AN929

嵌入式应用的温度测量电路

作者： *Jim Lepkowski*
Microchip Technology Inc.

简介

本应用笔记介绍了如何选择温度传感器和调理电路以实现最高测量准确度并简化与单片机的接口。本文提供了使用热电偶、电阻温度检测器（Resistive Temperature Detectors，RTD）、热敏电阻和硅集成电路（Integrated Circuit， IC）温度传感器的嵌入式应用的实际电路和接口技术。我们将讨论每种温度传感器的属性以及模拟、频率、上升速率、占空比、串行和逻辑输出解决方案的优点。文中有模拟输出热电偶电路与频率输出 RTD 振荡电路的比较，同时还给出了使用串行和模拟输出硅集成电路（IC）传感器的设计示例。除此之外，还将介绍可编程增益放大器（Programmable Gain Amplifier，PGA）电路，该电路可以提高非线性热敏电阻传感器的模数转换器 （Analog-to-Digital Converter， ADC）的分辨率。

定义

在本应用笔记中会使用如下术语：

- 准确度指的是真实温度值与测量温度值的差
- 共模抑制比 （Common Mode Rejection Ratio，CMRR）定义为放大器抑制两个输入中共模信号的能力
- 输入失调电压 （V_{OS}）指的是必须施加给放大器以使输出为零的电压
- 本地传感器与单片机集成在一块 PCB 电路板上
- 精确度指的是测量很小的温度梯度的能力，它决定传感器的互换性
- 远程传感器与单片机的 PCB 电路板有一定的距离
- 重复性是指传感器重新产生与先前测量值相同的能力
- 稳定性定义为一段时间内传感器的长期漂移

传感器与单片机的接口选择

通过评估传感器电路的复杂程度并权衡单片机软硬件需求来选择传感器与单片机的接口。与温度相关的可用传感器接口选项包括：

- 模拟
- 频率
- 上升速率
- 占空比
- 串行输出
- 逻辑输出

模拟输出

可以将热电偶、RTD 和热敏电阻接入放大器电路以提供与温度成正比的电压。还可使用集成了传感器和信号调理电路的模拟输出硅传感器。图 1 给出了典型模拟接口电路的框图。

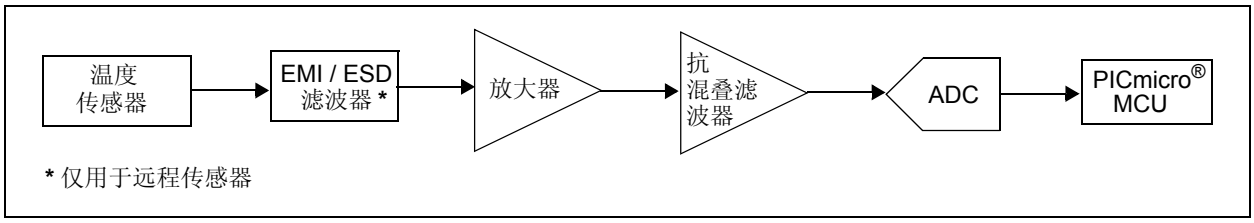


图 1： *模拟输出传感器框图*

© 2006 Microchip Technology Inc.

频率输出

振荡器提供一个可以接入到单片机的与温度成正比的频率输出，如图 2 所示。阻容（RC）运算放大器（运放）振荡器可以精确测量 RTD 的电阻，该电路通常不使用热敏电阻，因为温度变化时，热敏电阻值的对数变化很大。频率输出的最大优点就是不需要 ADC 模数转换器。频率输出对于传感器调理电路与远程传感器结合的应用也很有用。逻辑电平输出信号与将信息发送给单片机的模拟输出信号相比，后者对于噪声更为敏感。

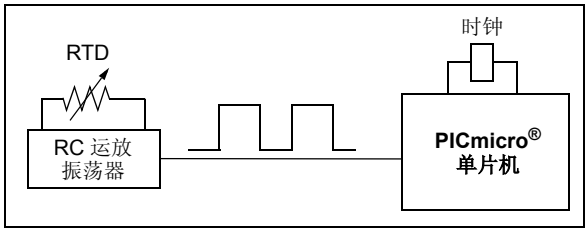


图 2： *频率输出传感器框图*

频率测量的准确度与单片机时钟信号的质量有直接关系。虽然可以轻易地选择精密的高频单片机时钟振荡器，但它们的价钱却相对较贵。测量频率的两种选择为固定时间法或固定周期法。根据处理器的带宽、可用外设以及所需的测量准确度，确定频率所需的单片机资源可能不同。

固定时间法

图 3 给出的固定时间法对某个指定时间段（如 100 ms）内的脉冲进行计数。用计数结果乘以与每秒脉冲数关联的整数计算出频率值。这种测量方法通过对时间段内的许多振荡脉冲求均值的方式使误差（如抖动）的影响降至最小。固定时间法使用固件延时或硬件延时程序。固件可以查询输入沿，但这会占用处理器带宽。更为通用的办法是在固件延时期间，使用硬件定时器 / 计数器对输入周期计数。如果存在第二个定时器，则可以由该定时器产生延时，从而使所需的处理器带宽最小。

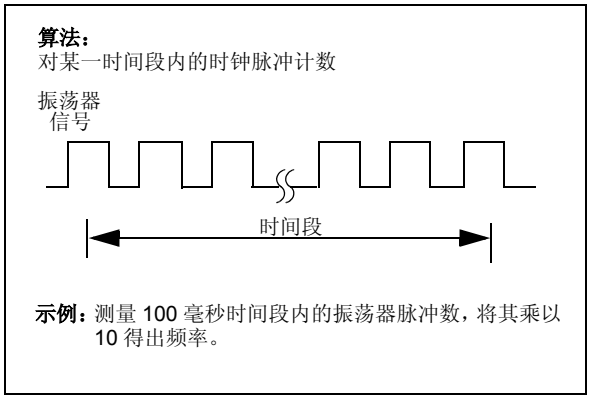


图 3： *频率输出——固定时间法*

固定周期法

图 4 为固定周期法，测量的周期数是固定的，而测量的时间是可变的。本方法测量固定周期数所经历的时间。设计人员根据所需的准确度、输入频率、测量速率和单片机的时钟频率（F_{OSC}）选择周期数。F_{OSC} 确定可以分辨出边沿的最短时间。测量误差和与 F_{OSC} 对应的总时间成正比。增加测量的周期数会延长测量时间并减小误差。增加 F_{OSC} 也会降低分辨边沿的最短时间，从而减小误差。

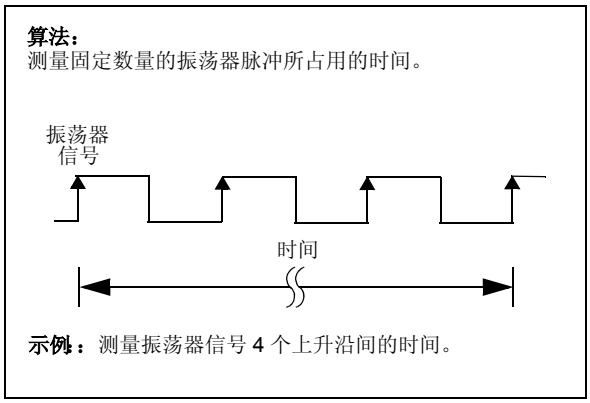


图 4： *频率输出——固定周期法*

固定周期法使用固件测量时间并查询输入沿。但是，该方法需要处理器的大量干预并且准确度有限。更通用的办法是采用 PICmicro® 单片机中配置为捕捉模式的捕捉 / 比较 /PWM （Capture/Compare/PWM，CCP）模块。这种方法采用 16 位 TMR1 定时器外设，具有极佳的准确度和范围。

© 2006 Microchip Technology Inc.

上升速率法

图 5 所示的阻容 （RC）上升速率法为电阻传感器 （如热敏电阻）提供了一种简单的解决方案。该方法提供了一种准确度约为 ±1% 的低成本解决方案。当电压加到 RC 组合电路时，电容两端的电压呈指数上升，上升时间可用比较器测量。通过比较传感器电阻 （R_{Sensor}）和已知电阻 （R_{REF}）情况下电容电压的上升速率可以降低温度和元件容差所带来的影响，从而提高 RC 时序法的准确度。

通过单片机的内部电路就可执行 RC 时序法。将 GP1 引脚配置为逻辑 1 输出，GP2 配置为输入，即可开始时序测量。 R_{SENSOR} 与逻辑高电平 （$V_{OH} \cong V_{DD}$）相连，而使用高阻抗的输入引脚将 R_{REF} 与电路断开。I/O 引脚 AN0 被配置为输入引脚，并通过电容与单片机内部的比较器相连。可通过硬件或软件定时器决定电容两端电压上升到比较器参考电压 （$V_{TH} \cong V_{REF}$）所需的时间。测量完成之后，GP1 引脚的输出状态切换到逻辑 0 使电容放电。然后交换 GP1 和 GP2 的配置以测量 R_{REF}。

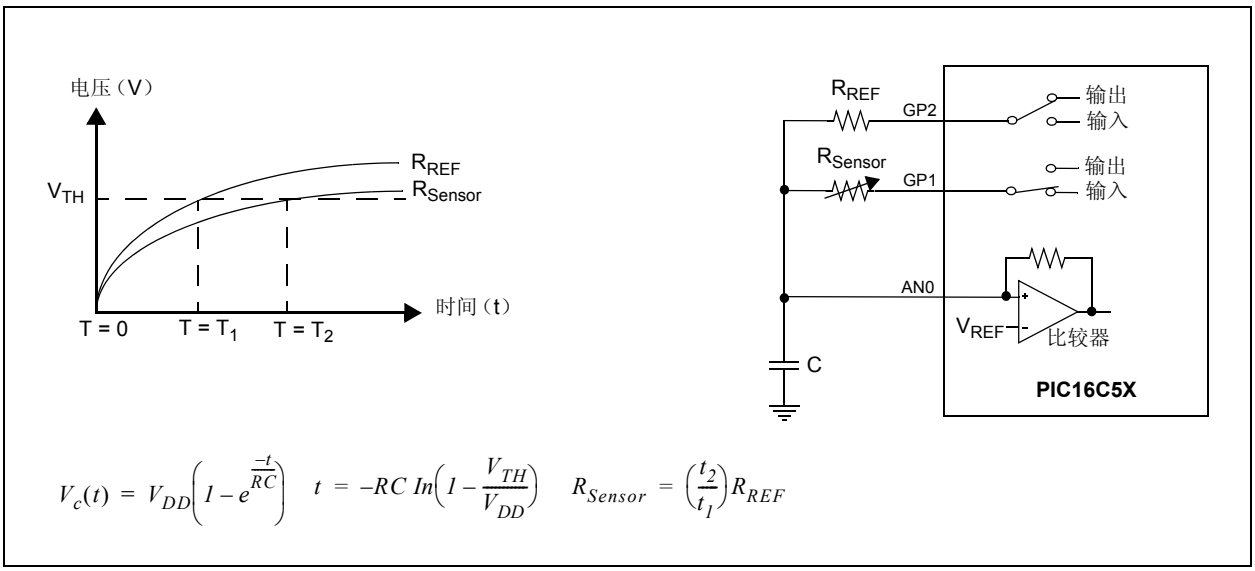


图 5： *上升速率法*

占空比输出

如图 6 所示，硅 IC 传感器提供与数字信号的占空比成正比的输出。通常，这些传感器具有恒定的“开启”时间 （t_1）和可变的“关断”时间 （t_2）。但是，通常有必要计算出 t_1 对 t_2 的比率，从而获得指定的传感器准确度。使用热电偶、RTD 或热敏电阻均可输出占空比。但是，与其他调理电路相比，该电路相对复杂些。

