

TI 高精度设计：经验证的设计 针对小于 1mW 的超低功耗优化的 18 位，10kSPS 的数据采集 (DAQ) 块



TI 高精度设计

TI 高精度设计是由 TI 模拟产品专家创建的模拟解决方案。经验证的设计提供理论、组件选择、仿真、完整的印刷电路板 (PCB) 电路原理图，布局布线、物料清单和有用电路的经测试性能。还讨论了有助于符合替代设计目标的电路修改。

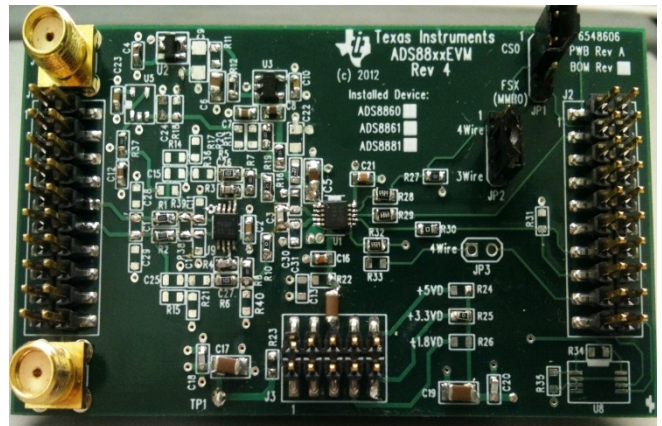
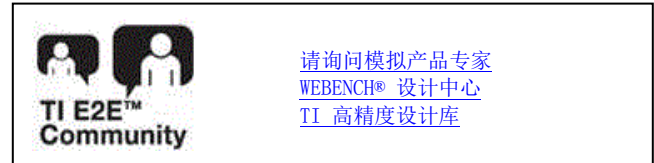
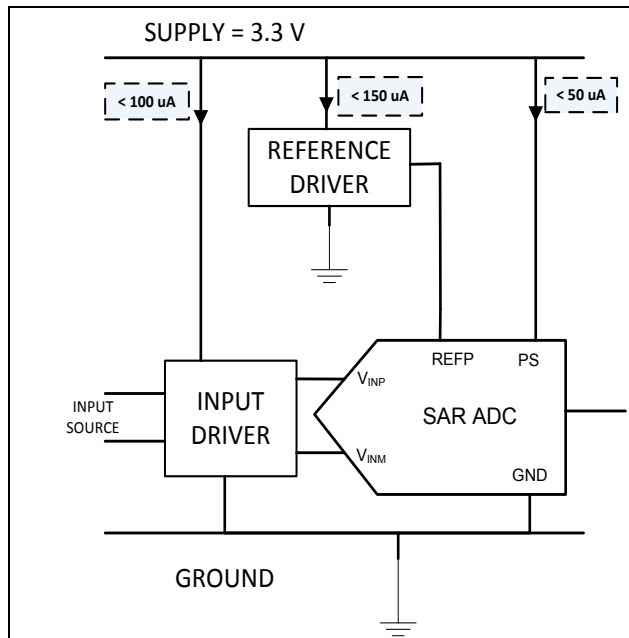
设计资源

[设计存档](#) 全部设计文件
[TINA-TI™](#) SPICE 模拟器
[OPA313](#) 产品文件夹
[OPA2333](#) 产品文件夹

电路描述

这款 1mW，18 位，10kSPS DAQ 块已经针对需要延长电池使用寿命的低数据吞吐量应用进行了优化。

此超低功耗 DAQ 系统包含一个基准电路、输入驱动器和 ADS8881 逐次逼近 (SAR) 数模转换器 (ADC)。设计中着重注意减少系统功耗和降低驱动电路噪声，使得相对于 ADC 噪声，驱动电路噪声变得可忽略不计，以提高总体噪声性能。



这个 TI 参考设计末尾的一个重要声明描述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

TINA-TI 是德州仪器 (TI) 的商标
WEBENCH 是德州仪器 (TI) 的注册商标

1 设计汇总

这个设计中为基准驱动和输入驱动电路选择最佳的有源和无源组件。针对低数据吞吐量应用，ADS8881 与驱动电路的总体运行功耗少于 1mW。设计要求包括：

- 总功耗： < 1mW 直流
- 数据率： < 10kSPS
- 输入范围： -2.5V 至 2.5V 直流
- 电源电压： 3.3V 直流

在表 1 中汇总了设计目标和性能。图表 1 显示本设计测得的交流性能。

表 1： 设计目标、仿真和测得性能的比较

参数	目标值	仿真值	测得值
总体功耗	< 1mW	0.40mW	0.56mW
系统噪声*	35.35 μ V _{RMS} (ADC _{RMS_Noise})	37.56 μ V _{RMS}	31.28 μ V _{RMS}
有效分辨率**	17.11 BIT	17.03 BIT	17.28 BIT
积分非线性 (INL)	< 3LSB	未知	-2.4 LSB, 0.78 LSB

* ADC_{RMS_Noise} 和输入驱动噪声的平方和的平方根，

** 将 RMS_Noise 考虑在内的分辨率

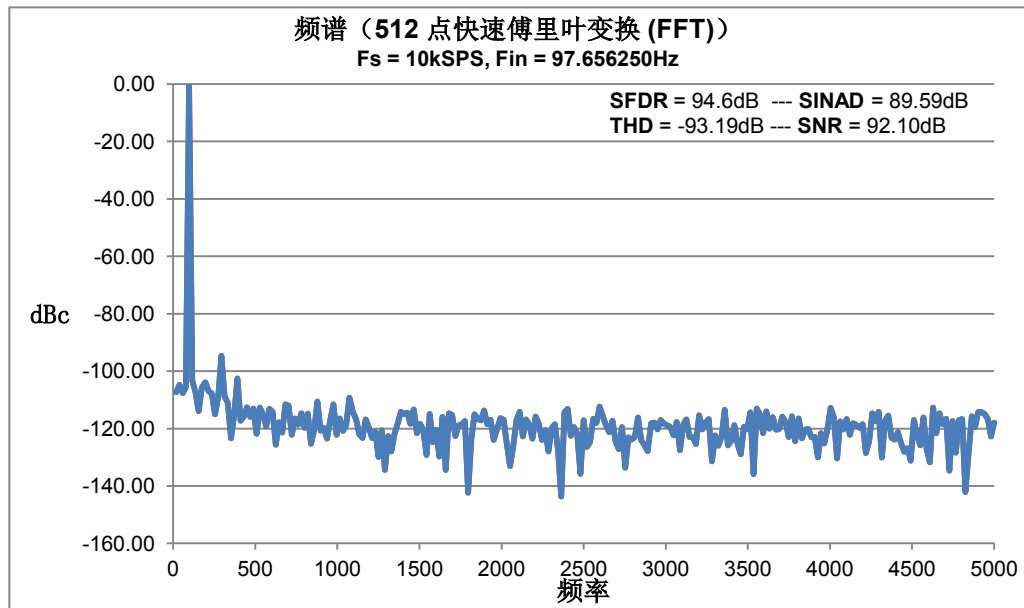


图 1： 交流性能 (测得值)

2 工作原理

在诸如心电图检测等低数据率应用中减少总体系统功耗的一个方法是通过采用一颗运行在低数据率下的较快的 ADC ADS8881 是一款 18 位, 1MSPS, 差分输入 ADC, 它能够支持 2.5V - 5V 的外部基准 (REF), 支持单极性输入和差分输入 这个器件通过降低工作电压 (最高 3.6V) 来削减总体系统功耗。

ADS8881 在 1MSPS 时的功耗大约为 5.5mW, 并且随着数据率呈线性按比例缩减。对于数据率低于 10kSPS 的应用, ADS8881 的功耗大约为 55uW。所以优化 ADS8881 的外围驱动电路对降低整体功耗至关重要

如图表 2 中方框图所示, 驱动电路的优化分为两个阶段。基准源和输入驱动被单独设计和仿真, 并且互相叠加以验证总体系统性能。

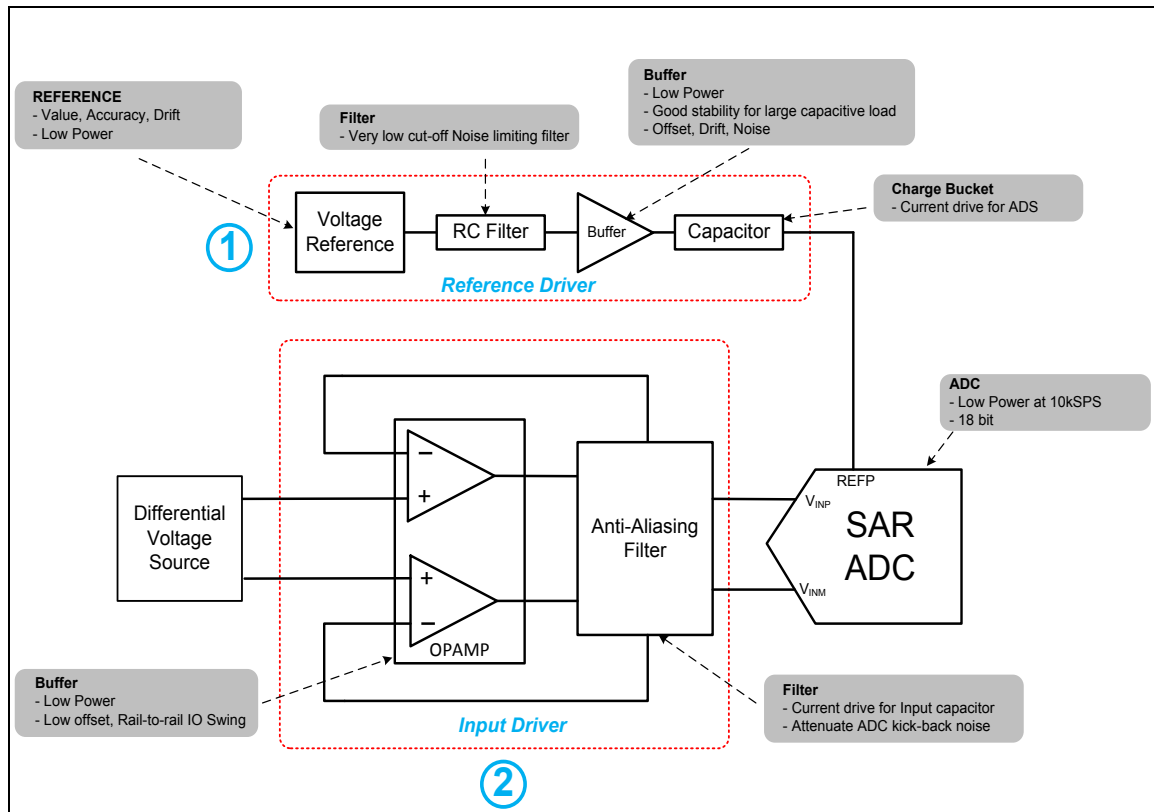


图 2: 针对低功耗的基准和输入驱动电路元件

2.1 基准源

基准源电路的设计是一个 4 步优化过程, 其中包括,

1. 确定适合于低功耗应用的基准
2. 设计一个限制基准宽带噪声的滤波器
3. 估算提供基准驱动电流所需的电容的电容值
4. 确定一个驱动电容充电的低功耗运算放大器。

2.1.1 参考

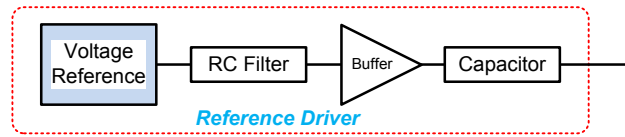


图 3: 针对转换器的外部电压基准

ADC 将一个输入与一个已知基准和它的二进制权重相比较以估算一个等效的数字代码。对于输入信号的精确数字转换，需要一个具有低噪声的高精度、低漂移基准。对于基于电容器的 ADC 基准输入，基准引脚上的负载每次都会突破估算的值。不但在一个转换周期内基准电流瞬态会增加数倍，而且每次转换之间瞬态电流也会发生变化。

一个理想的 ADC 是对于一个固定的输入每次转化的码字应相同。然而，一个高噪声的基准源会使得码字不断变化。它也影响到线性度，THD 和 SNR 等指标。一个良好系统设计应该在低基准电压时确保良好的噪声性能，这将保证在更高基准电压时的噪声性能。这个设计优化了所支持的最低基准电压时的基准驱动电路，这也是设计中要求最严格的部分。ADS8881 能够运行的最低基准电压为 2.5V。

一个基准可引入两种类型的噪声。低频时的主要噪声是闪烁噪声，而宽频带噪声是高频时的主要噪声。特别是宽频带噪声，它的值大约为百分之几微伏每平方 Hz，很容易造成十分之几微伏的转换器有效值噪声。通常情况下，闪烁噪声在数据表中的描述是 10Hz 以内的峰峰值噪声。在其基础上除以 6.6 则是有效值噪声值。另一方面，宽频带频谱噪声密度也许未在数据表中指定，对于一个带隙基准，这个值的量级将大约为 $0.1 \mu\text{V}_{\text{RMS}}/\sqrt{\text{Hz}}$ 至 $10 \mu\text{V}_{\text{RMS}}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。它与基准静态电流的平方根成反比。如果未指定，那么下面的等式 1 给出了一个近似值。

$$\text{REF}_{\text{Broadband_Noise_Density}} \approx \frac{10,000\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \frac{\sqrt{\mu\text{A}}}{\sqrt{2 * I_{\text{Q_REF}}(\text{in } \mu\text{A})}} \tag{1}$$

