LMR62421

LMR62421 采用 SOT-23 封装的 SIMPLE SWITCHER® 24 V 输出电压、2.1 A 升压稳压器

文献编号：ZHCSA26A

LMR62421

采用 SOT-23 封装的 SIMPLE SWITCHER® 24 V 输出电压、2.1 A 升压稳压器

特性

- 输入电压范围：2.7 V至 5.5 V
- 输出电压高达 24 V
- 开关电流高达 2.1 A
- 1.6 MHz 开关频率
- 低停机静态电流 (Iq)：80 nA
- 逐周期电流限制
- 内部补偿
- 内部软起动
- SOT23-5 封装 (2.92 x 2.84 x 1 mm) 和 LLP-6 封装 (3 x 3 x 0.8 mm)
- 得到 WEBENCH® Power Designer 工具的全面支持

性能优势

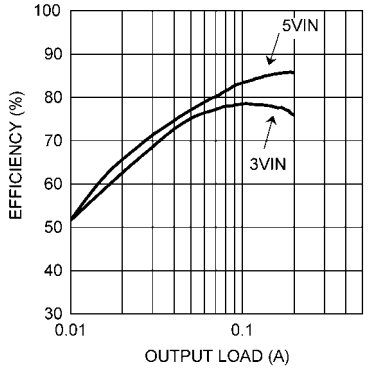
- 易用性极佳
- 纤巧的总体解决方案降低了系统成本

应用

- 从 3.3 V、5 V 电源轨的升压 / SEPIC 转换
- 空间受限型应用
- 嵌入式系统
- LCD 显示器
- LED 应用

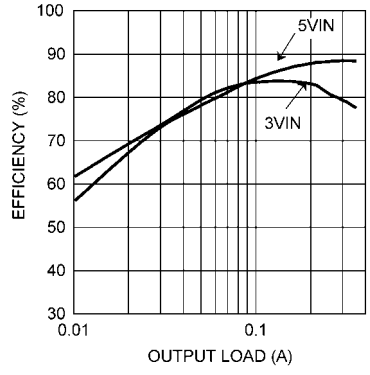
系统性能

效率与负载电流的关系曲线
V_{OUT} = 20 V



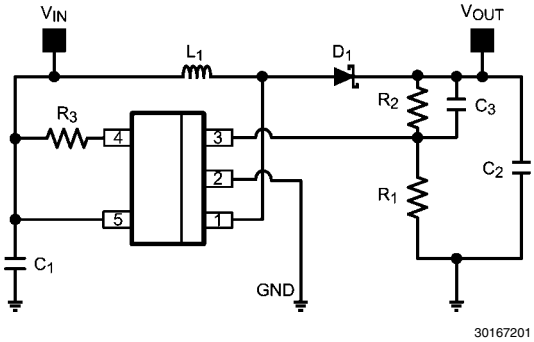
30167212

效率与负载电流的关系曲线
V_{OUT} = 12 V



30167214

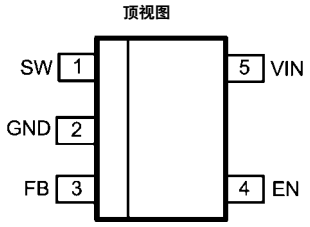
典型应用



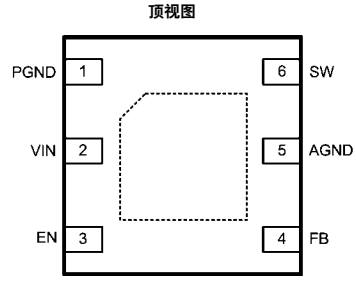
30167201

© 2011 Texas Instruments Incorporated

连线图



5 引脚 SOT23 封装



6 引脚 LLP 封装

订购信息

订购编号	说明	封装类型	封装图例	装运方式
LMR62421XMFE	1.6 MHz	SOT23-5	MF05A	250，带装和卷装
LMR62421XMF				1000，带装和卷装
LMR62421XMFX				3000，带装和卷装
LMR62421XSDE		LLP-6	SDE06A	250，带装和卷装
LMR62421XSD				1000，带装和卷装
LMR62421XSDX				4500，带装和卷装

引脚说明－5 引脚 SOT23 封装

引脚	名称	功能
1	SW	开关节点。连接至电感器、输出二极管。
2	GND	信号地和电源地引脚。将反馈网络的底端电阻器布设在尽可能靠近该引脚的地方。
3	FB	反馈引脚。把 FB 连接至外部电阻分压器以设定输出电压。
4	EN	关断控制输入。当该引脚为逻辑高电平时，将使能器件操作。不得允许此引脚浮置或高于 VIN + 0.3 V。
5	VIN	用于功率级的电源电压，和输入电源电压。

引脚说明－6 引脚 LLP 封装

引脚	名称	功能
1	PGND	电源地引脚。将 PGND 和输出电容器 GND 靠近布设。
2	VIN	用于功率级的电源电压，和输入电源电压。
3	EN	关断控制输入。当该引脚为逻辑高电平时，将使能器件操作。不得允许此引脚浮置或高于 VIN + 0.3 V。
4	FB	反馈引脚。把 FB 连接至外部电阻分压器以设定输出电压。
5	AGND	信号地引脚。将反馈网络的底端电阻器布设在尽可能靠近该引脚和引脚 4 的地方。
6	SW	开关节点。连接至电感器、输出二极管。
DAP	GND	信号地和电源地。将引脚 1 和引脚 5 连接至顶层。在 DAP 和底层 GND 平面之间布设 4 至 6 个过孔。

最大绝对额定值（注 1）

如果需要符合军用 / 航空航天要求的器件，请与德州仪器的销售办事处/分销商联系，以了解供货情况与技术规格。

V_{IN}	−0.5 V 至 7 V
SW 电压	−0.5 V 至 26.5 V
FB 电压	−0.5 V 至 3.0 V
EN 电压	−0.5 V 至 VIN + 0.3 V
ESD 敏感度（注 6）	2 kV
结温（注 2）	150°C
贮存温度范围	−65°C 至 150°C

如需了解焊接规范，可通过以下网址参阅产品文件夹：
www.national.com 和
www.national.com/ms/MS/MS-SOLDERING.pdf

工作额定值（注 1）

V_{IN}	2.7 V 至 5.5 V
V_{EN}（注 7）	0 V 至 V_{IN}
结温范围	−40°C 至 +125°C

电特性 （注 3）、（注 4） 采用标准字体表示的规格仅适用于 T_J = 25°C 的温度条件；采用粗体字表示的极限值适用于整个结温范围（T_J = −40°C 至 125°C）。表中给出的“最小”和“最大”规格限值由测试、设计或统计相关来保证。典型值代表 T_J = 25°C 条件下最可能采用的参数标准，这里仅供参考。在“条件”栏中，除非另有说明，否则 V_{IN} = 5 V。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{FB}	反馈电压	−40°C ≤ T_J ≤ +125°C （SOT-23 封装）	**1.230**	1.255	**1.280**	V
		0°C ≤ T_J ≤ +125°C （SOT-23 封装）	**1.236**	1.255	**1.274**	
		−40°C ≤ T_J ≤ +125°C （LLP-6 封装）	**1.225**	1.255	**1.285**	
		0°C ≤ T_J ≤ +125°C （LLP-6 封装）	**1.229**	1.255	**1.281**	
$\Delta V_{FB} / V_{IN}$	反馈电压调节	V_{IN} = 2.7 V 至 5.5 V		0.06		% / V
I_{FB}	反馈输入偏置电流			0.1	**1**	µA
F_{SW}	开关频率		**1200**	1600	**2000**	kHz
D_{MAX}	最大占空比		**88**	96		%
D_{MIN}	最小占空比			5		%
$R_{DS(ON)}$	接通电阻	SOT23-5 封装		170	**330**	mΩ
		LLP-6 封装		190	**350**	
I_{CL}	开关电流限值		**2.1**	3		A
SS	软起动			4		ms
I_Q	静态电流（开关操作时）			7.0	**11**	mA
	静态电流（关断时）	V_{EN} = 0 V		80		nA
UVLO	欠压闭锁	V_{IN} 逐渐上升		2.3	**2.65**	V
		V_{IN} 逐渐下降	**1.7**	1.9		
V_{EN_TH}	关断门限电压	（注 7）			**0.4**	V
	使能门限电压	（注 7）	**1.8**			
I_{-SW}	开关漏电流	V_{SW} = 24 V		1.0		µA
I_{-EN}	使能引脚电流	灌/拉		100		nA

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
θ_{JA}	结点至环境 0 LFPM 气流（注 5）	LLP-6 封装		80		°C/W
		SOT23-5 封装		118		
θ_{JC}	结点至外壳	LLP-6 封装		18		°C/W
		SOT23-5 封装		60		
T_{SD}	过热关断温度（注 2）			160		°C
	过热关断迟滞			10		

