

17V输入，6A输出，同步降压转换器 带集成场效应管(FET)，采用3.5mm x 3.5mm SWIFT™系列封装

特点

- 集成的26mΩ / 19mΩ MOSFET
- 分离电源轨：1.6V至17V PVIN引脚输入
- 开关频率从200kHz至1.6MHz
- 同步于外部时钟
- 参考电压为0.8V，温度影响下变化范围为 ±1%
- 仅为2uA的关断静态电流
- 单调启动至预偏执输出
- -40℃至150℃工作时结温范围
- 可调慢启动/电源排序

- 针对过压及欠压的电源良好性输出(Power Good Output)监控
- 可调输入欠压锁定
- 支持SwitcherPro™ 软件工具
- 敬请访问www.ti.com.cn/swift，以获取SWIFT™ 文档及SwitcherPro™ 软件工具

应用

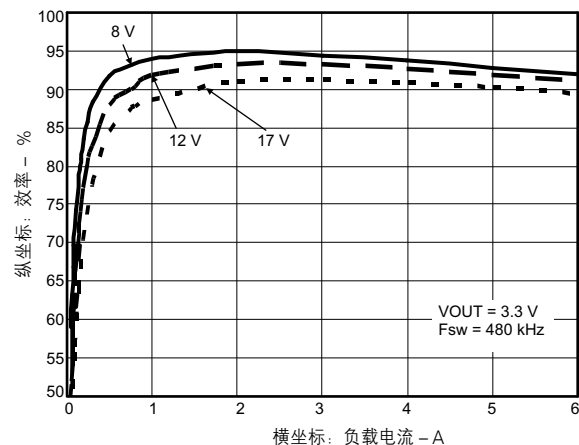
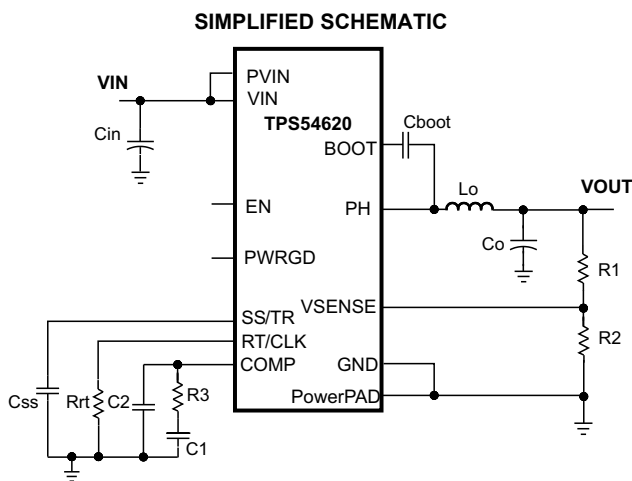
- 高密度分布式电源系统
- 高性能负载点稳压设计
- 宽带，网络及光纤通信基础设施

描述

采用耐热增强型3.5mm x 3.5mm QFN封装的TPS54620，是一个功能齐全的17V、6A的同步降压转换器，专门针对高效率、集成了高边/低边MOSFET开关的小型化设计进行了优化。通过电流模式控制减少元件数量，以及通过选择更高的开关频率来减少电感器的占用面积，从而更进一步的节省了空间。

输出的电压启动斜线上升受控于SS/TR引脚，其操作既支持独立电源供电模式又支持跟踪模式。通过正确的配置使能(Enable)引脚及开漏电源良好(open drain power good)引脚，能够实现电源排序。

高边场效应管的逐周期电流限制，能在过载情况下保护器件不受损害；而用以防止电流失控的低边源电流(source current)限制，又增强了高边场效应管的逐周期电流限制。还有一个低边吸收电流(sinking current)限制，能够关闭低边MOSFET，以防止过多的反向电流流入。当核心温度(die temperature)升至过高时，热关断电路(thermal shutdown)将关闭该部分。



请注意，关于德州仪器半导体产品的可用性、标准质保期和关键应用的重要通知以及免责声明，将出现在本数据手册的末尾部分。

SWIFT, PowerPAD是德州仪器的注册商标。

生产数据信息与出版日期一样，都是近期的。产品符合德州仪器标准质保服务每一条的规定。产品的生产过程不可能包括测试所有的参数。

版权所有：德州仪器 © 2009



这些器件仅具有有限的内置ESD保护。当存放或对其进行操作时，引线应短接在一起或将器件放置在导电泡沫中，以防止静电对MOS管门电路的破坏。

订购须知⁽¹⁾

T_J	封装类型	元件编号 ⁽²⁾
-40°C 至 150°C	145引脚QFN封装	TPS54620RGY

- (1) 如想获得最新的封装及订购信息，请参见本文档末尾部分的封装选择增编，或访问TI网站：www.ti.com.cn。
 (2) 我们也提供可捆扎与卷绕(taped and reeled)的RGY封装，以器件类型后面所添加的字母R后缀作为标识（例如，TPS54620RGYR）。详情请参见数据手册应用部分的布置信息。

绝对最大额定值⁽¹⁾

在工作温度范围（除非另有说明）		VALUE	UNIT
输入电压	VIN	-0.3 to 20	V
	PVIN	-0.3 to 20	V
	EN	-0.3 to 3	V
	BOOT	-0.3 to 27	V
	VSENSE	-0.3 to 3	V
	COMP	-0.3 to 3	V
	PWRGD	-0.3 to 6	V
	SS/TR	-0.3 to 3	V
	RT/CLK	-0.3 to 6	V
输出电压	BOOT-PH	0 to 7	V
	PH	-1 to 20	V
	PH 10ns Transient	-3 to 20	V
Vdiff (PowerPAD的GND)		-0.2 to 0.2	V
源电流	RT/CLK	±100	µA
	PH	Current Limit	A
吸收电流	PH	Current Limit	A
	PVIN	Current Limit	A
	COMP	±200	µA
	PWRGD	-0.1 to 5	mA
静电放电（HBM模式） QSS 009-105 (JESD22 - A114A)		2	kV
静电放电（CDM模式） QSS 009-147 (JESD22-C101B.01)		500	V
工作时结温范围		-40 to 150	°C
贮藏温度范围		-65 to 150	°C

- (1) 注意：一旦超过所列出的绝对最大额定值，将有可能对器件造成永久性损坏。所列出的数据仅仅是需要强调额定值，而在这些条件下或者超出了必要的推荐运行条件的任何其它条件下，器件的功能性运行情况则没有明确说明。如果长期工作在绝对最大额定值的条件下，可能会对器件的可靠性产生影响。

封装功耗值(PACKAGE DISSIPATION RATINGS) ^{(1) (2) (3)}

封装类型	热阻抗 结到环境	Ψ_{JT} 热特性 结到顶层
RGY	32°C/W	5°C /W

- (1) 最大功耗值会受到过流保护的限制
- (2) 在特定的环境温度 T_A 下，额定功率由150°C的结温度所决定。正是从这一点开始，畸变将大幅增加。对于PCB的热处理应努力将结温保持在150°C或以下，以获得最佳性能和长期的可靠性。如需更多信息，敬请参见本数据手册应用部分中的功耗估计。
- (3) 测试板条件：
- 2.5英寸 × 2.5英寸，4层，厚度：0.062英寸
 - 2盎司铜迹线，位于上层PCB板
 - 2盎司铜面参考地，在内部的2层及底层
 - 4热通道，位于器件封装的下面

电气特性
 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C ， $V_{IN} = 4.5\text{V}$ 至 17V ， $PV_{IN} = 1.6\text{V}$ 至 17V （除非另有说明）

描述	条件	MIN	TYP	MAX	UNIT
供电电压 (VIN及PVIN引脚)					
PVIN输入工作电压		1.6		17	V
VIN输入工作电压		4.5		17	V
VIN内部UVLO门限	VIN上升		4.0	4.5	V
VIN内部UVLO磁滞			150		mV
VIN过热保护电流	EN = 0V		2	5	μA
VIN运行—非开关电源电流	VSENSE = 810 mV		600	800	μA
使能及UVLO (EN引脚)					
使能门限	上升		1.21	1.26	V
使能门限	下落	1.10	1.17		
输入电流	EN = 1.1 V		1.15		μA
磁滞电流	EN = 1.3 V		3.4		μA
参考电压					
参考电压	0 A ≤ I _{out} ≤ 6 A	0.792	0.800	0.808	V
MOSFET					
高边开关电阻	BOOT-PH = 3 V		32	60	m Ω
高边开关电阻(1)	BOOT-PH = 6 V		26	40	m Ω
低边开关电阻(1)	VIN = 12 V		19	30	m Ω
误差信号放大器					
误差信号放大器跨导(gm)	-2 μA < I _{COMP} < 2 μA , V _(COMP) = 1 V		1300		μMhos
误差信号放大器直流增益	VSENSE = 0.8 V	1000	3100		V/V
误差信号放大器拉电流/灌电流	V _(COMP) = 1 V, 100 mV输入过载		± 110		μA
启动开关门限			0.25		V
COMP至I _{switch} 跨导			16		A/V
电流限制					
高边开关电流限制门限		8	11		A
低边开关拉电流限制		7	10		A
低边开关灌电流限制			2.3		A

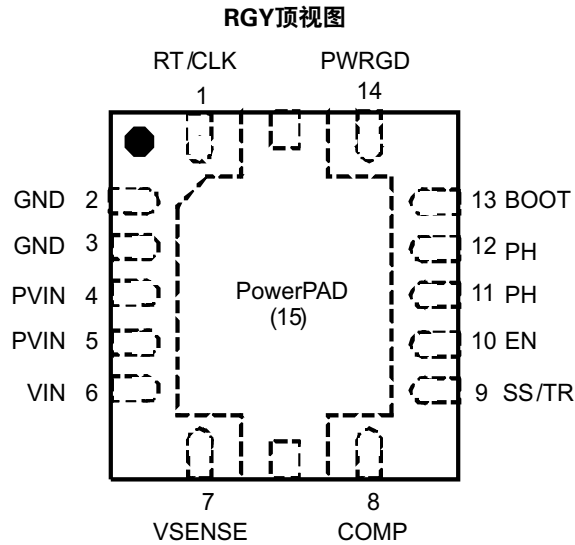
(1) 在管脚处测量得到

电气特性 (续)
 $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C , $V_{IN} = 4.5\text{V}$ 至 17V , $PV_{IN} = 1.6\text{V}$ 至 17V (除非另有说明)

描述	条件	MIN	TYP	MAX	UNIT
热关断					
热关断		160	175		$^{\circ}\text{C}$
热关断磁滞			10		$^{\circ}\text{C}$
时基电阻及外部时钟 (RT/CLK引脚)					
最小开关频率	$R_{rt} = 240\text{ k}\Omega$ (1%)	180	200	220	kHz
开关频率	$R_{rt} = 100\text{ k}\Omega$ (1%)	400	480	560	kHz
最大开关频率	$R_{rt} = 29\text{ k}\Omega$ (1%)	1440	1600	1760	kHz
最小脉冲宽度			20		ns
RT/CLK高电平门限				2	V
RT/CLK低电平门限		0.8			V
RT/CLK下降沿至PH上升沿的延时	当RT电阻串联连接、频率为500kHz时测量得到		66		ns
开关频率范围 (RT模式设定点及PLL模式)		200		1600	kHz
PH (PH引脚)					
最小开通时间	温度为 25°C 、 $I_{PH} = 2\text{A}$ 、 V_{IN} 从90%至90%时测量得到		94	135	ns
最小关闭时间	$BOOT-PH \leq 3\text{V}$		0		ns
BOOT (BOOT引脚)					
BOOT-PH UVLO			2.1	3	V
慢启动及跟踪 (SS/TR引脚)					
SS充电电流			2.3		μA
SS/TR与VSENSE的匹配	$V(SS/TR) = 0.4\text{V}$		29	60	mV
电源良好性 (PWRGD引脚)					
VSENSE门限	VSENSE下降沿 (出错)		91		% Vref
	VSENSE上升沿 (良好)		94		% Vref
	VSENSE上升沿 (出错)		109		% Vref
	VSENSE下降沿 (良好)		106		% Vref
输出高漏泄	$V_{SENSE} = V_{ref}$, $V(PWRGD) = 5.5\text{V}$		30	100	nA
输出低漏泄	$I(PWRGD) = 2\text{mA}$			0.3	V
有效输出时VIN的最小值	$100\text{ }\mu\text{A}$ 时 $V(PWRGD) < 0.5\text{V}$		0.6	1	V
对于PWRGD的最小SS/TR电压值				1.4	V

器件信息

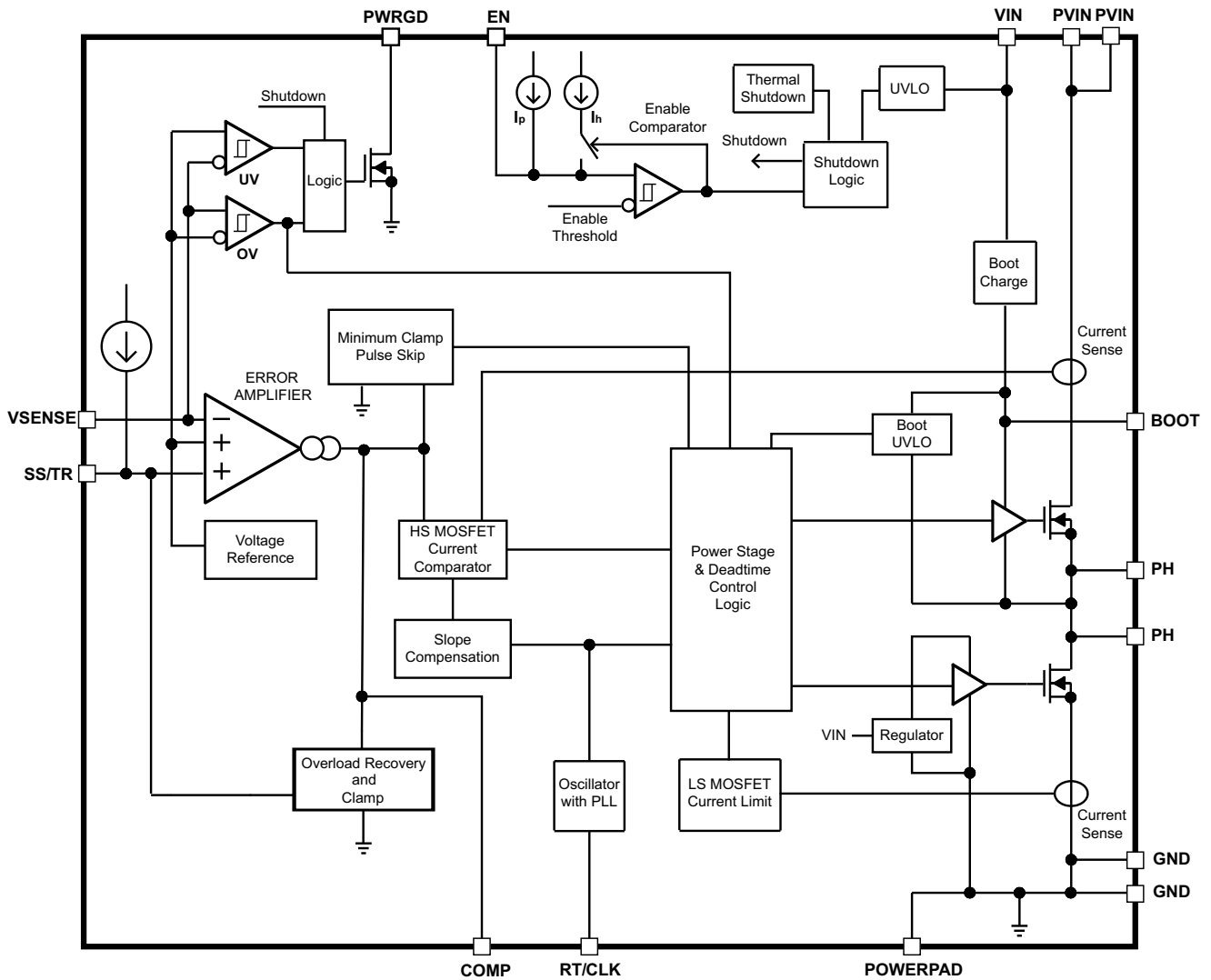
引脚分配



引脚功能

引脚		描述
名称	编号	
RT/CLK	1	自动在RT模式与CLK模式间进行选择。通过一个外部的时基电阻可对器件的开关频率进行调整；在CLK模式下，器件将同步于一个外部时钟。
GND	2, 3	控制电路与低边MOSFET电路的回路。
PVIN	4, 5	电源输入。为转换器的电源开关供电。
VIN	6	为转换器的控制电路供电。
VSENSE	7	gm误差信号放大器的倒向输入。
COMP	8	误差信号放大器的输出，同时也是输出开关电流比较电路的输入。可将频率补偿电路连接至该引脚。
SS/TR	9	慢启动及跟踪。通过一个连接至该引脚的外部电容设置内部参考电压的上升时间。该引脚上的电压优先于内部参考电压，它能够被跟踪及排序。
EN	10	使能引脚。浮动使能。通过两个电阻器调节输入欠压锁定。
PH	11, 12	开关节点。
BOOT	13	在BOOT与PH之间需要一个自举电容器。该导线上的电压为高边MOSFET的触发驱动电压。
PWRGD	14	电源良好性判断引脚。由于热关断、压差、过压、使能关断或处于慢启动状态时导致的输出电压为低电平时，该引脚也为低电平。
PowerPAD	15	封装的散热焊盘及信号地。它必须以正确的方式进行焊接。

