



摘要

虽然放大器和 ADC 的动态范围和 SNR 性能可通过仿真模型精确确定，但驱动 ADC 的放大器对失真性能的验证很难通过仿真进行确定，并且通过对精确驱动器和 ADC 配对进行物理测量来进行正确验证。

本应用手册展示了驱动 ADS127L11 Δ - Σ ADC 的 THP210 全差分放大器的性能。本文档重点介绍 THD、SNR 和增益误差性能。具体而言，演示了当 ADC 以高速模式运行时，ADC 输入预充电缓冲器的性能优势。

由于 THP210 输入电流噪声较低，因此还将研究增大驱动器增益电阻器值以降低驱动器功耗的选项。评估了几个增益电阻器值，显示了对 SNR 的影响以及相关的功率损耗。

对于改变 ADC 时钟频率以设定特定采样率的应用，显示了 THP210 和 ADS127L11 组合的增益误差变化灵敏度与时钟频率间的关系。

内容

1 THP210.....	1
2 ADS127L11.....	2
2.1 ADS127L11 预充电缓冲器.....	3
3 测试电路.....	3
3.1 THD 性能.....	5
3.2 SNR 性能.....	6
3.3 增益误差漂移.....	6
4 噪声分析.....	7
4.1 SNR 和 DR.....	9
5 驱动器功耗.....	9
6 总结.....	10

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

以下各节简要介绍了此评估中使用的 THP210 和 ADS127L11 器件。

1 THP210

THP210 是一款低噪声、低失调电压、9.2MHz 增益带宽积、精密全差分输入输出放大器 (FDA)。值得注意的是低输入电流噪声 ($0.3\text{nA}/\sqrt{\text{Hz}}$) 和 10Hz 1/f 噪声转角频率。低输入电流噪声和 1/f 电流噪声转角使用户能够选择增大增益电阻器的尺寸，以降低驱动器功耗。

2 ADS127L11

ADS127L11 是一款 400kSPS 宽带 Δ - Σ ADC，具有低噪声、低失真和低功耗特性。ADC 具有两种功耗模式，相关采样率可分别达到：高速模式运行时采样率为 400kSPS，功耗为 18.5mW；低速模式运行时采样率为 50kSPS，功耗为 3.3mW。

ADS127L11 集成了可选的预充电缓冲器，可降低输入驱动器负载。图 2-1 展示了 ADS127L11 输入采样电路的简化模型，其中突出显示了预充电缓冲器。

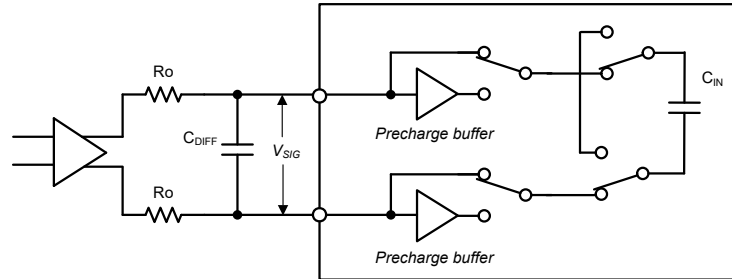


图 2-1. ADS127L11 简化输入电路

在禁用预充电缓冲器的情况下，ADC 使用内部电容器 (C_{IN}) 以调制器采样频率对输入电压进行采样。ADC 输入端使用输入电容 C_{DIFF} 来滤除驱动器输出端的采样脉冲。由于电容器 C_{DIFF} 和 C_{IN} 之间的电荷转移，采样操作会导致输入端出现反冲瞬变。下面展示了反冲电压与电容器 C_{DIFF} 的相关性。

$$\text{Kickback Voltage (V)} = V_{SIG} \times \frac{C_{IN}}{C_{IN} + C_{DIFF}}$$

反冲电压与 V_{SIG} 以及电容器 C_{IN} 和 C_{DIFF} 之比成正比。在电容 $C_{DIFF} = 2.2\text{nF}$ 、 $C_{IN} = 7.4\text{pF}$ 且信号 $V_{SIG} = 4.096\text{V}$ 的情况下，反冲电压为 14mV。图 2-2 展示了在高速运行时以 12.8MHz 调制器采样频率对连续输入样本进行反冲电压仿真。