注 1：最大绝对额定值为极限值，在超过这些限值的条件下工作有可能损坏器件。工作范围系指器件预期的运行条件，但在这些条件下器件的特定性能限值有可能得不到保证。如需了解有保证的规格指标及测试条件，请参阅“电特性”。

注 2：如果结温超过了器件的最大结温，则热关断电路将动作。

注 3：“最小”和“最大”极限值在 25°C 温度条件下进行了全面的生产测试。工作温度范围内的极限值通过采用“统计质量控制 (SQC)”法的相关性来保证。这些极限值用于计算 TI 的平均出厂质量水平 (AOQL)。

注 4：典型值针对 25°C 的温度条件，并代表最可能采用的参数标准。

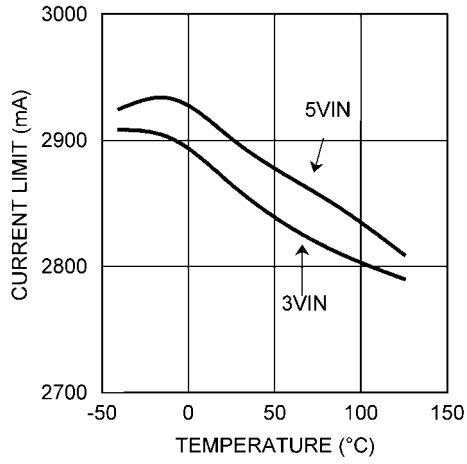
注 5：适用于在静止空气中直接焊接至一块 3″ x 3″ PC 板（4 层，敷有 2 盎司铜箔）的封装。

