

产品特性

最大负载电流：1.2 A

输出精度： $\pm 2\%$ (整个温度范围内)

宽输入电压范围：3.0 V至20 V

700 kHz (ADP2300)或1.4 MHz (ADP2301)开关频率选项

高效率：最高可达91%

电流模式控制结构

输出电压范围：0.8 V至 $0.85 \times V_{IN}$

PFM/PWM模式自动切换

具有迟滞特性的精密使能引脚

集成高端MOSFET

集成自举二极管

内部补偿和软启动

外部元件最少化

欠压闭锁(UVLO)

过流保护(OCP)和热关断(TSD)

可提供超小型、6引脚TSOT封装

支持ADIsimPower™设计工具

应用

数字负载应用的LDO替代产品

中间供电轨转换

通信和网络

工业和仪器仪表

医疗保健

消费电子

概述

ADP2300/ADP2301均为紧凑型、恒定频率、电流模式、降压DC-DC调节器，集成功率MOSFET，采用3.0 V至20 V输入电压工作，适合各种应用。这些器件内置精密、低压基准电压源，非常适合产生最低为0.8 V、 $\pm 2\%$ 精度的调节输出电压，可提供最高1.2 A的负载电流。

提供两种频率选项：ADP2300工作频率为700 kHz，ADP2301工作频率为1.4 MHz。这些选项允许用户在功效与整体解决方案尺寸之间权衡取舍，做出适当选择。电流模式控制可

典型应用电路

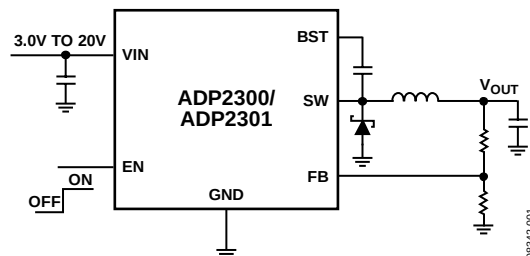


图1.

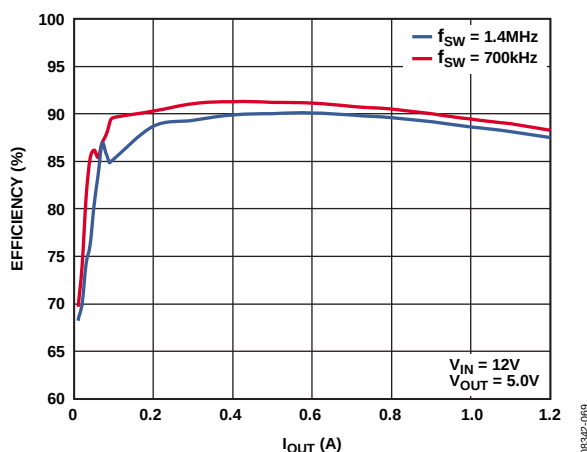


图2. 功效与输出电流的关系

提供快速、稳定的线路和负载瞬态响应。ADP2300/ADP2301器件均内置软启动功能，可防止上电时产生浪涌电流。其它重要安全特性包括短路保护、热关断(TSD)和输入欠压闭锁(UVLO)。ADP2300/ADP2301具有精密使能引脚阈值电压，因此很容易控制这些器件与其它输入/输出电源的时序；利用电阻分压器，也可以将该器件用作可编程欠压闭锁输入。

ADP2300/ADP2301采用6引脚TSOT封装，额定工作温度为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 的结温范围。

Rev. C

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 ©2010–2012 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com

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。

目录

特性.....	1	控制环路.....	15
应用.....	1	应用信息.....	16
典型应用电路.....	1	ADIsimPower设计工具.....	16
概述.....	1	输出电压编程.....	16
修订历史.....	2	电压转换限制.....	16
技术规格.....	3	低输入电压考虑因素.....	17
绝对最大额定值.....	4	精密使能编程.....	17
热阻.....	4	电感.....	18
ESD警告.....	4	续流二极管.....	19
引脚配置和功能描述.....	5	输入电容.....	19
典型性能参数.....	6	输出电容.....	19
功能框图.....	13	散热考量.....	20
工作原理.....	14	设计示例.....	21
基本工作原理.....	14	开关频率选择.....	21
PWM模式.....	14	续流二极管选择.....	21
省电模式.....	14	电感选择.....	21
自举电路.....	14	输出电容选择.....	21
精密使能.....	14	电阻分压器选择.....	22
集成软启动.....	14	电路板布局建议.....	23
电流限制.....	14	典型应用电路.....	24
短路保护.....	15	外形尺寸.....	26
欠压闭锁(UVLO).....	15	订购指南.....	26
热关断.....	15		

修订历史

2012年11月—修订版B至修订版C

更改“订购指南”.....	26
---------------	----

2012年6月—修订版A至修订版B

更改特性部分.....	1
增加“ADIsimPower设计工具”部分.....	16

2010年6月—修订版0至修订版A

更改图54.....	25
更改“订购指南”.....	26

2010年2月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明，对于最小/最大规格， $V_{IN}=3.3V$ ， $T_j=-40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$ ；对于典型规格， $T_A=25^{\circ}C$ 。

表1.

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
VIN						
电压范围	V_{IN}	无开关切换, $V_{IN} = 12V$	3		20	V
电源电流	I_{VIN}	$V_{EN} = 0V, V_{IN} = 12V$		640	800	μA
关断电流	I_{SHDN}	V_{IN} 上升		18	35	μA
欠压闭锁阈值	UVLO	V_{IN} 下降	2.15	2.80 2.40	2.95	V
FB						
调节电压	V_{FB}	$T_j = 0^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	0.788	0.800	0.812	V
		$T_j = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	0.784	0.800	0.816	V
偏置电流	I_{FB}			0.01	0.1	μA
SW						
导通电阻 ¹		$V_{BST} - V_{SW} = 5V, I_{SW} = 150mA$		440	700	m Ω
峰值电流限值 ²		$V_{BST} - V_{SW} = 5V, V_{IN} = 12V$	1.5	1.9	2.5	A
最短导通时间				100	135	ns
最短关断时间		ADP2300		145	190	ns
		ADP2301		70	120	ns
振荡器频率		ADP2300	0.5	0.7	0.9	MHz
		ADP2301	1.0	1.4	1.75	MHz
软启动时间		ADP2300		1460		μs
		ADP2301		730		μs
EN						
输入阈值	V_{EN}		1.13	1.2	1.27	V
输入迟滞				100		mV
下拉电流				1.2		μA
自举电压	V_{BOOT}	无开关切换, $V_{IN} = 12V$		5.0		V
热关断						
阈值				140		$^{\circ}C$
迟滞				15		$^{\circ}C$

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
VIN, EN	−0.3 V至+28 V
SW	−1.0 V至+28 V
BST至SW	−0.6 V至+6 V
BST	−0.3 V至+28 V
FB	−0.3 V至+3.3 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，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，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，推断器件能否正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

绝对最大额定值仅适合单独应用，但不适合组合使用。除非另有规定，所有电压均以GND为参考。

热阻

θ_{JA} 针对最差条件；即器件焊接在电路板上以实现表贴封装。

表3. 热阻¹

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
6引脚 TSOT封装	186.02	66.34	°C/W

¹ θ_{JA} 和 θ_{JC} 利用自然对流在JEDEC 4层板上测量。

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

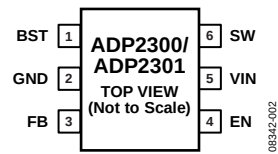


图3. 引脚配置

表4. 引脚功能描述

引脚编号	名称	描述
1	BST	高端MOSFET驱动器用升压电源。在SW和BST引脚间接入一个0.1 μ F电容，形成一个悬空电源，将MOSFET开关的栅极拉至高于 V_{IN} 电源电压。
2	GND	地。连接此引脚到地层。
3	FB	反馈电压检测输入。连接此引脚到 V_{OUT} 的一个电阻分压器上。将电压设置为0.8 V以取得所需的 V_{OUT} 。
4	EN	输出使能。拉高此引脚可使能输出；拉低此引脚可禁用输出。此引脚也可用作可编程UVLO输入。此引脚具有1.2 μ A的对地下拉电流。
5	VIN	电源输入。连接到输入电源，并通过一个陶瓷旁路电容直接连接到GND。
6	SW	开关节点输出引脚。通过一个电感连接到 V_{OUT} ，并通过一个续流二极管连接到GND。