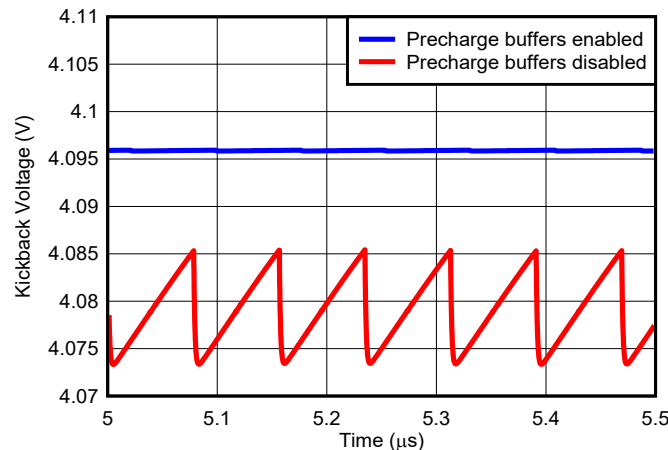


图 2-2. 反冲电压

在反冲瞬变之后，驱动器通过 R_O 对 C_{DIFF} 重新充电，以恢复采样操作中丢失的电荷。如果在之后的采样相位 $\frac{1}{2}$ 调制器时钟周期结束时未恢复电压，则会产生增益误差。同样重要的是，会出现非线性驱动器电流，从而导致驱动器失真。

为了降低反冲电压，对于 ADS127L11 等 24 位 ADC，通常选择 $300 \times C_{IN}$ (2.2nF) 的电容器 C_{DIFF} 。增大 C_{DIFF} 的大小可减小反冲电压和产生的驱动器电流，这通常会提高增益误差和失真性能。但是， C_{DIFF} 增加时，如果存在带外信号频率，则应考虑驱动器负载和驱动器功耗。更多信息请参阅[驱动器功耗](#)部分。

2.1 ADS127L11 预充电缓冲器

ADS127L11 集成了预充电缓冲器，可降低驱动器负载。对于许多类型的驱动器，减少驱动器负载可提高 THD 性能并减小总体增益误差。在输入采样阶段的第一个半个周期中，预充电缓冲器为采样电容器充电。在第二个半个周期中，电容器 C_{IN} 与预充电缓冲器断开连接，并直接连接到输入端以提供精细充电。如果在细充电阶段断开预充电缓冲器，则可在采样操作结束后测量最终电压时消除预充电缓冲器噪声和失真。由于电容器 C_{IN} 已预充电，因此反冲电压会降低系数 (k)，如下式所示：

$$\text{Kickback Voltage, Buffered (V)} = V_{\text{SIG}} \times k \times \frac{C_{\text{IN}}}{C_{\text{IN}} + C_{\text{DIFF}}}$$

系数 (k) 与预充电缓冲器的偏移和增益误差有关。由于 $k \leq 0.01$ (典型值)，反冲电压降低了 99%，但更重要的是，峰值和平均驱动器输出电流也会降低，从而提高了失真性能。

3 测试电路

图 3-1 展示了用于评估 THP210 和 ADS127L11 性能的电路。THP210 和 ADS127L11 由单个 5V 电源供电，THP210 的输出共模电压设置为 2.5V，由 ADC 的 VCM 输出驱动。

