

产品特性

输入电压: 4.5 V至18 V
 连续输出电流: 12 A
 集成MOSFET: 17 mΩ高端/4.5 mΩ低端
 基准电压: 0.6 V ± 0.5%
 可编程开关频率范围: 200 kHz至2200 kHz
 增强瞬态响应
 可编程限流精度: ±10%
 精确使能和电源良好指示
 外部补偿和软启动
 PFM模式(仅ADP2390)
 启动进入输出预充电
 支持 ADIsimPower设计工具

应用

通信基础设施
 网络和服务器
 工业与仪器仪表
 医疗保健
 中间供电轨转换
 DC-DC负载点应用

概述

ADP2389/ADP2390均为电流控制模式、同步、降压DC/DC稳压器, 集成了一个17 mΩ高端功率MOSFET和一个4.5 mΩ同步整流MOSFET, 可提供高效率解决方案。ADP2390以脉冲频率调制(PFM)模式工作, 以便提高轻载时的系统效率。ADP2389/ADP2390采用4.5 V至18 V输入电压工作, 可提供高达12 A的输出电流。输出电压可调整为0.6 V, 开关频率可在200 kHz至2200 kHz范围内进行编程。

ADP2389/ADP2390针对的是需要高效率和设计灵活性的高性能应用。外部补偿和软启动提供设计灵活性。电源良好输出和精确使能输入提供简单可靠的电源时序。增强瞬态响应特性可提高负载瞬态性能, 并降低输出电容。可编程限流允许用户优化电感设计, 并提供紧凑型解决方案。

其它重要特性包括欠压闭锁(UVLO)、过压保护(OVP)、过流保护(OCP)和热关断(TSD)。

典型应用电路

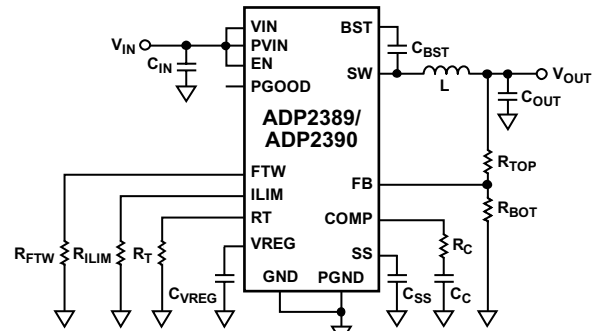


图1.

ADP2389/ADP2390在-40°C至+125°C的结温范围内工作, 采用32引脚5 mm x 5 mm LFCSP封装。

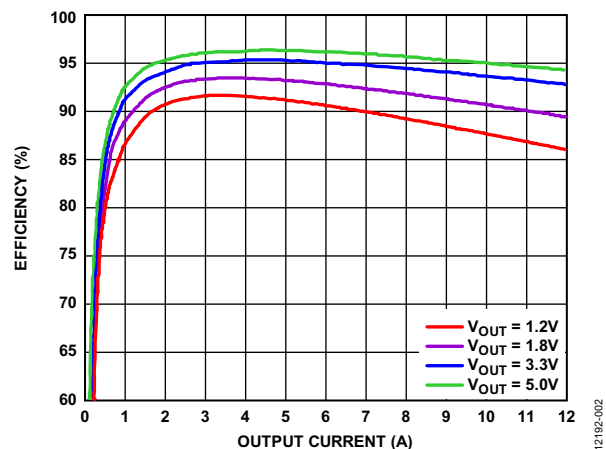


图2. ADP2389效率与输出电流的关系($V_{IN} = 12 V$, $f_{SW} = 300 kHz$)

Rev. 0

Document Feedback

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781.329.4700 ©2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
 Technical Support www.analog.com

目录

产品特性	1	欠压闭锁(UVLO).....	13
应用	1	热关断	13
典型应用电路	1	应用信息	14
概述	1	输入电容选择	14
修订历史	2	输出电压设置	14
详细功能框图	3	电感选择	14
技术规格	4	输出电容选择	15
绝对最大额定值	6	输入电压UVLO编程	15
热信息	6	补偿设计	15
ESD防护	6	设计示例	17
引脚配置和功能描述	7	输出电压设置	17
典型性能参数	8	频率设置	17
工作原理	12	电感选择	17
控制方案	12	输出电容选择	17
PFM模式(仅ADP2390)	12	补偿器件	18
精确使能/关断	12	软启动时间编程	18
内部稳压器(VREG)	12	输入电容选择	18
自举电路	12	设计示例原理图	18
振荡器	12	外部器件推荐	19
软启动	13	电路板布局建议	20
快速瞬态响应	13	典型应用电路	22
电源良好	13	外形尺寸	23
峰值限流和短路保护	13	订购指南	23
过压保护(OVP)	13		

修订历史

2015年8月—修订版0：初始版

详细功能框图

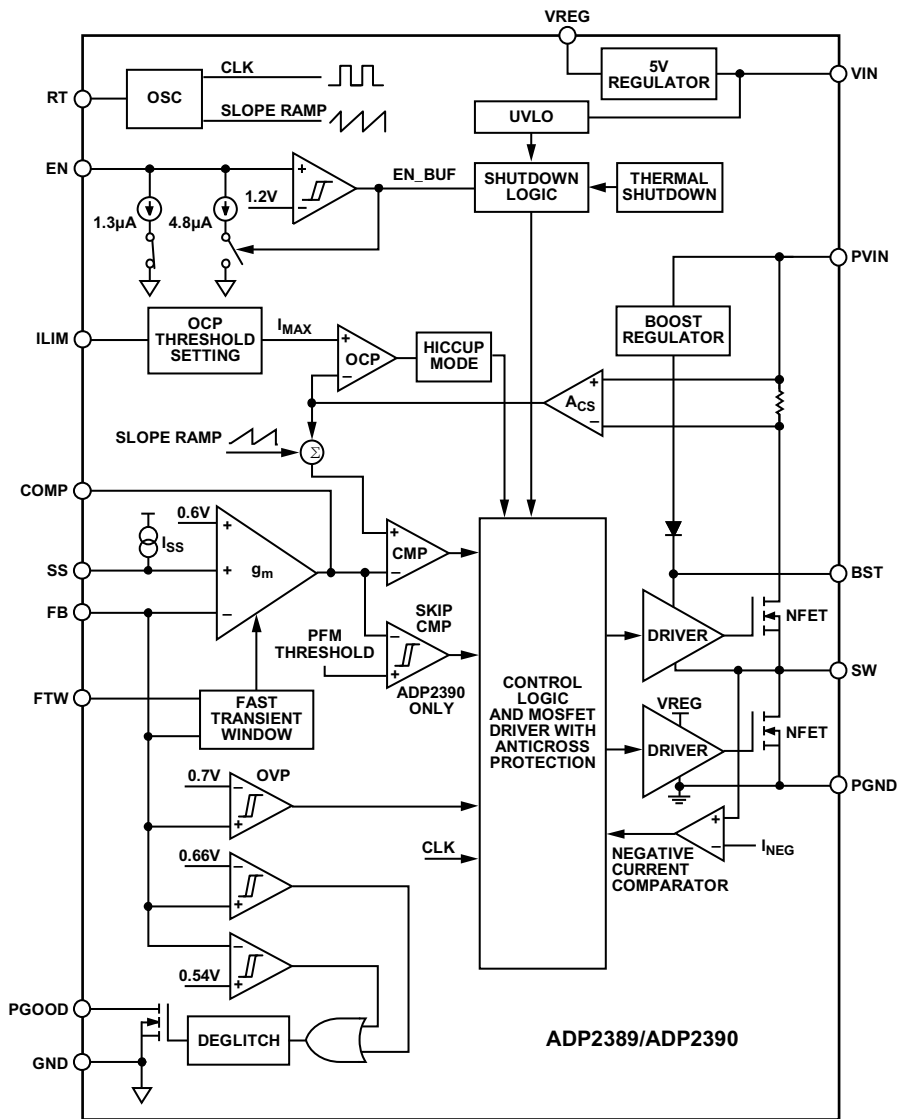


图3. ADP2389/ADP2390详细功能框图

12192-0103

ADP2389/ADP2390

技术规格

除非另有说明，对于最小/最大规格， $V_{PVIN} = V_{VIN} = 12\text{ V}$ ， $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$ ；对于典型规格， $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表1.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压(PVIN和VIN)						
PVIN电压范围	V_{PVIN}		4.5		18	V
VIN电压范围	V_{VIN}		4.5		18	V
静态电流	I_Q	无开关切换		1.16	1.5	mA
关断电流	I_{SHDN}	EN = GND		7.5	20	μA
VIN欠压闭锁阈值	UVLO	VIN上升		4.2	4.4	V
		VIN下降	3.5	3.7		V
反馈(FB)						
FB调节电压	V_{FB}	$0^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$	0.597 0.594	0.6 0.6	0.603 0.606	V V
FB偏置电流	I_{FB}			0.01	0.1	μA
误差放大器(EA)						
跨导	g_m		450	500	550	μS
EA输出电流	I_{SOURCE}		40	50	60	μA
EA吸入电流	I_{SINK}		40	50	60	μA
内部稳压器(VREG)						
VREG电压	V_{VREG}	$I_{VREG} = 10\text{ mA}$ $I_{VREG} = 50\text{ mA}$	4.8	5	5.2	V
压差				355		mV
稳压器限流				100		mA
开关节点(SW)						
导通电阻 ¹						
高端	R_{DSON_H}	$V_{BOOT} = 5\text{ V}$		17	30	$\text{m}\Omega$
低端	R_{DSON_L}	$V_{VREG} = 5\text{ V}$		4.5	9	$\text{m}\Omega$
SW最小导通时间 ²	t_{MIN_ON}			100		ns
SW最小关断时间 ²	t_{MIN_OFF}			150		ns
限流						
ILIM电压	V_{ILIM}			0.592		V
ILIM电流范围	I_{ILIM}		1.8		12	μA
高端峰值限流	I_{OCP}	$R_{ILIM} = 59\text{ k}\Omega$	15	16.8	18.6	A
低端反向限流 ²				4		A
BST						
自举电压	V_{BOOT}		4.6	5	5.4	V
振荡器(RT)						
开关频率	f_{SW}	$R_T = 100\text{ k}\Omega$	540	600	660	kHz
开关频率范围			200		2200	kHz
快速瞬变窗口(FTW)						
快速瞬变响应窗口		$R_{FTW} = 100\text{ k}\Omega$		± 2		%
最小快速瞬变响应窗口 ²				± 1		%
SS						
SS引脚上拉电流	I_{SS}		2.7	3.4	4.1	μA

