

揭开 Σ - Δ ADC的神秘面纱

作者: Maxim公司 Franco Contadini 徐继红 编译

摘要: 主要介绍 Σ - Δ ADC的工作原理及其典型应用。原理包括过采样和滤波, 应用涉及热电偶测量及冷端补偿。

关键词: Σ - Δ ADC 过采样 热电偶 4~20mA

越来越多的应用, 例如过程控制、称重等, 都需要高分辨率、高集成度和低价格的ADC。新型 Σ - Δ 转换技术恰好可以满足这些要求。然而, 很多设计者对于这种转换技术并不十分了解, 因而更愿意选用传统的逐次比较ADC。 Σ - Δ 转换器中的模拟部分非常简单(类似于一个1bit ADC), 而数字部分要复杂得多, 按照功能可划分为数字滤波和抽取单元。由于更接近于一个数字器件, Σ - Δ ADC的制造成本非常低廉。

一、 Σ - Δ ADC工作原理

要理解 Σ - Δ ADC的工作原理, 首先应对以下概念有所了解: 过采样、噪声成形、数字滤波和抽取。

1. 过采样

首先, 考虑一个传统ADC的频域传输特性。输入一个正弦信号, 然后以频率 f_s 采样—按照Nyquist定理, 采样频率至少两倍于输入信号。从FFT分析结果可以看到, 一个单音和一系列频率分布于DC到 $f_s/2$ 间的随机噪声。这就是所谓的量化噪声, 主要是由于有限的ADC分辨率而造成的。单音信号的幅度和所有频率噪声的RMS幅度之和的比值就是信号噪声比(SNR)。对于一个Nbit ADC, SNR可由公式: $SNR=6.02N+1.76$ dB得到。为了改善SNR和更为精确地再现输入信号, 对于传统ADC来讲, 必须增加位数。

如果将采样频率提高一个过采样系数 k , 即采样频率为 kf_s , 再来讨论同样的问题。FFT分析显示噪声基线降低了, SNR值未变, 但噪声能量分散到一个更宽的频率范围。 Σ - Δ 转换器正是利用了这一原理, 具体方法是紧接着1bit ADC之后进行数字滤波。大部分噪声被数字滤波器滤掉, 这样, RMS噪声就降低了, 从而一个低分辨率ADC, Σ - Δ 转换器也可获得宽动态范围。

那么, 简单的过采样和滤波是如何改善SNR的呢? 一个1bit ADC的SNR为7.78dB ($6.02+1.76$), 每4倍过采样将使SNR增加6dB, SNR每增加6dB等效于分辨率增加1bit。这样, 采用1bit ADC进行64倍过采样就能获得4bit分辨率; 而要获得16bit分辨率就必须进行415倍过采样, 这是不切实际的。 Σ - Δ 转换器采用噪声成形技术消除了这种局限, 每4倍过采样系数可增加高于6dB的信噪比。

2. 噪声成形

通过图1所示的一阶 Σ - Δ 调制器的工作原理, 可以理解噪声成形的工作机制。

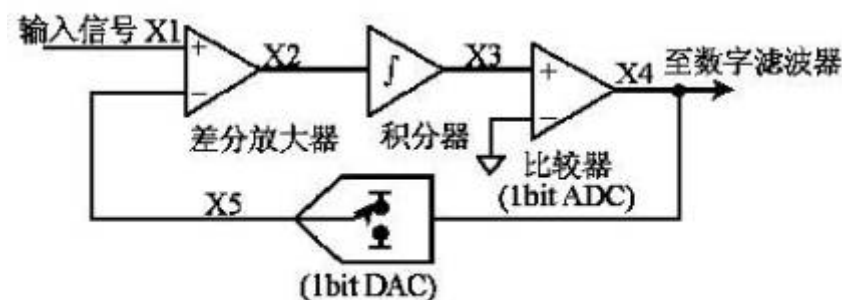


图1 Σ - Δ 调制器

Σ - Δ 调制器包含1个差分放大器、1个积分器、1个比较器以及1个由1bit DAC (1个简单的开关, 可以将差分放大器的反相输入接到正或负参考电压) 构成的反馈环。反馈DAC的作用是使积分器的平均输出电压接近于比较器的参考电平。调制器输出中“1”的密度将正比于输入信号, 如果输入电压上升, 比较器必须产生更多数量的“1”, 反之亦然。积分器用来对误差电压求和, 对于输入信号表现为一个低通滤波器, 而对于量化噪声则表现为高通滤波。这样, 大部分量化噪声就被推向更高的频段。和前面的简单过采样相比, 总的噪声功率没有改变, 但噪声的分布发生了变化。