典型性能参数

除非另有说明, $V_{IN}=3.3V$, $T_A=25^{\circ}C$, $V_{EN}=V_{IN}$

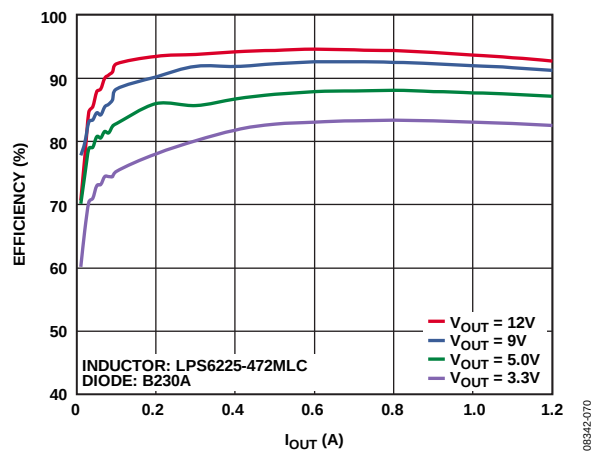


图4. 效率曲线, $V_{IN} = 18V$, $f_{SW} = 1.4 MHz$

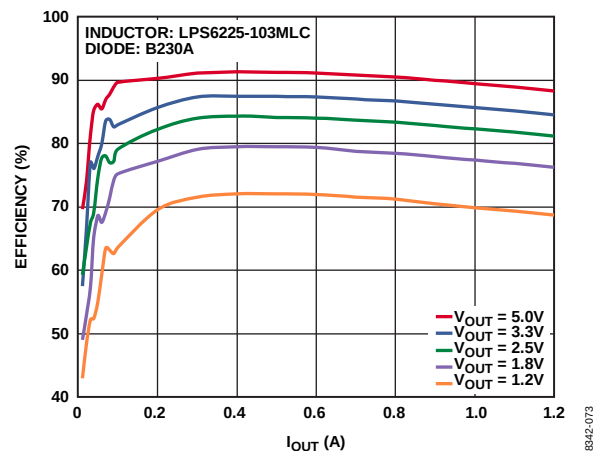


图7. 效率曲线, $V_{IN} = 12V$, $f_{SW} = 700 kHz$

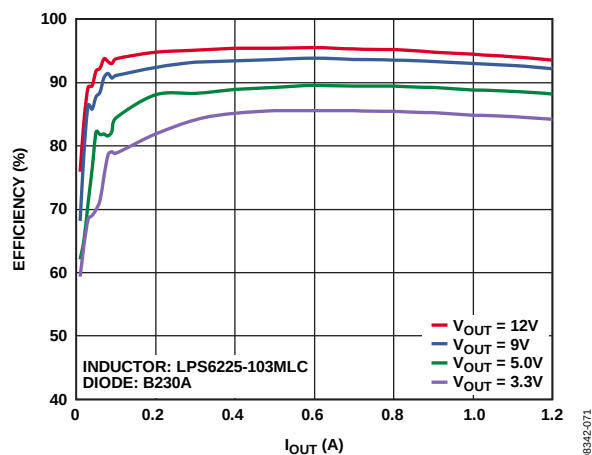


图5. 效率曲线, $V_{IN} = 18V$, $f_{SW} = 700 kHz$

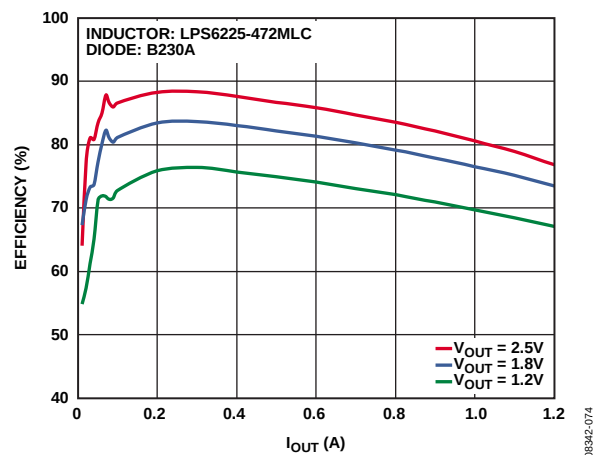


图8. 效率曲线, $V_{IN} = 5.0V$, $f_{SW} = 1.4 MHz$

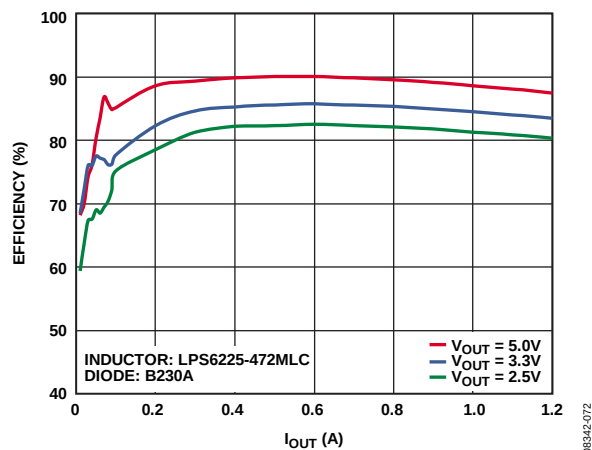


图6. 效率曲线, $V_{IN} = 12V$, $f_{SW} = 1.4 MHz$

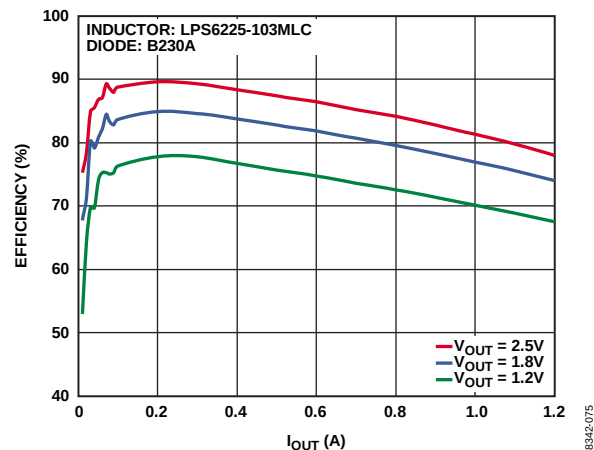


图9. 效率曲线, $V_{IN} = 5.0V$, $f_{SW} = 700 kHz$

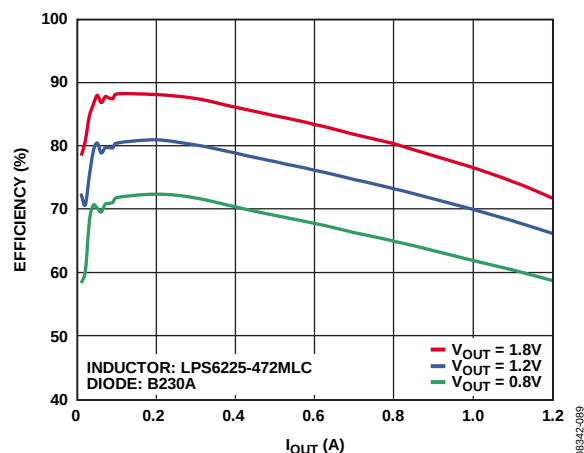


图10. 效率曲线, $V_{IN} = 3.3V$, 使用外部5.0V自举偏置电压, $f_{SW} = 1.4MHz$

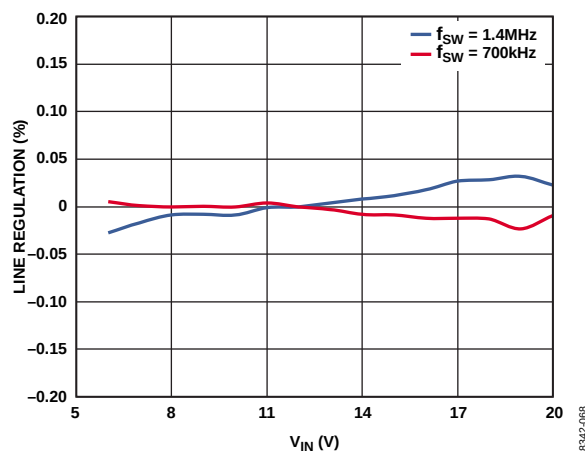


图13. 电压调整率, $V_{OUT} = 3.3V$, $I_{OUT} = 500mA$

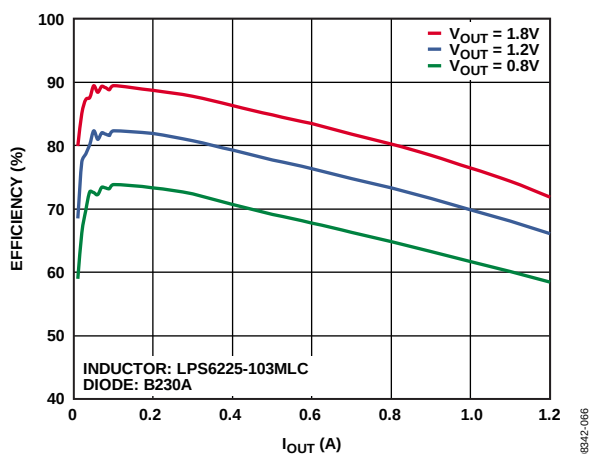


图11. 效率曲线, $V_{IN} = 3.3V$, 使用外部5.0V自举偏置电压, $f_{SW} = 700kHz$

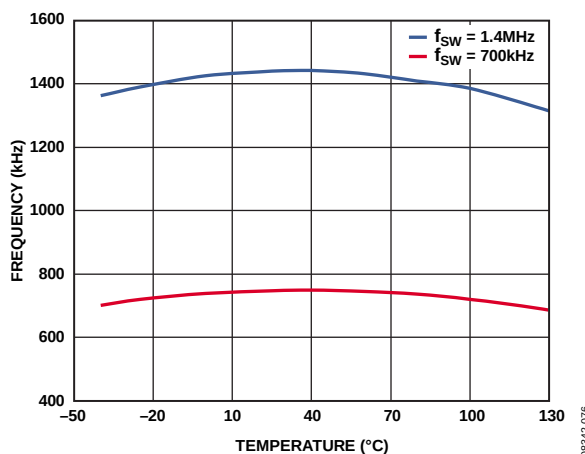


图14. 频率与温度的关系

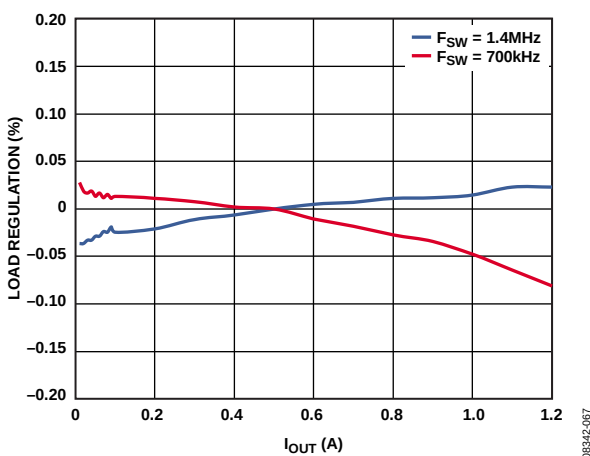


图12. 负载调整率, $V_{OUT} = 3.3V$, $V_{IN} = 12V$

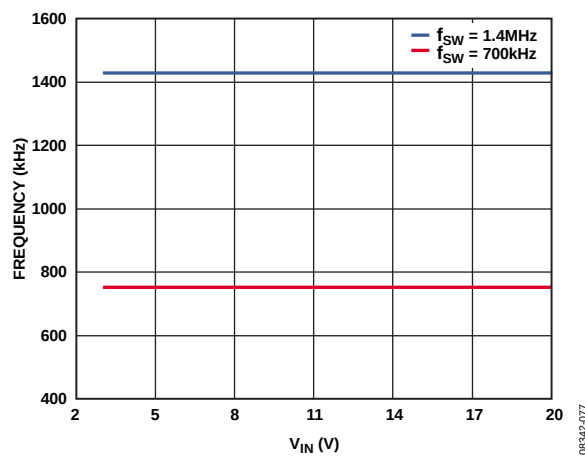


图15. 频率与 V_{IN} 的关系

ADP2300/ADP2301

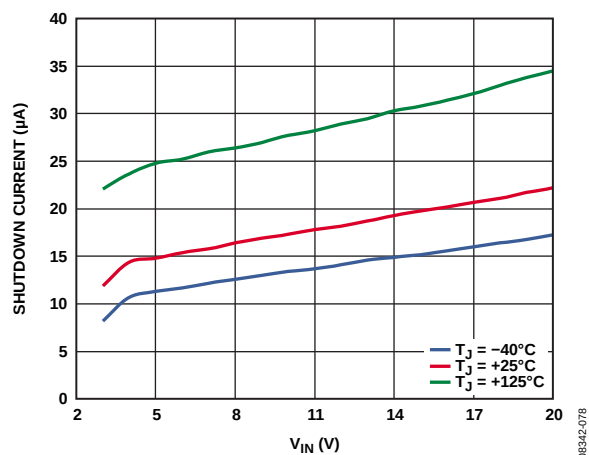


图16. 关断电流与 V_{IN} 的关系

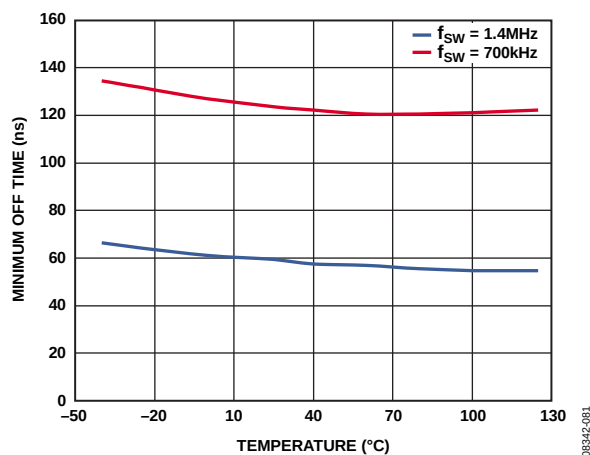


