

# Analog Dialogue

现实世界信号处理电路、系统和软件技术交流论坛 • 2016年第50卷第2期

- 2 编者寄语：新产品简介
- 3 精密ADC用滤波器设计的实际挑战和考虑
- 8 用过压故障保护模拟开关代替分立保护器件
- 13 采用MEMS陀螺仪的低噪声反馈控制设计
- 17 运算放大器输入过压保护：箝位与集成
- 20 电磁流量计：设计考虑和解决方案





## 本期介绍

## 精密ADC用滤波器设计的实际挑战和考虑

精密模数转换器应用广泛，如仪器仪表和测量、电力线继电保护、过程控制、电机控制等。目前，SAR型ADC的分辨率可达18位甚至更高，采样速率为数MSPS； $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC的分辨率则达到24位甚至32位，采样速率为数百kSPS。用户限制信号链噪声很重要，以便这些高性能、高分辨率转换器能够获得额定性能。本文讨论信号噪声管理中模拟和数字信号链滤波器实施相关的设计挑战和考虑因素。(第3页)

## 用过压故障保护模拟开关代替分立保护器件

设计具有鲁棒性的电子电路较为困难，通常会导致具有大量分立保护器件的设计的相关成本增加、时间延长、空间扩大。本文将讨论故障保护开关架构，及其与传统分立保护解决方案相比的性能优势和其他优点。这种新架构采用专利的高压工艺制作，可确保达到全新的故障保护水平，同时满足精密信号链的性能要求。(第8页)

## 采用MEMS陀螺仪的低噪声反馈控制设计

MEMS陀螺仪输出角速率信号中的噪声会直接影响系统的关键特性(如平台稳定性)，且常常是控制系统能够支持的精度水平的决定性因素。了解运动控制系统对陀螺仪噪声特性的依赖性对设计人员来说有着多方面的好处，例如能够确定反馈检测元件的相关要求，或者相反，分析系统对特定陀螺仪中噪声的响应。本文重点关注制定最合适的MEMS陀螺仪选择标准和考虑因素，并在传感器的集成过程中保持其噪声性能不变。(第13页)

## 运算放大器输入过压保护：箝位与集成

在某些应用中，可能出现超过电源电压电平的电压驱动运算放大器输入的情况——这种情况称为过压情况。过压可能导致运算放大器的某些电气性能发生偏移，超出数据手册的保证限值，甚至导致器件永久受损。因此，难题在于在运算放大器的输入端加入过压保护(OVP)电路而不引入导致系统精度损失的误差。本文比较了两种输入过压保护的方法。(第17页)

## 电磁流量计：设计考虑和解决方案

有很多行业趋势促进了对于新流量测量架构的需求，比如污水处理厂、化学/制药厂、食品和饮料处理，以及纸浆和造纸厂。这些应用经常需要在有大量固体存在的情况下测量流量，而大部分模拟流量技术不能轻松胜任这一要求。本文重点讨论电磁流量计架构实现中的设计考虑因素；该解决方案可以简化系统设计，改善性能，并降低成本和功耗。(第20页)

Jim Surber [jim.surber@analog.com]

所有ADI产品数据手册可在网站查到，只需访问[analog.com/zh](http://analog.com/zh)，在搜索框中输入产品型号即可。

## 4月

|   |          |
|---|----------|
| 4通道同步采样 $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC.....                             | AD7768-4 |
| 3.3 V <sub>OUT</sub> /5 V <sub>IN</sub> 、2 A、超低噪声可调节输出RF LDO..... | ADP7159  |
| 宽带、双向、1位GaAs IC数字衰减器.....   | HMC802A  |
| 工作频率范围为71 GHz至76 GHz的中等功率MMIC放大器.....                             | HMC7543  |
| 集成9.65 GHz至10.41 GHz VCO的MMIC振荡器.....                             | HMC1163  |
| 用于低噪声时钟分配的输入可选2:8差分扇出缓冲器.....                                     | HMC6832  |

## 5月

|   |          |
|---|----------|
| 低噪声、3 A、低压差线性稳压器.....                             | ADP1763  |
| 低噪声、低压差线性稳压器采用单输入电源供电.....                        | ADP1762  |
| 低噪声、低压差线性稳压器提供高达1 A的输出电流.....                     | ADP1761  |
| 1.2 GHz至1.4 GHz 6位数字移相器.....                      | HMC936A  |
| 宽带、非反射、GaAs、pHEMT、SP4T开关芯片，<br>可将直流转换至18 GHz..... | HMC641A  |
| 集成10 MHz至1300 MHz数字相位频率检波器的整数N分频<br>频率合成器.....    | HMC4069  |
| 宽带、非反射、GaAs、pHEMT、SP4T开关.....                     | HMC344A  |
| 工作频率范围为10 MHz至1300 MHz的数字鉴频鉴相器.....               | HMC3716  |
| 工作频率范围为0.1 GHz至6 GHz的6位数字衰减器.....                 | HMC1122  |
| 工作频率范围为6 GHz至24 GHz的宽带微波上变频器.....                 | ADRF6780 |
| 双通道接收器IC，完全符合MC-GSM基站要求.....                      | ADRF6614 |
| 低成本、GaAs、MMIC、5 W、低失真开关，用于接收器应用.....              | HMC574A  |

## 6月

|   |   |
|---|---|
| 窄带优化型高性能、低噪声<br>放大器系列.....                        | ADL5721/ADL5723/ADL5724/ADL5725/ADL5726 |
| 数字受控型宽带可变增益双通道放大器.....                            | ADA4522-1                               |
| 集成手势识别电路的高效率光度传感器.....                            | ADUCM310                                |
| 高效率数字输入立体声D类音频放大器.....                            | SSM3582                                 |
| RF DAC系列实现全新的通信性能水平.....                          | ADN4652                                 |
| 工作频率高达600 Mbps、抖动极低的信号隔离式<br>LVDS缓冲器.....         | AD9162/AD9161                           |
| Super Sequencer®超级时序控制器是一款可配置电源监控/<br>时序控制器件..... | ADM1260                                 |
| 21 GHz至24 GHz、GaAs、MMIC、I/Q上变频器.....              | HMC7912                                 |
| 高度集成式IF接收器芯片，可将RF输入信号从800 MHz转换<br>至4 GHz.....    | HMC8100                                 |
| 17 GHz至20 GHz、GaAs、MMIC、I/Q上变频器.....              | HMC7911                                 |
| 集成式E频段、GaAs、MMIC、同相/正交下变频器芯片.....                 | HMC7586                                 |
| 宽带、5位、GaAs、IC数字衰减器具有接近直流的工作性能.....                | HMC539A                                 |
| 宽带、6位、GaAs、MMIC数字衰减器工作范围为DC至13 GHz.....           | HMC424ALH5                              |
| 宽带、6位、GaAs、MMIC数字衰减器工作范围为DC至3 GHz.....            | HMC424ALH5                              |
| 集成5.4 GHz VCO的4 CML输出、低抖动时钟发生器.....               | AD9530                                  |
| 集成PLL和VCO的双通道下变频混频器.....                          | HMC1190A                                |

## Analog Dialogue

模拟对话杂志([www.analog.com/zh/analogdialogue](http://www.analog.com/zh/analogdialogue))是ADI公司于1967年创办的技术杂志，至今已经连续出版49年，主要讨论有关模拟信号、数字信号和混合信号处理的产品、应用、技术和技巧。模拟对话杂志目前提供两种版本：在线版每月发行一期；印刷版每年发行四期，作为对在线版中技术文章的定期回顾和汇集。在线版的内容包括：技术文章、近期应用笔记、电路笔记、新产品简介、在线研讨会和已发表文章等及时信息；以及“集锦”栏目，其中包括从ADI网站([www.analog.com/cn](http://www.analog.com/cn))获得重要相关信息的通用链接网址。感兴趣的读者也可以至模拟对话档案库[www.analog.com/library/analogdialogue/china/archives.html](http://www.analog.com/library/analogdialogue/china/archives.html)查阅自1967年第1卷第1期创刊至今的每期存档，包括三期纪念特刊。如需订阅，请访问[www.analog.com/library/analogdialogue/china/subscribe.html](http://www.analog.com/library/analogdialogue/china/subscribe.html)。欢迎提出您的宝贵意见：Facebook: [www.facebook.com/analogdialogue](http://www.facebook.com/analogdialogue)；EngineerZone: [ez.analog.com/blogs/analogdialogue](http://ez.analog.com/blogs/analogdialogue)；电子邮件: [dialogue.editor@analog.com](mailto:dialogue.editor@analog.com)或编辑Jim Surber, [jim.surber@analog.com](mailto:jim.surber@analog.com)。

# 精密ADC用滤波器设计的实际挑战和考虑

作者: Steven Xie

## 简介

精密模数转换器应用广泛,如仪器仪表和测量、电力线继电保护、过程控制、电机控制等。目前, SAR型ADC的分辨率可达18位甚至更高,采样速率为数MSPS;  $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC的分辨率则达到24位甚至32位,采样速率为数百kSPS。为了充分利用高性能ADC而不限制其能力,用户在降低信号链噪声方面(例如实现滤波器)面临的困难越来越多。

本文讨论在ADC信号链中实现模拟和数字滤波器以便达到最佳性能所涉及到的设计挑战和考虑。如图1所示,数据采集信号链可以使用模拟或数字滤波技术,或两者的结合。精密SAR型和 $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC一般在第一奈奎斯特区进行采样,因此,本文将着重讨论低通滤波器。本文的意图不是讨论低通滤波器的具体设计技术,而是讨论其在ADC电路中的应用。



图1. 一般数据采集信号链

## 理想滤波器和实际滤波器

理想低通滤波器应当具有很陡的过渡带,其通带应具有出色的增益平坦度,如图2中的砖墙虚线所示。此外,阻带衰减应将任何残余带外信号降低至0。某些常用实际滤波器的响应如图2中的彩色线条所示。如果通带增益不平坦或有纹波,这种响应可能会影响基频信号。阻带衰减不是无限的,会限制对带外噪声的筛选。过渡带也可能没有陡峭的滚降,导致对截止频率周围的噪声衰减不佳。另外,所有非理想滤波器都会引入相位延迟或群延迟。

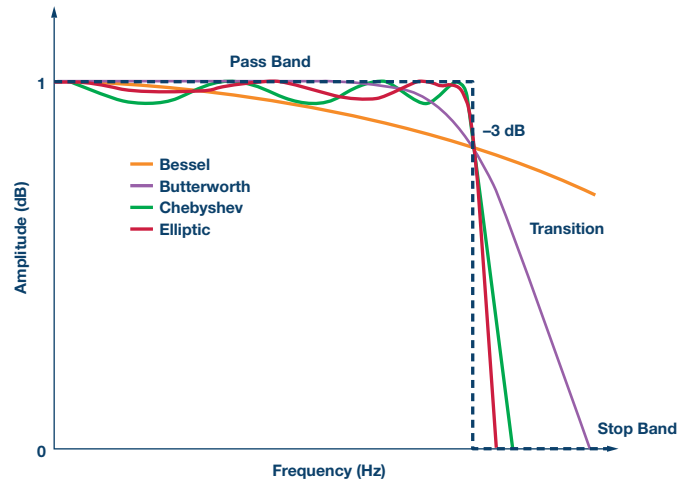


图2. 理想滤波器与实际滤波器的幅度响应对比

## 模拟滤波器与数字滤波器

模拟低通滤波器可以在ADC转换之前消除信号路径中的高频噪声和干扰,帮助避免混叠噪声污染信号。它还能消除滤波器带宽之外的过驱信号的影响,避免调制器饱和。发生输入过压时,模拟滤波器还能限制输入电流,衰减输入电压。因此,它能保护ADC输入电路。叠加于接近满量程信号上的噪声尖峰可能会让ADC的模拟调制器饱和,必须利用模拟滤波器将其衰减。

由于数字滤波发生在转换之后,因而可以移除转换过程中注入的噪声。在实际应用中,采样速率远高于奈奎斯特理论指出的两倍基频信号频率。因此,后置数字滤波器可以利用针对更高信噪比和更高分辨率的滤波技术来降低转换过程中注入的噪声,例如:信号带宽之外的输入噪声、电源噪声、基准源噪声、数字接口馈通噪声、ADC芯片热噪声或量化噪声。

表1简要列出了模拟滤波器与数字滤波器的优点和缺点。

表1.模拟滤波器与数字滤波器

|         | 模拟滤波器        | 数字滤波器       |
|---------|--------------|-------------|
| 设计复杂度   | 高(对于高性能滤波器)  | 低           |
| 成本      | 高(取决于所选模拟元件) | 低(可用CPU时间)  |
| 延迟      | 低            | 高           |
| 加性噪声    | 增加带内元件热噪声    | 量化可能会引入数字噪声 |
| ADC输入保护 | 是            | 否           |
| 可编程     | 否            | 是           |
| 漂移误差    | 是            | 否           |
| 老化      | 是            | 否           |
| 多通道匹配误差 | 是            | 否           |

## 模拟滤波器考虑

抗混叠滤波器放在ADC之前，因此这些滤波器必须为模拟滤波器。理想抗混叠滤波器具有如下特性：通带内具有单位增益，无增益变化，混叠衰减水平与所用数据转换系统的理论动态范围一致。

根据架构不同，ADC会有不同的输入电阻，这会影响输入滤波器设计。以下考虑关系到ADC模拟输入滤波器的设计。

## 与ADC前端接口的RC抗混叠滤波器的限制

在Alan Walsh为*Analog Dialogue*杂志撰写的文章“精密SAR型模数转换器的前端和放大器和RC滤波器设计”中，有一个针对AD7980 ADC的RC滤波器应用示例，如图3所示。

算出的RC滤波器是一个低通滤波器，截止带宽为3.11 MHz。但是，某些设计人员可能会意识到，3.11 MHz远大于100 kHz的输入信号频率，因此，该滤波器无法有效降低带外噪声。为实现更高动态范围，可以换用590 Ω电阻，以获得100 kHz的-3 dB带宽。这种方法主要有两个问题。由于通带中会有更多衰减，对于AD7980 ADC示例，100 kHz附近的幅度衰减最高可达30%，因此，信号链精度会大大降低。带宽越小，则建立时间越长，这使得AD7980的内部采样保持电容无法在指定的采集时间内完成充电，因而无法执行下一次有效转换。这导致ADC转换精度降低。

设计人员应当确保ADC之前的RC滤波器能在目标采集时间内完全建立。这对需要较大输入电流或具有等效的较小输入阻抗的精密ADC来说非常重要。某些Σ-Δ型ADC在无缓冲输入模式下对输入RC值的要求最高。可以将具有较大电阻或电容的超窄低通滤波器放在一般具有较大输入阻抗的输入放大器之前。或者可以选择具有极高输入阻抗的ADC，例如ADAS3022，其输入阻抗为500 MΩ。

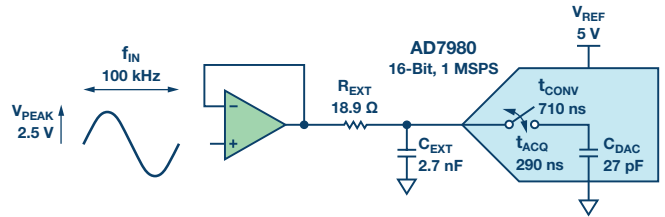


图3.采用16位1 MSPS ADC AD7980的RC滤波器

## 1. 多路复用采样信号链的滤波器建立时间

在通道间切换时，多路复用输入信号通常含有较大的阶跃。最差情况下，一个通道处于负满量程，而下一个通道则处于正满量程(见图4)。这种情况下，当多路复用器切换通道时，输入阶跃大小将是ADC的满量程。

对于这些通道，可以在多路复用器之后使用一个单通道滤波器，使得设计更简单，成本更低。如上所述，模拟滤波器必定会引入建立时间。每次多路复用器在通道间切换时，该单通道滤波器都必须充电到所选通道的值，因而会限制吞吐速率。为提高吞吐速率，可以在多路复用器之前为每个通道添加一个滤波器，但这样做会提高成本。

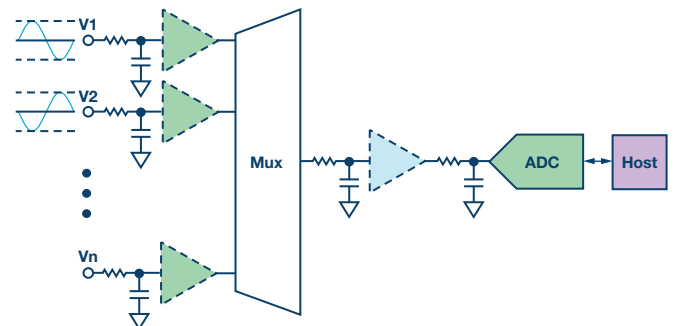


图4.多路复用输入信号链

## 2. 通带平坦度和过渡带限制与噪声的关系

遭遇高噪声的应用，尤其是在接近第一奈奎斯特区边缘处发生很高干扰的应用，需要滚降厉害的滤波器。然而，人们已从实际模



拟低通滤波器得知：从低频到高频，幅度会滚下来，并有一个过渡带。增加滤波器级数或阶数可以改善带内信号的平坦度，并使过渡带收窄。然而，这些滤波器的设计很复杂，因为它们对增益匹配非常敏感，以至于无法实现数阶的衰减幅度。此外，在信号链中增加任何元件(如电阻或放大器)都会引入带内噪声。

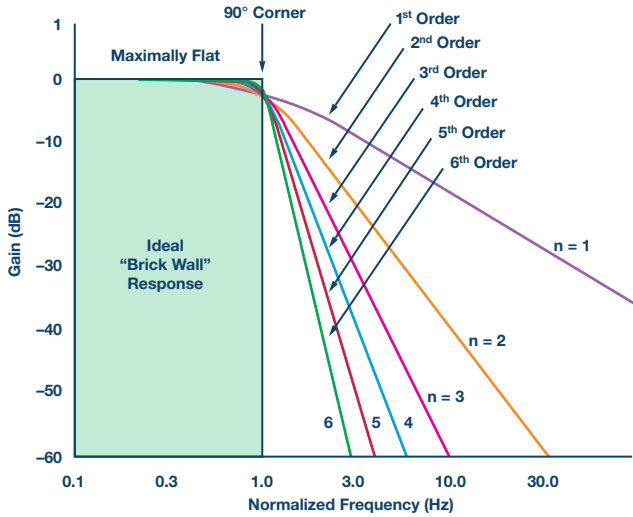


图5. 不同阶数的理想巴特沃兹滤波器过渡带

对于某些具体应用，模拟滤波器设计的复杂度和性能需要进行取舍。例如，在采用AD7606的电力线继电器保护应用中，对于50 Hz/60 Hz基频输入信号及其相关前五次谐波，保护通道的精度要求低于测量通道。保护通道可以使用一个一阶RC滤波器，而测量通道使用二阶RC滤波器，以便提供更好的带内平坦度和更急剧的滚落过渡。