注 6：人体模型指的是一个 100 pF 电容器通过一个 1.5 kΩ 电阻器向每个引脚放电。

注 7：不得允许此引脚浮置或高于 V_{IN} + 0.3 V。

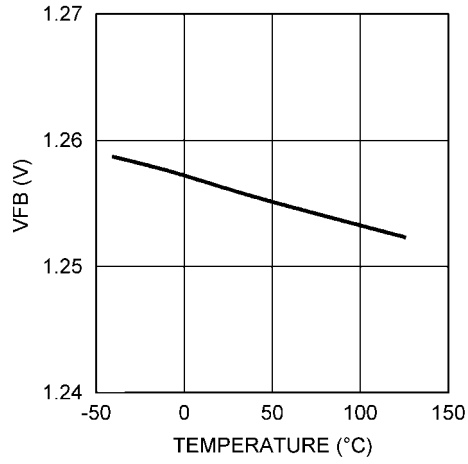
典型性能特征

电流限值与温度的关系曲线



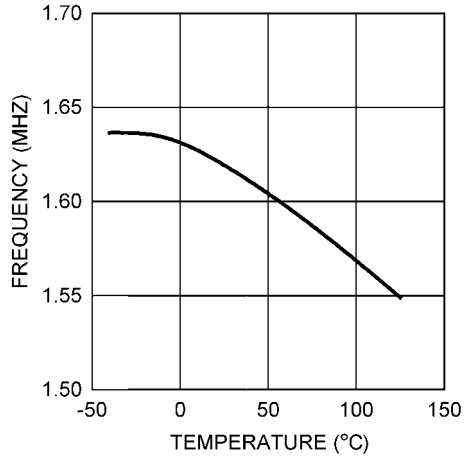
30167206

FB 引脚电压与温度的关系曲线



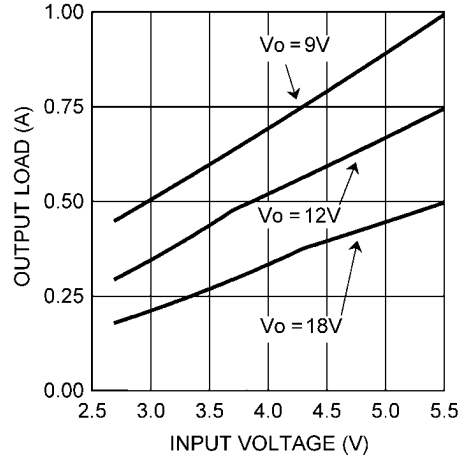
30167207

振荡器频率与温度的关系曲线



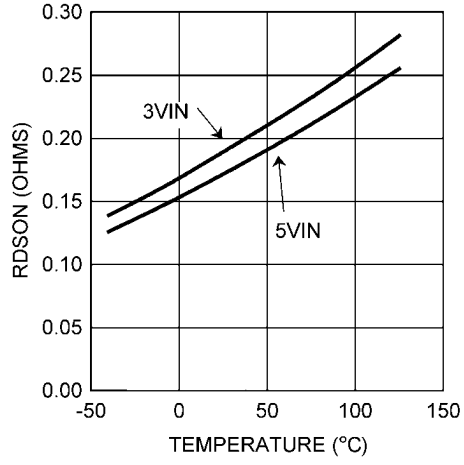
30167208

典型最大输出电流与 V_{IN} 的关系曲线



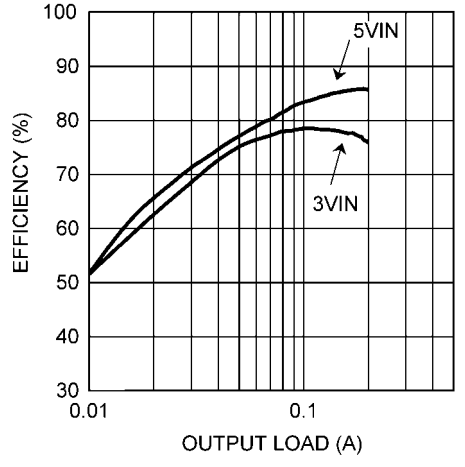
30167210

R_{DSON} 与温度的关系曲线



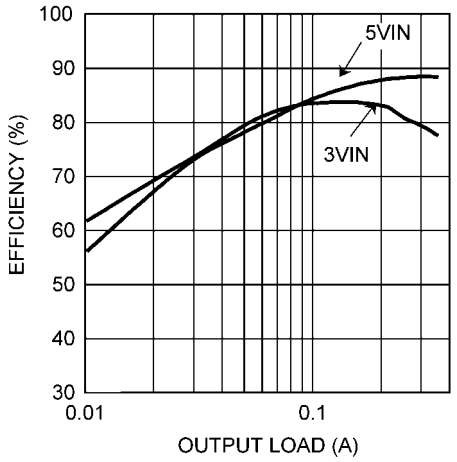
30167211

效率与负载电流的关系曲线，V_O = 20 V



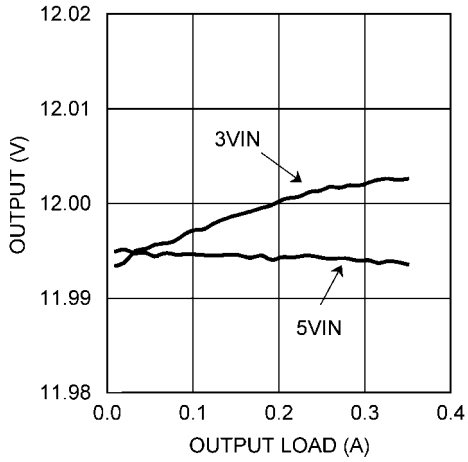
30167212

效率与负载电流的关系曲线，V_O = 12 V



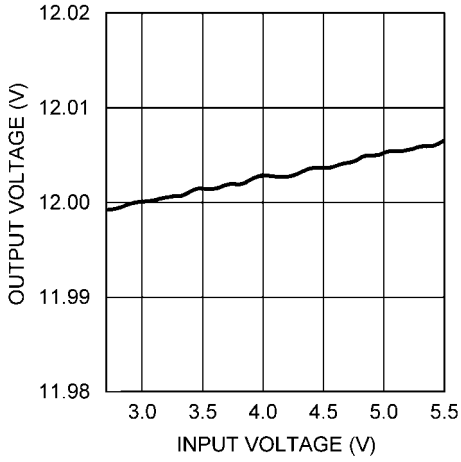
30167214

输出电压负载调节



30167216

输出电压调节



30167217

简化的内部方框图

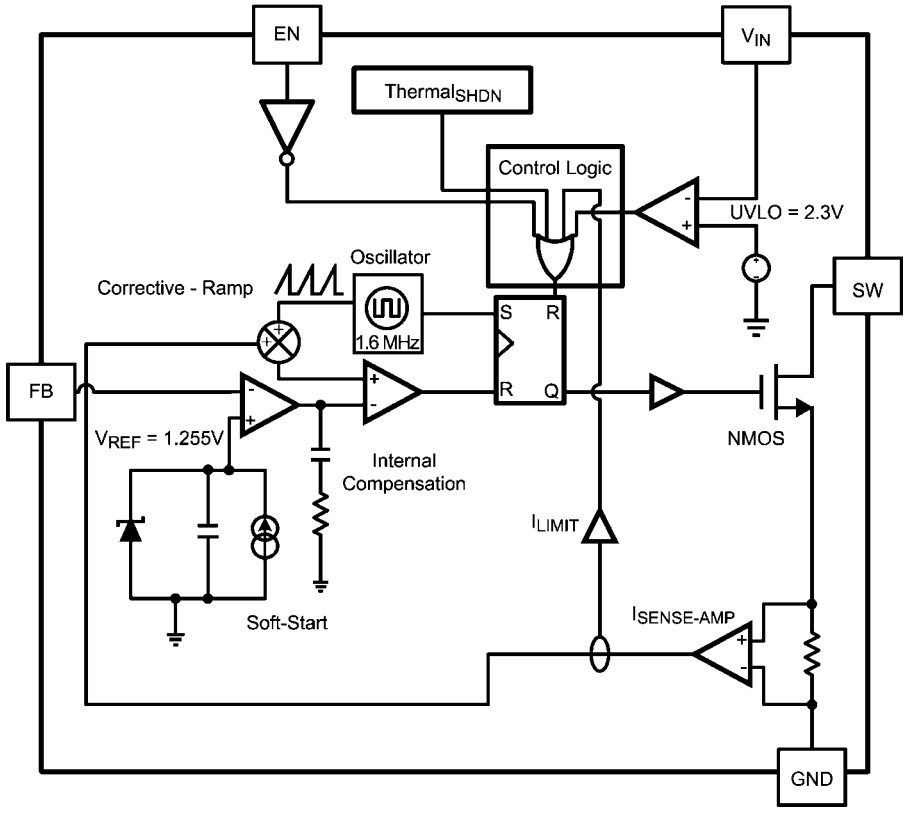


图 1：简化方框图

一般说明

LMR62421 是一款简单易用且空间利用率很高的 2.1 A 低端开关稳压器，非常适合于升压和 SEPIC DC-DC 调节。该器件拥有在尽可能小的 PCB 面积内提供局部 DC/DC 转换以及快速瞬态响应和准确调节所需的全部主动功能。开关频率在内部设定为 1.6 MHz，因而允许使用极小的表面贴装型电感器和片式电容器，同时实现了接近 90% 的效率。电流模式控制和内部补偿提供了易用性、极少的组件数量以及众多操作条件下的高性能稳压。外部关断电路具有 80 nA 的超低待机电流，非常适合便携式应用。纤巧的 SOT23-5 和 LLP-6 封装可节省空间。这款器件的其他特点还包括用于减小浪涌电流的内部软起动电路、逐脉冲电流限制和热关断功能。

应用信息

工作原理

下面有关 LMR62421 工作原理的说明将参照“简化方框图”（图 1）、简化原理图（图 2）及其相关波形（图 3）。通过以恒定的频率和可变的占空比切换内部 NMOS 控制开关，LMR62421 可提供一个稳定的输出电压。开关周期起始于由内部振荡器生成的复位脉冲的下降沿。当该脉冲走低时，输出控制逻辑电路将接通内部 NMOS 控制开关。在此导通时间里，SW 引脚电压 (V_{SW}) 降低接近 GND，而电感器电流 (I_L) 则以线性斜率增大。I_L 由电流检测放大器负责测量，该放大器生成一个与开关电流成正比的输出。检测信号与稳压器的校正斜坡信号相加，并与误差放大器的输出（其与“反馈电压和 V_{REF} 之差”成正比）进行比较。当 PWM 比较器输出走高时，输出开关将断开，直到下一个开关周期开始为止。在开关断开的时间里，电感器电流通过二极管 D1 放电，这使 SW 引脚电压摆动至“输出电压 + 二极管的正向电压 (V_D)”。稳压器环路负责调节占空比 (D)，以保持一个恒定的输出电压。

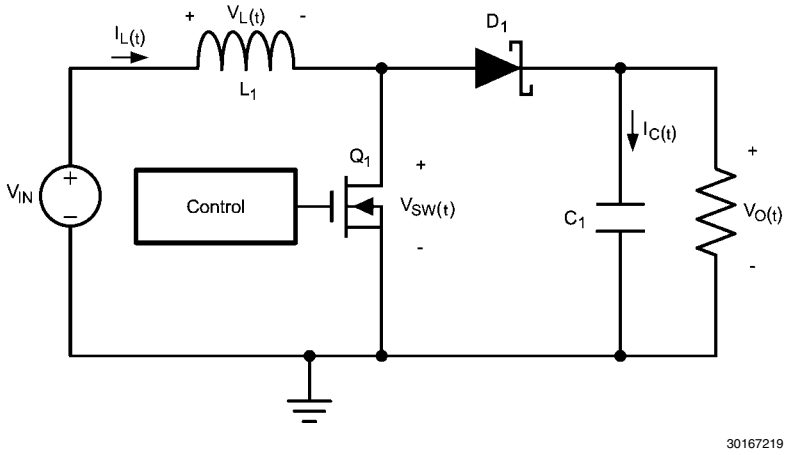


图 1：简化方框图

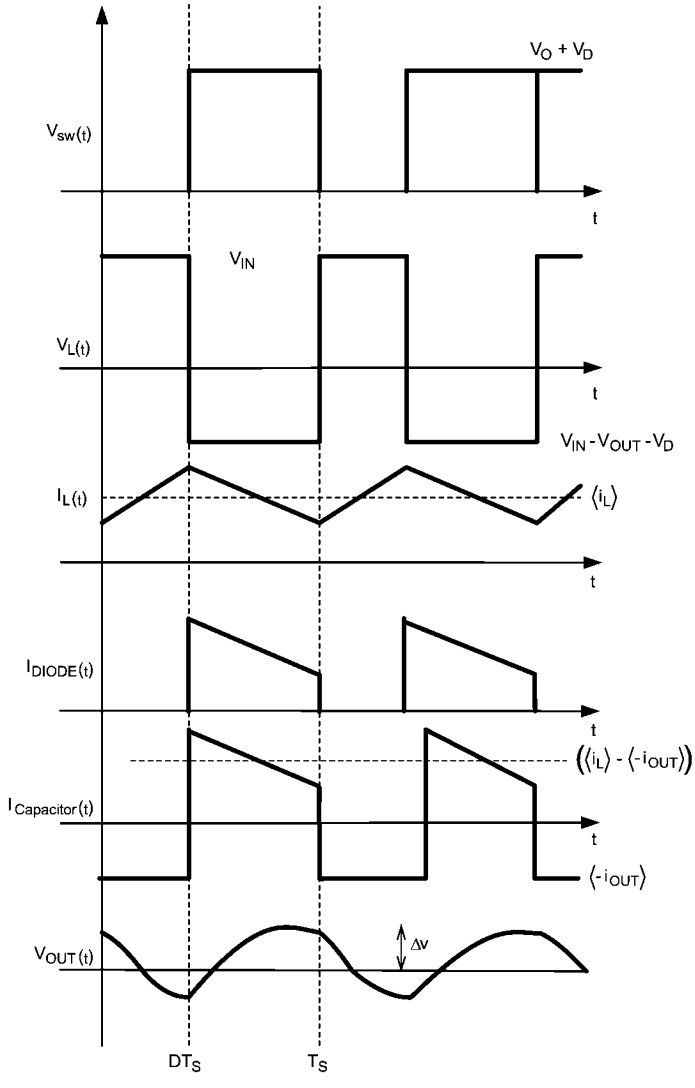


图 1：典型波形

电流限制

LMR62421 采用逐周期电流限制以保护内部 NMOS 开关。需要重点指出的是：该电流限制电路将不会为输出提供针对短路期间过大电流的保护。输入电源通过一个电感器和一个二极管的串接而连接至输出。假如输出端上出现短路，则过大的电流会把电感器和二极管全部损坏。

设计指导

使能引脚/关断模式

LMR62421 具有一种受控于使能引脚 (EN) 的关断模式。当一个逻辑低电压施加至 EN 时，器件将处于关断模式，而且其静态电流将减小至 80 nA（典型值）。开关漏电流加起来从输入电源另外消耗 1 µA 电流。该引脚上的电压一定不得超过 V_{IN} + 0.3 V。

热关断

当 IC 的结温超过 160°C 时，热关断功能电路将通过断开输出开关来限制总功率耗散。在过热关断之后，输出开关将在结温下降至大约 150°C 时才会接通。

软起动

该功能可使 V_{OUT} 在启动期间以一个受控的速率增加。在软起动过程中，误差放大器的基准电压在大约 4.0 ms 的时间里上升至其 1.255 V 的标称值。这将强制稳压器输出以一种更加线性和受控的形式斜坡上升，从而有助于减小浪涌电流。

电感器的选择

采用输出电压 (V_O) 与输出电压 (V_{IN}) 之比可快速求出占空比 (D) 的近似值：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{1}{1-D}\right) = \frac{1}{D'}$$

