

适合空间受限应用的低功耗精密数据采集信号链

Maithil Pachchigar
ADI公司应用工程师

in 分享至LinkedIn | 电子邮件

简介

对于仪表、工业及医疗产业中的许多应用，系统设计人员开发了大量数据采集卡，与各种类型传感器实现接口，如光学、温度、压力、磁性、振动和声学传感器等等。这些传感器的输出信号通常为单端或差分信号。在这类应用中，模拟前端接收单端或差分信号，并执行所需的增益或衰减、抗混叠滤波及电平转换，之后在满量程电平下驱动ADC输入端。无论单端至差分还是全差分信号链配置，两者都需要额外电路对输入信号进行电平转换。不过，全差分信号链的噪声抑制能力更强大且信号摆幅变为两倍，代价就是功耗增大且信号链更复杂。模拟前端有时在ADC驱动器级前面针对高阻抗传感器接口使用一个可选仪表放大器或JFET放大器。根据应用要求，系统设计人员要么将各种传感器的输出多路复用到单个数据采集通道中，要么进行同时采样以数字化来自各传感器的信号，从而提高每通道采样速率。他们需找到创新的方法在最佳性能、热功耗及电路密度提高这些挑战之间保持平衡。图1显示典型高阶传感器至数字数据采集信号链。

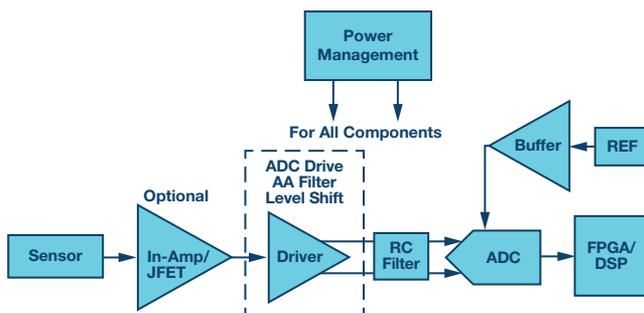


图1. 典型传感器至数字数据采集信号链

两种常用方法是单端至差分转换和差分至差分转换。

本文提出了一种针对全差分单端输入信号配置的低功耗精密数据采集系统解决方案，重点阐述其关键设计考量，并说明如何针对空间受限应用实现最佳性能。本文所提供的低功耗信号

链采用ADA4940-1低噪声全差分放大器、AD7982差分输入18位PulSAR® ADC和ADR435精密基准电压源，因为无需额外驱动器级并且节省了电路板空间，所以模拟信号调理变得更容易了。

全差分18位数据采集信号链

逐次逼近寄存器(SAR) ADC因其高精密度性能、低延迟和相对较低的功耗而用于众多应用中。全差分输入单极性SAR ADC具有较高分辨率及更好的交流和直流性能，其中大多数需要输入共模电压为 $V_{REF}/2$ 以便使各输入的信号摆幅和差分反相信号(彼此呈 180° 反相)最大。这可能需要对输入信号进行电平转换。精密低功耗18位1 MSPS AD7982差分输入单极性PulSAR ADC需要一个差分ADC驱动器来实现最佳性能。该ADC提供一个兼容SPI、QSPI和其他数字主机的多功能串行数字接口。该接口既可配置为简单的3线模式以实现最少的I/O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。

ADA4940-1是一款低功耗、低噪声、全差分放大器，采用ADI专有的SiGe互补双极性工艺制造，针对驱动16位和18位ADC而优化，性能下降幅度极小。如图2所示，该器件驱动18位、1 MSPS ADC AD7982的差分输入，而低噪声精密5 V基准电压源ADR435用来提供ADC所需的5 V电源。ADR435可提供充足的输出电流，并在AD7982的REF引脚端使用22 μ F去耦电容，无需基准电压源缓冲器。图2所示的所有IC均采用3 mm \times 3 mm LFCSP、4 mm \times 4 mm LFCSP和3 mm \times 5 mm MSOP的小型封装，从而有助于缩小电路板空间。