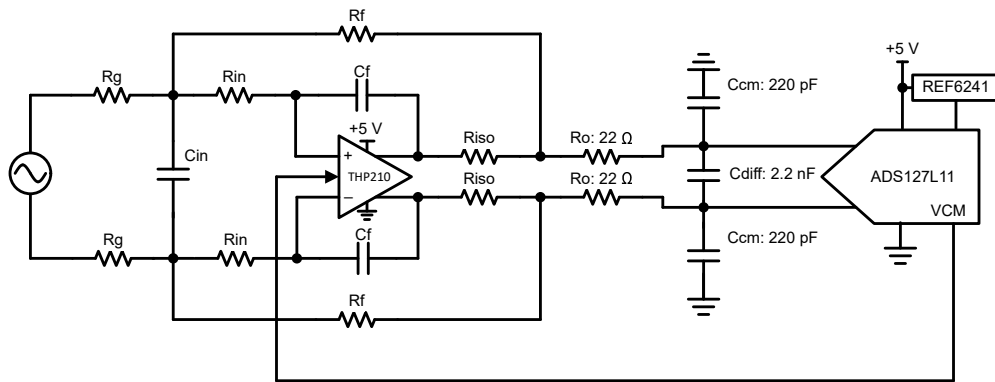


图 3-1. 测试电路

THP210 驱动器实现为单位增益、直流耦合二阶低通滤波器。滤波器的目的是衰减 ADC 调制器采样频率的信号频率，以减少信号混叠。滤波器是针对 $OSR = 32$ 而设计的。 $OSR = 32$ 要求滤波器在奈奎斯特频率和调制器采样频率之间频率范围的不到二十倍频内衰减信号。增大 OSR 值会降低 ADC 带宽，但也会增大滤波器工作的频率范围。通过降低滤波器转角频率，可在调制器采样频率下增加滤波器衰减。

ADC 输入端的 R_O 和 C_{DIFF} 具有两个功能。更重要的功能是用于过滤 ADC 采样脉冲的电荷库。第二个功能是信号路径中的额外滤波器，用于增加抗混叠。

使用 $499\ \Omega$ 、 $1\text{k}\ \Omega$ 和 $4.99\text{k}\ \Omega$ 增益电阻器对多种滤波器实现进行了评估，滤波器的转角频率适应 ADC 的通带。
表 3-1 列出了评估中使用的滤波器元件。

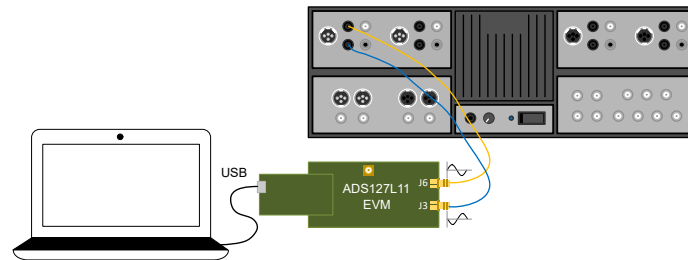
表 3-1. 滤波器元件

ADC 模式	信号通带	Rg 和 Rf	Cin	Cf	Rin	Riso
高速	165kHz	$499\ \Omega$	180pF	390pF	$275\ \Omega$	$47\ \Omega$
	165kHz	$1\text{k}\ \Omega$	100pF	220pF	$500\ \Omega$	$47\ \Omega$
	165kHz	$4.99\text{k}\ \Omega$	22pF	47pF	$2.5\text{k}\ \Omega$	$47\ \Omega$
低速	20.5 kHz	$499\ \Omega$	5.6nF	2.4nF	$50\ \Omega$	$82\ \Omega$
	20.5 kHz	$1\text{k}\ \Omega$	2.7nF	1.2nF	$100\ \Omega$	$68\ \Omega$
	20.5 kHz	$4.99\text{k}\ \Omega$	470pF	240pF	$500\ \Omega$	$68\ \Omega$

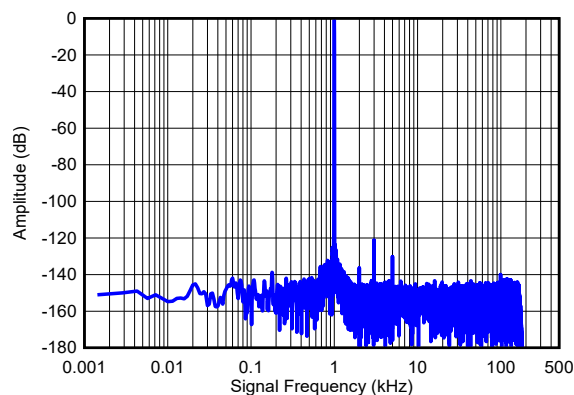
TINA-TI 是一款基于 SPICE 的免费模拟仿真程序，[THP210 Spice 模型](#)和 [ADS127L11 Spice 模型](#)可从 TI 获得。
TINA-TI 程序用于生成滤波器频率响应、噪声性能和驱动器电源电流的仿真数据。