于是：

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

如需计算更加准确的占空比，则必须把由二极管 (D1) 的正向压降、内部 NMOS 开关两端的压降、电感器电阻 (R_{DCR}) 两端的压降所引起的功率损耗以及开关损耗考虑在内（详细的说明请见“计算效率和结温”）。一种用于计算转换比的更准确的公式为：

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

式中的 η 为 LMR62421 应用电路的效率。

电感值决定了输入纹波电流。较低的电感值虽可减小电感器的尺寸，但会增大输入纹波电流。电感值的增大将减小输入纹波电流。

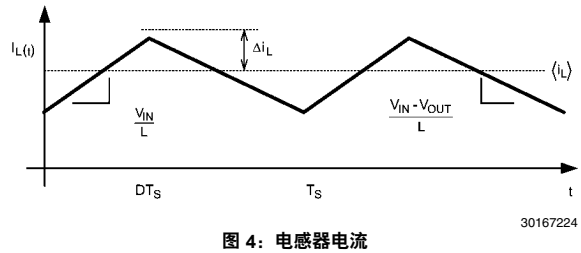


图 4：电感器电流

$$\frac{2\Delta i_L}{DT_S} = \left(\frac{V_{IN}}{L}\right)$$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_{IN}}{2L}\right) x\, DT_S$$

上佳的设计惯例是将电感器设计为产生最大负载 10% 至 30% 的纹波。利用前面的公式可求得电感值。

$$L = \left(\frac{V_{IN}}{2 \times \Delta i_L}\right) x\, DT_S$$

式中：$1/T_S = F_{SW}$ = 开关频率

必须确保不超过最小电流限值 (2.1 A)，于是必须计算电感器中的峰值电流。电感器中的峰值电流 (I_{LPK}) 由下式计算：

$$IL_{pk} = I_{IN} + \Delta I_L$$

或

$$IL_{pk} = I_{OUT} / D' + \Delta I_L$$

当选择电感器时，应确保其能在不发生饱和的情况下支持峰值输出电流。电感器饱和将导致电感的突然降低，并妨碍稳压器的正确操作。由于内部电流限制电路速度的原因，电感器的峰值电流规格指标只需针对所需的最大输入电流拟订即可。例如：倘若设计的最大输入电流为 1.5 A，且峰值电流为 1.75 A，则应规定电感器具有一个大于 1.75 A 的饱和电流限值。没有必要将电感器的饱和电流或峰值电流规格拟订在 3 A 的典型开关电流限值。

由于 LMR62421 工作频率的原因，应优先选择基于铁氧体的电感器，以最大限度地减少磁芯损耗。这一要求所产生的限制微乎其微，因为基于铁氧体的电感器品种繁多，选择余地很大。最后，具有较低串联电阻 (DCR) 的电感器将提供更优越的工作效率。推荐使用的电感器见“电路实例”。

输入电容器

需要采用一个输入电容器，以确保在开关瞬变期间 V_{IN} 不会下降过多。输入电容器的主要规格指标是电容、电压、RMS 额定电流和 ESL（等效串联电感）。推荐的输入电容为 10 µF 至 44 µF（具体数值取决于应用）。电容器制造商特别标明了额定输入电压。一定要检查任何的建议降额，同时还需查验在工作输入电压和工作温度条件下电容是否有任何明显的变化。 （接下页）

（续上页） 输入电容器的 ESL 常常取决于电流路径的有效截面积。在 LMR62421 的工作频率下，某些电容器的 ESL 可能过大，以至于最终的阻抗 ($2\pi fL$) 将高于实现稳定操作所需的数值。因此，强烈建议采用表面贴装型电容器。不管是输入电容器还是输出电容器，多层陶瓷电容器 (MLCC) 等都是上佳的选择，其具有非常低的 ESL。就 MLCC 而言，建议使用 X7R 或 X5R 介质电容器。请查阅电容器制造商的产品数据表，了解额定电容随工作条件的变化情况。

输出电容器

LMR62421 的工作频率允许使用陶瓷输出电容器，而不会牺牲瞬态响应性能。陶瓷电容器可容许较高的电感器纹波，且不会显著增加输出纹波。输出电容器根据期望的输出纹波和瞬态响应来选择。负载瞬变的初始电流主要由输出电容器提供。于是，输出阻抗将决定最大电压扰动。转换器的输出纹波是电容器的电抗及其等效串联电阻 (ESR) 的一个函数：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \times R_{ESR} + \left(\frac{V_{OUT} \times D}{2 \times F_{SW} \times R_{Load} \times C_{OUT}} \right)$$

当采用 MLCC 时，ESR 往往非常之低，以至于电容性纹波有可能占主导地位。当出现这种情况时，输出纹波将近似为正弦波，并从开关动作移相 90°。

考虑到 MLCC 的供货情况及质量，以及采用 LMR62421 之设计的预期输出电压，确实没有必要审查任何其他的电容器技术了。陶瓷电容器的另一项优势是其能够旁路高频噪声。一定量的开关脉冲边沿噪声将通过电感器中的寄生电容耦合至输出。陶瓷电容器将旁路该噪声，而钽电容器则不会。由于输出电容器是负责控制稳压器控制环路稳定性的两个外部组件之一，因此大多数应用将需要一个 4.7 µF 的最小输出电容。与输入电容器相似，输出电容器推荐使用的多层陶瓷电容器也是 X7R 或 X5R 型的。同样，应查验期望工作电压和温度条件下的实际电容。

设定输出电压

输出电压采用下面的公式设定，其中的 R_1 连接在 FB 引脚和 GND 之间，而 R_2 则连接于 V_{OUT} 和 FB 引脚之间。

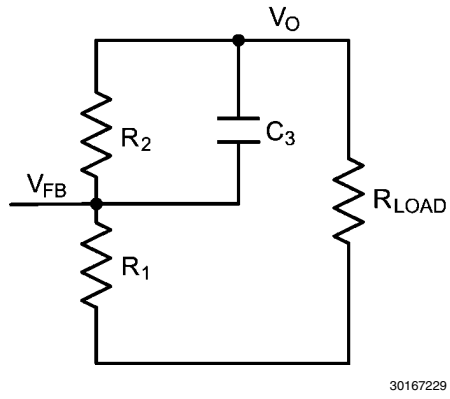


图 5：设定 V_{OUT}

R_1 的合适阻值为 10kΩ。

$$R_2 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) \times R_1$$

补偿

LMR62421 采用恒定频率峰值电流模式控制。这种控制模式允许采用可针对每种应用进行优化的简单外部补偿方案。通过一种复杂的数学分析可以全面地说明 LMR62421 的内部和外部补偿，但为了简单起见，我们将采用图示法和简单的计算公式。下面是 LMR62421依靠一个 5 V 输入电压产生一个 12 V 输出时的增益和相位曲线图。该博德图示出了未采用外部补偿时的总环路增益和相位。

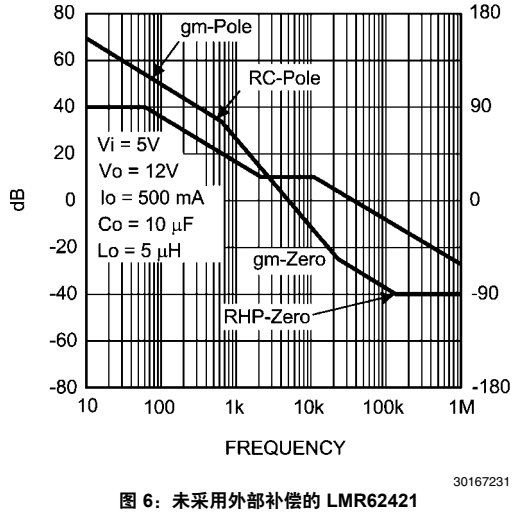


图 6：未采用外部补偿的 LMR62421

由图可见，交越频率良好，但 0dB 增益下的相位余量很低（22°）。可以在刚刚高于交越频率的地方布设一个零点，这样相位余量将骤增至 45°（最小值）。下图所示为相同的应用（在 8 kHz 频率上增设了一个零点）。

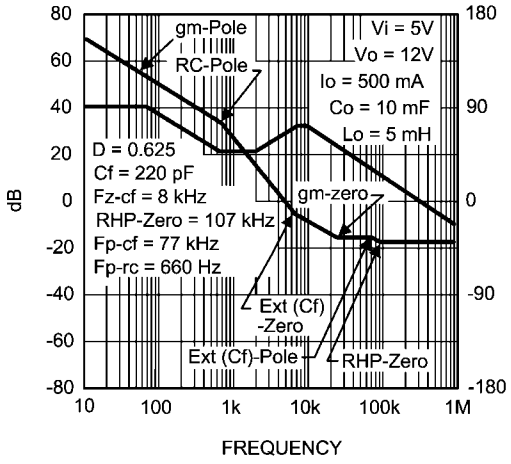


图 7：采用外部补偿的 LMR62421

确定补偿组件值的最简单方法如下。

采用下式设定输出电压：

$$R_2 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right) \times R_1$$

其中，R_1 是底端电阻器，R_2 是连接至输出电压的电阻器。下一步是计算 C3 的数值。内部补偿的设计目标是：当在 5 kHz 和 10 kHz 之间增添一个零点时，转换器将具有优良的瞬态响应，并可针对所有的输入和输出电压组合提供充裕的相位余量。

$$F_{ZERO-CF} = \frac{1}{2\pi(R_2 \times C_f)} = 5\ kHz \rightarrow 10\ kHz$$

较低的输出电压将具有设定在较靠近 10 kHz 的零点，而较高的输出电压则通常将具有设定在较靠近 5 kHz 的零点。始终建议获得一幅针对您实际应用的增益/相位曲线图。读者可以参阅 ˝典型应用˝ 部分，了解一些有效应用电路及其相关组件值的实例。