一个单极2.7 MHz RC (22 Ω , 2.7 nF)低通滤波器放在ADC驱动器输出和ADC输入之间，有助于在ADC输入端限制噪声，减少来自SAR ADC输入端容性DAC的反冲。不过，过大的限带可能会影响建立时间和增加失真。因此，为该滤波器找到最优RC值很重要。为使RC滤波器具有高Q、低温度系数，并且在变化电压下具有稳定的电气特性，建议使用COG或NP0型电容。应选用合理的串联电阻值，以保持放大器稳定并限制其输出电流。

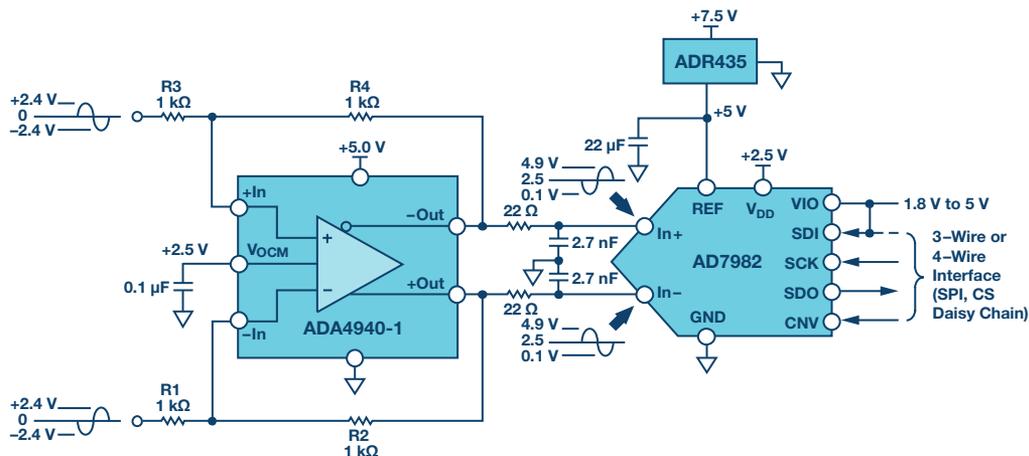


图2. 低功耗全差分18位1 MSPS数据采集信号链(简化示意图: 未显示所有连接和去耦)

低失真高性能信号源Audio Precision® SYS-2702用于下面所有测试示例, 可实现最佳性能。在这种情况下, 来自信号源的9.6 V p-p差分输出馈送至ADC驱动器输入, 以使用5 V基准电压源实现ADC的满量程动态范围性能。输出共模电压为2.5 V时, ADA4940-1各输出的摆幅在0.1 V和4.9 V之间, 相位相反, 向ADC输入端提供增益为1、9.6 V p-p的差分信号。应注意, ADA4940-1各输入需要和接地有200 mV下裕量, 和5 V电源有1.2 V上裕量。ADA4940-1各输出也需要跟接地和5 V电源分别有100 mV的下裕量和上裕量。

ADA4940-1用作ADC驱动器时, 用户可以进行必要的信号调理, 包括对信号实施电平转换和衰减或放大, 以便使用四个电阻实现更大动态范围, 从而不再需要额外的驱动器级。采用反馈电阻($R2 = R4$)对增益电阻($R1 = R3$)之比设置增益, 其中 $R1 = R2 = R3 = R4 = 1 \text{ k}\Omega$ 。

对于平衡差分输入信号, 有效输入阻抗为 $2 \times$ 增益电阻($R1$ 或 $R3$) = $2 \text{ k}\Omega$, 对于非平衡(单端)输入信号, 有效阻抗根据下式约为 $1.33 \text{ k}\Omega$

$$1 - \frac{R3}{2 \times (R3 + R4)}$$

如果需要可以在输入端并联一个端接电阻。

ADA4940-1内部共模反馈环路强制共模输出电压等于施加到 V_{OCM} 输入的电压, 提供了出色的输出平衡。当两个反馈系数($\beta1$ 和 $\beta2$)不相等时, 差分输出电压取决于 V_{OCM} ; 此时, 输出幅度或相位的任何不平衡都会在输出端产生不良共模成分, 导致差分输出中有冗余噪声和失调。因此, 在这种情况下(即, $\beta1 = \beta2$), 输入源阻抗和 $R1$ ($R3$)的组合应等于 $1 \text{ k}\Omega$, 以避免各输出信号的共模电压失配, 并防止ADA4940-1的共模噪声增加。

