

为何基准电压噪声非常重要?

Anshul Shah, 应用工程师

从航空航天和防务、天然气勘探到制药和医疗设备制造, 这些行业越来越需要能够实现高于24位分辨率的超高精度测量。例如, 制药行业使用高精度实验室天平, 该天平在2.1 g满量程范围内提供0.0001 mg分辨率, 所以需要使用分辨率高于24位的模数转换器(ADC)。校准和测试这些高精度系统对仪器仪表行业来说是一大挑战, 要求提供分辨率达到25位以上、测量精度至少7.5数字位的测试设备。

为了实现这种高分辨率, 需要使用低噪声信号链。图1显示噪声与有效位数(ENOB)和信噪比(SNR)之间的关系。注意, 噪声是基于基准电压(V_{REF})=5 V, ADC输入设置为满量程范围来计算的。举例来讲, 要实现25位分辨率, 或者152 dB动态范围, 可允许的最大系统噪声为0.2437 μ V rms。

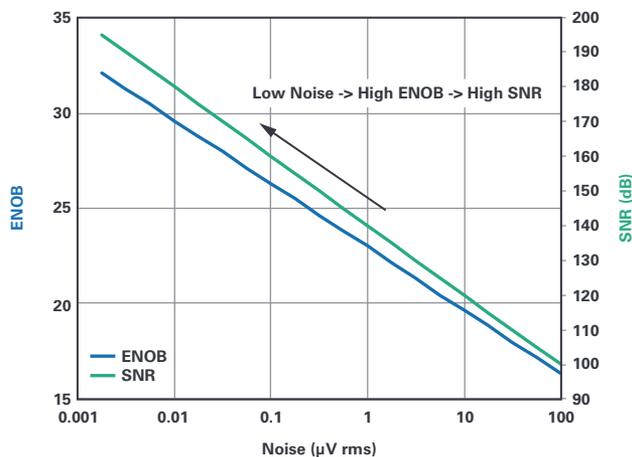


图1. 噪声与ENOB和SNR。

基准电压设置输入模拟信号的限值, ADC可以解析该信号。公式1是ADC的理想转换函数, 其中输出数字码(小数形式)通过模拟输入信号 V_{IN} 、基准电压 V_{REF} 和ADC位数 N 计算得出。

$$ADC \text{ Code} = V_{IN} \times \frac{2^N}{V_{REF}} \quad (1)$$

一般来说, ADC数据手册中的分辨率是基于输入短路技术得出, 其中ADC输入连接至GND, 或者ADC差分输入连接至共源极。ADC输入短路技术有助于确定ADC分辨率的绝对限值特性, 方法是忽略ADC输入源噪声, 消除 V_{REF} 噪声的影响。结果确实如此, 因为 V_{IN} 设置为0 V, 使得 V_{IN}/V_{REF} 比也等于0 V。

为了研究基准电压噪声对整体系统噪声的影响, 图2显示了总系统噪声(rms)和ADC输入直流源电压之间的关系。实施本次测试期间, 我们使用了AD7177-2 32位ADC, 其 V_{REF} 输入连接至LTC6655-5 (5 V), ADC输入则连接至低噪声直流源。ADC输出数据速率设置为10 kSPS。注意, 在整个ADC输入电压范围内, ADC噪声保持恒定(35 nV/\sqrt{Hz}), 但ADC直流输入源噪声增大($\leq 6 nV/\sqrt{Hz}$), 与基准电压噪声(96 nV/\sqrt{Hz})相比, 仍保持较低水平。如图2所示, 总体噪声与ADC直流输入电压成正比。这是因为 V_{IN} 增大之后, V_{IN}/V_{REF} 比随之增大, 所以在ADC使用满量程输入时, V_{REF} 噪声主导整体系统噪声。信号链中各组件的噪声会以和方根(RSS)的方式叠加, 导致曲线形状如图2所示。

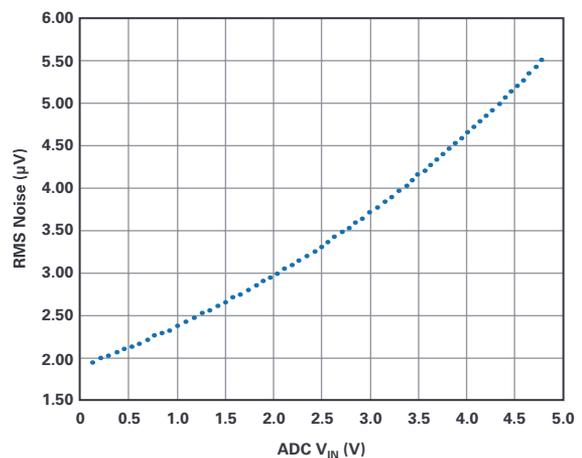


图2. ADC V_{IN} 与rms系统噪声之间的关系。 V_{REF} 设置为LTC6655-5。

为了实现25位或以上的高测量分辨率，即使是市面上最好的独立基准电压（具备低噪声规格）也需要获取一些帮助来衰减其噪声。添加外部电路（例如滤波器）可以帮助衰减噪声，以达到所需的ADC动态范围。