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
PGOOD						
FB阈值						
上升			106	110	114	%
下降			86	90	94	%
FB迟滞						
上升				5		%
下降				5		%
电源良好去毛刺时间		PGOOD由低电平至高电平 PGOOD由高电平至低电平		16		周期
PGOOD泄漏电流		$V_{PGOOD} = 5\text{ V}$		0.01	0.1	μA
PGOOD输出低电压		$I_{PGOOD} = 1\text{ mA}$		150	260	mV
EN						
EN上升阈值				1.2	1.28	V
EN下降阈值			1.02	1.1		V
EN源电流		EN电压 < 1.1 V		6.1		μA
		EN电压 > 1.2 V		1.3		μA
热特性						
热关断阈值				150		$^{\circ}\text{C}$
热关断迟滞				25		$^{\circ}\text{C}$

¹ 引脚对引脚测量。

² 通过设计保证。

绝对最大额定值

表2.

参数	额定值
PVIN、VIN、EN、PGOOD	-0.3 V至+22 V
SW	-1 V至+22 V
BST	$V_{sw} + 6 V$
FB、SS、COMP、RT、ILIM、FTW、VREG	-0.3 V至+6 V
PGND至GND	-0.3 V至+0.3 V
工作结温范围	-40°C至+125°C
存储温度范围	-65°C至+150°C
焊接条件	JEDEC J-STD-020

注意，等于或超出上述绝对最大额定值可能会导致产品永久性损坏。这只是额定最值，并不能以这些条件或者在任何其它超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，推断产品能否正常工作。长期在超出最大额定值条件下工作会影响产品的可靠性。

除非另有规定，所有其它电压均以GND为参考。

热信息

θ_{JA} 针对最差条件，即器件焊接在4层JEDEC标准电路板上以实现表贴封装。

表3. 热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
32引脚 LFCSP	41	2.2	°C/W

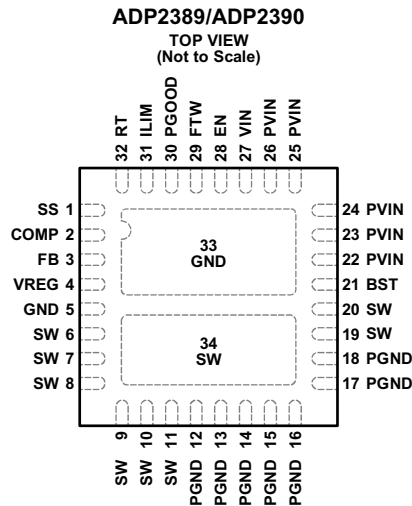
ESD警告



ESD(静电放电)敏感器件。

带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专利或专有保护电路，但在遇到高能量ESD时，器件可能会损坏。因此，应当采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。

引脚配置和功能描述



1. THE EXPOSED GND PAD MUST BE SOLDERED TO A LARGE, EXTERNAL, COPPER GND PLANE TO REDUCE THERMAL RESISTANCE.
2. THE EXPOSED SW PAD MUST BE CONNECTED TO THE SW PINS BY USING SHORT, WIDE TRACES, OR SOLDERED TO A LARGE, EXTERNAL, COPPER SW PLANE TO REDUCE THERMAL RESISTANCE.

12192-004

图4 引脚配置(顶视图)

表4. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	SS	软启动控制。在SS引脚与GND之间连接一个电容，对软启动时间进行编程。
2	COMP	误差放大器输出。在COMP引脚与GND之间连接一个RC网络。
3	FB	反馈电压检测输入。此引脚连接到输出电压 V_{OUT} 的电阻分压器。
4	VREG	内部5 V稳压器输出。控制电路通过该电压供电。在此引脚和GND之间放置一个1 μ F、X7R或X5R陶瓷电容。
5	GND	模拟地。
6至11、19、20	SW	开关节点。该引脚连接到一个电感。
12至18	PGND	电源地。低端MOSFET的返回路径。
21	BST	高端栅极驱动的供电轨。在SW和BST之间放置一个0.1 μ F、X7R或X5R电容。
22至26	PVIN	电源输入。PVIN连接至输入电源并在此引脚和PGND之间连接一个旁路电容。
27	VIN	控制电路的电源输入。VIN与GND之间接一个低等效串联电阻阻值(ESR)的旁路电容，并尽可能靠近该器件。VIN直连PVIN。
28	EN	精密使能。使用外部电阻分压器设定开启阈值。将EN引脚与PVIN相连，器件可自动使能。
29	FTW	快速瞬态响应窗口设置。在FTW引脚与GND之间连一个电阻可设置快速瞬态响应窗口。
30	PGOOD	电源良好输出(开漏)。建议在PGOOD与上拉电压之间连接一个10 k Ω 到100 k Ω 上拉电阻。
31	ILIM	限流阈值设置。在ILIM引脚与GND之间连接一个电阻可设置限流阈值。
32	RT	频率设置。在RT引脚与GND之间连接一个电阻，将开关频率设置在200 kHz与2.2 MHz之间。
33	EP,GND	裸露GND焊盘。裸露焊盘GND必须焊接至大面积外部铜层GND，以降低热阻。
34	EP,SW	裸露SW焊盘。裸露SW焊盘必须利用短而宽的走线连接SW引脚，或者焊接至大面积外部铜层SW，以降低热阻。

ADP2389/ADP2390

典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{PVIN} = V_{VIN} = 12\text{ V}$, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, $L = 1\ \mu\text{H}$, $C_{OUT} = 5 \times 100\ \mu\text{F}$, $f_{SW} = 500\text{ kHz}$.

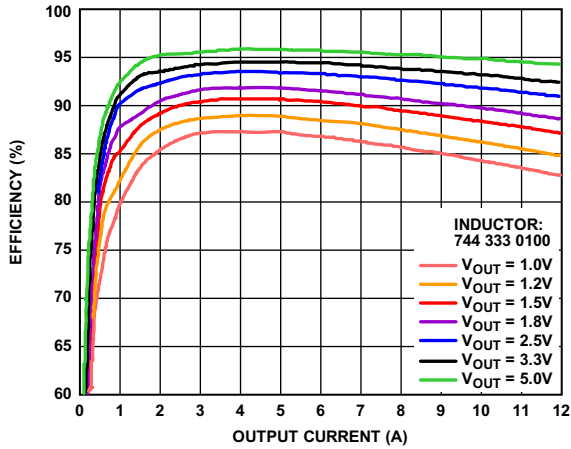


图5. ADP2389效率($V_{PVIN} = 12\text{ V}$, $f_{SW} = 600\text{ kHz}$)

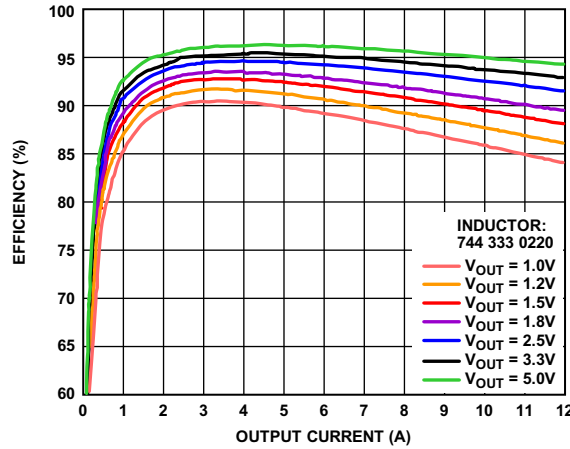


图8. ADP2389效率($V_{PVIN} = 12\text{ V}$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$)

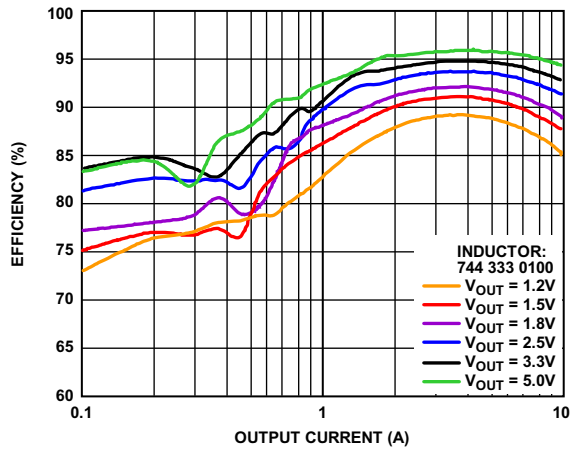


图6. ADP2390效率($V_{PVIN} = 12\text{ V}$, $f_{SW} = 600\text{ kHz}$)

