

Circuits from the Lab[®] Reference Designs

Circuits from the Lab[®] reference designs are engineered and tested for quick and easy system integration to help solve today's analog, mixed-signal, and RF design challenges. For more information and/or support, visit www.analog.com/CN0345.

连接/参考器件

AD7982	18位、1 MSPS PuISAR [®] 7.0 mW ADC, 采用MSOP或QFN封装
AD8251	10 MHz、20 V/μs、G = 1、2、4、8 iCMOS可编程增益仪表放大器
ADR434	超低噪声XFET基准电压源, 具有吸电流和源电流能力
ADG1207	低电容、8通道、±15 V/+12 V iCMOS多路复用器
AD8475	精密、可选增益、全差分放大器

集成PGIA、用于工业级信号的低功耗、多通道数据采集系统

评估和设计支持

电路评估板

[CN-0345电路评估板\(EVAL-CN0345-SDZ\)](#)

[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所示电路是高性价比、低功耗、多通道数据采集系统, 兼容标准工业级信号。元件针对两次采样之间的最佳建立时间而选择, 能以高达约750 kHz的通道切换速率提供18位性能。

该电路可以处理八个增益独立的通道, 兼容单端和差分输入信号。

模拟前端包括一个多路复用器、可编程增益仪表放大器(PGIA)、用于执行单端转差分任务的精密模数转换器(ADC)驱动器, 以及一个用于采样有效通道信号的18位、1 MSPS PuISAR[®] ADC。提供0.4、0.8、1.6和3.2增益配置。

系统最大采样速率为1 MSPS。通道切换逻辑与ADC转换同步, 最大通道切换速率为1 MHz。单通道采样速率高达1 MSPS, 分辨率为18位。通道切换速率高达750 kHz时依然具有18位性能。系统还具有低功耗特性, 在1 MSPS最大ADC吞吐速率下的功耗仅为240 mW。

Rev. 0

Circuits from the Lab[®] reference designs from Analog Devices have been designed and built by Analog Devices engineers. Standard engineering practices have been employed in the design and construction of each circuit, and their function and performance have been tested and verified in a lab environment at room temperature. However, you are solely responsible for testing the circuit and determining its suitability and applicability for your use and application. Accordingly, in no event shall Analog Devices be liable for direct, indirect, special, incidental, consequential or punitive damages due to any cause whatsoever connected to the use of any Circuits from the Lab circuits. (Continued on last page)

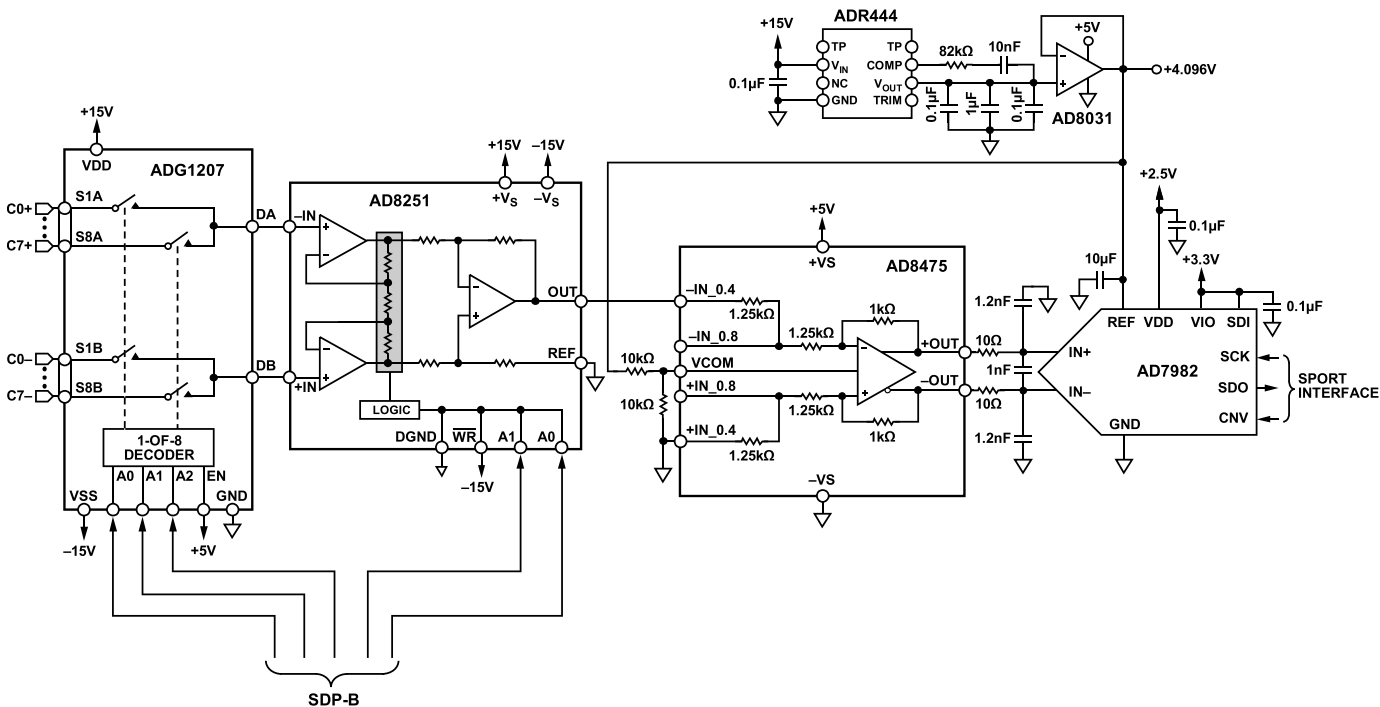


图1. 多通道数据采集简化电路(未显示所有连接和去耦)

电路描述

图1中的电路是个多通道数据采集信号链，由多路复用器、可编程增益级、ADC驱动器和全差分PulSAR ADC组成。

通道切换和增益切换与ADC的转换周期同步。系统可以使用单个ADC监控多达八个通道，相比每通道一个ADC的系统而言，减少了元件数量并降低了成本。每通道都可配置为不同增益，为输入范围提供了灵活性。各通道的有效采样速率等于ADC的采样速率除以采样总通道数。

系统的最大采样速率受限于模拟前端元件的建立时间。多路复用信号本质上是断续的，因此采样间隔之间可能具有较大的电压阶跃。ADC执行转换前，信号链上的元件必须有足够的时间建立至这些阶跃。为使信号建立时间最大化，多路复用器通道会在ADC开始新的转换之后立即切换。

元件选择

ADG1207是一款低电容、快速建立多路复用器，可将8个差分输入之一路由至公共差分输出。ADG1207输入端的切换网络能为单端和差分输入信号提供兼容性。有效通道通过器件地址引脚选择，由SDP-B控制器板控制。

AD8251是一款可编程增益仪表放大器，提供1、2、4和8可选增益设置。较高的增益设置使较小的输入信号升压至AD7982的满量程输入范围内。每一个增益设置都有自己的合适输入范围，如表1所示。

表1. 四个增益配置的输入范围

增益	满量程输入范围
0.4	±10.24 V
0.8	±5.12 V
1.6	±2.56 V
3.2	±1.28 V

AD8475漏斗放大器提供高精度衰减(0.4×)、精确的共模电平转换以及单端至差分转换。该器件具有低输出噪声频谱密度(10 nV/√Hz)和快速建立时间(建立至0.001%: 50 ns, 2 V输出阶跃)，非常适合用来驱动AD7982。