噪声分析

信号在印刷电路板(PCB)的走线以及长电缆中传输时, 系统噪声会累积在信号中, 而差分输入ADC会抑制表现为共模电压的任何信号噪声。差分信号使ADC的动态范围增大, 同时也提供更好的谐波失真性能。

这款18位1 MSPS数据采集系统的预期信噪比(SNR)理论值可通过每个噪声源(ADA4940-1、ADR435和AD7982)的和方根(RSS)计算得到。

ADA4940-1在100 kHz时的低噪声性能典型值为 $3.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 如图3所示。

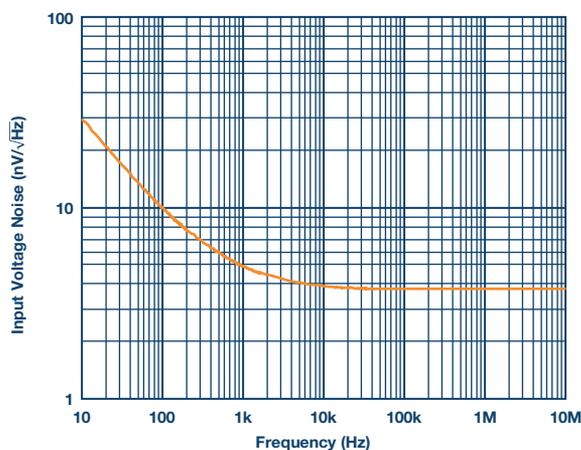


图3. ADA4940-1输入电压噪声频谱密度和频率的关系

必须计算差分放大器的噪声增益, 以便找到等效输出噪声贡献。

差分放大器的噪声增益为:

$$NG = \frac{2}{(\beta1 + \beta2)} = 2 \text{ V/V}$$

其中

$$\beta1 = \frac{R1}{R1 + R2} = 0.5$$

以及

$$\beta2 = \frac{R3}{R3 + R4} = 0.5$$

是两个反馈系数。

应当考虑下列差分放大器噪声源:

- ▶ 由于ADA4940-1输入电压噪声为 $3.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 其差分输出噪声应当为 $7.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

