

LMR64010

LMR64010 采用 SOT-23 封装的 SIMPLE SWITCHER[®] 40 V 输出电压、1 A 升压稳压器



文献编号: ZHCSA28A

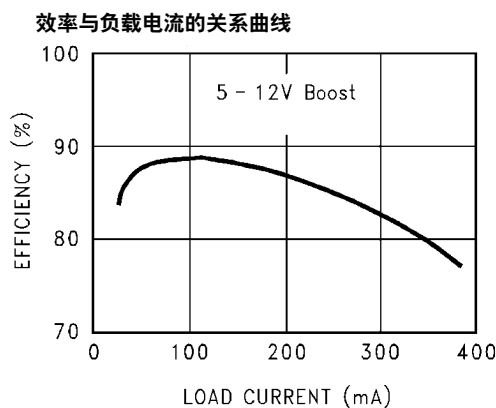
LMR64010

采用 SOT-23 封装的 SIMPLE SWITCHER® 40 V 输出电压、1 A 升压稳压器

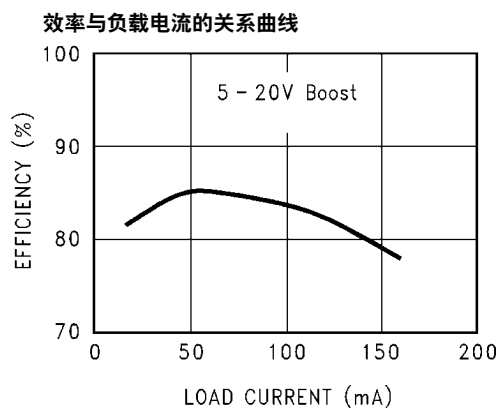
特性

- 输入电压范围：2.7 V 至 14 V
- 输出电压高达 40 V
- 开关电流高达 1 A
- 1.6 MHz 开关频率
- 低停机静态电流 (I_q)：< 1 μ A
- 逐周期电流限制
- 内部补偿
- SOT23-5 封装 (2.92 x 2.84 x 1.08 mm)
- 得到 WEBENCH® Power Designer 工具的全面支持

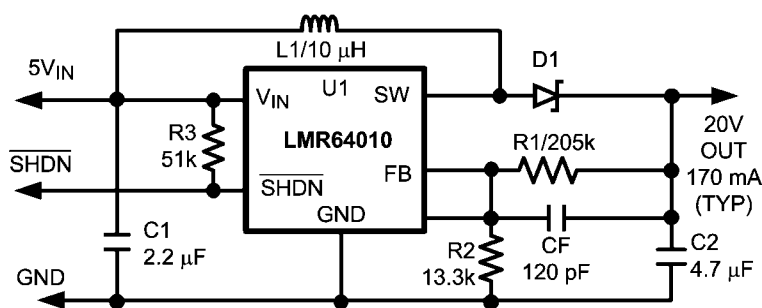
系统性能



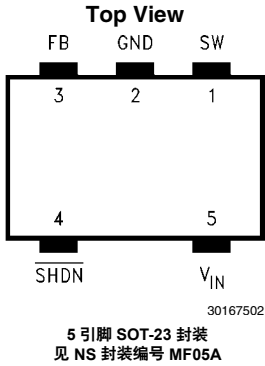
30167557



30167558



连线图



订购信息

订购编号	封装类型	封装图例	装运方式	封装 ID
LMR64010XMFE	SOT23-5	MF05A	250, 带装和卷装	SF9B
LMR64010XMF			1000, 带装和卷装	
LMR64010XMFX			3000, 带装和卷装	

引脚说明

引脚	名称	功能
1	SW	内部 FET 开关的漏极。
2	GND	模拟地和电源地。
3	FB	连接至外部阻性分压器的反馈点。
4	SHDN	关断控制输入。假如不使用此功能，则把该引脚连接至 V_{IN} 。
5	V_{IN}	模拟输入和电源输入。

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。

贮存温度范围	-65°C 至 +150°C
工作结温范围	-40°C 至 +125°C
引脚温度 (焊接时间 5 秒)	300°C
功率耗散 (注 2)	在内部限制
FB 引脚电压	-0.4 V 至 +6 V
SW 引脚电压	-0.4 V 至 +40 V

输入电源电压	-0.4 V 至 +14.5 V
SHDN 引脚电压	-0.4 V 至 $V_{IN} + 0.3 V$
θ_{JA} (SOT23-5 封装)	265°C/W
ESD 额定值 (注 3)	
人体模型	2 kV
机器模型	200 V

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

电特性

采用标准字体表示的极限值仅适用于 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 的温度条件; 采用**粗体字**表示的极限值适用于整个工作温度范围 ($-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$)。除非另有规定, 否则: $V_{IN} = 5 V$, $V_{SHDN} = 5 V$, $I_L = 0 A$ 。

符号	参数	条件	最小值 (注 4)	典型值 (注 5)	最大值 (注 4)	单位
V_{IN}	输入电压		2.7		14	V
I_{SW}	开关电流限值	(注 6)	1.0	1.5		A
$R_{DS(ON)}$	开关导通电阻	$I_{SW} = 100 \text{ mA}$		500	650	m Ω
$SHDN_{TH}$	关断门限	器件导通	1.5			V
		器件关断			0.50	
I_{SHDN}	关断引脚偏置电流	$V_{SHDN} = 0 V$		0		μA
		$V_{SHDN} = 5 V$		0	2	
V_{FB}	反馈引脚基准电压	$V_{IN} = 3 V$	1.205	1.230	1.255	V
I_{FB}	反馈引脚偏置电流	$V_{FB} = 1.23 V$		60		nA
I_Q	静态电流	$V_{SHDN} = 5 V$, 执行开关操作		2.1	3.0	μA
		$V_{SHDN} = 5 V$, 未执行开关操作		400	500	
		$V_{SHDN} = 0 V$		0.024	1	
$\frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_{IN}}$	FB 电压调节	$2.7 V \leq V_{IN} \leq 14 V$		0.02		% / V
F_{SW}	开关频率		1.15	1.6	1.85	MHz
D_{MAX}	最大占空比		87	93		%
I_L	开关漏电流	未执行开关操作, $V_{SW} = 5 V$			1	μA

