

主要特性

输入电压：4.5 V至20 V

输出精度： $\pm 1\%$

集成90 m Ω 高端MOSFET（典型值）

灵活的输出配置

双路输出：3 A/3 A

单路交错式输出：6 A

可编程开关频率：250 kHz至1.2 MHz

外部同步输入，可编程相移，或内部时钟输出

可选PWM或PFM工作模式

小型电感的限流可调

外部补偿和软启动

启动后进入预充电输出

应用

通信基础设施

网络和服务器

工业和仪器仪表

医疗保健

中间供电轨转换

DC-DC负载点应用

概述

ADP2323为功能全面的双通道降压DC-DC调节器，采用电流模式架构。ADP2323集成了两个高端功率型MOSFET开关和两个低端驱动器，可控制外部N通道MOSFET。采用两个脉冲宽度调制(PWM)通道，提供3 A双路输出，或6 A单路交错式输出。支持4.5 V至20 V输入电源电压范围，输出电压可低至0.6 V。

开关频率可设置，范围介于250 kHz至1.2 MHz之间，或与外部时钟同步，将多轨应用的干扰降至最低。PWM双通道180°错相工作，因此能降低输入电流纹波，并减小输入电容的尺寸。

双向同步引脚可配置为60°、90°或120°相移，为实现堆叠式多相功率解决方案提供了可能性。

ADP2323可设置为轻载时，以脉冲频率调制(PFM)模式下工作来获得更高效率，或在噪声敏感应用中以强制PWM模式工作。外部补偿和软启动提供设计灵活性。独立的使能输入和电源良好输出提供可靠的电源时序。为提高系统

典型应用电路

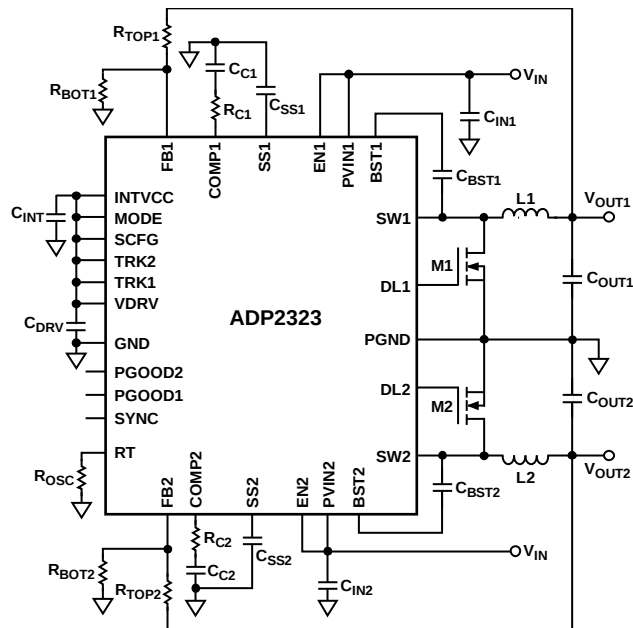


图1

可靠性，器件还包括欠压闭锁(UVLO)、过压保护(OVP)、过流保护(OCP)和热关断(TSD)等特性。

ADP2323在-40°C至+125°C的结温范围内工作，采用32引脚LFCSP_WQ封装。

package.

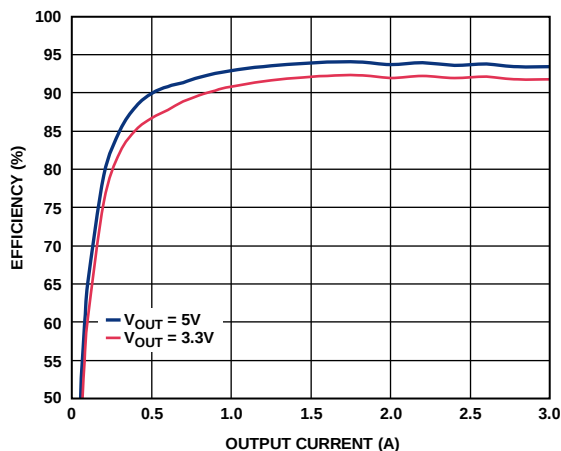


图2.效率与输出电流的关系($V_{IN} = 12\text{ V}$, $f_{SW} = 600\text{ kHz}$)

Rev. 0

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.

ADI中文版数据手册是英文版数据手册的译文，敬请谅解翻译中可能存在的语言组织或翻译错误，ADI不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。如需确认任何词语的准确性，请参考ADI提供的最新英文版数据手册。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700
Fax: 781.461.3113
www.analog.com

©2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性.....	1	过压保护.....	17
应用.....	1	欠压闭锁.....	18
典型应用电路.....	1	热关断.....	18
概述.....	1	应用信息.....	19
修订历史.....	2	输入电容选择.....	19
功能框图.....	3	输出电压设置.....	19
技术规格.....	4	电压转换限制.....	19
绝对最大额定值.....	6	限流设置.....	19
热阻.....	6	电感选择.....	19
ESD警告.....	6	输出电容选择.....	20
引脚配置和功能描述.....	7	低端功率设备选择.....	20
典型工作特性.....	9	编程UVLO输入.....	21
工作原理.....	15	补偿器件设计.....	21
控制方案.....	15	设计示例.....	23
PWM模式.....	15	输出电压设置.....	23
PWM模式.....	15	限流设置.....	23
精密使能/关断.....	15	频率设置.....	23
独立输入电压.....	15	电感选择.....	23
内部调节器(INTVCC).....	15	输出电容选择.....	23
自举电路.....	16	低端MOSFET选择.....	24
低端驱动器.....	16	补偿器件.....	24
振荡器.....	16	软启动时间编程.....	24
同步.....	16	输入电容选择.....	24
软启动.....	16	外部器件推荐.....	25
峰值电流限制和短路保护.....	16	典型应用电路.....	26
电压跟踪.....	17	外形尺寸.....	31
并行操作.....	17	订购指南.....	31
电源良好.....	17		

修订历史

2011年7月—修订版0：初始版

功能框图

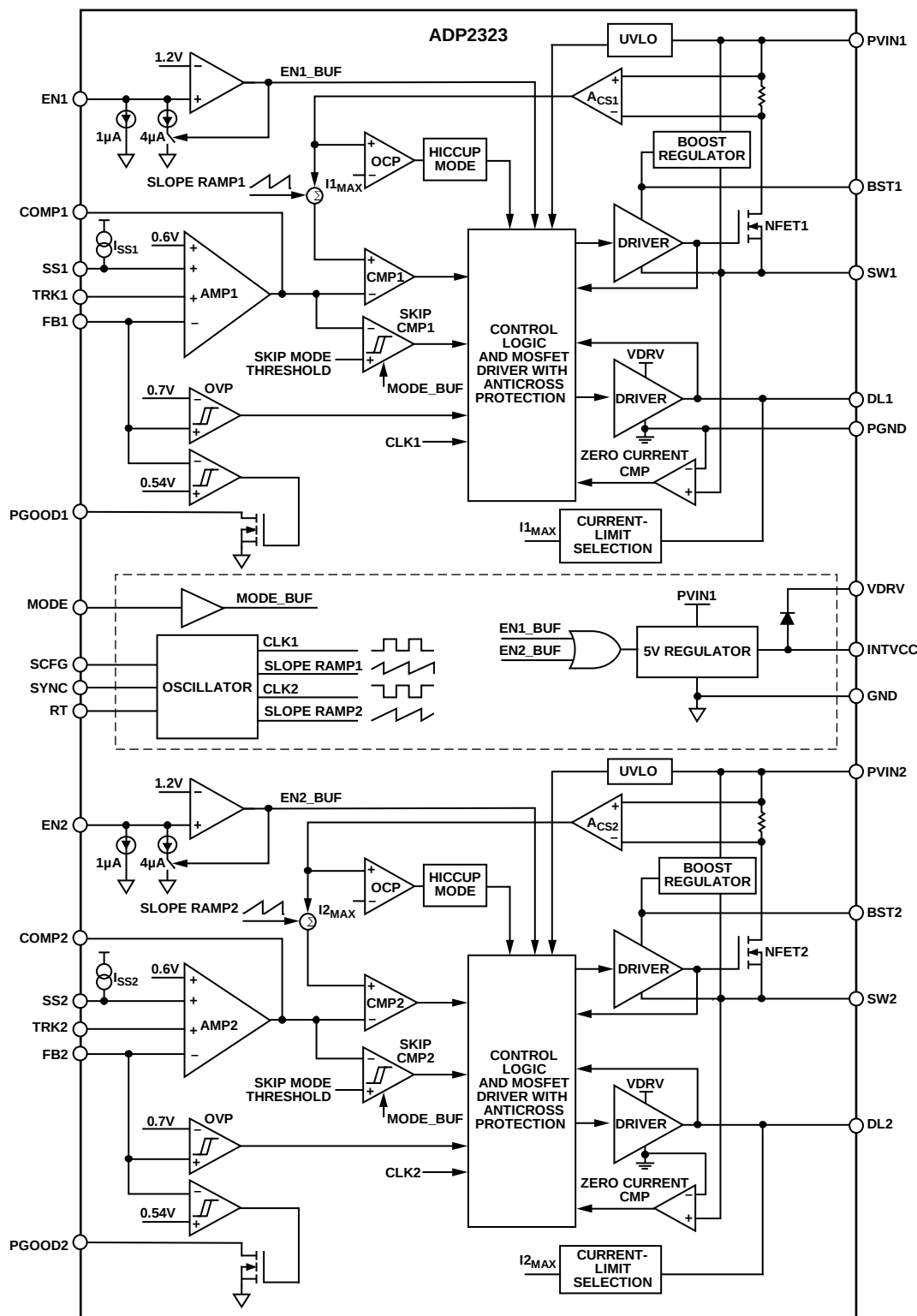


图3. 功能框图

09357-042

ADP2323

技术规格

除非另有说明，PVIN1 = PVIN2 = 12 V， $T_j = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 。

表1

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
功率输入(PVINx引脚)						
输入电压范围	V_{PVIN}		4.5		20	V
静态电流 (PVIN1 + PVIN2)	I_{Q}	MODE = GND, 无开关切换		3	5	mA
关断电流 (PVIN1 + PVIN2)	I_{SHDN}	EN1 = EN2 = GND		50	100	μA
PVINx欠压闭锁阈值	UVLO					
PVINx上升				4.3	4.5	V
PVINx下降			3.5	3.8		V
FEEDBACK (FBx引脚)						
FBx调节电压 ¹	V_{FB}	PVINx = 4.5 V to 20 V	0.594	0.6	0.606	V
FBx偏置电流	I_{FB}			0.01	0.1	μA
误差放大器(COMPx引脚)						
跨导	g_{m}		230	300	370	μS
EA源电流	I_{SOURCE}		25	45	65	μA
EA吸电流	I_{SINK}		25	45	65	μA
内部调节器(INTVCC引脚)						
INTVCC电压			4.75	5	5.25	V
压差		$I_{\text{INTVCC}} = 30 \text{ mA}$		400		mV
调节器限流			40	75	120	mA
开关节点(SWx引脚)						
高端导通电阻 ²		V_{BST} 至 $V_{\text{SW}} = 5 \text{ V}$		90	130	m Ω
SWx峰值电流限值		$R_{\text{ILIM}} = \text{悬空}, V_{\text{BST}}$ 至 $V_{\text{SW}} = 5 \text{ V}$	4	4.8	5.8	A
		$R_{\text{ILIM}} = 47 \text{ k}\Omega, V_{\text{BST}}$ 至 $V_{\text{SW}} = 5 \text{ V}$	2.3	3	3.7	A
		$R_{\text{ILIM}} = 15 \text{ k}\Omega, V_{\text{BST}}$ 至 $V_{\text{SW}} = 5 \text{ V}$	0.8	1.5	2.2	A
SWx最小导通时间 ³	$t_{\text{MIN_ON}}$			130		ns
SWx最小关断时间 ³	$t_{\text{MIN_OFF}}$			150		ns
低端驱动器(DLx引脚)						
上升时间 ³		$C_{\text{DL}} = 2.2 \text{ nF}$, 见图19		20		ns
下降时间 ³		$C_{\text{DL}} = 2.2 \text{ nF}$, 见图22		10		ns
源电流电阻				4	6	Ω
吸电流电阻				2	4.5	Ω
振荡器(RT引脚)						
PWM开关频率	f_{SW}	$R_{\text{OSC}} = 100 \text{ k}\Omega$	530	600	670	kHz
PWM频率范围			250		1200	kHz
同步(SYNC引脚)						
SYNC输入		SYNC配置为输入				
同步范围			300		1200	kHz
最短导通脉冲宽度			100			ns
最短关断脉冲宽度			100			ns
上限			1.3			V
下限					0.4	V
SYNC输出		SYNC配置为输出				
SYNC引脚上的频率	f_{CLKOUT}			f_{SW}		kHz
正向脉冲时间			100			ns
软启动(SSx引脚)						
SSx引脚源电流	I_{SS}		2.5	3.5	4.5	μA

