

目录

特性.....	1	降压部分.....	27
功能框图.....	1	LDO部分.....	28
概述.....	1	监控器部分.....	28
修订历史.....	2	应用信息.....	31
技术规格.....	3	降压器外部元件选择.....	31
通用规格.....	3	LDO外部元件选择.....	32
电源监控器规格.....	3	输出电容.....	32
降压调节器规格.....	4	监控器部分.....	33
LDO1、LDO2规格.....	5	功耗与散热考虑.....	34
推荐规格：输入和输出电容.....	6	应用框图.....	36
绝对最大额定值.....	7	PCB布局指南.....	37
热阻.....	7	建议布局.....	37
ESD警告.....	7	物料清单.....	38
引脚配置和功能描述.....	8	工厂编程选项.....	39
典型工作特性.....	9	外形尺寸.....	40
工作原理.....	26	订购指南.....	40
电源管理单元.....	26		

修订历史

2011年12月—修订版0：初始版

技术规格

通用规格

除非另有说明，AVIN、VIN1 = 2.3 V至5.5 V；AVIN、VIN1 ≥ VIN2、VIN3；VIN2、VIN3 = 1.7 V至5.5 V；对于最小值/最大值规格， $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$ ；对于典型值规格， $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。

表1.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
AVIN欠压闭锁	UVLO _{AVIN}					
输入电压上升	UVLO _{AVINRISE}			2.275		V
选项0				3.9		V
选项1						
输入电压下降	UVLO _{AVINFALL}		1.95			V
选项0			3.1			V
选项1						
关断电流	I _{GND-SD}	ENx = GND	0.1	2		μA
热关断阈值	TS _{SD}	T _J 上升		150		°C
热关断迟滞	TS _{SD-HYS}			20		°C
启动时间 ¹						
降压调节器	t _{START1}			250		μs
LDO1, LDO2	t _{START2}	V _{OUT2} , V _{OUT3} = 3.3 V		85		μs
ENx、WDI、MODE、MR输入						
输入逻辑高电平	V _{IH}	2.5 V ≤ AVIN ≤ 5.5 V	1.2			V
输入逻辑低电平	V _{IL}	2.5 V ≤ AVIN ≤ 5.5 V			0.4	V
输入漏电流	V _{I-LEAKAGE}	ENx = AVIN或GND		0.05	1	μA
开漏输出						
nRSTO输出电压	V _{OL1V}	AVIN ≥ 1.0 V, I _{SINK} = 50 μA			0.3	V
	V _{OL1V2}	AVIN ≥ 1.2 V, I _{SINK} = 100 μA			0.3	V
	V _{OL2V7}	AVIN ≥ 2.7 V, I _{SINK} = 1.2 mA			0.3	V
	V _{OL4V5}	AVIN ≥ 4.5 V, I _{SINK} = 3.2 mA			0.4	V
开漏复位输出漏电流		AVIN = 5.5 V			1	μA

¹ 启动时间定义为从EN1 = EN2 = EN3(0 V至V_{AVIN})到V_{OUT1}、V_{OUT2}、V_{OUT3}达到其标称值90%的时间。如果另一个通道已经使能，则单个通道的启动时间会更短。更多信息参见典型工作特性部分。

电源监控器规格

除非另有说明，AVIN、VIN1 = 2.3 V至5.5 V；对于最小值/最大值规格， $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$ ；对于典型值规格， $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。

表2.

参数	最小值	典型值	最大值	单位	测试条件/注释
电源					
电源电流(仅电源监控器电路)		45	55	μA	AVIN = VIN1 = EN1 = EN2 = EN3 = 5.5 V
		43	52	μA	AVIN = VIN1 = EN1 = EN2 = EN3 = 3.6 V
阈值电压	0.495	0.500	0.505	V	
复位超时周期					
选项0	24	30	36	ms	
选项1	160	200	240	ms	
V _{CC} 至复位延迟(t _{RD})		80		μs	VIN以1 mV/μs速率下降

ADP5041

参数	最小值	典型值	最大值	单位	测试条件/注释
看门狗输入					
看门狗超时周期					
选项0	81.6	102	122.4	ms	
选项1	1.28	1.6	1.92	sec	
WDI脉冲宽度	80			ns	$V_{IL} = 0.4\text{ V}, V_{IH} = 1.2\text{ V}$
WDI输入阈值	0.4		1.2	V	
WDI输入电流(源)	8	15	20	μA	$V_{WDI} = V_{CC}$, 平均时间
WDI输入电流(吸)	-30	-25	-15	μA	$V_{WDI} = 0\text{ V}$, 平均时间
手动复位输入					
MR输入脉冲宽度	1			μs	
MR毛刺抑制		220		ns	
MR上拉电阻	25	52	90	k Ω	
MR至复位延迟		280		Ns	$V_{CC} = 5\text{ V}$

降压调节器规格

除非另有说明, AV_{IN} 、 $V_{IN1} = 2.3\text{ V}$ 至 5.5 V ; $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$; $L = 1\text{ }\mu\text{H}$; $C_{IN} = 10\text{ }\mu\text{F}$; $C_{OUT} = 10\text{ }\mu\text{F}$; 对于最小值/最大值规格, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$; 对于典型值规格, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表3.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性						
输入电压范围	V_{IN1}		2.3		5.5	V
输出特性						
输出电压精度	V_{OUT1}	PWM模式, $I_{LOAD} = 0\text{ mA}$ 至 1200 mA	-3		+3	%
电压调整率	$(\Delta V_{OUT1}/V_{OUT1})/\Delta V_{IN1}$	PWM模式		-0.05		%/V
负载调整率	$(\Delta V_{OUT1}/V_{OUT1})/\Delta I_{OUT1}$	$I_{LOAD} = 0\text{ mA}$ 至 1200 mA , PWM模式		-0.1		%/A
电压反馈	V_{FB1}		0.485	0.5	0.515	V
PWM至省电模式电流 阈值	I_{PSM_L}			100		mA
输入电流特性						
直流工作电流	I_{NOLOAD}	MODE = 地 $I_{LOAD} = 0\text{ mA}$, 器件不开关, 所有 其它通道禁用		21	35	μA
关断电流	I_{SHTD}	$EN1 = 0\text{ V}, T_A = T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$		0.2	1.0	μA
开关特性						
开关导通电阻	R_{PFET}	PFET, $AV_{IN} = V_{IN1} = 3.6\text{ V}$		180	240	m Ω
	R_{NFET}	PFET, $AV_{IN} = V_{IN1} = 5\text{ V}$		140	190	m Ω
		NFET, $AV_{IN} = V_{IN1} = 3.6\text{ V}$		170	235	m Ω
		NFET, $AV_{IN} = V_{IN1} = 5\text{ V}$		150	210	m Ω
限流	I_{LIMIT}	PFET开关峰值电流限值	1600	1950	2300	mA
有源下拉电阻		$EN1 = 0\text{ V}$		85		Ω
振荡器频率	f_{OSC}		2.5	3.0	3.5	MHz

¹ 所有极端温度下的限值采用标准统计质量控制(SQC)通过相关性予以保证。

LDO1、LDO2规格

除非另有说明, $V_{IN2}/V_{IN3} = (V_{OUT2}/V_{OUT3} + 0.5 \text{ V})$ 或 1.7 V (取较大者) 至 5.5 V; $AVIN$ 、 $VIN1 \geq VIN2$ 、 $VIN3$; $C_{IN} = 1 \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 2.2 \mu\text{F}$; 对于最小值/最大值规格, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$; 对于典型值规格, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。¹

表4.

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压范围	V_{IN2}, V_{IN3}	$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	1.7		5.5	V
工作电源电流 每个LDO的偏置电流 ²	$I_{VIN2BIAS}/I_{VIN3BIAS}$	$I_{OUT3} = I_{OUT4} = 0 \mu\text{A}$ $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 10 \text{ mA}$ $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 300 \text{ mA}$		10 60 165	30 100 245	μA μA μA
总系统输入电流 仅LDO1或LDO2 仅LDO1和LDO2	I_{IN}	包括输入 $AVIN$ 、 $VIN1$ 、 $VIN2$ 和 $VIN3$ 的所有电流 $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 0 \mu\text{A}$, 所有其它通道禁用 $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 0 \mu\text{A}$, 降压调节器禁用		53 74		μA μA
输出电压精度	V_{OUT2}, V_{OUT3}	$100 \mu\text{A} < I_{OUT2} < 300 \text{ mA}$, $100 \mu\text{A} < I_{OUT3} < 300 \text{ mA}$ $VIN2 = (V_{OUT2} + 0.5 \text{ V})$ 至 5.5 V $VIN3 = (V_{OUT3} + 0.5 \text{ V})$ 至 5.5 V	-3		+3	%
基准电压	V_{FB2}, V_{FB3}		0.485	0.500	0.515	V
调整率 电压调整率	$(\Delta V_{OUT2}/V_{OUT2})/\Delta V_{IN2}$ $(\Delta V_{OUT3}/V_{OUT3})/\Delta V_{IN3}$	$VIN2 = (V_{OUT2} + 0.5 \text{ V})$ 至 5.5 V $VIN3 = (V_{OUT3} + 0.5 \text{ V})$ 至 5.5 V $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 1 \text{ mA}$	-0.03		+0.03	%/V
负载调整率 ³	$(\Delta V_{OUT2}/V_{OUT2})/\Delta I_{OUT2}$ $(\Delta V_{OUT3}/V_{OUT3})/\Delta I_{OUT3}$	$I_{OUT2} = I_{OUT3} = 1 \text{ mA}$ 至 300 mA		0.002	0.0075	%/mA
压差 ⁴	$V_{DROPOUT}$	$V_{OUT2} = V_{OUT3} = 5.0 \text{ V}$, $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 300 \text{ mA}$ $V_{OUT2} = V_{OUT3} = 3.3 \text{ V}$, $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 300 \text{ mA}$ $V_{OUT2} = V_{OUT3} = 2.5 \text{ V}$, $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 300 \text{ mA}$ $V_{OUT2} = V_{OUT3} = 1.8 \text{ V}$, $I_{OUT2} = I_{OUT3} = 300 \text{ mA}$		72 86 107 180	140	mV mV mV mV
有源下拉电阻	R_{PDLDO}	$EN2/EN3 = 0 \text{ V}$		600		Ω
限流阈值 ⁵	I_{LIMIT}	$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	335	470		mA
输出噪声	$OUT_{LDO2NOISE}$ $OUT_{LDO1NOISE}$	10 Hz 至 100 kHz, $V_{IN3} = 5 \text{ V}$, $V_{OUT3} = 3.3 \text{ V}$ 10 Hz 至 100 kHz, $V_{IN3} = 5 \text{ V}$, $V_{OUT3} = 2.8 \text{ V}$ 10 Hz 至 100 kHz, $V_{IN3} = 5 \text{ V}$, $V_{OUT3} = 1.5 \text{ V}$ 10 Hz 至 100 kHz, $V_{IN2} = 5 \text{ V}$, $V_{OUT2} = 3.3 \text{ V}$ 10 Hz 至 100 kHz, $V_{IN2} = 5 \text{ V}$, $V_{OUT2} = 2.8 \text{ V}$ 10 Hz 至 100 kHz, $V_{IN2} = 5 \text{ V}$, $V_{OUT2} = 1.5 \text{ V}$		123 110 59 140 129 66		$\mu\text{V rms}$ $\mu\text{V rms}$ $\mu\text{V rms}$ $\mu\text{V rms}$ $\mu\text{V rms}$ $\mu\text{V rms}$
电源抑制比	PSRR	1 kHz, $V_{IN2}, V_{IN3} = 3.3 \text{ V}$, $V_{OUT2}, V_{OUT3} = 2.8 \text{ V}$, $I_{OUT} = 100 \text{ mA}$ 100 kHz, $V_{IN2}, V_{IN3} = 3.3 \text{ V}$, $V_{OUT2}, V_{OUT3} = 2.8 \text{ V}$, $I_{OUT} = 100 \text{ mA}$ 1 MHz, $V_{IN2}, V_{IN3} = 3.3 \text{ V}$, $V_{OUT2}, V_{OUT3} = 2.8 \text{ V}$, $I_{OUT} = 100 \text{ mA}$		66 57 60		dB dB dB

¹ 所有极端温度下的限值采用标准统计质量控制(SQC)通过相关性予以保证。

² 这是 $VIN2$ 和 $VIN3$ 的输入电流, 不提供给输出负载。

³ 基于使用 1 mA 和 300 mA 负载的端点计算。

⁴ 压差定义为将输入电压设置为标称输出电压时的输入至输出电压差。仅适用于高于 1.7 V 的输出电压。

⁵ 限流阈值定义为输出电压降至额定典型值 90% 时的电流。例如, 3.0 V 输出电压的电流限值定义为引起输出电压降至 3.0 V 的 90% 或 2.7 V 的电流。

ADP5041

推荐规格：输入和输出电容

表5.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
输入电容(降压调节器) ¹	C _{MIN1}	T _J = -40°C至+125°C	4.7		40	μF
输出电容(降压调节器) ²	C _{MIN2}	T _J = -40°C至+125°C	7		40	μF
输入和输出电容 ³ (LDO1、LDO2)	C _{MIN34}	T _J = -40°C至+125°C	0.70			μF
电容ESR	R _{ESR}	T _J = -40°C至+125°C	0.001		1	Ω

¹ 在所有工作条件下，输入电容至少应大于4.7 μF。选择器件时必须考虑应用的所有工作条件，确保达到最小电容要求。配合降压调节器使用时，建议使用X7R型和X5R型电容，不建议使用Y5V和Z5U电容。

² 在所有工作条件下，输出电容至少应大于7 μF。选择器件时必须考虑应用的所有工作条件，确保达到最小电容要求。配合降压调节器使用时，建议使用X7R型和X5R型电容，不建议使用Y5V和Z5U电容。

³ 在所有工作条件下，输入和输出电容至少应大于0.70 μF。选择器件时必须考虑应用的所有工作条件，确保达到最小电容要求。配合LDO使用时，建议使用X7R型和X5R型电容，不建议使用Y5V和Z5U电容。

绝对最大额定值

表6.

参数	额定值
AVIN至AGND	-0.3 V至+6 V
VIN1至AVIN	-0.3 V至+0.3 V
PGND至AGND	-0.3 V至+0.3 V
VIN2, VIN3, VOUTx, ENx, MODE, MR, WDI, nRSTO, FBx, VTHR, SW至AGND	-0.3 V至 (AVIN + 0.3 V)
SW至PGND	-0.3 V至 (VIN1 + 0.3 V)
存储温度范围	-65°C至+150°C
工作结温范围	-40°C至+125°C
焊接条件	JEDEC J-STD-020
ESD人体模型	3000 V
ESD充电装置模型	1500 V
ESD机器模型	200 V

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，即器件焊接在电路板上实现表贴封装。

表7. 热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
20引脚、0.5 mm间距LFCSP	38	4.2	°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

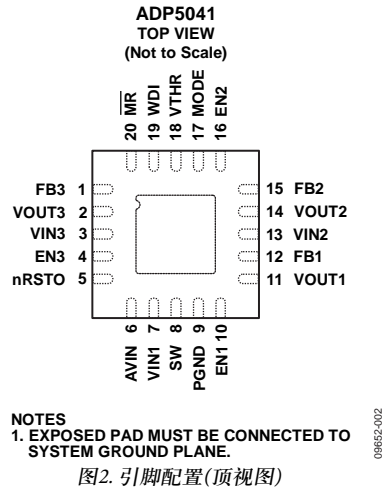


表8. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	FB3	LDO2反馈输入。
2	VOUT3	LDO2输出电压。
3	VIN3	LDO2输入电源(1.7 V至5.5 V)。
4	EN3	使能LDO2。EN3 = 高电平：开启LDO2；EN3 = 低电平：关闭LDO2。
5	nRSTO	开漏复位输出，低电平有效。
6	AVIN	管理和监控输入电源(2.3 V至5.5 V)。
7	VIN1	降压调节器输入电源(2.3 V至5.5 V)。
8	SW	降压调节器开关节点。
9	PGND	降压调节器的专用电源地。
10	EN1	使能降压调节器。EN1 = 高电平：开启降压调节器；EN1 = 低电平：关闭降压调节器。
11	VOUT1	降压调节器输出检测节点。
12	FB1	降压调节器反馈输入。
13	VIN2	LDO1输入电源(1.7 V至5.5 V)。
14	VOUT2	LDO1输出电压。
15	FB2	LDO1反馈输入。
16	EN2	使能LDO1。EN2 = 高电平：开启LDO1；EN2 = 低电平：关闭LDO1。
17	MODE	降压调节器模式。MODE = 高电平：降压调节器以固定PWM模式工作；MODE = 低电平：降压调节器在轻负载下以省电模式(PSM)工作，在较高负载下以恒定PWM模式工作。
18	VTHR	复位阈值编程。
19	WDI	处理器提供的看门狗刷新输入。如果WDI为高阻态，看门狗禁用。
20	MR	手动复位输入，低电平有效。
0	EPAD	裸露焊盘(模拟地)。裸露焊盘必须连接到系统接地层。

典型工作特性

除非另有说明, $V_{IN1} = V_{IN2} = V_{IN3} = A_{VIN} = 5.0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

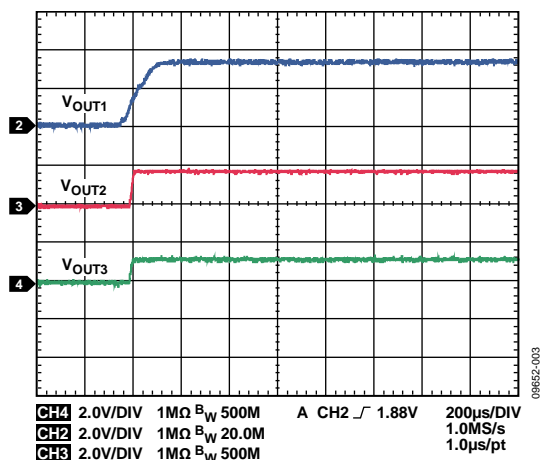


图3. 3通道启动波形

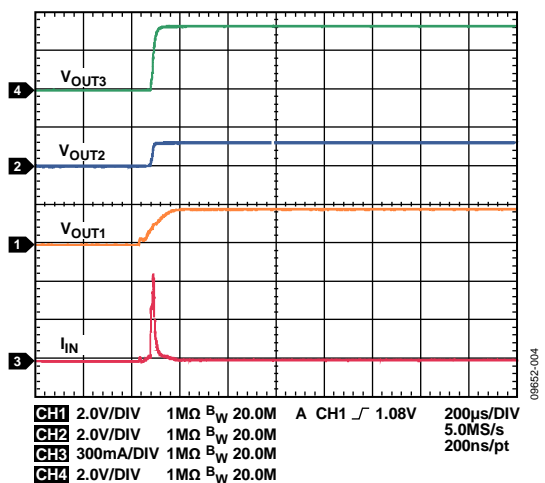


图4. 所有通道同时启动时的总浪涌电流

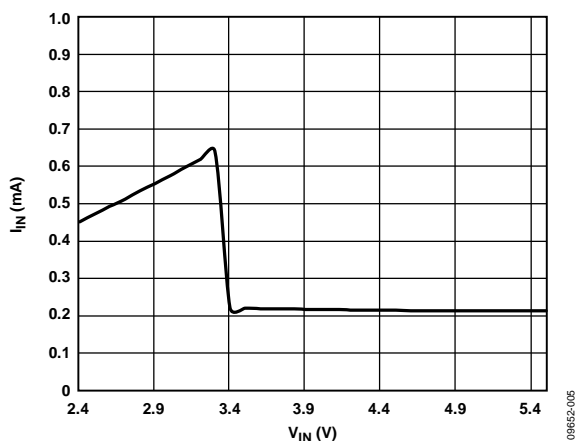


图5. 系统静态电流(所有输入电流之和)与输入电压的关系

$V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, $V_{OUT2} = V_{OUT3} = 3.3\text{ V}$, ($UVLO = 3.3\text{ V}$)

