

Analog Dialogue

现实世界信号处理电路、系统和软件技术交流论坛•2015年第49卷第2期

- 2 编者寄语：新产品简介
- 3 MEMS IMU/陀螺仪对准基础
- 9 多功能：困境抑或现实？
- 12 低功耗同步解调器设计考虑因素
- 16 无烦恼，高增益：构建具有纳伏级灵敏度的低噪声仪表放大器
- 19 射频采样ADC输入保护：这不是魔法
- 24 利用电容-数字转换器检测液位



analog.com/zh/analogdialogue



超越一切可能™

编者寄语

本期介绍

基于FPGA的系统提高电机控制性能

高级电机控制系统集控制算法、工业网络和用户接口于一体，因此需要更多处理能力来实时执行所有任务。现代电机控制系统利用多芯片架构来实现：DSP执行电机控制算法，FPGA实现高速I/O和网络协议，微处理器处理执行控制。(第3页)

IC上电和关断

现代集成电路采用精密复杂的电路来确保其开启后进入已知状态，保留存储器内容，快速引导，并且在关断时节省功耗。本文分两部分，提供有关使用上电复位和关断功能的一些建议。(第11页)

在仅有零点电阻和电容可调节的情况下设计PLL环路滤波器

标准程序使用开环带宽和相位裕量来确定PLL环路滤波器的元件值，求解极点电容，并推导出其余值。某些情况下此电容可能是集成的，因而无法使用标准程序。本文提出一种替代程序，可在极点电容值固定的时候使用。(第15页)

在Xilinx FPGA上快速实现JESD204B

JESD204高速串行接口将数据转换器与逻辑器件相连。随着转换器的速度和分辨率不断提升，此接口在ADC、DAC和RF收发器中也变得更为常见。FPGA中的串行器/解串器设计实现物理层。本文介绍如何使用Xilinx® FPGA部署JESD204B接口以快速建立项目。(第21页)

射频集成电路的电源管理

随着射频集成电路中集成的元件不断增多，噪声耦合源也日益增多，使电源管理变得越来越重要。本文将描述电源噪声可能对RF IC性能造成的影响。虽然本文的例子是集成锁相环和电压控制振荡器的ADRF6820正交解调器，但所得结果也适用于其他高性能RF IC。(第25页)

为逐次逼近型ADC设计可靠的数字接口

SAR ADC以高达5 MSPS的速率提供最高18位分辨率。主机处理器可以通过多种串行和并行接口(如SPI、I²C和LVDS)访问ADC。本文将讨论打造可靠、集成数字接口的设计技术，包括数字电源电平和序列、启动期间的I/O状态、接口时序、信号质量以及数字活动导致的误差。(第31页)

Jim Surber [jim.surber@analog.com]

产品目录：第49卷，第1期

所有ADI产品数据手册都可在analog.com/cn网站查到，只需在搜索框中输入产品型号即可。

2月

3通道、SPI接口Σ-Δ型ADC.....	ADE7903
3通道、SPI接口Σ-Δ型ADC.....	ADE7923
200-MHz带宽RRIO运算放大器.....	ADA4807-1
集成四个ADC和两个DAC的音频编解码器.....	ADAU1372
四通道、16位数据采集系统.....	ADAR7251
614.4 Mbps至10.3125 Gbps数据恢复IC.....	ADN2905
高电压输入保护器件.....	ADM1270
双通道、700-MHz至3000-MHz无源接收混频器.....	ADRF6612
集成中频放大器的双通道宽带接收混频器.....	ADRF6658
四通道、10-Ω、故障检测/保护多路复用器.....	ADG5404F
中频分集、385 MHz带宽接收器.....	AD6674
11.3 Gbps光学接收器.....	ADN3010-11
三通道、1800 mA降压稳压器.....	ADP5135

3月

双通道、16位、125 MSPS、LVDS输出流水线式ADC.....	AD9655
14位、1 GSPS/500 MSPS流水线式ADC.....	AD9690
带EMI/过压保护功能的四通道运算放大器.....	ADA4177-4
带用户自定义故障保护/检测功能的四通道通道保护器.....	ADG5462F
集成PMBus接口、用于隔离式电源的数字控制器.....	ADP1052
集成I ² C接口的八通道、16位nanoDAC+ DAC.....	AD5675
12/16位单极性/双极性电压输出DAC.....	AD5721/AD5761
集成2 ppm/°C基准电压源的12/16位单极性/ 双极性电压输出DAC.....	AD5721R/AD5761R
超低功耗电压检测器.....	ADM8641/ADM8642
16位隔离式Σ-Δ型调制器.....	AD7402
双通道、双极性电轨开关稳压器.....	ADP5070/ADP5071
带故障保护/检测功能的10 Ω双通道单刀双掷开关.....	ADG5436F
高端12 V、2 A、逻辑控制型功率开关.....	ADP1290
带手动复位功能的超低功耗监控器IC.....	ADM8611/ADM8612
集成看门狗定时器和手动复位功能的 超低功耗监控器IC.....	ADM8613/ADM8614/ADM8615

Analog Dialogue

模拟对话杂志(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)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查阅自1967年第1卷第1期刊至今的每期存档，包括三期纪念特刊。如需订阅，请访问www.analog.com/library/analogdialogue/china/subscribe.html。欢迎提出您的宝贵意见：Facebook: www.facebook.com/analogdialogue; EngineerZone: ez.analog.com/blogs/analogdialogue; 电子邮件: dialogue.editor@analog.com或编辑Jim Surber, [jim.surber@analog.com]。

MEMS IMU/陀螺仪对准基础

作者: Mark Looney

简介

对于在反馈环路中采用MEMS惯性测量单元(IMU)的高性能运动控制系统,传感器对准误差常常是其关键考虑之一。对于IMU中的陀螺仪,传感器对准误差描述各陀螺仪的旋转轴与系统定义的“惯性参考系”(也称为“全局坐标系”)之间的角度差。为了管控对准误差对传感器精度的影响,可能需要独特的封装、特殊的组装工艺,甚至在最终配置中进行复杂的惯性测试。所有这些事情都可能会对项目管理的重要指标,如计划、投资和各系统中IMU相关的总成本等,产生重大影响。因此,在设计周期的早期,当还有时间界定系统架构以实现最有效解决方案的时候,对传感器对准误差加以考虑是十分有必要的。毕竟,没有人希望在烧掉项目80%的计划时间和预算之后才发现,为了满足最终用户不容商量的交货要求,其并不昂贵的传感器需要增加数百甚至数千美元的意外成本,那样可就糟糕至极了!

设计系统的IMU功能架构时,有三个基本对准概念需要了解和评估:误差估计、对准误差对系统关键行为的影响以及电子对准(安装后)。初始误差估计应当包括IMU以及在运行过程中将其固定就位的机械系统这两方面的误差贡献。了解这些误差对系统关键功能的影响有助于确立相关性能目标,防止过度处理问题,同时管控无法兑现关键性能和成本承诺的风险。最后,为了优化系统的性能或以成本换空间,可能需要某种形式的电子对准。

预测安装后的对准误差

一个应用的对准精度取决于两个关键因素:IMU的对准误差和在运行过程中将其固定就位的机械系统的精度。IMU的贡献(Ψ_{IMU})和系统的贡献(Ψ_{SYS})通常并不相关,估计总对准误差时,常常是利用和方根计算将这两个误差源加以合并:

$$\Psi_T = \sqrt{\Psi_{IMU}^2 + \Psi_{SYS}^2} \quad (1)$$

某些IMU规格表通过“轴到封装对准误差”或“轴到坐标系对准误差”等参数来量化对准误差。图1以夸张方式显示了ADIS16485中各陀螺仪相对于其封装边缘的对准误差。图中的绿色虚线代表封装定义的参考系的各轴。实线代表封装内部陀螺仪的旋转轴, Ψ_{IMU} 代表三个对准误差项的最大值(Ψ_x, Ψ_y, Ψ_z)。

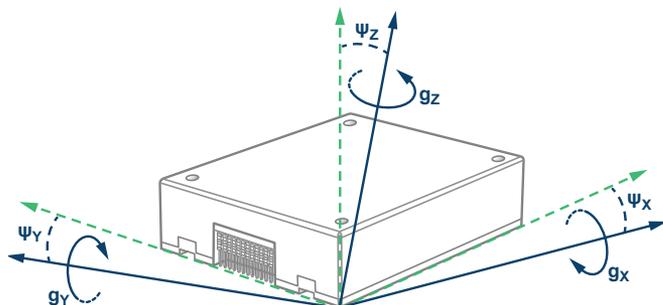


图1. ADIS16485轴到坐标系的对准误差

为了预测系统对准误差的贡献(公式1中的 Ψ_{SYS}),需要分析机械缺陷导致IMU在系统中的停靠位置相对于全局坐标系偏斜的可能性。使用焊接到印刷电路板的IMU时,这将涉及到以下考量因素:原始放置精度、焊料沉积的差异、回流焊期间的浮动、PCB关键特性(如安装孔等)的容差以及系统框架本身的容差等。使用模块式IMU时,它可以与系统外壳实现更直接的耦合,如图2所示。此类接口有两个关键机械特性可帮助管控安装偏斜误差:安装架(4x)和安装巢。

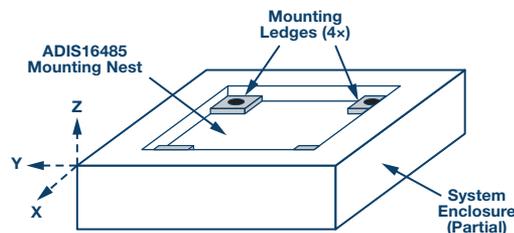


图2. 内嵌式底板设计概念

在此类安装方案中，四个安装架的高度差异就是机械差异的一个例子，可能引起x轴和y轴的安装偏斜。图3以夸张方式说明了这种偏差(H1与H2)对x轴安装偏斜(Ψ_x)的影响。

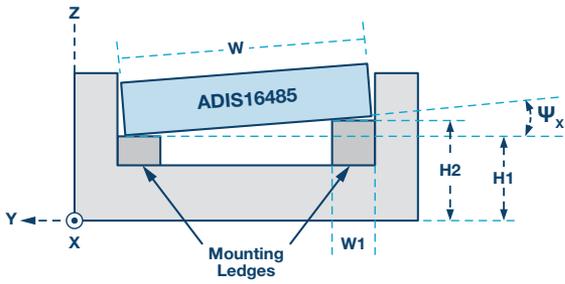


图3. 安装架差异引起的对准误差

公式2反映了x轴偏斜角度(Ψ_x)与高度差(H2到H1)和两个接触点间跨度(W到W1)的关系：

$$\Psi_x = \arctan\left(\frac{H2 - H1}{W - W1}\right) \text{ when } H2 - H1 \ll W - W1 \quad (2)$$

安装架高度差异对y轴的安装偏斜也有类似的影响。此时，用封装长度(L)替换公式2中的宽度(W)，便可得到如下用于估计y轴偏斜角度(Ψ_y)的关系式。

$$\Psi_y = \arctan\left(\frac{H2 - H1}{L - W1}\right) \text{ when } H2 - H1 \ll L - W1 \quad (3)$$

图4提供了另一个例子来说明机械特性如何影响z轴的安装偏斜。本例中，机械螺丝先穿过IMU主体的安装孔(位于四角)，再穿过安装架的孔，最后进入安装架背部的锁紧螺母。这种情况下，机械螺丝的直径(D_M)与底板中相关通孔的直径(D_H)之间的差异会引起z轴偏斜。

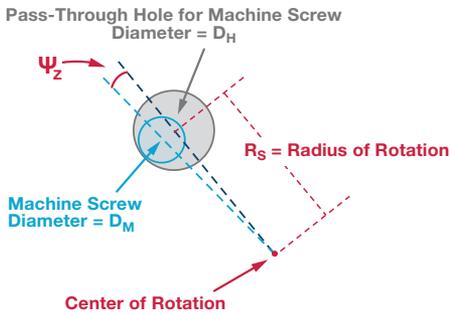


图4. 安装螺丝/孔对z轴偏斜角度的影响

公式4反映了z轴安装偏斜(Ψ_z)与直径差和旋转半径(R_s ，等于相对两角的两个安装螺丝间距离的一半)的关系。

$$\Psi_z = 2 \times a \tan\left(\frac{D_H - D_M / 2}{2 \times R_s}\right) \quad (4)$$

实例1

使用2 mm机械螺丝将ADIS16485安装到6 mm × 6 mm安装架上，安装架的孔直径为2.85 mm，高度容差为0.2 mm，估算与此相关的总对准误差。

求解

使用44 mm的标称宽度(W)，x轴偏斜角度(见图3)预测值为0.3°。

$$\Psi_x = \arctan\left(\frac{H2 - H1}{W - W1}\right) = \arctan\left(\frac{0.2 \text{ mm}}{44 \text{ mm} - 6 \text{ mm}}\right) = 0.3^\circ$$

封装各边上安装孔间的标称距离分别为39.6 mm和42.6 mm。这些尺寸构成直角三角形的两边，其斜边等于封装相对两角的两个孔之间的距离。旋转半径(R_s ，见图4)等于此距离的一半(29.1 mm)，因此z轴偏斜的预测值为0.83°。

$$R_s = \frac{\sqrt{39.6^2 + 42.6^2}}{2} \approx 29.1 \text{ mm}$$

$$\Psi_z = 2 \times a \tan\left(\frac{D_H - D_M / 2}{2 \times R_s}\right) = 2 \times a \tan\left(\frac{2.85 - 2 / 2}{2 \times 29.1}\right) \approx 0.83^\circ$$

对于式1中的复合预测公式， Ψ_{SYS} 等于 Ψ_z (估算最大值)， Ψ_{IMU} 等于1°(依据IMU数据手册中的轴到坐标系对准误差规格)。因此，总对准误差估算值为1.28°。

$$\Psi_T = \sqrt{\Psi_{IMU}^2 + \Psi_{SYS}^2} = \sqrt{1^2 + 0.8^2} = \sqrt{1.64} = 1.28^\circ$$