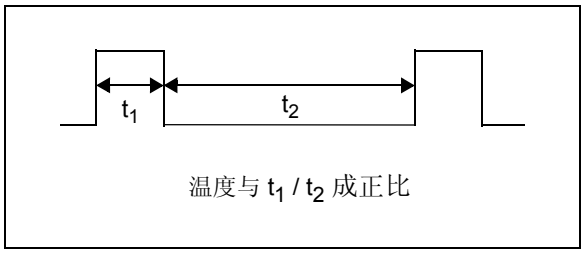


图 6： *占空比输出*

串行输出

串行输出传感器测量温度并通过标准串行数据协议（如 SPI、I^2C™ 或 SMBus 协议）与处理器通信。现在已存在将温度传感器、ADC 和温度检测逻辑集成在一块芯片上的硅 IC 传感器。也具有将放大器、 ADC 和线性化逻辑集成在一块 IC 上的热电偶和 RTD ASIC。串行输出传感器的优点在于：可以减少系统元件的数量并使用数字逻辑提供线性输出。

图 7 为 TC77 硅 IC 传感器 SPI 串行输出的时序图，温度数据由 13 位 2 进制补码字表示。 SPI 串行接口由片选（CS）、串行时钟 （SCK）和双向串行数据 （SI/O）信号组成。当 CS 变为逻辑 0 时，开始与 TC77 进行通信，然后 SI/O 开始发送数据的第一位。最低位（Least Significant Bit，LSb）等于 0.0625°C。单片机提供 SCK 输入，在 SCK 的上升沿传输数据。一旦发送完 13 位数据， SI/O 线就为三态。

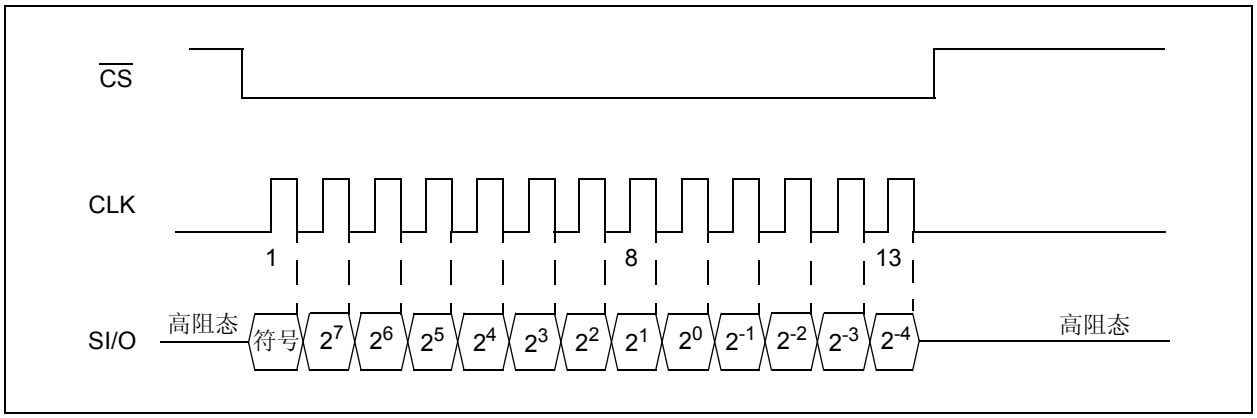


图 7： *TC77 SPI 串行输出硅 IC 传感器*

逻辑输出传感器

有时将逻辑输出传感器称作温度开关，因为它们通常作为恒温器使用，在检测到温度的上限或下限时通知系统。图 8 给出了热敏电阻和硅逻辑输出传感器的示例。

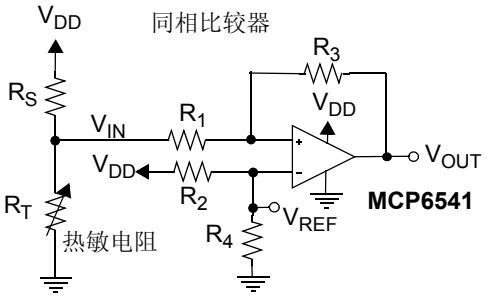
逻辑输出传感器的特性包括：

- 逻辑电平输出
- 输出表明温度高于 （或低于）预设值
- 可配置为推挽式或开漏式
- 输出信号可为低电平有效或高电平有效
- 可以进行工厂或用户可编程温度设置

逻辑电平输出传感器与模拟输出传感器相似，但传感器的输出放大器为比较器。比较器电路通过内部或外部电阻设定传感器的开关点。输出通常不被锁存，因此，当温度降到设定温度点以下时开关关断。注意，必须有一定的迟滞，使得温度在经过设定点时，开关不会 “抖动”。

© 2006 Microchip Technology Inc.

热敏电阻逻辑输出传感器



假设：$V_{OH} = V_{DD}$、$V_{OL} = 0$ 且 $R_3 >> R_1$

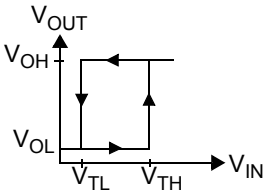
$V_{REF} = V_{DD} \times (R_4 / (R_2 + R_4))$

$V_{TL} \cong [(R_1 + R_3)V_{REF} - (R_1 \times V_{DD})) / R_3]$

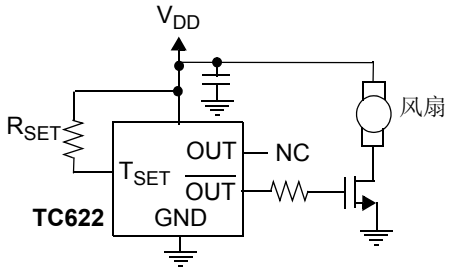
$V_{TH} \cong [((R_1 + R_3)V_{REF}) / R_3]$

$V_{HYS} = V_{TH} - V_{TL}$

$\cong [(R_1 / R_3) \times V_{DD}]$



硅逻辑输出传感器



$R_{TRIP} = 0.5997 \times T^{2.132}$

R_{TRIP} = 编程电阻值（Ω）

T = 温度设定点（°C）

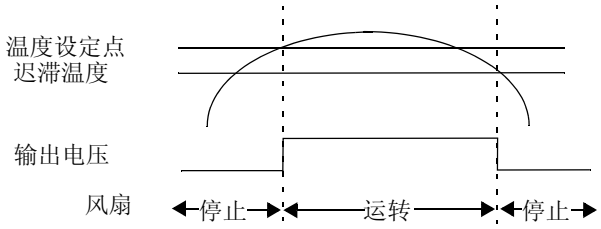


图 8： *逻辑输出传感器*

如图 9 所示，大多数逻辑输出传感器既提供高温选项又提供低温选项。使用高低温选项可使温度开关灵活地在高（温度增加）或低（温度降低）传感应用中使用。高低温选项确保迟滞位于一个恰当的位置，可以高于也可以低于温度设定点。

例如，假设温度开关用于启动冷却风扇。温度设定点为 75°C 且迟滞为 10°C。具有高温选项的传感器在 75°C 时会切换为输出有效逻辑电平。传感器保持导通状态，风扇也将持续运转，直到温度下降到 65°C，即比设定点低 10°C。

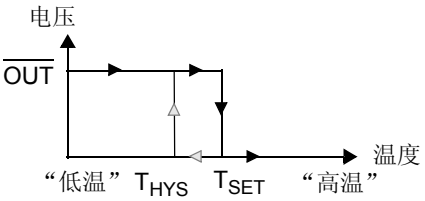
相反，假设在一个需要启动加热器防止结冰的应用中使用低温选项开关。假设温度设定点为 0°C 且迟滞为 10°C。低温选项传感器将在 0°C 切换为输出有效逻辑电平并启动加热器。传感器保持导通状态直到温度上升到 10°C，即比设定点高 10°C。

高温选项

$T_{SET} > T_{HYS}$

“导通”如果温度 > T_{SET}

“关断”如果温度 < T_{HYS}



低温选项

$T_{SET} < T_{HYS}$

“导通”如果温度 < T_{SET}

“关断”如果温度 > T_{HYS}

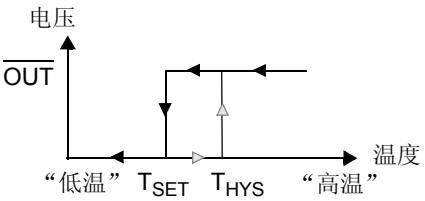


图 9： *逻辑输出传感器 ——高温和低温选项*

系统集成问题

本地传感与远程传感

如图 10 所示，传感器相距调理电路的位置在选择合适的接口和降噪电路方面起着关键作用。本地传感器与其信号调理电路相对接近。因此，噪声环境通常没有远程传感器恶劣。相反，远程传感器通过很长的导线与放大器相连，通常会给电路引入噪声。同相放大器是本地传感器的理想选择，而远程传感器则需用差分测量方法来消除噪声。在高噪声环境或是精密应用中，应当把所有的传感器看作远程传感器，以使差分放大器的高 CMRR 和降噪优势得到有效利用。

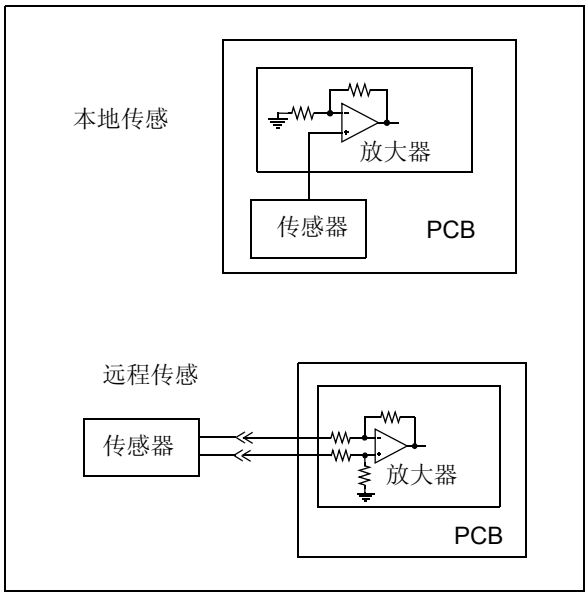


图 10： *本地传感与远程传感*

降噪技术

要进行准确的温度测量需要仔细考虑降噪技术。差分放大器的高 CMRR 可以降低噪声。但是，还需要接地、屏蔽电缆和电磁干扰 / 静电放电 （Electromagnetic Interference/Electro-Static Discharge，EMI/ESD）滤波器来防止噪声影响测量的准确度。

接地

图 11 介绍了四种将传感器接地的基本方式。接地的信号源的负极接到传感器的接地端，这通常是由于传感器的机械安装特性所致。而悬空的信号源则将传感器的负极接到放大器的接地端。

建议的远程传感器接地配置如电路 B 和 D 所示。这些电路提供双线差分测量方法，可以用差分放大器或仪表放大器实现。差分测量要求信号源的共模电压不超过放大器的最大输入电压规范。如电路 D 所示，增加偏置电阻将输入信号偏置为一个已知的电压值，可解决上述问题。并且如果电阻相对较大，则不会对测量造成影响。

电路 A 和 C 给出的接地方式提供了一种单端输入测量方法，应仅用于本地传感器。电路 A 中传感器的接地端与放大器的接地端是分开的，由于两个接地端之间存在电势，从而可产生失调电压。在本地传感器应用中，ΔV_{GND} 的值很小，反相或同相运放均可使用。在使用小信号输出传感器（如热电偶）时，要谨慎使用电路 C 的配置。噪声可能会通过热电偶的导线引入到测量中，传感器电压的幅值将会受到地弹反射或放大器接地端的开关噪声的影响。

© 2006 Microchip Technology Inc.

