

PIC24FJ128GC010 模拟设计指南

作者: Paul Schreiber
Microchip Technology Inc.

介绍

欢迎使用 PIC24FJ128GC010 模拟设计指南。PIC24FJ128GC010 系列器件将一个高速 16 位 PIC24 MCU 与模拟外设结合在一起。Microchip 的网站上提供了《PIC24FJ128GC010 系列数据手册》(DS39312A_CN): www.microchip.com/pic24fj128gc010。除 USB 和液晶显示器 (Liquid Crystal Display, LCD) 控制器等数字模块之外, PIC24FJ128GC010 还具有一个 12 位、10 Msps 流水线模数转换器、一个 16 位 Σ - Δ 模数转换器, 以及两个运算放大器和一个 2 通道 10 位数模转换器 (Digital-to-Analog Converter, DAC)。

本设计指南重点介绍了非常适合于 PIC24FJ128GC010 系列智能模拟单片机的各类应用。给出的设计示例供初学者参考, 不代表最终产品。此处所示的某些应用将需要获得机构认证 (FDA、UL、CE 或其他), 它们并未完全经过符合这些认证要求的测试。

以下部分将对 PIC24FJ128GC010 中每个模拟模块的特性进行讨论。详细说明请参见《dsPIC33/PIC24 系列参考手册》中每个模块的 FRM 章节。

PIC24FJ128GC010 中的模拟模块

16 位 Σ - Δ A/D 转换器 (SD_ADC) FRM (DS30687A_CN)

SD_ADC 是一种高精度、高分辨率的模数转换器, 适用于 DC-4 kHz 范围内的信号。该转换器具有固有的低通滤波器特性, 非常适合于较低的带宽源, 例如交流电力线监视、温度探测、体重计、压力传感器和桥路测量装置。其两个输入通道连接至一个全差分可编程增益放大器 (Programmable Gain Amplifier, PGA), 在单电源、高共模条件下大大简化了测量。大多数情况下, 一个单极滤波器就足以能提供抗混叠功能。

使用 SD_ADC 时, 抖动可改善 AC 测量结果。⁽¹⁾SD1CON1 特殊功能寄存器 (Special Function Register, SFR) 中有三个抖动等级可供选择。抖动会影响输入信号频谱的传播, 从而减小频谱峰值, 改善整体信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)。向输入信号中增加低电平噪声将抵消掉所有 ADC 中固有的量化噪声。⁽²⁾

Σ - Δ ADC 具有较高的增益和必须补偿的失调误差。而 PIC24FJ128GC010 则具有用于测量增益和失调误差的特殊测量模式, 然后由 MCU 固件通过一个简单的内嵌函数来计算最终的 ADC 读数。请参见“基本构建模块”一节中与增益和失调计算有关的详细固件示例。

12 位高速流水线 A/D 转换器 FRM (DS30686A_CN)

流水线 ADC 是一种高速 12 位 ADC, 它可以在一秒钟内完成一千万次转换。PIC24FJ128GC010 具有 50 个单独的输入通道, 它们可以是电容式触摸板或标准电压输入。由于本底噪声较高, 因此必须对采样求平均值, 以便获得最佳结果。

运算放大器 (运放) (DS30505A_CN)

有两个独立的运算放大器模块, 它们具有可编程速度 / 功率设置。上电复位 (Power-on Reset, POR) 状态是低功耗 / 低速配置。运算放大器具有很低的输入偏置电流 (<10 pA), 但是在设计中可能需要补偿输入偏移电压。

10 位数模转换器 (DAC) (DS39615A_CN)

DAC 模块有两个独立的电压输出和多个 DAC 参考电压选择。DAC 对于传感器放大器 / 滤波器模拟“前端”的直流偏压来说非常有用, 并且可以用于产品中的音调生成和自适应差分脉冲编码调制 (Adaptive Differential Pulse Code Modulation, ADPCM) 语音播放。详细信息, 请参见应用笔记 AN643“Adaptive Differential Pulse Code Modulation Using PIC® Microcontrollers”⁽¹¹⁾。

其他有用模块

除上述模块以外，PIC24FJ128GC010 还具有内部带隙电压参考、带阈值检测的充电时间测量单元（Charge Time Measurement Unit, CTMU）（DS39743A_CN）、三个比较器、一个 LCD 控制器和 USB OTG。

章节和设计

本文包含以下四个主要章节：

- “基本构建模块”
- “工业应用”
- “消费类 / 家用电器应用”
- “医疗应用”

每个章节都有几个设计示例，展示了不同的模拟外设。最后一个章节是“拓展读物”，包括参考资料及至其他信息的链接。

基本构建模块

本章节中提供的电路不是一个完整的产品，而是与其他电路结合使用的“构建模块”。它们执行大多数模拟“前端”测量和生成电路中的特定常见任务。

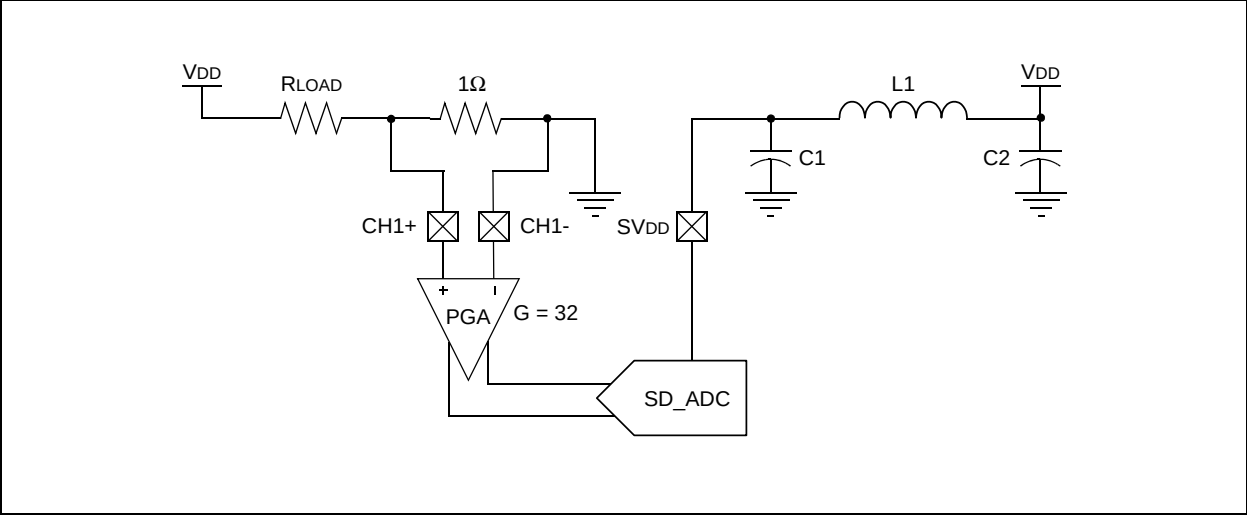
当应用这些设计理念时，请谨记以下事项：

- 可能需要用附加电路来执行 ESD 防护、EMI 滤波或实际产品中出现的其它类型的干扰。
- 不要超出每个模块的共模电压（VCM）。这些共模电压在《PIC24FJ128GC010 系列数据手册》的“电气特性”一节中列出。
- 可能需要特别注意低电流 / 电池供电产品的元件值 and 选择。

构建模块 1：电流监控

用一个分流电阻和 SD_ADC 的 PGA 来测量电流可能是最简单，元件数最少的应用，如图 1 所示。

图 1：用分流电阻和 SD_ADC PGA 测量电流



该配置使用 SD_ADC 差分输入通道。通常选择恰好为十的整数次幂（ 1Ω 、 0.1Ω 等）的电阻值，以使电流计算更加简单。电阻值较低时功耗也很小，并能测量几十安培的电流。当电阻两端的压降处于 PGA 共模范围内时，SD_ADC 可以测量交流或直流电流。实际的差分输入可以检测到相对于输入引脚为正或为负的电流。基于预期的电流范围和电阻值，选择 PGA 增益时应满足至 SD_ADC 的输出电压不超过所用的参考电压这一条件。

当测量直流电流时，应按照以下方法对下列 SD_ADC 控制位进行编程：

- DITHER——设置为低电平或高电平，具体取决于参考电压（当参考电压在 SV_{DD} 上下 $0.5V$ 范围内时，设为低电平；当参考电压比 SV_{DD} 低 $0.5V$ 以上时，设为高电平）。
- PWRLVL = 0（正常带宽）
- CHOP = 0b11（使能）
- SDOSR = 0（比率为 1024）

交流电流可能需要一个较小的 SDOSR 值，这取决于应用和电流波形的特性。

常用的电流检测电阻为 0.1Ω ，容差为 1%，封装尺寸为 0805。这些电阻可以测量的最大电流为 1A，它会产生一个 100 mV 的压降。然后对 PGA 进行增益设定，以便使 SD_ADC 电压处于参考电压范围内。对于要求不是很高的测量， SV_{DD} 则通过无源滤波器（C1、C2 和铁氧体磁珠 L1）从 V_{DD} 获得电源。例如，如果 SV_{DD} 为 3.3V，可使用 32 的增益通过所示的一个分流电阻测得最大为 100 mA 的电流。

需要完整 16 位精度的应用可能需要一个低噪声高稳定性（< 9 ppm）外部参考电压，该参考电压连接到 CH1+ 引脚，并通过 SD1CON 寄存器选择。还可以通过对大量采样值（16、32 或 64）求平均值来提高精度。

SV_{DD} 滤波器的典型值为：

C1: 2.2 μF /25V

C2: 0.1 μF /50V

L1: 100 Ω 铁氧体磁珠

代码示例

以下 C 程序说明了如何初始化 SD_ADC 以便进行增益和失调计算，读取“原始”SD_ADC 结果然后执行分流示例的增益 / 失调计算。计算中，假设选择了 3.3V 的 SD_ADC（使用 SV_{DD} 引脚）参考电压和一个 1Ω 的分流电阻。