本文的其余部分介绍各种类型的低通滤波器，以及如何使用这些滤波器来衰减基准电压噪声。本文还会讨论滤波器设计技术和与滤波器有关的取舍。本文将以衰减基准电压噪声为基础，介绍两种类型的低通滤波器，分别是简单的无源RC低通滤波器(LPF)和基于有源信号流程图(SFG)的低通滤波器。电路性能部分会展示系统评估结果，用 $\Sigma\Delta$ ADC表示测试。

使用无源低通滤波器来降低噪声

图3显示基准电压通过低通滤波器驱动ADC，该滤波器采用了外部储能电容C1、储能电容的等效串联电阻(ESR)，以及基准电压运算放大器(运放)的输出阻抗。无源RC LPF截止频率由以下公式确定

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

从公式可以看出，带宽与电阻R和电容C成反比。

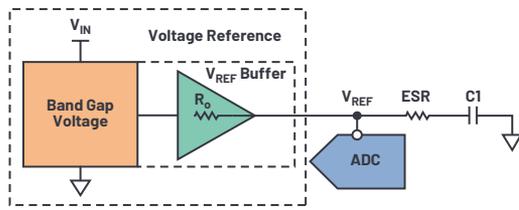


图3. 串行基准电压和ADC之间的低通滤波器。

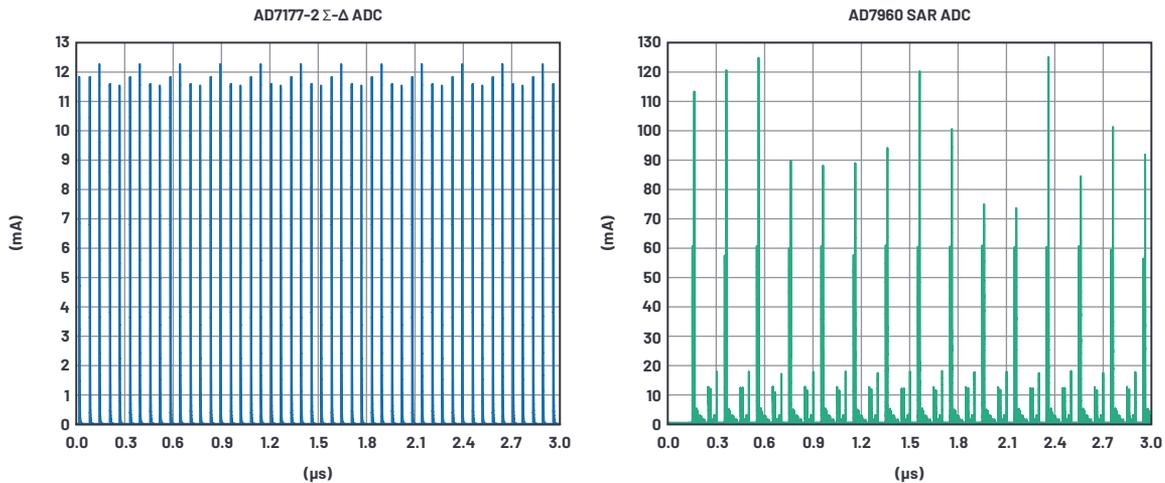


图4. AD7177-2和AD7980模拟动态基准电流响应。

储能电容C1也可以用作本地电源存储器，用于补偿ADC基准电压电路突然要求负载电流发生变化时产生的电压尖峰。图4显示 $\Sigma\Delta$ ADC AD7177-2和SAR AD7980 ADC动态基准电流响应。

用户可以选择C1电容的值来满足LPF截止频率要求，但是有些SAR ADC要求基准输入端采用至少10 μ F电容，以保证正常运行。最小的10 μ F C1电容可以降低基准电压源缓冲器的相位裕量。随着相位裕量降低，缓冲器反馈不再为负。¹在单位增益交叉频率附近的信号与输入信号同相反馈。¹这导致闭环响应在交叉频率附近出现噪声峰值。¹由于源自截止频率（-3 dB点）的带宽最高达到16 MHz，总集成噪声(rms)由噪声峰值主导。即使基准电压储能电容C1作为噪声滤波器使用，并补偿电压尖峰，也需注意噪声峰值。图5显示LTC6655基准电压的噪声峰值，该峰值因储能电容C1引起。噪声峰值幅度由储能电容的值和其ESR额定值决定。