原理框图



典型特征

特性曲线

高边Rdson与温度关系曲线

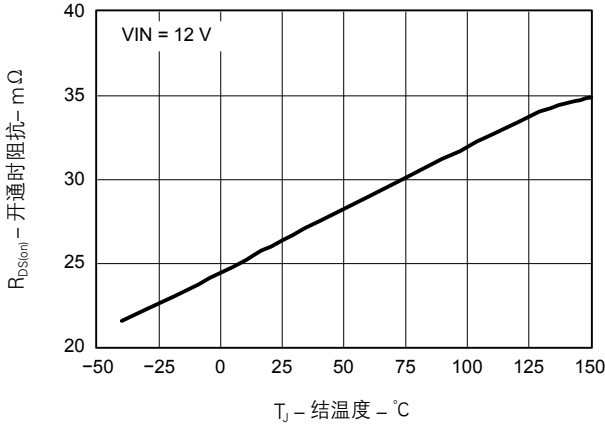


图1

低边Rdson与温度关系曲线

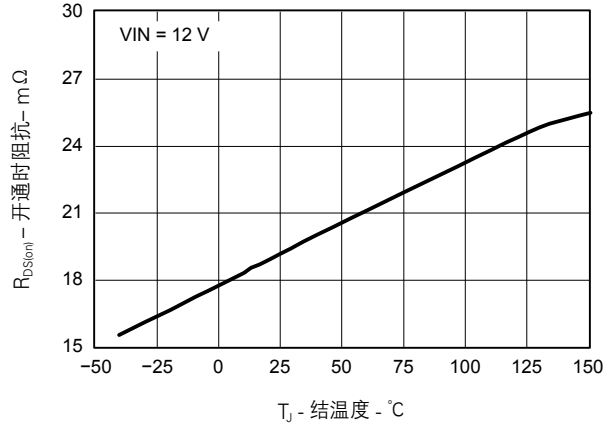


图2

参考电压与温度关系曲线

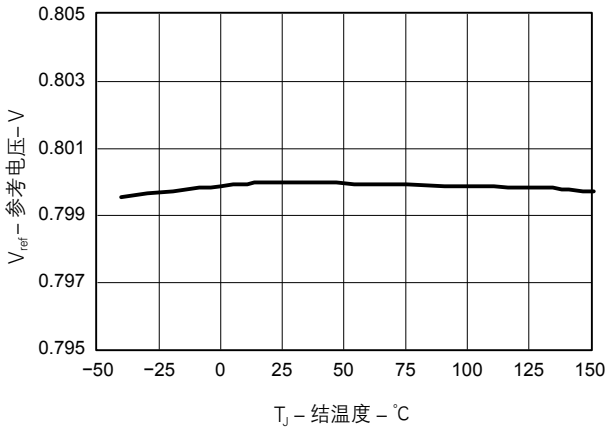


图3

振荡器频率与温度关系曲线

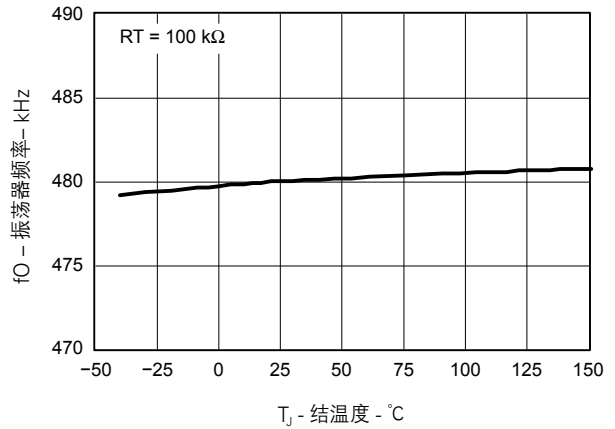


图4

关断静态电流与输入电压关系曲线

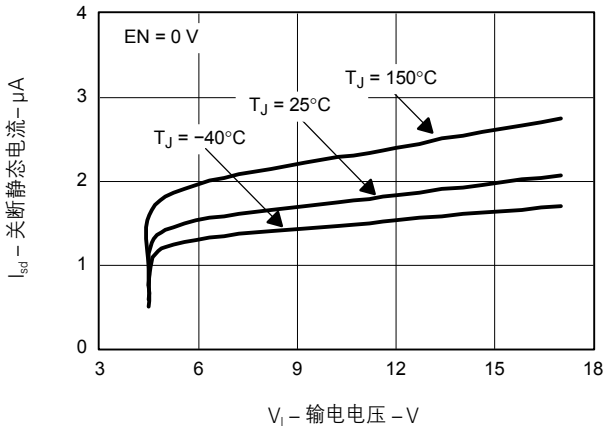


图5

引脚磁滞电流与温度关系曲线

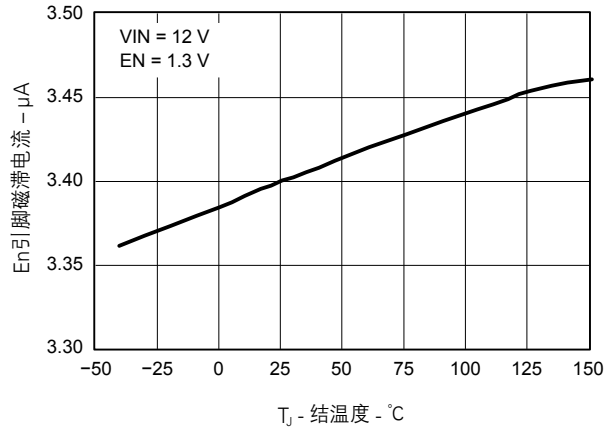


图6

典型特征 (续)

引脚上拉电流与温度关系曲线

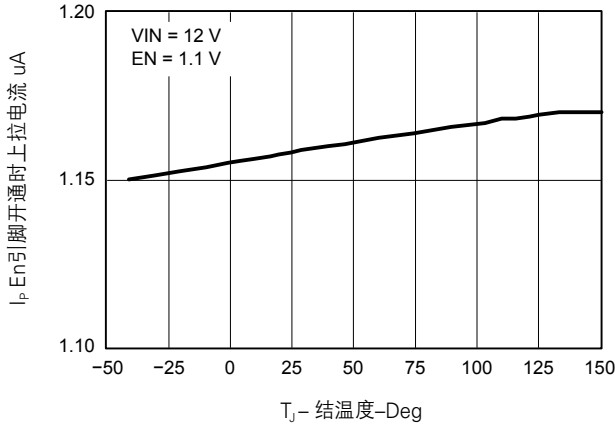


图7

引脚UVLO门限值与温度关系曲线

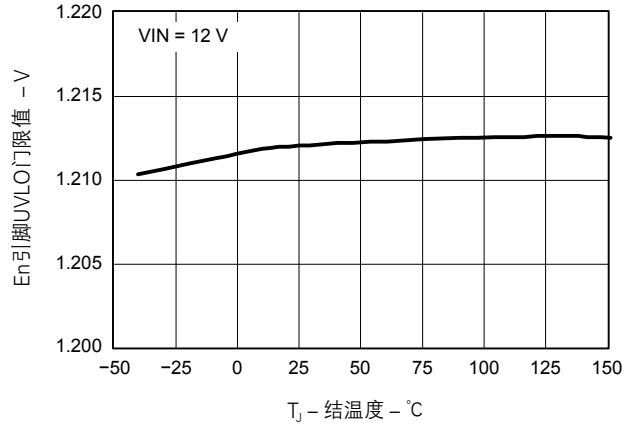


图8

非转换时工作静态电流(VIN)与输入电压关系曲线

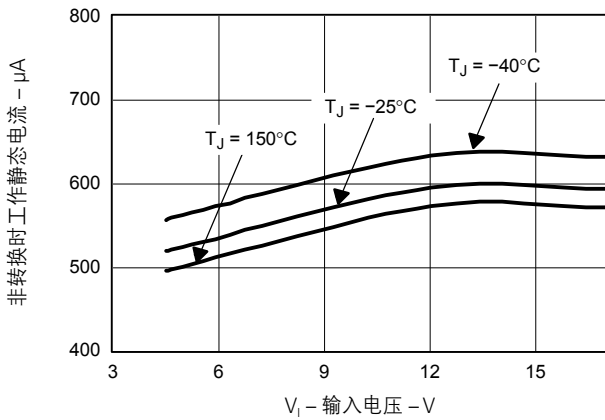


图9

慢启动充电电流与温度关系曲线

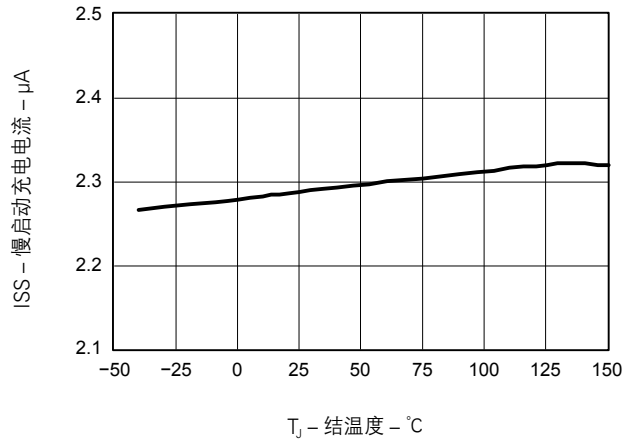


图10

(SS/TR - VSENSE) 偏置电压与温度关系曲线

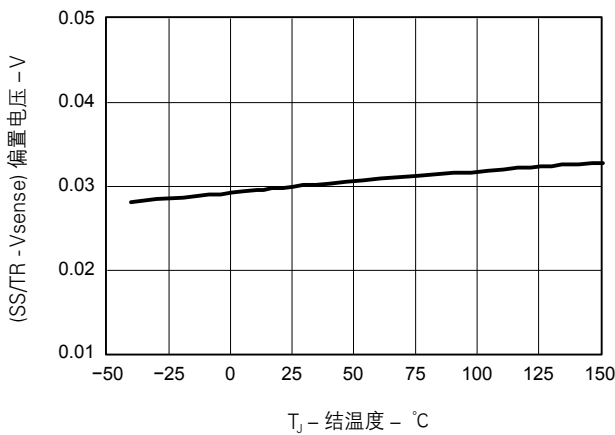


图11

PWRGD门限值与温度关系曲线

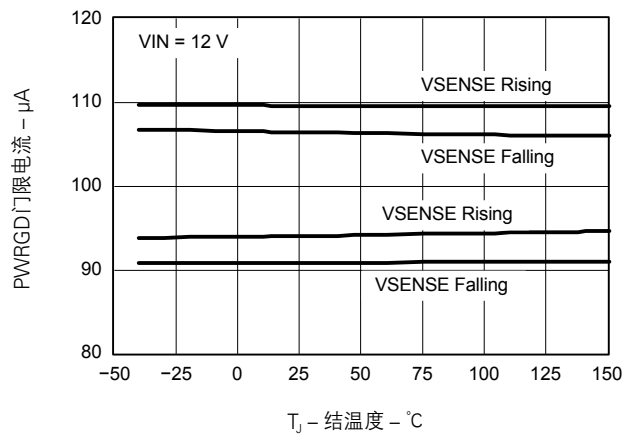


图12

典型特征 (续)

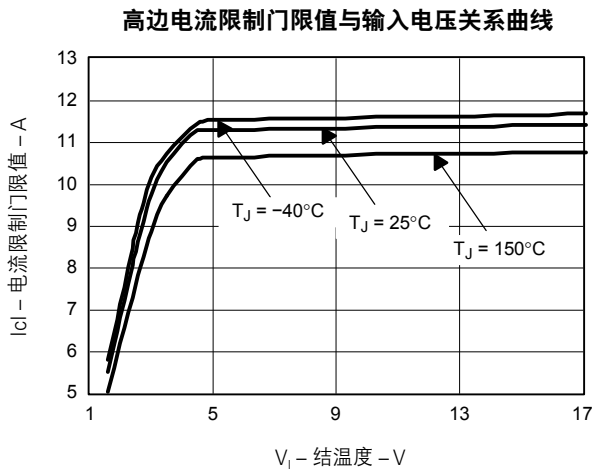


图13

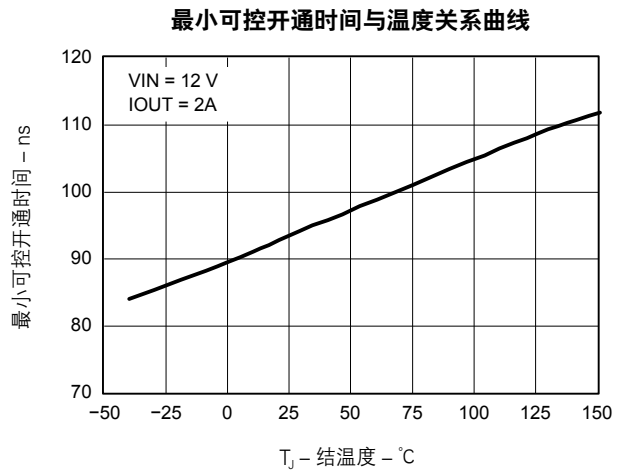


图14

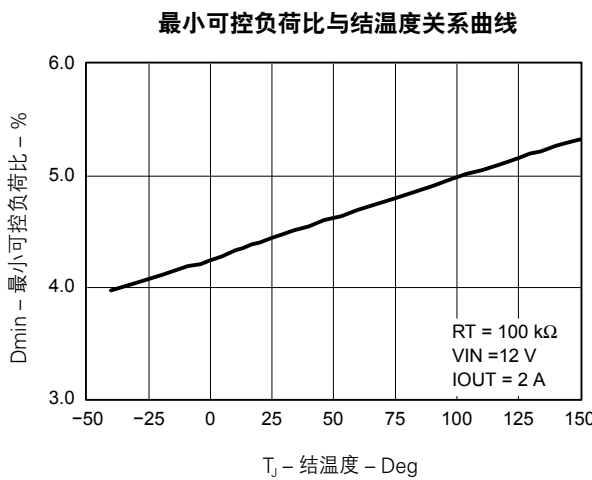


图15

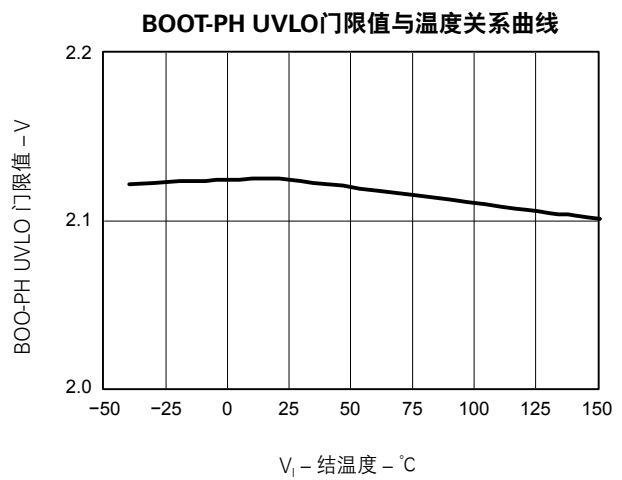


图16

概述

该器件是17V、6A、带两个集成了n通道的MOSFET的同步降压转换器。为了提高电源及负载瞬态变化过程中的性能，该器件采用了—个恒定频率、峰值电流的模式控制，这也简化了外部频率补偿。从200 kHz到1600 kHz这样—个比较宽泛的开关频率，可以在选择输出滤波器的部件时确保效率及尺寸上的最优化。开关频率的调节是通过RT/CLK引脚上接地电阻实现的。该器件还具有—个由RT/CLK引脚所控制的内部锁相环(PLL)，可用于使开关周期与—个外部系统时钟的下降沿保持同步。