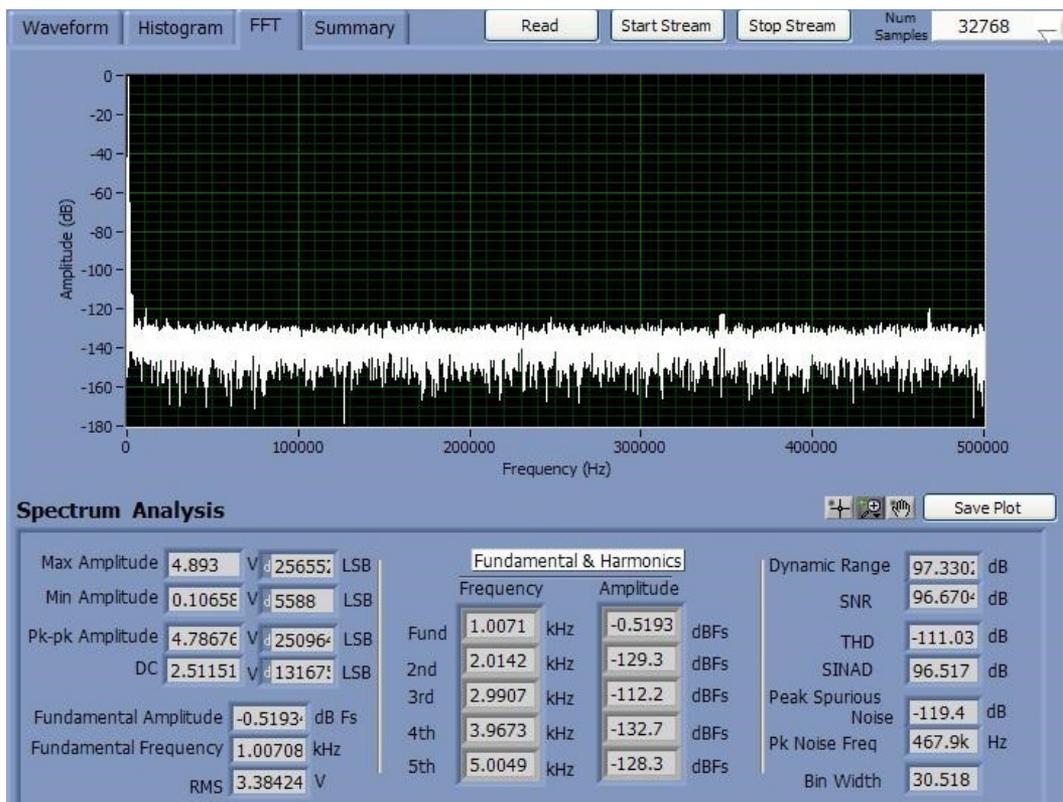


图4. FFT曲线图, $f_{in} = 1 \text{ kHz}$, $F_s = 1 \text{ MSPS}$ (将ADA4940-1配置成全差分驱动器)

- ▶ ADA4940-1数据手册中的共模输入电压噪声(e_{ocm})为 $83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 因此其输出噪声为 $-e_{ocm} \times (\beta_1 - \beta_2) \times NG = 0$.
- ▶ 给定带宽条件下, R1、R2、R3和R4电阻噪声可根据约翰逊-奈奎斯特噪声方程计算。 $e_{rn} = e_{Rn} = \sqrt{4k_B TR}$, 其中 k_B 是玻尔兹曼常数($1.38065 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T为电阻绝对温度(开尔文), 而R为电阻值(Ω)。来自反馈电阻的噪声为 $e_{R2} = e_{R4} = 4.07 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- ▶ 来自R1的噪声为 $e_{R1} \times (1 - \beta_1) \times NG = 4.07 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 而来自R3的噪声为 $e_{R3} \times (1 - \beta_2) \times NG = 4.07 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- ▶ ADA4940-1数据手册中的电流噪声为 $0.81 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

- 反相输入电压噪声:
 $iIN- \times R1 || R2 \times NG = 0.81 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- 同相输入电压噪声:
 $iIN+ \times R3 || R4 \times NG = 0.81 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

因此, 来自ADA4940的等效输出噪声贡献为:

$$= \sqrt{(7.9e-9)^2 + (0)^2 + 4 \times (4.07e-9)^2 + 2 \times (0.81e-9)^2} = 11.33 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

(RC滤波器之后的)ADC输入端总积分噪声为:

$$11.33 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{(2.7e6 \times \pi/2)} = 23.26 \text{ } \mu\text{V rms}$$

AD7982的均方根噪声可根据5 V基准电压源典型信噪比(SNR, 98 dB)计算得到。

$$e_{AD7982} = 10^{(-\frac{SNR}{20})} \times V_{signal-rms} = 10^{(-\frac{98}{20})} \times 3.353 \text{ V} = 44.50 \text{ } \mu\text{V rms}$$

根据这些数据, ADC驱动器和ADC的总噪声贡献为

$$V_{noise-rms} = \sqrt{(23.26e-6)^2 + (44.50e-6)^2} = 50.22 \text{ } \mu\text{V rms}$$

注意, 本例中忽略来自ADR435基准电压源的噪声贡献, 因为它非常小。

因此, 数据采集系统的理论SNR可根据下式近似计算。

$$SNR = 20 \times \log\left(\frac{V_{signal-rms}}{V_{noise-rms}}\right) = 20 \times \log\left(\frac{3.353 \text{ V}}{50.22 \text{ } \mu\text{V rms}}\right) = 96.95 \text{ dB}$$

AD7982在1 kHz输入信号时, SNR典型值为96.67 dB, THD典型值为-111.03 dB, 如图4中的FFT性能图所示。这种情况下测得的SNR为96.67 dB, 非常接近上文中的96.95 dB SNR理论估算值。数据手册中98 dB的目标SNR的实际损耗由来自ADA4940差分放大器电路的等效输出噪声贡献所导致。AD7982的典型INL和DNL性能如图5所示。