对准误差对系统精度的影响

为应用制定精度标准时，了解对准误差与其对陀螺仪精度影响之间的基本关系是一个很好的着手点。为了说明该过程，图5提供了三轴陀螺仪系统的通用模型。图中的三条绿色实线代表全局坐

标系的三轴，黑色实线代表所有三个陀螺仪的旋转轴，带 Ψ 标签代表全局坐标系与陀螺仪轴之间的对准误差。公式5、公式6和公式7显示了对准误差对各陀螺仪绕全局坐标系中指定轴旋转的响应的影响。在这些公式中，对准角度误差的余弦引入一个比例误差。

$$G_X = \omega_X \times \cos(\Psi_X) \quad (5)$$

$$G_Y = \omega_Y \times \cos(\Psi_Y) \quad (6)$$

$$G_Z = \omega_Z \times \cos(\Psi_Z) \quad (7)$$

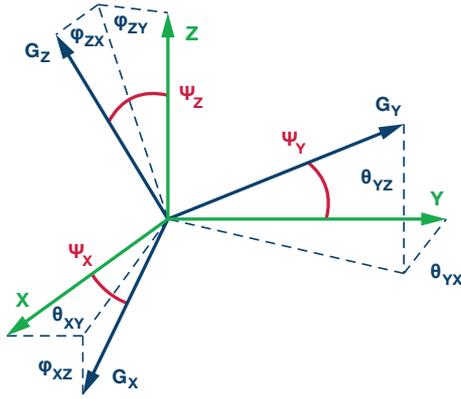


图5. 正交三轴陀螺仪的对准误差

对准误差还会对各轴产生跨轴影响。为了量化这些影响，需要将各轴的对准角度误差分解为与其它两轴相关的两个分量。例如， Ψ_X 有一个y轴分量(ϕ_{XY})和一个z轴分量(ϕ_{XZ})，导致x轴陀螺仪对绕全局坐标系中所有三轴旋转(ω_X , ω_Y , ω_Z)的响应扩展如下：

$$G_X = \omega_X \times \cos(\Psi_X) + \omega_Y \times \sin(\phi_{XY}) + \omega_Z \times \sin(\phi_{XZ}) \quad (8)$$

y轴和z轴陀螺仪也有同样的扩展：

$$G_Y = \omega_X \times \sin(\phi_{YX}) + \omega_Y \times \cos(\Psi_Y) + \omega_Z \times \sin(\phi_{YZ}) \quad (9)$$

$$G_Z = \omega_X \times \sin(\phi_{ZX}) + \omega_Y \times \sin(\phi_{ZY}) + \omega_Z \times \cos(\Psi_Z) \quad (10)$$

对公式8、公式9和公式10的两侧积分，可得到关于角位移的类似关系。在得到的公式11、公式12和公式13中，我们关心的角度是相对于全局坐标系的角位移($\theta_{X\omega}$, $\theta_{Y\omega}$, $\theta_{Z\omega}$)和各陀螺仪的积分(θ_{XG} , θ_{YG} , θ_{ZG})。

$$\theta_{XG} = \theta_{X\omega} \times \cos(\Psi_X) + \theta_{Y\omega} \times \sin(\phi_{XY}) + \theta_{Z\omega} \times \sin(\phi_{XZ}) \quad (11)$$

$$\theta_{YG} = \theta_{X\omega} \times \sin(\phi_{YX}) + \theta_{Y\omega} \times \cos(\Psi_Y) + \theta_{Z\omega} \times \sin(\phi_{YZ}) \quad (12)$$

$$\theta_{ZG} = \theta_{X\omega} \times \sin(\phi_{ZX}) + \theta_{Y\omega} \times \sin(\phi_{ZY}) + \theta_{Z\omega} \times \cos(\Psi_Z) \quad (13)$$

实例2

一种地面无人驾驶车辆(UV)利用MEMS IMU作为平台稳定控制(PSC)系统中的反馈传感器以支持其天线。此系统采用RSS调谐器环路，后者要求方位角和仰角保持在 $\pm 1^\circ$ 范围内，以便维持连续通信。在大多数动态情况下，PSC高度依赖y轴陀螺仪测量来控制仰角，以及依赖z轴陀螺仪测量来控制方位角。在此类动态情况下，航向角($\theta_{z\omega}$)的最大变化为 30° ，并且在作这种机动期间没有绕x轴或y轴的旋转($\theta_{x\omega} = \theta_{y\omega} = 0$)。

求解

由于绕x轴和y轴的旋转为0，公式8和公式9可简化为：

$$\theta_{YG} = \theta_{Z\omega} \times \sin(\phi_{YZ})$$

$$\theta_{ZG} = \theta_{Z\omega} \times \cos(\Psi_Z)$$

从y轴开始，设 θ_{YG} 的最大边界为 1° ，求解对准误差项 ϕ_{YZ} 。这样便可求得y轴陀螺仪的最大允许对准误差为 1.9° 。

$$\phi_{YZ} \leq \sin^{-1}\left(\frac{\theta_{YG}}{\theta_{Z\omega}}\right)$$

$$\phi_{YZ} \leq \sin^{-1}\left(\frac{1^\circ}{30^\circ}\right)$$

$$\phi_{YZ} \leq 1.9^\circ$$

对于z轴，设 $\theta_{z\omega}$ 等于 30° ， θ_{ZG} 和 $\theta_{z\omega}$ 之差的最大边界为 1° ，然后求解 Ψ_Z 。这样便可求得z轴陀螺仪的最大允许对准误差为 14.8° 。

$$\theta_{Z\omega} - \theta_{ZG} \leq 1^\circ$$

$$\theta_{Z\omega} - \theta_{Z\omega} \times \cos(\Psi_Z) \leq 1^\circ$$

$$\theta_{Z\omega} - 1^\circ \leq \theta_{Z\omega} \times \cos(\Psi_Z)$$

$$1 - 1^\circ/\theta_{Z\omega} \leq \cos(\Psi_Z)$$

$$\Psi_Z \leq \cos^{-1}\left[1 - 1^\circ/\theta_{Z\omega}\right]$$

$$\Psi_Z \leq \cos^{-1}\left[1 - 1^\circ/30^\circ\right]$$

$$\Psi_Z \leq 14.8^\circ$$

上述计算表明，对于这种特定机动/情形，y轴和z轴之间的跨轴行为要求对准精度约为 1.9° 。

电子对准

在IMU和安装系统不满足关键系统目标的情况下，电子对准提供了一种减小对准误差的方法。该过程有两个重要步骤：测定对准误差项(IMU安装之后)和制定一个校正对准矩阵。将该矩阵应用于陀螺仪阵列时，陀螺仪将像已与全局坐标系对准一样作出响应。

公式14为此过程提供了一个系统模型，其中绕全局坐标系各轴的旋转($\bar{\omega}$)是三个系统输入，三个陀螺仪响应(\bar{G})是系统输出， 3×3 矩阵(M)代表输入与输出之间的系统行为(包括对准误差)。

$$\bar{G} = M \times \bar{\omega} \quad (14)$$

通过简单的算术操作可得，陀螺仪测量结果(\bar{G})与M的逆矩阵(M^{-1})的乘积等于全局坐标系的旋转阵列($\bar{\omega}$)。因此，对准矩阵等于 M^{-1} 。

$$\begin{aligned} M^{-1} \times \bar{G} &= M^{-1} \times M \times \bar{\omega} \\ M^{-1} \times \bar{G} &= \bar{\omega} \end{aligned} \quad (15)$$

基于公式8、公式9和公式10，可将公式14扩展以包括对准误差项，如公式16所示，公式17和公式18是更一般形式：

$$\begin{bmatrix} G_X \\ G_Y \\ G_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Psi_X) & \sin(\phi_{XY}) & \sin(\phi_{XZ}) \\ \sin(\phi_{YX}) & \cos(\Psi_Y) & \sin(\phi_{YZ}) \\ \sin(\phi_{ZX}) & \sin(\phi_{ZY}) & \cos(\Psi_Z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_X \\ \omega_Y \\ \omega_Z \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} G_X \\ G_Y \\ G_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_X \\ \omega_Y \\ \omega_Z \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \quad (18)$$

一次仅绕一个轴旋转整个系统可将系统模型简化到足够简单的程度，使得矩阵中的每个元素都可以通过一次陀螺仪测量获得。例如，让系统绕x轴旋转($\omega_x = \omega_{TR}$, $\omega_y = 0$, $\omega_z = 0$)，同时观测所有三个陀螺仪，则M11、M21和M31的关系可简化如下：

$$M_{11} = G_X / \omega_{TR} \quad (19)$$

$$M_{21} = G_Y / \omega_{TR} \quad (20)$$

$$M_{31} = G_Z / \omega_{TR} \quad (21)$$

采用同样的方法，绕y轴旋转($\omega_x = 0$, $\omega_y = \omega_{TR}$, $\omega_z = 0$)，则M12、M22和M32的关系可简化如下：

$$M_{12} = G_X / \omega_{TR} \quad (22)$$

$$M_{22} = G_Y / \omega_{TR} \quad (23)$$

$$M_{32} = G_Z / \omega_{TR} \quad (24)$$

最后，绕z轴旋转($\omega_x = 0$, $\omega_y = 0$, $\omega_z = \omega_{TR}$)，则M13、M23和M33的关系可简化如下：

$$M_{13} = G_X / \omega_{TR} \quad (25)$$

$$M_{23} = G_Y / \omega_{TR} \quad (26)$$

$$M_{33} = G_Z / \omega_{TR} \quad (27)$$

显然，运动配置($\bar{\omega}$)的精度和陀螺仪测量(\bar{G})对此过程有直接影响。具体说来，偏轴运动对此过程有显著影响，当购买和部署依赖这些要求的惯性测试设备时，必须予以考虑。就陀螺仪精度而言，偏置和噪声是两大威胁，在此过程中通常需要考虑。为了管控陀螺仪测量中残余偏置误差(b_E)的影响，有一个技巧是使用两个不同的旋转速率——大小相等但方向相反。例如，绕y轴沿正方向旋转时($\omega_y = \omega_{TR}$, $\omega_x = \omega_z = 0$)，公式28描述了z轴陀螺仪响应和偏置误差。公式29则描述了绕y轴沿负方向旋转时($\omega_y = -\omega_{TR}$, $\omega_x = \omega_z = 0$)z轴陀螺仪的响应。

$$G_{ZP} = M_{32} \times \omega_{TR} + b_E \quad (28)$$

$$G_{ZN} = -M_{32} \times \omega_{TR} + b_E \quad (29)$$

变换公式29，写出偏置误差(b_E)的表示形式，代入公式28中，然后求解M32。注意偏置误差(b_E)是如何从公式中消除的。

$$G_{ZN} = -M_{32} \times \omega_{TR} + b_E$$

$$b_E = G_{ZN} + M_{32} \times \omega_{TR}$$

$$G_{ZP} = M_{32} \times \omega_{TR} + G_{ZN} + M_{32} \times \omega_{TR}$$

$$G_{ZP} - G_{ZN} = M_{32} \times \omega_{TR} + M_{32} \times \omega_{TR}$$

$$G_{ZP} - G_{ZN} = 2 \times M_{32} \times \omega_{TR}$$

$$M_{32} = \frac{G_{ZP} - G_{ZN}}{(\omega_{ZP} - \omega_{ZN})} = \frac{G_{ZP} - G_{ZN}}{2 \times \omega_{TR}} \quad (30)$$

此公式假设偏置误差在两次测量中保持不变，这并不是一个符合实际的期望，不同测量之间可能存在偏差(温度、时间和噪声)，对此应有清醒的认识。当在稳定的温度条件下连续进行测量时，噪声常常是此过程中需要管控的关键误差。在陀螺仪测量中，可接受的噪声水平取决于对准精度目标(Ψ_T)和测定过程中各轴上的旋转速率(ω_{TR})。惯性条件保持不变时，一种常用的降噪技术是对陀螺仪数据的时间记录求均值。利用Allan方差曲线这个工具可以了解可重复性(噪声)与均值时间之间的权衡关系。

实例3

如果特性测定期间的旋转速率为100°/s, 对准精度目标为0.1°, 噪声(rms)必须比对准误差目标低10倍, 那么为了实现这些目标, 我们需要对ADIS16485的输出求多长时间的均值?