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
跟踪输入(TRKx引脚)						
TRKx输入电压范围			0		600	mV
TRKx对FBx偏移电压		TRKx = 0 mV 至 500 mV	-10		+10	mV
TRKx输入偏置电流					100	nA
电源良好(PGOODx引脚)						
电源良好上升阈值			87	90	93	%
电源良好迟滞				5		%
电源良好去毛刺时间		从FBx到PGOODx		16		时钟周期
PGOODx漏电流		$V_{PGOOD} = 5\text{ V}$		0.1	1	μA
PGOODx输出低电压		$I_{PGOOD} = 1\text{ mA}$		50	100	mV
使能(ENx引脚)						
ENx上升阈值				1.2	1.28	V
ENx下降阈值			1.02	1.1		V
ENx源电流		EN电压低于下降阈值		5		μA
		EN电压高于上升阈值		1		μA
模式(模式引脚)						
输入高电压			1.3			V
输入低电压					0.4	V
热特性						
热关断阈值				150		$^{\circ}\text{C}$
热关断迟滞				15		$^{\circ}\text{C}$

¹ 已在反馈环路中进行测试，该环路调节 V_{FB} 以达到COMPx引脚上的指定电压。

² 引脚对引脚测量。

³ 通过设计保证。

绝对最大额定值

参数	额定值
PVIN1, PVIN2, EN1, EN2	−0.3 V 至 +22 V
SW1, SW2	−1 V 至 +22 V
BST1, BST2	$V_{SW} + 6\text{ V}$
FB1, FB2, SS1, SS2, COMP1, COMP2, PGOOD1, PGOOD2, TRK1, TRK2, SCFG, SYNC, RT, MODE	−0.3 V 至 +6 V
INTVCC, VDRV, DL1, DL2	−0.3 V 至 +6 V
PGND 至 GND	−0.3 V 至 +0.3 V
温度范围	
工作（结温）	−40°C 至 +125°C
存储温度	−65°C 至 +150°C
焊接条件	JEDEC J-STD-020

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最值，不表示在这些条件下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，器件能够正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

热阻

θ_{JA} 针对最差条件，即：将器件焊接在电路板上以实现表贴封装。

边界条件

θ_{JA} 通过JEDEC 4层电路板自然对流方式来测量，裸露焊盘通过散热通孔焊接在印刷电路板(PCB)上。

表3. 热阻

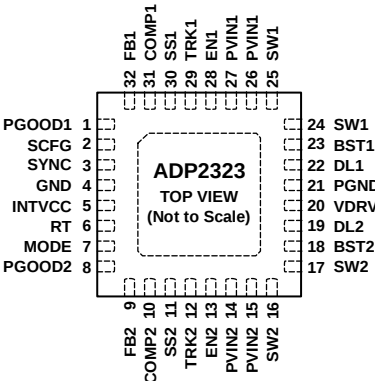
封装类型	θ_{JA}	单位
32引脚 LFCSP_WQ	32.7	°C/W

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



NOTES
1. THE EXPOSED PAD SHOULD BE SOLDERED TO AN EXTERNAL GND PLANE.

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	PGOOD1	通道1的电源良好输出引脚（开漏）。建议使用10 kΩ到100 kΩ的上拉电阻。
2	SCFG	同步配置输入。SCFG引脚可将SYNC引脚配置为输入或输出引脚。将SCFG连接到INTVCC可将SYNC配置为输出引脚。使用电阻下拉至地可将SYNC配置为不同相移角度的输入引脚。
3	SYNC	同步。该引脚可配置为输入或输出引脚。当配置为输出引脚时，它提供开关频率的时钟。当配置为输入引脚时，该引脚接受调节器所同步的外部时钟，相移通过SCFG进行配置。请注意，当SYNC配置为输入引脚时，PFM模式禁用，器件仅在连续导通模式(CCM)下工作。
4	GND	模拟地。连接到接地层。
5	INTVCC	内部5 V调节器输出引脚。IC控制电路通过该电压供电。在INTVCC和GND之间放置1 μF陶瓷电容。
6	RT	在RT与GND之间连接一个电阻，将开关频率编程设定在250 kHz与1.2 MHz之间。
7	MODE	模式选择。此引脚与INTVCC相连时，PFM模式禁用，调节器仅在CCM模式下工作。当此引脚接地时，PFM模式启用。如果低端器件为二极管，则MODE引脚必须接地。
8	PGOOD2	通道2的电源良好输出引脚（开漏）。建议使用10 kΩ到100 kΩ的上拉电阻。
9	FB2	通道2的反馈电压检测输入引脚。从通道2输出电压VOUT2连接至电阻分压器。将FB2连接至INTVCC，用于并行应用。
10	COMP2	通道2的误差放大器输出引脚。在COMP2与GND之间连接一个RC网络。将COMP1和COMP2连接在一起，用于并行应用。
11	SS2	通道2的软启动控制。在SS2与GND之间连接一个电容，对软启动时间进行编程。对于并行应用，SS2保持断开。
12	TRK2	通道2的跟踪输入引脚。若要跟踪主电压，可从该主电压的分压器驱动该引脚。如果不使用跟踪功能，将TRK2连接到INTVCC。
13	EN2	通道2的使能引脚。可使用外部电阻分压器来设定启动阈值。如果不使用使能引脚，将EN2连接到PVIN2。
14, 15	PVIN2	通道2的电源输入引脚。将PVIN2连接到输入电源，并在PVIN2和地之间连接一个旁路电容。
16, 17	SW2	通道2的开关节点。
18	BST2	通道2栅极驱动的供电轨。在SW2与BST2之间放置一个0.1 μF电容。
19	DL2	通道2的低端栅极驱动器输出引脚。在DL2与PGND之间连接一个电阻，以设置通道2的限流阈值。
20	VDRV	低端驱动器电源输入引脚。将VDRV连接到INTVCC。在VDRV引脚和PGND之间放置一个1 μF陶瓷电容。
21	PGND	驱动器电源地。连接到同步N通道MOSFET的源。

ADP2323

引脚编号	引脚名称	描述
22	DL1	通道1的低端栅极驱动器输出引脚。在该引脚与PGND之间连接一个电阻，以设置通道1的限流阈值。
23	BST1	通道1栅极驱动的供电轨。在SW1与BST1之间放置一个0.1 μF电容。
24, 25	SW1	通道1的开关节点。
26, 27	PVIN1	通道1的电源输入引脚。该引脚是通道1的电源输入引脚，也为外部调节器供电。连接到输入电源并在PVIN1与地之间连接一个旁路电容。
28	EN1	通道1的使能引脚。可使用外部电阻分压器来设定启动阈值。如果不使用使能引脚，将EN1引脚连接到PVIN1。
29	TRK1	通道1的跟踪输入引脚。若要跟踪主电压，可从该主电压的分压器驱动该引脚。如果不使用跟踪功能，将TRK1连接到INTVCC。
30	SS1	通道1的软启动控制。若要对软启动时间进行编程，在SS1与GND之间连接一个电容。
31	COMP1	通道1的误差放大器输出引脚。在COMP1与GND之间连接一个RC网络。将COMP1和COMP2连接在一起，用于并行应用。
32	FB1	通道1的反馈电压检测输入引脚。从通道1输出电压V _{OUT1} 连接至电阻分压器。
	裸露焊盘	将裸露的焊盘焊接到外部GND平面。

典型工作特性

工作条件：除非另有说明， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = 12\text{ V}$ ， $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$ ， $L = 4.7\text{ }\mu\text{H}$ ， $C_{OUT} = 2 \times 47\text{ }\mu\text{F}$ ， $f_{SW} = 600\text{ kHz}$ 。

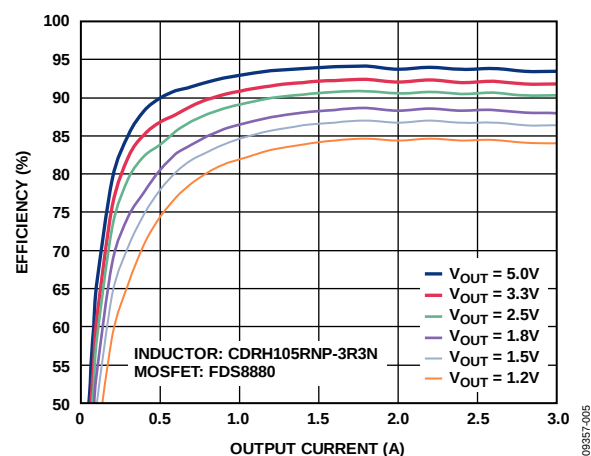


图5. 效率， $V_{IN} = 12\text{ V}$ ， $f_{SW} = 600\text{ kHz}$ ，FPWM

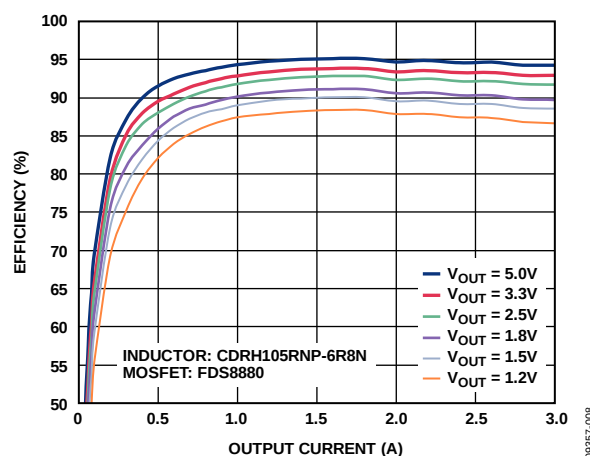


图8. 效率， $V_{IN} = 12\text{ V}$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ，FPWM

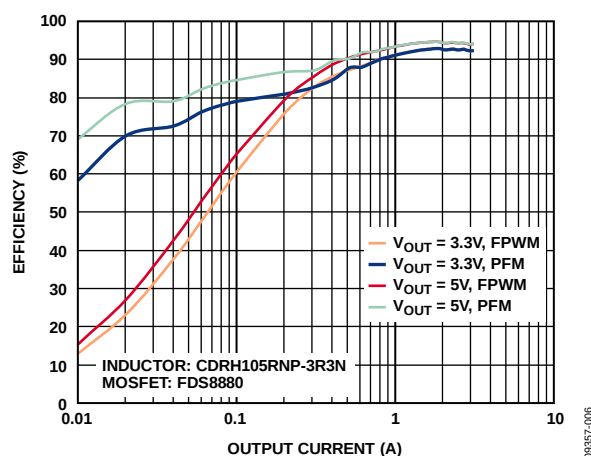


图6. 效率， $V_{IN} = 12\text{ V}$ ， $f_{SW} = 600\text{ kHz}$ ，PFM

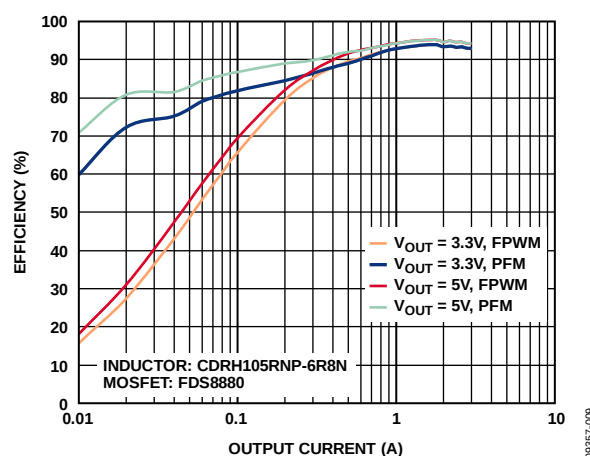


图9. 效率， $V_{IN} = 12\text{ V}$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ，PFM

