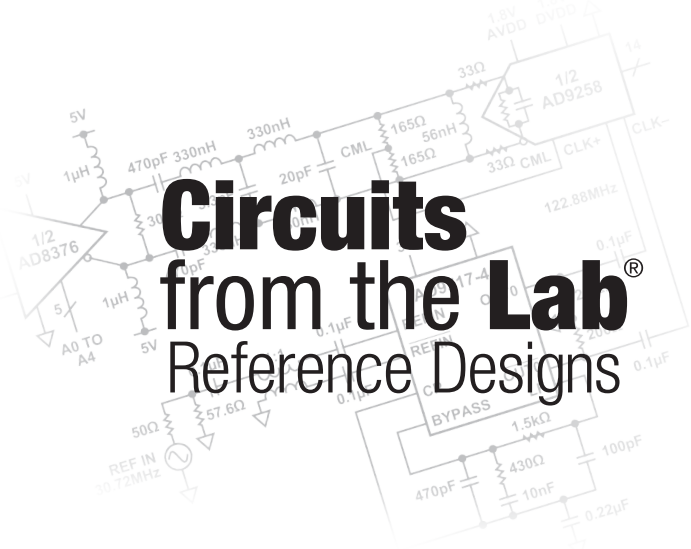
ADI参考电路合集(第4册)

ADI公司　编译



内容简介

本书主要介绍由ADI工程师亲自参与设计、调试并验证的参考电路。通过这些参考电路，可以将这些产品迅速和放心地组合起来。这些电路为许多通用应用提供解决方案。每款电路包含详细的设计文档，常见电路变化以及更多信息。电路功能和性能已经过硬件验证。

本书将是广大工程技术人员、高等院校师生进行电路设计的参考书。

关于ADI参考电路及免责声明

ADI公司的已验证电路由ADI工程师设计和搭建。每个电路的设计和搭建均采用标准的工程实践技术，其功能和性能已经在室温下的实验室环境中经过了测试和验证。但是，用户需负责自行测试电路，并决定它对自己是否适用。因而，ADI公司将不对由任何原因、连接到任何已验证电路上的任何物品所导致的直接、间接、特殊、偶然、必然或者惩罚性的损害负责。在文档的“常见变化”章节里描述的其他变化电路也未必被实际搭建和测试过。

已验证电路仅供与ADI公司产品一起使用，并且其知识产权为ADI公司或其授权方所有。虽然用户可能在自己的产品设计中使用已验证电路，但是并未被默认授予其他许可，或是通过此参考电路的应用及使用而获得任何专利或其它知识产权。ADI公司提供的信息被认为是准确及可靠的。不过，已验证电路是以“原样”的方式提供的，并不具有任何种类的承诺，包括但不限于：明示、暗示或者法定承诺，任何商业性、未侵权或者某特定用途实用性的暗示承诺，ADI公司无需为已验证电路的使用承担任何责任，也不对那些可能由于其使用而造成任何专利或其它第三方权利的侵权负责。ADI公司有权随时修改任何参考电路，而不另行通知。所有商标和注册商标均属于其相应公司。

目录

按电路应用分类

仪器仪表和测量

医疗保健

安防和监控

楼宇技术

汽车应用

消费电子

电机和功率控制

能源

航空航天与国防

过程控制和工业自动化

通信

电路笔记
CN-0216

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0216。

连接/参考器件	
AD7791	低功耗、缓冲式、24位Σ-Δ型ADC
ADA4528-1	精密、超低噪声、轨到轨输入/输出、零漂移运算放大器
ADP3301	高精度anyCAP® 100 mA低压差线性调节器

利用24位Σ-Δ型ADC AD7791和外部零漂移放大器ADA4528-1实现精密电子秤设计

评估和设计支持

电路评估板

CN-0216电路评估板(EVAL-CN0216-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个精密电子秤信号调理系统，它使用一个低功耗缓冲式24位Σ-Δ型ADC AD7791和两个外部零漂移放大器ADA4528-1。该解决方案支持单电源供电，可提供高直流增益。

前端使用超低噪声、低失调电压、低漂移放大器，以便放大来自称重传感器的低电平信号。对于满量程输出为10 mV的称重传感器，该电路提供15.3位的无噪声码分辨率。

利用本电路可以非常灵活地设计定制低电平信号调理前端，用户可以轻松优化传感器-放大器-转换器组合电路的整体传递函数。在9.5 Hz至120 Hz的完整输出数据速率范围内，AD7791均能保持良好的性能，可用于以各种较低速度工作的电子秤应用。

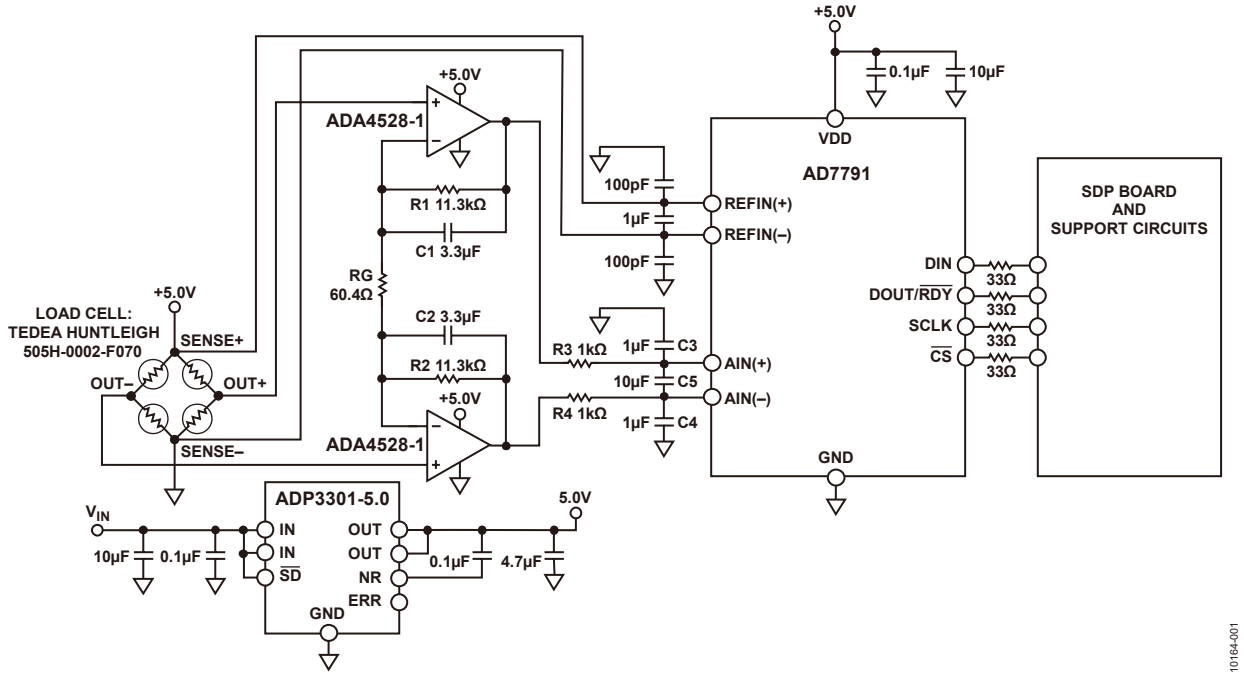


图1. 采用AD7791的电子秤系统（原理示意图：未显示去耦和所有连接）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

电路描述

图2所示为实际的测试设置。为进行测试，使用6线Tedea-Huntleigh 505H-0002-F070称重传感器。

流经PCB走线的电流会产生IR压降，走线较长时，这种压降可能达到数毫伏或更大，引起相当大的误差。室温下，1英寸长、0.005英寸宽的1盎司铜走线的电阻约为100 mΩ。当负载电流为10 mA时，该走线可能引起1 mV的误差。

除激励、接地和两个输出连接外，6线式称重传感器还有两个检测引脚。这些检测引脚分别与惠斯登电桥的高端（激励引脚）和低端（地引脚）相连。尽管在线路电阻上存在一定的压降，但仍能精确测量该电桥上产生的电压。此外，AD7791接受差分模拟输入和差分基准电压。这两个检测引脚与AD7791基准电压输入端相连，构成一个比率式配置，不受电源激励电压的低频变化影响。因为是比率式连接，所以无需精密基准电压源。

与6线式称重传感器不同，4线式称重传感器不具有检测引脚，ADC差分基准电压引脚与激励电压和地直接相连。采用这种连接时，由于有线路电阻，ADC的激励引脚与基准电压引脚之间存在压差。另外，低端（地）上也会有线路电阻引起的压差。这样，系统将不完全是比率式。

当激励电压为5 V时，Tedea-Huntleigh 2 kg称重传感器的灵敏度为2 mV/V，满量程输出为10 mV。称重传感器也具有相关的失调电压或TARE。此外，称重传感器还具有增益误差。一些客户利用DAC来消除或抵消TARE。当AD7791采用5 V基准电压时，差分模拟输入范围等于±5 V或10 V p-p。图1所示电路将称重传感器输出放大375 (1 + 2R1/RG)倍，因此以称重传感器输出为基准的满量程输入范围为10 V/375 = 27 mV p-p。相对于称重传感器的10 mV p-p满量程信号，AD7791的模拟输入范围较宽，这有利于确保称重传感器的失调电压和增益误差不会使ADC前端过载。

来自称重传感器的低电平幅度信号由两个零漂移放大器ADA4528-1放大。顾名思义，零漂移放大器的失调电压漂移接近为0。放大器连续自行校正任何直流误差，尽可能保持精确。除了低失调电压和漂移外，零漂移放大器也没有1/f噪声，这一重要特性有助于电子秤在直流或低频时进行精确测量。

两个运算放大器ADA4528-1配置为三运放仪表放大器的第一级。第三个运算放大器连接为差动放大器，一般用于第二级，但在图1所示电路中，AD7791的差分输入端执行此功能。

增益等于1 + 2R1/RG。电容C1和C2置于运算放大器的反馈环路中，与R1和R2一起形成4.3 Hz截止频率的低通滤波器，用于限制进入Σ-Δ型ADC的噪声量。C5与R3和R4一起形成一个截止频率为8 Hz的差分滤波器，用以进一步限制噪声。C3和C4与R3和R4一起形成截止频率为159 Hz的共模滤波器。

低噪声调节器ADP3301为AD7791、ADA4528-1和称重传感器供电。除了去耦电容外，按照ADP3301数据手册的建议，在调节器输出端配有降噪电容。调节器必须为低噪声型，因为电源或地层的任何噪声都会在系统中引起噪声，导致电路性能下降。

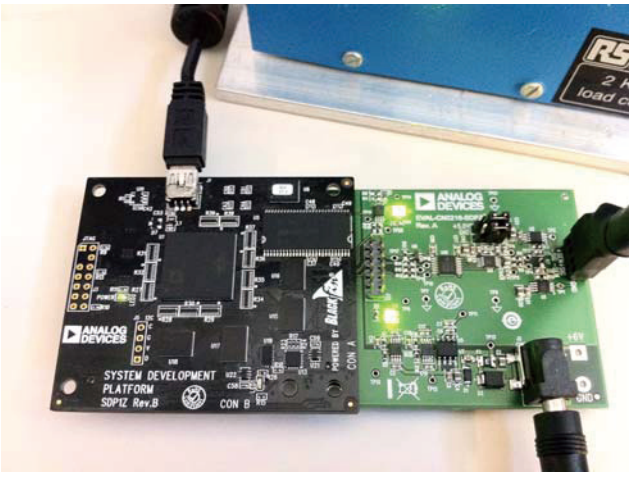


图2. 采用AD7791的电子秤系统设置

24位Σ-Δ型ADC AD7791转换来自称重传感器的经放大的信号。AD7791配置为缓冲工作模式，以适应模拟输入引脚上的R-C滤波器网络的阻抗。

图3显示AD7791在不同输出数据速率下的均方根噪声。此图显示，均方根噪声随着输出数据速率增加而增加。不过，在整个输出数据速率范围内，该器件均能保持良好的噪声性能。

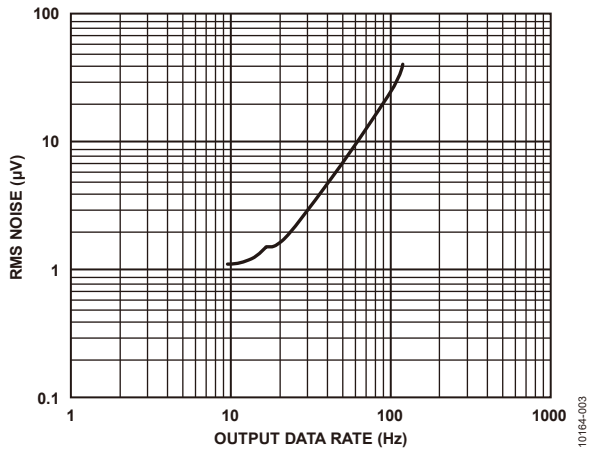


图3. AD7791在不同输出数据速率下的均方根噪声，采用2.5 V基准电压（5 V p-p输入范围），缓冲器开启

在9.5 Hz输出数据速率和2.5 V基准电压下，AD7791的均方根噪声为1.1 µV，因而无噪声码数为

$$\frac{\text{V}\quad 5}{6.6\times 1.1\,\mu\text{V}}=688{,}705$$

其中系数6.6用来将均方根电压转换为峰峰值电压。

因此，相应的无噪声码分辨率等于：

$$\log_2(688{,}705)=\frac{\log_{10}(688{,}705)}{\log_{10}(2)}=19.5\text{ bits}$$

注意，这是AD7791在不连接称重传感器或输入放大器情况下的性能。

ADA4528-1具有5.9 nV/√Hz的电压噪声密度，因此，输入放大器和电阻会增加系统的噪声。此外，称重传感器本身也会增加噪声。

图1所示电路使用5 V基准电压，峰峰值输入范围为10 V，因此LSB等于：

$$1\text{LSB}=\frac{10\text{ V}}{2^{24}}=0.596\,\mu\text{V}$$

来自称重传感器的10 mV p-p满量程信号在ADC中产生3.75 V p-p信号，约为ADC量程的38%。

在连接称重传感器（无负载）的情况下，获取7个样本集，每个样本集包含500个样本。计算每个样本集的峰峰值代码分布，然后求平均值以产生159个采样点的代码分布。基于ADC的3.75 V p-p满量程输入，这相当于159 × 0.596 µV = 94.8 µV p-p噪声。

因此，无噪声采样数等于：

$$\frac{3.75\text{ V}}{94.8\,\mu\text{V}}=39{,}557$$

整体系统的相应无噪声码分辨率等于：

$$\log_2(39{,}557)=\frac{\log_{10}(39{,}557)}{\log_{10}(2)}=15.3\text{ bits}$$

图4显示了500个样本的ADC代码图（52.6秒、9.5 Hz数据速率）。注意，峰峰值分布约为160个代码。

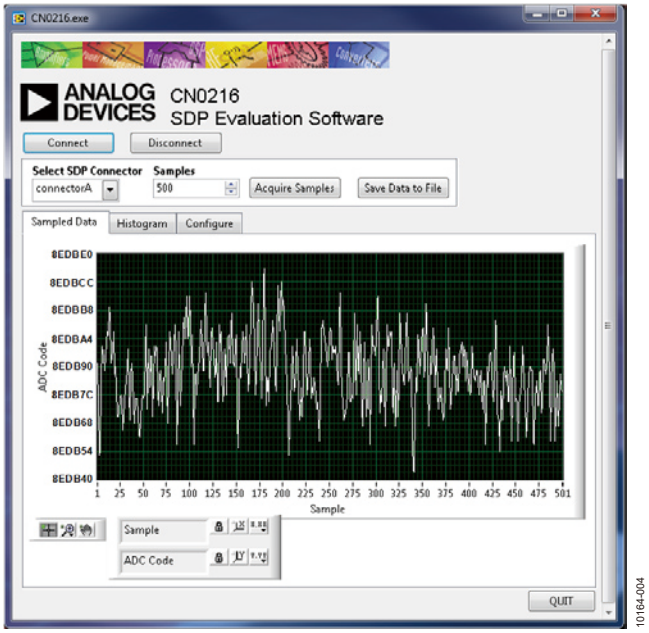


图4. 500次采样所测得的输出码，体现出噪声的影响

图5以直方图形式显示了同样的数据。图4和图5显示从AD7791回读的实际（原始）转换结果。在实际操作中，电子秤系统通常会采用数字后置滤波器。在后置滤波器中另外执行均值计算会进一步提高无噪声采样数，但数据速率会降低。

用克表示的系统分辨率计算如下：

$$\frac{2\text{ kg}}{39{,}557}=0.05\,g$$

与其它高精度电路一样，必须采用适当的布局、接地和去耦技术。欲了解更多信息，请参考指南MT-031—*“实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团”*，以及指南MT-101—*“去耦技术”*。有关本电路笔记的完整设计支持包，请参阅www.analog.com/CN0216-DesignSupport。

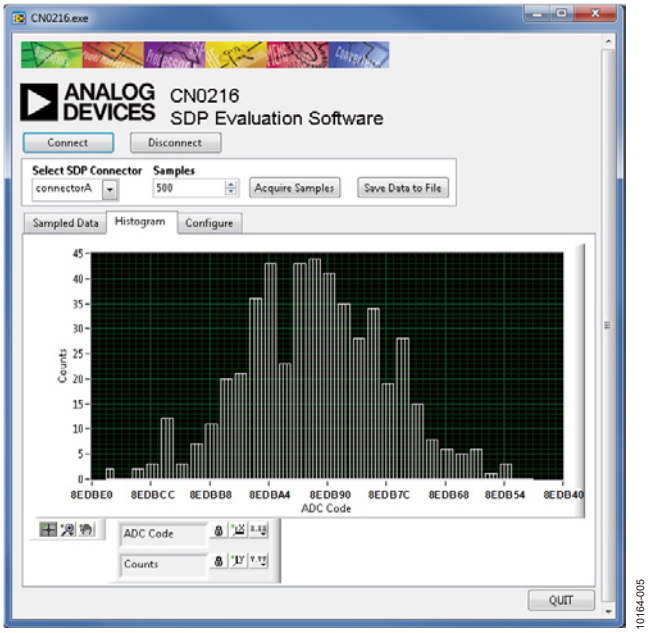


图5. 500次采样所测得的直方图，体现出噪声的影响

常见变化

下列应用笔记讨论了其它适合电子秤应用的ADC和电路：CN-0102 (AD7190)、CN-0107 (AD7780)、CN-0108 (AD7781)、CN-0118 (AD7191)、CN-0119 (AD7192)和CN-0155 (AD7195)。

AD7171是一款16位Σ-Δ型ADC。

针对低功耗解决方案，请使用ADA4051-2。ADA4051-2是一款双通道、微功耗、零漂移放大器，每个放大器的电源电流仅为20 µA。

电路评估与测试

本电路使用EVAL-CN0216-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)评估板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0216-SDPZ板包含要评估的电路，如本笔记所述。SDP评估板与CN-0216评估软件一起使用，可从EVAL-CN0216-SDPZ电路板获取数据。

设备要求

- 带USB端口和Windows XP、Windows Vista（32位）或Windows 7（32位）的PC
- EVAL-CN0216-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP评估板
- CN0216评估软件
- Tedea-Huntleigh 505H-0002-F070称重传感器或等效器件
- 电源：+6 V或+6 V壁式电源适配器

开始使用

将CN0216评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开Readme文件。按照Readme文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

电路框图参见本电路笔记的图1，电路原理图参见PDF文件“EVAL-CN0216-SDPZ-SCH”。此文件位于CN0216设计支持包中。

设置

将EVAL-CN0216-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有“CON A”的连接器。应使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。称重传感器连接到EVAL-CN0216-SDPZ板。

在断电情况下，将一个+6 V电源连接到板上标有+6 V和GND的引脚。如果有+6 V壁式电源适配器，可以将它连接到板上的管式插孔连接器，代替+6 V电源。SDP板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。注：此时请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

测试

为连接到EVAL-CN0216-SDPZ电路板的+6 V电源（或壁式电源适配器）通电。启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到SDP板上的微型USB连接器。如果设备管理器中列出了Analog Devices System Development Platform驱动器，软件将能与SDP板通信。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0216-SDPZ板的串行数据。

有关如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN0216评估软件Readme文件。

有关SDP板的信息，请参阅SDP用户指南。

分析数据

至少应采集ADC输出数据的500个样本。一旦将样本集导出到Excel等电子表格程序，就可以对样本进行分析。假设噪声为高斯分布，则样本的标准差约等于均方根噪声。峰峰值噪声约为均方根噪声的6.6倍。

峰峰值噪声也可以直接从样本集获得，只需将最大样本减去最小样本。实际上，利用这种方法获得的结果与将均方根值乘以6.6获得的值大致相同。

从样本获得的值的单位是LSB，因此必须将其转换为电压；对于5 V基准电压，1 LSB = 0.596 μV。

需要时，可以对多个样本集的结果求平均值，以获得更精确的测量结果。

无噪声码分辨率根据峰峰值噪声计算，方法如上文所述。

进一步阅读

Kester，Walt。1999年。传感器信号调理。第2部分。ADI公司。

Kester，Walt。1999年。传感器信号调理。第3部分。ADI公司。

Kester，Walt。1999年。传感器信号调理。第4部分。ADI公司。

教程MT-004：ADC输入噪声面面观—噪声是利还是弊？ADI公司。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-023：ADC架构IV：Σ-Δ型ADC高级概念和应用。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-063：三运算放大器仪表放大器基本结构。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Wong，Vicky。应用笔记AN-1114：最低噪声零漂移放大器具有5.6 nV/√Hz电压噪声密度。ADI公司。

电路笔记CN-0102：利用内置PGA的24位Σ-Δ型ADC AD7190实现精密电子秤设计。ADI公司。

电路笔记CN-0107：利用内置PGA的利用内置PGA的24位Σ-Δ型ADC AD7780实现电子秤设计。ADI公司。

电路笔记CN-0108：利用内置PGA的20位Σ-Δ型ADC AD7781实现电子秤设计。ADI公司。

电路笔记CN-0118：利用内置PGA的24位Σ-Δ型ADC AD7191实现精密电子秤设计。ADI公司。

电路笔记CN-0119：利用内置PGA的24位Σ-Δ型ADC AD7192实现精密电子秤设计。ADI公司。

电路笔记CN-0155：利用内置PGA和交流激励的24位Σ-Δ型ADC实现精密电子秤设计。ADI公司。

数据手册和评估板

AD7791数据手册

ADA4528-1数据手册

ADP3301数据手册

CN-0216电路评估板(EVAL-CN0216-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

修订历史

2011年9月—修订版 0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0237

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0237。

连接/参考器件	
ADA4940-1/ ADA4940-2	单/双通道超低功耗、低失真差分ADC驱动器
AD7982	18位、1 MSPS PulSAR ADC
ADR395	微功耗、低噪声、5 V精密带隙基准电压源

超低功耗、18位、差分PulSAR ADC驱动

评估和设计支持

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路使用超低功耗、18位1 MSPS ADC AD7982，由低功耗全差分放大器ADA4940-1来驱动。低噪声精密5.0V基准电压源ADR395用于提供该ADC所需的5V电源。图1所示的所有IC均采用3 mm × 3 mm LFCSP或3 mm × 5 mm MSOP小型封装，从而有助于降低电路板成本和空间。

电路中ADA4940-1的功耗不到9 mW。18位1 MSPS AD7982 ADC的功耗仅7 mW（1 MSPS时），远低于市面上的同类ADC。此功耗也随吞吐量而变化。ADR395功耗仅为0.7mW，使系统总功耗低于17 mW。

电路描述

诸如AD7982 18位1 MSPS PulSAR® ADC等现代高分辨率SAR ADC需要差分驱动器来实现最优性能。在这类应用场合，ADC驱动器接收差分或单端信号，并执行所需的电平转换以在适当的电平下驱动ADC输入端。

图1显示ADA4940-1差分放大器进行电平转换并驱动18位AD7982差分输入逐次逼近型PulSAR ADC。利用四个电阻，ADA4940-1既能以增益1来缓冲信号，也可放大信号获得更大动态范围。交流和直流性能兼容18位1 MSPS PulSAR® ADC AD7982和该系列的其它16及18位器件，采样率最高可达2 MSPS。该电路也可接受单端输入信号以产生相同的全差分输出信号。

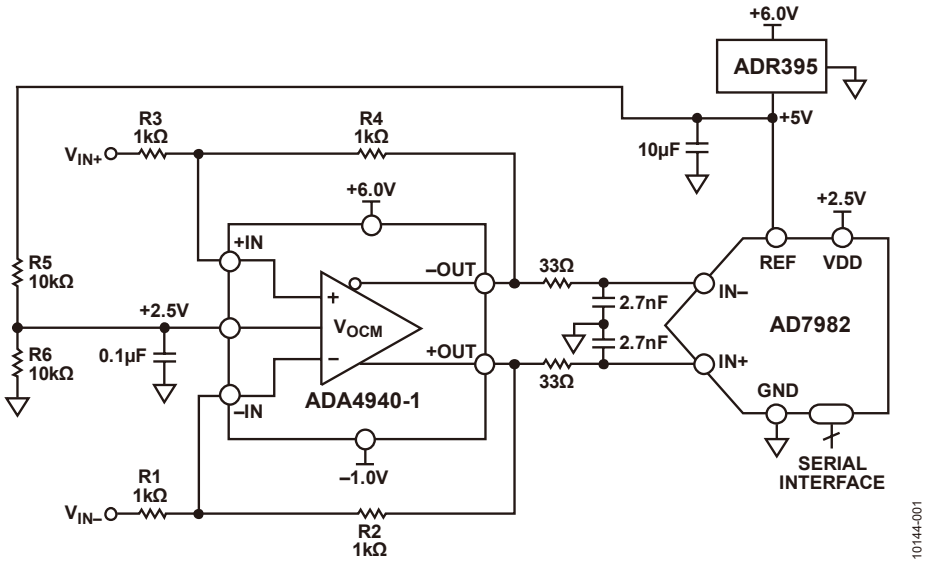


图1. 高性能18位差分ADC驱动器（简易原理图：未显示所有连接和去耦）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

AD7982采用2.5 V的VDD单电源供电。它内置一个低功耗、高速、18位采样ADC和一个多功能串行接口端口。基准电压 (REF) 从ADR395精密低压差 (0.3 V) 带隙基准源由外部获得，并可独立于电源电压来设定。ADA4940-1具有直流耦合输入和输出，并视需要执行一次差分或单端转差分转换。它还可以缓冲驱动信号。一个单极1.8 MHz R-C (33 Ω, 2.7 nF) 噪声滤波器放在运算放大器输出和ADC输入之间。该滤波器还可以将运算放大器输出与内部采样保持功能在ADC输入端所引起的切换突波隔离开来。

ADA4940-1由7 V电源（+6 V和–1 V）供电，这样对于ADC满量程输入必须在0V至5V之间摆动时，输出能够提供足够的裕量。

增益由反馈电阻 (R2 = R4) 和增益电阻 (R1 = R3) 比率来设定。此外，该电路可用于进行单端或差分输入转差分输出转换。需要时，可在输入端并联一个端接电阻。无论输入为单端还是差分输入，均可如MT-076教程和DiffAmpCalc™差分放大器计算器 (www.analog.com/zh/diffampcalc) 所示来计算放大器的输入阻抗。

如果R1 = R2 = R3 = R4 = 1 kΩ，单端输入阻抗约为1.33 kΩ。外部52.3 Ω端接电阻提供一个50 Ω源端接电阻。反相输入端的一个额外25.5 Ω（总共1025.5 Ω）可平衡驱动同相输入的50 Ω源端接电阻的并联阻抗 (52.3 Ω || 50 Ω = 25.5 Ω)。但是，如果使用差分源输入，则差分输入阻抗为2 kΩ。此时，视需要使用两个52.3 Ω端接电阻来端接每个输入。

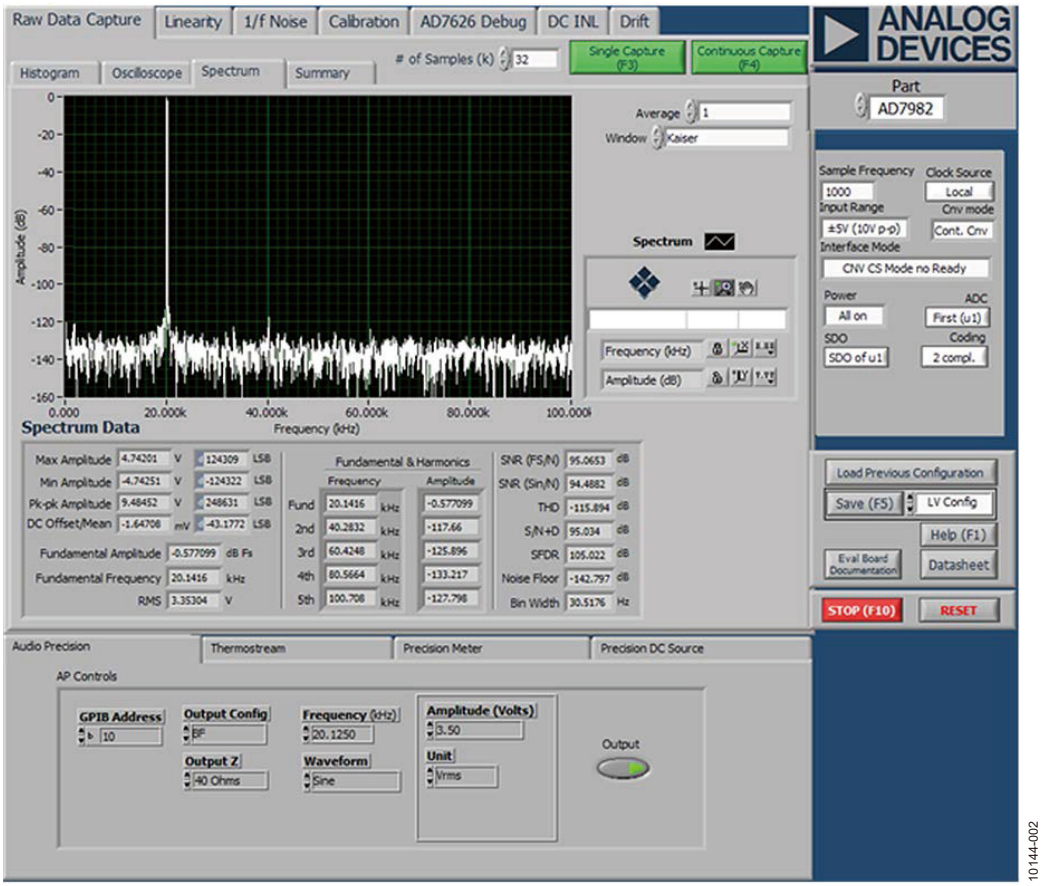


图2. 20 kHz信号、满量程以下0.5 dB、采样频率为1 MSPS的FFT曲线图（32,000点）

针对此电路上的测试，信号发生器产生一个10 V p-p差分输出。为了降低噪声，V_{OCM}输入被旁路，并通过外部1%电阻来设置，以便在5V基准电源下获得最宽的输出动态范围。输出共模电压为2.5 V时，ADA4940-1各输出的摆幅在0 V至5 V之间，相位相反，向ADC输入端提供增益为1、10 V p-p的差分信号。

FFT性能如图2所示，归纳如下：

- SNR = 95.06 dBFS（不含谐波）
- SINAD = 95.03 dBFS
- SFDR = 105.02 dBFS
- THD = –115.89 dBFS

INL和DNL性能如图3所示。

常见变化

经验证，采用图中所示的元件值，该电路能够稳定地工作，并具有良好的精度。其他模数转换器可以取代AD7982来实现所需的最高性能。ADA4940-1/ADA4940-2针对驱动16位和18位ADC而优化，性能下降少。采样速度更快的18位ADC包括AD7984 (1.33 MSPS) 和AD7986 (2 MSPS)。差分16位ADC包括AD7688 (500 kSPS) 和AD7693 (500 kSPS)。

ADA4940-1/ADA4940-2轨到轨输出可驱动至每个供电轨的±0.5 V范围内，而交流性能不会明显下降。诸如AD8137和ADA4941-1等其他差分ADC驱动器也可用来在重视速度、输入阻抗等因素的其他应用中取代ADA4940-1。

电路评估与测试

此电路将修改后的EVAL-AD7982SDZ PulSAR AD7982评估板连接到转换器评估和开发板 (EVAL-CED1Z) 进行测试。修改后的AD7982评估板可用于ADA4940-1差分ADC驱动器和ADR395基准电压源。

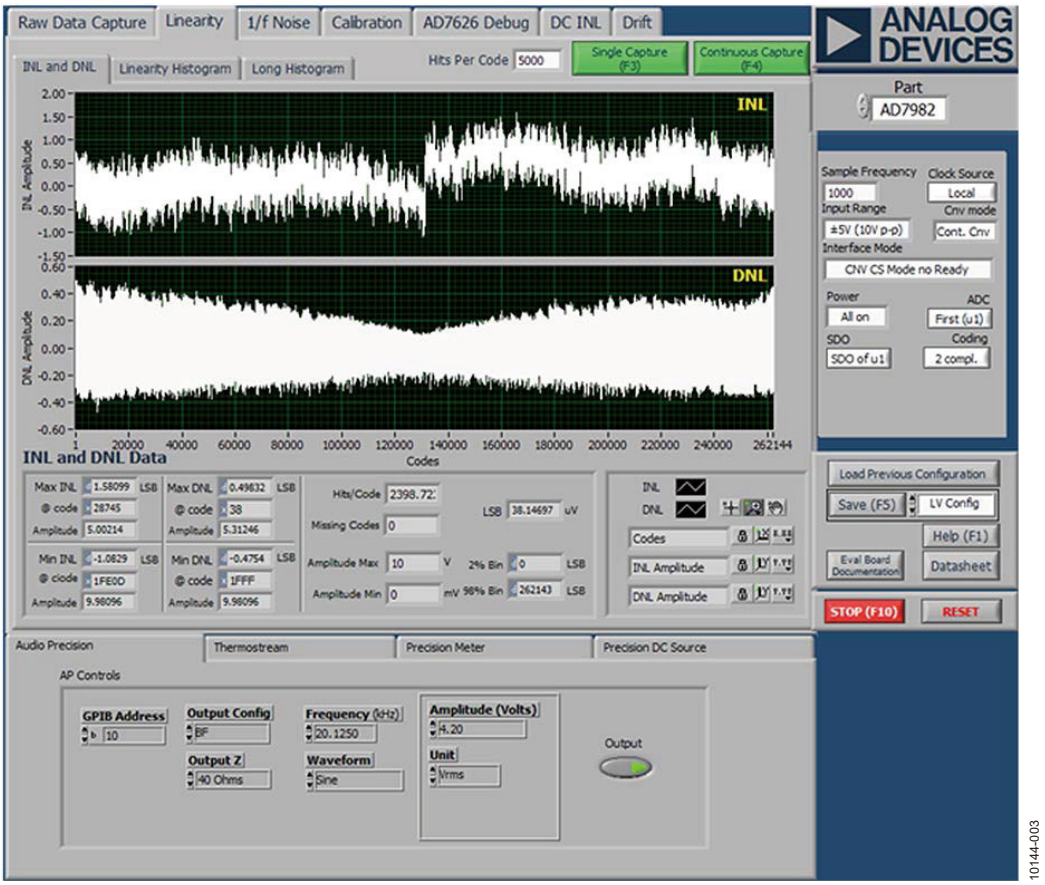


图3. 20 kHz信号、采样频率为1 MSPS的INL和DNL曲线图

EVAL-AD7982SDZ是一款用户评估板，用以简化18位AD7982 PulSAR ADC的独立性能和功能测试。

EVAL-CED1Z板是一种使用ADI精密转换器的系统评估、演示和开发平台。它提供转换器和PC之间所需的通信，编程或控制器件，通过USB线收发数据（如图4和图5所示）。

设备要求

除了上述两块评估板外，ADA4940-1还需要+6 V至–1 V的外部电源。EVAL-CED1Z采用壁式电源适配器提供+7.5 V直流电压。其他合适电压从EVAL-CED1Z供给AD7982评估板。

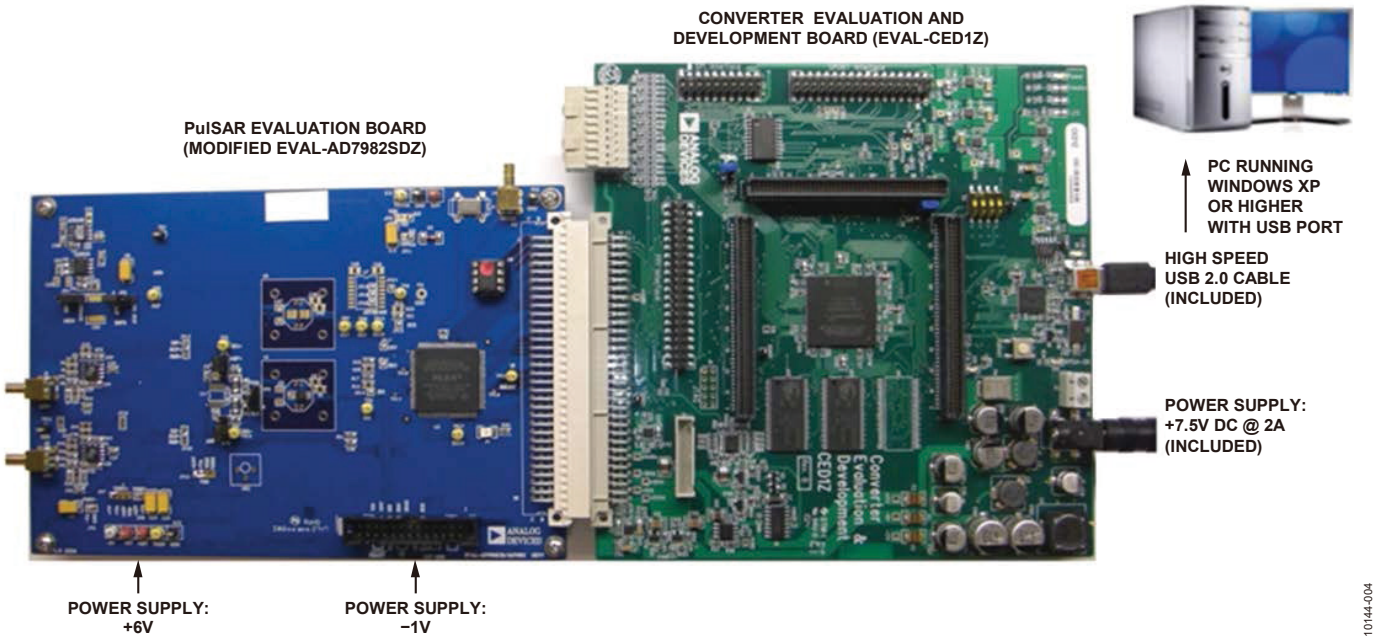


图4. PulSAR ADC评估平台

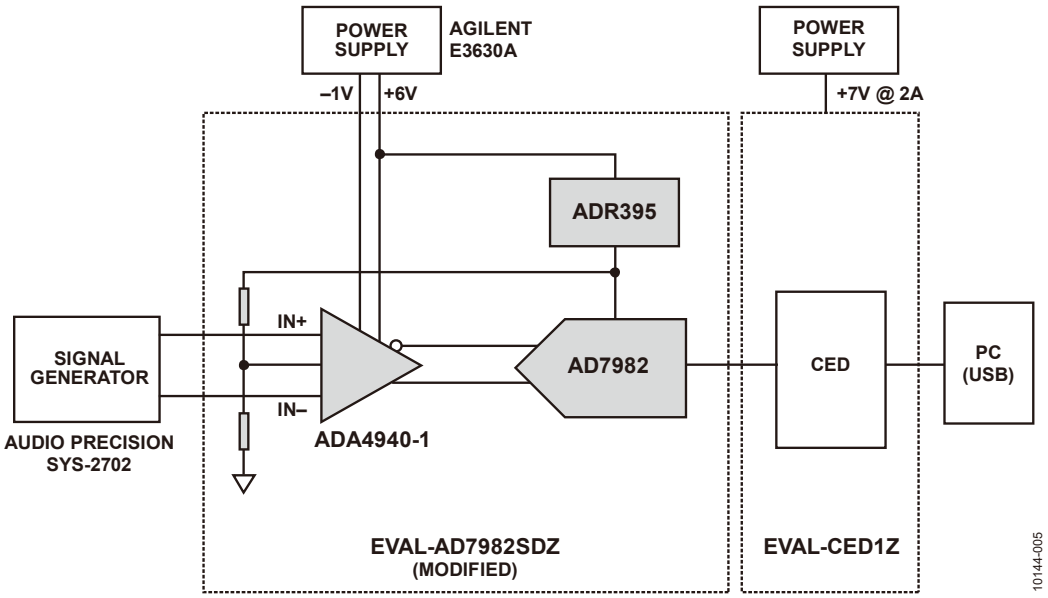


图5. 测试设置功能框图

低失真信号源Audio Precision® SYS-2702用来实现所需性能。运行PulSAR评估软件需采用配有Windows® XP或Windows 7系统及USB端口的PC。

开始使用

按www.analog.com/zh/EVAL-CED1Z和www.analog.com/zh/AD7982_adc_EVAL-CED1Z所述步骤安装软件。

将修改后的AD7982评估板接到EVAL-CED1Z。将+7.5 V壁式电源适配器接到EVAL-CED1Z。将+6 V至−1 V的外部电源接到AD7982评估板。

设置与测试

AD7982评估板使用Audio Precision SYS-2702信号源来提供输入信号。基于LabVIEW®的PulSAR评估软件用来控制Audio Precision输入信号，还能监控ADC输入和输出。

如图2、3和4所示，该软件可采集并处理INL、DNL和FFT数据。

进一步阅读

CN-0237设计支持包：
www.analog.com/CN0237-DesignSupport

DiffAmpCalc：差分放大器计算器：
www.analog.com/zh/diffampcalc

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-074：精密ADC用差分驱动器。ADI公司。

教程MT-075：高速ADC用差分驱动器概述。ADI公司。

教程MT-076：差分驱动器分析。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

ADA4940-1数据手册

ADA4940-2数据手册

ADA4940评估板

AD7982数据手册

AD7982评估板

ADR395数据手册

修订历史

2010年10月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0241

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab®实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0241。

连接/参考器件	
ADA4096-2	30 V、微功耗、过压保护、轨到轨输入/输出放大器
AD7920	12位、250 kSPS ADC，采用6引脚SC70封装
ADP3336	高精度、超低-静态电流 、500 mA anyCAP®可调低压差线性稳压器

具有输入过压保护的高边电流检测

评估和设计支持

电路评估板

CN-0241电路评估板(EVAL-CN0241-SDP)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

发生瞬变后，或者连接、断开或关断监控电路时，高端电流监控器可能遇到过压情况。图1所示电路使用具有过压保护功能、作为差动放大器连接的ADA4096-2运算放大器来监控高端电流。ADA4096-2具有输入过压保护功能，对于高于或低于供电轨的电压32 V以内的范围，不会发生反相或闩锁。

该电路采用可调低压差500 mA线性稳压器ADP3336供电，如果需要，后者还可用于为系统其他器件供电。当设置为5 V输出时，输入电压范围为5.2 V至12 V。为了省电，可通过移除ADP3336电源来关断电流检测电路，而电源(例如太阳能电池板)仍可工作。

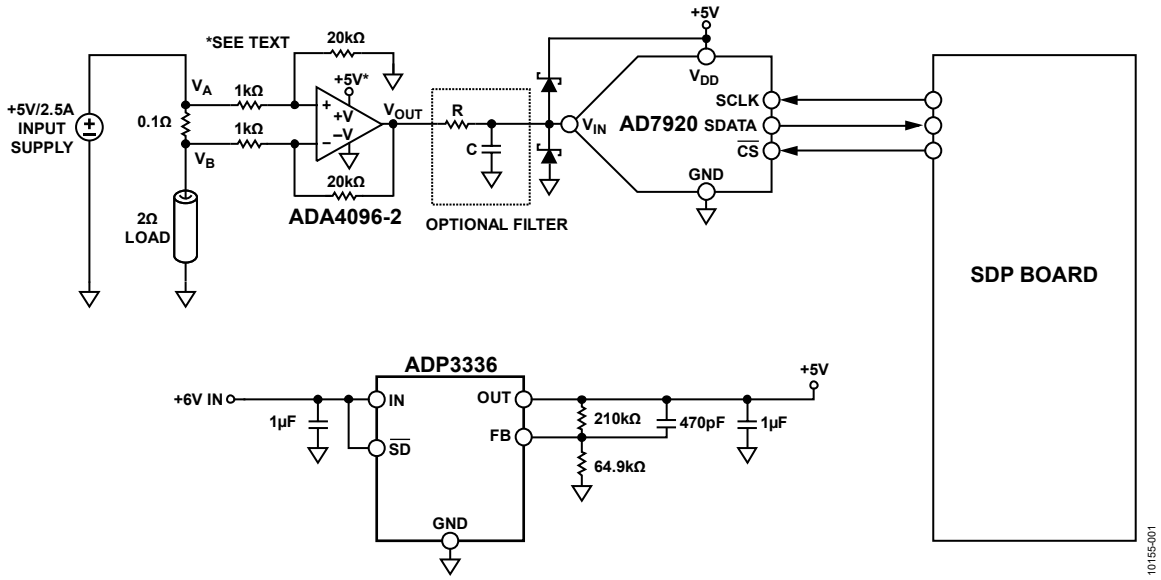


图1. 具有输入过压保护的高端电流检测(原理示意图：未显示所有连接和去耦)

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

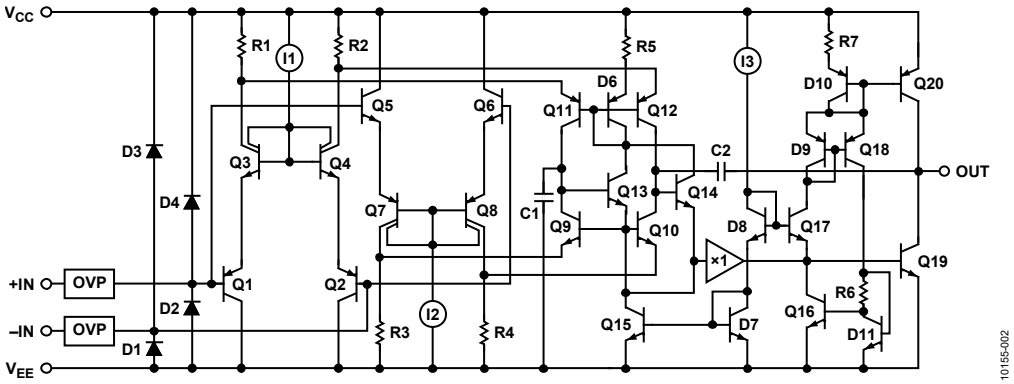


图2. ADA4096-2原理示意图

这样电压将施加于未上电的ADA4096-2输入端；但是，对于高出电源轨32 V以内的输入电压，不会发生锁存或损坏。如需较低的吞吐速率，AD7920也可在样本间休眠。AD7920在休眠时的最大功耗为5 μW，上电时为15 mW。在工作条件下，ADA4096-2仅需120 μA。工作电压为5 V时，功耗仅为0.6 mW。在关断模式下，ADP3336仅消耗1 μA。

电路描述

该电路是经典的高端电流检测电路拓扑结构，采用单个检测电阻。其他四个电阻(双通道1 kΩ/20 kΩ分压器)处于薄膜网络内(以实现比率匹配)，用于设置差动放大器增益。这将放大检测电阻上产生的两个电压间的差异，并抑制共模电压：

$$V_{OUT} = (V_A - V_B)\ (20\ \text{k}\Omega/1\ \text{k}\Omega)$$

图2显示了ADA4096-2的原理示意图。输入级包含两个并行的差分对(Q1至Q4和Q5至Q8)。随着输入共模电压接近V_{CC} – 1.5 V，Q1至Q4在I1到达最低顺从电压时关断。相反，随着输入共模电压接近V_{EE} + 1.5 V，Q5至Q8在I2到达最低顺从电压时关断。此拓扑结构可实现最大输入动态范围，因为放大器在供电轨外的200 mV下(室温)仍可处理输入。

与任何轨到轨输入放大器一样，两个输入对之间的V_{OS}失配决定放大器的CMRR。如果输入共模电压范围保持在各供电轨1.5 V以内，输入对之间的跃迁便可避免，从而将CMRR改进约10 dB。

ADA4096-2输入可保护器件不受最高超出各供电轨32 V的输入电压偏移的影响。此特性对存在电源时序控制问题的应用特别重要，该问题可导致信号源在施加放大器电源之前活动。

图3显示通过低RDS_{ON}内部串联FET(绿色曲线)提供ADA4096-2的输入电流限制能力，并与使用5 kΩ外部串联电阻和无保护的运算放大器(红色曲线)相比较。

图3是ADA4096-2采用单位增益缓冲器配置时的情况，其中将电源连接至GND(或±15 V)并对正输入扫描，直至输入超过电源达32 V。一般而言，输入电流在正过压条件期间限于1 mA，在负欠压条件期间限于200 μA。例如，在20 V过压条件下，ADA4096-2输入电流限于1 mA，从而提供等效于串联20 kΩ电阻的电流限制。

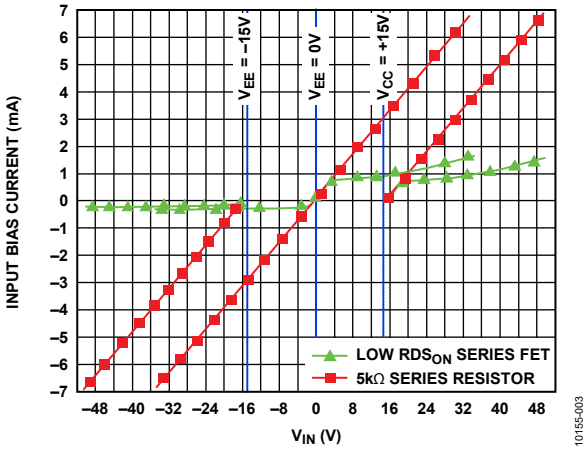


图3. 输入电流限制能力

图3还显示，无论是否为放大器供电，电流限制电路均有效。

请注意，图3仅代表异常条件下的输入保护。正确的放大器工作输入电压范围(IVR)见ADA4096-2数据手册的表2至表4。

AD7920是一款12位、高速、低功耗逐次逼近型ADC，采用2.35 V至5.25 V单电源供电，最高吞吐量可达250 kSPS。该器件内置一个低噪声、宽带宽采样保持放大器，可处理13 MHz以上的输入频率。

转换过程和数据采集过程通过$\overline{CS}$和串行时钟SCLK进行控制，从而为器件与微处理器或DSP接口创造了条件。输入信号在$\overline{CS}$的下降沿进行采样，而转换同时在此处启动。该器件无流水线延迟。

AD7920采用先进的设计技术，可在下述高吞吐速率的情况下实现极低的功耗。

若要进入关断模式，必须在SCLK的第2个下降沿之后、第10个下降沿之前的任意时间将$\overline{CS}$变为高电平，以中断转换过程。一旦$\overline{CS}$在SCLK的此窗口内变为高电平，器件即进入关断模式，$\overline{CS}$下降沿所启动的转换终止，SDATA返回三态。如果$\overline{CS}$在第2个SCLK下降沿之前变为高电平，则器件仍将处于正常模式，不会关断。这可以避免$\overline{CS}$线上的毛刺引起意外关断。

若要退出这种工作模式并使AD7920再次上电，需要执行一次伪转换。在$\overline{CS}$的下降沿，器件开始上电，并且只要$\overline{CS}$处于低电平便继续上电，直到第10个SCLK的下降沿之后。经过16个SCLK后，器件完全上电，下一次转换将产生有效数据。

如果$\overline{CS}$在第10个SCLK下降沿之前变为高电平，则AD7920再次返回关断模式。这可以避免$\overline{CS}$线上的毛刺引起意外上电，或者$\overline{CS}$位于低电平时8个SCLK周期意外爆发。虽然器件可以在$\overline{CS}$的下降沿开始上电，但只要不超过第10个SCLK下降沿，便会在$\overline{CS}$的上升沿再次关断。

有关时序的详情请参见AD7920数据手册。

测试结果

衡量该电路性能的一个重要指标是最终输出电压测量结果中的噪声量。

图4显示了10,000个测量样本的直方图。该数据是利用连接到EVAL-SDP-CB1Z SDP-B评估板的CN-0241评估板获得的。有关设置详情，请参见“电路评估与测试”部分。

电源设置为3.0 V，不关闭LDO的输出，在250 kSPS的最大速率下采集10,000个数据样本。图4显示了采集结果。峰峰值噪声约为2 LSB，对应于大约0.3 LSB rms。

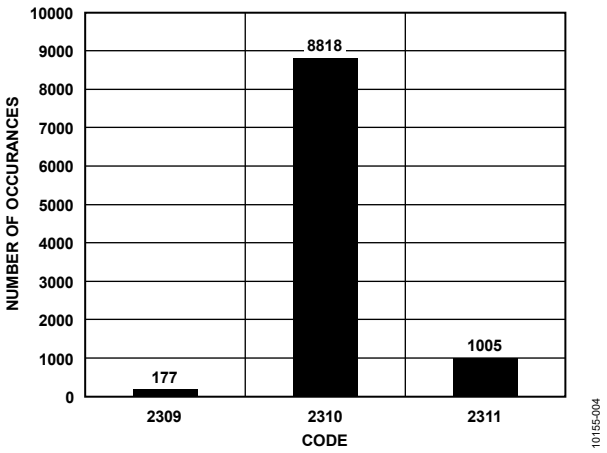


图4. 关断前10,000个样本的码字直方图

接着在软件中将连接至ADP3336的$\overline{SD}$关断引脚置位低电平，从而关闭LDO输出。约1分钟后，再将ADP3336的关断引脚置位高电平，重新开启输出，并采集相同数量的数据样本。图5显示了采集结果。

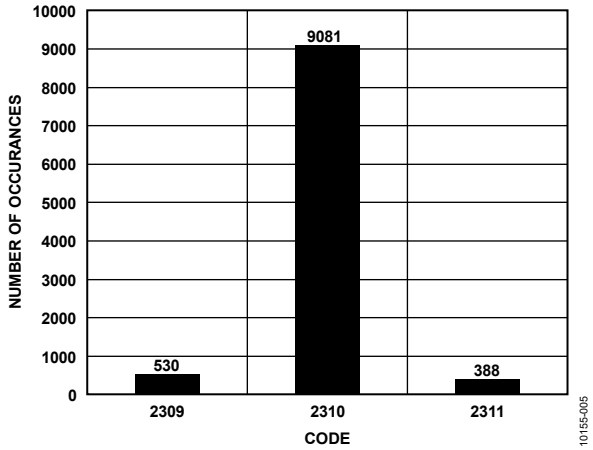


图5. 关断后10,000个样本的码字直方图

图5显示，输入处于高电平时，ADA4096-2的输出在关断期间并未闩锁。

有关本电路笔记的完整设计支持包，请参阅www.analog.com/CN0241-DesignSupport

常见变化

经验证，该电路能够稳定地工作，并具有良好的精度。该板同时兼容系统演示平台SDP-S控制板(EVAL-SDP-CS1Z)。

图1所示电路稍作更改，便可针对最高达30 V的输入电源电压监控电流。ADA4096-2的+V引脚并未连接到ADP3336的+5 V，而是直接连接到受监控的输入电源。在这种配置中，ADA4096-2直接采用输入电源供电。

电路评估与测试

本电路使用EVAL-CN0241-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台SDP-B控制器板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0241-SDPZ板包含要评估的电路，如本笔记所述。SDP-B控制器板与CN0241评估软件一起使用，可从EVAL-CN0241-SDPZ电路板获取数据。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®或Windows® 7 (32位)PC
- EVAL-CN0241-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP-B控制器板
- CN0241 SDP评估软件
- 能够驱动6 V/1 A的直流电源
- 能够驱动5 V/2.5 A的直流电源
- 2 Ω/12 W负载电阻

开始使用

将CN0241评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“**我的电脑**”，找到包含评估软件的驱动器。

功能框图

电路框图参见本电路笔记的图1，电路原理图参见“EVAL-CN0241-SDPZ-SCH-RevA.pdf”文件。此文件位于CN0241设计支持包中。

设置

将EVAL-CN0241-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z控制器板(SDP-B)上的CON A连接器。使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。在断电情况下，将一个6 V电源连接到电路板上的+6 V和GND引脚。如果有6 V壁式电源适配器，可将其连接到板上的管式连接器，代替6 V电源。SDP-B板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。此时请勿将该USB电缆连接到SDP-B板上的微型USB连接器。

将5 V/2.5 A直流电源连接到EVAL-CN0241-SDPZ板J1上的+VIN和GND。将2 Ω/12 W负载电阻连接到EVAL-CN0241-SDPZ板上的LOAD和GND。

测试

为连接到EVAL-CN0241-SDPZ电路板的6 V电源(或“壁式电源适配器”)通电。启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到SDP-B板上的微型USB连接器。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP-B板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0241-SDPZ板的串行数据。

当准备好采集数据时，开启5 V/2.5 A直流电源。对电压输出做出相应调节，以输出需要测量的电流量。

图6显示了CN0241 SDP评估软件界面的屏幕截图，图7显示了EVAL-CN0241-SDPZ评估板的屏幕截图。有关SDP-B板的信息，请参阅SDP-B用户指南。

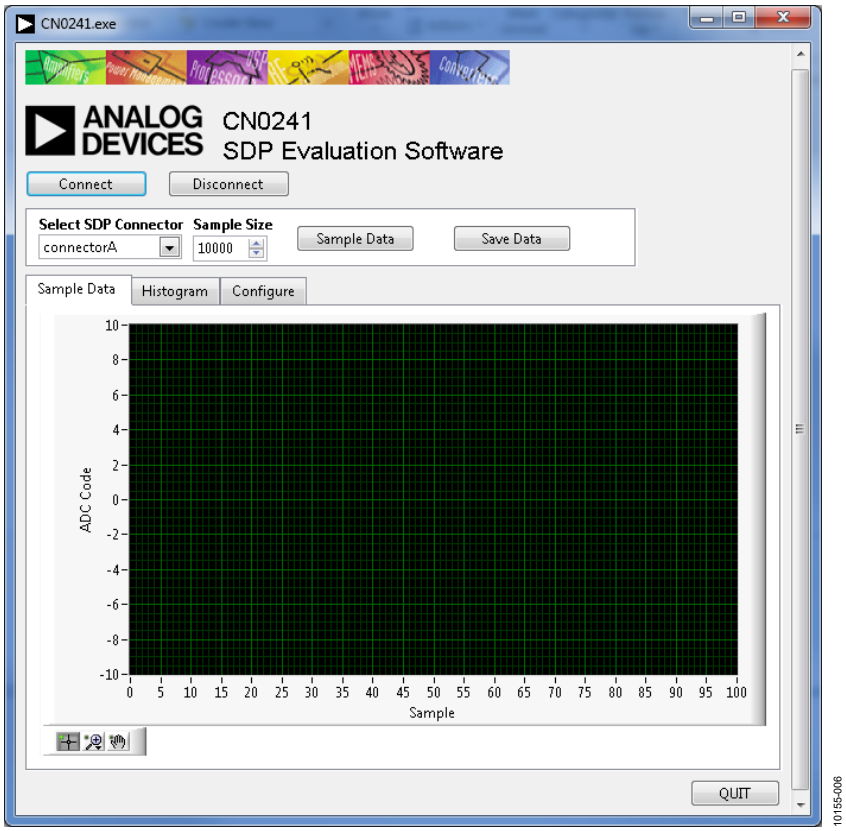


图6. CN-0241 SDP评估软件界面

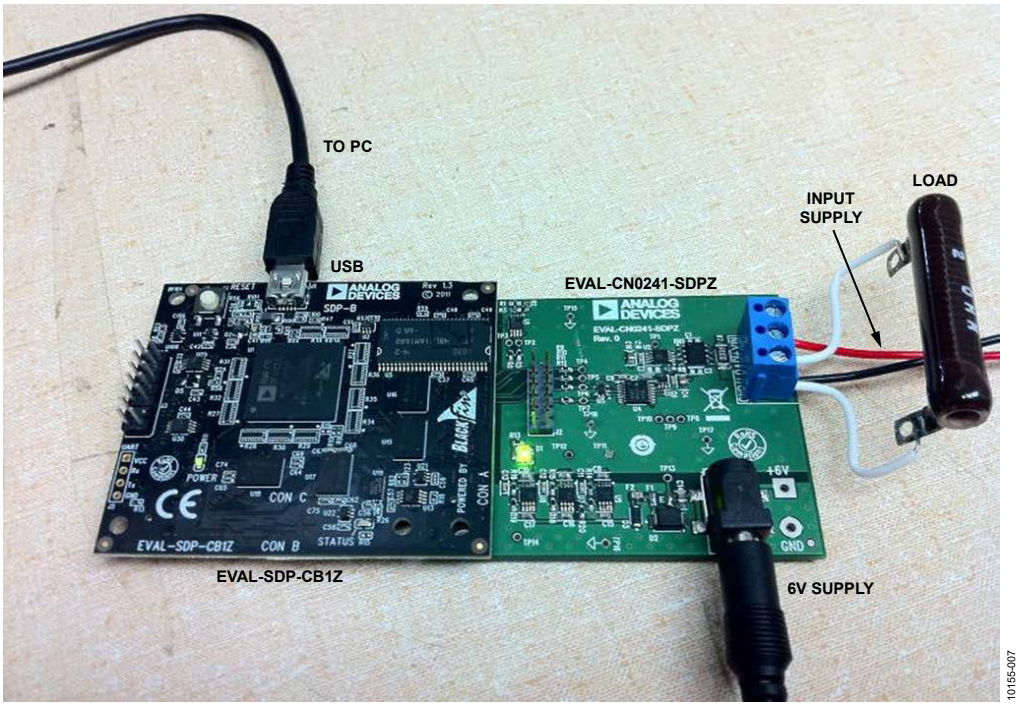


图7. 连接到SDP板的EVAL-CN0241-SDPZ评估板

了解详情

CN0241设计支持包：
http://www.analog.com/CN0241-DesignSupport

SDP-B用户指南

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-035：运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题。ADI公司。

教程MT-036：运算放大器输出反相和输入过压保护。ADI公司。

教程MT-068：差动和电流检测放大器。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0241电路评估板(EVAL-CN0241-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

ADA4096-2数据手册

AD7920数据手册

ADP3336数据手册

修订历史

2012年5月—修订版0至修订版A

2012年1月—修订版0：初始版

电路笔记 CN-0326

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0326。

连接/参考器件	
AD7793	3通道、低噪声、低功耗24位Σ-Δ型ADC
ADuM5401	集成DC/DC转换器的四通道隔离器
AD8603	微功耗RRIO、低噪声、精密单通道CMOS运算放大器

具有温度补偿的隔离式低功耗PH值测试系统

评估和设计支持

电路评估板

- **CN0326评估板(EVAL-CN0326-PMDZ)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**
- **SDP PMOD转接板(SDP-PMD-IB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

图1所示电路是一个完全隔离式低功耗pH传感器信号调理器和数字化仪，并且带有自动温度补偿以实现高精度。

该电路可为0至14范围内的pH值提供精度为0.5%的读数，无噪声代码分辨率大于14位，适用于多种工业应用，如化工、食品加工、水处理、污水分析等。

该电路支持众多内部电阻超高(范围从1 MΩ至数GΩ)的pH传感器，其数字信号和电源隔离设计使其免受恶劣工业环境中常见的噪声和瞬变电压的影响。

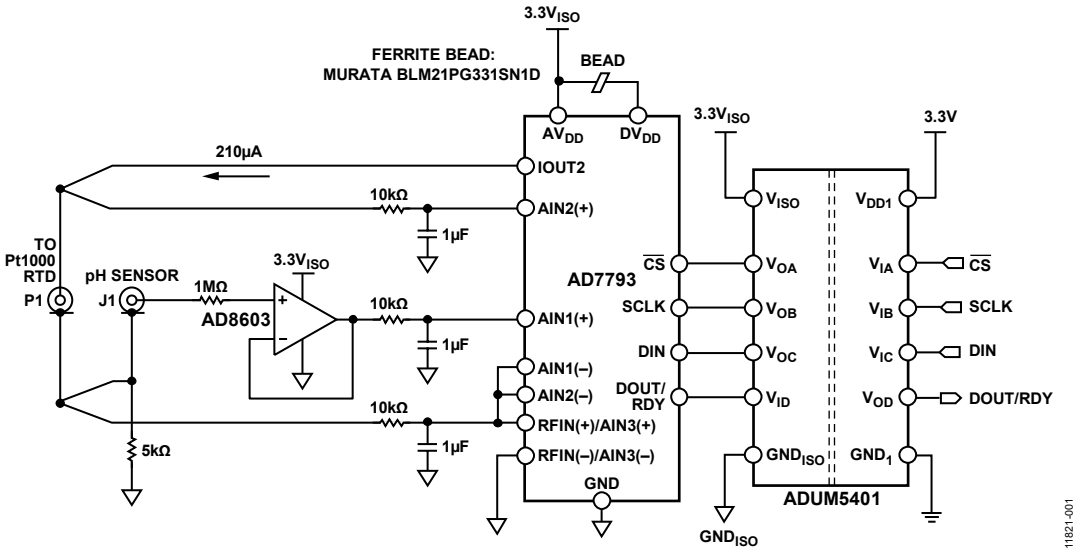


图1. pH传感器电路图(简化原理图： 未显示所有连接和去耦)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

pH测量的基本原理

pH值是衡量水溶液中氢离子和氢氧化物离子相对量的一项指标。就摩尔浓度来说，25°C的水含有1×10^{-7}摩尔/升氢离子，氢氧化物离子浓度与此相同。中性溶液指氢离子浓度正好等于氢氧化物离子浓度的溶液。pH值是表示氢离子浓度的另一种方式，定义如下：

$$pH = -\log(H^+)$$

因此，如果氢离子浓度为1.0×10^{-2}摩尔/升，则pH值为2.00。

pH电极是许多工业所使用的电化学传感器，但对水处理和污水工业具有特别重要的意义。pH探针由一个玻璃测量电极和一个参考电极构成，类似于一块电池。当把探针置于溶液中时，测量电极产生一个电压，具体取决于溶液中氢的活性，然后将该电压与参考电极的电位进行比较。随着溶液酸性的增强(pH值变低)，玻璃电极电位相对于参比电极阳性增强(+mV)；随着溶液碱性的增强(pH值变高)，玻璃电极电位相对于参比电极阴性增强(-mV)。这两个电极之差即为测得电位。在理想情况下，典型的pH探针在25°C下会产生59.154 mV/pH单位，用能斯脱方程表示为：

$$E = a - \frac{2.303\,R\left(T + 273.1\right)}{nF} \times \left(pH - pH_{ISO}\right)$$

其中：

E = 氢电极电压，活性未知

α = ±30 mV，零点容差

T = 环境温度(单位：°C)

n = 1(25 °C)，价(离子上的电荷数)

F = 96485库仑/摩尔，法拉第常数

R = 8.314 伏特-库仑/°K摩尔，阿伏加德罗氏数

pH = 未知溶液的氢离子浓度

pH_{ISO} = 7，参比氢离子浓度

方程表明，产生的电压取决于溶液的酸度和碱度，并以已知方式随氢离子活性而变化。溶液温度的变化会改变其氢离子的活性。当溶液被加热时，氢离子运动速度加快，结果导致两个电极间电位差的增加。另外，当溶液冷却时，氢活性降低，导致电位差下降。根据设计，在理想情况下，当置于pH值为7的缓冲溶液中时，电极会产生零伏特电位。

关于pH理论的一本不错的参考书是《pH理论与实践》(出版社：Radiometer Analytical SAS；出版地点：Villeurbanne Cedex，法国)。

电路细节

该设计为带温度补偿的pH传感器提供了一种整体解决方案。有三个重要的电路级：pH探针缓冲器、ADC和数字及电源隔离器，如图1所示。

AD8603，是一款精密微功耗(最大值50 µA)及低噪声(22 nV/√Hz) CMOS运算放大器，配置为连接AD7793通道之一输入的缓冲器。AD8603的典型输入偏置电流为200 fA，为高内部电阻pH探针提供了一种有效的解决方案。

pH检测和温度补偿系统基于AD7793，24位(Σ-Δ)ADC。它有三个差分模拟输入和一个片内低噪声、可编程增益放大器(PGA)，其范围为单位增益至128。AD7793的最大功耗仅为500 µA，适用于任何低功耗应用。有一个低噪声、低漂移内部带隙基准电压源，而且也可采用一个外部差分基准电压。输出数据速率可通过软件编程设置，可在4.17 Hz至470 Hz的范围内变化。

ADuM5401(四通道数字隔离器，集成DC-DC转换器)提供微控制器与AD7793数字线路之间的数字信号和电源隔离功能。利用*i*Coupler芯片级变压器技术，能够隔离逻辑信号和DC/DC转换器中的电源反馈路径。

pH传感器接口缓冲器

典型的pH探针电极由玻璃制成，可形成极高的电阻，范围从1 MΩ到1 GΩ不等，充当与pH电压源串联的电阻，如图2所示。

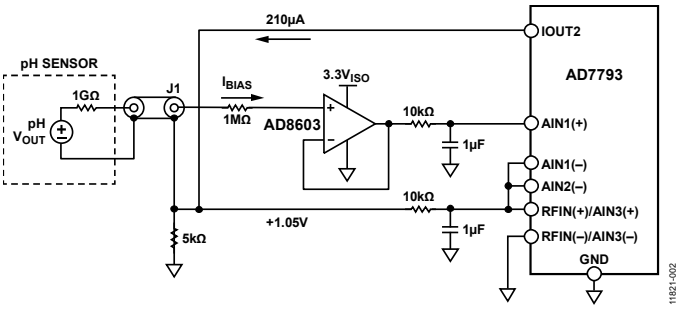


图2. 连接ADC的pH传感器和缓冲器接口
(简化原理图：未显示所有连接、RTD和去耦。)

流过该串联电阻的缓冲放大器偏置电流会给系统带来失调误差。为使电路与该高源电阻隔离开来，在这种应用中，需要一个高输入阻抗、超低输入偏置电流的缓冲放大器。AD8603用作该应用的缓冲放大器，如图2所示。AD8603的低输入电流可以最大限度地减少流过电极电阻的偏置电流所产生的电压误差。

就25°C下串联电阻为1 GΩ的pH探针来说，对于200 fA典型输入偏置电流，失调误差为0.2 mV (0.0037 pH)。即使在1 pA的最大输入偏置电流下，误差也只有1 mV。

10 kΩ/1 μF低通噪声滤波器针对缓冲放大器输出的截止频率为f= 1/2πRC，即16 Hz。

必须利用防护、屏蔽、高绝缘电阻支柱以及其他此类标准皮安方法，以最大限度地减少AD8603缓冲器高阻抗输入端的泄漏。

ADC通道1配置，pH传感器

该级涉及测量pH电极产生的小电压。表1展示了一个典型pH探针的技术规格。基于能斯脱方程，来自探针的满量程电压范围为±414 mV (±59.14 mV/pH) (25°C)至±490 mV (±70 mV/pH)(80°C)。

表1. 典型pH探针的技术规格

测量范围	pH 0至pH 14
零电压下的pH值	pH 7.00 ± 0.25
精度	pH 0.05，温度范围：20°C至25°C
分辨度	pH 0.01 0.1 mV
工作温度	80°C(最大值)
反应时间	最终值的95%≤ 1秒

在读取pH探针输出电压时，ADC采用外部1.05 V基准电压源，增益配置为1。满量程输入范围为±V_{REF}/G = ±1.05 V，来自pH探针的最大信号为±490 mV (80°C)。

由于传感器的输出是双极性的，并且AD7793采用单电源供电，因此，pH探针产生的信号应偏置到地以上，以使其处于ADC的可接受共模范围之内。该偏置电压产生的方式是，将210 μA IOUT2电流注入5 kΩ 0.1%电阻，如图2所示。结果产生1.05 V共模偏置电压，这同时充当ADC基准电压。

ADC通道2配置，RTD

ADC的第二通道监控在RTD上产生的电压，该RTD由AD7793的IOUT2电流输出引脚驱动。210 μA激励电流驱动由RTD和精密电阻(5 kΩ, 0.1%)构成的串联组合。(参见图1)。

纯铂的温度系数为0.003926 Ω/Ω/°C。根据DIN Std. 43760-1980和IEC 751-1983标准，工业RTD的正常系数为0.00385 Ω/Ω/°C。RTD的精度通常以0°C为基准。DIN 43760标准认可两个类，如表2所示，ASTM E–1137标准认可两个级，如表3所示。

表2. DIN-43760的标准RTD精度

类	容差
DIN 43760 A类	±0.06% @ 0°C
DIN 43760 B类	±0.12% @ 0°C

表3. ASTM E-1137的标准RTD精度

级	容差
ASTM E-1137 A级	±0.05% @ 0°C
ASTM E-1137 B级	±0.10% @ 0°C

RTD电阻值的计算公式为：

$$\text{RTD电阻} = RTD_0\,(1 + T\,\alpha)$$

其中：

*RTD*电阻 = T下的电阻值

RTD_0 = 0°C下的电阻值

T = 环境温度

α = 0.00385 Ω/Ω/°C，DIN Std 43760-1980和IEC 751-1983定义的温度系数

RTD电阻在0°C (1000 Ω)至100°C (1385 Ω)范围内变化，产生的电压信号范围为210 mV至290 mV，激励电流为210 μA。

精密5 kΩ电阻产生作为外部基准电压源的1.05 V电压。当增益为1时，模拟输入范围为±1.05 V (±V_{REF}/G)。该架构形成一种比率式配置。 激励电流值的变化不会影响系统精度。

尽管100 Ω Pt RTD十分常见，也可指定其他电阻(200 Ω、500 Ω、1000 Ω等)和材料(镍、铜、镍铁)。本应用使用一个1 kΩ DIN 43760 A类RTD，用于实现pH传感器的温度补偿功能。 1000 Ω RTD对线路电阻误差不如100 Ω RTD敏感度。

采用一条2线连接，如图3所示。在RTD引脚上施加恒定电流，同时测量通过RTD本身的电压。测量器件是AD7793，该器件表现出高输入电阻和低输入偏置电流。该方案的误差源是引脚电阻、AD7793所产生恒定电流源的稳定性以及输入放大器中的输入阻抗和/或偏置电流及相应的漂移。

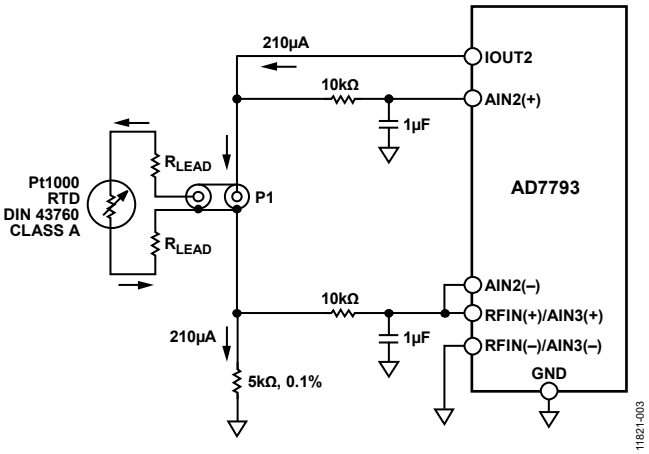


图3. 2线铂RTD连接(简化原理图：未显示所有连接和去耦)

消除线路电阻误差的另一种可能性是3线RTD配置，详见电流笔记CN-0287。

输出编码

任一通道上输入电压的输出代码为：

$$Code = 2^{N-1}\left(\frac{AIN \times GAIN}{V_{REF}} + 1\right)$$

其中：

*AIN*为模拟输入电压。

*GAIN*为仪表放大器设置。

$N = 24$

EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台板和PC处理AD7793输出的数据。

数字和电源隔离

ADuM5401隔离ADC数字信号，同时为电路提供经隔离稳压的3.3 V电源。ADuM5401 (V_{DD1})的输入应在3.0 V和3.6 V之间。要注意ADuM5401的布局，以尽量减少EMI/RFI问题。有关更多详情，请参考AN-1109应用笔记：*i*Coupler器件的辐射控制建议。

系统校准

AD7793的AIN3(+)输入用于测量精密5 kΩ 0.1%电阻上的电压降。为了精确测量RTD电阻，必须考虑IOUT2电流的±5%变化范围。在此基础上，将该电压除以5 kΩ，从而求得IOUT2确切电流值。RTD电阻则通过用RTD中的电压除以IOUT2确切电流值来计算。

利用如图4所示两点校准程序来校准EVAL-CN0326-PMDZ评估软件中的pH计。

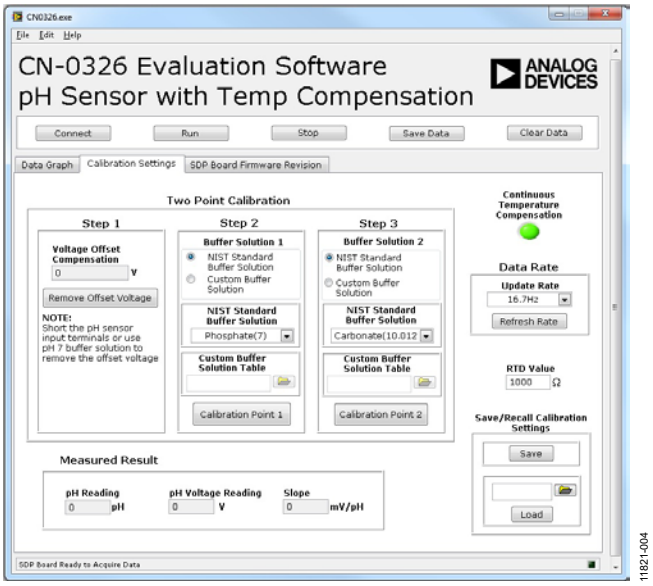


图4. 评估软件校准设置窗口

用户需要至少使用两种缓冲溶液，其中，用一种值为pH-7的中性pH缓冲溶液来消除pH探针和系统导致的失调。中性缓冲溶液可以用来设置第一个校准点。第一种缓冲溶液的pH值取决于需要测量的溶液的pH值。在测量碱性基液时，可以使用pH-10缓冲溶液；在测量酸性溶液时，可使用pH-4缓冲溶液。为了提高测量的精度，可以实施三点校准。其方法是在第2步和第3步使用两组不同的缓冲溶液，如图4所示，其中，pH-7溶液用来消除失调。

软件包括NIST推荐的缓冲溶液清单。清单中描述的每种缓冲溶液都有自己的温度系数，范围在0°C至95°C之间，可以在Radiometer Analytical出版的《pH理论与实践》一书中找到。软件利用该表将来自pH探针的mV输入关联至与读取自RTD传感器的温度读数相对应的正确pH值，并利用线性插值法来填充表中空白。用户可以选择通过单击如图4所示绿色按钮，使能/禁用连续温度补偿选项。

用于pH传感器校准的缓冲溶液在市场中很常见。也可使用NIST认证的其他pH参比溶液来校准。由于市场上有多种缓冲溶液可供选择，因此，软件同时为用户提供了一个选项，可以使用所需要的NIST认证pH参比溶液进行校准，如图4所示。

软件同时还为用户提供了一个使用其他RTD电阻值的选项，但其默认值设为1000 Ω。

系统噪声考虑因素

如果输出数据速率为16.7 Hz且增益为1，则AD7793的rms噪声等于1.96 µV(噪声折合到输入端，来自AD7793数据手册)。峰峰值噪声等于：

6.6 × RMS 噪声 = 6.6 × 1.96 µV = 12.936 µV

如果pH计的灵敏度为59 mV/pH，则pH计能测量的无噪声分辨度pH水平为

12.936 µV / (59 mV/pH) = 0.000219 pH

其中只包括AD7793的噪声贡献。实际系统结果见下一节。

测试数据与结果

全部数据捕获操作都通过CN0326 LabVIEW评估软件实现。用一个Yokogawa GS200精密电压源来模拟pH传感器的输入。

通过以1 mV增量在−420 mV至+420 mV范围内扫描精密电压，EVAL-CN0326-PMDZ能根据用户自定义的校准选项捕获数据。

AD8603缓冲器和AD7793在实际系统中的峰峰值噪声的确定方法是，短接pH探针BNC连接器，并采集1000个采样。如图5中所直方图所示，代码分布约为500个代码，相当于峰峰值噪声为31.3 µV，等效pH读数分布为0.00053 pH峰峰值。

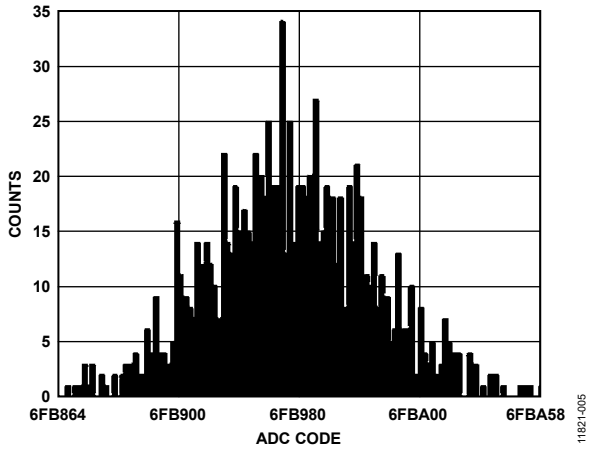


图5. 输出代码分布直方图
(AD7793输入引脚短接在一起)

测试系统时将三个不同电阻与ADC输入串联，以仿真高阻抗玻璃电极的不同阻抗。同时对系统进行了校准，结果得到60 mV/pH。据图6，线性误差随仿真玻璃电极阻抗的增加而增加。图6同时显示，在整个仿真pH输出电压范围内，对于200 MΩ的pH探针阻抗，线性误差小于0.5%。

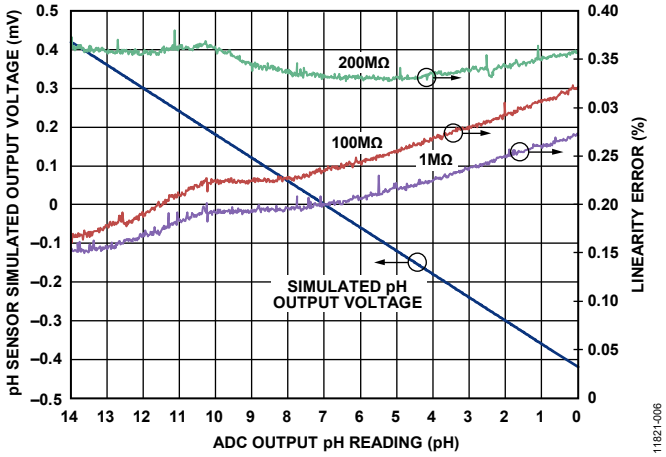


图6. pH传感器仿真输出电压(及关联线性误差图)
与ADC输出pH读数的关系(所示探针电阻为
1 MΩ、100 MΩ和200 MΩ)

测试数据以图7所示评估板采集。针对该系统的完整文档可以在CN-0326设计支持包中找到。

图 7. EVAL-CN0326-PMDZ板的照片

常见变化

其他合适的ADC有AD7792和AD7785，这两款器件具有与AD7793相同的特性组合， 但AD7792为16位ADC，AD7785为20位ADC。

AD8607缓冲放大器采用8引脚MSOP封装。这是一款双通道微功耗轨到轨输入/输出放大器，与AD8603属于同一系列。

ADuM5401的其他系列包括多种通道配置，如ADuM5402 /ADuM5403 /ADuM5404，同时提供4个独立隔离通道。

电路评估与测试

本电路采用EVAL-CN0326-PMDZ电路板、EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)评估板和SDP-PMD-IB1Z(一款针对EVAL-SDP-CB1Z的PMOD转接板)。SDP和SDP-PMD-IB1Z板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。为了使用SDP-PMD-IB1Z和SDP评估EVAL-CN0326-PMDZ板，通过一个间距为100密尔、面积为25平方密尔的标准直角引脚-接头连接器把EVAL-CN0326-PMDZ连接至SDP-PMD-IB1Z。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口的Windows® XP、Windows® Vista(32位)或Windows® 7(32位)PC
- EVAL-CN0326-PMDZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z电路评估板
- SDP-PMD-IB1Z SDP转接板
- CN-0326评估软件
- 电源：6 V壁式或同等电源适配器
- Yokogawa 2000精密直流电源或等效电源

开始使用

将CN-0326评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开Readme文件。按照Readme文件中的说明安装和使用评估软件。

设置

CN0326评估套件包括一张光盘，其中含有自安装软件。该软件兼容Windows® XP (SP2)和Vista(32位和64位)。如果安装文件未自动运行，您可以运行光盘中的**setup.exe**文件。

请先安装评估软件，再将评估板和SDP板连接到PC的USB端口，确保PC能够正确识别评估系统。

1. 光盘文件安装完毕后，按照“电源配置”部分所述为SDP-PMD-IB1Z评估板接通电源。把SDP板(通过连接器A)接至SDP-PMD-IB1Z评估板，然后用随附电缆将其接至用于评估的PC的USB端口。
2. 将EVAL-CN0326-PMDZ的12引脚直角公引脚接头连接至SDP-PMD-IB1Z的12引脚直角母引脚接头。
3. 在运行图9所示程序之前，将pH探针的BNC端子和RTD传感器连接至EVAL-CN0326-PMDZ的端子插孔中。
4. 在接好并打开所有外设和电源之后，在图9所示图形用户界面上单击**Connect(连接)**。当PC成功检测到评估系统时，即可使用图9所示软件对EVAL-CN0326-PMDZ电路板进行评估。

功能框图

测试设置的功能框图如图8所示。该测试设置应按图中所示方式连接。主软件窗口的屏幕截图如图9所示。

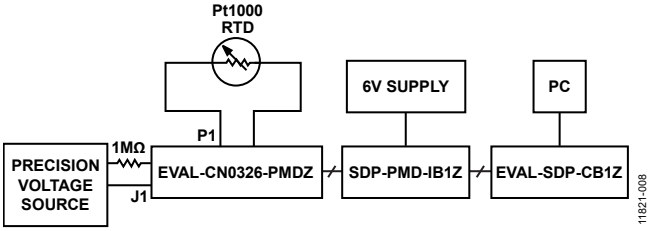


图8. pH传感器测试设置功能框图

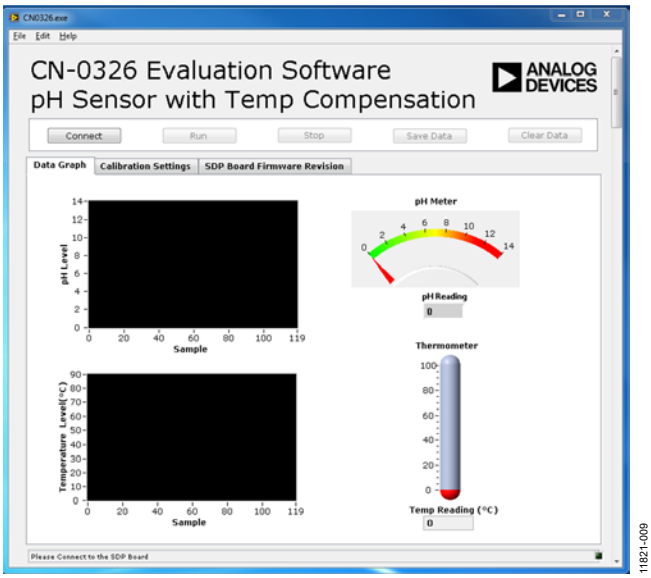


图9. 评估软件主窗口

电源配置

SDP-PMD-IB1Z必须采用6 V直流电源，其跳线JP1应设为3.3 V，用于驱动EVAL-CN0326-PMDZ。

测试

用Agilent E3631A和Yokogawa GS200精密电压来仿真传感器输出。Yokogawa的负端子连接至pH传感器所用ADC的负端子。正端子与电阻串联，接至ADC的正端子，如图8所示。Yokogawa产生±420 mV电压，然后仿真pH传感器输出，随后改变串联电阻值，以仿真pH探针的玻璃电极的阻抗，如图8所示。

用CN-0326评估软件来捕获来自EVAL-CN0326-PMDZ电路板的数据，所用设置如图8所示。

有关软件使用方法的详细信息可在CN-0326软件用户指南中找到。

了解详情

CN-0326设计支持包：
www.analog.com/CN0326-DesignSupport

教程MT-004：ADC输入噪声面面观—噪声是利还是弊？ADI公司。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-023：ADC架构IV：Σ-Δ型ADC高级概念和应用。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-035：运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题。ADI公司。

教程MT-037：运算放大器输入失调电压。

教程MT-038：运算放大器输入偏置电流

教程MT-040：运算放大器输入阻抗

教程MT-095：EMI、RFI和屏蔽概念

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Kester，Walt。1999年。高阻抗传感器。第5部分。ADI公司。

Kester，Walt。1999年。温度传感器。第7部分。ADI公司。

Chen，Baoxing。2006年。采用*i*soPower®技术的*i*Coupler®产品：利用微变压器跨越隔离栅实现信号和电源传输。ADI公司。

Wayne，Scott。2005年。*i*Coupler®数字隔离器保护工业、仪器仪表和计算机应用中的RS-232、RS-485和CAN总线。模拟对话，第39卷。ADI公司(十月)。

Brian Kennedy和Mark Cantrell。iCoupler器件的辐射控制建议。应用笔记AN-1109。ADI公司。

*pH*理论与实践。Radiometer Analytical，SAS，Villeurbanne Cedex(法国)。

数据手册和评估板

AD7793数据手册

AD7793评估板

ADUM5401数据手册

ADuM5401评估板

AD8603数据手册

修订历史

2013年9月—修订版0： 初始版

电路笔记
CN-0357

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0357。

连接/参考器件	
ADA4528-2	5.0 V超低噪声、零漂移、RRIO双通道运算放大器
AD5270-20	1024位、1%电阻容差误差、50-TP存储器数字变阻器
ADR3412	微功耗、0.1%精度、1.2 V基准电压源
AD8500	微功耗RRIO运算放大器
AD7790	低功耗、16位Σ-Δ型ADC

使用电化学传感器的低噪声、单电源有毒气体探测器，集成可编程增益TIA，可用于快速原型制作

评估和设计支持

电路评估板

- **CN-0357电路评估板(EVAL-CN0357-PMDZ)**
- **SDP到Pmod转接板(PMD-SDP-IB1Z)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

图1所示电路是使用电化学传感器的单电源、低噪声、便携式气体探测器。本示例中使用Alphasense CO-AX一氧化碳传感器。

对于检测或测量多种有毒气体浓度的仪器，电化学传感器能够提供多项优势。大多数传感器都是针对特定气体而设计，可用分辨率小于气体浓度的百万分之一(1 ppm)。

图1中的电路采用ADA4528-2，它是一款双通道自稳零型放大器，室温下的最大失调电压为2.5 μV，具有业界领先的5.6 μV/√Hz电压噪声密度性能。此外，采用AD5270-20可编程变阻器而非固定跨阻电阻，允许针对不同的气体传感器系统进行快速原型制作，无需更改物料清单。

ADR3412精密、低噪声、微功耗基准电压源能以0.1%精度和8 ppm/°C漂移建立1.2 V共模、伪地基准电压。

对于必须测量气体浓度ppm比例的应用，使用ADA4528-2和ADR3412使得电路性能适合与16位ADC接口，例如AD7790。

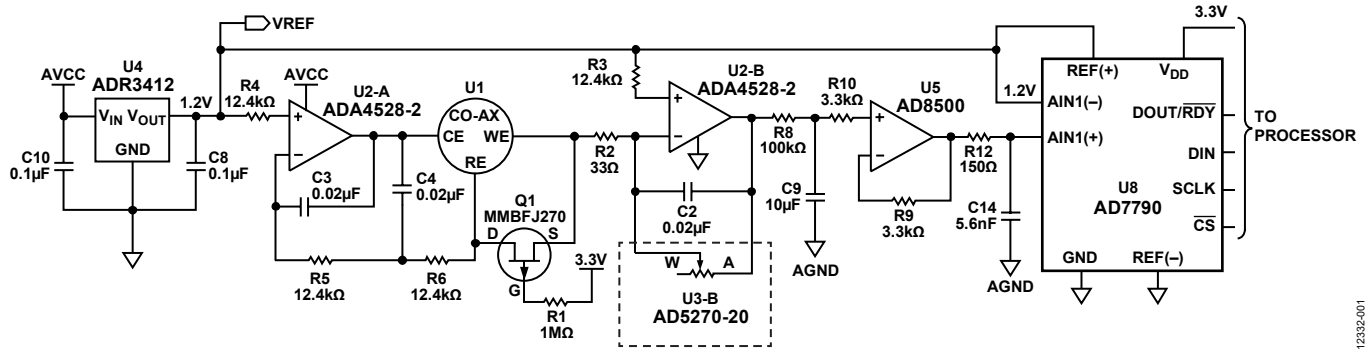


图1. 低噪声气体探测器电路(原理示意图： 未显示所有连接和去耦)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

图2显示电化学传感器测量电路的原理示意图。电化学传感器的工作原理是允许气体通过薄膜扩散到传感器内，并与工作电极(WE)相互作用。传感器参考电极(RE)向放大器U2-A提供反馈，以便通过改变反电极(CE)上的电压保持WE引脚的恒定电位。WE引脚上的电流方向取决于传感器内发生的反应是氧化还是还原。对于一氧化碳传感器而言，发生的是氧化；因此，电流会流入工作电极，这要求反电极相对于工作电极处于负电压(通常为300 mV至400 mV)。驱动CE引脚的运算放大器相对于V_{REF}应具有±1 V的输出电压范围，以便为不同类型的传感器(Alphasense应用笔记AAN-105-03，设计恒电位电路，Alphasense公司)提供充足裕量。

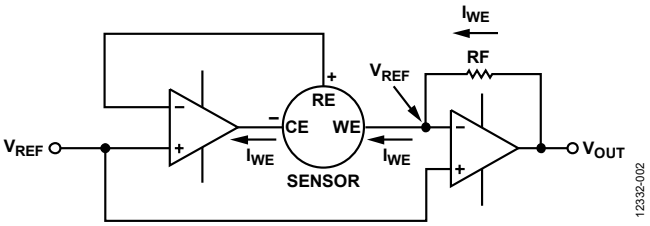


图2. 简化电化学传感器电路

流入WE引脚的电流对于每ppm气体浓度低于100 nA；因此将此电流转换为输出电压需要具有极低输入偏置电流的跨阻放大器。ADA4528-2运算放大器在室温下具有最大输入偏置电流为220 pA的CMOS输入，因此很适合这种应用。

ADR3412为电路建立伪地基准电压，因此支持单电源供电同时消耗极低的静态电流(最大值为100 µA)。

放大器U2-A从CE引脚吸取足够的电流，以便在传感器的WE和RE引脚间保持0 V电位。RE引脚连接到放大器U2-A的反相输入；因此其中无电流流动。这意味着从WE引脚来的电流，随气体浓度呈现线性变化。跨阻放大器U2-B将传感器电流转换为与气体浓度成正比的电压。

此电路选择的传感器是Alphasense CO-AX一氧化碳传感器。表1显示与此常见类型的一氧化碳传感器相关的典型规格。

警告：一氧化碳是有毒气体，一旦浓度高于250 ppm便有危险；测试本电路时应格外小心。

表1. 典型一氧化碳传感器规格

参数	数值
灵敏度	55 nA/ppm至100 nA/ppm (典型值为65 nA/ppm)
响应时间(t_{90}，0 ppm至400 ppm CO)	<30秒
范围(ppm CO，保证性能)	0 ppm至2,000 ppm
超量程限制(不保证规格)	4,000 ppm

跨阻放大器的输出电压为：

$$V_O = 1.2\ \text{V} + I_{WE} \times R_F \quad (1)$$

其中I_{WE}是流入WE引脚的电流，R_F是跨阻反馈电阻(图1中显示为AD5270-20 U3-B变阻器)。

CO-AX传感器的最大响应是100 nA/ppm，其最大输入范围为2000 ppm的一氧化碳。根据这些数值可知，最大输出电流为200 µA，最大输出电压由跨阻电阻决定，如公式2所示。

$$V_O = 1.2\ \text{V} + 2000\ \text{ppm} \times 100\frac{\text{nA}}{\text{ppm}} \times R_F$$

$$V_O = 1.2\ \text{V} + 200\ \mu\text{A} \times R_F \quad (2)$$

将1.2 V电压施加到AD7790的V_{REF}可让跨阻放大器U2-B的输出端具有±1.2 V可用电压。为跨阻反馈电阻选择6.0 kΩ电阻可提供2.4 V的最大输出电压。

公式3显示使用65 nA/ppm的传感器典型响应时，与一氧化碳的ppm呈函数关系的电路输出电压。

$$V_O = 1.2\ \text{V} + 390\frac{\mu\text{V}}{\text{ppm}} \quad (3)$$

AD5270-20标称电阻值为20 kΩ。由于有1024个电阻位置，因此电阻阶跃为19.5 Ω。AD5270-20的电阻温度系数为5 ppm/°C，优于大多数分立电阻；其电源电流为1 µA，对系统总功耗的影响极小。

电阻R4将噪声增益保持在合理水平。选择此电阻的值需权衡两个因素决定：噪声增益的幅度和暴露于高浓度气体时传感器的建立时间误差。对于公式4中的示例而言，R4 = 33 Ω，由此可计算噪声增益等于183。

$$NG = 1 + \frac{6.0\ \text{k}\Omega}{33\ \Omega} = 183 \quad (4)$$

ADA4528-2的0.1 Hz至10 Hz输入电压噪声为97 μV p-p；因此，输出端噪声为18 μV p-p，如公式5所示。跨阻放大器的输入噪声在输出端表现为由噪声增益放大。对于本电路，只需关注低频噪声，因为传感器工作频率极低。

$$V_{OUTPUTNOISE} = 97\ \text{nV} \times NG = 18\ \mu\text{Vp-p} \quad (5)$$

由于这是极低频1/f噪声，所以很难滤除。然而，传感器响应也极低；因此可以使用截止频率为0.16 Hz的极低频率低通滤波器(R5和C6)。即使是这样的低频滤波器，与30秒的传感器响应时间相比，它对传感器响应时间的影响也可忽略。

系统无噪声码由峰峰值输出噪声确定。ADA4528-2的最大输出电压为2.4 V，因此无噪声数为：

$$\text{总无噪声数} = \frac{2.4\ \text{V}}{18\ \mu\text{V p-p}} = 64{,}865 \quad (6)$$

无噪声码分辨率等于：

$$\text{无噪声码分辨率} = \log_2(64{,}865) = 15.9\text{位} \quad (7)$$

为了利用全部ADC范围(±1.2 V)，选择AD8500微功耗、轨到轨输入/输出放大器来驱动AD7790的输入。如果不需要用到整个范围，那么可以移除AD8500，代之以AD7790内部缓冲器。

电化学传感器的一个重要特性是极长的时间常数。首次上电时，输出建立最终值可能需要几分钟。当暴露于目标气体中，浓度阶跃为量程的一半时，传感器输出达到最终值的90%所需的时间可在25秒至40秒之间。如果RE与WE引脚间的电压产生剧烈幅度变化，传感器输出电流建立最终值可能需要几分钟。这个较长的时间常数也同样适用于传感器周期供电的情况。为避免启动时间过长，当电源电压降至JFET的栅极-源极阈值电压(约2.0 V)以下时，P沟道JFET Q1将RE引脚与WE引脚短接。

常见变化

电化学传感器工作电流极小，非常适合便携式电池供电的仪器。如要求更低功耗，则ADA4505-2放大器的最大输入偏置电流为2 pA，每放大器功耗仅10 μA。但是，ADA4505-2的噪声大于ADA4528-2。

ADR291精密基准电压源功耗仅12 μA，要求更低功耗时可代替ADR3412。

更多信息，请参考电路笔记CN-0234。

电路评估与测试

图1中的电路采用EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板、PMD-SDP-IB1Z转接板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP-B)控制器板。此外，EVAL-CN0357-PMDZ采用Pmod尺寸，因此能连接任意Pmod控制器板，从而实现快速原型制作。

CN-0357评估软件与SDP板通信，以便从EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板捕捉数据。

设备要求

评估CN-0357电路需要下列设备：

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista(32位)或Windows 7(32位)PC
- EVAL-CN0357-PMDZ评估板
- PMD-SDP-IB1Z转接板
- EVAL-SDP-CB1Z控制器板
- CN-0357评估软件
- 校准气体(低于250 ppm)
- EVAL-CFTL-6V-PWRZ或同等6 VDC电源

开始使用

将CN-0357评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“**My Computer**(我的电脑)”，找到包含评估软件光盘的驱动器，运行**setup.exe**文件，按照屏幕说明安装和使用评估软件。

功能框图

图3显示测试设置的功能框图。CN-0357设计支持包内含有完整的评估板原理图，包括gerber文件以及物料清单。

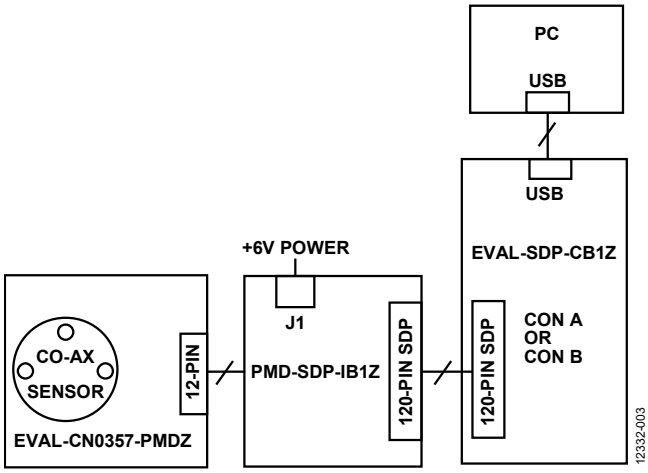


图3. 测试设置功能框图

设置

将电化学传感器连接到EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板上的插口。

将EVAL-CN0357-PMDZ与转接板相连，并确保转接板上的跳线配置为+3.3 V。然后，将SDP-B板连接到转接板，并通过直流管式插孔为转接板上电。

将SDP-B板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口和SDP-B板。

如果“**Device Manager**(设备管理器)”中出现“**Analog Devices System Development Platform**(**ADI**系统开发平台)”驱动器，软件便能与SDP板通信。一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、采集来自EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板的串行数据。

测试

浏览至CN-0357评估软件的安装目录，然后打开CN0357.exe文件。(文件应当位于操作系统开始菜单中名为Analog Devices的文件夹中)

应用程序启动后，软件将自动连接SDP-B板。如果连接了多个SDP-B控制器板，则所选电路板上的发光二级管(LED)将闪烁。

CN-0357评估软件用户指南包含有关如何使用评估软件采集数据的详细信息。

该电路板的输入信号是气体浓度；因此需要校准气体源。使用一氧化碳进行测试时，最大短时间接触限值为250 ppm。

该软件设计用于任意电化学传感器，因此输入所选传感器的正确规格很重要。

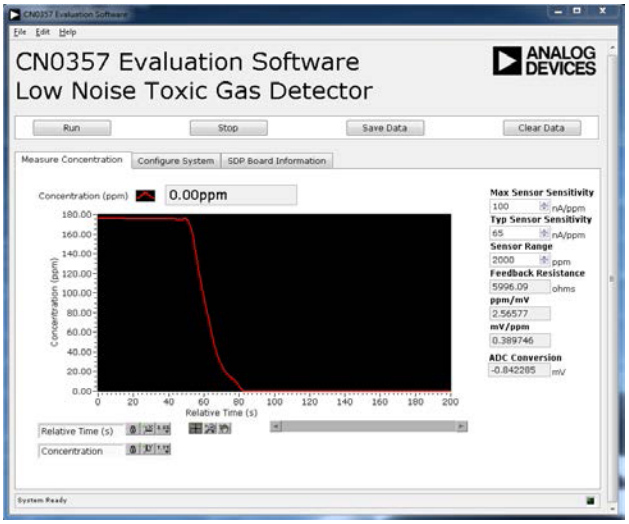
计算并设置AD5270-20数字变阻器的电阻时，需要用到最大传感器灵敏度和传感器范围。该值是一个带符号值。正值表示传感器吸取电流，负值表示传感器提供电流。

典型传感器灵敏度用来计算系统转换系数，单位为ppm/mV。

点击“Run(运行)”按钮即可开始收集浓度数据，间隔为1秒。

图4显示从175 ppm CO环境迅速移除传感器后的电路响应，它可以更好地衡量电路性能。

EVAL-CN0357-PMDZ板照片如图5所示。



12332-004

图4. 对175 ppm至0 ppm一氧化碳阶跃的响应

12332-005

图5. EVAL-CN0357-PMDZ评估板

了解详情

CN-0357设计支持包：
http://www.analog.com/CN0357-DesignSupport

AN-1114：最低噪声的零漂移放大器提供5.6 nV/√Hz电压噪声密度，ADI公司。

MS-2066文章：传感器电路的低噪声信号调理，ADI公司。

MT-035指南：运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题，ADI公司。

CN-0234电路笔记：使用电化学传感器的单电源、微功耗有毒气体探测器，ADI公司。

Alphasense应用笔记AAN−105−03：设计恒电位电路，Alphasense公司

数据手册和评估板

CN-0357电路评估板(EVAL-CN0357-PMDZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

ADA4528-2数据手册

AD5270-20数据手册

ADR3412数据手册

AD8500数据手册

AD7790数据手册

修订历史

2014年7月—修订版0： 初始版

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0359。

连接/参考器件

AD8253	10 MHz、20 V/µs、G = 1、10、100、1000、*i*CMOS可编程增益仪表放大器	ADuCM360	集成双通道Σ-Δ型ADC和ARM Cortex-M3的低功耗精密模拟微控制器
ADA4627-1	30 V、高速、低噪声、低偏置电流JFET运算放大器	AD8542	CMOS轨到轨通用放大器
ADA4000-1	低成本、精密JFET输入运算放大器	ADP2300	1.2 A、20 V、700 kHz/1.4 MHz异步降压型稳压器
ADA4638-1	30 V、零漂移、轨到轨输出精密放大器	ADP1613	650 kHz/1.3 MHz升压PWM DC-DC开关转换器
ADA4528-2	精密、超低噪声、RRIO、双通道、零漂移运算放大器	ADG1211	低电容、低电荷注入、±15 V/+12 V iCMOS四通道单刀单掷开关
ADA4077-2	4 MHz、7 nV/√Hz、低失调和漂移、高精度放大器	ADG1419	2.1 Ω导通电阻、±15 V/+12 V/±5 V、iCMOS单刀双掷开关
AD8592	CMOS、单电源、轨到轨输入/输出运算放大器，具有关断功能	ADM3483	3.3 V限摆率、半双工、RS-485/RS-422收发器

全自动高性能电导率测量系统

评估和设计支持

电路评估板

CN-0359电路评估板(EVAL-CN0359-EB1Z)

设计和集成文件

原理图、源代码、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1中的电路是一个完全独立自足、微处理器控制的高精度电导率测量系统，适用于测量液体的离子含量、水质分析、工业质量控制以及化学分析。

经过仔细选择的精密信号调理元件组合可在0.1 µS至10 S (10 MΩ至0.1 Ω)电导率范围内提供优于0.3%的精度，且无需校准。

针对100 Ω或1000 Ω铂(Pt)电阻温度检测器(RTD)提供自动检测功能，允许以室温为参考测量电导率。

系统支持双线式或四线式电导池以及双线式、三线式或四线式RTD，以提高精度和灵活性。

该电路能以极小的直流失调产生精确交流激励电压，从而避免电导率电极上的极化电压受损。交流激励的幅度和频率为用户可编程。

创新的同步采样技术可将激励电压和电流的峰峰值幅度转化为直流值，这样不仅提升了精度，同时简化了内置于精密模拟微控制器的双通道24位Σ-Δ型ADC对于信号的处理。

采用LCD显示器和编码器按钮实现直观的用户界面。该电路可以按需使用RS-485接口实现与PC的通信，并采用4 V至7 V单电源供电。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

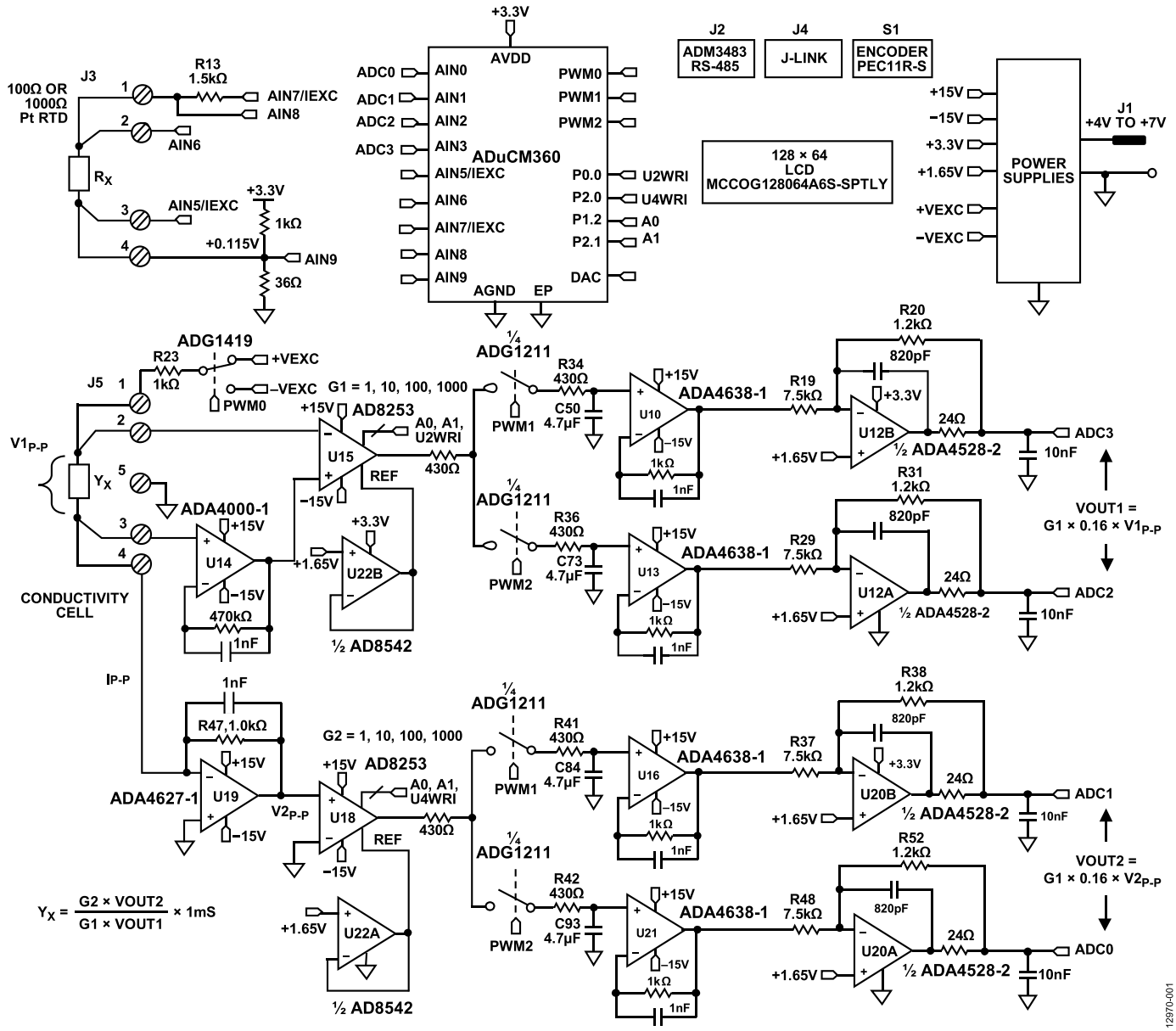


图1. 高性能电导率测量系统(原理示意图：未显示所有连接和去耦)

电路描述

电导池的激励方波通过使用ADuCM360微控制器的PWM输出在+VEXC和−VEXC电压之间切换ADG1419产生。方波必须具有精确的50%占空比和极低直流失调。哪怕很小的直流失调都会在一段时间之后损坏电导池。

+VEXC和−VEXC电压由ADA4077-2运算放大器(U9A和U9B)产生，这两个电压的幅度由ADuCM360的DAC输出控制，如图2所示。

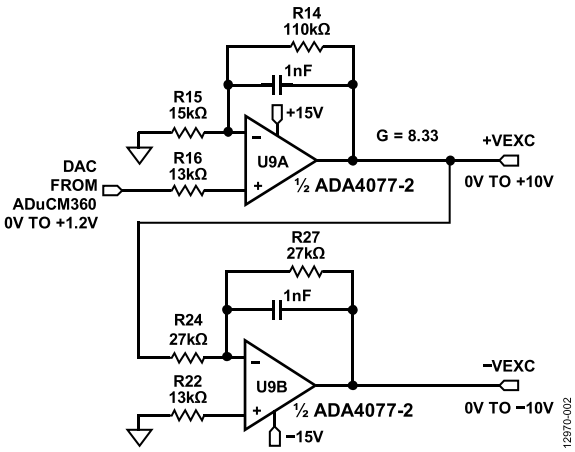


图2. 激励电压源

ADA4077-2失调电压典型值为15 μV(A级)，偏置电流为0.4 nA，失调电流为0.1 nA，输出电流最高为±10 mA，压差低于1.2 V。U9A运算放大器的闭环增益为8.33，可将ADuCM360内部DAC输出(0 V至1.2 V)转换为0 V至10 V范围的+VEXC电压。U9B运算放大器反转+VEXC，产生−VEXC电压。选择R22，使得R22 = R24||R27，以便消除一阶偏置电流。由U9A的15 μV失调电压产生的误差约为(2 × 15 μV) ÷ 10 V = 3 ppm。因此，反相级产生的主要误差是R24和R27之间的电阻匹配误差。

ADG1419是一个2.1 Ω导通电阻单刀双掷模拟开关，在±10 V范围内的导通电阻平坦度为50 mΩ，非常适合从±VEXC电压产生对称方波信号。电阻R23将通过传感器的最大电流限制为10 V/1 kΩ = 10 mA。ADG1419导致的对称误差通常为50 mΩ ÷1 kΩ = 50 ppm。

施加到电导池上的电压V1采用AD8253仪表放大器(U15)进行测量。U15正输入由ADA4000-1 (U14)缓冲。选择ADA4000-1是因为它具有5 pA低偏置电流，可最大程度减少低电导率相关的低电流测量误差。AD8253的负输入不需要缓冲。

同步采样级可以消除U14和U15的失调电压，从而不影响测量精度。

U15和U18采用AD8253 10 MHz、20 V/μs、可编程增益(G = 1、10、100、1000)仪表放大器，增益误差低于0.04%。AD8253压摆率为20 V/μs，0.001%建立时间为1.8 μs(G = 1000)。其共模抑制典型值为120 dB。

U19 (ADA4627-1)级是一个精密电流-电压转换器，可将流过传感器的电流转换为电压。这款器件的低偏置电流和低失调电压性能使其成为该级的理想选择。120 μV失调误差产生的对称误差仅为120 μV/10 V = 12 ppm。ADA4627-1失调电压为120 μV(典型值，A级)，偏置电流为1 pA(典型值)，压摆率为40 V/μs，0.01%建立时间为550 ns。

U22A和U22B (AD8542)缓冲器分别为U18和U15仪表放大器提供1.65 V基准电压。

下面介绍电压通道信号路径上的其余器件(U17A、U17B、U10、U13、U12A和U12B)。电流通道(U17C、U17D、U16、U21、U20A和U20B)的工作情况相同。

ADuCM360能产生PWM0方波开关信号以供ADG1419开关使用，并且还能产生PWM1和PWM2同步信号供同步采样级使用。电导池的电压和三个时序波形如图3所示。

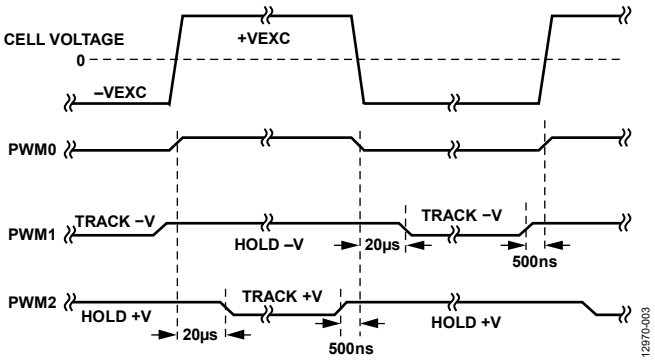


图3. 电导池电压和采样保持时序信号

AD8253仪表放大器(U15)输出驱动两个并行的采样保持电路；这两个电路由ADG1211开关(U17A/U17B)、串联电阻(R34/R36)、保持电容(C50/C73)以及单位增益缓冲器(U10/U13)组成。

ADG1211是一个低电荷注入、四通道单刀单掷模拟开关，工作电源电压为±15 V，输入信号最高可达±10 V。开关导致的最大电荷注入为4 pC，产生的电压误差仅为4 pC ÷ 4.7 μF = 0.9 μV。

PWM1信号使U10采样保持缓冲器可在传感器电压的负周期采样，然后保持直至下一个采样周期。因此，U10采样保持缓冲器输出等于传感器电压方波负幅度对应的直流电平。

类似地，PWM2信号使U13采样保持缓冲器可在传感器电压的正周期采样，然后保持直至下一个采样周期。因此，U13采样保持缓冲器输出等于传感器电压方波正幅度对应的直流电平。

采样保持缓冲器(ADA4638-1)的偏置电流典型值为45 pA，而ADG1211开关的漏电流典型值为20 pA。因此，4.7 μF保持电容的最差情况漏电流为65 pA。对于100 Hz激励频率而言，周期为10 ms。由于65 pA漏电流而导致的半周期(5 ms)内压降为(65 pA × 5 ms) ÷ 4.7 μF = 0.07 μV。

ADA4638-1零漂移放大器的失调电压典型值仅为0.5 μV，其误差贡献可以忽略不计。

信号链上位于ADC前面的最后一级是ADA4528-2反相衰减器(U12A和U12B)，其增益为−0.16，共模输出电压为+1.65 V。ADA4528-2失调电压典型值为0.3 μV，因此误差贡献可以忽略不计。

衰减器级可将±10 V最大信号降低为±1.6 V，共模电压为+1.65 V。该范围为与ADuCM360 ADC输入范围相当，即采用3.3 V AVDD电源时为0 V至3.3 V (1.65 V ± 1.65 V)。

衰减器级同样提供噪声过滤功能，其−3 dB频率约为198 kHz。

电压通道VOUT1的差分输出施加到ADuCM360的AIN2和AIN3输入端。电流通道VOUT2的差分输出施加到ADuCM360的AIN0和AIN1输入端。

计算输出的两个等式如下所示：

$$VOUT1 = G1 \times 0.16 \times V1_{P\text{-}P} \quad (1)$$

$$VOUT2 = G2 \times 0.16 \times V2_{P\text{-}P} \quad (2)$$

电导池电流由下式确定：

$$I_{P\text{-}P} = V1_{P\text{-}P} \times Y_X \quad (3)$$

$V2_{P\text{-}P}$电压由下式确定：

$$V2_{P\text{-}P} = I_{P\text{-}P} \times R47 \quad (4)$$

求解等式4的$I_{P\text{-}P}$，然后代入等式3，求得Y_X：

$$Y_X = \frac{V2_{P-P}}{V1_{P\ \ P} \times R47} \quad (5)$$

求解等式1和等式2的$V1_{P\text{-}P}$和$V2_{P\text{-}P}$，然后代入等式5，求得：

$$Y_X = \frac{G2 \times VOUT2}{G1 \times VOUT1 \times R47} \quad (6)$$

$$Y_X = \frac{G2 \times VOUT2}{G1 \times VOUT1} \times 1\ \text{mS} \quad (7)$$

等式7显示电导率测量取决于G1、G2和R47，以及VOUT2和VOUT1的比值。因此，ADuCM360内置的ADC无需使用精密基准电压源。

AD8253增益误差(G1和G2)最大值为0.04%，并且R47选择0.1%容差的电阻。

从该点开始，VOUT1和VOUT2信号链的电阻便决定了总系统精度。

软件将每个AD8253的增益按如下所述进行设置：

- 如果ADC代码超过满量程的93.2%，则AD8253增益在下一个样本减少10倍。
- 如果ADC代码低于满量程的9.13%，则AD8253增益在下一个样本增加10倍。

系统精度测量

下列4个电阻影响VOUT1电压通道的精度：R19、R20、R29和R31。

下列5个电阻影响VOUT2电流通道的精度：R47、R37、R38、R48和R52。

假设所有9个电阻均为0.1%容差并包括AD8253的0.04%增益误差，则最差情况下的误差分析表明误差约为0.6%。分析内容在CN-0359设计支持包中。

在实际应用中，电阻更有可能采取RSS方式进行组合，且正或负信号链上的电阻容差导致的RSS误差为$\sqrt{5} \times 0.1\% = 0.22\%$。

使用1 Ω至1 MΩ(1 S至1 μS)精密电阻进行精度测量，以仿真电导池。图4显示了结果，最大误差不到0.1%。

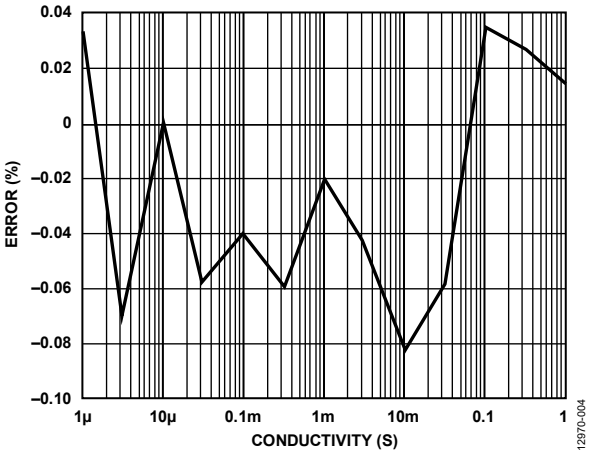


图4. 系统误差(%)与电导率(1 μS至1 S)的关系

RTD测量

电导率测量系统精度只有经过温度补偿才能达到最佳。由于常见溶液温度系数在1%/°C至3%/°C或更高值之间变化，因此必须使用带有可调温度补偿的测量仪器。溶液温度系数在某种程度上是非线性的，通常还随着实际电导率变化。因此，在实际测量温度下进行校准可以达到最佳精度。

ADuCM360内置两个匹配的软件可配置激励电流源。它们可单独配置，提供10 μA至1 mA电流输出，匹配优于0.5%。电流源允许ADuCM360针对Pt100或Pt1000 RTD轻松执行双线式、三线式或四线式测量。在设置过程中，软件还能自动检测RTD是否为Pt100或Pt1000。

下文给出了不同RTD配置如何工作的简化原理图。所有模式切换均通过软件实现，无需改变外部跳线设置。

图5显示了四线式RTD配置。

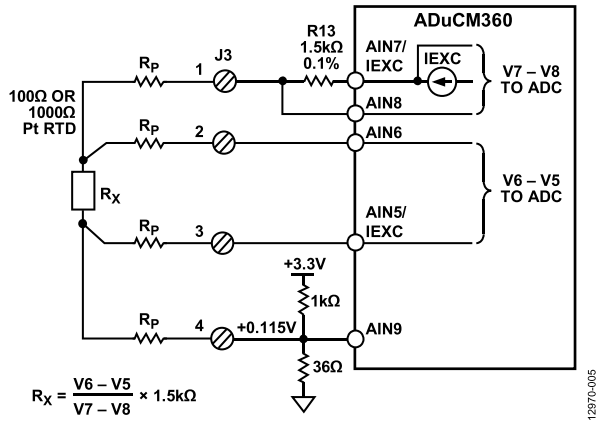


图5. 四线式RTD连接配置

每个连接远程RTD的引脚寄生电阻以R_P表示。激励电流(IEXC)流过1.5 kΩ精密电阻和RTD。片上ADC测量电阻(V7 – V8)两端的电压。

选择R13电阻和IEXC激励电流值，使得AIN7上的ADuCM360最大输入电压不超过AVDD – 1.1 V很重要；否则，IEXC电流源会工作异常。

RTD电压可以使用两个连接AIN6和AIN5的检测引脚进行精确测量。输入阻抗约为2 MΩ(无缓冲模式，PGA增益 = 1)，并且流过检测引脚电阻的电流引起的误差极小。然后，ADC测量RTD电压(V6 – V5)。

随后便可如下所示计算RTD电阻：

$$R_X = \frac{V6 - V5}{V7 - V8} \times 1.5\ \text{k}\Omega \tag{8}$$

测量值是一个比例值，且与精确的外部基准电压无关，而仅与1.5 kΩ电阻容差有关。此外，四线式配置可消除引脚电阻相关的误差。

ADuCM360提供带缓冲与不带缓冲的输入选项。如果激活内部缓冲器，则输入电压必须大于100 mV。1 kΩ/36 Ω电阻分压器能为RTD提供115 mV偏置电压，允许以缓冲方式工作。在无缓冲模式下，J3端点4可以接地，并连接接地屏蔽，以减少噪声。

三线式连接是另一种使用广泛的RTD配置，可消除引脚电阻误差，如图6所示。

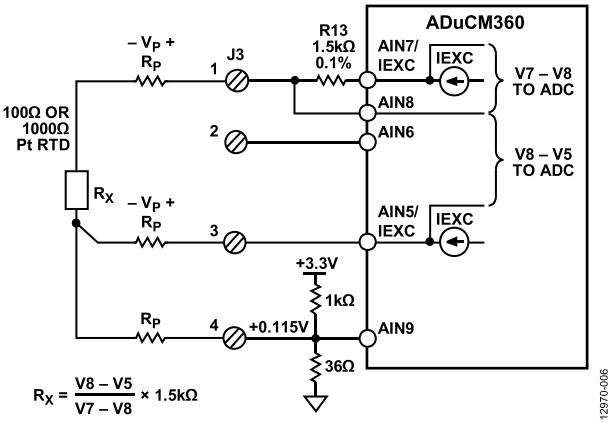


图6. 三线式RTD连接配置

第二个匹配的IEXC电流源(AIN5/IEXC)在引脚电阻上形成一个电压，并与端点3串联，消除与端点1串联的引脚电阻上的压降。因此，测得的V8 – V5电压不存在引脚电阻误差。

图7显示了双线式RTD配置，无引脚电阻补偿。

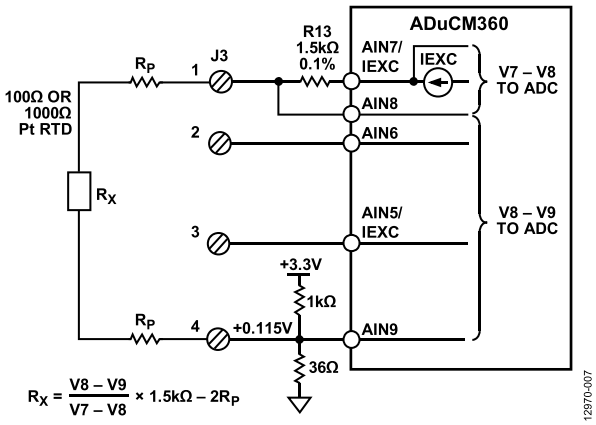


图7. 双线式RTD连接配置

双线式配置是成本最低的电路，适用于非关键型应用、短路RTD连接以及较高电阻RTD(比如Pt1000)等。

电导率理论

材料或液体的电阻率ρ定义为：当立方体形状的材料反面完全导电接触时，该材料的电阻。其他形状材料的电阻R可按以下方式计算：

$$R = \rho L/A \quad (9)$$

其中：

L是接触距离。

A是接触面积。

电阻率的测量单位为Ω cm。当接触1 cm × 1 cm × 1 cm立方体的反面时，1 Ω cm材料的电阻为1 Ω。

电导是电阻的倒数，电导率是电阻率的倒数。电导的测量单位为西门子(S)，电导率的测量单位为S/cm、mS/cm或μS/cm。

所有水溶液都在一定程度上导电。向纯水中添加电解质，例如盐、酸或碱，可以提高电导率并降低电阻率。

在此电路笔记中，Y为电导率的通用符号，测量单位为S/cm、mS/cm或μS/cm。但在很多情况下，为了方便起见，我们会省略距离项，电导率仅表示为S、mS或μS。

电导率系统通过电子元件连接到沉浸在溶液中的传感器(称为电导池)来测量电导率，如图8所示。

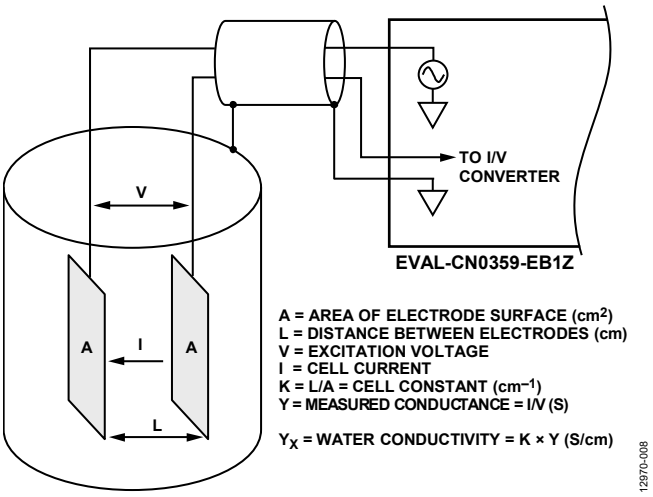


图8. 电导池与EVAL-CN0359-EB1Z实现对接

电子电路对传感器施加交流电压，并测量产生的电流大小，电流与电导率相关。由于电导率具有很大温度系数(最高达到4%/°C)，因此电路中集成了必需的温度传感器，用于将读数调整为标准温度，通常为25°C (77°F)。对溶液进行测量时，必须考虑水本身的电导率的温度系数。为了精确地补偿温度，必须使用第二个温度传感器和补偿网络。

接触型传感器通常包括相互绝缘的两个电极。电极通常为316型不锈钢、钛钯合金或石墨，具有特定的大小和间距，以提供已知的电导池常数。从理论上说，1.0/cm的电导池常数表示两个电极，每个电极面积为1 cm²，间距为1 cm。对于特定的工作范围，电导池常数必须与测量系统相匹配。例如，如果在电导率为1 μS/cm的纯水中使用电导池常数为1.0/cm的传感器，则电导池的电阻为1 MΩ。相反，相同电导池在海水中的电阻为30 Ω，由于电阻比过大，普通仪器很难在仅有一个电导池常数情况下精确测量此类极端情况。

对1 μS/cm溶液进行测量时，电导池配置了大面积电极，相距很小的间距。例如，对于电导池常数为0.01/cm的电导池，其电导池电阻测量值约为10,000 Ω，而非1 MΩ。精确测量10,000 Ω(而非1 MΩ)比较容易；因此，对于超纯水和高电导率海水，使用具有不同电导池常数的电导池，测量仪表可在相同的电导池电阻范围内工作。

电导池常数K定义为电极之间距离L与电极面积A的比值：

$$K = L/A \quad (10)$$

然后，仪器测量电导池电导Y：

$$Y = I/V \quad (11)$$

液体电导率Y_X可计算如下：

$$Y_X = K \times Y \quad (12)$$

有两类电导池：一类采用两个电极，另一类采用四个电极，如图9所示。电极通常称为极点。

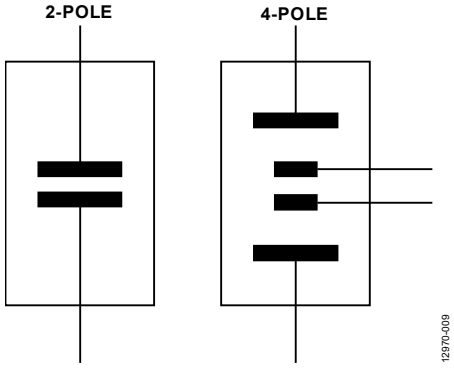


图9. 双极点和四极点电导池

双极点传感器比较适合低电导率测量时使用，比如纯净水和各种生物与医药液体。四极点传感器更适合高传导率测量，比如废水和海水分析。

双极点电导池的电导池常数范围大致是从0.1/cm到1/cm，而四极点电导池的电导池常数范围是从1/cm到10/cm。

四极点电导池可以消除电极极化和场效应引起的误差；这些误差可能会干扰测量。

电极的实际配置可以是平行环、同轴导体等，而不会是如图8所示的简单平行板。

无论电导池为何种类型，都不可在电极上施加直流电压，因为液体中的离子会在电极表面聚集，从而导致极化效应并产生测量误差，更有可能损坏电极。

若采用同轴传感器，则应当密切关注传感器屏蔽。屏蔽必须连接与盛放液体的金属容器相同的电位。如果容器接地，则屏蔽必须连接电路板的接地端(J5的引脚5)。

CN-0359电路允许的可编程激励电压范围为100 mV至10 V，并且R23 (1 kΩ)串联电阻将最大电导池电流限制为10 mA。最根本的预防措施是不要超过电导池激励电压或激励电流的额定值。

电源电路

为了简化系统要求，所有必需的电压(±15 V和+3.3 V)均由4 V至7 V单电源产生，如图10所示。

ADP2300降压调节器产生电路板所需的3.3 V电源电压。该设计基于可供下载的ADP230x降压调节器设计工具。

ADP1613升压调节器产生+15 V调节电源电压以及−15 V未调节电源电压。−15 V电源电压采用电荷泵产生。该设计基于ADP161x升压调节器设计工具。

有关电源的选择与设计详情请参阅www.analog.com/ADIsimPower。

采用正确的布局和接地技术以避免开关调节器噪声耦合至模拟电路。更多详情，请参考线性电路设计手册、数据转换手册、指南MT-031和指南MT-101。

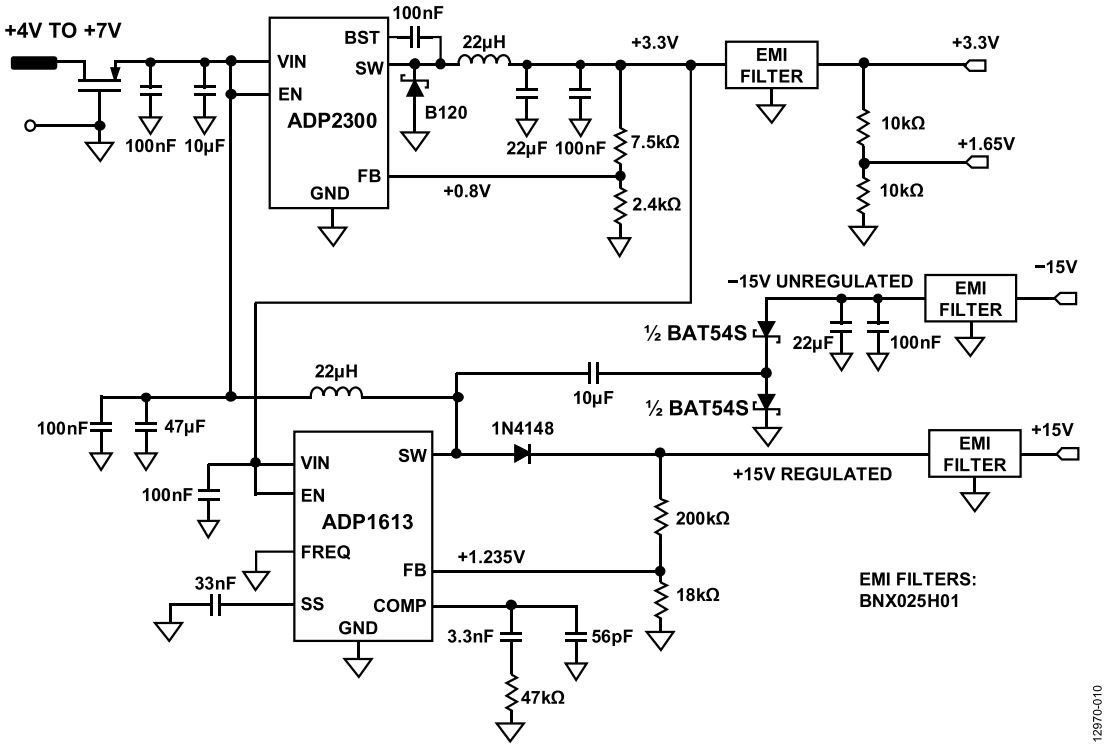


图10. 电源电路

图11显示LCD背光驱动器电路。

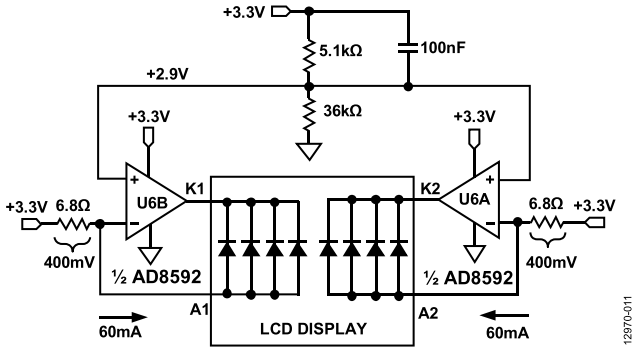


图11. LCD背光驱动器

每半个AD8592运算放大器均用作60 mA电流源，为LCD背光电流供电。AD8592的源电流和吸电流最大值为250 mA，内置100 nF电容以确保软启动。

软件操作和用户界面

EVAL-CN0359-EB1Z预加载了进行电导率测量所需的代码。代码在CN-0359设计支持包的**CN0359-SourceCode.zip**文件中。

CN-0359具有直观且易于使用的用户界面。所有用户输入均来自双功能按钮/旋转编码器旋钮。编码器旋钮可顺时针旋转或逆时针旋转(无机械停止)，也可用作按钮。

图12是EVAL-CN0359-EB1Z板的照片，显示了LCD显示器和编码器旋钮位置。

图12. EVAL-CN0359-EB1Z板照片，显示测量模式下的主画面

连线后，板上的电导池和RTD上电。LCD屏幕如图12所示。

按下编码器旋钮可进入设置菜单，然后输入**EXC Voltage(EXC电压)**、**EXC Frequency(EXC频率)**、**TEMP Coefficient(温度系数)**以及**Cell Constant(电导池常数)**，如图13所示。

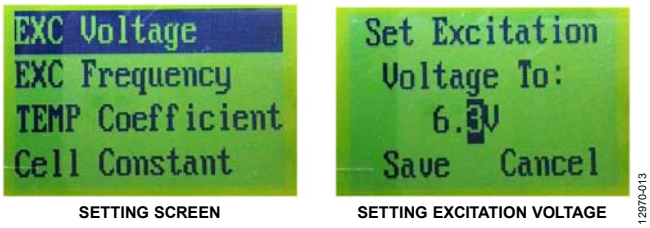


图13. LCD显示屏

旋转旋钮可上下移动光标，选定各种参数。

将光标定位在**EXC Voltage(EXC电压)**，然后按下旋钮，直至点击打开菜单。旋转旋钮，将光标定位到待设置数字的第一位数。按下按钮，光标闪烁。旋转旋钮改变数字，待出现所需数字时按下旋钮。完成所有数字位数的设置后，将光标定位到**Save(保存)**，然后按下按钮保存设置。

继续执行这些操作步骤，设置**EXC Frequency(EXC频率)**、**TEMP Coefficient(温度系数)**和**Cell Constant(电导池常数)**。

完成全部常数的设置后，选择**RETURN TO HOME(返回主屏幕)**，然后按下旋钮。至此，系统准备就绪，可进行测量。

如果输入允许范围外的数字，则蜂鸣器鸣响。

如果未正确连接电导池，则屏幕显示**Sensor Incorrect(传感器不正确)**。

如果未正确连接RTD，则屏幕显示**RTD Incorrect use 25°C (RTD不正确，使用25°C)**；此时系统依然可以在不连接RTD的情况下执行测量，但使用25°C作为补偿温度。

确保在施加电源之前RTD处于连接状态，以便系统可以检测RTD电阻(Pt100或Pt1000)和配置(双线式、三线式、四线式)。

常见变化

CN-0359中的系统采用ADuCM360精密模拟微控制器，实现高度集成的电导率测量。

如果用户希望采用分立式ADC，则AD7794 24位Σ-Δ型ADC是一个不错的选择。

电路评估与测试

本电路采用EVAL-CN0359-EB1Z评估板、外部电源、电导池和RTD。

设备要求

需要以下设备：

- EVAL-CN0359-EB1Z电路板
- 6 V电源或壁式电源适配器(EVAL-CFTL-6V-PWRZ)
- 电导池
- Pt100或Pt1000双线式、三线式或四线式RTD(如果未连接RTD，则电导率测量以25°C为基准)

设置

执行下列步骤，设置待评估电路：

1. 按下列要求连接电导池：
   a. 四线式电导池：将外部电流电极连接至J5引脚1；将最近的内部电压电极连接至J5引脚2。将第二个外部电流电极连接至J5引脚4；将最近的内部电压电极连接至引脚2。
   b. 双线式电导池：将一个电极连接至J5引脚1和引脚2；将第二个电极连接至J5引脚3和引脚4。
   c. 如果电导池具有屏蔽，则将其连接至J5引脚5。
2. 按下列要求连接RTD(若使用)：
   a. 四线式RTD(参见图5)：将正电流激励导线连接至J3引脚1；将正电压检测导线连接至J3引脚2。将负电流激励导线连接至J3引脚4；将负电压检测导线连接至J3引脚3。
   b. 三线式RTD(参见图6)：将正电流激励导线连接至J3引脚1；将负电流激励导线连接至J3引脚4。将负电压检测导线连接至J3引脚3。
   c. 双线式RTD(参见图7)：将RTD导线连接至J3引脚1；将其他导线连接至J3引脚4。
   d. 如果RTD导线具有屏蔽，则将屏蔽连接至J5引脚5。
3. 将6 V电源(EVAL-CFTL-6V-PWRZ)连接至EVAL-CN0359-EB1Z电路板的J1。
4. 连接EVAL-CFTL-6V-PWRZ，然后按下EVAL-CN0359-EB1Z电路板上的按钮，以便上电。
5. 遵循前文“软件操作和用户界面”部分的操作步骤，输入下列参数：**EXC Voltage(EXC电压)**、**EXC Frequency (EXC频率)**、**TEMP Coefficient(温度系数)**和**Cell Constant (电导池常数)**。
6. 返回主屏幕，等待ADuCM360刷新缓冲器并显示电导率和温度。如果屏幕显示错误信息且蜂鸣器鸣响20次以上，则检查传感器连接。

针对原型开发的连接

根据设计，EVAL-CN0359-EB1Z需采用EVAL-CFTL-6V-PWRZ 6 V电源供电。EVAL-CN0359-EB1Z仅需电源、外部电导池和RTD即可工作。

EVAL-CN0359-EB1Z还提供RS-485连接器J2，允许外部PC与此板实现接口。连接器J4是一个JTAG接口，可用来编程和调试ADuCM360。

图14为典型PC连接示意图，显示RS-485至RS-232适配器。

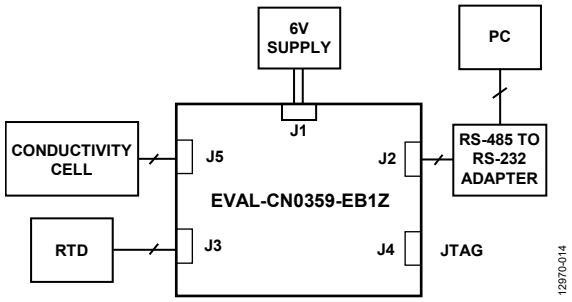


图14. 测试设置功能框图

了解详情

CN-0359设计支持包：
www.analog.com/CN0359-DesignSupport

ADIsimPower设计工具，ADI公司。

线性电路设计手册，ADI/Elsevier公司。

运算放大器应用手册，ADI/Elsevier公司。

数据转换手册，ADI/Elsevier公司。

仪表放大器应用工程师指南(第三版)，ADI公司。

指南MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团，ADI公司。

指南MT-101：去耦技术，ADI公司。

传感器信号调理 - 第7部分：温度传感器，ADI公司。

数据手册和评估板

AD8253数据手册

ADA4627-1数据手册

ADA4000-1数据手册

ADA4638-1数据手册

ADA4528-2数据手册

ADA4077-2数据手册

AD8592数据手册

AD8542数据手册

ADuCM360数据手册

ADP2300数据手册

ADP1613数据手册

ADG1211数据手册

ADG1419数据手册

ADM3483数据手册

修订历史

2015年1月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0363

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0363。

连接/参考器件	
AD7175-2	24位、250 kSPS Σ-Δ型ADC，具有20 µs建立时间，集成真轨到轨缓冲器
ADA4528-1	精密、超低噪声、轨到轨输入输出(RRIO)、零漂移运算放大器
AD8615	精密、20 MHz、CMOS、轨到轨输入/输出运算放大器
AD5201	33位数字电位计
ADA4805-1	0.2 µV/°C失调漂移、105 MHz低功耗、低噪声、轨到轨运算放大器
ADG633	CMOS、±5 V/+5 V/+3 V、三通道单刀双掷开关
ADG733	CMOS、2.5 Ω低电压、三通道单刀双掷开关
ADG704	CMOS、低压、4 Ω、4通道多路复用器
ADG819	0.5 Ω、CMOS、1.8 V至5.5 V、2:1多路复用器/单刀双掷开关

带可编程增益跨阻放大器和数字同步检波功能的双通道色度计

评估和设计支持

电路评估板

CN-0363电路评估板(EVAL-CN0363-PMDZ)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一款双通道色度计，其具有一个调制光源发射器，各通道上有可编程增益跨阻放大器，后接一个噪声非常低的24位Σ-Δ型模数转换器(ADC)。ADC的输出连接到一个标准FPGA夹层卡。FPGA从ADC获得采样数据，实现一个同步检波算法。

通过使用调制光和数字同步检波而非恒流(直流)源，系统可有力地抑制非调制频率的噪声源，提供出色的精度。

该双通道电路以三种不同的波长测量样本与参考容器中的液体的吸收光线之比。这种测量方法构成许多通过吸收光谱测量浓度和表征材料的化学分析和环境监控仪器仪表的基础。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

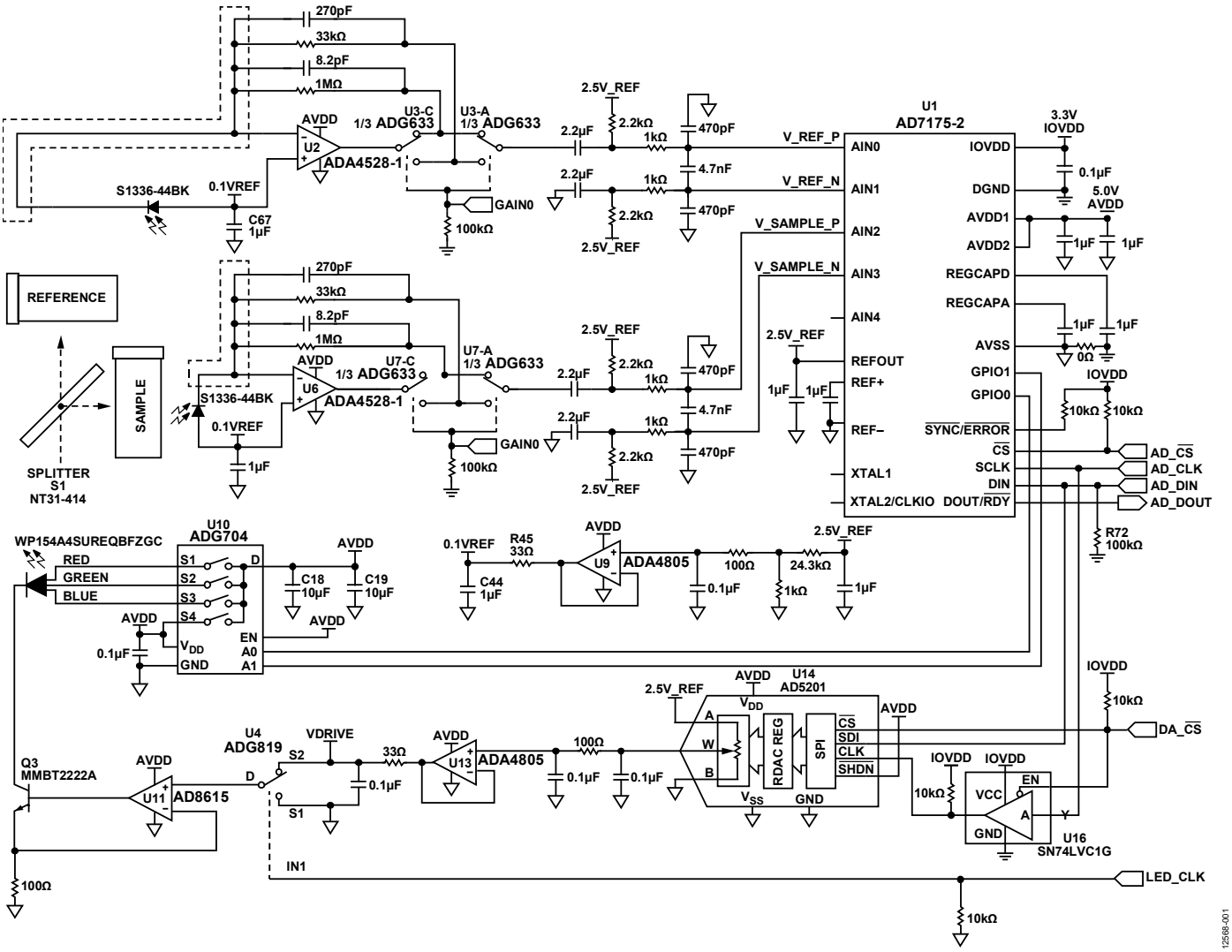


图1. 带可编程增益跨阻放大器和锁定放大器的双通道色度计
(原理示意图：未显示所有连接和去耦)

电路描述

一个设置为用户可编程频率的时钟利用一个恒流驱动器调制三种LED颜色中的一种，该恒流驱动器由运算放大器AD8615、开关ADG819和数字电位计AD5201构成。分光镜将一半光线通过样本容器发送，另一半通过参考容器发送。配置为跨阻放大器的ADA4528-1随后将光电二极管电流转换为输出电压方波，其幅度与从样本或参考容器透射出来的光线成正比。跨阻放大器利用单刀双掷(SPDT)开关ADG633选择两个跨阻增益中的一个。AD7175-2 Σ-Δ ADC对电压进行采样，并将数字数据发送到FPGA进行数字解调。

FPGA首先将一个以数字方式生成的正弦波与LED时钟同步，然后将此正弦波与ADC采样数据相乘，从而实现同步解调。此外，该正弦波的90°相移版本也与ADC数据相乘以获得调制信号的正交分量。这些操作的结果是产生两个低频解调信号，分别代表各通道接收光线的同相和正交分量。一个窄带FIR低通滤波器滤除所有其他频率成分，这样便很容易计算光电二极管测得的信号的幅度和相移，而与LED时钟不同的频率的光线或电气噪声则被抑制。多路复用器ADG704将供电轨连接至三种颜色LED中的一个，用户可以通过2位地址选择测试波长。AD8615和NPN晶体管构成一个简单的电流源，LED电流由下式给出：

$$I_{LED} = V_{NON\text{-}INVERTING} / R_{EMITTER}$$

其中：

$V_{NON\text{-}INVERTING}$为AD8615同相输入端电压。

$R_{EMITTER}$为连接到晶体管Q3发射极的电阻值。

ADG819 SPDT开关连接到设定点电压和地，其控制引脚连接到参考时钟。当时钟在高低之间振荡时，电流源的设定点从0 mA变为所需的输出电流，从而产生一个方波信号。

数字电位计AD5201充当2.5 V基准电压源的可编程电阻分压器，使得LED电流共有33种不同的电流输出设置。

样本和参考容器各接收LED光能的一半，吸收的光量取决于每个容器中介质的类型和浓度。每个容器另一侧的光电二极管产生少量电流，数量与接收到的光量成比例。

每个接收器通道的第一级包含ADA4528-1运算放大器，该运算放大器配置为跨阻放大器，可将光电二极管输出电流转换为电压。ADA4528-1是一款自稳零放大器，其所导致的失调可忽略不计，无1/f噪声，宽带噪声则非常低(5.9 nV/√Hz)。像所有自稳零放大器一样，在自稳零频率处会出现一个噪声尖峰。对于ADA4528-1，该频率约为200 kHz，但电路信号带宽早在此之前即发生滚降。

运算放大器输入偏置电流乘以输出端的反馈电阻值，作为失调电压。运算放大器的输入失调电压出现在输出端会被放大，其增益取决于反馈电阻和光电二极管分流电阻。此外，运算放大器的任何输入电压失调都会出现在光电二极管上，导致光电二极管暗电流增加。ADA4528-1的失调电压很低(2.5 μV)，非常适合这种应用。

图2显示了一个带单反馈电阻的典型跨阻放大器及其理想传递函数。

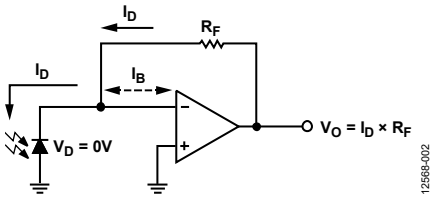


图2. 跨阻放大器传递函数

由于某些受测溶液可能具有非常强的吸收特性，因此有时需要使用大反馈电阻来测量光电二极管产生的极小电流，同时要能够测量与高度稀释溶液相对应的大电流。为了解决这一难题，图1中的光电二极管放大器含有两个不同的可选增益。其中一个增益设为33 kΩ，另一个设为1 MΩ。当单SPDT开关连接运算放大器的输出端以便开关反馈电阻时，ADG633的导通电阻会导致跨阻增益误差。为了避免这个问题，图3显示了一种较好的配置，在该配置中，反馈环路内部的ADG633选择所需电阻，同时第二个开关将系统下一级与所选反馈环路相连。放大器输出端的电压为：

$$V_{TIA\ OUTPUT} = I_{PHOTODIODE} \times R_{FEEDBACK}$$

而不是

$$V_{TIA\ OUTPUT} = I_{PHOTODIODE} \times (R_{FEEDBACK} + R_{ON\ ADG633})$$

它表示增益误差。但是，由于其中一个ADG633位于反馈环路之外，该级的输出阻抗即为ADG633的导通电阻(通常52 Ω)，而非闭环工作时与运算放大器输出有关的极低输出阻抗。ADG633漏电流(典型值5 pA)引起的误差可忽略不计。

哪怕诸如ADA4528-1这类最好的轨到轨输出放大器，其输出都无法完全摆动至供电轨。此外，ADA4528-1上的输入失调电压可以为负，虽然其数值非常小。运算放大器ADA4805-1不是通过一个负电源来保证放大器绝不削波，并且保证它能驱动至0.0 V，而是提供一个100 mV缓冲电压来偏置光电二极管阳极和ADA4528-1。ADA4805-1非常适合用作基准电压缓冲器，因为当驱动去耦用大容性负载时，它能保持单位增益稳定性。另外还使用第二个ADA4805-1来缓冲用以设置LED电流的数字电位计AD5201输出。

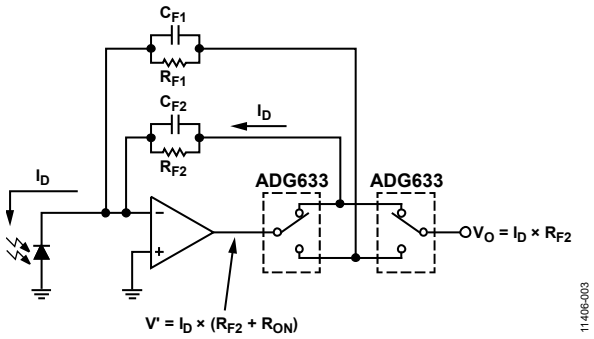


图3. 可编程增益跨阻放大器

光电二极管放大器输出电压可在0.1 V至5.0 V范围内摆动。对于33 kΩ范围而言，4.9 V输出范围对应148.5 μA的满量程光电二极管电流。对于1 MΩ范围，其对应4.9 μA的满量程光电二极管电流。使用1 MΩ的增益设置工作时，务必保护光电二极管不受外界光线影响，以防放大器饱和。虽然下文所述的同步检波方案能够有力地衰减任何不与LED时钟同步的频率，但若ADC返回饱和数据，检波方案将无法正常工作。

各通道的增益设置可通过FPGA板独立选择。

ADC采样速率和调制频率选择

AD7175-2 ADC配置有sinc5+sinc1滤波器，输出数据速率为250 kSPS，可采样单周期建立对两个通道采样。这种配置使得各通道的有效采样速率为25 kSPS(各通道每隔40 µs输出数据)。任何高于12.5 kHz的频率(例如方波调制的奇数谐波)都会混叠回到ADC通带中，只要其不是刚好位于调制频率之上，同步解调级就会抑制这些频率。为了防止调制波形的混叠频率折回到基频，应根据以下关系选择调制频率：

$$F_{MODULATION} = \frac{F_{SAMPLE}}{2 \times n + 0.5}$$

其中：

$F_{MODULATION}$为调制频率。

F_{SAMPLE}为ADC有效输出数据速率。

n为整数(对应于调制频率的谐波)。

例如在本系统中，有效输出数据速率为25 kSPS，因此，如果需要1 kHz左右的调制频率，该频率必须是1020 Hz (n = 12)或943 Hz (n = 13)以避免混叠问题。采样这种方法选择调制频率，前端即无需使用陡峭的抗混叠滤波器。

数字同步检波

本电路不是在硬件中实现同步检波(参见电路笔记CN-0312)，而是获得时间采样数据并利用FPGA实现数字同步检波。图4是FPGA中实现的数字同步检波模块的示意图。FPGA产生交流激励信号驱动LED，以数字方式产生的正弦波在数字锁相环中锁定该信号。输入信号与数字正弦波和90°相移版本相乘，产生两个低频解调信号，其分别与输入信号在调制频率的同相和正交分量成正比。如图4所示，幅度为这两个分量的平方和之根。有关该解调技术的更多信息，请参阅“了解详情”部分。

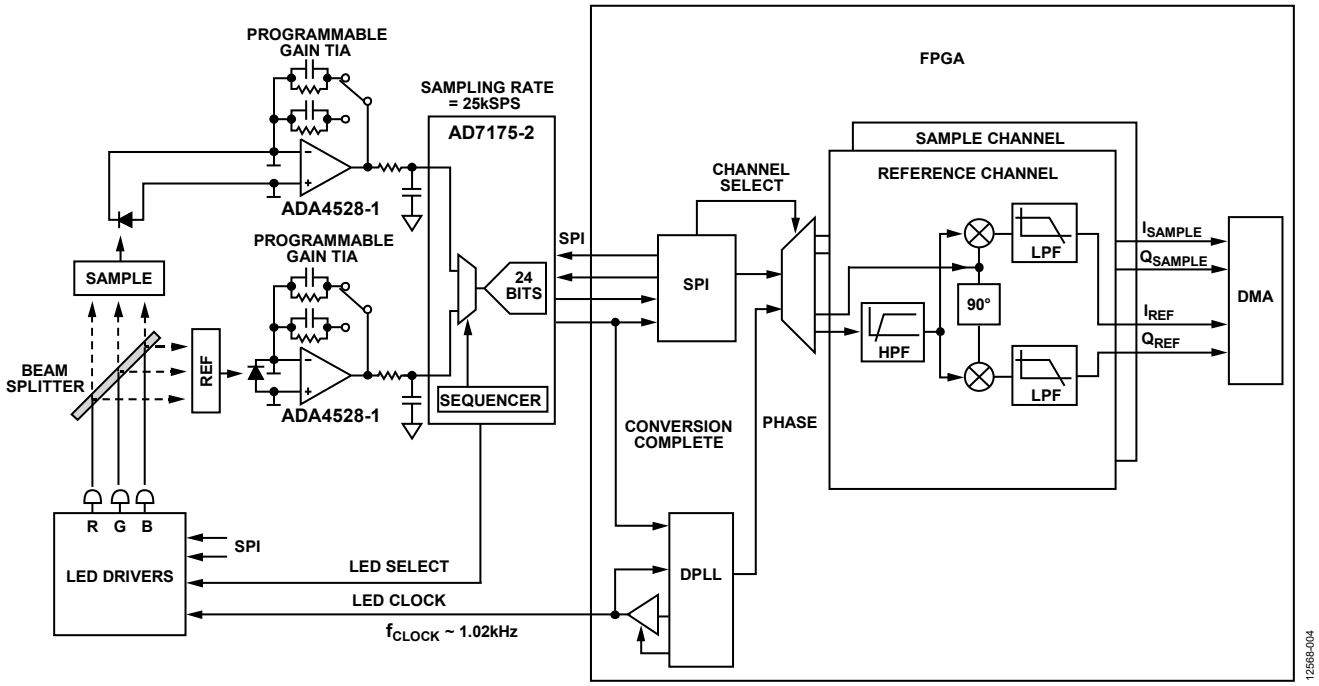


图4. 包括FPGA同步检波器的系统框图

电源

EVAL-CN0363-PMDZ板由外部6 V至12 V直流电源供电。电路的模拟部分由来自低压差稳压器ADP7102的AVDD = 5 V供电。电路的数字部分由低压差稳压器ADP1720产生的IOVDD = 3.3 V供电。或者，IOVDD也可以通过链路选项由PMOD连接器VCC提供。