大多数基准电压都具备复杂的输出级，以驱动适用于ADC基准电压源电路的大型负载电容。例如，LTC6655输出级设计用于采用设置为10 μ F的储能电容来执行关键衰减。LTC6655的储能电容设置为最小2.7 μ F、最大100 μ F时，会产生噪声峰值。

V_{REF}输出储能电容的等效串联电阻会消除主要的噪声峰值，但是会在100 kHz和以上频率时产生二次噪声峰值。究其原因，可能是因为电容的ESR产生零噪声，可以改善相位裕量和降低主要噪声峰值。但是，这个零噪声与LTC6655固有的零噪声结合在一起，产生了二次噪声峰值。注意，图5所示的噪声响应只适用于LTC6655基准电压源。

过滤基准电压噪声、消除噪声峰值，以及合理驱动ADC的另一种解决方案是添加无源RC LPF滤波器，然后添加缓冲器。通过添加缓冲器，我们可以隔离LPF和ADC基准电压源输入电容之间的设计限制。参见图6。

将无源RC LPF截止频率设置为远低于单位增益交越频率，不仅可以降低宽带和低频噪声，还可以避免出现噪声峰值。例如，图7显示LTC6655噪声响应，其中 $C1 = 100 \mu\text{F}$ (ESR = 0Ω)，后接无源LPF，其中 $R = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $C2 = 10 \mu\text{F}$ (ESR = 0Ω)，在1.59 Hz时产生极点。

增大低通滤波器电阻R可以帮助实现低截止频率，但是也有可能降低精密基准电压的直流精度。添加无源RC LPF滤波器时，用户还必须考虑对负载调整和 V_{REF} 缓冲器响应($\tau = RC$)的影响，在驱动ADC时，这会影响其瞬变性能。

要达到所需的瞬变性能，建议如图6所示使用缓冲器。选择缓冲器时，要考虑的关键规格包括超低噪声、支持高负载电容的能力、低失真、出色的压摆率，以及宽增益带宽。建议采用的缓冲器为ADA4805-1和ADA4807-1。