该器件设计用于安全的单调启动预偏执负载。默认的启动是当VIN为4.0V的典型值时。EN引脚具有—个内部的上拉电流源，可用于调节输入电压欠压锁定(UVLO)，调节是通过两个外部的电阻器实现的。此外，EN引脚可浮动，使得通过内部上拉电流实现器件的操作。当不执行切换功能且无负载的条件下，器件总的工作电流大约为600μA。当设备被禁用时，供电电流通常小于2μA。

集成的MOSFET可实现高效率的供电设计，使得连续输出电流高达6安培。这些MOSFET按尺寸进行了处理，用以针对更低占空比的应用进行效率优化。

典型特征 (续)

该器件通过集成启动充电电路，减少了外部元件的数量。集成的高边MOSFET的偏置电压是通过BOOT和PH引脚间的电容器所提供的。这个启动电容器电压被一个“BOOT到PH UVLO” (BOOT-PH UVLO)电路所监控，它允许PH引脚被拉低来为启动电容器充电。该器件能工作在100%占空比下，只要启动电容器的电压高于预设的BOOT-PH UVLO 2.1V的典型门限值即可。输出电压可步降至0.8V的参考电压值(Vref)。

该器件具有一个带磁滞的电源良好性比较器(PWRGD)，通过VSENSE引脚监测输出电压。PWRGD引脚是一个开漏MOSFET，当VSENSE引脚电压值低于91%或高于109%的参考电压Vref时将被拉低，而当VSENSE引脚电压在94%到106%的参考电压Vref时，PWRGD引脚则输出为高电平。

SS/TR (慢启动/跟踪) 引脚用于最小化浪涌电流或在功率升高时提供电源排序。该引脚上需匹配一个小值的电容或电阻分压器，以满足慢启动或关键电源排序的要求。

该器件具有保护机制，能够免受输出过压、过载及热故障等条件下对器件造成的损害。它利用过压电路电源良好比较器(overvoltage circuit power good comparator)，最大程度的减少了额外的输出过压瞬变。一旦过压比较器被激活，高边MOSFET将被关闭，无法打开，直到VSENSE引脚电压值低于106%的Vref为止。该器件同时采用高边MOSFET过载保护和双向低边MOSFET过载保护，以达到控制电感电流和避免电流暴增的目的。该器件能在结温高于热关断临界点时自动停止工作。而当结温降至10°C，低于热关断临界点时，器件还能在慢启动电路的控制下自动重启。

详细说明

固定频率PWM控制

该器件采用了可调的固定频率，峰值电流模式控制。输出电压被驱动COMP引脚的误差信号放大器，通过VSENSE引脚上的外部电阻与一个内部参考电压做比较。内部振荡器激活了高边电源开关的打开。误差信号放大器的输出将转化为一个参考电流，与高边电源开关电流相比较。当电源开关电流达到了产生自COMP电压电平的参考电流值时，高边电源开关将被关闭，而低边电源开关将被打开。

连续电流模式下的运行 (CCM)

作为一个同步降压转换器，该器件通常工作在CCM (连续传导模式) 的所有负载条件下。

VIN及Power VIN引脚 (VIN及PVIN)

该器件支持同时或分别使用VIN及PVIN引脚的多种应用。VIN引脚的电压用以为器件的内部控制电路供电。PVIN引脚的电压用以为电源转换系统提供输入电压。如果绑定使用，VIN及PVIN的输入电压范围可由4.5V至17V。如果将它们分开使用，VIN引脚的输入电压必须介于4.5V和17V之间，而PVIN引脚的输入电压范围可降低至1.6V至17V之间。连接至EN引脚的分压器可用于适当的调整输入电压UVLO。在PVIN引脚上对输入电压UVLO的调整提供了一致的上电行为。

参考电压

参考电压系统通过测量一个温度稳定带隙电路的输出电压，能产生一个受温度影响不超过±1%的精确参考电压。

调整输出电压

输出电压通过一个从输出(VOUT)引脚到VSENSE引脚之间的电阻分压器进行设定。我们推荐使用1%的公差或更好的分压器电阻。关于图34中所示的应用电路，从10kΩ的R6开始并且使用等式1来计算R5。为了在低负载时提高效率，可考虑使用阻值较大的电阻。如果阻值太高，调节器将更容易受到噪声影响，并且由于VSENSE输入电流导致的电压误差将会很明显。

$$R5 = \frac{V_o - V_{ref}}{V_{ref}} R6 \quad (1)$$

这里Vref = 0.8V

最小输出电压和最大输出电压分别受高边MOSFET及自举电压(BOOT-PH电压)的最小开通时间所限制。在“[最小输出电压](#)”及“[自举电压\(BOOT\)与低压差操作](#)”两个部分中将会有更进一步的讨论。

安全启动预偏置输出

该器件专门进行了设计，防止由于低边MOSFET放电而产生一个预偏置输出。当单调预偏执启动时，低边MOSFET不接收灌电流，直到SS/TR引脚电压值高于1.4V时。

误差信号放大器

该器件采用了跨导误差信号放大器，它把VSENSE引脚电压与SS/TR引脚电压的较低值或0.8V的内部参考电压进行比较。正常工作时，误差信号放大器的跨导是1300μA/V。频率补偿部分连接在COM引脚与参考地之间。

斜率补偿

该器件为开关电流信号增加了斜坡补偿。这一斜率补偿用以防止次谐波振荡。在整个工作周期范围内，已有的峰值电感电流将保持不变。

使能及调整欠压锁定

EN引脚提供器件的电动开/关控制。一旦EN引脚上的电压值超过了门限电压，器件将开始工作。如果EN引脚电压值被拉至低于门限电压，调节器将停止开关动作并进入低Iq状态。

EN引脚具有一个内部上拉电流源，允许用户通过浮动EN引脚来启动器件。如果实际应用中需要对EN引脚进行控制，使用开漏或通过该引脚打开集电极输出逻辑至接口。

该器件在VIN引脚上加装了内部UVLO电路。当VIN引脚电压值降至低于内部VIN UVLO门限值时，器件将被禁用。内部VIN UVLO门限值具有150mV的磁滞。如果实际应用中要求在VIN引脚上有较高的UVLO门限值，或在PVIN引脚上有次级UVLO，比如在分离轨应用中，此时EN引脚可配置为如图17、18、19所示的情形。当使用外部UVLO功能时，建议将磁滞设置为大于500mV。

EN引脚具有一个小的上拉电流Ip，当没有外部元件连接时，Ip用以将引脚的默认状态设置为使能。该上拉电流还用于控制UVLO功能的电压磁滞，一旦EN引脚通过使能门限时，它将增加至In。UVLO门限值可使用等式2、3进行计算。

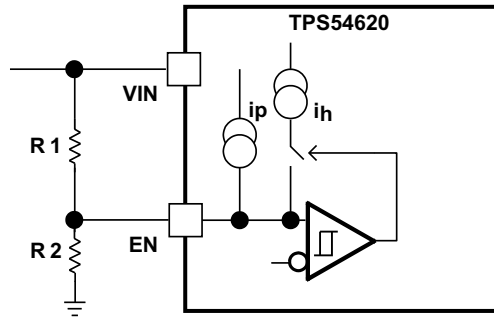


图17. 可调VIN欠压锁定

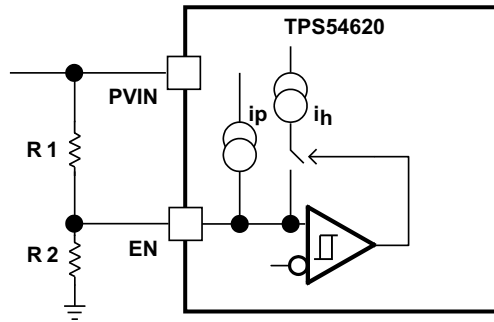


图18. 可调PVIN欠压锁定, VIN ≥ 4.5V

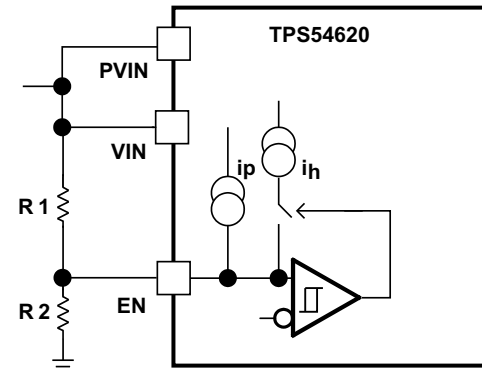


图19. 可调VIN及PVIN欠压锁定

$$R1 = \frac{V_{START} \left(\frac{V_{ENFALLING}}{V_{ENRISING}} \right) - V_{STOP}}{I_p \left(1 - \frac{V_{ENFALLING}}{V_{ENRISING}} \right) + I_h} \quad (2)$$

$$R2 = \frac{R1 \times V_{ENFALLING}}{V_{STOP} - V_{ENFALLING} + R1(I_p + I_h)} \quad (3)$$

这里 $I_h = 3.4 \mu A$, $I_p = 1.15 \mu A$, $V_{ENRISING} = 1.21 V$, $V_{ENFALLING} = 1.17 V$

可调开关频率及同步(RT/CLK)

RT/CLK引脚可用以对器件两种模式下的开关频率进行设定。

在RT模式下，在RT/CLK引脚与GND之间连接一个电阻（RT电阻）。器件的开关频率从200 kHz至1600 kHz可调，分别通过放置一个最大为240 kΩ及最小为29 kΩ的电阻来实现。在CLK模式下，一个外部时钟被直接连接至RT/CLK引脚，器件通过锁相环(PLL)直接同步于外部时钟频率。

CLK模式优先于RT模式。器件能够自动检测到正确的模式并在RT模式与CLK模式间进行切换。

可调开关频率(RT Mode)

通过公式4或图20所示的曲线，可根据给定的开关频率确定RT电阻值。为了减小解决方案的尺寸，应将开关频率设置得尽可能高，但供电效率和最小可控开通时间的折中也应加以考虑。

$$R_{rt}(k\Omega) = 48000 \cdot F_{sw}(kHz)^{-0.997} - 2 \quad (4)$$

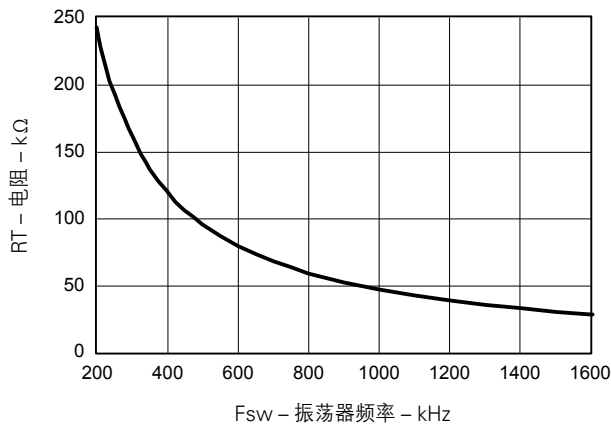


图20. RT设置电阻与开关频率关系曲线

同步 (CLK模式)

该器件具有一个内部锁相环(PLL)，用以实现从200kHz至1600kHz的同步，以及在RT模式与CLK模式间的轻松切换。

为了执行同步功能，在RT/CLK引脚上连接一个占空比从20%至80%的方波时钟信号。时钟信号的幅度转换时低电平必须低于0.8V且高电平必须高于2.0V。开关周期的开始应同步于RT/CLK引脚的下降沿。

在某些既需要RT模式又需要CLK模式的应用中，该器件可配置为如图21所示的情形。在外部时钟出现之前，器件工作在RT模式下，开关频率由RT电阻进行设置。一旦外部时钟出现，CLK模式将优先于RT模式。在第一次SYNC引脚被拉高至超过RT/CLK高门限值(2.0V)时，器件将由RT模式切换至CLK模式，并且由于PLL开始锁定外部时钟，RT/CLK引脚将变为高阻抗态。我们不建议由CLK模式切换回RT模式，因为内部开关频率在返回至由RT电阻所设定的开关频率之前，将先降至100kHz。

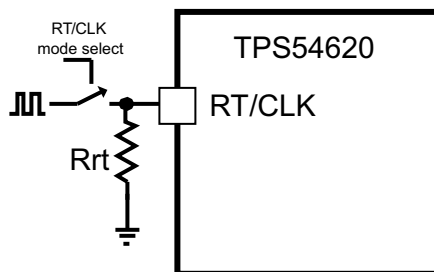


图21. 同时工作在RT模式及CLK模式下

慢启动(SS/TR)

该器件采用了更低电压值的内部参考电压或SS/TR引脚电压作为参考电压，并相应的调节输出。一个位于SS/TR引脚与参考地之间的电容器实现了慢启动时间。该器件具有一个2.3μA的内部上拉电流源，用以为外部慢启动电容器充电。慢启动时间（T_{ss}，10%至90%）与慢启动电容器(C_{ss})之间的计算关系如等式5所示。参考电压(V_{ref})为0.8V，慢启动充电电流(I_{ss})为2.3 μA。

$$T_{ss}(\text{ms}) = \frac{C_{ss}(\text{nF}) \times V_{ref}(\text{V})}{I_{ss}(\mu\text{A})} \quad (5)$$

当输入UVLO被触发时，EN引脚将被拉低1.21V，或发生热关断，器件将停止开关动作并进入低电流工作状态。在随后的上电状态中，当不满足关断条件时，器件不会马上进行开关动作，直到通过它的SS/TR引脚向参考地放电完毕为止以确保正确的软启动行为。

电源良好引脚(PWRGD)

PWRGD引脚是一个开漏输出。一旦VSENSE引脚值为内部参考电压的94%到106%之间时，PWRGD引脚下拉至低电平并且引脚浮动。我们推荐在等于或小于5.5V的电压源位置处使用一个阻值在10kΩ到100kΩ之间的上拉电阻器。当VIN输入电压高于1V但仅具有部分的消耗电流能力时，PWRGD将处于一个确定的状态。一旦VIN输入电压高于4.5V，PWRGD将达到完全的消耗电流能力。

当VSENSE低于正常的内部参考电压值的91%或高于参考电压值的109%时，PWRGD将被拉低。同样的，如果输入UVLO或热关断置高位、EN引脚被拉低或SS/TR引脚低于1.4V时，PWRGD也将被拉低。

自举电压(BOOT)及低压差操作

该器件具有一个集成的启动调节器，并且需要在BOOT与PH引脚间加装一个小的陶瓷电容器以防止高边MOSFET的触发驱动电压。当BOOT引脚电压低于VIN并且BOOT-PH电压为低调节时，启动电容器将被充电。这个陶瓷电容器的电容值应为0.1μF。我们推荐具有X7R或X5R绝缘等级、额定电压为10V或更高的陶瓷电容器，因为这样的电容器对于温度及电压影响具有比较稳定的特性。

为了改善压差，该器件设计为将工作在100%的占空比下，只要BOOT至PH引脚电压高于BOOT-PH UVLO 2.1V的典型门限值即可。当BOOT与PH间的电压降至低于BOOT-PH UVLO门限值时，高边MOSFET将被关闭，而低边MOSFET将打开，以允许启动电容器被充电。在带有分离输入电压轨的实际应用中，只要(VIN – PVIN) > 4V就能实现100%占空比的工作状态。

排序(SS/TR)

使用SS/TR，EN和PWRGD引脚，能够实现许多常见的电源排序方法。

使用两个TPS54620器件实现的顺序法如图22所示。第一个器件的电源良好引脚与第二个器件的EN引脚相连接，这样一旦主电源达到调节态时，将激活第二个电源。图23中所显示的是图22的结果。