2.5 V基准电压由AD7175-2 ADC的内部2.5 V基准源提供。

电路性能测量

为了验证系统的噪声性能，应在禁用所有LED的情况下获取数据。同步检波器依然工作在LED时钟频率，但不会检测到任何与该时钟同步的光信号，因此，它会消除所有直流和交流信号。表1所示为无噪声位性能。

表1. 无噪声位性能[1]

	ADC输出		最终滤波输出	
增益	参考通道 ADC	样本通道 ADC	参考通道 输出	样本通道 输出
1 MΩ	12.46	12.85	15.91	15.50
33 kΩ	15.58	15.59	18.77	18.85

[1] 采样速率 = 25 kSPS，激励频率 = 1020 Hz，输出滤波器带宽 = 100 Hz。

常见变化

改变光电二极管放大器上反馈电阻的值即可改变放大器增益，这是一种自定义电路的简单方法，可用于不同光照水平的特定应用。然而，补偿电容也必须改变，以保持带宽不变，并保证放大器的稳定性。

对于极低水平光照测量系统而言，同步检波器的输出低通滤波器的截止频率可设为低得多的频率值，以便具有最佳性能，但代价是测量周期较长。

由于LED的光输出随温度变化而改变，系统以样本和参考通道的比例进行测量。光电二极管的增益容差最大值为±11%；因此，由于LED输出随时间和温度的变化而改变，比例的变动在一定程度上存在漂移。增加光反馈网络来控制LED光输出可降低其随温度的变化，使精确的单端测量成为可能。

可以不使用方波来调制LED，而用FPGA中的DDS或PWM来产生正弦波调制。正弦波调制可减少信号的谐波成分，使滤波更简单，并降低噪声。

电路评估与测试

EVAL-CN0363-PMDZ板的完整文档，包括原理图、布局图、Gerber文件和物料清单，可在CN-0363设计支持包中找到，网址：www.analog.com/CN0363-DesignSupport。

CN-0363评估软件与FPGA开发板通信，以从EVAL-CN0363-PMDZ电路板捕捉数据并进行分析。

设备要求

- EVAL-CN0363-PMDZ电路评估板
- 6 V至12 V、500 mA直流电源或壁式电源适配器
- FPGA开发板(如ZedBoard)和12 V电源
- 8 GB SD卡，随同EVAL-CN0363-PMDZ提供
- USB键盘和鼠标组合
- HDMI监视器(仅HD)
- CN-0363评估软件(参见CN-0363用户指南)
- 蒸馏水和测试液体样本

开始使用

有关评估硬件和软件的操作详情，请参阅CN-0363用户指南。

HDL软件和驱动在软件链接中提供，支持各种FPGA开发板，例如Avnet ZedBoard。

开发平台需要一个SD开，其已随同CN-0363硬件提供。SD卡已经过适当分区，但必须用最新镜像予以更新。程序参见CN-0363用户指南。

功能框图

图5所示为测试设置的功能框图。

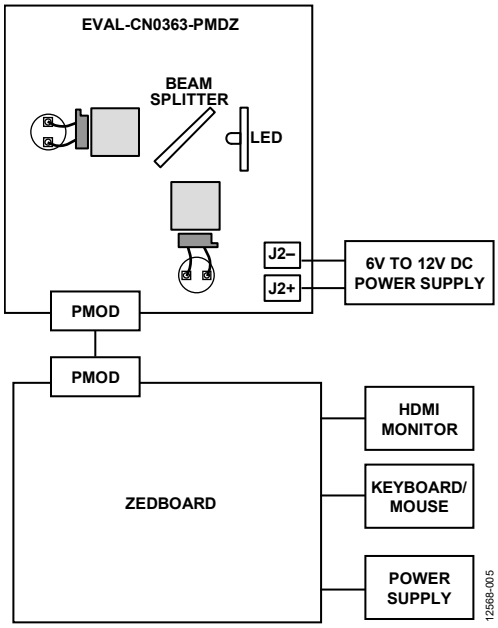


图5. 评估系统功能框图

设置

按照如下方式设置系统：

1. 用PMOD电缆连接EVAL-CN0363-PMDZ和ZedBoard，并将一个6 V至12 V直流电源连接到J2电源连接器。此时不要接通电源。
2. 将USB键盘/鼠标、HDMI监视器和电源连接到ZedBoard。此时不要接通电源。

测试

按照如下方式初始化系统：

1. 接通EVAL-CN0363-PMDZ板的电源。
2. 接通ZedBoard的电源。
3. 让系统开始引导。
4. 若需要，输入CN-0363用户指南所述的适当键盘命令。

校准

系统需进行一次初始校准，以便补偿波束分离器与光电二极管之间的对齐误差，以及补偿光电二极管的所有响应失配。若要校准系统，以蒸馏水填充两个容器，然后插入PCB的方孔中。在校准过程中，建议将光电二极管屏蔽起来，防止环境光线照射。

在软件中启动自动校准程序：从**Menu**(**菜单**)栏打开**Calibration**(**校准**)对话框，然后单击**Calibrate**(**校准**)。完成全部校准程序需要几秒钟时间，进度条会指示当前步骤。校准完成时，校准值会更新。校准会消除零点失调，并设置各通道的正确增益。校准数据还包括一个乘法系数K，其表示满量程激励下参考通道值和样本通道值的相对关系。

针对每种LED颜色，软件都会计算系数K，因此有：

$$\frac{V_{REFERENCE\_CHANNEL}}{V_{SAMPLE\_CHANNEL}} K = 1$$

其中，*K*表示经计算得出的校准常数。

完成校准后，软件在后续测量中均使用这些校准常数。

在光谱技术上，吸光度定义为到达被测介质的光与通过介质传递的光的对数之比。根据比尔-朗伯特定律，通过介质传递的光量随通道长度和浓度的增加而以指数规律递减。通过将吸光度定义为对数，可使得它与介质的浓度直接成比例(假设通道长度不变)。

$$Absorbance = \log 10\left(\frac{V_{REFERENCE}}{V_{SAMPLE}} K\right)$$

无需使用有害化学物质即可验证该理论的简单方法，是测量食用色素的染料浓度。图6显示采用EVAL-CN0363-PMDZ进行测量时，黄色5号染料不同浓度的实验结果。

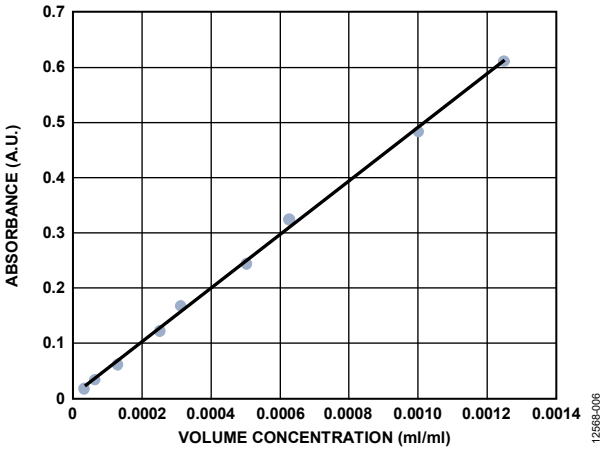


图6. 465 nm(主波长)光下黄色5号染料的吸光度直线

黄色溶液可强烈吸收蓝光；因此，测量采用蓝光(465 nm主波长)LED作为光源。x轴表示体积浓度(每毫升水中染料的毫升数，因此x轴没有单位)，y轴表示吸光度。根据比尔朗伯特定律的预测，吸光度随浓度呈线性变化。

分析样本

单击**Automated Data Collection**(**自动收集数据**)选项卡中的**Analyze Sample**(**分析样本**)按钮(参见图7)以自动分析样本，循环处理所有三种颜色，并计算每种颜色的吸光度。完成分析需要几秒钟时间，进度条会更新以指示当前步骤。分析完成时会显示吸光度值。然后便可将该样本与样本库中的现有样本进行比对，或将其保存到样本库中供将来使用。

*图7. **Automated Data Collection**(**自动收集数据**)选项卡视图*

电流/吸光度测量和手动设置

通过**Current/Absorbance Measurement(电流/吸光度测量)**选项卡，用户可以直接手动控制LED和增益，以及查看原始数据(参见图8)。下列参数可供设置：**Excitation Frequency(激励频率)**、**Excitation Current(激励电流)**、**LED(红光、绿光或蓝光)**、**Reference Channel Gain(参考通道增益)**和**Sample Channel Gain(样本通道增益)**。

更改这些值后，运行自动校准程序可以恢复初始默认值。

12568-008

*图8. **Current/Absorbance Measurement(电流/吸光度测量)**选项卡视图*

样本库

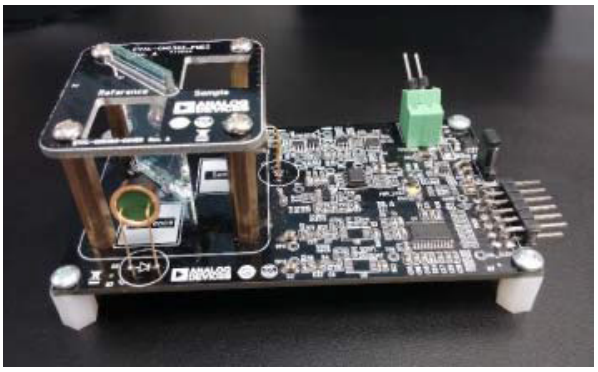
利用**Sample Library(样本库)**选项卡(参见图9)，用户可以管理和比较以前保存的样本数据。左侧是所有样本的列表。右侧是当前所选样本的吸光度值。

按住CTRL键可以选择多个样本。利用此功能可以直接比较多个样本的吸光度。选择样本，然后单击**Remove(删除)**，可以将样本从库中删除。从库中删除的样本无法恢复。

EVAL-CN0363-PMDZ板的照片如图10所示。

12568-009

*图9. **Sample Library(样本库)**选项卡视图*



12568-010

图 10. EVAL-CN0363-PMDZ照片

了解详情

CN-0363设计支持包：
www.analog.com/CN0363-DesignSupport

Luis Orozco。“同步检波器助力精密低电平测量”。Analog Dialogue 48-11，2014年11月。

Luis Orozco。“可编程增益跨阻放大器使光谱系统的动态范围达到最大”。Analog Dialogue 47-05，2013年5月。

Walt Kester、Scott Wurcer和Chuck Kitchin。高阻抗传感器，传感器信号调理实用设计技术，第5部分。1999年。

Douglas A. Skoog、Holler F. James和Stanley R. Crouch。“光谱测定方法入门”。Instrumental Analysis。美国：Brooks/Cole，Cengage Learning，2007年。

数据手册和评估板

AD7175-2数据手册

ADA4528-1数据手册

AD8615数据手册

AD5201数据手册

ADA4805-1数据手册

ADG633数据手册

ADG733数据手册

ADG704数据手册

ADG819数据手册

修订历史

2015年5月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0365

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0365。

连接/参考器件	
AD7981	耐高温、16位、600 kSPS PulSAR ADC
AD8634	耐高温、低功耗、双通道运算放大器
ADR225	耐高温、低功耗基准电压源

适合高温环境的16位、600 kSPS低功耗数据采集系统

评估和设计支持

评估板

- **CN-0365电路评估板(EVAL-CN0365-PMDZ)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**
- **PMOD/SDP转接板(SDP-PMD-IB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

越来越多的应用要求数据采集系统必须在极高环境温度下可靠地工作，例如井下油气钻探、航空和汽车应用等。图1所示电路是一个16位、600 kSPS逐次逼近型模数转换器(ADC)系统，其所用器件的额定温度、特性测试温度和性能保证温度为175°C。很多此类恶劣环境应用都采用电池供电，因此该信号链针对低功耗而设计，同时仍然保持高性能。

本电路使用低功耗(600 kSPS时为4.65 µA)、耐高温PulSAR® ADC AD7981，它直接从耐高温、低功耗运算放大器AD8634驱动。AD7981 ADC需要2.4 V至5.1 V的外部基准电压源，本应用选择的基准电压源为微功耗2.5 V精密基准源ADR225，后者也通过了高温工作认证，并具有非常低的静态电流(210°C时最大值为60 µA)。

本设计中的所有IC封装都是专门针对高温环境而设计，包括单金属线焊。此外，本设计说明了无源元件、印刷电路板(PCB)材料和建构技术的选择，以使其能在极端温度下工作， 并且提供了完整的设计支持包，包括物料清单、原理图、装配和布局文件。

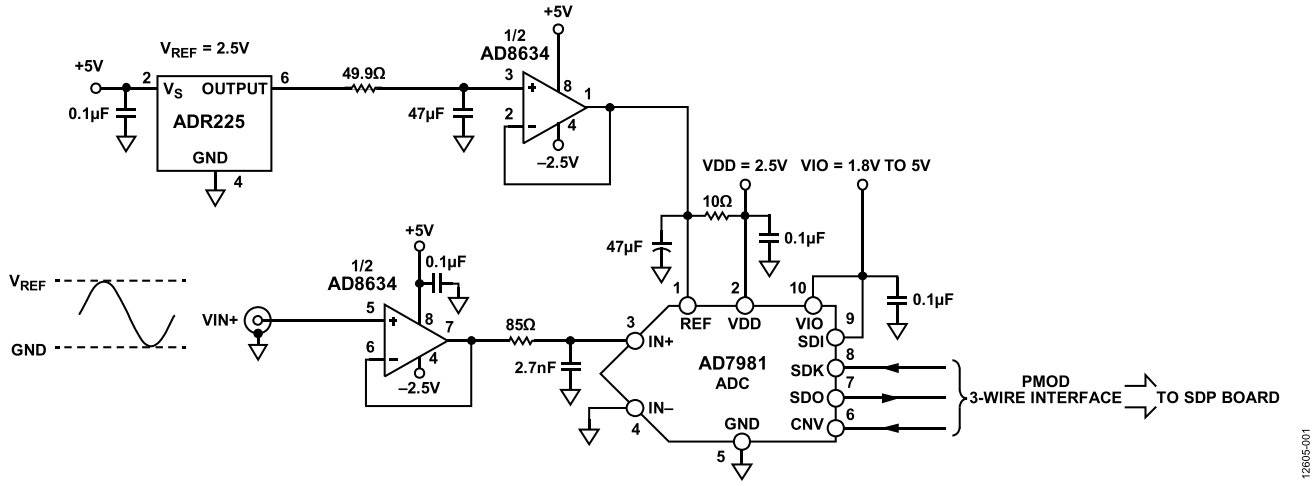


图1. 耐高温数据采集系统(原理示意图：未显示去耦和所有连接)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com**
Fax: 781.461.3113

电路描述

模数转换器

本电路的核心是16位、低功耗、单电源ADC AD7981，它采用逐次逼近架构，最高支持600 kSPS的采样速率。如图1所示，AD7981使用两个电源引脚：内核电源(VDD)和数字输入/输出接口电源(VIO)。VIO引脚可以与1.8 V至5.0 V的任何逻辑直接接口。VDD和VIO引脚也可以连在一起以节省系统所需的电源数量，并且它们与电源时序无关。

在两次转换之间，AD7981自动关断以节省功耗。因此，功耗与采样速率成线性比例关系，使得该ADC对高低采样速率(甚至低至数Hz)均适合，并且可实现非常低的功耗，支持电池供电系统。此外，可以使用过采样技术来提高低速信号的有效分辨率。

AD7981有一个伪差分模拟输入结构，可对IN+与IN−输入之间的真差分信号进行采样，并抑制这两个输入共有的信号。IN+输入支持0 V至V_{REF}的单极性、单端输入信号，IN−输入的范围受限，为GND至100 mV。AD7981的伪差分输入简化了ADC驱动器要求并降低了功耗。AD7981采用10引脚MSOP封装，额定温度为175°C。图2给出了连接示意图。

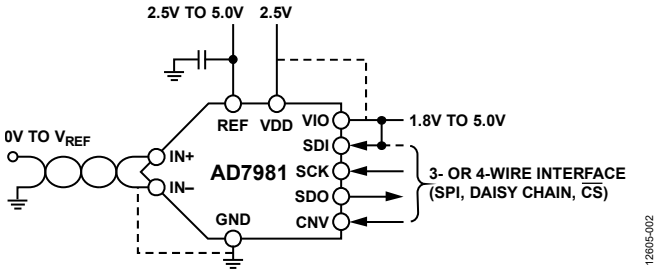


图2. AD7981连接图

ADC驱动器

AD7981的输入可直接从低阻抗信号源驱动；然而，高源阻抗会显著降低性能，尤其是总谐波失真(THD)。因此，推荐使用ADC驱动器或运算放大器(如AD8634)来驱动AD7981输入，如图3所示。在采集时间开始时，开关闭合，容性DAC在ADC输入端注入一个电压毛刺(反冲)。ADC驱动器帮助此反冲稳定下来，并将其与信号源相隔离。

低功耗(1.3 mA/放大器)双通道精密运算放大器AD8634适合此任务，因为其出色的直流和交流特性对传感器信号调理和信号链的其他部分非常有利。虽然AD8634具有轨到轨输出，但输入要求从正供电轨到负供电轨具有300 mV裕量。此裕量要求使得负电源成为必要，所选负电源为−2.5 V。

AD8634提供额定温度为175°C的8引脚SOIC封装和额定温度为210°C的8引脚FLATPACK封装。

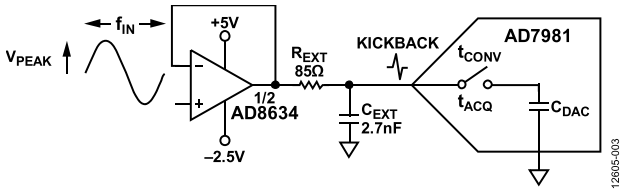


图3. SAR ADC前端放大器和RC滤波器

ADC驱动器与AD7981之间的RC滤波器衰减AD7981输入端注入的反冲，并限制进入此输入端的噪声带宽。不过，过大的限带可能会增加建立时间和失真。最佳RC值的计算主要基于输入频率和吞吐速率。对于所示实例，R = 85 Ω且C = 2.7 nF是最佳值，产生693 kHz的截止频率。详细计算参见Analog Dialogue文章：精密SAR型模数转换器的前端放大器和RC滤波器设计。

本电路中，ADC驱动器为单位增益缓冲配置。增加ADC驱动器增益会降低驱动器带宽，延长建立时间。这种情况下可能需要降低ADC吞吐速率，或者在增益级之后再使用一个缓冲器作为驱动器。

基准电压源

ADR225 2.5 V基准电压源在时210°C仅消耗最大60 µA的静态电流，并具有典型值40 ppm/°C的超低漂移特性，因而非常适合用于该低功耗数据采集电路。ADR225的初始精度为±0.4%，可在3.3 V至16 V的宽电源范围内工作。

像其他SAR ADC一样，AD7981的基准电压输入具有动态输入阻抗，因此必须利用低阻抗源驱动，REF引脚与GND之间应有效去耦，如图4所示。除了ADC驱动器应用，AD8634同样适合用作基准电压缓冲器。

使用基准电压缓冲器的另一个好处是，基准电压输出端噪声可通过增加一个低通RC滤波器来进一步降低。在该电路中，49.9 Ω电阻和47 µF电容提供大约67 Hz的截止频率。

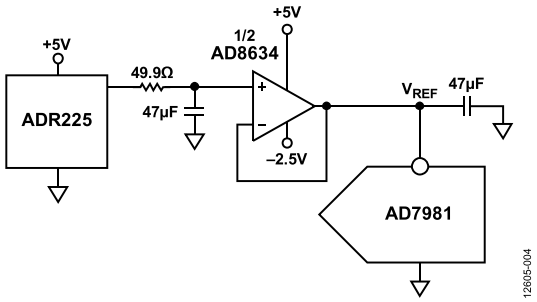


图4. SAR ADC基准电压缓冲器和RC滤波器

转换期间，AD7981基准电压输入端可能出现高达2.5 mA的电流尖峰。在尽可能靠近基准电压输入端的地方放置一个大容值储能电容，以便提供该电流并使基准电压输入端噪声保持较低水平。通常使用低ESR、10 µF或更大的陶瓷电容，但对于高温应用，没有陶瓷电容可用。因此，选择一个低ESR、47 µF钽电容，其对电路性能的影响极小。

数字接口

AD7981提供一个兼容SPI、QSPI和其他数字主机的灵活串行数字接口。该接口既可配置为简单的3线模式以实现最少的输入/输出数，也可配置为4线模式以提供菊花链回读和繁忙指示选项。4线模式还支持CNV(转换输入)的独立回读时序，使得多个转换器可实现同步采样。

本参考设计使用的PMOD接口实现了简单的3线模式，SDI接高电平VIO。VIO电压是由SDP-PMOD转接板从外部提供。

电源

本参考设计的+5 V和−2.5 V供电轨需要外部低噪声电源。AD7981是低功耗器件，可由基准电压缓冲器直接供电，如图5所示，因而无需额外的供电轨，节省功耗和板空间。

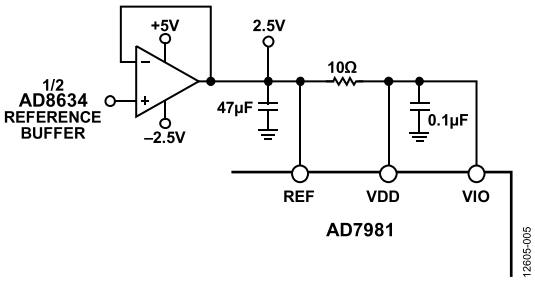


图5. 从基准电压缓冲器为ADC基准电压源供电

IC封装和可靠性

ADI公司高温系列中的器件要经历特殊的工艺流程，包括设计、特性测试、可靠性认证和生产测试。专门针对极端温度设计特殊封装是该流程的一部分。本电路中的175°C塑料封装采用一种特殊材料。

耐高温封装的一个主要失效机制是焊线与焊垫界面失效，尤其是金(Au)和铝(Al)混合时(塑料封装通常如此)。高温会加速AuAl金属间化合物的生长。正是这些金属间化合物引起焊接失效，如易脆焊接和空洞等，这些故障可能在几百小时之后就会发生，如图6所示。

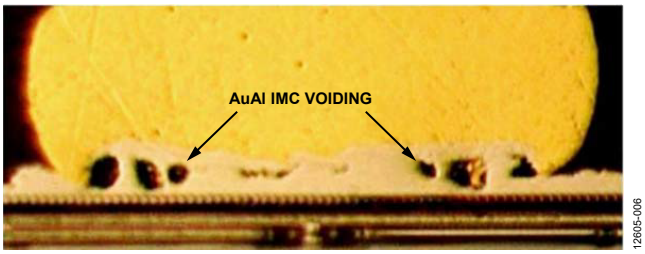


图6. 195°C时500小时后铝垫上的金球焊

为了避免失效，ADI公司利用焊盘金属化(OPM)工艺产生一个金焊垫表面以供金焊线连接。这种单金属系统不会形成金属间化合物，经过195°C、6000小时的浸泡式认证测试，已被证明非常可靠，如图7所示。

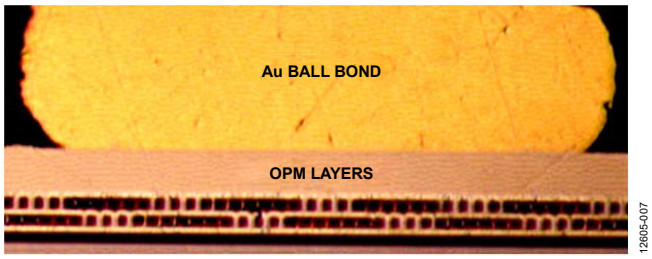


图7. 195°C时6000小时后OPM垫上的金球焊

虽然ADI公司已证明焊接在195°C时仍然可靠，但受限于塑封材料的玻璃转化温度，塑料封装的额定最高工作温度仅为175°C。

除了本电路所用的额定175°C产品，还有采用陶瓷FLATPACK封装的额定210°C型号可用。同时有已知良品裸片(KGD)可供需要定制封装的系统使用。

对于高温产品，ADI公司有一套全面的可靠性认证计划，包括器件在最高工作温度下偏置的高温工作寿命(HTOL)。数据手册规定，高温产品在最高额定温度下最少可工作1000小时。全面生产测试是保证每个器件性能的最后一步。ADI高温系列中的每个器件都在高温下进行生产测试，确保达到性能要求。

无源元件

必须选择耐高温的无源元件。本设计使用175°C以上的薄膜型低TCR电阻。COG/NPO电容用于低值滤波器和去耦应用，其温度系数非常平坦。耐高温钽电容有比陶瓷电容更大的容值，常用于电源滤波。本电路板所用SMA连接器的额定温度为165°C，因此，在高温下进行长时间测试时，必须将其移除。同样，0.1”接头连接器(J2和P3)上的绝缘材料在高温时只能持续较短时间，因而在长时间高温测试中也必须予以移除。

PCB布局和装配

在本电路的PCB设计中，模拟信号和数字接口位于ADC的相对两侧，IC之下或模拟信号路径附近无开关信号。这种设计可以最大程度地降低耦合到ADC芯片和辅助模拟信号链中的噪声。AD7981的所有模拟信号位于左侧，所有数字信号位于右侧，这种引脚排列可以简化设计。基准电压输入REF具有动态输入阻抗，必须用极小的寄生电感去耦，为此须将基准电压去耦电容放在尽量靠近REF和GND引脚的地方，并用低阻抗的宽走线连接该引脚。本电路板的元器件故意全都放在正面，以方便从背面加热进行温度测试。关于其他布局布线建议，参见AD7981数据手册。

针对高温电路，必须采用特殊电路材料和装配技术来确保可靠性。FR4是PCB叠层常用的材料，但商用FR4的典型玻璃转化温度约为140°C。超过140°C时，PCB便开始破裂、分层，并对元器件造成压力。高温装配广泛使用的替代材料是聚酰亚胺，其典型玻璃转化温度大于240°C。本设计使用4层聚酰亚胺PCB。

PCB表面也需要注意，特别是配合含锡的焊料使用时，因为这种焊料易于与铜走线形成金属间化合物。常常采用镍金表面处理，其中镍提供一个壁垒，金则为接头焊接提供一个良好的表面。此外，必须使用高熔点焊料，熔点与系统最高工作温度之间应有合适的裕量。本装配选择SAC305无铅焊料， 其熔点为217°C，相对于175°C的最高工作温度有42°C的裕量。

性能预期

采用1 kHz输入信号音和5 V基准电压时，AD7981的额定SNR典型值为91 dB。然而，当使用较低基准电影所时(低功耗/低电压系统常常如此)，SNR性能会有所下降。根据AD7981数据手册中的性能曲线，在室温和2.5 V基准电压时，预期SNR约为86 dB。该SNR值与室温时测试本电路所实现的性能(约86 dB SNR)符合得很好，如图8所示。

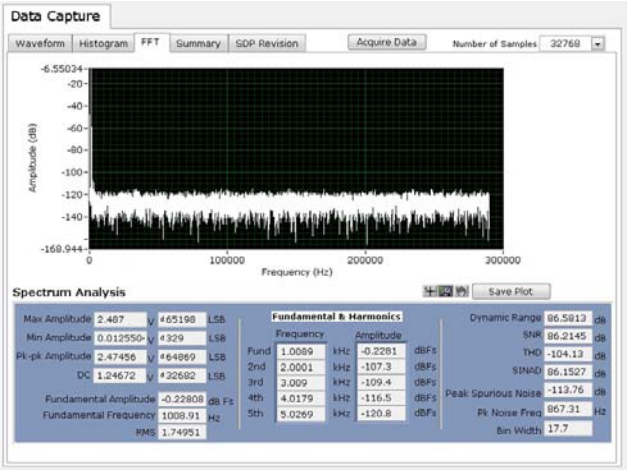


图8. 1 kHz输入信号音、580 kSPS、25°C时的交流性能

当温度升高至175°C时，SNR性能仅降低至约84 dB，如图9所示。THD仍然优于−100 dB，如图10所示。本电路在175°C时的FFT摘要如图11所示。

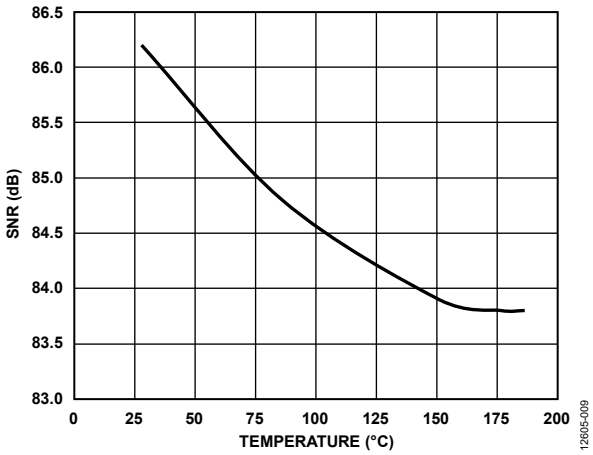


图9. SNR随温度的变化(1 kHz输入信号音、580 kSPS)

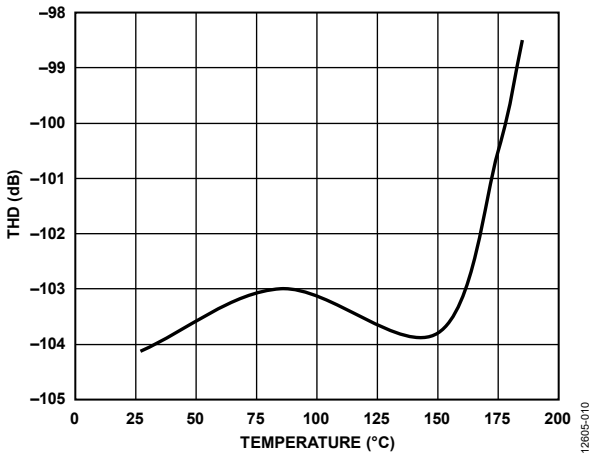


图10. THD随温度的变化(1 kHz输入信号音、580 kSPS)

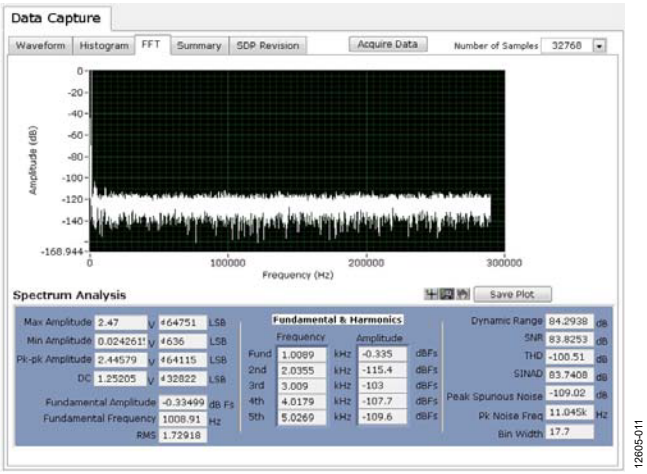


图11. 1 kHz输入信号音、580 kSPS、175°C时的交流性能

电路评估与测试

本电路采用EVAL-CN0365-PMDZ电路板、SDP-PMD-IB1Z转接板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)板。转接板和SDP板采用120引脚对接连接器。转接板和EVAL-CN0365-PMDZ板采用12引脚PMOD对接连接器，可快速进行设置和评估电路性能。EVAL-CN0365-PMDZ板包含要评估的电路(如CN-0365所述)，SDP评估板与CN-0365评估软件配合使用。

设备要求

需要以下设备：

- EVAL-CN0365-PMDZ板
- 系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)
- PMOD/SDP转接板(SDP-PMD-IB1Z)
- CN-0365评估软件
- 函数发生器/信号源，例如这些测试中使用的Audio Precision SYS-2522
- 电源： +5 V和−2.5 V
- 电源： +6 V壁式电源适配器(EVAL-CFTL-6V-PWRZ)
- 带USB端口和USB线缆的PC，运行Windows® XP (SP2)、Windows Vista或Windows 7 Business/Enterprise/Ultimate版(32位或64位)

开始使用

要开始使用，请执行以下步骤：

1. 从ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0365下载CN-0365评估软件到PC。
2. 先安装该软件，再将SDP板连接到PC的USB端口，确保PC正确识别SDP板。
3. 解压缩下载的文件。
4. 运行**setup.exe**文件。
5. 按照屏幕提示操作，完成安装。建议将所有软件安装在默认位置。

功能框图

图12所示为测试设置的功能框图。

设置

设置电路的步骤如下：

1. 通过直流管式插孔将EVAL-CFTL-6V-PWRZ(+6 V直流电源)连接到SDP-PMD-IB1Z转接板。
2. 通过120引脚CON A连接器将SDP-PMD-IB1Z转接板连接到EVAL-SDP-CB1Z SDP板。
3. 通过USB电缆将EVAL-SDP-CB1Z SDP板连接到PC。
4. 通过12引脚接头PMOD连接器将EVAL-CN0365-PMDZ评估板连接到SDP-PMD-IB1Z转接板。
5. 将+5 V (V_S+)和−2.5 V (V_S−)电源连接到EVAL-CN0365-PMDZ P3接头。默认配置中，VDD电压(2.5 V)不需要外部连接，因为它是在板上产生。
6. 通过SMA连接器将信号源连接到EVAL-CN0365-PMDZ。
7. 将Audio Precision SYS-2522(或同等信号发生器)设置为1 kHz频率和2.5 V p-p正弦波，并具有1.25 V直流偏移。

测试

启动评估软件。如果Windows设备管理器中出现“Analog Devices System Development Platform(ADI系统开发平台)”驱动器，软件便能与SDP板通信。USB通信建立之后，便可使用评估软件测试、查看、保存电路性能指标。

关于软件操作的详细信息，请参阅UG-340和评估8/10引脚PulSAR®系列14/16/18位ADC wiki页面。

在环境室中进行温度测试时，可使用延长线(未提供)连接模拟输入、电源和PMOD。这些延长线必须尽可能短，并且必须采用最佳做法以避免噪声。本电路板所用SMA连接器的额定温度为165°C，因此，在高温下进行长时间测试时，必须将其移除。同样，0.1”接头连接器(J2和P3)上的绝缘材料在高温时只能持续较短时间，因而在长时间高温测试中也必须予以移除。

EVAL-CN0365-PMDZ板照片如图13所示。

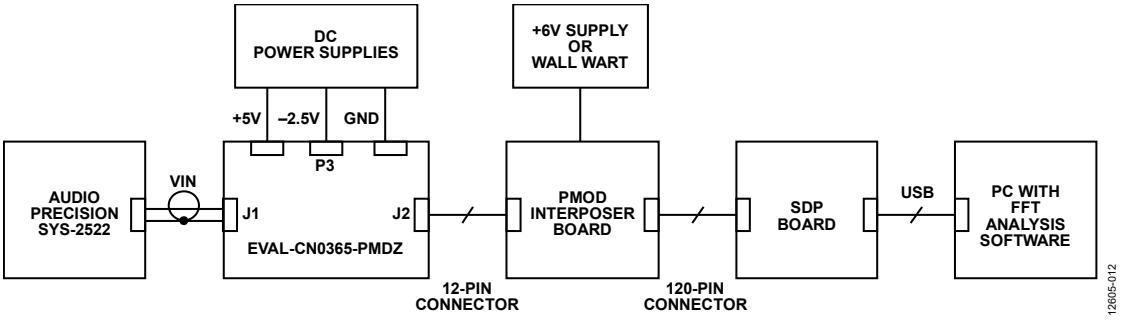


图12. 用于测量交流性能的电路测试设置

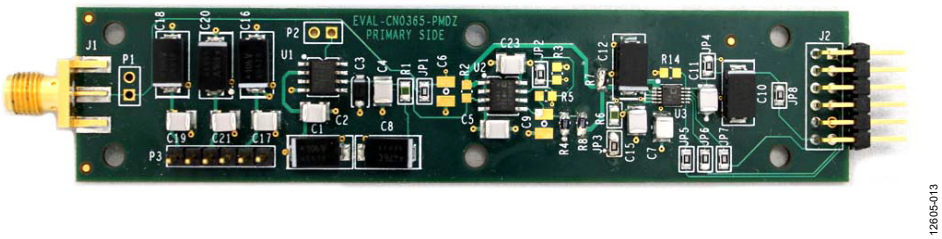


图13. EVAL-CN0365-PMDZ电路板的照片

了解详情

CN-0365设计支持包：
www.analog.com/CN0365-DesignSupport

系统演示平台(SDP)

UG-340用户指南

评估8/10引脚PulSAR®系列14/16/18位ADC - Wiki页面

ADI公司耐高温产品

Jeff Watson和Gustavo Castro，“高温电子器件的设计和可靠性挑战”，模拟对话，第46卷，2012年4月。

Jeff Watson和Maithil Pachchigar，“征服恶劣环境——适合极端温度应用的低功耗、精密、耐高温器件”，MS-2707，ADI公司。

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

Alan Walsh，“精密逐次逼近型ADC的基准电压源设计”，Analog Dialogue，第47卷，2013年6月。

指南MT-021，逐次逼近型ADC，ADI公司

指南MT-031，实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团，ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0365电路评估板(EVAL-CN0365-PMDZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

SDP-PMOD转接板(SDP-PMD-IB1Z)

AD7981数据手册

AD8634数据手册

ADR225数据手册

修订历史

2015年6月—修订版0： 初始版

电路笔记
CN-0370

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0370。

连接/参考器件	
AD5542A	串行输入、电压输出、无缓冲型16位DAC
ADA4500-2	轨到轨输入/输出、零输入交越失真放大器
ADR4525	超低噪声、高精度2.5 V基准电压源

16位单电源LED电流驱动器，积分和差分非线性误差小于±1 LSB

评估和设计支持

电路评估板

- CN-0370电路评估板(EVAL-CN0370-PMDZ)
- 系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)
- PMOD至SDP转接板(SDP-PMD-IB1Z)

设计和集成文件

- 原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个完整的单电源、低噪声LED电流源驱动器，由一个16位数模转换器(DAC)控制。该系统的积分和差分非线性误差为±1 LSB，0.1 Hz至10 Hz噪声小于45 nA p-p，满量程输出电流为20 mA。

大多数轨到轨输入运算放大器都有交越非线性误差，其在16位系统中可能高达4到5个LSB，而这个创新的输出驱动放大器消除了这一误差。

该业界领先的解决方案非常适合于脉搏血氧仪应用，其中叠加于LED亮度水平上的1/f噪声会影响整体测量的精度。

采用5 V单电源供电时，三个有源器件的总功耗典型值小于20 mW。

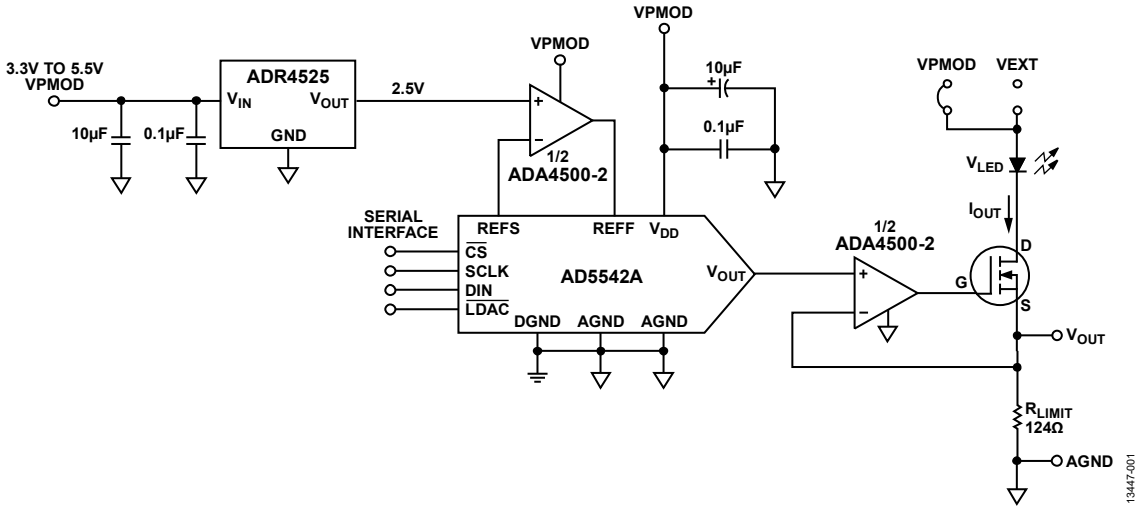


图1. ±1 LSB线性16位LED电流源驱动器(原理示意图，未显示去耦和所有连接)

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

在典型的脉搏血氧仪应用中，LED接收到脉冲信号后，从高电流电平(如3/4量程)变为低电流电平(如1/4量程)。这些脉冲的导通时间通常只有数百微秒。导通期间叠加于LED亮度水平上的峰峰值1/f噪声会影响整体测量的精度，必须予以最小化。

图1显示该单电源信号链由基准电压源、DAC、DAC输出缓冲器和电流源组成。

DAC为AD5542A，它是一款16位、串行输入、电压输出、分段式R-2R CMOS DAC。DAC的输出电压与基准电压相关，如下式所示：

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF} \times D}{2^N}$$

其中：
*D*为载入DAC寄存器的十进制数据字。
*N*为位数。

对于2.5 V基准电压且N = 16，上述公式可简化为下式：

$$V_{OUT} = \frac{2.5 \times D}{2^{16}} = \frac{2.5 \times D}{65{,}536}$$

这样，在中间电平时V_{OUT}为1.25 V，在满量程时V_{OUT}为2.5 V。

LSB大小为2.5 V/65,536 = 38.1 µV。

16位时，1 LSB也相当于满量程的0.0015%或15 ppm。

DAC基准引脚由2.5 V基准电压源ADR4525驱动，后者利用ADA4500-2进行缓冲。基准电压源ADR4525为DAC提供高精度、低噪声(1.25 µV p-p，0.1 Hz至10 Hz)且稳定的基准电压。ADR4525使用创新的内核拓扑结构来实现高精度，同时提供业界领先的温度稳定性和噪声性能。低输出电压温度系数(最大值2 ppm/°C)和低长期输出电压漂移也提高了系统在寿命和温度范围内的精度。ADR4525B的室温初始误差为±0.02%(最大值)，相当于16位时的约13 LSB。

选择双通道ADA4500-2作为DAC输出缓冲器和基准电压缓冲器。ADA4500-2是一款高精度放大器，最大失调电压为120 µV，失调漂移小于5.5 µV/°C，0.1 Hz至10 Hz噪声为2 µV p-p，最大输入偏置电流为2 pA。其创新的轨到轨输入结构消除了交越失真，因而成为DAC缓冲器的出色选择。

典型的轨到轨输入放大器采用两个差分对(PNP和NPN或PMOS和NMOS)来实现轨到轨输入摆幅(参见指南MT-035)。一个差分对在输入共模电压范围的下部活跃，另一个差分对在该范围的上部活跃。这种经典互补双差分对拓扑结构在一个差分对转换到另一个差分对时会产生交越失真。将该放大器用作DAC缓冲器时，失调电压的变化会引起非线性误差。

ADA4500-2利用其输入结构中的集成电荷泵来实现轨到轨输入摆幅，无需第二差分对。因此，它不存在交越失真。在这种单电源系统中使用零交越失真放大器，不仅可在整个输入共模范围内保持高线性度，而且可提供宽动态输出范围。ADA4500-2的详细工作原理请参见ADA4500-2数据手册。

DAC的输出阻抗是恒定的(典型值6.25 kΩ)，与输出码无关。因此，输出缓冲器必须具有高输入阻抗和低输入偏置电流，以使误差最小。ADA4500-2是一款合适的器件，具有高输入阻抗，室温下的输入偏置电流最大值为2 pA，全温度范围内的输入偏置电流最大值为190 pA。最差情况下，输入偏置电流流过6.25 kΩ DAC阻抗所引起的误差为1.2 µV，远小于1 LSB。

DAC输出经过缓冲后，用于驱动功率MOSFET (IRLMS2002TRPBF)。MOSFET将DAC输出电压转换为电流来驱动LED。本电路中的MOSFET能够处理最高6.5 A的电流，但EVAL-CN0370-SDPZ板提供的LED的额定最大电流限值为20 mA。该板提供了轻松改变LED满量程电流的措施，那就是更改R_{LIMIT}电阻。最大电流可通过下式计算：

$$I_{MAX} = 2.5\ \text{V}/R_{LIMIT}$$

利用跳线选项可将LED连接到PMOD电压(VPMOD)或外部电压(VEXT)。

在VPMOD = 3.3 V下工作时，需要利用VEXT选项来为MOSFET提供充足的裕量。例如，若V_{OUT} = 2.5 V、V_{DS} = 0.7 V且V_{LED} = 0.7 V，则VEXT必须大于2.5 V + 0.7 V + 0.7 V = 3.9 V。

还有一种方案可支持3.3 V电源供电，那就是将满量程输出电压限制在约1.9 V，仅使用76%的DAC输出范围。在1.9 V输出时，为了维持20 mA满量程输出电流，R_{LIMIT}电阻必须变为约95 Ω。

AD5542A提供10引脚MSOP或10引脚LFCSP封装。ADR4525提供8引脚SOIC封装，ADA4500-2提供8引脚MSOP或8引脚LFCSP封装。

积分非线性(INL)和差分非线性(DNL)测量

积分非线性(INL)指实际DAC传递函数与理想传递函数的偏差，用LSB表示。差分非线性(DNL)指实际步进大小与1 LSB的理想值之间的差异。该系统解决方案提供16位分辨率，DNL和INL均为±1 LSB。图2和图3显示了该电路的DNL和INL性能。

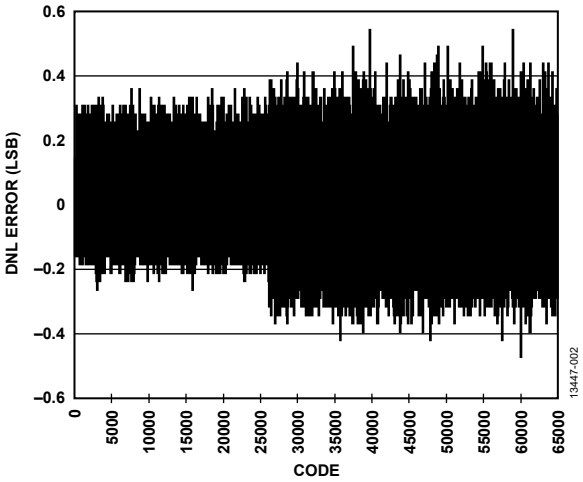


图2. 差分非线性(DNL)

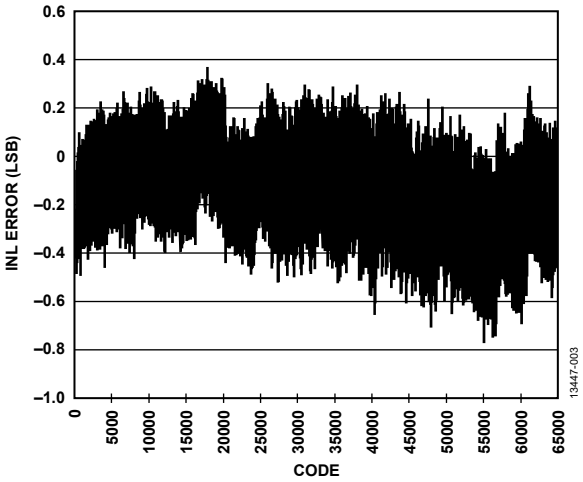


图3. 积分非线性(INL)

注意，DNL和INL测量排除了从范围下限开始的100个代码(约4 mV)。这是因为，MOSFET漏电流导致输出电压在此区间是非线性的。

图4显示了采用具有传统轨到轨输入级的运算放大器所引起的非线性误差。该曲线显示了有源差分对从PNP对变为NPN对时的交越失真。此区间内的误差摆幅为+4 LSB至−15 LSB。

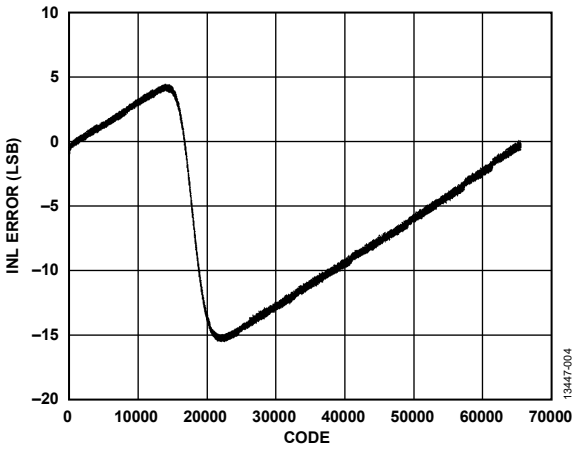


图4. 采用具有传统轨到轨输入级的运算放大器缓冲器时的DAC非线性误差

噪声测量

完整系统的目标0.1 Hz至10 Hz噪声小于14 µV p-p(在V_{OUT}测量)。三个器件的噪声可采用和方根(RSS)方式加总以估算系统总噪声。0.1 Hz至10 Hz噪声值分别为：

- AD5542A：0.134 µV p-p
- ADR4525：1.25 µV p-p
- ADA4500-2(基准电压缓冲器)：2 µV p-p
- ADA4500-2(DAC缓冲器)： 2 µV p-p

以上噪声源的RSS值为3.1 µV p-p。

本电路的实际噪声是利用一个增益为10,000的噪声测量盒并结合一个0.1 Hz至10 Hz滤波器来测量。图5所示为噪声测试设置。

设置中移除了EVAL-SDP-CB1Z系统开发平台(SDP)和SDP-PMD-IB1Z转接板，电源从4.5 V电池获得。

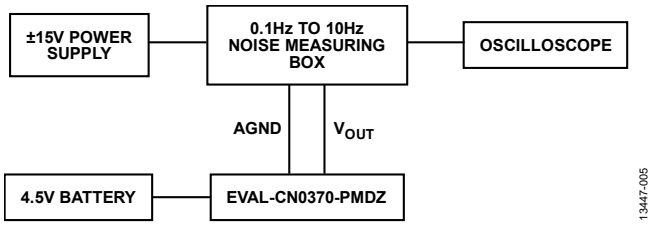


图5. 利用10,000增益测量0.1 Hz至10 Hz噪声的测试设置

在输入短路和连接本电路两种情况下，该盒的噪声输出测量值分别为7.81 µV p-p和9.6 µV p-p，如图6和图7所示。两个系统的噪声无关，因而可用RSS方式加总，系统噪声计算如下：

$$系统噪声 = \sqrt{(9.6)^2 - (7.81)^2} = 5.58\ \mu V\ p\text{–}p$$

对于20 mA的满量程电流，对应的驱动LED的噪声电流为5.58 µV ÷ 124 Ω = 45 nA。

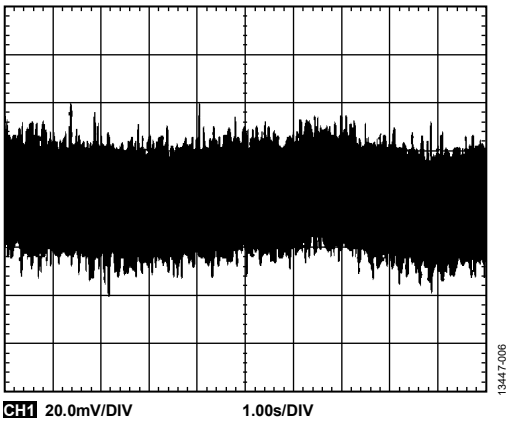


图6. 输入与噪声测量盒短路情况下测得的输出噪声为78.1 mV p-p(折合到输入端为7.81 μV p-p)

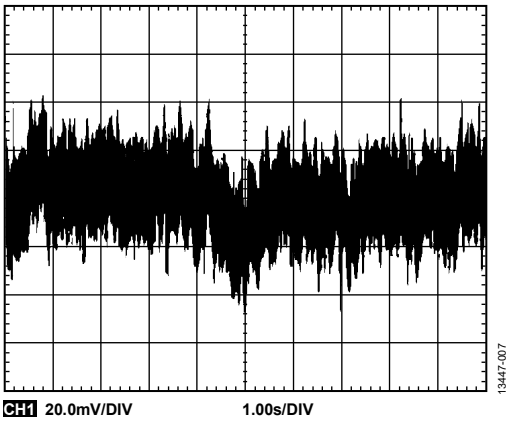


图7. 连接EVAL-CN0370-PMDZ的情况下测得的输出噪声为96 mV p-p(折合到输入端为9.6 μV p-p)

电路板布局考量

应当精心考虑电路板上的电源和接地回路布局。印刷电路板必须将模拟部分与数字部分分离。如果该电路所在系统有多个器件要求模拟地至数字地连接，则只能在一个点上进行连接。所有器件的电源必须通过至少0.1 μF的电容旁路。这些旁路电容必须尽可能靠近器件，电容最好正对着器件。所选0.1 μF电容应当具有低有效串联电阻(ESR)和低有效串联电感(ESL)，例如陶瓷型电容。0.1 μF电容为瞬变电流提供低阻抗接地路径。电源走线必须尽可能宽，以提供低阻抗供电路径。采用适当的布局、接地和去耦技术以实现最佳性能(参见指南MT-031——实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团以及指南MT-101——去耦技术)。

如需包括布局文件、原理图和物料清单在内的完整设计支持包，请访问：www.analog.com/CN0370-DesignSupport。

常见变化

如要求功耗更低的解决方案(速度较低)，请使用ADA4505-1/ADA4505-2/ADA4505-4作为输出缓冲器。ADA4505-1/ADA4505-2/ADA4505-4是微功耗、零交越失真、低输入偏置电流放大器。ADR441和ADR421是提供2.5 V基准电压的合适器件。它们具有高精度和低噪声特性，支持最高18 V的输入电压。

AD5063是一款16位、无缓冲电压输出DAC，支持双电源应用中的双极性供电模式。

电路评估与测试

本电路采用EVAL-CN0370-PMDZ电路板、EVAL-SDP-CB1Z SDP板和SDP-PMD-IB1Z转接板。SDP板和转接板具有120引脚对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0370-PMDZ板通过PMOD连接器J3连接。EVAL-CN0370-PMDZ包含待评估电路，如本电路笔记所述。SDP板和转接板与CN-0370评估软件一同使用，收集EVAL-CN0370-PMDZ电路板的数据。关于软件使用指南，请访问www.analog.com/wiki-CN0370。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista(32位)或Windows 7(32位)PC
- EVAL-CN0370-PMDZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP板
- SDP-PMD-IB1Z转接板
- CN-0370评估软件(从ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0370/下载)
- 电源：6 V壁式电源适配器或EVAL-CFTL-6V-PWRZ
- Agilent 34401A万用表(或等效设备)
- GPIB转USB电缆(仅当在电路上进行线性度测量时需要)

开始使用

下载CN-0370评估软件并将其安装到PC上。

功能框图

图8所示为测试设置的功能框图。

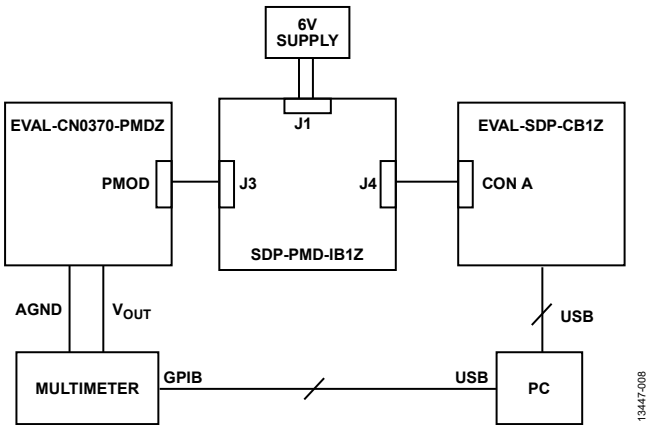


图8. 测试设置功能框图

设置

SDP-PMD-IB1Z转接板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z SDP板上标有CON A的连接器。使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。EVAL-CN0370-PMDZ连接到J3 PMOD连接器。

在断电情况下，将6 V壁式电源连接到J1连接器。SDP板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。此时请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

测试

给转接板通电，然后通过USB电缆将PC连接到SDP板上的微型USB连接器，并启动评估软件。如果Windows**设备管理器**中出现“EVAL-SDP-CB1Z系统开发平台”，软件便能与EVAL-CN0370-PMDZ通信。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP板将数据写入EVAL-CN0370-PMDZ电路评估板。

图9是EVAL-CN0370-PMDZ电路评估板的实物照片。

有关测试设置以及如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN-0370软件用户指南。

有关SDP板的信息，请参阅SDP用户指南(UG-277)。

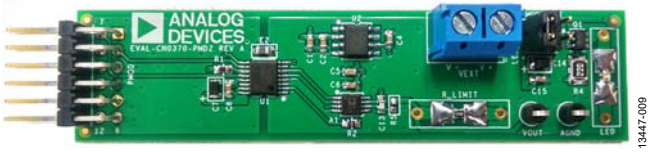


图9. EVAL-CN0370-PMDZ电路评估板

了解详情

CN-0370设计支持包：
www.analog.com/CN0370-DesignSupport

Walt Kester，数据转换手册，第3章和第7章，ADI公司，2005年。

AN-1212应用笔记，在反向模式下利用电流输出DAC构建单电源、低噪声LED电流源驱动器，ADI公司。

电路笔记CN-0348，16位单电源缓冲电压输出数模转换，积分和差分非线性误差小于±1 LSB，ADI公司。

MT-015指南，DAC基本架构II：二进制DAC，ADI公司。

MT-016指南，DAC基本架构III：分段DAC，ADI公司。

MT-031指南，实现数据转换器接地并解开AGND和DGND的谜团，ADI公司。

MT-035教程，运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题，ADI公司。

MT-101指南，去耦技术，ADI公司。

数据手册和评估板

AD5542A数据手册

ADA4500-2数据手册

ADR4525数据手册

修订历史

2015年9月—修订版0： 初始版

电路笔记
CN-0373

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0373。

连接/参考器件	
ADM3252E	2.5 kV信号和电源隔离式双通道RS-232线路驱动器/接收机
ADM2587E	2.5 kV信号和电源隔离、±15 kV ESD保护、全/半双工RS-485收发机
ADuM3160	全速/低速2.5 kV USB数字隔离器
ADuM3070	2.5 kV集成反馈功能的隔离式开关调节器
ADP190	逻辑控制的高端电源开关
ADP7102	20 V、300 mA低噪声CMOS LDO

隔离式USB转隔离式RS-485/隔离式RS-232接口

评估和设计支持

电路评估板

CN-0373电路评估板(EVAL-CN0373-EB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路提供使用广泛的USB总线与RS-485或RS-232总线之间的完全隔离连接。信号和电源隔离确保USB设备与工业总线或调试端口之间实现安全接口，允许监控TIA/EIA-485/232总线流量，并且便于向未配备RS-485或RS-232端口的PC发送命令或从该PC接收命令。

本电路中的隔离能提供电气线路浪涌保护并断开总线和数字引脚之间的接地连接，增加系统安全性和鲁棒性，进而消除系统中可能存在的接地环路。

在工业和仪器仪表应用中，TIA/EIA RS-485总线标准是使用最广泛的物理层总线设计标准之一。RS-485提供多个系统之间的差分数据传输，这些系统通常相距很远。相比RS-232标准，RS-485通信可通过差分通信方式提供额外的鲁棒性。

TIA/EIA RS-232器件广泛用于工业机器、网络设备和科研仪器中。在现代个人电脑中(个人电脑经常用来调试网络问题)，大部分外设接口已经采用USB代替RS-232，并且很多电脑不再配备RS-232端口。图1中的电路为RS-232和RS-485接口提供鲁棒而紧凑的解决方案。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

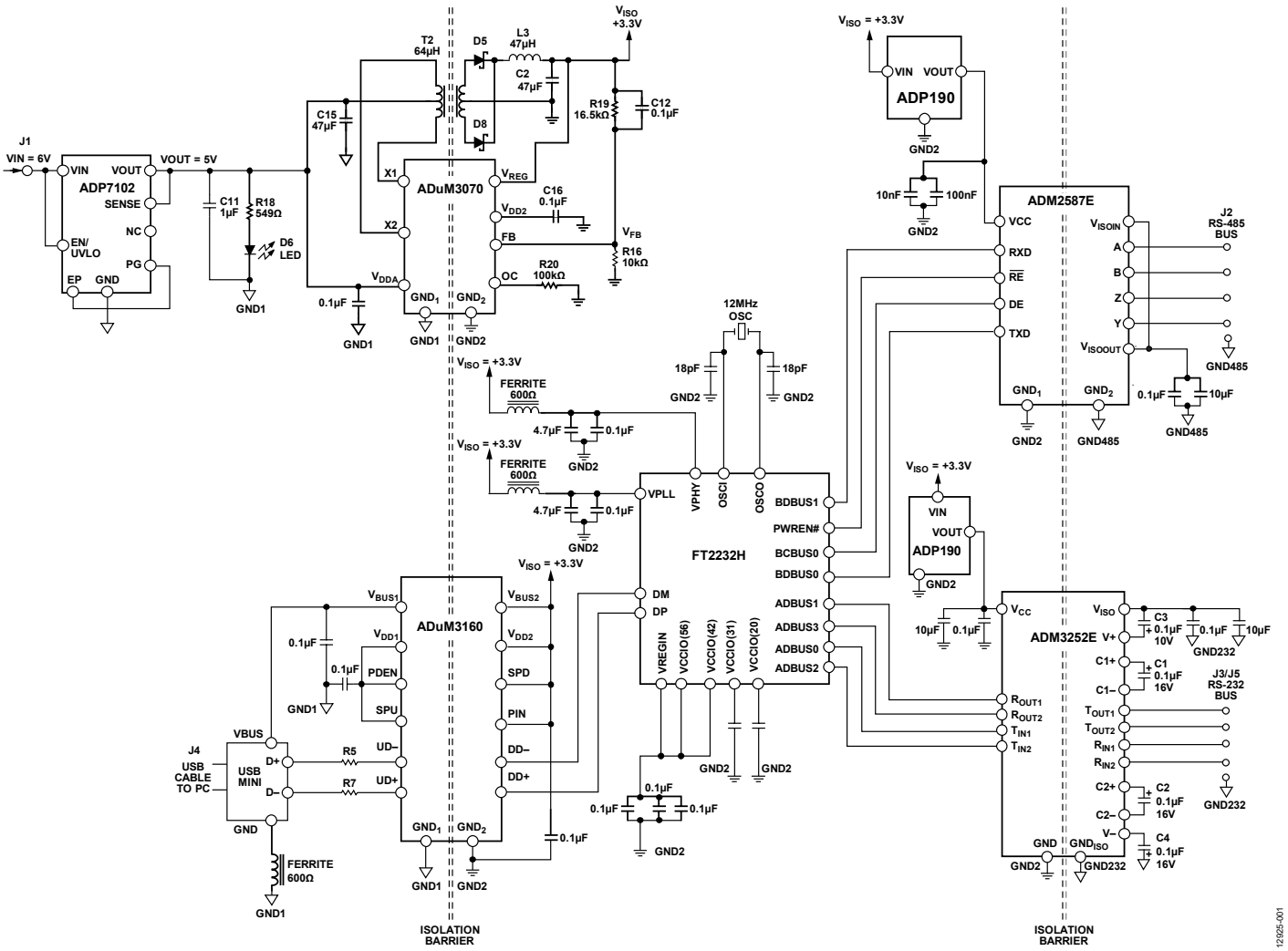


图1. 隔离式USB转FTDI隔离式RS-232/隔离式RS-485电路(原理示意图，未显示所有连接)

电路描述

图1中的电路提供完全符合TIA/EIA-485/232标准、高度集成且鲁棒隔离性能的收发机。ADM3252E 2.5 kV rms隔离式RS-232和ADM2587E 2.5 kV rms隔离式RS-485解决方案是业界尺寸最小的解决方案。ADuM3160提供市场领先的USB端口2.5 kV rms隔离，可轻松实现与低速和全速USB兼容外设的集成。FTDI FT2232H(USB至UART转换器)能为通过UART转RS-485或RS-232总线端口进行传输提供方便。

TIA/EIA RS-232器件广泛用于工业机器、网络设备和科研仪器中。RS-485的应用包括：过程控制网络、工业自动化、远程终端、楼宇自动化(例如，暖通空调(HVAC)、保安系统)、电机控制和运动控制。

在这些实际的系统中，雷击和电源波动会通过产生较大瞬变电压对通信端口造成损害。图1电路的隔离可针对这些电气线路浪涌提供保护，增加系统安全性。

图2. EVAL-CN0373-EB1Z板

图2显示隔离式USB转FTDI隔离式RS-232/隔离式RS-485电路的照片。如有需要，该电路可实现USB端口至RS-485和RS-232端口的同步发送，也可仅发送一个端口。

ADuM3160提供USB总线D+和D−输入端数据信号到FTDI FT2232H(USB至UART转换器)的2.5 kV rms数字隔离。隔离式USB输出DD−和DD+信号分别连接FTDI的DM和DP引脚。FTDI FT2232H可通过UART转RS-232/RS-485接口发送数据，具体取决于所选PC虚拟COM端口(VCP)。ADuM3160通过USB电缆连接提供V_{BUS1}电源。ADuM3070提供稳压隔离电源。ADuM3070的电源(+6 V)和接地通过J1管式插口连接器相连。ADuM3160 V_{BUS2}引脚采用ADuM3070的3.3 V隔离电源供电。ADuM3070 3.3V输出还为ADM3252E 2.5 kV rms隔离式RS-232和ADM2587E 2.5 kV rms隔离式RS-485收发机提供主电源。

ADM2587E 2.5 kV rms隔离式RS-485收发机是业界领先的信号和电源隔离解决方案。该收发机可在3.3 V或5 V下工作。数据通过TxD引脚发送，通过RxD引脚接收。驱动器和接收器的输出都可使能或禁用，即通过改变DE和$\overline{RE}$引脚上的相应逻辑电平，进入高阻抗状态。

FTDI输出引脚BDBUS0连接ADM2587E的TxD数据输入引脚。FTDI输出引脚BCBUS0、PWREN#和BDBUS1分别连接ADM2587E的DE、$\overline{RE}$和RxD输入引脚。DE和$\overline{RE}$引脚状态还可通过LK1和LK2跳线配置。对每条链路而言，位置A连接逻辑引脚至3.3 V，位置B连接逻辑引脚至GND，位置C连接逻辑引脚至FTDI输出引脚。

ADM2587E可通过A、B、Y和Z RS-485输入/输出发送和接收总线数据。RS-485总线电缆可通过J2五路连接器连接。断开LK5和LK6跳线连接可将ADM2587E置于全双工配置下，在该配置下数据可通过Y和Z引脚发送，并通过A和B引脚接收。连接LK5和LK6跳线可将ADM2587E输入/输出置于半双工配置下，在该配置下仅能发送或接收总线数据，不能同时收发。

ADM3252E是一款高速、2.5 kV、完全隔离、双通道RS-232/V.28收发机，采用3.3 V或5 V单电源供电。RS-232接口支持全双工通信，通过J5五路连接器或J3连接器为CTS和RTS提供硬件握手。J3提供RS-232电缆连接器，用来连接工业设备。

ADM3252E发射机输入(T_{INx})支持从FTDI的ADBUS0和ADBUS2引脚输出的FTDITTL/CMOS输入电平。T_{Inx}输入反转并跨越隔离栅耦合，然后作为EIA/TIA-232E总线信号通过J3或J5连接器发送。ADM3252E接收机输入(R_{INx})支持来自J3或J5连接器的EIA/TIA-232E信号电平。R_{Inx}输入反转并跨越隔离栅耦合至R_{OUTx}引脚。R_{OUTx}引脚连接FTDI的ADBUS1和ADBUS3输入。

使用两个独立的ADP190电路作为软启动电路，并在FTDI FT2232H完全上电后为ADM2587E和ADM3252E供电。跳线LK7通过74AHC1G14W5-7逆变器将FTDI FT2232H PWREN#引脚连接至ADP190电路的EN引脚。ADP190 EN引脚必须为高电平才能开启电源开关；驱动EN至低电平可关闭电源开关。连接位置A的LK7(位置B断开连接)表示ADP190 EN引脚始终为高电平/使能。连接位置B的LK7(位置A断开连接)表示ADP190 EN引脚通过PWREN#反转信号触发。

FTDI FT2232H数据手册提供RS-232通信的引脚功能完整列表。LK3和LK4跳线支持RS-232握手选项。LK3连接时，ADBUS4 (DTR#)连接到ADBUS5 (DSR#)。LK4连接时，ADBUS4 (DTR#)连接到ADBUS6 (DCD#)。

电路评估与测试

在J1管式插口连接器上施加6 V电压，为EVAL- CN0373-EB1Z板供电。可在ADP7102稳压器输出端的VCC_REG测试点上检查该电压。ADP7102输出电压测量值应当为5 V。5 V电压路由至ADuM3070和T2变压器，然后为RS-485、RS-232和FTDI电路提供3.3 V电源输出。检查ISO_VCC测试点，该点处的测量电压应当为3.3V。

通过将RS-232和RS-485输出连接至ADI ezLINX™ *i*Coupler®隔离接口开发环境板，可测试完整的发送和接收路径。此外，还可通过Tera Term开源终端仿真程序执行USB转RS-232/RS-485发送测试。如有需要，该电路可实现USB端口至RS-485和RS-232端口的同步发送，也可仅发送一个端口。

使用USB电缆连接笔记本电脑/PC与J4连接器。将示波器探针与ADM3252E收发机旁边的ISOTxD测试点相接，如图3所示。打开PC应用软件，选择**COM5**，然后单击**OK(确定)**，如图4所示。

单击**File(文件)**菜单下的**Send(发送)**按钮，载入待发送的RS-232数据。选择用于连续测试传输的大数据尺寸文件并单击**Send(发送)**，如图5所示。

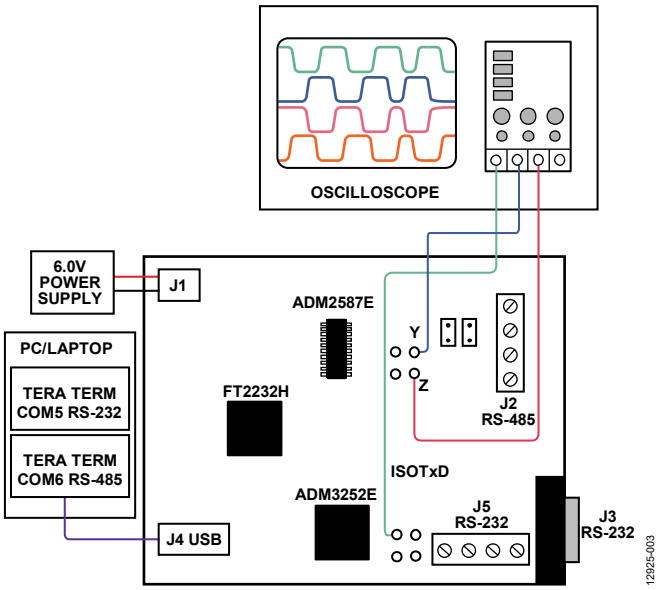


图3. EVAL-CN0373-EB1Z板测试设置

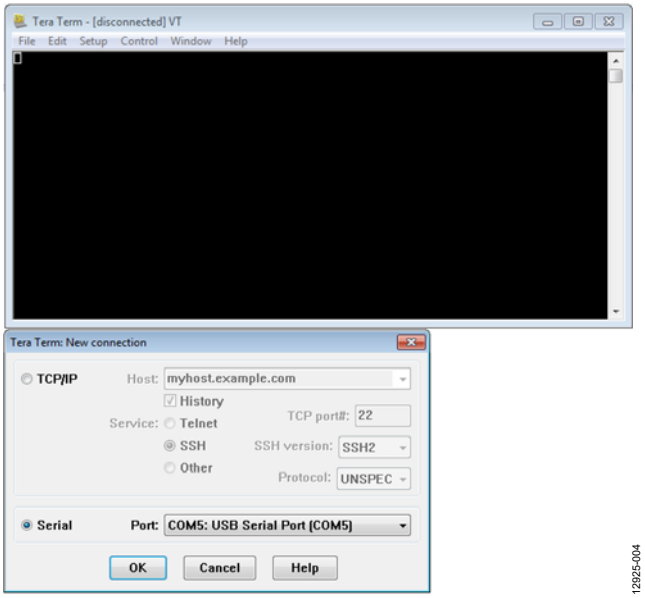


图4. 用于向EVAL-CN0373-EB1Z板上的RS-232端口进行USB传输的Tera Term COM5

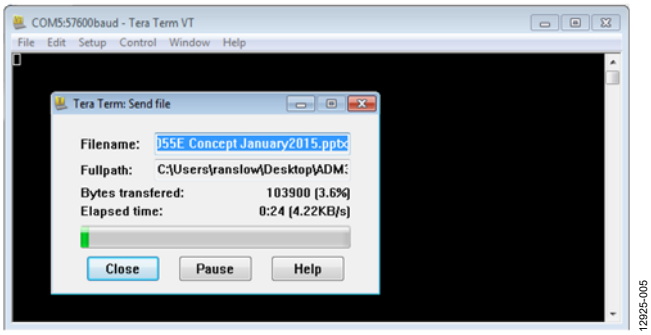


图5. 用于向EVAL-CN0373-EB1Z板上的RS-232端口进行USB传输的Tera Term COM5数据

用探针探测EVAL-CN0373-EB1Z板上的ISOTxD测试点，通过示波器观察隔离式RS-232信号(见图6)。

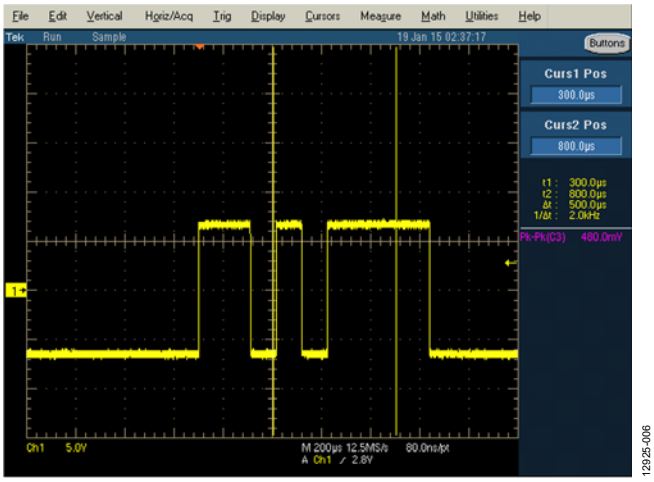


图6. EVAL-CN0373-EB1Z板上RS-232端口的ISOTxD信号

可针对ADM2587E收发机执行类似的测试。使用USB电缆连接笔记本电脑/PC与J4连接器。将示波器探针与ADM2587E收发机旁边的Y和Z测试点相接，如图3所示。打开第二个Tera Term仿真器窗口，选择**COM6**用于RS-485传输，如图7所示。

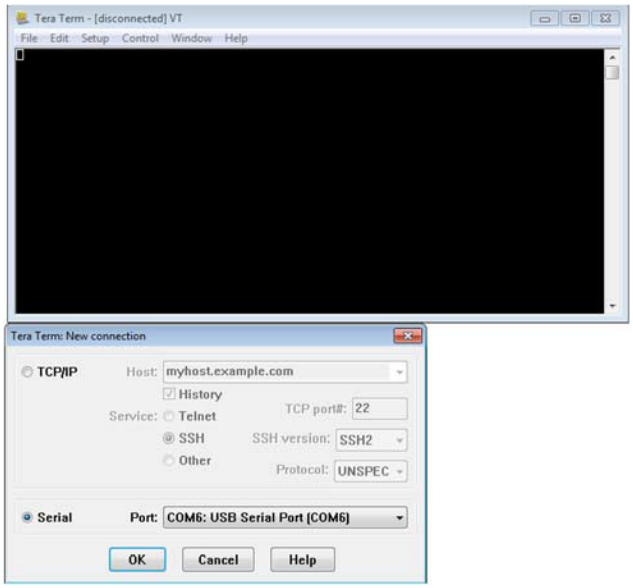


图7. 用于向EVAL-CN0373-EB1Z板上的RS-485端口进行USB传输的Tera Term COM6

单击**File(文件)**菜单下的**Send(发送)**按钮，载入待发送的RS-485数据。选择用于连续测试传输的大数据尺寸文件并单击**Send(发送)**，如图8所示。

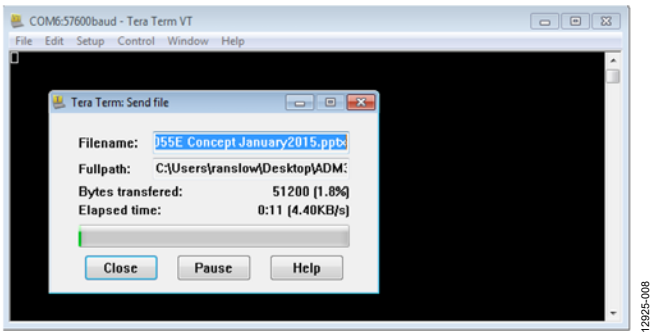


图8. 用于向EVAL-CN0373-EB1Z板上的RS-485端口进行USB传输的Tera Term COM6数据

用探针探测Y和Z测试点，通过示波器观察隔离式RS-485信号；或者使用示波器的Y – Z数学函数观察差分总线信号，如图9所示。

图9. EVAL-CN0373-EB1Z板上RS-485端口的Y – Z数学波形

了解详情

CN-0373设计支持包：
www.analog.com/CN0373-DesignSupport

ezLINX™ *i*Coupler®隔离接口开发环境、ezLINX板快速入门指南。

Marais，Hein。AN-960应用笔记：RS-485/RS-422电路实施指南。ADI公司。

Clark，Sean和Ronn Kliger。AN-740应用笔记： RS-232应用中的*i*Coupler®隔离。ADI公司。

UG-400用户指南：ezLINX™ *i*Coupler®隔离接口开发环境。ADI公司。

数据手册和评估板

ADM2587E数据手册

ADM3252E数据手册

ADuM3160数据手册

ADuM3070数据手册

ADP190数据手册

ADP7102数据手册

ezLINX™ *i*Coupler®隔离接口开发环境(EZLINX-IIIDE-EBZ)

修订历史

2015年4月—修订版0： 初始版

电路笔记
CN-0376

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0376。

连接/参考器件	
AD7124-4	集成PGA和基准电压源的8通道、低噪声、低功耗24位Σ-Δ型ADC
ADuM5010	2.5 kV rms、隔离式DC/DC转换器
ADuM1441	微功耗四通道数字隔离器
ADP2441	36 V、1 A同步降压DC-DC稳压器

适合PLC/DCS应用的通道间隔离温度输入(热电偶/RTD)

评估和设计支持

电路评估板

CN-0376电路评估板(EVAL-CN0376-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件和物料清单

电路功能与优势

图1所示电路提供一个双通道、通道间隔离的热电偶或RTD输入，适用于可编程逻辑控制器(PLC)和分布式控制系统(DCS)。该高集成度设计采用低功耗、24位、Σ-Δ型模数转换器(ADC)，带有丰富的模拟和数字特性，无需额外的信号调理IC。

每个通道可接受热电偶或RTD输入。整个电路采用标准24 V总线电源供电。各通道的大小仅有27 mm × 50 mm。

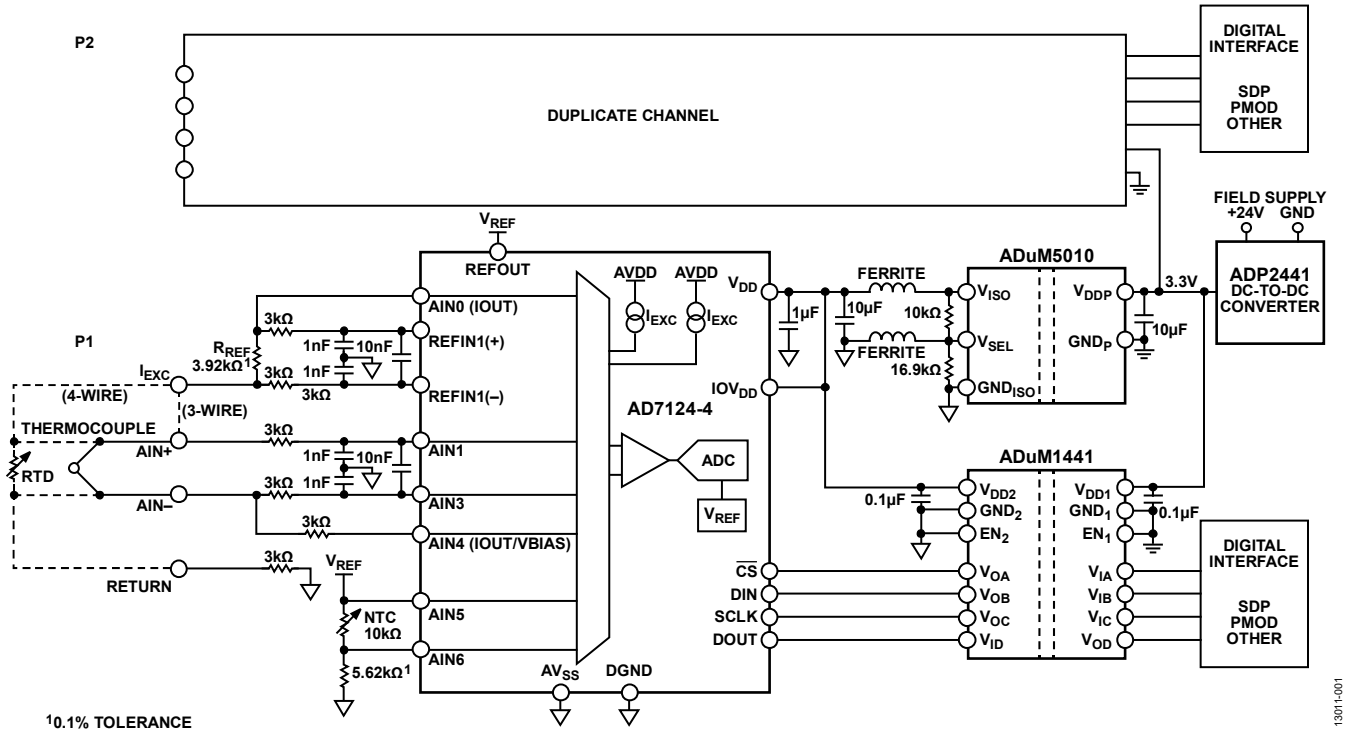


图1. PLC/DCS通道间隔离温度输入(原理示意图：未显示去耦和所有连接)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

AD7124-4 24位Σ-Δ型ADC集成可编程增益阵列(PGA)和基准电压源，为灵活地连接热电偶或RTD传感器提供完整的特性组合。其特性包括片内基准电压源、可编程增益阵列、激励电流、偏置电压发生器以及提供增强50 Hz和60 Hz抑制选项的灵活滤波。AD7124-4采用5 mm × 5 mm小型LFCSP封装，因而非常适合空间为重要考虑因素的通道间隔离设计。它还包括多个可供用户使用的诊断功能。

ADuM5010隔离式DC/DC转换器通过集成的*iso*Power®技术提供3.3 V隔离电源。ADuM1441用于隔离AD7124-4的串行外设接口(SPI)。AD7124-4微功耗隔离器空闲时每通道的功耗仅4.8 μA，能效非常高。

ADP2441是36 V降压DC-DC稳压器，采用工业标准24 V电源，具有宽输入电压容差。ADP2441用于将输入电压降至3.3 V，从而为所有控制器侧电路供电。

系统概述

通道间隔离在自动化系统中极具优势，因为特定输入通道的故障不会影响系统中的其它通道。然而，通道间隔离输入模块给设计提出了重大挑战，具体表现在复杂度、空间限制和系统成本这些方面。

热电偶或RTD输入是工业自动化系统的常用输入，因此，设计一个能够处理两者的温度输入模块很有用。这种灵活性最大程度地减少了两种输入模块的设计工作，而且为模块用户提供了灵活性。

AD7124-4显著降低了设计复杂度，提供一个片上系统，能够执行热电偶和RTD传感器所需的全部测量功能。

图1所示电路的每个通道大小仅有27 mm × 50 mm，若在印刷电路板(PCB)两面贴放器件，则上述面积可进一步缩小。之所以能实现如此小的尺寸，是因为AD7124-4采用5 mm × 5 mm小型LFCSP封装，并且集成了几乎所有必需的功能，除了隔离以及附加前端滤波和保护之外。用于数据和电源隔离的隔离电路仅占用87 mm²，最小合并宽度为12.5 mm。

端子连接

图2显示了两个输入通道各自的端子连接。这些引脚对应于硬件中的P1和P2(见图1)。热电偶以及2/3/4线RTD连接如图所示。

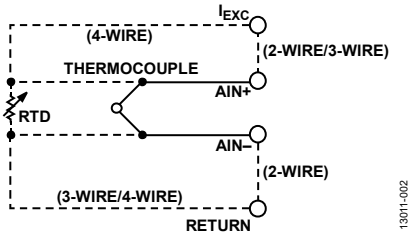


图2. 前端滤波和电路(简化图)

输入滤波

如图3所示，输入共模噪声滤波由R1、C1和R2、C2实现，截止频率约为50 kHz。差分噪声滤波由R1、R2和C3实现，截止频率约为2.5 kHz。务必以Σ-Δ调制器频率(全功率模式下为307 kHz)滤除任何干扰，这点特别重要。建议调整这些滤波器的截止频率以满足系统带宽要求，共模滤波器的截止频率约为差分滤波器截止频率的10倍。

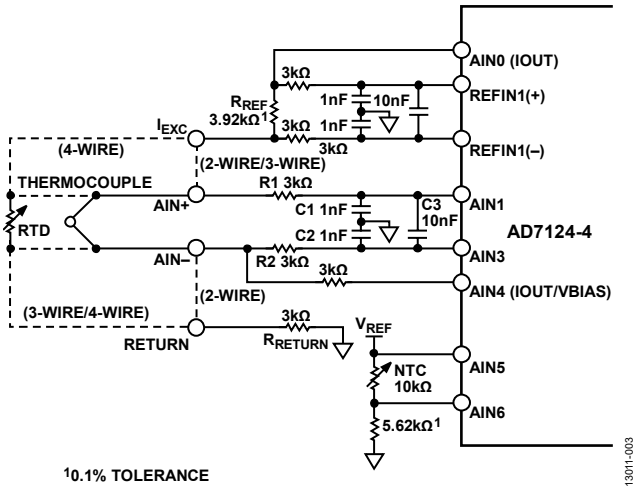


图3. 前端滤波和电路(简化图)

输入保护

为保护输入不受过压状况影响，AD7124-4的每个输入路径上都放置了3 kΩ电阻。此电阻值将30 V DC过压产生的电流限制在10 mA以下。

考虑30 V电压连接在AIN+和AIN−之间的情况。从AIN+朝里看，30 V电压看到R1 (3 kΩ)，之后是内部ESD保护二极管，再后面是从AIN3朝外看到的3 kΩ电阻与从AIN4朝外看到的3 kΩ电阻并联。忽略内部ESD保护二极管，AIN+与AIN−之间的总电阻为3 kΩ + 3 kΩ||3 kΩ = 4.5 kΩ。因此，流经AD7124-4的电流限值为30 V ÷ 4.5 kΩ = 6.7 mA。

RTD输入

图1所示电路可连接到2线、3线或4线RTD。最大可测量3.92 kΩ电阻，因此它适用于Pt100和Pt1000 RTD。使用电流激励，电阻测量为RTD与3.92 kΩ精密基准电阻(R_{REF})之间的比率式测量结果。如图3所示，RTD测量在AIN1和AIN3之间进行，REFIN1+和REFIN1−用作测量的基准输入。激励电流设置如下：

- 2线模式：仅AIN0上的激励有效，设置为250 μA。
- 3线模式：AIN0和AIN4上的激励电流均有效，各设置为100 μA。
- 4线模式：仅AIN0上的激励有效，设置为250 μA。

使用高端电流检测技术。对于较低的RTD引线电阻值，此技术可降低3线模式下电流失配的影响。有关3线RTD配置的更多信息，参见电路笔记CN-0383。

基准电阻(R_{REF})选择为3.92 kΩ，最高支持850°C的Pt1000 RTD测量(850°C时RTD电阻为3.9048 kΩ)。R_{REF}的值必须根据RTD的最大预期电阻来选择。R_{REF}电阻的精度直接影响测量精度，因此，必须使用精密、低漂移电阻。

4线模式下，激励电流必须设置为250 μA，3线模式下设置为100 μA。对于4线模式，假设RTD值为3.92 kΩ。来自AIN0的激励电流流经$R_{REF} + R_{RTD} + R_{RETURN}$ = 3.92 kΩ + 3.92 kΩ + 3 kΩ = 10.84 kΩ。因此，AIN0处的电压等于250 μA × 10.84 kΩ = 2.71 V。AD7124-4指定激励电流输出端的输出顺从电压为AV_{DD} − 0.35 V，即3.3 V − 0.35 V = 2.95 V。因为2.95 V > 2.71 V，所以即使对于最大RTD电阻，250 μA激励电流也能正常工作。

有关4线RTD配置的更多信息，参见电路笔记CN-0381。

在3线模式下，来自AIN4的引脚补偿激励电流也会流经3 kΩ返回电阻，在AIN0处产生一个附加电压：250 μA × 3 kΩ = 0.75 V。因此，AIN0处的总电压等于2.71 V + 0.75 V = 3.46 V，这违反了裕量要求。所以，在3线模式下，各激励电流必须降至100 μA以提供足够的裕量。

PGA增益可用来提高测量分辨率。对于Pt100 RTD，建议使用8倍增益(因为Pt100值比Pt1000值小10倍)。

为实现所需精度，RTD本身必须由主机控制器通过软件进行线性化，参见电路笔记CN-0383。

热电偶测量

如图3所示，热电偶连接在AIN+和AIN−端子之间。AIN4引脚为热电偶提供3.3 V ÷ 2 = 1.65 V的偏置电压。热电偶电压在AIN1和AIN3之间测量，因为热电偶信号非常小，通常推荐使用32倍或64倍的PGA增益。

冷结补偿使用10 kΩ NTC热敏电阻。基准电压激励V_{REF}从REFOUT获得，并且串联一个精密低漂移5.62 kΩ电阻接地。NTC电阻值可以通过下式计算：

$$R_{NTC} = \frac{V_{NTC}}{V_{REF} - V_{NTC}} \times 5.62\ \text{k}\Omega$$

其中：

V_{NTC}为AIN1和AIN3之间测得的电压。

V_{REF}为AD7124-4 REFOUT提供的基准电压。

端子板与NTC温度传感器之间的温度差会直接影响热电偶输入的温度读数。因此，NTC热敏电阻必须尽可能靠近端子板放置，使热耦合最大。

为实现所需精度，热电偶和NTC必须由主机控制器通过软件进行线性化，参见电路笔记CN-0384。

诊断

AD7124-4提供多种系统级诊断功能，包括：

- 基准电压检测
- 输入过压/欠压检测
- SPI通信的CRC
- 存储器映射的CRC
- SPI读/写检查

这些诊断功能对输入通道中可能发生的故障实现了高水平覆盖。

隔离

数据通道利用四通道微功耗隔离器ADuM1441隔离，能效很高。ADuM1441采用5 mm × 6.2 mm、16引脚小型QSOP封装(30 mm^2)。

ADuM5010是一款完整的隔离开发转换器，利用*iso*Power技术为电路提供电源隔离。ADuM5010采用7.4 mm × 7.5 mm、20引脚小型SSOP封装(56.25 mm^2)。

图4所示为ADuM5010电路详情。电源副边使用铁氧体磁珠来抑制潜在的电磁干扰(EMI)辐射。铁氧体磁珠(Murata BLM18HK102SN1)专门针对100 MHz至1 GHz的高阻抗而选择。还使用了10 µF和0.1 µF去耦电容。铁氧体磁珠和电容均通过短走线连接到ADuM5010引脚，以使寄生电感和电阻最小。

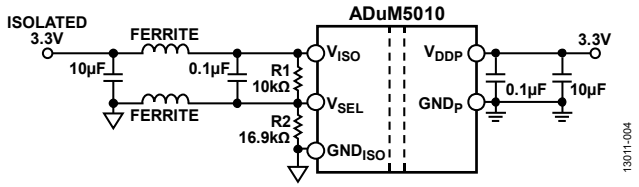


图4. 带铁氧体磁珠和去耦电容的isoPower电路

拼接电容已维持最小面积，因为铁氧体磁珠已大幅降低辐射。ADuM5010电源、GND引脚和铁氧体磁珠之间的PCB区域应消除任何接地层或走线，以尽量减少高频噪声容性耦合到接地层。有关控制*iso*Power器件辐射的更多信息，参见AN-0971应用笔记。

根据ADuM5010数据手册选择R1和R2反馈电阻以选用3.3 V输出。

每通道功耗

ADuM5010由控制器侧电源供电，典型功耗为3.3 mA。ADuM5010满载时的效率仅为27%，因此，尽量减少现场侧的电流消耗会对通道的能效产生重大影响。

AD7124-4功耗约为994 µA(全功率模式、增益 = 32、TC偏置、诊断和内部基准电压源使能)。利用中功率或低功耗模式可以显著降低AD7124-4的功耗。

对于ADuM1441，空闲时现场侧总功耗约为7.2 µA，以2 Mbps工作时为552 µA。如果接口在1/8的时间里有效，则ADuM1441的总功耗为(552 µA × 0.125) + (7.2 µA ×0.875) = 75.3 µA。

当以全功率模式工作、增益为32、内部基准电压源和TC偏置使能时，一个输入通道的实测功耗为7.9 mA(来自控制器侧3.3 V电源)。

电源电路

评估板由4.5 V至36 V直流电源供电，利用板上开关稳压器向系统提供3.3 V电源，如图5所示。EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)板为数字接口提供经调节的3.3 V电压。

ADP2441包括可编程软启动、调节输出电压、开关频率和电源良好指示等特性。这些特性通过外部小型电阻和电容编程。ADP2441还包括多种保护特性，如带迟滞的欠压闭锁(UVLO)、输出短路保护和热关断等。

300 kHz开关频率可使ADP2441的效率最高。由于ADP2441的开关频率非常高，建议使用低磁芯损耗、低EMI的屏蔽铁氧体磁芯电感。

在图5所示电路中，开关频率通过294 kΩ外部电阻设置为约300 kHz。22 µH电感值(Coilcraft LPS6235-223MLC)是利用可下载的ADP2441降压调节器设计工具选择的。此工具可根据所需的工作条件(4.5 V至36 V输入、3.3 V输出、1 A输出电流)选择最佳的元件值。选择1 A电流是为了给主机控制器侧的其它电路供电(若需要)。

有关EVAL-CN0376-SDPZ电路评估板的完整文档，包括原理图、装配图、布局文件、Gerber文件和物料清单，请参阅www.analog.com/CN0376-DesignSupport。

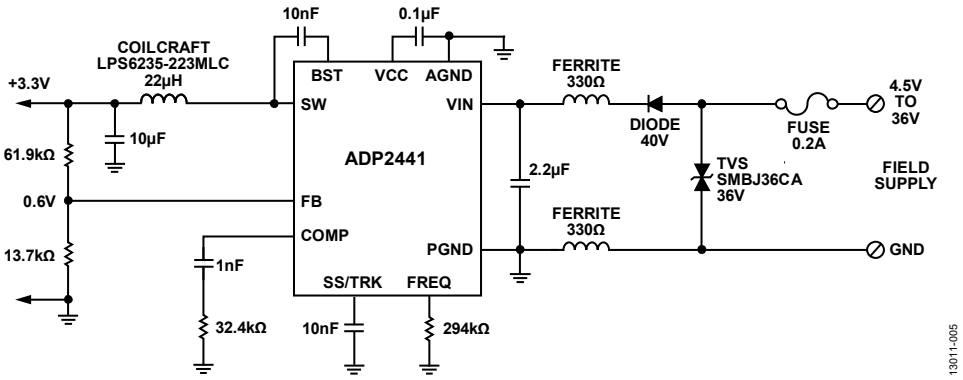


图5. 电源电路(原理示意图，未显示所有连接)

测试结果

关于热电偶、3线和4线RTD电路的详细性能分析，参见电路笔记CN-0381、电路笔记CN-0383和电路笔记CN-0384，其中给出了深入分析和测量结果。

图6给出了EVAL-CN0376-SDPZ的直方图，采用25 SPS后置滤波器，AIN+短接AIN−，增益为32，TC偏置使能。数据对应于17.85位无噪声分辨率。

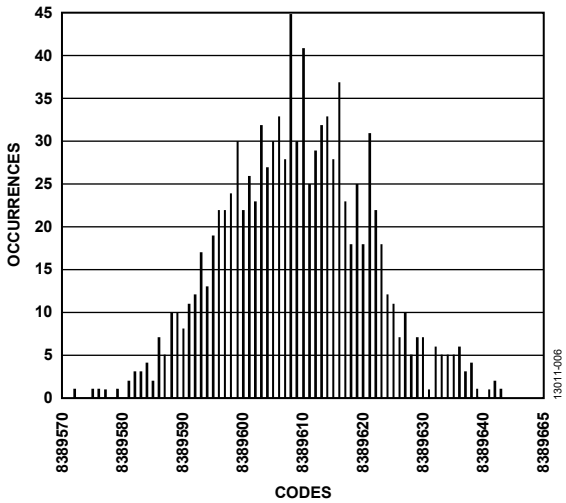


图6. AIN+和AIN-输入短接时的代码直方图
(选择25 SPS后置滤波器、增益 = 32、TC偏置使能)

常见变化

如果需要更多通道，可以使用AD7124-8。AD7124-8有8个差分输入或16个单端输入。AD7792也可作为低成本选项加以考虑，不过其特性较少，性能较低。

ADuM3151等SPIsolator™可作为数据隔离选项，其最高支持17 MHz SPI传输，并且内置三个通用低速隔离通道。

图1所示电路使用NTC热敏电阻进行冷结补偿。另一个选项是使用ADT7320数字温度传感器，其精度为0.25°C。(参见电路笔记CN-0172)。

电路评估与测试

图1所示电路采用EVAL-CN0376-SDPZ评估板和EVAL-SDP-CB1Z SDP控制板。

EVAL-CN0376-SDPZ评估板具有PMOD兼容接头，支持与外部控制板集成。

CN-0376评估软件与SDP板通信，以便配置EVAL-CN0376-SDPZ评估板并从其中捕捉数据。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口的Windows® Vista(32位)或Windows 7(32位)PC
- EVAL-CN0376-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP控制板
- CN-0376评估软件
- 精密电压和电阻源，或热电偶、RTD仿真器
- 电源： 4.5 V至36 V dc(100 mA)

开始使用

从ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0376/下载CN-0376评估软件，然后安装。按照屏幕提示安装并使用该软件。更多信息参见CN-0376软件用户指南。

测试设置功能框图

图7所示为测试设置的功能框图。

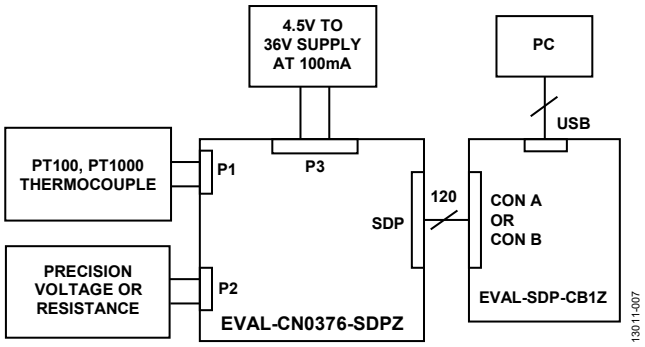


图7. 测试设置功能框图

设置

EVAL-CN0376-SDPZ评估板通过120引脚对接连接器连接EVAL-SDP-CB1Z SDP板，两个板上均有这种连接器。CN-0376评估软件和SDP板支持用PC分析数据。

对P3连接器施加一个4.5 V到36 V(标称值24 V)范围内的电压。务必将P8跳线设为EXT(默认)，以便通过P3电源为电路板供电。

外部控制器也可用来与评估板通信(通过PMOD接头进行SPI通信)，以及为评估板供电。若需要，可将P8跳线设为VCC_PMOD，以便通过PMOD连接器为评估板提供3.3 V电源。

精密电压和电阻源可用作模拟前端的输入，从而评估系统性能。也可使用热电偶或RTD仿真器。

图8显示了EVAL-CN0376-SDPZ电路评估板的实物照片。

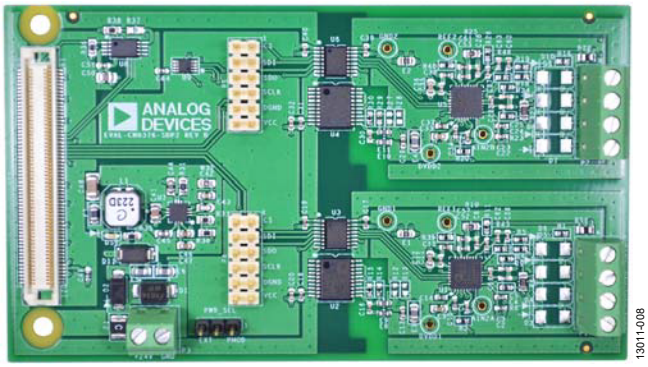


图8. EVAL-CN0376-SDPZ电路评估板照片

了解详情

CN-0376设计支持包：
www.analog.com/CN0376-DesignSupport

SDP-B用户指南

CN-0376软件用户指南

Matthew Duff和Joseph Towey，两种简单、精确、灵活的热电偶温度检测方法，Analog Dialogue 44-10，Analog Devices

Mark Cantrell，应用笔记AN-0971，isoPower器件辐射控制建议，Analog Devices

Walt Kester，《传感器信号调理》第7章“温度传感器”，Analog Devices，1999年

Mary McCarthy，应用笔记AN-615，峰峰值分辨率与有效分辨率，Analog Devices

Donal McNamara，应用笔记AN-892，温度测量原理及实用技术，Analog Devices

Mike Looney，应用笔记AN-0970，使用ADuC706x微控制器实现RTD接口和线性化，Analog Devices

Mark Cantrell，技术文章MS-2644，超低功耗开启高速隔离应用之门，Analog Devices.

MT-031指南，实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团，Analog Devices

MT-101指南，去耦技术，Analog Devices

电路笔记CN-0172，精度为0.25°C的3通道热电偶温度测量系统，Analog Devices

电路笔记CN-0206，耗用电流小于500 μA的热电偶温度测量系统，Analog Devices

电路笔记CN-0209，适合过程控制应用的完全可编程通用模拟前端，Analog Devices

电路笔记CN-0325，使用4引脚或6引脚端子板的PLC/DCS通用模拟输入，Analog Devices

电路笔记CN-0381，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式4线RTD测量系统，Analog Devices

电路笔记CN-0382，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的隔离式4 mA至20 mA/HART温度和压力工业变送器，Analog Devices

电路笔记CN-0383，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式3线RTD测量系统，Analog Devices

电路笔记CN-0384，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式热电偶测量系统，Analog Devices

数据手册和评估板

CN-0376电路评估板(EVAL-CN0376-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7124-4数据手册

ADuM1441数据手册

ADuM5010数据手册

ADP2441数据手册

修订历史

2015年7月—修订版0： 初始版

电路笔记
CN-0387

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0387。

连接/参考器件	
ADL6010	快速响应、45 dB范围、0.5 GHz至43.5 GHz包络检波器
AD7091R	1 MSPS、超低功耗、12位ADC，采用10引脚LFCSP和MSOP封装
HMC547	GaAs MMIC、SPDT、非反射式开关，DC至28 GHz

免校准回损测量系统

评估和设计支持

电路评估板

CN-0387回损测量评估板(EV-VSWR-SDZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路可以准确测量无线发射器中的回损，测量范围为1 GHz至28 GHz，无需系统校准。

设计在单电路板上实现，采用一个非反射式RF开关、一个微波RF检波器和一个12位精密模数转换器(ADC)。为了在尽可能宽的频率范围内评估电路，采用了一个带SMA连接器的双端口定向耦合器，而非窄带表贴式定向耦合器。

电路可测量最高达20 dB的回损，输入功率范围为25 dB(在较小的输入功率范围内，可以测量超过20 dB的回损)。

电路的一个独有特点是可以利用来自RF检波器的数字化电压的一个简单比值来计算回损，因而无需系统校准。

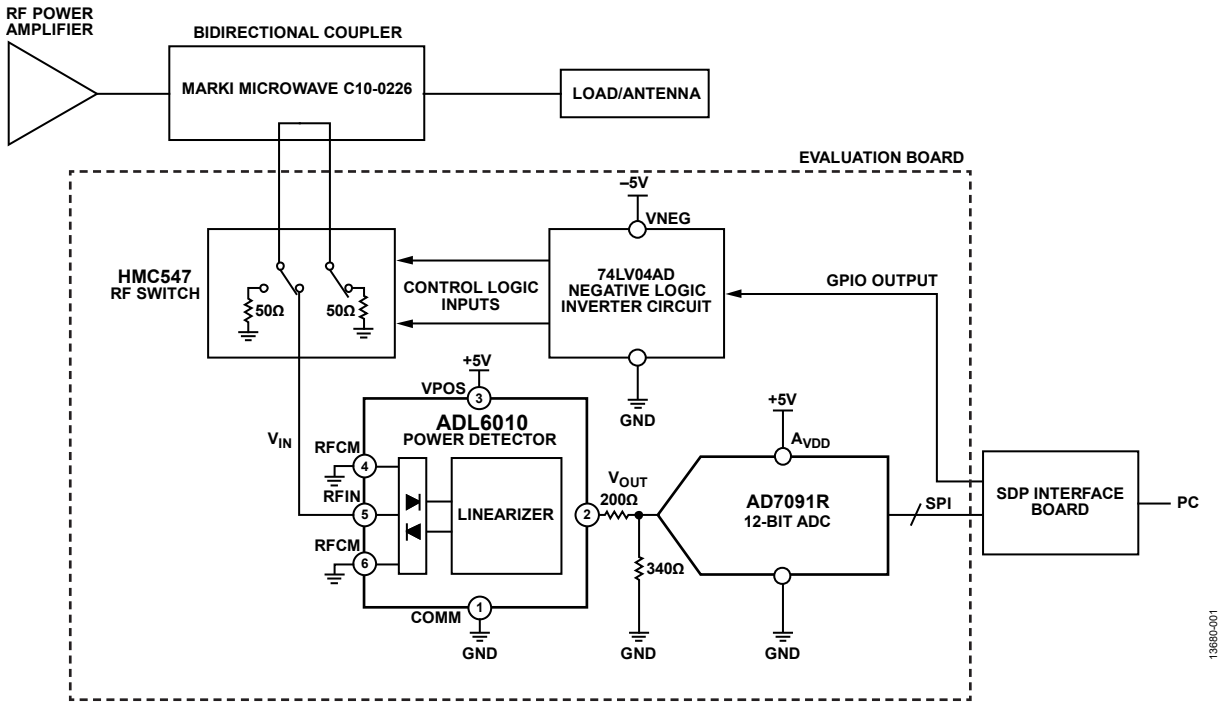


图1. 电压驻波比(VSWR)评估板测量设置(未显示全部连接和去耦)

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

使一个在1 GHz至28 GHz范围内的RF信号通过一个RF耦合器(Marki Microwave C10-0226)，馈送至一个匹配的50 Ω负载或天线，如图1所示。正向和反向耦合端口连接至HMC547，后者为一款单刀双掷(SPDT)非反射式开关。开关输入在正向与反向耦合端口之间切换，同时在50 Ω时端接相反端口，如此，两个耦合端口总会看到一个50 Ω的负载。

RF开关的输出端口驱动ADL6010，这是一款微波RF检波器，工作频率范围为500 MHz至43.5 GHz。检波器的输出电压与输入信号的幅度成正比。ADL6010是一款线性V/V检波器，其标称斜率为2.1 V/V。

AD7091R 12位ADC以1 MSPS的速率对功率检波器输出电压采样。(也可使用较低的采样速率，结果会降低ADC中的功耗)。

AD7091R把模拟电压转换为一个数字代码。然后，EVAL-SDP-CB1Z (SDP-B)接口板用串行外设接口(SPI)通信来控制ADC，并把结果发送到电脑上，以便进行系统评估和回损计算。然后，用ADC采样的正向耦合电压与反向耦合电压之比计算VSWR、回损和反射系数。

回损计算

下列推导式展示了正向与反向电压之比以与系统回损之间的关系。这种关系对系统的免校准特性起着关键作用。

检波器在其线性工作区的系统传递函数可以用众所周知的直线等式来表示：

$$y = mx + c$$

其中：

m为斜率。

c为截距。

用真实电路参数，

$$V_{OUT} = m \times V_{IN} + c \tag{1}$$

如前所述，m标称值为2.1，但可能因频率和器件而异。c的值通常接近零。

用V_{IN}改写等式1，

$$\Rightarrow V_{IN} = \frac{V_{OUT} - c}{m} \tag{2}$$

把等式转换为功率，

$$\Rightarrow P_{IN} = \frac{\left(\frac{V - c}{m}\right)^2}{R} \tag{3}$$

然后转换为dBm，

$$P_{IN_{dBm}} = 10 \times \log\left(1000 \times \frac{\left(\frac{V_{OUT} - c}{m}\right)^2}{R}\right) \tag{4}$$

如果包括ADC，则等式变为

$$P_{IN_{dBm}} = 10 \times \log\left(1000 \times \frac{\left(\frac{CODE - c'}{m'}\right)^2}{R}\right) \tag{5}$$

其中：

m'为检波器和ADC组合信号链的斜率。

c'为检波器和ADC组合信号链的截距。

回损为正向与反向功率之差，单位为dBm：

$$P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log\left(\frac{1000 \times \frac{\left(\frac{CODE_F - c'}{m'}\right)^2}{R}}{1000 \times \frac{\left(\frac{CODE_R - c'}{m'}\right)^2}{R}}\right) \tag{6}$$

$$\Rightarrow P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log\left(\frac{(CODE_F - c')^2}{(CODE_R - c')^2}\right) \tag{7}$$

由于c'接近零且$CODE_F$和$CODE_R$一般远远大于c'，所以，公式可简化为

$$P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log\left(\frac{CODE_F^{\,2}}{CODE_R^{\,2}}\right) \tag{8}$$

本节的推导表明，无需校准即可计算回损，因为公式不包括信号链的斜率(m')或截距(c')。

RF开关

HMC547是一款非反射式SPDT RF开关，频率范围为DC至28 GHz。如图2框图中所示，开关会在50 Ω时在内部端接任一输入，同时，另一个输入则馈入RFC输出。开关的快速开关时间一般为6 ns。开关的A和B逻辑输入由−5 V高电平和0 V低电平负电压逻辑控制。HMC547数据手册中包括一种推荐的控制电路。该电路由一个驱动74LV04AD逆变器的5.1 V齐纳二极管电平转换器构成。逆变器的供电电压范围为−5 V至0 V，而非0 V至+5 V。完整的电源电路见CN-0387设计支持包中的详细原理图，网址：www.analog.com/CN0387-DesignSupport。

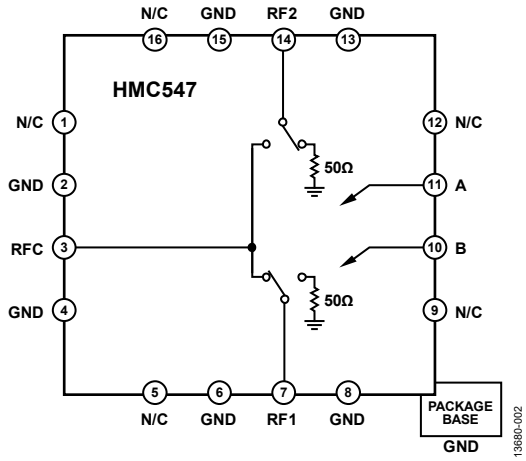


图2. HMC547俯视图

功率检波器

ADL6010功率检波器具有线性V/V特性，这是本应用的关键。为驱动该器件，向VPOS引脚施加一个+5 V的DC电压，并舍入至COMM引脚，如图3所示。

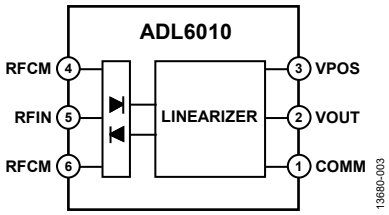


图3. ADL6010 RF/微波检波器功能框图

如图4所示，输出电压随频率而变化。传递函数随频率的这种变化并不会对电路性能造成任何不利影响，因为回损计算依赖于特定频率下的比率式计算。

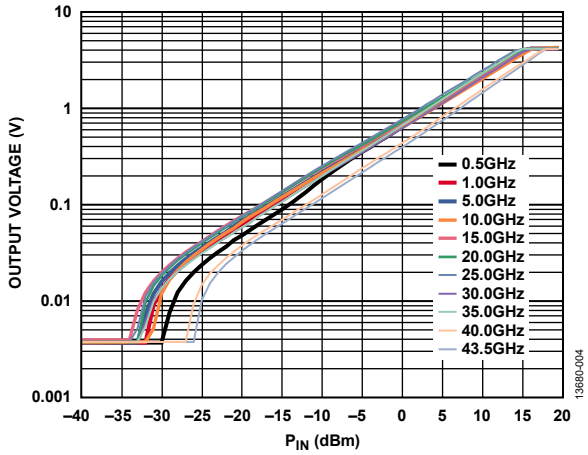


图4. 500 MHz到43.5 GHz频率范围内的传递函数

模数转换器

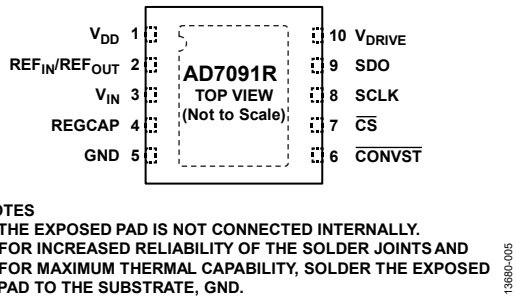


图5. AD7091R模数转换器

AD7091R是一款12位逐次逼近型寄存器(SAR) ADC，吞吐速率最高达1 MSPS。尽管可以使用一个精度超高的外部基准电压，但本应用并不要求这样做。在本电路中，使用了2.5 V的内部基准电压，结果产生的LSB大小为

$$LSB = (2.5\ \text{V})/2^{12} = 610\ \mu\text{V}$$

由于ADL6010的输出电压的最大值可以达到约3 V，因此，必须在检波器与ADC之间用一个200 Ω/340 Ω电阻分压器来衰减该电压，如图1所示。该电阻分压器的标称衰减比为1.6。

定向耦合器

定向耦合器把正向或反向信号的一部分耦合至功率检波器以便进行测量。一般而言，耦合器有4个端口，如图6所示。

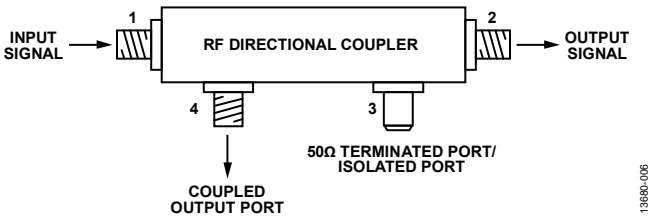


图6. 定向耦合器

在图6的配置中，输入信号被耦合至端口4，端口3在50 Ω时端接，以实现对信号的非反射式耦合。如果在50 Ω时端接端口4而非端口3，则反射信号会被耦合到端口3。

在该电路中，并未使用前面展示的直接连接端口的50 Ω端接，相反，两个端口都馈入RF开关输入端。因此，可以认为耦合器是双向的，因为50 Ω端接电阻由HCM547从内部施加到端口3或端口4，具体取决于开关的状态。

本电路选用的RF耦合器是Marki Microwave C10-0226带状线耦合器。该耦合器具有10 dB耦合能力，意味着耦合信号比输入信号少10 dB。本电路用带SMA连接器的定向耦合器是为了展示其在尽可能宽的频率范围内的工作情况。也可使用表贴式耦合器；但这种器件一般具有较窄的频率范围。

数据分析

EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)板与评估软件一起使用，以捕捉ADC采样的数据。

软件用前面推导出来的等式8计算回损。反射系数和VSWR都由该等式推导而来。

$$P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log\left(\frac{CODE_F^{\,2}}{CODE_R^{\,2}}\right) \quad (8)$$

图7显示了软件GUI的结果显示窗格。

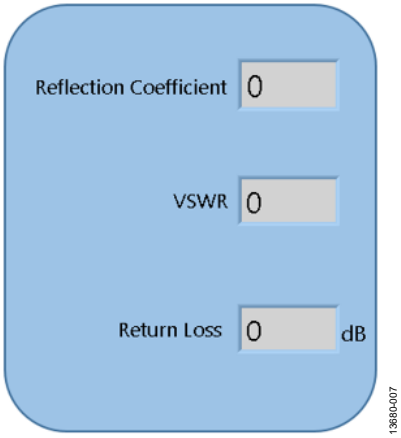


图7. CN-0387评估软件显示

检波器采样策略

为了准确测量系统的回损，在测量正向和反向电压时，正向与反向测量之间的时间延迟必须短。图8所示为连续采样时执行的采样序列。

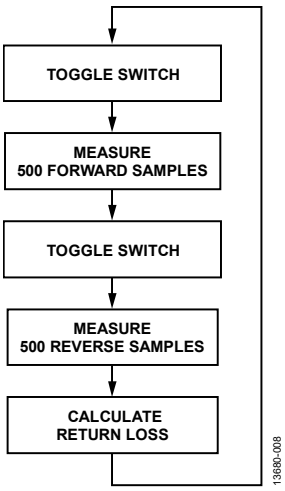


图8. 采样序列

当RF开关收到信号切换开关时，开关位会发生变化，正向或反向耦合端口信号被馈入功率检波器。在回损计算步骤中，会求500个正向样本和500个反向样本的均值，并根据平均正向和反向电压的比值计算回损。

ADC的采样速率为1 MSPS。因此，测量500个样本需要耗时500 µs。在正向与反向周期之间，用SDP-B接口的通用输入/输出(GPIO)切换开关位大约耗时400 µs。时序图见图9。

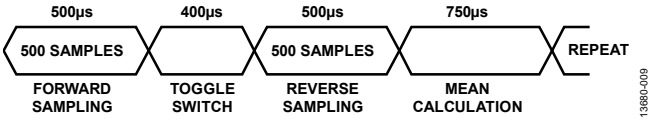


图9. 时序图表示

利用正向和反向电压测量结果的均值计算回损、反射系数和VSWR。为了在更新前清楚读取结果，先求出50个样本的均值，然后再在GUI结果窗格上显示结果。

关于EVAL-VSWR-SDZ板的完整文档(包括原理图、布局、Gerber文件和物料清单)可从CN-0387设计支持包中下载，网址：www.analog.com/CN0387-DesignSupport。

常见变化

如前所述，本电路使用带连接器的宽带定向耦合器是为了展示其在尽可能宽的频率范围内的工作情况。也可使用表贴式定向耦合器或印刷电路定向耦合器；但这些器件一般具有较窄的频率范围。

也可使用耦合因子较高的定向耦合器，这类耦合器的插入损耗一般较低。但我们建议要注意电路的尺寸，以实现测量范围的最大化。例如，如果最大系统功率为+35 dBm，则使用一个20 dB的定向耦合器会使检波器的最大功率设为约+15 dBm，这已是输入范围的上限。

电路评估与测试

设备要求

若要进行本电路笔记中所描述的评估，需要如下设备：

- EV-VSWR-SDZ评估板。
- 一个适当额定值的宽带RF耦合器。本评估使用的是Marki Microwave C10-0226。但可以使用规格合适并且带3.5 mm SMA型连接器的任意耦合器。
- EVAL-SDP-CB1Z SDP-B板。
- 一个信号发生器(输出频率范围为500 MHz至28 GHz)。
- 一个合适的电源单元，输出电压为6 V dc。
- CN-0387评估软件，可从ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0387/下载。
- 一个SMA衰减器和50 Ω端接。
- 一台运行Windows® 7的电脑，并通过USB线与SDP-B板相连(随EVAL-SDP-CB1Z一起提供)。

设置与测试

为了设置和测试VSWR测量系统，要把LK6设为B位，把LK22放到位，然后执行下列步骤：

1. 开启所有测试设备，等待所有设备引导完毕。
2. 用适当额定值的RF线，把RF耦合器的输入和输出耦合端口分别接到评估板的RF1和RF2 3.5 mm SMA连接上。
3. 把耦合器输入端口连接到信号发生器的50 Ω输出端。
4. 把耦合器的输出端连接到一个50 Ω端接或额定值合适的RF衰减器端接上。
5. 把EVAL-SDP-CB1Z SDP接口板连接到EV-VSWR-SDZ评估板。
6. 通过提供的USB线把SDP接口板连接到电脑。
7. 把电源从DC电源连接到评估板香蕉插槽的电源和接地端。
8. 把CN-0387评估软件下载并安装到与SDP-B控制板相连的电脑上。
9. 正确安装软件后，运行可执行文件。
10. 把信号发生器的输出频率设为2 GHz，把功率水平设为15 dBm输出。然后开启信号发生器的输出。
11. 在软件显示中，选择**连续**，然后单击**捕获**。软件会连续重复测量；当收集到每个测量结果时，GUI显示将更新回损值和相应的VSWR和反射系数值。

测试设置的功能框图

图10所示为测试设置的功能框图。

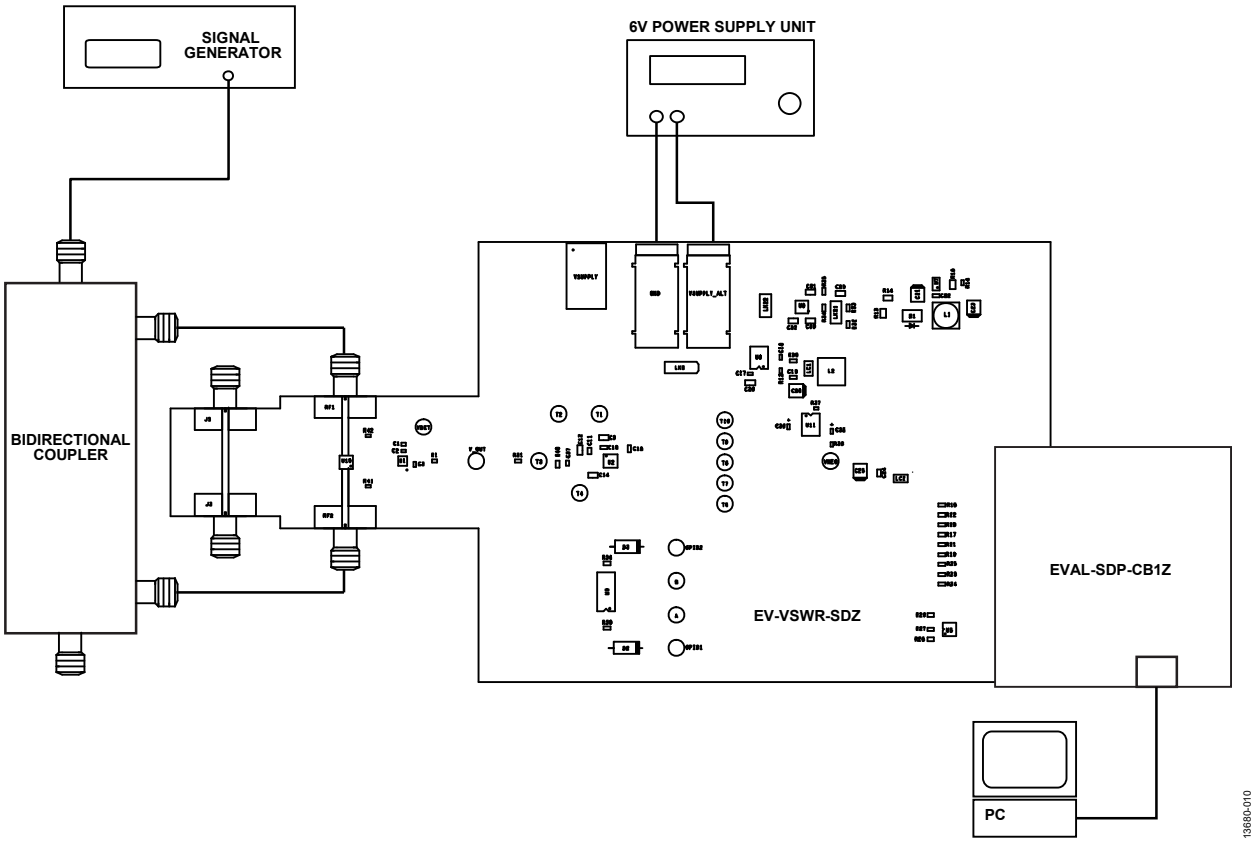


图10. 测试设置功能框图

测试结果

通过调节RF输入功率水平手动收集测量结果。不同输出配置中的回损是在ADL6010的功率范围内测量的。

同时还用Keysight高级设计系统(ADS)运行RF仿真。该软件是一款面向RF和微波应用的电子设计仿真工具。仿真是为了验证RF输入走线插入损耗和反射是否处于特定限值范围以内，同时模拟定向耦合器的性能。

Marki Microwave C10-0226定向耦合器提供了一个仿真模型文件，即.s4p文件。该文件中的信息描述了耦合器的S参数，在ADS中可以方便地用于仿真目的。在DC至耦合器26.5 GHz的频率上限范围内进行仿真，每次仿真时，输入功率均设为0 dBm。

回损测量

在测试EV-VSWR-SDZ评估板时，将一个9 dB的衰减器端接连接到耦合器输出端，以验证与仿真结果相比，是否能在选定频率下测得预期衰减水平。

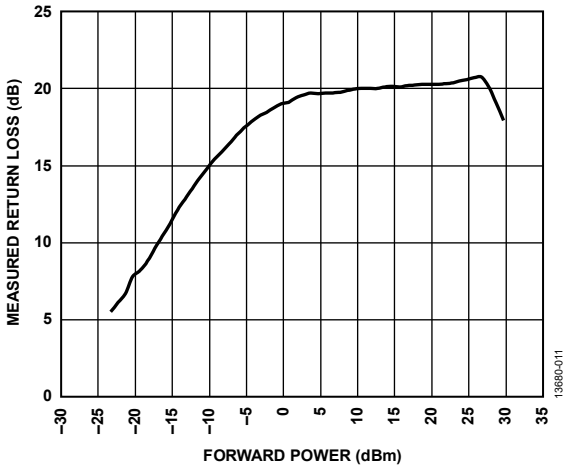


图11. 回损测量

如图11所示，在0 dBm至25 dBm的输入功率范围内，测得的回损保持在20 dB，几乎不变。该值为前述正向和反向衰减(9 dB + 9 dB)与耦合器在2 GHz下用Marki Microwave C10-0226时的正向插入损耗之和。在正向耦合端口的输入功率达到约27 dBm之后，回损会显著减小。之所以会减小是因为正向耦合端口的耦合功率接近+15 dBm(10 dB耦合)，此为ADL6010的功率上限。随着输入功率减小，测得回损会开始减小，因为反向耦合端口的反射功率降至−30 dBm的下限以下。图11所示为ADL6010可以测量20 dB回损的功率范围。

功率检波器测得功率

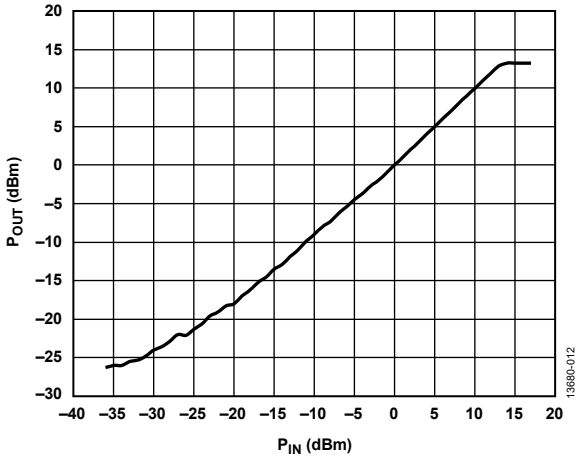


图12. 输入功率与测得耦合输出功率

图12展示了测得功率随输入功率而变化的情况。在每个功率水平下，在2 GHz条件下执行一个校准例程，以取得正向耦合端口的准确功率测量值。随着输入功率的增加，测得功率将达到检波器的限值，即15 dBm。类似地，随着输入功率的减小，会达到检波器的下限，测量精度会随之下降。

开路配置

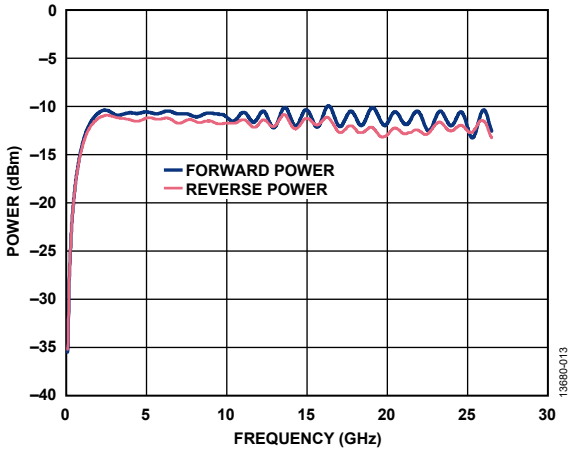


图13. 耦合器正向和反向功率与频率的关系——开路

图13表明，当正向和反向功率水平的值接近时，回损接近0 dB，与前面提到的50 Ω端接情况不同。

该开路仿真展示了信号主体是如何通过相反方向的耦合器反射回正向波的。正向波与反射波之差由耦合器在频率范围内的插入损耗导致。此图表明，确切的回损与VSWR测量值会随所用耦合器而变化，原因是耦合器阻抗在频率范围内的匹配不理想。

另外，可以设置一个阈值回损，以指示系统中是否发生了失配且失配远远大于耦合器回损。

50 Ω输出端接电路配置

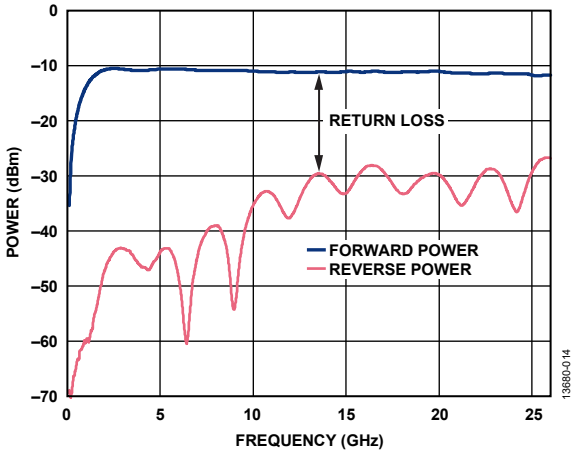


图14. 耦合器正向和反向功率与频率的关系——50 Ω端接

图14展示了Marki Microwave C10-0226 RF耦合器在50 Ω端接输出条件下的正向插入损耗和反射信号，其中，0 dBm的功率水平被施加于耦合器正向端口。耦合器的额定工作频率范围为2 GHz至26.5 GHz。因此，在图14中，不出所料，当频率超过2 GHz时，耦合器开始工作。仿真中，在耦合器上使用了一条匹配完善的传输线路，其输出阻抗为50 Ω。任意频率下的回损为正向与反向功率之差。此图表明，回损随频率变化。然而，在该频率范围内，回损接近20 dB，这是可以接受的，因为回损值大于20 dB时，可以忽略不计。

3 dB输出衰减器电路配置

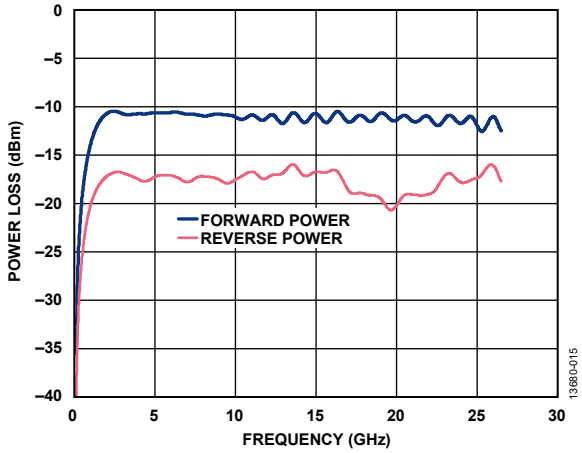


图15. 耦合器正向和反向功率与频率的关系——3 dB衰减器

在图15中，回损在6 dB至约15 GHz的范围内相对稳定，在此之后，耦合器损耗增加，衰减提高。

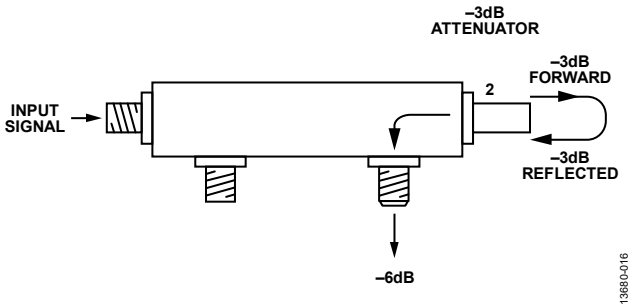


图16. 带6 dB衰减的耦合器

6 dB衰减的原因在于，3 dB耦合器会使入射信号和反射信号同时衰减3 dB。如图16所示，信号先在正向衰减3 dB，然后反射并再次衰减3 dB。测得的反射信号为正向和反射衰减累计结果。

校准结构走线插入损耗

RF走线插入损耗是用EV-VSWR-SDZ评估板的布局文件仿真的。把该布局文件导入ADS工具以运行仿真，以确定板上RF走线的损耗。

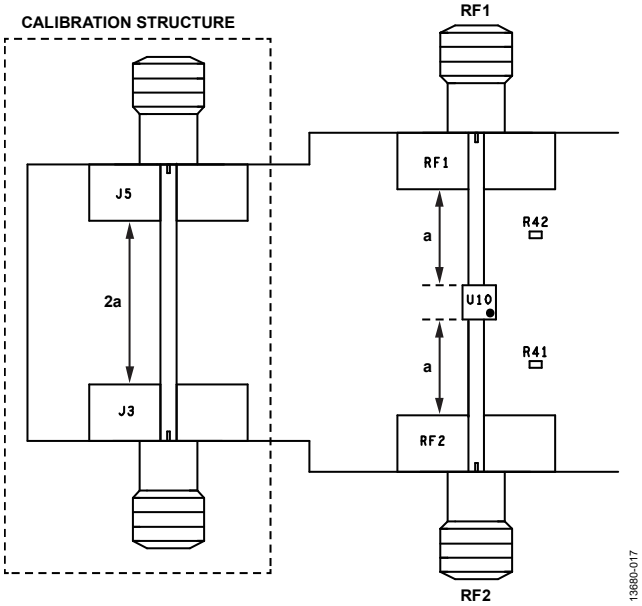


图17. 校准结构

仿真中使用了图17在评估板部分显示的校准结构。在评估板设计中纳入该结构是为了测量从SMA连接器到开关的损耗(距离A)。如图所示，校准结构的长度刚好为从RF1/RF2到HMC547开关(U10)的距离的两倍。为了在特定频率下测量这些RF走线损耗，把信号施加到一个校准结构连接器上，然后再在相反方向的连接器上测量。

在从DC至26.5 GHz的范围内，在该结构上运行ADS仿真工具，以模拟RF直线的插入损耗。

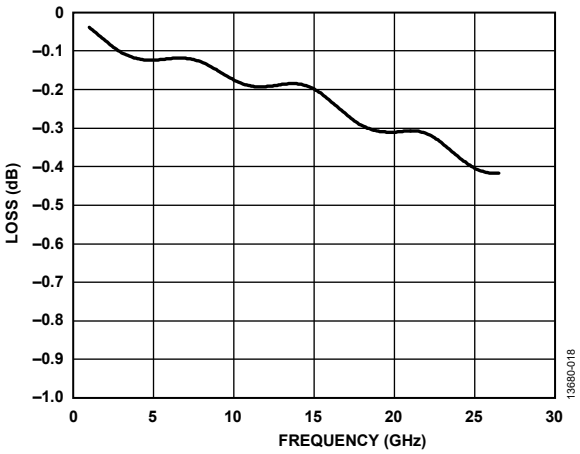


图18. 校准结构损耗——频率与功率

如图18所示，校准结构的插入损耗在26.5 GHz频率下会达到最大衰减值，即约–0.4 dB。

一般认为该插入损耗处于评估板可接受的限值范围以内。如果该插入损耗较大，结果会限制测量结果。

图19为与EVAL-SDP-CB1Z板相连的EV-VSWR-SDZ的照片。

面向HMC547LC3的一款电气等效更换器件将于2016年6月上市。

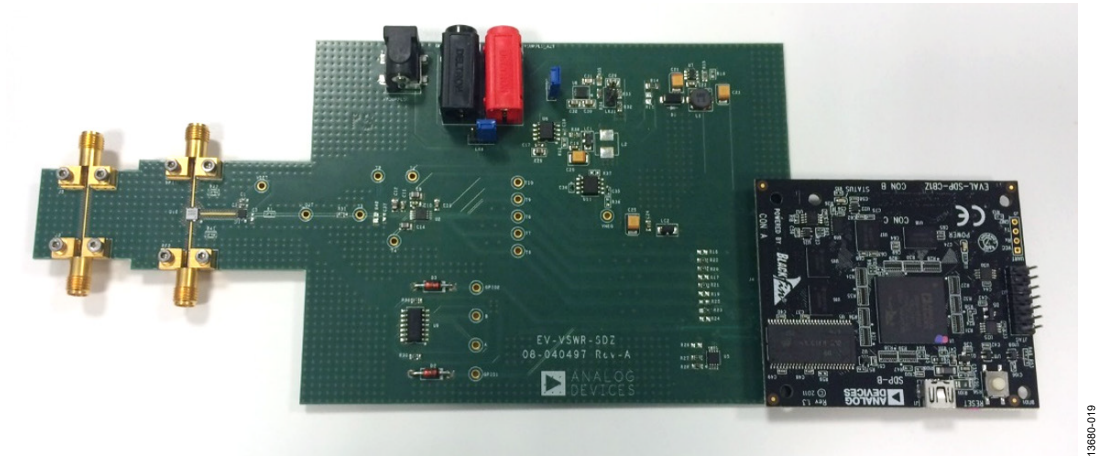


图19. EV-VSWR-SDZ板连接至EVAL-SDP-CB1Z板

了解详情

CN-0387设计支持包：
www.analog.com/CN0387-DesignSupport

EVAl-SDP-CB1Z系统演示平台用户指南(UG-277)

EVAL-AD7091RSDZ评估板用户指南(UG-409)

ADIsimRF设计工具

Ardizzoni, John，高速印刷电路板布局实用指南，《模拟对话》39-09，2005年9月。

电路笔记CN-0366，一款范围为−30 dBm至+15 dBm的40 GHz微波功率计，ADI公司。

电路笔记CN-0178，软件校准型50 MHz至9 GHz RF功率测量系统，ADI公司。

MT-031教程，《实现数据转换器的接地并解开“AGND”和“DGND”的谜团》，ADI公司。

MT-073教程，《高速可变增益放大器(VGA)》，ADI公司。

MT-101教程，《去耦技术》，ADI公司。

数据手册和评估板

HMC547LC3数据手册和评估板

ADL6010数据手册和评估板

AD7091R数据手册和评估板

修订历史

2015年10月—修订版0至修订版A

2015年10月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0381

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0381。

连接/参考器件	
AD7124-4/ AD7124-8	集成PGA和基准电压源的4通道/8通道、低噪声、低功耗24位Σ-Δ型ADC
ADP1720	50 mA、高压、微功耗线性稳压器

采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式4线RTD测量系统

评估和设计支持

电路评估板

- **AD7124-4评估板(EVAL-AD7124-4SDZ)或AD7124-8评估板(EVAL-AD7124-8SDZ)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

图1所示电路是一个集成的4线式电阻温度检测器(RTD)系统，基于AD7124-4/AD7124-8低功耗、低噪声、24位Σ-Δ型ADC，针对高精度测量应用而优化。采用两点校准和线性化，在−50°C至+200°C的温度范围内，4线系统的整体精度优于±1°C。在全功率模式、选择sinc^{4}滤波器、输出数据速率为50 SPS的条件下，系统的典型无噪声码分辨率为17.9位；在低功耗模式、选择后置滤波器、输出数据速率为25 SPS的条件下，系统的典型无噪声码分辨率为17.3位。

AD7124-4可配置为4个差分或7个伪差分输入通道，而AD7124-8可配置为8个差分或15个伪差分输入通道。片内可编程增益 阵列(PGA)确保ADC中可直接输入小信号。

AD7124-4/AD7124-8提供最高的信号链集成度，其中包括可编程低漂移激励电流源。片内集成了RTD测量系统需要的大部分构建模块，因而能够大大简化RTD系统设计。

AD7124-4/AD7124-8允许用户灵活地使用三种集成功耗模式中的一种，电流消耗、输出数据速率范围和均方根噪声与所选的功耗模式相对应。低功耗模式下，AD7124-4/AD7124-8的功耗仅255 μA，全功率模式下为930 μA。这些功耗选项使得该器件既适合功耗不重要的应用，如输入/输出模块，也适合低功耗应用，如环路供电智能变送器(整个变送器的功耗必须低于4 mA)。

该器件还具有关断选项。在关断模式下，整个ADC及其辅助功能均关断，器件的典型功耗降至1 μA。AD7124-4/AD7124-8还集成了丰富的诊断功能，作为全面特性组合的一部分。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

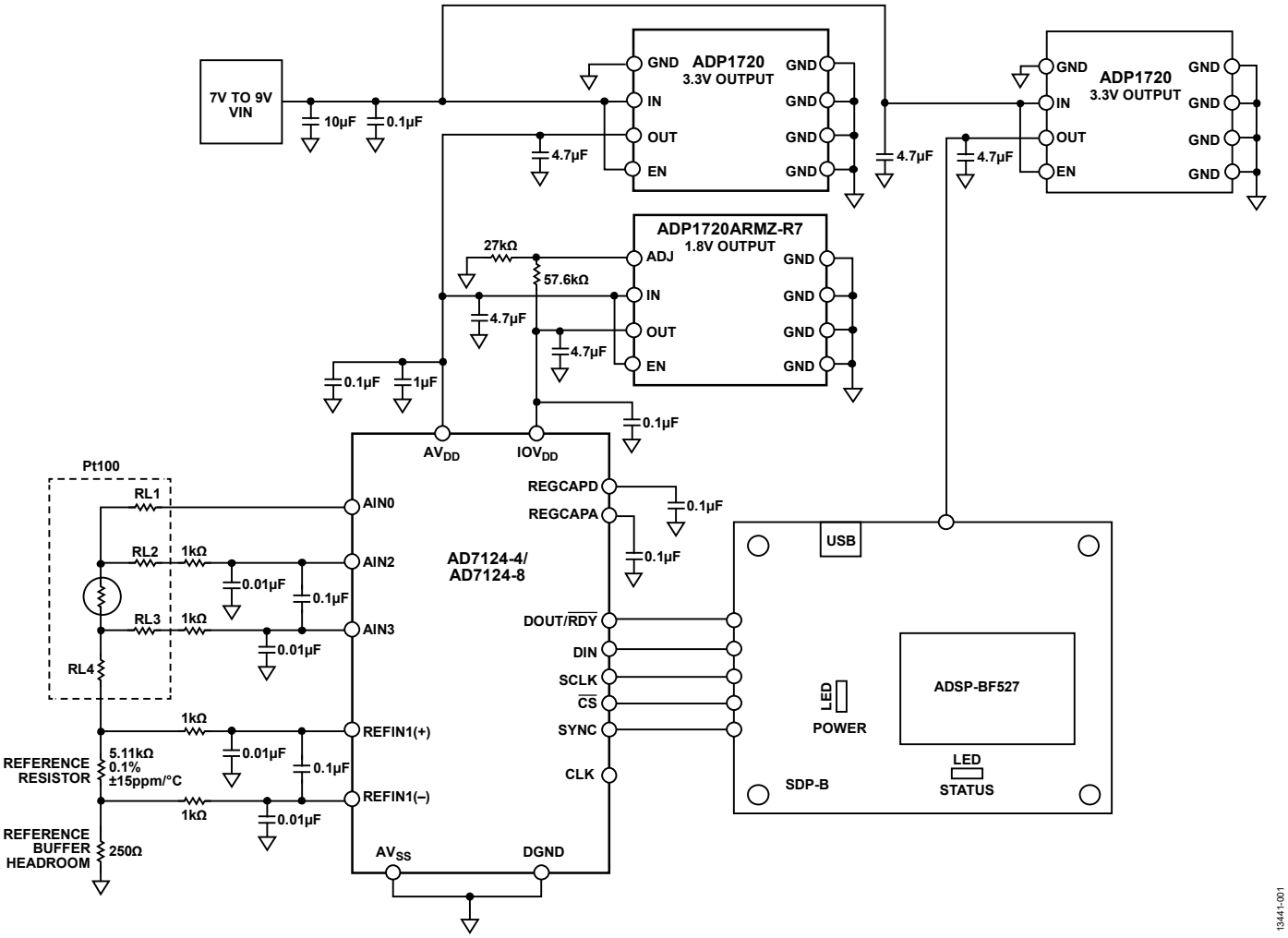


图1. 4线RTD测量配置

电路描述

RTD温度测量简介

RTD是工业应用中温度测量常用的传感器。RTD由纯金属(如铂、镍或铜)制成，其电阻随温度的变化是可预测的。最常用的RTD是铂Pt100和Pt1000。与其它类型的温度传感器相比，RTD具有高精度和良好的稳定性。长导线的电阻所引起的误差可利用4线连接来消除。

为了精确测定电阻，须利用一个恒定电流源在RTD上产生一个电压。AD7124-4/AD7124-8提供两个这样的激励电流源，可通过寄存器编程将其设置为50 µA到1 mA的值。将测量值折合为精密参考电阻两端的电压(由同一个电流驱动)，即可轻易消除电流源中的误差，实现比例测量。

图1所示电路使用Pt100 RTD B类传感器。Pt100 RTD的温度测量范围是−200°C至+600°C。B类RTD在0°C时的电阻典型值为100 Ω，典型温度系数约为0.385 Ω/°C(参见图2)。利用此信息，根据所选的电流源很容易计算出Pt100 RTD两端产生的电压。

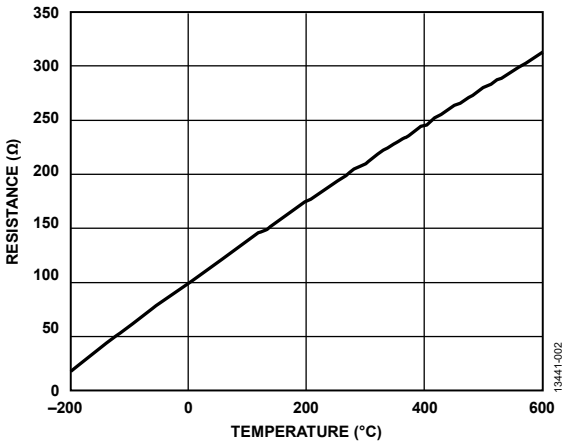


图2. Pt100 RTD电阻与温度的关系

电路工作原理

AD7124-4/AD7124-8提供集成式RTD测量解决方案，可实现高分辨率、低非线性度误差和低噪声性能，以及极高的50 Hz/60 Hz抑制能力。AD7124-4/AD7124-8片内集成低噪声PGA，可放大RTD的小信号，增益编程范围为1到128，因而可以直接与传感器接口。增益级具有高输入阻抗，输入漏电流在全功率模式下不超过3.3 nA，在低功耗模式下为1 nA(典型值)。下面说明构成4线RTD温度测量系统的不同元件。

电源

AD7124-4/AD7124-8具有单独的模拟电源和数字电源。数字电源IOV_{DD}独立于模拟电源，可以为1.65 V至3.6 V范围内的值(以DGND为基准)。模拟电源AV_{DD}以AV_{SS}为基准，范围是2.7 V到3.6 V(中低功率模式)或2.9 V至3.6 V(全功率模式)。图1所示电路采用单电源供电，因此AV_{SS}与DGND相连，仅使用一个接地层。AV_{DD}和IOV_{DD}电压利用低压差稳压器ADP1720分别产生。AV_{DD}电压设置为3.3 V，IOV_{DD}电压设置为1.8 V，采用ADP1720稳压器。使用单独的稳压器可确保噪声最低。

串行外设接口(SPI)

与AD7124-4/AD7124-8的SPI通信由EVAL-SDP-CB1Z板上的Blackfin® ADSP-BF527处理，如图1所示。为了访问AD7124-4/AD7124-8的寄存器，使用AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件。图3显示了该软件的主窗口。单击**4-WIRE RTD**(4线RTD)按钮以配置软件用于4线RTD测量。

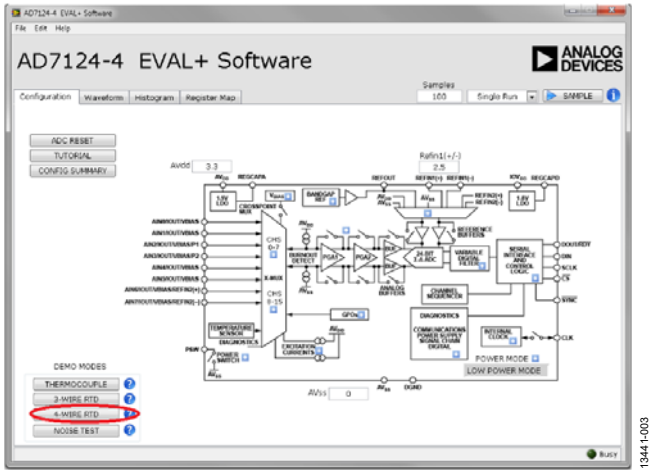


图3. AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件配置窗口

AD7124-4/AD7124-8的片内诊断功能可用来检测SPI通信故障。这些诊断包括检查SPI读写操作，确保仅访问有效寄存器。SCLK计数器确保使用正确数量的SCLK脉冲，而CRC功能检查传输期间位值有无变化。当任一SPI通信诊断功能使能且发生相关的错误时，错误寄存器中的对应标志就会置1。所有使能的标志进行或运算，以控制状态寄存器的ERR标志位。该功能在将状态位附加到ADC转换结果时特别有用。

模拟输入和基准电压源

AD7124-4可配置为4个差分或7个伪差分输入通道，而AD7124-8可配置为8个差分或15个伪差分输入通道。

AD7124-4/AD7124-8的片内诊断功能可用来检查模拟引脚上的电平是否在额定工作范围以内。正(AINP)和负(AINM)模拟输入可以单独检查是否发生过压和欠压，以及ADC是否饱和。当模拟输入上的电压超过AV_{DD}时，过压标志就会置1；当模拟输入上的电压低于AV_{SS}时，欠压标志就会置1。

图1所示电路利用3个模拟引脚实现4线测量： AIN0、AIN2和AIN3。AIN2和AIN3配置为全差分输入通道，用于检测RTD上的电压。用于激励RTD的激励电流源由AV_{DD}产生，并流向AIN0。图4详细显示了模拟引脚及其配置。

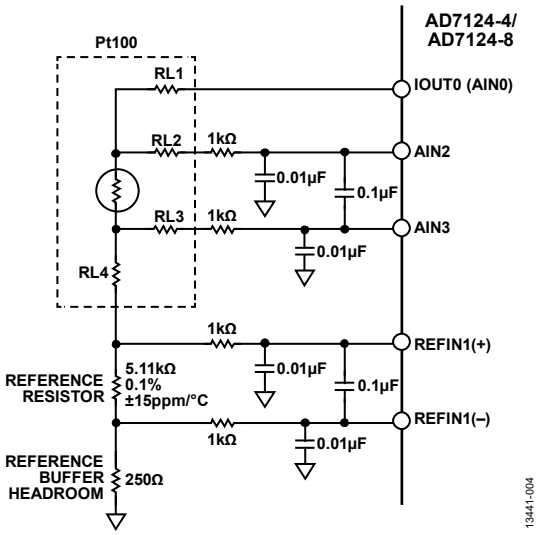


图4. 4线RTD测量的模拟输入配置

数字和模拟滤波

对于图1所示电路，所用的基准输入为REFIN1(±)。流经RTD的电流也会流过精密基准电阻，产生基准电压。此精密基准电阻上产生的电压与RTD上的电压成比例，因此，激励电流的波动会被消除。由于缓冲器已使能，务必满足正常工作所需的裕量(AV_{DD} – 0.1 V和AV_{SS} + 0.1 V)。0.125 V (500 µA × 250 Ω)的裕量由250 Ω接地电阻提供，如图4所示。

差分滤波器(截止频率约为800 Hz)和共模滤波器(截止频率约为16 kHz)在模拟输入端和基准输入端实现。为了抑制调制器频率及其倍数处的干扰，必须使用这种滤波。

AD7124-4/AD7124-8在片内数字滤波方面拥有很大的灵活性。有多种滤波器选项可用，所选的滤波器会影响输出数据速率、建立时间和50 Hz/60 Hz抑制性能。对于此电路笔记，电路实现了$sinc^4$滤波器和后置滤波器。之所以使用$sinc^4$滤波器，是因为它在整个输出数据速率范围内具有出色的噪声性能，另外还有出色的50 Hz/60 Hz抑制性能。后置滤波器提供50 Hz和60 Hz同时抑制，建立时间为40 ms。

校准

AD7124-4/AD7124-8提供不同的校准模式，通过校准可消除失调和增益误差。对于本电路笔记，电路使用了内部零电平校准和内部满量程校准。

4线RTD配置

图1所示电路使用AD7124-4/AD7124-8进行精密4线RTD测量。4线RTD测量需要一个激励电流源。AD7124-4/AD7124-8提供两个匹配电流源，可使用其中任何一个来激励RTD。RTD产生低电平电压信号，AD7124-4/AD7124-8的片内PGA将其放大。放大后的电压通过24位Σ-Δ型ADC转换为精密数字信号。

本4线RTD电路采用B类RTD。如果片内激励电流设置为500 µA，在最高温度600°C时，RTD上产生的电压约为156.85 mV。为确保使用AD7124-4/AD7124-8的最大范围，PGA增益设置为16。PGA将RTD传感器最大输出电压放大至2.5096 V。

选择适当的外部精密电阻值，使RTD上产生的最大电压等于基准电压除以PGA增益。

$$R_{REF} = V_{RTD\,MAX}/I_{EXC} = 2.5096\ \text{V}/500\ \mu\text{A} = 5020\ \Omega$$

因此使用5.11 kΩ电阻，其给出的基准电压为

$$5.11\ \text{k}\Omega \times \textit{激励电流} = 5.11\ \text{k}\Omega \times 500\ \mu\text{A} = 2.555\ \text{V}$$

利用AD7124-4/AD7124-8进行4线RTD测量时，还必须考虑激励电流源的输出顺从电压。输出顺从电压取决于所选的激励电流。本电路选择500 µA，其输出顺从电压为AV_{DD} – 0.37 V。本电路的AV_{DD}电源电压为3.3 V，因此，激励电流源的输出顺从电压必须低于2.93 V。从上述计算可知，电路满足这一要求，因为AIN0引脚的最大电压等于精密基准电阻上的电压加上RTD上的电压和裕量电阻上的电压。

$$V_{REF} + V_{RTD} + V_{HEADROOM} = 2.555\ \text{V} + 156.8\ 5\ \text{mV} + 125\ \text{mV} = 2.83685\ \text{V}$$

针对4线RTD测量的AD7124-4/AD7124-8配置如下：

- 差分输入： AINP = AIN2，AINM = AIN3
- 激励电流：IOUT0 = AIN0 = 500 µA
- 增益 = 16
- 精密基准电阻：5.11 kΩ
- 数字滤波：
  - $Sinc^4$滤波器(全功率模式)
  - 后置滤波器(低功耗模式)

当ADC工作在双极性差分模式时，计算RTD电阻R_{RTD}的通用表达式如下所示：

$$R_{RTD} = \frac{(CODE - 2^{N-1}) \times R_{REF}}{G \times 2^{N-1}} \quad (1)$$

其中：

*CODE*为ADC输出码。

*N*为ADC的分辨率(本电路为24)。

R_{REF}为基准电阻。

*G*为所选增益。

根据B类RTD的规格，电阻变化约为0.385 Ω/°C。可利用此关系快速获得RTD的近似温度。由于RTD的温度系数在整个温度范围内略有变化，因此上述方法不够精确，但可以利用它来快速检查温度。

要计算近似温度，请使用公式2。

$$Temperature\ (°\text{C}) = \frac{R_{RTD} - 100}{0.385} \quad (2)$$

RTD传递函数即所谓Callender-Van Dusen公式，它由两个不同的多项式公式组成，可提供更精确的结果。公式3用于0°C以上的温度，公式4用于0°C以下的温度。

温度$t \le 0$°C时，公式为：

$$R_{RTD}(t) = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100°C)t^3] \quad (3)$$

温度$t \ge 0$°C时，公式为：

$$R_{RTD}(t) = R_0(1 + At + Bt^2) \quad (4)$$

其中：

t为RTD温度(°C)。

$R_{RTD}(t)$为RTD电阻(Ω)。

R_0为0°C时的RTD电阻(本例中R_0 = 100 Ω)。

$A = 3.9083 \times 10^{-3}$。

$B = -5.775 \times 10^{-7}$。

$C = -4.23225 \times 10^{-12}$。

结合公式3和公式4给出的传递函数，有多种方法可以确定作为RTD电阻函数的温度值。这里选择直接数学方法，因为其精度高。根据公式3可得出以下温度计算公式：

$$T_{RTD}\ (°C) = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4B\left(1 - \frac{r}{R_0}\right)}}{2B} \quad (5)$$

其中r为RTD电阻，其它变量的定义如上所述。

此方法能够很好地处理大于或等于0°C的温度。要计算0°C以下的RTD温度，需要一个最佳拟合多项式表达式，本电路笔记使用的多项式为公式6所示的五阶多项式。

$$T_{RTD}\ (°C) = -242.02 + 2.2228 \times r + (2.5859 \times 10^{-3})r^2 - (48260 \times 10^{-6})r^3 - (2.8183 \times 10^{-3})r^4 + (1.5243 \times 10^{-10})r^5 \quad (6)$$

举例来说，温度设置为25°C时，若从AD7124-4/AD7124-8读出的代码为11270065，则利用公式1将其转换为电阻值：

$$R_{RTD} = \frac{(11270065 - 2^{23}) \times R_{REF}}{G \times 2^{23}} = 109.704\ \Omega$$

利用公式5进行线性化，得出温度为24.921°C。

再举一例，温度设置为−25°C时，若从AD7124-4/AD7124-8读出的代码为10757779，则将其转换为电阻值：

$$R_{RTD} = \frac{(10757779 - 2^{23}) \times R_{REF}}{G \times 2^{23}} = 90.200\ \Omega$$

利用公式6进行线性化，得出温度为−24.982°C。

4线RTD测量和结果

对于图1所示电路，我们采集了AD7124-4/AD7124-8在不同数字滤波器和功耗模式配置下获得的数据，sinc⁴滤波器用于全功率模式，后置滤波器用于低功耗模式。

若选择sinc⁴滤波器、全功率模式和50 SPS的配置，则AD7124-4/AD7124-8可以最佳的速度和噪声性能工作。图5显示了室温下4线RTD按图1所示连接时的噪声分布。对应的均方根噪声典型值为199.37 nV，相当于约17.9位无噪声分辨率。使用相同的滤波器、增益、功耗模式和输出数据速率，但输入短路时，AD7124-4/AD7124-8的噪声性能为100 nV rms，相当于18.7位无噪声分辨率。噪声的增加直接来自输入通道(AIN2、AIN3)上的RTD连接。

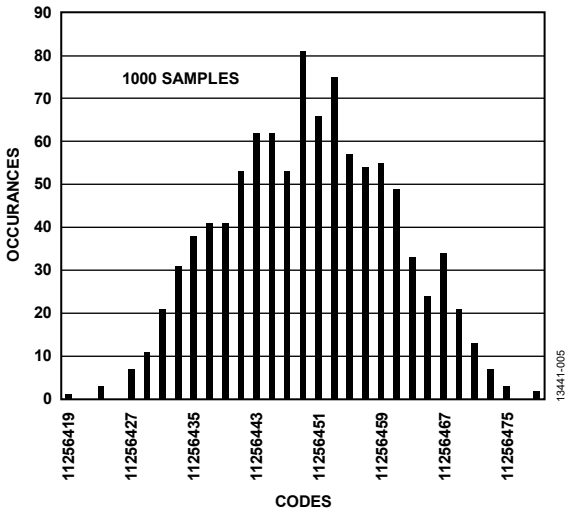


图5. 室温、Sinc⁴滤波器、全功率模式、50 SPS时的RTD码直方图

对于选择sinc⁴滤波器和全功率模式的4线RTD配置，将RTD温度从−50°C扫描至+200°C。对于每个温度，按照上述方法利用AD7124-4/AD7124-8测量RTD上的相应电压。然后将此电压转换为电阻，按照“4线RTD配置”部分所述进行线性化并转换为温度。图6显示了设定温度与线性化后RTD实测温度之间的误差。对于每个RTD温度设置，AD7124-4/AD7124-8保持25°C。如图6所示，线性化后RTD实测温度的误差在Pt100 B类RTD的误差窗口内。图6还显示了RTD误差在不同AD7124-4/AD7124-8温度设置下的偏差。对于AD7124-4/AD7124-8的每个温度设置，执行内部零电平校准和满量程校准。如图6所示，对于AD7124-4/AD7124-8的所有温度设置，RTD误差在B类RTD的预期误差范围内。