AD7982是一款全差分、1 MSPS、18位PulSAR ADC，使用4.096 V基准电压源时的典型SNR为96 dB。AD7982同样具有低功耗特性，最大吞吐速率时的功耗仅为大约7 mW。该器件的功耗随吞吐速率而变，可在较低采样速率下工作以降低功耗(例如，10 kSPS时功耗等于70 μW)。

系统直流精度误差

图2显示了数据采集系统的理想传递函数。

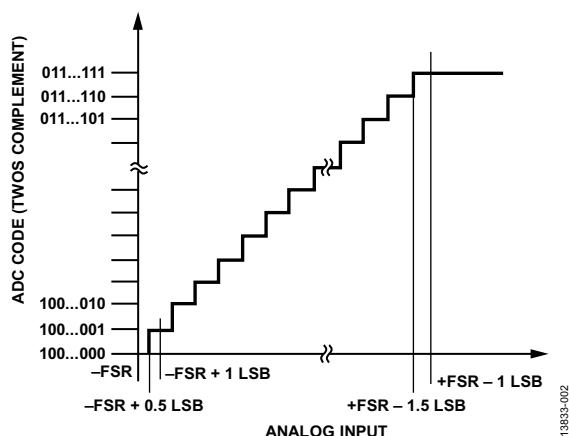


图2. ADC理想传递函数

数据采集信号链上的每一个元件都存在误差，导致系统的真实传递函数与图2有所不同。这些误差的累积效应可以通过对比ADG1207输入端的直流输入和AD7982的输出码而在系统级进行测量。该系统的目标误差是失调误差和增益误差。

失调误差测量

对于理想的双极性、差分ADC而言，0 V差分输入的输出码为0。真正的ADC通常会有一些失调误差(ϵ_b)，其定义为理想输出码与0 V输入的测量输出码之间的偏差。

数据采集系统的失调误差可以通过将其输入接地，然后观察输出码而找出。此误差在AD8251的各增益设置下均有所不同，并且ADG1207各通道之间也有所不同。因此，在全部四种增益配置下对各通道进行失调误差测量。

由于系统监控多个通道，对通道之间的失调误差进行量化也很重要。失调误差匹配($\Delta\epsilon_{b,MAX}$)用来衡量各通道的失调误差以及所有通道的平均失调误差之间的偏差。使用下式计算失调误差匹配：

$$\overline{\Delta\epsilon_{b,MAX}} = \left(\max(\epsilon_{b,i} - \frac{\sum_{j=0}^7 \epsilon_{b,j}}{8}) \right) | i = 0, 1, \dots, 7$$

其中， $\epsilon_{b,i}$ 和 $\epsilon_{b,j}$ 分别表示i和j通道的失调误差。

每一种增益配置都存在失调误差匹配。注意，失调误差可以表示为码，也可以表示为电压(伏特)。

增益误差测量

系统增益误差也会使整个系统具有不精确性。AD7982的理想传递函数如图2所示，其中 -2^{17} 和 $2^{17} - 1$ 输出码分别对应负满量程输入电压(-FS)和正满量程输入电压(+FS)；然而，失调误差(ϵ_b)和增益误差(ϵ_m)的组合却会导致此关系产生偏差。

增益误差可以表示为实际系统增益和理想系统增益之间的百分比误差。更为常见的表示方法是采用百分比满量程误差(%FS)，它衡量产生 $2^{17} - 1$ 码的理想和实际输入电压之间的误差。

理想满量程输入电压($V_{FS,IDEAL}$)与ADC分辨率(AD7982为18位)以及基准电压(V_{REF})的精度成函数关系。基准电压误差会导致ADC的增益误差。为了去耦基准电压误差与ADC增益误差，使用精密万用表测量 V_{REF} 。然后便可利用下式计算理想满量程输入电压：

$$V_{FS,IDEAL} = \frac{2^{18}}{2 \times V_{REF,MEAS}} = \frac{2^{17}}{V_{REF,MEAS}}$$

实际系统增益可以通过计算一组多个输入电压(m_{LR})的线性回归斜率得到，其输出码为：

$$Y_{REAL} = m_{LR} \times V_{IN}$$

实际满量程输入电压($V_{FS,REAL}$)可以计算如下：

$$V_{FS,REAL} = \frac{Y_{REAL}}{m_{LR}} = \frac{2^{17}}{m_{LR}}$$

增益误差(以%FS误差表示)可以计算如下：

$$\epsilon_m = \frac{V_{FS,IDEAL} - V_{FS,REAL}}{V_{FS,IDEAL}} \times 100\%$$

系统增益误差随AD8251增益而变，但各通道独立。因此，增益误差针对四个增益配置分别进行测量，但在系统中仅使用ADG1207的其中一个通道。

系统噪声分析

精密数据采集系统的关键设计目标之一是实现高信噪比(SNR)，这可以通过增加满量程信号幅度和/或降低系统中元件产生的噪声功率实现。

系统中的总噪声功率可以通过元件各自的噪声功率折合成到AD7982输入端的和方根(rss)计算得出：

$$v_{n,TOTAL} = \sqrt{v_{n,ADG1207}^2 + v_{n,AD8251}^2 + v_{n,AD8475}^2 + v_{n,AD7982}^2}$$

之后，系统的预计SNR(SNR_{EXPECTED})便可计算如下：

$$SNR_{EXPECTED} = 20 \log \left(\frac{V_{REF}/\sqrt{2}}{v_{n,TOTAL}} \right)$$

系统中各元件的预计噪声贡献以及整个系统的预计SNR性能如表2所示。在总系统噪声计算时，忽略系统中无源元件的热噪声贡献。

AD7982 ADC噪声

AD7982 ADC噪声与其固有量化噪声和内部元件(比如产生热噪声的无源元件)导致的噪声成函数关系。

AD7982的rms输入电压噪声可以通过下式，利用其SNR额定值计算：

$$v_{n,AD7982} = \frac{V_{REF}}{\sqrt{2}} \times 10^{\left(\frac{SNR_{AD7982}}{20} \right)}$$

AD7982 (SNR_{AD7982})的SNR额定值约为96 dB(使用4.096 V基准电压源)。

AD7982输入端的单极点RC滤波器限制了来自上游元件的宽带噪声。较小的滤波器带宽可以通过进一步限制噪声功率而改善SNR；然而，其时间常数也必须足够短，以便建立电压反冲——这是因为AD7982输入端在采集阶段重新连接前端电路而发生电荷注入。适合系统的带宽至少为5 MHz(更多信息，请参见《模拟对话》文章：[精密SAR模数转换器的前端放大器和RC滤波器设计](#))。

AD8475漏斗放大器噪声

AD8475 ($v_{n,AD8475}$)产生的rms噪声是其折合成到输出NSD (e_{AD8475})以及AD7982输入端RC滤波器带宽(BW_{RC})的函数：

$$v_{n,AD8475} = e_{AD8475} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times BW_{RC}}$$