本例中用于与 SD_ADC 接口的程序如例 1 所示。

例 1: SD_ADC 增益和失调计算

```
static signed long int offset;
static double SD_gain;
//-----
// 公共原型
//-----
void    ADC_SD_Init();
float   ADC_SD_GetCalibratedResult();
signed short int ADC_SD_GetRawResult();
//-----
// 说明: 初始化  $\Sigma$ - $\Delta$  模数转换器模块并执行初始
// 测量, 建立增益和失调误差, 以便在以后可以
// 将它们用于获取经过校准的结果。还应在调用
// 其他  $\Sigma$ - $\Delta$  模数转换器 API 函数之前首先调用
// 本 API。测量通道为 CH1 (在本演示中只有
// 这一个选项, 但也可以扩展为包括 CH0)。
//-----
void    ADC_SD_Init()
{
    unsigned    int i;
    unsigned    char count;
    signed      long int maxValue;
    #define      EXPECTED_MAX_VALUE    (double)10430
    // 静态输入电压 32.83 mV, 增益 32, 参考电压 3300 mV, 计数寄存器值 32767
    // 在配置时应禁止模数转换器。
    SD1CON1 = 0x0000;
    // 设置  $\Sigma$ - $\Delta$  模数转换器模块, 以使执行增益和失调测量
    // (这样我们就可以获得正确的增益和失调校准值以备后用)
    SD1CON1bits.PWRLVL = 1;          // 高功率模式
    SD1CON1bits.SDREFP = 0;          // 正参考电压为 SVDD
    SD1CON1bits.SDREFN = 0;          // 负参考电压为 SVSS
    SD1CON1bits.VOSCAL = 1;          // 内部失调测量使能
    SD1CON1bits.DITHER = 1;          // 低抖动, 因为将 SVDD 作为参考电压
    SD1CON1bits.SDGAIN = 5;          // 对于失调测量和应用, 增益为 32:1
    SD1CON2bits.RNDRES = 2;          // 将结果四舍五入为 16 位
    SD1CON2bits.SDWM = 1;            // 每次中断时更新 SDxRESH/SDxRESL
    SD1CON2bits.SDINT = 3;           // 每次数据输出时中断
    SD1CON2bits.CHOP = 3;            // 斩波应总是处于使能状态
    SD1CON3bits.SDCH = 1;            // 通道 1 用于该演示代码
    SD1CON3bits.SDCS = 1;            // 时钟源为 8 MHZ FRC
    SD1CON3bits.SDOSR = 0;           // 过采样率 (OSR) 为 1024 (最佳质量)
    SD1CON3bits.SDDIV = 1;           // 输入时钟分频比为 2 (SD 模数转换器时钟为 4 MHZ)
    // 现在使能模数转换器模块, 将它配置为
    SD1CON1bits.SDON = 1;
    // 等待生成五次中断中的最小值。当在每个周期中
    // 使用中断时, 需要至少丢弃前四个值, 因为
    // 当改变模数转换器通道或初始化模数转换器时,
    // 需要用新数据填充 SINC 滤波器。
    for (i = 0; i < 6; i++)          // (值必须 >= 5)
    {
        IFS6bits.SDA1IF = 0;         // 清除中断标志
        while(IFS6bits.SDA1IF == 0); // 等待, 直到硬件指示已获得结果
        IFS6bits.SDA1IF = 0;         // 清除中断标志
    }
    while(IFS6bits.SDA1IF == 0);      // 等待, 直到硬件指示已获得结果
    IFS6bits.SDA1IF = 0;              // 清除中断标志
    offset = (signed short int)SD1RESH; // 进行计算, 以容纳符号位扩展部分
    // 关闭失调测量模式, 现在我们得到了以下值
    SD1CON1bits.SDON = 0;
    SD1CON1bits.VOSCAL = 0;
    // 现在重新配置模数转换器, 以便通过通道 1 测量 SVDD,
    // 并将它与预期结果进行比较 (在进行失调校正后)。
    // 利用比较结果计算最合适的增益校准因数, 并
    // 保存数值, 以备后用。
    SD1CON3bits.SDCH = 1;             // 指向输入电压
    SD1CON1bits.SDON = 1;             // SD_ADC 重新使能以便执行下一次测量
    // 等待生成五次中断中的最小值。
    for(count=0; count<6; count++)
    {
```

例 1: SD_ADC 增益和失调量计算 (续)

```

// 清除中断标志。
IFS6bits.SDA1IF = 0;
// 等待结果就绪。
while(IFS6bits.SDA1IF == 0);
}
// 保存最大值, 以便计算增益。
maxValue = (signed short int) SD1RESH; // 必须强制转换为有符号数据, 因为在标头中已声明为无符号值
// 计算失调。
SD_gain = EXPECTED_MAX_VALUE/((double)((signed long int)maxValue-offset));
//
// 一定要注意, 在本例中未对 PGA 的增益误差进行校正, 因为
// 当测量 SVDD 时, 增益为 1。您随时可以将增益校正值 “硬编码” 为某一
// 数值或其它模式。好的初始值为 1.0475 至 1.0575 范围内的值。
// 在重新设置模数转换器时将其禁止 (对于正常操作模式, 现在
// 我们已经建立了适用于模数转换器的增益 / 失调校准值)。
SD1CON1bits.SDON = 0; // 将模块设置为在 CH1 上正常读取
SD1CON3bits.SDCH = 1;
SD1CON1bits.SDGAIN = 5; // 对于应用代码, 增益返回 32:1。
SD1CON1bits.SDON = 1;

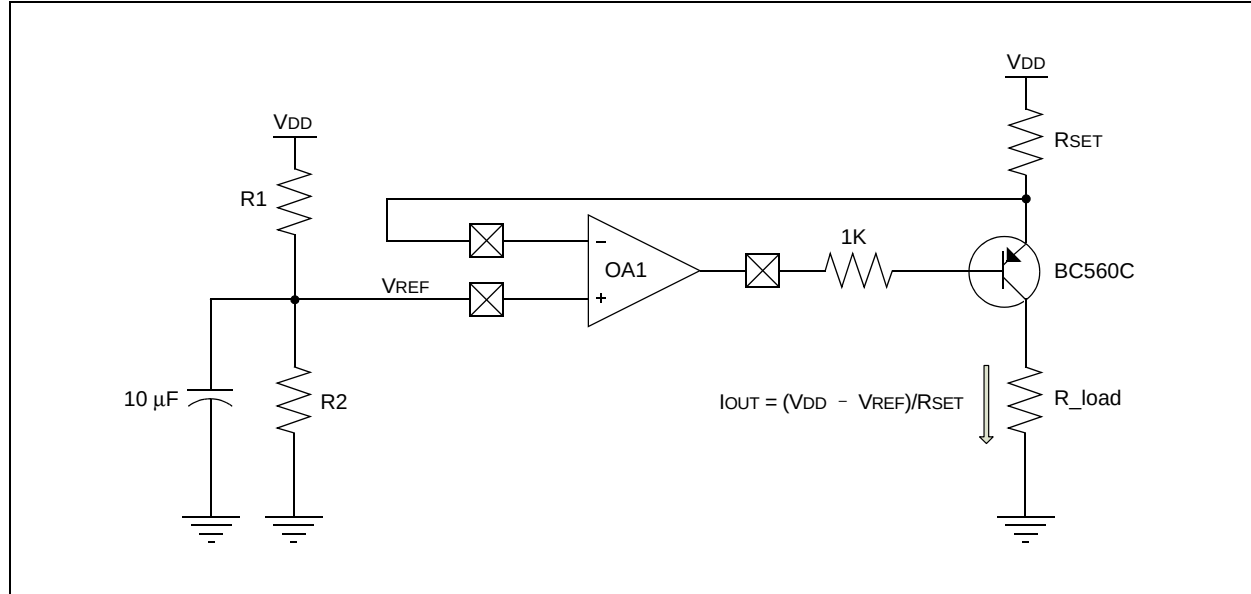
// 等待 SYNC 滤波器更新, 于是应用程序试图读取的下一个结果
// 将变为有效
for(count = 0; count < 6; count++) // 对于 SINC 滤波器延时, 丢掉最初 >=4 次采样值
{
    while(IFS6bits.SDA1IF == 0); // 等待, 直到硬件指示已获得结果。
    IFS6bits.SDA1IF = 0; // 清除中断标志
}
// 现在模数转换器已准备好, 重新选择的通道的第一个采样值
// 应存放在 SD1RESH 中。
//
//-----
// 功能: 有符号的短整型 ADC_SD_GetCalibratedResult(BYTE Channel)
// 说明: 执行所需的操作, 以便从指定通道获取一个模数转换器
// 采样值。返回的数值是由硬件最初生成的结果,
// 因此将包含失调和增益误差。
//-----
signed short int ADC_SD_GetRawResult()
{
    // 等待新结果
    IFS6bits.SDA1IF = 0; // 清除中断标志
    while(IFS6bits.SDA1IF == 0); // 等待, 直到硬件指示已获得结果。
    return SD1RESH;
}
//-----
// 功能: 有符号的短整型 ADC_SD_GetCalibratedResult(BYTE Channel)
// 说明: 执行所需的操作, 以便从指定通道获取一个
// 模数转换器采样值, 然后对失调和增益进行补偿。
// 最终返回校准后的结果。
//-----
float ADC_SD_GetCalibratedResult()
{
    signed long int OffsetCalibratedResult;
    double GainAndOffsetCorrectedResult;
    // 获取原始模数转换器结果
    OffsetCalibratedResult = ADC_SD_GetRawResult();
    // 修正以前测量的失调误差
    OffsetCalibratedResult -= offset;
    // 现在计算增益校正结果。
    GainAndOffsetCorrectedResult = (double)OffsetCalibratedResult * (double) SD_gain;
    // adc 结果与 15 位的最大计数加上符号位的比率
    GainAndOffsetCorrectedResult = GainAndOffsetCorrectedResult / 32767;
    // 乘以电压 (单位为 mV), 获得以毫安为单位的的结果
    GainAndOffsetCorrectedResult = GainAndOffsetCorrectedResult * 3300.0;
    // 从 32x 增益按比例缩减, 并进行 1 分频 (分流电阻器)
    GainAndOffsetCorrectedResult = GainAndOffsetCorrectedResult / 32.0
    return (float) GainAndOffsetCorrectedResult; // 电流单位为 ma
}

```

构建模块 2：可编程电流源

有些测量传感器（例如 RTD）需要一个恒定电流，以便生成恒定电压。其基本电路如图 2 所示。

图 2：恒定电流源的基本电路



通常是来自于 VDD 的一个简单分压器。图 3 中显示了改进后的电路，利用 SD ADC 测量负载中的实际电流。

The diagram shows a DAC output stage. A DAC block is connected to a multi-bit bus (represented by three boxes with 'X' marks) that feeds into the non-inverting input (+) of an op-amp labeled OA1. The inverting input (-) of OA1 is connected to its output and also to a 1K resistor, which is in series with the base of a BC560C PNP transistor. The emitter of the transistor is connected to VDD, and the collector is connected to a resistor RSET, which is also connected to VDD. The collector is also connected to a load resistor R_load, which is connected to ground. The output of the transistor (collector) is connected to a multi-bit bus (two boxes with 'X' marks) that feeds into an SD_ADC block. The formula $I_{OUT} = (V_{DD} - V_{DAC})/R_{SET}$ is shown below the transistor.

