

设计目标

输入		输出		电源	
V_{inDif}	V_{cmi}	V_{outDif}	V_{cmo}	V_{cc}	V_{ee}
$\pm 3.64V$	-2.05V 至 5.35V	$\pm 3.64V$	+2.048V	5V	0V

设计说明

对于大多数连续逼近型寄存器 (SAR) 模数转换器 (ADC) 而言, 优化输入放大器和 RC 滤波器是设计过程中最具挑战性的部分。由于 ADC 输入端存在较大的高频电流瞬态, 因此这个问题极具挑战性。对于此类电路, 放大器带宽需要足以响应 ADC 的瞬态电荷反冲。RC 滤波器经过调优, 以最大限度地减少电荷反冲问题, 并且通常不会充当有效的抗混叠滤波器。ADS9218 是一款新型 SAR ADC, 其集成了内部高阻抗缓冲器, 因此外部驱动电路不再需要响应电流瞬态。此电路的另一个好处是可以调整滤波器和放大器带宽要求, 将其用作抗混叠滤波器。本文档中显示的电路配置针对 100kHz 输入信号范围进行了优化。本文档介绍了设计权衡和方法, 以便可调整电路运行以满足要求。半导体测试、电池测试和数据采集 (DAQ) 是受益于此 SAR ADC 设计的几个功耗敏感型系统例子。