其中， $e_{AD8475} = 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

AD8251仪表放大器噪声

AD8251用作增益级，可通过将小幅度信号的幅度提升至更接近AD7982输入端的 $\pm V_{REF}$ 范围，从而改善它们的SNR。理想情况下，如果系统增益以系数G增加，则输入信号的SNR(单位：dB)将会改善：

$$\Delta SNR = \log_{10}(G)$$

然而，这种水平的改善实际上却是做不到的，因为宽带噪声同样为电路的噪声增益所放大。幸运的是，这种性能的下落不如信号增益导致的性能改善那么明显。

AD8251产生的rms噪声是其折合成到输入NSD (e_{AD8251})、其增益设置(G_{AD8251})、AD8475的衰减系数(G_{AD8475})以及AD7982输入端的噪声滤波器带宽的函数。

$$v_{n,AD8251} = e_{AD8251} \times G_{AD8251} \times G_{AD8475} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times BW_{RC}}$$

e_{AD8251} 的数值同样取决于AD8251增益，可以在AD8251数据手册中找到。

ADG1207多路复用器噪声

ADG1207产生的NSD和rms噪声可以使用Johnson/Nyquist噪声公式计算，因为器件用作源端与模拟前端其余部分之间的串联电阻：

$$e_{n,ADG1207} = \sqrt{4 \times k_B \times T \times R_{ON}}$$

以及

$$v_{n,ADG1207} = e_{n,ADG1207} \times G_{AD8251} \times G_{AD8475} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times BW_{RC}}$$

各通道的电阻(R_{ON})可在ADG1207数据手册中找到。

系统噪声性能的计算结果汇总如表2所示。总噪声的最大贡献因素是AD8251仪表放大器和AD7982 ADC。

表2. 多通道数据采集系统的噪声性能

增益	ADG1207		AD8251		AD8475		AD7982	总计	
	en, ADG1207 (nV/√Hz)	vn, ADG1207 (μV rms)	en, AD8251 (nV/√Hz)	vn, AD8251 (μV rms)	en, AD8475 (nV/√Hz)	vn, AD8475 (μV rms)	vn, AD7982 (μV rms)	vn, 总 (μV rms)	SNR (dB)
0.4	1.41	1.58	40	44.7	10	28	48.6	71.7	92.12
0.8	1.41	3.15	27	60.4	10	28	48.6	82.5	90.91
1.6	1.41	6.31	22	98.4	10	28	48.6	113	88.14
3.2	1.41	12.6	18	161	10	28	48.6	171	84.58

建立时间分析

当图1中的电路对多通道进行采样时，每一个不同的输入都由ADG1207合并至一个时分多路复用信号。多路复用信号本质上是断续的，并且通常在较短的时间间隔内具有较大的电压阶跃。对于图1中的系统而言，两个连续通道之间的差分电压在ADG1207输入端可高达20 V，而分配的建立时间仅等于采样周期。

图3显示了图1中电路的建立时间模型。系统中每一个元件都有各自的建立特性(参见后文内容)。

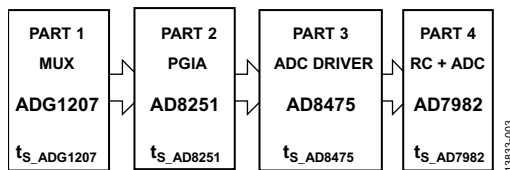


图3. CN-0345电路建立时间模型

建立时间定义为模拟前端电路建立至某一精度的输入阶跃所需的时间。此精度单位通常采用百分比误差(比如0.1%或0.01%)，但在转换系统中，将其与分辨率相关联也是非常有益的做法。例如，建立至16位分辨率大约等同于建立至0.001%。表3显示了单极点系统建立至百分比误差与建立至分辨率之间的关系。

表3. 百分比误差和有效分辨率

分辨率, 位数	LSB (%FS)	时间常数数量 = -ln(百分比误差/100)
6	1.563	4.16
8	0.391	5.55
10	0.0977	6.93
12	0.0244	8.32
14	0.0061	9.70
16	0.00153	11.09
18	0.00038	12.48
20	0.000095	13.86
22	0.000024	15.25

估算含有多个元件的模拟前端建立时间并非易事，原因有多个。首先，很多器件都没有注明极高精度的建立时间特性。有源器件的建立时间与建立精度同样不是线性的，并

且相比0.1%，建立至0.01%可能需要长达30倍时间。这有可能是因为放大器内部的长期热效应所导致。建立时间还与器件驱动的负载有关，并且通常不表征多个负载条件。

在没有特性测试平台的情况下测量高精度建立时间同样十分困难，因为存在示波器过驱和灵敏度的影响，此外生成具有足够上升时间和建立时间的输入脉冲也很困难。

分析电路时，使用某些边界与假设，可以估算出建立时间。总建立时间可以通过单个元件建立时间的和方根(rss)计算：

$$t_{S_TOTAL} = \sqrt{t_{S_ADG1207}^2 + t_{S_AD8251}^2 + t_{S_AD8475}^2 + t_{S_AD7982}^2}$$

系统最大吞吐速率与总建立时间成反比：

$$f_{SR} < \frac{1}{t_{S_TOTAL}}$$

ADG1207建立时间

CMOS开关的等效电路可以近似看作理想开关与电阻(R_{ON})串联连接，以及与两个电容(C_S 、 C_D)并联连接。随后，多路复用器级和相关的滤波器可以如图4所示建模。

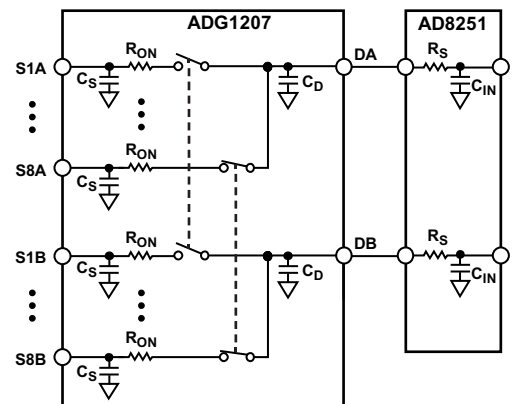


图4. ADG1207建立时间模型

各通道工作情况类似于具有决定建立时间的相关时间常数的RC电路。动态切换通道使信号建立时间变得更复杂；

通道完成切换后，上一次输出与当前输入的差异将会产生反冲瞬变。这种反冲类似于AD7982输入端发生的反冲，因为它进入了采集阶段。更多详细说明，请参见《模拟对话》文章：[精密SAR模数转换器的前端放大器和RC滤波器设计](#)。

图4中的电路使用NI Multisim™仿真，如图5所示，其中下列元件值来自相应的器件数据手册：

- $R_{ON} = 120\ \Omega$
- $C_S = 2\ \text{pF}$
- $C_D = 10\ \text{pF}$
- $R_{IN} || C_{IN} = 1.25\ \text{G}\Omega || 2\ \text{pF}$