通过固件向上或向下调整，直到产生正确的电流为止。例如，如果 V_{DD} 电压改变了，伺服环路将检测到电流变化，然后向数模转换器写入一个新的数值，据此对电流源进行调节。利用定时调整算法可以很容易地在固件中设置伺服环路的响应速度。

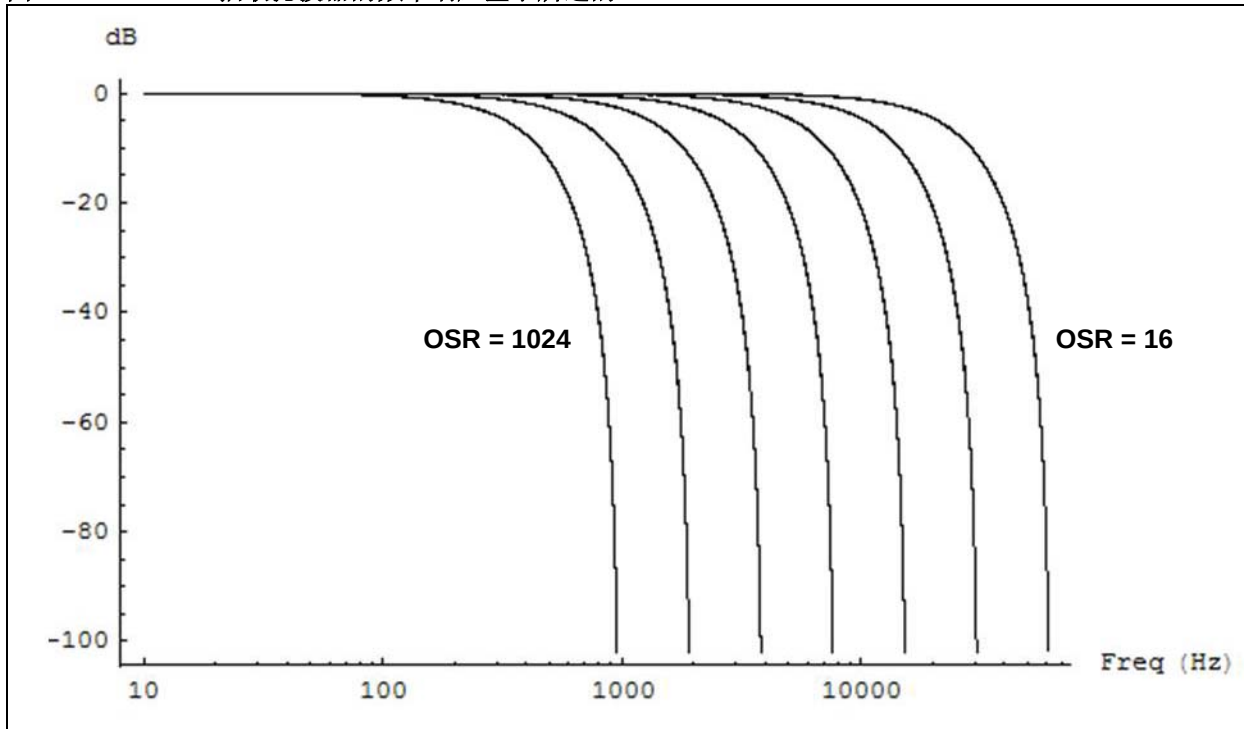
构建模块 3：输入滤波 / 直流失调校正

PIC24FJ128GC010 中的模数转换器以非常高的速率采集输入信号。SD_ADC 使用 1 MHz、2 MHz 或 4 MHz 的采样时钟（不要将它与可变数据速率或 OSR 时钟混淆），流水线转换器的采样速率可以在 1 MHz 至 10 MHz 间变

化。在任何采样系统中，都需要输入低通滤波器，以防止转换结果中出现混叠。

此外，由于用于将调制器的串行数据转换为并行 16 位值的抽取滤波器具有固有的低通响应，因此在使用 SD_ADC 时必须特别注意。抽取滤波器的频率响应基于所选的 OSR，如图 4 所示。

图 4：抽取滤波器的频率响应基于所选的 OSR



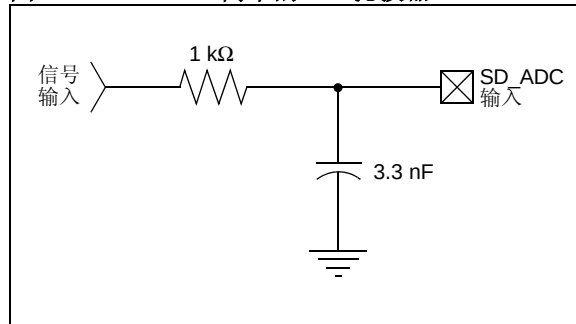
滤波器在 -3 dB 点处逐渐衰减。需要注意的是，抽取滤波器响应的“平坦”部分（误差小于 0.1 dB）约为带宽的 1/8。为了精确地采样交流信号，输入信号的频率成分必须位于抽取滤波器的整个平坦通带内。外部滤波器必须防止输入信号谐波位于抽取滤波器的总通带之外，否则将发生严重的失真。请注意，这是与传统模数转换器不同的示例，这里要求确保采样频率（例如流水线模数转换器）处的谐波约低于 6 dB/ 位。这就是 PIC24FJ128GC010 中的 SD_ADC 最适合交流正弦波或直流测量的原因。Σ - Δ 架构可以用于更高的带宽信号（音频信号就是一个很好的例子），但是那些 Σ - Δ 模数转换器执行的是 PIC24F 设计中未用到的特殊设计原理。

当测量来自于传感器的直流信号时，SD_ADC 抽取滤波器的低通滤波器响应具有很大的优势。高频噪声在很大程度上被抽取滤波器削弱了，但是在 OSR 设置为最高值 1024 时，输入的 -3 dB 带宽仍约为 325 Hz，其中将包含交流电源线谐波。如果这些谐波成为问题，则可能需要进行额外滤波（详情请参见下一部分）。

抗混叠滤波器通常用于数字化交流信号的情况。但是，如果测量结果是直流信号（例如温度）呢？仍然需要输入滤波，因为传感器引线可能会携带噪声，如电源 / 参考电压线路或其他来源（例如 PCB 板布局）中的噪声。很难在特定的条款中说明所有情况下所需要的操作，因此在以下示例和应用中将提供一些指导。

当使用 SD_ADC 时，只需要一个单极 RC 滤波器，因为要求将高于 Nyquist 频率的任何信号降低 20 dB 以上。请注意，这与对流水线模数转换器的要求是有很大的区别的，对流水线模数转换器的要求是将 Nyquist 频率处的信号降低 74 dB 以上，否则就会出现混叠。SD_ADC 中的调制器用于排除频率中的噪声频谱，然后由抽取滤波器将其消除。图 5 显示了一个适用于 SD_ADC 的简单 RC 滤波器。

图 5: 简单的 RC 滤波器



该滤波器在 8 kHz 时具有平坦的响应曲线，带宽为 48 kHz，并且在 500 kHz 以上时的频率衰减超过 20 dB。当调制器的采样速率为预期的 4 MHz 时，频率衰减在 2 MHz 以上时超过 32 dB。

对于 12 位的流水线模数转换器，抗混叠滤波器中的极数将取决于应用所需的带宽。P_ADC 的最低采样速率为 1 MHz，这在一定程度上降低了对抗混叠滤波器斜率的要求。表 1 是对 Butterworth 滤波器的简单说明。设计的确切性质将取决于具体的应用。此数据适用于 1 MHz 的采样速率。

表 1: 适用于流水线模数转换器的 BUTTERWORTH 滤波器

极数	输入信号带宽 (混叠前)
1	90 Hz
2	6 kHz
3	24 kHz
4	50 kHz

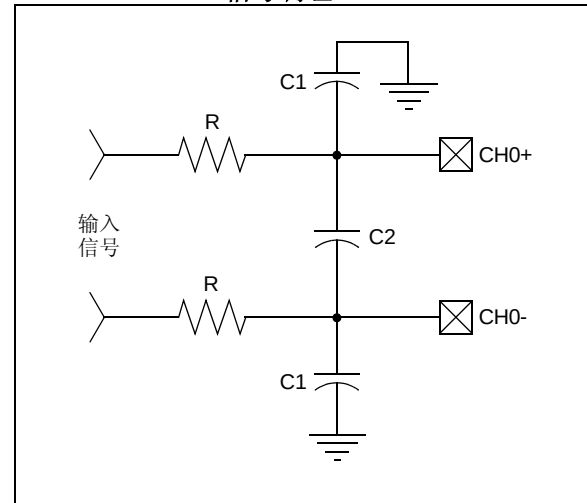
Microchip 应用笔记 AN699 “Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems” (DS00699) 中对抗混叠滤波器及其设计做出了详细说明。

滤波器示例 1: 带有长传感器引线的 PGA 输入引脚

在许多情况下，被测传感器远离包含 PIC24FJ128GC010 的印刷电路板。从传感器至电路板的引线可能会携带来自于交流电源线路的噪声、来自 AM 无线电广播的射频信号以及其他干扰信号。PGA 输入阻抗很高 (>1M)，因此必须注意防止杂散信号在测量过程中造成抖动。

图 6 显示了适用于 SD_ADC 上差分 PGA 输入的典型输入信号调理。

图 6: 适用于差分滤波器噪声的输入信号调理



由于是共模电容，故输入电阻值相等。C1 为差模电容，C2 通常被设置为 C1 的 10 倍，以便更有效地削弱差分噪声，因为 PGA 输入具有很高的噪声共模抑制能力。公式 1 给出了 -3 dB 的滤波器拐角频率：

