

在集成模拟前端 (AFE) 中减少外部 RC 滤波器电路对增益和漂移误差的影响: $\pm 10V$

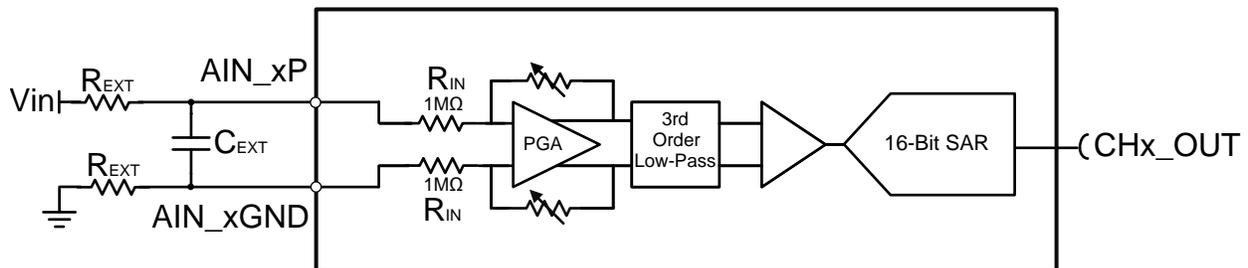
Cynthia Sosa

输入	ADC 输入	数字输出
VinMin = -10V	AIN-xP = -10V AIN-xGND = 0V	-32768 ₁₀ , 8000 _H
VinMax = 10V	AIN-xP = 10V AIN-xGND = 0V	32767 ₁₀ , 7FFF _H

电源	
AVDD	DVDD
5V	5V

设计说明

本指导设计介绍了如何选择滤波器组件值以及如何在完全集成的模拟前端 (AFE) SAR ADC 上尽可能减小该滤波器引入的增益误差和漂移。该设计在 ADS8588S 的 $\pm 10V$ 的满量程范围内使用输入阻抗漂移。该外部 RC 滤波器可最大限度地减小外部噪声，并防止因电气过载而造成损坏。最大限度地减小增益误差和漂移对于终端设备（例如 [多功能继电器](#)、[交流模拟输入模块](#) 和 [终端装置](#)）而言至关重要。本设计介绍了两种校正方法：无校准校正因数法和两点校准法。实施校准可最大限度地减小外部电阻器引入的增益误差和内部器件增益误差，使其均达到可忽略不计的水平。



规格

规格	计算值	测得的值
引入的增益误差 (25°C)	0.9901%	0.9894%
引入的增益误差 (125°C)	0.995%	-1.1388%
引入的增益误差漂移	0.49ppm/°C	-0.8031ppm/°C

设计说明

1. 使用低温漂 R_{EXT} 来维持低温漂并最大限度地减小增益误差。本设计采用温度系数为 25ppm/°C、容差为 $\pm 0.1\%$ 的电阻器。
2. 内部可编程增益放大器 (PGA) 具有恒定的阻性阻抗: 1M Ω
3. 引入的 R_{EXT} 值与其引入的误差成正比
4. 校准还可用于消除系统的失调增益误差
5. [TI 高精度实验室 – ADC 培训视频系列](#) 介绍了计算增益和失调误差以及通过校准消除这些误差的方法, 请观看 [《了解并校准 ADC 系统的失调电压和增益》](#)。《[使用 SPICE Monte Carlo 工具进行统计误差分析](#)》介绍了如何使用 *Monte Carlo Analysis* 来进行统计误差分析。

组件选择

外部抗混叠 RC 滤波器可减小噪声并防止因电气过载而造成损坏; 如果所用电阻器值较大, 这将会进一步限制输入电流。较大的外部电阻值还将提供低截止频率, 这正是继电器保护应用所需要的, 因为输入频率通常为 50Hz 或 60Hz。此外, 平衡的 RC 滤波器配置是实现良好共模噪声抑制效果的必要条件; 正负输入路径上均配有匹配的外部电阻器。为了最大限度地减小引入的漂移误差, 外部电阻器须为低温漂 (25ppm/°C) 电阻器。

1. 根据所需的截止频率选择高值 R_{EXT} 。本设计采用了 320Hz 的截止频率, 以便消除 50Hz 或 60Hz 输入信号的谐波。

$$R_{EXT} = 10k\Omega$$

2. 选择 C_{EXT}

$$C_{EXT} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_C \cdot 2 \cdot R_{EXT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 320 \text{ Hz} \cdot 2 \cdot 10 \text{ k}\Omega} = 24.8 \text{ nF}$$