AD8251的输入电阻(R_{IN})足够大(1.25 GΩ)，仿真时可以省略。

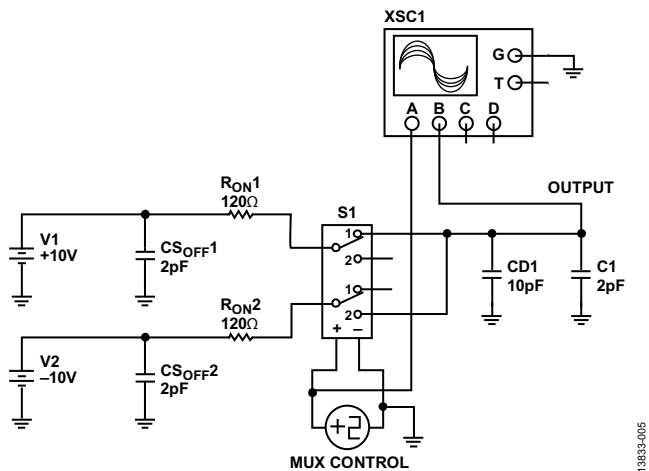


图5. ADG1207的Multisim™建立时间模型

仿真结果如图6所示。ADG1207输出建立至10 V的0.001%所需的时间等于 $t_{S_ADG1207} = 12\ \text{ns}$ 。

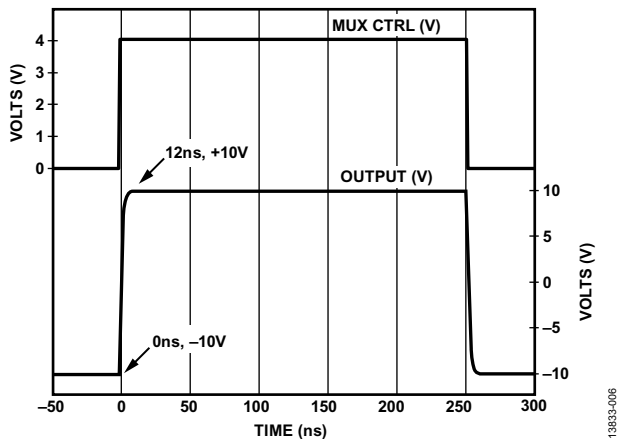


图6. ADG1207仿真模型的建立时间波形

AD8251和AD8475的建立时间

AD8251数据手册给出了各种增益配置下，各输入电压步长情况下低至0.001%误差的建立时间。给定10 kΩ负载和1增益设置，则AD8251输出端能够在1 μs内，以20 V阶跃建立至0.001%。1增益设置所需的建立时间最长，因此建立时间分析将使用1 μs。

然而，当AD8251驱动AD8475的其中一个输入时，其输入阻抗为2.92 kΩ而不是10 kΩ，因此1 μs这个数字可能并不准确。另外也无法保证AD8251建立至18位分辨率的建立时间，因为建立时间与精度之间的关系是非线性的。因此，估计建立时间最好使用0.001%误差(或16位分辨率)。

AD8475建立至0.001%的建立时间额定值为50 ns(2 V差分输出阶跃)。AD8475输出端上的预计最大电压步长为基准电压(V_{REF})的两倍，或者大约等于8 V。假定建立时间与输出电压阶跃成正比，则对于8 V阶跃来说，0.001%(16位)建立时间约为200 ns ($4 \times 50\ \text{ns}$)。

因此，各放大器的建立时间为：

- $t_{S_AD8251} = 1\ \mu\text{s}$
- $t_{S_AD8475} = 200\ \text{ns}$

RC噪声滤波器建立时间和AD7982

图7显示了AD7982输入等效电路。 R_{EXT} 和 C_{EXT} 是ADC之前RC宽带噪声滤波器中的元件。 R_{IN} 和 C_{IN} 分别是AD7982的输入电阻和电容。 C_{IN} 主要是内部容性数模转换器(DAC)。 C_{PIN} 主要是引脚电容，可忽略。这些元件值如下：

- $R_{EXT} = 10\ \Omega$
- $C_{EXT} = 1200\ \text{pF}$
- $R_{IN} = 400\ \Omega$
- $C_{IN} = 30\ \text{pF}$

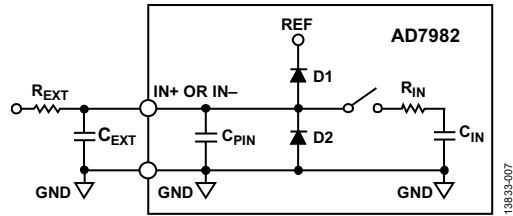


图7. AD7982和RC噪声滤波器建立时间模型

AD7982采用内部容性DAC和电荷再分配算法确定其输出码。转换过程包含两个阶段——采集和转换。在采集阶段，容性DAC连接AD7982的输入端子。在转换阶段，它断开与输入端子的连接，内部逻辑执行电荷再分配算法。转换阶段的最大额定时间为710 ns。

信号必须在采集阶段结束前完成建立，以便进行精确转换。为了最大化信号建立的时间，多路复用器会在AD7982开始转换阶段时立即切换通道。

除了从AD8475输出端的多路复用信号建立外，RC噪声滤波器和AD7982输入还必须建立至采集阶段开始时出现的电压反冲。请参见《模拟对话》文章：[精密SAR模数转换器的前端放大器和RC滤波器设计](#)。

图7中电路的建立时间采用NI Multisim™进行仿真，如图8所示。V1表示AD7982各输入端的预期最大电压阶跃(来自AD8475的单端输出)。CNV和S1仿真AD7982从转换阶段(V1改变数值时发生)到采集阶段(转换开始后710 ns)的切换。CNV保持S1开路，直到V1从0 V阶跃至4 V之后的710 ns，表示转换阶段到采集阶段的切换。ADC_IN表示AD7982在CNV上升沿的采样电压。

系统这部分的建立时间等于V1切换到4 V(时间 = 0时)与ADC_IN建立至4 V的0.001%之间的时间。

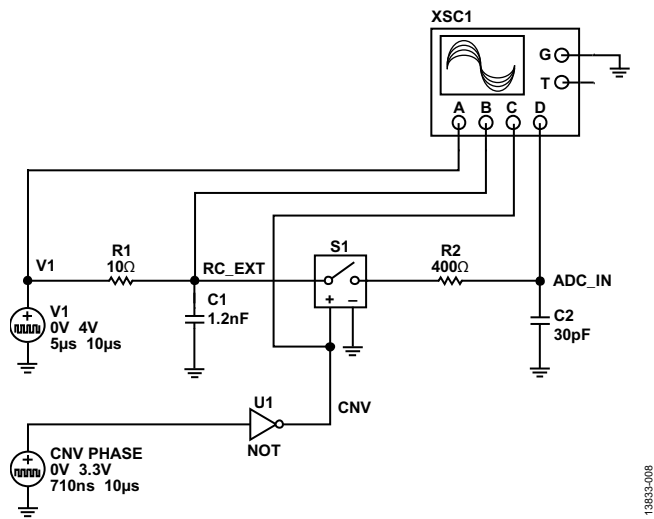


图8. AD7982和RC噪声滤波器的Multisim™建立时间模型

仿真结果如图9所示。输出建立至4 V的0.001%所需时间为 $t_{S_AD7982} = 810 \text{ ns}$ 。

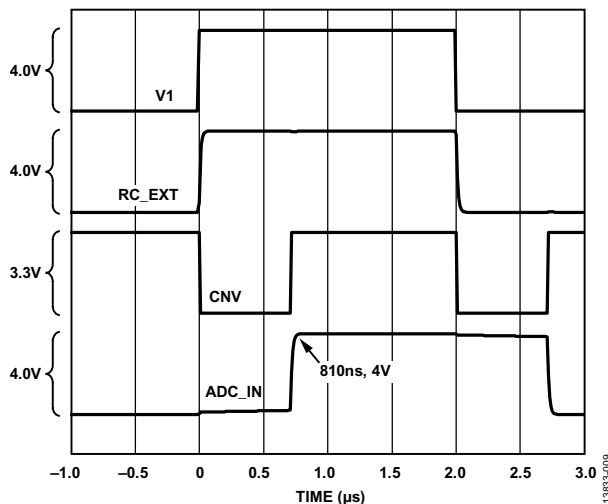


图9. AD7982和RC噪声滤波器仿真模型的建立时间波形

总系统建立时间

图1中整个电路的总建立时间现在可以通过计算各元件建立时间的rss值得到：

- $t_{S_ADG1207} = 12 \text{ ns}$
- $t_{S_AD8251} = 1000 \text{ ns}$
- $t_{S_AD8475} = 200 \text{ ns}$
- $t_{S_AD7982} = 810 \text{ ns}$
- $t_{S_TOTAL} = \sqrt{12 \text{ ns}^2 + 1\mu\text{s}^2 + 200 \text{ ns}^2 + 810 \text{ ns}^2} \approx 1300 \text{ ns}$