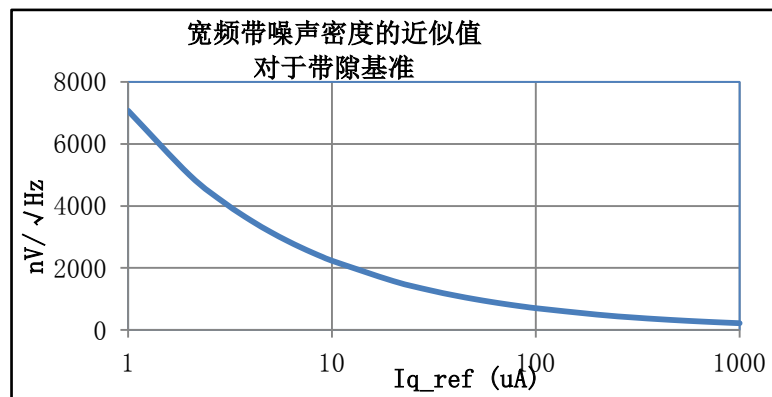


图 4: 宽带噪声密度与基准静态电流间的关系

如图表 4 所示，噪声和功率负相关。具有低 的基准噪声更高。

2.1.2 RC 滤波器

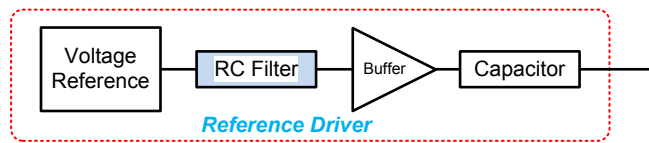


图 5: RC 滤波器用于限制基准宽带噪声

为了平衡功率和噪声，通过添加一个滤波器来限制基准的宽带噪声。理想的情况是完全消除基准噪声。对于实际情况，相对于 AD 的噪声，应该使基准宽带噪声可以忽略不计。本设计中宽带基准噪声被限制在少于 ADC^[1] 的 rms 噪声三分之一的水平上。

$$\text{REF}_{\text{Broadband_RMS_Noise}} \leq \frac{1}{3} \times \text{ADC}_{\text{RMS_Noise}} \quad (2)$$

如等式 3 所示，一个具有 $f_{\text{filter-cutoff}}$ 截止频率的低通滤波器限制宽频带噪声。

$$\text{REF}_{\text{Broadband_RMS_Noise}} = \text{REF}_{\text{Broadband_RMS_Density}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times (f_{\text{filter-cutoff}} - 10 \text{ Hz})} \quad (3)$$

将上面的两个等式组合在一起，我们将得到以下可被用来设计滤波器的限制条件。

$$\text{REF}_{\text{Broadband_RMS_Density}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times (f_{\text{filter-cutoff}} - 10 \text{ Hz})} \leq \frac{1}{3} \times \text{ADC}_{\text{RMS_Noise}} \quad (4)$$

$$f_{\text{filter-cutoff}} \leq 10 + \frac{2}{9\pi} \times \left(\frac{\text{ADC}_{\text{RMS_Noise}}}{\text{REF}_{\text{Broadband_RMS_Density}}} \right)^2 \quad (5)$$

2.1.3 作为电荷桶的电容

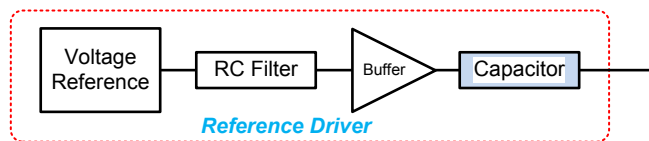


图 6: 用于提供电荷的电容（基准驱动）

AD 基准输入引脚的输入阻抗是时变的。它在采样时间内表现出很高的阻抗，在转换时间内发生变化。这个电容器可在转换时间内提供净电荷，然后一个缓冲器在采样时间内对这个电容器进行再充电。

根据公式 6，可以通过手册上的平均基准电流和数据率，估算出此电容器需要传送的净电荷。

$$\Delta Q = I_{\text{REF}} \times T_{\text{Throughput}} \quad (6)$$

电容器每次释放电荷时，其上的电压下降。转换时间内，电容上的电压变化应该被限制在少于最低有效位 (LSB) 的一半的水平以下。对于高分辨率转换器，应该特别注意这个电容值，因为电容负载在缓冲器输出上生成一个极点。下面的等式可被用来为电容提供一个起始值。

$$\Delta V \leq \frac{1}{2} \text{LSB} \tag{7}$$

$$\frac{\Delta Q}{C} \leq \frac{1}{2} \times \left[\frac{2 \times V_{\text{REF}}}{2^N} \right] \dots \dots \dots (\text{Input range is } \pm V_{\text{REF}}) \tag{8}$$

$$\frac{I_{\text{REF}} \times T_{\text{Throughput}}}{C} \leq \frac{1}{2} \times \left[\frac{2 \times V_{\text{REF}}}{2^N} \right] \tag{9}$$

2.1.4 缓冲器

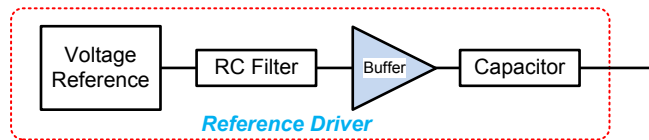


图 7： 用于电容再充电的缓冲器

需要一个运算放大器来为上面的电容器再充电。某些符合 1mW 设计目标要求的低功耗运算放大器为 OPA333, OPA336 和 OPA313。

在选择这个运算放大器时，应该最大限度地减少由这个缓冲器引入的额外噪声。然而，由于与输出噪声密度大约为几个 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的基准不同，对于运算放大器，这个值的范围在 $10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 到 $100\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 之间，所以这个问题就显得不那么重要。宽带噪声可以通过缓冲电路后面的 RC 滤波器的进一步限制。

在最终确定运算放大器之前，应该确认由运算放大器引入的闪烁和宽带噪声比基准噪声小很多（小于三分之一）。在设计中，将缓冲电路噪声减小到小于基准噪声三分之一的水平时，添加到基准噪声中的运算放大器噪声项可忽略不计（平方的和方根）。闪烁噪声在数据表上被指定为 10Hz 带宽内的峰峰值噪声。除以 6.6 就是有效值噪声。此外，实际宽带噪声密度需要根据下图所示滤波器计算。由运算放大器引入的总体噪声是闪烁噪声和宽带噪声平方和开方。

$$\text{OPA}_{\text{Broadband_RMS_Noise}} = \text{OPA}_{\text{Broadband_RMS_Density}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times (f_{\text{filter-cutoff}} - 10 \text{ Hz})} \tag{10}$$

$$\text{OPA}_{\text{Broadband_RMS_Noise}} = \text{OPA}_{\text{Broadband_RMS_Density}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times \left(\frac{1}{2\pi RC} - 10 \text{ Hz} \right)} \tag{11}$$

注意事项：

高分辨率转换器使得电容值较大，从而可能导致运算放大器的稳定性问题。这可以通过添加一个串联隔离电阻器来解决，此方法以损失运算放大带宽为代价。选择正确的电容器、运算放大器和隔离电阻器是必须由模拟^[2,3,4,5]验证的反复过程。在这个过程中，在将稳定性、压降和截止频率考虑在内的情况下，也许需要对电容值进行最小限度的调整。

2.2 输入驱动

设计输入级是一个 2 步优化过程。它包括，

1. 选择一个为采样保持电容充电的电容，同时抑制噪声 (C_{SH})
2. 确定一个低功耗并为电容充电的运算放大器。

2.2.1 输入电容器 (C_{FLT})

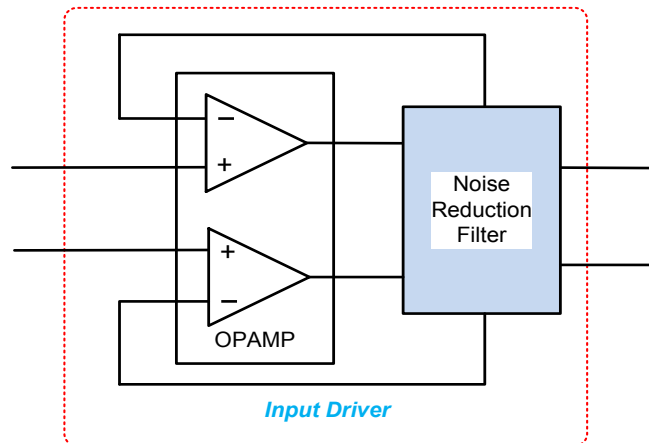


图 8: 输入滤波电容

滤波电路包含一个差分滤波电容， C_{FLT} ，如图表 9 中显示，位于两个输入引脚之间。这有助于通过减弱来自 ADC 的反冲噪声，并且通过限制带宽以减小运算放大器的宽频带噪声提高信噪比。

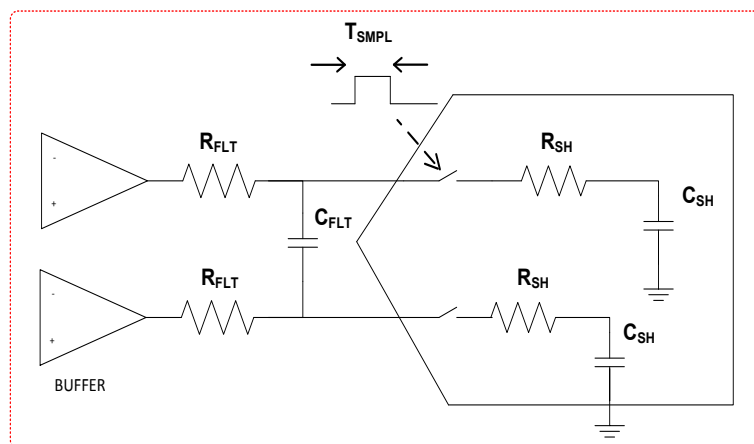


图 9: 用于衰减噪声的输入电容

这个电容器也可在采集时间内为 ADC 采样电容充电 C_{SH} 。运算放大器为输入电容充电，使其电压达到输入电压，如图表 10 中显示的 V 的值。这个电容应该足够大，以便在采集时间内为采样电容充电，并且保持其 95% 的初始电压。

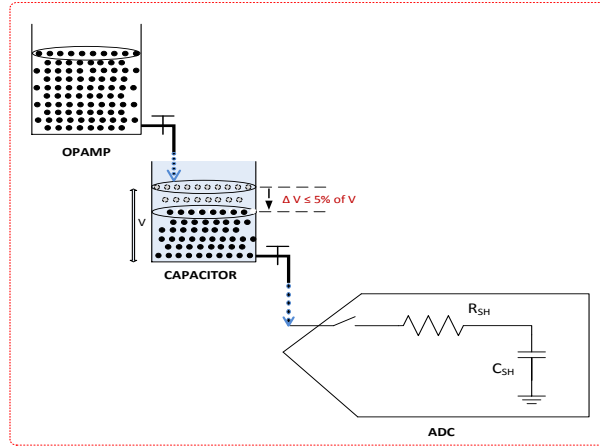


图 10: 电容将电荷传送到 C_{SH}

ADS8881 内采样电容的典型值为 60nF。当输入处于其最大值时, C_{SH} 必须在采样时间内被充电至 V_{REF} 。与之相应的所需电荷大约为 150pC (60pF x 2.5V)。在将 150pC 传送到 C_{SH} 时, 这个电容器上的电压不应下降到其初始电压的 5% 以下, 也就是说 V_{REF} , 以将运算放大器保持在它的线性工作区域内 (无偏斜)。

2.2.2 运算放大器

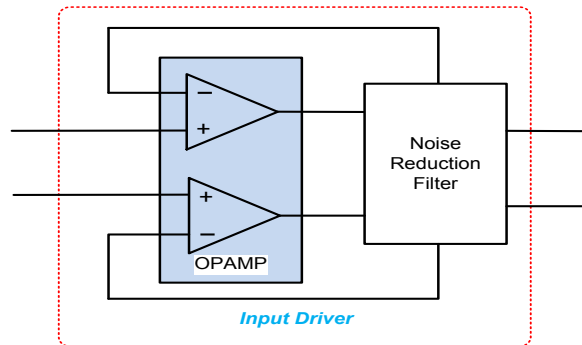


图 11: 驱动输入的缓冲器

为了驱动一个差分输入信号, 使用了一个双路运算放大器。这类运算放大器必须是诸如 OPA333, OPA336, OPA313 等低功耗放大器。这些运算放大器的工作电流典型值在 100uA 以下。一个简单缓冲电路也许因为驱动电容会不稳定。应该在运算放大器的输出上串联一个电阻来使其稳定。这个电阻会引入可由双反馈修正的额外压降。如之前所述, 必须使用以下方法来确认由运算放大器引入的闪烁和宽频带噪声。

$$OPA_{\text{Broadband_RMS_Noise}} = OPA_{\text{Broadband_RMS_Density}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times (f_{\text{filter-cutoff}} - 10 \text{ Hz})} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} OPA_{\text{Broadband_RMS_Noise}} &= OPA_{\text{Broadband_RMS_Density}} \\ &\times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times \left(\frac{1}{2\pi R_{FLT} C_{FLT}} - 10 \text{ Hz} \right)} \end{aligned} \quad (13)$$

3 器件选择

对于一个 3.3V 系统，1mW 功率转换为大约 300uA 的总电流，包括基准驱动器、输入驱动器和 ADC。基准驱动器是满足噪声和线性性能需求的最关键部件，所以电流开销的 50% 被分配给基准驱动器。所以必须确保基准驱动器部件的功耗低于 150uA。