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。当在工作额定值 (其规定了预期的工作条件范围) 标明的限值范围以外运作器件时, 表中所列的电气规格指标并不适用。

注 2: 对于任何应用而言, 可以安全消散的最大功率耗散是最大结温 ($T_J(MAX) = 125^\circ\text{C}$)、结点至环境热阻 (对于 SOT-23 封装, $\theta_{JA} = 265^\circ\text{C/W}$) 以及环境温度 (T_A) 的一个函数。在任意环境温度条件下, 采用这款器件之设计的最大可容许功率耗散可运用下式计算:

$$P (MAX) = \frac{T_J (MAX) - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{125 - T_A}{265}$$

倘若功率耗散超过了上面规定的最大值, 则内部热保护电路将通过按需降低输出电压以保持安全结温的方法对电路提供保护。

注 3: 人体模型指的是一个 100 pF 电容器通过一个 1.5k Ω 电阻器向每个引脚放电。

注 4: 极限值由测试、统计相关或设计来保证。

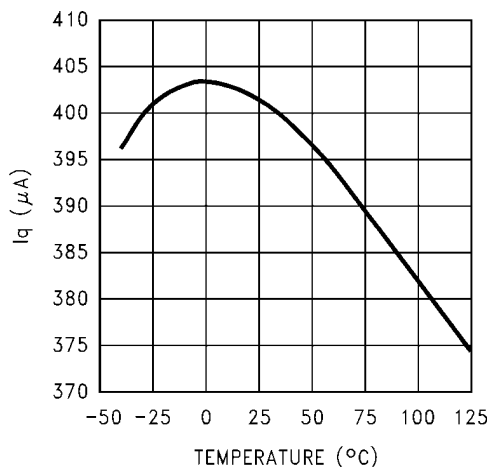
注 5: 典型值是从特性分析期间测试的大量样本的平均值获得的, 并且代表了室温条件下最有可能采用的预期参数值。

注 6: 开关电流限值取决于占空比 (见“典型性能特征”)。所列的限值针对占空比 $\leq 50\%$ 的情形。

典型性能特征

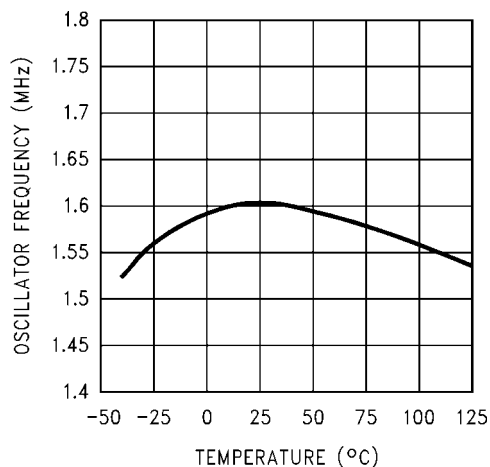
除非另有规定，否则： $V_{IN} = 5V$ ， $\overline{SHDN}$ 引脚连接至 V_{IN} 。