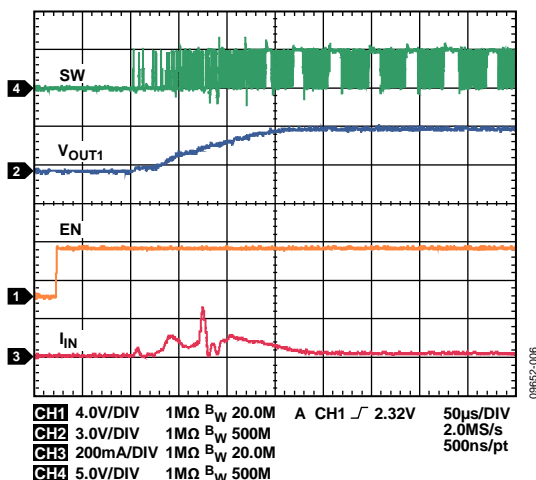


图6. 降压调节器启动, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, $I_{OUT2} = 20\text{ mA}$

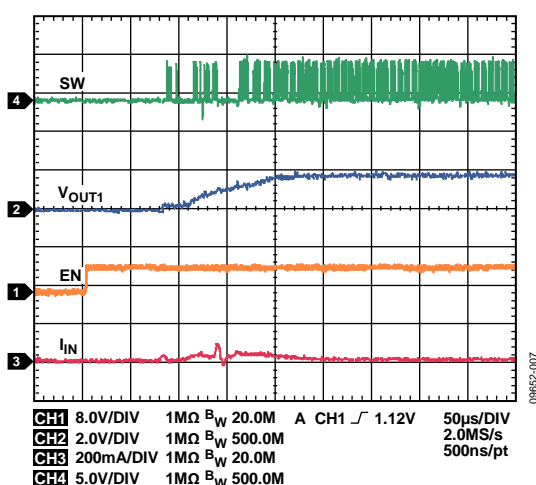


图7. 降压调节器启动, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, $I_{OUT} = 20\text{ mA}$

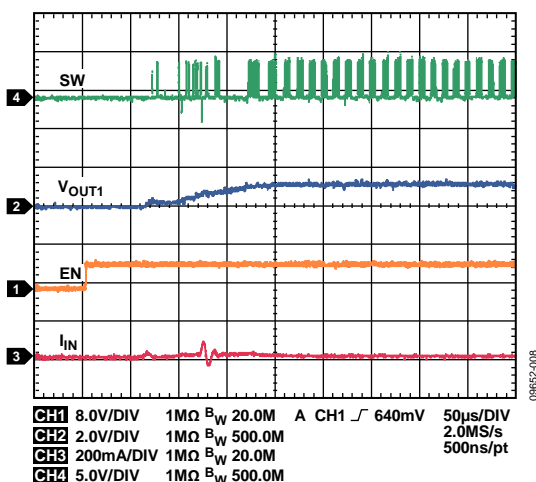


图8. 降压调节器启动, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, $I_{OUT} = 20\text{ mA}$

ADP5041

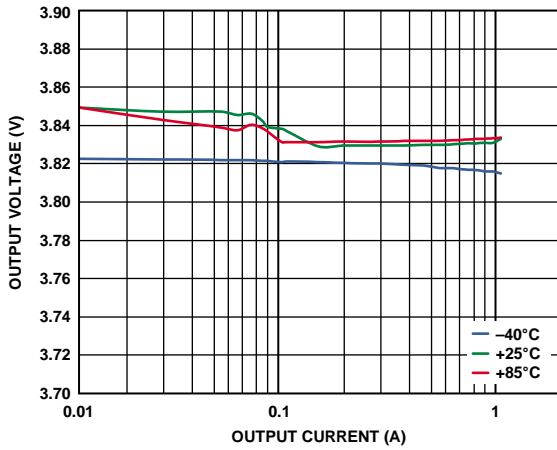


图9. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 3.8\text{ V}$, 自动模式

09652-009

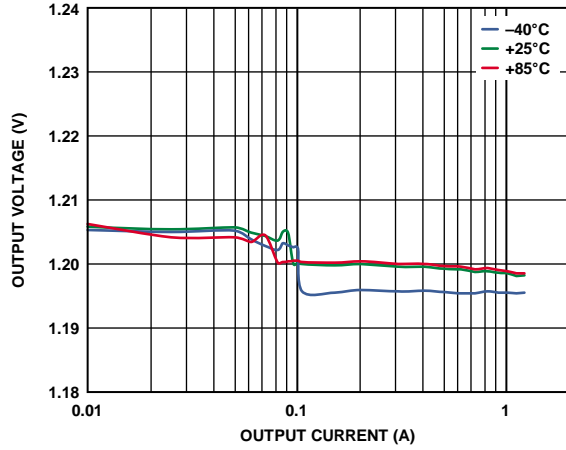


图12. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, 自动模式

09652-012

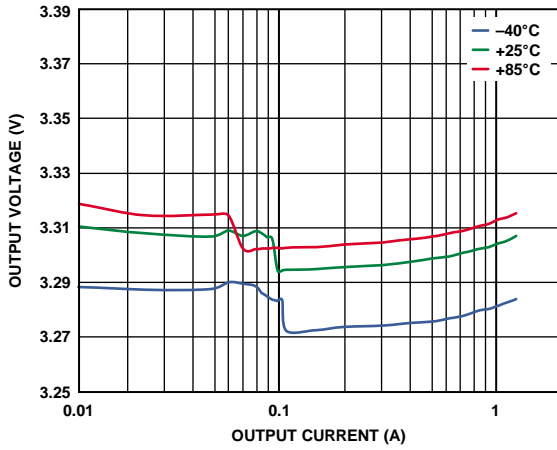


图10. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, 自动模式

09652-010

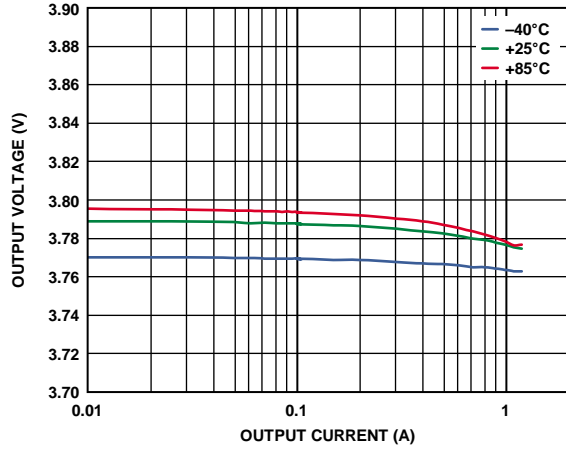


图13. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 3.8\text{ V}$, PWM模式

09652-013

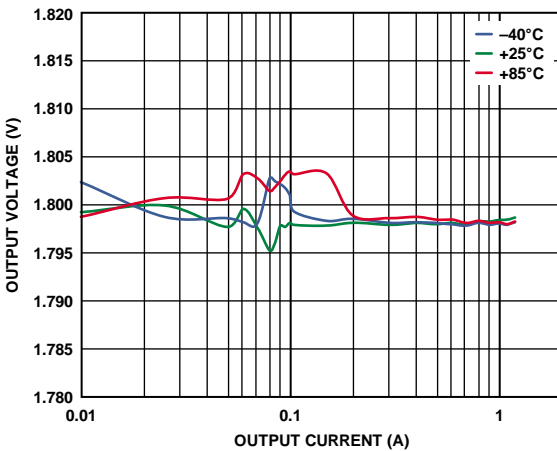


图11. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, 自动模式

09652-011

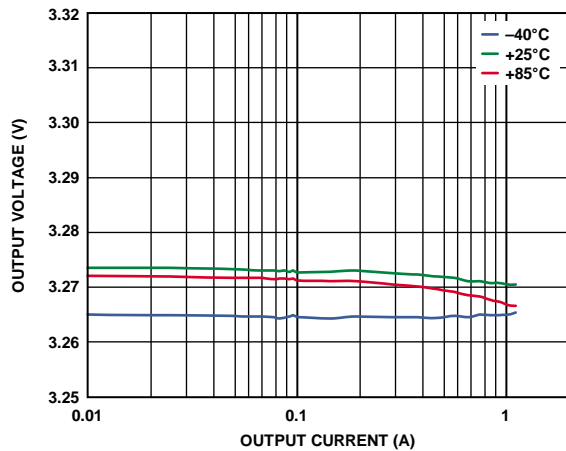


图14. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, PWM模式

09652-014

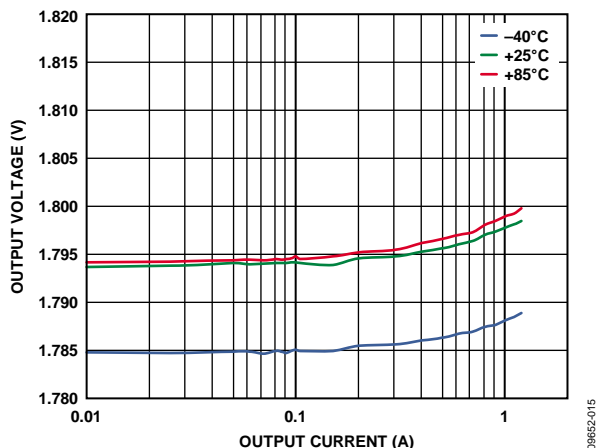


图15. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, PWM模式

09652-015

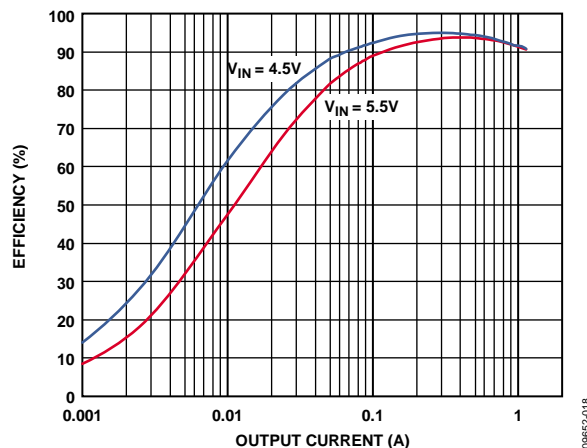


图18. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 3.8\text{ V}$, PWM模式

09652-016

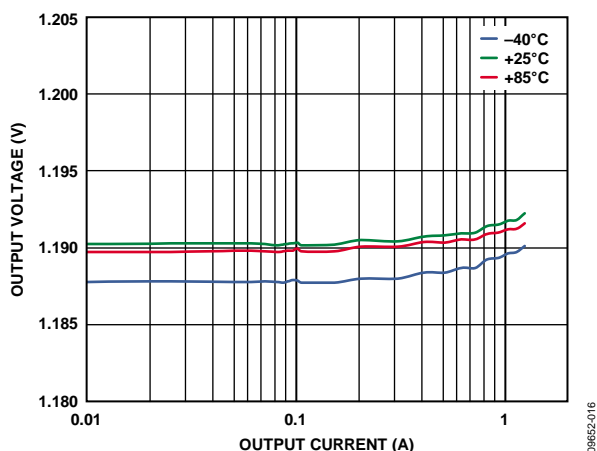


图16. 不同温度的降压调节器负载调整率, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, PWM模式

09652-016

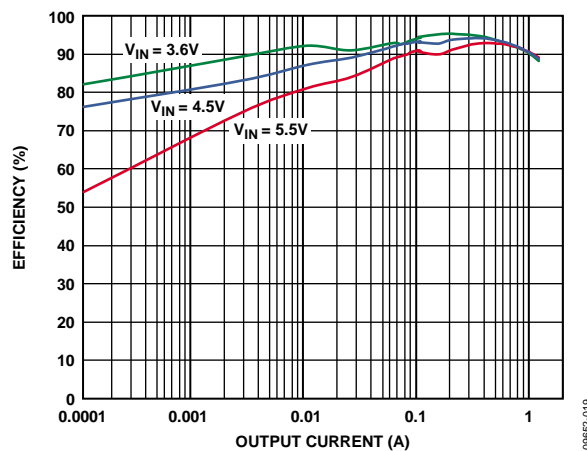


图19. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, 自动模式

09652-019

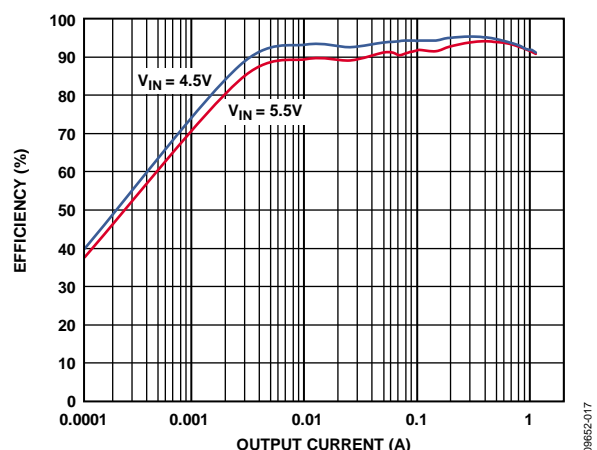


图17. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 3.8\text{ V}$, 自动模式

09652-017

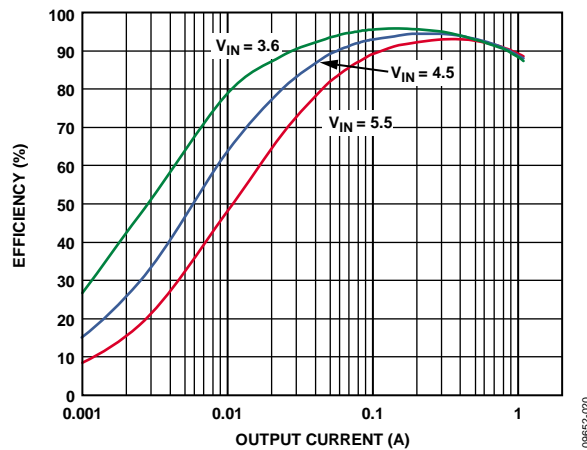


图20. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, PWM模式

09652-020

ADP5041

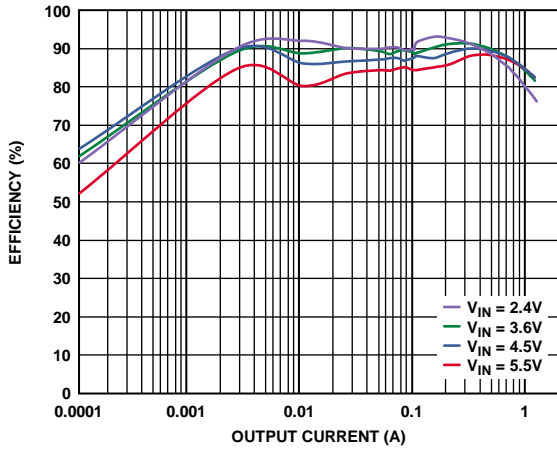


图21. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, 自动模式

09652-021

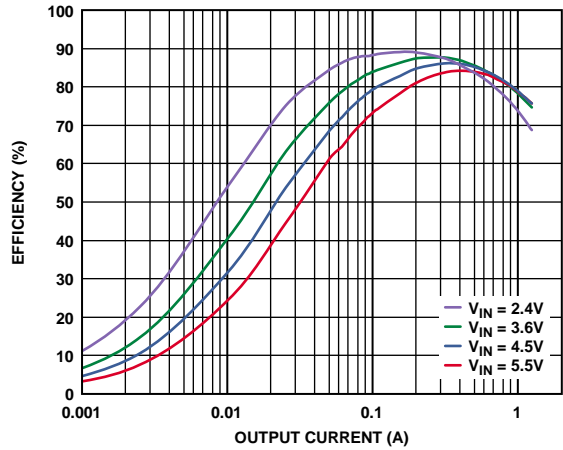


图24. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, PWM模式

09652-024

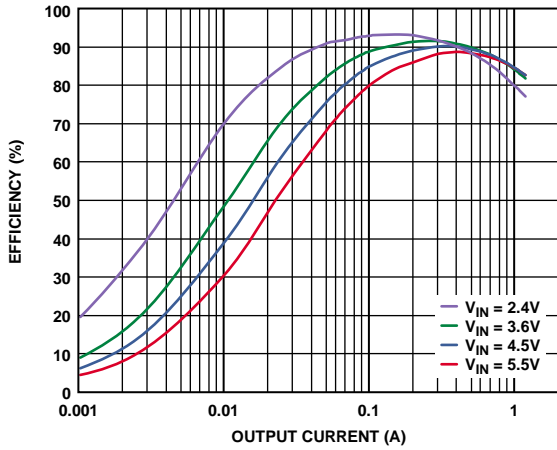


图22. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, PWM模式

09652-022

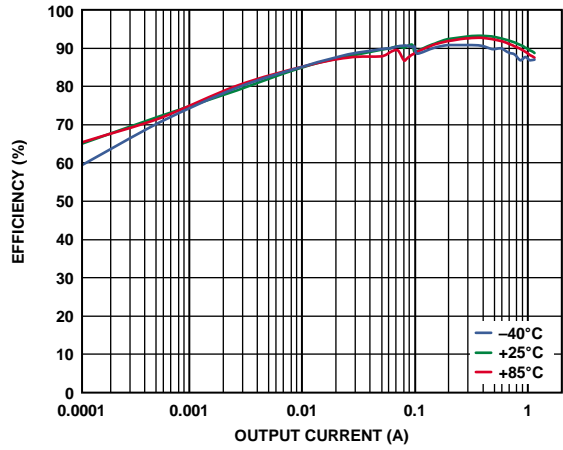


图25. 不同温度的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{IN} = 5.0\text{ V}$, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, 自动模式

09652-025

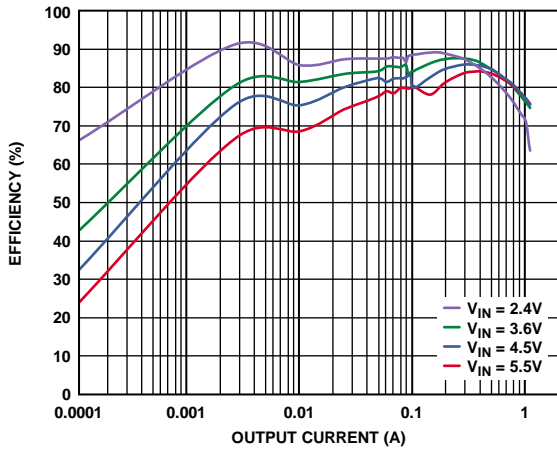


图23. 不同输入电压的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, 自动模式

09652-023

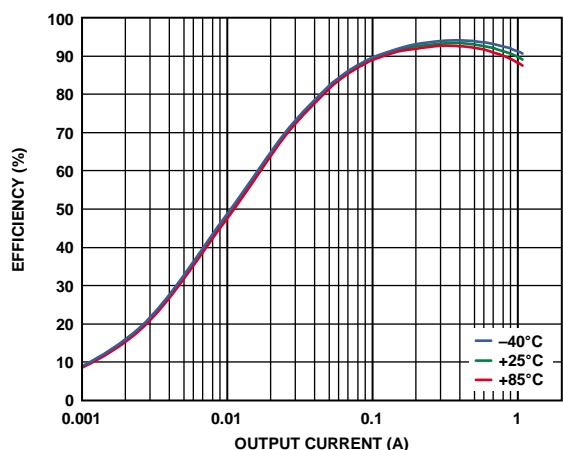


图26. 不同温度的降压调节器效率与负载电流的关系, $V_{IN} = 5.0\text{ V}$, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, PWM模式