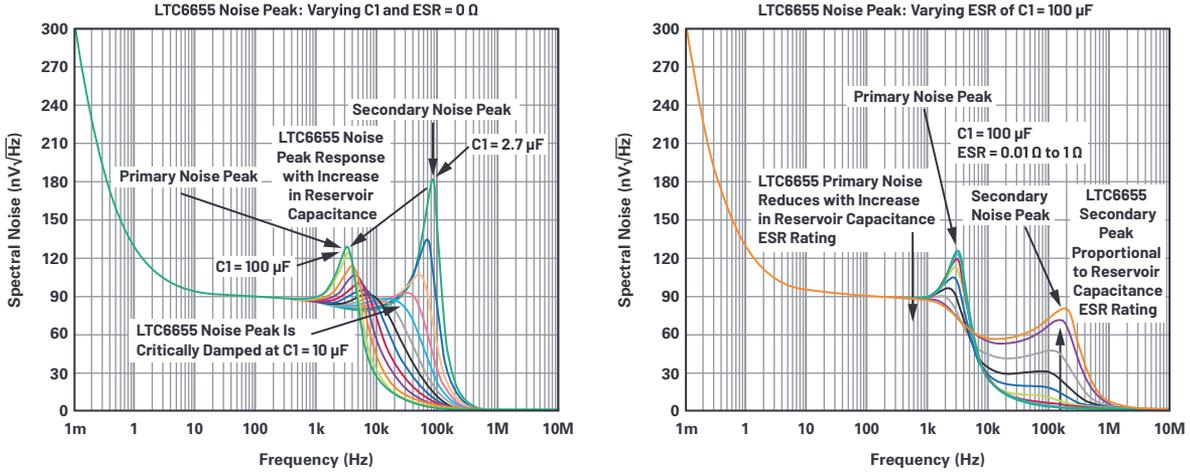


图5. LTC6655基准电压噪声峰值密度。

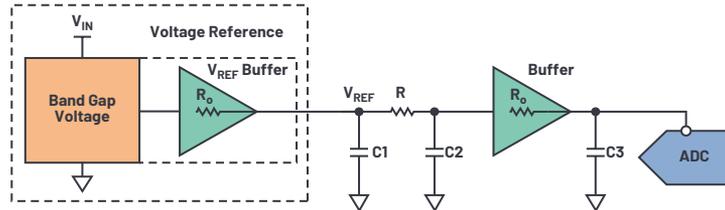


图6. 无源RC LPF，后接缓冲器。

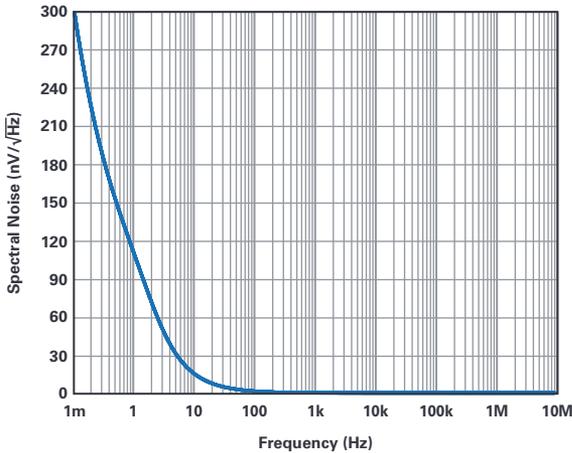
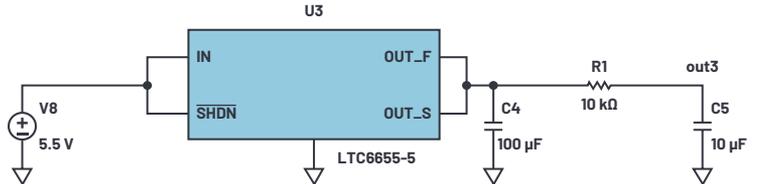


图7. LTC6655-5，后接无源RC LPF噪声响应。



使用有源LPF滤波器降低噪声

表1指明了所需的动态范围和必须满足的可允许最大系统噪声要求，以实现所需的ENOB ADC分辨率。根据ADC带宽，按20 dB/10倍衰减的单极低通滤波器可能无法达到所需的宽带噪声消除。级联无源低通滤波器构建一个阶梯结构，可以生成更高阶的滤波器，但每个部分的输入阻抗将是前一部分的负载。这会降低精密基准电压的直流精度。但是，基于有源组件设计更高阶的LPF滤波器可以在输入和输出之间提供良好的隔离，最大限度避免基准电压直流精度下降，并提供低输出阻抗来驱动ADC的基准电压源电路。

$$SNR = 6.02N + 1.76 \text{ dB} \quad (3)$$

$$LSB = \frac{V_{REF}}{2^N} \quad (4)$$

表1. 条件: $V_{REF} = 5 \text{ V}$, ADC输入设置为满量程范围

ENOB	SNR(dB)	噪声 ($\mu\text{V rms}$)
20	122.16	7.798301
21	128.18	3.89942
22	134.2	1.949845
23	140.22	0.97499
24	146.24	0.487528
25	152.26	0.243781
26	158.28	0.121899
27	164.3	0.060954
28	170.32	0.030479
29	176.34	0.015241
30	182.36	0.007621
31	188.38	0.003811
32	194.4	0.001905

现在提供几种不同类型的有源低通滤波器，例如，Bessel、Butterworth、Chebyshev和elliptic，具体如图8所示。采用平坦带通或无纹波带通，可以最大限度地避免降低精密基准电压的直流精度。在所有滤波器类型中，基于Butterworth拓扑的LPF设计可以实现平坦的带通和陡峭的衰减。

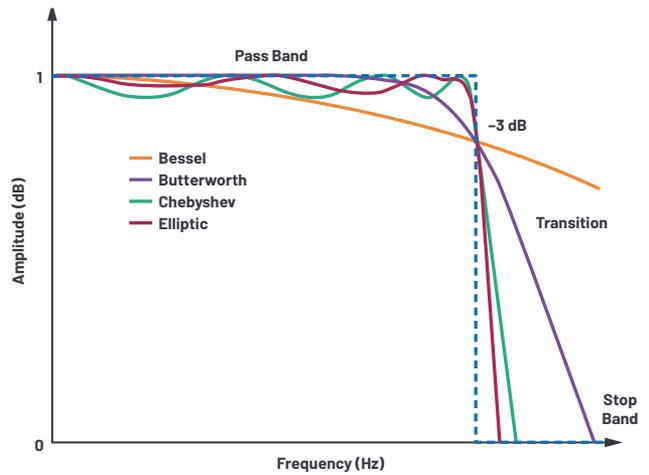


图8. 滤波器振幅响应示例。

有源低通滤波器设计技巧

信号流程图是用图形表示源自一系列线性公式的系统。² SFG用于连接转换函数和对应的系统电路拓扑。² 该理论可用于基于有源电路设计模拟滤波器。SFG滤波器设计方法的主要优点在于：衰减系数Q和截止频率都可以单独控制。SFG LPF可以帮助衰减噪声和提高信噪比，但会导致物料成本(BOM)、PCB区域和功率增加。此外，SFG LPF可以影响基准输出电压与温度，导致产生微小PPM误差，造成直流精度下降。图9所示为二阶低通滤波器示例，该滤波器采用SFG方法，从转换函数转换至电路块。扩展电阻(R)和电容(C)针对截止频率实施配置（请参见公式5）。