现在, 如果对噪声成形后的 Σ - Δ 调制器输出进行数字滤波, 将有可能移走比简单过采样中更多的噪声。这种调制器(一阶)在每两倍的过采样率下可提供9dB的SNR改善。

在 Σ - Δ 调制器中采用更多的积分与求和环节, 可以提供更高阶数的量化噪声成形。例如, 一个二阶 Σ - Δ 调制器在每两倍的过采样率下可改善SNR 15dB。图2显示了 Σ - Δ 调制器的阶数、过采样率和能

够获得的SNR三者之间的关系。

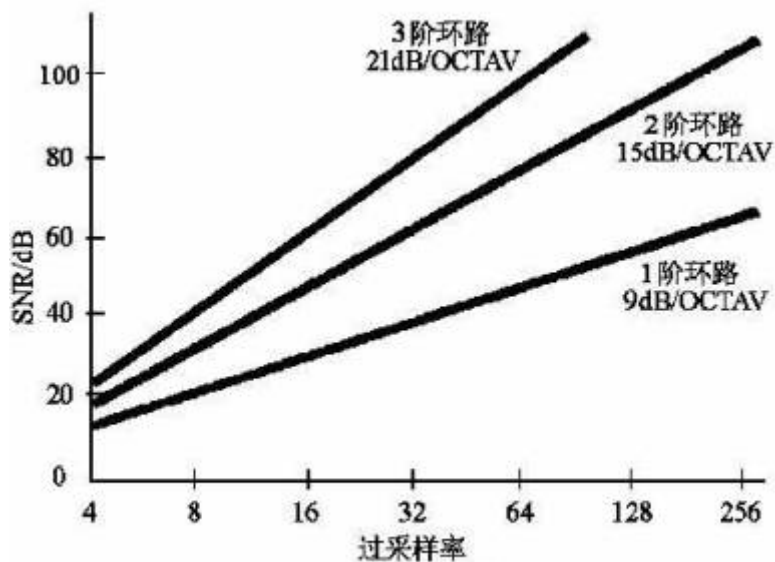


图2 SNR与过采样率的关系

3. 数字滤波和抽取

Σ - Δ 调制器以采样速率输出1bit数据流，频率可高达MHz量级。数字滤波和抽取的目的是从该数据流中提取出有用的信息，并将数据速率降低到可用的水平。

Σ - Δ ADC中的数字滤波器对1bit数据流求平均，移去带外量化噪声并改善ADC的分辨率。数字滤波器决定了信号带宽、建立时间和阻带抑制。

Σ - Δ 转换器中广泛采用的滤波器拓扑是SINC3，一种具有低通特性的滤波器。这种滤波器的一个主要优点是具有陷波特性和，可以将陷波点设在和电力线相同的频率，抑制其干扰。陷波点直接相关于输出数据速率（转换时间的倒数）。SINC3滤波器的建立时间三倍于转换时间。例如，陷波点设在60Hz时（60Hz数据速率），建立时间为 $3/60\text{Hz}=50\text{ms}$ 。有些应用要求更快的建立时间，而对分辨率的要求较低。对于这些应用，新型ADC诸如MAX1400系列允许用户选择滤波器类型SINC1或SINC3。SINC1滤波器的建立时间只有一个数据周期，对于前面的举例则为 $1/60\text{Hz}=16.7\text{ms}$ 。由于带宽被输出数字滤波器降低，输出数据速率可低于原始采样速率，但仍满足Nyquist定律。这可通过保留某些采样而丢弃其余采样来实现，这个过程就是所谓的按M因子“抽取”。M因子为抽取比例，可以是任何整数值。在选择抽取因子时应该使输出数据速率高于两倍的信号带宽。这样，如果以 f_s 的频率对输入信号采样，滤波后的输出数据速率可降低至 f_s/M ，而不会丢失任何信息。