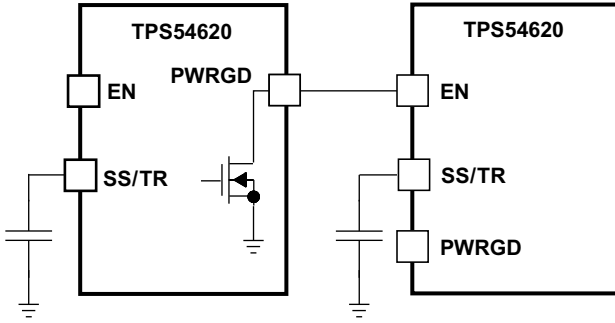


图22. 顺序启动排序

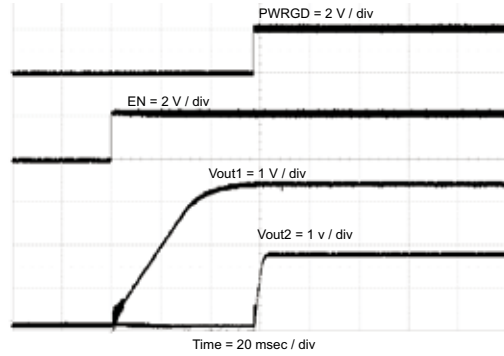


图23. 使用EN及PWRGD引脚的顺序启动

通过将两个器件的SS/TR引脚连接在一起，实现比例度量排序的方法如图24所示。调节器的输出沿斜坡上升以及达到调节态都是在同一时间。当计算慢启动时间时，上拉电流源必须加倍，如等式5所示。图25中所显示的是图24的结果。

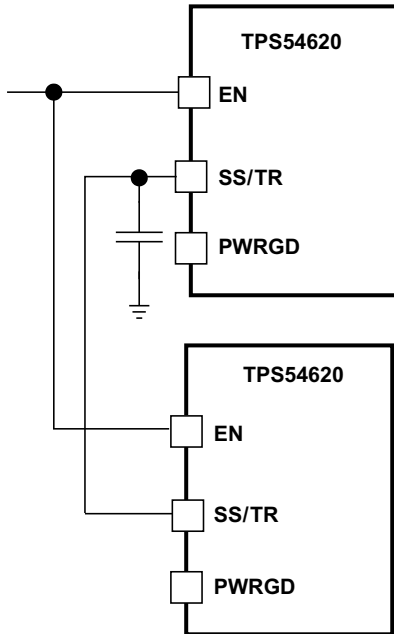


图24. 比例度量启动排序

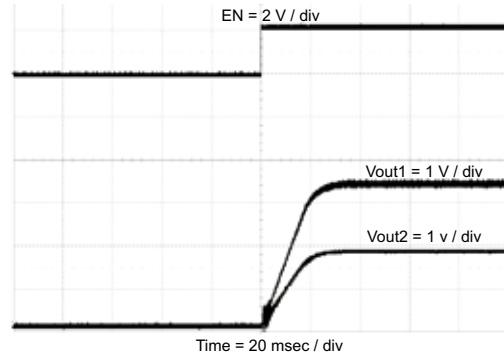


图25. 连接两个SS/TR引脚的比例启动

将如图26所示的R1和R2组成的电阻网络与电源输出连接起来，以实现比例度量和同步的电源排序，这里的电源需要加以跟踪或者是其它电压参考源。在等式6和等式7中，可计算出跟踪电阻器，以启动Vout2，使之稍稍在Vout1之前、之后或是同一时刻。等式8是Vout1与Vout2之间的电压差异。

为了设计一个比例度量启动，使得在启动中当Vout2达到调节态时，Vout2的电压略大于Vout1电压，在等式6和等式7中的 ΔV 将会是一个负数。若当Vout2达到调节态时Vout2将略低于Vout1，在这样的应用下等式8的结果将为一个正数。正 ΔV 与负 ΔV 的结果分别如图27和图28所示。

对于顺序排列，变量 ΔV 将等于0伏。慢启动电路中固有的SS/TR到VSENSE的偏置($V_{ssoffset}$, 29mV)以及由于上拉电流源(I_{ss} , 2.3 μA)和跟踪电阻所产生的偏置，为了使这些偏置的影响最小化， $V_{ssoffset}$ 和 I_{ss} 将作为变量出现在等式中。等式29给出了当 $\Delta V = 0V$ 时的结果。

为了确保对器件的正确操作，由等式6计算得到的R1的值必须大于等式9中所计算出的。

$$R1 = \frac{V_{out2} + \Delta V}{V_{ref}} \times \frac{V_{ssoffset}}{I_{ss}} \quad (6)$$

$$R2 = \frac{V_{ref} \times R1}{V_{out2} + \Delta V - V_{ref}} \quad (7)$$

$$\Delta V = V_{out1} - V_{out2} \quad (8)$$

$$R1 > 2800 \times V_{out1} - 180 \times \Delta V \quad (9)$$

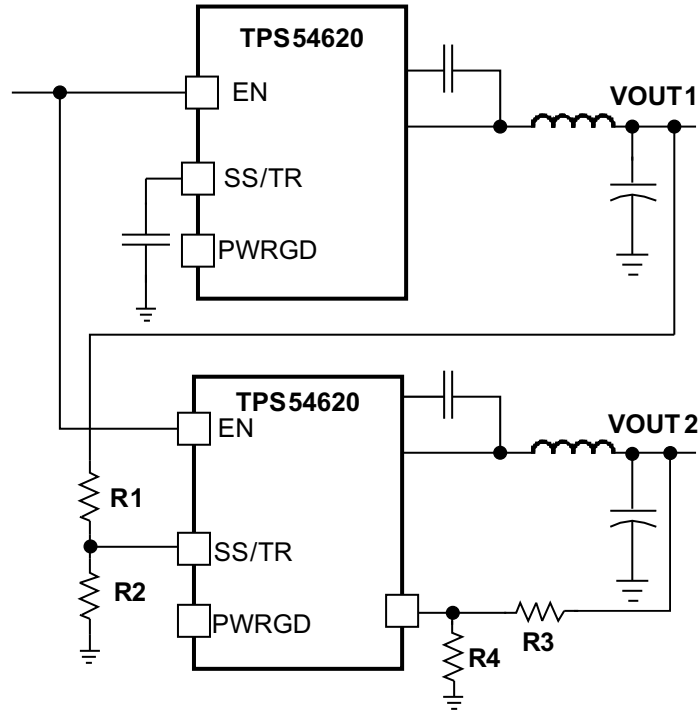


图26. 比例度量及同步启动排序

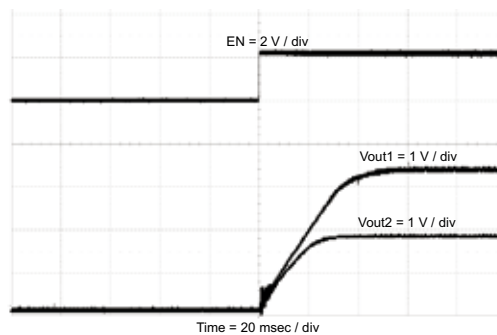


图27. Vout1领先于Vout2时的比例度量启动

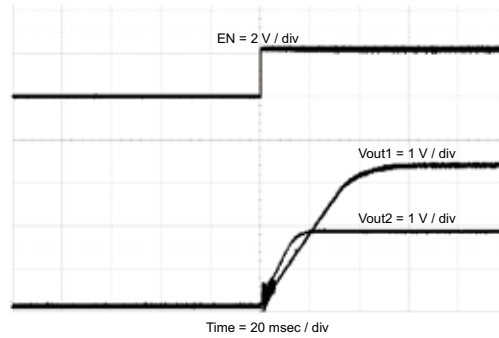


图28. Vout2领先于Vout1时的比例度量启动

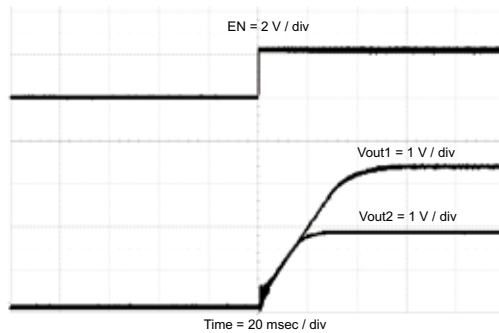


图29. 同步启动

输出过压保护(OVP)

该器件集成了一个输出过压保护(OVP)电路, 用以尽可能减少输出电压过冲。例如, 当电源输出超载时, 误差信号放大器会将实际的输出电压与内部参考电压进行比较。如果VSENSE引脚电压长时间低于内部参考电压, 误差信号放大器的输出将取决于最大输出电流。一旦条件不满足, 调节器的输出将上升而误差信号放大器的输出将过渡到稳态电压。在一些具有较小输出电容的应用中, 电源输出电压与误差信号放大器相比具有更快的响应速度。这就导致了输出过冲的可能性。OVP特性通过比较VSENSE引脚电压与OVP门限值, 最大程度的减少了过冲。如果VSENSE引脚电压比OVP门限值高, 高边MOSFET将被关闭以防止电流流向输出端, 并减少输出过冲。当VSENSE电压降至低于OVP门限值时, 高边MOSFET将在下一个时钟周期内被打开。

过流保护

通过同时对高边MOSFET及低边MOSFET做逐周期的电流限制, 使得该器件不会发生过流状况。

高边MOSFET过流保护

通过使用COMP引脚电压来控制以周期为基本单位的一个周期内高边MOSFET的关闭及低边MOSFET的打开, 该器件以这种方式实现了电流模式控制。在每个周期中, 开关电流都与COMP引脚电压产生的参考电流进行比较, 当峰值开关电流与参考电流相交时, 高边开关将被关闭。

低边MOSFET过流保护

当低边MOSFET打开时，其传导电流将被内部电路所监测。在正常的工作状态下，低边MOSFET输出电流给负载。在每一个时钟周期结束时，低边MOSFET的拉电流与固有设定的低边拉电流的限定值相比较。如果低边拉电流过高，高边MOSFET将不被打开，并且低边MOSFET将保持原状态至下一时钟周期。当一个时钟周期的开始时，一旦低边电流低于低边拉电流的限制值，高边MOSFET将被打开。

低边MOSFET也可能从负载吸收电流进来。如果超过了低边灌电流的限制值，低边MOSFET将立即被关闭直至该时钟周期结束为止。在这种情况下两个MOSFET都关闭，直至下一时钟周期开始。

热关断

如果结温度超过了175°C的典型值时，内部的热关断电路将强制器件停止工作。直到结温度降至低于165°C的典型值时，器件将重新启动上电排序。

回路响应的小信号模型

器件控制回路的等效模型如图30所示，可以在电路仿真程序中进行模拟以检查频率响应及瞬态响应。误差信号放大器是一个 g_m 值为1300 $\mu\text{A/V}$ 的跨导放大器。可使用一个理想的电压控制的电流源来模拟误差信号放大器。电阻 R_{oea} (2.38 M Ω)和电容 C_{oea} (20.7 pF)用以模拟误差信号放大器的开环增益和频率响应。节点a和b之间、电压值为1mV的交流电压源有效的破坏了频率响应测量的控制回路。a/c与c/b处的波形图分别显示的是功率级及频率补偿的小信号响应。a/b处的波形图显示的时整个回路的小信号响应。通过使用一个在时域分析中具有适当的阶跃幅度和步进率的电流源来替代 R_L ，可实现对动态回路响应的检验。

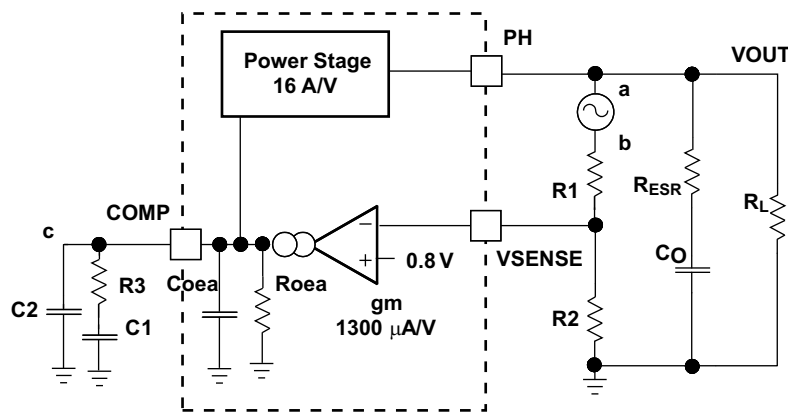


图30. 回路响应的小信号模型

峰值电流模式控制的简化小信号模型

图31是一个简化的小信号模型，可用来理解如何设计频率补偿。该器件的功率级可近似等效为一个向输出电容和负载电阻提供电流的电压控制的电流源（占空比调制器）。对输出传输函数的控制如等式10所示，由一个直流增益、一个主极点和一个零点等效串联电阻(ESR)组成。开关电流的变化值与COMP引脚电压（图30的节点c）的变化值之商，即为功率级跨导(g_{mps})，对于该器件而言 g_{mps} 的值为16 A/V。

当具有电阻性负载时，功率级的直流增益等于 g_{mps} 与负载电阻(R_L)的乘积，如等式11所示。随着负载电流的增大，直流增益将不断减小。由负载引起的这一变化最初看来似乎是有些问题的，但好在主极点也将随着负载电流的变化而改变（见等式12）。其综合影响用虚线在图32中做了突出标记。

由于负载电流减小，增益将增加并且极点频率将降低，使得负载条件发生变化时，交叉频率将保持在0-dB不变，通过这种方式能够简化频率补偿设计。

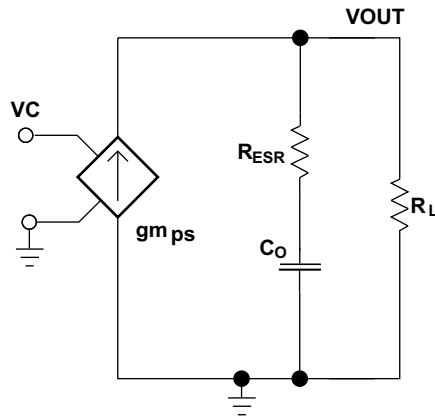


图31. 峰值电流模式控制的简化小信号模型

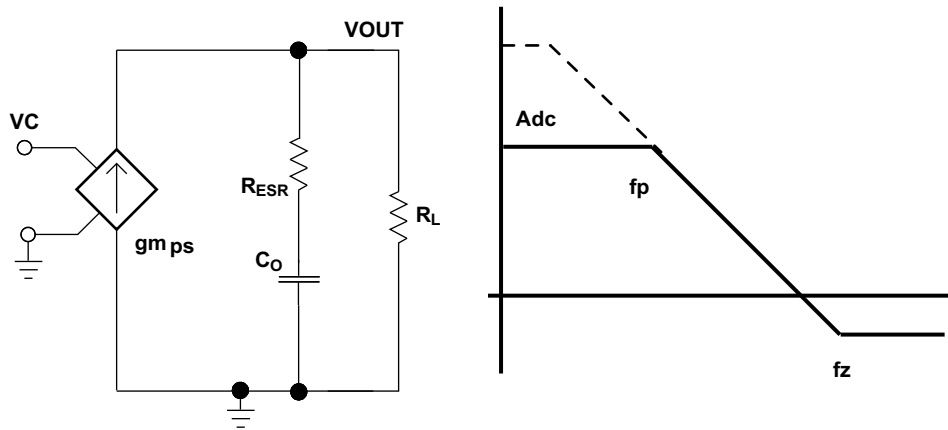


图32. 峰值电流模式控制的简化频率响应

$$\frac{V_{OUT}}{V_C} = A_{dc} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi \times f_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \times f_p}\right)} \quad (10)$$

$$A_{dc} = g_{m_{ps}} \times R_L \quad (11)$$

$$f_p = \frac{1}{C_O \times R_L \times 2\pi} \quad (12)$$

$$f_z = \frac{1}{C_O \times R_{ESR} \times 2\pi} \quad (13)$$

这里

$g_{m_{ea}}$ 是GM放大器增益(1300 $\mu A/V$)

$g_{m_{ps}}$ 是功率级增益(16A/V)

