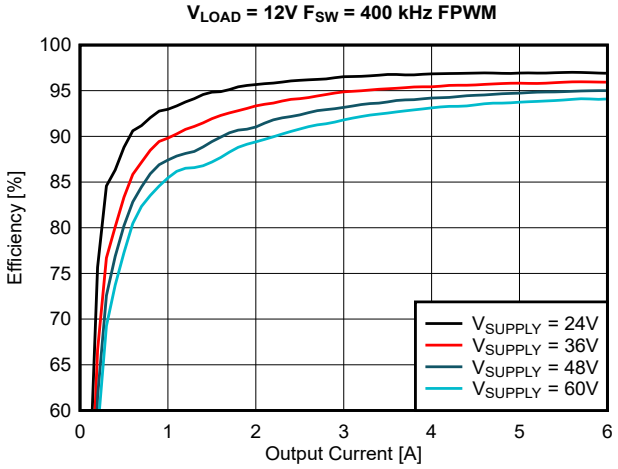


图 7-5. FPWM 模式效率，线性标度

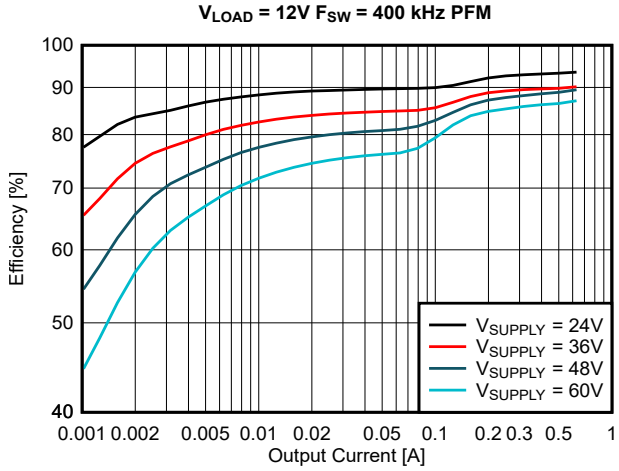


图 7-6. PFM 模式效率，对数标度

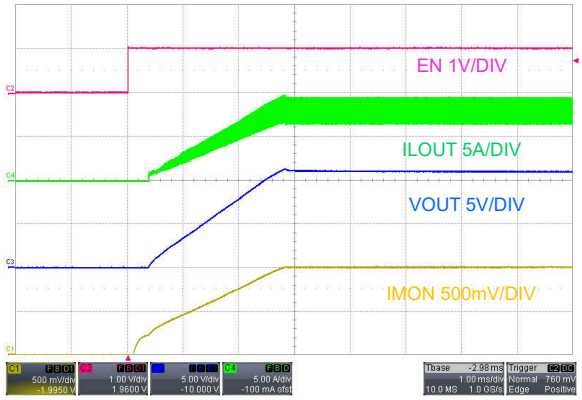


图 7-7. 启动，EN 开启，V_{SUPPLY} = 48V，I_{LOAD} = 8A 电阻负载

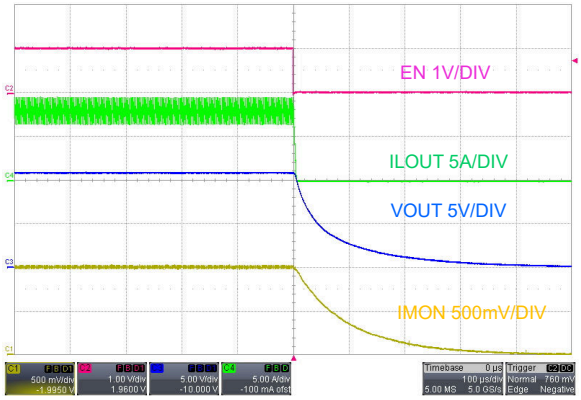


图 7-8. 关断，EN 关闭，V_{SUPPLY} = 48V，I_{LOAD} = 8A 电阻负载

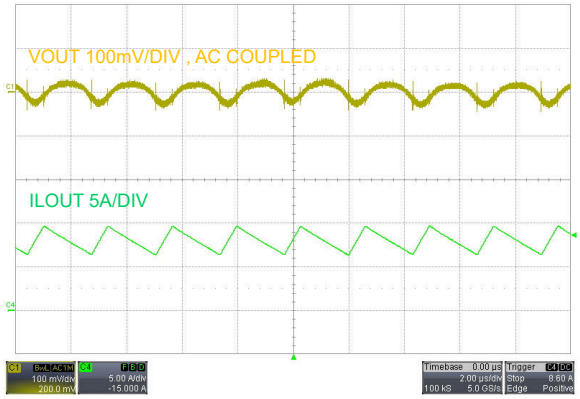


图 7-9. 输出纹波，V_{SUPPLY} = 48V，I_{LOAD} = 8A

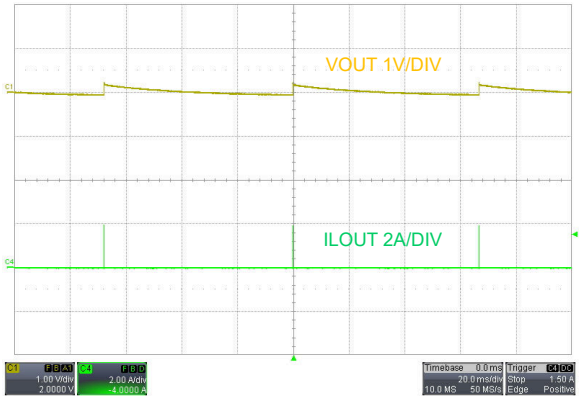


图 7-10. PFM 模式、V_{SUPPLY} = 48V、I_{LOAD} = 0A 条件下的空载运行

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