09652-026

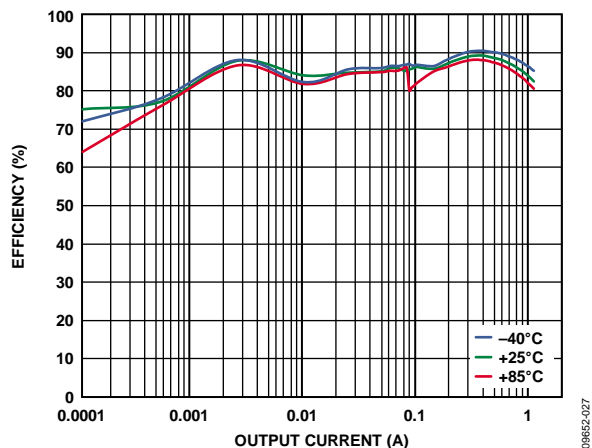


图27. 不同温度的降压调节器效率与负载电流的关系,
 $V_{IN} = 5.0\text{ V}$, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, 自动模式

09652-027

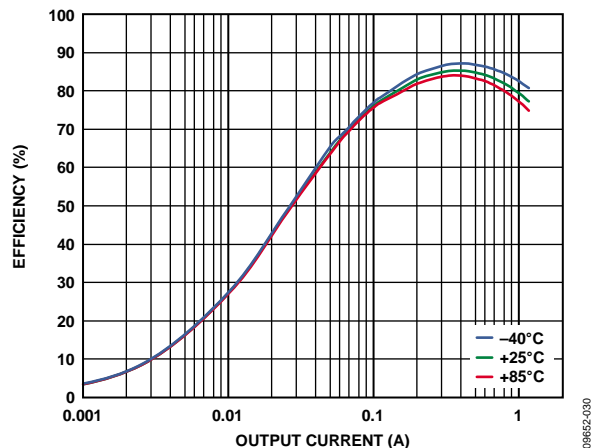


图30. 不同温度的降压调节器效率与负载电流的关系,
 $V_{IN} = 5.0\text{ V}$, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, PWM模式

09652-030

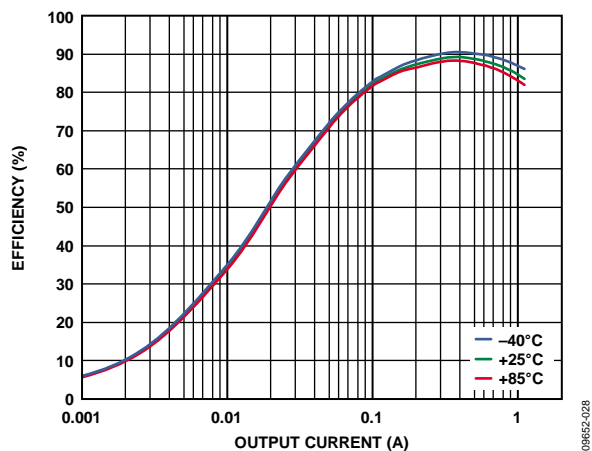


图28. 不同温度的降压调节器效率与负载电流的关系,
 $V_{IN} = 5.0\text{ V}$, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, PWM模式

09652-028

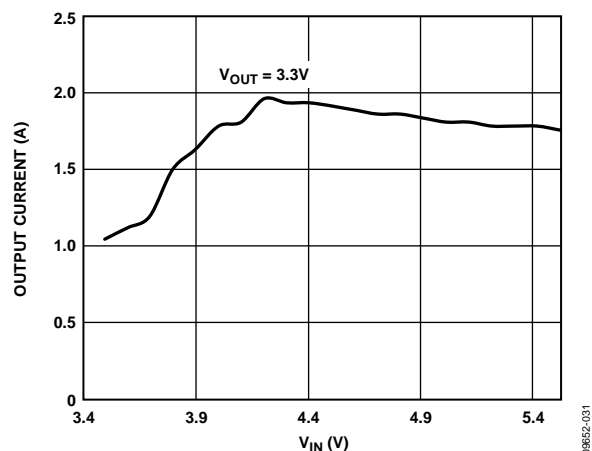


图31. 降压调节器直流电流能力与输入电压的关系

09652-031

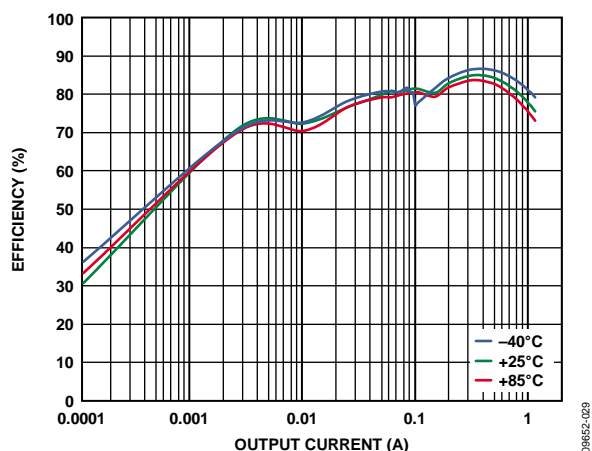


图29. 不同温度的降压调节器效率与负载电流的关系,
 $V_{IN} = 5.0\text{ V}$, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, 自动模式

09652-029

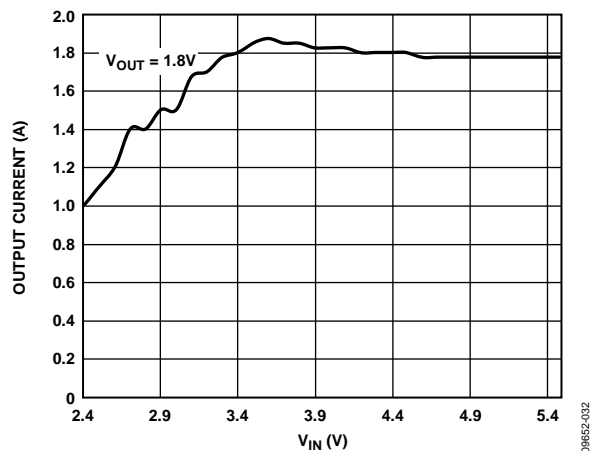
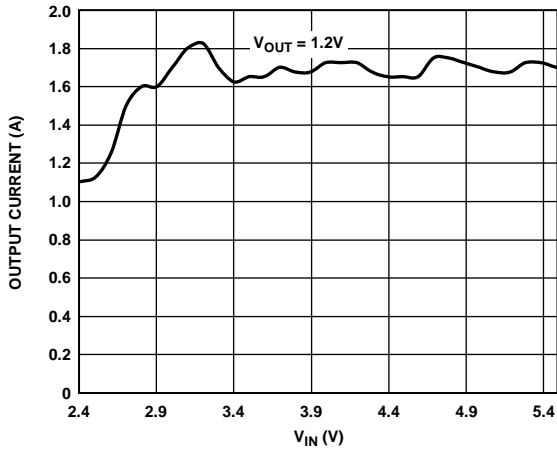


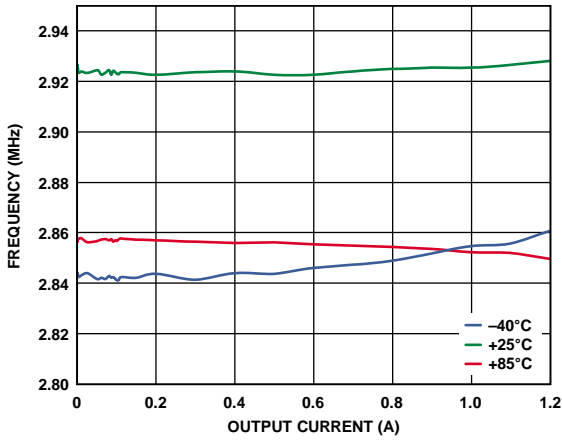
图32. 降压调节器直流电流能力与输入电压的关系

09652-032

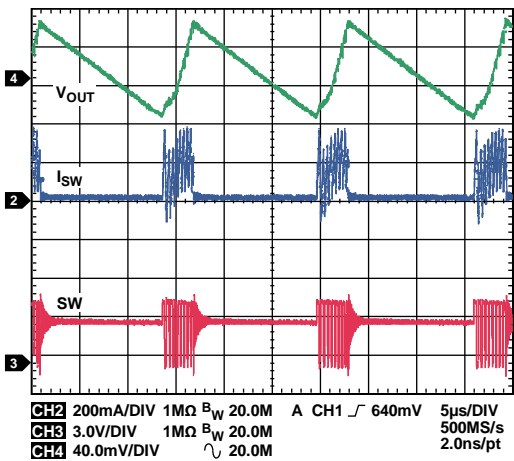
ADP5041



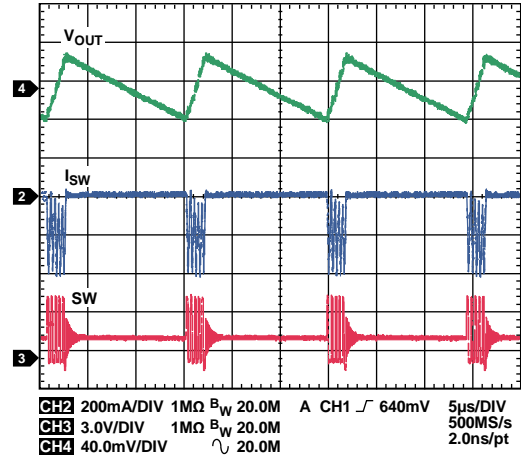
09652-033



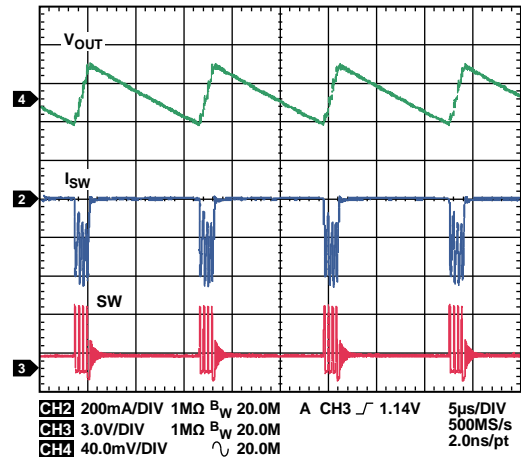
09652-034



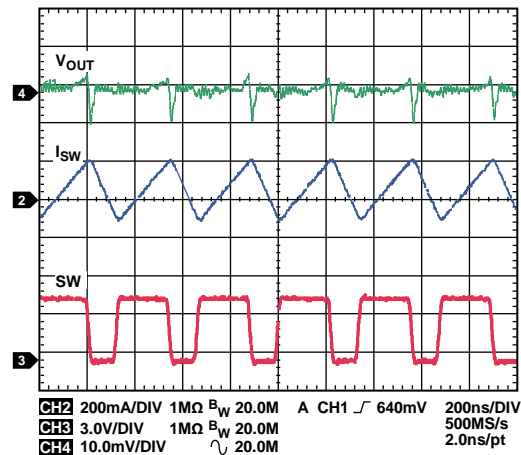
09652-035



09652-036



09652-037



09652-038

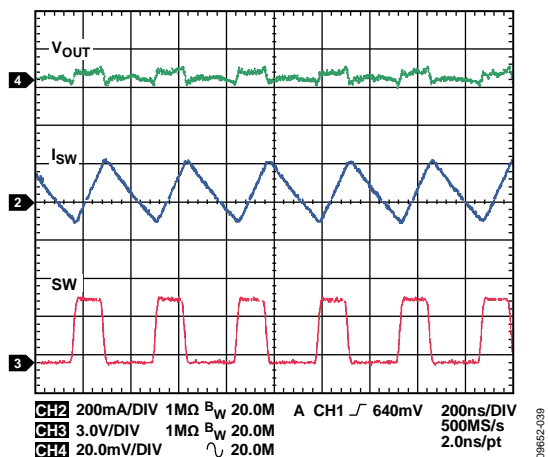


图39. 典型波形, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, $I_{OUT1} = 30\text{ mA}$, PWM模式

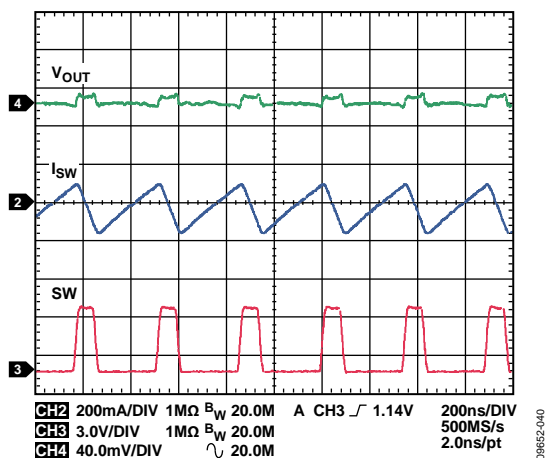


图40. 典型波形, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, $I_{OUT1} = 30\text{ mA}$, PWM模式

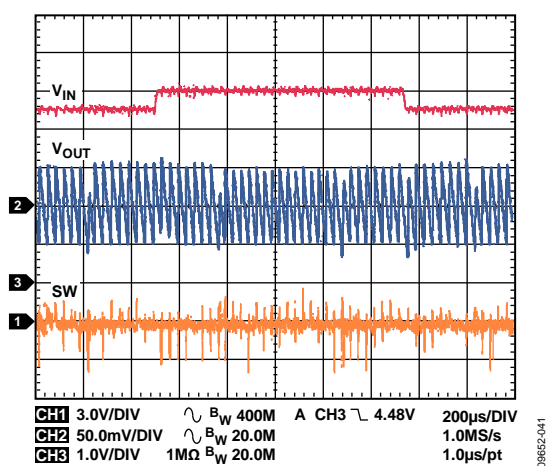


图41. 降压调节器线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.0 V, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, $I_{OUT1} = 5\text{ mA}$, 自动模式

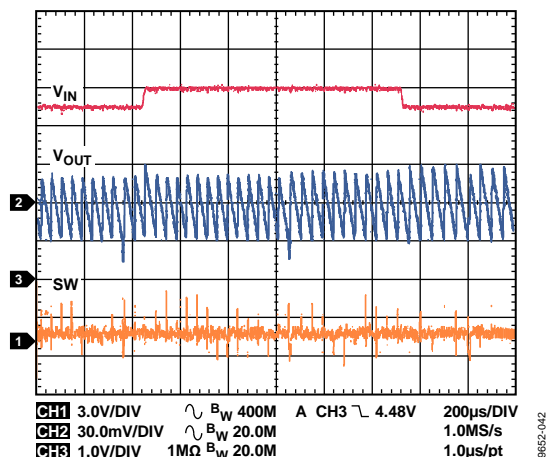


图42. 降压调节器线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.0 V, $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, $I_{OUT1} = 5\text{ mA}$, 自动模式

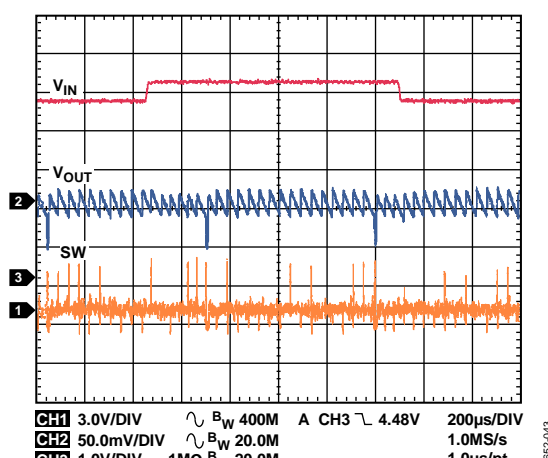


图43. 降压调节器线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.0 V, $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, $I_{OUT1} = 5\text{ mA}$, 自动模式

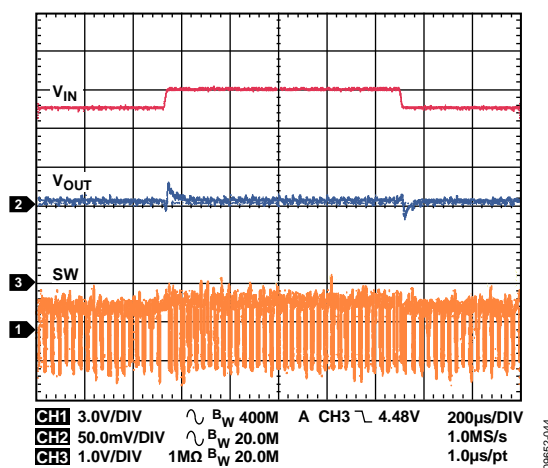


图44. 降压调节器线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.0 V, $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, PWM模式

ADP5041

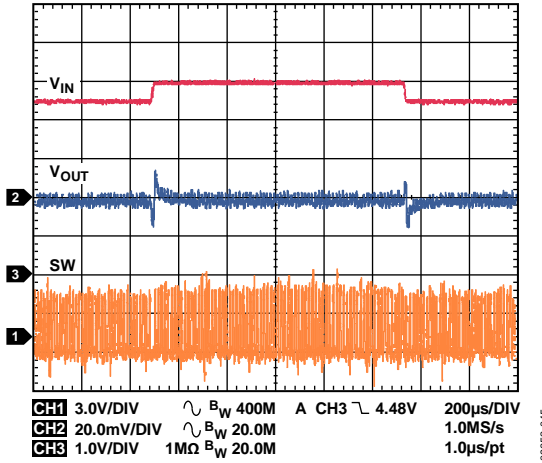


图45. 降压调节器线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.0 V, $V_{OUT1} = 1.8$ V, PWM模式

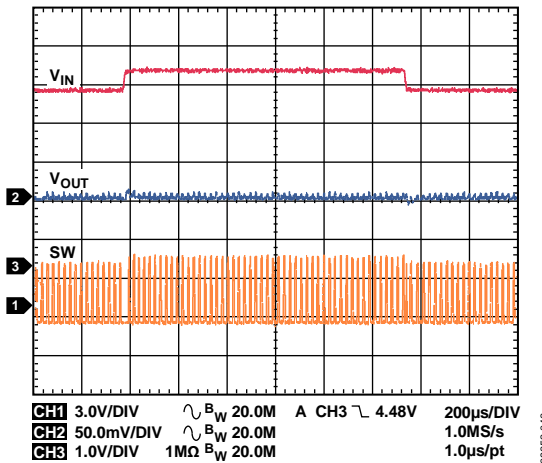


图46. 降压调节器线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.0 V, $V_{OUT1} = 1.2$ V, PWM模式

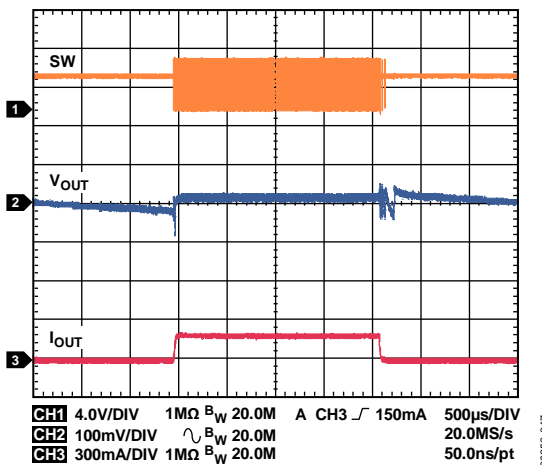


图47. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 20$ mA至200 mA, $V_{OUT1} = 3.3$ V, 自动模式

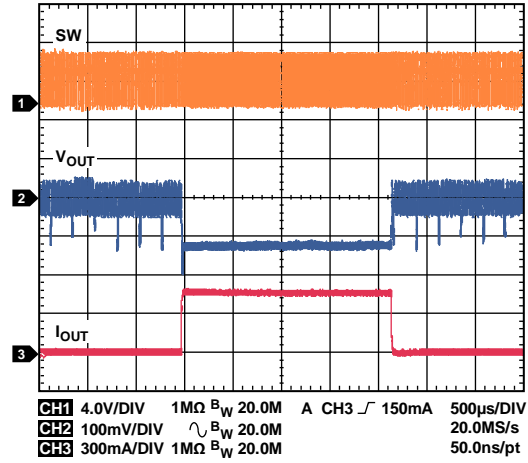


图48. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 50$ mA至500 mA, $V_{OUT1} = 3.3$ V, 自动模式