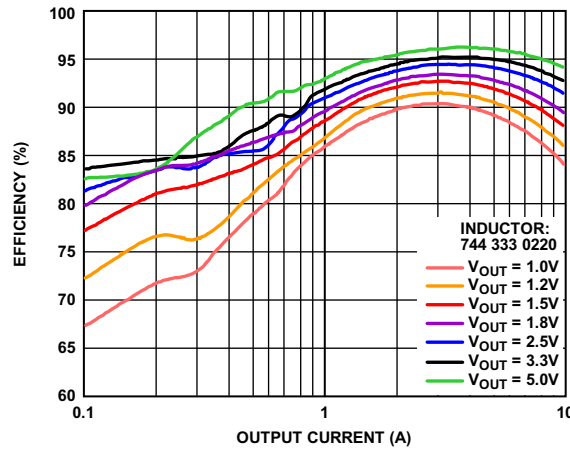


图9. ADP2390效率($V_{PVIN} = 12\text{ V}$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$)

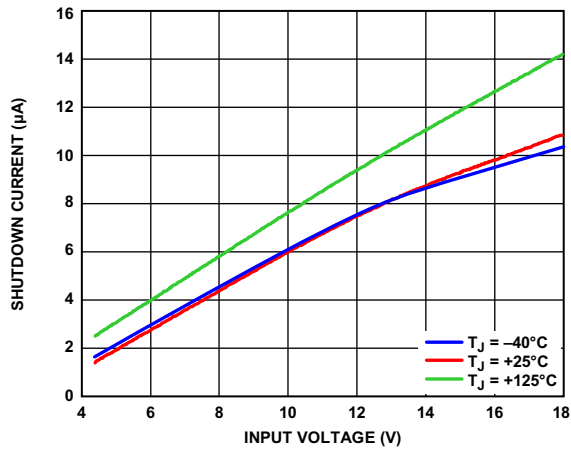


图7. 关断电流(I_{SHDN})与输入电压的关系

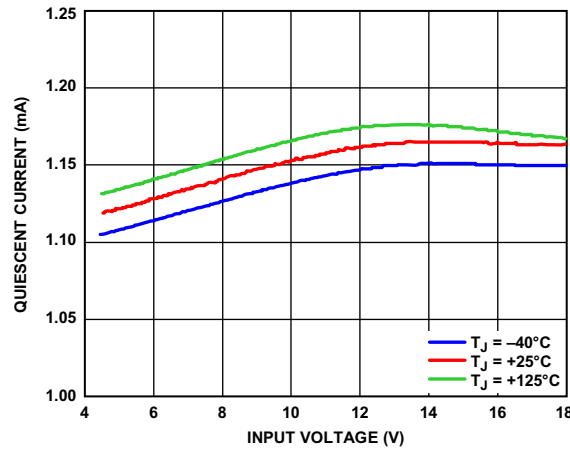


图10. 静态电流(I_Q)与输入电压的关系

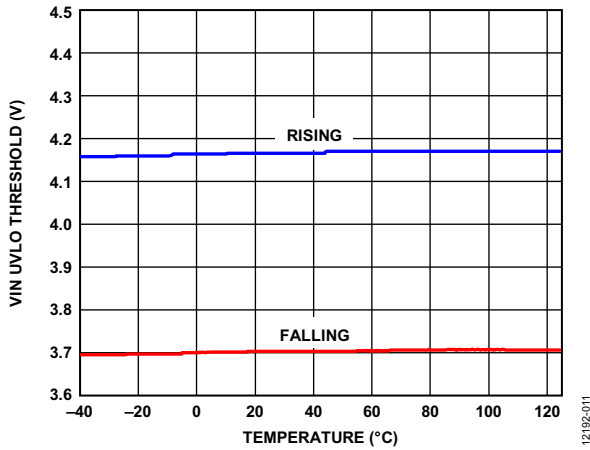


图11. VIN UVLO 阈值与温度的关系

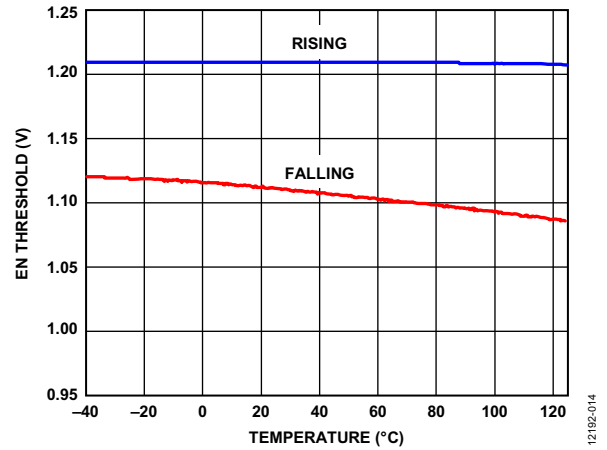


图14. EN 阈值与温度的关系

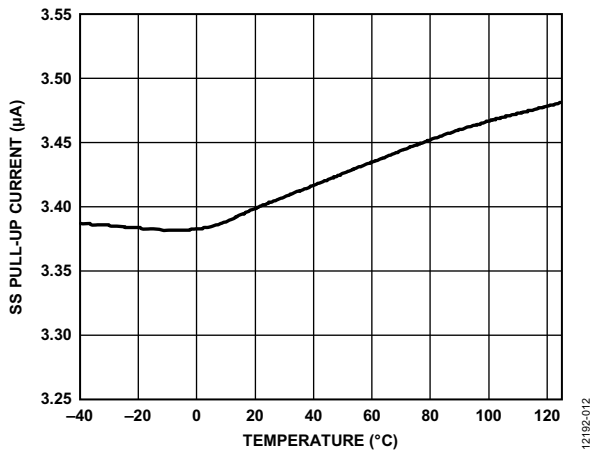


图12. SS 引脚上拉电流与温度的关系

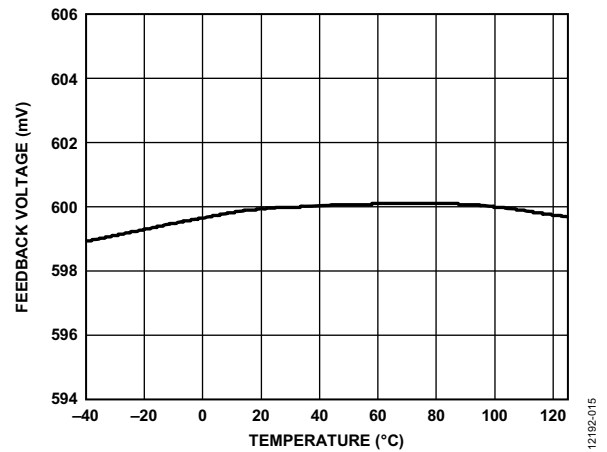


图15. 反馈电压与温度的关系

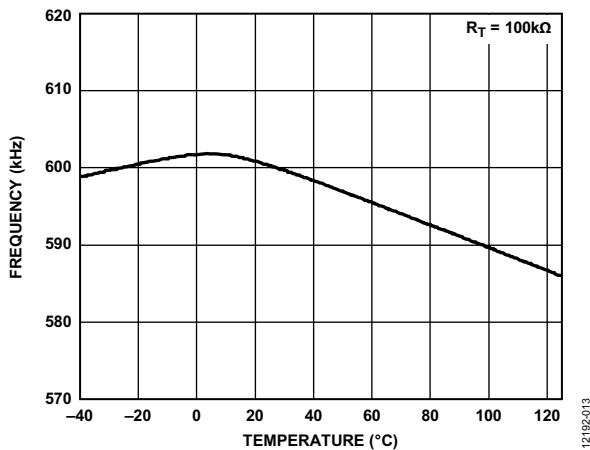


图13. 频率与温度的关系

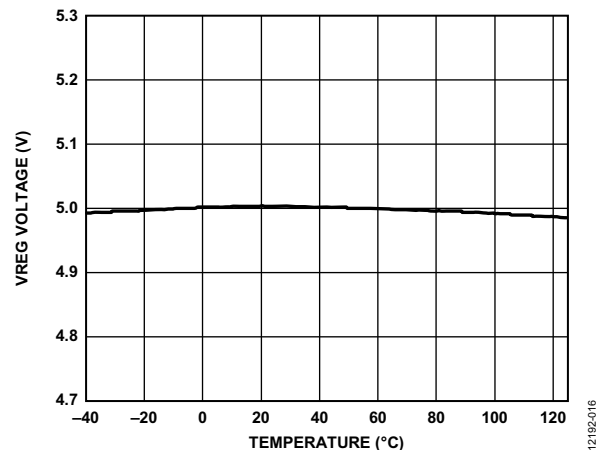


图16. VREG 电压与温度的关系

ADP2389/ADP2390

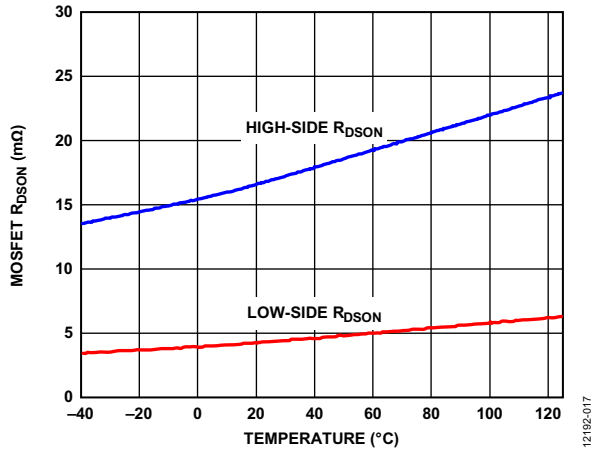


图17. MOSFET $R_{DS(on)}$ 与温度的关系

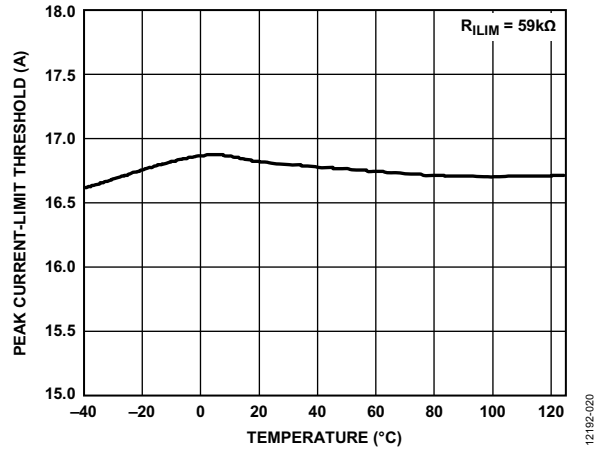


图20. 峰值限流阈值与温度的关系

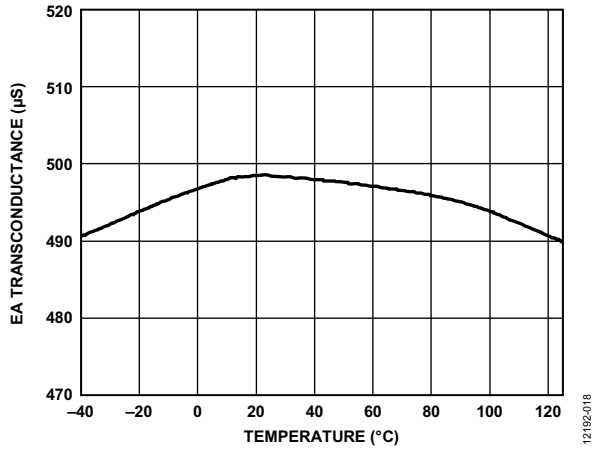


图18. EA跨导与温度的关系

