

ADP2370/ADP2371

产品特性

输入电压范围：3.2 V至15 V，输出电流：800 mA

省电模式(PSM)下静态电流小于14 μ A

效率：>90%

Force PWM引脚(SYNC)，600 kHz/1.2 MHz频率引脚(FSEL)

固定输出：0.8 V、1.2 V、1.5 V、1.8 V、2.5 V、3.0 V、3.3 V、
5 V和可调选项

占空比能力：100%

初始精度： $\pm 1\%$

低关断电流： $< 1.2 \mu$ A

快速输出放电(QOD)选项

可与外部时钟同步

8引脚、0.75 mm \times 3 mm \times 3 mm LFCSP (QFN)封装

ADIsimPower设计工具支持

应用

便携式和电池供电设备

自动抄表器(WSN)

POS设备和交易处理设备

医疗仪器

中幅平板电脑

概述

ADP2370/ADP2371均为高效率、低静态电流、800 mA降压DC-DC转换器，采用小型8引脚、3 mm \times 3 mm LFCSP (QFN)封装。整个解决方案仅需三个小型外部元件。

降压调节器采用专有高速电流模式、恒频PWM控制方案，具有出色的稳定性和瞬态响应。这些器件内置高效率同步整流器结构，因而无需外部整流器。

为确保便携式应用的电池使用寿命最长，ADP2370/ADP2371提供变频省电模式，在轻载条件下可降低开关频率。这些器件采用3.2 V至15 V输入电压工作，允许使用多个碱性电池/NiMH电池、锂电池或其它标准电源为其供电。

ADP2370/ADP2371提供多种选择来设置工作频率。既可以将这些器件与600 kHz至1.2 MHz频率的外部时钟同步，也可以通过FSEL引脚使其强制工作在600 kHz或1.2 MHz频率。当更多的考虑噪声而非效率时，可以强制ADP2370/ADP2371采用PWM模式(FPWM)工作。

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.

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。

典型应用电路

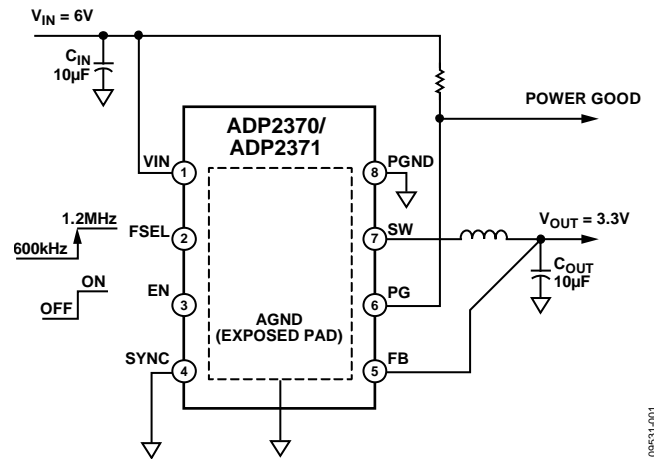


图1.

09531-001

这些器件提供电源良好输出，以指示输出电压何时低于其标称值的92%。

ADP2371与ADP2370的唯一差别在于，ADP2371有一个额外的集成开关电阻，其具有快速输出放电功能(QOD)，该功能可以在器件被禁用时自动对输出放电。

为尽量减少外部器件数量并提高效率，这两款器件均内置功率开关和同步整流器。为便于使用，ADP2370/ADP2371还包括内部软启动和内部补偿功能。

在逻辑控制的关断期间，输入与输出断开，调节器从输入源汲取的电流小于1.2 μ A。其它重要特性包括：欠压闭锁，用来防止电池深度放电；以及软启动，用来防止启动时出现输入过流。短路保护和热过载保护电路可以防止器件在不利条件下受损。

ADP2370/ADP2371每个均使用一个0805电容、一个1206电容和一个4 mm \times 4 mm电感。整体解决方案尺寸极小，约为53 mm²，适合各种便携式应用。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 ©2012 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com

目录

产品特性	1	欠压闭锁	27
应用	1	热保护	27
典型应用电路	1	软启动	27
概述	1	限流	27
修订历史	4	100%占空比	29
技术规格	5	同步	29
推荐规格：电容	9	电源良好	30
绝对最大额定值	10	应用信息	31
热数据	10	ADIsimPower设计工具	31
热阻	10	外部元件选择	31
ESD警告	11	选择电感	31
引脚配置和功能描述	12	输出电容	31
典型性能参数	13	输入电容	32
降压输出	13	可调输出电压编程	32
工作原理	25	效率	33
PWM工作模式	25	推荐降压器外部元件	34
PSM工作模式	26	电容选择	37
特性描述	27	散热考虑	38
精密使能	27	PCB布局考虑	39
强制PWM或PWM/PSM选择	27	封装和订购信息	41
快速输出放电(QOD)功能	27	外形尺寸	41
短路保护	27	订购指南	41

修订历史

2012年11月—修订版B至修订版C

更改图6	8
更改订购指南部分	32

2012年8月—修订版A至修订版B

更改图62	17
更改图63、图64、图65和图66	18

2012年5月—修订版0至修订版A

“SW至PGND和接地层”的电压范围从-0.3 V至VIN + 0.3 V 更改为-0.7 V至VIN + 0.3 V	6
更改订购指南部分	32

2012年4月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明, $V_{IN} = V_{OUT} + 1\text{ V}$ 或 3.2 V (取较大者), $EN = V_{IN}$, $I_{OUT} = 100\text{ mA}$, $C_{IN} = 10\text{ }\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 10\text{ }\mu\text{F}$, 典型值规格为 $T_A = 25^\circ\text{C}$, 最小值/最大值规格为 $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$ 。

表1.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
电源						
输入电压范围	V_{IN}		3.2	15		V
静态电流	I_{Q-PSM}	FSEL = V_{IN} , SYNC = 0 V, 空载, 器件不切换		13.5		μA
	I_{Q-PWM}	FSEL = V_{IN} , SYNC = V_{IN} , 空载, 器件不切换		725		μA
	I_{SW-PWM}	FSEL = V_{IN} , SYNC = V_{IN} , 空载, 器件切换		5.7		mA
关断电流	I_{SHUT}	EN = GND, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$		1.2	3.5	μA
固定输出						
输出电流	I_{OUT}		800			mA
固定输出精度	V_{OUT}	初始设定点, $I_{OUT} = 250\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_{OUT} = 250\text{ mA}$ 空载至满载, PWM模式	-1		+1	%
			-1.5		+1.5	%
			-3		+3	%
可调输出						
反馈电压	V_{FB}			0.8		V
反馈电压精度	V_{FB-TOL}	初始设定点, $I_{OUT} = 250\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	-1		+1	%
输出电压范围	$V_{OUT-ADJ}$	空载至满载	0.8		14	V
固定和可调输出						
负载调整率	$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{OUT}$	空载至满载		0.125		%/A
线性调整率	$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	$I_{OUT} = 250\text{ mA}$		0.01		%/V
效率	EFF	$I_{OUT} = 250\text{ mA}$, $V_{IN} = 7.2\text{ V}$, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$		92		%
过流频率折返阈值						
上升	OC _{FOLDBACK-RISE}	% V_{OUT} , V_{OUT} 上升		50		%
下降	OC _{FOLDBACK-FALL}	% V_{OUT} , V_{OUT} 下降		37.5		%
PSM阈值	PSM _{THRESHOLD}	$V_{IN} = 7.2\text{ V}$, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$		170		mA
反馈引脚输入电流						
固定	$I_{FB-FIXED}$	固定输出电压型号		2.5		μA
可调	$I_{FB-ADJUST}$	可调输出电压型号		10		nA
最短导通时间	ON-TIME _{MIN}	$V_{IN} < 5.5\text{ V}$ $V_{IN} > 5.5\text{ V}$		65	100	ns
				40	60	ns
软启动时间	SS _{TIME}	EN从0V上升到 V_{IN} , $V_{OUT} = 0.9 \times V_{OUT}$		350		μs
有效下拉电阻 (ADP2371)	R _{PULL-DOWN}			260	400	Ω
功率开关						
P沟道导通电阻	RDS _{ON-P}	$V_{IN} > 5.5\text{ V}$, $I_{OUT} = 400\text{ mA}$ $V_{IN} < 5.5\text{ V}$, $I_{OUT} = 400\text{ mA}$		400		m Ω
				500		m Ω
N沟道导通电阻	RDS _{ON-N}	$V_{IN} > 5.5\text{ V}$, $I_{OUT} = 400\text{ mA}$ $V_{IN} < 5.5\text{ V}$, $I_{OUT} = 400\text{ mA}$		280		m Ω
				400		m Ω
限流						
P沟道	I_{LIM-P}	峰值电感电流		1200	1300	mA
N沟道	I_{LIM-N}	峰值电感电流		500	550	mA
漏电流	$I_{LEAK-SW}$					
P沟道				0.01	1	μA
N沟道				0.01	1	μA

ADP2370/ADP2371

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
振荡器						
振荡器频率	f_{OSC}	FSEL = V_{IN} , $3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$	1.0	1.2	1.4	MHz
频率同步范围	f_{SYNC_RANGE}	FSEL = $0V$, $3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$ FSEL = V_{IN} , $3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$	500	600	700	kHz
同步阈值			400		800	kHz
高电平	SYNC _{HIGH}	$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$	0.8		1.6	MHz
低电平	SYNC _{LOW}	$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$				V
迟滞	SYNC _{HYS}	$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$		200		mV
典型同步占空比范围	SYNC _{DUTY}	V_{IN} (1.2 MHz), $3.2V \leq V_{IN} \leq 5V$, FSEL = V_{IN} V_{IN} (1.2 MHz), $5V \leq V_{IN} \leq 15V$, FSEL = V_{IN}	20		55	%
SYNC引脚漏电流	SYNC _{LKG}	SYNC = $0V$ or SYNC = V_{IN}	20		70	%
FSEL阈值				0.05	1	μA
高电平	FSEL _{HIGH}	$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$	1			V
低电平	FSEL _{LOW}				0.4	V
迟滞	FSEL _{HYS}			125		mV
FSEL引脚漏电流	FSEL _{LKG}	FSEL = $0V$ 或FSEL = V_{IN}		0.04	1	μA
电源良好(PG引脚)						
PG阈值		$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$				
上升	PG _{RISE}			92	95	%
下降	PG _{FALL}		82.5	87		%
迟滞	PG _{HYS}			5		%
PG输出低电平	PG _{LOW}	上拉电流 < 1 mA			0.3	V
PG延迟						
上升	PG _{DELAYRISE}	V_{OUT} 过PG上升阈值, 上拉电流 < 1 mA		20		μs
下降	PG _{DELAYFALL}	V_{OUT} 过PG下降阈值, 上拉电流 < 1 mA		0.5		μs
PG漏电流	PG _{LKG}			0.04	1	μA
欠压闭锁(UVLO)						
输入电压上升	UVLO _{RISE}				3.19	V
输入电压下降	UVLO _{FALL}		2.80			V
迟滞	UVLO _{HYS}			190		mV
使能输入待机(EN引脚)						
EN输入逻辑		$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$				
高电平	EN _{STBY-HIGH}		1			V
低电平	EN _{STBY-LOW}				0.4	V
迟滞	EN _{STBY-HYS}			125		mV
使能输入精密(EN引脚)						
EN输入逻辑		$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$				
高电平	EN _{HIGH}		1.135	1.2	1.26	V
低电平	EN _{LOW}		1.045	1.1	1.155	V
迟滞	EN _{HYS}			100		mV
EN输入漏电流	I_{EN-LKG}	EN = V_{IN} 或GND		0.05	1	μA
EN输入延迟时间	$T_{IEN-DLY}$	$V_{OUT} = 0V$ 至 $0.1 \times V_{OUT}$, EN从 $0V$ 升至 V_{IN}		70		μs
热关断						
热关断阈值	TS _{SD}	$3.2V \leq V_{IN} \leq 15V$ T_J 上升		150		$^{\circ}C$
热关断迟滞	TS _{SD-HYS}			15		$^{\circ}C$

推荐规格：电容**表2.**

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
最小输入和输出电容 ¹	C_{MIN}	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	6.5	10		μF
电容ESR	R_{ESR}	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	1		10	$m\Omega$

¹ 在所有工作条件下，输入和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。配合任何降压调节器使用时，建议使用X7R型和X5R型电容，不建议使用Y5V和Z5U电容。

ADP2370/ADP2371

绝对最大额定值

表3.

参数	额定值
VIN至PGND和接地层	-0.3 V至+17 V
SW至PGND和接地层	-0.7 V至VIN + 0.3 V
FB至PGND和接地层	-0.3 V至+6 V
EN至PGND和接地层	-0.3 V至+17 V
PG至PGND和接地层	-0.3 V至+17 V
SYNC至PGND和接地层	-0.3 V至+17 V
FSEL至PGND和接地层	-0.3 V至+17 V
温度范围	
存储	-65°C至+150°C
工作环境温度	-40°C至+85°C
工作结温	-40°C至+125°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。这只是额定最大值，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。

热数据

绝对最大额定值仅适合单独应用，但不适合组合使用。超过结温(T_J)限值可能会损害ADP2370/ADP2371。监控环境温度并不能保证 T_J 不会超出额定温度限值。在高功耗和热阻不佳的应用中，最大环境温度可能需要减额。

在功耗中等且印刷电路板(PCB)热阻较低的应用中，只要结温在额定限值以内，则最高环境温度可以超过最大值。器件的结温取决于环境温度、器件的功耗和封装的结至环境热阻(θ_{JA})。

最高结温(T_J)由环境温度(T_A)和功耗(P_D)通过下式计算：

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

封装的结至环境热阻(θ_{JA})基于使用4层板的建模和计算方法。 θ_{JA} 的值主要取决于应用和电路板布局。在最大功耗较高的应用中，需要特别注意热板设计。 θ_{JA} 的值因PCB材料、布局和环境条件而异。

θ_{JA} 的额定值基于4英寸×3英寸的4层电路板。有关电路板结构的详细信息，参见JESD 51-7：“有引脚表贴封装的高效导热测试板”。欲了解更多信息，参见应用笔记AN-772：“引脚架构芯片级封装(LFCSP)设计与制造指南”。

Ψ_{JB} 是结至板热特性参数，单位为°C/W。封装的 Ψ_{JB} 基于使用4层板的建模和计算方法。JESD51-12—“报告和使用电子封装热信息指南”中声明，热特性参数与热阻不是一回事。 Ψ_{JB} 衡量沿多条热路径流动的器件功率，而 θ_{JB} 只涉及一条路径。因此， Ψ_{JB} 热路径包括来自封装顶部的对流和封装的辐射，这些因素使得 Ψ_{JB} 在现实应用中更有用。最高结温(T_J)由板温度(T_B)和功耗(P_D)通过下式计算：

$$T_J = T_B + (P_D \times \Psi_{JB})$$

有关 Ψ_{JB} 的详细信息，参见JESD51-12和JESD51-8：“集成电路热测试方法环境条件—结至板”。

热阻

θ_{JA} 和 Ψ_{JB} 针对最差条件，即器件焊接在电路板上以实现表贴封装。 θ_{JC} 是带顶部安装散热器的表贴封装的参数，

表4. 热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	Ψ_{JB}	单位
8引脚、3 mm × 3 mm LFCSP	36.7	23.5	17.2	°C/W

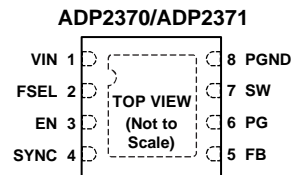
ESD警告



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



NOTES

1. THE EXPOSED PAD ON THE BOTTOM OF THE PACKAGE ENHANCES THE THERMAL PERFORMANCE AND IS ELECTRICALLY CONNECTED TO GROUND INSIDE THE PACKAGE. THE EXPOSED PAD MUST BE CONNECTED TO THE GROUND PLANE ON THE CIRCUIT BOARD FOR PROPER OPERATION.