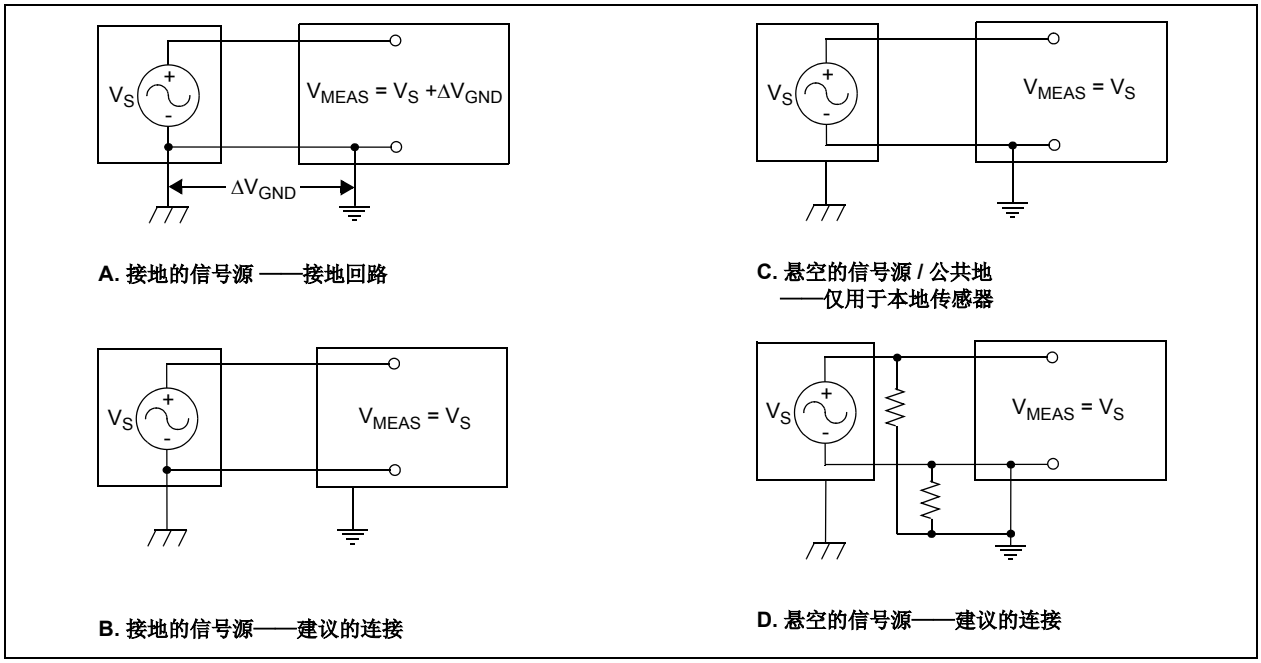


图 11： *准确的测量需要仔细考虑接地问题*

屏蔽电缆

屏蔽电缆是防止辐射干扰向信号传输线引入噪声电压的有效工具。屏蔽双绞线可以减少受干扰信号的回路面积，使传感器信号线上的感应电压最小。电缆中每根导线的噪声信号应该是完全相等的，这是差分放大器的高 CMRR 特性能够消除干扰的前提。对于大部分应用，建议只在一点将电缆接地以实现屏蔽。对于使用金属外壳的应用，可以通过以机械的方式将电缆连接器与外壳相连实现屏蔽接地。图 12 提供了使用屏蔽电缆进行远程 RTD 测量的示例。

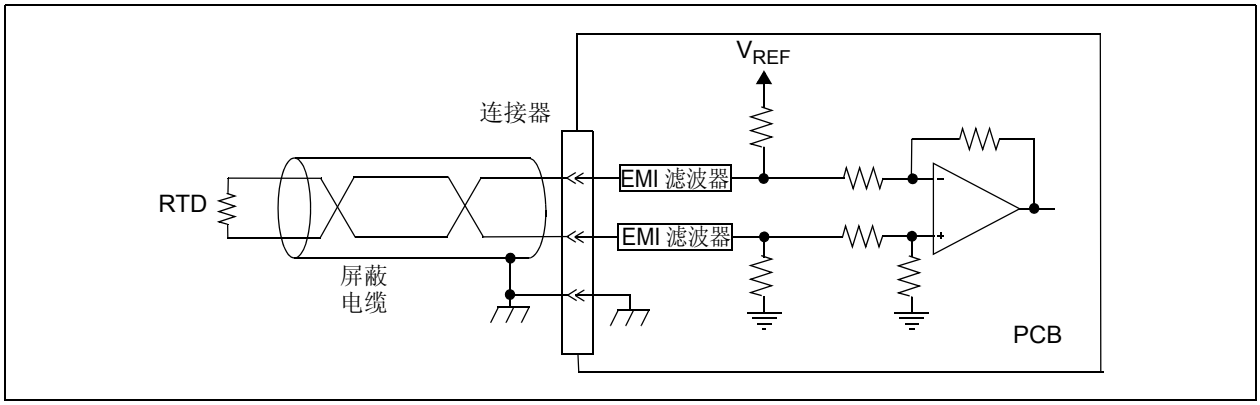


图 12： *在远程测量中使用屏蔽电缆和 EMI 滤波器*

EMI/ESD 保护

EMI 和 ESD 滤波器既可用作噪声滤波器又可用来保护 PCB 电路板上的电路。任何时候都不要将 IC 输入引脚直接与远程传感器相连，因为这样做可能会产生 EMI 或 ESD 过压故障。铁氧体磁珠、容性穿心滤波器、RC 滤波器和瞬态电压抑制（transient-voltage-suppressor，TVS）齐纳二极管都是常用来保护传感器电路的器件。

铁氧体磁珠、容性穿心滤波器和RC滤波器用作滤波器，仅限制瞬态输入电压的变化速率。需要电压钳位器件（如 TVS 齐纳二极管）将输入电压限制为某个不会损坏 IC 放大器的安全值。尽管 TVS 器件与标准齐纳二极管类似，但 TVS 能够快速导通，达到消除短时高峰值瞬态电压的目的，而标准齐纳二极管用于限制长时稳态电压。

在许多应用中，经常将各种 EMI/ESD 滤波器配合使用。其中一种方式是在提供 PCB 电路板上的 TVS 和 RC 滤波器的基础上，使用位于连接器内部的容性穿心滤波器，如图 13 所示。穿心电容通常安装在导电的底座上，机械安装部分组成接地。信号在进入 PCB 板之前会通过连接器滤除噪声。由于接地感抗极小，因此滤波器通常可以高效得滤除噪声。 PCB 电路板上的 TVS 二极管将瞬态电压限定在一个安全值，而 RC 滤波器则为仪表放大器提供额外的滤波。

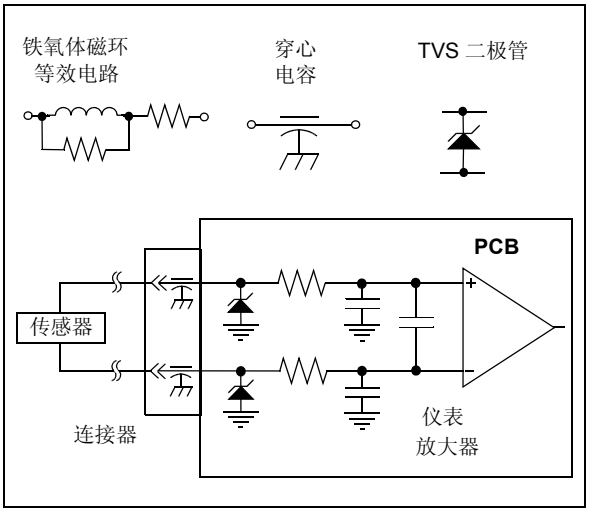


图 13： *远程传感器可能需要多个 EMI 滤波器*

图 14 提供了 RC 滤波器的设计公式，RC 滤波器可以与差分放大器和仪表放大器配合使用。R_1/C_1 和 R_2/C_2 组合形成共模滤波器，用以减小两个输入端的共模噪声。共模电阻和电容应尽可能匹配，电阻误差应小于等于 1%，而电容的误差则最大不超过 5%。电容 C_3 构成了一个差模滤波器，用以衰减相对于两输入端电位差的信号。 C_3 还用来补偿 R_1/C_1 和 R_2/C_2 的不匹配性，由于 R/C 不匹配会降低放大器的 CMRR，因此补偿是非常重要的。

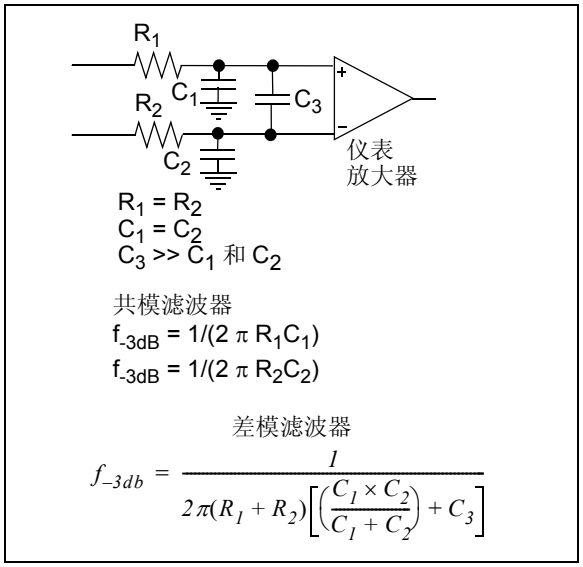


图 14： *使用电阻电容提供 EMI/ESD 过压保护*

故障检测能力

能够识别出现故障的传感器常常是很有必要的，尤其是在远程感应的应用中。可以使用差分放大器构成一个机内测试（Built-In-Test，BIT）电路来判断传感器的开路或短路故障。图 15 给出了可用来检测 RTD 和热电偶故障的电路。逻辑非门可用来监视 RTD 的分压器网络。另一种为传感器提供 BIT 的方法是添加上拉电阻和 / 或下拉电阻，如图 15 所示。

RTD 和热电偶的典型故障模式为开路。绕线式 RTD 通常由规格相对较小的导线组成，容易受振动而断裂。而热电偶的导线由于长时间处于高温环境中而使质地变脆，因而在受到振动时很容易断裂。此外，放大器输入端上噪声电压的大小与正常热电偶相等。

© 2006 Microchip Technology Inc.

