

用AD5933测量接地阻抗特性

作者: Sean Brennan

简介

本应用笔记介绍用阻抗数字转换器AD5933测量接地传感器的阻抗所需的电路架构及相关详细信息。AD5933是一款高精度的阻抗转换器(如图1所示),片上集成了频率发生器与12位、1 MSPS的模数转换器(ADC)。用频率发生器产生的信号来激励外部复阻抗,外部阻抗的响应信号由片上ADC进行采样,然后由片上DSP进行离散傅里叶变换处理。DFT算法在每个频率上返回一个实部(R)数据字和一个虚部(I)数据字。使用以下公式1和公式2,很容易算出各扫描频率点的阻抗幅值和相应的阻抗相位。

$$\text{Magnitude} = \sqrt{R^2 + I^2} \quad (1)$$

$$\text{相位} = \text{Tan}^{-1}(I/R) \quad (2)$$

AD5933必须经过校准才能进行有效的测量。校准过程需要将一个已知的阻抗(例如精密电阻)连接在VIN与VOUT之间,且需要根据测量计算比例因子(增益系数),具体内容请参考AD5933数据手册。如图1所示,发射端的输出引脚(VOUT)上是带有适当直流偏置的交流激励电压信号。接

收端跨导放大器的输入引脚(VIN)给VOUT的输出激励电压提供一个VDD/2的虚拟电压。由于VOUT与VIN之间存在电位差,因此根据欧姆定律,会有信号电流流经未知阻抗,并流入反馈引脚。该电流在跨导放大器的输出端转换为电压,跨导放大器输出电压之后的信号处理电路可以精确算出该阻抗(欲了解详细信息,请参考AD5933数据手册)。当激励频率在1 kHz与100 kHz之间时,AD5933可以测量100 Ω至10 MΩ的阻抗值且系统精度高达0.5%。

某些应用必须将待分析的阻抗连接在输出(VOUT)与接地之间,这就存在一个根本问题。对于这些应用,如果待测量的未知阻抗/传感器接地,无信号返回路径,则不能使用图1所示的AD5933来分析阻抗或传感器。本文介绍一种使用AD5933和外部器件的电路架构,系统设计人员可以利用该架构测量接地负载的阻抗特性。本应用笔记还说明了这种系统在99.9 kHz至100.1 kHz之间,采用5.0 V单电源供电测量20 kΩ至60 kΩ负载时的性能。

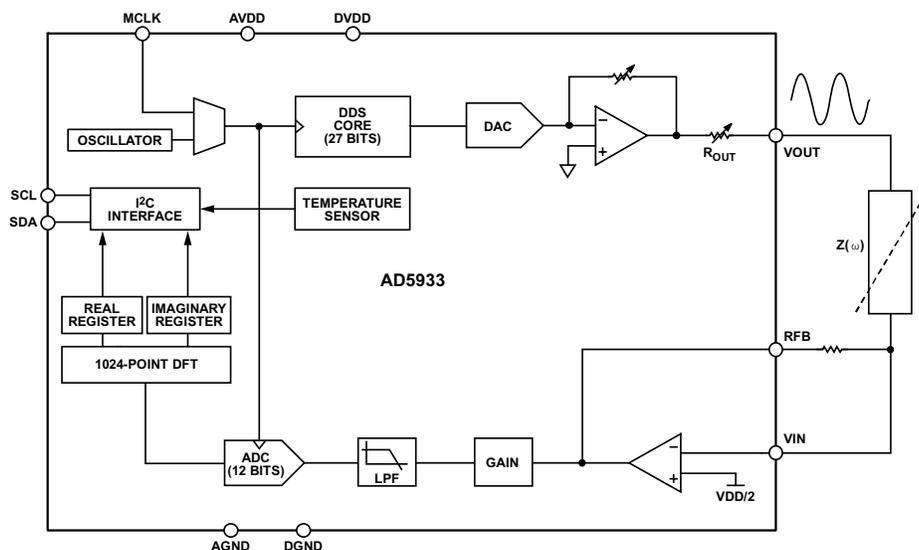


图1 AD5933

目录

简介.....	1	驱动AD8220基准引脚.....	8
修订历史.....	2	设置AD8220共模输入电压范围.....	9
概述.....	3	接地阻抗测量.....	10
电路工作原理.....	4	系统校准.....	10
电路供电.....	5	接地阻抗计算.....	10
选择输出激励范围.....	5	系统时钟设置.....	11
选择检测电阻.....	6	结果.....	12
系统增益系数.....	7	结论.....	12
仪表放大器考虑因素.....	7		

修订历史

2012年8月—修订版0至修订版A

更改图2.....	3
更改表3.....	4
修改“选择检测电阻”部分和图5.....	6

2006年6月—修订版0：初始版

概览

图2所示为用于测量接地负载阻抗的电路框图。该电路主要由三个模块组成。

第一个模块为经过修改的高端电流检测模块，用精密单电源、轨到轨输出、JFET仪表放大器(AD8220)，来测量与接地阻抗串联的检测电阻处的电流。

第二个模块为偏置电路和基准电压缓冲，用来确保输入检测信号和输出信号不会使AD8220放大器和AD5933的接收端跨导放大器的内部放大器饱和。

最后一个模块为AD5933阻抗数字转换器。

以下几节将详细说明AD5933周边的外部电路(如图2所示)，以及这种新系统成功测量接地阻抗所需的增益系数。最后，本应用笔记将说明图2所示电路在测量接地阻抗时的整体性能。该接地复阻抗的大小在20 kΩ至60 kΩ，在99.9 kHz至100.1 kHz频率范围测量。关于执行扫频所需的详细步骤，请参考AD5933数据手册。

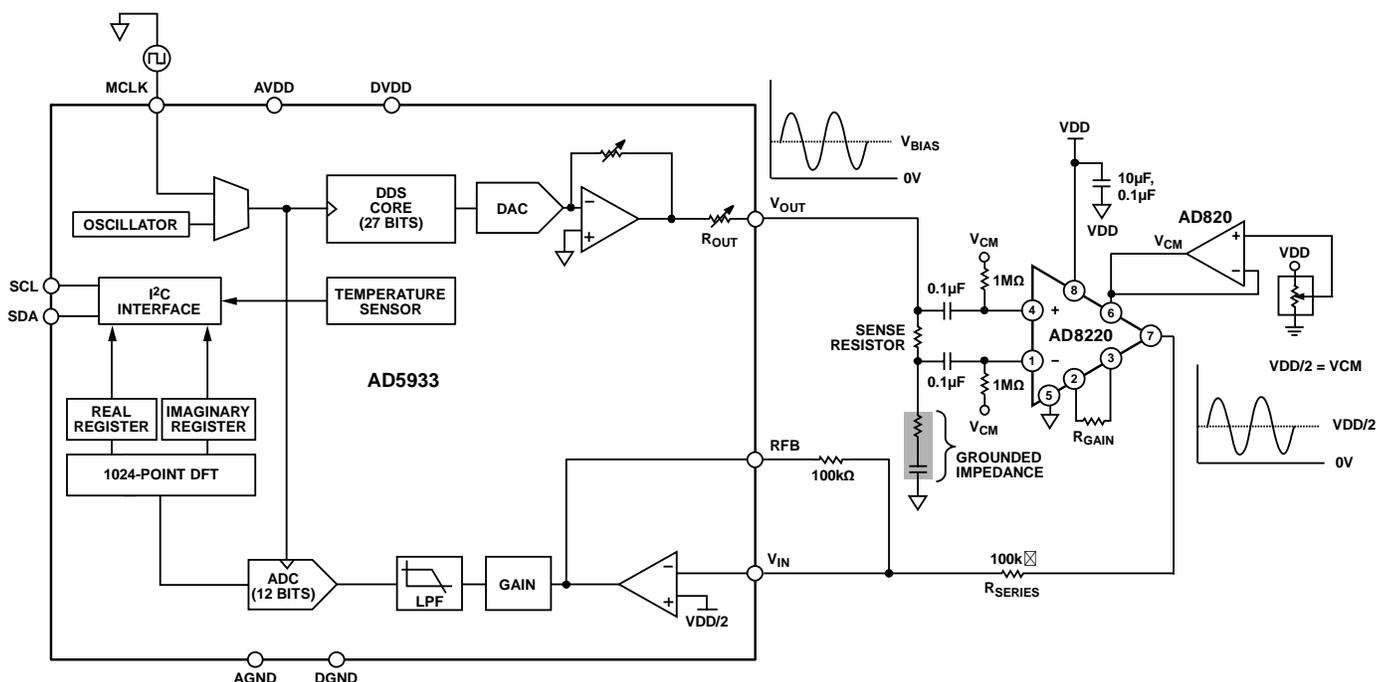


图2 接地阻抗测量电路

$$\text{Magnitude} = \sqrt{(-3996)^2 + (8830)^2} = 9692.106$$

$$\text{Gain Factor} = \left(\frac{1}{\frac{200 \text{ k}\Omega}{9692.106}} \right) = 515.819\text{E} - 12$$

由于图2所示电路与图1所示电路不同，因此必须使用新的增益系数，将AD5933的输出码转换为阻抗值。新增益系数考虑了以下两个情况：一是图2所示电路含有一个检测电阻，它在余下的测量过程中保持不变；二是待测阻抗不再与AD5933输入引脚(VIN)直接相连。“系统增益系数”一节对新增益系数有详细说明。

系统设计人员考虑新增益系数后，便可采用同样的校准程序：系统在特定频率进行校准，使用经过测量的接地负载和检测电阻，以便计算增益系数，因而接地负载的任何变化均可由AD5933输出码测得。单一频率或某一频率范围内的阻抗特性可以在处理器中确定。

电路供电

图2所示电路采用5.0 V单电源供电。AD5933和AD8220具有高电源抑制比(PSRR)特性。不过，要实现最佳性能，由于电源线路上的噪声会对电路性能产生不利影响，因此应当使用稳定的直流电压为两个芯片供电。两个器件的电源均使用标准表贴0.1 μF陶瓷芯片电容和10 μF电解质钽电容去耦。该电路的模拟和数字接地连接于一点。建议将AD5933的三个电源引脚连在一起，采用单电源供电(该系统中VDD = 5.0 V)。同样，建议将AD5933的三个接地引脚连在一起，如图2所示。AD5933和AD8220采用同一正负电源供电，如图4所示，因此系统仍然为比率式。

应用笔记AN-202和AN-581提供有关单电源放大器接地和去耦的更多详细信息。

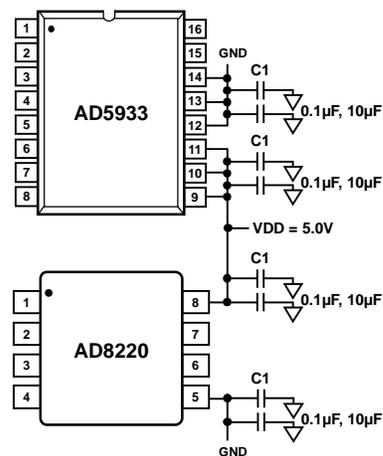


图4 AD5933/AD8220单电源配置

选择输出激励范围

AD5933的发射端在VOUT上产生正弦输出电压。AD5933执行线性频率扫描。频率扫描由用户预编程的三个寄存器的内容(起始频率、频率增量和频率步进)定义(请参考AD5933数据手册)。此外，用户还可以通过设置控制寄存器中的D8位和D9位，灵活地在四个可能的输出激励峰峰值范围内选择其一。当电源电压为3.2 V时，AD5933可以提供表1所列的四个可选激励范围。表1同时列出了各激励范围对应的直流偏置。

表1 AD5933在VOUT上的输出激励范围 (VDD = 3.2 V)

输出激励电压幅度	输出直流偏置电平
范围1: 2 V p-p	1.6 V (VDD/2)
范围2: 1 V p-p	0.8 V (VDD/4)
范围3: 400 mV p-p	0.320 V (VDD/10)
范围4: 200 mV p-p	0.160 V (VDD/20)

AD5933的接收端引脚(VIN)是VOUT的输出激励电压的交流虚拟地电压。因此，不论激励信号是表1中的哪一个，输入(VIN)的偏置电压皆为VDD/2。ADC的基准电压也大致在电源电压范围(0 V至VDD)，因而AD5933是真正的比率式系统。当电源电压在2.7 V至5.5 V之间时，交流输出激励信号的峰峰值和对应的直流偏置与ADC基准电压一同增加/减少，因此输出码不受任何电源变化的影响，从而即使电源随时间漂移，性能也不会受到影响。

交流输出激励电压的峰峰值(范围2)与电源电压(VDD)呈比例关系, 如公式5所示:

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \frac{1.0}{3.2} \times VDD \quad (5)$$

相应地, 输出激励电压的直流偏置值也与电源电压(VDD)呈比例关系, 如公式6所示:

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \frac{800 \text{ mV}}{3.2} \times VDD \quad (6)$$

图2所示电路设计采用5.0 V电源供电, 因此范围1的峰峰值电压(VDD = 5.0 V)可由公式7算出:

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \left(\frac{1.0}{3.2} \times 5.0 \right) = 1.5625 \text{ V p-p} \quad (7)$$

此外, 偏置电压由公式8算出:

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \frac{800 \text{ mV}}{3.2} \times 5.0 \text{ V} = 1.25 \text{ V} \quad (8)$$

选择检测电阻

为该电路选择AD5933输出激励范围之后, 下一步是选择合适的检测电阻(R_{SENSE}), 使AD8220能精确地测量接地阻抗的范围(20 k Ω 至60 k Ω)。检测电阻上产生的电压乘以AD8220的内部电压增益(由AD8220的引脚2与引脚3之间的电阻值设置), 从而得到峰峰值交流输出电压。设计人员可以借助AD8220电压增益来选择合适的 R_{SENSE} 值。

首先要求选择AD8220增益电阻(它决定系统带宽)。其次是选择检测电阻(R_{SENSE}), 以提供适当的AD8220输出电压, 它在整个未知的阻抗范围内呈线性和对称性(相对于VDD/2偏置点), 同时防止AD8220的内部电路饱和。达到这些要求后, 便可选择适当的RFB/ R_{SERIES} 和PGA设置组合, 以便利用AD5933内部ADC的动态范围, 进一步放大AD8220输出信号。

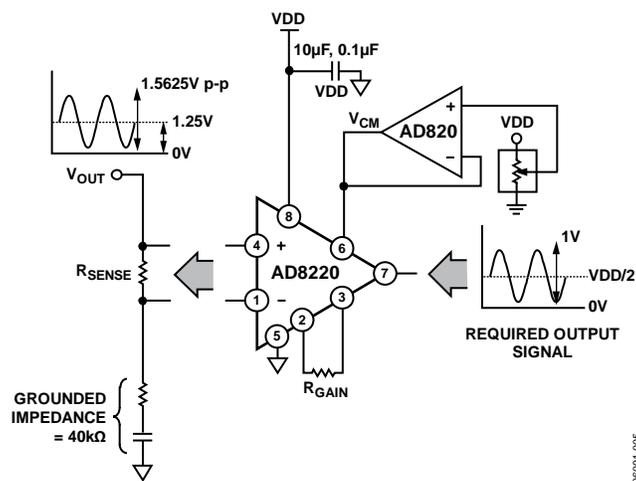


图5 为校准接地阻抗选择正确的检测电阻(R_{SENSE})

图5显示如何选择合适的检测电阻(R_{SENSE})来测量接地复阻抗。选择范围1作为激励范围(VDD/4偏置1 V峰峰值正弦波), 并且知道接地阻抗范围在20 k Ω 至60 k Ω , AD8220的增益电阻选定后用来设置所需的带宽和共模抑制比(参见“仪表放大器考虑因素”部分)。在引脚2与引脚3之间连接一个4.67 k Ω 的电阻, 从而将AD8220电压增益设置为11, 相当于400 kHz的3 dB点。因此, 当AD5933输出激励频率在99.9 kHz与100.1 kHz之间扫描时, AD8220在平坦的中间频带增益区内工作, 具有接近80 dB的共模抑制性能。

图5所示电路在阻抗范围的中点($\approx 40 \text{ k}\Omega$)进行校准, 以确保AD8220峰峰值输出电压为线性, 并且相对于此阻抗点对称。基于这种认识, 选择检测电阻的目标便是在校准接地阻抗为40 k Ω 、AD8220增益为11的情况下, 产生1 V p-p AD8220输出电压, 如图5所示。通过电路分析可知, 检测电阻 R_{SENSE} 上产生并由AD8220测得的电压(ΔV)须为:

$$\Delta V = \frac{1 \text{ V p-p}}{11} = 90 \text{ mV p-p} \quad (9)$$

已知校准接地阻抗的值(40 k Ω , 测量值为39.9 k Ω), 通过简单的电阻分压器分析可知, R_{SENSE} 值为2.67 k Ω 符合要求, 可以在 R_{SENSE} 上产生90 mV p-p信号, 从而产生1 V p-p信号。由于AD5933交流激励信号(1.46 V)中含有直流偏置(1.17 V), 因此AD8220的共模输入同时含有交流和直流信号, 其值可根据电阻分压定律由公式10和公式11算出:

$$DC = \frac{39.9 \text{ k}\Omega}{39.9 \text{ k}\Omega + 2.67 \text{ k}\Omega} \times 1.25 \text{ V} \approx 1.1715 \text{ V} \quad (10)$$

$$AC = \frac{39.9 \text{ k}\Omega}{39.9 \text{ k}\Omega + 2.67 \text{ k}\Omega} \times 1.5625 \text{ V p-p} \approx 1.4644 \text{ V} \quad (11)$$

因此, AD8220输入端的总共模输入电压为偏置1.17 V直流电平的1.46 V峰峰值正弦波。

AD8220输出端产生的电压等于(1.56 V - 1.46 V) \times 11 \approx 1.1 V p-p, 接近所需的1 V p-p输出。输出交流信号的偏置直流电压为(1.25 V - 1.1715 V) \times 11 = 863 mV。

输出直流偏置863 mV必须进行电平转换处理, 方法是在AD8220的引脚5 (V_{REF})上施加一个缓冲电压, 转换为VDD/2, 以防止AD5933阻抗发生内部饱和(请参考“仪表放大器考虑因素”一节)。

系统增益系数

如“电路工作原理”一节所述，图2中建议电路的增益系数与图1所示AD5933独立配置(如数据手册中所示)的增益系数不同。检查图2中AD5933的输出码可以确定新的增益系数。AD5933输出码与提供给内部ADC输入端的电压(即通过系统后的电压增益)成比例，其关系可以用公式12表达：

$$\text{Output Code} \propto \left\{ I \times \Delta V \times \text{In-Amp Gain} \times \frac{R_{FB}}{R_{SERIES}} \times \text{PGA} \right\} \quad (12)$$

其中：

I 为从AD5933输出引脚(VOUT)流经接地负载的电流。

ΔV 为AD8220测得的 R_{SENSE} 上的差分电压。

PGA为AD5933内部可编程增益放大器的增益设置。

R_{FB}/R_{SERIES} 为AD5933反馈电阻与AD8220输出负载电阻的比值。

这样，AD5933输出码可以表示为：

$$\text{Output Code} \propto \left\{ \text{VOUT} \times \frac{1}{(Z + R_{SENSE})} \times (V^+ - V^-) \times 11 \times \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} \times 1 \right\} \quad (13)$$

图2所示系统针对待测的未知阻抗范围进行校准之后，比值 R_{FB}/R_{SERIES} 、PGA设置和AD8220增益设置均保持不变。

该电路所用的增益系数由公式14表示：

$$\text{Gain Factor} = \left(\frac{1}{\frac{Z + R_{SENSE}}{\sqrt{R^2 + I^2}}} \right) \quad (14)$$

其中：

R 和 I 是AD5933在校准频率返回的实部和虚部。

最后，这种新架构测得的阻抗必须要考虑与接地负载串联的检测电阻(R_{SENSE} 在测量过程中保持不变)，需要减去该电阻才能求得各频率的真实接地阻抗。如公式15所示：

$$Z(f) = \left(\frac{1}{\text{Gain Factor} \times \text{Code}} \right) - R_{SENSE} \quad (15)$$

其中：

Code为随后各扫描频率时存储的实部和虚部的幅值，由公式1给出。

R_{SENSE} 为针对待测的未知阻抗范围而选择的检测电阻。

仪表放大器考虑因素

AD8220的电压增益通过在 R_{GAIN} 引脚上的电阻而确定，或者更精确地说，通过引脚1与引脚8之间存在的阻抗来确定。AD8220用公差为0.1%至1%的电阻提供精确的增益。表2列出了各种增益所要求的 R_{GAIN} 值。请注意，对于 $G=1$ ， R_{GAIN} 引脚不连接($R_{GAIN} = \infty$)。对于任意增益，可用公式15计算 R_{GAIN} ：

$$R_{GAIN} = 49.4 \text{ k}\Omega / (G - 1) \quad (15)$$

表2 AD8220增益设置电阻值

1% R_{GAIN} 标准值	计算得到的增益值
49.9 k Ω	1.990
12.4 k Ω	4.984
4.7 k Ω ¹	10.51
2.61 k Ω	19.93
1.0 k Ω	50.40
499 Ω	100.0
249 Ω	199.4
100 Ω	495.0
49.9 Ω	991.0

¹针对图2所示电路而选择的电阻。

不用增益电阻时($R_{GAIN} = \infty$)，AD8220默认设置增益 $G=1$ 。AD8220的增益精度取决于 R_{GAIN} 的绝对公差。外部增益电阻的温度系数会增大AD8220输出的增益漂移。

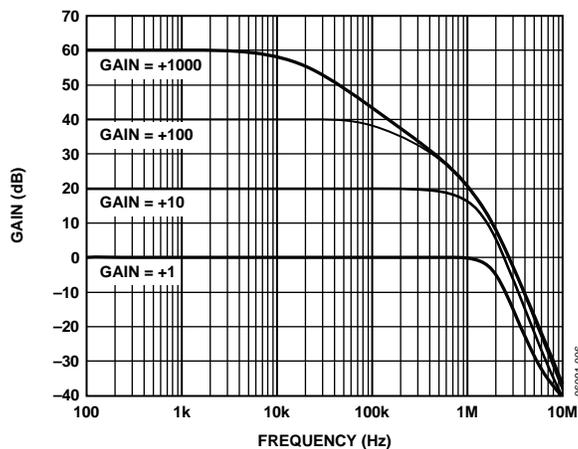


图6 AD8220增益与频率的关系

本实验要求测量99.9 kHz与100.1 kHz之间的接地复阻抗。AD8220的增益决定输出信号的带宽，如图6所示。利用 R_{GAIN} 的值为4.7 k Ω ，将AD8220的增益设置为约 $\times 11$ (即约20 dB)，以便在AD8220的正确频率范围内工作。图7显示AD8220在该区的共模抑制比(CMRR)约为75 dB。

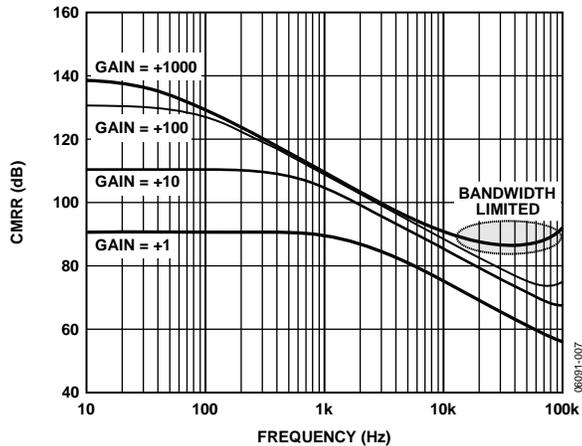


图7 AD8220 CMRR与频率的关系

与所有仪表放大器一样，当AD8220采用低压单电源供电时，高的放大器增益可能会使仪表放大器电路无法工作。图8显示了这一情况，它最常发生在仪表放大器以高增益（例如1000）工作时。这种情况下，10 mV p-p输入乘以增益1000，将在A1和A2的输出之间产生10 V p-p信号。使用±15 V双电源时，便可能发生这种情况。不过，图2所示电路只能用5 V单电源，因此电路无法正常工作。单芯片IC用户无法获得AD8220的缓冲输出A1和A2，而只能得到最终输出——A3输出的情况。

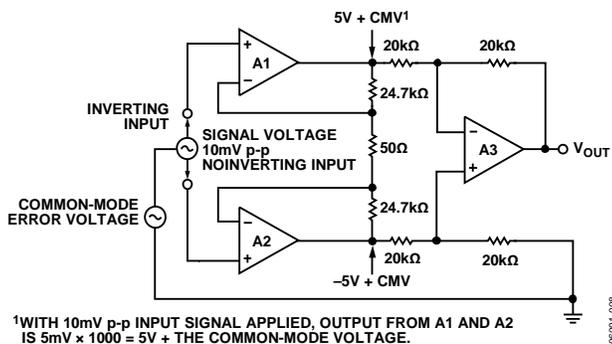


图8 AD8220内部简化框图

另一个常见应用问题源于采用低压单电源为标准、非轨到轨器件供电。当增益为1时，诸如AD8220等轨到轨仪表放大器的输出摆幅最高只能达到正电源轨的0.15 V范围内，最低可达到地电压以上0.2 V。输入电压摆幅只能达到正电源电压2 V范围内。增益较高时，放大器的输出摆幅达不到电源电压。因此，使用5 V单电源时，放大器的输出摆幅约为3 V。遗憾的是，一些设计人员忘记了放大器裕量要求，在这些应用中使用标准、非轨到轨产品。再好的双电源仪表放大器，其输出摆幅也只能达到任一供电轨的大约2 V范围内。

驱动AD8220基准引脚

AD8220的基准引脚电位定义0 V输出电压。当负载不与系统其余部分共享同一精确地电位时，基准引脚电位就特别有用：它提供一种向输出提供精确偏移电压的直接途径。放大双极性信号时，基准引脚也很有用，因为它能用来提供虚拟地电压。基准引脚上的电压可以在地电压至 $+V_S$ 范围内变化。本实验中必须避免的一个常见应用问题是：设计人员试图利用高阻抗源驱动AD8220仪表放大器的基准引脚。在许多常用仪表放大器中，基准输入阻抗的典型值为20 kΩ至125 kΩ。如果采用运算放大器等低阻抗源直接驱动基准引脚，不会出现问题，但不够谨慎的设计人员经常试图使用阻性分压器作为低成本、比率式基准电压源，导致发生严重错误。

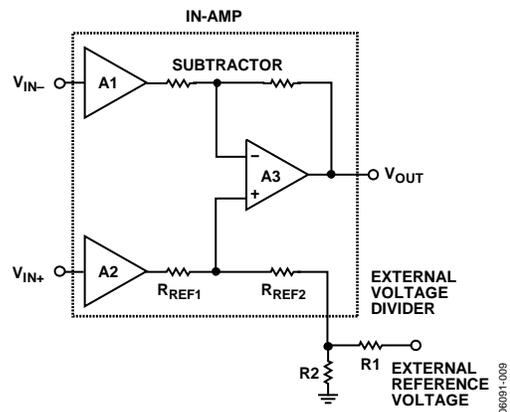


图9 使用缓冲或基准电压源ADR42x

AD8220中的基准电压输入端是典型三运放仪表放大器中的输出减法器电路的一部分。因此，它的输入阻抗是有限的，通常约等于 $(R_{REF1} + R_{REF2})$ 。在基准引脚与公用地之间添加外部电阻R2后(如图9所示)，输出(A₃)减法器电路失去平衡，产生共模误差。减少该问题发生的一种显而易见的方法是将R2的值减小到 $(R_{REF1} + R_{REF2})$ 值的约0.1%(对于72 -dB CMR)。但是， R_{REF1} 和 R_{REF2} 的值均为20 kΩ(40,000总输入Z)，因此R2必须为40 Ω，这样将消耗分压器网络中的大量电源电流。另外还有 R_{REF1} 和 R_{REF2} 与R2并联分流，导致基准电压误差的问题。解决办法是使用AD820等简单的缓冲器，采用5.0 V电源供电的电位计驱动，如图10所示。

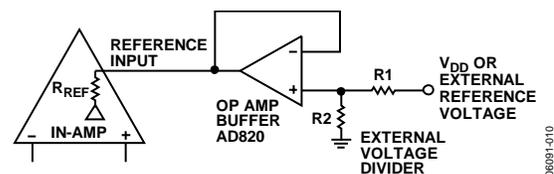


图10 缓冲基准电压输入

设置AD8220共模输入范围

AD8220共模范围的限制，再加上本应用中AD8220的共模输入信号根据接地阻抗值而变化，使得用户对仪放的输入进行交流耦合。本实验中，AD8220采用5V单电源供电，因此交流耦合更加复杂，要求对两路输入均施加一个共模电压 V_{CM} (图12)。这一步是必需的，因为仪表放大器输出摆幅无法达到负电源电压(本实验中为地电压)以下，如图11所示。这里，如果仪表放大器输出电压为超过几毫伏的负值，信号将被削波。

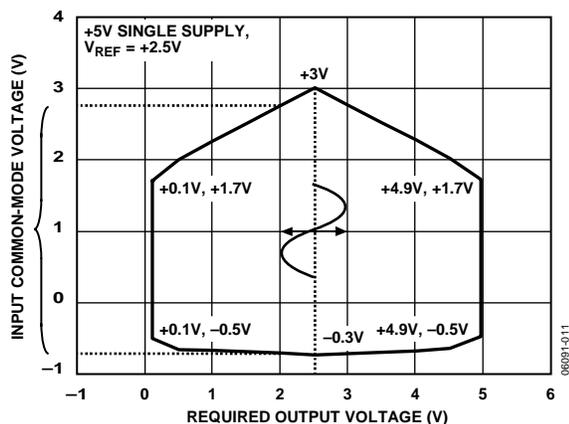


图11 AD8220输出电压与共模输入电压的关系

一个常见的错误做法是将电容与仪表放大器各输入引脚串联连接。另外，由于单芯片仪表放大器是一个完整的封装，系统设计人员并不知到IC内部有些什么。连接这些浮动输入的AD8220仪表放大器并没有直流基准电压。输入偏置电流会对交流耦合电容充电，直到其超过输入共模电压为止。换言之，根据输入偏置电流的方向，电容充电至电源线路电压(最高)或地电压(最低)。采用FET输入器件和高值电容时，可能需要经过数分钟后，仪表放大器才会无法正常工作。因此，一般的实验室测试可能无法检测到这一问题，所以必须小心谨慎，避免这种情况发生。

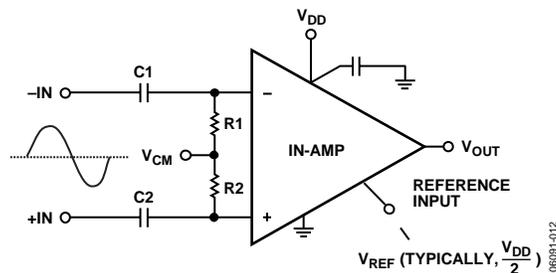


图12 AD8220输入的交流耦合

选择适当的 V_{CM} 和 V_{REF} 电压值是下一个需要重视的设计因素，特别是在低电源电压应用中。一般而言， V_{CM} 需设置为预期输入动态范围的中间值， V_{REF} 需设置为预期输出动态范围的中间值。输出中心对称类似：估计仪表放大器输出摆幅的大小和方向(多数情况下为 $\Delta V \times \text{AD8220增益} + V_{CM}$)，然后在 V_{REF} 上施加一个位于该范围中心的基准电压。检查阻抗范围内的电压摆幅。对于5V电源电压，施加于AD8220引脚5上的基准电压为2.5V。对于交流耦合电路，选择直流返回电阻值时，需要综合权衡失调电压误差与输入耦合电容的物理和电气尺寸。输入电阻值越大，所需的输入耦合电容越小。这种方法可以同时节约成本和电路板面积。但是，不利的一面是高值输入电阻会增大输入失调电流引起的失调电压误差，同时失调电压漂移和电阻噪声也会增大。如果电阻值较低，则输入电容C1和C2必须具有较高的值，才能提供同样的-3dB转折频率，如公式16所示。

$$F - 3 \text{ dB} = (1/(2\pi R1C1)) \quad (16)$$

其中 $R1 = R2$, $C1 = C2$ 。

接地阻抗测量

图2所示电路用于接地复阻抗的测量。AD5933的发射端用作电压激励信号，驱动检测电阻和接地阻抗。如“简介”中所述，集成电路阻抗转换器AD5933内置DDS频率发生器和ADC，构成阻抗测量系统。AD5933执行频率扫描，来获取用户定义频率时的幅值和相位数据。图2中，需分析的阻抗放在检测电阻与地之间。AD8220用来测量检测电阻中的电流。AD8220输出信号传递至可编程增益放大器(PGA)，经过滤波后送给12位ADC。ADC对接收信号进行数字化处理之后，系统会对数据执行离散傅里叶变换(DFT)。

微控制器通过I²C接口与AD5933通信，因而用户可以对AD5933扫描参数(起始频率、频率步进大小和点数)进行编程、配置控制寄存器、调整激励幅度和PGA设置，以及回读AD5933中的测量数据，以便进行最后的阻抗计算。对AD5933进行正确编程之后，只需在用户定义的扫描中的各点轮询状态寄存器中的一个数据位，检查是否可从AD5933读取到有效数据，(详情请参考AD5933数据手册)。

系统校准

但是，在进行有效的阻抗测量之前，必须先对图2所示AD5933系统进行校准。校准过程要求用已知精密阻抗代替随后要测量的未知阻抗，并为随后的测量计算比例因子(增益系数)。如“系统增益系数”一节所述，此电路的增益系数由公式17算出：

$$\text{Gain Factor} = \left(\frac{1}{\frac{Z_{\text{CALIBRATION}} + R_{\text{SENSE}}}{\sqrt{R^2 + I^2}}} \right) \quad (17)$$

其中：

R和I是在所选校准频率点的实部和虚部寄存器(94h至97h)的内容。

$Z_{\text{CALIBRATION}}$ 为已知校准阻抗。

R_{SENSE} 为所选检测电阻。

增益系数的计算方法为：对已知精密阻抗与检测电阻求和，然后除以在扫描中的适当中间点频率返回的实部和虚部数据的幅值。实部和虚部均存储在两个16位寄存器中，每次ADC转换之后，这两个寄存器的内容就会被新数据刷新，必须在扫描下一频率点之前读取。

接地复阻抗在20 k至60 kΩ之间。因此，选择校准阻抗的值约为40 kΩ，检测电阻为2.67 kΩ。

接地阻抗计算

完成校准过程后，便可用未知复阻抗替换校准阻抗。用户向控制寄存器发出启动频率扫描命令之后，AD5933自动在用户定义的频率扫描范围内扫描。频率扫描通过三个寄存器(起始频率、频率步进和增量数寄存器)的内容进行计算。最后，与AD5933通信的微处理器计算各频率点的接地阻抗：将增益系数乘以AD5933在各频率返回的复数码的幅值，然后求倒数，再从计算结果中减去检测电阻。各频率点的阻抗由公式18算出：

$$Z \text{ Complex Impedance} = \frac{1}{\text{Gain Factor} \times \sqrt{R^2 + I^2}} - R_{\text{SENSE}} \quad (18)$$

其中R和I是在各频率扫描点的实部和虚部寄存器中(94h至97h)的内容。

系统时钟设置

利用一个稳定的低抖动、石英晶体振荡器，将施加于MCLK(引脚8)的时钟频率设置为16 MHz，此时，AD5933能够分析99.9 kHz至100.1 kHz范围内的激励频率。表3列出了测试中使用的编程扫描参数(起始频率、频率增量和增量数)，它可以涵盖99.9 kHz至100.1 kHz的带宽。频率步进大小设置为1 Hz，扫描点数设置为200。在整个实验中，建立时间周期数寄存器始终设置为15个输出周期。图2所示电路在100 kHz频率进行校准。

如AD5933数据手册的寄存器图所述，起始频率为一个24位字，编程写入片上RAM的地址82h、83h和84h。根据主时钟频率和所需的DDS起始频率输出，可以利用公式19计算需要载入起始频率寄存器的频率码。

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{\text{Required Output Start Frequency}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (19)$$

例如，查看表3的第一栏，如果用户要求扫描从99.9 kHz开始，并且将一个16 MHz时钟信号与MCLK相连，则必须进行编程的频率码可由公式20算出：

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{99.9 \text{ kHz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \equiv 332617 \text{ hexadecimal} \quad (20)$$

用户将十六进制33编程写入寄存器82 h，将十六进制26写入寄存器83 h，将十六进制17写入寄存器84 h。

表3. AD5933所需扫描码(频率范围：99.9 kHz至100.1 kHz)

编程设置的起始频率	所需起始频率码	编程设置的频率增量	所需频率增量码	编程设置的增量数	所需增量数码	施加于MCLK引脚的时钟频率
99.9 kHz	332617 hex	1 Hz	000021 hex	200	00C8 hex	16 MHz

类似地，频率增量寄存器也是一个24位字，编程写入片上RAM的地址85 h、86 h和87 h(请参考AD5933数据手册寄存器图)。根据主时钟频率和所需的DDS增量频率输出，可以利用下面的公式21计算出需要载入频率增量寄存器的增量码。

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{\text{Required Frequency Increment}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (21)$$

例如，如果用户要求扫描分辨率为1 Hz，并且将一个16 MHz时钟信号与MCLK相连，则需要编程的增量码可由公式22算出：

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{1 \text{ Hz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)} \right) \equiv 000021 \text{ hexadecimal} \quad (22)$$

用户将十六进制00编程写入寄存器85 h，将十六进制00写入寄存器86 h，将十六进制21写入寄存器87 h。

定义频率扫描的第三个参数是增量数寄存器。这是一个9位的控制字，表示扫描中的频率点数。该数编程写入片上RAM的地址88 h和89 h。可以编程的最大点数为511。例如，如果扫描需要200个点，则用户需将十六进制00编程写入寄存器88 h，将十六进制C8写入寄存器89 h。表3概要列出了16 MHz时钟频率所需的扫描码。将十六进制0F编程写入寄存器8B hex，建立时间周期寄存器的值设置为15。

结果

图2所示系统采用35 kΩ阻抗(20 kΩ与60 kΩ之间的中间点)和2.67 kΩ检测电阻进行校准,增益系数在100 kHz校准频率(扫描的中间点)下使用表3所列的扫描码进行计算。计算所得的校准增益系数存储在微控制器的内存中。然后,用20 kΩ至60 kΩ之间的一系列接地复阻抗替换校准阻抗。[AD5933](#)执行频率扫描,并计算在各频率点测量的阻抗:将存储的增益系数乘以各频率对应的编码,然后求倒数,如公式23和公式24所示。

$$\text{Gain Factor} = \left(\frac{1}{\frac{Z_{\text{CALIBRATION}} + R_{\text{SENSE}}}{\sqrt{R^2 + I^2}}} \right) \quad (23)$$

$$Z \text{ Complex Impedance} = \frac{1}{\text{Gain Factor} \times \sqrt{R^2 + I^2}} - R_{\text{SENSE}} \quad (24)$$

图13所示为接地阻抗在100 kHz校准频率时的百分比阻抗误差与频率的关系。

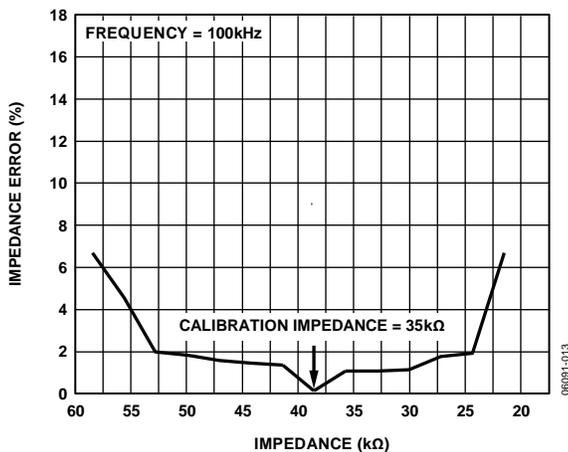


图13 [AD5933](#)的接地阻抗测量结果(100 kHz)

如图13中所示,在100 kHz校准频率时,百分比阻抗误差在35 kΩ的校准阻抗处为0,在其它点均高于0。图13中的测量结果显示:经过单点校准后,阻抗误差在整个60 kΩ范围内低于7%。若要降低误差,可以在更小的阻抗范围内执行校准。

结论

与成本昂贵的传统多芯片解决方案相比,[AD5933](#)提供了一种精确的低成本接地阻抗测量解决方案。除[AD5933](#)外,只需几个外部器件便可将这一简单的测试电路与邻近的接地传感器整合,且所占用的电路板空间极小。接地传感器的阻抗特性可以极其轻松地在系统上电时进行评估,从而通过一种简单的方法,即可确定传感器的阻抗特性,检查老化和损伤的影响,及时发现相关问题。

I²C指最初由Philips Semiconductors(现为NXP Semiconductors)开发的一种通信协议。