因内部 gm 放大器而产生的位于原点的极点：

$F_{P-ORIGIN}$

因输出负载和电容器而产生的极点

$$F_{P-RC} = \frac{1}{2\pi(R_{Load} C_{OUT})}$$

该公式只是确定了理想电流模式控制 (CMC) 情况下的极点频率，就是说：它并未把出于稳定性原因而添加至电流信号的附加内部人为斜坡 (artificial ramp) 考虑在内。通过添加人为斜坡，您将开始从 CMC 转移至电压模式控制 (VMC)。人为干预的结果是：因输出负载和输出电容器而产生的极点其频率实际上将比计算值略高。在本例中，其计算值为 650 Hz，而事实上则在 1 kHz 左右。

利用电容器 C_3 和电阻器 R_2 产生的零点：

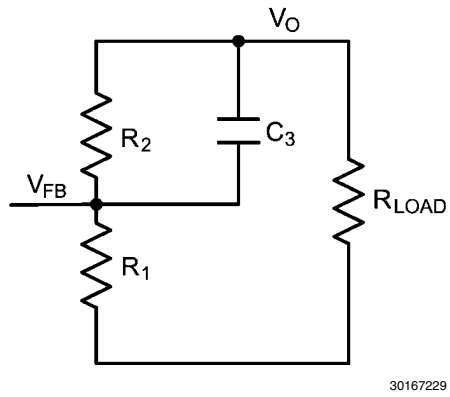


图 8：设定外部极点-零点

$$F_{ZERO-CF} = \frac{1}{2\pi(R_2 \times C_3)}$$

有一个与上式产生的零点相关联的极点。

$$F_{POLE-CF} = \frac{1}{2\pi((R_1 \| R_2) \times C_3)}$$

其频率始终比零点的高。

右半平面零点 (RHPZ) 是所有升压转换器所固有的。必须牢记的是：与右半平面相关的增益按 20dB/10 倍频程上升，但相位则按 45°/10 倍频程下降。对于大多数应用而言人们都极少担心 RHPZ，这基于以下事实：它所出现的频率远远高于交越频率，而且对环路稳定性的影响微乎其微（甚至完全没有影响）。而对于大电感值和高输出电流，则必须关心这一情况。

$$RHP_{ZERO} = \frac{(D')^2 R_{Load}}{2\pi \times L}$$

与 LMR62421 内部的寄生元件、外部组件和 PCB 相关的极点和零点各种各样。它们均位于远高于交越频率的频率上，这里为简单起见就不做讨论了。

PCB 布局考虑因素

当试图实现一个干净、稳定的输出时，在规划布局的时候就必需考虑一些事项。在完成升压转换器布局时最重要的考虑因素就是 C_{OUT} 电容器的 GND 接线与 LMR62421 PGND 引脚的紧密耦合。这些 GND 端应彼此靠近，并通过至少两个通孔连接至 GND 平面。在双层电路板的底层上应具有一个连续的接地平面。FB 引脚是一个高阻抗节点，并且应谨慎地使 FB 走线简短以避免噪声捡拾和不准确的稳压。反馈电阻器应尽可能布设在靠近 IC 的地方，并使 R1 的 AGND 尽量靠近 IC 的 GND（LLP 封装的引脚 5）。至 R2 的 V_{OUT} 走线在布设时应远离电感器和任何其他正在进行开关操作的走线。高的 AC 电流会流过 V_{IN}、SW 和 V_{OUT} 走线，因此这些走线应尽可能地简短和宽阔。 （接下页）

（续上页） 然而，使走线宽阔将增加辐射噪声，因此设计人员必须在这一点上进行权衡。辐射噪声可通过选择一个屏蔽式电感器来减低。另外，其余的组件也应布设在尽可能靠近 IC 的位置。请参见《应用笔记 AN-1229》，了解更多的布局考虑因素以及作为优良布局范例之一的 LMR62421 演示板。

SEPIC 转换器

LMR62421 可以很容易地变换为一个 SEPIC 转换器。SEPIC 转换器既能调节数值大于输入电压的输出电压，也能调节数值小于输入电压的输出电压。其他的转换器也拥有这种能力（CUK 和降压-升压型），但常常会产生一个与输入电压极性相反的输出电压。该拓扑是锂离子电池应用的理想选择，在此类应用中，单节锂离子电池的输入电压将在 3 V 和 4.5 V 之间变化，而且输出电压的数值介于其间。LMR62421 升压转换器的大部分分析皆适用于 LMR62421 SEPIC 转换器。

SEPIC 设计指导：

在没有损耗元件的情况下，SEPIC 转换比为：

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{D}{D'}$$

于是：

$$D = \frac{V_O}{V_O + V_{IN}}$$

小纹波近似：

在设计精良的 SEPIC 转换器中，输出电压、输入电压纹波和电感器纹波与 DC 值相比是很小的。因此对于这些组件取 DC 值是一种安全的近似。稳态分析的主要目的是确定稳态占空比、所有组件上的电压和电流应力以及所有组件的正确数值。