I_q V_{IN} (运行) 与温度的关系曲线



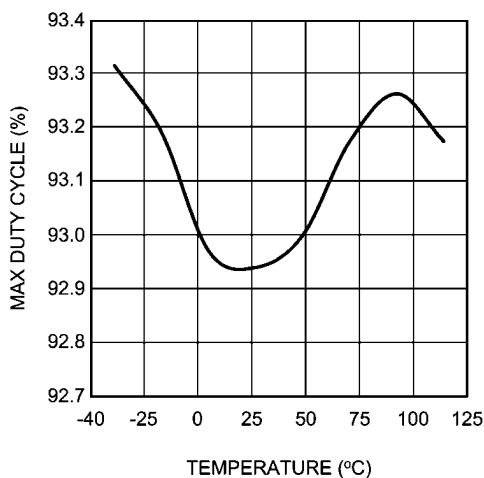
30167510

振荡器频率与温度的关系曲线



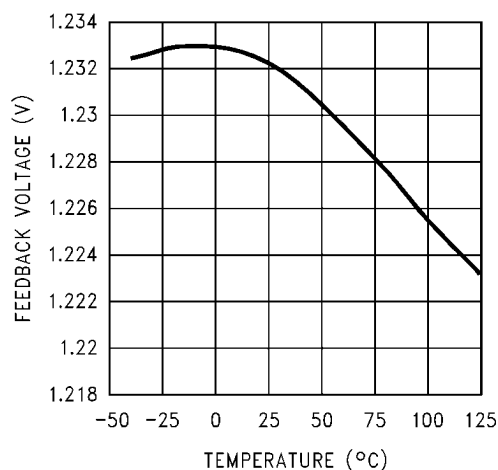
30167508

最大占空比与温度的关系曲线



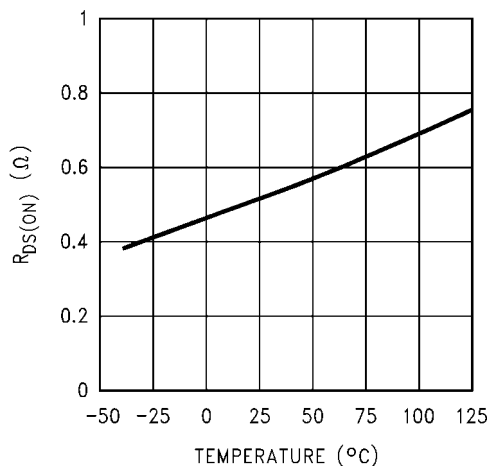
30167555

反馈电压与温度的关系曲线



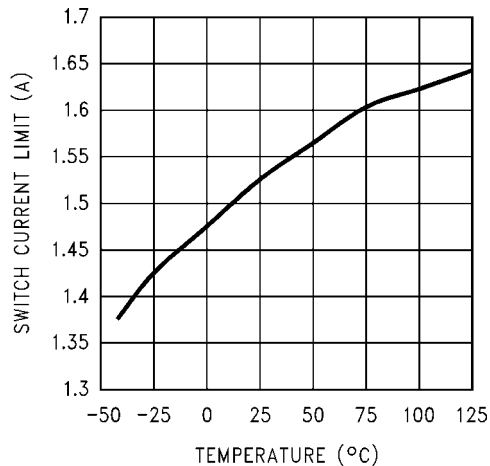
30167506

$R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线

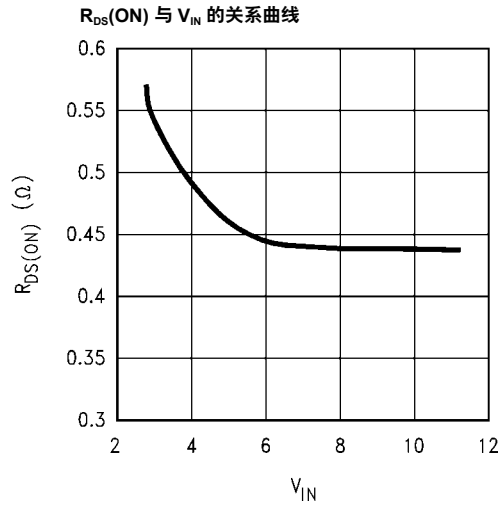


30167507

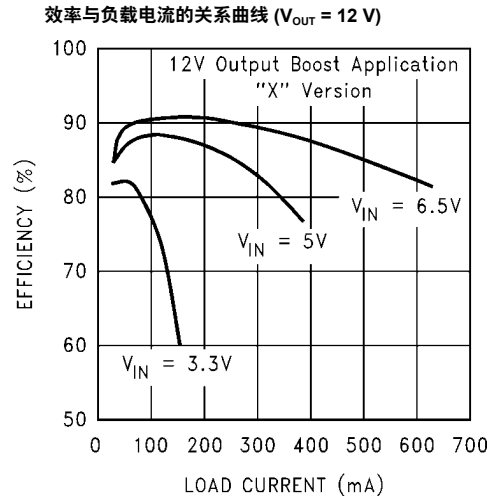
电流限值与温度的关系曲线



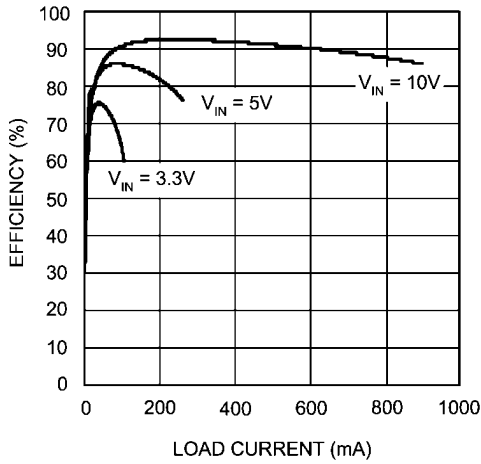
30167509



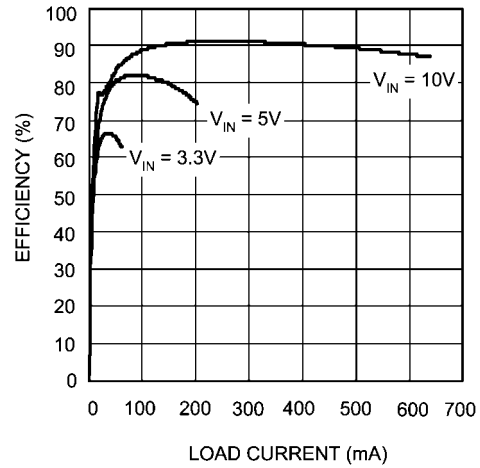
30167523



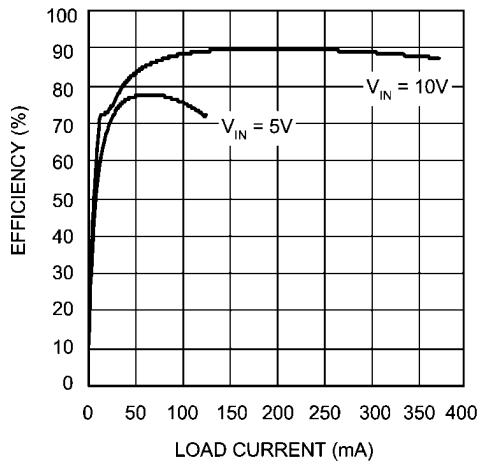
30167514

效率与负载电流的关系曲线 ($V_{OUT} = 15\text{ V}$)