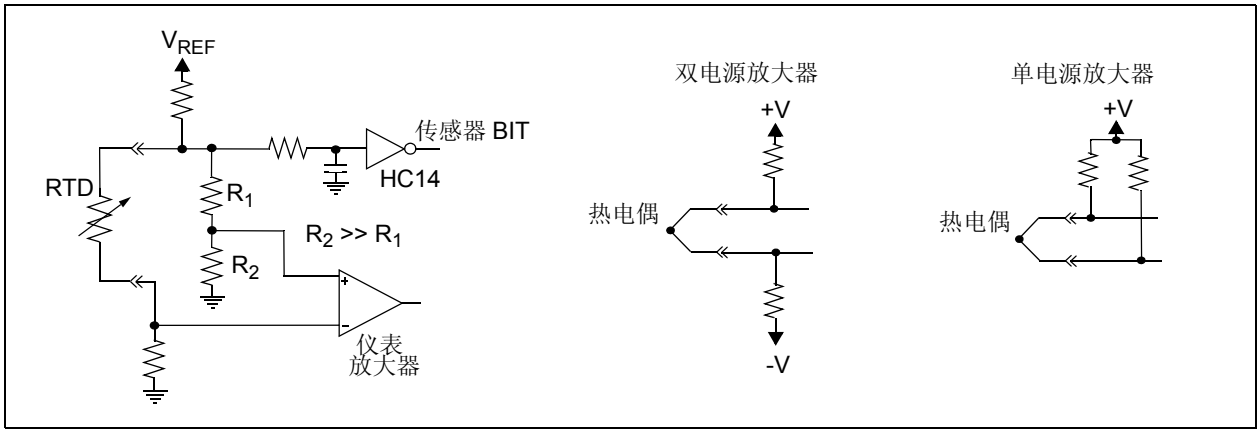


图 15： *远程传感器故障检测电路*

放大器选择标准

传感器放大器的两个主要运放指标是 V_{OS} 和 CMRR。V_{OS} 在输入信号的数量级与 V_{OS} 相等的传感器应用中很重要。而 CMRR 对于消除远程传感器长导线上的感应噪声信号非常重要。运放的其他指标如交流频率特性并不太重要，因为温度传感器的频率分量通常小于 100 Hz。在振荡器中使用的运放相对较不受如 V_{OS} 等直流指标的影响。对于振荡器来说，重要的参数为放大器的频率响应和增益带宽积（Gain Bandwidth Product，GBWP）。运放的 GBWP 至少应为最大振荡频率的 100 倍。

传感器选择标准

表 1 对热电偶、 RTD、热敏电阻和硅 IC 传感器的属性作了小结。

表 1： 热电偶、 RTD、热敏电阻和硅 IC 传感器的属性

属性	热电偶 （K 型）	RTD	热敏电阻	硅 IC
范围	-184°C 至 1260°C	-200°C 至 850°C	-55°C 至 150°C	-55°C 至 125°C
温度 （t）准确度	大于 ±2.2°C 或 ±0.75%	B 类 = ± [0.012 + (0.0019 |t|) – 6 X $10^{-7}t^2$]	各式， ±0.5°C 至 5°C	各式， ±0.5°C 至 4°C
输出信号	40 µV/°C	≈ 0.00385Ω /Ω/°C	≈ 4% ΔR/°C 对于 0°C ≤ t ≤ 70°C	模拟、串行、逻辑和占空比
线性	一般	极佳	不良	良好
精确度	一般	极佳	不良	一般
耐受能力	在低温下性能良好， 高温下性能不良，易受振动断裂而开路。	良好，绕线易受振动断裂而开路	良好，功率随温度降低	极佳
温度响应时间	快速 （受探棒材料的影响）	快速 （受探棒材料的影响）	中等	缓慢
成本	低	线绕式 ——高， 薄膜式—— 中等	低	中等
接口问题	节点补偿温度低， ΔV 小	ΔR/°C 小	非线性电阻	PCB 板上的传感器

热电偶

热电偶是在高温测量中最常用的传感器。把两种金属焊接到一起会产生与温度成正比的热电效应电磁力（electromagnetic-force， emf）或电压。图 16 为典型热电偶系统的框图。通常热电偶的探棒与放大器电路相距较远，热电偶导线经连接器接入放大器内部。PCB 电路板上的铜导线与连接器镍合金和铬镍合金引脚接合处会产生冷结点。若连接器使用镍合金和铬镍合金引脚，则在其内壁上会形成冷结点。冷结点或“等温模块”的温度由尽可能靠近 PCB 上的连接器的传感器测得。

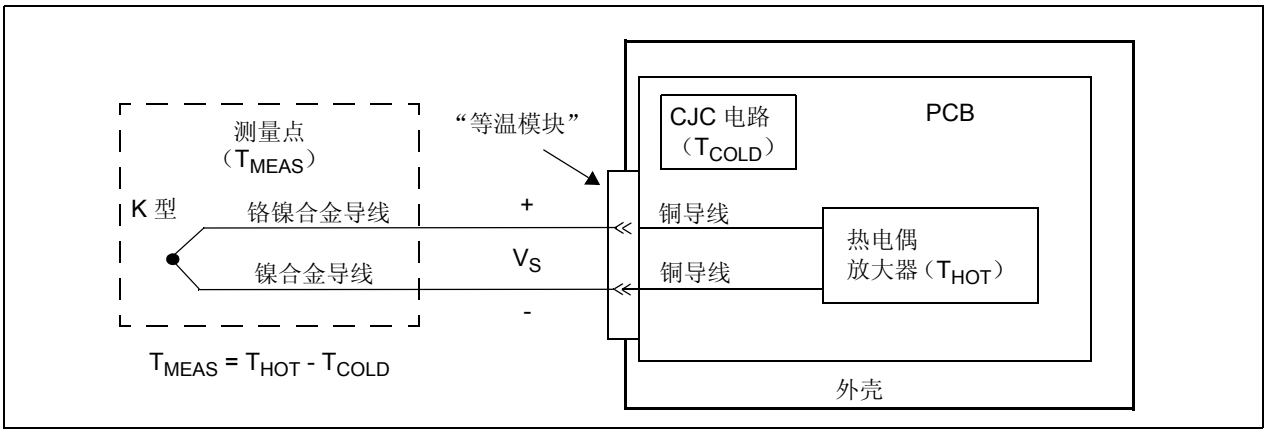


图 16： *热电偶的基本组成——典型测量系统*

RTD

由于 RTD 具有卓越的重复性和稳定特性，因而是精密传感应用的标准选择。RTD 是基于金属电阻值随温度变化的原理。对 RTD 随温度变化进行特性测试可获得一个温度校正系数表。在测量结果中加入校正值可获得准确度大于 0.05°C 的结果。 RTD 可以被设计为两种基本形式：绕线式和薄膜式。绕线式 RTD 是通过将导线围绕磁芯绕成线圈构成的，而薄膜式 RTD 是通过将一层非常薄的白金贴在陶瓷基底上制成的。

热敏电阻

热敏电阻的优点在于价钱便宜并具有多种封装形式。热敏电阻是由半导体材料制成的，可以具有正温度系数（PTC）或负温度系数 （NTC）。但是，通常在温度传感应用中使用 NTC 器件。热敏电阻的主要缺点是：当温度低于 0°C 或高于 70°C 时，阻值随温度的变化的线性度很差。

硅集成电路

硅IC传感器能够准确地测量稳态或相对恒定的温度。但是，当温度迅速变化时，这种传感器的温度响应时间却不尽如人意。硅传感器提供非接触式温度测量，因此其位置非常重要。如图 17 所示，这类传感器通过监视 IC 管芯上二极管两端的电压测量温度。管芯的基底通常是接地的，并通过焊线和封装引脚连接到 PCB 板的地平面。 IC 的接地引脚在管芯和 PCB 之间提供低阻抗的热传导通道，从而使传感器可以有效监测 PCB 板的温度。封装顶部与周围空气间以及封装底部和电路板间的热传导通道则不那么高效，因为塑封IC的封装外壳相当于一个绝热体。硅传感器提供了测量 PCB 地平面温度的方法，周围空气的温度只会对测量结果产生轻微影响。

© 2006 Microchip Technology Inc.

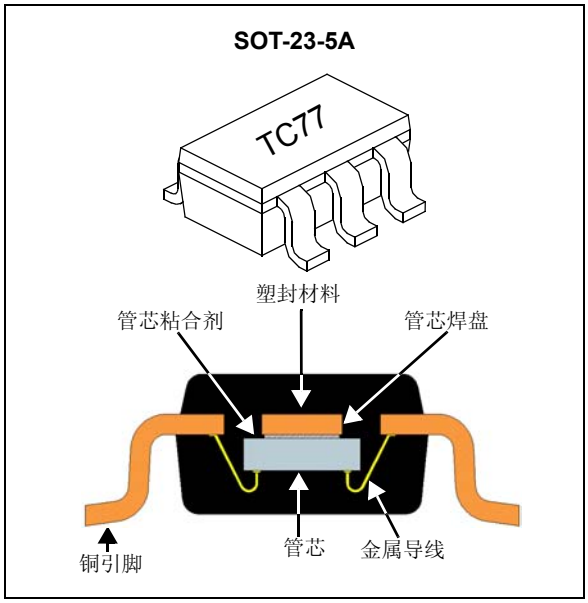


图 17： *TC77 硅 IC 传感器的剖面图*

使用去耦电容和良好的 PCB 布局可以抑制硅传感器的噪声。在电源和接地引脚之间应插入 0.1 µF 至 1 µF 的去耦电容。应使用低噪声电路的标准布局准则设计 PCB。 PCB 电路板主要通过接地向温度传感器传导热量。因此，传感器接地焊盘的尺寸应该尽可能大。好的 PCB 布局应使高频时钟和开关电源的走线远离传感器引脚。

设计示例

热电偶电路

双电源电路

图 18 所示为可用于远程热电偶传感应用的电路。选择 TC913A 自稳零 （auto-zeroed）运放，因为其具有低 V_{OS} （最大为 15 mV ）和高达 116 dB （典型值）的 CMRR 。自稳零、斩波和仪表放大器由于其良好的 V_{OS} 和 CMRR 指标，因此都是很好的热电偶放大器。热电偶的输入端通过 10 MΩ 电阻与正负电源相连，因此电路可以检测出热电偶的开路故障。选择放大器增益为 249，这样可以提供 10 mV/°C 的温度系数 （TC）。