在稳态转换器中，电感器两端的净伏特-秒在一个周期之后将等于零。而且，在一个周期中，流入电容器的电荷将等于流出电容器的电荷。

于是：

$$I_{L2} = \left(\frac{D}{D'}\right) x\, I_{L1}$$

和

$$I_{L1} = \left(\frac{D}{D'}\right) x \left(\frac{V_O}{R}\right)$$

将 I_{L1} 代入 I_{L2}

$$I_{L2} = \frac{V_O}{R}$$

L2 的平均电感器电流为平均输出负载。

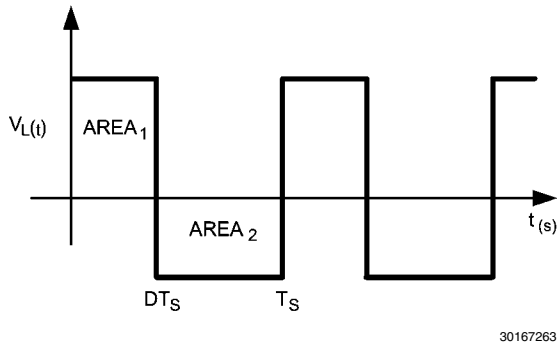


图 9：电感器伏特-秒平衡波形

在 C1 上实施电荷平衡：

$$V_{C1} = \frac{D'(V_o)}{D}$$

由于在任一电感器的两端均没有 DC 电压，而且电容器 C6 的一端通过 L1 连接至 Vin，或者另一端通过 L2 连接至地，我们可以认为：

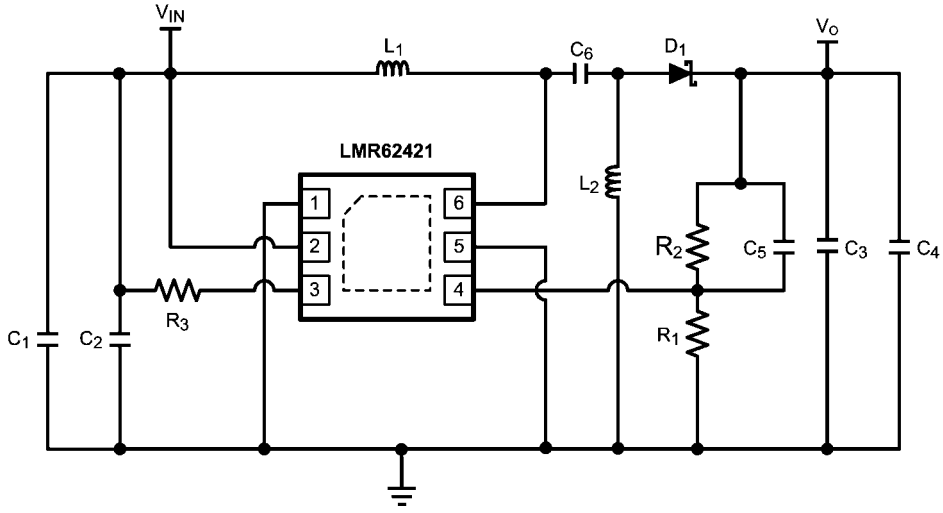
$$V_{C1} = V_{IN}$$

于是：

$$V_{IN} = \frac{D'(V_o)}{D}$$

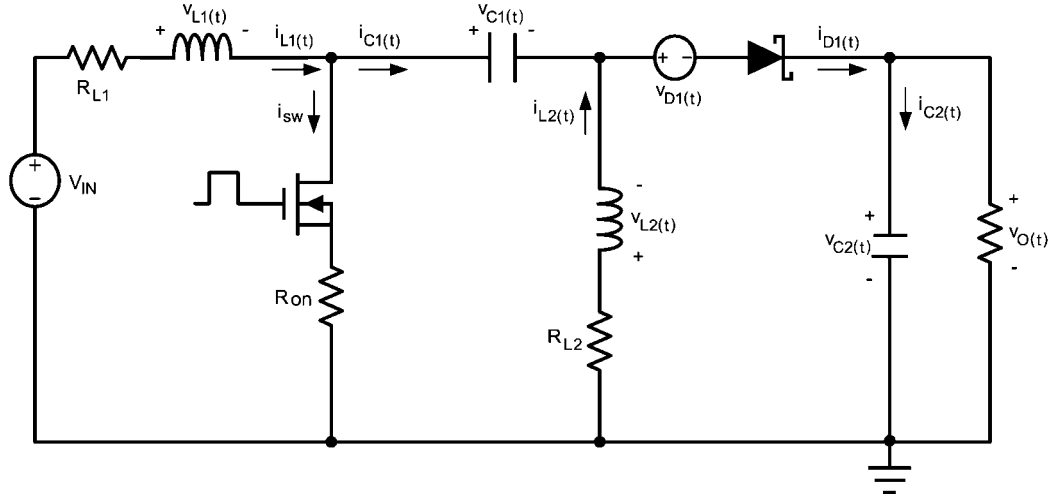
这验证了最初的转换比公式。

应记住的是：在 D 间隔期间内部开关电流等于 I_{L1} 和 I_{L2}，这一点很重要。转换器的设计应使最小保证峰值开关电流限值 (2.1 A) 不被超过。



30167280

稳态分析（带损耗元件）



30167266

采用电感器伏特-秒平衡和电容器电荷平衡，推导出下列公式：

$$I_{L2} = \left(\frac{V_O}{R}\right)$$

和

$$I_{L1} = \left(\frac{V_O}{R}\right) x \left(\frac{D}{D'}\right)$$

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \left(\frac{D}{D'}\right)\left(\frac{1}{\left(1+\frac{V_D}{V_O}+\frac{R_{L2}}{R}\right)+\left(\frac{D}{D'^2}\right)\left(\frac{R_{ON}}{R}\right)+\left(\frac{D^2}{D'^2}\right)\left(\frac{R_{L1}}{R}\right)}\right)$$

于是：

$$\eta = \left(\frac{1}{\left(1+\frac{V_D}{V_O}+\frac{R_{L2}}{R}\right)+\left(\frac{D}{D'^2}\right)\left(\frac{R_{ON}}{R}\right)+\left(\frac{D^2}{D'^2}\right)\left(\frac{R_{L1}}{R}\right)}\right)$$

可见，除了占空比 (D) 之外，所有的变量都是已知的。需要采用一个二次方程式来求解 D。 （接下页）

（续上页） 确定占空比有一种不太准确的方法，就是假定效率，并计算占空比。

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \left(\frac{D}{1 - D}\right) x\ \eta$$

$$D = \left(\frac{V_O}{(V_{IN} x\ \eta) + V_O}\right)$$

Vin	2.7V
Vo	3.1V
Iin	770 mA
Io	500 mA
η	75%

Vin	3.3V
Vo	3.1V
Iin	600 mA
Io	500 mA
η	80%

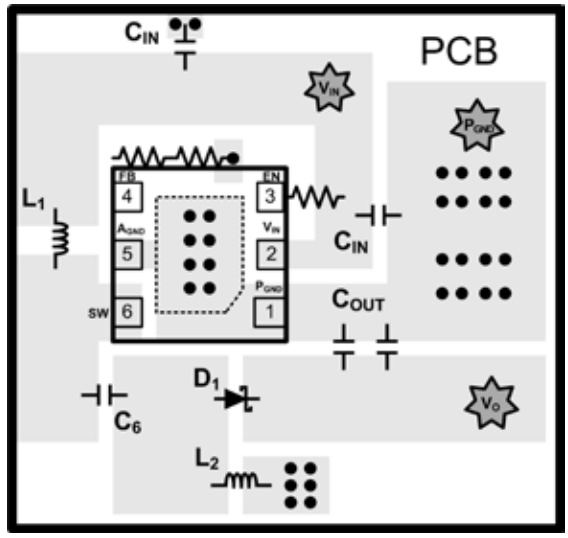
Vin	5V
Vo	3.1V
Iin	375 mA
Io	500 mA
η	83%

30167290

典型 SEPIC 应用的效率

SEPIC 转换器 PCB 布局

为 LMR62421 升压转换器阐述的布局指导准则适用于 SEPIC 转换器。下图示出了针对 SEPIC 转换器的正确 PCB 布局。



30167272

图 11：SEPIC PCB 布局

LLP 封装

LMR62421 采用 6 引脚 LLP 封装：

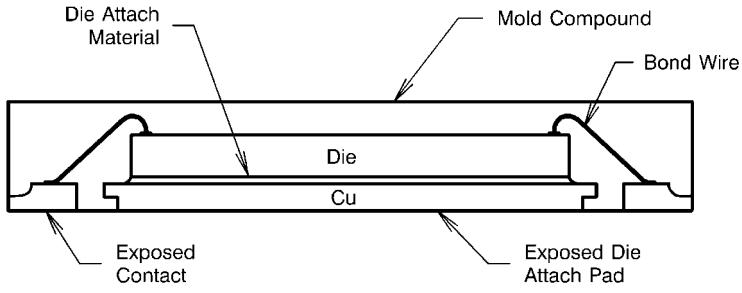


图 12：LLP 封装的内部连线

对于某些高功率应用，可以把 PCB 焊盘改为一种“狗骨”的形状（见图 19）。通过增加接地平面的尺寸并增设热过孔，便能减小应用的 $R_{\theta JA}$。

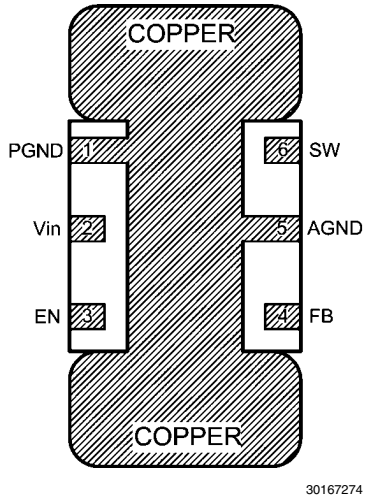
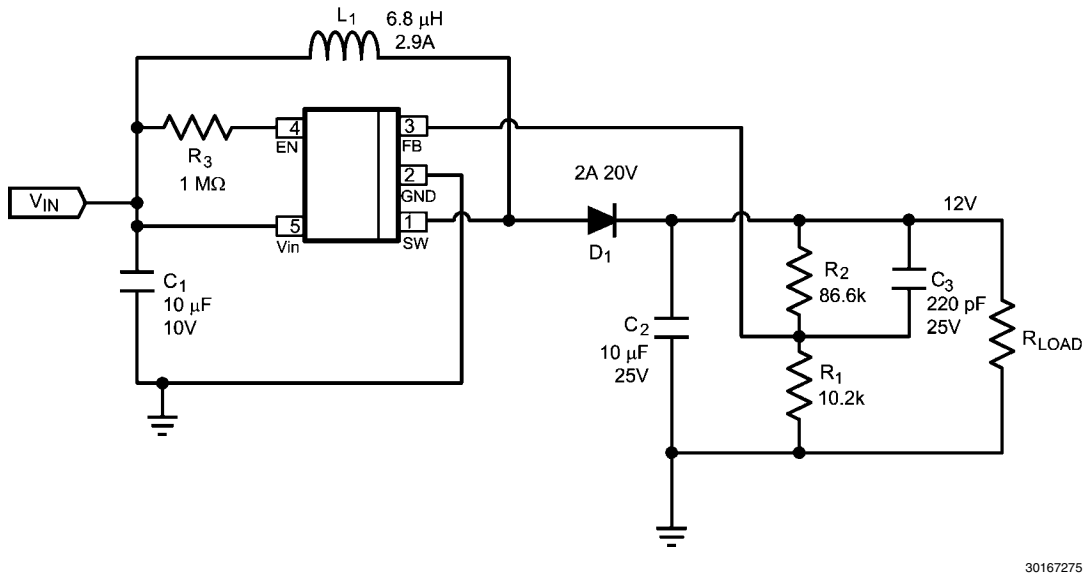