09831-002

图2. 引脚配置

表5. 引脚功能描述

引脚编号	名称	描述
1	VIN	电源输入。
2	FSEL	频率选择。高电平 = 1.2 MHz，低电平 = 600 kHz。
3	EN	使能。带精密阈值的使能输入。
4	SYNC	同步。此引脚用于使器件与外部600 kHz至1.2 MHz时钟同步，或在保持高电平时，强制器件以PWM模式工作。SYNC保持电平时，强制器件以自动PWM/PSM模式工作。
5	FB	反馈。此引脚提供来自输出端的反馈。
6	PG	电源良好。PG为开漏输出。
7	SW	开关。此引脚用作功率MOSFET与电感之间的连接。
8	PGND EPAD	电源地。 裸露焊盘。封装底部的裸露焊盘可增强散热性能，它与封装内部的地形成电气连接。为使器件正常工作，裸露焊盘必须连接到电路板上的接地层。

ADP2370/ADP2371

典型性能参数

降压输出

使用推荐的电感值, $I_{OUT} = 10 \text{ mA}$, $C_{IN} = C_{OUT} = 10 \mu\text{F}$, 自动PSM/PWM模式, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

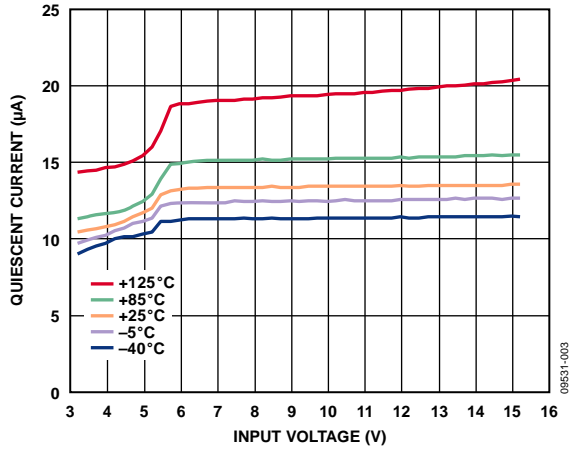


图3. 不同温度下静态电源电流与输入电压的关系, 不切换

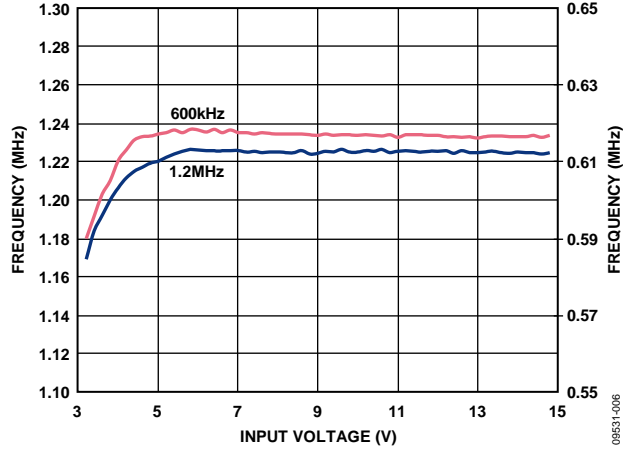


图6. 开关频率与输入电压的关系, FPWM模式

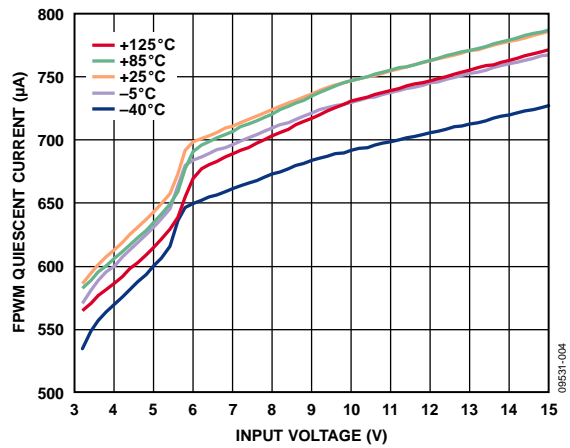


图4. 不同温度下FPWM静态电源电流与输入电压的关系, 不切换

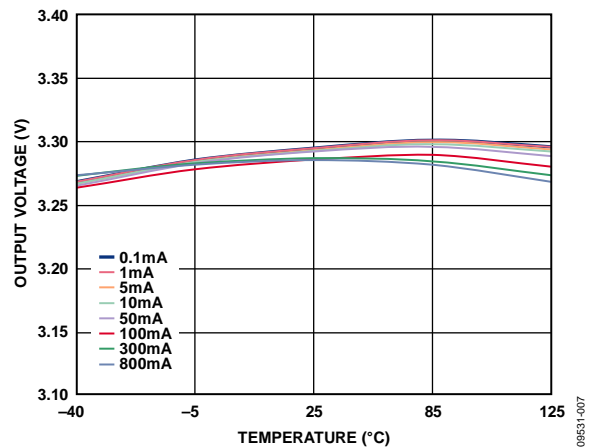


图7. 不同负载下输出电压与温度的关系, $V_{OUT} = 3.3 \text{ V}$, $V_{IN} = 7.3 \text{ V}$

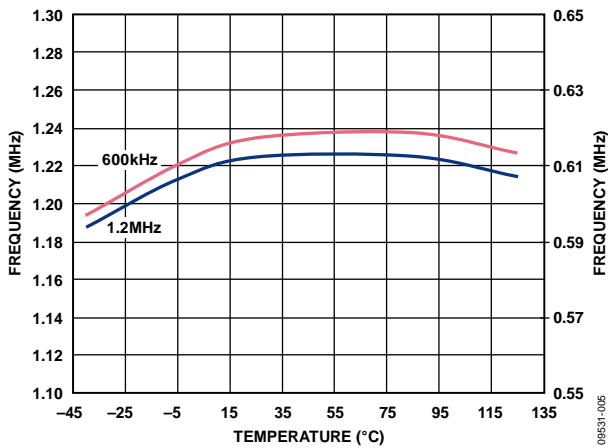


图5. 开关频率与温度的关系, FPWM模式, $V_{IN} = 8 \text{ V}$

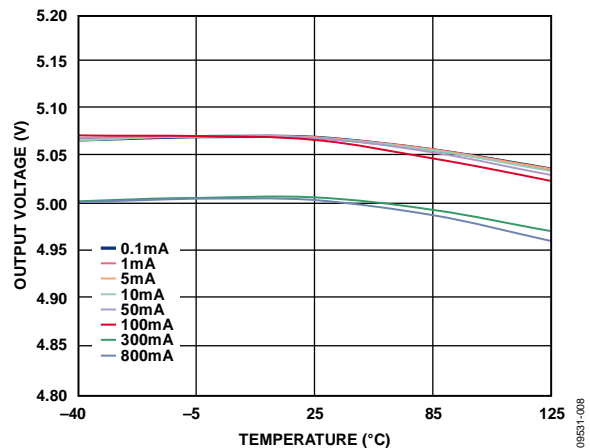


图8. 不同负载下输出电压与温度的关系, $V_{OUT} = 5 \text{ V}$, $V_{IN} = 7.2 \text{ V}$

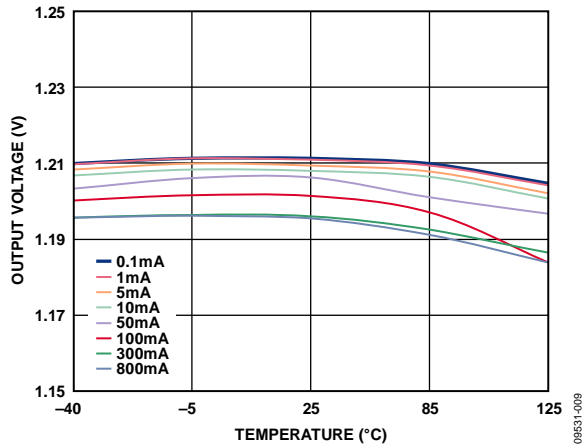


图9. 不同负载下输出电压与温度的关系,
 $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$, $V_{IN} = 4\text{ V}$

09531-009

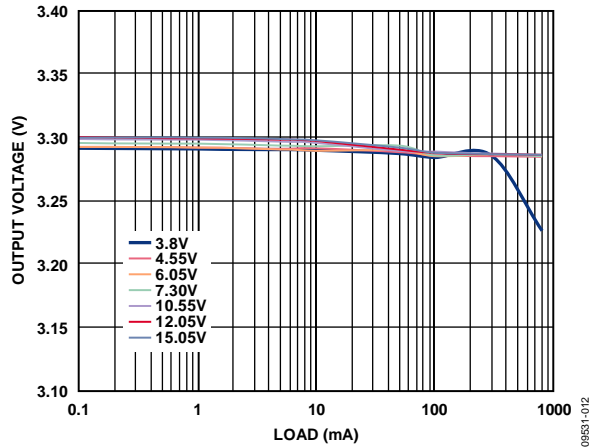


图12. 负载调整率, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

09531-012

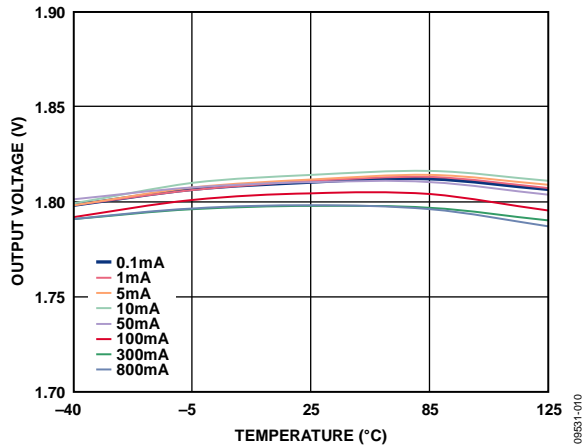


图10. 不同负载下输出电压与温度的关系,
 $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, $V_{IN} = 7.2\text{ V}$

09531-010

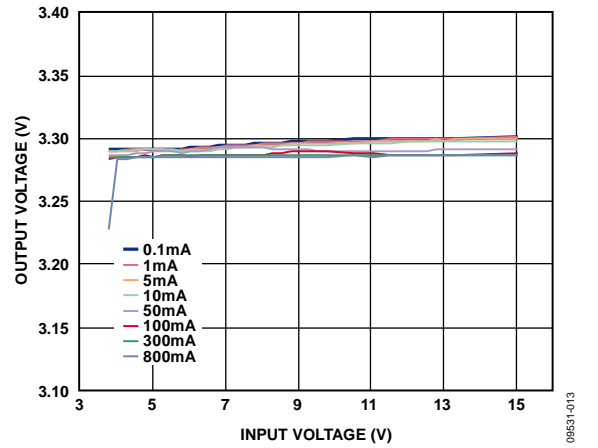


图13. 不同负载下的电压调整率, $V_{OUT} = 5.0\text{ V}$

09531-013

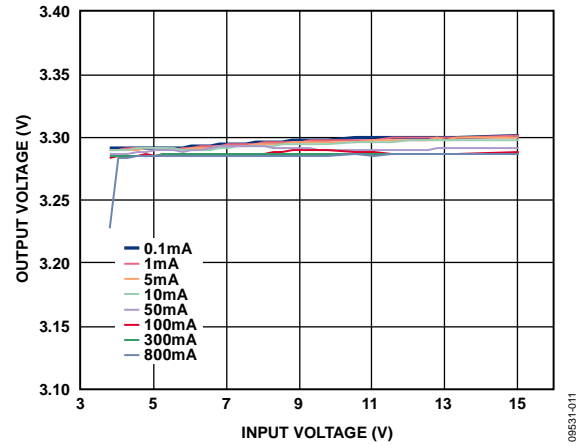


图11. 不同负载下的电压调整率, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

09531-011

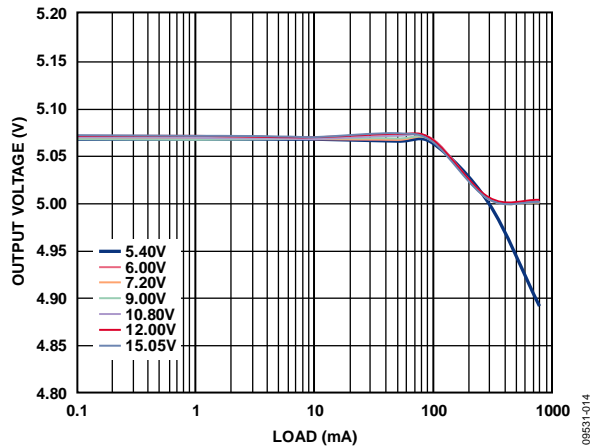


图14. 负载调整率, $V_{OUT} = 5.0\text{ V}$

09531-014

ADP2370/ADP2371

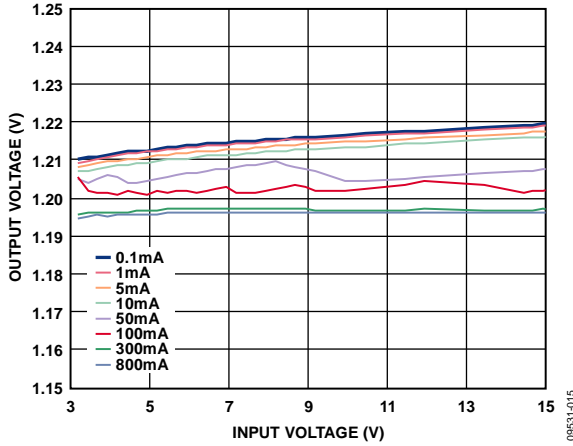


图15. 不同负载下的电压调整率, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

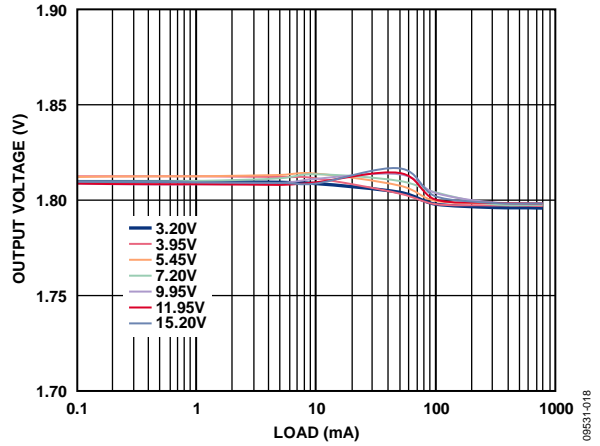


图18. 负载调整率, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$

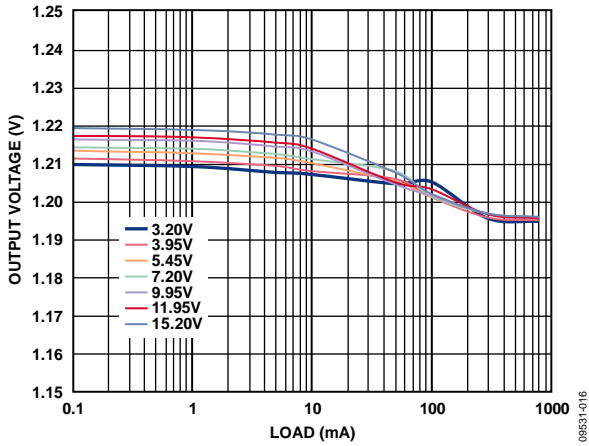


图16. 负载调整率, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$

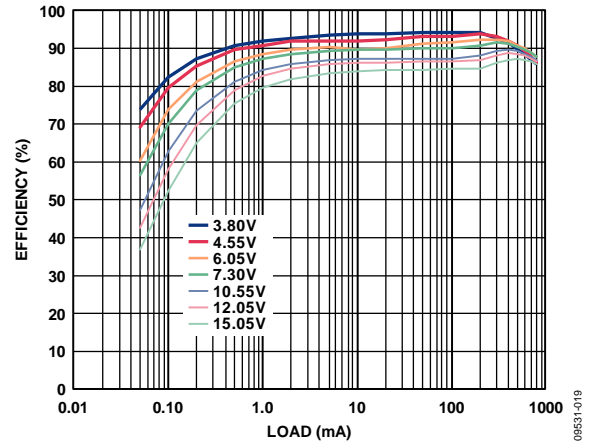


图19. 不同输入电压下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$

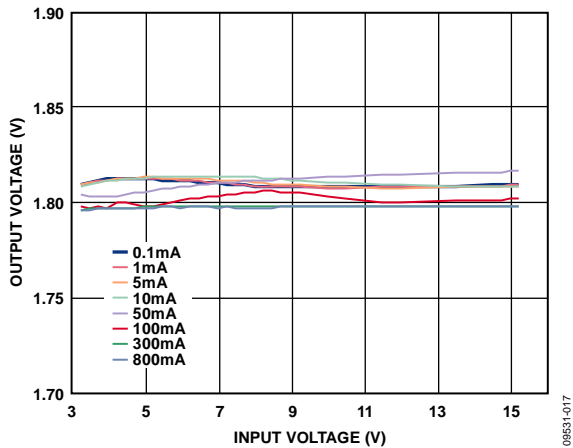


图17. 不同负载下的电压调整率, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$

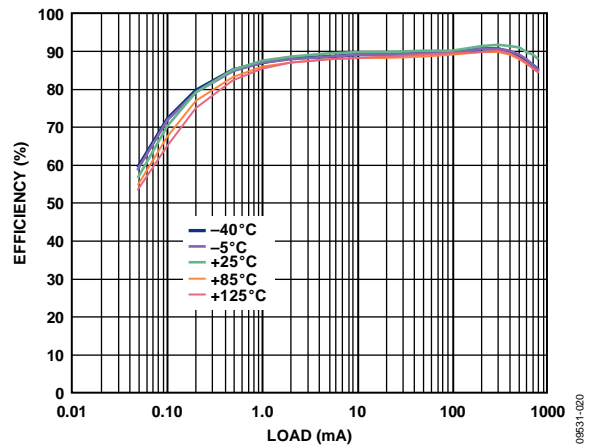


图20. 不同温度下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$, $V_{IN} = 7.3\text{ V}$

