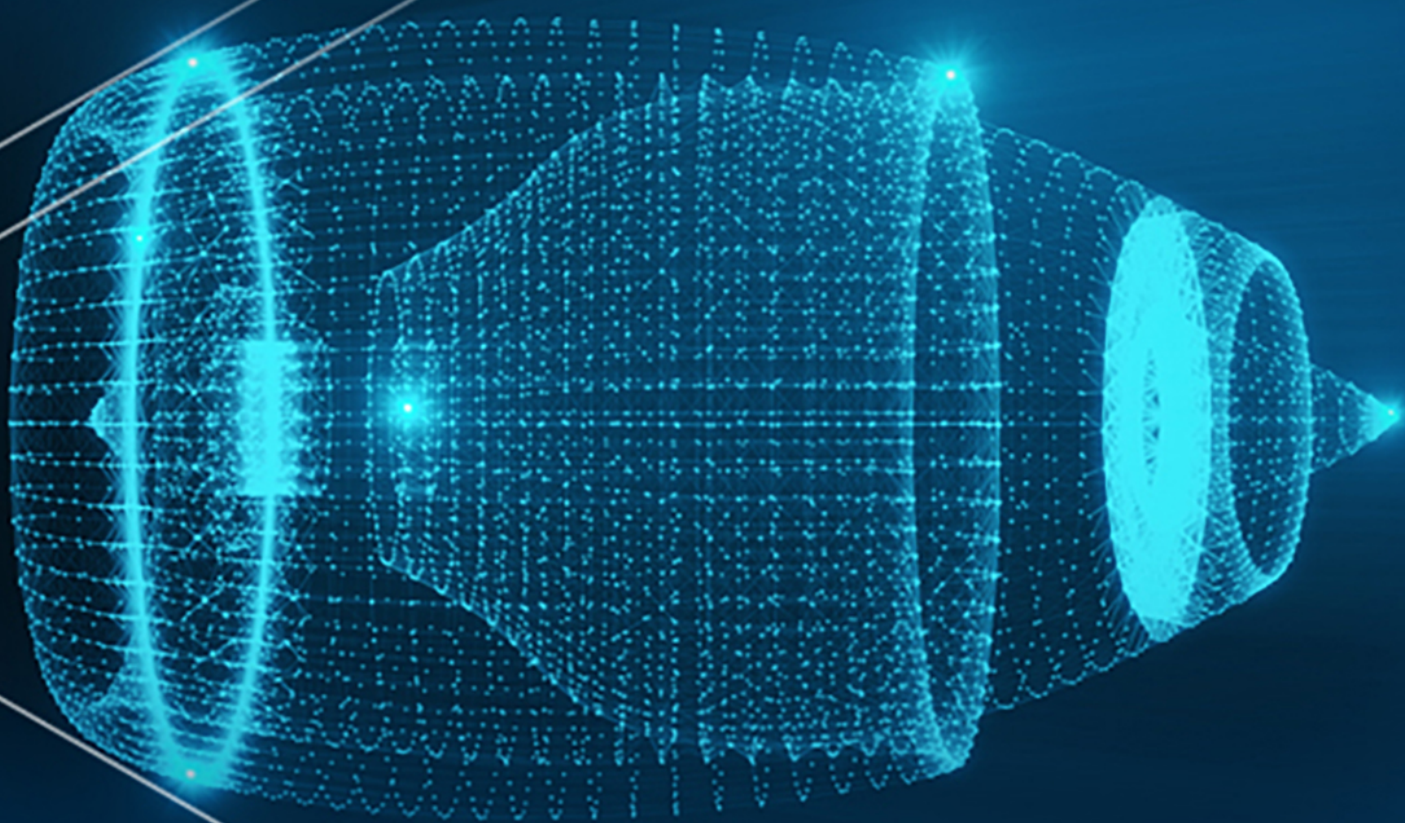




超越一切可能™

电路设计常见问题解答



扫码关注 ADI 智库

目录

精密窄带宽信号链电路设计常见问题

KW-1100 如何为 20 位 ADC 设计单电源 ADC 驱动器?	1
---	---

精密中等带宽信号链电路设计常见问题

KW-1200 RTD 传感器的 ADC 模拟前端(AFE).....	5
KW-1201 双极性输入到单极性输出的信号调理	14

精密宽带宽信号链电路设计常见问题

KW-1300 1MHz、单电源、光电二极管跨阻放大器(TIA)设计	24
KW-1301 调整和转换用于宽带宽测量的输入信号	32

精密低功耗信号链电路设计常见问题

KW-1400 在有大直流偏移的情况下利用间接电流模式仪表放大器放大交流信号	38
KW-1401 放大具有大直流偏移的交流信号以用于低功耗设.....	51
KW-1402 抗混叠 Sallen-Key 滤波器设计	63
KW-1403 用于低功耗 Σ - Δ 型 ADC 的分立抗混叠滤波器设计	72
KW-1404 用于传感器激励的大电流基准电压源.....	81
KW-2400 全桥应变计传感器的 SPICE 模型	91
KW-2401 半桥应变计传感器的 SPICE 模型	99
KW-2402 铂 RTD 传感器的 SPICE 模型	109
KW-2403 四分之一桥接应变计传感器的 SPICE 模型	115
KW-2404 J 型热电偶传感器的 SPICE 模型	123

电路设计常见问题解答

KW-1100 双极性输入、全差分输出、单电源 ADC 驱动器

设计 - Guy Hoover

常见问题解答：设计双极性输入、全差分输出 ADC 驱动器时需要考虑什么

简介

大多数 ADC 驱动器电路既需要正电源电压，也需要负电源电压，并且其电源电压超过 ADC 的输入范围。此要求是为了确保输入和输出级具有足够的裕量摆幅。有时候，由于预算或空间约束，无法同时拥有正负供电轨。为了解决这个问题，我们将介绍需要采取哪些步骤来设计双极性输入、全差分输出 ADC 驱动器，同时确保达到所需的噪声和失真性能。

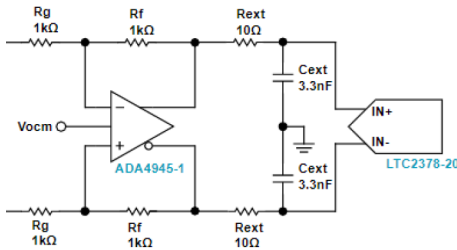


图 1. ADC 驱动器和 ADC

图 1 中的电路为差分输入 ADC 提供了一个 ADC 驱动器，该驱动器采用单电源供电，经调整后支持 $\pm 0.8V_{REF}$ 的输入信号范围。

设计规格示例

对于本例，设计要求规格如表 1 所示

表 1. 设计目标主要规格

规格	设计要求
输入单端	+/-4Vp
输出差分	+/-4Vp
输出共模	2.5V
电源+Vs/-Vs	+5.75V/0V
ADC 全差分	20 位
Vref	5V
THD	-120dB
SNR	98db

此示例使用图 1 所示的电路，其中 ADC 驱动器选择全差分放大器(FDA)ADA4945-1 (其包括抗混叠滤波器)，ADC 选择 20 位 1Msps 的 LTC2378-20。

从图 1 可以看出，ADA4945-1 被配置为单端转差分驱动器。为此例选择的 ADC 是 LTC2378-20，通常大多数 ADC 具有从 0 到 V_{REF} 的绝对输入范围，应注意 LTC2378-20 具有数字增益压缩模式，该模式可将输入信号范围的上限重新调整到 $0.1V_{REF}$ 到 $0.9V_{REF}$ 之间的值，因此 ADC 输入驱动器的电压输出摆幅要求得以降低。

设计技巧/注意事项

- 如果需要更大或更小的信号范围，可以修改 R_F/R_G 的比率。
例如，如果需要 +/-10V 的信号范围，可以增加 R_G ，而 R_F 保持原始值不变。
可以使用下式来重新计算 R_G ： $R_G = (V_{IN}/V_{OUT}) * R_F$
其中：
 $V_{OUT} = ADC_{IN+}(MAX) - ADC_{IN-}(MIN)$
 $V_{IN} = V_{IN}(MAX) - V_{IN}(MIN)$ 。
- 如果驱动器和 ADC 之间的滤波器没有足够的建立时间，则会产生增益误差。根据具体应用，很小的增益误差可能是可以容忍的，但无法建立也可能导致失真，必须避免这种情况。

欲了解有关建立的影响的更多信息，请使用 ADI 公司的[精密 ADC 驱动器工具](#)，该工具提供了一种快速简便的方法来查看典型性能并获得电路 SNR 和 THD 性能的估计值。

- 对提供给 ADC 的信号带宽的限制由电阻 R_{filt1} 、 R_{filt2} 和电容 C_{filt1} 、 C_{filt2} 的限值决定。该滤波器有助于降低 ADC 输入端的噪声。如果 ADC 输入未缓冲的话，该滤波器还有助于将输入驱动器 [ADA4945-1](#) 的输出与 ADC 输入产生的采样毛刺隔离开来。

设计步骤

(ADA4945-1 电路定义参见图 2)

1. [ADC \(LTC2378-20\)](#)

满量程输入 $\pm V_{FS}$ ，使能数字增益压缩

$$V_{REF}=5V$$

$$\pm V_{FS}=\pm 5V*0.8=\pm 4V$$

2. [驱动放大器\(ADA4945-1\):](#)

V_{OCM} 将被偏置到 $V_{REF}/2$ 。

$$\text{增益} = V_{OUTdm_pp}/V_{INdm_pp}$$

$$\text{增益} = 8V_{pp}/8V_{pp} = 1$$

根据数据手册，为获得最佳 THD， R_F 和 R_G 使用 $1k\Omega$ 。
如果 SNR 比 THD 更重要， R_F 和 R_G 可以使用 499Ω ，这样 SNR 可提高 1dB。

2.1 驱动放大器(ADA4945-1)输出摆幅:

该驱动放大器具有差分输出，摆幅为 V_{OCM}

计算 V_{OUT+} 和 V_{OUT-} 的正负输出摆幅

$$V_{OCM} = \frac{V_{REF}}{2} = \frac{5V}{2} = 2.5V$$

$$V_{OUTdm} = \pm 4V$$

$$V_{OUTdm} = V_{+OUT} - V_{-OUT}$$

For $V_{OUTdm} = +V_{FS}$:

$$V_{OUTdm} = 4V$$

$$V_{+OUT} = V_{OCM} + \frac{V_{OUT_dif}}{2}$$

$$V_{+OUT} = 2.5V + \frac{4V}{2} = 4.5V$$

$$V_{-OUT} = V_{OCM} - \frac{V_{OUT_dif}}{2}$$

$$V_{-OUT} = 2.5V - \frac{4V}{2} = 0.5V$$

因此，对于该应用，ADA4945-1 输出必须能够在 $0.5V$ 至 $4.5V$ 范围内摆动。

2.1 驱动放大器(ADA4945-1)输入摆幅:

对于

$V_{OUTdm} = +V_{FS}$ 计算输入共模电压:

$$V_{OUTdm} = +4V, +D_{IN} = 4V, -D_{IN} = 0V,$$

$$V_{OUT+} = 4.5V, V_{OUT-} = 0.5V$$

$$V_{+IN} = +D_{IN} \left(\frac{R_F}{R_F + R_G} \right) + V_{-OUT} \left(\frac{R_G}{R_F + R_G} \right)$$

$$V_{+IN} = +4V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) + 0.5V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) = 2.25V$$

$$V_{-IN} = -D_{IN} \left(\frac{R_F}{R_F + R_G} \right) + V_{+OUT} \left(\frac{R_G}{R_F + R_G} \right)$$

$$V_{-IN} = 0V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) + 4.5V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) = 2.25V$$

对于 $V_{OUTdm} = -V_{FS}$

计算输入共模电压:

$$V_{OUTdm} = -4V, +D_{IN} = -4V, -D_{IN} = 0V, V_{OUT+} = 0.5V, V_{OUT-} = 4.5V$$

$$V_{+IN} = +D_{IN} \left(\frac{R_F}{R_F + R_G} \right) + V_{-OUT} \left(\frac{R_G}{R_F + R_G} \right)$$

$$V_{+IN} = -4V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) + 4.5V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) = 0.25V$$

$$V_{-IN} = -D_{IN} \left(\frac{R_F}{R_F + R_G} \right) + V_{+OUT} \left(\frac{R_G}{R_F + R_G} \right)$$

$$V_{-IN} = 0V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) + 0.5V \left(\frac{1k}{1k + 1k} \right) = 0.25V$$

对于此应用，ADA4945-1 输入必须能够在 $0.25V$ 至 $2.25V$ 范围内摆动

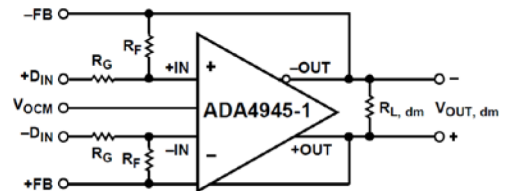


图 2. ADA4945-1 电路定义

3. 驱动放大器(ADA4945-1)输入共模

数据手册:

$$-V_S \leq V_{CM} \leq (V_S - 1.3V)$$

应用:

$$V_{+IN_min} \leq V_{CM} \leq (V_{+IN_MAX})$$

$$0.25V \leq V_{CM} \leq 2.25V$$

$$V_{+IN_min} = (V_{+IN_MAX}) + 1.3V$$

$$+V_S = (V_{+IN_MAX}) + 1.3V$$

$$+V_S = 2.25V + 1.3V = 3.55V$$

$$-V_S = V_{+IN_min}$$

$$-V_S = 0.25V$$

4. 驱动放大器(ADA4945-1)输入共模

数据手册:

1kΩ 负载

应用:

$$V_{+OUT_min} \leq 0.5V, (V_{+OUT_MAX}) = 4.5V$$

$$-V_{S_min} = (V_{+OUT_min}) - 0.1V$$

$$-V_{S_min} = 0.5V - 0.1V = 0.4V$$

$$+V_S = (V_{+OUT_MAX}) + 0.1V$$

$$+V_S = 5V + 0.1V = 4.6V$$

5. 基准电压源(LTC6655-5)电源电压

数据手册:

工作电压:

$$(V_{OUT} + 0.5V) \leq +V_S \leq (13.2V)$$

应用:

$$V_{OUT} = 5V$$

$$+V_{S_OUT_min}$$

$$+V_{S_min}$$

假设 4.5% 电源

(负载、线路、初始精度、温度):

$$+V_{S_min}$$

使用 $+V_S = 5.75V$

如果 $V_{REF} = 4.096V$, 则电源可能是 $+V_S = 5V$, SNR 降低大约 2dB。

6. 驱动放大器(ADA4945-1) V_{OCM} 设置

$$(-V_S + 0.4) \leq V_{OCM} \leq (+V_S - 1.4V)$$

应用:

应用 V_{OCM} 在允许的范围内。

$$-V_S = 0V, +V_S = 5.75V, V_{OCM} = 2.5V$$

$$(-0 + 0.4) \leq V_{OCM} \leq (5.75 - 1.4V)$$

$$(+0.4) \leq 2.5V \leq (4.35V)$$

应用 V_{OCM} 调整:

$$V_{OCM} = \frac{+V_S * R3}{R4 + R3}$$

$$R4 = R3 \frac{+V_S - V_{OCM}}{V_{OCM}}$$

选择 $R3 = 10k\Omega$

$$R4 = 10k\Omega \frac{5.75V - 2.5V}{2.5V} = 13k\Omega$$

设计仿真

使用图3所示的[精密 ADC 驱动器工具](#)估算建立时间、噪声和 THD 性能。精密 ADC 驱动器工具目前不允许移动 V_{OCM} 中心点, 因此有必要在 $-V_S$ 上放置一个小偏置电压, 以使该工具能够正确仿真。

由于假设使用 4V 基准电压, 所以精密 ADC 驱动器工具使用更保守的 4.8V 最小 $(+V_S) - (-V_S)$ 电源电压来实施计算。

在使用 5V 基准电压的情况下, 精密 ADC 驱动器工具仿真之所以使用 4V 基准电压, 是因为当使能数字增益压缩时, 此电压是实际可用的信号范围。可以看到, 驱动器工具警告说, 所选 ADC 驱动器会显著降低整体噪声性能。另请注意, RF 和 RG 是 ADC 驱动器噪声的主要来源。若将 RF 和 RG 降至 499Ω, SNR 性能将提高约 1dB。表 2 总结了设计目标与从仿真获得的结果。

表 2. 设计目标与仿真

参数	设计目标	仿真
SNR	98dBFS	98.7dBFS
THD	-120dB	-123dB

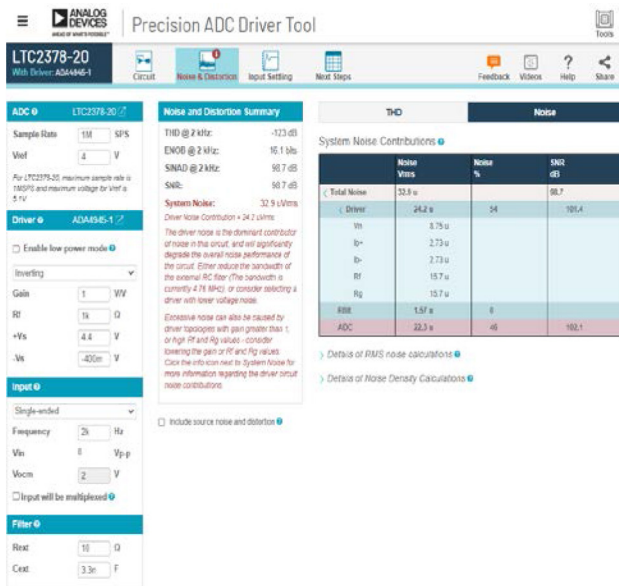


图 3. 精密 ADC 驱动器工具：噪声和 THD 结果

测量结果

查看所示结果，ADC SNR 性能与数据手册中的典型值 102dB 相差 2dB，THD 性能与数据手册中的典型值 -125dB 一致，如图 4 所示。表 2 总结了设计目标与测量结果。

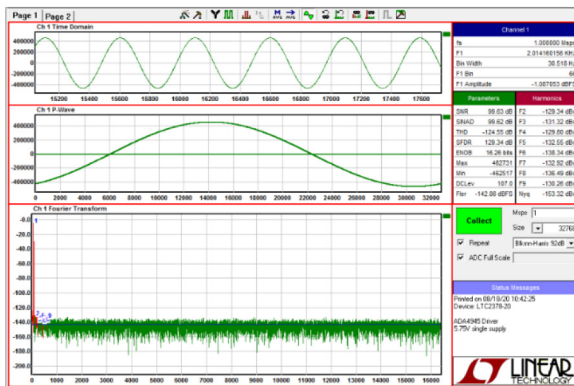


图 4. 评估软件 - 测量结果

表 3. 设计目标与测量值

参数	设计目标	测量值
SNR	98dBFS	99.6dBFS
THD	-120dB	-124.6dB

图 5 突出显示了电源电压降到 5.2V 以下时的电路性能，可以看出，性能迅速劣化。该数据是在 25°C 时测得的，需要注意的是，在更低或更高的温度下，性能可能会更早地开始下降。电路处理的变化也可能导致性能开始下降的电压不同。

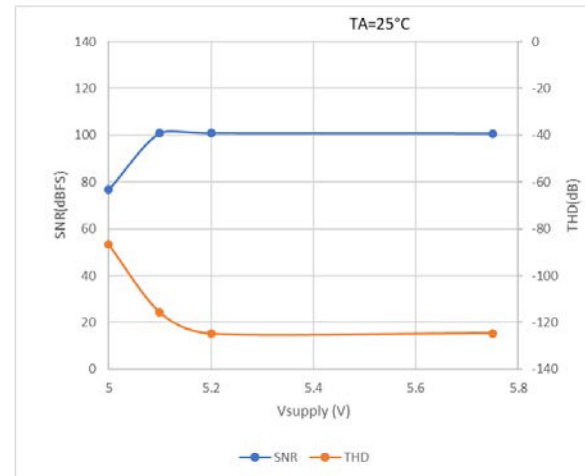


图 5. 电路性能与电源电压的关系

参考资料

LTSPICE®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

ADI 公司的**精密 ADC 驱动器工具**提供专门的仿真环境，在此环境中工程师可以快速确定驱动放大器和 R-C 滤波器选择对 ADC 信号链总体性能的影响。

常见问题解答: RTD 传感器的 ADC 模拟前端 (AFE)

简介

此 KWIK (Know-how With Integrated Knowledge — 技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了应对特定设计挑战的分步指南。对于给定的一组应用电路要求, 本文说明了如何利用通用公式应对这些要求, 并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。

工业中的一个常见做法是为特定应用需要的各种传感器使用一个通用 ADC, 然后为每种传感器开发一个独特的模拟前端(AFE)。本文将重点介绍 3 线 RTD 的 AFE, 它适用于多种材料类型的 RTD。

设计规格

主要设计规格如表 1 所示。使用 2.5V 基准电压源的 16 位分辨率 ADC, 对于 10Ω 铜 RTD 将能实现 0.5°F 的温度分辨率,

对于其他类型 RTD 可实现更精细的温度分辨率。图 1 是电路框图, AFE 包含在虚线中。1mA 激励电流是 RTD 设计使用的典型值, 因为当 RTD 处于最大值时, 此电流几乎能填满 ADC 输入范围, 同时它能最大程度地减少 RTD 的自热误差。图 2 是 AFE 的详细原理图。

术语 RTD 代表电阻温度器件, 通常是具有适中的正电阻温度系数的绕线式器件。多种金属可以用作 RTD 导线, 其中铂具有高稳定性和较大的温度范围, 因而使用最广泛。RTD 使用的其他金属有镍和铜。对于给定类型的 RTD, 电阻对温度 (0°C 和 100°C 之间) 的平均斜率称为 α 。铂 RTD 没有单一标准的 α , 其值有 0.003923、0.003850 和 0.00392。RTD 有 2、3、4 线配置。连接 RTD 的引线的电阻不容忽视, 因为 RTD 是阻性器件, 电路中的任何外来电阻都会导致温度指示出现误差。大多数 RTD 信号调理电路提供了补偿引线电阻的方法。如果电路补偿了引线电阻, 那么 RTD 和信号调理器之间的每条导线之间的不匹配可能是误差源。对于 100Ω 铂 RTD, 0.38Ω 的不匹配将导致 1°C 的误差。对于 10Ω 铜 RTD, 仅需 0.04Ω 的不匹配就会导致相同的误差。

表 1. 设计规格

输入范围	精度	分辨率	激励电流	电源 Vdd/Vee	Vref
1-650Ω	0.025% FS	10mΩ/位 @ 16 位单极性 100Ω Pt 0.06°F (0.03°C) 120Ω Ni 0.025°F (0.014°C) 10Ω Cu 0.45°F (0.25°C)	1mA	±15V	+2.5V

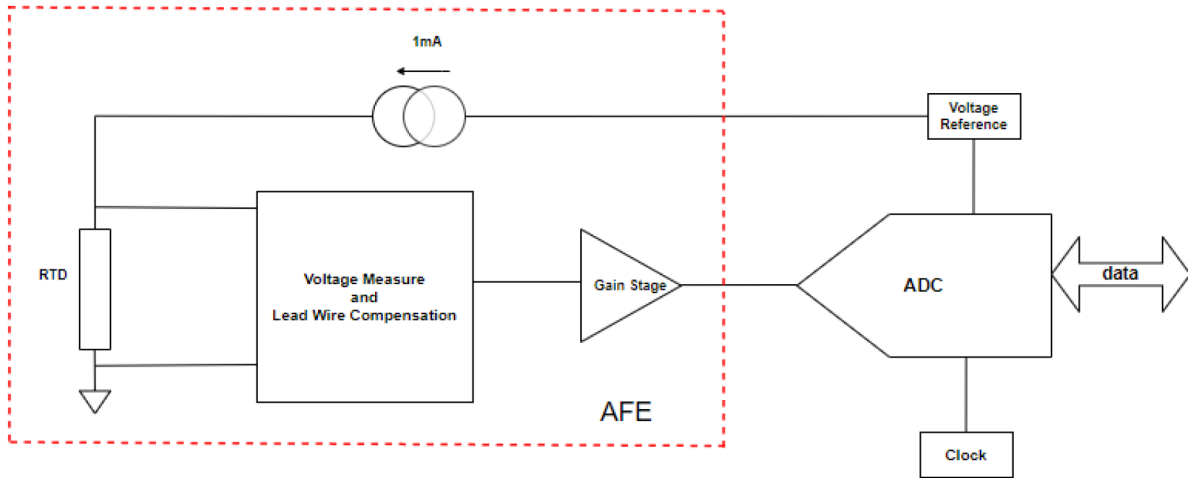


图 1. 框图

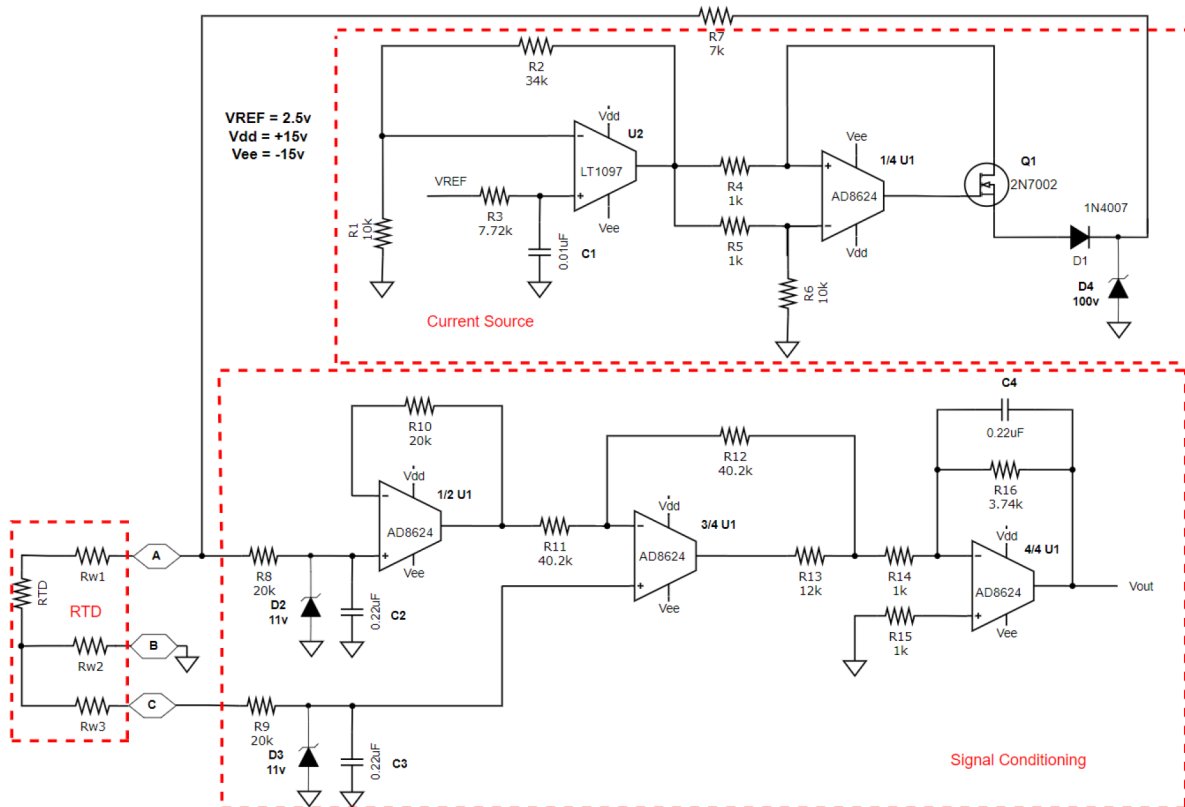


图 2. AFE 的详细原理图

设计描述

该设计让一个恒定的已知电流流经传感器，从而将 RTD 的电阻转化为电压，然后测量相应的电压降。该设计利用多个精密元件来实现所需的精度，并使-40°C 至 85°C 工作温度范围内的输出电压漂移最小化。构成设计的元件包括精密四通道运算放大器、精密单通道运算放大器和定制电阻网络，该电阻网络中的电阻对展现出非常低的匹配电阻温度系数 (tempco, 5ppm/°C)，电阻比匹配准确度为 0.5%。该设计执行引线补偿，并提供传感器开路指示。

设计技巧/注意事项

1. 多家电阻制造商提供各种封装的匹配电阻对。有些制造商仅提供一小部分值以供选择，有些制造商则允许您选择所需的任何值，只要这些值在一定范围内即可。例如，来自 Koa Speer 的 CNN 系列可提供 1k 和 100k 之间的任何两个电阻，其相对 TCR 为 5ppm/°C，电阻比匹配准确度为 0.05% 或 0.1%。此类产品适用于 R1/R2、R4/R5、R11/R12 和 R14/R16。
2. 如果需要 120vac 的输入过压保护，则 R7 应为高功率电阻（大概 3W）。
3. 如果需要 120vac 的输入过压保护，则 R8 和 R9 应为高功率电阻（大概 2W）。
4. R6 应为 5ppm/°C、0.5% 绝对精度（或更好）、1/8W 分立电阻。
5. R3、R10 和 R15 可以为 1% 电阻。
6. 对于使用 2.5v 基准电压源的 16 位 ADC，单极性输入的 LSB 的权重为 38uV。

设计步骤

(参见图 2)

1. RTD 1mA 激励电流

选择 1mA 的 RTD 激励电流是以下两方面折衷的结果：一方面要使 RTD 元件的自热效应引起的误差最小化，另一方面要达到所需的分辨率。100Ω 铂 RTD 在 700°C 时的电阻为 345Ω。1mA 电流将产生 0.345mW 的功耗。对于铂传感器，每毫瓦功耗引起的误差为 0.34°C，因此自热误差约为 0.117°C

或 4 LSB。设计的 1mA 电流源具有大约 9v 的顺从电压，如下式所示：

$$\text{顺从电压} = 11\text{v} - V_{R4} - V_{ds}(Q1) - V_{d1} \approx 9\text{v} \quad (\text{式 1})$$

使用此信息可确定 R7 的值(7k)。当意外将 120vac 作用于现场终端时，R7 可限制流出或流入 RTD 电路的电流。激励电流的产生始于 2.5v 基准电压，U2 将其放大到 11vdc。U2 的输出作用于一个由 1k 和 10k 电阻组成的分压器上，导致 1mA 电流流过该分压器。分压器中的 10k 电阻两端产生的电压充当 $\frac{1}{4}$ U1 的反相引脚的输入。放大器通过其反馈网络迫使同相输入的电位等于反相输入的 10vdc。反馈网络中有一个 n 沟道 MOSFET (Q1)，它与 $\frac{1}{4}$ U1 一起形成电压至电流转换器，Q1 提供使运算放大器保持稳定所需的 180°相移。当运算放大器使 Q1 导通时，一个电流即流过 R4、Q1、D1、R7、RTD，然后流至地。电流由运算放大器 U1 提供，并由 R5 两端的电压降设置为 1mA（即 1k 上的 1v）。如果沿电路路径的所有电压降之和不会超过此恒流源的 9v 顺从电压，那么恒流源将会正常工作。电阻 R7 用于保护该分支电路的输入。考虑到 R7 上的 7V 压降之后，此电路可支持的最大 RTD 电阻（包括引线电阻）限值约为 1668Ω。设计的其他部分将 RTD 电阻（不包括引线电阻）限制为约 660Ω，因此设计最多可支持 500Ω/分支的引线电阻。

2. RTD 电压测量和引线补偿

RTD 两端产生的电压由 $\frac{1}{2}$ U1 缓冲，然后作用于 $\frac{3}{4}$ U1 的反相输入。端口 B 一般通过两段 RTD 引线连接到端口 C。RTD 激励电流流出端口 A，流经 RTD，再通过端口 B 流向地。理想情况下，连接到端口 C 的引线中没有电流流动，因为它连接到具有非常大输入阻抗的 $\frac{3}{4}$ U1 的同相输入。因此， $\frac{3}{4}$ U1 的同相输入端电压等于连接到端口 B 的引线电阻所引起的电压降。 $\frac{1}{2}$ U1 的输出端电压等于连接到端口 A、RTD 的引线上的电压与连接到端口 B 的引线上的电压之和。R13 (12k) 右侧电压由下式给出：

$$V = 2 * V_{Rw2} - (V_{Rw1} + V_{rtd} + V_{Rw2}) = -V_{rtd} \quad (\text{式 2})$$

从式 2 可以看出，引线上的电压降已被消除，这称为引线补偿。引线补偿的精度取决于连接到端口 A 和端口 B 的电缆的匹配程度，专门用于延长 RTD 长度的 3 线电缆可从市场上购得。

3. 最后增益级

设计的最后一级提供-3.74 的标称增益，选择该值是为了满足 ADC 的输入范围（假设为 0-2.5v），并支持 0-668Ω 的电阻，如下所示：

最大 ADC 输入电压/最后增益级的增益 = RTD 上可测量的最大电压

$$2.5/3.74 = 0.668449\text{v}$$

然后

RTD 上可测量的最大电压 * RTD 电流 = 最大 RTD 电阻

$$0.668449 * 1\text{mA} = 668.449\Omega \text{ (式 3)}$$

4. 输入保护

如果 RTD 应用于工业市场（炼油厂、汽车、食品加工等），则应考虑一定程度的输入保护。此设计中显示的一些元件可保护该电路免受端口 A-C 的输入/现场终端的过压情况的影响。二极管 D1 保护 1mA 电流源免受端口 A 处的正过压影响。如果正过压超过一定的值（此处假设为 100v），则齐纳二极管 D4 开始导通。在负过压情况下，齐纳二极管 D4

也能起到保护作用。在到目前为止描述的所有情况中，电阻 R7 (7K)都会限制电流。齐纳二极管 D2 和 D3 保护电压测量电路免受端口 A 和 C 上的过压和欠压情况的影响。这两个齐纳二极管均采用 20k 电阻用于限流 (R8 和 R9)。这些防护元件的散热水平将决定它们能够提供的实际保护水平。

该模块需要防范的另一种过压情况是此电路已上电，但 RTD 尚未连接。在这种情况下，电流源会试图让 1mA 电流进入一个开路，从而将端口 A 的电压驱动到尽可能接近 11v 的水平。此电压随后会被放大，出现在 Vout 上的电压接近 14.5v，然后作用于 ADC 输入。ESD 二极管保护 ADC 输入免受过压影响，因而会导通并吸收来自 4/4 U1 的电流。下面将介绍一种简单的方法来防范这种情况，并最大程度地减少 ADC 中 ESD 二极管流过的电流。此过压保护是通过将 R13 (12k) 放置在 3/4 U1 的反馈环路中实现的，如图所示。当过压事件发生时，额外电流会通过 R13 消耗，从而降低增益级 4/4 U1 的输入端的电压。

设计仿真

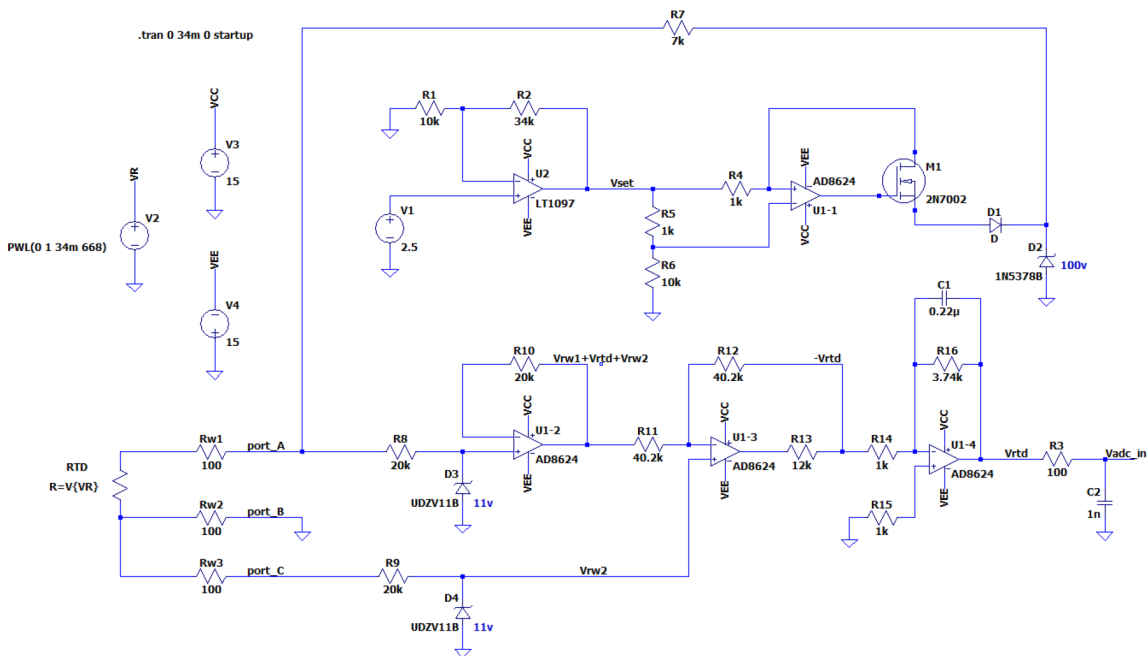


图 3. AFE 的 LTspice 仿真原理图

图 4 中的仿真显示，引线引起的电压降 (R_{w2} 两端) 为 100mV (绿线)，标记为 $V_{rw1} + V_{rtd} + V_{rw2}$ 的节点电压 (蓝线) 从约 200mV (RTD 为 1 Ω 时) 变为 868mV (RTD 为 668 Ω 时)。在此时域仿真中，RTD 的值被定义为一个变量，通过为该 RTD 的电阻指定一个扫描节点电压来扫描