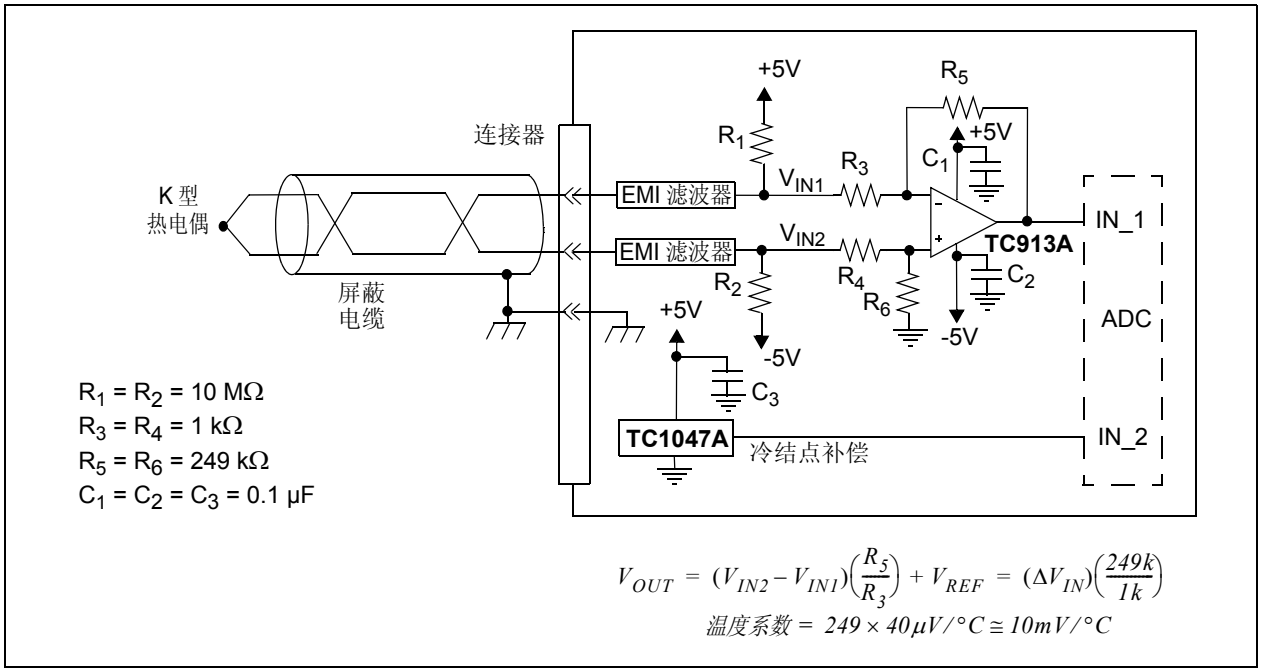


图 18： *双电源热电偶放大器的示意图*

单片机通过将热电偶放大器测得的温度减去冷结点温度计算出实际温度。冷结点温度由 PCB 板上的 TC1047A 硅 IC 模拟输出传感器测得。实际的冷结点位于热电偶导线与铜导线的接合处。将TC1047A尽可能摆放得靠近连接器可以使将传感器安装在PCB板上引入的冷结点误差（$T_{CJC_位置}$）最小。下面列出了 TC1047A 的输出电压。

$$V_{OUT} = [(\text{温度 (°C)}) \times (10\ mV/°C)] + 500\ mV$$

TC1047A 提供 10 mV/°C 的输出电压，失调电压为 500 mV。

使用平方和求根（Root-Squared-Sum，RSS）公式估算得出热电偶放大器和冷结点电路的准确度为 ±5.4°C。假设通过热电偶引脚引入到电路中的共模电压噪声信号等于 10V。为了获得高 CMRR，在差分放大器中使用公差范围很小的电阻是很重要的。R_3、R_4、R_5 和 R_6 选择公差为 0.1% 的电阻。分析表明大部分的测量误差都是由冷结点补偿产生的。

$$CMRR\,电阻 \approx \frac{1 + 放大器增益}{4 \times 公差} = \frac{1 + 249}{4 \times 0.001} = 62500 = 95.9db$$

$$CMRR\,电阻误误差 = \frac{V_{CM-噪声}}{CMRR\,电阻} = \frac{10V}{62500} = (d160)\mu V \cong 4°C$$

$$CMRR\,放大器\,(TC913A) = 116db(典型值)$$

$$噪声衰减 = \frac{1}{630,957}$$

$$CMRR\,放大器误差\,(TC913A) = \frac{V_{CM-噪声}}{CMRR\,放大器\,(TC913A)} = \frac{10V}{630,957} = 15.8\mu V \cong 0.4°C$$

$$V_{OS}\,误差 = \frac{V_{OS}\,(TC913A)}{温度系数\,(K型)} = \frac{15\mu V}{40\mu V/°C} \cong 0.4°C$$

$T_{CJC_传感器}\,(TC1047A)$ 误差 = 3°C (最大值)　　$T_{CJC_位置}$误差 = 2°C (估计值)

$$最坏情况下的总误差 = CMRR_{电阻} + CMRR_{放大器\,(TC913A)} + V_{OS} + T_{CJC_传感器} + T_{CJC_位置}$$

$$= 4 + 0.4 + 0.4 + 3 + 2 = 9.8°C$$

$$总误差_{RSS} = \sqrt{(4)^2 + (0.4)^2 + (0.4)^2 + (3)^2 + (2)^2} = 5.4°C$$

© 2006 Microchip Technology Inc.

单电源电路

图 19 给出了使用一个四运放的低成本、单电源热电偶放大器电路。缓冲输入差分放大器的结构与仪表放大器类似，其两个输入端的阻抗相等且都为高阻抗。带有集成增益电阻的仪表放大器也可用来实现这个电路。选择放大器的增益为 249，从而使温度系数为 10 mV/°C。通过 10 MΩ 的电阻使热电偶的输入偏置为 $V_{DD}/2$，从而可以检测热电偶的开路故障。

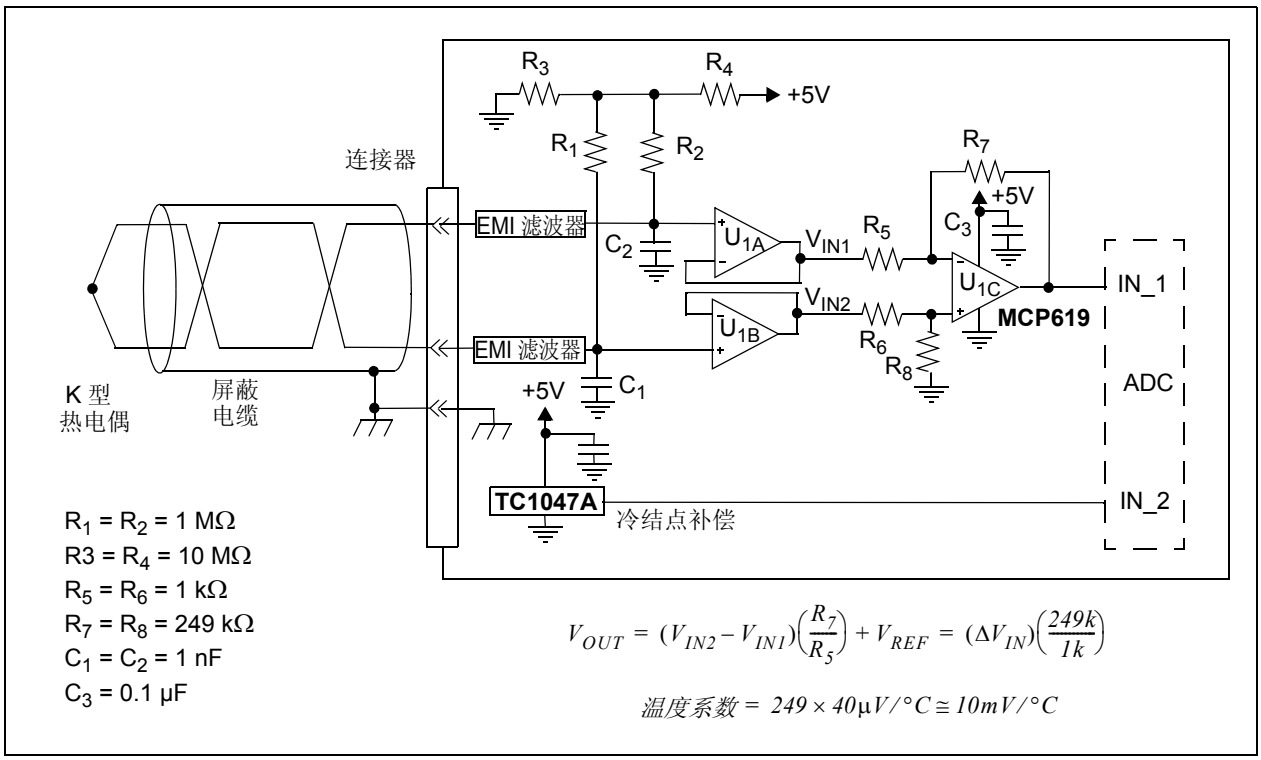


图 19： *单电源热电偶放大器的示意图*

RTD 振荡电路

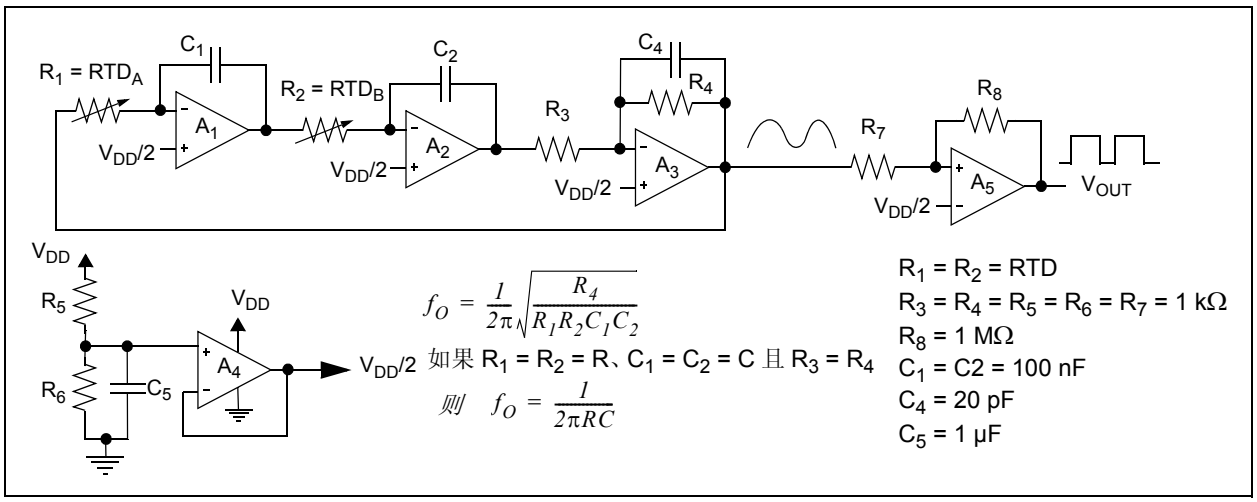
RTD传感器可以使用振荡电路来准确测量温度。状态可调（state variable）振荡器非常适合高精度应用，其输出频率与 2 个温度检测电阻阻值乘积的平方根成正比。无稳态 （astable）多谐振荡器或驰张振荡器使用单个放大器输出方波，它们是低成本应用的理想选择。

必须谨慎选择元器件，以保证振荡频率的改变主要是由 RTD 引起的，而不是由元器件的公差、温度系数和漂移率的变化引起的。推荐使用金属薄膜电阻、金属箔电阻和 NPO 陶瓷电容以使元器件误差最小。与电阻相比，电容的性能相对较差。通常电容会限制振荡器的准确度。此外，只有容抗相对较小的电容才具备高的精确度。要产生 1 kHz 的标称振荡频率，状态可调振荡器需要 2 个 100 nF 的电容，而驰张振荡器需要 1 个 0.68 µF 的电容。状态可调和驰张电路在校准前的测量准确度分别约为 1°C 和 3°C。这种差别主要是由电容误差引起的。