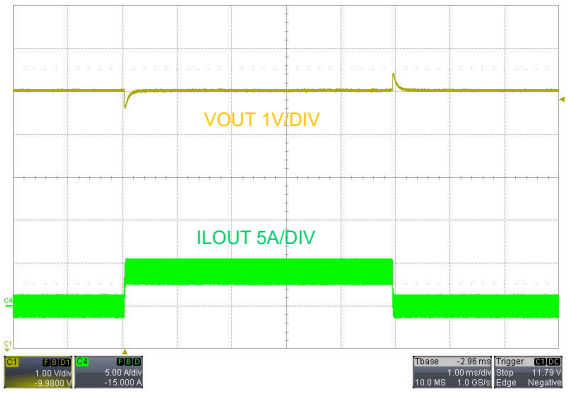


图 7-11. V_{SUPPLY} = 48V、FPWM、从 0A 变为 4A 时的负载瞬态响应

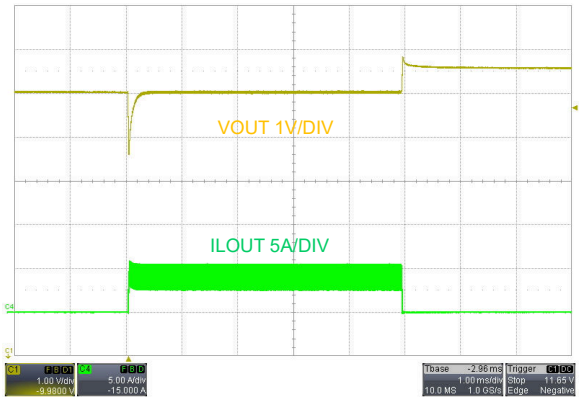


图 7-12. V_{SUPPLY} = 48V、PFM、从 0A 变为 4A 时的负载瞬态响应

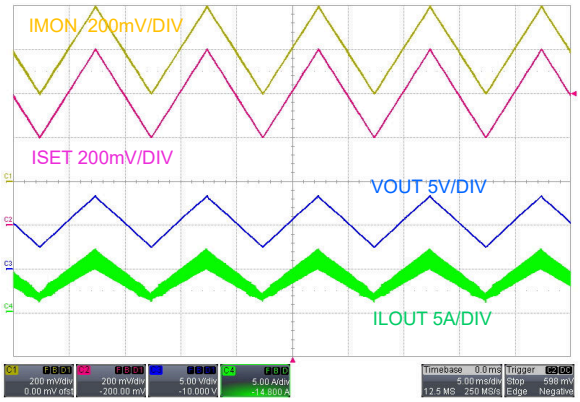


图 7-13. ISET 调制，V_{SUPPLY} = 48V，R_{LOAD} = 1.35 Ω

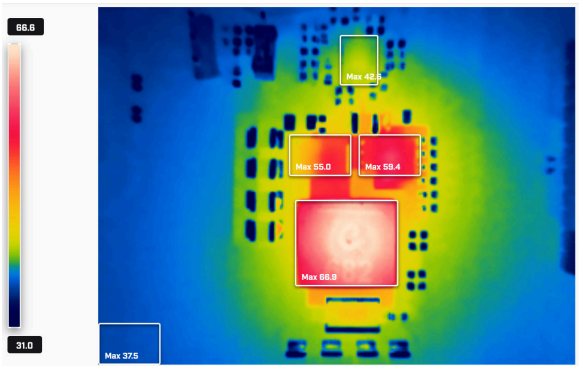


图 7-14. V_{SUPPLY} = 48V，I_{LOAD} = 8A，T_A = 25°C，无气流

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

7.3 电源相关建议

该器件设计为可在宽输入电源电压范围内运行。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源电流。可以使用方程式 51 来估算平均输入电源电流。