二、MAXIM的新型 Σ - Δ ADC

新型高集成度 Σ - Δ ADC正在得到越来越广泛的应用，这种ADC只需极少外接元件就可直接处理微弱信号。MAX1402便是这种新一代ADC的一个范例，大多数信号处理功能已被集成于芯片内部，可视为一个片上系统，如图3所示。该器件在480sps工作速率下可提供16bit精度，4800sps时精度达12bit，工作模式下仅消耗250 μA 的电流，掉电模式仅消耗2 μA 。信号通道包含一个灵活的输入多路复用器，可被设置为3路全差分信号或5路伪差分信号、2个斩波放大器，1个可编程PGA（增益从1~128）、1个用于消除系统偏移的粗调DAC和1个二阶 Σ - Δ 调制器。调制器产生的1bit数据流被送往一个集成的数字滤波器进行精处理（配置为SINC1或SINC3）。转换结果可通过SPITM/QSPITM兼容的三线串行接口读取。另外，该芯片还包含有2个全差分输入通道，用于系统校准（失调和增益）；2个匹配的200 μA 电流源，用于传感器激励（例如可用于3线/4线RTD）；2个“泵出”电流，用于检测选定传感器的完整性。通过串行接口访问器件内部的8个片内寄存器，可对器件的工作模式进行编程。输入通道可以在外部命令的控制下进行采样或者连续采样，通过SCAN控制位设定，转换结果中附加有3bit“通道标识”位，用来确定输入通道。

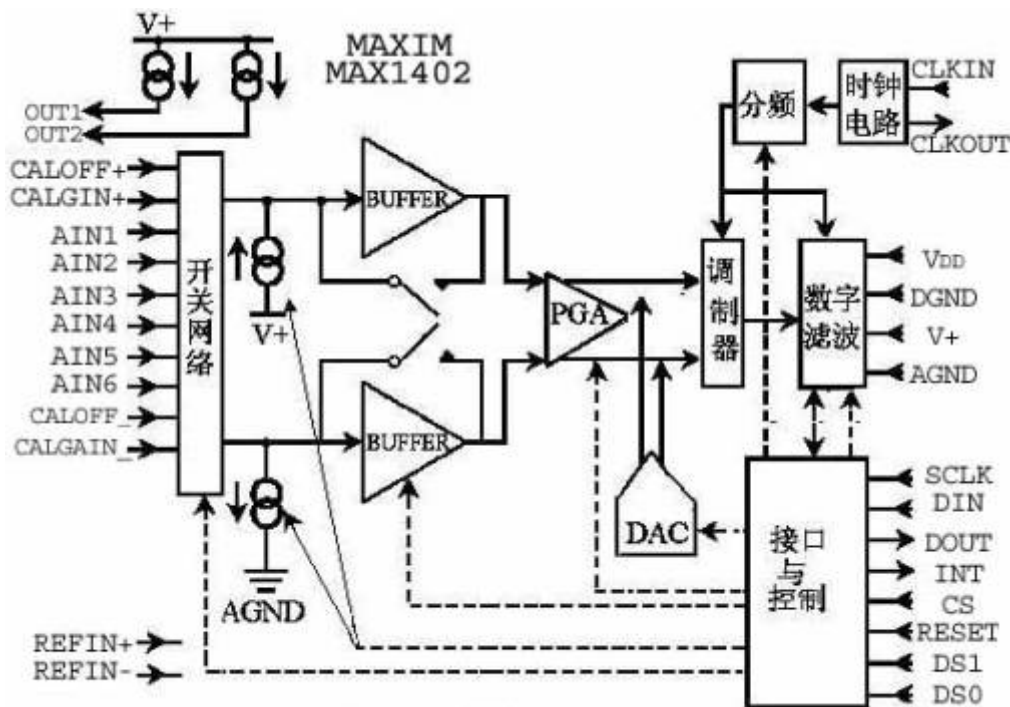


图3 MAX1402原理框图

两个附加的校准通道CALOFF和CALGAIN可用来校准测量系统。此时可将CALOFF输入连接到地，将CALGAIN输入连接到参考电压。对上述通道的测量结果求取平均后可用来对测量结果进行校准。

三、Σ-ΔADC的应用

1. 热电偶测量及冷端补偿

如图4所示，在本应用中，MAX1402工作在缓冲方式，以便允许在前端采用比较大的去耦电容（用来消除热电偶引线拾取的噪声）。为适应输入缓冲器的共模范围，采用参考电压对AIN2输入加以偏置。在使用热电偶测温时，要获得精确的测量结果，必须进行冷端补偿。热电偶输出电压可表示为

$$V = \alpha(t_1 - t_{ref})$$

其中 α 是与热电偶材料有关的Seebeck常数， t_1 是待测温度， t_{ref} 是接线盒处的温度。为了对 t_{ref} 造成的误差进行补偿，可以在热电偶输出端采用二极管补偿；也可以测出接线盒处的温度，然后用软件进行补偿。在本例中，差分输入通道AIN3、AIN4被用来测量P-N结的温度（用内部200 μ A电流源加以偏置）。