剩余的 150uA 由输入驱动器（100uA）和 ADC（50uA）共用。

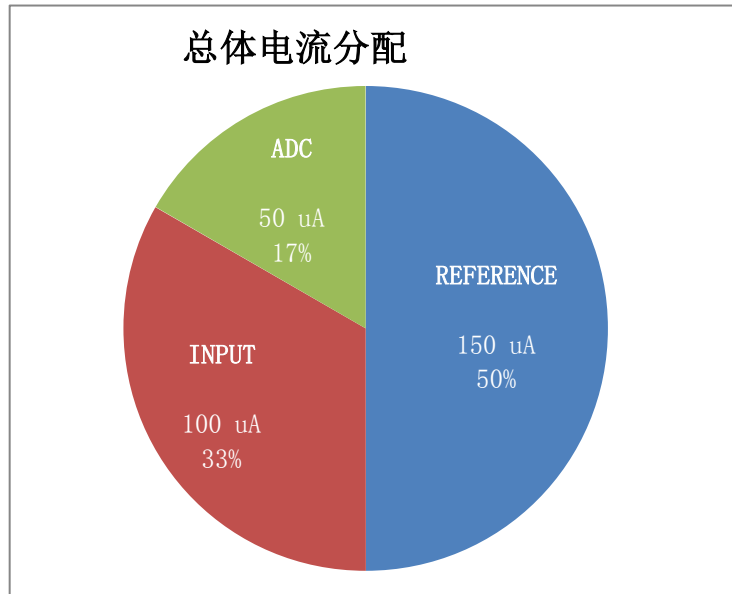


图 12: 不同模块之间的总电流分配

3.1 基准驱动器

3.1.1 参考

第一步是列出全部由 3.3V 电源供电时可提供 2.5V 基准，并且具有良好精度规格（精度 < 1%）的基准。从这些基准中选出低静态电流（< 150uA）的基准。选择列表请参考表 8。选择的 REF3325 具有 5uA 的最低静态电流，从而为缓冲器留出了 145uA 的电流。它具有 0.15% 的精度，并且能够驱动高达 10uF 的电容器。它采用一个 SOT23 或 SC70 封装。

3.1.2 RC 滤波器

RC 滤波器用于滤除宽带噪声。选择的器件的噪声必须低于转换器噪声的三分之一。下面的关系被用来估算截止频率，此频率可被用来估算电容和电阻的值。

$$\text{REF}_{\text{Broadband_RMS_Density}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times (f_{\text{filter-cutoff}} - 10 \text{ Hz})} \leq \frac{1}{3} \times \text{ADC}_{\text{RMS_Noise}} \quad (14)$$

从数据表可知，针对 5.0V REF，ADS8881 具有典型值为 100dB 的 SNR。可以使用等式 15 估算出 ADC 的噪声约为 35.35 μ V。

$$\text{SNR} = 20 \text{ LOG} \left(\frac{\text{SIGNAL}_{\text{RMS}}}{\text{ADC}_{\text{RMS_Noise}}} \right) \quad (15)$$

$$100 = 20 \text{ LOG} \left(\frac{2 \times 5.0 / 2\sqrt{2}}{\text{ADC}_{\text{RMS_Noise}}} \right) \quad (16)$$

$$\text{ADC}_{\text{RMS_Noise}} = 35.35 \mu\text{V} \quad (17)$$

一旦 ADC 的噪声已知， $f_{\text{filter-cutoff}}$ 将 REF3325 的静态电流和 $\text{ADC}_{\text{RMS_Noise}}$ 代入等式 14，即可得出频率。

$$\frac{10 \mu\text{V}}{\sqrt{2 \times I_{\text{Q_REF}} (\text{in } \mu\text{A})}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times (f_{\text{filter-cutoff}} - 10 \text{ Hz})} \leq \frac{1}{3} \times \text{ADC}_{\text{RMS_Noise}} \quad (18)$$

$$\frac{10 \mu\text{V}}{\sqrt{2 \times 5 \mu\text{A}}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times (f_{\text{filter-cutoff}} - 10 \text{ Hz})} \leq \frac{1}{3} \times 35.35 \mu\text{V} \quad (19)$$

$$f_{\text{filter_cutoff}} \leq 18.8 \text{ Hz} \quad (20)$$

为了限制电容引起的噪声，它的大小应大于 0.1 μ F。出于对电路板空间的考虑，选择 0603 封装来将这个电容器的值限制在 1 μ F。因此，选择了一个 1 μ F 电容器。这导致满足等式 20 中的条件的最小电阻是 8.4k Ω 。将这个电阻增加到 10k Ω ，得到值为 $f_{\text{filter-cutoff}}$ 15.9Hz 的截止频率。

3.1.3 电荷桶电容

通过使用下面的公式，可计算出速率为 1MSPS ($1 \mu\text{s } T_{\text{Throughput}}$) 的 ADC 在电流值为 200 μ A I_{REF} 时的最小电容值。

$$\frac{I_{\text{REF}} \times T_{\text{Throughput}}}{C} \leq \frac{1}{2} \times \left[\frac{2 \times V_{\text{REF}}}{2^N} \right] \quad (21)$$

$$\frac{200 \mu \times 1 \mu}{C} \leq \frac{1}{2} \times \left[\frac{2 \times 2.5}{2^N} \right] \quad (22)$$

$$C \geq 20.9 \mu\text{F} \quad (23)$$

一个 22 μ F 电容来满足上面的条件需要。

3.1.4 缓冲器

为了减少针对缓冲器的运算放大器选择数量，从可由 3.3V 电源供电运行的运算放大器开始。然后选择那些功耗少于 145uA 的运算放大器。如表 10 中可见，OPA333 具有 17uA 的最低静态电流。

然而，通过观察 TINA-TI™ 上的输出阻抗，可以看出 OPA333 在 10Hz 至 10kHz 的阻抗成感性。驱动 22uF 电容运行，表现为一个与谐振电路类似的电路，此电路易震荡。图表 14 显示了 OPA333 开环路输出阻抗和 22uF 电容的阻抗。由 OPA333 的开环路输出阻抗和电容负载形成了一个 100Hz 的极点，此极点严重影响了稳定性^[5]。

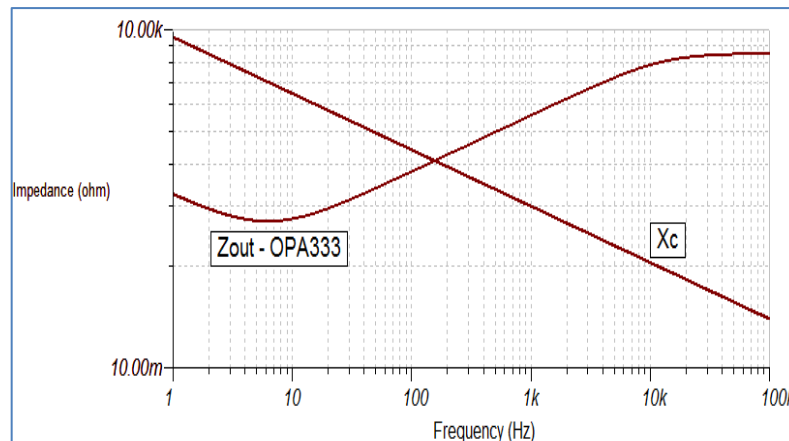


图 13: OPA333 的输出阻抗与 22uF 电容器的交叉

一个正确选择的串联电阻器可以稳定 OPA333。OPA333 的输出阻抗过高，无法用电阻值适当的串联电阻器实现正确补偿。例如，一个 1kΩ 的串联电阻导致一个 22ms 的时间常量，这个值远远超过采样时间（10kSPS 时为 0.1ms）。这个时间对于缓冲器太长，以至于电容器不能恢复至基准电压。

下一个最佳选择是 OPA336，其静态电流为 20uA，具有 100KHz 的增益带宽积 (GBW)。在使用一个电容负载时，GBW 下降大约 95%，达到 5KHz。在驱动 22uF 电容时，需要一个带宽高很多的运算放大器。

这个表 10 中下一个具有最低电流以及足够高 GBW (~ 1MHz) 的运算放大器是 OPA313。这个运算放大器被设计用于驱动电容负载，并且在单位增益配置中对于高达 1nF 的电容保持稳定。一个 22nF 电容器连同 2300Ω 的输出阻抗使相位裕量快速减小，从而导致稳定性问题。有时等效串联电阻 (ESR) 也许足以改变相位裕量，使放大器稳定。然而，为了确保稳定性，将在输出上引入一个与 ESR 相当的小型串联电阻器。为这个电阻器设计计算出的电阻值能够在至少 1 个时间常量内将 22uF 电容器再充电至最终的 REF 值。

$$\tau \leq \frac{1}{10\text{KSPS}} \quad (24)$$

$$(R \times 22 \mu) \leq 100 \mu\text{s} \quad (25)$$

从上面的相互关系中可以看出，这个电阻器的值应该少于 4.54Ω。1Ω 串联电阻器可作为一个较好的起始选择点。作为第一个通过性检查，需要在 OPA313 的输出上使用 1Ω 和 22uF 电容负载来分析增益曲线图的稳定性。

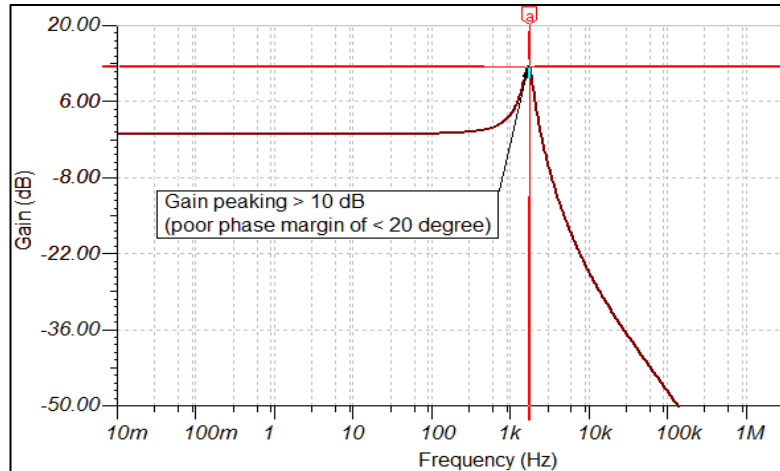


图 14: 增益曲线图 - 具有 1 欧姆隔离电阻器的 OPA313

这个配置显示 TINA-TI™ 上大于 10dB 的增益峰值。为放大器提供一个 100mV 电压步进可执行相似的分析，并且可观察与相位裕量相关的过冲。如图表 15 中可见，大于 10dB 的增益峰值会导致少于 20° 的相位裕量。由于器件之间的不一致性和寄生效应，要实现一个稳定设计，相位裕量最好至少为 40°^[6]。

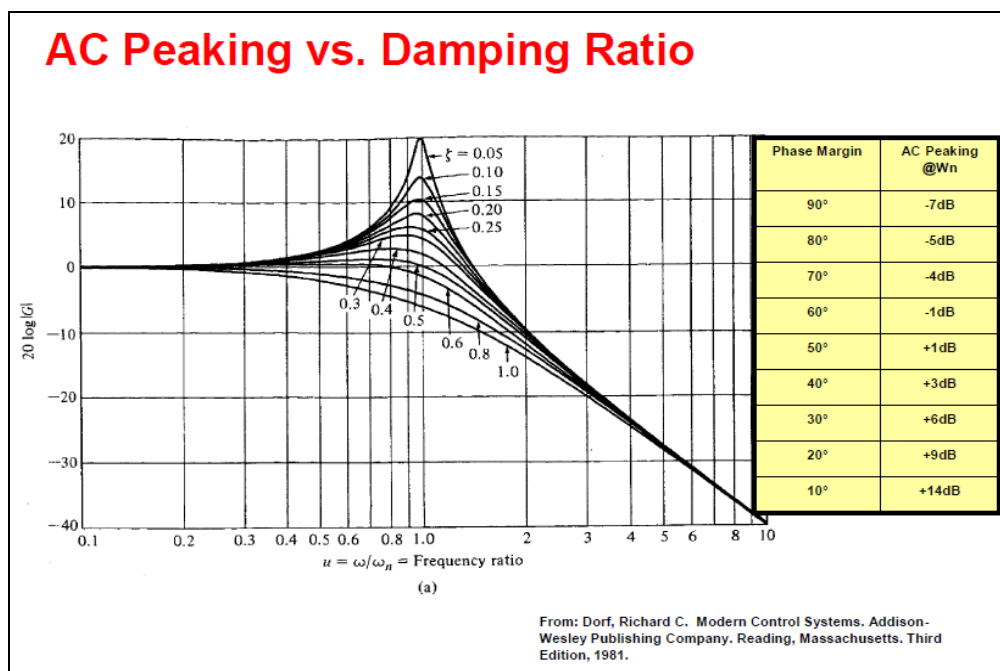


图 15: 交流峰值和 PM 转换器

这个电阻值一直增加直到闭环增益峰值大约为 3dB， 相位裕量 40°。 如图表 16 中的模拟可见， 这发生在电阻值为 4.5 Ω 的情况下。

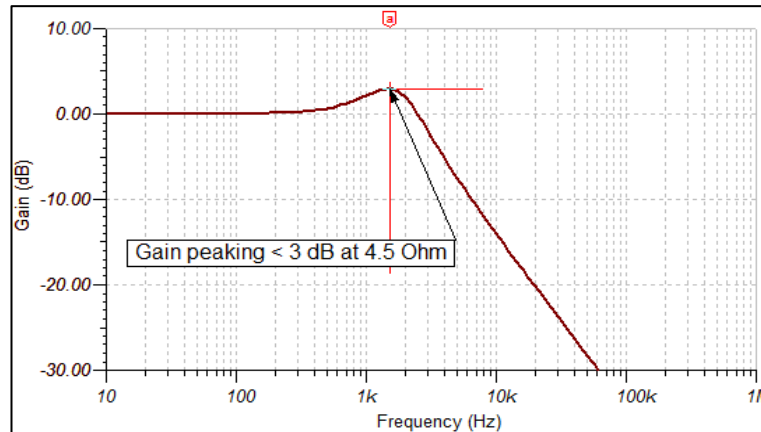


图 16: 增益曲线图 - 具有 4.5 Ω 隔离电阻器的 OPA313

为这个设计选择一个 4.7 Ω 的标准电阻值。 然后， 必须在进行下一步前， 使用 TINA-TI™ 来验证这个电路的稳定性。 串联 4.7 Ω 电阻器上的压降在基准电压上引入一个额外的误差， 可以通过在图表 17 中显示的此电阻器与电容器的连接点上进行测量来校正此误差。