$$I_{SUPPLY} = \frac{V_{LOAD} \times I_{LOAD}}{V_{SUPPLY} \times \text{Efficiency}} \quad (51)$$

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，该电路都会导致稳压器输入端处出现过压瞬态。寄生电阻会在负载瞬变期间导致输入电源电压下降。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。

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* 应用报告提供了一些为任何开关稳压器设计输入滤波器时的实用建议。

7.4 布局

7.4.1 布局指南

在高电流快速开关电路中，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。降压稳压器功率级的高功率开关环路由图 7-15 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 3 和 4 表示）也很重要。

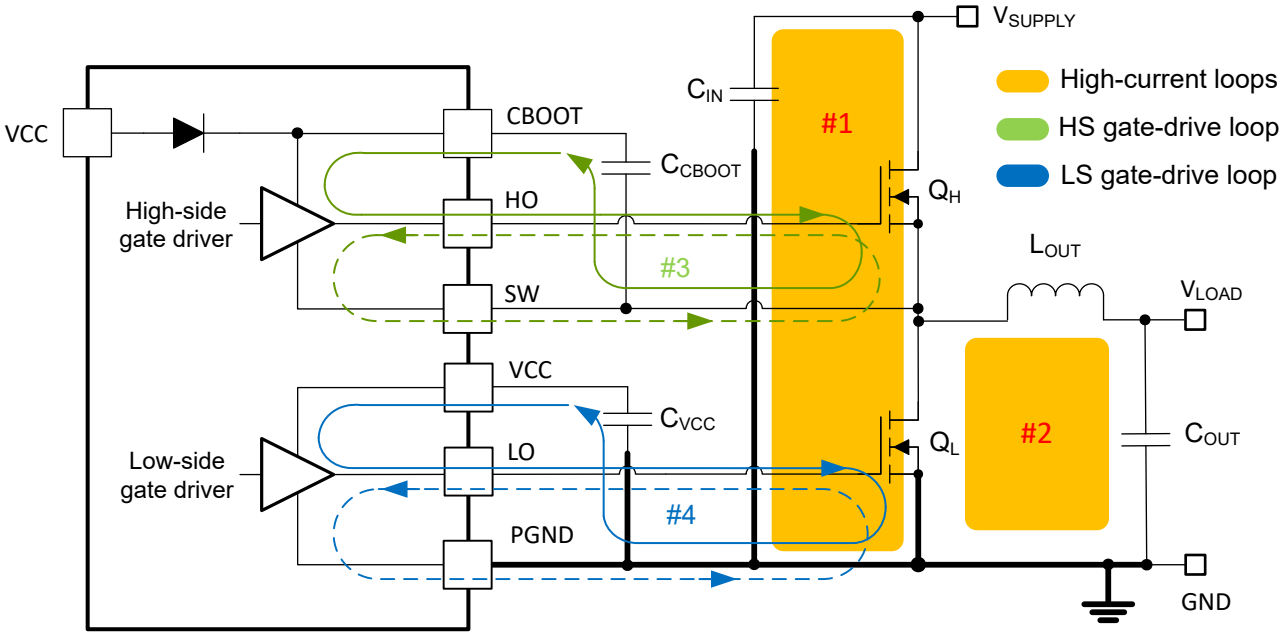


图 7-15. 具有功率级和栅极驱动电路开关环路的直流/直流稳压器接地系统

7.4.1.1 功率级布局

- 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。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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

- 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。其对应的路径是从输入电容器到高侧和低侧 MOSFET，然后再通过接地连接回到输入电容器。将输入电容器负端子连接到低侧 MOSFET 的源极附近。同样，将输入电容器正端子连接到高侧 MOSFET 的漏极附近。
  - 环路 2：环路 2 不像环路 1 那么重要。其对应的路径是从低侧 MOSFET 到电感器和输出电容器，再通过接地线回到低侧 MOSFET 的源极。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 MOSFET 的源极、低侧 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。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 (> 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。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