有关信号流程图理论的更多信息，请参考Addison-Wesley出版的*Feedback Control of Dynamic Systems*（《动态系统反馈控制》）。²

$$R = R_s \times R_n \quad C = \frac{C_n}{W_s \times R} \quad (5)$$

其中

R_s 表示比例因子

C_n 表示比例因子

W_s 表示截止频率(Rad/s)

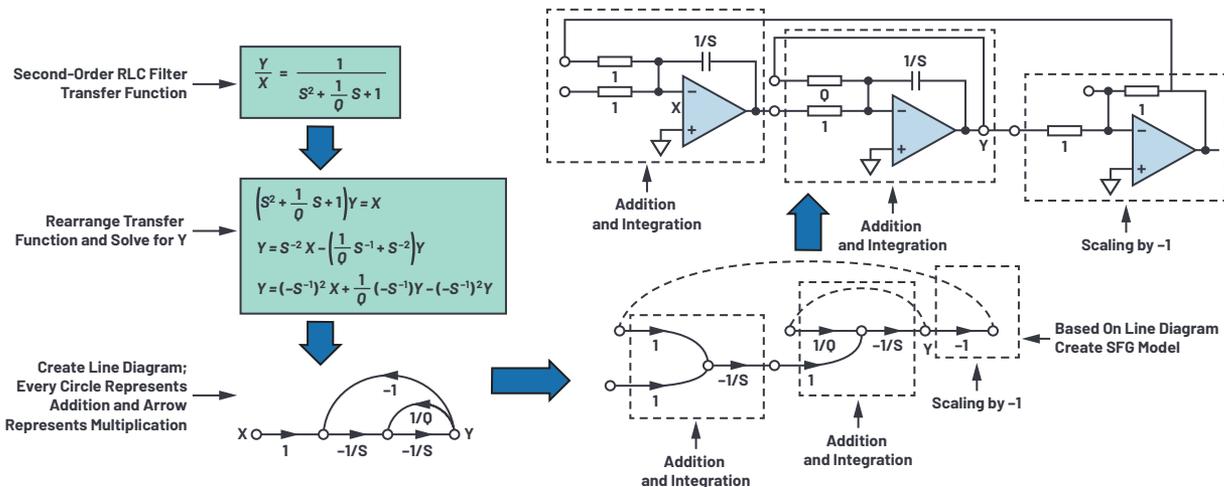


图9. 基于SFG方法实施有源RC低通滤波器。

以下是一个计算示例，用于说明如何设计二阶0.5 Hz截止频率SFG低通Butterworth滤波器：

- ▶ 为了保持简明，选择 $R_s = 1\Omega$ ， $C_n = 1F$ 。
- ▶ 选择 $F_s = 0.5\text{ Hz}$ ，以最大化宽带噪声抑制效果。
 $W_s = 2 \times \pi \times 0.5 = 3.141\text{ rad}$ 。
- ▶ 设置衰减因子 $Q = 0.71$ 。选择此值可实现平坦的带通和陡峭的衰减，以反映Butterworth拓扑。
- ▶ R 、 C 和 R_q 值基于迭代流程选择，以实现较低热噪声和可用于表面贴装的组件值。
 $R = 7.32\text{ k}\Omega$
 $C = \frac{1}{2 \times \pi \times 0.5\text{ Hz} \times 7.32\text{ k}\Omega} = 44\text{ }\mu\text{F}$ (6)
 $R_q = R \times Q = 7.32\text{ k}\Omega \times 0.71 = 5.2\text{ k}\Omega$

LTC6655LN简介

考虑到与RC LPF和SFG LPF有关的取舍，更好的解决方案是如图10所示，将低通滤波器安装在基准电压的集成式低噪声缓冲器之前。这种布局不但会减小PCB面积，还不影响基准电压缓冲器的响应。使用快速稳定，具有高输入阻抗，能够灌电流和拉电流的基准电压缓冲器，有助于解决负载调整不良的问题，保持直流精度，以及改善瞬变性能。LTC6655LN采用了这种架构。它配有降噪引脚，可以帮助降低宽带噪声，支持使用集成式输出级缓冲器。LTC6655LN内置 R_3 电阻（参考图10），允许用户在降噪（NR）引脚位置连接外部电容，以创建低通滤波器。采用LTC6655LN架构时，用户可以根据系统要求配置低通截止频率。