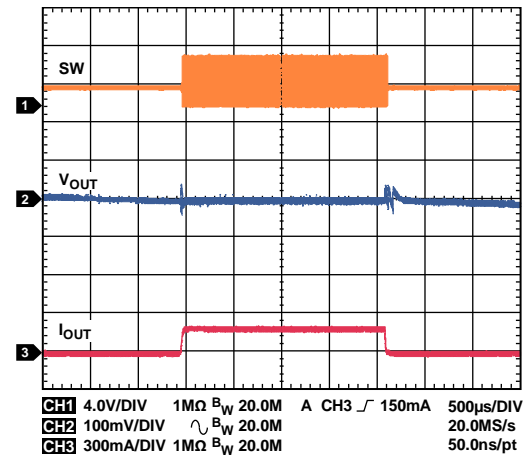


图49. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 20$ mA至200 mA, $V_{OUT1} = 1.8$ V, 自动模式

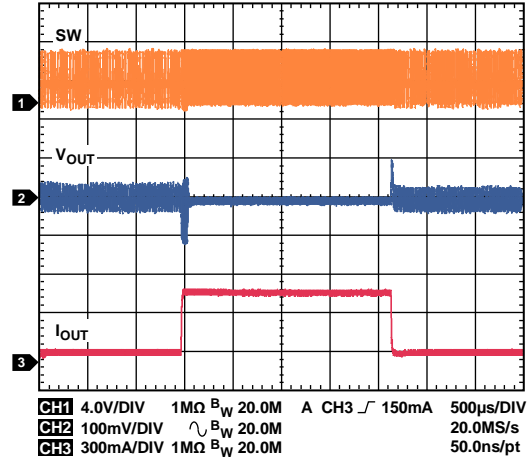


图50. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 50$ mA至500 mA, $V_{OUT1} = 1.8$ V, 自动模式

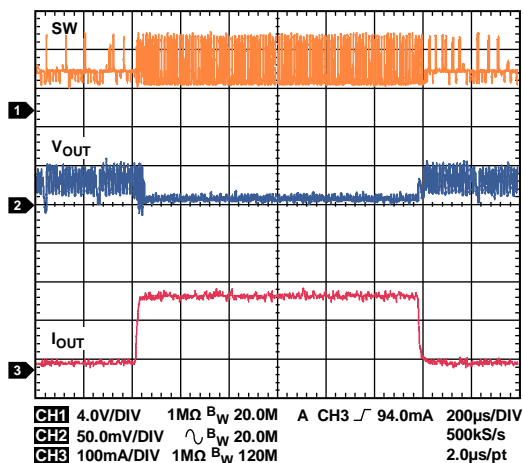


图51. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 20\text{ mA}$ 至 200 mA , $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, 自动模式

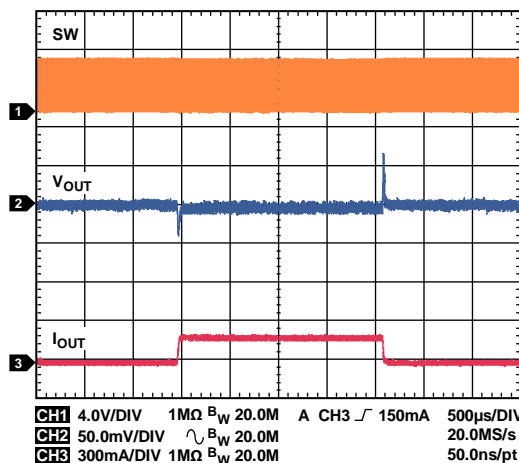


图54. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 50\text{ mA}$ 至 500 mA , $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, PWM模式

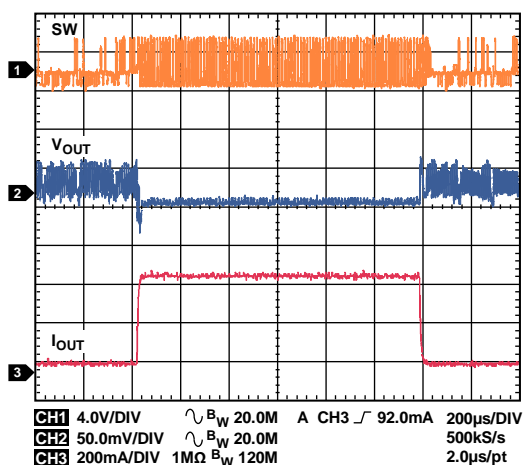


图52. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 50\text{ mA}$ 至 500 mA , $V_{OUT1} = 1.2\text{ V}$, 自动模式

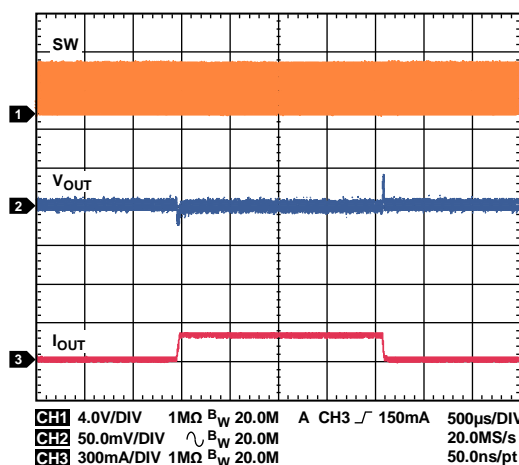


图55. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 20\text{ mA}$ 至 200 mA , $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, PWM模式

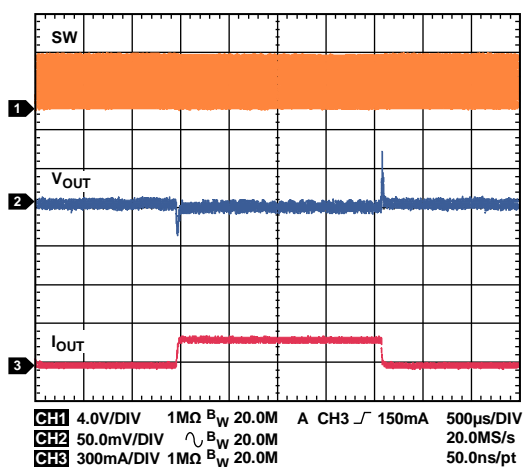


图53. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 20\text{ mA}$ 至 200 mA , $V_{OUT1} = 3.3\text{ V}$, PWM模式

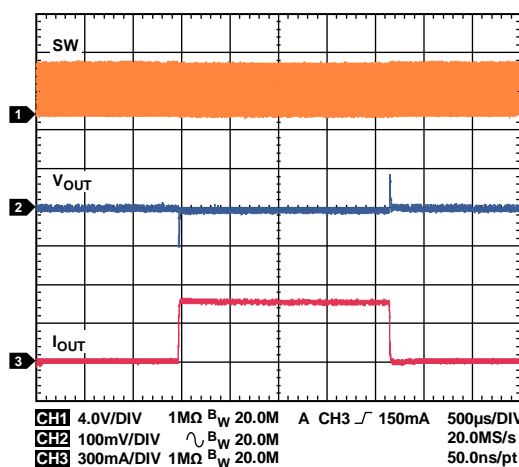


图56. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 50\text{ mA}$ 至 500 mA , $V_{OUT1} = 1.8\text{ V}$, PWM模式

ADP5041

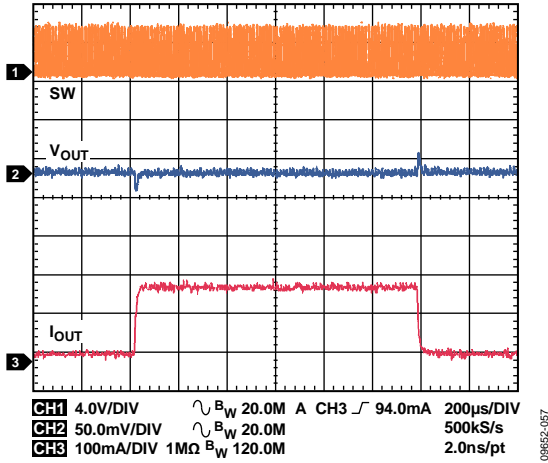


图57. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 20\text{mA}$ 至 200mA , $V_{OUT1} = 1.2\text{V}$, PWM模式

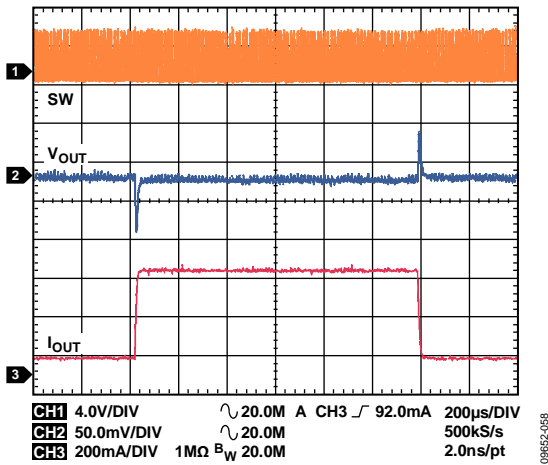


图58. 降压调节器负载瞬态响应, $I_{OUT1} = 50\text{mA}$ 至 500mA , $V_{OUT1} = 1.2\text{V}$, PWM模式

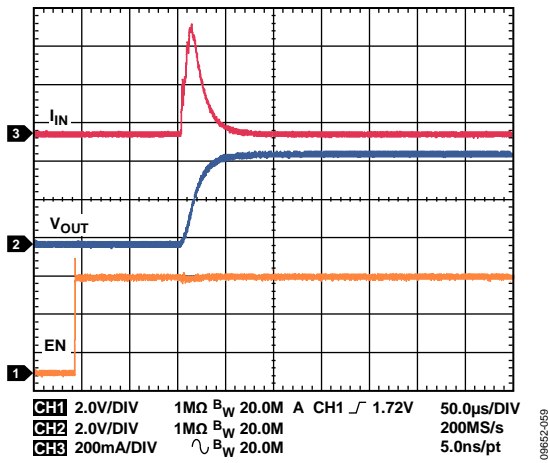


图59. LDO1、LDO2启动, $V_{OUT} = 4.7\text{V}$, $I_{OUT} = 5\text{mA}$

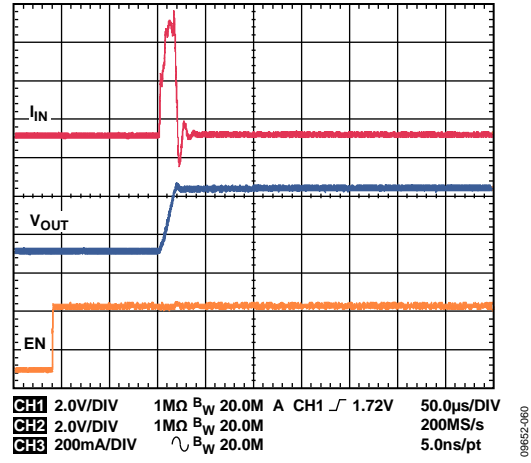


图60. LDO1、LDO2启动, $V_{OUT} = 3.3\text{V}$, $I_{OUT} = 5\text{mA}$

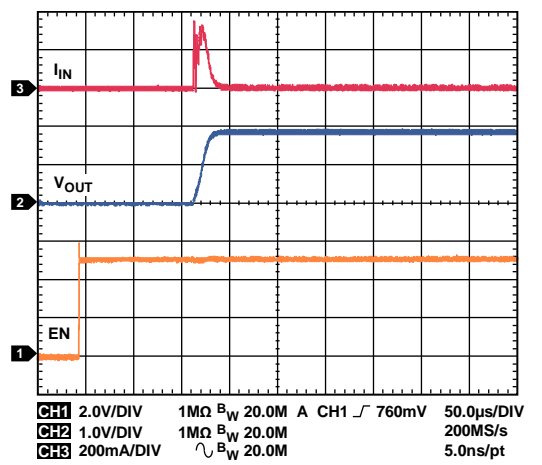


图61. LDO1、LDO2启动, $V_{OUT} = 1.8\text{V}$, $I_{OUT} = 5\text{mA}$

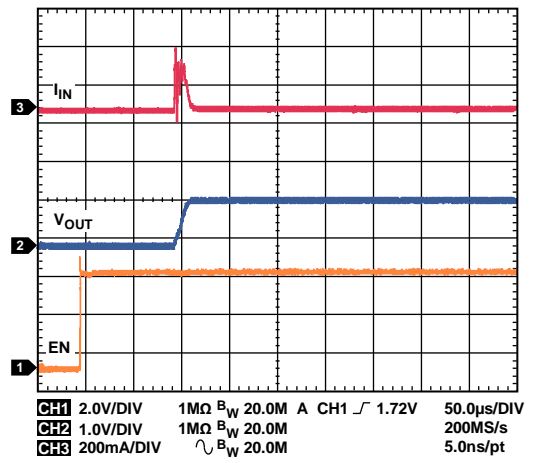


图62. LDO1、LDO2启动, $V_{OUT} = 1.2\text{V}$, $I_{OUT} = 5\text{mA}$

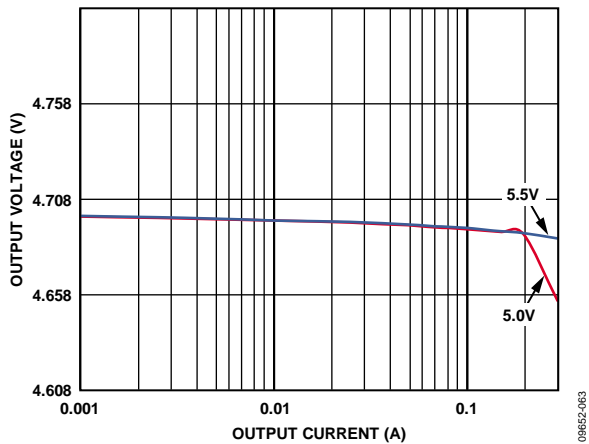


图63. 不同输入电压的LDO1、LDO2负载调整率, $V_{OUT} = 4.7\text{ V}$

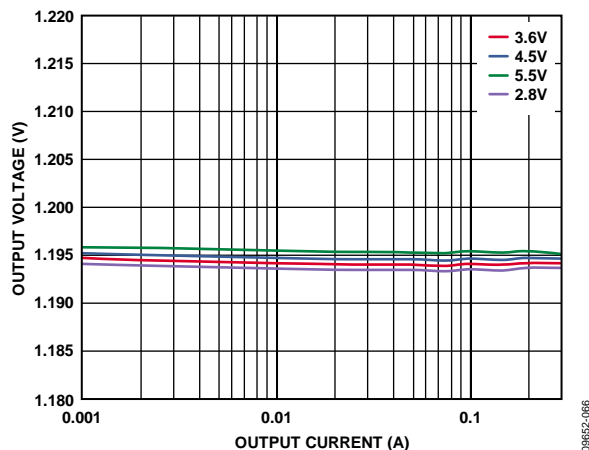


图66. 不同输入电压的LDO1、LDO2负载调整率, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

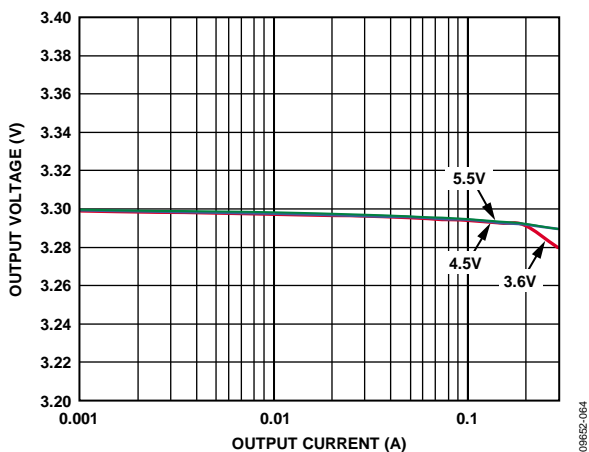


图64. 不同输入电压的LDO1、LDO2负载调整率, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

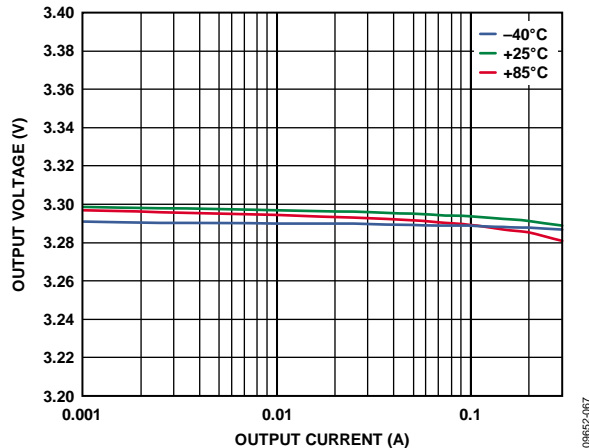


图67. 不同温度的LDO1、LDO2负载调整率, $V_{IN} = 3.6\text{ V}$, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

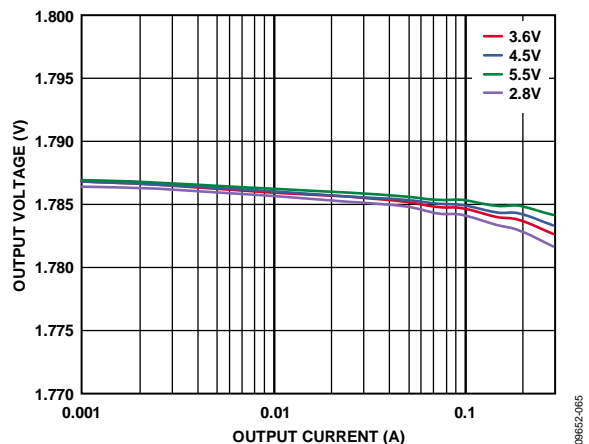


图65. 不同输入电压的LDO1、LDO2负载调整率, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$

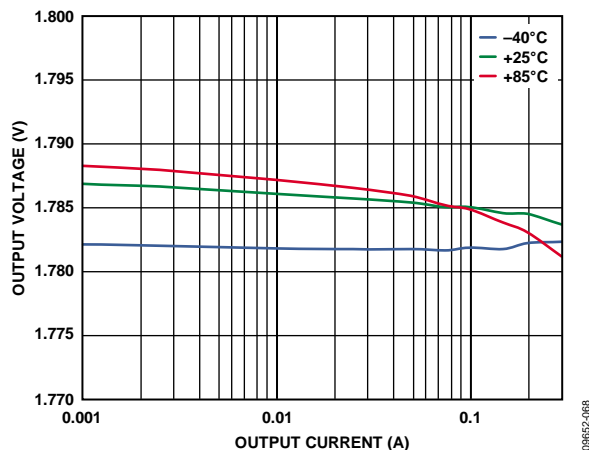


图68. 不同温度的LDO1、LDO2负载调整率, $V_{IN} = 3.6\text{ V}$, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$

ADP5041

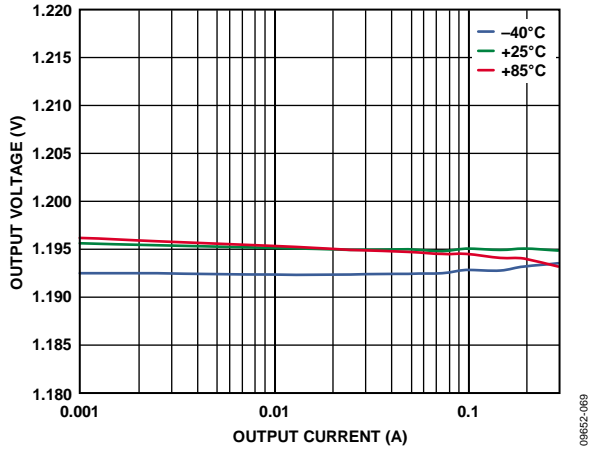


图69. 不同温度的LDO1、LDO2负载调整率, $V_{IN} = 3.6\text{ V}$, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