[ADS127L11 评估板](#)用于获取数据，并对其进行修改以安装滤波器元件。THP210 驱动器取代了当前的 THS4551 驱动器（8 引脚 VSSOP 封装），4.096V REF6241 取代了当前的 2.5V 版本。4.096V 基准电压用于更大限度地提高可用动态范围性能。

为了获得高分辨率结果，需要使用低噪声、低失真信号源，例如 Audio Precision SYS-2722。来自发生器的平衡信号输出驱动差分 THP210 输入以进行此评估。对于 SNR 测量，使用 1kHz 带通滤波器来消除信号发生器的噪声。[图 3-2](#) 显示了测试设置。


图 3-2. 测试设置

[图 3-3](#) 展示了在启用预充电缓冲器的情况下，在 ADC 高速模式下捕获的典型 THD 和 SNR 性能 FFT。分析中使用 262,144 个 ADC 样本来降低 FFT 谐波区间中的噪声，从而提高测量分辨率。


图 3-3. 典型的 FFT 结果

3.1 THD 性能

表 3-2 总结了 THD 性能。这些数据代表了使用电阻器 R_g 、 R_f 和电容器 C_{DIFF} 组合的 THP210 和 ADS127L11 总性能，THP210 采用低通滤波器配置。

表 3-2. THD 性能

R _g , R _f	C _{DIFF}	已启用 ADC 缓冲器		已禁用 ADC 缓冲器	
		THD (f = 1kHz)	THD (f = 10kHz)	THD (f = 1kHz)	THD (f = 10kHz)
低速运行⁽¹⁾					
499Ω	1nF	-123dB	-116dB	-115dB	-117dB
1kΩ	1nF	-123dB	-118dB	-115dB	-120dB
4.99kΩ	1nF	-119dB	-122dB	-104dB	-124dB
499Ω	2.2nF	-124dB	-116dB	-126dB	-116dB
1kΩ	2.2nF	-125dB	-121dB	-121dB	-122dB
4.99kΩ	2.2nF	-125dB	-121dB	-102dB	-122dB
4.99kΩ	10nF	-124dB	-124dB	-122dB	-123dB
高速运行					
499Ω	1nF	-113dB	-109dB	-97dB	-97dB
1kΩ	1nF	-114dB	-112dB	-104dB	-104dB
4.99kΩ	1nF	-113dB	-112dB	-110dB	-108dB
499Ω	2.2nF	-118dB	-111dB	-105dB	-104dB
1kΩ	2.2nF	-118dB	-115dB	-110dB	-110dB
4.99kΩ	2.2nF	-118dB	-115dB	-113dB	-110dB
4.99kΩ	10nF	-116dB	-114dB	-107dB	-107dB

(1) 在低速运行模式下，10kHz 输入频率测试数据仅包括 THD 分析中的一次谐波（低速 ADC 带宽 = 20.6kHz）。

从 THD 数据中得出以下观察结果：

低速运行

- 预充电缓冲器可在各种滤波器元件值范围内提供一致的 THD 结果。可以考虑输入电容器 $C_{DIFF} = 1\text{nF}$ ，在带外输入频率下降低驱动器电流，但 THD 性能会略有下降。可以考虑使用 $C_{DIFF} = 10\text{nF}$ 在没有预充电缓冲器的情况下运行，但是驱动器输出电流在带外频率下的峰值更高。更多信息请参阅[驱动器功耗](#)部分。

高速运行

- 在启用预充电缓冲器的情况下，各种滤波器组件值的理想结果。建议对输入电容 C_{DIFF} 使用 2.2nF 的电容。如果 C_{DIFF} 增加到 2.2nF 以上，请参阅[驱动器功耗](#)部分。

3.2 SNR 性能

表 3-3 汇总了 SNR 结果。在高速运行中，由于电阻器产生的热噪声量增大，4.99k Ω 增益电阻器会使 SNR 性能降低 -1.5dB (典型值)。在低速运行中，4.99k Ω 电阻器几乎没有使 SNR 降低。无论在运行时是否适用预充电缓冲器，都会产生基本相同的 SNR 性能。有关噪声分析和噪声仿真结果的详细信息，请参阅[噪声分析](#)部分。