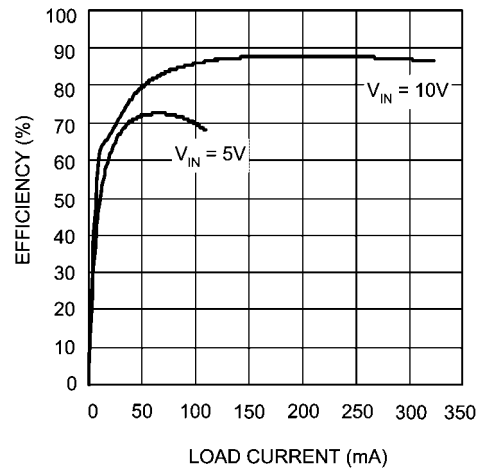
30167545

效率与负载电流的关系曲线 ($V_{OUT} = 20\text{ V}$)

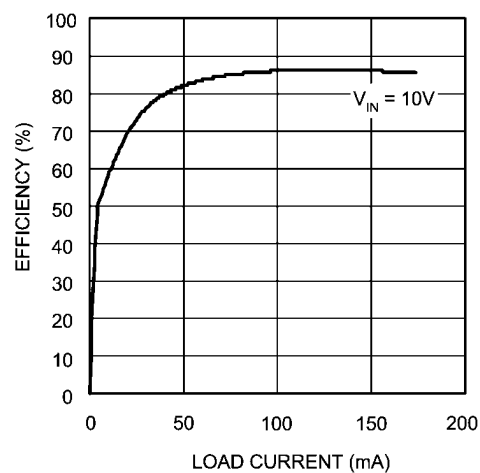
30167546

效率与负载电流的关系曲线 ($V_{OUT} = 25\text{ V}$)

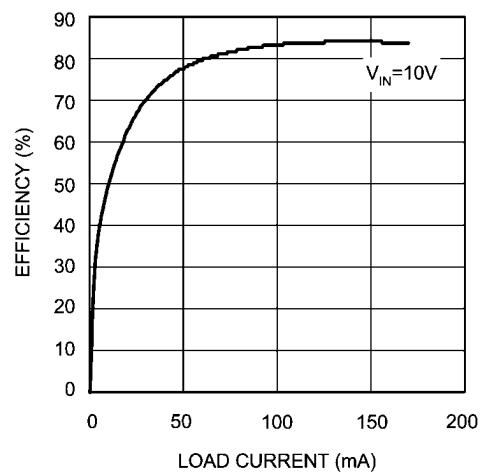
30167547

效率与负载电流的关系曲线 ($V_{OUT} = 30\text{ V}$)

30167548

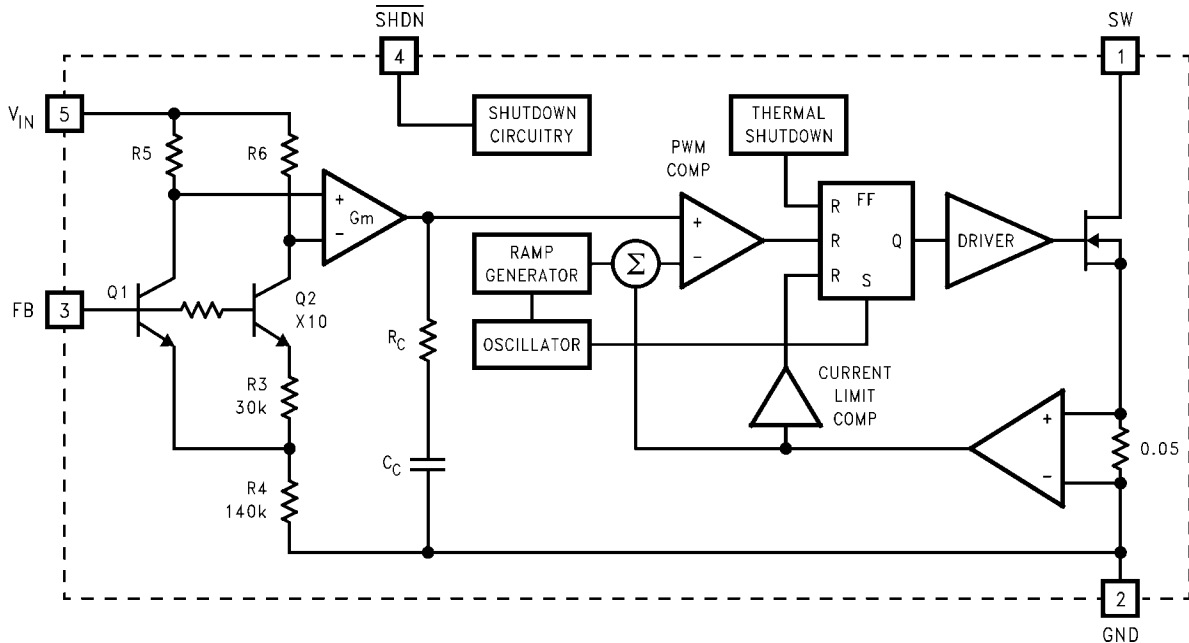
效率与负载电流的关系曲线 ($V_{OUT} = 35\text{ V}$)

30167549

效率与负载电流的关系曲线 ($V_{OUT} = 40\text{ V}$)

30167550

方框图



一般说明

LMR64010 开关稳压器是一款工作于 1.6 MHz 固定频率的电流模式升压转换器。

由于可以采用 SOT-23 封装（得益于内部 1 A 开关极低的功率损失），加之使用了小型电感器和电容器，因此造就了业界最高的功率密度。40 V 的内部开关使得这些解决方案非常适合于实现至 16 V 或更高电压的升压应用。

