

# TI 高精度设计：经验证的设计 使用 ADS1118 进行精密热电偶测量



## TI 高精度设计

TI 高精度设计是 TI 的模拟产品专家创建的模拟解决方案。经验证的设计提供理论、组件选择、仿真、完整的印刷电路板 (PCB) 电路原理图 & 布局布线、物料清单和实用电路的测试性能。还讨论了满足不同设计目标所需的电路调整。

## 电路描述

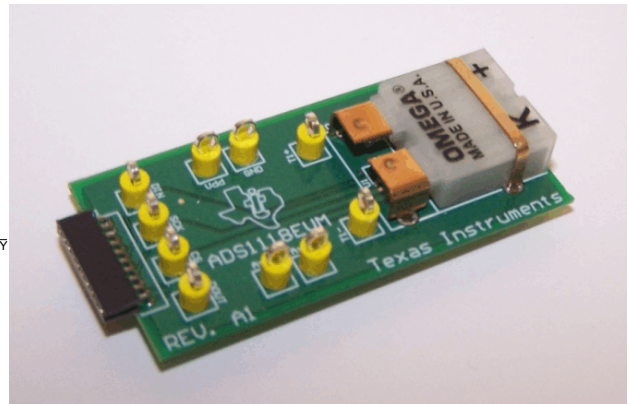
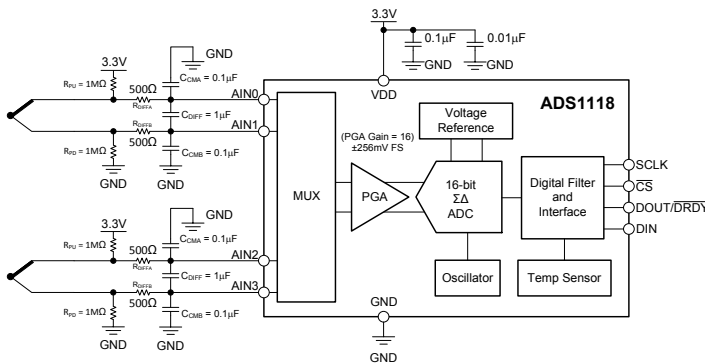
这个设计经过验证，是一种非常简单、精确的热电偶测量方法。这个设计列出了所需的抗混叠滤波器和偏置电阻器来提供传感器诊断。这个示例还提供了一个使用 ADS1118 的板载温度传感器来完成系统的冷端温度补偿的全新方法。为了实现热电偶的线性化，此设计还提供了一个可在大多数微控制器上执行的非常简单的算法。

## 设计资源

[设计存档](#) 全部设计文件  
[TINA-TI](#) SPICE 模拟器  
[ADS1118](#) 产品文件夹



[询问模拟专家](#)  
[WEBENCH® 设计中心](#)  
[TI 高精度设计座](#)



这个 TI 参考设计末尾的一个重要声明解决了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

TINA-TI 是德州仪器 (TI) 的商标  
 WEBENCH 是德州仪器 (TI) 的注册商标

## 1 设计总结

设计要求如下：

- 电源电压： 2.0V 至 5.5V
- 输入： 具有少于 5k $\Omega$  串联电阻的无源滤波器以大大减少误差
- 带 K 类型热电偶，经过温度高达 260 $^{\circ}$  C（传感器端）检验
- 能够与任一热电偶类型对接
- 经检验信号链自身在 0 $^{\circ}$  C 至 70 $^{\circ}$  C 系统温度范围内的精度为  $\pm 1^{\circ}$ （信号链包括连接器、冷端和 ADC，不包括 K 型热偶的误差）
- 连接器、冷端和 ADC 的系统工作温度范围为 -40 $^{\circ}$  C 至 125 $^{\circ}$  C
- 经检验热电偶测量温度范围为 -40 $^{\circ}$  C 至 150 $^{\circ}$  C（传感器端温度）时，系统精度  $\pm 2.5^{\circ}$  C
- 验证了系统可重复性好于 0.25 $^{\circ}$  C
- 250kHz 时的信号链噪声抑制为 60dB
- 输入提供高于电源或低于地电位 5V 的持续过压保护
- 输入提供高于电源或低于地电位 50V 的短时过压保护
- 具有 16 或 32 位累加器和 SPI 端口的微控制器

Table 1 中总结了设计目标和性能。 Figure 2 图示了最终设计的测得的误差。

表 1. 设计目标、模拟和测得的性能的比较

	目标值	计算得出的值	测得的值
未经校准的信号链精度 (移除了传感器误差)	$\pm 1^{\circ}$ C	$\pm 0.54^{\circ}$ C	$\pm 0.4^{\circ}$ C
未经校准的系统精度 (主要为传感器误差)	$\pm 2.5^{\circ}$ C	$\pm 2.27^{\circ}$ C	$\pm 1.3^{\circ}$ C
系统可重复性	0.25 $^{\circ}$ C	0.25 $^{\circ}$ C	0.25 $^{\circ}$ C

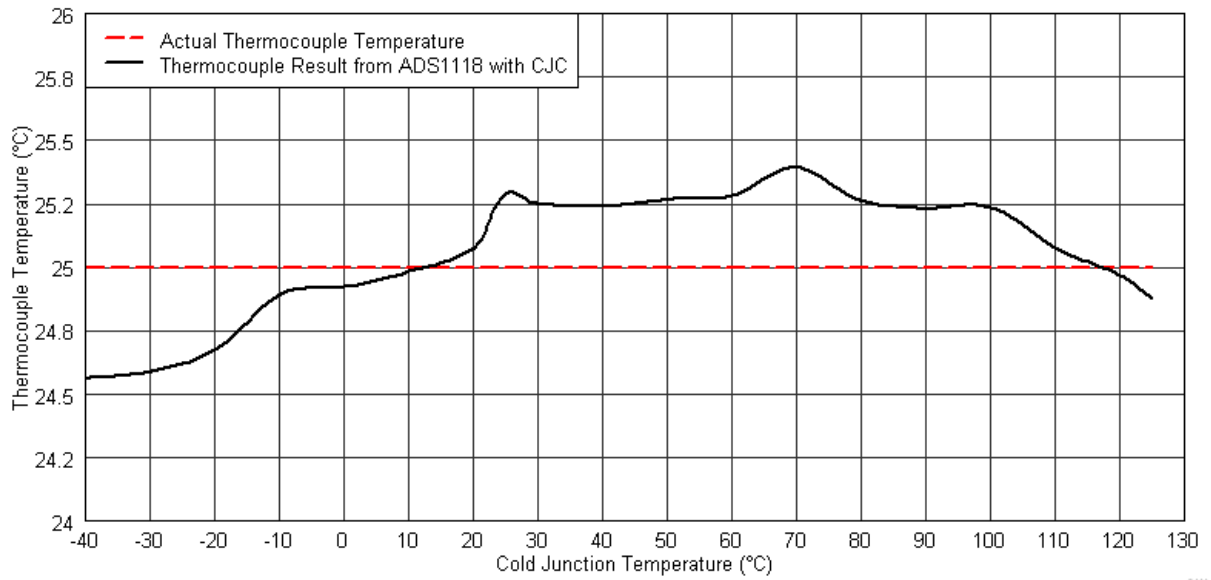


图 1： 热端温度固定而冷端温度变化时热电偶的精度

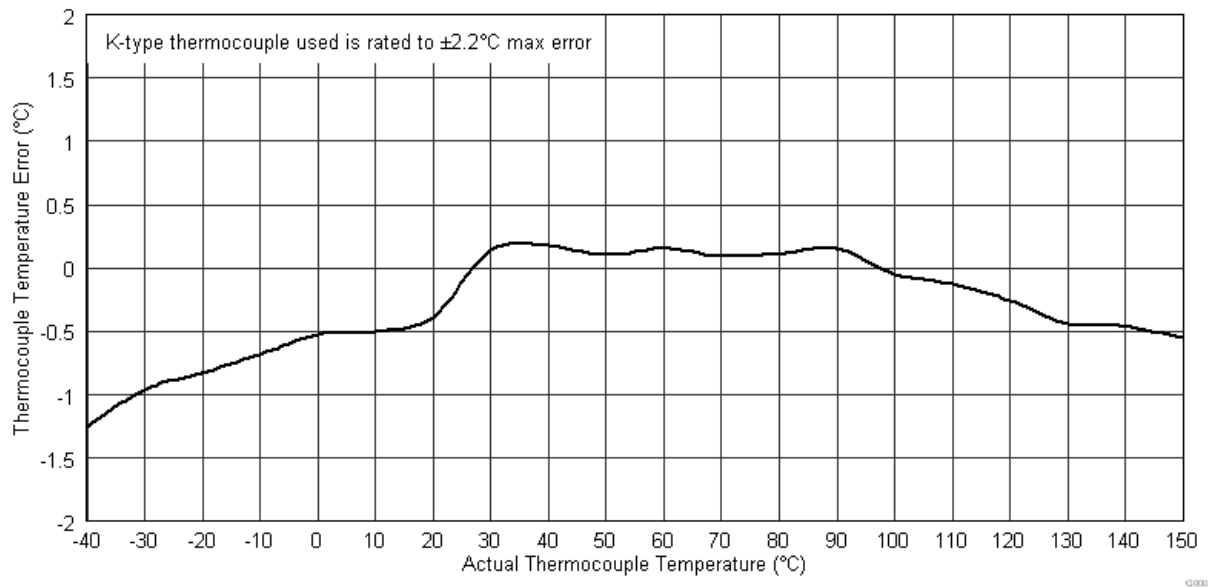


图 2： 冷端位于环境温度，测量端温度变化时的热电偶总误差 ( $T_{CJC} = 25^{\circ}C \pm 5^{\circ}C$ )

## 2 设计原理

热电偶是温度传感器的常见类型。相对低廉的价格、宽温度范围、长期稳定性和接触测量的适用性使得这些器件在广泛的应用中十分常见。虽然使用热电偶来实现极高精度比一个电阻温度检测器 (RTD) 要困难的多, 热电偶的低成本和多用途经常弥补了这个精度获得方面的困难。此外, 与热敏电阻和 RTD 相比, 热电偶的使用往往因为它们无需激励而简化了应用电路。也就是说, 这些传感器生成它们自己的电压, 并因此只需要一个基准和某些形式的冰点或冷端补偿。

如 Figure 3 中所示, 热电偶是一段由不同导体 (通常为合金) 制成的一端焊接在一起的两根导线。使用的导体成分差别很大, 并且取决于所要求的温度范围、精度、使用寿命和测量环境。然而, 所有热电偶类型都基于同一基本原理: 热电或塞贝克效应。只要一个导体从一端到另外一端经历了一个温度梯度, 就会产生一个电动势。这个电动势由于导体内的自由电子以不同的速率 (取决于温度) 扩散而上升。导体热端上具有更高能量的电子扩散的速度, 快于冷端上具有较低能量电子的扩散速度。净效应就是在导体的一端上出现电荷的堆积, 并且在热端和冷端之间产生一个电动势。Figure 4 中图示了这个效应。