表 3-3. SNR 性能

Rg、Rf	Cdiff	已启用 ADC 缓冲器	已禁用 ADC 缓冲器
		SNR	SNR
低速模式 (带宽 = 21.9kHz)			
499 Ω	1nF	106.5dB	106.5dB
1k Ω	1nF	106.5dB	106.5dB
4.99k Ω	1nF	106.0dB	106.5dB
499 Ω	2.2nF	106.5dB	107.0dB
1k Ω	2.2nF	106.5dB	107.0dB
4.99k Ω	2.2nF	106.5dB	106.5dB
4.99k Ω	10nF	106.5dB	106.5dB
高速模式 (带宽 = 175kHz)			
499 Ω	1nF	106.0dB	106.0dB
1k Ω	1nF	106.0dB	105.5dB
4.99k Ω	1nF	104.0dB	104.0dB
499 Ω	2.2nF	106.0dB	105.5dB
1k Ω	2.2nF	106.0dB	105.5dB
4.99k Ω	2.2nF	104.0dB	104.0dB
4.99k Ω	10nF	104.5dB	104.5dB

3.3 增益误差漂移

如果在 ADC 采样相位结束时驱动器未从反冲电压稳定下来，则会产生过多的增益误差。通常要求该驱动器在调制器时钟周期的 $\frac{1}{2}$ 内趋稳 (高速运行时为 39ns)，以保证无增益误差，这项要求对于许多类型的中等带宽驱动器而言很难实现。

另一个问题是增益变化与 ADC 时钟频率间的关系。在某些系统中，ADC 时钟频率会发生变化，以设置特定的采样率。理想情况下，当时钟频率发生变化时，增益应保持恒定。虽然在某种程度上可以对该效应进行表征以生成时钟频率校正因数，但通常尽量从一开始就减少增益误差效应。

在任何情况下，都可以通过使用 ADC 预充电缓冲器更大程度地减小系统的增益误差。预充电缓冲器允许将具有中低带宽的精密 FDA 驱动器与 ADC 配对。

图 3-4 显示了不使用预充电缓冲器时增益误差性能与时钟周期之间的关系。高速运行的增益误差图数据从 40ns 时钟周期开始，而低速运行则从 156ns 开始。增益误差在 40ns 至 500ns 时钟周期范围内变化了 3500ppm。增益误差随着时钟频率的降低而降低，因为在捕获信号以在采样相位结束时进行测量之前，驱动器有更多的时间可以稳定。注意因 R-C 滤波器在 ADC 输入端趋稳而生成的增益误差指数曲线。

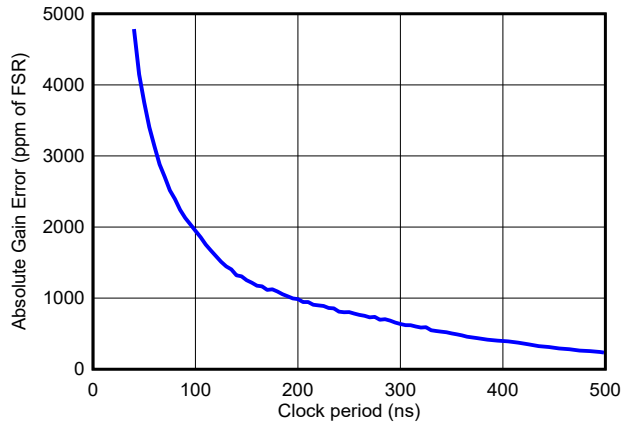


图 3-4. 增益误差与时钟周期期间的关系 (预充电缓冲器被禁用)

图 3-5 显示了在相同配置下的增益误差性能，这次使用预充电缓冲器。增益误差小于 35ppm 峰值，并且在时钟周期范围内的变化小于 35ppm。增益误差减小是由于驱动器输出端的反冲电压降低所致。增益误差的振铃曲线是根据驱动器在采样相位结束后 ADC 捕获电压时的小信号稳定生成的。