图19. 最短关断时间与温度的关系

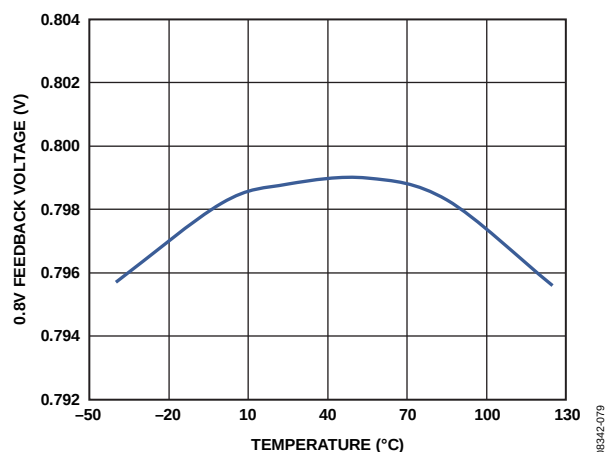


图17. 0.8V反馈电压与温度的关系

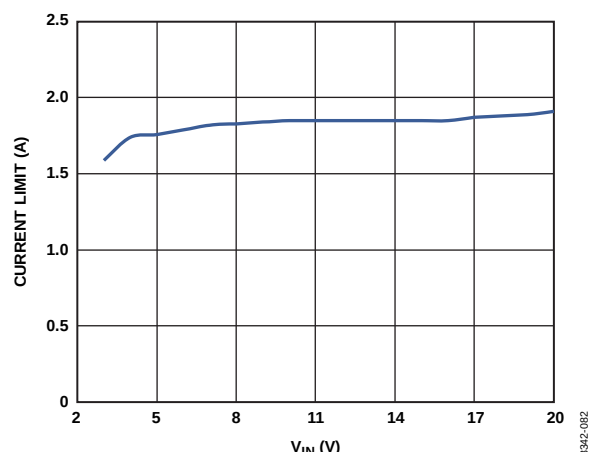


图20. 限流阈值与 V_{IN} 的关系, $V_{BST} - V_{SW} = 5.0$ V

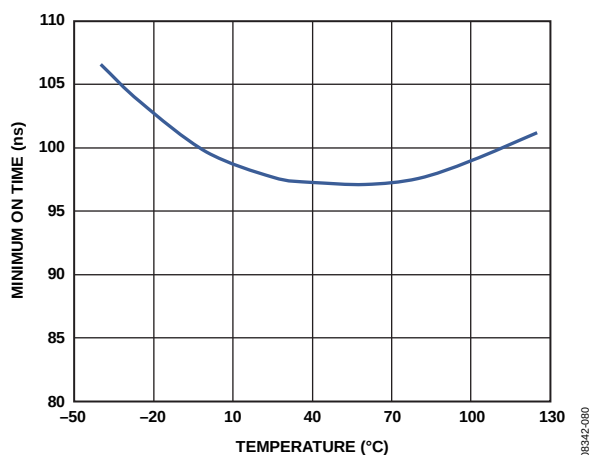


图18. 最短导通时间与温度的关系

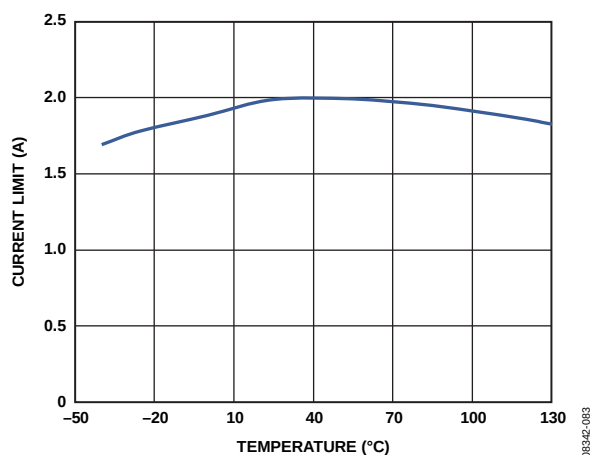


图21. 限流阈值与温度的关系

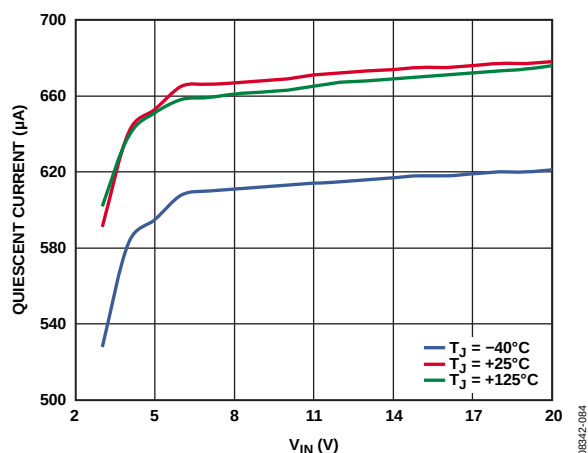


图22. 静态电流与 V_{IN} 的关系

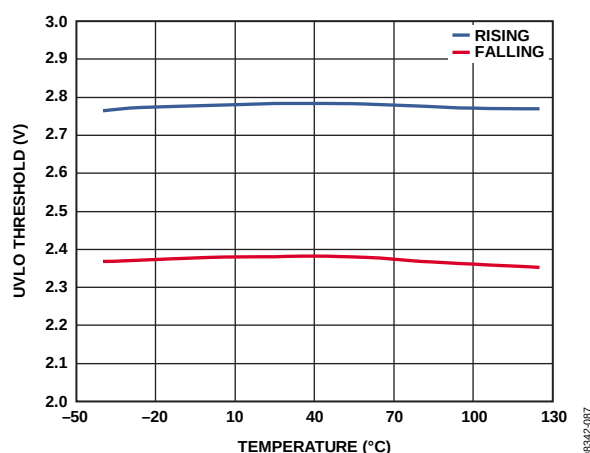


图25. 欠压闭锁(UVLO)阈值与温度的关系

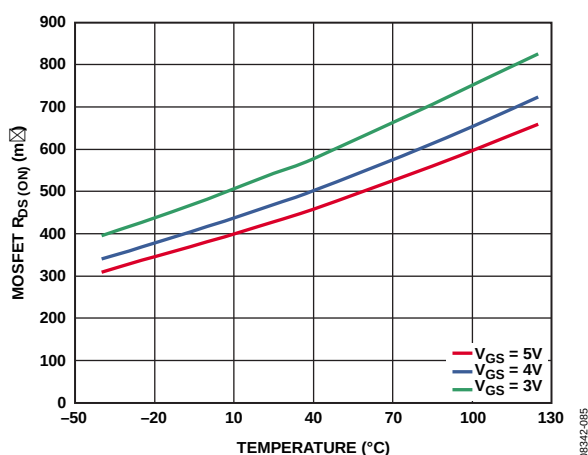


图23 MOSFET $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系(引脚对引脚测量)

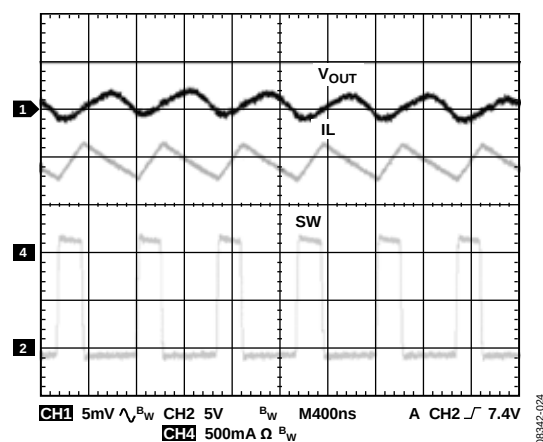


图26. 重载下的稳态, $f_{SW} = 1.4 \text{ MHz}$, $I_{OUT} = 1 \text{ A}$

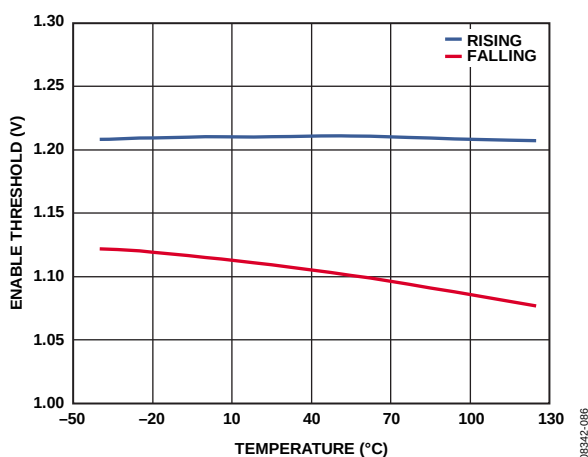


图24. 使能阈值与温度的关系

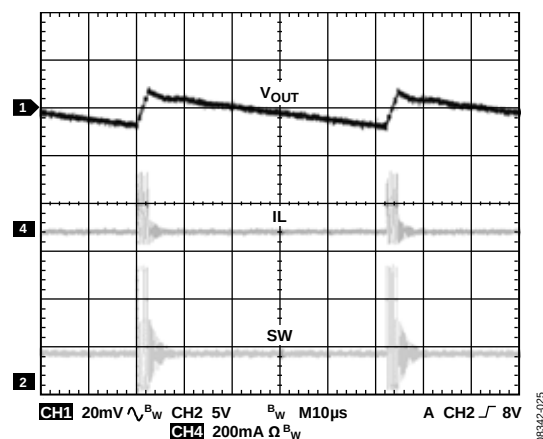


图27. 轻载下的稳态, $f_{SW} = 1.4 \text{ MHz}$, $I_{OUT} = 40 \text{ mA}$

ADP2300/ADP2301

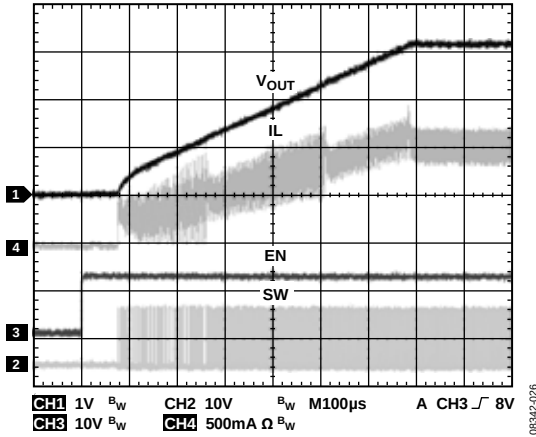


图28. 1A阻性负载下的软启动, $f_{SW} = 1.4 \text{ MHz}$

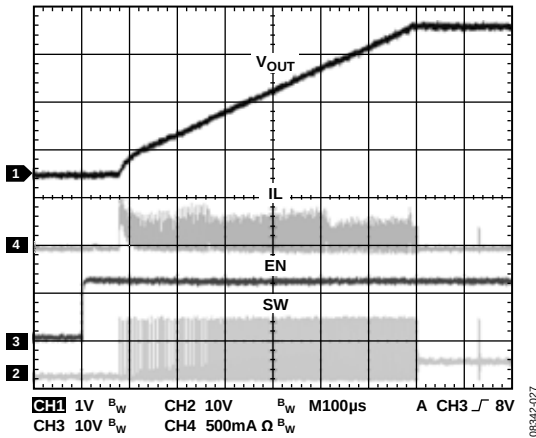


图29. 空载下的软启动, $f_{SW} = 1.4 \text{ MHz}$

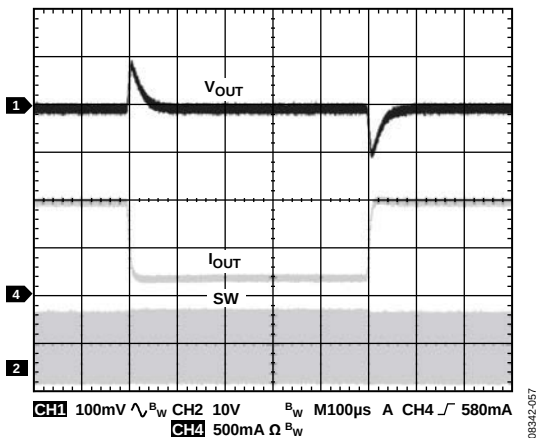


图30. ADP2301负载瞬态响应, 0.2 A至1.0 A, $V_{OUT} = 5.0 \text{ V}$, $V_{IN} = 12 \text{ V}$
($f_{SW} = 1.4 \text{ MHz}$, $L = 4.7 \mu\text{H}$, $C_{OUT} = 10 \mu\text{F}$)