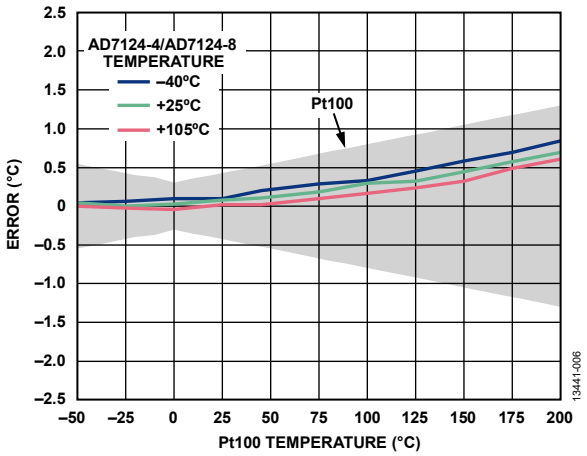


图6. 温度精度测量(Sinc⁴滤波器、全功率模式、50 SPS)

图7显示了在25°C执行一次性内部零电平和满量程校准后的RTD实测温度误差。从图中可看出，在25°C执行一次性校准与在各温度设置执行校准，AD7124-4/AD7124-8表现出相同的性能。

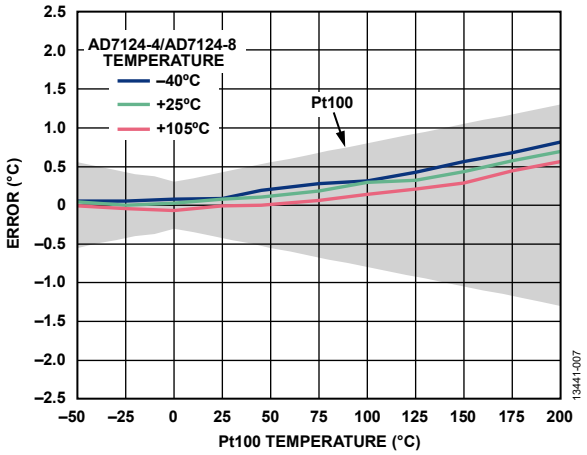


图7. 温度精度测量(Sinc⁴滤波器、全功率模式、50 SPS，仅执行25°C一次性校准)

测试的第二种AD7124-4/AD7124-8配置是低功耗模式，选择后置滤波器和25 SPS输出数据速率。25 SPS滤波器提供50 Hz和60 Hz同时抑制，并且允许用户用建立时间换取电源抑制性能。图8显示了室温下4线RTD按图1所示连接时的噪声分布。对应的均方根噪声典型值为774 nV，相当于约16.8位无噪声分辨率。使用相同的滤波器、增益、功耗模式和输出数据速率，但输入短路时，AD7124-4/AD7124-8的噪声性能典型值为360 nV rms，相当于17.3位无噪声分辨率。两次测量的噪声增加直接来自输入通道(AIN2、AIN3)上的RTD连接。

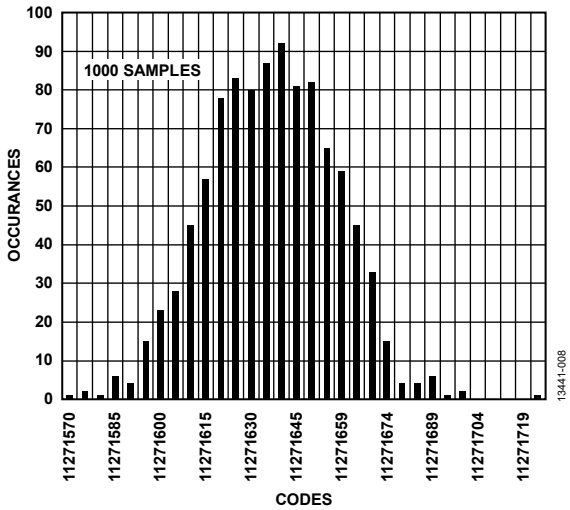


图8. 室温、后置滤波器、低功耗模式、25 SPS时的RTD码直方图

RTD的温度从–50°C扫描到+200°C。对于每个设定的RTD温度，按照上述方法利用AD7124-4/AD7124-8测量RTD上的相应电压。然后将此电压转换为电阻，按照“4线RTD配置”部分所述进行线性化并转换为温度。图9显示了设定温度与线性化后RTD实测温度之间的误差。对于每个RTD温度设置，AD7124-4/AD7124-8保持25°C。如图9所示，RTD实测温度的误差在Pt100 B类RTD的误差窗口内。图9还显示了RTD误差在不同AD7124-4/AD7124-8温度设置下的偏差。对于AD7124-4/AD7124-8的每个温度设置，执行内部零电平校准和满量程校准。如图9所示，对于AD7124-4/AD7124-8的所有温度设置，RTD误差在B类RTD的预期误差范围内。

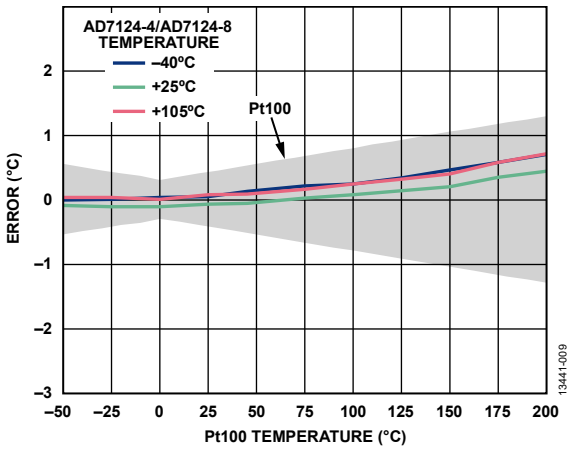


图9. 温度精度测量(后置滤波器、低功耗模式、25 SPS)

图10显示了在25°C执行一次性内部零电平和满量程校准后的RTD实测温度误差。从图中可看出，在25°C执行一次性校准与在各温度设置执行校准，AD7124-4/AD7124-8表现出相似的性能。

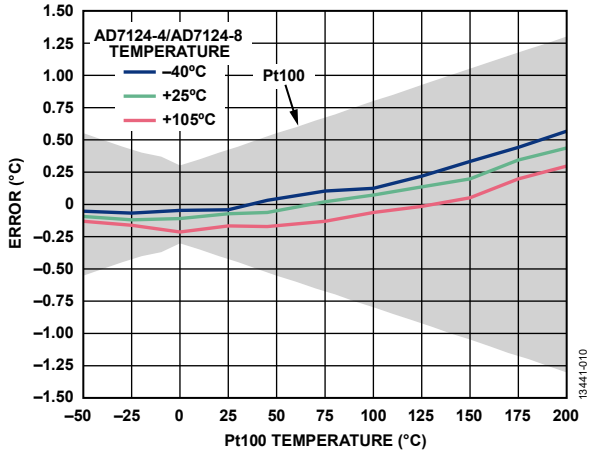


图10. 温度精度测量(后置滤波器、低功耗模式、25 SPS，仅执行25°C一次性校准)

常见变化

多个4线RTD

AD7124-4/AD7124-8可用作多个4线RTD的测量系统。AD7124-4可连接2个4线RTD，AD7124-8最多可连接5个4线RTD。所有RTD可使用同一基准输入，一个电流源可激励所有RTD。当需要进行RTD温度测量时，电流依次流向各RTD的顶端。利用AD7124-4/AD7124-8上的交叉多路复用器可单独配置多个通道，各通道可配置为不同的设置。

测量RTD电压需要进行如下设置：

1. 将外部基准电压设置为REFIN1±。
2. 使能要测量的RTD的IOUT0电流。
3. 使能输入端连接有RTD的模拟输入通道。

图11显示了一个例子，2个4线RTD连接到AD7124-4。一个4线RTD连接在AIN2和AIN3模拟输入引脚上(通道0配置)，激励电流来自AIN0；另一个4线RTD连接在AIN6和AIN7模拟输入引脚上(通道1配置)，AIN1用于提供激励电流。然后按照下述步骤依次对每个RTD执行温度测量：

1. IOUT0流向AIN0。测量通道0(AIN2、AIN3)上的电压；因此，必须使能通道0。对于此测量，禁用所有其它通道。
2. 禁用通道0，使能通道1，将IOUT0电流导向AIN1。然后测量通道1(AIN6、AIN7)上的电压。

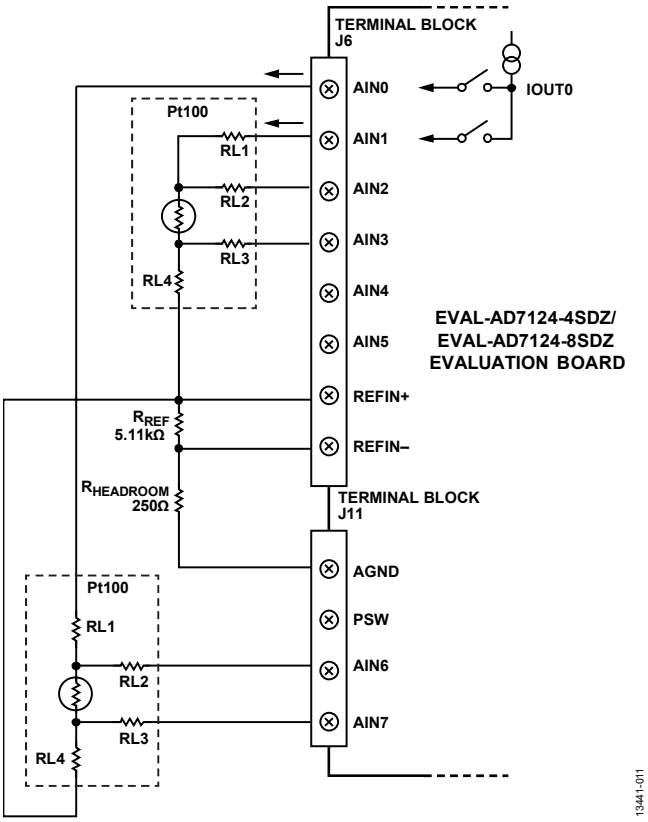


图11. 使用2个4线RTD的AD7124-4 4线RTD配置

对图11所示4线RTD配置的性能进行了评估，确保连接多个RTD时实现了预期性能。对于此测量，两个4线RTD的温度均从–50°C扫描到+200°C。对于每个温度设置，记录各RTD上的电压。图12显示了各RTD的误差。如结果所示，将同一电流从通道0切换到通道1对建立性能无影响，两个RTD均在B类RTD的预期误差窗口内。

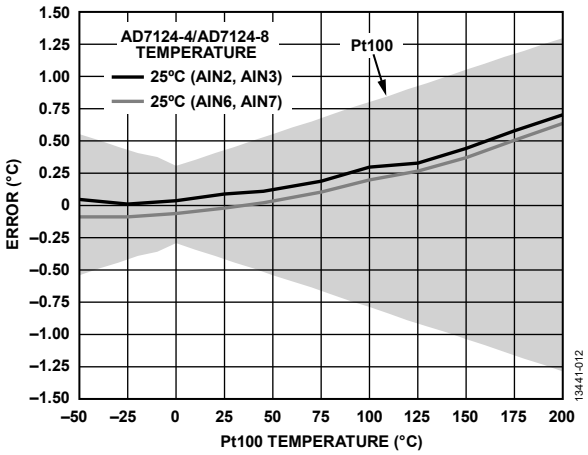


图12. 两种不同RTD测量配置下记录的RTD温度误差

电路评估与测试

设备要求

4线RTD测量系统需要如下设备：

- EVAL–AD7124-4SDZ或EVAL-AD7124-8SDZ评估板
- EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)
- AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件
- 电源：7 V或9 V壁式电源适配器
- B类Pt100 4线RTD
- 运行Windows® XP (SP2)、Windows Vista或Windows 7(32位或64位)的PC

软件安装

AD7124-4/AD7124-8和SDP板的完整软件用户指南参见EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ用户指南和SDP用户指南。

软件需要与硬件接口。此软件可从ftp://ftp.analog.com/pub/evalcd/AD7124下载。如果安装文件未自动运行，请双击**setup.exe**文件。请先安装评估软件，再将评估板和SDP板连接到PC的USB端口，确保PC能够正确识别评估系统。

完成评估软件安装后，将EVAL-SDP-CB1Z(通过连接器B)连接到EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ，然后利用附送的电缆将EVAL-SDP-CB1Z连接到PC的USB端口。检测到评估系统后，确认出现的所有对话框，完成安装。

设置与测试

图13所示为测试设置的功能框图。

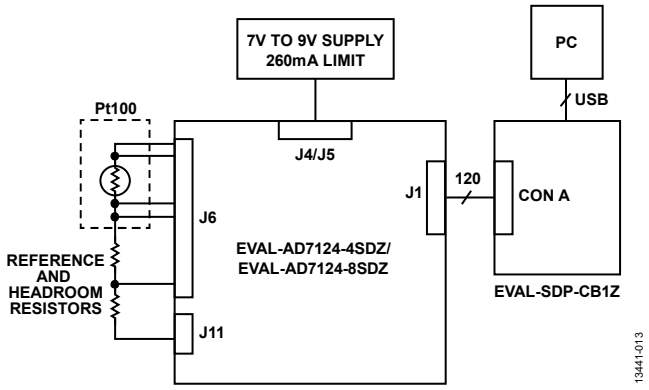


图13. 测试设置功能框图

测试该电路需要EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板。此外还需要下列传感器和电阻以确保电路正常工作：

- B类4线Pt100 RTD
- 5.11 kΩ精密电阻
- 缓冲器裕量所需的250 Ω电阻

配置硬件

按照下述步骤配置硬件：

1. 将EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板上的所有链接设为默认位置，如EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ用户指南所述。
2. 利用连接到J5的7 V或9 V电源为评估板上电。
3. 连接RTD、精密基准电阻和裕量电阻，如图14所示。

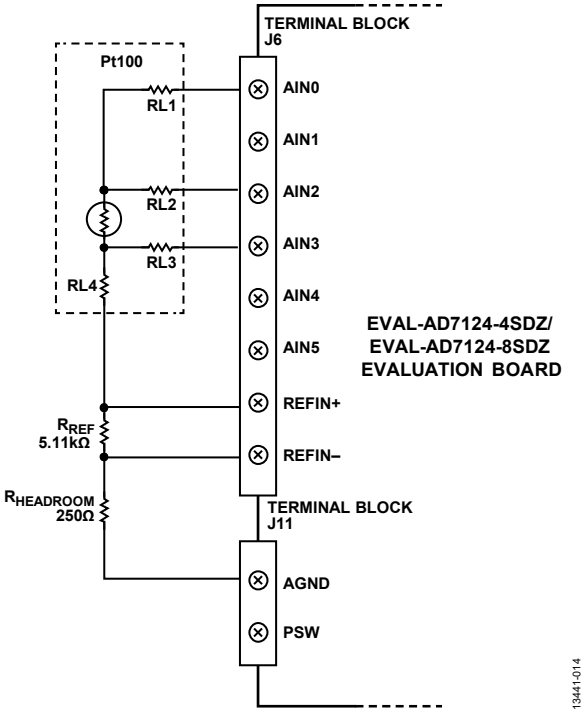


图14. 用于四线式RTD测量的EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板连接器

运行AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件，随即出现图15所示的窗口。

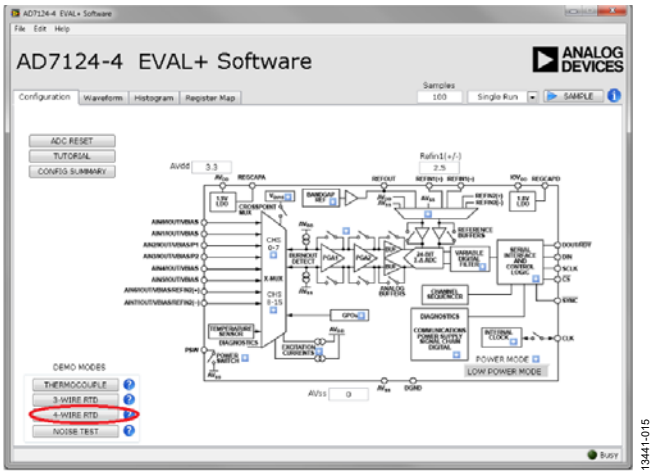


图15. AD7124-4 EVAL+软件窗口

为了配置AD7124-4/AD7124-8进行4线RTD测量，单击**4-WIRE RTD**(4线RTD)演示模式按钮(参见图15)。单击**4-WIRE RTD**(4线RTD)按钮以配置ADC软件，如下所示：

- Channel_0
  - AINP_0 = AIN2
  - AINM_0 = AIN3
  - Setup0
  - Enabled = TRUE
- Setup_0
  - PGA_0 = 16
  - AIN_BUFP、AIN_BUFM均为ENABLED
  - BIPOLAR = ENABLED
  - FS_0 = 384
  - FILTER_MODE_0 = SINC4
- ADC_Control
  - MODE = Continuous Conversion
  - POWER_MODE = FULL
- IO_CONTROL_1
  - IOUT0 Channel Enable = AIN1
  - IOUT0 Select = 500 µA

AD7124-4/AD7124-8的内部满量程和零电平校准。将AD7124-4/AD7124-8配置为4线RTD测量之前，还需要一项额外的设置：此校准可通过**Register Map**(**寄存器映射**)选项卡执行，如图16所示。

1. 单击**ADC_Control**寄存器。
2. 选择**Low Power**(**低功耗**)模式。
3. 执行内部满量程校准。
   a. 单击ADC控制寄存器的**Mode**(**模式**)位域。
   b. 在**Mode**位域中，选择内部满量程校准选项。
   c. 单击寄存器树中的**Gain0**寄存器，检查校准是否已执行，并且系数是否改变。
4. 执行内部零电平校准。
   a. 单击ADC控制寄存器的**Mode**(**模式**)位域。
   b. 在**Mode**位域中，选择内部零电平校准选项。
   c. 单击寄存器树中的**Offset0**寄存器，检查校准是否已执行，并且系数是否改变。
5. 校准完成后，将功耗模式改变为所需的工作模式，并从**ADC_Control**寄存器的**Mode**位域下拉框选择**Continuous**(**连续**)，以确保将ADC设置为连续转换模式。

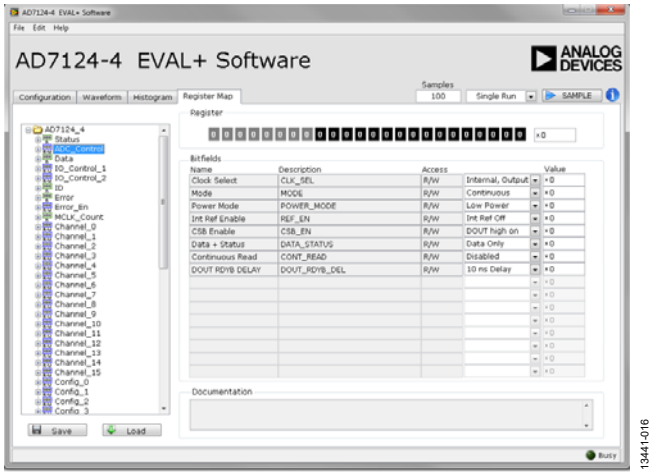


图16. 寄存器映射内部满量程和零电平校准

现在，评估板和器件已完成4线RTD测量配置。单击**SAMPLE**(**采样**)以启动AD7124-4/AD7124-8采样。**Waveform**(**波形**)和**Histogram**(**直方图**)选项卡显示从AD7124-4/AD7124-8采集到的数据。

了解详情

CN-0381设计支持包：
www.analog.com/CN0381-DesignSupport

EVAL-AD7124-4用户指南(UG-855)

EVAL-AD7124-8用户指南(UG-856)

SDP用户指南

Walt Kester，《传感器信号调理》第7章“温度传感器”，Analog Devices，1999年

Mary McCarthy，应用笔记AN-615，峰峰值分辨率与有效分辨率，Analog Devices

Donal McNamara，应用笔记AN-892，温度测量原理及实用技术，Analog Devices

MT-031指南，实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团，Analog Devices

MT-101指南，去耦技术，Analog Devices

电路笔记CN-0376，适合PLC/DCS应用的通道间隔离温度输入(热电偶/RTD)，Analog Devices

电路笔记CN-0382，超低功耗工业温度和压力、4 mA至20 mA/HART变送器，Analog Devices

电路笔记CN-0383，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式3线RTD测量系统，Analog Devices

电路笔记CN-0384，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式热电偶测量系统，Analog Devices

数据手册和评估板

EVAL-AD7124-4SDZ

EVAL-AD7124-8SDZ

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7124-4数据手册

AD7124-8数据手册

ADP1720数据手册

修订历史

2015年7月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0383

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0383。

连接/参考器件	
AD7124-4/ AD7124-8	集成PGA和基准电压源的4通道/8通道、低噪声、低功耗24位Σ-Δ型ADC
ADP1720	50 mA、高压、微功耗线性稳压器

采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式3线RTD测量系统

评估和设计支持

电路评估板

- **AD7124-4评估板(EVAL-AD7124-4SDZ)或AD7124-8评估板(EVAL-AD7124-8SDZ)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

图1所示电路是一个集成的3线式电阻温度检测器(RTD)系统，基于AD7124-4/AD7124-8低功耗、低噪声、24位Σ-Δ型模数转换器(ADC)，针对高精度测量应用而优化。采用两点校准和线性化，在−50°C至+200°C的温度范围内，3线系统的整体精度优于±1°C。在全功率模式、选择sinc^{4}滤波器、输出数据速率为50 SPS的条件下，系统的典型无噪声码分辨率为17.9位；在低功耗模式、选择后置滤波器、输出数据速率为25 SPS的条件下，系统的典型无噪声码分辨率为16.8位。

AD7124-4可配置为4个差分或7个伪差分输入通道，而AD7124-8可配置为8个差分或15个伪差分输入通道。片内可编程增益阵列(PGA)确保ADC中可直接输入小信号。

AD7124-4/AD7124-8提供最高的信号链集成度，其中包括可编程低漂移激励电流源。片内集成了RTD测量系统需要的大部分构建模块，因而能够大大简化RTD系统设计。

AD7124-4/AD7124-8允许用户灵活地使用三种集成功耗模式中的一种，电流消耗、输出数据速率范围和均方根噪声与所选的功耗模式相对应。低功耗模式下，AD7124-4/AD7124-8的功耗仅255 µA，全功率模式下为930 µA。这些功耗选项使得该器件既适合功耗不重要的应用，如输入/输出模块，也适合低功耗应用，如环路供电智能变送器(整个变送器的功耗必须低于4 mA)。

该器件还具有关断选项。在关断模式下，整个ADC及其辅助功能均关断，器件的典型功耗降至1 µA。AD7124-4/AD7124-8还集成了丰富的诊断功能，作为全面特性组合的一部分。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

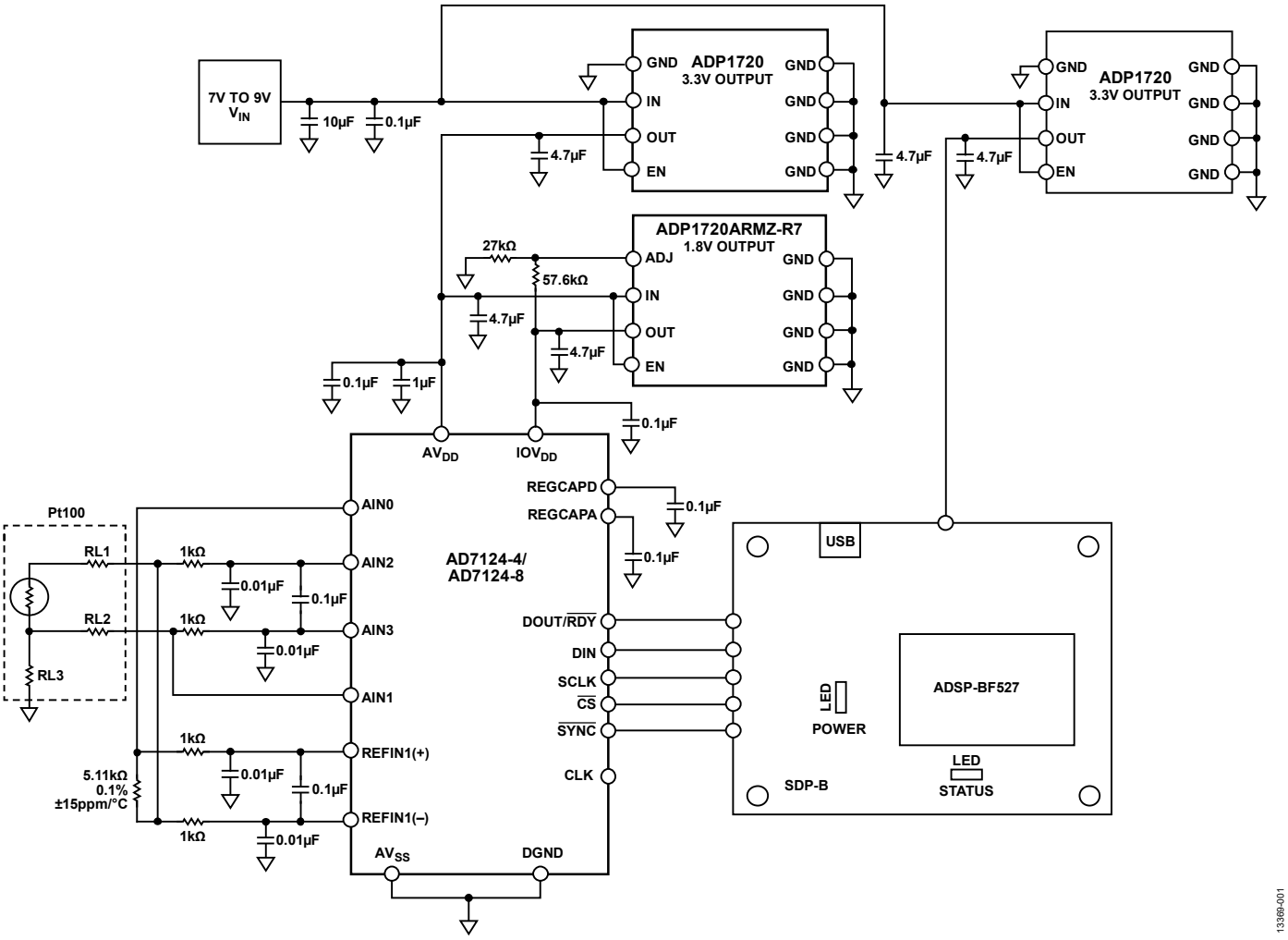


图1. 3线RTD测量配置

电路描述

RTD温度测量简介

RTD是工业应用中温度测量常用的传感器。RTD由纯金属(如铂、镍或铜)制成，其电阻随温度的变化是可预测的。最常用的RTD是铂Pt100和Pt1000。与其它类型的温度传感器相比，RTD具有高精度和良好的稳定性。长导线的电阻可利用3线连接来补偿。

为了精确测定电阻，须利用一个恒定电流源在RTD上产生一个电压。AD7124-4/AD7124-8提供两个这样的激励电流源，可通过寄存器编程将其设置为50 µA到1 mA的值。将测量值折合为精密参考电阻两端的电压(由同一个电流驱动)，即可轻易消除电流源中的误差，从而产生比例测量结果。

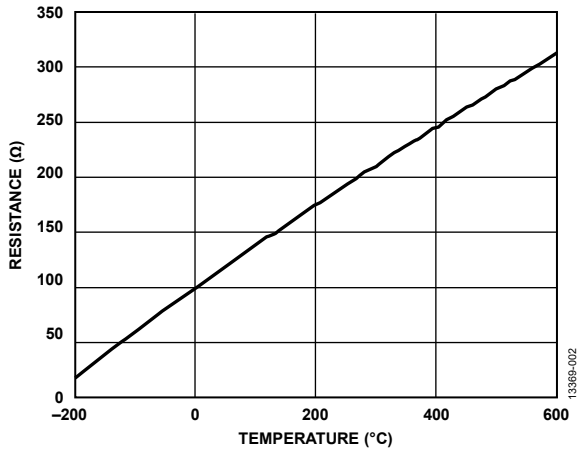


图2. RTD电阻与温度的关系

图1所示电路使用B类Pt100 RTD传感器。Pt100 RTD的温度测量范围是−200°C至+600°C。B类RTD在0°C时的电阻典型值为100 Ω，典型温度系数约为0.385 Ω/°C(参见图2)。利用此信息，根据所选的电流源很容易计算出Pt100 RTD两端产生的电压。

电路工作原理

AD7124-4/AD7124-8提供集成式RTD测量解决方案，可实现高分辨率、低非线性度误差和低噪声性能，以及极高的50 Hz/60 Hz抑制能力。AD7124-4/AD7124-8片内集成低噪声PGA，可放大RTD的小信号，增益编程范围为1到128，因而可以直接与传感器接口。增益级具有高输入阻抗，输入漏电流在全功率模式下不超过3.3 nA，在低功耗模式下为1 nA(典型值)。下面说明构成3线RTD温度测量系统的不同元件。

电源

AD7124-4/AD7124-8具有单独的模拟电源和数字电源。数字电源IOV_{DD}独立于模拟电源，可以为1.65 V至3.6 V范围内的值(以DGND为基准)。模拟电源AV_{DD}以AV_{SS}为基准，范围是2.7 V到3.6 V(中低功率模式)或2.9 V至3.6 V(全功率模式)。图1所示电路采用单电源供电，因此AV_{SS}与DGND相连，仅使用一个接地层。AV_{DD}和IOV_{DD}电压利用稳压器ADP1720分别产生。AV_{DD}电压设置为3.3 V，IOV_{DD}电压设置为1.8 V，采用ADP1720稳压器。使用单独的稳压器可确保噪声最低。

串行外设接口(SPI)

与AD7124-4/AD7124-8的SPI通信由EVAL-SDP-CB1Z板上的Blackfin® ADSP-BF527处理，如图1所示。为了访问AD7124-4/AD7124-8的寄存器，使用AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件。图3显示了该软件的主窗口。单击**3-WIRE RTD**(3线RTD)按钮以配置软件用于3线RTD测量。

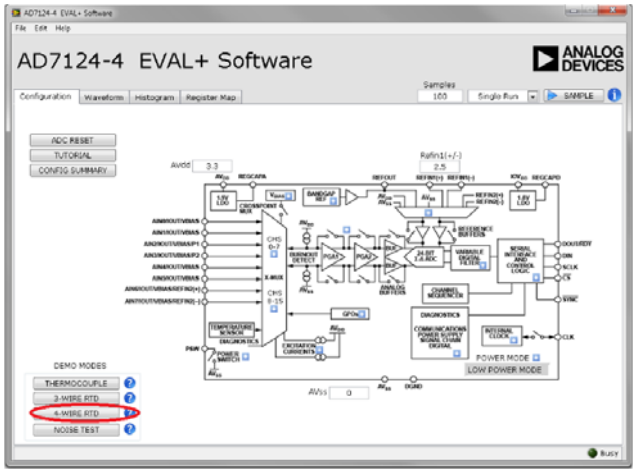


图3. AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件配置窗口

AD7124-4/AD7124-8的片内诊断功能可用来检测SPI通信故障。这些诊断包括检查SPI读写操作，确保仅访问有效寄存器。SCLK计数器确保使用正确数量的SCLK脉冲，而CRC功能检查传输期间位值有无变化。当任一SPI通信诊断功能使能且发生相关的错误时，错误寄存器中的对应标志就会置1。所有使能的标志进行或运算，以控制状态寄存器的ERR标志位。该功能在将状态位附加到ADC转换结果时特别有用。

模拟输入和基准电压源

AD7124-4可配置为4个差分或7个伪差分通道，而AD7124-8可配置为8个差分或15个伪差分通道。

AD7124-4/AD7124-8的片内诊断功能可用来检查模拟引脚上的电平是否在额定工作范围以内。正(AINP)和负(AINM)模拟输入可以单独检查是否发生过压和欠压，以及ADC是否饱和。当模拟输入上的电压超过AV_{DD}时，过压标志就会置1；当模拟输入上的电压低于AV_{SS}时，欠压标志就会置1。

图1所示电路利用4个模拟引脚实现3线测量：AIN0、AIN1、AIN2和AIN3。AIN2和AIN3配置为全差分输入通道，用于检测Pt100上的电压。用于激励RTD的激励电流源由AV_{DD}产生，并流向AIN0。一个相同的电流流向AIN1，并流经RL2引线电阻，从而产生一个电压，其抵消RL1引线电阻上的压降。图4详细显示了模拟引脚及其配置。

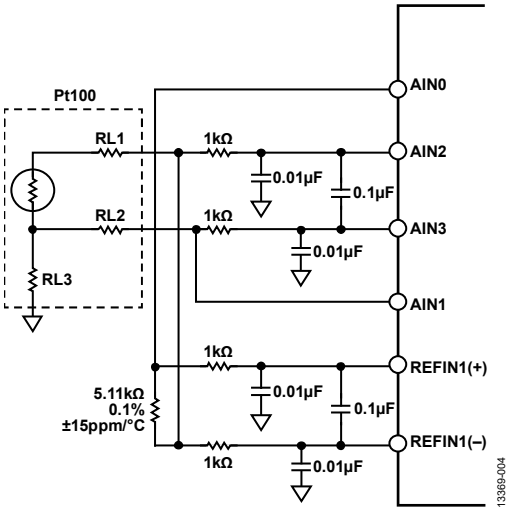


图4. 3线RTD测量的模拟输入

PGA使能时，模拟输入缓冲器自动使能。PGA允许输入引脚上的电压低至AV_{SS}，因此，模拟输入引脚不需要裕量电阻。基准电压缓冲器也使能。这些缓冲器需要裕量。基准电阻位于高端，其裕量要求得到满足，因而不需要其它裕量电阻。

对于图1所示电路，所用的基准输入为REFIN1(±)。流经Pt100的电流也会流过精密基准电阻，产生基准电压。此精密基准电阻上产生的电压与Pt100上的电压成比例，因此，激励电流波动所引起的误差会被消除。

数字和模拟滤波

差分滤波器(截止频率约为800 Hz)和共模滤波器(截止频率约为16 kHz)在模拟输入端和基准输入端实现。为了抑制调制器频率及其倍数处的干扰，必须使用这种滤波。

AD7124-4/AD7124-8在片内数字滤波方面拥有很大的灵活性。有多种滤波器选项可用，所选的滤波器会影响输出数据速率、建立时间和50 Hz/60 Hz抑制性能。对于此电路笔记，电路实现了sinc^{4}滤波器和后置滤波器。之所以使用sinc^{4}滤波器，是因为它在整个输出数据速率范围内具有出色的噪声性能，另外还有出色的50 Hz/60 Hz抑制性能。后置滤波器用于提供50 Hz和60 Hz同时抑制，建立时间为40 ms。

校准

AD7124-4/AD7124-8提供不同的校准模式，通过校准可消除失调和增益误差。对于本电路笔记，电路使用了内部零电平校准和内部满量程校准。注意，这些校准只能消除ADC增益和失调误差，而不能消除外部电路引起的增益和失调误差。

3线RTD配置

图1所示电路使用AD7124-4/AD7124-8进行精密3线RTD测量。3线RTD测量需要两个精密激励电流源，以便轻松消除RL1和RL2产生的引线电阻误差。注意，RL3引线电阻不会影响测量精度。对于图1所示3线RTD配置，基准电阻放在RTD的高端。对于此设置，一个激励电流流经基准电阻和RTD；另一个电流流经引线电阻RL2，其产生的电压抵消RL1上的压降。由于仅利用一个激励电流来产生基准电压REFIN1±和RTD上的电压，因此，该电流源的精度、失配和失配漂移对ADC传递函数的影响极小。

激励电流在Pt100 RTD上产生一个低电平电压。此低电平电压由AD7124-4/AD7124-8的片上PGA放大，然后通过24位Σ-Δ ADC转换为精密数字信号。对于此3线RTD配置，两个激励电流均设置为500 µA。对于最高600°C的RTD温度，采用500 µA激励电流时，RTD上产生的电压约为156.85 mV。为确保使用AD7124-4/AD7124-8的最大范围，PGA增益设置为16，其将RTD传感器最大输出电压放大到2.5096 V。为确保此3线电路实现真正的比率式配置，ADC的基准电压利用外部精密电阻产生，所用的激励电流与Pt100情况相同。使用这种配置意味着，激励电流值的任何波动都会反映在Pt100和基准电阻上，因而不会改变系统的精度。

使用500 µA激励电流和ADC的放大电压，基准电阻值为：

$$V_{RTD\,MAX}/I_{EXC} = 2.51\ \text{V}/500\ \mu\text{A} = 5020\ \Omega$$

因此，选择5.11 kΩ电阻，其产生的基准电压为：

$$V_{REF} = R_{REF} \times I_{EXC} = 5.11\ \text{k}\Omega \times 500\ \mu\text{A} = 2.555\ \text{V}$$

利用AD7124-4/AD7124-8进行3线RTD测量时，还必须考虑激励电流源的输出顺从电压。输出顺从电压取决于所选的激励电流。本电路选择500 µA，其输出顺从电压为AV_{DD} – 0.37 V。本电路的AV_{DD}电源电压为3.3 V，因此，激励电流源的输出顺从电压必须低于2.93 V。从上述计算可知，电路满足这一要求，因为AIN0引脚的最大电压等于精密基准电阻上的电压加上RTD上的电压：

$$V_{REF} + V_{RTD} = 2.555\ \text{V} + 156.85\ \text{mV} = 2.71185\ \text{V}$$

针对3线RTD测量的AD7124-4/AD7124-8配置如下：

- 差分输入： AINP = AIN2，AINM = AIN3
- 激励电流： IOUT0 = AIN0 = 500 µA
- 激励电流： IOUT1 = AIN1 = 500 µA
- 增益 = 16
- 5.11 kΩ精密基准电阻
- 数字滤波(sinc^{4}和后置滤波器)

当ADC工作在双极性模式时，计算RTD电阻(R)的通用表达式如下所示：

$$R_{RTD} = \frac{(CODE - 2^{N-1}) \times R_{REF}}{G \times 2^{N-1}} \quad (1)$$

其中：

*CODE*为ADC码。

*N*为ADC的分辨率(本电路为24)。

R_{REF}为基准电阻。

*G*为所选增益。

根据B类RTD的规格，电阻变化约为0.385 Ω/°C。可利用此关系快速获得RTD的近似温度。由于RTD的温度系数在整

个温度范围内略有变化，因此上述方法不够精确，但可以利用它来快速检查温度。

使用公式2计算近似温度，RTD电阻在0°C时为100 Ω。

$$Temperature\ (°C) = \frac{R_{RTD} - 100}{0.385} \quad (2)$$

RTD传递函数即所谓Callender-Van Dusen公式，它由两个不同的多项式公式组成。公式3用于0°C以上的温度，公式4用于0°C以下的温度。

温度t ≤ 0°C时，公式为：

$$R_{RTD}(t) = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100°C)t^3] \quad (3)$$

温度t ≥ 0°C时，公式为：

$$R_{RTD}(t) = R_0(1 + At + Bt^2) \quad (4)$$

其中：

t为RTD温度(°C)。

$R_{RTD}(t)$为RTD在温度(t)时的电阻(Ω)。

R_0为0°C时的RTD电阻(本例中R_0 = 100 Ω)。

$A = 3.9083 \times 10^{-3}$。

$B = -5.775 \times 10^{-7}$。

$C = -4.23225 \times 10^{-12}$。

结合公式3和公式4给出的传递函数，有多种方法可以确定作为RTD电阻函数的温度值。本电路笔记选择直接数学方法，因为其精度高。根据公式3可得出以下温度计算公式：

$$T_{RTD}\ (°C) = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4B\left(1 - \frac{r}{R_0}\right)}}{2B} \quad (5)$$

其中r为RTD电阻，其它变量的定义如上所述。

此方法能够很好地处理大于或等于0°C的温度。计算0°C以下的RTD温度需要使用最佳拟合多项式表达式。本电路笔记使用的多项式为五阶多项式，如公式6所示。

$$T_{RTD}\ (°C) = -242.02 + 2.2228 \times r + (2.5859 \times 10^{-3})r^2 - (48260 \times 10^{-6})r^3 - (2.8183 \times 10^{-3})r^4 + (1.5243 \times 10^{-10})r^5 \quad (6)$$

举例来说，温度设置为25°C时，若从AD7124-4/AD7124-8读出的代码为11270065，则利用公式1将其转换为电阻值：

$$R_{RTD} = \frac{(11270065 - 2^{23}) \times R_{REF}}{G \times 2^{23}} = 109.704\ \Omega$$

利用公式5进行线性化，得出温度为24.921°C。

再举一例，温度设置为−25°C时，若从AD7124-4/AD7124-8读出的代码为10757779，则将其转换为电阻值：

$$R_{RTD} = \frac{(10757779 - 2^{23}) \times R_{REF}}{G \times 2^{23}} = 90.200\ \Omega$$

利用公式6进行线性化，得出温度为−24.982°C。

3线RTD测量和结果

对于图1所示电路，我们采集了AD7124-4/AD7124-8在不同数字滤波器和功耗模式配置下获得的数据，sinc⁴滤波器用于全功率模式，后置滤波器用于低功耗模式。

若选择sinc⁴滤波器、全功率模式和50 SPS输出数据速率的配置，则AD7124-4/AD7124-8可以最佳的速度和噪声性能工作。图5显示了室温下3线RTD按图1所示连接时的噪声分布。对应的均方根噪声典型值为199.37 nV rms，相当于约17.9位无噪声分辨率。选择相同的滤波器、增益和输出数据速率，但输入短路时，AD7124-4/AD7124-8的噪声性能典型值为100 nV rms，相当于18.7位无噪声分辨率。噪声的增加直接来自输入通道(AIN2、AIN3)上连接的RTD。

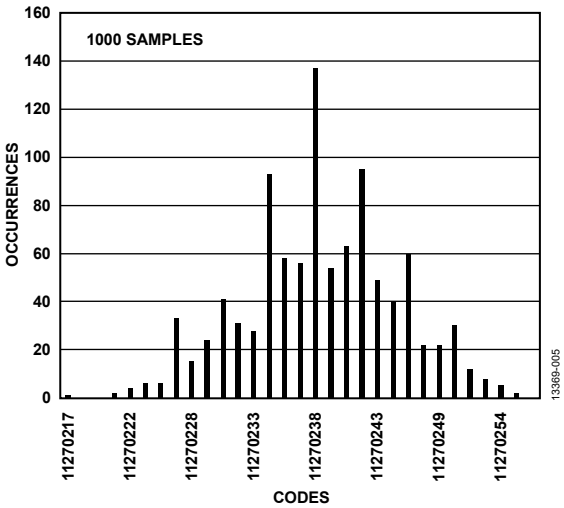


图5. 室温、Sinc⁴滤波器、全功率模式、50 SPS时的RTD码直方图

对于选择sinc⁴滤波器和全功率模式的3线RTD配置，将RTD温度从−50°C扫描至+200°C。对于每个温度，按照上述方法利用AD7124-4/AD7124-8测量RTD上的相应电压。然后将此电压转换为电阻，按照“3线RTD配置”部分所述进行线性化并转换为温度。图6显示了设定温度与线性化后RTD实测系统温度之间的误差。对于每个RTD温度设置，AD7124-4/AD7124-8保持25°C。如图6所示，RTD实测温度的误差在Pt100 B类RTD的误差窗口内。图6还显示了RTD误

差在不同AD7124-4/AD7124-8温度设置下的偏差。对于AD7124-4/AD7124-8的每个温度设置，执行内部零电平校准和满量程校准。如图6所示，对于AD7124-4/AD7124-8的所有温度设置，RTD误差在B类RTD的预期误差范围内。

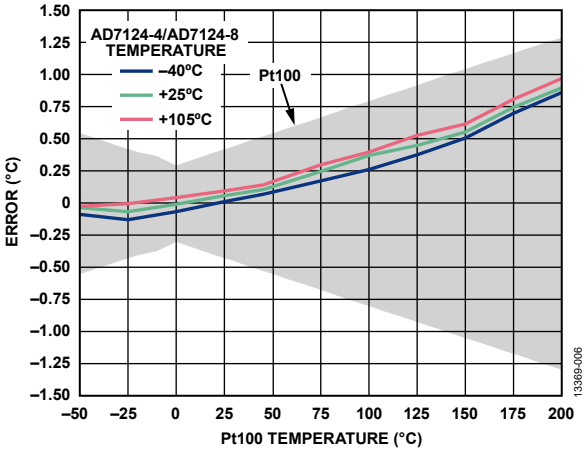


图6. 温度精度测量(Sinc⁴滤波器、全功率模式、50 SPS)

图7显示了在25°C执行一次性内部零电平和满量程校准后的RTD实测温度误差。该图显示，在25°C执行一次性校准与在各温度设置执行校准，AD7124-4/AD7124-8表现出相似的性能。

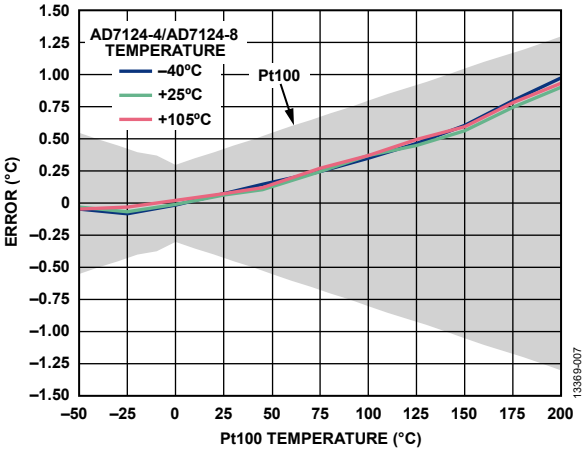


图7. 温度精度测量(Sinc⁴滤波器、全功率模式、50 SPS，仅执行25°C一次性校准)

测试的第二种AD7124-4/AD7124-8配置是低功耗模式，选择后置滤波器和25 SPS输出数据速率。25 SPS滤波器提供50 Hz和60 Hz同时抑制，并且允许用户用建立时间换取电源抑制性能。图8显示了室温下3线RTD按图1所示连接时的噪声分布。对应的均方根噪声典型值为774 nV rms，相当于约16.8位无噪声分辨率。使用相同的滤波器、增益、功耗模式和输出数据速率，但输入短路时，AD7124-4/AD7124-8的噪声性能典型值为360 nV rms，相当于17.3位无噪声分辨率。两次测量的噪声增加直接来自输入通道(AIN2、AIN3)上的RTD连接。

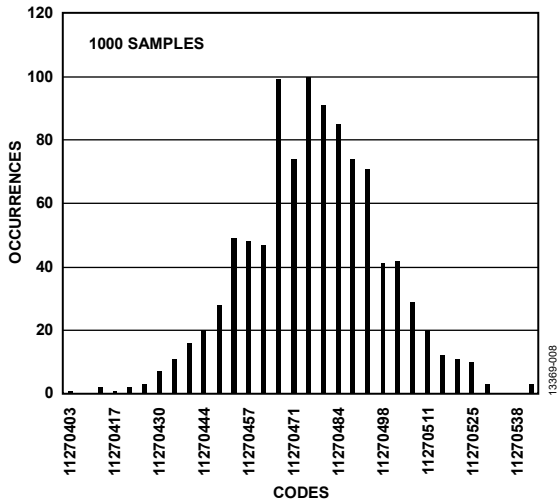


图8. 室温、后置滤波器、低功耗模式、25 SPS时的RTD码直方图

对于选择后置滤波器和低功耗模式的AD7124-4/AD7124-8配置，将RTD温度从−50°C扫描至+200°C。对于每个设定的RTD温度，按照上述方法利用AD7124-4/AD7124-8测量RTD上的相应电压。然后将此电压转换为电阻，按照“3线RTD配置”部分所述进行线性化并转换为温度。图9显示了设定温度与线性化后RTD实测温度之间的误差。对于每个RTD温度设置，AD7124-4/AD7124-8保持25°C。如图9所示，RTD实测温度的误差在Pt100 B类RTD的误差窗口内。图9还显示了RTD误差在不同AD7124-4/AD7124-8温度设置下的偏差。对于AD7124-4/AD7124-8的每个温度设置，执行内部零电平校准和满量程校准。图9显示，对于AD7124-4/AD7124-8的所有温度设置，RTD误差在B类RTD的预期误差范围内。

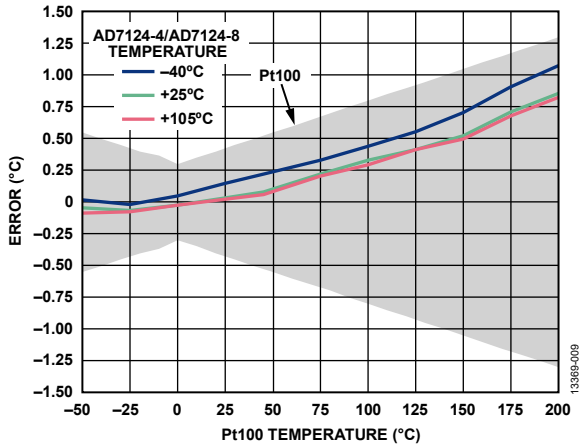


图9. 温度精度测量(后置滤波器、低功耗模式、25 SPS)

图10显示了在25°C执行一次性内部零电平和满量程校准后的RTD实测温度误差。该图显示，在25°C执行一次性校准与在各温度设置执行校准，AD7124-4/AD7124-8表现出相似的性能。

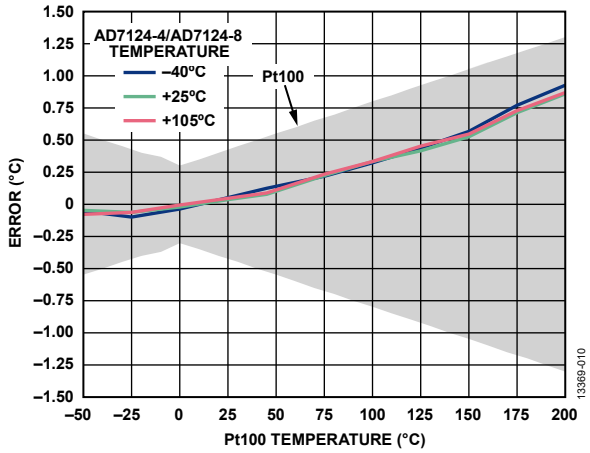


图10. 温度精度测量(后置滤波器、低功耗模式、25 SPS，仅执行25°C一次性校准)

常见变化

电流源失配和失配漂移

在图1所示电路中，精密基准电阻放置于高端。高端配置非常适合采用单个RTD的系统。使用多个RTD时，将精密电阻放在低端更好，因为仅需要一个基准电阻。基准电阻放在低端时，需要更高的激励电流匹配度。有两种技术可用来降低电流失配引起的误差：

- 激励电流斩波
- 通过测量激励电流来校准

激励电流斩波

利用AD7124-4/AD7124-8的交叉点多路复用器，很容易实现斩波配置。图11显示3线RTD配置的5.11 kΩ精密基准电阻连接到Pt100 RTD的低端。对于这种配置，必须考虑所用的电流源和增益。IOUT0和IOUT1均设置为250 µA。选择此电流可确保电路符合电流源的输出顺从要求，以及精密电阻上产生的基准电压要求。为确保利用ADC的全部范围，PGA增益设置为32。基准电阻低端需要一个电阻，因为基准电压缓冲器已使能且需要裕量(100 mV)。

为了对电流进行斩波，当IOUT0连接到AIN0且IOUT1连接到AIN1时，对RTD电压进行测量，如图11所示。交换电流后，即IOUT1连接到AIN0，IOUT1连接到AIN1时，再次测量RTD上的电压。然后利用这两次测量的平均值计算RTD电阻，再利用公式1到公式6计算温度。斩波方法可大大降低激励电流失配和失配漂移的影响。然而，由于需要两次测量，对吞吐速率会有影响。

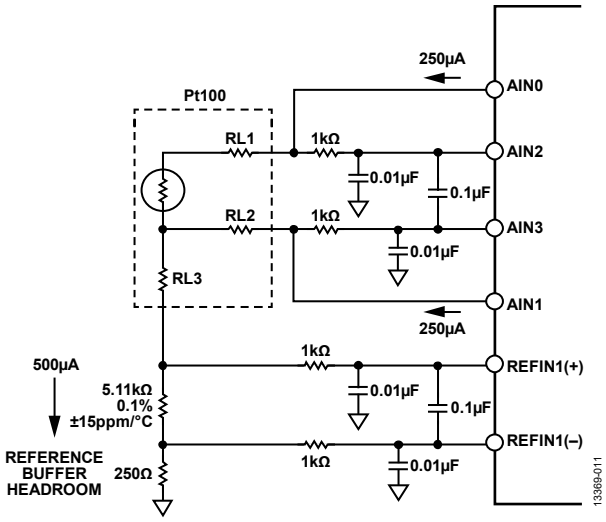


图11. AD7124-4/AD7124-8的3线RTD测量配置，采用电流斩波测量技术

收集采用激励电流斩波方法测得的数据，并记录对应的Pt100温度误差，如图12所示。在AD7124-4/AD7124-8的不同环境温度下，对于所有测量的RTD温度，温度误差都在Pt100 RTD的误差带内。这些结果表明，激励电流斩波所得到的结果可与高端精密基准电阻配置所获得的数据相比拟。

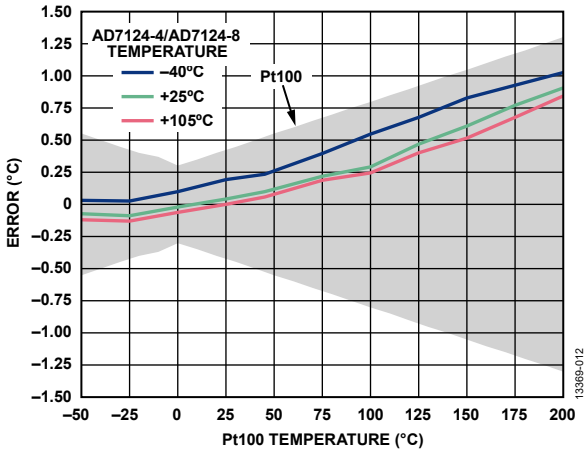


图12. 斩波配置温度精度测量(Sinc⁴滤波器、全功率模式、各温度下校准)

通过测量激励电流来校准

通过测量激励电流来校准3线系统的配置如图13所示。对于此配置，精密基准电阻连接到RTD的低端。该配置与电流斩波所用的配置相似，两个电流均设为250 µA，PGA增

益设为32，但主要区别在于需要一个附加差分输入通道。该附加输入通道用于测量两个激励电流。测量方法如下：分别使能各激励电流，相对于内部基准电压测量精密基准电阻上的压降。然后根据精密基准电阻值，将测得的电压转换为电流，并计算电流之比，用以校准失配。

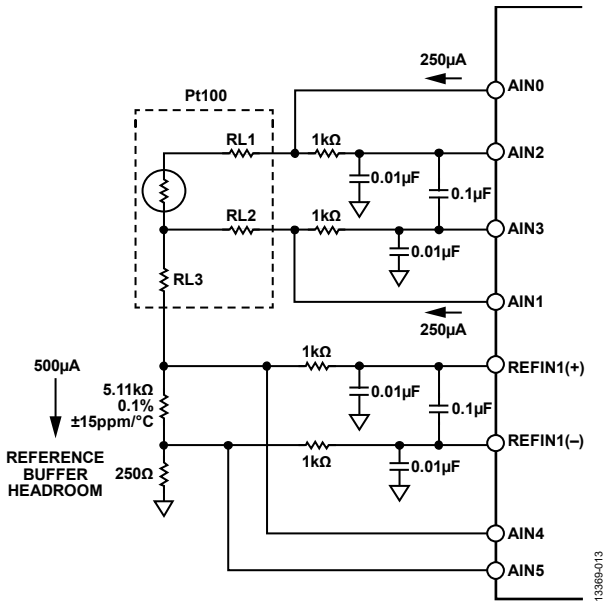


图13. AD7124-4/AD7124-8的3线RTD测量配置，通过测量激励电流来校准

图14显示了RTD测量的校准温度误差。结果表明，RTD误差在RTD的预期误差带内，测量误差接近RTD本身的误差曲线。为确保结果精确，必须定期校准电流。

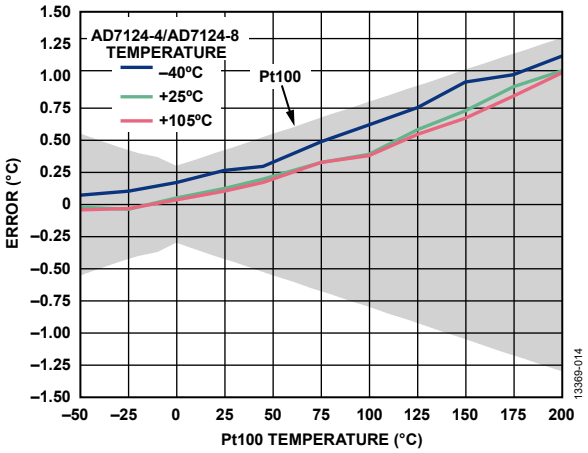


图14. 用于激励电流校准的温度精度测量（Sinc⁴滤波器、全功率模式、各温度下校准）

引线电阻补偿

对于3线RTD测量，引线电阻补偿的精度取决于各引线的电阻是否相等(即RL1 = RL2)。RL3上的压降不影响RTD元件上测得的电压，因此，RL3不会给本电路笔记所述电路的测量带来误差。

24 AWG铜线的标称电阻为每英尺0.026 Ω。50英尺长具有1.3 Ω引线电阻。假设补偿和激励电流完全匹配，10%的引线电阻匹配误差将在RTD测量中产生0.13 Ω误差。RTD温度系数约为0.385 Ω/°C，因此，0.13 Ω引线电阻失配测量误差相当于约(0.13 Ω) ÷ (0.385 Ω/°C) = 0.337°C误差。故而，对于精密3线测量，必须精确知道连接电缆的匹配特性。

假设引线电阻完全匹配，激励电流(IOUT0和IOUT1)失配产生的误差与总引线电阻成比例。例如，0.5%的激励电流失配(AD7124-4/AD7124-8的典型规格)将在RTD电阻测量中产生0.5%误差。Pt100 RTD电阻标称温度系数为0.385 Ω/°C，相当于2.6°C/Ω的温度变化。0.5%的电阻测量误差产生的RTD测量误差为0.005 × 2.6°C/Ω = 0.013°C/Ω。对于10 Ω的引线电阻(约400英尺24 AWG铜线)，电流失配引起的误差仅为0.13°C。

上面的讨论说明，在大多数实际应用中，引线电阻失配引起的误差远大于0.5%的激励电流失配所致误差。如上所述，激励电流的失配误差可通过斩波模式或测量各激励电流来降至最小。

电路评估与测试

设备要求

3线RTD测量系统需要如下设备：

- EVAL–AD7124-4SDZ或EVAL-AD7124-8SDZ评估板
- EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)
- AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件
- 电源：7 V或9 V壁式电源适配器
- B类Pt100 3线RTD
- 运行Windows® XP (SP2)、Windows Vista或Windows 7(32位或64位)的PC

软件安装

AD7124-4/AD7124-8和SDP板的完整软件用户指南参见EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ用户指南和SDP用户指南。

软件需要与硬件接口。此软件可从ftp://ftp.analog.com/pub/evalcd/AD7124下载。如果安装文件未自动运行，请双击**setup.exe**文件。请先安装评估软件，再将评估板和SDP板连接到PC的USB端口，确保PC能够正确识别评估系统。

完成评估软件安装后，将SDP板(通过连接器A)连接到EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ，然后利用附送的电缆将SDP板连接到PC的USB端口。检测到评估系统后，确认出现的所有对话框，完成安装。

设置与测试

图15所示为3线RTD配置的测试设置功能框图。

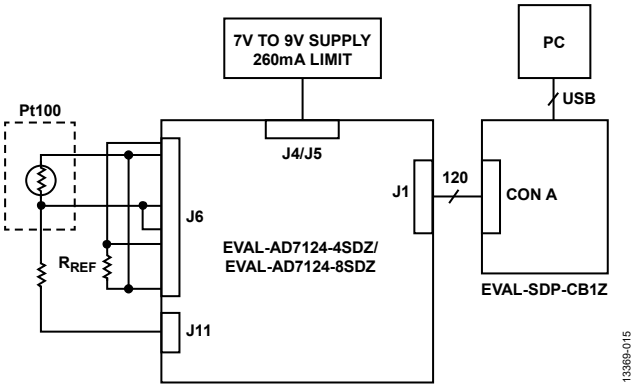


图15. 测试设置功能框图

测试该电路需要EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板。此外还需要下列传感器和电阻以确保电路正常工作：

- B类3线Pt100 RTD
- 5.11 kΩ精密电阻
- 用于缓冲器裕量的250 Ω电阻(本配置不需要，但若在增益为1时使用Pt1000 RTD，则可能需要)

配置硬件，请执行如下步骤：

- 将EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板上的所有链接设为默认位置，如EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ用户指南所述。
- 利用连接到J5的7 V或9 V电源为评估板上电。
- 连接RTD、精密基准电阻和裕量电阻，如图16所示。

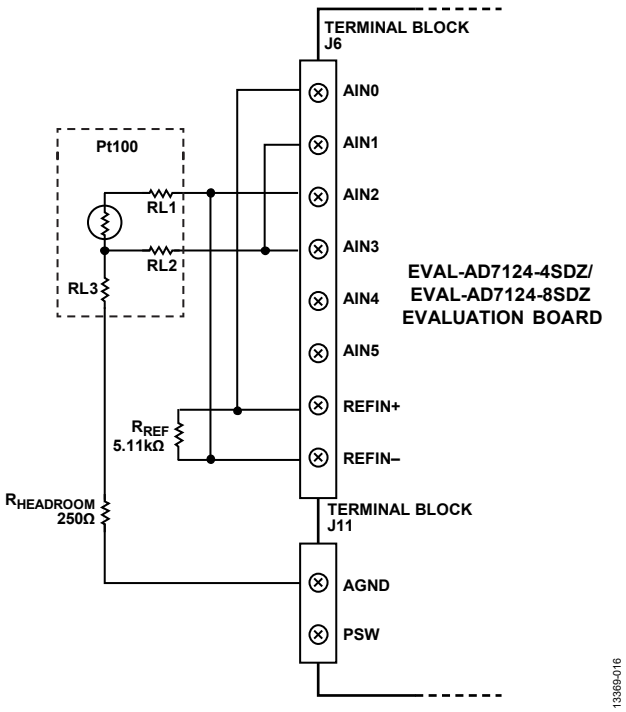


图16. 用于3线RTD测量的EVAL-AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板

运行AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件。图17所示为软件主窗口的截图。

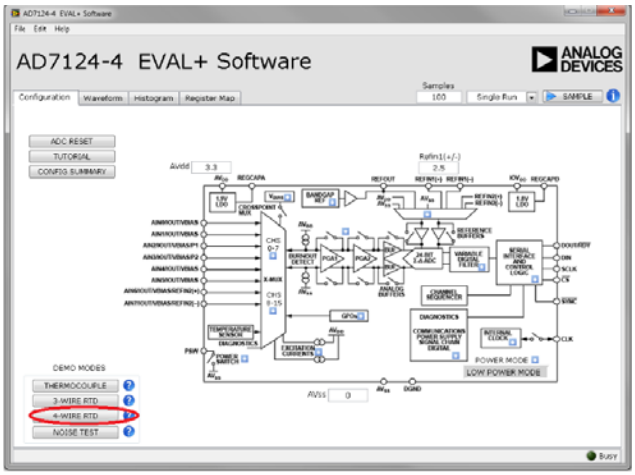


图17. AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件主窗口

为了配置AD7124-4/AD7124-8进行3线RTD测量，单击**3-WIRE RTD**(3线RTD)演示模式按钮(参见图17)。单击此按钮配置ADC软件以获得最佳性能。一些寄存器设置如下：

1. Channel_0
   a. AINP_0 = AIN2
   b. AINM_0 = AIN3
   c. Setup0
   d. Enabled = TRUE
2. Setup_0
   a. PGA_0 = 16
   b. AIN_BUFP、AIN_BUFM均为ENABLED
   c. BIPOLAR = ENABLED
   d. FS_0 = 384
   e. FILTER_MODE_0 = SINC4
3. ADC_Control
   a. MODE = Continuous Conversion
   b. POWER_MODE = FULL
4. IO_CONTROL_1
   a. IOUT0 Channel Enable = AIN0
   b. IOUT0 Select = 500 µA
   c. IOUT1 Channel Enable = AIN1
   d. IOUT1 Select = 500 µA

AD7124-4/AD7124-8的内部满量程和零电平校准。将AD7124-4/AD7124-8配置为3线RTD测量之前，还需要一项额外的设置：此校准可通过**Register Map**(**寄存器映射**)选项卡执行，如图18所示。

1. 从寄存器树中选择**ADC_Control**寄存器。
2. 选择**Low Power**(**低功耗**)模式。
3. 执行内部满量程校准。
   a. 单击ADC控制寄存器的**Mode**(**模式**)位域。
   b. 在**Mode**位域中，选择内部满量程校准选项。
   c. 选择寄存器树中的**Gain0**寄存器，检查校准是否已执行，并且系数是否改变。
4. 执行内部零电平校准。
   a. 单击ADC控制寄存器的**Mode**(**模式**)位域。
   b. 在**Mode**位域中，选择内部零电平校准选项。
   c. 选择寄存器树中的**Offset0**寄存器，检查校准是否已执行，并且系数是否改变。
5. 校准完成后，将功耗模式改变为所需的工作模式，并从**ADC_Control**寄存器的**Mode**位域下拉框选择**Continuous**(**连续**)，以确保将ADC设置为连续转换模式。

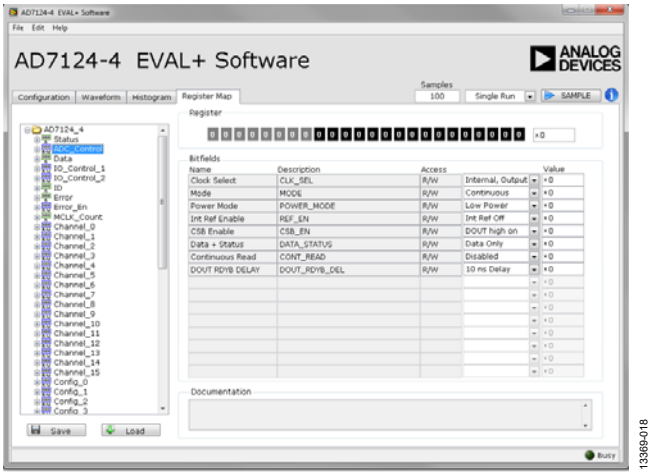


图18. 寄存器映射内部满量程和零电平校准

现在，评估板和器件已完成3线RTD测量配置。单击**SAMPLE**(**采样**)以启动AD7124-4/AD7124-8采样。**Waveform**(**波形**)和**Histogram**(**直方图**)选项卡显示从AD7124-4/AD7124-8采集到的数据。

了解详情

CN-0383设计支持包：
www.analog.com/CN0383-DesignSupport

SDP用户指南

EVAL-AD7124-4用户指南(UG-855)

EVAL-AD7124-8用户指南(UG-856)

AN-892应用笔记，温度测量原理及实用技术，Analog Devices

Walt Kester，《传感器信号调理》第7章“温度传感器”，Analog Devices，1999年

Mary McCarthy，应用笔记AN-615，峰峰值分辨率与有效分辨率，Analog Devices

MT-031指南，实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团，Analog Devices

MT-101指南，去耦技术，Analog Devices

电路笔记CN-0376，适合PLC/DCS应用的通道间隔离温度输入(热电偶/RTD)，Analog Devices

电路笔记CN-0381，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式4线RTD测量系统，Analog Devices

电路笔记CN-0382，超低功耗工业温度和压力、4 mA至20mA/HART变送器，Analog Devices

电路笔记CN-0384，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式热电偶测量系统，Analog Devices

数据手册和评估板

EVAL-AD7124-4SDZ

EVAL-AD7124-8SDZ

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7124-4数据手册

AD7124-8数据手册

ADP1720数据手册

修订历史

2015年7月—修订版0：初始版

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0384。

连接/参考器件	
AD7124-4/ AD7124-8	集成PGA和基准电压源的4通道/8通道、低噪声、低功耗24位Σ-Δ型ADC
ADP1720	50 mA、高压、微功耗线性稳压器

采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式热电偶测量系统

评估和设计支持

电路评估板

AD7124-4评估板(EVAL-AD7124-4SDZ)或AD7124-8评估板(EVAL-AD7124-8SDZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个集成的热电偶测量系统，基于AD7124-4/AD7124-8低功耗、低噪声、24位Σ-Δ型模数转换器(ADC)，针对高精度测量应用而优化。使用该系统的热电偶测量在−50°C至+200°C的测量温度范围内具有±1°C的整体系统精度。系统的典型无噪声码分辨率约为15位。

AD7124-4可配置为4个差分或7个伪差分输入通道，而AD7124-8可配置为8个差分或15个伪差分输入通道。片内低噪声可编程增益阵列(PGA)确保ADC中可直接输入小信号。

AD7124-4/AD7124-8提供最高的信号链集成度，其中包括可编程低漂移激励电流源、偏置电压发生器和内部基准电压源。片内集成了系统需要的大部分构建模块，因而能够简化热电偶系统设计。

AD7124-4/AD7124-8允许用户灵活地使用三种集成功耗模式中的一种，电流消耗、输出数据速率范围和均方根噪声与所选的功耗模式相对应。低功耗模式下，AD7124-4/AD7124-8的功耗仅255 μA，全功率模式下为930 μA。这些功耗选项使得该器件既适合功耗不重要的应用，如输入/输出模块，也适合低功耗应用，如环路供电智能变送器(整个变送器的功耗必须低于4 mA)。

该器件还具有关断选项。在关断模式下，整个ADC及其辅助功能均关断，器件的典型功耗降至1 μA。AD7124-4/AD7124-8还集成了丰富的诊断功能，作为全面特性组合的一部分。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

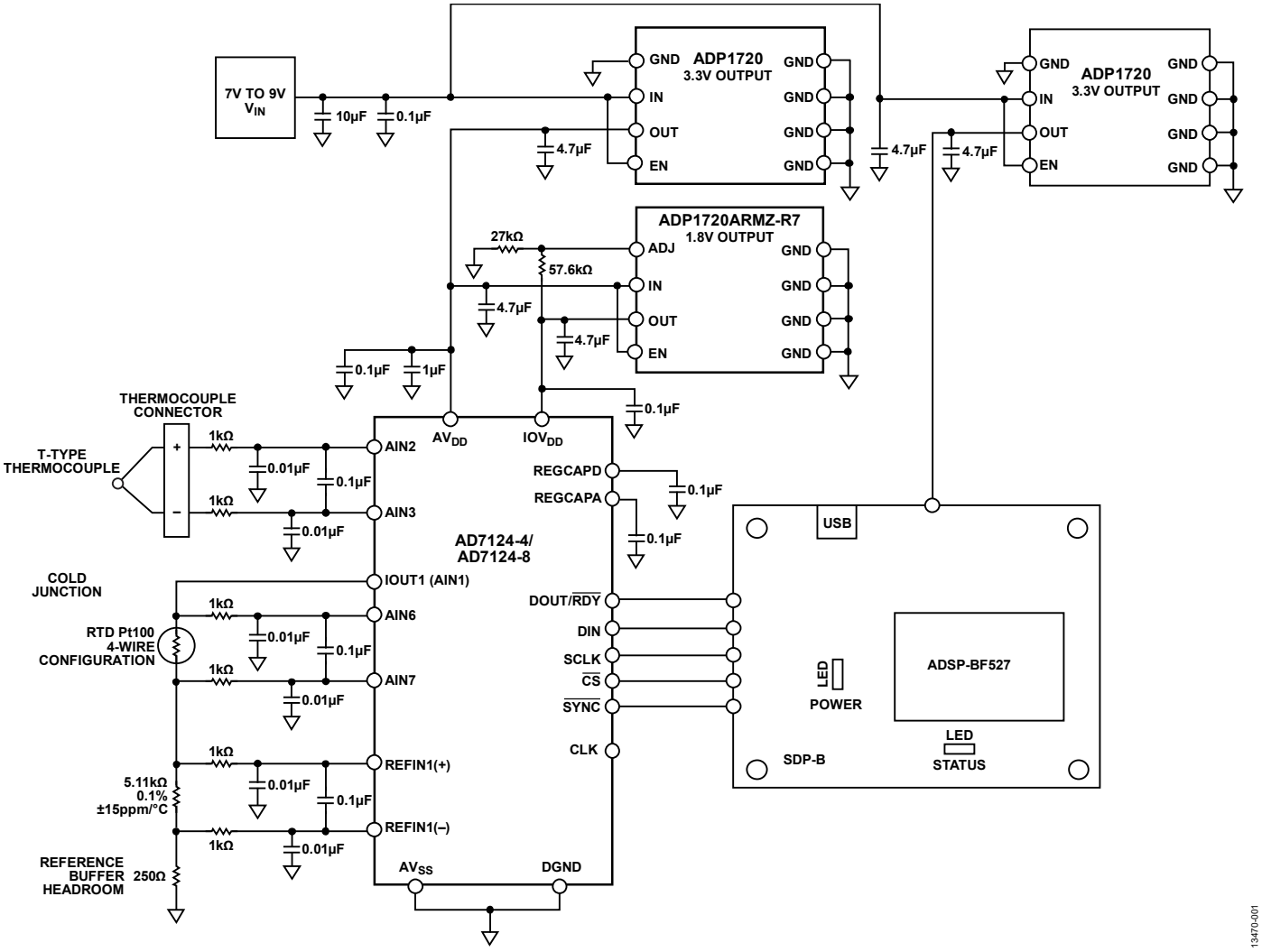


图1. AD7124-4/AD7124-8热电偶测量配置，包括RTD冷结补偿

电路描述

温度测量简介

热电偶是工业应用中最常用的温度测量传感器之一，其成本低，坚固耐用，可重复性好，并具有很宽的工作温度范围和快速响应时间。热电偶特别适合高温测量(C型热电偶最高可测量2300°C的温度)。

热电偶由两条不同金属线连接而成，如图2所示。

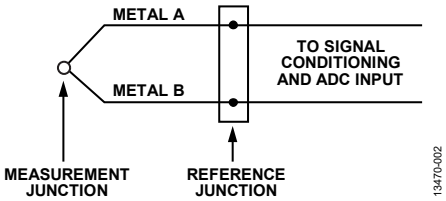


图2. 包括测量结和参考结的热电偶连接

一端放置在需要进行温度测量的地方，称为测量结。热电偶的另一端连接精密电压测量单元，该连接称为参考结，或者称为冷结。测量结和冷结之间的温差产生一个电压，其值与两个结点之间的温差成比例。该温差产生的信号通常为数微伏至数十毫伏不等，具体取决于温度差值。图1所示电路采用T型热电偶。T型热电偶可测量−200°C至+400°C的温度，输出范围约−8.6 mV至+17.2 mV。对于信号链而言，重要的是对热电偶保持较高的阻抗和较低的漏电流，以便实现最高精度。

T型热电偶的灵敏度约为40 µV/°C。因此，利用AD7124-4/AD7124-8的集成PGA，可以轻松检测热电偶的小电压并将

其精确转换为数字信号。在一个较小范围(0°C至60°C)内，热电偶响应接近线性，如图3所示。为了在宽温度范围内实现精确测量，必须对实测值应用线性化处理，确保获得准确的温度值。

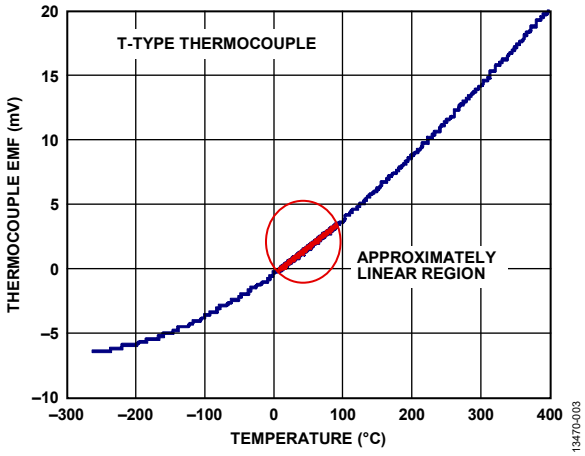


图3. T型热电偶输出电压与温度的关系

T型热电偶由铜和康铜连接而成。其它金属组合形成范围和灵敏度不同的其它类型热电偶。例如，J型热电偶由铁和康铜连接而成，测量范围为0°C至760°C，灵敏度为55 µV/°C。K型热电偶由铬镍和铝镍连接而成，测量范围为−200°C至+1260°C，灵敏度为39 µV/°C。

冷结补偿(CJC)

必须将热电偶产生的电压转换为温度。将测得的电压转换为精确的温度是很困难的，因为热电偶电压很小，温度与电压不是线性关系，而且还必须准确测量冷结温度。

热电偶输出电压代表热电偶与冷结的温差。为确保从热电偶获得精确的绝对温度读数，必须知道冷结温度。冷结温度使用另一种温度敏感器件来测量，一般为热敏电阻、二极管、RTD(电阻温度检测器)或半导体温度传感器。本电路使用的温度检测器件为一个4线RTD。冷结温度误差直接产生绝对温度误差，因此需要对冷结温度进行高精度测量。测量并补偿冷结温度的技术称为冷结补偿或CJC。

电路工作原理

AD7124-4/AD7124-8提供集成式热电偶测量解决方案，可实现高分辨率、低非线性度误差和低噪声性能，以及极高的50 Hz/60 Hz抑制能力。该器件片内集成低噪声PGA，可放大热电偶的小信号，增益编程范围为1到128，因而可以直接与传感器接口。增益级具有高输入阻抗，输入漏电流在全功率模式下不超过3.3 nA，在低功耗模式下为1 nA(典型值)。下面说明基于AD7124-4/AD7124-8开发热电偶温度测量系统所用的不同元件。

电源

AD7124-4/AD7124-8具有单独的模拟电源和数字电源。数字电源IOV_{DD}独立于模拟电源，可以为1.65 V至3.6 V范围内的值(以DGND为基准)。模拟电源AV_{DD}以AV_{SS}为基准，范围是2.7 V到3.6 V(低功耗模式和中功率模式)或2.9 V至3.6 V(全功率模式)。图1所示电路采用单电源供电，因此AV_{SS}与DGND相连，仅使用一个接地层。AV_{DD}和IOV_{DD}电压利用低压差稳压器ADP1720分别产生。AV_{DD}电压设置为3.3 V，IOV_{DD}电压设置为1.8 V，采用ADP1720稳压器。使用单独的稳压器可确保噪声最低。

串行外设接口(SPI)

与AD7124-4/AD7124-8的SPI通信由EVAL-SDP-CB1Z板上的Blackfin® ADSP-BF527处理，如图1所示。为了访问AD7124-4/AD7124-8的寄存器，使用AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件。图4显示了该软件的主窗口。单击**THERMOCOUPLE(热电偶)**以配置软件用于T型热电偶测量。

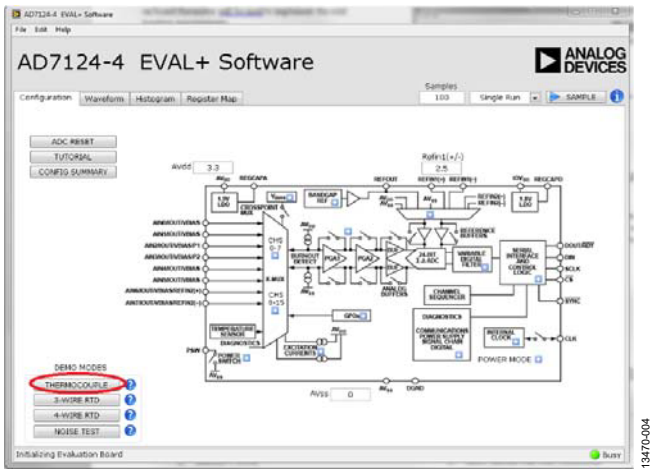


图4. AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件配置窗口

AD7124-4/AD7124-8的片内诊断功能可用来检测SPI通信故障。这些诊断包括检查SPI读写操作，确保仅访问有效寄存器。SCLK计数器确保使用正确数量的SCLK脉冲，而CRC功能检查传输期间位值有无变化。当任一SPI通信诊断功能使能且发生相关的错误时，错误寄存器中的对应标志就会置1。所有使能的标志进行“或”运算，以控制状态寄存器的ERR标志位。该功能在将状态位附加到ADC转换结果时特别有用。

模拟输入

AD7124-4可配置为4个差分或7个伪差分输入通道，而AD7124-8可配置为8个差分或15个伪差分输入通道。

AD7124-4/AD7124-8的片内诊断功能可用来检查模拟引脚上的电平是否在额定工作范围以内。正(AINP)和负(AINM)模拟输入可以单独检查是否发生过压和欠压，以及ADC是否饱和。当模拟输入上的电压超过AV_{DD}时，过压标志就会置1；当模拟输入上的电压低于AV_{SS}时，欠压标志就会置1。

对于图1所示电路，使用两个模拟输入引脚来连接热电偶(AIN2、AIN3)，需要三个模拟引脚来进行冷结补偿(AIN1、AIN6、AIN7)。AIN2和AIN3配置为全差分输入通道，用于测量热电偶产生的电压。对于本电路，如图1所示，热电偶是浮空的。要将热电偶偏置到已知电平，AIN2上使能V_{BIAS}电压发生器，使热电偶偏置到以下值：

$$V_{BIAS} = AV_{SS} + \left(\frac{AV_{DD} - AV_{SS}}{2}\right)$$

热电偶测量是绝对测量，因而需要一个基准电压源，使用AD7124-4/AD7124-8内置2.5 V基准电压源。

针对冷结补偿，一个激励电流源用于激励RTD。此电流从AV_{DD}产生，流向AIN1。图5详细显示了模拟引脚及其配置。

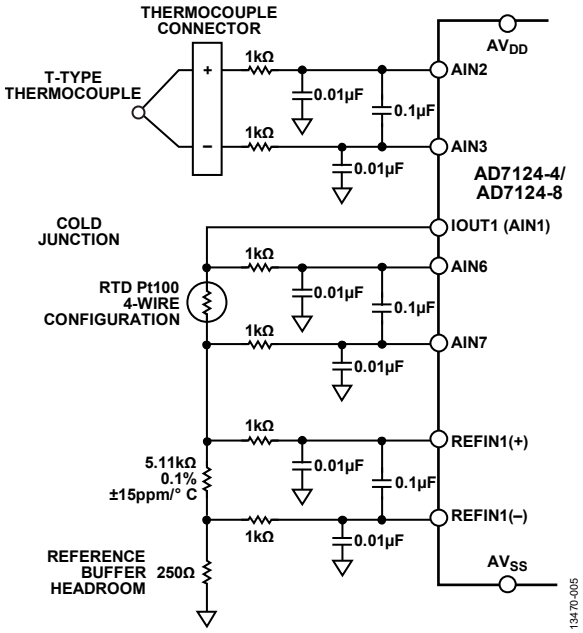


图5. 热电偶测量的模拟输入配置，采用4线RTD进行冷结补偿

对于本电路，冷结电路采用基准输入REFIN1(±)。流经4线RTD(用于冷结测量)的电流也会流过精密基准电阻，产生基准电压。此精密基准电阻上产生的电压与RTD上的电压成比例，因此，激励电流的波动会被消除。由于基准电压缓冲器已使能，务必满足正常工作所需的裕量(AV_{DD} – 0.1 V和AV_{SS} + 0.1 V)。0.125 V (500 µA × 250 Ω)的裕量由250 Ω接地电阻提供，如图5所示。

数字和模拟滤波

差分滤波器(截止频率约为800 Hz)和共模滤波器(截止频率约为16 kHz)在模拟输入端和基准输入端实现。为了抑制调制器频率及其倍数处的干扰，必须使用这种滤波。

AD7124-4/AD7124-8在片内数字滤波方面拥有很大的灵活性。有多种滤波器选项可用，所选的滤波器会影响输出数据速率、建立时间和50 Hz/60 Hz抑制性能。对于此电路笔记，电路实现了$sinc^4$滤波器和后置滤波器。之所以使用$sinc^4$滤波器，是因为它在整个输出数据速率范围内具有出色的噪声性能，另外还有出色的50 Hz/60 Hz抑制性能。后置滤波器用于提供50 Hz和60 Hz同时抑制，建立时间为40 ms。

校准

AD7124-4/AD7124-8提供不同的校准模式，通过校准可消除失调和增益误差。对于本电路笔记，电路使用了内部零电平校准和内部满量程校准。

热电偶配置

图1所示电路使用AD7124-4/AD7124-8进行精密T型热电偶测量。热电偶测量要求冷结补偿。如图1所示，一个4线Pt100 RTD用于此目的。采用图1所示配置，作为冷结补偿测量的一部分，需要一个精密激励电流源来激励RTD。该RTD连接到模拟输入AIN6、AIN7。RTD的底端连接到一个精密基准电阻，后置将一个外部基准电压施加于器件。该精密基准电阻连接在基准输入引脚REFIN1(±)之间。此配置代表一个比率式配置，激励电流的任何偏差都会同时作用于RTD和基准电阻，因而不会出现在测量结果中。

热电偶本身连接到模拟输入AIN2、AIN3。其中一个输入利用ADC的内部偏置电压发生器偏置。热电偶电压在−8 mV到+17.2 mV范围内，代表的温度范围为−200°C至+400°C。此低电平电压由AD7124-4/AD7124-8的片上PGA放大，然后通过24位Σ-Δ ADC转换为精密数字信号。为确保利用ADC的全部范围，PGA增益设置为128。此热电偶测量相对于内部低漂移2.5 V基准电压源执行。

一个4线Pt100 B类RTD用于冷结测量。Pt100 RTD的激励电流设置为500 µA。

选择适当的外部精密电阻值，使RTD上产生的最大电压等于基准电压除以所选增益。电路笔记CN-0381详细讨论了下列必需步骤：

- 选择精密基准电阻
- 为RTD测量选择适当的PGA增益
- 裕量电阻选择
- 激励电流输出顺从电压

针对热电偶测量的AD7124-4/AD7124-8全系统配置如下：

- 热电偶测量(T型)
  - 差分输入(AINP = AIN2，AINM = AIN3)
  - 增益 = 128
  - 2.5 V内部基准电压源
  - 数字滤波(sinc^{4}和后置滤波器)
- 冷结补偿测量(4线RTD)
  - 差分输入(AINP = AIN6，AINM = AIN7)
  - 激励电流：IOUT1 = AIN1= 500 µA
  - 增益 = 16
  - 5.11 kΩ精密基准电阻
  - 数字滤波(sinc^{4}和后置滤波器)

热电偶温度计算

实现上述程序之后，下一步便是解决热电偶和冷结计算。线性化和补偿可使用不同的方法，包括：

- 查找表：需要存储器来存储，但也提供快速、准确的计算。
- 软件线性近似法：只需存储转换多项式系数，不需要其它存储器。需要处理时间来求解多阶多项式。但是，它也能产生非常精确的结果。这是本电路采用的方法。

软件线性近似法需要两个输入：热电偶上测得的电压和冷结温度。

模拟输入通道(AIN2、AIN3)用于测量热电偶上的电压。公式1用于将代码转换为电压，它假设ADC为双极性配置。AD7124-4/AD7124-8软件根据所实现的配置自动将代码转换为电压。

$$V_{TC} = \frac{(CODE_{TC} - 2^{N-1}) \times V_{REF}}{2^{N-1} \times Gain} \quad (1)$$

其中：

V_{TC}为热电偶(TC)电压。

$CODE_{TC}$为热电偶(TC)代码。

N为ADC的分辨率(24位)。

V_{REF}为测量所用的基准电压。对于本电路，内部基准电压用于热电偶测量。

$Gain$为针对TC模式选择的增益(128)。

用于冷结的4线RTD需要自行线性化。当ADC工作在双极性模式时，计算RTD电阻(R)的通用表达式如下所示：

$$R_{RTD} = \frac{(CODE - 2^{N-1}) \times R_{REF}}{G \times 2^{N-1}} \quad (2)$$

其中：

R_{RTD}为RTD的电阻。

$CODE$为ADC码。

N为ADC的分辨率(24位)。

R_{REF}为基准电阻。

G为所选增益(16)。

将RTD电压转换为温度以及线性化所涉及到的步骤参见电路笔记CN-0381。

计算热电偶温度需要下列步骤：

- 将冷结温度转换为电压
- 计算热电电压
- 将热电电压转换为温度表示。冷结温度必须转换为电压。

冷结温度利用国家标准技术研究院(NIST)提供的多项式进行转换，如公式3所示。

$$V_{CJ} = a_0 + a_1T + a_2T^2 + \ldots + a_nT^n \quad (3)$$

其中：

V_{CJ}为热电电压。

a_x为与热电偶类型相关的多项式系数。

T为冷结温度(°C)。

n为多项式阶数。

增加多项式的阶数可提高冷结温度转电压的转换精度。然而，阶数越高，所需的处理越多。因此，执行此转换时需要权衡。本电路的计算采用八阶多项式。

冷结温度电压必须加到热电偶上测得的差分电压上。最终电压是热电偶温度检测结点产生的热电电压近似值。

然后便可利用该热电电压计算热电偶整体温度。这一步涉及到公式4给出的幂级数多项式。本电路采用六阶多项式，T型热电偶的多项式系数从NIST网站获得。

$$T = a_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + \ldots + a_nV^n \quad (4)$$

其中：

V为热电电压(μV)。

a_x为与热电偶类型相关的多项式系数。

T为温度(°C)。

n为多项式阶数。

热电偶测量和结果

对于图1所示电路，我们收集了AD7124-4/AD7124-8在不同数字滤波器和功耗模式配置下的数据。

第一种配置是采用sinc^{4}滤波器、全功耗模式和50 SPS的输出数据速率。在这些条件下，AD7124-4/AD7124-8具有最佳的速度和噪声性能。图6显示了室温下热电偶按图1所示连接在AIN2、AIN3输入通道之间时的噪声分布。对应的均方根噪声典型值为70 nV，相当于约16.4位无噪声分辨率。在相同条件下，输入短路时AD7124-4/AD7124-8的噪声性能典型值为48 nV rms，相当于17位无噪声分辨率。噪声的增加直接来自输入通道(AIN2、AIN3)上连接的热电偶。

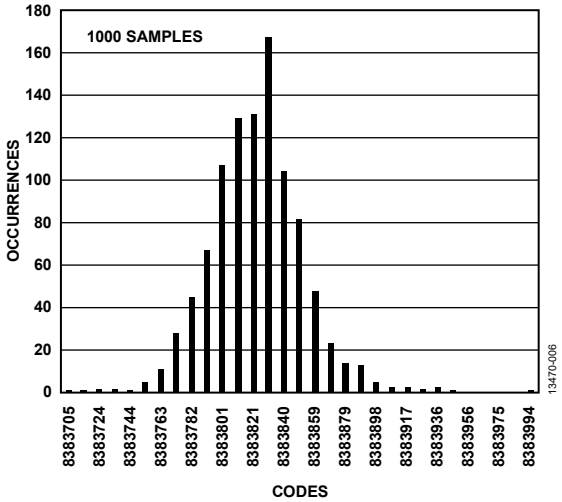


图6. 室温、Sinc^{4}滤波器、全功率模式、50 SPS时的热电偶码直方图

对于选择sinc⁴滤波器和全功率模式的热电偶配置，将热电偶温度从−50°C扫描至+200°C，而冷结保持在−40°C、+25°C和+105°C。对于每个设定的热电偶温度，按照上述方法利用AD7124-4/AD7124-8测量热电偶上的相应电压。另外还记录了使用4线RTD测得的冷结温度。利用热电偶电压和冷结温度的电压表示来计算热电偶的温度。图7显示了冷结温度为−40°C、+25°C和+105°C时，设定温度值与线性化后热电偶实测温度之间的误差。在每个冷结温度执行内部零电平和满量程校准。如图7所示，计算得到的温度与热电偶设定温度之间的误差在T型热电偶和Pt100 RTD的均方根合并误差窗口内。T型热电偶的最大误差为1°C或0.75%；根据IEC751标准，Pt100误差为±(0.3 + 0.005 × |T|)。

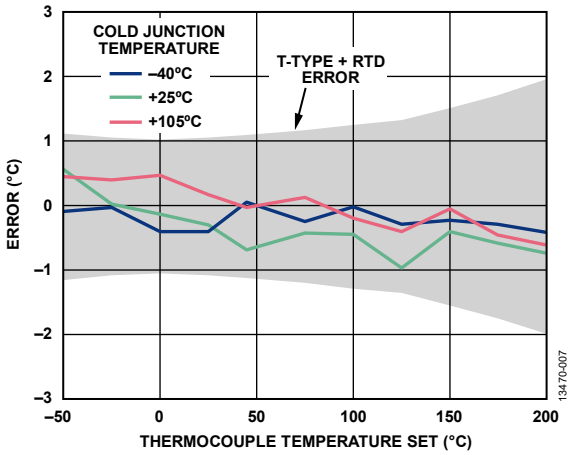


图7. 热电偶温度精度测量(Sinc⁴滤波器、全功率模式、50 SPS)

测试的第二种配置采用后置滤波器、低功耗模式和25 SPS输出数据速率，其提供50 Hz和60 Hz同时抑制，并且允许用户用建立时间换取抑制性能。图8显示了室温下热电偶按图1所示连接在AIN2、AIN3输入通道之间时的噪声分布。对应的均方根噪声典型值为220 nV rms，相当于约14.7位无噪声分辨率。选择相同的滤波器、增益和输出数据速率，但输入短路时，AD7124-4/AD7124-8的噪声性能典型值为170 nV rms，相当于15.1位无噪声分辨率。噪声的增加直接来自输入通道(AIN2、AIN3)上连接的热电偶。

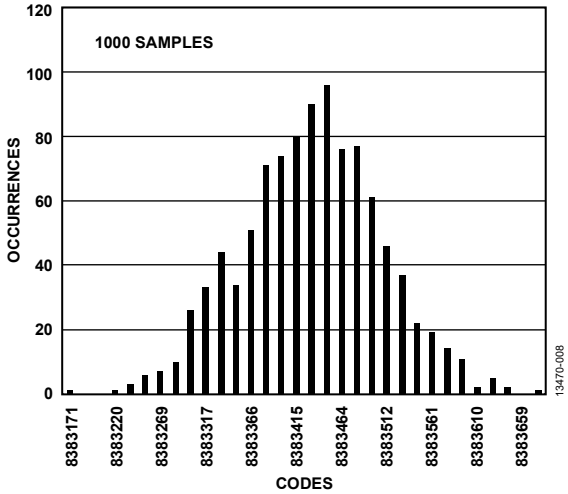


图8. 室温、后置滤波器、低功耗模式、25 SPS时的热电偶和冷结温度的码直方图

对于选择后置滤波器和低功耗模式的AD7124-4/AD7124-8配置，将RTD温度从−50°C扫描至+200°C。对于每个设定的热电偶温度，按照上述方法利用AD7124-4/AD7124-8测量热电偶上的相应电压。另外还记录了使用4线RTD测得的冷结温度。利用热电偶电压和冷结温度的电压表示来计算热电偶的温度。

图9显示了冷结温度为−40°C、+25°C和+105°C时，设定温度与线性化后热电偶实测温度之间的误差。如图9所示，计算得到的温度与热电偶设定温度之间的误差在T型热电偶和Pt100 RTD的均方根合并误差窗口内。T型热电偶的最大误差为1°C或0.75%；根据IEC751标准，Pt100误差为±(0.3 + 0.005 × |T|)。

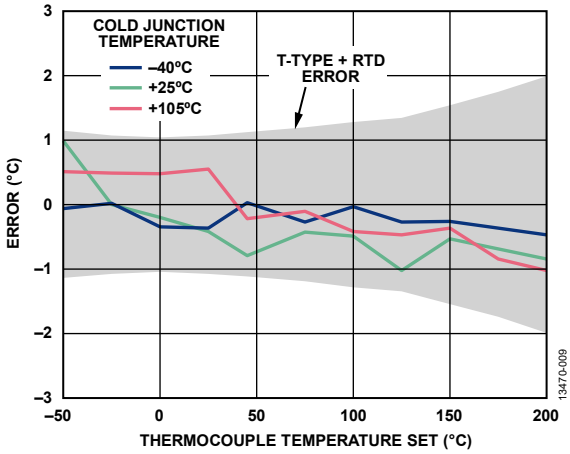


图9. 热电偶温度精度测量(后置滤波器、低功耗模式、25 SPS)

常见变化

冷结测量替代方法

EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板上有一个热敏电阻，其是评估板整体设计的一部分。该热敏电阻为KTY81/110型，+25°C时典型电阻值为1 kΩ，−40°C时为500 Ω，+105°C时为1.7 kΩ。该热敏电阻可用于测量冷结温度。热敏电阻比4线RTD便宜，但精度不如后者。采用热敏电阻测量冷结温度时，务必确保冷结测量符合预期。下列步骤列出了需要考虑的一些决策：

1. 选择精密基准电阻值。
2. 选择适当的增益。
3. 选择激励电流。
4. 检查激励电流的输出电压顺从范围。
5. 检查不同冷结温度下的热敏电阻值。

考虑所有这些步骤，当利用此热敏电阻测量冷结温度时，整个温度测量系统要求进行如下寄存器配置：

- 热电偶测量设置如上所示(T型)
  - 差分输入(AINP = AIN2，AINM = AIN3)
  - 增益 = 128
  - 2.5 V内部基准电压源
  - 数字滤波(sinc^{4}和后置滤波器)
- 冷结补偿测量(热敏电阻)
  - 差分输入(AINP = AIN4，AINM = AIN5)
  - 激励电流：
  - 增益 = 1
  - 2 kΩ精密基准电阻(热敏电阻值在500 Ω(−40°C时)到1.7 kΩ(+105°C)之间变化；还需要利用此电阻评估裕量)

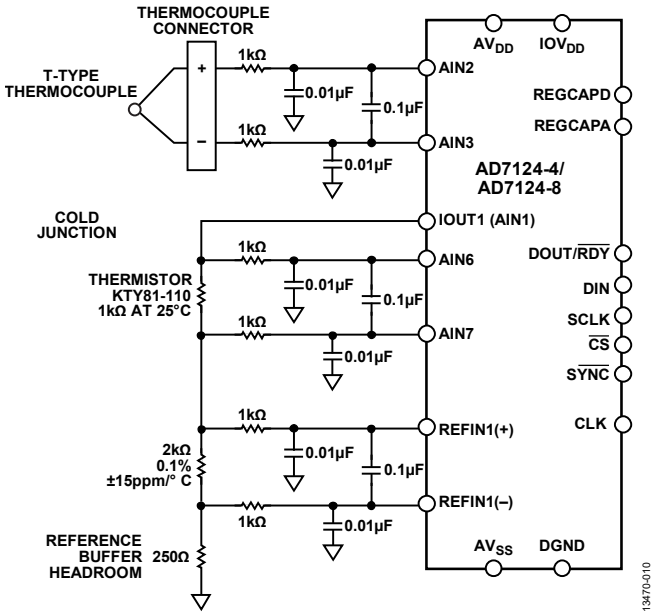


图10. 热电偶测量的热敏电阻冷结配置

使用图10所示的配置，AD7124-4/AD7124-8的基准电压始终在1 V左右(基于500 µA电流和2 kΩ精密基准电阻)。热敏电阻用于冷结补偿时，记录系统的性能，冷结保持在25°C，热电偶温度从−50°C扫描到+200°C。使用全功率模式的sinc^{4}滤波器和低功耗模式的后置滤波器。图11显示了记录到的热电偶设定温度与计算温度(利用线性化技术，两类滤波器和两种功耗模式下)之间的最大误差。记录到的最大误差为±1°C。

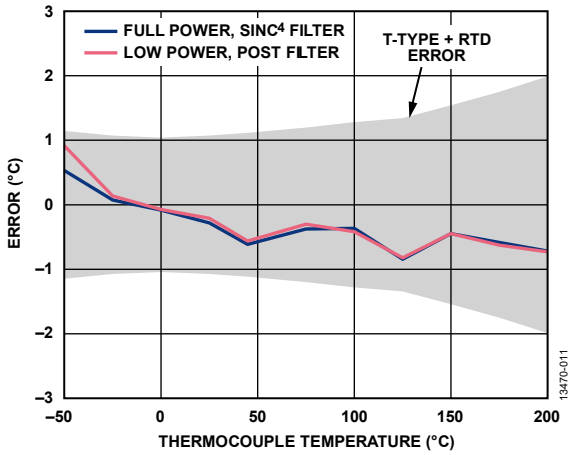


图11. 热电偶温度精度测量，利用热敏电阻进行冷结补偿(25°C)

偏置电压

图1中，内部V_{BIAS}电压通过AINP或AINM引脚提供给热电偶。当利用图1所示元件值实现抗混叠滤波器时，这种V_{BIAS}电压配置能够很好地工作。如果滤波器使用非常大的R值和C值(例如用于EMC滤波器)，V_{BIAS}必须从单独的专用引脚获得，然后从外部施加于热电偶。这样可以消除潜在共模噪声(可转换为差模噪声)引起的测量误差。

多热电偶测量系统

AD7124-4和AD7124-8可用于多热电偶测量。热电偶测量要求

- 两个模拟引脚配置为差分形式以测量热电偶上的电压
- 两个模拟引脚配置为差分形式以测量冷结端子上的电压
- 一个模拟引脚将激励电流导向冷结补偿电路

利用此信息，AD7124-4允许连接两个热电偶并相对于同一冷结进行测量，如图12所示。AD7124-8允许六个热电偶相对于同一冷结进行测量，如图13所示。

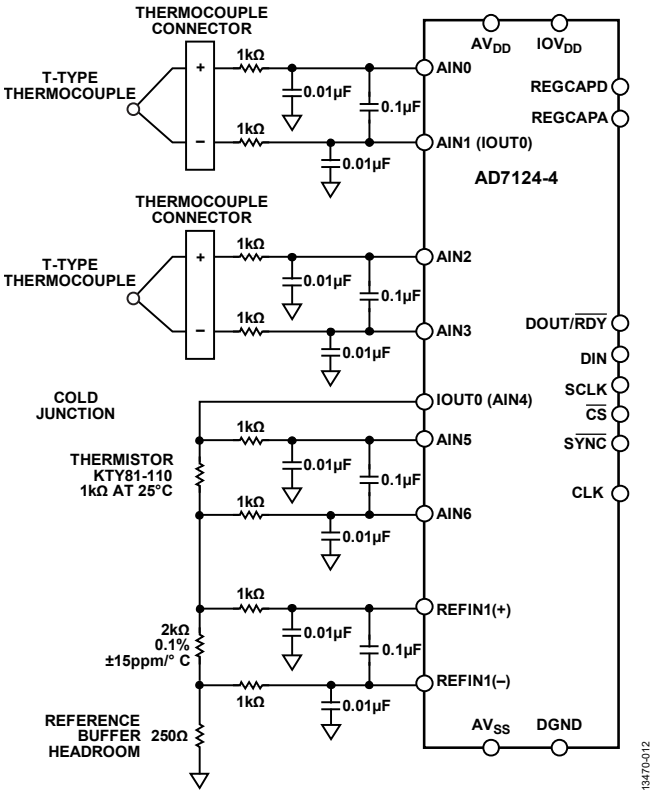


图12. AD7124-4—二热电偶测量系统，包括冷结补偿

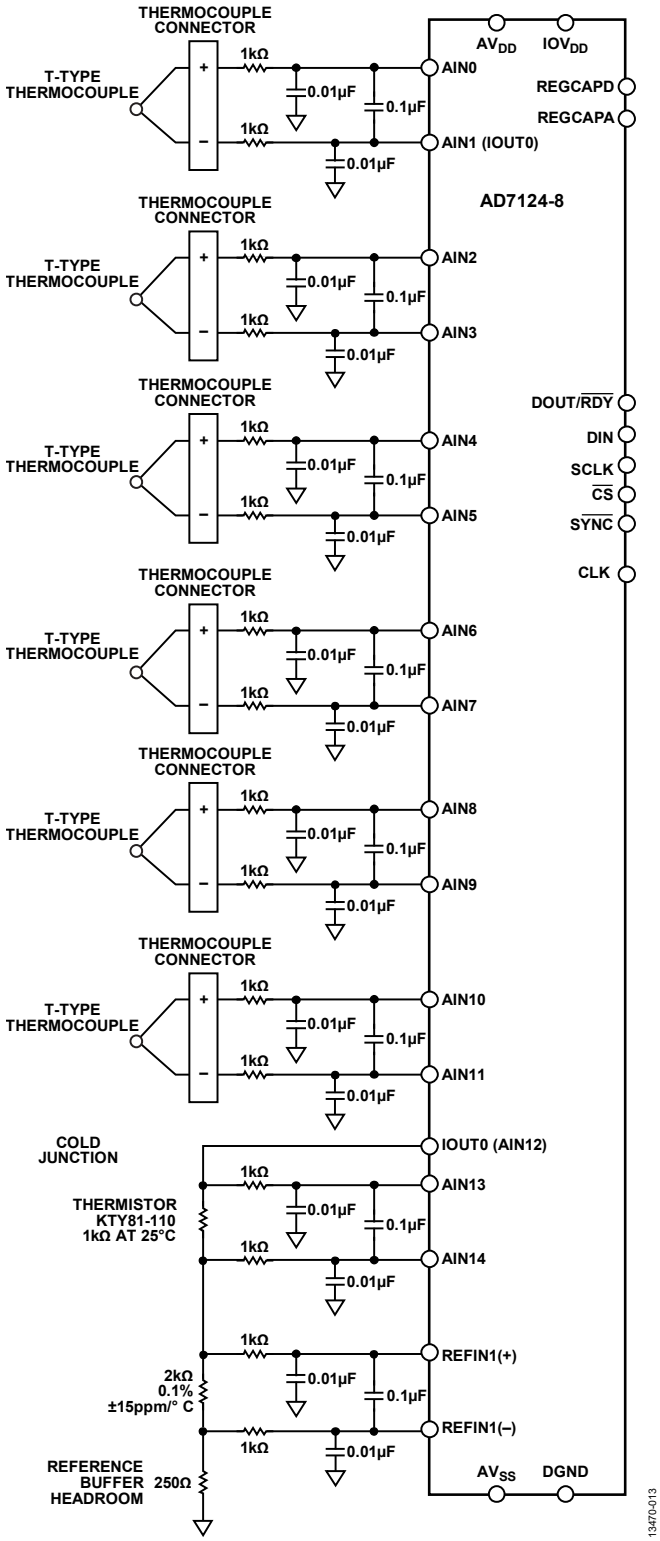


图13. AD7124-8—六热电偶测量系统，包括冷结补偿

电路评估与测试

设备要求

热电偶测量系统需要如下设备：

- EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板
- EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)
- AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件
- 电源：7 V或9V壁式电源适配器
- T型热电偶
- 运行Windows® XP (SP2)、Windows Vista或Windows 7(32位或64位)的PC

软件安装

EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ和SDP板的完整软件用户指南分别参见EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ用户指南和SDP用户指南。

需要软件来与硬件接口，此软件可从ftp://ftp.analog.com/pub/evalcd/AD7124下载。如果安装文件未自动运行，请双击**setup.exe**文件。请先安装评估软件，再将评估板和SDP板连接到PC的USB端口，确保PC能够正确识别评估系统。

完成评估软件安装后，将SDP板(通过连接器A)连接到评估板，然后利用附送的电缆将评估板连接到PC的USB端口。检测到评估系统后，确认出现的所有对话框，完成安装。

设置与测试

图14所示为测试设置的功能框图。为了快速设置热电偶测量，使用板上热敏电阻来实现冷结测量。

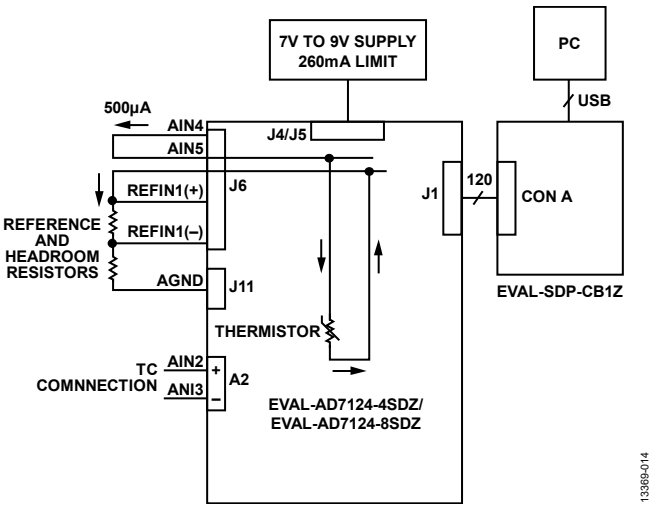


图14. 测试设置功能框图

测试该电路需要EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板。此外还需要下列传感器和电阻以确保电路正常工作：

- T型热电偶
- 2 kΩ精密电阻
- 缓冲器裕量所需的250 Ω电阻

配置硬件

按照下述步骤配置硬件：

- 将EVAL–AD7124-4SDZ/EVAL-AD7124-8SDZ评估板上的所有链接设为默认位置，如评估板用户指南所述。
- 利用连接到J5的7 V或9 V电源为评估板上电。
- 连接热电偶、精密基准电阻和裕量电阻，如图15所示。

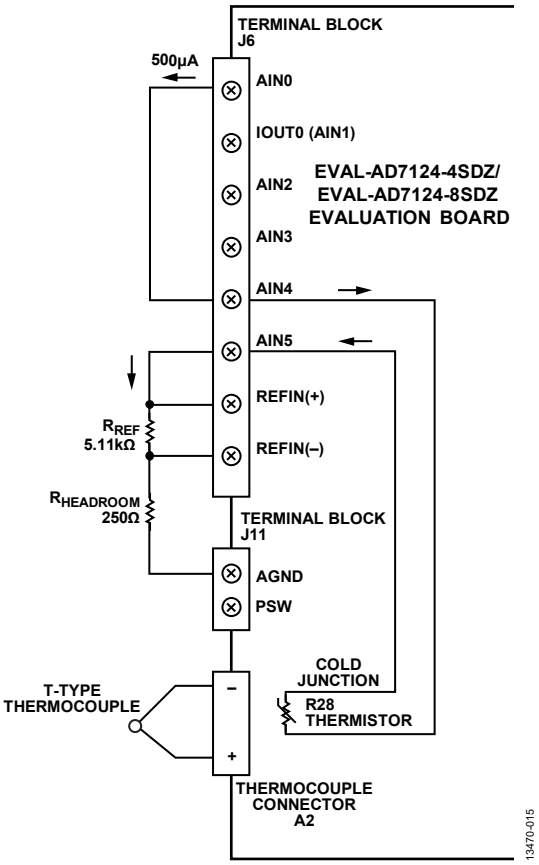


图15. 用于热电偶测量的评估板连接器

配置软件

运行AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件。图16显示了该软件的主窗口截图。

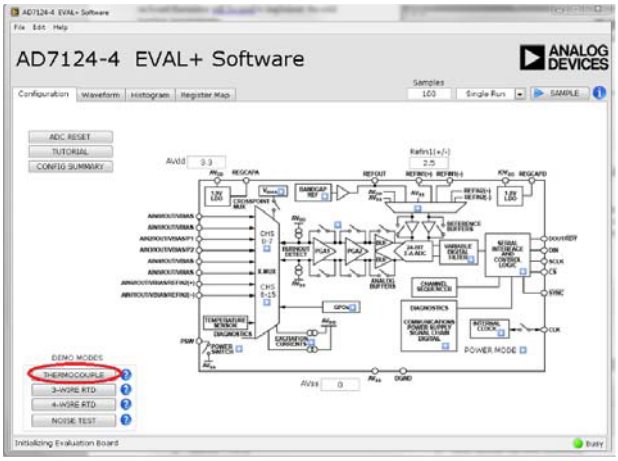


图16. AD7124-4/AD7124-8 EVAL+软件主窗口

为了配置AD7124-4/AD7124-8进行热电偶测量，单击主窗口中的**THERMOCOUPLE(热电偶)**演示模式按钮(参见图16)。单击此按钮配置ADC软件以获得最佳性能。一些寄存器设置如下：

- Channel_0(热电偶)
  - AINP_0 = AIN2
  - AINM_0 = AIN3
  - Setup = Setup0
  - Enabled = TRUE
- Channel_1(热敏电阻冷结测量)
  - AINP_1 = AIN4
  - AINM_0 = AIN5
  - Setup = Setup1
  - Enabled = TRUE
- CONFIG_0(热电偶)
  - PGA_0 = 128
  - AIN_BUFP、AIN_BUFM均为ENABLED
  - BIPOLAR = ENABLED
  - REF_SEL = Internal Reference
- CONFIG_1(热敏电阻冷结测量)
  - PGA_0 = 1
  - AIN_BUFP、AIN_BUFM均为ENABLED
  - BIPOLAR = ENABLED
  - REF_SEL = External Reference
- FILTER_0(热电偶)
  - Filter = Sinc4
  - FS_0 = 384
- FILTER_1(热敏电阻冷结)
  - Filter = Sinc4
  - FS_0 = 384
- ADC_Control
  - MODE = Continuous Conversion
  - POWER_MODE = FULL POWER
  - REF_EN = Enabled
- IO_CONTROL_1 (excitation for RTD)
  - IOUT1 Channel Enable = AIN1
  - IOUT1 Select = 500 µA
- IO_CONTROL_2(偏置热电偶)
  - VBIAS2 = True

将AD7124-4/AD7124-8配置为热电偶测量之前，还需要一项额外的设置：热电偶通道需要执行AD7124-4/AD7124-8的内部满量程和零电平校准。此校准可通过**Register Map(寄存器映射)**选项卡执行，如图17所示。

1. 从寄存器树中选择**ADC_Control**寄存器。
2. 仅使能通道0。
3. 选择Low Power(低功耗)模式。
4. 执行内部满量程校准。
   a. 单击ADC控制寄存器的**Mode(模式)**位域。
   b. 选择内部满量程校准。
   c. 选择寄存器树中的**Gain0**寄存器，检查校准是否已执行，并且系数是否改变。
5. 执行内部零电平校准。
   a. 单击ADC控制寄存器的**Mode(模式)**位域。
   b. 选择内部零电平校准。
   c. 选择寄存器树中的**Offset0**寄存器，检查校准是否已执行，并且系数是否改变。

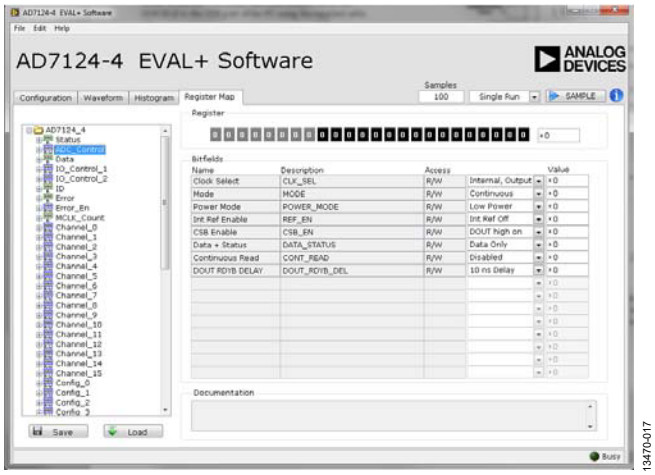


图17. 寄存器映射内部满量程和零电平校准

热敏电阻通道不需要校准，因为增益为1时的增益误差经过工厂校准。

现在，评估板和器件已完成热电偶测量配置，包括使用评估板上的热敏电阻进行冷结测量。单击**SAMPLE(采样)**以启动AD7124-4/AD7124-8采样。**Waveform(波形)**和**Histogram(直方图)**选项卡显示从AD7124-4/AD7124-8采集到的数据。

要实现更精确的冷结测量，可连接一个4线RTD，如上文所述。使用4线RTD时，来自AIN1的电流必须与热敏电阻断开，而连接到4线RTD，如图1所示。

了解详情

CN-0384设计支持包：
www.analog.com/CN0384-DesignSupport

SDP用户指南

EVAL-AD7124-4用户指南(UG-855)

EVAL-AD7124-8用户指南(UG-856)

AN-892应用笔记，温度测量原理及实用技术，Analog Devices

Walt Kester，《传感器信号调理》第7章“温度传感器”，Analog Devices，1999年

Mary McCarthy，应用笔记AN-615，峰峰值分辨率与有效分辨率，Analog Devices

MT-031指南，实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团，Analog Devices

MT-101指南，去耦技术，Analog Devices

CN-0376电路笔记，适合PLC/DCS应用的通道间隔离温度输入(热电偶/RTD)，Analog Devices

CN-0381电路笔记，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式4线RTD测量系统，Analog Devices

CN-0382电路笔记，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的隔离式4 mA至20 mA/HART温度和压力工业变送器，Analog Devices

CN-0383电路笔记，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式3线RTD测量系统，Analog Devices

数据手册和评估板

EVAL-AD7124-4SDZ

EVAL-AD7124-8SDZ

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7124-4数据手册

AD7124-8数据手册

ADP1720数据手册

修订历史

2015年7月—修订版0： 初始版

电路笔记
CN-0217

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0217。

连接/参考器件	
AD5933	1MSPS、1 位阻抗转换器和网络分析仪
AD5934	250KSPS、12 位阻抗转换器和网络分析仪
AD8606	精密、低噪声、双通道、CMOS 运算放大器

用 12 位阻抗转换器实现高精度阻抗测量

评估和设计支持

电路评估板

CN-0217电路评估板(EVAL-CN0217-EB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

AD5933和AD5934是一款高精度的阻抗转换器系统解决方案，集片内可编程频率发生器与 12 位、1 MSPS（AD5933）或 250 kSPS（AD5934）的模数转换器(ADC)于一身。可调频率发生器产生已知频率来激励外部复阻抗。

图 1 所示电路在低欧姆范围直至数百kΩ范围内产生精确的阻抗测量，同时还优化了AD5933/AD5934的整体精度。

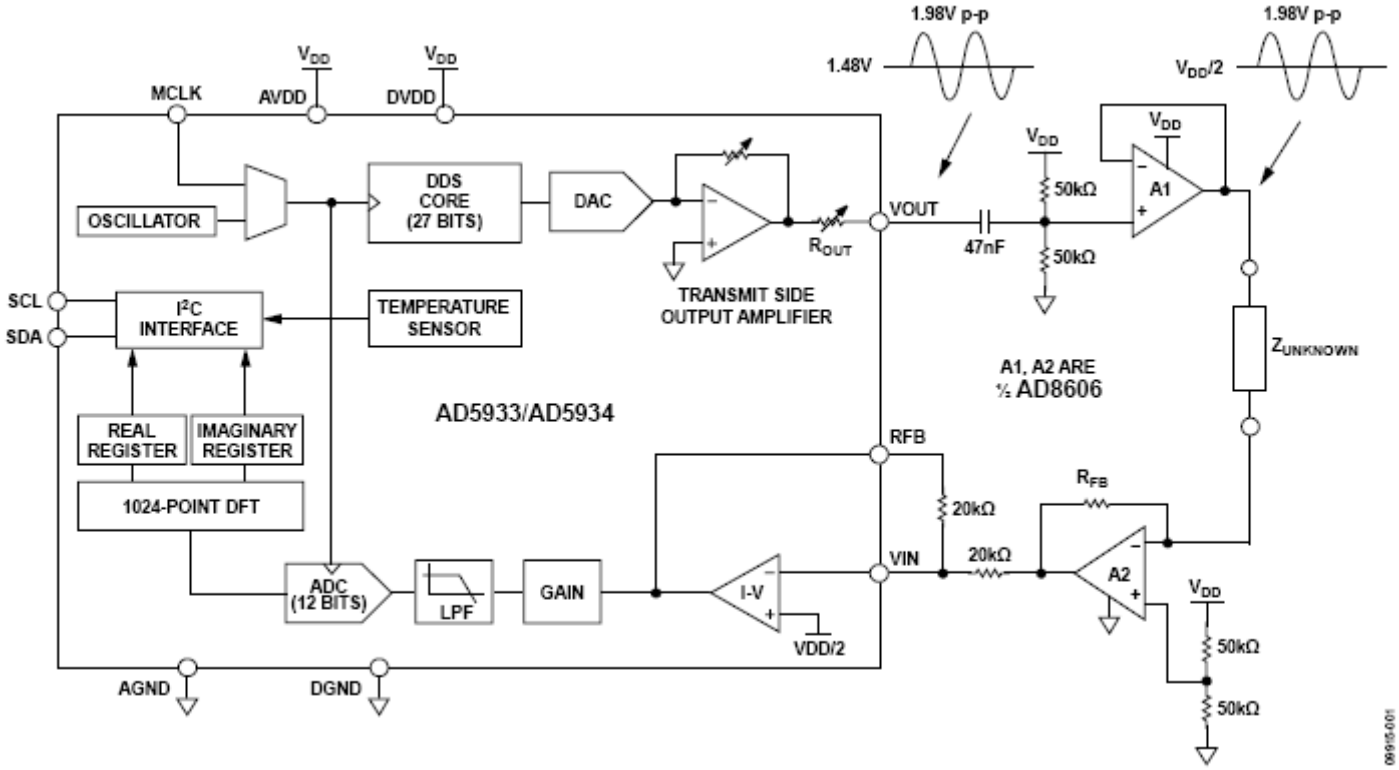


图 1. 优化信号链以提高阻抗测量精度（原理示意图，未显示所有连接和去耦）

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com/zh
Fax: 781.461.3113

电路描述

AD5933和AD5934提供四个可编程输出电压范围，各具有一个相关的输出阻抗。例如，1.98V p-p 输出电压的输出阻抗一般为 200 Ω（见表 1）。

Table 1. Output Series Resistance, R_{OUT}, vs. Excitation Range for VDD = 3.3 V Supply Voltage,

Range	Output Excitation Amplitude	Output Resistance, R_{OUT}
Range 1	1.98 V p-p	200 Ω typ
Range 2	0.97 V p-p	2.4 kΩ typ
Range 3	0.383 V p-p	1.0 kΩ typ
Range 4	0.198 V p-p	600 Ω typ

此输出阻抗会影响测量精度，在低kΩ范围内尤为突出，故在增益系数计算时应将其考虑在内。有关增益系数计算的详情，请参见AD5933或AD5934数据手册。

在信号链内的简易缓冲器可防止输出阻抗影响未知的阻抗测量。在挑选低输出阻抗放大器时，应保证足够的带宽来适应AD5933/AD5934的激励频率。针对AD8605/AD8606/AD8608系列CMOS运算放大器，低输出阻抗的一个实现示例如图 2所示。在A_V=1 时，此放大器的输出阻抗小于 1 Ω（最高 100 kHz），这是AD5933/AD5934的最高工作范围。

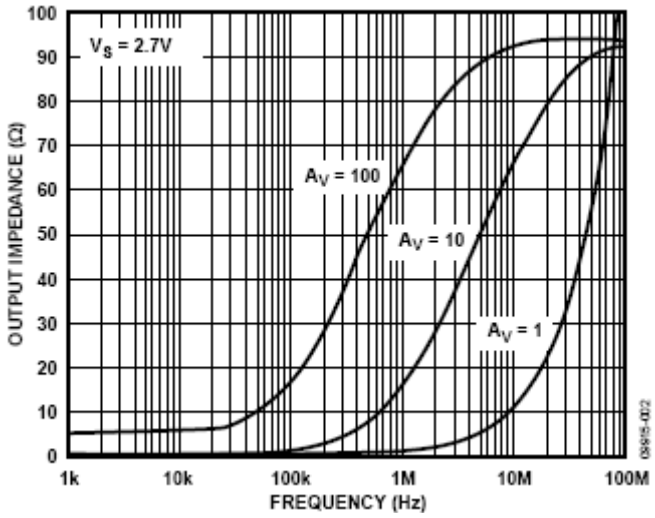


图 2. AD8605/AD8606/AD8608的输出阻抗

发射级和接收级的直流偏置匹配

AD5933/AD5934四个可编程输出电压范围具有四个相关偏置电压（表 2）例如，1.98 V p-p激励电压的偏压为 1.48 V。但是，如图 1 所示，AD5933/AD5934的电流-电压（I-V）接收级设为固定偏压VDD/2。因此，对于 3.3 V电源，发射偏压为 1.48 V，而接收偏压为 3.3 V/2 = 1.65 V。此电位差会引起测试中阻抗极化，并可导致阻抗测量不准确。

一种解决方案是添加一个在低 Hz 范围内具有转折频率的简单高通滤波器。消除发射级的直流偏置，并将交流信号重新偏置至VDD/2，在整个信号链中保持直流电平恒定。

Table 2. Output Levels and Respective DC Bias for VDD = 3.3 V Supply Voltage

Range	Output Excitation Amplitude	Output DC Bias Level
1	1.98 V p-p	1.48 V
2	0.97 V p-p	0.76 V
3	0.383V p-p	0.31 V
4	0.198 V p-p	0.173 V

选择针对接收级优化的 I-V 缓冲器

AD5933/AD5934的电流-电压（I-V）放大级还可能轻微增加信号链的不准确性。I-V转换级易受放大器的偏置电流、失调电压和CMRR影响。通过选择适当的外部分立放大器来执行I-V转换，用户可挑选一个具有低偏置电流和失调电压规格、出色CMRR的放大器，提高I-V转换的精度。该内部放大器随后可配置成一个简单的反相增益级。

如AD5933/AD5934数据手册中所述，电阻R_{FB}仍根据系统的整体增益来选择。

高精度阻抗测量的优化信号链

图 1所示为测量低阻抗传感器的建议配置。交流信号先经过高通滤波并重新偏压，之后利用一个超低输出阻抗放大器进行缓冲。在外部完成I-V转换后信号返回至AD5933/AD5934接收级。决定所需缓冲器的关键规格有超低输出阻抗、单电源供电能力、低偏置电流、低失调电压及出色的CMMR性能。一些推荐器件包括ADA4528-1、AD8628/AD8629、AD8605和AD8606。根据电路板布局，可使用单通道或双通道放大器。偏置电阻（50 kΩ）和增益电阻（20 kΩ和RF_B）两者均使用精度 0.1%的电阻以降低不准确性。

电路评估与测试

图 1所示的原理图可用来改善阻抗测量精度，并采取一些示例性措施。AD8606双通道放大器在发射路径上缓冲信号，并将接收信号从电流转换成电压。对于所示的三个示例，每次递增频率来计算增益系数，以消除频率相关误差。有关此解决方案的完整设计包，包括原理图、材料清单、布局和Gerber文件，请登录http://www.analog.com/zh/CN0187-DesignSupport。所用软件和评估板附带的软件相同，可访问AD5933和AD5934产品页面获取。

示例 1：低阻抗范围

Table 1. Low Impedance Range Setup for VDD = 3.3 V Supply Voltage

Parameter	Value
V p-p	1.98 V (Range 1)
Number of Settling Time Cycles	15
MCLK	16 MHz
R_{CAL}	20.1 Ω
R_{FB}	20.0 Ω
Excitation Frequency Range	30 kHz to 30.2 kHz
Unknown Impedances	R1 = 10.3 Ω, R2 = 30.0 Ω, C3 = 1 µF (Z_C = 5.3 Ω at 30 kHz)

图 3、图 4 及图 5 所示为低阻抗测量的结果。图 5 表示 10.3 Ω 测量并在扩展纵坐标上显示。

精度实现水平很大程度上取决于未知阻抗范围相对于校准电阻 R_{CAL} 的大小幅度。因此，在此示例中，10.3 Ω 的未知阻抗测量测得 10.13 Ω，误差约 2%。选择接近未知阻抗的 R_{CAL} 可实现更精确的测量，即以 R_{CAL} 为中心的未知阻抗范围越小，测量精度越高。因此，对于更大未知阻抗范围，可在各种 R_{CAL} 电阻中切换以使用外部开关分解未知阻抗范围。在 R_{CAL} 增益系数计算期间可通过校准消除开关的 R_{ON} 误差。使用开关选择各种 R_{FB} 值可优化 ADC 所示的信号动态范围。

还应注意，要实现更大范围的测量，还可使用 200 mV p-p 范围。如果未知 Z 范围较小，可使用更大的输出电压范围来优化 ADC 动态范围。

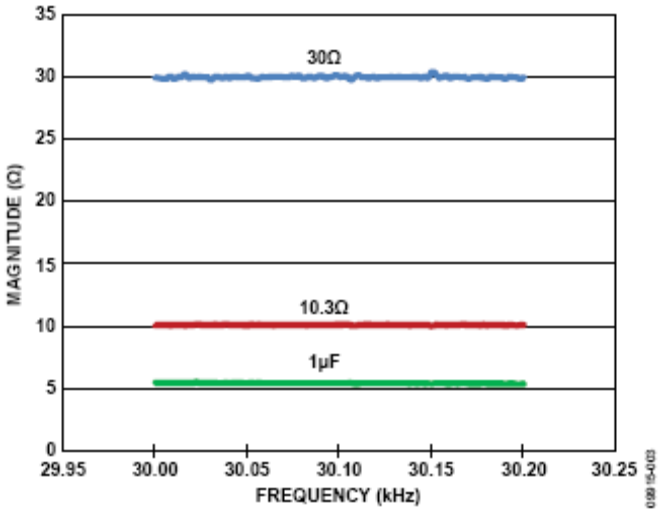


图 3. 低阻抗幅度测量结果

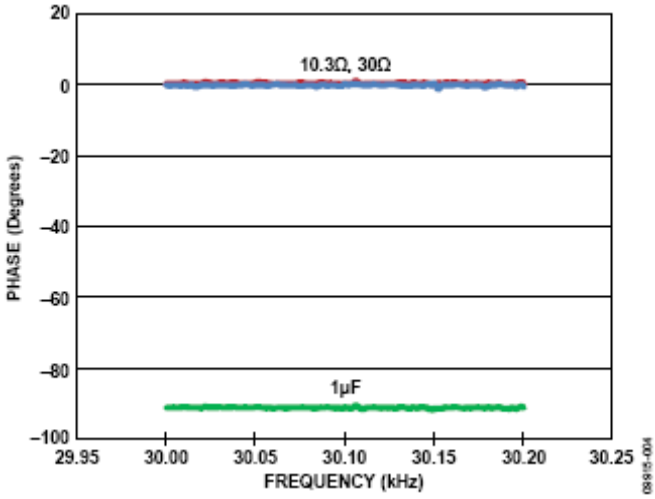


图 4. 低阻抗相位测量结果

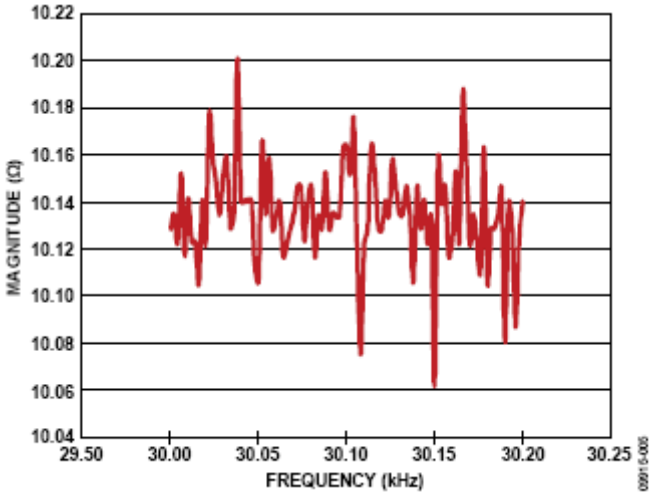


图 5. 10.3 Ω 幅度测量结果（扩展坐标）

示例 2：kΩ 阻抗范围

使用 99.85 kΩ的R_{CAL}，根据表 2 所示的设置条件可测得更宽的未知阻抗范围。图 6 至 10 记录精度结果。要提高整体精度，请选择更接近未知阻抗的R_{CAL}值。例如，在图 9中，需要更接近 217.5 kΩ Z_C值的R_{CAL}。如果未知阻抗范围较大，请使用多个R_{CAL}电阻。

Table 2. kΩ Impedance Range Setup for VDD = 3.3 V Supply Voltage

Parameter	Value
V p-p	0.198 V (Range 4)
Number of Settling Time Cycles	15
MCLK	16 MHz
R_{CAL}	99.85 kΩ
R_{FB}	100 kΩ
Excitation Frequency Range	30 kHz to 50 kHz
Unknown Impedances	R0 = 99.85 kΩ R1 = 29.88 kΩ R2 = 14.95 kΩ R3 = 8.21 kΩ R4 = 217.25 kΩ C5 = 150 pF (Z_C = 26.5 kΩ at 40 kHz) C6 = 47pF (Z_C = 84.6 kΩ at 40 kHz)

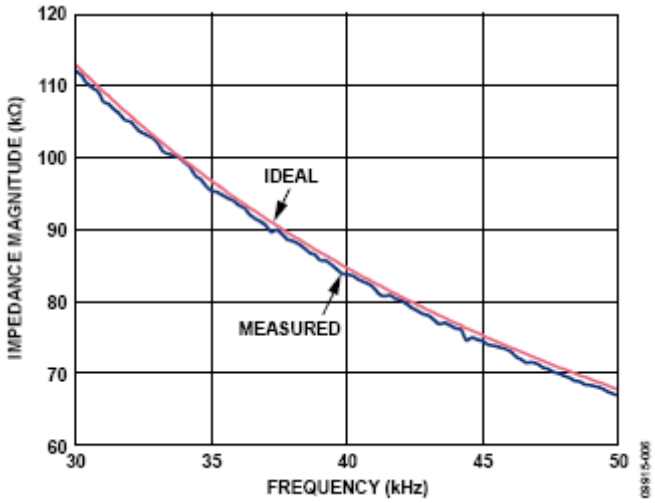


图 6. Z_C = 47 pF、R_{CAL} = 99.85 kΩ 时的幅度结果

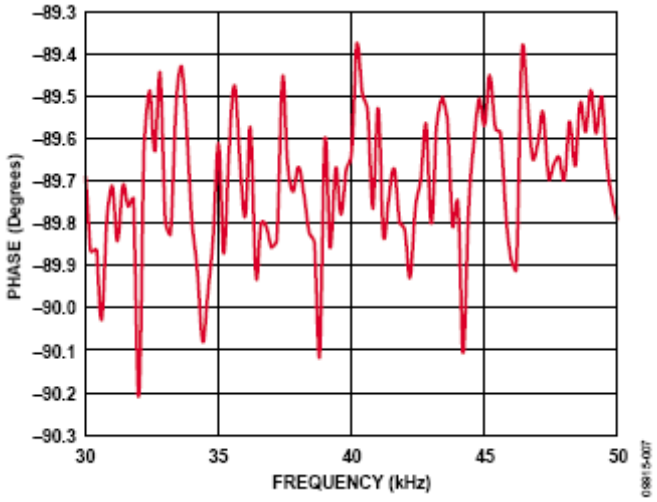


图 7. Z_C = 47 pF、R_{CAL} = 99.85 kΩ 时的相位结果

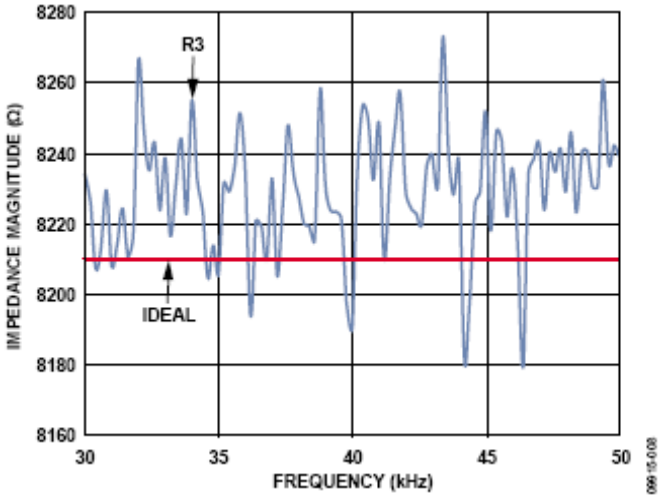


图 8. Z_C = 8.21 kΩ, R_{CAL} = 99.85 kΩ

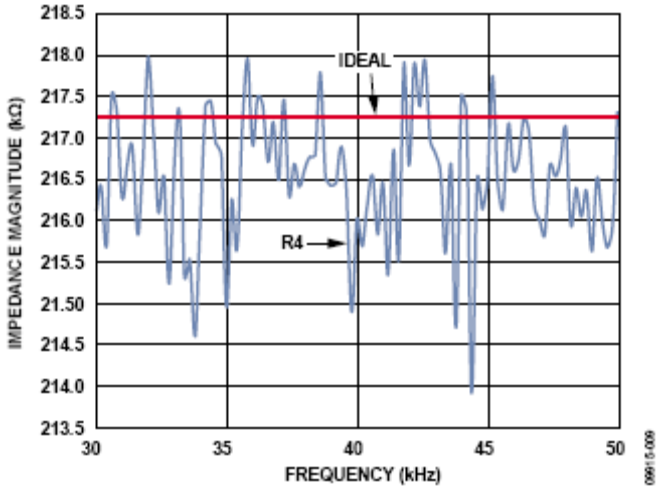


图 9. Z_C = 217.25 kΩ, R_{CAL} = 99.85 kΩ

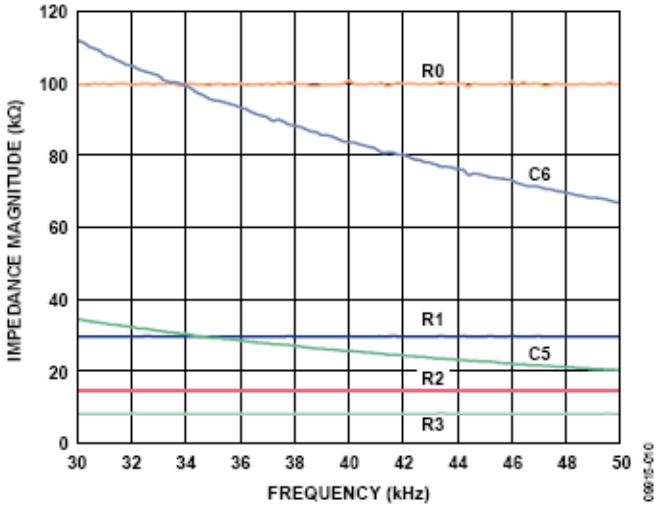


图 10. 示例 2 的幅度结果：R1、R2、R3、C5、C6

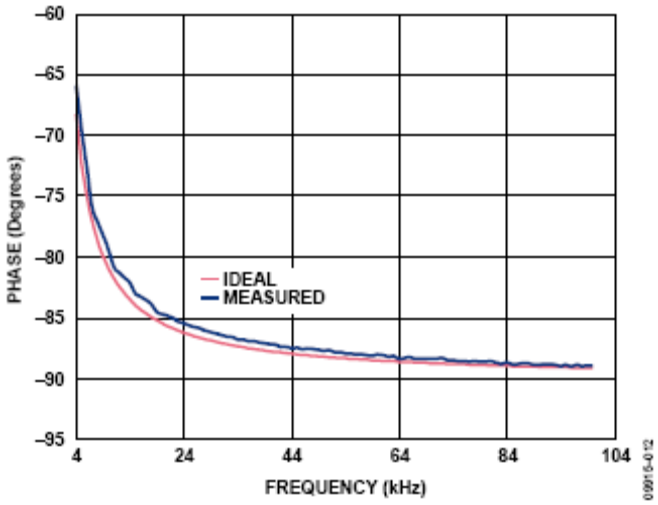


图 12. Z_C = 10 kΩ||10 nF, R_{CAL} = 1 kΩ 时的相位结果

示例 3：并行 R-C（R||C）测量

R||C 型结构也通常用于测量，采用 1 kΩ 的 R_{CAL}、10 kΩ 的 R 和 10 nF 的 C，在频率范围 4 kHz 至 100 kHz 内进行测量。图 11 和 12 所示曲线表示幅度和相位结果和理想值的关系。

Table 3. R||C Impedance Range Setup for VDD = 3.3 V Supply Voltage

Parameter	Value
V p-p	0.383 V (Range 3)
Number of Settling Time Cycles	15
MCLK	16 MHz
R_{CAL}	1 kΩ
R_{FB}	1 kΩ
Excitation Frequency Range	4 kHz to 100 kHz
Unknown Impedance R||C	R = 10 kΩ C = 10 nF

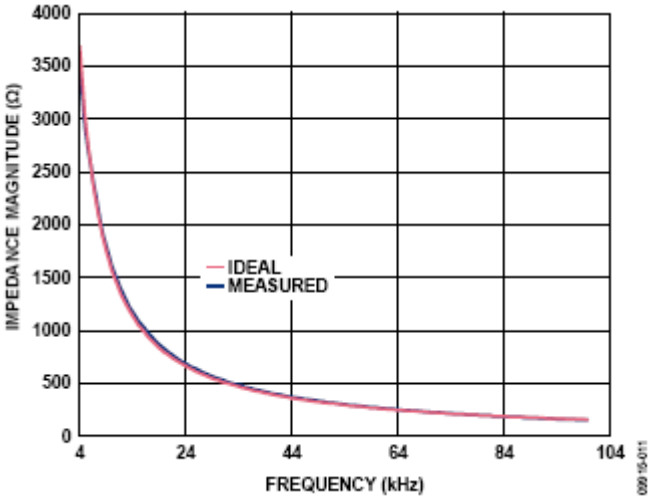


图 11. Z_C = 10 kΩ||10 nF, R_{CAL} = 1 kΩ 时的幅度结果

设置和测试

EVAL-CN0217-EB1Z 软件和 EVAL-AD5933EBZ 应用板上所用的相同。有关电路板设置的详情，请参见光盘内的技术笔记。注意，原理图有改动。EVAL-CN0217-EB1Z 板上的链接如表 4 所示。还应注意，RFB 在评估板上位于 R3，而 $Z_{UNKNOWN}$ 位于 C4。

Table 4. Link Connections for EVAL-CN0217-EB1Z

Link Number	Default Position
LK1	Open
LK2	Open
LK3	Open
LK4	Insert
LK5	Insert
LK6	A

常见变化

电路中可使用其他运算放大器，例如ADA4528-1、AD8628、AD8629、AD8605和AD8606。

系统应用的切换选项

对于这个特定电路，$Z_{UNKNOWN}$和R_{CAL}可手动互换。但在生产中应使用低导通电阻开关，开关的选择取决于未知阻抗范围的大小以及所需测量结果精度。此文件中的示例仅使用一个校准电阻，故可如图 13 所示使用ADG849等低导通电阻开关。还可使用四通道ADG812等多通道开关解决方案。$Z_{UNKNOWN}$上的开关电阻所引起的误差在校准期间消除，但通过选择超低R_{ON}开关，可进一步充分降低这些效应。

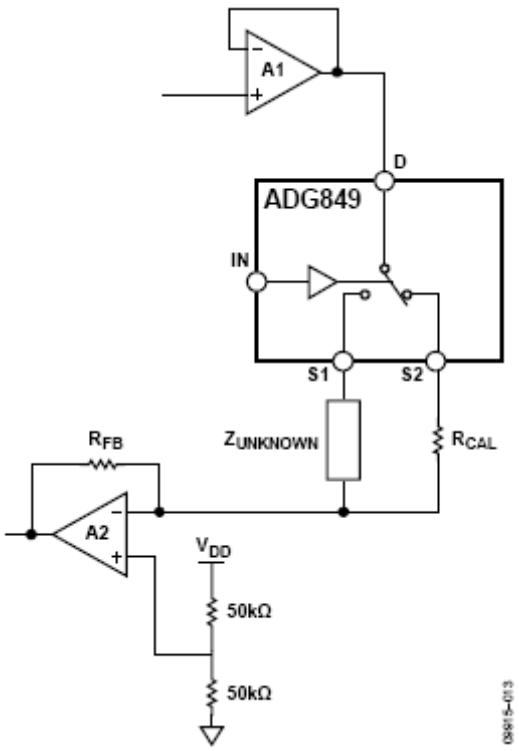


图 13. 使用ADG849超低R_{ON} SPDT开关切换R_{CAL}和未知Z（原理示意图，未显示所有连接和去耦）

进一步阅读

CN-0217设计支持包：
http://www.analog.com/CN0217-DesignSupport

教程MT-085：直接数字频率合成(DDS)基本原理，ADI公司。

Riordan，Liam。AD5933评估板测量示例。应用笔记AN-1053。ADI公司。

Buchanan，David。直接数字频率合成的DAC选型。应用笔记AN-237。ADI公司。

ADIsimDDS设计和评估工具

AD5933/AD5934演示和设计工具

数据手册和评估板

AD5933数据手册

AD5933评估板

AD5934数据手册

AD5934评估板

AD8606数据手册

ADG849数据手册

ADG812数据手册

修订历史

2011年6月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0368

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0368。

连接/参考器件	
AD7866	双通道、1 MSPS、12位同步采样SAR ADC
ADA4571	集成式AMR角度传感器和信号调理器

磁阻角度和线性位置测量

评估和设计支持

电路评估板

- **CN-0368评估板(EVAL-CN0368-SDPZ)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

图1所示紧凑型双芯片电路提供非接触式各向异性磁阻(AMR)测量解决方案，可用于角度或线性位置测量。该双芯片系统在180°范围内具有优于0.2°的角精度，在0.5英寸范围内具有2 mil(0.002英寸)线性精度，具体取决于所用磁体的尺寸。

该电路适用于高速、高精度、非接触式角度和长度测量关键型应用，比如机床速度控制、起重机角度控制、无刷直流电机和其他工业或汽车应用。

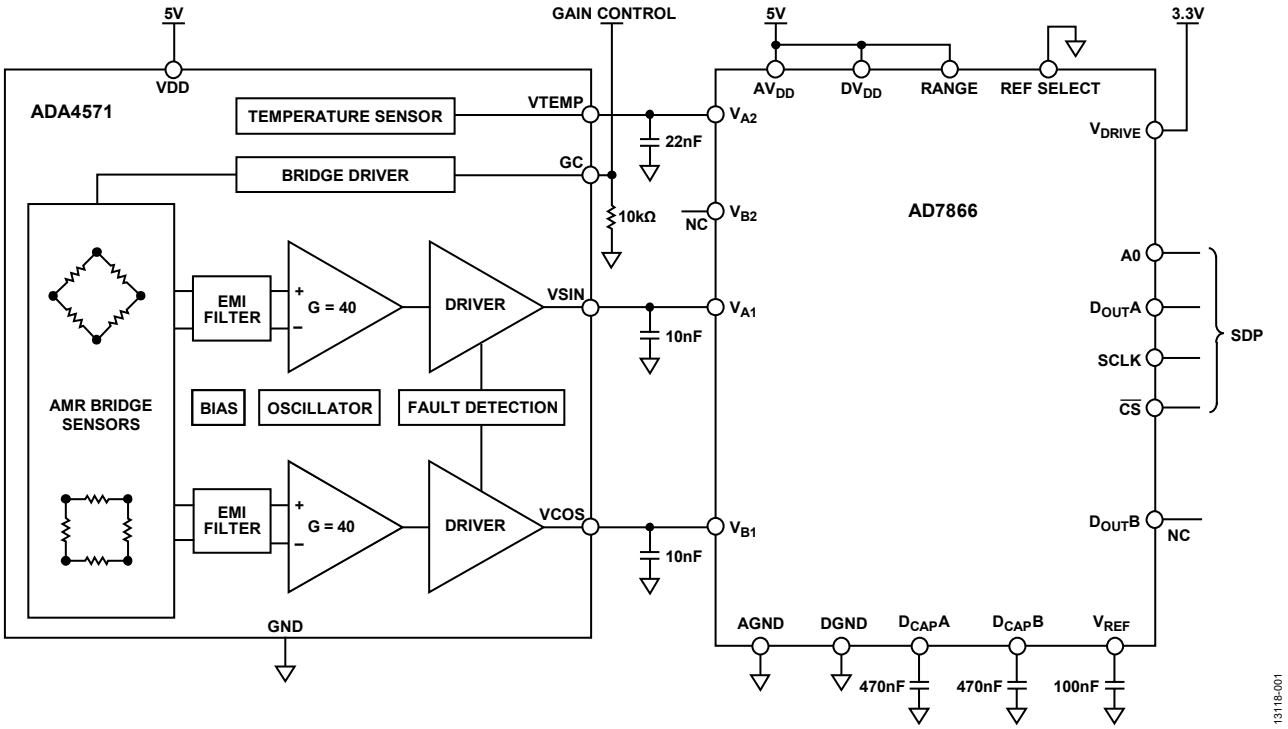


图1. 磁阻角度和线性检测系统(原理示意图：未显示去耦和所有连接)

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

ADA4571是一款各向异性磁阻(AMR)传感器，集成信号调理放大器和ADC驱动器，以及用于温度补偿的温度传感器。ADA4571产生两路模拟输出，指示周围磁场的角位置。

ADA4571集成一个AMR传感器和一个固定增益(标称值G = 40)仪表放大器。ADA4571可提供有关旋转磁场角度的干净且经过放大的余弦和正弦输出信号。T输出电压范围与电源电压成比例。

传感器含有两个互成45°角的透磁合金惠斯登电桥。x-y传感器平面的旋转磁场提供两路正弦输出信号，且传感器与磁场方向的角度(α)频率翻倍。在x-y平面的均质场内，输出信号与z方向(气隙)的物理位置无关。

正弦和余弦输出端的输出电压摆幅范围为7% V_{DD}至93% V_{DD}。有两个诊断频段(V_{DD}的0%至7%和V_{DD}的93%至100%)，因而可向所有内部连接提供焊线断开检测。

ADA4571采用8引脚SOIC封装。

VSIN和VCOS输出的输出阻抗为50 Ω，采用外部10 nF电容时组成318 kHz噪声滤波器。

AD7866是一款双通道、同步采样、12位、1 MSPS SAR ADC。RANGE引脚的极性确定模拟输入范围和输出编码。如果片选信号变为低电平时该引脚连接逻辑高电平，则下次转换的模拟输入范围为0 V至2 × V_{REF}(0 V至5 V)，为ADA4571 AMR传感器的0.35 V至4.65 V信号提供大约350 mV裕量。

将REFSEL引脚连接至低电平可配置ADC使用内部2.5 V基准电压源。V_{REF}引脚提供该电压，但将其用于系统的其他位置前必须先使用缓冲器。D_{CAP}A引脚和D_{CAP}B引脚采用470 nF电容去耦，确保ADC正常工作。

AD7866同步采样传感器的两个通道。数字字通常在D_{OUT}A和D_{OUT}B端提供。每个数据流包括1个前导零，随后是3个状态位，再加上12位转换数据。然而，保持$\overline{CS}$引脚为低电平并持续额外16个时钟周期，则两个数字字均可从一个通道(D_{OUT}A)获取。因此，SPI接口允许在一条数据线路上访问两个通道。

AD7866的两个ADC输入均带有双通道多路复用器。A0输入引脚上的逻辑0允许A1和A2输入端转换，而A0输入引脚上的逻辑1允许B1和B2输入端转换。ADA4571的温度传感器输出连接AD7866的B1输入，并允许对系统进行软件温度校准。

磁阻(MR)理论

磁阻是存在外部磁场时，材料改变其电阻值的能力。最常用的MR传感器基于AMR技术。

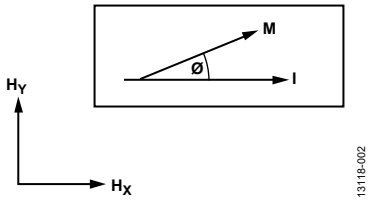


图2. 各向异性磁阻示例

AMR效应示例如图2所示。电流(I)流过导体，受外部磁场(H_Y)影响。导体电阻的变化与磁化矢量(M)和电流矢量(I)之间的角度(Ø)成函数关系。磁化矢量是内部磁场(H_X)与施加的外部磁场(H_Y)的净求和结果。

当磁化矢量(M)与电流矢量(I)平行时，具有最大电阻。当磁化矢量(M)与电流矢量(I)垂直时，具有最小电阻。

有效利用AMR效应要求导体自身必须对机械应力材料不敏感，但对磁约束敏感。由于这些原因，透磁合金(80%镍，20%铁)是AMR传感器制造中最常用的合金。

透磁合金属性

透磁合金条有两个属性，创建角度测量系统时会具有设计挑战性。

首先，透磁合金具有较窄的线性工作区(见图3)。仅当磁化矢量(M)和电流矢量(I)之间的角度(Ø)变大时，响应才是线性的。不幸的是，线性响应不久后透磁合金就会饱和。

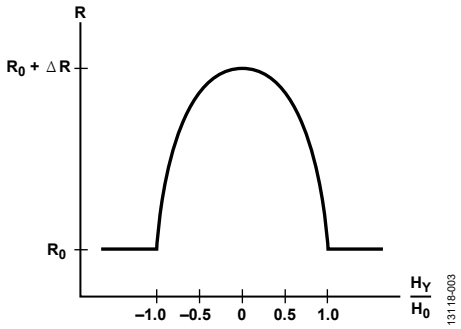


图3. 透磁合金电阻与磁场的关系

其次，透磁合金对极性不敏感。无论磁化矢量(M)和电流矢量(I)之间的角度(Ø)是正或负，透磁合金条的电阻都将下降。

双色条磁极

改善透磁合金条线性度和磁极非敏感特性的常用方法是与金属条的轴向成45°添加铝条(称为双色条磁极，如图4所示)。双色条磁极间流动的任何电流都将走最短的路径——垂直路径，并且电流矢量(I)和磁化矢量(M)之间的角度偏移45°。

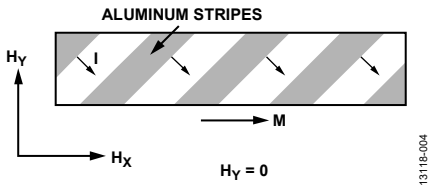


图4. 透磁合金条的双色条磁极效应

图5显示向透磁合金条中加入双色条磁极后的结果。电流矢量偏移45°，但磁化矢量保持不变。注意，线性特性现在存在于图形的中央部分。

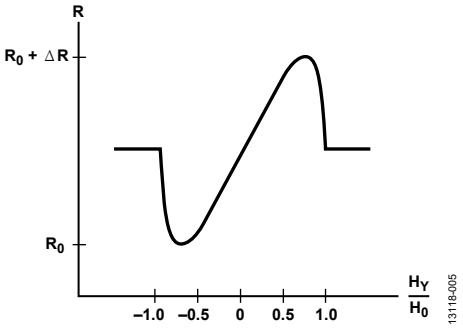


图5. 双色条磁极透磁合金电阻与磁场的关系

磁场强度

磁场强度至少为25 kA/m，才能确保满足ADA4571数据手册中的规格。该激励磁场必须与ADA4571封装内传感元件的中央部分相交。

选择磁体时，需考虑传感器和磁体之间的气隙，如图6所示。如果磁体未靠近传感器放置(即距离d极大)，则可能需要更强或更大的磁体才能确保达到最小磁场强度要求。

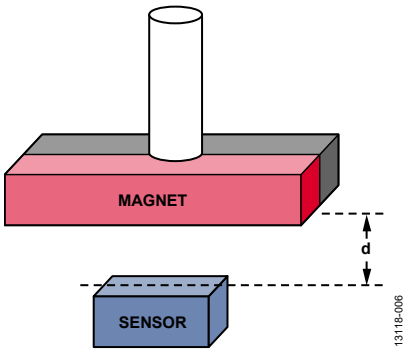


图6. 用于转轴角度测量的磁体方向与气隙

传感器基础知识

标准AMR传感器由两个惠斯登电桥组成，互相之间的相对角度为45°，如图7所示。

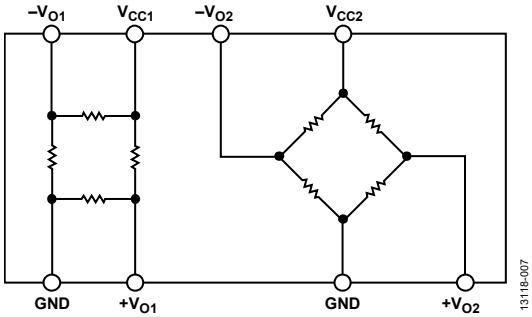


图7. ADA4571双惠斯登电桥配置

旋转磁场产生正弦(2Ø)和余弦(2Ø)输出信号，如图8所示。两个信号在180°范围内均为周期信号，因此没有额外元件或参考点就无法进行全方位360°测量检测。

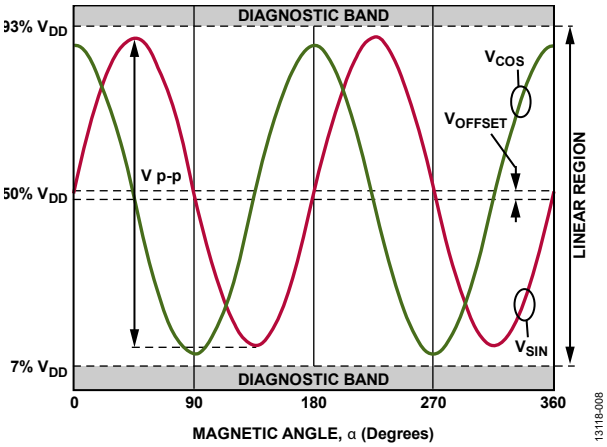


图8. 磁阻传感器输出电压

通道灵敏度

ADA4571传感器标称灵敏度为每通道52 mV/°，这意味着磁化矢量和传感器方向之间的每一度变化都会产生52 mV的输出电压改变。角度的灵敏度并非常量。灵敏度下降的部分是线路斜率接近零时的输出部分。

如图8所示，余弦输出(绿线)在磁化矢量角度接近0°、90°、180°或270°时损失灵敏度。类似地，正弦输出(红线)在磁化矢量角度接近45°、135°、225°和315°时损失灵敏度。幸运的是，当一个通道的灵敏度降低时，另一个通道处于高灵敏度区域。

系统带宽、磁场旋转

磁场角度矢量是理解电路带宽的重要内容。ADC每微秒转换一个样本。为了获得1°分辨率，磁场1 ms只能移动1°(2.778 kHz)，否则ADC无法以足够高的速度进行采样，以便跟上磁场变化的速度。对于1 MSPS ADC，这表示磁场的最大可用角速度为2.778 kHz。

旋转测量测试结果

将直径方向的N42磁体(直径 = 0.5英寸，厚度 = 0.125英寸)连接至金属杆的末端。精密直流电机可对金属杆进行精细角度控制。传感器精确安装在磁体正面。气隙设为2 mm。只要磁铁激励使传感器完全饱和，则结果便与气隙基本无关。

电机转动，创造出与传感器相交的旋转磁场，进而产生重复性正弦和余弦输出电压，适合进行角度计算和数据采集。

图9显示了该设置的功能框图。图10是该设置的照片，可用来采集轴尾配置的数据。该设置由无刷直流电机、物理安装、磁体和集成相应ADA4571传感器的PCB组成。

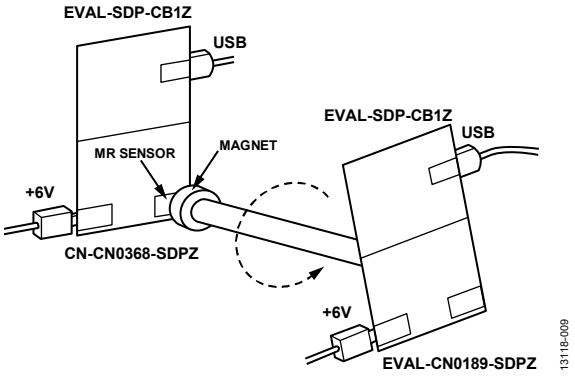


图9. 数据采集测试设置——轴尾配置

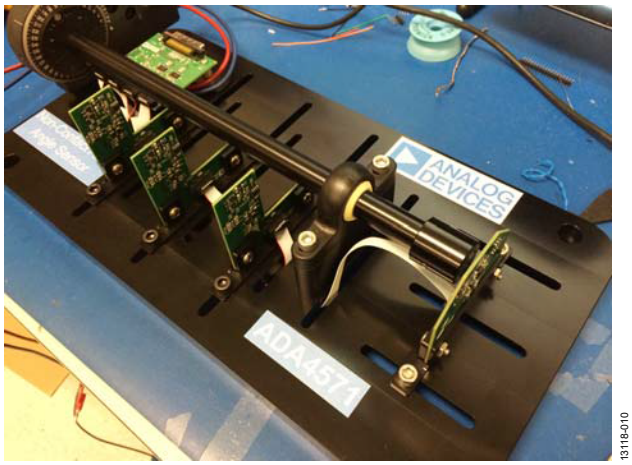


图10. 无刷直流电机基准测试设置照片

图11通过磁体的多次转动，将电机的机械角与传感器的计算磁场角相比较。该计算利用两个输出之比的反正切函数。未进行校准时，误差接近±1°。

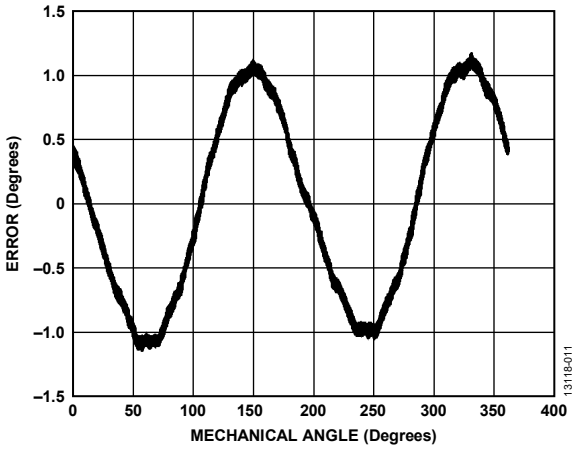


图11. 失调校正前的角误差与机械角之间的关系

图12显示仅有一次失调校正的误差。无需针对正弦和余弦的幅度失配、非线性度或正交性校正进行额外调节。使用每个通道的峰峰值或平均值可确定失调值，因为它贯穿整个机械旋转。从对应通道中减去失调，以获得线性传感器响应。最大误差接近±0.2°，而该范围内的绝大部分误差小于±0.1°。