公式 1:

$$FREQ_{diff} = \frac{1}{4\pi R(C2 + \frac{C1}{2})}$$

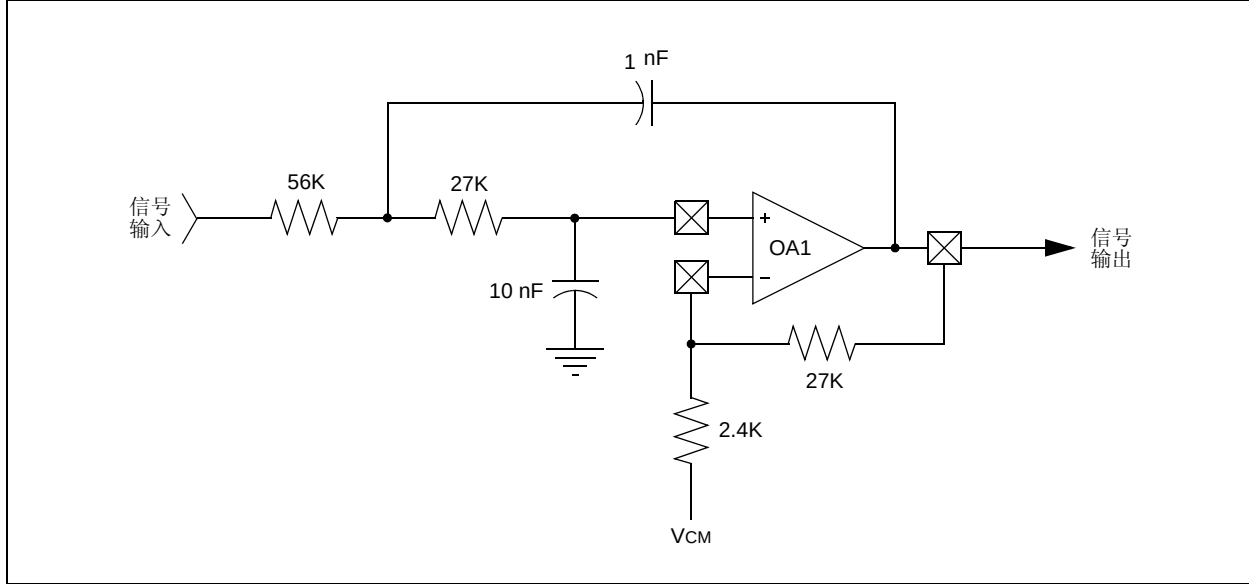
$$FREQ_{cm} = \frac{1}{2\pi RC1}$$

典型的应用是利用皮肤电接触装置测量心率。电阻 R 不仅形成低通噪声滤波器，还提供 ESD 保护并限制流向皮肤的电流。典型应用为：R = 100 kΩ，C1 = 220 pF，C2 = 2.2 nF。其结果是差分拐角频率为 345 Hz，共模拐角频率为 7.2 kHz。

滤波器示例 2：低通滤波器与使用数模转换器的偏压

图 7 显示了一个 2 极 Sallen-Key 1 kHz 低通滤波器，增益为 12，它使用一个内部运算放大器。Microchip 具有一个免费滤波器设计工具（FilterLab® 2.0），该工具支持多种不同类型的滤波器。(3)

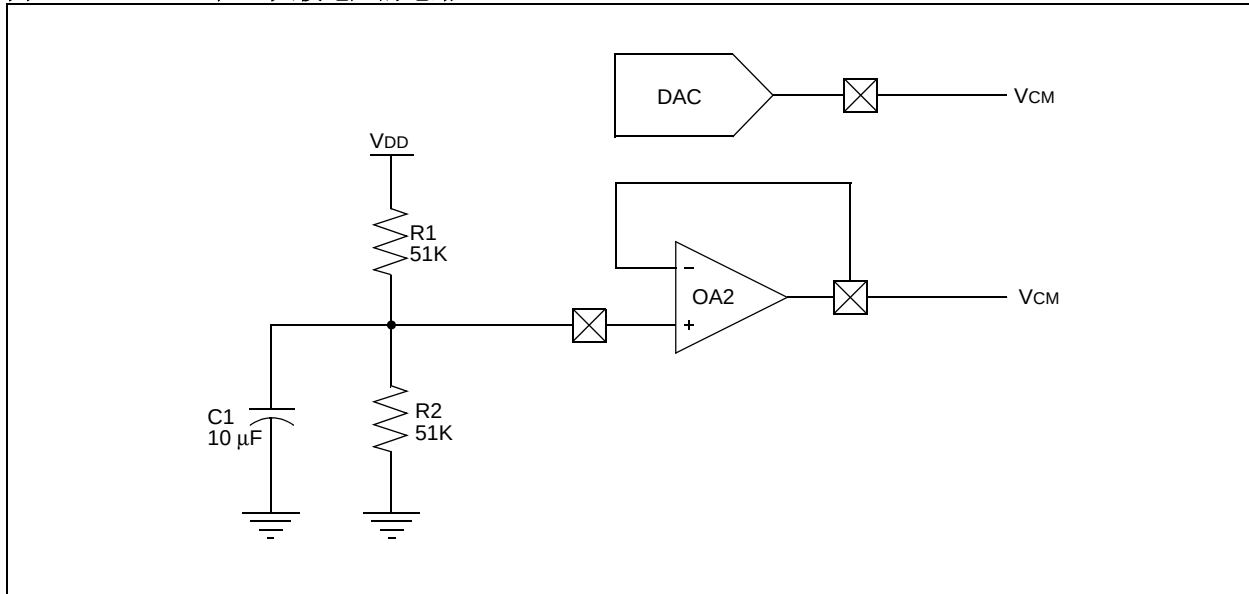
图 7： 2 极 Sallen-Key 1 kHz 低通滤波器



由于这是一个单电源系统，因此需要一个共模电压 V_{CM} 。图 8 中显示了产生共模电压的典型电路。电阻 $R1$ 和 $R2$ 组成一个分压器， $C1$ 是附加滤波电容。运算放大器电压跟随器向其余电路提供一个低阻抗源。在这些示

例中，该电路用一个 PIC24FJ128GC010 数模转换器输出通道代替。由于共模电压通常为 $V_{DD}/2$ ，此电压很容易由数模转换器提供，优势是可以在固件中对其进行调节，同时还能补偿内部滤波器运算放大器中的直流失调。

图 8： 产生共模电压的电路



如果应用中存在 MCU 周期，则可以使用一个特殊的软件算法来消除直流失调。(4)

数据采集系统所需的另一个通用滤波器是交流电力线干扰陷波滤波器。这是医疗设备中存在的一个普遍问题，接在患者身上的长长的仪器导线和高输入阻抗放大器很容易受到来自于电源线路配线和天花板上的荧光灯镇流（将在 2x 线路频率处造成干扰）的交流声影响。图 9 显示了一个阻带衰减大于 50 dB 的无源陷波滤波器。(5)

图 9: 阻带衰减大于 50 dB 的无源陷波滤波器

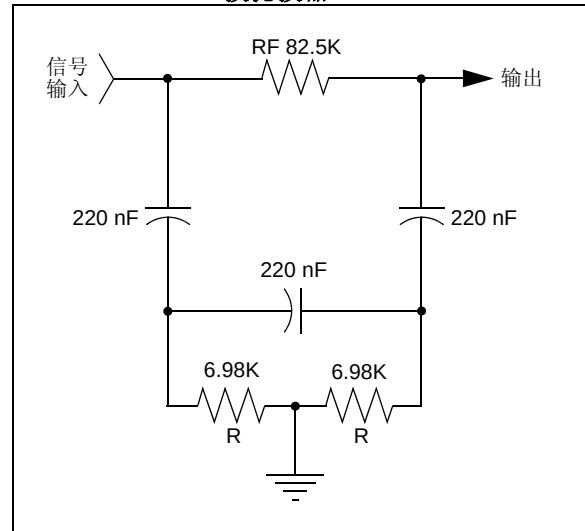
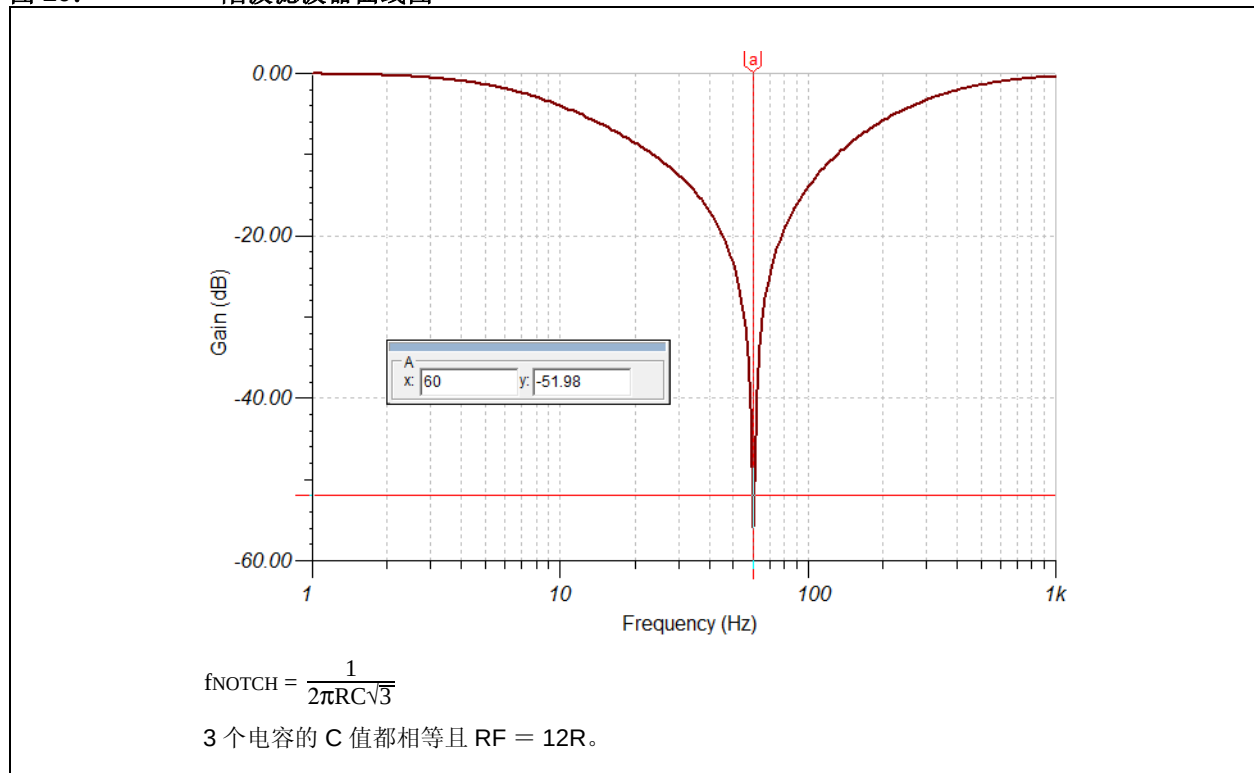