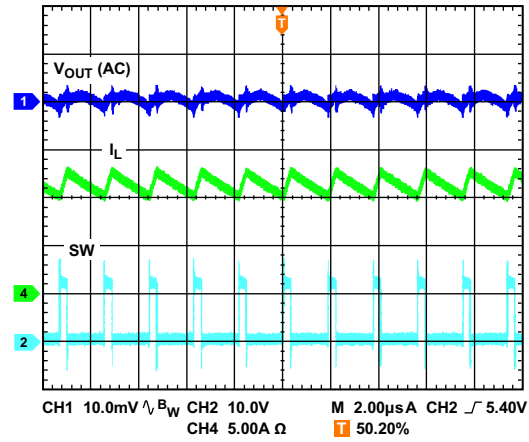


图21. 连续导通模式(CCM)波形

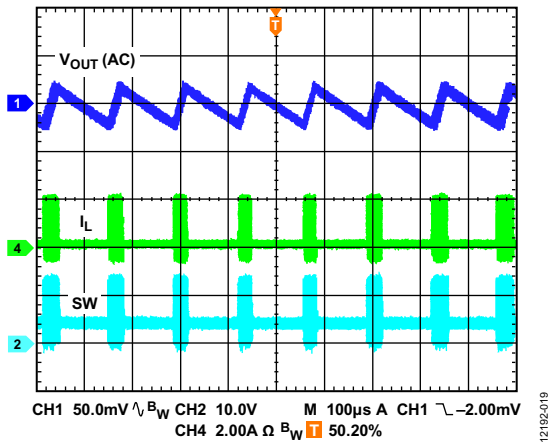


图19. PFM模式波形(ADP2390)

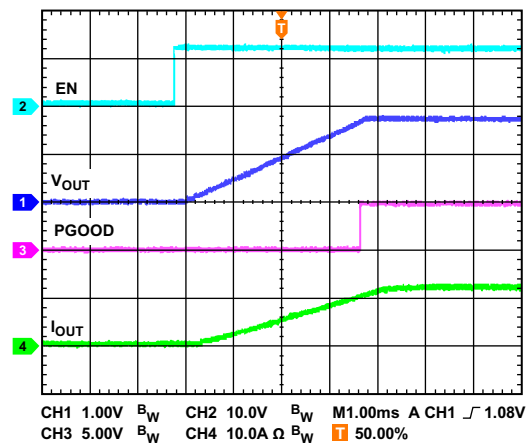


图22. 满载软启动

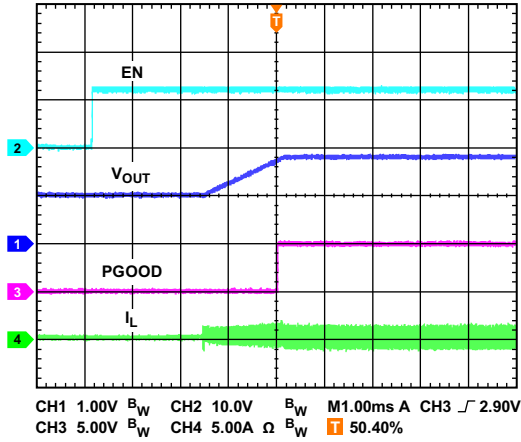


图23. 预充电输出

12192-023

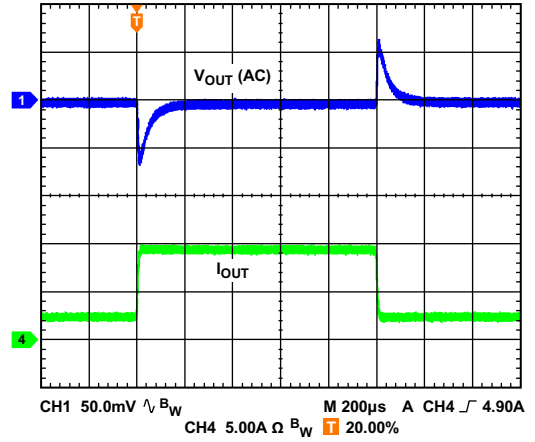


图26. 负载瞬态响应 ($I_{OUT} = 2.4\text{ A}$ 至 9.6 A)

12192-026

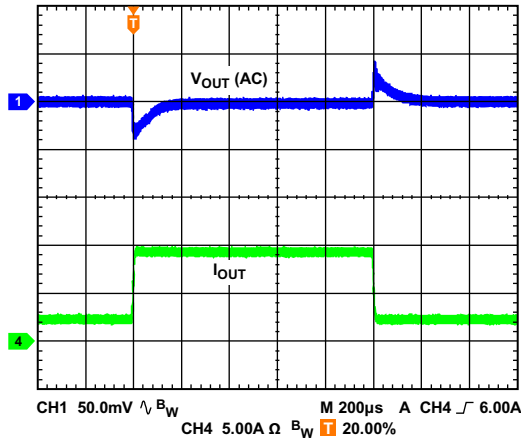


图24. 带快速瞬态使能的负载瞬态响应 ($I_{OUT} = 2.4\text{ A}$ 至 9.6 A)

12192-024

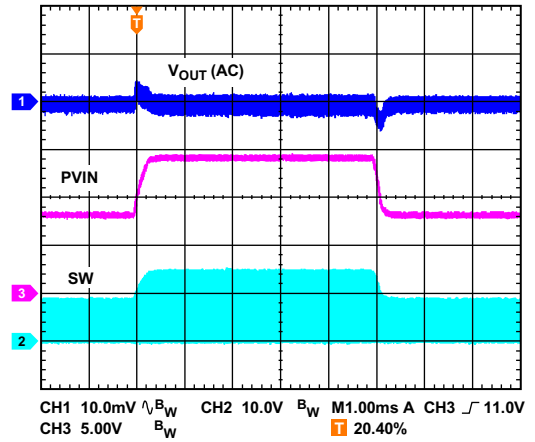


图27. 线路瞬态响应, V_{PVIN} 范围从8 V到14 V, $I_{OUT} = 12\text{ A}$

12192-027

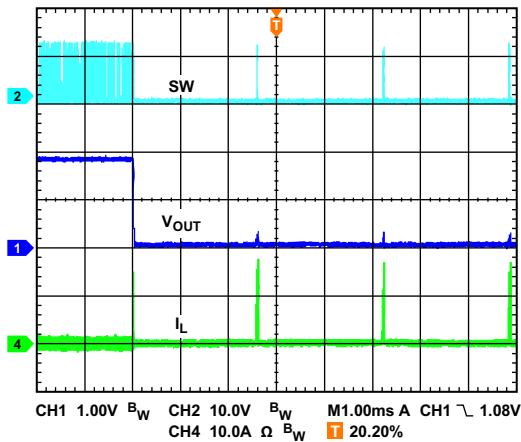


图25. 输出短路保护

12192-025

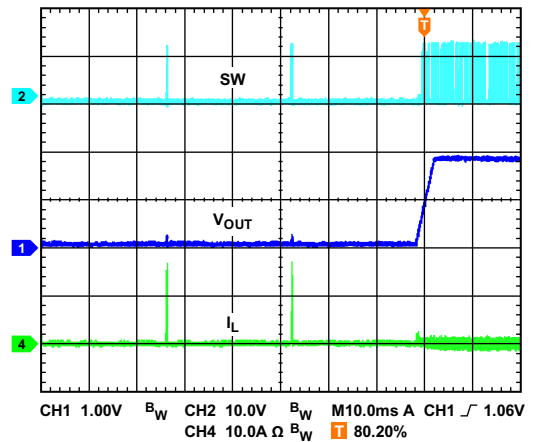


图28. 输出短路恢复

12192-028

工作原理

ADP2389/ADP2390均为同步降压DC/DC稳压器，采用电流模式控制架构，并且集成高端功率开关和低端同步整流器。这些稳压器针对的是需要高效率和设计灵活性的高性能应用。

ADP2389/ADP2390可工作在4.5 V至18 V的输入电压下，并且可调节输出至0.6 V。其他灵活设计的功能包括可编程开关频率、可编程软启动、可编程限流、外部补偿、精确使能和电源良好指示输出。