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 3：高侧 MOSFET，Q_H。在高侧 MOSFET 导通期间，大电流从自举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。
- 环路 4：低侧 MOSFET，Q_L。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。

在使用高速 MOSFET 栅极驱动电路进行设计时，TI 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高达几安培。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 迹线作为差分对从器件布放到高侧 MOSFET，从而充分利用磁通抵消。另外，将 LO 迹线和 PGND 迹线/铜面积作为差分对从器件布放到低侧 MOSFET，从而充分利用磁通抵消。
- 将自举电容器 C_{CBOOT} 靠近器件的 CBOOT 和 SW 引脚放置，从而尽可能地减少与高侧驱动器相关联的环路 3 面积。类似地，将 VCC 电容器 C_{VCC} 靠近器件的 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 4 面积。

7.4.1.3 PWM 控制器布局

将器件尽可能地靠近功率 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/模拟迹线，并使用接地平面来提供噪声屏蔽。
- 将与 COMP、FB、ISNS+、IMON、ISET 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 检测迹线，从而更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。
- 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器件放置。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

7.4.1.4 热设计和布局

对于集成栅极驱动器和辅助电源 LDO 稳压器的 PWM 控制器，以下方面会极大地影响其工作温度范围：

- 功率 MOSFET 的平均栅极驱动电流要求
- 开关频率
- 工作输入电源电压（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。

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。封装的外露焊盘热连接到器件的基板。此连接可以显著改善散热，并且 PCB 设计必须采用导热焊盘、散热通孔和接地平面，以构成完整的散热系统。器件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。

7.4.1.5 接地平面设计

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。在外露焊盘上连接器件的 PGND 和 AGND 引脚，然后使用外露焊盘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，因此适合放置一些敏感的模拟迹线。

7.4.2 布局示例

图 7-16 展示了具有分立功率 MOSFET 的同步降压稳压器的布局示例。该设计采用内层作为顶层正下方的电源环路返回路径，以构成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。

高频电源环路电流通过 MOSFET，经由内层的电源接地平面，然后通过 0603/1210 陶瓷电容器返回至 VIN。

六个 0603 外壳尺寸电容器并联放置在非常靠近高侧 MOSFET 的漏极处。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过孔连接到内层接地平面，从而尽可能地减少寄生环路电感。

用于提高抗噪性和降低 EMI 的附加准则如下：

- 将 PGND 直接连接到低侧 MOSFET 和电源接地。将 AGND 直接连接到敏感模拟元件的模拟接地平面。AGND 的模拟接地平面与 PGND 的电源接地平面都必须在器件正下方单点连接至裸露焊盘。
- 使用较短的铜连接（无过孔）将 MOSFET 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 © 2024 Texas Instruments Incorporated

