

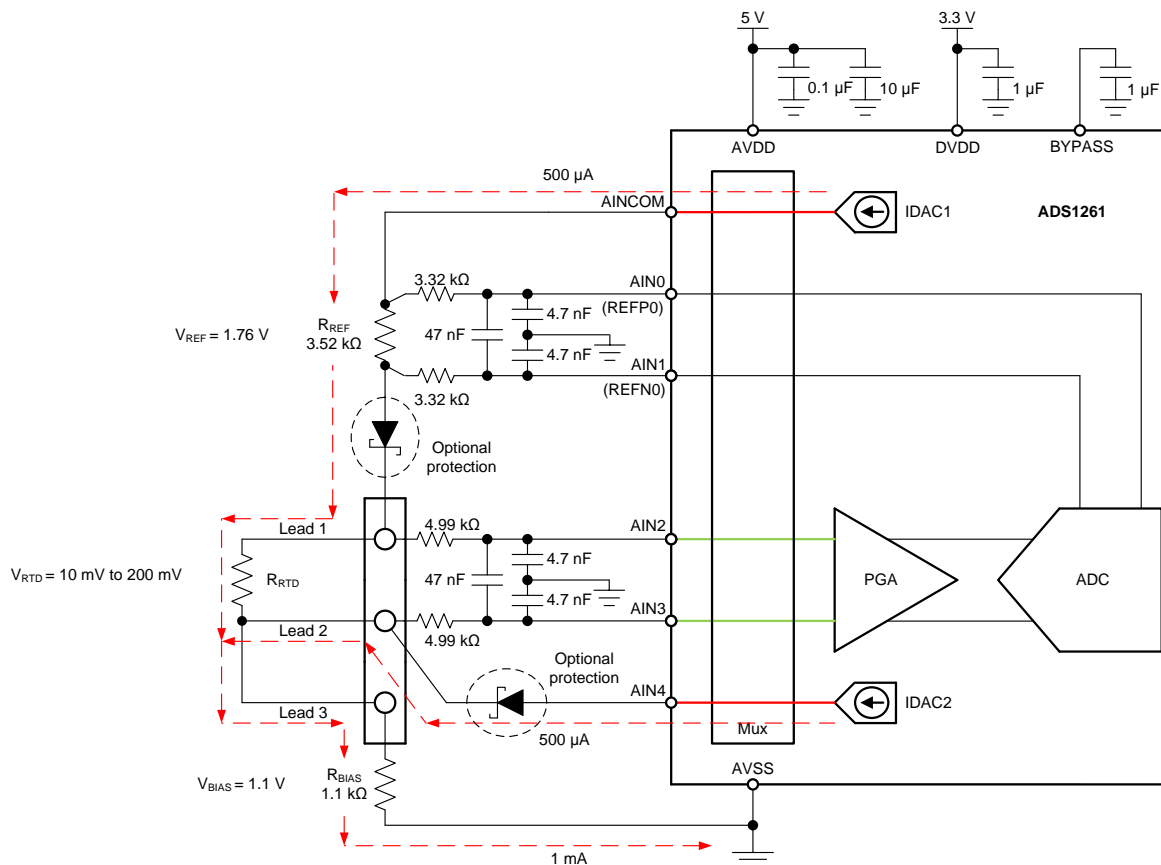
# 具有高侧基准和两个 IDAC 电流源的三线 PT100 RTD 测量电路

Joseph Wu, Chris Hall

电源		
AVDD	AVSS、DGND	DVDD
5V	0V	3.3V

## 设计说明

该指导设计介绍了如何使用 [ADS1261](#) 对三线 RTD 进行温度测量。该设计采用比例测量和高侧基准，使用两个用于 PT100 型 RTD 的匹配激励电流源，温度测量范围为  $-200^{\circ}\text{C}$  至  $850^{\circ}\text{C}$ 。该设计包含 ADC 配置寄存器设置以及用于配置和读取器件的伪代码。该电路 可用于 [适用于 PLC 的模拟输入模块](#)、[实验室仪表](#) 和 [工厂自动化](#) 等应用。有关使用各种 RTD 接线配置进行精确 ADC 测量的更多信息，请参阅 [《RTD 测量基本指南》](#)。