表2. 3 dB截止频率，适合连接至NR引脚的电容实现不同值

CNR	2.500	4.096	5.000	V
0.1 μF	5305	4233	3969	Hz
1 μF	531	423	397	Hz
10 μF	53	42.3	39.7	Hz
100 μF	5.3	4.2	4.0	Hz

LTC6655LN RC LPF连接至缓冲器的非反向节点，该节点是此器件最灵敏的引脚。必须做好预防措施，应选择极低漏电流类型的外部电容，以防泄漏电流从 R_3 电阻漏出，导致直流精度下降。此

外， R 和 C 之间的变化相互无关，所以RC时间常数和LPF截止频率会因为流程、电压和温度(PVT)差异而产生变化。

表3. 3种电压选项的 R_3 的电阻值

电压选项	2.500 V	4.096 V	5.000 V
$R_3 \pm 15\%$	300 Ω	376 Ω	401 Ω

基准电压（例如内置LPF的LTC6655LN）提供最佳解决方案，用于简化噪声滤波器设计，消除对外部缓冲器的需求，以驱动ADC基准电压电路。

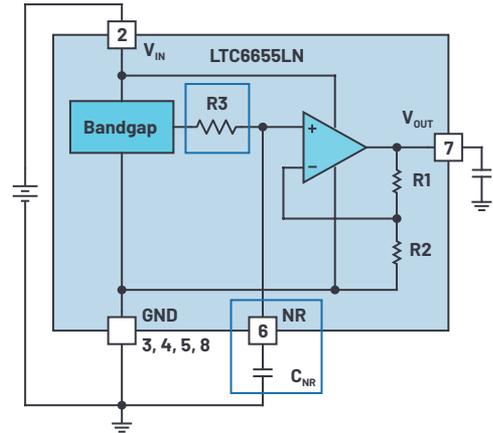


图10. LTC6655LN方框图。

测试电路描述

AD7177-2精密ADC被用于确定LTC6655/LTC6655LN加10 μF NR电容以及LTC6655后接SFG滤波器的标准性能。AD7177-2是高分辨率32位低噪声快速稳定2通道/4通道 Σ - Δ 模数转换器，用于实现低带宽输入。AD7177-2集成可编程数字带通滤波器，允许用户控制5 SPS至10 kSPS的输出数据速率(ODR)。

设计SFG LPF（图11）时用到的组件包括2个ADA4522-1运算放大器、1个AD797运算放大器、多个25 ppm表贴式电阻、多层表贴式陶瓷电容，以及1个10 μF WIMA薄膜电容。ADA4522是一款轨到轨输出运算放大器，宽带噪声密度为5.8 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，闪烁噪声为177 nV p-p 。AD797是一款低噪声运算放大器，具备0.9 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 宽带噪声、50 nV p-p 闪烁噪声、20 $\text{V}/\mu\text{s}$ 出色压摆率，以及100 MHz增益带宽，因此适合驱动ADC。

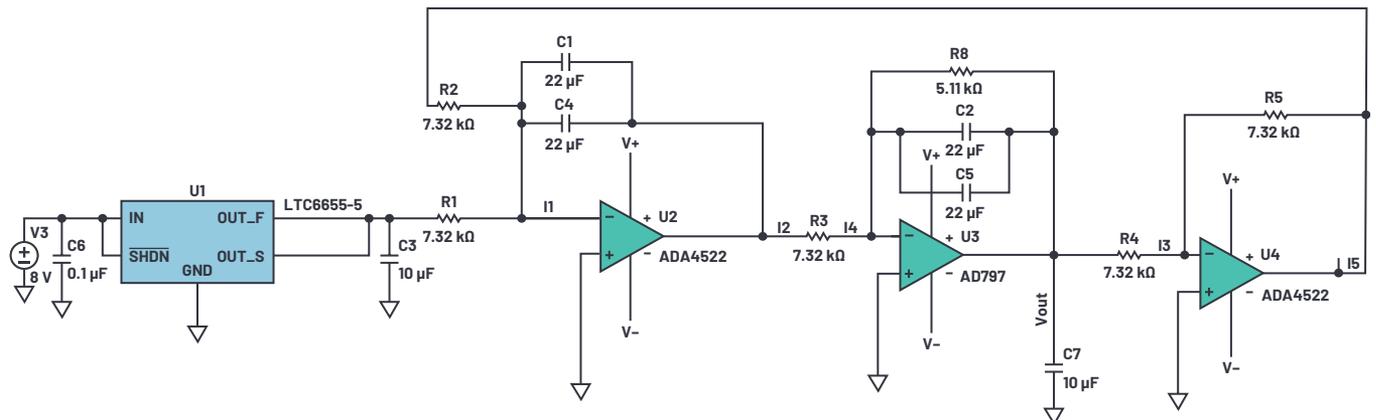


图11. SFG LPF。

在使用LTC6655和带有AD7177-2的LTC6655LN时，为了正确评估性能，需要使用整体噪声低于ADC基准电压和ADC噪声的直流源。因此，会使用理想源，也就是9V电池电源，具体如图12所示。