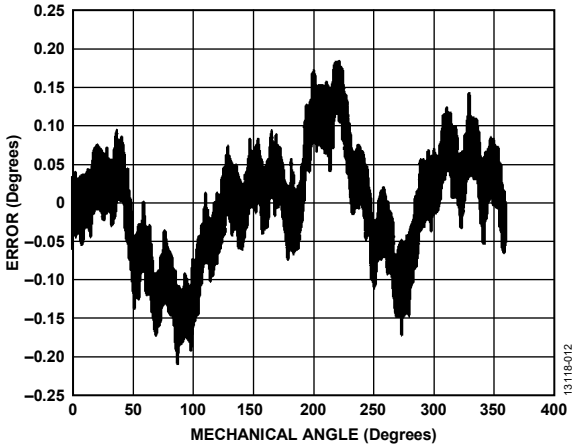


图12. 仅针对失调进行校正后的角误差与机械角的关系

线性位置测试结果

创建增量线性位置测量系统时，只需进行极少量的修改。采用由一系列变化的南北极组成的多极条状磁体代替现有磁体，如图13所示。

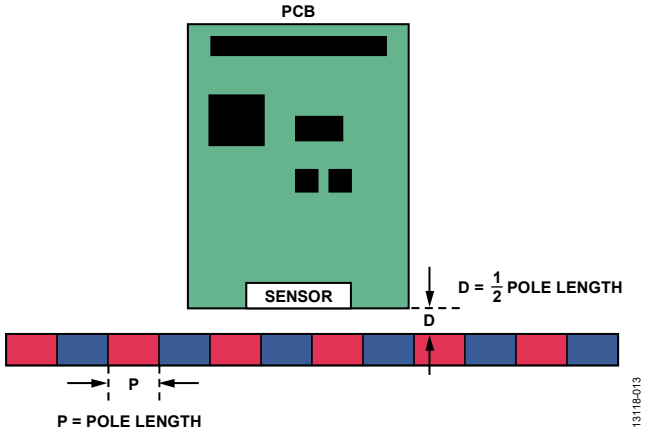


图13. 线性位置测量磁体、PCB和传感器

随着传感器沿与磁体平行方向移动，每转过磁极长度的180°，它都会检测磁场。磁极长度(P)和传感器的角度精度(ΔØ = 0.05°)确定理论精度(Δx)。

$$\Delta x = P \times \Delta Ø/180°$$

这样便形成了仅有一个磁极长度的绝对测量系统。若磁体有多个磁极，则对通过的磁极进行计数可获得更精确的读数。传感器与磁体的理想距离是磁体磁极长度的一半。

通过在数显卡尺的臂上安装磁体，测试EVAL-CN0368-SDPZ PCB。安放EVAL-CN0368-SDPZ PCB，使其ADA4571 AMR传感器(U5)正面与磁体正面垂直。当磁体移动时，数显卡尺显示移动的距离，精度达0.0005英寸。同时，磁力线与传感器相交，提供可用输出范围。图14是该设置的功能框图，图15是该设置的照片。

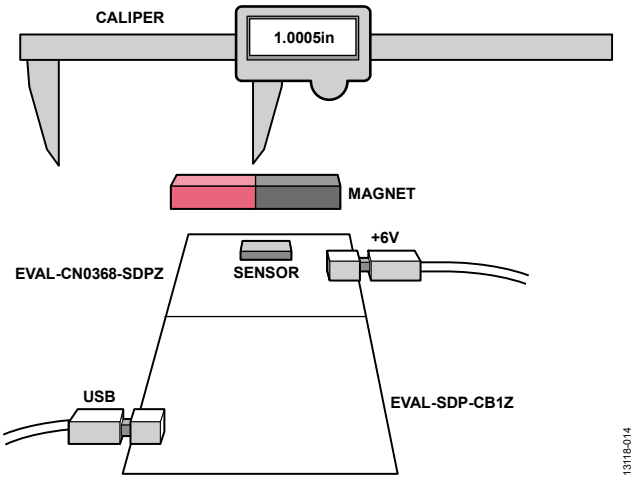


图14. 线性测量的数据采集测试设置

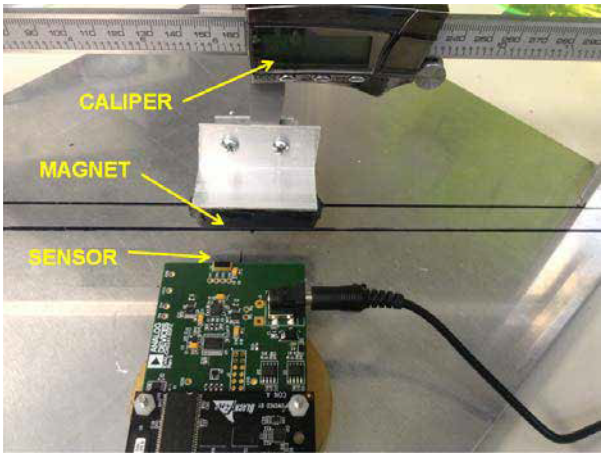


图15. 基准测试设置照片

该设置采用了长度为2英寸的磁体，放置位置离开传感器1英寸。建议用于线性运动检测的传感器至磁体气隙等于磁体磁极长度的一半。通过沿x轴移动磁体来采集数据，并将评估软件读数与卡尺数字显示屏的读数做比较。图16显示1.0英寸范围内记录的输出位置误差。整个范围内的误差为±2密耳。

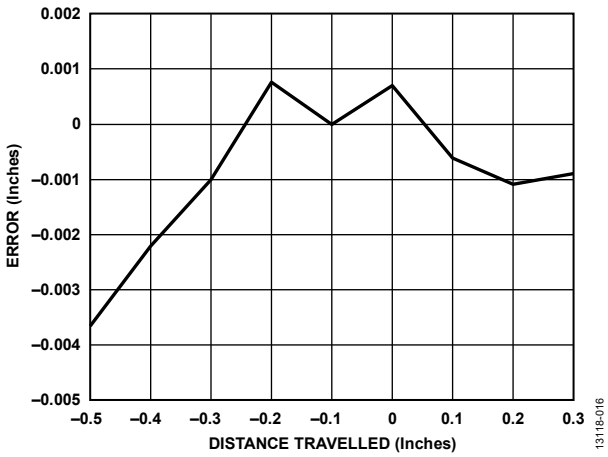


图16. 磁场位置误差：1.0英寸范围

将测量范围限制在0.4英寸可获得更好的测量结果。注意，0.4英寸与图8所示的三角波的线性部分重合，并将测量限制在30°范围内。对此更改范围应用新的增益校正系数，可获得±1密耳的误差，如图17所示。

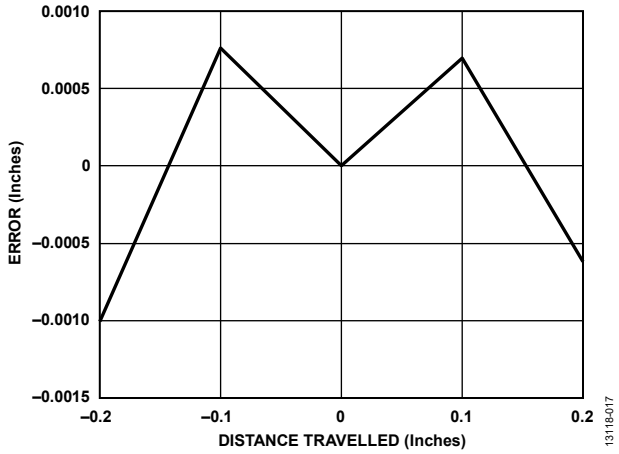


图17. 磁场位置误差：0.4英寸范围

传感器放在磁体本体的中央，如图18所示。当传感器相对磁体上下移动时，会产生一个常见误差源——垂直对齐误差。

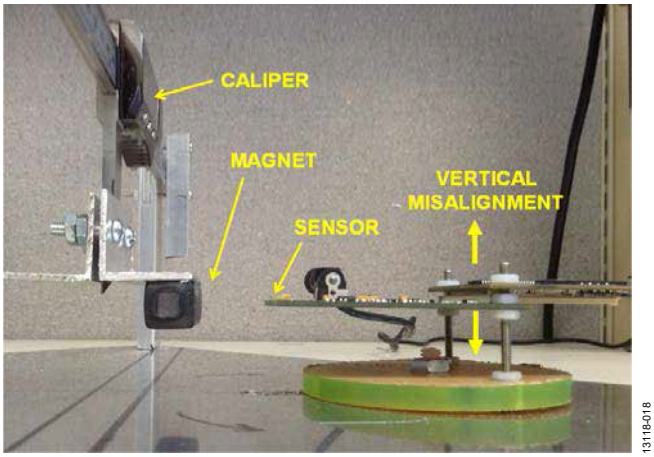


图18. 基准测试设置照片：垂直对齐误差

图19显示了传感器与磁体在垂直方向上未对齐所造成的误差。测试将PCB上移或下移0.25英寸和0.5英寸，然后获取数据。对于1.0英寸测量范围，将目标上移或下移0.25英寸会给计算增加数密耳的误差。上移或下移0.5英寸会使测量情况更糟，原始读数的误差会增加数十密耳。

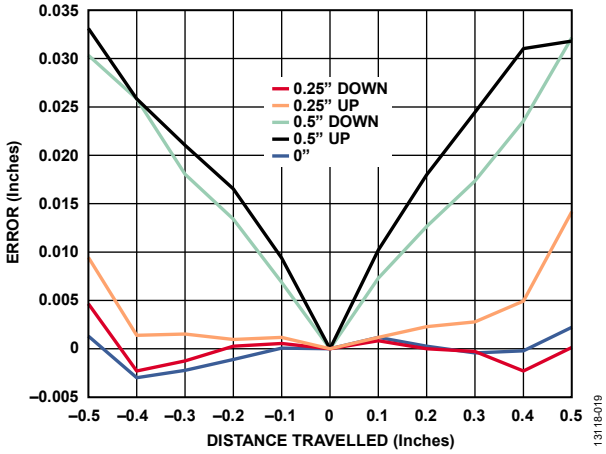


图19. 磁场位置误差：垂直对齐误差

通过调整增益校正系数，可以减小这些误差，但无法完全消除。增大与磁体的距离会对磁场强度产生不利影响，磁力线的方向会使得某些数据不可恢复。

第二个常见的误差源是旋转对齐误差，如图20所示。虽然传感器和磁体相对于垂直轴上定位理想，但传感器与磁体的正面并不平行。

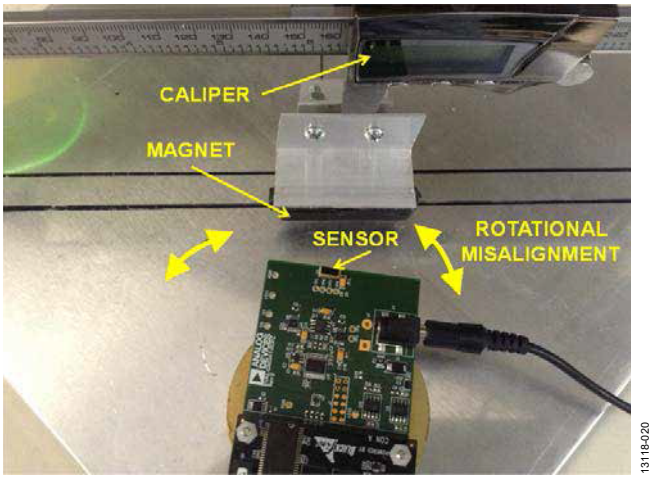


图20. 基准测试设置照片：旋转对齐误差

图21显示了与旋转对齐误差有关的读数。绿线显示了平行配置所记录的误差，红线和蓝线显示了传感器相对于磁体正面左右旋转所带来的额外误差。

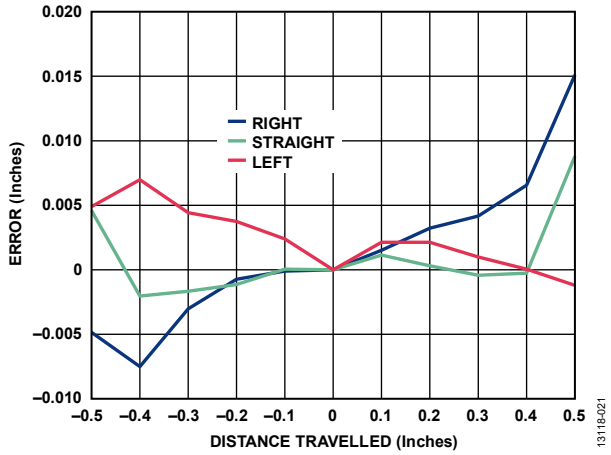


图21. 磁场位置误差：旋转对齐误差

最后一个常见的误差源是传感器至磁体距离，如图22所示。传感器与磁体的理想距离是磁体长度的一半。增大或减小该距离都会导致数据组误差。图22显示了磁体和传感器相距太近的基准测试设置。

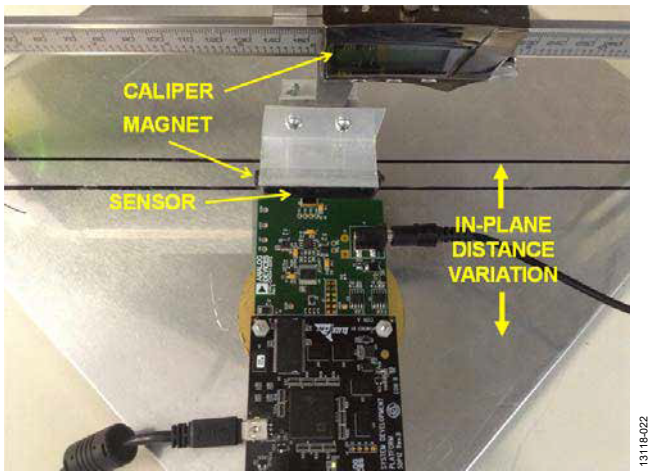


图22. 基准测试设置照片：平面距离变化

磁体与传感器的距离先后设置为0.1英寸、0.5英寸和1英寸，然后获取数据。图23显示了不同配置相关的误差。

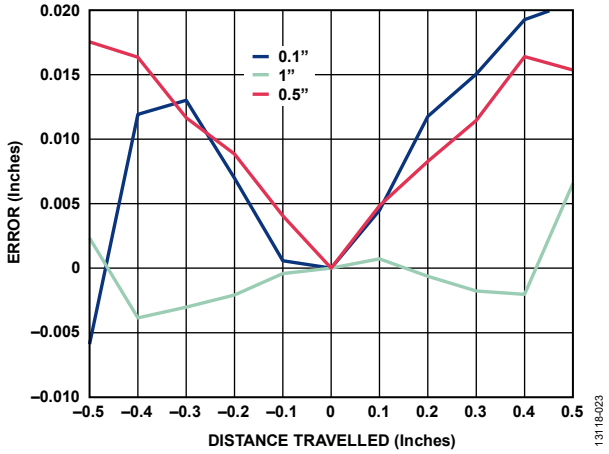


图23. 磁场位置误差：平面距离变化

通过调整增益校正系数，可以减小这些误差，但无法完全消除。增大或减小与磁体的距离会对磁场强度产生不利影响，磁力线的方向会使得某些数据不可恢复。

图24是LabVIEW®评估软件的屏幕截图，该软件可用于角位置应用的一切读数显示与计算。图25是**线性测量**选项卡的屏幕截图。

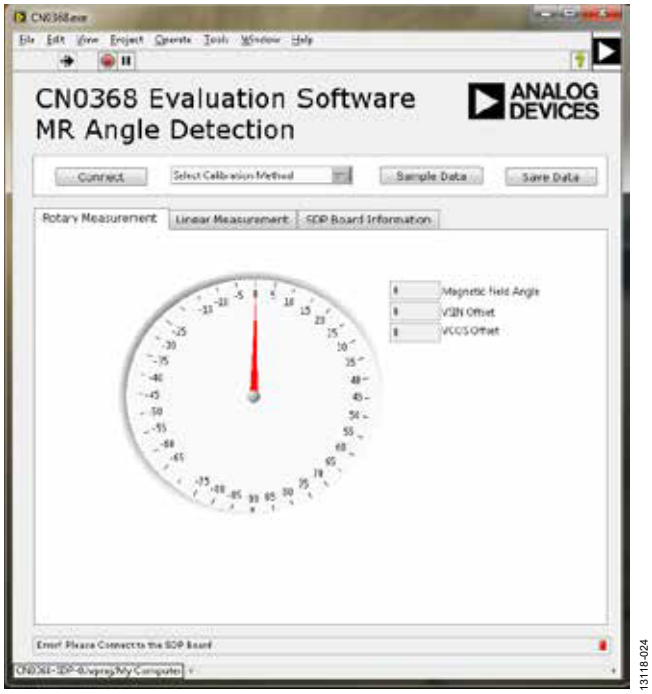


*图24. CN0368评估软件**旋转测量**选项卡屏幕截图*

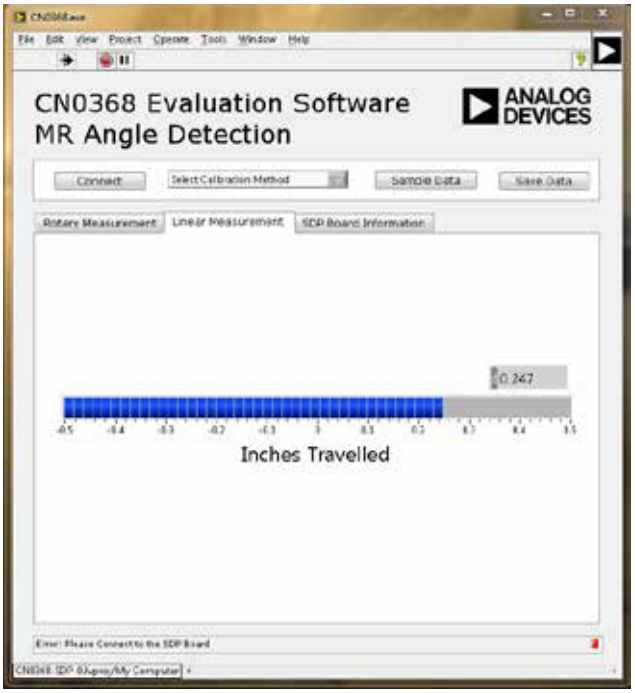


*图25. CN0368评估软件**线性测量**选项卡屏幕截图*

校准期间确定每个惠斯登电桥的最大和最小电压输出(V_{MAX}和V_{MIN})。了解这些数值可以更精确地将电压映射到数字码。通过**选择校准方法**下拉框，用户可以有两种方法确定V_{MAX}和V_{MIN}值。

第一种方法是在磁激励360°旋转时，软件确定V_{MAX}和V_{MIN}。随后，软件计算各通道的失调电压值，并使用这些值来确定磁场角度。

第二种方法是在磁激励360°旋转时，软件确定V_{MAX}、V_{MIN}和V_{TEMP}。然后在不同的温度下重复该步骤。软件使用这些变量计算各通道的失调电压和温度相关性，进而计算磁场角度。

PCB布局考虑

在任何注重精度的电路中，必须仔细考虑电路板上的电源和接地回路布局。PCB应尽可能隔离数字部分和模拟部分。CN-0368系统的PCB采用4层板堆叠而成，具有较大面积的接地层和电源层多边形。有关布局和接地的详细论述，请参见MT-031指南；有关去耦技术的信息，请参见MT-101指南。

所有IC的电源应当用1 µF和0.1 µF电容去耦，以适当抑制噪声并减小纹波。这些电容应尽可能靠近器件。对于所有高频去耦，建议使用陶瓷电容。

电源走线应尽可能宽，以提供低阻抗路径，并减小电源线路上的毛刺效应。通过数字地将时钟及其它快速开关数字信号屏蔽起来，使之不影响电路板的其它器件。图26为PCB的照片。

用于CN-0368的完整设计支持包可参见www.analog.com/CN0368-DesignSupport。

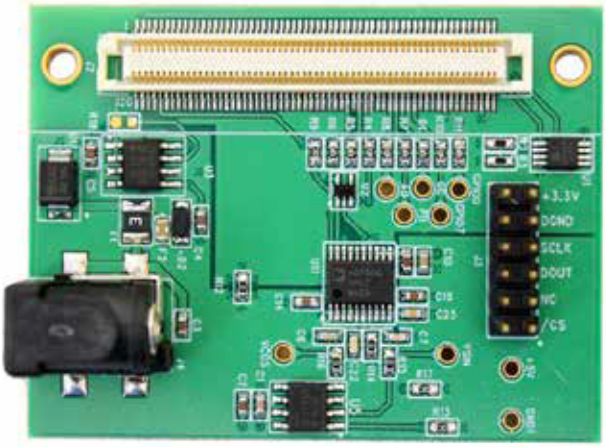


图26. EVAL-CN0368-SDPZ板的照片

常见变化

如需1 MSPS以上采样速率，应考虑使用下列同步采样ADC：AD7352(3 MSPS时为12位)、AD7356(5 MSPS时为12位)、AD7357(4.25 MSPS时为14位)。

如需12位或14位以上的分辨率，可使用AD7655(1 MSPS时为16位)。

电路评估与测试

本电路使用EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)板和EVAL-CN0368-SDPZ电路板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。

EVAL-CN0368-SDPZ包含待评估电路，如CN-0368所述。EVAL-SDP-CB1Z板与CN0368评估软件一同使用，捕获EVAL-CN0368-SDPZ电路板的数据。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口和Windows® XP(32位)、Windows Vista(32位)或Windows 7(32位)PC
- EVAL-CN0368-SDPZ电路板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP板
- 6 V电源或壁式电源适配器
- CN0368评估软件
- 传感器封装处磁场强度不低于25 kA/m的钕磁体

开始使用

将CN0368评估软件光盘放入PC，加载评估软件。打开**我的电脑**，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开**Readme**文件。按照**Readme**文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

图27所示为测试设置的功能框图。

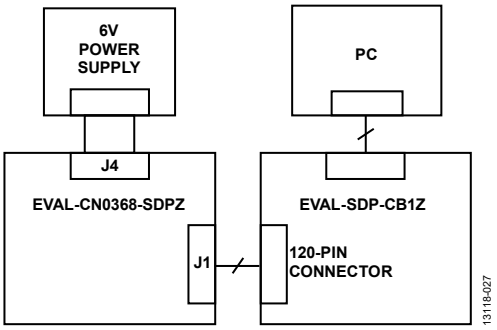


图27. 测试设置框图

设置

将EVAL-CN0368-SDPZ上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z上的连接器。使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。

在断电情况下，将6 V直流管式插孔连接到J4连接器。将EVAL-SDP-CB1Z附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。此时请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

将钕磁体直接放置在IC之上，或置于专为旋转磁体而设计的夹具中，使IC和磁体的距离最短。

使磁场的其他来源远离IC很重要，因为任何杂散磁场都会使传感器输出电压产生误差。

测试

为直流管式插孔、J4连接器上电。启动CN0368评估软件，并通过USB电缆将PC连接到EVAL-SDP-CB1Z上的微型USB连接器。

一旦USB通信建立，就可以使用EVAL-SDP-CB1Z来发送、接收和捕捉来自EVAL-CN0368-SDPZ的串行数据。

有关EVAL-SDP-CB1Z的信息，请参阅SDP用户指南。

有关测试设置、校准以及如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN-0368软件用户指南：www.analog.com/CN0368-UserGuide

了解详情

CN-0368设计支持包：www.analog.com/CN0368-DesignSupport

MT-031指南，实现数据转换器的接地并解开“AGND”和“DGND”的谜团，ADI公司。

MT-101指南，去耦技术，ADI公司。

AN-688应用笔记，*i*MEMS加速度计和陀螺仪的相位和频率响应，ADI公司。

数据手册和评估板

AD7866数据手册

ADA4571数据手册

修订历史

2015年3月—修订版0： 初始版

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab®实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0224。

连接/参考器件	
ADV7612	双端口Xpressview 225 MHz HDMI接收机
ADV7511	内置ARC的225 MHz、高性能HDMI发射机

使用ADV7612接收机的四通道HDMI输入、快速开关多路复用器，具有扩展温度范围

评估和设计支持

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

ADV7612是一款双端口Xpressview™ 225 MHz HDMI®接收机，可在两个输入端之间实现快速开关。图1显示了使用两个ADV7612作为四路输入快速开关HDMI接收机的电路。

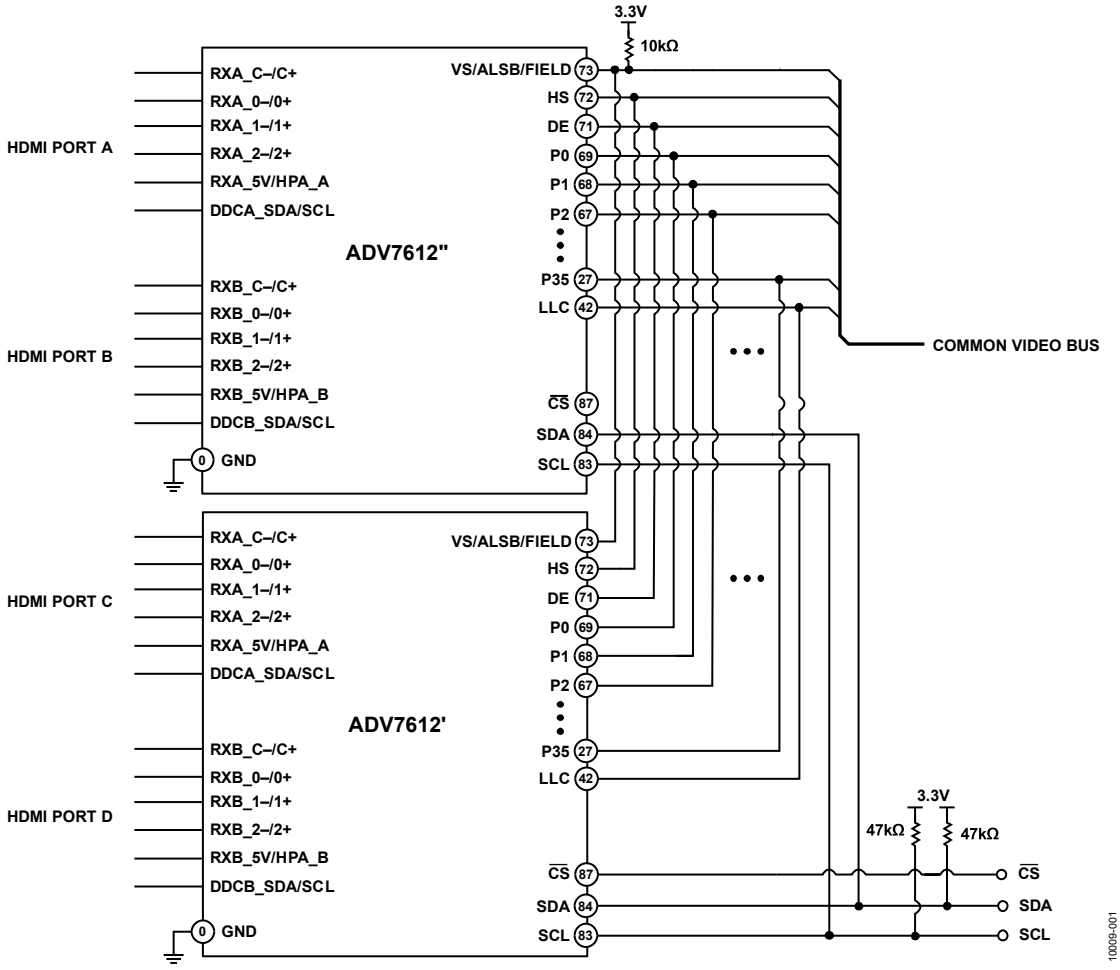


图1. 双路ADV7612电路（简化原理图：未显示去耦、端接、复位和所有连接）

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

本电路显示了ADV7612的扩展性，在需要四个多路复用HDMI输入的应用中最高可达225 MHz TMDS（1080p60，每通道12位；148.5 MHz LLC像素时钟）或UXGA（1600 × 1200，每通道10位；162 MHz LLC像素时钟）。对此应用而言这是一种经济的解决方案，工作温度范围为−40°C至+85°C扩展工业温度范围。

电路描述

ADV7612为双HDMI输入提供接收解决方案。图1显示如何在共享视频和音频总线上并联连接两个ADV7612，从而实现四个HDMI输入的多路复用。同时显示如何在不引起总线冲突的条件下设置I²C通信以及如何在信号源间切换。同时提供软件包，显示如何在HDMI中继器应用中处理通信和验证（参见http://ez.analog.com/community/video）。

当多个ADV7612器件共享同一总线时，需要考虑器件的输出状态、三态总线的能力和总线上负载的电气性能。此外，器件必须以非冲突方式从I²C总线加以控制。该电路的板布局十分关键，应遵循直线原理并使用可控阻抗，以降低反射和交叉耦合风险。完整PCB布局包括在设计支持包中，可从以下地址下载：www.analog.com/CN0224-DesignSupport。ADV7511 HDMI发射机用作后端器件。

总线输出状态

复位后，ADV7612使引脚P0-P35、HS、VS/FIELD/ALSB、DE、LLC、AP0…AP5、SCLK/INT2和MCLK/INT2进入三态。这些引脚可通过寄存器TRI_PIX、TRI_SYNCS、TRI_LLC、TRI_AUDIO设置为有效状态，如UG-216硬件用户指南所述，请访问http://ez.analog.com/docs/DOC-1751。

视频和音频总线载入

每次仅一个ADV7612可访问AV总线；第二器件必须保持三态。假设输出驱动器阻抗 (P0…P35) 为10 Ω至20 Ω（最高驱动强度）且走线特性阻抗为75 Ω，需要55 Ω至65 Ω的串联电阻以匹配走线的特性阻抗。ADV7612上的三态输出总线驱动器具有20 pF的最大电容（请参考ADV7612数据手册中的电气规格）。

布局和端接考量

对于本设计，必须确保传输线路得到正确端接且具有可控阻抗。否则，反射（可发生于较长线路上）可对发送的数据产生不利影响。

对于像素线路 (P0…P35)、视频同步 (VS/FIELD/ALSB、HS、DE) 和音频线路 (AP0、AP1/I2S_TDM、AP2...AP5、MCLK/INT2、SCLK/INT2) — LLC除外，建议在ADV7612驱动器端使用51 Ω的串联端接电阻，以及特性阻抗为75 Ω的走线。

线路锁定时钟 (LLC) 线路具有相同的75 Ω特性阻抗，不应有串联电阻，但远端应采用对称端接（150 Ω至+3.3 V以及150 Ω至GND），如图2所示。

虽然理论上最佳端接值介于50 Ω与60 Ω间，但测试中发现对称75 Ω (2 ×150 Ω) 端接可增加摆幅，使信号以中间电源 (1.65 V) 为中心，这一点十分理想。ADV7511 HDMI发射机包括在电路板上，用于发送两个ADV7612的多路复用输出。

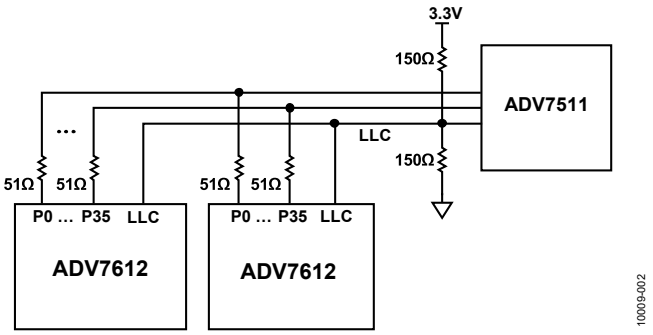


图2. P0…P35数据线路和LLC走线的端接

图3至图6显示各种端接的波形。每种情况下，对称LLC端接被放置在远端（靠近ADV7511），串联端接电阻尽可能靠近两个ADV7612器件，如图2所示。

使用Tektronix P6243 FET探头（1 MΩ阻抗，1 GHz带宽，电容小于1 pF）和Tektronix TDS5104B示波器在ADV7511引脚上执行测量。

从波形可看出，在LLC线路上使用2 × 150 Ω端接确保了3.3 V的最大摆幅。

在数据线路上使用75 Ω会使边沿速度过低。数据线路上的33 Ω和15 Ω导致下降沿欠冲（图5和图6）和上升沿过冲（未显示）。因此LLC选择了2 × 150 Ω，数据线路上使用51 Ω，图9和图10中的眼图做了说明。

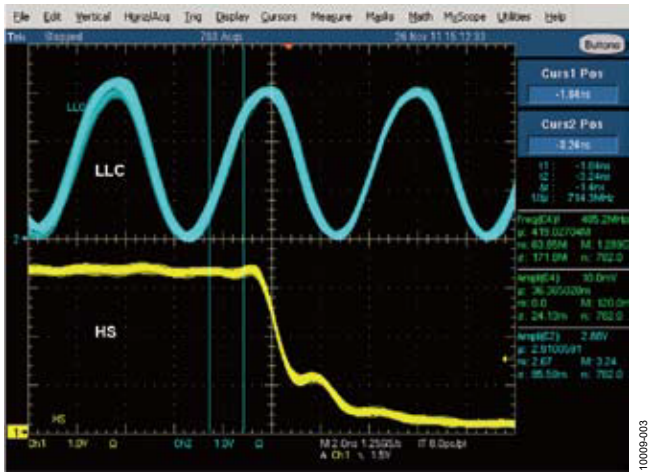


图3. 端接：LLC线路上为对称2 × 150 Ω，数据线路 (HS) 上为75 Ω。垂直刻度：1 V/div，水平刻度：2 ns/div

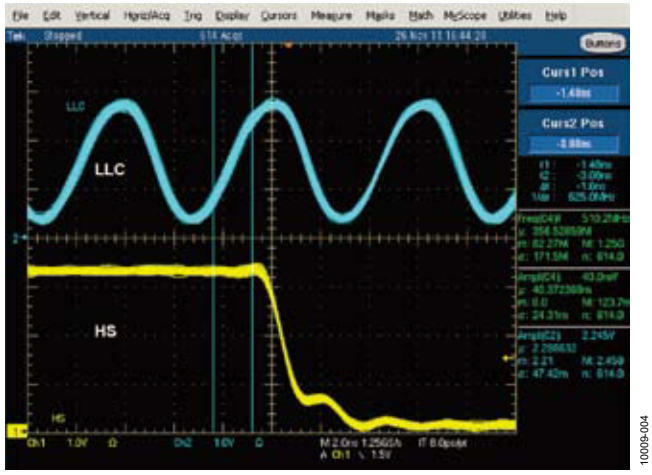


图4. 端接：LLC线路上为对称2 × 100Ω，数据线路 (HS) 上为51 Ω。垂直刻度：1 V/div，水平刻度：2 ns/div

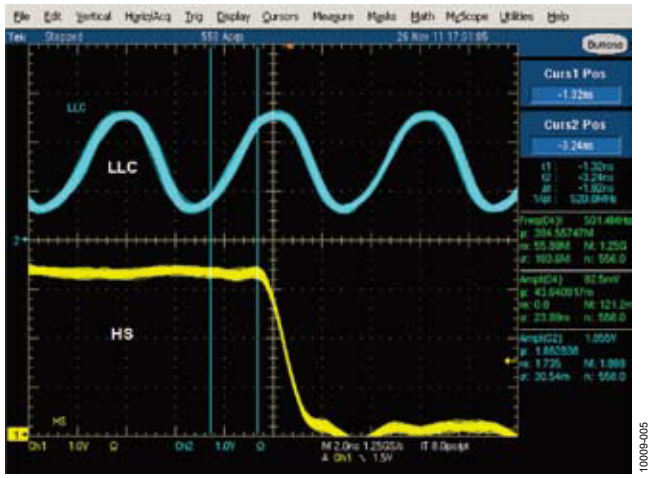


图5. 端接：LLC上为对称2 × 68 Ω，数据线路 (HS) 上为串联33 Ω端接。注意0.5 V欠冲。垂直刻度：1 V/div，水平刻度：2 ns/div

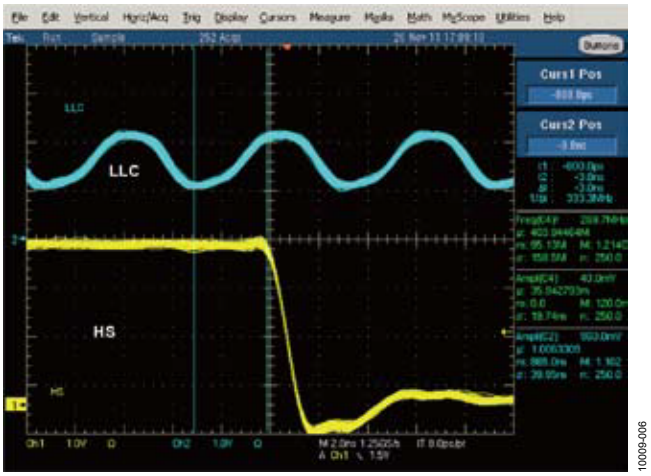


图6. 端接：LLC上为对称2 × 33 Ω，数据线路 (HS) 上为串联15 Ω端接。注意1 V欠冲。垂直刻度：1 V/div，水平刻度：2 ns/div

I²C访问

上电后，两个ADV7612器件在主映射上将具有相同I²C地址，这可能导致冲突。

两个器件上均提供一个$\overline{CS}$引脚，允许选择两个器件之一。$\overline{CS}$线路拉低后，I²C通信启用。

$\overline{CS}$线路拉高后，I²C通信禁用。

简单的反相器可减少微控制器端所需的资源，如图7所示。

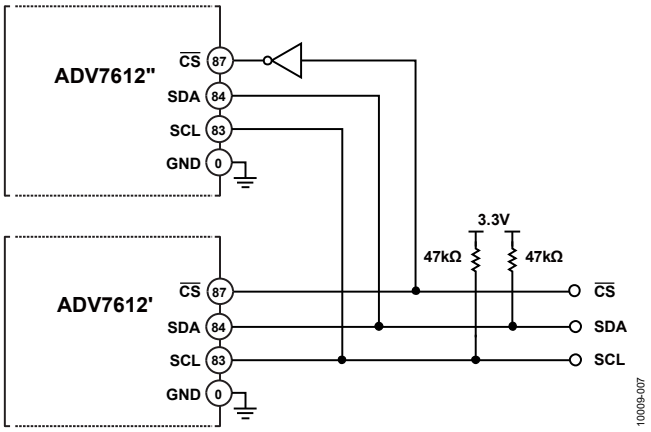


图7. I²C访问

CEC

电路板上是否实施CEC取决于最终用户，而非强制性。如果不需要CEC，CEC引脚应保持浮空（如UG-216的附录B：未使用引脚的推荐配置所述）。此用户指南可从http://ez.analog.com/docs/DOC-1751下载。

另一种情况下，应使用独立引擎处理CEC命令。

XTAL_N、XTAL_P

驱动ADV7612时钟有两种方式。两个器件可具有连接到XTAL_N和XTAL_P引脚的独立晶振，或者可共享相同信号时钟。本电路中，振荡器发出的的1.8 V信号时钟被提供给两个器件的引脚XTAL_P。在此配置下，XTAL_N必须保持浮空。必须确保正确的布线和接地布局，以消除敏感线路间的耦合。总线每条走线的长度应相同。

中断

两个器件的中断必须予以考虑。ADV7612具有两种可能的中断：INT1（INT1引脚）和INT2（通过SCLK/INT2、MCLK/INT2或HPA_A/INT2提供）。

不建议通过引脚MCLK/INT2或SCLK/INT2使用INT2，通过TRI_AUDIO寄存器使音频总线进入三态也会使这些引脚进入三态。

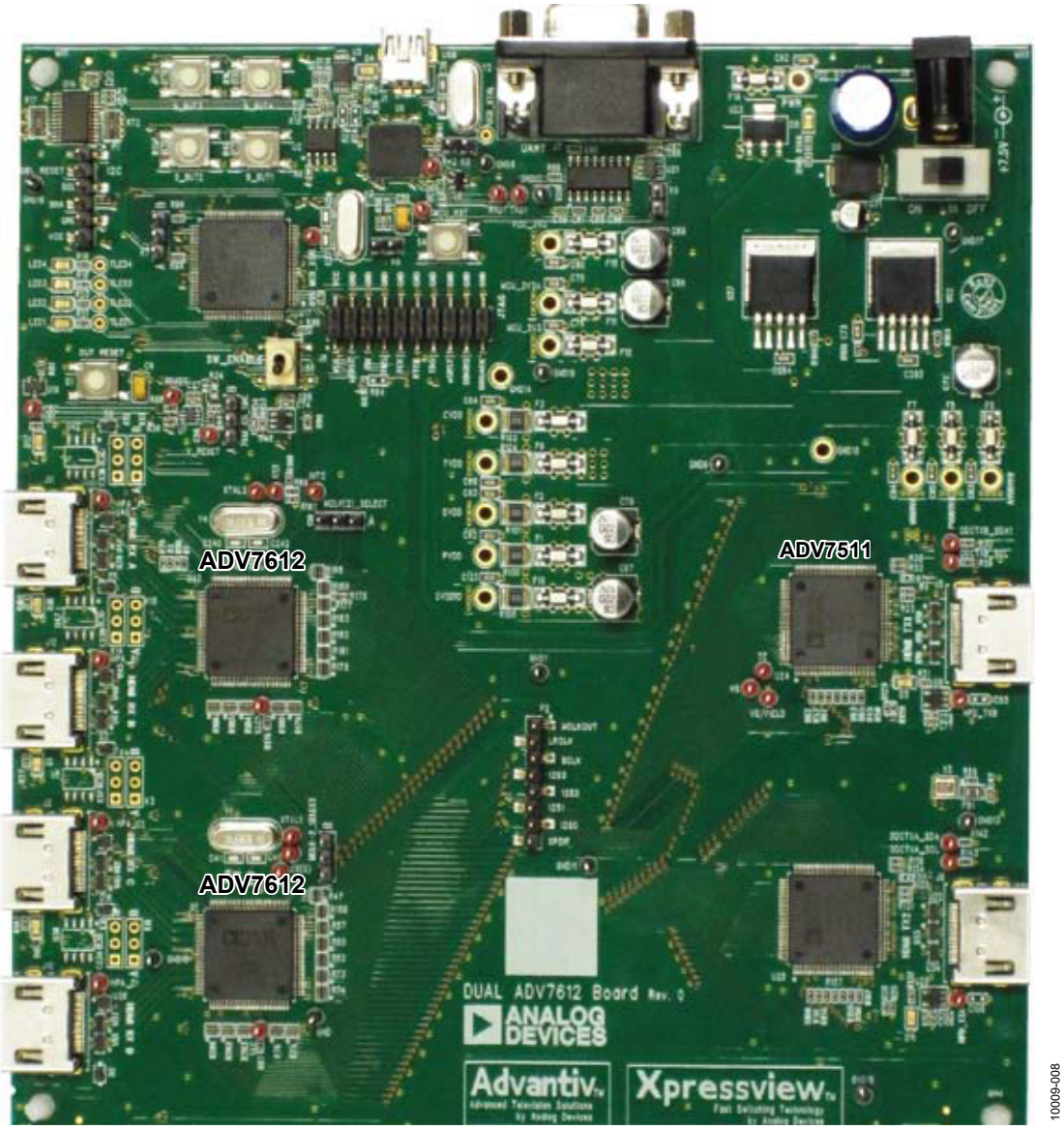


图8. 双ADV7612电路板解决方案与ADV7511

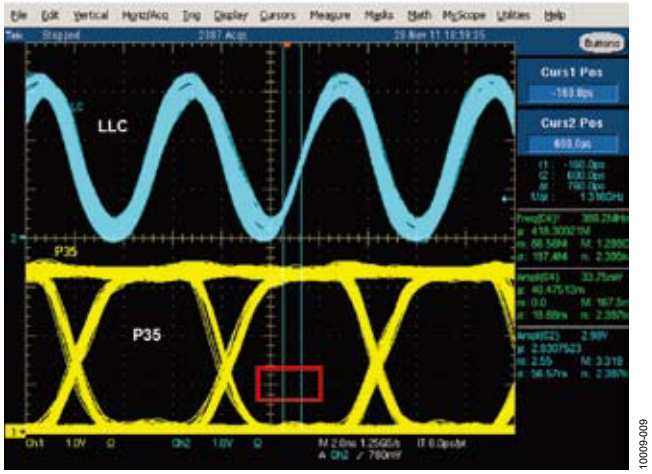


图9. 示波器屏幕截图。从ADV7612-U43驱动信号。在ADV7511输入端和像素线路P35测量LLC线路(162 MHz)。红色矩形显示ADV7511的眼罩。LLC上为2 × 150 Ω对称端接，数据线路上为51 Ω串联电阻。垂直刻度：1 V/div，水平刻度：2 ns/div

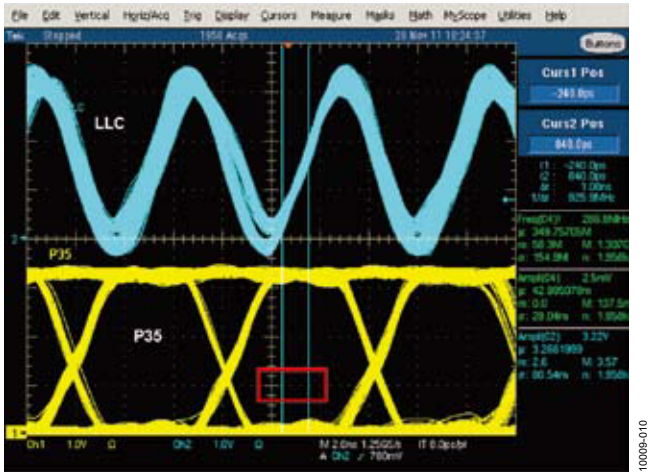


图10. 示波器屏幕截图。从ADV7612-U1驱动信号。在ADV7511输入端和像素线路P35测量LLC线路(162 MHz)。红色矩形显示ADV7511的眼罩。LLC上为2 × 150Ω对称端接，数据线路上为51 Ω串联电阻。垂直刻度：1 V/div，水平刻度：2 ns/div

布局考量

布局应由极短走线组成。理想情况下，在两个ADV7612间连接相同功能的两个引脚的走线应可能短，并应共享同一串联端接电阻，该端接电阻尽可能靠近两个器件，然后连接到总线。实际上，由于布局限制此要求不可能满足；因此每个器件需要自身的串联端接电阻（参见图2）。视频走线应尽可能接近相同长度，以提供延迟匹配。

评估与测试

评估本电路时，利用两个视频发生器 (Quantum Data 882) 生成UXGA 1600 × 1200像素、30位和1080p60、36位视频（Samsung2和MoirèX图案）。使用Astro VA-1831视频分析仪作为HDMI接收器（从ADV7511输出）。此外，将P6243 (1 pF, 1 MΩ, 1 GHz) 探头连接到Tektronix TDS5104B示波器，然后在ADV7511引脚上观察ADV7612的视频信号（LLC和P35）。所得波形用ADV7511眼罩表示为眼图，图9和图10显示了Samsung2图案的UXGA视频（162 MHz、30位）。测试期间使用的MoirèX图案还显示了类似的安全裕量。

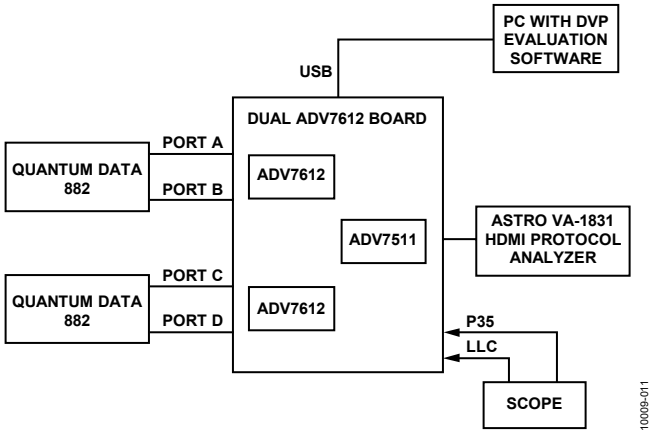


图11. 测试设置

通过Astro VA-1831测量视频时序，未显示异常。分析MoirèX的偶数和奇数垂直线路（1080p60 36位和UXGA 30位），显示所有位同时正确切换，线路间无任何泄漏（MoirèX图案）。Astro VA-183还显示，稳定的HDMI同步信号和数据包具有正确的CRC校验和。这说明后端ADV7511正确接收了时钟和同步信息。

测试步骤

1. 准备测试配置，如图11所示。
2. 评估板和测量设备上电；启动DVP评估软件。
3. 在DVP评估软件中，载入ADV7612评估板。
4. 在DVP评估软件中运行INIT_PARTS_AND_SET_PORT_A_ver4.py脚本（请参考设计资源）。
5. 按下初始化按钮。评估板初始化后，点击下列按钮之一：端口A、端口B、端口C或端口D，选择所需的输入（参见图12）。

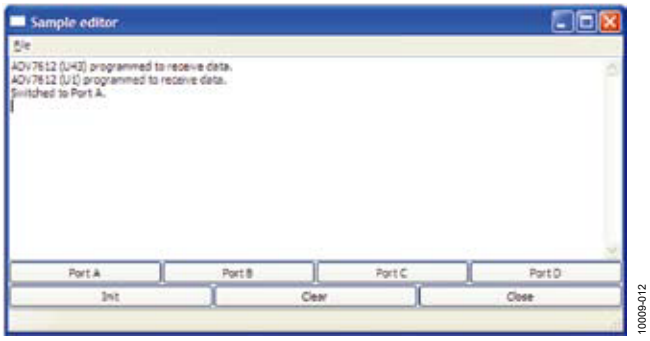


图12. 用于选择HDMI输入的软件

进一步阅读

CN-0224设计支持包：
www.analog.com/CN0224-DesignSupport

ADI中文技术论坛上的ADV7612设计支持文件：
http://ez.analog.com/docs/DOC-1751

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Howard Johnson、Martin Graham。高速数字设计。Prentice Hall。ISBN-10：0133957241，ISBN-13：978-0133957242。

Howard Johnson、Martin Graham。高速信号传播。Prentice Hall。ISBN-10：013084408X，ISBN-13：978-0130844088。

数据手册和评估板

ADV7612数据手册。

ADV7511数据手册。

UG-216：ADV7612硬件用户指南：
http://ez.analog.com/docs/DOC-1751

修订历史

2011年12月—修订版0: 初始版

电路笔记
CN-0313

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0313。

连接/参考器件	
ADM3485E	±15 kV ESD保护、3.3 V、12 Mbps、EIA RS-485收发器

EMC COMPLIANT RS-485收发器保护电路

评估和设计支持

电路评估板

CN-0313电路评估板(EVAL-CN0313-SDPZ)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路使用ADM3485E收发器，是经过验证并测试的电磁兼容性(EMC)解决方案，可为使用广泛的RS-485通信端口提供三重保护。每个解决方案都经过测试和特性表征，确保收发器和保护电路元件之间的动态交互能够协同工作，保护它们免遭静电放电(ESD)、电快速瞬变脉冲群(EFT)和电涌的破坏——分别由IEC 61000-4-2、IEC 61000-4-4和IEC 61000-4-5标准定义。本电路使用ADM3485E提供经过验证的RS-485接口ESD、EFT和电涌(常见于恶劣工作环境)保护。

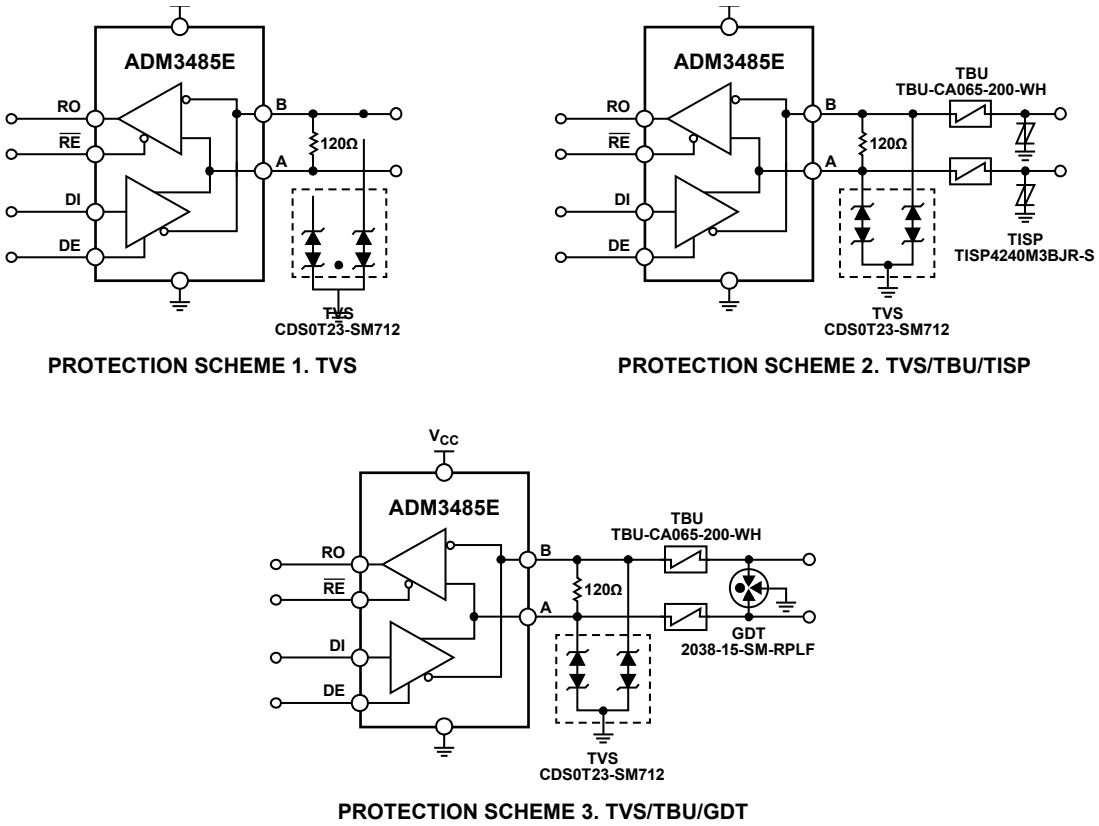


图1. 三个EMC兼容ADM3485E保护电路(原理示意图，未显示所有连接)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com**
Fax: 781.461.3113

电路描述

在工业和仪器仪表应用中，RS-485总线标准是使用最广泛的物理层总线设计标准之一。RS-485提供多个系统之间的差分数据传输，这些系统通常相距很远。RS-485的应用包括：过程控制网络、工业自动化、远程终端、楼宇自动化(例如，暖通空调(HVAC)、保安系统)、电机控制和运动控制。

在这些实际的系统中，雷击、电源波动、感应开关和静电放电会通过产生较大瞬变电压对通信端口造成损害。设计人员必须确保设备不仅能在理想条件下工作，而且能够在实际可能遇到的恶劣环境下正常工作。为了确保这些设计能够在电气条件恶劣的环境下工作，必须符合EMC规范。

许多EMC的问题并不简单，且不易呈现，因此必须在产品开发周期的初级阶段即将其考虑在内。正确的解决方案和保护电路必须作为整体设计的一部分，而非留到最后一刻。保护电路必须集成特定收发器生产商的输入和输出结构，作为设计的组成部分。

IEC 61000规范定义了一组EMC耐受性要求。在这组规范中，设计人员必须考虑数据通信线路的下列三类高压瞬变：

- IEC 61000-4-2静电放电(ESD)
- IEC 61000-4-4电快速瞬变脉冲群(EFT)
- IEC 61000-4-5电涌耐受

ESD和EFT具有类似的上升时间、脉冲宽度和能耗水平。电涌瞬变具有更长的上升时间和脉冲宽度；其幅度最终可能比ESD或EFT瞬变电能的幅度高3至4个数量级。由于ESD和EFT瞬变的相似性，它们的电路保护设计也相近。但是因为电涌瞬变的电能水平较高，因此必须将它们区别对待。

每款解决方案都向数据端口提供ESD电压(8 kV接触放电和15 kV空气放电)以及2 kV的EFT电压保护。不同的解决方案提供高达6 kV的更高电涌保护等级。电路保护等级列于表1中。

表1. 图1中全部三个保护电路的保护级别

保护方案	ESD	EFT (kV)	浪涌(kV)
1. TVS	接触放电：8 kV；空气放电：15 kV	2	1
2. TVS/TBU/TISP	接触放电：8 kV；空气放电：15 kV	2	4
3. TVS/TBU/GDT	接触放电：8 kV；空气放电：15 kV	2	6

图2显示EVAL-CN0313-SDPZ板的实物照片。电路板上有三个ADM3485E器件，每个器件用于一种保护方案。每种保护方案都提供本文描述的ESD和EFT保护，并提升电涌保护等级。

有关EVAL-CN0313-SDPZ板的完整设计支持包，包括原理图、布局文件和物料清单，请参阅www.analog.com/CN0313-DesignSupport。

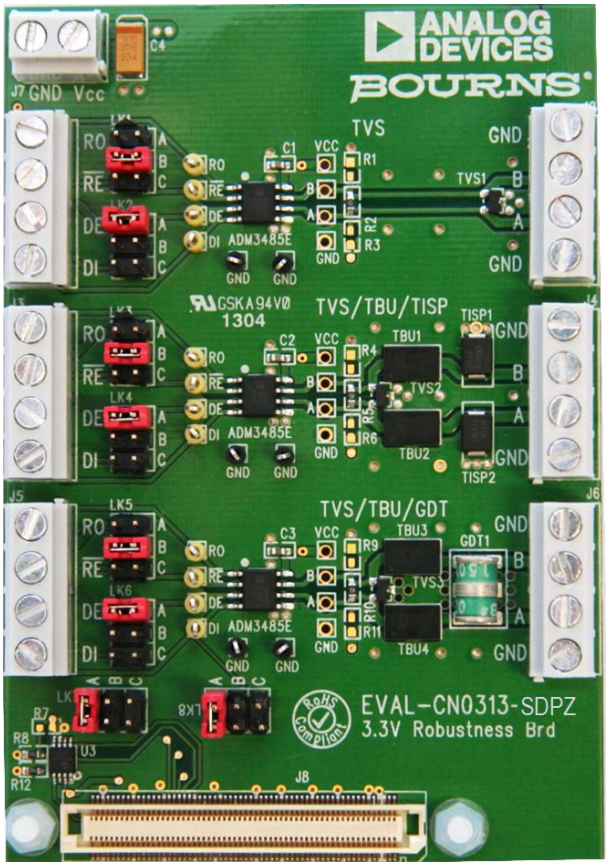


图2. EVAL-CN0313-SDPZ板

ADM3485E是一款3.3 V低功耗数据收发器，适合用于多点传输线路的半双工通信。它的数据速率高达12 Mbps，总线引脚(A和B)上的共模电压范围为−7 V至+12 V。数据通过DI引脚发送出去，通过RO引脚接收。驱动器和接收器的输出都可使能或禁用，即通过改变DE和$\overline{RE}$引脚上的相应逻辑电平，进入高阻抗状态。

电源和接地通过螺旋电缆连接器互相连接(V_{CC}和GND)。该连接器供全部三个ADM3485E器件使用。

DE和$\overline{RE}$逻辑输入通过LK1至LK6设置。对每个ADM3485E而言，LK2、LK4和LK6与DE有关；LK1、LK3和LK5与$\overline{RE}$有关。对每条链路而言，位置A连接逻辑引脚至V_{CC}；位置B连接逻辑引脚至GND；位置C连接逻辑引脚至四引脚侧面螺旋电缆连接器。输入DI和输出RO引脚直接连接四引脚螺旋连接器。

EVAL-CN0313-SDPZ还兼容ADI公司的ezLINX™板(EZLINX-IIIDE-EBZ)，以及系统开发平台(EVAL-SDP-CB1Z)。连接器J8将SDP或ezLINX板上的UART和GPIO接口与ADM3485E器件的逻辑I/O相连。I/O连接和跳线配置如表2所示。

表2. ezLINX和SDP I/O连接、跳线配置

ADM3485E	I/O引脚	SDP/ezLINX连接器	选择
TVS	RO	UART_RX	LK7 (A)
	$\overline{RE}$	GPIO_0	LK1 (C)
	DE	GPIO_3	LK2 (C)
	DI	UART_TX	LK8 (A)
TVS/TBU/TISP	RO	UART_RX	LK7 (B)
	$\overline{RE}$	GPIO_1	LK3 (C)
	DE	GPIO_4	LK4 (C)
	DI	UART_TX	LK8 (B)
TVS/TBU/GDT	RO	UART_RX	LK7 (C)
	$\overline{RE}$	GPIO_2	LK5 (C)
	DE	GPIO_5	LK6 (C)
	DI	UART_TX	LK8 (C)

ADM3485E发送器和接收器共用同样的差分总线引脚(A和B)。保护电路用于保护这些总线引脚。

在第一个保护电路中(**TVS**，如图1所示)，使用了一个元件，即Bourns公司的CDSOT23-SM712。它是EVAL-CN0313-SDPZ上的瞬变电压抑制器(TVS)阵列。它由两个双向TVS二极管组成，经过优化后保护RS-485系统，使其受到尽可能少的过应力，同时支持全范围RS-485信号和共模电压偏移。在正常工作条件下，TVS具有很高的对地阻抗。发生过压情况时，TVS进入雪崩击穿模式，并将引脚电压箝位于安全的预定电平。然后，它将瞬变电流从ADM3485E转移到地。

此保护方案提供高达8 kV(接触放电)和15 kV(空气放电)ESD保护、2 kV EFT保护和1 kV电涌保护。

如CDSOT23-SM712数据手册中所述，该器件专为RS-485设备而设计。以下两个保护方案应用于CDSOT23-SM712，提供针对电涌的更高级电路保护。

在第二个方案中(图1中的**TVS/TBU/TISP**)，CDSOT23-SM712 TVS提供第二级保护，而Bourns公司的TISP4240M3BJR-S提供第一级保护。TISP4240M3BJR-S是一款完全集成式电涌保护器(**TISP**)。TISP是一款固态晶闸管。当超过其预定保护电压时，TISP提供低阻抗接地路径，将大部分瞬变能量从ADM3485E转移开。

Bourns公司的TBU-CA065-200-WH瞬态闭锁单元(**TBU**)是一款非线性过流保护器件，位于第一级和第二级保护器件之间，确保协调工作。TBU是一款过流闭锁器件，在预定电流下开路。在阻隔模式下，它具有很高的阻抗以阻隔瞬变能量。此保护方案提供高达8 kV(接触放电)和15 kV(空气放电)ESD保护、2 kV EFT保护和4 kV电涌保护。

第三级保护方案(图1中的**TVS/TBU/GDT**)工作情况与保护方案2相似。该方案使用气体放电管(GDT)而非TISP。GDT针对比前述TISP保护方案更高的过压和过流提供保护。GDT是气体放电等离子器件，提供低阻抗接地路径以防止过压瞬变。所选GDT为Bourns公司的2038-15-SM-RPLF。

该第三级保护方案提供高达8 kV(接触放电)和15 kV(空气放电)ESD保护、2 kV EFT保护和6 kV电涌保护。

ADM3485E有一个120 Ω引脚与总线引脚相连。

电路评估与测试

为EVAL-CN0313-SDPZ板施加3.3 V至V_{CC}电源。电压可通过每个ADM3485E附近的V_{CC}测试点检查。发送和接收路径可通过连接其中一个ADM3485E电路进行测试，如图3所示。信号或模式发生器可连接到DI。驱动器的输出可通过A和B测试点监控，而接收器的输出可通过RO测试点监控。跳线配置如图3所示。该测试设置可应用于全部三个电路。

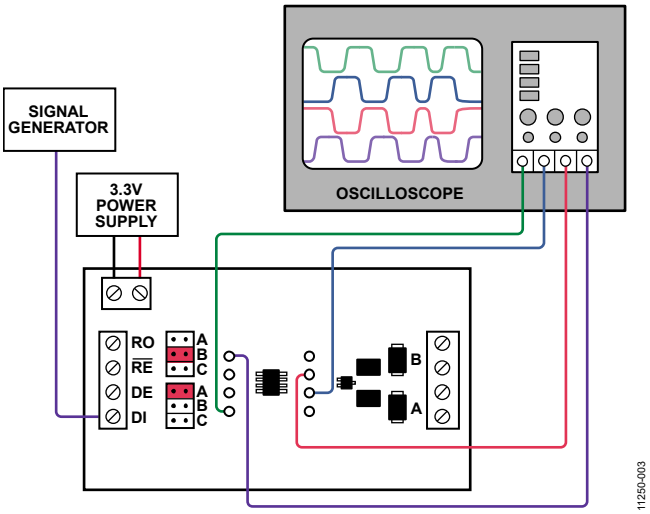


图3. 发送和接收测试设置

根据IEC 61000-4-2，ESD测试需使用两种耦合方法，即接触放电和空气放电。接触放电意味着放电枪与测试端口直接相连。采用空气放电法时，放电枪的放电电极向测试端口移动，直到产生放电并在整个气隙上形成一道弧。向每条总线线路的螺丝端子连接器放电。

对于IEC 61000-4-4 EFT测试，使用容性耦合箝位将EFT突发脉冲耦合至连接总线线路的电缆。箝位的耦合电容值取决于电缆直径、电缆材料和电缆的屏蔽情况。

IEC 61000-4-5电涌测试表示需要使用耦合/去耦网络(CDN)，以便将电涌瞬变耦合至总线引脚。根据规格要求，它必须使用两个80 Ω电阻针对两个端口测试。图4显示电涌测试的测试设置。将CDN连接至A和B引脚，以及将电涌发生器的共模端连接至4个引脚螺旋连接器的接地。

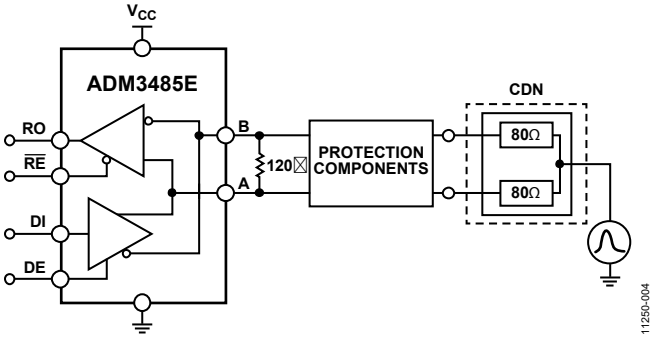


图4. IEC 61000-4-5电涌CDN输入ADM3485E的设置

本文描述的所有保护电路均采用ADM3485E，经过实验室特性表征并通过了外部独立的EMC兼容性测试公司的验证。

有关ezLINX iCoupler®隔离式接口开发环境的更多信息，请参考http://wiki.analog.com/resources/eval/ezlinx。

有关EMC的其他关键问题，请访问
http://www.analog.com/rs485emc。

了解详情

CN-0313设计支持包：
http://www.analog.com/CN0313-DesignSupport

ezLINX™ *i*Coupler®隔离接口开发环境、ezLINX板快速入门指南

通过认证的EMC兼容RS-485接口设计工具

Marais, Hein。应用笔记AN-960。RS-485/RS-422电路实施指南。ADI公司。

电磁兼容性(EMC)第4-2节：测试和测量技巧–静电放电抗扰度测试(IEC 61000-4-2)

电磁兼容性(EMC)第4-4节：测试和测量技巧–电快速瞬变/突波抗扰度测试(IEC 61000-4-4)

电磁兼容性(EMC)第4-5节：测试和测量技巧–浪涌抗扰度测试(IEC 61000-4-5)

数据手册和评估板

ADM3485E数据手册

系统开发平台(EVAL-SDP-CB1Z)

ezLINX™ *i*Coupler®隔离接口开发环境(EZLINX-IIIDE-EBZ)

用户指南UG-400：ezLINX™ *i*Coupler®隔离接口开发环境。ADI公司。

CDSOT23-SM712—表贴TVS二极管数据手册。Bourns

TISP4xxxM3BJ过压保护系列(TISP4240M3BJR-S)数据手册。Bourns

TBU-CA系列—TBU®高速保护器(TBU-CA065-200-WH)数据手册。Bourns

2038系列微型对称三电极表贴气体放电管(2038-15-SM-RPLF)数据手册。Bourns

修订历史

2013年2月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0371

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0371。

连接/参考器件	
ADA2200	同步解调器和可配置模拟滤波器
AD7192	内置PGA的4.8 kHz、超低噪声、24位Σ-Δ型ADC
ADG794	低压、300 MHz、四通道2:1多路复用模拟高清电视音频/视频开关
ADP151	超低噪声、200 mA CMOS线性调节器

集成同步解调功能的低功耗LVDT信号调理器

评估和设计支持

电路评估板

CN-0371电路评估板(EVAL-CN0371-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一款完整的线性可变差分变压器(LVDT)信号调理电路，可精确测量距离机械参考点的线性位置或线性位移。模拟域中的同步解调用于提取位置信息并抑制外部噪声。24位、Σ-Δ模数转换器(ADC)可数字化位置输出信息，以实现高精度。

LVDT在活动核心和线圈组件之间采用电磁耦合。这种非接触式(因而是无摩擦的)工作方式是它们广泛用于航空航天、过程控制、机器人、核、化学工厂、液压、动力涡轮以及其他恶劣工作环境和要求具备长工作寿命与高可靠性应用的主要原因。

包括LVDT激励信号在内的整个电路功耗仅为10 mW。电路激励频率和输出数据速率均为SPI可编程。该系统允许在可编程带宽和动态范围之间进行权衡取舍，支持1 kHz以上的带宽，且在20 Hz带宽时具有100 dB动态范围，是精密工业位置和计量应用的理想之选。

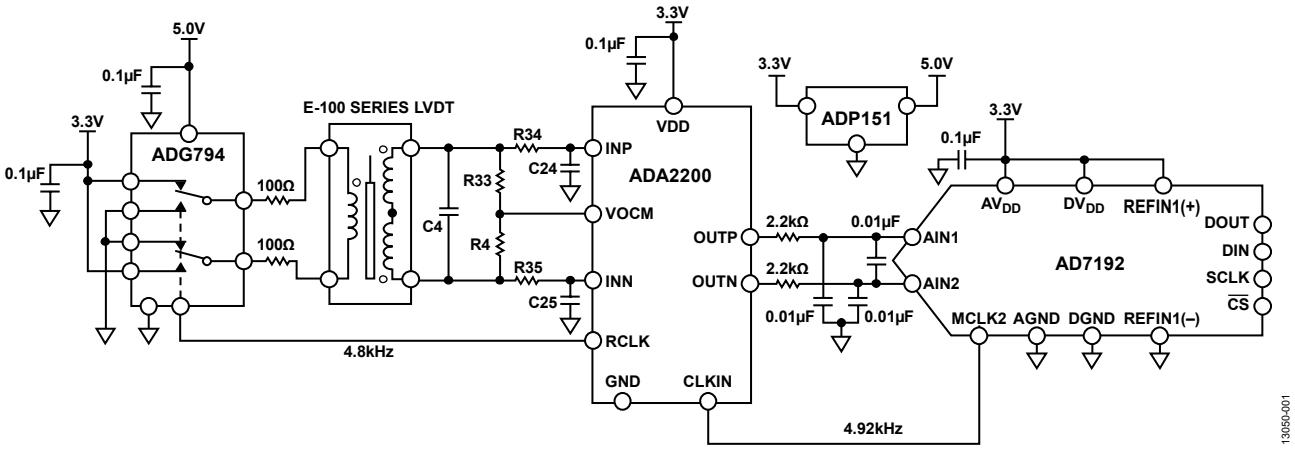


图1. LVDT信号调理电路(原理示意图： 未显示所有连接和去耦)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

ADA2200同步解调器可在信号解调至与LVDT核心位移成比例的低频输出电压之前对LVDT次级信号进行滤波，从而提取位置信息。ADA2200驱动AD7192 24位Σ-Δ型ADC，后者对输出进行数字化和滤波处理。ADA2200产生同步LVDT激励信号，而ADG794开关将CMOS电平激励信号转换为精密3.3 V方波信号，驱动LVDT初级绕组。

LVDT是绝对位移传感器，可将线性位移转换为比例电信号。LVDT是特殊的绕线变压器，具有活动核心，其位置与待测位置贴合。激励信号施加于初级绕组。随着核心的移动，次级绕组上的电压成比例发生变化；根据该电压即可计算位置。

LVDT的类型有很多，此外提取位置信息的方法也各不相同。图1中的电路采用4线模式LVDT。将两个LVDT的次级输出相连使其电压相反，从而执行减法。当LVDT核心位于零点位置时，这两个次级端上的电压相等，两个绕组上的电压差为零。随着核心从零点位置开始移动，次级绕组上的电压差也随之增加。LVDT输出电压相位根据方向而改变。

该电路的主时钟由AD7192 ADC产生。ADA2200接受主时钟并产生其内部所有时钟，包括用作LVDT激励信号的参考时钟。ADA2200上的时钟分频器配置为产生4.8 kHz激励信号。ADG794将激励信号转换为精密±3.3 V方波信号，该+3.3 V来自于ADC电源电压。3.3 V电源也用作ADC基准电压；因此，激励信号与ADC基准电压之间的比例关系可以改善电路的噪声性能和稳定性。系统的3.3 V电源由ADP151低压差调节器提供；后者由5 V电源驱动。

LVDT次级绕组和ADA2200输入之间的耦合电路用来限制信号带宽，并调节RCLK和ADA2200输入之间的相对相位。该电路配置为具有最大正交(相位 = 90°)响应以及最小同相(相位 = 0°)响应。这使得可以仅通过测量正交输出就能确定位置，进而使ADA2200输出电压对电路中相位的变化不甚敏感。LVDT的温度变化导致有效串联电阻和电感发生改变，是相位变化的主要来源。

ADA2200输出端的抗混叠滤波器保持ADC所支持的信号带宽。AD7192内部数字滤波器的输出带宽约等于0.27乘以输出数据速率。为了将输出带宽保持在4.8 kHz最大输出数据速率，输出抗混叠滤波器的−3 dB转折频率可以设为2 kHz左右。对于要求较低输出数据速率的系统，可相应降低抗混叠滤波器的转折频率。

集成式同步解调器

ADA2200集成式同步解调器组成电路核心。它采用独特的电荷共享技术来执行模拟域内的离散时间信号处理。ADA2200具有全差分信号路径。它由高阻抗输入缓冲器后接一个固定低通滤波器(FIR抽取滤波器)、一个可编程IIR滤波器、一个解调器和一个差分输出缓冲器组成。它的输入和输出共模电压等于1.65 V(3.3 V电源电压的½)。

ADA2200接受来自AD7192 ADC的4.92 MHz时钟信号，然后产生其内部所有时钟，以及用作LVDT激励信号的4.8 kHz参考时钟。ADA2200集成可配置时钟分频器，可编程支持很多不同的激励频率。

CMOS开关

选择ADG794 CMOS开关是因为它具有低导通电阻、快速开关时间、先开后合式开关动作以及低成本等特点。

ADG794将ADA2200的低压CMOS电平RCLK输出转换为低阻抗差分输出方波源，然后驱动LVDT。为使开关留有裕量以便驱动正3.3 V信号，ADG794 V_{DD}输入采用5 V电源供电。

LVDT

图1中的电路只需略作改动即可支持各种LVDT。Measurement Specialties, Inc. E-100 LVDT采用四线式模式，以便演示电路的主要特点。E-100冲程范围为±2.54 mm，冲程端输出灵敏度为240 mV/V，满量程范围最大线性度误差为±0.5%， 工作频率范围为100 Hz至10 kHz。完整详情请参见E-Series LVDT数据手册。

ADA2200输入耦合网络

可调谐ADA2200输入耦合网络以支持不同的LVDT。LVDT次级绕组电感和分流电容(C4)组成振荡电路。R4和R33电阻降低了振荡电路的Q值，使该电路不易受LVDT绕组电感和电阻的变化影响，但功耗有所上升。R34/C24和R35/C25组成的RC滤波器对可降低信号带宽，同时提供调节电路相对相位所需的额外自由度。ADA2200内部相位敏感检测器(PSD)的最大输出发生在0°或180°相对相移处。

对于采用4.8 kHz方波激励信号的E-100 LVDT而言，采用下列元件值可获得最大输出条件下的最优相位：

- R4 = R33 = 2.2 kΩ
- R34 = R35 = 1 kΩ
- C24 = C25 = 3300 pF
- C4 = 0.01 µF

如需调谐该电路，则可通过放置LVDT核心以产生接近满量程输出信号的方式测量相位； 然后，测量同相(I)和正交(Q)输出信号。采用这些测量结果便可计算相对相位：

$$A = \sqrt{I^2 + Q^2}$$

$$\theta_{REL} = \cos^{-1}\left[{}^{Q}\!/_{A}\right]$$

调节网络元件，直到θ_{REL}绝对值低于约±3°；这样可以改善电路对于LVDT电气参数变化的灵敏度。

ADC选择和同步

选择AD7192 Σ-Δ型ADC，因为该器件支持可配置输出数据速率，并具有各种不同的数字滤波器输出选项，从而允许在带宽和噪声之间进行权衡取舍。主时钟输出功能可轻松实现ADC采样时钟频率与ADA2200输出信号的锁定。这对于优化数字滤波器性能而言是必须的。由LVDT信号确定位置所需的数值是一次激励时钟周期的平均值。因此，当AD7192输出数据速率设为4.8 kHz时，即设为一个激励时钟周期时，可获得所需的平均值。如果激励时钟周期和ADC采样频率未锁定，则恢复的位置测量信息中包含错误。除以输出数据速率便可有效求取多个激励时钟周期的平均值。

ADA2200输出信号哪怕在LVDT核心位置固定的情况下亦含有电能，数值为激励信号频率的倍数。还可在频率域中分析数字滤波器性能。AD7192具有$sinc^3$或$sinc^4$传递函数，该传递函数在输出数据速率的倍数处归零。这些频率分量是杂散误差的来源。通过将ADC的输出数据速率设为激励信号频率(或激励频率的约数)便可抑制输出杂散。如果激励时钟周期和ADC采样频率未锁定，则杂散将不会落在传递函数的零点。

如需获得包括原理图、布局布线和物料清单在内的完整电路文档，请参阅www.analog.com/CN0371-DesignSupport。

用于性能分析的用户软件

该电路支持图形用户界面，可方便地进行板上的器件配置，并评估电路性能。该软件的选项卡可执行电路校准和器件配置，以及显示噪声性能、线性度性能和实时位置测量。有关软件包的完整描述，请参见CN-0371软件用户指南。

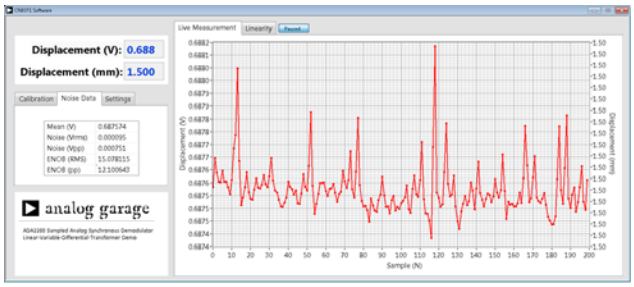


图2. 用户软件屏幕截图

噪声分析

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(ENOB)，假设满量程输出电压为2.5 V。该电路的噪声性能与LVDT核心位置无关。

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	14.0	11.5
1200	325	14.9	12.4
300	80	15.8	13.3
75	20	16.2	13.6

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次折叠下降时增加一位。ENOB在较低输出数据速率下的增加放缓是由于输出驱动器的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。

线性度测试结果

首先在±2.0 mm核心位移处执行一次两点校准即可测量线性度结果。由这两次测量结果可确定斜率和失调，从而实现预期直线拟合。然后，在±2.5 mm满量程范围内测量核心位移。从预期直线拟合数据中减去测量数据即可确定线性度误差。

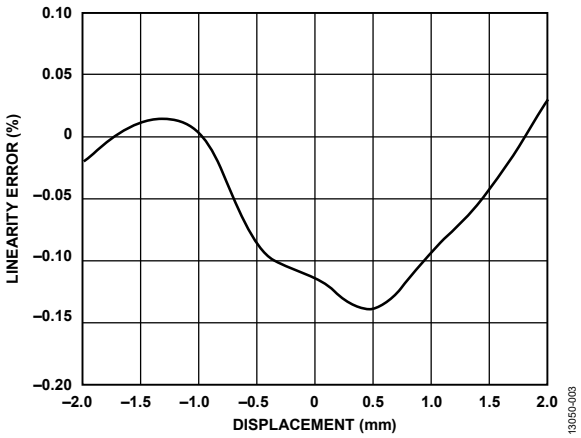


图3. 位置线性度误差与LVDT内核位移的关系

测得的数据显示电路性能优于E-Series LVDT数据手册中指定的线性度性能。

多LVDT同步工作

很多应用都会近距离使用多个LVDT。若这些LVDT以相似的载波频率运行，杂散磁耦合可能导致拍频。产生的拍频可能会影响这些条件下的测量精度。为避免这种情况，所有LVDT必须同步工作。

通过让器件同时退出复位状态，可同步多个ADA2200器件。ADA2200在$\overline{\text{RST}}$引脚解除置位之后的第一个CLKIN上升沿时退出复位模式。因此，从单一源驱动所有ADA2200 CLKIN引脚以及所有RESETB线路便足以确保器件同步工作。避免在CLKIN上升沿附近对RESETB解除置位，以防器件在不同时钟沿上复位。可监控ADA2200器件的RCLK输出，确保ADA2200器件正确同步。

常见变化

在某些系统中，可能需要使用SAR ADC，而非Σ-Δ型转换器。这些情况下，ADC转换时钟必须与ADA2200更新速率同步。如前所述，ADA2200输出会在激励频率的倍数处含有杂散。这些杂散可通过移动平均滤波器或级联多个移动平均滤波器加以抑制。移动平均滤波器易于实现，且具有出色的时域特性。若要完全抑制杂散，则移动平均样本大小必须等于8个样本的整数倍。

图4显示了ADA2200连接至AD7091R-2，后者是一个超低功耗、双通道、12位SAR ADC。使用一个双通道ADC，因而ADA2200的OUTP和OUTN输出可顺序采样。由于ADA2200输出为分立式时间样本，通过对两个顺序输出样本执行减法操作(即$V_{OUTP} - V_{OUTN}$)便可实现差分测量。

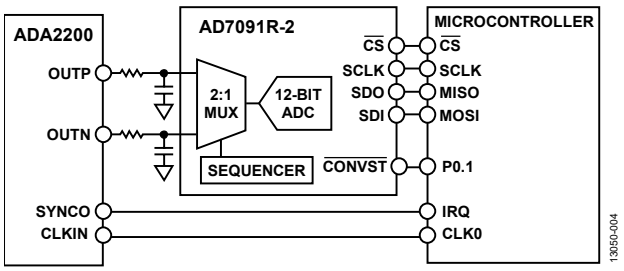


图4. 采用双通道SAR ADC进行差分采样

SYNCO信号在每个ADA2200输出采样周期内变为有效。SYNCO可用来中断微控制器，以便获取一对ADC样本(对OUTP和OUTN采样)。在上述示例中，采样周期等于激励时钟频率乘以8(或38.4 kHz)；因此，ADC采样速率为76.8 kSPS。

电路评估与测试

CN-0371电路使用EVAL-CN0371-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z SDP-B控制器板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。电路板包含待评估电路，SDP-B板配合CN-0371评估软件使用，捕捉电路板数据。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口的Windows® XP(32位)、Windows Vista®或Windows 7的PC
- EVAL-CN0371-SDPZ电路板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP-B控制器板
- CN-0371评估软件
- Measurement Specialties, Inc. E-100经济型LVDT (EVAL-CFTL-LVDT)

开始使用

下载**CN0371.zip**文件，然后运行**setup.exe**文件。默认情况下，程序安装在Analog Devices目录下。程序名称为**CN0371**。

功能框图

电路框图参见图5。有关完整的电路原理图请参见**EVAL-CN0371-SDPZ-Schematic.pdf**文件，该文件位于CN-0371设计支持包中。用于电路板的5 V电源由USB总线通过SDP-B板的120引脚连接器提供。

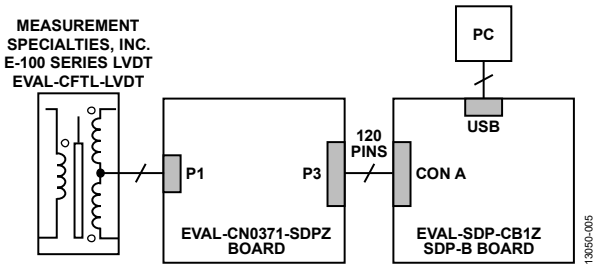


图5. 测试设置框图

设置

将EVAL-CN0371-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z SDP-B板上的CON A连接器。使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。

测试

启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到SDP-B板上的微型USB连接器。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP-B板来发送、接收和采集来自电路板的数据。

图6显示电路板连接SDP-B板的照片。有关SDP-B板的信息请参阅UG-277用户指南。

有关测试设置、校准以及如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN-0371软件用户指南。

针对原型开发的连接

EVAL-CN0371-SDPZ电路板设计为搭配EVAL-SDP-CB1Z SDP-B板使用，但任何微处理器都可与AD7192的SPI接口实现对接。对于另一个搭配EVAL-CN0371-SDPZ电路板使用的控制器而言，第三方必须开发相应软件。

目前已有一些转接板能实现与Altera或Xilinx现场可编程门阵列(FPGAs)的接口。利用Nios驱动器，Altera的BeMicro SDK板能配合BeMicro SDK/SDP转接板一同使用。任何集成FMC连接器的Xilinx评估板均可与FMC-SDP转接板一同使用。

EVAL-CN0371-SDPZ还兼容Digilent、Imod接口规格。

图6显示系统测试设置的照片。包括原理图、布局布线、Gerber文件和物料清单在内的完整文档可参考CN0371设计支持包，网址：www.analog.com/CN0371-DesignSupport。

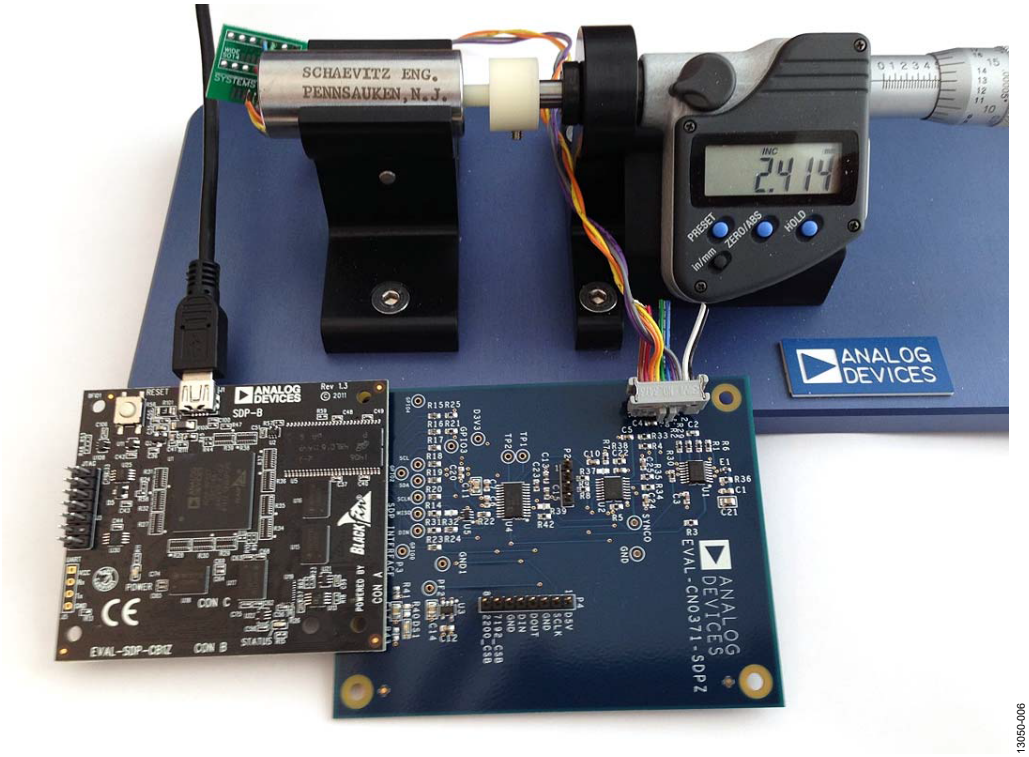


图6. EVAL-CN0371-SDPZ电路板连接EVAL-SDP-CB1Z SDP-B板和LVDT(核心连接精密应变计接头)

了解详情

CN-0371设计支持包：
www.analog.com/CN0371-DesignSupport

SDP-B用户指南

E系列经济型LVDT数据手册。 Measurement Specialties, Inc.

LVDT：结构和工作原理。技术文章。Measurement Specialties, Inc.

超小型LVDT为UAV提供精确飞行控制表面位置反馈。应用笔记。 Measurement Specialties, Inc.

LVDT基础。 技术通报。 Macro Sensors。

数据手册和评估板

CN-0371电路评估板(EVAL-CN0371-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

ADA2200数据手册

AD7192数据手册

ADG794数据手册

ADP151数据手册

修订历史

2015年3月—修订版0： 初始版

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0208。

连接/参考器件	
ADAU1446	SigmaDSP®数字音频处理器，内置灵活的音频路由矩阵
ADMP441	*i*MEMS®数字麦克风

高性能*i*MEMS数字麦克风简化与SigmaDSP音频处理器的接口

评估和设计支持

电路评估板

ADAU1446评估板(EVAL-ADAU1446EBZ)

ADMP441评估板(EVAL-ADMP441Z-FLEX)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路允许两个iMEMS数字麦克风通过单条数据线与一个音频处理器接口。ADMP441由一个MEMS麦克风元件和一个I^2S输出ASIC组成，这使得立体声麦克风可以用于音频系统中，麦克风与处理器之间无需编解码器。ADI公司的MEMS麦克风具有高信噪比(SNR)和平坦的宽带频率响应，堪称高性能、低功耗应用的绝佳选择。

最多两个ADMP441麦克风可以输入到SigmaDSP音频处理器ADAU1446的单条数据线。ADAU1446最多可以设置9路串行数据输入，因此单个音频处理器最多支持18个ADMP441。

电路描述

ADMP441麦克风连接到ADAU1446的SDATA_IN引脚。本电路需要的无源元件是电容和电阻：每个ADMP441需要一个0.1 μF旁路电容；SD线需要一个大下拉电阻(100 kΩ)，用以在ADMP441的输出驱动器处于三态时给电容放电。去耦电容应尽可能靠近ADMP441 VDD引脚（引脚7）放置。

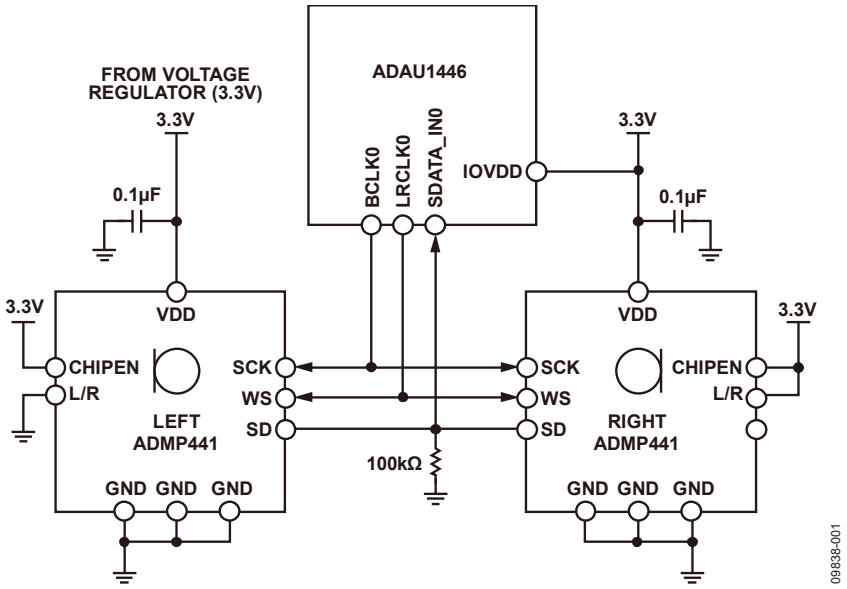


图1. 麦克风与SigmaDSP音频处理器的连接（原理示意图，未显示电源去耦和所有连接）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

图2. SigmaStudio串行输入端口配置：ADMP441麦克风输入至ADAU1446

麦克风的VDD与ADAU1446的3.3 V IOVDD应由相同的电源供电。虽然ADMP441可以采用1.8 V至3.3 V的VDD工作，但ADAU1446的IOVDD必须是3.3 V。

为实现I²S数据流，ADMP441与ADAU1446之间需要连接三个信号：帧时钟、位时钟和数据。表1给出了使用ADAU1446串行数据输入端口0时的连接。

表1. 硬件信号连接

信号	ADMP441	ADAU1446
帧时钟	WS（引脚3）	LRCLK0（引脚15）
位时钟	SCK（引脚1）	BCLK0（引脚12）
串行数据	SD（引脚2）	SDATA_IN0（引脚11）

两个ADMP441的L/R引脚应采用相反设置，一个上拉至VDD，另一个下拉至地。当下拉至GND时，从麦克风的I²S接口左通道输出数据；当上拉至VDD时，从麦克风的I²S接口右通道输出数据。

ADMP441通过将CHIPEN引脚拉高而使能，此引脚既可以直接连接到麦克风的VDD，使麦克风在有电时始终保持使能状态，也可以连接到ADAU1446的GPIO，以便SigmaDSP能够使能和禁用麦克风。

ADMP441的灵敏度为−26 dBFS。在多数应用中，麦克风输出需要将一些增益增加到ADAU1446的信号流中。对于120 dB SPL的满量程信号，SigmaDSP内核最多可以给输入信号增加24 dB的增益而不会发生削波。如果将增益增加给SigmaDSP中的信号，则处理器的输出仍然必须以0 dBFS为限。

寄存器设置

必须设置ADAU1446的寄存器0xE000，以便使能其串行输入端口处理I²S输入。如果此寄存器设置为0xA4 0x00，则串行输入端口0的配置如下：

- 使能时钟输出。
- 50%占空比时钟。
- 48 kHz主时钟。
- 数据在BCLK的下降沿改变，在BCLK的上升沿输入。
- LRCLK极性设置为左通道低电平、右通道高电平。
- 24位I²S数据格式。

图2所示为SigmaStudio串行输入端口寄存器控制的屏幕截图。

这里说明的寄存器设置是针对使用串行输入端口0和时钟输入0的情况，但这些设置也可以应用于9个串行输入端口中的任何一个。串行输入1至8通过寄存器0xE001至0xE008控制。如有串行输入端口连接到其它ADMP441麦克风，则相应的寄存器应按照以上就串行输入端口0所述的方式进行设置。

在SigmaStudio原理图中，来自串行输入端口0的数据是在输入单元的引脚0和1上。左通道数据在引脚0上，右通道数据在引脚1上。图3所示为一个简单的SigmaStudio原理图，两个音频通道经过音量控制后连接到输出端。

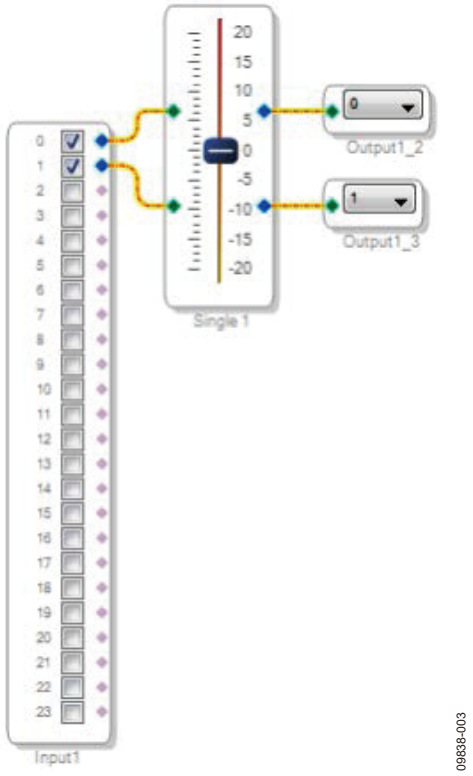


图3. SigmaStudio原理图：立体声输入，使用串行输入端口0

电路评估与测试

可以使用ADMP441和ADAU1446的评估板，并利用板上的接头轻松进行连接。

设备要求

SigmaStudio GUI软件对PC的要求如下：Windows® 7、Windows Vista、Windows XP Professional或Home Edition (SP2)；128 MB RAM（推荐256 MB）；50 MB可用硬盘空间；1024 × 768屏幕分辨率；USB 2.0数据端口。

此外，还需要ADAU1446评估板(EVAL-ADAU1446EBZ)和ADMP441评估板(EVAL-ADMP441-FLEX)。

开始使用

EVAL-ADMP441Z-FLEX有8条输出线，包括VDD、地、数据和时钟。VDD线应连接到EVAL-ADAU1446EBZ上的IOVDD。ADMP441评估板的串行数据端口信号（SD、WS和SCK）可以连接到接头J21上的适当串行数据输入端。

EVAL-ADAU1446EBZ评估板的完整文档参见用户指南UG-032。

EVAL-ADMP441Z-FLEX评估板的完整文档参见用户指南UG-303。

使用SigmaStudio™软件来设置和调整ADAU1446的寄存器及SigmaDSP内核。欲下载SigmaStudio，请访问：www.analog.com/sigmastudiodownload。

功能框图

ADAU1446评估板文档提供系统设置说明，以及完整的电路板原理图。所需的唯一外部连接是与PC和ADAU1446音频输出的USB连接。

设置与测试

有关电路描述、跳线设置、配置和测试的更多详细信息，请参阅EVAL-ADAU1446EBZ评估板文档。

常见变化

音频处理器

也可以用ADAU1442或ADAU1445代替ADAU1446来设置本电路。这些处理器的区别在于：ADAU1446没有异步采样速率转换器(ASRC)，ADAU1442和ADAU1445则有不同数量的ASRC通道。如果麦克风需要以不同的采样速率工作，或者需要将多个I^2S主器件连接到处理器，就可以使用这些带ASRC的处理器。ADAU1442、ADAU1445和ADAU1446全部引脚兼容。

麦克风

只需移除一个ADMP441麦克风，就能设置一个使用单个ADMP441的单声道麦克风电路。在单声道配置中，其它连接保持不变。

其它ADMP441麦克风可以像第一对立体声配置一样，连接到ADAU1446的串行输入端口。

进一步阅读

CN0208设计支持包：
www.analog.com/CN0208-DesignSupport

Elko，Gary W.和Kieran P. Harney。消费电子市场麦克风历史：驻极体电容麦克风满足微机电系统要求。Acoustics Today。2009年4月。

Nielsen，Jannik Hammel Nielsen和Claus Fürst。向更紧凑的数字麦克风发展。模拟对话。2007年9月。

Lewis，Jerad。麦克风规格解析。应用笔记AN-1112。ADI公司。

数据手册和评估板

ADAU1446数据手册

ADAU1446评估板

ADMP441数据手册

ADMP441 评估板

ADAU1442数据手册

ADAU1445数据手册

修订历史

2011年10月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab®实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0219。

连接/参考器件	
ADAU1761	集成PLL的SigmaDSP®立体声、低功耗、96 kHz、24位音频编解码器
ADAV801/ ADAV803	适用于可刻录DVD的音频编解码器（SPI/I²C控制接口）

采用ADAV801/ADAV803音频编解码器实现与SigmaDSP编解码器的的S/PDIF和I²S接口

评估和设计支持

电路评估板

- ADAU1761评估板(EVAL-ADAU1761Z)
- USBi USB接口板(EVAL-ADUSB2EBZ)
  （附随于EVAL-ADAU1761Z板）
- ADAV801评估板(EVAL-ADAV801EBZ)或ADAV803评估板(EVAL-ADAV803EBZ)

设计和集成文件

- 原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

S/PDIF（索尼/飞利浦数字接口）是消费电子设备常用的一种高质量数字音频格式，用于音频设备的互连。许多音频编解码器/DSP仅支持I²S作为数字音频输入/输出，当在需要同时支持S/PDIF和AES（音频工程协会）专业标准的电路中使用这些器件时，就会产生问题。

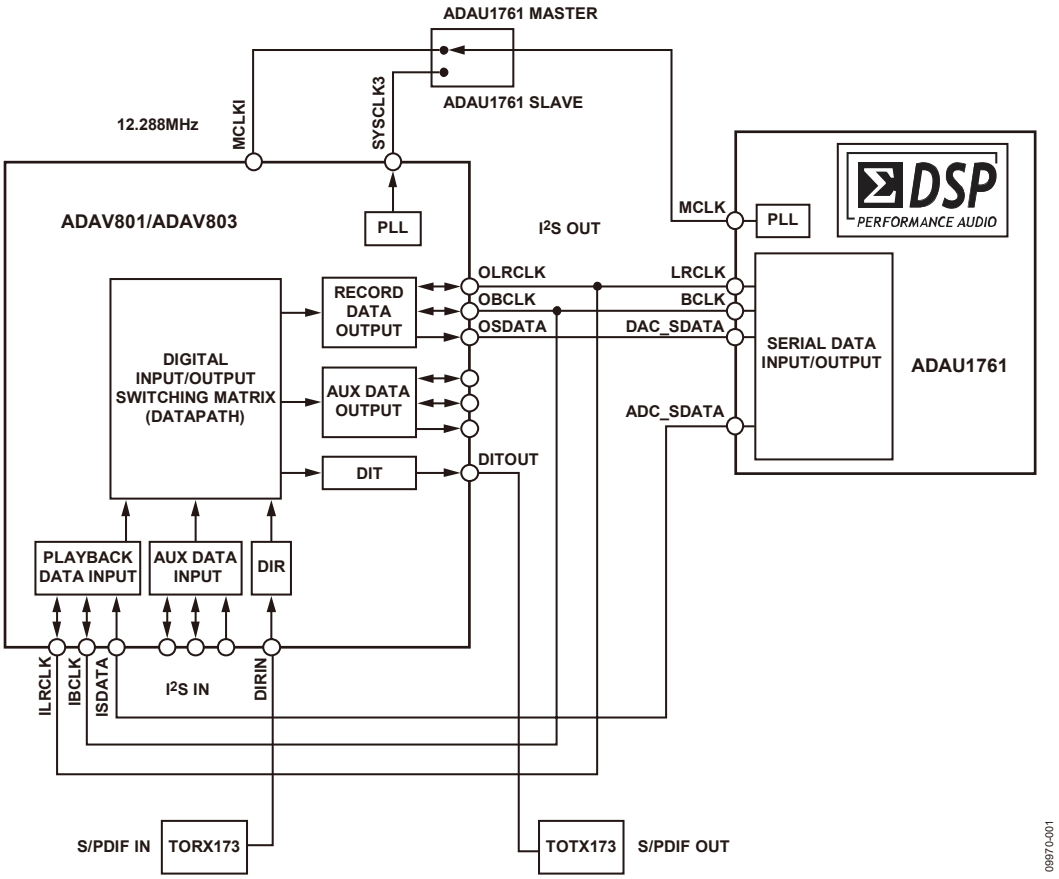


图1. 通过ADAV801/ADAV803连接S/PDIF输入/输出与ADAU1761 SigmaDSP（原理示意图，未显示电源去耦和所有连接）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

图1所示电路将音频编解码器ADAV801或ADAV803连接到ADAU1761等SigmaDSP®器件来解决这一问题。

S/PDIF格式的音频输入先被转换为I²S格式，然后由ADAU1761处理，处理后的I²S格式音频输出再由ADAV801/ADAV803转换回S/PDIF格式。ADAV801/ADAV803具有一个灵活的数字输入/输出路由矩阵，可以处理I²S或S/PDIF格式的音频，并且能以任何一种格式输出；利用片上SRC（采样速率转换器），它可以用作主器件或从器件。ADAV801/ADAV803支持消费音频标准，通过写入ADAV801/ADAV803中的相关寄存器，可以将通道状态数据嵌入音频流中。这一特性可以用于在器件之间传送配置信息。ADAV801/ADAV803有一个立体声DAC/ADC，需要时也可以利用它来处理音频。

电路描述

ADAV801/ADAV803具有2组输入/输出I²S端口，可以使用任何一组。在图1所示的配置中，回放端口ILRCLK引脚和录音端口OLRCLK引脚连接到ADAU1761的LRCLK引脚。IBCLK和OBCLK引脚连接到ADAU1761的BCLK引脚。ISDATA引脚连接到ADAU1761的ADC_SDATA引脚，OSDATA引脚连接到ADAU1761的DAC_SDATA引脚。

S/PDIF输入来自TORX173光纤接收器模块，进入DIRIN引脚，然后以I²S格式通过录音端口输出到ADAU1761。音频由ADAU1761 SigmaDSP®器件处理后，便以I²S格式通过ADC_SDATA引脚输出到ADAV801/ADAV803的回放端口，然后转换为S/PDIF格式，并通过DITOUT引脚送入TOTX173光纤发送器模块。

电路采用3.3 V AVDD电源供电。电路的主时钟由ADAV801/ADAV803或外部振荡器产生，具体取决于ADAU1761是配置为主器件还是从器件。当ADAU1761用作从器件时，即BLCK和LRCLK由ADAV801/ADAV803驱动时，MCLK为从S/PDIF流恢复的音频时钟的256倍。也可以将它配置为等于恢复时钟的512倍。此时钟通过ADAV801/ADAV803的SYSCLK3引脚访问，并且连接到ADAU1761的MCLK引脚。

当ADAU1761为主器件时，MCLK由片上振荡器产生，通过MCLKI引脚提供给ADAV801/ADAV803。这种情况下，ADAU1761驱动LRCLK和BCLK线，ADAV801/ADAV803上的SRC用于同步I²S端口和S/PDIF端口之间的音频。

寄存器设置

有关本电路笔记的完整设计支持文档包，请参阅www.analog.com/CN0219-DesignSupport，其中包括主器件和从器件两种配置下ADAV801/ADAV803和ADAU1761的寄存器设置文件。这些寄存器设置文件可以利用相关的评估板软件加载。

常见变化

本电路也可以利用任何具有SigmaDSP处理器内核，并且需要S/PDIF/AES音频接口的器件来设置，包括ADAU1401A、ADAU1701和ADAU1781。虽然本电路笔记未加以说明，但可以修改上述电路以处理AES音频格式。可以用XLR连接器代替光纤连接器，此时需要变压器来将差分信号转换为单端信号，反之亦然。

电路评估与测试

本电路利用ADAV801/ADAV803评估板（EVAL-ADAV801EBZ或EVAL-ADAV803EBZ）和ADAU1761 (EVAL-ADAU1761Z)评估板进行测试。关于评估板之间的必需连接和链路配置，请参阅设计支持文档。图2所示为使用两个评估板的完整测试设置。

设备要求

ADAU1761评估板利用SigmaStudio通过USBI板(EVAL-ADUSB2EBZ)进行编程。SigmaStudio GUI软件对PC的要求如下：Windows® 7、Windows Vista、Windows XP Professional或Home Edition (SP2)；128 MB RAM（推荐256 MB）；50 MB可用硬盘空间；1024 × 768屏幕分辨率；USB 1.1/2.0数据端口。ADAV801/ADAV803板利用PC的打印机端口进行控制，相关控制软件可以从ADI网站下载。将S/PDIF输入/输出连接到ADAV801/ADAV803评估板需要2个光纤连接器。为在两套评估板之间进行必要的连接，需要8根单引脚跳线电缆。

开始使用

然后，请参照EVAL-ADAU1761Z和EVAL-ADAV801/EVAL-ADAV803EBZ的文档执行软件安装、设置和系统操作。

使用SigmaStudio软件来设置和调整ADAU1761的寄存器及SigmaDSP内核。欲下载SigmaStudio，请访问：www.analog.com/zh/sigmastudio

用于ADAV801/ADAV803的软件也可以从ADI网站下载。完成软件安装后，就可以根据ADAU1761是用作主器件还是从器件，而加载设计文档中的适当寄存器设置文件来对评估板进行编程。ADAU1761 SigmaStudio项目只有一个简单的带音量控制的音频传输功能，目的是测试图1所示电路。

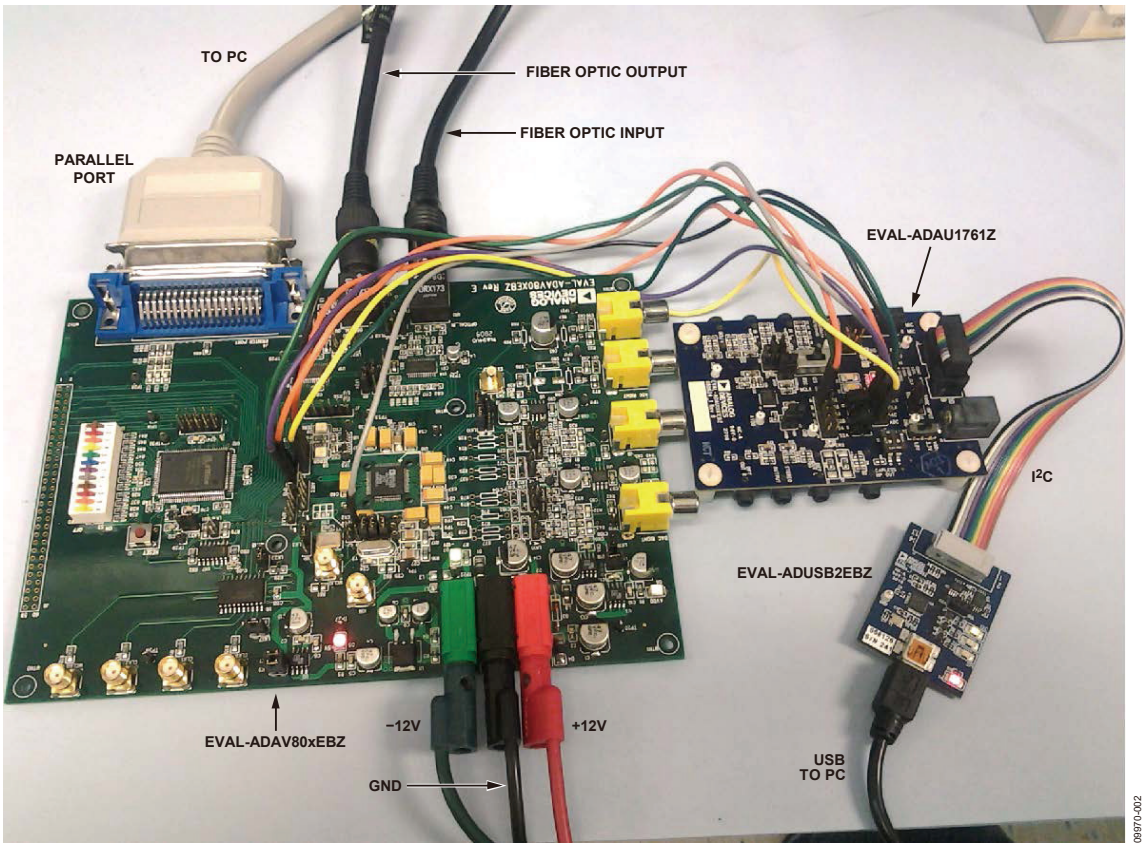


图2. 连接ADAV801/ADAV803评估板和ADAU1761评估板的测试设置

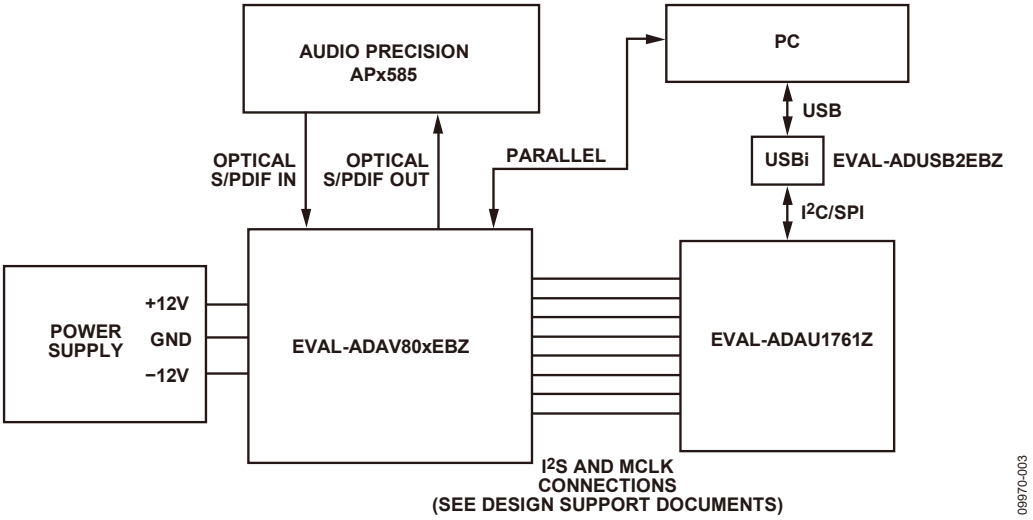


图3. 测试设置功能框图

设置与测试

可以使用Audio Precision APx585多通道音频分析仪来产生S/PDIF输入并捕捉S/PDIF输出。当ADAU1761用作主器件时，对于满量程1 kHz输入信号音，S/PDIF输出端的总谐波失真加噪声(THD + N)应为大约130 dB。在从器件模式下，THD + N应为大约142 dB，因为此时无需SRC来同步S/PDIF流与ADAU1761 I^2S流。

进一步阅读

CN0219设计支持包：
www.analog.com/CN0219-DesignSupport

Gildersleeve，Brett。使用EVAL-ADUSB2EBZ。应用笔记AN-1006。ADI公司。

SigmaStudio™图形开发工具：www.analog.com/sigmastudio

数据手册和评估板

ADAU1761数据手册

ADAU1761评估板

ADAV801数据手册

ADAV803数据手册

ADAV801/ADAV803评估板和软件

修订历史

2011年10月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0218

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0218。

连接/参考器件	
AD8212	高共模电压、分流监控器
AD8605	精密、低噪声、CMOS、轨到轨输入/输出运算放大器
ADuM5402	集成DC/DC转换器的四通道隔离器
ADR381	2.5 V、低噪声、高精度带隙基准电压源
AD7171	16位、低功耗Σ-Δ型ADC

500 V共模电压电流监控器

评估和设计支持

电路评估板

CN-0218电路评估板(EVAL-CN0218-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路监控系统中的电流，可在高达+500 V的正高共模直流电压下工作，且误差小于0.2%。负载电流通过一个电路外部的分流电阻。分流电阻值应适当选择，使得在最大负载电流时分流电压约为500 mV。

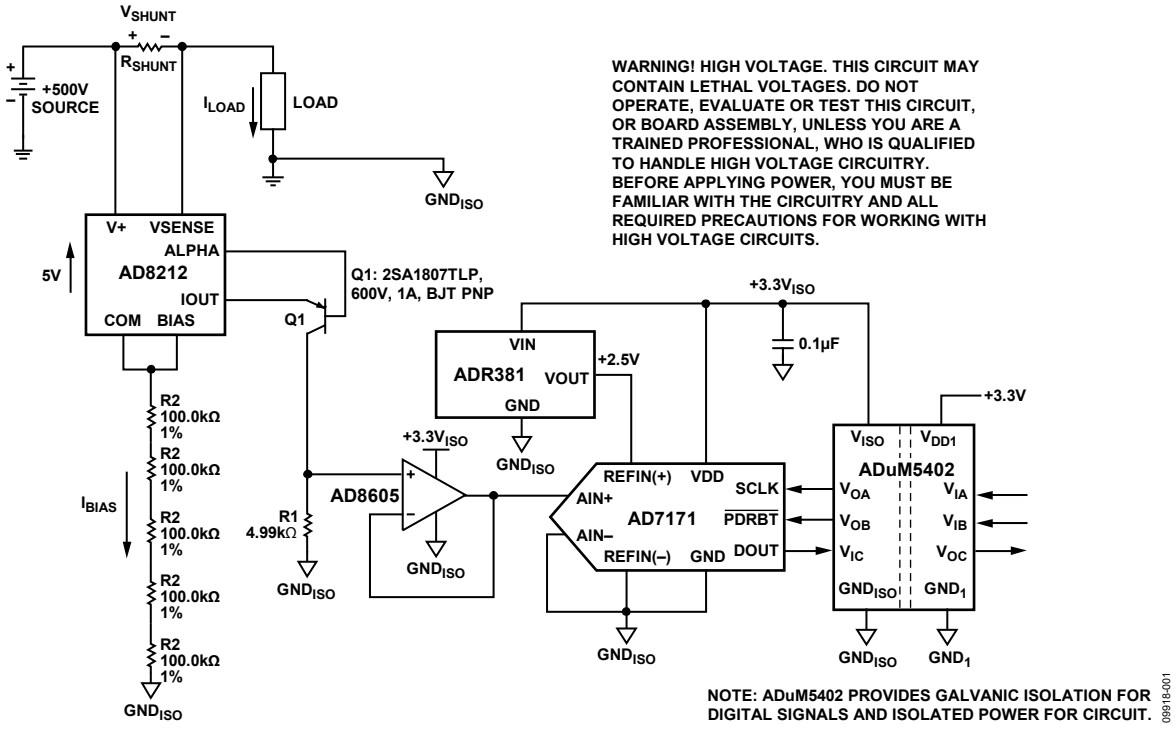


图1：高共模电压电流监控器(未显示所有连接和去耦)

Rev. B

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

与外部PNP晶体管配合使用时，AD8212能在具有大于500 V的正高共模电压情况下，精确放大小差分输入电压。

电隔离由四通道隔离器ADuM5402提供。这不仅是为了提供保护，而且还可将下游电路与高共模电压隔离开来。除了隔离输出数据以外，数字隔离器ADuM5402还为电路提供+3.3 V隔离电源。

AD7171的测量结果通过一个简单的双线SPI兼容型串行接口，以数字码形式提供。

这一器件组合实现了一款精确的正高压供电轨电流检测解决方案，具有器件数量少、低成本、低功耗的特点。

电路描述

该电路针对最大负载电流I_{MAX}下500 mV的满量程分流电压而设计。因此，分流电阻值为R_{SHUNT} = (500 mV)/(I_{MAX})。

AD8212工艺具有65 V的击穿电压限制。因此，共模电压必须保持在65 V以下。通过采用外部PNP BJT晶体管，共模电压范围可以扩展到500 V以上，具体取决于晶体管的击穿电压。

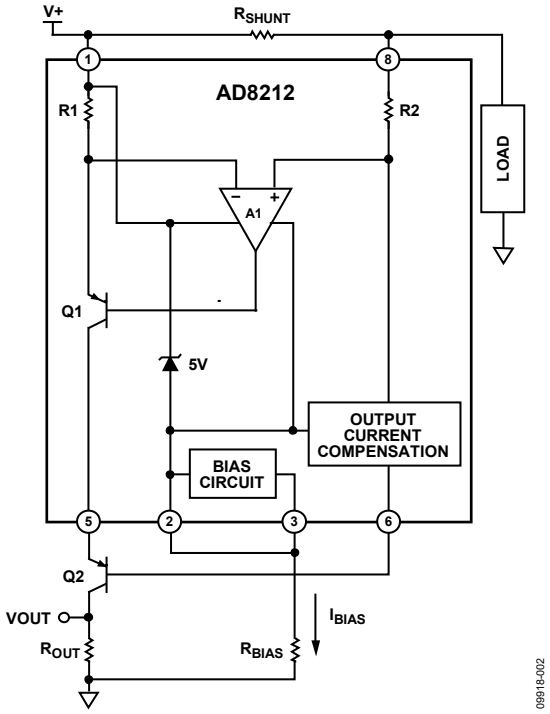


图2：AD8212采用外部PNP晶体管的高压工作模式

AD8212没有专用电源。相反，该器件实际上利用一个内部5 V串联调节器使自身“浮动”脱离500 V共模电压，从而创建出一个5 V电源，如图2所示。此调节器确保所有端子中的最大负端COM(引脚2)始终要比电源电压(V+)低5 V。

在此工作模式下，AD8212电路的电源电流(I_{BIAS})完全基于电源电压范围和所选的R_{BIAS}电阻值。例如，对于V+ = 500 V和R_{BIAS} = 500 kΩ，

$$I_{BIAS} = (500\ V - 5\ V)/R_{BIAS} = 990\ \mu A。$$

在此高压模式下，IBIAS应当介于200 μA和1 mA之间。这样可以确保偏置电路处于激活状态，从而让器件可以正常工作。

注意，500 kΩ偏置电阻(5 × R2)由五个单独的100 kΩ电阻构成。这是为了提供保护，以防电阻电压击穿。通过消除电阻串正下方的接地层，可以增加额外的击穿保护。

流经外部分流电阻的负载电流在AD8212的输入端产生电压。内部放大器A1通过促使晶体管Q1籍由电阻R1传导必要电流做出响应，以均衡放大器A1反相和同相输入端处的电位。

流过晶体管Q1发射极的电流(I_{OUT})与输入电压(V_{SENSE})成比例，因此也就与流过分流电阻(R_{SHUNT})的负载电流(I_{LOAD})成比例。输出电流(I_{OUT})通过外部电阻转换成电压，而外部电阻值取决于应用中所需的输入至输出增益。

AD8212的传递函数为：

$$I_{OUT} = gm \times V_{SENSE}$$
$$V_{SENSE} = I_{LOAD} \times R_{SHUNT}$$
$$V_{OUT} = I_{OUT} \times R_{OUT}$$
$$V_{OUT} = (V_{SENSE} \times R_{OUT})/1000$$
$$gm = 1000\ \mu A/V$$

输入检测电压具有固定范围，即0 V至500 mV。输出电压范围可以根据R_{OUT}值进行调整。当V_{SENSE}发生1 mV变化时，即可在I_{OUT}上产生1 mA变化，而当后者流过5 kΩ电阻时，又会在V_{OUT}处产生1 mV变化。

在图1所示电路中，负载电阻为24.9 kΩ，因此增益为5。500 mV的满量程输入电压会产生2.5 V输出，这对应于AD7171 ADC的满量程输入范围。

AD8212输出设计用于驱动高阻抗节点。因此，如果与转换器接口，则建议对R_{OUT}两端的输出电压进行缓冲，以保证AD8212的增益不受影响。

注意，ADR381和AD7171的电源电压由四通道隔离器ADuM5402的隔离电源输出(+3.3 V_{ISO})提供。

AD7171的基准电压由精密带隙基准电压源ADR381提供。ADR381的初始精度为±0.24%，典型温度系数为5 ppm/°C。

虽然AD7171 VDD和REFIN(+)都可以采用3.3 V电源，但使用独立的基准电压源可提供更高的精度。可选择2.5 V基准电压源来提供充足的裕量。

AD7171 ADC的输入电压在ADC的输出端转换为偏移二进制码。ADuM5402为DOUT数据输出、SCLK输入和$\overline{\text{PDRST}}$输入提供隔离。虽然隔离器是可选器件，但建议使用该器件来保护下游数字电路，使其不受高共模电压影响，以免发生故障。

代码在PC中利用SDP硬件板和LabVIEW评估软件进行处理，如图3所示。

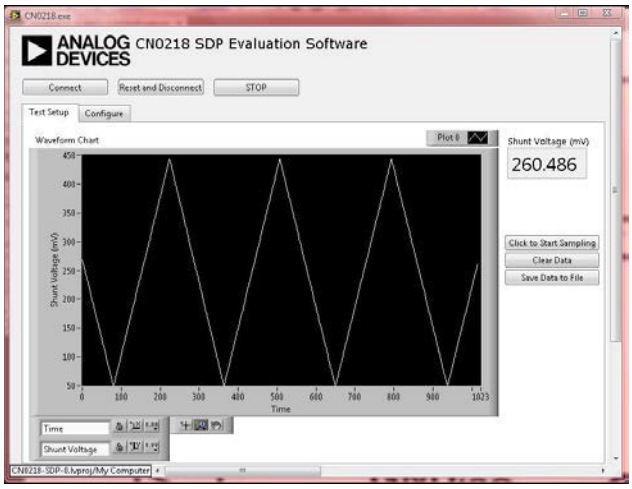


图3：评估软件监控测试电路分流电压

图4中的曲线图显示，受测试的电路如何在整个输入电压范围(0 mV至500 mV)实现了不足0.2%的误差。另外还比较了LabVIEW记录的ADC输出代码与基于理想系统而计算的理想代码。

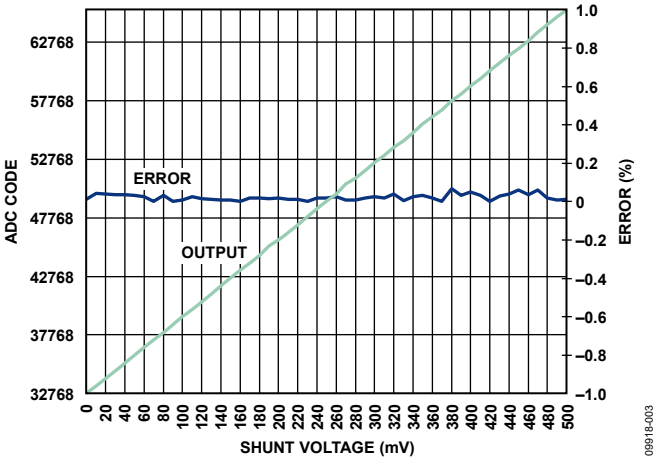


图4. 输出和误差与分流电压的关系

PCB布局考虑

在任何注重精度的电路中，必须仔细考虑电路板上的电源和接地回路布局。PCB应尽可能隔离数字部分和模拟部分。本PCB采用4层板堆叠而成，具有较大面积的接地层和电源层多边形。有关去耦技术的信息，请参阅指南MT-101。

AD7171和ADuM5402的电源应当用10 μF和0.1 μF电容去耦，以适当地抑制噪声并减小纹波。这些电容应尽可能靠近相应器件，0.1 μF电容应具有低ESR值。对于所有高频去耦，建议使用陶瓷电容。

应仔细考虑ADuM5402原边和副边之间的隔离间隙。EVAL-CN0218-SDPZ电路板通过拉回顶层上的多边形或器件，并将其与ADuM5402上的引脚对齐来使该距离最大。

电源走线应尽可能宽，以提供低阻抗路径，并减小电源线路上的毛刺效应。时钟和其它快速开关的数字信号应通过数字地将其与电路板上的其它器件屏蔽开。

有关本电路笔记的完整设计支持包，包括电路板布局布线，请参阅http://www.analog.com/CN0218-DesignSupport

常见变化

关于正电源的高端检测，目前有多种解决方案可用，包括使用电流检测放大器、差动放大器或二者组合的IC解决方案。

“高端电流检测：差动放大器VS.电流检测放大器”一文(模拟对话，2008年1月)介绍了电流检测放大器和差动放大器的使用。阅读请访问：www.analog.com/HighSide_CurrentSensing

下列ADI公司产品的URL链接有助于解决电流检测问题：

电流检测放大器：www.analog.com/zh/CurrentSenseAmps
差动放大器：www.analog.com/DifferenceAmps
仪表放大器：www.analog.com/InstrumentationAmps

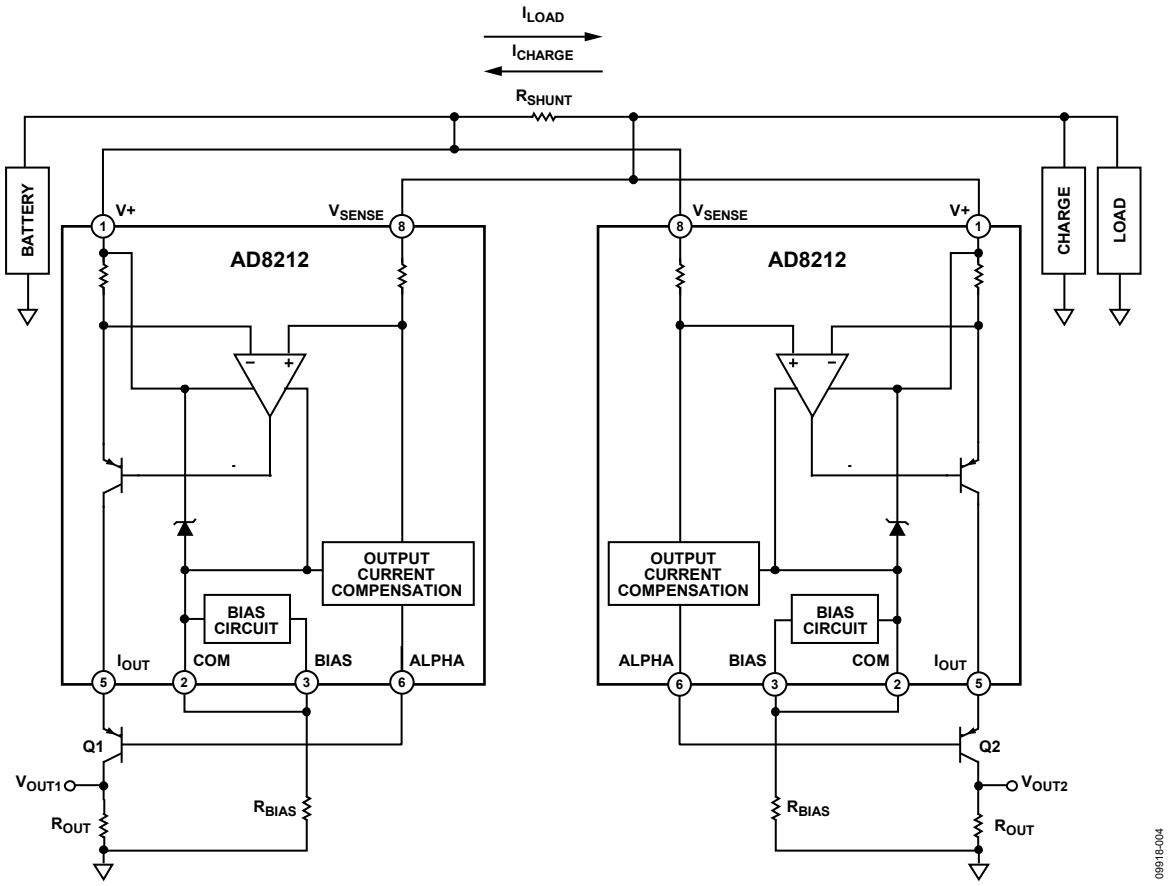


图5：正共模电压大于+65 V时的双向电流检测

图5显示了一种可选电路，需要针对大于+65 V的正共模电压进行双向电流检测时可以使用该电路。通过在该配置中实施另一个AD8212，可以分别测量电荷和负载电流。注意，V_{OUT1}会随着I_{LOAD}流过分流电阻而不断升高。V_{OUT2}会随着I_{CHARGE}流过分流电阻而不断升高。

电路评估与测试

警告！高电压。此电路可能包含致命电压。除非是接受过相关培训、懂得高压电路操作的专业人员，否则请勿操作、评估或测试此电路，或者进行电路板装配。加电之前，必须先熟悉该电路以及高压电路操作的所有必要注意事项。

本电路使用EVAL-CN0218-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)评估板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0218-SDPZ板包含要评估的电路，如本笔记所述。SDP评估板与CN0218评估软件一起使用，可从EVAL-CN0218-SDPZ电路板获取数据，如下所示。

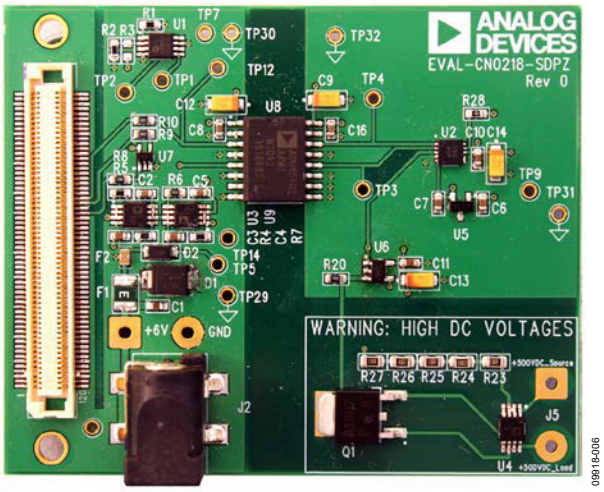


图6. EVAL-CN0218-SDPZPCB

设备要求

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®(32位)或Windows® 7(32位)PC
- EVAL-CN0218-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP评估板
- CN0218评估软件
- 电源：+6 V或+6 V“壁式电源适配器”
- 最大负载电流下最大电压为500 mV的分流电阻
- 电子负载

开始使用

将CN0218评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开Readme文件。按照Readme文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

电路的功能框图参见本电路笔记的图1，电路原理图参见EVAL-CN0218-SDPZ-SCH.pdf文件。此文件位于CN0218设计支持包中。

设置

EVAL-CN0218-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有“CON A”的连接器。应使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。

将一个分流电阻(R_{SHUNT})跨接在输入引脚上，一个负载接地，如图1所示。在断电情况下，将一个+6 V电源连接到板上标有“+6 V”和“GND”的引脚。如果有+6 V“壁式电源适配器”，可以将它连接到板上的管式连接器，代替+6 V电源。SDP板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。注：此时请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

必须连接系统地和PCB隔离地，以保证正确电平和正常工作。通过测试点31和测试点32可以访问正确形成此连接所需的GND_ISO。

测试

为连接到EVAL-CN0218-SDPZ电路板的+6 V电源(或壁式电源适配器)通电。启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到SDP板上的微型USB连接器。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0218-SDPZ板的串行数据。随着电子负载的逐级调整，可以记录不同负载电流值下的数据。

有关如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN0218评估软件Readme文件。

有关SDP板的信息，请参阅SDP用户指南。

了解详情

CN0218设计支持包：
www.analog.com/CN0218-DesignSupport

Sino，Henri。高端电流检测：差动放大器与电流检测放大器。《模拟对话》42-01，2008年1月。

Cantrell，Mark。应用笔记AN-0971：*iso*Power器件的辐射控制建议。ADI公司。

Chen，Baoxing、John Wynne和Ronn Kliger。采用微型片内变压器的高速数字隔离器。ADI公司，2003年。

Chen，Baoxing。采用*iso*Power™技术的*i*Coupler®产品：利用微变压器跨越隔离栅实现信号和电源传输。ADI公司，2006年。

Chen，Baoxing，微变压器隔离有利于数字控制，Power Electronics Technology。2008年10月。

Ghiorse，Rich。应用笔记AN-825：*i*Coupler®隔离产品的电源考虑因素。ADI公司。

Krakauer，David。数字隔离提供紧凑的低成本解决方案，积极应对设计挑战。模拟对话。第40卷，2006年12月。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-023：ADC架构IV：Σ-Δ型ADC的高级概念和应用。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Wayne，Scott。*i*Coupler®数字隔离器保护工业、仪器仪表和计算机应用中的RS-232、RS-485和CAN总线。模拟对话。第39卷，2005年10月。

数据手册和评估板

CN-0218电路评估板(EVAL-CN0218-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD8212数据手册

AD8212评估板

AD8605数据手册

AD8605评估板

AD7171数据手册

AD7171评估板

ADR381数据手册

ADuM5402数据手册

ADuM5402评估板

修订历史

2013年5月—修订版A至修订版B

2011年11月—修订版0至修订版A

2011年7月—修订版0：初始版

CN09918sc-0-5/13(B)

电路笔记
CN-0240

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0240。

连接/参考器件	
AD629	高共模电压差动放大器
AD8622	精密、低噪声、CMOS、双通道轨到轨输出运算放大器
AD8475	精密、可选增益、全差分漏斗放大器
ADuM5402	集成DC/DC转换器的四通道隔离器
ADR435	5 V、低噪声、高精度XFET基准电压源
AD7170	12位低功耗Σ-Δ型ADC

具有270 V共模抑制性能的双向隔离式高端电流检测模块

评估和设计支持

电路评估板

CN-0240电路评估板(EVAL-CN0240-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路能够在直流电压高达±270 V的来源上监控双向电流，且线性误差小于1%。负载电流通过一个电路外部的分流电阻。分流电阻值应适当选择，使得在最大负载电流时分流电压约为100 mV。

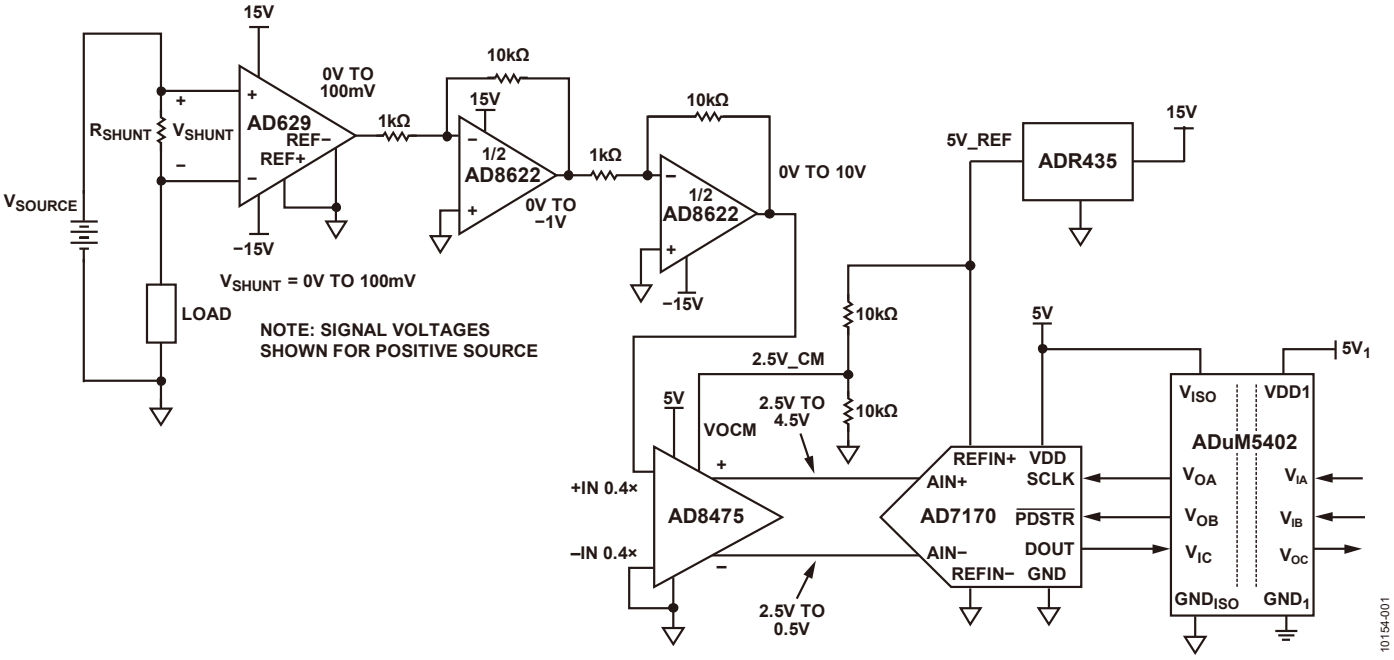


图1. 高共模电压双向隔离式电流监控器（未显示所有连接和去耦）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

AD629放大器精确测量和缓冲(G = 1)小差分输入电压，并抑制最高270 V的高共模电压。

双通道AD8622用于将AD629的输出放大100倍。AD8475漏斗放大器则对信号进行衰减(G = 0.4)，将其从单端转换成差分形式并进行电平转换，使其满足AD7170 Σ-Δ型ADC的模拟输入电压范围要求。

电隔离由四通道隔离器ADuM5402提供。这不仅是为了提供保护，而且还可将下游电路与高共模电压隔离开来。除了隔离输出数据以外，数字隔离器ADuM5402还为电路提供+5.0 V隔离电源。

AD7170的测量结果利用一个简单的双线SPI兼容串行接口，以数字代码形式提供。

这一器件组合实现了一款精确的高压正负供电轨电流检测解决方案，具有器件数量少、低成本、低功耗的特点。

电路描述

该电路针对最大负载电流I_{MAX}下100 mV的满量程分流电压而设计。因此，分流电阻值为R_{SHUNT} = (500 mV)/(I_{MAX})。

图2所示的AD629是一款内置薄膜电阻的差动放大器，支持最高±270 V的连续共模信号，并可提供高达±500 V的瞬变保护。当REF(+)和REF(–)接地时，该器件会将+IN引脚的信号衰减20倍，然后以20倍噪声增益放大信号，从而在输出端恢复原始幅度。

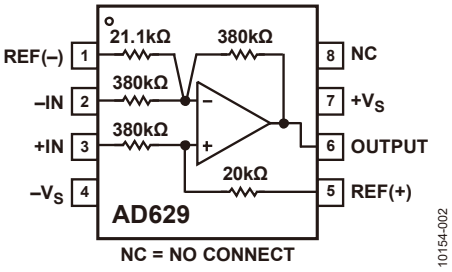


图2. AD629高共模电压差动放大器

在500 Hz时，AD629A的最小共模抑制比(CMRR)为77 dB，AD629B则为86 dB。

为了维持理想的共模抑制性能，需要满足几项重要条件。首先，器件抑制这些共模信号的能力由电源电压决定，如图3所示。如果无法实现足够电压的双电源，则共模抑制性能会下降。

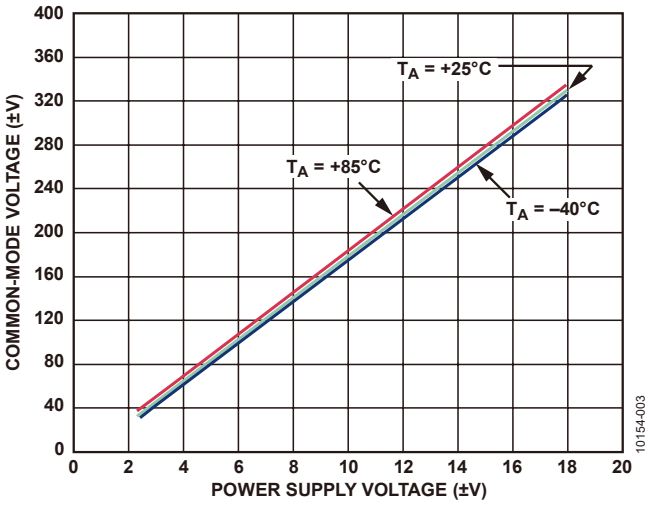


图3. AD629共模电压范围与电源电压的关系

其次，AD629应仅采用内部匹配薄膜电阻在单位增益模式下工作。若使用外部电阻来更改增益，则会因失配误差而导致共模抑制性能下降。

AD8622是一款CMOS低功耗、精密、双通道、轨到轨输出运算放大器，主要用于放大目标信号。

通过级联两个增益为–10的反相增益级，AD629的100 mV满量程输出会放大100倍，从而获得10 V满量程信号。这些值可以是正值，也可以是负值，具体取决于电流方向。

AD8622的双电源允许输入和输出信号在高于地和低于地之间摆动，以便测量双向输入电流。

在转换成数字字之前的信号链最后一级上，AD8622输出电压接受调理，以适合ADC的模拟输入电压范围。

图4所示的“漏斗放大器”AD8475提供两个可选衰减系数（0.4和0.8）。此外，信号会转换成差分形式，输出端的共模电压则由VOCM引脚上的电压决定。采用5 V单电源供电时，模拟输入电压范围为±12.5 V（对于单端输入）。

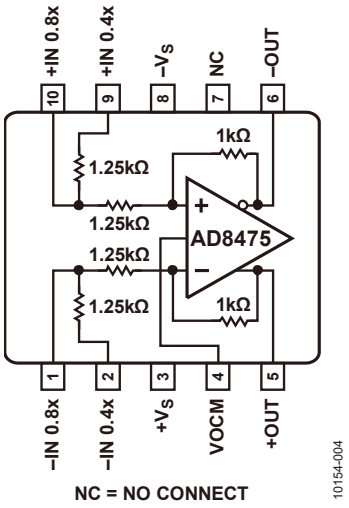


图4. AD8475漏斗放大器

如图1所示，输出共模电压由电阻分压器设置为2.5 V，而电阻分压器则由ADR435的5 V基准输出驱动。

该系统的主要噪声源是AD629在0.1 Hz至10 Hz带宽范围内的15 μV p-p输出噪声。对于100 mV满量程信号，无噪声代码分辨率为：

$$\text{Noise Free Code Resolution} = \log_2\left(\frac{100\text{mV}}{15\mu\text{V}}\right) = \log_2(6666) = 12.7\text{ bits}$$

AD8622的输出噪声仅为0.2 μV p-p，与AD629相比可忽略不计。AD8475的输出噪声为2.5 μV p-p，当满量程信号电平为4 V p-p时同样可忽略不计。

注意，AD7170的电源电压由四通道隔离器ADuM5402的隔离电源输出(+5.0 V_{ISO})提供。

AD7170的基准电压由ADR435精密XFET®基准电压源提供。ADR435的初始精度为±0.12%（A级），典型温度系数为2 ppm/°C。ADR435具有7.0 V至18.0 V的宽工作范围，采用+15.0 V供电轨作为电源。

虽然AD7170 VDD和REFIN(+)都可以采用5.0 V电源，但使用独立的基准电压源可提供更高的精度。

AD7170 ADC的输入电压在ADC的输出端转换为偏移二进制码。ADuM5402为DOUT数据输出、SCLK输入和$\overline{\text{PDRST}}$输入提供隔离。虽然隔离器是可选器件，但建议使用该器件来保护下游数字电路，使其不受高共模电压影响，以免发生故障。

代码在PC中利用SDP硬件板和LabVIEW软件进行处理。

图5比较了LabVIEW记录的ADC输出端代码与基于理想系统而计算的理想代码。图中显示该电路如何在整个输入电压范围内（–100 mV至+100 mV）实现不足0.5%的端点线性误差。如果需要，可以使用软件校准消除失调误差和增益误差。

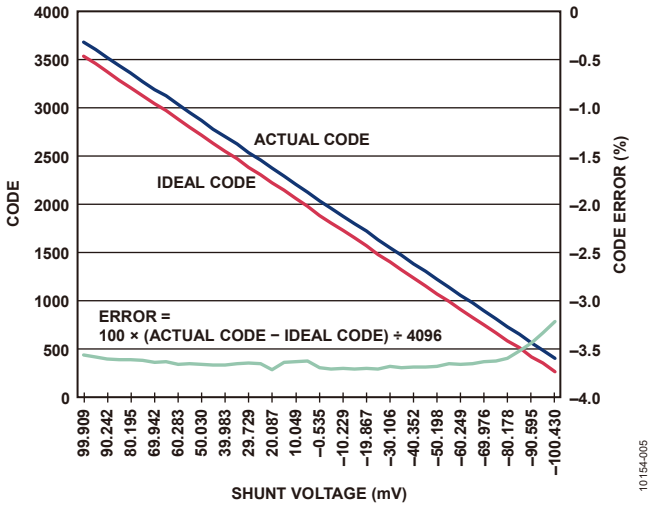


图5. 实际代码、理想代码、误差百分比与分流电压的关系图

PCB布局考虑

在任何注重精度的电路中，必须仔细考虑电路板上的电源和接地回路布局。PCB应尽可能隔离数字部分和模拟部分。本PCB采用4层板堆叠而成，具有较大面积的接地层和电源层多边形。有关布局布线和接地的详细论述，请参考教程MT-031；有关去耦技术的信息，请参考教程MT-101。

AD7170和ADuM5402的电源应当用10 μF和0.1 μF电容去耦，以适当地抑制噪声并减小纹波。这些电容应尽可能靠近相应器件，0.1 μF电容应具有低ESR值。对于所有高频去耦，建议使用陶瓷电容。

应仔细考虑ADuM5402原边和副边之间的隔离间隙。EVAL-CN0240-SDPZ电路板通过拉回顶层上的多边形或器件，并将其与ADuM5402上的引脚对齐来使该距离最大。

电源走线应尽可能宽，以提供低阻抗路径，并减小电源线路上的毛刺效应。时钟和其它快速开关的数字信号应通过数字地将其与电路板上的其它器件屏蔽开。

有关本电路笔记的完整设计支持包，包括完整原理图和电路板布局布线，请参阅www.analog.com/CN0240-DesignSupport

常见变化

关于正负电源的高端检测，目前有多种解决方案可用，包括使用电流检测放大器、差动放大器或二者组合的IC解决方案。请参考下列电路笔记中介绍的电路：CN0100、CN0188、CN0218

"高端电流检测：差动放大器与电流检测放大器"一文（*《模拟对话》*，2008年1月）介绍了电流检测放大器和差动放大器的使用，阅读请访问：www.analog.com/HighSide_CurrentSensing

下列ADI公司产品的URL链接有助于解决电流检测问题：

电流检测放大器：www.analog.com/zh/CurrentSenseAmps

差动放大器：www.analog.com/zh/DifferenceAmps

仪表放大器：www.analog.com/zh/InstrumentationAmps

电路评估与测试

警告！高电压。此电路可能包含致命电压。除非是接受过相关培训、懂得高压电路操作的专业人员，否则请勿操作、评估或测试此电路，或者进行电路板装配。加电之前，必须先熟悉该电路以及高压电路操作的所有必要注意事项。

本电路使用EVAL-CN0240-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)评估板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0240-SDPZ板包含要评估的电路，如本笔记所述。SDP评估板与CN0240评估软件一起使用，可从EVAL-CN0240-SDPZ电路板获取数据。

设备要求

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®（32位）或Windows® 7（32位）PC
- EVAL-CN0240-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP评估板
- CN0240评估软件
- 电源：+6 V (1 A)或+6 V壁式电源适配器
- 双电源：±15 V (10 mA)
- 最大负载电流下最大电压为100 mV的分流电阻
- 电源电压和电子负载

开始使用

将CN0218评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开"我的电脑"，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开Readme文件。按照Readme文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

电路的功能框图参见本电路笔记的图1，电路原理图参见EVAL-CN0240-SDPZ-SCH.pdf文件。此文件位于CN0240设计支持包中：

设置

EVAL-CN0240-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有"CON A"的连接器。应使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。

将一个分流电阻(R_{SHUNT})跨接在J4输入引脚上，一个负载接地，如图1所示。在断电情况下，将一个+6 V电源连接到板上标有"+6 V"和"GND"的引脚。如果有+6 V"壁式电源适配器"，可以将它连接到板上的管式连接器，代替+6 V电源。SDP板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。注：此时请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

必须连接系统地和PCB隔离地，以保证正确电平和正常工作。通过测试点31和测试点32可以访问正确形成此连接所需的GND_ISO。

最后，向连接器J4施加任何高电压之前，必须确保已正确连接并打开±15 V电源(J5)。如果此电源未打开，高电压可能会损坏U2、AD629以及PCB上的数个其它元件。

测试

为连接到EVAL-CN0240-SDPZ电路板的+6 V电源（或"壁式电源适配器"）通电。将±15 V电源连接到EVAL-CN0240-SDPZ板的U12三引脚螺纹连接器。启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到SDP板上的微型USB连接器。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0240-SDPZ板的串行数据。随着电子负载的逐级调整，可以记录不同负载电流值下的数据。

有关如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN0240评估软件Readme文件。

有关SDP板的信息，请参阅SDP用户指南。

进一步阅读

CN0240设计支持包：
www.analog.com/CN0240-DesignSupport

Sino，Henri。高端电流检测：差动放大器与电流检测放大器。《模拟对话》42-01，2008年1月。

Cantrell，Mark。应用笔记AN-0971：*iso*Power器件的辐射控制建议。ADI公司。

Chen，Baoxing、John Wynne和Ronn Kliger。采用微型片内变压器的高速数字隔离器。ADI公司，2003年。

Chen，Baoxing。采用*iso*Power™技术的*i*Coupler®产品：利用微变压器跨越隔离栅实现信号和电源传输。ADI公司，2006年。

Chen，Baoxing，微变压器隔离有利于数字控制，Power Electronics Technology。2008年10月。

Ghiorse，Rich。应用笔记AN-825：*i*Coupler®隔离产品的电源考虑因素。ADI公司。

Krakauer，David。数字隔离提供紧凑的低成本解决方案，积极应对设计挑战。模拟对话。第40卷，2006年12月。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-023：ADC架构IV：Σ-Δ型ADC的高级概念和应用。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Wayne，Scott。*i*Coupler®数字隔离器保护工业、仪器仪表和计算机应用中的RS-232、RS-485和CAN总线。模拟对话。第39卷，2005年10月。

数据手册和评估板

CN-0240电路评估板(EVAL-CN0240-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD629数据手册

AD8622数据手册

AD8475数据手册

AD7170数据手册

AD7170评估板

ADR435数据手册

ADuM5402数据手册

ADuM5402评估板

修订历史

2012年2月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0235

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0235。

连接/参考器件	
AD7280A	锂离子电池监控系统
AD8280	锂离子电池安全监控器
ADuM5404	集成DC/DC转换器的四通道隔离器
ADuM1400	四通道数字隔离器

全隔离式锂离子电池监控和保护系统(CN0235)

评估和设计支持

电路评估板

CN-0235电路评估板(EVAL-CN0235-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

锂离子(Li-Ion)电池组包含大量的电池单元，必须正确监控才能提高电池效率，延长电池寿命并确保安全性。图1所示电路中的6通道AD7280A器件充当主监控器，向系统演示平台(SDP-B)评估板提供精确的电压测量数据，而6通道AD8280器件充当副监控器和保护系统。两个器件均采用8 V

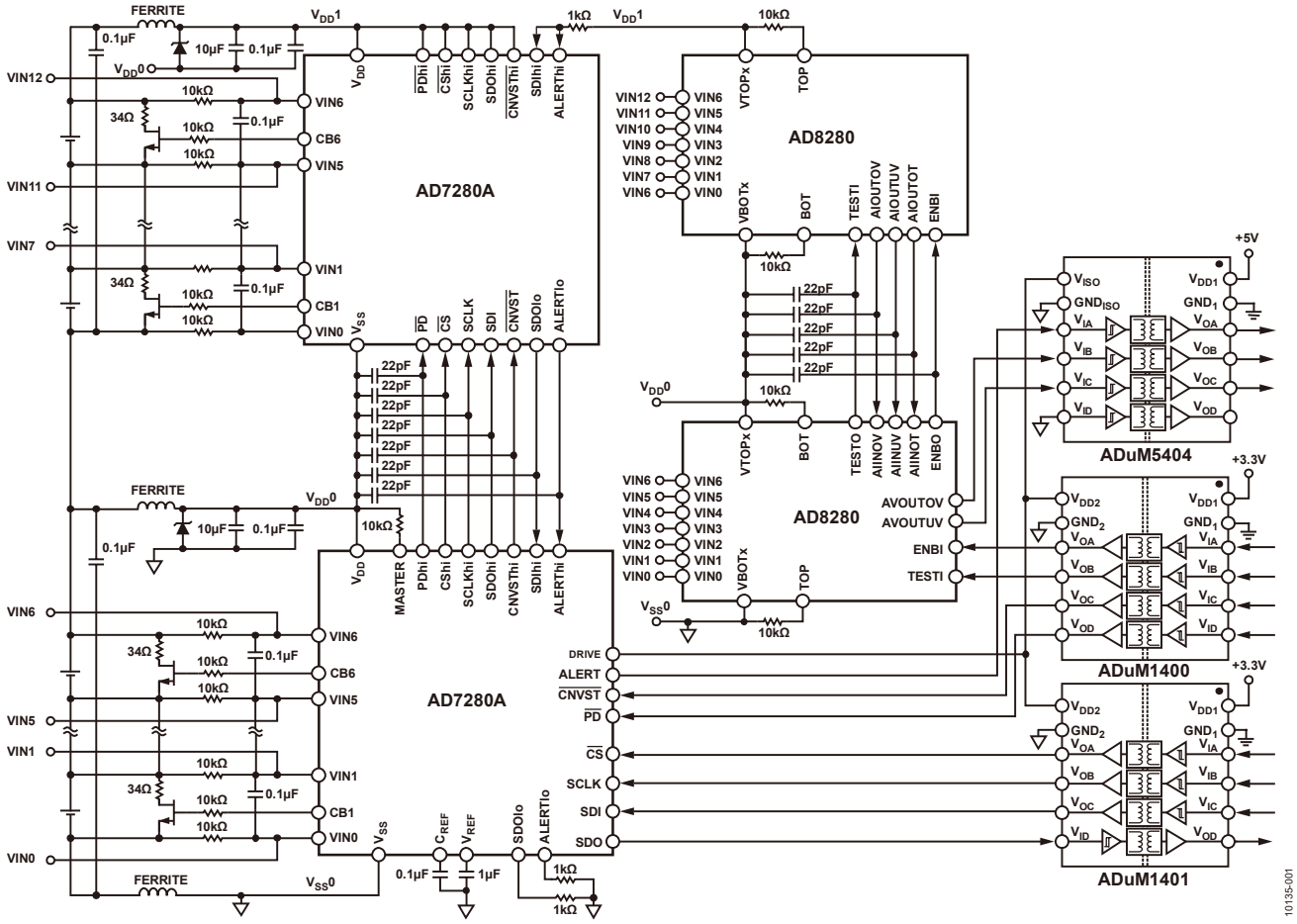


图1. 锂离子电池监控和保护系统原理示意图

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

至30 V的单电源宽工作电压范围，工作温度范围为–40°C至+105°C工业温度范围。

AD7280A内置一个±3 ppm基准电压源，提供±1.6 mV的电池电压测量精度。ADC分辨率为12位，转换48个单元只需7 µs时间。

AD7280A具有电池平衡接口输出，用来控制外部FET晶体管，允许各电池放电，并强行使堆叠中的所有电池单元具有相同电压。

AD8280独立于主监控器工作，并提供报警功能，可指示超容差条件。该器件内置自用基准电压源和LDO，二者均完全采用电池组供电。基准电压源与外部电阻分压器一起，用来设置过压/欠压的跳变点。每个电池通道都含有可编程去毛刺(D/G)电路，以免瞬时输入电平引发报警。

AD7280A和AD8280位于电池管理系统(BMS)的高压端，具有一个菊花链接口，最多能将8个AD7280A和8个AD8280堆叠在一起，以监控48个锂离子电池单元的电压。堆叠中的相邻AD7280A和AD8280可以直接通信，向上向下传递数据，而无需隔离。

堆叠底部的主器件使用SPI接口和GPIO与SDP-B评估板通信，只有在这个地方才需要高压电流隔离，以便保护SDP-B板的低压端。数字隔离器ADuM1400、ADuM1401和集成DC-DC转换器的隔离器ADuM5404共同提供所需的11通道隔离，构成一种紧凑、高性价比的解决方案。ADuM5404还可为较低AD7280A的VDRIVE输入提供5 V隔离输出，并为ADuM1400和ADuM1401隔离器提供VDD2电源电压。

电路描述

AD7280A是一款完整的数据采集系统，内置一个高压输入多路复用器、一个低压输入多路复用器、一个12位、1 µs SAR ADC和用于通道时序控制的片内寄存器。HV MUX用于测量串联锂离子电池单元，如图1所示。LV MUX提供单端ADC输入，可结合外部热敏电阻测量个别电池单元的温度；如果不需要温度测量，则可利用辅助ADC输入转换任何其它0 V至5 V输入信号。另外还提供2.5 V精密基准电压源和片内电压调节器。

AD8280是一款用于锂离子电池组的纯硬连线安全监控器，配合AD7280A使用时，可提供具有可调阈值检测和共用或单独报警输出的低成本、冗余、备用电池监控器。它具有自测功能，因此适合混合动力电动汽车等高可靠性应用或者不间断电源等高压工业应用。AD7280A和AD8280均从监控的电池单元获得电源。

ADuM5404集成一个DC-DC转换器，用于向ADuM1400和ADuM1401隔离器的高压端供电，以及向AD7280A SPI接口提供VDRIVE电源。这些4通道、磁性隔离电路是安全、可靠、易用的光耦合器替代解决方案。

为了优化菊花链在高噪声条件下的通信性能（例如遇到电池干扰时），菊花链信号被屏蔽在印刷电路板(PCB)的一个内层上，上下都由VSS电源层提供屏蔽，该电源层连接到菊花链中上一个器件的VSS引脚。图2所示为EVAL-CN0235-SDPZ PCB的顶层，包含AD7280A的上部屏蔽，图5所示为底层，包含AD8280的上部屏蔽。图3所示为内层（第2层），它包含屏蔽的菊花链信号，下方的屏蔽在图4所示的第3层上实现。每个菊花链连接上都配有22 pF电容，根据菊花链的数据流方向，这些电容端接于上一个器件的VSS引脚或下一个器件的VDD引脚。PD、CS、SCLK、SDI和CNVST菊花链连接沿菊花链向上传递数据，因此这些引脚上的22 pF电容端接于上一个器件的VSS引脚。