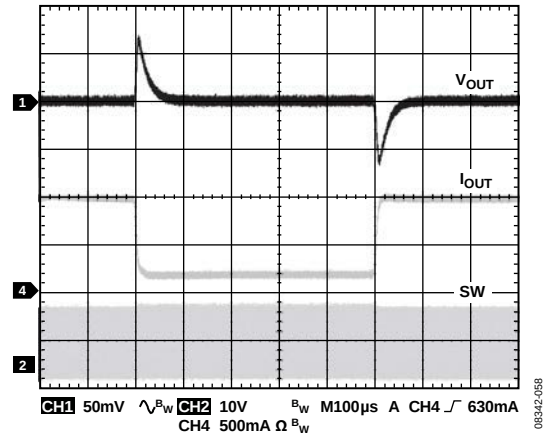


图31. ADP2301负载瞬态响应, 0.2 A至1.0 A, $V_{OUT} = 3.3 \text{ V}$, $V_{IN} = 12 \text{ V}$
($f_{SW} = 1.4 \text{ MHz}$, $L = 4.7 \mu\text{H}$, $C_{OUT} = 22 \mu\text{F}$)

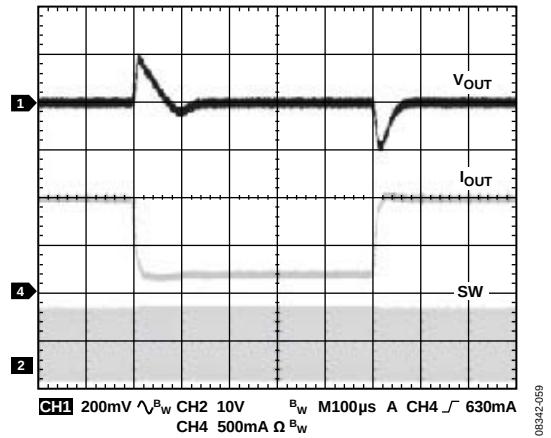


图32. ADP2300负载瞬态响应, 0.2 A至1.0 A, $V_{OUT} = 5.0 \text{ V}$, $V_{IN} = 12 \text{ V}$
($f_{SW} = 700 \text{ kHz}$, $L = 10 \mu\text{H}$, $C_{OUT} = 22 \mu\text{F}$)

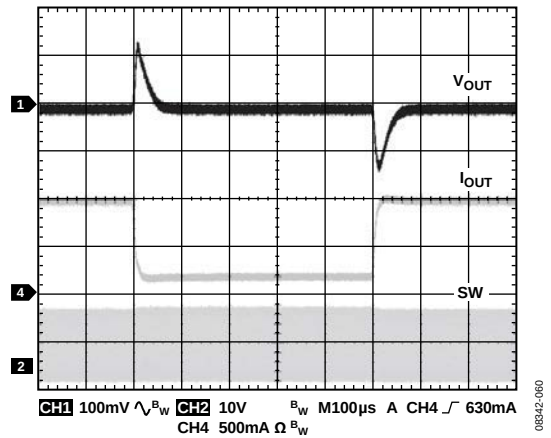


图33. ADP2300负载瞬态响应, 0.2 A至1.0 A, $V_{OUT} = 3.3 \text{ V}$, $V_{IN} = 12 \text{ V}$
($f_{SW} = 700 \text{ kHz}$, $L = 10 \mu\text{H}$, $C_{OUT} = 22 \mu\text{F}$)

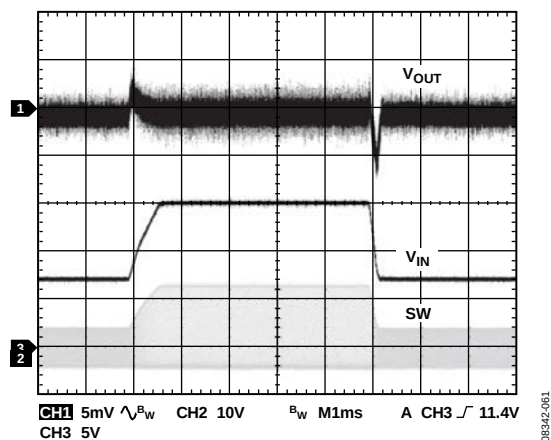


图34. ADP2301线路瞬态响应,
7 V至15 V, $V_{OUT} = 3.3$ V, $I_{OUT} = 1.2$ A, $f_{SW} = 1.4$ MHz

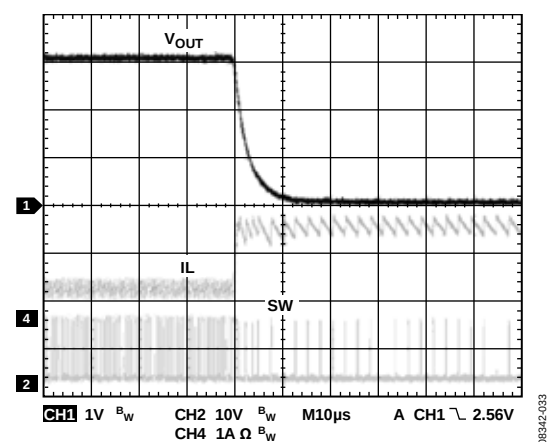


图35. ADP2301短路保护, $V_{OUT} = 3.3$ V
($f_{SW} = 1.4$ MHz)

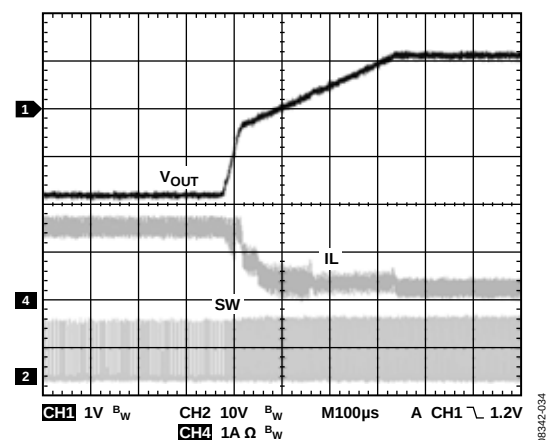


图36. ADP2301短路恢复, $V_{OUT} = 3.3$ V
($f_{SW} = 1.4$ MHz)

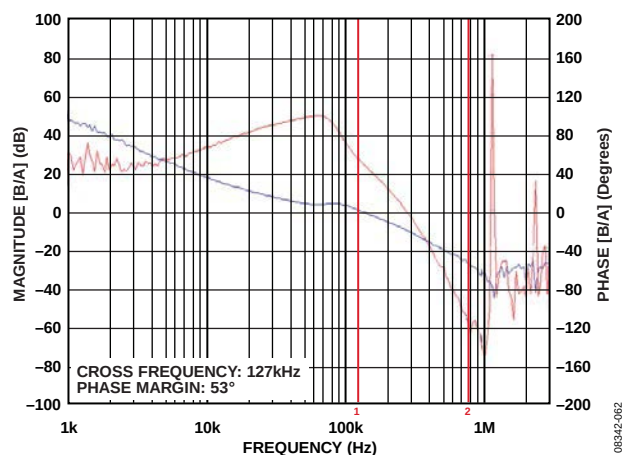


图37. ADP2301波特图, $V_{OUT} = 5.0$ V, $V_{IN} = 12$ V
($f_{SW} = 1.4$ MHz, $L = 4.7$ μ H, $C_{OUT} = 10$ μ F)

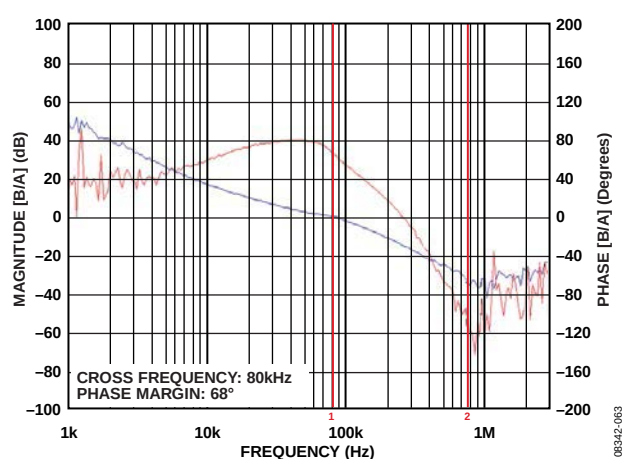


图38. ADP2301波特图, $V_{OUT} = 3.3$ V, $V_{IN} = 12$ V
($f_{SW} = 1.4$ MHz, $L = 4.7$ μ H, $C_{OUT} = 22$ μ F)

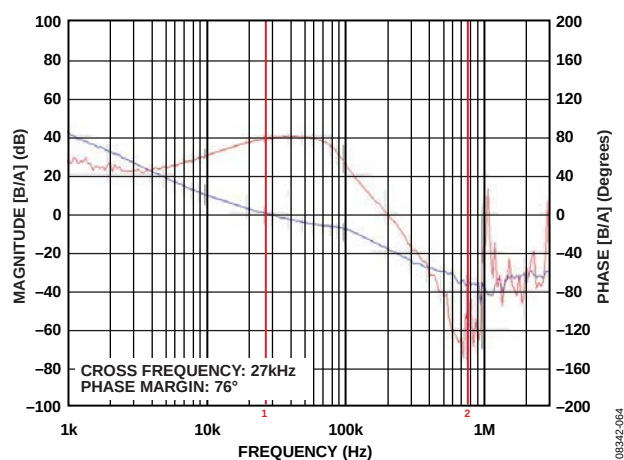


图39. ADP2300波特图, $V_{OUT} = 5.0$ V, $V_{IN} = 12$ V
($f_{SW} = 700$ kHz, $L = 10$ μ H, $C_{OUT} = 22$ μ F)