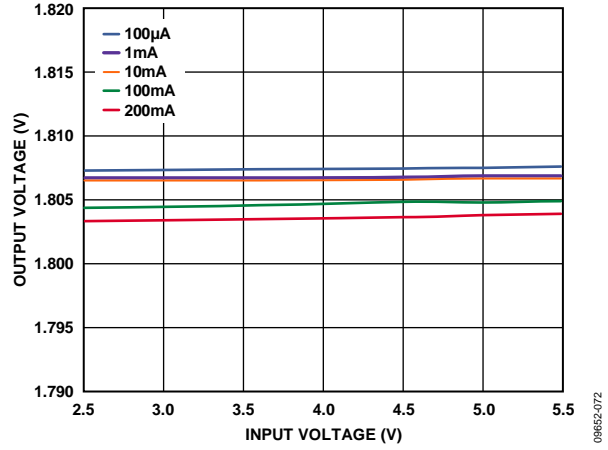


图72. 不同输入电压的LDO1、LDO2电压调整率, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$

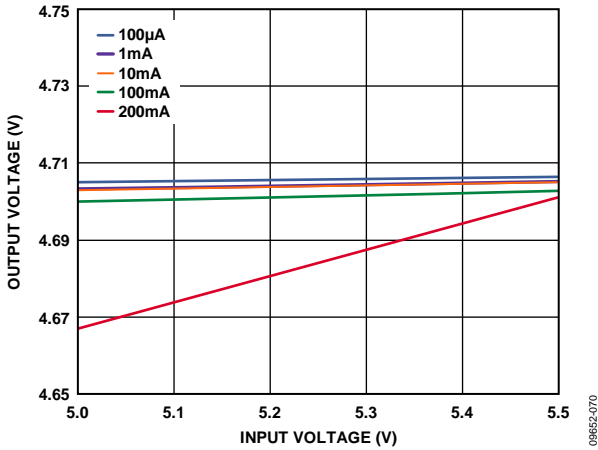


图70. 不同输入电压的LDO1、LDO2电压调整率, $V_{OUT} = 4.7\text{ V}$

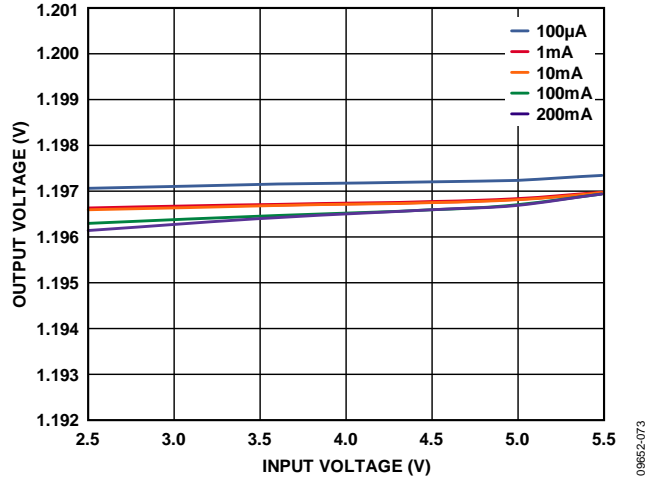


图73. 不同输入电压的LDO1、LDO2电压调整率, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

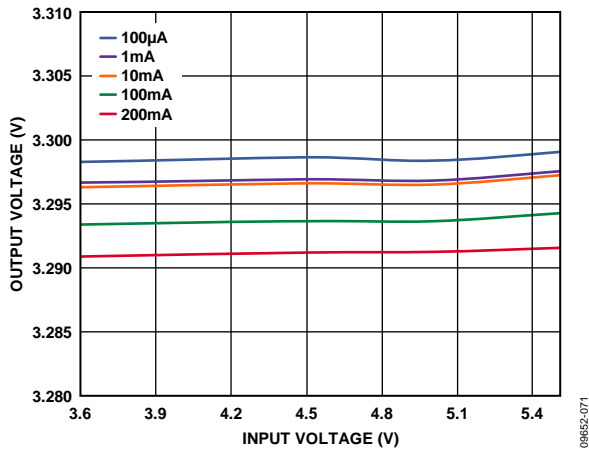


图71. 不同输入电压的LDO1、LDO2电压调整率, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

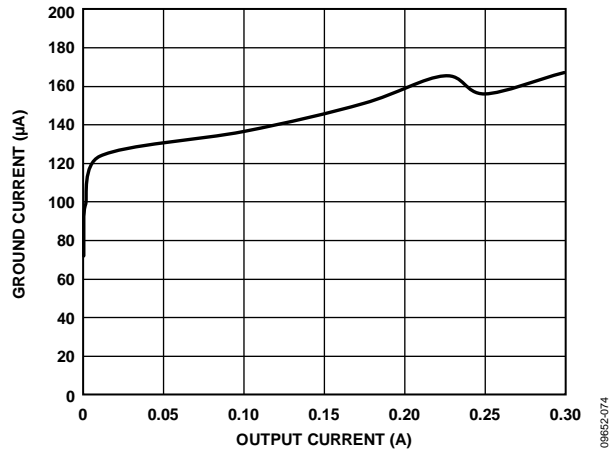


图74. LDO1、LDO2地电流与输出电流的关系, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

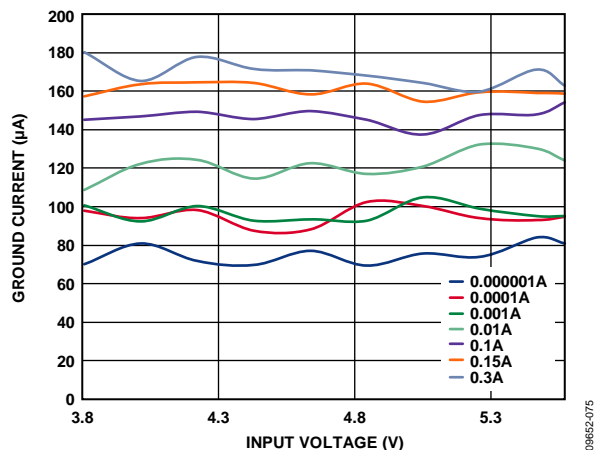


图75. 不同输出负载(A)的LDO1、LDO2地电流与输入电压的关系, $V_{OUT} = 3.3V$

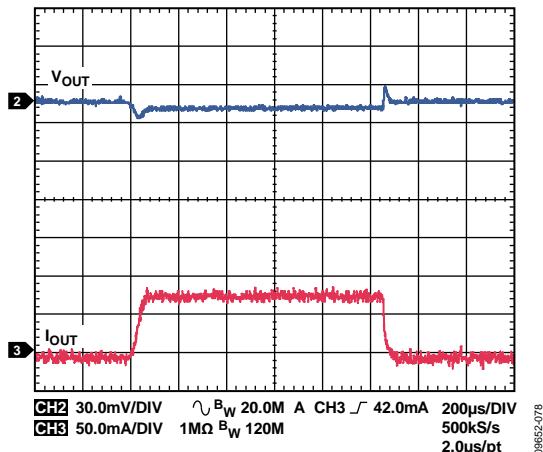


图78. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 1mA$ 至80mA, $V_{OUT} = 3.3V$

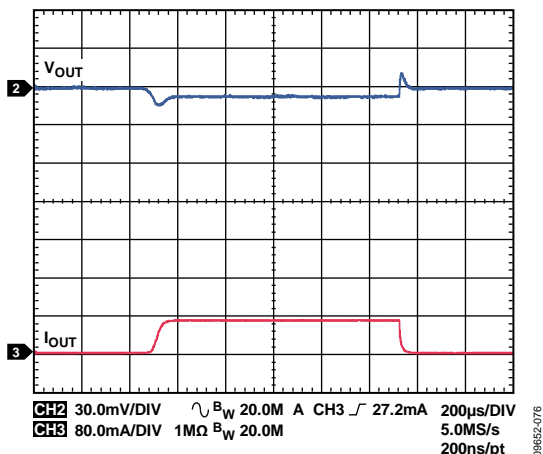


图76. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 1mA$ 至80mA, $V_{OUT} = 4.7V$

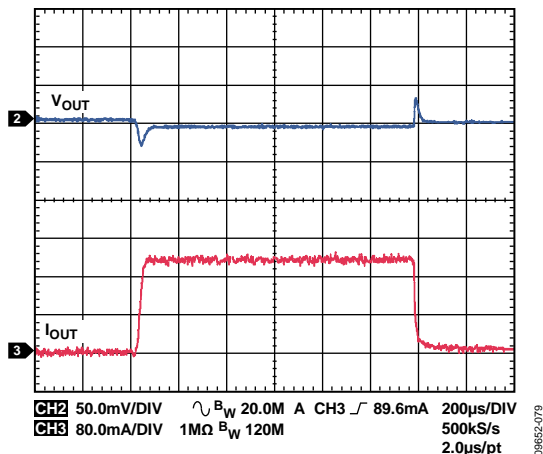


图79. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 10mA$ 至200mA, $V_{OUT} = 3.3V$

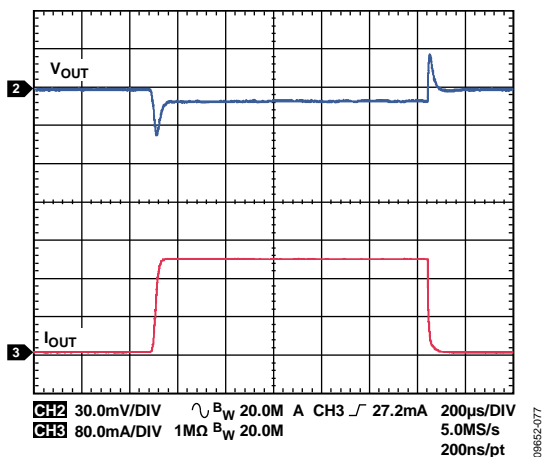


图77. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 10mA$ 至200mA, $V_{OUT} = 4.7V$

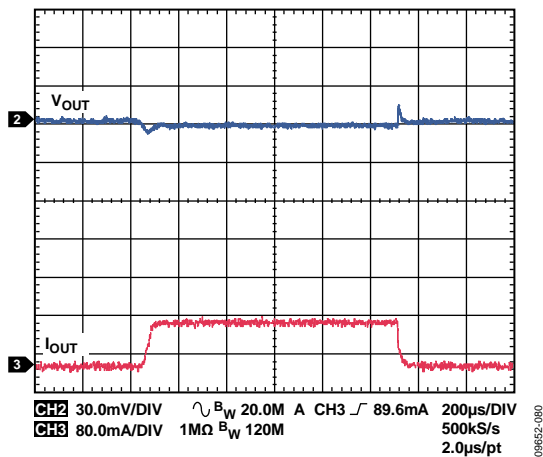


图80. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 1mA$ 至80mA, $V_{OUT} = 1.8V$

ADP5041

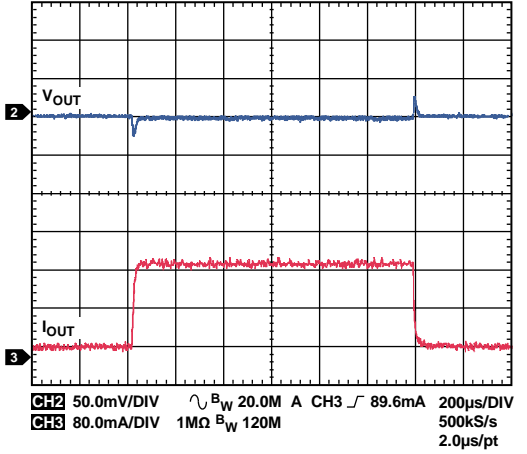


图81. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ 至200 mA, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$

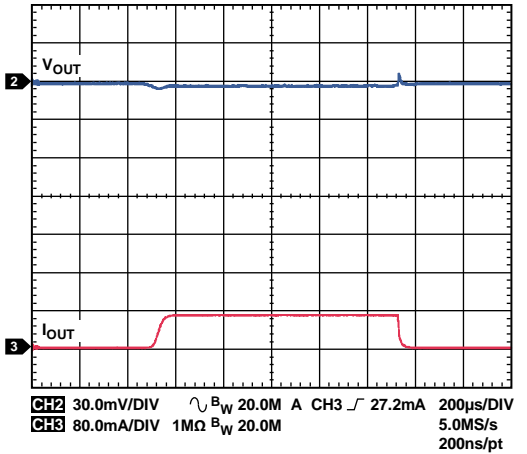


图82. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 1\text{ mA}$ 至80 mA, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

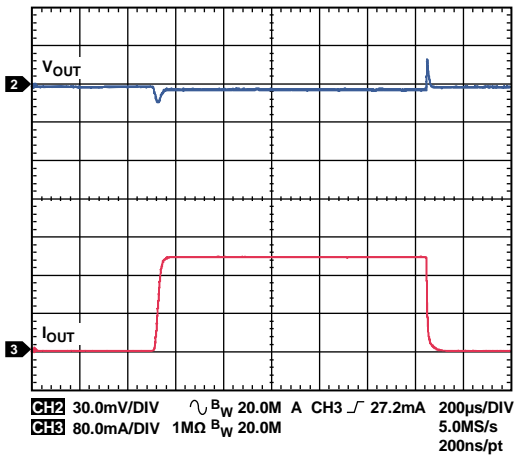


图83. LDO1、LDO2负载瞬态响应, $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ 至200 mA, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

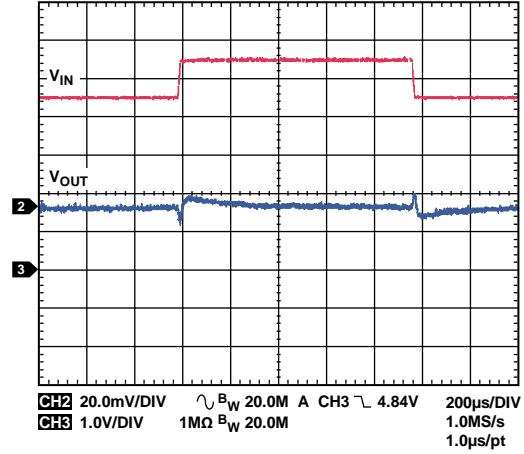


图84. LDO1、LDO2线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.5 V, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

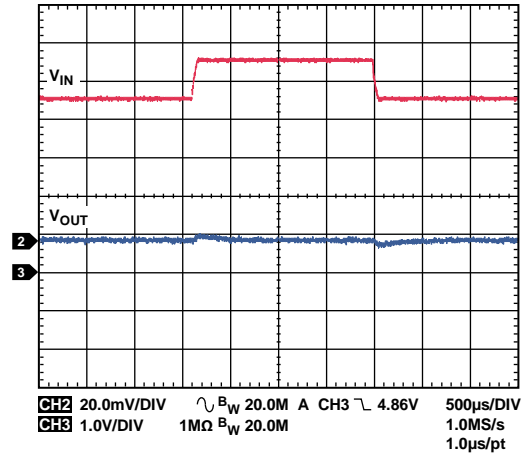


图85. LDO1、LDO2线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.5 V, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$

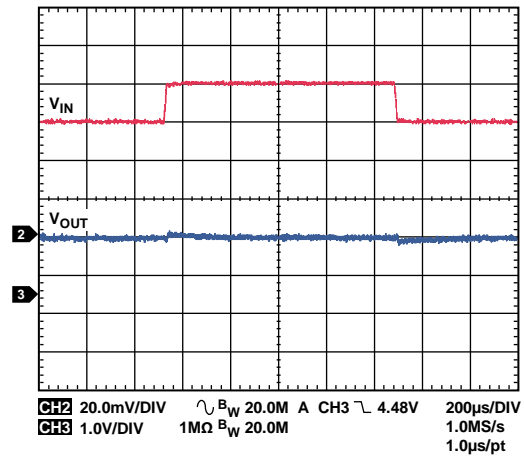


图86. LDO1、LDO2线路瞬态响应, 输入电压范围为4.5 V至5.5 V, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