R_L 是负载电阻

C_O 是输出电容

R_{ESR} 是输出电容器的等效串联电阻

频率补偿的小信号模型

该器件采用跨导放大器作为误差信号放大器，轻松支持如图33所示的两个常用的频率补偿电路。在2A类型中，通过加入一个额外的高频极点来降低高频噪声。

下面的设计准则提供给那些选择使用一般方法来进行频率补偿的高级用户。所给出的逐步的设计过程在应用部分同样有可能被用到。

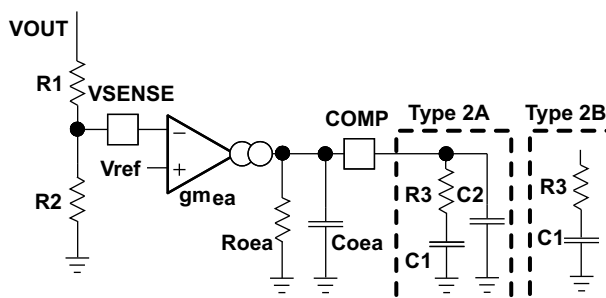


图33. 频率补偿的不同类型

器件回路补偿的一般设计准则如下：

1. 确定交叉频率 f_c
2. R3可由下式计算得到

$$R3 = \frac{2\pi \times f_c \times V_{OUT} \times C_o}{g_{m_{ea}} \times V_{ref} \times g_{m_{ps}}} \quad (14)$$

这里

$g_{m_{ea}}$ 是GM放大器增益(1300 $\mu A / V$)

$g_{m_{ps}}$ 是功率级增益(16A / V)

V_{ref} 是参考电压(0.8V)

3. 替换一个补偿零点，在主极点处。 $\left(f_p = \frac{1}{C_o \times R_L \times 2\pi} \right)$
C1由下式计算得到

$$C1 = \frac{R_L \times C_o}{R3} \quad (15)$$

4. C2是可选择的。它能用来消除产生自输出电容器 C_o 的ESR（串联等效电阻）的零点。

$$C2 = \frac{R_{ESR} \times C_o}{R3} \quad (16)$$

应用信息

设计指南 — 逐步的设计过程

这个例子详细描述了使用陶瓷输出电容如何进行高频开关调节器的设计。有几个参数必须首先了解，以便开始设计过程。这些参数通常确定在系统级。在此示例中，我们先从以下这些已知的参数开始：

参数	数值
输出电压	3.3 V
输出电流	6 A
瞬态响应1A的负载阶跃	$\Delta V_{out} = 5\%$
输入电压	12 V的标准值, 8 V到17 V之间
输出电压纹波	33 mV p-p
启动输入电压 (上升的Vin)	6.528 V
启动输入电压 (下降的Vin)	6.190 V
开关频率	480 kHz

典型应用示意图

我们开发出如图34的应用示意图以满足上述要求。该电路可作为TPS54620EVM - 374的评估板。设计过程将在本章中给出。

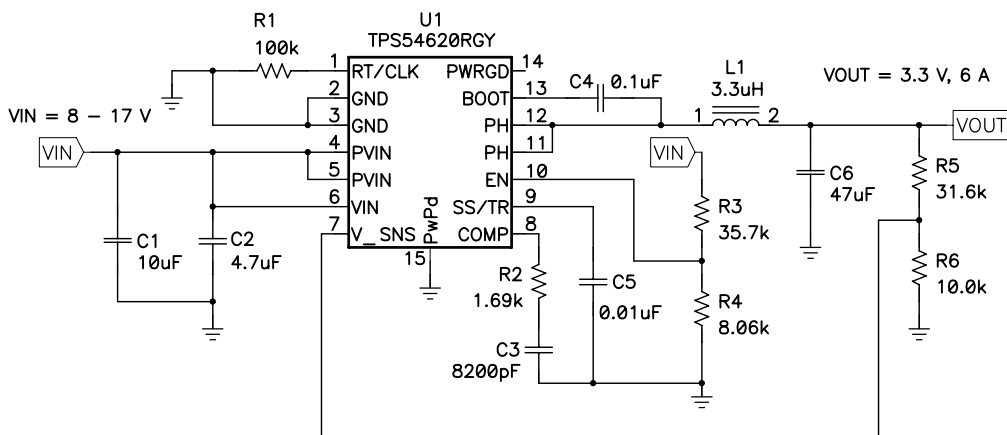


图34. 典型应用电路

工作频率

第一步是为调节器决定一个开关频率。需要在高开关频率与低开关频率间做一个折中。

与具有较低开关频率的电源相比，通过使用更廉价的电感器和更小的输出电容器，使得具有较高开关频率的电源设计会得到更小尺寸的解决方案。然而，较高的开关频率会造成额外的开关损耗，这将损害转换器的效率和热性能。本设计中，我们选择了一个适中的开关频率，480kHz，能同时实现小尺寸的解决方案和高效率的工作状态。

输出电感的选择

利用等式17可计算输出电感值。KIND是一个系数，表示相对于最大输出电流的电感纹波电流总量。电感纹波电流能被输出电容器滤掉。因此，选择高电感纹波电流将影响对输出电容器的选择，这是因为输出电容器必须具有一个等于或大于电感纹波电流的纹波电流等级。一般情况下，电感纹波值由设计者自行设置；然而对于绝大多数的应用来说，KIND的值通常在0.1至0.3之间。

$$L1 = \frac{V_{inmax} - V_{out}}{I_o \cdot K_{IND}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{inmax} \cdot f_{sw}} \quad (17)$$

对于本设计样例，取KIND = 0.3，计算得到的电感值为3.08 uH。因而在这一设计中，我们选择了一个最接近标准值的电感：3.3 uH。对于输出滤波器电感，重要的一点是其电流不能超过均方根(RMS)电流和饱和额定电流。RMS和峰值电感电流可从等式19和等式20中计算得到。

$$I_{ripple} = \frac{V_{inmax} - V_{out}}{L1} \cdot \frac{V_{out}}{V_{inmax} \cdot f_{sw}} \quad (18)$$

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{V_o \cdot (V_{inmax} - V_o)}{V_{inmax} \cdot L1 \cdot f_{sw}} \right)^2} \quad (19)$$

$$I_{Lpeak} = I_{out} + \frac{I_{ripple}}{2} \quad (20)$$

本设计中，RMS电感电流为6.02 A而峰值电感电流为6.84 A。所选用的电感器是Coilcraft MSS1048系列3.3 uH的电感。它具有7.38 A的饱和额定电流值及7.22 A的RMS额定电流值。

当前流经电感器的是电感纹波电流与输出电流的叠加值。在启动、故障或瞬态负载条件下，电感电流能增加并超过前面计算所得到的峰值电感电流等级。在瞬态条件下，电感电流还可能提高到器件开关电流的限制值。出于这个原因，最保守的办法是指定一个电感，使它的饱和额定电流值要等于或大于开关电流限制值，而不是峰值电感电流。

输出电容的选择

选择输出电容器的电容值时，有三个主要的考虑因素。输出电容决定了调节器的极值、输出电压纹波，以及对于负载电流的较大变化调节器将应如何响应。需要基于以下三个更为严格的标准来选择输出电容：

对于负载电流的较大变化应得到所期望的响应，是第一个准则。当调节器不能提供负载电流时，输出电容应能提供。当调节器需要具有一个期望的滞留时间时，这种情况将会发生，即在输入功率消失以后，输出电容必须在一段特定的时间内将输出电压保持在某一电平上。如果从负载处产生一个大的、快速增加的电流需求，比如从空负载到满负载的转换过程，则调节器同样在短时间内无法提供足够的输出电流。调节器的控制回路通常需要两个或两个以上的时钟周期，才能检测到负载电流及输出电压的变化并通过调整占空比来对变化做出反应。输出电容必须设计为能够提供额外的电流给负载，直到控制回路对负载变化做出响应为止。输出电容必须足够大，以保证在只允许输出电压下降至一个可容忍的量值这样的条件下，它还能在2个时钟周期内提供差电流。等式21给出了为了达到这一点所需的最小输出电容值。

$$C_o > \frac{2 \cdot \Delta I_{out}}{f_{sw} \cdot \Delta V_{out}} \quad (21)$$

这里 ΔI_{out} 是输出电流的改变量， f_{sw} 是调节器的开关频率， ΔV_{out} 是输出电压改变量的允许值。在这个例子中，我们预先设定瞬态负载响应为5%的 V_{out} 变化，当每一个负载阶跃值为1A时。因此本例中 $\Delta I_{out} = 1.0A$ ， $\Delta V_{out} = 0.05 \times 3.3 = 0.165 V$ 。通过这些值可以得到最小电容值为25 μF 。这个值并没有把输出电容的ESR计算到输出电压改变量中去。对于陶瓷电容器，ESR通常非常小，在这一计算中可忽略不计。

等式22计算的是满足输出电压纹波规格所需的最小输出电容。这里 f_{sw} 是开关频率， V_{ripple} 是最大可允许输出电压纹波， I_{ripple} 是电感器的纹波电流。在这种情况下，最大输出电压纹波是33mV。根据这一要求，等式22的计算结果为13.2uF。

$$C_o > \frac{1}{8 \cdot f_{sw}} \cdot \frac{1}{\frac{V_{oripple}}{I_{ripple}}} \quad (22)$$

等式23计算的是满足输出纹波规格的、一个输出电容能具有的最大ESR。从等式23中可以看出，ESR应该不到19.7 mOhm。在这种情况下，陶瓷电容器的ESR将远远小于19.7 mOhm。

$$Resr < \frac{V_{oripple}}{I_{ripple}} \quad (23)$$

老化、温度及直流偏置所带来的额外的电容额定值下降，也应该做为增加这一最小值的考虑因素。在这个例子中，我们使用了一个47 μF 6.3V X5R、ESR为3 milliohms的陶瓷电容器。电容器一般用来限制它们所能处理的纹波电流值而不会失败或产生过多热量。一个能够支持电感纹波电流的输出电容器必须对其进行指定。有些电容的数据表给定了最大纹波电流的RMS（均方根）值。等式24可用于计算需要支持的输出电容的RMS纹波电流。针对这一应用，等式24的计算结果为485mA。

$$I_{corms} = \frac{V_{out} \cdot (V_{inmax} - V_{out})}{\sqrt{12} \cdot V_{inmax} \cdot L1 \cdot f_{sw}} \quad (24)$$

输入电容的选择

TPS54620需要一个类型为X5R或X7R、高品质的陶瓷输入退耦电容器，放置在PVIN输入电压和Vin输入电压引脚上，且具有不低于4.7 uF的有效电容值。在一些应用中PVIN输入还可能用到额外的大容量电容。有效电容包括了所有直流偏置的影响。输入电容的额定电压必须大于最大输入电压。该电容所具有的纹波额定电流也必须大于TPS54620的最大输入纹波电流。输入纹波电流的计算如等式25所示。

$$I_{cirms} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{V_{out}}{V_{inmin}} \cdot \frac{(V_{inmin} - V_{out})}{V_{inmin}}} \quad (25)$$

陶瓷电容器的容值受温度及施加在电容上的直流偏置量的影响，会发生很大的改变。由温度引起的电容值改变，可以通过选择受温度影响较小的稳定介质材料来最大程度的予以消除。X5R及X7R陶瓷介质常被选则作为电源调节器电容，这是因为它们具有较高的电容体积比，并且在温度影响下相当稳定。输出电容的选择也必须把直流偏置考虑进去。电容值随着直流偏置跨电容的增加将不断降低。对于本设计样例，所需的陶瓷电容器应至少具有25V的额定电压值，以支持最高输入电压。因此在设计中，我们选用了10 μF和一个4.7 uF、额定电压为25 V的电容器并将它们并联在一起，这是因为VIN和PVIN的输入连接在一起，这样TPS54620可由一个单一电源供电。输入电容值决定了调节器的输入电压纹波。输入电压纹波可由等式26计算得到。使用设计样例中的数值，I_{outmax}=6 A, C_{in}=14.7 μF, F_{sw}=480 kHz，能够得到输入电压纹波为213 mV，并且输入纹波电流rms为2.95 A。

$$\Delta V_{in} = \frac{I_{outmax} \cdot 0.25}{C_{in} \cdot f_{sw}} \quad (26)$$

慢启动电容的选择

慢启动电容决定了上电过程中，输入电压达到器预先设定的标称值所经历的最小时间。这将是非常有用的，如果负载需要一个受控的压摆率(voltage slew rate)。如果输出电容非常大，需要大量的电流用于对电容器快速充电并使其达到输出电压级时，这段时间将同样起作用。为电容器充电所需的大电流有可能使TPS54620达到电流的限定值，或者从输入电源得到的过多的电流有可能引起输入电压轨的暂降。

限制输出电压的摆率能够解决这两个问题。通过等式27可计算出软启动电容值。对于本样例电路，软启动时间并不是那么重要，这是因为输出电容值是47 μF，它不需要多大的电流就能够充电至3.3V。我们把样例电路的软启动时间主观设定为3.5 ms，这样就需要一个10 nF的电容与之匹配。在TPS54620中， I_{SS} 为2.3μA， V_{ref} 为0.8V。

$$C7 = \frac{T_{SS}(ms) \cdot I_{SS}(\mu A)}{V_{ref}(V)} \quad (27)$$

自举电容的选择

一个0.1 μF的陶瓷电容器必须连接在BOOT至PH引脚之间以便进行正确操作。我们推荐使用一个X5R或绝缘性更佳的陶瓷电容器。该电容应具有10V或更高的额定电压。

欠压锁定设置点

通过改变外部分压器网络R3和R4可对欠压锁定(UVLO)进行调节。R3连接在TPS54620的VIN与EN引脚之间，R4则连接在EN与GND之间。UVLO具有两个门限值，一个当输入电压上升时作为上电的门限值，另一个当输入电压下降时作为掉电的门限值。对于本设计样例，一旦输入电压增加至超过了6.528V（UVLO启动或使能）时，电源将启动并开始进行转换。当调节器开始进行转换以后，它将继续这一动作直到输入电压降至低于6.190 V（UVLO停止或失效）时为止。等式2和等式3可用于计算上限和下限电阻值。对于规定的停止电压，最接近标准的电阻值分别是：R3为35.7 kΩ，R4为8.06 kΩ。

输出电压反馈电阻的选择

电阻分压网络R5及R6用于设置输出电压。对于本设计样例，我们选择R6的值为10 kΩ。通过等式28，可以计算得到R5的电阻值为31.25 kΩ。最接近标准值误差不到1%的电阻值为31.6kΩ。

$$R5 = \frac{V_o - V_{ref}}{V_{ref}} R6 \quad (28)$$

最小输出电压

出于TPS54620的内部设计，对于任何给定的输入电压都具有一个最小的输入电压限制。输出电压绝不可能低于0.8V的内部参考电压。输出电压需高于0.8V，但还有可能受到最小可控开通时间的限制。在这种情况下，最小输出电压的计算如等式29所示。

$$V_{outmin} = (ontimemin \cdot F_{smax} \cdot (I_{outmin} \cdot (R_{DS2min}))) - I_{outmin} \cdot (R_L + R_{DS2min}) \quad (29)$$

其中：

V_{outmin} = 可取得的最小输出电压

$ontimemin$ = 最小可控开通时间（最大为135 nsec）

F_{smax} = 最大开关频率包括容许误差

V_{inmax} = 最大输入电压

I_{outmax} = 最小负载电流

R_{DS1min} = 电阻器上的最小高边MOSFET（36-32 mΩ的典型值）

R_{DS2min} = 电阻器上的最小低边MOSFET（19 mΩ的典型值）

R_L = 输出电感的串联阻值

补偿组件的选择

目前存在一些业界的技术用于补偿DC或DC调节器。这里给出的方法计算简单并且能获得较高的相位裕度。在大多数情况下，调节器具有一个60度到90度之间的相位裕度。我们在这里提出的方法忽略了TPS54620内部斜坡补偿的影响。由于斜坡补偿被忽略，实际的交叉频率通常低于我们在计算中使用的交叉频率。可使用SwitcherPro软件进行更加精确的设计。

首先，调节器的极点 f_{pmod} ，以及esr的零点 f_{zmod} 必须通过等式30和等式31计算得到。对于 C_{out} ，使用22.4 μf 的降额数值。利用等式32和等式33可估算处闭环交叉频率 f_{co} 的起始点，然后就可以得到需要补偿的元件。对于本设计样例， f_{pmod} 为12.9 kHz， f_{zmod} 为2730 kHz。等式32得到的是调节器极点与esr零点的几何均值，而等式33得到的是调节器极点与二分之一开关频率的几何均值。根据这两个值中最低的那个，选取一个与之最接近的频率，作为我们期望得到的交叉频率 f_{co} 。在这种情况下，等式32的结果为175 kHz而等式33得到的结果为55.7 kHz。最低值为55.7 kHz，因此我们选择一个略高一点的频率，60.5 kHz，作为我们期望得到的交叉频率。

$$f_{pmod} = \frac{l_{out}}{2 \cdot \pi \cdot V_{out} \cdot C_{out}} \quad (30)$$

$$f_{zmod} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RESR \cdot C_{out}} \quad (31)$$

$$f_{co} = \sqrt{f_{pmod} \cdot f_{zmod}} \quad (32)$$

$$f_{co} = \sqrt{f_{pmod} \cdot \frac{f_{SW}}{2}} \quad (33)$$

现在就可以计算出补偿元件了。首先计算 R_2 的值，这个值用于设置交叉频率下的补偿网络的增益。利用等式34来确定 R_2 的值。

$$R_2 = \frac{2\pi \cdot f_c \cdot V_{out} \cdot C_{out}}{G_m \cdot V_{ref} \cdot V_{Igm}} \quad (34)$$