要求准确度好于 ±1°C 的应用可能需要温度校准和老化测试（burn-in procedure）。使用单片机 E^2 非易失性存储器将温度校正数据存储在查找表中可以很容易地实现温度补偿算法。通过在不同温度下校准电路并将测得温度与实际温度相比较可得到温度系数。老化测试或温度循环 （temperature-cycling）过程可以显著减小电阻和电容的温漂。老化测试过程很有用，因为在 500 小时的寿命测试中，电阻和电容值数量级上的绝大多数变化都会发生。

状态可调振荡器

图 20 给出的状态可调振荡器由积分器 A_1 和 A_2 以及倒相电路 A_3 组成。每个积分器提供 90° 的相移，而倒相电路提供另外的 180° 相移，因此 3 个放大器的总相移为 360°。当第三个放大器的输出反馈到第一个放大器时将产生振荡。添加电容 C_4 是为了确保振荡器起振。双 RTD 由 R_1 和 R_2 表示，它们用来增加检测到最低温度和最高温度时振荡频率的差值。



$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{R_4}{R_1 R_2 C_1 C_2}}}$$

$$则 \quad f_O = \frac{1}{2\pi RC}$$

图 20： *状态可调 RTD 振荡器*

状态可调电路的优点是：如果使用轨对轨输入 / 输出（rail-to-rail input/output，RRIO）放大器并且倒相级 A_3 的增益为 1（即 $R_3 = R_4$）则无需限流电路。但是，大部分振荡器需要限流或电钳位电路以防止放大器饱和。放大器 A_4 用于为单电源电路提供所需的值为电源电压一半的参考电压（$V_{DD}/2$）。电阻 R_5 和 R_6 组成分压器，而电容 C_5 用来进行额外的噪声滤除。比较器电路 A_5 用来将正弦波输出转换为方波数字信号。比较器用作一个门限值等于 $V_{DD}/2$ 的过零检测器。电阻 R_8 用来向比较器提供额外的迟滞（V_{HYS}）。

设计步骤：

设置 $R_1 = R_2 = R$、$C_1 = C_2 = C$ 且 $R_3 = R_4$，R_O 是 RTD 在 0°C 时的阻值。

1. 选择所需的标称振荡频率。
2. $C = 1 / (2\pi R_o f_o)$。

   其中：R_o = RTD 电阻 @ 0°C。
3. 选择 GBWP ≥ 100 x f_{max} 的运放

   其中：$f_{max} = 1 / (2\pi R_{min} C)$，
   R_{min} = 在检测温度最低时 RTD 的阻值。
4. 选择 $R_3 = R_4$ 等于 1 到 10 倍的 R_o。
5. 使用以下公式选择 C_4：
   $f_{-3dB} = 1 / (2\pi R_4 C_4)$
   $C_4 \approx 1 / (2\pi R_4 f_{-3dB})$
   其中：$f_{-3dB} \cong$ 运放的 GBWP

驰张振荡器

图 21 所示的驰张振荡器提供了使 RTD 与单片机接口的简单电路。该电路只需要一个比较器、电容和几个电阻就能使其输出的频率与 RTD 的阻值成正比。该电路的准确度受限于电容 C_1 较差的公差和大温度系数，电容 C1 是必需的且容量相对较大。

驰张振荡器用作一个比较器。电阻 R_2、R_3 和 R_4 组成分压电路，用以设置迟滞电平和电压跳变电平。电阻 R_1 和电容 C_1 组成了 RC 时间常数，决定充放电速率或振荡频率。如果 V_{OUT} 等于 V_{DD}，从比较器的低门限值（V_{TL}）开始对 C_1 充电，当 C_1 两端的电压达到高门限值（V_{TH}）时会使 V_{OUT} 切换为 V_{SS}。如果 V_{OUT} 等于 V_{SS}，C_1 从 V_{TH} 开始放电，当其两端的电压变为 V_{TL} 时 V_{OUT} 切换为 V_{DD}。然后这一电压切换过程将不断重复从而产生振荡。

使用比较器而不是运算放大器可以提高驰张振荡器的准确度。在诸如方波振荡器等非线性开关电路中，比较器在一些方面优于运算放大器。运放旨在用作线性放大器，而比较器被设计为快速开关。比较器的开关特性（如传播时延和上升 / 下降时间）通常比运放好得多。并且，运放的开关特性通常仅包含几个上升速率指标。通过使用阻抗较大的 RTD 和性能较好的比较器可以提高驰张振荡器的准确度。但换来的是比较器的电流消耗将大很多。

© 2006 Microchip Technology Inc.

设计步骤：

设置 R_1 = RTD 传感器的电阻、 $R_2 = R_3 = R_4 = R$ 且 $R \cong 10 \times R_o$，其中：R_o = 0°C 时 RTD 的阻值。

1. 选择所需要的标称振荡频率。
2. $C_1 = 1/(1.386\ R_o\ f_o)$
3. 选择输出短路电流（I_{SC}）至少比最大输出电流大 5 倍的比较器，确保振荡器可在低温条件下起振并具有相对较好的准确度。

   $I_{OUT_MAX} = V_{DD}/R_{1_MIN}$

   $I_{SC} = I_{OUT_MAX} * 5$

   其中：R_{1_MIN} = 最低传感温度时 RTD 的阻值，V_{DD} 等于电源电压。

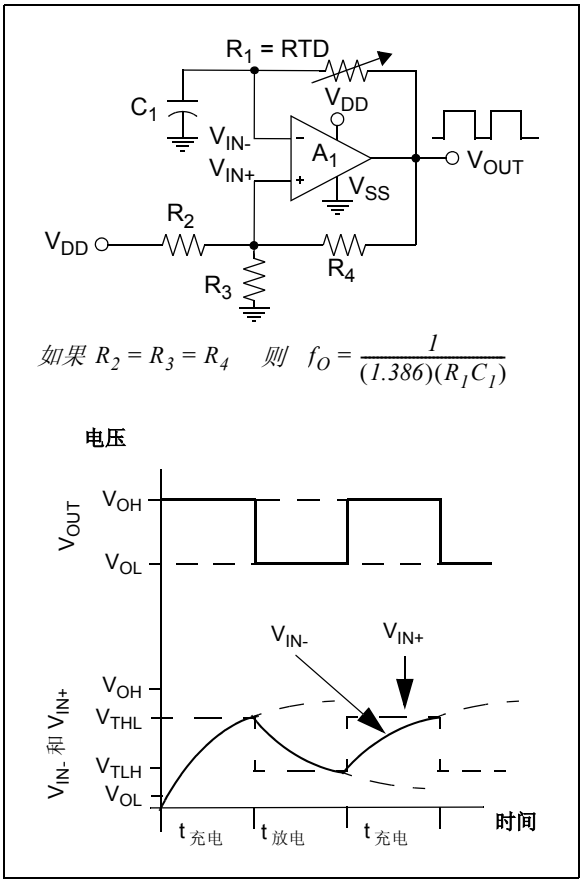


图 21： *驰张 RTD 振荡器*

热敏电阻电路

分压器电路

热敏电阻的优点在于灵敏度高（ΔR 对温度），并且阻值可在约 0°C 至 70°C 范围内线性变化。图 22 给出了传统的热敏电阻电路。电路由分压器和增益为 1 的电压跟随器运放组成。分压器网络由参考电压 V_{REF} 和串连电阻 R_S。由 R_2 和 C_1 组成一个低通噪声衰减滤波器。下面列出的公式可用来选择 R_S。

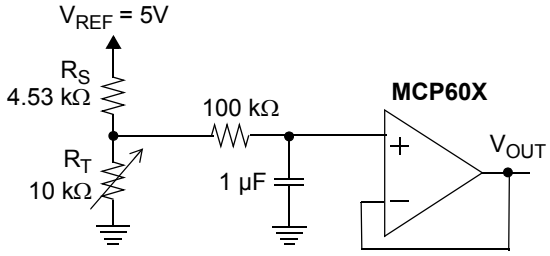
$$R_s = \frac{R_{T1}R_{T2} + R_{T2}R_{T3} - 2R_{T1}R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3} - 2R_{T2}}$$

其中：

R_{T1} = 低温时热敏电阻的阻值。

R_{T2} = 温度处于中间点时热敏电阻的阻值。

R_{T3} = 高温时热敏电阻的阻值。



$$V_{OUT} = \left(\frac{R_T}{R_S + R_T}\right) V_{REF}$$

图 22： *分压器电路*

图 23 给出了分压器电路的输出曲线。单片机可以使用软件程序改善线性化程度。需要使用一个高位 ADC 来分辨温度低于 0°C 和高于 70°C 时输出电压的微小变化。图24给出了电压的变化即输出电压的斜率图。ADC 必须在 35°C 时分辨出大约为 50 mV 的电压，并在温度低于 -5°C 和高于 90°C 时分辨出小于 20 mV 的电压。表 2 在假设 ADC 的有效位数（ Effective Number of Bit，ENOB）比最大分辨率少一位的前提下提供了 ADC 分辨率。如果这一大胆的 ENOB 假设成立，那么测量介于 10°C 和 60°C 之间的温度需要使用 8 位 ADC，而测量低温点和高温点则需使用 11 位 ADC。

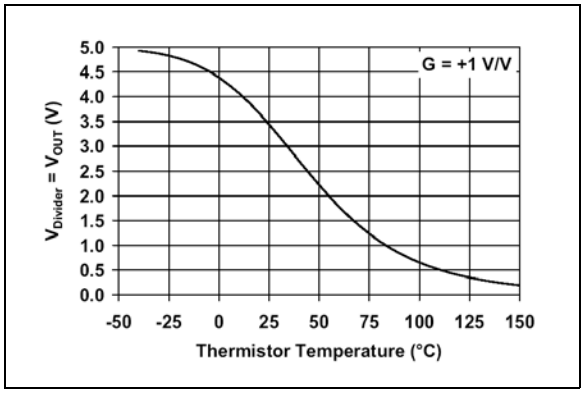


图 23：　V_{OUT} 与温度的关系曲线

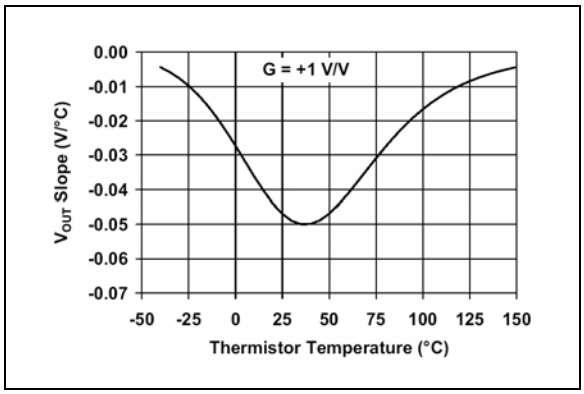


图 24：　ΔV_{OUT} 与温度的关系曲线

表 2：　ADC 分辨率

ADC（N 位）	2^N	理想 ADC 伏特 / 位（V_{FS} = 5V）	ENOB（N - 1）	ENOB 伏特 / 位（V_{FS} = 5V）
8 位	256	19.5 mV	7 位	39.0 mV
9 位	512	9.77 mV	8 位	19.5 mV
10 位	1024	4.88 mV	9 位	9.77 mV
11 位	2048	2.44 mV	10 位	4.88 mV
12 位	4096	1.22 mV	11 位	2.44 mV