求解

使用陀螺仪与输入之间的一般响应(在测试平台上旋转), 下面的计算表明: 各陀螺仪的总噪声(rms)必须低于62°/小时。

$$G_{Noise} \leq \frac{1}{10} \times \omega_{TR} \times \sin(\Psi_T)$$

$$G_{Noise} \leq 0.1 \times 100 \frac{\circ}{s} \times \sin(0.1^\circ)$$

$$G_{Noise} \leq 0.017 \frac{\circ}{s} = \sim 62 \frac{\circ}{\text{hour}}$$

图6通过一个例子说明了如何使用此IMU的Allan方差曲线来选择均值时间以满足上述要求。本例中, 0.1秒的均值时间可满足62°/小时的可重复性目标, 还有一些裕量。

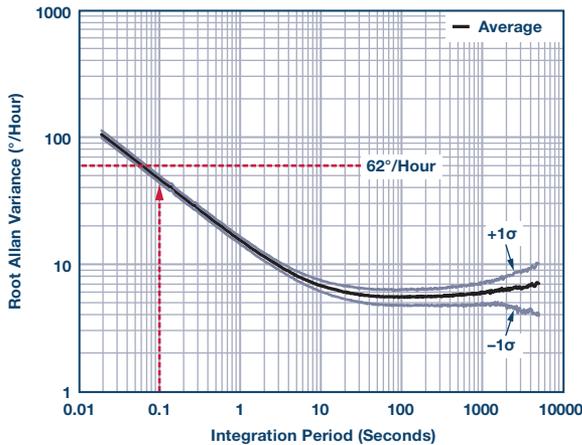


图6. ADIS16485 Allan方差曲线

注意, 这种方法仅针对传感器本身的噪声。若测试平台有振动, 会增加陀螺仪测量的噪声, 则可能需要额外的考虑和滤波。

简化对准过程的技巧和窍门

开发一个具有必要的精度和环境控制温度的三轴惯性测试系统, 通常需要在固定设备和工程开发资源方面投入巨资。对于那些正在开发第一代或第二代系统, 在开发过程中有很多问题需要回答的公司, 可能没有此类资源或时间。这就产生了简化解决方案的需求, 通过谨慎选择IMU并利用仪器或应用中的自然运动可以实现简化。

例如, 有时候使用角度可能比使用角速率测量来得更方便。公式31是公式11、公式12和公式13合并的结果, 它用相对于全局坐标系的角度($\theta_{X\omega}$, $\theta_{Y\omega}$, $\theta_{Z\omega}$)和陀螺仪输出的积分(θ_{XG} , θ_{YG} , θ_{ZG})来代表系统行为(M):

$$\begin{bmatrix} \theta_{XG} \\ \theta_{YG} \\ \theta_{ZG} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_{X\omega} \\ \theta_{Y\omega} \\ \theta_{Z\omega} \end{bmatrix} \quad (31)$$

关于器件选择, 轴到轴对准误差是一个需要考虑的重要参数, 因为它低于轴到封装对准误差参数时, 将有助于降低与电子对准相关的惯性测试配置(公式16)的复杂度。轴到封装对准误差参数描述的是陀螺仪相对于外部机械基准的方位, 而轴到轴对准误差参数描述的是各陀螺仪相对于另外两个陀螺仪的方位。多数情况下, MEMSIMU中三个陀螺仪的理想方位是彼此成90°, 因此轴到轴对准误差与此行为的另一个常见参数——跨轴灵敏度——相关。利用公式7作为参考, 轴到轴对准误差代表这三个关系的最大值:

$$\phi_{xye} = \phi_{xy} - 90^\circ \quad (32)$$

$$\phi_{yze} = \phi_{yz} - 90^\circ \quad (33)$$

$$\phi_{zxe} = \phi_{zx} - 90^\circ \quad (34)$$

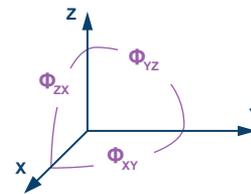


图7. 轴到轴对准误差

制定电子对准流程时, 轴到轴对准误差参数确定的是假设传感器完全正交对准时的误差。使用完全正交这一假设条件, 仅旋转两轴便可对准所有三轴。例如, 绕y轴和z轴旋转便可直接观测到 M_{12} 、 M_{13} 、 M_{22} 、 M_{23} 、 M_{32} 和 M_{33} 。假设完全正交对准并应用三角函数, 便可利用以上6个元素和以下关系式计算其他三个元素(M_{11} 、 M_{21} 和 M_{31}):

$$M_{21} = M_{12} \quad (35)$$

$$M_{31} = M_{13} \quad (36)$$

$$M_{11} = \sqrt{1 - M_{12}^2 - M_{13}^2} \quad (37)$$

以上等式可将系统模型更新如下，其中M矩阵中的所有9个元素用从y轴和z轴旋转得来的6个元素表示。

$$\begin{bmatrix} G_X \\ G_Y \\ G_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-M_{12}^2-M_{13}^2} & M_{12} & M_{13} \\ M_{12} & M_{22} & M_{23} \\ M_{13} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_X \\ \omega_Y \\ \omega_Z \end{bmatrix} \quad (38)$$

结论

惯性MEMS技术在过去几年已经取得长足进步，为系统开发商在复杂权衡空间内提供了广泛的选项，包括尺寸、功耗、单位成本、集成成本和性能。对于首次利用MEMSIMU开发运动控制系统的人员，为了选择合适的IMU并准备利用该IMU来支持关键系统需求，会有很多东西需要了解。对准精度对性能、成本和计划方面

的关键目标会有重大影响，必须予以认真考虑。在概念和架构设计阶段，即使很简单的分析工具也能帮助找出潜在的风险，因此应当趁着还有时间影响器件选择、机械设计、安装后校准(电子对准)、初步成本预测和关键计划节点的时候，多做些工作。更进一步说，识别MEMSIMU的关键指标和机会，用系统中提供的自然运动代替三轴惯性测试设备以最大限度地发挥系统的价值(性能和总开发成本)，将是非常有益的。

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振动监控导论](#)

第8卷，第2期



多功能：困境抑或现实？

作者：Duncan Bosworth

下一代航空航天等通信系统设计工程师正被推进到开发技术先进、高度可配置系统的阶段，需要整合各种不同的功能和需求，集成以前通过独立系统实现的功能。显然，这样做的好处是可以减少任务平台需要支持的子系统数量，降低整体尺寸、重量和功耗(SWaP)，但由于还需要进一步支持认知和实时配置，其挑战可谓令人怯步。然而，新一代高性能、宽带器件为该挑战提供了潜在解决方案，不仅支持各系统要求的高性能水平，而且工作范围又非常宽，足以应对多功能挑战。

许多此类未来系统的终极目标是实现完全由软件决定的架构，以便能够动态改变、在现场更新或在工厂配置实施方案和工作模式，无需或只需非常少的硬件更改。挑战在于系统可能需要支持各种工作模式的超集，这要求底层单一硬件能够满足所有可能需要的工作模式的技术规格。

此类系统的一个例子是雷达和通信平台。雷达系统除多模式雷达外，还希望支持电子支援措施(ESM)；通信系统除多波形通信外，还希望实现信号情报(SIGINT)功能。

在这两个例子中，系统均希望整合宽带和窄带功能，而这些功能在线性度、动态范围和其他要求方面通常大相径庭。如果技术规格没有商量的余地，为了达成首要目标，设计人员可能不得不在功耗或尺寸上作出让步。例如，考虑一个X波段雷达系统和一个宽带电子系统(ELINT)。雷达系统的工作频率范围通常相对较窄，典型值是8 GHz到12 GHz频段内的数百MHz。相比之下，ELINT系统的工作频率范围通常是2 GHz到18 GHz，涵盖所有S、C和X波段。如果假设这两个实现方案的尺寸必须相同，那么可能需要在性能上作出让步以支持ELINT系统更宽的频率范围和覆盖。对于本例，通常可以用信号链的线性度或功耗来换取带宽。

若将相同的理念运用于器件层面，则会观察到同样的问题。对于宽带系统，器件至少有一个方面的性能会受到影响，例如线性度、噪声性能或功耗等。下面的表1显示了集成压控振荡器(VCO)的宽带和窄带锁相环(PLL)的典型性能折中。可以看到，窄带器件具有更好的典型相位噪声、品质因数和功耗性能，但显然这是以牺牲灵活性为代价来获得的。

表1. 集成VCO的典型宽带和窄带PLL的性能比较

	集成VCO的宽带PLL ADF4351	集成VCO的窄带PLL HMC837
输出频率	0.035 GHz至 4.4 GHz	1.025 GHz至 1.150 GHz
品质因数	-221 dBc/Hz	-230 dBc/Hz
VCO P/N @ 100 kHz (dBc/Hz)	-114	-120
VCO P/N @ 1 MHz (dBc/Hz)	-134	-147
尺寸	5 mm × 5 mm	6 mm × 6 mm
功耗	370 mW	168 mW

虽然在单个系统中实现多种系统规格时，总会有一些折中和让步，但下一代射频和微波器件以及高速ADC将会缓解未来系统设计师的部分压力。CMOS和硅锗(SiGe)工艺以及其他方面的进步，使得越来越多的数字功能可以被集成到新一代器件中。除了灵活多变以外，先进的信号处理能力还能提供校准或数字补偿功能，使得系统整体的性能水平更接近于对应的窄带系统，同时还能重新配置并利用更宽的带宽来支持所需的工作模式。

图1所示为一个基于多种最新射频和微波器件的通用宽带接收机架构图。

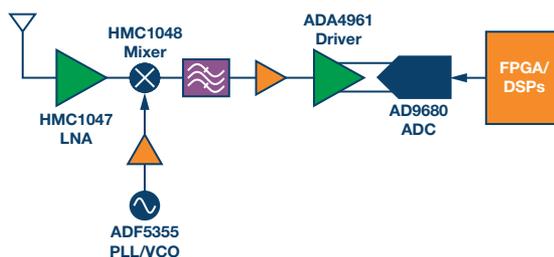


图1. 可能的宽带可再配置信号链

虽然在实际应用中，上述架构可能需要额外的滤波和增益级来实现具体规格要求，但底层器件的灵活性支持实现带宽非常宽的监控系统架构。此外，可配置的数字信号处理功能支持信号链在需要时执行更多窄带功能。更妙的是，系统还能动态实时地变更工作模式，从而有望与下游的其他数字信号处理电路一起支持更多功能。

图中所示信号链的前两级——低噪声放大器(LNA)和混频器系采用GaAs技术实现。虽然宽带SiGe混频器已取得进步，但前端器件最好还是使用GaAs和GaN器件。两种情况下，HMC1049和HMC1048都能提供非常宽范围的性能和出色的IP3，支持窄带和宽带操作。这些器件说明，工艺进步使得单个器件就能满足多种规格要求，而无需附加数字功能。数字功能嵌入射频器件的好处可以在信号链的其他元件中看到。

新型PLL [ADF5355](#)集成VCO，支持54 MHz至13.6 GHz的射频输出，并提供宽范围的合成器频率以供使用。该器件基于SiGe工艺，采用四个独立集成的VCO内核，能够支持丰富多样的操作。每个内核使用256个交叠频段，使得器件能够覆盖很宽的频率范围而无需很高的VCO灵敏度，相位噪声和杂散性能亦不受影响。器件内部集成的数字校准逻辑自动选择正确的VCO和频段。该器件使得信号链既能支持54 MHz至13.6 GHz的射频扫描，也能视需要支持固定频率。同时，信号链还能维持更多窄带系统操作所需的高性能水平，1 MHz偏移时的典型相位噪声为-138 dBc/Hz。

[ADA4961](#) ADC驱动器提供宽带性能和出色的线性度。利用SPI和嵌入式数字控制，它在500 MHz时实现了90 dBc的IMD3性能，1.5 GHz时为-87 dBc。器件集成数字控制，支持增益控制和快速启动选项，使得器件可以根据需要进行配置，最佳地发挥系统性能。快速启动还能提高系统的灵活性，因为当FA引脚被驱动时(通常由ADC的超范围检测输出驱动)，它能迅速降低增益，使得ADC不会进入饱和状态。

信号链中的最后一个器件是[AD9680](#)，它是最新高速转换器之一。该器件基于65 nm CMOS工艺，在14位分辨率时支持高达1 GSPS的采样速率。使用更高采样速率和GSPS转换器的带宽时，AD9680有能力以超过1 GHz的频率对中频信号进行欠采样。这与将系统数字转换点移近天线并提高系统灵活性的持续趋势是一致的。该器件不仅提供业界领先的SFDR和SNR性能，而且集成了数字下变频(DDC)信号处理，输出带宽可定制。

AD9680 ADC具有数字信号处理配置能力，既支持宽带监控，又支持窄带功能。当禁用并旁路集成的DDC时，它能支持500 MHz

以上的瞬时监控带宽。使用DDC时，数字数控振荡器(NCO)可设置为将窄带中频信号数字混频至基带，然后由可配置的抽取滤波器降低数据速率；当器件以最大ADC采样速率工作时，输出数据带宽可降低至60 MHz。数字信号处理不仅可改善较低带宽下的系统SNR，还能提供可配置宽带和窄带信号链所需的灵活性。

虽然本例关注的是接收机路径，但类似的器件和集成度也适用于发射机。新型DAC集成高度可配置的插值滤波器和数字上变频功能，可与类似以上所述的宽带射频和微波器件一起使用。

上例说明了新一代宽带器件如何集成越来越多的数字信号处理和功能，以及这如何使未来系统具有动态配置能力，从而以前所未有的性能水平支持多模式工作。这与窄带和宽带操作无法共存的观点相矛盾。应当注意，以上简单的分析并未涉及某些滤波难题或功耗分析。这些因素可能会严重影响实际的设计选择和信号链架构。然而，随着更高性能宽带器件的增多，以及信号处理能力的增强，未来高度可配置、具认知能力且由软件定义的系统看起来前景广阔。

最后再举一例以便更好地阐明观点，[AD9361](#)等集成射频IC器件实现的集成度几乎达到极致，进一步证明数字和模拟功能之间的界限越来越模糊。AD9361采用直接变频架构，集成了数字滤波和校准功能，高度灵活，支持70 MHz至6 GHz的射频输入频率和高达56 MHz的带宽。

70 MHz to 6 GHz RF Agile Transceiver IC

Rapid Prototyping Kit Available

10 mm x 10 mm BGA

AD9361

ADC

DAC

Data Interface

RX LO

TX LO

The image shows a block diagram of the AD9361 Agile Transceiver IC. It features a central 'Data Interface' block connected to four parallel channels. Each channel includes a DAC (Digital-to-Analog Converter) and an ADC (Analog-to-Digital Converter). The channels are labeled 'RX LO' and 'TX LO'. The diagram is set against a blue background with a white border. To the left, there is a photograph of the physical IC on a printed circuit board. Above the diagram, the text '70 MHz to 6 GHz RF Agile Transceiver IC' is written in large, bold, white letters. Below this, 'Rapid Prototyping Kit Available' is written in a smaller font. A dimension line indicates the package size as '10 mm x 10 mm BGA'.