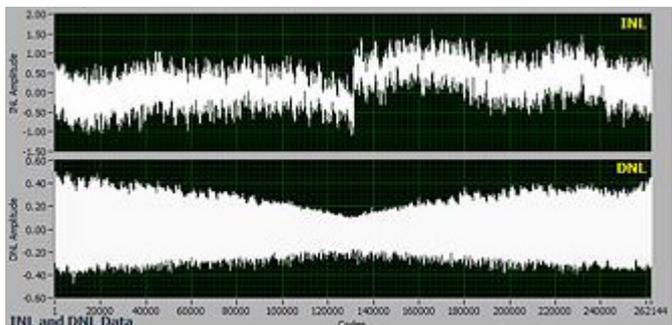


图5. INL和DNL曲线图(采样频率为1 MSPS, 最小/最大INL = +1.6/-1.1 LSB, DNL = $\pm 0.5 \text{ LSB}$)

单端至差分18位数据采集信号链

在许多应用中，最常出现的情况是差分ADC采用单端至差分配置，因为来自许多传感器的输出信号通常为单端，而且在某些情况下，传感器后面的是仪器或者JFET放大器级。在这种情况下，需要使用额外电路对这些信号进行单端至差分转换，以便在下游将信号馈送至差分输入ADC，并充分利用ADC的满量程范围。可以使用分立式放大器解决方案以多种方式来实现单端至差分转换，每种方法都各有优缺点。不过，代价就是需要额外的电路板空间且成本增加。所提出的使用全差分ADC驱动器的低功耗解决方案采用单端至差分转换配置来实现最佳性能，ADC的集成输出共模控制也减轻了电平转换信号的负担，因而无需额外的信号调理级。该电路也可接受来自信号源的

$\pm 4.8\text{ V}$ 单端输入信号以产生 9.6 V p-p全差分输出信号，并驱动ADC输入以最大程度提高动态范围性能，如图6所示。AD7982在 1 kHz 输入信号时，SNR典型值为 95.89 dB ，THD典型值为 -110.14 dB ，如图7中的FFT性能所示。

功耗

许多数据采集系统要求具有低功耗，并缩小电路板尺寸，以满足空间受限应用的需要。AD7982采用 $2.5\text{ V } V_{DD}$ 单电源供电，使用 5 V 基准电压源和 3 V VIO电源供电时， 1 MSPS 下的功耗仅为大约 6.1 mW 。如图8所示，功耗与吞吐速率呈线性关系，因而ADC非常适合高低(甚至可低至若干Hz)两种采样速率。电池供电便携式仪器的功耗也非常低。ADC的基准电压可独立于电源电压(V_{DD})进

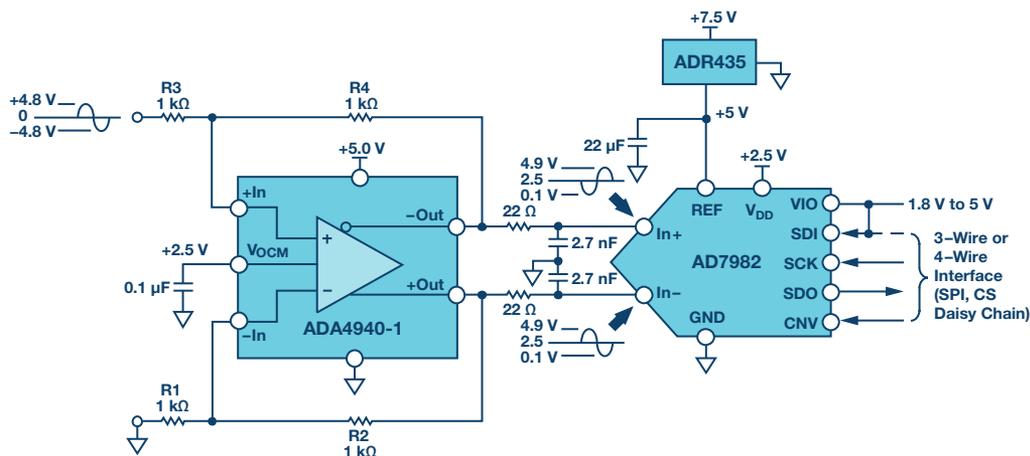


图6. 低功耗单端至差分18位1 MSPS数据采集信号链(简化示意图: 未显示所有连接和去耦)