此类器件具有一个逻辑电平关断引脚，该引脚可用于降低静态电流并延长电池寿命。

保护功能通过逐周期电流限制和热关断电路来提供。内部补偿可简化设计并减少组件数量。

工作原理

LMR64010 是一款工作于固定频率 (1.6 MHz) 的开关转换器 IC，可在宽输入电压范围内实现快速瞬态响应，并具有逐脉冲电流限制保护功能。由于这是电流模式控制，因此采用一个与开关 FET 串联的 50 mΩ 检测电阻器来为脉宽调制 (PWM) 比较器的输入和电流限制放大器提供一个电压（该电压与 FET 电流成正比）。

在每个周期的起点，S-R 锁存器接通 FET。当流过 FET 的电流增加时，一个电压（与此电流成正比）与来自斜坡发生器的斜坡相加，然后馈入 PWM 比较器的输入端。当该电压超过另一个输入端上的电压（来自 Gm 放大器）时，锁存器复位并关断 FET。由于来自 Gm 放大器的信号是从反馈（其对输出端上的电压进行采样）获得的，因此 PWM 比较器的动作将始终设定流过 FET 的正确峰值电流，以把输出电压保持在调节状态。

Q1 和 Q2 以及 R3~R6 形成了一个带隙电压基准，IC 使用该基

准将输出保持在调节状态。流过 Q1 和 Q2 的电流将是相等的，而且反馈回路将对稳定输出进行调节以维持这种状态。正因为如此，稳定输出始终保持在等于 FB 节点电压“乘以”输出阻性分压器分压比的电压电平。

电流限值比较器的输出直接馈入到负责驱动开关 FET 的触发器。如果 FET 电流达到限制门限，则 FET 被断开且该周期将在接收到下一个时钟脉冲时终止。电流限制输入终止脉冲的动作与 PWM 比较器输出的状态无关。

应用提示

选择外部电容器

最适合与 LMR64010 配合使用的电容器是多层陶瓷电容器。此类电容器具有最低的 ESR（等效串联电阻）和最高的谐振频率，从而使其成为高频开关转换器的最佳“搭档”。

当选择陶瓷电容器时，应只选用 X5R 和 X7R 电介质型的。诸如 Z5U 和 Y5F 等其他类型的陶瓷电容器会因为温度变化和施加电压的影响而出现严重的电容损失，在许多常见应用中，它们也许仅提供 20% 的额定电容。在选择电容器之前，应始终参阅制造商提供的相关数据曲线。

选择输出电容器

对于大多数应用而言，数值介于 4.7 μF 和 10 μF 之间的单个陶瓷电容器可提供足够的输出电容。当输出电压低于 10 V 时，需要一个 10 μF 的电容。如果出于改善线路输入电压支持和瞬态响应的考虑而希望采用更大的电容值，则可使用与陶瓷电容器并联的钽电容器。可以采用具有超低 ESR 的铝电解电容器（比如：Sanyo Oscon），但其价格之高常常令人望而却步。当开关频率高于 500 kHz 时，不适合采用普通的铝电解电容器，这是因为由纹波电流引起的自发热将带来显著的振铃和温升。（接下页）

(续上页) 另外, ESR 过大的输出电容器还会降低相位裕量及导致不稳定性。

选择输入电容器

对于每次开关接通都必须流入电感的电流, 需要采用一个输入电容器来充当电能储存器。该电容器必须具有极低的 ESR, 因此陶瓷电容器是最佳的选择。我们推荐的标称电容值为 $2.2\mu\text{F}$, 但可以使用更大的电容值。由于这个电容器减小了输入引脚上的电压纹波值, 因而它还降低了沿着这条线路回传至其他电路的 EMI。

前馈补偿

虽然采用了内部补偿, 但仍然需要借助前馈电容器 C_f 来实现稳定性(见“基本应用电路”)。增设该电容器在转换器的环路响应中置入了一个零点。假如没有这个电容器, 稳压器环路就有可能发生振荡。零点 f_z 的推荐频率应为 8kHz 左右。 C_f 可采用下式计算:

$$C_f = 1 / (2 \times \pi \times R_1 \times f_z)$$

选择二极管

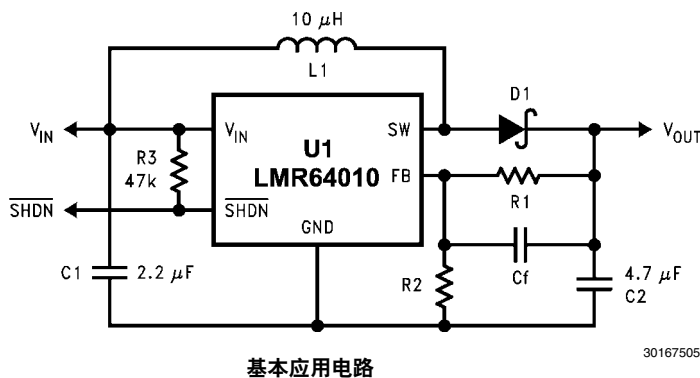
典型应用中所使用的外部二极管应为肖特基二极管。倘若开关电压低于 15V , 则建议采用一个 20V 二极管(如 MBR0520)。如果开关电压介于 15V 和 25V 之间, 则建议使用一个 30V 二极管(如 MBR0530)。而假如开关电压超过 25V , 则应采用一个诸如 MBR0540 的 40V 二极管。

MBR05XX 系列二极管专为处理 0.5A 的最大平均电流而设计。对于平均电流超过 0.5A 但小于 1A 的应用, 可采用一个 Toshiba CRS08。

布局提示

为了获得稳定的工作性能与低噪声, 高频开关稳压器需要进行非常谨慎的组件布局。所有组件皆须尽可能地靠近 LMR64010 器件。建议采用 4 层 PCB, 这样就可以使用内部接地平面。

下面示出了一款推荐的组件布局实例:



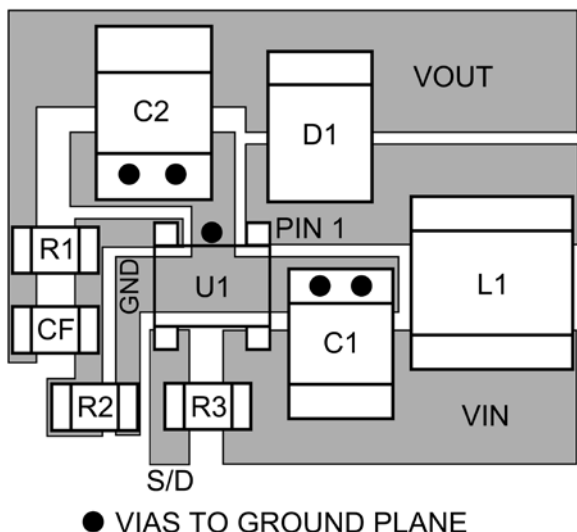
基本应用电路

30167505

占空比

开关稳压器的最大占空比决定了转换器在连续操作模式中所能获得的输出至输入电压的最大升压比。对于给定的升压应用, 占空比被定义为:

$$\text{占空比} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{DIODE}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} + V_{\text{DIODE}} - V_{\text{SW}}}$$



● VIAS TO GROUND PLANE

推荐的 PCB 组件布局

30167522

其他还有一些需要遵循的指导准则:

- 1、使 L_1 、 D_1 和 C_2 之间的路径极短。与 D_1 和 C_2 串联的寄生走线电感将增加噪声和振铃。
- 2、必须使反馈组件 R_1 、 R_2 和 C_f 靠近 U_1 的 FB 引脚, 以避免在 FB 引脚走线上发生噪声注入。
- 3、假如可以使用内部接地平面(推荐), 则采用过孔直接连接至 U_1 引脚 2 上的地以及电容器 C_1 和 C_2 的负端。

设定输出电压

输出电压采用外部电阻器 R_1 和 R_2 设定(见“基本应用电路”)。建议 R_2 采用约 $13.3\text{k}\Omega$ 的阻值, 以产生一个 $92\mu\text{A}$ 左右的分压器电流。 R_1 采用下式计算:

$$R_1 = R_2 \times (V_{\text{OUT}} / 1.23 - 1)$$

该公式适用于连续模式操作。

所示的占空比计算公式包括 FET 开关电压项和二极管正向电压项。运作中测量的实际占空比还将受到电路中其他功率损耗的轻微影响, 比如: 电感器中的导线损耗、开关损耗以及源于自发热的电容器纹波电流损耗。因此, 测得的实际(有效)占空比有可能略高于计算值以补偿这些损耗。(接下页)

(续上页) 有效占空比的优良近似值为:

$$DC(eff) = (1 - \text{效率} \times (V_{IN}/V_{OUT}))$$

其中, 效率可由提供的曲线近似获得。

电感值

我们经常被问及的第一个问题是: “可以把电感器做到多小?” (因为它们尺寸最大的组件, 而且价格往往也是最昂贵的)。回答这个问题并不简单, 而且涉及到性能方面的权衡折衷。较大的电感器意味着较小的电感器纹波电流, 这通常意味着较小的输出电压纹波 (对于给定的输出电容器尺寸)。另外, 较大的电感器还意味着能够输送更多的负载功率, 因为每个开关周期中储存的能量为:

$$E = L/2 \times (I_p)^2$$

式中的 “ I_p ” 为峰值电感器电流。需要关注的一个要点是: LMR64010 将根据峰值电流来限制其开关电流。这意味着: 由于 I_p (最大值) 是固定的, 因此增大 L 将增加可输送至负载的最大功率值。相反, 使用过小的电感则或许会限制可从输出吸收的负载电流值。

当转换器在所关心的负载电流范围内工作于 “连续” 模式时, 往往可获得最佳性能 (通常可实现更好的负载调节性能及更少的输出纹波)。连续操作被定义为: 在该周期中不允许电感器电流降至零。应当注意: 当输出负载的降幅足够大时, 所有的升压转换器都将转移至不连续操作模式, 不过, 较大的电感器将在较宽的负载电流范围内处于 “连续” 操作状态。

为了更好地了解这些权衡折衷, 将分析一款典型应用电路 (采用一个 $10\mu\text{H}$ 电感器的 5V 至 12V 升压)。我们将假设:

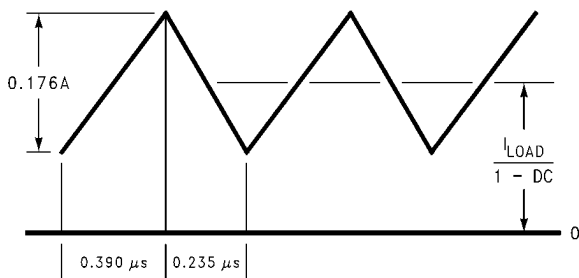
$$V_{IN} = 5\text{V}, V_{OUT} = 12\text{V}, V_{DIODE} = 0.5\text{V}, V_{SW} = 0.5\text{V}$$

由于频率为 1.6MHz (标称值), 于是周期约为 $0.625\mu\text{s}$ 。占空比将为 62.5% , 这意味着开关的导通时间为 $0.390\mu\text{s}$ 。应注意的是: 当开关导通时, 电感器两端的电压大约为 4.5V 。