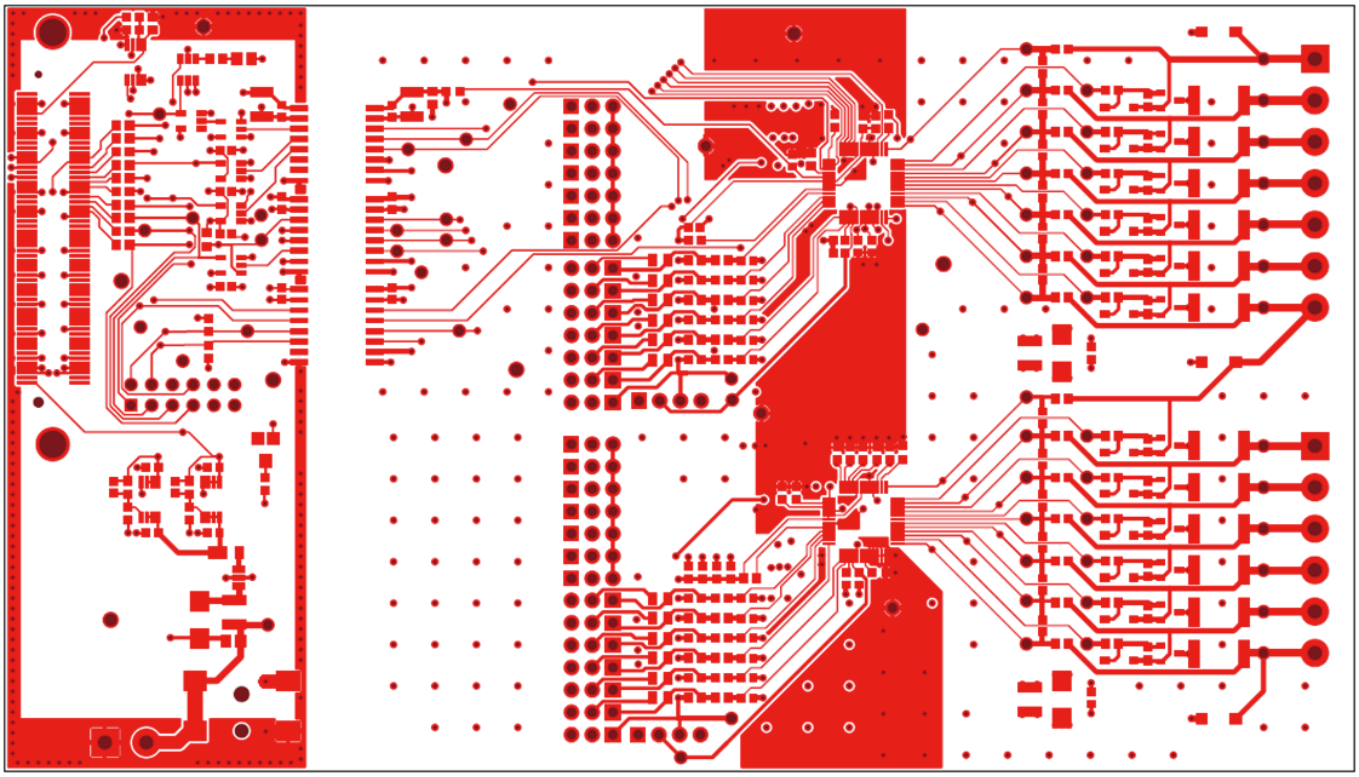


图2. EVAL-CN0235-SDPZ PCB的顶层包含AD7280A菊花链信号的上部屏蔽

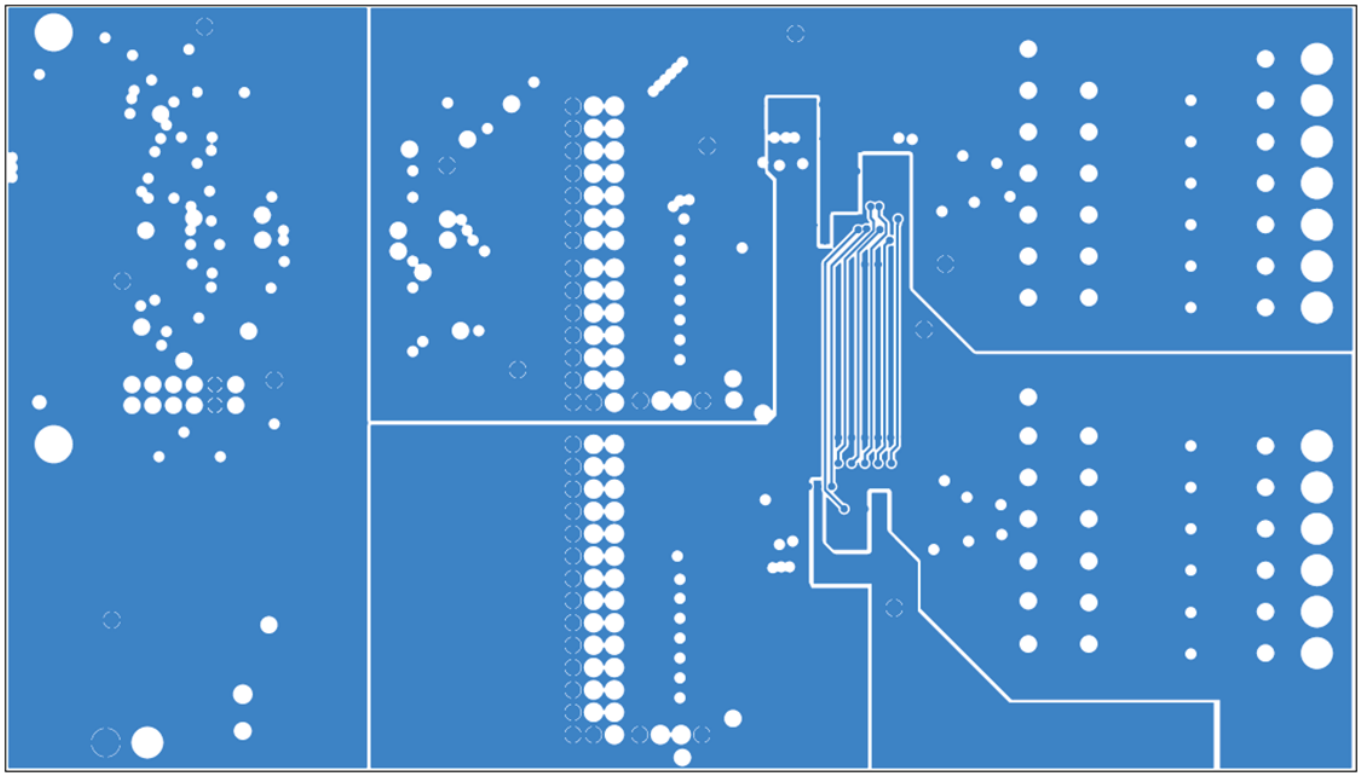


图3. EVAL-CN0235-SDPZ PCB的第2层包含屏蔽的AD7280A菊花链信号

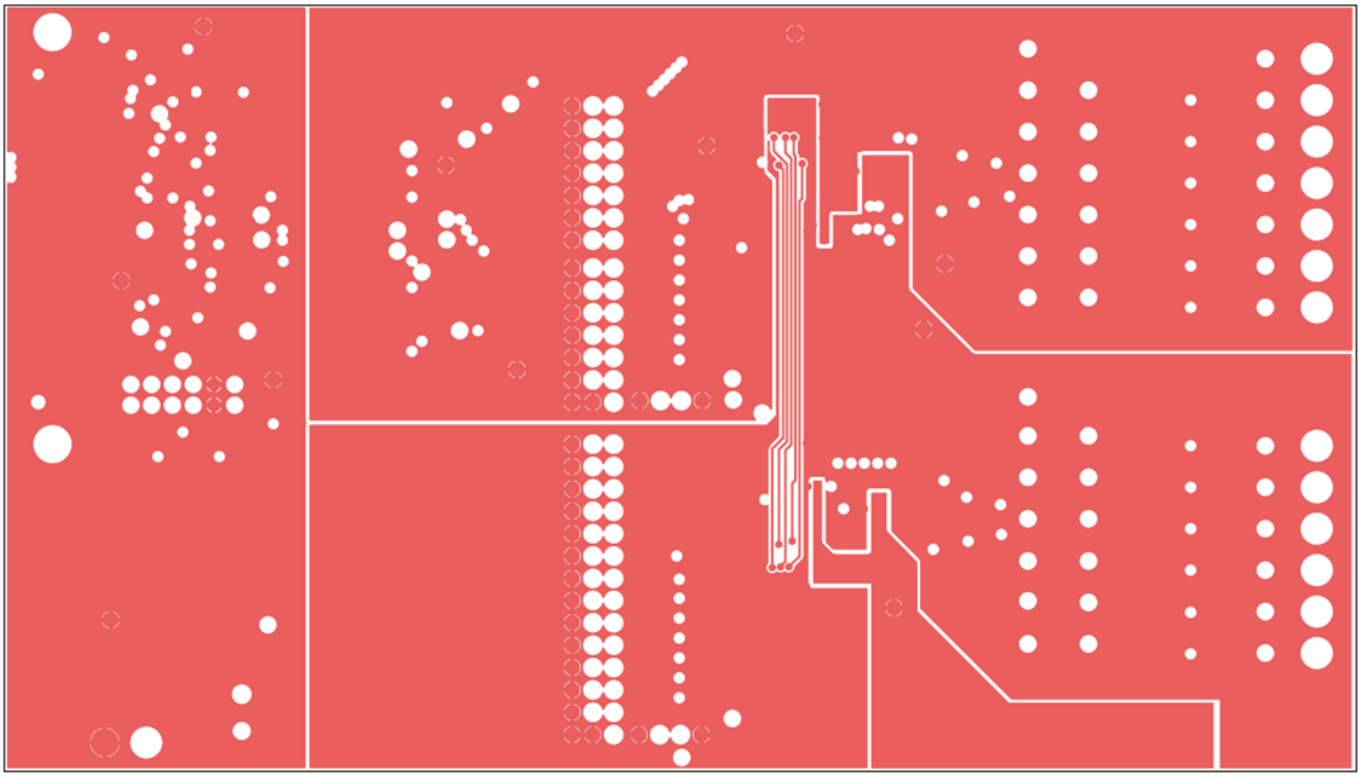


图4. EVAL-CN0235-SDPZ PCB的第3层包含屏蔽的AD8280菊花链信号

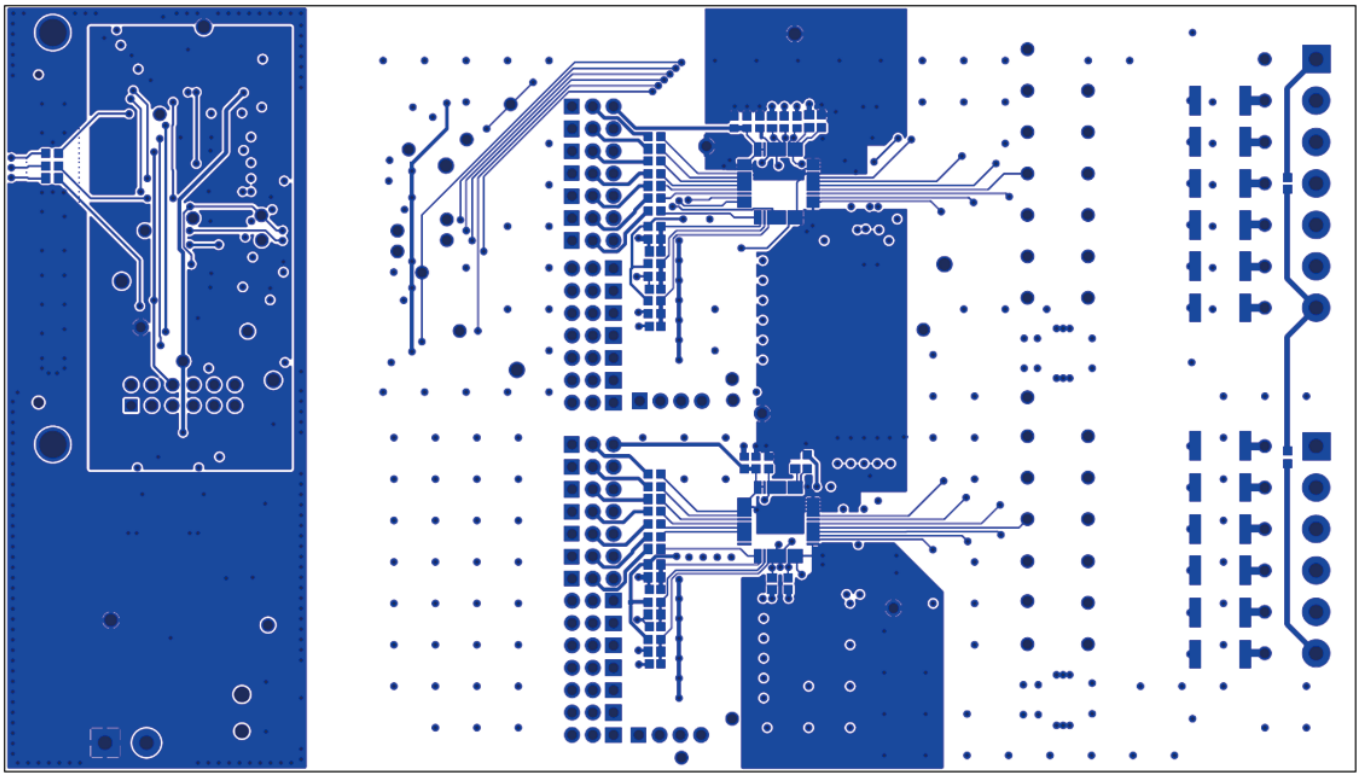


图5. EVAL-CN0235-SDPZ PCB的底层包含AD8280菊花链信号的上部屏蔽

SDOlo和ALERTlo菊花链连接沿菊花链向下传递数据，因此这些引脚上的22 pF电容端接于下一个器件的VDD引脚。使用一条低阻抗走线将下一个器件的VDD与上一个器件的VSS直接相连，使这两个电位在高噪声环境下尽可能接近。

隔离栅处的接地护栏用于围住PCB左侧构成的低压端。该护栏由通过过孔系在一起的保护环组成，连接到板上所有层的数字地。到达电路板边缘的电源层与接地层上的噪声可能会辐射，但采用这种屏蔽结构时，噪声会被反射回来。

当驱动电流源跨过接地层之间的间隙时，也可能产生输入至输出的偶极子辐射。为将这种效应降至最小，隔离间隙处使用一个连续的屏蔽体，从而将接地层扩展至PCB的所有层上，以利用屏蔽重叠部分构成跨隔离栅耦合。各层上的隔离间隙保持最小，测试板使用0.008英寸的间隙。有关isoPower®器件（如本电路所用的ADuM5404）辐射控制的更多建议，请参阅应用笔记AN-0971。

测试结果

衡量该电路性能的一个重要指标是最终输出电压测量结果中的噪声量。

图6所示为VIN3–VIN2通道的10,000个测量样本的直方图。该数据是利用连接到EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP-B)评估板的CN0235评估板获得的。设置详情参见本电路笔记的“电路评估与测试”部分。

已将12个锂离子电池连接到输入螺纹接线端子。注意，只有一小部分码字受噪声影响而落在主仓之外。图6和图7所示为对应于大约0.5 LSB rms的3 LSB峰峰噪声。

有关本电路笔记的完整设计支持包，请参阅www.analog.com/CN0235-DesignSupport

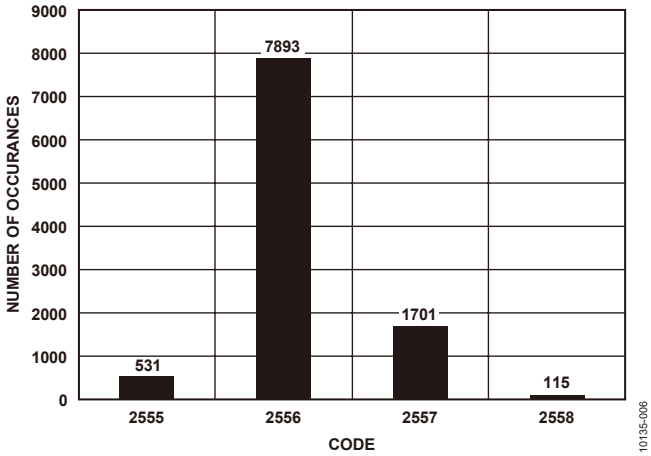


图6. 10,000样本的码字直方图（器件0的VIN4 – VIN3）

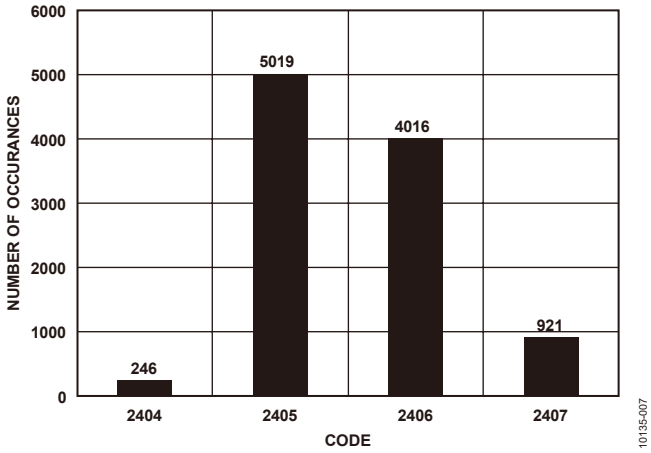


图7. 10,000样本的直方图（器件1的VIN4 - VIN3）

常见变化

经验证，该电路能够稳定地工作，并具有良好的精度。利用*i*Coupler隔离产品，可以实现其它的隔离通道组合。

电路评估与测试

本电路使用EVAL-CN0235-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP-B)评估板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0235-SDPZ板包含要评估的电路，如本笔记所述。SDP-B评估板与CN0235评估软件一起使用，可从EVAL-CN0235-SDPZ电路板获取数据。

设备要求

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®（32位）或Windows® 7（32位）PC
- EVAL-CN0235-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP-B评估板
- CN0235 SDP评估软件
- 电源：+6 V或+6 V“壁式电源适配器”
- 锂离子电池或精密直流电源

开始使用

将CN0235评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件的驱动器。

功能框图

电路功能框图参见本电路笔记的图1，电路原理图参见“EVAL-CN0235-SDPZ-SCH-RevA.pdf”文件。此文件位于CN0235设计支持包中。

设置

EVAL-CN0235-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP-B)评估板上标有“CON A”的连接器。应使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。在断电情况下，将一个+6 V电源连接到板上标有“+6 V”和“GND”的引脚。如果有+6 V“壁式电源适配器”，可以将它连接到板上的管式连接器，代替+6 V电源。此外只需连接锂离子电池组。电池组可以用一个由精密直流电源电压驱动的电阻分压器来模拟。SDP-B板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。注意：此时请勿将该USB电缆连接到SDP-B板上的微型USB连接器。

测试

为连接到EVAL-CN0235-SDPZ电路板的+6 V电源（或“壁式电源适配器”）通电。启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到SDP-B板上的微型USB连接器。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP-B板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0235-SDPZ板的串行数据。

有关SDP-B板的信息，请参阅SDP-B用户指南。

进一步阅读

CN0235设计支持包：
www.analog.com/CN0235-DesignSupport

SDP-B用户指南：www.analog.com/SDP

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0235电路评估板(EVAL-CN0235-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7280A数据手册和评估板

AD8280数据手册和评估板

ADuM5404数据手册

ADuM1400数据手册

修订历史

2012年1月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0276

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0276。

连接/参考器件	
AD2S1210	分辨率可变、10位至16位R/D转换器，内置参考振荡器
AD8397	轨到轨、高输出电流放大器
ADG1611/ADG1612	1 Ω导通电阻、±5 V、+12 V、+5 V和+3.3 V供电四通道SPST开关
ADM6328	超低功耗、3引脚SOT-23封装微处理器复位电路
ADP7104	20 V、500 mA低噪声CMOS LDO
AD8692/AD8694	低成本、低噪声、双通道/四通道CMOS RRO运算放大器

高性能、10位至16位旋变数字转换器

评估和设计支持

电路评估板

CN-0276电路评估板(EVAL-CN0276-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一款完整的高性能旋变数字(RDC)电路，该电路可在汽车、航空电子和关键工业应用等要求宽温度范围内具有高稳定性应用的场合精确测量角度位置和速度。

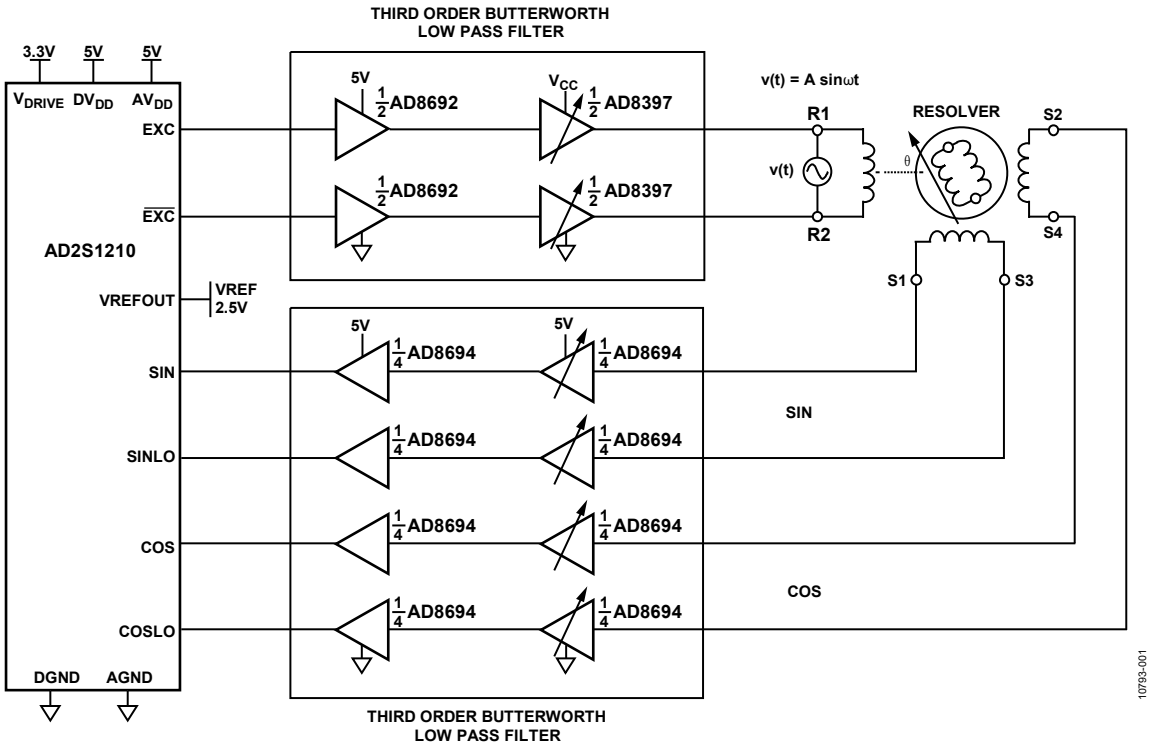


图1. 高性能旋变数字转换(RDC)电路原理示意图：未显示所有元件、连接和去耦

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

该电路具有创新的旋变转子驱动器，提供两种工作模式：高性能和低功耗。在高性能模式下，系统采用12 V单电源供电，能够为旋转变压器提供6.4 V rms (18 V p-p)的驱动信号。在低功耗状态下，系统采用6 V单电源供电，能够为旋转变压器提供3.2 V rms (9.2 V p-p)的驱动信号，且系统功耗小于100 mA。驱动器和接收器均提供有源滤波，可最大程度减少量化噪声的影响。

10位模式下，RDC的最大跟踪速率为3125 rps(分辨率 = 21 弧分)；16位模式下为156.25 rps(分辨率 = 19.8弧秒)。

电路描述

信号链设计时需仔细，不仅要考虑幅度和频率，还需注意相移和稳定性。此外，旋转变压器转子绕组的电抗具有阻性分量和感性分量。

AD2S1210 RDC激励信号频率范围为2 kHz至20 kHz，以250 Hz增量进行设置。大部分旋转变压器的额定激励频率固定，典型值为10 kHz左右。不同的旋转变压器具有不同的相移，信号链设计中必须予以考虑。

激励信号施加于旋变转子绕组，后者其实是一个非理想电感，典型电阻性分量为50 Ω至200 Ω，电抗性分量为0 Ω至200 Ω。例如，图1所示电路中的Tamagawa TS2620N21E11旋转变压器阻抗在10 kHz时为70 Ω + j100 Ω。

典型激励电压可高达20 V p-p (7.1 V rms)，因此必须考虑旋变驱动器的最大电流和最大功耗。本电路选用AD8397，因为该器件具有宽电源范围(24 V)、高输出电流(采用±12 V电源时，输入32 Ω负载的峰值电流为310 mA)、轨到轨输出电压和低热阻封装(8引脚SOIC EP封装的θ_{JA} = 47.2°C/W)。

AD2S1210的激励输出信号来自内部DAC，该DAC会产生一定的量化噪声和失真。由于这个原因，双通道运算放大器AD8692配置为三阶有源巴特沃兹滤波器，以便减少驱动信号噪声。类似地，SIN和COS接收器电路使用两个四通道运算放大器AD8694作为有源噪声滤波器。

信号链设计

信号链设计中必须考虑这些因素：

- AD2S1210激励信号输出范围： 3.2 V(最小值)、3.6 V(典型值)、4.0 V(最大值)
- AD8692输出电压范围：0.29 V至4.6 V，+5 V电源供电时
- AD8397输出电压范围：0.18 V至5.87 V，+6 V电源供电时
- AD8397输出电压范围： 0.35 V至11.7 V，+12 V电源供电时
- 旋转变压器(TS2620N21E11)变压比:0.5
- 旋转变压器(TS2620N21E11)相移：0°
- AD8694输出电压范围：0.37 V至4.6 V，+5 V电源供电时
- AD2S1210输入差分峰峰值信号范围(SIN、COS)：2.3 V(最小值)3.15 V(典型值)、4.0 V(最大值)
- 旋转变压器输出SIN、COS负载应当相等
- 旋转变压器输出负载应当至少等于旋转变压器输出阻抗的20倍
- 总信号链相移范围： $n \times 180° - 44° \leq \varphi \leq n \times 180° + 44°$，n为整数

旋转变压器激励滤波器和驱动器电路

AD2S1210激励信号滤波器和功率放大器电路如图2所示。必须密切关注信号链路上每一部分的增益和信号电平，避免AD8397输出驱动器在AD2S1210的4.0 V p-p最大激励(EXE)下达到饱和。注意，由于以差分方式驱动旋转变压器，对应真正EXE输出和互补EXE输出分别有两个相同的通道，如图2所示。

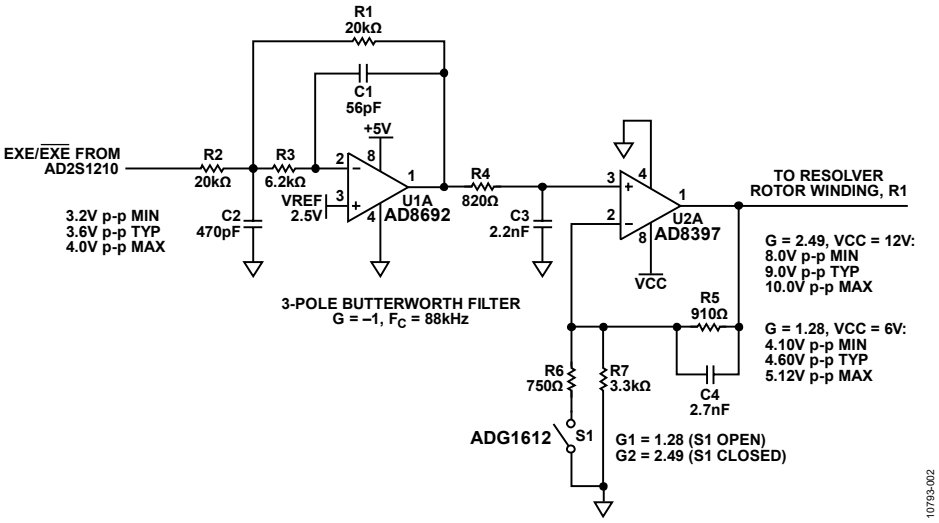


图2. 激励驱动器和滤波器电路(未显示所有连接和去耦)

AD8692滤波器电路的直流增益为−1。对于高性能模式(S1关闭)，AD8397驱动器级的增益设为2.5(若使用实际可用电阻则为2.49)，从而使用12 V电源供电时，4.0 V p-p EXE输入产生10 V p-p输出。这将允许AD8397的输出相对于每条供电轨可以有1 V裕量。对于低功耗模式(S1开启)，增益设为1.28，从而使用6 V电源供电时，4.0 V p-p EXE输入产生5.12 V p-p输出。

ADG1612典型导通电阻小于1 Ω，适用于增益开关。但是，由于开关的关断电容典型值为72 pF，不应直接将其与运算放大器的输入相连。注意，在电路中，R6接地，电容关断时对性能的影响极小。

AD8692配置为多反馈(MFB)三阶巴特沃兹低通滤波器，相移范围为180° ± 15°。设计步骤见线性电路设计手册(第8章)。为该滤波器选择适当的运算放大器很重要。一般而言，运算放大器的增益带宽积应当至少比有源滤波器的−3dB截止频率大20倍。在这种情况下，截止频率为88 kHz，AD8692的增益带宽积为10 MHz，即截止频率的113倍。由于AD8692是一款CMOS运算放大器，其输入偏置电流极低，并且不会对滤波器的直流特性产生很大影响。输入电容为7.5 pF，可使滤波器设计中所选电容的截止频率影响降至最低。

滤波器的−3dB截止频率为88 kHz，10 kHz时的相移为−13°，10 kHz的直流增益为1。

AD8397功率放大器增益可配置为1.28(低增益模式)或2.49(高增益模式)。低增益模式下，10 kHz时的相移等于−1.9°，而高增益模式下的相移等于−5.2°。

AD8692三阶低通滤波器传递函数如图3所示。

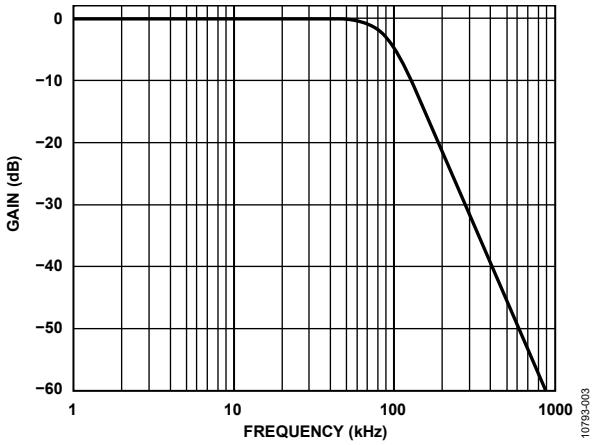


图3. AD8692三阶低通滤波器响应

该滤波器可极为有效地降低驱动旋转变压器的激励信号所产生的噪声。图4显示的是10 kHz EXE信号，直接在AD2S1210的输出端进行测量。图5显示C3处测得的信号(输入至AD8397)以及滤波器过滤噪声的有效性。

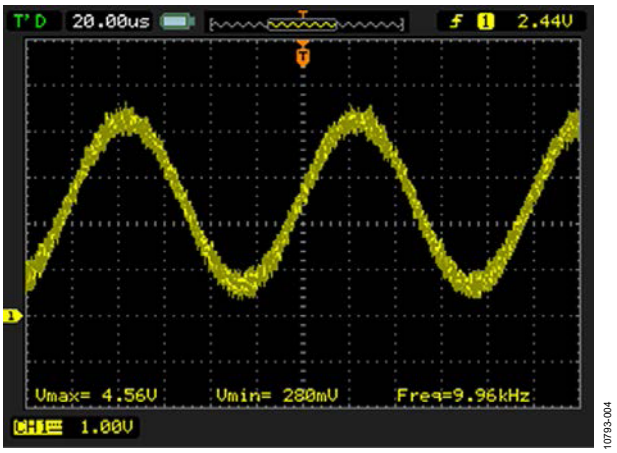


图4. AD2S1210 EXC引脚测得的信号

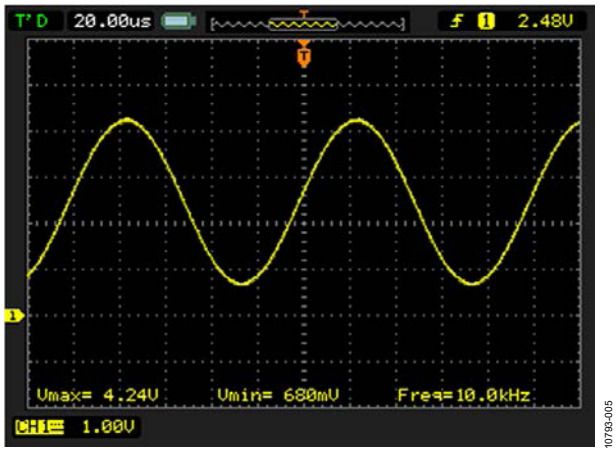


图5. C3上测得的信号(输入至AD8397驱动器)

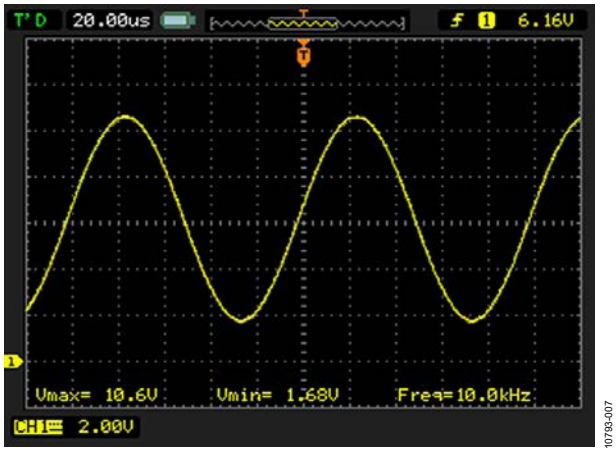


图7. 使用高性能模式时，旋转变压器输入端的信号

图6和图7分别显示低功耗模式下和高性能模式下，在旋转变压器某个输入端测量的AD8397输出。注意，这些信号在旋转变压器输入的一侧测得，而施加于旋转变压器的实际差分信号具有双倍的幅度。

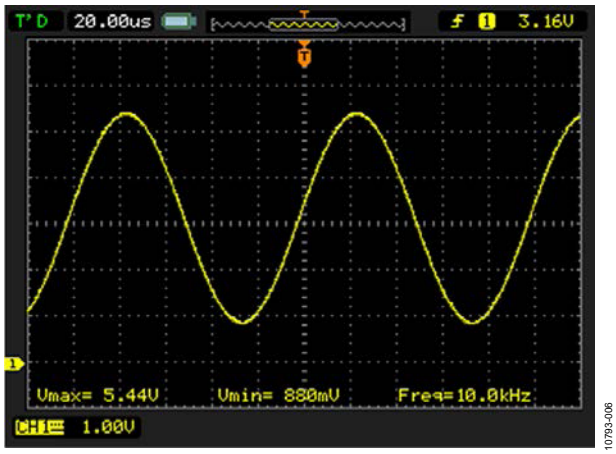


图6. 使用低功耗模式时，旋转变压器输入端的信号

旋转变压器SIN/COS接收器电路和滤波器

图8显示接收器电路，包括三阶巴特沃兹滤波器和可编程增益级。驱动器电路处于高性能模式时(VCC = 12 V)，S1开启，总增益为0.35。驱动旋转变压器的输入为18 V p-p(差分)，而由于旋转变压器的转换比为0.5，因此SIN/COS输出为9 V p-p差分。9 V p-p差分等于4.5 V p-p单端，当其乘以0.35增益系数时，可得1.58 V p-p(3.16 V p-p差分)，适用于AD2S1210 SIN/COS输入的最佳输入电压。类似地，在低功耗模式下，S1关断，总增益为0.7，同样为AD2S1210的SIN/COS输入提供最佳输入信号电平。

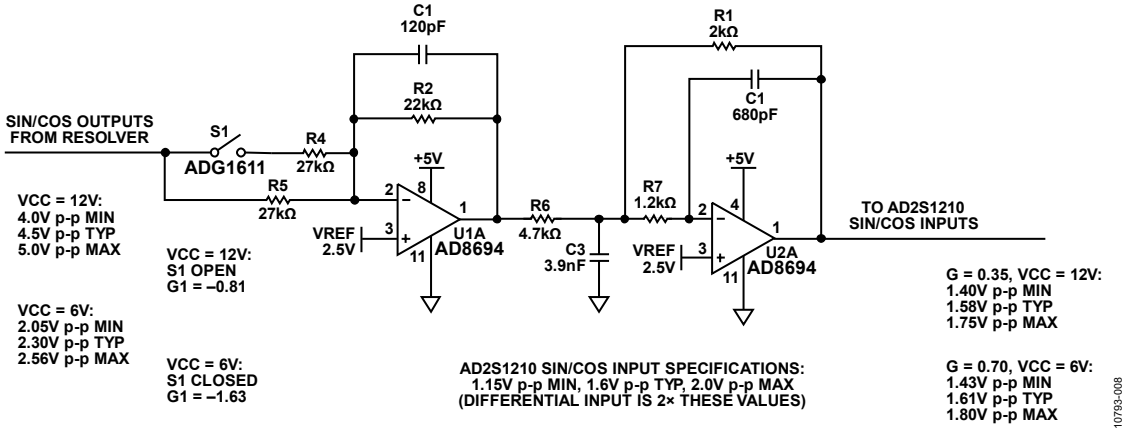


图8. 旋转变压器接收器电路(原理示意图：未显示所有连接和去耦)

除了提供增益调节，接收器电路还拥有截止频率为63 kHz、10 kHz时相移为−18.6°的三阶巴特沃兹滤波器特性。

低增益模式和高增益模式下滤波器的频率响应分别如图9和图10所示。

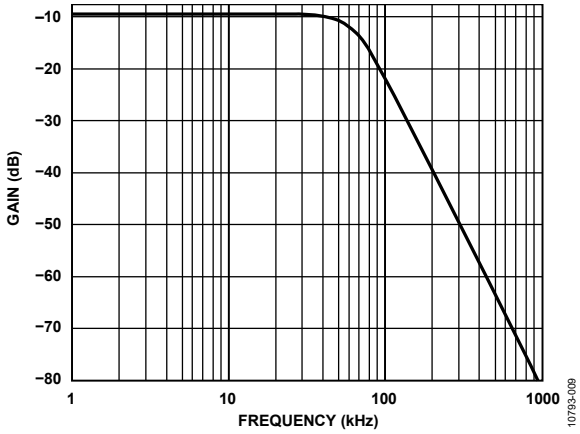


图9. 旋转变压器接收器电路，低增益传递函数

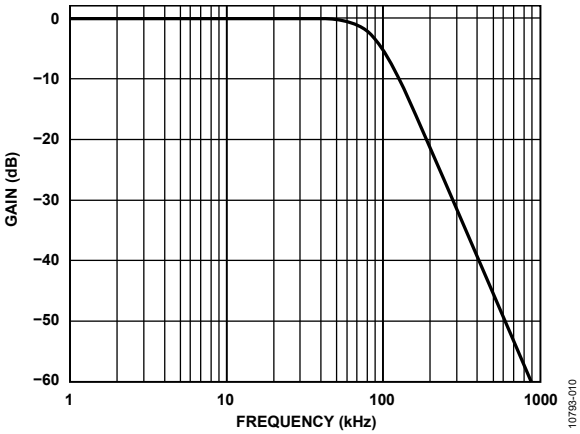


图10. 旋转变压器接收器电路，高增益传递函数

AD2S1210 SIN/COS输入端的电压如图11所示(1.64 V p-p，3.28 V p-p差分)。

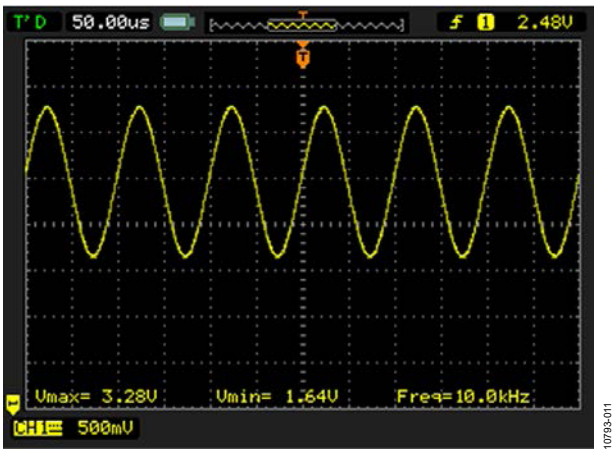


图11. AD2S1210的正弦和余弦输入信号

图12显示AD2S1210 EXC引脚(通道1，黄色)到SIN输入引脚(通道2，蓝色)之间的总相移约为40°，低于44°的最大设计值。

图12. AD2S1210 EXC和SIN引脚之间的相移

自动模式检测电路

图13所示复位电路采用ADM6328微处理器复位电路，可根据VCC电压值确定驱动器和接收器的增益。阈值电压设为如果VCC高于11.5 V，那么电路将切换到高性能模式。如果VCC低于11.5 V，那么电路切换到低功耗模式。

由于ADM6328功耗仅1 μA，该器件可使用高阻抗R1/R3电阻分压器输出作为其电源，而不会产生很大的压降。

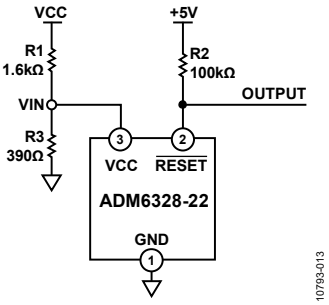


图13. VCC检测电路

ADM6328具有开漏输出，电阻R2用作上拉电阻。这样可以确保输出摆幅与VCC输入无关。ADM6328电源电压由下式确定：

$$VIN = VCC \times \frac{R3}{R1 + R3}$$

电路使用ADM6328-22，该器件典型阈值电压为2.2 V，最大值为2.25 V。最大VCC阈值电压为11.5 V，因此：

$$\frac{R1}{R3} = \frac{11.5\ \text{V}}{2.25\ \text{V}} - 1 = 4.1$$

R1和R3分别选用1.6 kΩ和390 Ω，比值为4.102。

旋转变压器驱动器功率放大器功耗

由于旋转变压器具有相对较低的阻抗和较大的VCC电压，了解AD8397驱动放大器的功耗非常重要，以确保满足最大功耗规格要求。AD8397安全工作的最大功耗受限于结温的升高。

塑封器件的最大安全结温由塑料的相变温度决定，约为150°C。即便只是暂时超过此限值，由于封装对芯片作用的应力改变，参数性能也可能会发生变化。

结温的上升可根据环境温度(T_A)、封装热阻(θ_{JA})和放大器功耗(P_{AMP})算出：

$$T_J = T_A + P_{AMP} \times \theta_{JA}$$

本电路使用AD8397ARDZ，该器件采用带裸露焊盘(EP)的8引脚SOIC封装，θ_{JA} = 47.2°C/W。

放大器功耗P_{AMP}计算如下：从电源提供的功耗P_{SUPPLY}中减去负载功耗P_{LOAD}：

$$P_{AMP} = P_{SUPPLY} - P_{LOAD}$$

旋变器转子绕组的等效负载阻抗等于：

$$Z = R + jX_L, \text{ where } X_L = \omega L$$

阻抗幅度为：

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

施加于转子绕组的信号为：

$$v(t) = A \sin\omega t$$

施加于Z的均方根电压为：

$$V = A/\sqrt{2}$$

流经Z的均方根电流由下式得出：

$$I = \frac{V}{|Z|}$$

$$I = \frac{\left(A/\sqrt{2}\right)}{|Z|}$$

$$P_{LOAD} = V \times I \cos\theta = \frac{A^2 \times \frac{R}{|Z|}}{2|Z|}$$

其中cosθ = 功率因数= $\frac{R}{|Z|}$

可以首先计算来自电源的平均电流，从而算出电源提供的功耗。注意，这些计算忽略了运算放大器的静态电流，只考虑激励电流产生的电流。这些计算的等效电路如图14所示。

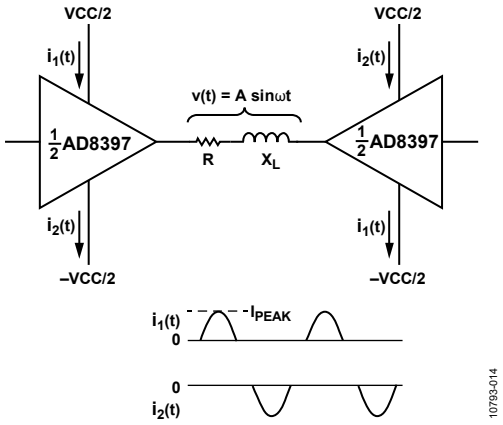


图14. 计算电源电流的等效电路

来自电源的峰值电流为

$$I_{PEAK} = \frac{A}{|Z|}$$

由于施加于负载的信号为正弦波，每个电源必须向负载供应半波整流正弦波电流。平均电流等于$I_{PEAK/\pi}$

$$I_{AVG} = \frac{I_{PEAK}}{\pi} = \frac{A}{\pi|Z|}$$

由于该电流必须由各供电轨提供，

$$P_{SUPPLY} = 2 \times VCC \times I_{AVG} = \frac{2 \times VCC \times A}{\pi|Z|}$$

现在可计算P_{PEAK}：

$$P_{AMP} = P_{SUPPLY} - P_{LOAD} = \frac{2 \times VCC \times A}{\pi|Z|} - \frac{A^2 \times \frac{R}{|Z|}}{2|Z|}$$

$$P_{AMP} = \frac{4 \times VCC \times A - \pi A^2 \times \frac{R}{|Z|}}{2\pi|Z|}$$

使用Tamagawa TS2620N21E11旋转变压器时，10 kHz下的阻抗为70 Ω+j100 Ω。在高性能状态下(VCC = 12 V、A = 10 V)，使用上述推导等式，可算得AD8397功耗为390 mW。

AD8397(EP封装)的结至环境热阻θ_{JA}为47.2°C/W，因此上升至环境温度以上的结温为47.2°C/W × 0.39W = 18.4°。

电源

整个电路采用+6 V或+12 V外部VCC供电，具体取决于工作模式。电路的5 V电源来自5 V、500 mA低压差调节器(LDO) ADP7104-5。3.3 V ADP7104-3.3用于提供3.3 V电源。详细电源电路参见CN0276设计支持包中的完整原理图(www.analog.com/CN0276-DesignSupport)。

PCB设计和布局考虑

不良布局会导致性能不佳，哪怕与RDC电路有关的频率较低。例如，虽然旋转变压器采用10 kHz激励信号工作，AD2S1210的工作时钟为8.192 MHz；因此，进行布局、接地和去耦时，必须将其看作高速器件。教程MT-031和教程MT-101详细讨论了这些话题。

针对CN-0276提供设计支持包，包含完整的原理图、PAD和Gerber布局文件，以及物料清单。设计支持包位于：http://www.analog.com/CN0276-DesignSupport。

系统性能结果

测量电路整体系统噪声的一种好办法是固定旋转变压器位置，并生成输出代码直方图。应在禁用迟滞功能的情况下执行该测试。下图显示AD2S1210输出的码直方图(10/12/14/16位角度精度模式)。各种情况下均使用全16位RDC产生直方图，电路处于高性能模式下(VCC = +12 V)。

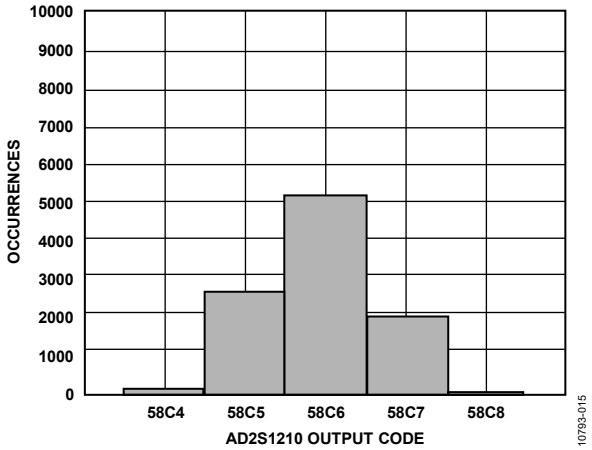


图15. 输出码直方图，10,000样本，迟滞禁用，10位角度精度模式，16位ADC分辨率

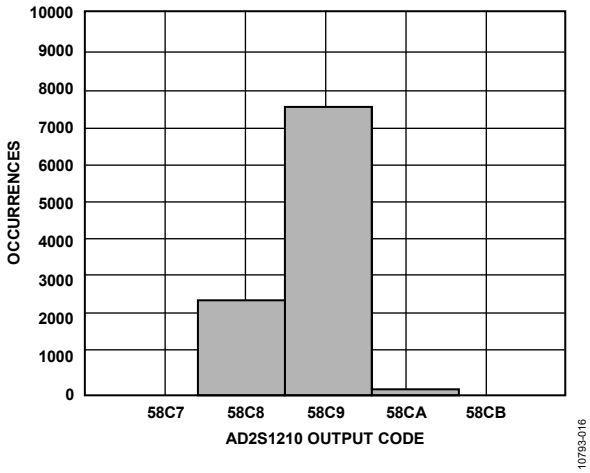


图16. 输出码直方图，10,000样本，迟滞禁用，12位角度精度模式，16位ADC分辨率

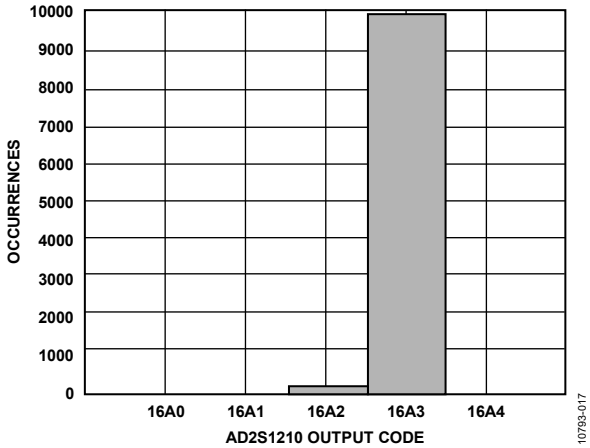


图17. 输出码直方图，10,000样本，迟滞禁用，14位角度精度模式，16位ADC分辨率

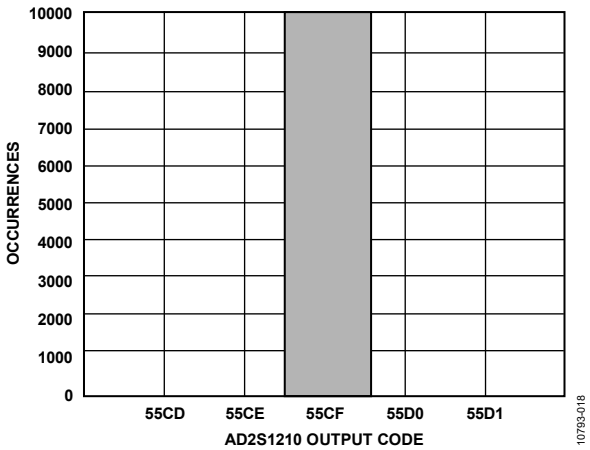


图18. 输出码直方图，10,000样本，迟滞禁用，16位角度精度模式，16位ADC分辨率

直方图显示，驱动器和接收器电路上集成低通滤波器的AD2S1210可在所有模式下获得高角度分辨率。

常见变化

CN-0276电路可用于各种类型的旋转变压器。为获得最佳性能，设计人员应适当调整无源器件。使电路适应不同旋转变压器的基本原则是：

1. 确保每个放大器输出保持在允许的电压范围内。
2. 确保没有元器件发生过压情况。例如，若旋转变压器输出电压对于ADG1611开关而言过高，可以在电路的输入端串联一个电阻，如图8所示。
3. 确保总信号链相移保持在如下范围内：$n \times 180° - 44° \leq \varphi \leq n \times 180° + 44°$，其中n为整数。

在某些应用中，可加入一个电容并与旋转变压器的初级绕组并联连接，并选择适当的值，使其以工作频率与旋转变压器电感产生谐振。这会使负载表现为阻性。例如，电路中使用的旋转变压器在10 kHz下的电抗为100 Ω，相当于1.6 mH电感。与初级端并联的160 nF电容使负载大约为70 Ω，这是阻抗的真实部分。

然而，在较高的频率下(但仍然在运算放大器的带宽范围内)，运算放大器可能会因为容性负载而振荡。本应用中，必须仔细补偿运算放大器，从而使其在整个带宽内保持稳定。

电路评估与测试

本电路使用EVAL-CN0276-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z SDP-B系统演示平台控制器板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0276-SDPZ包含待评估电路；EVAL-SDP-CB1Z (SDP-B)与CN-0276评估软件一起使用，可交换来自EVAL-CN0276-SDPZ的数据。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口的Windows® 7(或更新)PC
- EVAL-CN0276-SDPZ电路板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP-B控制器板
- CN-0276评估软件
- 6 V/1 A台式电源
- 12 V/1 A台式电源
- Tamagawa TS2620N21E11旋转变压器

开始使用

将CN-0276评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开我的电脑，找到包含评估软件的驱动器。有关软件操作的详情请参见CN0276软件用户指南。

功能框图

图19显示测试设置的功能框图。

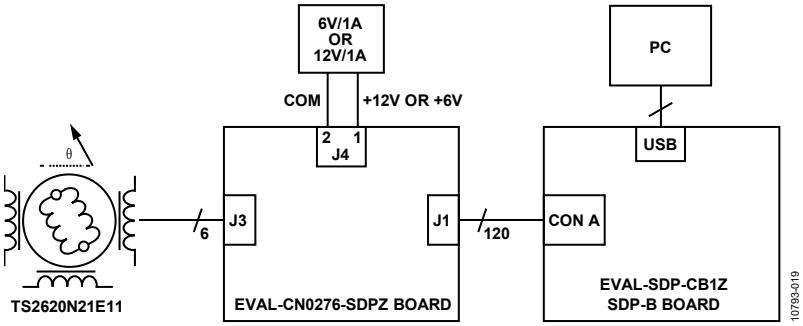


图19. 测试设置功能框图

设置

将EVAL-CN0276-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z控制器板(SDP-B)上的CON A连接器。使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。在断电情况下，将一个6 V或12 V电源连接到电路板上的VCC和GND引脚。SDP-B板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。此时请勿将该USB电缆连接到SDP-B板上的微型USB连接器。将旋转变压器TS2620N21E11连接至EVAL-CN0276-SDPZ电路板的J3。

测试

为连接到EVAL-CN0276-SDPZ的6 V或12 V电源通电。启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到EVAL-SDP-CB1Z上的微型USB连接器。

一旦USB通信建立，EVAL-SDP-CB1Z就可用来发送、接收、采集来自EVAL-CN0276-SDPZ的并行数据。

图20为使用该电路测量位置和速度时的软件输出显示屏幕截图。

图21显示EVAL-CN0276-SDPZ评估板的照片。

有关测试设置、校准以及如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN-0276软件用户指南：

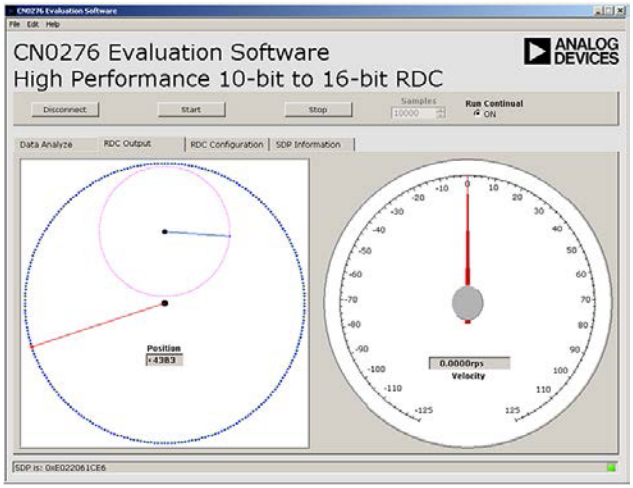


图20. 软件输出窗口屏幕截图

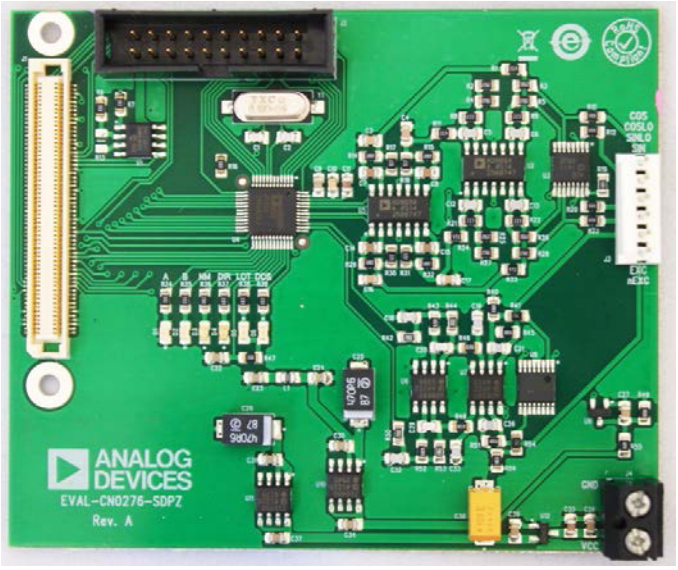


图21. EVAL-CN0276-SDPZ PCB照片

针对原型开发的连接

EVAL-CN0276-SDPZ评估板设计用于EVAL-SDP-CB1Z SDP-B板，但任何微处理器都可实现与AD2S1210 SPI端口的对接(用户应将$\overline{\text{SOE}}$引脚设为低电平，激活SPI接口)。为使另一个控制器能与EVAL-CN0276-SDPZ评估板一同使用，第三方必须开发相应的软件。

目前已有一些转接板能实现与Altera或Xilinx现场可编程门阵列(FPGAs)的接口。利用Nios驱动器，Altera的BeMicro SDK板能配合BeMicro SDK/SDP转接板一同使用。任何集成FMC连接器的Xilinx评估板均可与FMC-SDP转接板一同使用。

了解详情

CN-0276设计支持包：
http://www.analog.com/CN0276-DesignSupport

Mark Thomas。跟踪转换器的动态特性。应用笔记AN-264。ADI公司。

John Gasking。旋变-数字转换。应用笔记AN-263。ADI公司。

Dennis Fu。数字旋变器集成。应用笔记AN-234。ADI公司。

Dennis Fu。AD2S90旋变-数字转换器的电路应用。应用笔记AN-230。ADI公司。

教程MT-030。旋变-数字转换器。ADI公司。

教程MT-031。接地技术。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0276电路评估板(EVAL-CN0276-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD2S1210数据手册

AD8397数据手册

ADG1611/ADG1612数据手册

ADM6328数据手册

ADP7104数据手册

AD8692/AD8694数据手册

修订历史

2013年11月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0304

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0304。

连接/参考器件	
AD9834	75 MHz完整低功耗DDS
AD8014	400 MHz低功耗、高性能放大器

低功耗DDS波形发生器

评估和设计支持

电路评估板

CN0304评估板(EVAL-CN0304-SDZ)

SDP-B评估板(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路为一款75 MHz低功耗(合计25 mW)直接数字频率合成(DDS)波形发生器。输出缓冲器和抗镜像滤波器提供更好的频谱性能，适合要求最高18 MHz的正弦波、三角波和方波输出的频率生成或时钟应用。

由于低功耗DDS器件属于采样数据器件，因此，其后必须采用合适的抗镜像滤波器以消除频谱镜像。然而，在建议的200 Ω负载下，最大电流输出大约为4 mA；因此，在DDS输出端设置一个优化的低功耗、低失真运算放大器缓冲器，可以为高品质50 Ω滤波器提供低阻抗驱动源。

DDS、输出缓冲器和七阶椭圆低通滤波器的组合可带来高品质的频谱性能。

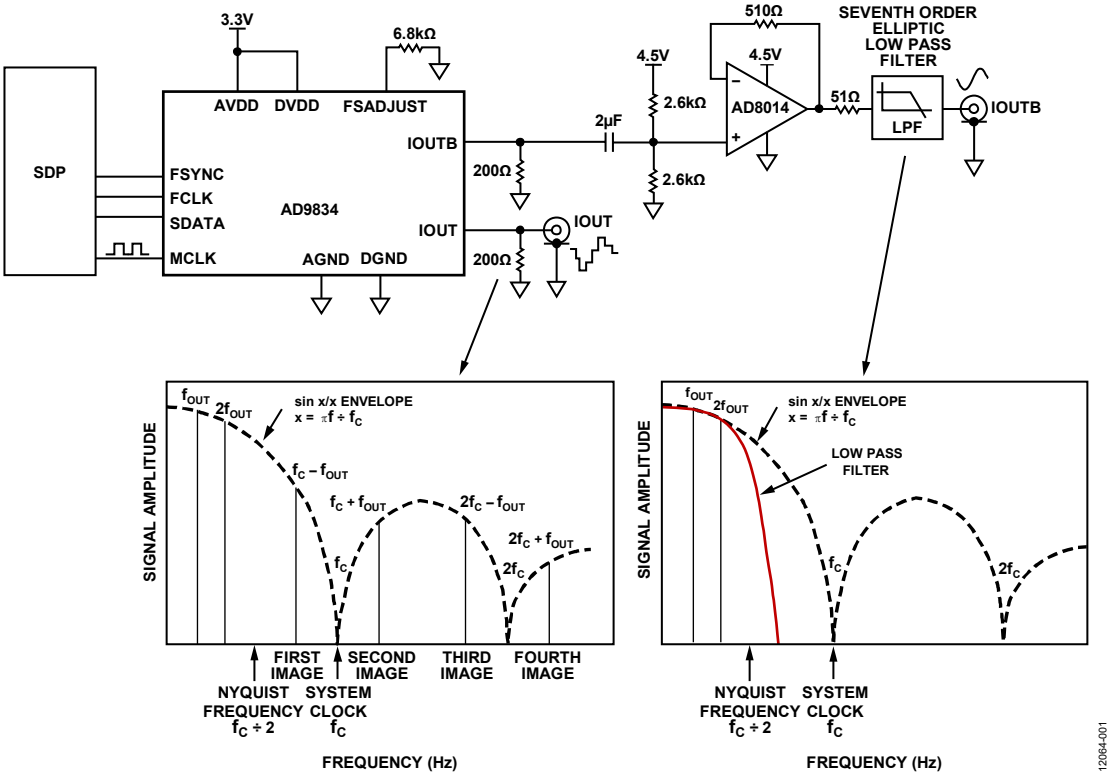


图1. 低功耗波形发生器(原理示意图：未显示所有连接和去耦)

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

AD9834是一款75 MHz完整的低功耗(20 mW) DDS，旨在提供最高4 mA的真正的互补电流输出，输出频率最高为37.5 MHz。

AD8014是一款高速电流反馈放大器，频率为400 MHz，带宽为−3 dB，压摆率为4000 V/μs，建立时间为24 ns。该器件具有超低电压噪声和电流噪声、低失真等特点。低功耗(5.2 mW @ +4.5 V)、低成本和30 mA电流驱动能力，这使得AD8014成为AD9834输出的一种颇具吸引力的缓冲器解决方案。对于AD9834，电路工作电压为+3.3 V，AD8014为+4.5 V。DDS采用SPI接口。该电路由三个模块组成：DDS模块、缓冲器模块和低通滤波器模块。电路总功耗约为25 mW。

DDS电压输出

满量程调整(FSADJUST)电压和外部电阻R_{SET}决定满量程DAC电流的幅度。FSADJUST的标称值为1.15 V，R_{SET}电阻的典型值为6.8 kΩ。

AD9834的满量程电流如下：

$$I_{FULLSCALE} = 18 \times (FSADJUST/R_{SET})$$

该电路采用200 Ω的额定负载和最大满量程电流，以实现所需电压输出而不超过DAC的顺从范围。

$$I_{FULLSCALE} = 18 \times (1.15/6800\ \Omega) = 3\ mA,$$

$$V_{OUT} = 3\ mA \times 200\ \Omega = 0.6\ V$$

板载两个电流输出：IOUT和IOUTB。IOUT未经滤波，IOUTB经过滤波。

缓冲放大器

由于DDS输出端的电流和电压顺从范围有限，因而需要一个缓冲器向低通滤波器提供较高的电流驱动能力。另外，缓冲器提供了DDS模块与滤波器模块之间的隔离，并将载入的DDS的200 Ω输出阻抗转换成驱动端接滤波器所需的50 Ω。在本电路笔记中，低功耗高性能电流反馈运算放大器AD8014用作AD9834的输出缓冲器。其输出驱动电流大于等于≥30 mA。AD8014电流反馈运算放大器中的反馈电阻设定运算放大器的带宽。AD8014是一种高速电流反馈放大器，频率为400 MHz，带宽为−3 dB，压摆率为4000 V/μs，建立时间为24 ns。

图2所示为510 Ω的反馈电阻。由于运算放大器采用单极性电源供电，因此，输出需要以电源电压中间值为中心，以防止发生削波。A点处的分压器为正弦信号提供2.25 V的直流失调电压，得到2.25 V ± 0.3 V的输出摆幅。有关单电源应用中运算放大器的正确偏置问题，请参阅应用笔记AN-581“单电源应用中的偏置和去耦运算放大器”。有关电流反馈放大器的更多信息，请参阅指南MT-034，,电流反馈(CFB)运算放大器。

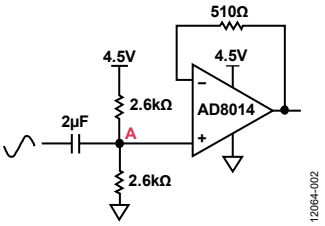


图2. AD8014输入和反馈连接

七阶椭圆低通滤波器

抗镜像重构必须对采样系统内在的镜像频率进行衰减处理，如图1所示。

有四种基本滤波器可以用作重构滤波器：考尔(椭圆)、切比雪夫、巴特沃兹和贝塞尔。图3展示了这四种基本滤波器的响应曲线。

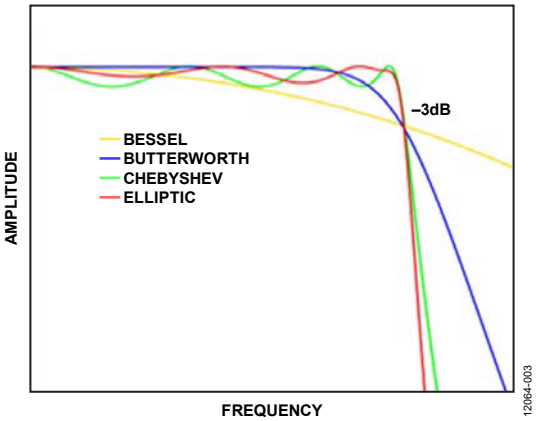


图3. 四种基本滤波器的响应曲线

在阶数相同的情况下，椭圆滤波器的滚降率比其他三种滤波器高，这使其成为重构滤波器的不错选择。本电路笔记中使用的滤波器是一款7阶椭圆滤波器，−3 dB带宽为18 MHz。

器件选择

用于实现滤波器的电阻、电容和电感均为无源器件，并且受高频影响，都必须符合以下要求：

- 低寄生电容和电感。
- 低容差值，以使实测响应接近设计响应。
- 宽温度范围。
- 小尺寸，以最大限度减少寄生电容和电感。

这些只是确保实测滤波器响应接近仿真滤波器响应的一些标准。

有关如何针对具体应用选择无源器件的更多信息，请参阅基本线性设计：第10章“无源器件”。

滤波器设计与性能

七阶椭圆滤波器如图4所示，滤波器的仿真和实际频率响应如图5所示。使用的软件是Advances Design System (ADS)，版本为2012.08。实际滤波器件和制造商可在CN0304设计支持包中的物料清单中找到：
http://www.analog.com/CN0304-DesignSupport。

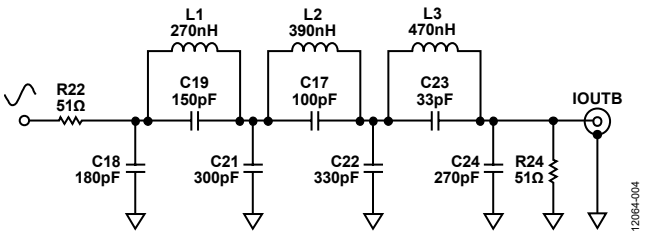


图4. 七阶并联连接低通滤波器

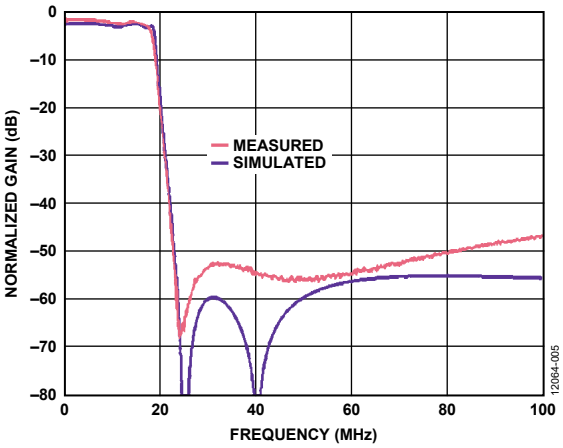


图5. 七阶椭圆滤波器的仿真和实测频率响应

实测滤波器响应是用Agilent E5061B网络分析仪得到的。结果显示，–3 dB带宽为18 MHz。受源和负载端接影响，通带衰减约为6 dB。

为了检查电路的性能，DDS性能测试时，将AD9834的输出频率设为15 MHz，时钟为75 MSPS。未滤波输出和滤波输出分别如图6和图7所示。

如图7所示，图6未滤波频谱中出现的干扰镜像显著减少。相对于未滤波输出，60 MHz下的最高镜像杂散被抑制了大约52 dB。这相当于滤波器在60 MHz下的实测衰减。

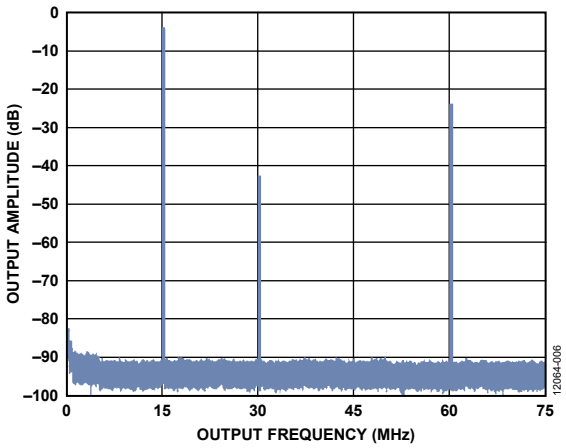


图6. AD9834的未滤波输出(15 MHz，在IOUT下测得)

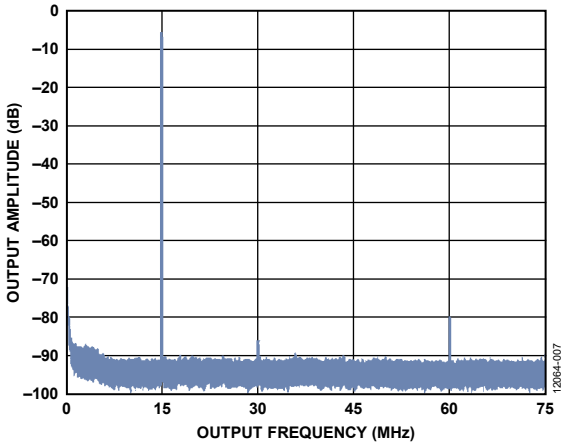


图7. AD9834的滤波输出(15 MHz，在IOUTB下测得)

滤波器使AD9834的600 mV p-p输出衰减约6 dB，正弦x/x滚降使其再衰减1 dB。因此，进入50 Ω负载的输出约为268 mV p-p，或94.7 mV rms。这相当于0.179 mW或–7.5 dBm。

有关DDS重构滤波器设计的更多信息，请参阅应用笔记AN-837，基于DDS的时钟抖动性能与DAC重构滤波器性能的关系。

本电路必须构建在具有较大面积接地层的多层电路板上。为实现最佳性能，必须采用适当的布局、接地和去耦技术(请参考指南MT-031，实现数据转换器的接地并解开“AGND”和“DGND”的谜团以及指南MT-101，去耦技术)。

包括原理图、电路板布局和物料清单在内的完整设计支持包可在以下网址找到：
http://www.analog.com/CN0304-DesignSupport。

常见变化

DDS的一种替代方案是AD9838。该器件具有功耗低的特点(11 mW)，功能与AD9834相同，但时钟速率较低，为16 MHz。

本电路笔记中使用的缓冲器是电流反馈放大器AD8014。这种方案的一种替代方案是ADA4860-1。该器件是一款低成本、高速(800 MHz，−3 dB带宽)、低功耗(22.5 mW @ 5 V)电流反馈运算放大器，但其压摆率较低，为790 V/µs。

缓冲器也可使用电压反馈(VFB)放大器。VFB放大器的优势是噪声低，而且在选择反馈器件方面具有更大的自由度。AD8057是一款电压反馈放大器，其带宽和压摆率与常见的电流反馈放大器相当。其频率为325 MHz，带宽为−3 dB，增益平坦度为0.1 dB至28 MHz，压摆率为1000 V/µs。

另一种替代方案是ADA4897-1。这是一款单位增益稳定、低宽带噪声、轨到轨输出高速电压反馈放大器，其输入电压噪声为2.4 nV/√Hz(10 Hz)，无杂散动态范围(SFDR)为−80 dBc (2 MHz)。

ADA4851-1也可用作缓冲器。这是一款低成本、低功耗、高速(−3 dB带宽：130 MHz)器件，但其压摆率要低得多，为375 V/µs。

电路评估与测试

设备要求

- EVAL-CN0304-SDZ评估板
- EVAL-SDP-CB1Z评估板
- AD9834评估软件
- Agilent E3631A三路输出直流电源(或等效设备)
- Rohde和Schwarz FSUP50信号源分析仪
- Agilent E5061B网络分析仪(仅在评估滤波器响应时需要)

滤波器响应测量

用一台网络分析仪测量滤波器的频率响应，所用设置如图8所示。

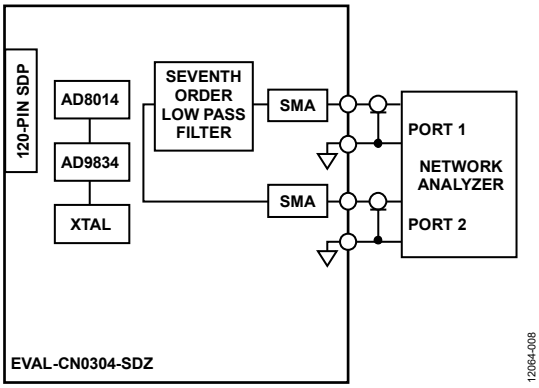


图8. 用于测量滤波器响应的测试设置

对EVAL-CN0304-SDZ评估板进行了改装，将来自网络分析仪的信号施加到滤波器的输入端。滤波器的输出连接至分析仪的第二个端口上。

输出波形测量

DDS的输出波形用图9所示设置进行测量。

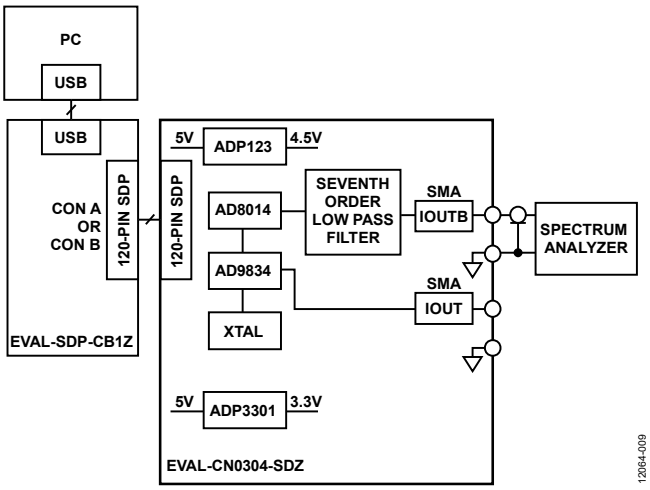


图9. DDS输出的测试系统功能框图

EVAL-CN0304-SDZ的5 V电源来自SDP卡的5 V USB电压。按照如下方式设置跳线：LK1位于B位，LK2位于B位，移除LK3。

UG-266中描述的硬件并没有7阶输出滤波器；但图形用户界面和软件运行情况与EVAL-CN0304-SDZ硬件完全相同。

用AD9834评估软件(位于：ftp://ftp.analog.com/pub/evalcd/AD9834/)设置DDS的输出频率和幅度。详见AD9834评估板用户指南UG-266。

CN0304印刷电路板照片如图10所示。

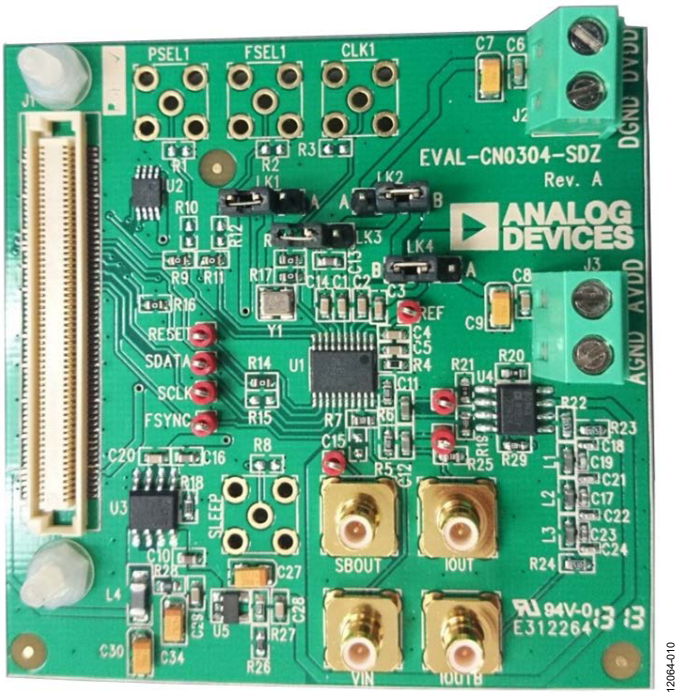


图10. EVAL-CN0304-SDZ评估板的照片

了解详情

CN0304设计支持包：

http://www.analog.com/CN0304-DesignSupport

ADIsimDDS设计和评估工具

UG-266用户指南：评估AD9834 20 mW功耗、2.3 V至5.5 V、75 MHz完整DDS。ADI公司。2011年。

Kester，Walt。第3章、第7章和第8章。数据转换手册。ADI公司。2005年。

教程MT-015：DAC基本架构II：二进制DAC。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-034。电流反馈(CFB)运算放大器。ADI公司。

教程MT-085：直接数字频率合成(DDS)基本原理。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

David Brandon和Ken Gentile。应用笔记AN-837：基于DDS的时钟抖动性能与DAC重构滤波器性能的关系。ADI公司。

Riordan，Liam。应用笔记AN-1070：AD9833/AD9834编程。ADI公司。

数据手册和评估板

AD9834数据手册。

AD8014数据手册。

修订历史

2014年4月—修订版0：初始版

电路笔记
CN-0374

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0374。

连接/参考器件	
ADL5380	400 MHz至6,000 MHz正交解调器
ADA4940-2	超低功耗、低失真ADC驱动器
AD7903	双通道、差分、16位、1 MSPS PulSAR 12.0 MW ADC
ADR435	超低噪声XFET 5.0 V基准电压源，具有吸电流和源电流能力

RF至位解决方案可提供6 GHz信号的精密相位和幅度数据

评估和设计支持

电路评估板

- ADL5380评估板(ADL5380-EVALZ)
- ADA4940-2评估板(ADA4940-2ACP-EBZ)
- AD7903评估板(EVAL-AD7903SDZ)
- 系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

- 原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1中的电路可精确地将400 MHz至6 GHz RF输入信号转换为相应的数字幅度和数字相位。该信号链可实现0°到360°相位测量，900 MHz时精度为1°。该电路采用一个高性能正交解调器、一个双通道差分放大器以及一个双通道、差分、16位、1 MSPS逐次逼近型模数转换器(SAR ADC)。

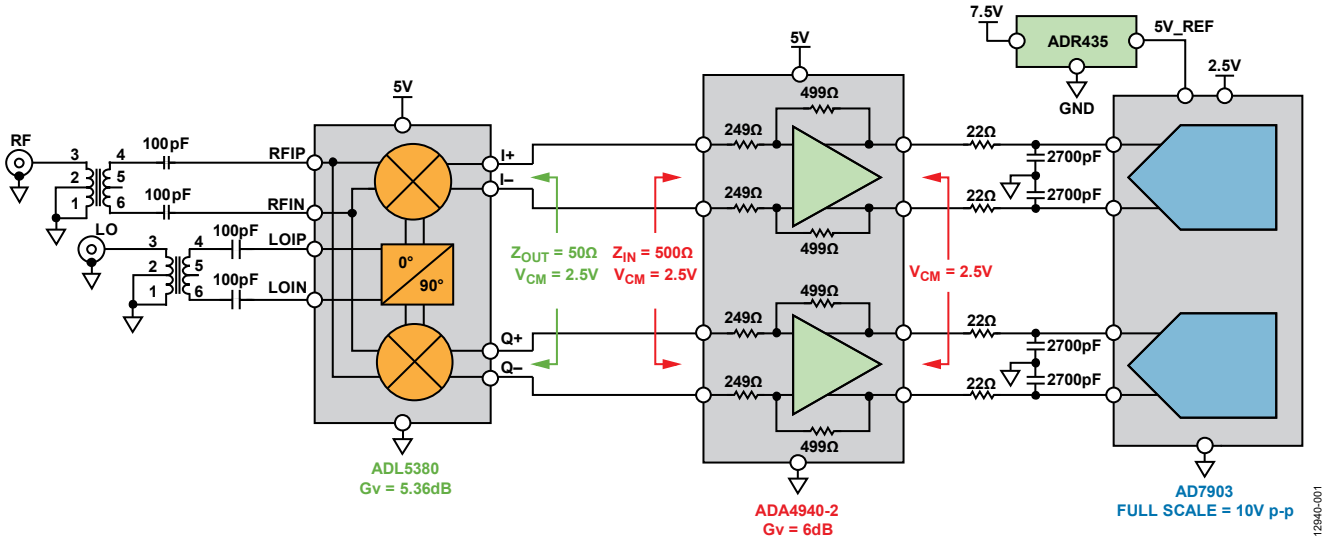


图1. 用于幅度和相位测量的简化接收器子系统(未显示所有连接和去耦)

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

正交解调器

正交解调器提供一个同相(I)信号和一个正好反相90°的正交(Q)信号。I和Q信号为矢量，因此，可以用三角恒等式计算接收信号的幅度和相移，如图2所示。本振(LO)输入为原始发射信号，RF输入为接收信号。解调器生成一个和差项。RF和LO信号的频率完全相同，$\omega_{LO} = \omega_{RF}$，因此，结果会过滤掉高频和项，差项则驻留于直流。接收信号的相位(φ_{RF})与发送信号的相位(φ_{LO})有所不同，该相移可表示为$\varphi_{LO} - \varphi_{RF}$。

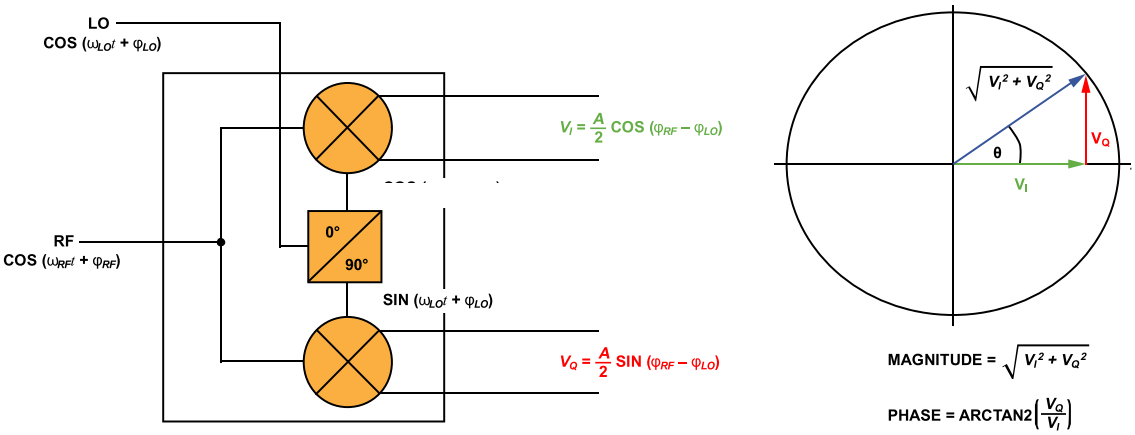
真实I/Q解调器具有许多缺陷，包括正交相位误差、增益不平衡、LO-RF泄漏等，所有这些都会导致解调信号质量下降。要选择解调器，首先确定RF输入频率范围、幅度精度和相位精度要求。

ADL5380解调器采用5 V单电源供电，可接受400 MHz至6 GHz范围内的RF或IF输入频率，从而成为接收器信号链的理想选择。根据配置，可提供5.36 dB电压转换增益，ADL5380的差分I和Q输出可以把2.5 V p-p差分信号驱动至500 Ω负载。在900 MHz时，其噪声系数(NF)为10.9 dB，一阶交调截点(IP1)为11.6 dBm，而三阶交调截点(IP3)为29.7 dBm，动态范围出色；而0.07 dB的幅度平衡和0.2°的相位平衡则可实现杰出的解调精度。ADL5380采用高级SiGe双极性工艺制造，提供4 mm × 4 mm、24引脚小型LFCSP封装。

ADC驱动器和高分辨率精密ADC

ADA4940-2全差分双通道放大器具有出色的动态性能和可调输出共模电压，是驱动高分辨率双通道SAR ADC的理想之选。ADA4940-2采用5 V单电源供电，以2.5 V共模电压提供±5 V差分输出。根据配置可提供2倍增益(6 dB)，并把ADC输入驱动至满量程。RC滤波器(22 Ω/2.7 nF)可限制噪声，减少来自ADC输入端容性数模转换器(DAC)的反冲。ADA4940-2采用专利的SiGe互补双极性工艺制造，提供4 mm × 4 mm、24引脚小型LFCSP封装。

AD7903双通道、16位、1 MSPS SAR ADC具有出色的精度，FS增益误差为±0.006%，失调误差为±0.015 mV。AD7903采用2.5 V单电源供电，1 MSPS时功耗仅为12 mW。使用高分辨率ADC的主要目标是实现±1°的相位精度，尤其是当输入信号的直流幅度较小时。ADC所要求的5 V基准电压源由ADR435低噪声基准电压源产生。



$$I = A\cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \times \cos(\omega_{LO}t + \varphi_{LO}) = \frac{A}{2}\left[\underbrace{\cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\text{Let } \omega_{RF} = \omega_{LO} \text{ difference term at dc}} + \underbrace{\cos(\omega_{RF}t + \omega_{LO}t + \varphi_{RF} + \varphi_{LO})}_{\text{Sum term gets filtered}}\right]$$

$$V_I = \frac{A}{2}\left[\cos(\varphi_{RF} - \varphi_{LO})\right] \quad (1)$$

$$Q = A\cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \times \sin(\omega_{LO}t + \varphi_{LO}) = \frac{A}{2}\left[\underbrace{\sin(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\text{Let } \omega_{RF} = \omega_{LO} \text{ difference term at dc}} + \underbrace{\sin(\omega_{RF}t + \omega_{LO}t + \varphi_{RF} + \varphi_{LO})}_{\text{Sum term gets filtered}}\right]$$

$$V_Q = \frac{A}{2}\left[\cos(\varphi_{RF} - \varphi_{LO})\right] \quad (2)$$

12940-002

图2. 利用正交解调器测量幅度和相位

常见变化

使用ADL5387 30 MHz至2 GHz正交解调器可将电路的频率范围扩展至较低频率。

根据具体的应用，可能需要在解调器和ADC之间使用放大器，也可能不需要。ADL5380能够与AD7903直接接口，因为这两个器件的共模电压是兼容的。如果使用共模电压不在解调器范围内的另一个ADC，那么就需要用一个放大器，以最少的功率损失实现电平转换。

AD798x和AD769x系列ADC可用作AD7903的替代器件。

电路评估与测试

如图3所示，接收器子系统利用ADL5380-EVALZ、ADA4940-2ACP-EBZ、EVAL-AD7903SDZ和EVAL-SDP-CB1Z评估套件实现。这些电路组件针对子系统中的互连优化。两个高频锁相输入源提供RF和LO输入信号。

表1总结了接收器子系统中各个组件的输入和输出电压电平。在解调器的RF输入端，11.6 dBm的信号产生的输入在ADC满量程范围的−1 dB之内。表1假定ADL5380的负载为500 Ω，转换增益为5.3573 dB，电源增益为−4.643 dB；假定ADA4940-2增益为6 dB。该接收器子系统的校准程序和性能结果将在后续章节讨论。

表1. 图1中的输入和输出电压电平

RF输入	ADL5380输出		AD7903输入
+11.6 dBm	+6.957 dBm	4.455 V p-p	−1.022 dBFS
0 dBm	−4.643 dBm	1.172 V p-p	−12.622 dBFS
−20 dBm	−24.643 dBm	0.117 V p-p	−32.622 dBFS
−40 dBm	−44.643 dBm	0.012 V p-p	−52.622 dBFS
−68 dBm	−72.643 dBm	466 μV p-p	−80.622 dBFS

接收器子系统误差校准

接收器子系统有三个主要误差源：失调、增益和相位。

I和Q通道的各个差分直流幅度与RF和LO信号的相对相位存在正弦关系。因此，I和Q通道的理想直流幅度可以通过以下方式计算得到：

$$电压I_{CHANNEL} = 最大I/Q输出 \times cos(\theta) \quad (3)$$

$$电压Q_{CHANNEL} = 最大I/Q输出 \times sin(\theta) \quad (4)$$

随着相位移过极化坐标，理想状况下，有些位置会产生相同的电压。例如，I(余弦)通道上的电压应与+90°或−90°相移相同。然而，对于本应产生相同直流幅度的输入相位，恒定相移误差(不受RF和LO的相对相位影响)会导致子系统通道产生不同结果。这种情况如图4和图5所示，其中，当输入应为0 V时，结果产生了两个不同的输出码。这种情况下，−37°的相移远远大于含有锁相环的真实系统的预期值。结果，+90°实际上表现为+53°，−90°表现为−127°。

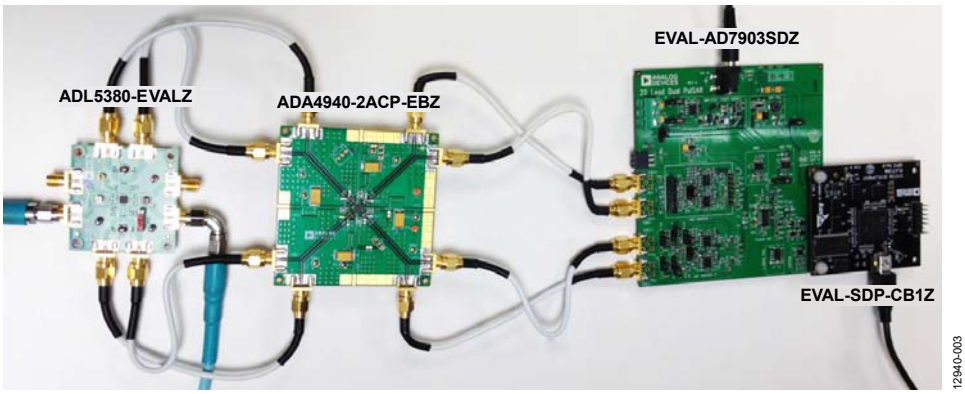


图3. 接收器子系统评估平台

表2. 0 dBm RF输入实测相移

输入相位 (RF至LO)	平均I通道输出代码	平均Q通道输出代码	I通道电压	Q通道电压	实测相位	实测接收器子系统相移
−180°	−5851.294	+4524.038	−0.893 V	+0.690 V	+142.29°	−37.71°
−90°	−4471.731	−5842.293	−0.682 V	−0.891 V	−127.43°	−37.43°
0°	+5909.982	−4396.769	+0.902 V	−0.671 V	−36.65°	−36.65°
+90°	+4470.072	+5858.444	+0.682 V	+0.894 V	+52.66°	−37.34°
+180°	−5924.423	+4429.286	−0.904 V	+0.676 V	+143.22°	−36.78°

通过10个步骤从−180°到+180°收集结果，其中，未校正数据产生图4和图5所示椭圆形。通过确定系统中的额外相移量，可以解决该误差问题。表2显示，系统相移误差在整个传递函数范围内都是恒定不变的。

系统相位误差校准

对于图3所示系统，当步长为10°时，平均实测相移误差为−37.32°。在已知该额外相移时，可以算出经调整的子系统直流电压。变量φ_{PHASE_SHIFT}定义为观测到的额外系统相移的平均值。相位补偿信号链中产生的直流电压可以计算如下：

$$电压I_{CHANNEL} = 最大I/Q输出 \times (\cos(\theta_{TARGET})\cos(\varphi_{PHASE\_SHIFT}) - \sin(\theta_{TARGET})\sin(\varphi_{PHASE\_SHIFT})) \quad (5)$$

$$电压Q_{CHANNEL} = 最大I/Q输出 \times (\sin(\theta_{TARGET})\cos(\varphi_{PHASE\_SHIFT}) + \cos(\theta_{TARGET})\sin(\varphi P_{HASE\_SHIFT})) \quad (6)$$

对于给定的相位设置，等式5和等式6提供了目标输入电压。现在，子系统已线性化，可以校正失调误差和增益误差了。图4和图5中同时显示了线性化的I和Q通道结果。对数据集进行线性回归计算，结果将产生图中所示最优拟合线。该拟合线为各个转换信号链的实测子系统传递函数。

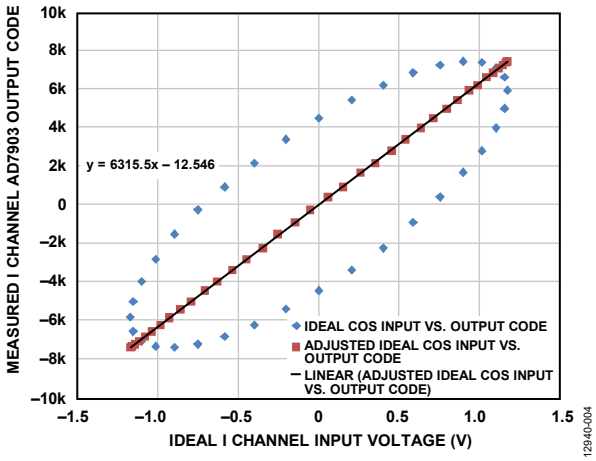


图4. 线性化的I通道结果

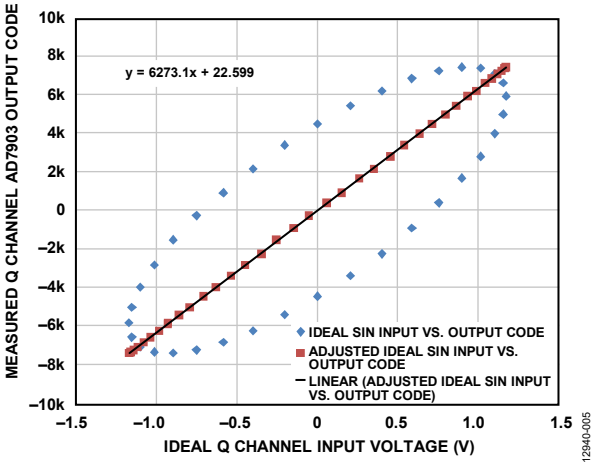


图5. 线性化的Q通道结果

系统失调和增益误差校准

接收器子系统中各信号链的理想失调应为0 LSB，但是，对于I通道和Q通道，实测失调分别为−12.546 LSB和+22.599 LSB。最优拟合线的斜率代表子系统的斜率。理想子系统斜率可计算如下：

$$理想斜率 = \frac{最大代码 - 最小代码}{+V_{REF} - (-V_{REF})} = \frac{65{,}535 - 0}{+5 - (-5)} = 6553.5\ \frac{代码}{V} \quad (7)$$

图4和图5中的结果表明，I通道和Q通道的实测斜率分别为6315.5和6273.1。为了校正系统增益误差，必须调整这些斜率。校正增益误差和失调误差可以确保，利用等式1计算得到的信号幅度与理想信号幅度相匹配。失调校正与实测失调误差正好相反：

$$失调误差校正 = -实测失调误差 \quad (8)$$

增益误差校正系数为：

$$增益误差校正 = \frac{理想斜率}{实测斜率} \quad (9)$$

接收转换结果可通过以下方式校正：

$$\text{校正过的输出代码} = \frac{\text{接收输出代码} \times \text{理想斜率}}{\text{实测斜率}} + \text{失调误差校正} \quad (10)$$

子系统的校准直流输入电压按以下方式计算：

$$\text{实测信号输入电压} = \frac{2 \times V_{REF} \times \text{校正过的输出代码}}{2^N - 1} \quad (11)$$

要计算各子系统信号链的感知模拟输入电压，则须在I通道和Q通道上使用等式11。利用这些完全调整过的I通道和Q通道电压来计算以各直流信号幅度定义的RF信号幅度。要评估整个校准程序的精度，可以把收集到的结果转换成调解器输出端产生的理想子系统电压(假设不存在相移误差)；这可以通过以下方式实现：用前面计算得到的平均直流幅度乘以每次试验的实测相位正弦分数(除掉其中计算得到的相移误差)。计算如下：

$$\text{完全校正I通道电压} = \text{平均校准后幅度} \times (\cos(\theta_{MEASURED})\cos(\varphi_{PHASE\_SHIFT}) + \sin(\theta_{MEASURED})\sin(\varphi_{PHASE\_SHIFT})) \quad (12)$$

$$\text{完全校正Q通道电压} = \text{平均校准后幅度} \times (\sin(\theta_{MEASURED})\cos(\varphi_{PHASE\_SHIFT}) - \cos(\theta_{MEASURED})\sin(\varphi_{PHASE\_SHIFT})) \quad (13)$$

其中：

φ_{PHASE_SHIFT}是前面计算得到的相位误差。

平均校准后幅度是来自等式1的直流幅度结果，已经过失调误差和增益误差补偿。

表3所示为在0 dBm RF输入幅度条件下，各目标相位输入的校准程序的结果。等式12和等式13计算得到的校正因子将集成到旨在以本电路笔记所示方式检测相位和幅度的任何系统之中。

表3. 0 dBm RF输入幅度条件下某些目标相位输入端实现的结果

目标相位	I通道完全校正输入电压	Q通道完全校正输入电压	完全校正相位结果	绝对实测相位误差
−180°	−1.172 V	+0.00789 V	−180.386°	0.386°
−90°	−0.00218 V	−1.172 V	−90.107°	0.107°
0°	+1.172 V	+0.0138 V	+0.677°	0.676°
+90°	+0.000409 V	+1.171 V	+89.98°	0.020°
+180°	−1.172 V	−0.0111 V	+180.542°	0.541°

图6为实测绝对相位误差直方图，其中，对于从−180°到+180°的每10°步长，其精度均高于1°。

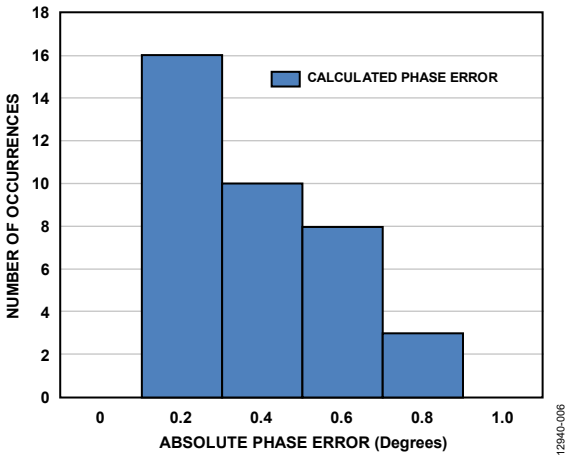


图6. 0 dBm输入电平(相位步长为10°)条件下的实测绝对相位误差直方图

为了在任何给定输入电平条件下精确测量相位，RF相对于LO的感知相移误差(φ_{PHASE_SHIFT})应恒定不变。如果实测相移误差开始以目标相位步长(θ_{TARGET})或幅度函数的形式发生变化，则这里所提校准程序的精度将开始下降。室温下的评估结果显示，900 MHz条件下，对于最大值为11.6 dBm、最小值约为−20 dBm的RF幅度而言，相移误差保持相对恒定。

图7所示为接收器子系统的动态范围以及相应幅度导致的额外相位误差。当输入幅度降至−20 dBm以下时，相位误差校准精度将开始下滑。系统用户需要确定可接受的信号链误差水平，以确定可接受的最小信号幅度。

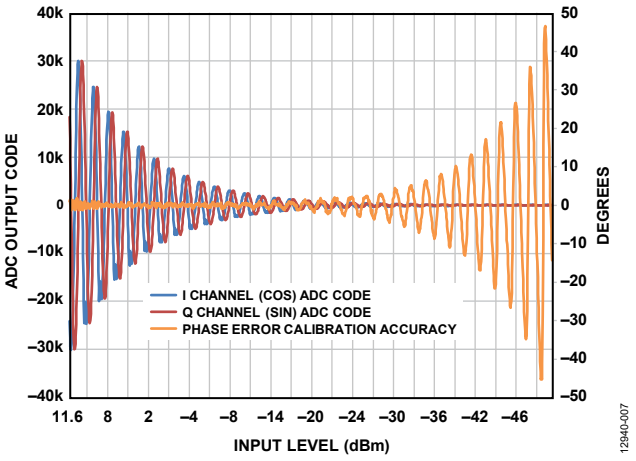


图7. 接收器子系统的动态范围以及相应的额外相位误差

图7所示结果用5 V ADC基准电压源收集。该ADC基准电压源的幅度可以降低，从而为系统提供更小的量化水平；这样，在小信号条件下，相位误差精度会略有提升，但会增

加系统饱和几率。为了提高系统动态范围，另一种选择是采用一种过采样方案，该方案可以提高ADC的无噪声位分辨率。求均值的采样每增加一倍，结果可使系统分辨率增加½ LSB。给定分辨率增量的过采样比计算方法如下：

$$过采样率 = 2^{2N} \quad (14)$$

其中，N为增加的位数。

当噪声幅度不再能随机改变各采样的ADC输出代码时，过采样达到一个效益递减点。在该点时，系统的有效分辨率将不能再次提升。过采样导致的带宽下降并非大问题，因为系统是以缓慢变化的幅度测量信号的。

AD7903评估软件提供一个校准程序，允许用户针对三个误差源，对ADC输出结果进行校正：相位、增益和失调。用户需要收集系统未经校正的结果，确定本电路笔记计算的校准系数。图8所示为图形用户界面的**Amp/Phase Panel**选项卡，其中，校准系数已高亮显示。系数一旦确定，则可利用这个选项卡来计算解调器的相位和幅度。极化坐标为观测到的RF输入信号提供了一种直观的呈现方式。幅度和相位计算通过等式1和等式2计算。用采样数(**Num Samples**)下拉框，通过调整每次捕获的采样数，可实现对过采样比的控制。

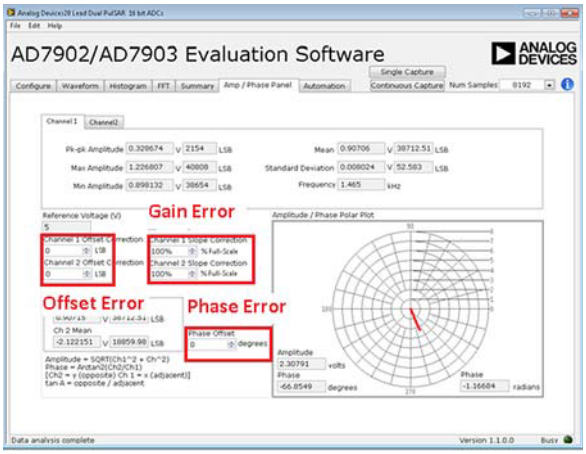


图8. 接收器子系统校准图形用户界面

设备要求

以下列出了用来评估电路的设备。

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista(32位)、Windows 7(32位)PC
- ADL5380-EVALZ、ADA4940-2ACP-EBZ、EVAL-AD7903SDZ和EVAL-SDP-CB1Z评估板。
- 两个带相位控制的RF信号发生器(比如R&S SMT06)
- 一个数字万用表
- 采用5 V和9 V电源供电
- AD7903评估软件，用来以数字方式处理得到的幅度和相位信息。

图9所示为测试设置的功能框图。

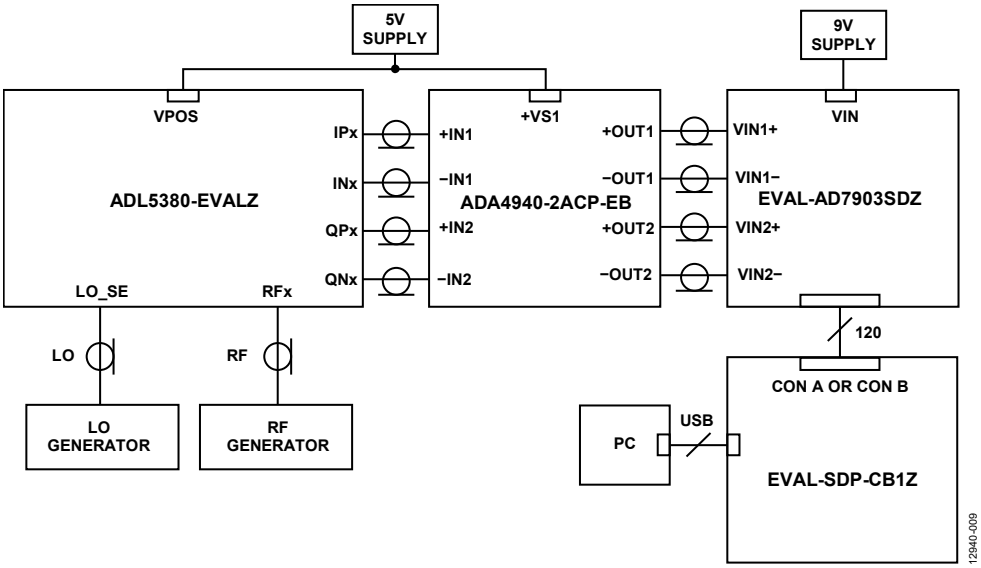


图9. 测试设置功能框图

了解详情

CN-0374设计支持包：
www.analog.com/CN0374-DesignSupport

UG-609：EVAL-AD7903SDZ评估板用户指南。 ADI公司。

UG-018：高速差分放大器评估板。 ADI公司。

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

ADIsimRF设计工具

指南MT-031：实现数据转换器的接地并解开“AGND”和“DGND”的谜团。ADI公司。

指南MT-101：去耦技术。ADI公司。

Ryan Curran、Qui Luu、Maithil Pachchigar。RF至位解决方案可为材料分析应用提供精密的相位和幅度数据。《模拟对话》48-4，2014年10月。

数据手册和评估板

ADL5380数据手册和评估板

ADA4940-2数据手册和评估板

AD7903数据手册和评估板

修订历史

2015年1月—修订版0： 初始版

电路笔记
CN-0200

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab®实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0200。

连接/参考器件	
AD5780	真18位电压输出DAC
AD8675	超精密、36 V、2.8 nV√Hz轨到轨输出运算放大器
AD8676	超精密、36 V、2.8 nV√Hz、双通道轨到轨输出运算放大器
ADR445	超低噪声5V LDO XFET®基准电压源

18位、线性、低噪声、精密双极性±10 V直流电压源

评估和设计支持

电路评估板

AD5780电路评估板(EVAL-AD5780SDZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个18位线性、低噪声、精密双极性(±10 V)电压源，所需外部元件的数量极少。AD5780是一款18位、无缓冲电压输出DAC，采用最高33 V的双极性电源供电。正基准电压输入范围为5 V至VDD – 2.5V，负基准电压输入范围为VSS + 2.5 V至0V。两路基准电压输入均在片内缓冲，无需外部缓冲。相对精度最大值为±1 LSB，保证工作单调性，微分非线性(DNL)最大值为±1 LSB。

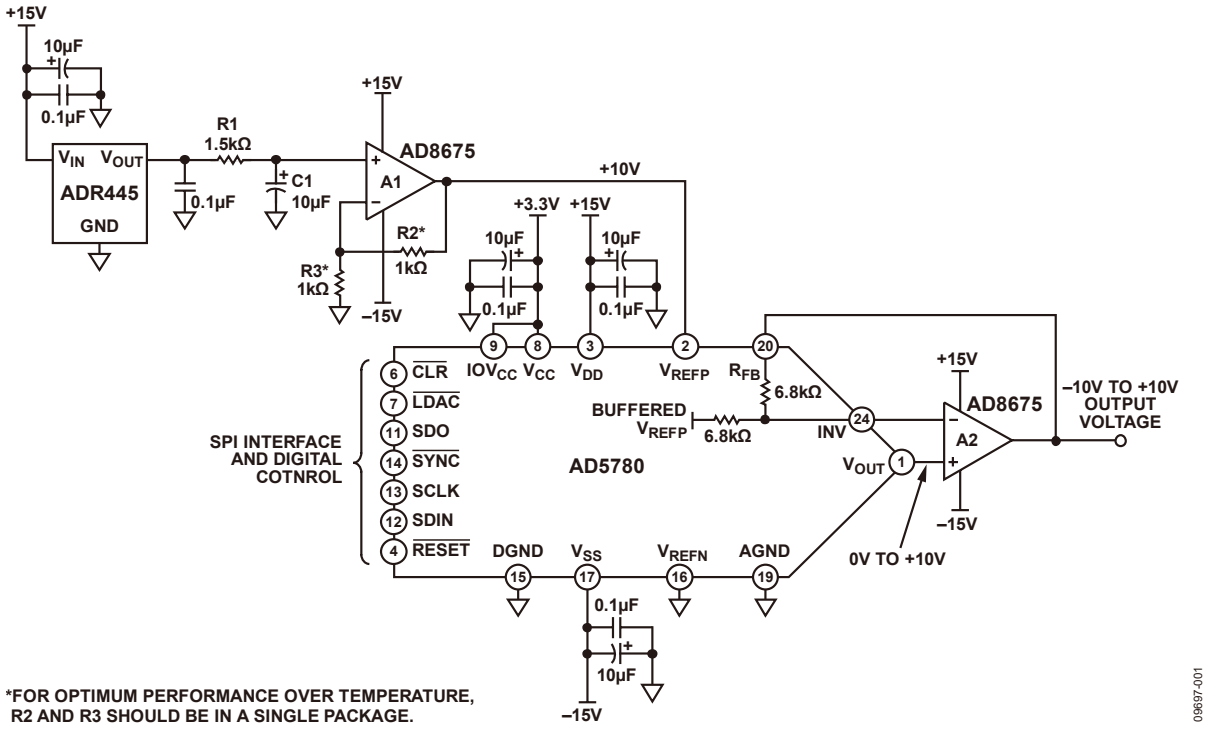


图1. 18位精密、±10V电压源（原理示意图：未显示去耦和所有连接）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

精密运算放大器AD8675具有低失调电压（最大值75 μV）和低噪声（典型值2.8 nV/√Hz）特性，是AD5780的最佳输出缓冲器。AD5780具有两个内部匹配的前馈和反馈电阻，这些电阻连接到运算放大器AD8675，并提供10 V偏移电压。因此，采用单个10 V外部基准电压源时，输出电压摆幅可以达到±10 V。

该电路的数字输入采用串行输入，并与标准SPI、QSPI、MICROWIRE®和DSP接口标准兼容。对于高精度应用，通过结合使用AD5780、ADR445和AD8675等精密器件，这个紧凑的电路可以提供高精度和低噪声性能。

这一器件组合可以提供业界领先的18位分辨率、±1 LSB积分非线性(INL)和±0.75 LSB微分非线性(DNL)，可以确保单调性，并且具有低功耗、小尺寸PCB、高性价比等特性，采用LFCSP封装。

电路描述

图1所示数模转换器(DAC)为AD5780，这是一款SPI接口的18位高压转换器，提供±1 LSB INL、±0.75 LSB DNL和7.5 nV/√Hz噪声频谱密度。另外，AD5780还具有极低的温漂(0.005 LSB/°C)特性。

在图1中，AD5780配置为增益为2的模式，这样便可以用单基准电压源来产生对称的双极性输出电压范围。此工作模式采用外部运算放大器(A2)和片内电阻（参见AD5780数据手册）来提供2倍的增益。这些内部电阻相互之间以及与DAC梯形电阻之间均热匹配，因而可实现比率热跟踪。输出缓冲器同样采用AD8675，它具有低噪声和低漂移特性。该放大器(A1)还用于将低噪声ADR445的+5 V基准电压放大至+10 V。此增益电路中的R2和R3为精密金属薄片电阻，其容差和温度系数电阻分别为0.01%和0.6 ppm/°C。要在整个温度范围内达到最佳性能，R1和R2应处于单个封装内，如Vishay 300144或VSR144系列。R2和R3均选用1 kΩ，以便将系统噪声保持在较低水平。R1和C1构成低通滤波器，截止频率大约为10 Hz。该滤波器用于衰减基准电压源噪声。

线性度测量

利用Agilent 3458A万用表，在EVAL-AD5780SDZ评估板上演示图1所示电路的精密性能。图2显示积分非线性与DAC代码具有函数关系，且位于±1 LSB的规格范围内。

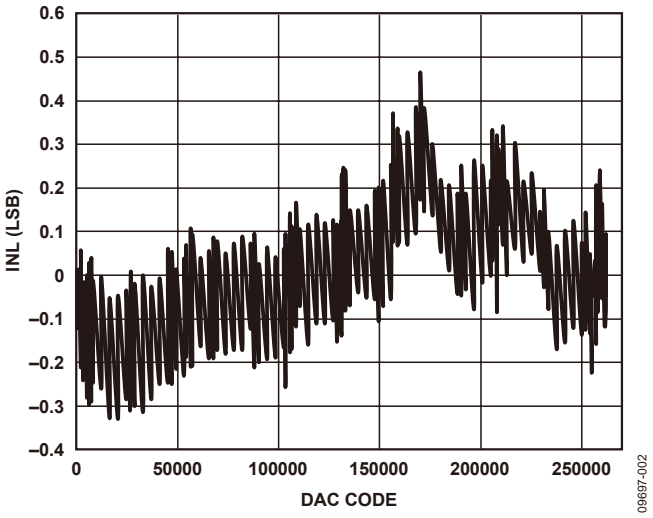


图2. 积分非线性与DAC码的关系

图3显示微分非线性与DAC代码具有函数关系，且位于–0.25 LSB至+0.75 LSB的规格范围内。

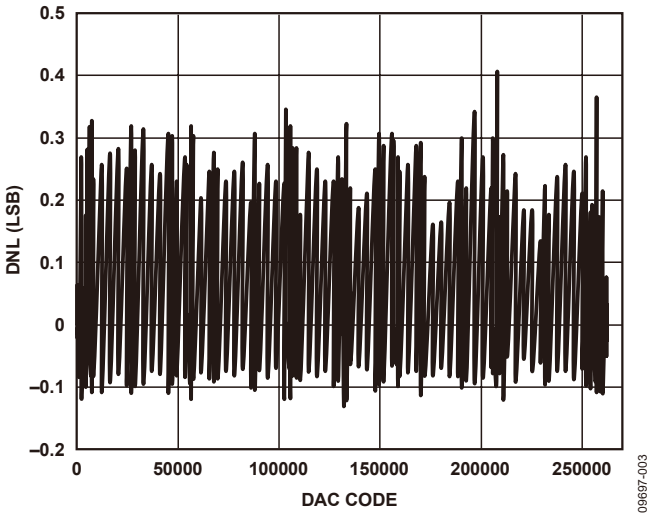


图3. 微分非线性与DAC码的关系

噪声漂移测量

要实现高精度，电路输出端的峰峰值噪声必须维持在1 LSB以下，对于18位分辨率和20 V峰峰值电压范围则为76.29 μV。

实时噪声应用中不会在0.1 Hz处有高通截止频率来衰减1/f噪声，但会在其通带中包含低至DC的频率；因此，测得的峰峰值噪声更为实际，如图4所示。本例中，电路输出端的噪声是在100秒内测得的，测量充分涵盖低至0.01 Hz的频率。截止频率上限大约为14 Hz并受限于测量设置。

图4显示三种条件下的峰峰值：1.2 μV（零电平输出）、32 μV（中间电平输出）和64 μV（满量程输出）。

零电平输出电压的噪声最低，此时噪声仅来自DAC内核。选择零电平码时，DAC会衰减各基准电压路径的噪声贡献。

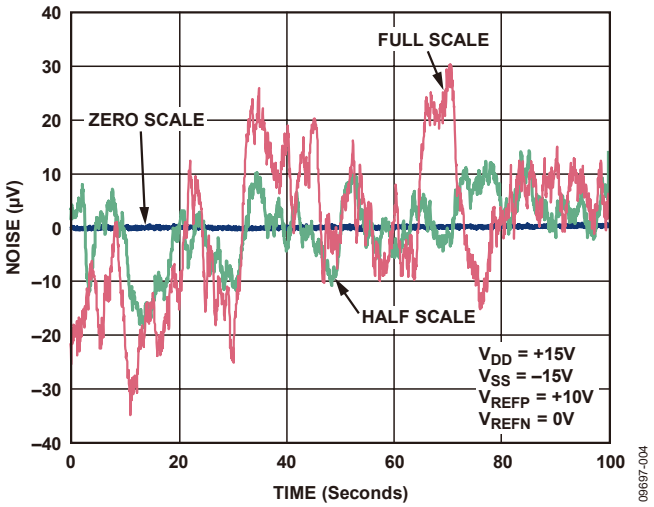


图4. 100秒内测得的DAC输出电压噪声：满量程（红色）、中间电平（绿色）和零电平（蓝色）

随着测量时间变长，较低频率将包含在内，而峰峰值将变大。频率较低时，温度漂移和热电偶效应会变成误差源。通过选择热系数较小的器件可以将上述效应降至最小。在此电路中，低频1/f噪声的主要来源是基准电压源。另外，基准电压源的温度系数值也是电路中最大的，为3 ppm/°C。为了改善中间电平和满量程DAC输出噪声，需要使用温度控制的超低噪声基准电压源。

图5显示用+5 V Krohn Hite 523型精密基准电压源取代ADR445后的信号链性能。

欲查看完整原理图和印刷电路板的布局，请参见CN-0200设计支持包：www.analog.com/CN0200-DesignSupport.

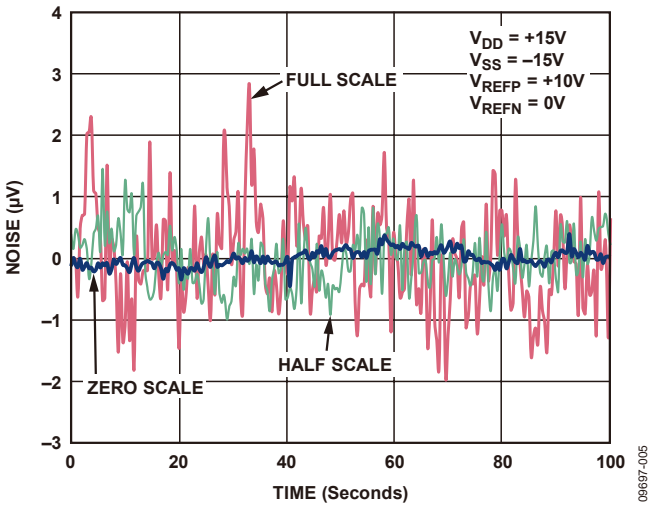


图5. 采用精密基准电压源时，100秒内测得的DAC输出电压噪声：满量程（红色）、中间电平（绿色）和零电平（蓝色）

常见变化

AD5780支持各种不同的输出范围，从0 V至+5 V、最高±10 V以及该范围内的任意值。如果需要对称输出范围，则可以使用增益为2的配置，如图1所示。通过将AD5780内部控制寄存器的RBUF位设为逻辑0，即可选中此模式。如果需要非对称范围，则可以在VREFP和VREFN上施加单独的基准电压源；而输出缓冲器应该如AD5780数据手册中所述配置为提供单位增益。这可以通过将AD5780内部控制寄存器的RBUF位设为逻辑1来实现。

AD8676是运算放大器AD8675的双通道版本，需要时可以用于该电路。

电路评估与测试

设备要求

- 系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)
- EVAL-AD5780SDZ评估板和软件
- Agilent 3458A万用表
- PC（Windows 32位或64位）
- National Instruments GPIB转USB-B接口电缆
- SMB电缆(1)

软件安装

AD5780评估套件包括一张光盘，其中含有自安装软件。该软件兼容Windows XP (SP2)和Vista（32位和64位）。如果安装文件未自动运行，您可以运行光盘中的**setup.exe**文件。

请先安装评估软件，再将评估板和SDP板连接到PC的USB端口，确保PC能够正确识别评估系统。

1. 光盘文件安装完毕后，按照UG-256的“电源”部分所述为AD5780评估板接通电源。将SDP板（通过连接器A或连接器B）连接到AD5780评估板，然后利用附送的电缆连接到PC的USB端口。
2. 检测到评估系统后，确认出现的所有对话框。这样就完成了安装。

功能框图

测试配置的功能框图如图7所示。

电源配置

必须提供下列电源：

- AD5780的数字电源：在连接器J1的VCC与DGND之间提供3.3 V电源。或者将链路1放在位置A，以便从USB端口通过SDP板为数字电路供电（默认设置）。
- AD5780的正模拟电源：在J2的VDD与AGND输入之间提供+12 V至+16.5 V的电源。
- AD5780的负模拟电源：在J2的VSS与AGND输入之间提供−12 V至−16.5 V的电源。

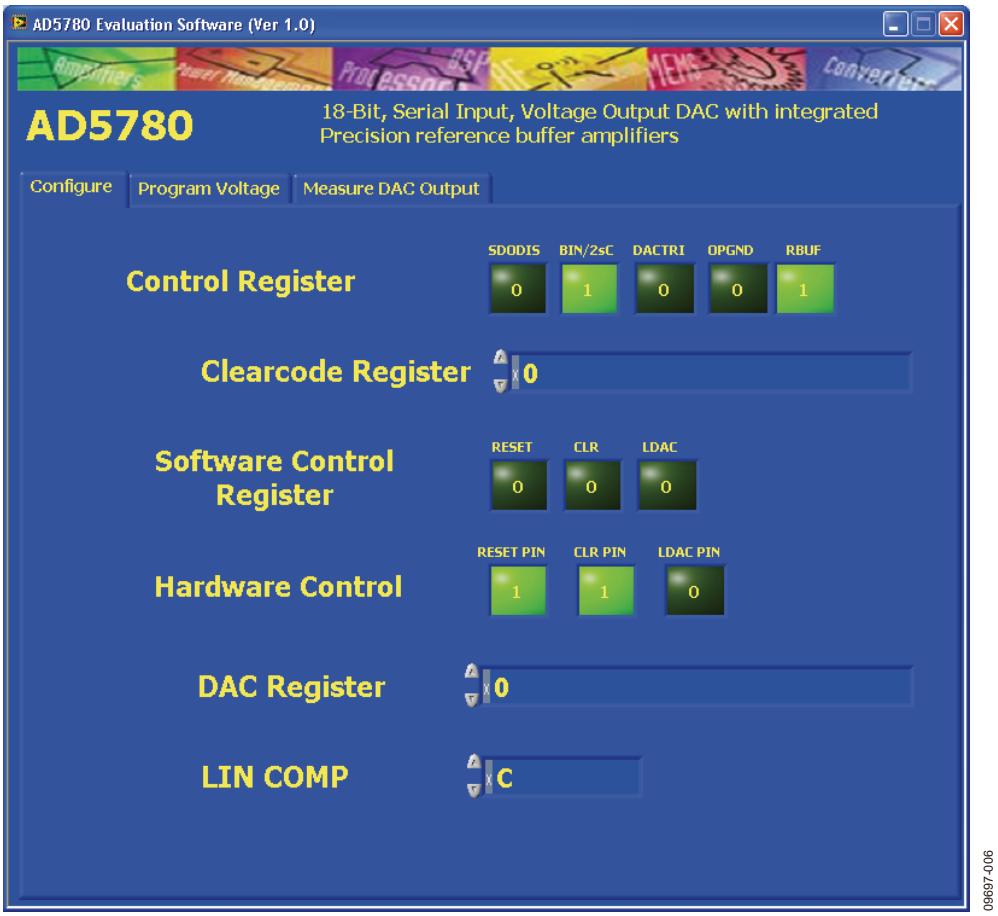


图6. 评估软件主窗口

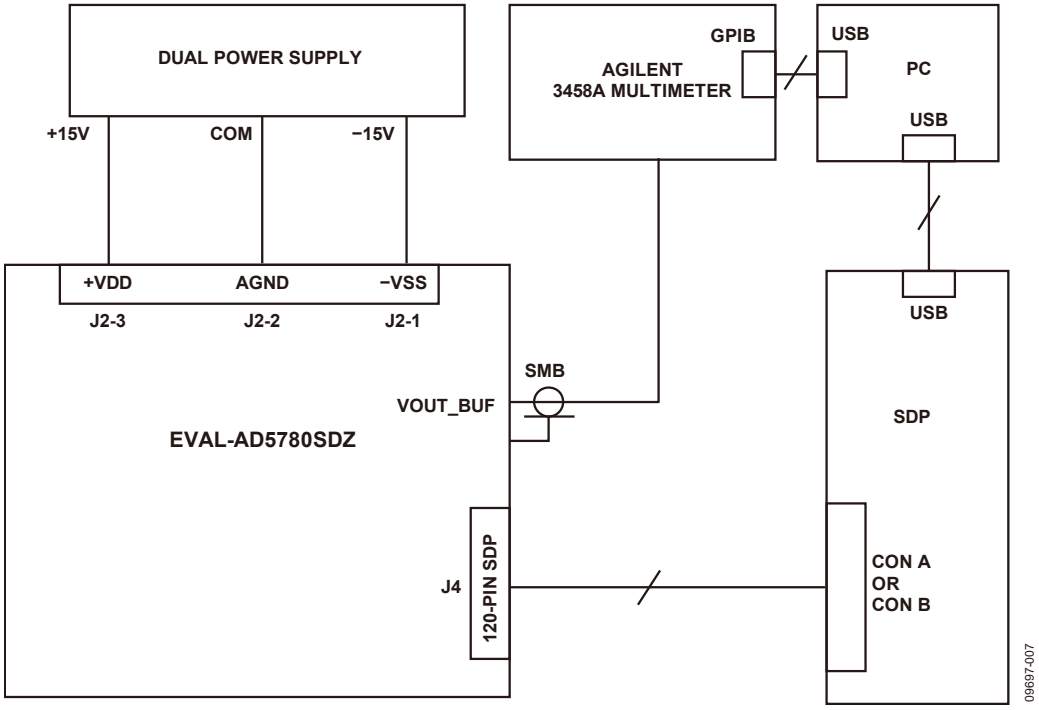


图7. 测试设置功能框图

链路配置设置

默认链路选项如表1所示。该板的默认配置为：VREFP = +10 V，VREFN = –10 V，输出范围为±10 V。

表1. 默认链路选项

链路号	选项
LK1	A
LK2	B
LK3	A
LK4	移除
LK5	移除
LK6	移除
LK7	移除
LK8	C
LK9	插入
LK11	插入

要将该板配置为图1所示电路，必须对表1中的默认链路配置进行如下改动：

1. 将LK3放在位置B
2. 插入LK4
3. 将LK8放在位置B

这些改动将输出缓冲放大器的增益配置为2，并将AD5780的VREFN引脚连接到地。

欲了解有关EVAL-AD5780SDZ测试设置的更多信息，请参阅用户指南UG-256。

测试

VOUT_BUF SMB连接器连接到Agilent 3458A万用表。线性度测量利用AD5780 GUI上的“测量DAC输出”选项卡进行。

噪声漂移测量也是在VOUT_BUF SMB连接器上进行。输出电压利用AD5780 GUI上的“设置电压”选项卡进行。峰峰值噪声漂移的测量时间为100秒。

欲详细了解参数定义以及如何利用测量数据计算INL、DNL和噪声，请参阅AD5780数据手册的“术语”部分和以下文献：*数据转换手册*第5章“测试数据转换器”，ADI公司

进一步阅读

CN-0200设计支持包：www.analog.com/CN0200-DesignSupport

Egan，Maurice。用20位DAC实现1 ppm精度精密电压源。模拟对话，第44卷，2010年4月。

Kester，Walt。2005年。数据转换手册。ADI公司。第3章、第5章和第7章。

教程MT-015：DAC基本架构II：二进制DAC。ADI公司。

教程MT-016：DAC基本架构III：分段DAC。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-035：运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

基准电压源向导设计工具。

电路笔记CN-0177：18位、线性、低噪声、精密双极性±10 V直流电压源。

电路笔记CN-0191：20位、线性、低噪声、精密双极性±10 V直流电压源。

EVAL-AD5780SDZ用户指南UG-256。

数据手册和评估板

AD5780数据手册和评估板

AD8676数据手册

ADR445数据手册。

修订历史

2011年11月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0202

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0202。

连接/参考器件	
AD5750	工业电流/电压输出驱动器，输出范围可编程
AD5662	16位nanoDAC® 数模转换器，SOT-23封装
ADR444	超低噪声4.096V LDO XFET基准电压源，具有吸电流和源电流

灵活、高精度、低漂移的PLC/DCS模拟输出模块SigmaDSP音频处理器的接口

评估和设计支持

电路评估板

CN-0202电路评估板 (EVAL-CN0202-SDPZ)

系统演示平台 (EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一种全功能、灵活、可编程的模拟输出解决方案，它满足可编程逻辑控制器(PLC)和分布式控制系统(DCS)应用的大部分要求。AD5662低功耗（0.75 mW @ 5 V）、轨到轨输出、16位nanoDAC® 转换器和AD5750工业电流/电压输出驱动器的基准电压要求和输入输出电压完全匹配。ADR444低漂移（B级最大为3 ppm/°C）、高初始精度（B级最大为0.04%）和低噪声（1.8 μV p-p典型值，0.1 Hz至10 Hz）特性，能够同时为AD5750和AD5662提供基准电压，确保超低噪声、高精度、低温漂。这种电路具有16位分辨率、无失码、0.05%线性度和低于0.2%的总输出误差，提供所有典型电压和电流输出范围。

该电路还具有一些支持工业应用的重要特性，如片内输出故障检测和保护（短路、欠压输出、开路电流输出和过温）、用于防止分组错误(PEC)的CRC校验以及灵活的上电选项等，非常适合构建鲁棒的工业控制系统。在大批量生产中，它无需外部精密电阻或校准程序就能保持一致的性能，因而是PLC或DCS模块的理想选择。

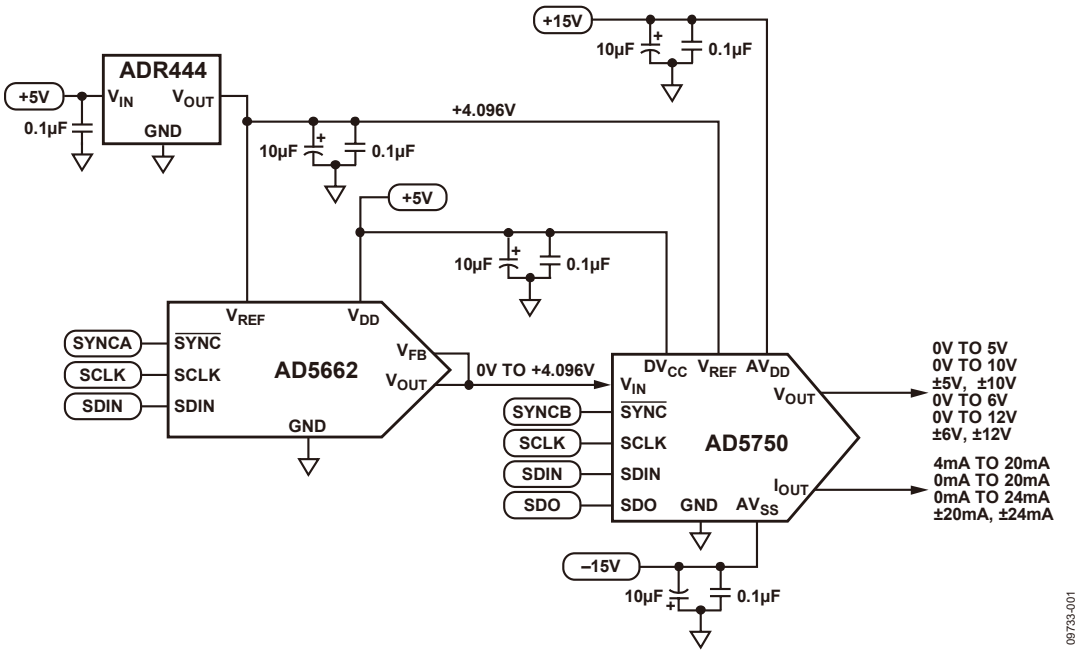


图1. 针对单通道的基本模拟输出电路（原理示意图，未显示所有连接和保护电路）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

电路描述

AD5750/AD5750-1均为单通道、低成本、精密电压/电流输出驱动器，设计用于满足工业过程控制应用的需要。电压输出范围可以针对PLC和DCS应用的标准输出范围进行编程：0 V至5 V、0 V至10 V、–5 V至+5 V和–10 V至+10 V。针对标准范围，还提供了20%的超范围设置，由此便可得到下列选项：0 V至6 V、0 V至12 V、-6 V至+6 V和-12 V至+12 V。

电流输出通过单独的引脚提供，可以编程为以下范围：4 mA至20 mA、0 mA至20 mA、–20 mA至+20 mA、0 mA至24 mA和–24 mA至+24 mA。单极性范围具有2%的超范围设置。由于AD5750/AD5750-1的电流输出既可以是源电流，也可以是吸电流，因此它能与广泛的传感器或执行器接口。如果需要，可以将电压和电流输出引脚连在一起，以便将终端系统配置为单通道输出。

AD5662是一款单通道、低成本、低功耗、轨到轨电压缓冲输出的nanoDAC®器件，它能在0.75 V至V_{DD}电源的宽基准电压范围内保证±1 LSB DNL，所以AD5750和AD5662可以由ADR444提供的4.096 V公共基准电压源来供电。整个系统将受益于ADR444的超低噪声和低温度系数。ADR44x系列基准电压源具有源电流和吸电流能力，非常适合驱动转换器的基准电压或电源输入。AD5662还内置一个上电复位电路，确保DAC输出上电至中间量程或零电平并保持该电平，直到执行一次有效的写操作为止。

用于PLC和DCS应用的器件所需的ESD保护和过压保护一般远高于形式上的推荐要求。AD5750的各引脚内置ESD保护二极管，可以防止3 kV瞬变（人体模型）损害器件。但是，工业控制环境可能会使I/O电路遭受高得多的瞬变。EVAL-CN0202-SDPZ电路板内置外部30 V/600 W瞬变电压抑制器(TVS)、50 mA/30 V自恢复保险丝(PolySwitch)和肖特基功率二极管，以提供更高电压的ESD保护、50 mA过流保护和30 V过压保护。图1的原理示意图未显示可选的外部保护电路，但可以在CN0202设计支持包的详细原理图（EVAL-CN0202-SDPZ-SCH pdf文件）中找到：www.analog.com/CN0202-DesignSupport。

本电路必须构建在具有较大面积接地层的多层电路板上。为实现最佳性能，必须采用适当的布局、接地和去耦技术（请参考*指南MT-031—“实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团”*以及*指南MT-101—“去耦技术”*）。

测量

对于PLC、DCS和其它过程控制系统，积分非线性(INL)、微分非线性(DNL)和输出误差是最重要的性能指标。AD5750具有非常灵活并且可配置的输出范围，可以满足应用需要。该电路的INL、DNL和输出误差测量结果分别如图2、图3和图4所示。数据是在25°C时在0V至5V电压输出模式下获得的。所有其它范围的测试结果如表1所列。

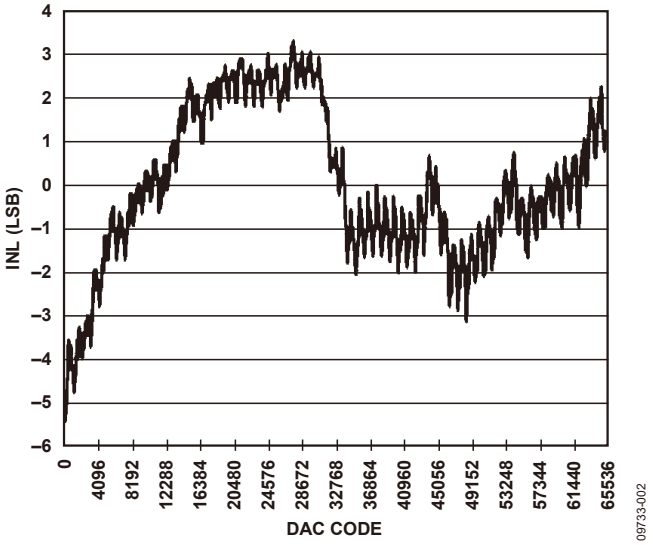


图2. 0 V至5 V输出范围的INL

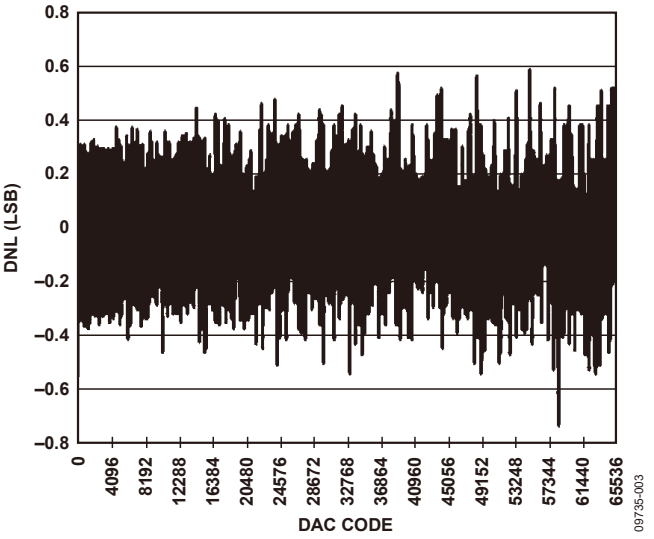


图3. 0 V至5 V输出范围的DNL

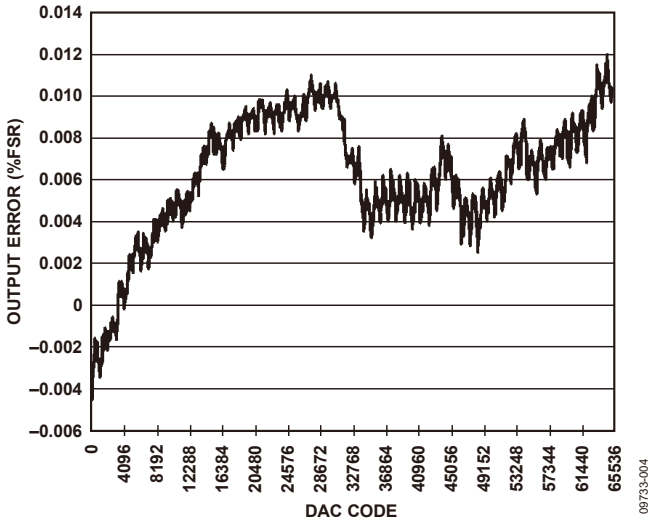


图4. 0 V至5 V输出范围的输出误差

表1所示测试结果是在25°C下使用EVAL-CN0202-SDPZ电路板和Agilent E3631A直流电源，利用Agilent 34401A数字万用表测得的。

注意，客户需要调整输出范围0 mA至20.4 mA和0 mA至24.5 mA，以便与0 mA至20 mA和0 mA至24 mA范围完全匹配。0 mA至+20.4 mA范围下的1.54% FSR输出误差包括增益误差，增益误差由客户通过校准消除。

表1. 所有输出范围的测试结果

范围	电流检测电阻	INL (LSB)	线性度 (%FSR)	输出误差 (%FSR)
0 V 至 5 V	无关	3.5	0.009	0.02
0 V 至 10 V	无关	3.3	0.007	0.03
–5 V 至 +5 V	无关	3.6	0.008	0.13
–10 V 至 +10 V	无关	3.5	0.008	0.12
0 V 至 6 V	无关	3.6	0.008	0.03
0 V 至 12 V	无关	5.3	0.008	0.09
–6 V 至 +6 V	无关	3.3	0.008	0.15
–12 V 至 +12 V	无关	3.3	0.008	0.15
–2.5 V 至 +2.5 V	无关	3.6	0.008	0.13
4 mA 至 20 mA	内部	4.1	0.008	0.10
4 mA 至 20 mA	外部	4.1	0.010	0.08
0 mA 至 20 mA	内部	3.7	0.008	0.05
0 mA 至 20 mA	外部	4.9	0.011	0.03
0 mA 至 24 mA	内部	3.7	0.009	0.04
0 mA 至 24 mA	外部	4.7	0.012	0.03
–20 mA 至 +20 mA	内部	4.1	0.006	0.14
–20 mA 至 +20 mA	外部	3.7	0.006	0.12
–24 mA 至 +24 mA	内部	3.9	0.006	0.14
–24 mA 至 +24 mA	外部	3.3	0.005	0.12
3.92 mA 至 +20.4 mA	内部	4.4	0.010	0.20
0 mA 至 +20.4 mA	内部	3.6	0.008	1.54
0 mA 至 +24.5 mA	内部	5.1	0.008	1.43

常见变化

该电路介绍一种采用驱动器和DAC产品的实施方案，可以从一系列产品中选择各种器件来实现所需性能。12位至16位分辨率是PLC和DCS应用的一般要求。对于不需要16位分辨率的应用，AD5620（12位）和AD5640（14位）适用，但需提供内置基准电压源。

AD5623R（12位）、AD5643R（14位）和AD5663R（16位）是双通道nanoDAC器件，AD5624R（12位）、AD5644R（14位）和AD5664R（16位）是四通道nanoDAC器件，均适合多通道应用。

AD5750-1驱动器与AD5750引脚兼容，采用1.25 V基准电压源时，可以接受0 V至2.5 V的输入范围。AD5751是单极性模拟输出驱动器，使用50 V AVDD电源时，可以提供40 V输出。

电路评估与测试

设备要求（可以用同等设备代替）

- 系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)
- CN-0202电路评估板(EVAL-CN0202-SDPZ)
- CN-0202评估软件
- 用于控制外部测试测量设备的软件（CD中未包括）
- Agilent 34401A 6.5数字万用表
- Agilent E3631A 0 V-6 V/5 A、±25 V/1 A三路输出直流电源
- 带USB接口的PC（Windows® 2000或Windows XP）
- National Instruments GPIB转USB-B接口和电缆

开始使用

将CN0202评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开Readme文件。按照Readme文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

图5所示为测试设置的功能框图。Pdf文件“EVAL-CN0202-SDPZ-SCH”包含CN-0202评估板的详细电路原理图。此文件位于CN-0202设计支持包中：www.analog.com/CN0202-DesignSupport。

设置

EVAL-CN0202-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有“CON A”或“CON B”的连接器。应使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。将直流输出电源成功设置为+15 V、–15 V和+6 V输出后，关闭电源。

在断电情况下，将一个+15 V电源连接到标有“+15 V”的CN1引脚，将一个–15 V电源连接到标有“–15 V”的CN1引脚，将“GND”连接到标有“GND”的CN1引脚。以同样方式将+6 V连接到CN2。接通电源，然后将SDP板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。注意：接通EVAL-CN0202-SDPZ的直流电源之前，请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

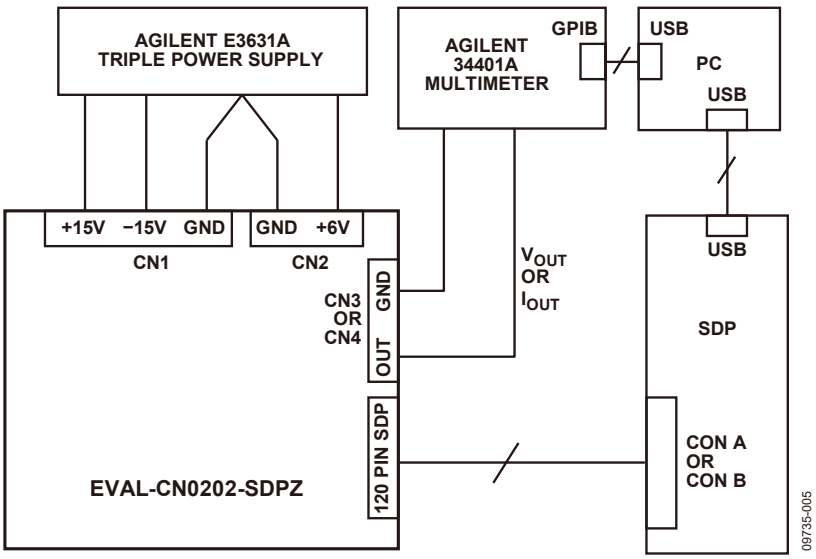


图5. 测试设置功能框图

表2. EVAL-CN0202-SDPZ跳线设置（粗体内容为默认设置）

跳线	描述	设置	功能
JP1	设置AD5750的地址	引脚1与引脚2短接	AD5750的地址：b'001
		引脚3与引脚2短接	**AD5750的地址：b'000**
JP2	设置外部补偿电容	短路	增加1 nF补偿电容
		开路	**移除1 nF补偿电容**
JP3	VSENSE+设置	**短路**	**VSENSE+与VOUT内部短接**
		开路	VSENSE+与VOUT无内部连接
JP4	VSENSE– 设置	**短路**	**VSENSE–与GND内部短接**
		开路	VSENSE–与GND无内部连接
JP5	VOUT和IOUT引脚短路	短路	VOUT和IOUT短路连在一起
		开路	**VOUT和IOUT无内部连接**
JP6	设置AD5750的CLEAR模式	短路	清零至中间电平
		开路	**清零至零电平**

测试

设置好测试设备后，将标有“VOUT”的CN3引脚或标有“IOUT”的CN4引脚连接到Agilent 34401A的输入端。根据输入信号类型（电流或电压），确保Agilent 34401A前面板上的电缆连接正确。测试INL、DNL和总误差需要相当长的时间，因为AD5660-1 16位DAC的所有电平都需要由34401A设置并测量。

利用CD中提供的软件，可以通过PC设置DAC代码。需要使用自动测试程序来逐步测试各个代码并分析数据。CD中未提供此程序，必须由客户根据测试设置所用特定万用表的要求予以实现。

在图5所示的测试配置中，利用National Instruments GPIB转USB-B接口和电缆，34401A万用表的GPIB输出与PC上的另一个USB端口接口。这样，万用表读数就能与载入PC中Excel电子表格的各代码对应。然后根据业界标准定义分析这些数据，以获得INL、DNL和总误差。

欲详细了解参数定义以及如何从测量数据计算INL、DNL和总误差，请参阅AD5662数据手册的“术语”部分和以下文献：*数据转换手册*第5章“测试数据转换器”，ADI公司。

进一步阅读

CN-0202设计支持包：
http://www.analog.com/CN0202-DesignSupport

Slattery，Colm、Derrick Hartmann和Li Ke。PLC评估板简化工业过程控制系统的设计。模拟对话，2009年4月。

电路笔记CN-0063：使用AD5662 DAC、ADuM1401数字隔离器和外部放大器构建16位完全隔离式电压输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0064：使用AD5662 DAC、ADuM1401数字隔离器和外部放大器构建16位完全隔离式4 mA至20 mA输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0065：利用单芯片电压和电流输出DAC AD5422及数字隔离器ADuM1401构建16位全隔离输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0066：基于24位Σ-Δ型ADC AD7793和数字隔离器ADuM5401的全隔离输入模块。ADI公司。

电路笔记CN-0067：基于24位Σ-Δ型ADC AD7793、数字隔离器ADuM5401和高性能仪表放大器的全隔离输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0097：利用AD5412提供12位电压和4 mA至20 mA输出简化解决方案。ADI公司。

电路笔记CN-0209：适合过程控制应用的完全可编程通用模拟前端。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Kester，Walt。传感器信号调理实用设计技巧。ADI公司，1999年。ISBN 0-916550-20-6

Kester，Walt。数据转换手册，第5章。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0202电路评估板(EVAL-CN0202-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD5750数据手册

AD5750评估板

AD5662数据手册

AD5662评估板

修订历史

2011年9月—修订版0：初始版

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0203。

连接/参考器件	
AD5750-1	工业电流/电压输出驱动器，输出范围可编程
AD5660-1	16 位nanoDAC®数模转换器，内置5 ppm/°C片内基准电压源，采用SOT-23 封装

仅需使用两个模拟器件的灵活的 PLC/DCS 模拟输出模块

评估和设计支持

电路评估板

CN-0203电路评估板(EVAL-CN0203-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图 1 所示电路是一种仅使用两个模拟器件的全功能、灵活、可编程的模拟输出解决方案，它满足可编程逻辑控制器(PLC)和分布式控制系统(DCS)应用的大部分要求。AD5660-1是一款低功耗(2.8 mW @ 5 V)、轨到轨输出、16 位nanoDAC®，AD5750-1是一款工业用电流/电压输出驱动器，二者相结合可提供所有典型的电流和电压输出范围、16 位分辨率且无失码、0.05%的线性度以及小于 0.1%的输出误差。该电路还具有一些支持工业应用的重要特性，如片内输出故障检测、用于防止分组错误(PEC)的CRC校验以及灵活的上电选项等，非常适合构建鲁棒的工业控制系统。在大批量生产中，它无需外部精密电阻或校准程序就能保持一致的性能，因而是PLC或DCS模块的理想选择。

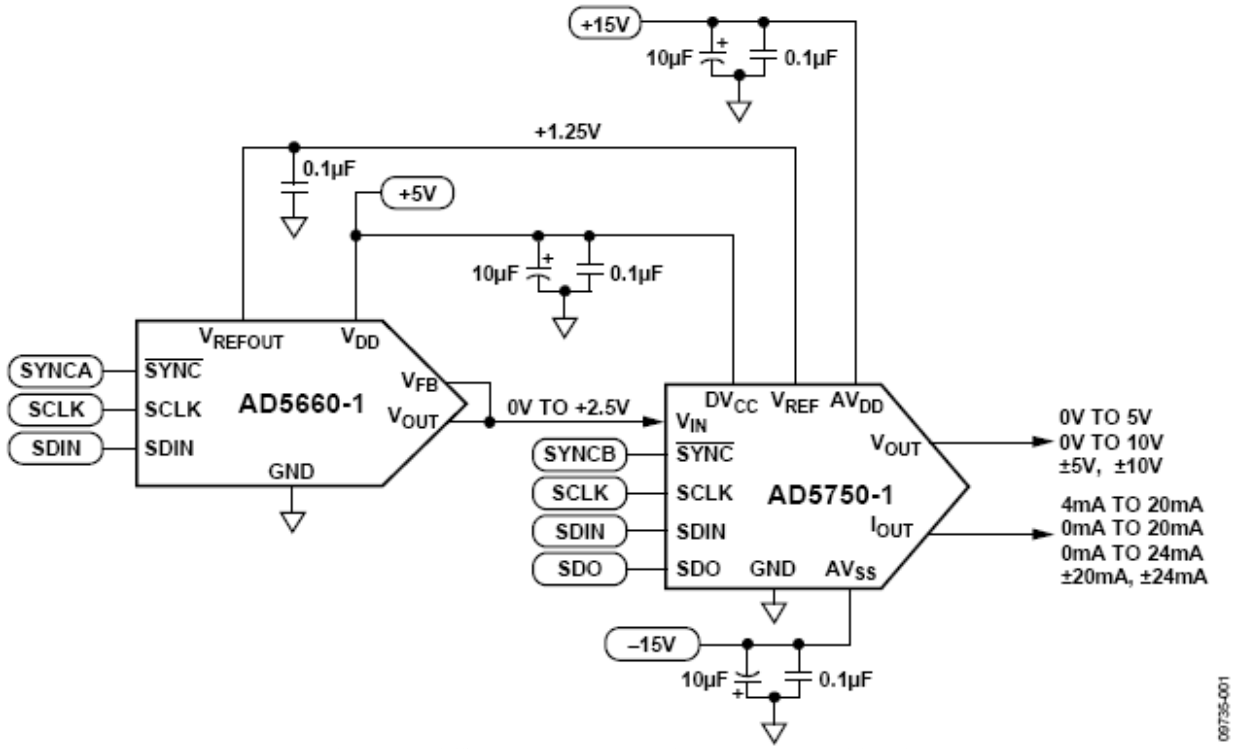


图 1.针对单通道的基本模拟输出电路（原理示意图，未显示所有连接和保护电路）

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com/zh
Fax: 781.461.3113

电路描述

AD5750/AD5750-1是单通道、低成本、精密电压/电流输出驱动器，设计用于满足工业过程控制应用的需要。电压输出范围可以针对PLC和DCS应用的标准输出范围进行编程：0 V至 5 V、0 V至 10 V、−5 V至+5 V和−10 V至+10 V。针对标准范围，还提供了 20%的超范围设置，由此便可得到下列选项：0 V至 6 V、0 V至 12 V、−6 V至+6 V和−12 V至+12 V。

电流输出通过单独的引脚提供，可以编程为以下范围：4 mA至 20 mA、0 mA至 20 mA、−20 mA至+20 mA、0 mA至 24 mA和−24 mA至+24 mA。单极性范围具有 2%的超范围设置。由于AD5750/AD5750-1的电流输出既可以是源电流，也可以是吸电流，因此它能与广泛的传感器或执行器接口。如果需要，可以将电压和电流输出引脚连在一起，以便将终端系统配置为单通道输出。

AD5660-1是一款单通道、低成本、低功耗、轨到轨电压缓冲输出nanoDAC，片内集成一个 1.25V、5 ppm/°C基准电压源。AD5660-1内置一个上电复位电路，确保DAC输出上电至 0 V并保持该电平，直到执行一次有效的写操作为止。

AD5660-1 DAC与AD5750-1 驱动器之间的接口简单，无需外部器件。AD5660-1的输出电压范围是 0 V到 2.5 V，与AD5750-1的输入范围匹配。此外，AD5660-1的基准输出电压为 1.25 V，与AD5750-1的基准输入要求完全匹配。

用于PLC和DCS应用的器件所需的ESD保护和过压保护一般远高于形式上的推荐要求。AD5750-1的各引脚内置ESD保护二极管，可以防止 3 kV瞬变损害器件（人体模型）。但是，工业控制环境可能会使I/O电路遭受高得多的瞬变。EVAL-CN0203-SDPZ电路板内置外部 30 V/600 W瞬变电压抑制器(TVS)、50 mA/30 V自恢复保险丝(PolySwitch)和肖特基功率二极管，以提供更高电压的ESD保护、50 mA过流保护和 30 V过压保护。图 1 的原理示意图未显示可选的外部保护电路，但可以在CN0203 设计支持包的详细原理图（EVAL-CN0203-SDPZ-SCH pdf文件）中找到：www.analog.com/zh/CN0203-DesignSupport。

本电路必须构建在具有较大面积接地层的多层电路板上。为实现最佳性能，必须采用适当的布局、接地和去耦技术（请参考教程MT-031——*“实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团”*以及教程MT-101——*“去耦技术”*）。

测量

对于PLC、DCS和其它过程控制系统，积分非线性(INL)、微分非线性(DNL)和输出误差是最重要的性能指标。AD5750-1具有非常灵活并且可配置的输出范围，可以满足应用需要。该电路的INL、DNL和输出误差测量结果分别如图 2、图 3 和图 4 所示。测量条件为 25°C、电压输出模式并且使用内部电流检测电阻。AD5750-1范围设置为 0 V至 5 V。所有其它范围的测试结果如表 1 所列。

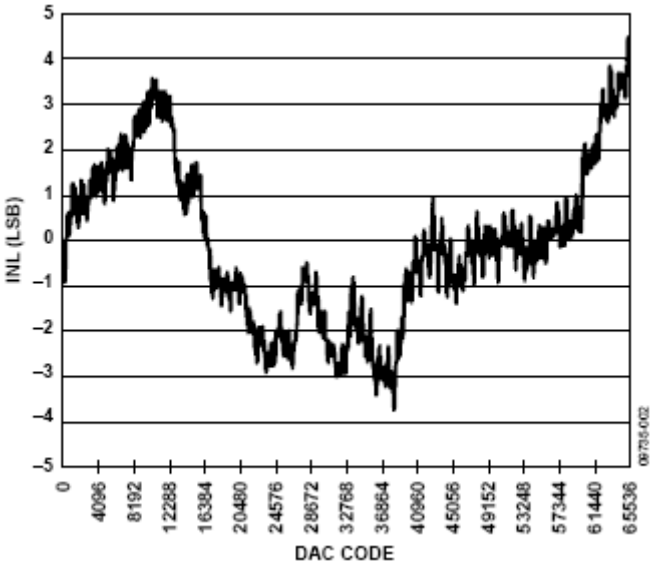


图 2. 0 V 至 5 V 输出范围的 INL

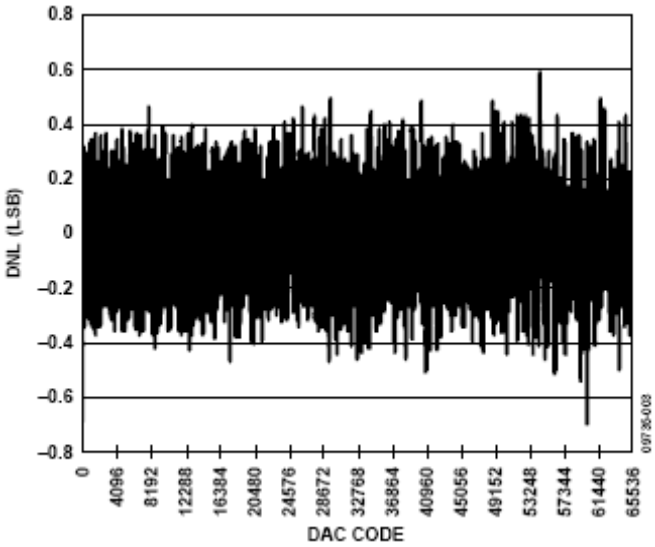


图 3. 0 V 至 5 V 输出范围的 DNL

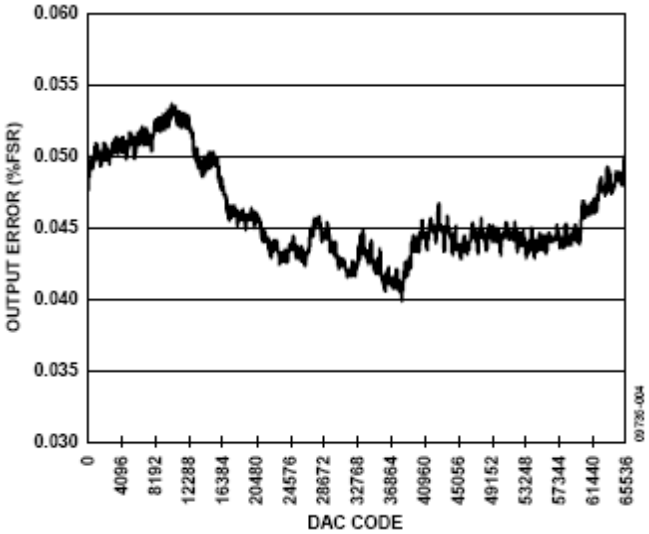


图4. 0 V 至 5 V 输出范围的输出误差

表 1 所示测试结果是在 25°C 下使用 EVAL-CN0203-SDPZ 电路板，采用 Agilent E3631A 直流电源供电，利用 Agilent 34401A 数字万用表测得的。

注意，客户需要调整输出范围 0 mA 至 20.4 mA 和 0 mA 至 24.5 mA，以便与 0 mA 至 20 mA 和 0 mA 至 24 mA 范围完全匹配。0 mA 至+24.5 mA 范围下的 0.24% FSR 输出误差包括增益误差，增益误差由客户通过校准消除。