### 3. 同步采样的相位延迟和匹配误差

滤波器设计不仅仅关系到频率设计，用户可能还需要考虑模拟滤波器的时域特性和相位响应。在某些实时应用中，相位延迟可能非常重要。如果相位随输入频率而变化，那么相位变动将更糟糕。滤波器的相位变化一般用群延迟来衡量。对于非常数群延迟，信号会在时间中扩散，导致脉冲响应变得很差。

对于多通道同步采样应用，例如电机控制或电力线监控中的相电流测量，还应考虑相位延迟匹配误差。确保滤波器在多个通道上引起的额外相位延迟匹配误差可以忽略不计，或者在工作温度范围的信号链误差预算范围内。

### 4. 低失真和低噪声应用的元件选择挑战

对于低谐波失真和低噪声应用，用户必须为信号链设计选择合乎要求的元件。模拟电子元件不是完全线性的，会引起谐波失真。Walsh的文章中讨论了如何选择低失真放大器和如何计算放大器噪声。放大器有源元件需要低THD+N，同时也要考虑普通电阻和电容等无源元件的失真和噪声。

电阻的非线性有两个来源：电压系数和功率系数。根据具体应用，高性能信号链可能需要使用由特定技术制造的电阻，如薄膜或金属电阻。如果选择不当，输入滤波电容可能会造成显著失真。如果成本预算允许，聚苯乙烯和NP0/COG陶瓷电容是很好的备选元件，可以改善THD。

除放大器噪声外，电阻和电容也会有电子噪声，后者是由处于均衡态的电导体内部的电荷载子的热扰动产生的。RC电路的热噪声有一个简单的表达式，电阻R是满足滤波要求所需要的，同时R越高，相应的热噪声也越大。RC电路的噪声带宽为 $1/(4RC)$ 。

利用下面两个公式可估算电阻和小电容的均方根热噪声。

$$v_n = \sqrt{4k_B TRf}$$

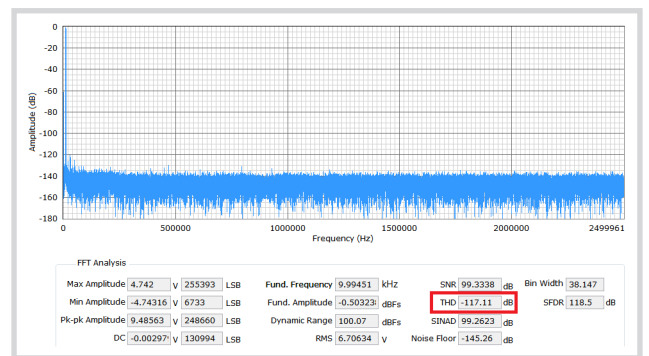
$$v_n = \sqrt{k_B T/C}$$

$k_B$  (玻尔兹曼常数) =  $1.38065 \times 10^{-23} \text{m}^2 \text{kgs}^{-2} \text{K}^{-1}$

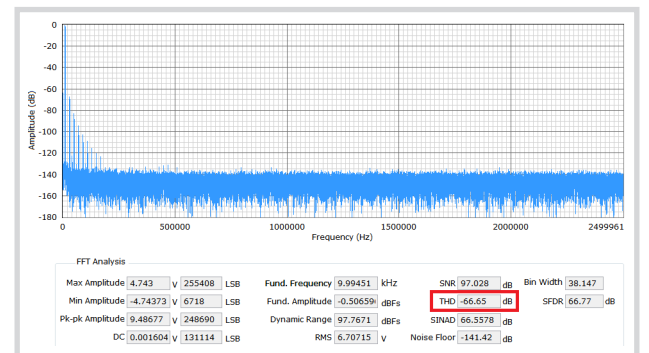
T为温度(K)

f为砖墙滤波器近似带宽

图6显示在EVAL-AD7960FMCZ评估板上，NP0电容和X7R电容对THD性能的影响：(a)显示一个10 kHz正弦波信号音的频谱，C76和C77为1 nF 0603 NP0电容，而(b)显示使用1 nF 0603 X7R电容时的频谱。



(a) 0603 1nF NP0电容



(b) 0603 1nF X7R电容

图6. 在EVAL-AD7960FMCZ评估板上NP0和X7R电容对THD的影响

了解前面的设计考虑之后，便可利用ADI公司的**模拟滤波器向导**设计有源模拟滤波器。它会根据应用要求计算电容和电阻值，并选择合适的放大器。

## 数字滤波器考虑

SAR型和 $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC正在稳步实现更高的采样速率和输入带宽。以两倍奈奎斯特速率对一个信号过采样，会将ADC量化噪声能量均匀扩散到两倍频段中。这样便很容易设计数字滤波器来限制数字化信号的频带，然后通过抽取来提供所需的最终采样速率。这种技术可降低带内量化误差并提高ADC SNR。它还能放宽滤波器滚降要求，从而减轻抗混叠滤波器的压力。过采样降低了对滤波器的要求，但需要更高采样速率ADC和更快的数字处理。

### 1. 对ADC使用过采样速率所取得的实际SNR改善

利用过采样和抽取滤波器所取得的SNR改善，可从N位ADC的理论SNR求得： $SNR = 6.02 \times N + 1.76 \text{ dB} + 10 \times \log_{10}[\text{OSR}]$ ， $\text{OSR} = f_s / (2 \times \text{BW})$ 。注意：此公式仅适用于只存在量化噪声的理想ADC。

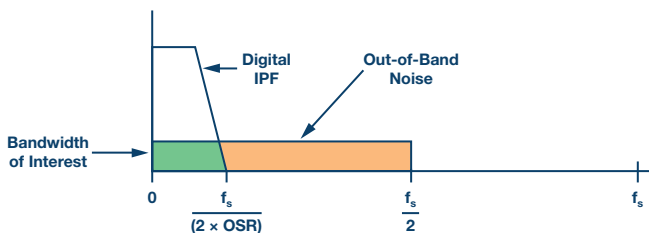


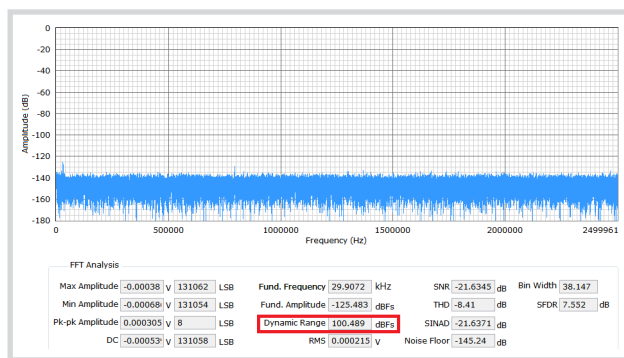
图7. 奈奎斯特转换器过采样

还有很多其他因素会将噪声引入ADC转换代码中。例如：信号源和信号链器件的噪声，芯片热噪声，散粒噪声，电源噪声，基准电压噪声，数字馈通噪声，以及采样时钟抖动引起的相位噪声。这种噪声可能会均匀分布在信号频段中，表现为闪烁噪声。因此，实际实现的ADC SNR改善幅度一般低于用公式计算出的值。

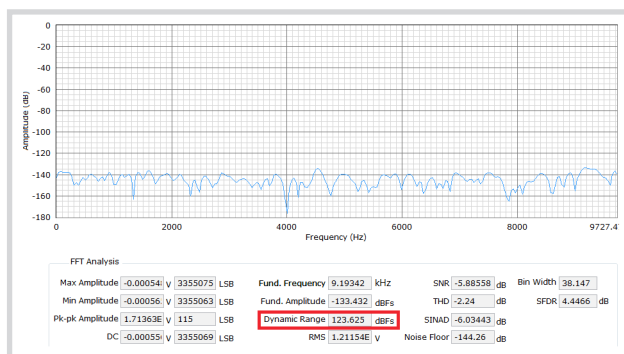
### 2. EVAL-AD7960FMCZ评估板上利用过采样实现的动态改善

在**应用笔记AN-1279**中，256 $\times$ 过采样下18位AD7960 ADC的实测动态范围为123 dB。这是用于高性能数据采集信号链，如光谱分析、磁共振成像(MRI)、气相色谱分析、振动、石油/天然气勘探和地震系统等。

如图8所示，与理论SNR改善幅度计算相比，测得的过采样动态范围低1 dB至2 dB。原因是来自信号链器件的低频噪声限制了总体动态范围性能。



(a) 无OSR的动态范围



(b) OSR = 256的动态范围

图8. OSR 256时的动态范围改善

### 3. 充分利用SAR型和 $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC中的集成数字滤波器

数字滤波器通常位于FPGA、DSP或处理器中。为了减少系统设计工作，ADI公司提供了一些集成后置数字滤波器的精密ADC。例如，AD7606集成了一个一阶后置数字sinc滤波器用于过采样。它很容易配置，只需上拉或下拉OS引脚。 $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC AD7175-x不仅有传统sinc3滤波器，还有sinc5 + sinc1和增强型50 Hz/60 Hz抑制滤波器。AD7124-x提供快速建立模式(sinc4 + sinc1或sinc3 + sinc1滤波器)功能。

### 4. 多路复用采样ADC的延迟取舍

延迟是数字滤波器的一个缺点，它取决于数字滤波器阶数和主时钟速率。对于实时应用和环路响应时间，应当限制延迟。数据手册所列的输出数据速率是指在单一通道上执行连续转换时转换结果有效的速率。当用户切换到另一通道时，建立 $\Sigma$ - $\Delta$ 调制器和数字滤波器还额外需要些时间。与这些转换器相关的建立时间是指通道变更之后输出数据反映输入电压所需的时间。通道变更之后，为精确反映模拟输入，必须清除数字滤波器中与前一模拟输入相关的全部数据。



以前， $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC的通道切换速度比数据输出速率要小得多。因此，在多路复用数据采集系统等切换应用中，必须明白：获得转换结果的速率要比对单一通道连续采样时可达到的转换速率低好几倍。

ADI公司的某些新型 $\Sigma$ - $\Delta$  ADC (如AD7175-x)内置优化的数字滤波器，可减少通道切换时的建立时间。AD7175-x的sinc5 + sinc1滤波器主要用于多路复用应用，在10 kSPS和更低的输出数据速率时，可实现单周期建立。

## 5. 数字滤波器通过抽取避免混叠

很多文章都讨论过，过采样频率越高，模拟滤波器设计就越容易。当采样速率高于满足奈奎斯特准则所需的速率时，便可使用较简单的模拟滤波器来避免受到极高频率所产生的混叠影响。很难设计一个能够衰减所需频段而不失真的模拟滤波器，但很容易设计一个利用过采样抑制较高频率的模拟滤波器。这样便很容易设计数字滤波器来限制转换信号的频带，然后通过抽取来提供所需的最终采样速率，但又不会丧失所需信息。

实施抽取之前，需要确保这种重新采样不会引入新的混叠问题。抽取之后，确保输入信号符合奈奎斯特关于采样速率的理论。

EVAL-AD7606/EVAL-AD7607/EVAL-AD7608EDZ评估板可以每通道200 kSPS的速率运行。在下面的测试中，配置其采样速率为6.25 kSPS，过采样比为32。然后，将一个3.5 kHz -6 dBFS正弦波施加于AD7606。图9显示2.75 kHz (6.25 kHz - 3.5 kHz)处有一个-10 dBFS混叠镜像。因此，若ADC之前没有合格的抗混叠模拟滤波器，当使用过采样时，数字滤波器就可能会因为抽取而引起混叠镜像。应使用模拟抗混叠滤波器来消除这种叠加于模拟信号上的噪声尖峰。

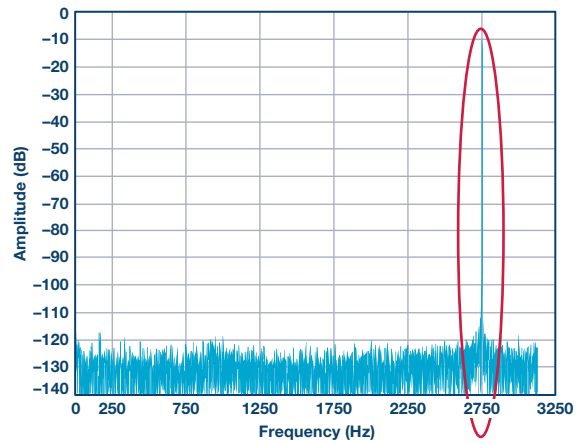


图9. OSR抽取采样率小于奈奎斯特频率时的混叠

## 结论

本文讨论的挑战和考虑可帮助设计人员设计出实用的滤波器以实现精密采集系统的目标。模拟滤波器必须在不违反系统误差预算的条件下与SAR型或 $\Sigma$ - $\Delta$ 型ADC的非理想输入结构接口，数字滤波器不应在处理器端引起误差。这不是简单的任务，必须在系统规格、响应时间、成本、设计工作量和资源等方面做出权衡。

## 参考文献

- Holdaway, Mark. “ADC用抗混叠滤波器设计”。EDN, 2006年。
- Walsh, Alan. 精密SAR型模数转换器的前端放大器和RC滤波器设计。Analog Dialogue, 第46卷第4期, 2012年。
- Wescott, Tim; Wescott设计服务。“采样: 奈奎斯特没说什么以及怎么办”。Wescott研讨会, 2015年。
- 巴特沃兹滤波器设计。  
模拟和数字抗混叠滤波。

Steven Xie [steven.xie@analog.com] 2011年3月加入ADI北京分公司，担任ADI中国设计中心的产品应用工程师。他负责中国市场SAR型ADC产品的技术支持工作。在此之前，他曾在无线通信基站领域做过四年的硬件设计人员。2007年，Steven毕业于北京航空航天大学，并获得通信与信息系统硕士学位。



Steven Xie

该作者的其它文章：  
为逐次逼近型ADC  
设计可靠的数字接口  
第49卷，第1期

# 用过压故障保护模拟开关代替分立保护器件

作者: Paul O'Sullivan

## 摘要

设计具有鲁棒性的电子电路较为困难,通常会导致具有大量分立保护器件的设计的相关成本增加、时间延长、空间扩大。本文将讨论故障保护开关架构,及其与传统分立保护解决方案相比的性能优势和其他优点。下文讨论了一种新型开关架构,以及提供业界领先的故障保护性能以及精密信号链所需性能的专有高电压工艺。ADI的故障保护开关和多路复用器新型产品系列(ADG52xxF和ADG54xxF)就是采用这种技术。

高性能信号链的模拟输入保护往往令系统设计人员很头痛。通常,需要在模拟性能(例如漏电阻和导通电阻)和保护水平(可由分立器件提供)之间进行权衡。

用具有过电压保护功能的模拟开关和多路复用器代替分立保护器件能够在模拟性能、鲁棒性和解决方案尺寸方面提供显著的优势。过电压保护器件位于敏感下游电路和受到外部应力的输入端之间。一个例子是过程控制信号链中的传感器输入端。

本文详细说明了由过电压事件引起的问题,讨论了传统分立保护解决方案及其相关缺点,还介绍了过电压保护模拟开关解决方案的特性和系统优势,最后介绍了ADI业界领先的故障保护模拟开关产品系列。

## 过电压问题——回顾基础

如果施加在开关上的输入信号超过电源电压( $V_{DD}$ 或 $V_{SS}$ )一个以上二极管压降,则IC内的ESD保护二极管将变成正向偏置,而且电流将从输入信号端流至电源,如图1所示。这种电流会损坏元件,如果不加以限制,还可能触发门锁事件。

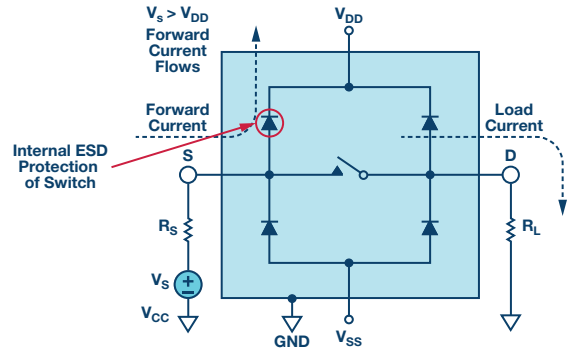


图1. 过压电流通路

如果开关未上电,则可能出现以下几种情形:

1. 如果电源浮动,输入信号可能通过ESD二极管停止向 $V_{DD}$ 电轨供电。这种情况下, $V_{DD}$ 引脚将处于输入信号的二极管压降范围内。这意味着能够对开关有效供电,就像使用相同 $V_{DD}$ 电轨的其他元件一样。这可能导致信号链中的器件执行未知且不受控制的操作。
2. 如果电源接地,PMOS器件将在负 $V_{GS}$ 下接通,开关将把削减的信号传至输出端,这可能会损坏同样未上电的下游器件(参见图2)。注:如果有二极管连接至电源,它们将发生正向偏置,把信号削减为+0.7 V。