AD9361的配置能力支持广泛的应用，包括雷达、通信、数据链路。利用数字校准和处理，该器件能够克服直接变频系统的许多典型问题，并提供前所未有的集成度和配置能力，从而进一步支持认知和多功能系统。

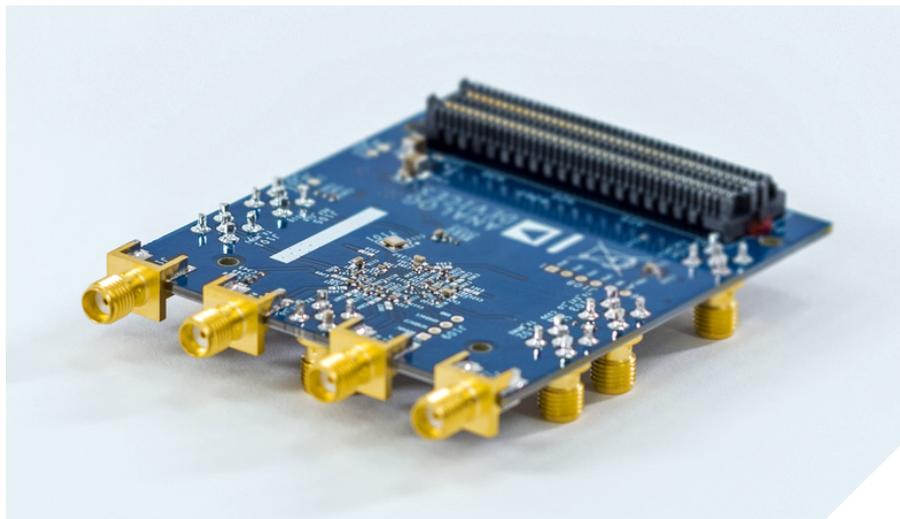
以前，如此高的集成度和性能是不可想象的。此外，由于无法克服随频率和温度的镜像抑制等限制因素，许多系统设计师不得不避开直接变频架构。数字和模拟功能的更高耦合度，以及现在的器件中集成的高级校准和处理功能，提供了解决之道，在提高灵活性的同时而不会显著影响性能和功耗。虽然使用由分立器件构成的窄带专用信号链仍能获得更好的性能，但差距已然在缩小。

软件定义系统的终极目标是一个射频和微波信号链适合所有应用，理想情况是收发器等单个器件可支持多功能和认知应用。实际上，所有系统离这个目标可能都有一段距离，但最新的发展和进步使得各种新半导体器件集成的功能越来越多，我们离目标已越来越接近。除了改善传统的射频性能以外，数字信号处理还能缓解和克服某些多模式挑战。可能要不了多长时间，采用单个器件或级联宽带器件的单一解决方案就能满足所有应用需求，软件定义系统最终梦想成真。

Duncan Bosworth [duncan.bosworth@analog.com] 是ADI公司航空航天与防务业务部的营销和应用总监。在供职于ADI公司之前，Duncan从事高级防务工程设计已超过17年。Duncan于2001年获得英国约克大学的工程硕士学位，并且是英国特许工程师。



Duncan Bosworth



低功耗同步解调器设计考虑因素

作者: Brian Harrington

简介

“同步检波器助力精密低电平测量”一文刊于2014年11月的《模拟对话》杂志,该文讨论了存在相对较高噪声电平情况下使用同步解调测量低电平信号的优势。本文讨论在严格的功耗和成本限制系统中使用同步解调进行传感器信号调理时的一些设计考虑因素,进一步深入该话题。经仔细设计后,模拟系统在简洁性、低成本和低功耗方面将会是无与伦比的。该架构将在模拟域中执行大部分信号处理。

传感器激励

传感器随处可见,它们用来测量温度、光照、声音和其他各种环境参数。一些传感器的输出电压或电流取决于某些物理参数。例如,热电偶产生与参考结点和测量点之间温度差成比例的电压。大部分传感器的传递函数相对于物理参数遵循已知的关系。传递函数通常是一个阻抗,电流是传感器输入,而传感器两端的电压表示目标参数。阻性传感器(比如称重传感器、RTD和电位计)分别用来测量应力、温度和角度。就一阶而言,阻性传感器与频率无关,并且没有相位响应。

很多传感器因为它们的传递函数随频率和相位改变,所以要求使用交流激励信号。这样的例子有感性近距离传感器和容性湿度传感器。生物阻抗测量可以获取有关呼吸率、脉搏率、水合作用和其他各种生理参数。这些情况下,幅度、相位(或两者)都可用来确定检测参数的数值。

在某些应用中,传感器可以把待测样本转换成感应器。例如,色度计使用LED将光线照射穿过待测液体样本。样本的光吸收调制光电二极管检测的光量,以便揭示待测液体的特性。血氧含量可以通过测量血管组织中的红光和红外光吸收之差来确定。超声传感器根据超声在气体中行进的多普勒频移来测量气流速率。所有这些系统都可以使用同步解调来实现。

图1显示的是测量传感器输出信号的同步解调系统。激励信号 f_x 用作载波,传感器以幅度、相位(或两者同时)作为待测参数的函数进行调制。信号可能经过放大和滤波,然后再由相敏检波器(PSD)向下调制,回到直流状态。输出滤波器(OF)将信号带宽限制在待测参数的频率范围内。

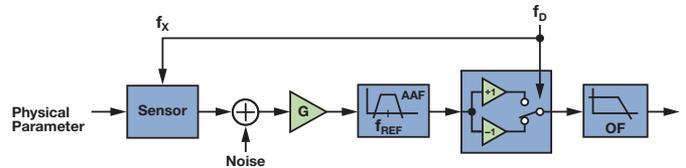


图1. 同步解调系统

传感器输出端的噪声可能受内部源或外部耦合的影响。低频(1/f)噪声经常会限制传感器或测量电子设备的性能。很多传感器还容易受到低频环境噪声的干扰。光学测量容易受到背景光照的影响;电磁传感器容易受到电源辐射的影响。自由选择激励频率以避开噪声源是同步解调的重要优势。

选择一个可以降低这些噪声源影响的激励频率是优化系统性能的重要途径。所选激励频率应当具有较低的噪底,并离开噪声源足够距离,以便适当进行滤波便可将噪声降低至可以接受的水平。传感器激励通常是功耗预算中最大的一块。如果传感器的灵敏度与频率的关系已知,则在灵敏度较高的频率处激励传感器即可降低功耗。

相敏检波器

若要理解抗混叠滤波器(AAF)和OF的要求,则需理解PSD。考虑通过激励信号将输入信号同步扩大+1和-1倍的PSD。这等效于输入信号乘以相同频率的方波。图2a显示的是输入信号、基准电压源和PSD输出的时域波形;图中,输入信号为方波,任意相位与基准电压源相关。

当输入和基准电压完全无相移时，相对相位为 0° ，开关输出为直流，且PSD输出电压为+1。随着相对相位增加，开关输出成为基准频率两倍的方波，且占空比和均值线性下降。相对相位为 90° 时，占空比为50%，平均值为0。在 180° 相对相位处，PSD输出电压为-1。图2b显示了相对相位在 0° 至 360° 范围内扫描时的PSD平均输出值，输入信号为方波和正弦波。

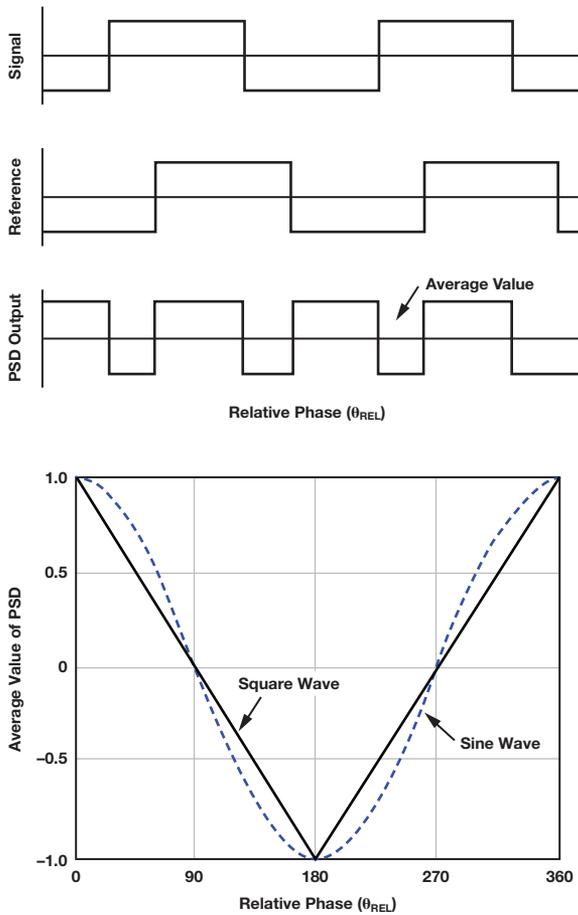


图2. (a) PSD时域波形 (b) PSD输出平均值与相对相位成函数关系

正弦波情形没有方波情形那么直观，但可以通过逐项相乘并分解为相加项和相减项而计算，如下所示：

$$V_{PSD}(t) = \frac{2\sqrt{2}V_S}{\pi} \cos(f_R \pm f_S \pm \theta_S) - \frac{1}{3} \cos(3f_R \pm f_S \pm \theta_S) + \frac{1}{5} \cos(5f_R \pm f_S \pm \theta_S) - \dots$$

正如预计的那样，PSD在基频处生成与输入信号相对相位的余弦成比例的响应，但它同时也会生成针对信号所有奇次谐波的响应。若将输出滤波器视为相敏检波器的一部分，则信号传输路径看上去就会像是一系列以基准信号奇次谐波为中心的带通滤波器。带滤波器的带宽由低通输出滤波器的带宽确定。PSD输出响应是

这些带通滤波器之和，如图3所示。出现在直流端的响应部分落在输出滤波器的通带内。出现在基准频率偶次谐波的响应部分将由输出滤波器抑制。

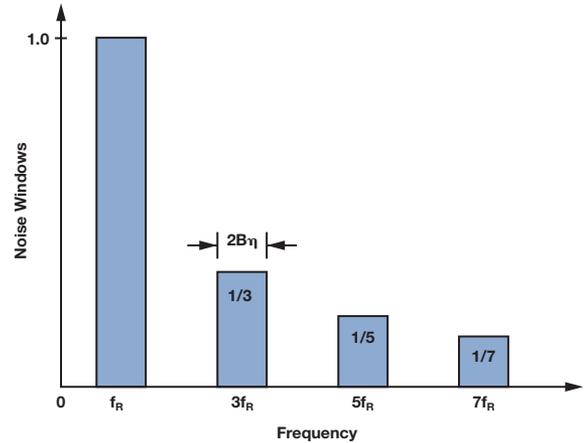


图3. 有助于PSD输出的信号输入频谱

乍看之下，谐波的无限求和混叠进入输出滤波器通带，似乎使这种方法失效。然而，由于每一个谐波项都成倍缩小，并且各谐波噪声以平方和的平方根方式相加，噪声混叠的影响得以减轻。假设输入信号的噪声频谱密度不变，那么就可以计算谐波混叠的噪声影响。

使 V_n 成为以基频为中心的传输窗口的积分噪声。总RMS噪声 V_T 为：

$$V_T = \sqrt{\left(V_n^2 + \left(\frac{V_n}{3}\right)^2 + \left(\frac{V_n}{5}\right)^2 + \dots\right)} = V_n \sqrt{\left(1^2 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \dots\right)}$$

使用简便的公式对几何级数求和：

$$\sum_{k=0}^n \frac{1}{(2n+1)^2} = \frac{\pi^2}{8} = 1.23$$

谐波窗口导致的RMS噪声增加量为：

$$V_T/V_n = \sqrt{\left(1^2 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \dots\right)} = \sqrt{1.23} = 1.11$$

因此，所有谐波窗口产生的RMS噪声使总噪声仅增加11% (或1 dB)。输出依然容易受到带滤波器的通带波动影响，并且PSD之前的传感器或电子器件谐波失真将导致输出信号产生误差。如果这些谐波失真项过大而无法接受，可以使用抗混叠滤波器使其下降。下一个设计示例中将考虑抗混叠和输出滤波器要求。

图6显示了归一化为ADC输出数据速率的 sinc^3 传输函数。

将ADC的输出数据速率设为解调频率可以抑制PSD输出杂散。ADC的可编程输出数据速率用作可选带宽输出滤波器。可用的输出数据速率(f_{DATA})为4.8 kHz/n, 其中 $1 \leq n \leq 1023$ 。因此, ADC对每个输出数据数值的 n 个解调时钟周期内求解调器输出的平均值。由于主机时钟和ADC时钟同步, ADC输出滤波器传递函数的零点将直接落在调制频率的每一个谐波上, 并且抑制任意 n 值的所有输出杂散。

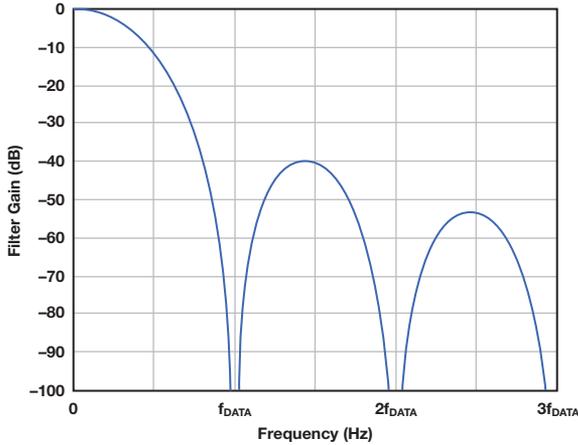


图6. AD7192 sinc^3 滤波器传递函数

可编程输出数据速率具有噪声和带宽/建立时间之间的直观权衡取舍关系。输出滤波器噪声带宽为 $0.3 \times f_{\text{DATA}}$, 3 dB频率为 $0.272 \times f_{\text{DATA}}$, 建立时间为 $3/f_{\text{DATA}}$ 。

在最高4.8 kHz输出数据速率下, ADC数字滤波器具有1.3 kHz左右的3 dB带宽。在不超过此频率的范围内, 解调器和ADC之间的RC滤波器相对平坦, 最大程度降低了ADC的带宽要求。在最大数据速率较低的系统中, RC滤波器转折频率可以按比例降低。

噪声性能

该电路的输出噪声是ADC输出数据速率的函数。表1显示数字化数据相对于ADC采样速率的有效位数, 假设满量程输出电压为2.5 V。噪声性能与LVDT内核位置无关。

表1. 噪声性能与带宽的关系

ADC数据速率 (SPS)	输出带宽(Hz)	ENOB (rms)	ENOB (p-p)
4800	1300	13.8	11.3
1200	325	14.9	12.3
300	80	15.8	13.2
75	20	16.2	13.5