图 10: 陷波滤波器曲线图



一种更有效的梳状滤波器可以通过固件实现，它可以消除基波和一次谐波，这解决了交流线路和照明用镇流器干扰的问题。(6)

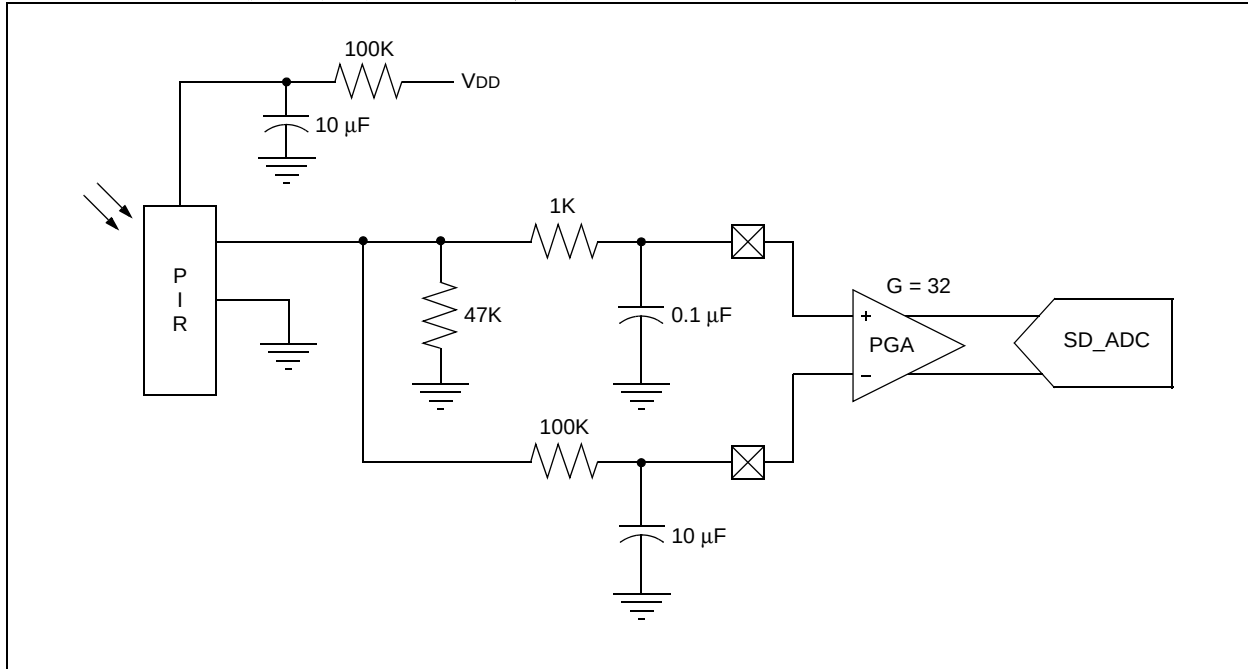
滤波器示例 3：利用 PGA 输入实现自偏压

将外部信号连接到模数转换器需要将得到的信号转化到输入引脚的共模范围内。解决具有较大直流失调的小交流信号是经常遇到的一种问题。常用的交流耦合解决方案未必是最好的解决方案，尤其是当交流信号为低频

($< 5\text{ Hz}$) 时。由于 MCU 可以进行后处理操作，因此可以采用结合了模拟滤波和 MPU 数学程序的“技巧”，获得最终结果。

下面的图 11 为自偏压方案示例。这是一个连接到家庭安保和运动检测中所用的被动式红外（Passive Infra-Red, PIR）接收器的接口。

图 11：与被动式红外（PIR）接收器接口



典型 PIR 模块的输出级是一个 FET 源极跟随器，通过一个 47K 的电阻接地进行偏压。此配置对电源波动 / 噪声非常敏感，因此使用了一个 100Ω/10 µF 的 RC 滤波器。PIR 的输出是一个约 2V 的直流电压和一个与热源变动成比例的小交流信号，范围在 10 mV 内。由于灯光、振动和其他因素，当“背景”热量变化时，直流电压也会随之变化。

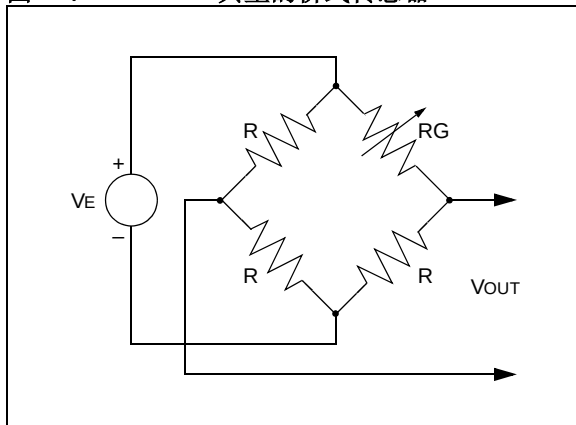
此电路通过 2 个 RC 滤波器工作，正输入端具有一个“短”时间常数滤波器，在负（参考）引脚上有一个非常长（10,000x）的时间常数滤波器。差分放大器从实际运动检测信号中减去背景直流偏压。PGA 的增益被设置为 32。此增益太小，无法使进入 SD_ADC 的信号接近满量程，但是 16 位的分辨率与采样均值结合在一起，已经足以完成运动检测。

工业应用

桥接测量

常用的工业过程控制测量通常包括桥接测量。这是一种具有 4 个电阻的特殊拓扑结构（称为 Wheatstone 电桥），其中的 3 个电阻值是已知的，并且值相同，第 4 个电阻是未知的。第 4 个电阻的值根据所施加的条件而变：气压、压力 / 张力、湿度以及其他许多因素。图 12 中为典型桥式传感器模型。

图 12: 典型的桥式传感器



这些类型的传感器利用精确的比率匹配电阻来生成符合公式 2 的输出电压：

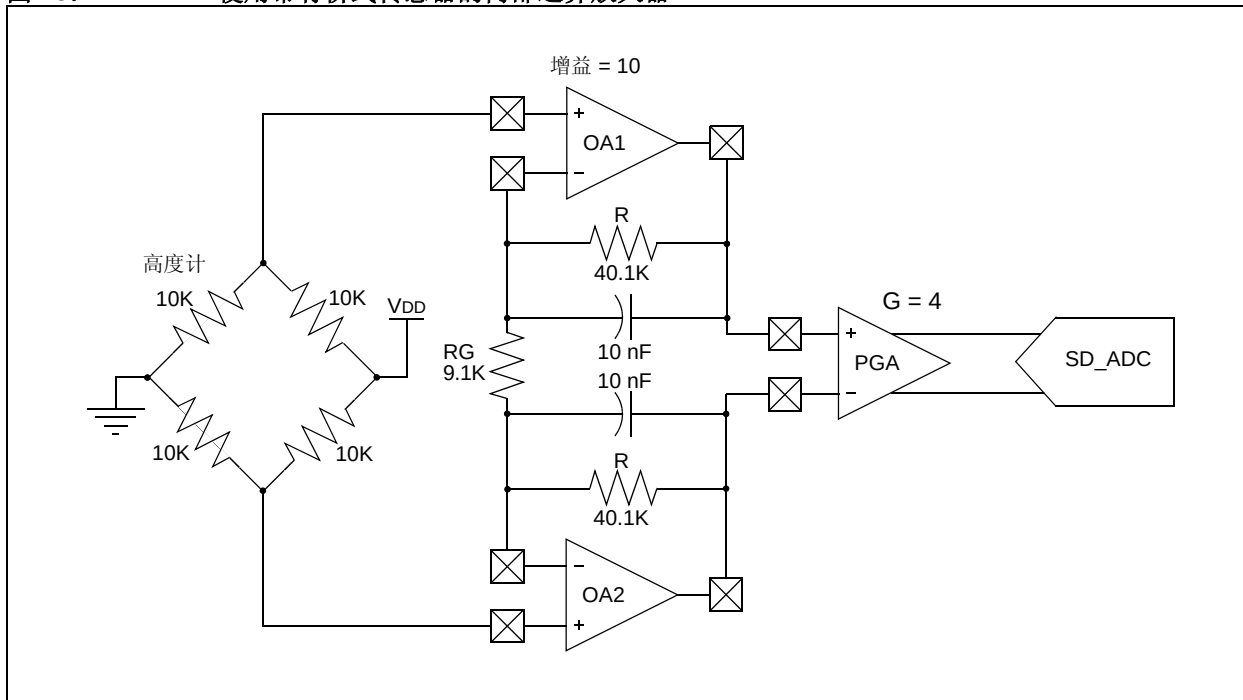
公式 2:

$$V_{OUT} = V_E \left[\left[\frac{R}{R + R_G} \right] - \frac{1}{2} \right]$$

其中 V_E 称为激励电压（可以是交流或直流）， R_G 对于其他电阻 R 来说是变元。电阻 R 的数值通常为 5K 至 20K。对于 R_G 来说，整个传感器范围内的电阻变化是很小的，因此会生成一个很小的差分输出电压：通常指定一个 5-50 mV 满量程变化的值。得到的值需要进行放大，并且直流偏压在模数转换器输入引脚之前被移除。

许多桥式测量只有 5-10 mV 的满量程输出，因此，32 的增益（PIC24FJ128GC010 器件中 PGA 的最大值）不足以产生足够的动态范围来提供必需的读数。两个内部运算放大器可以配置为一个仪表放大器，其增益通过一个单独的电阻设置。通过在反馈电阻两端增加 2 个电容，该放大器还可以作为抗混叠滤波器使用。PGA 的增益可以设置为一个较低的值（在 2x-8x 范围内），减小 SD_ADC 的总输入噪声。由于从桥接传感器处获得的数据趋向于缓慢变化，因此对多个采样值求平均值，即可减小噪声并提高精度。图 13 为使用内部运算放大器的示例。