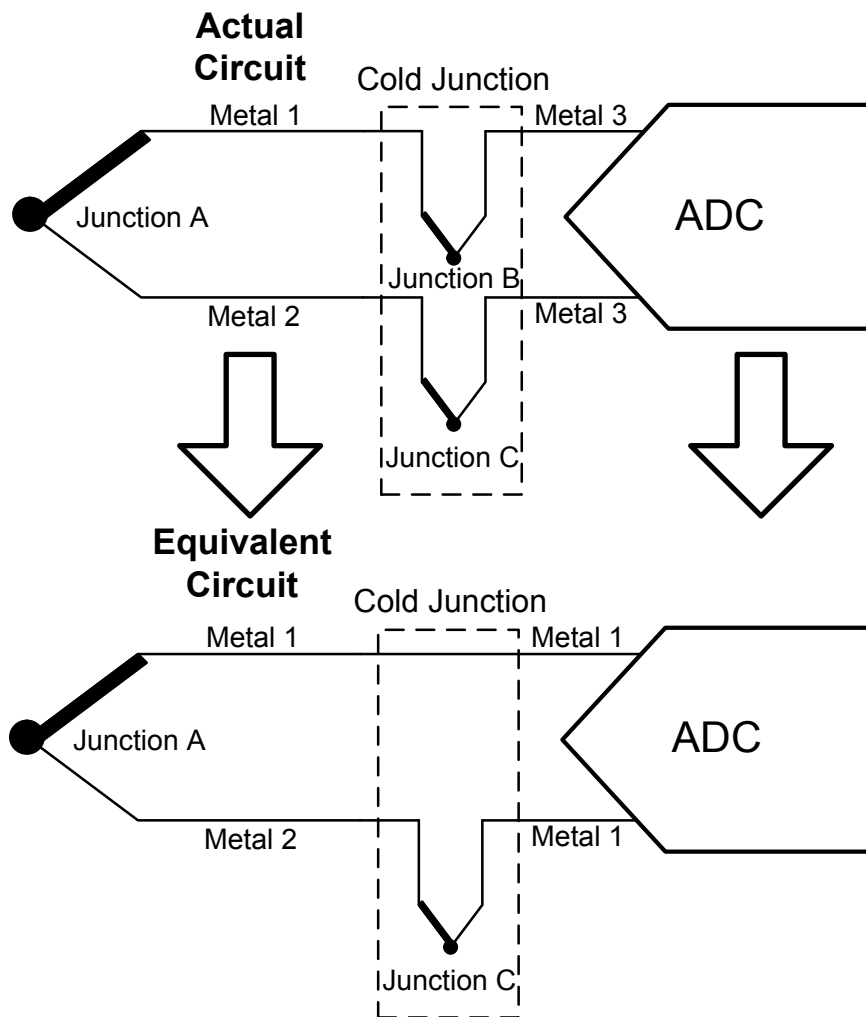


图 3: 热电偶接合点图

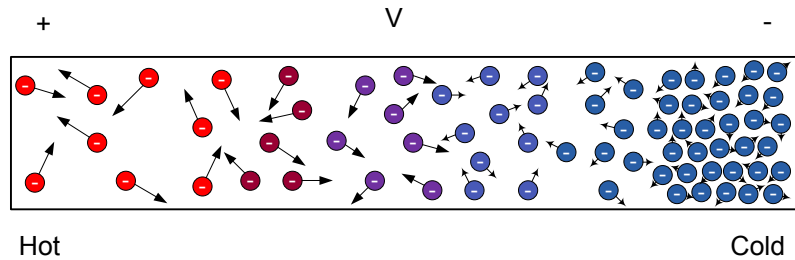


图 4：塞贝克效应的图解

不同类型的金属以不同的强度水平表现出这个效应。当两个不同类型的金属被配对使用并且在一个特定点上被连接在一起时（Figure 3 中的结点 A），较短部分的相对端点（结点 B 和 C）上的电压差与导体对的任一端点上形成的温度梯度成正比。这个效应意味着热电偶并不实际测量一个绝对温度；它们只是测量两个点之间的温度差，这两个点通常称为热端和冷端。因此，为了确定热电偶任一端上的温度，必须知道相对端点上的准确温度。

在经典设计中，为了建立一个已知的温度，热电偶的一端被保持在冰槽中（Figure 3 中的接合点 B 和 C）。实际上，对于大多数应用，提供一个真正的冰点基准不太现实。而是持续监视热电偶 B 和 C 端点的温度，并将其用作基准点来计算热电偶另外一端 A 的温度。由于历史原因，这些接合点被称为冷端或冰点，虽然并不需要将它们保持寒冷状态或接近冷冻状态。

这些端点被称为接合点，这是因为它们连接至某些形式的接线端子，通过此接线端子由热电偶合金线过渡为印刷电路板或 PCB 上线条（通常为铜质）。过渡回铜的过程产生了冷接合点 B 和 C。由于中间金属定律，接合点 B 和 C 可被视为单基准接合点，倘若它们被保持在同一温度或等温线上。一旦得知基准接合点的温度，可计算出接合点 A 上的绝对温度。测量接合点 B 和 C 上的温度，然后使用那个温度来计算接合点 A 上的温度，被称为冷端补偿。

在很多应用中，接合点 B 和 C 上的温度使用一个二极管、热敏电阻或 RTD 进行测量。与任一形式的冷端补偿一样，实现精确的热电偶测量需要满足两个重要条件：

- **接合点 B 和 C 必须保持在等温线上，或者保持在同一温度。** 可通过将接合点 B 和 C 保持在互相十分靠近的位置，并且远离 PCB 上可能存在的任一发热源来实现这一条件。很多时候，等温块被用来将接合点保持在同一温度。大质量的金属提供了很好的等温方式。对于其它应用，尽可能地将铜填充到接合点周围也许就足够了。通过在顶层和底层创建一个金属填充岛，用等间隔过孔连接在一起，就形成了一个简单的等温块。有必要确保这个等温块不受来自电路中其它区域，诸如功率调节电路的寄生发热源的影响。
- **接合点 B 和 C 的等温温度必须精确测量。** 越将温度传感器（诸如二极管，RTD 或热敏电阻）放置在靠近等温块的位置越好。气流也会降低冷端补偿测量的准确度。为了实现最佳性能，建议确保冷端被保持在封闭状态，并且将冷端附近的空气流保持最低。在气流不可避免的应用中，找到一个机械方法，以某种类型的屏蔽来覆盖测量冷端的传感器，保护冷端不受气流的影响，也许会有所帮助。有必要牢记的是，PCB 的方向会影响冷端补偿的准确度。例如，如果在冷端下方有发热元件，由于这些元件发出的热量上升，误差会变得很明显。

**输入信号调理** 在任何设计中，信号调理都很关键。由于混叠效应，任何 ADC，无论其架构，在其输入上都需要某些数量的滤波，以减少系统噪声。由于  $\Delta-\Sigma$  ADC 中的数字滤波器，对于一个外部模拟滤波器的需要被大大降低了，但是仍然需要某些滤波。如 Figure 5 中显示的一个简单滤波器将提供一个很均衡的差分滤波器设计。这些滤波器的重要作用是，抑制掉那些有可能进入 ADC 输入，频率接近于调制器采样速度的噪声。调制器采样速度通常比实际 ADC 输出数据速率高几百甚至几千倍。这些频率上的噪声根本无法由数据转换器进行数字抑制，而必须通过模拟输入滤波来抑制。 $\Delta-\Sigma$  ADC 具有确定的调制器采样频率，以使外部滤波器能够进行相应地设计。例如，ADS1118，具有 250kHz 的调制器采样频率。

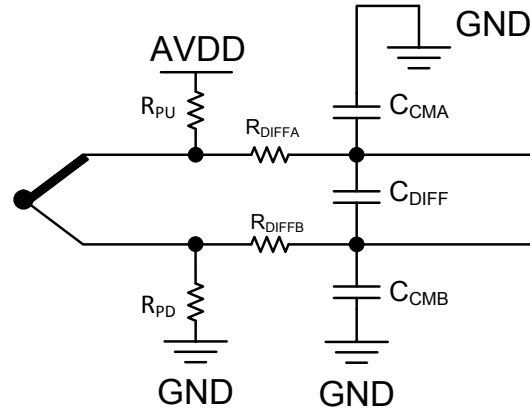


图 5： 使用一阶低通滤波器进行的信号调节

Figure 5 中的输入信号调节电路具有某些非常优良的属性。它提供滤波、偏置、过压保护和传感器开路检测。它包括一个通过  $R_{PU}$  和  $R_{PD}$  实现的简单偏压生成，这将把热电偶置于电源和接地的中间位置。对于诸如 ADC，运算放大器和可编程增益放大器 (PGA) 来说，这通常是一个理想的共模电位。此外，在这个应用中，如果热电偶被断开，这些电阻器将自动驱动输入信号到电源和接地电位，从而为 ADC 提供一个明显的传感器断开条件。这些电阻器确实增加了少量的噪声，所以对于极高精密设计，在选择这些电阻器的大小时，应该将热噪声考虑在内。或者，诸如 ADS1247/8 的某些产品具有内置的偏压生成和断路检测电流源，这就免除了对这些电阻器的需要。

差动滤波器对于减少共模和差模噪声分量也十分重要。用于滤波器的电阻器也用来限制到滤波器之后任一器件的输入的电流。当选择合适的值后，可以大大提升输入的可靠性，保护其不受静电放电 (ESD) 和长期过压条件的影响。Figure 5 中显示的滤波器是差分信号中十分常用的结构。然而，当选择组件时，有几个关键点需要牢记。

1. 由于共模电容器的不匹配会导致差模噪声，建议差模电容器至少比共模电容器大 10 倍。
2. 为了实现良好的电磁干扰 (EMI) 抗扰度，请牢记，简单地将大电容器放置在信号路径和电源上将不能有效地减弱高频噪声分量。使用具有低等效串联电阻 (ESR) 和低电介质吸收 (DA) 的小型 (10nF 和更低) 电容器与敏感电源和信号路径上的其他较大电容器并联可大大改进 EMI 抗扰度。
3. 在输入上增加磁珠或共模电感可进一步提高 EMI 保护。如果很担心会频繁暴露在电气过应力或静电放电 (ESD) 环境中，可在输入滤波器之前将肖特基钳位二极管或瞬态电压抑制器 (TVS) 二极管添加到暴露的输入上。这些组件都会影响性能，并且在把它们添加到信号链路前应考虑它们的泄露问题。