如果ADA2200输出噪声与频率无关, 则预计有效位数将在输出数据速率每4×下降时增加一位。ENOB在较低输出数据速率下不会上升太多, 这是由于ADA2200输出驱动器的 $1/f$ 噪声所导致的; 该噪声在较低的输出数据速率下成为噪底的主要成分。

线性度

首先在 ± 2.0 mm内核位移处执行一次两点校准即可测量线性度结果。由这些测量结果可确定斜率和失调, 从而实现最佳直线拟合。然后, 在 ± 2.5 mm满量程范围内测量内核位移。从直线数据中减去测量数据即可确定线性度误差。

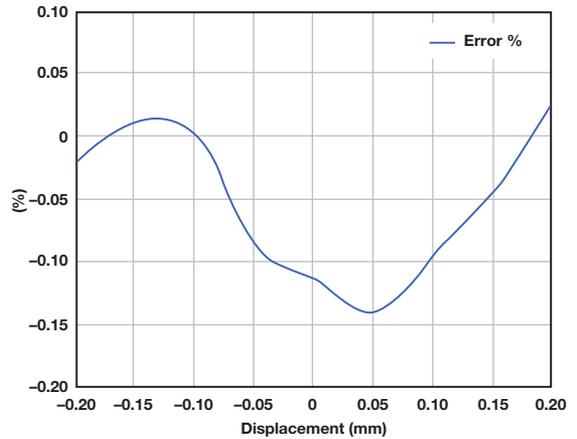


图7. 位置线性度误差与LVDT内核位移的关系

用于电路评估的E系列LVDT线性度额定值为 $\pm 0.5\%$ (± 2.5 mm位移范围) 电路性能超过了LVDT的规格。

功耗

电路总功耗为10.2 mW, 包括驱动LVDT的6.6 mW以及电路其余部分的3.6 mW。电路SNR可以通过增加LVDT激励信号而得到改善, 但代价是功耗更高。或者, 可以通过降低LVDT激励信号从而降低功耗, 同时使用低功耗双通道运算放大器来放大LVDT输出信号, 以便保留电路的SNR性能。

结论

同步解调可以解决很多传感器信号调理所共有的特性挑战。低于1 MHz激励频率且动态范围要求为80 dB至100 dB的系统可以采用低成本、低功耗模拟电路; 该方法所需的数字后处理极少。了解相敏检波器的工作原理以及传感器输出端的噪声特性是确定系统滤波器要求的关键。

接第23页

无烦恼，高增益：构建具有纳伏级灵敏度的低噪声仪表放大器

作者：Moshe Gerstenhaber、Rayal Johnson和Scott Hunt

简介

构建具有纳伏级灵敏度的电压测量系统会遇到很多设计挑战。目前最好的运算放大器(比如超低噪声AD797)可以实现低于 $1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的噪声性能(1 kHz)，但低频率噪声限制了可以实现的噪声性能为大约 50 nV p-p (0.1 Hz至10 Hz频段内)。过采样和平均可以降低宽带噪声的rms贡献，但代价是牺牲了更高的数据速率，且功耗较高，但过采样不会降低噪声频谱密度，同时它对1/f区内的噪声无影响。此外，为避免来自后级的噪声贡献，就需要采用较大的前端增益，从而降低了系统带宽。如果没有隔离，那么所有的接地反弹或干扰都会出现在输出端，并有可能破坏放大器及其输入信号的低内部噪声的局面。表现良好的低噪声仪表放大器可以简化设计，并降低共模电压、电源波动和温度漂移引起的残留误差。

低噪声仪表放大器AD8428提供2000精确增益，具备解决这些问题所必须的一切特性。AD8428具有 $5\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 最大增益漂移、 $0.3\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 最大失调电压漂移、140 dB最小CMRR至60 Hz (120 dB最小值至50 kHz)、130 dB最小PSRR和3.5 MHz带宽，适合低电平测量系统。最引人注目的是该器件的 $1.3\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 电压噪

声(1 kHz)和业界最佳的 40 nV p-p 噪声(0.1 Hz至10 Hz)性能，在极小信号下具有高信噪比。两个额外的引脚可让设计人员改变增益或增加滤波器来降低噪声带宽。这些滤波器引脚还提供了降低噪声的独特方法。

使用多个AD8428仪表放大器降低系统噪声

图1显示的电路配置可进一步降低系统噪声。四个AD8428的输入和滤波引脚互相短接，降低噪声至原来的二分之一。

可以使用任意一个仪表放大器的输出来保持低输出阻抗。此电路可以扩展从而降低噪声，降低的倍数为所用放大器数的平方根。

电路如何降低噪声

每一个AD8428产生 $1.3\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 折合到输入(RTI)的典型频谱噪声，该噪声与其他放大器产生的噪声不相关。不相关的噪声源以方和根(RSS)的方式叠加到滤波器引脚。另一方面，输入信号为正相关。每一个AD8428都响应信号在滤波器引脚上生成相同的电压，因此连接多个AD8428不会改变电压，增益保持为2000。

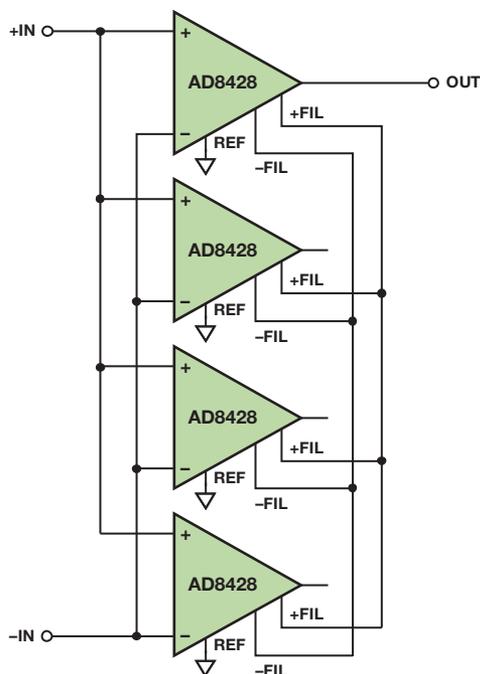


图1. 使用四个AD8428仪表放大器的降噪电路

噪声分析

针对图2电路简化版本的分析表明，将两个AD8428以此方式连接可以降低噪声，降低的倍数为 $\sqrt{2}$ 。每一个AD8428的噪声都可以在+IN引脚上建模。为了确定总噪声，可以将输入接地，并使用叠加来组合噪声源。

噪声源 e_{n1} 经200差分增益放大，并到达前置放大器A1的输出端。就这部分的分析而言，输入接地时，前置放大器A2的输出端无噪声。前置放大器A1每个输出端与相应前置放大器A2输出端之间的6 k Ω /6 k Ω 电阻分频器可以采用戴维宁等效电路替代：前置放大器A1输出端噪声电压的一半以及一个3 k Ω 串联电阻。这部分就是降低噪声的机制。完整的节点分析表明，响应 e_{n1} 的输出电压为 $1000 \times e_{n1}$ 。由于对称，因此响应噪声电压 e_{n2} 的输出电压为 $1000 \times e_{n2}$ 。 e_{n1} 和 e_{n2} 幅度都等于 e_n ，并且将作为RSS叠加，导致总输出噪声为 $1414 \times e_n$ 。

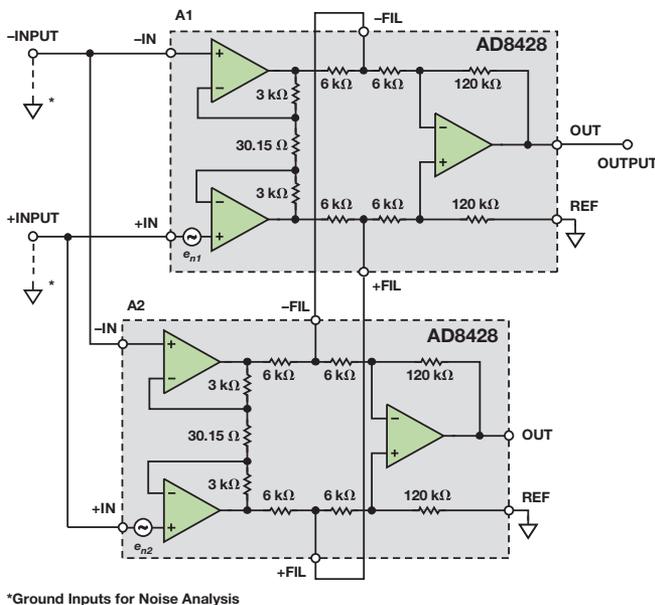


图2. 噪声分析简化电路模型

为了将其折合回输入端，就必须验证增益。假设在+INPUT和-ININPUT之间施加差分信号 V_{IN} 。A1第一级输出端的差分电压等于 $V_{IN} \times 200$ 。同样的电压出现在前置放大器A2的输出端，因此没有分频信号进入6 k Ω /6 k Ω 分频器，并且节点分析表明输出为 $V_{IN} \times 2000$ 。因此，总电压噪声RTI为 $e_n \times 1414/2000$ ，等效于 $e_n/\sqrt{2}$ 。使用AD8428的 $1.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 典型噪声密度，则两个放大器配置所产生的噪声密度约为 $0.92 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

使用额外的放大器之后，滤波器引脚处的阻抗发生改变，进一步降低噪声。例如，如图1所示使用四个AD8428，则前置放大器输出端到滤波器引脚之间的6 k Ω 电阻后接三个6 k Ω 电阻，分别连接每一个无噪声前置放大器的输出端。这样便有效地创建了6 k Ω /2 k Ω 电阻分频器，将噪声进行四分频处理。因此，正如预测的那样，四个放大器的总噪声便等于 $e_n/2$ 。

进行噪声与功耗的权衡取舍

主要的权衡取舍来自功耗与噪声。AD8428具有极高的噪声-功耗效率，输入噪声密度为 $1.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ （6.8 mA最大电源电流）。为了进行对比，考虑低噪声AD797运算放大器——该器件需要10.5 mA最大电源电流来达到 $0.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。一个分立式 $G=2000$ 低噪声仪表放大器采用两个AD797运算放大器和一个低功耗差动放大器构建，需要使用21 mA以上电流，实现两个运算放大器和一个 30.15Ω 电阻贡献的 $1.45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 噪声RTI性能。

除了很多放大器并联连接使用的电源考虑因素外，设计人员还必须考虑热环境。采用 $\pm 5 \text{ V}$ 电源的单个AD8428因内部功耗会使温度上升约 8°C 。如果很多个器件靠近放置，或者放置在封闭空间，则它们之间会互相传导热量，需考虑使用热管理技术。

SPICE仿真

SPICE电路仿真虽然不能代替原型制作，但作为验证此类电路构想的第一步很有用。若要验证此电路，可以使用ADIsimPE仿真器和AD8428 SPICE宏模型仿真两个器件并联时的电路性能。图3中的仿真结果表明该电路的表现与预期一致：增益为2000，噪声降低30%。

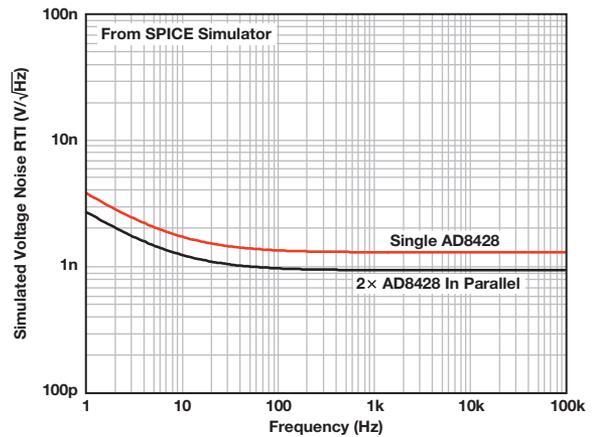


图3. SPICE仿真结果

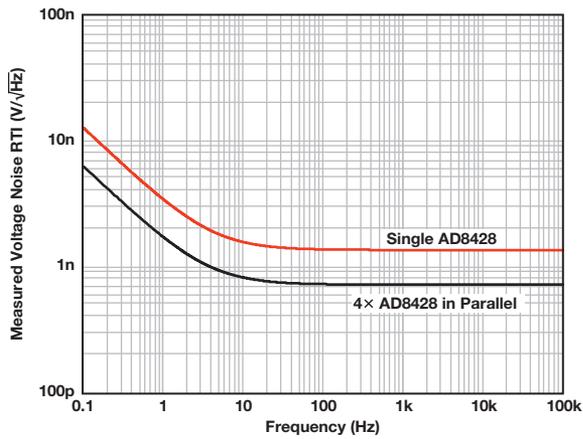


图4. 图1中电路的电压噪声频谱测量值

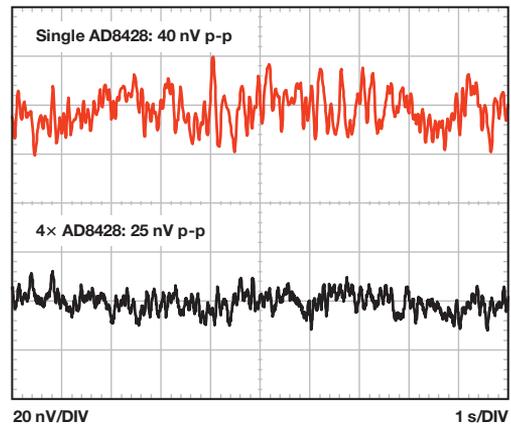


图5. 图1中电路测得的0.1 Hz至10 Hz RTI噪声

测量结果

在工作台上测量四个AD8428组成的完整电路。测得的RTI噪声频谱密度为 $0.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (1 kHz)，0.1 Hz至10 Hz范围内具有25 nV p-p。这比很多纳伏电压表的噪声都要更低。测得的噪声频谱和峰峰值噪声分别如图4和图5所示。

结论

纳伏级灵敏度目标非常难以达成，会遇到很多设计挑战。对于需要低噪声和高增益的系统，AD8428仪表放大器具有实现高性能设计所需的特性。此外，该器件独特的配置允许将这个不寻常的电路加入其纳伏级工具箱内。