## 设计说明

1. 为模拟和数字电源使用电源去耦电容器。在 AVDD 和 AVSS（接地）之间放置 0.1μF 和 10μF 电容器。在 DVDD 和接地平面之间连接一个 1μF 电容器。在 BYPASS 和接地平面之间连接一个 1μF 电容器。有关电源建议的详细信息，请参阅《具有 PGA 和监控器的 ADS126x 高精度、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位 Δ-Σ ADC》数据表。
2. 不要使用与 ADC 输入和 IDAC 电流源输出相同的引脚使激励电流流过输入滤波电阻器。与串联电阻发生反应的激励电流会增加测量误差。
3. REFOUT 和 REFCOM 之间需要一个 10μF 电容器，以启用 IDAC 电流的内部基准。
4. 使用具有高精度和低漂移的精密基准电阻器。由于测量是比例式的，因此精度取决于该基准电阻器的误差。0.01% 的电阻器会产生类似于 ADC 的增益误差。
5. 如果可能，使用 C0G (NPO) 陶瓷电容器进行输入滤波。这些电容器中使用的电介质可在电压、频率和温度变化时提供最稳定的电气特性。
6. 使用标准电容器值和 1% 电阻器值选择 ADC 输入和基准输入的输入滤波。《使用 ADS1148 和 ADS1248 系列器件进行 RTD 比例测量和滤波》中提供了这些滤波器的示例设计和分析。
7. 该设计显示了与 ADC 多路复用器的六个输入引脚的连接。其余的模拟输入可用于其他测量，例如使用交流激励的桥测量。
8. 由于消除了引线电阻，因此与类似的双线 RTD 测量相比，三线测量可以提供更高的精度。为该设计使用高侧基准能够显著降低可在低侧基准的三线 RTD 测量中看到的 IDAC 电流失配导致的误差。有关使用其他 RTD 接线配置进行测量的更多信息，请参阅《RTD 测量基本指南》。

## 组件选择

1. 确定 RTD 的工作范围。

例如，如果温度测量范围是 -200°C 至 850°C，那么 PT100 RTD 具有大约 20Ω 至 400Ω 的范围。基准电阻器必须大于最大 RTD 值。基准电阻和 PGA 增益决定了测量的正满量程范围。

2. 使用两个匹配的 IDAC 电流源来消除引线电阻误差。

使用两个匹配的 IDAC 电流源来消除引线电阻。假设引线 1 和引线 2 的电阻相同，并且 IDAC1 和 IDAC2 的电流相同，则可以消除引线电阻误差。可以通过 AIN2 和 AIN3 上的测量电压来显示该消除情况。

IDAC1 通过引线 1 将电流驱动到基准电阻器  $R_{REF}$  和 RTD 中。IDAC2 将电流驱动到引线 2 中。首先，假设电路中显示的输入保护没有电压降。可以通过以下公式计算 AIN2 和 AIN3 上的电压。

$$V_{AIN2} = I_{IDAC1} \cdot (R_{LEAD1} + R_{RTD}) + (I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \cdot (R_{LEAD3} + R_{BIAS})$$

$$V_{AIN3} = I_{IDAC2} \cdot R_{LEAD2} + (I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \cdot (R_{LEAD3} + R_{BIAS})$$

ADC 的测量值是 AIN2 和 AIN3 之间的差值，即对前面两个公式执行减法所得的值。

$$V_{AIN2} - V_{AIN3} = [I_{IDAC1} \cdot (R_{LEAD1} + R_{RTD} + R_{BIAS}) + (I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \cdot (R_{LEAD3} + R_{BIAS})] - [I_{IDAC2} \cdot R_{LEAD2} + (I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \cdot (R_{LEAD3} + R_{BIAS})]$$

因此， $R_{LEAD3}$  和  $R_{BIAS}$  项会消失。

$$V_{AIN2} - V_{AIN3} = I_{IDAC1} \cdot (R_{LEAD1} + R_{RTD}) - I_{IDAC2} \cdot R_{LEAD2}$$