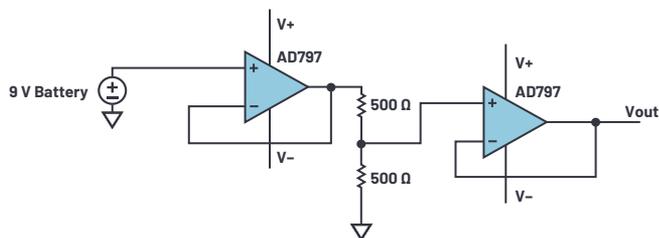


图12. 低噪声直流源。

电路性能

图13显示噪声谱密度，图14显示输出数据速率(ODR)和ENOB，描述AD7177-2的性能，它的 V_{REF} 输入连接至LTC6655或者采用10 μ F NR电容的LTC6655LN或者使用SFG方法滤波的LTC6655。关于在1 kHz时噪声谱密度的比较结果，请参见表4。图13和图14都有两个重要区域。

表4. 1 kHz时的噪声谱密度比较结果

	LTC6655	带10 μ F NR电容的 LTC6655LN	经过SFG 滤波的 LTC6655	ADC输入 直流源
1kHz时的噪声谱密度 (nV/ \sqrt Hz)	96	32	2.4	6.7

区域A:

噪声谱密度图(图13)显示，ODR为500 SPS及以上时，滤波LTC6655(SFG)和ADC直流输入源噪声远低于ADC的噪声，因此，ADC可以最大限度的去实现其最大性能，具体如图14中的区域A所示。从ODR、ENOB和噪声谱密度图中可以看出，在区域A中，总集成噪声(rms)的增高会妨碍信号链达到25位测量分辨率。

区域B:

在这个区域中，噪声谱密度图(图13)显示，三个基准电压选项和直流源的闪烁噪声升高，整体的系统噪声则受直流源噪声主导。区域B中的闪烁噪声升高，会导致测量性能和ADC可以实现的最大性能之间的ENOB偏差增大(图14)。

根据ODR和ENOB图，滤波LTC6655(SFG)的ODR在小于等于20 SPS时可以实现25位分辨率，带10 μ F NR电容的LTC6655LN-5和LTC6655实现的分辨率最高不超过24.6位。