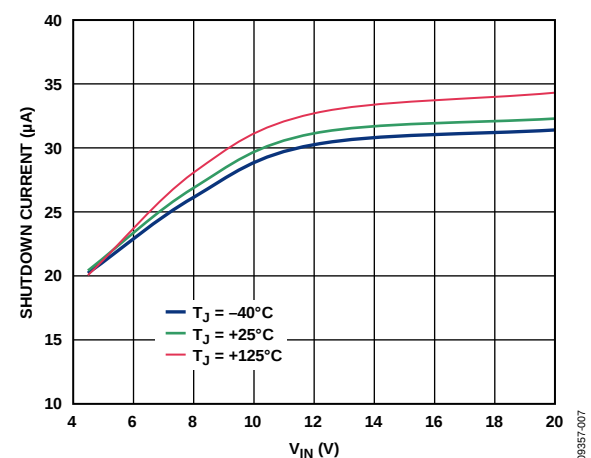


图7. 关断电流与 V_{IN} 的关系

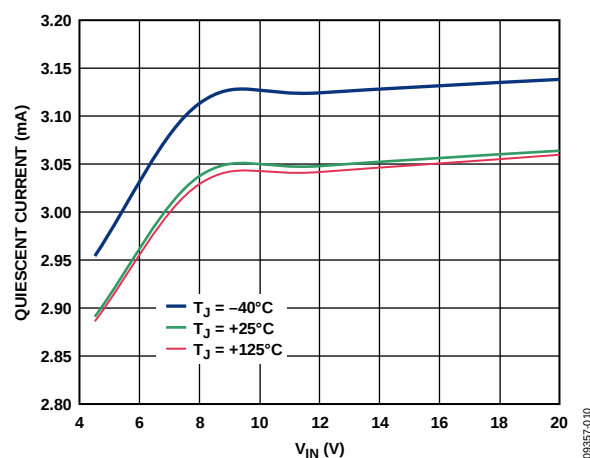


图10. 静态电流与 V_{IN} 的关系

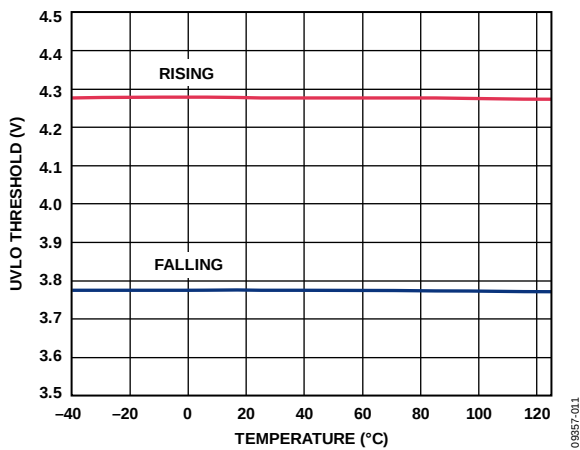


图11. 欠压闭锁(UVLO)阈值与温度的关系

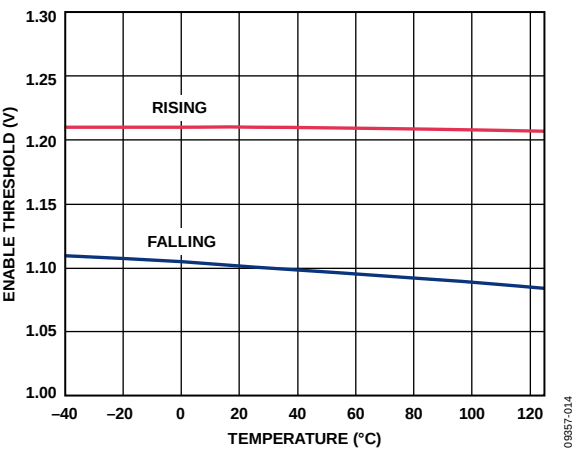


图14. EN阈值与温度的关系

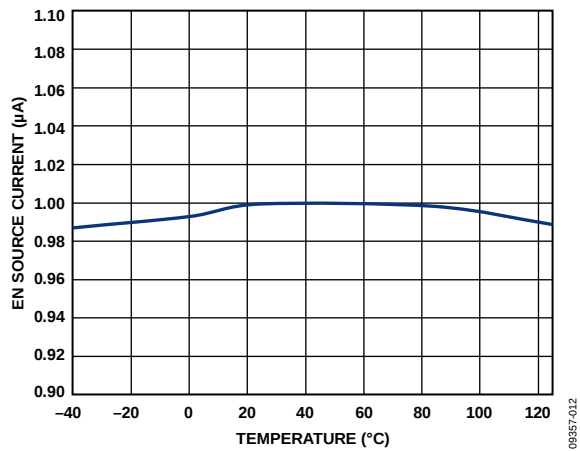


图12. EN源电流, $V_{EN} = 1.5V$

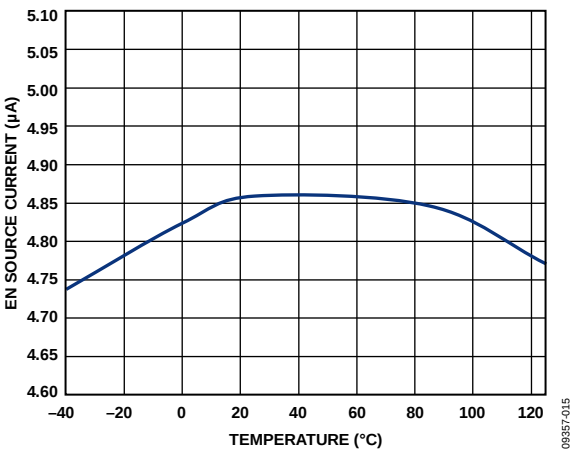


图15. EN源电流, $V_{EN} = 1V$

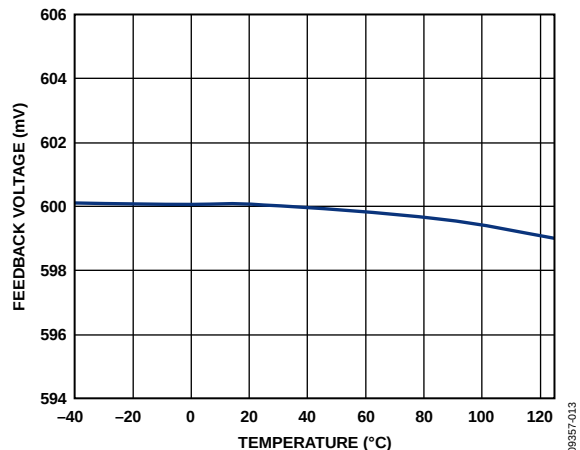


图13. 反馈电压与温度的关系

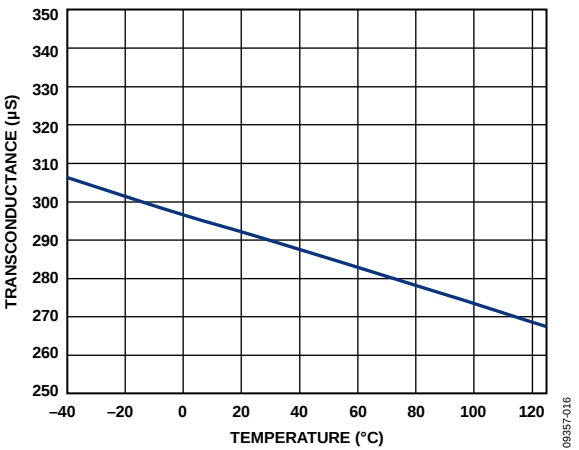


图16. g_m 与温度的关系

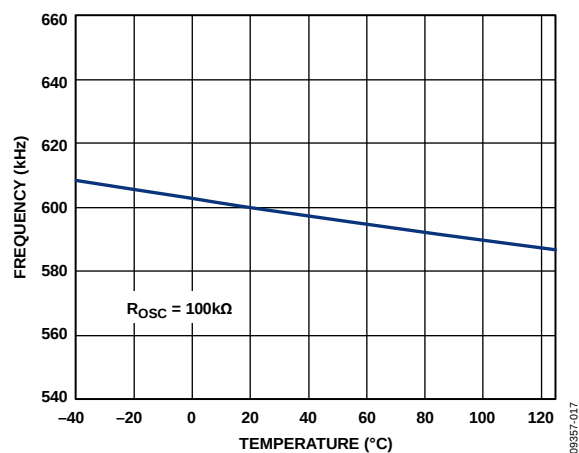


图17. 频率与温度的关系

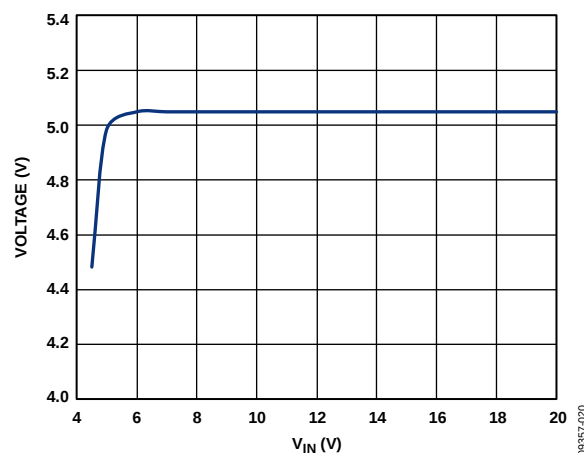
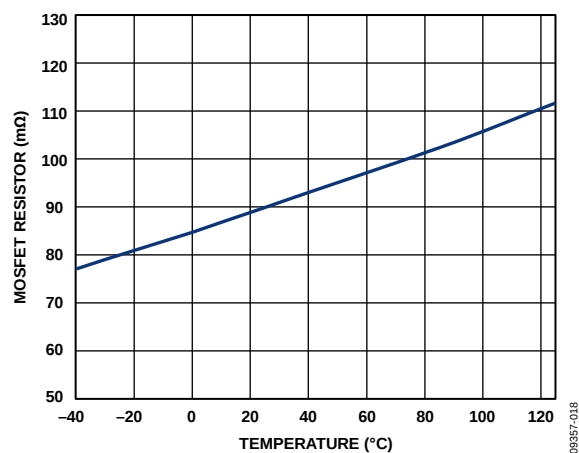
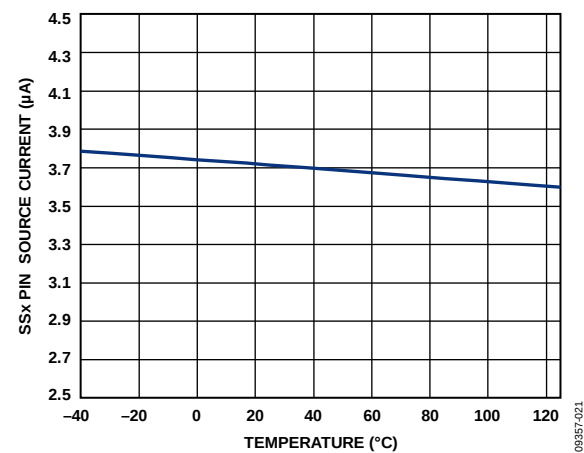
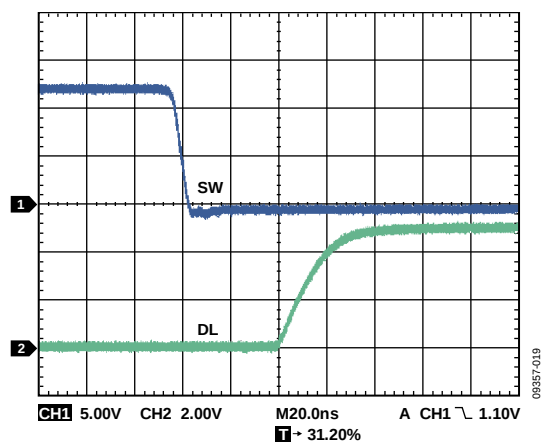
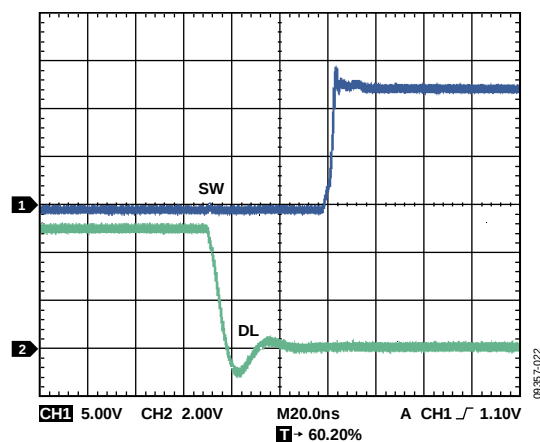
图20. INTVCC电压与 V_{IN} 的关系图18. MOSFET $R_{DS(on)}$ 与温度的关系

图21. SSx引脚源电流与温度的关系

图19. 低端驱动器上升沿波形, $C_{DL} = 2.2 \text{ nF}$ 图22. 低端驱动器下降沿波形, $C_{DL} = 2.2 \text{ nF}$

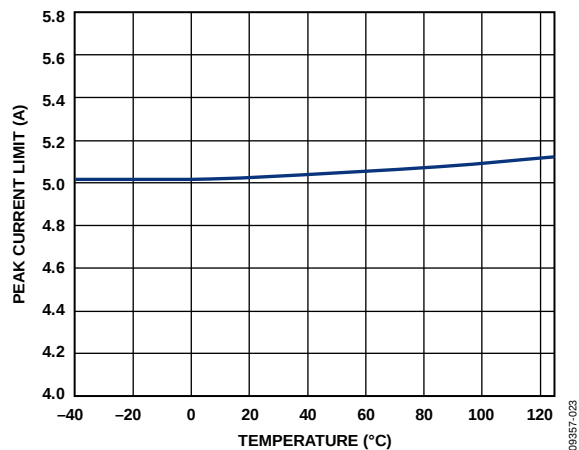


图23. 限流阈值与温度的关系, $R_{ILIM} = \text{悬空}$

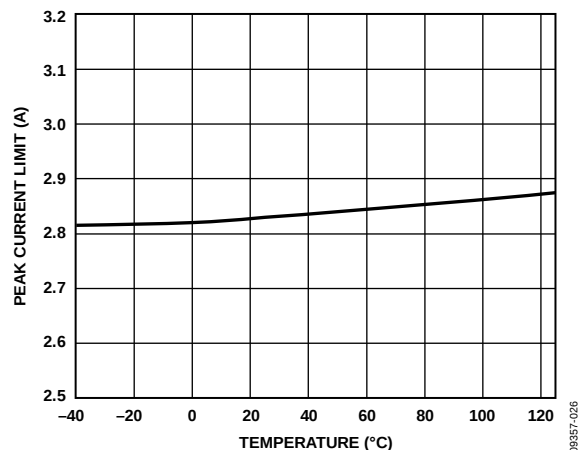


图26. 限流阈值与温度的关系, $R_{ILIM} = 47 \text{ k}\Omega$

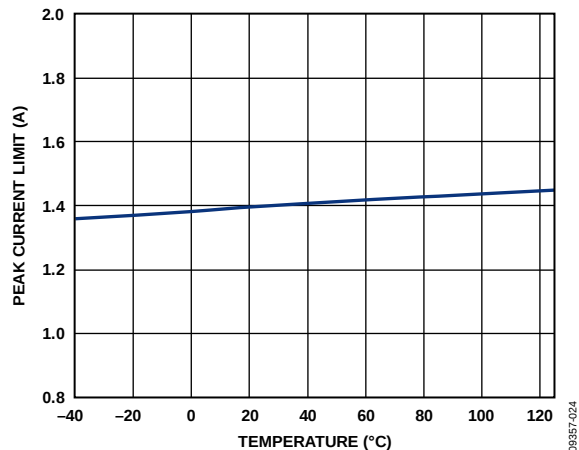


图24. 限流阈值与温度的关系, $R_{ILIM} = 15 \text{ k}\Omega$

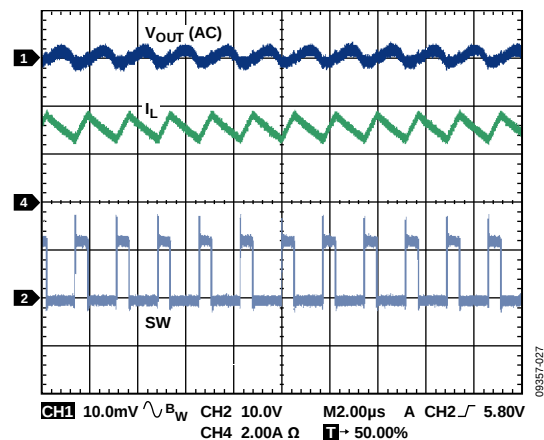


图27. 连续导通模式(CCM)