可编程增益放大器 （PGA）电路

当处于很难检测出输出电压微小变化的温度下时可使用 PGA 电路增加放大器的增益。加大随温度变化的输出电压的变化幅度可使得位数较少的 ADC 即可准确分辨热敏电阻阻值相对较小的变化。图 25 给出的电路使用的是 MCP6S21，它使用 SPI 接口选择增益为 1、2、4、8、16 或 32 V/V。

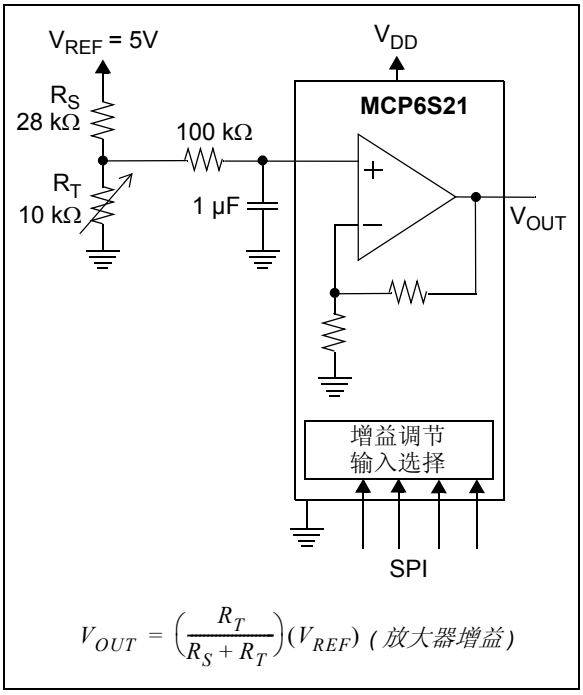


图 25：　PGA 热敏电阻电路

表 3：　带迟滞的增益变化点

增益变化（V/V）	温度（°C）	V_{OUT}（V）
1 → 2	37.0	0.885
2 → 4	57.0	0.451
4 → 8	77.0	0.236
8 → 16	97.0	0.1288
16 → 32	118.5	0.0708
16 ← 32	114.5	0.0789
8 ← 16	93.0	0.1448
4 ← 8	73.0	0.268
2 ← 4	53.0	0.516
1 ← 2	33.0	1.012

图 26 显示了 PGA 电路的输出电压。随着温度的变化放大器的增益将会按照表 3 给出的值进行调节。比较图 24 和图 27 给出的 V_{OUT} 变化的斜率图即可见 PGA 电路的优点。当温度高于 35°C 时，PGA 电路 V_{OUT} 变化的最小值为 30 mV，这意味着只需要一个 9 位 ADC。相反，增益为 1 的分压器则需要 11 位或更多位的 ADC 提供相同的温度分辨率。热敏电阻电路的分辨率在诸如过温关断电路的应用中非常重要。

© 2006 Microchip Technology Inc.

PGA 电路需要一个准确度好的热敏电阻才能显现其可变增益的优势。选择 BC Components™ 的 #2322 640 5103 型热敏电阻，这种热敏电阻在 25°C 时的误差为 1% 且 ΔR 准确度为 0.75%，在 25°C 和 100°C 时其对应的温度准确度分别为约 0.2°C 和 1°C 。标准热敏电阻的准确度通常为 ±2°C 至 ±5°C，这使传感器误差值太大从而无法通过增益可调电路实现更高的分辨率。

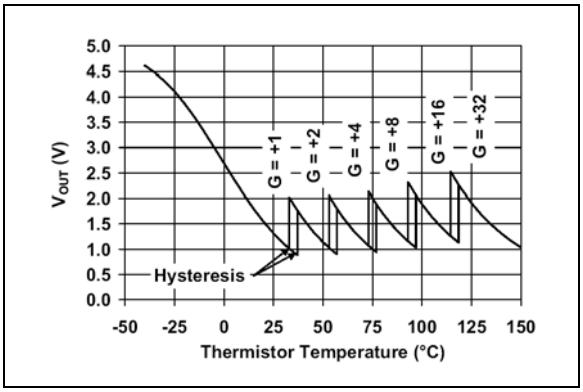


图 26： *PGA V_{OUT} 与温度的关系曲线*

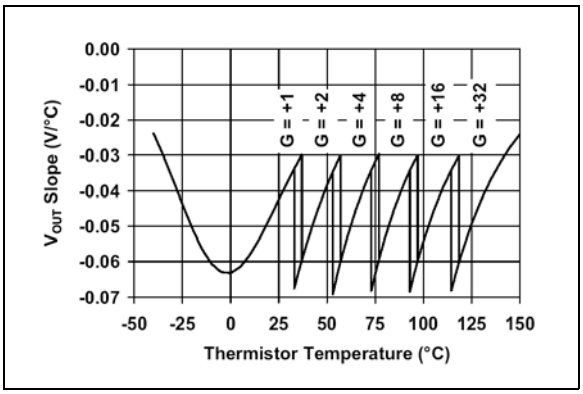


图 27： *PGA ΔV_{OUT} 与温度的关系曲线*

硅 IC 传感器

串行输出

图 28 所示为串行输出传感器 TC77 的示意图，它在一块芯片上集成了温度传感器、 ADC 和数字寄存器，并通过 SPI 串行总线与处理器相连。SPI 总线利用 SCK、SI/O 和 CS 引脚发送和接收数据。通过使用一个 13 位 ADC 监测二极管两端的电压来测量温度。温度数据存储在温度寄存器中。在 ADC 转换进行过程中读取温度寄存器，读到将是上一次已完成的转换结果。配置寄存器用来选择连续温度转换或关断工作模式。关断模式禁止温度转换电路以使功耗最小。但是在该模式下串行 I/O 通信端口仍保持工作。测试寄存器是厂商进行失调和增益校准用的，用户无法使用。

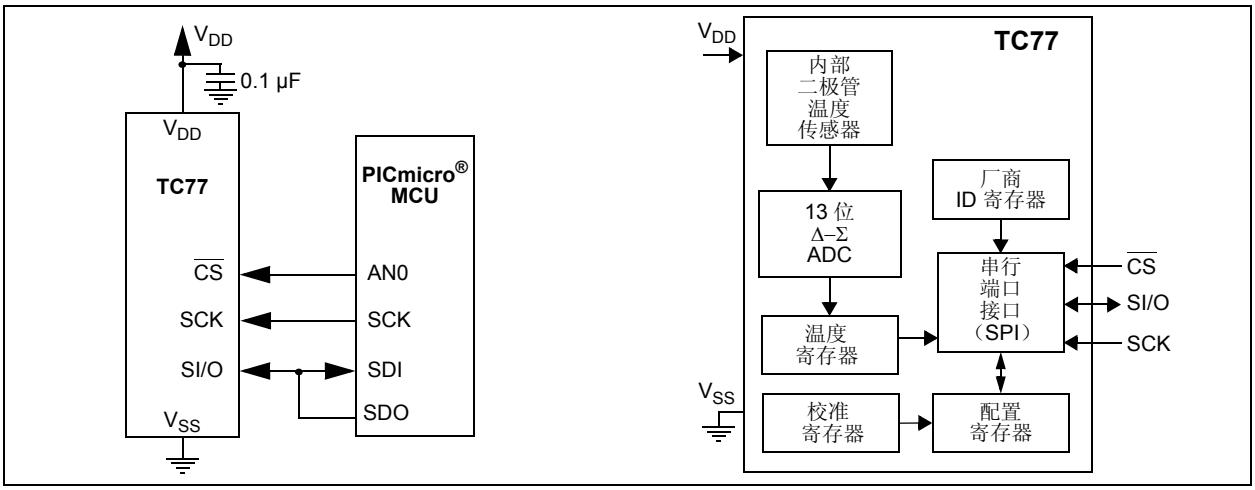


图 28： *TC77 硅 IC 传感器与单片机的接口*

可使用串行 I/O 传感器来监测同一块 PCB 板上不同区域的温度从而最大限度地减少单片机的接口引脚数。现有的大部分硅传感器都设计为使用 SPI、双线 SMBus 或 I^2C 协议。而且，也有大量通过温度传感器通过单个引 I/O 脚采用脉宽编码机制（pulse-width coding scheme）发送信息。