然后计算 C_3 的值。 C_3 与 R_2 一起，在调节器极点频率处设置了一个补偿 s_{ero} 。等式35给出了 C_3 值的计算。

$$C_3 = \frac{V_{out} \cdot C_{out}}{l_{out} \cdot R_2} \quad (35)$$

根据等式34和等式35，能够得到 R_2 与 C_3 的标准值分别为1.69 k Ω 和8200 pF。

如果需要的话，可以在 R_2 与 C_3 的串联组合中并行接入一个电容器，以获得另外一个高频极点。等式36给出了这一极点频率的计算方法。在我们的设计样例中没有用到这一极点。

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_p} \quad (36)$$

应用曲线

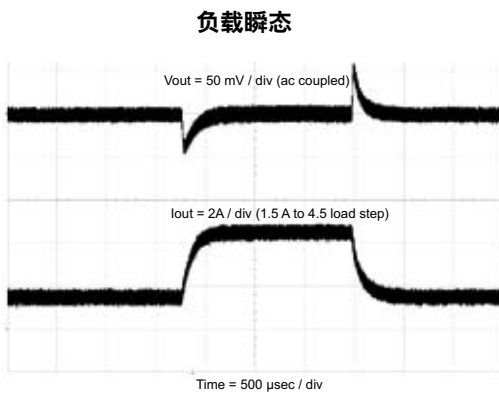


图35

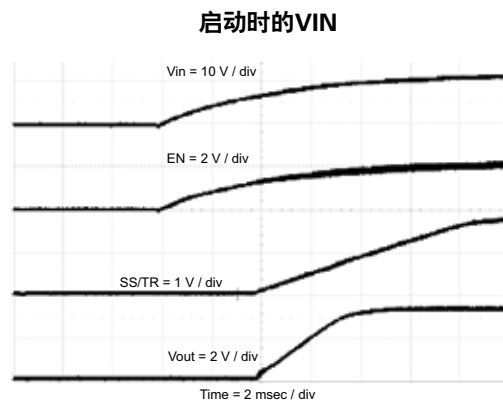


图36

启动时的EN

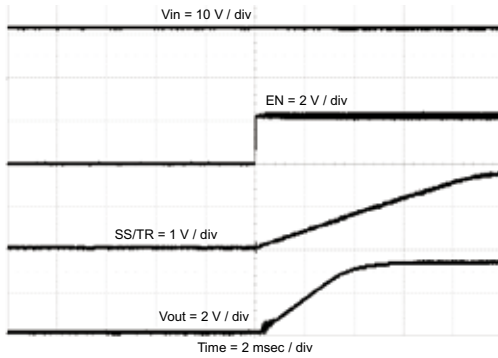


图37

启动时的PRE-BIAS

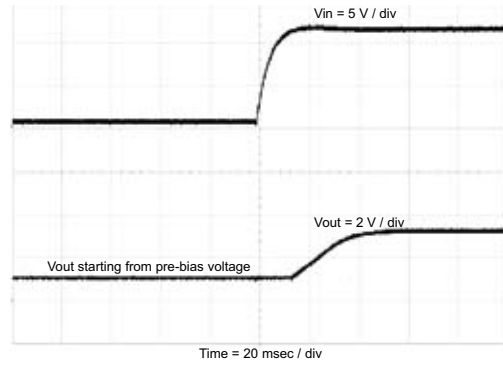


图38

关闭时的VIN

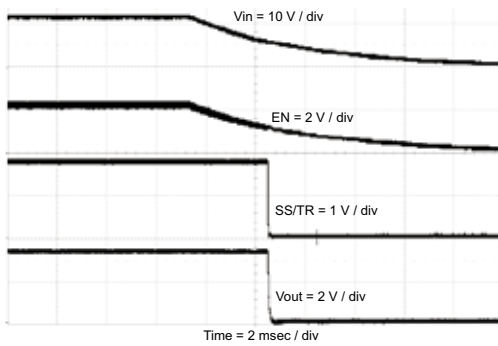


图39

关闭时的EN

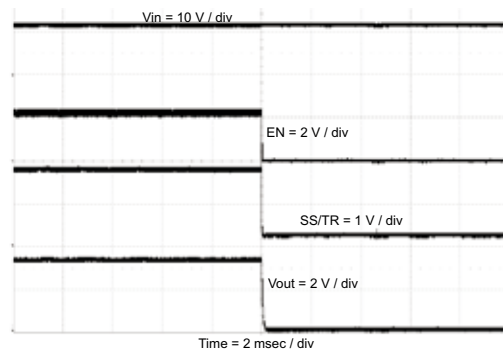


图40

无负载时的输出电压纹波

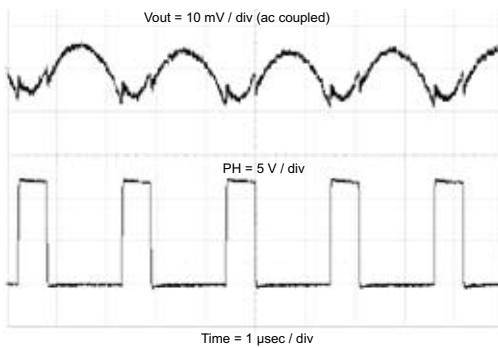


图41

满载时的输出电压纹波

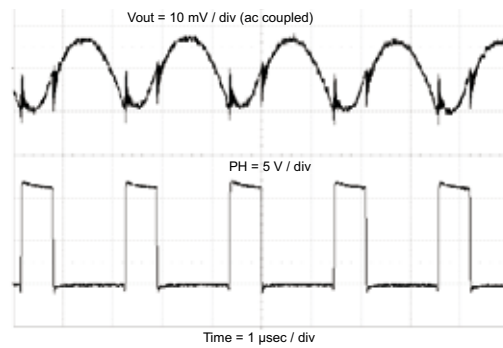


图42

无负载时的输入电压纹波

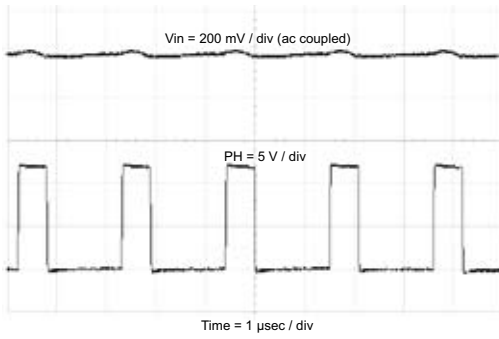


图43

满载时的输入电压纹波

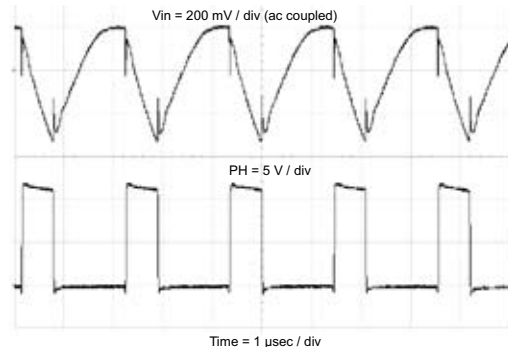


图44

闭环响应

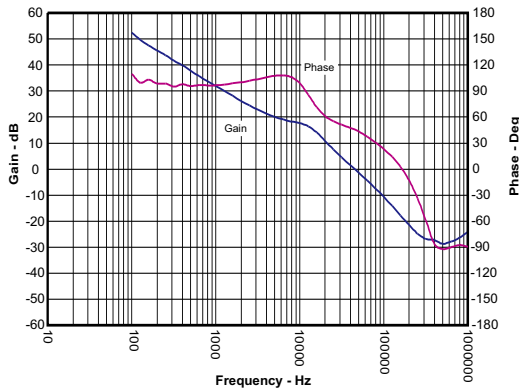


图45

电压调节率

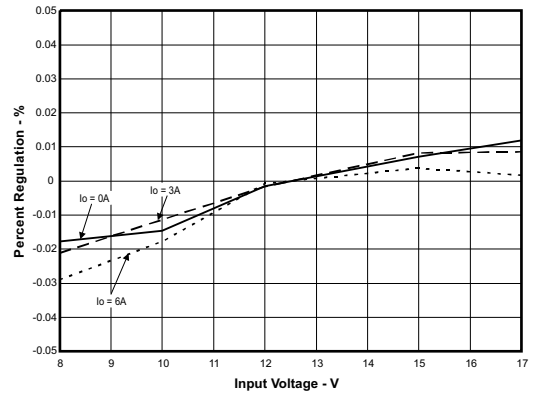


图46

负载调节率

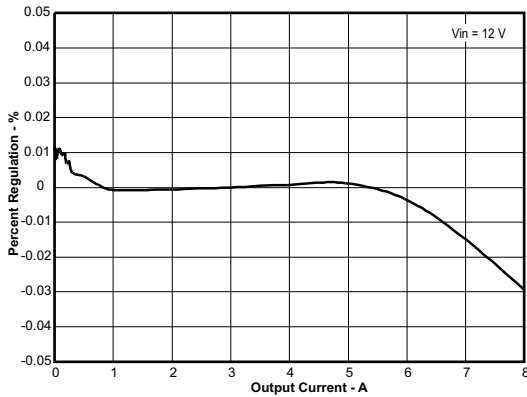


图47

跟踪性能

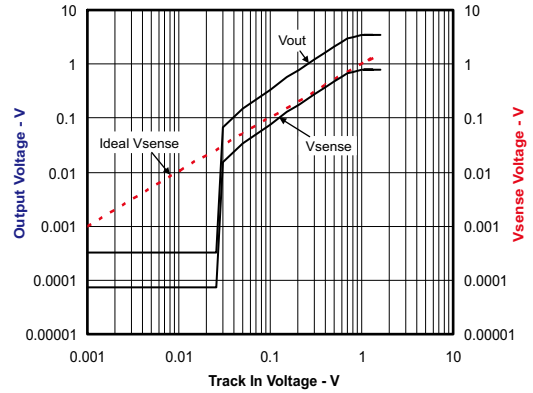


图48

最大环境温度vs负载电流

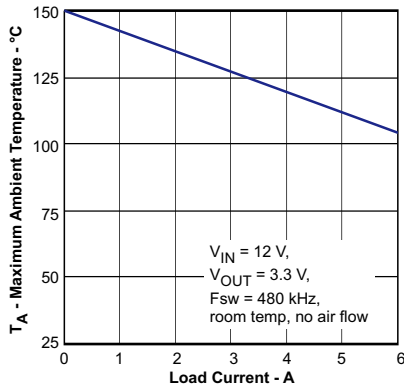


图49

最大环境温度vs芯片功耗

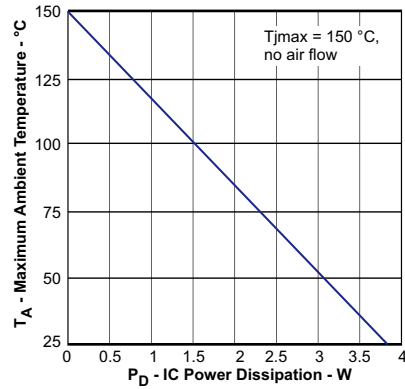


图50

结温度vs芯片功耗

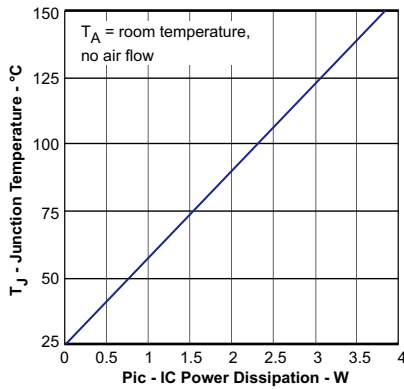


图51

效率vs负载电流

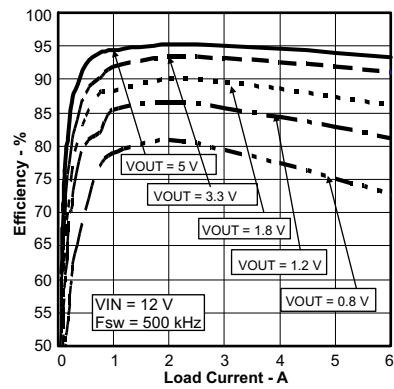


图52

热性能

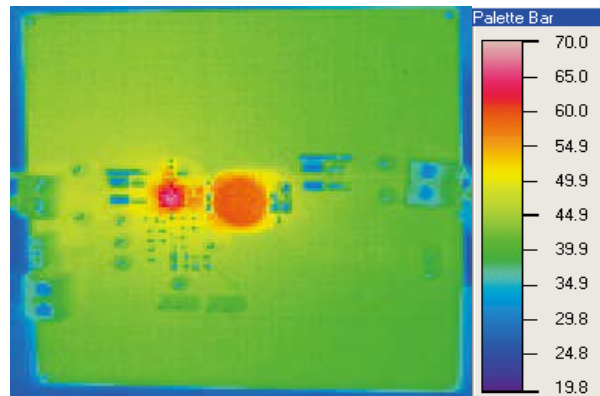


图53. TPS54620EVM-374工作在VIN=12V、VOUT=3.3V/6A、T_A=室温 条件下的热特征

快速暂态(Fast Transient)的考虑因素

在快速暂态响应十分重要的应用中，需要将如图34所示的应用电路修改为如图54所示的自定义参考设计电路(PMP4854-2, REV.B)。

图54的频率响应如图55所示。交叉频率被推高很多，达到118kHz，而相位裕度约为57Deg。

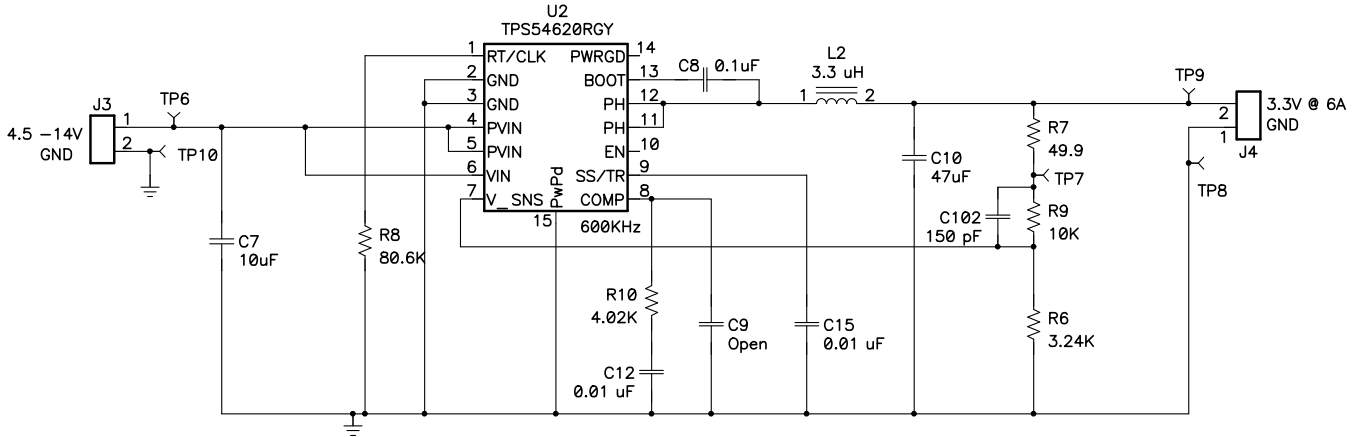


图54. 具有快速暂态的3.3V输出电源设计(PMP4854-2)