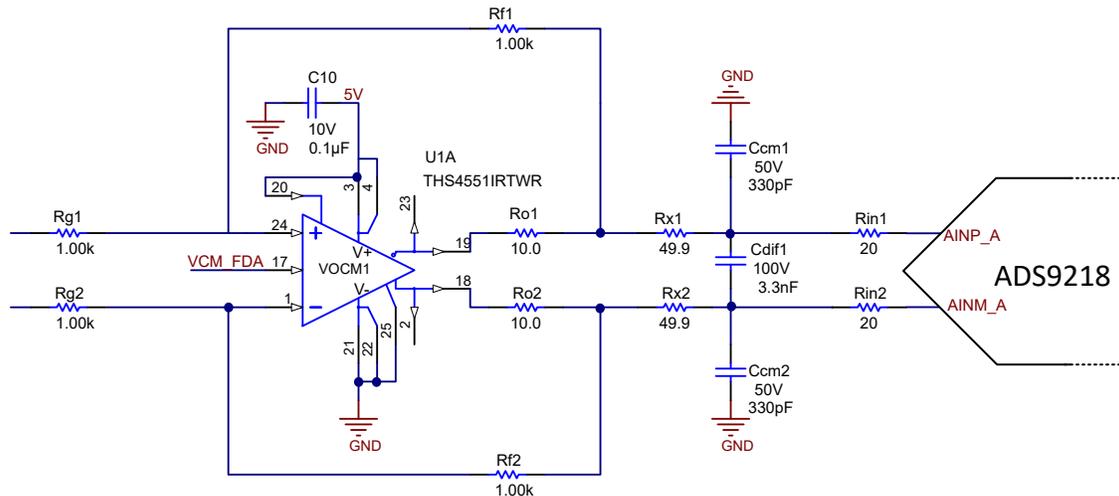


图 1-1. ADS9218 的差分前端

设计说明

1. 对以下于增益设置电阻器，请使用 0.1% 20ppm/°C 或更高规格的薄膜电阻器：Rf1、Rf2、Rg1 和 Rg2。这样可以更大限度地减少失真，提高增益精度，并更大限度地减少漂移。
2. 选择所有滤波器元件的 COG 电容器以更大限度减少失真：Cf1、Cf2、Cdif、Ccm1 和 Ccm2。其他类型的电容器具有较大的电压和温度系数，会引入失真。
3. 选择 THS4551 和相关元件作为驱动器放大器，以在 100kHz 下实现低失真。THS4541 可用于在较高频率（例如 1MHz）下实现低失真，但代价是功耗更高。THS4561 是一种低功耗选项，可用于低带宽应用（例如 20kHz）。
4. THS4552 是 THS4551 的双通道版本。该器件是 ADS9218 的不错选择，因为 ADS9218 也是双通道器件。本文档引用了单通道 THS4551，以便与其他仅提供单通道的产品系列进行比较。
5. Ro1 和 Ro2 设置为 $10\ \Omega$ ，以使 THS4552 的开环输出阻抗平坦。这提高了驱动容性负载时放大器的稳定性。
6. Rin1 和 Rin2 是输入 ADC 隔离电阻。这些电阻器将 ADC 与外部电容负载隔离，并根据经验调整至 $20\ \Omega$ ，以确保 ADS9218 上实现出色性能。所有类似设计上均使用这些电阻器，以获得出色的 THD。
7. 输出滤波器 Rx1、Rx2、Cdif1、Ccm1 和 Ccm2 是抗混叠滤波器。传统 SAR 驱动需要选择该滤波器来响应电荷反冲瞬态。在传统设计中，滤波器通常无法充当有效的抗混叠滤波器，因为截止频率通常设置为比 ADC 采样速率更宽。ADS9218 系列具有高输入阻抗且无电荷反冲，因此可根据抗混叠要求设置滤波器截止频率。

设计步骤

1. 选择增益和反馈网络。R_g 的值设置为 1kΩ，以确保 THS4551 上的峰值性能。其他放大器可以使用其他电阻器来获得出色的 SNR 和稳定性。

$$G = \frac{V_{outDif}}{V_{inDif}} = \frac{\pm 3.2V}{\pm 3.2V} = 1$$

$$\text{Let } R_g = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = R_g G = 1 \text{ k}\Omega$$

2. 根据输出高电平和输出低电平摆幅，找到最大输出差分信号。V_{cmo} 由 ADS9218 生成，并由 THS4551 用于实现峰值性能。ADS9218 的输入范围为 ±3.2V，因此 THS4551 的线性输出范围足够。

$$V_{outHigh} = (V_{s+} - 0.23V) = 4.77V$$

$$V_{outLow} = (V_{s-} + 0.23V) = 0.23V$$

$$V_{cmo} = 2.048V$$

$$V_{outDif(high)} = 2(V_{outHigh} - V_{cmo}) = 2(4.77V - 2.048V) = 4.44V$$

$$V_{outDif(low)} = 2(V_{cmo} - V_{outLow}) = 2(2.048V - 0.23V) = 3.64V$$

$$V_{outDif} = \min(V_{outDif(high)}, V_{outDif(low)}) = 3.64V$$

3. 输入信号的共模限值 (V_{cmi}) 取决于以下因素：FDA 的共模限值 (V_{cmFDA})、输出信号共模 (V_{cmo})、差分输入信号和增益 (G)。在此示例中，输入信号共模范围为 -2.048V 至 5.352V。

$$V_{cmFDA(max)} = (V_{s+} - 1.3V) = 3.7V$$

$$V_{cmFDA(min)} = V_{s-} = 0.0V$$

$$V_{cmo} = 2.048V$$

$$V_{cmi(max)} = \left(1 + \frac{1}{G}\right)V_{cmFDA(max)} - \frac{1}{G}V_{cmo} = 5.352V$$

$$V_{cmi(min)} = \left(1 + \frac{1}{G}\right)V_{cmFDA(min)} - \frac{1}{G}V_{cmo} = -2.048V$$