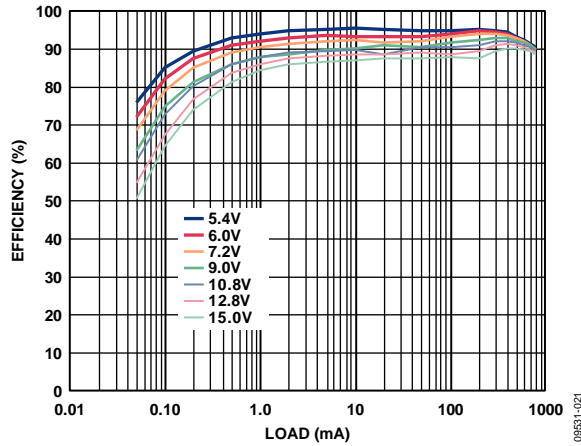


图21. 不同输入电压下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 5.0 V$

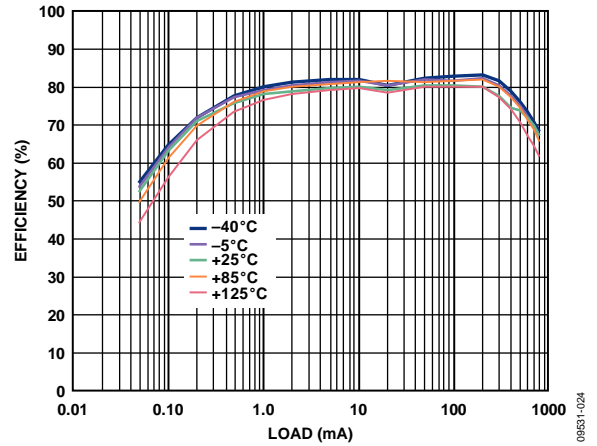


图24. 不同温度下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 1.2 V$, $V_{IN} = 4 V$

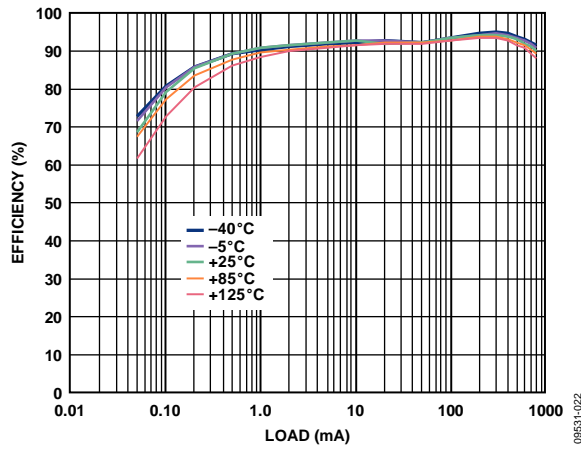


图22. 不同温度下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 5.0 V$

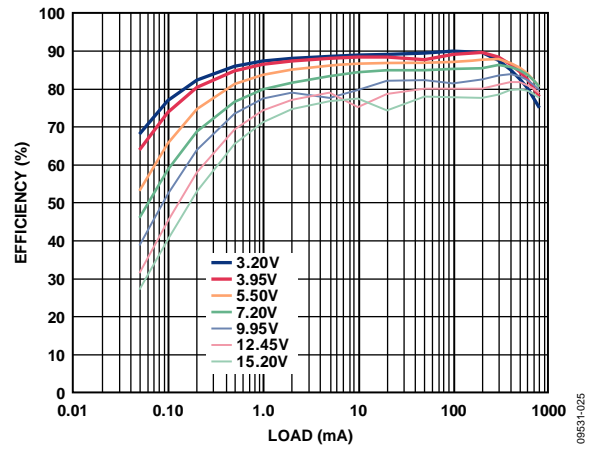


图25. 不同输入电压下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 1.8 V$

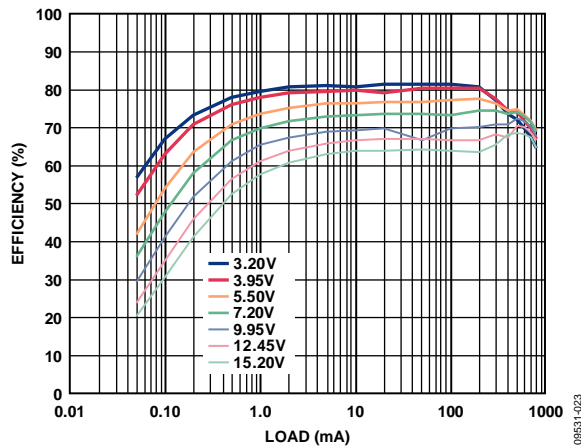


图23. 不同输入电压下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 1.2 V$

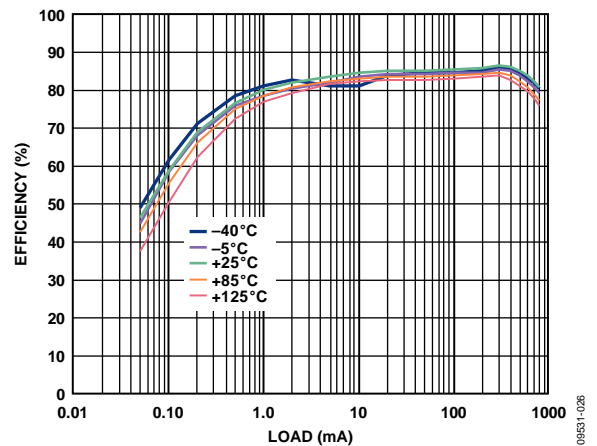


图26. 不同温度下效率与负载电流的关系, $V_{OUT} = 1.8 V$, $V_{IN} = 4 V$

ADP2370/ADP2371

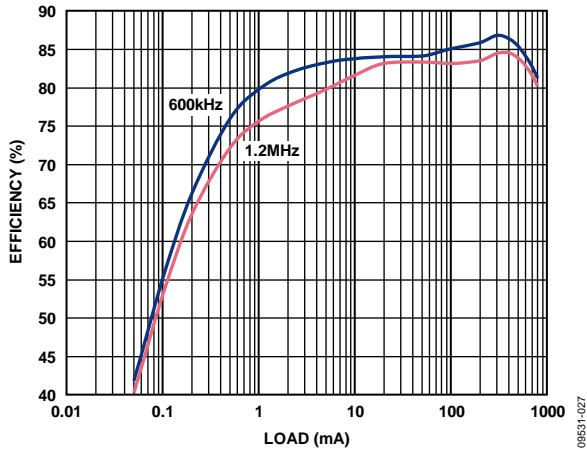


图27. 不同开关频率下效率与负载电流的关系,
 $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, $V_{IN} = 9\text{ V}$

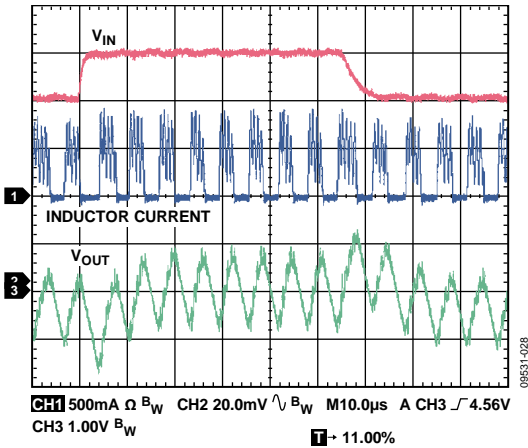


图28. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, PSM模式, 100 mA,
 $V_{INI} = 4\text{ V}$ 至 5 V , $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

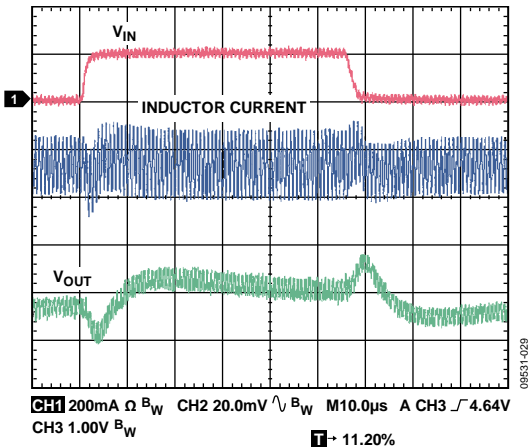


图29. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, PWM模式, 800 mA,
 $V_{INI} = 4\text{ V}$ 至 5 V , $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

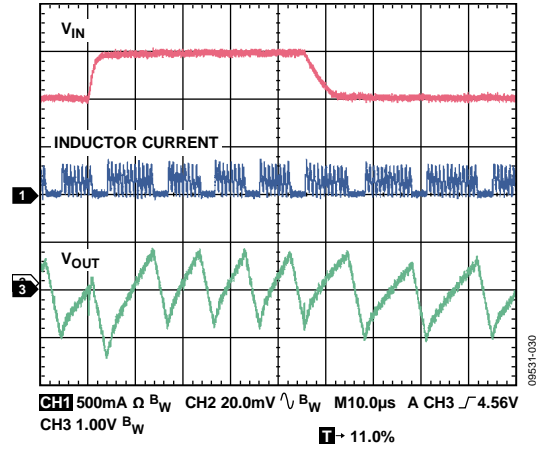


图30. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$, PSM模式, 100 mA,
 $V_{INI} = 4\text{ V}$ 至 5 V , $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

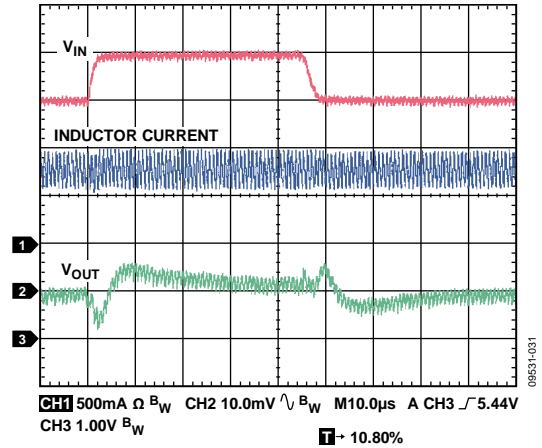


图31. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 1.2\text{ V}$, PWM模式, 800 mA,
 $V_{INI} = 4\text{ V}$ 至 5 V , $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

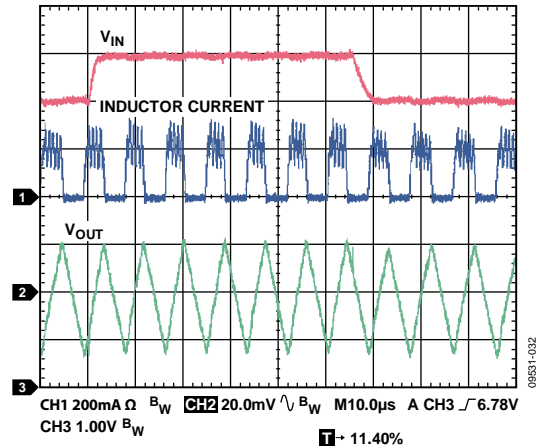


图32. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$, PSM模式, 100 mA,
 $V_{INI} = 6\text{ V}$ 至 7 V , $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

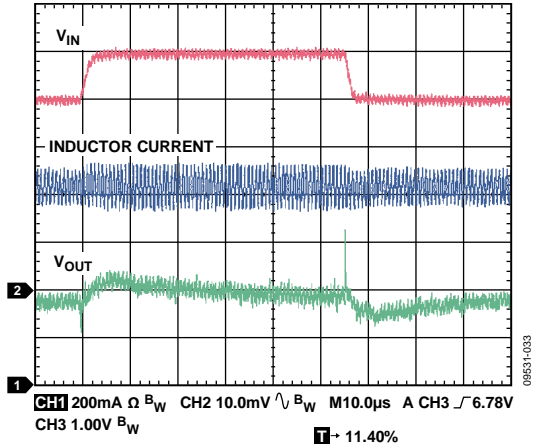


图33. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$, PWM模式, 800 mA, $V_{IN1} = 6\text{ V}$ 至7 V, $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

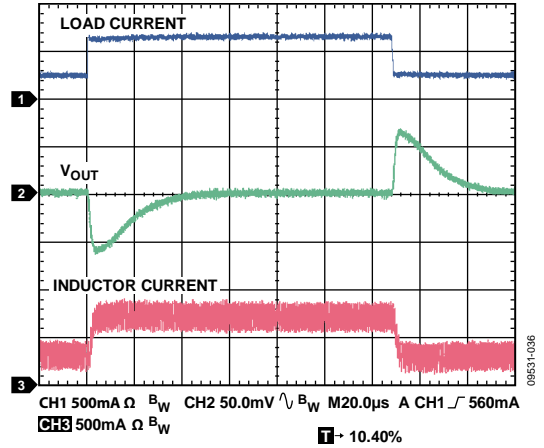


图36. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, 300 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

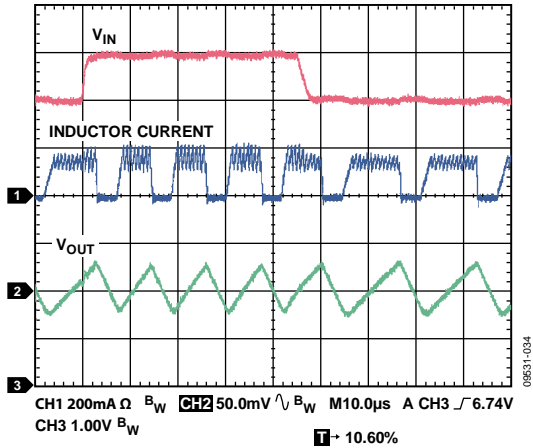


图34. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 5\text{ V}$, PSM模式, 100 mA, $V_{IN1} = 6\text{ V}$ 至7 V, $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

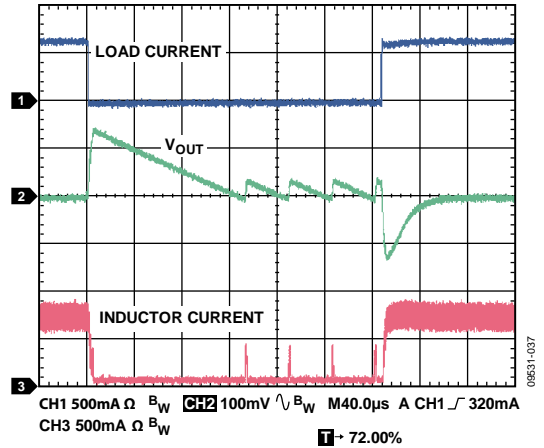


图37. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, 10 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