如果  $R_{LEAD1}$  和  $R_{LEAD2}$  相等并且  $I_{IDAC1}$  和  $I_{IDAC2}$  相等（成为  $I_{IDAC}$ ），那么引线电阻误差会消除，从而得到以下公式：

$$V_{AIN2} - V_{AIN3} = I_{IDAC} \cdot R_{RTD}$$

### 3. 确定 IDAC 激励电流和基准电阻器的值。

该设计中的激励电流源选择为 500 $\mu$ A。这可以最大程度地增大 RTD 电压的值，同时使 RTD 的自发热保持在低水平。对于小型薄膜元件，RTD 自发热系数的典型范围为 2.5mW/ $^{\circ}$ C，对于较大的线绕元件，该范围为 65mW/ $^{\circ}$ C。在最大 RTD 电阻值下激励电流为 500 $\mu$ A 时，RTD 中的功率耗散小于 0.4mW，并将自发热导致的测量误差保持在 0.005 $^{\circ}$ C 以内。

在选择 IDAC 电流大小之后，设置  $R_{REF} = 3.52k\Omega$ 。使用 500 $\mu$ A 激励电流将基准设置为 1.76V，最大 RTD 电压为 200mV。使用这些值，可以将 PGA 增益设置为 8，这样最大 RTD 电压就接近正满量程范围而不超过它。

基准电阻器  $R_{REF}$  必须是具有高精度和低漂移的精密电阻器。 $R_{REF}$  中的任何误差都会在 RTD 测量中反映相同的误差。REFP 和 REFN 引脚 (AIN0 和 AIN1) 显示为作为开尔文连接与  $R_{REF}$  电阻器相连，以获得最精确的基准电压测量值。这可以消除作为基准电阻测量产生的误差的串联电阻。

请注意，对于高侧基准，流经基准电阻器和 RTD 的电流是相同的。对于**具有低侧基准的三线 RTD 测量**，IDAC 电流失配是导致误差的一个重要原因。在此设计中，失配只会导致引线电阻器消除中的较小误差，而不是 RTD 测量中的较大增益误差。

### 4. 设置 $R_{BIAS}$ 并验证设计是否处于 ADC 的工作范围之内。

设置基准电阻、IDAC 电流大小和 ADC 增益之后，选择用于设置输入测量的偏置电压的  $R_{BIAS}$  电阻。通常，选择  $R_{BIAS}$  以将输入设置为中间电源电压。不过，基准电阻器、RTD 电阻、偏置电阻器和电路中使用的任何可选输入保护上的电压降总和很大。 $R_{BIAS}$  输入偏移应足够高，以使 RTD 测量电压保持在 PGA 输入范围之内，但不应太高，以便激励电流输出引脚处于 IDAC 的顺从电压之内，这一点很重要。

将  $R_{BIAS}$  设置为 1.1k $\Omega$  可满足该要求。在使用 400 $\Omega$  的最大 RTD 电阻的情况下，可以使用以下公式来计算 ADC 输入电压。对于该计算，可以忽略微小的引线电阻。

$$V_{AIN2} = (I_{IDAC1} \cdot R_{RTD}) + [(I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \cdot R_{BIAS}] = 1.3V$$

$$V_{AIN3} = (I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \cdot R_{BIAS} = 1mA \cdot 1.1k\Omega = 1.1V$$

$$V_{INMAX} = 500\mu A \cdot 400\Omega = 200mV$$

首先，验证当增益为 8 并且 AVDD 为 5V、AVSS 为 0V 时 AIN2 和 AIN3 上的电压是否处于 PGA 的输入范围内。如《**具有 PGA 和监控器的 ADS126x 高精度、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位  $\Delta$ - $\Sigma$  ADC**》数据表中所示，绝对输入电压必须满足以下条件：

$$AVSS + 0.3V + [|V_{INMAX}| \cdot (Gain - 1)/2] < V_{AIN2}, V_{AIN3} < V_{AVDD} - 0.3V - [|V_{INMAX}| \cdot (Gain - 1)/2]$$

$$0.3V + [(0.2V) \cdot (8 - 1)/2] < V_{AIN2}, V_{AIN3} < 5V - 0.3V - [(0.2V) \cdot (8 - 1)/2]$$

$$1V < V_{AIN2}, V_{AIN3} < 4V$$

由于在 AIN2 和 AIN3 上看到的最大和最小输入电压 (1.1V 和 1.3V) 介于 1V 和 4V 之间，因此输入处于 PGA 工作范围之内。

第二，验证 IDAC 输出引脚电压是否在顺从电压范围内。当 RTD 电压达到最大值时，IDAC 电流输出电压最高且最受输出顺从性的限制，如以下公式所示。和以前一样，我们可以忽略引线电阻的低电压贡献。