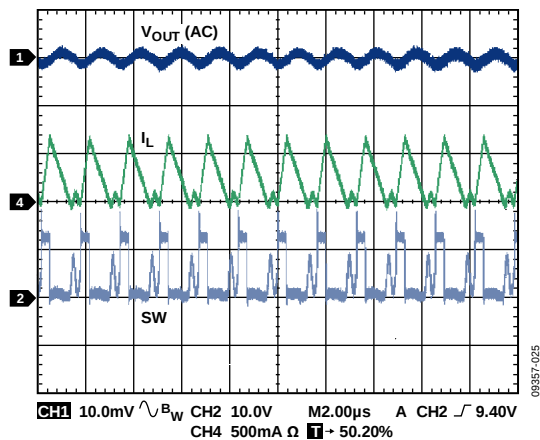


图25. 断续导通模式(DCM)

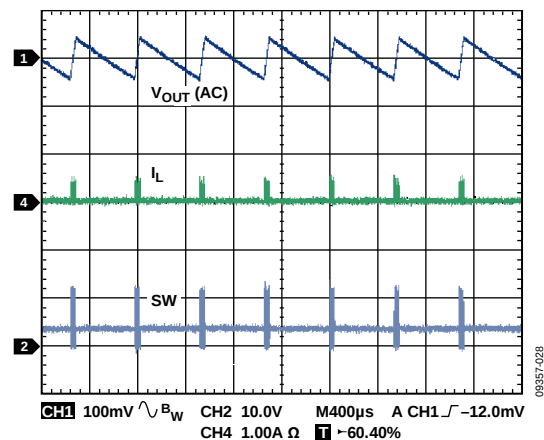


图28. 省电模式

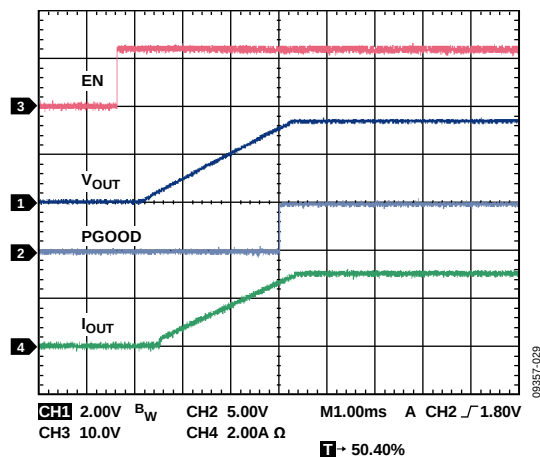


图29. 满载软启动

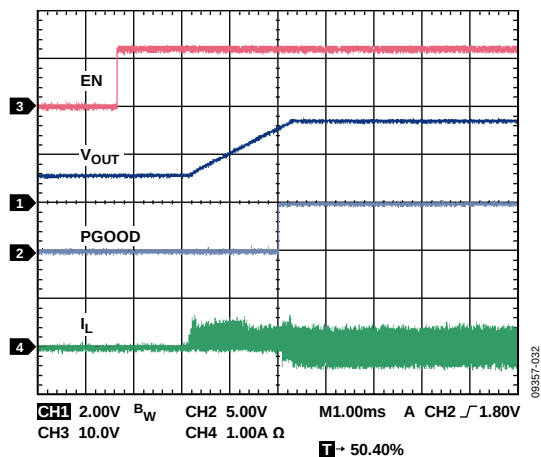


图32. 预充电输出

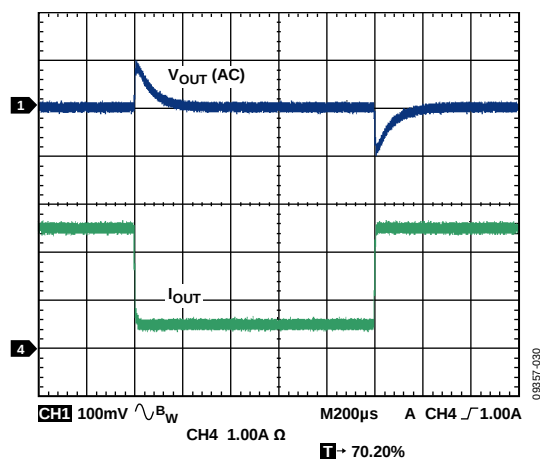


图30. 负载瞬态响应, 0.5 A至2.5 A

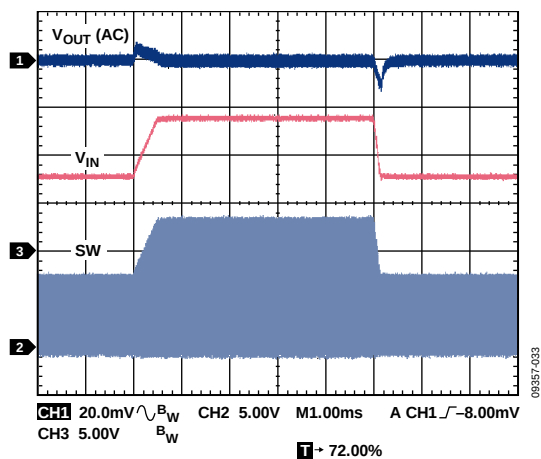
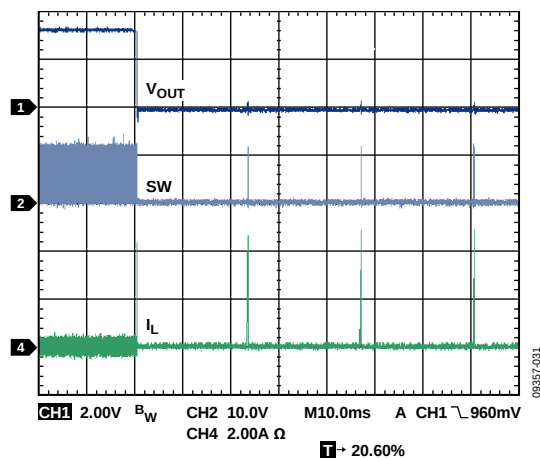
图33. 线路瞬态响应, V_{IN} 范围从8 V到14 V, $I_{OUT} = 3 A$ 

图31. 输出短路

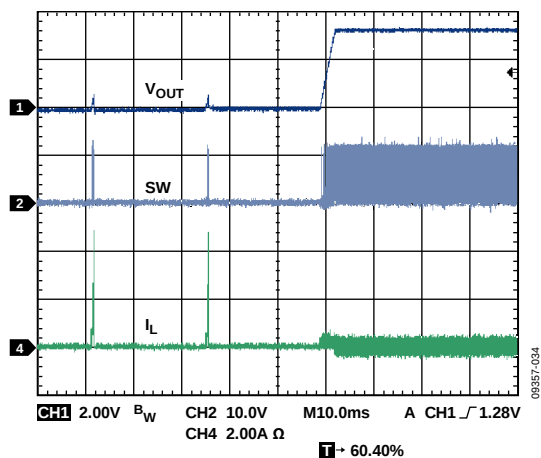


图34. 输出短路恢复

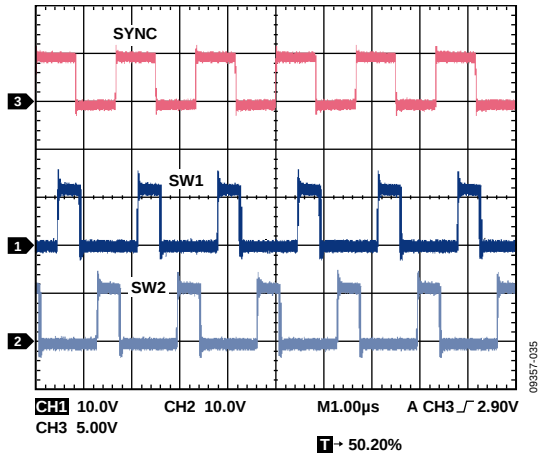


图35. 外部同步，相移角度为60°

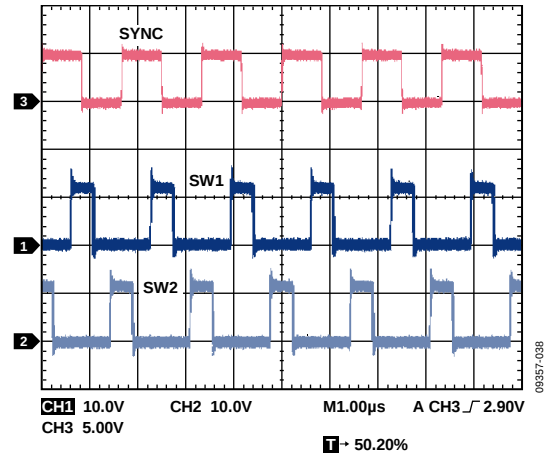


图38. 外部同步，相移角度为90°

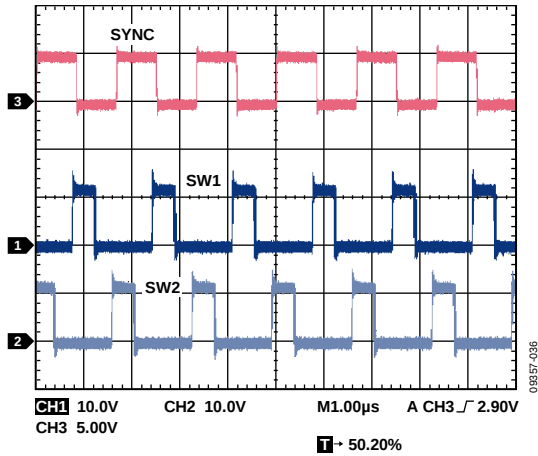


图36. 外部同步，相移角度为120°

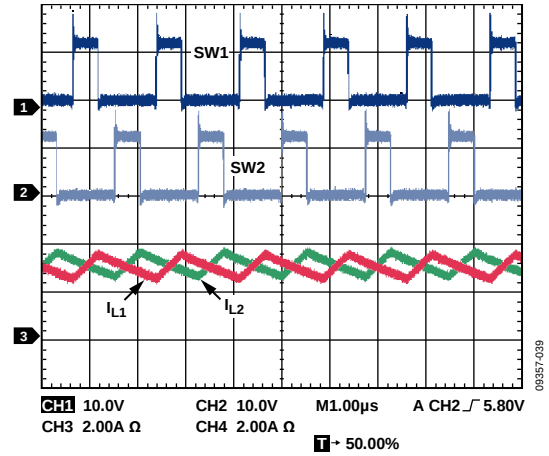


图39. 双相，单路输出， $V_{OUT} = 3.3V$, $I_{OUT} = 6A$

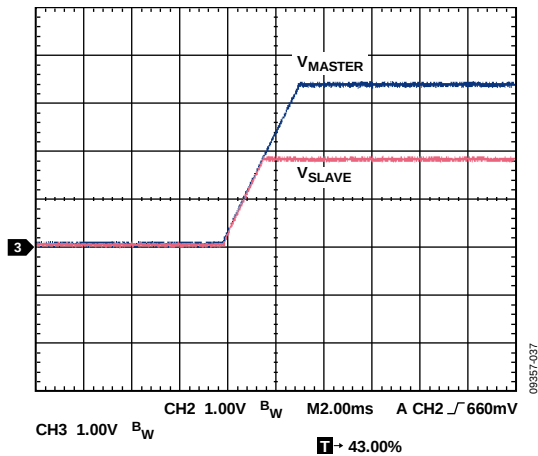


图37. 同步跟踪

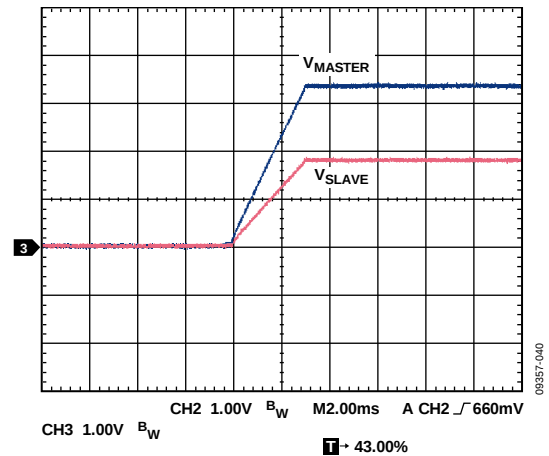


图40. 比率跟踪

工作原理

ADP2323为功能全面的双通道降压DC-DC调节器，采用电流模式架构。它集成了两个高端功率型MOSFET开关和两个低端驱动器，可控制外部MOSFET。ADP2323针对需要高效率和设计灵活性的高性能应用。