可用的标准电容器最接近值 $C_{EXT} = 24\text{nF}$

计算增益误差漂移

本部分介绍如何计算引入的增益误差漂移。与内部器件漂移相比, 由于外部滤波器电阻器而额外带来的漂移相对较小。

$$R_{IN} = 1M\Omega, R_{EXT} = 10k\Omega, C_{EXT} = 24\text{nF}$$

1. 计算最大负漂移 (-25ppm/°C) 造成的有效内部阻抗

$$R_{IN(-25\text{ppm}/^\circ\text{C})} = R_{IN} \cdot [\text{Drift (ppm}/^\circ\text{C}) \cdot \delta T(^\circ\text{C}) + 1]$$

$$R_{IN(-25\text{ppm}/^\circ\text{C})} = 1M\Omega \cdot [-25 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \cdot (125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) + 1]$$

$$R_{IN(-25\text{ppm}/^\circ\text{C})} = 0.9975 \text{ M}\Omega$$

2. 计算最大正漂移 (25ppm/°C) 造成的有效外部电阻

$$R_{EXT(+25\text{ppm}/^\circ\text{C})} = R_{EXT} \cdot [\text{Drift (ppm}/^\circ\text{C}) \cdot \delta T(^\circ\text{C}) + 1]$$

$$R_{EXT(+25\text{ppm}/^\circ\text{C})} = 10 \text{ k}\Omega \cdot [25 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \cdot (125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) + 1]$$

$$R_{EXT(+25\text{ppm}/^\circ\text{C})} = 10.025 \text{ k}\Omega$$

3. 计算外部电阻器在室温下引入的名义增益误差

$$\text{GainError}(R_{\text{EXT}})_{\text{RoomTemp}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{IN}}}{R_{\text{EXT}}}}$$

$$\text{GainError}(R_{\text{EXT}})_{\text{RoomTemp}} = \frac{1}{1 + \frac{1\text{M}\Omega}{10\text{k}\Omega}}$$

$$\text{GainError}(R_{\text{EXT}})_{\text{RoomTemp}} = 0.009901 \text{ or } 0.9901\%$$

4. 计算外部电阻器在最高额定温度下引入的名义增益误差

$$\text{GainError}(R_{\text{EXT}})_{125^\circ\text{C}} = \frac{1}{1 + \frac{0.9975\text{M}\Omega}{10.025\text{k}\Omega}}$$

$$\text{GainError}(R_{\text{EXT}})_{125^\circ\text{C}} = 0.009950 \text{ or } 0.995\%$$

5. 计算外部电阻器引入的增益误差漂移

$$\text{GainError_Drift}(R_{\text{EXT}}) = \frac{\text{GainError}(R_{\text{EXT}})_{\text{RoomTemp}} - \text{GainError}(R_{\text{EXT}})_{125^\circ\text{C}}}{\Delta T} \cdot 10^6$$

$$\text{GainError_Drift}(R_{\text{EXT}}) = \frac{0.009901 - 0.009950}{(125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})} \cdot 10^6$$

$$\text{GainError_Drift}(R_{\text{EXT}}) = -0.49\text{ppm}/^\circ\text{C}$$

ADS8588S 的最大增益误差温漂为 $\pm 14\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，这要比计算得出的外部引入漂移误差高好几个数量级，因此引入的误差可忽略不计。外部电阻器引入的最低温漂误差与输入阻抗的低温漂系数有很大关系 ($\pm 25\text{ppm}/^\circ\text{C}$)。

为了测试引入的增益误差漂移，需在 ADC 线性范围内施加两个分别与满量输入程范围相差 0.5V 的测试信号并对其进行采样。这些信号的施加与采样条件包括配备和不配备外部 RC 滤波器两种情况。测量的执行温度则包括 25°C 和 125°C 两种条件。我们通过寻找四种不同测试条件各自的理想斜率与实测斜率百分比误差来得出百分比增益误差，这样便可以测得四种不同的百分比增益误差。然后，将百分比增益误差转化为小数格式并按照上述第 5 步进行计算，即可得出配备和未配备 RC 情况下的漂移 (ppm/°C)。引入的增益误差漂移为存在 RC 情况下的漂移减去不存在 RC 情况下的漂移。