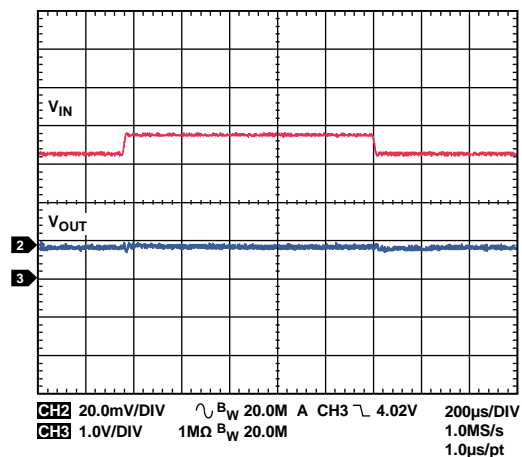


图87. LDO1、LDO2线路瞬态响应，输入电压范围为3.3V至3.8V， $V_{OUT} = 1.8V$

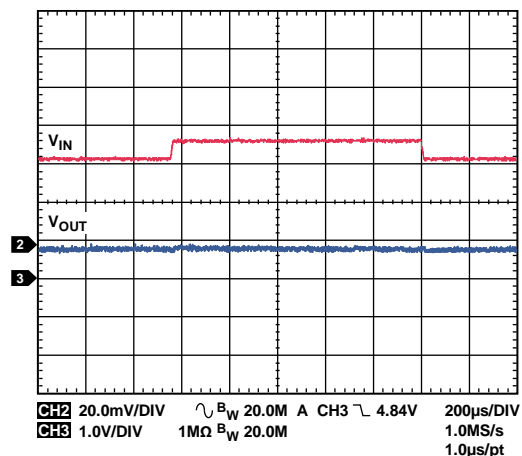


图88. LDO1、LDO2线路瞬态响应，输入电压范围为3.3V至3.8V， $V_{OUT} = 1.2V$

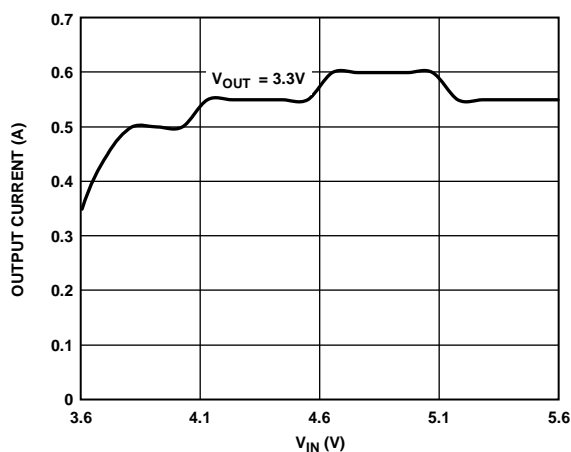


图89. LDO1、LDO2输出电流能力与输入电压的关系

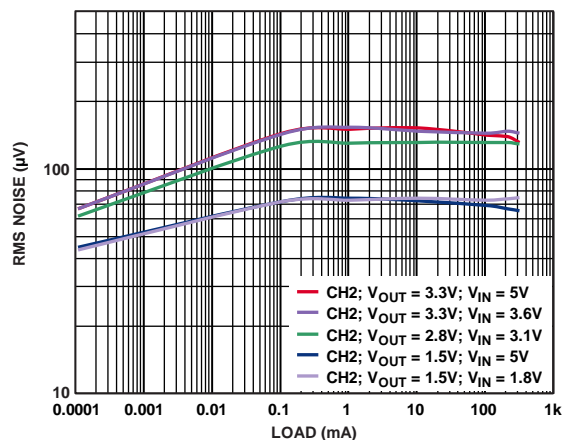


图90. 不同输入和输出电压的LDO1输出噪声与负载电流的关系

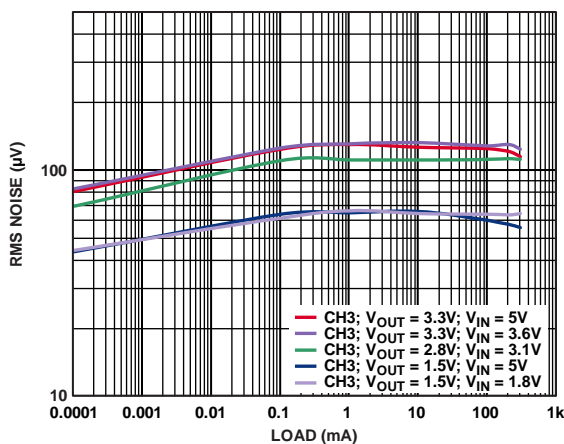


图91. 不同输入和输出电压的LDO2输出噪声与负载电流的关系

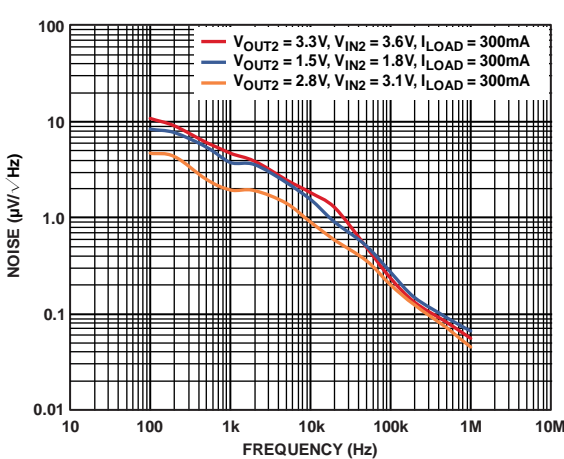


图92. 不同输出电压的LDO1噪声频谱， $V_{IN} = V_{OUT} + 0.3V$

ADP5041

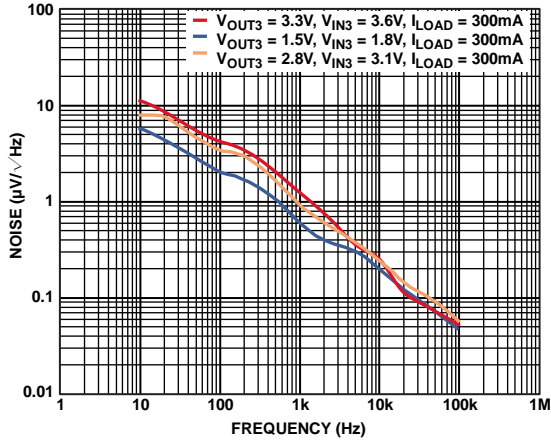


图93. 不同输出电压的LDO2噪声频谱,
 $V_{IN} = V_{OUT} + 0.3 V$

09652-115

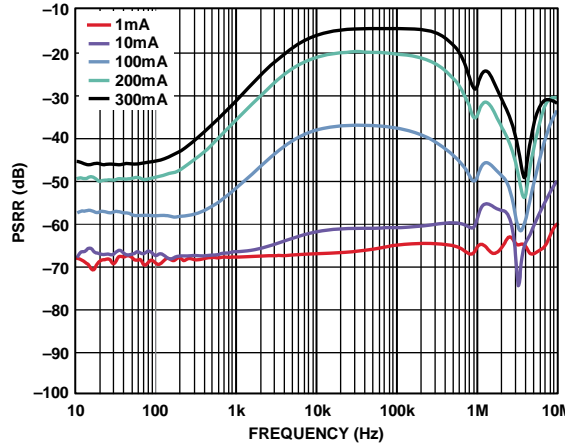


图96. 不同输出负载的LDO2 PSRR,
 $V_{IN3} = 3.1 V, V_{OUT3} = 2.8 V$

09652-110

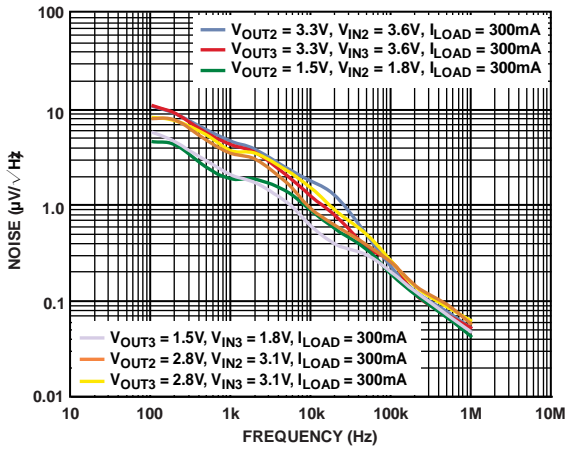


图94. LDO1与LDO2噪声频谱

09652-108

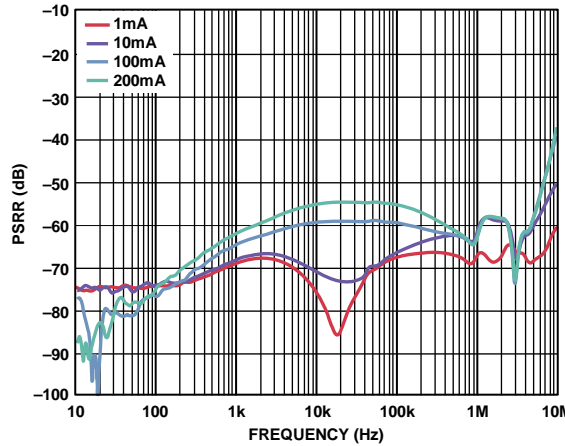


图97. 不同输出负载的LDO2 PSRR,
 $V_{IN3} = 5.0 V, V_{OUT3} = 3.3 V$

09652-111

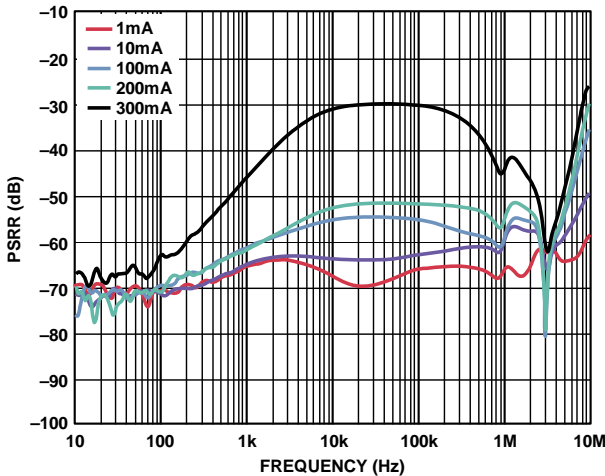


图95. 不同输出负载的LDO2 PSRR,
 $V_{IN3} = 3.3 V, V_{OUT3} = 2.8 V$

09652-109

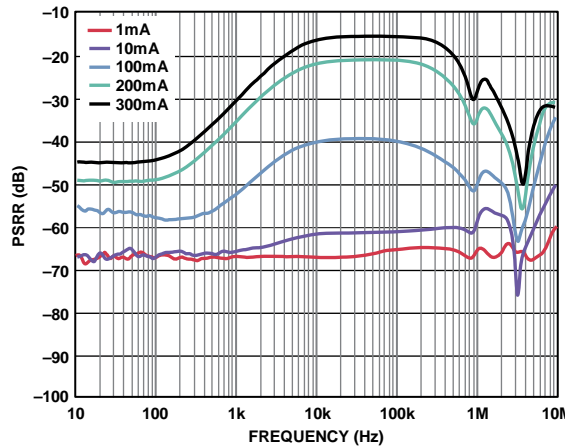


图98. 不同输出负载的LDO2 PSRR,
 $V_{IN3} = 3.6 V, V_{OUT3} = 3.3 V$

09652-112

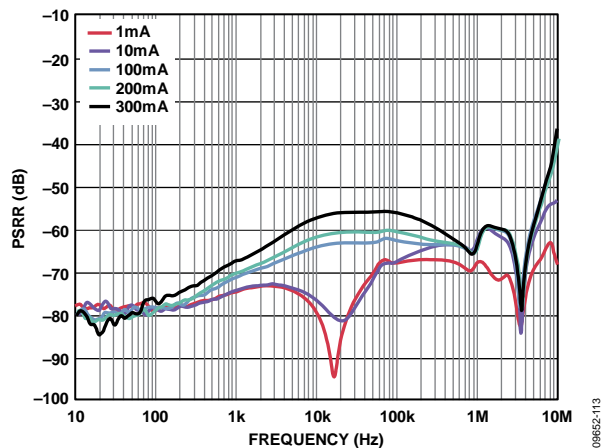


图99. 不同输出负载的LDO1 PSRR,
 $V_{IN2} = 5.0\text{ V}$, $V_{OUT2} = 1.5\text{ V}$

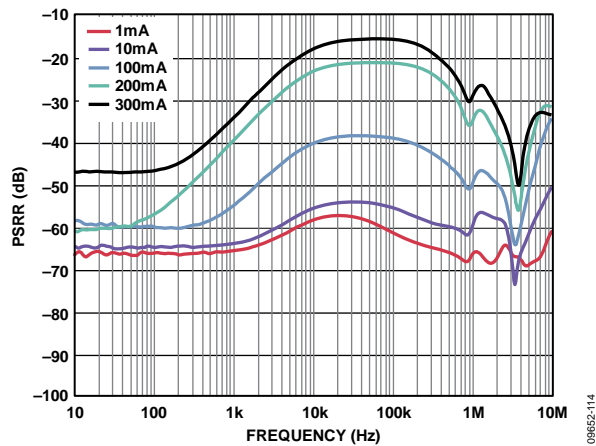


图100. 不同输出负载的LDO1 PSRR,
 $V_{IN2} = 1.8\text{ V}$, $V_{OUT2} = 1.5\text{ V}$

工作原理

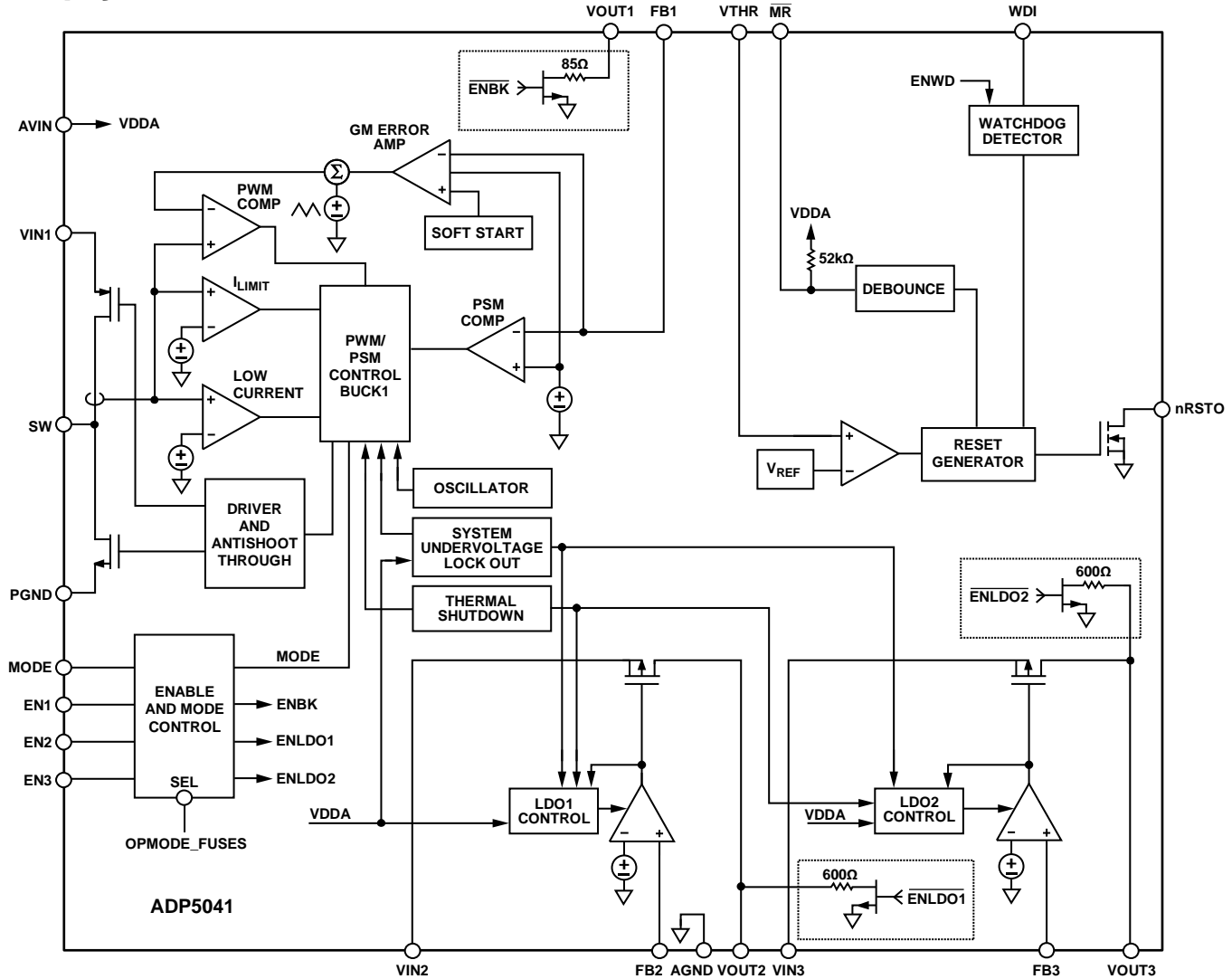


图101. 功能框图

电源管理单元

ADP5041是一款微型电源管理单元(微型PMU)，内置一个降压DC-DC调节器、两个低压差线性调节器(LDO)和带看门狗的电源监控电路，适用于过程控制。其高开关频率和小型20引脚LFCSP封装可以实现较小的电源管理解决方案。

各调节器通过对相应的EN引脚施加逻辑高电平来激活。EN1引脚控制降压调节器，EN2引脚控制LDO1，EN3引脚控制LDO2。此器件提供的其它特性包括用来控制降压开关操作的MODE引脚和按钮复位输入。

调节器的输出电压和复位阈值通过外部电阻分压器设置。

调节器开启时，输出电压斜坡受软启动电路控制，以避免由输出电容放电引起的较大浪涌电流。

如果MODE引脚为逻辑高电平，则降压调节器以强制PWM模式工作。在强制PWM模式下，降压器的开关频率始终保持恒定，不随负载电流变化。如果MODE引脚为逻辑低电平，则开关调节器以自动PWM/PSM模式工作。在此模式下，当负载电流高于省电电流阈值时，调节器以固定PWM频率工作。当负载电流降至省电电流阈值以下时，调节器进入省电模式。在该模式下，以突发脉冲形式开关。突发脉冲重复速率是电流负载和输出电容值的函数。此工作模式可降低开关损耗和静态电流损耗。

热保护

当结温升高到150°C以上时，热关断电路将关闭降压器和LDO。极端的结温可能由工作电流高、电路板设计欠佳或环境温度高等原因引起。热关断电路有20°C的迟滞，因此发生热关断时，片内温度必须低于130°C，降压器和LDO才会恢复正常工作。退出热关断后，所有调节器以软启动控制方式启动。

欠压闭锁

为防止电池放电，ADP5041集成了欠压闭锁(UVLO)电路。如果AVIN上的输入电压降至2.15 V欠压闭锁(UVLO)阈值典型值以下，则所有通道关断。在降压通道中，电源开关和同步整流器全部关闭。当AVIN上的电压升至欠压闭锁(UVLO)阈值以上时，器件再次使能。

或者，用户可以选择欠压闭锁(UVLO)设置于更高电平、适合5 V应用的器件。对于这些型号，当输入电源降至3.65 V典型值时，器件达到关闭阈值。

使能/关断

ADP5041的每个调节器均具有独立的控制引脚。对ENx引脚施加逻辑高电平时，相应的调节器开启；逻辑低电平时会关闭调节器。

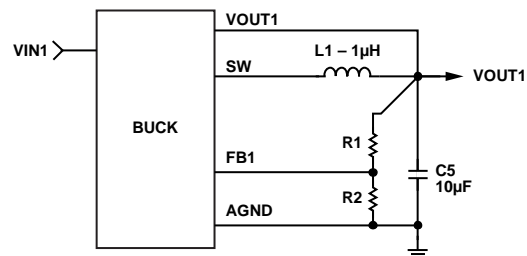
有源下拉电阻

订购ADP5041时，可以选择使能有源下拉电阻选项。下拉电阻连接在各调节器输出与AGND之间。当调节器关闭时，使能下拉电阻。对于LDO，下拉电阻的典型值为600 Ω；对于降压器，下拉电阻的典型值为85 Ω。

降压部分

降压器使用固定频率和高速电流模式结构，采用2.3 V至5.5 V的输入电压工作。

降压器的输出电压通过外部电阻分压器设置，如图102所示。VOUT1必须连接到输出电容。V_{FB1}内部设置为0.5 V。输出电压可以在0.8 V至3.8 V范围内进行设置。



$$V_{OUT1} = V_{FB1} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right)$$

图102. 降压器外部输出电压设置

09852-091

控制方案

中高负载时，降压器采用固定频率、电流模式PWM控制结构工作以提高效率，但在轻负载时转变为省电模式(PSM)控制方案，以减少调节功率损耗。以固定频率PWM模式工作时，通过调节集成开关的占空比来调节输出电压。以轻负载PSM模式工作时，输出电压以迟滞方式受控，具有更高的输出电压纹波。在此模式的一段时间，转换器能够停止开关并进入空闲模式，从而改善了转换效率。

PWM模式

在PWM模式下，降压器以内部振荡器设置的3 MHz固定频率工作。每个振荡器周期开始时，PFET开关打开，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PFET开关并打开NFET同步整流器。这就给电感两端产生一个负向电压，使电感电流下降。同步整流器在周期的剩余时间内保持开启。降压器通过调节峰值电感电流阈值来调节输出电压。

省电模式(PSM)

负载电流减至PSM电流阈值以下时，降压器平稳转换到PSM工作模式。降压器进入省电模式时，PWM调节电平上产生偏移，使输出电压上升。输出电压达到比PWM调节电平高约1.5%的电平时，关闭PWM工作模式。此时，两个电源开关均关闭，降压器进入空闲模式。输出电容放电，直到输出电压降至PWM调节电压，此时器件驱动电感，使输出电压再次升至阈值上限。负载电流低于PSM电流阈值时，重复此过程。

ADP5041具有一个专用MODE引脚，用于控制PSM和PWM工作模式。对MODE引脚施加逻辑高电平将迫使降压器进入PWM工作模式；逻辑低电平则会使降压器进入自动PSM/PWM模式。

ADP5041

PSM电流阈值

PSM电流阈值设置为100 mA。降压器采用的方案能够使此电流保持精确受控，且与输入和输出电压电平无关。此方案还确保进出PSM模式的电流阈值之间极少存在迟滞现象。PSM电流阈值经过优化，可在整个负载电流范围内实现出色的效率。

短路保护

降压器的折频功能用于防止输出电流由于负载短路而失控。反馈引脚处的电压降至内部基准电压的一半以下，表明输出端可能发生负载短路，这时开关频率降至内部振荡器频率的一半。开关频率下降允许电感有更多时间放电，从而防止输出电流失控。

软启动

降压器内置软启动功能，启动时输出电压以可控方式缓升，从而限制浪涌电流。这样，当电池或高阻抗电源接至转换器输入端时，可以防止输入电压下降。

限流

降压器具有保护电路，用以限制流经PFET开关的正电流量和流经同步整流器的负电流量。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量。负电流限值防止电感电流反向并流出负载。

100%占空比工作

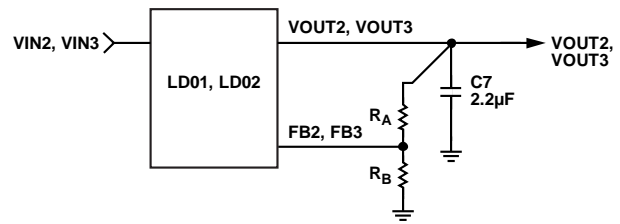
随着输入电压的下降或负载电流的增加，降压器可能达到限值。此时，即使PFET开关100%的时间保持开启，输出电压仍降至所需输出电压以下。达到此限值时，降压器转换成PFET开关100%的时间保持开启的模式。输入条件再次改变且所需占空比下降时，降压器立即重新启动PWM调节，并防止输出电压过冲。