ADP2323可采用4.5 V至20 V的输入电压工作，并且可将输出电压降至0.6 V。灵活设计的其他功能包括可编程的开关频率、可编程的软启动、外部补偿、独立使能输入和电源良好输出。

控制方案

ADP2323在中载至满载时采用固定频率、电流模式PWM控制结构，若启用节能模式(PFM)，在轻载时可自动切换到PFM模式。节能模式(PFM)可降低开关损耗，并且在轻载时提升效率。以固定频率PWM模式工作时，通过调节集成N通道MOSFET(亦称为NFET)开关的占空比来调节输出电压。以节能模式工作时，通过调节开关频率来调节输出电压。

PWM模式

在PWM模式中，ADP2323以外部电阻设定的固定频率工作。每个振荡器周期开始时，高端NFET打开，给电感两端发送一个正向电压。电感电流上升，直到电流检测信号超过峰值电感电流阈值，然后关断高端NFET并打开低端NFET(二极管)。这使得电感两端产生一个负向电压，使电感电流下降。低端NFET(二极管)保持导通，直到此周期结束或电感电流为零。

PFM模式

要使能PFM模式，需将MODE引脚拉至地。当COMPx电压低于PFM阈值电压时，器件将进入PFM模式。

当器件进入PFM模式时，它会监测FBx电压来调节输出电压。由于高端和低端NFET关闭，输出电压将会下降，这是由输出电容放电的负载电流引起的。当FBx电压下降到0.605 V以下时，器件开始切换，并且随着电感电流充入输出电容，输出电压将会上升。当FBx电压超过0.62 V时，器件将同时关闭高端和低端NFET，直到FBx电压降至0.605 V。在PFM模式中，输出电压纹波比PWM模式的纹波大。

精密使能/关断

对于每个通道，ADP2323拥有两个独立使能引脚(EN1和EN2)。ENx引脚拥有一个内部下拉电流源(5 μ A)，当ENx引脚断开时会默认关断。

当EN1或EN2引脚的电压超过1.2 V(典型值)时，通道1或通道2使能，并且EN1或EN2引脚的内部下拉电流源降至1 μ A，从而允许用户编程输入电压欠压闭锁(UVLO)。

当EN1或EN2引脚的电压降至1.1 V(典型值)以下时，通道1或通道2关闭。当EN1和EN2均低于1.1 V时，所有内部电路关闭，并且器件进入关断模式。

单独的输入电压

ADP2323支持两个单独的输入电压。这意味着可将PVIN1和PVIN2电压连接至两个不同的电源电压。在这几类应用中，因为PVIN1电压为内部调节器和控制电路供电，所以PVIN2电压开始上升前，PVIN1电压必须高于UVLO电压。

这一特性使得级联电源工作成为可能，如图41所示，其中PVIN2由通道1输出电源供电。在此配置中，通道1输出电压需要足够高，才能维持对通道2的调节，通道1输出电压需要高于输出电压UVLO阈值。

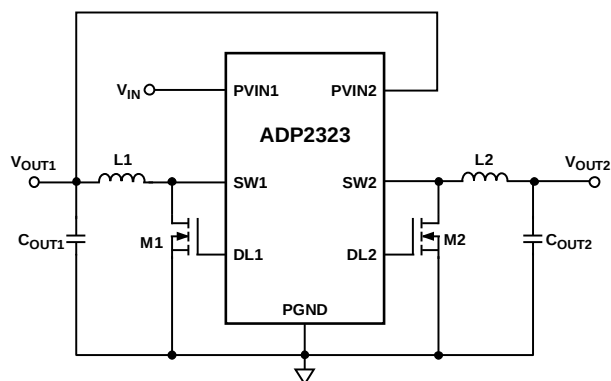


图41. 级联电源工作

内部调节器(INTVCC)

内部调节器为内部控制电路提供稳定的电压供应，并为低端栅极驱动器提供偏置电压。建议在INTVCC和GND之间放置一个1 μ F陶瓷电容。内部调节器还包含起保护作用的限流电路。

当任意一个通道启用时，该内部调节器有效。PVIN1引脚为两个通道使用的内部调节器供电。

ADP2323

自举电路

ADP2323集成了启动调节器，可为高端NFET提供栅极驱动电压。这些调节器在BSTx引脚和SWx引脚之间产生5 V自举电压。

建议在BSTx和SWx引脚之间放置一个0.1 μF陶瓷电容X7R或X5R。

低端驱动器

DLx引脚可为低端N通道MOSFET提供栅极驱动。内部电路监测栅极驱动器信号以确保先开后合式开关，从而防止交叉导通。

VDRV引脚为低端驱动器供电。输入电压最大限值为5.5 V，建议在此引脚旁边放置一个1 μF陶瓷电容。

振荡器

RT与GND之间的电阻根据以下等式对开关频率进行编程：

$$f_{sw} \text{ [kHz]} = \frac{60,000}{R_{osc} \text{ [k}\Omega\text{]}}$$

200 kΩ电阻将频率设置为300 kHz，100 kΩ电阻将频率设置为600 kHz。图42显示了 f_{sw} 与 R_{osc} 之间的典型关系。

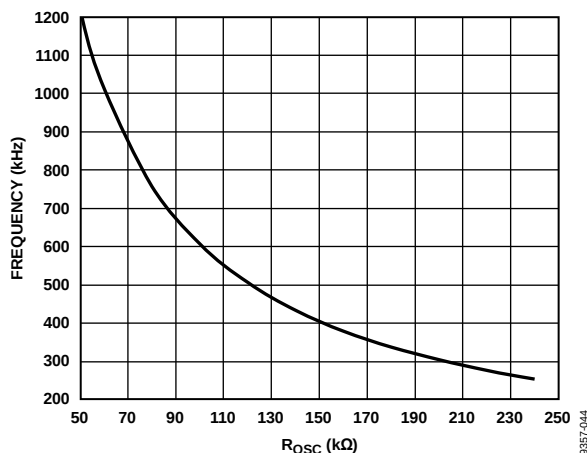


图42. f_{sw} 与 R_{osc} 的关系

同步

可根据表5中所示的SCFG引脚设置将SYNC引脚配置为输入或输出引脚。

表5. SCFG配置

SCFG	SYNC	相移
高	输出	0°
GND	输入	90°
180 kΩ 至 GND	输入	120°
100 kΩ 至 GND	输入	60°

将SYNC引脚配置为输出引脚时，它会产生与内部开关频率相同的时钟信号。

将SYNC引脚配置为输入引脚时，ADP2323会与SYNC引脚所施加的外部时钟同步，内部时钟的编程设置必须低于外部时钟。相移可通过SCFG引脚进行编程。

在同步模式下工作时，ADP2323将禁用PFM模式，仅在CCM模式下工作。

软启动

SSx引脚用于编程软启动时间。在SSx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：

$$T_{ss} = \frac{6.0 \text{ V} \times C_{ss}}{I_{ss}}$$

其中：

C_{ss} 为软启动电容。

I_{ss} 为软启动上拉电流(3.5 μA)。

如果输出电压在上电之前进行预充电，ADP2323会阻止低端MOSFET开启，直到软启动电压超过FBx引脚上的电压。

在软启动期间，ADP2323使用折频技术防止输出电流失控。开关频率根据FBx引脚处的电压而降低，为电感留出更多时间进行放电。表6显示了开关频率与FBx引脚电压之间的关联。

表6. FBx引脚电压和开关频率

FBx引脚电压	开关频率
$V_{FB} \geq 0.4 \text{ V}$	f_{sw}
$0.4 \text{ V} > V_{FB} \geq 0.2 \text{ V}$	$1/2 f_{sw}$
$V_{FB} < 0.2 \text{ V}$	$1/4 f_{sw}$

峰值电流限制和短路保护

ADP2323采用峰值电流限制保护电路，可防止电流失控。在DLx与PGND之间放置一个电阻，对表7中所示的限流值进行编程。可编程的限流阈值功能可允许对低电流应用场合使用小尺寸电感。

表7. 峰值电流限制阈值设置

R _{ILIM}	峰值电流限制阈值
悬空	4.8 A
47 kΩ	3 A
15 kΩ	1.5 A

ADP2323对于过流保护使用打嗝模式。当峰值电感电流达到限流阈值时，高端MOSFET关闭，低端驱动器开启，直到进入下一个周期，同时过流计数器增加。

如果过流计数器达到10，或者FBx引脚电压在软启动后降至0.51 V，则器件将进入打嗝模式。在此模式下，高端MOSFET和低端驱动器同时关断。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；否则将重新进入打嗝模式。

在某些情况下，输入电压(PVIN)斜坡率过低或者输出电容过大，无法支持在软启动期间设置调节电压，导致器件进入打嗝模式。为了避免此类情况发生，可在ENx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。

电压跟踪

ADP2323具有跟踪输入TRKx，使输出电压能够跟踪外部电压(主电压)。它允许适用于FPGA、DSP和ASIC的电源时序控制，这些可能需要内核和I/O电压之间的电源时序控制。

内部误差放大器包括三个正向输入：内部基准电压、软启动电压和跟踪输入电压。误差放大器将反馈电压调节到三个电压中最低的一个。要跟踪主电压，将TRKx引脚接到主电压的电阻分压器上即可，如图43所示。

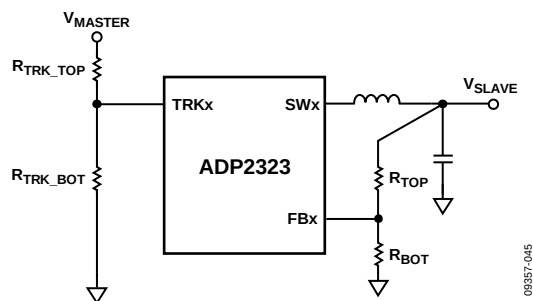


图43. 电压跟踪

常见应用之一是同步跟踪，如图44所示。同步跟踪功能在从输出电压达到规定值之前，使从输出电压与主电压相等。要实现同步跟踪，设置 $R_{TRK_TOP} = R_{TOP}$ 和 $R_{TRK_BOT} = R_{BOT}$ 。

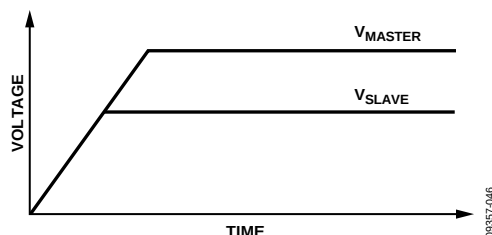


图44. 同步跟踪

图45显示了比率跟踪。从输出被限制为主电压的若干分之一。在此应用中，从电压和主电压同时达到最终值。

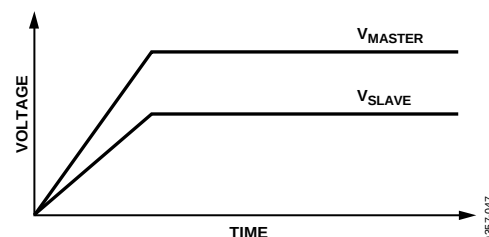


图45. 比率跟踪

从输出电压与主电压之比取决于两个分压器，具体如下：

$$\frac{V_{SLAVE}}{V_{MASTER}} = \frac{1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}}}{1 + \frac{R_{TRK_TOP}}{R_{TRK_BOT}}}$$

最终TRKx引脚电压必须高于0.54 V。如果不使用TRK功能，将TRKx引脚连接到INTVCC。

并行操作

ADP2323支持两相并行操作，以提供6 A的单一输出。要将ADP2323配置为两相单一输出，请执行以下操作：

1. 将FB2引脚连接到INTVCC，从而禁用通道2误差放大器。
2. 将COMP1连接到COMP2，将EN1连接到EN2。
3. 使用SS1设置软启动时间并保持SS2断开。

在并行操作期间，PVIN1和PVIN2的电压应当完全相同。

电源良好

电源良好(PGOODx)引脚为高电平有效、开漏输出，可指示调节器输出电压是否在调节范围内。高电平表示FBx引脚电压(和输出电压)为基准电压的90%以上。低电平表示FBx引脚电压(和输出电压)为基准电压的85%以下。FBx和PGOODx之间存在16周期的去毛刺时间。

过压保护

ADP2323提供过压保护(OVP)功能，可保护系统输出，防止对较高的电源电压输出短路或者发生强烈的负载瞬变。如果反馈电压增加至0.7 V，则内部高端MOSFET和低端驱动器将关断，直到FBx引脚的电压降至0.63 V，此时ADP2323将恢复正常工作。