变量值。在原理图中可以看到，RTD 具有 $V\{VR\}$ 的值，而 VR 是电压源 V2 的输出端的网络名称。此电压源被定义为一个分段线性(PWL)源，其值在时间 0 时为 1V，在 34ms 时为 668V。因此，仿真运行 34ms。

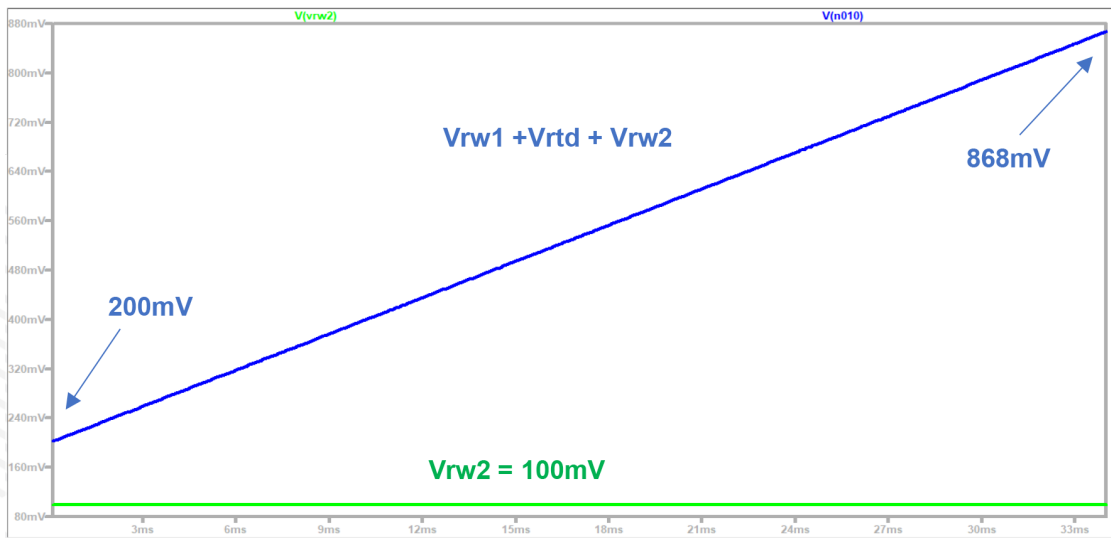


图 4. 显示 U1-3 的输入的仿真结果

图 5 中的仿真显示了对该信号（红线）应用-3.74 的增益满足 0-2.5v ADC 输入范围之后，节点 Vrtid 处加法器 U1-3 的输出电压（绿线）。

在图 6 的仿真中，RTD 未连接，R13 非常小，以便演示上电时会发生什么。可以看到，节点“Vadc_in”的电压（图 7 中的

红线）将达到 U1-4 的上轨，大约 14.56v。需要某种形式的保护来防止这种情况发生，图 8 显示了一种建议方法，即 R13 恢复为 12k 值。R13 调整为 12k 后重新运行仿真，可以看到节点“adc_in”仅达到 3.83v。因此，如果 ADC ESD 二极管箝位到+5v 电源，则在此事件期间它不会导通。

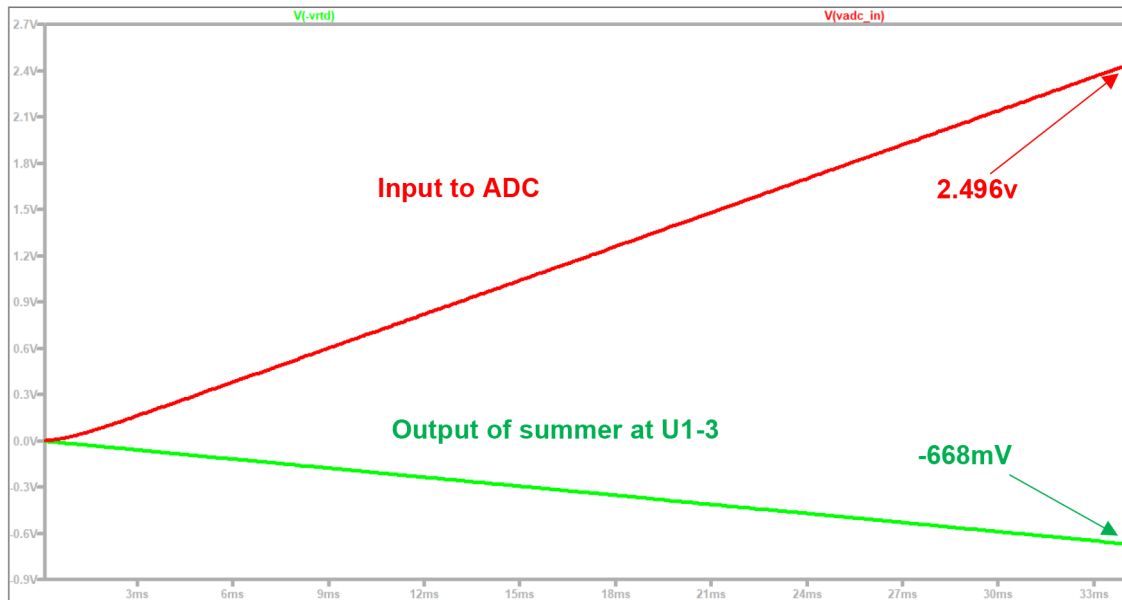


图 5. U1-3 和 U1-4 的输出的仿真结果

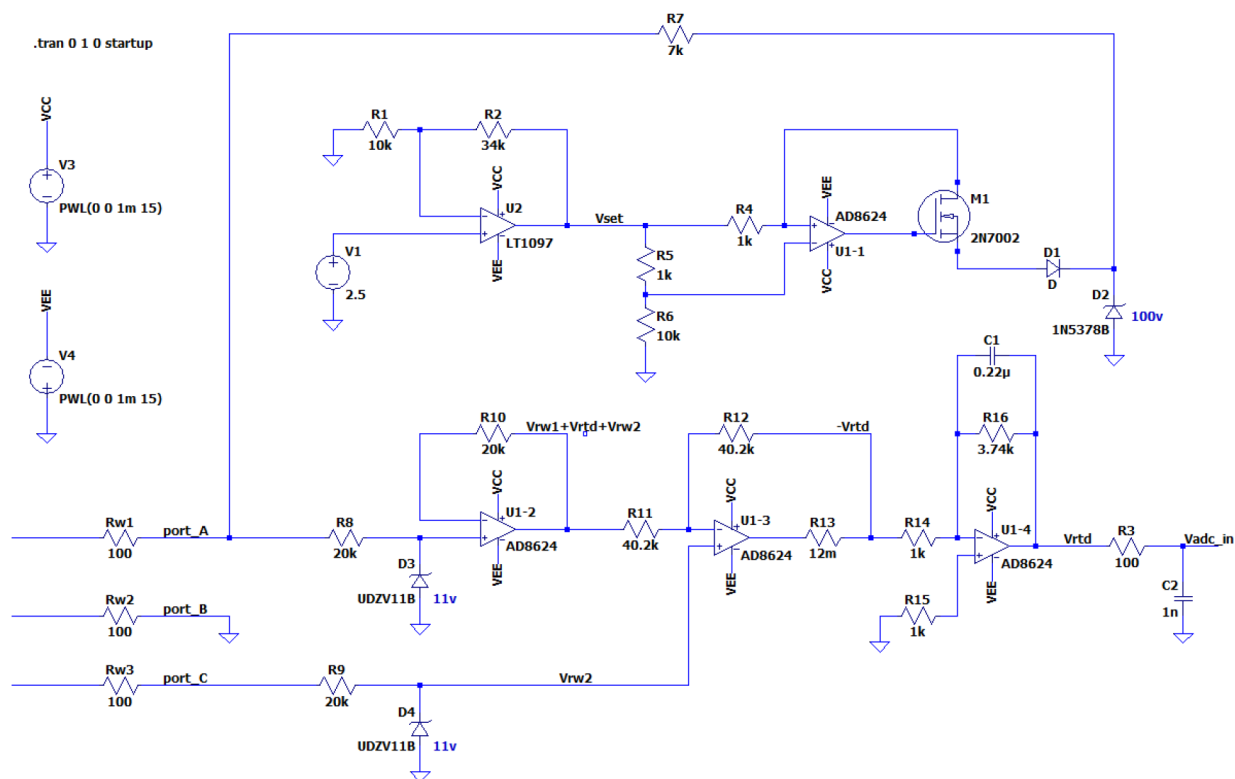


图 6. 传感器开路的仿真原理图

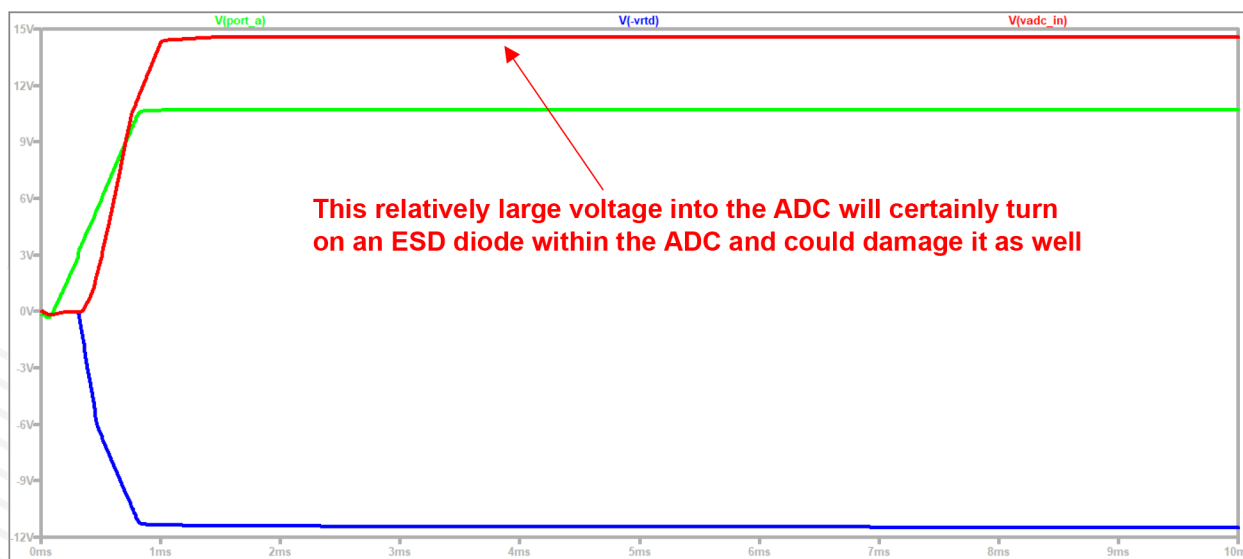


图 7. 上电仿真，未连接 RTD，R13 非常小(12 mΩ)

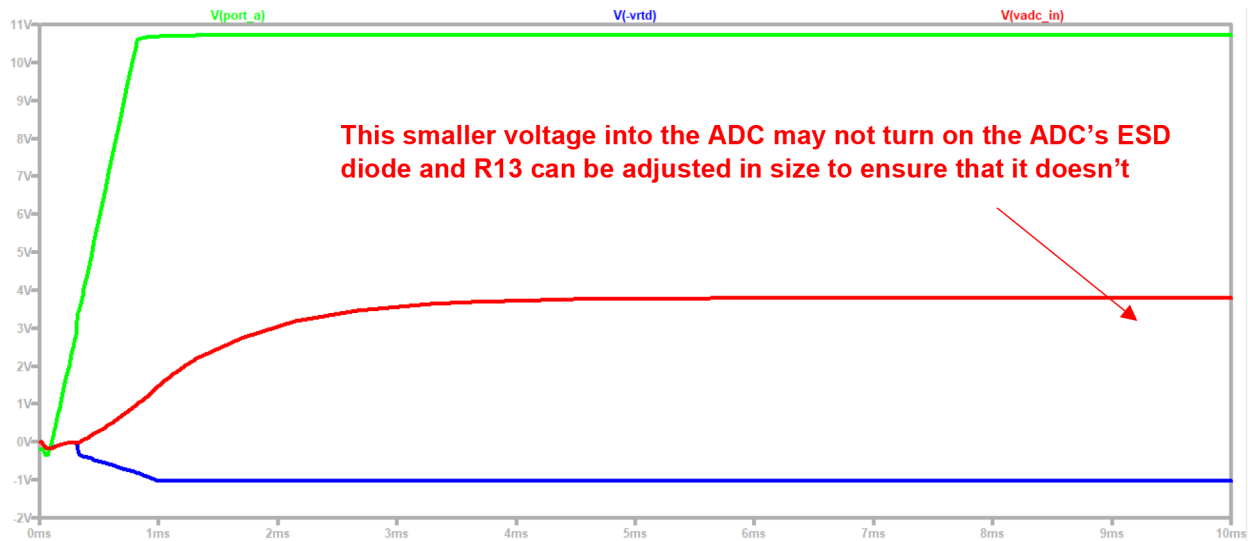


图 8. 上电仿真，未连接 RTD，R13 较大(12 kΩ)

对驱动电流环路(U1-1)的放大器的稳定性的快速检查，是利用图 9 所示的改进仿真原理图进行的。图中添加了一些元件(R100、R101、C100)，以使 U1-1 的输出阻抗更好地匹配

AD8624 数据手册给出的输出阻抗曲线。仿真结果(图 10)显示，在环境温度下电路具有足够的环路增益和相位裕量。

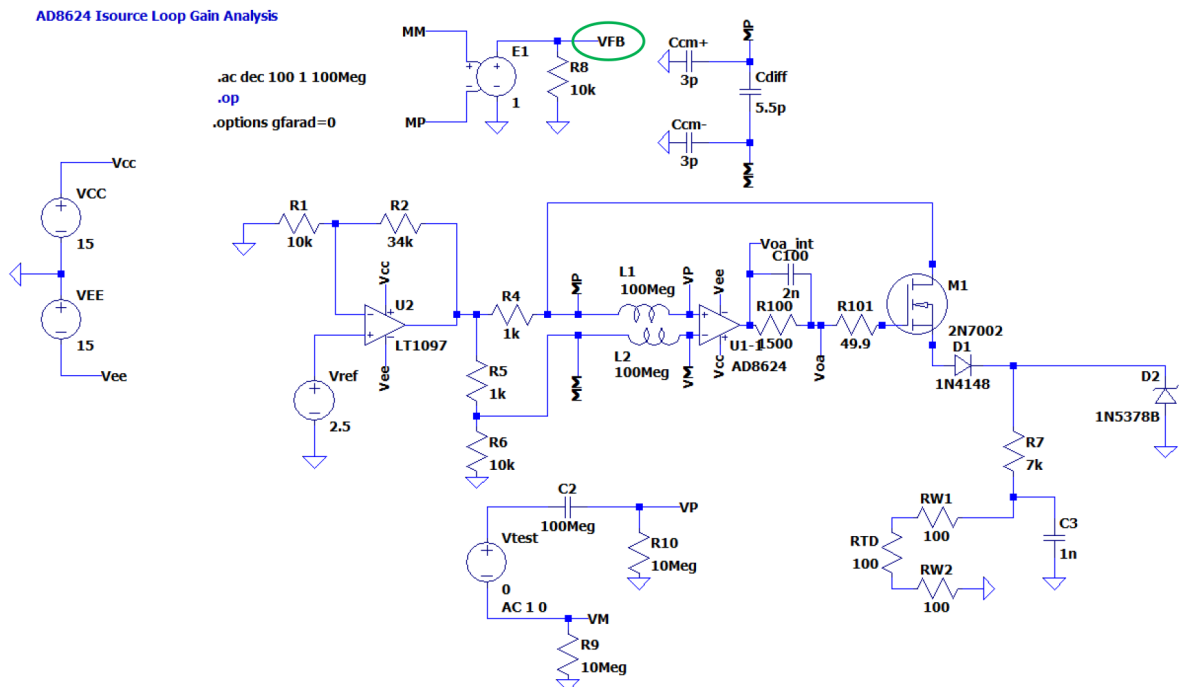


图 9. 用于确定环路增益和相位裕量的仿真原理图

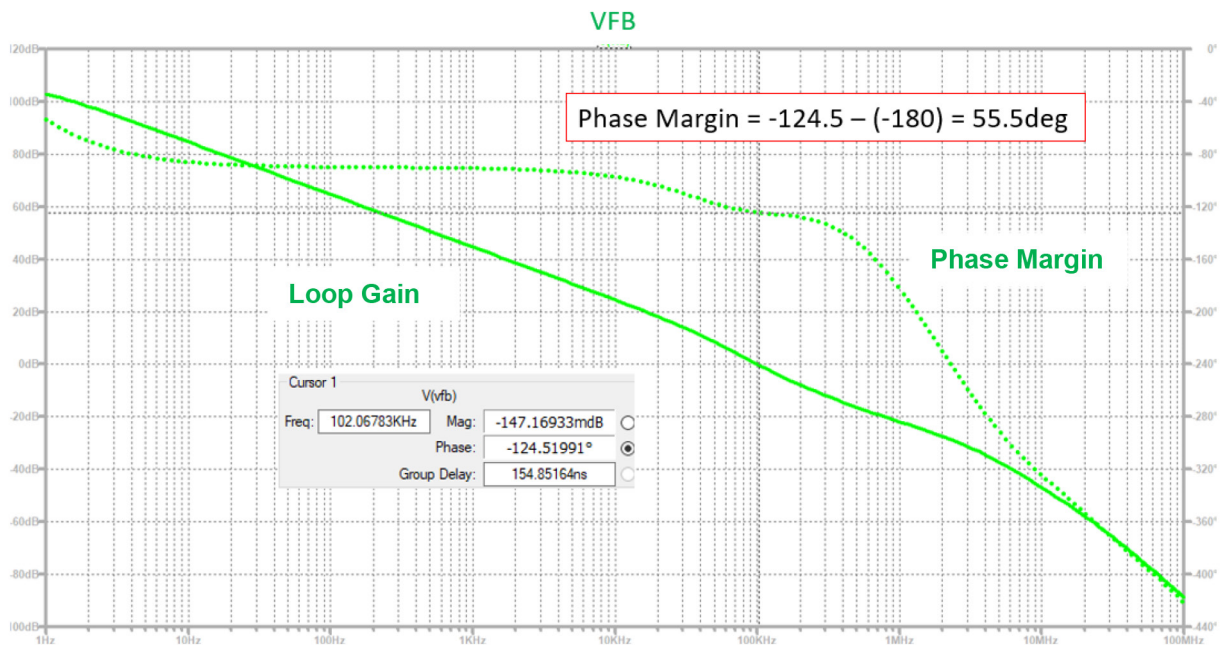


图 10. 环路增益和相位裕量

设计器件

表 2.

产品型号	Vos	输入偏置电流 Ib	失调电压漂移 TC _{Vos}	输入失调电流 I _{os}
AD8624	125uV (最大值), 25C	200pA (最大值), 25C	1.2uV/C (最大值)	200pA (最大值), 25C
LT1097	50uV (最大值), 25C	250pA (最大值), 25C	1.0uV/C (最大值)	250pA (最大值), 25C

参考资料

使用 ADuC8xx 微转换器实现 RTD 接口和线性化

https://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/application-notes/AN-709_cn.pdf

使用 ADuC706x 微控制器实现 RTD 接口和线性化

https://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/application-notes/AN-0970_cn.pdf

LTspice

LTspice®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。LTspice 可从网站 www.analog.com/cn 下载。

电路设计常见问题解答

KW-1201 双极性输入到单极性输出的信号调理

作者：Gerdan Marie Louise Salas



常见问题解答：双极性输入到单极性输出的信号调理

简介

ADC 的输入通常是单极性信号，其摆幅为从地到正满量程。对于在正负满量程之间摆动的双极性信号，需要一个电路驱动器将其转换并压缩到 ADC 输入的单极性范围（参见图 1）。

典型的运放式 ADC 驱动器的调整电路需要基准电压、分压器电阻和运放电源电压。

此 KWIK (Know-how With Integrated Knowledge, 技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了解决特定设计挑战的分步指南。对于给定的一组应用电路要求，本文说明了如何利用

通用公式应对这些要求，并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。

本 KWIK 笔记介绍了针对给定偏置电压 V_{ref} 值进行调整和电平转换的一般步骤。文中给出了利用调整电阻一步一步计算电阻和电容值的指南。本应用笔记解决了一个示例设计问题，其规格如表 1 所示。

设计规格示例

对于本例，设计要求规格如表 1 所示。输入为 -5V 至 5V，如图 1 所示。所需输出为 0.1V 至 4.9V 的单极性信号。对于低失调电压运算放大器， $V_{out} \approx V_c$ 。

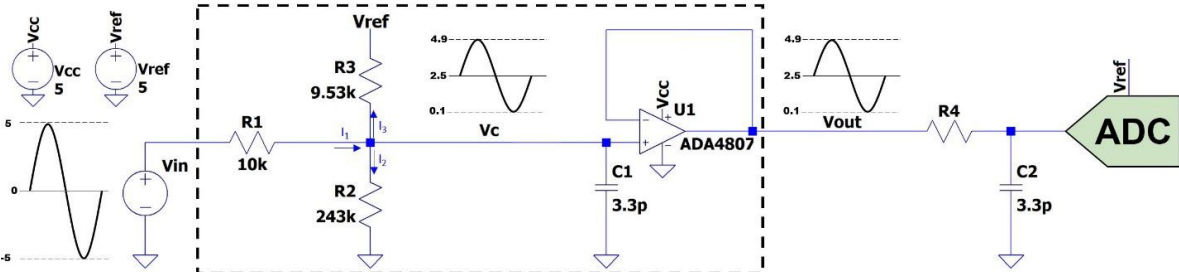


图 1. – 通过调整 and 电平转换实现双极性到单极性转换

表 1. 设计规格

输入(Vin)		输出(Vo)		电源电压		
VinMin	VinMax	VoutMin = VcMin	VoutMax = VcMax	VCC	VEE	Vref
-5V	5V	0.1V	4.9V	5V	0V	5V

设计描述

使用 2 个电阻可实现调整和电平转换。但是， V_{ref} 需要为非标准值（即 5.48V 或 3.38V）。为了消除对非标准 V_{ref} 的需要，利用 3 个电阻通过设置增益和偏移来将 V_{in} 调整到 V_c 。

使用叠加， V_{in} 和 V_{ref} 一次一个地接地。 V_{ref} 接地会产生一个电阻分压器电路，该电路可调整交流输入 V_{in} 。参见图 2。通过节点分析可得出公式 1。

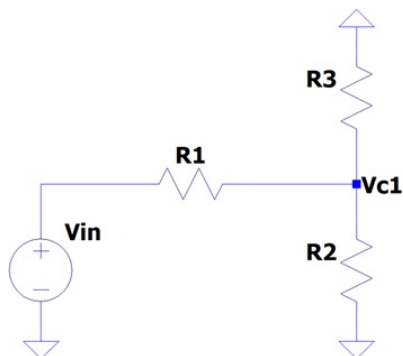


图 2. - 接地 V_{ref}

$$V_{c1} = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} (V_{in}) \quad (\text{公式 1})$$

在图 3 中， V_{in} 接地，连接偏置电压 V_{ref} 。此电路使用相同的电阻设置适当的直流偏置，以对调整后的信号进行电平转换。通过节点分析可得出公式 2。

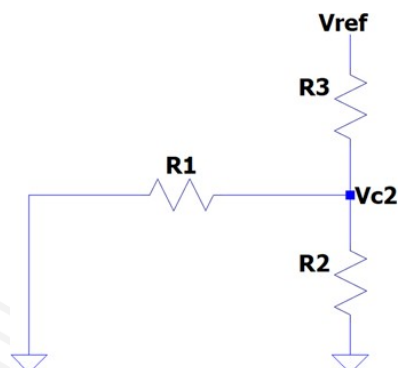


图 3. - 接地 V_{in}

$$V_{c2} = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + (R_1 \parallel R_2)} (V_{ref}) \quad (\text{公式 2})$$

公式 1 和 2 相加即得出经过调整和电平转换的信号 V_c 的一般公式，此公式用 V_{in} 和 V_{ref} 表示。

$$V_c = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} (V_{in}) + \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + (R_1 \parallel R_2)} (V_{ref}) \quad (\text{公式 3})$$

在此示例设计中，期望电路驱动机器自动化和医疗设备应用中使用的 ADC， $V_{ref} = 5V$ ，采样速率为 2MSPS 至 10MSPS。AD4000 可以最高 2 MSPS 的速度运行。ADA4807 是 AD4000 的推荐驱动器之一，在设计示例中用作驱动器。

设计技巧/注意事项

1. 确保遵从运算放大器输入电压范围（共模输入电压）。
2. 使用运算放大器开环电压增益测试条件来建立线性输出范围。（即 ADA4807： $V_S = 5V$ ， $R_L = 1k\Omega$ 接中间电源电压， $0V \leq V_{ICM} \leq +V_S - 1.5V$ ）
3. 勿将运算放大器饱和输出电压摆幅用于线性操作。（即 ADA4807： $V_S = 5V$ ， $R_L = 1k\Omega$ ， $V_{out} = 0.05V$ 至 $+4.95V$ ）
4. 使用电路/系统中可用的电压源（如 V_{ref} ）作为偏置电压，同时考虑其电流驱动能力。
5. 为分压器使用低容差电阻，以最大限度地减少增益误差。
6. 考虑到放大器的输出裕量，运算放大器使用的电源电压应高于 ADC 的正满量程，或者使用轨到轨输出运算放大器。

设计步骤

设计过程中使用节点分析来获得电阻值。使用本节末尾验证的叠加方法，应能获得相同的电阻值。

1. 变量定义

线性运算放大器电路的转换函数可以用直线方程来建模。

$$y = mx + b$$

其中: m = 斜率或比例系数

b = 偏移或电平转换值

$$y = V_{OUT}$$

$$x = V_{IN}$$

从设计主要规格可知, 存在最大值和最小值情况。使用此情况以在数学上定义 m 和 b 。

$$m = \frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}}$$

$$b = V_{cMax} - V_{inMax} * m$$

2. 电阻计算

- 在节点 V_c 处使用节点分析获得运算式。参见图 1。进入节点 V_c 的电流 I_1 等于离开 I_2 和 I_3 的电流。

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$\frac{V_{in} - V_c}{R_1} = \frac{V_c}{R_2} + \frac{V_c - V_{ref}}{R_3} \quad (\text{公式 4})$$

- 下面是 R_3 和 R_2 的简化公式, 由公式 4 以及最大值和最小值情况得出。完整推导见附录。

$$R_3 = \frac{(m)(V_{ref})(R_1)}{b}$$

$$R_2 = \frac{mR_1R_3}{R_3 - m(R_3 + R_1)}$$

- 计算 m 和 b 的值。使用 ADA4807 的线性输出范围, 即 0.1V 至 4.9V。

注: V_c 的线性输出电压范围在运算放大器 ADA4807 的输入共模范围内 ($V_{SY} = 5V$, $V_{CMmin} = -0.2V$, $V_{CMmax} = 5.2V$)。

$$m = \frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} = \frac{4.9V - 0.1V}{5V - (-5V)} = 0.48$$

$$b = V_{cMax} - V_{inMax} * m = 4.9V - 5V(0.48) = 2.5V$$

- 求解 R_3 和 R_2 。为了让计算只有两个未知数和两个方程, 需要设置 R_1 的值。在本例中, $R_1 = 10k\Omega$ 。电阻值越高, 所需的功率就越少, 但需要以更高的噪声为代价。

$$R_3 = \frac{(m)(V_{ref})(R_1)}{b} = \frac{(0.48)(5V)(10k\Omega)}{2.5V}$$

$$R_3 = 9600\Omega \rightarrow \text{标准值 } 9.53k\Omega$$

$$R_2 = \frac{mR_1R_3}{R_3 - m(R_3 + R_1)} = \frac{(0.48)(10k\Omega)(9600\Omega)}{9600\Omega - (0.48)(9600\Omega + 10k\Omega)}$$

$$R_2 = 240k\Omega \rightarrow \text{标准值 } 243k\Omega$$

- 为了降噪, 可以在运算放大器的输入端增加一个电容。使用截止频率公式计算该电容值。需要将截止频率设置为距离目标工作频率至少 1 个十倍频程的值。电容值越低, 带宽越高。本例中将截止频率设置为 10 MHz, 它与仿真中使用的频率相距 2 个十倍频程。

$$F_{cutoff} = \frac{1}{2\pi(R_{equivalent})(C_1)}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(F_{cutoff})(R_{equivalent})}$$

$$\text{其中: } R_{equivalent} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(10MHz) \left(\frac{1}{\frac{1}{10k\Omega} + \frac{1}{9600\Omega} + \frac{1}{240k\Omega}} \right)}$$

$$C_1 = 3.32pF \rightarrow \text{标准值 } 3.3pF$$

3. 叠加公式验证

下面的公式是设计电路的转换函数。将电阻值代入设计描述中的一般公式。根据以上计算， $R_1 = 10k\Omega$ ， $R_2 = 240k\Omega$ ， $R_3 = 9.6k\Omega$

$$V_c = V_{out} = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} (V_{in}) + \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + (R_1 \parallel R_2)} (V_{ref})$$

$$ScalingCoefficient = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} = \frac{\left(\frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3} \right)}{R_1 + \left(\frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3} \right)}$$

$$\frac{\left(\frac{240k\Omega * 9.6k\Omega}{240k\Omega + 9.6k\Omega} \right)}{10k\Omega + \left(\frac{240k\Omega * 9.6k\Omega}{240k\Omega + 9.6k\Omega} \right)} = 0.48 = m$$

$$LevelShift = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + (R_1 \parallel R_2)} (V_{ref}) = \frac{\left(\frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \right)}{R_3 + \left(\frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \right)} (V_{ref})$$

$$\frac{\left(\frac{10k\Omega * 240k\Omega}{10k\Omega + 240k\Omega} \right)}{9.6k\Omega + \left(\frac{10k\Omega * 240k\Omega}{10k\Omega + 240k\Omega} \right)} (5V) = 2.5V = b$$

$$V_{out} = m(V_{in}) + b$$

$$V_{out} = 0.48(V_{in}) + 2.5V \quad (\text{公式 5})$$

$$V_{outMax} = m(V_{inMax}) + b$$

$$V_{outMax} = 0.48(5V) + 2.5V = 4.9V$$

$$V_{outMin} = m(V_{inMin}) + b$$

$$V_{outMin} = 0.48(-5V) + 2.5V = 0.1V$$

代入 $V_{inMax} = 5V$ 和 $V_{inMin} = -5V$ ，根据公式 5 验证 V_{in} 到 V_{out} 映射的正确性。

设计仿真

使用 LTSpice 仿真工具对图 1 所示电路进行仿真，以确定是否满足 0.1V–4.9V 输出范围。图 4 显示了输入信号 V_{in} 与调理后的信号 V_c 。注：仿真使用标准阻值电阻， $R_1 = 10k\Omega$ ， $R_2 = 243k\Omega$ ， $R_3 = 9.53k\Omega$ ， $C_1 = 3.3pF$ 。

在线性输出电压摆幅范围内使用低输入失调电压的轨到轨输入和输出(RRIO)运算放大器，给 V_c 到 V_{out} 带来的误差非常小。图 4 所示仿真使用了 ADA4807。 $V_c(4.7824V_{pp} (0.1243V-4.9067V))$ 与 $V_{out}(4.7825V_{pp} (0.1241V-4.9066V))$ 之间只有细微的差异。

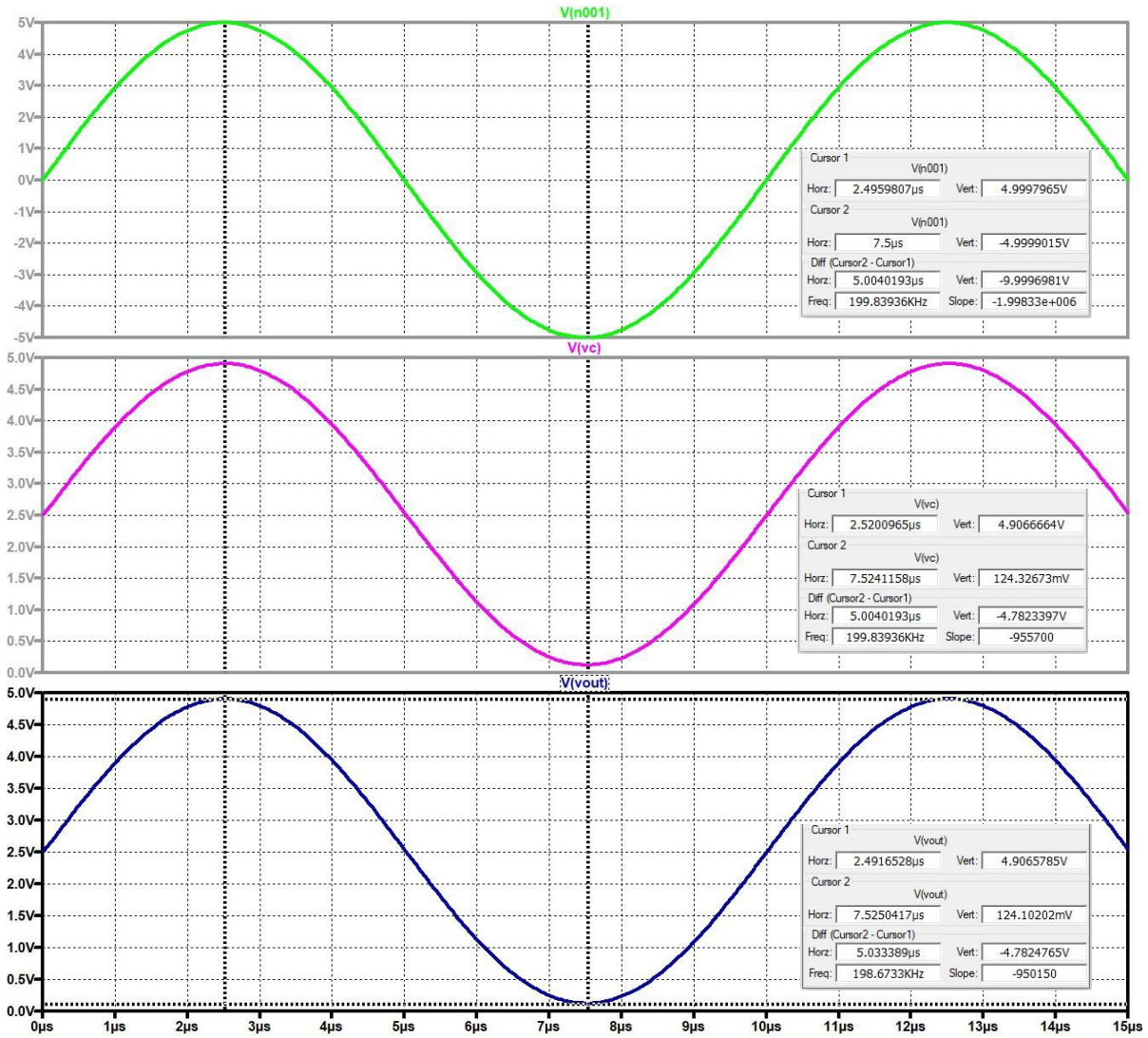


图 4. - 输入信号、调理后的信号与输出信号

设计器件

表 2. 运算放大器

产品型号	输入电压范围 (V)	增益带宽积 (Hz)	压摆率 (V/μs)
ADA4807	-V _S -0.2 至 +V _S +0.2	28M	145/160

参考资料

ADI 公司发布的参考设计电路笔记介绍了计算、设计考虑和基准测量。下面是一些袖珍教程和电路笔记，它们已被证明对编写本应用笔记很有用。

[MT-041：运算放大器输入和输出共模与差分电压范围](#)

[MT-064：仪表放大器直流误差源](#)

[CN-0314 - 采用低功耗仪表放大器的可配置 4-20 mA 环路供电发射器/接收器](#)