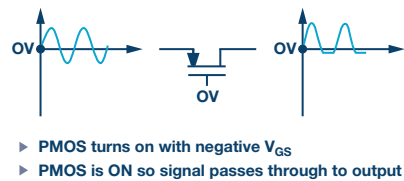


图2. 电源接地时的过电压信号



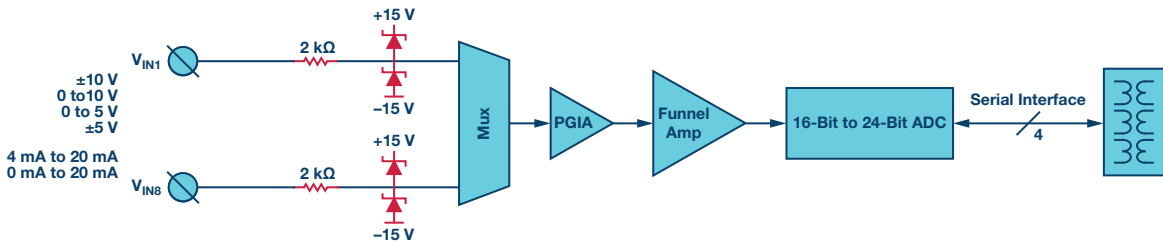


图3. 分立保护解决方案

## 分立保护解决方案

设计人员通常采用分立保护器件解决输入保护问题。

通常会利用大的串联电阻限制故障期间的电流，而连接至供电轨的肖特基或齐纳二极管将箝位任意过电压信号。图3所示为多路复用信号链中这种保护方案的一个示例。

但是，使用此类分立保护器件存在许多缺点。

1. 串联电阻会延长多路复用器的建立时间并缩短整体建立时间。
2. 保护二极管会产生额外的漏电流和不断变化的电容，从而影响测量结果的精度和线性度。
3. 在电源浮动情况时没有任何保护，因为连接至电源的ESD二极管不会提供任何箝位保护。

## 传统开关架构

图4为一种传统开关架构的概览。在开关器件(在图4的右侧)中，ESD二极管连接至开关元件输入和输出端的供电轨。图中还显示了外部分立保护器件——用于限制电流的串联电阻和用于实现过电压箝位的肖特基二极管(连接至电源)。在苛刻环境下，通常还需要利用双向TVS提供额外的保护。

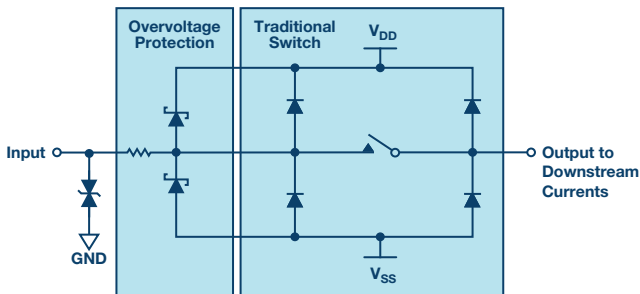


图4. 采用外部分立保护器件的传统开关架构

## 故障保护开关架构

故障保护开关架构如图5所示。输入端的ESD二极管用双向ESD单元代替，输入电压范围不再受连接至供电轨的ESD二极管限制。因此，输入端的电压可能达到工艺限值(ADI提供的新型故障保护开关的限值为±55 V)。

大多数情况下，ESD二极管仍然存在于输出端，因为输出端通常不需要过电压保护。

输入端的ESD单元仍然能够提供出色的ESD保护。使用此类ESD单元的ADG5412F过电压故障保护四通道SPST开关的HBM ESD额定值可达到5.5 kV。

对于IEC ESD (IEC 61000-4-2)、EFT或浪涌保护等更严格的情况，可能仍然需要一个外部TVS或一个小限流电阻。

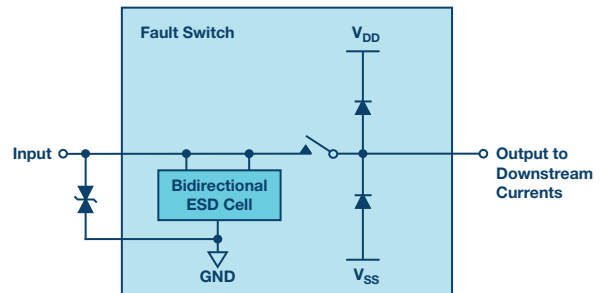


图5. 故障保护开关架构

开关的一个输入端发生过电压状况时，受影响的通道将关闭，输入将变为高阻态。其他通道上的漏电流仍然很小，因而其余通道能够继续正常工作，而且对性能的影响极小。几乎不用在系统速度/性能和过电压保护之间进行妥协。

因此，故障保护开关能够大幅简化信号链解决方案。很多情况下都需要使用限流电阻和肖特基二极管，而开关过电压保护消除了这种需要。整体系统性能也不再受通常会引起信号链漏电和失真的外部分立器件限制。

## ADI故障保护开关的特性

ADI的故障保护开关新型产品系列采用专有高电压工艺打造而成，能够在上电和未上电状态下提供高达±55 V的过电压保护。这些器件能够为精密信号链使用的故障保护开关提供业界领先的性能。

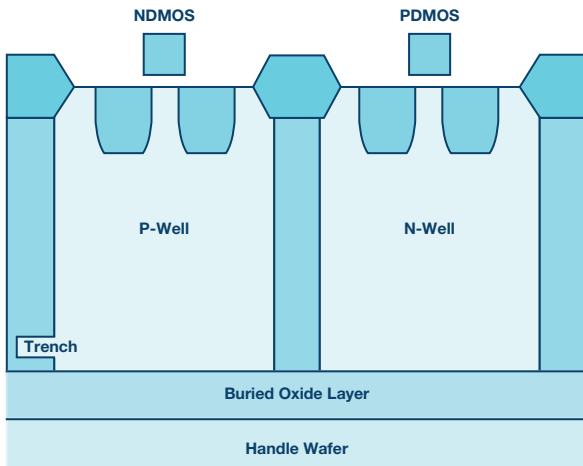


图6. 沟槽隔离工艺

### 防闩锁性

专有高电压工艺也采用了沟槽隔离技术。各开关的NDMOS与PDMOS晶体管之间有一个绝缘氧化物层。因此，它与结隔离式开关不同，晶体管之间不存在寄生结，从而抑制了所有情况下的闩锁现象。例如，ADG5412F通过了1秒脉宽±500 mA的JESD78D闩锁测试，这是规范中最严格的测试。

### 模拟性能

新型ADI故障保护开关不仅能够实现业界领先的鲁棒性(过电压保护、高ESD额定值、上电时无数字输入控制时处于已知状态)，而且还具有业界领先的模拟性能。模拟开关的性能总是要在低导通电阻和低电容/电荷注入之间进行权衡。模拟开关的选择通常取决于负载是高阻抗还是低阻抗。

### 低阻抗系统

低阻抗系统通常采用低导通电阻器件，其中模拟开关的导通电阻需要保持在最小值。在电等低阻抗系统中——例如源或增益级——导通电阻和源阻抗与负载处于并联状态会引起增益误差。虽然许多情况下能够对增益误差进行校准，但是信号范围内或通道之间的导通电阻( $R_{ON}$ )变化所引起的失真就无法通过校准进行消除。因此，低阻电路更受制于因 $R_{ON}$ 平坦度和通道间的 $R_{ON}$ 变化所导致的失真误差。

图7显示了一个新型故障保护开关在信号输入范围内的导通电阻特性。除了能够实现极低的导通电阻外， $R_{ON}$ 平坦度和通道之间的一致性也非常出色。这些器件采用具有专利技术的开关驱动器设计，能够确保在信号输入电压范围内 $V_{GS}$ 电压保持恒定从而导致平坦的 $R_{ON}$ 性能。权衡就是信号输入范围略有缩小，开关导通性能实

现优化，这可从 $R_{ON}$ 图的形状看出。在对 $R_{ON}$ 变化或THD敏感的应用中，这种 $R_{ON}$ 性能可使系统具有明显的优势。

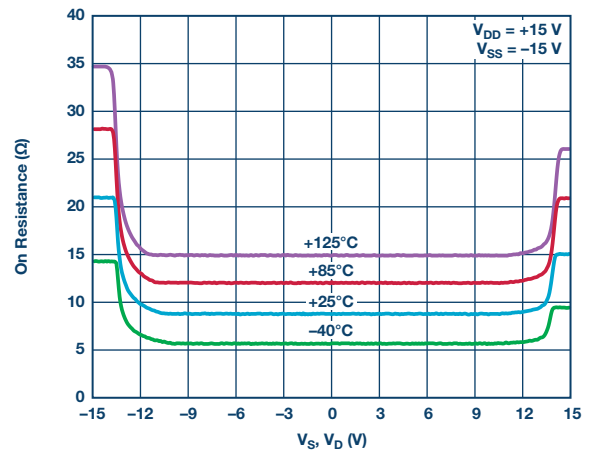


图7. 故障保护开关导通电阻

ADG5404F是一款新型的具有防闩锁、过压故障保护功能的多路复用器。与标准器件相比，具有防闩锁功能和过电压保护功能的器件通常具有更高的导通电阻和更差的导通电阻平坦度。但是，由于ADG5404F设计中采用了恒定 $V_{GS}$ 方案， $R_{ON}$ 平坦度实际上优于ADG1404(业界领先的低导通电阻)和ADG5404(防闩锁，但没有过电压保护功能)。在很多应用中，例如RTD温度测量， $R_{ON}$ 平坦度实际上比导通电阻的绝对值更重要，因此具有故障保护功能的模拟开关在此类系统中具有提高其产品性能的潜力。

低阻抗系统的典型故障模式是在发生故障时漏极输出变成开路。

### 高阻抗系统

在高阻抗系统通常采用低漏电流、低电容和低电荷注入开关。由于多路复用器输出上的放大器负载，数据采集系统通常具有高阻抗。

- 漏电流是高阻抗电路的主要误差来源。任意漏电流都可能产生显著的测量误差。
- 低电容和低电荷注入也对快速建立至关重要。这可使数据采集系统实现最大的数据吞吐量。

新型ADI故障保护开关的漏电性能非常出色。正常工作时，漏电流处于低nA范围内，这对在许多应用中进行精确测量至关重要。

最重要的是，即使其中一条输入通道处于故障状态，防漏性能依然十分出色。这意味着，在修复故障前，可继续对其他通道进行测量，因而系统停机时间得以缩短。ADG5248F 8:1多路复用器的过电压漏电流如图8所示。



高阻抗系统的典型故障模式是在发生故障时使漏极输出拉至供电轨。

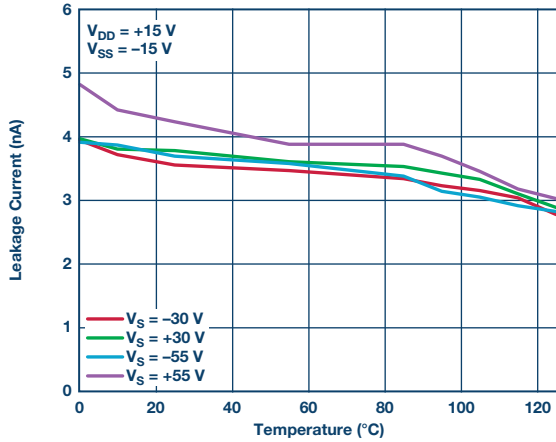


图8. ADG5248F过电压漏电流的温度特性

### 故障诊断

大部分新型ADI故障保护开关还采用了数字故障引脚。FF引脚是通用故障标志，表示其中一条输入通道处于故障状态。特殊故障引脚(或SF引脚)可用于诊断哪一路特定输入处于故障状态。

这些引脚对在系统中进行故障诊断非常有用。FF引脚首先向用户发出故障警告。随后，用户可轮询数字输入，然后SF引脚将报出哪些特定开关或通道处于故障状态。

### 系统优势

故障保护开关新型产品系列的系统优势如图9所示。无论是在确保精密信号链的出色模拟性能方面，还是在系统鲁棒性方面，该产品系列为系统设计人员带来的优势都非常巨大。

| Features   | System Benefits  |
|--|--|
| Fault Protection<br>±55 V Overvoltage Protection   | Prevents damage to downstream circuitry<br>Reduces the need for discrete protection components |
| Fault Detection<br>Digital Output Indicator for Fault Conditions                                 | Alerts to source of fault<br>Eliminates the need for complex fault detection software routines |
| High ESD<br>Industry-Leading 5.5 kV HBM ESD  | Eases board assembly<br>Reduces ESD components   |
| Precision Performance<br>Low R <sub>ON</sub> and R <sub>ON</sub> Flatness<br>Low Leakage Current | Prevents signal distortion<br>Maximizes system performance                                     |

图9. ADI故障保护开关——特性和系统优势

与分立保护器件相比，其优势非常明显，这些优势已在前文详细说明。专有高电压工艺和新型开关架构还赋予了ADI故障保护开关新产品系列多项优于同类解决方案的优势。

- 业界领先的R<sub>ON</sub>平坦度，非常适合精密测量
- 业界领先的故障漏电流，能够在未受故障影响的其他通道上继续工作(比同类解决方案性能好10倍)
- 器件配备副故障电源，可实现精密故障阈值设定，同时还能维持出色的模拟开关性能
- 适合系统故障诊断的智能故障标志

### 应用范例

图10所示的第一个应用范例是过程控制信号链，其中，微控制器可监控多个传感器，例如RTD或热电偶温度传感器、压力传感器和湿度传感器。在过程控制应用中，传感器可能连接在工厂中一条非常长的电缆上，整条电缆都有可能出现故障。

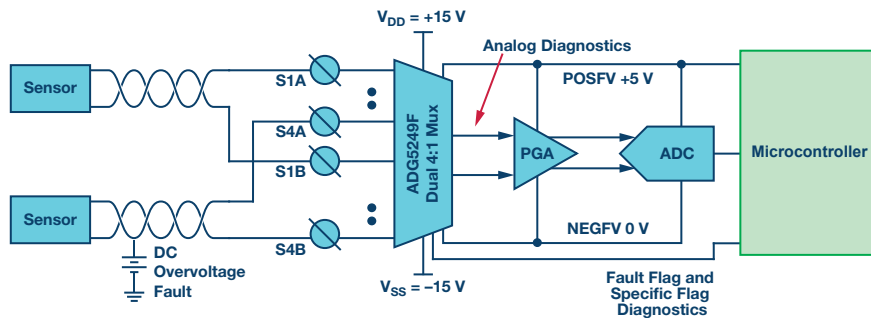


图10. 过程控制应用范例

## 产品系列汇总

表1. 低导通电阻型故障保护开关

| 产品                     | 配置            | 故障触发阈值 | 输出故障模式       | 故障标志      |
|------------------------|---------------|--------|--------------|-----------|
| ADG5412F<br>ADG5413F   | 四通道SPST       | 主电源    | 开路           | 普通标志      |
| ADG5412BF<br>ADG5413BF | 四通道SPST和双向OVP | 主电源    | 开路           | 普通标志      |
| ADG5462F               | 四通道保护器        | 副电源    | 拉至副电源或开路(默认) | 普通标志      |
| ADG5404F               | 4:1多路复用       | 主电源    | 拉至副电源或开路(默认) | 普通标志和特殊标志 |
| ADG5436F               | 双通道SPDT       | 主电源    | 拉至副电源或开路(默认) | 普通标志和特殊标志 |

表2. 低电容/低电荷注入型故障保护开关

| 产品       | 配置         | 故障触发阈值 | 输出故障模式 | 故障标志      |
|----------|------------|--------|--------|-----------|
| ADG5208F | 8:1多路复用器   | 主电源    | 拉至供电轨  | 无         |
| ADG5209F | 差分4:1多路复用器 | 主电源    | 拉至供电轨  | 无         |
| ADG5248F | 8:1多路复用器   | 副电源    | 拉至副电源  | 普通标志和特殊标志 |
| ADG5249F | 差分4:1多路复用器 | 副电源    | 拉至副电源  | 普通标志和特殊标志 |
| ADG5243F | 三通道SPDT    | 副电源    | 拉至副电源  | 普通标志和特殊标志 |

此范例采用的多路复用器是ADG5249F，该器件已针对低电容和低漏电流进行优化。对于此类小型信号传感器测量应用，低漏电流非常重要。

模拟开关采用±15V电源，同时副故障电源设置为5V和GND，能够保护下游PGA和ADC。

主传感器信号通过多路复用器传至PGA和ADC，而故障诊断信息则直接发送至微控制器，用于在发生故障时提供中断功能。因此，用户可收到故障状况的警告，并确定哪些传感器发生故障。然后便可派出技术人员对故障进行调试，必要时可更换发生故障的传感器或电缆。

得益于业界领先的低故障漏电流规格，当其中一个传感器故障、正在等待更换时，其他传感器可以继续执行监控功能。如果没有这种低故障漏电流，一条通道发生故障可能导致所有其他通道无法使用，故障被修复后才可重新使用。

图11中的第二个应用范例是数据采集信号链的一部分，其中，ADG5462F通道保护器可增添额外的价值。在此范例中，PGA采用±15V供电，而下游ADC则具有0V至5V的输入信号范围。

通道保护器位于PGA和ADC之间。采用±15V作为主电源，以获得出色的导通电阻性能，而其副供电轨则采用0V和5V电压。正常工作时，ADG5462F允许信号通过，但会将PGA的所有过电压

输出箝位至0V和5V之间，以保护ADC。因此，与前面的应用范例一样，目标信号输入范围会在平坦的 $R_{ON}$ 工作区域中。

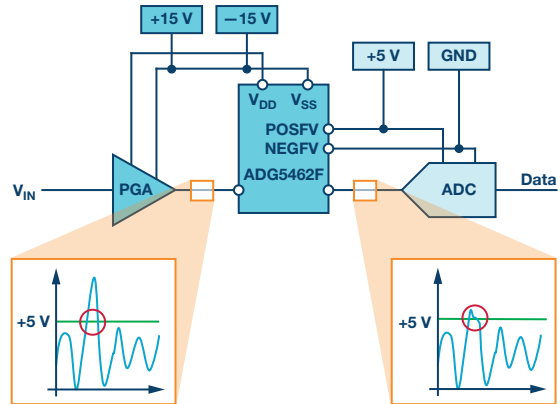


图11. 数据采集应用范例

### 总结

用具有过电压保护功能的模拟开关和多路复用器代替传统分立保护器件可在精密信号链中提供多项系统优势。除了节省电路板空间外，代替分立器件的性能优势也非常明显。

ADI公司提供多种具有过电压保护功能的模拟开关和多路复用器。表1和表2列出了最新的故障保护器件产品系列。这些产品系列采用专有的高电压和防闩锁工艺打造而成，能够为精密信号链提供业界领先的性能和特性。

Paul O'Sullivan [paul.osullivan@analog.com] Paul O'Sullivan是位于爱尔兰利默里克的ADI线性与精密技术业务部门的一位应用工程师。他现在负责为开关/多路复用器产品系列提供支持，之前他负责为ADI的电源管理产品系列提供支持。他于2004年加入ADI公司，拥有科克大学的电气与电子工程学士学位和利默里克大学的工程硕士学位。