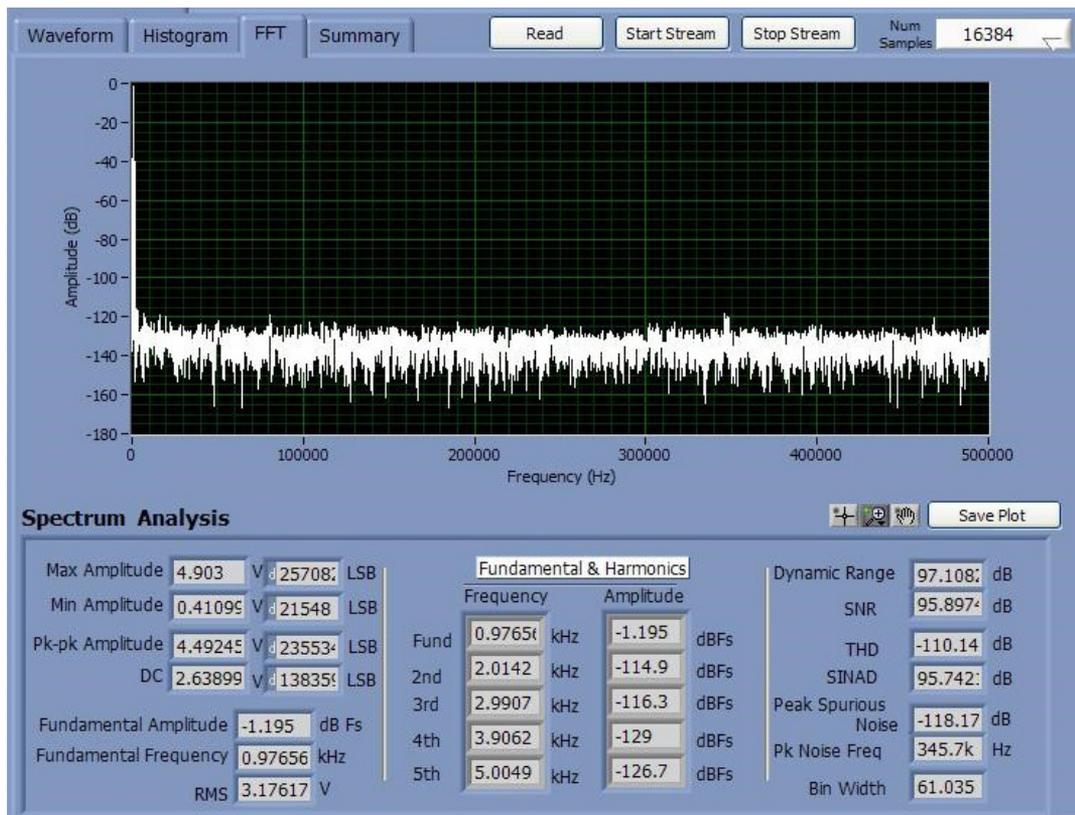


图7. FFT曲线图, $f_{in} = 1\text{ kHz}$, $F_s = 1\text{ MSPS}$ (将ADA4940-1配置成单端至差分驱动器)

行设置, 后者决定ADC的输入满量程范围。这种情况下, 用于AD7982的5 V基准电压源从ADR435精密带隙基准电压源输出, 并在外部施加于REF引脚, 该基准电压源采用板载7.5 V电源供电, 典型功耗为4.65 mW。

