

Application Brief

具有第二级 ADC 缓冲器的抗辐射、30krad、比较电流检测放大器



JJ Guan

设计说明

本文档展示了两个使用 [ADC128S102-SEP](#)、[INA240-SEP](#)、[TPS73801-SEP](#) 和 [OPA4H014-SEP](#) 的电流检测电路。[TPS73801-SEP](#) 是一款抗辐射低压降稳压器 (LDO)，用于为电路提供 5V 基准电压。[ADC128S102-SEP](#) 是一款抗辐射、低功耗、八通道、50kSPS 至 1MSPS、12 位模数转换器 (ADC)。该产品类似于 [ADC128S102QML-SP](#)，后者是该 ADC 的耐辐射版本，自 2008 年开始上市。相比之下，[ADC128S102-SEP](#) 在 TID = 30krad (Si) 时具有较低的辐射性能，但它是一款专为近地轨道 (LEO) 应用设计的成本更低、尺寸更小的 SAR ADC。

在第一个电路中，[ADC128S102-SEP](#) 由 [INA240-SEP](#) 直接驱动，后者是一款固定增益为 20V/V 的电流检测放大器，其接受的共模输入电压范围为 -4V 到 80V。在第二个电路中，[ADC128S102-SEP](#) 由 [OPA4H014-SEP](#) 驱动，以获得额外的带宽和增益。这两个电路都使用 TID 水平等于或大于 30krad (Si) 的完全抗辐射 IC。这两个电路经过仿真，实现了相同的精度，并且本文对最大采样速率进行了比较。

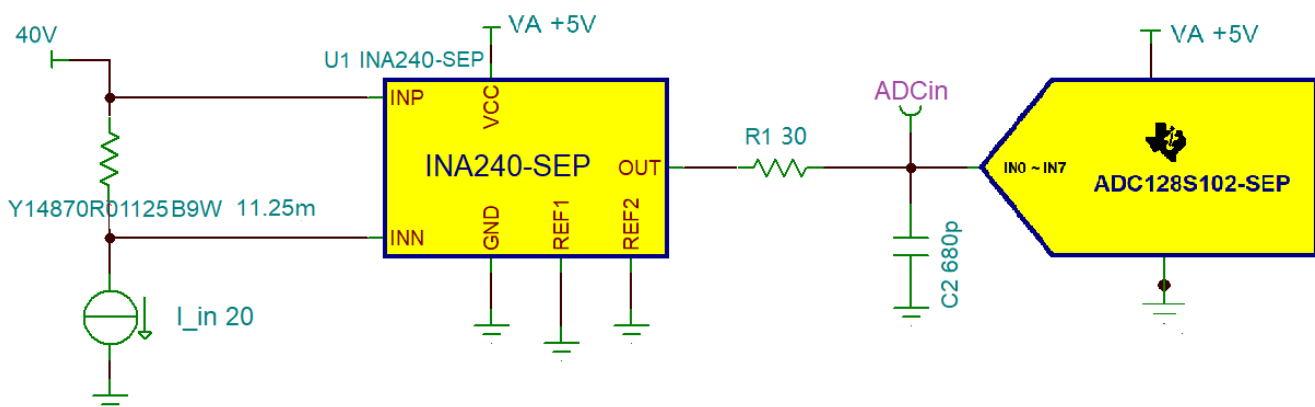
电路 1 原理图

以下电路设计用于检测 0A 至 20A 的电流。[INA240-SEP](#) 具有 -4V 至 80V 的宽共模输入电压范围，可用于电机控制、卫星太阳能电池板电流检测等应用。[INA240-SEP](#) 通过简化模拟前端电路，可帮助减小电路尺寸并降低成本。

备注

在 0A 至 20A 电流检测范围内，由于 [INA240-SEP](#) 的输出摆幅限制，因此无法准确检测 50mA 以下的电流。

Y14870R1152B9W 器件 (如下图所示) 是一个具有 $11.25\text{m}\Omega$ 定制电阻值的分流电阻 (R_{shunt})。



电流检测电路 1 原理图

电路 1 设计步骤

以下步骤展示了如何在 [电路 1 原理图](#) 中查找电阻值和电容值，从而将 [INA240-SEP](#) 输出映射到 0V 至 4.5V 的范围并更大限度地提高 ADC 采样速率