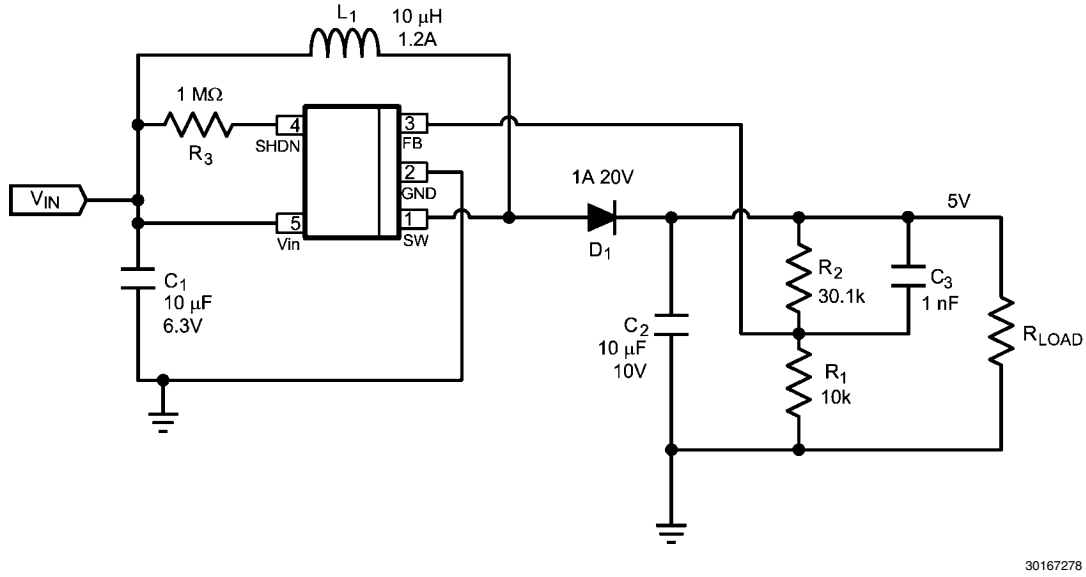
图 13：PCB 狗骨布局

LMR62421 设计实例一



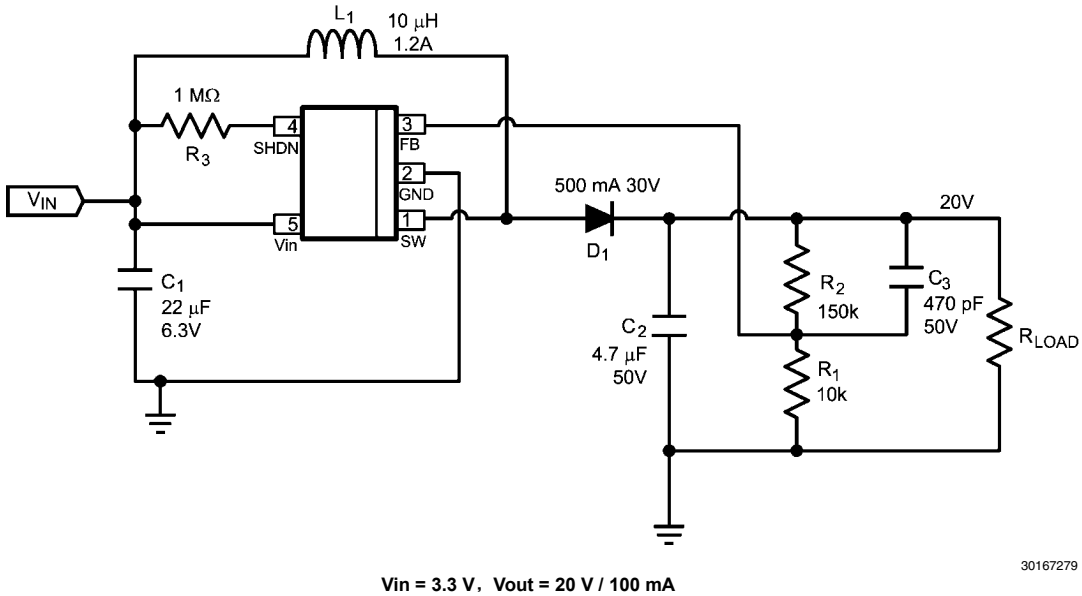
Vin = 3 V 至 5 V，Vout = 12 V / 500 mA

LMR62421 设计实例二



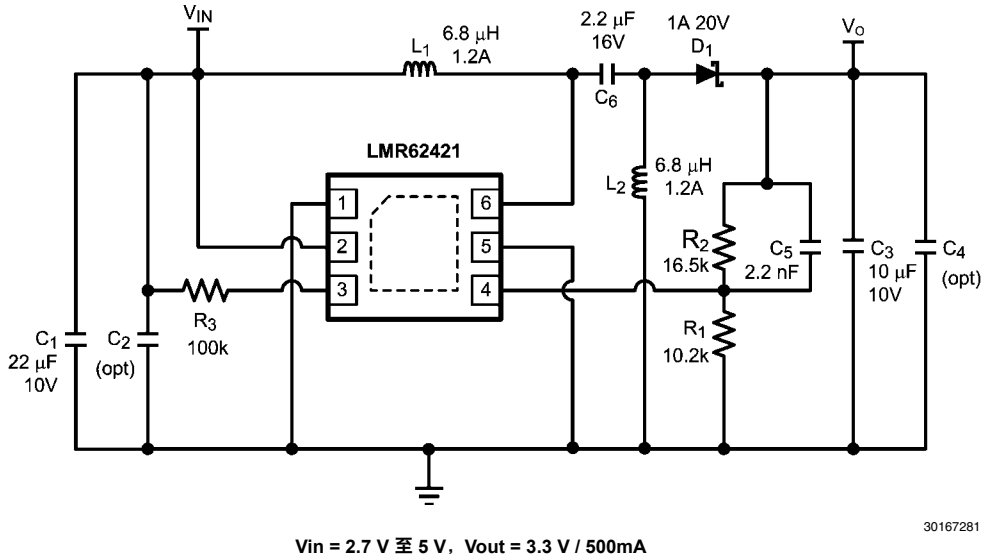
Vin = 3 V，Vout = 5 V / 500 mA

LMR62421 设计实例三



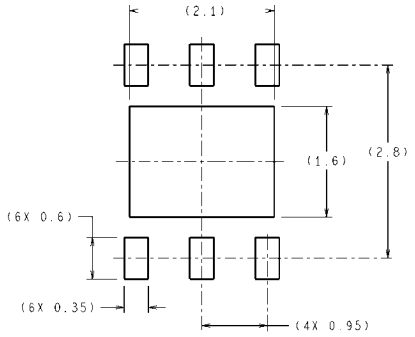
Vin = 3.3 V，Vout = 20 V / 100 mA

LMR62421 SEPIC 设计实例四



Vin = 2.7 V 至 5 V，Vout = 3.3 V / 500mA

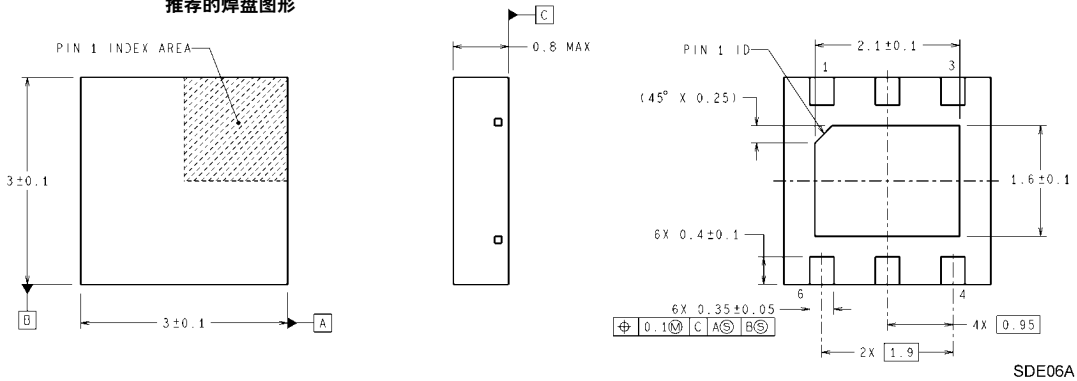
物理尺寸 图中标注尺寸的单位均为英寸（毫米），除非另有说明。



推荐的焊盘图形

尺寸以毫米 (mm) 为单位

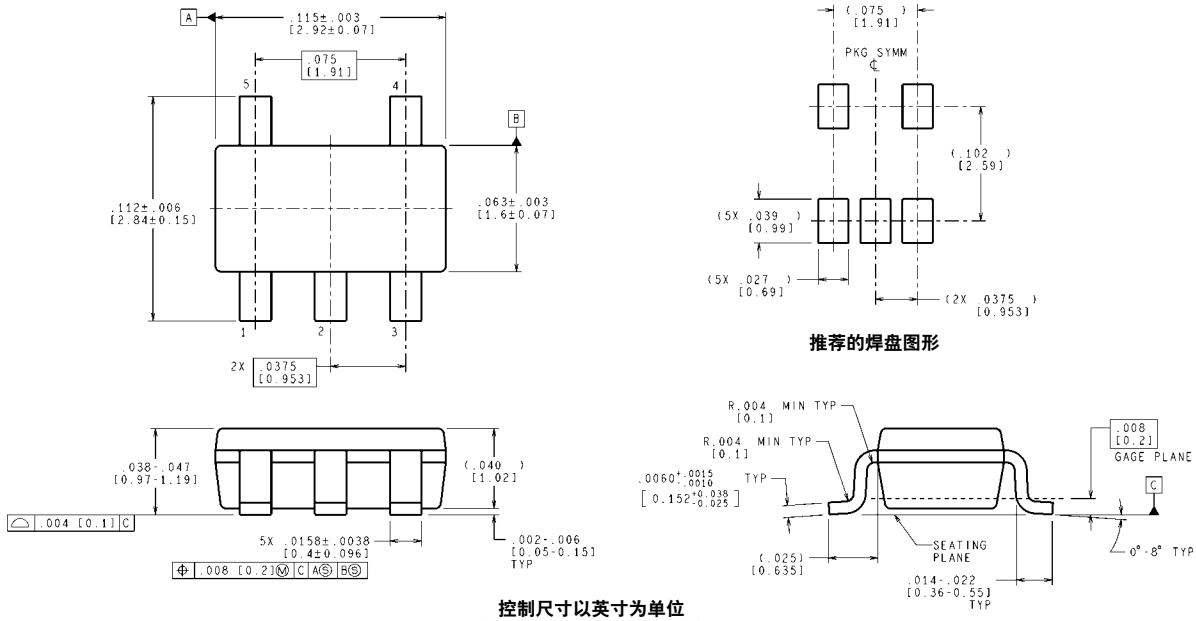
圆括号 ( ) 内的尺寸仅供参考



SDE06A (Rev A)

6 引脚 LLP 封装

NS 封装编号 SDE06A



推荐的焊盘图形

控制尺寸以英寸为单位

方括号 [ ] 内的数值以毫米为单位

圆括号 ( ) 内的尺寸仅供参考

MF05A (Rev D)

5 引脚 SOT-23 封装

NS 封装编号 MF05A

重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司保留依据 JESD46C 对所提供的半导体产品和服务进行更正、增强、改进或其它更改，并有权依据 JESD48B 中止提供任何产品和服务的权利。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。所有半导体产品（这里也被称作“组件”）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 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内，且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定，否则没有必要对每种组件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 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 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 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分，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。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时，如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分，则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权，且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意，尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供，但他们将独力负责满足与其产品及在其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意，他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识，可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中，为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此，此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III（或类似的生命攸关医疗设备）的授权许可，除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意，对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用，其风险由客户单独承担，并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 特别标示了符合 ISO/TS16949 要求的特定组件，此类组件主要针对汽车用途。凡未做如此标示的组件则并非设计或专门用于汽车用途；如果客户在汽车应用中使用任何未被指定的产品，则 TI 对未能满足应用要求不承担任何责任。