ADP2300/ADP2301

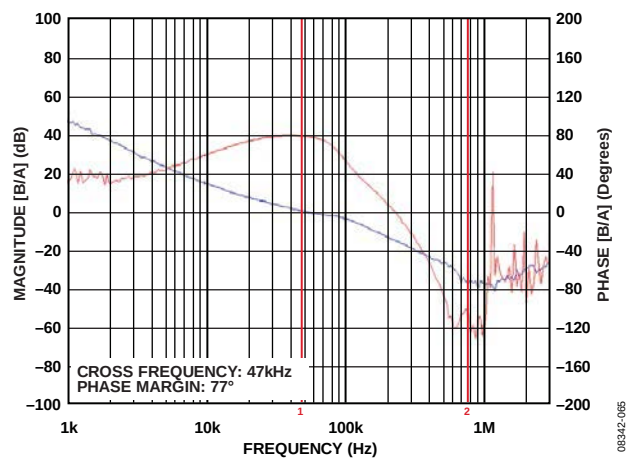


图40. ADP2300波特图, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$, $V_{IN} = 12\text{ V}$
 $(f_{SW} = 700\text{ kHz}, L = 10\text{ }\mu\text{H}, C_{OUT} = 22\text{ }\mu\text{F})$

功能框图

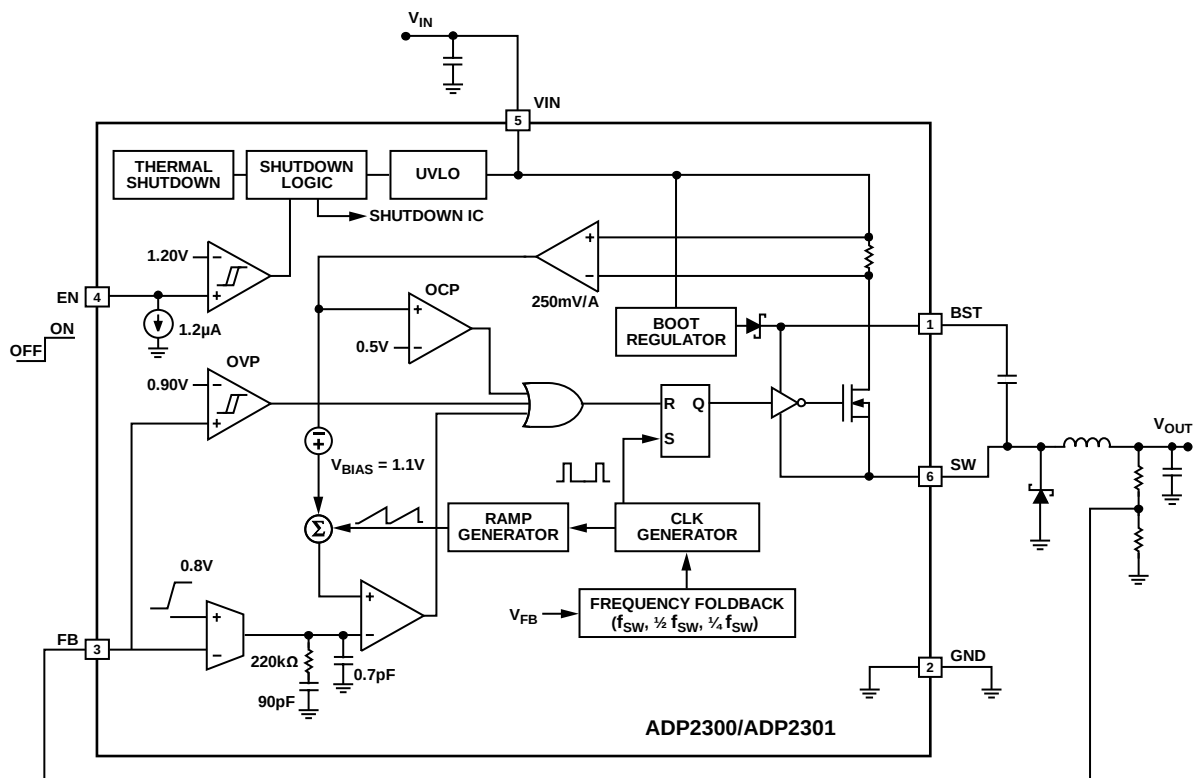


图41. ADP2300/ADP2301功能框图

08342-038

ADP2300/ADP2301

工作原理

ADP2300/ADP2301均为异步降压DC-DC调节器，集成高端功率MOSFET。高开关频率和超小型6引脚TSOT封装允许使用小型降压DC-DC调节器解决方案。

ADP2300/ADP2301可采用3.0 V至20 V输入电压工作，输出电压最低可调为0.8 V。

ADP2300/ADP2301有两种固定频率选项：700 kHz(ADP2300)和1.4 MHz(ADP2301)。

基本工作原理

ADP2300/ADP2301在中载至满载时采用固定频率、峰值电流模式PWM控制结构，轻负载时切换到脉冲跳跃模式，以降低开关功耗、提高功效。当器件在固定频率PWM模式下工作时，通过控制集成MOSFET的占空比来实现输出调节。当器件在轻载条件下以脉冲跳跃模式工作时，输出电压通过迟滞方式控制，具有较高的输出纹波。这种工作模式下，调节器定期会将开关切换停止几个周期，以将转换损耗降到最低、改善功效。

PWM模式

PWM模式下，ADP2300/ADP2301以内部振荡器设定的固定频率工作。每个振荡器周期的起始，MOSFET开关打开，给电感两端提供正向电压。电感电流增加，直至电流检测信号超过可关断MOSFET开关的峰值电感电流阈值。阈值由误差放大器的输出设定。在MOSFET关断期间，电感电流流经外部二极管并下降，直到下个振荡时钟脉冲开始另一个新的周期。ADP2300/ADP2301通过调节峰值电流阈值来实现输出电压调节。

省电模式

为了实现更高的功效，当输出负载低于脉冲跳跃电流阈值时，ADP2300/ADP2301平稳过渡到脉冲跳跃模式。当输出电压跌至规定值以下时，ADP2300/ADP2301进入PWM模式，并停留数个振荡器周期，直至输出电压升至规定值。在突发脉冲之间的空闲时间内，MOSFET开关关断，由输出电容提供所有输出电流。

由于脉冲跳跃模式比较器监测可提供峰值电感电流信息的内部补偿节点，所以平均脉冲跳跃负载电流阈值同时取决于输入电压(V_{IN})、输出电压(V_{OUT})、电感和输出电容。

由于输出电压会不定期地骤降到规定值以下然后恢复，因此省电模式的输出电压纹波比PWM模式的纹波大。

自举电路

ADP2300/ADP2301均有一个集成式自举调节器，它需要在BST和SW引脚之间放置一个0.1 μ F的陶瓷电容(X5R或X7R)，以提供高端MOSFET的栅极驱动电压。BST和SW引脚之间的电位差至少为1.2 V才能打开高端MOSFET。外部电源通过二极管给BST引脚供电时，这个电压不应超过5.5 V。

ADP2300/ADP2301以差分方式检测并调节BST和SW引脚之间的电压，从而产生用于栅极驱动电路的典型5.0 V自举电压。芯片内部集成了一个二极管，用来阻断MOSFET开关打开时VIN和BST引脚之间的反向电压。

精密使能

ADP2300/ADP2301的精密使能电路具有1.2 V基准电压和100 mV的迟滞。当EN引脚电压大于1.2 V时，器件使能。如果EN引脚的电压低于1.1 V，器件将被禁用。精密使能阈值电压使ADP2300/ADP2301能够通过其它输入/输出电源轻松实现时序控制。该阈值电压也可以通过电阻分压器用作可编程UVLO输入。内部1.2 μ A的下拉电流可以防止EN引脚悬空时发生错误。

集成软启动

ADP2300/ADP2301内置软启动电路，启动时输出电压以可控方式缓升，从而限制浪涌电流。ADP2300的软启动时间通常固定为1460 μ s，ADP2301的软启动时间通常固定为730 μ s。

限流

ADP2300/ADP2301内置限流保护电路，限制流过高端MOSFET开关的正向电流。功率开关的正电流限值限制可从输入端流向输出端的电流流量。

短路保护

ADP2300/ADP2301含频率折返技术，当输出上存在负载短路时，可防止输出电流失控。当FB引脚的电压降到一定数值以下后，开关频率降低，为电感电流的降低提供更多时间，于是在调节峰值电流的同时会增加纹波电流，这导致平均输出电流下降，以阻止输出电流失控。表5显示了开关频率与FB引脚电压之间的相关关系。

表5. 开关频率和FB引脚电压之间的相关关系

FB引脚电压	开关频率
$V_{FB} \geq 0.6\text{ V}$	f_{SW}
$0.6\text{ V} > V_{FB} > 0.2\text{ V}$	$\frac{1}{2} f_{SW}$
$V_{FB} \leq 0.2\text{ V}$	$\frac{1}{4} f_{SW}$

当负载短路($V_{FB} \leq 0.2\text{ V}$)清除后，启动软启动周期，将输出重新调节到正常工作时的值，这有助于限制浪涌电流，并防止可能的输出电压过冲。

欠压闭锁(UVLO)

ADP2300/ADP2301具有固定的、内部设定的欠压闭锁电路。如果输入电压降至2.4 V以下，ADP2300/ADP2301和MOSFET开关均关断。当电压回升到2.8 V以上时，启动软启动周期，并使能器件。

热关断

在ADP2300/ADP2301结温上升到140°C以上时，热关断电路会禁止芯片工作。极端结温可能由大电流工作、线路板设计差或环境温度高等因素造成。器件设计有15°C的迟滞，因此发生热关断时，片内温度必须低于125°C，ADP2300/ADP2301才会恢复工作。从热关断恢复后，开始软启动。

控制环路

ADP2300/ADP2301实行内部补偿，将外部元件数量和成本降至最低。此外，内置斜率补偿有助于防止当占空比大于或接近50%时产生次谐波振荡。

应用信息

ADIsimPower设计工具

ADIsimPower设计工具集支持ADP2300/ADP2301。ADIsimPower是一个工具集合，可以根据特定设计目标产生完整的电源设计。利用这些工具，用户只需几分钟就能生成完整原理图、物料清单并计算性能。ADIsimPower可以考虑IC和所有真实外部元件的工作条件与限制，并针对成本、面积、效率和器件数量优化设计。欲了解有关ADIsimPower设计工具的更多信息，请访问www.analog.com/ADIsimPower。该工具集可通过此网站获得，用户可以通过该工具申请未填充的电路板。

输出电压编程

ADP2300/ADP2301输出电压是通过输出电压与FB引脚之间的电阻分压器进行外部设置的，如图42所示。典型输出电压设置的建议电阻值如表6所列。输出电压设置等式是：

V_OUT = 0.800 V × (1 + R_FB1 / R_FB2)