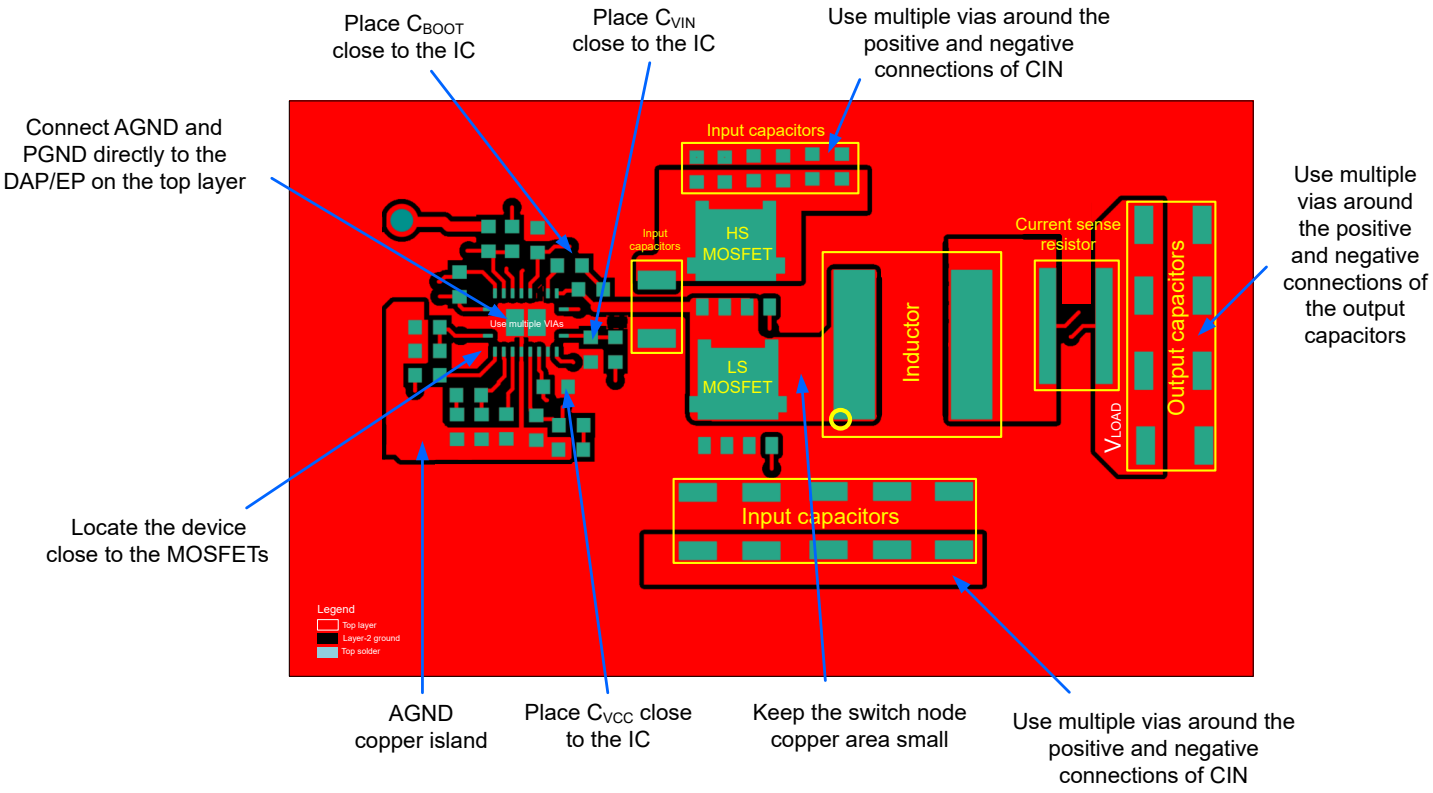

Place C_{BOOT} close to the IC
Place C_{VIN} close to the IC
Use multiple vias around the positive and negative connections of CIN
Connect AGND and PGND directly to the DAP/EP on the top layer
Use multiple vias around the positive and negative connections of the output capacitors
Locate the device close to the MOSFETs
AGND copper island
Place C_{VCC} close to the IC
Keep the switch node copper area small
Use multiple vias around the positive and negative connections of CIN
Input capacitors
HS MOSFET
LS MOSFET
Inductor
Current sense resistor
Output capacitors
V_{LOAD}
Use multiple VIAs
Legend
Top layer
Layer-2 ground
Top solder

图 7-16. PCB 顶层

8 器件和文档支持

8.1 器件支持

8.1.1 开发支持

相关开发支持，请参阅以下文档：

- 有关 TI 的参考设计库，请访问 TI Designs
- 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*

8.2 文档支持

8.2.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

- EVM 用户指南：
  - *LM5190-Q1 CCCV 降压控制器评估模块用户指南*
- 应用手册：
  - *“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*
  - *AN-2162 轻松解决直流/直流转换器的传导 EMI 问题*
- 模拟设计期刊：
  - *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：
  - *电源的传导 EMI 规格概述*
  - *电源的辐射 EMI 规格概述*
  - *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*

8.2.1.1 PCB 布局资源

- 应用手册：
  - *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*
  - *AN-1149 开关电源布局指南*
  - *AN-1229 Simple Switcher PCB 布局指南*
  - *使用 LM4360x 和 LM4600x 简化低辐射 EMI 布局*
- 研讨会：
  - *构建电源 - 布局注意事项*

8.2.1.2 热设计资源

- 应用手册：
  - *AN-2020 热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛*
  - *AN-1520 外露焊盘封装实现最佳热阻的电路板布局布线指南*
  - *半导体和 IC 封装热指标*
  - *使用 LM43603 和 LM43602 简化热设计*
  - *PowerPAD™ 热增强型封装*
  - *PowerPAD 速成*
  - *使用新的热指标*

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

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

TI E2E™ is a 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

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

日期	修订版本	注释
November 2024	*	初始发行版

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 © 2024 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)
LM5190RGYR	Active	Production	VQFN (RGY) | 19	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 150	LM5190 RGY
LM5190RGYR.A	Active	Production	VQFN (RGY) | 19	3000 | LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 150	LM5190 RGY

(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 LM5190 :