1. 将 REF1 和 REF2 接地。确定最大输入电流 (I_{in_max}) 和电流检测放大器增益 (INA_gain)。根据 [INA240-SEP 采用增强型航天塑料封装的宽共模范围、高侧和低侧、双向、零漂移电流检测放大器](#) 数据表，[INA240-SEP](#) 具有 20V/V 的增益。计算分流电阻 (R_{shunt}) 值，以将输出映射到 0V 至 4.5V 范围内。公式如下所示：

$$R_{shunt} = \frac{4.5V}{INA_gain \times I_{in_max}} = \frac{4.5V}{20 \frac{V}{V} \times 20A} = 11.25 \text{ m}\Omega$$

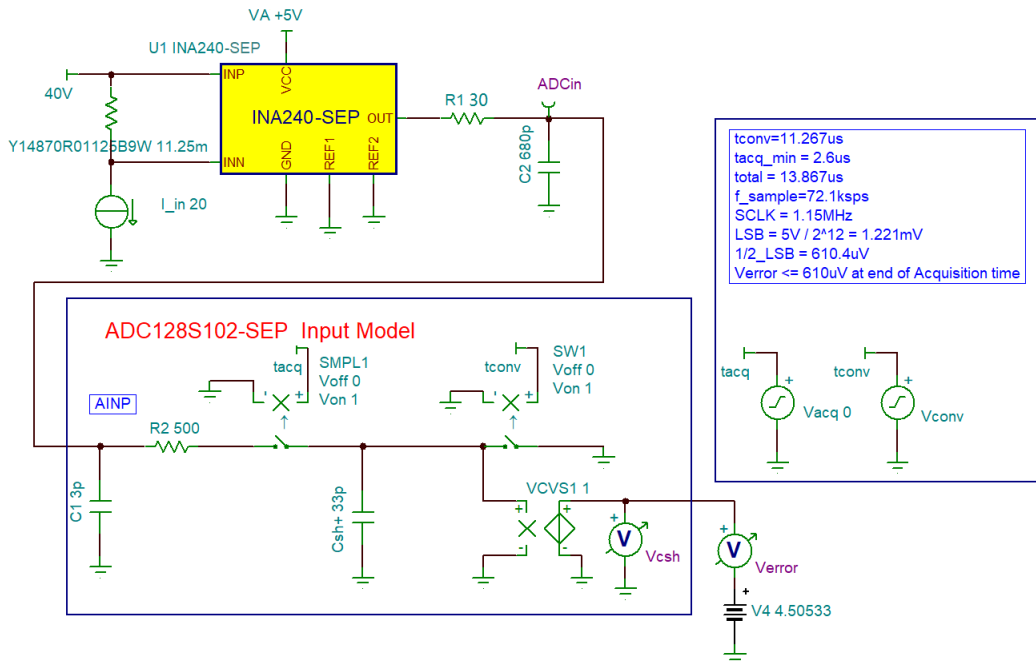
2. 将 C2 设置为 680pF，将 R1 设置为 30 Ω 。C2 约为采样保持电容 (Csh) (值为 33pF) 的 20 倍，因此值为 660pF。R1 通常在 10 Ω 至 200 Ω 范围内，并通过扫描 Csh 上的最小采样信号建立时间进行了优化。本例中的 R1 是 30 Ω 。
3. 使用 50kSPS 的最低采样速率在 TINA TI-SPICE 中进行仿真。为了实现 50kSPS 采样速率，数字时钟输入 (SCLK) 为 800MHz。转换时间 (tconv) 为 13 个时钟周期，即 16.25 μ s。同样，采集时间 (tacq) 为 3.75 μ s。这确保采样信号在采集时间内有足够的时间稳定下来。
4. 测量仿真中的最短采样信号稳定时间。结合此稳定时间，使用以下公式计算模拟前端可以充分稳定时的最大 ADC 采样速率：

$$Max \text{ Sampling Rate} = \frac{3}{\text{minimum sampled signal settling time} \times 16 \times 1000} \text{ [KSPS]}$$

5. 使用步骤 4 中计算出的最大采样速率来重新计算 tacq 和 tconv，然后在 TINA TI-SPICE 中再次进行仿真，以确认采样的信号确实在采集时间 (tacq) 内稳定下来。