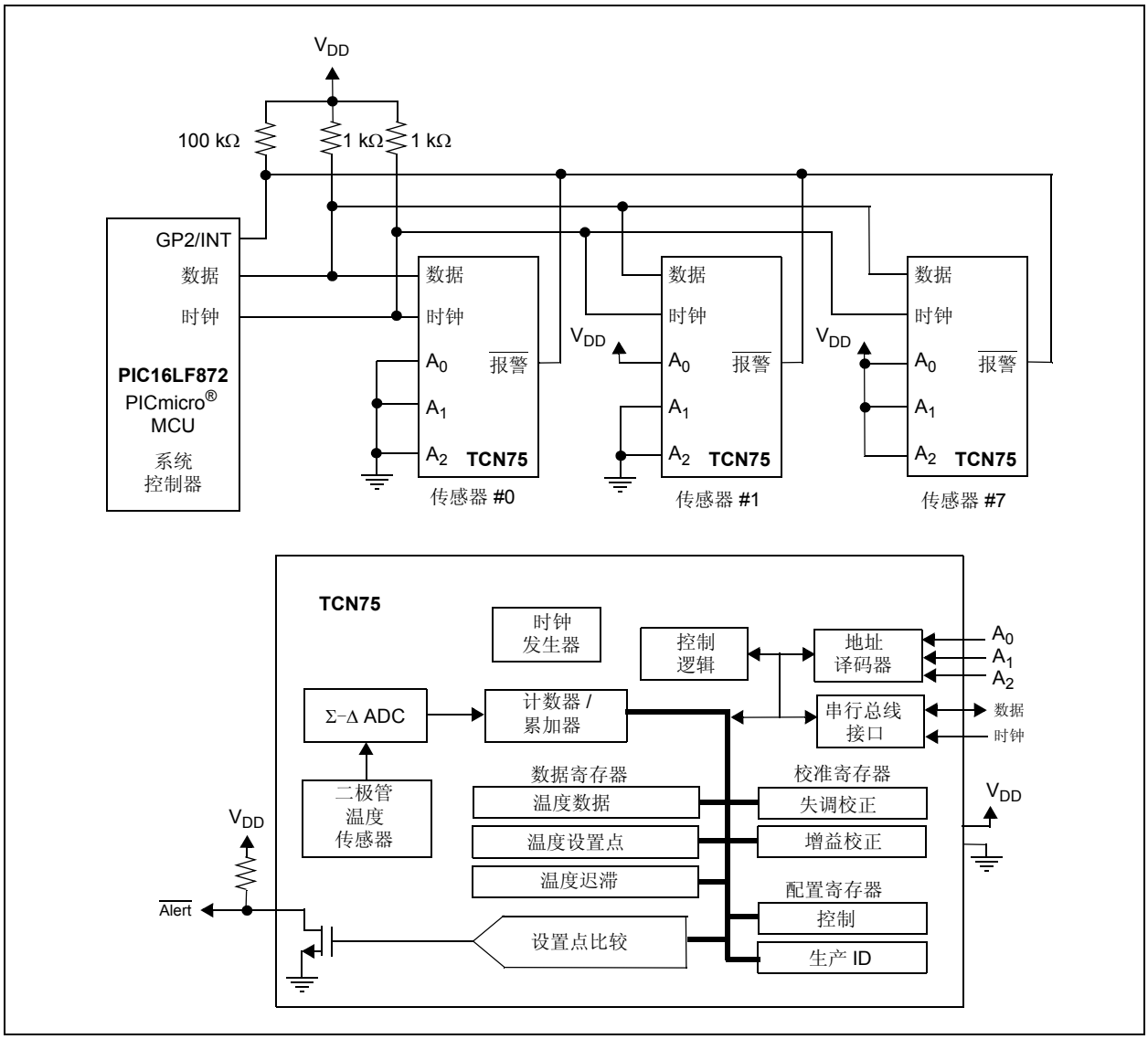


图 29： *使用 TCN75 温度传感器进行多区域温度监测*

图 29 提供的多区温度监测器使用 TCN75 传感器在环境温度超过用户设置的设定点时通知主控制器。主控制器通过双线串行总线与 TCN75 传感器通信。可由单片机通过读取温度数据寄存器来监测每个传感器的温度，也可将传感器用作独立的恒温器。通过写入设置点寄存器设置温度门限跳变点。 INT 引脚为开漏输出引脚，可以与单片机的中断引脚相连，监测最多 8 个传感器。使用 3 个地址引脚来识别每个传感器。

模拟输出

模拟输出硅传感器的输出电压呈直线变化。输出电压的斜率等于一个恒定的温度系数（mV/°C），它与 Y 轴相交的点通常为传感器在 0°C 时的输出电压。图 30 所示为模拟传感器和 ADC 系统的简化示意图。

© 2006 Microchip Technology Inc.

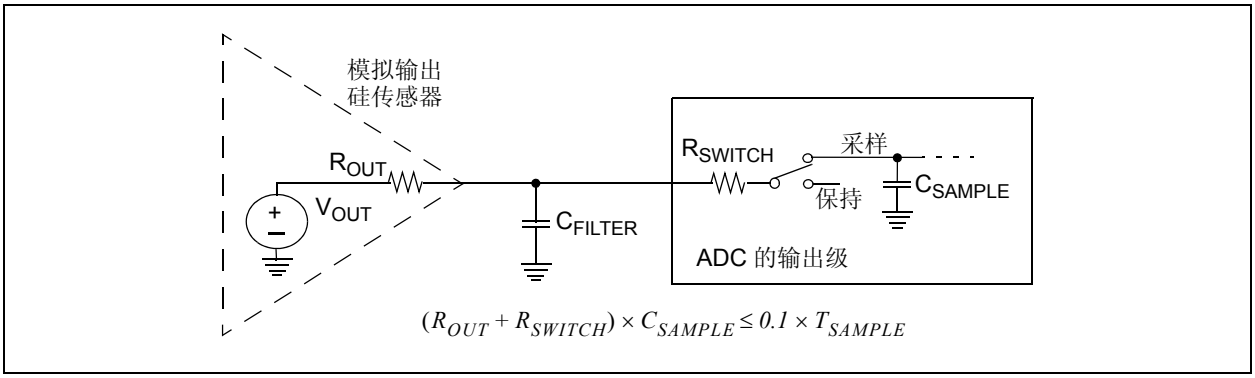


图 30： *模拟输出硅传感器与 ADC 接口*

传感器的输出阻抗会对 ADC 造成影响。通常由缓冲运放驱动温度传感器的输出引脚，而典型 ADC 的输入则是由采样保持电路组成，该电路带有一个连接在 V_{OUT} 与 C_{SAMPLE} 之间的开关。R_{OUT}、R_{SWITCH} 和 C_{SAMPLE} 确定时间常数，该常数必须小于 ADC 的采样速率（T_{SAMPLE}），如图 30 中的公式所示。可以在输出引脚上外接一个电容 C_{FILTER}，以进一步提供滤波。但是，这可能会影响传感器的时间响应。在两次 ADC 转换之间必须提供足够的时间使 C_{FILTER} 充分充电。

C_{FILTER} 电容的大小应当在 1 nF 至 100 nF 之间，以防传感器的放大器产生振荡。可以在 C_{FILTER} 与传感器的输出引脚之间连接一个阻值约为 10Ω 至 100Ω 的小电阻，以使传感器的放大器与容性负载隔离。传感器的输出阻抗 R_{OUT} 随着频率的变化而变化。因此，若要使用 C_{FILTER} 作为 ADC 的抗混叠滤波器，则应在有效 R_{OUT} 电阻上加串连电阻。

总结

温度传感器用于温度监测和管理应用的嵌入式系统中。设计人员必须综合考虑传感器、调理电路和传感器输出，从而在最大限度地提高测量准确度的同时简化与单片机的接口。此外，设计人员还必须考虑系统集成问题，比如传感器的位置、接地、EMI/ESD 保护以及屏蔽等，以提供可靠的温度测量。我们提供了一个实际应用电路示例和接口技术，并随之提供了设计公式。

以下的传感器指导方针可以作为选择温度传感器的出发点。如果应用需要高温测量，则热电偶将是一个不错的选择，因为它具有较宽的温度检测范围。热电偶通常用作远程传感器，所以电路需要采用好的接地和屏蔽方式来防止噪声干扰。如果应用要求高的精确度，则 RTD 以其可高度重复性和稳定性而成为标准选择。对于诸如测量 PCB 板温度的应用，可以考虑使用热敏电阻或是硅 IC 传感器。与硅传感器相比，热敏电阻具有更多的封装形式，价钱便宜，并具有较快的温度响应时间。但是，热敏电阻需要额外的信号调理电路，而硅传感器则将传感器和调理电路集成在一块芯片上，并可直接与单片机接口。

传感器的输出是由单片机的软硬件资源以及传感器电路的复杂性共同决定的。传感器的输出可以是与温度成正比的模拟量、频率、上升速率、占空比、串行或逻辑信号。温度测量是一个热门的话题，设计人员应参考本文献以对现有各种传感器和电路作出评估。

参考书目

1. AN679, “Temperature Sensing Technologies”, DS00679, Baker, Bonnie, Microchip Technology Inc., 1999.
2. “High-Accuracy CMOS Smart Temperature Sensors”, Bakker, A. and Huijsing, J., Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000.
3. AN913, “Interfacing the TC77 Thermal Sensor to a PICmicro® Microcontroller”, DS00913, Bible, S. and Lepkowski, J., Microchip Technology Inc., 2004.
4. AN897, “Thermistor Temperature Sensing with the MCP6S2X PGA”, DS00897, Blake, K., Microchip Technology Inc., 2004.
5. AN512, “Implementing Ohmmeter/Temperature Sensor”, DS00512, Cox, D., Microchip Technology Inc., 1997.
6. TB052, “Multi-Zone Temperature Monitoring with the TCN75 Thermal Sensor”, DS91052, Dietz, K., Microchip Technology Inc., 2001.
7. AN895, “Oscillator Circuits for RTD Temperature Sensors”, DS00895, Haile, E. and Lepkowski, J., Microchip Technology Inc., 2004.
8. “Section 7: Temperature Sensors, Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning”, Kester, W., Bryant, W. and Jung, W., Analog Devices, 1999.
9. AN871, “Solving Thermal Measurement Problems Using the TC72 and TC77 Digital Silicon Temperature Sensors”, DS00871, Lepkowski, J., Microchip Technology Inc., 2003.
10. “Silicon Sensors Harness Thermal Management”, Marsh, D., EDN, December 11, 2003.
11. “NTC Thermistor Basics and Principles of Operation”, McGillicuddy, D. Sensors, December, 1993.
12. “The ABCs of RTDs”, McGovern, B., Sensors, November 2003.
13. “Noise Reduction Techniques in Electronic Systems”, Ott, H, John Wiley, N.Y., 1998.
14. AN571, “Using Analog Temperature Sensors with ADCs”, Maxim Semiconductor, 2001.

致谢

作者对 Microchip Technology 的 Kumen Blake 给予的帮助表示感谢。本手册中的热电偶电路设计示例都是他给出的。

© 2006 Microchip Technology Inc.

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点：

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下， Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是 “牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。 Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案（Digital Millennium Copyright Act）》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应负的责任。**Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。** Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任，并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下，不得暗中或以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、 Microchip 徽标、 Accuron、 dsPIC、 KEELOQ、 microID、 MPLAB、 PIC、 PICmicro、 PICSTART、 PRO MATE、 PowerSmart、 rfPIC 和 SmartShunt 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

AmpLab、 FilterLab、 Migratable Memory、 MXDEV、 MXLAB、SEEVAL、SmartSensor 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、 Application Maestro、 CodeGuard、 dsPICDEM、 dsPICDEM.net、 dsPICworks、 ECAN、 ECONOMONITOR、 FanSense、 FlexROM、 fuzzyLAB、 In-Circuit Serial Programming、 ICSP、 ICEPIC、 Linear Active Thermistor、 Mindi、 MiWi、 MPASM、 MPLIB、 MPLINK、 PICkit、 PICDEM、 PICDEM.net、 PICLAB、 PICtail、 PowerCal、 PowerInfo、 PowerMate、 PowerTool、 REAL ICE、 rfLAB、 rfPICDEM、 Select Mode、 Smart Serial、 SmartTel、 Total Endurance、 UNI/O、 WiperLock和ZENA均为Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2006, Microchip Technology Inc. 版权所有。

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
ISO/TS 16949:2002

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe、位于俄勒冈州 Gresham 及位于加利福尼亚州 Mountain View 的全球总部、设计中心和晶圆生产厂均于通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PICmicro® 8 位单片机、 KEELOQ® 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外， Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

全球销售及服务网点

美洲

公司总部 Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277
技术支持：
http://support.microchip.com
网址：www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Alpharetta, GA
Tel: 1-770-640-0034
Fax: 1-770-640-0307

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

科科莫 Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 1-765-864-8360
Fax: 1-765-864-8387

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 Asia Pacific Office
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Habour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 – 北京
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 – 成都
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 – 福州
Tel: 86-591-8750-3506
Fax: 86-591-8750-3521

中国 – 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 – 青岛
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 – 上海
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 – 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 – 深圳
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 – 顺德
Tel: 86-757-2839-5507
Fax: 86-757-2839-5571

中国 – 武汉
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 – 西安
Tel: 86-29-8833-7250
Fax: 86-29-8833-7256

台湾地区 – 高雄
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾地区 – 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 – 新竹
Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-4182-8400
Fax: 91-80-4182-8422

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471- 6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Gumi
Tel: 82-54-473-4301
Fax: 82-54-473-4302

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-646-8870
Fax: 60-4-646-5086

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-3910
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark-Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

08/29/06

© 2006 Microchip Technology Inc.