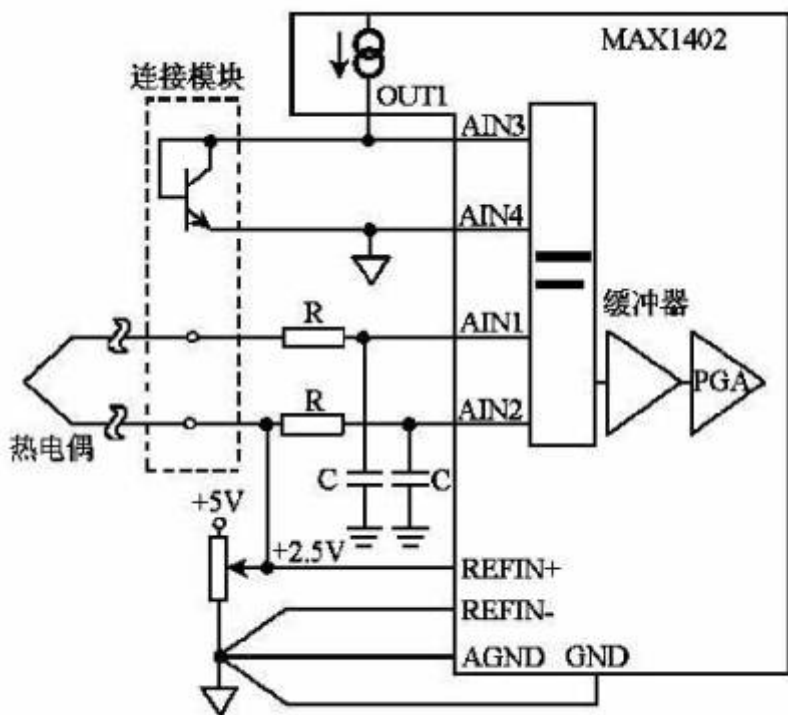


图4 热电偶测量及冷端补偿

2. 3线和4线RTD测量

铂电阻温度传感器 (RTD) 被许多需要测量温度的应用所优选, 因为它们具有优异的精度和互换性。一个在0°C时具有100Ω电阻的RTD, 到+266°C时电阻会达到200Ω, 灵敏度非常低, 约为 $\Delta R/\Delta t=100\Omega/266^\circ\text{C}$ 。200μA的激励电流在0°C时可产生20mV输出, +266°C时输出40mV。MAX1402可直接处理这种低电平的信号。

根据不同应用, 引线电阻对于测量精度会产生不同程度的影响。一般来讲, 如果RTD靠近转换器, 采用最简单的两线结构即可; 而当RTD比较远时, 引线电阻会叠加入RTD阻抗, 并给测量结果引入显著误差。这种情况通常采用3线或4线RTD配置, 如图5所示。