电路 1 仿真结果

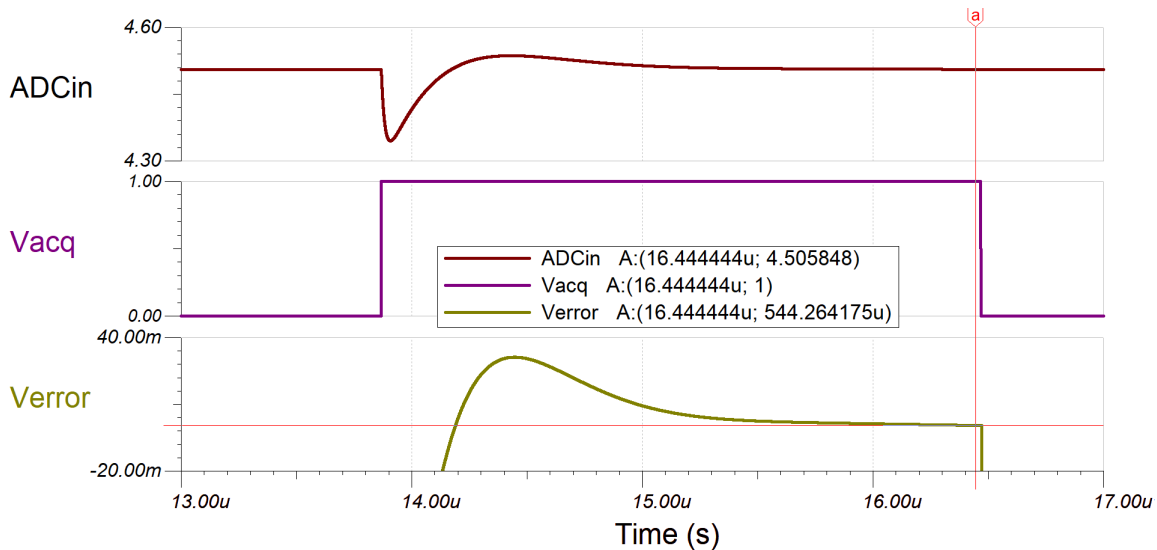
按照 [电路 1 设计步骤](#) 说明，计算出分流电阻为 $11.25\text{m}\Omega$ 。REF1 和 REF2 都接地。R1 和 C2 为 30Ω 和 680pF 。



TINA TI-Spice 中的电路 1 原理图

备注

将 TINA TI-SPIICE 中的 *TR maximum time step* 减小至 100ps ，以获得精确的仿真结果。



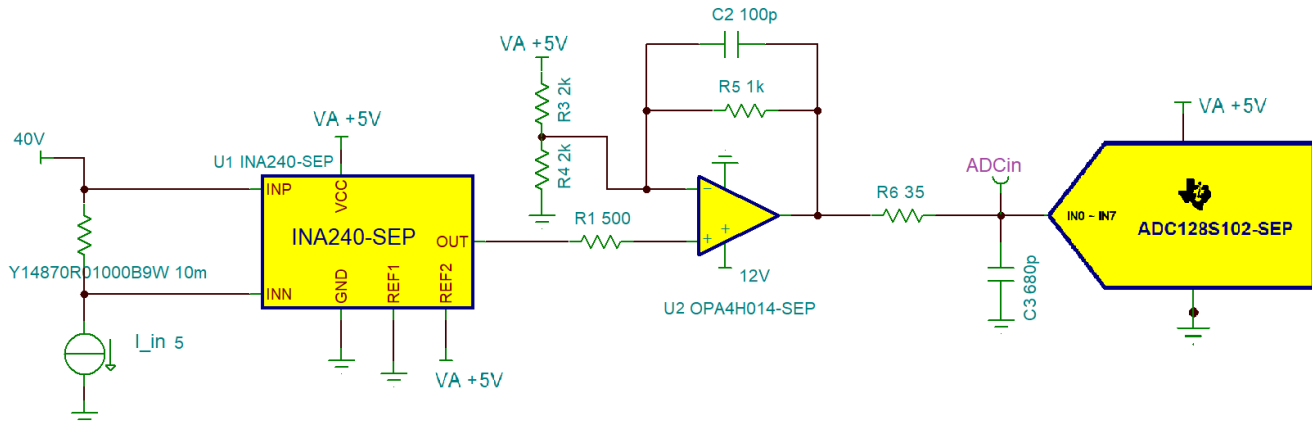
TINA TI-Spice 中的电路 1 仿真结果

采样速率针对最大采样速率进行了优化，在时钟频率为 1.15MHz 时，采样速率为 72kSPS 。仿真结果显示，在 5V 电压下，Csh 处的误差为 $544\mu\text{V}$ ，小于 LSB 的一半。

电路 2 原理图

以下电流检测电路旨在检测 $-5A$ 至 $5A$ 的电流。与电路 1 相比，电路 2 具有第二个放大级，用于获得额外增益和带宽。以下列表显示了两个好处。

1. **INA240-SEP** 具有 20 的固定增益。为了获得完整的输出范围，可能需要定制分流电阻值。因此，使用可调的第二增益级设计会更加灵活。
2. **ADC128S102-SEP** 的采样速率为 1MSPS。但是，**INA240-SEP** 只能将其驱动到 72kSPS。如果需要更高的采样速率，11MHz 高精度运算放大器 **OPA4H014-SEP** 是一个不错的驱动器选项。