表 1. 所有输出范围的测试结果

范围	电流检测电阻	DNL (LSB)	INL (LSB)	线性度(%FSR)	输出误差(%FSR)
0 V至5 V	无关	0.8	7.1	0.011	0.05
0 V至10 V	无关	0.8	6.1	0.009	0.05
−5 V至+5 V	无关	0.5	6.2	0.009	0.04
−10 V至+10 V	无关	0.5	6.8	0.010	0.04
0 V至6 V	无关	0.8	6.9	0.010	0.05
0 V至12 V	无关	0.8	5.3	0.008	0.09
−6 V至+6 V	无关	0.5	8.0	0.012	0.06
−12 V至+12 V	无关	0.5	7.4	0.011	0.08
−2.5 V至+2.5 V	无关	0.5	5.6	0.008	0.05
4 mA至20 mA	内部	2.4	6.3	0.010	0.07
4 mA至20 mA	外部	2.5	6.2	0.010	0.07
0 mA至20 mA	内部	1.9	5.8	0.009	0.06
0 mA至20 mA	外部	1.9	5.7	0.009	0.06
0 mA至24 mA	内部	1.6	5.4	0.008	0.07
0 mA至24 mA	外部	1.9	5.5	0.008	0.06
−20 mA至+20 mA	内部	1.2	8.8	0.013	0.05
−20 mA至+20 mA	外部	1.2	9.3	0.014	0.05
−24 mA至+24 mA	内部	1.0	9.2	0.014	0.05
−24 mA至+24 mA	外部	1.0	10.1	0.015	0.04
3.92 mA至+20.4 mA	内部	2.4	6.7	0.010	0.03
0 mA至+20.4 mA	内部	2.0	7.6	0.012	0.05
0 mA至+24.5 mA	内部	1.7	3.4	0.007	0.24

常见变化

AD5620（12 位）和AD5640（14 位）与AD5660引脚兼容，适合不需要 16 位分辨率的应用。

AD5623R（12 位）、AD5643R（14 位）和AD5663R（16 位）是双通道nanoDAC器件，AD5624R（12 位）、AD5644R（14 位）和AD5664R（16 位）是四通道nanoDAC器件，均适合多通道应用。

AD5750驱动器与AD5750-1引脚兼容，采用 4.096 V基准电压源时，可以接受 0 V至 4.096 V的输入范围。AD5751是单极性模拟输出驱动器，使用 50 V AVDD电源时，可以提供 40 V输出。

电路评估与测试

设备要求（可以用同等设备代替）

- 系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)
- CN-0203 电路评估板(EVAL-CN0203-SDPZ)
- CN-0203 评估软件
- 用于控制外部测试测量设备的软件（CD 中未包括）
- Agilent 34401A 6.5 数字万用表
- Agilent E3631A 0 V-6 V/5 A、±25 V/1 A 三路输出直流电源
- 带USB接口的PC（Windows® 2000 或Windows XP）
- National Instruments GPIB 转 USB-B 接口和电缆

开始使用

将 CN-0203 评估软件光盘放进 PC 的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开 Readme 文件。按照 Readme 文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

图 5 所示为测试设置的功能框图。Pdf文件“EVAL-CN0203-SDPZ-SCH”包含CN-0203 评估板的详细电路原理图。此文件位于CN-0203 设计支持包中：www.analog.com/zh/CN0203-DesignSupport。

设置

EVAL-CN0203-SDPZ 电路板上的 120 引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有“CON A”或“CON B”的连接器。应使用尼龙五金配件，通过 120 引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。将直流输出电源成功设置为+15 V、−15 V 和+6 V 输出后，关闭电源。

在断电情况下，将一个+15 V 电源连接到标有“+15 V”的 CN1 引脚，将一个−15 V 电源连接到标有“−15 V”的 CN1 引脚，将“GND”连接到标有“GND”的 CN1 引脚。以同样方式将+6 V 连接到 CN2。接通电源，然后将 SDP 板附带的 USB 电缆连接到 PC 上的 USB 端口。注意：接通 EVAL-CN0203-SDPZ 的直流电源之前，请勿将该 USB 电缆连接到 SDP 板上的微型 USB 连接器。

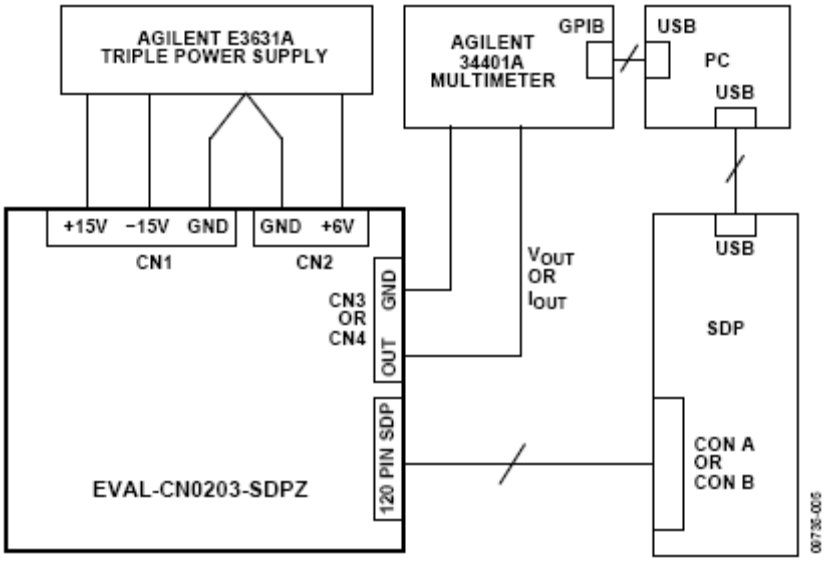


图 5. 测试设置功能框图

表 2. EVAL-CN0203-SDPZ 的跳线设置（以粗体字显示的值为默认设置）

跳线	描述	设置	功能
JP1	设置AD5750-1的地址	引脚1与引脚2短接	AD5750的地址：b'001
		引脚3与引脚2短接	**AD5750的地址：b'000**
JP2	设置外部补偿电容	短路	增加1 nF补偿电容
		开路	**移除1 nF补偿电容**
JP3	VSENSE+设置	**短路**	**VSENSE+与VOUT内部短接**
		开路	VSENSE+与VOUT无内部连接
JP4	VSENSE−设置	**短路**	**VSENSE−与GND内部短接**
		开路	VSENSE−与GND无内部连接
JP5	VOUT和IOUT引脚短路	短路	VOUT和IOUT短路连在一起
		开路	**VOUT和IOUT无内部连接**
JP6	设置AD5750-1的CLEAR模式	短路	清零至中间电平
		开路	**清零至零电平**

测试

设置好测试设备后，将标有“VOUT”的CN3 引脚或标有“IOUT”的CN4 引脚连接到Agilent 34401A的输入端。根据输入信号类型（电流或电压），确保Agilent 34401A前面板上的电缆连接正确。测试INL、DNL和总误差需要相当长的时间，因为AD5660-1 16位DAC的所有电平都需要由34401A设置并测量。

利用 CD 中提供的软件，可以通过 PC 设置 DAC 代码。需要使用自动测试程序来逐步测试各个代码并分析数据。CD 中未提供此程序，必须由客户根据测试设置所用特定万用表的要求予以实现。

在图 5 所示的测试配置中，利用 National Instruments GPIB 转 USB-B 接口和电缆，34401A 万用表的 GPIB 输出与 PC 上的另一个 USB 端口接口。这样，万用表读数就能与载入 PC 中 Excel 电子表格的各代码对应。然后根据业界标准定义分析这些数据，以获得 INL、DNL 和总误差。

欲详细了解参数定义以及如何从测量数据计算INL、DNL和总误差，请参阅AD5662 数据手册的“术语”部分和以下文献：*数据转换手册*第 5 章“测试数据转换器”，ADI公司。

进一步阅读

CN-0203设计支持包：
www.analog.com/CN0203-DesignSupport

Slattery，Colm、Derrick Hartmann和Li Ke。PLC评估板简化工业过程控制系统的设计。模拟对话，2009年4月。

电路笔记CN-0063：使用AD5662 DAC、ADuM1401数字隔离器和外部放大器构建16位完全隔离式电压输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0064：使用AD5662 DAC、ADuM1401数字隔离器和外部放大器构建16位完全隔离式4 mA至20 mA输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0065：利用单芯片电压和电流输出DAC AD5422及数字隔离器ADuM1401构建16位全隔离输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0066：基于24位Σ-Δ型ADC AD7793和数字隔离器ADuM5401的全隔离输入模块。ADI公司。

电路笔记CN-0067：基于24位Σ-Δ型ADC AD7793、数字隔离器ADuM5401和高性能仪表放大器的全隔离输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0097：利用AD5412提供12位电压和4 mA至20 mA输出简化解决方案。ADI公司。

电路笔记CN-0209：适合过程控制应用的完全可编程通用模拟前端。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Kester，Walt。传感器信号调理实用设计技巧。ADI公司，1999年。ISBN 0-916550-20-6

Kester，Walt。数据转换手册，第5章。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0203电路评估板(EVAL-CN0203-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD5750-1数据手册

AD5750-1评估板

AD5660-1数据手册

AD5660-1评估板

AD5662数据手册

修订历史

2011年9月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0204

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab®实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0204。

连接/参考器件	
AD5751	高压工业电流/电压输出驱动器，输出范围可编程
AD5662	16位nanoDAC®数模转换器，采用SOT-23封装
ADR444	超低噪声、4.096V LDO XFET基准电压源，具有吸电流和源电流能力
ADuM5401	集成DC/DC转换器的四通道隔离器
ADuM1301	三通道数字隔离器

灵活、高精度、低漂移的PLC/DCS模拟输出模块

电路评估板

电路评估板

CN-0204电路评估板 (EVAL-CN0204-SDPZ)

系统演示平台 (EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一种全功能、高压（最高44 V）、灵活、可编程的模拟输出解决方案，它满足可编程逻辑控制器(PLC)和分布式控制系统(DCS)应用的大部分要求。

AD5662是一款低功耗(0.75 mW @ 5 V)、轨到轨输出、16位nanoDAC®器件，AD5751是一款工业电流/电压输出驱动器，二者的输入和输出电压范围以及基准电压要求完全一致。

ADR444是一款低漂移（B级最大值为3 ppm/°C）、高初始精度（B级最大值为0.04%）、低噪声（典型值1.8 μV p-p，0.1 Hz至10 Hz）基准电压源，为AD5751和AD5662提供基准电压，保证电路具有超低噪声、高精度、低温漂特性。该电路提供所有典型的电流和电压输出范围、16位分辨率且无失码、0.05%的线性度以及小于0.2%的总输出误差。

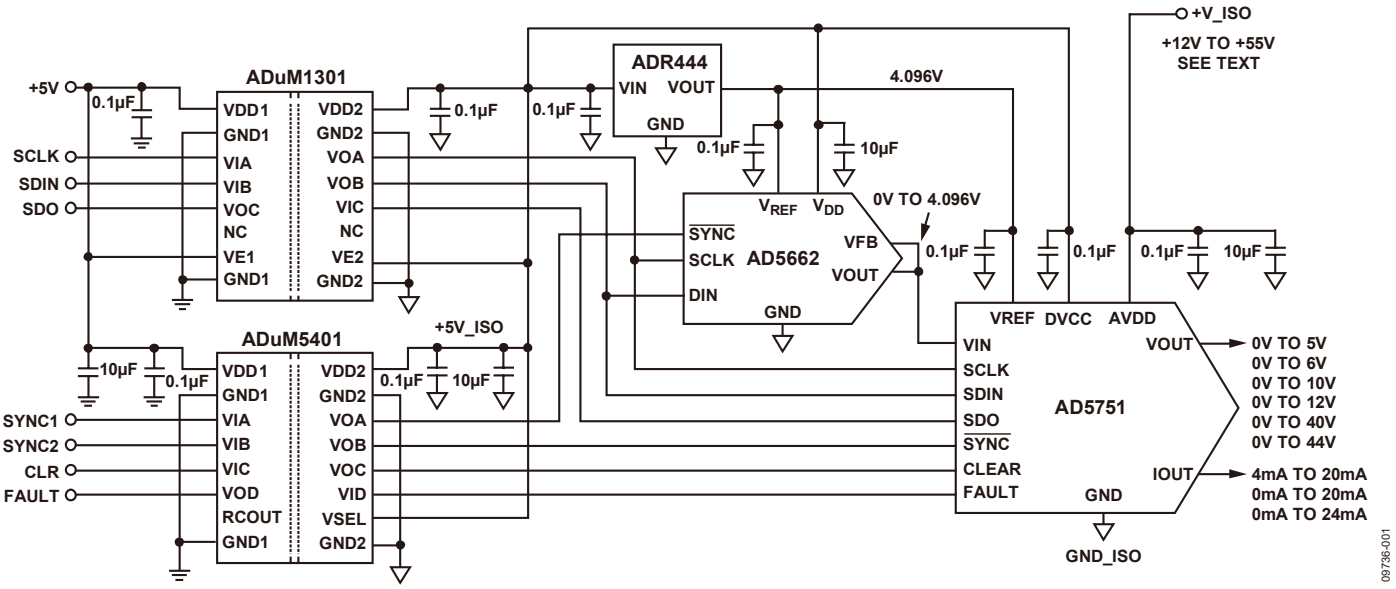


图1. 针对单通道的基本模拟输出电路（原理示意图，未显示所有连接和保护电路）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

ADuM1301和ADuM5401在微控制器与模拟信号链之间提供所需的全部信号隔离。ADuM5401还提供5 V隔离电源。

该电路还具有一些支持工业应用的重要特性，如片内输出故障检测、用于防止分组错误(PEC)的CRC校验以及灵活的上电选项等，非常适合构建鲁棒的工业控制系统。在大批量生产中，它无需外部精密电阻或校准程序就能保持一致的性能，因而是PLC或DCS模块的理想选择。

电路描述

AD5751是一款单通道、低成本、精密电压/电流输出驱动器，设计用于满足工业过程控制应用的需要。AD5751的工作电压范围是10.8 V至55 V，电压输出可以高达44 V。电压输出范围可以编程为PLC和DCS应用的标准输出范围及20%超范围设置：0 V至5 V、0 V至10 V、0 V至6 V、0 V至12 V。此外还提供两种高压输出范围：0 V至40 V和0 V至44 V。

电流输出通过单独的引脚提供，可以编程为以下标准范围：4 mA至20 mA、0 mA至20 mA、0 mA至24 mA。此外还有2%超范围设置，提供3.92 mA至20.4 mA、0 mA至20.4 mA和0 mA至24.5 mA。如果需要，可以将电压和电流输出引脚连在一起，以便将终端系统配置为单通道输出。

AD5662是一款单通道、低成本、低功耗、轨到轨电压缓冲输出*nano*DAC器件。在0.75 V至V_{DD}电源电压的宽基准电压范围内，AD5662保证±1 LSB的DNL。在图1所示电路中，AD5751和AD5662采用ADR444提供的4.096 V公共基准源工作。整个系统都能受益于ADR444的超低噪声和低温漂特性。ADR44x系列基准源可以流出和流入电流，因此非常适合驱动基准电压或电源输入。AD5662还内置一个上电复位电路，确保DAC输出上电至中间电平或0 V并保持该电平，直到执行一次有效的写操作为止。

ADuM1301是一款三通道数字隔离器。ADuM5401是一款四通道数字隔离器，集成*iso*Power®隔离式DC/DC转换器。它们均基于*i*Coupler®技术，用来在信号链与系统微控制器之间实现隔离，隔离额定值为2.5 kV rms。ADuM5401为副边的所有电路提供5 V隔离电源。

数字电源与模拟电源应分离，通过铁氧体磁珠连接。各电源引脚通过并联的10 μF电容和0.1 nF陶瓷电容进行去耦。更多信息请参见CN0204设计支持包中的原理图。

用于PLC和DCS应用的器件所需的ESD保护和过压保护一般远高于形式上的推荐要求。AD5751的各引脚内置ESD保护二极管，可以防止瞬变损害器件。但是，工业控制环境可能会使I/O电路遭受高得多的瞬变。EVAL-CN0204-SDPZ电路板内置外部64 V/1500 W瞬变电压抑制器(TVS)、50 mA/30 V自恢复保险丝(PolySwitch)和肖特基功率二极管，以提供更高电压的ESD保护、50 mA过流保护和64 V过压保护。图1的原理示意图未显示可选的外部保护电路，但可以在CN0204设计支持包的详细原理图（EVAL-CN0204-SDPZ-SCH pdf文件）中找到：
www.analog.com/CN0204-DesignSupport

本电路必须构建在具有较大面积接地层的多层电路板上。为实现最佳性能，必须采用适当的布局、接地和去耦技术（请参考*指南MT-031—“实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团”*以及*指南MT-101—“去耦技术”*）。

测量

对于PLC、DCS和其它过程控制系统，积分非线性(INL)、微分非线性(DNL)和输出误差是最重要的性能指标。AD5751具有非常灵活并且可配置的输出范围，可以满足应用需要。该电路的INL、DNL和输出误差测量结果分别如图2、图3和图4所示。测量条件为25°C、电压输出模式并且使用内部电流检测电阻。AD5751范围设置为0 V至5 V。所有其它范围的测试结果如表1所列。

表1所示测试结果是在25°C下使用EVAL-CN0204-SDPZ电路板和Agilent E3631A直流电源，利用Agilent 34401A数字万用表测得的。

注意，客户需要调整输出范围0 mA至20.4 mA和0 mA至24.5 mA，以便与0 mA至20 mA和0 mA至24 mA范围完全匹配。0 mA至20.4 mA范围下的1.70% FSR输出误差包括增益误差，增益误差可以由客户通过校准消除。

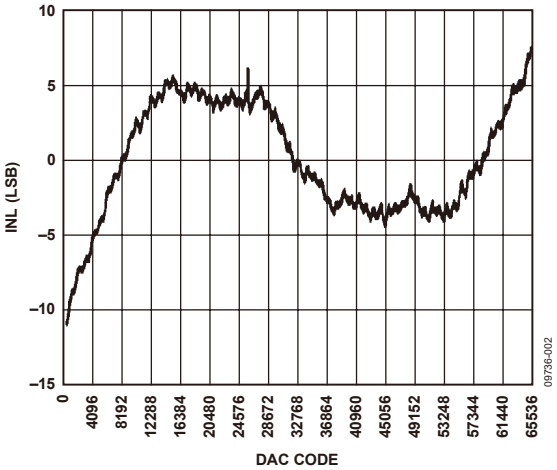


图2. 0 V至5 V输出范围的INL

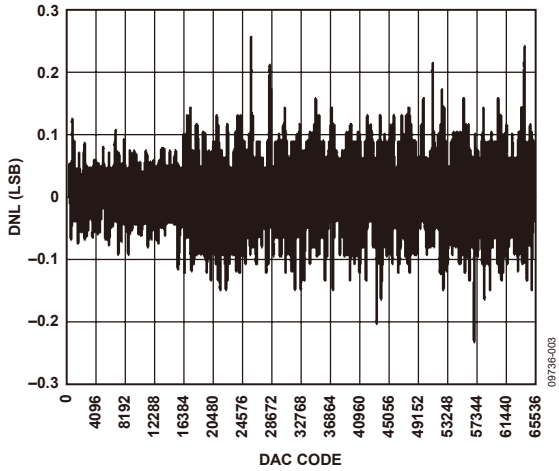


图3. 0 V至5 V输出范围的DNL

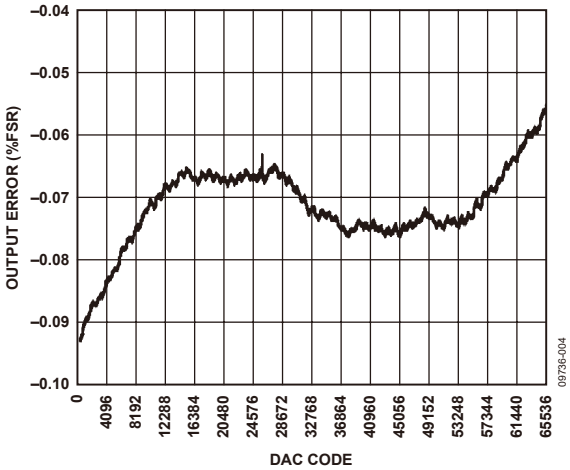


图4. 0 V至5 V输出范围的输出误差

表1. 所有输入范围的测试结果

范围	电流检测电阻	INL (LSB)	线性度 (%FSR)	输出误差 (%FSR)
0 V 至 5 V	无关	10.8	0.017	0.09
0 V 至 10 V	无关	9.9	0.015	0.08
0 V 至 6 V	无关	10.5	0.016	0.09
0 V 至 12 V	无关	9.2	0.014	0.08
0 V 至 40 V	无关	10.1	0.015	0.06
0 V 至 44 V	无关	9.5	0.015	0.20
4 mA 至 20 mA	内部	8.5	0.016	0.04
4 mA 至 20 mA	外部	8.4	0.013	0.04
0 mA 至 20 mA	内部	9.8	0.015	0.05
0 mA 至 20 mA	外部	8.9	0.014	0.05
0 mA 至 24 mA	内部	8.4	0.013	0.05
0 mA 至 24 mA	外部	12.0	0.018	0.05
3.92 mA 至 20.4 mA	内部	11.8	0.053	0.80
0 mA 至 20.4 mA	内部	9.4	0.014	1.70
0 mA 至 24.5 mA	内部	12.4	0.019	1.50

常见变化

本电路显示了一系列驱动器和DAC产品的一种实施方案，可以从该系列选择其它器件以实现所需的性能。12位到16位分辨率和0.1%精度是PLC和DCS应用的典型要求。针对不需要16位分辨率的应用，可以使用AD5620（12位）和AD5640（14位），它们还内置基准电压源。

AD5623R（12位）、AD5643R（14位）和AD5663R（16位）是双通道*nano*DAC器件，AD5624R（12位）、AD5644R（14位）和AD5664R（16位）是四通道*nano*DAC器件，均适合多通道应用。

AD5750-1和AD5750均为双极性模拟输出驱动器，可以提供±10 V和±20 mA。

电路评估与测试

设备要求（可以用同等设备代替）

- 系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)
- CN-0204电路评估板(EVAL-CN0204-SDPZ)
- CN-0204评估软件
- 用于控制外部测试测量设备的软件（CD中未包括）
- Agilent 34401A 6.5数字万用表
- Agilent E3631A 0 V-6 V/5 A、±25 V/1 A三路输出直流电源
- 带USB接口的PC（Windows® 2000或Windows XP）
- National Instruments GPIB转USB-B接口和电缆

开始使用

将CN0204评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开Readme文件。按照Readme文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

图5所示为测试设置的功能框图。Pdf文件“EVAL-CN0204-SDPZ-SCH”包含CN0204评估板的详细电路原理图。此文件位于CN-0204设计支持包中：www.analog.com/CN0204-DesignSupport。

设置

EVAL-CN0204-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有“CON A”或“CON B”的连接器。应使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。将直流输出电源设置为+25 V、−25 V和+6 V输出后，关闭电源。

Agilent E3631A电源具有±25 V/1 A和6 V/5 A输出通道。±25 V/1 A和6 V/5 A彼此隔离。因此，±25 V/1 A可以用于提供电路的+50 V电源。6 V/5 A电源的“−”引脚与±25 V/1 A电源的“COM”引脚之间不得有任何外部连接。

在断电情况下，将一个+25 V电源连接到板上标有“12~50VIN”的CN3引脚，将一个−25 V电源连接到板上标有“GND_ISO”的CN3引脚。±25 V/1 A的“COM”不连接。以同样方式将+6 V连接到CN2。接通电源，然后将SDP板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。注意：接通EVAL-CN0204-SDPZ的直流电源之前，请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

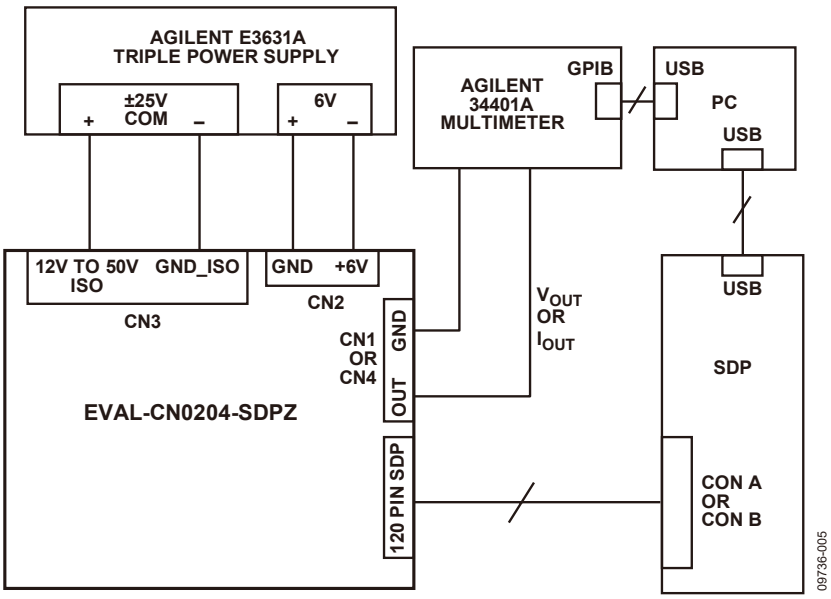


图5. 测试设置功能框图

表2. EVAL-CN0204-SDPZ跳线设置（粗体内容为默认设置）

跳线	描述	设置	功能
JP1	设置AD5751的地址	引脚1与引脚2短接	AD5751的地址：b'001
		引脚3与引脚2短接	**AD5751的地址：b'000**
JP2	设置外部补偿电容	短路	增加1 nF补偿电容
		开路	**移除1 nF补偿电容**
JP3	VSENSE+设置	**短路**	**VSENSE+与VOUT内部短接**
		开路	VSENSE+与VOUT无内部连接
JP4	设置AD5751的CLEAR模式	短路	清零至中间电平
		开路	**清零至中间电平**
JP5	VOUT和IOUT引脚短路	短路	VOUT和IOUT短路连在一起
		开路	**VOUT和IOUT无内部连接**

测试

设置好测试设备后，将标有“VOUT”的CN4引脚或标有“IOUT”的CN1引脚连接到Agilent 34401A的输入端。根据输入信号类型（电流或电压），确保Agilent 34401A前面板上的电缆连接正确。测试INL、DNL和总误差需要相当长的时间，因为AD5662 16位DAC的所有电平都需要由34401A设置并测量。

利用CD中提供的软件，可以通过PC设置DAC代码。需要使用自动测试程序来逐步测试各个代码并分析数据。CD中未提供此程序，必须由客户根据测试设置所用特定万用表的要求予以实现。

在图5所示的测试配置中，利用National Instruments GPIB转USB-B接口和电缆，34401A万用表的GPIB输出与PC上的另一个USB端口接口。这样，万用表读数就能与载入PC中Excel电子表格的各代码对应。然后根据业界标准定义分析这些数据，以获得INL、DNL和总误差。

欲详细了解参数定义以及如何从测量数据计算INL、DNL和总误差，请参阅AD5662数据手册的“术语”部分和以下文献：*数据转换手册*第5章“测试数据转换器”，ADI公司。

进一步阅读

CN-0204设计支持包：
http://www.analog.com/CN0204-DesignSupport

Slattery，Colm、Derrick Hartmann和Li Ke。PLC评估板简化工业过程控制系统的设计。模拟对话，2009年4月。

电路笔记CN-0063：使用AD5662 DAC、ADuM1401数字隔离器和外部放大器构建16位完全隔离式电压输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0064：使用AD5662 DAC、ADuM1401数字隔离器和外部放大器构建16位完全隔离式4 mA至20 mA输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0065：利用单芯片电压和电流输出DAC AD5422及数字隔离器ADuM1401构建16位全隔离输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0066：基于24位Σ-Δ型ADC AD7793和数字隔离器ADuM5401的全隔离输入模块。ADI公司。

电路笔记CN-0067：基于24位Σ-Δ型ADC AD7793、数字隔离器ADuM5401和高性能仪表放大器的全隔离输出模块。ADI公司。

电路笔记CN-0097：利用AD5412提供12位电压和4 mA至20 mA输出简化解决方案。ADI公司。

电路笔记CN-0209：适合过程控制应用的完全可编程通用模拟前端。ADI公司。

应用笔记AN-0971：*iso*Power器件的辐射控制建议。Mark Cantrell。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Kester，Walt。传感器信号调理实用设计技巧。ADI公司，1999年。ISBN 0-916550-20-6

Kester，Walt。数据转换手册，第5章。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0204电路评估板(EVAL-CN0204-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD5751数据手册

AD5751评估板

AD5662数据手册

AD5662评估板

修订历史

2011年10月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0206。

连接/参考器件	
AD7793	3通道、低噪声、低功耗、24位Σ-Δ型ADC，内置片内仪表放大器和基准电压源
ADuC832	精密模拟微控制器

采用AD7793 24位 Sigma-Delta ADC的完整热电偶测量系统

设计和集成文件

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个基于24位Σ-Δ型ADC AD7793的完整热电偶系统。AD7793是一款适合高精度测量应用的低功耗、低噪声、完整模拟前端，内置PGA、基准电压源、时钟和激励电流，从而大大简化了热电偶系统设计。系统峰峰值噪声约为0.02°C。

AD7793的最大功耗仅500 μA，因而适合低功耗应用，例如整个发送器的功耗必须低于4 mA的智能发送器等。AD7793还具有关断选项。在这种模式下，整个ADC及其辅助功能均关断，器件的最大功耗降至1 μA。

AD7793提供一种集成式热电偶解决方案，可以直接与热电偶接口。冷结补偿由一个热敏电阻和一个精密电阻提供。该电路只需要这些外部元件来执行冷结测量，以及一些简单的R-C滤波器来满足电磁兼容性(EMC)要求。

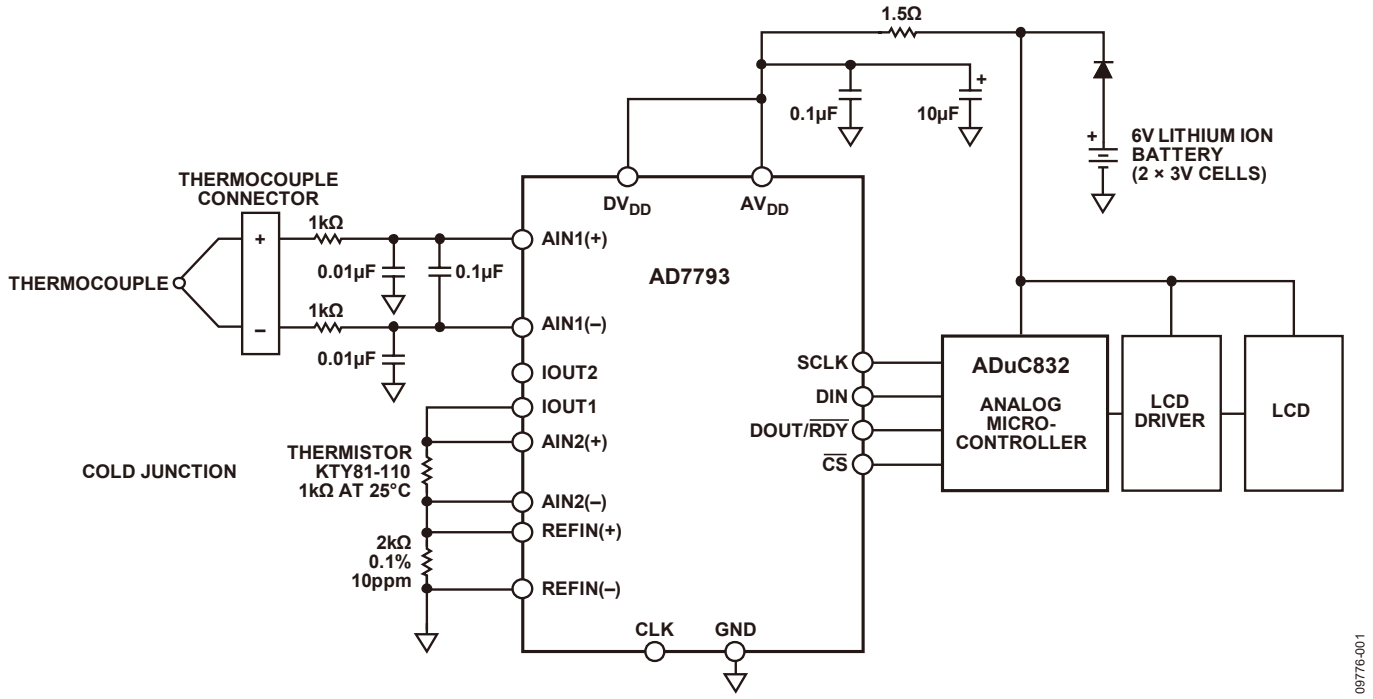


图1. 带冷结补偿的热电偶测量系统（原理示意图：未显示去耦和所有连接）

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

电路描述

本电路使用T型热电偶。该热电偶由铜和康铜构成，温度测量范围为–200°C至+400°C，产生的温度相关电压典型值为40 µV/°C。

热电偶的传递函数不是线性的。在0°C至+60°C的温度范围，其响应非常接近线性。但是，在更宽的温度范围内，必须使用一个线性化程序处理。

测试电路不包括线性化功能，因此，本电路的有用测量范围是0°C到+60°C。在该温度范围内，热电偶产生0 mV至2.4 mV的电压。内部1.17 V基准电压用于热电偶转换。因此，AD7793的增益配置为128。

AD7793采用单电源供电，热电偶产生的信号必须被偏置到地以上，从而处于该ADC支持的范围。对于128倍的增益，模拟输入端的绝对电压必须在GND + 300 mV至AVDD – 1.1 V范围内。

AD7793片上集成的偏置电压发生器偏置热电偶信号，使其共模电压为AVDD/2，确保以相当大的裕量满足输入电压限值要求。

热敏电阻在+25°C时的值为1 kΩ，0°C时的典型值为815 Ω，+30°C时的典型值为1040 Ω。假设0°C至30°C的传递函数为线性，则冷结温度与热敏电阻R之间的关系为：

$$冷结温度 = 30 \times (R - 815)/(1040 - 815)$$

AD7793的1 mA激励电流用于为热敏电阻和2 kΩ精密电阻供电。基准电压利用该2 kΩ外部精密电阻产生。这种架构提供一种比率式配置，激励电流用于为热敏电阻供电，并产生基准电压。因此，激励电流值的偏差不会改变系统的精度。

对热敏电阻通道进行采样时，AD7793以1倍的增益工作。对于+30°C的最大冷结温度，热敏电阻上产生的最大电压为1 mA × 1040 Ω = 1.04 V。

热敏电阻的选择条件是：热敏电阻上产生的最大电压乘以PGA增益的结果小于或等于精密电阻上产生的电压。

对于ADC_CODE的转换值，相应的热敏电阻值R等于：

$$R = (ADC\_CODE - 0x800000) \times 2000/2^{23}$$

还需要考虑AD7793 IOUT1引脚的输出顺从电压。使用1 mA激励电流时，输出顺从电压等于AVDD – 1.1 V。从上述计算可知，电路满足这一要求，因为IOUT1的最大电压等于精密电阻上的电压加上热敏电阻上的电压，等于2 V + 1.04 V = 3.04 V。

AD7793以16.7 Hz的输出数据速率工作。每读取10个热电偶转换结果，就读取1个热敏电阻转换结果。相应的温度等于：

$$温度 = 热电偶温度 + 冷结温度$$

AD7793的转换结果由模拟微控制器ADuC832处理，所得的温度显示在LCD显示器上。

该热电偶设计采用6 V（2节3 V锂电池）电池供电。一个二极管将6 V电压降至适合AD7793和模拟微控制器ADuC832的电平。ADuC832电源与AD7793电源之间有一个RC滤波器，用以降低进入AD7793的电源数字噪声。

图2显示了T型热电偶上产生的电压与温度的关系。圆圈内的区域是从0°C到+60°C，该区域内的传递函数接近线性。

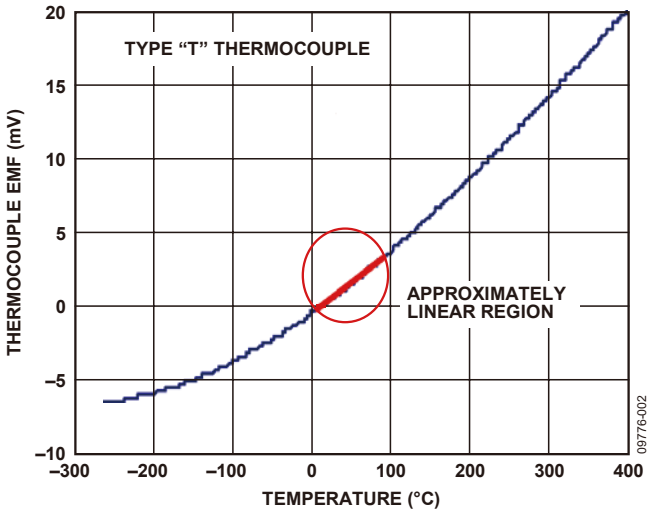


图2. 热电偶电动势与温度的关系

当系统处于室温时，热敏电阻应指示室温的值。热敏电阻指示的是相对于冷结温度的相对温度，即冷结（热敏电阻）与热电偶的温差。因此，在室温时，热电偶应指示0°C。

如果将热电偶放在一个冰桶中，热敏电阻仍旧测量环境（冷结）温度。热电偶应指示热敏电阻值的负值，使得总温度等于0。

最后，对于16.7 Hz的输出数据速率和128倍的增益，AD7793的均方根噪声等于0.088 µV。峰峰值噪声等于：

$$6.6 \times \textit{均方根噪声} = 6.6 \times 0.088\ \mu V = 0.581\ \mu V$$

如果热电偶的灵敏度恰好为40 µV/°C，则热电偶的温度测量分辨率为：

$$0.581\ \mu V \div 40\ \mu V = 0.014°C$$

图3所示为实际的测试板。系统评估如下：分别在室温时以及将热电偶放入冰桶的情况下，测量热敏电阻温度、热电偶温度和分辨率。结果如表1所示。

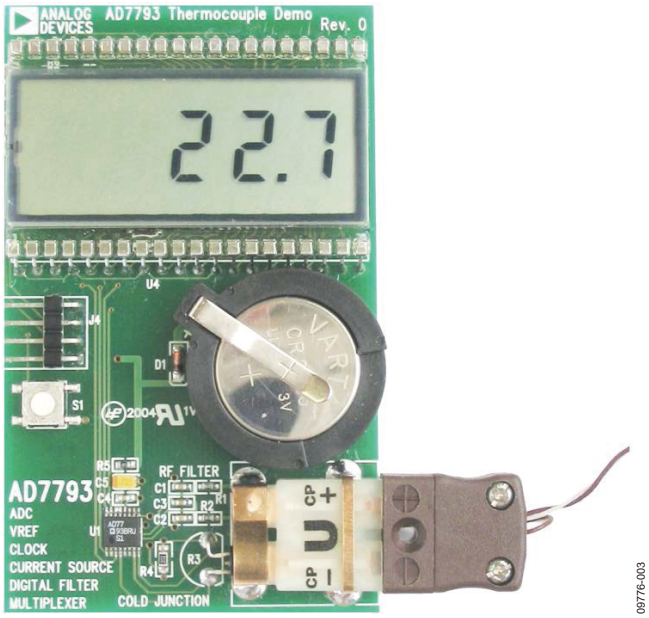


图3. 采用AD7793的热电偶系统

表1. 热电偶系统测试结果

	0°C	环境温度 (20°C)
温度读数 (°C)	–20	0
热敏电阻读数 (°C)	20.3	20.3
结果读数 (°C)	0.3	20.3
峰峰值噪声 (°C)	0.02	0.02

从表1可知，热电偶报告的温度正确，热敏电阻则有0.3°C的误差。这是未包括线性化处理时的系统精度。如果对热电偶和热敏电阻进行线性化处理，系统精度将会提高，系统将能测量更宽的温度范围。

如果每读取10次就计算一次最小与最大温度读数之差，则用温度表示的峰峰值噪声为0.02°C。因此，实际的峰峰值分辨率非常接近期望值。

常见变化

AD7793是一款低噪声、低功耗ADC。其它合适的ADC有AD7792和AD7785，这两款器件具有与AD7793相同的特性组合，但AD7792为16位ADC，AD7785为20位ADC。

电路评估与测试

测试数据利用图3所示测试板获得。该系统的完整文档位于CN-0206设计支持包中：
www.analog.com/CN0206-DesignSupport

进一步阅读

CN-0206设计支持包：
http://www.analog.com/CN0206-DesignSupport

Kester，Walt。1999年。传感器信号调理。第7部分。ADI公司。

教程MT-004：ADC输入噪声面面观—噪声是利还是弊？ADI公司。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-023：ADC架构IV：Σ-Δ型ADC的高级概念和应用。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

AD7793数据手册

AD7793评估板

ADuC832数据手册

ADuC832评估系统

修订历史

2011年10月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0209

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0209。

连接/参考器件

ADP1720	高压、低压差线性稳压器	ADG442	LC²MOS 四通道单刀单掷开关
AD8275	G = 0.2、电平转换 ADC 驱动器	AD8676	双通道、轨到轨输出运算放大器
REF194	4.5 V 精密基准电压源	AD7193	24 位 Σ-Δ 型 ADC
AD8617	低噪声、轨到轨输入/输出放大器	ADuM1400	四通道数字隔离器
ADT7310	16 位数字温度传感器	ADuM1401	四通道数字隔离器
ADG1414	串行控制 8 通道单刀单掷开关		

适合过程控制应用的完全可编程通用模拟前端

评估和设计支持

电路评估板

CN-0209电路评估板(EVAL-CN0209-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图 1 所示电路是一款适合过程控制应用的完全可编程通用模拟前端(AFE)。它支持下列输入：2/3/4 线 RTD 配置、带冷结补偿的热电偶输入、单极性和双极性输入电压、4 mA 至 20 mA 输入。

如今，许多模拟输入模块使用线链路（跳线）来配置客户输入要求，配置和重新配置输入需要时间、知识和手动干预。本电路提供一个用来配置工作模式的软件可控开关以及用来激励 RTD 的恒流源。本电路也可以重新配置，以便设置热电偶配置的共模电压。一个差分放大器用来调理 Σ-Δ ADC 的模拟输入范围。本电路以最低的成本提供业界领先的性能。

由于AD8676和AD8275提供电压增益，因此该设计特别适合小信号输入、所有类型的RTD或热电偶。

AD7193是一款 24 位Σ-Δ型ADC，可配置为四路差分输入或八路伪差分输入。ADuM1400和ADuM1401在微控制器与ADC之间提供所需的全部信号隔离。本电路还含有标准外部保护功能，符合IEC 61000 标准。

电路描述

本电路针对过程控制应用提供一款完全可编程的通用模拟前端(AFE)，支持 2/3/4 线 RTD 配置、带冷结补偿的热电偶输入、单极性和双极性输入电压、4 mA 至 20 mA 输入，如图 2 的配置图所示。

串行控制的 8 通道单刀单掷开关ADG1414用于配置选定的测量模式。

电压测量

本电路支持最高达±10 V的单极性和双极性信号测量。输入信号先通过一个信号调理级，然后由AD7193 ADC执行转换。AD8676 放大器缓冲输入信号，然后由增益级放大。AD8275 用来对输入信号进行电平转换，并提供增益，使其符合 AD7193 的输入范围。与REF引脚相连的共模电压用来偏置 AD8275 的输出。此电压由 4.5 V精密基准电压源REF194产生。

RTD 测量

如连接表所示，本电路支持 2/3/4 线RTD配置。此时，传感器是一个 1000 Ω铂(Pt) RTD（电阻温度检测器）。最精确的配置是 4 引脚RTD配置。在所示的应用中，外部 200 μA电流源提供RTD所需的激励电流，AD7193 在 16 倍增益下工作，使电路的动态范围达到最大。选择RTD测量模式时，AD8617放大器被配置为电流源。选择热电偶测量时，它在闭环中重新配置，以便设置共模电压。AD8617 是一款双通道低噪声放大器，因此它能同时驱动电路板上的两个输入通道。配置电流源的电阻必须具有低温度系数，以免在测量电路中引入温漂误差。

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com/zh
Fax: 781.461.3113

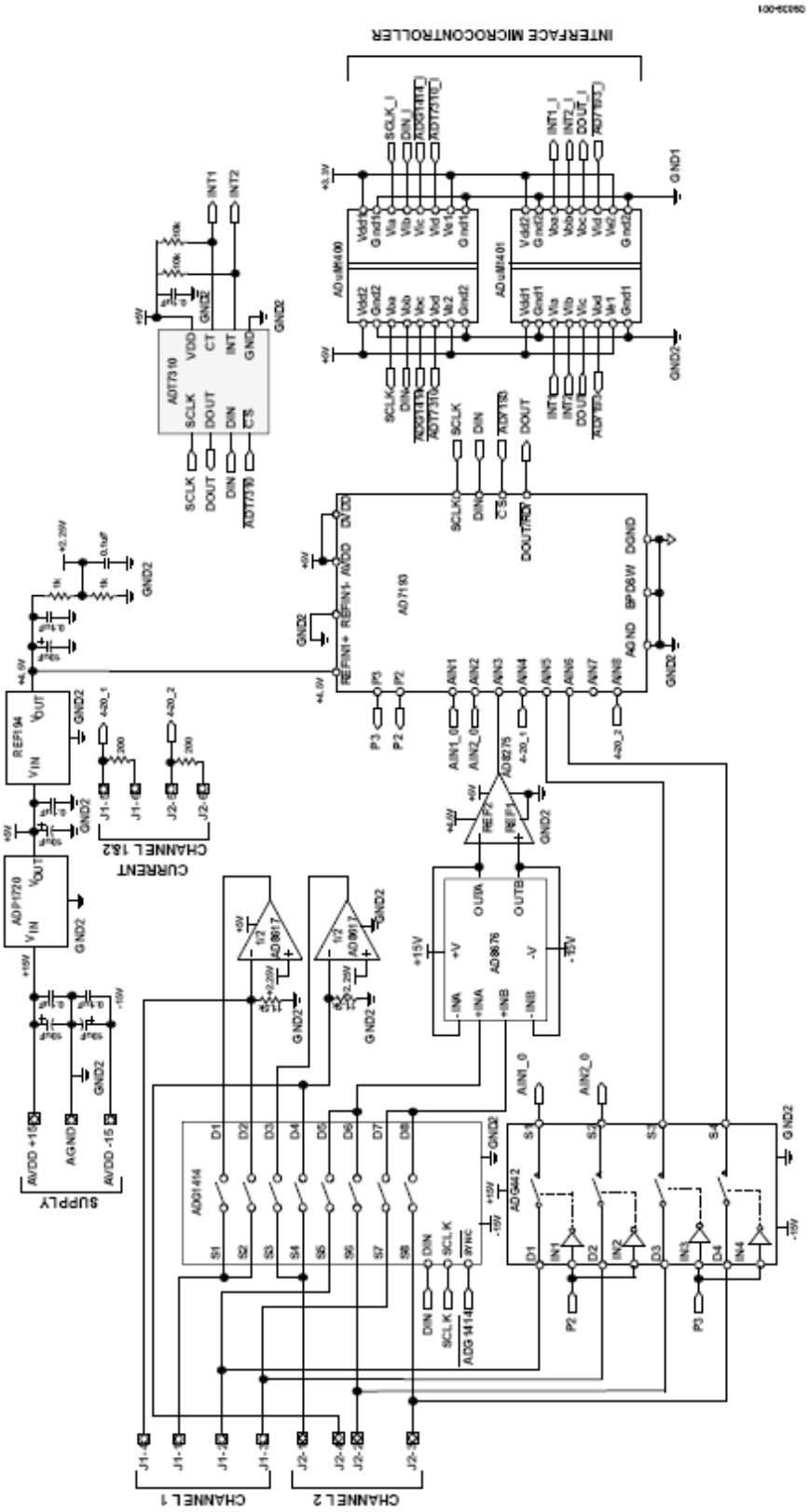


图 1.适合过程控制应用的通用可编程模拟前端（原理示意图：未显示所有连接和去耦）

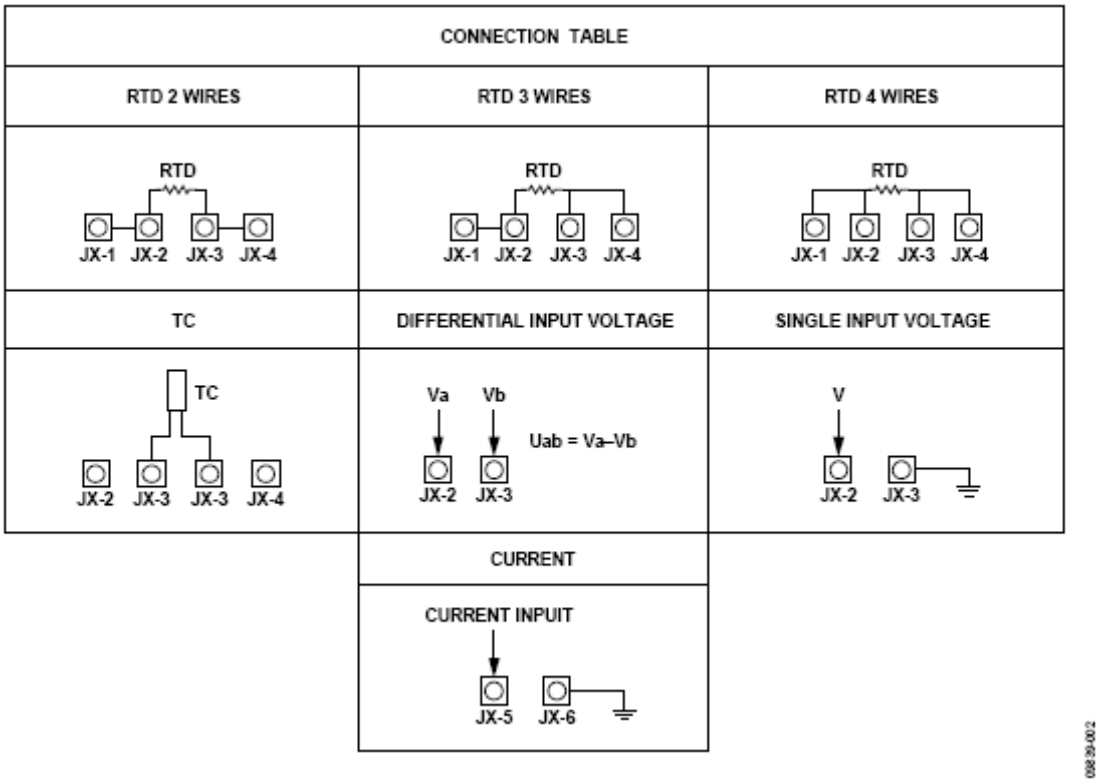


图 2. 模拟输入配置表

热电偶测量

在热电偶应用中，以ADC外部的绝对基准电压为基础来测量热电偶所产生的电压。冷结补偿利用 16 位温度传感器ADT7310实现。因为热电偶的信号较小，同时为使电路的动态范围达到最大，所以AD7193 在 128 倍的最高增益下工作。输入通道具有缓冲功能，因此需要时可将大去耦电容置于前端，以便于消除可能出现在热电偶引脚上的噪声影响。热电偶测量所用的共模电压由放大器AD8617 提供。

4 mA 至 20 mA 电流测量

本电路还支持 4 mA 至 20 mA 电流测量。利用片上检测电阻将电流转换为电压。为在电流测量模式下使用 ADC 的全部动态范围，使用一个 200 Ω 电阻。该检测电阻必须具有低温度系数，以免在测量电路中引入温漂误差。

稳压器和基准电压源的选择

本电路选择ADP1720作为 5 V稳压器。

ADP1720 是一款高压微功耗线性稳压器，特别适合工业应用。本电路选择 4.5 V REF194作为基准电压源，E级器件在 25°C 时的初始精度为±2 mV，最大温漂为 5 ppm/°C。它是一款低压差器件，功耗小于 45 μA，额定工作温度范围为−40°C至+125°C。

隔离

ADuM1400和ADuM1401是基于ADI公司*i*Coupler®技术的四通道数字隔离器，用来在现场端与系统微控制器之间实现隔离，隔离额定值为 2.5 kV rms。ADuM1400 使用 4 条线，全部用于发送数据（SCLK、DIN、$\overline{\text{ADG1414}}$、$\overline{\text{ADT7310}}$）。ADuM1401 也使用 4 条线，1 条线用于发送数据($\overline{\text{AD7193}}$)，3 条线用于接收数据（INT1、INT2、DOUT）。DIN、DOUT和SCLK线连接到SPORT接口。

表 1：基于 1000 个采样点的实测性能

输入	AD7193 配置	均方根噪声 (nV)	有效分辨率（位）
±10V 输入范围	增益 = 1；50 Hz 和 60 Hz 抑制；输出数据速率 = 50 Hz	7940	19.15
4 mA 至 20 mA 范围	增益 = 1；50 Hz 和 60 Hz 抑制；输出数据速率 = 2.63 Hz	931	22.24
RTD	增益 = 16；50 Hz 和 60 Hz 抑制；输出数据速率 = 2.63 Hz	243	20.29
热电偶	增益 = 128；50 Hz 和 60 Hz 抑制；输出数据速率 = 2.63 Hz	220	19.23

图 3 显示配置为双极性输入模式并且输入接地时 AD7193 输出性能的直方图。该直方图显示了等效输入噪声的影响。这种模式实现的有效分辨率为 19.2 位。

表 1 显示了其它模式下基于 1000 个 ADC 数据采样点的性能。

该设计还包括外部保护功能，如标准保护二极管和瞬变电压抑制器（TVS器件）等，用以增强电路的鲁棒性。更多信息参见 CN0209 设计支持包中的原理图和其它资源：http://www.analog.com/CN0209-DesignSupport

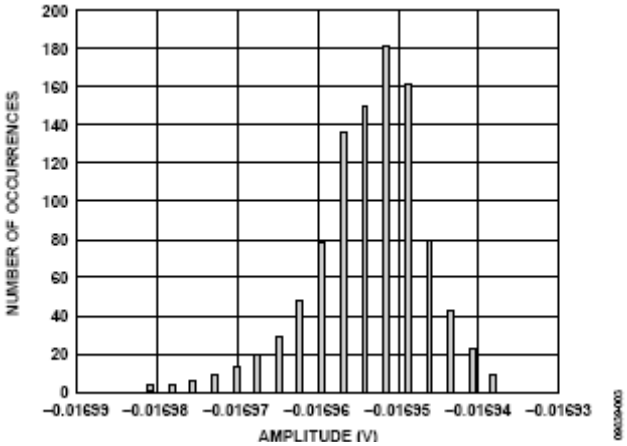


图 3. AD1793 噪声分布直方图（1000 样本，50 Hz 数据速率，增益 = 1，输入 = 4.5 V 基准电压）

电路评估与测试

本电路使用 EVAL-CN0209-SDPZ 电路板和 EVAL-SDP-CB1Z 系统演示平台(SDP)评估板。这两片板具有 120 引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0209-SDPZ 板包含要评估的电路，如本笔记所述。SDP 评估板与 CN0209 评估软件一起使用，可从 EVAL-CN0209-SDPZ 电路板获取数据。

设备要求

- 带 USB 端口的 Windows® XP、Windows Vista®（32 位）或 Windows® 7（32 位）PC
- EVAL-CN0209-SDPZ 电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP 评估板
- CN0209 评估软件
- +15 V 和–15 V 电源
- RTD 温度传感器
- 热电偶

开始使用

将 CN0209 评估软件光盘放进 PC 的光盘驱动器，加载评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开 Readme 文件。按照 Readme 文件中的说明安装和使用评估软件。

电路的功能框图参见本电路笔记的图 1，电路原理图参见“EVAL-CN0209-SDPZ-SCH-Rev0.pdf”文件。此文件位于 CN0209 设计支持包中：

http://www.analog.com/CN0209-DesignSupport

设置

EVAL-CN0209-SDPZ 电路板上的 120 引脚连接器连接到 EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有“CON A”的连接器。通过 120 引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。在断电情况下，将一个+15 V 电源连接到板上标有“+15 V”的引脚，将一个−15 V 电源连接到板上标有“−15 V”和“GND”的引脚。SDP 板附带的 USB 电缆连接到 PC 上的 USB 端口。注意：此时请勿将该 USB 电缆连接到 SDP 板上的微型 USB 连接器。

测试

为连接到 EVAL-CN0209-SDPZ 电路板的±15 V 电源通电。启动评估软件，并通过 USB 电缆将 PC 连接到 SDP 板上的微型 USB 连接器。

一旦 USB 通信建立，就可以使用 SDP 板来发送、接收、捕捉来自 EVAL-CN0209-SDPZ 板的串行数据。

电压测量

若要测量电压测量电路的噪声，请将输入 J3 和 J4 同时接地，然后点击软件中相应通道的按钮：V1（若使用通道 1）或 V2（若使用通道 2）。

若要测量电压，请按照图 2（模拟输入配置表）所示连接输入 J3 和 J4，然后如上所述，点击软件中的相应按钮。

结果以波形和直方图显示。可以使用切换按钮选择电压测量结果的刻度：μV、mV 或 V。

RTD 测量

若要通过 RTD 温度传感器测量温度，请按照图 2 所示连接输入 J1、J2、J3 和 J4。RTD 2 线、3 线或 4 线各对应一种连接配置。然后，点击软件中的相应按钮（RTD1 表示通道 1，RTD2 表示通道 2）。

可以使用波形上方的切换按钮来选择测量结果的显示单位：华氏度、摄氏度或开氏度。

热电偶测量

若要通过热电偶测量温度，请按照图 2 所示连接输入 J1、J2、J3 和 J4。选择所用的热电偶类型（B、E、J、K、R、S、T、N），然后点击软件中的 TC 按钮（TC1 表示通道 1，TC2 表示通道 2）。

可以使用波形上方的切换按钮来选择测量结果的显示单位：华氏度、摄氏度或开氏度。

电流测量

若要测量电流，请按照图 2 所示连接输入 J5 和 J6，然后点击软件中的相应按钮（I1 表示通道 1，I2 表示通道 2）。

可以使用切换按钮选择电流测量结果的刻度：μA、mA 或 A。

有关SDP板的信息，请参阅SDP用户指南。

进一步阅读

教程MT-004：ADC输入噪声面面观—噪声是利还是弊？ADI公司。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-023：ADC架构IV：Σ-Δ型ADC的高级概念和应用。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。传感器信号调理。ADI公司，1999年，第7章。

数据手册和评估板

ADuM1400数据手册

ADuM1401数据手册

AD7193数据手册

AD7193评估板

AD8275数据手册

REF194数据手册

AD8676数据手册

AD8617数据手册

ADG442数据手册

ADG1414数据手册

ADT7310数据手册

修订历史

2011年4月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记

CN-0213

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0213。

连接/参考器件	
AD7685	16 位、250 kSPS PulSAR® ADC，采用 MSOP/QFN封装
AD8226	宽电源电压范围、轨到轨输出仪表放大器
AD8275	G = 0.2、电平转换、16 位 ADC 驱动器
ADP1720	50 mA、高压微功耗线性调节器
ADR439	超低噪声XFET®基准电压源

适合过程控制应用的完整高速、高共模抑制比(CMRR)精密模拟前端

评估和设计支持

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

工业过程控制系统中的信号电平通常为以下几类之一：单端电流（4 mA 至 20 mA）、单端差分电压（0 V 至 5V、0 V 至 10 V、±5 V、±10 V）或者来自热电偶或称重传感器等传感器的小信号输入。大共模电压摆幅也非常典型，尤其是小信号差分输入；因此，良好的共模抑制性能是模拟信号处理系统的一项重要特性。

图 1 所示的模拟前端电路经过优化，可在处理这些类型的工业级信号时提供高精度和高共模抑制比(CMRR)。

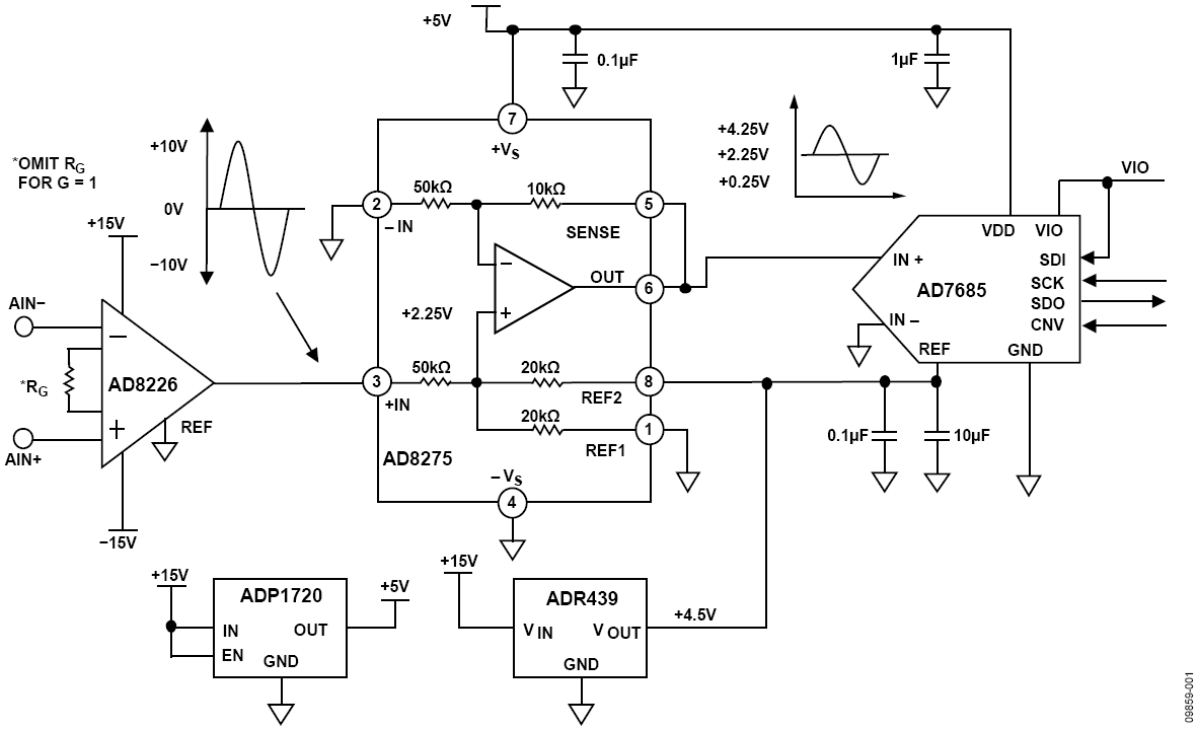


图 1. 适合过程控制应用的高性能模拟前端（原理示意图：未显示所有连接和去耦）

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com/zh
Fax: 781.461.3113

该电路会对信号进行电平转换和衰减，从而使信号可以与大多数现代单电源SAR ADC的输入范围要求兼容，如高性能、16 位 250 kSPS PulSAR® ADC AD7685。

对于 18 V p-p 的输入信号，该电路的共模抑制(CMR)性能约为 105 dB（100 Hz 时）和 80 dB（5 kHz 时）。

高精度、高输入阻抗和高CMR由仪表放大器AD8226提供。对于高精度应用，需要具有高输入阻抗，以便最大程度地减小系统增益误差并实现出色的CMR。AD8226增益可以用电阻在 1 至 1000 范围内进行编程设置。

若直接在输入端连接阻性电平转换器/衰减器级，会因电阻之间出现失配，导致CMR性能下降。AD8226可以提供小信号和大信号输入所需的出色CMR性能。无需任何外部元件，电平转换器/衰减器/驱动器AD8275即可在该电路中执行衰减和电平转换功能。

由于信号带宽相对较低，Σ-Δ型ADC通常用于高分辨率测量系统，而且Σ-Δ架构可以在低更新速率条件下提供出色的噪声性能。不过，在越来越多的设计中，尤其是多通道系统，更新速率不断提高，以便更快地更新各通道或增加通道密度。这种情况下，高性能SAR ADC是不错的替代之选。图 1 所示电路采用 250 kSPS 16 位ADC AD7685、高性能仪表放大器AD8226和衰减器/电平转换器/放大器AD8275并配置为完整的系统解决方案，无需任何外部元件。

电路描述

此电路内置一个轨到轨输出仪表放大器AD8226，并连接到G = 0.2 差动放大器AD8275的正输入端，该差动放大器的输出端则连接到 16 位、250 kSPS、采用 MSOP/QFN封装的PulSAR ADC AD7685的输入端。AD8226 的增益设置为 1（高电压/电流输入），且其输出以地为参考。可以使用单端或差分输入。AD8226的输出为双极性信号，用于驱动AD8275输入。AD8275用于对该双极性输入进行衰减和电平转换，从而提供 0.2 的增益。因此，在其输入端输入 20 V p-p的差分信号时，输出端将产生 4 V p-p的单端信号。4.5 V精密基准电压源ADR439用于为AD8275提供内部共模偏置电压(VREF/2 = 2.25V)，以及为AD7685 ADC提供外部基准电压。在这些条件下，AD8275的输出摆幅为+0.25 V至+4.25 V，位于AD7685的 0 V至+4.5 V工作范围内。

ADP1720用于为AD8275和AD7685提供 5 V电源。之所以选择ADP1720是因为其具有高输入电压范围（高达 28 V）。在此电路中，ADP1720只需为AD8275和AD7685提供约 4 mA的电流，因此在最差情况下，28 V输入时调节器的功耗约为 90 mW，这使得整个系统可以采用外部±15 V电源供电。

系统级共模抑制性能

初始测试用于在系统级验证至ADC的AD8226共模抑制性能。采用的输入测试信号音为 10 Hz、100 Hz、500 Hz、1 kHz、2 kHz、3 kHz、4 kHz、5 kHz，而输入信号为 18 V p-p。测试结果如表 1 所示。在测试 1 中，AIN+和AIN−信号短接并连接到交流测试信号音，然后以FFT测量结果。由于输入端连接在一起，因此AD8226应当会抑制交流信号。在测试 2 中，信号施加于AIN+，而AIN−接地。在这些条件下，FFT测量信号音电平。然后，通过计算测试 1 和测试 2 中FFT结果之间的差值即可得到共模抑制值。表 1 列出了不同频率下获得的CMR值。必须注意，AD8226在 5 kHz时的CMR额定值为 80 dB，因此可在系统级实现CMR性能无损。

系统级交流性能

此外还要在系统级测试系统的交流精度，此时AD7685的工作采样速率为 250 kSPS。图 2 所示为 10 kHz、5 V p-p输入时的FFT测试结果。图中所示的结果如下：

- 信噪比(SNR) = 87.13 dBFS
- 信纳比(SINAD) = 85.95 dBFS
- 无杂散动态范围(SFDR) = 81.82 dBc
- 总谐波失真(THD) = −78.02 dBc

表 1：18 V p-p 输入时电路的 CMR 性能

Frequency (kHz)	FFT Signal Level (dBFS), 18 V p-p Input		CMR (dB)
	Test 1: AIN+ = AIN–	Test 2: Input = AIN+, AIN– = GND	
0.1	–104.64	–2.86	101.78
0.5	–100.00	–3.28	96.72
1	–94.67	–2.85	91.82
2	–88.58	–2.88	85.70
3	–84.93	–2.93	82.00
4	–82.07	–3.01	79.06
5	–79.43	–3.10	76.33

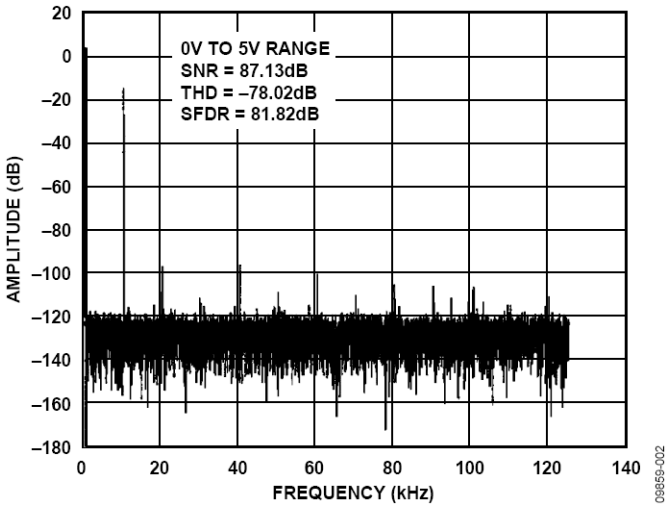


图 2. 10 kHz 输入信号、满量程以下 14 dB、250 kSPS 的 FFT 结果

该电路或任何高速电路的性能都高度依赖于适当的PCB布局，包括但不限于电源旁路、受控阻抗线路（如需要）、元件布局、信号布线以及电源层和接地层。（有关PCB布局的详情，请参见MT-031 教程、MT-101 教程和高速印刷电路板布局实用指南一文。）

有关本电路笔记的完整设计支持包，请参阅
http://www.analog.com/CN0213-DesignSupport

常见变化

经验证，采用图中所示的元件值，该电路能够稳定地工作，并具有良好的精度。可使用其他ADI公司的模数转换器来代替AD7685，从而进一步提高速度/分辨率或性能。AD7688提供真差分输入，以便取得更佳CMR性能。18 位ADC AD7982能够以高达 1 MSPS的速度提供更高分辨率，并且还提供全差分。漏斗放大器AD8475也可接受高电压双极性输入，并提供衰减、电平转换和差分输出，因此非常适合使用差分输入ADC的工业应用（参见电路笔记CN-0180）。

电路评估与测试

该电路采用系统演示平台(SDP)进行测试。SDP 平台包含必要的 ADC 驱动器以及至 PC 的 USB 连接。从 ADC 采样的数据由 SDP 板通过 USB 发送至 PC。然后利用 ADC 公司提供的标准 ADC LabVIEW 评估软件工具生成 FFT 曲线图。测试设置的功能框图如图 3 所示，而电路板照片如图 4 所示。

用于收集测试数据的设备

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®（32 位）或Windows® 7（32 位）PC
- EVAL-A-INPUT-1AZ 电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z、SDP-A 评估板
- 评估软件
- 电源电压：+5 V (200 mA)
- 电源电压：±15 V、Agilent E3630A 或等同
- 信号发生器：Agilent 33120A 或等同产品

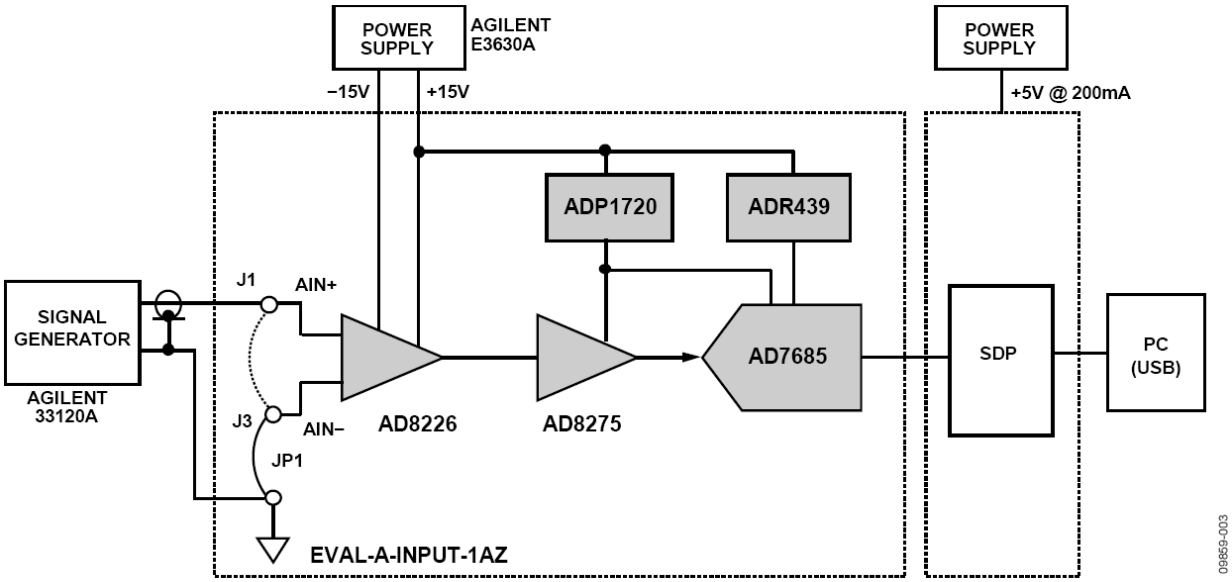


图 3. 测试设置的功能框图

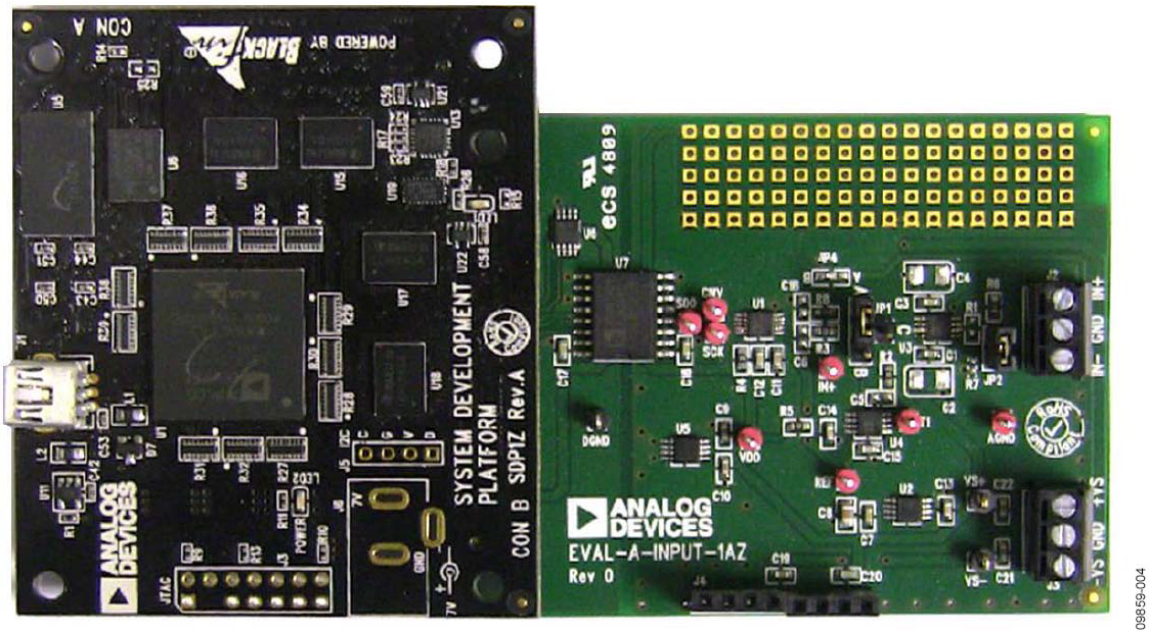


图 4. 与 SDP 板相连的 EVAL-A-INPUT-1AZ 评估板照片

设置与测试

在 PC 的 CD 驱动器中加载评估软件。

EVAL-A-INPUT-1AZ 电路板上的 120 引脚连接器连接到 EVAL-SDP-CB1Z (SDP)评估板上标有“CON B”的连接器。使用尼龙五金配件，通过 120 引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。将信号源连接到 EVAL-A-INPUT-1AZ 板的 J1 输入(AIN+)端子。运行常规 FFT 测试时，JP1 跳线连接在 J3 端子(IN−)和地之间。运行 CMR 测试时，该跳线连接在 J1 (AIN+)和 J3 (AIN−)之间。

在断电情况下，将一个+5 V 电源连接到 SDP 板。使用 USB 电缆将 SDP 板连接到 PC 上的 USB 端口。

然后，将±15 V 电源连接到 EVAL-A-INPUT-1AZ 电路板。启动评估软件，并通过 USB 电缆将 PC 连接到 SDP 板上的微型 USB 连接器。

一旦 USB 通信建立，就可以使用 SDP 板来发送、接收、捕捉来自 EVAL-A-INPUT-1AZ 板的串行数据。

进一步阅读

CN-0213设计支持包：

http://www.analog.com/CN0213-DesignSupport

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7685数据手册

AD7685评估板

AD8226数据手册

AD8275数据手册

修订历史

2011年7月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

电路笔记 CN-0214

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab®实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0214。

连接/参考器件	
ADuC7060/ADuC7061	基于ARM7的微控制器，内置双通道24位Σ-Δ型ADC
ADP3333	2.5 V低压差线性调节器
ADP1720-ADJ	50 mA、高压、微功耗线性稳压器
OP193	低功耗运算放大器

利用精密模拟微控制器ADuC7060/ADuC7061构建基于USB且带冷结补偿的热电偶温度监控器

评估和设计支持

电路评估板

ADuC7061迷你套件(EVAL-ADUC7061MKZ)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

本电路显示如何在精密热电偶温度监控应用中使用精密模拟微控制器ADuC7060/ADuC7061。ADuC7060/ADuC7061集成双通道24位Σ-Δ型ADC、双通道可编程电流源、14位DAC、1.2 V内部基准电压源、ARM7内核、32 kB闪存、4 kB SRAM以及各种数字外设，例如UART、定时器、SPI和I²C接口等。

在本电路中，ADuC7060/ADuC7061连接到一个热电偶和一个100 Ω Pt RTD。RTD用于冷结补偿。

在源代码中，ADC采样速率选择4 Hz。当ADC输入PGA的增益配置为32时，ADuC7060/ADuC7061的无噪声分辨率大于18位。

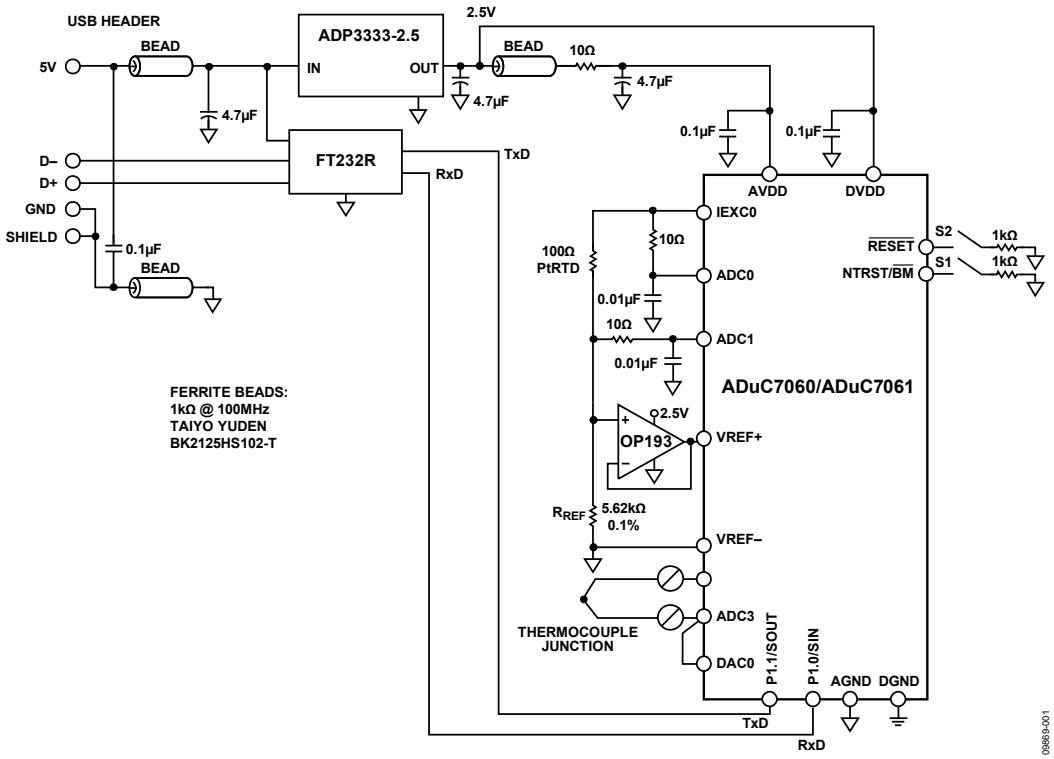


图1. ADuC7060/ADuC7061用作温度监控控制器与热电偶接口(原理示意图，未显示所有连接)

Rev. C

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

本应用中用到ADuC7060/ADuC7061的下列特性：

- 内置可编程增益放大器(PGA)的24位Σ-Δ型主ADC：PGA的增益在本应用的软件中设置为32。主ADC在热电偶信号采样与RTD电压信号采样之间连续切换。
- 可编程激励电流源，用来驱动受控电流流经RTD：双通道电流源可在0 μA至2 μA范围内以200 μA阶跃配置。本例使用200 μA设置，以便将RTD自热效应引起的误差降至最小。
- ADuC7060/ADuC7061中ADC的内置1.2 V基准电压源：内部基准电压源精度高，适合测量热电偶电压。
- ADuC7060/ADuC7061中ADC的外部基准电压源：为了测量RTD电阻，我们采用比率式设置，将一个外部基准电阻(R_{REF})连接在外部VREF+和VREF−引脚上。
- 14位DAC：DAC用于将热电偶共模电压设置为地以上850 mV。
- ARM7TDMI®内核：功能强大的16/32位ARM7内核集成了32 kB闪存和SRAM存储器，用来运行用户代码，可配置并控制ADC，通过RTD处理ADC转换，以及控制UART/USB接口的通信。
- UART：UART用作与PC主机的通信接口。
- 两个外部开关用来强制该器件进入闪存引导模式：使S1处于低电平，同时切换S2，ADuC7060/ADuC7061将进入引导模式，而不是正常的用户模式。在引导模式下，通过UART接口可以对内部闪存重新编程。

热电偶和RTD产生的信号均非常小，因此需要使用PGA来放大这些信号。ADuC7060/ADuC7061的辅助ADC不含PGA，因此二者均连接到主ADC，二者之间的切换通过软件完成。

本应用使用的热电偶为T型(copperconstantan)，其温度范围为−200°C至+350°C。其灵敏度约为40 μV/°C，这意味着ADC在双极性模式和32倍PGA增益设置下可以覆盖热电偶的完整温度范围。

RTD用于冷结补偿。本电路使用的RTD为100 Ω铂RTD，型号为Enercorp PCS 1.1503.1。它采用0805表贴封装，温度变化率为0.385 Ω/°C。

注意，基准电阻R_{REF}应为精密5.62 kΩ (±0.1%)电阻。

ADuC7060/ADuC7061的USB接口通过FT232R UART转USB收发器实现，它将USB信号直接转换为UART。

除图1所示的去耦外，USB电缆本身还应采用铁氧体磁珠来增强EMI/RFI保护功能。本电路所用铁氧体磁珠为Taiyo Yuden #BK2125HS102-T，它在100 MHz时的阻抗为1000 Ω。

本电路必须构建在具有较大面积接地层的多层电路板上。为实现最佳性能，必须采用适当的布局、接地和去耦技术(请参考教程MT-031——“实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团”、教程MT-101——“去耦技术”和ADuC7060/ADuC7061评估板布局布线 。

图2所示为EVAL-ADUC7061MKZ PCB。

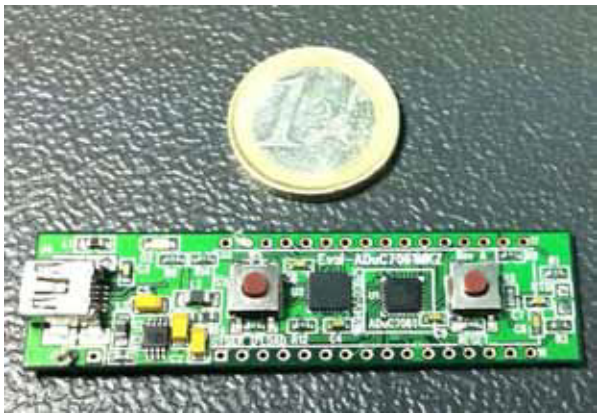


图2. 本电路所用的EVAL-ADUC7061MKZ板

代码说明

用于测试本电路的源代码可从以下网址下载(zip压缩文件)：http://www.analog.com/CN0214-SourceCode。

UART配置为波特率9600、8数据位、无极性、无流量控制。如果本电路直接与PC相连，则可以使用“超级终端”(HyperTerminal)等通信端口查看程序来查看该程序发送给UART的结果，如图3所示。

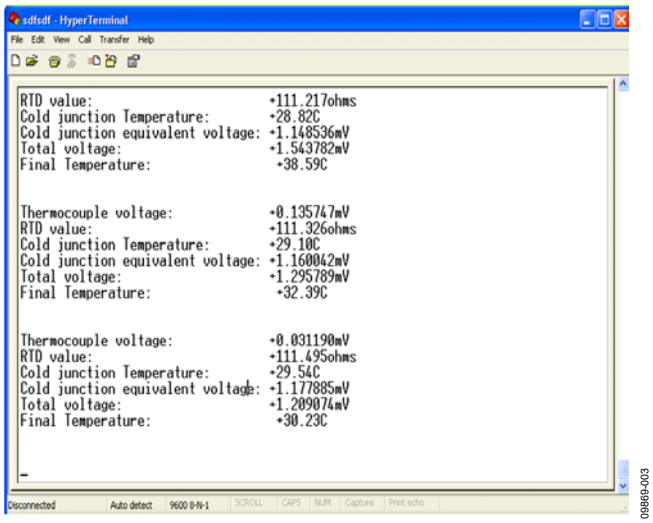


图3.“超级终端”通信端口查看程序的输出

为了获得温度读数，必须测量热电偶和RTD的温度。RTD温度通过一个查找表转换为其等效热电偶电压。将这两个电压相加，便可得到热电偶电压的绝对值。

首先，测量热电偶两条线之间的电压(V1)。测量RTD电压并通过查找表转换为温度，然后再将此温度转换为其等效热电偶电压(V2)。然后，将V1和V2相加，以得出整体热电偶电压，接着将此值转换为最终的温度测量结果。

最初，这一转换是基于一个简单的线性假设：热电偶的温度为40 µV/°C。从图4可以看出，只有针对0°C左右的小范围温度，如此转换所产生的误差才是可以接受的。

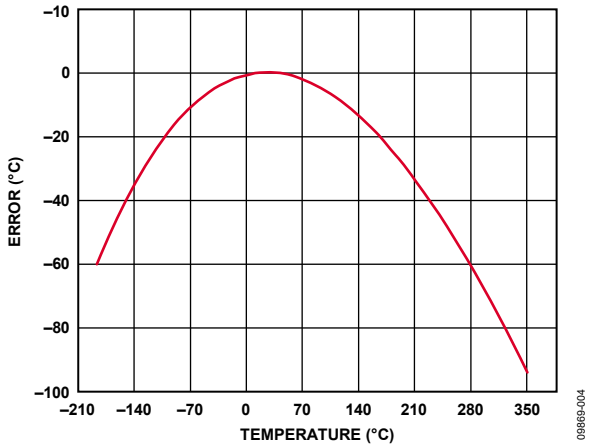


图4. 使用简单线性逼近法时的误差

计算热电偶温度的更好方法是对正温度使用6阶多项式，对负温度使用7阶多项式。这需要进行数学运算，导致计算时间和码字大小增加。适当的折衷是针对固定数量的电压计算相应的温度，然后将这些温度存储在一个数组中，其间的值利用相邻点的线性插值法计算。从图5可以看出，使用这种方法时误差显著降低。图5给出了使用理想热电偶电压时的算法误差。图6显示了使用ADuC7060上的ADC0测量整个热电偶工作范围内的52个热电偶电压时获得的误差。最差情况的总误差小于1°C。

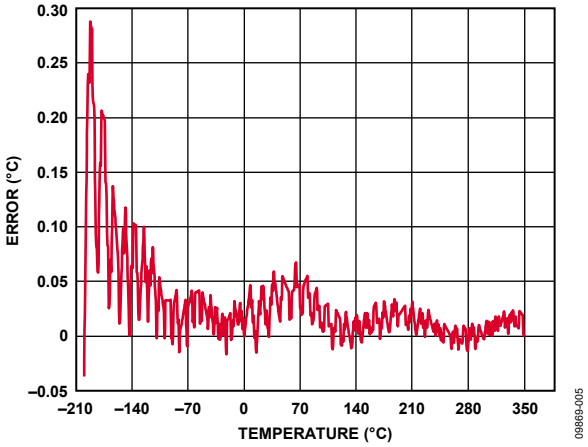


图5. 通过分段线性逼近法利用52个校准点和理想测量值计算时的误差

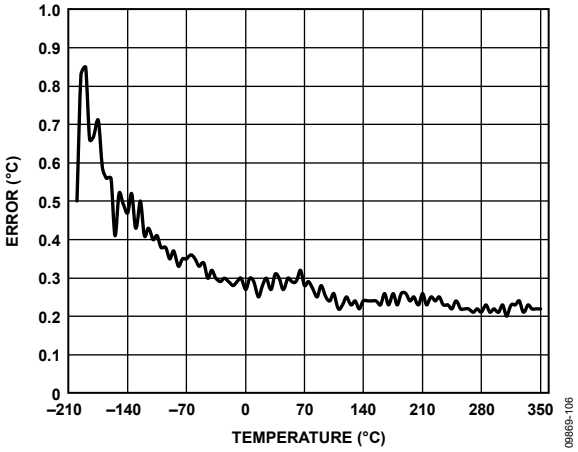


图6. 通过分段线性逼近法利用ADuC7060/ADuC7061 ADC0所测52个校准点时的误差

RTD温度是运用查找表计算出来的，并且对RTD的运用方式与对热电偶一样。注意，描述RTD温度与电阻关系的多项式与描述热电偶的多项式不同。

欲了解有关线性化和实现RTD最佳性能的详细信息，请参考应用笔记AN-0970“利用ADuC706x微控制器实现RTD接口和线性化”。

常见变化

ADP120-2.5可以代替ADP3333-2.5，前者具有更宽的工作温度范围(−40°C至+125°C)，功耗更低(典型值为20 µA，而后者为70 µA)，但最大输入电压较低(前者为5.5 V，后者为12 V)。如果微控制器上需要更多GPIO引脚，则可以选择采用48引脚LFCSP或48引脚LQFP封装的ADuC7060。请注意，ADuC7060/ADuC7061可以通过标准JTAG接口编程或调试。

使用外部基准电阻作为RTD测量的基准源时，建议以单位增益模式使用运算放大器来对VREF+引脚的输入进行缓冲。这是为了确保进入VREF+引脚的输入泄漏电流不会有损于测量精度。图8中，我们针对此目的，在单位增益下使用运算放大器OP193。在图1的主电路图中，该输入未经缓冲，但为了获得最佳效果，应将其缓冲。

对于标准UART至RS-232接口，可以用ADM3202等器件代替FT232R收发器，前者需采用3 V电源供电。对于更宽的温度范围，可以使用不同的热电偶，例如J型热电偶。为使冷结补偿误差最小，可以让一个热敏电阻与实际的冷结接触，而不是将其放在PCB上。

针对冷结温度测量，可以用一个外部数字温度传感器来代替RTD和外部基准电阻。例如，ADT7410可以通过I²C接口连接到ADuC7060/ADuC7061。

有关冷结补偿的更多信息，请参阅ADI公司的《传感器信号调理》第7章“温度传感器”。

如果USB连接器与本电路之间需要隔离，则应增加隔离器件ADuM3160/ADuM4160。

电路评估与测试

为了测试和评估该电路，我们单独评估了热电偶测量和RTD测量。

热电偶测量测试

基本测试设置如图6所示。注意，热电偶连接到J2-8和J2-9，J2-5必须连接到J2-8。EVAL-ADUC7061MKZ板从PC的USB连接获得电源。

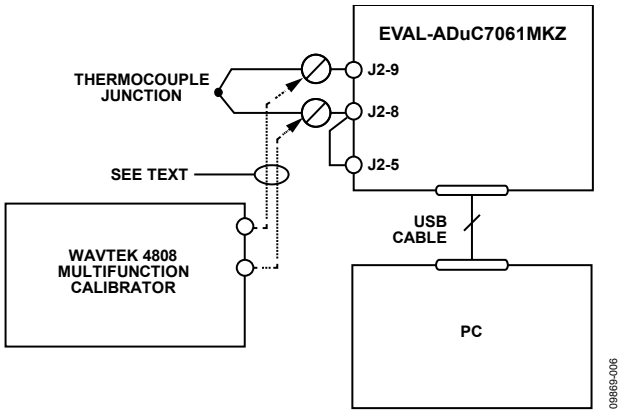


图7. 用于在整个热电偶输出电压范围内校准和测试电路的设置

使用两种方法来评估本电路的性能。首先使用连接到电路板的热电偶来测量冰桶的温度，然后测量沸水的温度。

使用Wavetek 4808多功能校准仪来充分评估误差，如图4和图6所示。这种模式下，校准仪代替热电偶作为电压源，如图7所示。为了评估T型热电偶的整个范围，利用校准仪设置T型热电偶−200°C至+350°C的正负温度范围之间11个点的等效热电偶电压。(T型热电偶请参见ITS-90表)。

为了评估查找算法的精度，将−200°C至+350°C温度范围内每隔1℃的温度所对应的551个电压读数传递到温度计算函数中。针对线性方法和分段线性逼近法计算得到误差，如图4和图5所示。

RTD测量测试

为了评估RTD电路和线性化源代码，以精确的可调电阻源代替了电路板上的RTD。所用的仪器是1433-Z十进制电阻。RTD值的范围是90 Ω至140 Ω，代表−25°C至+114°C的RTD温度范围。设置电路如图8所示。

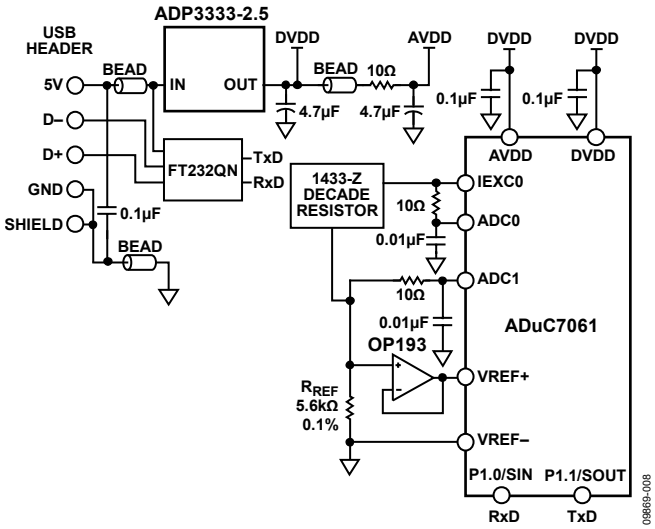


图8. 用于校准和测试-25℃至114℃范围内RTD输出电压的测试设置

图9显示了RTD测试的误差结果。

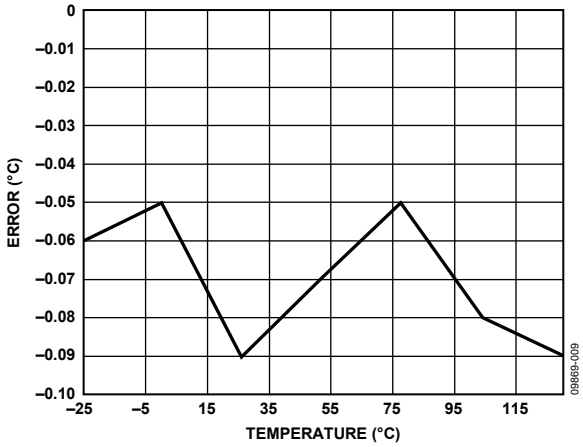


图9. 使用分段线性代码和ADC0测量结果进行RTD测量时的°C误差

了解详情

CN0214设计支持包：
http://www.analog.com/CN0214-DesignSupport

ADIsimPower设计工具。

Kester，Walt。1999年。传感器信号调理。ADI公司。第7章：温度传感器。

Kester，Walt。1999年。传感器信号调理。ADI公司。第8章：信号调理用ADC。

Looney，Mike。使用ADuC706x微控制器实现RTD接口和线性化。应用笔记AN-0970。ADI公司。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-023：ADC架构IV：Σ-Δ型ADC的高级概念和应用。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

ITS-90 T型热电偶表。

数据手册和评估板

ADuC7060数据手册

ADuC7061数据手册

ADuC7060评估套件

ADuC7061评估套件

ADM3202 UART至RS-232收发器数据手册

ADP3333数据手册

ADP1720-ADJ数据手册

OP193数据手册

修订历史

2013年1月—修订版B至修订版C

2011年11月—修订版A至修订版B

2011年6月—修订版0至修订版A

2011年4月—修订版0：初始版

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0225。

连接/参考器件	
AD8295	集成信号处理放大器的精密仪表放大器
AD8275	G = 0.2、电平转换、16位ADC驱动器
AD7687	16位、250 kSPS PulSAR差分ADC
ADR431	超低噪声XFET®基准电压源，具有吸电流和源电流能力

针对工业过程控制和自动化的高阻抗、高CMR、±10 V模拟前端信号调理

评估和设计支持

电路评估板

CN-0225电路评估板 (EVAL-CN0225-SDPZ)

系统演示平台 (EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个完整的模拟前端，它利用一个16位差分输入PulSAR® ADC对±10 V工业级信号进行数字转换。

该电路仅利用两个模拟器件，来提供一路具有高共模抑制(CMR) 性能的高阻抗仪表放大器输入、电平转换、衰减和差分转换功能。由于具有高集成度，该电路可节省印刷电路板空间，为常见的工业应用提供高性价比解决方案。

在过程控制和工业自动化系统中，典型的信号电平最高可达±10 V。而来自热电偶和称重传感器等传感器的信号输入则较小，因此常常会遇到大共模电压摆幅，这就需要灵活的模拟输入，它能以高共模抑制性能处理大小差分信号，同时具有高阻抗输入。

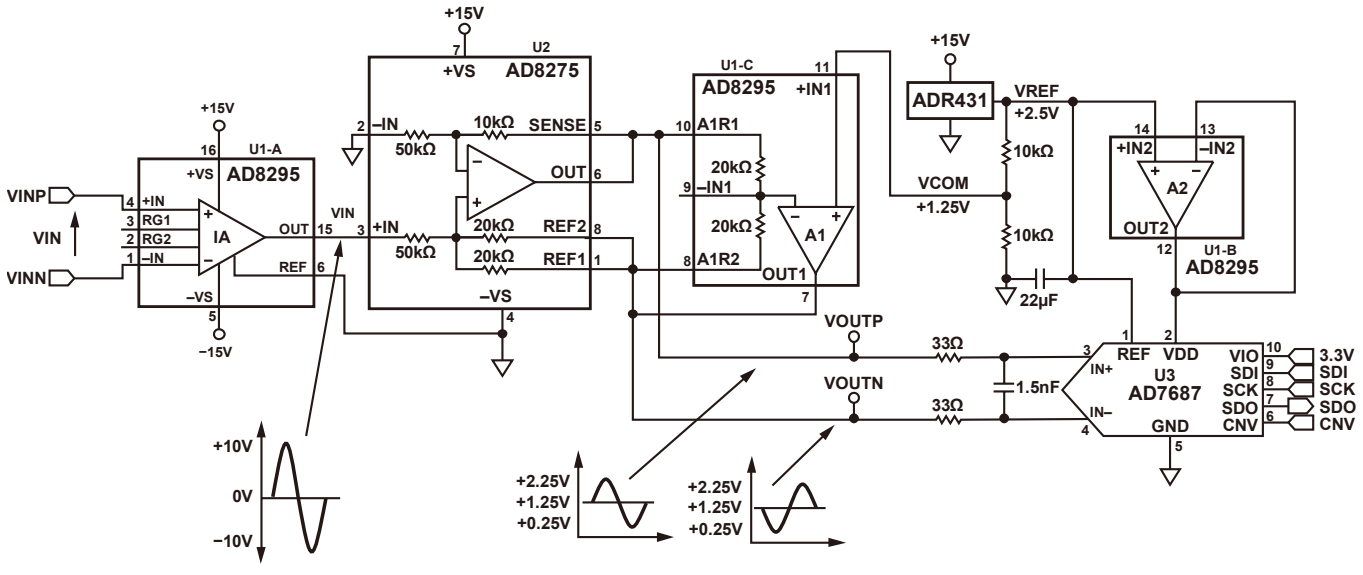


图1. 适合工业过程控制应用的高性能模拟前端（原理示意图：所有连接和去耦均未显示）

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

用现代低压ADC处理工业级信号时，必须进行衰减和电平转换。此外，全差分输入ADC具有以下优势：良好的共模抑制性能，更少的二阶失真产物，以及简化的直流调整算法。因此，工业信号需要经过进一步调理才能与差分输入ADC正确接口。

图1所示电路是一个完整且具有高集成度的模拟前端工业级信号调理器，仅使用两个有源器件来驱动差分输入16位PulSAR ADC AD7687：精密仪表放大器（片内集成两个辅助运算放大器）AD8295和电平转换器/ADC驱动器AD8275。低噪声2.5V XFET®基准电压源ADR431为ADC提供基准电压。

AD8295是一款精密仪表放大器，片内集成两个非专用信号处理放大器和两个精密匹配的20 kΩ电阻，采用4 mm × 4 mm封装。

AD8275是一款G = 0.2差动放大器，可以用来衰减±10 V工业信号，衰减后的信号可以与单电源低压ADC轻松接口。AD8275在该电路中执行衰减和电平转换功能，可以保持良好的CMR，无需任何外部元件。

AD7687是一款16位逐次逼近型ADC，采用2.3 V至5.5 V的单电源供电。它采用差分输入，具有良好的CMR，并且能够简化SAR ADC的使用。

电路描述

该电路由用作模拟前端电路的AD8295和AD8275、ADC AD7687以及基准电压源ADR431组成，只需少量外部元件进行去耦等。

仪表放大器（集成于AD8295）

AD8295中集成的仪表放大器 (IA) 的工作条件设置为1倍的增益。如果应用需要更高的增益，可以增加一个适当的外部增益电阻。AD8295的电源为±15 V，完全支持±10 V工业输入信号电平。仪表放大器的基准电压引脚接地，因此AD8295的输出以地为基准。

差动放大器/衰减器 (AD8275)

AD8295仪表放大器输出单端信号，最大幅度为±10 V。必须将该信号衰减并转换到适当的电平，以便驱动AD7687 ADC。如果在AD8295的输出端直接使用一个简单的阻性电平衰减器级，将无法提供差分输出来驱动ADC。AD8275 (G = 0.2) 电平转换器是一个差动放大器，内置精密激光调整匹配薄膜电阻，可确保低增益误差、低增益漂移（最大1 ppm/°C）和高共模抑制 (80 dB) 特性。AD8275具有+3.3 V至+15 V的宽电源电压范围，采用+5 V单电源供电时，输入电压范围宽达−12.3 V至+12 V。

驱动差分输入ADC

图1所示电路使用一个平衡差动放大器，它由AD8275 (U2)和AD8295中的一个非专用运放 (U1-C) 组成。此运放 (U1-C) 用于反转AD8275的正输出（从而提供互补的负输出），并且驱动AD8275的REF1和REF2引脚。差分输出的输出共模电压 (VCOM = 1.25 V) 由连接到2.5 V基准电压源的10 kΩ外部电阻分压器产生，并且应用于U1-C的同相输入。描述电路操作的方程式如下：

$$VOUTP + VOUTN = 2 \times VCOM$$

$$VOUTP = VOUTN + 0.2 \times VIN$$

$$VOUTP = VCOM + 0.1 \times VIN$$

$$VOUTN = VCOM - 0.1 \times VIN$$

根据以上方程式，对于±10 V输入电压，ADC的各输入电压（VOPTP和VOUTN）摆幅为0.25 V至2.25 V，彼此180°反相，共模电压为1.25 V。因此，差分信号使用ADC可用差分输入范围5 V中的4 V。

ADR431是2.5 V XFET系列基准电压源，具有低噪声、高精度和低温度漂移性能。ADR431驱动电阻分压器和AD7687 ADC的基准电压输入。ADR431输出由AD8295中的另一个非专用运放 (U1-B) 缓冲，并且驱动AD7687的电源 (VDD)。由两个33 Ω电阻和一个1.5 nF电容组成的一个单极点RC滤波器充当AD7687的3 MHz截止抗混叠和降噪滤波器。

布局布线考虑

该电路或任何高速/高分辨率电路的性能都高度依赖于适当的PCB布局，包括但不限于电源旁路、信号路由以及适当的电源层和接地层。有关PCB布局的详情，请参见指南MT-031、MT-101和*“高速印刷电路板布局实用指南”*一文。

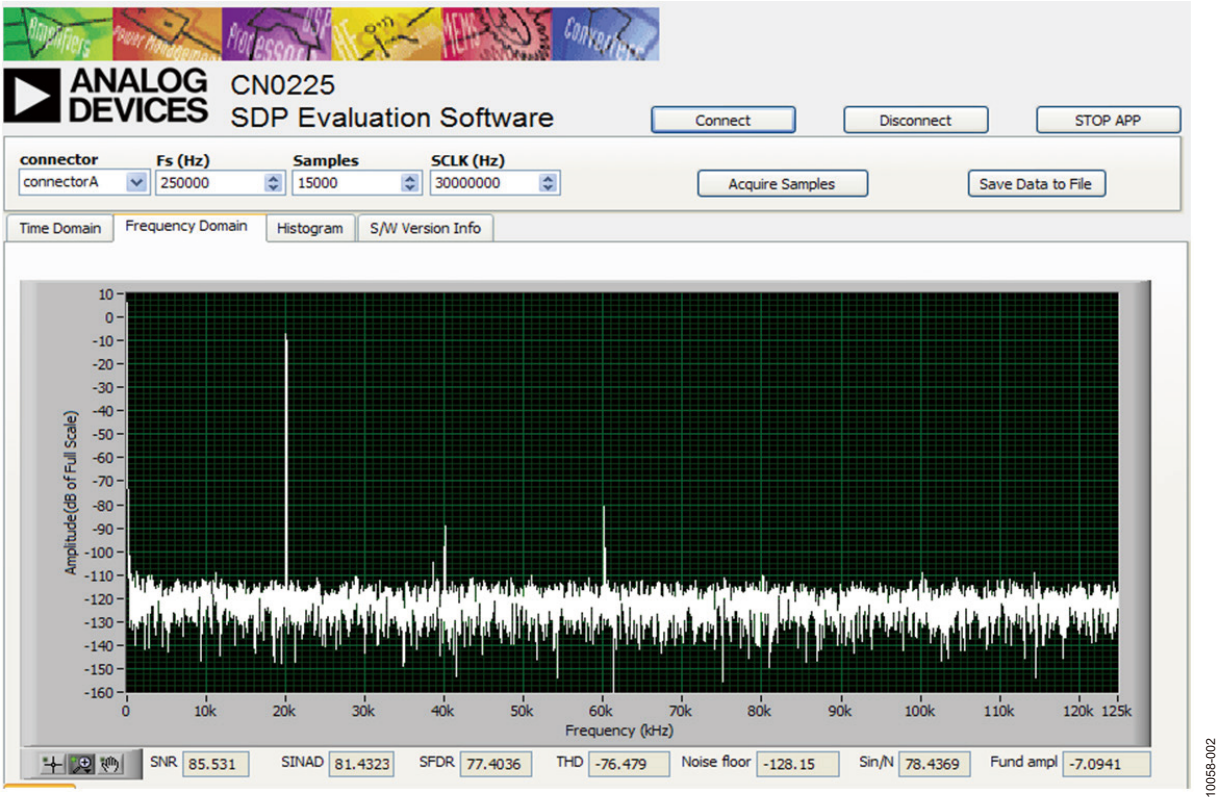


图2. Kaiser窗口（参数 = 20）、20 kHz输入、250 kSPS采样速率下的FFT

系统性能

交流性能在系统级进行测试，AD7687的采样速率为250 kSPS。图2所示为5 V p-p 20 kHz输入时的FFT测试结果。图3所示为10 V DC输入时的ADC输出直方图。

评估软件产生的结果如下：

- SNR = 85.531 dBFS（不含谐波）
- 信纳比 (SINAD) = 81.432 dBFS
- SFDR = 77.403 dBFS.
- THD = –76.479 dBFS

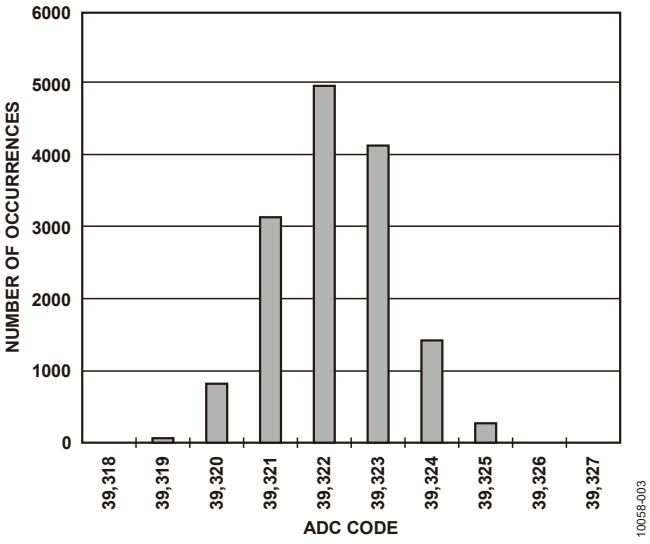


图3. 10 V DC输入时的直方图，15,000个样本

常见变化

PulSAR系列的其它引脚兼容差分输入16位ADC提供不同的采样速率：AD7684 (100 kSPS)、AD7688 (500 kSPS)和AD7693 (500 kSPS)。

如果需要18位分辨率，下列器件也是PulSAR系列的引脚兼容产品：AD7691 (250 kSPS)、AD7690 (400 kSPS) 和 AD7982 (1 MSPS)。

ADC的基准电压源可以换用2.048 V ADR430，它支持使用ADC更大比例的输入范围，不过AD7687将需要额外的AVDD电源。

电路评估与测试

本电路使用EVAL-CN0225-SDPZ电路板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台 (SDP) 评估板。这两片板具有120引脚的对接连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0225-SDPZ板包含要评估的电路，如本笔记所述。SDP评估板与CN0225评估软件一起使用，可从EVAL-CN0225-SDPZ电路板获取数据。

设备要求

- 带USB端口的Windows XP、Windows Vista（32位）或Windows 7（32位）PC
- EVAL-CN0225-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP评估板
- 直流电源：+15 V、–15 V和+6 V
- 低失真单端或差分信号源，如Agilent 81150A或Audio Precision System Two 2322等

开始使用

将CN0225评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。找到包含评估软件光盘的驱动器，打开Readme文件。按照Readme文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

图4所示为测试设置的功能框图。PDF文件“EVAL-CN0225-SDPZ-SCH”包含CN0225评估板的详细原理图。此文件位于CN0225设计支持包中：www.analog.com/CN0225-DesignSupport。

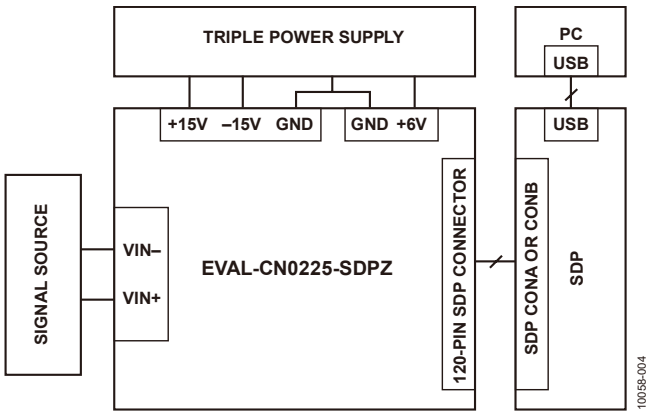


图4. 测试设置功能框图

设置

EVAL-CN0225-SDPZ电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z (SDP) 评估板上标有“CONA”的连接器。应使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。将直流输出电源成功设置为+15 V、-15 V和+6 V输出后，关闭电源。

在断电情况下，将一个+15 V电源连接到标有“+15 VA”的J3引脚，将一个–15 V电源连接到标有“–15 VA”的J3引脚，将“GND”连接到标有“AGND”的J3引脚。以同样方式将+6 V连接到J2。接通电源，然后将SDP板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口。注意：接通EVAL-CN0225-SDPZ的直流电源之前，请勿将该USB电缆连接到SDP板上的微型USB连接器。

测试

设置好电源并将它连接到EVAL-CN0225-SDPZ电路板后，启动评估软件，并通过USB电缆将PC连接到SDP板上的微型USB连接器。如果设备管理器中列出了Analog Devices System Development Platform驱动器，软件将能与SDP板通信。

一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0225-SDPZ板的串行数据。

本电路笔记中的数据利用Agilent 81150A差分信号源产生。

有关SDP板的信息，请访问：www.analog.com/zh/SDP。

进一步阅读

CN0225设计支持包：
www.analog.com/CN0225-DesignSupport

SDP用户指南

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0225电路评估板(EVAL-CN0225-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD8295数据手册

AD8275数据手册

AD7687数据手册

AD7687评估板

修订历史

2011年11月—修订版0至修订版A

2011年-10月-修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0233

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0233。

连接/参考器件	
ADuM3471	集成变压驱动器和PWM控制器的四通道隔离器
AD5422	16位电流源和电压输出DAC
ADR445	5.0 V精密基准电压源

16位工业、隔离电压电流输出的DAC，同时提供隔离的DC-DC电源

评估和设计支持

电路评估板

CN0233电路评估板(EVAL-CN0233-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路提供16位全隔离±10 V和4 mA至20 mA输出，适合可编程逻辑控制器(PLC)和分布式控制系统(DCS)。

该电路采用数字隔离、PWM控制型电源调节电路和相关的反馈隔离。外部变压器能使电能跨越隔离栅传输，同时整个电路采用初级端的+5 V单电源工作。该解决方案优于隔离式电源模块——电源模块通常体积庞大，而且输出调节可能不佳。

数字隔离器比光隔离器性能更佳，尤其是需要多通道隔离的场合。集成式设计将电路与本地系统控制器相隔离，以防形成接地环路，同时确保不受恶劣的工业环境经常会遇到的外部事件影响。

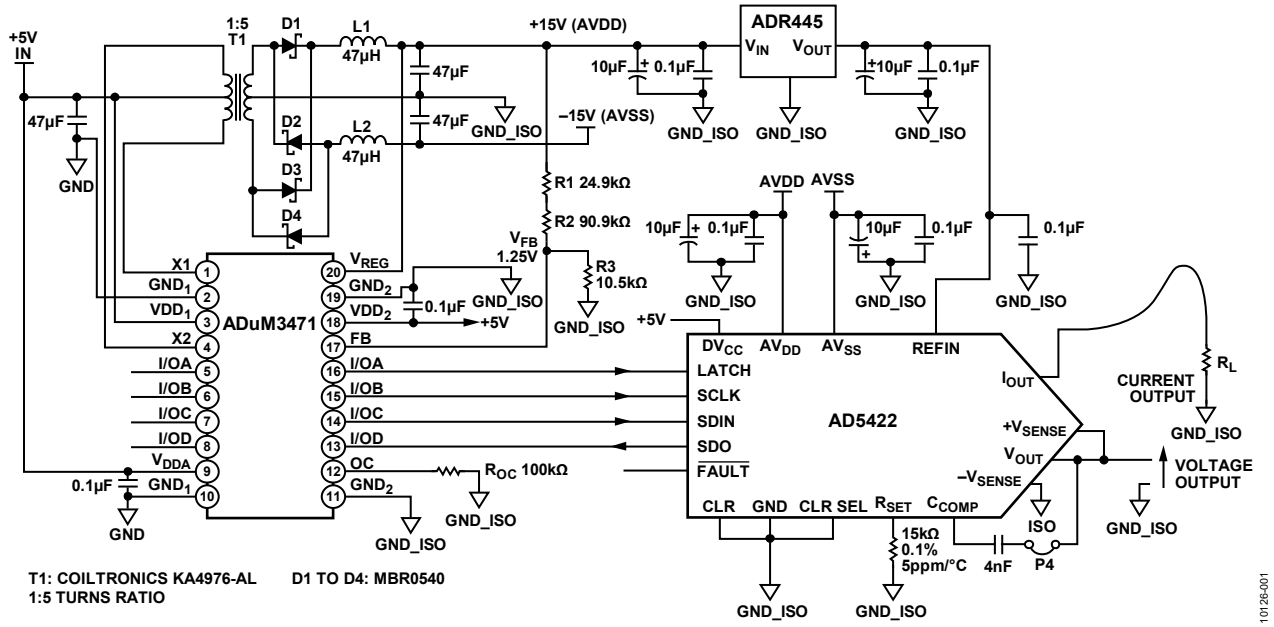


图1. 带隔离电源的16位隔离式电流和电压输出DAC

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

AD5422是一款完全集成、完全可编程的16位电压和电流输出DAC，可编程范围如下：4 mA至20 mA、0 mA至20 mA、0 V至5 V、0 V至10 V、±5 V、±10 V。电压输出裕量典型值为1 V，电流输出需要大约2.5 V的裕量。这意味着，采用15 V电源时，20 mA电流输出可以驱动大约600 Ω的负载。

ADuM347x为四通道数字隔离器，集成PWM控制器和低阻抗变压器驱动器(X1和X2)。隔离式DC/DC转换器仅需要以下额外器件：变压器和简单的二极管全波整流器。采用5.0 V或3.3 V输入电源时，器件最多可提供2 W的隔离侧调节功率，这样就不需要单独的隔离式DC/DC转换器。

*i*Coupler芯片级变压器技术用于隔离逻辑信号；集成的变压器驱动器带隔离副边控制功能，可以提高隔离式DC/DC转换器的效率。内部振荡器频率可以在200 kHz至1 MHz范围内调整，由R_{OC}的值决定。当R_{OC} = 100 kΩ时，开关频率为500 kHz。

ADuM3471调节点来自15 V正电源。调节反馈来自分压器网络(R1、R2、R3)。电阻根据以下要求选择：当输出电压为15 V时，反馈电压为1.25 V。反馈电压与ADuM3471内部反馈设定点电压1.25 V相比较。调节通过改变驱动外部变压器的PWM信号的占空比来实现。

负电源的调节不太严格，对于轻负载，负电源可以高达−23 V，这仍然在AD5422的−26.4 V最大工作电压以内。对于1 kΩ以上的标称负载，负电源较大的未调节电压导致的额外功耗不是问题。在对电源变化敏感或极低功耗的应用中，应当考虑其它电源设计。

该电路利用5 V、高精度、低漂移(B级最大值为3 ppm/°C)外部基准电压源ADR445进行测试。在工业温度范围内(−40°C至+85°C)，该电路的总系统误差小于0.1%。

AD5422内部集成一个高精度基准电压源，其最大温漂为10 ppm/°C。若用该基准电压源代替外部基准电压源，则在整个工业温度范围内，只会产生0.065%的额外误差。

测试数据与结果

AD5422差分非线性(DNL)经过测试，可确保系统精度不会因为开关电源而有所损失。图2显示了±10V范围内的DNL。此结果表明DNL误差小于0.5 LSB。

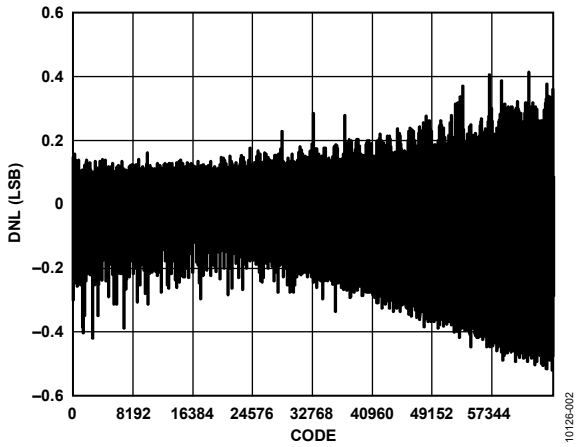


图2. 电路的DNL测量结果(±10 V输出范围)

此外还测试并测量了一定时间内的平均输出噪声，如图3所示。总漂移大约为75 μV，对应仅0.25 LSB的噪声。

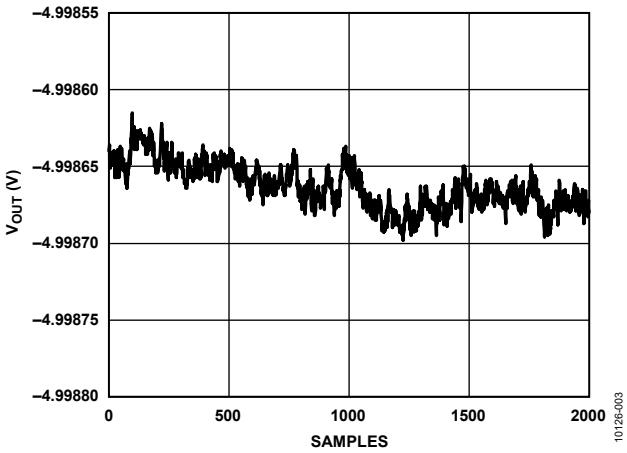


图3. ±10 V输出范围下，DAC输出设为−5 V时测得的平均DAC输出噪声，垂直刻度： 50 μV/div (1 LSB = 305 μV)，2000个样本

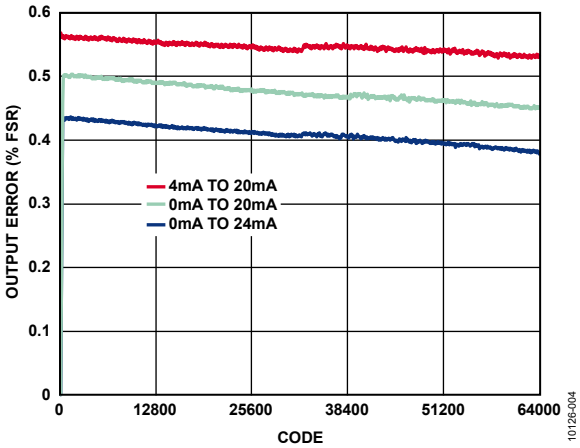


图4. 电流输出范围内的测量误差(% FSR)

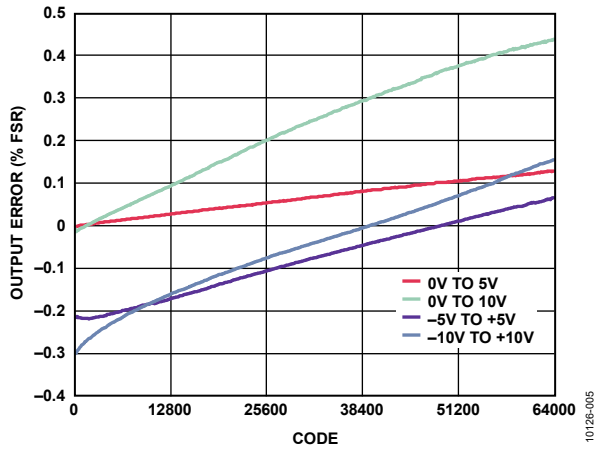


图5. 电压输出范围内的测量误差(% FSR)

电路的实际误差数据见图4和图5。输出电流和电压的总误差(% FSR)通过将理想输出与测量输出之差除以FSR，然后将结果乘以100即可算出。如图4和图5所示，在电流和电压输出模式下均获得了低于0.5% FSR的误差。

如果V_{OUT}引脚必须驱动高达1 µF的大电容负载，那么通过跳线连接电路板上的P4引脚，就可在AD5422的V_{OUT}引脚和C_{COMP}引脚之间连接一个3.9 nF电容。然而，增加此电容会降低输出放大器的带宽，从而增加建立时间。

常见变化

经验证，采用图中所示的元件值，该电路能够稳定地工作，并具有良好的精度。如果应用只需要4 mA至20 mA电流输出，则可以使用单电源方案。这种情况下，正AVCC电源可以高达26.4 V，因此输出顺从电压为26.4 V – 2.5 V = 23.9 V。输出电流为20 mA时，可以驱动高达1 kΩ的负载电阻。

如果应用不需要16位分辨率，可以使用12位产品AD5412。

ADuM347x(ADuM3470、ADuM3471、ADuM3472、ADuM3473、ADuM3474)隔离器提供四个独立的隔离通道，支持多种输入/输出通道配置。这些器件还提供1 Mbps (A级)或25 Mbps(C级)的最大数据速率。

电路评估与测试

该电路使用EVAL-CN0233-SDPZ电路板连接EVAL-SDP-CB1Z板进行测试，如图6所示。

用于收集测试数据的设备

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®(32位)或Windows 7(32位)PC
- EVAL-CN0233-SDPZ
- EVAL-SDP-CB1Z
- 电源：+6 V壁式电源适配器、Agilent E3630A或同等设备
- Agilent 3458A、8.5位数字万用表或同等设备
- National Instruments GPIB转USB-B接口与电缆(仅在捕捉DAC模拟数据并将其传送到PC时才需要)

设置与测试

该电路同时连接EVAL-CN0233-SDPZ评估板和EVAL-SDP-CB1Z评估板进行测试和验证，如图6所示。

通过CN-0233评估软件使用图6中的设置捕捉EVAL-CN0233-SDPZ电路板的数据。有关使用该软件的详情，请参考CN-0233软件用户指南。

DNL、噪声数据和实际FSR误差可如下方式获取：使用EVAL-SDP-CB1Z板连接PC，将DAC数据输入EVAL-CN0233-SDPZ评估板，然后通过3485万用表读取电压或电流输出结果。GPIB/USB接口用来将数据传输到PC，以供分析使用。CN0233评估软件用来产生DAC所需的数据。

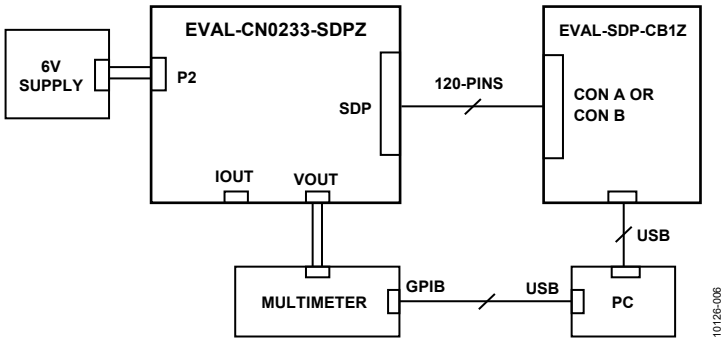


图6. 显示评估板连接的测试设置功能框图

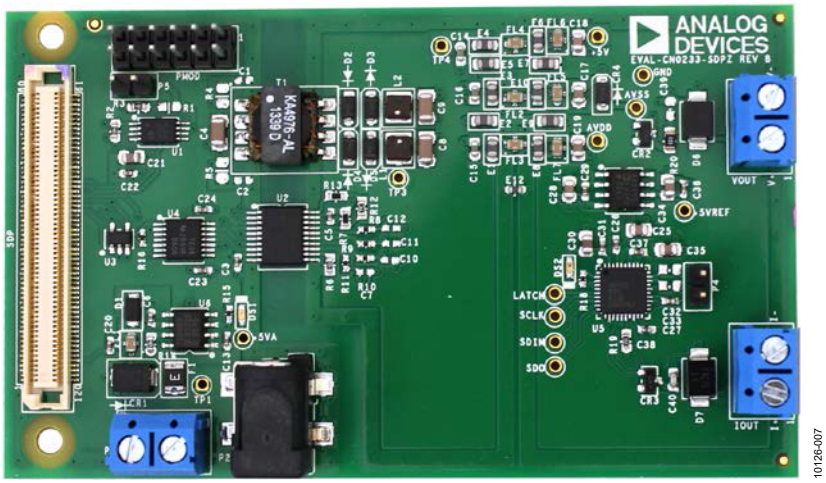


图7. EVAL-CN0233-SDPZ PC板照片

了解详情

CN-0233设计支持包：
http://www.analog.com/CN0233-DesignSupport

电路笔记CN-0065：利用单芯片电压和电流输出DAC AD5422及数字隔离器ADuM1401构建16位全隔离输出模块。ADI公司。

Cantrell，Mark。应用笔记AN-0971：*iso*Power器件的辐射控制建议。ADI公司。

Chen，Baoxing。2006年。采用*iso*Power™技术的*i*Coupler®产品：利用微变压器跨越隔离栅实现信号和电源传输。ADI公司。

教程MT-014：DAC基本架构I：DAC串和温度计(完全解码)DAC。ADI公司。

教程MT-015：DAC基本架构II：二进制DAC。ADI公司。

教程MT-016：DAC基本架构III：分段DAC。ADI公司。

Slattery，Colm、Derrick Hartmann和Li Ke。PLC评估板简化工业过程控制系统的设计。模拟对话，2009年4月。

Wayne，Scott。*i*Coupler®数字隔离器保护工业、仪器仪表和计算机应用中的RS-232、RS-485和CAN总线。模拟对话，2005年10月。

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

EVAL-CN0233-SDPZ
EVAL-SDP-CB1Z
AD5422数据手册
AD5422评估板(EVAL-AD5422EBZ)
ADuM3471数据手册
ADuM3471评估板(EVAL-ADuM3471EBZ)
ADuM3471评估板用户指南UG-197
ADR445数据手册

修订历史

2014年3月—修订版0至修订版A

更改电路功能与优势部分和图1 1
更改电路描述部分和图2；增加测试数据与结果部分和图4，重新排序；更换图3 2
增加图5；更改电路评估与测试部分、用于收集测试数据的设备部分和设置与测试部分 3
更改图6；增加图7 4

2011年10月—修订版0：初始版

参考电路 CN-0254

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0254。

连接/参考器件	
AD7689	16位、8通道、250 kSPS PulSAR ADC
AD8608	精密CMOS轨到轨I/O四路运算放大器
AD8605	精密CMOS轨到轨I/O运算放大器
ADuM3471	PWM控制器和变压器驱动器
ADP3336	500 mA anyCAP®可调低压差稳压器

16位、250 kSPS、8通道、单电源、隔离式数据采集系统

评估和设计支持

电路评估板

CN-0254电路评估板(EVAL-CN0254-SDPZ)

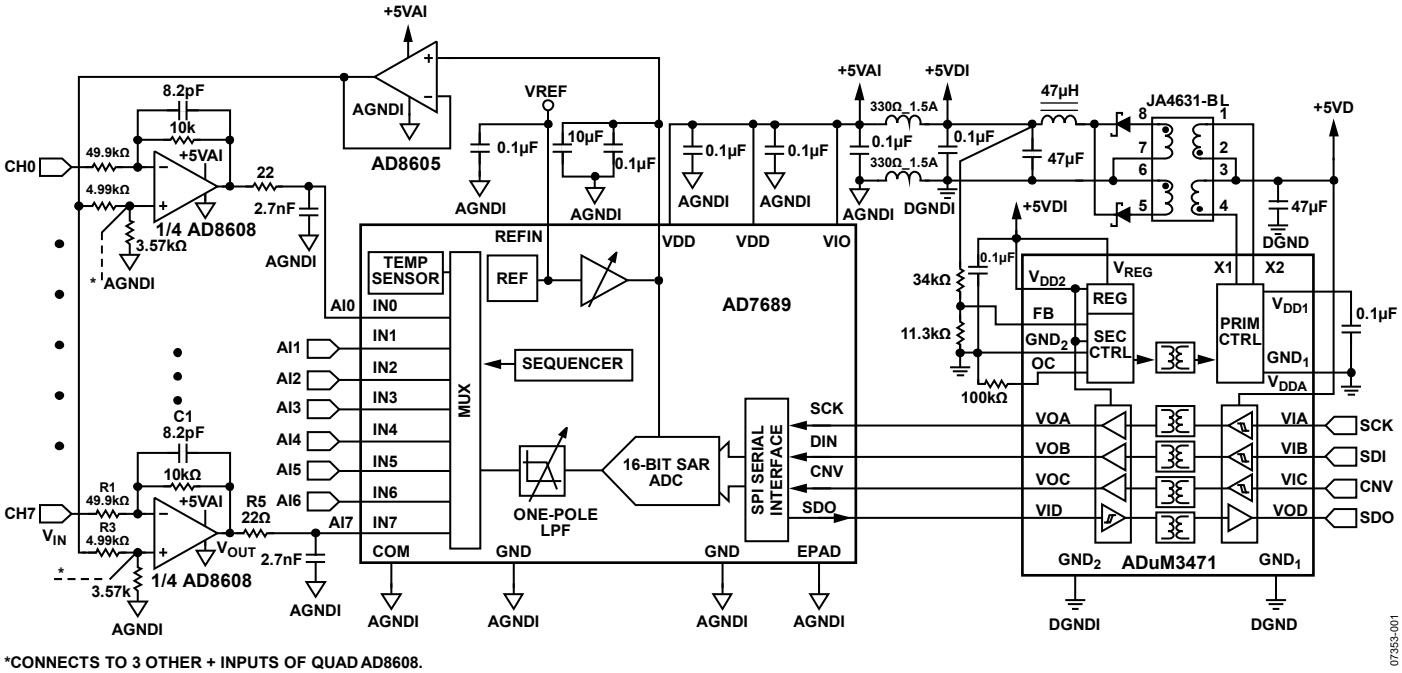
系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件和材料清单

电路功能与优势

图1所示电路是高性价比、高度集成的16位、250 kSPS、8通道数据采集系统，可对±10 V工业级信号进行数字化转换。该电路还可在测量电路与主机控制器之间提供2500 V rms隔离，整个电路采用隔离式PWM控制5 V单电源供电。



*CONNECTS TO 3 OTHER + INPUTS OF QUAD AD8608.

图1. 16位、250 KSPS、8通道数据采集系统(原理示意图：未显示所有连接和去耦)

Rev. B

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

此电路配合 16位、8通道、250 kSPS PulSAR ADC AD7689和两个低成本精密四通道运算放大器AD8608使用，在数据采集系统内提供所有信号调理和数字化功能。另外仅需要AD8605运算放大器，用于缓冲AD7689的基准电压。

AD8605和AD8608分别是低成本单通道和四通道轨到轨输入和输出CMOS放大器。AD8608可对±10 V输入信号进行反转、电平转换和衰减，以便匹配ADC的输入范围，当使用+4.096 V基准电压源和+5 V单电源时，输入范围为0 V至+4.096 V。

AD8605用作外部基准电压缓冲器，为电平转换提供足够的驱动能力。AD8605和AD8608具有极低的失调电压、低输入电压和电流噪声以及宽信号带宽，因此适合各种应用。AD8608的低电流和电压噪声可确保电阻噪声是高输入阻抗输出噪声的主要因素。本电路中的输入阻抗(等于R1)为50 kΩ。

16位、8通道、250 kSPS PulSAR ADC AD7689内置多通道低功耗数据采集系统所需的所有元件。它包括一个16位SAR ADC、一个8通道低串扰多路复用器、一个低漂移基准电压源和缓冲器、一个温度传感器、一个可选单极点滤波器和一个通道序列器。序列器可用于连续扫描通道，且不需要微控制器或FPGA来控制通道开关。AD7689采用20引脚、4 mm × 4 mm LFCSP小尺寸封装，因此成本和印刷电路板(PCB)面积降至最低。工作温度范围为−40°C至+85°C。5 V电源、250 kSPS时的功耗为12.5 mW(典型值)。

ADuM3471为四通道数字隔离器，集成PWM控制器和变压器驱动器用以驱动隔离式DC/DC转换器。ADuM3471为电路提供5 V、2 W隔离电源，并在SPI接口隔离数字信号。

模拟前端设计

在过程控制和工业自动化系统中，典型的信号电平最高可达±10 V。图1电路使用具有衰减和电平转换功能的反相放大器，将±10 V信号转换为适合ADC范围的信号。

电路公式如下：

$$V_{OUT} = -\frac{R2}{R1} \times V_{IN} + \left(\frac{R1+R2}{R1}\right) \times \left(\frac{R4}{R3+R4}\right) \times V_{REF} \quad (1)$$

前端信号增益(−R2/R1)设置为−0.2，使得到达ADC的信号范围为4 V峰峰值。这与0 V至4.096 V的输入范围(等于基准电压V_{REF})相适合。

$$\frac{R1}{R2} = 5 \quad (2)$$

对于O V输入信号，运算放大器的输出应位于中间电平或0.5 V_{REF}。

$$\left(\frac{R1+R2}{R1}\right) \times \left(\frac{R4}{R3+R4}\right) = 0.5 \quad (3)$$

把公式1代入公式2，得到

$$\frac{R3}{R4} = 1.4 \quad (4)$$

运算放大器输入端的共模电压通过下式计算：

$$V_{CM} = V_{REF} \times \left(\frac{R4}{R3+R4}\right) \quad (5)$$

$R3/R4 = 1.4$且$V_{REF} = 4.096$ V时，运算放大器的共模电压为1.7 V。

每个AD8608内有四个放大器，四个同相输入短接在一起并连接到电阻分压器R3/R4。第二个分压器用于第二个AD8608。要消除运算放大器输入偏置电流，

$$R1||R2 = 4\ (R3||R4) \quad (6)$$

电路输入阻抗为R1，理想情况下应较高。不过，电阻热噪声与电阻平方根成正比，因此系统噪声性能随该电阻值增加而下降。要决定最佳值，需要对噪声进行简单分析。

根据奈奎斯特准则，最大信号频率成分应小于最大采样速率的一半。AD7689 250 kSPS采样速率产生125 kHz的奈奎斯特频率。为了将此带宽内的信号衰减降至最低，前端的−3 dB截止频率被设计为奈奎斯特频率的大约12倍或1.5 MHz。

此电路的噪声模型如图2所示。本电路中有三种噪声源：电阻噪声、放大器电压噪声和放大器电流噪声。每个噪声源的均方根值如表1所示。有关运算放大器噪声的详情，请参见应用笔记AN-358和教程MT-047、MT-048和MT-049。

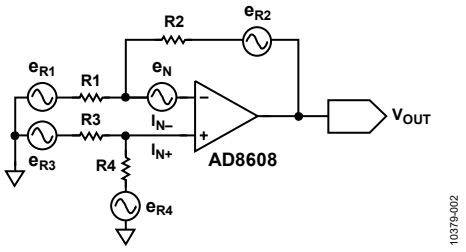


图2. AD8608反相配置的噪声模型

在目标带宽内，ADC之前的总均方根噪声应小于0.5 LSB，以便ADC可对输入信号进行正确数字转换。

电阻噪声可通过下式计算：

$$e_R = 4\times\sqrt{\frac{R}{1000}}\,nV/\sqrt{Hz}\ \text{ at } 25°\text{C} \qquad (7)$$

其中R单位为Ω。

使用图1所示电阻值和1.5 MHz带宽时的噪声性能总结在表1中。

这些不相关噪声电压以“方和根”形式相加；因此1.5 MHz带宽内的总运算放大器输出均方根噪声约为21.3 µV。对于4.096 V基准电压，16位LSB为62.5 µV。21.3 µV的均方根噪声小于0.5 LSB，所以图1所示电阻值适合本应用。

请注意，总输出噪声的最大来源是电阻R2，在本电路中为10 kΩ。减小R2值需要R1成比例下降，从而降低输入阻抗。

AD8608的输入电流噪声很小，除非使用极大电阻值，否则不会成为重要因素。AD8605和AD8608的低输入电流噪声和输入偏置电流使其成为高阻抗传感器(例如光电二极管)的理想放大器。

与R2并联地添加C1电容，以形成单极点、有源低通滤波器。带宽使用公式7计算。假定使用1.5 MHz、−3 dB带宽，C1约为10 pF。本电路中，考虑到PCB板的寄生效应，选择8.2 pF值。

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R2\times C2} \qquad (8)$$

模数转换器(ADC)

AD7689是一款现代SAR ADC，使用内部开关电容DAC。由于采用SAR架构，转换过程中无流水线延迟，从而大大简化多路复用操作。图3显示等效模拟输入电路。小瞬态电流以采样频率注入模拟输入，由R5和C2组成的外部滤波器网络减小了它对运算放大器输出的影响。此外，滤波器带宽为2.7 MHz，可减少ADC输入端的噪声。

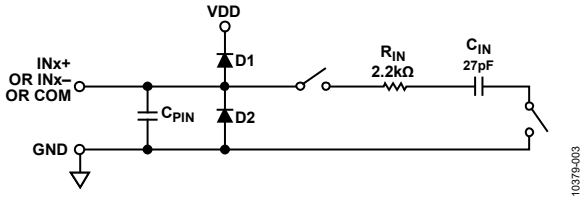


图3. AD7689的等效模拟输入电路

在4.096 V或2.5 V可选基准电压下，此电路的输入范围可在±10 V和±6 V之间切换，而不会降低系统分辨率。

内部温度传感器可用于监控AD7689的结温，实现精密应用中的系统校准和温度补偿。

表1. 图1所示电路值的噪声总结

噪声源	均方根噪声密度	RTO因数(公式)	RTO因数	输出噪声密度 (nV/√Hz)	输出均方根噪声，1.5 MHz带宽(µV)
e_{R1}	28 nV/√Hz	$\frac{R2}{R1}$	0.2	5.6	6.9
e_{R2}	12.6 nV/√Hz	1	1	12.6	15.4
e_{R3}	9 nV/√Hz	$\left(1+\frac{R2}{R1}\right)\times\left(\frac{R4}{R3+R4}\right)$	0.5	4.5	5.5
e_{R4}	8 nV/√Hz	$\left(1+\frac{R2}{R1}\right)\times\left(\frac{R3}{R3+R4}\right)$	0.7	5.6	6.9
e_n	6.5 nV/√Hz	$1+\frac{R2}{R1}$	1.2	7.8	9.6
i_n+	0.01 pA/√Hz	$\left(1+\frac{R2}{R1}\right)\times\left(\frac{R3\times R4}{R3+R4}\right)$	2.5 kΩ	0.025	0.03
i_n-	0.01 pA/√Hz	R2	10 kΩ	0.1	0.12

隔离电源和数字I/O的单芯片解决方案

ADuM3471是同时用于电源和数字I/O隔离的单芯片解决方案。隔离电压为2500 V rms(UL 1577器件认可)。ADuM3471提供4通道隔离式I/O端口，并集成用于隔离式DC/DC转换器的PWM控制器和变压器驱动器。配合一些外部元件使用时，ADuM3471可通过任何调节电压(3 V至24 V)提供2 W隔离电源。必要的外部元件是一个用于电能传输的变压器、两个用于全波整流的肖特基二极管、一个用于纹波抑制的LC滤波器和两个用于设置输出电压的反馈电阻。详情参见ADuM3471数据手册和图1。

布局考量

该电路或任何高速/高分辨率电路的性能都高度依赖于适当的PCB布局，包括但不限于电源旁路、信号路由以及适当的电源层和接地层。有关PCB布局的详细信息，请参见教程MT-031、教程MT-101和高速印刷电路板布局实用指南(《模拟对话》39-09，2005年9月)一文。

有关CN-0254的完整设计支持包，包括原理图、电路板布局和BOM，请参阅http://www.analog.com/CN0254-DesignSupport。

系统性能

图4显示评估板端子板上的CH0至CH7短接到GND时，ADC代码出现10,000次(1 kSPS时需要1秒)的曲线图。请注意，95%的代码处于4 LSB，峰峰值分布约为7 LSB。这对应于约7 ÷ 6.6 = 1.1 LSB的均方根值。

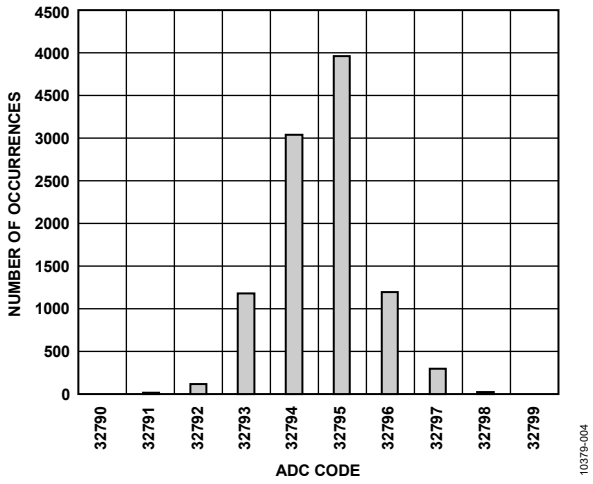


图4. 0 V DC输入时的直方图，10,000个样本

交流性能如图5所示。采样速率250 kSPS由系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z SDP)控制，包括信号窗口和FFT的数字信号处理通过CN-0254评估软件在PC上计算。输入正弦波形为20 kHz音频，由低失真B&K正弦发生器Type 1051提供。

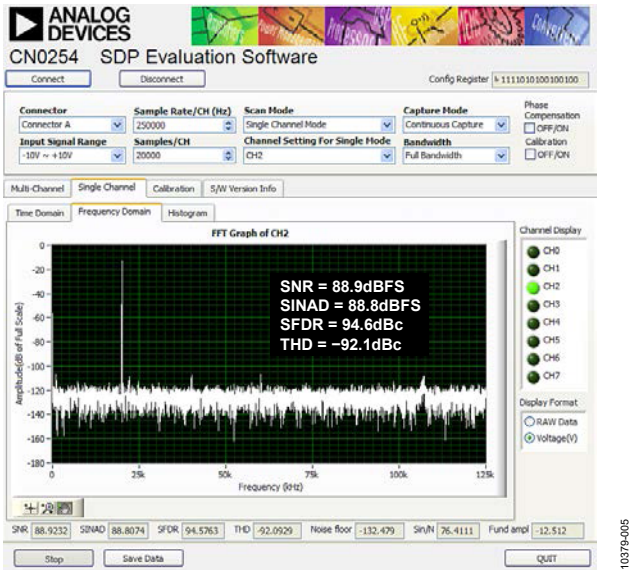


图5. KAISER窗口(参数 = 20)、20 KHZ输入、250 KSPS采样速率下的FFT

常见变化

对于需要更高采样速率的应用，AD7699采样速率高达500 kSPS，是AD7689的理想引脚替代产品。

AD8615、AD8616和AD8618分别为单通道/双通道/四通道精密、CMOS、轨到轨输入/输出运算放大器，带宽最高可达20 MHz。可用于带宽需求比AD8605/AD8608系列更高的应用。

ADR3412 (1.200 V)、ADR3420 (2.048 V)、ADR3425 (2.500 V)、ADR3430 (3.000 V)、ADR3433 (3.300 V)、ADR3440 (4.096 V)和ADR3450 (5.000 V)均为低成本、低功耗、高精度CMOS基准电压源，具有±0.1%的初始精度、低工作电流和低输出噪声特性，采用SOT-23小型封装。如果需要，这些器件可代替AD7689内部基准电压源。

ADuM3470、ADuM3471、ADuM3472、ADuM3473和ADuM3474非常适合需要电源和数字I/O隔离的应用。ADuM120x和ADuM140x系列用于隔离式I/O扩展。针对高数据速率，ADuM344x系列最高支持150 Mbps。

电路评估与测试

设备要求(可以用同等设备代替)

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista(32位)或Windows 7 (32位)PC
- EVAL-CN0254-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台评估板
- 电源：6 V(直流)，500 mA
- CN0254评估软件
- B&K正弦发生器Type 1051

开始使用

将CN-0254评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“**My Computer(我的电脑)**”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开**Readme**文件。按照**Readme**文件中的说明安装和使用评估软件。

功能框图

图6所示为测试设置的功能框图。**EVAL-CN0254-SDPZ-PADSSchematic** pdf文件包含CN-0254评估板的详细电路原理图。CN-0254设计支持包，包括原理图、PCB布局、BOM和Gerber文件，可从http://www.analog.com/CN0254-DesignSupport下载。

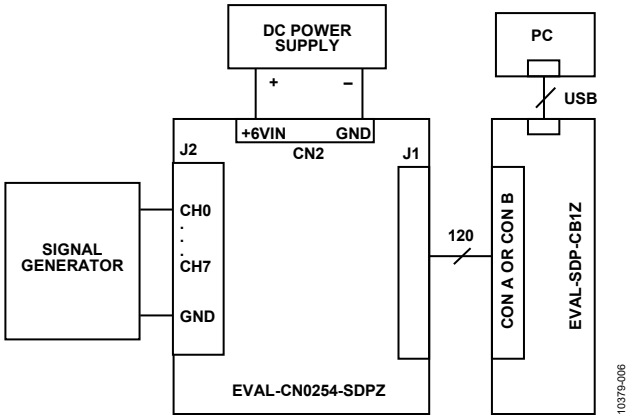


图6. 评估测试设置

设置与测试

将CN-0254评估电路板上的120引脚连接器连接到EVAL-SDP-CB1Z评估(SDP)板上的**CON A**或**CON B**连接器。使用尼龙五金配件，通过120引脚连接器两端的孔牢牢固定这两片板。将直流输出电源成功设置为6 V输出后，关闭电源。将6 V连接到CN2。接通电源，然后使用USB转miniUSB电缆将SDP连接到PC。

设置电源并将其连接到EVAL-CN0254-SDPZ电路板后，启动评估软件。单击“**Connect(连接)**”，以便让软件与SDP板通信。SDP板可用于发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0254-SDPZ板的串行数据。本电路笔记中的数据使用B&K正弦发生器Type 1051生成。有关SDP板的信息，请访问：www.analog.com/SDP。

了解详情

CN0254设计支持包：
http://www.analog.com/CN0254-DesignSupport

Lewis Smith和D.H.Sheingold。噪声和运算放大器电路。应用笔记AN-358。ADI公司。

Martin Murnane、Chris Augusta。了解PulSAR ADC支持电路。应用笔记AN-931。ADI公司。

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-047：运算放大器噪声。ADI公司。

教程MT-048：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。ADI公司。

教程MT-049：单极点系统的运算放大器总输出噪声计算。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

电路笔记CN0225：面向工业过程控制和自动化应用的高阻抗、高共模抑制、±10 V模拟前端信号调理器。ADI公司。

电路笔记CN0261：优化18位、250 kSPS、PulSAR测量电路的交流性能。ADI公司。

用户指南UG-197：集成变压器的*i*Coupler四通道隔离器ADuM347x评估板。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0254电路评估板(EVAL-CN0254-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7689数据手册和评估板

AD8608数据手册和评估板

AD8605数据手册和评估板

ADuM3471数据手册和评估板

修订历史

2013年12月—修订版A至修订版B

更改标题 1

2012年5月—修订版0至修订版A

更改图1 1

2012年4月-版本0： 初始版

CN10379sc-0-12/13(B)

电路笔记
CN-0257

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0257。

连接/参考器件	
AD5790	真20位电压输出DAC
AD8675	超精密、36 V、2.8 nV√Hz轨到轨输出运算放大器
AD8676	超精密、36 V、2.8 nV√Hz、双通道轨到轨输出运算放大器

20位、线性、低噪声、精密、单极性+10 V直流电压源

评估和设计支持

电路评估板

AD5790电路评估板 (EVAL-AD5790SDZ)

系统演示平台 (EVAL-SDP-CB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个20位线性、低噪声、精密单极性(+10 V)电压源，所需外部元件的数量极少。AD5790是一款20位、无缓冲电压输出DAC，采用最高33 V的双极性电源供电。正基准电压输入范围为5 V至VDD – 2.5V，负基准电压输入范围为VSS + 2.5 V至0V。两路基准电压输入均在片内缓冲，无需外部缓冲。相对精度最大值为±2 LSB，保证工作单调性，微分非线性(DNL)最大值为–1 LSB至+2 LSB。

精密运算放大器AD8675具有低失调电压（最大值75 μV）和低噪声（典型值2.8 nV/√Hz）特性，是AD5790的最佳输出缓冲器。AD5790具有两个内部匹配的6.8 kΩ前馈和反馈电阻，它们既可以连接到运算放大器AD8675以提供10 V偏移电压，从而实现±10 V输出摆幅，也可以并行连接以提供偏置电流消除功能。本例演示的单极性+10 V输出，电阻用于偏置电流消除功能。内部电阻连接通过设置AD5790控制寄存器中的相关位来控制（参见AD5790数据手册）。

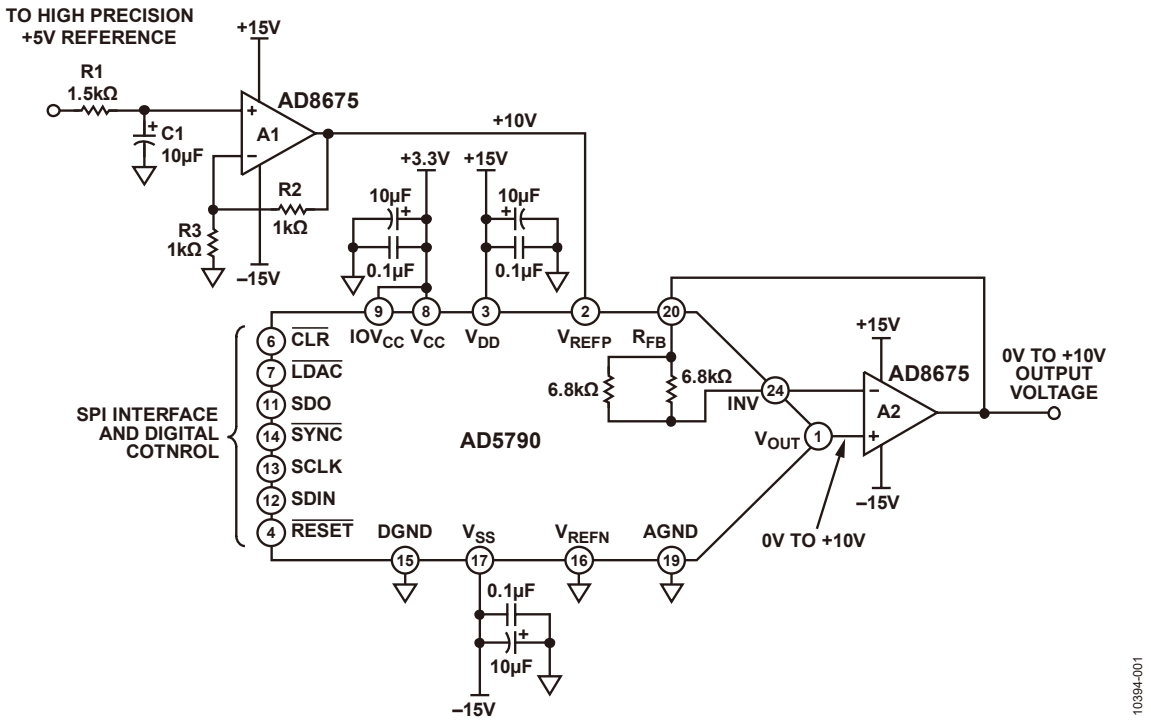


图1. 20位精密、0 V至+10 V电压源（原理示意图：未显示去耦和所有连接）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

该电路的数字输入采用串行输入，并与标准SPI、QSPI、MICROWIRE®和DSP接口标准兼容。对于高精度应用，通过结合使用AD5790和AD8675等精密器件，这个紧凑的电路可以提供高精度和低噪声性能。

电路描述

图1所示数模转换器(DAC)为AD5790，这是一款SPI接口的20位高压转换器，提供±2 LSB INL、−1至+2 LSB DNL和8 nV/√Hz噪声频谱密度。另外，AD5790还具有极高的长期线性误差稳定性(0.1 LSB)。

图1显示AD5790的单极性缓冲配置，输出缓冲器采用AD8675，它具有低噪声和低漂移特性。该放大器(A1)还用于放大低噪声精密基准电压源（本例使用Krohn Hite 523型精密基准电压源）提供的+5 V基准电压。此增益电路中的电阻R2和R3为精密金属薄片电阻，其容差和温度系数分别为0.01%和0.6 ppm/°C。要在整个温度范围内达到最佳性能，R2和R3应处于单个封装内，如Vishay 300144或VSR144系列。R2和R3均选用1 kΩ，以便将系统噪声保持在较低水平。R1和C1构成低通滤波器，截止频率大约为10 Hz。该滤波器用于衰减基准电压源噪声。

线性度测量

利用Agilent 3458A万用表，在EVAL-AD5790SDZ评估板上演示图1所示电路的精密性能。图2显示积分非线性与DAC代码具有函数关系，且位于±2 LSB的规格范围内（0°C至105°C）。

图3显示微分非线性与DAC代码具有函数关系，且位于−1 LSB至+2 LSB的规格范围内。

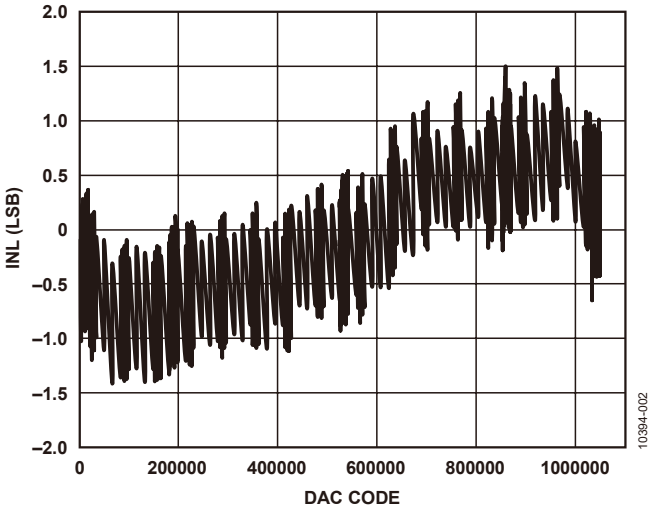


图2. 积分非线性与DAC码的关系

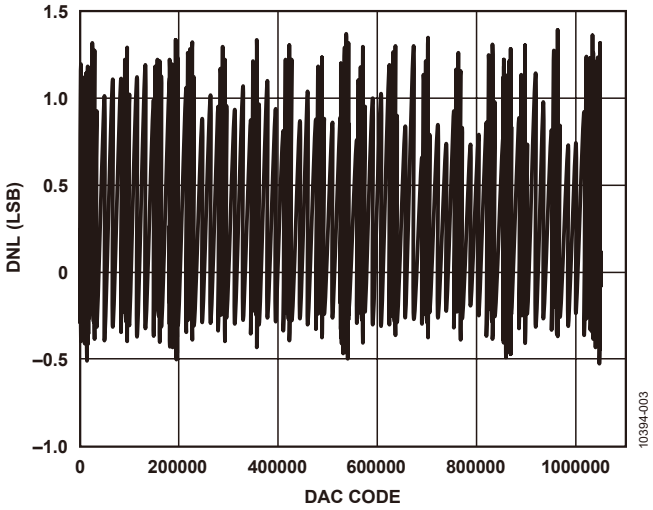


图3. 微分非线性与DAC码的关系

噪声漂移测量

要实现高精度，电路输出端的峰峰值噪声必须维持在1 LSB以下，对于20位分辨率和+10 V单极性电压范围则为9.5 μV。

实时噪声应用中不会在0.1 Hz处有高通截止频率来衰减1/f噪声，但会在其通带中包含低至DC的频率；因此，测得的峰峰值噪声如图4所示。本例中，电路输出端的噪声是在100秒内测得的，测量充分涵盖低至0.01 Hz的频率。

此测量需要使用温度控制的超低噪声基准电压源，以免温漂成为影响噪声性能的主要因素。

零电平输出电压的噪声最低，此时噪声仅来自DAC内核。选择零电平码时，DAC会衰减各基准电压路径的噪声贡献。

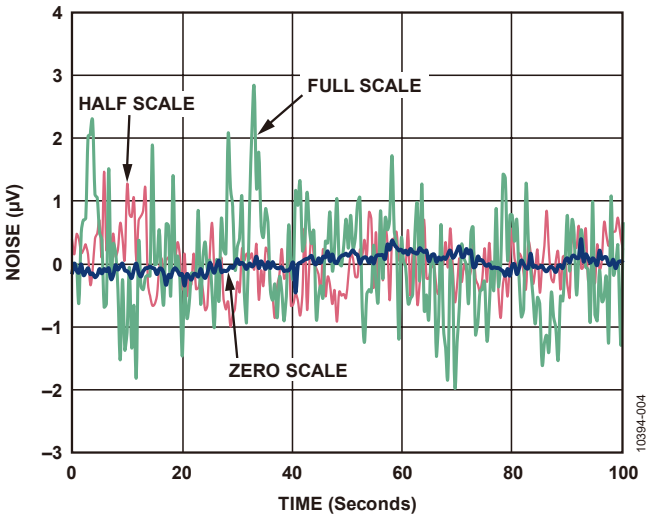


图4. 采用精密基准电压源时，100秒内测得的DAC输出电压噪声：满量程（绿色）、中间电平（红色）和零电平（蓝色）

随着测量时间变长，较低频率将包含在内，而峰峰值将变大。频率较低时，温度漂移和热电偶效应会变成误差源。通过选择热系数较小的器件可以将上述效应降至最小。

欲查看完整原理图和印刷电路板的布局，请参见CN-0257设计支持包：www.analog.com/CN0257-DesignSupport。

常见变化

AD5790支持各种不同的输出范围，从0 V至+5 V、最高±10 V以及该范围内的任意值。如果需要双极性配置，则VREFN引脚必须用反相精密高基准电压供电。此外，同样需要精密放大器技术和精密温度稳定型电阻。

AD8676是运算放大器AD8675的双通道版本，需要时可以用于该电路。

电路评估与测试

设备要求

- 系统演示平台 (EVAL-SDP-CB1Z)
- EVAL-AD5790SDZ评估板和软件
- Krohn-Hite 523型精密基准电压源
- Agilent 3458A万用表
- PC（Windows 32位或64位操作系统）
- National Instruments GPIB转USB-B接口电缆
- SMB电缆(2)

软件安装

AD5790评估套件包括一张光盘，其中含有自安装软件。该软件兼容Windows XP (SP2)和Vista（32位和64位）。如果安装文件未自动运行，您可以运行光盘中的**setup.exe**文件。

请先安装评估软件，再将评估板和SDP板连接到PC的USB端口，确保PC能够正确识别评估系统。

1. 光盘文件安装完毕后，按照“电源”部分所述为AD5790评估板接通电源。将SDP板（通过连接器A或连接器B）连接到AD5790评估板，然后利用附送的电缆连接到PC的USB端口。
2. 检测到评估系统后，确认出现的所有对话框。这样就完成了安装。

功能框图

测试配置的功能框图如图6所示。

电源

必须提供下列外部电源：

- AD5790的数字电源：在连接器J1的VCC与DGND之间提供3.3 V电源。或者将链路1放在位置A，以便从USB端口通过SDP板为数字电路供电（默认设置）。
- AD5790的正模拟电源：在J2的VDD与AGND输入之间提供+12 V至+16.5 V的电源。
- AD5790的负模拟电源：在J2的VSS与AGND输入之间提供–12 V至–16.5 V的电源。
- +5 V精密基准电压源，连接到标有VREF的SMB连接器。

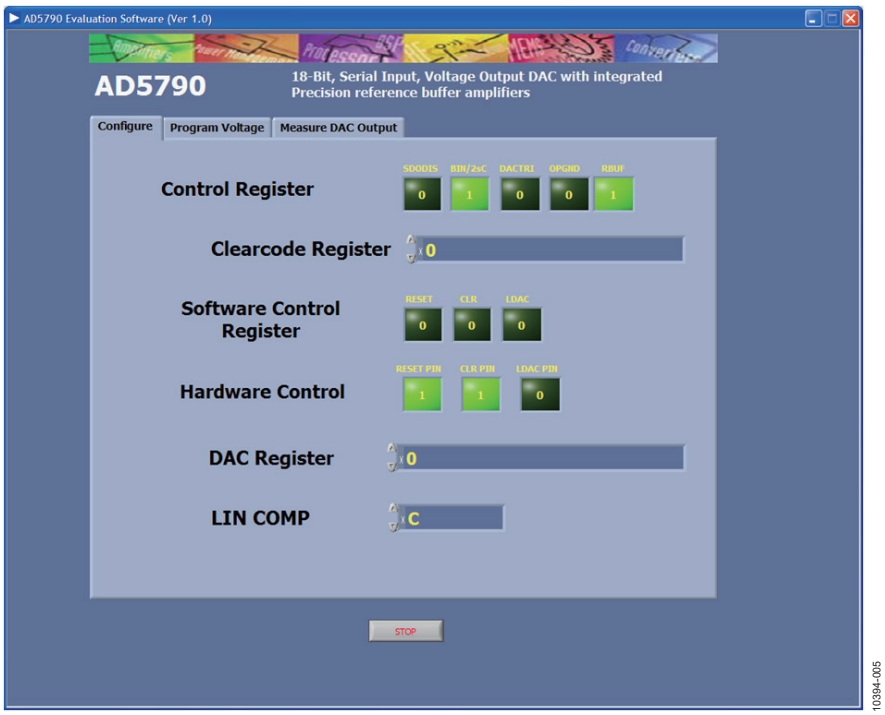


图5. 评估软件主窗口

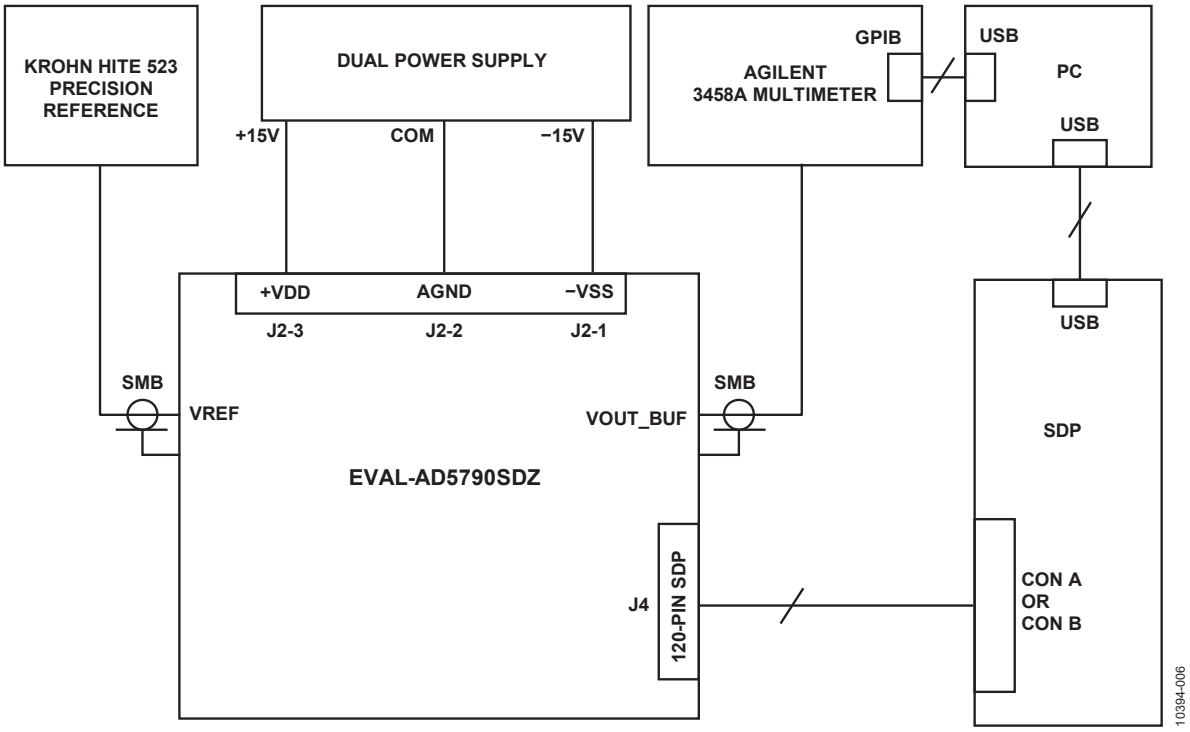


图6. 测试设置功能框图

默认链路选项设置

默认链路选项如表1所示。该板的默认配置为：VREFP = +10 V，VREFN = −10 V，输出范围为±10 V。

表1. 默认链路选项

链路号	选项
LK1	A
LK2	B
LK3	A
LK4	移除
LK5	移除
LK6	移除
LK7	移除
LK8	C
LK9	插入
LK11	插入

要将该板配置为图1所示电路，必须对表1中的默认链路配置进行如下改动：

1. 将LK3放在位置A
2. 移除LK4
3. 将LK8放在位置B
4. 移除LK9

这些改动将输出缓冲放大器的增益配置为1，并将AD5790的VREFN引脚连接到地。此外，评估板上标有VREF的SMB连接器现在配置为可接受+5 V精密基准电压。

欲了解有关EVAL-AD5790SDZ测试设置的更多信息，请参阅用户指南UG-342。

测试

VOUT_BUF SMB连接器连接到Agilent 3458A万用表。线性度测量利用AD5790 GUI上的“测量DAC输出”选项卡进行。

噪声漂移测量也是在VOUT_BUF SMB连接器上进行。输出电压利用AD5790 GUI上的“设置电压”选项卡进行。峰峰值噪声漂移的测量时间为100秒。

欲详细了解参数定义以及如何利用测量数据计算INL、DNL和噪声，请参阅AD5790数据手册的“术语”部分和以下文献：*数据转换手册*第5章“测试数据转换器”，ADI公司。

进一步阅读

CN0257设计支持包：
www.analog.com/CN0257-DesignSupport

Egan，Maurice。用20位DAC实现1 ppm精度精密电压源。模拟对话，第44卷，2010年4月。

Kester，Walt。2005年。数据转换手册。ADI公司。第3章、第5章和第7章。

教程MT-015：DAC基本架构II：二进制DAC。ADI公司。

教程MT-016：DAC基本架构III：分段DAC。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-035：运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。基准电压源向导设计工具。

电路笔记CN-0177：18位、线性、低噪声、精密双极性±10 V直流电压源。

电路笔记CN-0191：20位、线性、低噪声、精密双极性±10 V直流电压源。

电路笔记CN-0200：18位、线性、低噪声、精密双极性±10 V直流电压源。

用户指南UG-342：集成精密基准电压源缓冲器放大器的20位串行输入、电压输出DAC评估板。

数据手册和评估板

AD5790数据手册和评估板

AD8675数据手册

AD8676数据手册

修订历史

2011年12月—修订版0：初始版

CN10394sc-0-12/11(0)

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0260。

连接/参考器件	
AD7985	16位、2.5 MSPS、15.5 mW PulSAR® ADC，采用LFCSP封装
AD8253	10 MHz，20 V/µs，G = 1、10、100、1000 *i*CMOS®可编程增益仪表放大器
AD8021	16位系统的低噪声、高速放大器
ADA4004-2	1.8 nV/√Hz、36 V精密双通道放大器
ADR439	超低噪声、4.5 V XFET®基准电压源，具有吸电流和源电流能力

采用PGA的过采样SAR ADC，可实现125 dB以上的动态范围(CN0260)

评估和设计支持

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一个灵活的信号调理模块，具有低噪声、相对较高的增益以及在不影响性能的前提下根据输入电平变化动态改变增益的能力，同时仍维持宽动态范围。现有Σ-Δ技术可以提供许多应用所需的动态范围，但代价是低更新速率。本电路提供了一种替代方法，将16位、2.5 MSPS PulSAR®逐次逼近型ADC AD7985与自动调节量程*i*CMOS®可编程增益仪表放大器(PGA) AD8253前端结合使用。由于增益根据模拟输入值自动变化，该器件使用过采样和数字处理将系统动态范围增加至125 dB以上。

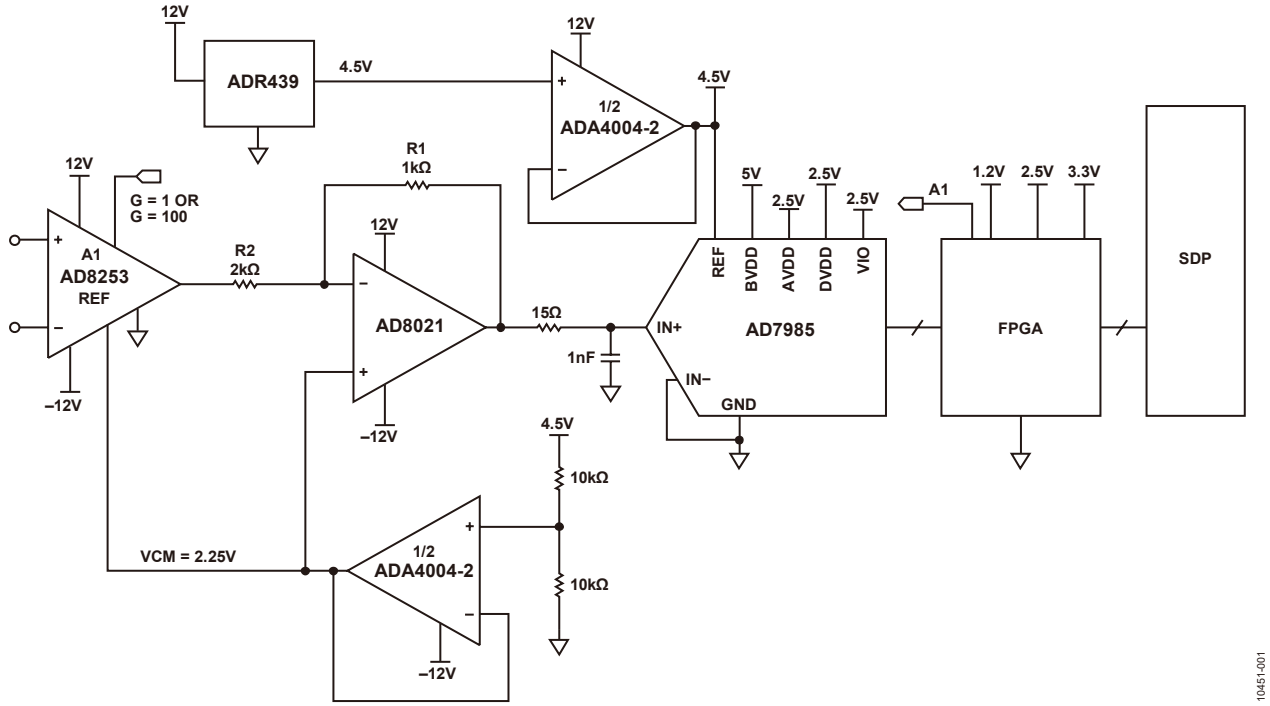


图1. 采用自动调节量程PGA和过采样SAR ADC的宽动态范围信号调理电路（注意：未显示所有连接和去耦）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

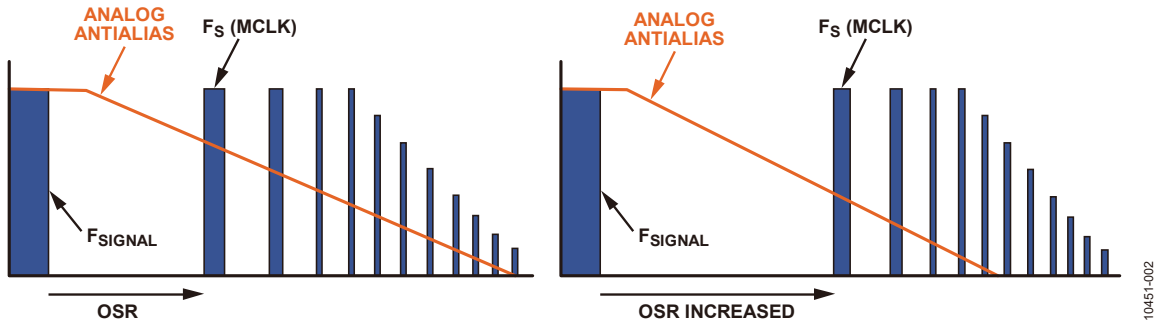


图2. 增加过采样率(OSR)可降低噪声

电路描述

许多应用需要宽动态范围。电子秤系统通常使用最大满量程输出为1 mV至2 mV的称重传感器桥式传感器。此类系统可能需要1,000,000：1水平的分辨率，以2 mV满量程输入为例子，此时需要高性能、低噪声、高增益放大器和Σ-Δ调制器。同样，医疗应用中的化学和血液分析通常使用光二极管传感器，这些器件会产生极小的电流并且需要精确测量。某些应用，例如振动监控系统，同时包含交流和直流信息，因此精确监控大小两种信号的能力至关重要。Σ-Δ型ADC在许多情况下虽然胜任，但如果需要交流和直流测量以及快速增益开关，则会受限制。

过采样是以比奈奎斯特频率高得多的速率来对输入信号进行采样的过程。一般说来，采样频率每提高一倍，原始信号带宽内的噪声性能大约可改进3 dB。过采样ADC之后是数字后处理，用以消除信号带宽外部的噪声，如图2所示。

要实现最大动态范围，可添加前端PGA级以增加极小信号输入下的有效信噪比(SNR)。试考虑>126 dB的系统动态范围要求。首先计算实现此动态范围所需的最低均方根噪声。例如，3 V输入范围(6 V p-p)具有2.12 V的满量程均方根值(6/2√2)。最大容许系统噪声如下计算

126 dB = 20 log（2.12 V/均方根噪声）

因此均方根噪声 ≈ 1 μV rms。

现在考虑系统更新速率，它决定系统容许的过采样率和最大噪声量（以输入(RTI)为基准）。例如，16位、2.5 MSPS PulSAR ADC AD7985以600 kSPS（功耗为11 mW）和72倍过采样率工作时，系统在均值和抽取后的有效吞吐速率为600 kSPS ÷ 72 = 8.33 kSPS。因此输入信号限于约4 kHz的带宽。

总均方根噪声是噪声密度(ND)乘以√f，最大容许输入频谱噪声密度(ND)可如下计算

1 μV rms = ND × √4 kHz

即ND = 15.8 nV/√Hz。

根据RTI系统输入噪声的该品质因数，可以选择适当的仪表放大器，以提供充足的模拟前端增益（通过相关过采样与ADC SNR相加），实现所需的126 dB。对于AD7985，典型SNR数值为89 dB，通过72倍过采样还可获得~18 dB的改善（72约为2^6，每翻一倍增加3 dB）。实现126 dB DR仍需要另外20 dB的改善，可以来自模拟PGA级提供的增益。仪表放大器必须提供≥20的增益（只要不超过15.8 nV/√Hz的噪声密度规格）。

图1显示了实现上述前端PGA增益和ADC过采样的系统级解决方案。输入级使用AD8253——极低噪声(10 nV/√Hz)的数字控制仪表放大器。增益选项如下：G = 1, 10, 100, 1000.