图 13: 使用带有桥式传感器的内部运算放大器



运算放大器输入滤波器的增益通过以下公式得出：

公式 3：

$$\text{增益} = 1 + \frac{2R}{RG}$$

根据上述已知值，第一级增益约为 9.8，而当 PGA 增益为 4 时，总增益约为 39。可以根据所用传感器的类型调节电阻 R_G ，以提供所需的动态范围。40.1K 的反馈电阻和 10 nF 的电容在 400 Hz 处使放大器衰减。实际增益和滤波器要求将取决于具体应用。图中所示的高度计具有 60 mV、0 至 20,000 英尺的满量程范围，因此至 SD_ADC 的输入电压为 0-2.4V。

如果内部运算放大器的 CMRR 性能不足，Microchip 还提供了一个独立的仪表放大器 MCP6N11。此器件用于“血压袖带”一节中的血压计示例。

关于桥式测量的其他应用信息可以在 Microchip 应用笔记 AN695 “Interfacing Pressure Sensors to Microchip's Analog Peripherals” (DS00695) 中找到。

交流电源线路监控

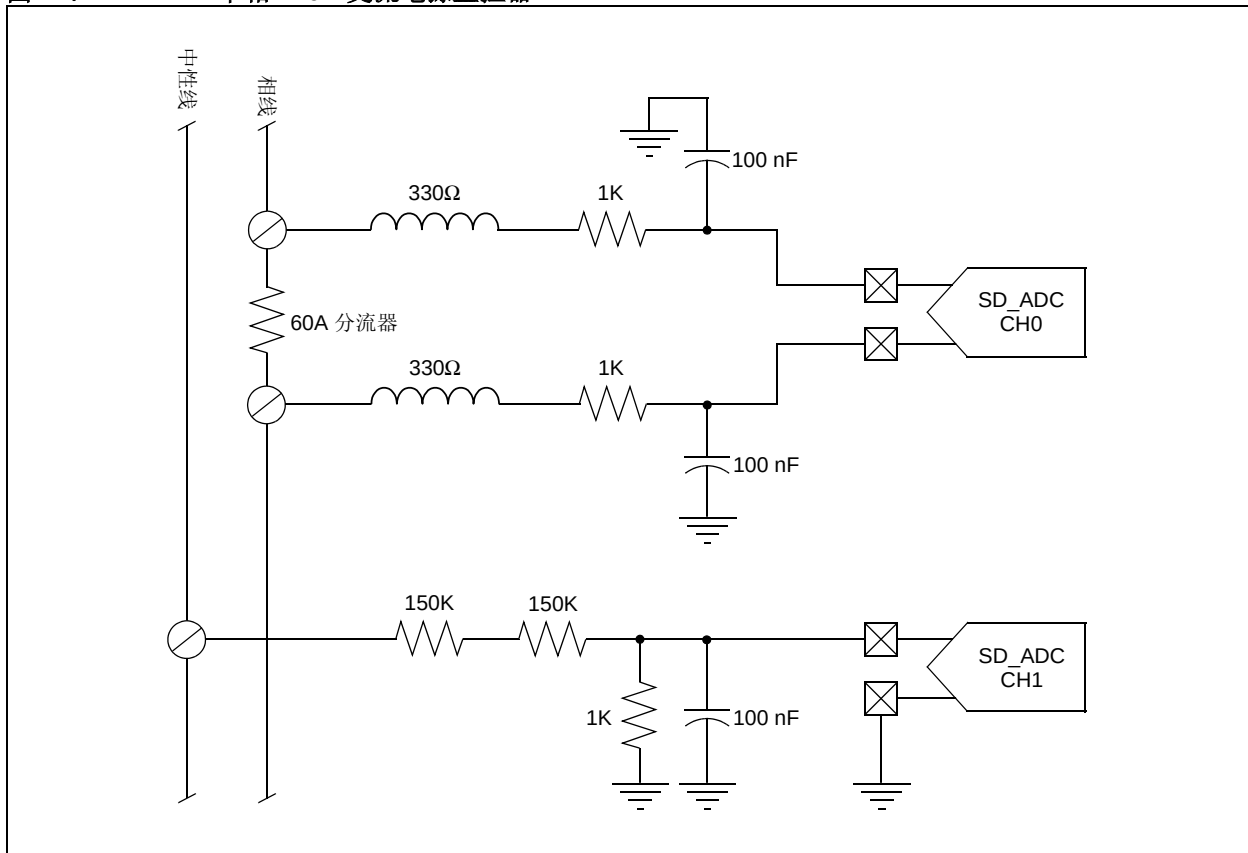
交流电源线路监控被划分为两个部分：盈利和非盈利计量。交流电源供应商对用来向消费者收电费的电能表采用了严格的标准 (IEC62052、IEC62053 和 ANSI C12.20)。这些电能表必须满足 0.2% 或 0.5% 的精度要求，并且必需经过 30 次单独的测试 / 校准，以满足此精度要求。Microchip 提供了适用于精确收费计量的电能表的几种参考设计和应用笔记。下面网站中提供了这些资源：

www.microchip.com/powermonitoring。

下面的例子适用于非盈利交流电源监控器，它可以用于设备测试、故障查找、基本信息或其他用途。实际所需的功率计算在《PIC18F87J72 单向电表参考设计》(DS51931A_CN) 的示例代码和设计指南中给出。

该仪表的测量部分原理图如下面的图 14 所示。

图 14: 单相 120V 交流电源监控器



交流电源监控器的接口很简单。对于电压测量，从中性线处连接一个简单的电阻分压器，与一个抗混叠滤波器结合使用。⁽¹⁰⁾ 注意，这里使用了 SD_ADC 的差分输入，因为信号是交流的，并将导致结果的符号位发生变化。交流电流测量使用一个低电阻、大功率、柜式安装的分流器。在设置 PGA 放大器增益以最大化动态范围时，可以直接测量压降。此设置将取决于所使用的具体分流器。

5 个周期的流水线延迟（由于在电压和电流测量之间切换 SD_ADC 通道多路复用器而导致）意味着不能针对收费目的直接计算瞬时交流功率。流水线延迟在 5 个数据速率周期内是固定的，因此数据速率越快，“相位误差”就越小。表 2 中显示了误差与 OSR 的关系。注意，在不使用数据平均值或其它滤波算法的情况下，OSR 越小，转换器的精度就越低。

表 2: OSR 函数

OSR 值	相位误差
1024	30.7%
512	15.4%
256	7.7%
128	3.8%
64	1.9%
32	1.0%
16	0.5%

较小的 OSR 设定值将导致抽取滤波器的带宽增加，这可能会增加最终测量结果中的噪声。由于最终计算可以以低速率执行（在此应用中，显示更新速率通常为 1 Hz），因此可以对数百个采样值进行过滤 / 平均，以便更加精确地计算负载所使用的功率。

对于更加精确的计量或盈利级计量，可以使用 12 位的流水线模数转换器进行电压测量，由 SD_ADC 中断标志触发。SD_ADC 用于电流测量。应用软件必须精确补偿 12 位模数转换器测量结果和 SD_ADC 抽取滤波器中的固有延迟之间的延时。这就要求把测量结果放入 RAM 缓冲区，并将计算结果与 MCU 的周期延迟对齐，并使计算结果与电压和电流的正确采样值一致。

关于带有特别为盈利功率计设计的相位延迟补偿的双通道 SD_ADC，请参见 Microchip 的 MCP3901。此器件的信息请参见以下网页：www.microchip.com/mcp3901。

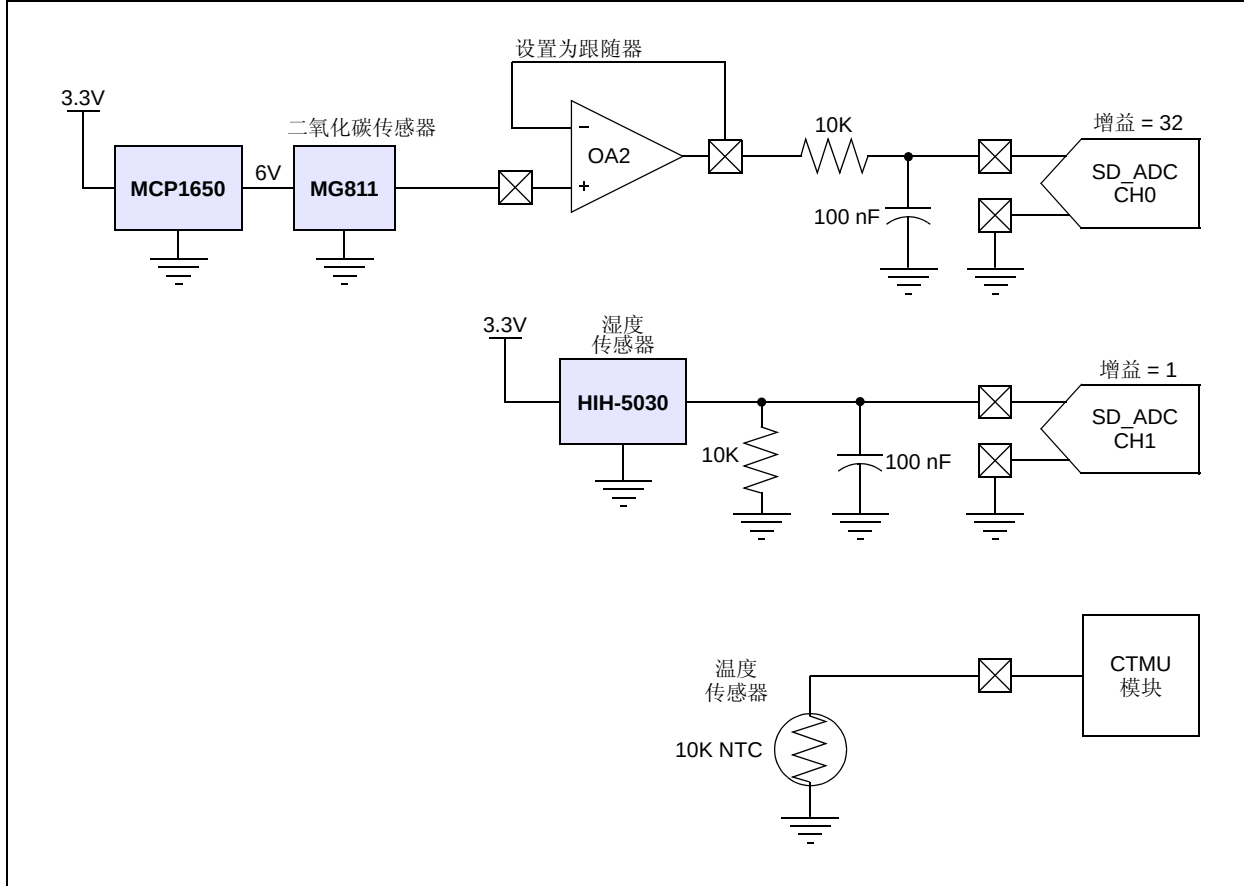
消费类 / 家用电器应用

全舒适型恒温器

现代化的恒温器对过去的温度控制（通过旋转式刻度盘进行温度控制）进行了改进量。它们可以是完整的微型气象站，记录着温度、湿度、二氧化碳浓度和大气压力。

数据可以通过Wi-Fi®或Bluetooth®用无线方式发送到您的手机或计算机。它们可以执行运动检测，以记录您是在家还是外出了，还能执行其他任务。以下示例显示了将三个这样的传感器连接到PIC24FJ128GC010上的方法。示例如下面的图 15 所示。