电流检测电路 2 原理图

电路 2 设计步骤

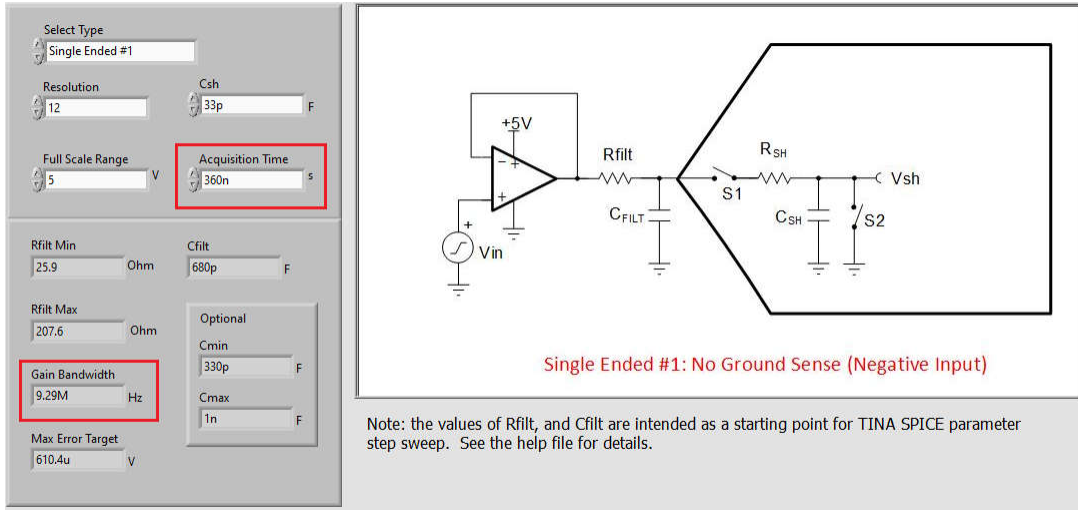
1. 将 REF1 接地并将 REF2 连接到 5V (VA +5V) 引脚，以将输出偏置为 2.5V
2. 选择一个常用分流电阻 (R_{shunt}) 值，使 **INA240-SEP** 的输出电压介于 0V 和 4.5V 之间。本例中为 R_{shunt} 选择 $10m\Omega$ ，从而使 **INA240-SEP** 的输出电压介于 1.5V 至 3.5V 之间
3. 设置第二放大级增益。如果 R3 和 R4 都设置为 $2k\Omega$ ，则可以使用以下公式计算 R5：

$$\frac{4.5 - 2.5}{I_{in(max)} \times R_{shunt} \times 20} = 1 + \frac{R5}{R3 // R4}$$

$$\frac{4.5 - 2.5}{5 \times 0.01 \times 20} = 1 + \frac{R5}{1}$$

$$\text{Get } R5 = 1\text{ k}\Omega$$

4. 导航至**模拟工程师计算器**中的 **ADC SAR 驱动器** 并计算 C3 (Cfilt) 和 R6 (Rfilt)。下面是一个计算结果示例。由于采集时间 (tacq) 未知, 请调整该值, 直至得到的增益带宽小于 **OPA4H014-SEP** 的增益带宽积 (GBW) (即 11MHz)。