AD8021是能够驱动AD7985的2.1 nV/√Hz低噪声、高速放大器。该器件还会对AD8253输出进行电平转换和衰减。AD8253和AD8021均采用2.25 V的外部共模偏置电压工作，两者结合以在ADC的输入端维持相同共模电压。基准电压为4.5 V时，ADC的输入范围为0 V至4.5 V。

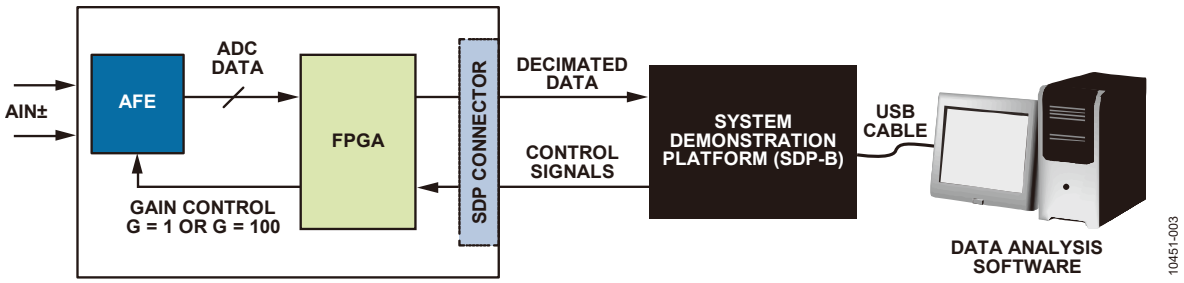


图3. 用于测量系统性能的测试设置

AD8021的输出使用高速ADC来测量。PGA增益可根据输入信号的幅度动态设置。对于小信号输入，增益设置为100。对于更大输入，增益降低至1。

使用QFN封装的16位、2.5 MSPS PulSAR ADC AD7985（功耗为11 mW）实施数字后处理，由于该器件具有快速采样速率，还可用于在低输入带宽应用中实施高阶过采样。鉴于以输入(RTI)为基准时完整系统噪声预算为15.8 nV/√Hz（最大值），可以计算每个模块的主要噪声源，以确保不超过15.8 nV/√Hz的硬限值。AD8021的折合到输入端噪声规格<3 nV/√Hz，当折合到增益为100的AD8253级时可忽略。使用外部4.5 V基准电压时，在<45 μV rms的噪声分辨率下，AD7985的额定SNR为89 dB。

如果考虑300 kHz的奈奎斯特带宽，ADC在此带宽内将提供~83 nV/μHz的噪声。折合到AD7985的输入端时，它的<1 nV/√Hz噪声在系统内可忽略，此时使用方和根计算对RTI噪声源求和。

使用AD8253的另一优点是它具有数字增益控制功能，可以根据输入变化动态地改变系统增益。这一点通过巧用系统的数字信号处理能力便可实现。在本应用中，数字处理的主要功能是利用AD7985 16位转换结果产生较高分辨率的输出。实现方法是对数据进行均值和抽取计算，并根据输入幅度自动切换模拟输入增益。过采样过程的输出数据速率低于ADC采样速率，但动态范围大幅增加。

为完成本应用数字端的原型制作，使用现场可编程门阵列(FPGA)作为数字内核。为了快速调试系统，使用系统演示平台(SDP)连接器标准将模拟电路和FPGA整合到单片电路板上，以便轻松实现PC的USB连接，如图3所示。SDP是可重用硬件和软件的组合，可以在大多数常用元件接口上轻松实现硬件的控制和数据采集。

本模块根据当前增益设置、两个原始ADC样本和一些硬编码阈值输出新增益设置。系统内使用四个阈值。这些阈值的选择对最大化系统的模拟输入范围很重要，可确保在尽可能大的信号范围内使用G = 100模式，同时防止ADC输入过驱。请注意，该增益模块处理的是每个原始ADC结果，而不是未归一化的数据。在此前提下，系统可使用的一些阈值示例如下（假设使用中间电平为零的双极性系统）：

T1（正阈值下限）：+162

（中间电平以上的162个代码）

T2（负阈值下限）：–162

（中间电平以下的162个代码）

T3（正阈值上限）：+32507

（正满量程以下的260个代码）

T4（负阈值上限）：-32508

（负满量程以上的260个代码）

在G = 1模式下，使用内部限值T1和T2。如果实际ADC结果介于T1和T2之间，增益便切换至G = 100模式。这样可确保ADC的模拟输入电压尽快最大化。接着，在G = 100模式下，使用外部限值T3和T4。如果预测ADC结果高于T3或低于T4，增益便切换至G = 1模式，以防止ADC输入超量程，如图4所示。

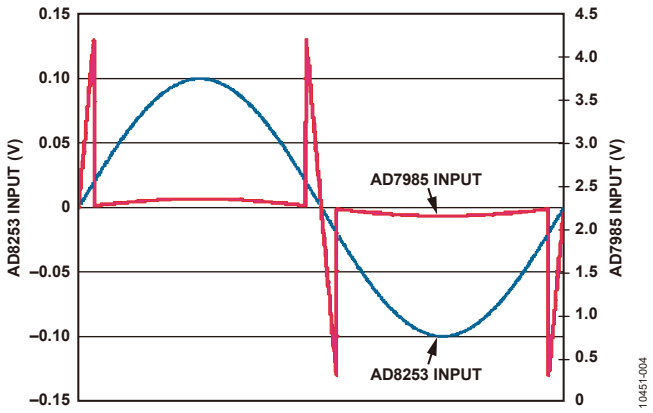


图4. 当预测模数转换器输入将超出阈值限值时，从放大器输入到转换器输入的增益减少100（蓝线：放大器输入；红线：转换器输入。）

在G = 100模式下，如果算法预测下一ADC样本将刚好超出外部阈值（使用最基本的线性预测），假定ADC结果为+32510，则增益切换至G = 1，下一ADC结果是+325而不是+32510。

总体系统性能

一旦增益和抽取算法经过全面优化，即可测试整个系统。图5显示系统对–0.5 dBFS的大信号1 kHz输入音的响应。考虑100的PGA增益时，实现的动态范围为127 dB。同样，测试图6中的小信号输入时，如果输入音为70 Hz（–46.5 dBFS时），最高可实现129 dB的动态范围。由于该测量中增益范围未发生有效切换，预期在较小输入音下可获得性能提升。

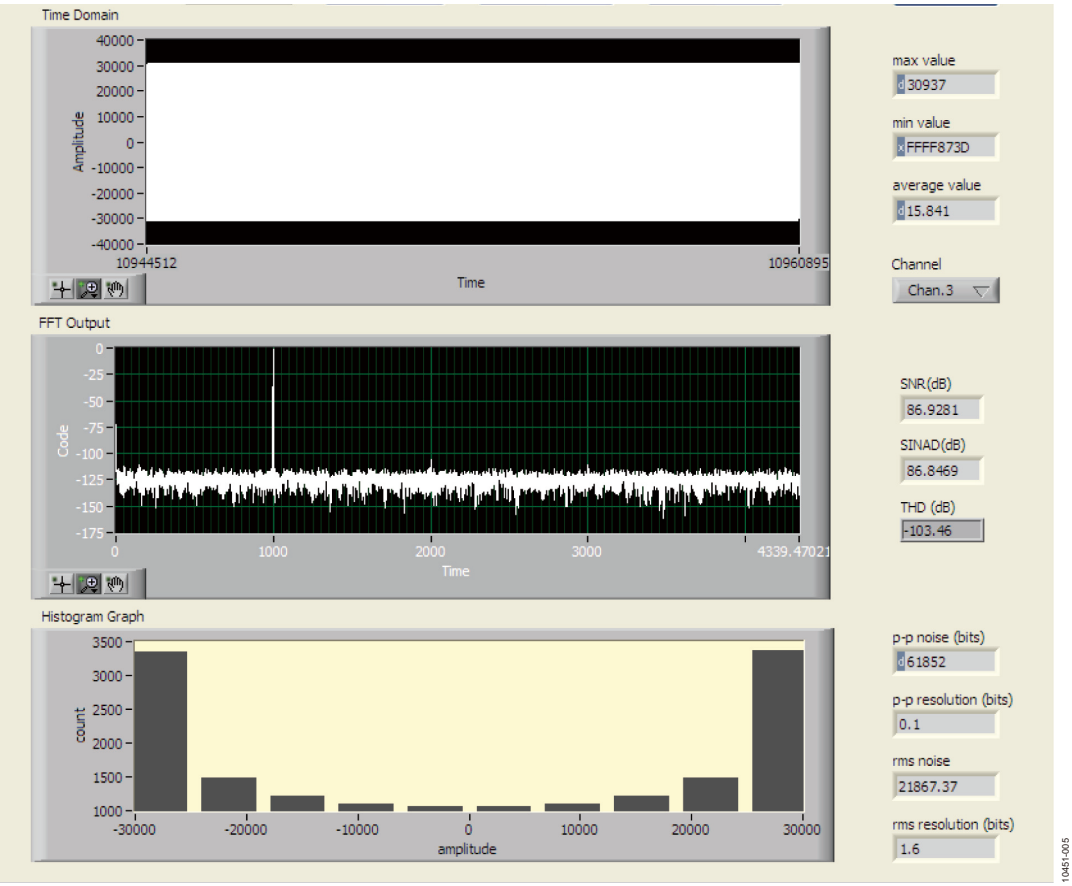


图5. 大量程1 kHz信号的响应显示127 dB的动态范围

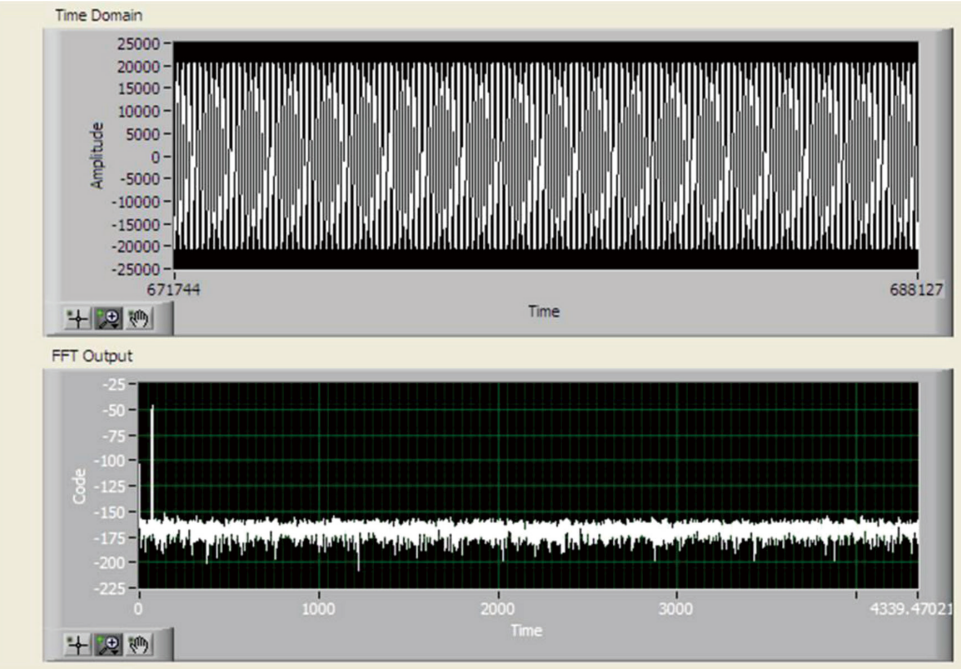


图6. 70 Hz小量程输入信号的响应

系统性能取决于动态切换增益以同时处理小信号输入和大信号输入的能力。虽然Σ-Δ技术提供了极佳的动态范围，基于SAR的解决方案也是一种根据输入信号动态改变前端增益的方式，而且不会影响系统性能。这样便可实时测量小信号和大信号交流、直流输入，而不必等候系统建立时间，或者因延迟的增益变化产生大的毛刺。

常见变化

本应用可考虑的其他16位PulSAR ADC有AD7983（16位，1.33 MSPS）和AD7980（16位，1 MSPS）。也可选择使用18位PulSAR ADC，包括AD7986（18位，2 MSPS）、AD7984（18位，1.33 MSPS）和AD7982（18位，1 MSPS)。

电路评估与测试

图3显示了用于评估该电路的基本测试设置。有关PCB的完整原理图和布局，请参阅CN-0260设计支持包：http://www.analog.com/cn0260-designsupport。

输入端切记使用低噪声、低失真信号源，例如Agilent 33120A、Audio Precision System Two 2322，或等效器件。

进一步阅读

CN0260设计支持包：
www.analog.com/CN0260-DesignSupport

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-001：揭开一个公式(SNR = 6.02 N + 1.76 dB)的神秘面纱，以及为什么我们要予以关注。ADI公司。

教程MT-004：ADC输入噪声面面观—噪声是利还是弊？ADI公司。

教程MT-021：ADC架构II：逐次逼近型ADC。ADI公司。

教程MT-022：ADC架构III：Σ-Δ型ADC基础。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Colm Slattery和Mick McCarthy。过采样ADC与PGA结合，提供127 dB动态范围。《模拟对话》第45卷，2011年12月。

数据手册和评估板

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7985数据手册

AD8253数据手册

AD8021数据手册

ADA4004-2数据手册

ADR439数据手册

修订历史

2012年1月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0350

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0350。

连接/参考器件	
AD8608	精密、低噪声、四通道CMOS、轨到轨输入/输出运算放大器
AD7091R	1 MSPS、超低功耗、12位ADC

针对压电传感器的12位、1 MSPS、单电源、双芯片数据采集系统

评估和设计支持

电路评估板

- **CN0350电路评估板(EVAL-CN0350-PMDZ)**
- **SDP/PMD转接板(SDP-PMD-IB1Z)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

图1所示电路是只采用了2个有源器件的12位、1 MSPS数据采集系统。

该系统用3.3 V单电源功能，能够处理来自压电传感器的电荷输入信号，在±10°C温度范围内，其校准后总误差小于0.25% FSR，是各种实验室和工业测量的理想之选。

该电路的小巧尺寸使得该组合成为业界领先的数据采集系统解决方案，在这种系统中精度、速度、成本和尺寸极为关键。

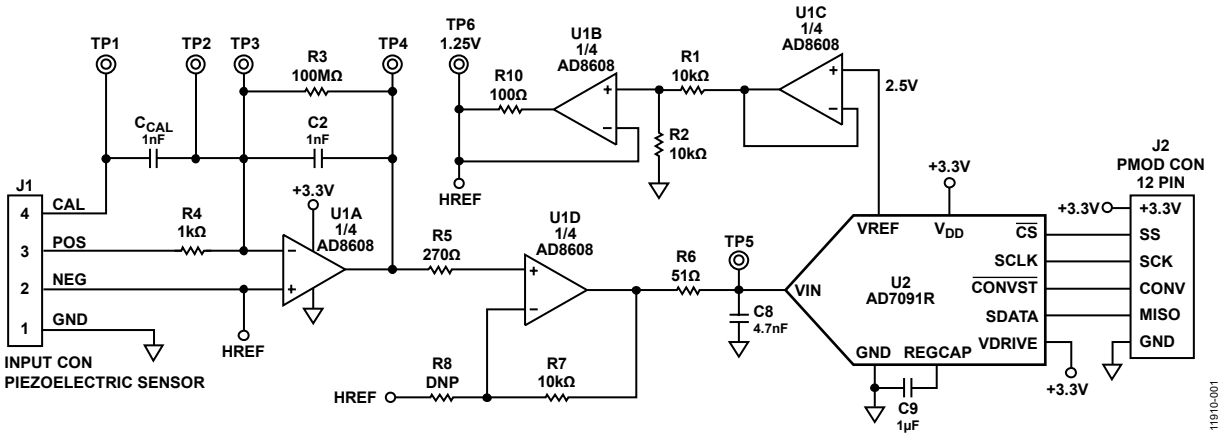


图1.针对压电传感器的单电源电荷输入数据采集系统(未显示所有连接和去耦)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

该电路由一个输入信号调理级和一个ADC级构成。电流输入信号由电荷-电压转换器(运算放大器U1A的电荷放大器和电容C2)转换成电压，并由同相放大器(运算放大器U1D和电阻R7和R8)放大。ADC的基准电压(VREF =2.5 V)经过缓冲和衰减(运算放大器U1B和U1C以及电阻R1和R2)，产生1.25 V的失调HREF，用于将来自传感器的交流信号调理至ADC的输入范围之内。运算放大器U1A、U1B、U1C和U1D都是四通道AD8608。U1D运算放大器的输出为0.1 V至2.4 V，与ADC的输入范围(0 V至2.5 V)相匹配，同时提供100 mV的裕量以保持线性度。电阻值和电容值可以修改，以适应本电路笔记描述的其他传感器范围。

AD8608的最小额定输出电压为50 mV(2.7 V电源)和290 mV(5 V电源)，负载电流为10 mA，温度范围为−40°C至+125°C。在3.3 V电源、负载电流低于1 mA、温度范围更窄的情况下，保守估计最小输出电压为45 mV至60 mV。该电路设计支持单电源供电。

考虑到器件的容差，最小输出电压(范围下限)设为100 mV，以提供安全裕量。输出范围的上限设为2.4 V，以便为ADC输入端的正摆幅提供100 mV的裕量。因此，输入运算放大器的标称输出电压范围为0.1 V至2.4 V。

本应用中选用AD8608的原因是该器件具有低偏置电流(最大值1 pA)、低噪声(最大值12 nV/√Hz)和低失调电压(最大值65 μV)等特性。在3.3V电源下，功耗仅为15.8 mW。

运算放大器的输出级后接一个单极点RC滤波器(R6/C8)，用于降低带外噪声。RC滤波器的截止频率设为664 kHz。

选择AD7091R 12位1 MSPS SAR ADC是因为其在3.3 V (1.2 mW)下的功耗超低，仅为349 μA，显著低于当前市场上竞争对手的任何ADC。AD7091R还内置一个2.5 V的基准电压源，其典型漂移为±4.5 ppm/°C。输入带宽为7.5 MHz，且高速串行接口兼容SPI。AD7091R采用小型10引脚MSOP封装。

AD7091R需要50 MHz的串行时钟(SCLK)，方能实现1 MSPS的采样速率。在多数压电传感器应用中，都可以使用较低的采样速率。对于本电路笔记中采用的测试数据，SCLK为30 MHz，采样速率为300 kSPS。

数字SPI接口可以用12引脚且兼容PMOD的连接器(Digilent PMOD规格)连接到微处理器评估板。

电路设计

图2所示电路将输入电荷转换成电压，并将其电平转换至ADC的输入范围(0.1 V至2.4 V)内。

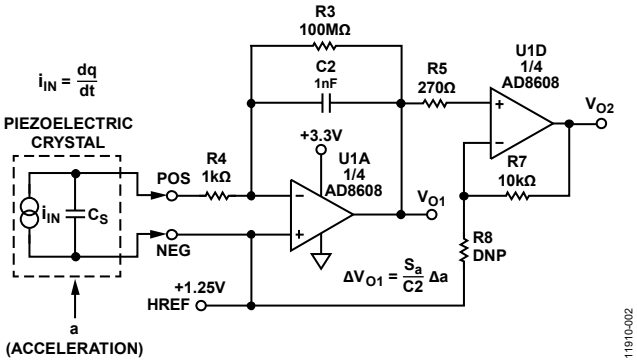


图2. 电荷输入信号调理电路

压电元件通常用于测量加速度和振动。这里将压电晶体与质量块m配合使用。当质量块受到加速度a影响时，则质量块和压电晶体上将产生惯性力$F = m \times a$。因此，该晶体会获得电荷$q = d \times F$，其中，d(单位为库仑/牛顿，C/N)为晶体电荷对力的灵敏度。

因此，压电加速度计的稳定状态电荷灵敏度S_a为$S_a = \Delta q/\Delta a$(单位为C × s²/m)。

注意，加速度可以用关系1 g = 9.81 m/s²转换成g。

如果将加速度计与带反馈电容C2的电荷放大器配合使用(如图2所示)，则C2上因电荷Δq而形成的电压为$\Delta V = \Delta q/C2$。对应的稳定状态电压灵敏度为：

$$S_V = \Delta V/\Delta a = S_a/C2. \quad \text{等式1}$$

图1中信号调理电路的第一级为电荷放大器(U1A和电容C2)，其中，输出电压根据等式1而变化。该电路的输出经过转换，以处理双极性输入信号(如振动测量)。利用1.25 V的基准电压源，该电路的零电平会转换至ADC输入范围的中点。电荷放大器的输出电压为：

$$V_{O1} = V_{HREF} + \frac{1}{C2}\int i_N dt = V_{HREF} + \frac{q}{C2} = V_{HREF} + \frac{S_a}{C2}a \quad \text{等式2}$$

图1中信号调理电路的第二级是一个同相放大器，其输出电压为：

$$V_{O2} = V_{HREF} + \left(1 + \frac{R7}{R8}\right)\frac{S_a}{C2}\Delta a \quad \text{等式3}$$

电阻R3(陶瓷传感器为100 MΩ至10 GΩ，晶体传感器为10 GΩ至10 TΩ)为运算放大器提供直流反馈，并提供输入偏置电流。对于测得的最小频率，该电阻必须尽量小，并决定着频率输入范围的最低限值。在低频下，转折频率f_{CL}约为：

$$f_{CL} = \frac{1}{2\pi R3C2} \qquad \text{等式4}$$

将一个电阻R4(1 kΩ至10 kΩ)与运算放大器反相输入端串联，有助于提高稳定性和限制意外高输入电压导致的输入电流。进一步提高R4会导致高频响应下降。在高频下，R4可以与传感器的阻抗Z_S相当($1/\omega C_S$，其中C_S为压电传感器的电容)。

高频条件下的转折频率f_{CH}为：

$$f_{CH} = \frac{1}{2\pi R4C_S} \qquad \text{等式5}$$

利用等式1至等式5，可以算出具体应用的电路参数(C2、R7、R8、f_{CL}和f_{CH})。

例如，Kistler型8002K石英加速度计具有以下规格：

- 范围：±1000 g
- 灵敏度：1 pC/g
- 电容：90 pF(典型值)
- 频率响应：−1%, +5% ≈0 Hz至6000 Hz
- 绝缘电阻：大于10^{13}Ω

对于V_{O1}下的输出电压摆幅±1 V，可利用等式1计算C2。

$$C2 = S_a\,\Delta a/\Delta V = (1\text{ pC/g} \times 1000\text{ g})/1\text{ V} = 1\text{ nF}$$

对于0.1 V至2.4 V (1.25 V ± 1.15 V)的ADC输入电压摆幅，同相放大器的增益必须等于1.15，R7/R8比值 = 0.15。如果选择一个标准值电阻R7 =10 kΩ，则R8 = 66.67 kΩ。

选择R3 = 100 MΩ并忽略运算放大器的输入电阻和压电传感器的绝缘电阻。低频条件下的转折频率为(见等式4)：

$$f_{CL} = \frac{1}{2\pi R3C2} = \frac{1}{2\pi \times 10^8 \times 10^{-9}} = 1.6Hz$$

选择R4 =1 kΩ时，高频条件下的转折频率为(见等式5)：

$$f_{CH} = \frac{1}{2\pi R4C_S} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 90 \times 10^{-12}} = 1.77MHz$$

因此，保护电阻R4 = 1 kΩ不影响高通频率响应，因为传感器的频率响应上限只有6 kHz。

电阻和基准电压容差导致的增益和失调误差

从等式3，可得到信号调理电路的增益：

$$GAIN = \left(1 + \frac{R7}{R8}\right)\frac{1}{C2} \qquad \text{等式6}$$

相对增益误差为：

$$\frac{dGAIN}{GAIN} = \delta_G$$

根据对数导数原理，得出：

$$\ln GAIN = \ln(R8 + R7) - \ln R8 - \ln C2$$

对$lnGAIN$求导得到：

$$\frac{dGAIN}{GAIN} = \frac{dR8}{R7+R8} + \frac{dR7}{R7+R8} - \frac{dR8}{R8} - \frac{dC2}{C2}$$

$$\frac{dGAIN}{GAIN} = \frac{dR8}{R8}\frac{R8}{R7+R8} + \frac{dR7}{R7}\frac{R7}{R7+R8} - \frac{dR8}{R8} - \frac{dC2}{C2}$$

$$\delta_G = \delta_{R8}\frac{R8}{R7+R8} + \delta_{R7}\frac{R7}{R7+R8} - \delta_{R8} - \delta_{C2}$$

$$\delta_G = \delta_{R8}\left(\frac{R8}{R7+R8} - 1\right) + \delta_{R7}\frac{R7}{R7+R8} - \delta_{C2}$$

$$\delta_G = \delta_{R8}\left(\frac{-R7}{R7+R8}\right) + \delta_{R7}\frac{R7}{R7+R8} - \delta_{C2}$$

$$\delta_G = \left(\frac{R7}{R7+R8}\right)(\delta_{R7} - \delta_{R8}) - \delta_{C2} \qquad \text{等式7}$$

如果器件R7、R8和C2的容差为1%，则可估算出求和增益误差。

最差条件下的相对增益误差：

$$(\delta_G)_{\max} = \pm\left[\frac{R7}{R7+R8}(|\delta_{R7}| + |\delta_{R8}|) + |\delta_{C2}|\right] =$$

$$= \pm\left(\frac{10k\Omega}{10k\Omega + 66.7k\Omega} \times 2\% + 1\%\right) = \pm(0.13 \times 2\% + 1\%) = \pm 1.26\%$$

均方误差(和方根误差)：

$$(\delta_G)_{MSqE} = \pm\sqrt{\left(\frac{R7}{R7+R8}\right)^2(\delta_{R7}{}^2 + \delta_{R8}{}^2) + \delta_{C2}{}^2}$$

$$= \pm\sqrt{2 \times 0.13^2 \times 1\%^2 + 1\%^2} = \pm 1.0168\%$$

从等式3，可得到信号调理电路的输出失调为：

$$OFFSET = HREF = \frac{R2}{R1+R2}V_{REF} \qquad \text{等式8}$$

相对失调误差为：

$$\delta_{OS} = \frac{R1}{R1+R2}(\delta_{R2} - \delta_{R1}) - \delta_{VREF} \qquad \text{等式9}$$

如果R1、R2和V_{REF}的容差为1%，可以估算出求和失调误差。

最差条件下的相对失调误差：

$$(\delta_{OS})_{\max} = \pm\left[\frac{R1}{R1+R2}\left(\left|\delta_{R2}\right|+\left|\delta_{R1}\right|\right)+\left|\delta_{VREF}\right|\right] = \pm 2\%$$

均方失调误差(和方根误差)：

$$(\delta_{OS})_{MSqE} = \pm\sqrt{2\times 0.5^2\times 1\%^2+1\%^2} = 1.225\%$$

完成校准过程后，电阻容差、AD8608运算放大器的失调(75 µV)以及ADC AD7091R导致的误差均消除。依然有必要计算并验证U1D运算放大器输出在所需的范围内(0.1 V至2.4 V)。

电阻和基准电压源温度漂移导致的增益和失调误差

利用等式7和等式9，可以算出元件温度漂移导致的误差。例如，如果电阻温度漂移为±100 ppm/°C，且基准电压漂移为±25 ppm/°C，则在最差条件下，增益误差小于±0.013%/°C，而失调误差约为±0.01%/°C，这相当于在±10°C的温度变化范围内，总误差小于±0.25%。

有源元件温度系数对总误差的影响

AD8608运算放大器(75 µV)和AD7091R ADC的直流失调由校准程序消除。

AD7091R内置基准电压源的失调漂移典型值为4.5 ppm/°C，最大值为25 ppm/°C。

AD8608运算放大器的失调漂移典型值为1.5 µV/°C，最大值为6 µV/°C。

注意，如果采用100 ppm/°C电阻，则总漂移的最大来源是电阻漂移，有源元件产生的漂移可忽略不计。

校准与测试

在将电荷放大器与传感器连接之前，应对其灵敏度进行测试，以便对系统增益进行校准。图3所示为一种不需要应用任何机械负载(加速度、力、压力等)的电子校准系统。由与校准电容C_{CAL}串联的一个可调幅度和频率低阻抗输出电压源来驱动电荷输入。该电压源的输出必须相对于电路板接地电压保持浮动，以便能在1.25 V的HREF共模电压下工作。

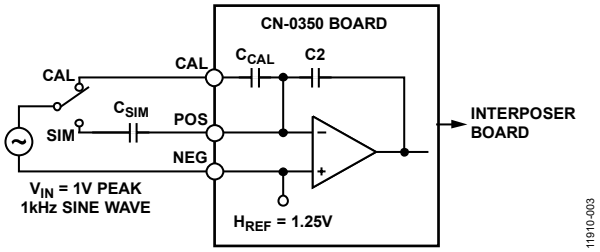


图3. 校准电荷输入信号调理电路

输入电荷量为$Q = C_{CAL} \times V_{IN}$。例如，一个幅度为1 V的输入正弦波电压和一个1 nF的校准电容可产生±1000 pC的峰值电荷输入。这可用来校准系统。重要的是，C_{CAL}要选用容差不大于1%的电容，以最大程度地减少误差。请注意，C_{CAL}的容差会影响校准精度。C2的容差决定输出范围，但C2的温度变化会影响精度。

在此基础上，可以利用外部仿真电容C_{SIM}来检查和调节电路。检查电路的另一种方式是使用CAL输入和可调电压源。出于校准和仿真需要，可以在TP1和TP2之间并联一个值和精度适当的外部电容来更改电容C_{CAL}。对于其他输入范围，则可在TP3和TP4之间并联一个值和精度适当的外部电容来更改电容C2。

图4所示为在1V 1 kHz正弦波输入和C_{SIM} = 1 nF条件下测得的ADC输出。因此，电荷输入为±1000 pC。

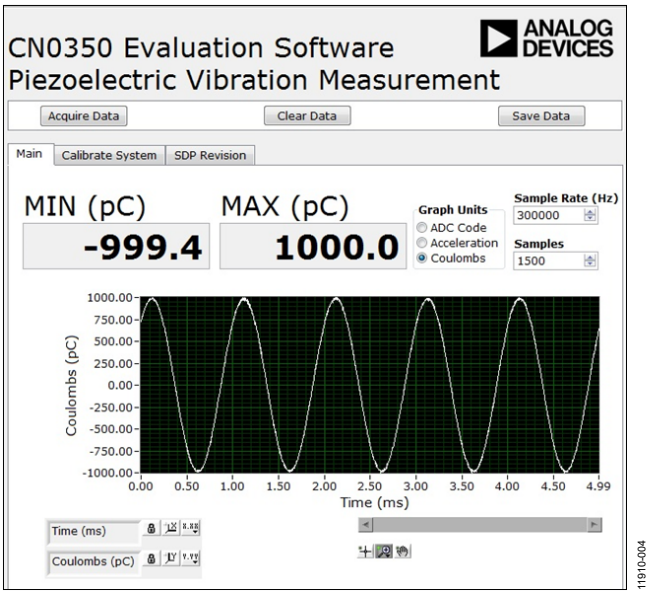


图4. ±1000 pC输入电荷、1 kHz正弦波条件下的ADC输出

图5所示为使用Loudity LD-BZPN-2312压电传感器时的实际输出，其中，以一个正弦波振动约为120 Hz的扬声器实现激励。该电路以1 V的峰值输入正弦波电压和C_{CAL} = C2 = 10 nF进行校准。

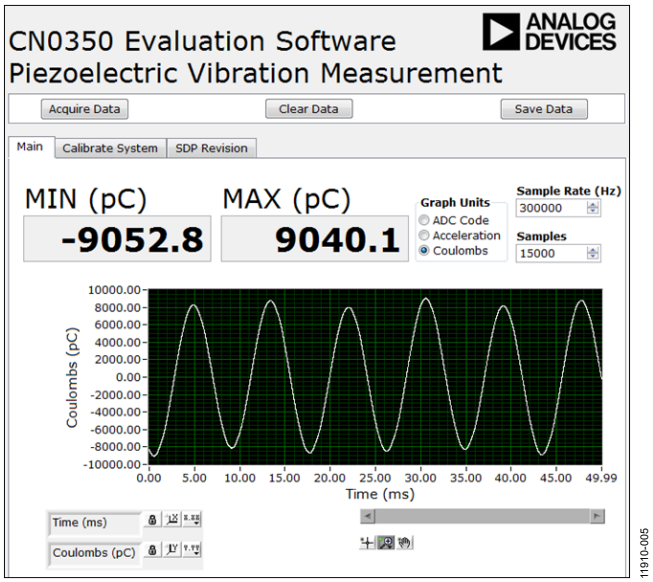


图5. LD-BZPN-2312压电传感器的实测输出
(以120 Hz正弦波版扬声器实现激励)

印刷电路板(PCB)布局考量

在任何注重精度的电路中，必须仔细考虑电路板上的电源和接地回路布局。PCB必须尽可能隔离数字部分和模拟部分。该系统的PCB采用简单的双层板堆叠而成，但采用4层板可以得到更好的EMS性能。有关布局和接地的详细论述，请参见MT-031指南；有关去耦技术的信息，请参见MT-101指南。AD8608的电源必须用10 µF和0.1 µF电容去耦，以适当地抑制噪声并减小纹波。这些电容须尽可能靠近相应器件，0.1 µF电容应具有低ESR值。对于所有高频去耦，建议使用陶瓷电容。电源走线必须尽可能宽，以提供低阻抗路径，并减小电源线路上的毛刺效应。

用于调理压电传感器输出的高阻抗电路需要注意电阻、绝缘(电介质)和布线。电荷放大器的低阻抗输入电路可大幅减少布线问题，但对电阻、绝缘体和静电计放大器布局的要求也适用于采用分立式元件构建的电荷放大器。建议在印刷电路板两侧的敏感输入端周围放置一个保护环，以最大限度地减少输入漏电流。保护环环绕在正端四周，并连接到基准(共模)电压源HREF。

有关完整文档包，包括原理图、电路板布局和物料清单(BOM)，请参考：www.analog.com/CN0350-DesignSupport。

常见变化

经验证，采用图中所示的元件值，该电路能够稳定地工作，并具有良好的精度。可在该配置中采用其他精密运算放大器和其他ADC，以将±1000 pC输入电荷范围转换成数字输出，用于本电路的各种其他应用中。

可依据“电路设计”部分的等式，针对±1000 pC输入电荷范围以外进行设计，如图1所示。连接器TP3和TP4可用于将额外的电容与C2并联起来，以构建其他范围的电路。连接器TP1和TP2可用于将额外的电容与C_{CAL}并联起来，以校准其他范围的电路。

AD7091与AD7091R类似，但没有基准电压输出，而且输入范围等于电源电压。AD7091可与2.5 V ADR3425基准电压源配合使用。ADR3425不需要缓冲，因此可在电路中使用单通道AD8605和双通道AD8606。

ADR3425是一款精密2.5 V带隙基准电压源，具有低功耗、高精度(温度漂移为8 ppm/°C)等特性，采用6引脚SOT-23封装。

AD8601、AD8602和AD8604分别为单通道、双通道和四通道轨到轨、输入和输出、单电源放大器，具有超低失调电压和宽信号带宽等特性，可以替代AD8605、AD8606和AD8608。

AD7457是一款12位、100 kSPS、低功耗SAR ADC，在不需要高吞吐速率的情况下，可以与ADR3425基准电压源相配合，用于代替AD7091R。

电路评估与测试

本电路采用EVAL-CN0350-PMDZ电路板、SDP-PMD-IB1Z和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)评估板。转接板SDP-PMD-IB1Z和SDP板EVAL-SDP-CB1Z采用120引脚对接连接器。转接板和EVAL-CN0350-PMDZ板采用12引脚PMOD对接连接器，可快速进行设置和评估电路性能。EVAL-CN0350-PMDZ板包含要评估的电路(如本笔记所述)，SDP评估板与CN0350评估软件配合使用，以捕获来自EVAL-CN0350-PMDZ电路板的数据。

设备要求

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®(32位)或Windows® 7/8(64位或32位)PC
- EVAL-CN0350-PMDZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP评估板
- SDP-PMD-IB1Z转接板
- EVAL-CFTL-6V-PWRZ电源
- CN0350评估软件
- 精密电压发生器

开始使用

将CN0350评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。也可以从CN0350评估软件中下载最新版的评估软件。打开“我的电脑”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开文件setup.exe。按照屏幕上的提示完成安装。建议将所有软件安装在默认位置。

功能框图

图6所示为测试设置的功能框图。

设置

- 通过直流管式插孔将EVAL-CFTL-6V-PWRZ(+6 V直流电源)连接到SDP-PMD-IB1Z转接板
- 通过120引脚ConA连接器将SDP-PMD-IB1Z(转接板)连接到EVAL-SDP-CB1Z SDP板
- 通过USB电缆将EVAL-SDP-CB1Z(SDP板)连接到PC
- 通过12引脚接头PMOD连接器将EVAL-CN0350-PMDZ评估板连接到SDP-PMD-IB1Z转接板
- 通过端子板J1Test将电压发生器连接到EVAL-CN0350-PMDZ评估板

启动评估软件。如果设备管理器中列出了Analog Devices系统开发平台驱动器，软件将能与SDP板通信。一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0350-PMDZ板的串行数据。可将各种输入电压值保存到电脑中。有关如何使用评估软件来捕获数据的信息和详情，请参见CN0350软件用户指南。

EVAL-CN0350-PMDZ板照片如图7所示。

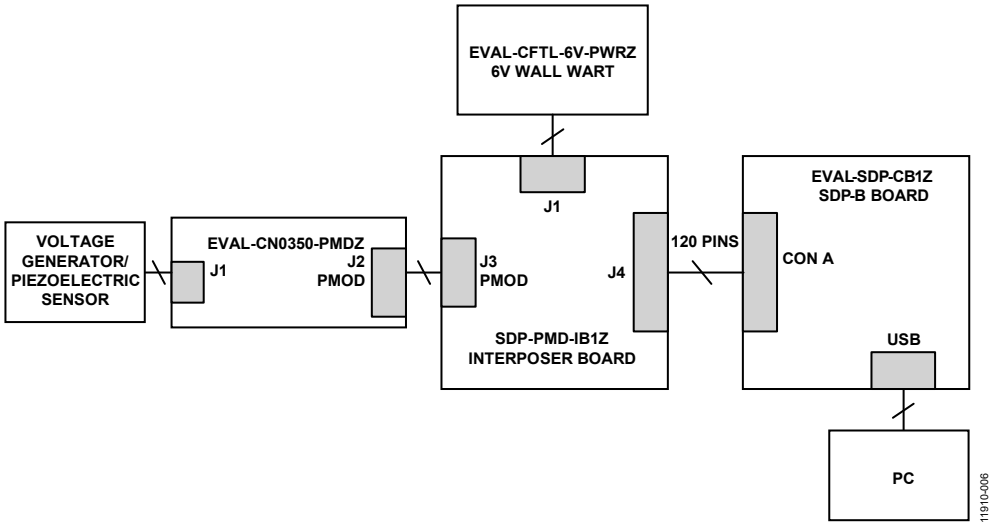


图6. 测试设置功能框图

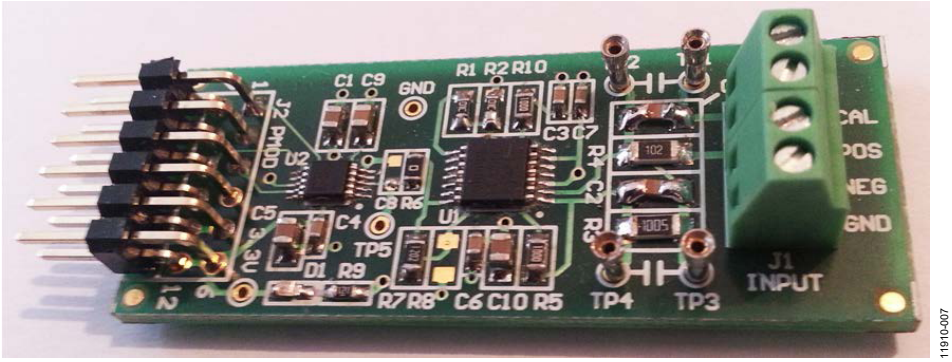


图 7. EVAL-CN0350-PMDZ板的照片

了解详情

CN0350设计支持包：
http://www.analog.com/CN0350-DesignSupport

Pallas-Areny，Ramon和John G. Webster。传感器信号调理。版权所有 © 2001年, John Wiley & Sons。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

教程MT-004：ADC输入噪声面面观—噪声是利还是弊？ADI公司。

数据手册和评估板

AD8608数据手册

AD7091R数据手册

修订历史

2014年5月—修订版0： 初始版

ANALOG DEVICES

电路笔记 CN-0364

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0364。

关联器件/参考	
AD7173-8	低功耗，8-/16-通道,31.25 kSPS，24位、高度集成Σ-Δ ADC
AD5700-1	具有内部振荡器的低功耗HART调制解调器
ADuM5211	集成直流-直流转换器的双通道数字隔离器
ADuM3151	3.75 kV，7通道，SPI专用SPIsolator数字隔离器
ADG704	CMOS，低电压、4 Ω、4通道多路复用器
ADP2441	36 V，1 A、同步、降压调节器

兼容HART的PLC/DCS四通道电压、电流输入

评估和设计支持

电路评估板

CN-0364评估板(EVAL-CN0364-SDPZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

设计和文件

原理图，布局文件，BOM

电路功能及优势

图1所示电路提供了一个完整的全隔离、高灵活性的四通道模拟输入系统，适用于需要多电压输入、HART兼容、4 mA至20 mA电流输入等要求的可编程逻辑控制器(PLCs)和分布式控制系统(DCS)。

此模拟输入电路是为分组隔离的工业模拟输入而设计，可支持的电压和电流输入范围包括±5 V、±10 V、0 V至+5 V、0 V至+10 V、 +4 mA至20 mA和0 mA至+20 mA。

该电路由标准的24 V总线供电，并产生一个隔离的5 V系统供电电压。

电路描述

数据转换由24位Σ-Δ模拟至数字转换器(ADC)AD7173-8来完成。AD7173-8可由软件配置，允许8路全差分或16路单端输入通道，通过内置交叉多路复用器提供极大的灵活性。AD7173-8采用小型6 mm × 6 mm LFCSP封装，是空间尺寸受限场合下的一个理想选择。内部时钟和精密2.5 V电压基准减少了外部组件，进一步节省了空间。四个可编程通用输出引脚(GPIO0，GPIO1，GPO2，GPO3)允许控制外部多路复用器，因此可以控制切换多路HART接口，从而减少从处理器/控制器的额外连线。AD7173-8具有内部校准寄存器,可以编程来提供全输入路径上的偏置和增益校准。

AD5700-1是业内最低功率、最小封装、HART兼容的调制解调器,与电流输入通道一起形成HART兼容的，4 mA到20 mA接收器解决方案。AD5700-1包括一个内部精密振荡器，可以额外节省空间，尤其是在隔离应用中。

ADG704多路复用器提供多路电流输入通道与HART之间的连接。

ADuM5211将两个数据通道(Tx，Rx)隔离，并且通过集成的*iso*Power®技术提供了5 V电源隔离。ADuM3151 SPIsolator提供串行外围接口(SPI)隔离，时钟速率可以高达17 MHz (B级)，同时可隔离三个附加的数据通道。

ADP2441是36 V，降压调节器，可接受工业标准24 V电源供电，具有宽输入电压。ADP2441将输入电压降至5 V，为所有控制器侧电路供电。该电路还包括标准24 V输入端外围保护。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

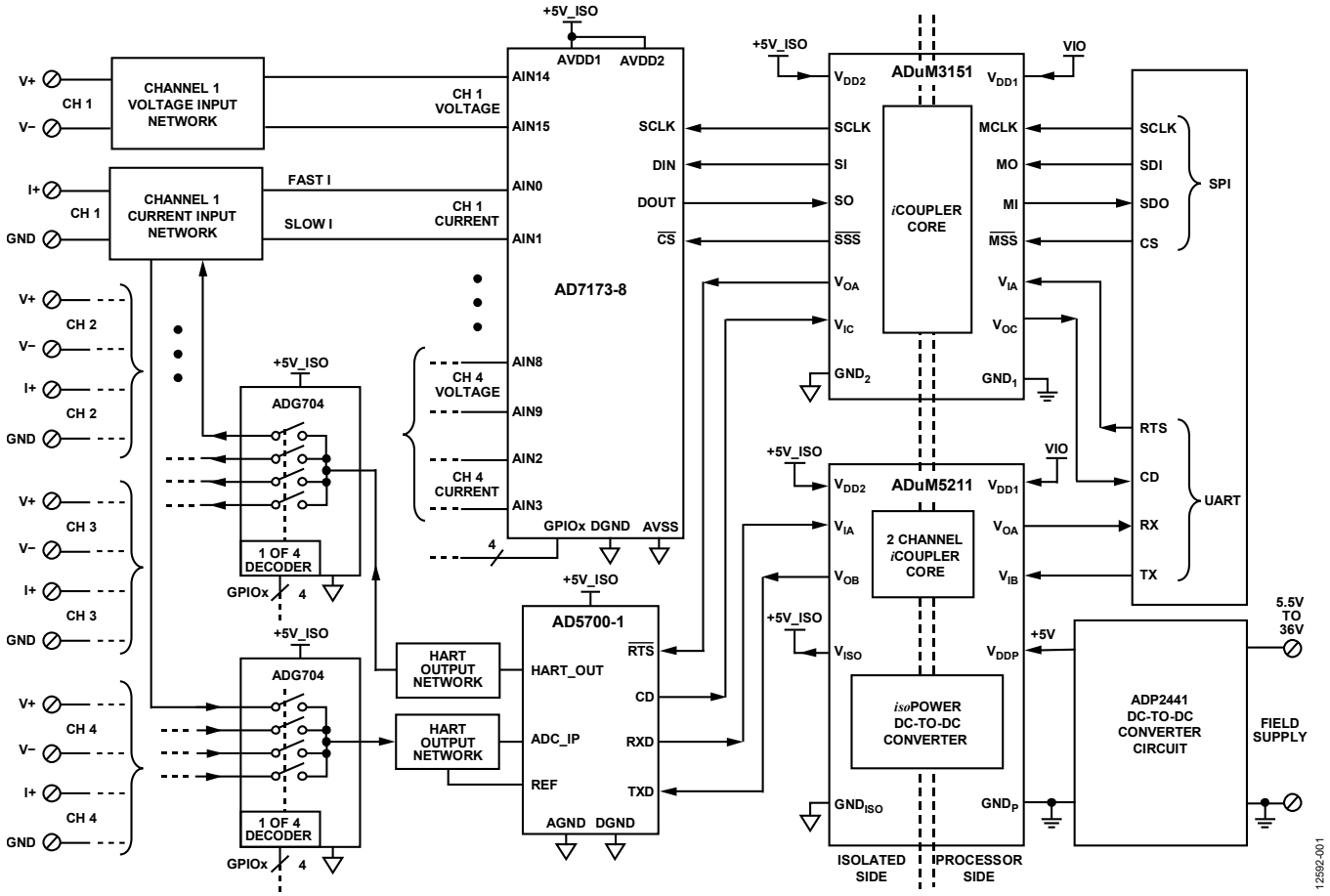


图1. PLC/DCS四通道电压和电流输入前端(简化原理图：未显示所有连接及去耦电路)

电压输入电路

图2显示通道1的电压输入网络。

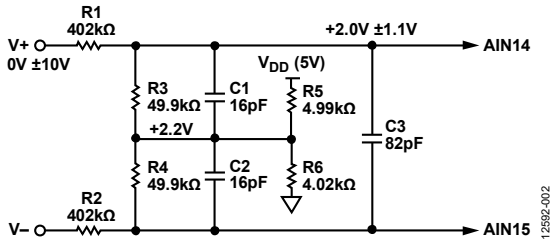


图2. 电压输入等效电路(简化)

该电路为差分输入，支持最高输入范围为±10 V，并允许具有±5 V的共模电压。输入阻抗约为900 kΩ，高值的R1和R2在高电压瞬变期间也可以对输入进行保护。

R1、R2、R3和R4电阻形成差分电阻分压器。这些电阻的匹配对电路的直流精度至关重要。推荐单点校准以消除初始误差。多点校准可用来消除温漂影响。评估板R1、R2、R3和R4的默认安装为0.1%，25 ppm/℃的电阻。

R5、R6电阻设置ADC的共模电压。AD7173-8具有允许输入0 V至3.9 V电压范围。+2.2 V的偏置电压于输入的分压电阻配合，将±10 V输入信号进行偏置和衰减，使得在ADC输入端，信号变为以2 V共模电压为中心，幅值为±1.1 V的信号。

输入共模噪声滤波由R1||R3/C1和R2||R4/C2提供，大约200 kHz。差模噪声滤波由R1||R3，R2||R4和C3提供，大约20 kHz。

表 1 总结了四个电压输入通道的参数。

表1. 电压输入电路参数 (基于最坏的情况计算的最大值)

参数	数值	单位	测试条件/注释
输入阻抗	903	kΩ	
分压比	0.11		402 kΩ和49.9 kΩ的电阻分压
源于电阻的初始误差	0.18	%FSR max	25°C，未校正，假定 0.1%电阻
源于输入漏电流的误差	±0.01	%FSR	±10 V范围， AD7173-8，±2 nA典型漏电流
源于电阻漂移的误差	18	ppm/°C max	假定10 ppm/°C电阻
		ppm/°C max	假定5 ppm/°C电阻
源于基准电压漂移的误差	10	ppm/°C max	内部基准
共模	±5	V	
数据速率	31.25	kSPS	1 输入使能(±10 V，14.7位无噪声分辨率)
		kSPS	4通道，每通道完全稳定，sinc5+1滤波(±10 V，14.7位无噪音分辨率)
		SPS	4通道，每通道完全稳定， 50 Hz/60 Hz抑制，(±10 V，18.8位无噪音分辨率)
输入滤波	20	kHz	差模
		kHz	共模

电流输入电路

图3显示通道1的电流输入网络。

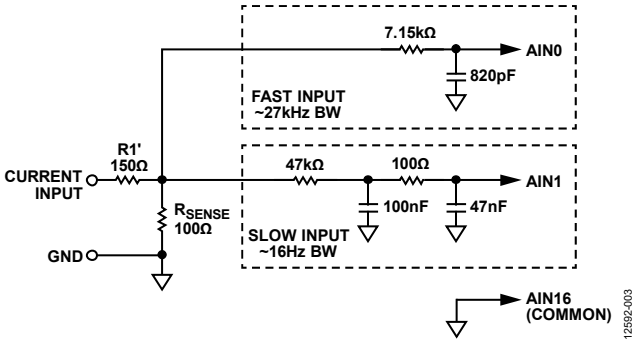


图3. 电流输入等效电路(简化)

该电路具有四个电流输入的通道，支持最大输入范围0 mA到24 mA。电路输入阻抗是250 Ω，输入参考为地。使用一个100 Ω精密电流检测电阻，因此24 mA输入产生2.4 V，在AD7173-8的2.5 V(使用内部的2.5 V电压参考)输入范围之内。评估板默认安装电阻为0.1%，10 ppm/°C电阻。

ADC输入分为两个输入路径。快速输入路径用于不使用HART的通道，低速输入路径用于使用HART的通道。

快速输入路径允许Σ-Δ ADC的信号输入全带宽的信号。也可能使用内部sinc滤波器滤除 1.2 kHz和2.2 kHz的HART频率。然而，使用sinc滤波器需要在400 SPS数据速率(sinc3滤波器筛选)下运行相关通道，这将增加所有四个通道所需的转换时间。

慢输入通道包含16 Hz双极点滤波器，滤掉1.2 kHz和2.2 kHz的HART数字信号频率。使用此输入，Σ-Δ ADC可以仍然运行在快速数据速率下，同时滤除HART数字信号频率。所有四个通道的转换时间不会增加。如果所有通道的HART不全使能，ADC运行在快速数据速率下尤其有用。

表2中总结了电流输入线路参数。

表2. 电流输入线路参数 (基于最坏情况计算的最大值)

参数	数值	单位	测试条件/注释
输入阻抗	250	Ω	接地
源自电阻的误差	N/A[1]	%FSR max	每个R_{SENSE}电阻规格
源自电阻漂移的误差	N/A[1]	ppm/°C max	每个R_{SENSE}电阻规格
源自基准漂移的误差	10	ppm/°C max	内部基准
数据速率	31.25	kSPS	使能1输入 (14.8位无噪声编码分辨率，用于0 mA到20 mA)
		kSPS	4个通道，每通道完全稳定，sinc5+1的滤波(14.8位峰峰值分辨率，用于0 mA到 20 mA)
		SPS	4个通道，每通道完全稳定，50 Hz/60 Hz抑制(18.1位峰峰值分辨率，用于0 mA到 20 mA)
输入滤波器	27	kHz	快速输入
	16	Hz	提供HART滤波的低速输入

[1] N/A = 不适用

HART输入和输出电路

图4显示了HART输入和输出电路。

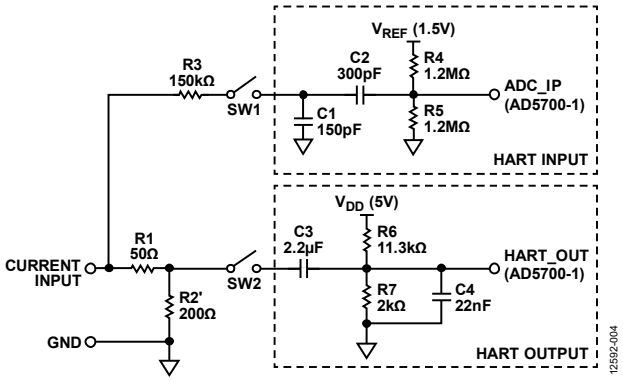


图4. HART输入与输出电路(简化)

HART的功能是在四个电流输入通道间进行复用。通过两个ADG704多路复用器(图4中SW1和SW2),实现HART输入和输出网络在四个通道上共享。

HART输入电路由R3、C1、C2、R4、R5组成的HART带通滤波器组成。AD5700-1的数据手册有此滤波器的描述。每个通道使用一个开关(SW1)来将HART输入线路切换到HART激活通道。每个通道上都有一个150 kΩ的电阻(R3)，它是带通滤波器的一部分，同时给开关SW1提供了额外的保护。HART输入直接连接到电流输入端，以确保AD5700-1的ADC_IP引脚可以接收到正确的电压电平。

每个通道使用一个开关SW2来将HART输出线路切换到激活通道。电容C3用来耦合HART信号。需要仔细选择R1、C3、R6，R7的组合，以确保AD5700-1的HART_OUT引脚的电压在25 Hz、4 mA至20 mA的输入信号(对于HART使能器件，代表最快的可允许速率)下不低于GND。

电源电路

评估板由5.5 V至36 V直流电源供电，并使用板上开关稳压器为系统提供5 V电压，如图5所示。在测试设置中，5 V电压为EVAL-SDP-CBIZ系统演示平台(SDP)评估板供电。EVAL-SDP-CB1Z SDP板提供VIO的3.3V电压。

即使使用小尺寸电感，ADP2441的高开关频率也能够提供最小的输出电压纹波。电感尺寸的选择需要在效率和瞬态响应之间权衡。小电感会引起大的电感电流纹波，可提供良好的瞬态响应，但效率会降低。由于ADP2441的高开关频率，建议使用屏蔽的铁氧体磁芯电感，因为此类电感的铁芯损耗和电磁干扰(EMI)都低。

图5电路中，开关频率大约为1 MHz，由88.7 kΩ外部电阻设定。12 μH的电感(线艺LPS6235-123MLC)是按照ADP2441数据手册的表8进行选择的。

该电路通过螺丝端子连接到5.5 V至36 V的供电电源。EARTH端可以与外部的大地连接，不使用外部接地时刻连接至GND端子。

功率电感(DR73-102-R)，压敏电阻(V56ZA3P，56 V)，功率二极管(S2A-TP，50 V)和一个1.1 A的保险丝提供额外的输入电压瞬变保护。

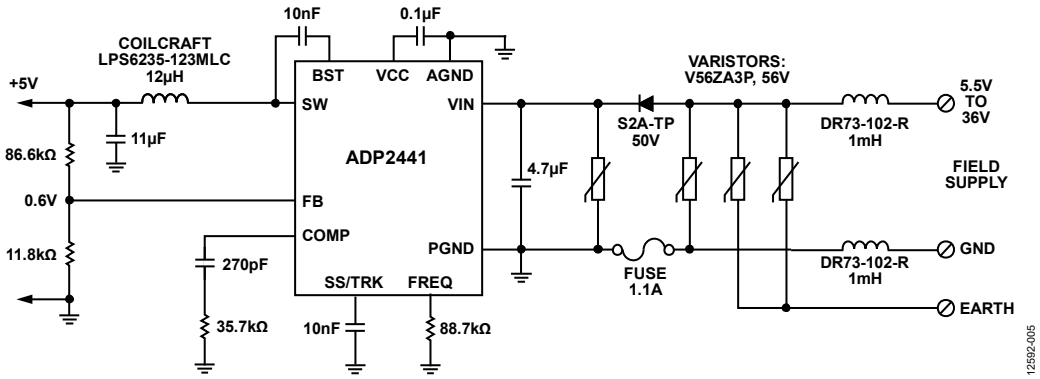


图5. 供电电路 (简化原理图：未显示所有的连接)

噪声测试

短接每个通道的输入端子进行系统噪声的评估，这样会使得每个输入通道的差分电压为零，且每个电流输入通道的输入接地。输入短路时采集数据，从样本数中计算代码的分布和无噪声编码分辨率。

可使用CN-0364评估软件来进行噪声试验。可以得到每个通道代码的分布和无噪声编码分辨率，数据显示在直方图中。图6直方图是由通道1电压输入采集的样本数据。

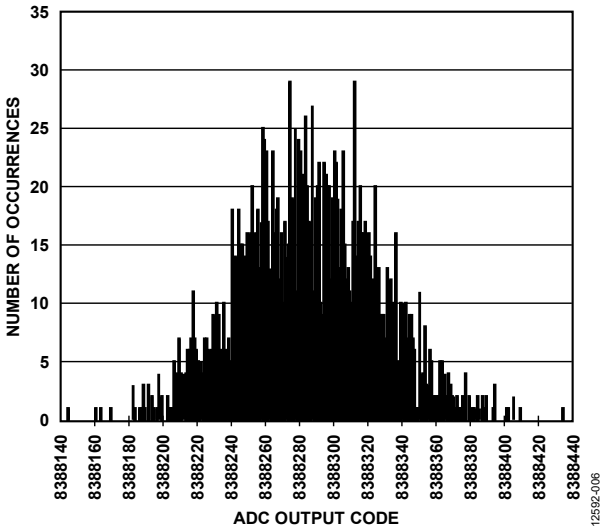


图6. 通道1电压输入、输入短路，偏置到参考电压，31.25 kSPS，Sinc5+1滤波器，2000个采样(15.8位无噪声编码分辨率)

HART测试

HART功能进行测试按照HART物理层测试规范(HCF-试验-2)进行。该电路满足HART物理层的要求。有关HART规格的更多细节可以直接从HART通信基金会获取。

ADC输入对HART 1.2 KHz和2.2 KHz信号的抑制进行了测试。表3显示测试结果。

表3. 1.2KHz和2.2 KHz HART频率的抑制

操作模式	频率(kHz)	抑制(dB)
低速输入路径，31 kSPS Sinc5 + 1滤波	1.2	60.5
	2.2	66.5
快速输入路径，400 SPS Sinc3滤波	1.2	≥74.4
	2.2	66.6

EVAL-CN0364-SDPZ评估板的完整设计支持包，包括原理图、BOM和布局，可以从www.analog.com/CN0364-DesignSupport下载。

常规变化

需要高信道数据速率时，ADC可以使用AD7175-2。AD7175-2支持最高250 kSPS的数据速率，具有最高50 kSPS的信道切换速率。AD7175-2可以在250 kSPS数据速率下实现17.2无噪声位的分辨率。除了更高的数据率外，AD7175-2的特性与AD7173-8类似。

应用中隔离电源的功率高于150 mW时，可以使用ADuM540x或ADuM347x。ADuM540x采用*iso*Power技术，可提供高达500 mW的隔离电源。ADuM347x驱动外部分立变压器，高达70%的效率提供高达2W的功率。

电路评估和测试

图1中所示的电路使用EVAL-CN0364-SDPZ评估板和EVAL-SDP-CB1Z SDP控制器板。

EVAL-CN0364-SDPZ评估板具有PMOD兼容的端子，可与外部控制器板集成。

CN-0364评估软件与SDP板通讯，并对EVAL-CN0364-SDPZ评估板进行配置并从其获取数据。

所需设备

需要以下设备：

- 带有USB端口的PC机，windows Vista(32位)或Windows7(32位)
- EVAL-CN0364-SDPZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP控制器板
- CN-0364评估软件
- 精密电压和电流源
- 电源：直流5.5 V至36 V，500mA

启动

安装CN-0364评估软件，软件可在ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0364下载。请按照屏幕上的提示安装和使用本软件。从CN-0364软件用户指南中可获取更多详细信息。

功能框图

图7为测试设置的功能框图。

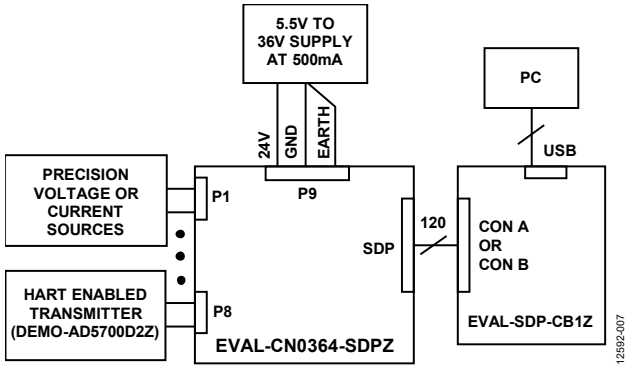


图7. 测试设置功能框图

设置

通过一个120针的匹配连接器连接EVAL-CN0364-SDPZ评估板和EVAL-SDP-CB1Z SDP板。CN-0364评估软件和SDP板允许使用PC机对数据进行分析。

可以连接CN-0267电路(一个完整的带有HART接口，4 mA至20 mA环路供电现场仪表)，来方便测试HART物理层功能。CN-0267硬件响应CN-0364评估软件中的HART指令。

外部控制器也可以通过SPI和UART通信的PMOD头来与评估板通信并为其供电。

精密电压和电流源可用作模拟前端的输入来进行系统性能评估。

图8是EVAL-CN0364-SDPZ评估板的照片。

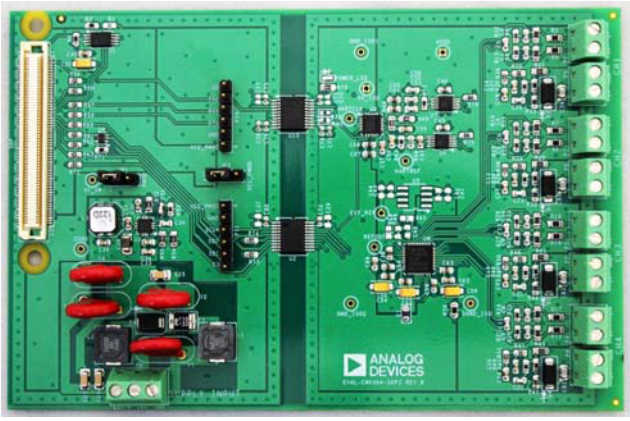


图8. EVAL-CN0364-SDPZ评估板照片

了解更多信息

CN-0364设计支持包

SDP-B用户指南

电路笔记CN-0267：具有HART接口的完整4 mA至20 mA环路供电现场仪表。ADI公司。

电路笔记CN-0270：完整4 mA至20 mA HART解决方案。ADI公司。

电路笔记CN-0278：具有额外电压输出能力的完整4 mA至20 mA HART解决方案。ADI公司。

电路笔记CN-0321：具有HART的完全隔离、单通道电压、4 mA至20 mA输出。ADI公司。

电路笔记CN-0328：完全隔离式4通道多路复用HART模拟输出电路。ADI公司。

Mark Cantrell。*iso*Power Devices器件的辐射控制建议。应用笔记AN-0971。ADI公司。

HART®通信基金会

数据表和评估板

AD7173-8数据手册

AD5700-1数据手册

ADuM3151数据手册

ADuM5211数据手册

ADG704数据手册

ADP2441数据手册

修订历史记录

12/14—修订0：初始版本

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0382。

连接/参考器件	
AD7124-4	集成PGA和基准电压源的低功耗24位Σ-Δ型ADC
AD5421	16位、环路供电、4 mA至20 mA DAC
AD5700	低功耗HART调制解调器
ADuM1441	SPI隔离器
ADP162	超低静态电流、150 mA CMOS线性稳压器
ADG5433	高压防闩锁型三通道SPDT开关

采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的隔离式4 mA至20 mA/HART工业温度和压力变送器

评估和设计支持

电路评估板

DEMO-AD7124-DZ评估板

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单、代码示例

电路功能与优势

图1所示电路是一种隔离式智能工业现场仪表，可与许多类型的模拟传感器，如温度传感器(Pt100、Pt1000、热电偶)或桥式压力传感器等接口。该仪表通过4 mA至20 mA模拟输出和可寻址远程传感器高速通道(HART®)接口进行通信。HART是一种数字双向通信，可在标准4 mA至20 mA模拟电流信号之上调制一个1 mA峰峰值频移键控(FSK)信号。HART接口可实现众多功能，例如远程校准、故障查询和过程变量传输；这些功能在诸如温度和压力控制等应用中是必须的。

该电路采用超低功耗、精密、24位Σ-Δ型模数转换器(ADC) AD7124-4，其包括温度和压力系统所需的全部特性。该电路还包括16位4 mA至20 mA环路供电数模转换器(DAC) AD5421，业界功耗最低且尺寸最小的HART兼容型IC调制解调器AD5700，提供超低功耗串行外设接口(SPI)隔离的ADuM1441，CMOS开关ADG5433，以及位于隔离功率电路中的低功耗3.3 V稳压器ADP162。

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

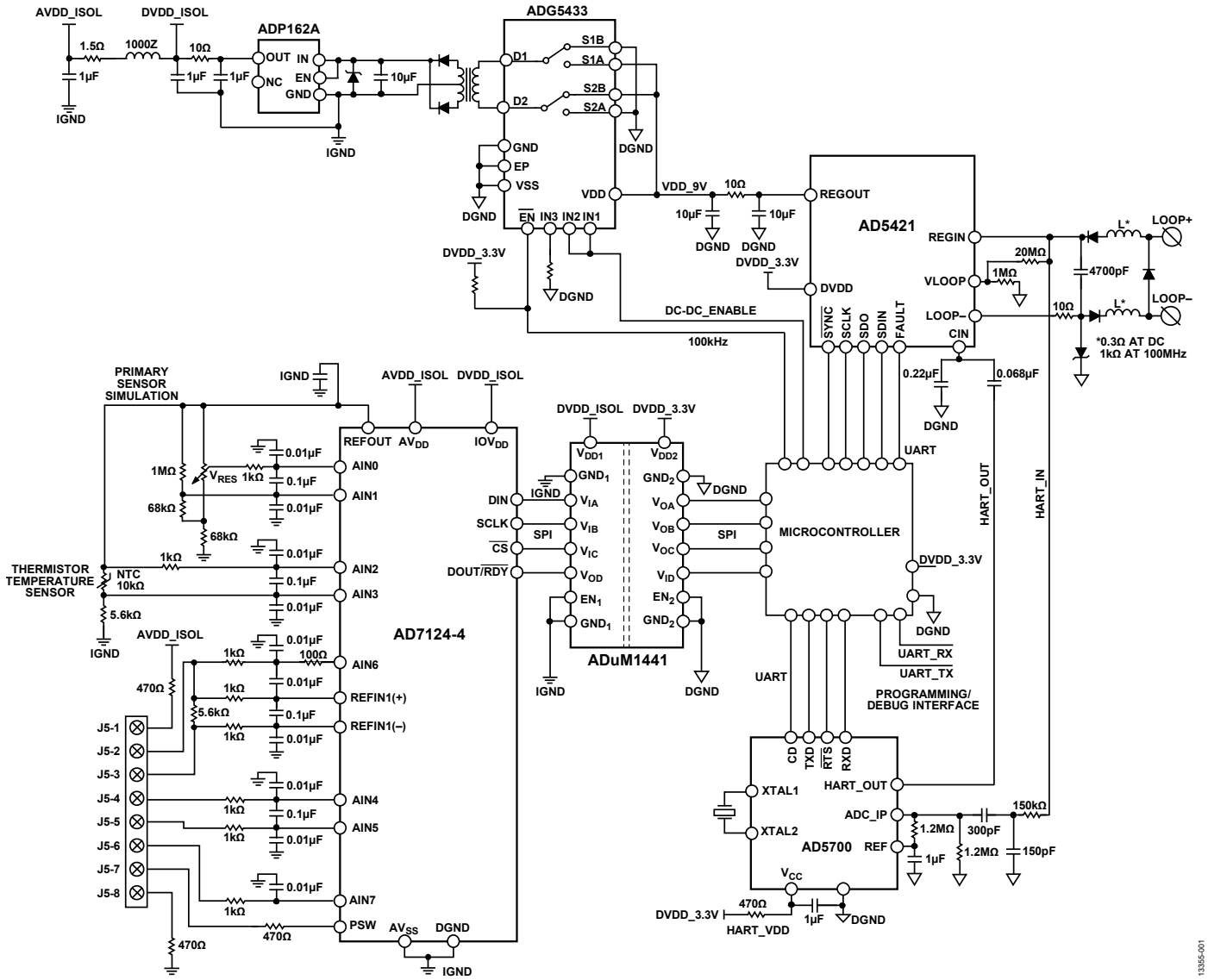


图1. 具有HART接口的4 mA至20 mA环路供电现场仪表(原理示意图：未显示所有连接和去耦)

电路描述

模拟前端接口

AD7124-4是一款适合高精度测量应用的低功耗、低噪声、完整模拟前端。该器件内置一个低噪声24位Σ-Δ型模数转换器(ADC)，可配置来提供4个差分输入或7个单端或伪差分输入。片内低噪声增益级确保ADC中可直接输入小信号。

AD7124-4的主要优势之一是用户可灵活使用三种集成功率模式。功耗、输出数据速率范围和均方根噪声可通过所选功率模式进行定制。该器件还提供多个滤波器选项，确保为用户带来最大的灵活性。

当输出数据速率为25 SPS(单周期建立)时，AD7124-4可实现50 Hz和60 Hz同时抑制。

AD7124-4提供最高的信号链集成度。该器件内置一个精密低噪声、低漂移内部带隙基准电压源，也可采用内部缓冲的外部差分基准电压。其它主要集成特性包括可编程低漂移激励电流源、开路测试(burnout)电流和偏置电压产生器，利用偏置电压产生器可将某一通道的共模电压设置为$AV_{DD}/2$。低端功率开关允许用户在两次转换之间关断桥式传感器，从而保证系统具有绝对最小功耗。该器件还允许用户采用内部时钟或外部时钟工作。

内置通道序列器可以同时使能多个通道，AD7124-4按顺序在各使能通道上执行转换，简化了与器件的通信。多达16个通道可随时使能，这些通道具有模拟输入或诊断功能(比如电源检查或基准电压源检查)。这一独特的特性允许诊断和转换交替进行。该器件支持8种配置或设置。AD7124-4还支持各通道独立配置。每种配置包括增益、滤波器类型、输出数据速率、缓冲和基准电压源。用户可在各通道上分配任何设置。

AD7124-4还集成了丰富的诊断功能，作为全面特性组合的一部分。这些诊断功能包括循环冗余校验(CRC)、信号链检查和串行接口检查，从而提供更强大的解决方案。这些诊断功能可减少执行诊断功能所需的外部元件，从而减少对电路板空间的需求，缩短设计时间并节省成本。根据IEC 61508，典型应用的失效模式影响和诊断分析(FMEDA)表明安全失效比例(SFF)大于90%。

传感器输入

该电路通过8引脚连接器支持3线/4线RTD、热电偶和压力传感器。AD7124-4具有与这些传感器接口所需的全部构建模块。对于连接的所有类型传感器，ADC以中功耗模式工作。使用后置滤波器的原因是当以25 SPS速率转换时，它能实现50 Hz和60 Hz同时抑制。将一个传感器连接到该电路时，ADC按照所连传感器类型进行适当的配置。还可以执行内部满量程和失调校准，以使失调误差和满量程误差最小；校准由UART或HART命令启动。

AD7124-4具有多种片内诊断功能，可确保设计稳定可靠。在该电路中，开路故障检测确保传感器已连接；通过监视状态寄存器中的上电复位(POR)状态，可在发生上电复位时告知用户。每次转换都要读取错误寄存器，其内容随同传感器结果通过HART发送。

RTD

阻性温度检测器(RTD)的测量范围是−200°C至+600°C。典型RTD为由铂制成的Pt100和Pt1000。本电路使用Pt100。

4线RTD

图2显示了一个4线Pt100 RTD如何连接到本电路。

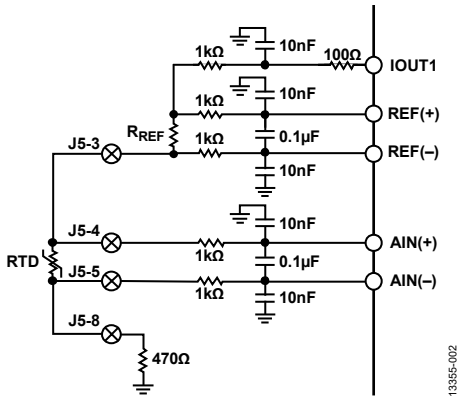


图2. 4线RTD

AD7124-4的一个片内激励电流激励Pt100。Pt100的最大电阻值为313.71 Ω(600°C时)。若激励电流设置为250 µA，则Pt100上产生的最大电压为

$$250\ \mu A \times 313.71\ \Omega = 78.43\ mV$$

可编程增益阵列(PGA)设置为16倍增益，故调制器输入端看到的最大电压为

$$78.43\ mV \times 16 = 1.25\ V$$

5.6 kΩ精密电阻(0.05%、10 ppm/°C)产生基准电压。所选基准电阻R_{REF}的值应使得其上产生的电压最小值为1.25 V，也就是说，模拟输入引起的调制器输入端电压小于或等于基准电压。为Pt100供电的250 µA电流同样流过5.6 kΩ电阻，得到一个比率式配置。因此，激励电流的任何变化对电路性能无影响。精密电阻上产生的电压为

$$5.6\ k\Omega \times 250\ \mu A = 1.4\ V$$

模拟输入端和基准输入端上有抗混叠滤波器。这些滤波器防止任何频率为调制器采样频率倍数的干扰混叠到目标频带中。为确保这些滤波器和外部电阻不引起增益误差，须使能基准电压缓冲器。模拟输入缓冲器会自动使能，因为使用PGA就会使能这些缓冲器。基准电压缓冲器需要一些裕量(电源轨的100 mV以内)。因此，低端上有一个470 Ω电阻以提供此裕量。

250 µA激励电流需要370 mV的裕量。此引脚看到的电压为(470 + 5600 + 313.71) Ω × 250 µA = 1.6 V，这是可以接受的。

AIN4和AIN5引脚用作AINP和AINM模拟输入。

连接器引脚上的1 kΩ电阻有两个作用：一是构成抗混叠滤波器，二是在发生过压时(例如因为接线错误)保护模拟输入。

电路笔记CN-0381更详细地说明了4线Pt100传感器与AD7124-4的接口以及转换结果的线性化或后处理。

图1所示电路还支持4线Pt1000 RTD。电路连接与Pt100相同。ADC配置如本部分前面所述，不过PGA增益设置为1。

3线RTD

图3显示了一个3线Pt100 RTD如何连接到本电路。

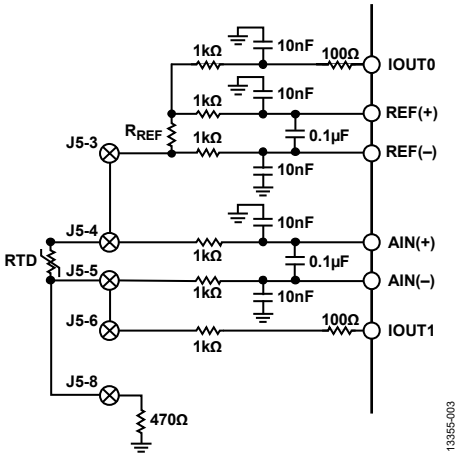


图3. 3线RTD

AD7124-4有两个匹配的激励电流。二者均要配合3线RTD使用，以便能够执行引线补偿。Pt100的最大电阻值为313.71 Ω(600 °C时)，因此激励电流设置为250 µA。基准电阻R_{REF}连接在上方。故而，一个250 µA激励电流(IOUT0)通过引脚AIN6输出，经过5.6 kΩ精密基准电阻(0.05%、10ppm/°C)，然后流过Pt100。另一个250 µA电流(IOUT1)通过引脚AIN7输出。此电流因为引脚电阻而产生一个电压，其与AIN6上电流产生的引脚电阻电压相反。因此，引脚电阻引起的误差被降至最小。

5.6 kΩ基准电阻上产生的电压为

$$250\ \mu A \times 5.6\ k\Omega = 1.4\ V$$

Pt100上产生的最大电压为

$$250\ \mu A\ \Omega\ 313.71\ \Omega = 78.43\ mV$$

PGA设置为16倍增益，故AD7124-4的调制器看到的电压为

$$78.43\ mV \times 16 = 1.25\ V$$

此电压小于基准电压，故在范围内。

模拟输入端和基准输入端上有抗混叠滤波器。这些滤波器防止任何频率为调制器采样频率倍数的干扰混叠到目标频带中。为确保这些滤波器和外部电阻不引起增益误差，须使能基准电压缓冲器。模拟输入缓冲器会自动使能，因为使用PGA就会使能这些缓冲器。基准电压缓冲器需要一些裕量(电源轨的100 mV以内)。因此，低端上有一个470 Ω电阻以提供此裕量。

250 µA激励电流需要370 mV的裕量。此引脚看到的电压为(470 Ω × 2 × 250 µA) + (5600 + 313.71) Ω × 250 µA = 1.713 V，这是可以接受的。

电路笔记CN-0383更详细地说明了3线Pt100传感器与AD7124-4的接口以及转换结果的线性化或后处理。

图1所示电路还支持3线Pt1000 RTD。电路连接与Pt100相同。ADC配置如本部分前面所述，不过PGA增益设置为1。

热电偶

图4显示了一个热电偶如何连接到本电路。

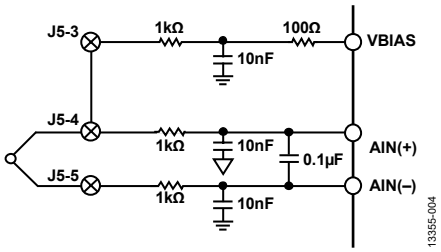


图4. T型热电偶

热电偶由两种不同类型的导线连接而成。产生的电压与温度具有相关性。例如，当温度发生1°C变化时，T型热电偶产生典型值为40 µV的电压。

必须将热电偶电压偏置到一个电压。AD7124-4内置一个V_{BIAS}源，其将热电偶偏置到(AV_{DD} – AV_{SS})/2。该偏置电压在AIN6通道上使能并作用于热电偶，如图4所示。也可以在模拟输入的AINM引脚上使能偏置电压。但在这种情况下，必须限制外部R和C的值，因为AINM上看到的偏置电压与AINP上看到的滤波版本有很大差别，足以影响转换结果。

热电偶测量是绝对测量，内部2.5 V基准电压源用于转换。使用T型热电偶。这种热电偶的温度测量范围是−200°C至+400°C，因而其产生的电压范围是−8 mV至+16 mV。PGA设置为128。

冷结补偿使用NTC热敏电阻(10 kΩ、1%、3435 K)。

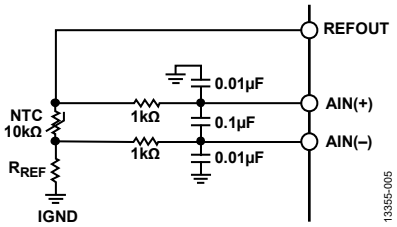


图5. 热敏电阻

内部基准电压源为热敏电阻供电，增益设置为1。热敏电阻低端使用一个电阻R_{REF}。这是一个5.6 kΩ精密电阻(0.05%、10 ppm/°C)。热敏电阻上的电压V_{NTC}为

$$V_{NTC} = \frac{V_{REF} \times ADC_{CODE}}{2^{24}}$$

其中：

V_{REF}为基准电压。

ADC_{CODE}为从AD7124-4读取的代码。

2^{24}为ADC输出的最大代码。

热敏电阻R_{NTC}的阻值为

$$R_{NTC} = \frac{V_{NTC} \times R_{REF}}{V_{REF} - V_{NTC}}$$

其中：

R_{REF} = 5.6 kΩ。

V_{REF}为基准电压。

合并以上两个方程式可得：

$$R_{NTC} = \frac{ADC_{CODE} \times R_{REF}}{FS_{CODE} - ADC_{CODE}}$$

其中：

ADC_{CODE}为从AD7124-4读取的代码。

R_{REF} = 5.6 kΩ。

FS_{CODE}为AD7124-4输出的满量程代码(2^{24})。

然后在微控制器中利用基于热敏电阻方程的查找表，将阻值转换为温度：

$$T = \frac{1}{\frac{\ln\left(\frac{R_{NTC}}{R_0}\right)}{\beta} + \frac{1}{T_0}}$$

其中：

T为热敏电阻记录的温度(K)。

R_0 = 10 kΩ。

β = 3435 K。

T_0 = 298.15 K。

用摄氏度°C表示的温度为T – 273.15。

5.6 kΩ电阻还为模拟输入提供裕量，因为使能了模拟输入缓冲器，其需要100 mV的裕量。发生接线错误时，此电阻还能限制电流，从而保护电路。

电路笔记CN-0384更详细地说明了热电偶传感器与AD7124-4的接口以及转换结果的线性化或后处理。

压力传感器

图6所示为连接一个电压激励的压力传感器，图7所示为连接一个电流激励的压力传感器。使用Honeywell压力传感器(Honeywell S&C 24PCDFA6D)。

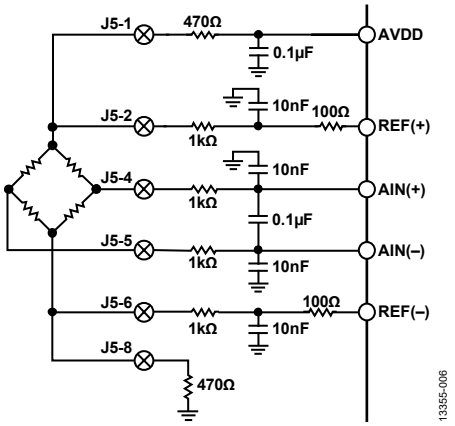


图6. 电压激励压力传感器

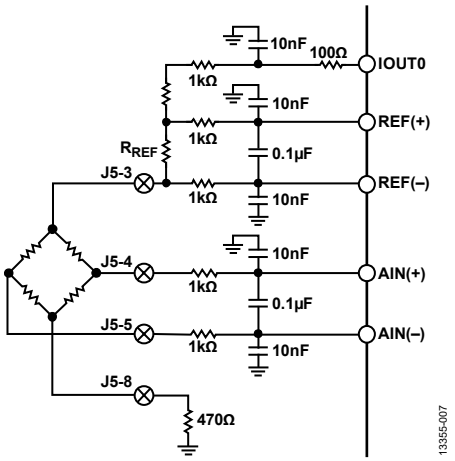


图7. 电流激励压力传感器

对于电压激励架构，AV_{DD} (3.3 V)激励传感器。如果利用AV_{DD}激励称重传感器，激励电压可直接用作ADC基准电压。请注意，传感器高端和低端上增加了一个电阻，用以确保满足AD7124-4缓冲器的裕量要求。使用16倍增益。

对于电流激励模式，AD7124-4的两个100 µA激励电流均被导向引脚AIN6，从而为传感器提供200 µA激励电流。增益同样设置为16。5.6 kΩ精密电阻产生基准电压。这种安排得到一个比率式配置，激励电流值的波动不会影响系统精度。

此电路板提供了相关选项，允许将传感器低端连接到GND或AD7124-4的功率开关。

如上所述，模拟输入端和基准电压源入端具有抗混叠滤波器，可抑制任何频率为ADC采样频率倍数的干扰。发生过压时，串联电阻还会限制电流。

主传感器仿真

本电路包括一个电阻网络和电位计，支持传感器仿真(主传感器仿真电路如图1所示)。利用电位计，AIN0 (AINP)与AIN1 (AINM)之间施加的电压可以在大约−0.09 V到+1.36 V的范围内改变。此电路利用内部基准电压源来支持转换，AD7124-4增益设置为1，使能模拟输入缓冲器。利用这种配置，用户可以评估电路而无需外接传感器。

数字数据处理、算法和通信

演示软件(包含在CN-0382设计支持包中)可进行初始化和配置、处理来自模拟输入的数据、控制模拟输出，并进行HART通信。提到的所有传感器都需要线性化或补偿。此线性化在软件中执行。有关RTD和热电偶传感器的更多信息以及所需的线性化，请参阅电路笔记CN-0381、电路笔记CN-0383和电路笔记CN-0384。

模拟输出

AD5421集成16位低功耗精密DAC，该DAC带4 mA至20 mA环路供电输出驱动器，可提供现场仪表模拟输出所需的全部功能。

AD5421通过SPI接口与微控制器对接。

AD5421还集成了一系列与4 mA至20 mA环路相关的诊断功能。辅助ADC可通过连接至V_{LOOP}引脚上的20 MΩ/1 MΩ电阻分压器测量仪表环路端的电压。该ADC还可通过集成式传感器测量芯片温度。微控制器可配置并读取AD5421的全部诊断数据，但AD5421也可采用自主工作方式。

例如，若控制器和AD5421之间的通信发生故障，AD5421将在一段时间后自动设置其模拟输出为3.2 mA报警电流。此报警电流将现场仪表工作故障这一情况汇报给主机。

输出电流值的任何改变都受到软件的控制，以防对HART通信产生干扰。

HART通信

AD5700集成完整的HART FSK调制解调器。该调制解调器通过标准UART接口，伴随请求发送(RTS)和载波检测(CD)信号实现与微控制器的连接。

HART输出通过0.068 µF/0.22 µF容性分压器调整至所需幅度，并耦合至AD5421 C_{IN}引脚，然后与DAC输出一同驱动和调制输出电流。

HART输入通过一个简单的无源RC滤波器，从LOOP+端耦合至AD5700的ADC_IP引脚。RC滤波器作为第一级，用作HART解调器的带通滤波器，同时增强系统抵抗电磁干扰的能力——这对于稳定工作在恶劣工业环境中的应用而言非常重要。

AD5700低功耗振荡器采用与XTAL1和XTAL2引脚直接相连的3.6864 MHz外部晶振，产生HART调制解调器的时钟。

输出保护

瞬变电压抑制器(TVS)保护4 mA至20 mA HART接口免受过压影响。选择合适的TVS额定电压，防止REG_{IN}引脚上的电压超过AD5421的60 V绝对最大电压。请注意，TVS漏电流可能会影响电流输出精度；因此，选用此器件时，需关注一定环路电压和温度范围下的漏电流。

可使用外部耗尽型FET与AD5421搭配工作，提高环路电压最大值。

本电路具有保护功能，通过与环路输出相串联的一对二极管保护电路免受极性反转的影响。

铁氧体磁珠与环路串联，该串联部分与4700 pF电容一同提升系统的EMC性能。由于HART网络的规格限制，请勿在环路端点处使用更高数值的电容。

4.7 V低泄露齐纳二极管保护AD5421的片内50 Ω环路检测电阻免受AD5421的COM引脚和LOOP−引脚间意外的外部电压影响(例如当调试电路时)。

电源和电源管理

包括传感器驱动电流在内的完整现场仪表电路必须工作在4 mA至20 mA环路提供的限量电源下。这对所有环路供电现场仪器设计而言，都是一个普遍的难题。图1中的电路提供了低功耗以及高性能解决方案的一个实例。应用中用到的全部集成电路均针对低功耗而设计，并且电路依靠各自的集成特性提供灵活的电源管理结构和性能最优的环路供电解决方案。

AD5421采用4 mA至20 mA环路电压供电，为电路的其余部分提供经过调节的低电压。AD5421的REG_{OUT}电压可通过引脚在1.8 V至12 V范围内编程，具体电压值取决于电路要求。图1所示电路采用9 V电源电压选项。传感器端利用简单的推挽式DC-DC转换器与4-20 mA环路隔离。ADG5433由微控制器提供时钟，并产生9 V非重叠方波，以驱动一个变压器。变压器的工作电压比为2:1。副边上的4.5 V电压由ADP162整流和调节，产生AD7124-4所用的低噪声3.3 V电源。AD7124-4的3.3 V模拟和数字电源均由ADP162稳压器提供，但有一个滤波器(L1/R19)，防止数字电路产生的噪声进入模拟部分。

AD5421在环路侧提供3.3 V逻辑电源。此电源直接由微控制器和AD5700使用。

REG_{OUT} RC滤波器(10 µF/10 Ω/10 µF)有助于防止模拟电路受到来自环路的任何干扰的影响。它还能防止电路产生的任何干扰(尤其是控制器和数字电路产生的干扰)回流耦合至环路，这对于可靠的HART通信而言非常重要。

AD5700 HART调制解调器通过一个额外的RC滤波器供电(470 Ω/1 µF)。该滤波器在环路供电应用中的作用非常重要，因为它可防止AD5700的电流噪声与4 mA至20 mA环路输出进行耦合；若非如此，将影响HART通信。AD5700调制解调器使用外部晶振，通过将XTAL1和XTAL2上的8.2 pF电容接地，这是功耗最低的选项。

AD7124-4的主要优势之一是用户可灵活使用三种集成功率模式。功耗、输出数据速率范围和均方根噪声可通过所选功率模式进行定制。因此，对于4 mA至20 mA或便携式设备，低功耗或中功耗模式是最佳选择。针对功耗不是问题的过程控制系统，可使用全功率模式，以便降低噪声。对于此环路供电电路，使用中功耗模式。有关功率模式的更多信息，参见AD7124-4数据手册。

连接压力传感器时，AD7124-4的PSW接地开关引脚控制激励和电源。仪表上电时，开关默认为断开。这一默认设定允许在开启传感器之前对系统进行全面配置，包括适当的电源模式，从而最大程度降低4 mA至20 mA环路输出上可能存在的任何上电尖峰。

连接RTD传感器时，它由AD7124-4的可编程电流源供电，因此可通过软件全面控制其电源输入。类似地，对于热电偶传感器，偏置电压和绝对基准电压均嵌入AD7124-4中，因而可由软件控制。

软件

微控制器通过SPI接口与AD7124-4和AD5421对接，通过UART接口UART0与AD5700通信。软件通过微控制器上的另一个UART接口UART1下载到微控制器。

启动时，微控制器配置所有三个器件，AD7124-4针对T型热电偶进行配置。AD7124-4工作在连续转换模式。因此，其DOUT/$\overline{RDY}$引脚也连接到微控制器上的中断引脚。每次ADC提供转换结果时，就会在微控制器中产生一个中断，通知其可读取转换结果。然后，微控制器线性化并处理数据。结果送至AD5421 DAC以通过4 mA至20 mA环路传输。该软件支持本电路笔记提到的所有传感器类型。CN-0382设计支持包中包含用于演示本电路功能和性能的软件。关于如何修改软件以适应不同传感器类型的文档，以及关于下载软件到微控制器的详细信息，也包含在CN-0382设计支持包中。

代码示例包括基本HART从机命令响应，用于演示硬件的功能和特性。代码示例不包括HART通信的协议层。

常见变化

AD7124-4具有一个高性能且非常灵活的模拟前端，提供4个差分或7个伪差分模拟输入引脚，以及供基准电压源和低端功率开关使用的额外引脚。它允许与多个各类模拟传感器直接接口，比如任意的阻性桥式传感器、电阻式温度传感器或热电偶。由于可用于几乎所有的传感器现场仪表，这款现场仪表解决方案并不局限于本电路笔记所述的传感器类型。

AD7124-8可以代替AD7124-4。AD7124-4和AD7124-8具有相同的性能。不过，AD7124-8提供8个差分输入或15个伪差分输入，因而适合需要高通道数的应用。

AD5421可通过保护电路直接与环路相连。也可在AD5421和环路电源之间连接一个耗尽型N沟槽MOSFET，如图8所示。由于在本配置中使用额外MOSFET，因此可将AD5421上的电压降保持在12 V左右，降低AD5421封装的功耗，并增加4 mA至20 mA模拟输出精度。它还可将环路允许的最

大电压提升至MOSFET的额定电平值。额外的MOSFET对HART通信无影响。

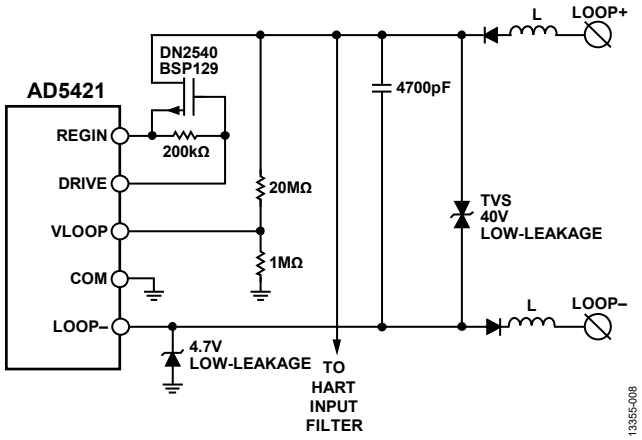


图8. MOSEFT连接至AD5421环路电源

本电路中，AD5700与3.6864 MHz晶振共同使用，形成具有最低功耗的配置。作为替代方案，AD5700-1可配合0.5%精度的集成式内部振荡器使用。与晶体振荡器相比，内部振荡器最多可提升225 µA调制解调器电源电流，但因为无需使用外部晶体，因此该方案同时节省了成本，降低了所需的电路板面积。

对于非环路供电的应用，AD5410、AD5420、AD5422或AD5755是很好的4 mA至20 mA DAC选择。

最后，有很多隔离器产品可以代替ADuM1441：ADuM1440、ADuM1442、ADuM1445、ADuM1446、ADuM1447、ADuM1240、ADuM1241、ADuM1245和ADuM1246。

电路评估与测试

电路硬件

图1中的电路基于图9中的DEMO-AD7124-DZ印刷电路板(PCB)构建。

DEMO-AD7124-DZ电路板具有一些额外的特性，方便进行系统评估。RTD、热电偶或压力传感器可以通过8引脚连接器J5连接。针对HART RTS和CD有测试点。通过4引脚连接器可将代码下载到微控制器。

CN-0382设计支持包还包括完整的用于3线/4线Pt100/Pt1000 RTD、热电偶和电压/电流激励压力传感器的现场仪表C语言代码示例，可用来对全部硬件模块和电路特性进行完整的验证与评估，并对HART接口的功能性提供一定程度的验证。有关HART接口规范和资源的详细信息，请联系HART通信基金会。

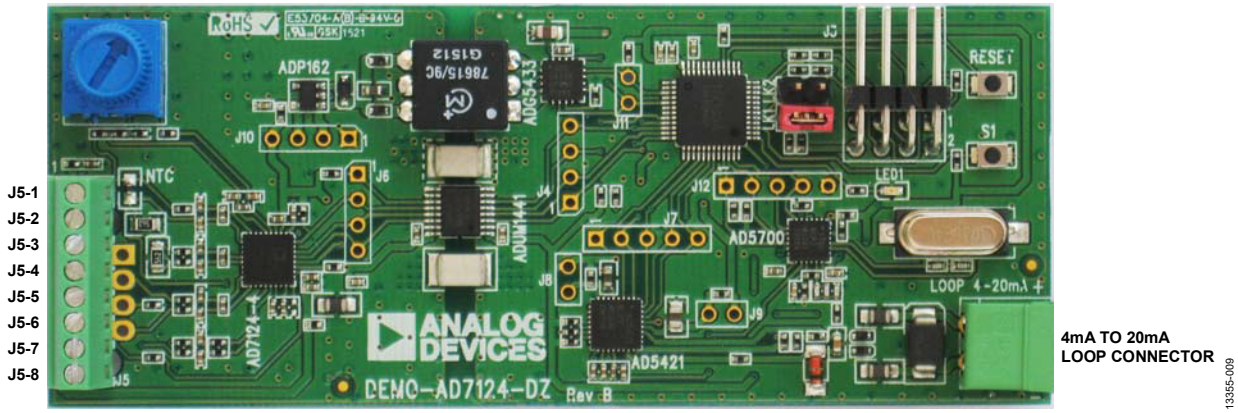


图9. DEMO-AD7124-DZ印刷电路板

电路功耗

为了方便在线测量，本电路有多个测试点可测量电流。AD5421的REG_{OUT}引脚和DV_{DD}引脚在其路径中包括一个10 Ω电阻。ADP162的输出在其路径中也有一个类似的10 Ω电阻。10 Ω电阻的每一端都有测试点。利用这种设置可以测量各电阻上的压降并计算电流，而无中断电源电流或干扰电路。

电路配置如下：

- 微控制器内核时钟 = 1 MHz
- AD7124-4和模拟电路工作在与传感器类型相适应的模式下
- AD5421以10 SPS的速率工作并更新环路输出电流
- HART通信，周期性响应主机请求以读取所有器件变量

表1. 电路功耗

模式	AD5421 内部 (mA)	DVDD 3.3 V (mA)	REGOUT 9.0 V (mA)	环路总电流 (mA)	隔离 3.3 V (mA)
仿真	0.28	0.63	0.82	1.73	0.48
RTD 4线	0.28	0.63	1.00	1.91	0.84
RTD 3线	0.28	0.63	1.12	2.03	1.08
TC	0.28	0.63	0.89	1.80	0.61
压力					
V模式	0.28	0.63	1.16	2.07	1.15
I模式	0.28	0.63	0.98	1.89	0.79

表1给出了各模块的电源电流：这些器件的电流之和便是电路本身(未添加其它电流器件以构成4 mA至20 mA输出)从环路消耗的总电流。AD5421本身(估计值，将AD5421放入最低环路电流中验证)、从DV_{DD} 3.3 V供电的电路(微控制器、HART调制解调器和SPI隔离的原边)以及隔离电源的9 V原边。隔离3.3 V栏是隔离3.3 V电源消耗的电流，其为传感器、AD7124-4和SPI的副边供电。

电路及所有相关模拟和数字模块(包括输入传感器)的功耗在最小4 mA环路输出电流的许可预算之内。

传感器输入性能

4线RTD

图10显示了系统连接一个4线RTD时的性能。使用B级Pt100传感器。AD7124-4配置如下：

- 功率模式：中功率模式
- 滤波器：后置滤波器，25 SPS
- 激励电流：AIN6上使能，设置为250 µA
- 增益 = 16
- 极性：单极性
- 基准电压缓冲器使能
- RTD连接到AIN4/AIN5通道
- 基准电压源：REFIN1，5.6 kΩ基准电阻连接在REFIN1引脚上
- AD7124-4内部失调和满量程校准在上电时执行

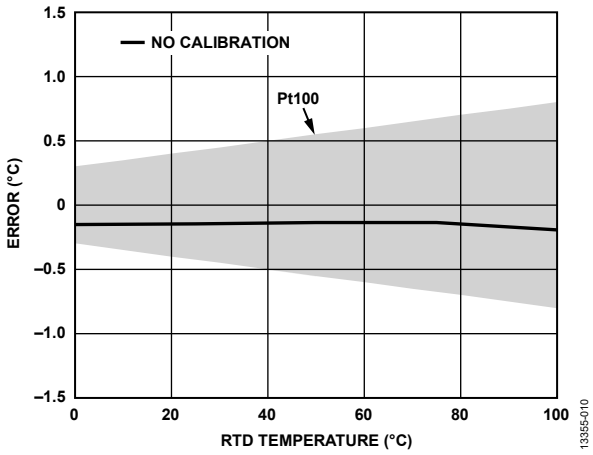


图10. 4线RTD测量

从ADC读取的转换结果在微控制器内线性化。作用于Pt100传感器的温度从0°C变化到100°C，而电路板保持25°C温度。图10显示了演示系统的精度。演示系统的测量精度在B级Pt100传感器的额定精度内。

3线RTD

图11显示了系统连接一个3线RTD时的性能。使用B级Pt100传感器。AD7124-4配置如下：

- 功率模式：中功率模式
- 滤波器：后置滤波器，25 SPS
- 激励电流IOUT0：AIN6上使能，设置为250 µA
- 激励电流IOUT1：AIN7上使能，设置为250 µA
- 增益 = 16
- 极性：单极性
- 基准电压缓冲器使能
- RTD连接到AIN4/AIN5通道
- 基准电压源：REFIN1，5.6 kΩ基准电阻连接在REFIN1引脚上
- AD7124-4内部失调和满量程校准在上电时执行

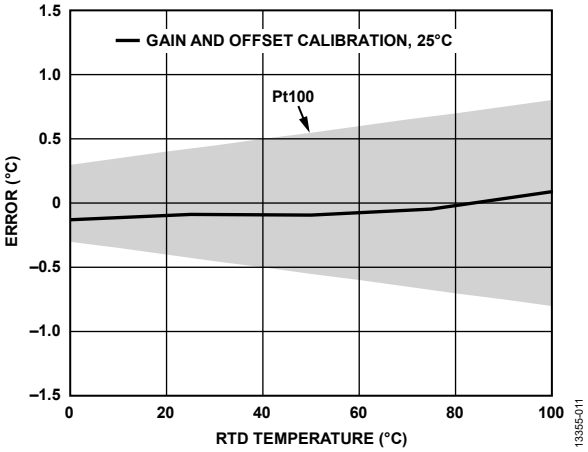


图11. 3线RTD测量

作用于Pt100传感器的温度从0°C变化到100°C，而电路板保持25°C温度。从ADC读取的转换结果在微控制器内线性化。施加温度与电路板实测温度之间的误差如图所示。在温度扫描之前，在25°C时进行内部失调和满量程校准。校准之后，3线Pt100完全位于B级Pt100允许的包络以内。图11显示了演示系统的精度。演示系统的测量精度在B级Pt100传感器的额定精度内。

热电偶

图12显示了系统连接一个T型热电偶时的性能。AD7124-4配置如下：

- 功率模式：中功率模式
- 热电偶配置
  - 增益 = 128
  - 通道：AIN4/AIN5
  - 使能内部基准电压源
  - 滤波器：后置滤波器，25 SPS
  - 极性：双极性
- AD7124-4内部失调和满量程校准在上电时执行
- 冷结配置
  - 增益 = 1
  - 滤波器：快速建立Sinc^3，44.44 SPS
  - 通道：AIN2/AIN3
  - 选择内部基准电压源
  - 模拟输入缓冲器使能
  - 极性：单极性

AD7124-4的满量程误差经过工厂校准(增益为1时)，因而无需再执行校准。

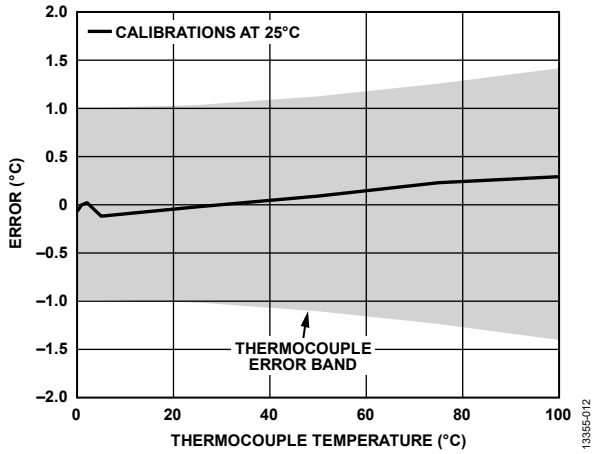


图12. T型热电偶测量(冷结为环境温度)

在图12中，冷结保持在25°C，热电偶从0°C扫描到100°C。从ADC读取的转换结果在微控制器内进行处理和线性化。

T型热电偶的精度为1°C或0.75%(以较大者为准)。热敏电阻也会增加一些误差。电路中使用的热敏电阻精度为1%或1°C(以较大者为准)。图12显示了施加温度与实测温度之间的差异。结果完全在热电偶/热敏电阻组合的规格以内。

重复进行测量，热电偶保持在25°C，冷结从0°C扫描到80°C(参见图13)。系统总精度为1.75°C，使用更精确的冷结(如Pt100传感器)可以提高精度。

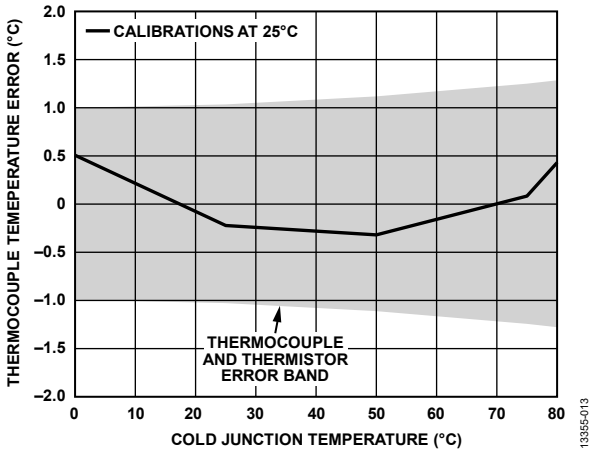


图13. T型热电偶测量(冷结扫描，热电偶保持环境温度)

压力

连接压力传感器后，执行噪声测试。噪声电平是模拟前端与板上其余电路交互所能影响的主要因素。因此，测试主要针对噪声以及相关的系统分辨率性能进行。

该演示配置为通过HART通信发送表示压力的数据，单位为kPa。捕获100个样本，完成基本数据分析以便量化性能。第一项测试是在连接标准压力传感器(Honeywell 24PCDFA6D)的情况下进行。第二项测试是在由短路输入产生输入信号的情况下进行。

执行测试时，传感器用一个电流源和一个电压激励。在电压模式下，AD7124-4配置如下：

- 功率模式：中功率模式
- 滤波器：后置滤波器，25 SPS
- 增益 = 16
- 极性：双极性
- 基准电压缓冲器使能
- 传感器连接到AIN4/AIN5通道
- 基准电压源：REFIN2，基准电压由压力传感器的检测电阻提供

在电流激励模式下，AD7124-4配置如下：

- 功率模式：中功率模式
- 滤波器：后置滤波器，25 SPS
- 激励电流：AIN6上的两个激励电流均使能并设置为100 µA，得到总计200 µA电流
- 增益 = 16
- 极性：双极性
- 基准电压缓冲器使能
- 传感器连接到AIN4/AIN5通道
- 基准电压源：REFIN1，5.6 kΩ基准电阻连接在REFIN1引脚上

性能总结见表2，图14至图17显示信号曲线图。

表2. 压力传感器：噪声和分辨率

参数	电压模式		电流模式		单位
	压力传感器	输入短路	压力传感器	输入短路	
满量程	391.47	391.47	438.45	438.45	kPa
均方根噪声	0.66	0.61	1.76	1.69	Pa
峰峰值噪声	3.5	3.2	11.1	9.8	Pa
有效(RMS)分辨率	19.2	19.3	17.9	18	位
无噪声(峰峰值)分辨率	16.8	16.9	15.3	15.4	位

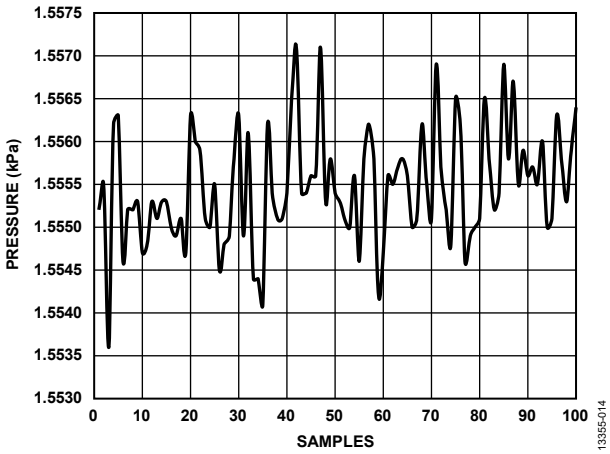


图14. 电压模式—压力传感器输入波形

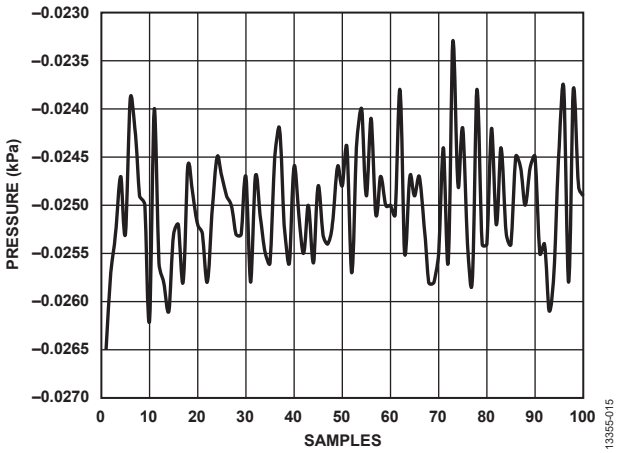


图15. 电压模式—输入短路波形

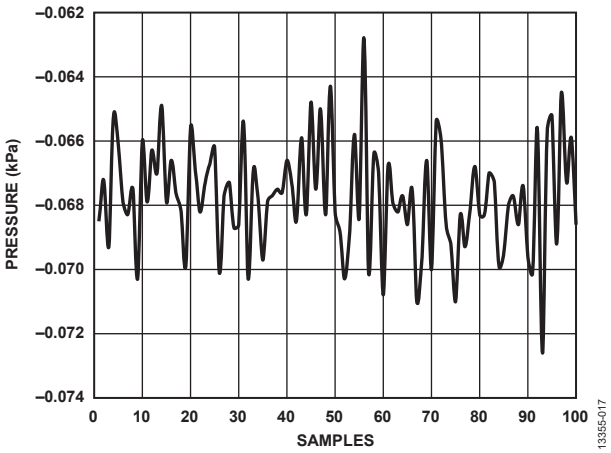


图17. 电流模式—输入短路波形

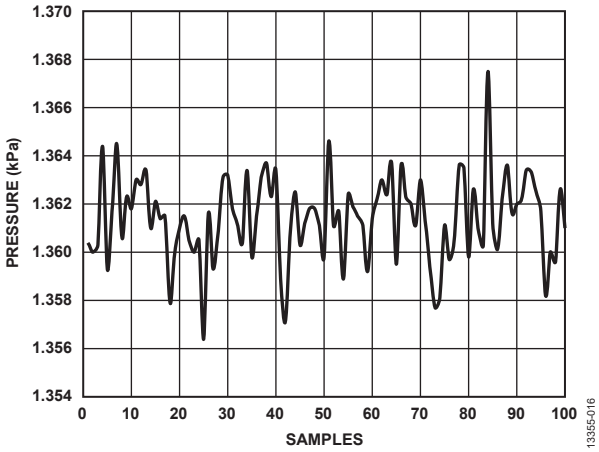


图16. 电流模式—压力传感器输入波形

了解详情

CN-0382设计支持包：
www.analog.com/CN0382-DesignSupport

Matthew Duff和Joseph Towey，两种简单、精确、灵活的热电偶温度检测方法，Analog Dialogue 44-10，Analog Devices。

Mark Cantrell，AN-0971应用笔记，isoPower器件的辐射控制建议，Analog Devices。

Walt Kester，传感器信号调理第7章“温度传感器”，Analog Devices，1999年。

AN-615应用笔记，峰峰值分辨率与有效分辨率，Analog Devices。

AN-892应用笔记，温度测量原理及实用技术，Analog Devices。

AN-0970应用笔记，使用ADuC706x微控制器实现RTD接口和线性化，Analog Devices。

MS-2644技术文章，超低功耗开启高速隔离应用之门，Analog Devices。

MT-031指南，实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团，Analog Devices。

MT-101指南，去耦技术，Analog Devices。

电路笔记CN-0172，0.25°C精度的3通道热电偶温度测量系统，Analog Devices。

电路笔记CN-0206，漏电流小于500 µA的热电偶温度测量系统，Analog Devices。

Analog Devices.电路笔记CN-0209，适合过程控制应用的完全可编程通用模拟前端，Analog Devices。

电路笔记CN-0325，使用4引脚或6引脚端子板的PLC/DCS通用模拟输入，Analog Devices。

电路笔记CN-0376，适合PLC/DCS应用的通道间隔离温度输入(热电偶/RTD)，Analog Devices。

电路笔记CN-0381，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式4线RTD测量系统，Analog Devices。

电路笔记CN-0383，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式3线RTD测量系统，Analog Devices。

电路笔记CN-0384，采用低功耗、精密、24位Σ-Δ型ADC的全集成式热电偶测量系统，Analog Devices。

HART®通信基金会

数据手册和评估板

AD7124-4数据手册和评估板

AD5421数据手册和评估板

AD5700数据手册和评估板

ADG5433数据手册

ADuM1441数据手册

ADP162数据手册

修订历史

2015年7月—修订版0：初始版

Circuits from the Lab Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0205。

连接/参考器件	
AD9122	双通道、1.2 GSPS、16位、TxDAC® 数模转换器
ADL5375	宽带正交调制器

I/Q 调制器 ADL5375 与双通道、1.2 GSPS 高速 DAC AD9122 实现接口

评估和设计支持

电路评估板

AD9122/ADL5375评估板(AD9122-M5375-EBZ)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

本电路在双通道高速TxDAC数模转换器AD9122与宽带I/Q调制器ADL5375-05之间提供一个简单灵活的接口。由于DAC输出与ADL5375-05 I/Q调制器输入具有相同的 0.5 V偏置电平，因此无需使用任何有源或无源电平转换电路。该直流耦合的接口有利于DAC补偿I/Q调制器的本振(LO)泄漏。

AD9122 DAC的 1.2 GSPS采样速率和ADL5375-05调制器I/Q输入的宽带宽，确保零中频(ZIF)和复中频(CIF)架构均能得到支持。除了滤除奈奎斯特镜像以外，基带滤波器还能出色地抑制差模和共模DAC杂散。

电路描述

图 1 和图 2 所示的电路和评估板采用AD9122 TxDAC和ADL5375-05宽带发射调制器。该接口电路中的信号偏置和调整分别由 4 个以地为基准的电阻（RBIP、RBIN、RBQP、RBQN）和 2 个并联电阻（RSLI、RSLQ）控制。

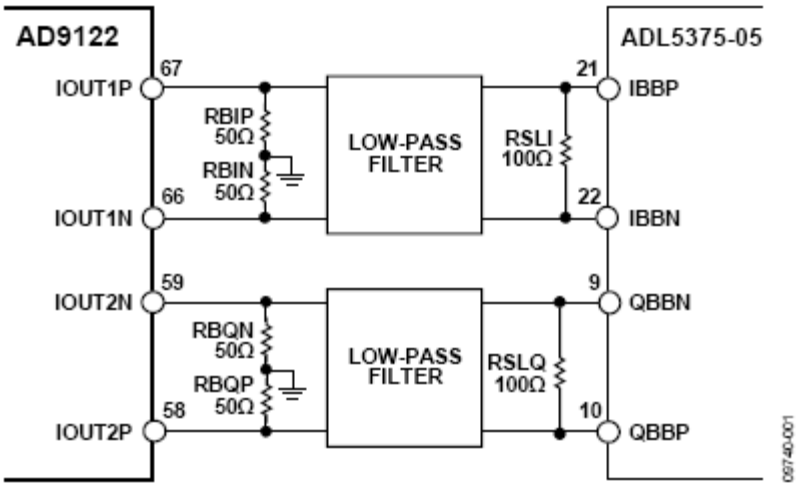


图 1. AD9122与ADL5375-05之间的接口，利用 50 Ω接地电阻为ADL5375-05基带输入提供 500 mV直流偏置电压（原理示意图）

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com/zh
Fax: 781.461.3113

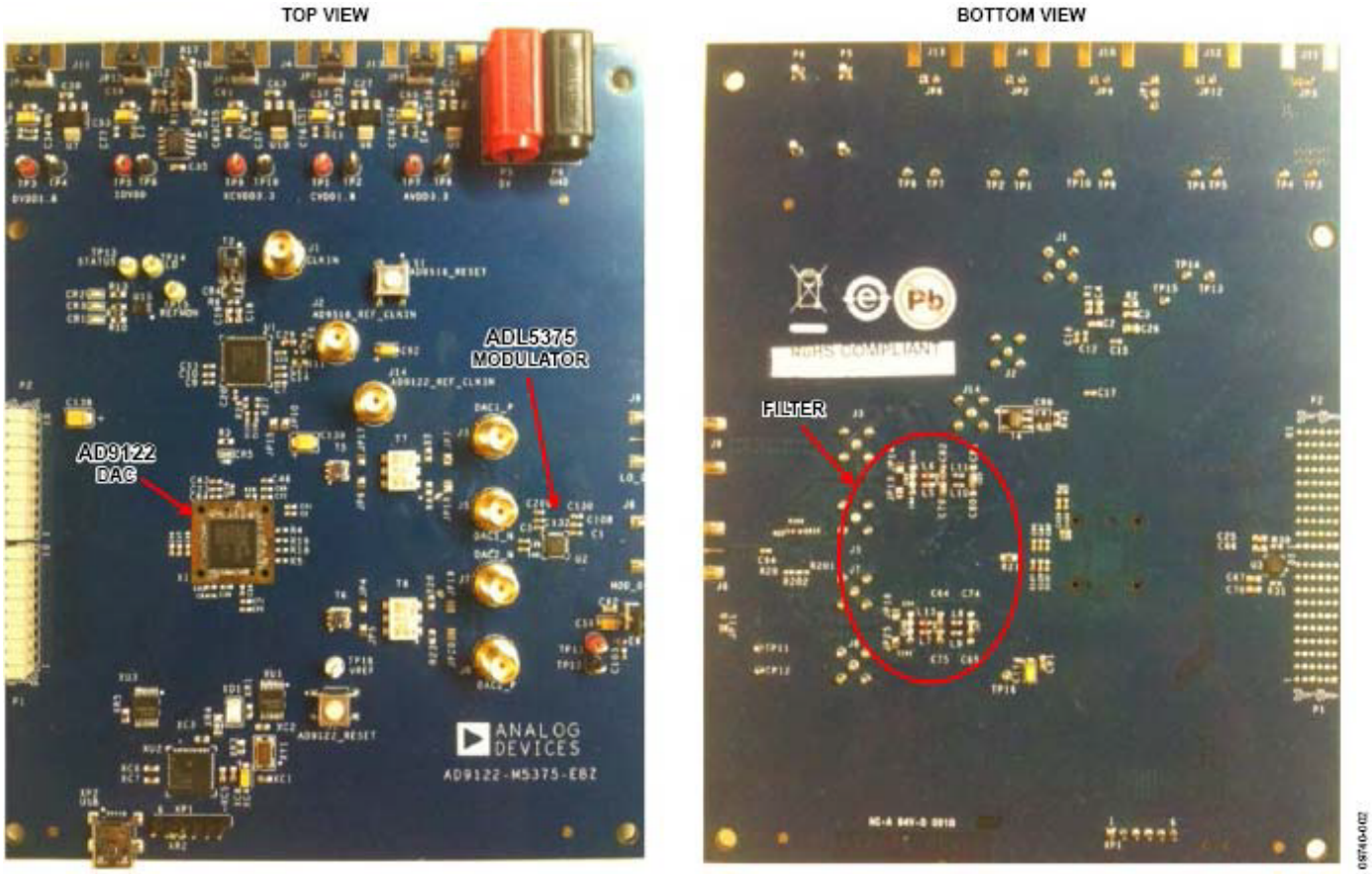


图 2. 用于实现电路的AD9122-M5375-EBZ评估板

DAC的满量程输出电流(I_{FS})可以在 10 mA到 30 mA范围内编程，标称默认值为 20 mA。在该配置中，4 个以地为基准的 50 Ω电阻(R_B =RBIP = RBIN = RBQP = RBQN)上的DAC输出摆幅均为 0 mA至 20 mA，这样就实现了 500 mV直流偏置电平，以及各输出对上的 2 V p-p差分满量程电压摆幅（空载）。该 2 V p-p电压摆幅可以通过R_L (R_L = RSLI = RSLQ)并联电阻进行调整，而不会影响 500 mV偏置电平。因此，I/Q调制器输入的差分峰峰值摆幅由下式给出：

$$V_{SIGNAL} = I_{FS} \times \frac{[2 \times R_B \times R_L]}{[2 \times R_B + R_L]}$$

注意，计算此信号电平时，可以忽略ADL5375的相对较高的差分输入阻抗（通常大于 60 kΩ）。图 3 所示为使用 50 Ω偏置设置电阻时，峰峰值电压摆幅与RL之间的关系。

ADL5375-05与AD9122的动态范围和增益匹配良好。因此，器件之间无需任何有源增益。I/Q调制器驱动电平可以根据需要，通过调整R_L的值进行精调，如上所述。对于大多数应用，建议使用 100 Ω的R_L值，此时满量程信号电平为 1 V p-p（0 dBFS时的DAC输出）。

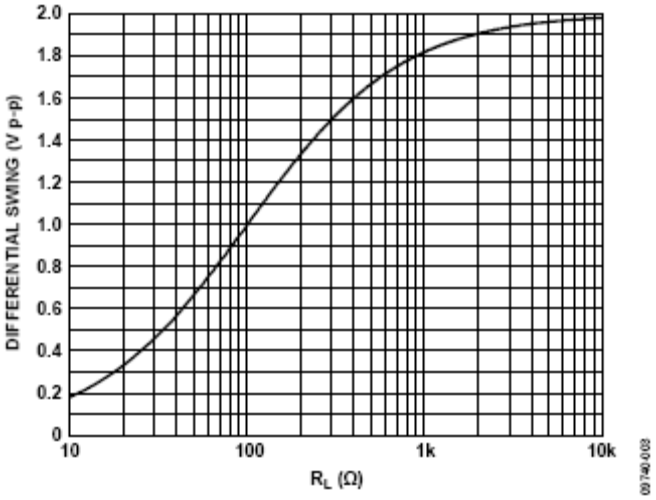


图 3. 使用 50 Ω偏置设置电阻时，峰峰值差分摆幅与限幅电阻(R_L)之间的关系

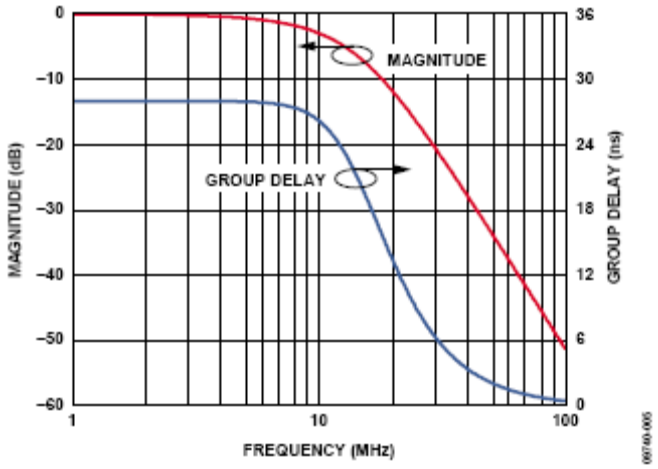


图 5. DAC 调制器与 10 MHz 三阶贝塞尔滤波器接口的频率响应

基带滤波

AD9122与ADL5375之间必须插入一个滤波器，以便消除来自DAC的奈奎斯特镜像、杂散和宽带噪声。应将该滤波器放置在直流偏置设置电阻与交流限幅电阻之间，这样，直流偏置设置电阻（图 4 中的R_B）和信号调整电阻（图 4 中的R_L）就能方便地设置滤波器设计的源电阻和负载电阻。

图 4 所示为一个三阶贝塞尔低通滤波器，−3 dB 带宽为 10 MHz。该滤波器的输入和输出阻抗匹配，因此滤波器设计非常轻松，并且可获得更好的通带平坦度，支持宽带宽滤波器设计。本例中，所选的并联电阻为 100 Ω，产生 1 V p-p 差分的交流摆幅。该滤波器的频率响应曲线如图 5 所示。

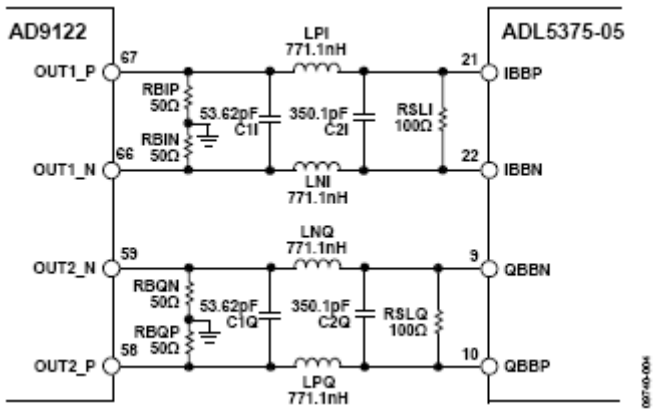


图 4. DAC 调制器与 10 MHz 三阶贝塞尔滤波器接口

复中频(CIF)应用的滤波

图 6 所示为ADL5375基带I和Q输入的频率响应。该器件具有很宽且平坦的频率响应（−3 dB点为 750 MHz），因此它非常适合DAC输出信号已经过数字上变频的复中频(CIF)应用。在复中频应用中，仍然需要低通奈奎斯特滤波器，主要原因是它可以保持从DAC输出到调制器输入的直流偏置电平。

推荐使用图 7 所示的滤波器拓扑结构，它是一个五阶巴特沃兹滤波器，转折频率为 300 MHz。一个纯差分滤波器可以抑制来自 DAC 的差模镜像、杂散和噪声。使用两个公共连接接地的电容（图 7 中的 C2 和 C4）将一部分共模电流分流到地，可以获得优于纯差分滤波器的高频信号共模抑制性能。

此滤波器的仿真和实测响应分别如图 8 和图 9 所示。实测平坦度为±0.6 dB（DC至 250 MHz）和±0.4 dB（125 MHz至 250 MHz），该数据是在AD9122反sinc功能启用情况下获得的。采用这种配置，在有和无图 7 所示中频滤波器这两种情况下，对 2 × F_{DAC}共模杂散的共模抑制性能与共模频率的关系如图 10 所示。

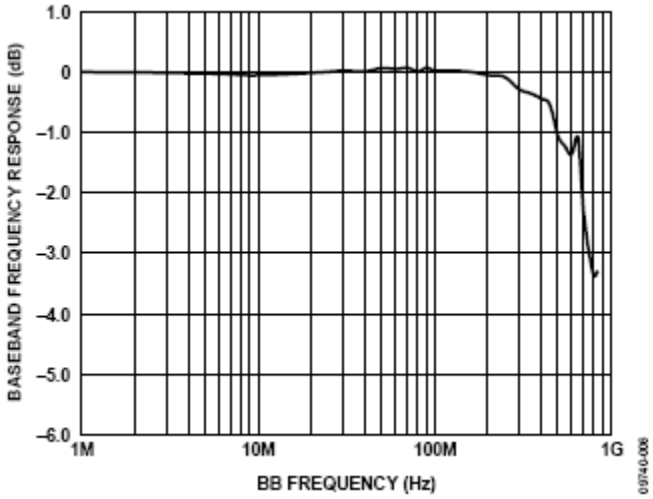


图 6. ADL5375-05的基带(BB)频率响应

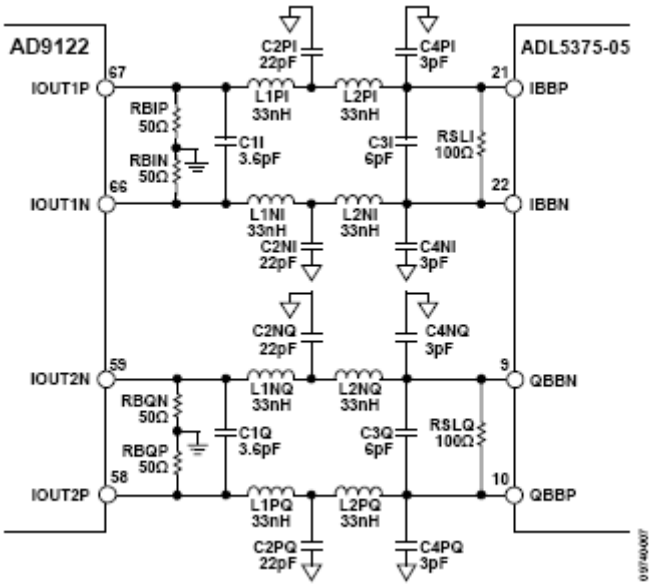


图 7. 推荐的 DAC 调制器与 300 MHz 转折频率、五阶巴特沃兹滤波器的接口拓扑结构

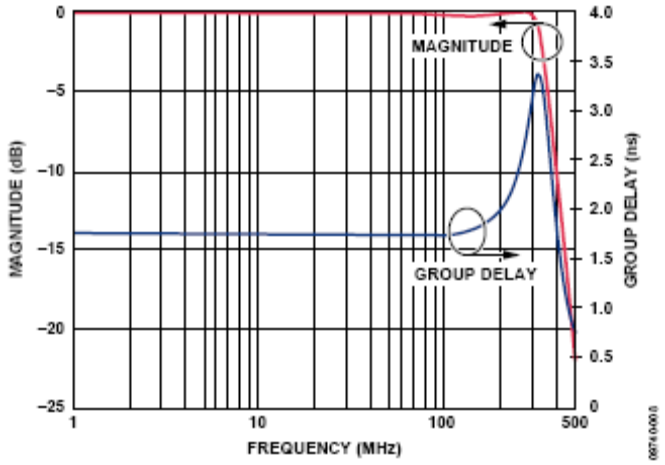


图 8. DAC 调制器与 300 MHz 五阶巴特沃兹滤波器接口的频率响应（仿真）

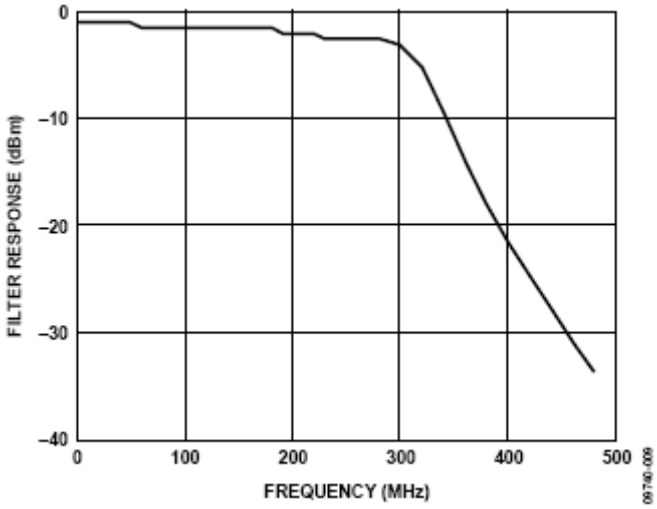


图 9. DAC 调制器与 300 MHz 五阶巴特沃兹滤波器接口的频率响应（实测）

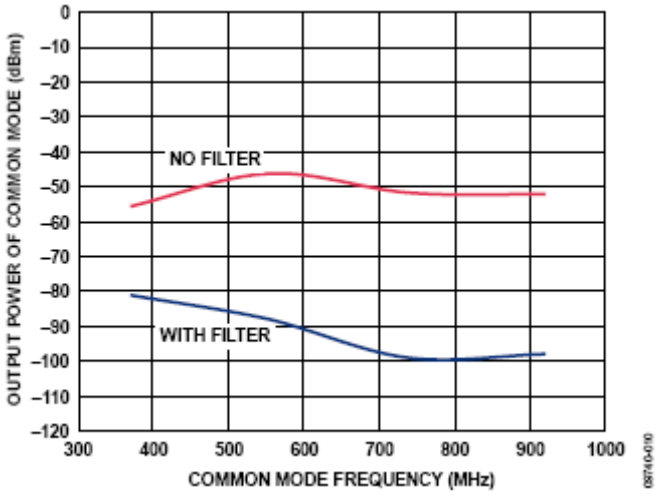


图 10. 有和无滤波器两种情况下，ADL5375-05 RF输出端的实测共模抑制性能

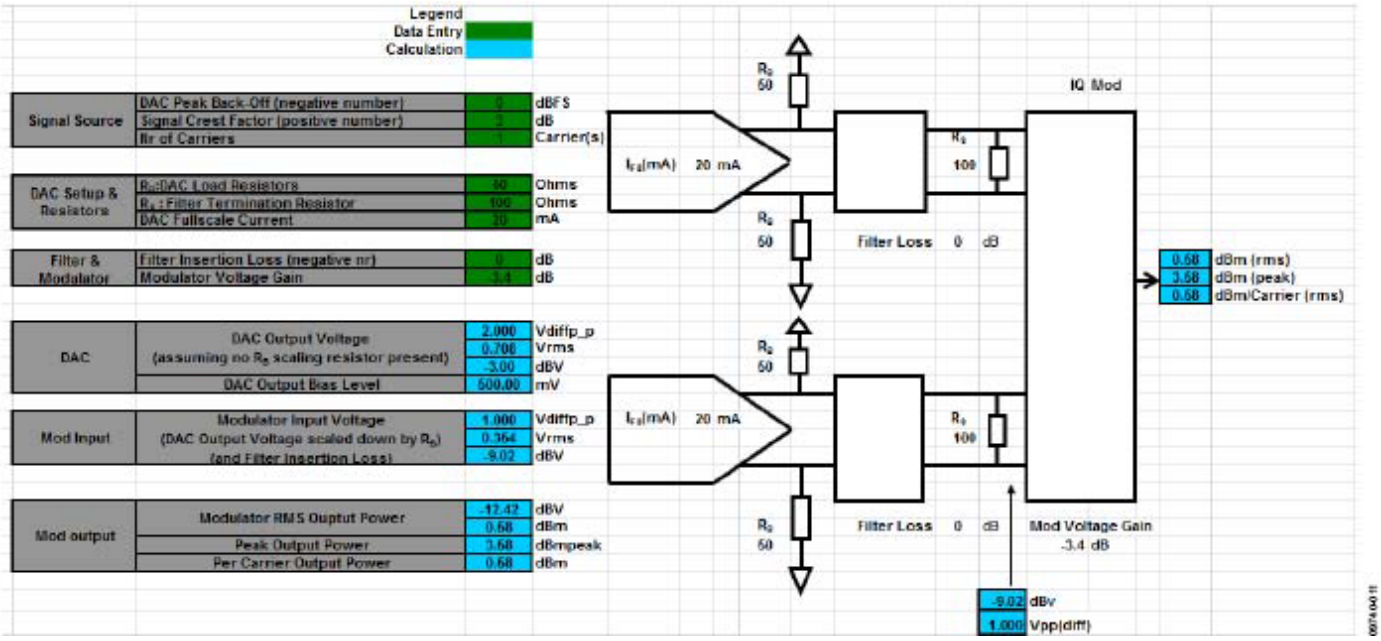


图 11. 用于计算调制器输出功率的电子表格

计算 AD9122 和 ADL5375 的输出功率

除偏置设置和信号调整电阻外，ADL5375的输出功率水平还与DAC的数字倒退水平(dBFS)、信号的峰均比、DAC的满量程电流、奈奎斯特滤波器的插入损耗和I/Q调制器的电压增益有关。图 11 所示的电子表格可以用来计算输出功率。

该电子表格可以从以下URL下载：
www.analog.com/CN0205-PowerCalculator。

转换电平以驱动 ADL5375-15

ADL5375-15需要 1500 mV的直流偏置电平。除偏置电平不同外，ADL5375-05与ADL5375-15在其它方面完全一致。若要从AD9122驱动ADL5375-15，必须使用一个无源或有源电平转换网络。图 12 所示的无源电平转换网络使用 4 个串联电阻和 4 个上拉电阻，以便在ADL5375-15输入端实现 1500 mV的偏置电平。该无源电平转换网络会导致信号电平发生大约 2 dB的损耗。

有源电平转换电路则要使用一个双通道差分放大器，如ADA4938-2，将 1500 mV电压接VOCM引脚便可设置输出直流偏置电平。然而，采用这种方法时，接口带宽要受到运算放大器的限制。

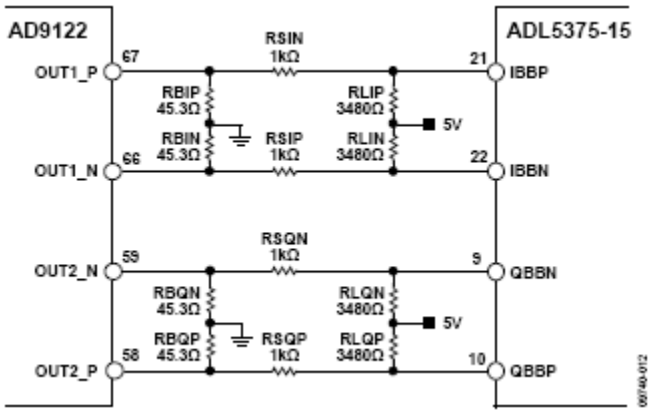


图 12. 用于从 AD9122 TxDAC 偏置 ADL5375-15 的无源电平转换网络

如上所述，需要在AD9122与ADL5375-15之间放入一个滤波器。该LC滤波器可以位于DAC端接电阻（图 13 中的R1）与交流限幅电阻（图 13 中的R4）之间的任何地方。但是，图 13 所示的电路允许灵活设计电平转换电路，R2 损耗较低，调制器的驱动电平较高。它还允许滤波器的源阻抗与负载阻抗匹配。推荐使用图 13 所示的带滤波器的无源电平转换网络。

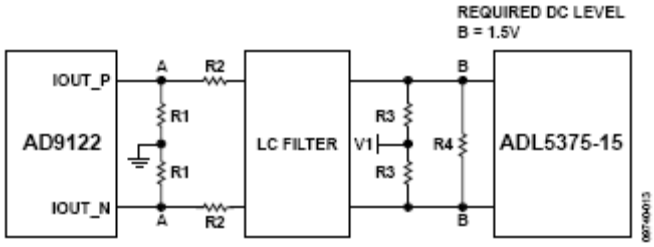


图 13. 推荐使用的带 LC 滤波器的无源电平转换网络

滤波器的差分源阻抗和负载阻抗分别为：

$$2 \times (R1 + R2)\text{和}$$

$$2 \times \{R3 \| (R4/2)\}.$$

DAC 获得的单端阻抗为：

$$R1 \| \{R2+R3 \| (R4/2)\}.$$

R4 充当 DAC 的交流负载。DAC 输出端的差分交流摆幅为：

$$2 \times I_{FS} \times R1 \| \{R2+R3 \| (R4/2)\},$$

调制器输入端的差分交流摆幅为：

$$2 \times \{R3 \| (R4/2)\} \div \{R2+(R3 \| (R4/2)\}$$

乘以 DAC 输出端的差分交流摆幅。

SETUP	R1 (Ω)	34.0
	R2 (Ω)	218
	R3(Ω)	760
	R4 (Ω)	750
	IFS (MA)	20
	V1 (V)	5.00
	DAC R (SINGLE)	31.70
DAC	DAC COMMON VOLTAGE (V)	0.50
	DAC SWING (V p_p) (SINGLE)	0.63
MOD	MODULATOR COMMON VOLTAGE (V)	1.50
	MOD INPUT SWING (V p_p)	0.34
	(SINGLE) LOSS BY R2 (DB)	–5.43
FILTER	INPUT IMPEDANCE (Ω)	504
	OUTPUT IMPEDANCE (Ω)	502

图 14. 用于电平转换电路的电子表格

LC滤波器应靠近DAC放置，使回路电流路径较短。5 V偏置电源(V1)应靠近调制器，因为调制器也使用该电源。当R1、R2、R3、R4 分别为 34 Ω、218 Ω、760 Ω、750 Ω时，AD9122 DAC输出端的 500 mV直流偏置电压与ADL5375-15的 1500 mV直流偏置电压匹配。实际上，图 13 中A点的电压不必是 500 mV，但它会使交流摆幅有一定的灵活性，而不会超过DAC输出的顺从电压。DAC负载为 31.7 Ω。滤波器的输入和输出阻抗分别为 504 Ω和 502 Ω。R2 引起的衰减，即R2 在DAC输出端与调制器输入端之间造成的压降，由R2 和R3||(R4/2)共同设置，约为 5.4 dB。

要计算A点和B点（图 13）的直流偏置电平和交流摆幅、R2 引起的衰减、滤波器的源/负载阻抗，可以使用下面的电子表格。该电子表格可以从以下URL下载：www.analog.com/zh/CN0205-LevelShifter。

也可以使用ADIsimRF工具来计算DAC和调制器的功率水平，该工具可以从www.analog.com/ADIsimRF下载。

布局布线建议

应特别注意 DAC/调制器接口的布局布线。下面是一些建议。图 15 显示了一个遵循这些建议的顶层布局图。

- 使所有 I/Q 差分走线长度保持良好的匹配。
- 滤波器端接电阻尽可能靠近调制器输入端放置。
- DAC 输出 50 Ω 电阻尽可能靠近 DAC 放置。
- 加宽经过滤波器网络的走线以降低信号损耗。
- 在所有 DAC 输出走线、滤波器网络、调制器输出走线和 LO 输入走线周围设置过孔。
- 将 LO 和调制器输出走线布设在不同的层上或彼此成 90°角，防止耦合。

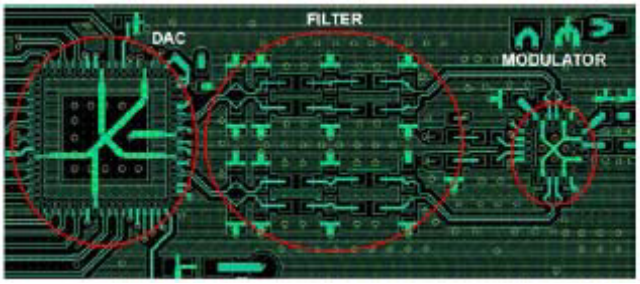


图 15. 一般布局布线建议

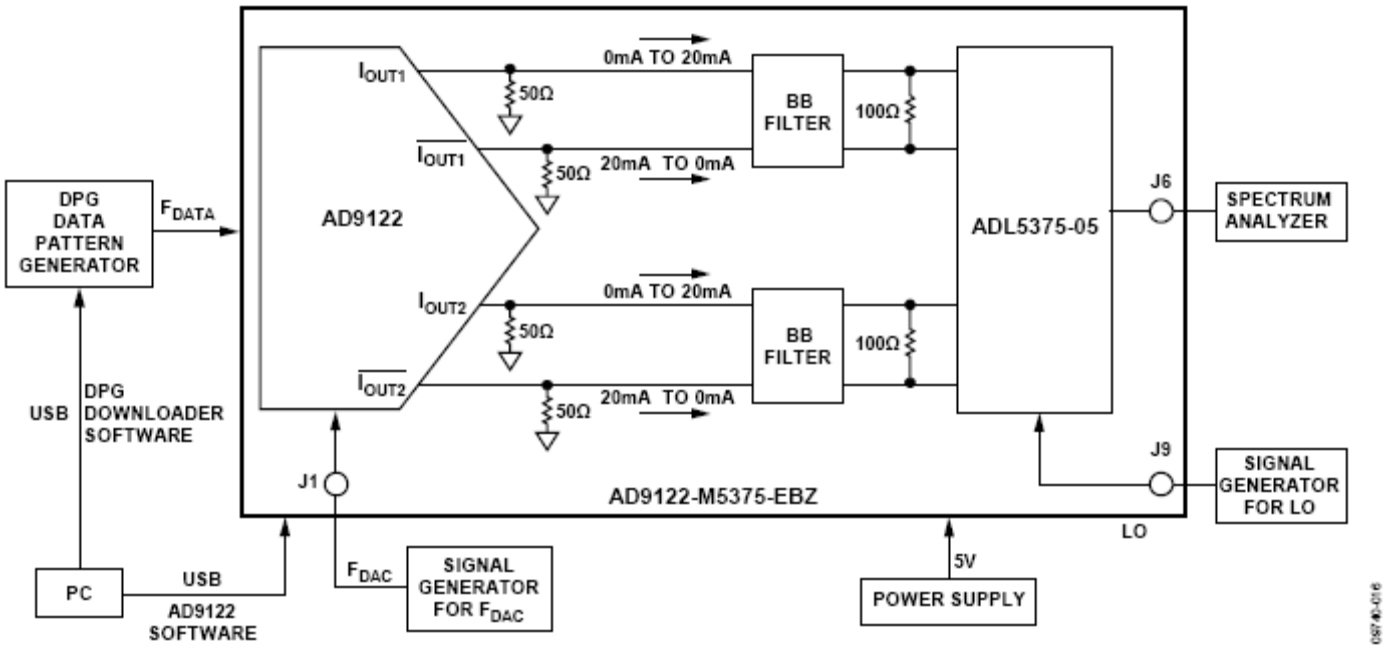


图 16. 测试设置功能框图

欲进一步了解有关正确布局布线的更多信息，请查看设计支持包(www.analog.com/zh/CN0205-DesignSupport)中的AD9122-M5375-EBZ布局文件。

常见变化

本电路笔记所述的接口可以用在任何设置为 20 mA满量程电流的TxDAC数模转换器（AD9779A、AD9788、AD9125、AD9148）与需要 0.5 V基带直流偏置电平的ADL5370、ADL5371/ADL5372、ADL5373、ADL5374、ADL5385、ADL5386等系列I/Q调制器之间。