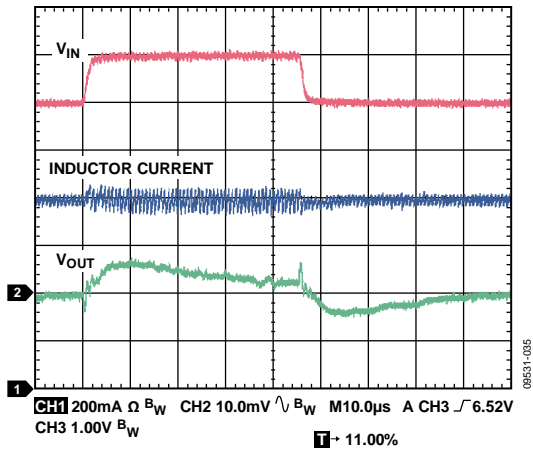


图35. 线路瞬态响应, $V_{OUT} = 5\text{ V}$, PWM模式, 800 mA, $V_{IN1} = 6\text{ V}$ 至7 V, $2\text{ }\mu\text{s}$ 上升时间, $C_{IN} = 3.3\text{ }\mu\text{F}$

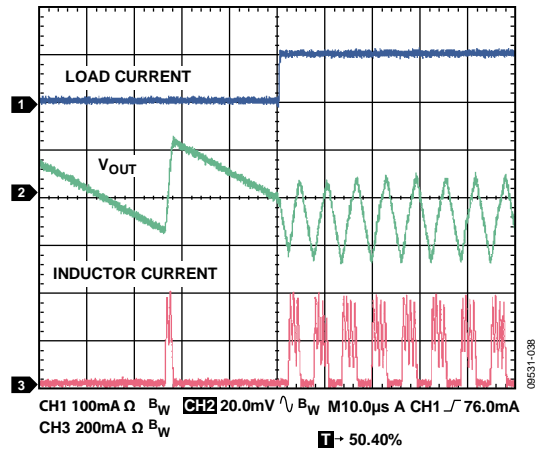


图38. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$, 10 mA至110 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

ADP2370/ADP2371

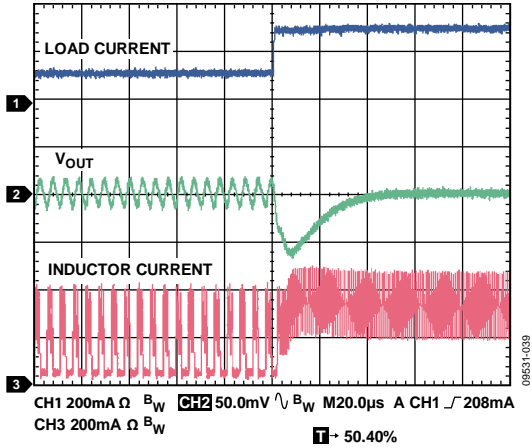


图39. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.8$ V, 100 mA至300 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

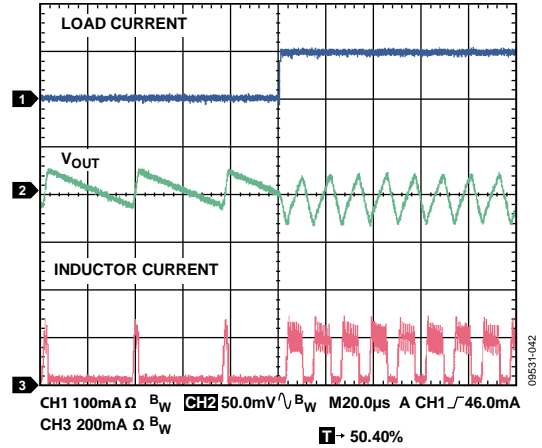


图42. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 3.3$ V, 10 mA至110 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

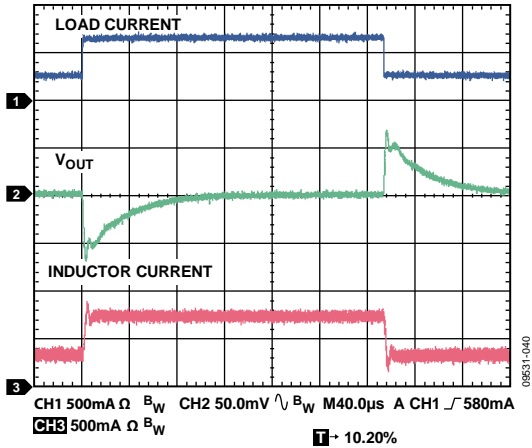


图40. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 3.3$ V, 300 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

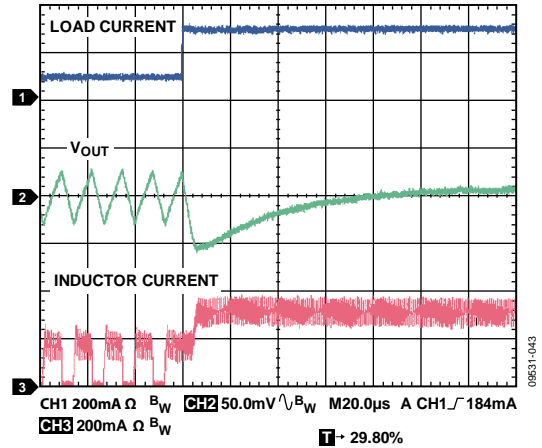


图43. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 3.3$ V, 100 mA至300 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

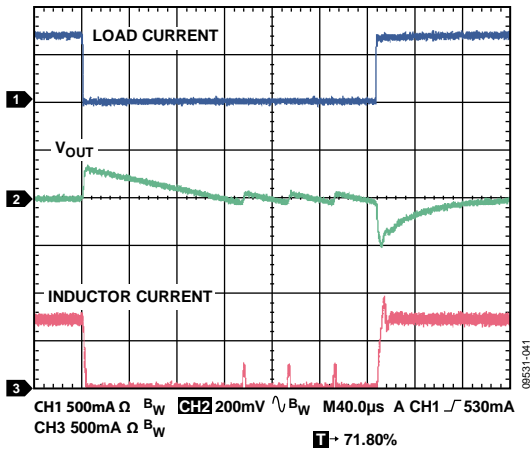


图41. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 3.3$ V, 10 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

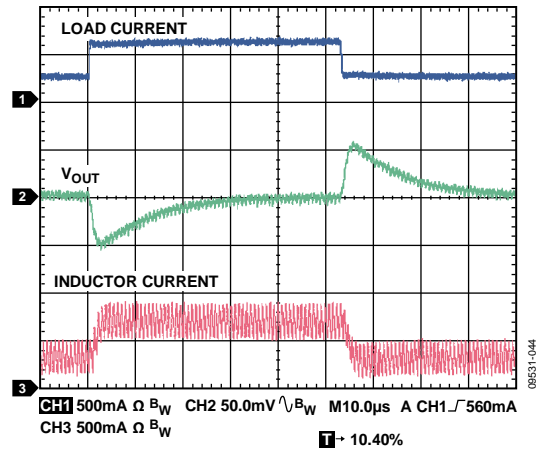


图44. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.2$ V, 300 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 5$ V

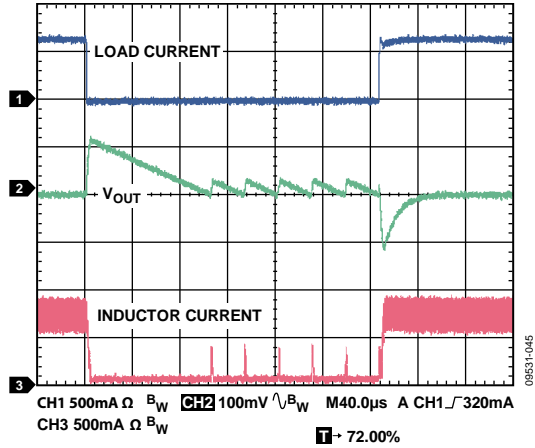


图45. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.2$ V, 10 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 5$ V

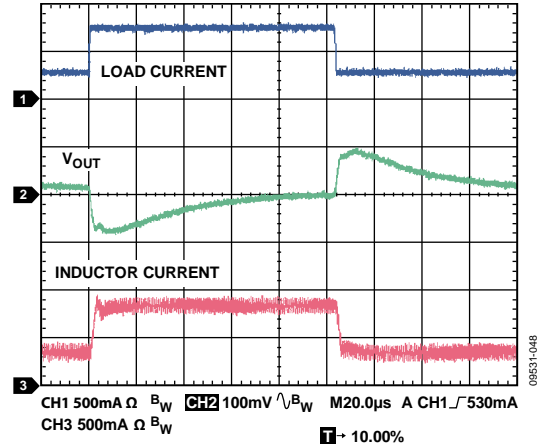


图48. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 5$ V, 300 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 8$ V

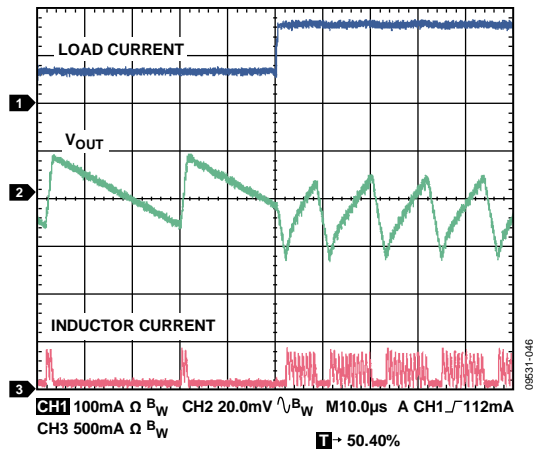


图46. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.2$ V, 10 mA至110 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 5$ V

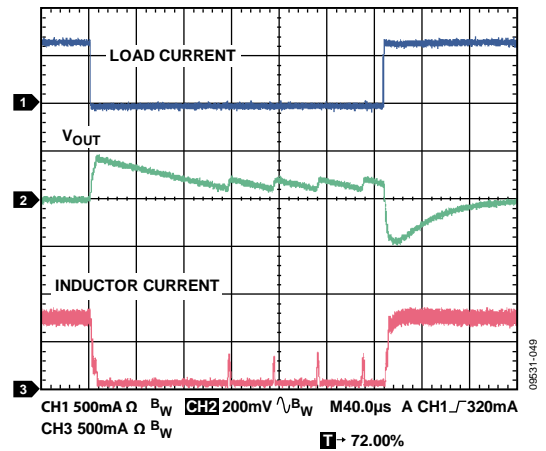


图49. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 5$ V, 1 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 8$ V

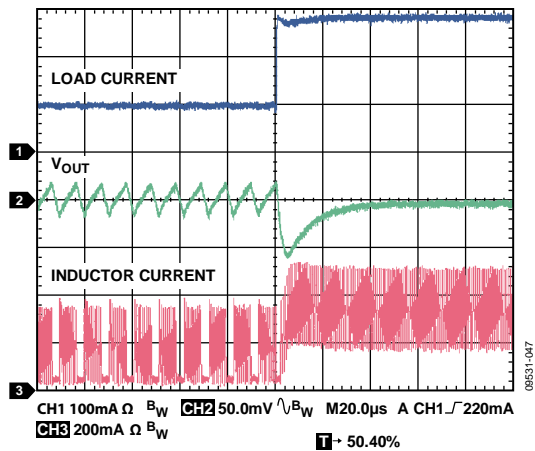


图47. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 1.2$ V, 100 mA至300 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 5$ V

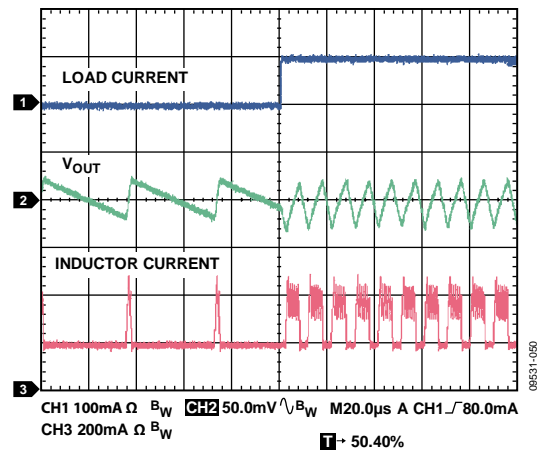


图50. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 5$ V, 10 mA至110 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 8$ V

ADP2370/ADP2371

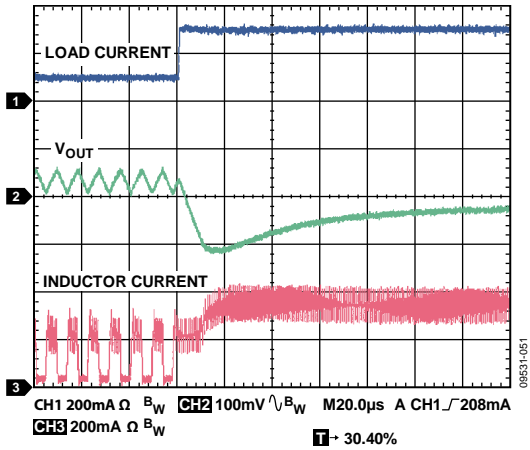


图51. 负载瞬态响应, $V_{OUT} = 5V$, 100 mA至300 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns, $V_{IN} = 8V$