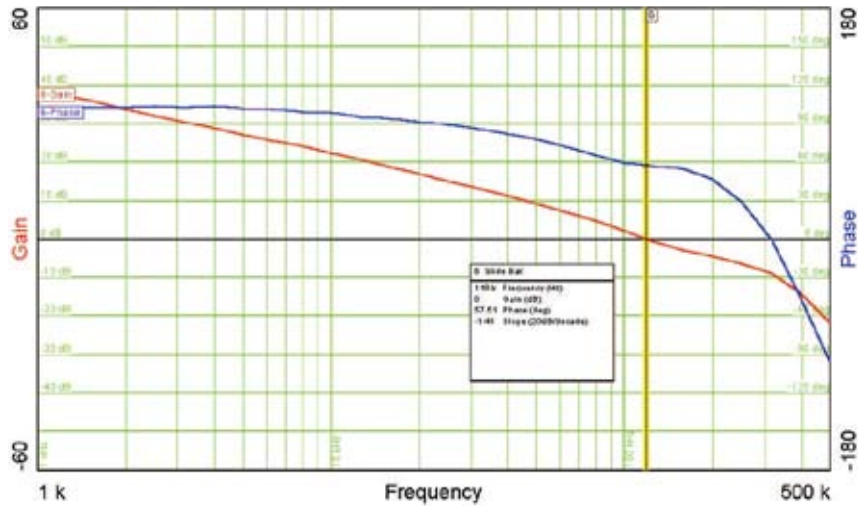
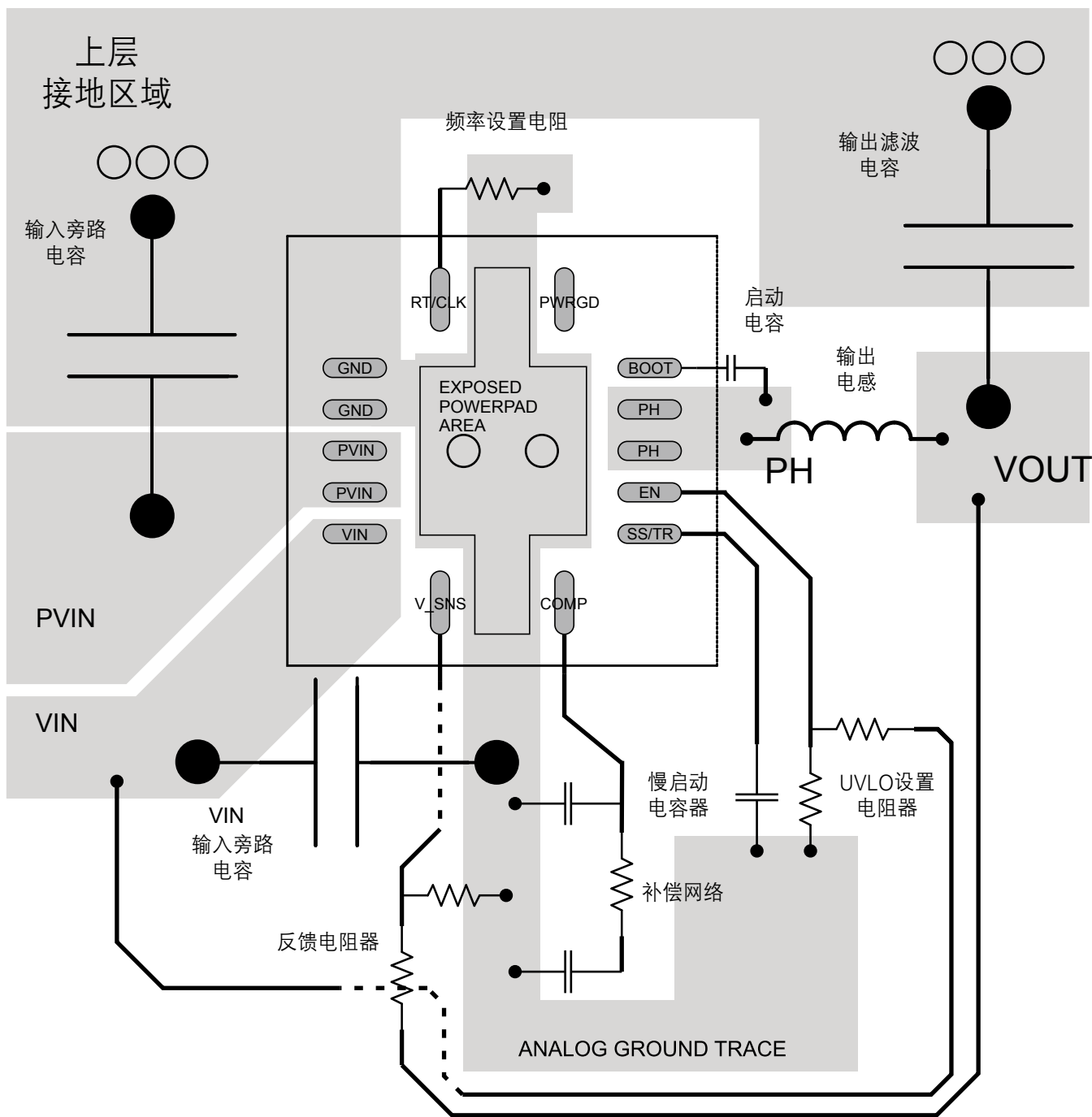


图55. PMP4854-2的闭环响应

印刷电路板(PCB)设计指南

布板对于好的电源设计而言是一个至关重要的部分。PCB布板的样例如图56所示。最上层包括了VIN、VOUT以及VPHASE等主要的电源走线。同样在最上层上还布有TPS54620剩余管脚的连接线，并填充大面积的地线。上层的地线应通过过孔与中间层的地线相连接，过孔位于输入旁路电容与输出滤波电容处，以及直接位于TPS54620的器件下方，用以提供一个从PowerPAD™地至地线的散热结构。GND引脚应直接与芯片下方的散热增强封装(power pad)相连。当满额定负载下工作时，上层以及中间层的地线区域必须能够提供足够的散热面积。如果有几个信号路径在快速的改变电流或电压，将会导致与杂散电感或寄生电容的相互作用，产生噪声或降低电源的性能。为了有助于消除这些问题，使用一个低ESR、具有X5R或X7R绝缘等级的陶瓷旁路电容，来使PVIN引脚避开地线。应注意尽量减少由于旁路电容、PVIN引脚及地线之间的连接所形成回路的面积。VIN引脚也必须通过一个低ESR、具有X5R或X7R绝缘等级的陶瓷旁路电容来与地线隔开。

应确保这个电容与模拟地的走线相连接，而不是与PVIn旁路电容的电源地走线相连接。由于PH连接是开关点，因而输出电感应放置在靠近PH引脚的位置，并且PCB的导线面积要尽可能小，以避免过度的电容耦合。输出滤波电容的地线应使用与PVIN输入旁路电容相同的电源地走线。在保持足够宽度的同时应尽量减少这类导线的长度。如图所示，小信号部分应连接至模拟地路径。RT/CLK引脚对噪声比较敏感，因此RT电阻应放置在尽可能靠近IC且具有最小长度走线的位置处。其它的外部元件可大致放置在如图所示的位置。使用其它的PCB布线方式，可能也会得到可接受的性能，但这一布线方式已经证明能产生比较好的效果并作为一个设计准则。



- 与接地层相连的过孔
- 元件下方的内层蚀刻

图56 PCB设计

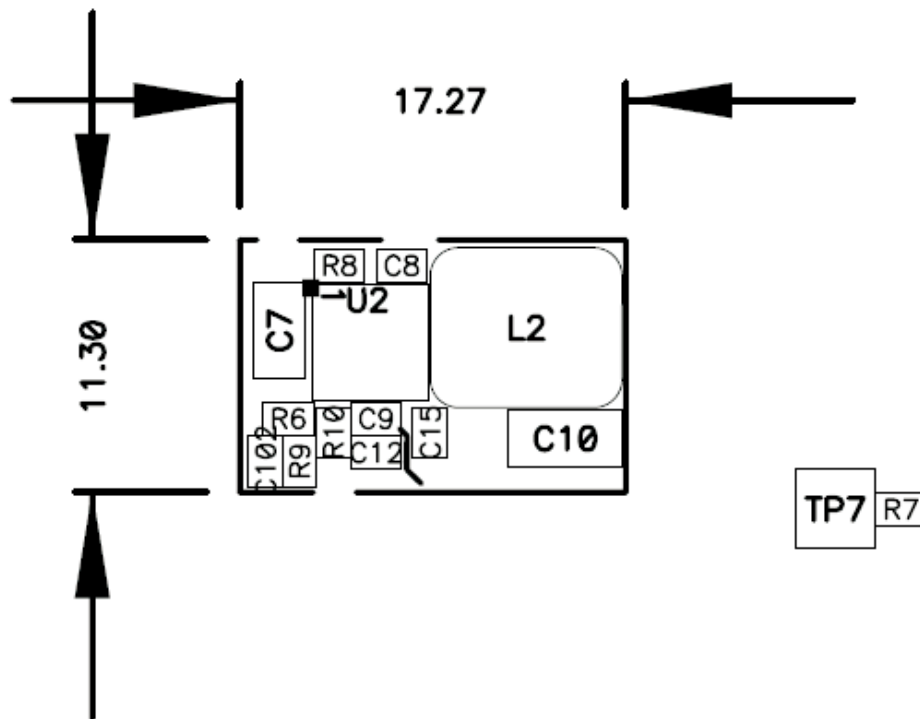


图57. 基于TPS54620 (PMP4854-2)的超小PCB设计

电路面积的估值

在图34中用到的元件在印刷电路中的估计面积为0.58平方英寸（374平方毫米）。该面积不包括测试点或者连接器。

如果实际应用对尺寸有比较高的要求，该部分电路板面积还可以进一步缩小。图57给出了如图54所示的PMP4854-2的印刷电路板设计，而它的实际板面积大小仅为17.27 mm x 11.30mm。

封装信息

订购器件	状态 ⁽¹⁾	封装类型	封装图纸	引脚	封装数量	生态环保 分级 ⁽²⁾	铅/球含量	湿度灵敏度峰值 ⁽³⁾
TPS54620RGYR	ACTIVE	QFN	RGY	14	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
TPS54620RGYT	ACTIVE	QFN	RGY	14	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR

⁽¹⁾ 销售状态定义如下：

ACTIVE: 推荐使用该产品器件做新的设计。

LIFEBUY: TI 已经宣布该设备将停产，在停产之前还可以购买。

NRND: 不推荐用于新的设计。器件依然在产以支持原有的客户，但是在新的设计中TI不推荐使用该器件。

PREVIEW: 器件已经被研制出但没有量产，目前有可能获得样片，但也有可能无法获取。

OBSOLETE: TI已经停止生产该器件。

⁽²⁾ Eco Plan- 生态环保分级：Pb-Free (RoHS)、Pb-Free (RoHS Exempt) 或Green (RoHS & 无锑/溴)，
敬请登陆<http://www.ti.com/productcontent> 以核对最新的信息及其他产品内容详情。

TBD: 无铅/绿色改建计划尚未确定。

Pb-Free (RoHS): TI 中术语“Lead-Free”或者“Pb-Free”是指半导体产品符合当前RoHS要求，所有六种物质中规定铅含量不得超过同质材料质量的0.1%。在需要高温焊接的地方，TI 无铅产品适用于特定的无铅工序。

Pb-Free (RoHS Exempt) : 该组件至少有一项符合RoHS豁免，要么1) 模具和封装之间使用无铅覆晶焊锡凸块焊料，要么2) 模具和引线之间使用无铅胶粘剂。否则，根据前面的定义，该组件将被认为是无铅的（符合RoHS标准）。

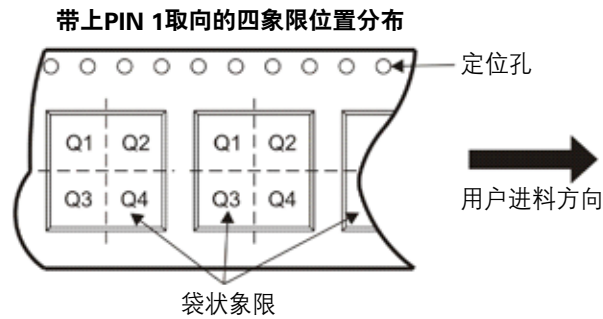
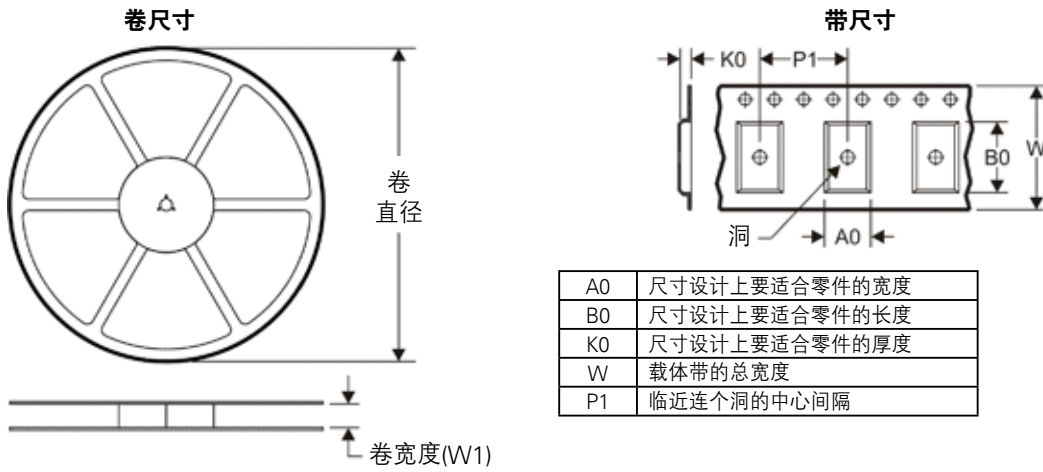
Green (RoHS&无锑/溴) : TI的定义，“绿色”意味着无铅（符合RoHS标准）并且无需要用到阻燃剂溴和锑（按重量计算的均质材料中Br或Sb不超过0.1%）。

⁽³⁾MSL，峰值温度。--分别表示按照JEDEC工业标准分类的湿度灵敏度指数，及焊接峰值温度。

重要信息和免责声明： 本页中提供的信息代表了TI在提供日期时掌握的知识和理解。TI 提供的知识和理解都是基于第三方提供的信息，对这些信息的可靠性不做任何承诺和保证。我们目前正在努力，更好的整合这些来自第三方的信息。TI已采取并将继续采取合理的措施来提供有价值的和精确的信息，但是对引入的材料及化学成分可能还没有进行破坏性测试或者化学分析。TI 及 TI 供应商考虑到某些信息的所有权因素，因此CAS 编号及其他限制性信息可能没有公开。

任何情况下，如果在每年的基础上由TI卖给客户的总价款超出了在本文档中的所列的信息，TI将不付有相关责任。

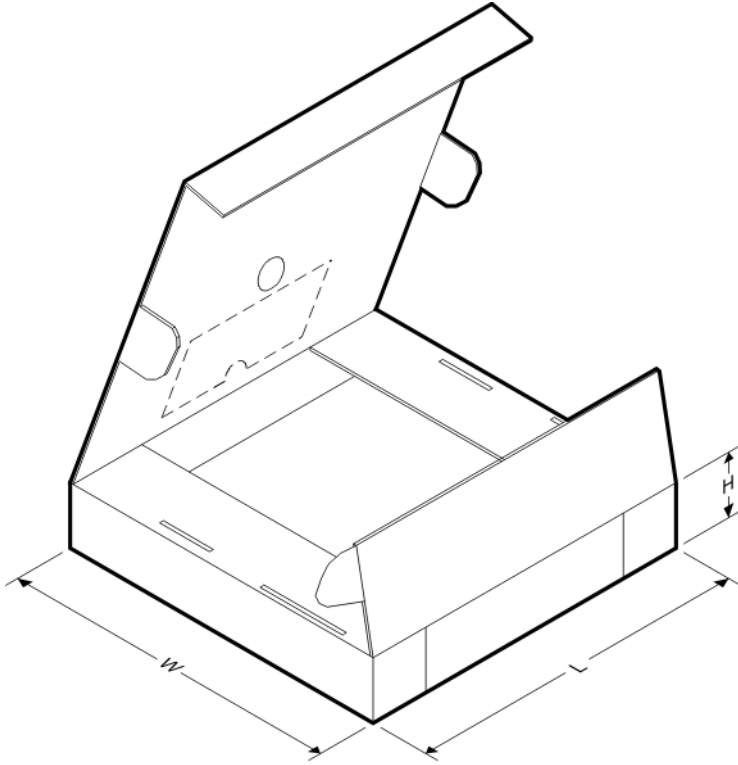
带和卷信息



*所有尺度都是标称值。

器件	封装类型	封装图纸	引脚	SPQ	卷直径 (mm)	卷宽度 W1(mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1象限
TPS54620RGYR	QFN	RGY	14	1000	180.0	12.4	3.85	3.85	1.35	8.0	12.0	Q1
TPS54620RGYT	QFN	RGY	14	250	180.0	12.4	3.85	3.85	1.35	8.0	12.0	Q1