参考文献

MT-047指南：运算放大器噪声。

MT-048指南：运算放大器噪声关系：1/f噪声、均方根(RMS)噪声与等效噪声带宽。

MT-049指南：单极点系统的运算放大器总输出噪声计算。

MT-050指南：二阶系统的运算放大器总输出噪声计算。

MT-065指南：仪表放大器噪声。

Moshe Gerstenhaber [moshe.gerstenhaber@analog.com] 是ADI公司研究员。他于1978年加入ADI，数年间先后担任过制造、产品工程及设计方面的多种高级职务。Moshe目前是集成放大器产品部门的设计经理。他在放大器设计领域做出了重大贡献，特别是极高精度专用放大器，如仪表放大器和差动放大器等。



Moshe Gerstenhaber

该作者的其它文章：

[多功能、低功耗、精密单端至差分转换器](#)
第46卷，第4期

Royal Johnson [royal.johnson@analog.com] 是马萨诸塞州威明顿市线性产品部门的设计工程师。Royal获得麻省理工学院学士和硕士学位后，于2006年加入ADI公司。Royal专注于集成式精密放大器技术工作，包括仪表放大器、热电偶放大器和高/低电压差动放大器。



Royal Johnson

Scott Hunt [scott.hunt@analog.com] 是马萨诸塞州威明顿市线性产品部门的产品应用工程师。他获得伦斯勒理工学院电气工程学士学位后，于2011年加入ADI。Scott专注于集成精密放大器技术工作，包括仪表放大器、差分放大器和热电偶放大器。



Scott Hunt

该作者的其它文章：

[如何避免用电桥传感器进行设计时陷入困境](#)
第48卷，第1期

射频采样ADC输入保护：这不是魔法

作者：Umesh Jayamohan

简介

任何高性能模数转换器(ADC)，尤其是射频采样ADC，输入或前端的设计对于实现所需的系统级性能而言很关键。很多情况下，射频采样ADC可以对几百MHz的信号带宽进行数字化。前端可以有源(使用放大器)也可以是无源(使用变压器或巴伦)，具体取决于系统要求。无论哪种情况，都必须谨慎选择元器件，以便实现在目标频段的最优ADC性能。

射频采样ADC采用深亚微米CMOS工艺技术制造，并且半导体器件的物理特性表明较小的晶体管尺寸支持的最大电压也较低。因此，在数据手册中规定的出于可靠性原因而不超出绝对最大电压，将当前主流的射频采样ADC与之前的老器件相比，可以发现这个电压值是变小的。

在使用ADC对输入信号进行数字量化的接收机应用中，系统设计人员必须密切关注绝对最大输入电压。该参数直接影响ADC的使用寿命和可靠性。不可靠的ADC可能导致整个无线电系统无法使用，且更换成本也许非常巨大。

为了抵消过压带来的风险，射频采样ADC集成了可以检测高电平阈值的电路，允许接收机通过自动增益控制(AGC)环路调节增益来进行补偿。但是，如果采用流水线型ADC，则与架构相关的固有延迟可能导致输入暴露于高电平之下，从而可能损害ADC输入。本文讨论了一种简单的方法来增强AGC环路，保护ADC。

输入架构

射频采样ADC可采用多种不同的设计，最常见的一种是流水线架构，该架构采用多级级联，将模拟信号转换为数字信号。第一级最重要，可以是缓冲或未缓冲级。选择哪种设计取决于设计要求和性能目标。例如，一个带缓冲级的ADC通常在频率范围内具有更好的SFDR性能，但功耗比不带缓冲器的ADC更高。

前端设计同样会根据ADC是否有缓冲级而改变。没有缓冲器的ADC需要使用额外的串联电阻来处理输入电荷反冲，它同样会改善SFDR性能。图1和图2显示了AD9625未缓冲和AD9680缓冲射频采样ADC的等效输入电路简化图。为简明起见，仅显示单端输入。

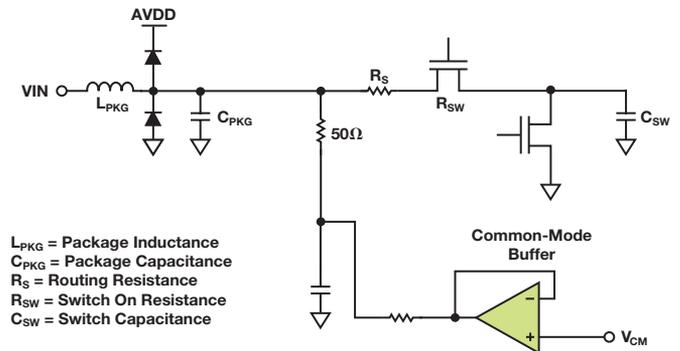


图1. 未缓冲射频采样ADC输入的等效电路

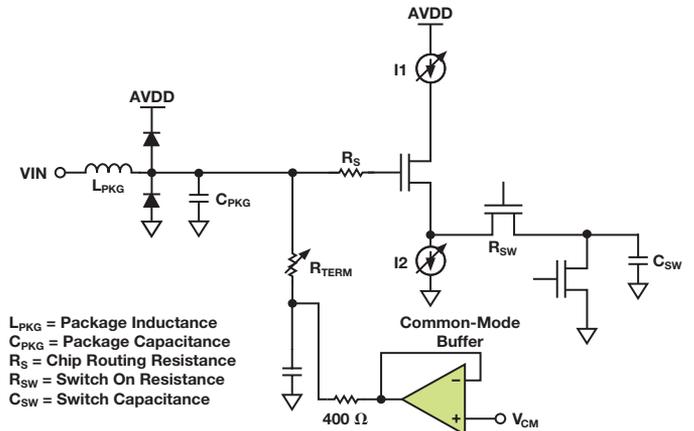


图2. 缓冲射频采样ADC输入的等效电路

无论采用何种架构，ADC输入端可持续的绝对最大电压由MOSFET能够处理的电压决定。缓冲输入更复杂，且比未缓冲输入功耗更大。ADC具有多种不同类型的缓冲器，最常见的一种是源极跟随器。

故障机制

缓冲和不带缓冲器的ADC的故障机制有所不同，但通常是在超出允许的最大栅极-源极电压(V_{GS})或漏极-源极电压(V_{DS})时发生故障。这些电压如图3所示。

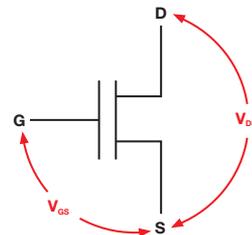


图3. MOS晶体管的关键电压

例如，假设 V_{DS} 超过允许的最大电压，则发生 V_{DS} 击穿故障，这通常在MOSFET处于关断状态且在漏极施加了相对于源极的过量电压时发生。如果 V_{GS} 超过允许的最大电压，则它会导致 V_{GS} 击穿（亦称为氧化层击穿）。这通常在MOSFET处于导通状态且在栅极施加了相对于源极的过量电压时发生。

不带缓冲器的ADC的故障机制

图4显示的是一个不带缓冲器的ADC输入。采样过程由反相时钟信号 Φ 和 $\bar{\Phi}$ 控制，它们是MOSFET M1的采样/保持信号以及MOSFET M2的复位信号。M1导通时，M2关断，且电容 C_{SW} 跟踪信号(采样或跟踪模式)。当M1关断时，MDAC中的比较器作出判断后M2导通，电容 C_{SW} 复位。这样可在采样阶段使采样电容为下一次采样做好准备。该电路通常工作状态优良。

但是，高压输入使M2暴露在超出其漏源电压的应力之下。当对输入高压进行采样(M1导通、M2关断)时，M2会暴露于较大的 V_{DS} 之下，其在不足采样时钟半周期的时间内处于关断状态，但哪怕只是瞬时的暴露也会降低电路的可靠性，导致ADC随时间失效。在复位模式下(M1关断、M2导通)，因M1的漏极上有输入信号，从而也会暴露于大的 V_{DS} 电压。

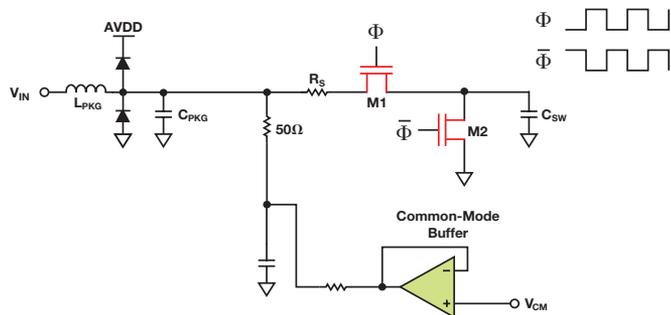


图4. 不带缓冲器的ADC输入的故障模式

带缓冲器的ADC的故障机制

图5显示的是一个带缓冲器的ADC输入。采样和复位信号适用相同的时钟方案。无论相位如何，当缓冲器M3栅极暴露于高压输入时，产生电流I1以及I2。电流源I1采用PMOS晶体管实现，而I2采用NMOS晶体管实现。M3栅极上的高电压导致I1和I2 MOSFET产生过大的 V_{DS} 。此外，M3栅极上的高电压还可导致氧化层击穿。

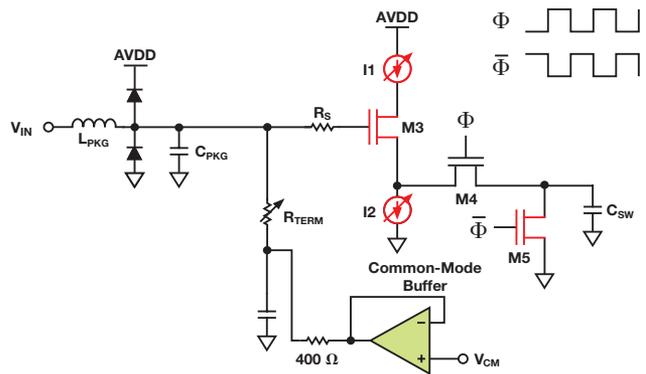


图5. 带缓冲器的ADC输入的故障模式

缓冲和不带缓冲器的ADC的击穿机制有所不同，因此绝对最大输入电压同样有所不同，如表1所以。

表1. 缓冲与不带缓冲器的ADC的绝对最大值规格

ADC	工艺 (nm)	输入结构	绝对最大输入电压(V)	差分摆幅 (V p-p)
14位 105 MSPS	350	缓冲	7	9.2
14位 125 MSPS	180	未缓冲	2.0	4.5
16位 250 MSPS	180	缓冲	3.6	6.0
12位 2.5 GSPS	65	未缓冲	1.52	4
14位 1.0 GSPS	65	缓冲	3.2	4.6

使用TVS二极管保护ADC输入

有几种方式可以保护ADC输入不受高压影响。部分ADC（特别是射频采样ADC）具有内置电路，可以检测输入电压并在超过设定阈值时进行上报。如数据手册中所述，该快速检测输出存在一些延迟，因此依然会使ADC输入端短时间内暴露于高压之下。

瞬态电压稳定器(TVS)二极管可以限制过量电压，但会在正常工作期间影响ADC性能。图6显示的是一个使用TVS二极管的过压保护电路。

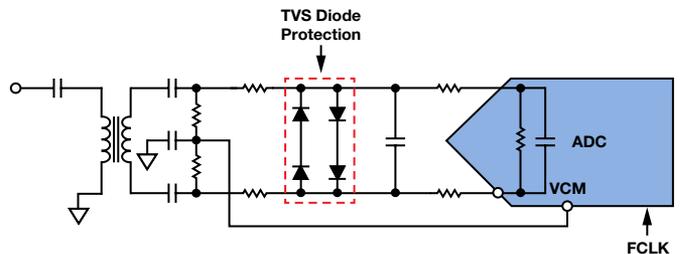


图6. 带TVS二极管保护的ADC前端电路

虽然TVS二极管通过箝位过量电压保护ADC输入，但它们会极大地恶化谐波性能。图7显示了具有30 MHz、-1 dBFS输入的14位、250 MSPS无带缓冲器的ADC的前端带与不带TVS二极管时的FFT比较情况。

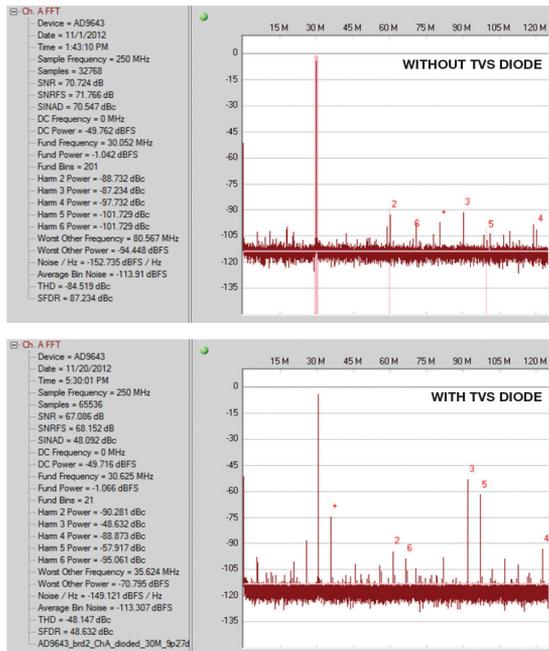


图7. 带与不带TVS二极管保护的ADC前端电路FFT比较

TVS二极管会极大地恶化奇次谐波性能，因为它们在不作用为箝位的时候就相当于一反向偏置二极管。该PN二极管具有结电容 C_{j0} ，该电容与ADC内部开关动作产生的非线性反冲电流相互作用，产生一个与模拟输入信号混合的电压信号。该混合信号在ADC内部被采样，产生极大的三次谐波。在过压条件下的时域曲线(图8)显示了TVS二极管的箝位削压的功能。这并不表示TVS二极管不适合用来保护ADC输入，只是必须仔细考虑二极管规格，以便达到性能要求。选择二极管类型及其参数时必须作更全面的考虑。