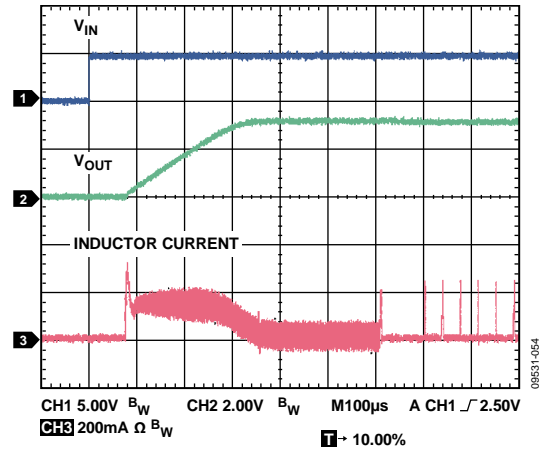


图54. 启动, $V_{OUT} = 3.3V$, 10 mA

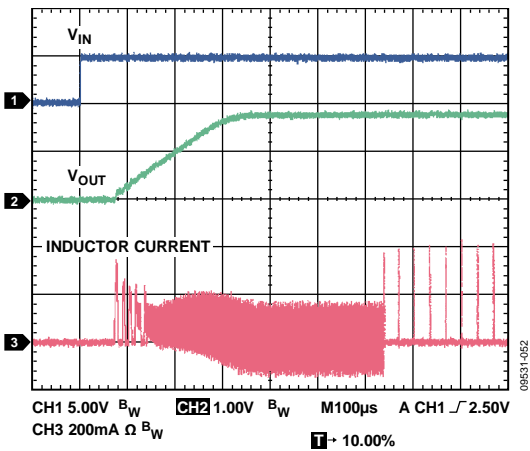


图52. 启动, $V_{OUT} = 1.8V$, 10 mA

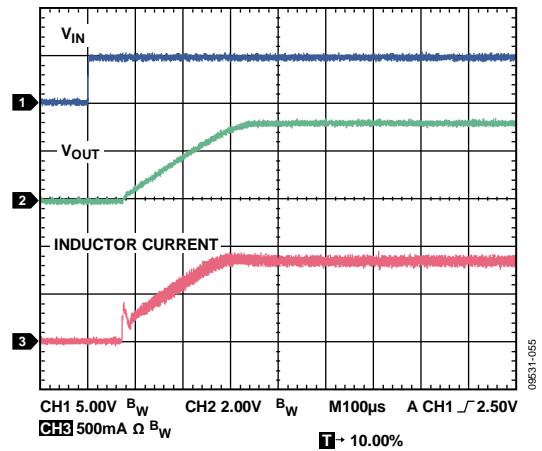


图55. 启动, $V_{OUT} = 3.3V$, 800 mA

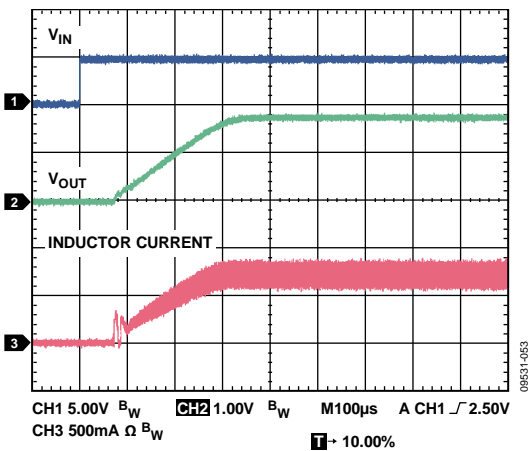


图53. 启动, $V_{OUT} = 1.8V$, 800 mA

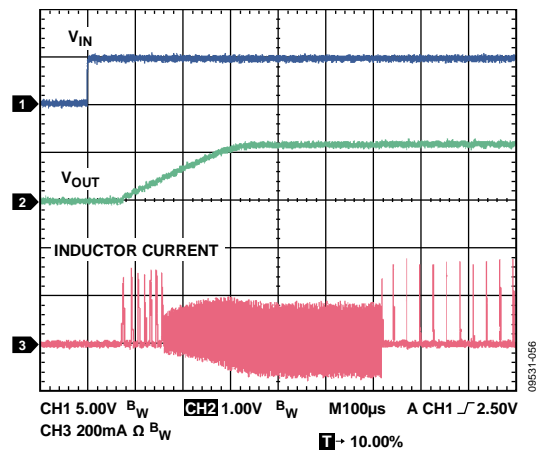


图56. 启动, $V_{OUT} = 1.2V$, 10 mA, $V_{IN} = 5V$

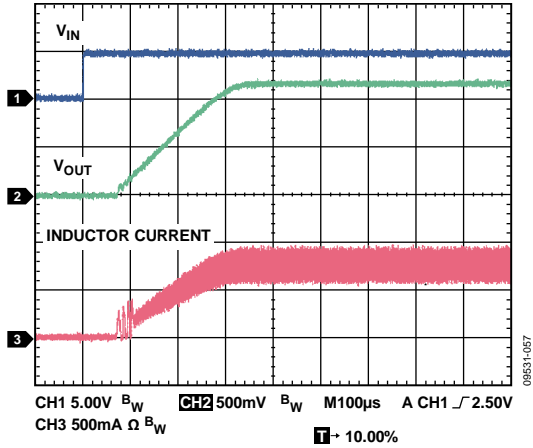


图57. 启动, $V_{OUT} = 1.2V$, 800 mA, $V_{IN} = 5V$

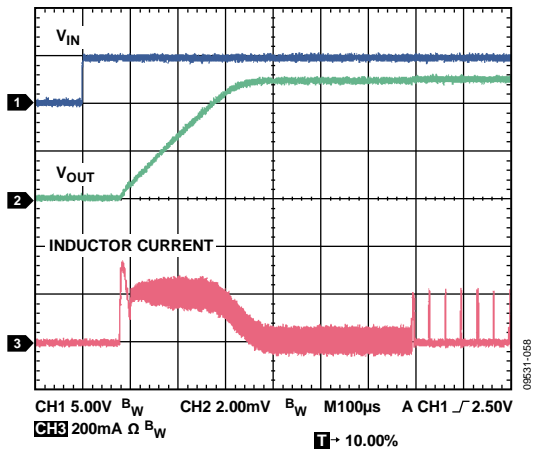


图58. 启动, $V_{OUT} = 5V$, 10 mA, $V_{IN} = 7V$

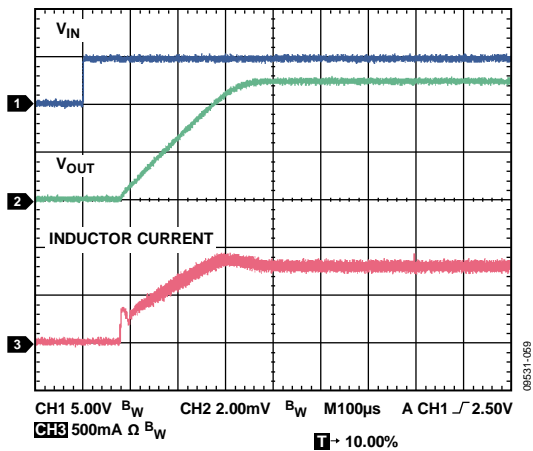


图59. 启动, $V_{OUT} = 5V$, 800 mA, $V_{IN} = 7V$

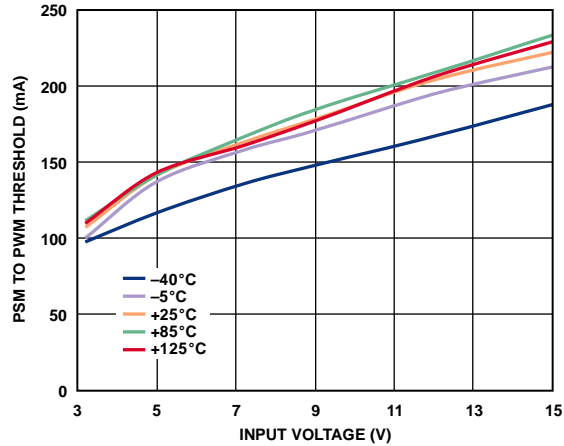


图60. 不同温度下PSM至PWM模式转换与输入电压的关系

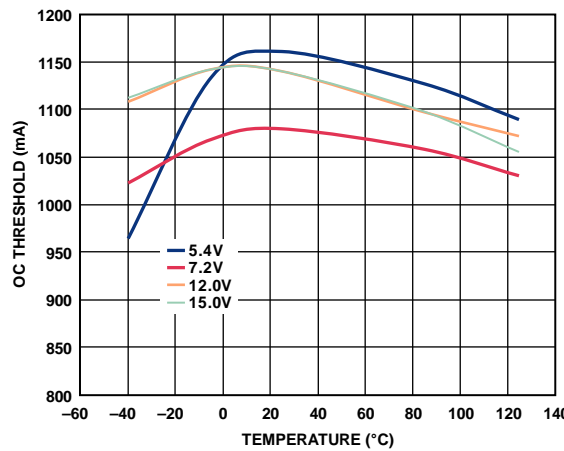


图61. 不同输入电压下过流限值与温度的关系, $V_{OUT} = 5V$

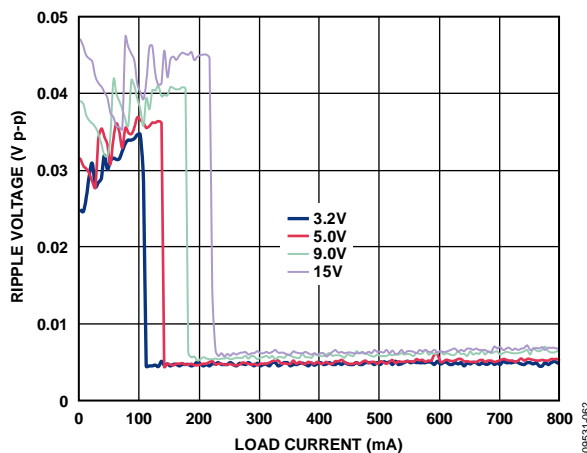


图62. 不同输入电压下输出纹波与负载电流的关系, $V_{OUT} = 1.2V$, 自动模式

ADP2370/ADP2371

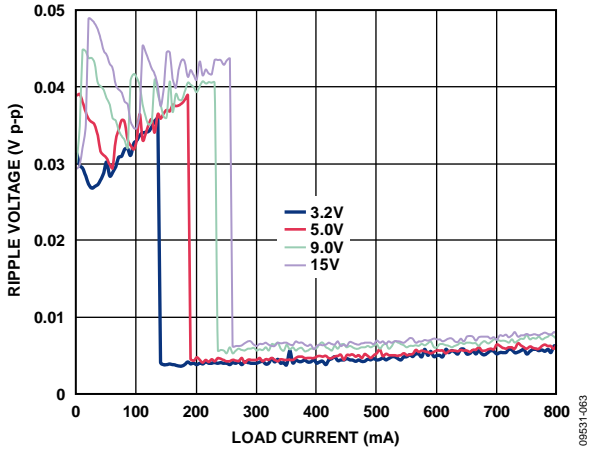


图63. 不同输入电压下输出纹波与负载电流的关系, $V_{OUT} = 1.8V$, 自动模式

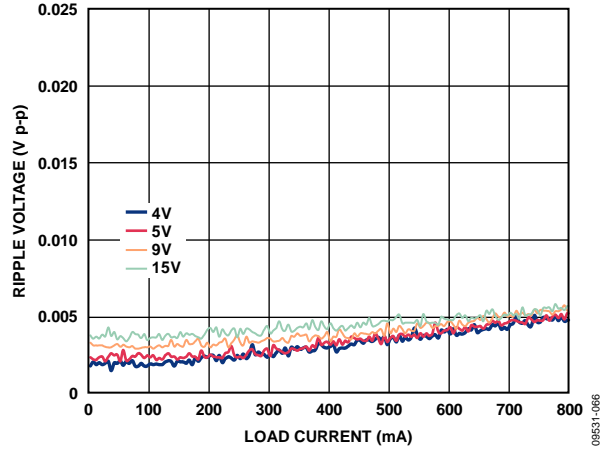


图66. 不同输入电压下输出纹波与负载电流的关系, $V_{OUT} = 3.3V$, 强制PWM模式

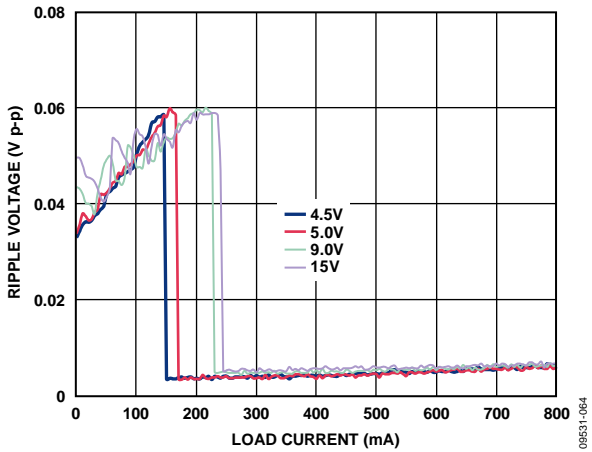


图64. 不同输入电压下输出纹波与负载电流的关系, $V_{OUT} = 3.3V$, 自动模式

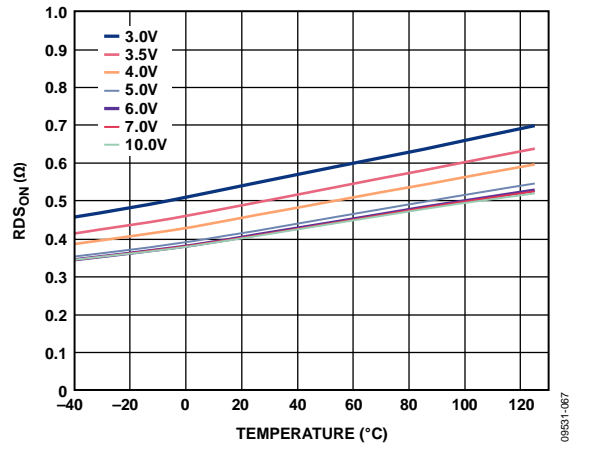


图67. 不同输入电压下PMOS $R_{DS(on)}$ 与温度的关系, 400 mA

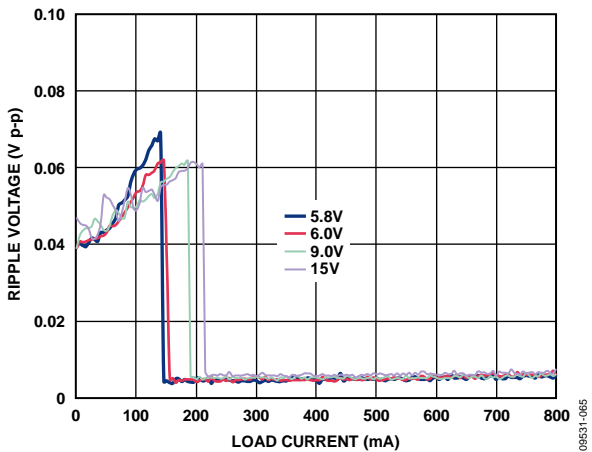


图65. 不同输入电压下输出纹波与负载电流的关系, $V_{OUT} = 5V$, 自动模式

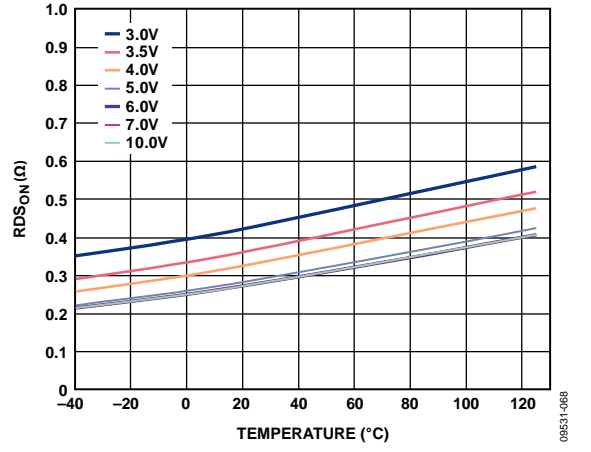


图68. 不同输入电压下NMOS $R_{DS(on)}$ 与温度的关系, 400 mA

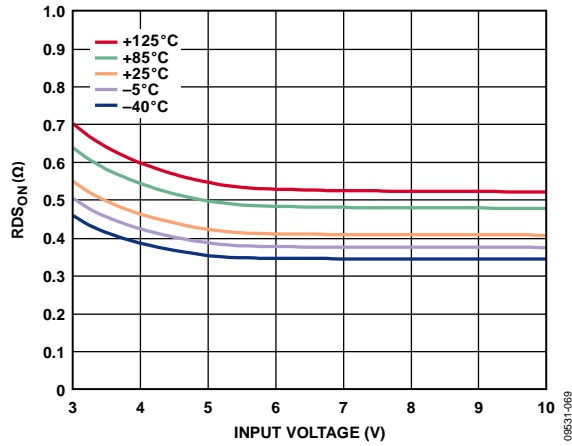


图69. 不同温度下PMOS $R_{DS(on)}$ 与输入电压的关系, 400 mA

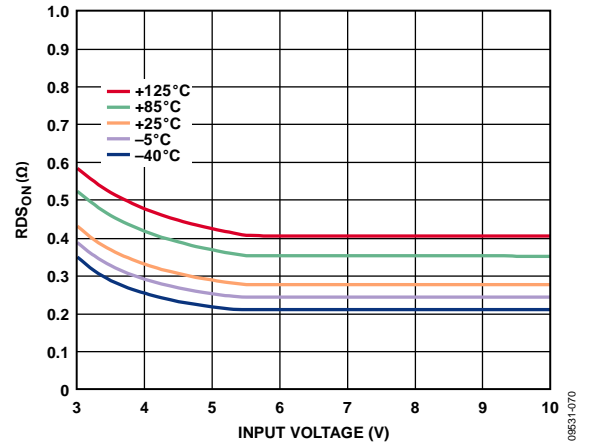


图70. 不同温度下NMOS $R_{DS(on)}$ 与输入电压的关系, 400 mA

工作原理

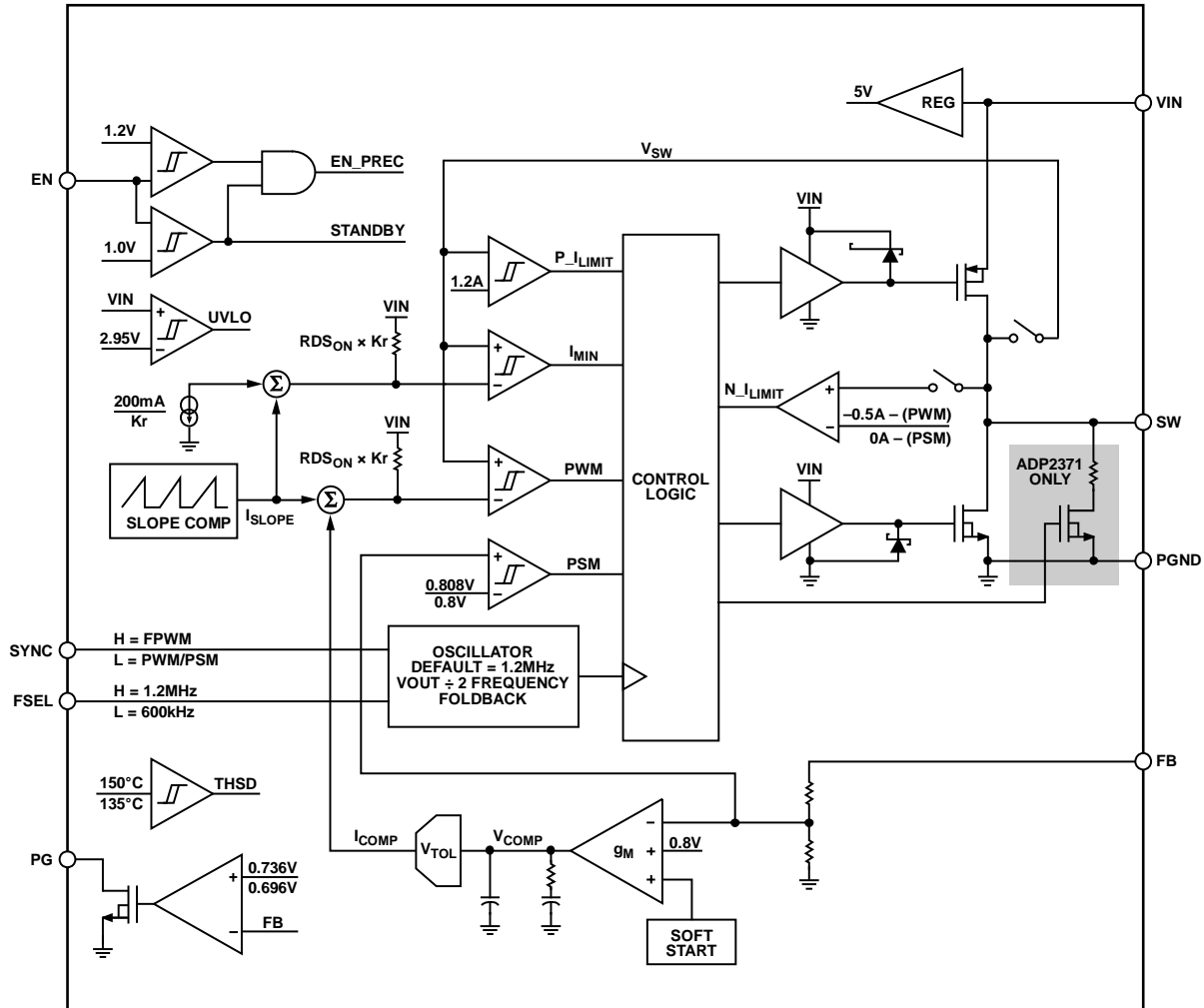


图71. 功能框图

ADP2370/ADP2371采用高速电流模式、恒频PWM控制方案，具有出色的稳定性和瞬态响应。为确保便携式应用的电池寿命最长，ADP2370/ADP2371具有省电模式。在轻载条件下，输出电容根据需要进行充电以维持调节；其它情况下，ADP2370/ADP2371进入休眠模式，静态功耗低至14 μA。这种架构确保PWM与PSM两种模式之间可以平稳转换，并且在轻载时保持高效率。下面介绍这两种工作模式，并详细说明ADP2370/ADP2371的特性。

PWM工作模式

ADP2370/ADP2371 PWM模式是一种固定频率、1.2 MHz典型值、电流模式架构。利用SYNC引脚使调节器与外部时钟频率同步，或者利用FSEL引脚选择600 kHz或1.2 MHz的内部时钟频率。

ADP2370/ADP2371采用恒定斜率补偿方案，电感与输出电压成正比。针对特定输出电压选择电感的公式如下：

$$L = \frac{1.2 \times V_{OUT}}{0.478 \times f_{SW}}$$

有关选择适当电感值的详情，参见“应用信息”部分。

PWM模式的周期工作开始于内部时钟的下降沿。注意，当使用外部时钟时，上升沿同步调节器，下降沿由内部时钟确定，脉宽典型值为25 ns。时钟的下降沿通过接通高端开关而启动周期，在电感中产生一个正di/dt电流。PWM比较器控制高端开关何时断开。比较器的正输入端通过SW节点监控峰值电感电流。

比较器输入电压的负端由电压控制环路减去斜率补偿来设置。当高端开关断开时，低端开关在时钟周期的剩余时间接通。

在PWM/PSM模式下，当电感电流达到0时，低端开关断开，以断续导通(DCC)模式工作。如果SYNC接高电平，迫使器件进入仅PWM模式，则低端开关将保持接通，直到下一个时钟周期或电感电流达到负电流限值。

PSM工作模式

ADP2370/ADP2371能够平稳转换到变频PSM工作模式。针对电感的峰值电流，ADP2370/ADP2371根据输入和输出电压选择最小电流值 I_{MIN} 。 I_{MIN} 值的设计基于推荐的电感值。对于特定输出电压，偏离推荐的电感值会导致PSM到PWM阈值偏移，进而使器件进入DCC模式。

只要所需的峰值电感电流高于 I_{MIN} ，调节器就会一直处于PWM模式。当负载下降时，PSM电路防止峰值电感电流降到PSM峰值电流以下。此电路让调节器向输出滤波器提供多于负载需要的电流，导致输出电压提高，而误差放大器的内部补偿节点输出 V_{COMP} 则降低。