图 15: 连接到 PIC24FJ128GC010 的舒适型恒温器



研究表明，与 350 ppm 的“室外清洁”浓度基线相比，当二氧化碳浓度超过 ~1200 ppm 时，人们将空气质量报告为“不新鲜”或“不流畅”。⁽⁷⁾ 此例中使用一个专门的传感器来记录二氧化碳水平。传感器需要一个 6V、200 mA 的电源。该电源由升压稳压器 MCP1650 通过系统 3.3V 电源获得。⁽⁸⁾ 传感器的输出级需要很高的输入阻抗，可由内部 CMOS 运算放大器提供此阻抗。通过将 SFR 寄存器 AMP1CON 中的 NINSEL<2:0> 位设置为 110，将运算放大器配置为一个电压跟随器。

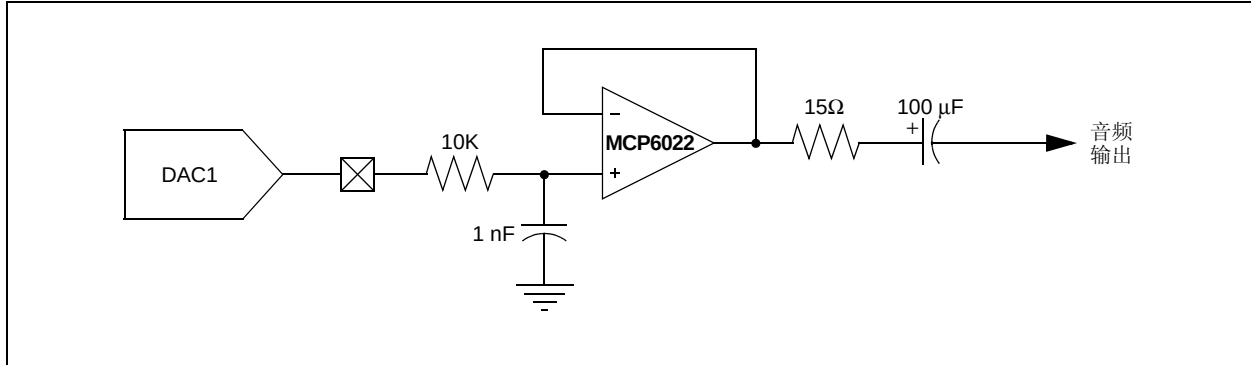
恒温器通过 NTC 热敏电阻利用 PIC24FJ128GC010⁽⁹⁾ 的 CTMU 电路测量温度，通过一个连接到 SD_ADC 的直流比例传感器测量相对湿度。PIC24FJ128GC010 收集的数据可以显示在本地 LCD 上，可以通过 USB 传输，或通过无线适配器模块（例如使用 SPI 端口的 MRF24WG0MA）发送出去。

采用数模转换器输出的音频

两个数模转换器通道可用于生成各种音频，从使用 ADPCM 的语音播放到音频警告 / 警告音。利用适当的

缓冲放大器，它们可以驱动标准的 16Ω 耳塞耳机。图 16 给出了利用数模转换器通道驱动小扬声器或耳机的简单方法。

图 16: 利用两个数模转换器通道驱动耳机



由数模转换器生成的音频音调经过低通滤波，发送到 MCP6022 缓冲放大器。该运算放大器具有一个高电流输出级，可以驱动 $\pm 20\text{ mA}$ 的电流。这足以在标准耳塞中产生足够大音量。串联的 15Ω 电阻限制了传送的音量，并不是所有应用都需要此电阻。交流音频将具有一个直流偏压，该偏压通过一个 $100\text{ }\mu\text{F}$ 的电容器消除。

图示的低通滤波器的截止频率约为 16 kHz 。对于语音输出，应将它降低到 4 kHz 左右。当驱动家用电器中的扬声器发出警告声时，可以根据所需的音量将电阻值从 15Ω 降至 3Ω 左右。

医疗应用

本节将描述适用于 PIC24FJ128GC010 的两种不同的医疗应用：血压袖带和血糖测量装置。器件的 LCD、USB 和 XLP 特性，加上通过 16 位 SD_ADC 实现的精确测量，使许多小型手持式设计得以实现。

注： 这些示例只是基本的指导，最终的应用可能还需获得机构批准。这些示例只是作为演示，其目的不是用于医学诊断。

血压袖带

现代化的血压测量装置用数字读数代替了玻璃管方法中的旧式汞柱。血压读数仍然以 mmHg（毫米汞柱）给出，范围为 0-250 mmHg。当袖带压力变化时，可用的压力传感器利用一个电阻桥拓扑结构输出一个小的（大约为 25 mV，满量程）直流信号。传感器被规定为以 psi（磅每平方英寸）或 kPa（千帕斯卡）为单位，因此需要将其转换为 mmHg。转换系数如下：

$$1 \text{ kPa} = 7.5 \text{ mmHg}$$

$$1 \text{ psi} = 51.7 \text{ mmHg}$$

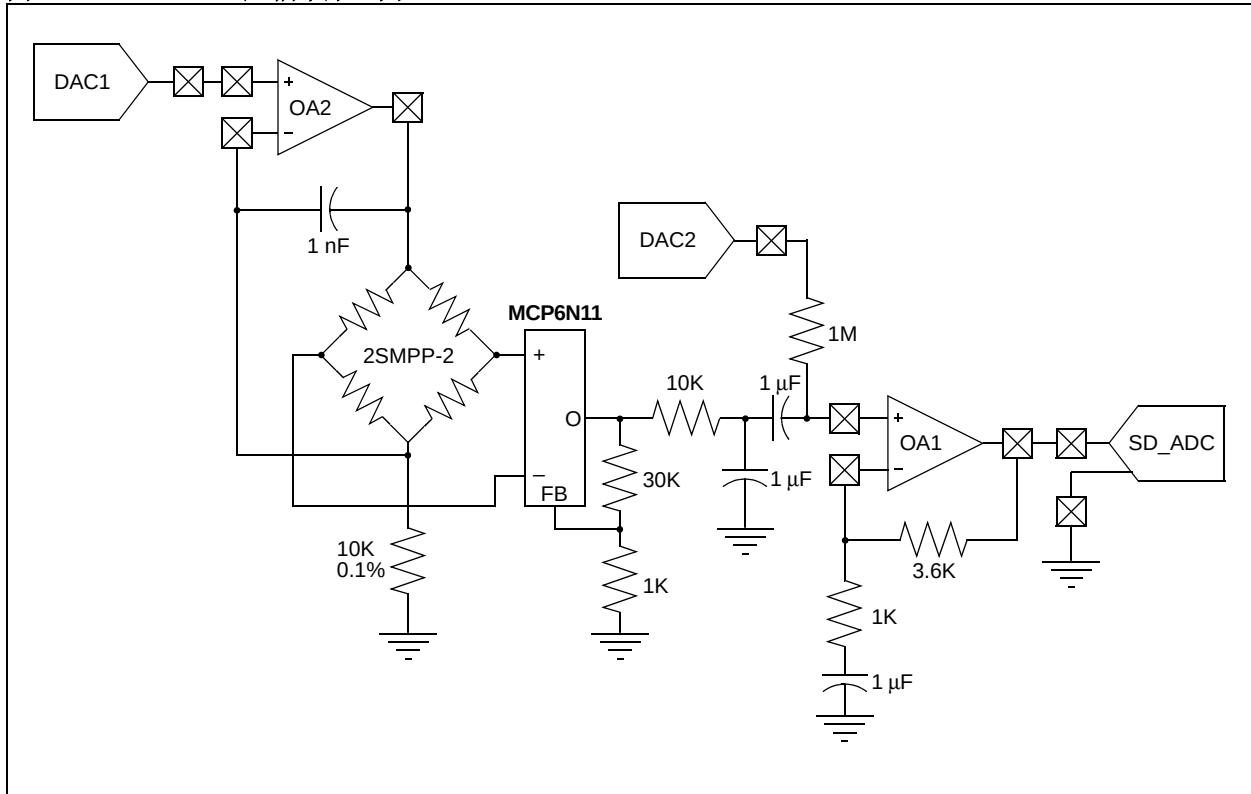
压力传感器本身并不位于臂式袖带内；它位于印刷电路板上，通过管道系统连接到袖带和充气泵。直流充气泵给袖带充气以达到预设压力，一个电磁阀在几秒钟的周期内以线性方式释放压力。对压力变化进行检测，并由 PIC24FJ128GC010 执行一种称为 MWI（充气时测量）的运算，以便计算脉搏率、心脏收缩和舒张压力。数据显示在一个液晶屏上，并可以储存在闪存中，还可以通过 USB 下载到健康监控程序中。详细信息请参见 Microchip 应用笔记 AN1556《采用 Microchip PIC24F 单片机和模拟器件的血压计设计》（DS00001556A_CN）。