其中：
V_OUT为输出电压。
R_FB1为V_OUT到FB之间的反馈电阻。
R_FB2为FB到GND之间的反馈电阻。

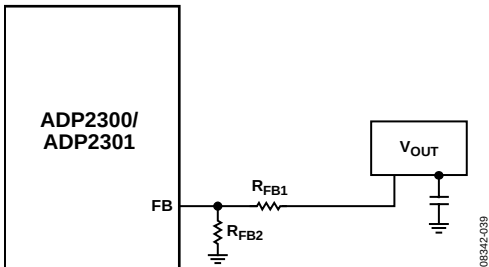


图42. 使用电阻分压器为输出电压编程

表6. 电阻分压器推荐值

V_OUT (V)	R_FB1 (kΩ), ±1%	R_FB2 (kΩ), ±1%
1.2	4.99	10
1.8	12.7	10.2
2.5	21.5	10.2
3.3	31.6	10.2
5.0	52.3	10

电压转换限制

对于给定的输入电压，由于最小导通时间、最小关断时间和自举压差的原因，输出电压有上下限。

输出电压的下限取决于有限、可控的最小导通时间，最小导通时间在最恶劣情况时最高为135 ns。考虑到开关频率和输入电压的变化，输出电压下限的等式为：

V_OUT(min) = t_MIN-ON × f_SW(max) × (V_IN(max) + V_D) - V_D

其中：
V_IN(max)为最大输入电压。
f_SW(max)为最恶劣情况下的最大开关频率。
t_MIN-ON为最小可控导通时间。
V_D为二极管正向压降。

输出电压的上限取决于最小可控关断时间，对于ADP2301，该关断时间在最恶劣情况时最高为120 ns。考虑到开关频率和输入电压的变化，输出电压上限的等式为：

V_OUT(max) = (1 - t_MIN-OFF × f_SW(max)) × (V_IN(min) + V_D) - V_D

其中：
V_IN(min)为最小输入电压。
f_SW(max)为最恶劣情况下的最大开关频率。
V_D为二极管正向压降。
t_MIN-OFF为最小可控关断时间。

此外，由于内部压差的原因，自举电路限制了所需输出的最小输入电压。为了在轻载下维持稳定工作，并在预偏置时确保正确启动，ADP2300/ADP2301要求输入电压和调节输出电压之间(或输入电压和预偏置电压之间)的电压差在最恶劣情况时大于2.1 V。如果电压差较小，启动时，自举电路必须依靠某个最小负载电流给自举电容充电。图43显示了3.3 V输出电压时，所需的最小输入电压典型值与负载电流的关系。

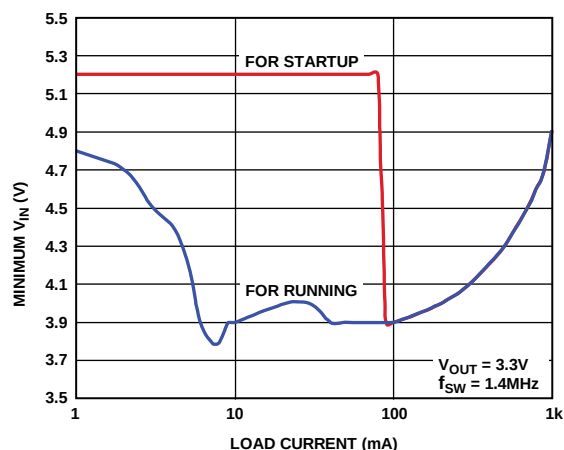


图43. 最小输入电压与负载电流的关系

图44显示了基于三个转换限制因素(最小导通时间、最小关断时间和自举压差)的电压转换限制。

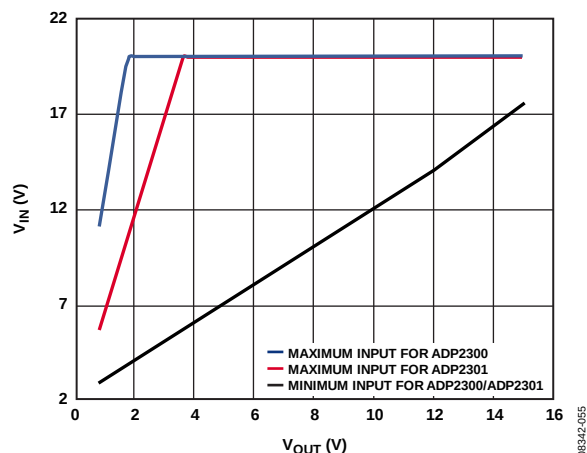


图44. 电压转换限制

低输入电压考虑因素

对于3 V至5 V的低输入电压, 由于内部压降的原因, 内部启动调节器不能提供足够的5.0 V自举电压。因此, MOSFET $R_{DS(ON)}$ 增加, 降低了可输出负载电流能力。为了避免这种情况, 可在5.0 V外部自举偏置电压上连接一个外部小信号肖特基二极管。由于BST和SW引脚间的绝对最大额定值为6.0 V, 因此偏置电压应小于5.5 V。图45显示了外部自举电路的应用框图。

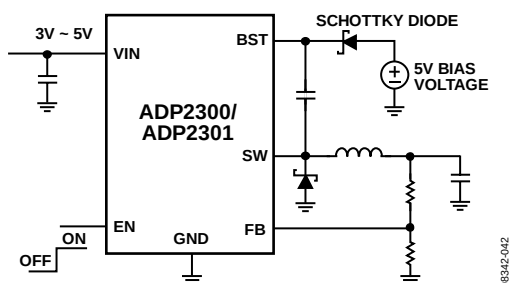


图45. 低输入电压应用中的外部自举电路

精密使能编程

通常, EN引脚可以很容易地连接到VIN引脚上, 这样, 输入电源上电时, 器件自动启动。不过, 精密使能特性允许ADP2300/ADP2301通过一个电阻分压器连接到 V_{IN} 上, 来用作可编程UVLO, 如图46所示。当 V_{IN} 在软启动时缓升而负载电流相对较大时, 这种配置可以防止启动问题的发生。

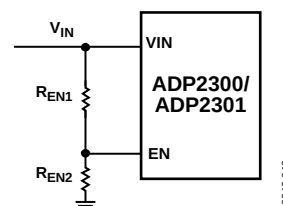


图46. 用作可编程UVLO的精密使能

精密使能也允许ADP2300/ADP2301通过一个电阻分压器连接到另一个DC-DC输出电源上, 实现精密的时序控制, 如图47所示。

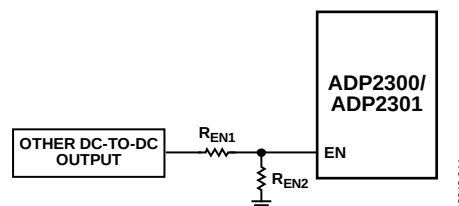


图47. 用于通过另一DC-DC输出进行时序控制的精密使能

EN引脚具有1.2 μ A的下拉电流, 图46和图47中的启动电压等式为:

$$V_{STARTUP} = \left(\frac{1.2 \text{ V}}{R_{EN2}} + 1.2 \mu\text{A} \right) \times R_{EN1} + 1.2 \text{ V}$$

其中:

$V_{STARTUP}$ 为用于使能芯片的启动电压。

R_{EN1} 为直流源与EN引脚之间的电阻。

R_{EN2} 为EN引脚与GND之间的电阻。

ADP2300/ADP2301

电感

ADP2300/ADP2301的高开关频率允许使用小型电感。为获得最佳性能，ADP2301使用2 μH至10 μH之间的电感值，ADP2300使用2 μH至22 μH之间的电感值。

峰峰值电感电流纹波的计算公式如下：

$$\Delta I_{RIPPLE} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{L \times f_{sw}} \times \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

其中：

f_{sw} 为开关频率。

L 为电感值。

V_D 为二极管正向压降。

V_{IN} 为输入电压。

V_{OUT} 为输出电压。

数值较小的电感通常尺寸较小，且较为便宜，但电流纹波和输出电压纹波会增加。电感峰峰值电流纹波通常可以设置为最大负载电流的30%，获得最佳瞬态响应和功效。因此，可通过如下公式计算电感值：

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{0.3 \times I_{LOAD(max)} \times f_{sw}} \times \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

其中， $I_{LOAD(max)}$ 为最大负载电流。

电感峰值电流可通过以下公式计算：

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(max)} + \frac{\Delta I_{RIPPLE}}{2}$$

电感的最小电流额定值必须大于电感峰值电流。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电流限制阈值，以防止电感达到饱和点。确保在整个预期温度范围内对最坏情况进行验证，包括短路输出等。

电感导通损耗是由电流流过电感而产生的，它与内部直流电阻(DCR)相关。大尺寸的电感DCR较小，因此可以减少导通损耗。然而，电感的铁损也与磁芯材料和交流磁通摆幅相关，它们受峰峰值电感纹波电流的影响。由于ADP2300/ADP2301是高开关频率调节器，推荐使用屏蔽铁氧体磁芯材料，其铁损低，EMI低。部分推荐电感列于表7。

表7. 推荐电感

供应商	值(μH)	产品型号	DCR (mΩ)	I _{SAT} (A)	尺寸： 长×宽×高(mm)
Coilcraft	4.7	LPS6225-472MLC	65	3.1	6.0×6.0×2.4
	6.8	LPS6225-682MLC	95	2.7	6.0×6.0×2.4
	10	LPS6225-103MLC	105	2.1	6.0×6.0×2.4
Sumida	4.7	CDRH5D28RHPNP-4R7N	43	3.7	6.2×6.2×3.0
	4.7	CDRH5D16NP-4R7N	64	2.15	5.8×5.8×1.8
	6.8	CDRH5D28RHPNP-6R8N	61	3.1	6.2×6.2×3.0
	6.8	CDRH5D16NP-6R8N	84	1.8	5.8×5.8×1.8
	10	CDRH5D28RHPNP-100M	93	2.45	6.2×6.2×3.0
Cooper Bussmann	4.7	SD53-4R7-R	39	2.1	5.2×5.2×3.0
	6.8	SD53-6R8-R	59	1.85	5.2×5.2×3.0
	10	DR73-100-R	65	2.47	7.6×7.6×3.5
Toko	4.7	B1077AS-4R7N	34	2.6	7.6×7.6×4.0
	6.8	B1077AS-6R8N	40	2.3	7.6×7.6×4.0
	10	B1077AS-100M	58	1.8	7.6×7.6×4.0
TDK	4.7	VLC5045T-4R7M	34	3.3	5.0×5.0×4.5
	6.8	VLC5045T-6R8M	46	2.7	5.0×5.0×4.5
	10	VLC5045T-100M	66	2.1	5.0×5.0×4.5

续流二极管

续流二极管在内部MOSFET关断时传导电感电流。因此，正常工作时二极管上的平均电流取决于调节器的占空比及输出负载电流。

$$I_{DIODE(AVG)} = \left(1 - \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D}\right) \times I_{LOAD(max)}$$

其中， V_D 为二极管正向压降。

之所以选择一个电流额定值高于正常工作所需的二极管，完全是为了应对最恶劣的情况，即短路输出。在这种情况下，二极管的电流会增大到典型峰值电流限制阈值。请务必查阅二极管数据手册，确保二极管能够在热限值和电气限值以内正常工作。

二极管的反向击穿电压额定值必须高于最高输入电压，并有一定的裕量能够承受SW节点上的响铃振荡。为获得最高功效，推荐采用肖特基二极管，因为它正向压降低、开关速度快。表8列出了推荐的肖特基二极管。

表8. 推荐的肖特基二极管

供应商	产品型号	V_{RRM} (V)	I_{AVG} (A)
ON Semiconductor	MBRS230LT3	30	2
	MBRS240LT3	40	2
Diodes Inc.	B230A	30	2
	B240A	40	2
Vishay	SL23	30	2
	SS24	40	2

输入电容

输入电容必须能够承受最大的输入工作电压和最大均方根输入电流。流过输入电容的最大均方根输入电流为 $I_{LOAD(max)}/2$ 。对于应用中的最大负载电流，使用如下公式选择能够耐受均方根输入电流的输入电容：

$$I_{IN(RMS)} = I_{LOAD(max)} \times \sqrt{D \times (1 - D)}$$

其中， D 为占空比，等于

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

推荐的输入电容是X5R或X7R电介质的陶瓷电容，它们的ESR低、温度系数小。对于大多数应用，10 μ F电容应能满足要求。为了降低电源噪声，尽可能靠近ADP2300/ADP2301的VIN引脚放置输入电容。