LTspice

LTspice®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

附录

R3 和 R2 公式的分步推导过程。

$$\frac{V_{in} - V_c}{R_1} = \frac{V_c}{R_2} + \frac{V_c - V_{ref}}{R_3}$$

$$m = \frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}}$$

$$b = V_{cMax} - V_{inMax} * m$$

最小值情况:

$$\frac{V_{inMin} - V_{cMin}}{R_1} = \frac{V_{cMin}}{R_2} + \frac{V_{cMin} - V_{ref}}{R_3}$$

最大值情况:

$$\frac{V_{inMax} - V_{cMax}}{R_1} = \frac{V_{cMax}}{R_2} + \frac{V_{cMax} - V_{ref}}{R_3}$$

1. 用于推导 R3 的公式

使用最小值和最大值情况的公式求解 R3。

公式 X:

$$\left(\frac{V_{inMin} - V_{cMin}}{R_1} = \frac{V_{cMin}}{R_2} + \frac{V_{cMin} - V_{ref}}{R_3} \right) (V_{cMax}) \rightarrow \frac{(V_{cMax})(V_{inMin} - V_{cMin})}{R_1} = \frac{V_{cMin} V_{cMax}}{R_2} + \frac{(V_{cMax})(V_{cMin} - V_{ref})}{R_3}$$

公式 Y:

$$\left(\frac{V_{inMax} - V_{cMax}}{R_1} = \frac{V_{cMax}}{R_2} + \frac{V_{cMax} - V_{ref}}{R_3} \right) (-V_{cMin}) \rightarrow \frac{(-V_{cMin})(V_{inMax} - V_{cMax})}{R_1} = \frac{-V_{cMin} V_{cMax}}{R_2} + \frac{(-V_{cMin})(V_{cMax} - V_{ref})}{R_3}$$

为了消除另一个变量 R2，将公式 X 和公式 Y 相加。

$$\frac{(V_{cMax})(V_{inMin} - V_{cMin})}{R_1} = \frac{V_{cMin} V_{cMax}}{R_2} + \frac{(V_{cMax})(V_{cMin} - V_{ref})}{R_3}$$

$$\frac{(-V_{cMin})(V_{inMax} - V_{cMax})}{R_1} = \frac{-V_{cMin}V_{cMax}}{R_2} + \frac{(-V_{cMin})(V_{cMax} - V_{ref})}{R_3}$$

$$\left(\frac{(V_{cMax})(V_{inMin} - V_{cMin})}{R_1} \right) + \left(\frac{(-V_{cMin})(V_{inMax} - V_{cMax})}{R_1} \right) = \left(\frac{V_{cMin}V_{cMax}}{R_2} + \frac{(V_{cMax})(V_{cMin} - V_{ref})}{R_3} \right) + \left(\frac{-V_{cMin}V_{cMax}}{R_2} + \frac{(-V_{cMin})(V_{cMax} - V_{ref})}{R_3} \right)$$

$$\frac{V_{cMax}(V_{inMin} - V_{cMin}) - V_{cMin}(V_{inMax} - V_{cMax})}{R_1} = \frac{V_{cMax}(V_{cMin} - V_{ref}) - V_{cMin}(V_{cMax} - V_{ref})}{R_3}$$

分离 R3 并使用给定的项对其进行定义:

$$R_3 = \left(\frac{V_{cMax}(V_{cMin} - V_{ref}) - V_{cMin}(V_{cMax} - V_{ref})}{V_{cMax}(V_{inMin} - V_{cMin}) - V_{cMin}(V_{inMax} - V_{cMax})} \right) (R_1)$$

展开:

$$R_3 = \left(\frac{V_{cMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{cMax} + V_{cMin}V_{ref} - V_{cMax}V_{ref}}{V_{inMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{inMax} + V_{cMin}V_{cMax}} \right) (R_1)$$

简化分子:

$$R_3 = \frac{(V_{cMin} - V_{cMax})(V_{ref})(R_1)}{V_{inMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{inMax} + V_{cMin}V_{cMax}}$$

分母加零:

$$R_3 = \frac{(V_{cMin} - V_{cMax})(V_{ref})(R_1)}{V_{inMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{inMax} + V_{cMin}V_{cMax} + (0)}$$

$$R_3 = \frac{(V_{cMin} - V_{cMax})(V_{ref})(R_1)}{V_{inMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{cMax} - V_{cMin}V_{inMax} + V_{cMin}V_{cMax} + (V_{cMax}V_{inMax} - V_{cMax}V_{inMax})}$$

简化分母:

$$R_3 = \frac{(V_{cMin} - V_{cMax})(V_{ref})(R_1)}{V_{cMax}(V_{inMin} - V_{inMax}) + V_{inMax}(V_{cMax} - V_{cMin})}$$

乘以 1:

$$R_3 = \left(\frac{(V_{cMin} - V_{cMax})(V_{ref})(R_1)}{V_{cMax}(V_{inMin} - V_{inMax}) + V_{inMax}(V_{cMax} - V_{cMin})} \right) (1)$$

$$R_3 = \left(\frac{(V_{cMin} - V_{cMax})(V_{ref})(R_1)}{V_{cMax}(V_{inMin} - V_{inMax}) + V_{inMax}(V_{cMax} - V_{cMin})} \right) \left(\frac{-1}{\frac{V_{inMax} - V_{inMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}}} \right)$$

$$R_3 = \frac{\left(\frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right) (V_{ref})(R_1)}{V_{cMax} - V_{inMax} \left(\frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right)}$$

$$R_3 = \frac{(m)(V_{ref})(R_1)}{b}$$

2. 用于推导 R2 的公式

从最大值情况的公式中减去最小值情况的公式。

$$\frac{V_{inMax} - V_{cMax}}{R_1} = \frac{V_{cMax}}{R_2} + \frac{V_{cMax} - V_{ref}}{R_3}$$

$$\frac{V_{inMin} - V_{cMin}}{R_1} = \frac{V_{cMin}}{R_2} + \frac{V_{cMin} - V_{ref}}{R_3}$$

$$\left(\frac{V_{inMax} - V_{cMax}}{R_1} \right) - \left(\frac{V_{inMin} - V_{cMin}}{R_1} \right) = \left(\frac{V_{cMax}}{R_2} + \frac{V_{cMax} - V_{ref}}{R_3} \right) - \left(\frac{V_{cMin}}{R_2} + \frac{V_{cMin} - V_{ref}}{R_3} \right)$$

$$\frac{V_{inMax} - V_{cMax} - V_{inMin} + V_{cMin}}{R_1} = \frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{R_2} + \frac{V_{cMax} - V_{ref} - V_{cMin} + V_{ref}}{R_3}$$

$$\frac{(V_{inMax} - V_{inMin}) - (V_{cMax} - V_{cMin})}{R_1} - \frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{R_3} = \frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{R_2}$$

分离 R2:

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 (V_{cMax} - V_{cMin})}{R_3 (V_{inMax} - V_{inMin}) - R_3 (V_{cMax} - V_{cMin}) - R_1 (V_{cMax} - V_{cMin})}$$

乘以 1:

$$R_2 = \left(\frac{R_1 R_3 (V_{cMax} - V_{cMin})}{R_3 (V_{inMax} - V_{inMin}) - R_3 (V_{cMax} - V_{cMin}) - R_1 (V_{cMax} - V_{cMin})} \right) (1)$$

$$R_2 = \left(\frac{R_1 R_3 (V_{cMax} - V_{cMin})}{R_3 (V_{inMax} - V_{inMin}) - R_3 (V_{cMax} - V_{cMin}) - R_1 (V_{cMax} - V_{cMin})} \right) \left(\frac{-1}{V_{inMax} - V_{inMin}} \frac{-1}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right)$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 \left(\frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right)}{R_3 - R_3 \left(\frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right) - R_1 \left(\frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right)}$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 \left(\frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right)}{R_3 - (R_3 + R_1) \left(\frac{V_{cMax} - V_{cMin}}{V_{inMax} - V_{inMin}} \right)}$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 m}{R_3 - (R_3 + R_1) m} = \frac{m R_1 R_3}{R_3 - m (R_3 + R_1)}$$

常见问题解答：如何设计跨阻放大器电路以 测量不同尿酸浓度样本

简介

此 KWIK (技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了解决与跨阻放大器(TIA)设计相关的特定设计挑战的分步指南。图 1 所示 TIA 电路在近红外光强度转电流的应用中用作模拟前端。这篇通过举例来阐明的电路设计常见问题解答将聚焦于不同尿酸浓度样本的测量。

此电路使用一个配置为 TIA 的运算放大器来放大光电二极管的与光相关的电流。另外，在没有输入电流的情况下，一个从正电源产生的小偏置电压 V_B 作用于运算放大器的同相输入，以防止输出在负电源轨下饱和。这样，进入光电二极管的光从无光到全光，都能确保运算放大器在其线性工作区域中运行。

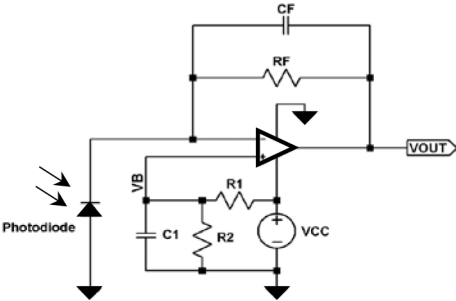


图 1. 光电二极管 TIA 前端电路设计

设计规格示例

本设计选用 Marktech Optoelectronics 的高速 InGaAs PIN 光电二极管 MTPD1346D-100。此光电二极管适合于检测尿酸浓度，因为其工作波长为 800 至 1750nm，而尿酸在该波长范围内具有最大吸收率。光电二极管的反向偏置极小，因此将使用二极管反向电压 $V_R = 0V$ 下的结电容进行稳定性计算。另外，暗电流对放大器输出的影响将被忽略。表 1 列出了光电二极管参数。表 2 总结了设计目标和仿真设计结果。为了实现设

计性能，表 3 显示了所需运算放大器特性的分析以及所选运算放大器 AD8615 的规格。

表 1. 光电二极管参数

参数	条件	典型值
结电容(Cj)	$V_R = 0V$	60 pF
1300nm*1 时的 光电二极管电流(IL)	$E_e = 1mW/cm^2$	150 μA

表 2. 设计目标和仿真结果

参数	目标	仿真
增益	26.67 kV/A (88.5dB ohm)	26.67 kV/A (88.5dB ohm)
Vout (输入电流 = 0 μA)	500 mV	505.465 mV
Vout (输入电流 = 150 μA)	4.5 V	4.510 V
-3dB 带宽	1 MHz	1.3 MHz
相位裕量	> 45°	66.735°
总噪声	< 200 μV_{rms}	204.95 μV_{rms}

表 3. 运算放大器的要求

参数	要求	AD8615
最小电源电压	< 5	2.7 V
静态电流	< 2mA	1.7 mA
输入偏置电流	1 pA	0.2 pA
输入失调电压	< 100 μV	80 μV
输入电容 (CM DM)	< 20 pF	(6.7 2.5) pF
输入电压范围	(V-) + 0.5, (V+)	(V-), (V+)
输出电压范围	(V-) + 0.1, (V+) - 0.1	(V-) + 0.01, (V+) - 0.01
增益带宽积	> 12.5 MHz	24 MHz

设计描述

跨阻放大器(TIA)通常用于放大光电二极管的与光相关的电流。对于单电源光电二极管放大器,需要考虑许多因素,例如稳定性、输入和输出电压范围限制、噪声、直流误差源,包括输入偏置电流和输入失调电压。本设计将介绍单电源应用中使用的光电二极管放大器的正确设计过程。

TIA 的基本配置由运算放大器和反馈电阻组成,如图 2 所示。输入电流施加于反相输入端,并通过反馈电阻放大,反馈电阻进而设置增益。输出电压定义为 $V_{OUT}=I_N \cdot R_F$ 。

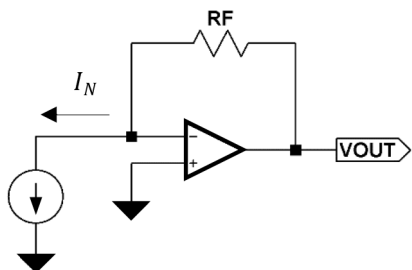


图 2. 基本运算放大器 TIA

本设计的光电二极管以图 3 所示的“光导”模式运行。这意味着光照射将引起一个反向电流通过光电二极管,并导致每个输入电流对应的输出电压线性增加。在运算放大器的反相输入端需要一个反馈电容 C_F ,其作用是保持稳定性并补偿输入电容(光电二极管电容和运算放大器输入电容)。

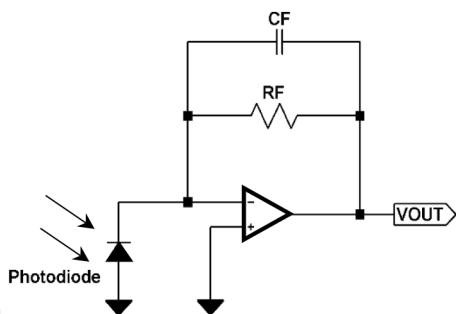


图 3. 光导模式的 TIA

设计技巧/注意事项

1. 考虑 JFET 或 CMOS 输入运算放大器,因为其偏置电流(pA 范围)比 BJT 输入运算放大器(nA 范围)要低得多。偏置电流越低,直流误差电压和输入电流噪声越小。
2. C_F 是有必要的,可以通过分析来设计以使运算放大器保持稳定,然后可以根据所需的脉冲响应、建立时间、信号带宽和噪声带宽来调整计算值。
3. 调整 TIA 以使所需光电二极管电流范围在运算放大器输出的线性工作区内,从而提供最快响应,并使输出免于饱和。单电源应用需要 V_B ,如图 1 所示。检查测试条件下运算放大器针对大信号电压增益的线性工作范围。
4. 为使输出偏移更准确,当 $I_N = 0A$ 时,考虑从经过滤波的直流基准电压生成 V_B 。
5. 使用 C_1 有效滤除 V_B 中的电源和电阻噪声。

设计步骤

对于交流频率分析,极点和零点将在波特图上绘制。各极点或零点出现的频率表示为 f_x ,其中 x 是相关极点或零点的特定字母。 f_{3dB} 表示单个极点的-3dB 频率点,对于大于 f_{3dB} 的频率,它具有幅度为-20dB/十倍频程的斜率。对于大于 f_x 的频率,零点具有幅度为+20dB/十倍频程的斜率。

原理图见图 1,波特图见图 4。

1. V_B , $I_N=0A$ 的输出偏移

AD8615 线性工作范围是从 0.5V 到 5V

选择 $R_1 = 2.49k\Omega$ (标准值),以从 V_{CC} 获得合理的电流。计算 R_2 并选择最接近的标准值。

$$V_B = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_2 = \frac{V_B \cdot R_1}{V_{CC} - V_B}$$

$$R2 = \frac{0.5V * 2.49k}{5V - 0.5V} = 276.6667\Omega \rightarrow 280\Omega$$

用于 VB 噪声滤波的 C1 滤波器电容:

选择 C1 = 1μF 以获得低 f3dB。

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \left(\frac{R1 * R2}{R1 + R2} \right) * C1}$$

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \left(\frac{2.49k * 280}{2.49k + 280} \right) * 1\mu F} = 632Hz$$

2. TIA 增益:

根据表 1, 光电二极管最大电流为 150uA。

$$RF = \frac{V_{OUT(MAX)} - V_{OUT(MIN)}}{I_{N(MAX)}}$$

$$RF = \frac{4.5V - 0.5V}{150\mu A} = 26.667k\Omega \rightarrow 26.7k\Omega$$

3. 反馈电容, CF:

选定 RF 后, 闭环带宽和运算放大器稳定性由 CF 决定。RF 和 CF 一起形成一个闭环极点 fp。根据表 1, -3dB 带宽为 1MHz。

$$fp = \frac{1}{2\pi * RF * CF}$$

$$CF = \frac{1}{2\pi * RF * fp}$$

$$CF = \frac{1}{2\pi * 26.7k * 1MHz} = 5.96pF \rightarrow 6.2pF$$

$$fp = \frac{1}{2\pi * 26.7k * 6.2pF} = 961.42kHz$$

4. 求得光电二极管电容引起的 1/β fz

Cj = 光电二极管电容

$$fz_pd = \frac{1}{2\pi * RF * Cj}$$

$$fz_pd = \frac{1}{2\pi * 26.7k * 60pF} = 99.348kHz$$

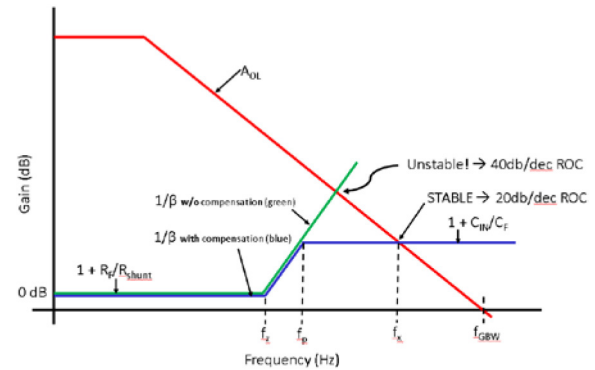


图 4. 运算放大器 Aol 以及补偿和未补偿的 1/β

5. 运算放大器增益带:

在图 4 中, 未补偿的 1/β 显示了 fz (由运算放大器输入和光电二极管电容导致) 造成的运算放大器不稳定影响。在 1/β 和 Aol 相交处, 闭合速率 (1/β 和 Aol 之差) 为 40dB/dec (|Aol 斜率 - 1/β 斜率| = |-20dB/dec - +20dB/dec| = 40dB/dec)。对稳定性的一阶检查需要 20dB/dec 的闭合速率才能稳定运行。

fp 根据所需的最小闭环带宽 1MHz 设置。fp 导致最终 1/β 扁平化, 使得在 fx 时, 最终 1/β 以 20dB/dec 的闭合速率越过 Aol 曲线, 而根据一阶标准, 这是稳定的。

考虑到元件容差以及 Aol 随工艺和温度的变化, 良好的设计规则是按照如下条件设置 fx: fx ≥ 1.5*fp。

高频 1/β 由 1+CIN/CF 给出。

对于初步评估, 请使用 CIN = Cj。

$$1/\beta_{HiF} = 1 + \frac{C_{IN}}{CF}$$

$$1/\beta_{HiF} = 1 + \frac{60pF}{6.2pF} = 10.677 \rightarrow 20.57dB$$

对于单位增益稳定型运算放大器, 其最小单位增益带宽计算如下:

$$GBW_min = fx * (1/\beta_{HiF})$$

$$GBW_min = (1.5 * fp) * (1/\beta_{HiF})$$

$$GBW_min = (1.5 * 1MHz) * (10.667) = 16MHz$$

单位增益带宽 (最小值) :

$$f_{GBW_min} = \frac{GBW_min}{1} = \frac{16MHz}{1} = 16MHz$$

6. 运算放大器寄生效应和运算放大器增益带宽:

如图 5 所示, 运算放大器具有输入差分电容 C_{dm} 和共模输入电容 C_{cm+} 与 C_{cm-} 。对于此 TIA 电路配置, C_{cm+} 通过 C_I 短接到等效交流地 (见图 1) 以支持任何目标频率。

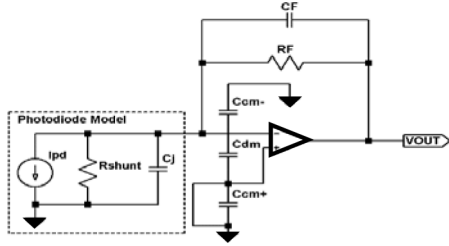


图 5

此 TIA 电路现在的总输入电容为 $C_{IN} = C_j + C_{dm} + C_{cm-}$ 。

使用 AD8615 运算放大器寄生效应的最终计算如下所示 (极点/零点位置参见图 4) :

AD8615 $C_{cm-}=6.7pF$, $C_{dm}=2.5pF$, $f_{GBW}=24MHz$, $C_j=60pF$, $CF=6.2pF$, $RF=26.7k$ 。

$$f_z = \frac{1}{2\pi * RF * (CF + C_{IN})}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi * 26.7k * (6.2pF + (6.7pF + 2.5pF + 60pF))}$$

$$f_z = 79.056kHz$$

$$f_x = \frac{CF}{C_{IN} + CF} * f_{GBW}$$

$$f_x = \frac{6.2pF}{(6.7pF + 2.5pF + 60pF) + 6.2pF} * 24MHz$$

$$f_x = 1.97MHz$$

$$\frac{f_x}{f_p} = \frac{1.97MHz}{961.42kHz} = 2.049$$

请注意, $f_x/f_p \geq 1.5$ 可确保设计具有充足的稳定裕度, 以适应 Aol 频率随 工艺和温度的变化。

7. 噪声分析

运算放大器的同相输入被 $1\mu F$ 电容有效旁路, 因此电阻噪声和电源噪声被认为可忽略不计, 未包括在噪声分析中。其余的主要噪声源包括运算放大电压噪声和电流噪声以及反馈电阻 RF 噪声。分流电阻 (在光电二极管内部) 也会包括在内, 但显示为可忽略不计。见表 4。TIA 噪声计算。

对于 AD8615:

$$V_N = \frac{10nV}{\sqrt{Hz}}, IN = \frac{0.05pA}{\sqrt{Hz}}$$

单极点滚降的噪声带宽 BW_N :

$$BW_N = 1.57 * f_x = 1.57 * 1.97MHz = 3.09MHz$$

噪声计算:

$$\sqrt{BW_N} = \sqrt{1.57 * f_x} = \sqrt{1.57 * 1.97MHz}$$

$$\sqrt{BW_N} = 1758.66\sqrt{Hz}$$

折合到输出端的总噪声:

$$V_{N_RTO} = \sqrt{V_N^2 + V_{N_RF}^2 + V_{N_IN}^2 + V_{N_Rshunt}^2}$$

$$V_{N_RTO} = \sqrt{(213.88\mu Vrms)^2 + (36.98\mu Vrms)^2 + (2.348\mu Vrms)^2 + (0.1911\mu Vrms)^2}$$

$$V_{N_RTO} = 217.07\mu Vrms$$

8. TIA 电路的最终调整:

最终选定运算放大器后, 可能需要调整初始 CF 值, 以使信号具有最优闭环带宽和稳定性。输入电容取决于运算放大器, 因此部分决定了信号带宽、噪声带宽与稳定性的设计权衡。

表 4. TIA 噪声计算

噪声源	电压噪声公式	电压噪声计算	电压噪声 27°C (~300°K)
运算放大器电压噪声假设主要噪声贡献是在较高频率时	$V_N * \left(1 + \frac{C_{IN}}{CF}\right) * \sqrt{1.57 f_x}$	$10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \left(1 + \frac{69.2 pF}{6.2 pF}\right) * 1758.66 \sqrt{Hz}$	$V_N = 213.88 \mu V_{rms}$
反馈电阻	$\sqrt{4kTR_F * 1.57 f_x}$	$\sqrt{4(1.38 \times 10^{-23} J/K)(300K)(26.7k) * 1758.66 \sqrt{Hz}}$	$V_{N_RF} = 36.98 \mu V_{rms}$
运算放大器电流噪声	$I_N * R_F * \sqrt{1.57 f_x}$	$0.05 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} * 26.7k * 1758.66 \sqrt{Hz}$	$V_{N_IN} = 2.348 \mu V_{rms}$
光电二极管分流电阻假设 Rshunt = 1GΩ	$R_{shunt_noise} * \frac{R_F}{R_{shunt}} * \sqrt{1.57 f_x}$	$\sqrt{4(1.38 \times 10^{-23} J/K)(300K)(1 \times 10^9) * \frac{26.7k}{1 \times 10^9} * 1758.66 \sqrt{Hz}}$	$V_{N_Rshunt} = 0.191 \mu V_{rms}$

设计仿真

1. 直流转换功能:

图 6 是直流转换功能的 LTspice 测试电路, 电路使用标准电阻值。测试结果如图 7 所示。对于 $I_N=0A$, $V_{out}=0.50546509V$; 对于 $I_N=150\mu A$, $V_{out}=4.5104647V$, $V_{out}/I_N=26.67kV/A$ 。

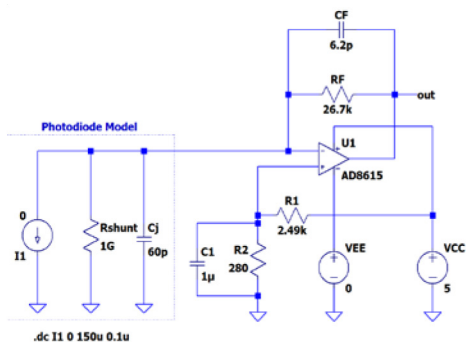


图 6. 直流转换测试电路

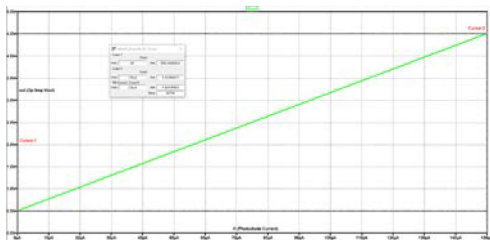


图 7. 交流转换仿真结果

2. 交流转换功能:

图 7 是交流转换功能 LTSPICE 测试电路, 电路使用标准元件值。测试结果如图 8 所示。仿真的 fp (在低频增益为-3dB 处测量) 为 1.3MHz, 略大于设计目标带宽 1MHz。

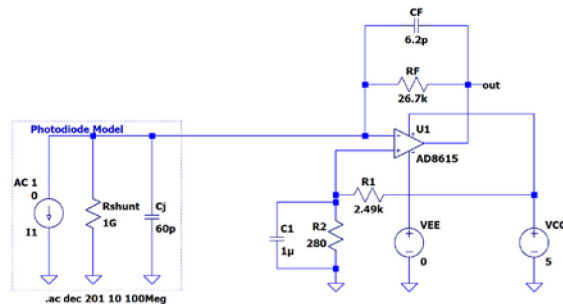


图 8. 交流转换测试电路

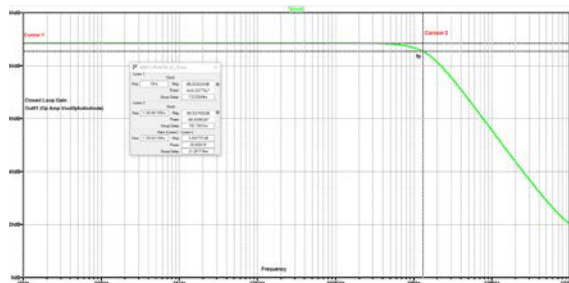


图 9. 交流转换仿真结果

3. 环路增益分析：

图 10 是有补偿的环路增益的 LTspice 测试原理图。图 11 是无补偿的环路增益的 LTspice 原理图。由于环路增益电路使用电感 LT 在 VFB 和 VinM 之间创建一个开路以支持任何目标频率，我们必须在外部添加适当的运算放大器共模电容 Ccm 和差模电容 Cdm。这些电容有必要包括在内，以便应对电路中的 $1/\beta$ 效应。图 12 显示了有补偿和无补偿设计的 Aol 和 $1/\beta$ 曲线。图 13 显示了补偿后的环路增益，在 2.179MHz 时环路增益为 0dB，环路增益相位裕度为 66.7349 度。

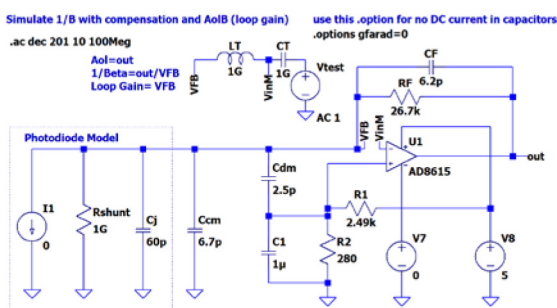


图 10. 有补偿的 TIA 的测试原理图

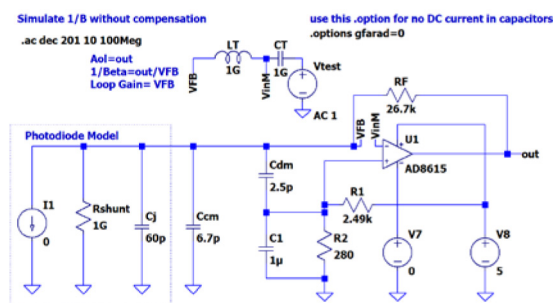


图 11. 无补偿的 TIA 的测试原理图

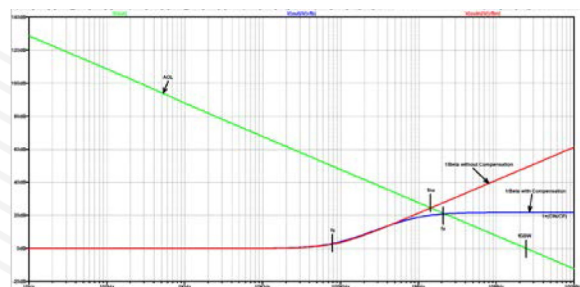


图 12. Aol 和 $1/\beta$ ：有补偿和无补偿

仿真结果

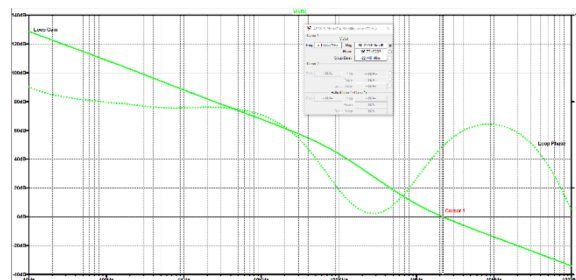


图 13. 有补偿的 TIA 环路增益仿真结果

4. 瞬态分析：

图 14 是有补偿的瞬态响应的 LTspice 测试原理图。图 15 是瞬态分析的仿真结果。光电二极管电流 I1 以 1ns 的时间快速上升/下降，以干扰 TIA 电路，寻找指示临界稳定性的过大过冲和振铃。

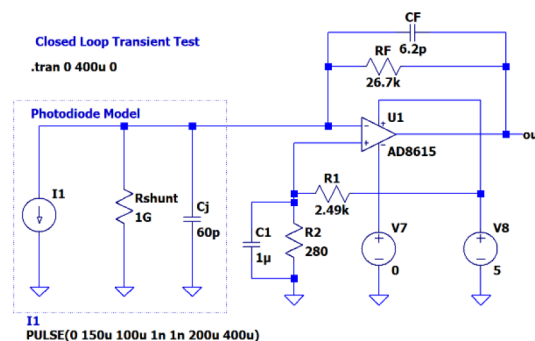


图 14. 快速瞬态的测试电路

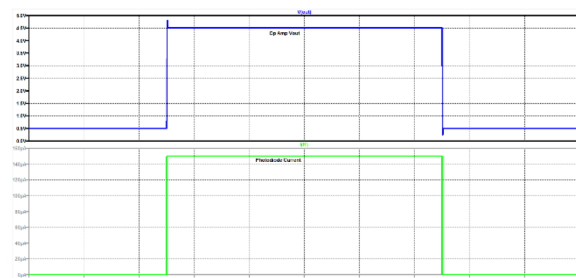


图 15. 快速瞬态仿真结果

5. 噪声分析:

图 16 是噪声分析的 LTspice 测试原理图。图 17 是噪声分析结果。问题是, 为了根据仿真预测均方根噪声, 应使用何种积分带宽。图 17 中的黑线是频谱噪声密度的-20dB/十倍频程斜率。超过约 2MHz 时, 我们看到频谱噪声密度下降, 频率每提高十倍, 噪声电压降低为原来的十分之一。这意味着积分噪声 (或总噪声, 或均方根噪声) 将开始变得稳定。为了在 LTspice 中查看均方根噪声, 在期望带宽上, 右键单击 x 轴, 调整到期望的频率积分范围。然后, 在曲线波形名称 (这里是 V(onoise)) 上悬停的同时, 按下 CTRL+鼠标左键, 随即弹出的窗口将显示积分的频率区间和总均方根噪声。1Hz-200MHz 测得的总均方根噪声显示为 204.95uVrms。1Hz-20MHz 为 197.27uVrms, 1Hz-2MHz 为 119.68uVrms。如果将频谱滚降频率 (这里估计为 2MHz) 乘以 10 得到频率积分带宽上限, 我们将能捕获大部分均方根噪声, 这是噪声仿真规则。RTO 噪声仿真结果为 204.95uVrms。使用表 4 计算的总 RTO 噪声为 217.07uVrms, 设计目标为<200uVrms。噪声仿真结果在手工分析计算设计规则的+/-10%以内。为了对噪声和稳定性进行准确仿真, 任何宏模型都应通过仿真加以验证, 以匹配数据手册的正确 Aol、输入电压噪声、输入电流噪声、输入电容和闭环输出阻抗。由于手工分析使用数据手册, 如果宏模型与数据手册不匹配, 那么相关性将会很差。

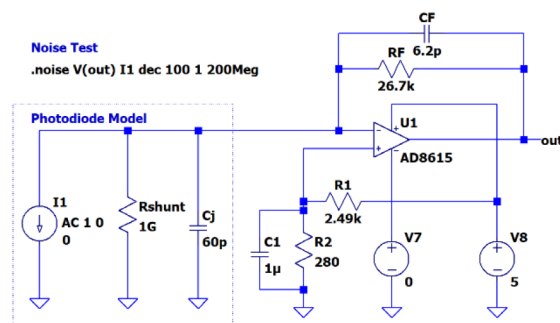


图 16. 噪声测试电路

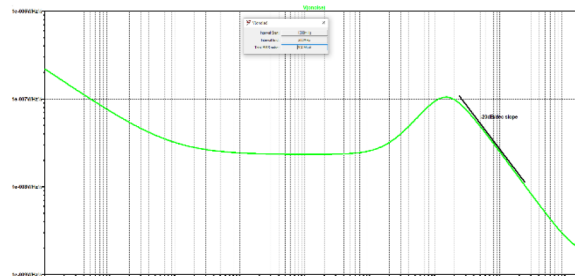


图 17. 噪声仿真结果

设计器件

表 5. 运算放大器

产品型号	Vos (V) 典型 值	Ibias (A) 典型 值	输入电容 (Ccm Cdm) (pF) 典型值	GBP (Hz) 典型值	Vnoise (V/rt-Hz) 典型值	Inoise (A/rt-Hz) 典型值	Iq/放大 器(A) 典型值	输入电 压范围 (V)	输出电压 摆幅 (V)	Vs 范围 最小值/ 最大值 (V)
AD8615	80μ	0.2p	6.7 2.5	24M 线性 Vout = 0.5 V 至 5V	10n @ 10kHz	0.05p	1.7m	(V+)至 (V-)	(V+) – 0.01 V(-) – 0.01	2.7 V 5.5 V

参考资料

[1] [LTSPICE](#)

LTspice®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

[2] [光电二极管电路设计向导](#)

使用光电二极管向导设计跨导放大器电路与光电二极管接口。从工具内置器件库中选择一个光电二极管，或输入自定义光电二极管规格。快速考量权衡。

[3] [传感器信号调理实用设计技术- 第 5 节](#)

Walt Kester、Scott Wurcer 和 Chuck Kitchin，1999 年。本书是一个全面的传感器信号调理手册，包括桥式电路、应力、力、压力、流量测量、高阻抗传感器、位置和运动传感器、温度传感器。信号调理用放大器和 ADC 的基本原理。该部分关于传感器调理电路的相关硬件设计技术部分，介绍了重要的 PC 板布局指南。

[4] [您的运算放大器振荡吗？](#)

关于运算放大器稳定性的应用笔记，包括输入电容的影响。

[5] [稳定性 101：运算放大器的寄生电容](#)

视频，ADI 公司的 Matt Duff 讲解为什么运算放大器反相引脚的寄生电容会引起不稳定。

[6] [稳定性 101：波特图和运算放大器](#)

视频，ADI 公司的 Matt Duff 讲解如何使用波特图来迅速判定运算放大器电路是否稳定。

[7] [稳定性 101：运算放大器的环路增益](#)

视频，ADI 公司的 Matt Duff 介绍确定运算放大器电路是否稳定的关键术语——环路增益。

致谢

主要顾问：

Tim Green，仪器仪表与精密技术部线性产品小组高级应用工程师

Glen Brisebois，仪器仪表与精密技术部线性产品小组应用工程师

Win Kaung，仪器仪表与精密技术部线性产品小组高级应用工程师

Paul Blanchard，仪器仪表与精密技术部产品应用经理

电路设计常见问题解答

KW-1301 15Msps 18 位 ADC 的驱动器设计考虑因素

作者: Frances de la Rama



超越一切可能™

常见问题解答: 为 15Msps 18 位 ADC 设计输入驱动器时应该考虑哪些因素

简介

ADC 驱动器是数据采集信号链设计的关键构建模块。ADC 驱动器用于执行许多关键功能, 如输入信号幅度调整、单端至差分转换、消除共模偏移, 并经常用于实现滤波。本技术诀窍与综合知识(KWIK)电路常见问题解答(FAQ)笔记讨论如何从单端输入信号产生经调整的差分输出信号, 并对信号进行电平转换以确保其满足 ADC 满量程的性能需求。