ADP2323

欠压闭锁

欠压闭锁(UVLO)阈值为4.2 V，迟滞为0.5 V，可防止器件出现上电毛刺。当PVIN1或PVIN2电压升至4.2 V以上时，通道1或通道2启用，软启动周期开始。当PVIN1或PVIN2降至3.7V以下时，将分别关断通道1或通道2。

热关断

当ADP2323结温超过150°C时，热关断电路将关断调节器。热关断有15°C的迟滞，因此片内温度必须低于135°C，ADP2323才会从热关断中恢复。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

输入去耦电容可衰减输入端的高频噪声，并充当储能库。该电容应为10 μF至47 μF范围内的陶瓷电容，必须放置在PVINx引脚附近。由该输入电容、高端NFET和低端NFET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RMS电流额定值应大于下式计算值：

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

输出电压设置

ADP2323的输出电压可通过外部电阻分压器进行设置，计算公式如下：

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

FBx引脚偏置电流(最大0.1 μA)会引起输出电压精度降低，要将降幅限制在0.5%(最大值)以内，应确保R_{BOT}小于30 kΩ。

表8提供了针对各种输出电压选项推荐的电阻分压器。

表8. 适用于各种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

电压转换限制

输入电压和开关频率给定时的最小输出电压受最短导通时间的限制。ADP2323的最短导通时间通常为130 ns。输入电压和频率给定时，CCM模式下最小输出电压的计算公式如下：

$$V_{OUT_MIN} = V_{IN} \times t_{MIN_ON} \times f_{SW} - (R_{DS_{ON1}} - R_{DS_{ON2}}) \times I_{OUT_MIN} \\ \times t_{MIN_ON} \times f_{SW} - (R_{DS_{ON2}} + R_L) \times I_{OUT_MIN}$$

其中：

V_{OUT_MIN} 为最小输出电压。

t_{MIN_ON} 为最短导通时间。

I_{OUT_MIN} 为最小输出电流。

f_{SW} 为开关频率。

R_{DS_{ON1}} 为高端MOSFET导通电阻。

R_{DS_{ON2}} 为低端MOSFET导通电阻。

R_L 为输出电感的串联电阻。

输入电压和开关频率给定时的最大输出电压受最短关断时间和最大占空比的限制。ADP2323的最短关断时间通常为150 ns，最大占空比通常为90%。

输入电压和频率给定时，受限于最短关断时间的最大输出电压的计算公式如下：

$$V_{OUT_MAX} = V_{IN} \times (1 - t_{MIN_OFF} \times f_{SW}) - (R_{DS_{ON1}} - R_{DS_{ON2}}) \times I_{OUT_MAX} \\ \times (1 - t_{MIN_OFF} \times f_{SW}) - (R_{DS_{ON2}} + R_L) \times I_{OUT_MAX}$$

其中：

V_{OUT_MAX} 为最大输出电压。

t_{MIN_OFF} 为最短关断时间。

I_{OUT_MAX} 为最大输出电流。

输入电压给定时，受限于最大占空比的最大输出电压的计算公式如下：

$$V_{OUT_MAX} = D_{MAX} \times V_{IN}$$

其中D_{MAX}为最大占空比。

如上面的公式所示，降低开关频率可减少最短导通时间和最短关断时间限制。

限流设置

ADP2323有三个可选限流阈值。确保选定的限流值大于电感的峰值电流I_{PEAK}。

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；而使用大电感值可获得较小的纹波电流和较好的效率，但瞬态响应会变慢。因此，需要在瞬态响应和效率之间进行权衡。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。电感值计算公式如下：

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

其中：

V_{IN} 为输入电压。

V_{OUT} 为输出电压。

ΔI_L 为电感纹波电流。

f_{SW} 为开关频率。

D 为占空比。

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

ADP2323

ADP2323在电流环路中使用自适应斜率补偿，以防止当占空比大于50%时产生次谐波振荡。内部斜率补偿限制了最小电感值。

当占空比大于50%时，最小电感值可通过以下公式确定：

$$\frac{V_{OUT} \times (1-D)}{2 \times f_{SW}}$$

电感峰值电流可通过以下公式计算：

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

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应该大于开关的限流阈值，以防止电感达到饱和点。

电感的RMS电流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，以实现低铁损、低EMI。

表9. 推荐电感

供应商	产品型号	值 [μH]	Isat [A]	Irms [A]	DCR [mΩ]
Sumida	CDRH105RNP-1R5N	1.5	10.5	8.3	5.8
	CDRH105RNP-2R2N	2.2	9.25	7.5	7.2
	CDRH105RNP-3R3N	3.3	7.8	6.5	10.4
	CDRH105RNP-4R7N	4.7	6.4	6.1	12.3
	CDRH105RNP-6R8N	6.8	5.4	5.4	18
Coilcraft	MSS1048-152NL	1.5	10.5	10.8	5.8
	MSS1048-222NL	2.2	8.4	9.78	7.2
	MSS1048-332NL	3.3	7.38	7.22	10.4
	MSS1048-472NL	4.7	6.46	6.9	12.3
	MSS1048-682NL	6.8	5.94	6.01	18
Würth Elektronik	7447797180	1.8	13.3	7.3	16
	7447797300	3.0	10.5	7.0	18
	7447797470	4.7	8.0	5.8	27
	7447797620	6.2	7.5	5.5	30

输出电容选择

输出电容的选择影响到输出电压纹波和调节器的环路动态特性。例如，在输出端出现负载阶跃瞬态期间，当负载突然增加时，输出电容向负载供电，直到控制环路有机会提高电感电流，此电流可造成输出电压欠冲。

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：

ΔI_{STEP} 为负载阶跃。

ΔV_{OUT_UV} 为容许的输出电压欠冲。

K_{UV} 为系数值，通常设置 $K_{UV} = 2$ 。

另一种情况是负载突然从输出端移除，存储在电感中的能量冲入输出电容，从而导致输出过冲。可通过以下公式计算达到过冲要求所需的输出电容：

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

其中：

ΔV_{OUT_OV} 为容许的输出电压过冲。

K_{OV} 为系数值，通常设置 $K_{OV} = 2$ 。

输出纹波由输出电容的ESR及其电容值决定。使用以下公式选择能达到输出纹波要求的电容：

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

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

其中：

ΔV_{OUT_RIPPLE} 为容许的输出电压纹波。

R_{ESR} 是该输出电容的等效串联电阻。

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。输出电容的最小RMS电流额定值可通过以下公式确定：

$$I_{C_{OUT_rms}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

低端功率器件选择

ADP2323集成了低端MOSFET驱动器，可用于驱动低端N通道MOSFET (NFET)。选择低端N通道MOSFET会影响DC-DC调节器性能。

选择的MOSFET必须满足以下要求：

- 漏源电压(V_{DS})必须高于 $1.2 \times V_{IN}$ 。
- 漏极电流(I_D)必须大于 $1.2 \times I_{LIMIT_MAX}$ ，其中 I_{LIMIT_MAX} 为选定的最大限流阈值。

ADP2323低端栅极驱动器电压为5 V。应确保选定的MOSFET在5 V电压下可以完全开启。

栅极电荷总量(Qg, 5 V)必须少于30 nC。较低的Qg特性决定较高的效率。

但高端MOSFET关断时, 低端MOSFET承载电感电流。对于低占空比应用而言, 多数时候是低端MOSFET承载该电流。要实现较高的效率, 必须选择低导通电阻MOSFET。低端MOSFET的功率导通损耗可通过以下公式计算:

$$P_{FET_LOW} = I_{OUT}^2 \times R_{DS(on)} \times (1 - D)$$

其中 $R_{DS(on)}$ 为低端MOSFET的导通电阻。

应确保MOSFET能够处理功率损耗造成的散热问题。

在某些情况下, 效率对系统来说不是很关键; 这时, 可以选择二极管作为低端功率器件。二极管的平均电流可通过以下公式计算:

$$I_{DIODE(AVG)} = (1 - D) \times I_{OUT}$$

二极管的反向击穿电压额定值必须高于输入电压, 并有一定的裕量能够承受SWx节点上的响铃振荡。推荐采用肖特基二极管, 因为它正向压降低、开关速度快。

如果二极管用于低端器件, 则ADP2323必须通过将MODE引脚接地来使能PFM模式。

表10. 推荐的MOSFET

供应商	产品型号	V _{DS}	I _D	R _{DS(on)}	Q _g
Fairchild	FDS8880	30 V	10.7 A	12 mΩ	12 nC
Fairchild	FDMS7578	25 V	14 A	8 mΩ	8 nC
Fairchild	FDS6898A	20 V	9.4 A	14 mΩ	16 nC
Vishay	Si4804CDY	30 V	7.9 A	27 mΩ	7 nC
Vishay	SiA430DJ	20 V	10.8 A	18.5 mΩ	5.3 nC
AOS	AON7402	30 V	39 A	15 mΩ	7.1 nC
AOS	AO4884L	40 V	10 A	16 mΩ	13.6 nC

编程欠压闭锁输入

精密使能输入可用于编程欠压闭锁阈值和输入电压迟滞, 如图46所示。

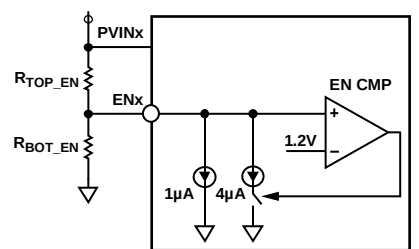


图46. 编程欠压闭锁输入

R_{TOP_EN} 和 R_{BOT_EN} 的计算公式如下:

$$R_{TOP_EN} = \frac{1.1 V \times V_{IN_RISING} - 1.2 V \times V_{IN_FALLING}}{1.1 V \times 5 \mu A - 1.2 V \times 1 \mu A}$$

$$R_{BOT_EN} = \frac{1.2 V \times R_{TOP_EN}}{V_{IN_RISING} - R_{TOP_EN} \times 5 \mu A - 1.2 V}$$

其中:

V_{IN_RISING} 为 V_{IN} 上升阈值。

$V_{IN_FALLING}$ 为 V_{IN} 下降阈值。

补偿器件设计

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。它包括一个域极和输出电容ESR造成的零点。控制到输出传递函数如下列公式所示:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{COMP}(s)} = A_{VI} \times R \times \left(\frac{1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_z}}{1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_p}} \right)$$

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

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

其中:

$A_{VI} = 5 A/V$

R 为负载电阻。

C_{OUT} 为输出电容。

R_{ESR} 是该输出电容的等效串联电阻。

ADP2323对于误差放大器使用跨导放大器来补偿该系统。

图47显示了简化的峰值电流模式控制小信号电路。

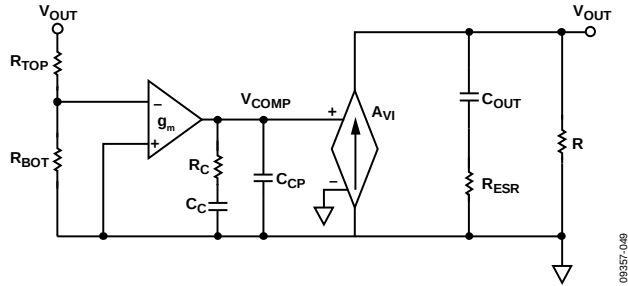


图47. 简化的峰值电流模式控制小信号电路

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：

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

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：

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

3. 将补偿零点放置在域极(f_p)处。 C_C 可通过以下公式来确定：

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

4. C_{CP} 是可选的。它可用于取消输出电容的ESR引起的零点。

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

ADP2323在COMPx引脚处内置一个10 pF电容；因此，如果 C_{CP} 小于10 pF，则无需外部电容。

设计示例

此部分说明设计程序和器件选择，如图50所示；表11列出了所需的设置。

表11. 双降压DC-DC调节器要求

参数	技术规格
通道1	
输入电压	$V_{IN1} = 12.0\text{ V} \pm 10\%$
输出电压	$V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$
输出电流	$I_{OUT1} = 3\text{ A}$
输出电压纹波	$\Delta V_{OUT1_RIPPLE} = 12\text{ mV}$
负载瞬变	$\pm 5\%, 0.5\text{ A 至 } 3\text{ A}, 1\text{ A}/\mu\text{s}$
通道2	
输入电压	$V_{IN2} = 12.0\text{ V} \pm 10\%$
输出电压	$V_{OUT2} = 3.3\text{ V}$
输出电流	$I_{OUT2} = 3\text{ A}$
输出电压纹波	$\Delta V_{OUT2_RIPPLE} = 33\text{ mV}$
负载瞬变	$\pm 5\%, 0.5\text{ A to } 3\text{ A}, 1\text{ A}/\mu\text{s}$
开关频率	$f_{SW} = 500\text{ kHz}$

输出电压设置

选择10 kΩ顶部反馈电阻(R_{TOP})；通过以下公式计算底部反馈电阻：

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

要将输出电压设置为1.2 V，电阻值为 $R_{TOP1} = 10\text{ k}\Omega$ ， $R_{BOT1} = 10\text{ k}\Omega$ 。要将输出电压设置为3.3 V，电阻值为 $R_{TOP2} = 10\text{ k}\Omega$ ， $R_{BOT2} = 2.21\text{ k}\Omega$ 。