因此，系统的预期最大采样速率为：

$$f_{SR} < \frac{1}{1300 \text{ ns}} \approx 770 \text{ kSPS}$$

失调和增益误差结果

表4显示图1中电路的各通道在各增益配置下的失调误差测量值(以LSB方式显示)。表4还显示了各增益配置下所有通道的平均失调误差。

测量失调误差时，将所有通道输入接地，在每一种增益配置下收集各通道上的32,768个样本，并求平均值。

表4. 所有通道和增益配置下的失调误差测量(误差以LSB显示)

增益	通道0	通道1	通道2	通道3	通道4	通道5	通道6	通道7	通道均值	失调误差匹配
0.4	-2.34	-2.31	-2.32	-2.29	-2.31	-2.29	-2.28	-2.26	-2.30	0.47
0.8	-2.40	-2.31	-2.33	-2.31	-2.27	-2.26	-2.25	-2.24	-2.30	0.19
1.6	-1.49	-1.34	-1.35	-1.28	-1.31	-1.22	-1.22	-1.14	-1.29	0.47
3.2	0.11	0.34	0.33	0.44	0.47	0.57	0.63	0.73	0.45	0.36

CN-0345

表5显示图1中电路各增益配置下的增益为误差测量值。使用上文中的分析方法可以找出%FS误差，而V/V实际增益可以通过从理想增益中减去该误差而计算得到。

表5. 所有增益配置的增益误差测量

增益	增益误差(%FS)
0.4	0.07
0.8	0.05
1.6	0.04
3.2	0.02

无通道切换情况下的性能结果

图10、图11、图12和图13显示了10 kHz满量程正弦波输入在单通道上的FFT曲线，增益配置分别为0.4、0.8、1.6和3.2。表6显示各增益配置下测得的SNR和rms噪声。

表6. SNR、噪声和THD与增益的关系(10 kHz输入)

增益	SNR (dB)	RMS噪声($\mu\text{V rms}$)	THD (dB)
0.4	91.50	77.1	-93.89
0.8	90.36	87.9	-93.97
1.6	89.57	96.2	-93.73
3.2	87.35	124.2	-92.93

输入信号由Audio Precision SYS-2700串联信号发生器提供，电路板设为差分输入模式。图14显示了各增益配置下总谐波失真(THD)测量值与输入信号频率的关系。这些结果与AD8251数据手册中的THD典型性能特性相吻合。

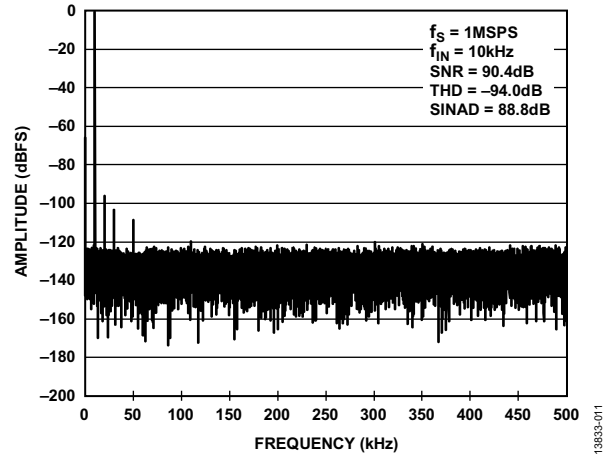


图11. FFT(10 kHz、10 V p-p输入，增益 = 0.8，单个静态通道)

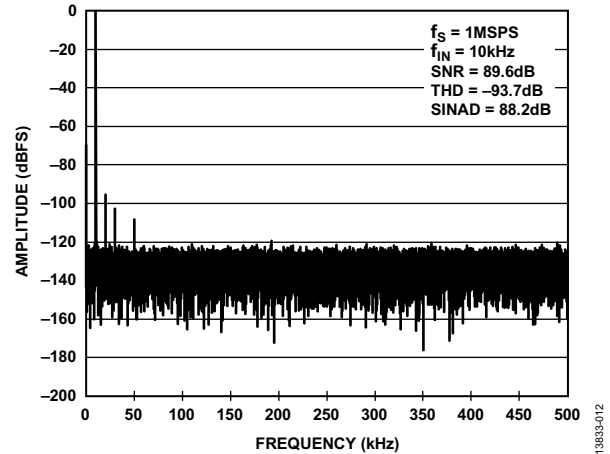


图12. FFT(10 kHz、5 V p-p输入，增益 = 1.6，单个静态通道)

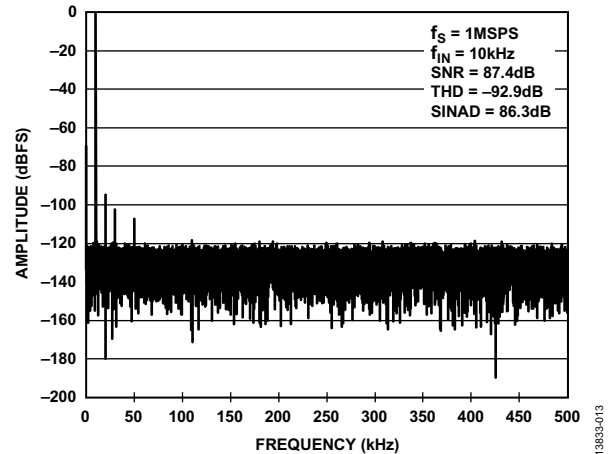


图13. FFT(10 kHz、2.5 V p-p输入，增益 = 3.2，单个静态通道)

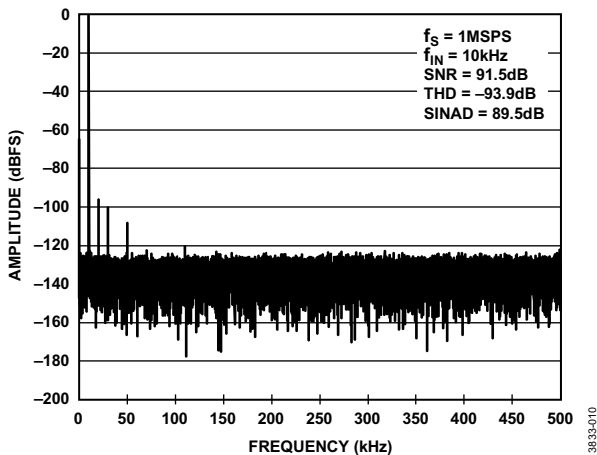


图10. FFT(10 kHz、20 V p-p输入，增益 = 0.4，单个静态通道)