4. 选择放大器和输出滤波器的带宽限值。可以调整该滤波器频率，使其充当良好的抗混叠滤波器。在此示例中，需要在奈奎斯特频率处实现一定的衰减，同时在全高达 100kHz 下尽可能减少衰减。采样速率为 10MHz，因此奈奎斯特频率为 $f_s/2 = 5\text{MHz}$ 。在奈奎斯特频率下选择 0.1V/V 的衰减。根据以下公式，截止频率需要为 502kHz。经计算，100kHz 时的增益为 0.981V/V 或 -0.17dB，这对于示例设计来说是一个合理的误差。在您的应用中，如果需要在奈奎斯特频率下实现更大的衰减，则可以降低截止频率或提高滤波器的阶数。

$$f_c = \frac{f_{Nyq}}{\sqrt{\left(\frac{1}{G}\right)^2 - 1}} = \frac{5\text{ MHz}}{\sqrt{\left(\frac{1}{0.1\text{V/V}}\right)^2 - 1}} = 502\text{ kHz}$$

$$G_{100\text{ kHz}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{100\text{ kHz}}{502\text{ kHz}}\right)^2 + 1}} = 0.981$$

5. 选择无源输出滤波器中的元件。电阻器 R_{x1} 和 R_{x2} 设置为 $49.9\ \Omega$ ，以更大限度地降低偏置电流误差。根据 [步骤 4](#)，将放大器滤波器的截止频率设置为 502kHz。将无源滤波器的差分截止频率设置为 5MHz。共模滤波电容通常设置为差分频率的 1/10，以尽可能减少共模到差分转换。

$$C_{dif1} = \frac{1}{2\pi f_c R_{f1}} = \frac{1}{2\pi(502\text{ kHz})2(49.9\ \Omega)} = 3.18\text{ nF} = 3.3\text{ nF} \left(\text{standard value} \right)$$

$$C_{cm1} = C_{cm2} = \frac{C_{dif1}}{10} = 330\text{ pF}$$

6. 在某些情况下，使用前面所示的方法设置输出滤波器截止频率是不切实际的或没有必要的。在这种情况下，将截止频率设置为所施加最大频率的至少五倍。例如，如果施加的最大频率为 1MHz，则使截止频率至少为 5MHz，以更大限度地减少增益误差和失真。

信号链功耗与性能之间的权衡

本文档重点介绍了使用 THS4551 放大器的功耗优化型信号链。此选项可在 I_Q 为 1.37mA 条件下，为 100kHz 信号频率提供非常出色的性能。THS4541 可以用来在 1MHz 条件下实现良好的性能，但代价是会增加功耗 ($I_Q = 10.1mA$)。THS4541 选项中使用的电路元件如下原理图所示。选择这些元件值时，使用了设计说明和设计步骤中给出的相同注意事项。