产品

数字音频	www.ti.com.cn/audio
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters
DLP® 产品	www.dlp.com
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers
接口	www.ti.com.cn/interface
逻辑	www.ti.com.cn/logic
电源管理	www.ti.com.cn/power
微控制器(MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys
OMAP 机动性处理器	www.ti.com/omap
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity

应用

通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
消费电子	www.ti.com/consumer-apps
能源	www.ti.com/energy
工业应用	www.ti.com.cn/industrial
医疗电子	www.ti.com.cn/medical
安防应用	www.ti.com.cn/security
汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
视频和影像	www.ti.com.cn/video

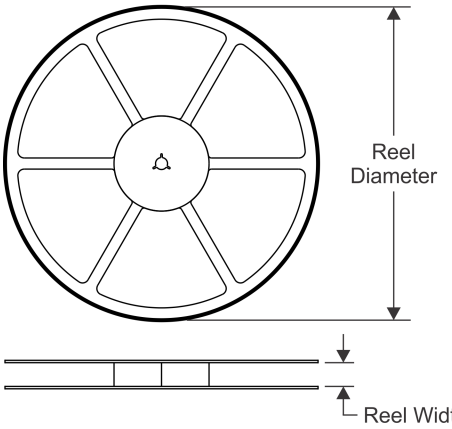
德州仪器在线技术支持社区 www.deyisupport.com

邮寄地址： 上海市浦东新区世纪大道1568 号，中建大厦32楼 邮政编码： 200122
Copyright © 2012 德州仪器半导体技术（上海）有限公司

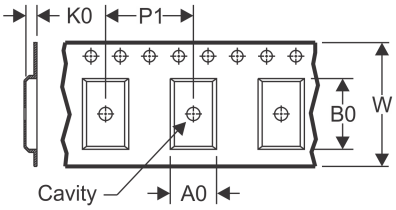
TEXAS INSTRUMENTS

TAPE AND REEL INFORMATION

REEL DIMENSIONS

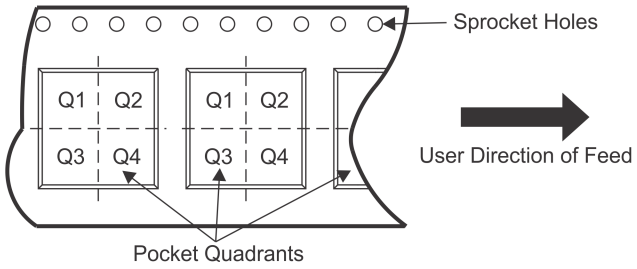


TAPE DIMENSIONS



A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

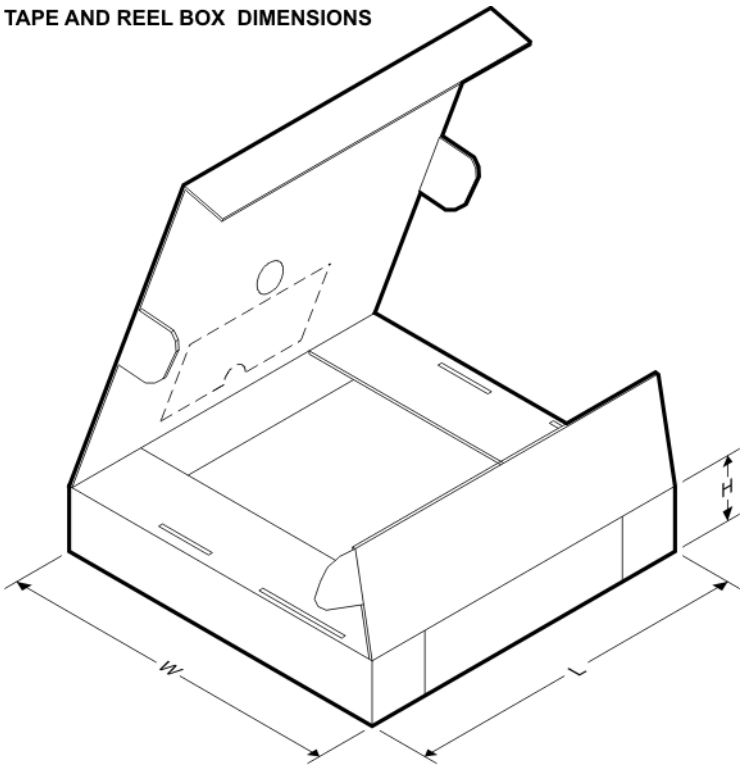
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LMR62421XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	1000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMR62421XMFE/NOPB	SOT-23	DBV	5	250	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMR62421XMFX/NOPB	SOT-23	DBV	5	3000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMR62421XSD/NOPB	WSON	NGG	6	1000	178.0	12.4	3.3	3.3	1.0	8.0	12.0	Q1
LMR62421XSDE/NOPB	WSON	NGG	6	250	178.0	12.4	3.3	3.3	1.0	8.0	12.0	Q1
LMR62421XSDX/NOPB	WSON	NGG	6	4500	330.0	12.4	3.3	3.3	1.0	8.0	12.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LMR62421XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	1000	208.0	191.0	35.0
LMR62421XMFE/NOPB	SOT-23	DBV	5	250	208.0	191.0	35.0
LMR62421XMFX/NOPB	SOT-23	DBV	5	3000	208.0	191.0	35.0
LMR62421XSD/NOPB	WSON	NGG	6	1000	208.0	191.0	35.0
LMR62421XSDE/NOPB	WSON	NGG	6	250	208.0	191.0	35.0
LMR62421XSDX/NOPB	WSON	NGG	6	4500	367.0	367.0	35.0

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 TI 的销售条款或 ti.com 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2021，德州仪器 (TI) 公司