为了帮助回答这个常见问题, 我们将使用 [LTC6228](#) (一款低噪声、低失真、高速轨到轨输出运算放大器) 和 [LTC2387-18](#) SAR ADC。我们将利用噪声计算显示设计对信号链解决方案的整体 SNR 性能的影响。

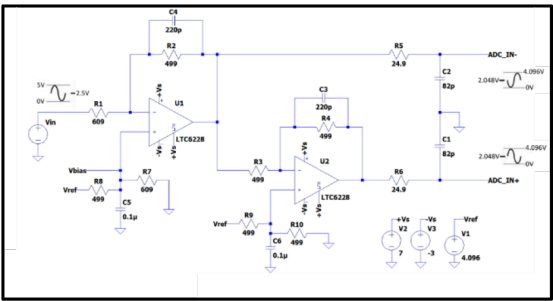


图 1. 通过调整 and 电平转换实现单端至差分转换

设计规格示例

对于本例, 设计要求规格如表 1 所示, 输入信号为 0V 至 5V 正弦波。此设计自始至终将使用图 1 所示的 ADC 驱动器电路。该电路的功能是将单端输入信号转换、调整、移位为适当的差分输出信号, 以便它能轻松地与信号链中的下一级 (即 ADC) 连接。

为了分析图 1 所示电路的性能, 我们将使用信噪比(SNR), 获取每一级的噪声贡献并将其用于整体计算。计算中使用的 [LTC2387-18](#) ADC 的 SNR 和 [LTC6228](#) 的频谱噪声密度均来自相应数据手册中的规格。

表 1. 设计目标主要规格

规格	设计要求
输入单端	0 至 5V
输出共模	2.048V
差分输出	8.192Vp-p
电源+Vs/-Vs	+7V/-3V
ADC 全差分	18 位
Vref	4.096V
SNR	93dB

请注意, 对于本例, 可以忽略 $1/f$ 噪声的影响, 因为目标频率远高于 $1/f$ 区域, 并且选定的元器件 (如图 1 所示) 经过优化可以最大限度地减少噪声贡献。

设计技巧/注意事项

- 在单电源和双电源之间进行选择时, 应考虑如下一些因素: 由于信号链的裕量要求, 单电源可能意味着信号摆幅降低, 这可能导致 SNR 降低; 双电源供电必须产生负电源轨, 增加了复杂性, 但由于可用裕量增加, 信号摆幅可以更高, 因此 SNR 性能高于单电源情况。从表 1 可以看出, 我们使用了 +7V/-3V 的不对称电源, 这种电源电压配置可提供足够的裕量以确保输入和输出范围得以保持。

2. V_{Bias} 如图 1 所示, 此信号用于将第一级的输出信号电平转换为与 ADC 输入匹配所需要的共模电压电平。从图 1 可以看出, 这是通过使用电阻分压器来简单实现的, 其中基准电压 V_{ref} 用作源。

电容 C5 用于消除分压器产生的噪声。

注意:

- 驱动器网络的阻抗应等于反馈网络的阻抗。这一点在无法使用内部偏置电流抵消功能时很重要。这种配置将确保由偏置电流引入的额外失调电压会被降低。
 - 如果使用内部偏置抵消功能, 则应使用高电阻值, 以降低该分压器网络的功耗。
3. 为减少失真误差, RC 滤波器应使用高质量电容 (如 C0G (NP0)) 和电阻。
 4. 使用大于计算值的标准电阻值。
 5. 如果不关心功耗问题, 则两级的反馈电阻和增益电阻值可降至 301Ω , 以提高 ADC 和驱动器信号链的 SNR 性能。

设计步骤

(讨论参考图 1)

• 信号调整和电平转换

- 使用转换函数求解 R1

$$V_o = V_i * \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$$

需要注意的是, 对于低电阻值, [LTC6228](#) 的电压噪声占主导地位。随着电阻增加, 电阻噪声开始占主导地位。随着电阻继续增加, 电流噪声占主导地位。

如果选择 R2 的电阻值为 499Ω , 则设计的噪声和功耗可以取得良好的平衡。

求解 R1

$$R1 = \left| \left(-\frac{V_i}{V_o}\right) * R2 \right| = \frac{5}{4.096} * 499$$

$$R1 = 609.13\Omega$$

- 计算 V_{Bias} 电压值。这是利用 V_i 和 V_o 的共模电压来完成的。目标是将第一级放大器的输出电平转换为 $2.048V$ 。

$$V_{ocm} = 2.048V \text{ 且 } V_{icm} = 2.5V$$

然后计算 V_{bias} , 如下所示:

$$V_{bias} = \frac{V_{icm}R2 + V_{ocm}R1}{R1 + R2} = 2.25V$$

- 计算比率 $\frac{R_8}{R_7}$, 确保达到所需的偏置电压(V_{bias})。假设 $R8 = 499\Omega$ 可在输入引脚处实现平衡阻抗, 然后计算 R7。分压器网络的噪声由 C5 滤除
- $$\frac{R_8}{R_7} = \frac{V_{ref} - V_{bias}}{V_{bias}} = \frac{4.096 - 2.25}{2.25} = 0.82$$
- $$R_7 = \frac{R_8}{0.82} = \frac{499\Omega}{0.82} = 608.5\Omega$$

• 电路噪声分析:

• 第一级输出-电压噪声计算

第一级输出端的总电压噪声(E_{nu1})可使用下式计算:

$$E_{nu1} = \sqrt{(E_{nv} * NG)^2 + (E_{ni} * NG)^2 + (E_{nr} * NG)^2} \quad (1) \quad \text{其中:}$$

E_{nv} - 运算放大器的电压噪声, LTC6228 为

E_{ni} - 电流噪声 * 源阻抗引起的噪声 $\frac{0.88nV}{\sqrt{Hz}}$

E_{nr} - 电阻噪声

计算第一级的噪声增益:

$$NG_{U1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1.819$$

求解电流噪声引起的电压噪声贡献。根据

LTC6228 数据手册, 电流噪声密度为 $\frac{3 \times 10^{-12}}{\sqrt{Hz}}$ 。

$$E_{ni} = i_n * R_{eq}$$

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 247.3\Omega$$

$$E_{ni} = 3 \times 10^{-12} \cdot 247.3 = \frac{0.82 nV}{\sqrt{Hz}}$$

$$E_{nr} = \sqrt{4kTR_{eq}} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 274.27}$$

$$E_{n_r} = \frac{2.124nV}{\sqrt{Hz}}$$

使用公式(1)和计算的值求解 $E_{n_{U1}}$ 。

$$E_{n_{U1}} = \frac{4.442nV}{\sqrt{Hz}}$$

• 第二级输出-电压噪声计算

使用相同的步骤计算第二级的总电压噪声 $E_{n_{U2}}$ 。

$$NG_{U2} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 2$$

$$E_{n_i} = \frac{0.749nV}{\sqrt{Hz}}$$

$$E_{n_r} = \frac{2.026nV}{\sqrt{Hz}}$$

$$E_{n_v} = \frac{0.88nV}{\sqrt{Hz}}$$

利用公式 1 和上面计算的值，第二级的 $E_{n_{U2}}$ 为：

$$E_{n_{U2}} = \frac{4.665nV}{\sqrt{Hz}}$$

• 噪声带宽计算

计算每一级的有效噪声带宽，以将电压噪声转换为有效值噪声。

使用二阶滤波器的第一级有效噪声带宽

使用以下公式求解有效噪声带宽 BW_n 。这里， k 为参考砖墙 LPF 的校正因子，在本例中它是 1.22， n 为滤波器的阶数。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_5C_4C_2}} = 10.63MHz$$

$$f_{-3dB} = f_c * \sqrt{2^n - 1} = 6.84MHz$$

$$BW_{n_{U1}} = f_{-3dB} * k = 6.84 * 10^6 * 1.22 = 8.35MHz$$

第二级有效噪声带宽：三阶滤波器

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_4R_6C_4C_3C_1}} = 5.47MHz$$

$$f_{-3dB} = f_c * \sqrt{2^n - 1} = 2.79MHz$$

$$BW_{n_{U2}} = f_{-3dB} * k = 2.79 * 10^6 * 1.16 = 3.24MHz$$

• 噪声谱密度至有效值噪声的转换

将各级的频谱密度转换为等效有效值噪声。

$$E_{n_{URMS}} = E_{n_U} * \sqrt{BW_n}$$

求解 $E_{n_{U1RMS}}$

$$E_{n_{U1RMS}} = (E_{n_{U1}} * \sqrt{BW_{n_{U1}}})$$

$$E_{n_{U1RMS}} = 4.442 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} * \sqrt{8.35 * 10^6}$$

$$E_{n_{U1RMS}} = 12.83 \mu Vrms$$

求解 $E_{n_{U2RMS}}$

$$E_{n_{U2RMS}} = \sqrt{BW_{n_{U2}} * \sqrt{(E_{n_{U1}} * NG_{U2})^2 + E_{n_{U2}}^2}}$$

$$= \sqrt{3.24 * 10^6 * \sqrt{(4.992 * 10^{-9} * 2)^2 + (4.665 * 10^9)}}$$

$$E_{n_{U2RMS}} = 18.1 \mu Vrms$$

• 计算 ADC 驱动器总噪声

计算 ADC 驱动器的总差分电压噪声。

$$E_{n_{diffRMS}} = \sqrt{(E_{n_{U1RMS}})^2 + (E_{n_{U2RMS}})^2}$$

$$E_{n_{diffRMS}} = 22.2 \mu Vrms$$

• ADC 噪声计算

求解满量程输入信号的 ADC 电压噪声。使用 4.096Vp 或 2.9Vrms， $SNR_{adc} = 95.7dB$ 。

$$E_{n_{adc}} = \frac{E_{s_{adc}}}{10^{\frac{SNR_{adc}}{20}}}$$

$$E_{n_{adc}} = \frac{2.9}{10^{\frac{95.7}{20}}}$$

$$E_{n_{adc}} = 47.6 \mu Vrms$$

• 信号链 SNR 计算

根据计算出的 ADC 驱动器和 ADC 噪声计算预期的 SNR 性能。

a. 满量程输入信号

$$E_{n_{adc+driver}} = \sqrt{(E_{n_{adc}})^2 + (E_{n_{diffRMS}})^2}$$

$$E_{n_{adc+driver}} = 52.5 \mu V_{rms}$$

$$SNR_{adc+driver} = 20 \log \left(\frac{2.9}{52.5 \times 10^{-6}} \right)$$

$$SNR_{adc+driver} = 94.8 dB$$

b. -1.7dBFS 输入信号:

其中 -1.7dBFS = 2.38V_{RMS}

$$SNR_{adc+driver} = 20 \log \left(\frac{2.38}{52.5 \times 10^{-6}} \right)$$

$$SNR_{adc+driver} = 93.1 dB$$

设计仿真

图 1 中电路的性能是使用 LTSpice 仿真工具进行仿真的，以
 确定是否符合主要目标规格。

从仿真试验台得到的结果如图 2-图 6 所示

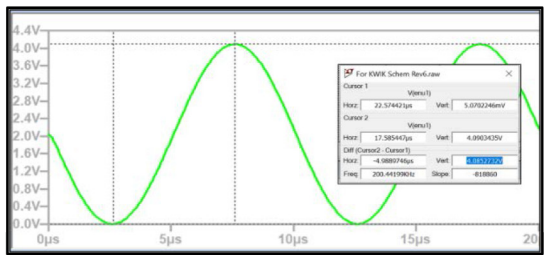


图2. 输入信号调整

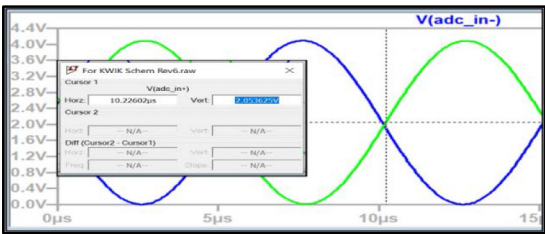


图3. 输出共模电压VOCM

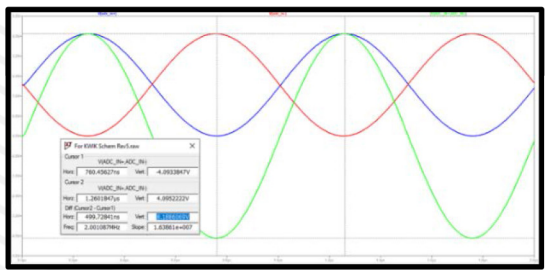


图4. 差分输出

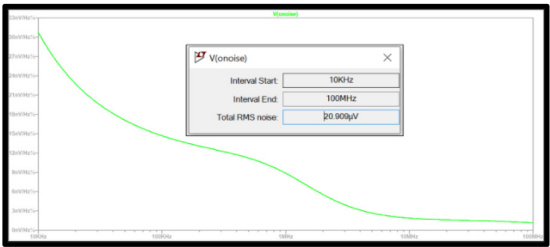


图5. RMS差分噪声

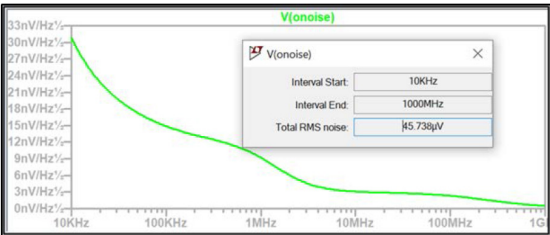


图6. 总噪声，ADC + 驱动器

表 2. 设计目标与仿真

参数	设计目标	仿真
输出单端	4.096 Vp	4.085 Vp
输出共模电压	2.048 V	2.054 V
差分输出	8.192 Vp-p	8.189 Vp-p
ADC 驱动器噪声(RMS)	< 38.46 μV	22.2 μV
驱动器 + ADC 噪声(RMS)	< 61.3 μV	52.5 μV

测量结果

使用 [LTC6228 评估演示板](#) 和 [LTC2387-18 评估演示板](#) 获取测量结果。对于本例，输入信号设置为 -1.7dBFS。此信号链的实测 SNR 为 92.13 dB。该结果比计算出的 SNR (93.1 dB) 低大约 1 dB。1 dB 的差异很可能是由于电路板的寄生效应和所用元器件的容差导致的非理想效应。为实现预期的满量程 SNR，将测量值增加 1.7dB，结果将达到 93.83dB，高于电路设计的目标 SNR 性能。

表 3. 设计目标与测量值

参数	设计目标	测量值
SNR	93.5 dB	93.8 dB

表 4. 高速、低噪声、低失真轨到轨输出运算放大器 [LTC6228](#)

参数	规格
V _{os} 最大值	95μV
I _{Bias} 最大值	-44μA
GBP 典型值	0.88nV/√Hz
I _q	16mA
V _s 范围	±5V

表 5. 18 位 15Msps SAR ADC [LTC2387-18](#)

参数	规格
分辨率	18 位
F _{sample}	15Msps
输入类型	单端，差分
V _{in} 范围	±V _{ref}
SNR	95.7 dB

设计器件

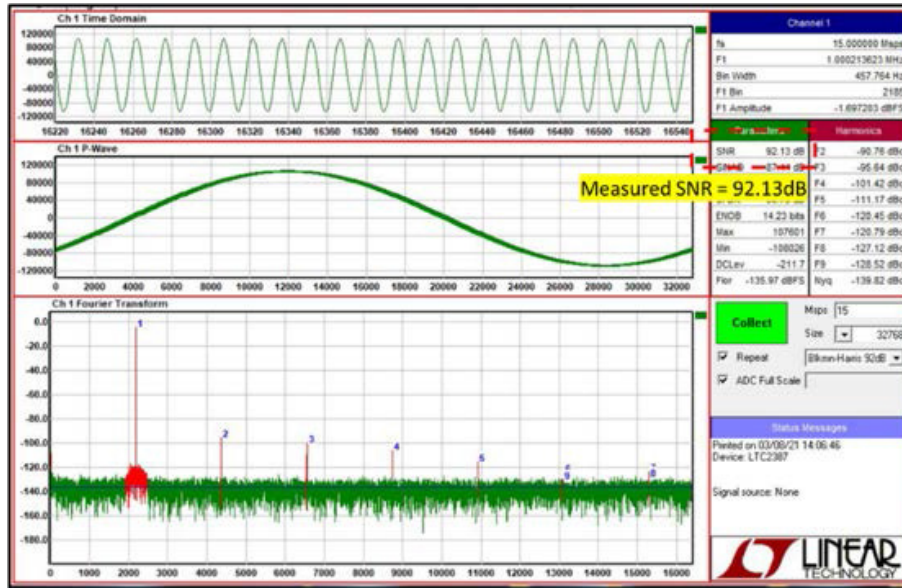


图 7 – 测量的总 SNR，ADC + 驱动器

参考资料

[LTSPICE](#)是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

ADI 公司提供广泛的技术指南用于建立理论基础。以下是一些已被证明有用且值得阅读以了解更多信息的技术指南。

[MT-047 – 运算放大器噪声](#)

[MT-048 – 运算放大器噪声关系：1/f 噪声、RMS 噪声和等效噪声带宽](#)

[MT-049 – 单极点系统的运算放大器总输出噪声计算](#)

[MT-050 – 二阶系统的运算放大器总输出噪声计算](#)

常见问题解答：如何利用间接电流模式仪表放大器放大具有大直流偏移的交流信号

简介

此 KWIK (Know-how With Integrated Knowledge——技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了应对特定设计挑战的分步指南。对于给定的一组应用电路要求，本文说明了如何利用通用公式实现这些要求，并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。

在电磁流量计和生物电测量等应用中，小差分信号与大得多的差分偏移串联。这些偏移通常会限制电路在前端设计中可以获得的增益，进而影响整体动态范围。当使用较低电源电压时，例如在电池供电的信号链中，挑战的难度更大。应对该挑战的一种方案是使用交流耦合测量信号链。典型的交流耦合信号链包括一个低增益仪表放大器，其后是一个高通滤波器和额外的增益级（参阅 [KWIK 1](#)）。在大多数应用中，最好在第一级获得尽可能多的增益，因为这有助于改善信号链中其他增益级的 RTI（折合到输入端）噪声。本电路设计笔记将介绍间接电流模式仪表放大器架构的设计和实现，从而在一级中实现高增益和交流耦合。设计采用 [AD8237](#)，它是一款低功耗、零漂移仪表放大器，具有宽共模和差分输入范围，不过我们的产品组合中还有其他间接电流模式架构器件（[AD8420](#)、[MAX4460](#)、[MAX4208](#)）。这种间接电流反馈仪表放大器的主要好处包括：

- 低功耗架构
- 没有像其他典型架构（例如由两个或三个运放构成的仪表放大器）那样的钻石图限制
- 利用外部电阻匹配可以实现良好的增益漂移性能
- 不依赖电阻匹配便可实现高 CMRR
- 高阻抗基准引脚

实施此设计将有助于消除对任何额外增益级的需求，并支持存在大差分偏移电压的应用。

图 1 所示电路提供了整体原理图，其中选择了间接电流模式仪表放大器 [AD8237](#)。但是，为了在一级中实现高增益和交流耦合，必须在 [AD8237](#) 的反馈环路中实现一个积分器电路。与由两个或三个运放构成的仪表放大器解决方案（其在应用增益后消除偏移）相比，该解决方案可提供更大的增益。对于所提出的架构，偏移校正发生在增益阶段之前，因此仪表放大器可以具有较大增益。这两种架构将在附录中介绍。[ADA4505](#) 运算放大器在反馈环路中用作积分器电路。[AD8237](#) 的输出由积分器输入检测，并驱动 [AD8237](#) 的基准引脚，迫使 [AD8237](#) 的输出为 V_{mid} ，后者是在 [ADA4505](#) 的正输入端设置。即使积分器电路提供低通滤波器功能，在这种情况下，由于其用在反馈环路中，整体电路也会具有高通滤波器转换函数。由于这种作用，它不仅最终会在应用增益之前阻隔任何直流偏移，从而提供比其他解决方案更大的增益，而且它对低电源电压和大偏移更有帮助，因为剩下的工作裕量很有限。积分器电路还通过基准引脚迫使 [AD8237](#) 的输出为选定的电压。实际上，积分器迫使基准引脚相对于 [AD8237](#) 的 FB 引脚的电压与输入的差分电压大小相等但方向相反。

设计规格示例

低功耗应用通常使用单电源，电源电压通常在 1.8 V 和 3.6 V 之间。**图 1** 所示电路的设计选择取决于输入信号和偏移的幅度范围及频率。**图 1** 中电路的主要设计规格示例列在 **表 1** 中。

该电路的设计选择是在 [AD8237](#) 使用低带宽模式的情况下做出的，以便提高增益灵活性和稳定性。

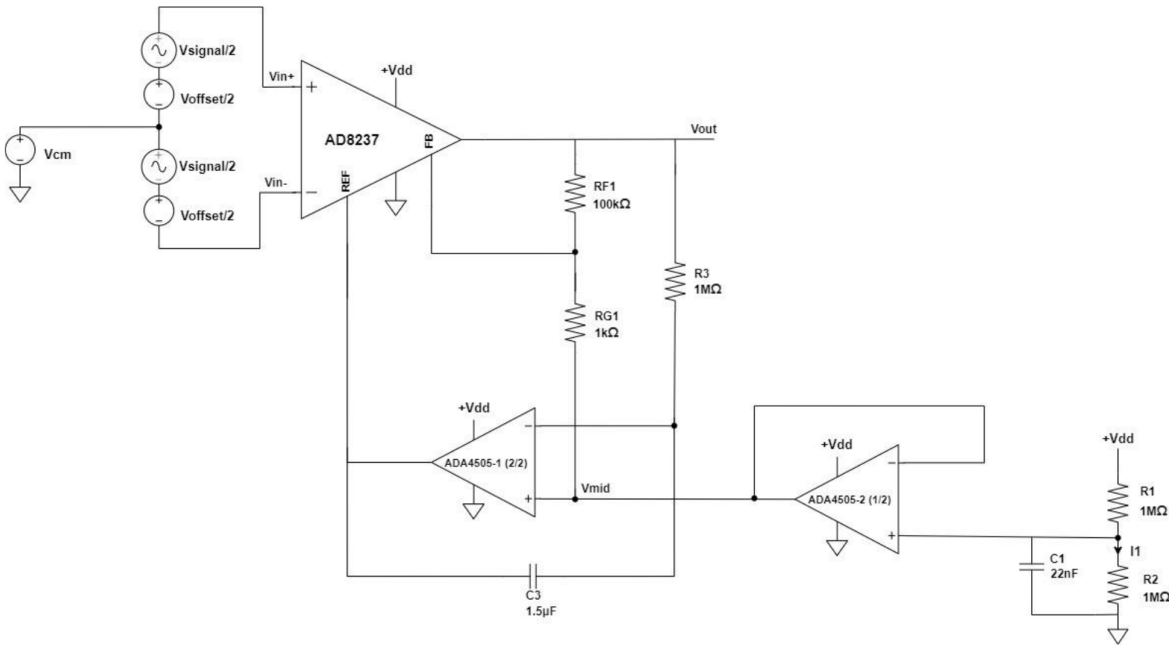


图 1. 采用间接电流模式架构的交流耦合信号调理电路

表 1. 图 1 所示电路的主要设计规格

传感器 V_{offset} 最大幅度	传感器 V_{signal} 最大幅度	传感器 V_{signal} 最小/最大频率	传感器共模 (V_{CM})	电源 $V_{\text{DD}}/V_{\text{SS}}$	最大电源电流	V_{mid} 输出共模
$\pm 1\text{V}$	$\pm 6\text{mV}$	20Hz/220Hz	1.65V	+3.3V/0V	200uA	1.65V

设计描述

图 1 所示电路由低功耗、轨到轨仪表放大器 [AD8237](#) 和零输入交越失真运算放大器 [ADA4505](#) 组成。这两个器件均可由最低 3.3 V 电源 V_{DD} 供电。

此电路可以输出一个电压 V_{out} ，该电压表示输入端的交流信号 V_{signal} 去除直流偏移电压 V_{offset} 并经放大后的信号。此电路生成的 V_{mid} 电压用于将 [ADA4505](#) 的正输入和 [AD8237](#) 增益

级输出共模设置为中间电源电压。 V_{mid} 由分压器 (R_1 、 R_2) 生成，并由另一个 [ADA4505](#) 缓冲。[AD8237](#) 采用超小型封装 (MSOP)，[ADA4505](#) 采用紧凑型晶圆级芯片规模封装 (WLCSP)。

设计注意事项

1. [ADA4505](#) (1/2)的正输入 V_{mid} 将设置 V_{ref} ([AD8237](#) 的基准引脚) 的值, 从而设置输出 V_{out} 。鉴于共模输入电压与输出范围的关系或“钻石图”, 为确保两个供电轨之间的输出摆幅最大, 大多数仪表放大器的最优值为中间电源电压($+V_{DD}/2$)。下面的设计仿真部分将介绍一种对此有帮助的[钻石图工具](#)。
2. 考虑电路总电源电流时, 电阻值 R_1 和 R_2 的选择也很重要。电阻选择需要权衡噪声与功耗。对于此电路, 最好选择较大的电阻值以最大程度地减少额外的电源电流。针对该电阻分压器, 增加的额外电源电流将是:

$$I_1 = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2}$$

- 对于电阻分压器 (R_1 、 R_2), 可以增加一个电容 C_1 以对噪声进行限带, 并减少对 V_{DD} 的 50/60Hz 或其他干扰。电容越大, 噪声滤波越好, 但上电时 V_{mid} 需要更长的时间才能稳定下来。建立到 1% 以内所需的时间估计为:

$$t_{settleV_{mid}} = 5 \times \frac{R_1 \times R_2 \times C_1}{R_1 + R_2}$$

3. 选择无源元件值 (电阻和电容) 时, 应考虑容差。对于电阻分压器 (R_1 、 R_2), 目标 V_{mid} 值可能会移动, 这会影响 [AD8237](#) 和 [ADA4505](#) 的输出摆幅范围 V_{out} 。

从图 1 所示电路可知, 转换函数将有两个截止频率, 它们是来自反馈中 [ADA4505](#) 积分器电路的高通滤波器的结果和 [AD8237](#) 带宽引起的低通滤波器响应。这可能会引入一些增益误差, 该误差与积分器([ADA4505](#))的截止频率和 [AD8237](#) 带宽相关。因此, 高通截止频率和低通截止频率须有一定的范围。取决于截止频率彼此接近的程度, 增益误差百分比可能会改变。

4. 如果应用需要使用高阻抗传感器, 可以在 [AD8237](#) 输入端之前使用诸如 [ADA4505](#) 或 [MAX40023](#) 之类的缓冲器, 以提供更高输入阻抗和更低输入偏置电流。在整个温度范围内, [AD8237](#) 输入偏置电流最大值为 1nA。

设计步骤

1. 用于设置 V_{mid} 的分压器:

考虑设计注意事项的第 2 点, 对于图 1 中的电路, 外围元件的值设置为 $R_1 = R_2 = 1M\Omega$, 以使电源电流的贡献保持在 1 μA 左右。

$$I_1 = \frac{3.3V}{1M\Omega + 1M\Omega} = 1.65\mu A$$

[ADA4505](#) 之前的电阻分压器的输出:

$$V_{mid} = V_{DD} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3.3 \times \frac{1M\Omega}{1M\Omega + 1M\Omega} = 1.65V$$

假设 R_1 和 R_2 的容差为 5%, 并考虑到 [ADA4505](#) 偏移:

$$V_{mid} = 1.65V \pm 82mV$$

为了消除电阻的交流电源干扰和噪声, 设置 C_1 使得截止频率至少小于 V_{signal} 最低频率 20Hz。

注: 请注意, 如果需要对噪声进一步限带, 电容值可以更大。

$$20Hz < \frac{1}{2 \times \pi \times C_1 \times \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$\frac{1}{20Hz \times 2\pi \times \frac{1M\Omega \times 1M\Omega}{1M\Omega + 1M\Omega}} < C_1$$

$$15.9nF < C_1$$

在这种情况下, C_1 设置为 22nF, 其提供的频率为:

$$\frac{1}{22nF \times 2\pi \times \frac{1M\Omega \times 1M\Omega}{1M\Omega + 1M\Omega}} = 14.5Hz$$

2. 仪表放大器(AD8237)增益值 V_{signal} :

考虑电磁流量传感器输出的峰峰值信号幅值范围通常是从 $\pm 75\mu\text{V}$ 到 $\pm 6\text{mV}$ 。对于图 1 所示电路, 峰峰值信号幅度范围将设置为 $V_{\text{signal}} = 6\text{mV}$ 峰值, 频率为 30Hz。

然后, 考虑 AD8237 输出摆幅范围对供电轨的限制。这些值可以在数据手册的“输出摆幅”部分中找到。保守起见, 我们使用 $+25^\circ\text{C}$ 时 $R_L = 10\text{k}\Omega$ 摆幅情况:

$$0.05\text{V} < V_{\text{out}} < V_{\text{DD}} - 0.05\text{V}$$

对于 3.3V 电源:

$$0.05\text{V} < V_{\text{out}} < 3.25\text{V}$$

由于输出是全差分式, 因此最差情况下输出相对于 V_{mid} 的摆幅将是:

对于正输入信号 ($V_{\text{midmax}} = 1.732\text{V}$):

$$1.732\text{V} \leq V_{\text{out}} \leq 3.25\text{V}$$

$$+\text{SwingRange}_{\text{AD8237}} = 3.25\text{V} - 1.732\text{V} = 1.518\text{V}$$

对于负输入信号 ($V_{\text{midmax}} = 1.568\text{V}$):

$$0.05\text{V} \leq V_{\text{out}} \leq 1.568\text{V}$$

$$-\text{SwingRange}_{\text{AD8237}} = 1.568\text{V} - 0.5\text{V} = 1.518\text{V}$$

现在为了设置增益, 计算总预期差分输入信号, 并使用正负摆幅范围的下限来设置最大摆幅范围:

$$\text{Max Gain}_{\text{AD8237}} = \frac{\text{Max Swing Range}_{\text{AD8237}}}{V_{\text{signal}}}$$

$$\text{Max Gain}_{\text{AD8237}} = \frac{1.518\text{V}}{6\text{mV}}$$

$$\text{Max Gain}_{\text{AD8237}} = 253\text{V/V}$$

考虑到输出电压范围限制, AD8237 增益应小于 253。为了留一些裕量以应对直流误差和其他因素, 图 1 所示电路的增益值应小于最大值。增益和建立时间之间也需要权衡: 增益越高, 滤波器的时间常数越慢。鉴于以上考量, AD8237 增益设置为 101。

注: 请注意设计注意事项第 1 步对摆幅值最大化的好处。

从数据手册可知, 增益的相关公式为:

$$\text{Gain} = 1 + \frac{R_{\text{G1}}}{R_{\text{F1}}}$$

AD8237 数据手册提供了不同增益选择的建议电阻值。对于选定的增益 101, 这些电阻的值应为: $R_{\text{F1}} = 1\text{k}\Omega$, $R_{\text{G1}} = 100\text{k}\Omega$ 。

3. 仪表放大器(AD8237)带宽:

根据数据手册, 截止频率值为:

$$f_{3\text{dB}_{\text{AD8237}}} = \frac{\text{GBW}}{\text{Gain}}$$

$$f_{3\text{dB}_{\text{AD8237}}} = \frac{200\text{kHz}}{101\text{ V/V}} = 1980\text{Hz}$$

如果设计规格需要对最大信号频率进行某种最低衰减, 则对于给定滤波器截止频率, 这很容易检查。

$$\text{Attenuation} = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{V_{\text{signal_max_freq}}}{f_{3\text{dB}_{\text{AD8237}}}} \right)^2}}$$

$$\text{Attenuation} = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{220\text{Hz}}{1980\text{Hz}} \right)^2}} = -0.05\text{dB}$$

4. 设置高通滤波器截止频率:

正如“设计注意事项”所述, 积分器设置的高通滤波器截止频率可能过于接近 AD8237 带宽设置的低通滤波器截止频率。这会给之前确定的增益带来一些增益错误。

假设 R_3 和 C_3 的容差为 $\pm 5\%$, 最快时间常数应小于 V_{signal} 最低频率:

$$f_{3\text{dB}_{\text{integrator}}} = \frac{\text{Gain}}{2\pi \times 0.95 \times R_3 \times 0.95 \times C_3} < 20\text{Hz}$$

电阻 R_3 将具有 $1\text{M}\Omega$ 的恒定值, 以使通过该电阻进入运算放大器的电流最小。

$$C_3 > \frac{101\text{ V/V}}{2\pi(0.9 \times 0.9 \times 1\text{M}\Omega \times 20\text{Hz})}$$

$$C_3 > 0.99\text{ }\mu\text{F}$$

选取最接近的标准电容值，截止频率大致为 20Hz，设置 $C_3 = 1.5\mu\text{F}$ ，故更新后的截止频率为：

$$f_{3\text{dbintegrator}} = \frac{101}{2\pi(1\text{M}\Omega \cdot 1.5\mu\text{F})} = 10.71\text{Hz}$$

如果设计规格需要对最小信号频率进行某种最低衰减，则对于给定滤波器截止频率，这很容易检查。请参见此电路的示例：

$$\text{Attenuation} = 20 \log_{10} \sqrt{\left(\frac{1}{1 + \left(\frac{f_{3\text{dbintegrator}}^2}{V_{\text{signal_min_freq}}^2} \right)} \right)}$$

$$\text{Attenuation} = 20 \log_{10} \sqrt{\left(\frac{1}{1 + \left(\frac{10.71^2 \text{Hz}^2}{20^2 \text{Hz}^2} \right)} \right)} = -1.09\text{dB}$$

5. 失调电压：

两个信号 V_{offset} 和 V_{CM} 都有限制。

正如预期的那样，直流偏移可能比我们在大多数应用中通常发现的要大。在这种情况下，电压值必须为 $V_{\text{offset}} \leq \pm V_{\text{mid}}$ 。如果直流偏移大于此限值，则 V_{ref} 电压值将超出 [ADA4505](#) 的电源电压范围。与基准引脚相关的公式为： $V_{\text{ref}} = V_{\text{mid}} - V_{\text{offset}}$ 。 V_{offset} 将设置为 1V。

至于共模电压，它与 V_{offset} 值直接相关，因为 V_{CM} 必须在范围内：

$$0 < V_{\text{CM}} \pm V_{\text{offset}}/2 < V_{\text{DD}}$$

如果未验证这些限制，则 [AD8237](#) 的输入值在电源电压范围以上或以下。 V_{CM} 将设置为 1.65V

设计仿真

为了检查仪表放大器的共模输入范围与输出电压的关系或“钻石图”，您需要提供电源电压+ V_{DD} 、基准电压、增益、共模摆幅和差分输入摆幅。ADI 公司的仪表放大器[钻石图工具](#)可帮助了解输入摆幅是否在器件的工作范围以内。请注意，该工具使用的输出摆幅使用最差情况的负载条件（最小阻性负载）。因此，如果按照该工具的限值进行设计，则对于较大阻性负载，系统将会有更多裕量。查看图 2 中的结果，紫色轮廓是在给定电源电压、输出摆幅、输入共模范围和器件基准电压下 [AD8237](#) 的可用范围。红色轮廓显示了对于给定的共模和差分输入模式摆幅，您使用了多少可用范围。目标是让红色轮廓保持在紫色轮廓以内。如果某些条件违反了此要求，工具将显示错误并提供建议。务必注意，在此工具中，无法在反馈环路中实现积分器电路。有一个变通办法，那就是让此工具认为仅 V_{signal} 被放大，将钻石图输入信号配置成如同添加了图 1 中电路的 V_{offset} 和 V_{CM} 电压，这样就可以使用间隔 [0.65; 2.65] V，因为直流偏移未放大。它还表明，共模电压可以更高，因为输出摆幅仍有一些裕量。为了进一步了解仪表放大器内部发生的事情，“internal circuitry”（内部电路）选项卡会显示内部节点的电压。