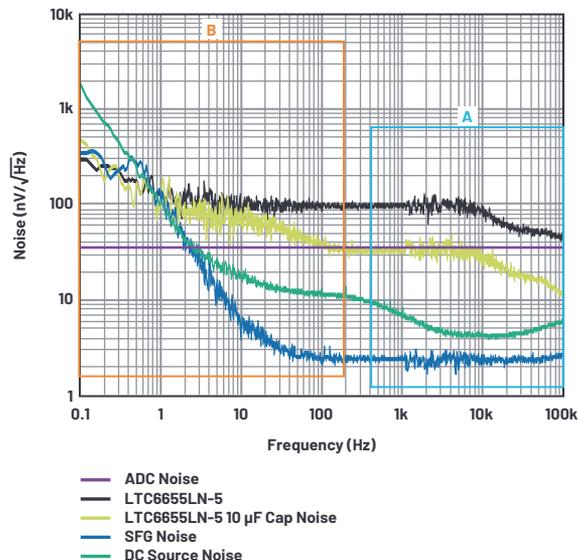


图13. 噪声谱密度。

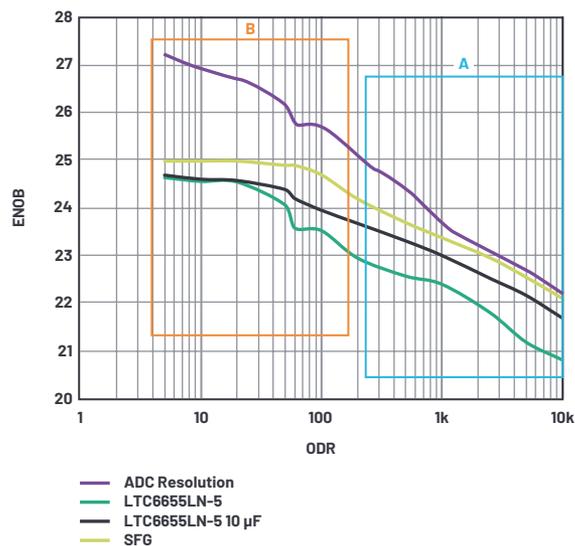


图14. ODR与ENOB。

下方的表5汇总介绍AD7177-2 ADC的性能，其中 V_{REF} 输入连接至LTC6655或者带10 μF NR电容的LTC6655LN，或者连接至滤波LTC6655 (SFG)。在ADC输入连接直流源， V_{REF} 输入连接至LTC6655时，零缩放栏确定AD7177-2可以实现的最佳动态范围。在ADC输入设置为近乎满量程时，带10 μF NR电容的LTC6655LN-5的动态范围平均增大4 dB（与LTC6655相比，ODR范围为10000SPS到59.96SPS）。另一方面，滤波LTC6655 (SFG)的动态范围平均增大7 dB（与LTC6655相比，ODR范围为10000SPS到59.96SPS）。在59.96 SPS以下，动态范围区域的变化不大，由ADC输入直流源产生、占主导作用的低频率闪烁噪声是导致差异的主要原因。

与LTC6655/LTC6655LN相比，将10 μF 电容连接至LTC6655LN的NR引脚时，在1 kHz时可以将宽带噪声降低62%，滤波LTC6655 (SFG)可以将宽带噪声降低97%。

结论

精密系统如果想要实现25位或以上的分辨率，必须非常重视基准电压噪声。如图2所示， V_{REF} 噪声占系统噪声的比例与ADC满量程的使用率成正比。本文显示，在精密基准电压中添加滤波器可以衰减 V_{REF} 噪声，从而降低整体的系统噪声。后接SFG滤波器的

表5. 动态范围比较

ODR	ADC动态范围 零缩放 (dB)	LTC6655 动态范围 (dB)	LTC6655LN 10 μF 动态范围 (dB)	LTC6655 (SFG) 动态范围 (dB)	动态范围区域 (LTC6655LN 10 μF —LTC6655) (dB)	动态范围区域 (LTC6655 (SFG)—LTC6655) (dB)
10000	135.40	126.88	132.22	134.65	5.33	7.77
5000	138.41	129.14	135.08	137.37	5.94	8.23
2500	140.82	132.91	137.23	139.86	4.32	6.95
1000	144.43	136.50	140.11	142.42	3.61	5.92
500	148.65	137.55	141.95	144.37	4.40	6.83
200	152.86	139.83	144.15	147.40	4.32	7.57
100	156.47	143.32	145.82	150.49	2.49	7.17
59.96	157.08	143.66	147.31	151.71	3.65	8.05
49.96	159.48	146.58	148.43	151.72	1.85	5.14
20	162.49	149.51	149.56	152.26	0.06	2.76
10	163.70	149.58	149.72	152.26	0.14	2.68
5	165.50	150.07	150.25	152.26	0.18	2.19



作者简介

Anshul Shah毕业于亚利桑那州立大学，获得电气工程硕士学位。他目前是ADI仪器仪表与精密技术部（工作地点在美国加利福尼亚州圣克拉拉市）的应用工程师，专注于精密基准电压源。Anshul于2018年加入ADI公司。在加入ADI公司之前，Anshul在恩智浦半导体公司担任过多个产品测试和验证职位。联系方式：anshul.shah@analog.com。

LTC6655基准电压可以将未配备滤波器的LTC6655的宽带噪声降低97%。但这会额外增加物料成本，增大PCB面积和功耗，降低几PPM的直流精度，且导致精密基准电压源输出随温度发生变化。在考虑与SFG LPF滤波器有关的取舍时，LTC6655LN采用简单设计，功耗低，只需要使用单个电容来降低宽带噪声，且无需使用外部缓冲器来驱动ADC。带10 μF NR电容的LTC6655LN与不带滤波器的LTC6655相比，其宽带噪声降低62%。因此，用户现在可以使用内置的LTC6655LN低通滤波器来让精密系统实现所需的分辨率。

参考资料

¹ Mark Reisinger. “降低放大器噪声峰化以提高SNR。” *ElectronicDesign*, 2012年10月。

² Gene F. Franklin, J. David Powell, Abbas Emami-Naeini. *动态系统的反馈控制*. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1993年11月。

致谢

非常感谢作者Robert Kiely之前在 Σ - Δ ADC、精密放大器和基准电压领域所付出的努力。