LDO部分

ADP5041内置两个低静态电流LDO，提供最高300 mA的输出电流。空载时静态电流典型值仅10 μ A，因而LDO非常适合电池供电的便携式设备。

LDO采用1.7 V至5.5 V的输入电压工作。宽工作范围使得这些LDO适合于LDO电源电压来自降压调节器的级联配置。

各LDO的输出电压通过外部电阻分压器设置，如图103所示。 V_{FB2} 和 V_{FB3} 内部设置为0.5 V。输出电压可以在0.8 V至5.2 V范围内进行设置。



$$V_{OUT2, OUT3} = V_{FB2, FB3} \left(\frac{R_A}{R_B} + 1 \right)$$

图103. LDO外部输出电压设置

此外，LDO利用一个1 μ F小陶瓷输入电容和2.2 μ F输出电容，便可提供高电源抑制比(PSRR)、低输出噪声和出色的线路与负载瞬态响应性能。

LDO2的噪声性能优于LDO1，更适合为模拟电路供电。LDO1应当用于噪声性能不太重要的应用中。

监控器部分

ADP5041具有微处理器电源电压监控功能，可以控制微处理器的复位输入。当电源电压低于预设阈值时，置位复位信号；电源电压升至阈值以上之后，利用固定的超时复位脉冲使电源电压保持稳定，从而避免上电、关断和掉电状况下发生代码执行错误。此外，利用看门狗定时器可以监控和校正微处理器代码执行问题。

复位输出

ADP5041有一路低电平有效、开漏复位输出。此输出结构需要一个外部上拉电阻，以便将复位输出连接到不高于6 V的电压轨。该电阻提供nRSTO引脚的输入电流和漏电流路径，同时应符合微处理器的逻辑低电平和高电平要求。多数情况下，10 k Ω 电阻足够。

当受监控电压轨低于复位阈值(V_{TH})时，或者在看门狗超时周期(t_{WDI})内未服务WDI时，复位输出就会置位。受监控电压轨升至复位阈值之后，或者看门狗定时器超时之后，复位输出在复位有效超时期间内保持置位状态。图104说明了复位输出nRSTO的行为，假设VOUT2被选为受监控电压轨，它为连接到nRSTO输出的外部上拉电阻供电。

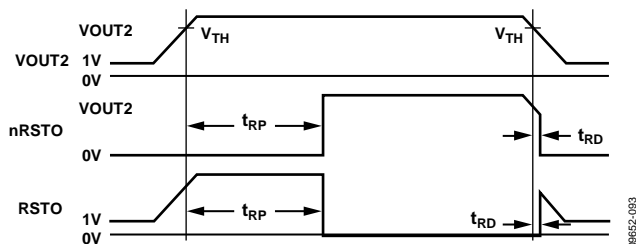


图104. 复位时序图

ADP5041有一个复位阈值编程输入引脚VTHR可用来监控电源轨。

VTHR输入的复位阈值电压典型值为0.5 V。要监控大于0.5 V的电压，应将一个电阻分压器网络连接到器件，如图105所示，其中：

$$V_{MONITORED} = 0.5V \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

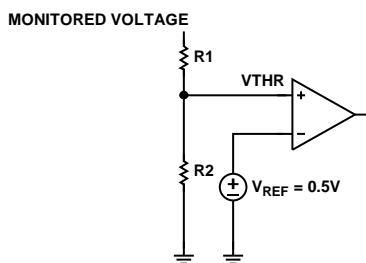


图105. 外部复位阈值编程

不要让VTHR输入悬空或接地，应将其连接到一个大于其额定阈值电压的电源电压。为了提高噪声抑制性能并防止误复位，可以在VTHR上增加一个小电容。

ADP5041可以通过工厂编程设置2.25 V或3.6 V的UVLO阈值。监控输入电源电压时，如果所选复位阈值低于UVLO电平，则只要输入电压降至UVLO阈值以下，复位输出nRSTO就会置位低电平。在UVLO阈值以下，对于低至大约1 V的输入电压，复位输出保持低电平。这是为了确保当处理器供电轨上有足够电压来重新启动处理器操作时，复位输出不会释放。

手动复位输入

ADP5041有一个手动复位输入(\overline{MR})，将它驱动为低电平时，复位输出置位。当 \overline{MR} 从低电平跃迁到高电平时，在复位有效超时期间内，复位保持置位状态。超时后才解除置位。 \overline{MR} 输入有一个连接到AVIN的52 k Ω 内部上拉电阻，因此该输入不连接时始终处于高电平状态。 \overline{MR} 与地之间可以连接一个外部按钮开关，以使用户产生复位信号。片内集成针对这一功能的去抖电路。 \overline{MR} 输入具有抗扰功能，最长100 ns(典型值)的快速趋负瞬变会被忽略。在 \overline{MR} 与地之间连接一个0.1 μ F电容可进一步抑制噪声。

看门狗输入

ADP5041有一个看门狗定时器，用于监控微处理器活动。看门狗输入引脚(WDI)上的每次低到高或高到低逻辑跃迁都会使看门狗定时器电路清零，它能检测最短80 ns的脉冲。如果定时器在预设的看门狗超时期间(t_{WDI})计时，输出复位就会置位。为了避免复位，微处理器需要使WDI引脚发生跳变。因此，如果在超时期间内微处理器未能使WDI跳变，则说明发生代码执行错误，由此产生的复位脉冲将重新启动微处理器并使其进入已知状态。

除了WDI上的逻辑跃迁外，受监控供电轨欠压所导致的复位置位也会将看门狗定时器清零。复位置位时，看门狗定时器清零，直到复位解除置位后才重新开始计时。让WDI悬空或使WDI驱动器处于三态，可以禁用看门狗定时器。

ADP5041可以通过工厂编程预设为两个可能的看门狗定时器值之一，如表18所示。

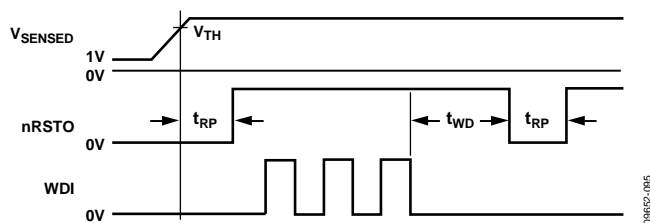
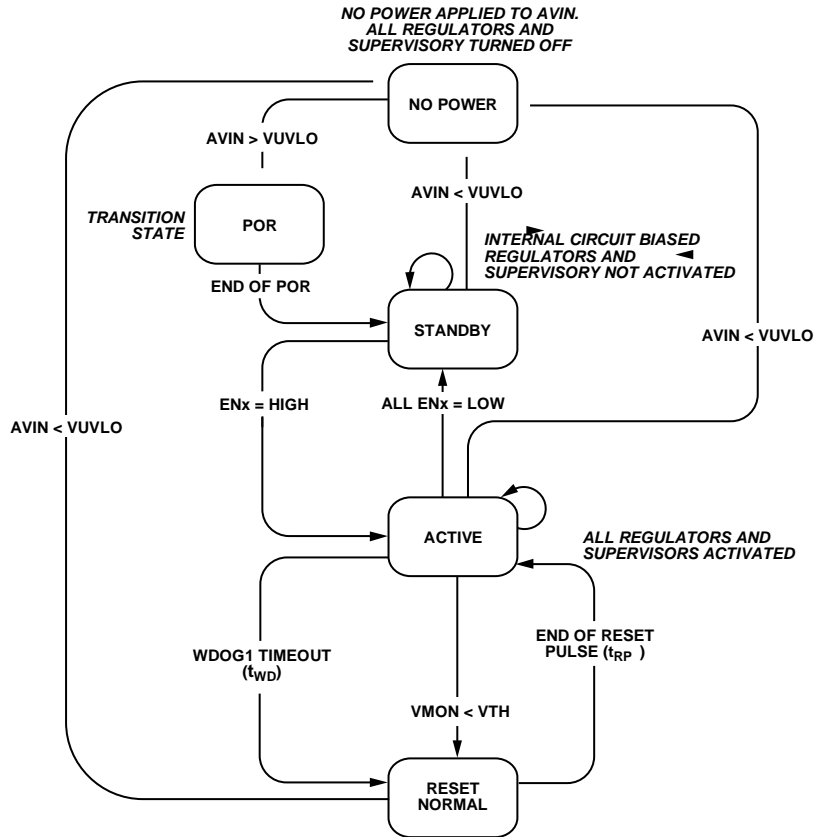


图106. 看门狗时序图



094652_096

应用信息

降压器外部元件选择

可以通过改变应用电路中的外部元件选择来权衡考虑效率和瞬态响应等性能参数，如图1所示。

反馈电阻

参考图102，R1和R2的总电阻不得超过400 kΩ。

电感

降压器ADP5041的高开关频率允许选择较小的片式电感。可以使用0.7 μH至3.0 μH的电感，以实现最佳性能。建议电感如表9所示。

峰峰值电感电流纹波的计算公式如下：

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times f_{SW} \times L}$$

其中：

f_{SW} 为开关频率。

L 为电感值。

电感的最小直流电流额定值必须大于电感峰值电流。电感峰值电流可通过以下公式计算：

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

表9. 建议的1.0 μH电感

供应商	型号	尺寸 (mm)	Isat (mA)	DCR (mΩ)
Murata	LQM2MPN1R0NG0B	2.0 × 1.6 × 0.9	1400	85
Murata	LQM18FN1R0M00B	3.2 × 2.5 × 1.5	2300	54
Tayo Yuden	CBC322ST1R0MR	3.2 × 2.5 × 2.5	2000	71
Coilcraft	XFL4020-102ME	4.0 × 4.0 × 2.1	5400	11
Coilcraft	XPL2010-102ML	1.9 × 2.0 × 1.0	1800	89
Toko	MDT2520-CN	2.5 × 2.0 × 1.2	1350	85

电感传导损耗由流经电感的电流引起，电感具有相应的内部直流阻抗(DCR)。电感尺寸越大，DCR越小，这可能降低电感传导损耗。电感铁损与铁芯材料的导磁率有关。由于降压调节器是高开关频率DC-DC转换器，推荐选用屏蔽型铁氧体磁芯材料，这种材料的铁损和EMI较低。

输出电容

较高的输出电容值减少输出电压纹波并改善负载瞬态响应。选择电容值时，考虑由输出电压直流偏置所引起的电容损耗也非常重要。

陶瓷电容由各种电介质制成，温度和所施加的电压不同，其特性也不相同。电容必须具有足以在必要的温度范围和直流偏置条件下确保最小电容的电介质。强烈建议使用电压额定值为6.3 V或10 V的X5R或X7R电介质，以实现最佳性能。建议不要将Y5V和Z5U电介质与任何DC-DC转换器一起使用，因为这类电介质的温度和直流偏置性能较差。

考虑电容随温度变化、元件容差和电压时，最差条件电容可通过以下公式计算：

$$C_{EFF} = C_{OUT} \times (1 - TEMP_{CO}) \times (1 - TOL)$$

其中：

C_{EFF} 是工作电压下的有效电容量。

$TEMP_{CO}$ 为最差的电容温度系数。

TOL 为最差的元件容差。

本例中，假定X5R电介质在-40°C至+85°C范围内的最差条件温度系数($TEMP_{CO}$)为15%。假定电容容差(TOL)为10%， C_{OUT} 在1.8 V下为9.24 μF，如图108所示。

将这些值代入公式得出

$$C_{EFF} = 9.24 \mu F \times (1 - 0.15) \times (1 - 0.1) = 7.07 \mu F$$

为了保证降压器的性能，必须针对每一种应用来评估直流偏置、温度和容差对电容性能的影响。

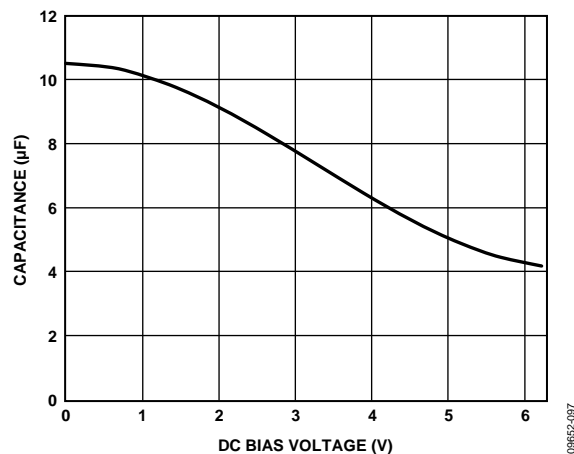


图108. 典型电容性能

选定输出电容和电感值的峰峰值输出电压纹波可通过以下公式计算：

$$V_{RIPPLE} = \frac{I_{RIPPLE}}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}} \approx \frac{V_{IN}}{(2\pi \times f_{SW})^2 \times L \times C_{OUT}}$$

ADP5041

首选等效串联电阻(ESR)较低的电容, 以保证低输出电压纹波, 如以下公式所示:

$$ESR_{COUT} \leq \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}}$$

确保温度和直流偏置效应稳定性所需的有效电容最小7 μF , 最大40 μF 。

表10. 建议的10 μF 电容

供应商	类型	型号	尺寸	电压额定值(V)
Murata	X5R	GRM188R60J106	0603	6.3
Taiyo Yuden	X5R	JMK107BJ106MA-T	0603	6.3
TDK	X5R	C1608JB0J106K	0603	6.3
Panasonic	X5R	ECJ1VB0J106M	0603	6.3

降压调节器需要10 μF 输出电容来保证稳定性、响应快速负载变化, 以及进入和退出PWM/PSM模式的转换。在降压调节器为处理器供电的某些应用中, 工作状态由软件控制, 因此是已知的。在此条件下, 处理器可以根据工作状态来驱动MODE引脚; 因为调节器在PSM模式下工作时预期不会有较大的负载变化, 所以可将输出电容从10 μF 降至4.7 μF , 参见图109。

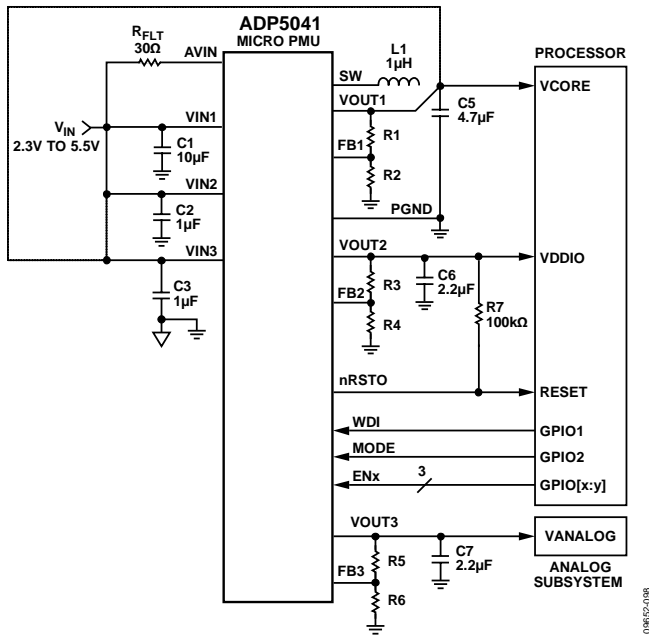


图109. 具有PSM/PWM控制功能的处理器系统电源管理

输入电容

容值较高的输入电容有助于降低输入电压纹波, 并改善瞬态响应。最大输入电容电流可通过以下公式计算:

$$I_{CIN} \geq I_{LOAD(MAX)} \sqrt{\frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN}}}$$

要最大程度减少电源噪声, 可将输入电容尽可能靠近降压器的VIN引脚。至于输出电容, 建议使用低ESR电容。

确保温度和直流偏置效应稳定性所需的有效电容最小3 μF , 最大10 μF 。表11所示为建议电容列表。

表11. 建议的4.7 μF 电容

供应商	类型	型号	尺寸	电压额定值(V)
Murata	X5R	GRM188R60J475ME19D	0603	6.3
Taiyo Yuden	X5R	JMK107BJ475	0603	6.3
Panasonic	X5R	ECJ-0EB0J475M	0402	6.3

LDO外部元件选择

反馈电阻

R_b最大值不得超过200 k Ω (参见图103)。

输出电容

ADP5041 LDO设计采用节省空间的小型陶瓷电容工作, 但只要考虑ESR值, 便可以采用大多数常用电容。输出电容的ESR会影响LDO控制回路的稳定性。为了确保LDO稳定工作, 推荐使用至少0.70 μF 、ESR为1 Ω 或更小的电容。输出电容还会影响负载电流变化的瞬态响应。采用较大的输出电容值可以改善LDO对大负载电流变化的瞬态响应。

输出电流高于200 mA时, 为了确保LDO稳定工作, 推荐使用至少2.2 μF 、ESR为1 Ω 或更小的电容。

表12. 建议的2.2 μF 电容

供应商	类型	型号	尺寸	电压额定值(V)
Murata	X5R	GRM188B31A225K	0402	10.0
TDK	X5R	C1608JB0J225KT	0402	6.3
Panasonic	X5R	ECJ1VB0J225K	0402	6.3
Taiyo Yuden	X5R	JMK107BJ225KK-T	0402	6.3

输入旁路电容

在VIN2和VIN3至地之间连接一个1 μF 电容可降低电路对印刷电路板(PCB)布局的敏感性, 特别是在长输入走线或高源阻抗的情况下。如果要求输出电容大于1 μF , 可选用更高的输入电容。

表13. 建议的1.0 μF电容

供应商	类型	型号	尺寸	电压额定值(V)
Murata	X5R	GRM155B30J105K	0402	6.3
TDK	X5R	C1005JB0J105KT	0402	6.3
Panasonic	X5R	ECJ0EB0J105K	0402	6.3
Taiyo Yuden	X5R	LMK105BJ105MV-F	0402	10.0

输入和输出电容特性

ADP5041可与任何品质良好的陶瓷电容一起使用，只要所选电容满足最小电容和最大ESR要求。陶瓷电容由各种电介质制成，温度和所施加的电压不同，其特性也不相同。电容必须具有足以在必要的温度范围和直流偏置条件下确保最小电容的电介质。建议使用电压额定值为6.3 V或10 V的X5R或X7R电介质，以实现最佳性能。建议不要将Y5V和Z5U电介质与任何LDO一起使用，因为这类电介质的温度和直流偏置性能较差。

图110所示为0402 1 μF、10 V、X5R电容的电容与直流电压偏置关系特性。电容的电压稳定性受电容尺寸和电压额定值影响极大。一般来说，封装较大或电压额定值较高的电容具有更好的稳定性。X5R电介质的温度变化率在-40°C至+85°C温度范围内约为±15%，与封装或电压额定值没有函数关系。

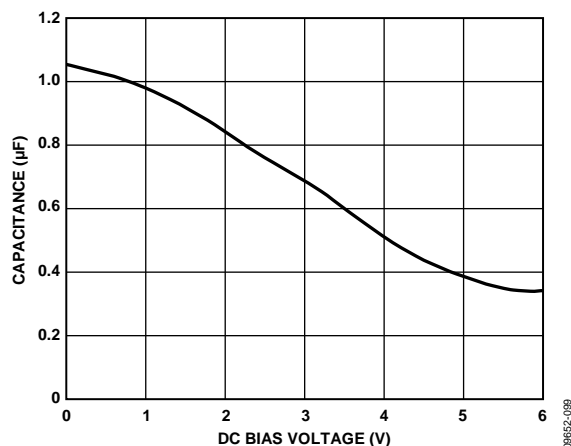


图110. 电容与电压关系特性

使用以下公式，可确定考虑电容随温度变化、元件容差和电压时的最差条件电容。

$$C_{EFF} = C_{BIAS} \times (1 - TEMPCO) \times (1 - TOL)$$

其中：

C_{BIAS} 为工作电压下的有效电容。

TEMPCO为最差的电容温度系数。

TOL为最差的元件容差。

本例中，假定X5R电介质在-40°C至+85°C范围内的最差条

件温度系数(TEMPCO)为15%。如图110所示，在1.8 V电压下，假定电容容差(TOL)为10%， $C_{BIAS}=0.94 \mu\text{F}$ 。