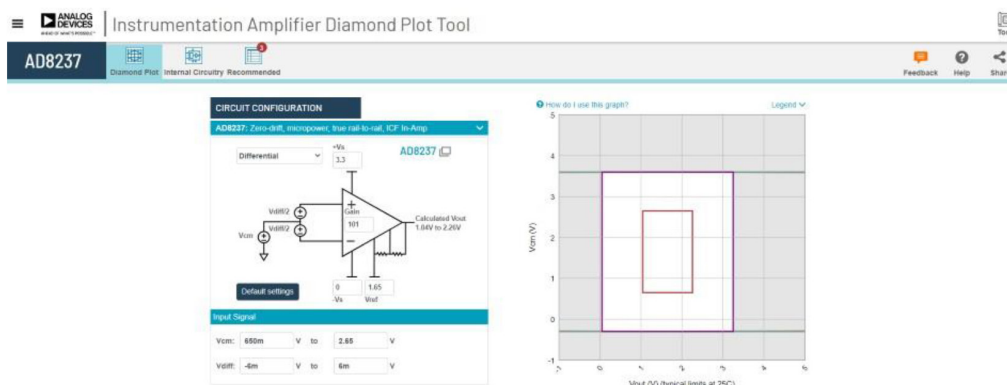


图 2. AD8237 钻石图工具示例

LTspice 是一款出色的仿真工具，可用于检查上面进行的设计过程计算，包括其他有意义的规格，例如目标信号带的噪声性能。LTspice 原理图如图 3 所示。第一个仿真是瞬态仿真，直流偏移为 1V，输入信号为±6mV (30Hz)。图 4 显示了电路中不同级的信号。图 4-b 是图 4-a 的放大版本，电路已建立，并且积分器电容充电到最终值。蓝色曲线是 [AD8237](#) 的积分器或基准电压引脚的输出。红色曲线是 V_{mid} 值（设计为等于 $V_{DD}/2$ ），绿色曲线是放大的最终 30 Hz 输出信号 V_{out} 。

表 2 显示了设计目标与瞬态仿真结果的比较。对于最大和最小 V_{out} 值，预期值来自： $V_{out} = V_{mid} \pm V_{signal} \times 101$ ；就我们的情况而言，预期值等于 2.256V 和 1.044V。 V_{ref} 预期值等于 $V_{mid} - V_{offset}$ ，就我们的情况而言，预期值为 0.65V。 V_{mid} 等于中间电源电压，就我们的情况而言，它等于 1.65V。

瞬态分析中获得的结果和预期结果在电压输出方面非常相似。然而，由于积分器电容和所实现的直流偏移都很大，仿真建立以及输出达到最终值需要 17 秒。该建立时间来源于以下事实：仿真始于时间 0s，电容需要时间以充电至最终值。

表 2. 设计目标与仿真瞬态分析

参数	设计目标	仿真
$V_{out_{max}}$	2.256V	2.224V
$V_{out_{min}}$	1.044V	1.077V
V_{mid}	1.65V	1.65V
V_{ref}	0.65V	≈0.65V

图 5 中的另一个仿真显示了图 3 中电路的频率响应，直流偏移为 1V，输入信号为±6mV (30Hz)。图 5 中的光标 1 和 2 分别放置在高通和低通滤波器的-3dB 点。下面的表 3 显示了设计目标与仿真结果的比较。

表 3. 设计目标与仿真交流分析

参数	设计目标	仿真
高通 $f_{3dB_{ADA4505}}$	10.71Hz	10.70Hz
低通 $f_{3dB_{8237}}$	1980Hz	2138Hz
20log (增益)	40.08dB	40.08dB

图 6 中的另一个仿真显示了图 3 中电路的电压噪声密度与频率（折合到输入）的关系。做法是将输出噪声除以解决方案的总增益(101)。对于带通滤波器功能，我们需要选择积分频率区间来计算总噪声。

对于频率上限，我们将使用之前确定的传感器最大频率值，即 220Hz。对于频率下限，我们也将使用之前确定的传感器最小频率值，即 20Hz。在这种情况下，所产生的噪声将是 从 20Hz 积分到 220Hz 的结果。

由于带通滤波器的截止频率影响，实测噪声实际上会更高。LTspice 仿真结果假设其为砖墙滤波器在 20 Hz 和 220 Hz 时急剧滚降。

LTspice 中的命令行设置为“.noise V(VOUT) V1 dec 100 20 220”。然后按住 Ctrl 键，鼠标左键单击波形名称 (V(onoise)/101)。使用下式可轻松将有效值噪声转换为峰峰值噪声：

$$Noise_{p-p} = 6.6 \times Noise_{RMS}$$

$$Noise_{p-p} = 6.6 \times 1.3469\mu V \text{ RMS} = 8.88954\mu V \text{ p-p}$$

快速检查 [AD8237](#) 噪声和 [ADA4505](#) 噪声可知，[AD8237](#) 是主要噪声源。

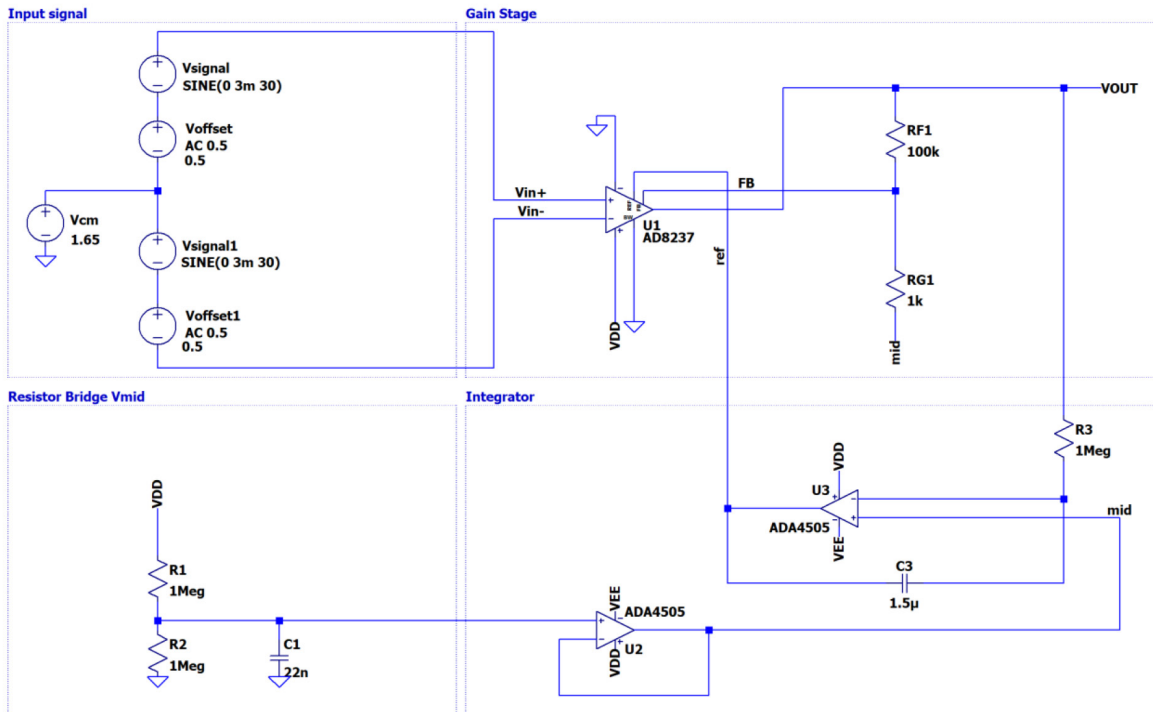


图 3. LTspice 原理图

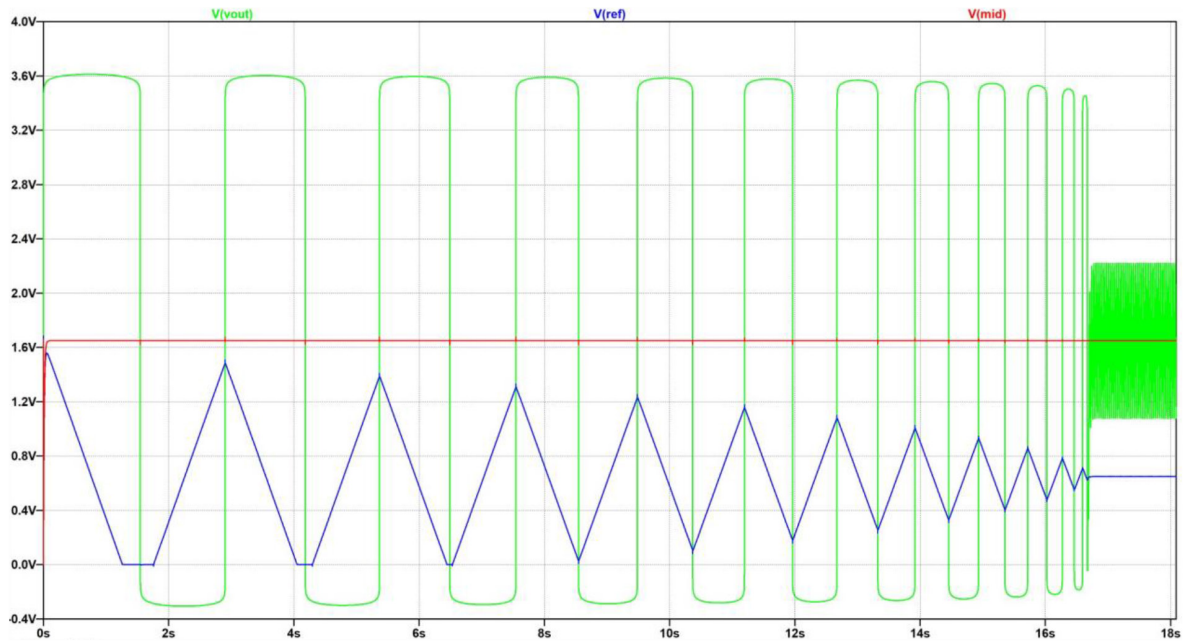


图 4a. 瞬态仿真结果

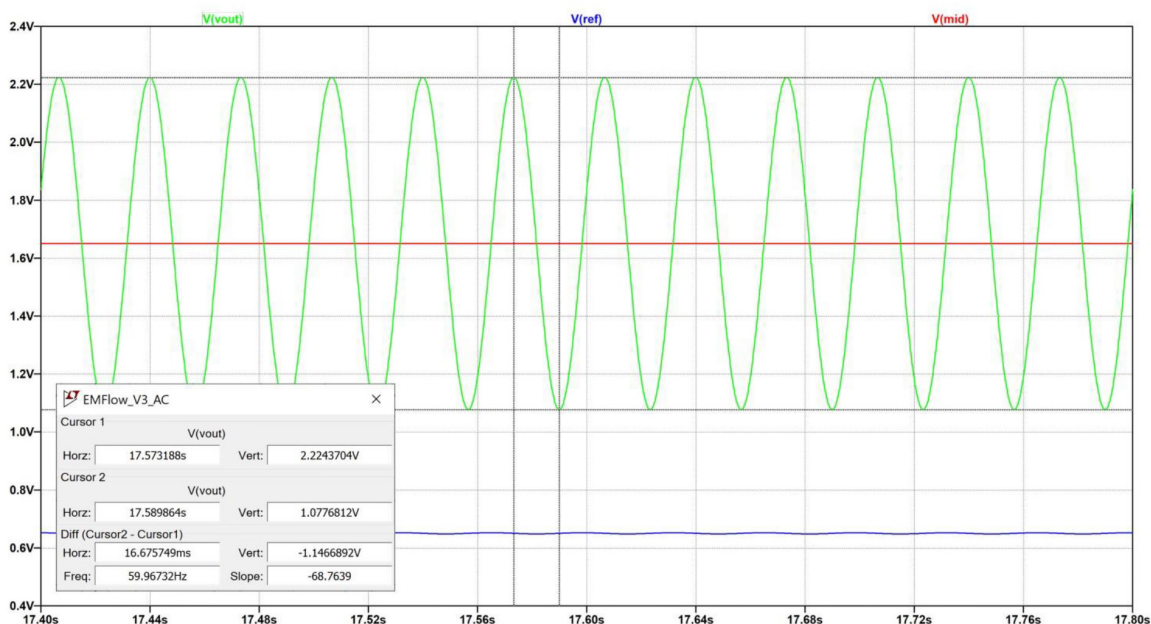


图 4b. 瞬态仿真结果放大图

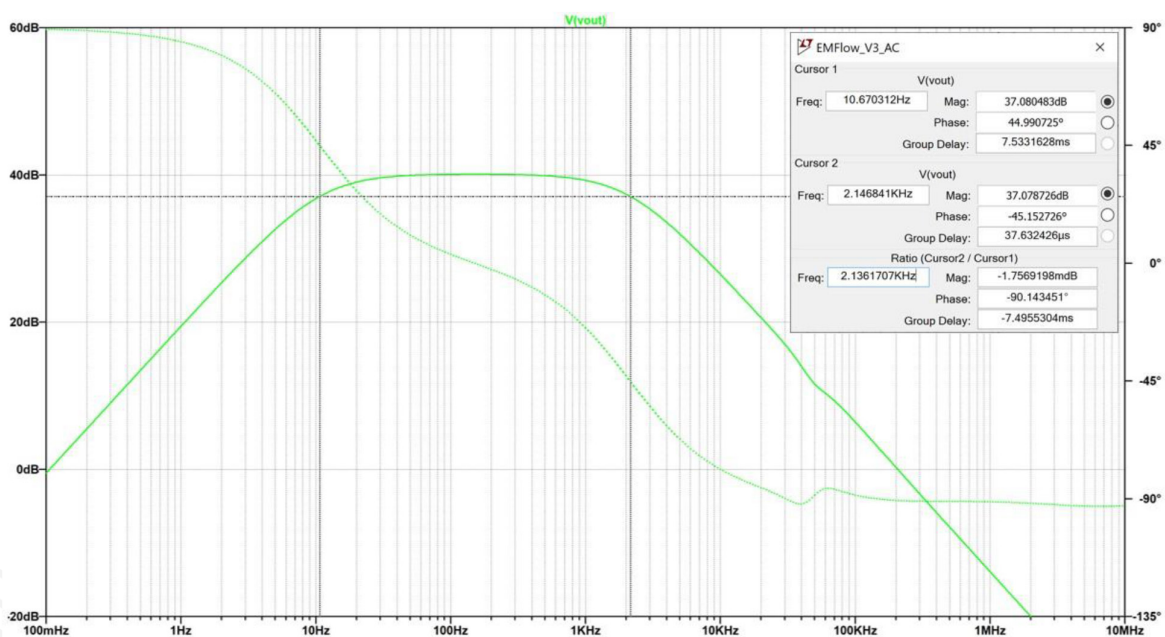


图 5. 交流仿真结果

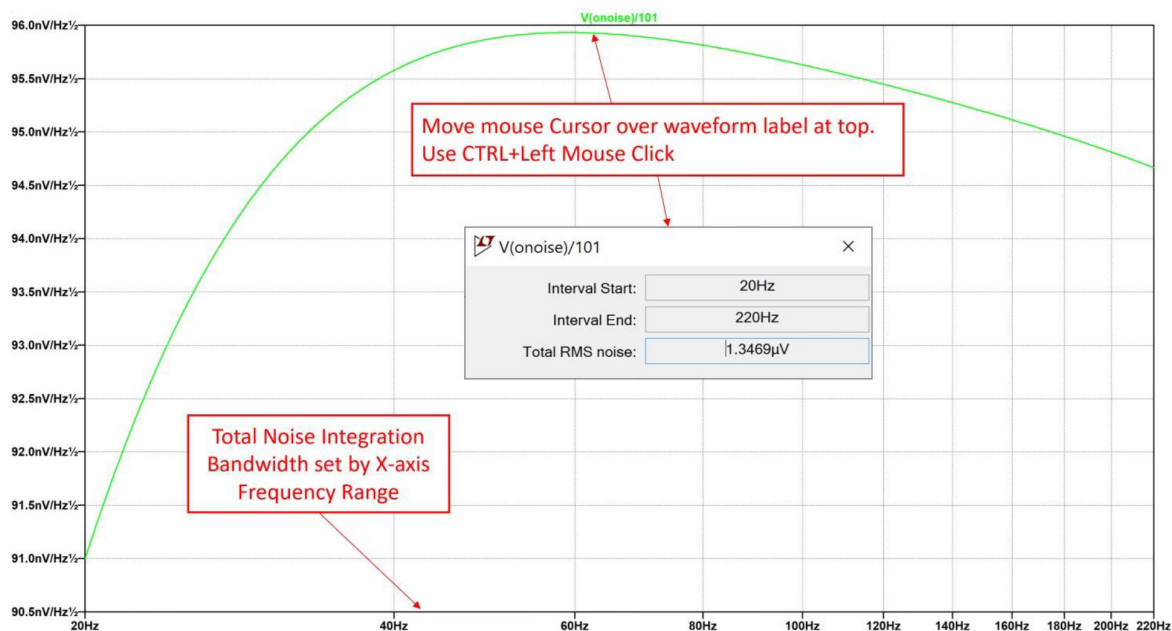


图 6. 在等效噪声带宽上积分的总噪声结果

测量结果

为了验证仿真结果，可以进行硬件测试，因为 [AD8237](#) 和 [ADA4505](#) 都提供了测试板。根据不同电路板原理图，可以按照预期焊接每个元器件。同时使用两个测试板时，可能需要切断 [AD8237](#) 板上的走线，以将 V_{mid} 电压连接到 R_G 电阻。

为了能更好地理解结果，元件值来自设计步骤部分，与设计仿真相同。为了模拟电磁流量计或生物电测量传感器，我们使用了不同的测量设备，例如电压校准器和任意波形发生器。

对于此测试，输入信号设置为具有 1V 的直流偏移 V_{offset} ，共模电压为 1.65V，输入信号 V_{signal} 为 $\pm 6\text{mV}$ (30Hz)。

查看图 7 所示的结果，输出电压 V_{out} (黄色曲线) 的性能相对于预期值有一个很小的电压差，但仍与预期保持一致。

表 4 总结了设计目标与测量结果。

表 4. 设计目标与测量结果

参数	设计目标	测量值
V_{offset}	1V	1.01V
V_{signal}	6mV 峰值	5.2mV 峰值
$V_{out_{min}}$	1.044V	1.13V
$V_{out_{max}}$	2.256V	2.19V
V_{ref}	0.65V	0.64V

设计目标与仿真结果的差异可能有多种原因。

- V_{mid} 值可能有所偏移。
- 试验台设置有一些局限性，导致出现微小偏差，如实测仿真结果 V_{offset} 和 V_{signal} 所示。

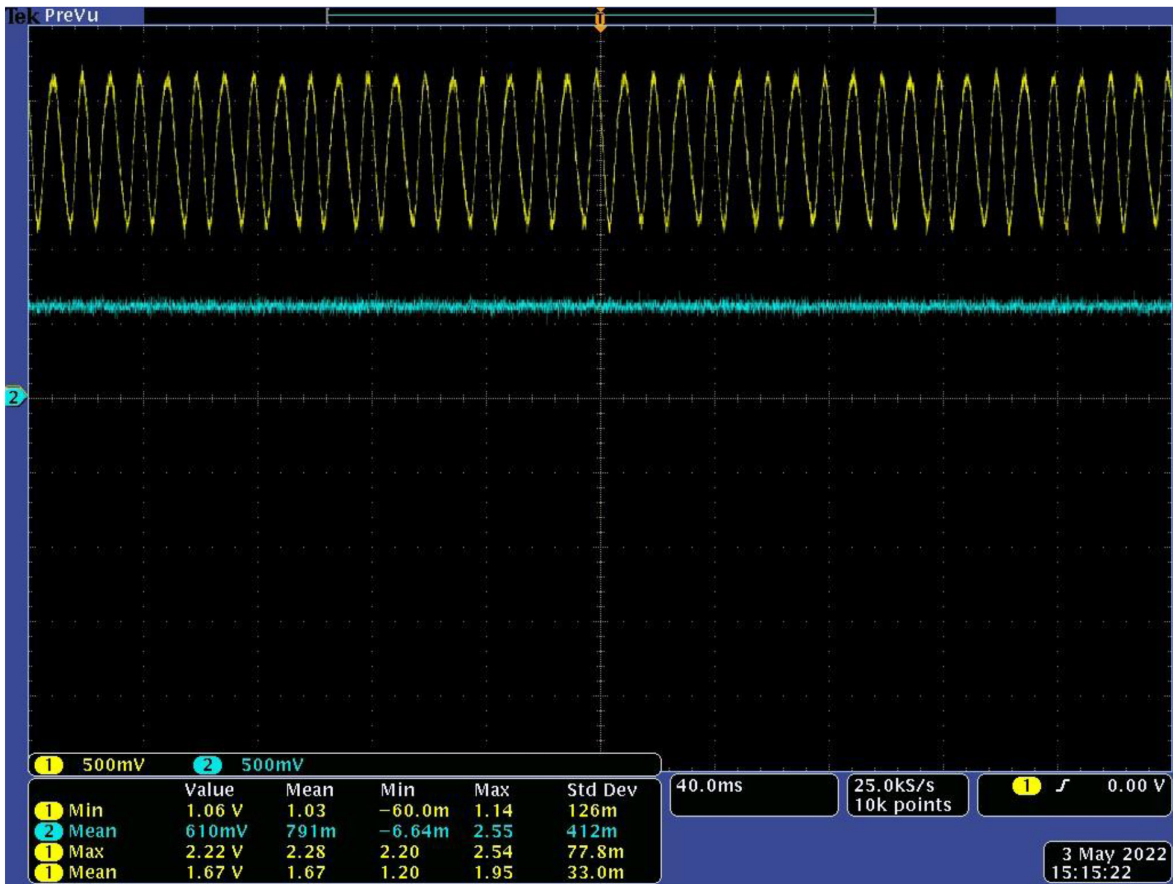


图 7. 示波器屏幕截图，黄色曲线对应于 V_{out} ，蓝色曲线对应于 V_{ref}

设计器件

表 5. 仪表放大器

产品型号	封装尺寸 (MSOP)	I _{bias} (A) 最大值	V _{os} (V) 最大值	增益 最小值/最大值 (kHz) 典型值	0.1 至 10Hz 噪声 (uV p-p) 典型值	Vnoise (nV/rt-Hz) 典型值	I _q /Amp (A) 典型值	+Vs 最小值/最大值 (V)
AD8237	3.20 mm x 5.15 mm	1nA	75μ	1/1000	1.5	68	115μ	1.8/5.5

表 6. 运算放大器

产品型号	封装尺寸 (WLCSP)	I _{bias} (A) 最大值	V _{os} (V) 最大值	GBP (kHz) 典型值	0.1 至 10Hz 噪声 (uV p-p) 典型值	Vnoise (nV/rt-Hz) 典型值	I _q /Amp (A) 典型值	+Vs 范围 最小值/最大值 (V)
ADA4505	1.42mm x 1.42mm	2p	3m	50	2.95	65	7u	1.8/5

参考资料

[LTspice](#)

LTspice® 是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

[仪表放大器钻石图工具](#) 是一个网络应用程序，可生成特定配置的输出电压范围与输入共模电压关系图，也被称为钻石图，适用于 ADI 仪表放大器。

附录

图 8 和图 9 显示了间接电流模式仪表放大器和三运放仪表放大器。与由两个或三个运放构成的仪表放大器解决方案（其在应用增益后消除偏移）相比，间接电流模式仪表放大器可提供更大的增益。对于所提出的架构，偏移校正发生在增益阶段之前，因此仪表放大器可以具有较大增益。下面是对这两个架构的说明。

图 8 中的间接电流模式仪表放大器基于一级配置。输入电压应用于第一个 G_{m1} 单元，而 G_{m2} 单元在反馈环路中。内部积分器放大器“A”迫使 V_{in1} 的副本出现在 V_{in2} 上。积分器用于驱动增益之前的基准引脚。增益由外部电阻 R_{FB} 和 R_G 设置，等于：

$$1 + \frac{R_{FB}}{R_G}$$

图 9 中的三运放架构基于两级配置。前两个运算放大器 $U1$ 和 $U2$ 、 R_{gain} 电阻、 R_2 电阻与 R_1 电阻形成反相放大器，被视为输入级。它提供单位共模增益，而差分增益由电阻 R_{gain} 设置，等于：

$$1 + \frac{2 \times R_1}{R_{gain}}$$

最后一个运算放大器 $U3$ 与 R_3 电阻形成一个差动放大器，构成仪表放大器的输出级。它提供单位差模增益和共模抑制。该架构的基准注入点是在应用第一级增益之后的第二级。

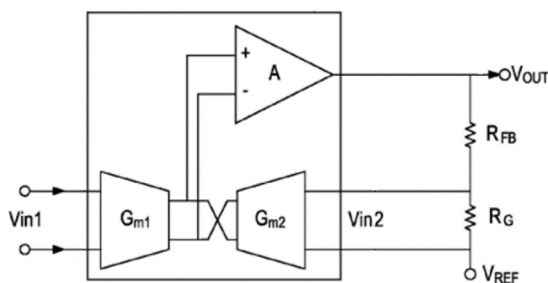


图 8. AD8237 的间接电流模式仪表放大器架构

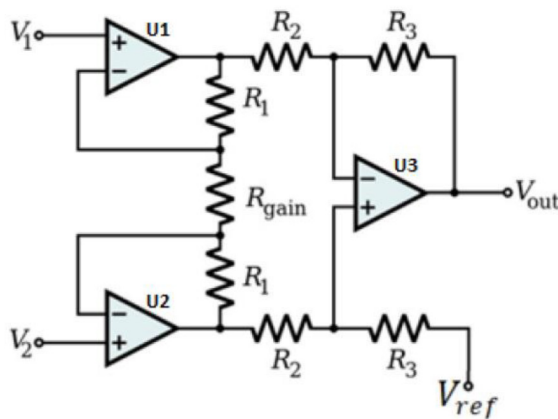


图 9. 三运放仪表放大器

致谢

主要顾问:

David Plourde, 科学仪器(SCI)部 IC 设计工程师

Aine McCarthy, 汽车部首席系统应用工程师

Tim Green, 科学仪器(SCI)部高级模拟应用工程师

常见问题解答：如何放大具有大直流偏移的交流信号

简介

此 KWIK (Know-how With Integrated Knowledge — 技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了应对特定设计挑战的分步指南。本文将讨论与特定应用相关的要求，如何利用通用公式进行转换，以及如何轻松地将其扩展到其他相关的应用规格。

在电磁流量计或生物电测量等应用中，小差分信号与大得多的差分偏移串联。这些偏移通常会限制您在前端可以获取的

增益，降低整体动态范围，尤其是在使用电池供电的较低电源电压的信号链上。

本指南将帮助您设计一个低功耗、交流耦合信号调理电路，该电路既能抑制大偏移电压，又能放大小的差分信号。此外，本指南将有助于围绕高通滤波器的增益级的划分以及噪声考虑因素。

设计规格示例

图 1 所示电路的设计选择在很大程度上取决于输入信号和偏移的幅度范围及频率，还有电源电压以避免饱和。功耗和尺寸对电池供电应用也很关键。示例设计规格如表 1 所示。

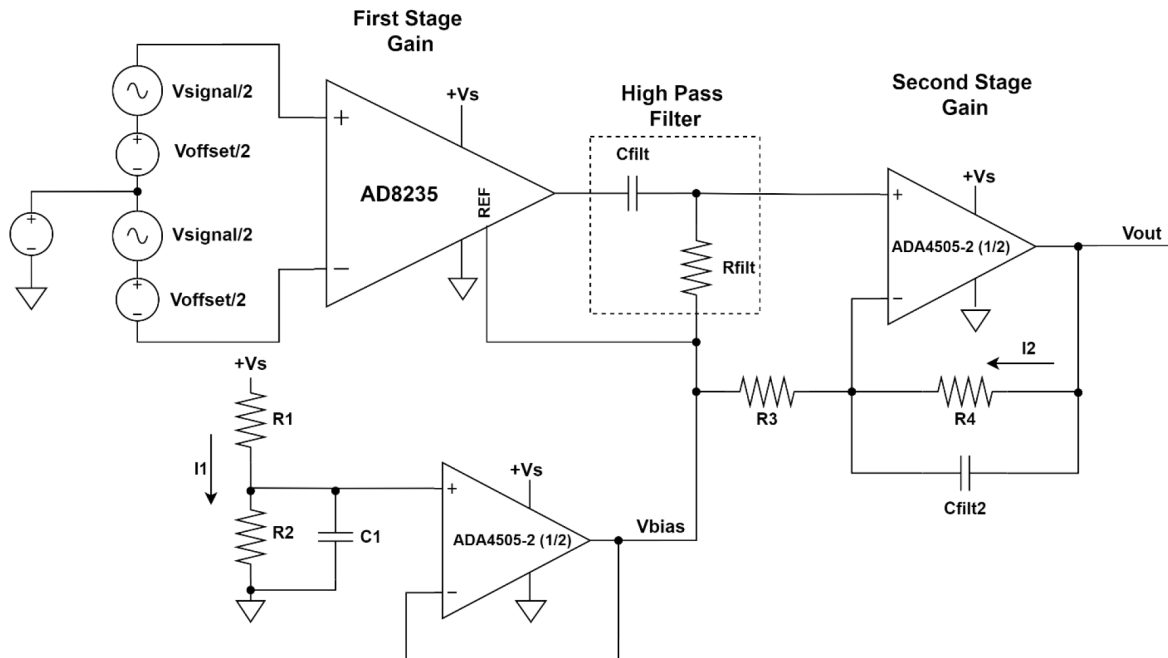


图 1. 电池供电的交流耦合信号调理电路

表 1. 图 1 所示电路的主要设计规格

传感器 V _{offset} 最大幅度 V _{offset}	传感器 V _{signal} 最大幅度 V _{signal}	传感器 V _{signal} 最小/最大频率	传感器共模电压 (V _{cm})	电源 +V _s /-V _s	V _{bias} /输出 共模电压	最大电源电流
±300mV	±10mV	0.5Hz/40Hz	1.65 ±1V	+3.3V/0V	+1.65V	100uA

设计描述

图 1 所示电路是一个交流耦合信号调理电路，可以采用最低 3.3V 单电源供电。图 1 中的电路从仪表放大器 [AD8235](#) 开始，它提供高输入阻抗、CMRR、最小 5 倍增益和差分至单端转换。接下来是一个高通滤波器（C_{filt}、R_{filt}），用于抑制放大的 V_{offset}，然后是 [ADA4505](#)，用于提供额外的增益和滤波（R₄、R₃、C_{filt2}）。生成的 V_{bias} 用于将 [AD8235](#) 和 [ADA4505](#) 增益级输出共模均设置为中间电源电压(+V_s/2)，因为 V_{signal} 和 V_{offset} 都是差分信号。V_{bias} 由分压器（R₁、R₂）生成，并由另一个 [ADA4505](#) 缓冲。 [AD8235](#) 和 [ADA4505-2](#) 均采用紧凑型 WLCS（晶圆级芯片规模封装），其总电源电流小于 45uA（典型值），因此它们是该电池供电解决方案的出色选择。

设计技巧/注意事项

- 考虑电路的总电源电流时，电阻值 R₁、R₂、R₃ 和 R₄ 的选择也很重要。电阻选择是噪声与功耗的权衡结果。对于此电路，最好选择较大的电阻值以最大程度地减少额外的电源电流。电路中有两个地方需要额外的电源电流。I₁ 为流经电阻分压器的电流 $I_1 = \frac{+V_s}{R_1+R_2}$ ；I₂ 为流经第二级增益电阻的电流。为获得最大输出信号，增加的电源电流将是： $I_2 = \frac{+V_s-V_{bias}}{R_3+R_4}$
- 对于电阻分压器（R₁、R₂），可以增加一个电容 C₁ 以对噪声进行限带，并减少对 +V_s 的 60Hz 或其他干扰。电容越大，噪声滤波越好，但上电时 V_{bias} 将需要更长的时间才能稳定下来。建立到 1% 以内所需的时间估计为： $t_{settle_V_{bias}} = 5 * \frac{R_1+R_2+C_1}{R_1+R_2}$
- [ADA4505](#) 缓冲器用于将 V_{bias} 驱动到图 1 所示电路的不同节点。[AD8235](#) 的 REF 引脚上需要低阻抗驱动，因为该引脚的输入阻抗是阻性。任何额外的串联电阻都会

降低 CMRR 并增加增益误差。缓冲器还会防止 R_{filt} 和 R₃ 的加载效应。通过向 R_{filt} 和 R₃ 提供相同的 V_{bias}，没有放大这两个偏置点之间的直流差的风险。此外，这还会降低从 V_{bias} 到 V_{out} 的噪声贡献，因为相关噪声源会抵消。如果 V_{out} 相对于 V_{bias} 测量，而不是相对于地测量，上述噪声贡献还能进一步降低。

- 虽然直流规格不会对这样的交流耦合解决方案产生重大影响（误差远小于传感器 V_{offset}），但在设置最大输出摆幅范围时应加以考虑，因为直流规格会增加总差分输入摆幅。需要考虑的直流规格包括失调电压和任何流经 [AD8235](#) 的传感器阻抗以及流经 [ADA4505](#) 的 R_{filt}、R₃、R₄ 的输入偏置电流。设计的目标温度范围也可能增加这些直流误差。如果总差分输入摆幅变得太大，以至于第一或第二增益级存在饱和的风险，那么可以通过降低增益或提高电源电压 +V_s 来解决此问题。任何 +V_s 电源变化也应予以考虑。
- 确保输入/传感器的偏置位于 [AD8235](#) 的输入共模范围内。这是一个单电源解决方案，鉴于共模输入电压与输出范围的关系或“钻石图”，大多数仪器放大器的最优值位于中间电源电压(+V_s/2)。此共模电压可以由第三电极提供，例如生物电势应用。下面的设计仿真部分将介绍一种对此有帮助的[仪表放大器钻石图工具](#)。
- 交流耦合选择在图 1 所示位置而不是输入端，有两个重要原因。当交流耦合在输入端时，两个输入端都需要滤波器来保持电路的差动平衡，因此这些元件的容差会影响滤波器的匹配程度，并会降低共模抑制相对于频率的性能。此外，所选的电阻会限制输入阻抗。有关这两个电路的示例比较，请参见附录。

设计步骤

1. 设置 V_{bias}

为使电源电流贡献小于 1uA，设置 $R1 = R2 = 10M\Omega$ 。

$$I_1 = \frac{3.3V}{10M\Omega + 10M\Omega} = 165nA$$

ADA4505 之前的电阻分压器的输出：

$$+V_S * \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) = 3.3V * \left(\frac{10M\Omega}{10M\Omega + 10M\Omega} \right) = 1.65V$$

使用容差小于 1% 的 $R1$ 和 $R2$ ，将使 V_{bias} 变化保持较低水平，有助于最大程度地提高第一和第二增益级的输出摆幅。结合 1% 电阻和 ADA4505 缓冲器的 V_{os} ：

$$V_{bias} = 1.65V \pm 20mV$$

为了消除电阻的交流电源干扰和噪声，设置 $C1$ 使得截止频率至少小于 V_{signal} 最低频率 0.5Hz。在这种情况下， $C1$ 设置为 0.1uF；

$$Divider_{f3db} = \frac{1}{2\pi \left(C1 * \frac{R1R2}{R1 + R2} \right)}$$

$$Divider_{f3db} = \frac{1}{2\pi * 0.1\mu F * 5M\Omega} = 0.318Hz$$

2. 设置第一级增益

首先，考虑 AD8235 输出摆幅范围对供电轨的限制。对于给定电源电压，这些值可以从数据手册的“高输出电压”和“低输出电压”部分找到。这种情况下没有阻性负载，保守起见，我们使用 100k Ω 摆幅的最差情况：

$$0.005V \leq V_{out_{AD8235}} \leq (+V_S - 0.02V)$$

$$0.005V \leq V_{out_{AD8235}} \leq 3.28$$

由于输入是全差分式，因此就 V_{bias} 而言，这将是最差情况输出摆幅。

对于正输入信号 ($V_{bias_max} = 1.67V$):

$$1.67V \leq V_{out_{AD8235}} \leq 3.28$$

$$+Swing Range_{AD8235} = 3.28V - 1.67V = 1.61V$$

对于负输入信号 ($V_{bias_min} = 1.63V$):

$$0.005V \leq V_{out_{AD8235}} \leq 1.63V$$

$$-Swing Range_{AD8235} = 1.63V - 0.005V = 1.625V$$

现在为了设置增益，计算总预期差分输入信号，并使用正负摆幅范围的下限来设置最大摆幅范围：

$$V_{in_Diff_Max} = \pm(V_{offset} + V_{signal})$$

$$V_{in_Diff_Max} = \pm(300mV + 10mV) = \pm 310mV$$

$$Max Gain_{AD8235} = \frac{Max Swing Range_{AD8235}}{V_{in_Diff_Max}}$$

$$Max Gain_{AD8235} = \frac{1.61V}{310mV} = 5.19V/V$$

没有外部 R_g 电阻时，AD8235 的最小增益为 5，因此我们使用此值，从而为直流误差和其他情况留一些裕量。另外，必须检查选定增益情况下的“钻石图”。有关此操作，请参见设计仿真部分。