控制方案

ADP2389/ADP2390采用固定频率、峰值电流模式脉宽调制(PWM)控制结构。每个振荡器周期开始时，高端MOSFET开启，在电感两端施加一个正电压。电感电流(I_L)上升，直到电流检测信号超过峰值电感电流阈值，然后关断高端MOSFET并打开低端MOSFET。这就在电感两端增加一个负向电压，使电感电流下降。低端MOSFET在周期的剩余时间内保持开启。

PFM模式(仅ADP2390)

轻载时，ADP2390可工作在PFM模式。当COMP引脚电压低于PFM阈值电压时，器件进入PFM模式。在PFM模式下，器件会监测FB电压来调节输出电压。由于高端和低端MOSFET关闭，负载电流使输出电容放电，进而引起输出电压下降。当FB电压下降到0.605 V以下时，器件开始切换，电感电流向输出电容充电，输出电压上升。当FB电压超过0.62 V时，器件将同时关闭高端和低端MOSFET，直到FB电压降至0.605 V。PFM模式下的输出电压纹波比PWM模式下的纹波大。

精密使能/关断

EN输入引脚有1.2 V(典型值)的精确模拟阈值，并有100 mV的迟滞。当使能引脚(EN)电压超出1.2 V时，稳压器开启；当该电压低于1.1 V(典型值)时，稳压器关断。为强制调节器在施加输入电源时自动启动，可将EN引脚连接至PVIN。

精确EN引脚具有一个内部下拉电流源(5 μ A)，当EN引脚开启时会默认关断。当EN引脚电压超过1.2 V(典型值)时，

ADP2389/ADP2390使能，EN引脚上的内部下拉电流源降低至1 μ A，以使用户设置PVIN UVLO和迟滞。

内部稳压器(VREG)

板载稳压器为内部电路提供稳定电源。在VREG引脚和GND之间放置一个1 μ F、X7R或X5R陶瓷电容。内部稳压器集成一个限流电路，可在电流超出最大外部负载电流时提供输出保护。

自举电路

ADP2389/ADP2390集成自举调节器，可为高端MOSFET提供栅极驱动电压。自举调节器使用差分检测，在BST引脚和SW引脚之间产生5 V自举电压。

在BST引脚和SW之间放置一个0.1 μ F、X7R或X5R陶瓷电容。

振荡器

ADP2389/ADP2390开关频率(f_{sw})由RT引脚控制。RT引脚与GND之间的电阻(R_T)根据以下等式对开关频率进行编程：

$$f_{sw}(\text{kHz}) = \frac{67,000}{R_T(\text{k}\Omega) + 12}$$

100 k Ω 电阻将开关频率设置为600 kHz，44.2 k Ω 电阻将开关频率设置为1.2 MHz。图29显示了 f_{sw} 与 R_T 之间的典型关系。

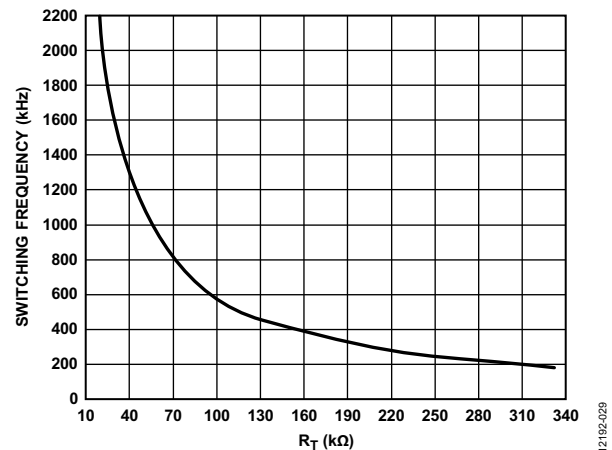


图29. 开关频率(f_{sw})与 R_T 的关系

软启动

SS引脚设置软启动时间。在SS引脚与GND之间放置一个电容，内部电流将充入该电容，从而建立软启动斜坡。软启动时间计算公式如下：

$$t_{SS} = \frac{0.6 V \times C_{SS}}{I_{SS}}$$

其中：

C_{SS} 为软启动电容。

I_{SS} 为软启动上拉电流(3.4 μ A)。

如果输出电压在上电之前进行预充电，ADP2389/ADP2390会阻止低端MOSFET开启，直到软启动电压超过FB引脚上的电压。

快速瞬态响应

ADP2389/ADP2390利用FTW引脚设置快速瞬态响应窗口。在FTW引脚与GND之间放置一个电阻(R_{FTW})可设置该窗口。使用下式计算窗口阈值：

$$Window\ Threshold = \frac{200}{R_{FTW}(k\Omega) + 1} \%$$

如果输出电压大于设置窗口，则快速瞬态响应使能。如果FTW引脚开路且最小窗口为1%，则快速瞬态响应功能禁用。

为避免误触发快速瞬变，窗口阈值必须比输出纹波大2倍。

电源良好

电源良好(PGOOD)引脚为高电平有效、开漏输出，需要通过一个外部电阻拉高至某个电压。PGOOD引脚逻辑高电平表示FB引脚电压(和输出电压)在期望值的 $\pm 10\%$ 范围内，拉高PGOOD之前有16周期的等待时间。逻辑低电平表示FB引脚电压超出期望值的 $\pm 10\%$ 范围，拉低PGOOD之前有16周期的等待时间。

峰值限流和短路保护

ADP2389/ADP2390内置每周周期峰值限流保护电路，可防止电流失控。ILIM引脚与GND之间的电阻(R_{ILIM})根据以下等式对峰值限流阈值进行编程：

$$I_{OCP} (A) = \frac{1000}{R_{ILIM} (k\Omega) + 0.5}$$

为具有更好的重载保护性能，ADP2389/ADP2390利用间隔模式实现过流保护。当电感T关断时，低端MOSFET开启，直至下一周期。此过程中，过流计数器增加。如果过流计数器达到4，或者FB引脚电压在软启动后降低至0.2 V，则器件进入间隔模式。在间隔模式下，高端MOSFET和低端MOSFET同时关断。器件在此模式下保持七个软启动周期，然后尝试从软启动重启。如果限流故障已清除，器件将恢复正常工作；否则将重新进入间隔模式。

在某些情况下，输入电压(PVIN)斜坡率过低或者输出电容过大，无法使软启动期间输出达到调节电压，导致稳压器进入间隔模式。为了避免此类情况发生，可在EN引脚处放置一个电阻分压器对输入电压UVLO进行编程或者使用更长的软启动时间。

过压保护(OVP)

ADP2389/ADP2390集成OVP功能，可保护稳压器，防止对较高的电源电压输出短路或者发生强烈的负载断路瞬变。如果反馈电压增加至0.7 V，则内部高端MOSFET和低端MOSFET关断，直到FB引脚的电压降至0.63 V。此时，ADP2389/ADP2390恢复正常工作。

欠压闭锁(UVLO)

欠压闭锁(UVLO)阈值为4.2 V，其迟滞为0.5 V，可防止上电毛刺引发UVLO。当VIN电压升高到4.2 V以上时，器件使能，软启动周期启动。当VIN电压降至3.7 V以下时，器件关断。

热关断

ADP2389/ADP2390的结温上升到150°C以上时，内部热关断电路会关闭稳压器，达到自我保护的目的。极端的结温可能由工作电流高、电路板散热设计欠佳和/或环境温度高等原因引起。热关断电路有25°C的迟滞，因此过温事件发生后，片内温度必须低于125°C，ADP2389/ADP2390才会恢复正常工作。恢复后，在正常工作前开始软启动过程。

应用信息

输入电容选择

输入去耦电容用于衰减输入端的高频噪声。此电容必须是10 μF到47 μF的陶瓷电容。将该电容靠近PVIN引脚放置。由该输入电容、高端MOSFET和低端MOSFET组成的环路必须尽可能小。

输入电容的电压额定值必须大于最大输入电压。输入电容的均方根电流额定值必须大于下式计算值：

$$I_{CIN_RMS} = I_{OUT} \times \sqrt{D \times (1 - D)}$$

其中：

I_{OUT} 为输出电流。

D 为占空比。

输出电压设置

外部电阻分压器设置ADP2389/ADP2390的输出电压。使用下式计算电阻值：

$$V_{OUT} = 0.6 \times \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}} \right)$$

其中：

R_{TOP} 为顶部反馈电阻。

R_{BOT} 为底部反馈电阻。

FB偏置电流(最大0.1 μA)影响输出电压精度，为限制输出电压精度低至0.5%(最大值)以内，应确保 R_{BOT} 小于30 kΩ

表5列出了针对各种输出电压推荐的电阻分压器。

表5. 适用于不同输出电压的电阻分压器

V _{OUT} (V)	R _{TOP} , ±1% (kΩ)	R _{BOT} , ±1% (kΩ)
1.0	10	15
1.2	10	10
1.5	15	10
1.8	20	10
2.5	47.5	15
3.3	10	2.21
5.0	22	3

电感选择

电感值取决于工作频率、输入电压、输出电压和电感纹波电流。使用小电感会产生更快的瞬态响应，但会因电感纹波电流较大而降低效率。使用大电感则会实现较小的纹波电流和较高的效率，但会导致瞬态响应变慢。

原则上讲，电感纹波电流 ΔI_L 通常设置为最大负载电流的1/3。使用下式计算电感值：

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{\Delta I_L \times f_{SW}}$$

其中：

V_{IN} 为输入电压。

V_{OUT} 为输出电压。

D 为占空比。

ΔI_L 为电感纹波电流。

f_{SW} 为开关频率。

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

峰值电感电流(I_{PEAK})计算公式如下：

$$I_{PEAK} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

电感的饱和电流必须大于峰值电感电流。对于具有快速饱和特性的铁氧体磁芯电感，电感饱和电流额定值(I_{SAT})必须大于开关的限流阈值，以防止电感饱和。

电感的均方根电流(I_{RMS})可通过以下公式计算：

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{OUT}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$$