通过选择适当的ADC端接电阻对偏置电平进行一些调整，该接口也可以用于低电流调制器AD8345/AD8349。

电路评估与测试

下面详细说明如何执行共模测试（结果如图 10 所示）。测试设置灵活，也可以执行本电路笔记所示的其它测量。

设备要求（可以用同等设备代替）

- DPG：ADI 公司数字码发生器
- 时钟信号发生器：Agilent E4437B
- LO 信号发生器：Agilent 8665B
- 频谱分析仪：Agilent E4440A
- 电源：Agilent E3631A

设置与测试

1. 按照图 16 所示连接设置和测量系统。
2. 将电源电压设置为+5 V。
3. 将F_{DAC}的信号发生器设置为 368.64 MHz @ 5 dBm，将LO的信号发生器设置为 2140 MHz @ 0 dBm。
4. 接通电源和信号发生器。将频谱分析仪设置为 2 × F_{DAC} MHz、1 MHz范围。
5. 按照图 17 所示，通过USB接口和AD9122/AD9125 SPI控制软件设置AD9122，然后运行。参考AD9122 评估板快速入门指南(www.analog.com-CN0205-DesignSupport)。
   - 插值（图 17 中的“1”）： 1×
   - 精调制（图 17 中的“2”）：开
   - 数据速率（图 17 中的“3”）：同F_{DAC}频率
   - NCO 频率（图 17 中的“4”）：173.32 MHz
6. 设置 DPG（参考 AD9122 评估板快速入门指南）
   - 确保DCO频率（图 18 中的“1”）接近F_{DAC}频率。
   - 将采样速率（图 18 中的“2”）设置为与F_{DAC}频率相同，并在所需频率设置 1 MHz范围。

- 按照图 18 所示设置“3”和“4”。
- 点击图 18 中“1”处的按钮，下载 I 和 Q 矢量。

7. 测量 2 × F_{DAC}时的共模噪声电平。

8. 更改F_{DAC}信号发生器的频率、第 5 步提到的“数据速率”以及第 6 步提到的“采样速率”。

9. 测量 2 × F_{DAC}（新值）时的共模噪声电平。

10. 重复第 8 步和第 9 步。

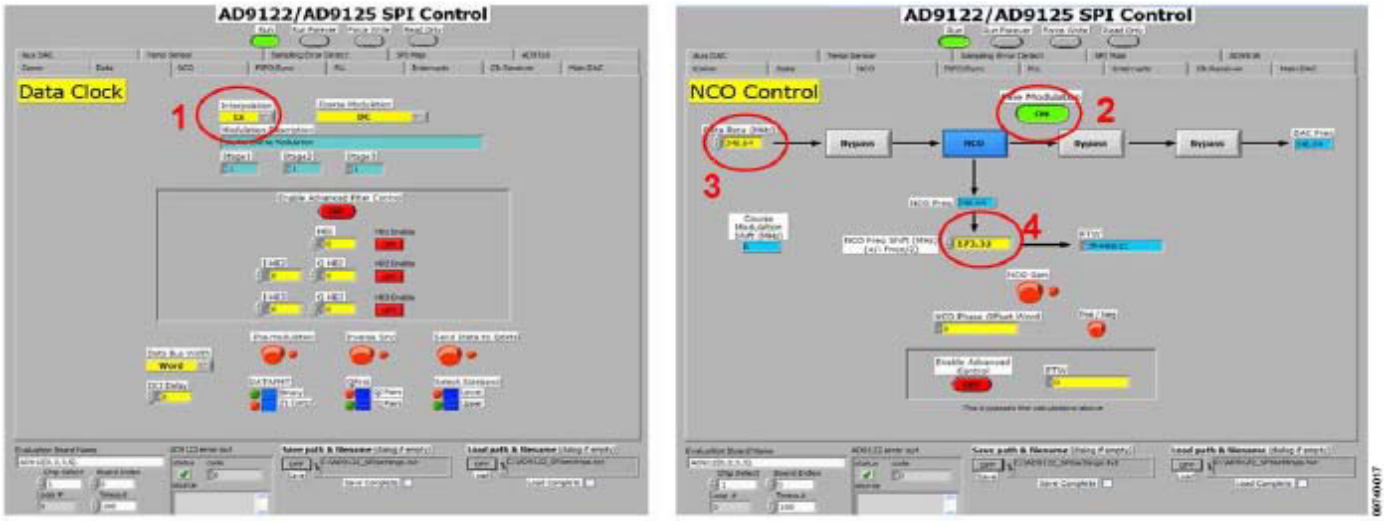


图 17. SPI 控制软件用户界面：设置数据时钟和 NCO 控制

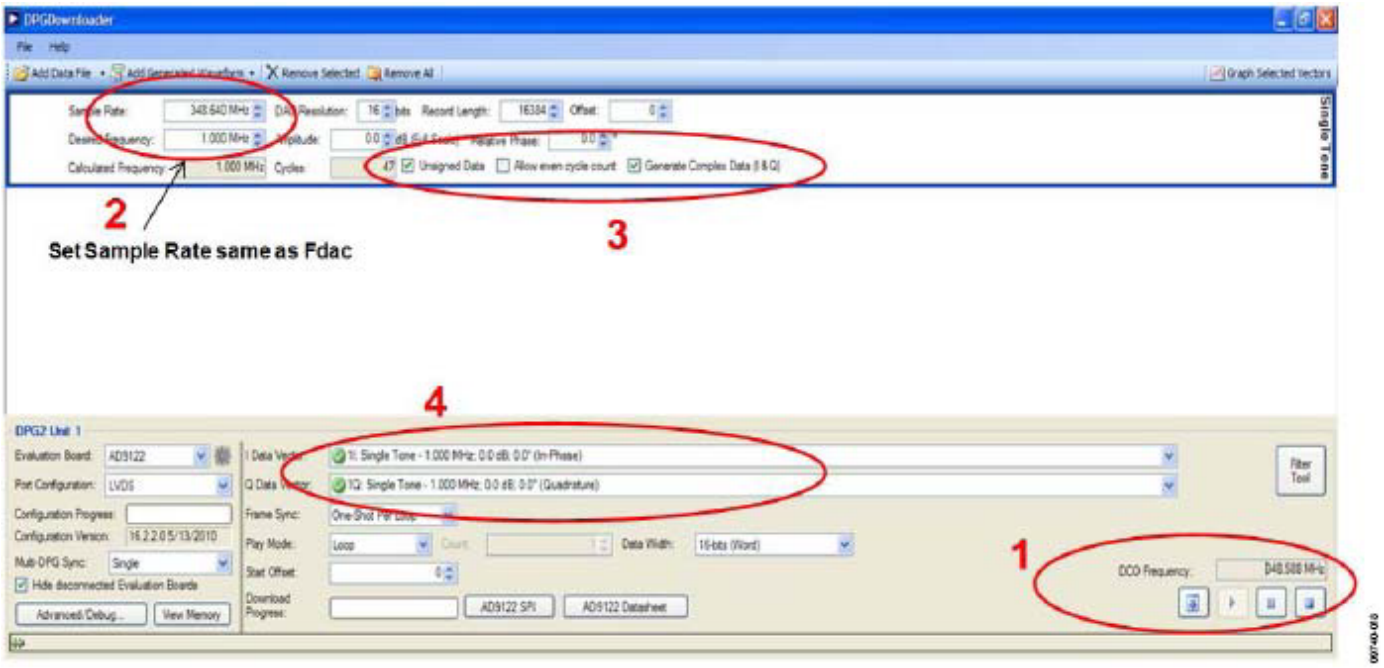


图 18. 使用 DPG 下载器软件设置 DPG

设计与集成文件

设计与集成文件由我们的工程师编写，可用于设计该电路。

CN0205 设计与集成文件

- 原理图
- 物料清单
- Gerber 文件
- Allegro 文件
- 装配图

进一步阅读

CN0205设计支持包：
www.analog.com/CN0205-DesignSupport

教程MT-016：DAC基本架构III：分段DAC。ADI公司。

教程MT-017：过采样插值DAC。ADI公司。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

指南MT-101：去耦技术，ADI公司。

电路笔记CN-0021：I/Q调制器ADL5375与双通道、1 GSPS高速DAC AD9779A实现接口。

电路笔记CN-0134：宽带低EVM直接变频发射机。ADI公司。

电路笔记CN-0144：使用LO 2分频调制器的宽带低EVM直接变频发射机。ADI公司。Nash，Eamon。应用笔记AN-1039：校正IQ调制器的缺陷以改善RF信号保真度。ADI公司。

Zhang，Yi。应用笔记AN-1100：无线发送器I/Q平衡和边带抑制。ADI公司。

Brandon，David和David Crook、Ken Gentile。应用笔记AN-0996：在点对点微波发射系统中使用正交数字上变频器(QDUC)的优势，ADI公司。

ADIsimPLL设计工具

ADIsimRF设计工具

AD9122评估板快速入门指南

ADI数据模式发生器(DPG)

数据手册和评估板

AD9122数据手册

ADL5375数据手册

AD9122评估板

ADL5375-05评估板

AD9122-M 5375-EBZ评估板

修订历史

2011年8月-修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab®实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0211。

连接/参考器件	
ADG904-R	宽带2.5 GHz、37 dB隔离（1 GHz时）、CMOS、1.65 V至2.75 V、4:1多路复用器/单刀四掷开关

针对无线基础设施的IF带通滤波器切换网络

评估和设计支持

电路评估板

CN-0211电路评估板(EVAL-CN0211-EB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路的功能是通过IF带通滤波器路由RF信号。该电路使用3个带宽不同的140 MHz IF SAW滤波器和2个ADG904-R SP4T CMOS RF开关。ADG904-R开关控制RF信号通过哪一个带通滤波器。一次只能选择一个滤波器。一般将此类开关称为“滤波器开关”。这种应用在蜂窝电话基站和点到点无线电RF前端等无线基础设施中非常常见。选择带宽不同的IF滤波器可以提高这些系统控制不同数据速率的灵活性。

为实现最佳系统性能，IF频段内插入损耗相对于频率必须保持平坦。ADG904-R开关的插入损耗与频率的关系曲线非常平坦，因此它是本电路的理想之选。在整个电源电压和温度范围内，插入损耗也是平坦的。关断隔离是决定本电路性能的另一个非常重要的参数。ADG904-R具有出色的关断隔离特性，200 MHz以下时其值大于−50 dB。

电路描述

本电路由2个ADG904-R CMOS RF开关和3个IF SAW滤波器组成，电路连接如图1所示。开关的电源电压范围为1.65 V至2.75 V，评估使用标称电压2.5 V。RF输入连接到ADG904-R开关U1的引脚10 (RFC)。ADG904-R开关是单刀四掷开关，RFC引脚是所有四个开关（RF1、RF2、RF3和RF4）的公共连接。U1 (RF1)的引脚4连接到Triquint 856592 SAW滤波器的输入端。此滤波器是一个单端滤波器，特征阻抗为50 Ω，中心频率为140 MHz，1 dB带宽典型值为20.7 MHz。注意，为实现50 Ω最佳端接阻抗，要求集总元件匹配。滤波器的输出端连接到ADG904-R U2的引脚17 (RF2)。

类似地，第二SAW滤波器(Triquint 856684)连接到U1和U2。此时，该滤波器连接到U1的引脚17 (RF2)和U2的引脚4 (RF1)。856684滤波器的中心频率为140 MHz，1 dB带宽典型值为16.18 MHz。

第三SAW滤波器(Triquint 856656)连接到U1的引脚7 (RF3)和U2的引脚14 (RF4)。856656滤波器的中心频率为140 MHz，1 dB带宽典型值为11.82 MHz。

必须采用SAW滤波器制造商推荐的PCB焊盘布局方式。为实现从输入端口到输出端口的最大隔离，滤波器下方有一个电镀槽，提高该隔离度有助于实现充分的带外衰减和最小的带内纹波。各滤波器的输入端口和输出端口利用0603尺寸的电感和电容集总元件实现50 Ω匹配，这是确保电路评估板实现良好性能的重要方面。为了进一步提高隔离度，连接滤波器与开关和RF边沿连接器的50 Ω传输线被设计为共面波导。

11.82 MHz带宽滤波器的独立插入损耗与频率的关系如图3所示。该数据的测量条件如下：滤波器位于独立的电路评估PCB上，使用同样的传输线设计和匹配元件，但是RF路径上无开关。此响应用作参考数据。140 MHz时的插入损耗为−9.17 dB，与数据手册上的−9.2 dB典型值一致。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

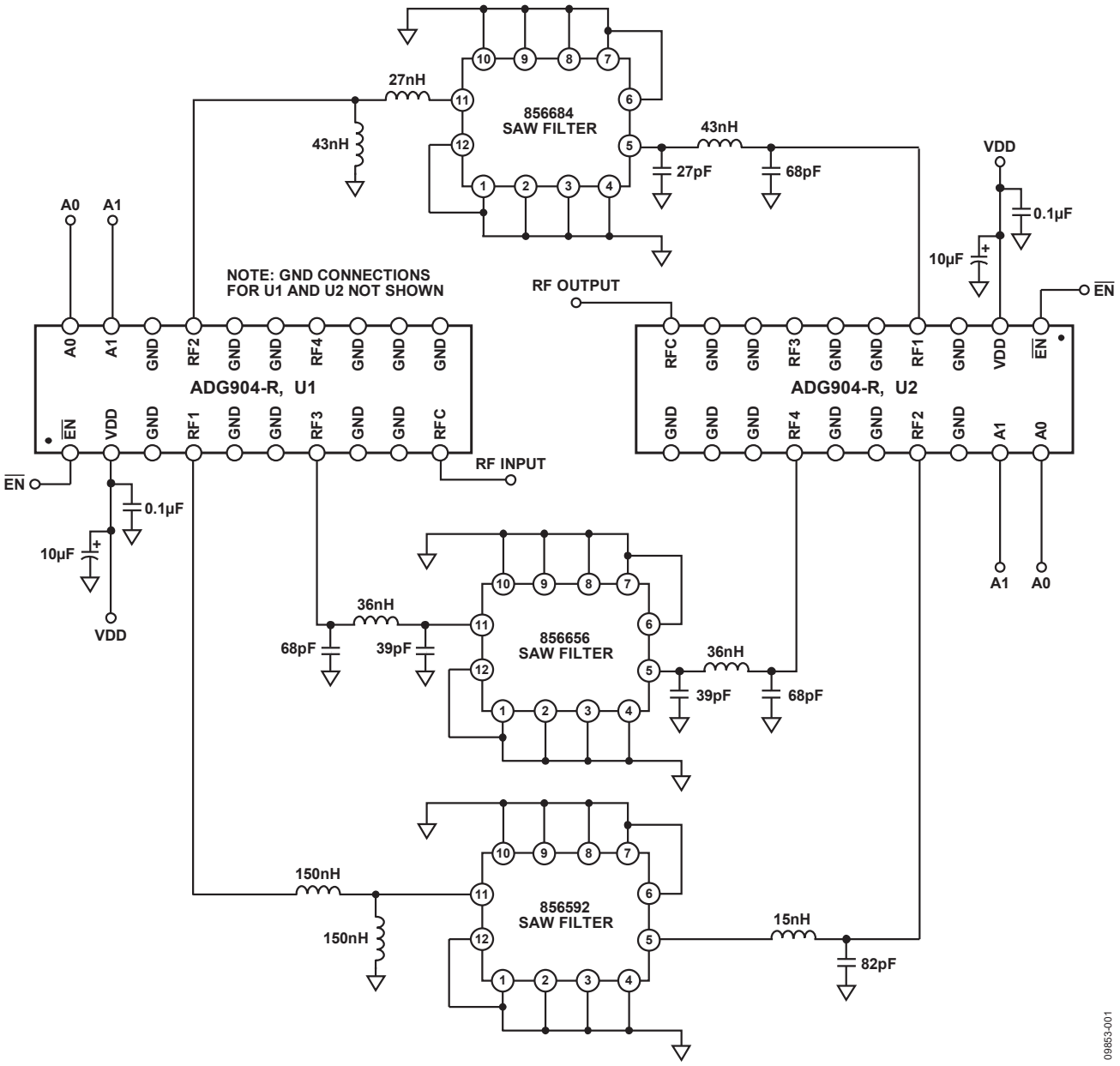


图1. IF带通滤波器开关网络（原理示意图：未显示去耦和所有连接）

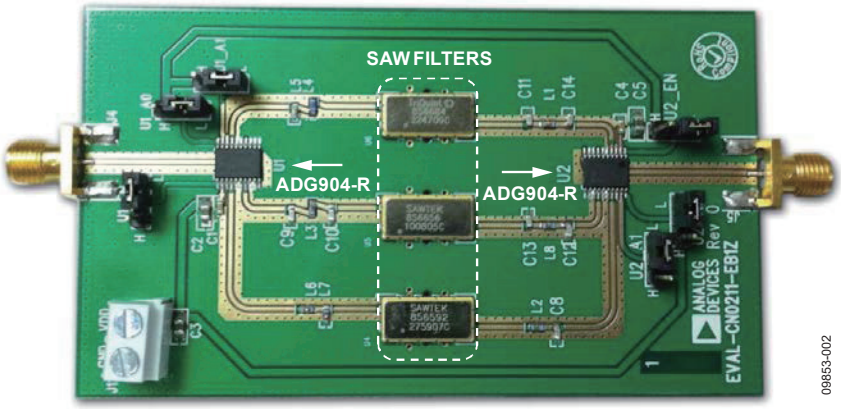


图2. EVAL-CN0211-EB1Z电路评估板

图4显示ADG904R开关选择856656 SAW滤波器时电路评估PCB的测试结果。此响应与独立响应相符较好，图中同时包括了独立响应以供参考。由于两个串联ADG904-R开关的损耗，滤波器的插入损耗提高1 dB。通带内的纹波对于无线基础设施应用很重要。在135.5 MHz到144.5 MHz的通带内，从最小峰值到最大峰值，带内纹波为0.47 dB，该水平完全符合数据手册中的纹波规格（最大值0.8 dB）。在这种应用中，开关必须具有高关断隔离才能最大程度地降低从一个滤波器通道到下一个滤波器通道的泄漏。如果开关的关断隔离不佳，带内插入损耗和滤波器的纹波就会提高。测试结果中并未发现这种现象。

图5和图6分别显示856592和856684 SAW滤波器通道的测试结果。所示的结果包括两个串联ADG904-R开关的损耗，该损耗约为1.0 dB。两个滤波器通道均显示出良好且平坦的插入损耗，以及较高的带外衰减水平。所示结果符合制造商数据手册的容差范围，并且清楚地表明ADG904-R开关没有引入任何纹波、不匹配，或者以任何方式影响滤波器的平坦度。

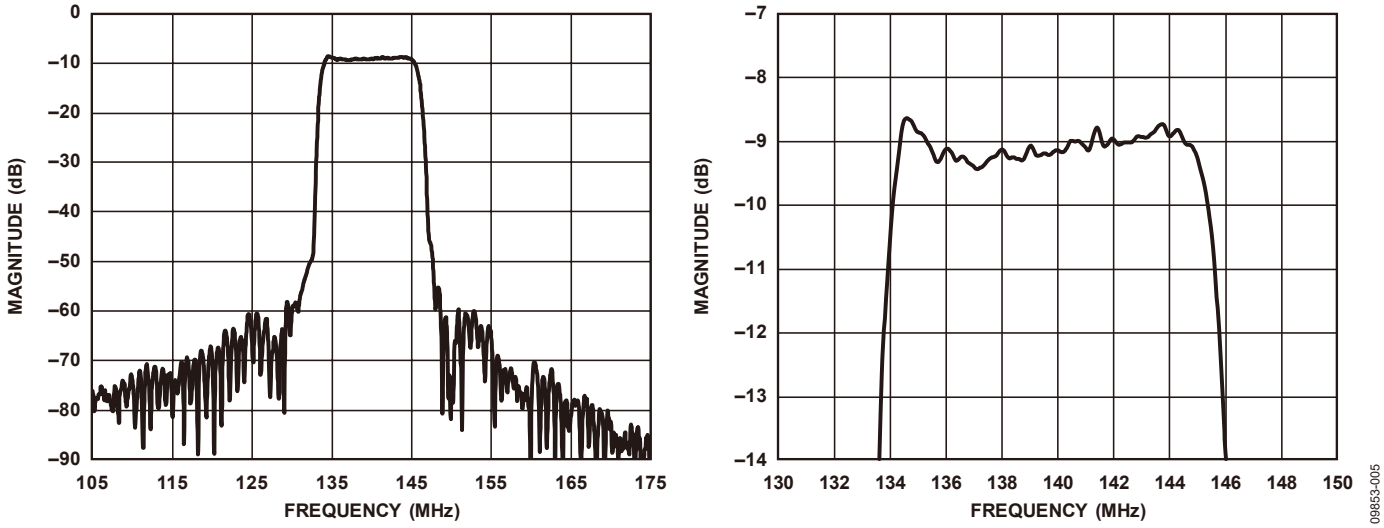


图3. 独立的140 MHz（中心频率）、11.82 MHz（1 dB带宽）、856656 SAW滤波器频率响应，无开关

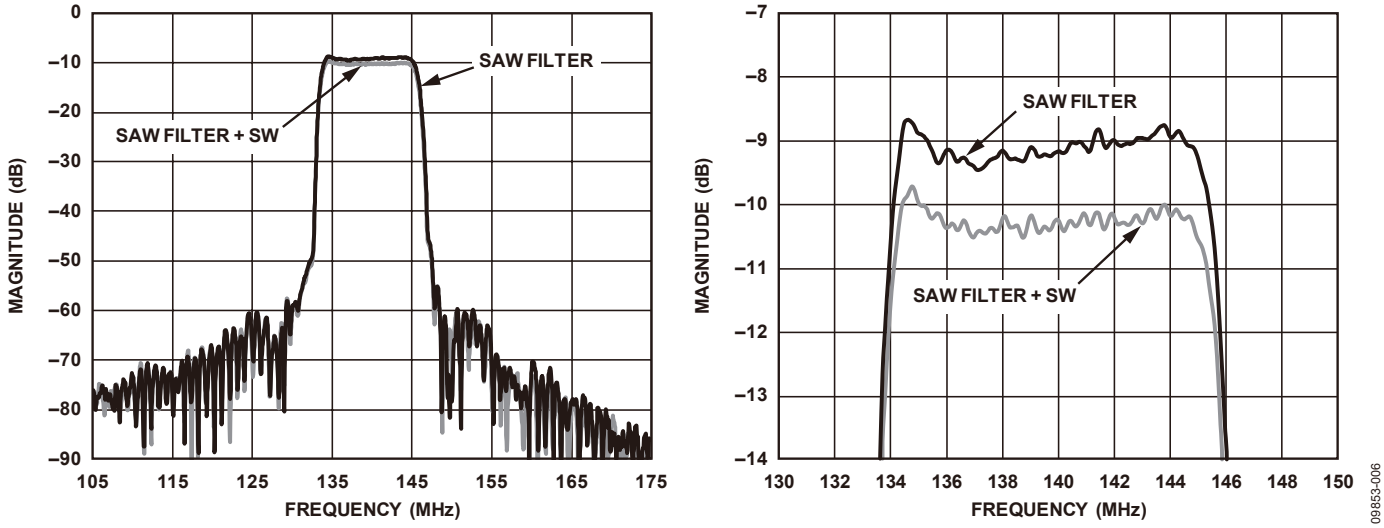


图4. 140 MHz（中心频率）、11.82 MHz（1 dB带宽）、856656 SAW滤波器频率响应，在评估板上测量，有开关和无开关两种情况

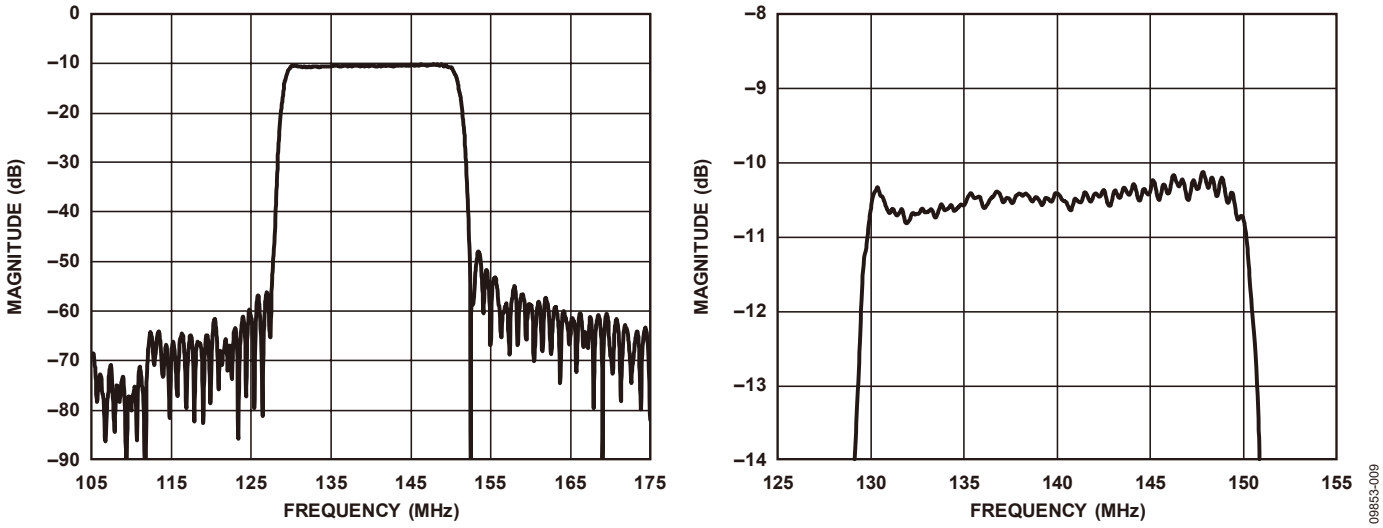


图5. 140 MHz（中心频率）、20.7 MHz（1 dB带宽）、856592 SAW滤波器频率响应，在评估板上测量，有开关

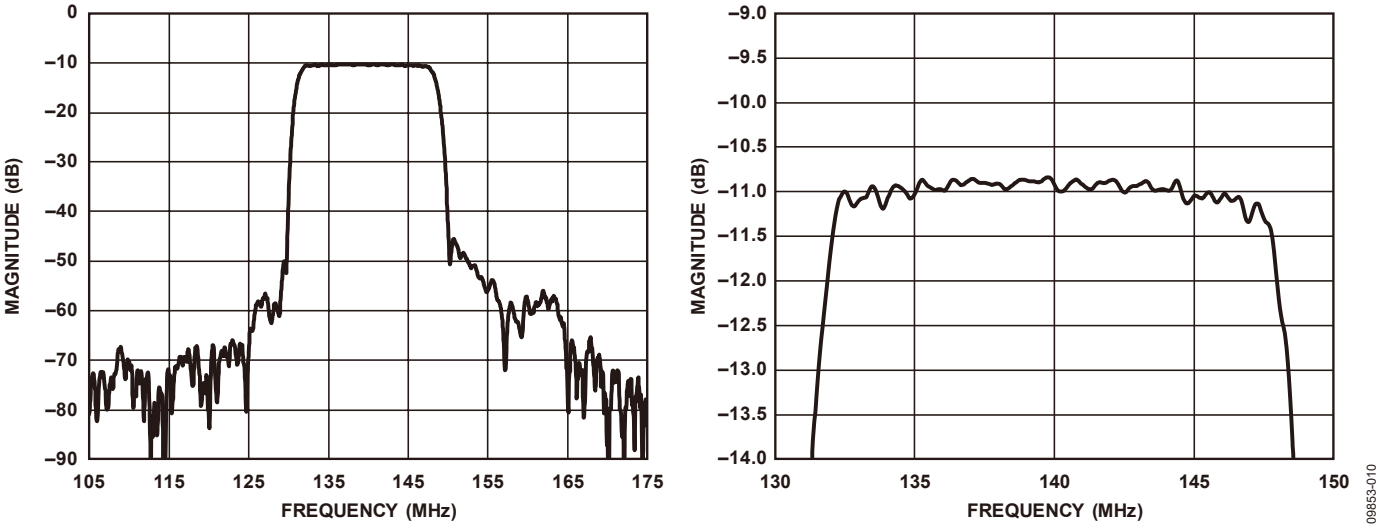


图6. 140 MHz（中心频率）、16.18 MHz（1 dB带宽）、856684 SAW滤波器频率响应，在评估板上测量，有开关

常见变化

该滤波器开关电路也可以使用ADG904开关的吸收式版本。吸收式版本的RFx端口内置50 Ω并联电阻，当开关处于关断状态时，它可提供良好的50 Ω匹配。在某些需要吸收关断通道中的反射信号的应用中，这一点很重要。

该电路可以轻松缩放，以便包括更多或更少的滤波器通道。根据通道数量不同，ADG9xx系列的其它开关可能更好，并且可以提供更大的布局灵活性。ADG936是双通道单刀双掷开关，ADG918是单刀双掷开关，ADG901是单刀单掷开关。所有这些开关都提供吸收式和反射式两种配置。

电路评估与测试

本电路旨在通过SMA型连接器连接到矢量网络分析仪(VNA)。电路上的SMA连接器是插口式。要在各滤波器通道之间切换，可以手动更改电路板上的跳线端子。注意，对于未使用的每个ADG904-R开关，都会有一个开关掷入。因此，选择这些未使用的开关时，RF输入和RF输出端口会被隔离，即开关不连接到滤波器。

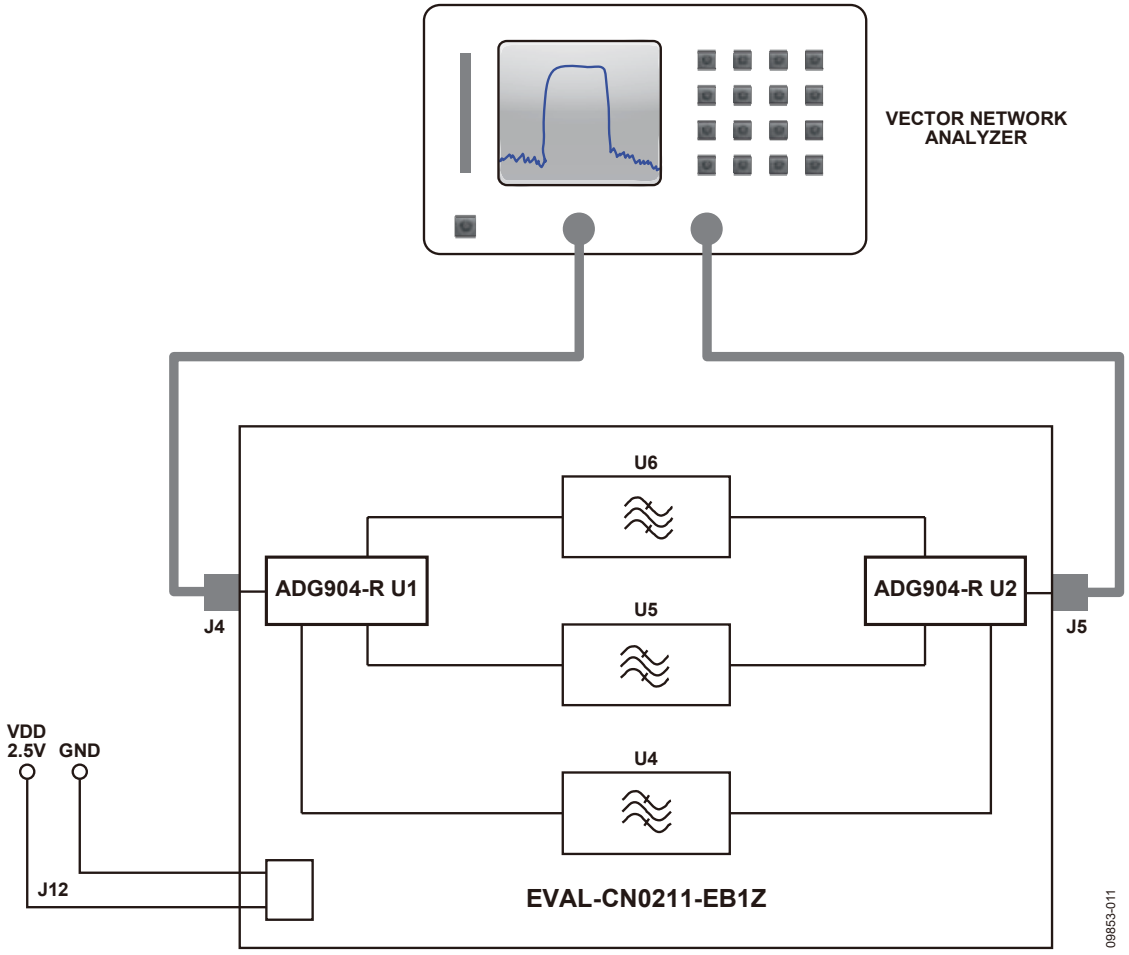


图7. 测试设置功能框图

设备要求

- 矢量网络分析仪Hewlett Packard 8753E和Hewlett Packard 85033D 3.5 mm校准套件，或同等设备
- EVAL-CN0211-EB1Z电路评估板
- 电源(2.5V)
- 带3.5 mm型连接器的同轴RF电缆

设置与测试

测试设置如图7所示。VNA通过3.5 mm连接器型电缆连接到电路评估板。测试电路评估板之前，需要对VNA到电缆端部进行全面的双端口校准。表1显示了使能各滤波器通道的逻辑状态。

表1. 滤波器选择真值表

滤波器	$\overline{EN}$	ADG904-R U1		ADG904-R U2	
		A0	A1	A0	A1
U6	0	1	0	0	0
U5	0	0	1	1	1
U4	0	0	0	1	0

进一步阅读

CN0211设计支持包：
www.analog.com/CN0211-DesignSupport

Corrigan，Theresa。应用笔记AN-952：ADG9xx宽带CMOS开关：常见问题解答。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0211电路评估板(EVAL-CN0211-EB1Z)

ADG904数据手册

ADG904评估板

ADG901数据手册

ADG901评估板

ADG918数据手册

ADG918评估板

ADG936数据手册

ADG936评估板

修订历史

2011年10月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0227。

连接/参考器件	
AD9467	16位、250 MSPS ADC
ADL5562	3.3 GHz超低失真射频/中频差分放大器

带抗混叠滤波器的高性能、16位、250 MSPS宽带接收机

评估和设计支持

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是一款基于超低噪声差分放大器驱动器ADL5562和16位、250 MSPS模数转换器AD9467的宽带接收机前端。

三阶巴特沃兹抗混叠滤波器根据放大器和ADC的性能与接口要求进行优化。滤波器网络和其它组件引起的总插入损耗仅有1.8 dB。

电路整体的1 dB通带平坦度为152 MHz。120 MHz模拟输入下测得的SNR和SFDR分别为72.6 dBFS和82.2 dBc。

电路描述

该电路接受单端输入，并利用宽带宽(3 GHz) M/A-COM ECT1-1-13M 1:1变压器将其转换为差分形式。3.3 GHz差分放大器ADL5562以6 dB的增益工作时，差分输入阻抗为400 Ω；以12 dB的增益工作时，差分输入阻抗为200 Ω。它还提供15.5 dB的增益选项。

ADL5562是AD9467的理想驱动器，经过低通滤波器一直到ADC的全差分架构可提供良好的高频共模抑制性能，并能使二阶失真产物最小。根据输入连接的不同，ADL5562提供6 dB或12 dB的增益。本电路使用6 dB的增益来补偿滤波器网络和变压器的插入损耗（约1.8 dB），总信号增益为3.9 dB。

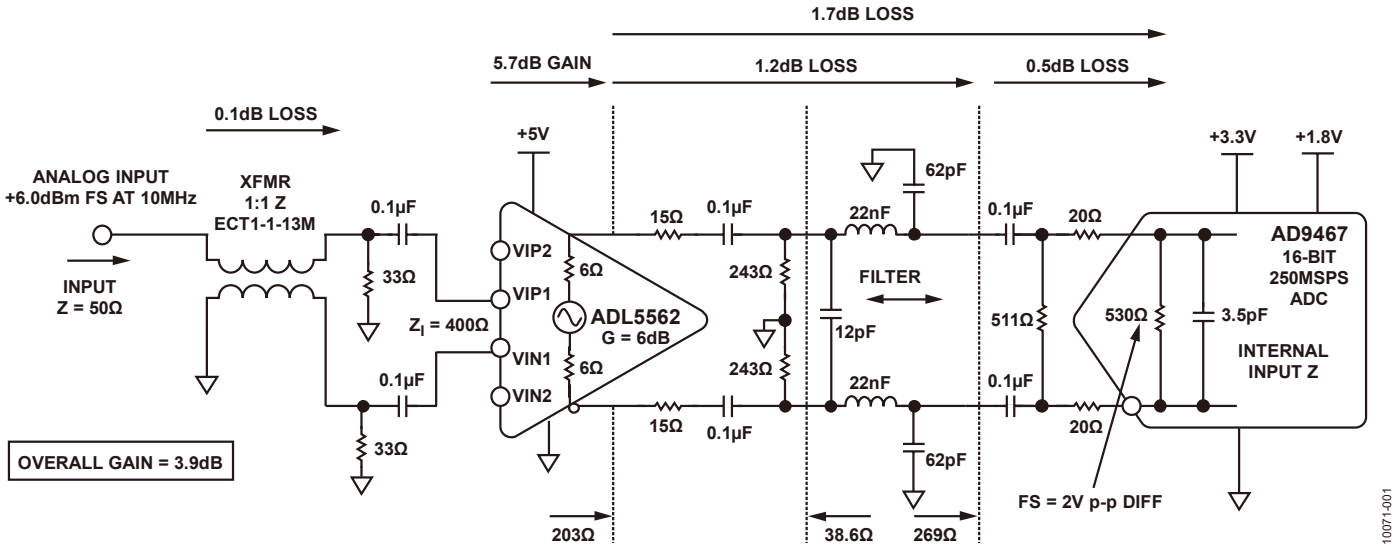


图1. 16位、250 MSPS宽带接收机前端（原理示意图：未显示去耦和所有连接），增益、损耗和信号电平在10 MHz下测量

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

+6.0 dBm的输入信号在ADC输入端产生2 V p-p满量程差分信号。

抗混叠滤波器是采用标准滤波器设计程序设计的三阶巴特沃兹滤波器。选择巴特沃兹滤波器的原因是它能在通带内提供平坦的响应。三阶滤波器产生的交流噪声带宽比为1.05，可以借助多款免费滤波器程序进行设计，例如Nuhertz Technologies Filter Free (www.nuhertz/filter)或Quite Universal Circuit Simulator (Qucs) Free Simulation (www.qucs.sourceforge.net)等。

为实现最佳性能，ADL5562应加载一个200 Ω的净差分负载。15 Ω串联电阻将滤波器电容与放大器输出端隔离，243 Ω电阻与下游阻抗并联，加上30 Ω串联电阻后，产生203 Ω的净负载阻抗。

与ADC输入端串联的20 Ω电阻将内部开关瞬变与滤波器和放大器隔离。与ADC并联的511 Ω电阻用于降低ADC的输入阻抗，使其性能更容易预测。

三阶巴特沃兹滤波器的设计参数如下：源阻抗38.6 Ω，负载阻抗269 Ω，3 dB带宽为180 MHz。程序计算的值如图1所示。选择的滤波器无源组件值是最接近程序计算值的标准值。

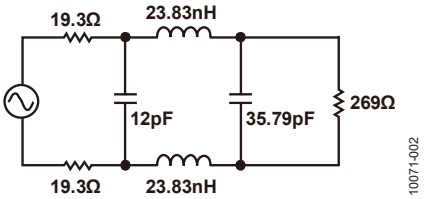


图2. 三阶差分巴特沃兹滤波器设计：
Z_S = 38.6 Ω，Z_L = 269 Ω，F_C = 180 MHz

第二并联电容的值减去ADC的3.5 pF内部电容，得到32.29 pF的值。在本电路中，该电容是利用两个连接到地的62 pF电容来实现，如图1所示。这能够达到同样的滤波效果，并提供一定的交流共模抑制。

系统性能的测量结果总结于表1，其中3 dB带宽为152 MHz。该网络的总插入损耗约为2 dB。带宽响应如图3所示，SNR和SFDR性能如图4所示。

表1. 电路的实测性能

性能规格@ 2 V p-p FS	最终结果
截止频率 (–3 dB)	152 MHz
通带平坦度（6 MHz至125 MHz）	1 dB
SNRFS (120 MHz)	72.6 dBFS
SFDR (120 MHz)	82.2 dBc
H2/H3 (120 MHz)	86.6 dBc/82.2 dBc
总增益 (10 MHz)	3.9 dB
输入驱动 (10 MHz)	6.0 dBm

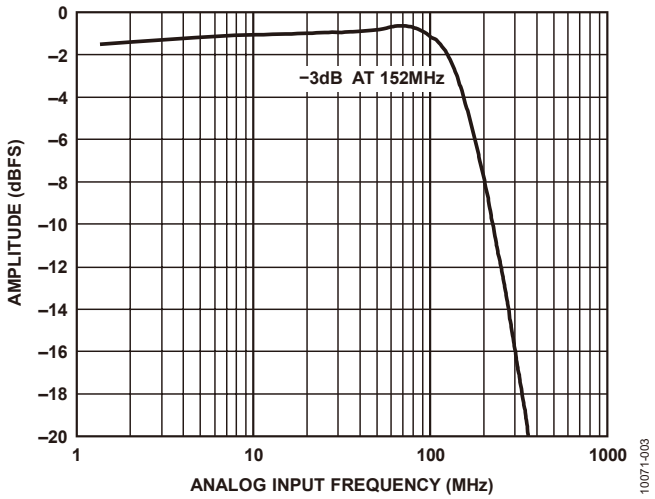


图3. 通带平坦度性能与频率的关系

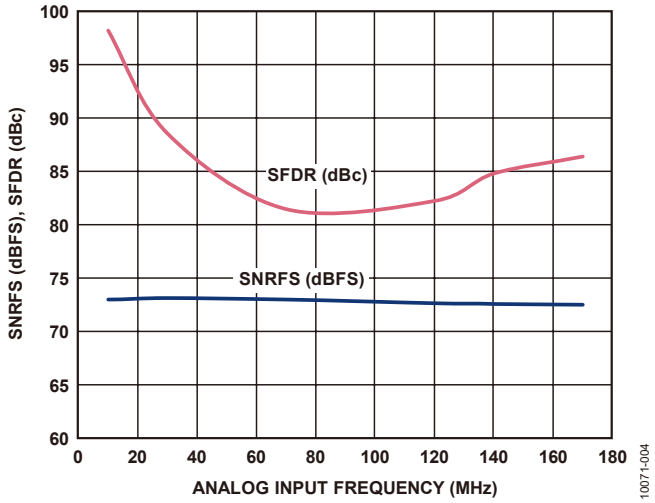


图4. SNR/SFDR性能与频率的关系

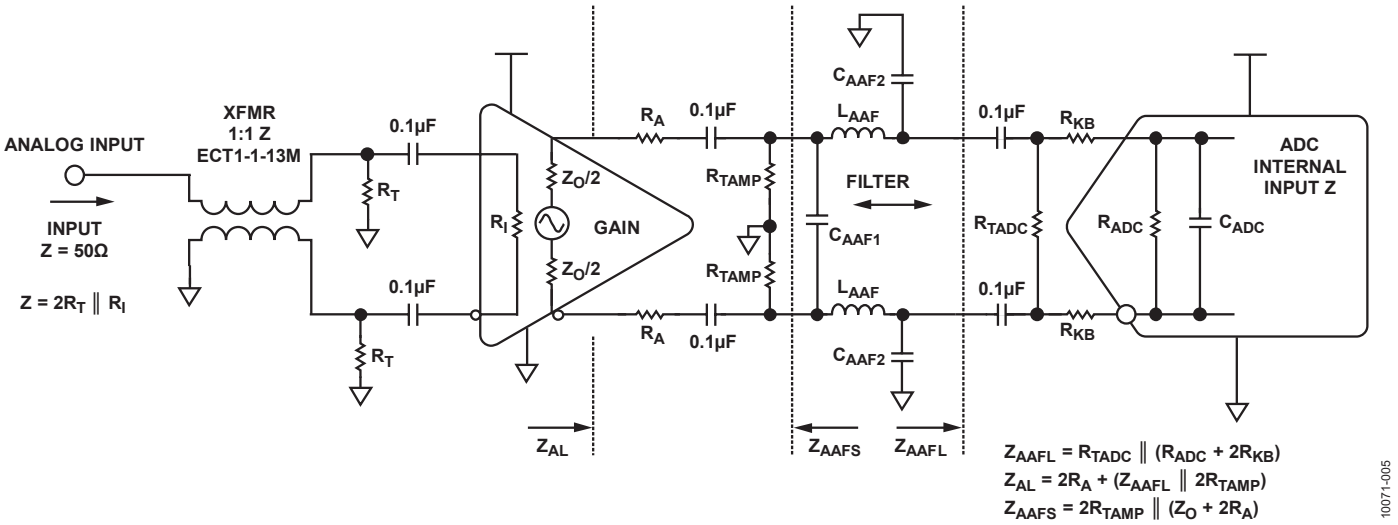


图5. 差分放大器/ADC与低通滤波器的一般接口

滤波器和接口设计程序

本部分说明放大器/ADC与滤波器的接口设计的一般方法。为了实现最佳性能（带宽、SNR、SFDR等），必须考虑放大器和ADC对该一般电路的一些设计限制：

1. 放大器应具有数据手册针对最佳性能而推荐的合适直流负载。
2. 放大器与滤波器提供的负载之间必须使用大小合适的串联电阻，这是为了防止通带中出现不合需要的峰化现象。
3. ADC的输入应通过外部并联电阻降低，并且应使用合适的串联电阻将ADC与滤波器隔离。此串联电阻也能降低峰化。

图5所示的一般化电路适用于大多数高速差分放大器/ADC接口，将用作讨论的基础。这种设计方法利用多数高速ADC相对较高的输入阻抗和驱动源（放大器）相对较低的阻抗，通常可以最大程度地降低滤波器的插入损耗。

基本设计流程如下：

1. 选择ADC外部端接电阻R_{TADC}，使得R_{TADC}和R_{ADC}的并联阻抗介于200 Ω和400 Ω之间。
2. 根据经验和/或ADC数据手册建议选择R_{KB}，通常在5 Ω与36 Ω之间。
3. 通过下式计算滤波器负载阻抗：
   $Z_{AAFL} = R_{TADC} \| (R_{ADC} + 2R_{KB})$
4. 选择放大器外部串联电阻R_A。如果放大器差分输出阻抗在100 Ω至200 Ω之间，则R_A应小于10 Ω。如果放大器输出阻抗为12 Ω或更小，则R_A应介于5 Ω和36 Ω之间。
5. 选择R_{TAMP}，使得放大器的总负载Z_{AL}对于所选的特定差分放大器是最佳的，计算公式如下：
   $Z_{AL} = 2R_A + (Z_{AAFL} \| 2R_{TAMP})$.
6. 计算滤波器源阻抗：
   $Z_{AAFS} = 2R_{TAMP} \| (Z_O + 2R_A)$.
7. 利用滤波器设计程序或表格，以及源阻抗Z_{AAFS}、负载阻抗Z_{AAFL}、滤波器类型、带宽、阶数等，设计滤波器。带宽应比采样速率的一半高大约40%，以确保DC至fs/2频率范围内的平坦度足够好。
8. 程序产生的最终并联电容值应减去ADC内部电容C_{ADC}。程序会给出差分并联电容的值C_{SHUNT2}，最终共模并联电容为$C_{AAF2} = 2(C_{SHUNT2} - C_{ADC})$。

完成上述初步计算后，应快速检查一下电路的下列项目。

1. C_{AAF2}的值应比C_{ADC}大好几倍，至少应为10 pF。这是为了最大程度地降低滤波器对C_{ADC}变化的敏感度。
2. Z_{AAFL}与Z_{AAFS}的比值应等于或小于7左右，使得该滤波器在大多数滤波器表格和设计程序的限制以内。

3. C_{AAF1}的值至少应为5 pF，以便最大程度地降低滤波器对寄生电容和组件变化的敏感度。
4. 电感L_{AAF}的值应合理，至少应有数nH。

某些情况下，滤波器设计程序提供的解决方案可能不止一个，特别是对于高阶滤波器。此时应选择组件值组合最为合理的一种解决方案。此外，所选的配置应结束于并联电容，以便能与ADC输入电容结合。

电路优化技术和权衡

该接口电路的参数相互影响，因此，几乎无法优化电路的所有关键特性（带宽、带宽平坦度、SNR、SFDR、增益等）。然而，通过改变R_A和R_{KB}，可以最大程度地降低通常出现在带宽响应中的峰化。

请注意图6中通带峰化如何随着输出串联电阻R_A的值提高而降低。但是，此电阻的值越高，信号衰减就越大，放大器必须驱动更大的信号以填充ADC的满量程输入范围。

R_A的值也会影响SNR性能。较大的值一方面会降低带宽峰化，但另一方面，往往也会略微提高SNR，因为驱动ADC满量程所需的信号电平更高。

ADC输入端串联电阻R_{KB}的选择应能最大程度地降低ADC内部采样电容的任何残余电荷注入引起的失真。提高此电阻往往也会降低带宽峰化。

但是，提高R_{KB}会使信号衰减增大，放大器必须驱动更大的信号以填充ADC的输入范围。

优化通带平坦度的另一个办法是少许改变滤波器并联电容C_{AAF2}。

ADC输入端接电阻RTADC的选择一般应使ADC净输入阻抗介于200 Ω和400 Ω之间。降低其值会降低ADC输入电容的影响，并且可能使滤波器设计更加稳定，但不利的一面是会增大电路的插入损耗。提高其值也会降低峰化。

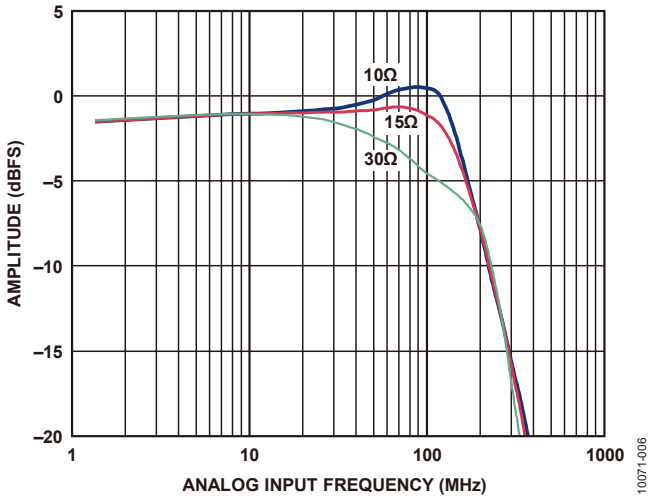


图6. 通带平坦度性能与放大器输出串联电阻R_A的关系

要在这些因素之间取得平衡可能比较困难。本设计对每个参数一视同仁，因此，所选的值代表了所有设计特点的接口性能。某些设计中，根据系统要求，可能会选择不同的值，以便优化SFDR、SNR或输入驱动电平。

本设计的SFDR性能取决于两个因素：图1所示的放大器和ADC接口组件值，以及AD9467通过内部寄存器的内部前端缓冲偏置电流设置。表1和图4所示的最终SFDR性能数值是在按照AD9467数据手册所述优化SFDR之后获得的。

该特定设计中可以权衡的另一个因素是ADC满量程设置。对于利用此设计（优化SFDR）获得的数据，ADC满量程差分输入电压设置为2 V p-p。满量程输入范围变为2.5 V p-p可以使SNR性能提高大约1.5 dB，但会略微降低SFDR性能。输入范围由载入AD9467内部寄存器的值设置，详情参见数据手册。

注意，本设计中的信号通过0.1 μF电容交流耦合，以便抑制放大器、其端接电阻与ADC输入端之间的共模电压。有关共模电压的更多信息，请参阅AD9467数据手册。

无源组件和PCB寄生效应考虑

该电路或任何高速电路的性能都高度依赖于适当的PCB布局，包括但不限于电源旁路、受控阻抗线路（如需要）、组件布局、信号布线以及电源层和接地层。有关高速ADC和放大器的PCB布局布线详细信息，请参阅教程MT-031和MT-101。

滤波器中的无源组件应使用低寄生效应的表贴电容、电感和电阻。所选的电感为Coilcraft 0603CS系列。滤波器使用的表贴电容为5%、C0G、0402型，以确保稳定性和精度。

关于该系统的完整文档，请参见CN-0227设计支持包(www.analog.com/CN0227-DesignSupport)。

常见变化

针对要求较窄带宽、较低功耗的应用，可以使用差分放大器ADL5561。ADL5561的带宽为2.9 GHz，功耗仅40 mA。如果要求更低的功耗和带宽，也可以使用ADA4950-1，其带宽为1 GHz，功耗仅10 mA。如需更高的带宽，可以使用6 GHz差分放大器ADL5565，它与上述器件引脚兼容。

电路评估与测试

本电路使用修改的AD9467-250EBZ电路板和基于HSC-ADC-EVALCZ FPGA的数据采集板。这两片板具有对接高速连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。修改的AD9467-250EBZ板包括本笔记所述的评估电路，HSC-ADC-EVALCZ数据采集板与Visual Analog评估软件一起使用，此外还使用SPI控制软件器来适当控制ADC并采集数据。关于AD9467-250EBZ板的原理图、BOM和布局布线，请参阅用户指南UG-200。CN-0227设计支持包(www.analog.com/CN0227-DesignSupport)中的“readme.txt”文件说明了对标准AD9467-250EBZ板所做的修改。应用笔记AN-835详细说明了如何设置硬件和软件，以执行本电路笔记所述的测试。

进一步阅读

CN-0227设计支持包：
www.analog.com/CN0227-DesignSupport

UG-200：评估16位、200 MSPS/250 MSPS ADC AD9467

Arrants，Alex、Brad Brannon和Rob Reeder。应用笔AN-835：了解高速ADC测试和评估。ADI公司。

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Quite Universal Circuit Simulator, http://qucs.sourceforge.net/

Nuhertz Technologies，Filter Free Filter Design Program：
www.nuhertz.com/filter

Reeder，Rob。实现放大器与ADC之间的共模融合。Electronic Design，2010年7月

Reeder，Rob。挖掘高速ADC布局的金矿打造完美设计。Electronic Design，2011年9月15日。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第1部分：电源层和接地层。Design News，2010年11月。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第2部分：有效利用电源层和接地层。Design News，2011年2月。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第3部分：E-Pad内幕。Design News，2011年6月。

数据手册和评估板

AD9467数据手册

ADL5562数据手册

电路评估板(AD9467-250EBZ)

标准数据采集平台(HSC-ADC-EVALCZ)

修订历史

2011年11月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0238。

连接/参考器件	
AD9434	12位、500 MSPS 1.8 V模数转换器
ADA4960-1	5 GHz超低失真射频/中频差分放大器

采用抗混叠滤波器的高性能、12位、500 MSPS宽带接收机(CN0238)

评估和设计支持

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

图1所示电路是基于超低噪声差分放大器驱动器ADA4960-1和12位、500 MSPS模数转换器AD9434的宽带接收机前端。

三阶巴特沃兹抗混叠滤波器基于放大器和ADC的性能和接口要求而优化。由滤波器网络、变压器和其他阻性元件引起的总插入损耗仅为1.2 dB。

整体电路带宽为290 MHz，通带平坦度为1 dB。在140 MHz模拟输入下测得的SNR和SFDR分别为64.1 dBFS和70.4 dBc。

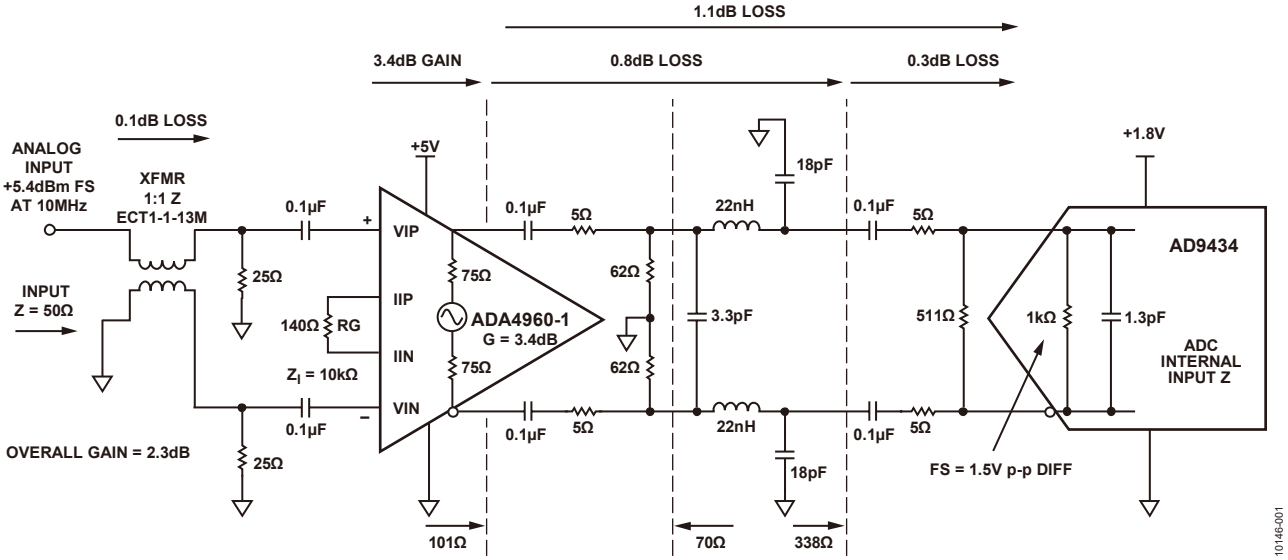


图1. 12位、500 MSPS宽带接收机前端（原理示意图：未显示所有连接和去耦）增益、损耗和信号电平10 MHz下测得值

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

电路描述

该电路接受单端输入并使用宽带宽(3 GHz) M/A-COM ECT1- 1-13M 1:1变压器将其转换为差分信号。5 GHz ADA4960-1差分放大器的差分输入阻抗为10 kΩ。通过选择外部增益设置电阻RG，增益可在0 dB至18 dB范围内调整。差分输出阻抗为150 Ω。

ADA4960-1是AD9434的理想驱动器，通过低通滤波器可在ADC中实现全差分架构，提供良好的高频共模抑制，同时将二阶失真产物降至最低。ADA4960-1根据外部增益电阻提供0 dB至18 dB的增益。此电路中，使用3.4 dB增益补偿滤波器网络(1.1 dB)和变压器(0.1 dB)的插入损耗，从而提供2.3 dB的总信号增益。约5.4 dBm的输入信号在ADC输入端产生满量程1.5 V p-p差分信号。

抗混叠滤波器是采用标准滤波器设计程序设计出的三阶巴特沃兹滤波器。选择巴特沃兹滤波器是因为它在通带内具有平坦响应。三阶滤波器产生1.05的交流噪声带宽比，可借助多种免费滤波器程序进行设计，例如Nuhertz Technologies Filter Free (www.nuhertz/filter)或Quite Universal Circuit Simulator (Qucs) Free Simulation (www.qucs.sourceforge.net)

为了实现最佳性能，ADA4960-1应载入100 Ω的净差分负载。5 Ω串联电阻将滤波器电容与放大器输出隔离开，62 Ω电阻与下游阻抗并联，当加入10 Ω串联电阻时可产生101 Ω的净负载阻抗。

5 Ω电阻与ADC输入串联，将内部开关瞬变与滤波器和放大器隔离开。511 Ω电阻与ADC并联，用于降低ADC的输入阻抗，使性能更具可预测性。

三阶巴特沃兹滤波器采用70 Ω的源阻抗、338 Ω的负载阻抗和360 MHz的3 dB带宽设计而成。程序计算出的值如图2所示。

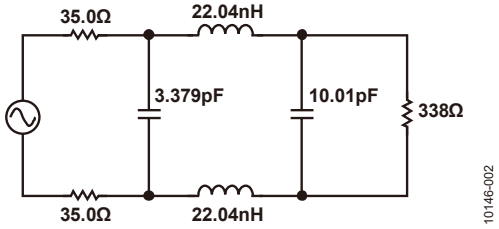


图2. 三阶差分巴特沃兹滤波器设计，$Z_S = 70\ \Omega$，$Z_L = 338\ \Omega$，$F_C = 360$ MHz

为滤波器无源元件选择的值是最接近程序生成值的标准值。

将ADC的内部1.3 pF电容从第二分流电容值(10.01 pF)减去，获得值8.71 pF。本电路中，该电容使用两个18 pF接地电容来实现，如图1所示。这样既能提供相同的滤波效应，又能得到一定的交流共模抑制。

表1总结了系统的测量性能，其中3 dB带宽为290 MHz。网络的总插入损耗约为1.1 dB。图3所示为带宽响应；图4所示为SNR和SFDR性能。

表1. 电路的测定性能

性能规格(1.5 V p-p FS)	最终结果
截止频率(–3 dB)	290 MHz
通带平坦度（6 MHz至200 MHz）	1 dB
SNRFS (140 MHz)	64.1 dBFS
SFDR (140 MHz)	70.4 dBc
H2/H3 (140 MHz)	85.0 dBc/70.4 dBc
总增益(10 MHz)	2.3 dB
输入驱动(10 MHz)	5.4 dBm

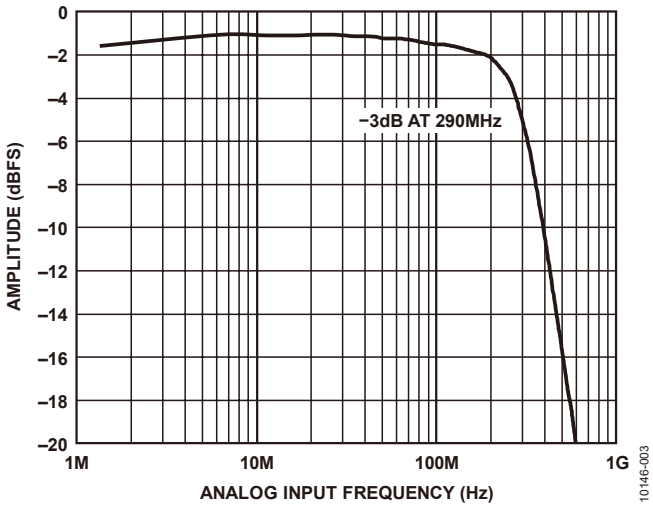


图3. 通带平坦度性能与频率的关系

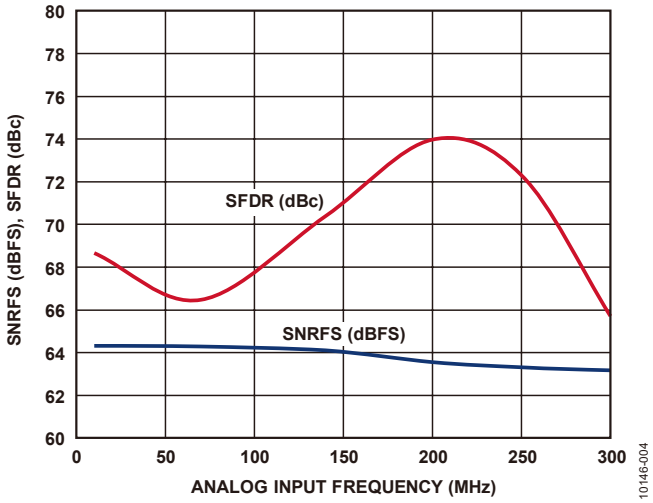


图4. SNR/SFDR性能与频率的关系

滤波器和接口设计程序

为实现最佳性能（带宽、SNR、SFDR等），放大器和ADC应对一般电路形成一定设计限制：

1. 放大器应参考数据手册推荐的正确直流负载，以获得最佳性能。
2. 放大器与滤波器的负载间必须使用正确数量的串联电阻。这是为了防止通带内的不需要的峰值。
3. ADC的输入应通过外部并联电阻降低，并使用正确串联电阻将ADC与滤波器隔离开。此串联电阻也会减少峰值。

图5所示的一般电路适用于大多数高速差分放大器/ADC接口，将作为本文的讨论基础。此设计方法倾向于利用大多数高速ADC的相对较高输入阻抗和驱动源（放大器）的相对较低阻抗，将滤波器的插入损耗降至最低。

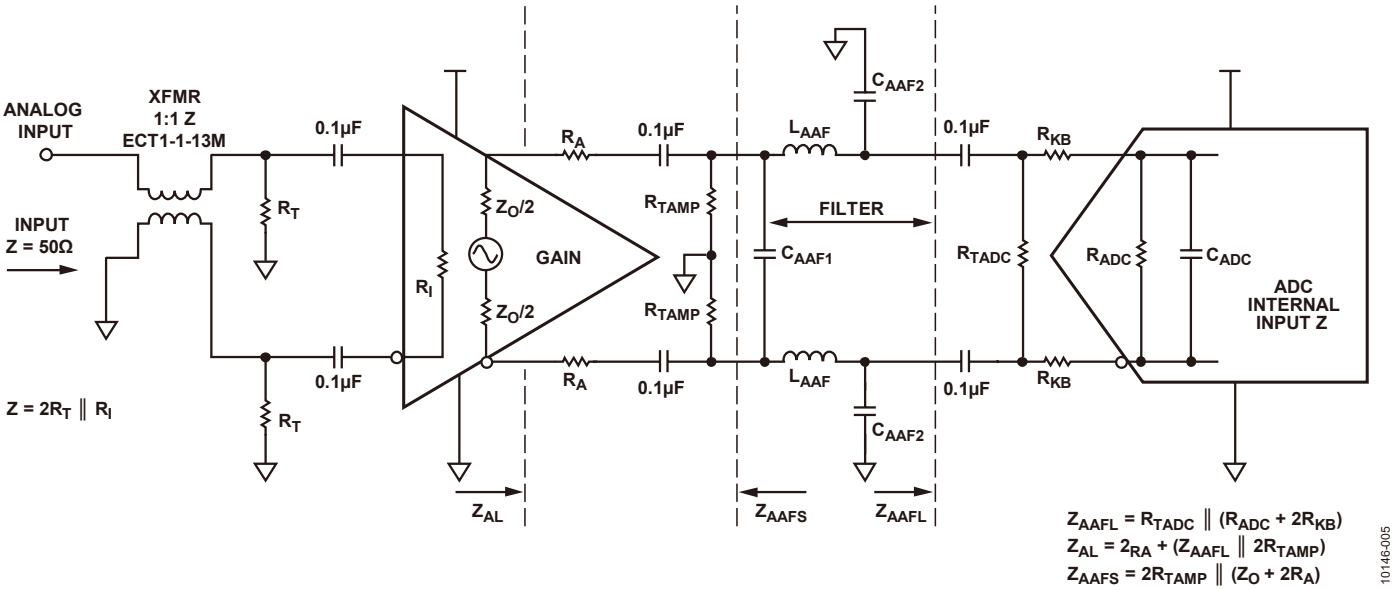


图5. 采用低通滤波器的一般差分放大器/ADC接口

基本设计流程如下：

1. 选择外部ADC端接电阻R_{TADC}，使得R_{TADC}与R_{ADC}的并联组合介于200 Ω和400 Ω之间。
2. 根据经验和/或ADC数据手册建议选择R_{KB}，通常介于5 Ω和36 Ω之间。
3. 使用下式计算滤波器负载阻抗：

   $$Z_{AAFL} = R_{TADC} \,||\, (R_{ADC} + 2R_{KB})$$

4. 选择放大器外部串联电阻R_A。如果放大器差分输出阻抗在100 Ω至200 Ω范围内，R_A应小于10 Ω。如果放大器输出阻抗为12 Ω或更低，R_A应介于5 Ω和36 Ω之间。
5. 选择R_{TAMP}，使放大器获得的总负载Z_{AL}最适合通过以下公式选择的特定差分放大器：

   $$Z_{AL} = 2R_A + (Z_{AAFL} \,||\, 2R_{TAMP})$$

6. 计算滤波器源阻抗：

   $$Z_{AAFS} = 2R_{TAMP} \,||\, (Z_O + 2R_A)$$

7. 使用滤波器设计程序或表，利用源阻抗、负载阻抗、Z_{AAFS}和Z_{AAFL}、滤波器类型、带宽、阶次等设计滤波器。带宽比采样速率的一半高出约40%，以确保直流至fs/2频率范围内的平坦度。
8. 内部ADC电容C_{ADC}应从程序生成的最终分流电容值减去。程序将给出差分分流电容值C_{SHUNT2}。最终共模分流电容为：

   $$C_{AAF2} = 2(C_{SHUNT2} - C_{ADC})$$

经过上述初步计算，应了解电路的下列项目。

1. C_{AAF2}值应至少为10 pF，比C_{ADC}大数倍。这样可将滤波器对C_{ADC}波动的敏感度降至最低。
2. Z_{AAFL}与Z_{AAFS}之比不应高于约7，使滤波器在大多数滤波器表和设计程序的限值内。
3. C_{AAF1}值应至少为5 pF，以尽可能降低对寄生电容和元件波动的敏感度。
4. 电感L_{AAF}应为合理值，至少为数nH。

在某些情况下，滤波器设计程序可提供一个以上独特解决方案，特别是对于更高阶滤波器。应始终选择采用最合理元件值组合的解决方案。另外应选择结束于分流电容的配置，以便分流电容与ADC输入电容组合。

电路优化技术和权衡

本接口电路内的参数具有高互动性；因此优化电路的所有关键规格（带宽、带宽平坦度、SNR、SFDR、增益等）几乎不可能。不过，通过变更R_A和R_{KB}，可以最大程度地减少通常发生于带宽响应内的尖峰。

通带内的尖峰随输出串联电阻R_A值增加而降低。然而，此电阻值增加时，信号衰减也会增加，放大器必须驱动更大信号才能填充ADC的满量程输入范围。

R_A值也会影响SNR性能。更大值在降低带宽峰化的同时倾向略微提高SNR，因为驱动ADC满量程需要更高信号电平。

ADC输入端的R_{KB}串联电阻应选择为尽量减少任何残余电荷注入（从ADC内部采样电容）造成的失真。增加此电阻也倾向减小带内尖峰。

不过，增加R_{KB}会增加信号衰减，因此放大器必须驱动更大信号才能填充ADC的输入范围。

优化通带平坦度的另一方法是略微变更滤波器分流电容C_{AAF2}。

ADC输入端接电阻R_{TADC}通常应选择为使净ADC输入阻抗介于200 Ω和400 Ω之间。降低该电阻可减少ADC输入电容的效应并稳定滤波器设计，但会增加电路的插入损耗。提高该值也会减小峰值。

上述因素的权衡可能有些困难。本设计中，每个参数权重相等；因此所选值代表了所有设计特征的接口性能。某些设计中，可根据系统要求选择不同值，以优化SFDR、SNR或输入驱动电平。

请注意，本设计中的信号与0.1 μF电容进行交流耦合，以阻挡放大器、其端接电阻和ADC输入之间的共模电压。共模电压的详情请参见AD9434数据手册。

无源元件和PCB寄生考虑因素

该电路或任何高速电路的性能都高度依赖于适当的PCB布局，包括但不限于电源旁路、受控阻抗线路（如需要）、元件布局、信号布线以及电源层和接地层。高速ADC和放大器PCB布局的详情请参见教程MT-031和教程MT-101。

低寄生表面贴装电容、电感和电阻应用于滤波器内的无源元件。所选电感来自Coilcraft 0603CS系列。滤波器所用表面贴装电容的稳定性和精度是5%、C0G、0402型。

系统的完整文档请参见CN-0238设计支持包(www.analog.com/ CN0238-DesignSupport)。

常见变化

对于需要更少带宽、更高杂散性能和更低功耗的应用，可使用ADA4927-1/ADA4927-2或ADA4938-1/ADA4938-2。ADA4927-1带宽为2.3 GHz，仅使用20 mA的电流，而ADA4938-1带宽为1.0 GHz，使用37 mA的电流。

对于需要更低分辨率的应用，8位、500 MSPS AD9484与AD9434引脚兼容。AD9484在250 MHz模拟输入频率下的SNR为47 dBFS。

对于需要更低采样速率的应用，12位、170 MSPS/210 MSPS/250 MSPS AD9230是与AD9434引脚兼容的ADC，且具有大致相同的动态性能。

对于需要数字预失真(DPD)观测的应用，也可考虑12位、500 MSPS AD6641。该产品具有片内16k × 12位FIFO。

电路评估与测试

此电路使用经过修改的AD9434-500EBZ电路板和HSC-ADC-EVALCZ FPGA数据采集板。这两片板具有对接高速连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。经过修改的AD9434-500EBZ板包含依照本笔记所述进行评估的电路，HSC-ADC-EVALCZ数据采集板配合Visual Analog评估软件和SPI控制器软件使用，以正确控制ADC并采集数据。AD9434-500EBZ板的原理图、BOM和布局请参见用户指南UG-290。CN-0238设计支持包中的“**readme.txt**”文件(www.analog.com/CN0238-DesignSupport)说明了对标准AD9434-500EBZ板做出的修改。应用笔记AN-835详细说明了如何设置硬件和软件，以运行本电路笔记所述的测试。

进一步阅读

CN-0238设计支持包：
www.analog.com/CN0238-DesignSupport

UG-290：评估AD9434和AD9484模数转换器。ADI公司。

Arrants，Alex、Brad Brannon和Rob Reeder。应用笔记AN-835：了解高速ADC测试和评估。ADI公司。

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Quite Universal Circuit Simulator

Nuhertz Technologies，Filter Free Filter Design Program

Reeder，Rob。实现放大器与ADC之间的共模融合。Electronic Design，2010年7月

Reeder，Rob。挖掘高速ADC布局的金矿打造完美设计。Electronic Design，2011年9月15日。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第1部分：电源层和接地层。2010年11月。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第2部分：有效利用电源层和接地层。2011年2月。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第3部分：E-Pad内幕。2011年。

数据手册和评估板

AD9434数据手册

ADA4960-1数据手册

电路评估板(AD9434-500EBZ)

标准数据采集平台(HSC-ADC-EVALCZ)

修订历史

2012年2月—修订版0至修订版A

2012年1月—修订版0：初始版

CN10146sc-0-03/12(A)

电路笔记
CN-0243

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0243。

连接/参考器件	
ADRF6702	1200 MHz至2400 MHz正交调制器，集成1550 MHz至2150 MHz小数N分频PLL和VCO
AD9122	双通道16位、1230 MSPS TxDAC®
AD9516-0/AD9516-1/AD9516-2/AD9516-3/AD9516-4	集成VCO的时钟发生器，可选1.45 GHz至2.95 GHz之间的各种频率范围

采用外部单频率参考的高动态范围RF发射器信号链，适合DAC采样时钟和IQ调节器本振生成

评估和设计支持

电路评估板

CN-0243电路评估板 (EVAL-CN0243-EB1Z)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

将ADRF6702 IQ调制器和AD9122 16位双通道1.2 GSPS TxDAC结合使用可满足现代高水平QAM或OFDM无线发射器（如图1所示）的动态范围要求。该电路的动态范围出色，足以同时支持ZIF（零中频/基带）和CIF（最高200 MHz至300MHz的复合中频）。AD9122可选最高8×插值和一个32位NCO，以获得超精细中频灵敏度。

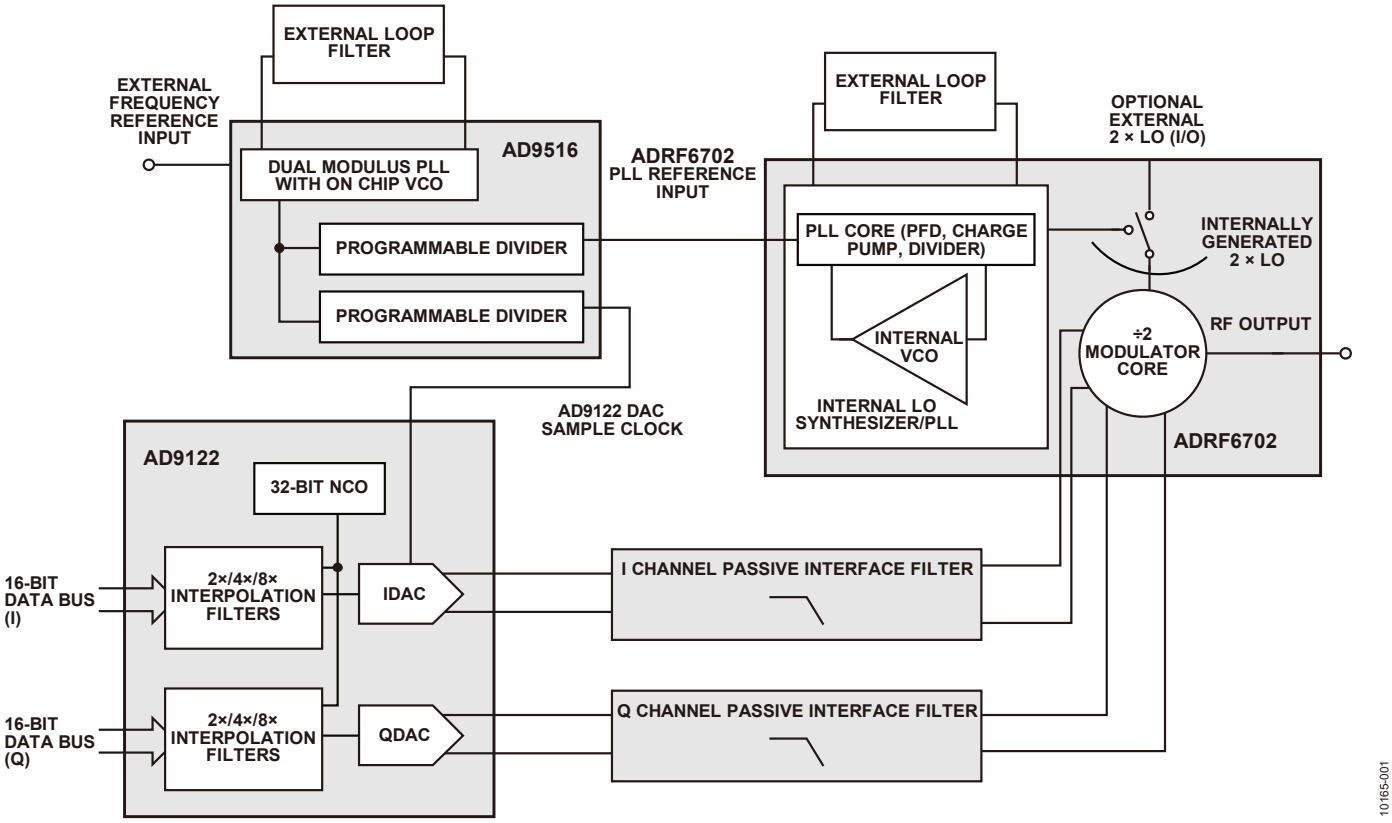


图1. AD9122、ADRF6702和AD9516用于高动态范围发射器

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

发射器的整体性能和直接组成信号链的组件动态范围息息相关。在使用DAC和IQ调制器的混合信号发射器中，这类组件的本底噪声和失真特性决定了信号链的整体动态范围。但是，DAC的本底噪声也可能由于采样时钟抖动而变得更严重，而且IQ调制器性能取决于其本地振荡器 (LO) 的噪声和杂散特性。因此采样时钟和LO发生采用高性能组件是高性能发射器的关键所在。

此外，在PCB板上尽量靠近DAC和调制器的位置产生这些信号并使用一个外部参考源也可大大简化设计。单独产生采用时钟和LO（LO绝大多数为数GHz信号）并且与DAC和IQ调制器保持一定距离，要求十分谨慎地处理PCB布局。哪怕最细微的布局错误都可能会引起这些关键信号发生耦合，并降低整体信号链性能。

信号链性能也很大程度上取决于DAC/ IQ调制器接口滤波器。为优化性能，建议在仔细分析所需系统规格后再设计这款无源滤波器。

ADRF6702包括一个板载分数PLL用于LO生成，这样只需一个低频参考（一般低于100 MHz）即可合成IQ调制器LO。在AD9516时钟发生器内使用PLL允许一个参考同时为ADRF6702产生DAC采样时钟和PLL参考。

图1中的电路使用AD9516-0构建而成，也可选用AD9516系列的其他产品，具体取决于所需的内部VCO频率。

电路描述

配有内部LO合成器、合成器IQ调制器接口的ADRF6702 IQ调制器

ADRF6702 IQ调制器是一种具有多种特性的独特器件。除出色的动态范围外，它还包括一个分数-N PLL，允许编程设置低于25 kHz的离散LO频率步进，同时仍保持足够小的整体频率倍增以避免从参考到合成器输出的相位噪声激增。

ADRF6702的另一特点是IQ调制器的2分频架构。传统IQ调制器接受1倍所需LO的LO输入频率。在内部，分布式RC网络从单LO频率输入产生所需的同相和正交LO信号。因为这属于无源RC网络，所以实现正交调制精度的带宽有限。而且，为获得出色的正交精度，外部LQ应保持频谱纯净。这种传统LO调制器架构在LO上所产生的谐波可能会降低整体调制精度。为此，当使用PLL合成器来产生IQ调制器所需的LO信号时，往往需要在IQ调制器LO输入端配置一个窄过渡带的带通或低通滤波器。

在ADRF6702的2分频LO架构中，内部使用一个简单数字分频器在较宽频带上产生近乎完美的正交。PLL合成器内部产生2倍LO，所以不必在PCB周围分配，并且因为2倍LO架构只受LO信号沿而非频率成分影响，故在合成器和IQ调制器LO之间无需配置任何滤波器。有关LO谐波对1× IQ调制器和LO滤波器设计影响的详情，请参见电路笔记CN-0134。

信号采样至RF、总本底杂散

基带信号通过数个步进一直到达RF发射频率。该信号在离散（采样）域开始并由DAC合成至模拟域。这一步导致DAC产生图像和失真积。如图2所示，没有失真的理想DAC将会产生多幅基带信号图像，随后必须在调制前加以滤波。使用诸如AD9122系列的插值滤波器可以抑制大多数图像能量，但仍需要在DAC和调制器之间配置一个模拟接口滤波器。不过需要权衡取舍DAC插值和模拟滤波器的阶数。DAC插值速率越高，所需的模拟滤波器阶数越低，反之亦然。作为示例，图3显示了使用4倍插值时的DAC输出频率波形。

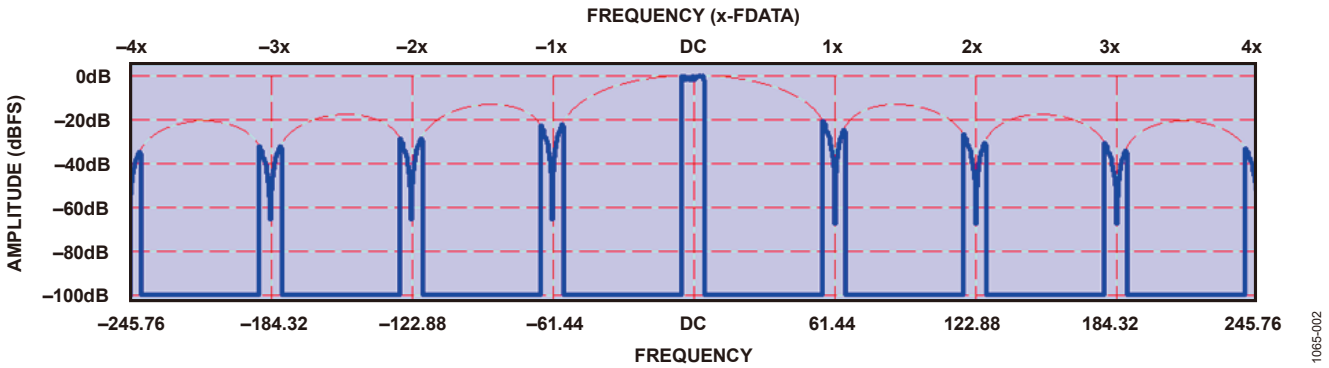


图2. DAC输出频谱，蓝色实线表示基带信号和图像，红色虚线表示DAC正弦函数

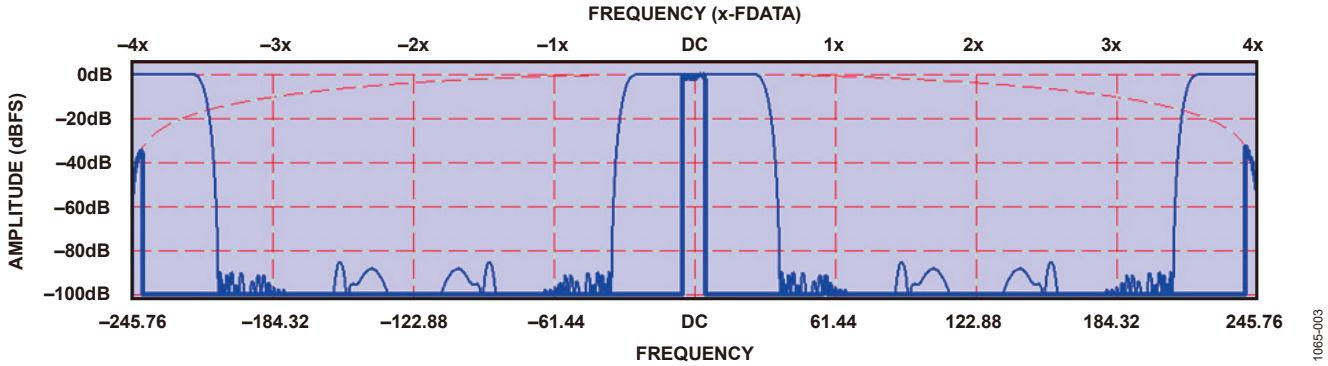


图3. 使用4倍插值的DAC输出频谱，蓝色细线表示DAC插值转移函数

多种RF杂散分量并存

由于调制积、失真积和LO频率的整数倍，该信号链可能会大幅增加杂散分量。如果我们考虑所有讨论过的潜在杂散根源，杂散成分包括：

$$(j \times LO\_freq) + (k \times DAC\_sample\_rate) + (l \times DAC\_NCO\_freq) + (m \times DAC\_input\_IF)$$

其中j、k、I和m均为正无穷大和负无穷大之间的整数。

DAC/调制器无源接口滤波器

在DAC和IQ调制器之间的模拟接口是缩减整体杂散频谱的关键。在DAC和IQ调制器之间的接口滤波器设计必须考虑多方面性能。

1. 滤波器拓扑、阶次和3 dB截止频率。
2. 直流时，DAC的负载阻抗等于与IQ调制器输入阻抗并联的DAC端接电阻（一般为100 Ω差分阻抗）。IQ调制器阻抗往往>1kΩ，所以通常在IQ调制器输入端接一个分流电阻，以产生一个类似于源阻抗的负载阻抗。滤波器源阻抗和负载阻抗不相等以及信号走线寄生电容可能会在滤波器通带中产生不必要的纹波。
3. PCB布局。如图4所示，ADRF6702 IQ 调制器上的I和Q基带输入位于器件的相对沿。注意在虚线圆圈内的滤波器布局。为了将DAC输出信号路由至这些引脚，走线必须向上再向下折回到ADRF6702上的基带引脚。

这些差分信号走线长度应相等，并且任何转向均应采用45°角。如果不遵守上述建议，滤波器响应中的带内波纹、相位或幅度响应可能会降低。注意，利用这个滤波器拓扑，可以差分形式使用这些电容（跨信号路径），或者也可在信号路径与接地焊盘间放置滤波器电容，以共模连接方式使用。在一些条件下（本文稍后讨论），共模电容比差分模式电容性能更佳。

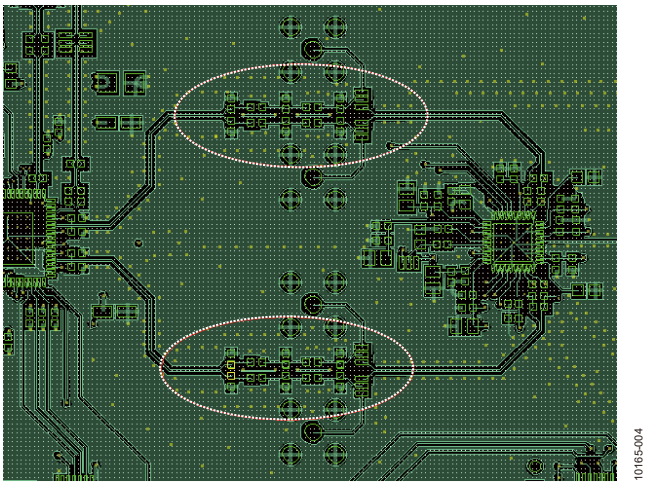


图4. 发射器、DAC/调制器接口滤波器部分的PCB布局

4. 为了获得最佳滤波器性能，这些走线应该为100 Ω差分或每条线50 Ω。注意，利用典型FR4材料，T/W比为2:1时需要一条50 Ω的走线。
   如果需要更高阻抗的走线，应明白走线阻抗是T/W的非线性函数（T=电路层厚度，W=走线宽度）。线越细，阻抗越高。在典型FR4层厚时，100 Ω线可以变得超细，通常接近最低设计限制。上述问题的一个解决办法是取消走线底下的接地层，并在PCB板的第三层上放上另一个接地层。这可以有效加倍T并允许使用更宽的走线。

DAC_MOD接口滤波器拓扑

图5所示为一种典型拓扑，它针对100 Ω差分输入和输出阻抗产生5阶最平坦的巴特沃兹响应。实际响应如图6所示。该滤波器在源阻抗和负载处使用4.6 pF电容。

这个数量级的电容（<20 pF）代表具有高截止频率的滤波器。在使用这类较小电容值时寄生电容可能对频率响应有显著影响。

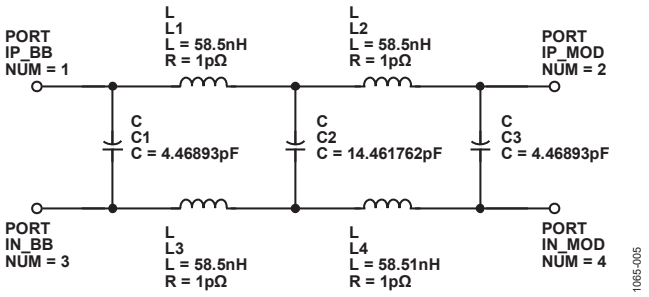


图5. DAC/调制器接口滤波器拓扑、5阶巴特沃兹、3 dB BW = 220 MHz、100 Ω差分输入输出阻抗

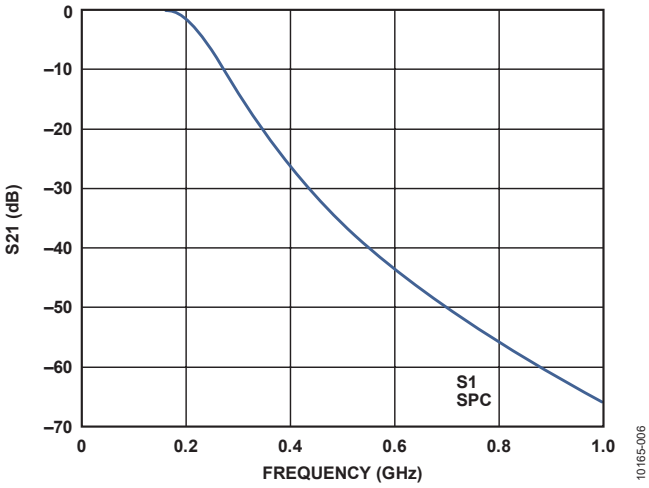


图6. 图5所示滤波器拓扑的频率响应

DAC和失真相关杂散分量

本来使用DAC插值滤波器就可以减少调制器输入端的杂散成分，因此也可以降低RF输出端的杂散成分。但是，仍可能会存在明显的杂散成分。图7显示在下列条件下IQ调制器的RF输出频谱。

FLO = 1940 MHz

DAC输入数据速率 = 300 MSPS

DAC插值 = 4×

DAC NCO频率 = 150 MHz

DAC输入IF频率 = 8 MHz

注意，最强的杂散分量（不含2098 MHz基频）为2400 MHz DAC时钟分量的2倍。这可能由于DAC输出的共模和差模分量包含某些来自DAC时钟的频谱。IQ调制器输入的共模抑制可消除大部分此类信号，但它仍包含大量能量。接下来的2062 MHz 和2242 MHz两个最高杂散也似乎和DAC时钟杂散相关。2242 MHz的杂散可以轻松表示成2 × (DAC时钟– DAC基频) = 2400 – 158。2062 MHz的杂散没有这么明显，但差不多是 (3 × LO) – (3 × DAC clock) – 158 = 5820 - 3600 – 158。如果上述分析无误，并且可以在IQ调制器输入端抑制DAC时钟的共模分量，那么应该能够大幅降低杂散。

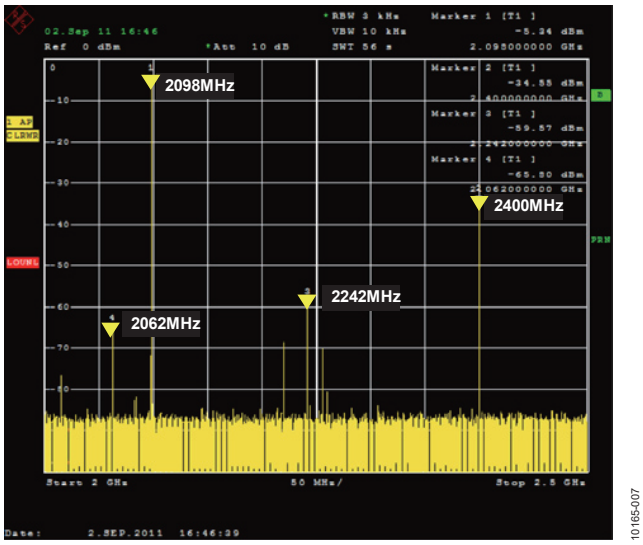


图7. IQ调制器RF输出，缺少DAC/IQ调制器滤波器，LO = 1940 MHz，DAC输入中频 = 8 MHz，DAC NCO = 150 MHz， RF = 2098 MHz

如图8所示，应用差分巴特沃兹滤波器可以大幅降低杂散水平。最强的杂散仍位于2062 MHz、2242 MHz，而2× DAC时钟杂散则位于2400 MHz处。所有三种杂散分量均已大幅降低。

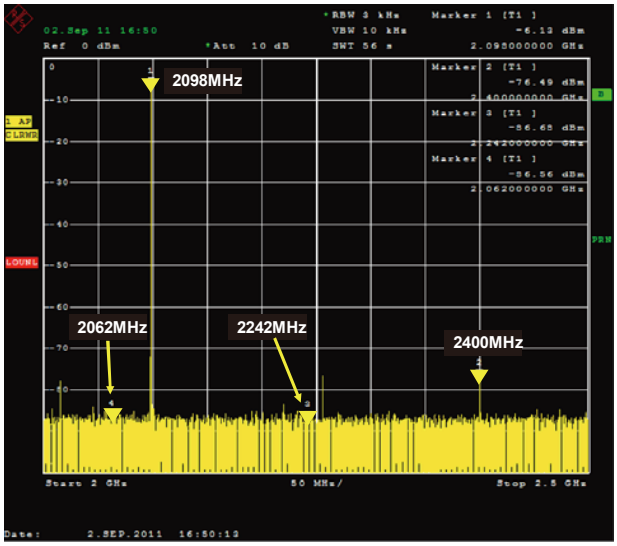


图8. 使用5阶巴特沃兹滤波器、差分电容的RF频谱

改变接口滤波器的拓扑通常可以提高DAC/IQ调制器接口的共模抑制性能。在图9中，从滤波器输入两侧和滤波器输出两侧到接地，共模电容 (9.0 pF) 取代了输入和输出4.7 pF电容。这不会改变整体差分滤波器模式响应，但会影响此板的RF整体杂散成分。

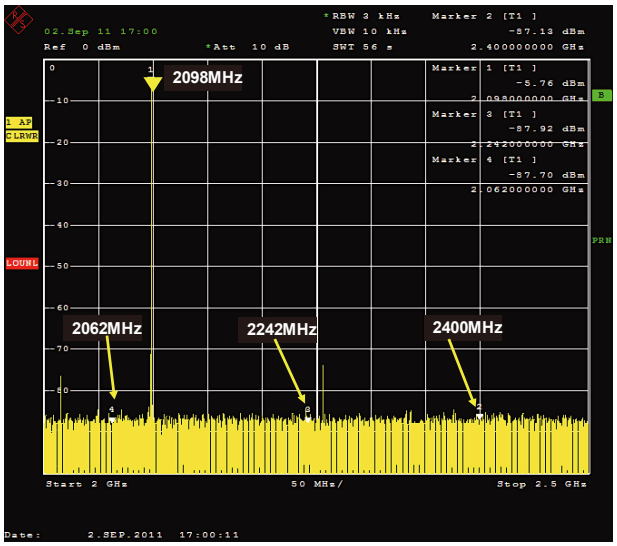


图9. 使用5阶巴特沃兹滤波器、在DAC调制器滤波器中组合使用差模和共模电容的RF频谱

在2062 MHz和2242 MHz处的上述谐波降低至数dB，同时2× DAC时钟分量约降低15dB，接近本底噪声。

此处所示的拓扑和结果可能因布局而异，所以设计人员最好先进行滤波器布局实验，特别要注意混用差模和共模电容可以实现最低的整体本底杂散。

合成器路径和PLL相位噪声

如图1所示，此电路使用一个外部参考，为ADRF6702的PLL产生AD9122 DAC采样时钟和参考时钟。AD9516是确保灵活性的关键。AD9516内置一个PLL和集成VCO。它还包含若干输出，支持差分LVPECL、LVDS或单端CMOS编程，且每个输出路径均具有独立的分频器设置。在该电路中，其中一个输出路径用于DAC时钟，而另一路输出则用于ADRF6702分数-N PLL的参考输入。

在ADRF6702中使用分数PLL有两个好处。第一，分数PLL允许超精细地调谐输出LO。例如，在输入频率为38.4 MHz、ADRF6702编程MOD值为1536时，LO可按25 kHz增量编程设置。第二，参考频率不必等于LO频率/分频比，而且还可以高很多，使分频比降低。因为输出相位噪声和参考相位杂散乘以分频比成函数关系，这意味着RF下本身具有低相位噪声。

合成器系统的一大关键指标是个别PLL和分频器所叠加的相位噪声量。图10所示为频谱分析仪在进行测量时的本底噪声（绿线）、参考发生器相位噪声（红线）以及RF频率为1961 MHz，LO为1940 MHz时的输出相位噪声（黄线）。在AD9516和ADRF6702中使用PLL组合确实可以明显产生更高的近载波相位噪声（偏移载波低于500 kHz），但不会明显增加系统的宽带噪声。AD9516和ADRF6702内VCO的环路滤波器在测量电路内均设为约100 kHz带宽。可通过降低这些环路滤波器的带宽来减少近载波相位噪声。请仔细查阅系统规格，再决定给定系统可忍受的近载波相位噪声。

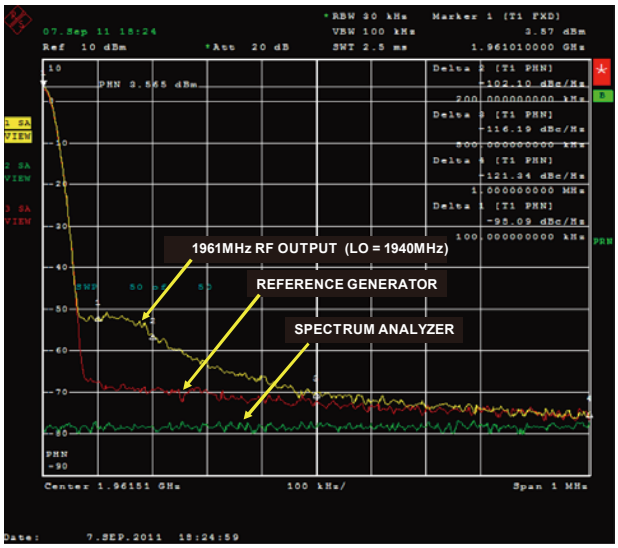


图10. 频谱分析仪本底噪声、参考相位噪声和RF输出相位噪声

常见变化

如最后一节所述，可以通过改变环路滤波器的带宽来调节PLL性能。您必须考虑如何在环路滤波器带宽和频率建立时间之间达成平衡。如果使用AD9122之类的DAC，DAC NCO也可用于精细跳频，但由于NCO要求通过SPI端口来编程，跳频速度仍有所限制。诸如AD9520和AD9523的最新时钟合成和分布式器件可提供改进的相位噪声性能。

电路评估与测试

EVAL-CN0243-EB1Z评估板需要下列信号生成和基本测量设备和软件。

设备要求

- 5 V电源
- 低相位噪声参考信号源（10 MHz至200 MHz范围@ +3 dBm），Rohde & Schwarz SMA100，低噪声选项或相当选项。
- ADI公司DPG2数字模式发生器
- 高动态范围频谱分析仪，Agilent E4440A或同类产品
- ADI EVAL-ADF4XXXZ USB适配器

软件

- DPG2软件（DPG附带）
- ADRF6702软件，可访问www.analog.com/zh/ADRF6702下载

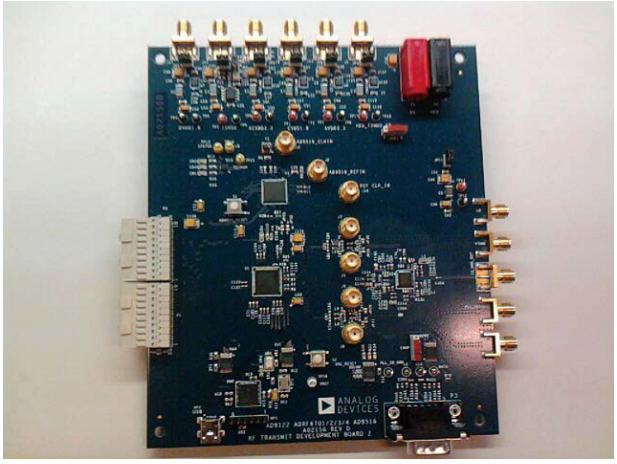


图11. EVAL-CN0243-EB1Z评估板

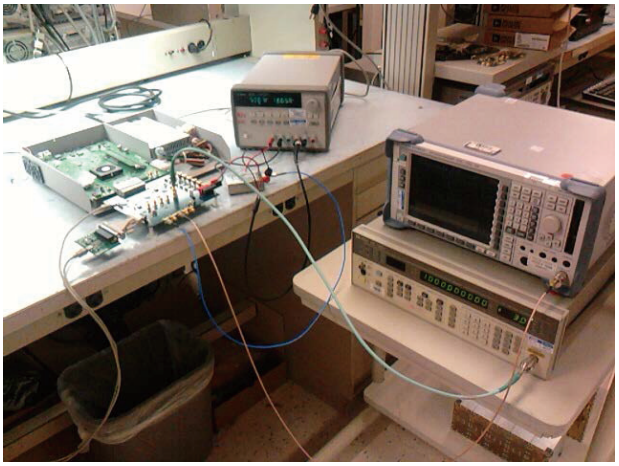


图12. 参考测试设置

设置与测试

请遵守下列操作步骤以正确运行EVAL-CN0243-EB1Z评估板。

1. 在上电前，连接所有仪器、USB适配器和电缆，如图13所示。
2. 仅需要提供一个5V电源。该电源应接到EVAL-CN0243-EB1Z评估板的香蕉插座 (female banana plug)。确保电源正确连接，然后接通+5 V电源。此时总电流应显示为850 mA至900 mA。
3. DPG2软件内含一个用于AD9122编程的GUI。通过编程设置AD9122的正确插值速率和NCO（视需要）。
4. DPG2软件自动开启。如果所有电缆和软件工作正常，则软件应能识别DAC输入数据速率，并显示DPG界面的右下角。注意，此数据速率应等于图13中的DAC采样速率 (614.4 MSPS) 除以AD9122的编程插值速率。

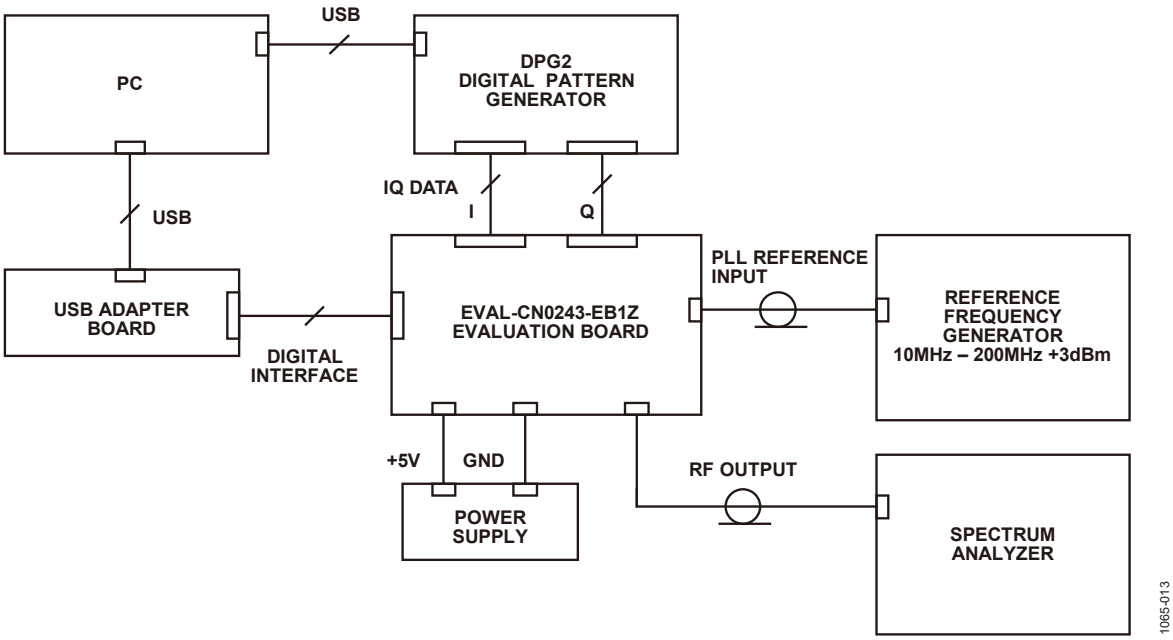


图13. 测试设置功能框图

5. 注意，在激活并编程各种器件时，电流随之上升。在这步操作结束后，根据DAC采样速率，电流应介于1.4A和1.5A之间。
6. 使用DPG2软件创建一个波形（提供单音、多音或通信标准信号）。开始时应使用–8 dB的数字延时来优化DAC/ADRF6702组合的线性度。还应在DPG2界面内选择复数信号生成。在波形创建完毕后，使用界面内的“加载”和“播放”按钮将数字模式载入DPG内存中。
7. 启动ADRF6702图形界面。开始时，在ADRF6702图形界面中唯一需要选择的是输入参考频率和LO输出频率。要编程设置这些值，请在ADRF6702界面顶部中心点击参考输入频率或LO输出值。将会出现另一个窗口，供您输入上述值。切记：输入值后，用户必须回车返回，确保值输入界面内。
8. ADRF6702编程是设置EVAL-CN0243-EB1Z评估板的最后一步。例如，如果DPG2产生一系列信号音（20 MHz至25 MHz，1MHz间隔）@ –8 dB延时，且ADRF6702的LO编程设定为1940 MHz，则频谱形状应类似于图14所示。

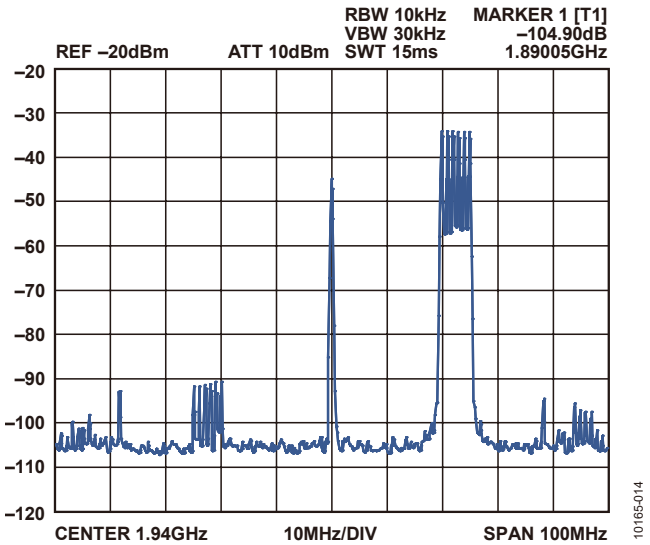


图14. ADRF6702 RF输出端LO频率为1940 MHz，所需边带失调为+20 MHz，干扰边带失调为–20 MHz时的复数多音信号频谱

进一步阅读

CN-0243设计支持包：

www.analog.com/CN0243-DesignSupport

DPG2数字模式发生器：

www.analog.com/zh/DPG_DAC_Eval_Platfform

ADIsimPLL设计工具

ADIsimRF设计工具

数据手册和评估板

ADRF6702数据手册

ADRF6702评估板

AD9122数据手册

AD9122评估板

AD9516-0数据手册

AD9516-0评估板

AD9516-1数据手册

AD9516-1评估板

AD9516-2数据手册

AD9516-2评估板

AD9516-3数据手册

AD9516-3评估板

AD9516-4数据手册

AD9516-4评估板

修订历史

2011年10月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0245。

连接/参考器件	
ADF4350	集成VCO的宽带频率合成器
ADL5387	50 MHz至2 GHz正交解调器
ADL5380	400 MHz至6 GHz正交解调器

可与正交解调器实现简单接口的宽带LO PLL频率合成器

评估和设计支持

电路评估板

ADL5387评估板(ADL5387-EVALZ)
ADL5380评估板(ADL5380-30A-EVALZ)
CN0134评估板(CFTL-CN0134-EVALZ)

设计和集成文件

原理图、布局文件、物料清单

电路功能与优势

如图1所示，本电路突出显示了集成VCO的ADF4350宽带频率合成器与ADL5380和ADL5387宽带I/Q解调器的轻松接口。在本电路中，ADF4350为宽带I/Q解调器提供高频率、低相位噪声本振(LO)信号。

该电路配置具有许多优点，对需要向基带或中间频率正交混频的应用很有吸引力。

ADF4350提供RF差分输出，同样，ADL5380/ADL5387接受差分输入。此接口不但易于使用，而且具有性能优势。差分信号配置可减少共模噪声，消除LO谐波偶数阶，从而维持I/Q解调器的正交精度。另外，ADF4350的输出功率水平十分匹配正交解调器的输入功率要求，因此不需要LO缓冲器。

ADF4350输出覆盖137.5 MHz至4400 MHz的较宽频率范围。ADL5387频率范围是从50 MHz至2 GHz，而ADL5380覆盖从400 MHz至6 GHz的更高频率范围。在ADL5380与ADL5387间，RF输入范围是从50 MHz至6 GHz。因此，图1所示的双芯片电路配置可覆盖从50 MHz至4400 GHz的宽频率范围。

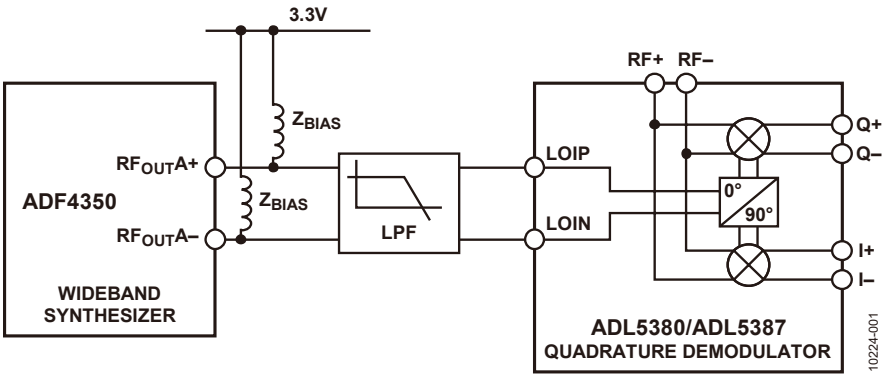


图1. ADF4350 PLL频率合成器与ADL5380或ADL5387正交解调器之间的接口
（简化原理图，未显示完整连接和去耦）

Rev.0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 **www.analog.com/zh**
Fax: 781.461.3113

电路描述

ADF4350是一款宽带小数N分频和整数N分频锁相环频率合成器，覆盖从137.5 MHz至4400 MHz的频率范围。它具有一个集成电压控制振荡器(VCO)，其基波频率范围为2200 MHz至4400 MHz。ADF4350提供高质量频率合成器性能。不过，视解调器架构而定，可能需要LO滤波才能将PLL谐波对I/Q解调器正交精度的影响降至最低。

ADI公司提供覆盖宽频率范围的正交解调器。ADL5387频率范围是从50 MHz至2 GHz，而ADL5380覆盖从400 MHz至6 GHz的更高频率范围。ADL5387和ADL5380利用两种不同架构在I和Q路径间产生90°相移。ADL5387利用2 × LO架构，其中本振两倍于RF频率，而ADL5380使用基于多相滤波器的分相器。相对于基于2 × LO的分相器，多相架构具有较窄的小数带宽（即在更少倍频程范围内工作），对PLL谐波更为敏感。因此，ADL5380需要对LO执行谐波滤波才能维持I/Q解调器的正交精度，而基于2 × LO的ADL5387仅在其频率范围顶端需要滤波。

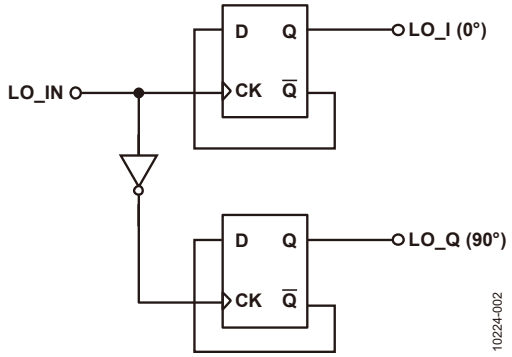


图2. 简化的基于2 × LO的分相器

图2显示实现于ADL5387内的简化2 × LO分相器。LO路径的90°相移通过使用D型触发器和反相器的数字电路实现。该架构需要以所需LO两倍频率工作的外部LO。

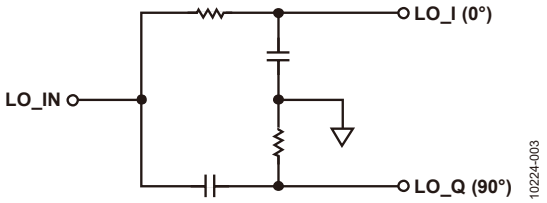


图3. 简化的一阶多相滤波器

图3显示实现于ADL5380内的简化一阶多相电路。该多相电路包含互补RC子电路，用于创建从输入到一个输出的低通传递函数以及从输入到其他输出的高通传递函数。如果两个多相路径的R和C值匹配，则两条路径具有相同转折频率，更重要的是，一个输出以90°相移跟踪另一个输出。

ADF4350 PLL与ADL5387 I/Q解调器的接口

ADL5387和ADL5380 I/Q解调器利用不同架构实现生成精确正交信号的终极目标。当与ADF4350等LO频率合成器接口时，必须考虑架构响应LO信号和谐波的方式。这将决定LO滤波的要求。图4显示ADF4350与ADL5387之间的基本接口。根据工作频率，ADF4350与ADL5387之间可能需要LO谐波滤波器。

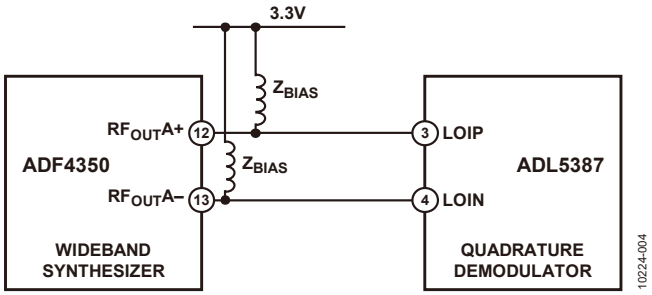


图4. ADF4350 PLL与ADL5387解调器中基于2 × LO的分相器的接口

在基于2 × LO的分相器中，正交精度取决于输入LO的占空比精度。

内部分频器触发器的匹配还会影响正交精度，但作用很小。外部施加的LO具有50%占空比对减少正交误差十分重要。此外，上升和下降时间的任何不平衡会导致偶数阶谐波出现。当以差分形式驱动解调器LO输入时，可以消除谐波偶数阶，改善总体正交产生性能。

在−40 dBc的目标镜像抑制下，图5显示了为差分LO源提供及不提供滤波时ADL5387和ADF4350的性能。代表“信号发生器”的蓝色信号走线是理想情况，其中使用Rhode & Schwarz信号发生器产生LO，且具有正弦输出和远低于ADF4350的谐波水平。这是理想情况，也是目标比较点。从图5可看出，低于1 GHz的频率下不需要滤波。然而，高于1 GHz时，LO谐波引起的小误差在输入周期中占较大百分例。这种情况下，应使用滤波进一步衰减LO的偶数阶谐波，以便实现I/Q解调器的额定正交精度。

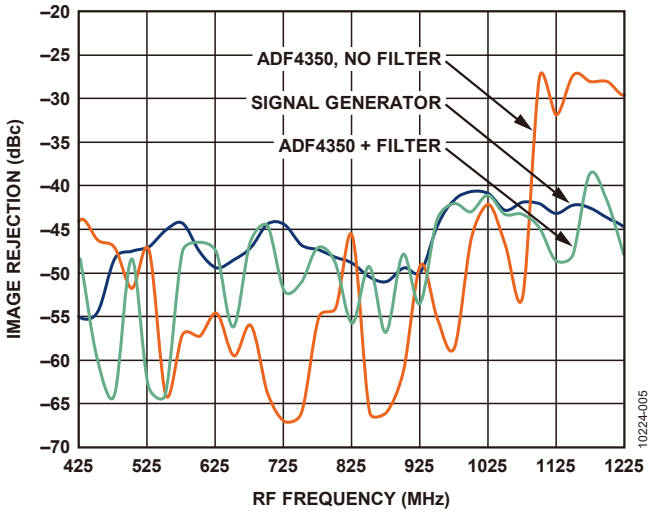


图5. ADL5387镜像抑制与RF频率的关系

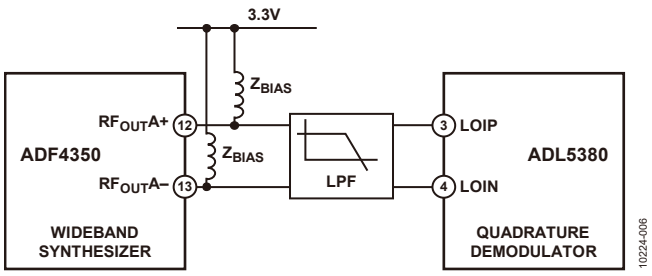


图6. ADF4350与ADL5380解调器的多相滤波器架构的接口

ADF4350 PLL与ADL5380正交解调器的接口

与ADL5387不同，ADL5380分相器的多相架构需要ADF4350输出的滤波，如图6所示。滤波是为了衰减LO的奇数阶谐波，从而将ADL5380正交产生模块内的误差降至最低。CN-0134中的测量和仿真结果表明，奇数阶谐波对正交误差的影响比偶数阶谐波更大。图7显示了执行滤波后将ADF4350输出应用于ADL5380的差分LO输入时的测量结果。滤波后，所得镜像抑制与低谐波信号发生器可实现的水平相当。

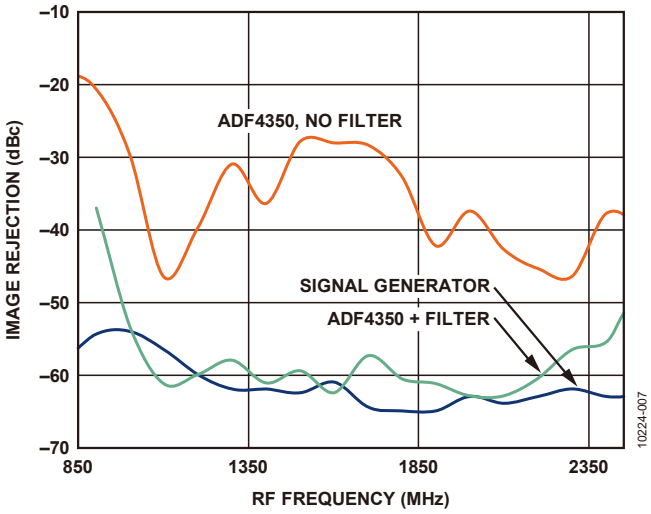


图7. ADFL5380镜像抑制与频率的关系

滤波要求

总之，对ADF4350输出执行LO滤波以抑制基波谐波，有助于维持解调器正交信号的相位精度。对于使用多相架构的ADL5380，执行滤波是必要条件。ADL5387架构包含更能抵抗LO信号谐波的数字电路。因此可根据工作频率省去滤波。

在需要滤波的情况下，图8显示了示例LO输出滤波器原理图，表1列出了滤波器元件值。本电路非常灵活，提供四种不同滤波器选项，覆盖四个不同频带。滤波器专为100 Ω差分输入和50 Ω差分输出而设计，以匹配解调器的LO输入要求，并采用切比雪夫响应，以获得最佳滤波器滚降，但通道纹波会增多。有关ADF4350输出滤波的更详细讨论，请参考CN-0134。

表1. ADF4350 RF输出滤波器元件值（DNI = 不插入）

频率范围 (MHz)	Z_{BIAS}	L1 (nH)	L2 (nH)	C1a (pF)	C1c (pF)	C2a (pF)	C2c (pF)	C3a (pF)	C3c (pF)
a. 500–1300	27 nH‖ 50 Ω	3.9	3.9	DNI	4.7	DNI	5.6	DNI	3.3
b. 850–2450	19 nH ‖（C1c位内的100 Ω）	2.7	2.7	3.3	100 Ω	4.7	DNI	3.3	DNI
c. 1250–2800	50 Ω	0 Ω	3.6	DNI	DNI	2.2	DNI	1.5	DNI
d. 2800–4400	3.9 nH	0 Ω	0 Ω	DNI	DNI	DNI	DNI	DNI	DNI

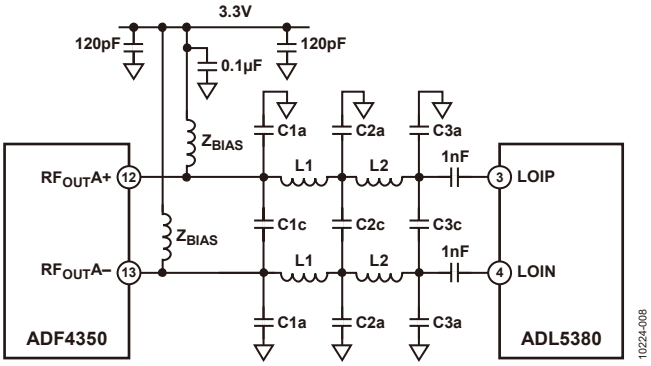


图8. ADF4350 RF输出滤波器原理图

常见变化

上述接口适用于采用差分LO输出的任何PLL，以及任何基于1 × LO或2 × LO的I/Q解调器。ADL5382是一款基于1 × LO的I/Q解调器，工作频率范围为700 MHz至2700 MHz，且提供略高于ADL5380的IP3。AD8347 (1 × LO)和AD8348 (2 × LO)是更低功耗的I/Q解调器，集成了前端可变增益放大器和固定增益基带放大器。

电路评估与测试

图4和图6所示电路使用CN-0134评估板(CFTL-0134EVALZ)和ADL5387或ADL5380评估板来实现。CN-0134评估平台包括ADF4350、LO滤波器焊盘、SMA连接器的差分LO输出。

ADF4350必须进行编程，评估板随附的CD中含有软件。

表2列出了各种评估板的订购指南。

CN-0134评估板默认配置为表1规定的850 MHz至2450 MHz滤波器设计。要实现替代滤波器，必须更换适当的元件。

表2. 评估板信息

	评估板
ADL5387	ADL5387-EVALZ
ADL5380	
低频段（400 MHz至3 GHz）	ADL5380-30A-EVALZ
中频段（3 GHz至4 GHz）	ADL5380-29A-EVALZ
CN-0134	CFTL-0134-EVALZ

设备要求

- 带USB端口的Windows XP、Windows Vista（32位）或Windows 7（32位）PC
- 表2列出的评估板
- RF源（Rohde & Schwarz SMT06或等效器件）
- 频谱分析仪（Rohde & Schwarz FSEA30或等效器件）
- 电源：
  - ADL5387-EVALZ: +5 V
  - ADL5380-30A-EVALZ: +5 V
  - CFTL-0134-EVALZ: +5.5 V

测试

CN-0134评估平台可实现轻松评估，且在评估板上集成了晶振。要将频率合成器设置为所需的LO频率，需要安装ADF4350软件的PC。ADL5387/ADL5380正交解调器可将RF频率下变频至基带。将差分I和Q基带输出施加于FFT模式下的FSEA频谱分析仪，然后测量镜像抑制。

其他文档可在CN-0245、CN-0134和CN-0144的下列设计支持包中找到：

CN-0245设计支持包：
www.analog.com/CN0245-DesignSupport

CN-0134设计支持包：
www.analog.com/CN0134-DesignSupport

CN-0144设计支持包：
www.analog.com/CN0144-DesignSupport

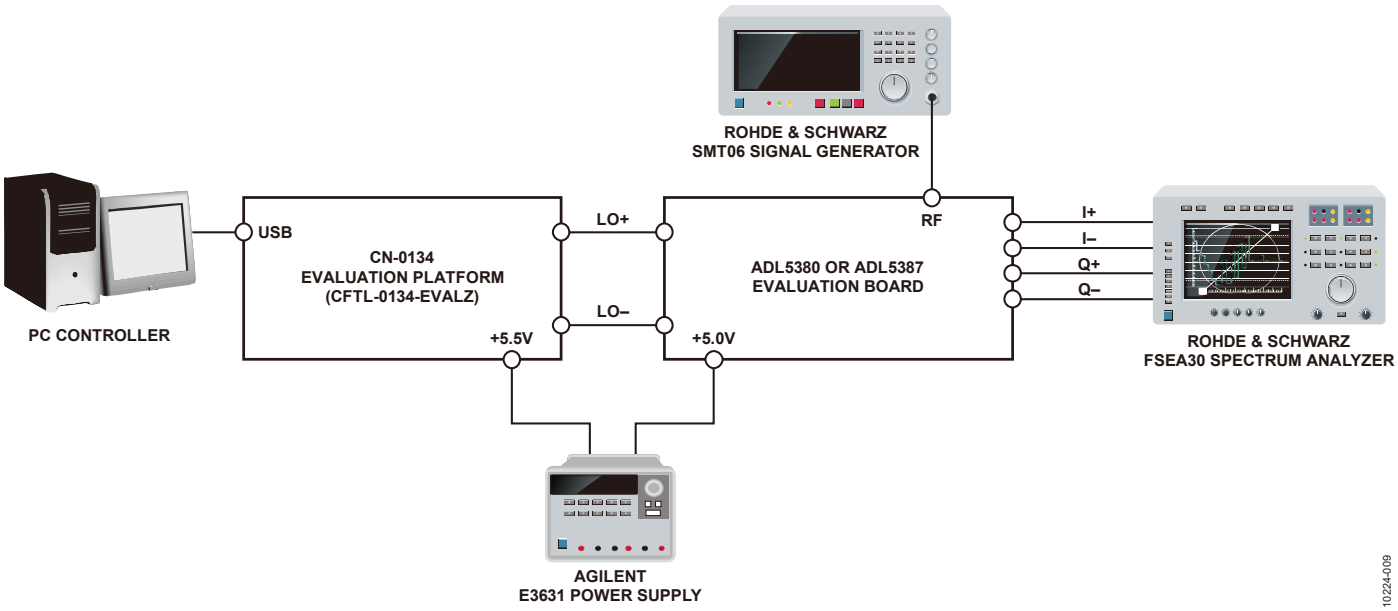


图9. 测试设置功能框图

进一步阅读

Nash，Eamon。应用笔记AN-1039：校正IQ调制器的缺陷以改善RF信号保真度。ADI公司。

CN-0245设计支持包：
www.analog.com/CN0245-DesignSupport

CN-0134设计支持包：
www.analog.com/CN0134-DesignSupport

CN-0144设计支持包：
www.analog.com/CN0144-DesignSupport

ADIsimRF设计工具

ADIsimPLL设计工具

数据手册和评估板

ADL5387数据手册和评估板

ADL5380数据手册和评估板

ADF4350数据手册和评估板

修订历史

2011年12月—修订版0：初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0259。

连接/参考器件	
AD6657A	200 MSPS采样速率的四通道中频接收机
ADL5565	6.0 GHz超高动态范围差分放大器

具有抗混叠滤波器和184.32 MSPS采样速率的高性能65 MHz带宽四通道中频接收机

评估和设计支持

设计和集成文件

ADuCM360原理图、布局文件、物料清单、源代码

电路功能与优势

图1所示电路是基于超高动态范围差分放大器驱动器ADL5565和11位、200 MSPS四通道中频接收机AD6657A的65 MHz带宽接收机前端。

四阶巴特沃兹抗混叠滤波器基于放大器和中频接收机的性能和接口要求而优化。由滤波器网络和其他阻性元件引起的总插入损耗仅为2.0 dB。总体电路带宽为65 MHz，低通滤波器在190 MHz下具有1 dB带宽，在210 MHz下具有3 dB带宽。通带平坦度为1 dB。

该电路专为处理以140 MHz为中心、采样速率为184.32 MSPS的65 MHz带宽中频信号而优化。在65 MHz频段内采用140 MHz模拟输入测得的SNR和SFDR分别为70.1 dBFS和80.9 dBc。

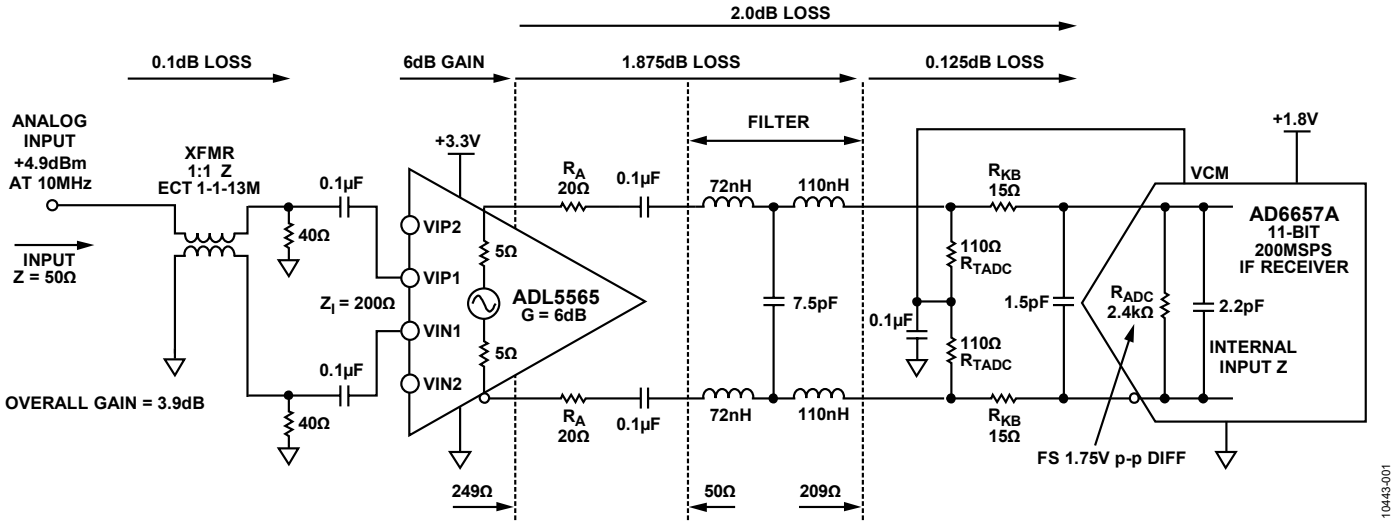


图1：四通道中频接收机前端的单通道(原理示意图： 未显示所有连接和去耦)
增益、损耗和信号电平10 MHz下测得值

Rev. B

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

ADL5565 6.0 GHz差分放大器采用6 dB增益工作时具有200 Ω的差分输入阻抗，采用12 dB增益工作时为100 Ω，采用15.5 dB增益工作时为67 Ω。图1所示电路接受单端输入并使用宽带宽(3 GHz) M/A-COM ECT1-1-13M 1:1变压器将其转换为差分信号。

ADL5565是AD6657A的理想驱动器，通过低通滤波器可在ADC中实现全差分架构，提供良好的高频共模抑制，同时将二阶失真产物降至最低。ADL5565根据输入连接提供6 dB、12 dB和15.5 dB的增益。此电路中，使用6 dB增益补偿滤波器网络和变压器(约2.1 dB)的插入损耗，从而提供4.0 dB的总信号增益。增益还有助于将放大器的噪声影响降至最低。

AD6657A是一款四通道中频接收机，其中将每个ADC输出从内部连接到数字噪声整形再量化器(NSR)模块。集成NSR电路能够提高奈奎斯特带宽内较小频段的信噪比(SNR)性能。

可以对NSR模块进行编程，以提供采样速率22%、33%或36%的带宽。对于本电路笔记内采用的数据，采样速率为184.32 MSPS，且以下NSR设置适用：

- NSR带宽 = 36%
- 调谐字(TW) = 12
- 左频带边缘 = 11.06 MHz(输入 = 173.26 MHz)
- 中心频率 = 44.24 MHz(输入 = 140.08 MHz)
- 右频带边缘 = 77.41 MHz(输入 = 106.91 MHz)

NSR模块的详细工作原理请参见AD6657A数据手册。

抗混叠滤波器是采用标准滤波器设计程序(本例中是Agilent ADS)设计的四阶巴特沃兹低通滤波器。选择巴特沃兹滤波器是因为它具有平坦响应。四阶滤波器产生1.03的交流噪声带宽比。其他滤波器设计程序可从Nuhertz Technologies或Quite Universal Circuit Simulator (Qucs) Simulation获得。

为了实现最佳性能，ADL5565应载入至少200 Ω的净差分负载。20 Ω串联电阻将滤波器电容与放大器输出隔离开，当加入下游阻抗时可产生249 Ω的净负载阻抗。

15 Ω电阻与ADC输入串联，将内部开关瞬变与滤波器和放大器隔离开。110 Ω电阻与ADC并联，用于降低ADC的输入阻抗，使性能更具可预测性。

AD6657A的差分输入阻抗与2.2 pF并联，约为2.4 kΩ。对于该类型的开关电容输入ADC，实部与虚部与输入频率成函数关系；详细分析请参见应用笔记AN-742。

四阶巴特沃兹滤波器采用50 Ω的源阻抗、209 Ω的负载阻抗和190 MHz的3 dB带宽设计而成。滤波器的最终电路值如图1所示。从滤波器程序生成的值如图2所示。为滤波器无源元件选择的值是最接近程序生成值的标准值。ADC的内部2.2 pF电容用作滤波器设计的最终分流电容。

从本设计可以看出，最佳性能的获得有时可以是迭代过程。滤波器程序设计值非常接近最终值，但由于存在一些板寄生电容，滤波器最终值略有不同。图3显示了滤波器的最终设计值。

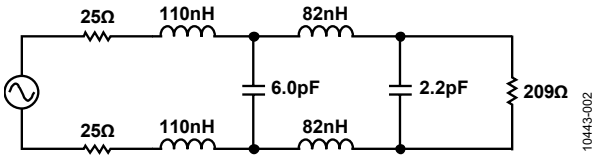


图2. 四阶差分巴特沃兹滤波器的滤波器程序初始设计，$Z_S = 50\ \Omega$，$Z_L = 209\ \Omega$，$F_C = 190$ MHz

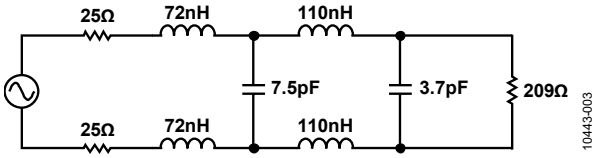


图3. 四阶差分巴特沃兹滤波器的最终设计值，$Z_S = 50\ \Omega$，$Z_L = 209\ \Omega$，$F_C = 190$ MHz

表1总结了系统的测量性能，其中3 dB带宽为210 MHz。网络的总插入损耗约为2 dB。图4所示为最终滤波器电路的带宽响应，图5所示为SNR和SFDR性能。

表1. 电路的测定性能

性能规格(1.75 V p-p FS)	最终结果(kΩ)
截止频率(−1dB)	190 MHz
截止频率(−3dB)	210 MHz
通带平坦度(10 MHz至190 MHz)	1 dB
SNRFS (140MHz)	70.1 dBFS
SFDR (140 MHz)	80.9 dBc
H2/H3 (140 MHz)	97.7 / 80.9 dBc
总增益(10 MHz)	3.9dB
输入驱动(10 MHz)	4.9

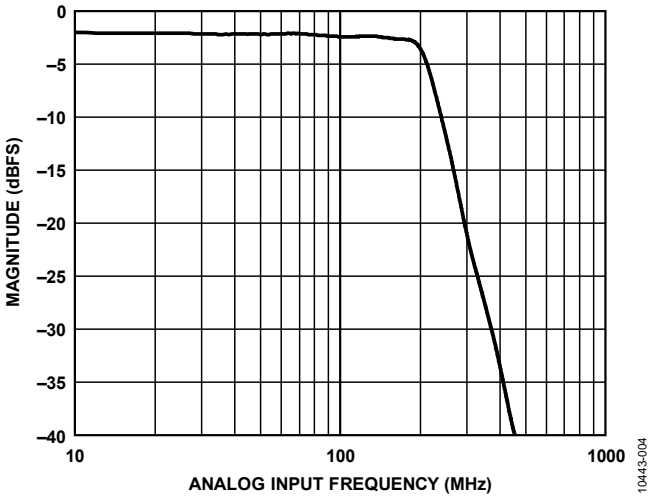


图4. 通带平坦度性能与输入频率的关系

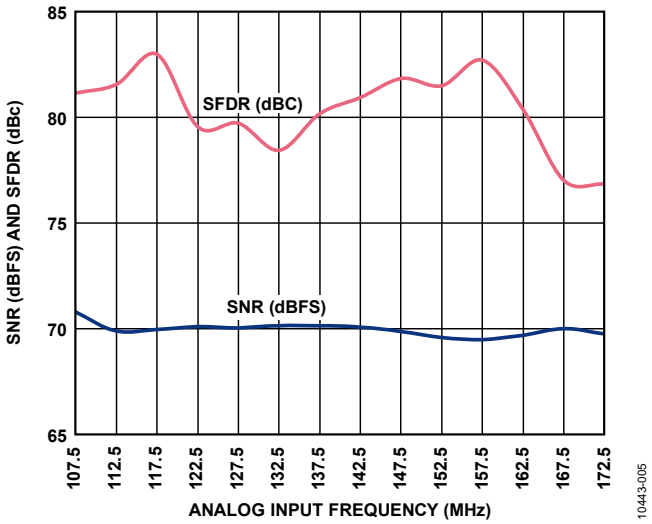


图5. SNR/SFDR性能与输入频率的关系

滤波器和接口设计程序

本节介绍放大器/ADC与滤波器接口设计的常用方法。为了实现最佳性能(带宽、SNR、SFDR等)，放大器和ADC应对一般电路形成某些设计限制，例如：

1. 放大器应参考数据手册推荐的正确直流负载，以获得最佳性能。
2. 放大器与滤波器的负载间必须使用正确数量的串联电阻。这是为了防止通带内的不良信号尖峰。
3. ADC的输入应通过外部并联电阻降低，并使用正确串联电阻将ADC与滤波器隔离开。此串联电阻也会减少信号尖峰。

此设计方法倾向于利用大多数高速ADC的相对较高输入阻抗和驱动源的相对较低阻抗，将滤波器的插入损耗降至最低。

设计程序的详情请参见电路笔记CN-0227和CN-0238。

电路优化技术和权衡

本接口电路内的参数具有高互动性；因此优化电路的所有关键规格(带宽、带宽平坦度、SNR、SFDR、增益等)几乎不可能。不过，通过变更R_A和R_{KB}，可以最大程度地减少通常发生于带宽响应内的信号尖峰。

ADC输入端的串联电阻(R_{KB})应选择为尽量减少任何残余电荷注入(从ADC内部采样电容)造成的失真。增加此电阻也倾向减少带内的信号尖峰。

不过，增加R_{KB}会增加信号衰减，因此放大器必须驱动更大信号才能填充ADC的输入范围。

优化通带平坦度的另一方法是略微变更滤波器分流电容。

ADC输入端接电阻($2R_{TADC}$)通常应选择为使净ADC输入阻抗介于200 Ω和400 Ω之间。降低该电阻可减少ADC输入电容的效应并稳定滤波器设计，但会增加电路的插入损耗。提高该值也会减少信号尖峰。

上述因素的权衡可能有些困难。本设计中，每个参数权重相等；因此所选值代表了所有设计特征的接口性能。某些设计中，可根据系统要求选择不同值，以优化SFDR、SNR或输入驱动电平。

本设计中的SFDR性能取决于两个因素：放大器和ADC接口元件值，如图1所示。表1和图5所示的最终SFDR性能数字是在优化滤波器设计后获得的，考虑了用于滤波器设计的板寄生电容和非理想元件。

该特定设计中可以权衡的另一因素是ADC满量程设置。对于采用本设计获得的数据，满量程ADC差分输入电压设置为1.75 V p-p，它可以优化SFDR。将满量程输入范围更改为2.0 V p-p可稍稍改善SNR，但SFDR性能会略微降低。沿相反方向将满量程输入范围更改为1.5 V p-p可稍稍改善SFDR，但SNR性能会略微降低。

请注意，本设计中的信号与0.1 µF电容进行交流耦合，以阻挡放大器、其端接电阻和ADC输入之间的共模电压。共模电压的详情请参见AD6657A数据手册。

无源元件和PCB寄生考虑因素

该电路或任何高速电路的性能都高度依赖于适当的PCB布局，包括但不限于电源旁路、受控阻抗线路(如需要)、元件布局、信号布线以及电源层和接地层。高速ADC和放大器PCB布局的详情请参见教程MT-031和MT-101。

对于滤波器内的无源元件，使用低寄生表面贴装电容、电感和电阻。所选电感来自Coilcraft 0603CS系列。滤波器所用表面贴装电容的稳定性和精度是5%、C0G、0402型。

系统的完整文档请参见CN-0259设计支持包(www.analog.com/ CN0259-DesignSupport)

常见变化

ADL5562的带宽为3.3 GHz。针对需要更少带宽和更低功耗的应用，可使用ADL5562差分放大器。如需更低的功耗和带宽，还可使用ADA4950-1。该器件的带宽为1 GHz，仅使用10 mA的电流。

电路评估与测试

此电路使用EVAL-CN0259-HSCZ电路板和HSC-ADC-EVALCZ FPGA数据采集板。这两片板具有对接高速连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。EVAL-CN0259-HSCZ板包括本笔记所述的评估电路，HSC-ADC-EVALCZ数据采集板与Visual Analog评估软件一起使用，此外还使用SPI控制软件器来适当控制ADC并采集数据。关于EVAL-CN0259-HSCZ板的原理图、BOM和布局文件，请参阅CN0259设计支持包。应用笔记AN-835详细说明了如何设置硬件和软件，以运行本电路笔记所述的测试。

了解详情

CN-0259设计支持包：
http://www.analog.com/CN0259-DesignSupport

UG-232：评估AD6642/AD6657模数转换器

Alex Arrants、Brad Brannon和Rob Reeder。应用笔记AN-835：了解高速ADC测试与评估。ADI公司。

Ardizzoni, John。高速印刷电路板布局实用指南。《模拟对话》39-09，2005年9月。

教程MT-031：实现数据转换器的接地并解开AGND和DGND的谜团。ADI公司。

教程MT-101：去耦技术。ADI公司。

Agilent Technologies。高级设计系统(ADS)。

Reeder，Rob。开关电容ADC的频率域响应。应用笔记AN-742。ADI公司。

Reeder，Rob。实现放大器与ADC之间的共模融合。Electronic Design，2010年7月

Reeder，Rob。挖掘高速ADC布局的金矿打造完美设计。Electronic Design，2011年9月15日。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第1部分：电源层和接地层。Design News，2010年11月。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第2部分：有效利用电源层和接地层。Design News，2011年2月。

非常见问题解答：高速转换器PCB设计考虑，第3部分：E-Pad内幕。Design News，2011年6月。

数据手册和评估板

CN-0259电路评估板(EVAL-CN0259-HSCZ)

标准数据采集平台(HSC-ADC-EVALCZ)

AD6657A数据手册

ADL5565数据手册

AD6657A评估板(AD6657AEBZ)

修订历史

2012年8月—修订版A至修订版B

2012年2月—修订版0至修订版A

2012年1月—修订版0 初始版

ANALOG DEVICES

www.analog.com

电路笔记
CN-0357

Circuits from the Lab® Reference Designs

Circuit from the Lab® 实验室电路是经过测试的电路设计，用于解决常见的设计挑战，方便设计人员轻松快捷地实现系统集成。有关更多信息和技术支持，请访问：www.analog.com/zh/CN0357。

连接/参考器件	
ADA4528-2	5.0 V超低噪声、零漂移、RRIO双通道运算放大器
AD5270-20	1024位、1%电阻容差误差、50-TP存储器数字变阻器
ADR3412	微功耗、0.1%精度、1.2 V基准电压源
AD8500	微功耗RRIO运算放大器
AD7790	低功耗、16位Σ-Δ型ADC

使用电化学传感器的低噪声、单电源有毒气体探测器，集成可编程增益TIA，可用于快速原型制作

评估和设计支持

电路评估板

- **CN-0357电路评估板(EVAL-CN0357-PMDZ)**
- **SDP到Pmod转接板(PMD-SDP-IB1Z)**
- **系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)**

设计和集成文件

- **原理图、布局文件、物料清单**

电路功能与优势

图1所示电路是使用电化学传感器的单电源、低噪声、便携式气体探测器。本示例中使用Alphasense CO-AX一氧化碳传感器。

对于检测或测量多种有毒气体浓度的仪器，电化学传感器能够提供多项优势。大多数传感器都是针对特定气体而设计，可用分辨率小于气体浓度的百万分之一(1 ppm)。

图1中的电路采用ADA4528-2，它是一款双通道自稳零型放大器，室温下的最大失调电压为2.5 μV，具有业界领先的5.6 μV/√Hz电压噪声密度性能。此外，采用AD5270-20可编程变阻器而非固定跨阻电阻，允许针对不同的气体传感器系统进行快速原型制作，无需更改物料清单。

ADR3412精密、低噪声、微功耗基准电压源能以0.1%精度和8 ppm/°C漂移建立1.2 V共模、伪地基准电压。

对于必须测量气体浓度ppm比例的应用，使用ADA4528-2和ADR3412使得电路性能适合与16位ADC接口，例如AD7790。

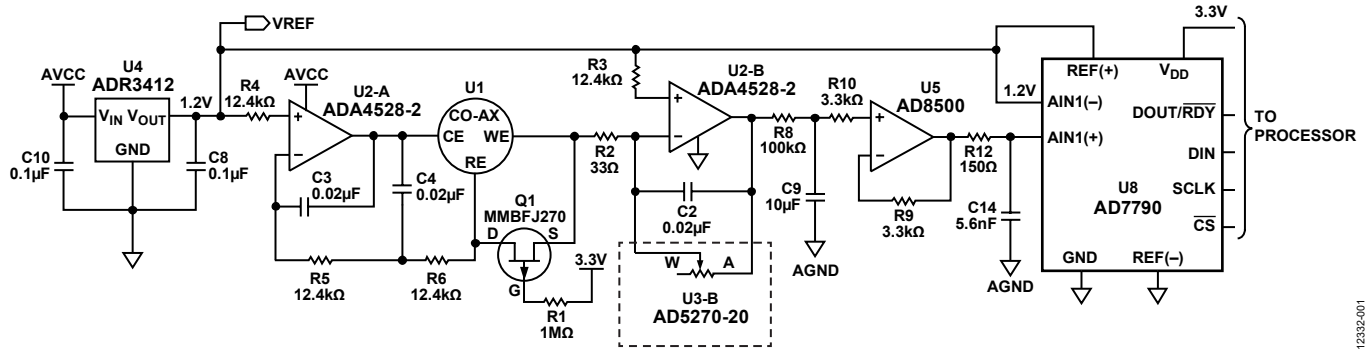


图1. 低噪声气体探测器电路(原理示意图： 未显示所有连接和去耦)

Rev. 0

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113

电路描述

图2显示电化学传感器测量电路的原理示意图。电化学传感器的工作原理是允许气体通过薄膜扩散到传感器内，并与工作电极(WE)相互作用。传感器参考电极(RE)向放大器U2-A提供反馈，以便通过改变反电极(CE)上的电压保持WE引脚的恒定电位。WE引脚上的电流方向取决于传感器内发生的反应是氧化还是还原。对于一氧化碳传感器而言，发生的是氧化；因此，电流会流入工作电极，这要求反电极相对于工作电极处于负电压(通常为300 mV至400 mV)。驱动CE引脚的运算放大器相对于V_{REF}应具有±1 V的输出电压范围，以便为不同类型的传感器(Alphasense应用笔记AAN-105-03，设计恒电位电路，Alphasense公司)提供充足裕量。

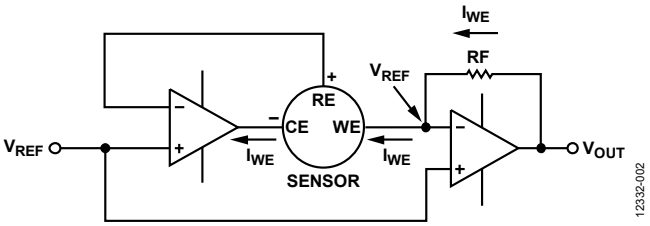


图2. 简化电化学传感器电路

流入WE引脚的电流对于每ppm气体浓度低于100 nA；因此将此电流转换为输出电压需要具有极低输入偏置电流的跨阻放大器。ADA4528-2运算放大器在室温下具有最大输入偏置电流为220 pA的CMOS输入，因此很适合这种应用。

ADR3412为电路建立伪地基准电压，因此支持单电源供电同时消耗极低的静态电流(最大值为100 µA)。

放大器U2-A从CE引脚吸取足够的电流，以便在传感器的WE和RE引脚间保持0 V电位。RE引脚连接到放大器U2-A的反相输入；因此其中无电流流动。这意味着从WE引脚来的电流，随气体浓度呈现线性变化。跨阻放大器U2-B将传感器电流转换为与气体浓度成正比的电压。

此电路选择的传感器是Alphasense CO-AX一氧化碳传感器。表1显示与此常见类型的一氧化碳传感器相关的典型规格。

警告：一氧化碳是有毒气体，一旦浓度高于250 ppm便有危险；测试本电路时应格外小心。

表1. 典型一氧化碳传感器规格

参数	数值
灵敏度	55 nA/ppm至100 nA/ppm (典型值为65 nA/ppm)
响应时间(t_{90}，0 ppm至400 ppm CO)	<30秒
范围(ppm CO，保证性能)	0 ppm至2,000 ppm
超量程限制(不保证规格)	4,000 ppm

跨阻放大器的输出电压为：

$$V_O = 1.2\ \text{V} + I_{WE} \times R_F \quad (1)$$

其中I_{WE}是流入WE引脚的电流，R_F是跨阻反馈电阻(图1中显示为AD5270-20 U3-B变阻器)。

CO-AX传感器的最大响应是100 nA/ppm，其最大输入范围为2000 ppm的一氧化碳。根据这些数值可知，最大输出电流为200 µA，最大输出电压由跨阻电阻决定，如公式2所示。

$$V_O = 1.2\ \text{V} + 2000\ \text{ppm} \times 100\frac{\text{nA}}{\text{ppm}} \times R_F$$

$$V_O = 1.2\ \text{V} + 200\ \mu\text{A} \times R_F \quad (2)$$

将1.2 V电压施加到AD7790的V_{REF}可让跨阻放大器U2-B的输出端具有±1.2 V可用电压。为跨阻反馈电阻选择6.0 kΩ电阻可提供2.4 V的最大输出电压。

公式3显示使用65 nA/ppm的传感器典型响应时，与一氧化碳的ppm呈函数关系的电路输出电压。

$$V_O = 1.2\ \text{V} + 390\frac{\mu\text{V}}{\text{ppm}} \quad (3)$$

AD5270-20标称电阻值为20 kΩ。由于有1024个电阻位置，因此电阻阶跃为19.5 Ω。AD5270-20的电阻温度系数为5 ppm/°C，优于大多数分立电阻；其电源电流为1 µA，对系统总功耗的影响极小。

电阻R4将噪声增益保持在合理水平。选择此电阻的值需权衡两个因素决定：噪声增益的幅度和暴露于高浓度气体时传感器的建立时间误差。对于公式4中的示例而言，R4 = 33 Ω，由此可计算噪声增益等于183。

$$NG = 1 + \frac{6.0\ \text{k}\Omega}{33\ \Omega} = 183 \quad (4)$$

ADA4528-2的0.1 Hz至10 Hz输入电压噪声为97 μV p-p；因此，输出端噪声为18 μV p-p，如公式5所示。跨阻放大器的输入噪声在输出端表现为由噪声增益放大。对于本电路，只需关注低频噪声，因为传感器工作频率极低。

$$V_{OUTPUTNOISE} = 97\ \text{nV} \times NG = 18\ \mu\text{Vp-p} \quad (5)$$

由于这是极低频1/f噪声，所以很难滤除。然而，传感器响应也极低；因此可以使用截止频率为0.16 Hz的极低频率低通滤波器(R5和C6)。即使是这样的低频滤波器，与30秒的传感器响应时间相比，它对传感器响应时间的影响也可忽略。

系统无噪声码由峰峰值输出噪声确定。ADA4528-2的最大输出电压为2.4 V，因此无噪声数为：

$$\text{总无噪声数} = \frac{2.4\ \text{V}}{18\ \mu\text{V p-p}} = 64{,}865 \quad (6)$$

无噪声码分辨率等于：

$$\text{无噪声码分辨率} = \log_2(64{,}865) = 15.9\text{位} \quad (7)$$

为了利用全部ADC范围(±1.2 V)，选择AD8500微功耗、轨到轨输入/输出放大器来驱动AD7790的输入。如果不需要用到整个范围，那么可以移除AD8500，代之以AD7790内部缓冲器。

电化学传感器的一个重要特性是极长的时间常数。首次上电时，输出建立最终值可能需要几分钟。当暴露于目标气体中，浓度阶跃为量程的一半时，传感器输出达到最终值的90%所需的时间可在25秒至40秒之间。如果RE与WE引脚间的电压产生剧烈幅度变化，传感器输出电流建立最终值可能需要几分钟。这个较长的时间常数也同样适用于传感器周期供电的情况。为避免启动时间过长，当电源电压降至JFET的栅极-源极阈值电压(约2.0 V)以下时，P沟道JFET Q1将RE引脚与WE引脚短接。

常见变化

电化学传感器工作电流极小，非常适合便携式电池供电的仪器。如要求更低功耗，则ADA4505-2放大器的最大输入偏置电流为2 pA，每放大器功耗仅10 μA。但是，ADA4505-2的噪声大于ADA4528-2。

ADR291精密基准电压源功耗仅12 μA，要求更低功耗时可代替ADR3412。

更多信息，请参考电路笔记CN-0234。

电路评估与测试

图1中的电路采用EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板、PMD-SDP-IB1Z转接板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP-B)控制器板。此外，EVAL-CN0357-PMDZ采用Pmod尺寸，因此能连接任意Pmod控制器板，从而实现快速原型制作。

CN-0357评估软件与SDP板通信，以便从EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板捕捉数据。

设备要求

评估CN-0357电路需要下列设备：

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista(32位)或Windows 7(32位)PC
- EVAL-CN0357-PMDZ评估板
- PMD-SDP-IB1Z转接板
- EVAL-SDP-CB1Z控制器板
- CN-0357评估软件
- 校准气体(低于250 ppm)
- EVAL-CFTL-6V-PWRZ或同等6 VDC电源

开始使用

将CN-0357评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。打开“**My Computer**(我的电脑)”，找到包含评估软件光盘的驱动器，运行**setup.exe**文件，按照屏幕说明安装和使用评估软件。

功能框图

图3显示测试设置的功能框图。CN-0357设计支持包内含有完整的评估板原理图，包括gerber文件以及物料清单。

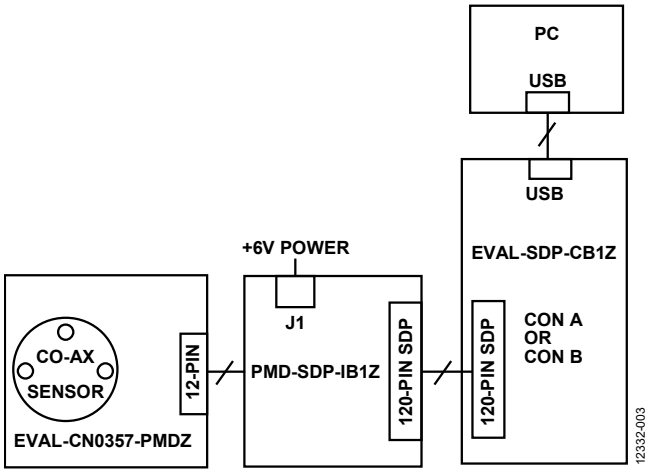


图3. 测试设置功能框图

设置

将电化学传感器连接到EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板上的插口。

将EVAL-CN0357-PMDZ与转接板相连，并确保转接板上的跳线配置为+3.3 V。然后，将SDP-B板连接到转接板，并通过直流管式插孔为转接板上电。

将SDP-B板附带的USB电缆连接到PC上的USB端口和SDP-B板。

如果“**Device Manager**(设备管理器)”中出现“**Analog Devices System Development Platform**(**ADI**系统开发平台)”驱动器，软件便能与SDP板通信。一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、采集来自EVAL-CN0357-PMDZ电路评估板的串行数据。

测试

浏览至CN-0357评估软件的安装目录，然后打开CN0357.exe文件。(文件应当位于操作系统开始菜单中名为Analog Devices的文件夹中)

应用程序启动后，软件将自动连接SDP-B板。如果连接了多个SDP-B控制器板，则所选电路板上的发光二级管(LED)将闪烁。

CN-0357评估软件用户指南包含有关如何使用评估软件采集数据的详细信息。

该电路板的输入信号是气体浓度；因此需要校准气体源。使用一氧化碳进行测试时，最大短时间接触限值为250 ppm。

该软件设计用于任意电化学传感器，因此输入所选传感器的正确规格很重要。

计算并设置AD5270-20数字变阻器的电阻时，需要用到最大传感器灵敏度和传感器范围。该值是一个带符号值。正值表示传感器吸取电流，负值表示传感器提供电流。

典型传感器灵敏度用来计算系统转换系数，单位为ppm/mV。

点击“Run(运行)”按钮即可开始收集浓度数据，间隔为1秒。

图4显示从175 ppm CO环境迅速移除传感器后的电路响应，它可以更好地衡量电路性能。

EVAL-CN0357-PMDZ板照片如图5所示。

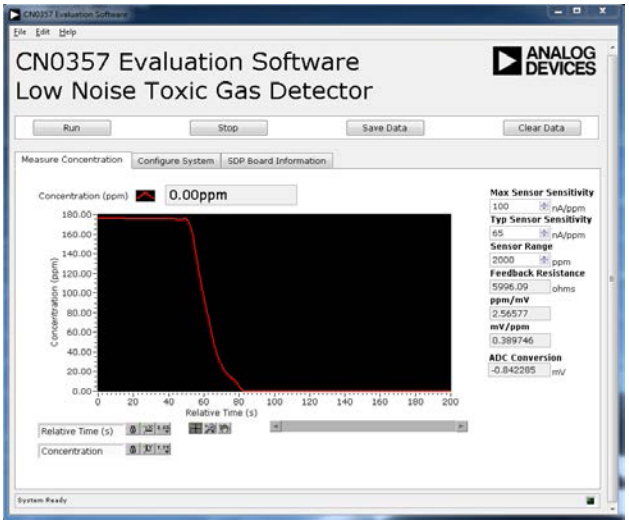


图4. 对175 ppm至0 ppm一氧化碳阶跃的响应

图5. EVAL-CN0357-PMDZ评估板

了解详情

CN-0357设计支持包：
http://www.analog.com/CN0357-DesignSupport

AN-1114：最低噪声的零漂移放大器提供5.6 nV/√Hz电压噪声密度，ADI公司。

MS-2066文章：传感器电路的低噪声信号调理，ADI公司。

MT-035指南：运算放大器输入、输出、单电源和轨到轨问题，ADI公司。

CN-0234电路笔记：使用电化学传感器的单电源、微功耗有毒气体探测器，ADI公司。

Alphasense应用笔记AAN−105−03：设计恒电位电路，Alphasense公司

数据手册和评估板

CN-0357电路评估板(EVAL-CN0357-PMDZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

ADA4528-2数据手册

AD5270-20数据手册

ADR3412数据手册

AD8500数据手册

AD7790数据手册

修订历史

2014年7月—修订版0： 初始版