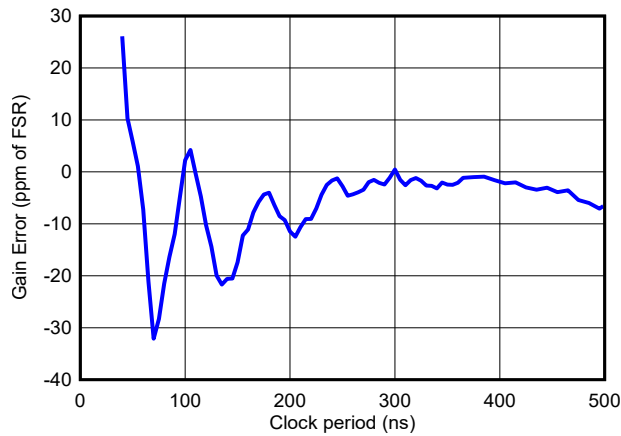


图 3-5. 增益误差与时钟周期期间的关系 (预充电缓冲器被启用)

4 噪声分析

系统总噪声是驱动器电压和电流噪声、电阻器热噪声和 ADS127L11 转换噪声的噪声功率之和。除了电阻器的热噪声之外，电阻器还将 THP210 电流噪声转换为电压噪声。

图 4-1 显示了系统累积噪声性能的仿真结果。噪声是在 1Hz 起始频率和所需 ADC 带宽下读取的。例如，在全 165kHz 高速模式带宽下，使用 1kΩ 增益电阻器的总系统噪声为 12.1 μV。为进行比较，将独立运行时的 ADS127L11 噪声与三个增益电阻值的系统噪声一起绘制。

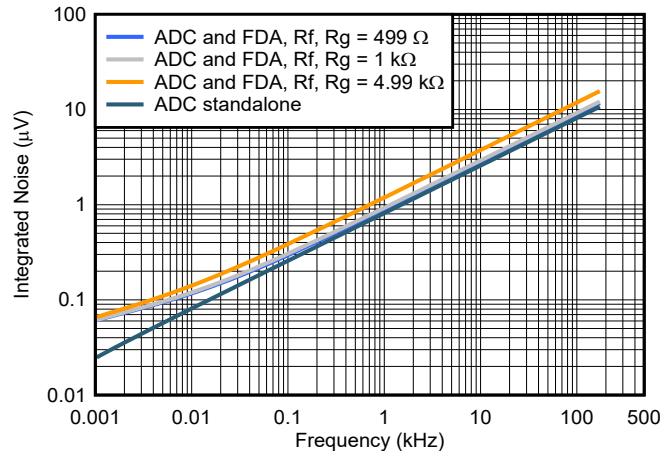


图 4-1. THP210 累积噪声 (高速运行)

虽然 $499\ \Omega$ 增益电阻器的绝对噪声最低，但 $1\ \text{k}\Omega$ 电阻器可提供基本相同的噪声性能，但其优势在于可降低电阻器中的信号功率损耗。 $4.99\ \text{k}\Omega$ 增益电阻器具有较高的热噪声水平，因此会增加累积噪声。将 $4.99\ \text{k}\Omega$ 电阻器曲线的噪声与低频时 $1\ \text{k}\Omega$ 电阻器曲线进行比较，可以看出 THP210 的电流噪声较低。由于 THP210 电压噪声在此范围内控制电流噪声，因此可以考虑 $2\ \text{k}\Omega$ 至 $4.99\ \text{k}\Omega$ 范围内的增益电阻器值，因为它们不会明显地缩放电流噪声。

相比之下，图 4-2 显示了传统 FDA 的仿真噪声性能。该 FDA 具有更高水平的输入电流噪声，并具有相关的更高 $1/f$ 噪声转角频率。例如，将 $10\ \text{Hz}$ 时的噪声与 $1\ \text{k}\Omega$ 增益电阻器进行比较，THP210 噪声降低了近 3 倍。当使用 $4.99\ \text{k}\Omega$ 增益电阻器时，噪声优势几乎是原来的 10 倍。