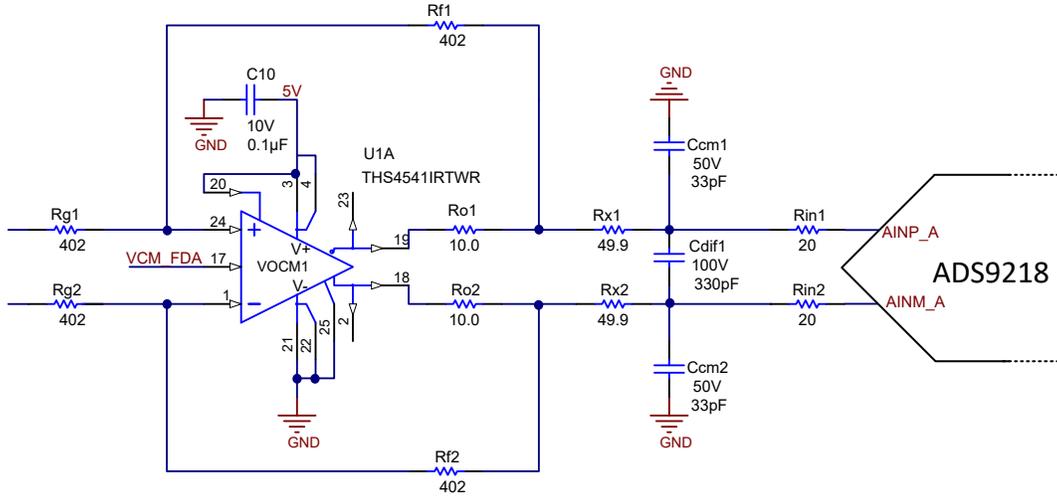


图 1-2. 信号链采用 THS4541 并针对 1MHz 进行了优化

Spice 模型

这些仿真使用 THS4552 和 ADS9218 的 TINA SPICE 模型。所有仿真中均提供了放大器输出和 ADC 输出。

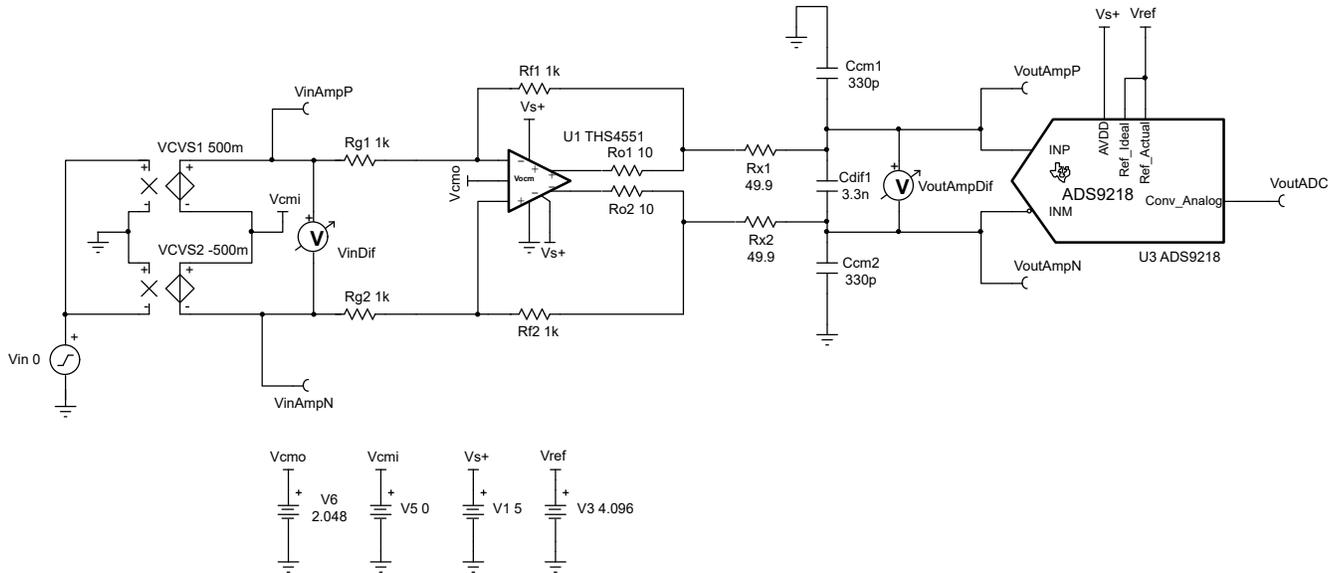


图 1-3. TINA Spice 模型

交流传输特性

放大器的带宽 (432kHz) 由共模和差分输出滤波器 (Rx1、Rx2、Cdif、Ccm1 和 Ccm2) 设置。此滤波器适用于 [TINA Spice 模型](#) 一节中所示的 THS4551 电路。