滤波器参数的选择非常简单。对于一个热电偶，实际信号不会变换很快，所以选择小于 10Hz 的低截止频率滤波器是合理的，如果使用高质量电容器，此滤波器将提供极佳的噪声性能。对于极低截止频率低通滤波器，最好使用尽可能大的差模电容器，以及尽可能小的电阻器，以实现尽可能低的频率截止和带内噪声。然而，所要求的元件参数也许是不实际的。例如，Figure 5 中显示的差动滤波器截止频率按下列等式计算。

$$f_{C-DM} = \frac{1}{2\pi(R_{DIFFA} + R_{DIFFB})\left(C_{DIFF} + \frac{C_{CM}}{2}\right)} \quad (1)$$

作为一个示例，请考虑一个需要 10Hz 滤波器截止频率的设计。此外，请考虑也许对于串联电阻的最高值有一个特定的限制，也许是 500  $\Omega$ 。为了使用 500  $\Omega$  串联电阻生成滤波器， $C_{DIFF}$  需要为 15 $\mu$ F，而  $C_{CM}$  将需要为 1.5 $\mu$ F。对于很多应用来说，如此大的电容器是不实际的，可能需要更大的电阻值或放宽带宽要求。然而，当 ADC 的输入阻抗不高时，较高的电阻会导致明显误差。此外， $R_{DIFFA}$  和  $R_{DIFFB}$  应该保持一致，这样可

以抵消任一共模电流。对于噪声环境中的应用，采用二或三级滤波器将有助于确保足够的高频抑制。例如，Figure 6 中使用的结构，基本上复制了 Figure 5 中的滤波器，并且将  $R_{DIFFA}$ 、 $R_{DIFFB}$ 、 $R_{DIFFC}$  和  $R_{DIFFD}$  减少到 250  $\Omega$ ，这将产生一个相似的，虽然略高 3dB 的截止频率，但是将大大改进滤波器滚降。Figure 7 中可以看到这个效应。Figure 7 还显示了增加第 3<sup>rd</sup> 级并且将  $R_{DIFF}$  电阻器减少为 150  $\Omega$  的结果。

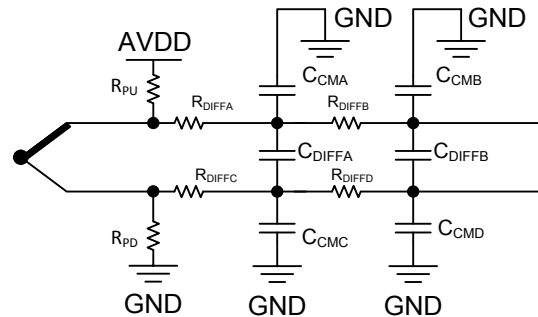


图 6: 用二阶低通滤波器进行的信号调理

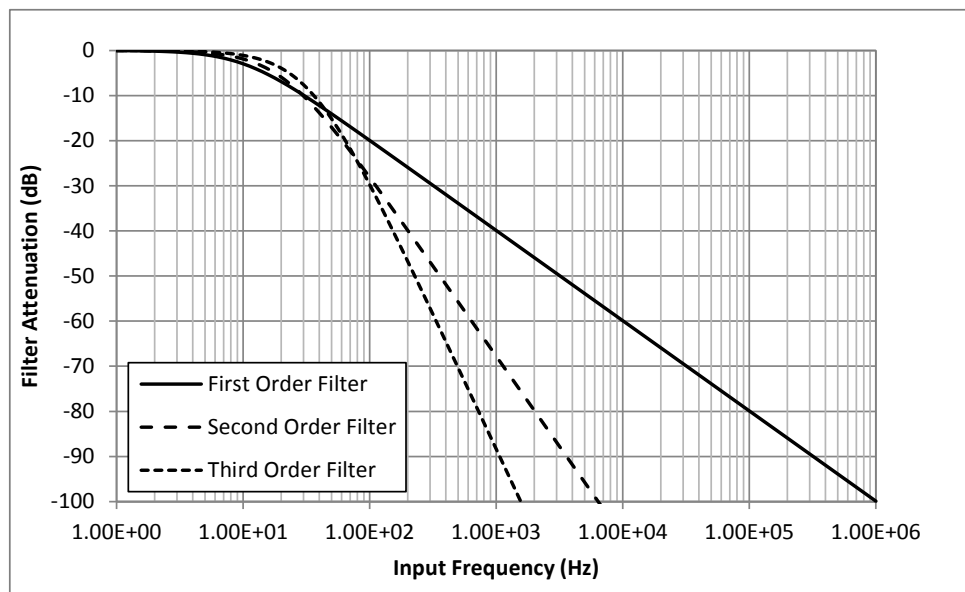


图 7: 不同滤波器阶数的波特图



### 3 元件选择

在设计和布置一个实际系统时，首先检查系统总体要求，并且根据设计目标来开始元件选择。仔细分析这些参数将有助于揭示系统总体误差的主要来源。针对这个设计，由于试验中所使用测量设备的限制，热电偶温度范围被限制在  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $150^{\circ}\text{C}$ 。本设计实际上可用于更高的温度，然而需要更高等级的系统来检验其高温时的精度。此外，所有计算是基于一个标准 K 类型热电偶，此热电偶具有  $\pm 2.2^{\circ}\text{C}$  的未经校准精度。准确度将取决于使用的热电偶类型，以及被用来移除热电偶误差的校准数量。

**ADC 选择：** 有很多种可以与热电偶良好对接的不同 ADC 类型，并且提供不同的性能水平。然而，ADS1118 是热电偶测量的最小、成本最低的方案。一个内部电压基准、复用器和温度传感器的集成使得 ADS1118 成为这个设计的理想选择，然而有其它提供更佳性能的选项可供选择。ADS1220 和 ADS1247 具有更高的分辨率、增益，并且集成了缓冲器，能够提供更好的可重复性和精度，并且允许在输入端使用更高阻值的串联电阻，进一步降低滤波器带宽来减小噪声。然而，针对设计目标的用途，目标是采用尽可能少的元件并且将性能限制在需要的水平上以完成设计目标。表 2 显示了几个设计用于热电偶测量的 TI ADC 的比较。

表 2. ADC 比较

	ADS1118	ADS1220	ADS1248
分辨率	16 位	24 位	24 位
增益	8	128	128
输入噪声 @20SPS	2 $\mu\text{V}_{\text{rms}}$	120nV $_{\text{rms}}$	90nV $_{\text{rms}}$
差分输入阻抗	710k	>100M	>100M
基准漂移	7	7	2
CJC 传感器	内部	内部	外部
电源 (3.3V 电源)	0.5mW	1.55mW	2.2mW
价格	\$2.30	3.95 美元	\$4.45

**滤波器元件选择：** 针对 ADS1118，使用了一个非常简单的一阶滤波器。这是因为本参考设计要求小尺寸、低成本。这个滤波器可以很轻松地级联至更高阶滤波器以提供更高的频率噪声抗扰度。

在大多数系统中，通常可以校准通过输入滤波器引入的误差。然而，针对这个未经校准的示例，ADS1118 包含大约 710 k $\Omega$  差分输入阻抗。这在传感器输出和滤波器阻抗增加时增加了增益误差。在为这个设计选择滤波器时，需要在降低截止频率和使用小值组件之间做出取舍。理想状态下，对于使用一个热电偶的设计，由于传感器的低带宽 (<1Hz)，最好选择一个较低的截止频率和一个较高阶的滤波器。然而，设计一个非常低频的高阶无源滤波器将在 ADC 前面引入大电阻值，这将与 ADS1118 的差分输入阻抗相互作用。对于这个设计，约束条件是将 250kHz 的信号抑制保持在低于 60dB 的水平上。选择 60dB 有一定的主观性，它取决于系统所在的环境噪声。本例中，假定在 250kHz 附近的有限带宽内，有 4mV 峰-峰差模噪声直接被注入滤波器输入，60dB 意味着噪声被滤波器抑制到小于 1LSB 峰-峰。

假定：

$$-60\text{dB} = 20\log[10^{-3}] \quad (2)$$

此滤波器将需要把 250kHz 时的噪声减少 1000 倍。如果在一个  $\pm 0.256\text{V}$  的满量程范围内，针对一个 16 位 ADC 的 1LSB 为：



$$\begin{aligned}
 LSB &= \frac{FSR}{2^{16}} \\
 &= \frac{0.512V}{65536} \\
 &= 7.8125\mu V
 \end{aligned} \tag{3}$$

由于 7.8125μV 与 1LSB 等效，可以预计的是，在 250kHz 附近的有限带宽内的 7.8125mV 噪声将被抑制到少于 1LSB。现在，需要在 250kHz 有 60dB 的抑制，可以轻松计算出实现这一要求的截止频率。由于这个设计中的一阶滤波器每十倍频抑制 20dB，对应的 -3dB 频率将简单地从 250kHz 下推 3 个十倍频程得到，即 250Hz。

记住所需的截止频率，下面选择实际的元件值。由于它们的常见程度以及陶瓷形式的物理尺寸大小， $C_{DIFF}$  和  $C_{CM}$  分别被选为 1μF 和 0.1μF。借助于这些选择的元件，等式 1 可被重新排列来计算出  $R_{DIFF}$ 。

$$\begin{aligned}
 R_{DIFF} &= \frac{1}{4\pi f_{c-DM} \left( C_{DIFF} + \frac{C_{CM}}{2} \right)} \\
 &= \frac{1}{4\pi \times 250Hz \times \left( 1\mu F + \frac{0.1\mu F}{2} \right)} \\
 &= 303.152 \Omega
 \end{aligned} \tag{4}$$

这意味着只要  $R_{DIFF}$  大于或等于大约 300 Ω，在 250kHz 时至少有 60dB 的滤波器衰减。除了滤波器截止频率，这个设计需要能够耐受比电源高 5V 或比接地低 5V 的电压。要为保护功能选择合适的电阻值，请查看 ADS1118 数据表的极限参数部分。这在所有 TI 数据转换器数据表上提供。

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>(1)</sup>

	VALUE	UNIT
VDD to GND	-0.3 to +5.5	V
Analog input current	100, momentary	mA
	10, continuous	mA

图 8： ADS1118 数据表的极限参数表

请注意，ADS1118 可在其任一输入上耐受高达 10mA 的持续电流。这意味着，为了将电流限制在少于 10mA，串联电阻将需要为：

$$\begin{aligned}
 R_{DIFF} &= \frac{\text{Overvoltage amount (V)}}{\text{Maximum rated continuous input current (A)}} \\
 &= \frac{5V}{10mA} \\
 &= 500\Omega
 \end{aligned} \tag{5}$$