限流设置

对于3 A输出工作电流而言，典型的峰值电流限制为4.8 A。在这种情况下，不需要任何 R_{ILIM} 。

频率设置

要将开关频率设置为500 kHz，请使用以下公式来计算电阻值 R_{OSC} ：

$$R_{OSC}(\text{k}\Omega) = \frac{60,000}{f_{SW}(\text{kHz})}$$

因此， $R_{OSC} = 100\text{ k}\Omega$

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30%。使用以下公式估算电感值：

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

对于 $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$ ，电感 $L1 = 2.4\text{ }\mu\text{H}$ ；对于 $V_{OUT2} = 3.3\text{ V}$ ，电感 $L2 = 5.3\text{ }\mu\text{H}$ 。

对于1.2 V和3.3 V供电轨，选择标准电感值2.2 μH 和4.7 μH 。

峰-峰值电感纹波电流的计算公式如下：

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

对于 $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$ ， $\Delta I_{L1} = 0.98\text{ A}$ 。对于 $V_{OUT2} = 3.3\text{ V}$ ， $\Delta I_{L2} = 1.02\text{ A}$ 。通过以下公式确定峰值电感电流：

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

对于1.2 V供电轨，峰值电感电流为3.49 A；对于3.3 V供电轨，峰值电感电流为3.51 A。

流经电感的RMS电流可通过以下公式进行估算：

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

对于1.2 V和3.3 V而言，电感的RMS电流约为3.01 A。

对于1.2 V供电轨，选择最小RMS电流额定值为3.01 A、最小饱和电流额定值为3.49 A的电感。对于3.3 V供电轨，选择最小RMS电流额定值为3.01 A、最小饱和电流额定值为3.51 A的电感。

基于这些要求，对于1.2 V供电轨，选择一个2.2 μH 电感，例如Sumida CDRH105RNP-2R2N，DCR = 7.2 mΩ；对于3.3 V供电轨，选择一个4.7 μH 电感，例如Sumida CDRH105RNP-4R7N，DCR = 12.3 mΩ。

输出电容选择

输出电容需要达到输出电压纹波和负载瞬态要求。要满足输出电压纹波要求，可使用以下公式计算ESR和电容：

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

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

对于 $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$ ， $C_{OUT_RIPPLE1} = 20\text{ }\mu\text{F}$ ， $R_{ESR1} = 12\text{ m}\Omega$ 。对于 $V_{OUT2} = 3.3\text{ V}$ ， $C_{OUT_RIPPLE2} = 7.7\text{ }\mu\text{F}$ ， $R_{ESR2} = 32\text{ m}\Omega$ 。

要满足 $\pm 5\%$ 的过冲和欠冲要求，可使用以下公式计算电容：

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

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

估算时，使用 $K_{OV} = K_{UV} = 2$ 。对于 $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$ ，使用 $C_{OUT_OV1} = 191\text{ }\mu\text{F}$ ， $C_{OUT_UV1} = 21\text{ }\mu\text{F}$ 。对于 $V_{OUT2} = 3.3\text{ V}$ ，使用 $C_{OUT_OV2} = 54\text{ }\mu\text{F}$ ， $C_{OUT_UV2} = 20\text{ }\mu\text{F}$ 。

ADP2323

对于1.2 V供电轨，输出电容ESR应小于12 mΩ，输出电容应大于191 μF。建议使用三个100 μF/X5R/6.3 V陶瓷电容，例如Murata GRM32ER60J107ME20，ESR = 2 mΩ。

对于3.3 V供电轨，输出电容ESR应小于32 mΩ，输出电容应大于54 μF。建议使用两个47 μF/X5R/6.3 V陶瓷电容，例如Murata GRM32ER60J476ME20，ESR = 2 mΩ。

低端MOSFET选择

对于高效率解决方案，选择低 $R_{DS(ON)}$ N通道MOSFET。MOSFET击穿电压应大于 $1.2 V \times V_{IN}$ ，漏极电流应大于 $1.2 V \times I_{LIMIT}$ 。

建议使用30 V的N通道MOSFET，例如Fairchild FDS8880。驱动器电压为4.5 V时，FDS8880的 $R_{DS(ON)}$ 为12 mΩ，栅极电荷总量为12 nC。

补偿器件

为了获得更好的负载瞬态和稳定性能，应将交叉频率 f_c 设置为 $f_{SW}/10$ 。这种情况下， f_{SW} 的工作频率为500 kHz；因此，将 f_c 设置为50 kHz。

对于1.2 V供电轨，100 μF陶瓷输出电容值降至64 μF。

$$R_{C1} = \frac{2 \times \pi \times 1.2 V \times 3 \times 64 \mu F \times 50 kHz}{0.6 V \times 300 \mu s \times 5 A/V} = 80.4 k\Omega$$

$$C_{C1} = \frac{(0.4 \Omega + 0.001 \Omega) \times 3 \times 64 \mu F}{80.4 k\Omega} = 957 pF$$

$$C_{CP1} = \frac{0.001 \Omega \times 3 \times 64 \mu F}{80.4 k\Omega} = 2.4 pF$$

选择标准器件， $R_{C1} = 82 k\Omega$ ， $C_{C1} = 1000 pF$ 。无需 C_{CP1} 。

图48显示了3 A时的1.2 V供电轨波特图。交叉频率为49 kHz，相位裕量为59°。

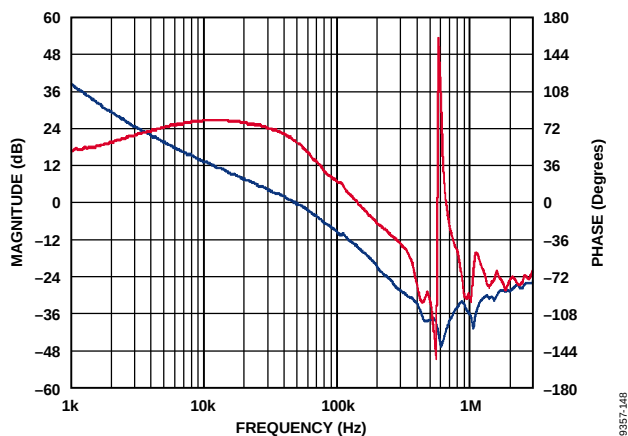


图48. 1.2 V供电轨波特图

对于3.3 V供电轨，47μF陶瓷输出电容值降至32 μF。

$$R_{C2} = \frac{2 \times \pi \times 3.3 V \times 2 \times 32 \mu F \times 50 kHz}{0.6 V \times 300 \mu s \times 5 A/V} = 73.7 k\Omega$$

$$C_{C2} = \frac{(1.1 \Omega + 0.001 \Omega) \times 2 \times 32 \mu F}{73.7 k\Omega} = 956 pF$$

$$C_{CP2} = \frac{0.001 \Omega \times 2 \times 32 \mu F}{73.7 k\Omega} = 1 pF$$

选择标准器件值： $R_{C2} = 75 k\Omega$ ， $C_{C2} = 1000 pF$ 。无需 C_{CP2} 。

图49显示了3 A时的3.3 V供电轨波特图。交叉频率为59 kHz，相位裕量为61°。

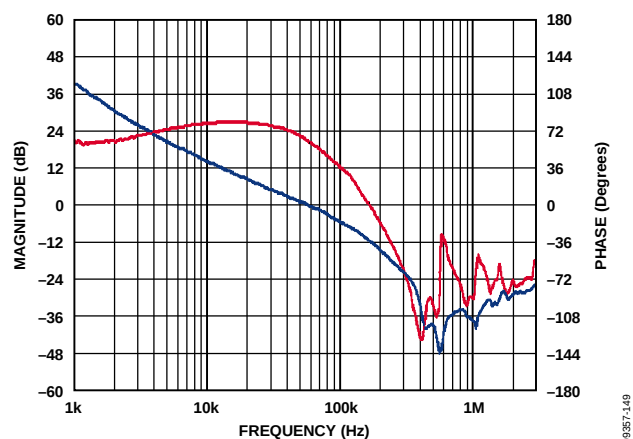


图49. 3.3 V供电轨波特图

软启动时间编程

软启动特性允许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3 ms。

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times T_{SS}}{0.6 V} = \frac{3.5 \mu A \times 3 ms}{0.6 V} = 17.5 nF$$

选择一个标准器件值： $C_{SS1} = C_{SS2} = 22 nF$ 。

输入电容选择

需要最小10 μF的陶瓷电容，放置在PVINx引脚附近。在此应用中，建议使用一个10 μF、X5R、25 V陶瓷电容。

外部器件推荐

表12. 3 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 (μH)	C _{OUT} (μF) ¹	R _{TOP} (kΩ)	R _{BOT} (kΩ)	R _C (kΩ)	C _C (pF)	C _{CP} (pF)
300	12	1	3.3	330	10	15	62	1500	33
	12	1.2	4.7	330	10	10	82	1500	22
	12	1.5	4.7	330	15	10	100	1500	22
	12	1.8	4.7	2 × 100	20	10	47	1500	4.7
	12	2.5	6.8	100 + 47	47.5	15	47	1500	4.7
	12	3.3	10	100 + 47	10	2.21	62	1500	3.3
	12	5	10	100	22	3	62	1500	2.2
	5	1	3.3	330	10	15	62	1500	33
	5	1.2	3.3	330	10	10	82	1500	22
	5	1.5	3.3	330	15	10	100	1500	22
	5	1.8	4.7	2 × 100	20	10	47	1500	4.7
	5	2.5	4.7	100 + 47	47.5	15	47	1500	4.7
	5	3.3	4.7	100	10	2.21	47	1500	3.3
600	12	1.5	2.2	2 × 100	15	10	82	820	2.2
	12	1.8	3.3	100 + 47	20	10	75	820	3.3
	12	2.5	3.3	2 × 47	47.5	15	62	820	2.2
	12	3.3	4.7	2 × 47	10	2.21	82	820	2.2
	12	5	4.7	47	22	3	62	820	2.2
	5	1	1.5	2 × 100	10	15	56	820	2.2
	5	1.2	1.5	2 × 100	10	10	62	820	2.2
	5	1.5	2.2	100 + 47	15	10	62	820	2.2
	5	1.8	2.2	2 × 47	20	10	47	820	2.2
	5	2.5	2.2	2 × 47	47.5	15	62	820	2.2
	5	3.3	2.2	2 × 47	10	2.21	82	820	2.2
1000	12	1.8	1.5	100	20	10	82	470	2.2
	12	2.5	2.2	47	47.5	15	56	470	2.2
	12	3.3	2.2	47	10	2.21	68	470	2.2
	12	5	3.3	47	22	3	100	470	2.2
	5	1	1	2 × 100	10	15	82	470	2.2
	5	1.2	1	100 + 47	10	10	82	470	2.2
	5	1.5	1	2 × 47	15	10	68	470	2.2
	5	1.8	1	2 × 47	20	10	82	470	2.2
	5	2.5	1	47	47.5	15	56	470	2.2
	5	3.3	1	47	10	2.21	62	470	2.2

¹ 330 μF: 6.3 V, Sanyo 6TPD330M; 100 μF: 6.3 V, X5R, Murata GRM32ER60J107ME20; 47 μF: 6.3 V, X5R, Murata GRM32ER60J476ME20.

典型应用电路

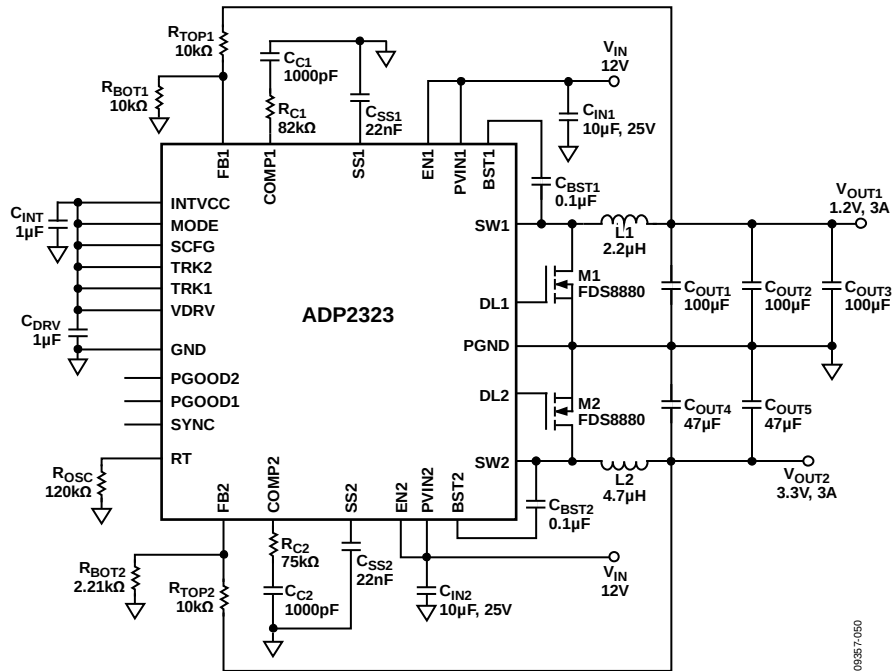


图50. 使用外部MOSFET应用, $V_{IN1} = V_{IN2} = 12V$, $V_{OUT1} = 1.2V$, $I_{OUT1} = 3A$, $V_{OUT2} = 3.3V$, $I_{OUT2} = 3A$, $f_{SW} = 500kHz$