建议使用屏蔽铁氧体磁芯材料，以实现低芯损、低电磁干扰(EMI)。表6列出了推荐电感。

表6. 推荐电感

供应商	器件型号	值 (μH)	I _{SAT} (A)	I _{RMS} (A)	DCR (mΩ)
CoilCraft	XAL7030-102ME	1	21.8	16.1	4.55
	XAL7030-152ME	1.5	11.9	23.5	7.6
	XAL7030-222ME	2.2	10	18	13.7
Toko	FDUE1040D-H-R22M	0.22	32	32	0.64
	FDUE1040D-H-R45M	0.45	27	24	1.02
	FDU1040D-H-R68M	0.68	21	20	1.7
	FDUE1040D-H-1R0M	1.0	18	16	2.35
	FDA1254-H-1R2M	1.2	20.2	18.4	2.6
Würth Elektronik	744 333 0022	0.22	60	21.5	0.6
	744 333 0047	0.47	47	20	0.8
	744 333 0068	0.68	38	20	1.35
	744 333 0082	0.82	36	20	1.35
	744 332 0100	1.0	27.5	20	1.35
	744 325 120	1.2	25	20	1.8
	744 333 0150	1.5	27	18	2.5
	744 333 0220	2.2	22	16	3.7

输出电容选择

输出电容的选择影响到输出纹波电压和稳压器的环路动态特性。

例如，在阶跃负载瞬变期间，当负载突然提高时，输出电容向负载供电，直到控制环路使电感电流斜坡上升。控制环路引起的延迟导致输出欠冲。可使用以下公式计算达到压降要求所需的输出电容：

$$C_{OUT_UV} = \frac{K_{UV} \times \Delta I_{STEP}^2 \times L}{2 \times (V_{IN} - V_{OUT}) \times \Delta V_{OUT_UV}}$$

其中：

K_{UV} 为系数值，通常设置 $K_{UV} = 2$ 。

ΔI_{STEP} 为负载阶跃。

ΔV_{OUT_UV} 为容许的输出电压欠冲。

当突然从输出端移除负载时，存储在电感中的能量冲入输出电容，导致输出过冲。满足过冲要求所需的输出电容可使用以下公式计算：

$$C_{OUT_OV} = \frac{K_{OV} \times \Delta I_{STEP}^2 \times L}{2 \times (V_{OUT} - \Delta V_{OUT_OV}) - V_{OUT}}$$

其中：

K_{OV} 为系数值，通常设置 $K_{OV} = 2$ 。

ΔI_{STEP} 为负载阶跃。

ΔV_{OUT_OV} 为容许的输出电压过冲。

输出纹波由ESR和电容值决定。使用以下公式选择能达到输出纹波要求的电容：

$$C_{OUT_RIPPLE} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_{OUT_RIPPLE}}$$

其中 ΔV_{OUT_RIPPLE} 为容许的输出纹波电压。

$$R_{ESR} = \frac{\Delta V_{OUT_RIPPLE}}{\Delta I_L}$$

其中 R_{ESR} 为输出电容的等效串联电阻，单位为欧姆(Ω)。

选择 C_{OUT_UV} 、 C_{OUT_OV} 和 C_{OUT_RIPPLE} 给定的最大输出电容，以同时满足负载瞬态和输出纹波性能。

所选的输出电容电压额定值必须大于输出电压。输出电容的均方根电流额定值必须大于下式计算值：

$$I_{COUT_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

输入电压UVLO编程

ADP2389/ADP2390有一个精确使能输入，它可用于设置输入电压的UVLO阈值，如图30所示。

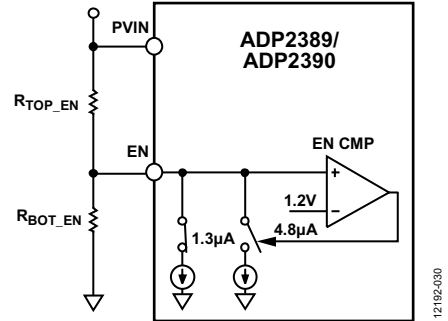


图30. 输入电压UVLO编程

R_{TOP_EN} 和 R_{BOT_EN} 的计算公式如下：

$$R_{TOP_EN} = \frac{1.1 \text{ V} \times V_{IN_RISING} - 1.2 \text{ V} \times V_{IN_FALLING}}{1.1 \text{ V} \times 6.1 \mu\text{A} - 1.2 \text{ V} \times 1 \mu\text{A}}$$

其中：

V_{IN_RISING} 为 V_{IN} 上升阈值。

$V_{IN_FALLING}$ 为 V_{IN} 下降阈值。

$$R_{BOT_EN} = \frac{1.2 \text{ V} \times R_{TOP_EN}}{V_{IN_RISING} - R_{TOP_EN} \times 6.1 \mu\text{A} - 1.2 \text{ V}}$$

补偿设计

对于峰值电流模式控制，可将功率级简化为向输出电容和负载电阻供应电流的压控电流源。包括一个极点和一个输出电容ESR造成的零点。控制输出传递函数如下列公式所示：

$$G_{VD}(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{COMP}(s)} = A_{VI} \times R \times \left(\frac{1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_Z}}{1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_P}} \right)$$

其中：

G_{VD} 为控制输出传递函数。

$A_{VI} = 20 \text{ A/V}$ 。

R 为负载电阻。

f_Z 为 G_{VD} 的零点。

f_P 为 G_{VD} 的极点。

$$f_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{ESR} \times C_{OUT}}$$

其中：

R_{ESR} 为该输出电容的等效串联电阻。

C_{OUT} 为输出电容。

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times (R + R_{ESR}) \times C_{OUT}}$$

ADP2389/ADP2390

ADP2389/ADP2390对误差放大器使用跨导放大器来补偿该系统。图31显示了简化的峰值电流模式控制小信号电路。

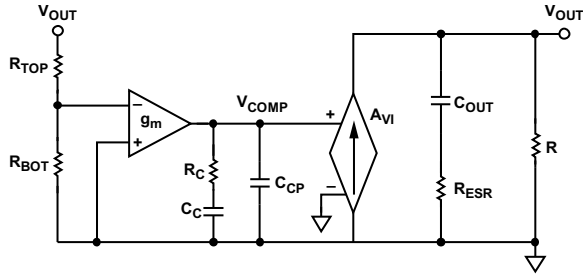


图31. 简化的峰值电流模式控制小信号电路

补偿器件 R_C 和 C_C 形成零点，可选的 C_{CP} 和 R_C 形成可选极点。

闭环传递公式如下所示：

$$T_V(s) = \frac{R_{BOT}}{R_{BOT} + R_{TOP}} \times \frac{-g_m}{C_C + C_{CP}} \times \frac{1 + R_C \times C_C \times s}{s \times \left(1 + \frac{R_C \times C_C \times C_{CP}}{C_C + C_P} \times s \right)} \times G_{VD}(s)$$

以下设计准则说明对于陶瓷输出电容应用如何选择补偿器件 R_C 、 C_C 和 C_{CP} 。

1. 确定交叉频率 f_C 。通常情况下， f_C 介于 $f_{sw}/12$ 和 $f_{sw}/6$ 之间。

2. R_C 的计算公式如下：

$$R_C = \frac{2 \times \pi \times V_{OUT} \times C_{OUT} \times f_C}{0.6 \text{ V} \times g_m \times A_{VI}}$$

3. 将补偿零点放置在极点(f_p)处，通过下式确定 C_C 。

$$C_C = \frac{(R + R_{ESR}) \times C_{OUT}}{R_C}$$

4. C_{CP} 是可选的。 C_{CP} 可用于抵消输出电容的ESR引起的零点。

$$C_{CP} = \frac{R_{ESR} \times C_{OUT}}{R_C}$$

设计示例

本节根据表7所列的示例规格，说明了选择外部元件的步骤。此设计示例的原理图如图32所示。

表7. 降压DC-DC稳压器要求

参数	技术规格
输入电压	12.0 V ± 10%
输出电压	1.2 V
输出电流	12 A
输出电压纹波	12 mV
负载瞬变	±5%，3 A至9 A，2 A/μs
开关频率	500 kHz

输出电压设置

选择10 kΩ电阻作为顶部反馈电阻 R_{TOP} ，通过以下公式计算底部反馈电阻 R_{BOT} ：

$$R_{BOT} = R_{TOP} \times \left(\frac{0.6}{V_{OUT} - 0.6} \right)$$

要将输出电压设置为1.2 V，电阻值为 $R_{TOP} = 10 \text{ k}\Omega$ ， $R_{BOT} = 10 \text{ k}\Omega$ 。

频率设置

R_T 值的计算公式如下：

$$R_T (\text{k}\Omega) = \frac{67,000}{f_{SW} (\text{kHz})} - 12$$

因此，当 $f_{SW} = 500 \text{ kHz}$ 时， R_T 值 = 122 kΩ。

为 R_T 选择标准电阻值121 kΩ。

电感选择

将峰峰值电感纹波电流 ΔI_L 设置为最大输出电流的33%。使用以下公式估算电感值：

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{\Delta I_L \times f_{SW}}$$

其中：

$$V_{IN} = 12.0 \text{ V}$$

$$V_{OUT} = 1.2 \text{ V}$$

$$D = 10\%$$

$$\Delta I_L = 4 \text{ A}$$

$$f_{SW} = 500 \text{ kHz}$$

得到 $L = 0.54 \mu\text{H}$ 。选择标准电感值 $0.68 \mu\text{H}$ 。

峰峰值电感纹波电流的计算公式如下：

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{L \times f_{SW}}$$

计算得： $\Delta I_L = 3.176 \text{ A}$ 。

通过以下公式计算峰值电感电流：

$$I_{PEAK} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

计算得： $I_{PEAK} = 13.588 \text{ A}$ 。

流过电感的均方根电流可通过以下公式计算：

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{OUT}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$$