Paul O'Sullivan

# 采用MEMS陀螺仪的低噪声反馈控制设计

作者: Mark Looney

## 摘要

MEMS陀螺仪提供了一种简单的旋转角速率测量方法,其所在的封装很容易安装到印刷电路板上。因此,在许多不同类型的运动控制系统中,它们都是反馈检测元件的常见选择。在此类应用中,角速率信号(MEMS陀螺仪输出)中的噪声会直接影响系统的关键特性(如平台稳定性),且常常是控制系统能够支持的精度水平的决定性因素。所以,当系统架构师和开发者定义和开发新的运动控制系统时,低噪声是一个很自然的价值导向。更进一步,把关键的系统级标准(如指向精度)转化为噪声指标(MEMS陀螺仪数据手册常常会提供这些指标),是早期概念和架构设计工作的一个极重要的部分。了解系统对陀螺仪噪声特性的依赖性会产生多方面好处,例如能够确定反馈检测元件的相关要求,或者相反,分析系统对特定陀螺仪中噪声的响应。一旦系统设计者充分了解这种关系,它们便能从两个重要方面来掌控角速率反馈环路中的噪声影响:1. 制定最合适的MEMS陀螺仪选择标准;2. 在传感器的集成过程中保持其噪声性能不变。

## 运动控制基础

为了弄清MEMS陀螺仪噪声特性与其对系统关键特性的影响之间的关系,第一步常常是要对系统工作原理有一个基本了解。图1是一个运动控制系统架构示例,其中关键的系统元素被拆分为多个功能模块。此类系统的功能目标是为对惯性运动敏感的人员或设备创建一个稳定的平台。应用实例之一是用于自动驾驶车辆平台上的微波天线,车辆在恶劣的条件下机动行驶,车速可能会引起车辆方向突然变化。若不能实时控制指向角度,当发生此类惯性运动时,这些高指向性天线可能无法支持连续通信。

图1所示系统使用一台伺服电机,理想情况下,当系统其余部分发生旋转时,它会以相同速度沿相反方向旋转。反馈环路从MEMS陀螺仪开始,其在稳定平台上观测旋转速率( $\phi_G$ )。陀螺仪的角速

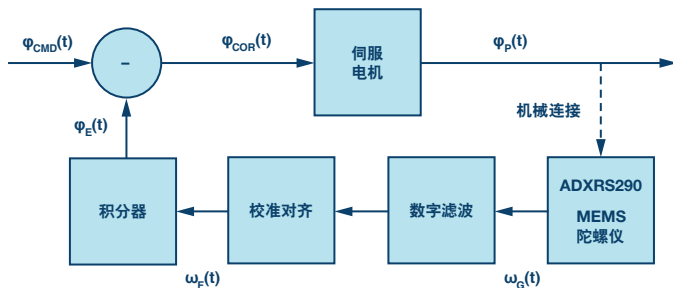


图1. 运动控制系统架构示例

率信号馈入专用数字信号处理部分,其包括滤波、校准、对齐和积分,以产生实时方向反馈( $\phi_E$ )。伺服电机的控制信号( $\phi_{COR}$ )来自此反馈信号与指示方向( $\phi_{CMD}$ )的比较,而指示方向可来自一个中央任务处理系统,或者代表一个支持平台上的设备以理想方式运行的方向。

## 应用示例

图1显示了运动控制系统的架构视图,分析应用特定的物理性质也能得出有价值的定义和见解。考虑图2中的系统,它是生产线自动检查系统的概念视图。该摄像头系统检查输送带上移入移出其视场的物件。在这种配置中,摄像头通过一根长支架固定于天花板,针对摄像头要检查的对象大小,摄像头通过支架所决定的高度(参见图2中的D)来优化其视场。工厂中全是各种机器和其他作业,因此,摄像头会不时地发生摆动(参见图2中的 $\phi_{SW}(t)$ ),这可能引起检查图像的失真。图中的红色虚线是此摆动引起的总角向误差( $\pm\phi_{SW}$ )的夸大视图,绿色虚线表示能够支持系统图像质量目标的角向误差水平( $\pm\phi_{RE}$ )。图2中的视图利用检查表面上的线性位移误差( $d_{SW}$ 、 $d_{RE}$ )定义系统级关键指标(图像失真)。这些性质与摄像头高度(D)和角向误差项( $\phi_{SW}$ 、 $\phi_{RE}$ )之间有着简单的三角函数关系,如公式1所示。

$$\begin{aligned} d_{SW} &= D \times \sin(\phi_{SW}) \\ \phi_{SW} &= a \sin\left(\frac{d_{SW}}{D}\right) \\ d_{RE} &= D \times \sin(\phi_{RE}) \\ \phi_{RE} &= a \sin\left(\frac{d_{RE}}{D}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

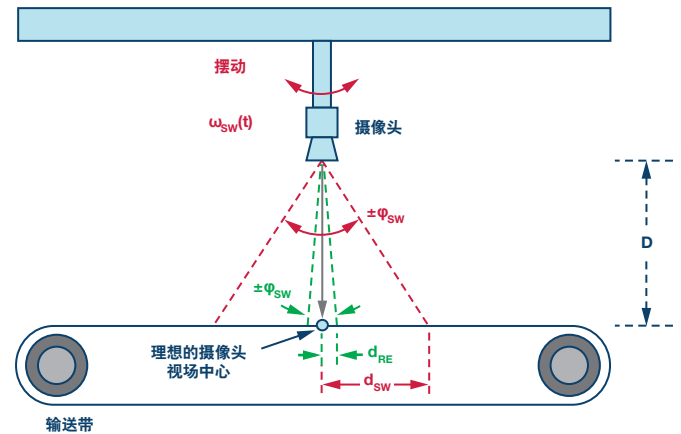


图2. 工业摄像头检查系统



对于此类系统，最适合的运动控制技术是所谓图像稳定化技术。早期图像稳定系统使用基于陀螺仪的反馈系统来驱动伺服电机，进而调整图像传感器在快门开启期间的方向。MEMS技术的出现掀起了一场革命，帮助降低了这些功能的尺寸、成本和功耗，导致该技术广泛用于当今的数字摄像头。得益于数字图像处理技术(其算法中仍然使用基于MEMS的角速率测量)的进步，许多应用已不再使用伺服电机。无论图像稳定是由伺服电机实现，还是通过对图像文件的数字后处理实现，陀螺仪的基本功能(反馈检测)依然未变，其噪声影响也仍然存在。为简明起见，本讨论将聚焦于经典方法(图像传感器上的伺服电机)来考察相关度最高的噪声基本原理，以及它们与此类应用最重要的物理性质之间的关系。

### 角向随机游动(ARW)

所有MEMS陀螺仪的角速率测量中都有噪声。这一传感器固有噪声代表的是陀螺仪在静态惯性(无转动)和环境条件(无振动、冲击等)下运行时其输出中的随机振动。MEMS陀螺仪数据手册中用来描述噪声特性的最常见指标是速率噪声密度(RND)和角向随机游动(ARW)。RND参数通常以 $^{\circ}/\text{sec}/\sqrt{\text{Hz}}$ 为单位，根据该参数和陀螺仪的频率响应，可以简单地预测角速率方面的总噪声。ARW参数通常以 $^{\circ}/\sqrt{\text{hr}}$ (小时)为单位，当分析特定期间内噪声对角度估计的影响时，该参数常常更有用。公式2是根据角速率测量来估计角度的一般公式。此外，它还提供了一个将RND参数与ARW参数关联起来的简单公式。此关系式与IEEE-STD-952-1997(附录C)中的关系式相比有很小的改动(前者是单边FFT，后者是双边FFT)。

$$\begin{aligned} \varphi_n(t) &= \int_0^{\tau} \omega_n(t) \times dt \\ \varphi_n(\tau) &= ARW \times \sqrt{\tau} \\ ARW &= \frac{60}{\sqrt{2}} \times RND \\ \varphi_n(\tau) &= \frac{60}{\sqrt{2}} \times RND \times \sqrt{\tau} \end{aligned} \quad (2)$$

图3是一个图形参考，有助于我们进一步讨论ARW参数代表的特性。图中的绿色虚线代表陀螺仪RND为 $0.004^{\circ}/\text{sec}/\sqrt{\text{Hz}}$ 时的ARW特性，相当于 $0.17^{\circ}/\sqrt{\text{hr}}$ 的ARW。实线代表此陀螺仪输出在25 ms周期内的六个独立积分。角向误差相对于时间的随机性表明，ARW的主要作用是估计特定积分时间内的角向误差统计分

布。另请注意，此类响应假设利用高通滤波来消除积分过程中的偏置误差。

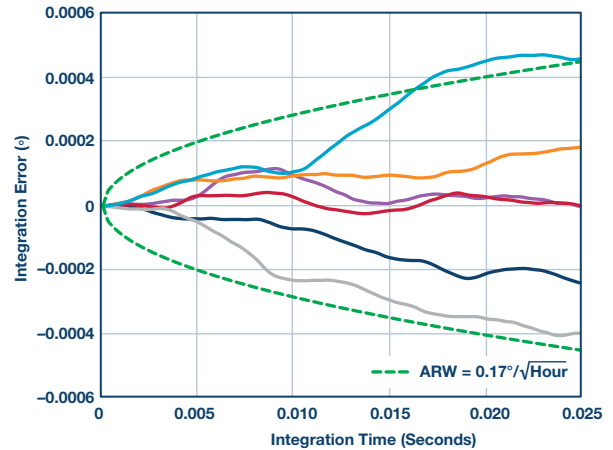


图3. 角向随机游动(ADIS16460)

回过头看图2中的应用示例，将公式1和公式2结合便可把重要标准(检查表面上的物理失真)与MEMS陀螺仪数据手册通常会提供的噪声性能指标(RND、ARW)关联起来。在此过程中，假设公式1中的积分时间( $\tau$ )等于图像捕捉时间可提供进一步且很有用的简化。公式3利用公式1中的一般关系来估计，当摄像头距检查表面1米(D)且最大容许失真误差为 $10 \mu\text{m}(d_{RE})$ 时，陀螺仪的角向误差( $\varphi_{RE}$ )必须小于 $0.00057^{\circ}$ 。

$$\begin{aligned} d_{RE} &= D \times \sin(\varphi_{RE}) \\ \varphi_{RE} &\leq \arcsin\left(\frac{d_{RE}}{D}\right) \\ \varphi_{RE} &\leq \arcsin\left(\frac{0.00001\text{m}}{1\text{m}}\right) \\ \varphi_{RE} &\leq 0.00057^{\circ} \end{aligned} \quad (3)$$

公式4将公式3的结果和公式2中的一般关系相结合，用来预测特定情况下对MEMS陀螺仪的ARW和RND要求。该过程假设图像捕捉时间35 ms等于公式2中的积分时间( $\tau$ )，因而可以预测，为了达到要求，陀螺仪的ARW需要小于 $0.18^{\circ}/\sqrt{\text{hr}}$ ，或者RND必须小于 $0.0043^{\circ}/\text{sec}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。当然，这可能不是这些参数支持的唯一要求，但这些简单的关系提供了一个例子，告诉我们如何将其与已知要求和条件联系起来。

$$\varphi_{RE} \leq \varphi_n \leq 0.00057^\circ$$

$$\varphi_n \leq 0.0057^\circ$$

$$ARW \times \sqrt{\tau} \leq 0.00057^\circ$$

$$ARW \times \leq \frac{\sqrt{2} \times 0.00057^\circ}{\sqrt{\tau}}$$

$$RND \leq \frac{\sqrt{2} \times 0.00057^\circ}{60 \times \sqrt{\tau}}$$

当 $\tau$ 可达到0.035秒时

$$ARW \times \leq \frac{0.00057^\circ}{\sqrt{\frac{0.035 \text{ 秒}}{3600 \frac{\text{秒}}{\text{小时}}}}}$$

$$ARW \times \leq 0.18 \frac{^\circ}{\sqrt{\text{小时}}}$$

$$RND \leq 0.18 \frac{^\circ}{\sqrt{\text{小时}}} \times \frac{\sqrt{2}}{60}$$

$$RND \leq 0.0043 \frac{^\circ}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

(4)

### 角速率噪声与带宽

提供连续指向控制的系统开发者可能更愿意从角速率方面来评估噪声影响，因为他们可能没有固定的积分时间来利用基于ARW的关系。从角速率方面评估噪声常常要考虑RND参数和陀螺仪信号链的频率响应。对陀螺仪频率响应影响最大的常常是滤波，其支持环路稳定标准的专用要求，并能抑制对环境威胁(如振动)的不相干传感器响应。公式5给出了一种简单方法来估算与特定频率响应(噪声带宽)和RND相关的噪声。

$$TN = \text{总噪声}, \frac{^\circ}{\text{sec}} \text{ (rms)}$$

$$TN = RND \times \sqrt{f_{NBW}}$$

其中:

$$RND = \text{速率噪声密度}, \frac{^\circ}{\text{sec}} \frac{1}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

$$f_{NBW} = \text{噪声带宽}, \text{Hz}$$

(5)

当RND的频率响应遵循单极点或双极点低通滤波器曲线时，噪声带宽( $f_{NBW}$ )和滤波器截止频率( $f_C$ )将有公式6的关系。

$$f_{NBW} = 1.57 \times f_C \text{ (双极点低通滤波器)}$$

$$f_{NBW} = 1.22 \times f_C \text{ (单极点低通滤波器)}$$

(6)

例如，对于RND为 $0.004^\circ/\text{sec}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的ADXRS290，图4提供了其噪声的两条不同频谱曲线。图中的黑色曲线代表使用双极点低通滤波器(截止频率为200 Hz)时的噪声响应，蓝色曲线代表使用单极点低通滤波器(截止频率为20 Hz)时的噪声响应。公式7计算了各滤波器的总噪声。同预期一致，200 Hz版本的噪声高于20 Hz版本。

$$TN = RND \times \sqrt{1.22 \times f_C}$$

$$TN_{200 \text{ Hz}} = 0.004 \frac{^\circ}{\text{sec}} \frac{1}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{1.22 \times 200}$$

$$TN_{200 \text{ Hz}} = 0.062 \frac{^\circ}{\text{sec}}$$

$$TN_{20 \text{ Hz}} = 0.004 \frac{^\circ}{\text{sec}} \frac{1}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{1.57 \times 20}$$

$$TN_{20 \text{ Hz}} = 0.022 \frac{^\circ}{\text{sec}}$$

(7)

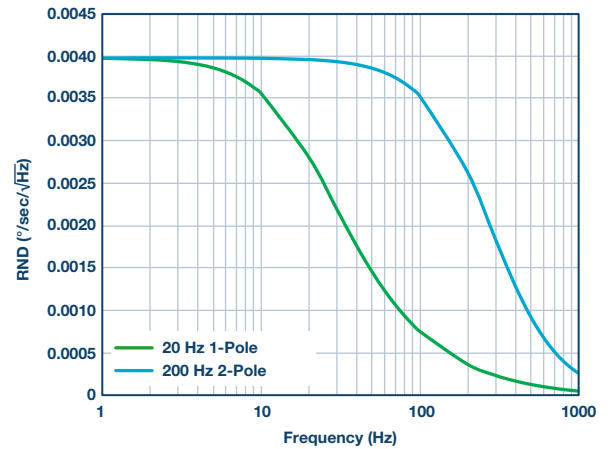


图4. 使用滤波器时的ADXRS290噪声密度

若系统需要定制滤波，其频率响应( $H_{DF}(f)$ )不符合公式6和7中的简单单极点和双极点模型，则可利用公式8提供的更一般关系来预测总噪声:

$$TN = \sqrt{\int_0^F [RND^2(f) \times H_{DF}^2(f)] \times df} \quad (8)$$

除了会影响总角速率噪声以外，陀螺仪滤波器还向总环路响应贡献相位延迟，这会直接影响反馈控制系统的另一重要品质因素：单位增益交越频率时的相位裕量。公式9用于估计单位增益交越频率( $f_C$ )时单极点滤波器( $f_C$  = 截止频率)对控制环路频率响应产生的相位延迟( $\theta$ )。公式9中的两个例子分别是截止频率为200 Hz和

60 Hz的两个滤波器在20 Hz单位增益交越频率时的相位延迟。这对相位裕量的影响可能导致要求陀螺仪带宽比单位增益交越频率大10倍，因而会更偏向于选择RND较佳的MEMS陀螺仪。

$$\theta(f_G, f_C) = a \tan \left( \frac{f_G}{f_C} \right)$$

$$\theta(20, 200) = a \tan \left( \frac{20}{200} \right) = \sim 5.7^\circ \quad (9)$$

$$\theta(20, 60) = a \tan \left( \frac{20}{60} \right) = \sim 18.4^\circ$$

现代控制系统常常使用数字滤波器，可能使用不同的模型来预测其在控制环路关键频率时的相位延迟。例如，公式10用于预测一个16抽头FIR滤波器( $N_{TAP}$ )的相位延迟( $\theta$ )，其以4250 SPS ( $f_s$ )的更新速率(ADXRS290)运行，单位增益交越频率( $f_C$ )同样是20 Hz。此类关系有助于确定一个系统架构对此类滤波器结构容许的总抽头数。

$$\theta = \frac{N_{TAP} + 1}{2} \times \left( \frac{f_G}{f_C} \right)$$

$$\theta = \frac{16 - 1}{2} \times \left( \frac{20}{4250} \right) \times 360^\circ \quad (10)$$

$$\theta = 12.7^\circ$$

## 结论

根本问题是角速率反馈环路中的噪声可能直接影响运动控制系统的关键性能标准，因此，在设计新系统的过程中，应当尽早予以考虑。相比于仅知道需要低噪声的人，能够量化角速率噪声对系统特性影响的人将拥有明显的优势。他们将能确定性能目标，在应用中产生可观测的值；当其他项目目标支持考虑特定MEMS陀螺仪时，他们将能有效地量化其对系统的影响后果。一旦有了这种基本理解，系统设计师便可专注于确定能够满足性能要求的MEMS陀螺仪，利用带宽、速率噪声密度或角向随机游动来指导其考虑。当他们期望优化所选传感器的噪声性能时，可以利用其与带宽(角速率噪声)和积分时间(角误差)的关系来推动界定其他重要的系统级特性，从而支持对应用最合适的性能。