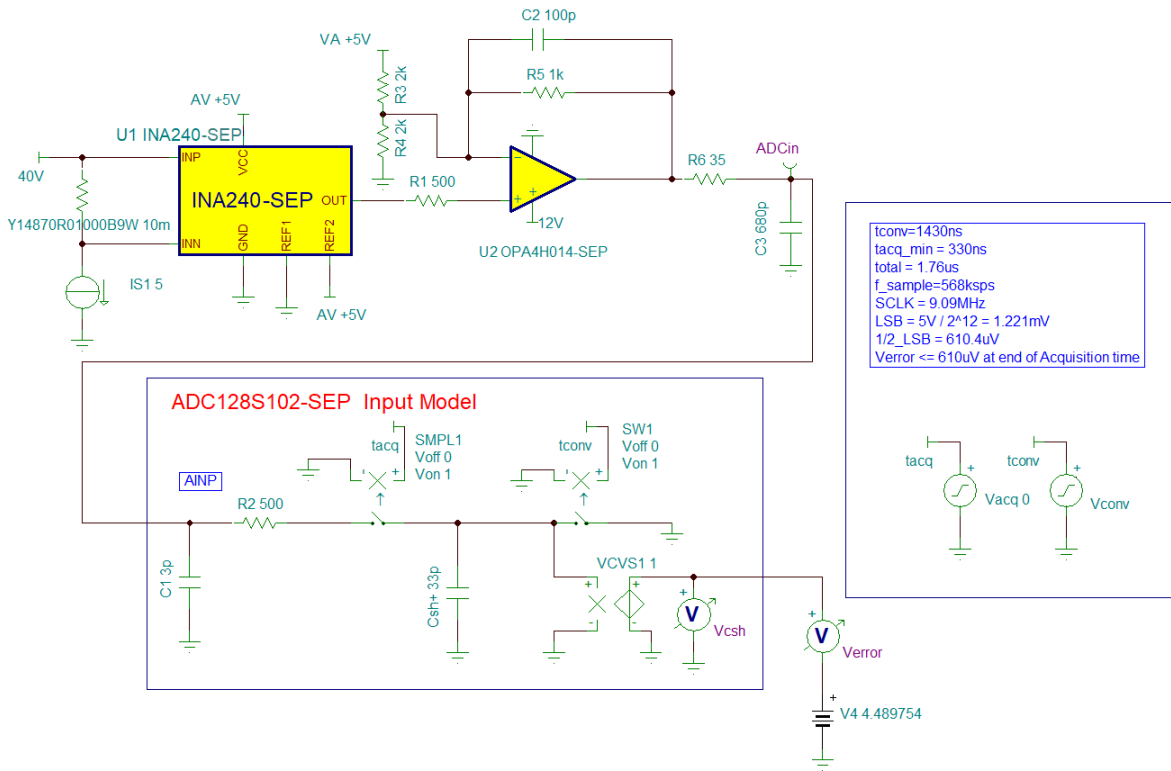


模拟工程师计算器中的 C3 和 R6 计算

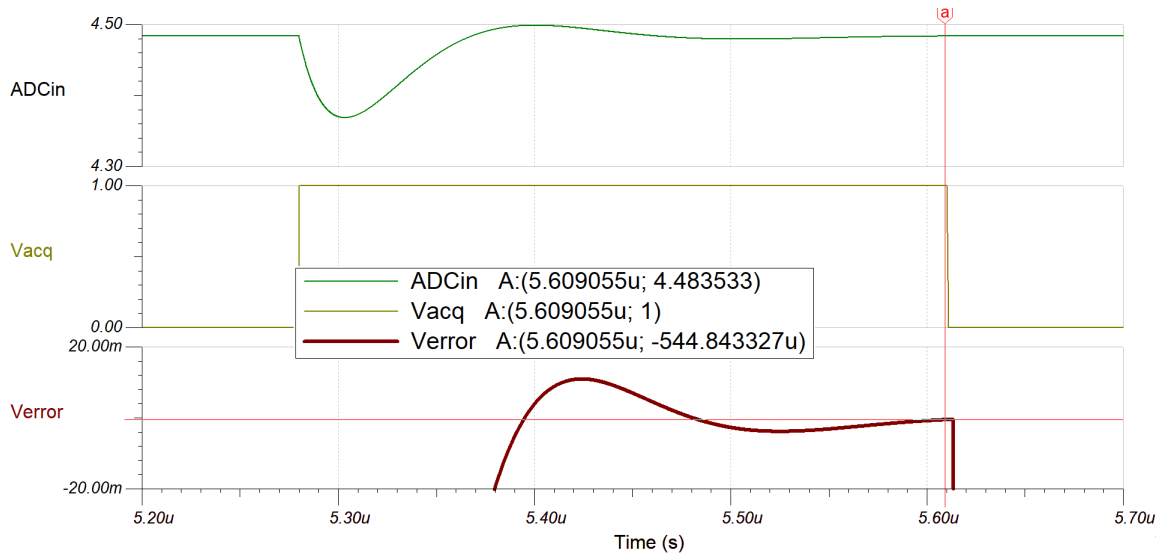
5. 在 TINA-TI SPICE 中进行仿真, 以测量采样的信号稳定时间, 确认它确实在采集时间 (tacq) 内稳定

电路 2 仿真结果

按照**电路 2 设计步骤**, 将分流电阻选择为常用值 10mΩ。运算放大器增益设置为 2 时, ADC 输入信号范围为 0.5V 至 4.5V。C3 为 680pF, 并且 R6 经过扫描优化确定为 35Ω, 以更大幅度地缩短 ADC 输入信号建立时间。