$$V_{IDAC1} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D + V_{REF}$$

$$V_{IDAC1} = 1V + 0.2V + 0.3V + 1.76V = 3.26V$$

对于输入保护肖特基二极管 ( $V_D$ )，最大 RTD 电压为 200mV，假设电压降为 300mV。

《**具有 PGA 和监控器的 ADS126x 高精度、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位  $\Delta$ - $\Sigma$  ADC**》数据表电流源部分下的电气特性表中列出了 IDAC 电流顺从范围。以下公式提供了 IDAC 电流顺从范围。

$$AVSS < V_{IDAC1} < AVDD - 1.1V$$

在该示例设计中，AVDD 为 5V，因此以上公式可简化为：

$$0V < V_{IDAC1} < 3.9V$$

根据前面的公式，IDAC1 引脚的输出顺从性得到满足。由于 IDAC2 引脚的电压始终低于 IDAC1 电压，因此两个电流源都处于顺从范围内。

原理图中显示了两个可选的输入保护二极管。这些低  $V_F$  二极管为 IDAC 电流源提供了输入故障保护，可以使用串联电阻代替。如果使用串联电阻，那么对于验证 IDAC 输出引脚顺从电压的公式，增加的 0.3V 二极管电压将替换为新串联电阻上的  $I_{IDAC}$  产生的电压。

第三，验证基准电压是否处于 ADC 的基准电压输入范围内。对于 ADS1261，《具有 PGA 和监控器的 ADS126x 高精度、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位  $\Delta$ - $\Sigma$  ADC》数据表的建议运行条件中显示了差分基准输入电压范围，如以下公式所示。

$$\begin{aligned} 0.9V < V_{REFP} - V_{REFN} < AVDD - AVSS \\ 0.9V < 1.76V < 5V \end{aligned}$$

此外，以下公式验证绝对负基准输入电压和绝对正基准输入电压。计算表明基准电压处于 ADC 基准的输入范围之内。

$$\begin{aligned} AVSS - 0.05V < V_{REFN} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D < V_{REFP} - 0.9V \\ -0.05V < 1.5V < 4.1V \\ V_{REFN} < V_{REFP} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D + V_{REF} < AVDD + 0.05V \\ 1.5V < 3.26V < 5.05V \end{aligned}$$

#### 5. 选择 ADC 输入和基准输入的差分与共模输入滤波值。

此设计包含差分与共模输入 RC 滤波。差分输入滤波的带宽设置为至少是 ADC 的数据速率的 10 倍。将共模电容器选择为差分电容器值的 1/10。由于电容器选择，共模输入滤波带宽大约是差分输入滤波带宽的 20 倍。虽然串联滤波电阻器会提供一定程度的输入保护，但应使输入电阻器保持低于 10k $\Omega$ ，以便为 ADC 提供适当的输入采样。

在进行输入滤波的情况下，差分信号以低于共模信号的频率衰减，后者会被器件的 PGA 显著抑制。共模电容器的失配会导致非对称噪声衰减，这会表现为差分输入噪声。差分信号的带宽较低，从而可以降低输入共模电容器失配的影响。ADC 输入和基准输入的输入滤波是针对相同的带宽进行设计的。

在此设计中，将数据速率选择为 20SPS（使用 ADS1261 的低延迟滤波器）。此滤波可提供低噪声测量以及单周期稳定，并且能够抑制 50Hz 和 60Hz 线路噪声。对于 ADC 输入滤波，可以通过以下公式近似计算差分滤波和共模滤波的带宽频率。

$$\begin{aligned} f_{IN\_DIFF} &= 1/[2 \cdot \pi \cdot C_{IN\_DIFF} (R_{RTD} + 2 \cdot R_{IN})] \\ f_{IN\_CM} &= 1/[2 \cdot \pi \cdot C_{IN\_CM} (R_{RTD} + R_{IN} + R_{BIAS})] \end{aligned}$$

对于 ADC 输入滤波， $R_{IN} = 4.99k\Omega$ ， $C_{IN\_DIFF} = 47nF$ ， $C_{IN\_CM} = 4.7nF$ 。这会将差分滤波器带宽设置为 330Hz，将共模滤波器带宽设置为 5.4kHz。