Mark Looney [mark.looney@analog.com] 是ADI公司(美国北卡罗来纳州格林斯博罗)的iSensor®应用工程师。自1998年加入ADI公司以来，他在传感器信号处理、高速模数转换器和DC-DC电源转换领域积累了丰富的工作经验。他拥有内华达州大学雷诺分校电气工程专业学士(1994年)和硕士(1995年)学位，曾发表过数篇文章。加入ADI公司之前，他曾协助创立汽车电子和交通解决方案公司IMATS，还担任过Interpoint公司的设计工程师。



Mark Looney

该作者的其它文章:

[MEMS IMU/  
陀螺仪对准基础](#)  
第49卷第1期



# 运算放大器输入过压保护：箝位与集成

作者：Daniel Burton

## 简介

高精度运算放大器可让系统设计人员能在调理信号(放大、滤波和缓冲)的同时保持原始信号的精度。当信息包含在变动极小的信号中时，信号路径上的运算放大器在工作时具有极低的直流和交流误差性能就显得极为必要。总系统精度取决于信号路径的精度保持程度。

在某些应用中，可能出现电源电压以外的电压驱动运算放大器输入的情况——这种情况称为过压情况。例如，假设运算放大器配置为+15 V正电源和-15 V负电源，则无论何时，只要输入引脚电压大于一个二极管压降+供电轨电压(比如±15.7 V)，则运算放大器内部ESD保护二极管就可以正向偏置，开始传导电流。长时间(甚至短时间内)的过量输入电流——如果电流足够高的话——便可能会损坏运算放大器。这种损坏可能会导致电气规格参数偏离数据手册所保证的限值，甚至导致运算放大器永久性损坏。面对这种可能性，系统设计人员通常会在放大器输入端添加一个过压保护(OVP)电路。因此，难就难在引入OVP电路的同时不增加误差(损失系统精度)。

## 过压条件是如何发生的

很多不同的情况可能引起过压条件。考虑一个远程传感器位于现场的系统——比如炼油厂内的液体流动，并将信号通过电缆发送至另一个物理地点的数据采集电子设备。数据采集电子信号路径的第一级通常是配置为缓冲器或增益放大器的运算放大器。该运算放大器的输入暴露在外界环境下，因而可能受过压事件的影响——比如电缆损坏导致的短路，或者电缆与数据采集电子设备的错误连接。

类似地，可能导致过压条件的情形是：输入信号(通常在放大器输入电压范围内)突然接收到外部激励，导致瞬态尖峰超过运算放大器的电源电压。

可能导致输入过压条件的第三种情况来自运算放大器和信号路径上其它元件的上电时序。例如，如果信号源(比如传感器)在运算放大器之前上电，则信号源便可输出电压，而此时运算放大器电源引脚还没有上电。这会导致过压情况，有可能强制过量电流流经运算放大器输入并到达接地端(未上电电源引脚)。

## 箝位：一种经典的过压保护技术

图1所示是一种OVP(过压保护)的常用方法。当输入信号( $V_{IN}$ )幅度超过电源电压之一加上二极管正向电压，则二极管( $D_{OVPP}$ 或 $D_{OVPN}$ )将会正向偏置，电流将流至供电轨，过量电流可能会损坏运算放大器。本应用中，我们使用了ADA4077——一款精度极高的运算放大器，最大电源范围为30 V(或±15 V)。

箝位二极管是1N5177肖特基二极管，因为它们的正向导通电压等于大约0.4 V，这比运算放大器输入静电放电(ESD)保护二极管的正向导通电压低；因此，箝位二极管将在ESD二极管之前开始传导电流。过压保护电阻 $R_{OVP}$ 限制了流过箝位二极管的正向电流，使其保持在最大电流额定值以下，防止受到过量电流的损害。使用反馈环路电阻 $R_{FB}$ 是因为，同相输入上的任何输入偏置电流都会流过 $R_{OVP}$ 而产生输入电压误差——增加 $R_{FB}$ 值可消除误差，因为它会在反相输入端产生一个相似的电压。

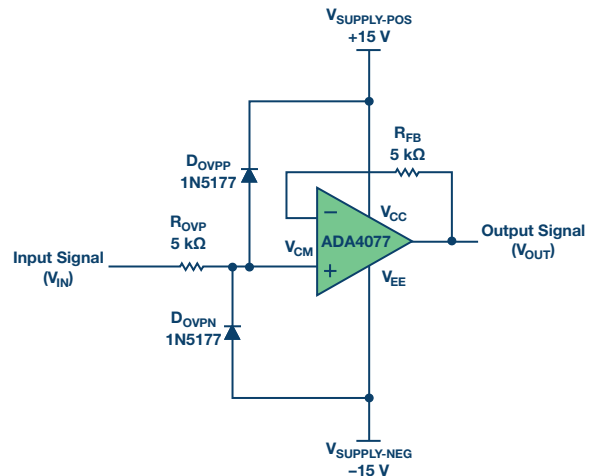


图1. 用于过压保护的经典箝位电路

## 二极管箝位电路的权衡取舍—降低精度

虽然图1中的经典电路可以保护运算放大器输入端，但它会向信号路径上引入大量误差。精密放大器的输入失调电压( $V_{OS}$ )通常为微伏等级。例如，ADA4077在-40°C至+125°C的完整工作温度范围内的最大 $V_{OS}$ 为35  $\mu$ V。添加外部二极管和限流电阻会引入输入失调误差，该误差经常会比精密运算放大器的固有失调大好几倍。

反向偏置二极管具有反向漏电流，此漏电流从阴极流过阳极。当输入信号电压( $V_{IN}$ )在供电轨之间的时候，二极管 $D_{OVPP}$ 和 $D_{OVPN}$ 具有反向电压。当 $V_{IN}$ 为地电平时(输入电压范围的中点)，经过 $D_{OVPN}$ 的反向电流大致等于经过 $D_{OVPP}$ 的反向漏电流。然而，当 $V_{CM}$ 变为地电平以上或以下时，其中一个二极管中流过的反向电流大于另一个二极管中流过的电流。例如，当 $V_{CM}$ 等于运算放大器输入电压范围的最大值时——即离正电源2 V(或本电路中的13 V)时，二极管 $D_{OVPN}$ 上的反向电压为28 V。查阅1N5177二极管的数据手册可知，这可能会导致反向漏电流接近100 nA。当反向漏电流从输入信号端( $V_{IN}$ )流过 $R_{OVP}$ 时，它会在 $R_{OVP}$ 上造成电压降，看上去就像信号路径上输入失调电压上升了。

另一个需要担心的地方是，二极管反向漏电流随温度上升而呈指数上升，导致箝位OVP电路的失调电压急剧上升。图2是一个不带外部过压电路的运算放大器，以此作为对照基准，该图显示了ADA4077在-13 V至+13 V输入电压范围内的失调电压测量值。在三个温度下进行测量：25°C、85°C和125°C。注意在25°C时，本测试中的ADA4077  $V_{OS}$ 仅达到了6  $\mu$ V；哪怕在125°C， $V_{OS}$ 也只有大约20  $\mu$ V。当我们把外部箝位OVP电路加入同一个ADA4077器件，并在 $V_{IN}$ 端施加输入电压时，可以看到如图3所示的结果。在室温下， $V_{OS}$ 跳跃至30  $\mu$ V——是单个ADA4077信号路径误差的5倍。在125°C时， $V_{OS}$ 超过15 mV——等于ADA4077 20  $\mu$ V的750倍之多！精度下降了。

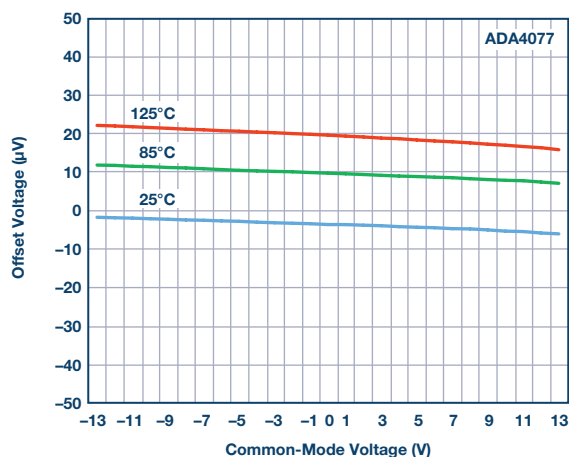


图2. 输入失调电压与ADA4077输入电压的关系

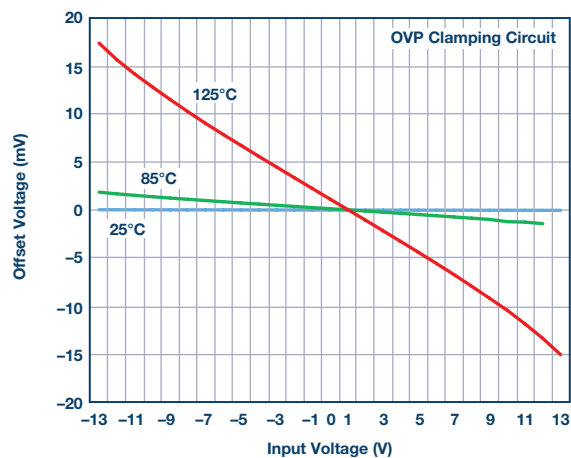


图3. ADA4077添加OVP箝位电路后输入失调电压与输入电压的关系

在过压条件时，5 k $\Omega$ 电阻很好地保护了箝位二极管和运算放大器，但正常工作时，若二极管在它两端有漏电流产生，则会引入较多的失调误差(更不要说来自电阻的约翰逊噪声了)。我们需要的是动态输入电阻，它在额定的输入电压范围内工作时具有低电阻，但在过压条件下具有高电阻。

### 满足要求的集成式解决方案

ADA4177是一款高精度运算放大器，集成过压保护。集成式ESD二极管用作过压箝位，保护器件。耗尽型FET位于ESD二极管之前，与各个输入端串联连接。它们具有动态电阻，会随着输入电压( $V_{CM}$ )超过电源电压而增加。随着输入电压上升，内部FET的漏极-源极电阻( $R_{DS(on)}$ )增加，从而限制了跟随电压的上升而呈指数增长的电流(参见图4)。由于ADA4177在输入端采用耗尽型FET，并且由于它不是一个串联保护电阻，因此运算放大器不会在电阻两端产生箝位OVP电路那样的失调电压问题。

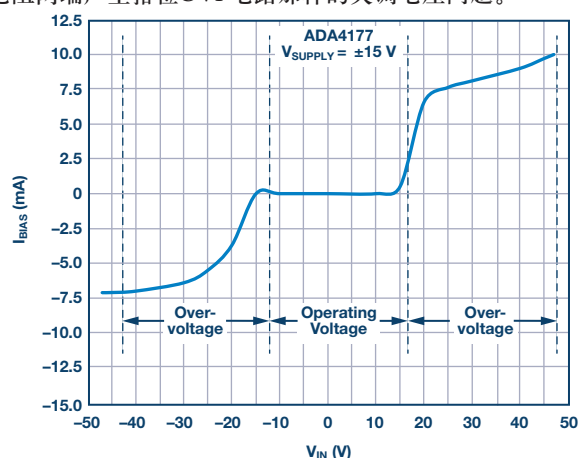


图4. ADA4177输入偏置电流随过压的增加而受限

ADA4177输入可耐受电源电压以上最高32 V的电压。它将过压电流限制在10 mA至12 mA(典型值)范围内，从而不使用任何外部元件即保护了运算放大器。如图5所示，哪怕在125°C时，该被测单元的失调电压也只有40  $\mu$ V。该值为箝位电路在此温度下误差值的3%都不到。精度性能得到了保留！

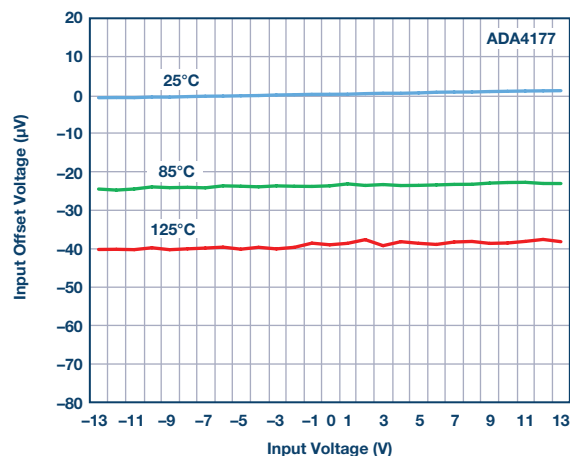


图5. ADA4177采用集成式OVP时输入失调电压与输入电压的关系

## 这对系统性能而言意味着什么

分析输入电压的变化对信号路径精度的影响时，系统设计人员会考虑放大器的共模抑制比(CMRR)。它表示输出端能抑制多少共模输入电压(或者通过了多少)。由于运算放大器通常配置为提供输入与输出之间的增益，因此我们以输入失调电压变化为参照归一化CMRR规格(即输出变化除以放大器闭环增益)。共模抑制比是一个正数值，以dB为单位，计算公式如下：

$$CMRR = 20 \log (\Delta V_{CM} / \Delta V_{OS})$$

从这个比值中可以看到，有必要保持 $V_{OS}$ 尽量低。ADA4177额定值在完整的工作温度范围内保证具有125 dB最小CMRR限值。通过本实验中被测单元的测试结果可以计算并对比箝位电路和ADA4177的CMRR。表1显示了使用经典箝位二极管电路时精度的极大损失，以及集成FET过压保护的ADA4177的出色CMRR性能。

表1. ADA4177与带箝位二极管的分立式OVP的CMRR对比

| 过压保护方法        | 25°C   | 85°C   | 125°C  |
|---------------|--------|--------|--------|
| ADA4177       | 143 dB | 145 dB | 142 dB |
| ADA4077和箝位OVP | 113 dB | 78 dB  | 58 dB  |

## 参考文献

Michael Arkin和Eric Modica。“鲁棒的放大器提供集成过压保护。”《模拟对话》，第46卷第1期，2012年。

视频：“ADA4096-2输入过压保护放大器。”ADI公司。

视频：“ADA4177: 集成OVP和EMI的运算放大器具有卓越的鲁棒性和精度。”ADI公司。

欲了解更多有关ADA4177和ADA4077的信息，请参见产品页面和数据手册：[ADA4177](#)和[ADA4077](#)。

Daniel Burton [daniel.burton@analog.com] 是ADI公司的应用工程师。他拥有圣何塞州立大学的电气工程学士学位，其职业生涯大多从事检测和精密线性信号路径相关的职位。Dan于2010年加入ADI公司，并专注于精密放大器和基准电压源产品。



Daniel Burton



# 电磁流量计：设计考虑和解决方案

作者：Colm Slattery和李可

## 当今有哪些工业领域使用流量计?

“若不能度量，则无法管理。”这是工业领域的一句口头禅，尤其适合于流量测量。简单说来，对流量监测的需求越来越多，常常还要求更高速度和精度的监测。有几个领域中，工业流量测量很重要，比如生活废弃物。随着人们越来越关注环境保护，为使我们世界更干净卫生、污染更少，废弃物的处置和监测就变得非常重要。人类消耗着大量的水，随着全球人口增长，用水量会越来越大。流量计至关重要，既能监测生活废水，也是污水处理厂过程控制系统不可或缺的一部分。

流量计还被用于许多工业控制过程，包括化学/制药、食品饮料、纸浆造纸等。此类应用常常需要在有大量固体存在的情况下测量流量——大部分流量技术不能轻松胜任这一要求。

输送计量领域处理两方之间的产品转移和支付，需要高端流量计。实例之一是通过大型管道系统输送油品。在这种应用中，流量测量精度随时间的变化即便很微小，也可能导致某一方损失或获得重大利益。

## 电磁感应技术为什么非常适合液体流量测量?

对于液体流量测量，电磁流量计技术有多种优势。它的传感器一般是连接到管道中，其直径与管道直径一致，因而测量时不会干扰或限制介质的流动。由于传感器不是直接浸没在液体中，没有活动部件，因此不存在磨损问题。

电磁方法测量的是体积流量，这意味着测量对流体密度、温度、压力和粘度等参数的变化不敏感。一旦用水标定电磁流量计，就可以使用它来测量其他类型的导电液体，无需进一步标定。这是其他类型流量计所不具备的一个重要优势。

电磁流量计特别适合测量固液两相介质，例如泥浆等带悬浮泥土、固体颗粒、纤维或粘稠物的高导电率介质。它可用于测量污水、泥浆、矿浆、纸浆、化学纤维浆及其他介质。这使得它特别适合食品、制药等行业，利用它可测量玉米糖浆、果汁、酒类、药物、血浆及其他许多特殊介质。