- Automotive : LM5190-Q1

NOTE: Qualified Version Definitions:

- Automotive - Q100 devices qualified for high-reliability automotive applications targeting zero defects

GENERIC PACKAGE VIEW

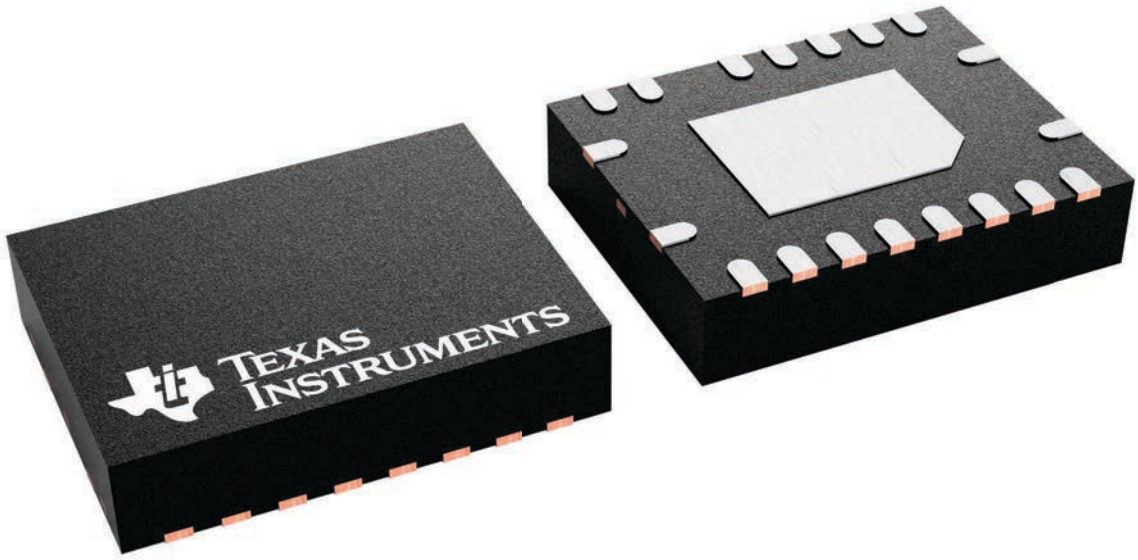
RGY 19

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.