类似地，可以通过以下公式近似计算基准输入滤波的带宽。

$$\begin{aligned} f_{REF\_DIFF} &= 1/[2 \cdot \pi \cdot C_{REF\_DIFF} \cdot (R_{REF} + 2 \cdot R_{IN\_REF})] \\ f_{REF\_CM} &= 1/[2 \cdot \pi \cdot C_{REF\_CM} \cdot [R_{IN\_REF} + (\frac{1}{2} \cdot R_{REF}) + R_{RTD} + R_{BIAS}]] \end{aligned}$$

对于基准输入滤波， $R_{IN\_REF} = 3.32k\Omega$ ， $C_{REF\_DIFF} = 47nF$ ， $C_{REF\_CM} = 4.7nF$ 。这会将差分滤波器带宽设置为 330Hz，将共模滤波器带宽设置为 5.3kHz。在设计中，并不总是可以匹配 ADC 输入和基准输入滤波。不过，保持带宽接近可能会降低测量中的噪声。

有关输入滤波的组件选择的深入分析，请参阅《使用 ADS1148 和 ADS1248 系列器件进行 RTD 比例测量和滤波》。

## 测量转换

RTD 测量通常是比例测量。使用比例测量，无需将 ADC 输出代码转换为电压。这意味着输出代码仅将测量值作为与基准电阻器值的比例进行提供，不需要激励电流的精确值。唯一的要求是流经 RTD 和基准电阻器的电流相等。

下面显示了针对 24 位 ADC 的测量转换公式：

$$\text{Output Code} = 2^{23} \cdot \text{Gain} \cdot (V_{\text{RTD}}/V_{\text{REF}}) = 2^{23} \cdot \text{Gain} \cdot (I_{\text{IDAC1}} \cdot R_{\text{RTD}})/(I_{\text{IDAC1}} \cdot R_{\text{REF}}) = 2^{23} \cdot \text{Gain} \cdot (R_{\text{RTD}}/R_{\text{REF}})$$

$$R_{\text{RTD}} = R_{\text{REF}} \cdot [\text{Output Code}/(\text{Gain} \cdot 2^{23})]$$

ADC 将测量值转换为 RTD 等效电阻。由于 RTD 响应的非线性，电阻到温度的转换需要通过公式或查找表进行计算。有关 RTD 电阻到温度转换的更多信息，请参阅《[RTD 测量基本指南](#)》。

## 寄存器设置

### 使用 ADS1261 且具有高侧基准和两个 IDAC 电流源的 3 线 RTD 测量的配置寄存器设置

寄存器地址	寄存器名称	正在设置	说明
02h	模式0	24h	20SPS, FIR 数字滤波器
03h	MODE1	01h	正常模式, 连续转换, 转换之间具有 50μs 的延迟
04h	MODE2	00h	禁用 GPIO
05h	MODE3	00h	无断电, 无 STATUS 或 CRC 字节, 禁用超时
06h	REF	1Ah	启用内部基准, REFP = AIN0, REFN = AIN1
0Dh	IMUX	4Ah	IDAC2 = AIN4, IDAC1 = AINCOM
0Eh	IMAG	44h	IMAG2 = IMAG1 = 500μA
0Fh	保留	00h	保留
10h	PGA	03h	启用 PGA, 增益 = 8
11h	INPMUX	34h	选择 AIN <sub>p</sub> = AIN2, AIN <sub>N</sub> = AIN3
12h	INPBIAS	00h	禁用 VBIAS 电压和烧毁电流源