还请注意，根据数据表极限参数，这也满足了 50V 瞬时过压。假定 500 Ω 电阻满足输入滤波器截止频率要求和过压要求，可以将它作为相关系统误差的基准。Figure 9 显示了最终滤波器配置。基于以上参数的滤波器实际截止频率为 132Hz，在 250kHz 处抑制 64.3dB。

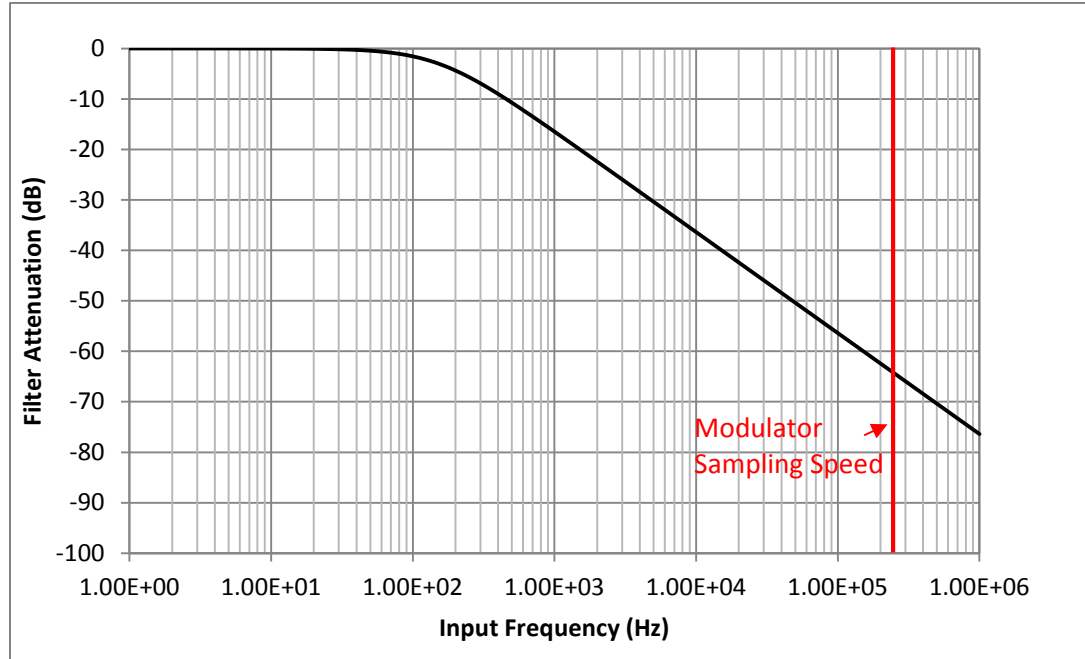


图 9： 最终信号链滤波器波特图

在不引入过多额外噪声情况下， $R_{PU}$  和  $R_{PD}$  应该选择尽可能高的值。对于这个设计，它们选择的电阻值将它们产生的噪声保持在 1LSB 峰值到峰值或更少。这些电阻产生的少量噪声为系统增加了一定量的扰动，有利于获得更高的分辨率。由于它们产生的噪声非常符合高斯统计并且十分易于平均，它们非常适合于这一操作。从等式 3，可将 1LSB 计算为 7.8125uV。使用约翰逊-乃奎斯特等式来计算电阻器噪声：

$$v = \sqrt{4kTR} \quad (6)$$

其中

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

通过简单计算可以确定 R 的范围。为此，需将噪声带宽限制在输入滤波器通带范围内，也就是前面提到的 132Hz。由于等式 6 中的 v 的单位为 nV/rtHz，v 的目标值为：

$$v = \frac{8.125\mu V}{\sqrt{132}} = 707nV / \sqrt{Hz} \quad (7)$$

这意味着总  $R_{PD}$  和  $R_{PU}$  应该为：

$$R_{PU} + R_{PD} \leq \frac{v^2}{4kT} \quad (8)$$

$$R_{PU} + R_{PD} \leq 30.2 M\Omega$$

由于不需要使用较大值，一个 1 M 的电阻值足够完成此任务，而又不会增加过多噪声。

## 系统误差计算

- 滤波器误差：** 抗混叠滤波器是未经校准系统误差的最大源。它代表造成系统增益误差的主要来源，并且在大多数系统中被校准。假定 1000 的总串联输入电阻已经被添加到信号链中，它将与 ADS1118 的 710k 差分输入阻抗相互作用。这将给系统造成增益误差。根据这些值，可以预计的是，此滤波器将会导致直流信号的以下误差：

$$\begin{aligned} \text{Error\%} &= \frac{R_{\text{DIFF}}}{R_{\text{DIFF}} + \text{InputZ}} & (9) \\ &= \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 750 \text{ k}\Omega} \times 100\% \\ &= 0.133\% \end{aligned}$$

这个误差将随输入信号缩放，所以在 0V 差分输入时，将没有误差。然而，在 260° C 的 Omega K 类型热电偶的最大热电偶电压上，一个 10.561mV 信号将被衰减为：

$$V_{\text{Actual}} \times (1 - \text{Error\%}) = V_{\text{Measured}} \quad (10)$$

$$10.561 \text{ mV} \times (100\% - 0.133\%) = 10.547 \text{ mV}$$

这个 14μV 的误差与 260° C 时大约 0.34° C 的误差相对应，并且随温度线性缩放。作为一个基准点，这表示在 260° C 时，每 0.1% 的误差产生大约 0.29° C 的总体系统误差。

- 无源组件误差和漂移：** 与任何系统中的有源集成电路 (IC) 十分类似，无源组件也受到温度漂移的影响。在这个设计中，它们将引入一个可忽略的误差量。也就是说，串联滤波电阻器将代表系统中的最大无源漂移误差。一个典型表面贴装电阻器将具有大约 100ppm/° C 漂移。这个漂移将改变串联电阻器通常引入的误差量，这使得这个误差源很难校准。幸运的是，100ppm/° C 时，它们不会引入增益误差的过大变化。对于 0° C 至 70° C 温度范围，这相当于 7ppm 的系统误差，或电阻变化 0.7%。基本上使上述滤波器误差变化了 0.7%。这很明显是一个很小的变化，并且可在这个方案中忽略。
- ADC 增益误差和漂移：** ADS1118 还具有某些由 ADC 所导致的以增益误差和漂移形式引入的误差量。幸运的是，ADS1118 已经被校准至一个 0.01% 增益误差和 7ppm/° C 漂移的典型值。虽然这些技术规格比无源组件误差更加严格，但是它们在确定系统的总体准确度方面发挥了更加重要的作用。根据之前的基准，在 260° C 时，一个 0.01% 的增益转换为大约 0.029° C 的误差。在等式 11 中显示了与 0° C 至 70° C 范围内 7ppm/° C 条件下相对应的大约 0.049% 的误差。

$$\frac{7 \text{ ppm}}{^{\circ}\text{C}} \times (70^{\circ}\text{C} - 0^{\circ}\text{C}) \times 10^{-6} \times 100\% = 0.049\% \quad (11)$$

根据之前的基准，这意味着，260° C 时，在热电偶的工作端，基准漂移将导致大约 0.15° C 的误差。由于 25° C 时的初始误差很小，漂移成为影响精度的主要因素，这两个误差的组合产生一个大约为 0.16° C 的误差。由于这个误差几乎都由漂移导致，无法轻易地校准此误差。

- ADC 线性误差：** 对于这个设计，ADC 的非线性可被忽略。所有 ADC 具有某些与输入信号相关的非线性。对于 ADS1118，实际非线性少于 1LSB 或大约为满量程的 15ppm。由于在这个试验中，只使用满量程的很小一部分 (2%)，实际线性将很有可能远远好于 15ppm，即使在 15ppm，由非线性所导致的总体温度误差大约为 0.005° C。由于这不是一个主要的误差源，它可被忽略。
- ADC 偏移和漂移：** 这个系统的偏移和偏移漂移可被校准，但是将影响准确度，特别是在低温情况下更是如此。对于这个示例中使用的 K 类型热电偶，制造商的查询表显示，-40° C 时，温度变化 1° C，只产生 3μV 的电压变化。这意味着 ADS1118 数据表中指定的 10μV 偏移将与一个大约 0.3° C 的误差相对应。

- CJC 误差：** ADS1118 具有一个高精度  $\Delta \Sigma$  调制器，片上温度传感器，非常小的尺寸和最小信号路径要求。此外，借助仅为  $500 \mu W$  的功耗，ADS1118 的自发热效应可被忽略，这使得 ADS1118 非常适合于冷端温度测量。ADS1118 的内置线性化温度传感器在  $0^{\circ} C$  至  $70^{\circ} C$  的温度范围内具有  $0.5^{\circ} C$  的最大误差。可从 ADS1118 数据表中的图 26 中得到一个  $0.25^{\circ} C$   $3\sigma$  最大值。这个 CJC 误差直接给热电偶测量结果造成一个 1:1 的误差。

基于所有这些已确定的主要误差源，可计算得出针对 ADS1118 的总体系统典型误差。由于线性误差远远小于其他误差源，它将在这个计算中被忽略。谨记，误差不能直接相加，而应以平方和方式相加。这是由于误差的高斯统计特性，正、负幅值都有可能。

表 3. 系统误差表

	总体未经调整误差 (TUE) 变化 CJC	经校准的 TUE 变化 CJC
输入阻抗和滤波器误差	$0.34^{\circ} C$	可忽略不计
增益漂移误差	$0.16^{\circ} C$	$0.16^{\circ} C$
偏移误差	$0.3^{\circ} C$	可忽略不计
CJC 温度传感器误差	$0.25^{\circ} C$	$0.25^{\circ} C$
总体信号链误差	$0.54^{\circ} C$	$0.3^{\circ} C$
总体系统误差 ( $2.2^{\circ} C$ 精度的 K 类型热电偶 )	$2.27^{\circ} C$	$2.22^{\circ} C$

这些计算表示在使用 ADS1118 的内部温度传感器用于 CJC 时，信号链和 ADS1118 可被预计引入大约  $0.54^{\circ} C$  的未经校准误差。这可通过将输入滤波器引入的系统增益误差校准至  $0.3^{\circ} C$  来进一步减少。这些误差足够小，不会对总体系统误差产生大的影响，这是因为热电偶误差是占主导的因素。显然，要提高这个系统的性能，最有效的方法是采用更高精度的热电偶，或者采用针对特定热电偶的校准方法。

有一些可引入误差的其它位置，例如，一个不理想的布局布线会增加杂散热电偶的效应，其中在无源组件接合点上形成小型寄生热电偶。当输入相互接近且等温时，这些误差通常相互抵消。