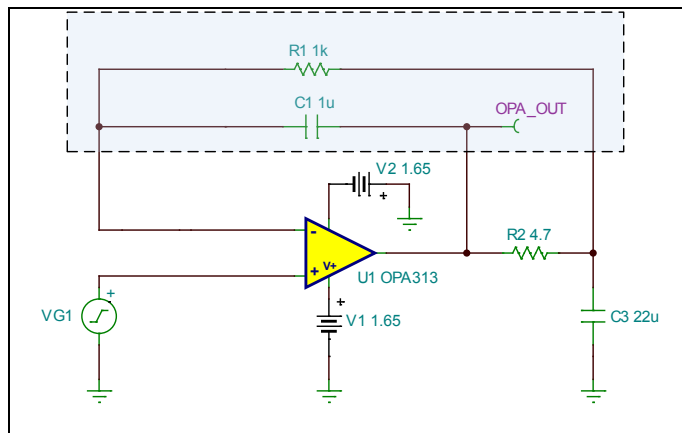


图 17: 双反馈 - 具有 4.7 欧姆隔离电阻器的 OPA313

4.7 Ω 电阻器与 22μF 电容器构成一个截止频率为 1.5KHz 的低通滤波器。 这有助于减少来自运算放大器的宽频带噪声。 为了校正由 4.7 Ω 电阻器引入的额外压降， 使用 1k Ω 和 1μF 来引入双反馈， 从而生成一个比 4.7 Ω 和 22μF 的频率低 10 倍的截止频率。 [5, 部分 10] 中介绍了这个补偿技术的细节。

3.2 输入驱动电路

3.2.1 电容

当输入电容将电荷传送给 C_{SH} 时，此输入电容器上的下降应该被限制在少于其初始值的 5%。当输入接近于 V_{REF} 的满量程值的时候，出现最大下降。在设计这个电容器时，应该将满量程输入考虑在内，这是因为此时是最差情况^[7]。

$$\Delta V_{FLT} = \frac{\Delta Q_{FLT}}{C_{FLT}} \leq 5\% V_{REF} \quad (26)$$

$$\frac{C_{SH} \times V_{REF}}{C_{FLT}} \leq \left[\frac{1}{20} V_{REF} \right] \quad (27)$$

$$C_{FLT} \geq 20 \times C_{SH} \quad (28)$$

从等式 28 可得知，输入电容器的值应该大于 1.2nF (20 x 60pF)。由于当馈入 ADC 的输入电压随着电容值发生变化时，这个变换的电容值将影响 ADC 的性能，为实现其良好电压系数而选择一个 COG 电容十分重要。一个较高的值有助于对驱动器的宽频带噪声进行了频带限制。选择了一个 4.7nF。

3.2.2 运算放大器（双反馈）

如之前看到的那样，OPA2333 低静态电流（每放大器 17uA），成为输入缓冲器的理想选择。与基准缓冲器不同，输入驱动器的负载电容远远小于基准驱动器的负载电容值（4.7uF 对 22uF）。必须使用一个电阻器来隔离 OPA2333 输出上的电容负载。由于 OPA333 的高输出阻抗，1K Ω 可作为一个针对隔离电阻的比较好的起始值。这个配置显示出 TINA-TI™ 上接近 1dB 的增益峰值。从之前的图表 15 中可见，这个结果大于 40° 的相位裕量，更加适合于这个设计。

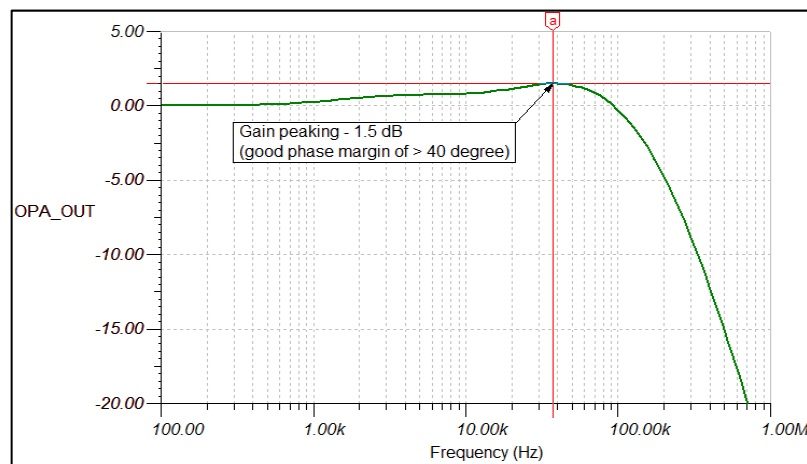


图 18: 增益曲线图 - 具有 1k 欧姆隔离电阻器的 OPA333

因此，1 K Ω 串联隔离电阻器以及转换器 200 Ω R_{sw} 输入阻抗将引入一个增益误差。可双反馈来校正此误差，此双反馈使用一个针对反馈的 10K Ω 电阻器。一个 10nF 电容被用来关闭高频环路，以实现图表 19 中所显示的更快速反馈。截止频率应该由 1K Ω 和 9.4nF 极点十倍频^[5, 部分 10]。

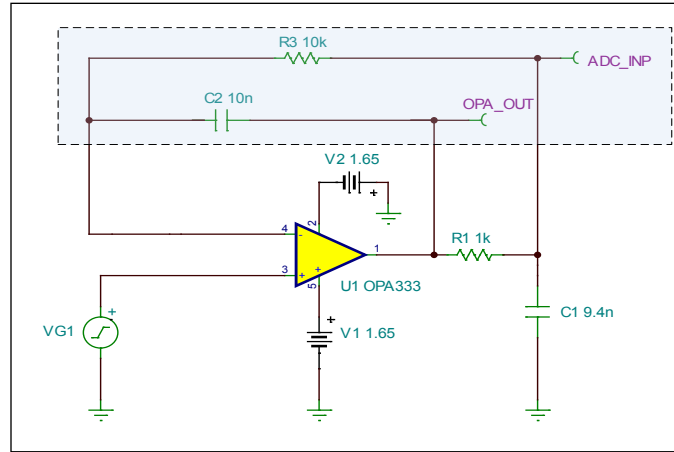


图 19: 引入的双反馈以校正增益误差

4 仿真

图表 20 图示了针对这个设计的完整 TINA-TI™ 电路原理图。 由于其复杂度，此设计以逐块为基础进行仿真。

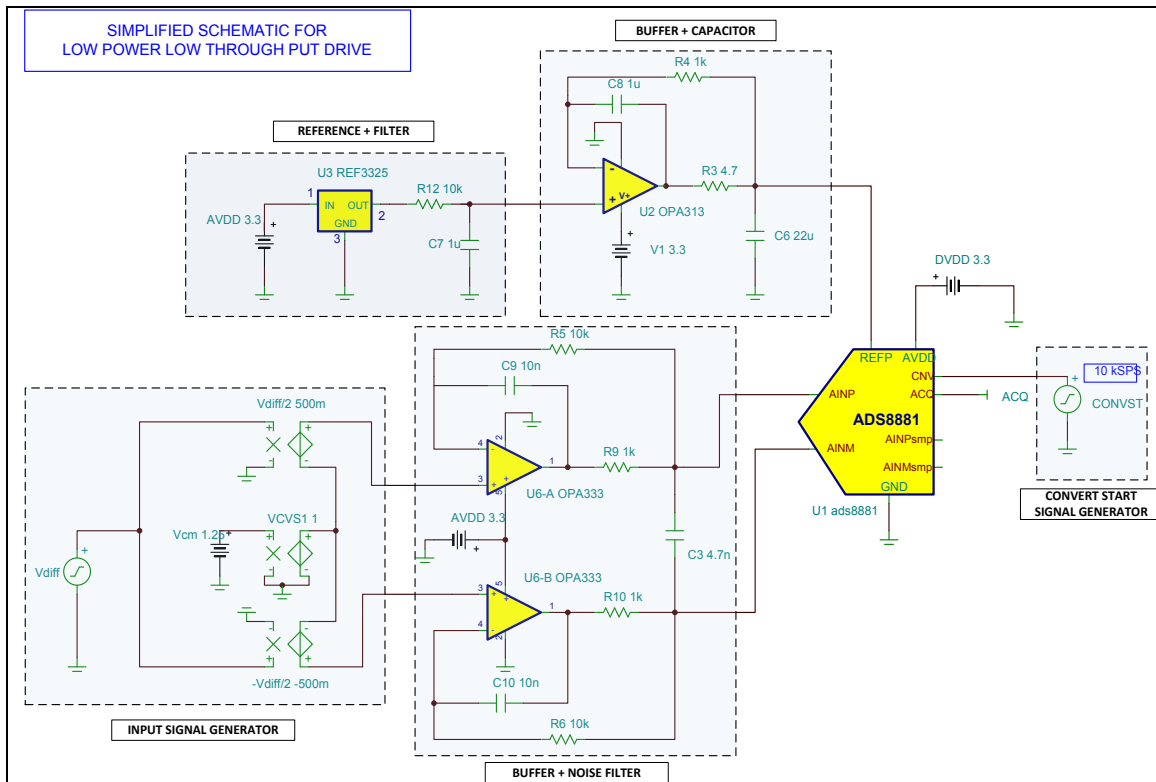


图 20: 针对基准驱动和输入驱动的 TINA-TI 电路原理图

4.1 基准驱动

基准驱动的性能检查分两个阶段。如图表 21 中所示，应该验证驱动 22nF 电容器的缓冲器的稳定性。一旦其稳定性被确认，转换期间电容器上电压的变化应该在一个最低有效位 (LSB) (对于这个设计为 1/2 LSB)。