采用算式:

$$V = L (di/dt)$$

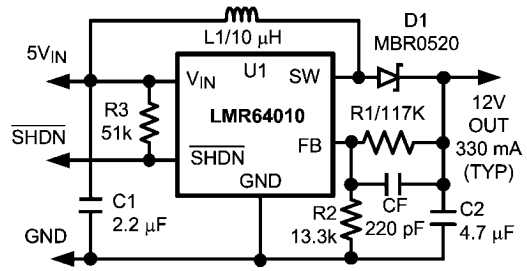
我们便能计算电感器的 di/dt 速率, 其在导通时间里为 $0.45\text{A}/\mu\text{s}$ 。然后, 利用这些数据我们就可以描绘操作期间的电感器电流波形:



10 μH 电感器电流, 5V 至 12V 升压

在 $0.390\mu\text{s}$ 的导通时间里, 电感器电流增加了 0.176A , 而在关断时间里则下降相同的幅度。这被定义为电感器的 “纹波电流”。由图还可看出: 如果负载电流降至约 33mA , 则电感器

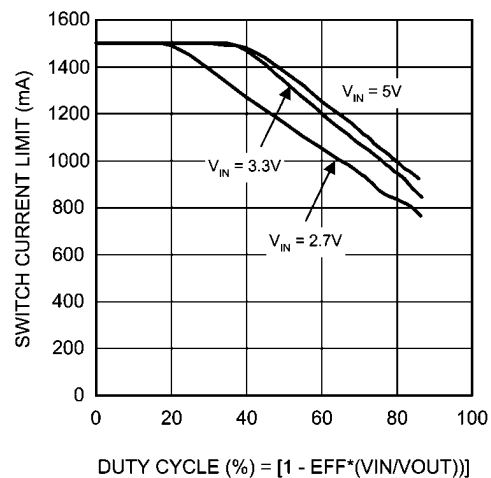
电流将开始触及零轴, 这意味着它将处于不连续模式。对于任何升压转换器均可进行相似的分析, 以确定纹波电流属于 “合理” 的范围, 而且连续操作将在典型负载电流水平下得以保持。



典型应用, 5V 至 12V 升压

最大开关电流

在电流限制器开始工作之前可提供的最大 FET 开关电流取决于应用电路的占空比。下面的曲线图描绘了这一点, 其示出了开关电流的典型值和保证值与有效 (实际) 占空比的函数关系:



开关电流限值与占空比的关系曲线

计算负载电流

如描绘电感器电流的插图所示, 负载电流与平均电感器电流有关, 其关系式如下:

$$I_{LOAD} = I_{IND(AVG)} \times (1 - DC)$$

式中的 “DC” 是应用的占空比。开关电流可由下式求出:

$$I_{SW} = I_{IND(AVG)} + \frac{1}{2} (I_{RIPPLE})$$

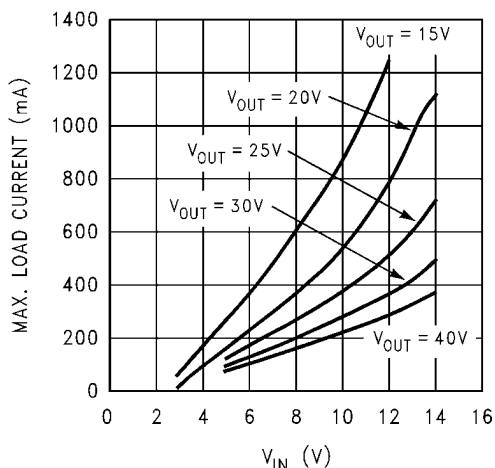
电感器纹波电流取决于电感、占空比、输入电压和频率:

$$I_{RIPPLE} = DC \times (V_{IN} - V_{SW}) / (f \times L)$$

把所有的项组合起来, 我们就能推导出一个计算最大可用负载电流的表达式:

$$I_{LOAD(max)} = (1 - DC) \times (I_{SW(max)} - \frac{DC (V_{IN} - V_{SW})}{2fL})$$

所给出的用于计算最大负载电流的公式把电感器中的损失或者 FET 和二极管的关闭开关损失考虑在内。对于典型应用中的实际负载电流，我们获得了各种不同输入和输出电压条件下的试验数据，并以曲线图的形式显示了一款典型器件的最大可用负载电流：



最大负载电流与 V_{IN} 的关系曲线

30167534

设计参数 V_{SW} 和 I_{SW}

FET “导通”电压值（在计算式中称为 V_{SW} ）取决于负载电流。将 FET 的“导通电阻”乘以平均电感器电流可获得良好的近似值。

当 V_{IN} 值低于 5 V 时，FET 导通电阻增加，这是因为内部 N-FET 在该输入电压范围里具有较低的栅极电压（见“典型性能特征”曲线）。当 V_{IN} 高于 5 V 时，在内部将 FET 栅极电压箝位至 5 V。

器件所能提供的最大峰值开关电流取决于占空比。在占空比低于 50% 时其最小值保证大于 1 A。对于较高占空比时的情况，请参见“典型性能特征”曲线。

热考虑因素

在较高占空比条件下，FET 导通时间的增加意味着最大输出电流将由 LMR64010 FET 开关内部的功率耗散决定。通态传导所产生的开关功率耗散可由下式计算：

$$P_{(SW)} = DC \times I_{IND} (AVE)^2 \times R_{DS(ON)}$$

另外还将会有一些开关损失，因此在计算 IC 功率耗散时需要实施一定的降额。

最小电感

在某些最大负载电流相对较小的应用中，采用尽可能小的电感值对于缩减成本和尺寸也许是有利的。在此类场合中，转换器将工作于不连续模式。

应选择极小的电感以使电感器（开关）电流峰值在每个周期都不会达到 1 A 的最大电流限值。下面给出了一个示例，告诉您如何做到这一点。

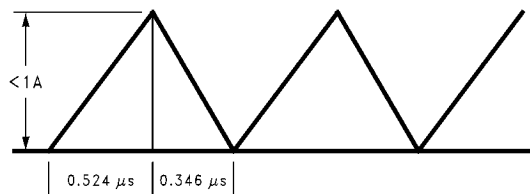
在该例中，将采用 1.15 MHz 的最小开关频率。这意味着最大周期是最小频率的倒数：

$$T_{ON(max)} = 1/1.15M = 0.870 \mu s$$

我们假设输入电压为 5 V， $V_{OUT} = 12 V$ ， $V_{SW} = 0.2 V$ ， $V_{DIODE} = 0.3 V$ 。占空比为：

$$\text{占空比} = 60.3\%$$

于是，最大开关导通时间为 $0.524 \mu s$ 。应选择一个具有足够电感值的电感器，以避免开关电流在 $0.524 \mu s$ 的导通时间间隔内达到 1 A（见下图）：