输出电容

输出电容的选择影响到输出电压纹波和稳压器的环路动态特性。ADP2300/ADP2301可以使用小型陶瓷电容，其等效串联电阻(ESR)低、等效串联电感(ESL)小，因而能够轻松满足严格的输出电压纹波要求。

当调节器工作以电流连续模式工作时，总输出电压纹波是输出电容ESR引起的电压尖峰和输出电容充放电引起的电压纹波之和。

$$\Delta V_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} \times \left(\frac{1}{8 \times f_{sw} \times C_{OUT}} + ESR_{C_{OUT}} \right)$$

推荐使用ESR较低的电容来保证低输出电压纹波，如下列公式所示：

$$ESR_{C_{OUT}} \leq \frac{\Delta V_{RIPPLE}}{\Delta I_{RIPPLE}}$$

陶瓷电容可采用各种各样的电介质制造，温度和所施加的电压不同，其特性也不相同。推荐X5R或X7R电介质，其ESR低、温度系数小，可以获得最佳性能。不推荐Y5V和Z5U电介质，它们的温度特性和直流偏置特性较差。

一般来说，使用ADP2301(1.4 MHz开关频率)的大多数应用中，需要10 μ F的最小输出电容值；使用ADP2300(700 kHz的开关频率)的大多数应用中，需要20 μ F的最小输出电容值。 $V_{OUT} \leq 5.0$ V时，推荐的输出电容值列于表9。

表9. $V_{OUT} \leq 5.0$ V时推荐的电容值

供应商	值	产品型号	尺寸： 长×宽×高(mm)
Murata	10 μ F, 6.3 V	GRM31MR60J106KE19	3.2×1.6×1.15
	22 μ F, 6.3 V	GRM31CR60J226KE19	3.2×1.6×1.6
TDK	10 μ F, 6.3 V	C3216X5R0J106K	3.2×1.6×1.6
	22 μ F, 6.3 V	C3216X5R0J226M	3.2×1.6×0.85

ADP2300/ADP2301

散热考虑

ADP2300/ADP2301仅在内部MOSFET导通时流过电感电流值，因此，ADP2300/ADP2301封装内功耗极少，减少了散热方面的限制。

不过，在环境温度高、占空比高、负载最大的应用中，封装内散发的热量会使芯片的结温超出125°C的最大结温。如果结温超过140°C，调节器就会进入热关断状态，当结温低于125°C时才恢复工作。

芯片的结温为环境温度和功耗引起的封装温升之和，如下等式所示：

$$T_j = T_A + T_R$$

其中：

T_j 为结温。

T_A 是环境温度。

T_R 为功耗引起的封装温度升幅。

封装的温升与封装功耗成正比。其比例常数就是芯片的结到环境温度之间的热阻，如下式所示：

$$T_R = \theta_{JA} \times P_D$$

其中：

T_R 是封装的温度升幅。

θ_{JA} 是从芯片结到封装环境温度的热阻。

P_D 是封装内的功耗。

设计示例

本节根据表10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48所示。

表10. 降压DC-DC调节器要求

参数	技术规格	额外要求
输入电压(V_{IN})	12.0 V $\pm$ 10%	无
输出电压(V_{OUT})	3.3V, 1.2A, 在CCM模式下1%输出纹波	无
可编程UVLO电压	V_{IN} 启动电压 大约为7.8V	无

开关频率选择

选择700 kHz(ADP2300)或1.4 MHz(ADP2301)的开关频率时，使用图44列出的转换限制曲线以评估各种转换限制因素(最小导通时间、最小关断时间、自举压差)。

例如，在图44中，当输出电压为3.3V时，对于700 kHz和1.4 MHz开关频率， $V_{IN} = 12V \pm 10\%$ 均在转换限制范围内，但选择1.4 MHz开关频率可提供最小尺寸的解决方案。如果需要更高的功效，可选择700 kHz，不过，因为电感和输出电容变大，因而调节器的电路板面积会增大。

续流二极管选择

选择续流二极管时，为获得最高功效，推荐使用肖特基二极管，其正向压降低、开关速度快。正常工作时的续流二极管平均电流(带典型的肖特基二极管正向压降)可使用以下等式计算：

$$I_{DIODE(AVG)} = \left(1 - \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D}\right) \times I_{LOAD(max)}$$

其中：

$$V_{OUT} = 3.3 \text{ V.}$$

$$V_{IN} = 12 \text{ V.}$$

$$I_{LOAD(max)} = 1.2 \text{ A.}$$

$$V_D = 0.4 \text{ V.}$$

因此， $I_{DIODE(AVG)} = 0.85 \text{ A}$ 。

然而，在输出短路的最差情况下，二极管电流将提高到2 A(典型值)，具体由峰值开关电流限值(见表1)决定。这种情况下，选择B230A、2.0 A/30 V贴片肖特基二极管可以使电路运行更可靠。

电感选择

利用下式选择电感：

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{0.3 \times I_{LOAD(max)} \times f_{sw}} \times \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

其中：

$$V_{OUT} = 3.3 \text{ V.}$$

$$V_{IN} = 12 \text{ V.}$$

$$I_{LOAD(max)} = 1.2 \text{ A.}$$

$$V_D = 0.4 \text{ V.}$$

$$f_{sw} = 1.4 \text{ MHz.}$$

得到 $L = 5.15 \mu\text{H}$ 。最接近的标准值是 $4.7 \mu\text{H}$ 。因此， $\Delta I_{RIPPLE} = 0.394 \text{ A}$ 。

电感峰值电流可通过以下公式计算：

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(max)} + \frac{\Delta I_{RIPPLE}}{2}$$

其中：

$$I_{LOAD(max)} = 1.2 \text{ A.}$$

$$\Delta I_{RIPPLE} = 0.394 \text{ A.}$$

因此，计算得出的电感峰值电流为1.397 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为2.0 A才能可靠工作。

输出电容选择

根据下面的公式选择符合输出电压纹波要求的输出电容：

$$\Delta V_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} \times \left(\frac{1}{8 \times f_{sw} \times C_{OUT}} + ESR_{C_{OUT}} \right)$$

其中：

$$\Delta I_{RIPPLE} = 0.394 \text{ A.}$$

$$f_{sw} = 1.4 \text{ MHz.}$$

$$\Delta V_{RIPPLE} = 33 \text{ mV.}$$

如果陶瓷电容的ESR为3 m Ω ，则 $C_{OUT} = 1.2 \mu\text{F}$ 。

输出电容是控制环路稳定的两个外部元件之一，因此使用ADP2301(1.4 MHz的开关频率)的大多数应用需要最低10 μF 的电容来保证稳定性。根据表11列出的推荐外部元件，此例中选择22 μF 、电压额定值为6.3 V的电容。

ADP2300/ADP2301

电阻分压器选择

要选择合适的电阻分压器，首先计算输出反馈电阻分压器，然后计算可编程V_{IN}启动电压的电阻分压器。

输出反馈电阻分压器为：

$$V_{OUT} = 0.800\text{ V} \times \left(1 + \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} \right)$$

对于3.3 V输出电压，根据表11的推荐值，选择R_{FB1} = 31.6 kΩ
和R_{FB2} = 10.2 kΩ作为反馈电阻分压器。

可编程V_{IN}启动电压的电阻分压器为：

$$V_{STARTUP} = \left(\frac{1.2\text{ V}}{R_{EN2}} + 1.2\text{ }\mu\text{A} \right) \times R_{EN1} + 1.2\text{ V}$$

如果V_{STARTUP} = 7.8 V，选择R_{EN2} = 10.2 kΩ，然后计算R_{EN1}，得到56 kΩ。

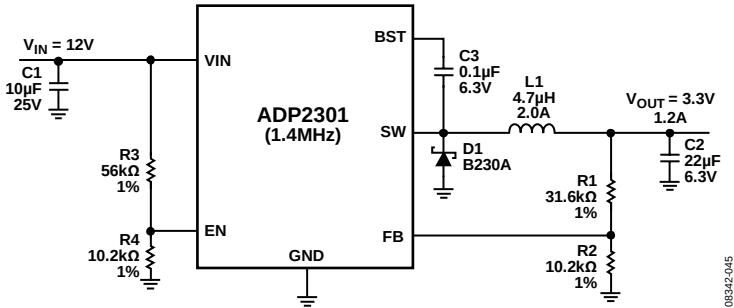


图48. 设计示例原理图

表11. 1.2A负载下典型应用中推荐的外部器件

产品型号	V _{IN} (V)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	L (µH)	C _{OUT} (µF)	R _{FB1} (kΩ), ±1%	R _{FB2} (kΩ), ±1%
ADP2300 (700 kHz)	18	3.3	1.2	10	22	31.6	10.2
	18	5.0	1.2	15	22	52.3	10
	12	1.2	1.2	6.8	2 × 22	4.99	10
	12	1.8	1.2	6.8	2 × 22	12.7	10.2
	12	2.5	1.2	10	22	21.5	10.2
	12	3.3	1.2	10	22	31.6	10.2
	12	5.0	1.2	10	22	52.3	10
	9	3.3	1.2	10	22	31.6	10.2
	9	5.0	1.2	10	22	52.3	10
	5	1.8	1.2	4.7	2 × 22	12.7	10.2
	5	2.5	1.2	4.7	22	21.5	10.2
ADP2301 (1.4 MHz)	18	3.3	1.2	4.7	22	31.6	10.2
	18	5.0	1.2	6.8	10	52.3	10
	12	2.5	1.2	4.7	22	21.5	10.2
	12	3.3	1.2	4.7	22	31.6	10.2
	12	5.0	1.2	4.7	10	52.3	10
	9	3.3	1.2	4.7	22	31.6	10.2
	9	5.0	1.2	4.7	10	52.3	10
	5	1.8	1.2	2.2	2 × 22	12.7	10.2
	5	2.5	1.2	2.2	22	21.5	10.2

电路板布局建议

要使ADP2300/ADP2301获得最佳性能，良好的线路板布局至关重要。不良的布局会影响调节和稳定性以及电磁干扰(EMI)和电磁兼容(EMC)性能。PCB布局示例如图50所示。

参考以下准则有助于实现良好的PCB布局：

- 将输入电容、电感、续流二极管、输出电容和自举电容靠近IC放置，并使用短走线连接。
- 确保高电流环路的走线尽可能短而宽。高电流路径如图49所示。
- 最大限度增加元件侧接地金属的尺寸，以加强散热。
- 地层通过多个过孔连接到元件侧的地上，以进一步减少敏感电路节点上的噪声干扰。