最后，需要考虑测量的实际精度或可重复性。精度与准确度不同，系统在某种程度上可以十分精密或可重复，但不一定准确。针对这个计算，所有静态误差（非线性、偏移、增益误差）被移除，并且只包含随时间变化的误差。对于精度，主要误差源是噪声。表 4 显示根据 ADS1118 额定噪声计算出的可重复性，以及基于这个设计中使用的 K 类型热电偶制造商查询表的与热电偶温度相对应的转换。表 4 显示根据 ADS1118 额定噪声计算出的可重复性，以及基于这个设计中使用的 K 类型热电偶制造商查询表的与热电偶温度相对应的转换。此外，由于峰值到峰值噪声高于 1LSB，有足够的噪声来成功地加扰且平均读数来减少噪声。

表 4. 经计算得出的可重复性

	以 $\mu V_{pp}$ 为单位的 噪声误差	4 采样平均后的 噪声误差 $\mu V_{pp}$	以 $^{\circ} C$ 为单位的 噪声误差	4 采样平均后的 噪声误差 $^{\circ} C$
8SPS	10	5	$0.25^{\circ} C$	$0.125^{\circ} C$
128SPS	20	10	$0.5^{\circ} C$	$0.25^{\circ} C$
860SPS	51.5	25.75	$1.25^{\circ} C$	$0.625^{\circ} C$

Figure 10 中显示了包含滤波和偏置的最终电路原理图。虽然本设计只实现了一个热电偶测量通道，Figure 10 显示如何连接两个单独的热电偶通道。此外，请注意电源上的  $0.1 \mu F$  和  $0.01 \mu F$  电容器。这用来在快速电流尖峰对电源造成负担时保持一个恒定电压。这些对性能产生很大影响，并且应该被保持在

尽可能靠近此器件的位置上。较小的  $0.01\mu\text{F}$  电容器用来抑制较高频率的噪声，应该是一个比  $0.1\mu\text{F}$  陶瓷电容器具有更低等效串联电阻 (ESR) 的电容器。

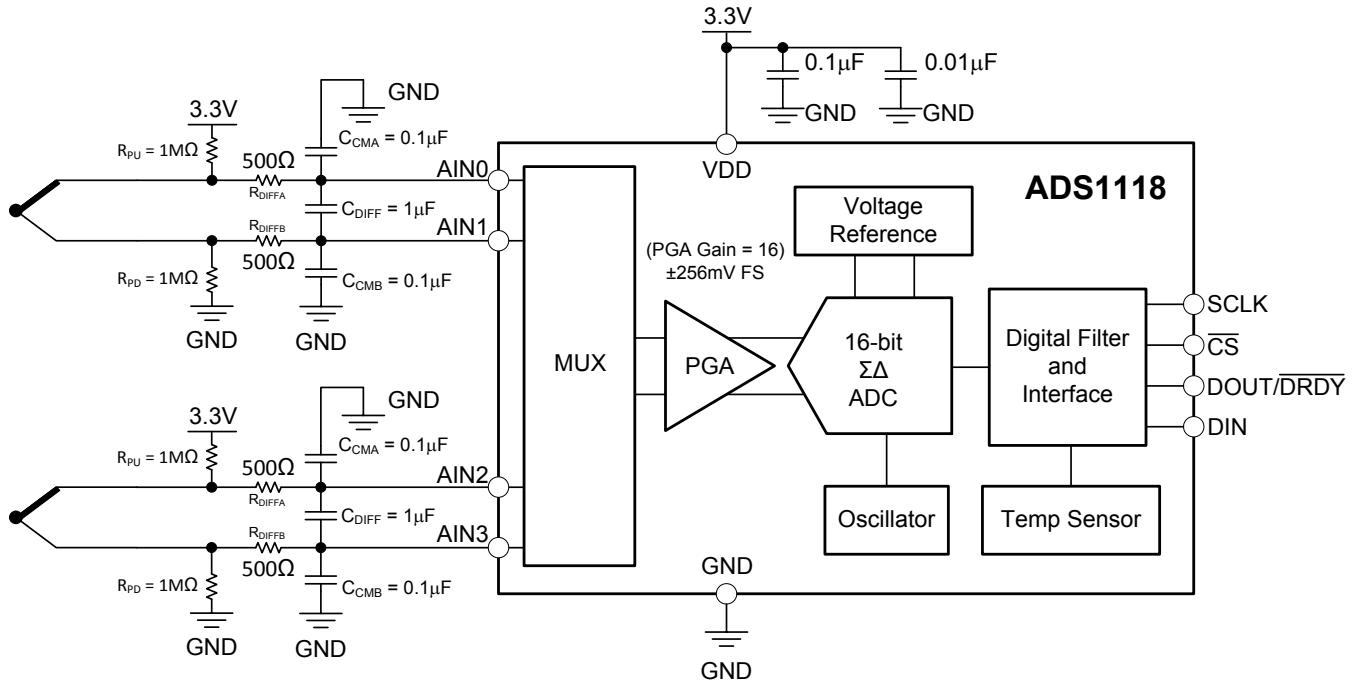


图 10: 最终信号链和 ADC

## 4 PCB 设计

可在附录中找到 PCB 电路原理图和物料清单。

布局布线的设计采用模块化方式，这种方法可实现与一个微控制器的对接电路板。在实际系统中，有可能出现一个微控制器、功率调节和某种形式的接口收发器。为了实现最优噪声和热性能，有必要使 ADS1118 与数字组件以及任何发热组件隔离。由于在这个电路板上没有数字或发热 IC，由电路板上的噪声和寄生热梯度所导致的误差很小。然而对于很对系统，在进行系统布局布线时，应该仔细考虑与其它组件产生的寄生发热相关的注意事项。Figure 11 显示了一个良好的元件布局图，此设计采用 ADS1118 和一些通用组件构成一个典型的热电偶测量系统。请注意，ADS1118 尽可能放置在靠近热电偶连接的位置上。还请注意的是，器件和连接器周围有一个接地填充。

在 Figure 11 的示例中，显示了几个连接到电路板另一侧上接地填充的过孔。包含一个额外的层将有助于改进电路板的温度一致性。金属填充不但很好地将冷端的温度传导至 ADS1118，它还帮助确保两个接合点保持等温。此外，填充地上有一个开口，此开口将所有其它有源组件与 ADS1118 和热电偶冷端隔离开来。这个布局布线有助于避免传送自系统内其它有源组件的寄生发热，并且能够大大改进噪声性能。

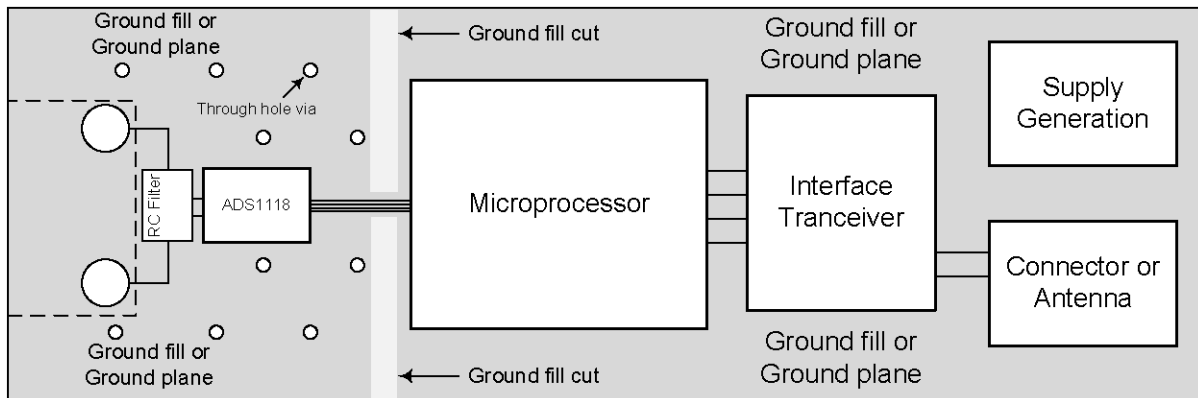


图 11: 典型 ADS1118 热电偶应用组件放置

由于温度传感器的总体准确度取决于 ADS1118 测量冷端的准确程度，当设计一个精密热电偶系统时，必须仔细地考虑 PCB 布局布线。这个热电偶应用提供一个良好的起始点，并且提供一个示例方法来实现良好的冷端补偿性能。Figure 10 中显示了此设计使用的同一个电路原理图，除了只有一个热电偶通道被连接。Figure 12 和 Figure 13 中显示了此设计的布局布线。在 Figure 12 中的布局布线图中，C10 对应于  $C_{DIFF}$ ，C2 对应于  $C_{CMA}$ ，C3 对应于  $C_{CMB}$ ，R3 对应于  $R_{DIFFA}$ ，R4 对应于  $R_{DIFFB}$ ，R1 对应于  $R_{PU}$ ，R2 对应于  $R_{PD}$ 。