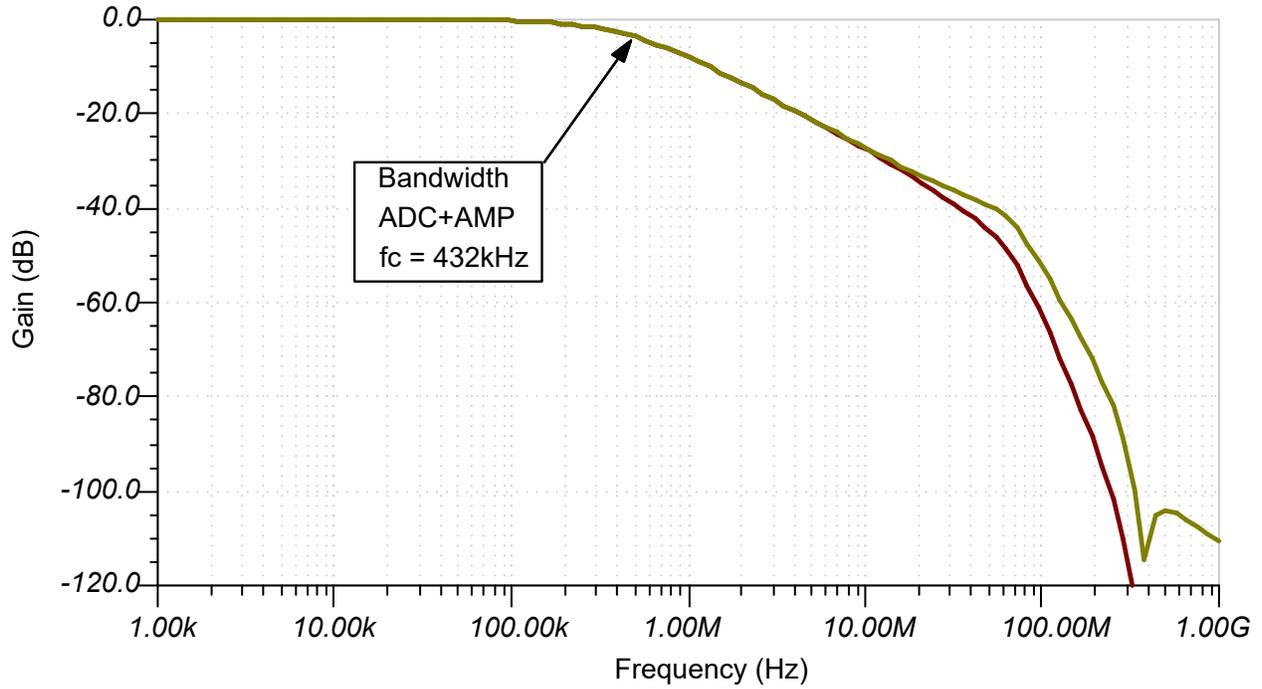


图 1-4. 交流传输特性 ($f_c = 432\text{kHz}$)

直流传输特性

下图显示了放大器和 ADC 的直流传输特性。请注意，由于 THS4552 的输出摆幅限制，放大器的输出摆幅约为 $\pm 4.4\text{V}$ 。这符合 [设计步骤 2](#) 的预期摆幅。仿真 ADC 范围限定为 $\pm 3.2\text{V}$ ，与该器件的数据表规格相匹配。绝对最大值范围为 $\text{AGND}-0.3\text{V}$ 至 $\text{AVDD}+0.3\text{V}$ ，在本例中为 -0.3V 至 5.3V 。请注意， VinM 和 VinP 不违反绝对最大值规格。