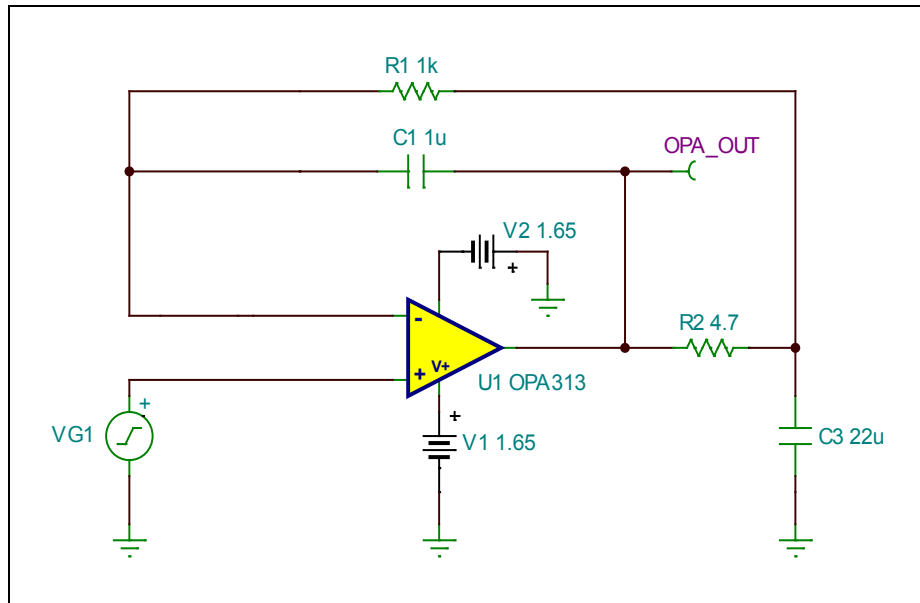


图 20: 基准缓冲电路稳定性分析

验证具有双反馈配置的基准缓冲电路的相位裕量。如图表 22 中所示，倘若接近于 40° 的相位裕量，具有双反馈的峰值大约为 3dB。

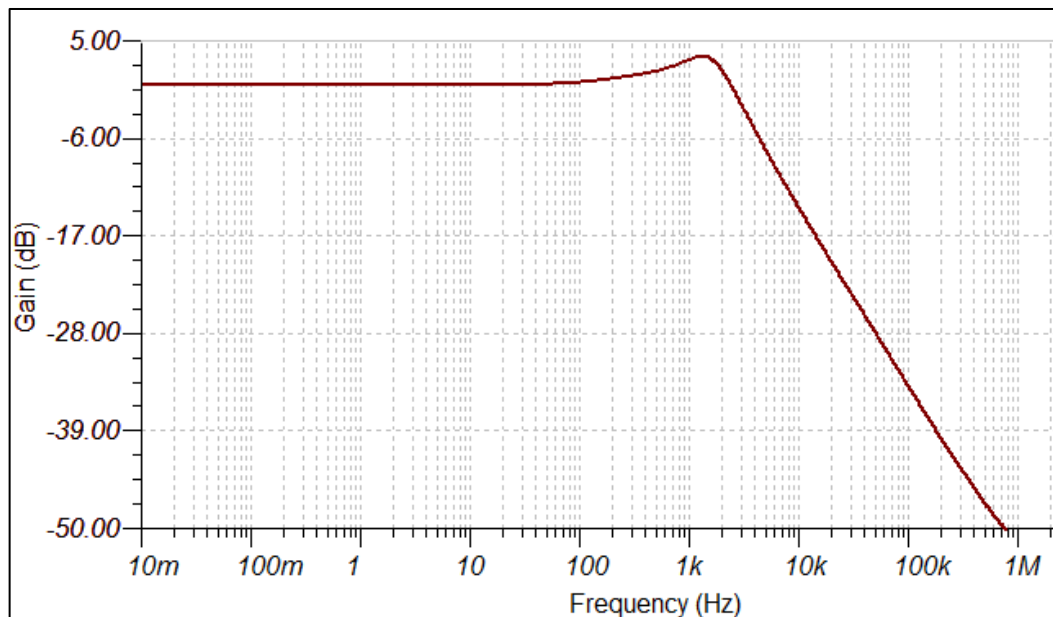


图 21: 基准缓冲电路增益曲线图

为了验证基准电容上的压降，转换器的输入被连接至 $V_{REF}/2$ 共模电压。施加一个转换启动信号，并且监视转换器基准输入引脚上的电压。

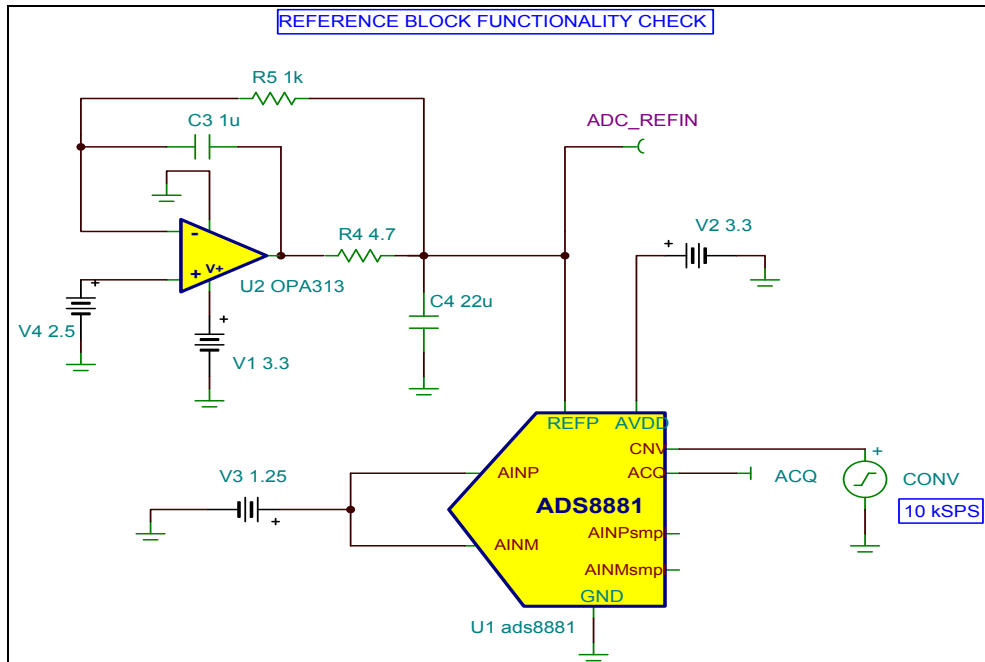


图 23: 检查基准电容器工作情况的简化电路原理图

正如模拟中可见，22uF 电容器上的最大压降，当它在转换期间内为基准引脚传送电荷时，大约为 14.1uV。选择的电容器值基于一个 9.5uV (1/2 LSB) 变化的限值。一个 14.1uV 压降表示此模型的功耗接近 I_{REF} 的 310uA。这个电压变化是可以接受的，这是因为它仍旧在一个 LSB 变化 (19uV) 以下。

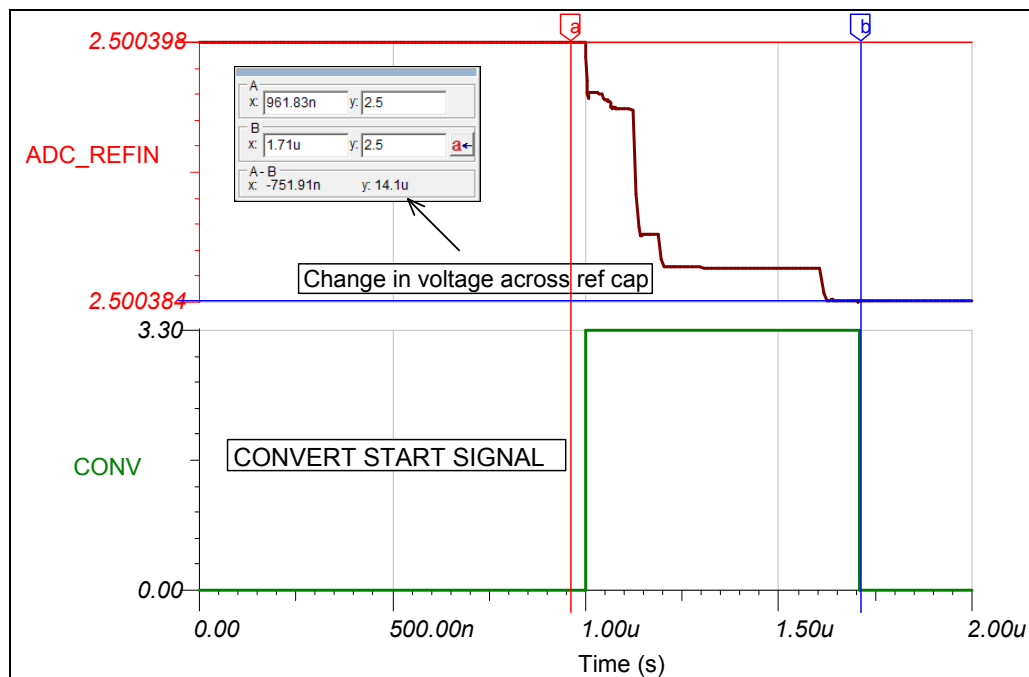


图 24: 转换期间，基准电容器上的电压变化

4.2 输入驱动

此输入驱动的性能仿真也分为两个阶段。首先验证驱动输入电容器的缓冲电路稳定性。下一步必须验证这个电容器上的压降，这样它在从一个转换到下一个转换中稳定在 $\frac{1}{2}$ LSB 以内。

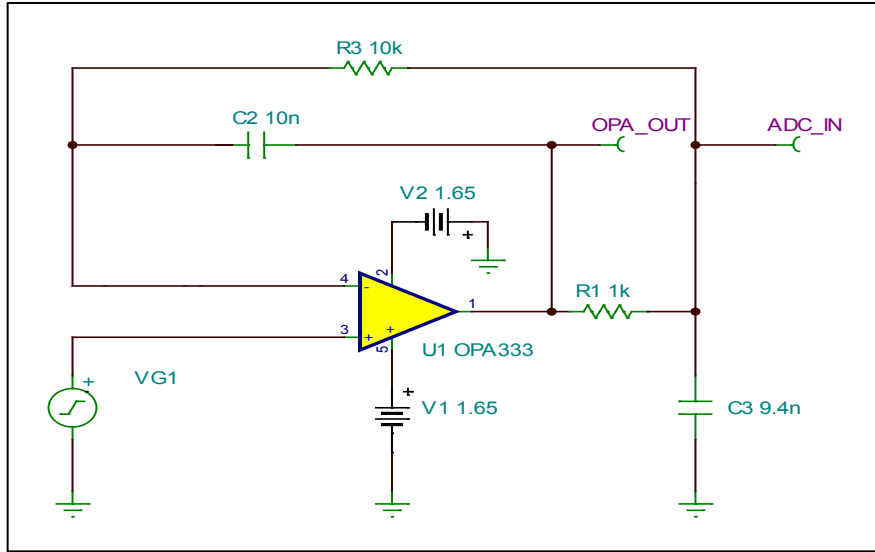


图 25: 输入缓冲器电路稳定性分析

验证双反馈配置的输入缓冲电路相位裕量 如图表 26 中所见，倘若接近 40° 的相位裕量，具有双反馈的峰值大约为 3dB。

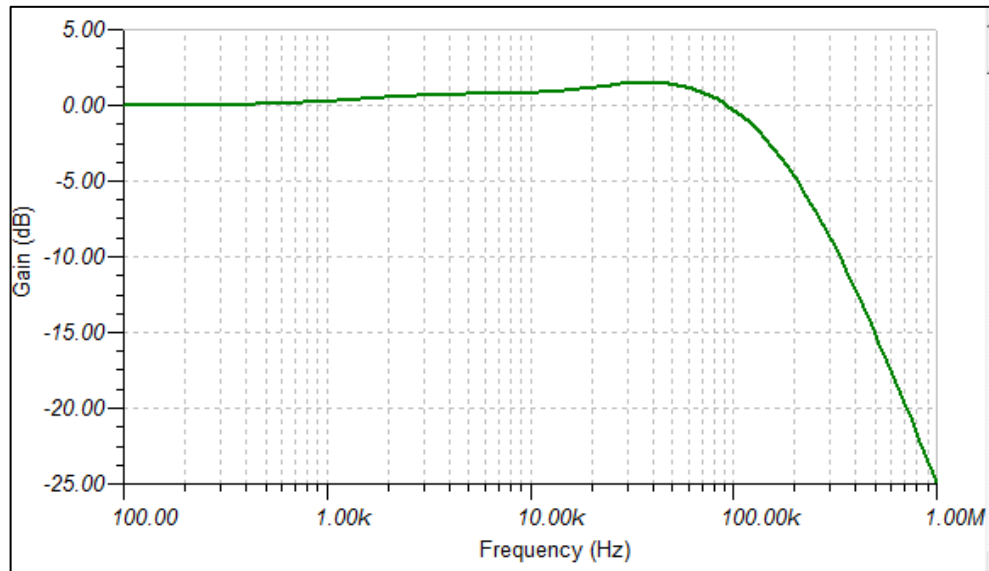


图 26: 输入缓冲电路增益曲线图

为了验证输入级的工作状态，OPA333 连同减噪滤波器被连接至 ADC。施加一个转换启动信号，监控运算放大器的输出和采样保持电容器之间的压差，以查看它们的轨迹是否如图表 27 中显示的那样。

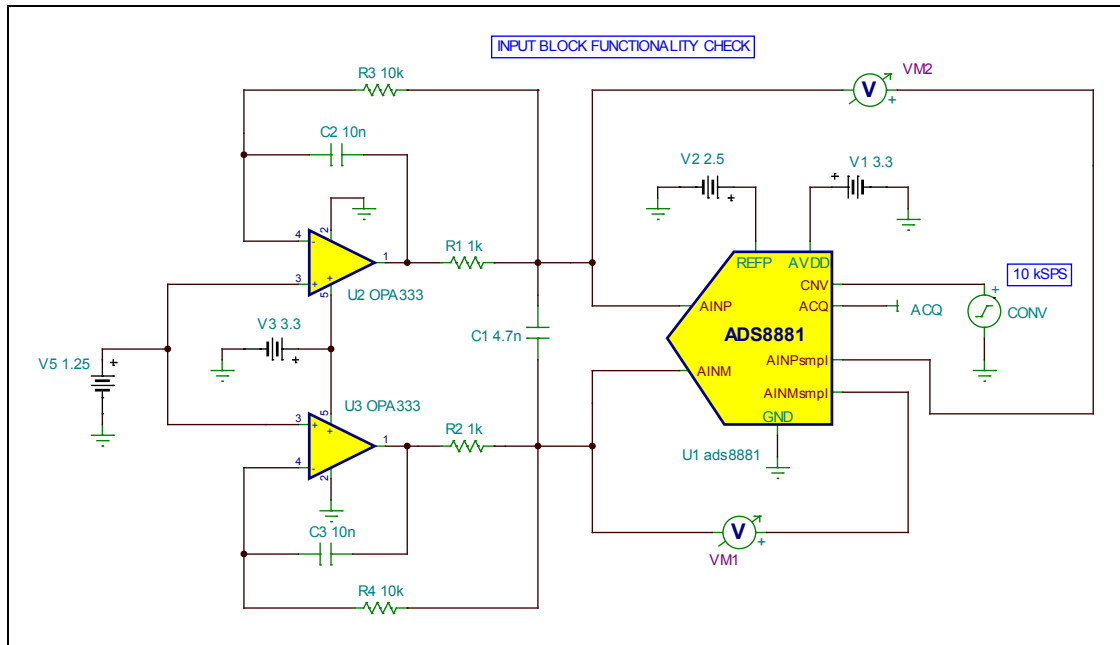


图 27: 输入驱动工作状态的简化电路原理图

当转换开始信号变为高电平时，从输入上断开采样保持开关。随着转换启动信号变为低电平，采样保持开关被闭合。一旦连接这个负载，运算放大器的输出受到干扰，这是因为运算放大器调节其负载，并且使其返回为输入电压。然后，运算放大器在建立时间内校正其输出。我们希望运算放大器调节其输出，因此，采样保持电容器上的压降在下次转换前在 $\frac{1}{2}$ LSB 以内。如图表 28 中所示，在 4.34us 内发生的稳定至 10uV 的 $\frac{1}{2}$ LSB 远远早于下一个转换开始信号。