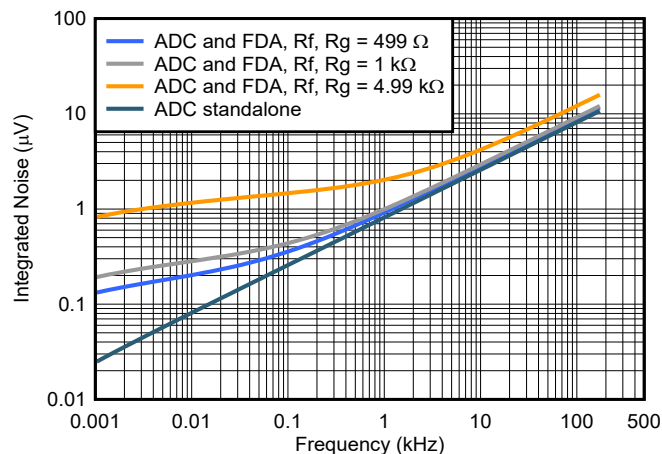


图 4-2. 传统 FDA 累积噪声 (高速运行)

图 4-3 显示了低速运行模式下的仿真噪声性能。低速运行时的信号带宽为 $20.6\ \text{kHz}$ 。由于在 $50\ \text{kSPS}$ 采样率下，高速运行相较低速运行 (256 与 32) 使用更大的 OSR 值，因此 $20\ \text{kHz}$ 带宽时的低速噪声相比大概高出 3 倍。低速运行时增加的 ADC 噪声决定了 $4.99\ \text{k}\Omega$ 增益电阻产生的噪声。

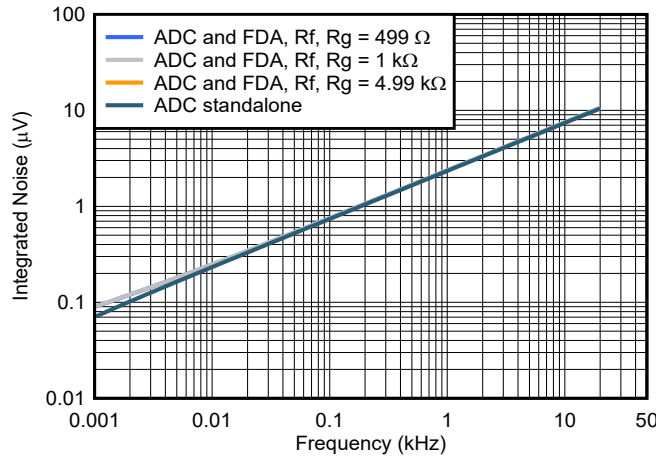


图 4-3. THP210 累积噪声 (低速模式)

4.1 SNR 和 DR

SNR 和 DR 是相似的噪声参数，区别在于 SNR 是使用 -0.5dBFS 、 1kHz 交流信号进行测试，而 DR 是基于满量程与短路输入噪声之比计算得出。下面的公式可将短路输入累积噪声转换为动态范围 (DR)。

$$\text{Dynamic Range (dB)} = 20 \times \log \left[\frac{\text{FSR}}{2 \times \sqrt{2} \times e_n} \right]$$

Where:

$$\text{FSR} = 2 \times V_{\text{REF}} \text{ (1x input range)}$$

$$e_n = \text{integrated noise}$$

对于 ADS127L11，DR 的测量值通常比 SNR 高 1dB ，因为 DR 不受电压基准噪声、时钟抖动以及 (更重要的是) 测试信号中存在的噪声的影响。例如，使用 $1\text{k}\Omega$ 增益电阻器在 165kHz 带宽范围的仿真噪声为 $12.1\ \mu\text{V}$ ，从而得到 $\text{DR} = 107.6\text{dB}$ 。在同一条件下测量的 SNR 为 106.6dB 。同样，使用 $4.99\text{k}\Omega$ 增益电阻器的仿真噪声为 $15.6\ \mu\text{V}$ ，从而得出 $\text{DR} = 105.4\text{dB}$ 。在同一条件下测量的 SNR 为 104.6dB 。

5 驱动器功耗

对于电池供电的数据采集系统，有必要研究驱动器的功耗。图 5-1 显示了使用图 3-1 中的电路在高速运行时交流驱动器电流的仿真结果。驱动器功耗是信号频率和滤波器电路中使用的元件值的函数。在 4.096V 基准电压下运行时，驱动器信号的振幅为 $2.89\text{V}_{\text{RMS}}$ 。