血压袖带示例原理图如图 17 所示。压力传感器（欧姆龙 2SMPP-02）的额定值为 0-37 kPa，看起来像是一个奇数比例因子，而大多数传感器的量程都规定为偶数，例如 0-50 kPa。这种特殊传感器是专门为血压袖带制造的，因为未经校准的输出非常接近于 $1 \text{ mV} = 10 \text{ mmHg}$ 。满量程范围为 0-310 mmHg，此范围中包含了所有可能的读数。压力传感器设计为用一个 100 μA 的电流源驱动，该电流源由数模转换器通道和一个内部运算放大器提供。数模转换器将约 1V 的电压输入到电路中，以便生成所需的 100 μA 电流。

100 μA 恒定电流生成的电压很小，以致 PGA/SD_ADC 无法读取。因此，需使用一个固定增益为 31 的外部仪表放大器 MCP6N11。通过一个高通滤波器以及 PIC24FJ128GC010 中增益为 4.6 的第二个运算放大器对此信号进行交流耦合并放大。组合增益约为 143，当压力为 200 mmHg 时，它向 SD_ADC 提供 2.85V 电压。第二个数模转换器通道用于提供直流偏压，以便使输入信号处于 PGA（其增益被设置为 1，以便使总噪声电压保持在较低水平）的共模范围内。

计算完成后，可以通过 USB 模块将数据发送到液晶显示屏，还可以利用 Microchip 无线模块通过无线方式进行发送。通过 PIC24FJ128GC010 中的 RTCC，可以很容易地对读数标记时间 / 日期，以便按照时间顺序记录血压读数。

图 17: 血压袖带原理图



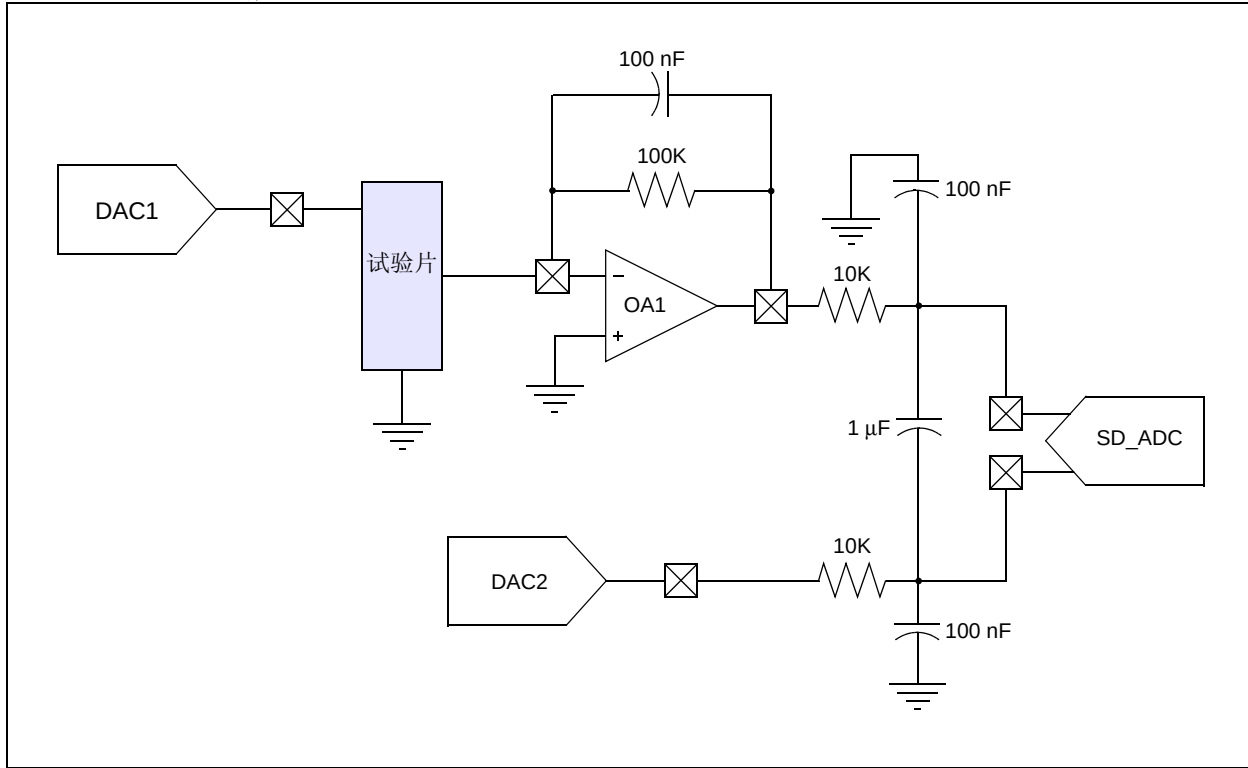
血糖测量

血糖仪是糖尿病患者日常使用的家用血糖监测装置的关键部件。该技术采用特殊的“试验片”，试验片上添加了特定化学品，以便在被电流激励时与葡萄糖发生化学反应。反应导致电子向一个感测电极移动，血糖仪在一段时间内读取这种移动，从而计算出血糖浓度，单位为毫克每分升（mg/dl）或毫摩尔每升（mmol/L）。详细

的实现示例，请参见应用笔记 AN1560 “*Glucose Meter Reference Design*”（DS00001560）。

可用的试验片有多种类型，它们都有自己特有的匹配连接器和接口要求。本例中是一种常见的“3端”试验片，带有地线、输入驱动信号和输出电流引线。具体实现方式将以实际选择的试验片为基础。请参见下面的图 18。

图 18: 血糖测量



化学反应的激活电流通过 DAC1 设置。产生的电流被 OA1 转换为电压并通过一个 2 极 16 Hz 的噪声滤波器送到 SD_ADC。DAC2 调整所有直流失调，以降低共模噪声。注意，SD_ADC 输入引脚具有相同的阻抗，将使噪

声保持在最小值。为了获得最窄的带宽，软件将 OSR 设置为 1024。由于反应需要几秒钟的时间，SD_ADC 可以对多个读数求平均值，以实现精确计算。读数利用线性回归法获得最终的血糖读数。

拓展读物

1. J. Vanderkooy 和 S.P.Lipshitz “*Resolution Below the Least Significant Bit in Digital Systems with Dither*” 。听觉工程学协会会刊, 第 32 卷, 第 106-113 页。
2. R. Lyons 和 R. Yates, “*Reducing ADC Quantization Noise*” 。微波和射频杂志, 2005 年 6 月。
3. “*FilterLab® 2.0 User's Guide*” (DS51419) 。Microchip Technology Inc., 2003 年。
4. R. Bristow-Johnson, “*Fixed-Point DC Blocking Filter with Noise Shaping*” 。www.dspguru.com
5. P. Horowitz 和 W. Hill, “*The Art of Electronics*” 。剑桥大学出版社, 第 281 页, 1989 年。
6. M. Ferdjallah、R. E. Barr. “*Adaptive Digital Notch Filter Design on the Unit Circle for the Removal of Power-line Noise from Biomedical Signals*” 。IEEE 生物医学工程汇刊, 第 41 卷, 第 6 版。
7. M. Apte、W. Fisk 和 J. Daisey, “*Associations Between Indoor CO₂ Contrations and Sick Building Syndrome Symptoms in U.S. Office Buildings*” 。国际室内空气质量与气候学术会议, 第 10 卷, 第 246-257 页, 2000 年。
8. 《MCP1650/51/52/53 750 kHz 升压控制器》(DS21876A_CN) 。Microchip Technology Inc.。2013 年。
9. P. Yedamale 和 J. Bartling, AN1375 《CTMU 的用途》(DS01375A_CN) 。Microchip Technology Inc.。第 7 页, 2011 年。
10. B. Baker, AN699, “*Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems*” (DS00699) 。Microchip Technology Inc.。1999 年。
11. Rodger Richey, AN643, “*Adaptive Differential Pulse Code Modulation Using PIC® Microcontrollers*” (DS00643) 。Microchip Technology Inc.。2007 年。

注:

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、dsPIC、FlashFlex、flexPWR、JukeBlox、KEELOQ、KEELOQ 徽标、Kleer、LANCheck、MediaLB、MOST、MOST 徽标、MPLAB、OptoLyzer、PIC、PICSTART、PIC³² 徽标、RightTouch、SpyNIC、SST、SST 徽标、SuperFlash 及 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

The Embedded Control Solutions Company 和 mTouch 为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、BodyCom、chipKIT、chipKIT 徽标、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、ECAN、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Inter-Chip Connectivity、KleerNet、KleerNet 徽标、MiWi、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、RightTouch 徽标、REAL ICE、SQI、Serial Quad I/O、Total Endurance、TSHARC、USBCheck、VariSense、ViewSpan、WiperLock、Wireless DNA 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

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

Silicon Storage Technology 为 Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. & KG 在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2014, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-63276-421-8

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949 ==

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2009 认证。Microchip 的 PIC® MCU 与 dsPIC® DSC、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严格遵守公司的质量体系流程。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://www.microchip.com/
support](http://www.microchip.com/support)

网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

奥斯汀 Austin, TX
Tel: 1-512-257-3370

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

克里夫兰 Cleveland
Independence, OH
Tel: 1-216-447-0464
Fax: 1-216-447-0643

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

底特律 Detroit
Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

休斯敦 Houston, TX
Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯 Indianapolis
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453

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

纽约 New York, NY
Tel: 1-631-435-6000

圣何塞 San Jose, CA
Tel: 1-408-735-9110

加拿大多伦多 Toronto
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
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京
Tel: 86-10-8569-7000
Fax: 86-10-8528-2104

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

中国 - 重庆
Tel: 86-23-8980-9588
Fax: 86-23-8980-9500

中国 - 杭州
Tel: 86-571-8792-8115
Fax: 86-571-8792-8116

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

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: 86-755-8864-2200
Fax: 86-755-8203-1760

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

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

亚太地区

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-213-7830

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2508-8600
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-5778-366
Fax: 886-3-5770-955

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

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4123

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

印度 India - Pune
Tel: 91-20-3019-1500

日本 Japan - Osaka
Tel: 81-6-6152-7160
Fax: 81-6-6152-9310

日本 Japan - Tokyo
Tel: 81-3-6880-3770
Fax: 81-3-6880-3771

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

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

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

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: 43-7242-2244-39
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 - Dusseldorf
Tel: 49-2129-3766400

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

德国 Germany - Pforzheim
Tel: 49-7231-424750

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

意大利 Italy - Venice
Tel: 39-049-7625286

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

波兰 Poland - Warsaw
Tel: 48-22-3325737

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

瑞典 Sweden - Stockholm
Tel: 46-8-5090-4654

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820