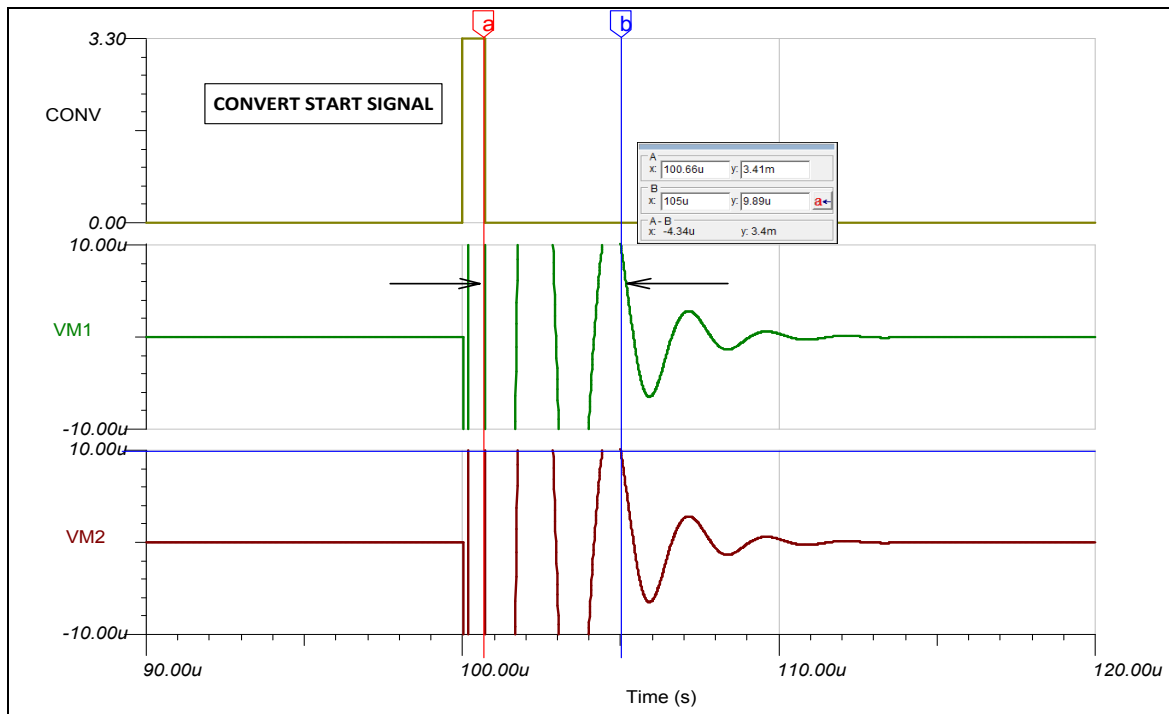


图 28: 当采样保持电路被连接时，运算放大器调节负载。

5 PCB 设计

可在附录中找到 PCB 电路原理图和物料清单。

5.1 PCB 布局布线

可在图表 29 中找到此电路板的顶视图，以及组件的放置位置。

模拟信号在电路板的左侧运行，而数字信号被尽可能地放置在电路板右侧。这将减少它们之间的串扰。在整个电路板下方有一个接地层。

基准驱动的组件被尽可能地放置在靠近电路板左上角转换器的 pin1。要达到这一要求，我们减少走线长度，并因此最大限度地减少由走线引入的噪声。此外，通过为基准路径使用更宽的走线减少布线电阻，减少基准电压走线压降。

在接地层上提供不止一个到基准电容器 (C6 - 22 μ F) 的过孔，以减少杂散电感。

相似地，输入驱动组件被放置在靠近电路板左上角转换器的 pin3 和 pin4。到模拟电源的连接和接至引脚 2 的组件 (C13 - 1 μ F, C16 - 1nF, R22 - 10 欧姆) 被放置在转换器的底部，以便为输入驱动组件腾出空间。从源到转换器输入 pin3 和 pin4 的差分信号对称走线。这有助于在每个输入上保持同样的误差，然后，此误差在转换器的输入上被抑制。

输入减噪电容器 (C3 - 4.7nF) 应该为 COG 电容。这是为了减少随输入电压变化的电容值，反过来提高总谐波失真 (THD) 性能。

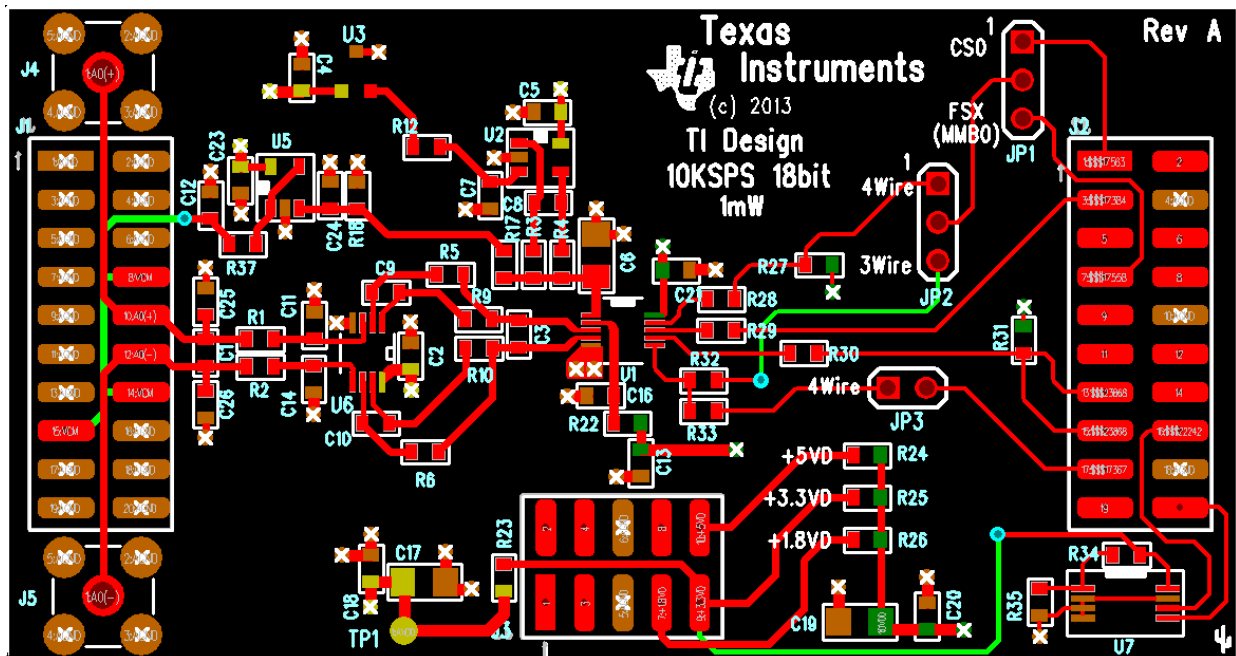


图 29: EVM 的布局布线

6 验证 & 测得的性能

通过仿真来设计全部组件并验证稳定性，查看所选的组件符合针对噪声和功率的总体系统需求非常重要。

6.1 系统噪声估算

6.1.1 基准驱动器噪声

针对基准驱动器部分所估算出的总体噪声包括由基准引入的噪声，以及由运算放大器引入的噪声。如表格 2 中显示，这个值大约为 15 μ V。 这将是路径中全部噪声平方和的开方。

表 2: 基准驱动电路的总噪声

噪声源	量级	注释
基准噪声		
- REF3325 (闪烁噪声)	10.60	70 μ V _{p-p} /6.6. 这在大多数情况下到 10Hz。
- REF3325 + 滤波器 (宽频带噪声)	9.64	3.16 μ V/ \sqrt{Hz} 密度。 这受到滤波器的频带限制。
缓冲器噪声		
- OPA313 (闪烁噪声)	0.90	6 μ V _{p-p} /6.6. 带宽上限 10Hz。
- OPA313 + 滤波器 (宽频带噪声)	1.22	25nV/ \sqrt{Hz} 密度 这受到滤波器的频带限制。
总基准噪声	14.41μV	

TINA-TI™ 上基准电路的噪声仿真大约 23.7 μ V。 这包括闪烁和宽频带噪声。 如下面的噪声曲线图中可见，基准输出上的基准噪声已经从 200 μ V 削减为转换器基准输入引脚上的 23 μ V。

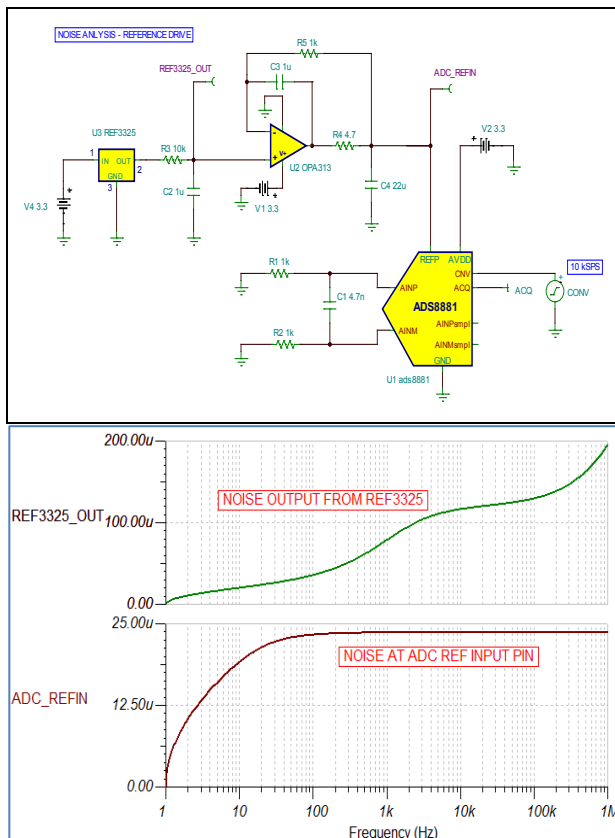


图 30: 针对基准驱动的噪声分析

6.1.2 输入驱动器噪声:

每个输入上可见的总噪声低很多, 大约为 9uV。每个输入上 8.9uV 的宽频带噪声与基准的噪声相似, 这是因为输入上有截止频率高很多的滤波器。两个输入的组合噪声是每个输入上噪声平方和的根, 估算值大约为 12.7uV。

表 3: 输入驱动器的总噪声

噪声源	量级	注释
正输入噪声		
- OPA2333 (闪烁噪声)	0.16	70uVpp/6.6. 带宽限制在 10Hz。
- OPA2333 + 滤波器 (宽频带噪声)	8.97	$55\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 密度。这受到滤波器的频带限制。
负输入噪声		
- OPA2333 (闪烁噪声)	0.16	6uVp-p/6.6. 带宽在 10Hz。
- OPA2333 + 滤波器 (宽频带噪声)	8.97	$55\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 密度、这受到滤波器的频带限制。
总输入噪声	12.69uV	

TINA-TI™ 上输入的噪声仿真, 每个输入上大约 8.3uV。这包括 OPA333 的闪烁和宽频带噪声。如 ADC 可见的组合噪声将为每个输入上噪声平方和的根, 在这个情况下将大约为 11.75uV。仿真中可见的 7.5% 噪声减少是因为 OPA333 模型所使用的噪声密度大约为 $47\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 而计算使用的是 $55\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