无校准校正

无校准校正的目标是得出 RC 滤波器造成损失之前的输入电压，具体的操作方式为：根据使用分压器测得的 ADC 测量样本反推出输入电压。

1. 施加已知测试信号并测量等效代码

V_{in}	测得的代码	等效实测输入
9.5V	30841	9.412

2. 计算 RC 损耗前的输入电压

$$V_{IN_NoLoss} = V_{IN_Equivalent} \cdot \frac{R_{EXT} + R_{IN}}{R_{IN}}$$

$$V_{IN_NoLoss} = 9.412 \cdot \frac{1M\Omega + 10k\Omega}{1M\Omega}$$

$$V_{IN_NoLoss} = 9.50612V$$

无校准校正测量

使用电压校正会有一些帮助，但是这并不是最常用的方法。在室温下，校正因数可能会由于内部阻抗的变化而具有最大 0.2456% 的误差。

室温 (25°C) 测量				
V_{in}	代码	读数	校正	误差 %
9.5	30841	9.412	9.506120	0.0644
8.5	27594	8.421	8.505210	0.0613
5	16232	4.954	5.003540	0.0708
0	1	0	0.000000	-
-5	-16230	-4.953	-5.002530	0.0506
-8.5	-27593	-8.421	-8.505210	0.0613
-9.5	-30839	-9.411	-9.505110	0.0538

两点校准方法

两点校准法会在 ADC 线性范围内施加两个分别与满量程输入范围相差 0.5V 的测试信号并对其进行采样。然后，使用这些样本测量值计算线性传递函数的斜率和偏移量。校准将会消除外部电阻器引入的增益误差和内部器件的增益误差。

1. 施加取值为输入线性范围 2.5% 的测试信号

V _{min}	测得的代码
-9.5V	-30839

2. 施加取值为输入线性范围 97.5% 的测试信号

V _{max}	测得的代码
9.5V	30841

3. 计算斜率和偏移量这两个校准系数

$$m = \frac{\text{Code}_{\max} - \text{Code}_{\min}}{V_{\max} - V_{\min}}$$

$$m = \frac{30841 - (-30839)}{9.5 - (-9.5)} = 3246.3158$$

$$b = \text{Code}_{\min} - m \cdot V_{\min}$$

$$b = (-30839) - 3246.3 \cdot (-9.5 \text{ V}) = 1.0001$$

4. 将校准系数应用至后续的所有测量

$$V_{\text{inCalibrate}} = \frac{\text{Code} - b}{m}$$

$$V_{\text{inCalibrate}} = \frac{30841 - 1.0001}{3246.3158} = 9.5000$$

两点校准方法测量

校准系数

$$m = 3246.3158; b = 1.0001$$

在没有校准的情况下，室温条件下会存在增益误差。对来自 ADC 的测量结果进行校准后，可最大限度地减小增益误差，使其接近于零。

室温 (25°C) 测量					
V _{IN}	代码	未经校准的 V _{IN}	校准后的 V _{IN}	未经校准的电压误差 %	经过校准的电压误差 %
9.5	30841	9.412	9.500000	-0.926316	-0.000001
8.5	27594	8.421	8.499789	-0.929412	-0.002480
5	16232	16232	4.999822	-0.920000	-0.003568
0	1	0	0.000000	-	-
-5	-16230	-4.953	-4.999822	-0.0940000	-0.003567
-8.5	-27593	-8.421	-8.500097	-0.929412	0.001144
-9.5	-30839	-9.411	-9.500000	-0.936842	0.000000

正如预期那样，暴露在高温环境下时，增益误差会增大。施加校准后，电压误差会减小，但不会完全消失，仍然存在的误差为漂移误差。

高温 (125°C) 测量					
V _{IN}	代码	未经校准的 V _{IN}	校准后的 V _{IN}	未经校准的相对电压误差 %	经过校准的相对电压误差 %
9.5	30826	9.407	9.495379	-0.978947	-0.048639
8.5	27582	8.417	8.496093	-0.976471	-0.045968
5	16224	4.951	4.997357	-0.980000	-0.052854
0	0	0	-0.000308	0	-
-5	-16224	-4.951	-4.997973	-0.980000	-0.040531
-8.5	-27581	-8.417	-8.496401	-0.976471	-0.042344
-9.5	-30826	-9.407	-9.495995	-0.978947	-0.042153

设计参考资料

请参阅《[模拟工程师电路说明书](#)》，了解有关 TI 综合电路库的信息。

设计中采用的器件

器件	主要特性	链接	类似器件
ADS8588S	采用单电源并具有双极输入的 16 位高速 8 通道同步采样 ADC	www.ti.com.cn/product/cn/ADS8588S	www.ti.com.cn/adcs

修订历史记录

修订版本	日期	更改
A	2019 年 1 月	缩短了标题，更新了第一页的标题。

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 © 2021，德州仪器 (TI) 公司