计算得： $I_{RMS} = 12.035 \text{ A}$ 。

根据计算得到的电流值，选择最小电流有效值额定值为12.035 A、最小饱和电流额定值为13.588 A。

然而，在限流的情况下，为了防止电感达到饱和点，电感额定的饱和电流值至少必须为20 A才能可靠工作。

根据这些要求，选择 $0.68 \mu\text{H}$ 电感，比如Würth Elektronik的7443330068，其具有 $1.35 \text{ m}\Omega$ 直流电阻(DCR)和38 A饱和电流。

输出电容选择

输出电容必须满足输出电压纹波和负载瞬变响应要求。

要满足输出电压纹波要求，可使用以下公式计算ESR和输出电容值：

$$C_{OUT_RIPPLE} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_{OUT_RIPPLE}}$$

$$R_{ESR} = \frac{\Delta V_{OUT_RIPPLE}}{\Delta I_L}$$

计算得： $C_{OUT_RIPPLE} = 66 \mu\text{F}$ ， $R_{ESR} = 3.78 \text{ m}\Omega$ 。

要满足±5%的过冲和欠冲瞬态要求，可使用以下公式计算电容：

$$C_{OUT_OV} = \frac{K_{OV} \times \Delta I_{STEP}^2 \times L}{2 \times (V_{OUT} - \Delta V_{OUT_OV}) - V_{OUT}}$$

$$C_{OUT_UV} = \frac{K_{UV} \times \Delta I_{STEP}^2 \times L}{2 \times (V_{IN} - V_{OUT}) \times \Delta V_{OUT_UV}}$$

其中：

$K_{OV} = K_{UV} = 2$ 是系数，用于估算。

$\Delta I_{STEP} = 6 \text{ A}$ ，表示负载瞬变阶跃。

$\Delta V_{OUT_OV} = 5\% \times V_{OUT}$ ，表示过冲电压。

$\Delta V_{OUT_UV} = 5\% \times V_{OUT}$ ，表示欠冲电压。

计算得： $C_{OUT_OV} = 332 \mu\text{F}$ ， $C_{OUT_UV} = 38 \mu\text{F}$ 。

ADP2389/ADP2390

根据 C_{OUT_RIPPLE} 、 C_{OUT_OV} 和 C_{OUT_UV} 的计算，输出电容必须大于 $332\ \mu\text{F}$ ，输出电容的ESR值必须小于 $3.78\ \text{m}\Omega$ 。建议使用5个 $100\ \mu\text{F}/\text{X5R}/6.3\ \text{V}$ 陶瓷电容，例如Murata GRM32ER60J107ME20，其 $\text{ESR} = 2\ \text{m}\Omega$ 。

补偿器件

为了获得更好的负载瞬态和稳定性能，应将截止频率 f_c 设置为 $f_{\text{sw}}/10$ 。本例中， f_{sw} 的工作频率为 $500\ \text{kHz}$ ；因此，将 f_c 设置为 $50\ \text{kHz}$ 。

$100\ \mu\text{F}$ 陶瓷输出电容值降至 $62\ \mu\text{F}$ 。

$$R_c = \frac{2 \times \pi \times 1.2\ \text{V} \times 5 \times 62\ \mu\text{F} \times 50\ \text{kHz}}{0.6\ \text{V} \times 500\ \mu\text{S} \times 20\ \text{A/V}} = 19.47\ \text{k}\Omega$$

$$C_c = \frac{(0.1\ \Omega + 0.002\ \Omega) \times 5 \times 62\ \mu\text{F}}{19.47\ \text{k}\Omega} = 1623\ \text{pF}$$

$$C_{\text{CP}} = \frac{0.002\ \Omega \times 5 \times 62\ \mu\text{F}}{19.47\ \text{k}\Omega} = 31.8\ \text{pF}$$

选择如下标准器件： $R_c = 20\ \text{k}\Omega$ ， $C_c = 1500\ \text{pF}$ ， $C_{\text{CP}} = 33\ \text{pF}$ 。

设计示例原理图

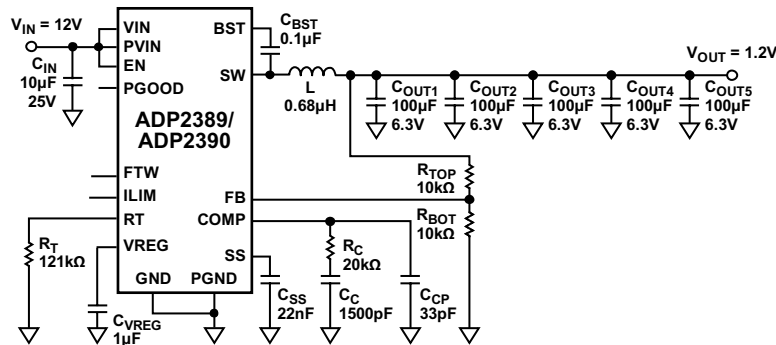


图32. 设计示例原理图

软启动时间编程

软启动特性使输出电压以受控方式缓慢提高，从而避免软启动期间出现输出电压过冲现象，同时限制浪涌电流。将软启动时间设置为 $4\ \text{ms}$ 。

$$C_{\text{SS}} = \frac{t_{\text{SS}} \times I_{\text{SS}}}{0.6\ \text{V}} = \frac{4\ \text{ms} \times 3.4\ \mu\text{A}}{0.6\ \text{V}} = 22.67\ \text{nF}$$

选择一个标准器件值： $C_{\text{SS}} = 22\ \text{nF}$ 。

输入电容选择

在PVIN引脚附近放置一个最小 $10\ \mu\text{F}$ 的陶瓷电容。本应用中，建议使用一个 $10\ \mu\text{F}$ 、X5R、 $25\ \text{V}$ 陶瓷电容。

外部器件推荐

表8. 10 A输出电流典型应用中推荐的外部器件

f_{sw} (kHz)	V_{IN} (V)	V_{OUT} (V)	L (μ H)	C_{OUT} (μ F) ¹	R_{TOP} (k Ω)	R_{BOT} (k Ω)	R_C (k Ω)	C_C (pF)	C_{CP} (pF)	
300	12	1	0.82	680	10	15	21	2700	330	
	12	1.2	1	470	10	10	18	2700	270	
	12	1.5	1	5 × 100	15	10	15	2700	39	
	12	1.8	1.2	5 × 100	20	10	18	2700	33	
	12	2.5	1.5	3 × 100	47.5	15	15	2700	22	
	12	3.3	2.2	3 × 100	10	2.21	20	2700	18	
	12	5	2.2	100	22	3	10	2700	10	
	5	1	0.68	470	10	15	15	2700	330	
	5	1.2	0.82	470	10	10	18	2700	270	
	5	1.5	0.82	5 × 100	15	10	12	2700	39	
	5	1.8	1	4 × 100	20	10	15	2700	33	
	5	2.5	1	2 × 100	47.5	15	10	2700	22	
	5	3.3	1	2 × 100	10	2.21	12	2700	18	
	600	12	1.2	0.47	4 × 100	10	10	18	1200	27
12		1.5	0.47	3 × 100	15	10	18	1200	22	
12		1.8	0.68	3 × 100	20	10	21	1200	18	
12		2.5	0.82	2 × 100	47.5	15	20	1200	12	
12		3.3	1	100	10	2.21	12	1200	10	
12		5	1.2	100	22	3	20	1200	6.8	
5		1	0.47	5 × 100	10	15	20	1200	33	
5		1.2	0.47	4 × 100	10	10	18	1200	27	
5		1.5	0.47	3 × 100	15	10	18	1200	22	
5		1.8	0.47	2 × 100	20	10	14	1200	18	
5		2.5	0.47	100	47.5	15	10	1200	12	
5		3.3	0.47	100	10	2.21	12	1200	10	
1200		12	2.5	0.47	100	47.5	15	20	680	6.8
		12	3.3	0.47	47	10	2.21	12	680	4.7
	12	5	0.68	47	22	3	18	680	3.3	
	5	1	0.13	2 × 100	10	15	15	680	12	
	5	1.2	0.24	2 × 100	10	10	18	680	12	
	5	1.5	0.24	2 × 100	15	10	22.1	680	10	
	5	1.8	0.24	100	20	10	14	680	8.2	
	5	2.5	0.24	47	47.5	15	9.1	680	6.8	
	5	3.3	0.24	47	10	2.21	12	680	4.7	

¹ 680 μ F: 6.3 V, KEMET T530X687M006ATE010; 470 μ F: 6.3 V, KEMET T520X477M006ATE010; 100 μ F: 6.3 V, X5R, Murata GRM32ER60J107ME20; 47 μ F: 6.3 V, X5R, Murata GRM32ER60J476ME20.