当FB引脚电压升至标称输出电压的1%以上，且 V_{COMP} 节点电压低于预定的PSM阈值电平时，调节器进入休眠模式。在休眠模式下，高端和低端开关以及大部分电路均禁用，确保低静态电流及高效率。

休眠模式期间，输出电容放电到负载，输出电压随之降低。当FB电压达到标称输出电压时，固定频率工作模式启动。当负载要求提高到 I_{MIN} 峰值电流水平以上时， V_{COMP} 节点电压上升，PWM控制环路设置占空比。当器件进入和退出休眠模式时，由于比较器存在延迟，PSM电压纹波大于1%。

图72和图73说明了输出电压和电感电流如何随负载而变化，以及如何进入和退出PSM工作模式。PSM模式下的输出电压纹波约为40 mV p-p，PWM模式下的纹波小于10 mV p-p。

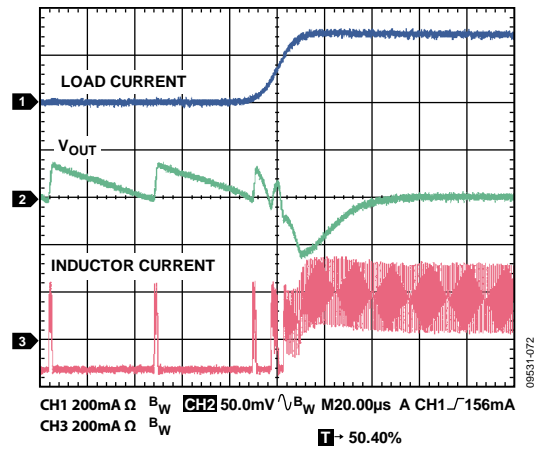


图72. PSM至PWM转换波形， $V_{OUT} = 1.8$ V，10 mA至300 mA负载

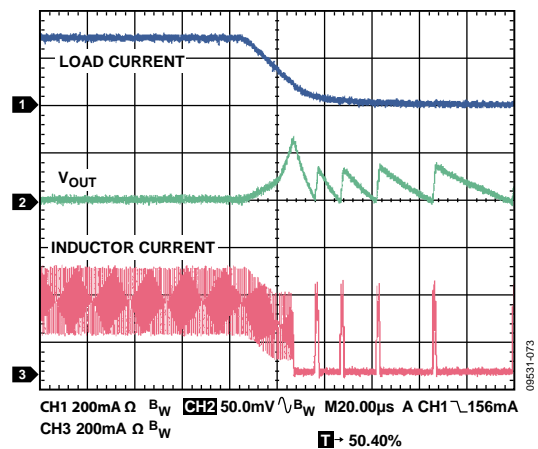


图73. PWM至PSM转换波形， $V_{OUT} = 1.8$ V，300 mA至10 mA负载

特性描述

精密使能

ADP2370/ADP2371的使能电路在关断期间将输入电流降至最小，同时提供一个精确的使能阈值。当使能输入电压低于400 mV时，调节器处于关断模式，电源电流典型值为1.2 μ A。当使能输入电压升至待机使能阈值1.0 V以上时，内部偏置电流和电压变为有效，启动精密使能电路。当EN引脚电压超过精密使能上升阈值1.2 V时，精密使能电路可以进行精密的检测。

强制PWM或PWM/PSM选择

SYNC引脚连接到一个大于1.2 V的电压时，将强制器件永远以PWM模式工作。这意味着，即使输出电流小于PWM/PSM阈值，ADP2370/ADP2371仍然以固定频率工作。在轻载条件下，PWM模式下的效率低于PSM模式。当输出电流降至0以下时，低端NMOS仍然接通，从而防止器件进入断续导通(DCC)模式。

工作期间，将SYNC引脚拉低可以使器件从FPWM模式切换到省电模式。SYNC引脚的灵活配置使得器件可以实现高效率电源管理。

SYNC引脚连接到一个小于0.4 V的电压时，器件可以PWM或PSM模式工作，具体取决于输出电流。只要平均输出电流低于PWM/PSM阈值，ADP2370/ADP2371就会进入PSM工作模式。在PSM模式下，器件以较低的开关频率和最小静态电流工作，从而保持高效率。当输出电流达到0时，低端NMOS开关断开，致使器件以DCC模式工作。

快速输出放电(QOD)功能

ADP2371内置一个输出放电电阻，可在降压调节器禁用时，迫使输出电压变为零。这样，无论降压调节器是否使能，都能够确保其输出始终处于明确已知状态。ADP2370不提供输出放电功能。

短路保护

ADP2370/ADP2371包括频率折返功能，可以防止负载短路时输出电流失控。当反馈引脚处的电压降至0.3 V以下，表明输出端可能发生负载短路时，开关频率降至内部振荡器频率的1/4。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。

欠压闭锁

为防止电池放电，ADP2370/ADP2371集成了欠压闭锁(UVLO)电路。如果输入电压低于UVLO阈值，ADP2370/ADP2371将关断，功率开关和同步整流器也都会关断。一旦输入电压升至UVLO阈值以上，就会开始软启动，并使能器件。

热保护

当ADP2370或ADP2371的结温高于150°C时，热关断保护电路就会关断调节器。极端结温可能由大电流工作、线路板设计差和/或环境温度高等因素造成。保护电路设计有20°C的迟滞，因此发生热关断后，片内温度必须低于130°C，器件才会恢复工作。退出热关断时，开始软启动。

软启动

ADP2370/ADP2371具有内部软启动功能，启动时控制输出电压上升斜坡，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。软启动时间典型值为350 μ s。ADP2370/ADP2371也能启动进入预充电输出电容。如果在输出电容电荷大于0时调用软启动，器件会延迟开关，直至内部软启动电压达到相应的FB电压。此特性防止输出电容在软启动开始时放电。

限流

ADP2370/ADP2371具有保护电路，可以逐周期地限制流过功率开关和同步整流器的电流方向和大小(限值1200 mA)。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。同步整流器的负电流限值防止电感电流反向并流出负载。

在强制连续导通模式下，当开关部分从负载吸入电流时，ADP2370/ADP2371提供的负电流限值可防止电感反向电流过大。在负电流限值条件下，高端和低端开关均被禁用。

100%占空比

ADP2370/ADP2371能够平稳地进入和退出100%占空比。在高端开关闭合的同时，控制环路寻找下一时钟周期。找到时，时钟信号被屏蔽，PMOS保持接通。当输入电压提高时，内部 V_{COMP} 节点降低其输入控制环路的信号，导致器件停止跳过时钟周期并退出100%占空比。

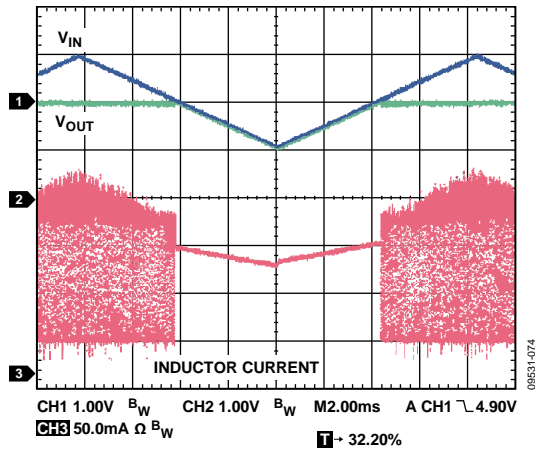


图74. PSM模式下进入和退出100%占空比， $V_{OUT} = 5V$ ，100 mA负载

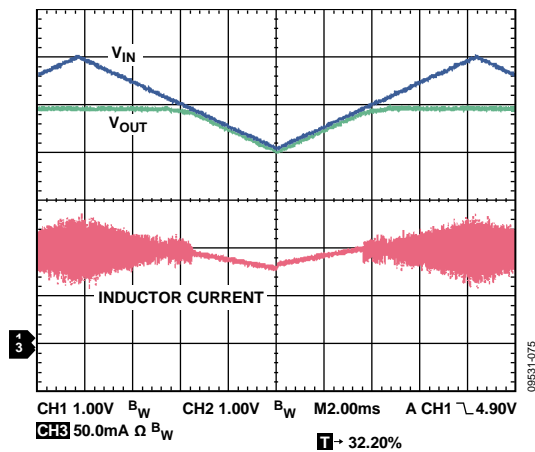


图75. PWM模式下进入和退出100%占空比， $V_{OUT} = 5V$ ，100 mA负载

同步

可以让ADP2370/ADP2371与400 kHz至1.6 MHz频率范围内的外部时钟同步。器件自动检测第一个时钟的上升沿，并与外部时钟同步。当外部时钟信号停止时，器件自动切换到内部时钟并继续工作。

切换发生的条件是：SYNC引脚上未检测到上升沿的时间超过内部时钟的4个时钟周期。因此，如果内部时钟以600 kHz的最高频率工作，延迟时间最大值将是 $6.7 \mu s$ 。在此期间无可用时钟信号，输出停止切换，直至ADP2370电路切换到内部时钟信号。

如果器件同步到外部时钟，PSM模式将被禁用，器件始终处于强制PWM模式。当外部频率在400 kHz到800 kHz范围时，应将FSEL接地；当外部频率在800 kHz到1600 kHz范围时，应将FSEL连接到输入电压。FSEL内置一个下拉电阻，当FSEL不连接时，默认为600 kHz模式。