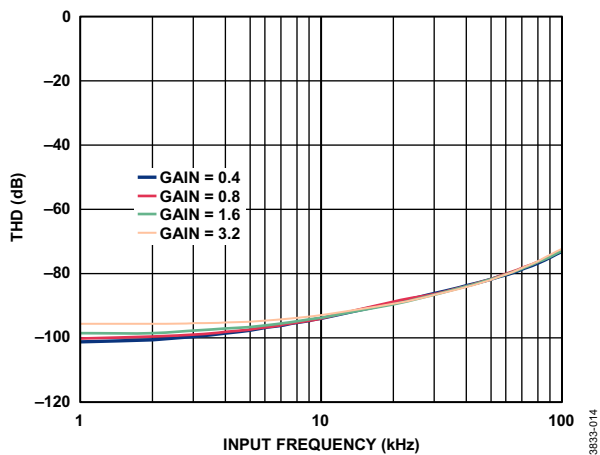


图14. 各种输入频率下的THD测量值(单个静态通道)

带通道切换的系统性能

执行多项测试，以便评估系统扫描多个通道时的性能。使用精密直流源进行实验，测量相对于采样速率的输出码误差(类似测试请参见电路笔记CN-0269)以及通道间的电压步长。另外还测量在两个反相满量程输入间切换时的交流性能，信号采用精密交流源(Audio Precision AP SYS 2712)。

图15和图16分别显示直流和交流性能测试的测试设置。通道切换速率是ADG1207从一个通道切换到另一个通道的速率，等效于AD7982的采样速率。

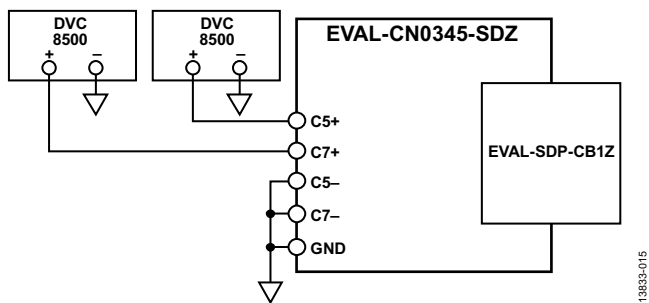


图15. 使用直流校准器的建立时间评估设置

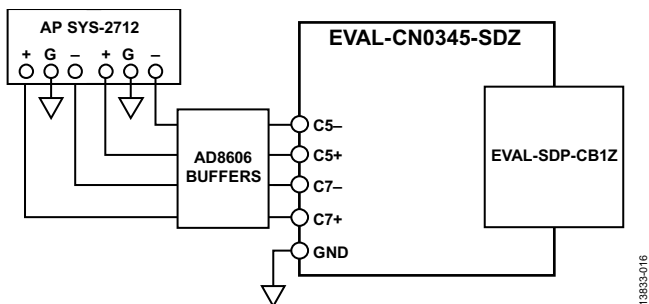


图16. 使用交流信号发生器的建立时间评估设置

在直流测试中，两个通道之间的电压步长以及通道切换速率会发生改变。通道切换速率范围为50 kHz至1 MHz，以50 kHz为增量。各增益配置下的电压步长在不同范围内均有所不同。测量各通道在各种电压步长/通道切换速率下的平均码结果，对每个通道上的8,192个样本求平均值。此外还测量各通道在静止情况下(无通道间切换)的平均码结果。下文讨论的平均码误差由静止情况下和通道切换情况下测得的平均码之差得来。

图17、图18、图19和图20显示了四种增益配置以及多种切换速率下，不同电压步长的平均码误差。图21、图22、图23和图24显示了四种增益配置以及多种切换速率下，满量程电压步长的平均码误差。

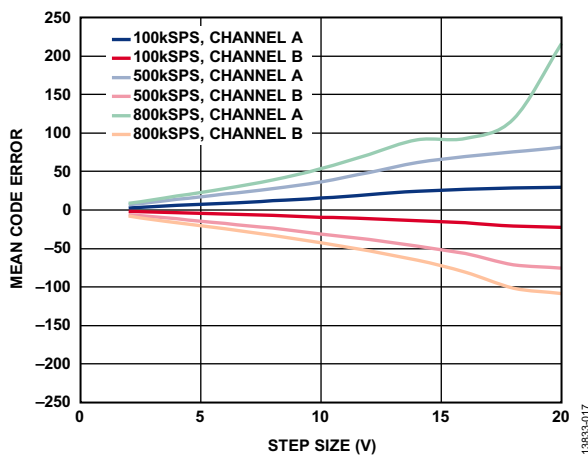


图17. 平均码误差与电压步长的关系(增益 = 0.4)

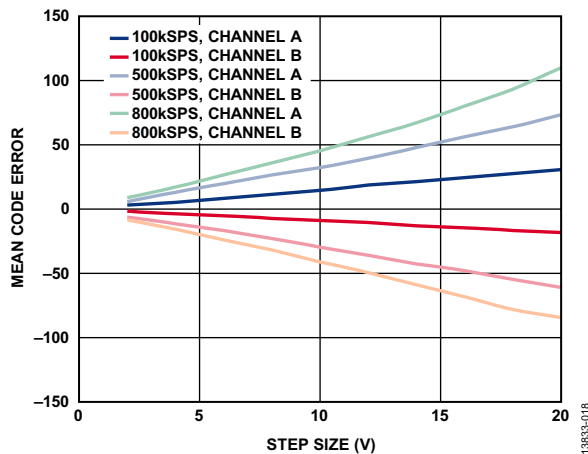


图18. 平均码误差与电压步长的关系(增益 = 0.8)

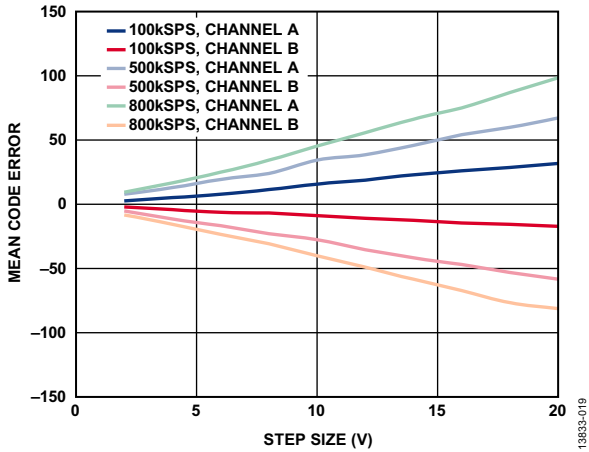


图19. 平均码误差与电压步长的关系(增益 = 1.6)

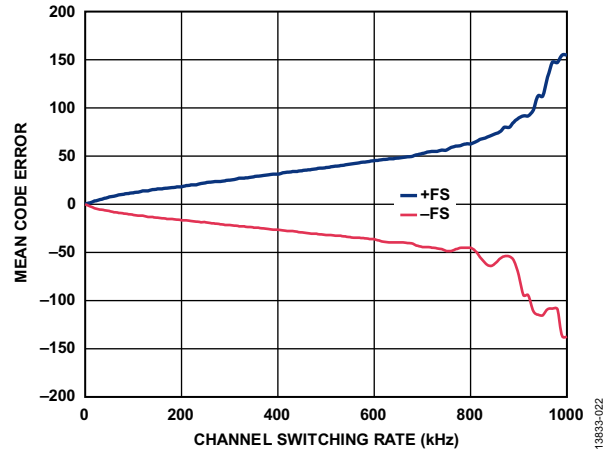


图22. 平均码误差与通道切换速率的关系
(满量程输入阶跃, 增益 = 0.8)