TINA TI-Spice 中的电路 2 原理图



TINA TI-Spice 中的电路 2 仿真结果

当时钟频率为 9.09MHz 时，最大采样速率为 568kSPS。仿真结果显示，在 5V 电压下，Csh 处的误差为 545 μ V，小于 LSB 的一半。

误差分析

以下公式用于计算 ADC 模拟前端 (AFE) 引入的误差：

分流电阻容差 (R_{shunt}) 造成的增益误差和温漂：

$$e_{shunt} = R_{shunt_tol} + \frac{TC_{shunt}}{10000} \times (temp - 25)$$

$$e_{shunt} = 0.1\% + \frac{5}{10000} \times (temp - 25) \text{ [%]}$$

其中

- e_{shunt} ：分流电阻导致的增益误差 [%]
- R_{shunt_tol} ： R_{shunt} 的容差 [%]
- TC_{shunt} ： R_{shunt} 的温度系数 [ppm/ $^{\circ}$ C]
- $temp$ ：温度 [C]

INA240-SEP 导致的增益误差：

$$e_{INA_G} = INA_gain_error + \frac{TC_{INA_gain}}{10000} \times (temp - 25)$$

$$e_{INA_G} = 0.05 + \frac{0.5}{10000} \times (temp - 25) \text{ [%]}$$

其中

- e_{INA_G} ：INA240-SEP 导致的增益误差 [%]
- INA_gain_error ：数据表中的 INA 增益误差 [%]
- TC_{INA_gain} ：数据表中的 INA 增益误差温度系数 [ppm/ $^{\circ}$ C]

INA240-SEP 导致的失调电压误差：

$$e_{INA_os} = \sqrt{\left(V_{INA_os} + drift_{INA_os} \times (temp - 25)\right)^2 + \left(I_{INA_bias} \times R_{shunt}\right)^2}$$

$$e_{INA_os} = \sqrt{\left(5 \mu V + 0.05 \frac{\mu V}{^\circ C} \times (temp - 25)\right)^2 + (90 \mu A \times R_{shunt})^2}$$

其中

- e_{INA_OS} ：INA240-SEP 导致的失调电压误差 [μV]
- V_{INA_os} ：INA240-SEP 数据表中的失调电压 [μV]
- $drift_{INA_os}$ ：INA240-SEP 数据表中的温漂 [$\mu V/^\circ C$]
- I_{INA_bias} ：INA240-SEP 数据表中的偏置电流 [μA]
- R_{shunt} ：分流电阻值 [Ω]

INA240-SEP 输出端的噪声：

$$n_{INA_PSRR} = n_{power} \times PSRR = n_{power} \times 1 \frac{\mu V}{V}$$

$$n_{INA_RVRR} = n_{ref} \times RVRR = n_{power} \times 20 \frac{\mu V}{V}$$

其中

- n_{INA_PSRR} ：电源噪声对 INA240-SEP 输出的影响 [μV]
- $PSRR$ ：INA240-SEP 数据表中的功率抑制比 [$\mu V/V$]
- n_{power} ：电源噪声 [μV]
- n_{INA_RVRR} ：基准电压噪声对 INA240-SEP 输出的影响 [μV]
- n_{ref} ：基准电压噪声 [μV]
- $RVRR$ ：INA240-SEP 数据表中的基准电压反射比 [$\mu V/V$]

在数据表中可以发现 INA240-SEP 的非线性误差 (INL) 为 0.01%。

来自 OPA4H014-SEP 的增益误差 (仅适用于电路 2)：

$$G_{op-amp} = 1 + \frac{R5}{R3//R4}$$

$$e_R = e_{R_tol} + \frac{TC_R}{10000} \times (temp - 25)$$

其中

- G_{op-amp} ：运算放大器电路的增益 [V/V]
- e_R ：电阻 (包括 R3、R4 和 R5) 误差 [%]
- e_{R_tol} ：电阻 (包括 R3、R4 和 R5) 容差 [%]
- TC_R ：电阻 (包括 R3、R4 和 R5) 温度系数 [$ppm/^\circ C$]