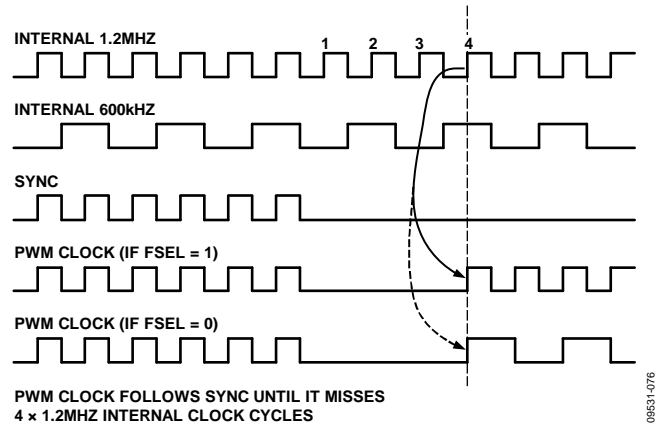


图76. SYNC典型时序

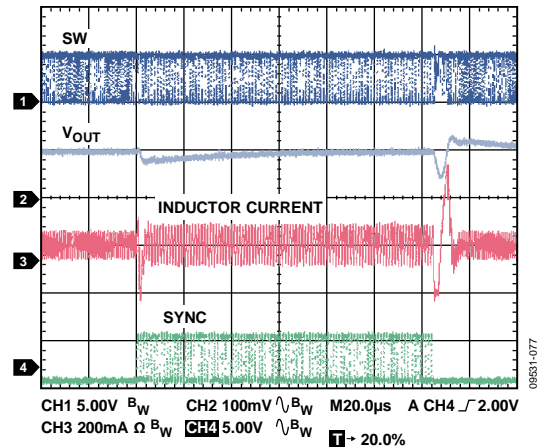


图77. SYNC典型瞬态响应，1.2 MHz至800 kHz至1.2 MHz

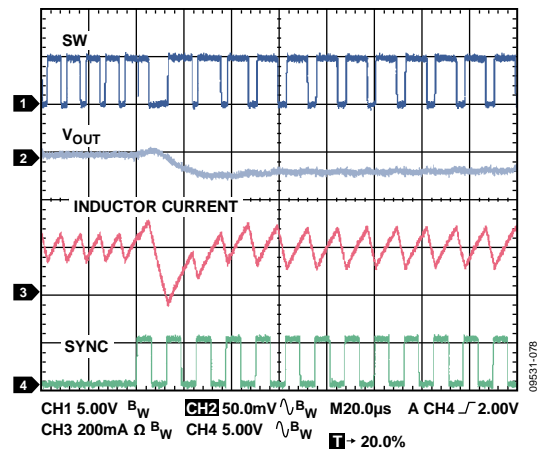


图78. SYNC瞬态响应，1.2 MHz至800 kHz

ADP2370/ADP2371

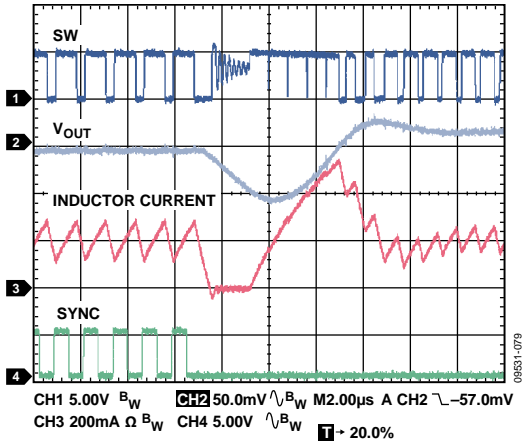


图79. SYNC瞬态响应，800 kHz至1.2 MHz

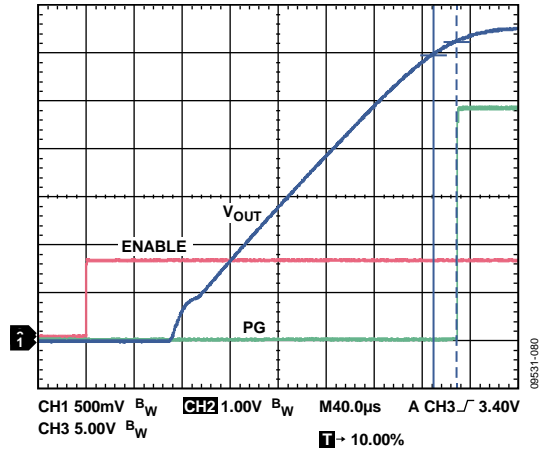


图80. 启动时的典型PG时序

电源良好

ADP2370/ADP2371电源良好(PG)输出指示受监控输出电压的状态。PG为高电平有效开漏输出，需要一个外部上拉电阻，通常由I/O电源轨为该电阻供电，如图1所示。

当检测的输出电压低于标称值的87%时，PG引脚变为低电平。当检测的输出电压升至标称值的92%以上时，PG引脚在 t_{RESET} 后变为高电平。当检测的输出电压高于标称输出电压的92%时，PG引脚保持高电平。

在PWM模式下，典型PG延迟时间为20 μs 。图80显示启动期间的PG典型工作时序。图81显示大负载瞬态导致输出电压略低于PG阈值时的PG工作时序。

如果不使用PG功能，请移除上拉电阻，并让PG引脚断开连接或短接至地。

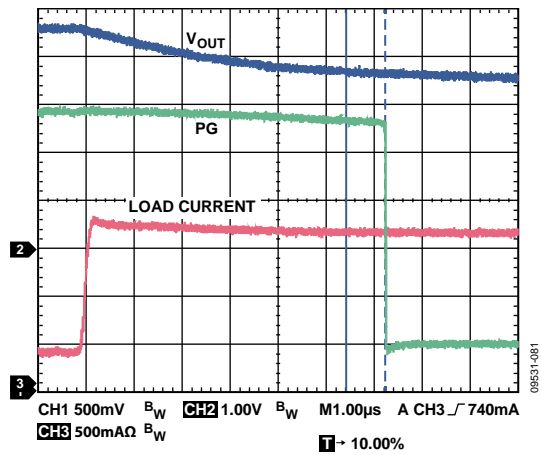


图81. 200 mA至1100 mA负载瞬态下的典型PG时序

应用信息

ADIsimPower设计工具

ADIsimPower™设计工具集支持ADP2370/ADP2371。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。欲了解更多信息并获得ADIsimPower设计工具，请访问www.analog.com/-ADIsimPower。用户也可以通过ADIsimPower工具申请未填充的电路板。

外部元件选择

表6和表7列出了图82所示ADP2370/ADP2371应用电路的外部元件选择。元件的选择取决于输入电压、输出电压和负载电流要求。此外，不同性能参数(如效率和瞬态响应等)之间的权衡也可以通过改变外部元件的选择来实现。

选择电感

ADP2370/ADP2371的高开关频率允许使用小型表贴功率电感。电感值会影响PWM到PSM的转换、效率、输出纹波和电流限值。对于给定的输出电压和开关频率，可以使用以下公式来计算理想电感值(该公式是从电感电流斜率补偿导出)：

$$L = \frac{1.2 \times V_{OUT}}{0.478 \times f_{SW}}$$

纹波电流计算如下：

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

其中：

f_{SW} 为开关频率(单位MHz，典型值1.2 MHz)。

L 为电感值(单位μH)。

所选电感的直流电阻(DCR)值会影响效率；然而，如果减小该值，铁芯和集肤效应均方根(rms)损耗通常会增加。该电感的直流电流额定值最低要求应等于最大负载电流加上电感电流纹波的一半，如下式所示：

$$I_{PK} = I_{LOAD(MAX)} + \left(\frac{\Delta I_L}{2}\right)$$

输出电容

必须使用输出电容来将输出端的电压过冲、电压欠冲和纹波电压降至最低。等效串联电阻(ESR)较低的电容，其产生的输出纹波也较低，因此，应使用X5R等电介质的电容。不要使用Y5V和Z5U电容，因为其电容随温度的变化较大，而且其直流偏置电压也会变化。由于ESR很重要，因此应利用下式来选择电容：

$$ESR_{COUT} \leq \frac{V_{RIPPLE}}{\Delta I_L}$$

其中：

ESR_{COUT} 为所选电容的ESR。

V_{RIPPLE} 为峰峰值输出电压纹波。

通过下式确定输出电容值：

$$C_{OUT} \geq \frac{V_{IN}}{(2\pi \times f_{SW}) \times 2 \times L \times V_{RIPPLE}}$$

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times V_{RIPPLE}}$$

提高输出电容值对稳定性无影响，而且可能会降低输出纹波，增强负载瞬态响应。选择输出电容值时，必须考虑由输出电压直流偏置所引起的电容损耗。

输入电容

必须使用输入电容来降低输入电压纹波、输入纹波电流和源阻抗。输入电容应尽可能靠近VIN引脚放置。为使输入电压纹波最小，强烈建议使用低ESR X7R或X5R型电容。通过下式确定均方根输入电流：

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

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

可调输出电压编程

ADP2370/ADP2371的输出电压可以在0.8 V至12 V的范围内调整。输出电压由两个外部电阻(R2和R3)的比值设置，如图83所示。器件伺服输出，使FB引脚的电压维持在0.8 V(以地为参考)；R2中的电流等于0.8 V/R3加上FB引脚偏置电流。FB引脚的偏置电流(25°C时为10 nA)经R2流入FB引脚。

输出电压通过下式计算：

$$V_{OUT} = 0.8 \text{ V} (1 + R2/R3) + (FB_{LBIAS})(R2)$$

ADP2370/ADP2371

为将FB引脚的偏置电流引起的输出电压误差降至最低，R2的值应维持在250 kΩ以下。例如，当R2和R3都是250 kΩ时，输出电压为1.6 V。假设25°C时FB引脚偏置电流为10 nA（典型值），则FB引脚偏置电流引起的输出电压误差为2.5 mV或0.156%。

注意，在关断模式下，输出关闭，分压器电流为0。

按照“选择电感”、“输出电容”和“输入电容”部分所述选择输出电感和电容，更多信息参见表6。

效率

效率定义是输出功率与输入功率之比。ADP2370/ADP2371的高效率使其具有两项独特的优势。第一，DC-DC转换器封装内的功率损耗极少，进而减少了散热方面的限制。第二，高效率使得给定的输入功率能够产生最大的输出功率，从而延长便携式应用的电池寿命。

功率开关导通损耗

功率开关直流导通损耗是由于输出电流流经具有内部电阻($R_{DS(ON)}$)的P沟道功率开关和N沟道同步整流器而造成的。功率损耗的近似计算公式如下：

$$P_{SW_COND} = (R_{DS(ON)_P} \times D + R_{DS(ON)_N} \times (1-D)) \times I_{OUT}^2$$

其中：

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

功率开关的内部电阻随温度而提高，当输入电压小于5.5 V时也会提高。

电感损耗

电感传导损耗由流经电感的电流引起，电感具有内部阻抗(DCR)。电感尺寸越大，DCR越小，这可以降低电感传导损耗。电感铁损与铁芯材料的导磁率有关。ADP2370/ADP2371属于高开关频率DC-DC调节器，建议使用低铁损、低EMI的屏蔽铁氧体材料。

若要估计电感的功率损耗总量，可使用下式：

$$P_L = DCR \times I_{OUT}^2 + \text{磁芯损耗}$$

开关损耗

开关损耗与驱动器吸取的电流有关，驱动器以开关频率打开和关闭电源器件。每次功率器件栅极打开和关闭时，驱动器就会将一定的电荷从输入电源传输到栅极，再从栅极传输到地。

开关损耗可通过下式估算：

$$P_{SW} = (C_{GATE_P} + C_{GATE_N}) \times V_{IN}^2 \times f_{SW}$$

其中：

C_{GATE_P} 为内部高端开关的栅极电容。

C_{GATE_N} 为内部低端开关的栅极电容。

f_{SW} 为开关频率。

栅极电容的典型值(C_{GATE_P} 和 C_{GATE_N})为150 pF。

转换损耗

转换损耗是由于无法即刻打开或关闭P沟道开关造成的。在SW节点转换的中途，功率开关提供所有电感电流。功率开关的源漏电压为输入电压的一半，由此便产生功率损耗。转换损耗随负载电流和输入电压的提高而提高，每个开关周期发生两次。

转换损耗的估算公式如下：

$$P_{TRAN} = V_{IN}/2 \times I_{OUT} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

其中：

t_R 为SW节点的上升时间。

t_F 为SW节点的下降时间。

上升和下降时间的典型值(t_R 和 t_F)为2 ns。

推荐降压器外部元件

推荐用于ADP2370/ADP2371的外部元件如表6(电感)和表7(电容)所列。

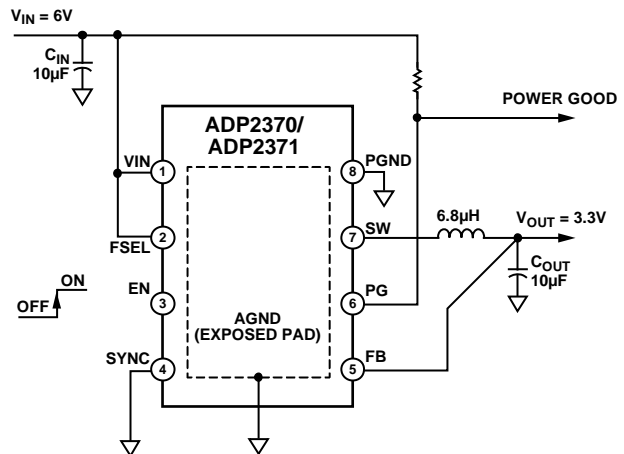


图82. 典型应用，1.2 MHz，固定输出

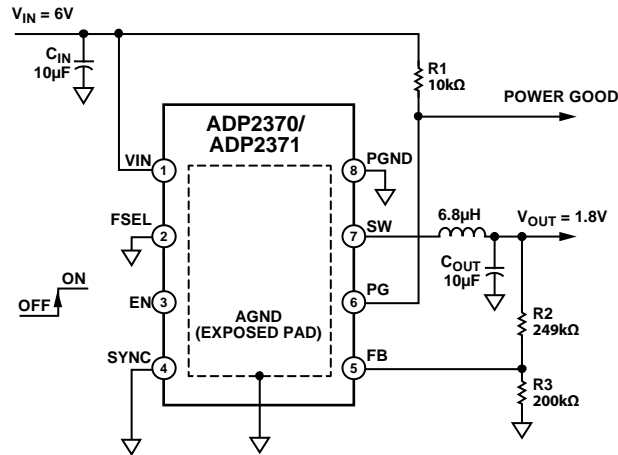


图83. 典型应用, 600 kHz, 可调输出

表6. 电感

供应商	型号	频率	输出电压	理想值(µH)	标准值(µH)	尺寸(mm)	I _{SAT} (A)	DCR (mΩ)
Coilcraft	XFL4020-222ME	1.2 MHz	1.2	2.5	2.2	4 × 4 × 2	4.1	24
Coilcraft	XFL4020-332ME	1.2 MHz	1.5	3.1	3.3	4 × 4 × 2	3.1	38
Coilcraft	XFL4020-332ME	1.2 MHz	1.8	3.8	3.3	4 × 4 × 2	3.1	38
Coilcraft	XFL4020-472ME	1.2 MHz	2.5	5.2	4.7	4 × 4 × 2	2.0	57
Coilcraft	XAL4030-682ME	1.2 MHz	3.0	6.3	6.8	4 × 4 × 3	1.9	74
Coilcraft	XAL4030-682ME	1.2 MHz	3.3	6.9	6.8	4 × 4 × 3	1.9	74
Coilcraft	XAL4040-103ME	1.2 MHz	5	10.5	10	4 × 4 × 4	1.5	92
Coilcraft	LPS6235-183ML	1.2 MHz	9	18.8	18	6 × 6 × 3.5	1.7	14
Coilcraft	XFL4020-472ME	600 kHz	1.2	5.0	4.7	4 × 4 × 2	2.0	57
Coilcraft	XAL4030-682ME	600 kHz	1.5	6.3	6.8	4 × 4 × 3	1.9	74
Coilcraft	XAL4030-682ME	600 kHz	1.8	7.5	6.8	4 × 4 × 3	1.9	74
Coilcraft	XAL4040-103ME	600 kHz	2.5	10.5	10	4 × 4 × 4	1.5	92
Coilcraft	XAL4040-103ME	600 kHz	3.0	12.6	10	4 × 4 × 4	1.5	92
Coilcraft	XAL4040-153ME	600 kHz	3.3	13.8	15	4 × 4 × 4	1.3	120
Coilcraft	LPS6235-223ML	600 kHz	5	20.9	22	6 × 6 × 3.5	1.6	145
Coilcraft	LPS6235-333ML	600 kHz	9	37.7	33	6 × 6 × 3.5	1.3	130

表7. 10 µF电容

供应商	型号	尺寸	电压额定值	位置	输入电压	输出电压
Murata	GRM32ER7YA106KA12	1210	35	输入或输出	<15V	
Murata	GRM32DR61E106KA12	1210	25	输入或输出	<12V	
Murata	GRM31CR61C106KA88	1206	16	输入或输出	<8V	
Murata	GRM32ER7YA106KA12	1210	35	输入或输出		<12V
Murata	GRM32DR61E106KA12	1210	25	输入或输出		<9V
Murata	GRM31CR61C106KA88	1206	16	输入或输出		<7V
Murata	GRM21BR61C106KE15	0805	16	输出		<2.5V