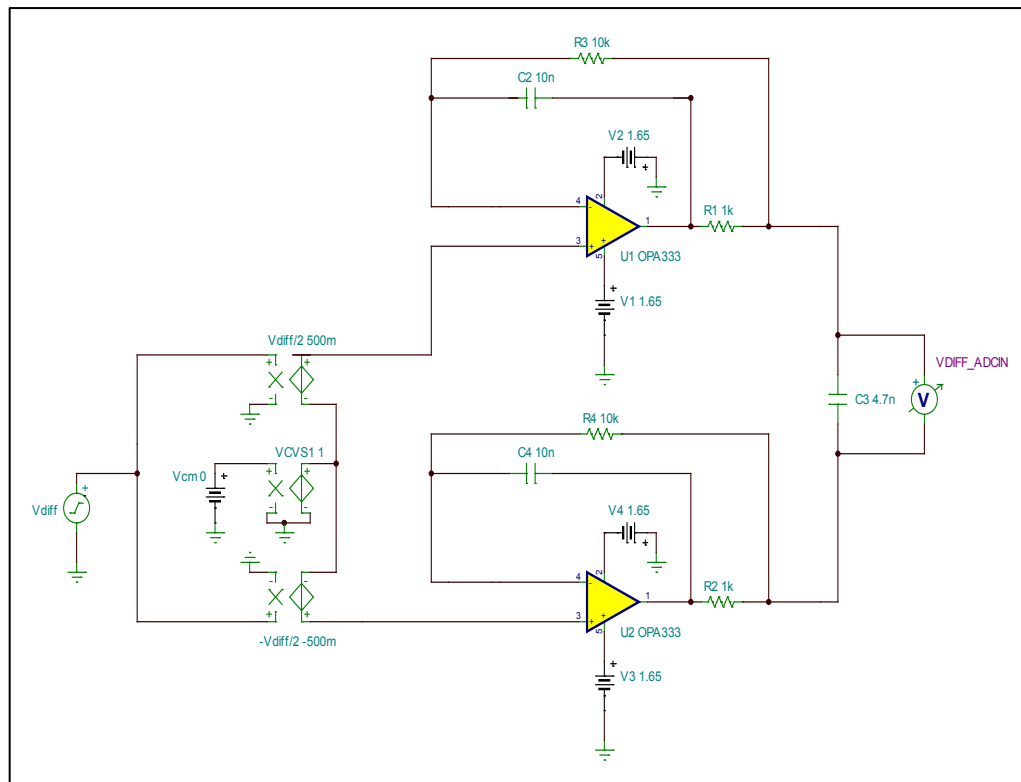


图 31: 针对输入驱动的噪声分析电路

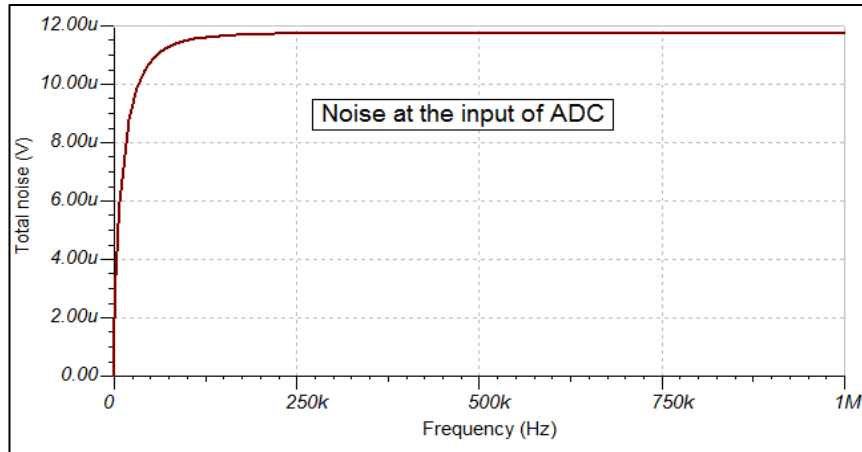


图 32: ADC 输入上的噪声

针对此系统所估算出的总体噪声将是正输入、负输入和 ADC 上噪声平方和平方根。

表 4: 系统噪声估算

ADC _{RMS_Noise}	正输入噪声	负输入噪声	系统噪声
35.35uV _{RMS}	8.97uV _{RMS}	8.97uV _{RMS}	37.56uV _{RMS}

6.2 系统功率估算

可以根据选择的组件和从数据表中估算基准驱动器、输入驱动器和数据转换器的总功率。如下面的表格 5 所示，总功耗估计在 0.5mW 以内。

表 5: 针对整个系统的功率估算

块	电流 (uA)	功率 (uW)	注释
参考			
- REF3325	5	16.5	5uA x 3.3V
- OPA313	50	165	5uA x 3.3V
输入			
- OPA2333	50	165	5uA x 3.3V
转换器			
- ADS8881		55	10kSPS 时，数据表上的额定值
总功率	401.5uW		

6.3 试验验证

6.3.1 直流/交流性能

为了检查噪声的总体性能，必须验证系统的线性，信噪比（SNR）和总谐波失真（THD）。通过设置中量程输入并且检查 rms 噪声，可测量直流噪声。

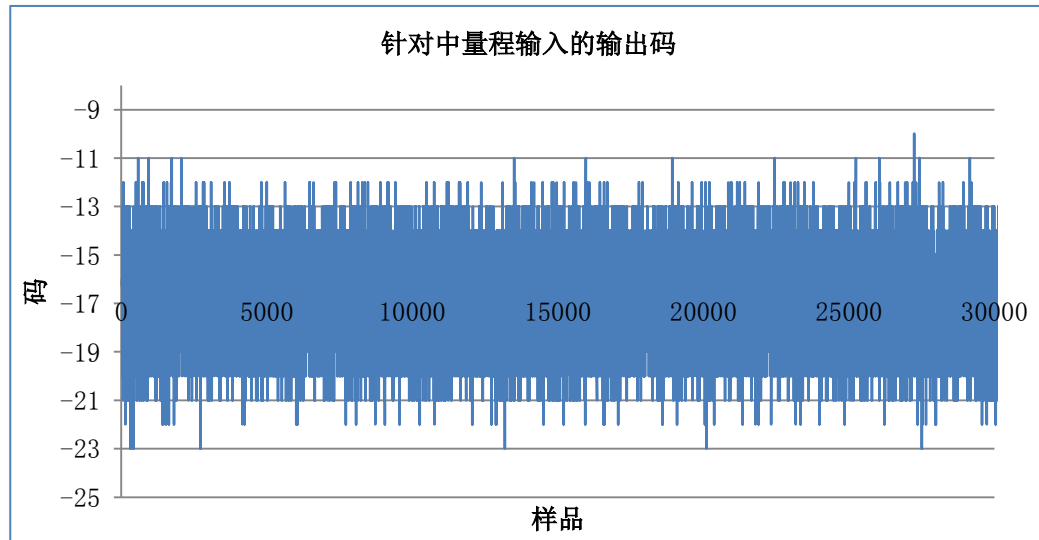


图 33: 针对中量程输入的输出码

在图表 35 中显示了输出柱状图。由于此部件的偏移，在输出代码中可看到一个轻微负位移。针对此柱状图的 rms 噪声为 1.64 LSB，对于 2.5V 电压基准，这个值大约为 31.28uV。这与 14.19 位的无噪声分辨率相对应。

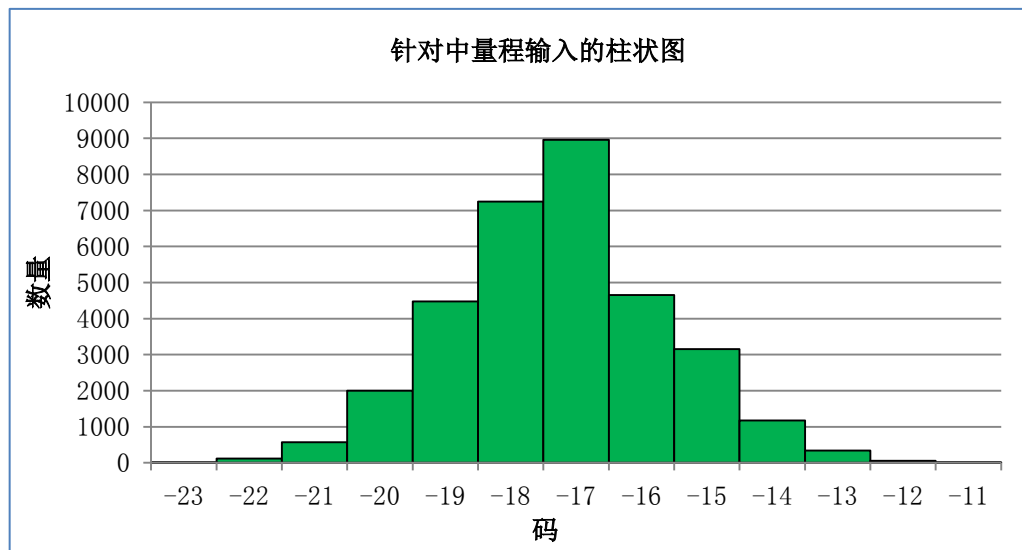


图 34: 柱状图

表 6: 噪声性能

最大码值	最小码值	噪声码值 (峰值到峰值)	噪声 (uV _{RMS})	无噪声位
------	------	--------------	-------------------------	------

-10	-23	14	31.28	14.19
-----	-----	----	-------	-------

一个 25 点线性检查显示出符合性能目标的 -2.45 LSB 和 0.78 LSB 的最小和最大误差。

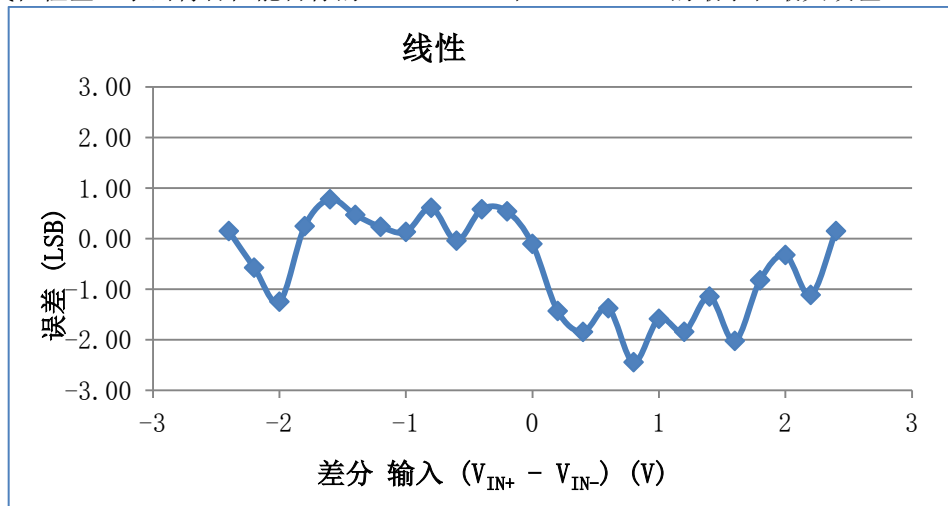


图 35: 25 点线性检查

下一步是验证本设计的 SNR 和 THD。5.0V 基准电压时, 100dB 的 SNR 与 2.5V 基准电压时的 93.9dB 等效。接近 92.1dB 的测量值表示较好的性能。

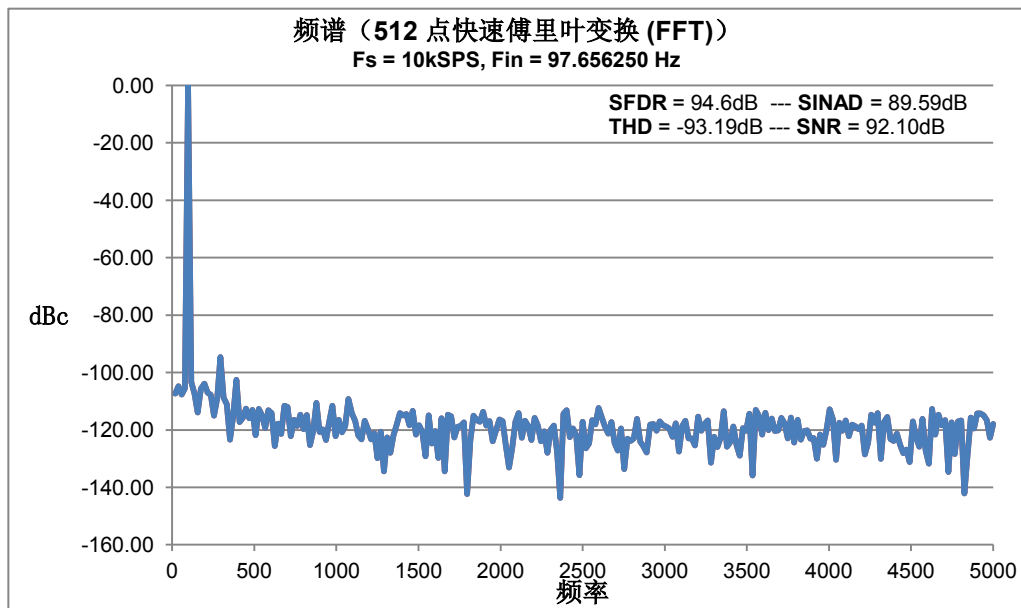


图 36: 交流性能

6.3.2 功耗

此设计目标是挑选总体功耗少于 1mW 的组件。验证显示空闲态功耗 0.23mW。这与待机模式一样。

在转换期间，测得的总电流为 170uA，得出的功耗为 0.56mW，远远低于 1mW 的目标值。0.4mW 的最初估算值基于每个器件的静态功耗。工作台上额外的 0.16mW 功耗是由转换期间不同块内的动态功耗所导致。

表 7: 功耗

模式	电流 (uA)	电压 (V)	功率 (mW)
闲置或待机模式	70	3.3	0.23
激活模式	170	3.3	0.56

7 修改

在这个设计中，为了减少功耗，REF3325 因其只有 5uA 的功耗而被选中。这样做的话，系统的总噪声增加。用户可以通过选择消耗更高功率的基准来削减噪声。如果在表 8 中对替代基准的噪声和功耗进行分析的话，优点和缺点将变得很明显。

表 8: 具有低电流的 2.5V 基准电压

器件	电流 (uA)	闪烁噪声 (uVpp)	宽频带噪声 / (10Hz - 10kHz) (uV _{RMS})	准确度 (%)	漂移 (ppm/°C)	I _{off} (mA)
REF3325	5	70	不可用	0.15	30	+/-5
REF3025	50	28	80	0.20	50	25
REF3125	100	33	48	0.20	20	+/-10
REF3225	100	33	48	0.20	4	+/-10
REF5025	1000	7.5	不可用	0.05	3	+/-10

作为一示例，REF3025 与 REF3325 进行比较以观察噪声性能的改进。这个对噪声性能的改进是以更多的功耗为代价的。为了比较两个选择，按照基准为每个设计选择了同样的滤波器（10K Ω，1uF RC 滤波器， $f_{\text{cutoff}} = 15.92\text{Hz}$ ）。

表 9: REF3325 和 REF3025 间噪声和功耗比较

器件	电流 (uA)	闪烁噪声 (uVpp)	宽频带噪声 / (10Hz - 10kHz) (uV _{RMS})	闪烁噪声 (uVpp/6.6) (uV _{RMS})	宽频带噪声 / (15.92Hz 滤波器) (uV _{RMS})	噪声 (uV _{RMS})	功率 (uW)
REF3325	5	70	不可用	10.6	9.64	14.33	16.5
REF3025	50	28	80	4.24	1.94	4.66	165
更改						9.66	148.5