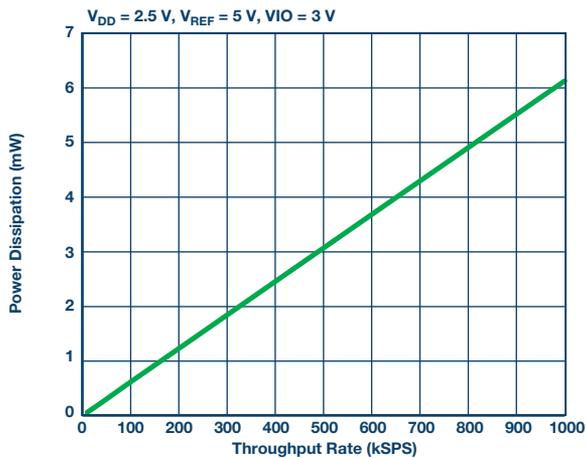


图8. AD7982功耗与吞吐速率的关系

ADA4940-1采用5 V单电源供电, 功耗典型值为6.25 mW。其输出摆幅范围为0.1 V至9 V, 共模电压为2.5 V, 能为ADC提供满量程输入。该器件的轨到轨输出可驱动至各供电轨的0.1 V范围内, 而音频频率范围的交流性能下降幅度极小。

上述数据采集系统包括ADC驱动器、ADC和基准电压源, 总功耗典型值约为17 mW。

评估设置

将Audio Precision SYS-2702信号源、ADA49xx-1 EVAL-BRDZ、EVAL-AD7982SDZ PuISAR AD7982评估板和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台连接在一起的简化测试设置如图9所示。对于以上所有测试, 均使用配备有USB端口运行Windows 7的PC来运行AD7982 PuISAR评估软件。

对于给定应用选择ADC驱动器驱动SAR ADC时, 详细查阅噪声、带宽、建立时间、输入和输出上裕量/下裕量以及功耗要求很

重要。本文针对单端和全差分输入信号配置提出的18位数据采集信号链可实现最佳性能, 总功耗只有约17 mW, 因为不需要额外模拟信号调理级, 所以可节省电路板空间而增加通道密度。使用ADA4940-1的其它低功耗精密信号链也适用于驱动16位1 MSPS/500 kSPS差分PuISAR ADC AD7915/AD7916, 而这两个ADC可以直接代替AD7982, 实现适合空间受限应用的最佳性能。有关驱动高分辨率精密PuISAR ADC的推荐放大器的更多信息, 请参阅ADI公司ADC驱动器造型指南。若要设计差分放大器电路, 请下载直观易用的Analog Devices DiffAmpCalc™免费工具。

参考文献

Ardizzoni, John和Jonathan Pearson, “高速差分ADC驱动器应用规则”, 模拟对话, 第43卷, 第2期, 2009年。

作者简介

Maithil Pachchigar是ADI公司马萨诸塞州威明顿ADI仪器仪表、航空航天与防务业务部门的应用工程师。他于2010年加入ADI公司, 致力于仪器仪表、工业、医疗保健和能源行业的精密ADC产品组合工作和客户支持。自2005年以来, Maithil一直在半导体行业工作, 并已发表多篇文章、应用笔记和博客文章。他于2006年获得圣何塞州立大学电气工程硕士学位, 并于2010年获得硅谷大学MBA学位。联系方式: maithil.pachchigar@analog.com。

在线支持社区

访问ADI在线支持社区, 与ADI技术专家互动。提出您的棘手设计问题、浏览常见问题解答, 或参与讨论。

ezchina.analog.com

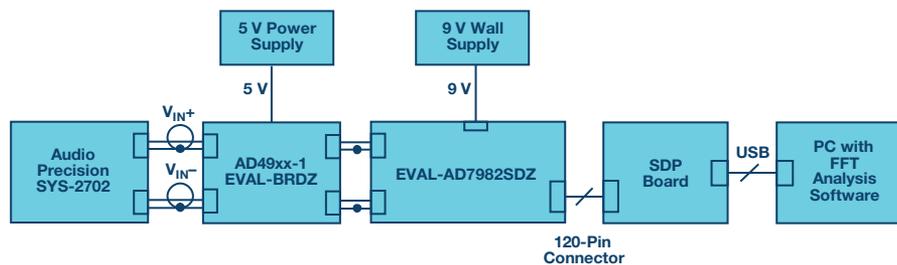


图9. 评估设置功能框图

全球总部

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

大中华区总部

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

深圳分公司

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

北京分公司

北京市海淀区
上地东路 5-2 号
京蒙高科大厦 5 层
邮编: 100085
电话: (86 10) 5987 1000
传真: (86 10) 6298 3574

武汉分公司

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

©2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. Ahead of What's Possible is a trademark of Analog Devices. TA13356sc-0-11/15

analog.com/cn