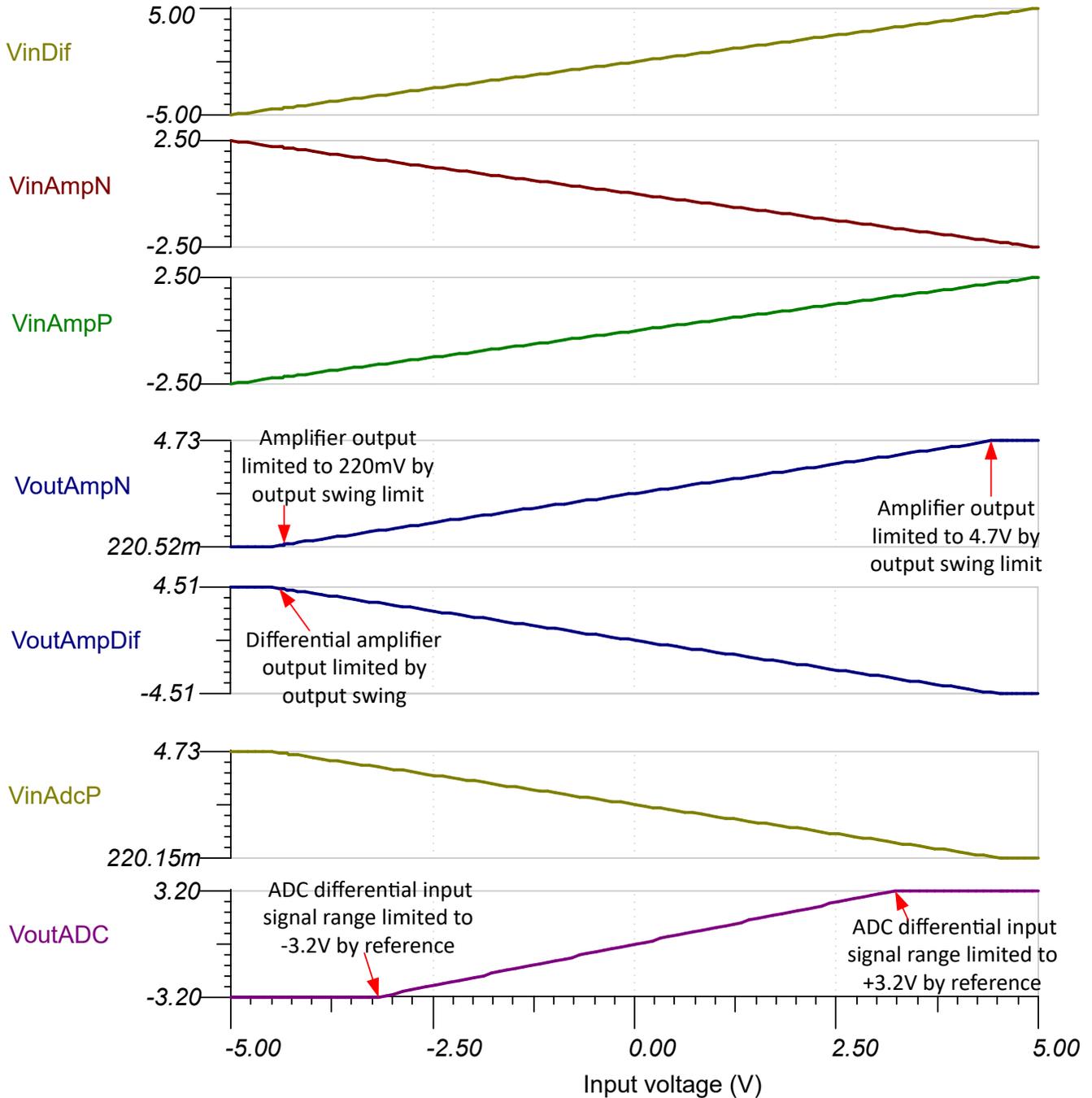


图 1-5. 直流传输特性 ($V_{\text{cmi}} = 0.0\text{V}$, $V_{\text{cmo}} = 2.048\text{V}$, $V_+ = 5\text{V}$)

噪声

放大器噪声由放大器的噪声密度、反馈电阻和带宽限制决定。输出滤波器将放大器的噪声限制为 $3.7 \mu V_{RMS}$ 。ADS9218 还提供了噪声和带宽限制。噪声仿真表明放大器和 ADC 的总噪声均为 $39.7 \mu V_{RMS}$ 。