- 尽量缩短FB走线的长度(FB走线用于将反馈电阻分压器的上端连接到输出)。此外，使这些走线远离高电流走线和开关节点，以避免噪声影响。

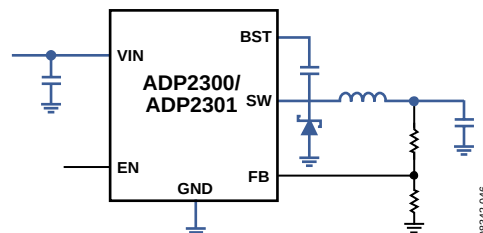


图49. 带高电流走线(显示为蓝色)的典型应用电路

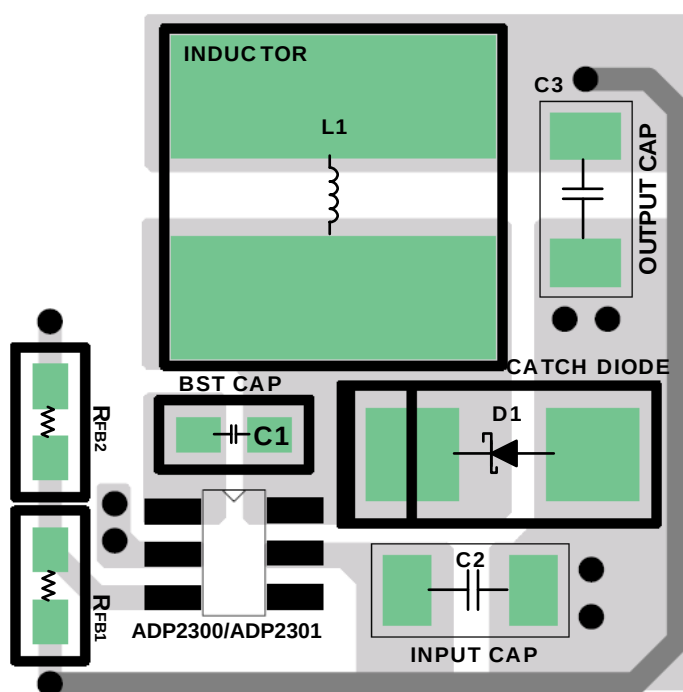


图50. ADP2300/ADP2301的推荐PCB布局

典型应用电路

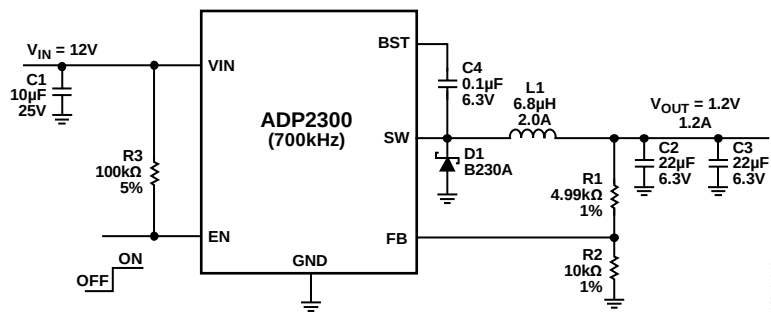


图51. ADP2300—700 kHz典型应用, $V_{IN}=12\text{ V}$, $V_{OUT}=1.2\text{ V}/1.2\text{ A}$, 带外部使能

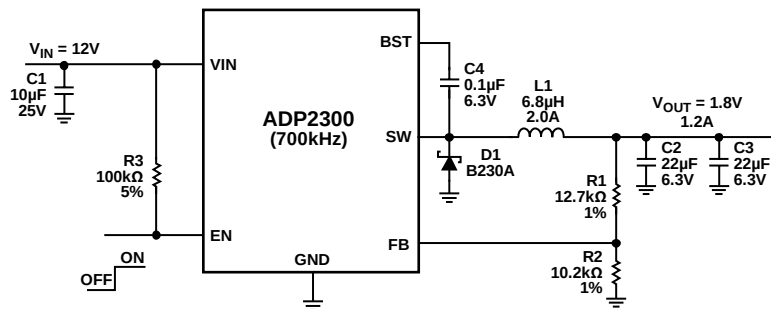


图52. ADP2300—700 kHz典型应用, $V_{IN}=12\text{ V}$, $V_{OUT}=1.8\text{ V}/1.2\text{ A}$, 带外部使能

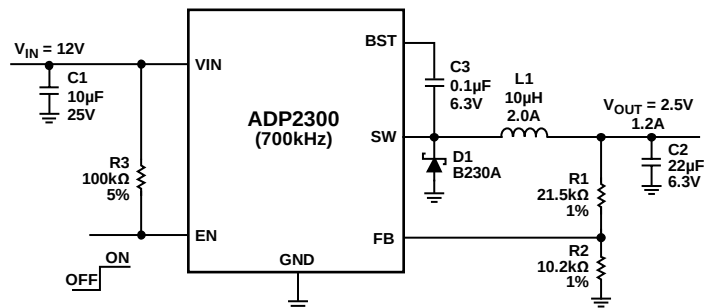


图53. ADP2300—700 kHz典型应用, $V_{IN}=12\text{ V}$, $V_{OUT}=2.5\text{ V}/1.2\text{ A}$, 带外部使能

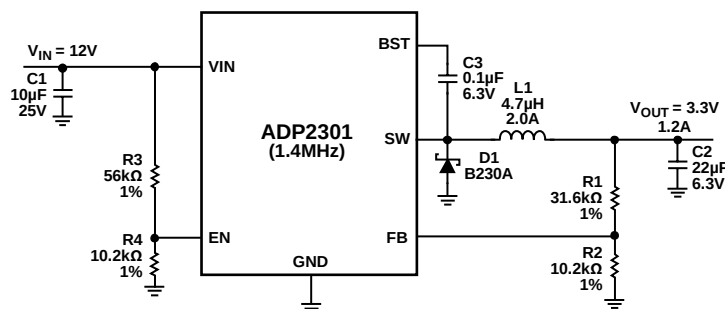


图54. ADP2301—1.4 MHz典型应用, $V_{IN}=12\text{ V}$, $V_{OUT}=3.3\text{ V}/1.2\text{ A}$
(带可编程7.8 V启动输入电压)

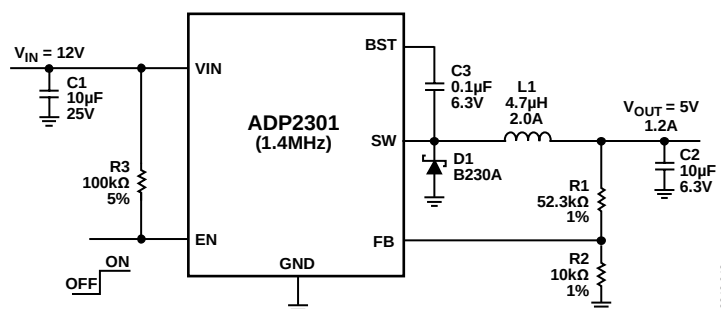


图55. ADP2301—1.4 MHz典型应用, $V_{IN}=12\text{ V}$, $V_{OUT}=5.0\text{ V}/1.2\text{ A}$, 带外部使能

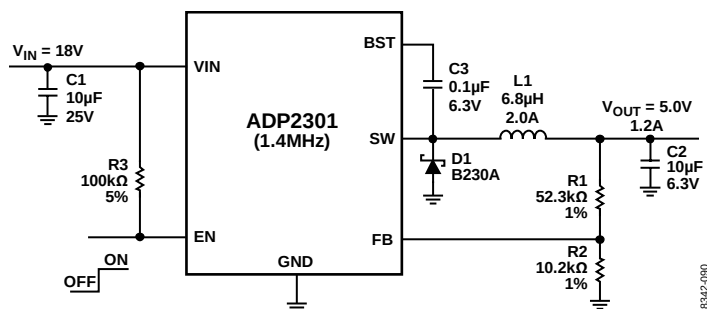


图56. ADP2301—1.4 MHz典型应用, $V_{IN}=18\text{ V}$, $V_{OUT}=5.0\text{ V}/1.2\text{ A}$, 带外部使能

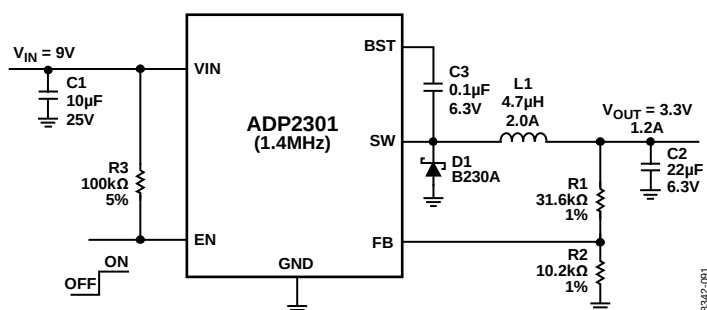


图57. ADP2301—1.4 MHz典型应用, $V_{IN}=9\text{ V}$, $V_{OUT}=3.3\text{ V}/1.2\text{ A}$, 带外部使能

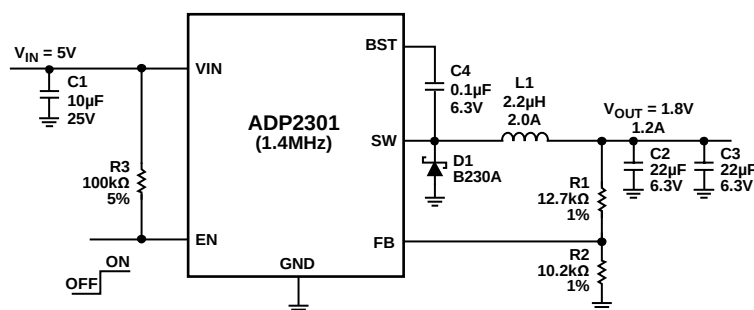
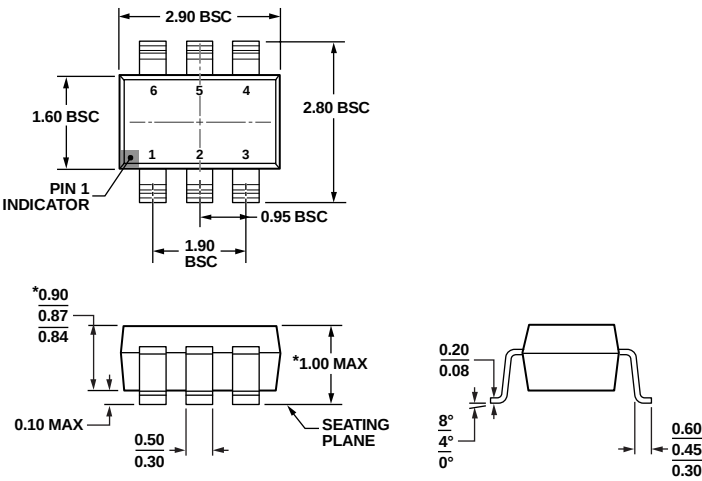


图58. ADP2301—1.4 MHz典型应用, $V_{IN}=5\text{ V}$, $V_{OUT}=1.8\text{ V}/1.2\text{ A}$, 带外部使能

外形尺寸



*COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-193-AA WITH THE EXCEPTION OF PACKAGE HEIGHT AND THICKNESS.

图59. 6引脚超薄小型晶体管封装[TSOT]
(UJ-6)

图示尺寸单位: mm

102808-A

订购指南

型号 ¹	开关频率	温度范围	封装描述	封装选项	标识
ADP2300AUJZ-R2	700 kHz	−40°C至+125°C	6引脚超薄小型晶体管封装[TSOT]	UJ-6	L87
ADP2300AUJZ-R7	700 kHz	−40°C至+125°C	6引脚超薄小型晶体管封装[TSOT]	UJ-6	L87
ADP2300-EVALZ			评估板		
ADP2301AUJZ-R2	1.4 MHz	−40°C至+125°C	6引脚超薄小型晶体管封装[TSOT]	UJ-6	L86
ADP2301AUJZ-R7	1.4 MHz	−40°C至+125°C	6引脚超薄小型晶体管封装[TSOT]	UJ-6	L86
ADP2301-EVALZ			评估板		

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。

注释

注释