## 伪代码示例

下面显示了伪代码序列以及设置器件和微控制器所需的步骤，该微控制器与 ADC 相连，以便在连续转换模式下从 ADS1261 获取后续读数。专用的 **DRDY** 引脚指示新转换数据的可用性。显示的伪代码中未使用 **STATUS** 字节和 **CRC** 数据验证。[ADS1261 产品文件夹](#)中提供了 **ADS1261 示例代码**。

```

Configure microcontroller for SPI mode 1 (CPOL = 0, CPHA = 1)
Configure microcontroller GPIO for /DRDY as a falling edge triggered interrupt input
Set CS low;
    Send 06;    //RESET command to make sure the device is properly reset after power-up
Set CS high;
Set CS low;    // Configure the device
    Send 42    // WREG starting at 02h address
    04        // Write to 5 registers
    24        // 20SPS, FIR digital filter
    01        // Normal mode, Continuous conversion, 50µs delay between conversions
    00        // GPIOs disabled
    00        // No power-down, no STATUS or CRC byte, timeout disabled
    1A;       // Internal reference enabled, REFP = AIN0, REFN = AIN1
Set CS high;
Set CS low;    // Configure the device, IDACs
    Send 4D    // WREG starting at 0Dh address
    05        // Write to 6 registers
    4A        // IMUX2 = AIN4, IMUX1 = AINCOM
    44        // IMAG2 = IMAG1 = 500µA
    00        // RESERVED
    03        // PGA enabled, Gain = 8
    34        // Select AINP = AIN2 and AINN = AIN3
    00;       // VBIAS voltages and burn-out current sources disabled
Set CS high;
Set CS low;    // For verification, read back configuration registers
    Send 22    // RREG starting at 02h address
    10        // Read from 17 registers
    00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00; // Send 17 NOPs for the read
Set CS high;
Set CS low;
    Send 08;    // Send START command to start converting in continuous conversion mode;
Set CS high;
Loop
{
    Wait for DRDY to transition low;
    Set CS low;
        Send 12    // Send RDATA command
        00 00 00; // Send 3 NOPs (24 SCLKs) to clock out data
    Set CS high;
}
Set CS low;
Send 0A;    //STOP command stops conversions and puts the device in standby mode;
Set CS to high;

```

## RTD 电路比较表

RTD 电路拓扑	优势	劣势
双线 RTD, 低侧基准	最经济	精度最低, 无引线电阻消除
三线 RTD, 低侧基准, 两个 IDAC 电流源	允许引线电阻消除	对 IDAC 电流失配敏感, 可以通过交换 IDAC 电流并对两次测量求平均值来消除失配
三线 RTD, 低侧基准, 一个 IDAC 电流源	允许引线电阻消除	需要进行两次测量, 第一次用于 RTD 测量, 第二次用于引线电阻消除
三线 RTD, 高侧基准, 两个 IDAC 电流源	允许引线电阻消除, 对 IDAC 失配的敏感度低于使用低侧基准	需要额外的电阻器以用于偏置, 增加的电压可能与低电源操作不兼容
四线 RTD, 低侧基准	精度最高, 无引线电阻误差	最昂贵

## 设计中采用的器件

器件	主要 特性	链接	其他可能的器件
ADS1261	具有 PGA、Vref、2 个 IDAC 和交流激励且适用于工厂自动化的 24 位、40kSPS、10 通道 $\Delta$ - $\Sigma$ ADC	<a href="http://www.ti.com.cn/product/cn/ADS1261">http://www.ti.com.cn/product/cn/ADS1261</a>	<a href="#">指向类似器件的链接</a> <a href="#">指向类似的 16 位器件的链接</a>

## 设计参考资料

请参阅《[模拟工程师电路说明书](#)》，了解有关 TI 综合电路库的信息。

## 其他资源

- 德州仪器 (TI), [ADS1261 评估模块](#)
- 德州仪器 (TI), [《ADS1261 和 ADS1235 评估模块用户指南》](#)
- 德州仪器 (TI), [ADS1261 示例 C 代码软件](#)
- 德州仪器 (TI), [《RTD 测量基本指南》](#)
- 德州仪器 (TI), [《使用 ADS1148 和 ADS1248 系列器件进行 RTD 比例测量和滤波》](#)

如需 TI 工程师的直接支持, 请使用 **E2E** 社区:

[e2echina.ti.com](http://e2echina.ti.com)



## 重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性 & 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，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用 TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(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安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及 TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它 TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对 TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受 TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及 [ti.com.cn](http://www.ti.com.cn) 上或随附 TI 产品提供的其他可适用条款的约束。TI 提供所述资源并不扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

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 © 2019 德州仪器半导体技术（上海）有限公司



## 重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性及其可靠性数据（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，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(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安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及ti.com.cn上或随附TI产品提供的其他可适用条款的约束。TI提供所述资源并不扩展或以其他方式更改TI 针对TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

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 © 2019 德州仪器半导体技术（上海）有限公司