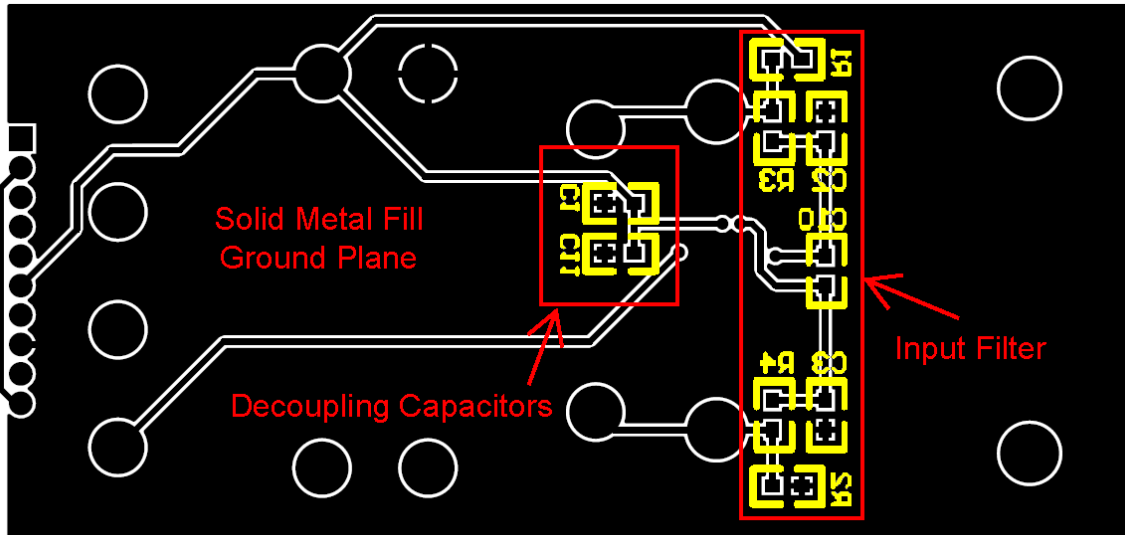


图 12: ADS1118EVM 底层布局布线

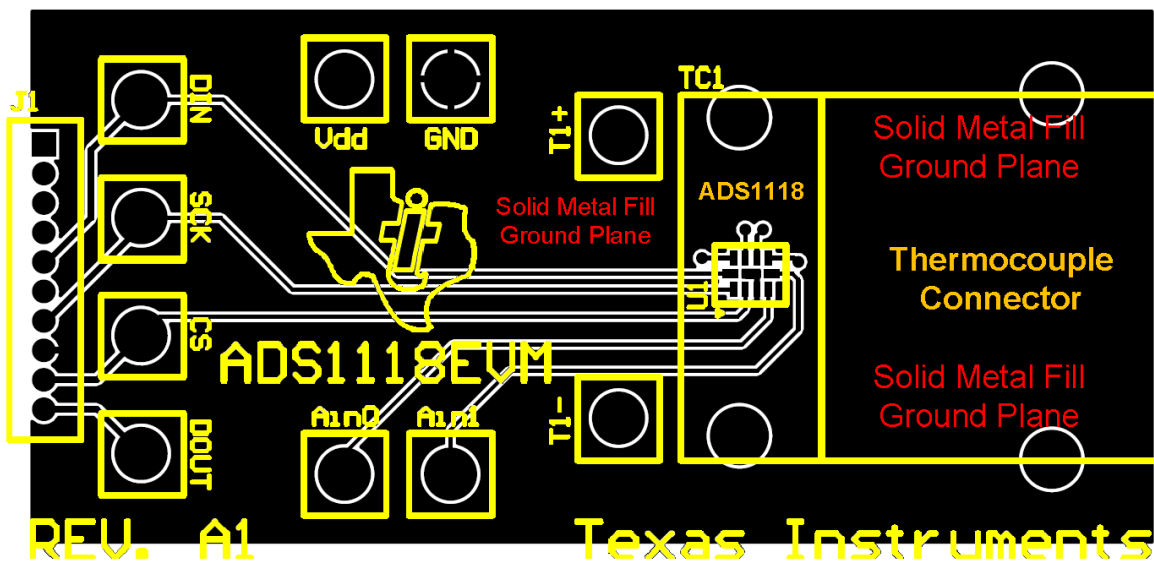


图 13: ADS1118EVM 顶层布局布线

## 6 软件流程

实现冷端补偿的计算过程是简单的且有多种方法。一个典型方法是交替读取热电偶输入和温度传感器。也就是说，针对每个测得的热电偶 ADC 电压获得一个片载温度结果。如果冷端处于非常稳定的环境中，以更长的周期进行冷端测量也许就足够了。经过这些操作，随后，将在每个热电偶和冷端测量周期产生两个结果：热电偶电压或  $V_{TC}$ ，以及片载温度或  $T_{CJC}$ 。为了将冷端计算在内，ADS1118 内的温度传感器必须首先被转换为一个与当前使用的热电偶成比例的电压，以生成  $V_{CJC}$ 。这个过程大体上通过在用于热电偶电压至温度转换的表上进行反向查询来完成。将两个电压相加，然后产生热电偶补偿电压  $V_{实际值}$ ，其中  $V_{CJC} + V_{TC} = V_{实际值}$ 。然后使用之前同一个查询表， $V_{实际值}$  被转换为温度，并且生成  $T_{实际值}$ 。Figure 14 中给出了显示这个过程的方框图。

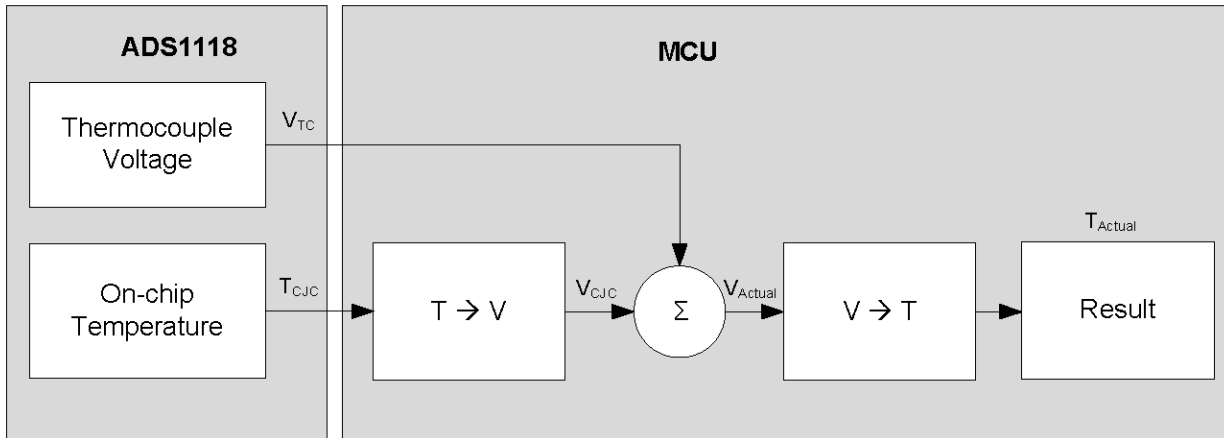


图 14: 软件流程图

例如，请考虑以下情况：

- ADC 冷端报告 26.2° C
- 经 ADC 测量的 K 类型热电偶电压 6.62mV

要将这个值转换为最终温度，首先将测得的片载温度转换为相应的所使用的热电偶类型的电压。根据制造商热电偶查询表，26.2° C 对应于 1.049mV。

$$\begin{aligned}
 V_{Actual} &= V_{CJC} + V_{TC} \\
 &= 1.049mV + 6.62mV \\
 &= 7.669mV
 \end{aligned} \tag{12}$$

下一步，从热电偶查询表中，将新计算得出的电压转换回一个温度。在这个示例中，制造商热电偶查询表指示 7.669mV 与 188.05° C 等效。

从软件的角度来看，从热电偶温度到电压以及从电压到温度的转换可由两种方法执行。第一种，将高阶多项式系数编程于微控制器内，根据每次采样结果通过计算进行转换。虽然这种方法在转换过程中引入误差最小，但是它非常占用处理器，对于某些应用不实用。第二种执行转换的方法是通过使用查询表。热电偶制造商通常提供包含各自热电偶器件查询表，这些器件针对一个特定类型热电偶的线性化提供出色的准确度。这些查询表上的间隔也十分精细—每个查询值大约为 1° C。为了节省微控制器内存和开发时间，可使用插值技术。这个方法的一个示例就是当使用 8 点查询表进行电压至温度转换，如 Figure 15 中显示的那样。

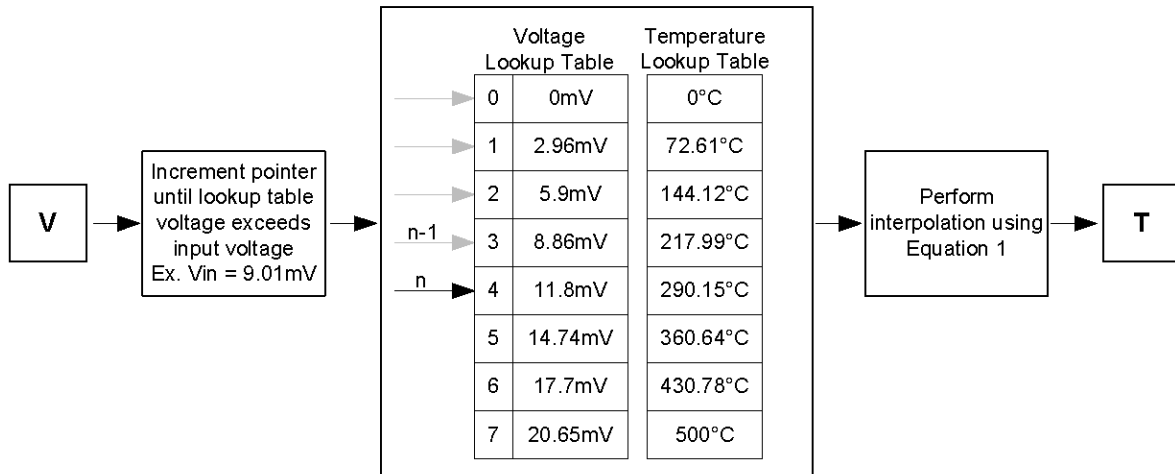


图 15: V 至 T 转换方框图

要使用一个查询表执行一个线性插值，首先将必须被转换的值与查询表中的值相比较，直到查询表值超过将被转换的值。然后，使用等式 12 来转换温度，其中， $V_{LT}$  是电压查询表数组，而  $T_{LT}$  是温度查询表数组。这个运算分别涉及四次加法、一次乘法和一次除法。可在大多数 16 和 32 位微控制器上轻松完成这个运算。将温度转换为电压也是一样，除了查询表和温度变量是相反的，如等式 13 所示。

$$T = T_{LT}[n-1] + (T_{LT}[n] - T_{LT}[n-1]) \left( \frac{V_{IN} - V_{LT}[n-1]}{V_{LT}[n] - V_{LT}[n-1]} \right) \quad (13)$$

$$V = V_{LT}[n-1] + (V_{LT}[n] - V_{LT}[n-1]) \left( \frac{T_{IN} - T_{LT}[n-1]}{T_{LT}[n] - T_{LT}[n-1]} \right) \quad (14)$$

用于查询表的点数将影响转换的准确度。对于大多数应用，16 至 32 点应该就足够了。此外，查询表中的点无需等距。在热电偶转换函数的高非线性区合理地选点，可使查询表中的点数最小化。此外，也无需表格长度一定是 2 的幂，就像本例一样。Figure 16 显示了在 0°C 至 +500°C 的温度范围内，针对一个 K 类型热电偶使用一个查询表进行线性插值时可预计的转换误差。由于查询表点数超过 16，对准确度的改进越来越小。