3. 设置高通滤波器

假设 R_{filt} 和 C_{filt} 的元件容差为 $\pm 10\%$ ，最快时间常数应小于 V_{signal} 最低频率：

$$High Pass Filter_{f3db} = \frac{1}{2\pi(0.9C_{filt} * 0.9R_{filt})} < 0.5Hz$$

如果选择 $R_{filt} = 100k\Omega$ 并重新整理方程：

$$C_{filt} > \frac{1}{2\pi(0.9 * 0.9 * 100k\Omega * 0.5Hz)}$$

$$C_{filt} > 3.93\mu F$$

采用最接近的标准电容值，设置 $C_{filt} = 4.7\mu F$ ，那么更新后的标称截止频率为：

$$High\ Pass\ Filter_{f_{3db}} = \frac{1}{2\pi(100k\Omega * 4.7\mu F)} = 0.339Hz$$

如果设计规格需要对最小信号频率进行某种最低衰减，则很容易检查给定滤波器的截止频率。请参见此电路的示例：

$$Attenuation = 20 \log_{10} \sqrt{\left(\frac{1}{1 + \left(\frac{High\ Pass\ Filter_{f_{3db}}}{V_{signal_min_freq}} \right)^2} \right)}$$

$$Attenuation = 20 \log_{10} \sqrt{\left(\frac{1}{1 + \left(\frac{0.339Hz}{0.5Hz} \right)^2} \right)} = -1.64dB$$

$$-Swing\ Range_{ADA4505} = 1.63V - 0.025V$$

$$-Swing\ Range_{ADA4505} = 1.605V$$

现在为了设置增益，计算 ADA4505 输入端的总预期差分输入信号，并使用正负摆幅范围的下限来设置最大摆幅范围：

$$V_{inDiff\ Max} = \pm(Gain_{AD8235} * V_{signal})$$

$$V_{inDiff\ Max} \pm (5 * 10mV) = \pm 50mV$$

$$Max\ Gain_{ADA4505} = \frac{Max\ Swing\ Range_{ADA4505}}{V_{inDiff\ Max}}$$

$$Max\ Gain_{ADA4505} = \frac{1.53V}{50mV} = 30.6$$

我们采用大约 25 倍的增益，以为直流误差和其他元件容差留一些裕量，并选择 $R_4 = 1M\Omega$ ，以在最大信号摆幅时保持较低电源电流。

$$Gain_{ADA4505} = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$R_3 = \frac{R_4}{(Gain_{ADA4505} - 1)} = \frac{1M\Omega}{25 - 1} = 41.67k\Omega$$

将 R_3 四舍五入到下一典型电阻值，得到 $43k\Omega$ 。

$$Gain_{ADA4505} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{1M\Omega}{43k\Omega} = 24.26$$

$$Gain_{Total} = Gain_{AD8235} * Gain_{ADA4505}$$

$$Gain_{Total} = 5 * 24.26 = 121.3$$

$$Gain_{dB_{Total}} = 20 \log_{10} 121.3 = 41.68dB$$

4. 设置第二级增益

使用类似于第一级增益的方法，首先根据数据手册确定 [ADA4505](#) 输出摆幅范围限值。阻性负载未知，保守起见，我们将使用 $10k\Omega$ 最差情况：

$$0.025V \leq V_{out_{ADA4505}} \leq (+V_S - 0.1V)$$

$$0.025V \leq V_{out_{ADA4505}} \leq 3.2$$

由于输入是全差分式，因此就 V_{bias} 而言，这将是最差情况输出摆幅。

对于正输入信号($V_{bias_max} = 1.67V$):

$$1.67V \leq V_{out_{ADA4505}} \leq 3.2$$

$$+Swing\ Range_{ADA4505} = 3.2V - 1.67V = 1.53V$$

对于负输入信号($V_{bias_min} = 1.63V$):

$$0.025V \leq V_{out_{ADA4505}} \leq 1.63V$$

5. 利用 C_{filt2} 设置低通滤波器

首先使用增益带宽积(GBP)确定 ADA4505 在 24.26 倍增益下的带宽：

$$Bandwidth_{ADA4505} = \frac{GBW}{Gain_{ADA4505}}$$

$$Bandwidth_{ADA4505} = \frac{50kHz}{24.26} = 2.061kHz$$

如果目标带宽因为预期最大信号频率而需要进一步降低，以及/或者需要限制宽带噪声，那么可以使用电容 C_{filt2} 。假设 R_4 和 C_{filt2} 的元件容差为 $\pm 10\%$ ，最慢时间常数应大于 V_{signal} 最大频率

$$Low\ Pass\ Filter_{f_{3db}} = \frac{1}{2\pi(1.1R_4 * 1.1C_{filt2})} > 40Hz$$

使用 $1M\Omega$ 的 R_5 ，重新整理方程：

$$C_{filt2} < \frac{1}{2\pi * (1.1 * 1.1 * 1M\Omega * 40Hz)}$$

$$C_{filt2} < 3.288nF$$

然后可以将其四舍五入到最接近的标准电容值 $3.3nF$ ，因此更新后的截止频率为：

$$Low\ Pass\ Filter_{f_{3db}} = \frac{1}{2\pi(1M\Omega * 3.3nF)} = 48.23Hz$$

如果设计规格需要对最大信号频率进行某种最低衰减，则很容易检查给定滤波器的截止频率。

请参见此电路的示例：

$$Attenuation = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{V_{signal_max} \cdot freq^2}{Low\ Pass\ Filter_{f_{3db}}} \right)^2}}$$

$$Attenuation = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{40Hz^2}{48.23Hz^2} \right)^2}} = -2.27dB$$

设计仿真

为了检查仪表放大器的共模输入范围与输出电压的关系或“钻石图”，您需要提供电源电压+Vs、基准电压、增益、共模摆幅和差分输入摆幅。ADI 公司的[仪表放大器钻石图工具](#)可帮助了解输入摆幅是否在器件的工作范围以内。请注意，该工具使用的输出摆幅使用最差情况的负载条件（最小阻性负载）。因此，如果按照该工具的限值进行设计，则对于较大阻性负载，系统将会有更多裕量。

查看图 2 中的结果，绿色轮廓是在给定电源电压、输出摆幅、输入共模范围和器件基准电压下 AD8235 的可用范围。红色轮廓显示了对于给定的共模和差分输入模式摆幅，您使用了多少可用范围。目标是让红色轮廓保持在绿色轮廓以内。如果某些条件违反了此要求，工具将显示错误并提供建议。为了进一步了解仪表放大器内部发生的事情，“Internal Circuitry”（内部电路）选项卡会显示内部节点的电压。

[LTspice](#) 是一款出色的仿真工具，可用来检查上文进行的设计过程计算，包括其他有意义的规格，例如目标信号频带的噪声性能。LTspice 原理图如下图 3 所示。第一个仿真是瞬态仿真，直流偏移为 300mV，输入信号为±10mV (5Hz)。图 4 显示了电路中各级的信号。绿色曲线是总差分输入信号。红色曲线是 [AD8235](#) 输出端的放大后信号。蓝绿色曲线显示了移除直流偏移后的高通滤波器输出，最后的蓝色曲线显示了最终的放大后 5Hz 信号。

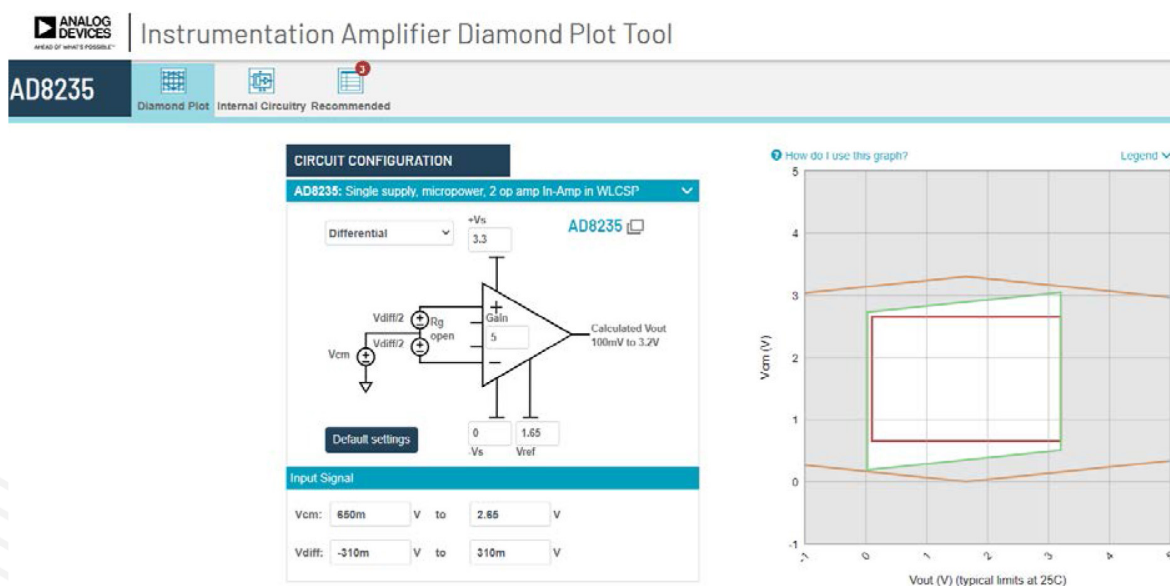


图 2. AD8235 钻石图工具示例

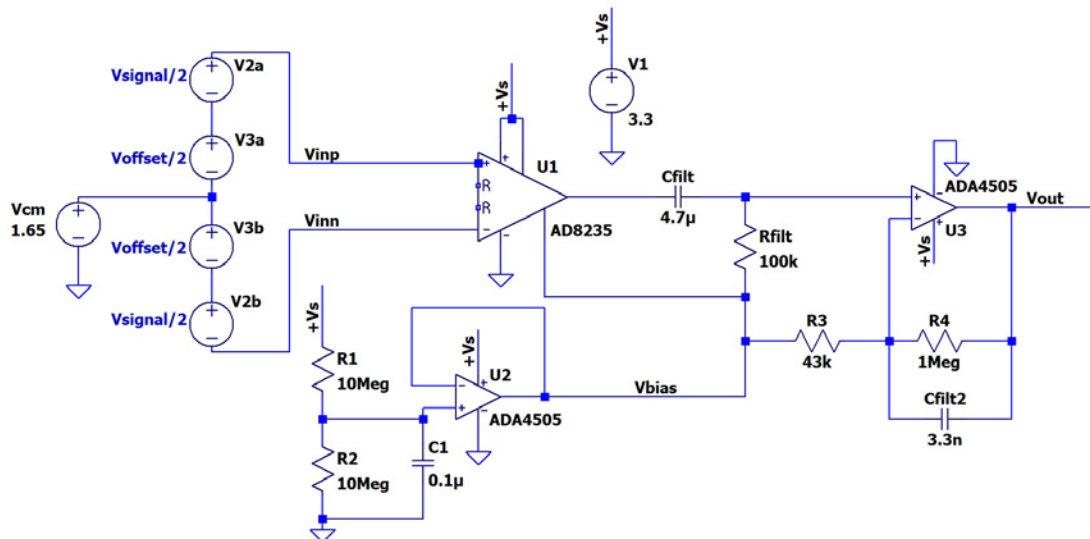


图 3. LTSPICE 原理图

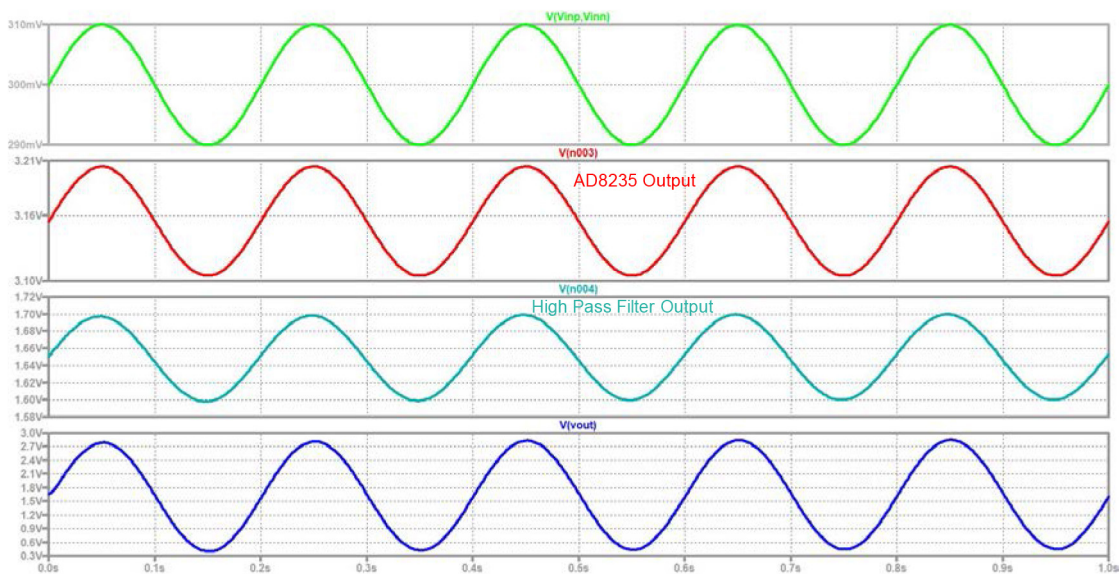


图 4. 在电路不同级进行的瞬态仿真，Voffset=300mV，Vsignal=±10mV

图 5 使用严苛的 2Vp-p 60Hz Vcm 输入信号（绿色），而未施加任何差分信号。在电池供电的应用中，60Hz 信号达到如此高的电平是不太可能的，但这是需要考虑的事情。请注意，图中的所有信号都位于 $V_{bias} = 1.65V$ 的直流电压。大部分衰减来自 [AD8235](#) 的 CMRR，其在 60Hz 时大于 60dB（红色和蓝绿色曲线 ~7.5mVp-p）。最终输出（蓝色曲线 ~110mVp-pk）经放大后，由 48Hz 低通滤波器部分衰减。

图 6 显示了如果共模和差模输入同时存在，信号将是什么样子。可以看到，60Hz 信号作为纹波出现在已被放大的较慢 5Hz 信号之上。图 7 显示，对于图 4 中的仿真设置，来自 +Vs 的电源电流小于 52μA。

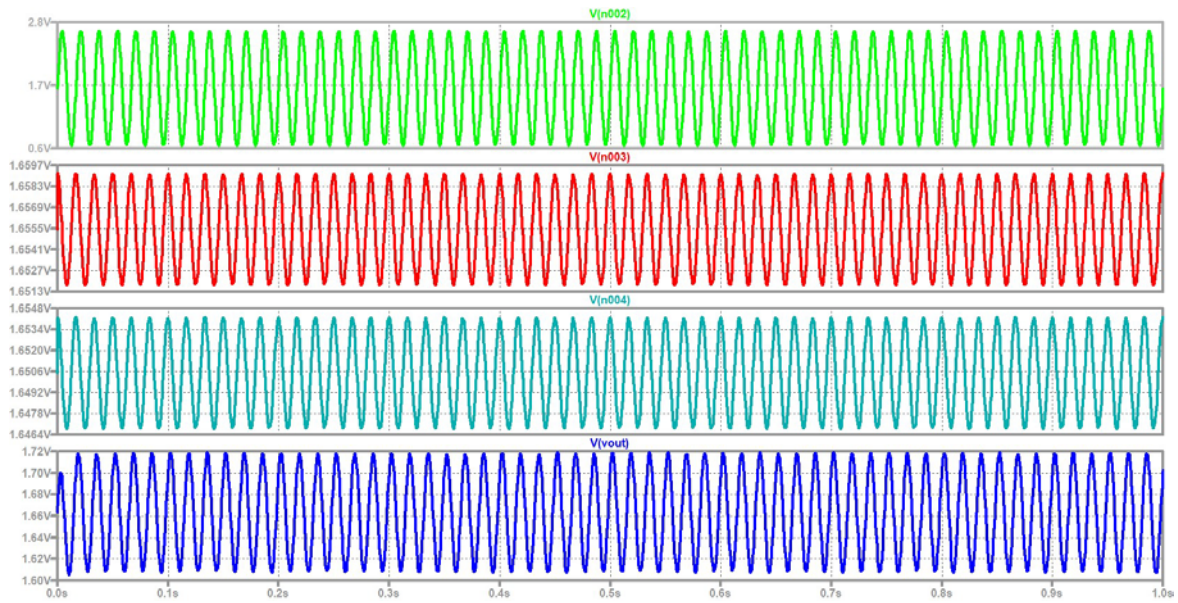


图 5. 在电路不同级进行的瞬态仿真, $V_{cm} = 1.65V \pm 1V$

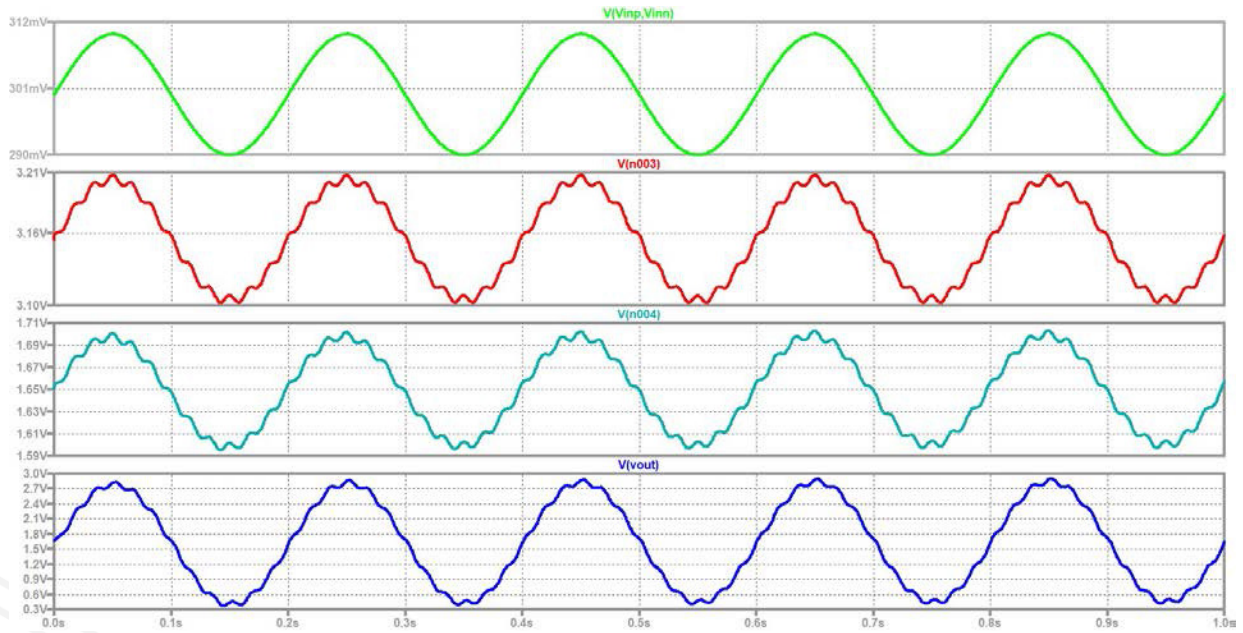


图 6. 在电路不同级进行的瞬态仿真, $V_{offset} = 300mV$, $V_{signal} = \pm 10mV$, $V_{cm} = 1.65V \pm 1V$

图 8 中的另一个仿真显示了图 3 中电路的频率响应。峰值幅度是在 5Hz 频率确定的，光标 1 和 2 分别放置在高通和低通滤波器的-3dB 点。下表显示了计算结果与测量结果的比较。

表 2. 计算结果与仿真结果

规格	计算	仿真
增益 dB	41.68dB	41.6dB
高通滤波器 f_{3db}	0.339Hz	0.339Hz
低通滤波器 f_{3db}	48.23Hz	47.88Hz

在频率响应中，值得一提的是对于此电路中使用的低通滤波器，当 Cfilt2 短路时，第二级的增益降至 1。这意味着，来自 [AD8235](#) 和高通滤波器的信号在达到 [AD8235](#) 的带宽之前不会继续衰减。为了进一步滤波，可以将一个低通滤波器放在第二增益级的输出端，就像通常在 ADC 之前所做的那样。

图 9 中的另一个仿真显示了图 3 中电路的电压噪声密度与频率的关系（折合到输入）。做法是将输出噪声除以解决方案的总增益(121.3)。使用有效值噪声计算器来计算从 0.5Hz 到 40Hz（即目标 V_{signal} 频率范围）的积分噪声。要使用此计算器，首先右键单击图形的 x 轴以设置目标频率范围，然后按住 Ctrl 键并左键单击波形名称(V(onoise)/121.3)。使用下式可以轻松将有效值噪声转换为峰峰值噪声：

$$Noise_{p-p} = 6.6 * Noise_{RMS}$$

$$Noise_{p-p} = 6.6 * 1.047uV_{RMS} = 6.91uV_{p-p}$$

快速检查 [AD8235](#) 噪声，确定这是主要的噪声源。这是有道理的，因为电路中的所有其他噪声源都是在第一级增益之后，折合到输入端的总噪声贡献得以减少。

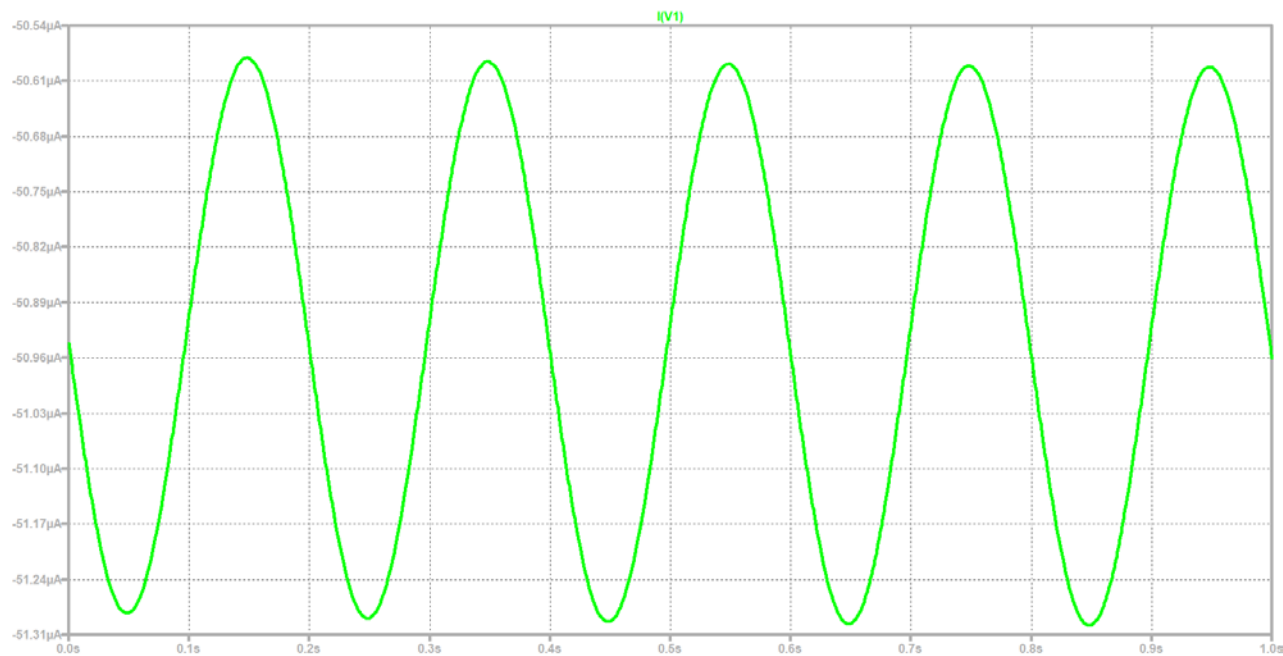


图 7. 总电源电流的瞬态仿真， $V_{offset}=300mV$ ， $V_{signal}=\pm 10mV$

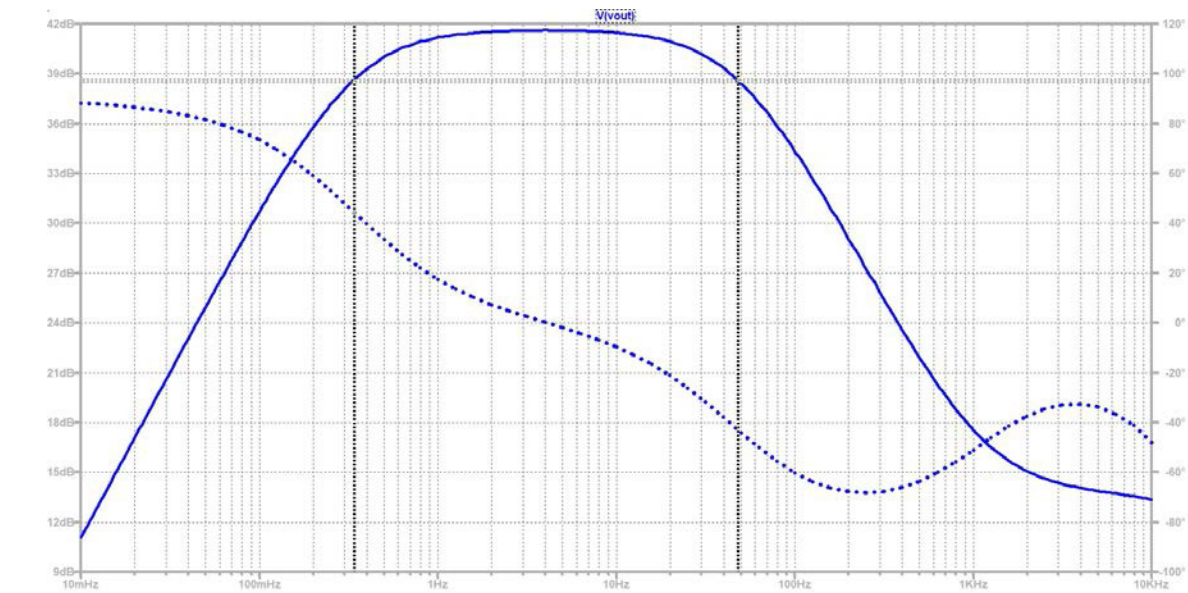


图 8. 图 3 中电路的频率响应

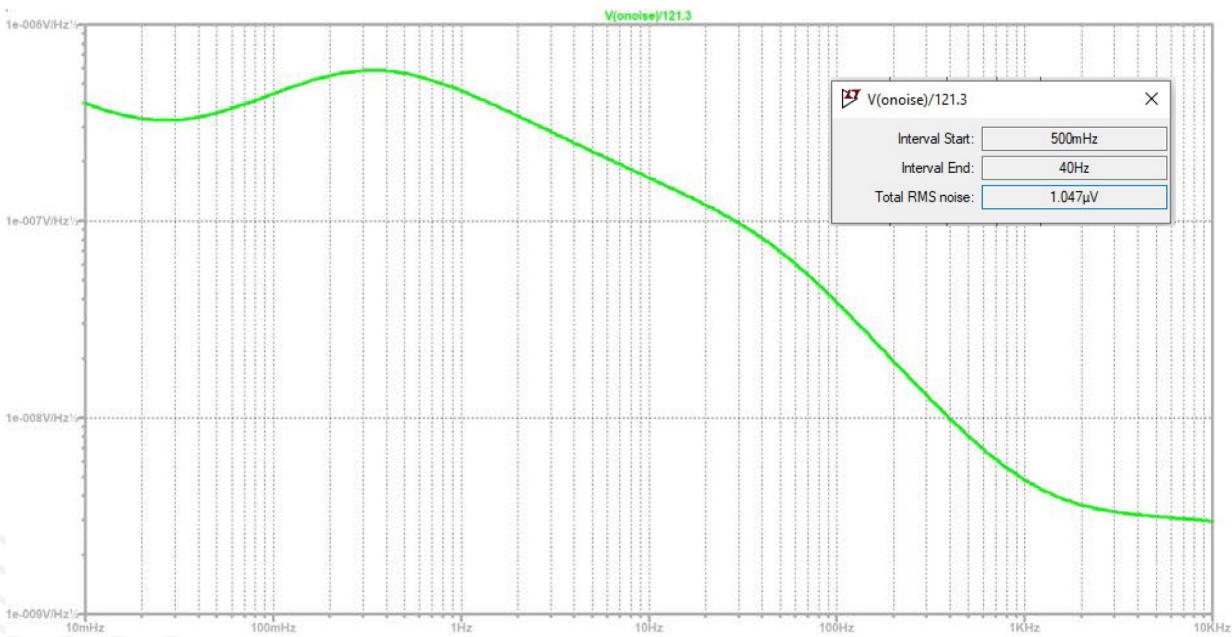


图 9. 图 3 中电路的电压噪声密度与频率的关系（折合到输入）

设计器件

表 3. 仪表放大器

产品型号	封装尺寸 (WLCSP)	I _{bias} (A) 最大值	V _{os} (V) 最大值	增益最小值/最大值(V/V)	0.1 至 10Hz 噪声 (uV p-p)典型值	V _{noise} (nV/rt-Hz) 典型值	I _q (A) 典型值	+V _s 范围 最小值/最大值(V)
AD8235	1.57 mm x 2.04mm	50p	2.5m	5/200	4	76	30u	1.8/5.5

表 4. 运算放大器

产品型号	封装尺寸 (WLCSP)	I _{bias} (A) 最大值	V _{os} (V) 最大值	GBP (kHz) 典型值	0.1 至 10Hz 噪声 (uV p-p)典型值	V _{noise} (nV/rt-Hz) 典型值	I _q /放大器 (A)典型值	+V _s 范围 最小值/最大值(V)
ADA4505-2	1.42mm x 1.42mm	2p	3m	50	2.95	65	7u	1.8/5

参考资料

仪表放大器钻石图工具

钻石图工具是一个网络应用程序，可生成特定配置的输出电压范围与输入共模电压关系图，也被称为钻石图，适用于 ADI 仪表放大器。

[LTspice](#)

LTspice®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

附录

图 10 显示了 LTSPICE 原理图，其中比较了在输入端交流耦合的构想与在 AD8235 输出端交流耦合的做法。使用了相同的滤波器截止频率，但对于输入滤波器使用最差情况 5% 容差不匹配。共模与频率的关系图（折合到输入）如图 10 所示，其中比较了图 1 中电路（Vout1，绿色曲线）与前方的交流耦合（Vout2，蓝色曲线）。该结果未考虑传感器的任何其他不平衡（例如电极），也未考虑电容的 ESL 和 ESR。

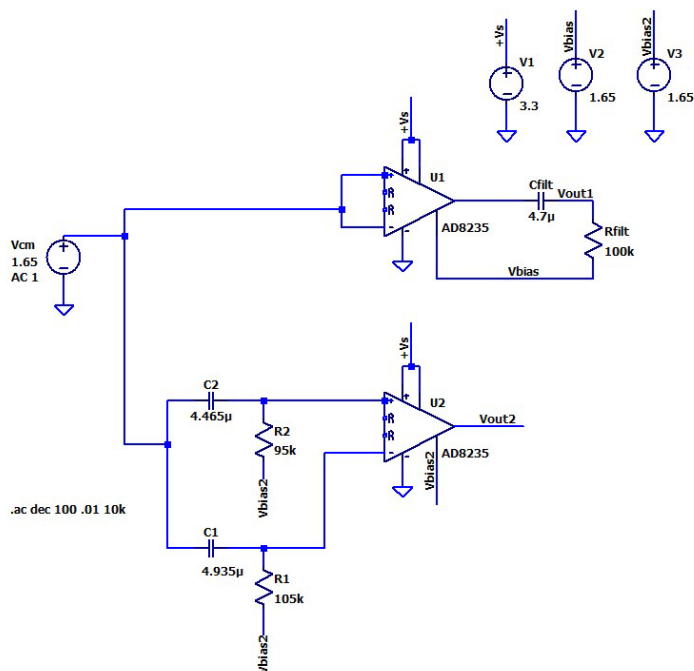


图 10. 交流耦合电路的比较（AD8235 之前和之后）

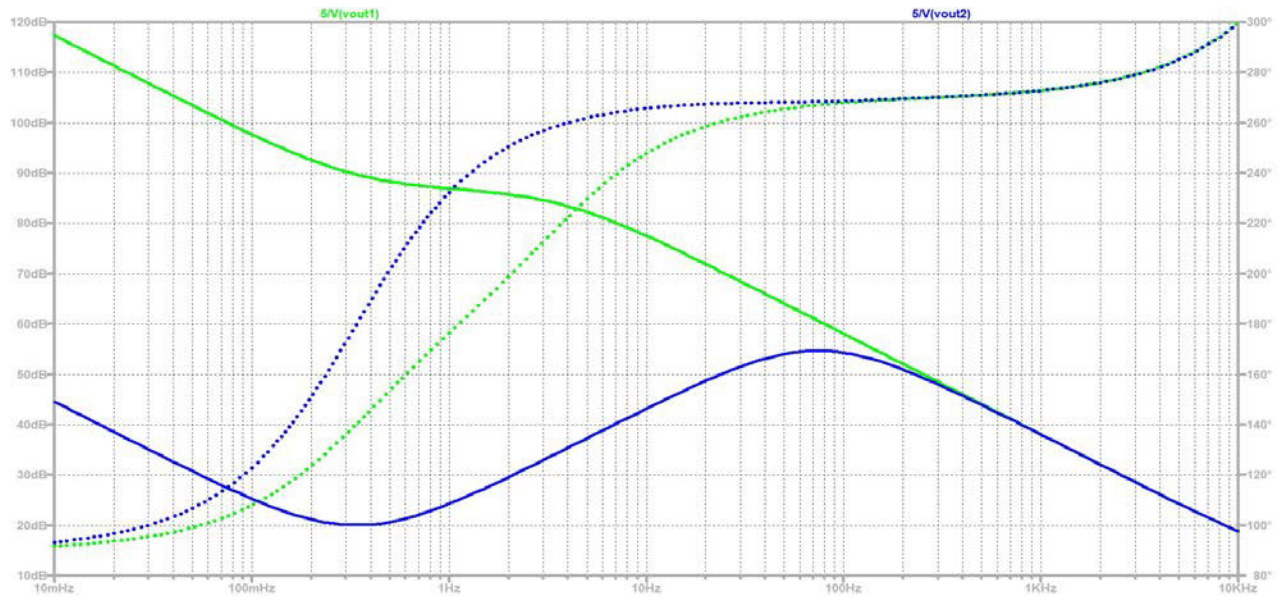


图 11. 图 10 所示电路的 CMRR 与频率关系图的比较

常见问题解答: 如何设计采用 Sallen-Key 滤波器的抗混叠架构

简介

此 KWIK (技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了解决特定设计挑战的分步指南。对于给定的一组应用电路要求, 本文说明了如何利用通用公式应对这些要求, 并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。

在任何采样系统中, 例如涉及 ADC 的测量系统中, 有一种称为混叠的现象, 它可能导致处于较高频带的信号“向下折叠”到奈奎斯特频带, 使其与目标信号无法区分。奈奎斯特频率是采样速率 f_s 的一半。由 ADC 采样的电路带宽应小于采样速率的一半。混叠会导致干扰信号和噪声污染输出, 从而影响测量精度。图 1 和图 2 分别显示了正确采样 (高采样速率) 和不正确采样 (低采样速率) 的例子。

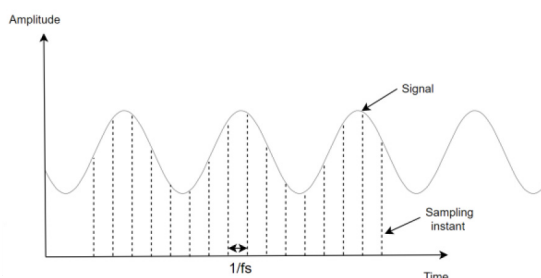


图 1. 采样速率足够高, 可分辨信号

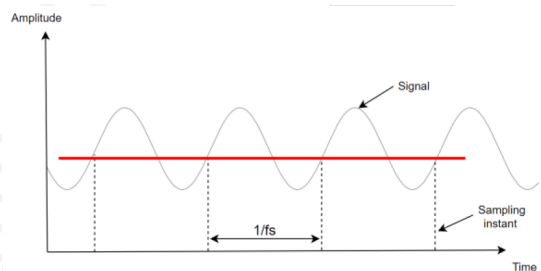


图 2. 低采样速率, 混叠回到 DC

有些应用依赖频域中的数据分析, 例如状态监控、预防性维护、电力质量监控和被动声纳, 对于这些应用中使用的测量系统, 混叠是一个特别的问题。这些系统通常支持宽带宽数据采集, 能够处理频域中的振动、功率和声学等信号, 并根据信号音和谐波的特征做出决策。监控的性质要求使它们对频谱干扰特别敏感。低通滤波器是这些测量系统中的信号链设计的重要组成部分, 有助于防止带外信号和噪声折叠到目标信号带宽中。