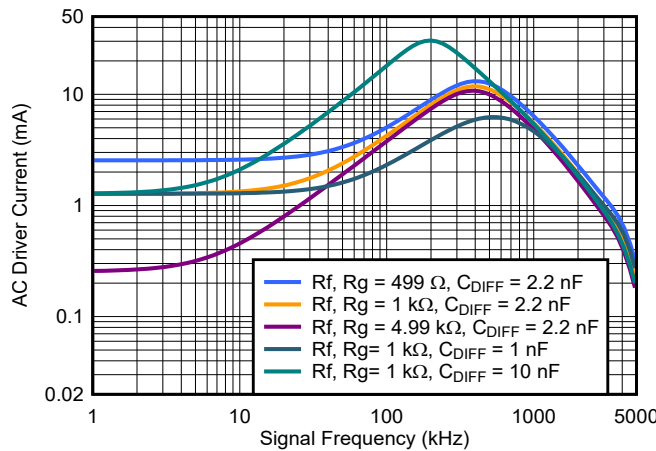


图 5-1. THP210 输出电流 (高速运行)

对于小于 50kHz 的信号频率，驱动器电流主要是增益电阻器尺寸的函数。在 50kHz 以上，由于驱动器输出端的 R_O 和 C_{DIFF} 负载，驱动器电流随着频率的增加而增加，在 100kHz 和 400kHz 频率范围内达到峰值。随后，驱动器电流会由于驱动器输出端滤波器的信号滚降而降低。如图所示，如果 $C_{DIFF} = 1\text{nF}$ ，驱动器电流会减小；如果 $C_{DIFF} = 10\text{nF}$ ，驱动器电流会增大，尤其是峰值。

图 5-2 是低速运行中的仿真驱动器电流。由于低通滤波器使用较低的转角频率，因此峰值电流大概低 50%。

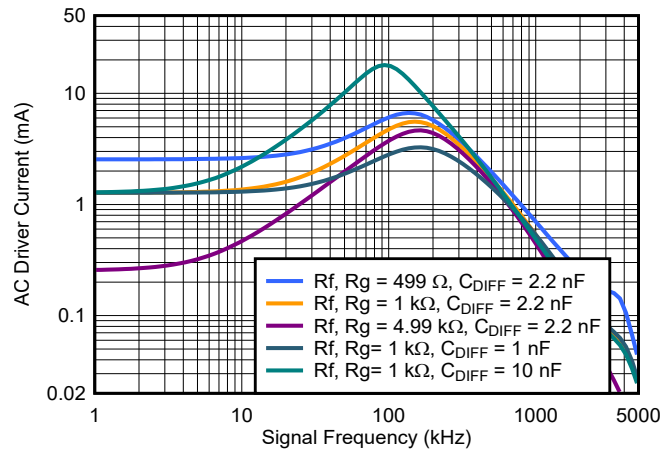


图 5-2. THP210 输出电流 (低速模式)

6 总结

THP210 在两种运行速度模式下均可提供良好的性能来驱动 ADS127L11。THP210 展示了低输入电流噪声，这提供了增加增益电阻器值以降低低频驱动器功耗的选项。

ADC 预充电缓冲器可提高总 THD 和增益误差性能。特别是，建议在高速运行中使用预充电缓冲器。在低速运行时，ADC 时钟以 1/8 速度运行，从而为驱动器稳定留出更多时间，进而提高 THD 和增益误差性能。或者，在低速运行中，可使用 $C_{DIFF} = 10\text{nF}$ 来禁用预充电缓冲器，但请参阅[驱动器功耗](#)部分了解驱动器功耗的影响。

SNR 性能是对预充电缓冲器运行不敏感的一个参数。从高速模式数据可以看到， $4.99\text{k}\Omega$ 增益电阻器产生的热噪声控制着其他元件产生的噪声。在 $1\text{k}\Omega$ 和 $4.99\text{k}\Omega$ 电阻器之间插噪声数据， $2\text{k}\Omega$ 增益电阻器可以在驱动器功率耗散与电阻器噪声之间提供良好的平衡。在低速运行中， $4.99\text{k}\Omega$ 电阻器不是总体噪声的重要影响因素。

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 © 2023，德州仪器 (TI) 公司