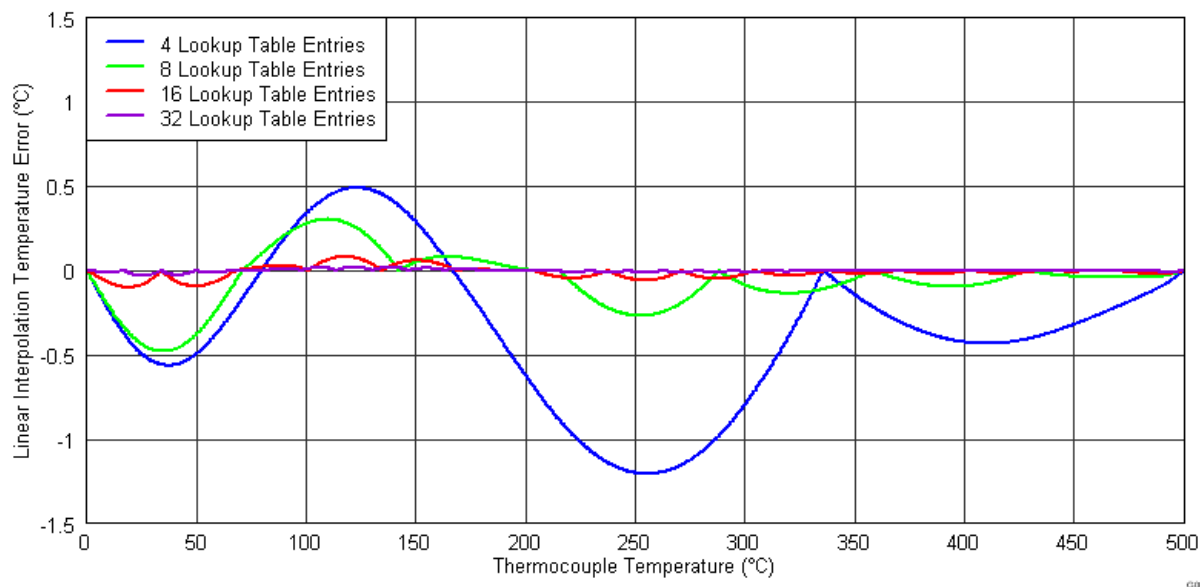


图 16: 使用不同查询表点数的插值误差比较

## 7 验证 & 测得的性能

用完成的电路板来测试片载冷端补偿准确度的出色方法是将 ADS1118 和冷端放置在一个温度受控环境中，并且将热电偶的另一端放置在一个诸如热浴的已知恒定温度源中。Figure 17 中显示了这个试验设置。当执行这个试验时，最好尝试且模拟系统电路板将被使用的实际环境。如果 ADS1118 和冷端处于一个不会出现大的空气流的封闭环境中，一个简单加热室就应该够用了。然而，在必须耐受高空气流的应用中，具有强烈空气流的温度强制系统也许对设定系统的基准性能有用。ADS1118 系统电路板和冷端上使用的加热室或温度强制系统的准确度没必要非常准确。然而，热电偶的另外一端，必须保持非常恒定且准确的温度。获得这个恒定温度的一个最佳方法是通过使用一个热浴或良好绝热的冰水浴。

为了执行这个试验，ADS1118 PCB 和热电偶冷端的温度被扫描，而热电偶另外一端的温度被在热浴中保持恒定。热电偶的温度测量值被记录，并且相对于冷端温度（加热室温度）被绘制出曲线图。Figure 17 显示了使用 ADS1118 电路板和 K 类型热电偶的设置。SM-USB-DIG 平台和 USB 线缆保留在加热室外部。

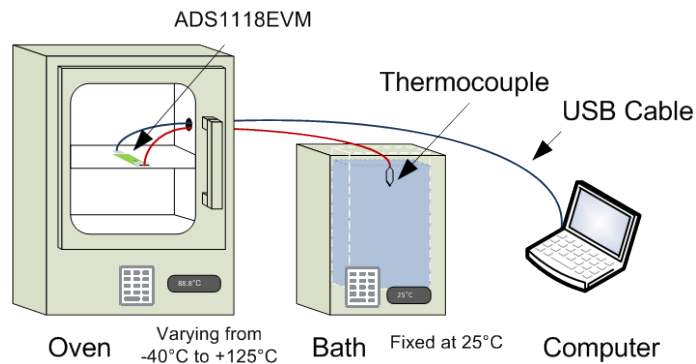


图 17: 使用不同冷端温度的试验设置

Figure 18 显示相对于这个试验中获得的冷端温度的热电偶测量值的曲线图。这个设置被用来揭示由系统电路板温度、冷端温度和 ADS1118 温度的变化所导致的误差。这些结果表示一个大约 0.4°C 的漂移，此时系统从 0°C 漂移值 +70°C，以及在针对 ADS1118 的 -40°C 至 +125°C 的完全额定温度范围内的变化为 0.9°C。这些结果使用出厂调整的 ADS1118（无额外校准）获得，并且包括由 ADS1118 内部基准漂移、内部温度传感器误差和等温误差所导致的全部误差。

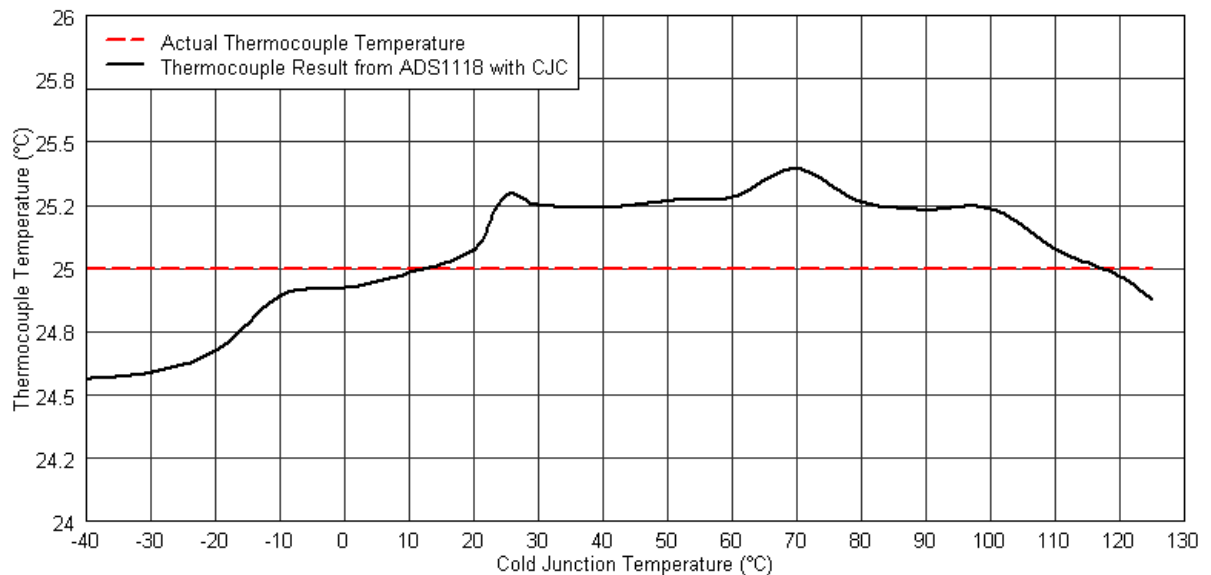


图 18: 使用 ADS1118 EVM 上不同冷端温度的热电偶准确度

第二个通过验证热电偶温度测量系统准确度来测试总体系统性能的试验是使用一个非常稳定、统一且准确的温度源来扫描热电偶的温度。一个经校准的热浴是针对这个测试的良好温度源。Figure 19 中显示了针对这个测试的设置。这个试验专门用于揭示热电偶本身的误差以及任一由模拟到数字转换过程所导致的误差。冷端被保持在相对恒定的环境温度中（室温）而没有温度强制。Figure 20 中的结果显示 -40°C 至 +150°C 范围内大约 1.5°C 的误差。这个结果很好地处于所使用的 K 类型热电偶（也包括 ADS1118EVM）的准确度限值范围内，是 2.2°C 以内的额定准确值。可使用一个经校准的热电偶执行更加精密的测试。

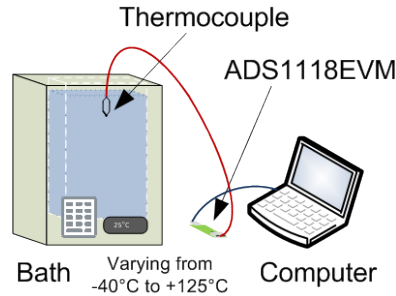


图 19: 使用不同热电偶的试验设置

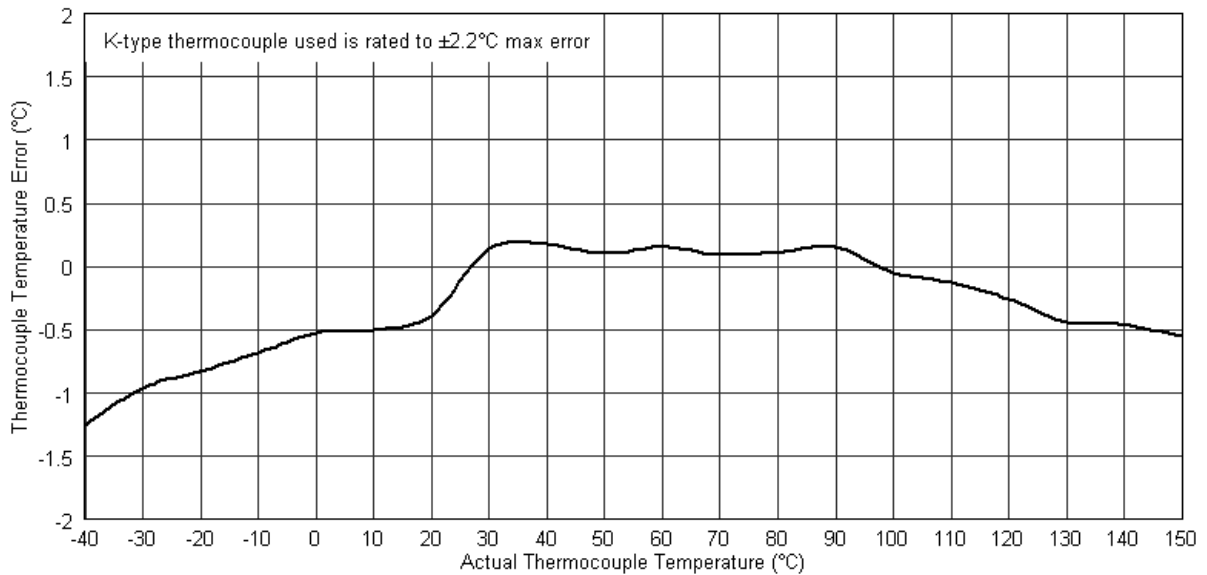


图 20: ADS1118EVM 上针对冷端补偿的试验温度误差

Figure 18 和 Figure 20 中显示的结果是使用 ADS1118EVM 和随 EVM 一同提供的热电偶的典型结果。一个指定系统中的实际性能也许会有所不同，并且取决于很多变量，其中包括（但不限于）应用电路原理图，PCB 布局布线，温度强制系统准确度和环境噪声影响，以及其他因素。TI 不保证除 ADS1118 产品数据表电气特性部分中详述的性能参数以外的其它系统性能。