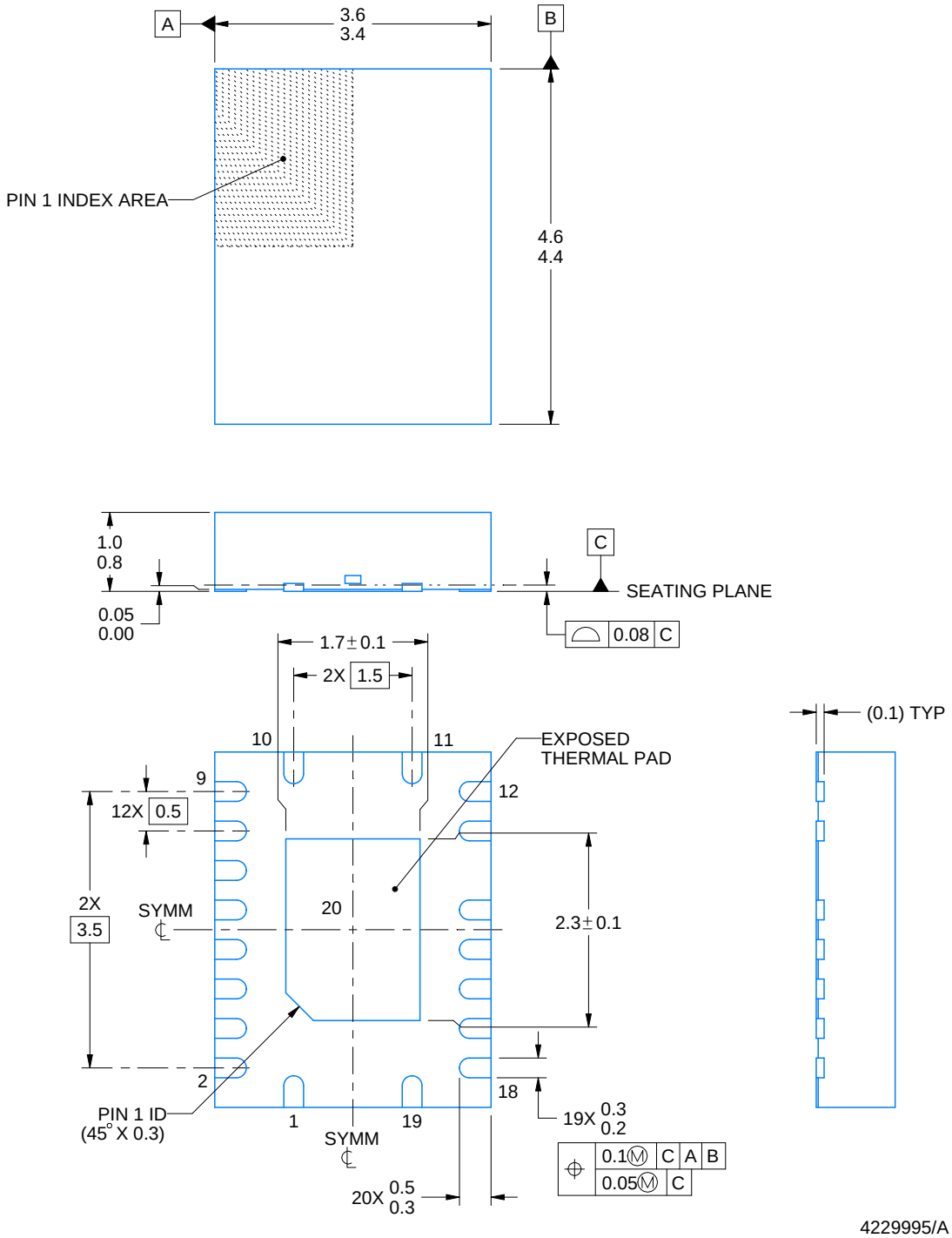
4230073/A

PACKAGE OUTLINE

RGY0019A

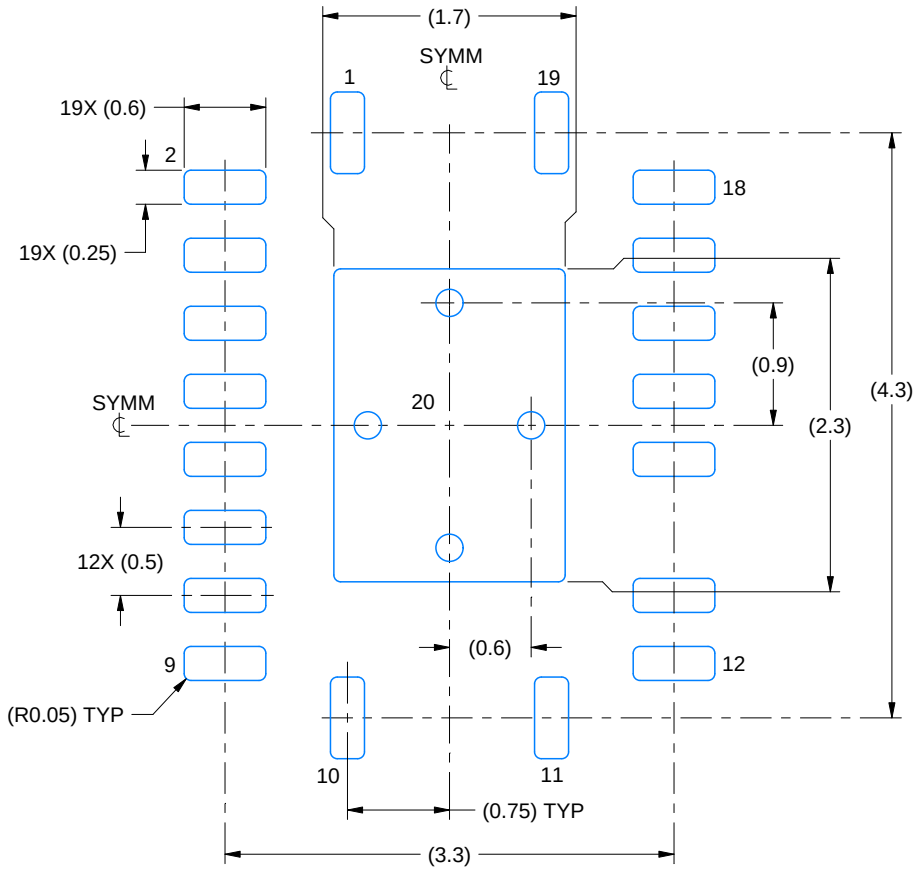
VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD