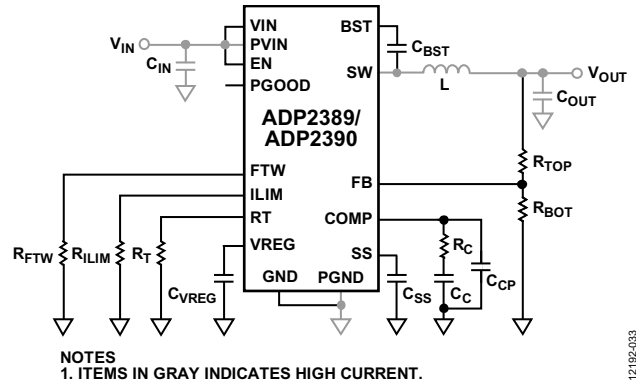
ADP2389/ADP2390

电路板布局建议

为使ADP2389/ADP2390获得最佳性能，良好的印刷电路板(PCB)布局至关重要。不良的PCB布局会降低输出调节性，以及电磁干扰(EMI)和电磁兼容(EMC)性能。图34显示了ADP2389/ADP2390的良好PCB布局示例。以下是关于最佳布局的指导性建议：

- 使用独立的模拟接地层和电源接地层。将敏感模拟电路(如输出分压元件)的参考地连接至模拟地。另外，将电源元件(如输入电容和输出电容)的参考地连接至电源地。将两个接地层与ADP2389/ADP2390的裸露GND焊盘相连。
- 尽量靠近IC放置输入电容、电感和输出电容，并使用较短走线。
- 确保高电流环路走线尽可能短而宽。并确保从输入电容流入，流经电感，输出电容和电容地层，最终回到输入电容的大电流路径尽可能的短。为达到上述的目的，应确保输入电容和输出电容共用同一电源接地层。另外，为确保从电源接地层，经电感和输出电容，返回电源接地层的高电流路径尽可能短，可将ADP2389/ADP2390的PGND引脚与PGND层相连，并尽可能靠近输入和输出电容。

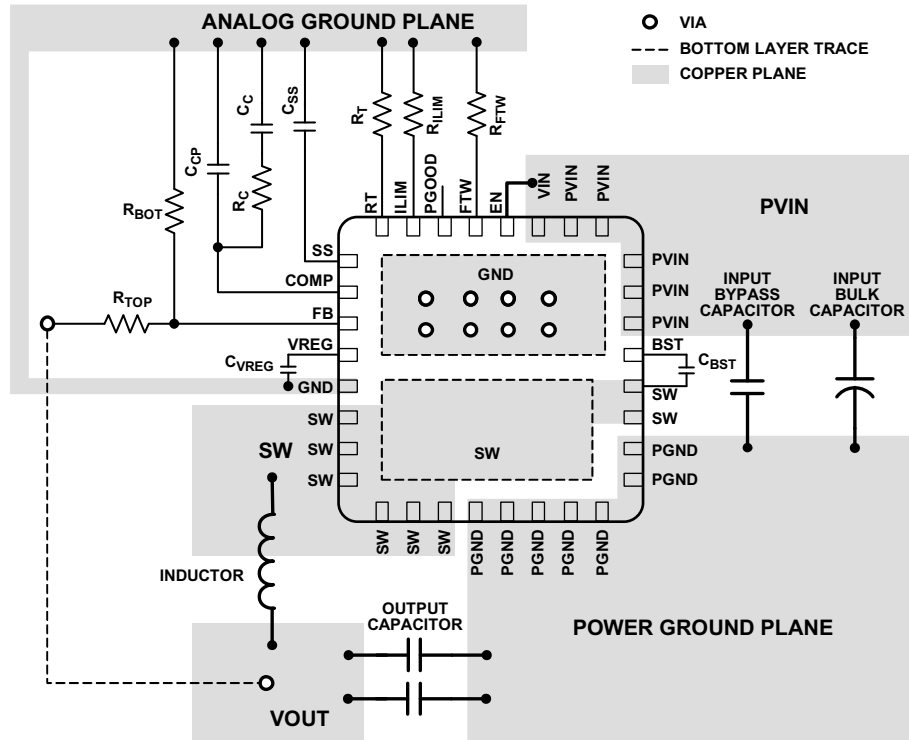
- 将ADP2389/ADP2390的裸露GND焊盘与一个较大的外部铜层相连，以便最大程度发挥其散热性能，降低结点温度。另外，使用短而宽的走线将裸露SW焊盘与ADP2389/ADP2390的SW引脚相连，或针对高电流，将裸露SW焊盘连接至开关节点上较大的铜层以降低热阻。
- 将反馈电阻分压网络尽可能靠近FB引脚配置，以免受噪声影响。应尽量缩短反馈电阻分压器顶部与输出端之间的走线，同时确保走线远离高电流走线和开关节点，以免噪声影响。为进一步降低噪声影响，应在FB走线的两侧各放置一个模拟接地层，并确保走线的长度尽可能最短，以便降低寄生电容。



NOTES
1. ITEMS IN GRAY INDICATES HIGH CURRENT.

图33. PCB电路中的高电流路径

12192-033



12192-034

图34. 推荐的PCB布局

ADP2389/ADP2390

典型应用电路

图35至图37显示了ADP2389/ADP2390的一些典型应用电路，供用户参考。

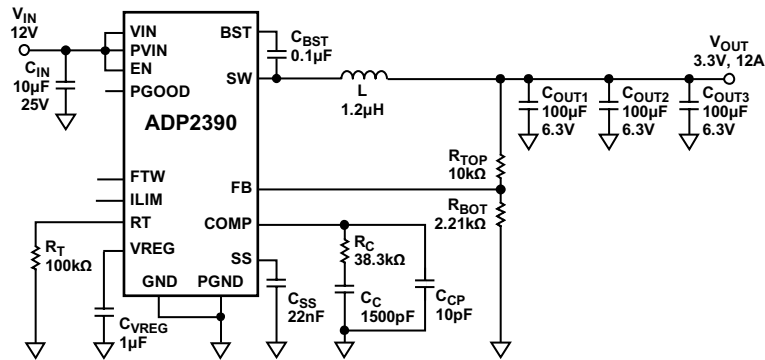


图35. $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $I_{OUT} = 12A$, $f_{SW} = 600kHz$, PFM模式

121924035

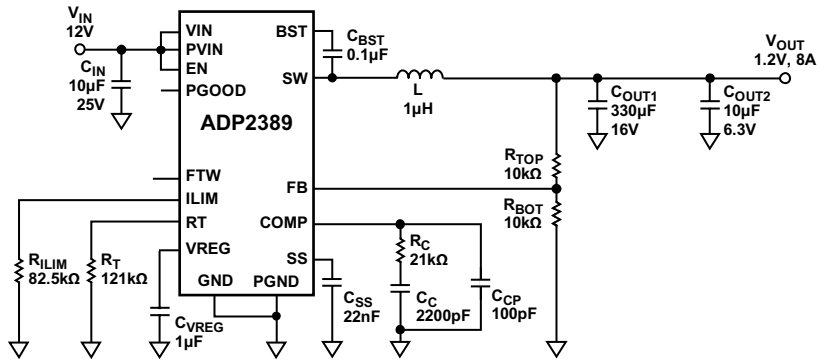


图36. $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $I_{OUT} = 8A$, $f_{SW} = 500kHz$, 可编程限流

121924036

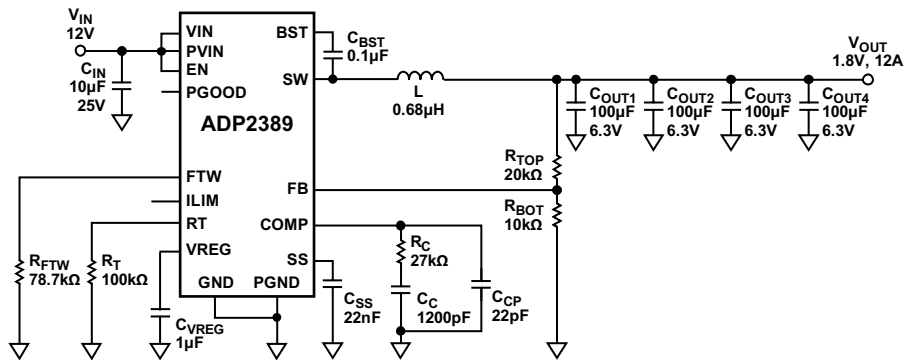
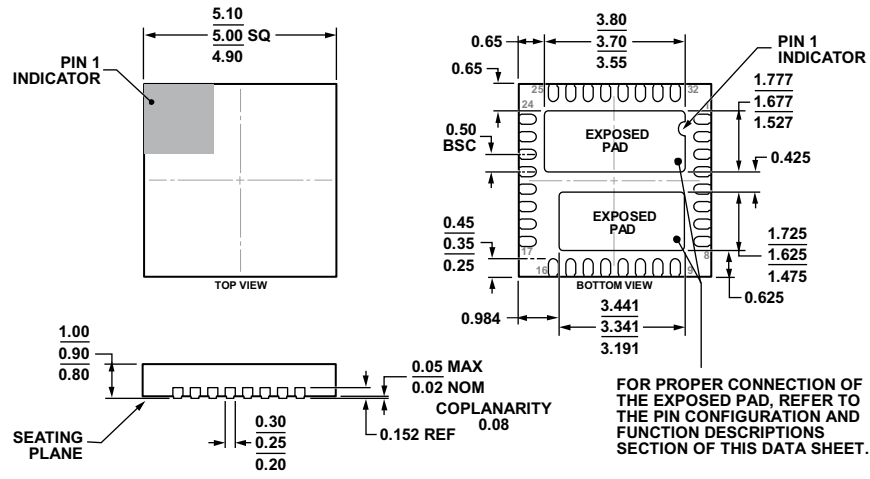


图37. $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.8V$, $I_{OUT} = 12A$, $f_{SW} = 600kHz$, 快速瞬变

121924037

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-VHHD

图38. 32引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP_VQ]
5 mm x 5 mm超薄体
(CP-32-19)
图示尺寸单位: mm

12-12-2012-A

订购指南

型号 ¹	温度范围	输出电压	封装描述	封装选项
ADP2389ACPZ-R7	-40°C至+125°C	可调	32引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP_VQ]	CP-32-19
ADP2390ACPZ-R7	-40°C至+125°C	可调	32引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP_VQ]	CP-32-19
ADP2389-EVALZ			评估板	
ADP2390-EVALZ			评估板	

¹Z = 符合RoHS标准的器件。