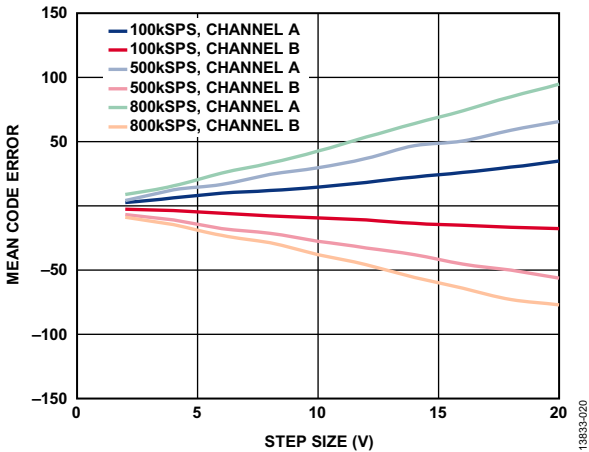


图20. 平均码误差与电压步长的关系(增益 = 3.2)

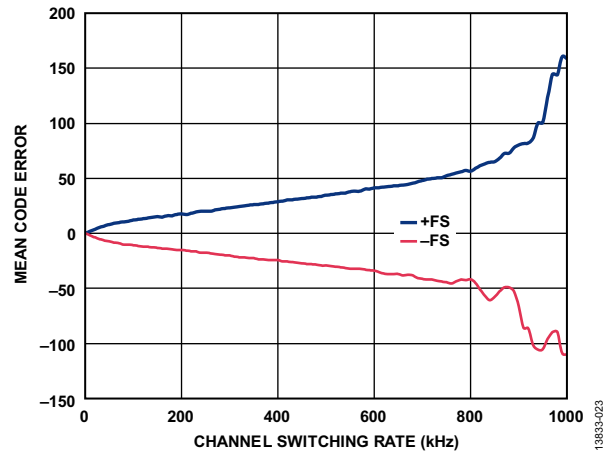


图23. 平均码误差与通道切换速率的关系
(满量程输入阶跃, 增益 = 1.6)

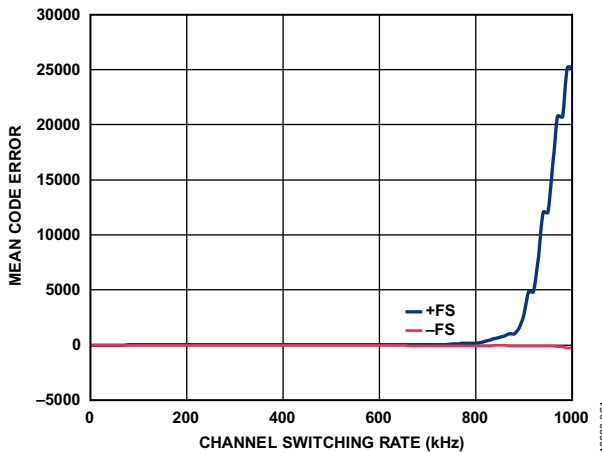


图21. 平均码误差与通道切换速率的关系
(满量程输入阶跃, 增益 = 0.4)

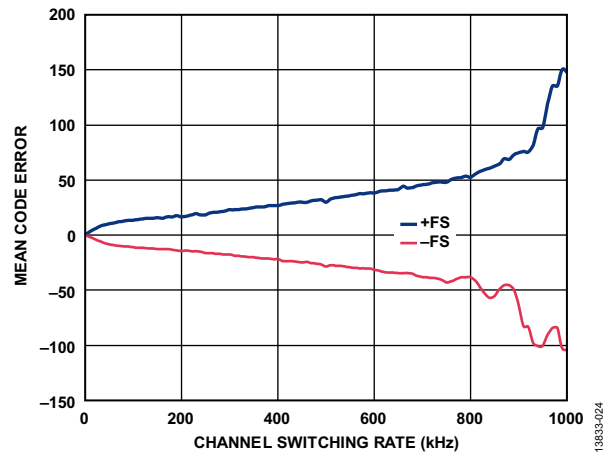


图24. 平均码误差与通道切换速率的关系
(满量程输入阶跃, 增益 = 3.2)

平均码误差随电压步长和通道切换速率的增加而增加。这是因为信号链上的元件兼具压摆和建立时间限制。增加步长可强制系统建立更大的电压变化，而增加通道切换速率可降低系统为这些变化分配的建立时间。当步长和切换速率足够高的时候，平均码误差变大且无法预测，就像增益配置为0.4的情况(参见图17和图21)。这是由于AD8251仪表放大器中输入缓冲放大器的压摆率限制而导致的。

使用交流源时，通过将系统的THD与通道切换速率进行对比来评估系统的性能。AP SYS-2712能为一个通道提供满量程正弦波输入，为另一个通道提供反相正弦波。在不同采样速率下测量THD，范围从50 kSPS到1 MSPS，增量为50 kSPS。图25显示了各种增益配置下每一个通道的THD测量值。

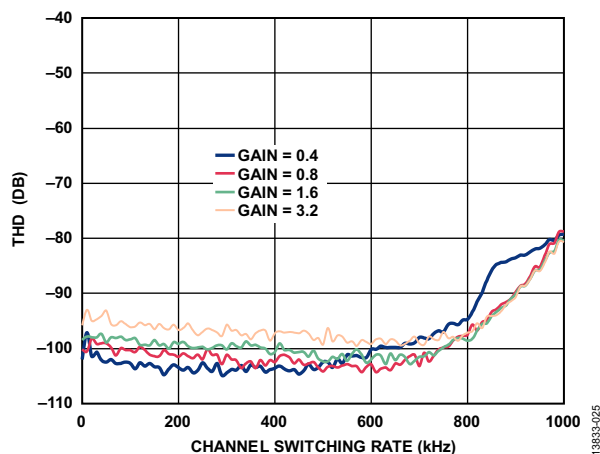


图25. THD与ADG1207通道切换速率的关系(1 kHz满量程输入)

系统的THD性能大约在750 kSPS时开始下降(具体取决于增益配置)。这有点接近“建立时间分析”章节中对预期最大系统采样速率的计算值(770 kSPS)。

功耗结果

图26显示了图1中电路的功耗，它是各增益配置下通道切换速率/系统采样速率的函数。为了最大化各元件对功耗的要求，将两个不同相位的满量程正弦波输入信号施加于系统的奇数和偶数通道上，这样保证放大器的输出持续受到激励和压摆，并且AD7982具有宽范围输出码。

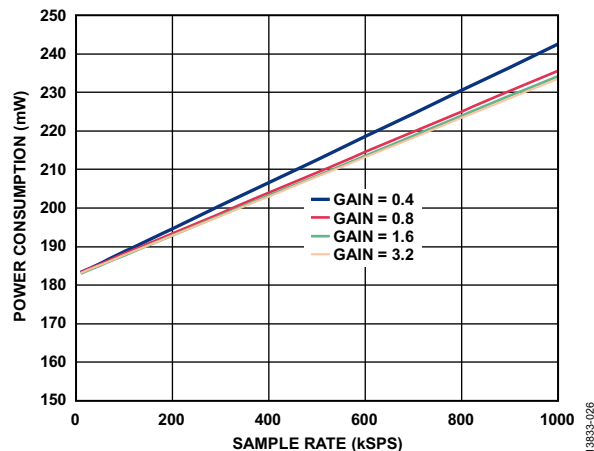


图26. 系统总功耗与系统采样速率的关系

AD8251和AD8475的功耗随通道切换速率而上升。这是因为它们在压摆阶段需要相对较多的时间，而在通道切换时则较少。AD7982的功耗同样会随采样速率而改变，如该产品的数据手册所述。