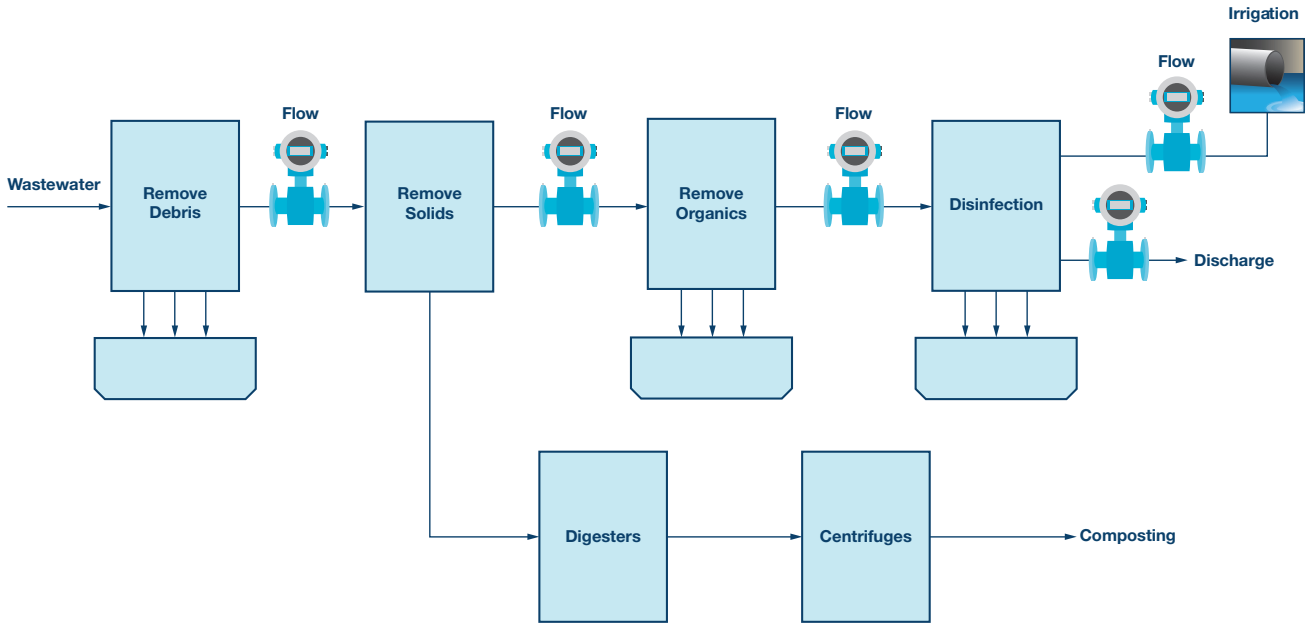


图1. 污水处理厂简图

## 电磁流量计的工作原理是什么？

电磁流量计的工作原理基于法拉第电磁感应定律。根据法拉第定律，当导电液体流经传感器的磁场时，一对电极之间就会产生与体积流量成正比的电动势，其方向与流向和磁场垂直。电动势幅度可表示为：

$$E = kBDv$$

其中，E为感生电势，k为常数，B为磁通密度，D为测量管的内径，v为测量管内的流体在电极截面轴向的平均速度。

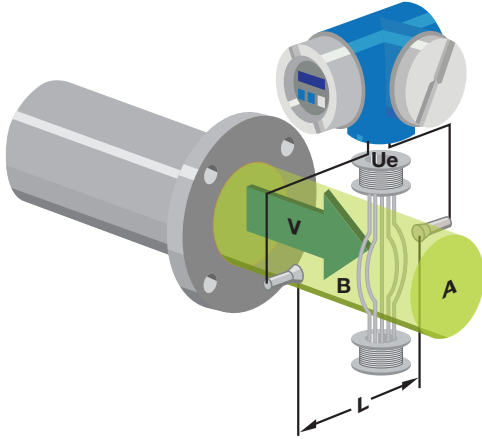


图2. 磁流量计工作原理

## 传感器输出范围是多少？

传感器提供差分输出。其灵敏度典型值为 $150 \mu\text{V}/(\text{mps})$ 至 $200 \mu\text{V}/(\text{mps})$ 。由于激励电流的方向不断交替，因而传感器输出信号幅度会加倍。对于0.5米/秒至15米/秒的流速测量范围，传感器输出信号幅度在 $75 \mu\text{V}$ 至 $4\text{--}6 \text{mV}$ 之间。图3显示了用恒流源激励且有流体流经传感器时的传感器输出信号。在传感器输出引线上捕捉到的示波器图显示，有一个电平非常低的信号位于较大共模电压上。紫色曲线对应正电极，红色曲线对应负电极。粉色曲线是将正负电极相减的数学计算通道。低电平信号位于较大共模电压之中。

## 传感器测量的传统方法是什么？

传统方法大致上是模拟式 — 具有高输入阻抗和高输入共模抑制性能的前置放大器用来应对传感器漏电流效应，然后是三阶或四阶模拟带通滤波器和采样保持级，最后是模数转换。典型模拟前端方法如图4所示。传感器输出信号首先经由仪表放大器放大。必须尽量放大目标信号，同时要避免不需要的直流共模电压引起放大器输出饱和。这通常会将第一级仪表放大器的增益限制在最多10倍。带通滤波器级进一步消除直流影响，并再次放大信号，然后进入采样保持电路 — 正是这个差值信号代表流速 — 随后送至模数转换器。

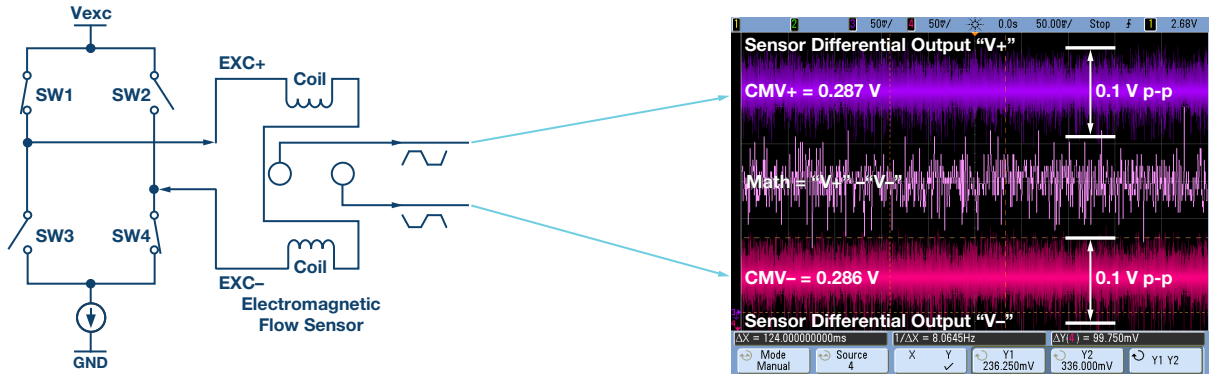


图3. 电磁流量传感器的输出信号

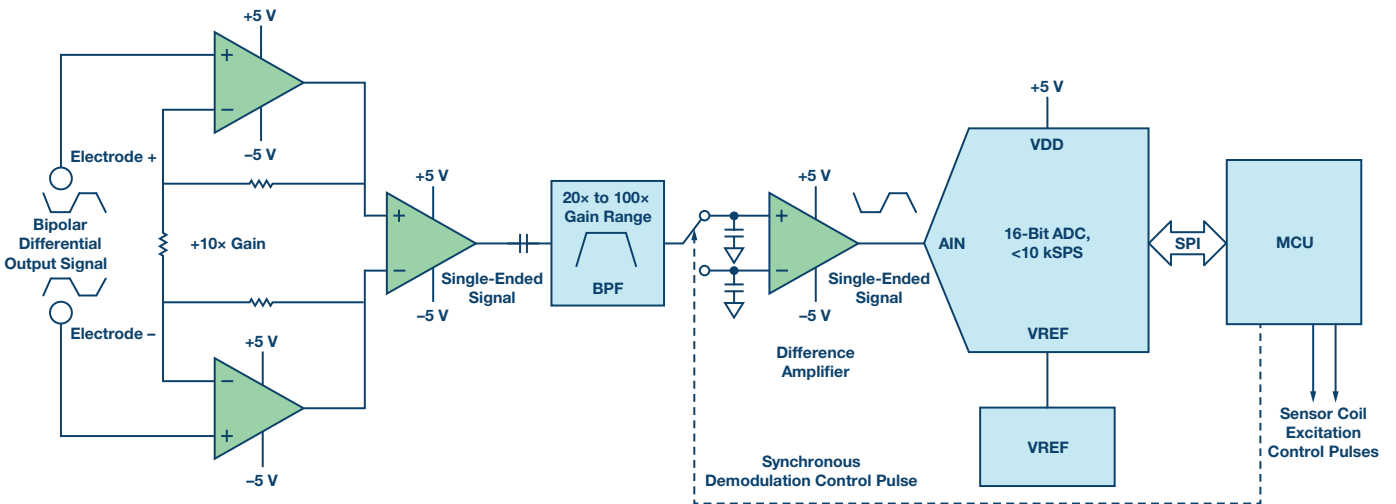


图4. 传统模拟前端方法

## 影响电磁流量计架构变化的市场趋势有哪些？

有多种行业趋势在呼唤新架构。其中之一是对数据日益增加的需求。对于液体，监测除流量外的其他属性的能力正在变得越来越有价值。例如，为了确定液体中可能有哪些污染物，或者为了确定液体是否有适合特定应用的正确密度/粘度。增加这种诊断能力有许多此类要求和好处。利用传统模拟方法是无法轻松获取此类信息的，因为大部分传感器信息会在同步解调阶段中丢失。

另外，制造工艺持续要求提高生产力和效率。例如在液体投注/灌装应用中，增加的灌装节点越来越多；制造工艺规模的扩大，灌装速度的提高，要求更快速、更精确的流量监测。

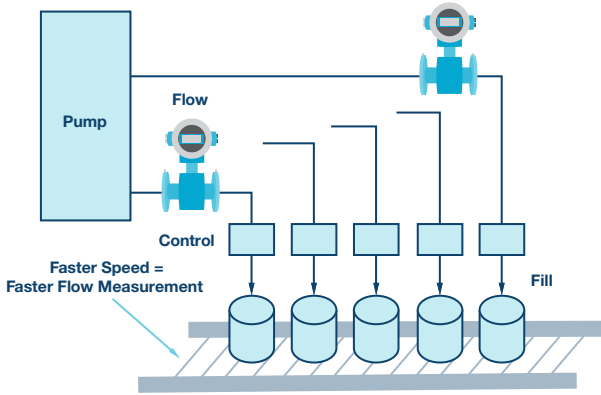


图5. 液体投注/灌装

传统上利用机械或称重技术来确定灌装过程中要添加的正确液体量，或生产工艺中的精确灌装量。这些方式往往非常昂贵，而且难以扩展。为了满足这种需求，流量计(尤其是针对液体的电磁流量计)已成为首选技术。

## 新的电磁流量计架构是什么样子？

过采样方法大大简化了模拟前端设计。模拟带通滤波器和采样保持电路不再需要。电路中的前置放大器仅有一级仪表放大器——在我们的例子中是AD8220 JFET输入级轨到轨输出仪表放大器，它可以直接连接到高速 $\Sigma$ - $\Delta$ 转换器。

## 对于模拟前端，重要的是什么，它如何影响我的设计？

放大器和ADC是此类应用中最重要两个模块。第一级放大器有几项关键要求。

一个要求是共模抑制比(CMRR)。液体电解质中的离子会发生定向运动，因此，电极与流体之间会产生电势，这就是所谓极化。如果两个电极完全一致，电极上的电势应彼此相等。不同金属的极化电压在数百毫伏到 $\pm 2$ 伏之间不等。这是出现在传感器输出端和前置放大器输入端的直流共模电压。前置放大器是抑制此共模电压的关键。

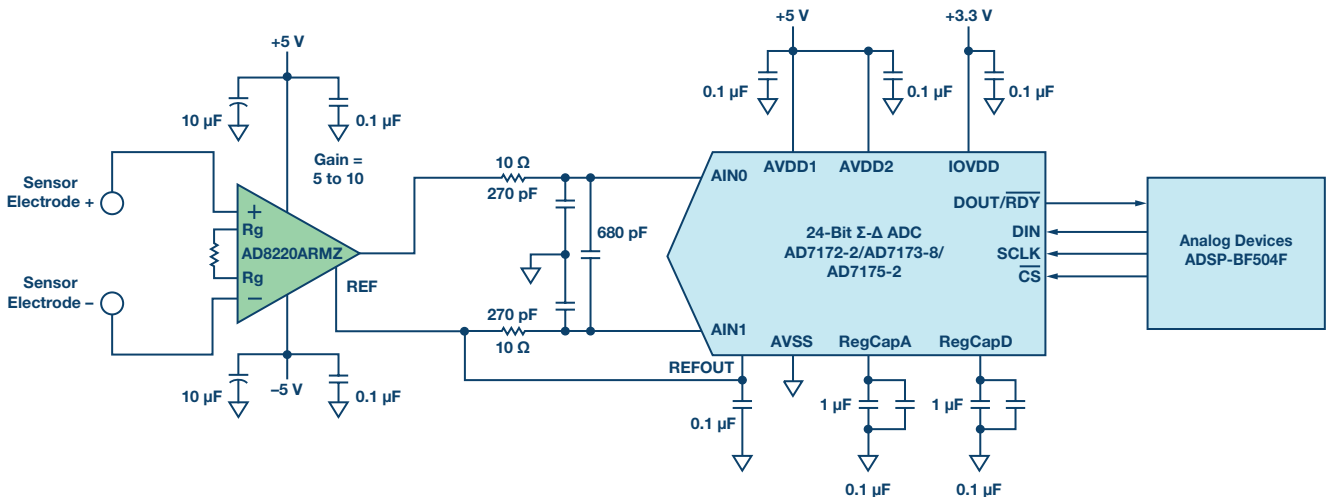


图6. 采用AD8220和AD717x-x的过采样架构模拟前端



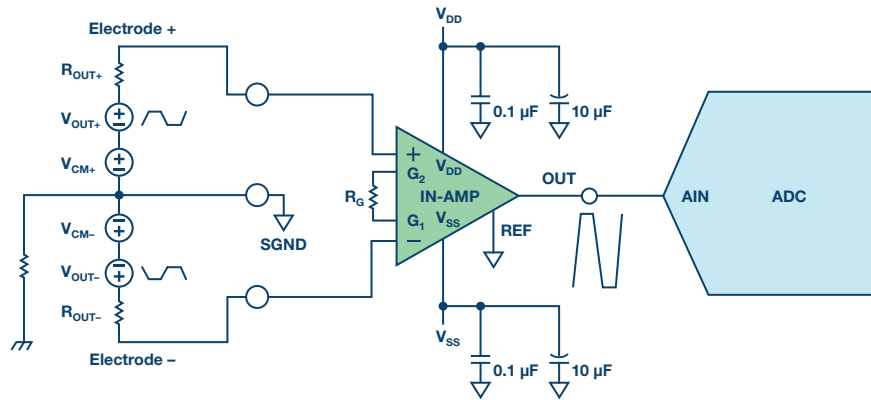


图7. 前置放大器的共模抑制

表1. 共模抑制对实际流速的影响

| 共模抑制比                          | 共模抑制比与抑制后的共模直流失调和噪声 |             |            |             |
|--------------------------------|---------------------|-------------|------------|-------------|
|                                | 120 dB              | 100 dB      | 80 dB      | 60 dB       |
| 0.28V共模直流                      | 0.28 $\mu$ V        | 2.8 $\mu$ V | 28 $\mu$ V | 280 $\mu$ V |
| 0.1 V共模噪声                      | 0.1 $\mu$ V         | 1 $\mu$ V   | 10 $\mu$ V | 100 $\mu$ V |
| 共模噪声转换为175 $\mu$ V/(mps)传感器的流速 | 0.0006 mps          | 0.006 mps   | 0.06 mps   | 0.6 mps     |

表2. 放大器输入阻抗对流速的影响

| 传感器输出阻抗 (G $\Omega$ ) | 放大器输入阻抗 (G $\Omega$ ) | 对1 mps减小的信号幅度 ( $\mu$ V) | 可重复性 (%) | 读数误差 (%) |
|-----------------------|-----------------------|--------------------------|----------|----------|
| 10                    | 10                    | 87.50                    | 0.065%   | 0.196%   |
| 10                    | 100                   | 15.91                    | 0.051%   | 0.154%   |
| 10                    | 1000                  | 1.73                     | 0.049%   | 0.148%   |
| 10                    | 10,000                | 0.17                     | 0.049%   | 0.147%   |

100 dB 共模抑制比会将0.3伏直流共模衰减到3微伏，后者作为直流失调出现在放大器输出端，可通过校准予以消除。理想情况下，传感器上的共模电压保持不变，但实际上，它会随时间而变化，并且会受到液体质量或温度等其他因素的影响。共模抑制比越高，对连续后台校准的需求就会越少，流量稳定性也越高。

电极的金属材料与电解质液体接触。液体电解质与电极之间的摩擦会产生较高频率的交流共模电压。虽然幅度通常很小，但交流共模表现为完全随机的噪声，更难抑制。这就要求前置放大器不仅具有良好的直流共模抑制比，而且要有出色的较高频率共模抑制比。AD8220放大器在直流到5千赫兹范围内具有出色的共模抑制比。对于AD8220 B级，直流到60赫兹范围的最小共模抑制比为100 dB，5千赫兹以下为90 dB，能够很好地将共模电压和噪声抑制到微伏水平。当共模抑制比为120 dB时，0.1伏峰峰值降低到0.1微伏峰峰值。表2显示了较差的CMRR对输出传感器信号的影响。

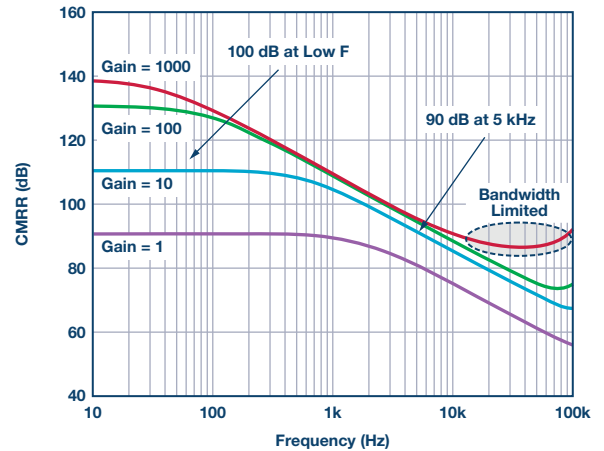


图8. AD8220直流和交流共模抑制效应

前置放大器级的低漏电流和高输入阻抗是又一重要参数，因为电磁流量传感器的输出阻抗可能高达GΩ。放大器的高输入阻抗可防止传感器输出过载，避免信号幅度减小。放大器的漏电流应足够低，这样当它流经传感器时，不会成为一个显著的误差源。AD8220的最大输入偏置电流为10 pA，输入阻抗为10<sup>13</sup> Ω，因此它能支持电磁流量传感器的广泛输出特性。表2列出了前置放大器输入阻抗对10 GΩ高输出阻抗传感器的影响。

最后，0.1赫兹至10赫兹范围的1/f噪声设置应用的噪底。当增益配置为10时，AD8220折合到输入端的电压噪声约为0.94 μV p-p，它能分辨6毫米/秒的瞬时流速和小于1毫米/秒的累计流速。

### 如何选择ADC，对应用而言哪些方面比较重要？

过采样方法既带来了挑战，也对ADC模块提出了更高的性能要求。由于没有后级模拟滤波器有源增益级，所以仅有一小部分的ADC输入范围获得使用。过采样和平均本身不等于性能的显著提高，因为各传感器周期需要完全建立下来才能用于流量计算。此外，需要从这些有限的数点获得足够多的模数转换样本，从而在固件处理过程中消除意外毛刺。