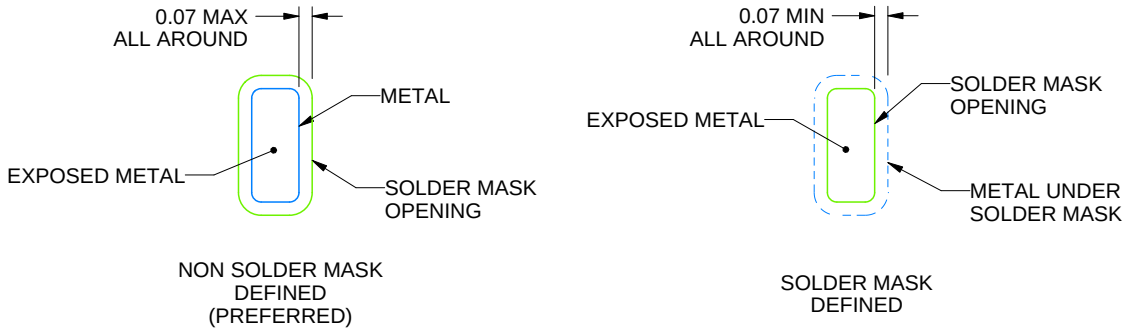


NOTES:

1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE:18X

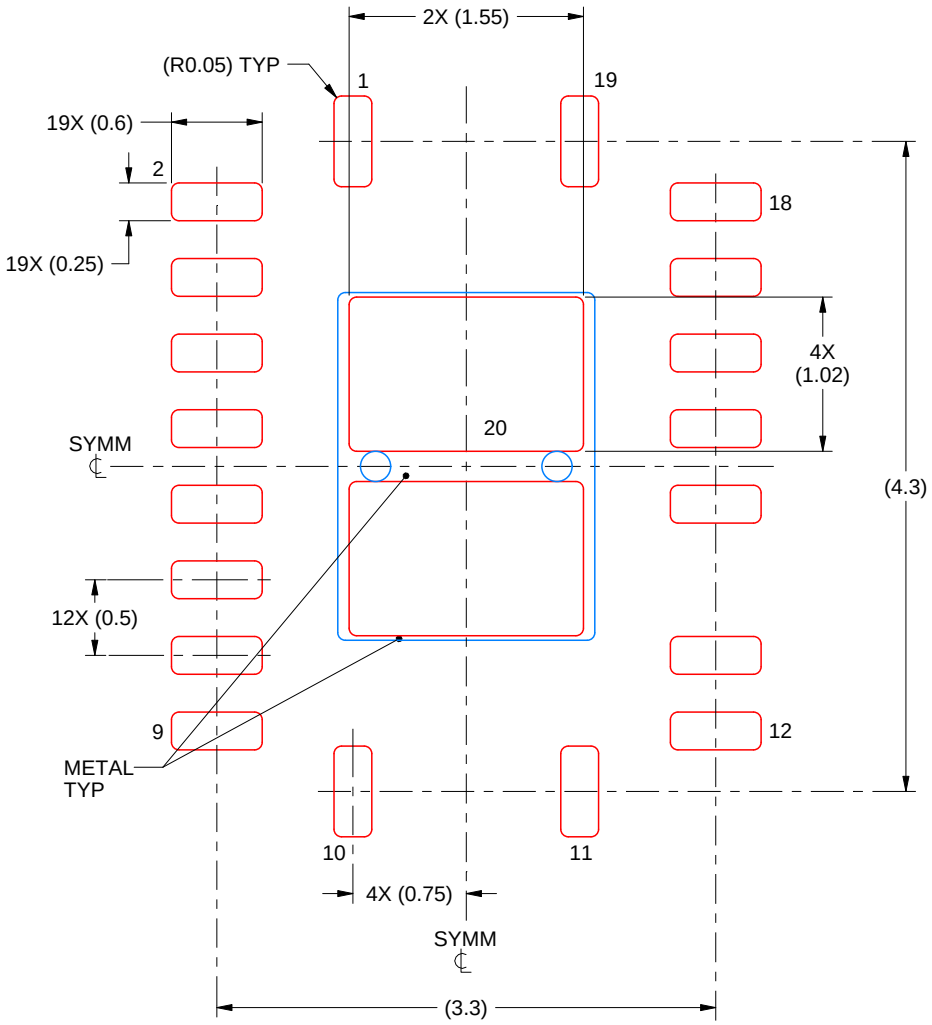


SOLDER MASK DETAILS

4229995/A 09/2023

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 21
81% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE
SCALE:20X

4229995/A 09/2023

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