## 8 修改

有几种方法来改进这个设计。目前，它是对热电偶的最低要求方法。下面是几个改进这个设计的主要方法。

1. 添加一个二阶 RC 滤波器。使用一样的串联电阻，但是将它们分成两个独立的级联滤波器，这将提供大量增加的高频抗扰度。这个简单的添加可能是改进设计提升系统稳健耐用性的最大改进。
2. 在串联电阻器之后将低泄露 TVS 二极管添加到输入上将电流流动添加额外的路径。它将不仅仅改进系统的 ESD 性能，而且将提升过压保护的功能。
3. 使用诸如 ADS1220 的更高性能 ADC 将允许使用更多的增益，以及采用更高的分辨率。替换为 ADS1220 将把精度和可重复性提高将近 10 倍。由于其极高的输入阻抗，ADS1220 还将能够接受更高的串联电阻。



4. 定制热电偶校准也将极大的提升性能。很多系统中，通过对热电偶进行单点或多点校准，结合查表和多项式拟合方法。一旦校准，系统的准确度将大大改善。

## 9 关于作者

Mike Beckman 毕业于爱荷华州立大学，在这里他被授予电气工程硕士和学士学位。他作为一名系统工程师加入德州仪器 (TI)。撰写这份参考设计时，他在管理 TI 的  $\Delta\Sigma$  ADC 产品线。

Luis Chioye 从亚利桑那大学获得电气工程学士学位，并从 Walden 大学/NTU 工程和应用科学学院获得电气工程硕士学位。他是 TI 高精度模拟产品组的一名应用工程师，在这里他负责高精度数据转换器。

## 10 致谢 & 参考文献

1. “经修订的热电偶参考表。” *Omega*. 网络. 2013 年 6 月 15 日  
<<http://www.omega.com/temperature/Z/pdf/z204-206.pdf>>
2. *INA826EVM 用户指南 (SBOU115C)*
3. *ADS1118 产品数据表 (SBAS457C)*

特别感谢 Pete Semig, Collin Wells, Art Kay 和 Tim Green 对这份 TI 高精度设计中贡献的深刻见解和经验。

## Appendix A.

### A.1 电气原理图

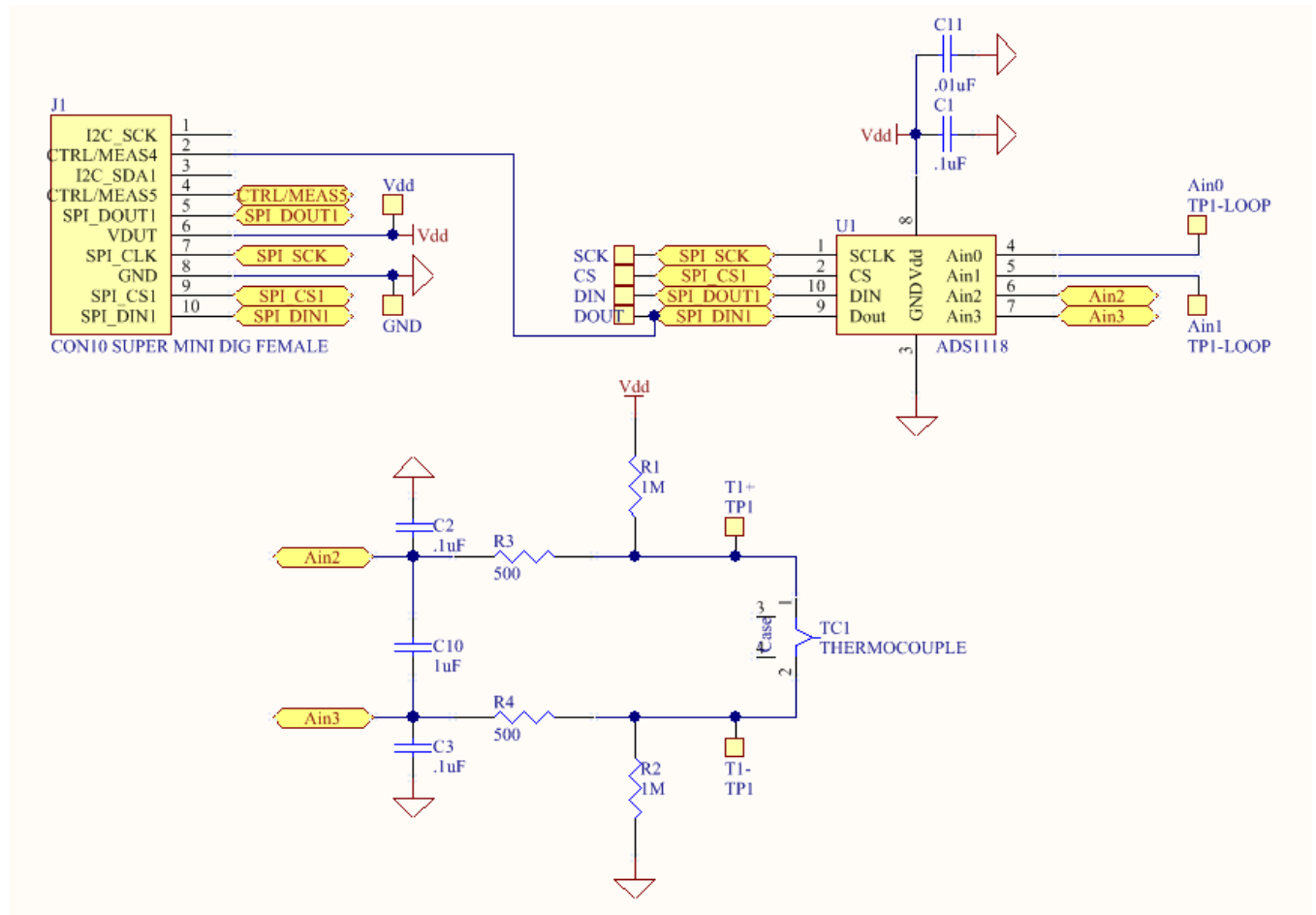


图 A-1: 电气原理图

## A.2 物料清单

**注释：** 所有组件应该符合欧盟危险物质 (RoHS) 使用限制指令。某些产品型号也许加铅或符合 RoHS 标准。请验证购买的组件是符合 RoHS 标准的。(TI 对于 RoHS 兼容性的态度的更多信息，请参见 TI 网站。)

参考编号	说明	销售商	供应商	供应商产品型号	制造商器件型号
TC1	热电偶连接器	Omega	Omega	PCC-SMP-K-5	PCC-SMP-K-5
不适用	热电偶	Omega	Omega	5SRTC-TT-K-24-36	5SRTC-TT-K-24-36
J1	接头, 插槽 10 引脚 .050 R/A Sngl	Mill-Max 制造公司	Mill-Max 制造公司	851-43-010-20-001000	851-43-010-20-001000
R1, R2	电阻器, 1M $\Omega$ 1/16W 5% 0402 SMD	Stackpole 电子元件有限公司	Digi-Key	RMCF0402JT1M00 CT-ND	RMCF0402JT1M00
C11	陶瓷电容器 .010 $\mu$ F 25 V X7R 0402	国巨	Digi-Key	311-1337-1-ND	CC0402KRX7R8BB103
C1-3	陶瓷电容器 .10 $\mu$ F 16 V X7R 0402	TDK 公司	Digi-Key	445-4952-1-ND	C1005X7R1C104K
C10	陶瓷电容器 1.0 $\mu$ F 16 V X5R 0402	TDK 公司	Digi-Key	445-4978-1-ND	C1005X5R1C105K
R3, R4	电容器, 510 $\Omega$ 1/16W .5% 0402 SMD	进工业	Digi-Key	RR05P510DCT-ND	RR0510P-511-D
CS, DIN, DOUT, GND, SCK, Vdd, T1+, T1-, Ain0, Ain1	测试点 PC 紧凑 .063"D YLW	泰科电子元件	Digi-Key	5009K-ND	5009
1, 2	Bumpon Hemisphere .50 x .14 Clear	3M	Digi-Key	SJ5312-7-ND	SJ-5312 (CLEAR)
U1	ADS1118, RUG 封装	德州仪器 (TI)	德州仪器 (TI)	ADS1118RUGT	ADS1118

图 A-2: 物料清单

## 针对 TI 参考设计的重要声明

德州仪器公司 ("TI") 参考设计只用于帮助设计人员 ("客户") 开发包含 TI 半导体产品的系统 (在这里也指"组件")。客户理解并同意他们对设计客户系统和产品中的独立分析、评估和判断负责。

TI 参考设计已经使用标准实验室条件和工程实践创建。TI 未采取任何测试, 除非那些在已发布文档中针对一个特定参考设计所专门描述的测试。TI 也许会对它的参考设计进行修正、提高、改进和其它改变。

客户被授权使用具有每个特定参考设计中确认的 TI 组件的 TI 参考设计, 并且在他们的终端产品开发中修改参考设计。然而, 在这里不授予任何其它 TI 知识产权的直接或隐含, 默许或其它方式的许可, 和任何第三方技术或知识产权的许可, 其中包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权、或者与采用了 TI 产品或服务的任何集成、机器或工艺相关的知识产权。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成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。

TI 参考设计"按原样"提供。对于参考设计或者包括精度和完整性在内的直接、隐含或者法律规定的参考设计的使用, TI 不作出任何保证或声明。TI 不对任何隐含的适销性、针对特定用途的适用性、平静受益权、无干扰享有权, 以及与 TI 参考设计或其使用相关的任何第三方知识产权的非侵权作出任何保证。TI 不对任何与 TI 参考设计中提供的产品组合相关的或基于这些产品组合的第三方侵权声明负责, 并且不应为客户提供辩护或赔偿。不论是何原因造成任何实际的、特殊的、意外的、相应发生的或间接的损坏, 并且不论 TI 是否已经告知了 TI 参考设计的任何使用或 TI 参考设计的客户使用所造成的此类损坏的可能性, TI 都不应对此负责。

TI 保留根据 JESD46 最新标准, 对所提供的半导体产品和服务进行更正、增强、改进或其它更改的权限, 并有权根据 JESD48 最新标准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。

对于 TI 数据手册、数据表或参考设计中的 TI 信息, 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。第三方信息可能受到其它限制条件的制约。

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的 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客户的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。借助于这样的组件, TI 的目标是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/航空应用或环境的组件。客户认可并同意, 对还未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 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 将不承担任何责任。

## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 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, 并有权根据 JESD48 最新标准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的 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 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

产品	应用
数字音频	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a> 通信与电信 <a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a> 计算机及周边 <a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a> 消费电子 <a href="http://www.ti.com.cn/consumer-apps">www.ti.com.cn/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a> 能源 <a href="http://www.ti.com.cn/energy">www.ti.com.cn/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a> 工业应用 <a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a> 医疗电子 <a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a> 安防应用 <a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a> 汽车电子 <a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a> 视频和影像 <a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>
OMAP应用处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/omap">www.ti.com.cn/omap</a>
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a> 德州仪器在线技术支持社区 <a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

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 © 2014, 德州仪器半导体技术(上海)有限公司