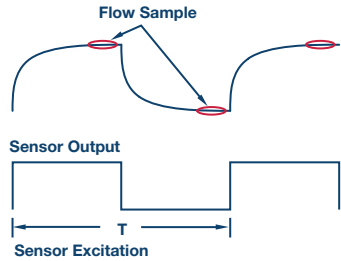


图9. 流量信号采样

过采样架构一般要求ADC数据速率大于20 kSPS，越快越好。这与实际流量测量没有明确关系。由于不存在模拟带通滤波器，ADC输入端会直接看到传感器原始输出。这种情况下，传感

表3. 模拟前端和ADC的噪声预算

| 灵敏度为175 μV/(mps)的传感器的流速分辨率 | 该分辨率下传感器输出的信号幅度 | 模拟前端的折合到输入端噪声预算 | 过采样模拟前端增益为10时的ADC噪声预算 |
|----------------------------|-----------------|-----------------|-----------------------|
| 10 mm/sec                  | 3.5 μV p-p      | 1.75 μV p-p     | 5.8 μV p-p/19.7 bit*  |
| 5.4 mm/sec                 | 1.89 μV p-p     | 0.95 μV p-p     | 3.2 μV p-p/20.6 bit*  |
| 5 mm/sec                   | 1.75 μV p-p     | 0.88 μV p-p     | 2.9 μV p-p/20.7 bit*  |

\*数据来自一个FIR滤波器周期和一次瞬时流量计算。

表4. 不同传感器激励频率下的测量精度比较

| 激励频率(赫兹)   | 6.25  | 12.5  | 25    | 50    | 100   | 200   | 400   |
|------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 采用AD7172-2 | 0.12% | 0.12% | 0.13% | 0.16% | 0.19% | 0.24% | 0.33% |
| 采用最接近的竞争产品 | 0.13% | 0.15% | 0.19% | 0.25% | 0.33% | 0.46% | 0.64% |
| 差距         | 12%   | 22%   | 47%   | 57%   | 77%   | 89%   | 95%   |

器的上升沿未经滤波，因此ADC在上升沿和下降沿期间须具有足够高的分辨率，以便足够准确地捕捉这些边沿。

流量计的精度本身可通过瞬时流量测量或累计流量测量来确定。流量计标准采用累计流量技术——测量长时间(比如30或60秒)内某一水量的平均流量。通过这种测量(而非瞬时流量测量)可确定系统精度为±0.2%。瞬时流量适合需要实时流速的应用场合。它对电子器件的精度要求要高得多。理论上，为了分辨5毫米/秒的瞬时流量，ADC需要在一个激励周期(约600样本的后置FIR滤波器)内实现20.7位的峰峰值分辨率。这可通过模拟前端来实现。

AD7172-2提供低输入噪声和高采样速度的完美组合，特别适合电磁流量应用。采用2.5 V外部基准电压源时，AD7172-2的典型噪声低至0.47 μV p-p。这意味着，最终流量结果的刷新速率可以达到50 SPS，而不需要增加外部放大级。图10显示了采用AD7172-2的过采样前端电路的噪声曲线。

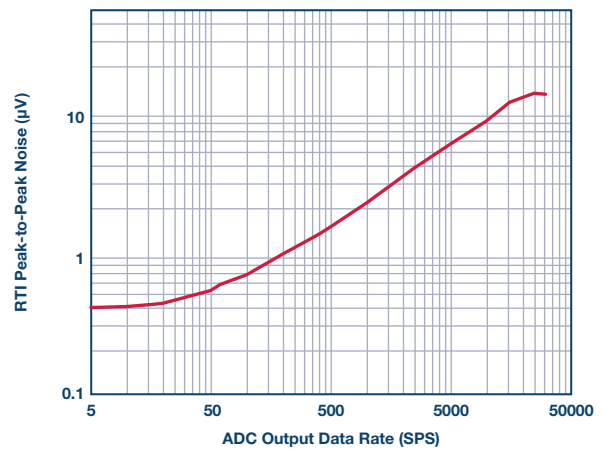


图10. 采用AD8220和AD7172-2的过采样架构的折合到输入端噪声测试结果

## 如何获得更快的响应以满足业界对更高效率的需求？

提高传感器激励频率可以提高流量测量的系统更新速率。这种情况下，传感器输出的建立时间会缩短，因而可用于平均的样本数会减少。使用更低噪声的ADC，可以进一步降低折合到传感器输出端的噪声。采用同样的前端驱动器AD8220，其增益配置为×10，可以比较更高更新速率下该模拟前端与主要竞争产品的性能。表4和图11显示了与最接近的竞争产品相比，ADI器件在更高系统更新速率下取得的优势。

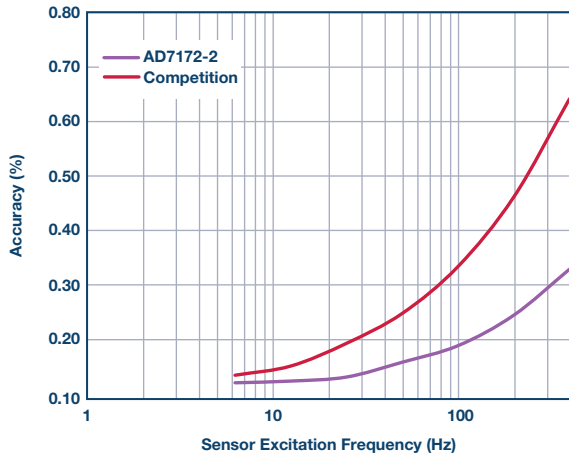


图11. 不同传感器激励频率下的测量精度比较

## 仪表放大器能否直接驱动ADC，我怎样才能确定？

一般而言，这取决于仪表放大器的驱动能力和ADC的输入结构。许多现代精密ADC是基于开关电容架构。片内采样保持器呈现为上游放大器的瞬态负载，它必须能让开关电容输入建立，以便实现精确采样。

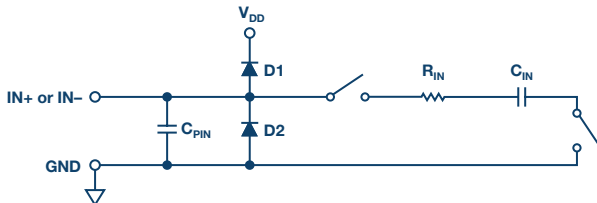


图12. 等效模拟输入电路

下式可用来检查放大器能否驱动ADC。

$$BW = 1 / (2\pi \times (1 / (2 \times MCLK) - T)) \times \ln [(FS - CMV) / (FS \times Error)]$$

其中：

BW为放大器驱动ADC所需的最小带宽。

MCLK为ADC调制器时钟频率(单位为赫兹)。

T为短路相位时间(单位为秒)。

FS为ADC满量程输入范围(单位为V)。

CMV为ADC输入范围的共模电压(单位为V)。

Error为ADC采样的建立误差。

例如，AD7172-2的调制器频率为2兆赫兹，短路相位时间为10 ns，满量程输入范围为5 V，共模电压为2.5 V，建立误差为1 ppm。由此得到BW值为8.7兆赫兹，这就是当AD7172-2处于无缓冲模式时，驱动放大器需要的带宽。它超过1.7兆赫兹—AD8220及许多精密仪表放大器的增益带宽积能力。AD7172-2的两个ADC模拟输入上均集成真正的轨到轨精密单位增益缓冲器。它设计用来在全频率范围驱动AD7172-2输入级，降低客户的设计复杂度和风险。缓冲器提供高输入阻抗，典型输入电流仅5 nA，使得高阻抗信号源可以直接连接到模拟输入。缓冲器全面驱动ADC内置开关电容采样网络，简化了模拟前端电路要求，而每个缓冲器的典型功耗仅有0.87 mA。每个模拟输入缓冲器放大器均完全斩波，就是说，这会使得缓冲器的失调误差漂移和1/f噪声最小。

## 如何产生磁场？

通过线圈施加恒定电流，从而在测量管道内部产生磁场；线圈安装在管道外部附近，常常成对存在，并且互相串联。线圈通常是数百匝铜线，因此在驱动器电路看来，其是一个较大电感。线圈电感通常在数十到数百毫亨左右，另外还有50 Ω到100 Ω的直流串联电阻。在每个周期内，通过断开和闭合H电桥上不同的开关对，驱动器电路改变激励电流方向，因而磁场也改变方向。为了消除噪声，交替频率一般是电力线频率的整小数倍。驱动器电路包括一个恒流源和一个H电桥，受微处理器控制。

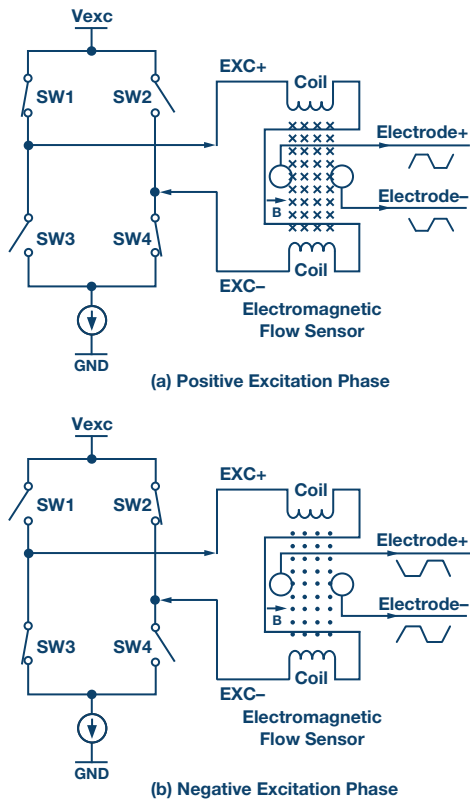


图13. 磁场产生

### 功耗是否重要?

是的。电磁流量计的激励电流可能相当大，从针对较小直径管道的50毫安到针对较大直径管道的500毫安或1安培不等。恒流电路若采用线性稳压电路，可能会消耗大量功耗和电路板面积。

与线性稳压恒流电路相比，开关模式电源可节省功耗。如图所示，ADP2441配置为恒流源输出模式。1.2 V ADR5040输出电压由两个电阻分压至150 mV。此150 mV电压施加于ADP2441电压跟踪引脚，使得电压反馈引脚也保持在150 mV。当在反馈引脚上使用一个0.6 Ω电流设置电阻时，ADP2441便会将其输出电流调节到预设电流 $I_{SET}$ 水平。通过调整连接到ADP2441反馈引脚的电流设置电阻值，便可调节恒流源。

表5. 推荐开关稳压器

| 推荐ADI开关稳压器 | 效率                             |
|------------|--------------------------------|
| ADP2441    | 200 mA输出时为90% (@12 V), 最高支持1 A |
| ADP2360    | 10 mA输出时为90%, 最高支持50 mA        |

### 该驱动级设计有何其他优势?

它有显著的面积优势。电磁流量传感器驱动电路，也称为激励电路，通常与信号调理电路(1千伏基本隔离一般足够)相隔离。常规电磁流量变送器普遍使用光耦合器隔离。光耦合器的可靠性往往很差，而且尺寸相当大。ADuM7440数字隔离器集高速CMOS和单片空芯变压器技术于一体，在一个16引脚小型QSOP封装中提供四个独立隔离通道。

与采用光耦合器、线性稳压恒流源、通孔封装的分立场效应管H电桥的常规方案相比，使用数字隔离方法不仅可节省功耗，还能节约80%以上的电路面积。

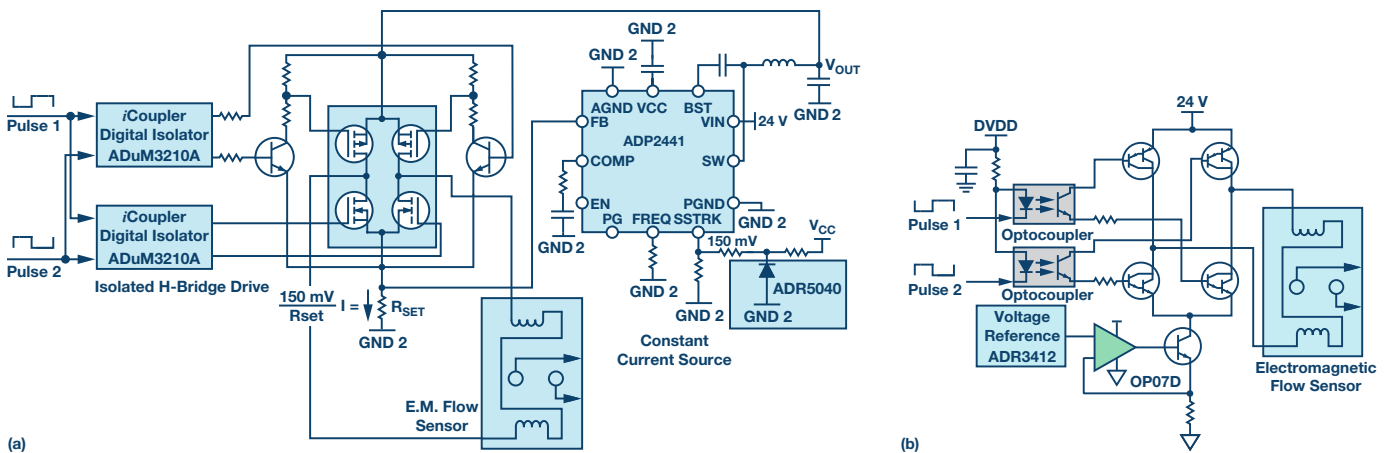


图14 (a). 利用开关电源和iCoupler®驱动隔离H电桥  
(b). 利用线性调节电流源和光耦合器驱动隔离H电桥



## 如何计算流速?

在数字域中交流流量信号仍需要滤波和同步解调。图15说明算法如何在数字域中实现同步解调。数字信号处理器发出控制信号1和

2, 这是一对互补逻辑信号, 用于电磁流量传感器线圈激励。在这两个信号的控制下, 流经电磁流量传感器线圈的电流在每个周期都会反向, 因而磁场方向和电极上的传感器输出也会反向。

表6. H电桥驱动级使用的主要器件比较

| 器件             | 数量 | 封装     | 面积(mm <sup>2</sup> ) |
|----------------|----|--------|----------------------|
| PC817B         | 2  | DIP-4  | 63.24                |
| TIP127, PNP达林顿 | 2  | TO-220 | 51.54                |
| TIP22, NPN达林顿  | 2  | TO-220 | 51.54                |
| 总面积            |    |        | 333                  |

| 器件           | 数量 | 封装      | 面积(mm <sup>2</sup> ) |
|--------------|----|---------|----------------------|
| ADUM7440ARQZ | 1  | QSOP-16 | 31                   |
| ZXMHC6A07N8  | 1  | SOIC-8  | 31                   |
| MMBT3904LT1G | 2  | SOT-23  | 13.92                |
| 1SMA5917BT3G | 1  | SMA     | 13.55                |
| 总面积          |    |         | 103.39               |

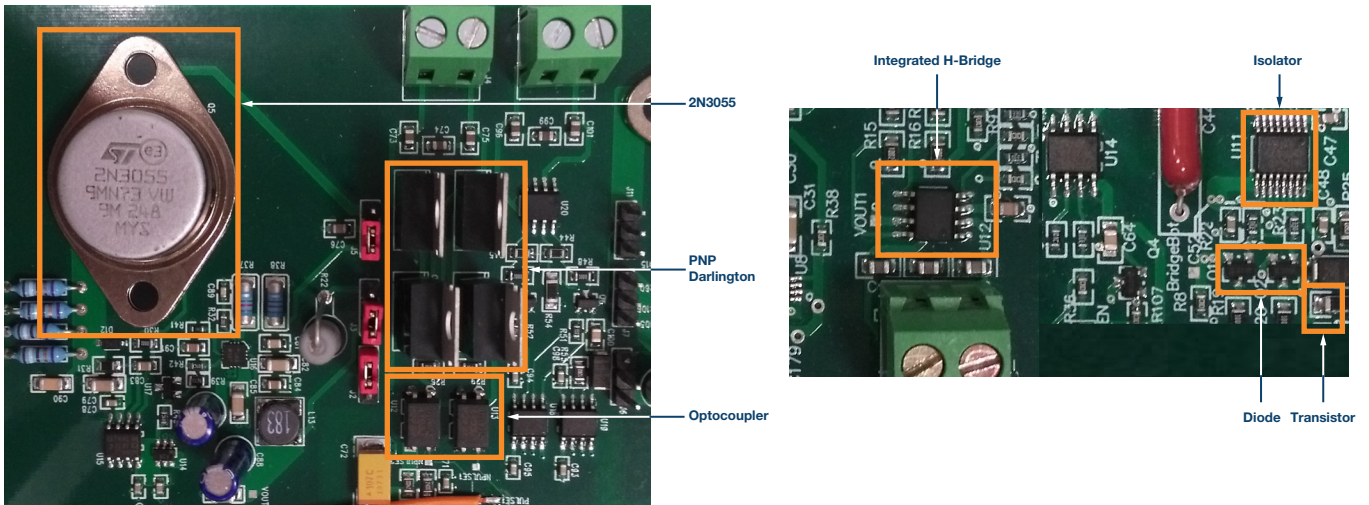


图15. 光耦合器与数字隔离器设计的面积比较

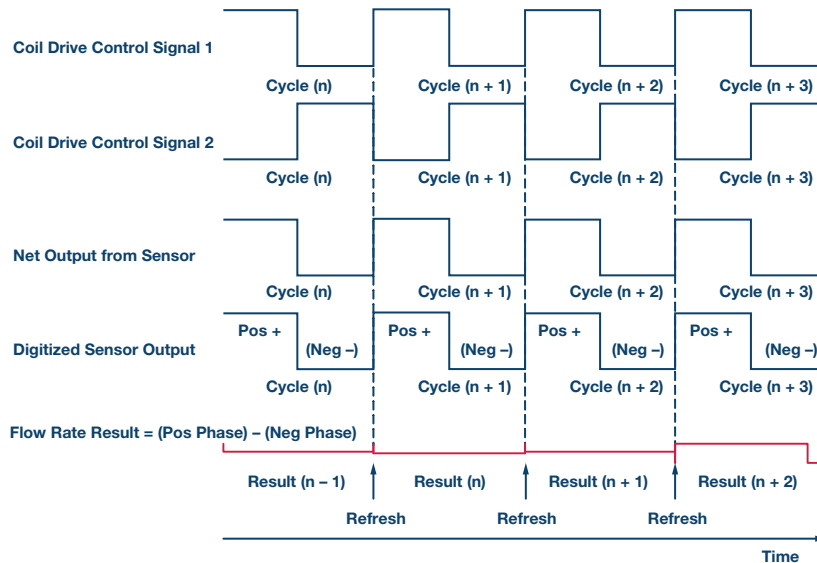


图16. 数字域中的同步解调和流速计算

例如在第n个周期，当ADC样本输入时，数字信号处理器(本例为ADSP-BF504F)知道控制信号1和2的时序与逻辑。这样，数字信号处理器便可根据线圈驱动控制信号的逻辑状态将这些ADC样本安排到静态随机存储器的两个数组中。也就是说，在正半周期获得的带时间戳样本归入一组，在负半周期采集的样本归入另一组。随后，每一组均经过FIR(有限脉冲响应)低通滤波器。滤波器截止频率设置为30赫兹，允许有用信号通过，但会抑制电力线频率干扰和噪声成分。图17显示了过采样前端设计中的FIR滤波器幅频曲线和模拟同步解调架构中的模拟带通滤波器幅频曲线。