ADP2370/ADP2371

电容选择

输出电容

ADP2370/ADP2371设计采用节省空间的小型陶瓷电容工作，但只要好好考虑有效串联电阻(ESR)值，也可以采用大多数常用电容。输出电容的ESR会影响控制回路的稳定性。为了确保ADP2370/ADP2371稳定工作，推荐使用至少7 μF、ESR为10 mΩ或更小的输出电容。

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ADP2370/ADP2371对大负载电流变化的瞬态响应。图84显示输出电容值为10 μF时的瞬态响应。

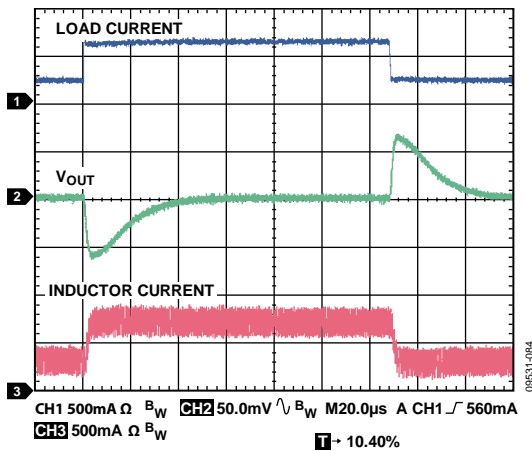


图84. 输出瞬态响应, $V_{OUT2} = 1.8\text{ V}$, $C_{OUT} = 10\text{ }\mu\text{F}$, 300 mA至800 mA, 负载电流上升时间 = 200 ns

输入旁路电容

在VIN至GND之间连接一个10 μF电容可以降低电路对PCB布局布线的敏感性，特别是遇到长输入走线或高信号源阻抗时。如果要求输出电容大于10 μF，可选用更高的输入电容以改善瞬态响应性能。

输入和输出电容特性

ADP2370/ADP2371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。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至25 V的X5R或X7R电介质电容，以实现最佳性能。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。

图85显示了不同尺寸和电压额定值的数个10 μF电容的容值与电压偏置特性的关系。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。

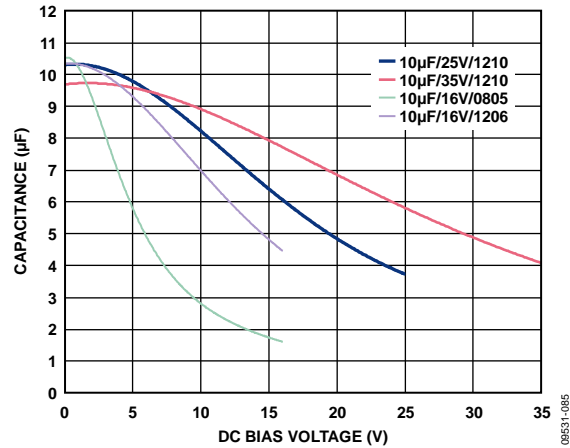


图85. 不同尺寸电容的容值与电压特性的关系

考虑电容随温度、元件容差和电压的变化，可以利用公式1确定最差情况下的电容。

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

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范围内的最差温度系数(TEMPCO)为15%，电容容差(TOL)为10%，10 μF、35 V、1210封装电容 C_{BIAS} 在12 V下为8.53 μF(见图85)。

将这些值代入公式1中可得到：

$$C_{EFF} = 8.53\text{ }\mu\text{F} \times (1 - 0.15) \times (1 - 0.1) = 6.53\text{ }\mu\text{F}$$

因此，在选定输出电压条件下，本例中所选电容满足ADP2370/ADP2371在温度和容差方面的最小电容要求。为了保证ADP2370/ADP2371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。

散热考虑

ADP2370/ADP2371的效率很高，在多数应用中不会产生大量热量。然而，在环境温度高、电源电压与输出电压差很大的应用中，封装散发的热量可能非常大，导致芯片的结温超过最高结温125°C。

当ADP2370/ADP2371的结温高于150°C时，调节器进入热关断状态。只有当结温降至130°C以下时，调节器才会恢复工作，以免IC永久性受损。因此，为了保证器件在所有条件下具有可靠性能，对具体应用进行热分析显然非常重要。芯片的结温为环境温度和功耗引起的封装温度升幅之和，如公式2所示。

为保证器件可靠工作，ADP2370/ADP2371的结温不得超过125°C。为确保结温低于此最高结温，用户需要注意会导致结温变化的参数。这些参数包括环境温度、功率器件的功耗、结与周围空气之间的热阻(θ_{JA})。 θ_{JA} 值取决于所用的封装填充物和将封装GND和EPAD焊接到PCB所用的覆铜数量。表8给出了各种PCB覆铜尺寸的8引脚3 mm × 3 mm LFCSP封装的典型 θ_{JA} 值。

表8. 典型 θ_{JA} 值

覆铜面积(mm ²)	θ_{JA} (°C/W)
25 ¹	162.2
100	124.1
500	68.7
1000	56.5
6400	42.4

¹ 器件焊接在最小尺寸引脚走线上。

ADP2370/ADP2371的结温可通过下式计算：

$$T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA}) \quad (2)$$

其中：

T_A 是环境温度。

P_D 为芯片的总功耗，通过下式计算：

$$P_D = P_{BUCK} = P_{SW} + P_{TRAN} + P_{SW_COND} \quad (3)$$

其中：

P_{SW} 、 P_{TRAN} 和 P_{SW_COND} 的定义见“效率”部分。

针对给定的环境温度和总功耗，为了确保结温不超过125°C，对PCB存在一个最小覆铜尺寸要求。图86至图89显示了不同环境温度、总功耗和PCB覆铜面积的结温计算结果。

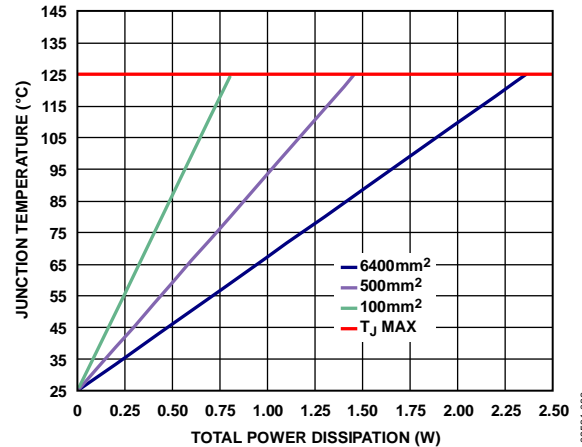


图86. 结温与功耗的关系, $T_A = 25^\circ\text{C}$

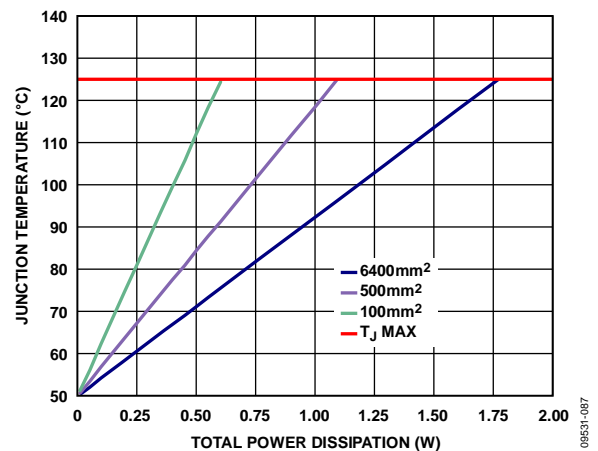


图87. 结温与功耗的关系, $T_A = 50^\circ\text{C}$

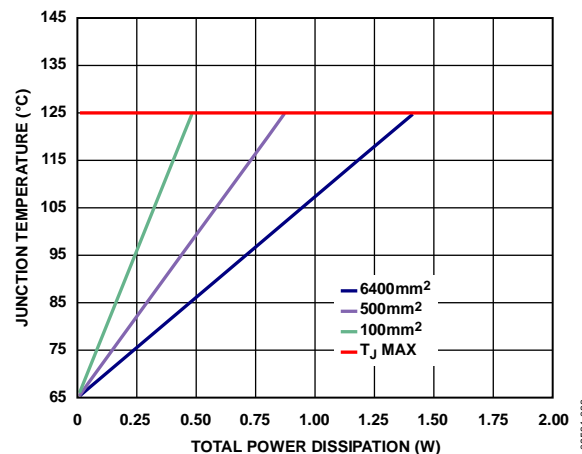


图88. 结温与功耗的关系, $T_A = 65^\circ\text{C}$

ADP2370/ADP2371

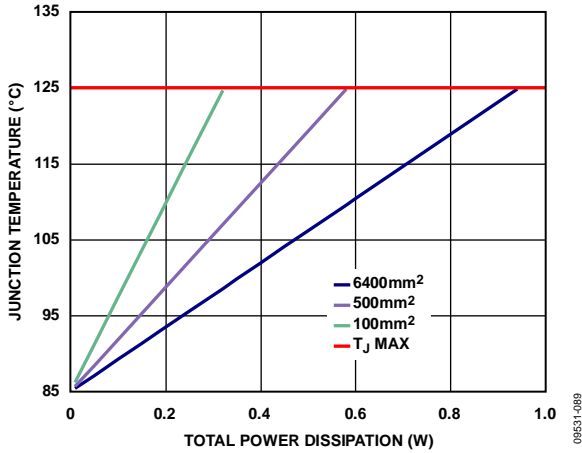


图89. 结温与功耗的关系, $T_A = 85^\circ\text{C}$

在已知板温的情况下, 可以利用热特性参数(Ψ_{JB})来估算结温上升幅度。最高结温(T_J)由板温度(T_B)和功耗(P_D)通过下式计算:

$$T_J = T_B + (P_D \times \Psi_{JB}) \quad (5)$$

8引脚3 mm × 3 mm LFCSP的典型 Ψ_{JB} 值为22.2°C/W。

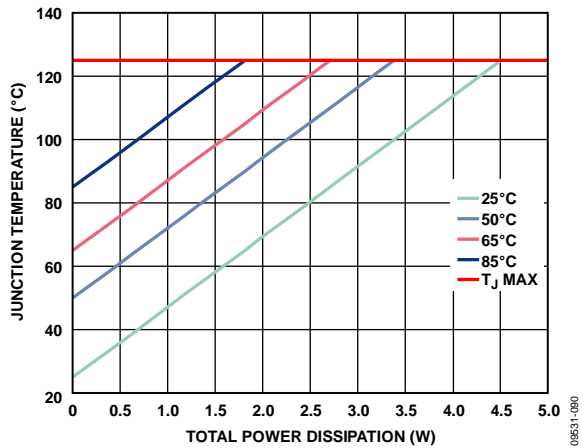


图90. 不同板温下结温与功耗的关系

PCB布局考虑

通过增加ADP2370/ADP2371引脚处的覆铜用量, 可改善封装的散热性能。但是, 如表8所示, 这种增加存在效益递减的现象, 当覆铜量达到某一数量点后, 再继续增加覆铜的用量并不会带来明显的散热效益。

较差的布局会影响ADP2370/ADP2371的性能, 造成电磁干扰(EMI)、电磁兼容性(EMC)差、地跳以及电压损耗, 进而影响稳压调节和稳定性。应运用下列规则来实现良好的PCB布局布线, 确保最佳性能:

- 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时, 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。
- 使用数个过孔接至元件侧接地的接地层, 降低敏感电路节点上的噪声干扰。
- 在板面积受限的应用中, 使用0402或0603尺寸的电容可实现最小尺寸解决方案。

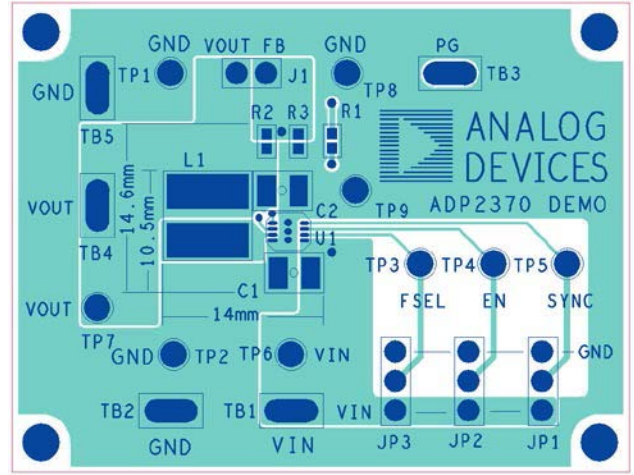


图91. PCB布局布线(顶部)

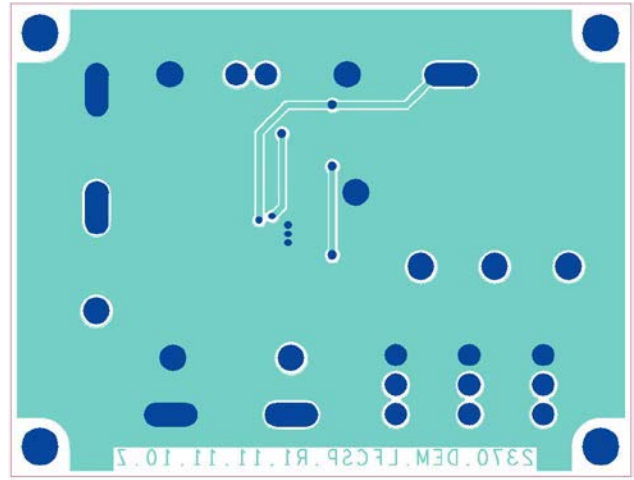
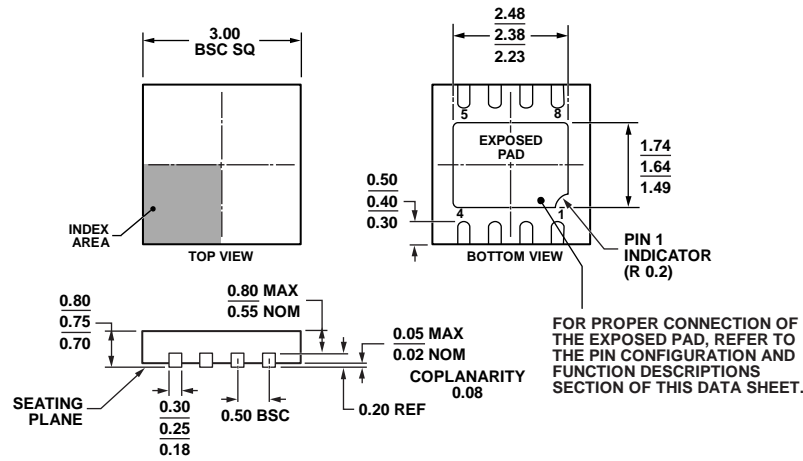


图92. PCB布局布线(底部)

ADP2370/ADP2371

封装和订购信息 外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-229-WEED-4

112008-A

图93. 8引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP_WD]
3 mm × 3 mm超薄体, 双列引脚
(CP-8-5)
图示尺寸单位: mm

订购指南

型号 ¹	降压器输出电压(V)	温度范围	封装描述	封装选项	标识
ADP2370ACPZ-1.2-R7	1.2	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LL4
ADP2370ACPZ-1.5-R7	1.5	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LL5
ADP2370ACPZ-1.8-R7	1.8	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LL6
ADP2370ACPZ-2.5-R7	2.5	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LL7
ADP2370ACPZ-3.0-R7	3.0	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LL8
ADP2370ACPZ-3.3-R7	3.3	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LL9
ADP2370ACPZ-5.0-R7	5.0	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LLB
ADP2370ACPZ-R7	可调	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LGZ
ADP2370ACPZ-R2	可调	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LGZ
ADP2371ACPZ-1.2-R7	1.2(含QOD)	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LLJ
ADP2371ACPZ-1.8-R7	1.8(含QOD)	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LLK
ADP2371ACPZ-3.3-R7	3.3(含QOD)	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LLL
ADP2371ACPZ-R7	可调(含QOD)	-40°C至+125°C	8引脚 LFCSP_WD	CP-8-5	LLM
ADP2370CPZ-REDYKIT			REDYKIT		

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。