在将 REF3325 替换为 REF3025 时，可以看到基准噪声减少了 9.66uV (14.33uV - 4.66uV)。这个噪声的减少量是相当客观的，这是因为噪声的减少转化将 $\text{ADC}_{\text{RMS_Noise}}$ 的性能提升了 25% 以上 (9.66uV/35.35uV)。

所需要的额外功耗为 148.5uW (45uA x 3.3V)。这将总体功耗从 401.5uW 增加到 550uW，增加了 37%。如上所示，根据系统需要，可按需实现的噪声与功率之间的平衡。

可对表 8 中的其它基准进行相类似的比较。

在为输入驱动选择缓冲器时，挑选静态电流最低的运算放大器。表 10 中的其它组合可被用来提升某些更高数据吞吐量应用的稳定时间相应。当从表 10 底部挑选具有更低宽频带噪声的运算放大器时，可以看到输入噪声性能的改进。

表 10: 电流少于 150uA 的运算放大器

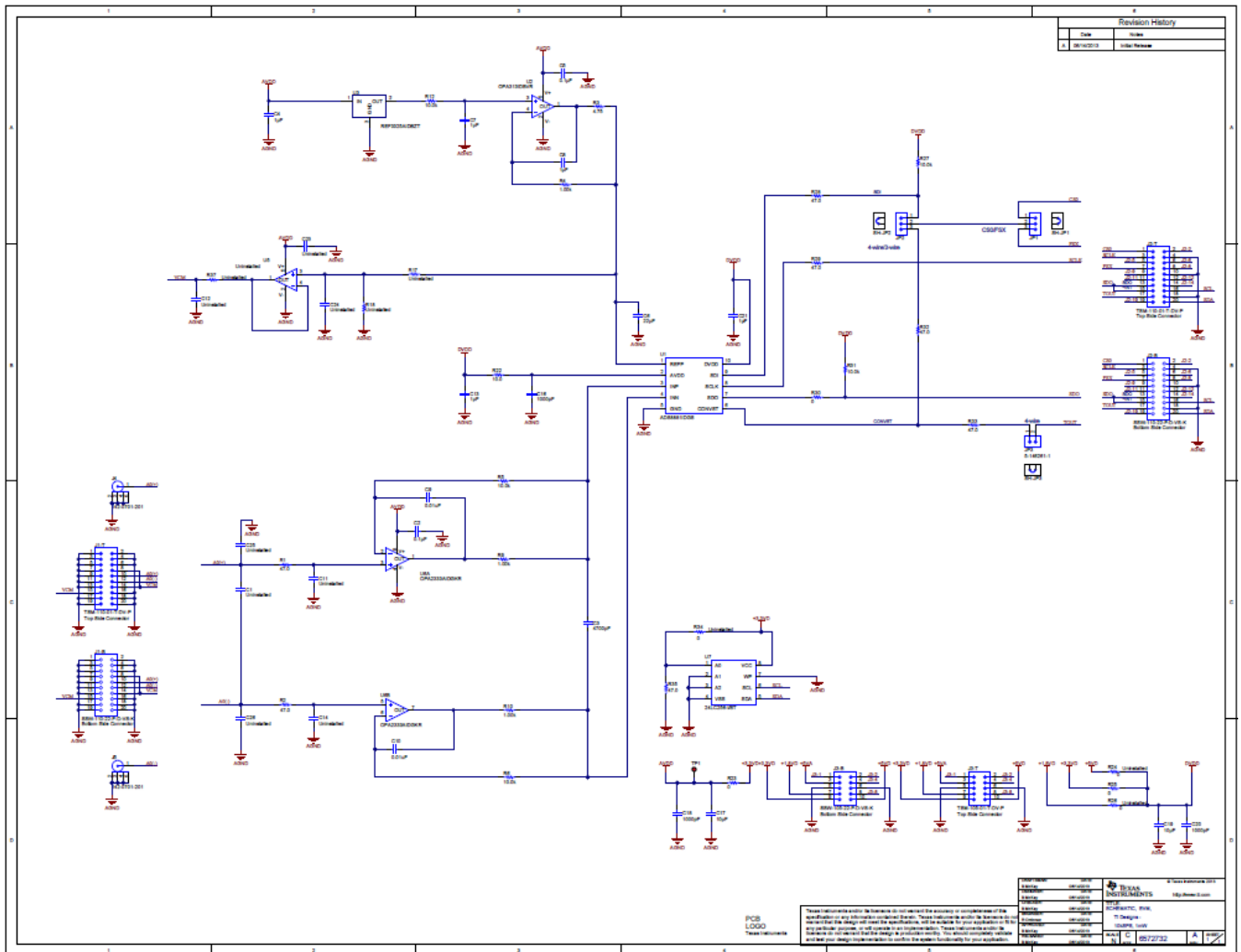
器件	I _q (uA)	GBW (kHz)	宽频带噪声 (nV _{rms} / $\sqrt{\text{Hz}}$)	转换率 (V/us)	I _b (pA)
OPA333	17	350	55	0.16	+/-200
OPA336	20	100	40	0.03	+/-10
OPA313	50	1000	25	0.50	+/-10
OPA378	120	900	20	0.40	+/-550
OPA314	150	3000	14	1.50	+/-10

8 致谢 & 参看文献

1. Kay. Arthur, 运算放大器噪声, News, 2012 年
2. Trump. Bruce, (2012 年 5 月 23 日), 运算放大器为什么振荡 - 两个常见原因, 获得方式如下: http://e2e.ti.com/blogs_/b/thesignal/archive/2012/05/23/why-op-amps-oscillate-an-intuitive-look-at-two-frequent-causes.aspx
3. Trump. Bruce, (2012 年 5 月 30 日), 抑制振荡运算放大器, 获得方式如下: http://e2e.ti.com/blogs_/b/thesignal/archive/2012/05/30/taming-the-oscillating-op-amp.aspx
4. Trump. Bruce, (2012 年 6 月 5 日), 抑制振荡 - 电容负载问题, 获得方式如下: http://e2e.ti.com/blogs_/b/thesignal/archive/2012/06/05/taming-oscillations-the-capacitive-load-problem.aspx
5. Green, Tim, 运算放大器稳定性 部分 1-11, 2008 年 11 月, 获得方式如下: http://www.engenius.net/site/zones/acquisitionZONE/technical_notes/acqt_050712
6. Wells. Collin (2012 年 2 月), 内部介绍 - 运算放大器稳定性
7. Green. Tim (2008 年 2 月), 内部介绍 - 为精密 CDAC SAR A/D 选择正确地放大器
8. 致谢 Hann. Mattew, Lis. Marek, M. Bryan, Semig. Peter, 谢谢他们对这个项目的帮助

Appendix A.

A.1 电气原理图



图表 A-1: 电气原理图

A. 2 物料清单

ITEM	QTY	MFG	MFG PART#	REF DES	DESCRIPTION	VALUE or FUNCTION
1	2	Emerson Network Power	142-0701-201	J4, J5	Connector, TH, SMA	
2	1	Samtec, Inc.	SSW-105-22-F-D-VS-K	J3-B	Connector, Header, 10-Pos (10x2), Receptacle, 100x100-mil Pitch	
3	2	Samtec, Inc.	TSM-110-01-T-DV-P	J1-T, J2-T	Header, 100mil, 10x2, SMD	
4	2	Samtec, Inc.	SSW-110-22-F-D-VS-K	J1-B, J2-B	Connector, Receptacle, 100mil, 10x2, Gold plated, SMD	
5	1	Samtec, Inc.	TSM-105-01-T-DV-P	J3-T	Header, 100mil, 5x2, SMD	
6	2	MuRata	GRM31CR71C106KAC7L	C17, C19	CAP, CERM, 10uF, 16V, +/-10%, X7R, 1206	10uF
7	2	Sullins Connector Solutions	PBC03SAAN	JP1, JP2	Header, TH, 100mil, 1x3, Gold plated, 230 mil above insulator	
8	3	Kemet	C0603C102J5GAC	C16, C18, C20	CAP, CERM, 1000pF, 50V, +/-5%, COG/NP0, 0603	1000pF
9	1	Keystone	5000	TP1	Test Point, Miniature, Red, TH	
10	2	TDK	C1608C0G1H103J080AA	C9, C10	CAP, 10000pF, 0603, 5%, 50V, COG	10,000pF
11	5	MuRata	GRM188R71A105KA61D	C4, C7, C8, C13, C21	CAP, CERM, 1uF, 10V, +/-10%, X7R, 0603	1uF
12	1	TDK	C1608C0G1E472J	C3	CAP, CERM, 4700pF, 25V, +/-5%, COG/NP0, 0603	4700pF
13	3	3M	969102-0000-DA	SH-JP1, SH-JP2, SH-JP3	Shunt, 100mil, Gold plated, Black	
14	1	Vishay-Dale	CRCW060310R0FKEA	R22	RES, 10.0 ohm, 1%, 0.1W, 0603	10.0 ohm
15	1	Vishay-Dale	CRCW06034R75FKEA	R3	RES, 4.75 ohm, 1%, 0.1W, 0603	4.75 ohm
16	3	Vishay-Dale	CRCW06031K00FKEA	R4, R9, R10	RES, 1.00k ohm, 1%, 0.1W, 0603	1.0k ohm
17	5	Vishay-Dale	CRCW060310K0FKEA	R5, R6, R12, R27, R31	RES, 10.0k ohm, 1%, 0.1W, 0603	10.0k ohm
18	2	AVX	06033C104KAT2A	C2, C5	CAP, CERM, 0.1uF, 25V, +/-10%, X7R, 0603	0.1uF
19	3	Panasonic	ERJ-3GEY0R00V	R23, R25, R30	RES, 0 ohm, 5%, 0.1W, 0603	0 ohm
20	7	Yageo America	RC0603FR-0747RL	R1, R2, R28, R29, R32, R33, R35	RES, 47.0 ohm, 1%, 0.1W, 0603	47.0 ohm
21	1	Microchip	24LC256-I/ST	U7		
22	1	Texas Instruments	ADS8881IDGS	U1	ADC 1MSPS 18bit Fully-Diff MSOP-10	ADS8881
23	1	MuRata	GRM31CR61C226KE15L	C6	CAP, CERM, 22uF, 16V, +/-10%, X5R, 1206	22uF
24	1	TE Connectivity	5-146261-1	JP3	Header, 100mil, 2x1, Gold plated, TH	
25	1	Texas Instruments	OPA2333AIDGKR	U6	OpAmp, 1.8V, Low Power, Low Drift	OPA2333
26	1	Texas Instruments	OPA313IDBVR	U2	OpAmp, Low Power, Low Noise, RRIO, 1MHz, 1.8V	OPA313
27	1	Texas Instruments	REF3325AIDBZT	U3	Ref. Voltage, 2.5V, 3.9uA, SC70-3	REF3325
28	15		N/A	C1, C11, C12, C14, C23, C24, C25, C26, R17, R18, R24, R26, R34, R37, U5	Uninstalled	

SPECIAL NOTES AND INSTRUCTIONS

END OF BOM

图表 A-2: 物料清单

针对 TI 参考设计的重要声明

德州仪器公司 ("TI") 参考设计只用于帮助设计人员 ("客户") 开发包含 TI 半导体产品的系统 (在这里也指"组件")。客户理解并同意他们对设计客户系统和产品中的独立分析、评估和判断负责。

TI 参考设计已经使用标准实验室条件和工程实践创建。TI 未采取任何测试, 除非那些在已发布文档中针对一个特定参考设计所专门描述的测试。TI 也许会对它的参考设计进行修正、提高、改进和其它改变。

客户被授权使用具有每个特定参考设计中确认的 TI 组件的 TI 参考设计, 并且在他们的终端产品开发中修改参考设计。然而, 在这里不授予任何其它 TI 知识产权的直接或隐含, 默许或其它方式的许可, 和任何第三方技术或知识产权的许可, 其中包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权、或者与采用了 TI 产品或服务的任何集成、机器或工艺相关的知识产权。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

TI 参考设计"按原样"提供。对于参考设计或者包括精度和完整性在内的直接、隐含或者法律规定的参考设计的使用, TI 不作出任何保证或声明。TI 不对任何隐含的适销性、针对特定用途的适用性、平静受益权、无干扰享有权, 以及与 TI 参考设计或其使用相关的任何第三方知识产权的非侵权作出任何保证。TI 不对任何与 TI 参考设计中提供的产品组合相关的或基于这些产品组合的第三方侵权声明负责, 并且不应为客户提供辩护或赔偿。不论是何原因造成任何实际的、特殊的、意外的、相应发生的或间接的损坏, 并且不论 TI 是否已经告知了 TI 参考设计的任何使用或 TI 参考设计的客户使用所造成的此类损坏的可能性, TI 都不应对此负责。

TI 保留根据 JESD46 最新标准, 对所提供的半导体产品和服务进行更正、增强、改进或其它更改的权限, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

对于 TI 数据手册、数据表或参考设计中的 TI 信息, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。第三方信息可能受到其它限制条件的制约。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在客户的安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。借助于这样的组件, TI 的目标是帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或"增强型塑料"的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的组件。客户认可并同意, 对还未指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 将不承担任何责任。

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

产品	应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio 通信与电信 www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers 计算机及周边 www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters 消费电子 www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com 能源 www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp 工业应用 www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers 医疗电子 www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface 安防应用 www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic 汽车电子 www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power 视频和影像 www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys
OMAP应用处理器	www.ti.com/omap
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity 德州仪器在线技术支持社区 www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道1568号, 中建大厦32楼邮政编码: 200122
Copyright © 2014, 德州仪器半导体技术(上海)有限公司