常见变化

AD7982 ADC与其它各种14位、16位和18位的10引脚PulsAR ADC引脚兼容。此系列的众多转换器均可用于CN-0345系统。AD8475为其它差分ADC(比如AD7690)提供差分输出信号。如需驱动伪差分或单端ADC(比如AD7980)，则可以使用ADA4805运算放大器代替AD8475。

CN-0345

电路评估与测试

本电路使用EVAL-CN0345-SDZ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引脚的对连接器，可以快速完成设置并评估电路性能。该电路板包含待评估电路(如本应用笔记所述)，并且CN-0345评估软件从该电路板捕获数据时使用SDP-B控制器板。

设备要求

需要以下设备：

- 带USB端口和Windows® XP、Windows Vista®(32位)或Windows 7(32位)的PC
- EVAL-CN0345-SDZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP控制器板
- CN-0345评估软件：前往<ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0345/>下载
- 6 V至12 V直流电源或壁式电源适配器(EVAL-CN0345-SDZ板包含9 V壁式电源适配器)
- USB转Micro-USB电缆
- 低失真、低输出阻抗信号发生器提供±10 V输出
- 低噪声、高精度直流电源提供±10 V输出

开始使用

下载评估软件并载入：<ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0345/>，然后在PC上安装该软件。

功能框图

电路框图见图1，完整的电路原理图见EVAL-CN0345-SDZ-SCH.pdf文件。此文件位于CN-0345设计支持包中：www.analog.com/CN0345-DesignSupport。图27显示测试设置的功能框图。

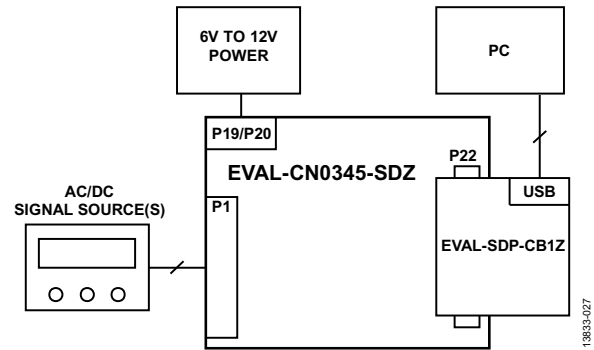


图27. 测试设置功能框图

硬件设置

图28显示EVAL-CN0345-SDZ评估硬件。有关SDP-B板的详情，请参阅SDP-B用户指南。

将电路板上的120引脚连接器连接到SDP-B控制器板上的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两块板的连接。

首先，将6 V至12 V直流壁式电源适配器连接到电路板的P19(或者将电源连接到P20端子板或VIN测试点)。然后，通过USB转Micro-USB电缆将SDP-B板连接到PC。

测试

完成电源或壁式电源适配器以及USB电缆连接之后，启动评估软件。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-CN0345-SDZ板的数据，并在时域和频域内进行数据分析。

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-0345软件用户指南：www.analog.com/CN0345-UserGuide。

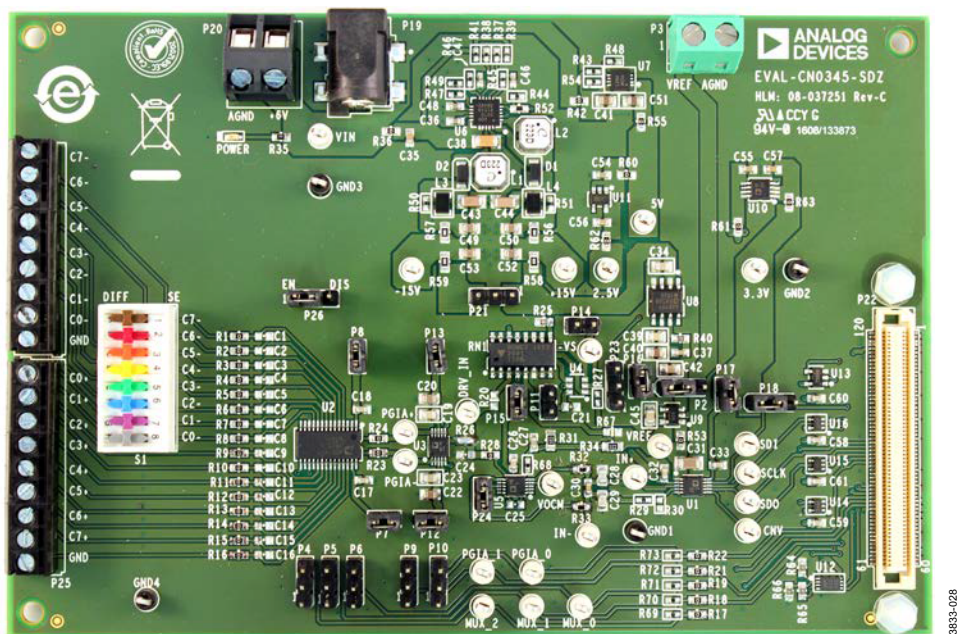


图28. EVAL-CN0345-SDZ评估硬件

更多资料

CN-0345设计支持包:

www.analog.com/CN0345-DesignSupport

UG-277。SDP用户指南。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。

Kester, Walt。多通道数据采集系统。《数据转换手册》第8章第8.2节。Elsevier。

Pachchigar, Maithil。完整传感器数据采集解决方案简化工业数据采集系统设计。《模拟对话》47-04, 2013年4月。

Pachchigar, Maithil。揭开高性能多路复用数据采集系统的神秘面纱。《模拟对话》48-07, 2014年7月。

Walsh, Alan。精密SAR模数转换器的前端放大器和RC滤波器设计。《模拟对话》46-12, 2012年12月。

应用笔记AN-359。运算放大器的建立时间。ADI公司。

应用笔记AN-931。了解PulSAR ADC支持电路。ADI公司。

应用笔记AN-1024。如何计算多路复用器的建立时间和采样速率。ADI公司。

应用笔记AN-1264。高分辨率工业应用中的精密信号调理。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-046。运算放大器建立时间。ADI公司。

教程MT-048。运算放大器噪声关系：1/f噪声、RMS噪声和等效噪声带宽。ADI公司。

数据手册和评估板

CN-0345电路评估板(EVAL-CN0345-SDZ)

系统演示平台(EVAL-SDP-CB1Z)

AD7982数据手册

AD8251数据手册

ADR434数据手册

ADG1207数据手册

AD8475数据手册

修订历史

2016年3月—修订版0：初始版

(Continued from first page) Circuits from the Lab reference designs are intended only for use with Analog Devices products and are the intellectual property of Analog Devices or its licensors. While you may use the Circuits from the Lab reference designs in the design of your product, no other license is granted by implication or otherwise under any patents or other intellectual property by application or use of the Circuits from the Lab reference designs. Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, Circuits from the Lab reference designs are supplied "as is" and without warranties of any kind, express, implied, or statutory including, but not limited to, any implied warranty of merchantability, noninfringement or fitness for a particular purpose and no responsibility is assumed by Analog Devices for their use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from their use. Analog Devices reserves the right to change any Circuits from the Lab reference designs at any time without notice but is under no obligation to do so.