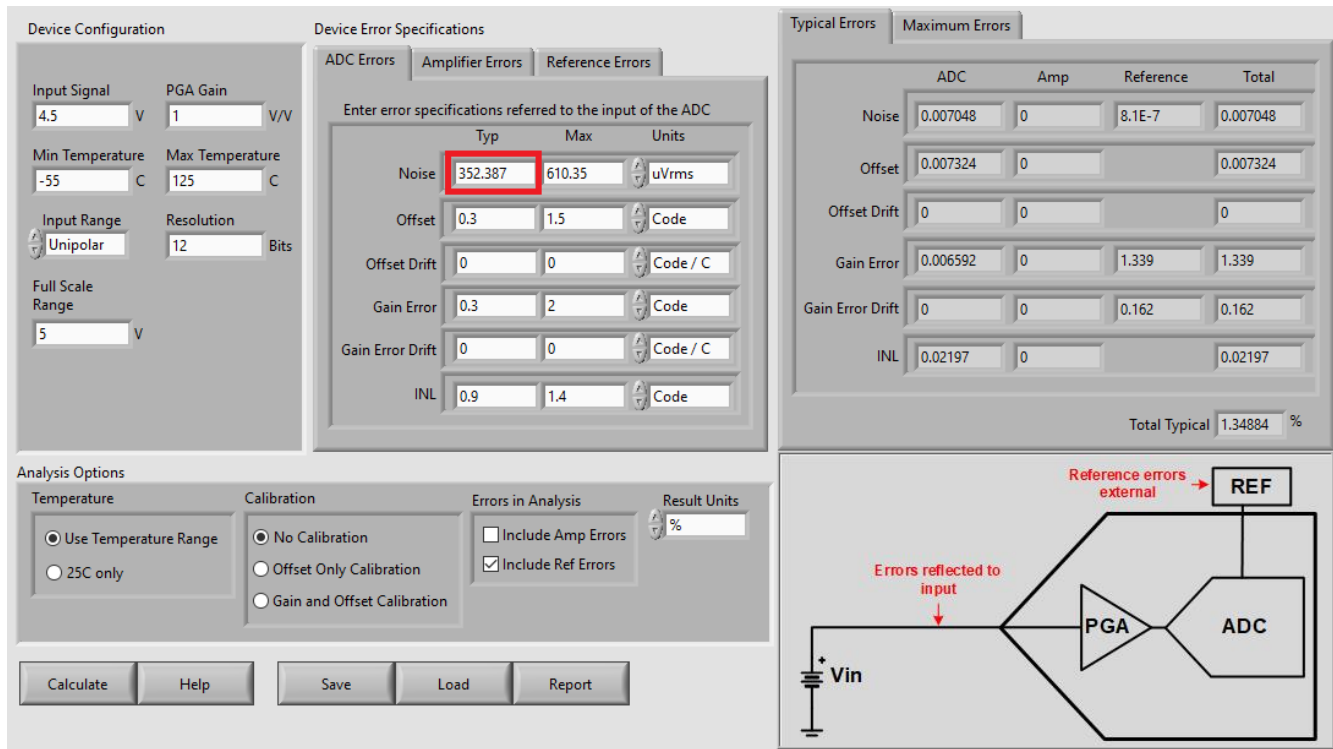
来自 **OPA4H014-SEP** 的失调电压误差 (仅适用于电路 2) :

$$e_{OPA_os} = \sqrt{e_{5Vref}^2 + \left((V_{OPA_os} + drift_{OPA} \times (temp - 25)) \times G_{op-amp} \right)^2 + (I_{OPA_bias} \times R_2 \times G_{op-amp})^2}$$

其中

- e_{OPA_os} : **OPA4H014-SEP** 的失调电压误差 [%]
- e_{5Vref} : 5V 基准电压误差 [%]
- V_{OPA_os} : **OPA4H014-SEP** 数据表中的运算放大器失调电压 [μV]
- $drift_{OPA}$: **OPA4H014-SEP** 数据表中的运算放大器温漂 [$\mu V/^\circ C$]
- I_{OPA_bias} : **OPA4H014-SEP** 数据表中的运算放大器偏置电流 [nA]

ADC128S102-SEP 和 **TPS73801-SEP** 用于为 **ADC128S102-SEP** 的引脚 VA 提供 5V 基准电压, 这两个器件引入的误差可以使用 **模拟工程师计算器** 中的 **TUE 计算器** 进行计算。要使用总体未调整误差 (TUE) 计算器, 请输入器件数据表屏幕上列出的值 :