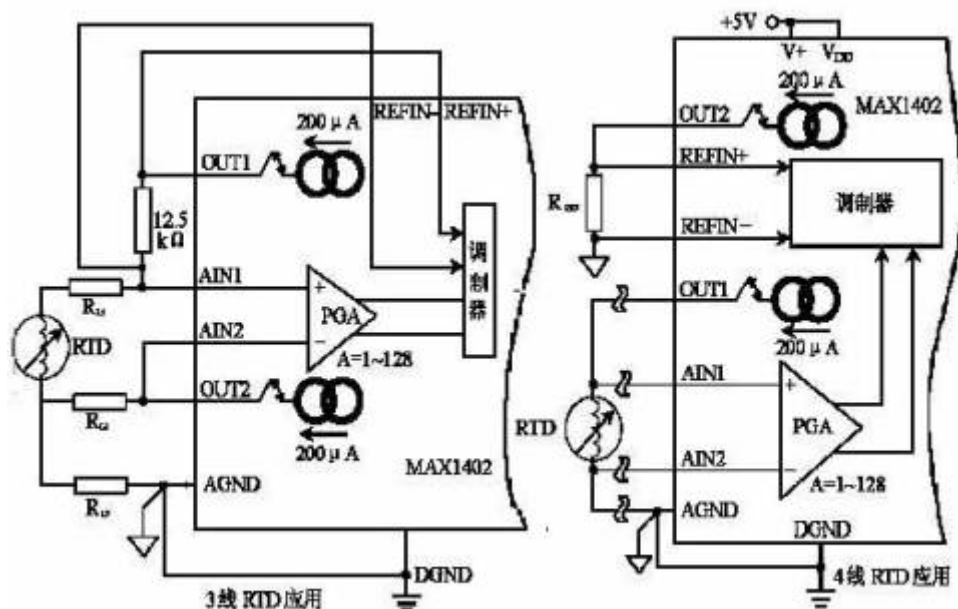


图5 3线和4线RTD测量

MAX1402内部两个匹配的200μA电流源可用来补偿3线或4线RTD配置中引线电阻造成的误差。在3线配置中, 两个匹配的200μA电流源分别流过RL1和RL2, 这样, AIN1和AIN2端的差分电压将不受引线电阻的影响。这种补偿方法成立的前提是两条引线材质相同, 并具有相同的长度, 还要求两个电流源的温度系数精确匹配 (MAX1402为 $5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$)。4线配置中引线电阻将不会引入任何误差, 因为在连接到AIN1和AIN2的测量引线中基本上没有电流流过。在此配置中, 电流源OUT1被用来激励RTD传感器, 电流源OUT2被用来产生参考电压。在这种比例型配置中, RTD的温漂误差 (由RTD激励电流的温漂引起) 被参考电压的漂移补偿。

3. 智能4~20mA变送器

老式的4~20mA变送器采用一个现场安装的敏感元件感测一些物理信息，例如压力或温度等，然后产生一个正比于待测物理量的电流，电流的变化范围标准化为4~20mA。电流环具有很多优点：测量信号对于噪声不敏感；可以方便地进行远端供电。第二代4~20mA变送器在远端进行一些信号处理，通常采用微控制器和数据转换器，如图6所示。这种变送器首先将信号数字化，然后采用微控制器内置的算法进行处理，对增益和零点进行标准化，对传感器进行线性化，最后再将信号转换到模拟域，作为一个标准电流通过环路传送。第三代4~20mA变送器被称为“灵巧且智能”，实际上是在前述功能的基础上增加了数字通信（和传统的4~20mA信号共用同一条双绞线）。利用通信信道可以传送一些控制和诊断信号。MAX1402这样的低功耗器件对于此类应用非常适合，250μA的功耗可以为变送器中的其余电路节省出可观的功率。智能变送器所采用的通信标准是Hart协议。这是一种基于Bell 202电信标准的通信协议，工作于频移键控方式（FSK）。数字信号由两种频率组成：1200Hz和2200Hz，分别对应于数码1和0。两种频率的正弦波叠加在直流模拟信号上，通过同一条电缆同时传送。因为FSK信号的平均值总是零，因此4~20mA模拟信号不会受到影响。在不干扰模拟信号的前提下，数字通信信号具有每秒更新2~3个数据的响应速度。通信所需的最小环路阻抗是23Ω。

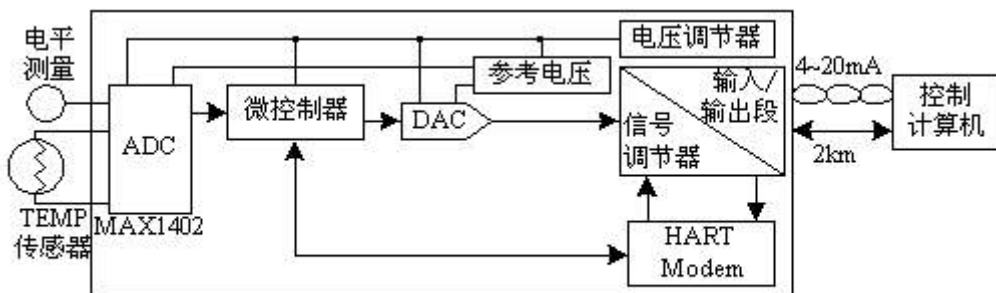


图6 智能4~20mA变送器

小结

在高集成度调理系统出现之前，过程控制通常采用多个独立的芯片实现信号调理和处理。Σ-Δ技术降低了这部分电路的成本、空间需求和功率需求（事实上多数应用只需要+3V/+5V单电源）。这种特性尤其适合于电池供电的便携系统。元件数量的降低同时还改善了系统的可靠性

[首页](#) [质量管理](#) [经营管理](#) [工程技术](#) [健康安全](#) [天南地北](#) [信息反馈](#) [关于](#)

本站资料如有侵犯你的权益，请通知版主删除。



Copyright© 2002, all rights reserved. update03-07-04

有任何的建议请联系 AWENCG@126.COM