带和卷盒子尺寸

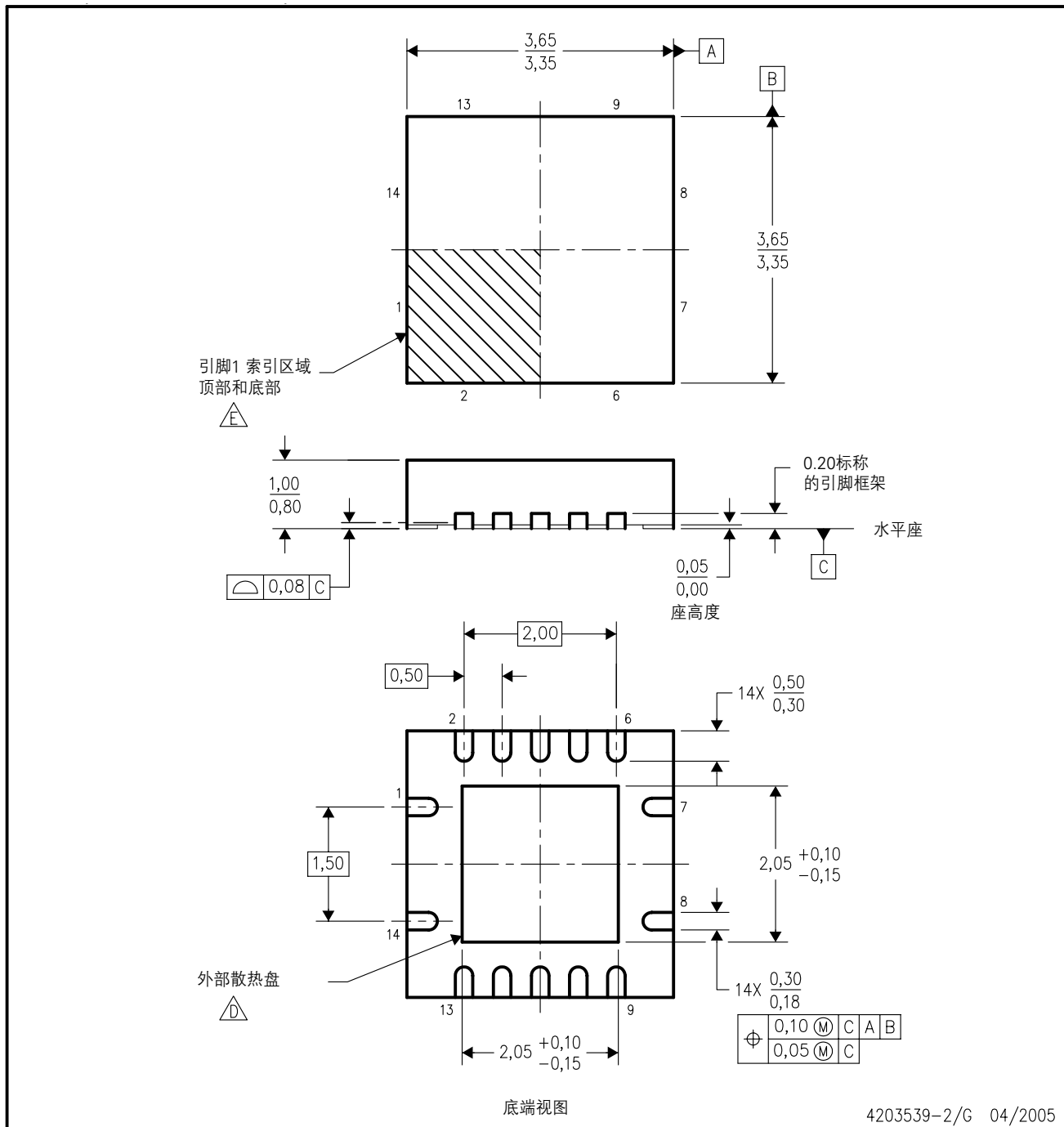


*所有尺度都是标称值。

器件	封装类型	封装图纸	引脚	标准包装量	长度(mm)	宽度(mm)	高度(mm)
TPS54620RGYR	QFN	RGY	14	1000	190.5	212.7	31.8
TPS54620RGYT	QFN	RGY	14	250	190.5	212.7	31.8

RGY(S-PAFP-N14)

塑料四方平板包装



注意： A. 所有的线尺度都以毫米作为基本单位。尺寸和公差均符合美国机械工程师协会(ASME) Y14.5M - 1994标准。

B. 此图如果发生变化，恕不另行通知。

C. QFN（四方平板无引线）封装配置参数。

△ 为了热性能及工程性能，封装的散热盘必须焊接到PCB板上。

△ 引脚1标识符位于封装的上层及底层，且在标示出的区域内。引脚1标识符可能是塑模的、标记的或是金属的。

F. 封装符合电子器件工程联合委员会(JEDEC) MO-241 variation BA标准。

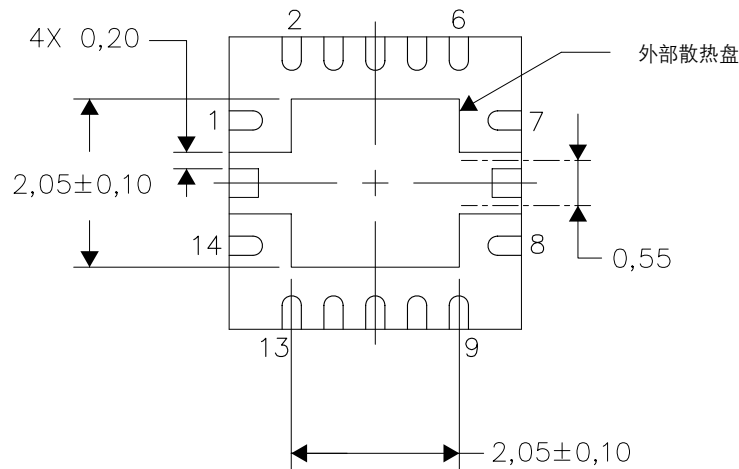


散热信息

该封装包括一个外部散热盘，其设计目的是用来直接与外部散热器相连。该散热盘必须直接焊接到印制电路板（PCB）上面。焊接后，PCB可以被用作散热器。另外，通过使用热过孔，散热盘可以被直接连接到器件的电气原理图所示的适合的铜板上，或者被连接到PCB内部设计的一个特殊散热结构上去。这种设计使集成电路（IC）的热传导性得到了优化。

关于四方平板无引线（QFN）封装及其优点的信息，请参阅应用报告、四方平板无引线逻辑封装、及德州仪器文献 No.SCBA017。该文档可以在www.ti.com网站上找到。

该封装中外部散热盘的尺寸如下图所示。

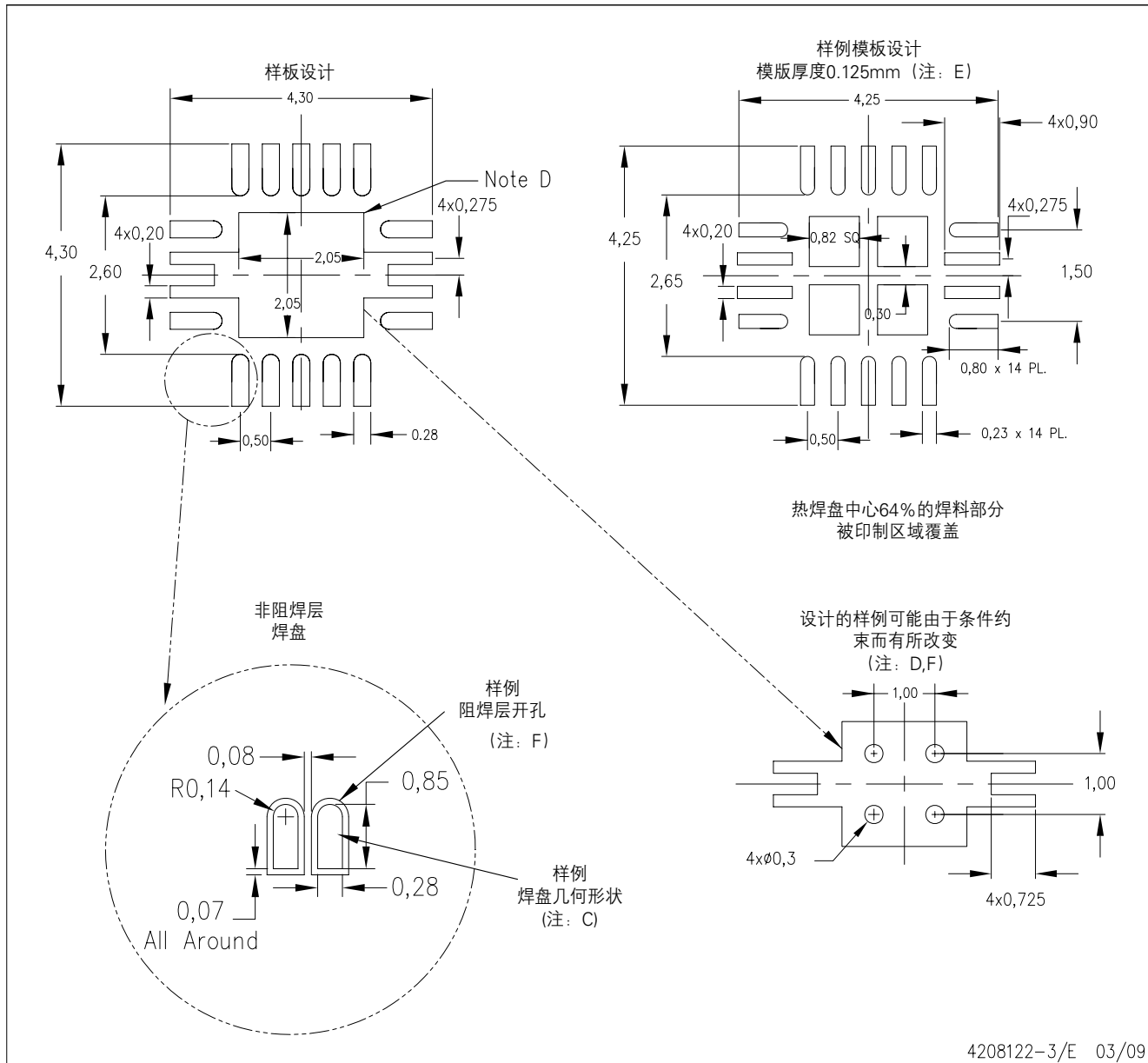


底部视图

注：所有的线尺度都以毫米作为基本单位。

外部散热盘尺寸

RGY (S-PVQFN-N14)



- 注意: A. 所有的线尺度都以毫米作为基本单位。
 B. 该图所示的设计如有更改, 恕不另行通知。
 C. 发布的IPC-7351建议作为替代设计。
 D. 该封装是为能焊接到板上的热焊盘而设计的。如需详细的关于热信息、过孔要求以及推荐的PCB板设计方案, 请参见应用手册、四方平板封装、德州仪器的文献——编号 SCBA271, SLUA271及产品数据表。这些资料都可以从www.ti.com.cn网站上得到。
 E. 激光切割的梯形外壁和圆角的孔径能让膏剂更好的脱离。客户可访问他们的电路板装配网站, 以获得所推荐的模板设计方法。对模板的设计考虑因素请参见IPC 7525。
 F. 客户可访问他们的电路板制作网站, 以获取信号焊盘间助焊层的网络容限。

想缩短研发时间、降低产品成本、并让产品快速投放市场？
TI产品信息中心训练有素的技术支持团队能在线提供您全方位的产品信息
无论是…

- 为您选择最佳的芯片和系统方案
- 为您找到获得样片的最快速途
- 为您分析并解决在开发调试中遇到的问题
- 为您提供产品设计开发的经验和技巧
- 为您推荐最佳授权代理商
- 为您递送免费的产品书籍/CD
- 为您所想，不遗余力……

立刻拨免费热线：**800-820-8682**获取免费的技术支持。
服务时间：星期一至五·上午9:00~下午6:00

欢迎您注册成为**my.TI**会员，以获得更快捷的服务和更全美的产品资料。
网址：<http://www.ti.com.cn/contactus>

my.TI

TI 创建了全新版本的my.TI，提供全新的外观和新型的用户友好特性并为中国客户提供本地语言功能。

帐户设置优势：

- my.ti 主页上提供每周新闻稿摘要
- 订购免费样片
- 管理新闻演示文稿和电子邮件警报
- 登记参加活动
- 注册电子邮件警报
- 更方便的电子邮件管理与订阅

网站：<http://www.ti.com.cn/myti>

新用户请现在就登录，享受多重服务，旧用户请登录更新信息！

SQS 小批量销售

TI于2007年与半导体代理商世平集团合作推出全新TI小批量器件销售服务，专门针对产品开发及研制初期对小批量IC产品需求而设，为顾客提供更全面的服务。

- 超过8000种器件，任君选购
- 网络订单，快捷方便
- 订购热线：**755-26711655**转SPP客户服务部
- 电子信箱：spp@wpg Holdings.com
- 网站：<http://www.ti.com.cn/sqs>

Safe Harbor Statement:

This publication may contain forward-looking statements that involve a number of risks and uncertainties. These "forward-looking statements" are intended to qualify for the safe harbor from liability established by the Private Securities Litigation Reform Act of 1995. These forward-looking statements generally can be identified by phrases such as TI or its management "believes," "expects," "anticipates," "foresees," "forecasts," "estimates" or other words or phrases of similar import. Similarly, such statements herein that describe the company's products, business strategy, outlook, objectives, plans, intentions or goals also are forward-looking statements. All such forward-looking statements are subject to certain risks and uncertainties that could cause actual results to differ materially from those in forward-looking statements. Please refer to TI's most recent Form 10-K for more information on the risks and uncertainties that could materially affect future results of operations. We disclaim any intention or obligation to update any forward-looking statements as a result of developments occurring after the date of this publication.

Trademarks:

The platform bar is a trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

Real World Signal Processing, the black/red banner, C2000, C24x, C28x, Code Composer Studio, Excalibur, Just Plug It In graphic, MicroStar BGA, MicroStar Junior, OHCI-Lynx, Power+ Logic, PowerPAD, SWIFT, TMS320, TMS320C2000, TMS320C24x, TMS320C28x, TMS320C6000, TPS40K, XDS510 and XDS560 are trademarks of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

相关产品链接:

- DSP - 数字信号处理器 <http://www.ti.com.cn/dsp>
- 电源管理 <http://www.ti.com.cn/power>
- 放大器和线性器件 <http://www.ti.com.cn/amplifiers>
- 接口 <http://www.ti.com.cn/interface>
- 模拟开关和多路复用器 <http://www.ti.com.cn/analogswitches>
- 逻辑 <http://www.ti.com.cn/logic>
- RF/F 和 ZigBee® 解决方案 <http://www.ti.com.cn/radiofre>
- RFID 系统 <http://www.ti.com.cn/rfidsys>
- 数据转换器 <http://www.ti.com.cn/dataconverters>
- 时钟和计时器 <http://www.ti.com.cn/clockandtimers>
- 标准线性器件 <http://www.ti.com.cn/standardlinearde>
- 温度传感器和监控器 <http://www.ti.com.cn/temperaturesensors>
- 微控制器 (MCU) <http://www.ti.com.cn/microcontrollers>

相关应用链接:

- 安防应用 <http://www.ti.com.cn/security>
- 工业应用 <http://www.ti.com.cn/industrial>
- 计算机及周边 <http://www.ti.com.cn/computer>
- 宽带网络 <http://www.ti.com.cn/broadband>
- 汽车电子 <http://www.ti.com.cn/automotive>
- 视频和影像 <http://www.ti.com.cn/video>
- 数字音频 <http://www.ti.com.cn/audio>
- 通信与电信 <http://www.ti.com.cn/telecom>
- 无线通信 <http://www.ti.com.cn/wireless>
- 消费电子 <http://www.ti.com.cn/consumer>
- 医疗电子 <http://www.ti.com.cn/medical>

重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated