

全差分放大器为精密数据采集信号链提供高压低噪声信号

Darwin P. Tolentino, 产品/测试开发经理

摘要

全差分放大器(FDA)具有差分输入和差分输出，其输出共模由直流(DC)输入电压独立控制，主要用在数据采集系统中模数转换的前端，用于将信号调理为合适的电平以供下一级（通常是模数转换器(ADC)）使用。FDA一般采用单芯片设计，电源电压较小，因此输出动态范围有限。本文将介绍具有可调共模输出的高压低噪声FDA的设计方法。本文还完整分析了FDA噪声，以及其对高性能数据采集系统信号链的总体信噪比(SNR)的影响。

引言

高压FDA适用于需要宽输出动态范围和与高性能FDA类似的交流(AC)性能的应用。例如，测试和评估具有宽输入范围的精密数据采集信号链可能需要高压FDA。由于电源电压较小，目前大多数FDA的输出电压范围一般都有限。FDA适合用于驱动高性能ADC

的输入，后者通常需要单电源。FDA具有出色交流性能，其SNR和总谐波失真(THD)十分优异。不过，在失调、轨间摆幅、偏置电流和漂移性能方面，FDA不如许多更高电压的精密运算放大器。但这完全不是问题，因为其满足ADC驱动要求，而且ADI公司提供了一系列用于各种应用的ADC驱动器。

FDA支持单端或差分输入，具有增益，并提供差分输出，其共模通常可通过输出共模输入引脚(V_{OCM})进行调整（见图1）。FDA的优势在于拥有更大的输出动态范围，最大输出是输出轨的两倍，并且其噪声和偶次谐波失真更低。例如， $\pm 5\text{ V}$ FDA的最大输出峰值接近 $\pm 10\text{ V}$ 或 20 V p-p 。

$\pm 18\text{ V}$ 电路的输出大于 60 V p-p 。[ADA4625-1/ADA4625-2](#)是低噪声JFET放大器，噪声和失真性能非常好，并且电源范围宽达 $\pm 18\text{ V}$ 。需满足应用的所有直流和交流性能要求时，使用分立运算放大器设计FDA可能会很棘手。

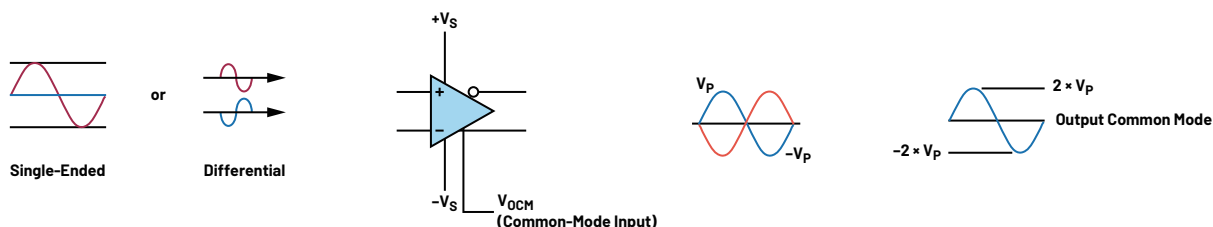


图1. FDA

要创建差分放大器，比较简单的方法是使用同相和反相放大器在输出端产生差模信号（图2），但这种方法的缺点是两个放大器U1和U2不能以非常对称的方式运行，因而性能没有得到优化。

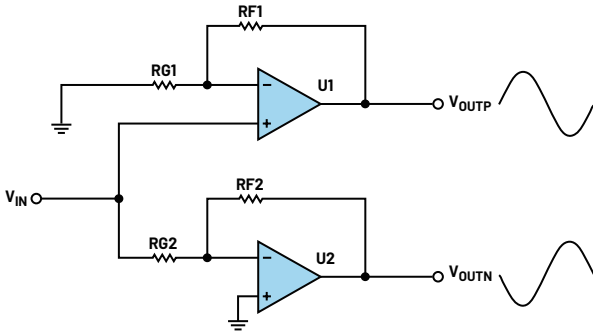


图2. 单端转差分电路

更好的方法是将两个运算放大器配置成差分方式，类似于基本差分放大器，其中U1和U2共享反馈和增益电阻，增益 $A_v = (R_G + 2R_F)/R_G$ （见图3）。

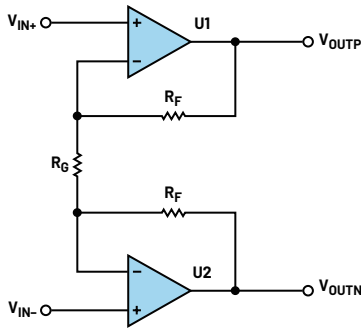


图3. 差分放大器电路

此配置通过简化的增益网络提供平衡输出，并可通过增益设置电阻 R_G 轻松调整增益大小。然而，当输入为单端时，差分输出在幅度上将是不对称的（见图4）。不对称输出会使输出范围严重受限，因为其中一个输出会先于另一个输出达到供电轨。通过调整电阻增益网络使输出对称，可以解决此问题（图5）。请注意，增益电阻被分成两部分，即 R_{G1} 和 R_{G2} ，并且U2从 R_{G1} 和 R_{G2} 的中心获得反馈，从而使输出对称。增益由下式给出： $A_v = (R_{G1} + R_{G2} + R_{F1} + R_{F2})/R_{G1}$ 。

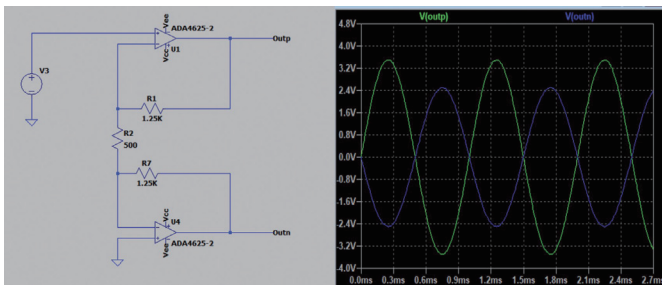


图4. 不对称输出

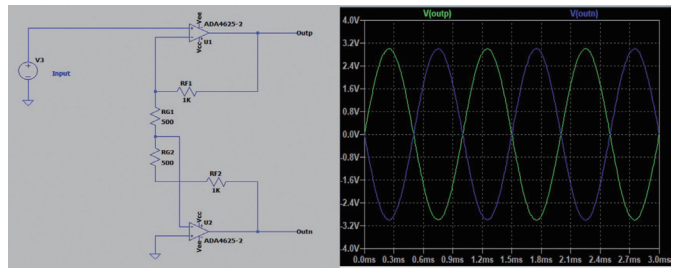


图5. 对称输出

添加可调输出共模

添加可调共模的方法有两种：一种方法是使用两个ADA4625器件为每个输入添加一个 V_{OCM} 放大器（图6和图7）；另一种方法是仅使用一个ADA4625-1作为 V_{OCM} 放大器（图8和图9）。这些方法各有利弊，下文将展开详细讨论。

通过添加放大器U3和U4，所施加的任何直流输入电压(V6)都会加到正负输入上。由于每个输入都增加了相同电压，因此它们在输出端表现为直流共模。然而，除了U1和U2差分级会进一步放大额外噪声之外，U3和U4还会在电路中产生额外的功耗。不过，它非常简单，并且不会影响整体信号增益。对于图6中的电路，信号增益为 $A_v = (R_{G1} + R_{G2} + R_{F1} + R_{F2})/R_{G1}$ ；对于图7中的电路，信号增益为 $A_v = (R_G + R_{F1} + R_{F2})/R_G$ 。

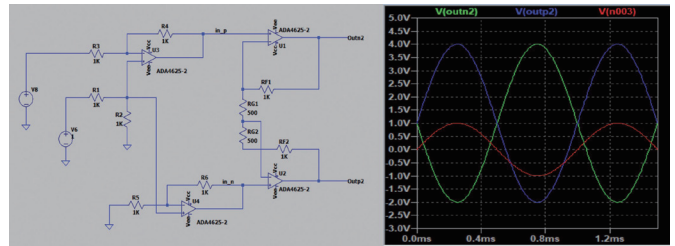


图6. 采用双放大器的单端转差分可调共模电路。右图为输入（红色）和输出（蓝色和绿色）的LTspice®仿真

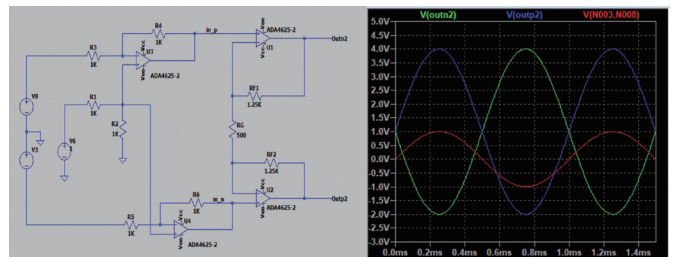


图7. 采用双通道放大器的差分转差分可调共模电路。右图为输入（红色）和输出（蓝色和绿色）的LTspice仿真

添加可调 V_{OCM} 的另一种方法是添加一个放大器，将其输出加到每个输入上。这种方法的优点包括：使用的器件（仅一个放大器）和电阻更少，以及所添加器件产生的噪声贡献更低。实际上，U3不会产生任何额外噪声，因为除了来自电阻分压器R4至R7的噪声外，其折合到输出的噪声表现为U1和U2输入的共模。

电阻R3至R7构成电阻加法器网络，将 V_{OCM} 加到输入信号上。R3至R5将共模加到正输入信号上，而R6至R8（单端输入则为R6和R7）将共模加到负输入上。请注意，该电阻网络会衰减输入信号。这会降低电路的整体信号增益。对于图8中的电路，总信号增益为 $A_v = [(R_{G1} + R_{G2} + R_{F1} + R_{F2})/R_{G1}] \cdot [(R4//R5)/(R4//R5 + R3)]$ ；对于图9中的电路，总信号增益为 $A_v = [(R_G + R_{F1} + R_{F2})/R_G] \cdot [(R4//R5)/(R4//R5 + R3)]$ 。噪声分析部分阐明了主要噪声源，并且根据所需的总增益和设计人员需重点考虑的其他因素，讨论了第二种添加 V_{OCM} 的方法是否比第一种方法更有益。

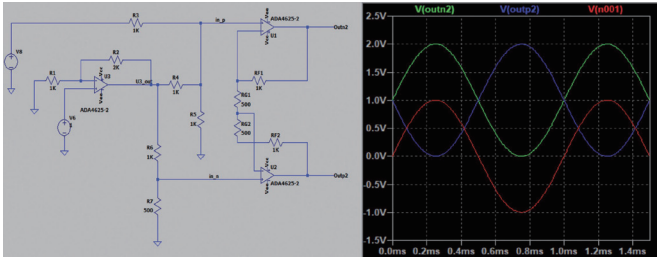


图8. 采用单放大器的单端转差分可调共模电路。右图为输入（红色）和输出（蓝色和绿色）的LTspice仿真

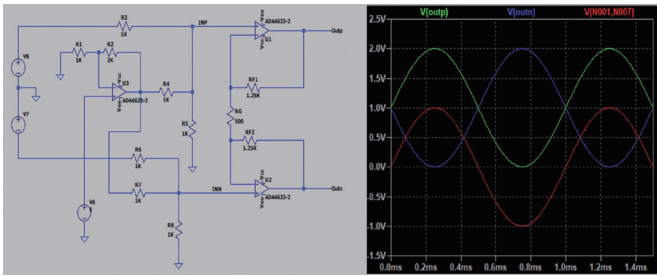


图9. 采用单放大器的差分转差分可调共模电路。右图为输入（红色）和输出（蓝色和绿色）的LTspice仿真

噪声分析

在为高性能精密数据采集信号链提供激励时，噪声是一个关键考虑因素，最终将决定系统在动态范围和SNR方面的限制。16位ADC的理论SNR为98 dB ($6.02 N + 1.76$ dB, $N =$ 位数)，这意味着4.096 V_p输出（或8.192 V_{p-p}）的等效噪声约为36 μ V rms。这种噪声称为量化噪声，是由ADC的量化误差引起的。-98 dB SNR是16位系统的理想极限，任何性能下降都是由ADC的输入或周围电路的额外噪声引起的。以下是单通道和双通道放大器 V_{OCM} 全差分电路中各元件的噪声贡献分析。图10为具有双放大器 V_{OCM} 的FDA电路噪声模型。

差分级—U1和U2噪声贡献

ADA4625-1/ADA4625-2的电流噪声密度非常低，在1 kHz时为4.5 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，而折合到输入(RTI)的电压噪声在1 kHz时约为3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，本分析将其视为宽带噪声。U1和U2的电流和电压噪声在差分输出端的总噪声贡献（均方根值）可以表示为：

$$e_{N,V_U1U2} = \left(\sqrt{e_{N,RTIU1}^2 + e_{N,RTIU2}^2} \right) \left(\frac{R_G + R_{F1} + R_{F2}}{R_G} \right) \quad (1)$$

$$e_{N,I_U1U2} = \left(\sqrt{i_{N,RTIU1}^2 + i_{N,RTIU2}^2} \right) R_G \left(\frac{R_G + R_{F1} + R_{F2}}{R_G} \right) \quad (2)$$

其中， $e_{N,U1U2}$ 是U1和U2的RTI电压噪声引起的输出电压噪声，而 $e_{N,I,U1U2}$ 是输入电流噪声引起的输出电压噪声。对输入端各分量噪声的平方和求平方根(RSS)可以得到RTI电压噪声，然后由增益和反馈网络 R_F 和 R_G 进行放大。类似地，电流噪声经过RSS处理后，由 R_G 转换为电压噪声，再经放大传输至输出。输入电流噪声非常小，其贡献微不足道，因此电阻和放大器的电压噪声是输出端的主要噪声源。

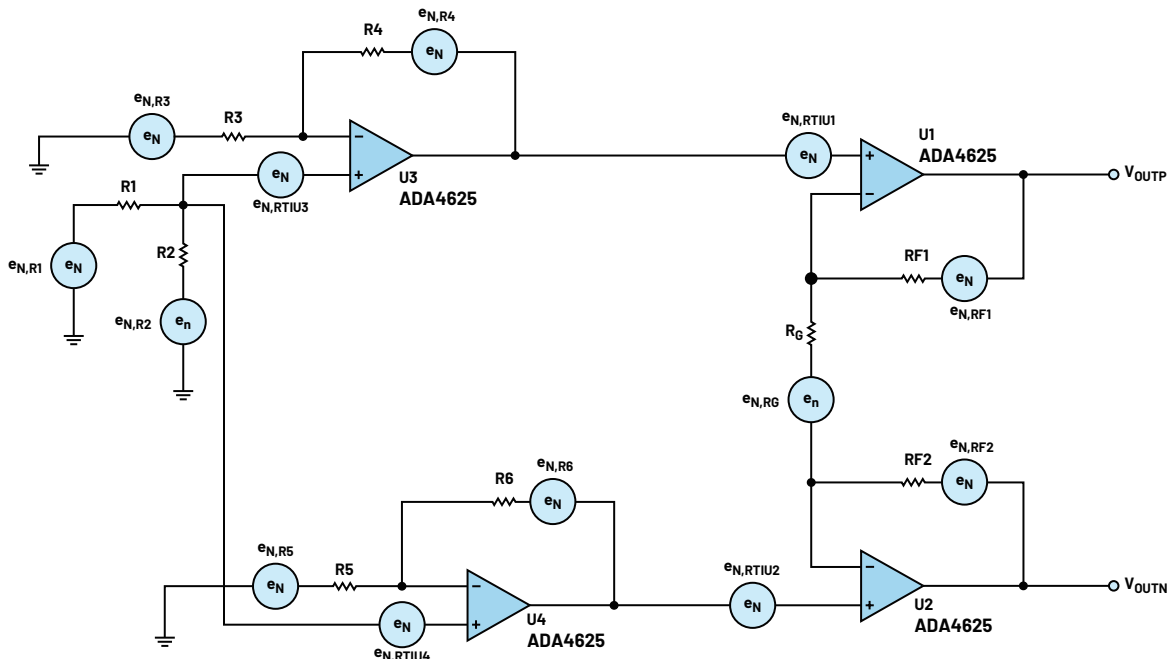


图10. 双放大器 V_{OCM} 噪声模型

由U1和U2的增益和反馈电阻网络 (R_{F1} 、 R_{F2} 和 R_G) 引起的输出噪声为:

$$e_{N,RES_U1U2} = \sqrt{\left[e_{N,RG} \left(\frac{R_G + R_{F1} + R_{F2}}{R_G} \right) \right]^2 + e_{N,R_{F1}}^2 + e_{N,R_{F2}}^2} \quad (3)$$

其中, 室温下1k Ω 电阻的热噪声为4.06 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。

在输出端合并U1和U2的电压噪声及其反馈电阻网络噪声, 忽略电流噪声, 使用公式1和3可得到:

$$e_{N,U1U2} = \sqrt{e_{N,V_U1U2}^2 + e_{N,RES_U1U2}^2} \quad (4)$$

从之前的讨论可以得知, 随着增益的提高, 放大器的电压噪声很容易成为主导噪声。使用较小的 R_G 值 (例如500 Ω) 可以大大降低电阻的噪声。

V_{OCM}电路 — U3和U4噪声

接下来分析图10中V_{OCM}电路的噪声。V_{OCM}电路 (U3和U4) 的总噪声 (包括电阻噪声, 并忽略每个放大器的输入电流噪声) 计算方式如下:

$$e_{NO,U3} = \sqrt{\left[e_{N,RTIU3} \left(1 + \frac{R4}{R3} \right) \right]^2 + \left[e_{N,R3} \frac{R4}{R3} \right]^2 + e_{N,R4}^2 + \left[e_{N,R1//R2} \left(1 + \frac{R4}{R3} \right) \right]^2} \quad (5)$$

$$e_{NO,U4} = \sqrt{\left[e_{N,RTIU4} \left(1 + \frac{R6}{R5} \right) \right]^2 + \left[e_{N,R5} \frac{R6}{R5} \right]^2 + e_{N,R6}^2 + \left[e_{N,R1//R2} \left(1 + \frac{R6}{R5} \right) \right]^2} \quad (6)$$

$$\text{总 } V_{OCM} \text{ 输出噪声} = \sqrt{e_{NO,U3}^2 + e_{NO,U4}^2}$$

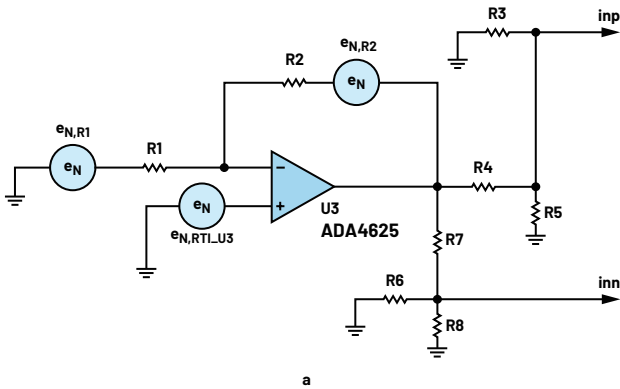


图11. 单放大器V_{OCM}噪声模型

其中, $R1//R2$ 为 $R1$ 和 $R2$ 的并联等效电阻。从之前的讨论还可以明显看出, U3和U4的总噪声主要由放大器电压噪声和电阻噪声组成, 因此最好保持较低电阻值, 以有效减少其对整体噪声的贡献, 使放大器噪声成为唯一的主要噪声源。V_{OCM}电路输出端的噪声会出现在差分级的输入端, 随后由差分级放大并传输至输出端。