不连续设计，5 V 至 12 V 升压

30167513

导通时间里电感器两端的电压为 4.8 V。最小电感值由下式求得：

$$V = L \times di/dt, L = V \times (dt/di) = 4.8 (0.524 \mu / 1) = 2.5 \mu H$$

在此场合中，可以使用一个 $2.7 \mu H$ 电感器，假设其至少可在高达 1 A 的电流值下提供那么大的电感。对于任意升压应用，皆可采用这种分析来求出的最小电感。

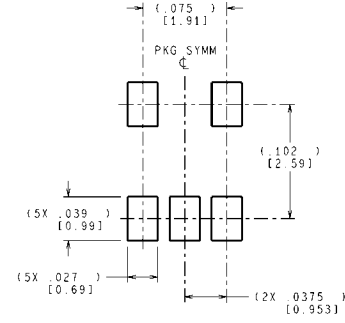
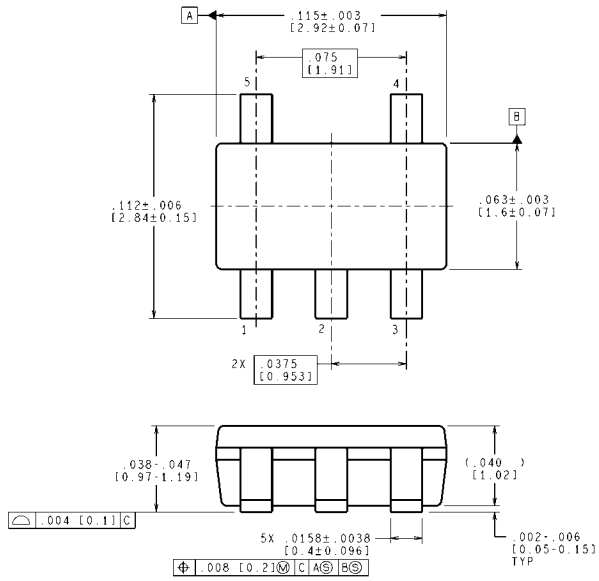
当选择电感器时，需确定其具有足够高的额定连续电流以避免在峰值电流条件下发生饱和。必须采用合适种类的磁芯以最大限度地降低磁芯（开关）损耗，而且在选择额定电流时必须考虑导线功率损失。

关断引脚操作

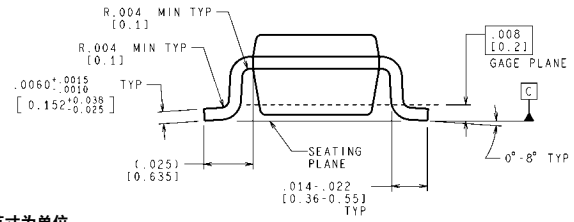
通过把关断引脚拉至低电平可关断器件。假如不准备使用此项功能，则应将该引脚直接连接至 V_{IN} 。倘若需要使用 SHDN 功能，则必须使用一个连接至 V_{IN} 的上拉电阻器（建议阻值在 $50 k\Omega \sim 100 k\Omega$ 左右）。SHDN 引脚一定不得被置于无端接状态。

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



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

5 引脚 SOT-23 封装
订购编号 LMR64010XMF、LMR64010XMFx
NS 封装编号 MF05A

MF05A (Rev D)

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
放大器和线性器件
数据转换器
DLP® 产品
DSP - 数字信号处理器
时钟和计时器
接口
逻辑
电源管理
微控制器(MCU)
RFID 系统
OMAP 机动性处理器
无线连通性

www.ti.com.cn/audio
www.ti.com.cn/amplifiers
www.ti.com.cn/dataconverters
www.dlp.com
www.ti.com.cn/dsp
www.ti.com.cn/clockandtimers
www.ti.com.cn/interface
www.ti.com.cn/logic
www.ti.com.cn/power
www.ti.com.cn/microcontrollers
www.ti.com.cn/rfidsys
www.ti.com/omap
www.ti.com.cn/wirelessconnectivity

应用

通信与电信
计算机及周边
消费电子
能源
工业应用
医疗电子
安防应用
汽车电子
视频和影像

www.ti.com.cn/telecom
www.ti.com.cn/computer
www.ti.com/consumer-apps
www.ti.com/energy
www.ti.com.cn/industrial
www.ti.com.cn/medical
www.ti.com.cn/security
www.ti.com.cn/automotive
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



TAPE AND REEL INFORMATION


*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
LMR64010XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	1000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMR64010XMFE/NOPB	SOT-23	DBV	5	250	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMR64010XMFX/NOPB	SOT-23	DBV	5	3000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LMR64010XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	1000	208.0	191.0	35.0
LMR64010XMFE/NOPB	SOT-23	DBV	5	250	208.0	191.0	35.0
LMR64010XMF/NOPB	SOT-23	DBV	5	3000	208.0	191.0	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