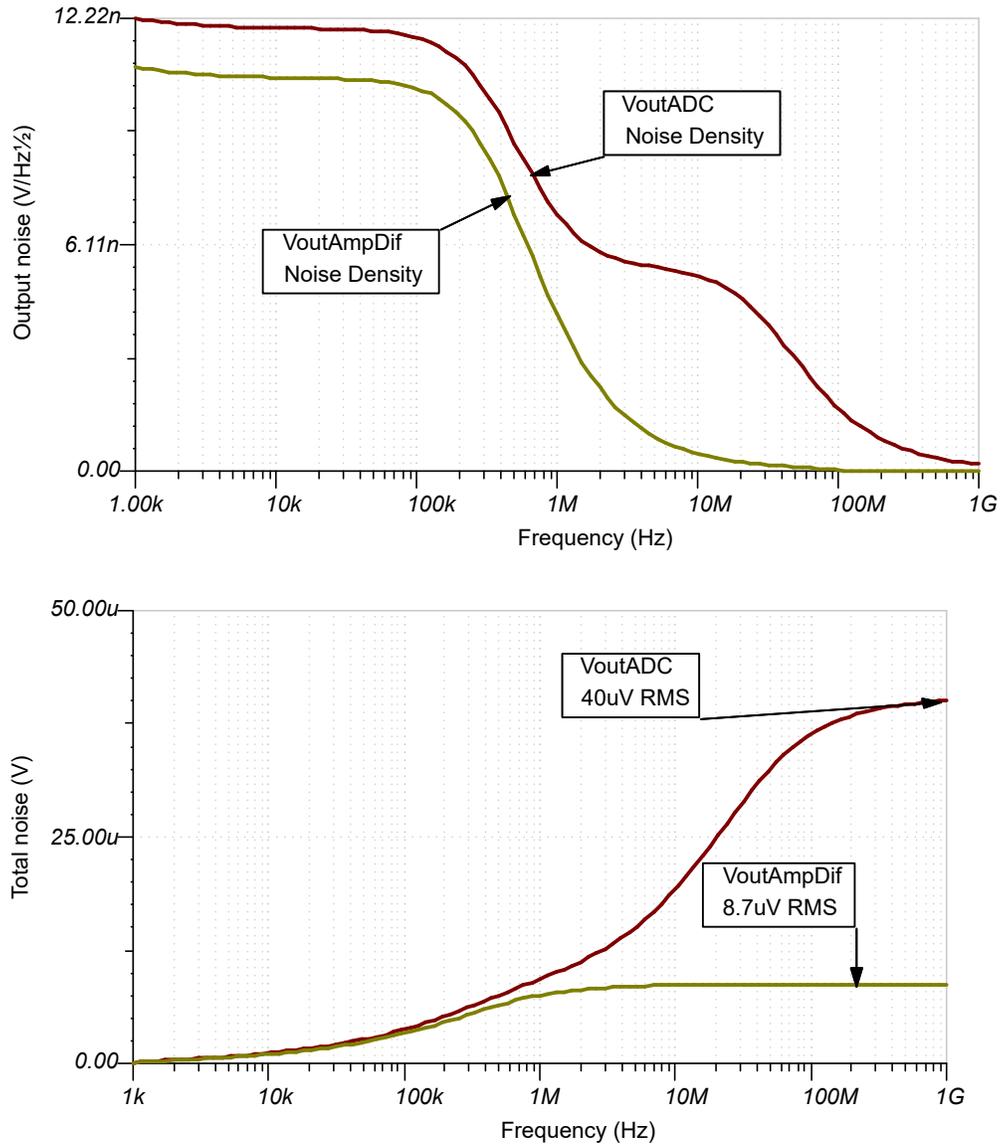


图 1-6. 放大器输出和 ADC 输出端的 RMS 噪声

设计中采用的器件

器件	主要特性	链接	类似器件
ADS9218	具有全差分 ADC 输入驱动器的双路同步采样 18 位 10MSPS SAR ADC	www.ti.com.cn/product/cn/ADS9218	www.ti.com/adcs
THS4552	双通道、低噪声、150MHz 精密全差分放大器	www.ti.com.cn/product/cn/THS4552	www.ti.com.cn/opamp
THS4541	THS4541 负电源轨输入、轨到轨输出、850MHz 精密全差分放大器	www.ti.com.cn/product/cn/THS4541	www.ti.com.cn/opamp

设计参考资料

- 德州仪器 (TI), [模拟工程师电路设计指导手册](#) :

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司