信号处理电路通常选择有源滤波器, 而不选择无源滤波器, 原因是有源滤波器提供的输出功率增益和频率范围可通过修改滤波器参数来轻松调整。巴特沃兹、椭圆、贝塞尔和切比雪夫滤波器是四种最常见的有源滤波器。要选择最合适的滤波器, 实际上取决于应用和滤波器设计过程中需要权衡的因素, 如频率响应、级数或相位线性度。图 3 显示了每种有源滤波器的响应, 设计技巧部分会提供进一步说明。

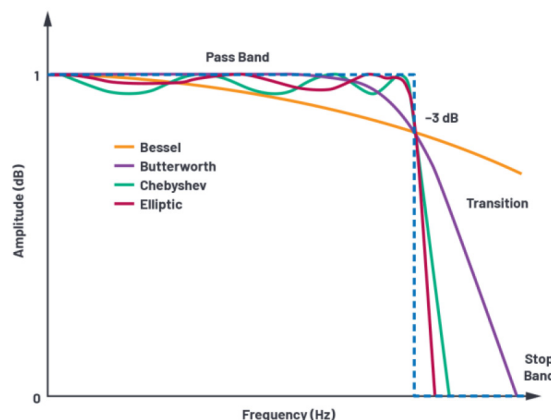


图 3. 四类有源滤波器

这里选择的是实现巴特沃斯滤波器。一旦选定了滤波器类型, 通常用于支持有源极点对拓扑的配置是 Sallen-Key 滤波器和多反馈滤波器。此电路设计笔记将帮助设计和实现低通 Sallen-Key 滤波器以防止混叠。

单级 Sallen-Key 滤波器由有源器件（运算放大器）和无源元件（电阻和电容）组成。运算放大器的电压增益由一个双电阻分压器设置，运算放大器用于抑制超范围信号。本文讨论一个针对低功耗应用的滤波器电路设计示例。所讨论的原则适用于一般的滤波器设计。该设计使用 $10\mu\text{A}$ 电源电流、低 I_B 、零漂移运算放大器 [LTC2066](#)。我们的低功耗信号链产品系列中还有其他运算放大器可以提供相似的结果（[AD8505](#)、[LTC6258](#)、[LTC2063](#)、[ADA4505](#)、[MAX40023](#)、[MAX40108](#)）。

图 4 显示了电路的整体原理图，其中选择 [LTC2066](#) 来实现

Sallen-Key、双极点、单位增益的低通滤波器。

设计规格示例

低功耗应用通常使用单电源，电源电压通常在 1.8 V 和 3.6 V 之间。图 4 所示电路的设计选择取决于传感器输出和应用要求。对于这种情况，一种可能的传感器是 [ADLX356B](#)，它是一款加速度计，用于在有许多高频干扰信号的非常嘈杂环境中测量机器的振动。图 4 中电路的主要设计规格示例列在表 1 中。

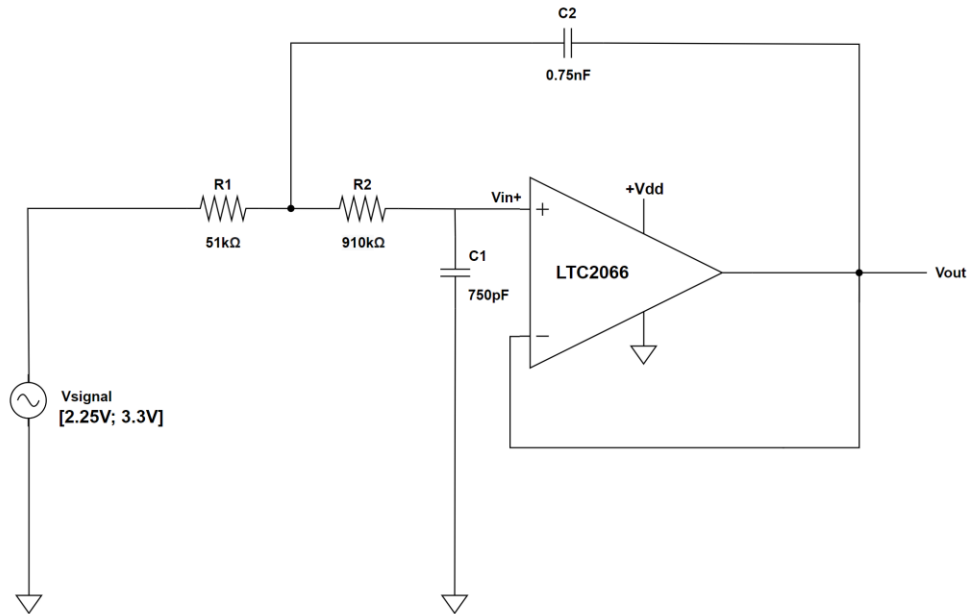


图 4. 具有单位增益的 Sallen-Key 低通滤波器

表 1. 图 4 所示电路的主要设计规格

电源 V_{DD}/V_{SS}	电源 电流最大值	传感器 V_{signal} 最小/最大电压	截止 频率 F_C	阻带频率电源 $+V_S/-V_S$
+3.3V/0V	$15\mu\text{A}$	2.25V/3.3V	3kHz	25kHz

设计描述

图 4 中的电路包括 **LTC2066**，它是一款 10 μ A 电源电流、低 I_B 、零漂移运算放大器，可以采用最低 3.3V 电源 V_{DD} 供电。

LTC2066 采用 6 引脚 SC70 封装。这种低通 Sallen-Key 滤波器用于对加速度计的输出进行滤波，以防止混叠到目标频带中。

滤波器的输出表示为 V_{out} ，而 V_{signal} 表示加速度计的输出。

设计注意事项

1. 图 4 中的电路是一种单位增益的 Sallen-Key 滤波器。可将电阻网络添加到运算放大器的反馈回路中，以给电路增加增益（参见附录 1）。品质因数 Q （衡量稳定性方面的性能）与增益本质上相关。为获得最佳稳定性，增益应低于 3。
2. 品质因数 Q 对于 Sallen-Key 滤波器可能很重要。在此设计中， Q 保持 $\sqrt{2}$ ，这是巴特沃兹二阶滤波器的标准值。可以调整 Q 以改变滤波器响应。 Q 越高（切比雪夫滤波器），滚降速度越快，但相位线性度和幅度平坦度会下降。 Q 越低（贝塞尔滤波器），相位线性度越好，但抑制性能会下降。其他对于描述低通滤波器很重要的参数可见图 5 上的标识。

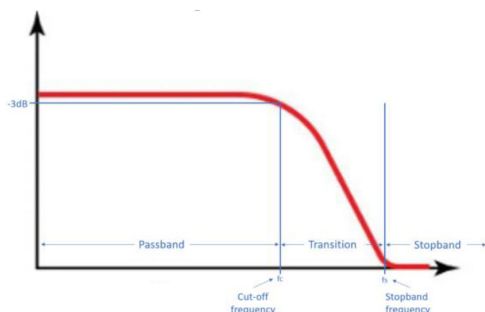


图 5. 低通滤波器通常的幅频表现

3. 与理想的低通滤波器响应不同，Sallen-Key 滤波器的响应不会在超过截止频率后持续降低。在截止频率之后，滤波器增益将以 40dB/十倍频程的斜率降低，直到某一频率（取决于所选的放大器），然后滤波器增益开始以 20dB/十倍频程的斜率提高，直至变成恒定值。这种特性源于以下事实：运算放大器不是理想的，具有有限的增益带宽，并且输出阻抗不是零。在超过其能力的频率时，这种有限的增益带宽会导致运算放大器丧失活力。当发生这种情况时，运算放大器看起来像是连接到地的输出阻抗，因为电容 C_1 和 C_2 表现为短路。不仅应该监视 Sallen-Key 滤波器的高频特性，而且必须

知道它在什么频率开始再次提高，如图 6 中的绿色曲线所示部分，而蓝色曲线是理想特性。此限制被称为阻带限制。

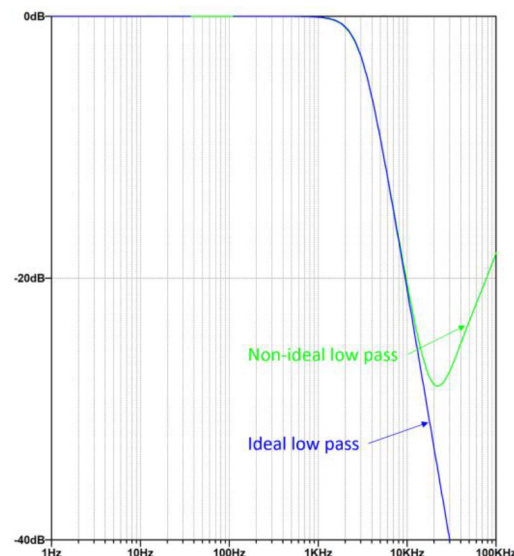


图 6. 阻带限制

4. 在 Sallen-Key 滤波器中，为电阻和电容选择的值成反比，这意味着如果电阻较大，那么电容将较小。当传感器不能很好地驱动滤波器时，使用大电阻和小电容会很有用，这样就不会给传感器带来负担。最后，Sallen-Key 滤波器引入了一个问题，如设计技巧 3 所述，其抑制信号的能力在高频时会降低。较大电阻可缓解此问题。较小电阻和较大电容也有一些好处。小电阻对直流性能有利。输入偏置电流流入运算放大器输入端，因此电阻值越低，直流偏移越低。这种组合还能降低噪声。最后，在较高频率时，小电阻会降低寄生电容对设计的影响。对于这种低功耗设计，最好使用大电阻和小电容。

5. 选择无源元件值（电阻和电容）时，应考虑容差。

例如，当选择 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 的值时，这些元件的容差可能会改变滤波器特征，例如截止频率。在多通道解决方案中，元件容差还会影响通道之间的匹配。

设计步骤

1. 设置滤波器的截止频率：

开始设计 Sallen-Key 滤波器之前，必须考虑传感器规格。对于此设计，加速度计的相关带宽为 3kHz，因此 Sallen-Key 滤波器设计的目标截止频率将设置为 $f_c = 3\text{kHz}$ 。

注：依据低通 Sallen-Key 转换函数计算截止频率的公式为：

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}}$$

2. 设置滤波器的 Q：

有多种方法可以实现 Sallen-Key 滤波器并评估元件的值。在不实施增益的情况下，一种不限制设计的常见方法是使用比率设置这两个电阻和两个电容。也就是说，电阻 R_1 和 R_2 设置如下：

$$R_1 = m \times R = m \times R_2$$

而电容 C_1 和 C_2 设置如下：

$$C_2 = n \times C = n \times C_1$$

第一步是选择 m 和 n 的值。从设计技巧 2 可知，品质因数 $Q = \sqrt{2}/2 \approx 0.707$ ，但因为增益 K 等于 1，所以也可以简化来自转换函数的 Q 因数的表达式：

$$Q = \frac{\sqrt{m \times n}}{m+1+m \times n(1-K)} = \frac{\sqrt{m \times n}}{m+1}$$

由于未知参数比已知参数多，因此通常固定一个比率。一个常见值是 $n = 10$ ，此设计过程将使用该值。由于 $n = 10$ ，现在便可求得 m 的值。

$$Q = \frac{\sqrt{m \times n}}{m+1}$$

$$Q^2 \times m^2 + m(2 \times Q^2 - n) + Q^2 = 0$$

该二次方程的完整求解过程见附录， m 的两个解是：

$$m_1 = \frac{-b - \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-(2 \times Q^2 - 10) - \sqrt{\Delta}}{2 \times Q^2} = 9 - 4\sqrt{5}$$

$$m_2 = \frac{-b + \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-(2 \times Q^2 - 10) + \sqrt{\Delta}}{2 \times Q^2} = 9 + 4\sqrt{5}$$

解 m_1 和 m_2 是可以获得 $\sqrt{2}/2$ 的品质因数的两个值。

3. 元件值：

根据设计注意事项第 4 点，期望是在合理范围内使用大电阻和小电容。现在，比率为已知值，下一步是选择 R_1 的值以计算其他元件值。一个合理的高值是 $R_1 = 51\text{k}\Omega$ ，这是标准电阻值。此值也足够高，使得低功耗运算放大器 [LTC2066](#) 的输出阻抗不至于过大。上一步求得了电阻比的两个解。在 Sallen-Key 滤波器中，出于阻抗原因，最好将低值电阻放在 R_1 位置，因此将保留 m_1 解。

根据先前确定的 R_1 值和所选的比率，可以计算 R_2 。

$$R_1 = m_1 \times R = 51\text{k}$$

$$R = R_2 = \frac{R_1}{m_1} = \frac{51\text{k}}{9 - 4\sqrt{5}} = 915\text{k}\Omega$$

最接近的电阻标准值为 910k Ω 。

一旦选定并计算出电阻值，借助截止频率的简化表达式可以计算 C 的值，然后计算两个电容的值。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times f_c \times \sqrt{R_1 \times R_2 \times n}}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 3\text{kHz} \times \sqrt{51\text{k} \times 910\text{k} \times 10}} = 77\text{pF}$$

$$C = C_1 = 77\text{pF}$$

根据先前的计算，对于 C_1 ，最接近的标准电容值为 75pF。

利用先前确定的比率可以计算 C_2 的值，

$$C_2 = n \times C_1$$

$$C_2 = 10 \times 75\text{pF} = 0.75\text{nF}$$

最接近的标准值为 0.75nF。

4. 阻带限制频率:

考虑设计注意事项第 6 点，在 Sallen-Key 低通滤波器的设计中，尽管它是低通滤波器，滤波器增益最终也会再次提高。这种行为来自放大器的输出阻抗与设计的电阻值 R_1 和 R_2 的相互作用。这些电阻的值越高，阻带限制出现得越远。

设计仿真

模拟滤波器向导工具根据用户的规格提供滤波器建议，并辅助设计滤波器（低通、高通和带通）。它还能帮助检索所选

滤波器的预期性能，例如幅度、相位、噪声、输入阻抗、静态功耗以及对电路的建议。它也会提供对滤波器的理论预期和实际性能的严谨分析。

使用此工具的第一步是参考目标低通滤波器设计的规格。为了实现仅有一级的二阶滤波器，阻带规格需要满足某些要求。根据阻带的分贝(dB)值的不同，二阶滤波器的频率间隔是不同的。当为不同的阻带 dB 值选择 3kHz 的截止频率时，设置二阶滤波器的频率间隔如表 2 所示。

表 2. 行为结果间隔

阻带(dB)	最小频率	最大频率
20	10kHz	30kHz
25	13kHz	54kHz
30	17kHz	95kHz
40	30kHz	300kHz

根据设计步骤，通带的特征是 0dB 增益和 3kHz (-3dB)截止频率。在 25kHz 时，阻带规格将是-30dB。最后，您可以选择滤波器响应，也就是您想要使用哪种滤波器（巴特沃兹、切比雪夫、贝塞尔……）。正如设计注意事项第 2 点所述，为

了尽可能接近上述理论，我们将选择二阶巴特沃兹滤波器。在第一个窗口中，可以看到刚刚输入的规格中的级数，如图 7 所示。

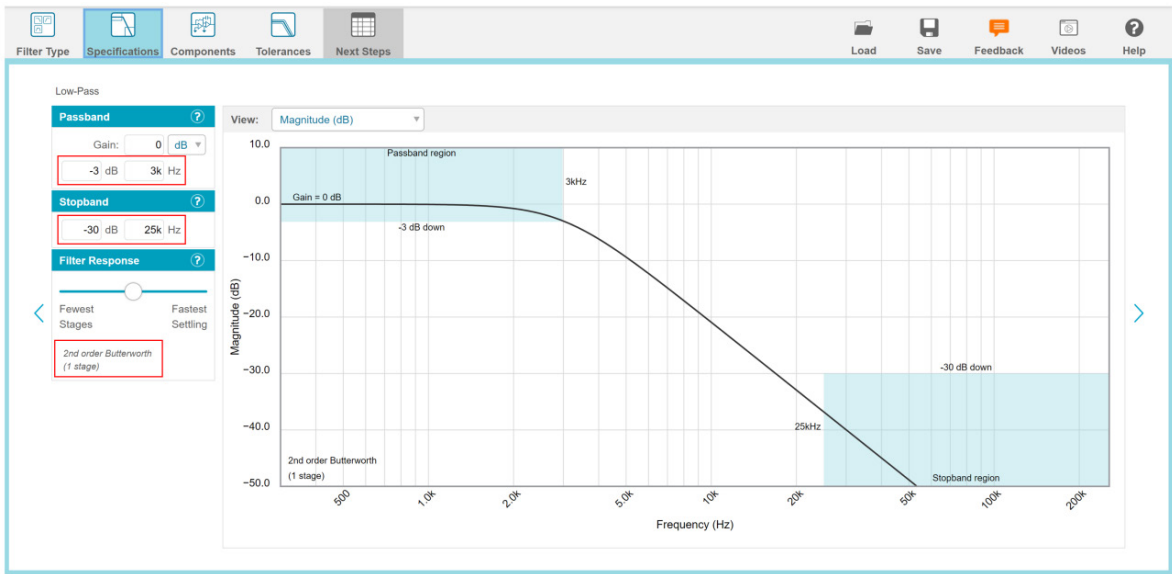


图 7. 模拟滤波器向导工具的规格窗口

在规格窗口中可以检索幅度视图。这是滤波器在理想条件下的频率输出的样子。在高频时，滤波器确是不断滚降。输入规格后，左键单击图 8 中显示的“components”（元件）按钮。在此窗口中，单击元器件选项卡中的“I want to choose”（我想要选择）之后，不仅可以选择电阻和电容的值，还可以选择运算放大器基准电压源。您还可以选择将滤波器实现为 Sallen-Key 型还是多反馈型。为了尽可能接近设计步骤，

表 3. 设计目标与仿真交流分析

参数	设计目标	仿真
C_1	75pF	75pF
C_2	0.75nF	0.75nF
R_1	51k Ω	52.7k Ω
R_2	910k Ω	946k Ω
Q	0,707	0.707

根据设计步骤、设计目标和模拟滤波器向导的结果，就元件值而言，输出似乎比较相似。

这里选择 [LTC2066](#)。该工具还会提供电阻和电容的标准值，同样，我们将选择尽可能接近以上计算值的元件。

所有元件设置完毕后，便可监视滤波器的行为，如图 8 所示。与图 7 相反，幅度视图这次不是用理想运算放大器来仿真，而是用真实运算放大器来仿真，它在高频时引入了阻带频率。行为结果的摘要如表 3 所示。

您可以监视其他结果，以便更好地了解 ADI 工具提供的 Sallen-Key 低通滤波器，例如功耗或有效值噪声。

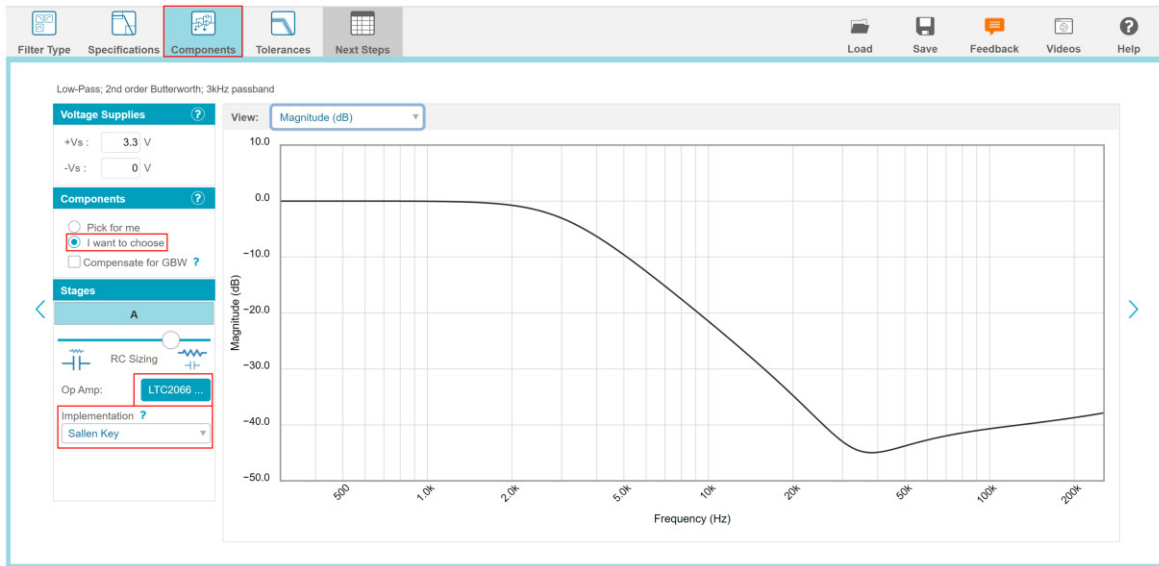


图 8. 模拟滤波器向导工具：电路结果

LTspice 也是一个很好的仿真工具，它能检查上述设计步骤中的计算。LTspice 原理图如下图 9 所示。所做的仿真是电路的频率响应，结果可从图 10 中检索，输入信号为 1V

(1kHz)。图 10 中的光标放在低通滤波器的-3dB 点上。表 4 显示了设计目标与仿真结果的比较。

表 4. 设计目标与仿真交流分析

参数	设计目标	仿真
截止 f_c	3kHz	2.982kHz
20log (增益)	0dB	-18μdB

虽然截止频率非常接近期望值，但范围的起源不同。首先，电阻值取标准值，但应尽可能接近计算值。该设计显示，在最高 80kHz 的阻带时，至少为-20dB 的衰减。如果这不足以

达到设计要求，可以考虑使用更宽带宽的运算放大器，但功耗会提高。另外，可以考虑在 Sallen-Key 滤波器之后使用一个简单的 R/C 低通滤波器，以在较高频率下获得更多衰减。

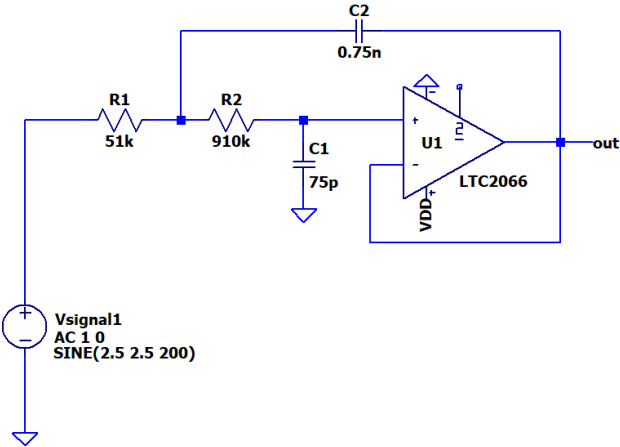


图 9. LTspice 原理图

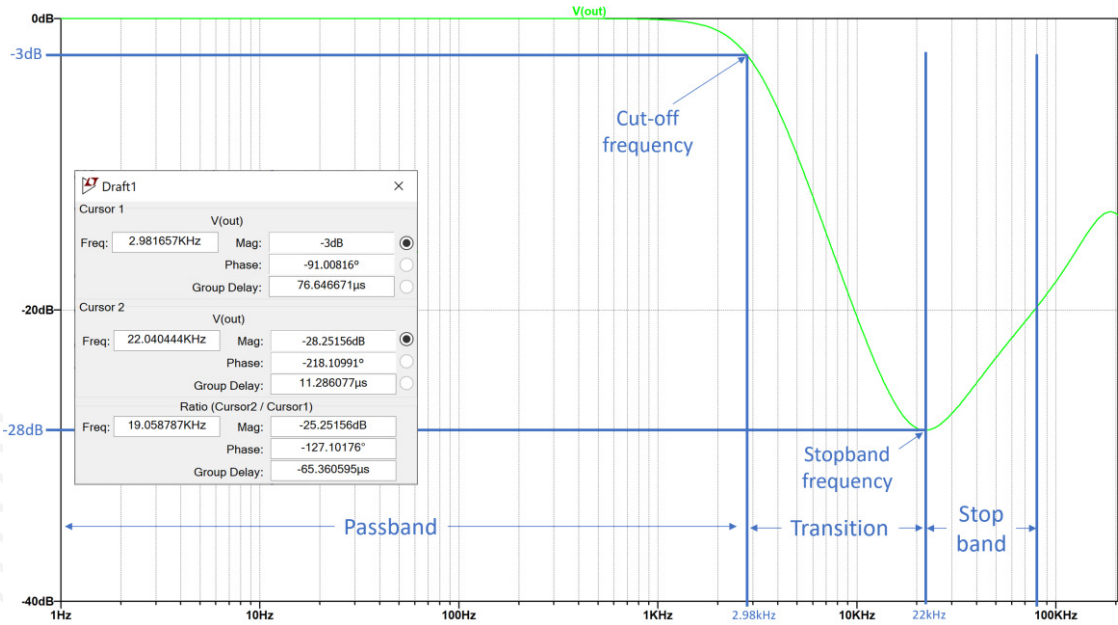


图 10. 交流仿真结果

设计器件

表 5. 运算放大器

产品型号	封装尺寸 (SC70)	I_{bias} (A)最大值	V_{os} (V)最大值	0.1 至 10Hz 噪声 (μV p-p)典型值	V_{noise} (nV/rt-Hz) 典型值	$I_{q/Amp}$ (A)典型值	最小值/ 最大值(V)
LTC2066	2.40 mm x 2.20 mm	150pA	5 μ	1.9	90	7.4 μ	1.7/5.25

参考资料

[LTspice](#)

LTspice®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

[模拟滤波器向导](#)

钻石图工具是一款 Web 应用程序，可基于 Analog Devices 的元器件生成滤波器建议，助您设计出具备所需特性的低通、高通或带通滤波器，且准备时间更短。

附录

附录 1:

如果需要增益 K ，所使用的公式将不相同。品质因数的公式将是：

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}}{R_1 \times C_1 + R_2 \times C_1 + R_1 \times C_2(1-K)}$$

在这种情况下，品质因数和截止频率之间存在关联。为了满足设计规格，同时将元件值设置为先前的比率，设计过程首先应确定增益 K ，以及电阻和电容的比率 m 和 n 以设置 Q 。然后应设置 C 值，最后根据期望的截止频率 f_c 计算 R 值：

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times R \times C \times \sqrt{m \times n}}$$

增益 K 将等于：

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{m+1}{m \times n}$$

增益可能会改变运算放大器的带宽，进而影响通带和阻带的行为。放大器的输出阻抗须除以环路增益，因此输出阻抗将随频率的提高而上升。较小的 R_3 和 R_4 电阻也会影响滤波器的响应，让阻带频率向高频移动。

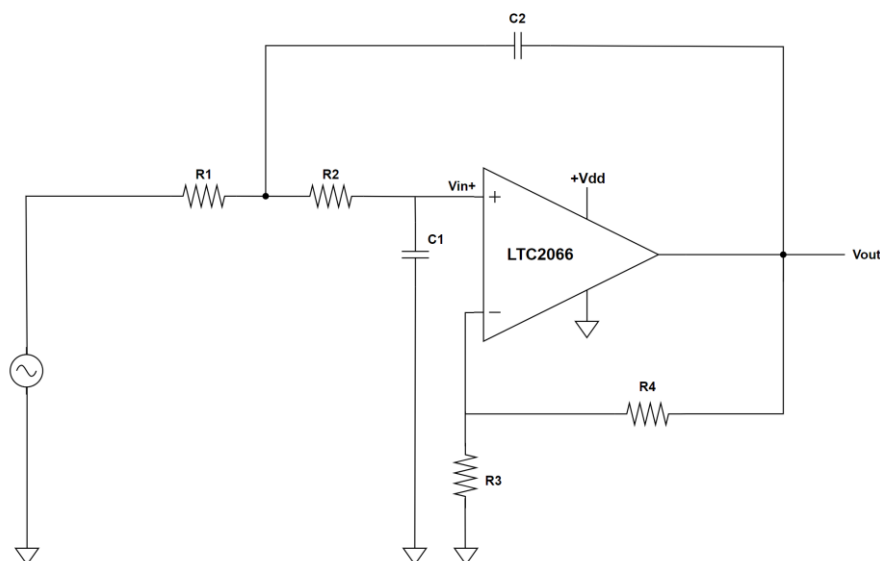


图 11. 具有增益的 Sallen-Key 低通滤波器

附录 2:

要求解的二阶方程如下所示：

$$Q^2 \times m^2 + m(2 \times Q^2 - n) + Q^2 = 0$$

$$a \times m^2 + m \times b + c = 0$$

此方程的 Δ 为：

$$\Delta = b^2 - 4 \times a \times c = (2 \times Q^2 - n)^2 - 4 \times Q^2 \times Q^2$$

$$\Delta = (2 \times Q^2 - n)^2 - 4 \times Q^2 \times Q^2$$

$$\Delta = (2 \times (\frac{\sqrt{2}}{2})^2 - 10)^2 - 4 \times (\frac{\sqrt{2}}{2})^2 \times (\frac{\sqrt{2}}{2})^2$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2}$$

使用 $n = 10$ 且 $Q =$:

$$\Delta = 80$$

由于 Δ 大于零，因此有两个解：

$$m = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-(2 \times Q^2 - 10) \pm \sqrt{\Delta}}{2 \times Q^2}$$

致谢

主要顾问：

David Plourde, 科学仪器(SCI)部 IC 设计工程师

Tim Green, 科学仪器(SCI)部高级模拟应用工程师

KW-1403 适用于低功耗 Σ - Δ ADC 的分立式抗混叠滤波器设计

作者: Fionn O'Halloran 和 Padraic O'Reilly

常见问题解答: 如何为低功耗 Σ - Δ ADC 设计分立式低通抗混叠滤波器?

简介

KWIK (Know-how With Integrated Knowledge, 技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了解决特定设计挑战的分步指南。对于给定的一组应用电路要求, 本文说明了如何利用通用公式应对这些要求, 并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。

此电路设计将重点关注针对 Σ - Δ ADC 衰减陷波设计抗混叠滤波器时要考虑的因素, 并将提供有效的设计示例。将使用 LTspice 仿真原理图来演示结果。

噪声分布在所有频率, 如图1所示。如果噪声占用的频率大于采样频率的一半, 则将折回到第一奈奎斯特区, 并干扰目标信号。为防止出现这种情况, 可在ADC (低通滤波器) 之前使用抗混叠滤波器来消除高频噪声。滤波器通带内的噪声仍将随信号观察到 (与信号结合)。

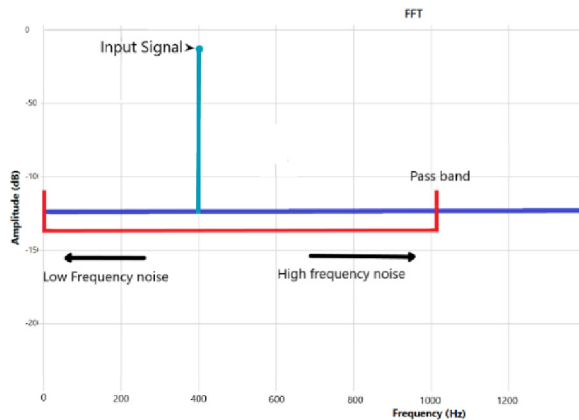


图1.— 1KHz低通滤波器的理想频率响应。

对于精密应用, 目标频带几乎总是位于第一奈奎斯特区 ($f < F_s/2$), 并且可能远小于 $F_s/2$ 。在本KWIK应用笔记中将介绍双极点、无源R-C低通滤波器。低通滤波器衰减第一奈奎斯特区中的部分噪声以及频率大于 $F_s/2$ 的所有噪声。

设计示例和仿真中使用的ADC是AD4130-8。此 Σ - Δ ADC 是一款超低功耗24位分辨率ADC。 Σ - Δ ADC架构本身具有噪声整形滤波器, 允许使用简单的无源R-C滤波器, 而不是功耗更高的有源滤波器。AD4130-8包含片内可编程增益放大器。高阻抗输入确保电流不会通过低通滤波器电阻, 从而不会衰减传感器信号。AD4130-8还具有SINC3和SINC4数字低通滤波器, 可帮助降低 Σ - Δ 架构本身的噪声整形无法消除的高频噪声。此设计示例中将使用SINC3滤波器。如果需要, 还可以放大目标信号, 以使信号相对于ADC的动态范围达到最大, 但本应用笔记中未探讨这一点。

Σ - Δ ADC调制频率 (f_{MOD}) 是指对输入信号进行数字处理的速率。在调制频率下, SINC滤波器的噪声衰减降低。关于调制频率, 请参见ADC数据手册。

在AD4130-8中, 出现此问题的调制频率为76.8kHz。模拟RC滤波器正是为解决这一问题而设计。图2说明了RC滤波器在 f_{MOD} 进行滤波对噪声衰减有何影响。应衰减到-100dB的噪声以-25dB的衰减通过。根据输入信号所需的精度, 可增加RC滤波器的阶数, 从而可以进一步衰减噪声。

ADC Σ - Δ 数据手册中一般不会包含显示调制频率的图示, 如图2所示, 因为除了内部数字滤波器, 通常建议使用外部滤波。

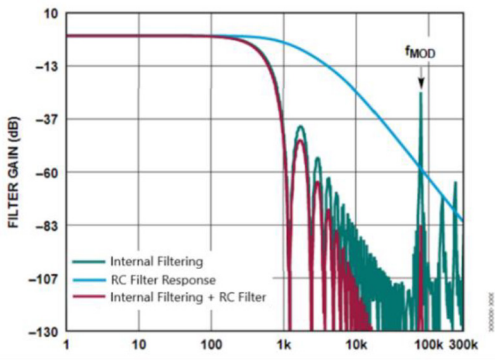


图2.– 二阶1kHz分立滤波器的滤波和未滤波响应。

设计规格

图3所示电路的设计选择取决于输入信号和偏移的幅度范围及频率。图3中电路的主要设计规格示例列在表1中。为此应用选择的传感器是应变计。应变计传感器在受力后会变形，其电阻随之增加。

由于应变计是根据外力变化产生电阻输出的变化，而不是电压或电流输出的变化，因此应将其作为惠斯通电桥的一部分，用于测量应变的变化。本文中选用的应变计是来自霍尼韦尔的FSS1500NSB。

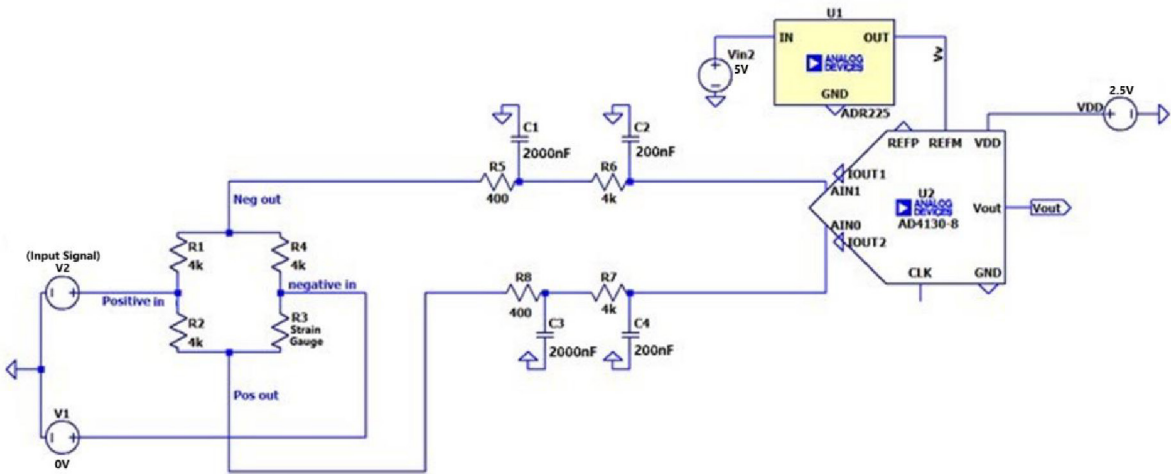


图3.– 使用惠斯通电桥电路的应变计压力传感器，对差分输入进行二阶分立RC滤波。

表1. 图3所示电路的设计规格

滤波器截止频率 f_c	Σ - Δ ADC 调制频率下的衰减 (f_{MOD})	Σ - Δ ADC 调制频率 f_{MOD}	Σ - Δ ADC 输出数据速率 (ODR)	电源 $+V_s/-V_s$	传感器 (即称重传感器) 灵敏度	最低有效位 (LSB)大小
120 Hz	> -100 dB	76.8 kHz	480 SPS	+3.3V/0V	0.12 mV/g	0.10mV/克 = 0.10mg/LSB

设计描述

图3所示的电路首先以四个排列成菱形的电阻形成惠斯通电桥，其中一个电阻是应变计称重传感器，其阻值将随着施加的压力而变化。这部分电路用作传感器，通过正负输出来输出差分V信号。