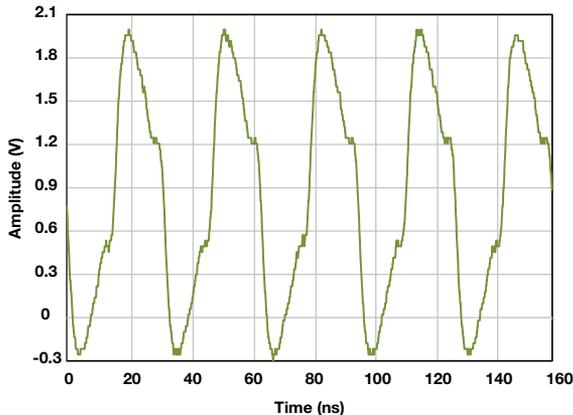


图8. 前端电路中的TVS二极管保护导致削波信号

使用肖特基二极管保护射频采样ADC输入

当带宽和采样速率达到GHz和GSPS级别时，射频采样ADC可以简化无线电接收机设计，因为它们不需要ADC前具有很多的混频级，但这样会让ADC输入易受过压应力影响。图9显示的是用于射频采样ADC的典型前端设计，采用放大器驱动。新一代放大器专为与这些ADC实现接口而设计，具有快速攻击响应输入管脚，可通过串行外设接口(SPI)配置，将输出衰减为预定增益。快速快速攻击响应引脚可以配置为响应射频采样ADC的快速检测输出。[ADA4961](#)是具有快速攻击响应功能的新一代放大器实例。[AD9680](#)和[AD9625](#)是具有快速检测功能的射频采样ADC实例。

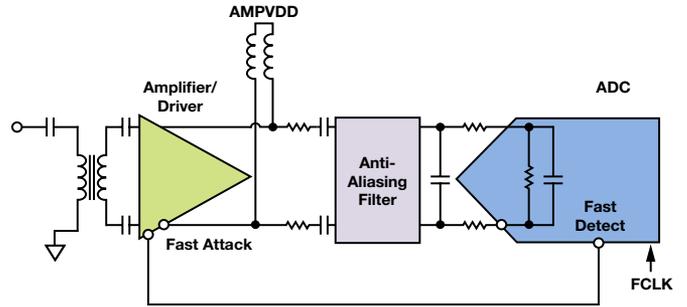


图9. 带快速攻击响应功能的放大器驱动带快速检测功能的射频采样ADC

只要输入电压处于合理的范围之内，图9中的拓扑便能工作良好。举例而言，假如该接收机的输入端收到突发高压信号，则放大器的输出将上升至放大器电源轨的电压水平(本例中为5 V)。这将产生巨大的电压摆幅，超过ADC输入端的绝对最大额定电压。快速检测功能存在一定延迟(AD9680-1000为28个时钟周期或28 ns)，因此等到快速检测逻辑输出告诉放大器置位快速攻击响应时，ADC早已暴露在高压下数个时钟周期。这可能降低ADC的可靠性，因此无法承受这种风险的系统设计必须采用第二保护模式。具有极低器件和寄生电容的快速响应肖特基二极管在这种情况下十分管用。特定二极管的关键参数可参见数据手册。

反向击穿电压(V_{BR})——AD9680输入引脚上的最大输入电压——相对于AGND约为3.2 V，因此为该二极管选择数值为3 V的反向击穿电压。

结电容(C_{j0})——二极管电容应尽可能低，确保正常工作时二极管不影响ADC的交流性能(SNR/SFDR)。

图10显示的是无源前端，肖特基二极管位于ADC之前。无源前端比较容易演示肖特基二极管在不影响交流性能情况下对ADC输入端的保护。

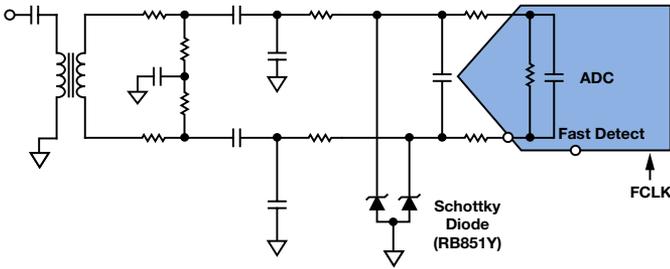


图10. 显示射频采样ADC和肖特基二极管的无源前端电路

这颗射频采样ADC经过测试可输入高达2 GHz频率的信号，因此选用RF肖特基二极管(RB851Y)。表2显示RB851Y的关键参数；表明该器件适合该应用。测试结果显示二极管防止了ADC输入电压超过其3.2 V的绝对最大电压(相对于AGND)。图11显示的是一个单端输入(ADC的VIN+引脚)暴露在高压之下(185 MHz)的情况。肖特基二极管将电压箝位至3.0 V左右(相对于AGND)，防止ADC输入达到3.2 V限值。图12显示的是在肖特基二极管箝位下的AD9680输入端的差分信号。

表2. 用于保护射频采样ADC输入的肖特基二极管关键参数

参数	数值	单位	注释
反向电压(V_R)	3	V	AD9680数据手册中，绝对最大额定电压值为 $V_{IN} \pm = 3.2\text{ V}$
端点之间的电容(C_{j0} , 或 C_t)	0.8	pF	正常条件下对ADC性能影响较小

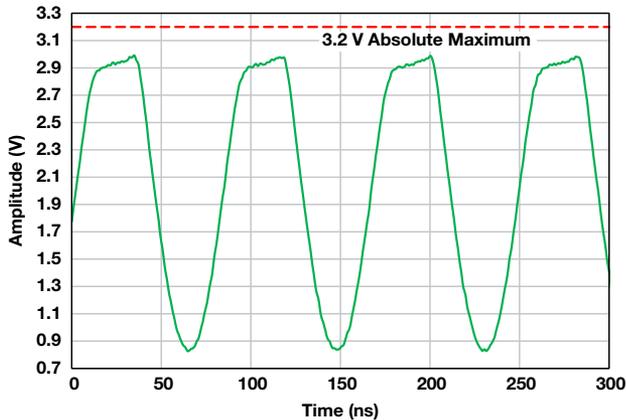


图11. 肖特基二极管箝位的单端ADC输入

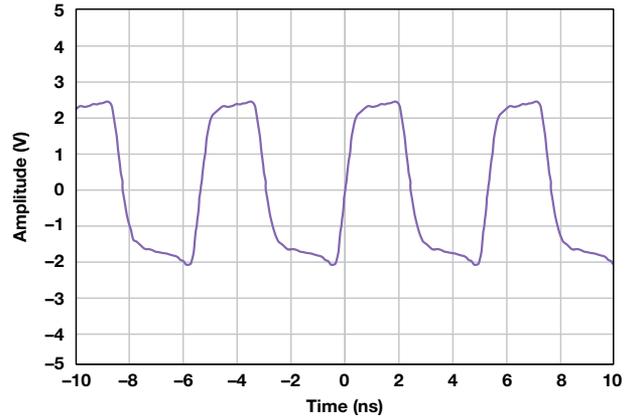


图12. 肖特基二极管箝位AD9680差分输入信号

下一步，我们测量正常工作性能。AD9680按照数据手册中的建议进行控制，但输入如图10所示进行修改。模拟输入频率变化范围为10 MHz至2 GHz。 C_{j0} 的超低数值应当不会对ADC的SNR和SFDR性能造成影响。

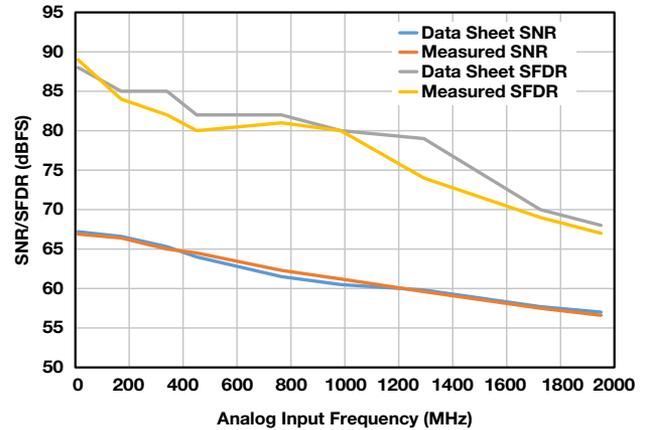


图13. AD9680带肖特基二极管保护时SNR/SFDR与模拟输入频率的关系

肖特基二极管根本不会影响SNR性能，但某些频率下SFDR与预期值有所偏差，如图13所示。这可能是由于差分信号失配或ADC反冲所导致的。评估板是从直流到2 GHz的宽频段设计，因此当它在整个频段内的整体工作良好时，某些元器件可能在特定频率下与肖特基二极管相互作用。

大部分应用不会用到整个2 GHz频段，因此可以通过修改过压保护的输入电路，将前端调谐至所需的目标信号带宽。谨慎选择肖特基二极管可以保护ADC输入，因而系统设计人员可以使用具有最新快速攻击响应功能和快速检测功能的放大器驱动前端电路，如图14所示。

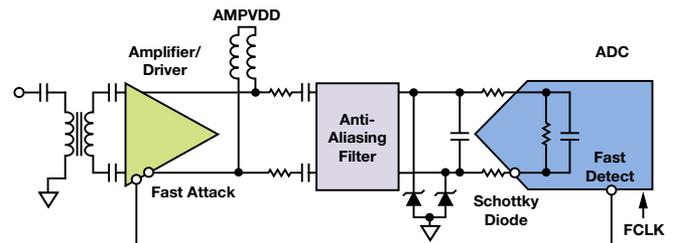


图14. ADA4961驱动AD9680 [显示射频采样ADC和肖特基二极管]

结论

本文讨论如何使用肖特基二极管保护射频采样ADC输入，使其免受过压应力的影响。仔细审查二极管的数据手册参数很关键。为了实现最佳的目标频段性能，需要对该电路的实施进行规划。射频采样ADC的快速检测输出可以与最新放大器的快速攻击响应功能进行配合，设置自动增益控制环路。

参考文献

Castera, Jim和Rob Reeder, [宽带ADC前端设计考虑II: 用放大器还是用变压器驱动ADC?](#) *模拟对话*, 第41卷第1期, 2007年。

Das, Dave Roy, [高速开关电容ADC的低失真缓冲技术](#), 麻省理工学院, 1997年。

Kester, Walt, [数据转换手册](#), ADI公司, 2004年。

[MT-228: 高速ADC模拟输入接口考虑因素](#)。

Reeder, Rob, [高速无带缓冲器的ADC的反冲](#), *Electronic Design*, 2011年。

Reeder, Rob, [测试高速ADC的模拟输入相位不平衡](#), *UBM Electronics*, 2011年。

Shedge, Dnyandeo, Devendra Itole, Milind Gajare和Prakash Wani, [CMOS源极跟随器和超级源极跟随器的分析与设计](#), *ACEEE*。

Umesh Jayamohan [umesh.jayamohan@analog.com] 是ADI公司高速转换器部(北卡罗来纳州格林斯博罗)的一名应用工程师。Umesh于1998年获得印度喀拉拉大学电气工程学士学位, 于2002年获得美国亚利桑那州立大学电气工程硕士学位, 担任设计和应用工程师已逾7年。



Umesh Jayamohan

该作者的其它文章:

[ADC建模工具
加快评估过程](#)
第48卷, 第4期

接第15页

参考文献

Meade, M.L. [锁定放大器: 原理与应用](#). Peter Peregrinus Ltd., 1983年。

[精密调制器/解调器](#)。

[利用同步解调技术实现传感器信号调理](#)。

[UG-702: ADA2200同步解调器评估板](#)。

[UG-787: ADA2200同步解调器软件可编程评估板](#)。

Brian Harrington [brian.harrington@analog.com] 是ADI公司马萨诸塞州剑桥市模拟车库部门(Analog Garage division)的应用工程师。Brian于1994年加入ADI公司, 拥有多种应用工作经验, 包括帮助客户设计ADSL调制解调器芯片组、高速DAC、MxFE以及其他IC。



Brian Harrington

利用电容-数字转换器检测液位

作者: Jiayuan Wang

简介

输液和输血等程序要求监控液体的确切数量,因此这些应用需要采用精确、易于实施的方法来实现液位的检测。本文描述24位电容-数字转换器和液位检测技术,可通过测量电容对液位进行高性能检测。

电容测量基础知识

电容是物体存储电荷的能力。电容 C 定义如下:

$$C = \frac{Q}{V}$$

其中, Q 是电容上的电荷, V 是电容上的电压。

在图1所示电容中,两个面积为 A 的平行金属板间距为 d 。电容 C 为:

$$C = \epsilon_0 \times \epsilon_R \frac{A}{d}$$

其中

- C 是电容,单位为F
- A 是两块板的重叠面积, $A = a \times b$
- d 是两块板之间的距离
- ϵ_R 是相对介电常数
- ϵ_0 是自由空间的介电常数($\epsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$)

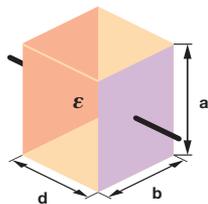


图1. 两块平行板的电容

电容数字转换器(CDC)

单通道AD7745和双通道AD7746均为高分辨率 Σ - Δ 型电容-数字转换器,可测量直接连接输入端的电容。这些器件具有高分辨率(21位有效分辨率和24位无失码)、高线性度($\pm 0.01\%$)和高精度(出厂校准至 $\pm 4 \text{ fF}$),非常适合检测液位、位置、压力和其他物理参数。

这些器件具有完整的功能,电容输入端集成多路复用器、激励源、用于电容DAC,温度传感器、基准电压源、时钟发生器、控制和校准逻辑、I²C兼容型串行接口以及高精度转换器内核,该内核集成二阶 Σ - Δ 型电荷平衡调制器和三阶数字滤波器。转换器用作电容输入的CDC和电压输入的ADC。

所测电容 C_x 连接在激励源和 Σ - Δ 型调制器输入端之间。转换期间在 C_x 上施加方波激励信号。调制器会不间断地对流过 C_x 的电荷进行采样,并将其转换为0和1的流。调制器输出1的密度经数字滤波器处理,确定电容值。滤波器输出通过校准系数缩放调节。然后,外部主机便可通过串行接口读取最终值。