V_{OCM}电路 — 单放大器U3噪声

如前所述, U3输出端的噪声作为U1和U2输入端的共模出现 (显示为inp和inn, 见图11), 因此不会给差分级带来噪声。额外的噪声来自电阻R3至R8。仔细检查可发现, 差分级的每个输入端都有三个并联电阻——正输入端为R3至R5, 负输入端为R6至R8 (图11c), 这也使得电阻的噪声贡献非常小。

在双放大器和单放大器V_{OCM}电路这两种电路中, 后者的噪声贡献要低得多, 但其整体信号增益较低。此外, 它的功耗更低, 所需的放大器也更少。公式7表示图11中V_{OCM}电路输出端的噪声; 公式8表示差分级输出端变化对U1和U2的对应噪声贡献。

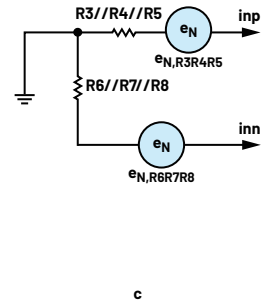
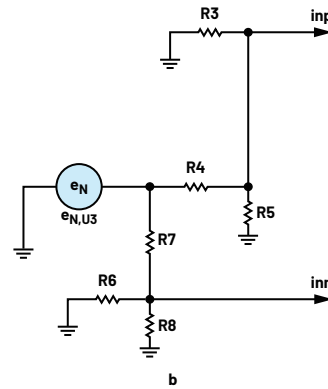
$$e_{N,V_{OCM_U3}} = \sqrt{e_{N,R3R4R5}^2 + e_{N,R6R7R8}^2} \quad (7)$$

$$e_{N,V_{OCM_U3}} = \left(\sqrt{e_{N,R3R4R5}^2 + e_{N,R6R7R8}^2} \right) \left(\frac{R_G + R_{F1} + R_{F2}}{R_G} \right) \quad (8)$$

综合考虑 — ADC信号链的总SNR

ADC信号的总SNR由模拟前端(AFE)和ADC的总噪声贡献决定, 其中可能包括来自其他噪声源的噪声。ADC信号链的总SNR由下式得出:

$$\text{SNR} = 20 \log \left(\frac{\text{Total System Noise, rms}}{\frac{V_{REF}}{\sqrt{2}}} \right) \quad (9)$$



其中, V_{REF} 被认为是双极性输出ADC的正满量程。

总体而言, 信号链的总SNR可以用图12来总结。

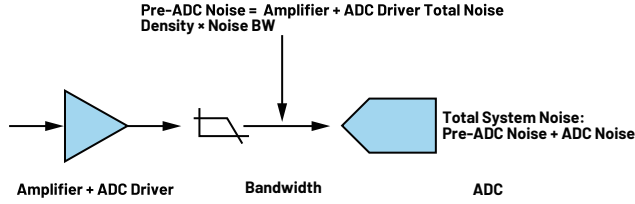


图12. 数据采集前端信号链

ADC的噪声与AFE输入端的噪声相结合, 会使ADC的实际总SNR低于理论或理想值。为将AFE的噪声与ADC的噪声结合起来, 需要将ADC的SNR转换为其均方根积分噪声等效值, 如下所示:

$$ADC\ Noise\ (rms) = \left(\frac{V_{REF}}{\sqrt{2}} \right) \times 10 \left(\frac{ADC\ SNR}{20} \right) \quad (10)$$

例如, ADAQ7767-1的典型SNR为-106 dB, 等效有效值噪声为14.5 μV 。

ADAQ7767-1是一款24位数据采集解决方案, 带有集成ADC驱动器和抗混叠滤波器, 增益为1、0.364、0.143 V/V, 250 kSPS时噪声带宽(BW)为110 kHz, 其陡峭截止频率主要由其数字砖墙滤波器决定。ADA4625-1/ADA4625-2的典型宽带电压噪声为3.3 nV/ $\sqrt{Hz}$, 因此图13中差分级 (U1和U2) 的输出噪声贡献 (噪声增益为6) 为:

$e_{N,V,U1U2} = [\sqrt{2(3.3\ nV)^2}] (500\ \Omega + 1.5\ k\Omega + 1\ k\Omega) / 500\ \Omega = 28\ nV/\sqrt{Hz}$; U1和U2 RTI噪声引起, 使用公式1。

$e_{N,RES,U1U2} = \sqrt{[2.87\ nV(6)]^2 + (4\ nV)^2 + (4.97\ nV)^2} = 18.4\ nV/\sqrt{Hz}$, 电阻增益网络引起, 使用公式3。

$e_{N,U1U2} = \sqrt{(28\ nV)^2 + (18.4\ nV)^2} = 33.5\ nV/\sqrt{Hz}$, 差分级的总输出噪声贡献。

根据公式8, 其中差分级输入端三个电阻 (1 k Ω) 的并联等效值为333.3 Ω , 噪声为2.3 nV/ $\sqrt{Hz}$;

$e_{NQ,VOCM,U3} = 6\sqrt{2(2.3\ nV)^2} = 19.5\ nV/\sqrt{Hz}$, 电阻R3至R8引起的输出噪声贡献。

因此, ADAQ7767-1输入端的总输出噪声计算如下:

$$e_{NO} = \sqrt{e_{NO,VOCM,U3}^2 + e_{N,U1U2}^2} = \sqrt{(19.5\ nV)^2 + (33.5\ nV)^2} = 38.8\ nV/\sqrt{Hz} \quad (11)$$

ADAQ7767-1的输入增益级配置设置为0.143 V/V, 输入范围为 $\pm 28\ V$ (56 V p-p)。鉴于-106 dB的典型SNR相当于14.5 μV 有效值噪声, 将输入电路噪声与器件噪声相结合可得出如下结果:

$$Total\ Input\ Noise\ (rms) = (38.8\ nV/\sqrt{Hz}) (0.143)(\sqrt{110\ kHz}) = 1.8\ \mu V\ rms \quad (12)$$

$$Total\ System\ Noise = \sqrt{(14.5\ \mu V)^2 + (1.8\ \mu V)^2} = 14.6\ \mu V\ rms \quad (13)$$

输入电路对系统总噪声的贡献非常小, 部分原因在于ADAQ7767-1的输入增益较小。请注意, 110 kHz来自砖墙式数字滤波器, 因此乘以带宽时无需带上滤波器带宽调整因子。根据-106 dB的典型SNR, 信号链的最终SNR将为:

$$SNR = 20\ log\ \left(\frac{14.6\ \mu V\ rms}{4.096/\sqrt{2}} \right) = -105.9\ dB \quad (14)$$

使用LTspice对图13中的输入电路进行噪声仿真 (图14), 表明110 kHz带宽的总有效值噪声为12.3 $\mu V\ rms$ 。将其乘以0.143 V/V的增益, 得到ADAQ7767-1输入端噪声为1.8 μV 有效值噪声, 这与计算出的总输入噪声值相同。