将这些值代入以下公式：

$$C_{EFF} = 0.94 \mu\text{F} \times (1 - 0.15) \times (1 - 0.1) = 0.72 \mu\text{F}$$

因此，在选定输出电压条件下，本例中所选电容满足LDO在温度和容差方面的最小电容要求。

为了保证ADP5041的性能，必须针对每一种应用来评估直流偏置、温度和容差对电容性能的影响。

监控器部分

阈值设置电阻

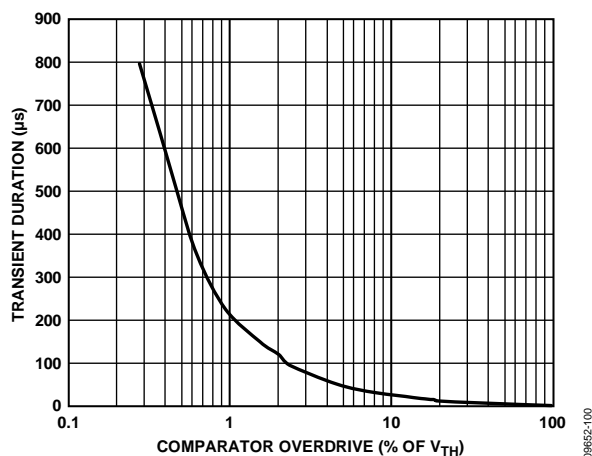
参考图105，R2的最大值不得超过200 kΩ。

看门狗输入电流

为使看门狗输入电流(和总功耗)最小，WDI在看门狗超时周期的大部分时间内应保持低电平。驱动到高电平时，WDI的功耗最高可达25 μA。以低占空比使WDI发生低电平-高电平-低电平循环，可以降低大输入电流的影响。WDI不连接时，窗口比较器将看门狗定时器与复位输出电路断开，这样当看门狗定时器超时时，复位就不会置位。

受监控供电轨的趋负瞬变

为避免快速电源瞬变导致不必要的复位，ADP5041配有毛刺抑制电路。图111中的典型工作特性图给出了受监控供电轨电压 V_{TH} 的瞬变持续时间与瞬变幅度的关系。该曲线显示了不产生复位的瞬变幅度与持续时间的组合。本例中，阈值为3.00 V，幅度比阈值低100 mV且持续8 μs的瞬变通常不会引起复位，但如果幅度更大或持续更长时间，就会产生复位。本例中，复位阈值编程电阻值为： $R_2 = 200 \text{k}\Omega$ ， $R_1 = 1 \text{M}\Omega$ (见图105)。

图111. 最大 V_{TH} 瞬变持续时间与复位阈值过驱的关系

ADP5041

看门狗软件考虑

实现微处理器的看门狗选通代码时，为降低功耗，需要将WDI从低电平快速切换到高电平，然后又从高电平快速切换到低电平(尽量缩短WDI高电平时间)。然而，可以考虑更有效地使用看门狗功能。

给定子程序内的低-高-低WDI脉冲可防止看门狗超时。然而，如果该子程序发生死循环，看门狗将无法检测到这种情况，因为子程序会持续使WDI跳变。

用于检测这种错误的更有效编码方案是使用略长的看门狗超时。在调用该子程序的程序中，WDI设置为高电平。被调用后，该子程序将WDI设置为低电平。如果该程序执行无误，则每循环一次，WDI就会进行高低切换。如果子程序进入死循环，WDI将保持低电平，看门狗超时，微处理器复位(见图112)。

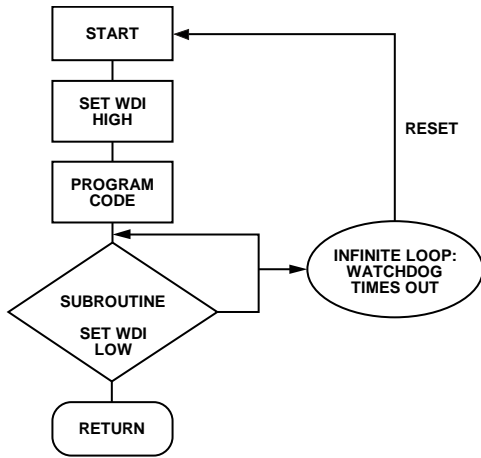


图112. 看门狗流程图

功耗与散热考虑

ADP5041是一款高效率微型电源管理单元(微型PMU)，大多数情况下，器件的功耗不是问题。然而，如果器件在高环境温度 and 最大负载条件下工作，结温可能达到允许的最大工作限值(125°C)。

当结温超过150°C，ADP5041关闭所有调节器，以便让器件冷却下来。当芯片温度降至135°C以下时，ADP5041恢复正常工作。

本部分提供关于器件功耗计算的指南，确保ADP5041在允许的最大结温以下工作。

ADP5041每个调节器的效率通过下式计算：

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100\% \quad (1)$$

其中：

η 为效率。

P_{IN} 为输入功率。

P_{OUT} 为输出功率。

功率损耗计算如下：

$$P_{LOSS} = P_{IN} - P_{OUT} \quad (2a)$$

或者

$$P_{LOSS} = P_{OUT} (1-\eta)/\eta \quad (2b)$$

监控器功能的功耗很小，可忽略不计。

功耗可以通过多种方法计算。最直观且实用的方法是测量输入端和所有输出端的功耗。应在最差情况(电压、电流和温度)下执行测量。输入与输出功耗之差就是器件和电感的功耗。通过方程式4得出电感的功耗，然后通过方程式3计算ADP5041降压调节器的功耗。

估算功耗的第二种方法是使用降压调节器的效率曲线，而各LDO的功耗则通过方程式12计算。知道降压调节器的效率后，就可以利用方程式2b得出降压调节器和电感的总功耗，再利用方程式4得出电感的功耗，然后通过方程式3计算降压转换器的功耗。总功耗等于降压转换器的功耗与LDO的功耗之和。

注意，降压效率曲线是典型值，可能未涵盖 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 I_{OUT} 的所有可能组合。为了弥补这种差异，计算降压转换器的功耗时必须包括一定的安全裕量。

估算功耗的第三种方法是进行分析，需对方程式8至11所得出的降压电路功耗和方程式12所得出的LDO功耗进行建模。

降压调节器功耗

降压调节器的功耗通过下式估算：

$$P_{LOSS} = P_{DBUCK} + P_L \quad (3)$$

其中：

P_{DBUCK} 是ADP5041降压调节器的功耗。

P_L 为电感功耗。

电感功耗是器件的外部功耗，对芯片温度无任何影响。

若磁芯损耗忽略不计，则电感损耗可通过下式估算：

$$P_L \cong I_{OUT1(RMS)}^2 \times DCR_L \quad (4)$$

其中：

DCR_L 为电感串联电阻。

$I_{OUT1(RMS)}$ 为降压调节器的均方根负载电流。

$$I_{OUT1(RMS)} = I_{OUT1} \times \sqrt{1+r/12} \quad (5)$$

其中， r 为电感的归一化纹波电流。

$$r \approx V_{OUT1} \times (1-D)/(I_{OUT1} \times L \times f_{SW}) \quad (6)$$

其中：

L 为电感值。

f_{SW} 为开关频率。

D 为占空比。

$$D = V_{OUT1}/V_{IN1} \quad (7)$$

ADP5041降压调节器的功耗($P_{D\text{BUCK}}$)包括功率开关传导性损耗、开关损耗和各个通道的转换损耗。还存在其它损耗源，但在涉及到散热限制的高输出负载电流应用中，这些损耗一般不太重要。方程式8为估算降压调节器功耗所进行的计算。

$$P_{D\text{BUCK}} = P_{\text{COND}} + P_{\text{SW}} + P_{\text{TRAN}} \quad (8)$$

功率开关传导性损耗是输出电流(I_{OUT1})流经具有内部电阻($R_{\text{DSON-P}}$ 和 $R_{\text{DSON-N}}$)的PMOSFET和NMOSFET电源开关造成的。传导性功率损耗的计算公式如下：

$$P_{\text{COND}} = [R_{\text{DSON-P}} \times D + R_{\text{DSON-N}} \times (1 - D)] \times I_{OUT1}^2 \quad (9)$$

对于ADP5041，在125°C结温和 $V_{IN1} = 3.6\text{ V}$ 下， $R_{\text{DSON-P}}$ 约为0.2 Ω ， $R_{\text{DSON-N}}$ 约为0.16 Ω 。当 $V_{IN1} = 2.3\text{ V}$ ，这些值分别变为0.31 Ω 和0.21 Ω ；当 $V_{IN1} = 5.5\text{ V}$ 时，这些值分别变为0.16 Ω 和0.14 Ω 。

开关损耗与驱动器产生的牵引电流有关，驱动器以开关频率打开和关闭电源器件。开关功率损耗的计算公式如下：

$$P_{\text{SW}} = (C_{\text{GATE-P}} + C_{\text{GATE-N}}) \times V_{IN1}^2 \times f_{\text{SW}} \quad (10)$$

其中：

$C_{\text{GATE-P}}$ 为PMOSFET栅极电容。

$C_{\text{GATE-N}}$ 为NMOSFET栅极电容。

对于ADP5041，总电容($C_{\text{GATE-P}} + C_{\text{GATE-N}}$)约为150 pF。

转换损耗之所以存在，是因为PMOSFET无法立即开启或关闭，SW节点需要一些时间才能从近地压摆到近 V_{OUT1} （以及从 V_{OUT1} 压摆到地）。转换损耗计算公式如下：

$$P_{\text{TRAN}} = V_{IN1} \times I_{OUT1} \times (t_{\text{RISE}} + t_{\text{FALL}}) \times f_{\text{SW}} \quad (11)$$

其中， t_{RISE} 和 t_{FALL} 为开关节点SW的上升时间和下降时间。

对于ADP5041，SW的上升时间和下降时间约为5 ns。

使用上述公式和参数来估算转换器效率时，必须注意，这些公式并未涵盖所有转换器损耗，并且给出的参数值为典型值。转换器的性能还取决于无源元件的选择和电路板布局，因此估算时应当考虑充足的安全裕量。

LDO调节器功耗

LDO调节器的功耗通过下式计算：

$$P_{\text{DLDO}} = [(V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{\text{LOAD}}] + (V_{IN} \times I_{\text{GND}}) \quad (12)$$

其中：

I_{LOAD} 为LDO调节器的负载电流。

V_{IN} 和 V_{OUT} 分别为LDO的输入和输出电压。

I_{GND} 为LDO调节器的地电流。

地电流引起的功耗相当小，可忽略不计。

ADP5041的总功耗可简化为：

$$P_D = \{[P_{\text{D\text{BUCK}}} + P_{\text{DLDO1}} + P_{\text{DLDO2}}]\} \quad (13)$$

结温

如果知道电路板温度 T_A ，可以使用热阻参数 θ_{JA} 来估计结温升高幅度。 T_J 由 T_A 和 P_D 计算得出，公式如下：

$$T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA}) \quad (14)$$

20引脚4 mm × 4 mm LFCSP的典型 θ_{JA} 值为38 °C/W(见表7)。一个非常重要的考虑因素是 θ_{JA} 基于4层4 inch × 3 inch、2.5 oz铜电路板(符合JEDEC标准)，而实际应用使用的尺寸和层数可能不同。必须尽可能多地使用铜，以利于器件散热。暴露于空气中的铜的散热效果优于内层中使用的铜。裸露焊盘(EP)应通过多个过孔连接到地层，如图114所示。

如果可以测量壳温，则结温可以通过下式计算：

$$T_J = T_C + (P_D \times \theta_{JC}) \quad (15)$$

其中：

T_C 为壳温。

θ_{JC} 为结至壳热阻，如表7所示。

设计特殊环境温度范围下的应用时，应利用公式8至13计算所有通道的损耗引起的预期ADP5041功耗(P_D)，然后可以利用公式14估算结温 T_J 。

PCB布局指南

较差的布局会影响ADP5041性能，从而造成电磁干扰(EMI)和电磁兼容性问题、接地反弹以及电压损耗。较差的布局还会影响调整率和稳定性。可通过以下准则实现最佳的布局：

- 使用短走线将电感、输入电容和输出电容靠近IC放置。
- 高频信号经过这些器件，长走线会成为天线。

- 输出电压路径的布线远离电感和SW节点，以使噪声和电磁干扰最小。
- 最大限度增加元件侧的接地金属的尺寸，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。

建议布局

布局示例参见图114。

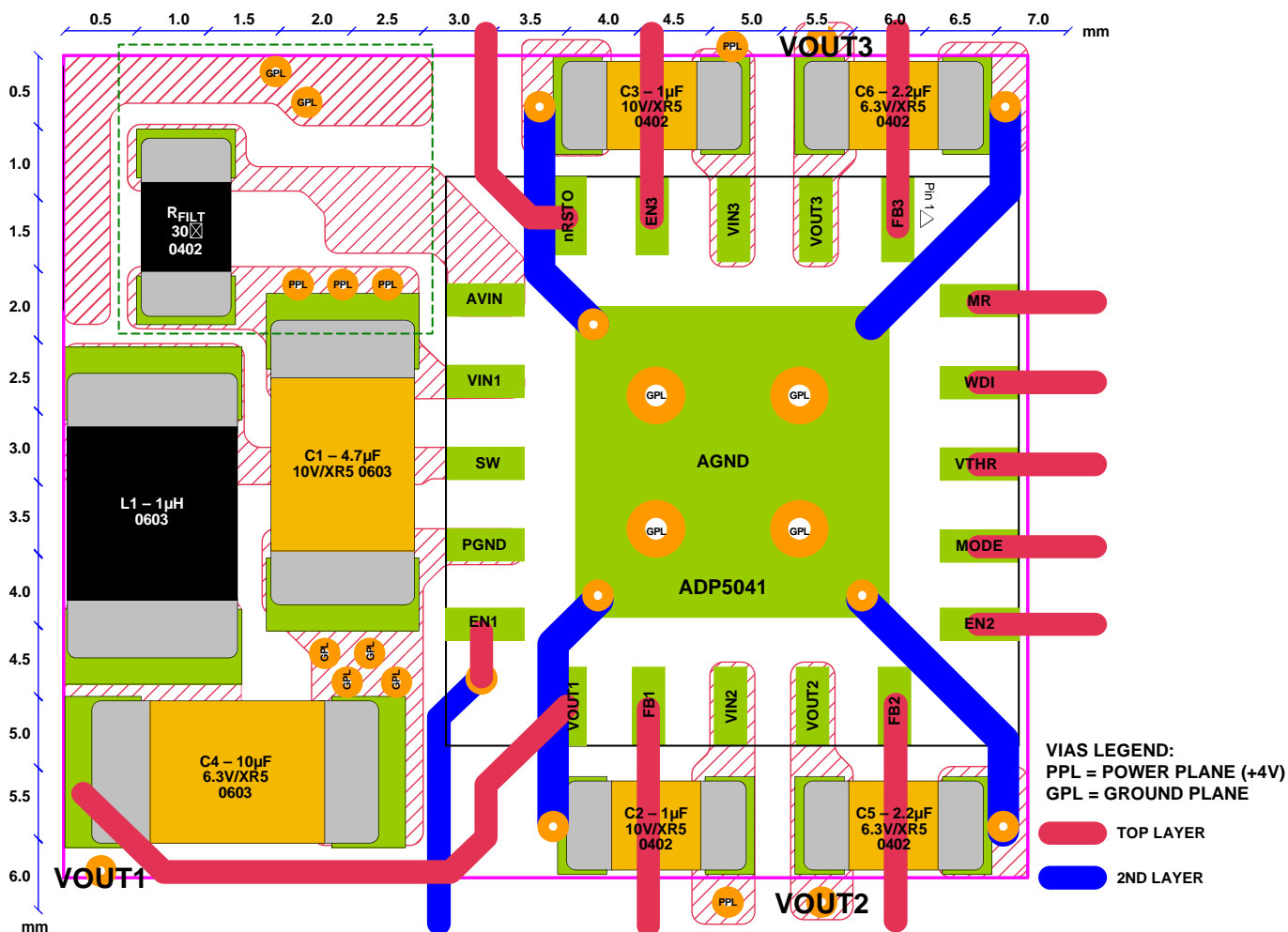


图114. 建议电路板布局布线

ADP5041

物料清单

表14.

代号	值	产品型号	供应商	封装
C1	4.7 μ F, X5R, 6.3 V	JMK107BJ475	Taiyo-Yuden	0603
C2, C3	1 μ F, X5R, 6.3 V	LMK105BJ105MV-F	Taiyo-Yuden	0402
C4	10 μ F, X5R, 6.3 V	JMK107BJ106MA-T	Taiyo-Yuden	0603
C5, C6	2.2 μ F, X5R, 6.3 V	JMK105BJ225MV-F	Taiyo-Yuden	0402
L1	1 μ H, 85 m Ω , 1400 mA	LQM2MPN1R0NG0B	Murata	2.0 \times 1.6 \times 0.9 (mm)
	1 μ H, 85 m Ω , 1350 mA	MDT2520-CN	Toko	2.5 \times 2.0 \times 1.2 (mm)
	1 μ H, 89 m Ω , 1800 mA	XPL2010-1102ML	Coilcraft	1.9 \times 2.0 \times 1.0 (mm)
IC1	3调节器微型PMU	ADP5041	Analog Devices	20引脚 LFCSP

工厂编程选项

表15. 调节器输出放电电阻选项

选项	描述
选项0	所有放电电阻禁用
选项1	所有放电电阻使能

表16. 欠压闭锁选项

选项	最小值	典型值	最大值	单位
选项0	1.95	2.15	2.275	V
选项1	3.10	3.65	3.90	V

表17. 复位超时选项

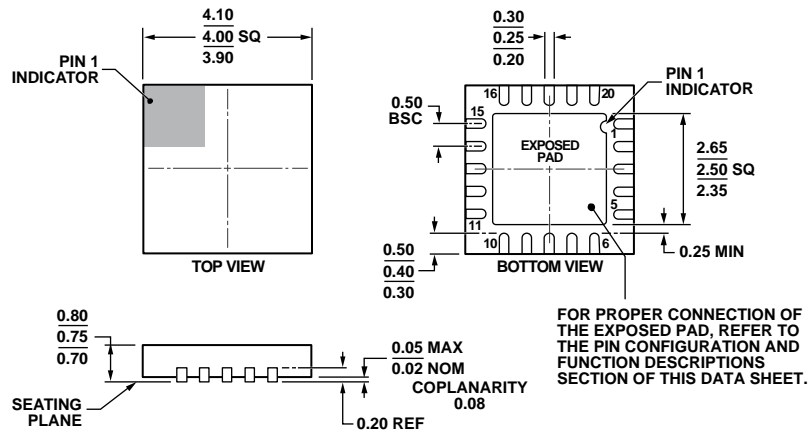
选项	最小值	典型值	最大值	单位
选项0	24	30	36	ms
选项1	160	200	240	ms

表18. 看门狗定时器选项

选择	最小值	典型值	最大值	单位
选项0	81.6	102	122.4	ms
选项1	1.28	1.6	1.92	sec

ADP5041

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGGD.

图115. 20引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP_WQ]

4 mm x 4 mm, 超薄体

(CP-20-10)

尺寸单位: mm

061609-B

订购指南

型号 ¹	设置	温度范围	封装描述	封装选项
ADP5041ACPZ-1-R7	WD $t_{OUT} = 1.6$ sec 最小复位超时 $t_{OUT} = 160$ ms $V_{UVLO} = 2.15$ V 放电电阻使能	$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$	20引脚LFCSP_WQ	CP-20-10
ADP5041CP-1-EVALZ			评估板	

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。