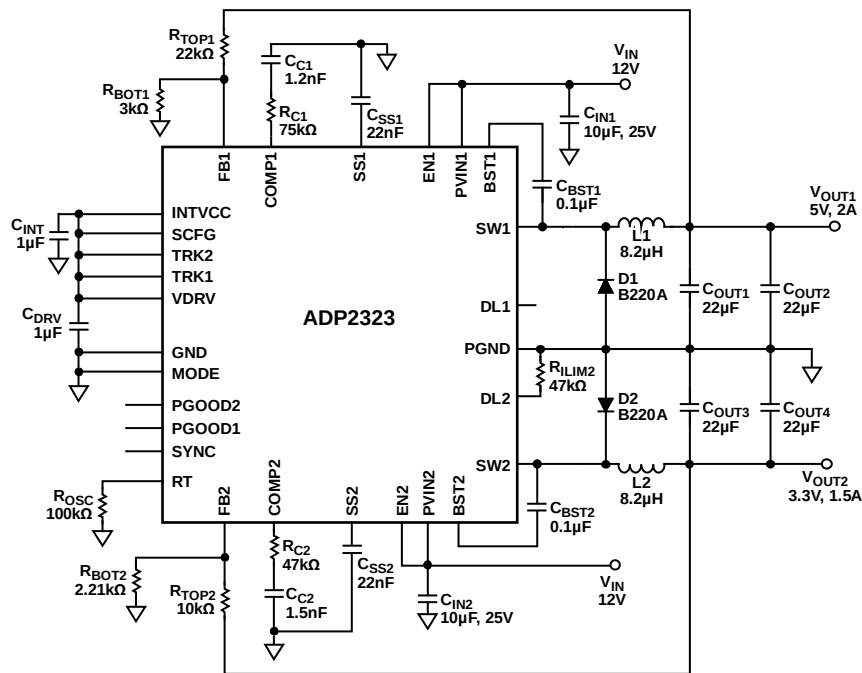


图51. 使用外部二极管应用, $V_{IN1} = V_{IN2} = 12V$, $V_{OUT1} = 5V$, $I_{OUT1} = 2A$, $V_{OUT2} = 3.3V$, $I_{OUT2} = 1.5A$, $f_{SW} = 600kHz$



图53. 级联电源应用, $V_{IN1} = 12\text{ V}$, $V_{OUT1} = 5\text{ V}$, $I_{OUT1} = 2\text{ A}$, $V_{OUT2} = 1\text{ V}$, $I_{OUT2} = 3\text{ A}$, $f_{SW} = 1.2\text{ MHz}$



ADP2323

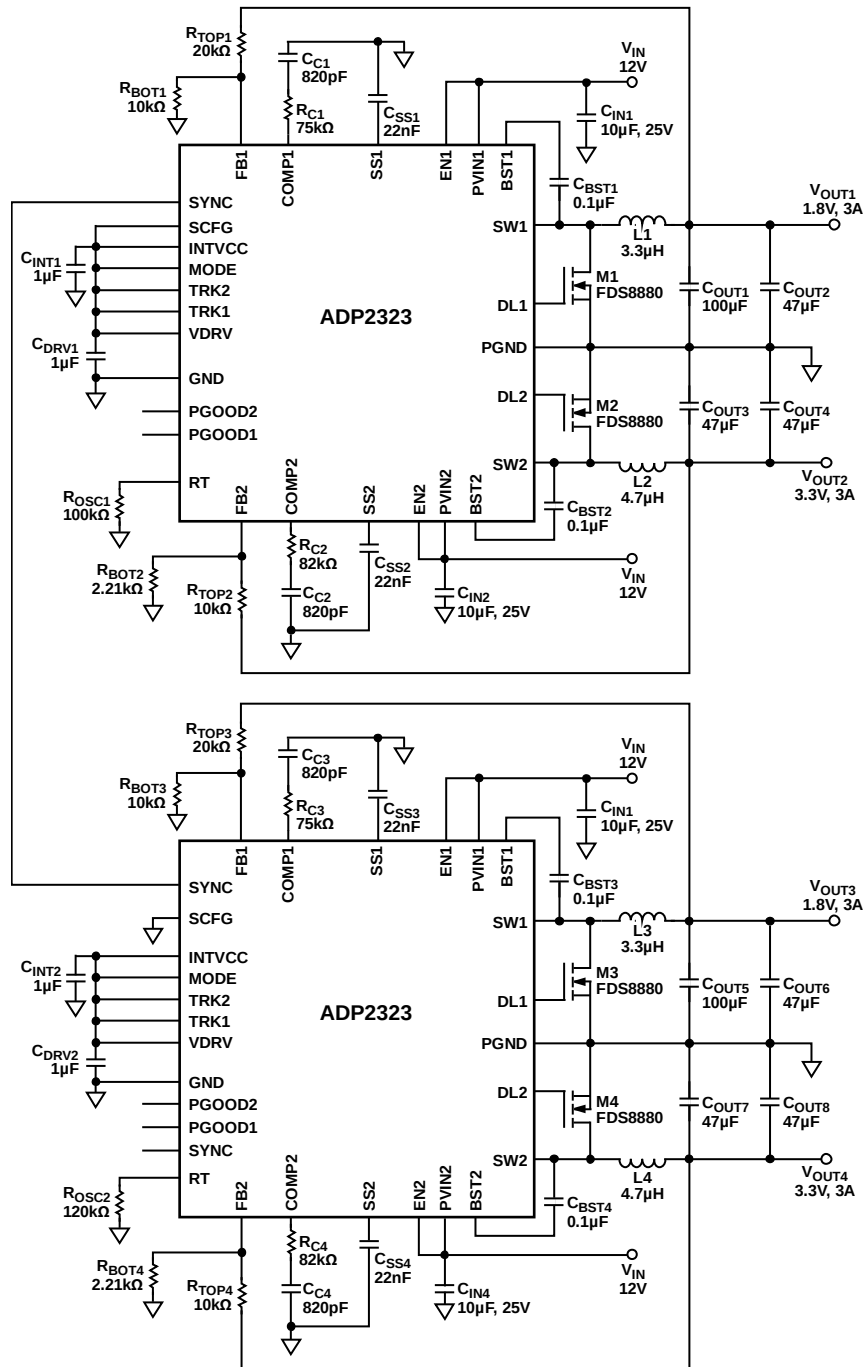


图54. 利用每个通道之间的90°相移实现同步

09357-054

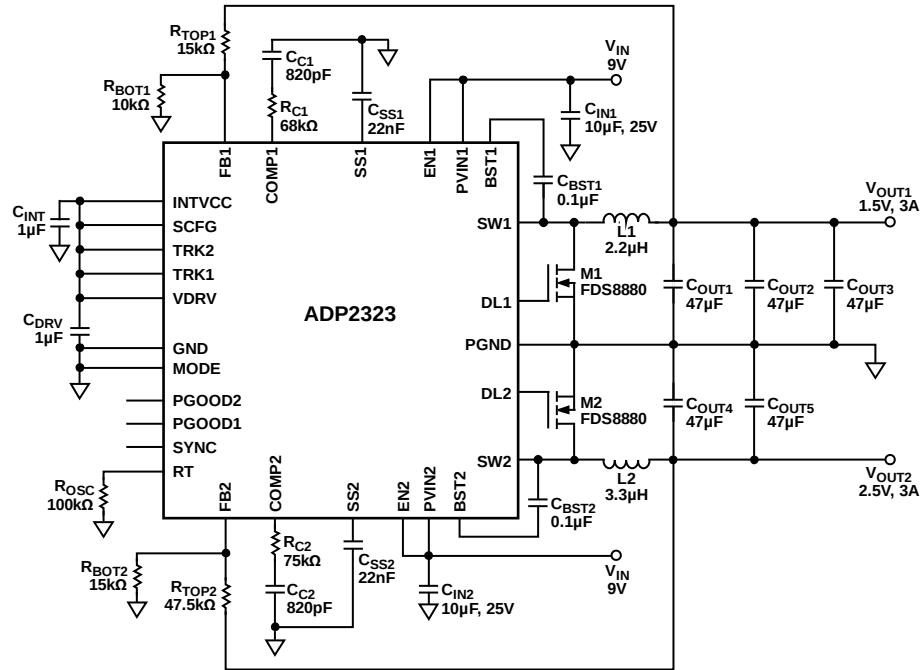


图55. 通过将MODE引脚拉至地面来使能PFM模式, $V_{IN1} = V_{IN2} = 9V$, $V_{OUT1} = 1.5V$, $I_{OUT1} = 3A$, $V_{OUT2} = 2.5V$, $I_{OUT2} = 3A$, $f_{SW} = 600kHz$

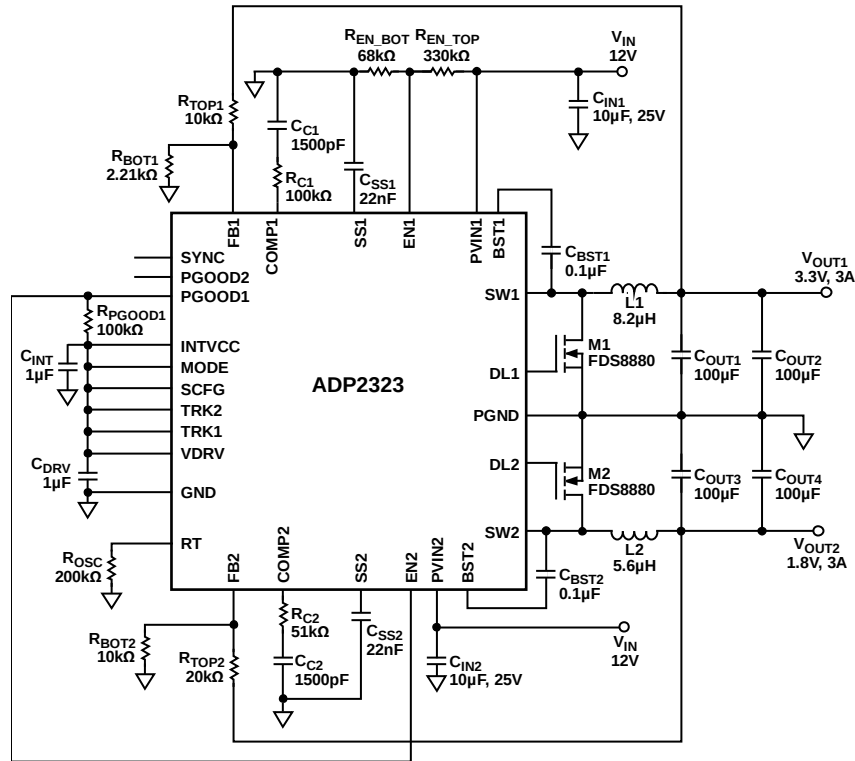


图56. 可编程 $V_{IN_RISING} = 8.7V$, $V_{IN_FALLING} = 6.7V$, 3.3V启动后1.8V, $V_{IN1} = V_{IN2} = 12V$, $V_{OUT1} = 3.3V$, $I_{OUT1} = 3A$, $V_{OUT2} = 1.8V$, $I_{OUT2} = 3A$, $f_{SW} = 300kHz$

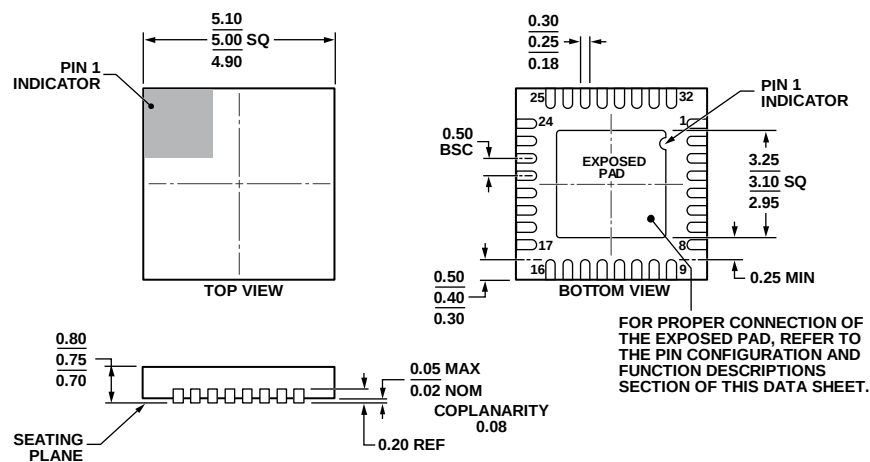
ADP2323



图57. 通道1与通道2跟踪,

$$V_{IN1} = V_{IN2} = 12\text{ V}, V_{OUT1} = 2.5\text{ V}, I_{OUT1} = 3\text{ A}, V_{OUT2} = 1.25\text{ V}, I_{OUT2} = 3\text{ A}, f_{SW} = 500\text{ kHz}$$

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WHHD.

图58. 32引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP_WQ]
5 mm × 5 mm, 超薄体
(CP-32-7)
图示尺寸单位: mm

112408-A

订购指南

型号 ¹	温度范围	输出电压	封装描述	封装选项
ADP2323ACPZ-R7	−40°C 至 +125°C	可调	32引脚LFCSP_WQ	CP-32-7
ADP2323-EVALZ			评估板	

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。

注释