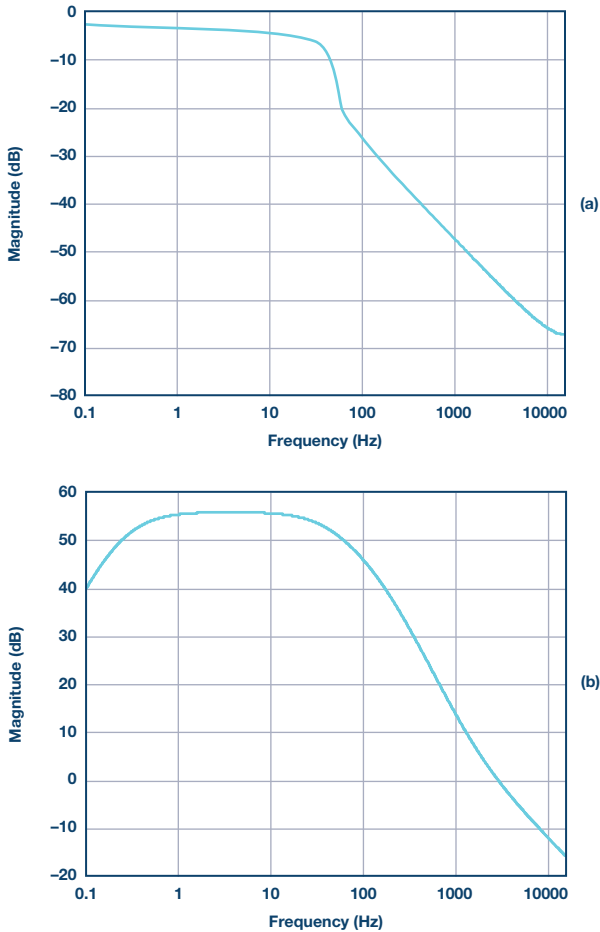


图17 (a). 数字FIR低通滤波器幅频曲线  
(b). 模拟带通滤波器幅频曲线

然后，算法减去这两个平均值以获得一个与流速成正比的值。此值的单位为LSB/(毫米/秒)。该值需要做进一步处理。最终流速计算如下：

$$\text{FlowRate (mps)} = \frac{\Delta \text{FlowRate} \times V_{REF}}{(2^N - 1) \times G \times \text{Sensitivity}} \times K_T \times K_S - K_Z$$

其中：

$\Delta \text{FlowRate}$ 为从正负激励阶段中减去两个平均值的结果，单位为LSB。

$V_{REF}$ 为ADC基准电压，单位为V。

$N$ 为ADC分辨率位数。

$G$ 为模拟前端增益。

$\text{Sensitivity}$ 为传感器的标称灵敏度，单位为伏特/(毫米/秒)。

$K_T$ 为变送器系数。

$K_S$ 为传感器系数。

$K_Z$ 为零点失调。

### 如何选择合适的处理器？

选择处理器是一个重要问题。业界越来越需要更高的处理能力，用以支持更复杂的算法处理或增强的诊断/预测功能。另外，提高电气和工业基础设施的能源效率已成为全球运动。客户要求以更低的功耗和更实惠的价格获得更高处理能力。

电磁流量计的数字滤波器可能需要大量处理能力。32位FIR滤波器要消耗80 MIPS。流速计算、外设通信驱动和数据通信分别需要40 MIPS、32 MIPS和20 MIPS。这些相加的总和为172 MIPS。本设计中，上述任务由最高达到400 MIPS的数字信号处理器ADSP-BF504F完成。这样，已经有将近50%的处理能力被占用，其中还不包括多层协议堆栈、HART通信、诊断、安全监控功能和液晶显示驱动。

表7. MIPS消耗

| 任务           | MIPS |
|--------------|------|
| FIR滤波器       | 80   |
| 计量数据处理       | 40   |
| AD7172-2数据存取 | 32   |
| 其它           | 20   |
| 总计           | 172  |

片内外设也很重要。数字信号处理器有多种功能要实现，包括SPI、UART、I<sup>2</sup>C和脉冲输出通信。有35个GPIO可用于硬件控制和逻辑输入/输出，例如控制液晶显示器、键盘输入、报警和诊断等。SRAM存储器存储滤波器系数、SPI数据通信、LCM数据缓存、机器状态数据和内部状态标志。68 kB片内静态随机存取存储器(SRAM)满足系统要求，包括一个32 kB L1指令SRAM/缓存和一个32 kB L1数据SRAM/缓存。RS-485和HART通信也需要存储器。ADSP-BF504F的4 MB片内闪存可用于存储程序数据、滤波器系数和校准参数。

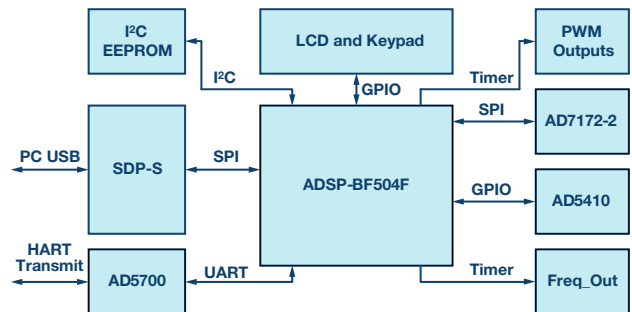


图18. ADSP-BF504F外设

未来对处理能力的要求会持续增加。未来满足这种要求，ADSP-BF70x Blackfin®处理器系列提供高性能DSP，具有同类一流的800 MMACS处理能力，而功耗不足100 mW。此系列由8款高性价比成员构成，搭载最高1 MB内置L2SRAM，使许多应用无需采用外部存储器，而第二种配置则提供可选的DDR2/LPDDR存储器接口。表8列出了ADSP-BF7xx系列的重要特性。

### ADI公司针对电磁流量计解决方案提供何种支持？

ADI公司开发了一款系统级参考设计，用以支持电磁流量计完整信号链的原型开发。该系列配置灵活，可连接到任何类型的电磁流量传感器，施加适当的激励频率和电压即可产生磁场(由Blackfin数字信号处理器控制)，能够测量传感器输出，以及应

用后处理滤波器和算法来计算流速。ADI公司在真实的流量试验台环境中对设计进行标定(如图19所示)，并将标定系数存储在非易失存储器中。支持单点或多点校准，通过多点线性化可实现更高的性能。这样做的结果表明：该模拟前端设计的性能可以达到领先高端流量计的要求。

相比传统架构，过采样架构有多方面重要优势。面积和成本均有显著节省——分别达到50%和20%。由于能够节省传感器信号并应用后处理，功耗也会降低，系统性能也得以增强。有关ADI参考设计的更多信息，请联系[cic@analog.com](mailto:cic@analog.com)。

表8. ADSP-BF70x Blackfin处理器系列

| 通用器件   | DSP内核性能                          | 片内存储器   | 外部存储器                | 主要连接选项   | 其它特性  | 封装                                   |
|--|----------------------------------|---|----------------------|--|---|--------------------------------------|
| ADSP-BF700<br>ADSP-BF702<br>ADSP-BF704<br>ADSP-BF706 | 100 MHz至400 MHz                  | 132 kB L1 SRAM/<br>缓存<br><br>L2 SRAM选项：<br>128 kB 256 kB<br>512 kB 1 MB | 不适用                  | ePPI、Sport (2)、四通道/<br>双通道SPI (3)、<br>I <sup>2</sup> C、UART (2)、CAN 2.0<br>B (2)、SD/SDIO/MMC (4<br>位) USB 2.0 HS OTG | OTP、安全加速器、数据完整度<br>(带L1奇偶校验<br>和L2 ECC)、<br>WDT、RTC | QFN 88引脚、<br>12 mm×12 mm             |
| ADSP-BF701<br>ADSP-BF703<br>ADSP-BF705<br>ADSP-BF707 | 800 MMACS, 16位<br>400 MMACS, 32位 | 512 kB<br>L2ROM   | 16位<br>LPDDR<br>DDR2 | 以上选项加上SDIO/<br>MMC/eMMC (8位) 4通<br>道、12位ADC  |   | BGA 184引脚<br>12 mm × 12 mm<br>0.8 mm |

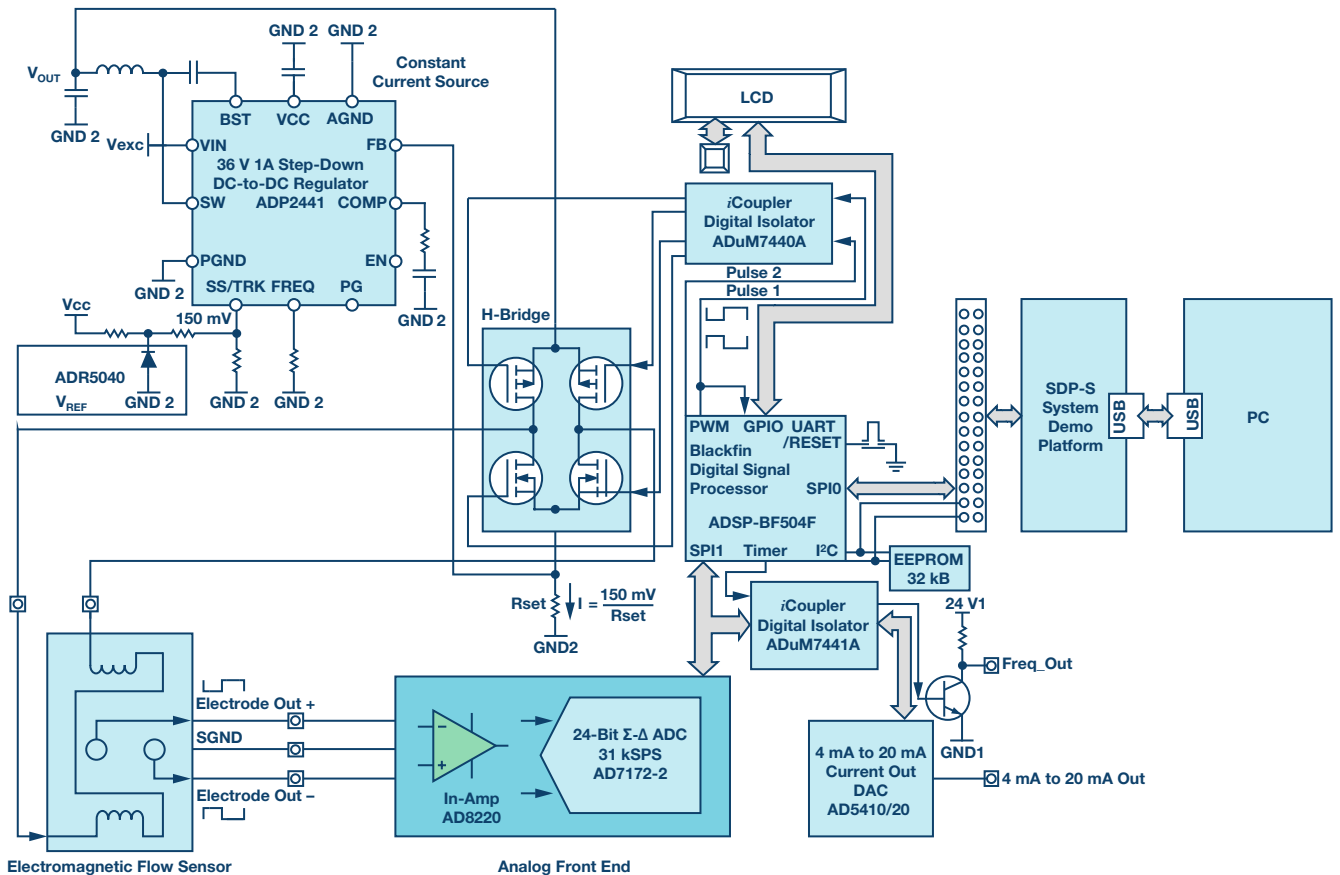


图19. ADI完整解决方案

## 您是否利用该设计测量过数据？

### 评估结果

该参考设计进行过测试，我们把它连接到流量标定试验台上的25毫米直径电磁流量传感器，介质为室温下的水。激励频率设置为6.25赫兹，在0.5米/秒到2米/秒范围内，基本误差为读数的±0.2%。测试结果数据如表9所示。

表9. 采用DN25传感器的数字过采样演示板的校准结果

| 流速(mps) | 读数误差(%) | 可重复性(%) |
|---------|---------|---------|
| 2.05    | -0.14%  | 0.00%   |
| 1.01    | 0.03%   | 0.03%   |
| 0.49    | 0.07%   | 0.04%   |
| 0.21    | 0.42%   | 0.08%   |
| 0.10    | 1.15%   | 0.01%   |
| 0.05    | 2.74%   | 0.06%   |

### 总结

全世界有越来越多的环境法规要求监测和控制来自住宅、商业和工业的废弃物，尤以欧洲为甚。电磁流量技术是此类应用的首选

技术。传统方法基本上是模拟方法，它有一些缺点，表现在成本、面积、功耗、响应时间、有限的系统信息等方面。行业趋势是转向过采样方法。这给ADC要求带来了重大挑战，因为更新速率会提高10倍左右，但平均值的好处得不到利用，ADC在高数据速率下的噪声要求需要进一步提高。另外还有功耗挑战需要解决。液体和管道直径均有很多类型，这就需要能够动态控制功耗，通过一种支持所有类型传感器需求的设计来将功耗降至最低。Blackfin数字信号处理器集低功耗和高处理能力于一体，满足流量计应用的要求。它执行复杂的FIR滤波器算法来计算流速，同时具有领先的800 MMACS处理能力，而功耗不足100 mW。完整设计相比于之前的技术大大简化，而且可节省成本、功耗和面积，优势众多。有关ADI参考设计的更多信息，请联系<mailto:cic@analog.com>。

### 参考文献

Ardizzone, John. “高速差分ADC驱动器‘使用规则’”。*模拟对话*, 第43卷, 2009年5月。

Walsh, Alan. “精密SAR模数转换器的前端放大器和RC滤波器设计”。*模拟对话*, 第46卷, 2012年12月。

Colm Slattery [colm.slattery@analog.com] 是ADI公司位于爱尔兰利默里克的自动化、能源与传感器业务部门的系统应用工程师。其关注的重点领域是过程控制，包括面向过程自动化市场的现场仪表和PLC/DCS控制器。Colm毕业于利默里克大学，获得电子学学士学位。加入ADI之前，他曾任职于Microsemi。



Colm Slattery

该作者的其它文章：

[电磁流量计可在工业应用中实现高精度](#)

《模拟对话》48-02, 2014年2月

李可 [ke.li@analog.com] 是ADI公司位于爱尔兰利默里克的自动化、能源与传感器业务部门的系统应用工程师。他于2007年在中国上海加入ADI公司，担任精密转换器产品线产品应用工程师。此前，他曾在安捷伦科技有限公司的化学分析集团担任过四年的研发工程师。他于1999年获得西安交通大学电子工程学士学位，并于2003年获得西安交通大学生物医学工程硕士学位。



李可

该作者的其它文章：

[电磁流量计可在工业应用中实现高精度](#)

《模拟对话》48-02, 2014年2月



# 注释

A large grid of graph paper, consisting of 20 columns and 30 rows of small squares, intended for taking notes or calculations.

©2016 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
Trademarks and registered trademarks are the  
property of their respective owners.

Ahead of What's Possible is a trademark of  
Analog Devices.

M02000502sc-0-8/16

[analog.com/zh/analogdialogue](http://analog.com/zh/analogdialogue)

#### 全球总部

One Technology Way  
P.O. Box 9106, Norwood, MA  
02062-9106 U.S.A.  
Tel: (1 781) 329 4700  
Fax: (1 781) 461 3113

#### 大中华区总部

上海市浦东新区张江高科技园区  
祖冲之路 2290 号展想广场 5 楼  
邮编: 201203  
电话: (86 21) 2320 8000  
传真: (86 21) 2320 8222

#### 深圳分公司

深圳市福田中心区  
益田路与福华三路交汇处  
深圳国际商会中心 4205-4210 室  
邮编: 518048  
电话: (86 755) 8202 3200  
传真: (86 755) 8202 3222

#### 北京分公司

北京市海淀区  
西小口路 66 号  
中关村东升科技园  
B-6 号楼 A 座一层  
邮编: 100085  
电话: (86 10) 5987 1000  
传真: (86 10) 6298 3574

#### 武汉分公司

湖北省武汉市东湖高新区  
珞瑜路 889 号光谷国际广场  
写字楼 B 座 2403-2405 室  
邮编: 430073  
电话: (86 27) 8715 9968  
传真: (86 27) 8715 9931

#### 亚洲技术支持中心

免费热线电话: 4006 100 006  
电子邮箱:  
[china.support@analog.com](mailto:china.support@analog.com)  
技术专栏:  
[www.analog.com/zh/CIC](http://www.analog.com/zh/CIC)  
样品申请:  
[www.analog.com/zh/sample](http://www.analog.com/zh/sample)  
在线购买:  
[www.analog.com/zh/BOL](http://www.analog.com/zh/BOL)  
在线技术论坛:  
[ezchina.analog.com](http://ezchina.analog.com)



超越一切可能™