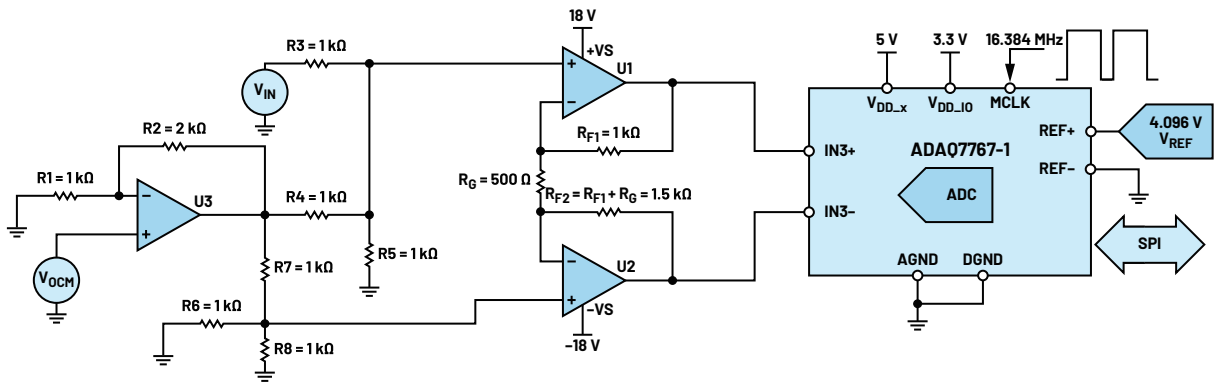


图13. 具有高压输入的ADAQ7767-1精密信号链

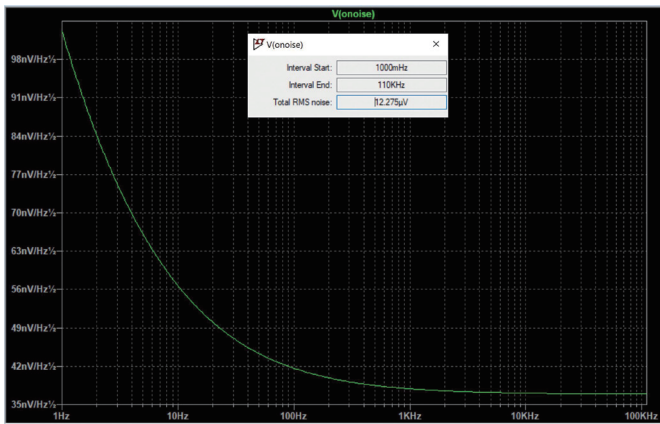


图14. 图13所示ADAQ7767-1输入电路中的LTspice噪声

表1为使用ADAQ7767-1的其他增益时所得的信号链总SNR。

表1. ADAQ7767-1不同增益下的信号链总SNR

总AFE (FDA) 噪声(V rms)	带宽(Hz) (砖墙)	ADAQ7767-1 增益	ADC输入总噪声(V rms)	系统总噪声 (V rms)	总SNR (dB)
3.88E-08	1.10E+05	0.143	1.84E-06	1.46E-05	-105.94
3.88E-08	1.10E+05	0.364	4.68E-06	1.52E-05	-105.58
3.88E-08	1.10E+05	1	1.29E-05	1.94E-05	-103.49



作者简介

Darwin Tolentino现任ADI公司产品/测试开发经理，常驻在菲律宾甲米地垂亚斯将军城，主要负责精密µModule®信号链相关业务，该信号链为精密数据转换提供集成式完整解决方案。他于2000年加入ADI公司，起初担任产品制造工程师，后来成为产品与测试开发工程师，负责为各种线性和精密产品（如放大器、基准电压源和转换器）设计ATE解决方案。

图13中仅使用了单放大器 V_{OCM} 电路。该电路可用于向前端信号链系统提供大输入电压，而不会对噪声性能产生显著影响。双通道放大器 V_{OCM} 电路可以在相同的总信号增益下提供类似的噪声性能。噪声分析部分“ V_{OCM} 电路——U3和U4噪声”中给出的噪声方程可用于计算双通道放大器 V_{OCM} 电路输出端的总噪声，并且可以应用同样的方法和概念来计算信号链的总SNR。

结论

在本文介绍的电路中使用ADA4625-1/ADA4625-2创建复合FDA，可实现具有可调共模的低噪声、高电压输出解决方案，进而可以驱动具有宽输入范围的高性能数据采集信号链。通过适当配置差分级的反馈网络，该方案既能支持单端输入，也能支持差分输入。单放大器 V_{OCM} 电路功耗更低，使用的放大器更少，故而优于双放大器 V_{OCM} 电路。我们的示例表明，在增益较低时，FDA电路不会对ADAQ7767-1信号链的总SNR产生显著影响。对于增益1 V/V、0.364 V/V和0.143 V/V，其输入范围分别为 ± 4.096 V、 ± 11.264 V和 ± 28 V；增益最低时输入范围最宽，并且从该解决方案中受益最大。