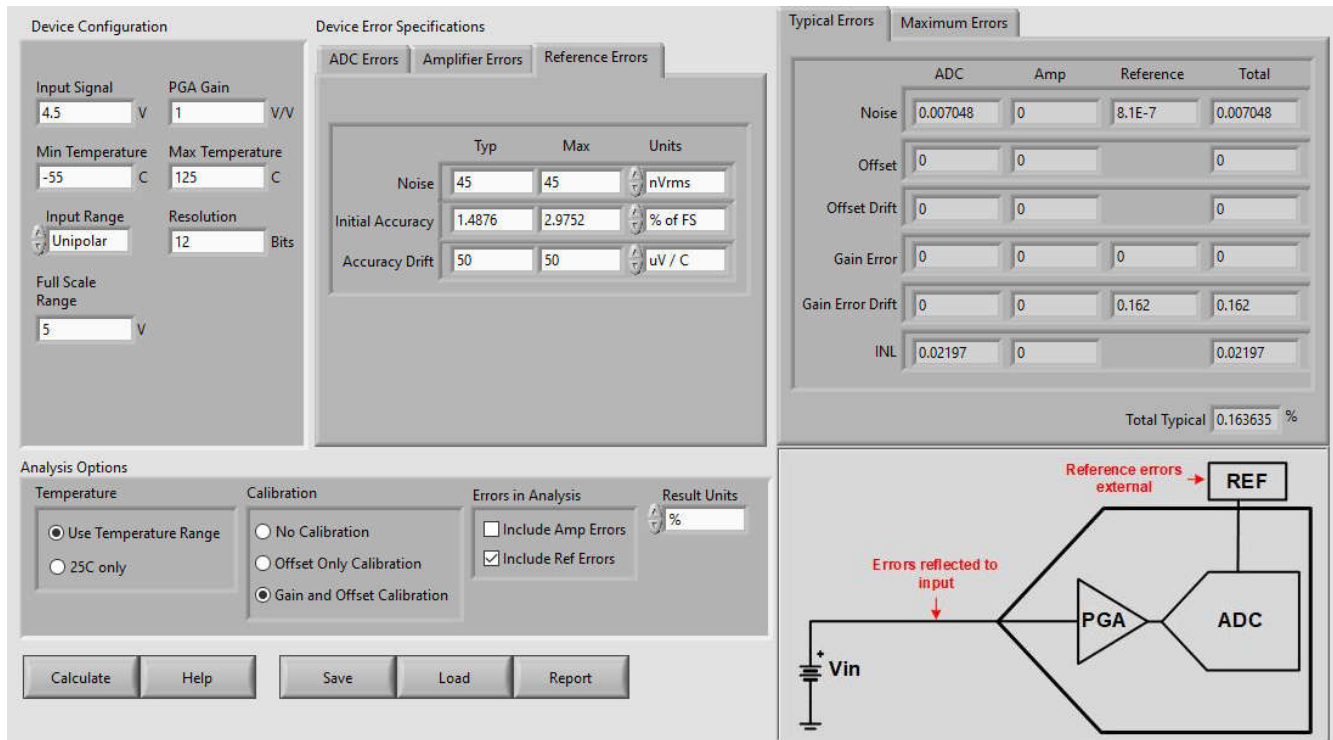


TUE 计算 (显示了 ADC 规格和未校准结果)

备注

典型的 ADC 噪声 (上一张图中以红色框标出) 被定义为 ADC 量化噪声 (V_{RMS}), 最大 ADC 噪声被定义为 ADC 量化噪声的峰值, 即 LSB 的 1/2。

$$\text{Quantization Noise} = \frac{1 \text{ LSB}}{2\sqrt{3}} = \frac{5 \text{ V}/2^{12}}{2\sqrt{3}} = 352.4 \text{ uVrms}$$



TUE 计算 (显示了 LDO 规格和校准结果)

这里使用了 TUE 计算器来求解系统的总体未调整误差。TUE 计算 (显示了 ADC 规格和未校准结果) 显示了 “ADC error” 选项卡以及根据 ADC128S102-SEP 数据表输入的值。TUE 计算 (显示了 LDO 规格和校准结果) 展示了 Reference Error 选项卡以及根据 TPS73801-SEP 数据表输入的值。填写这两个选项卡以获得准确的 TUE 结果。请注意，本示例中未使用 “amplifier Error” 选项卡。模拟工程师计算器使用 Analysis Options 下的各种校准选项提供了结果。

前两个图像分别显示了未校准结果和经过增益和失调电压校准的结果。在 -55°C 至 125°C 的温度范围内，计算结果表明 ADC128S102-SEP 和 TPS73801-SEP 在未经校准的情况下可产生约 1.35% 的典型误差和 2.68% 的最大误差，而在经过增益和失调电压校准后可产生 0.1636% 的典型误差和 0.1660% 的最大误差。

结语

电流检测电路 1 和电路 2 展示了使用和不使用放大器时的 ADC128S102-SEP 性能。仿真结果显示，INA240-SEP 可以驱动高达 72kSPS 的 ADC 输入，而使用第二级放大器 OPA4H014-SEP 能够以相同的精度驱动高达 568kSPS 的 ADC 输入。使用 OPA4H014-SEP 的另一个好处是它提供了额外的增益，因此在选择分流电阻值时可以更加灵活。

有关更多电流检测放大器和运算放大器选择，请参阅 TI 航天产品指南。

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