图2中的四个配置显示了单端、差分、接地和浮动式传感器应用中CDC如何检测电容。

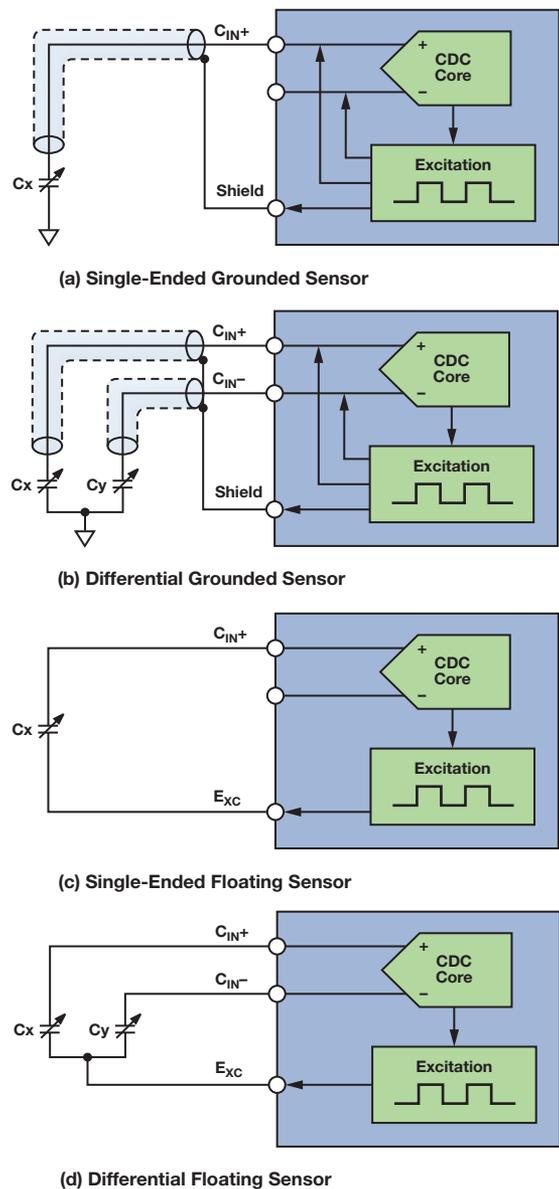


图2. 单端、差分、接地和浮动传感器应用中的配置

电容式液位检测技术

一种简单的液位监控技术是将平行板电容器浸入液体中，如图3所示。随着液位变化，板之间的电介质材料数量发生改变，导致电容也随之改变。同时第二对电容传感器(图中为 C_2)用作基准。

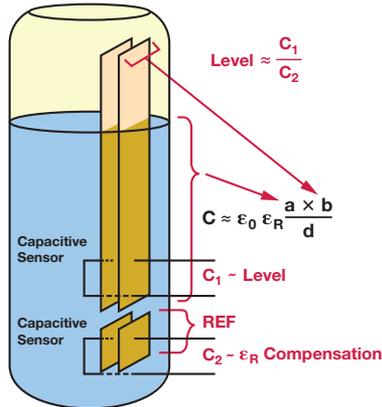


图3. 电容式液位检测

由于 $\epsilon_{R(水)} \gg \epsilon_{R(空气)}$ ，传感器电容可由浸没部分的电容近似表示。因此，液位为 C_1/C_2 ：

$$C_1 \approx \epsilon_0 \epsilon_R \frac{Level \times b}{d}$$

$$C_2 \approx \epsilon_0 \epsilon_R \frac{Ref \times b}{d}$$

$$Level \approx \frac{C_1}{C_2}$$

其中

- $Level$ 是浸入液体的长度
- Ref 是基准传感器的长度

电容式液位检测系统硬件

24位AD7746具有两条电容测量通道，非常适合液位检测应用。图4显示了系统功能框图。传感器和基准电容信号转换为数字信号，数据通过I²C端口传输至主机PC或微控制器。

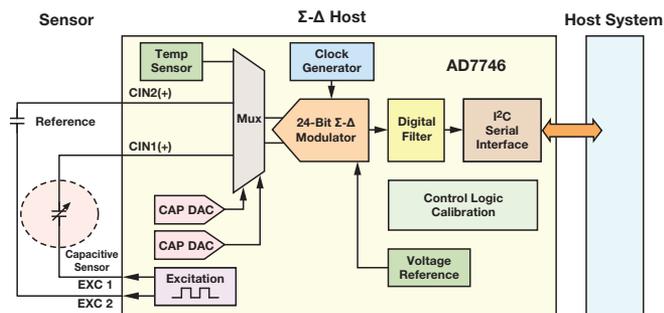


图4. 电容式液位检测系统

要实现精确测量，PCB设计很关键。图5显示了传感器板和CDC连接。为了保证精度，AD7746安装在4层PCB表面尽可能靠近传感器的地方。接地层暴露在PCB背面。该应用使用了转换器全部的两个输入通道。传感器板如图6所示。

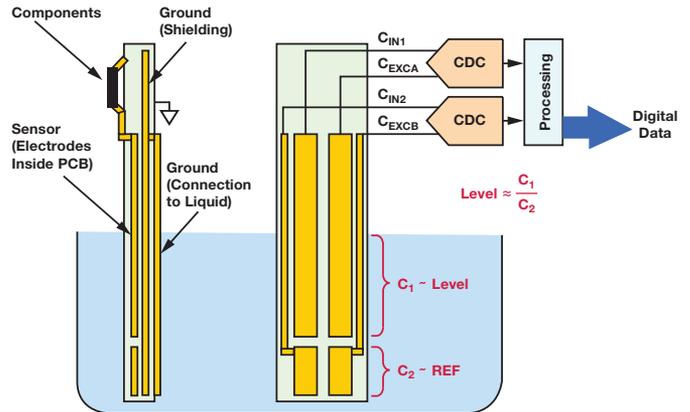


图5. 传感器板和CDC连接

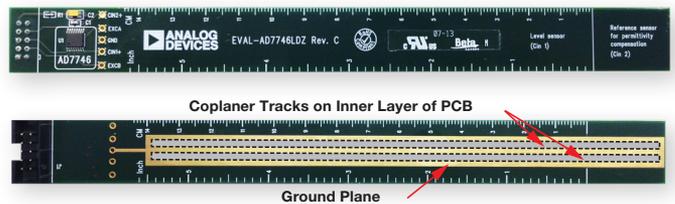


图6. PCB正面和反面照片

传感器板设计为在一块PCB上的两个共面金属板，而非两个平行板。共面板板在4层PCB内无需直接接触液体。共面板板电容的电介质由PCB材料、空气和液体组成，轨道每一单位长度的电容值约为：

$$\frac{C}{l} = \frac{\pi \epsilon_{R(eff)} \epsilon_0}{\ln \left(\frac{\pi(d-w)}{w+t} + 1 \right)}$$

其中

- d 是两个平行轨道中点之间的距离
- l 是轨道长度
- w 是每一条轨道的宽度(假定宽度相等)
- t 是轨道的厚度
- 有效 ϵ_R 由 d 与 h 的比值决定(h 是PCB板的厚度)
 - 若 $d/h \gg 1$ ，则 $\epsilon_{R(eff)} \approx 1$
 - 若 $d/h \approx 1$ ，则 $\epsilon_{R(eff)} = (1 + \epsilon_R)/2$

就该等式而言，测得的电容值与浸入液体的长度成比例，而共面传感器每一单位轨道长度的电容近似值不变。使用LabVIEW®软件执行系统校准有助于实现更高的精度。

LabVIEW软件

PC上运行的LabVIEW程序通过I²C串行接口获取CDC数据。图7是PC监视器上显示的图形用户界面(GUI)。启动液面演示系统后,会实时显示液面数据、环境温度和电源电压。

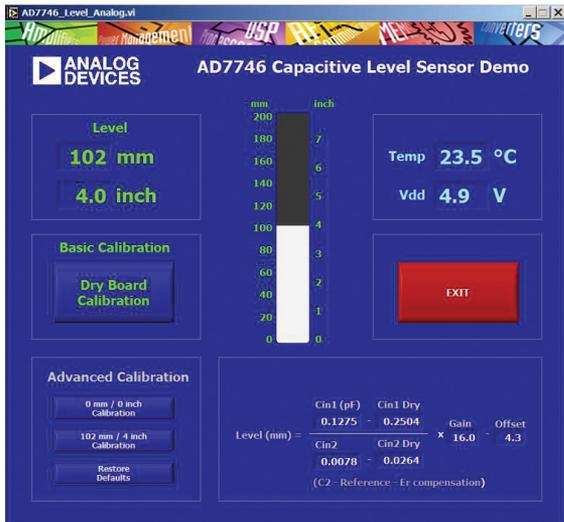


图7. PC监视器上显示的系统GUI

液面推导公式为:

$$Level = \frac{C_1 - C_{1DRY}}{C_2 - C_{2DRY}} \times Gain - Offset$$

LabVIEW程序包括基本校准和高级校准,可实现更精确的测量。在浸入液体时进行干(基本)校准用来确定 C_{1DRY} 和 C_{2DRY} 。湿(高级)校准则用来确定一阶方程中增益和失调两个未知量,通过在液位0英寸和4英寸先后进行校准测量可以得到两个方程联立推导出增益和失调。湿校准和测量过程中,基准电容必须完全浸入液体中。

结论

本文介绍了电容式液位检测演示系统。

参考文献

AD7746评估套件。

AD7746评估板技术文档。

Ning Jia, [医疗保健应用中的ADI电容数字转换器技术](#)。模拟对话,第46卷第2期,2012年。

Jim Scarlett, [电容数字转换器为诊断系统中的电平检测提供方便](#)。模拟对话,第48卷第2期,2014年。

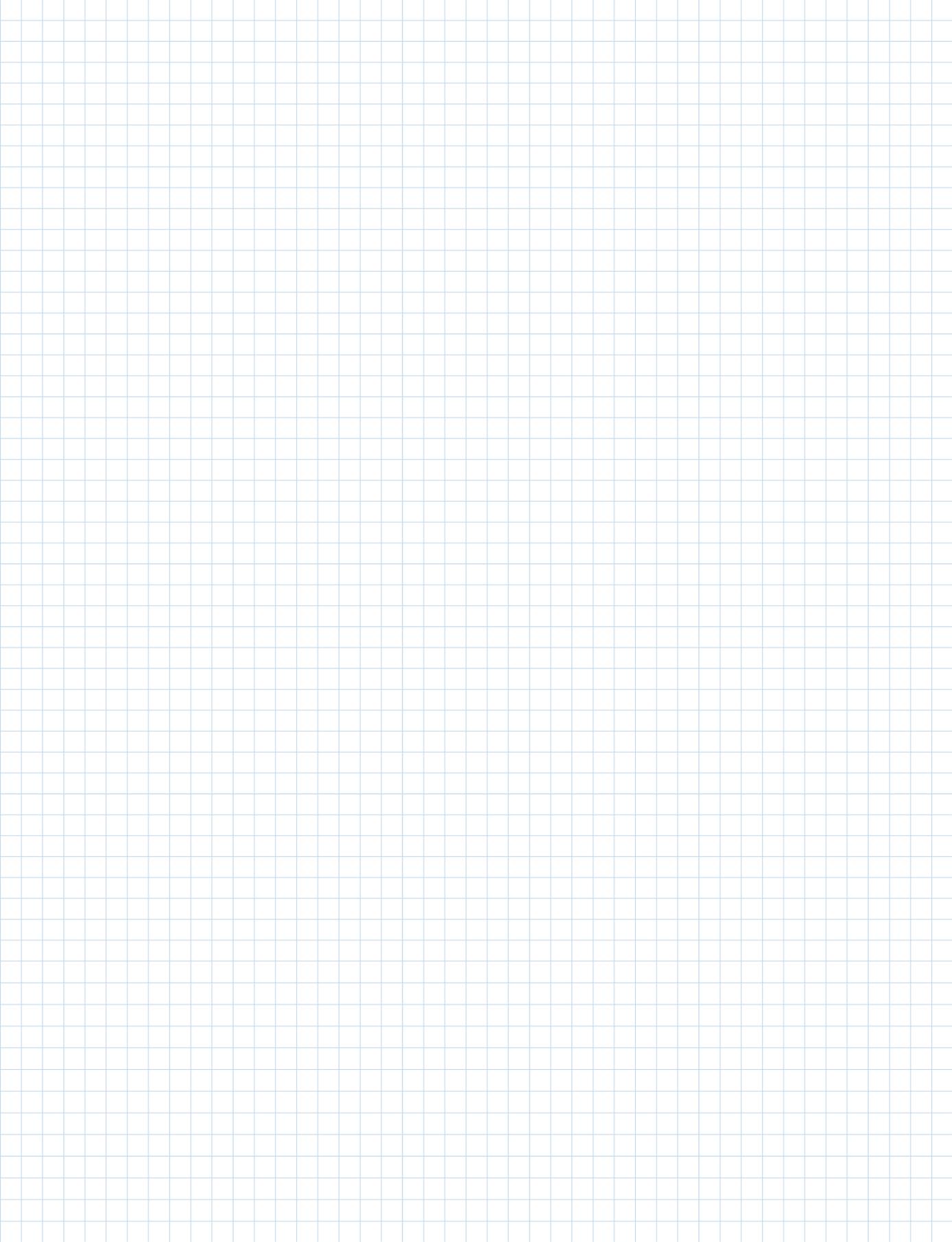
Charles S. Walker, [电容、电感和串扰分析](#)。Artech House, 1990, ISBN: 978-0890063927。

Jiayuan Wang [jiayuan.wang@analog.com]于2013年加入ADI公司,任客户解决方案支持部门的应用工程师,工作地点在马萨诸塞州威明顿。Jiayuan于2013年获得康奈尔大学硕士学位。



Jiayuan Wang

Notes



©2015 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.

M02000492sc-0-8/15

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
上地东路 5-2 号
京蒙高科大厦 5 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
技术专栏:
www.analog.com/zh/CIC
样品申请:
www.analog.com/zh/sample
在线购买:
www.analog.com/zh/BOL
在线技术论坛:
ezchina.analog.com



超越一切可能™