然后，在两个差分输出端都配有分立式二阶滤波器，用于衰减一般噪声，最重要的是，在ADC的 f_{MOD} 下衰减噪声。最后，电路将差分输入馈入AD4130-8 ADC。内部可编程增益放大器(PGA)具有高输入阻抗，可防止加载激励源并用作滤波器和ADC之间的缓冲器。

设计技巧/注意事项

1. 比率/电源噪声

使用低电压精密传感器时，请务必考虑电源的稳定性以及是否需要噪声进行滤波。如果电源噪声的影响超过可接受水平，则可能需要对电源进行额外的滤波。

2. 电容选型和系统延迟

选择电容时，电容值越高越好。拥有更大的滤波电容有助于衰减来自调制器的采样电荷注入，因为可用的电荷更多，可以更好地提供采样电容充电所需的瞬时电流。滤波电容越大，可用的电荷就越多。建议使用NP0/COG型陶瓷电容，因为它们具有高Q因数、低温度系数和稳定的电气特性。请记住，电容越大，RC时间常数也会增加，并且需要更长的建立时间/系统延迟。

3. 电阻选型和热噪声

在信号路径上添加电阻会增加目标信号的热噪声。因此，请务必使电阻保持最小阻值，同时仍能够为系统提供足够的电流。

以下公式3用于计算电阻热噪声的噪声密度(V_n)。

$$V_n\left(\frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)=\sqrt{4k\cdot T\cdot R}$$

K = 波尔兹曼常数(1.38E-23 J/K)

T = 温度 (以开尔文为单位)

R = 电阻 (欧姆)

设计步骤

本示例中使用的传感器是来自霍尼韦尔的FSS1500NSB应变计。传感器规格表:

表2. 应变计规格

参数	温度	规格
灵敏度	25 °C	0.08 mV/克 (典型值) 0.092 mV/克 (最大值)
工作力	25 °C	0至1500克
零失调	25 °C	+/- 9.9 mV (典型值)
零漂移	2 °C 至 40 °C	± 0.33 mV
灵敏度漂移	0 °C 至 50 °C	5.5%

ADC基准电压为2.5 V。

第1步确定输入范围

根据ADC的规格，系统将使用3.3V至0V的激励电压。应变计最大标称输出电压相对于激励电压的计算公式为:

$$V_{OUT_MAX} = 1500\text{ g} \cdot 0.092\text{ mV/g} = 139\text{ mV}$$

考虑温度影响和失调，传感器输出端的最大电压 V_{MAX} 为:

$$V_{MAX} = [V_{OUT_MAX} \cdot (\text{灵敏度漂移}) + \text{零失调} + \text{零漂移}] = 139\text{ mV} \cdot (1.055) + 9.9\text{ mV} + 0.33\text{ mV} = 157\text{ mV}$$

根据数据手册，ADC的总输入范围为+/- ($V_{REF}/GAIN$)。如果初始 $GAIN = 32$ ，则得出最大容许电压 V_{MAX} : $V_{INp-p} = +/- (2.5V_{REF}/32) = +/- 78\text{ mV}$ ，或156.25 mVp-p。

传感器输出端为1 LSB时:

$$1 \text{ LSB} = \frac{V_{\text{INP-P}}}{2^{24}-1} = \frac{156.25\text{mV}}{2^{24}-1} = 9.3 \text{ nV}$$

$(9.3 \text{ nV/LSB}) / (0.08 \text{ mV/克}) = 0.12 \text{ mg/LSB}$ (标称)。

增益太大, 导致输入范围超过最大标称电压。增益需要降低至16。

如果将增益设置为16, 可得到以下有效输入范围:

$V_{\text{INP-P}} = \pm (2.5V_{\text{REF}}/16) = \pm 156.25 \text{ mV}$, 或312.5 mVp-p。

传感器输出端为1 LSB时:

$$1 \text{ LSB} = \frac{V_{\text{INP-P}}}{2^{24}-1} = \frac{312.5\text{mV}}{2^{24}-1} = 10 \text{ nV}$$

以克为单位, 这代表以下分辨率:

$(10 \text{ nV/LSB}) / (0.08 \text{ mV/克}) = 0.10 \text{ mg/LSB}$ (标称)。

计算中使用表1的典型灵敏度。

这代表24位 Σ - Δ ADC可以检测到的最小应变变化, 目前可暂时忽略噪声的影响。

应变的变化率小于125 Hz, 因此输出数据速率设置为480 SPS。

第2步选择截止频率和滤波器阶数

AD4130-8的内部Sinc3滤波器在133 Hz时开始衰减, ADC的调制频率为76.8kHz。传感器将测量来自应变计的缓慢变化的信号。频率将会很低, 并且不得超过100Hz。DC至100Hz将是应用带宽。基于上述条件, 所选滤波器截止频率为120Hz。这不会衰减来自传感器的输入, 并且比ADC的调制频率低

2个十倍频程以上, 确保在76.8KHz下提供良好的衰减性能。

调制频率非常重要, 因为这是进行额外RC滤波的主要原因。

AD4130-8数据手册中提供的调制频率为76.8kHz。根据SINC3滤波器的特性, 该频率下的衰减为-26dB。n阶RC的滚降通过下式得出:

$$\text{滤波器阶数} \cdot -20\text{dB/十倍频程}$$

所选目标精度为0.01克或10 mg。假设无噪声分辨率为0.10 mg/LSB, 这意味着:

$10 \text{ mg}/(0.10 \text{ mg/LSB}) = 100 \text{ LSB}$ 。因此, 峰峰值噪声应远小于此值。

在ADC输入端, 1 LSB为:

$$1\text{LSB} = \frac{2 \cdot V_{\text{REF}}}{2^{24}-1} = 298\text{nV}$$

峰峰值噪声 (以伏特为单位) 的限制为:

$$100 \text{ LSB} \cdot 298 \text{ nV/LSB} = 29.8 \text{ uVp-p}$$

这是等效RMS噪声电压:

$$V_{\text{p-p}}/6 \approx V_{\text{RMS}} = 29.8/6 = 4.97 \text{ uV}_{\text{RMS}}$$

设计目标是在 f_{MOD} 下将峰峰值噪声衰减至少一半, 以避免噪声干扰。所需的衰减量为:

$$20\log_{10}(29.8\text{uV}/2) = -96.54\text{dB}。$$

f_{MOD} 比目标滤波器截止频率高出2个十倍频程以上, 因此如果二阶滤波器每十倍频程的滚降率为-40dB, 则将在 f_{MOD} 提供足够的衰减。请注意, 为了实现-40 dB/十倍频程的均匀滚降, 两个滤波器极点均置于同一频率。目标频率下的衰减近似值为:

$$f_{\text{MOD}} \text{ 衰减} = \left(\frac{f_{\text{MOD}}}{(\text{对于第三个极点, 为 } f_c \cdot 1000) - (\text{对于第二个极点, 为 } f_c \cdot 10)} \right) \cdot -40\text{dB} + (\text{对于前2个十倍频程, 为 } -40\text{dB} \cdot 2)$$

$$f_{\text{MOD}} \text{ 衰减} = \left(\frac{76,800-1200}{120,000-1200} \right) \cdot -40\text{dB} + (-40\text{dB} \cdot 2) = -105.5\text{dB}$$

这将使调制频率降低至-105.5dB，高于目标值-96.54dB。

为获得更高阶的滤波器，可级联其他滤波级。但是，请务必确保后续各级不会加载初始级。为防止加载，一个简单方法是将后续各级的实际阻抗增加十倍。将选择400 Ω 和4k Ω 电阻，因为二者应该有十倍的差异。这两个电阻产生的热噪声应该最小，并且容差应保持在5%，以方便找到。

滤波器的第一个极点设置为滤波器的-3dB截止频率，而不是截止频率。要将我们的目标-3dB频率转换为截止频率，需要用到以下公式，进而利用该截止频率计算电容大小。由此将得到一个分立RC滤波器，该滤波器具有-3dB截止频率，能够满足第一个极点的需求。

二阶无源RC滤波器的截止频率：

$$f_c(\text{Hz}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

一阶无源RC滤波器的截止频率：

$$f_c(\text{Hz}) = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

具有截止频率 f_c 的n阶低通滤波器的3dB频率：

$$f_{3\text{dB}}(\text{Hz}) = f_c(\text{Hz}) \cdot \sqrt{2^n - 1}$$

n = 滤波器阶数

$f_c(\text{Hz})$ = 所需截止频率

$f(-3\text{dB})$ = n阶滤波器的实际-3dB频率

$$186.45\text{Hz} = \frac{120\text{Hz}}{\sqrt{(2^2) - 1}}$$

$$f_c(\text{Hz}) = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

$$186.45\text{Hz} = \frac{1}{2\pi \cdot 400 \cdot C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 400 \cdot 186.45\text{Hz}}$$

$$C_1 = 2.13\text{e-}6 \text{ F} = 2130\text{nF}$$

计算出的电容值是理想值。标准值为2000nF (2 μ F)，容差为5%。如果使用这些RC值，实际截止频率和3dB频率为：

$$198.94\text{Hz} = \frac{1}{2\pi \cdot 400 \cdot 2\text{e-}6}$$

$$128\text{Hz} = 198.94\text{Hz} \cdot \sqrt{\frac{1}{(2^n) - 1}}$$

为求出第二个滤波器中的元件值，第二个电容需要比前一级小10倍，电阻需要比前一级大10倍。

$$R_2 = R_1 \cdot 10 = (400)(10) = 4\text{k}\Omega$$

$$C_2 = \frac{C_1}{10} = \frac{(2\text{e-}6)}{(10)} = 2\text{e-}7 = 200\text{nF}$$

现在，我们得到了两个串联RC滤波器的值。第一个滤波器的 R_1 为400 Ω ， C_1 为2 μ F，第二个滤波器的 R_2 为4k Ω ， C_2 为200nF。因此，-3dB截止频率为128Hz。

第3步检查热噪声

需考虑热噪声和电容延迟，并调整电阻与电容之比，从而在一定程度上尽量减小电阻值，尽可能增加电容大小。每个电阻的热阻需要单独计算，然后相加。

热噪声密度通过下式得出：

$$V_n \left(\frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R}$$

热噪声的均方根值通过下式得出：

$$V_n(\text{RMS}) = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot (\text{ENBW})}$$

ENBW = 等效噪声带宽 = $f_c(\text{Hz}) \cdot \text{极点校正系数}$

k = 波尔兹曼常数(1.38e-23 J/K)

T = 温度 (开式温度)

$$V_n(\text{RMS})R_1 = \sqrt{(4 \cdot k)(298^\circ\text{K})(400\Omega)(128\text{Hz} \cdot 1.22)}$$

$$V_n(\text{RMS})R_1 = 32\text{nV}_{\text{RMS}}$$

$$V_n(\text{RMS})R_2 = \sqrt{(4 \cdot k)(298^\circ\text{K})(4000\Omega)(128\text{Hz} \cdot 1.22)}$$

$$V_n(\text{RMS})R_2 = 101\text{nV}_{\text{RMS}}$$

总噪声是和方根值:

$$V_{nRMS} = \sqrt{(101)^2 + (32)^2} \text{ nV}_{RMS} = 106 \text{ nV}_{RMS}$$

这是PGA输入端的噪声。必须针对增益调整此值, 以获得ADC输入端的噪声:

$$16 * 106 \text{ nV}_{RMS} = 1.695 \text{ uV}_{RMS}$$

此值小于4.97 uV_{RMS} 的最大容许噪声, 并为传感器噪声贡献提供裕量。

$$f_{c_{max}} \text{ 滤波器1} = \frac{1}{2\pi((R \cdot (1 - \text{tol})) \cdot (C \cdot (1 - \text{tol})))} = \frac{1}{2\pi \cdot (2E-6 \cdot 400) \cdot (0.95^2)} = 220.5 \text{ Hz}$$

$$142 \text{ Hz} = 220.5 \text{ Hz} \sqrt{\left(\frac{1}{2^n}\right) - 1}$$

$$f_{c_{min}} \text{ 滤波器1} = \frac{1}{2\pi((R \cdot (1 + \text{tol})) \cdot (C \cdot (1 + \text{tol})))} = \frac{1}{2\pi \cdot (2E-6 \cdot 400) \cdot (1.05^2)} = 180.5 \text{ Hz}$$

$$116 \text{ Hz} = 180.5 \text{ Hz} \sqrt{\left(\frac{1}{2^n}\right) - 1}$$

由于两个滤波器的截止频率和容差相同, 因此一个滤波器的最大和最小频率与两个滤波器的组合相同。

来自传感器的信号频率将远低于116Hz的最小值, 因此不会干扰我们的信号。142Hz的最大值仅比120Hz的计划截止频率高22Hz, 该带宽增加对允许通过的噪声影响可忽略不计。

设计仿真

通过使用图3所示的LTspice原理图, 可根据得到的滤波器差分电压和ADC输出图来分析电路的截止频率和衰减。

第4步部件的容差

部件的容差将使截止频率在一定范围内变化, 该范围必须通过计算得出。

$$f_{c_{max}} = \frac{1}{2\pi((R \cdot (1 - \text{tol})) \cdot (C \cdot (1 - \text{tol})))} = \frac{1}{2\pi \cdot RC \cdot (1 - \text{tol})^2}$$

$$f_{c_{min}} = \frac{1}{2\pi((R \cdot (1 + \text{tol})) \cdot (C \cdot (1 + \text{tol})))} = \frac{1}{2\pi \cdot RC \cdot (1 + \text{tol})^2}$$

计算值

f_{MOD} 下的Rc滤波器衰减

$$\frac{75.6 \text{ KHz}}{118.8 \text{ KHz}} = 0.63$$

$$2 + 0.63 = 2.63 \text{ 倍频程截止衰减}$$

$$-40 \text{ dB} \cdot 2.63 = 105.5 \text{ dB}$$

$$f_{MOD} \text{ 下的二阶滤波器衰减} = [105.5 \text{ dB}]$$

f_{MOD} 下的总衰减

Rc滤波+内部SINC3衰减

$$105.5 \text{ dB} + 26 \text{ dB} = 131.5 \text{ dB}$$

表3. 设计目标与仿真

参数	设计目标	仿真
滤波器-3dB截止频率	120Hz	120Hz
f_{MOD} 下的衰减	-131.5dB	-130dB

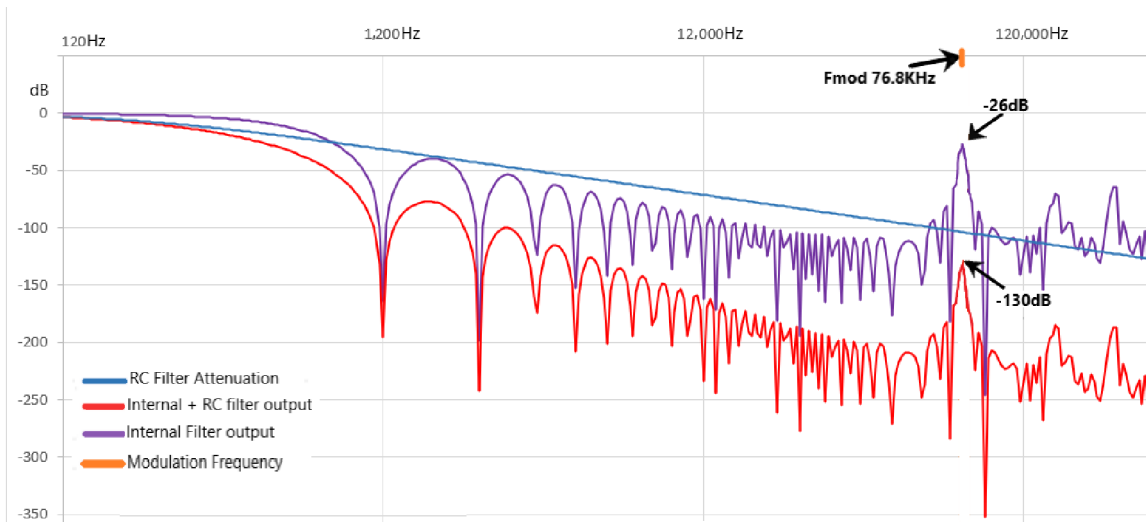


图4：电路的频率响应，标出了内部滤波的Fmod。

仿真值

内部滤波在 f_{MOD} 下的衰减为-26dB。添加的RC滤波器在 f_{MOD} 下实现了-104dB的衰减，这使得信号在 f_{MOD} 下的总衰减为-130dB。

结果

f_{MOD} 下的仿真衰减比计算值低几dB。这只是方程中的值四舍五入而引起的小差异，对电路的影响可以忽略不计。仿真值在可接受的范围内，符合滤波器的预期目的。

设计器件

表4. ADC

产品型号	分辨率 (位)	FSAMPLE (Ksps)最大值	输入类型 (单端或差分)	Vin范围 (v) Vmin/Vmax	数据接口 (I2C、SPI、并行)
AD4130-8	24	2.4	全差分	3.6	SPI

表5. 传感器 (5 ± 0.01 Vdc时的性能)

产品型号	零失调 最小值/最大值 (A)最大值	灵敏度 mV/克 最小值/典型值/最大值	输入/输出电阻 最大值/最小值 (K Ω)	工作力 最大值/最小值 (克)
FSS1500NSB	-15mV/+15mV	0.1/0.12/0.14	4 K Ω /6 K Ω	0g/1500g

参考文献

LTspice

LTspice®是一款高性能SPICE III仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

致谢

ADI公司主要顾问:

Jim Catt

工业平台与技术
高级应用经理

Marie-Eve Carré

工业平台与技术
信号链设计工程师

David Plourde

科学仪器(SCI)部
IC设计工程师。

Padraic O'Reilly

科学仪器(SCI)部
高级模拟应用工程师

常见问题解答：如何构建用于传感器激励的大电流基准电压源

简介

许多应用中都会使用惠斯登电桥传感器，比如流量计和压力测量传感器。精密基准电压源通常需要大电流缓冲器，以便提供桥式传感器激励电压。在驱动传感器及其解耦电容时，缓冲器必须精确且稳定。（参见图1）

此KWIK（Know-how With Integrated Knowledge，技术诀窍与综合知识）电路应用笔记提供了分步指南，旨在帮助大家解决设计具有大电流输出的精密激励电压源时遇到的特定挑战。对于给定的一组应用电路要求，本文说明了如何利用通用公式应对这些要求，并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。

设计规格

对于本例，精密激励电压的设计要求规格如表1所示。

该电压将用于驱动120Ω惠斯登电桥型应变计。

表1. 主要设计规格

规格	设计要求
输出电压	35mA时为+4.096V
负载电阻	120Ω
负载电容	100nF
电源	+5V
噪声（0.1Hz至10Hz）	<10uVpp
温度系数	<20ppm/°C
带宽	1kHz
摆率	0.01V/us
工作温度	-40°C至+125°C

为促使PCB设计一次成功，需解决以下设计问题：容性负载稳定性补偿、PNP晶体管的温度效应、PNP晶体管的功耗、精度、负载瞬态响应，以及为实现性能优化进行拓扑直流设计。

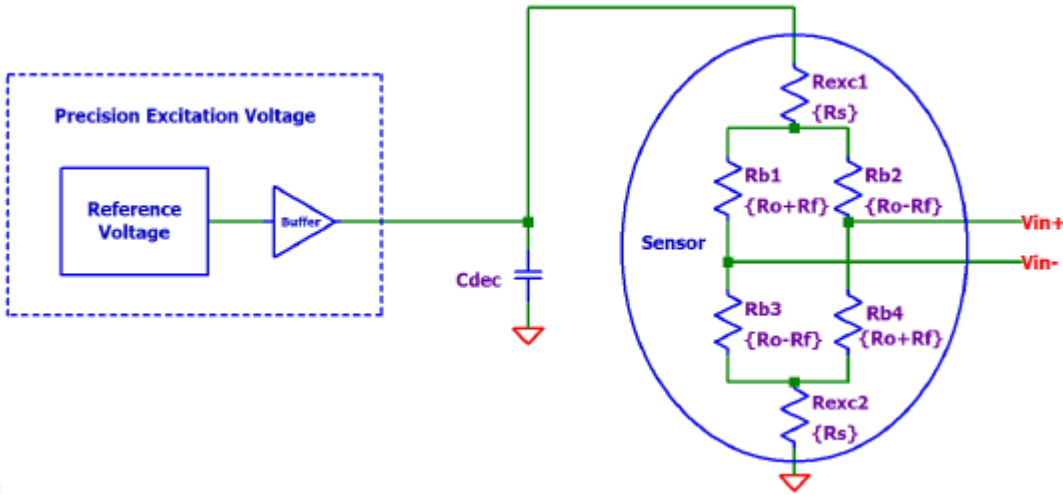


图1. 传感器激励的基本原理图

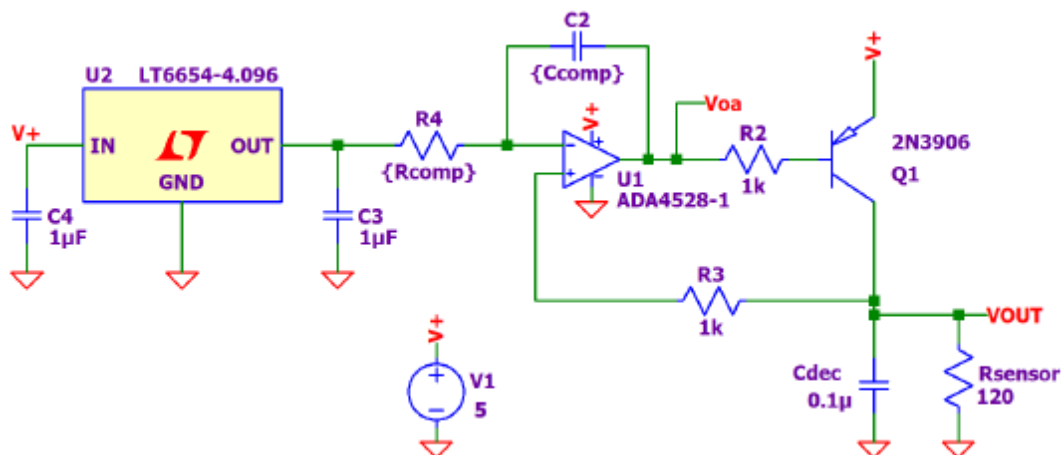


图2. 基准电压和缓冲器

设计描述

基准电压源和缓冲器的电路如图2所示。4.096V基准电压源用于信号链ADC，并将用作驱动传感器的基准电压。在4.096V电压下，驱动120Ω应变计电桥需要大约35mA的电流。在5V单电源应用中，大多数运算放大器无法在4.096V压力下提供35mA电流，并保持运算放大器的线性输出摆幅。许多精密基准电压源以及需要使用该基准电压源的其他IC都无法为应变计激励提供35mA电流。因此需要使用精密大电流、单电源、基准电压源缓冲器。零漂移运算放大器和一个小型PNP外部晶体管将提供一种架构，可以在线性区域运行运算放大器，并在35mA时为应变计提供精确的4.096V电压。

设计技巧/注意事项

1. 根据运算放大器驱动器的规格（包括电源、温度系数和噪声），我们选择采用单电源供电的零漂移运算放大器作为误差放大器。由于放大器的输入和输出电压接近电源轨，因此该应用还需要轨到轨输入和输出运算放大器。
2. 大电流基准电压源缓冲器可采用5V电源供电，假定容差为10%。所以，电源电压可能低至4.5V。常用的缓冲器架构是发射极跟随器，如图3所示。NPN的 V_{be} 约为0.6V，电源电压为4.5V。所以，运算放大器的输出无法与输入电压相同，即4.096V。

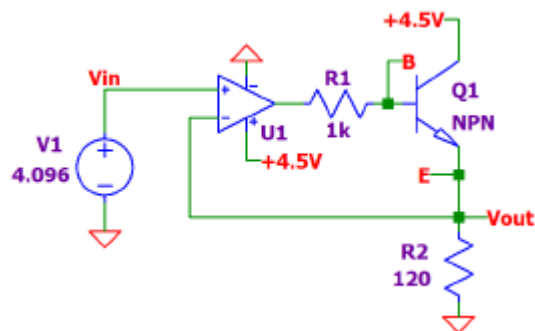


图3. 发射极跟随器架构

更好的拓扑方案是使用PNP的共发射极放大器架构，如图4所示。工作时，U2的输出电压将达到约3.9V，低于4.5V的电源轨电压。 V_{ce} 饱和电压远低于0.6V。例如，当 I_c 为100mA时，2N3906的 $V_{ce(sat)}$ 约为200mV。因此，理论上，缓冲器的 V_{out} 可以与输入电压相同，即4.096V。请注意，由于共发射极放大器的增益反转会引起180°相移，所以运算放大器的反馈连接位于同相输入端。如果连接到反相输入端，相位将再次偏移180°。由于总相移为360°，缓冲器的控制环路会变成正反馈。因此，反馈网络必须连接到运算放大器的同相输入端，以实现负反馈。

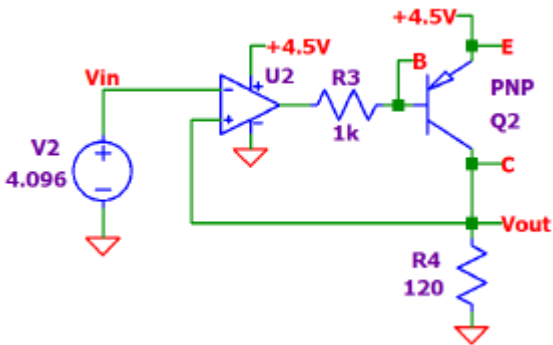


图4. 共发射极放大器架构

3. 如果环路如图4所示，只为大信号提供负反馈，则环路不稳定。为了确保稳定性，我们必须添加补偿网络Rcomp和Ccomp（如图5所示）。

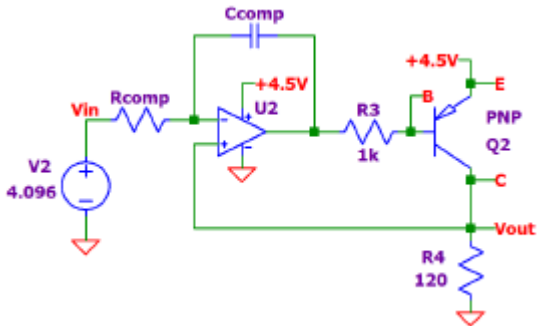


图5. 环路的补偿网络

设计步骤

1. 根据驱动器的规格要求选择关键器件。作为基准电压源，LT6654A-4.096的最大温度系数为10ppm/°C，低于要求。典型噪声约为8.2uVp-p，也低于要求。我们选择ADA4528作为误差放大器，这是一款具有超低噪声的零漂移、轨到轨运算放大器。然后，选择2N3906作为功率级，用于驱动120Ω。
2. 第一阶段检查，通过闭环速率分析在未进行补偿的情况下，控制环路为何不稳定。
3. 添加补偿网络Ccomp以创建Beta反馈路径，并使用“Double-L Break”仿真方法验证稳定性。

设计仿真

4. 仿真直流工作点，并计算PNP的hFE

我们必须通过直流工作点仿真来检查缓冲器的环路（如图6所示）是否有效。通过直流工作点分析，即LTspice中的“.op”指令，我们可以获得工作点列表，包括所有节点的直流电压和电流，如图7所示。Vout为4.096V，等于Vin，因此经验证，控制环路为负反馈环路。

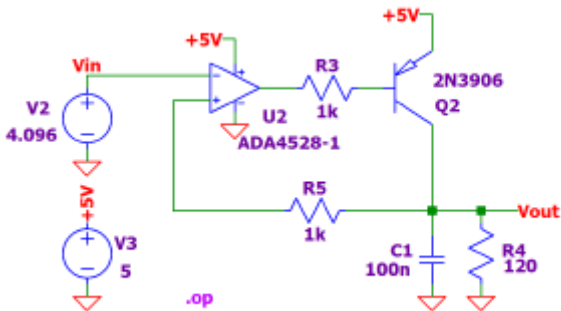


图6. 未进行补偿的缓冲器

--- Operating Point ---		
V(vin):	4.096	voltage
V(n002):	4.24436	voltage
V(n001):	4.1519	voltage
V(vout):	4.096	voltage
V(n003):	4.096	voltage
V(+5v):	5	voltage
Ic(Q2):	-0.0341333	device_current
Ib(Q2):	-0.000184934	device_current
Ie(Q2):	0.0343183	device_current
I(C1):	4.096e-19	device_current
I(R3):	0.000184934	device_current
I(R4):	0.0341333	device_current
I(R5):	9.18346e-11	device_current
I(V2):	7.96226e-11	device_current
I(V3):	-0.0357227	device_current
Ix(u2:1):	9.18346e-11	subckt_current
Ix(u2:2):	-7.96226e-11	subckt_current
Ix(u2:3):	0.00140448	subckt_current
Ix(u2:4):	-0.00158941	subckt_current
Ix(u2:5):	0.000184934	subckt_current

图7. 直流工作点列表

根据 $I_b(Q2)$ 和 $I_c(Q2)$ ，在LTspice仿真中，通过.op分析，我们可以计算出2N3906的 h_{FE} 为184.57。以 $I_c=10mA$ 为基准值，计算得出2N3906的 h_{FE} 值在其数据手册中的参数范围内，如图8所示（数据摘自2N3906数据手册）。

Conditions	h_{FE} Min	h_{FE} Typ
$I_c=0.1mA$, $V_{ce}=1.0V$	60	---
$I_c=1.0mA$, $V_{ce}=1.0V$	80	---
$I_c=10mA$, $V_{ce}=1.0V$	100	300
$I_c=50mA$, $V_{ce}=1.0V$	60	---
$I_c=100mA$, $V_{ce}=1.0V$	30	---

图8. 2N3906的 h_{FE} （直流电流增益）

5. 仿真无补偿网络的缓冲电路的稳定性

缓冲器输出始终驱动旁路电容，除 120Ω 负载外，旁路电容通常为 $100nF$ 。我们还需要 $1k\Omega$ 电阻来保护ADA4528的+IN端免受任何实际电压瞬变干扰，并通过最终补偿电容在 $1/Beta$ 信号中提供断点用于后续的开环分析。瞬态分析的缓冲电路如图9所示。

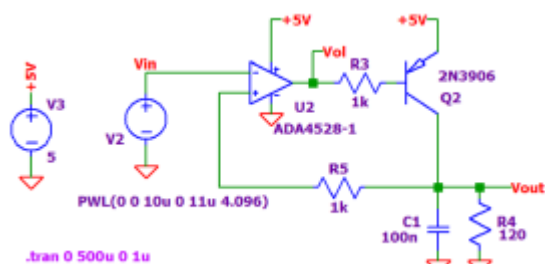


图9. 缓冲电路的阶跃响应

首先，执行LTspice瞬态分析，并通过阶跃响应检查缓冲器的稳定性。很容易看出环路发生振荡，如图10所示。我们还会发现，不仅是缓冲器的 V_{out} ，运算放大器输出端也发生振荡。

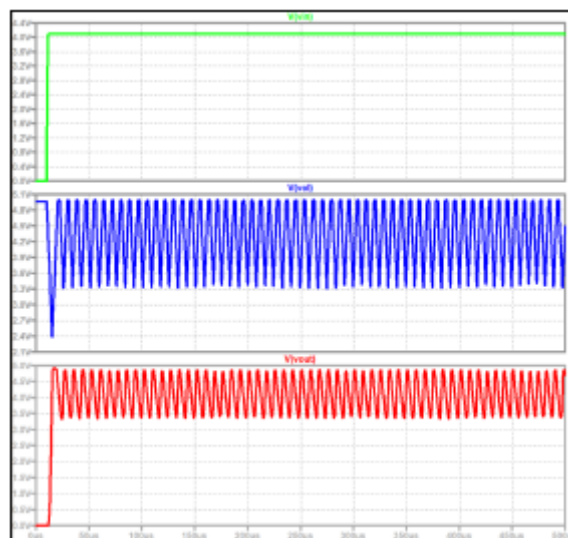


图10. 阶跃响应仿真

其次，在交流仿真中，通过闭合速率更详细地分析 $1/Beta$ 和 A_{ol} 。（ A_{ol} 是运算放大器的开环增益， $1/Beta$ 是反馈系数的倒数， $Beta=V_{ol}/V_{FB}$ 。）

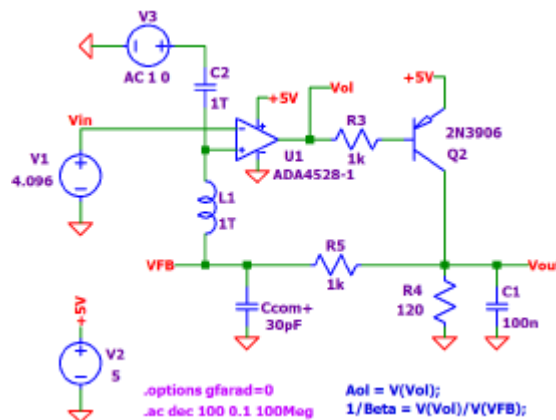


图11. 缓冲器的开环分析

如图11所示，通过添加电感值很高电感 $L1$ ，在+IN（即反馈节点）断开闭环运算放大器电路。然后，通过大电容 $C2$ ，将交流电源 $V3$ 注入+输入端。由于该技术将隔离ADA4528的内部 C_{com+} ，因此应将 C_{com+} 添加到 V_{FB} 节点上。最后，在LTspice中，我们可以根据公式 $A_{ol} = V(Vol)$ 、 $1/Beta = V(Vol)/V(V_{FB})$ 得到 A_{ol} 和 $1/Beta$ 曲线，如图12所示。

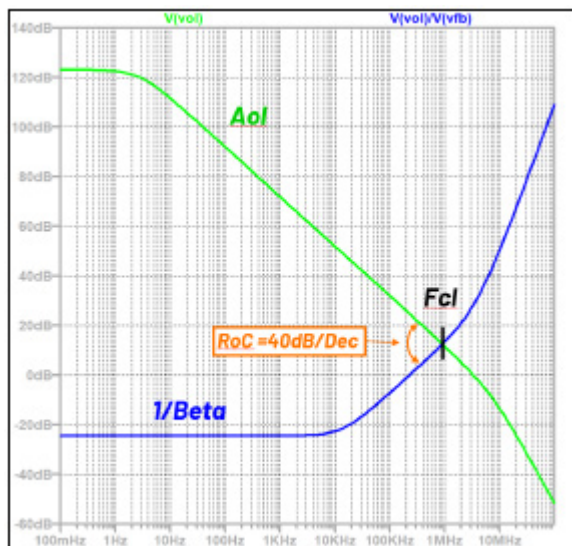


图12. Aol和1/Beta (无补偿)

如图12所示，可以看到Fcl处的闭合速率为40dB/Dec，这表明环路不稳定。

6. 针对最差情况设计补偿网络

2N3906的 hFE 、 R_4 和 C_1 （如图11所示）是 $1/\beta$ 转换函数中的主导项。需要注意的是，2N3906的 hFE 随温度而大幅变化，如图13所示（数据摘自2N3906数据手册）。当 I_c 为34mA时， hFE 在25°C时约为180，在150°C时约为250，在-55°C时约为90。因此，我们必须考虑针对最差情况 hFE 变化设计补偿网络。

Conditions	hFE Typ
$V_{ce}=1V, I_c=34mA, T_j=25^\circ C$	180
$V_{ce}=1V, I_c=34mA, T_j=150^\circ C$	250
$V_{ce}=1V, I_c=34mA, T_j=-55^\circ C$	90

图13. 2N3906的 hFE 随温度而变化

在LTspice中，使用测试电路（如图14所示）验证2N3906宏模型的 hFE ，并检查仿真结果与数据手册的数据是否匹配。偏置2N3906基极的 V_b 为0.3V，另一个电流源 I_e 驱动发射极。该方法可使2N3906的 V_{ce} 接近1V，与测试条件一致。通过DC扫描仿真命令， I_e 从0.1mA线性变化为200mA。我们可以根据公式 $hFE = I_c/I_b$ 捕捉 hFE 曲线，并且可以看到在25°C，当 $I_c = 34mA$ 时， hFE 的仿真值约为184，接近数据手册的参数，如

图15所示。

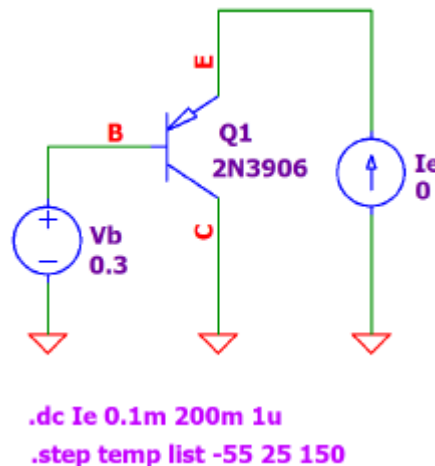


图14. hFE 测试电路

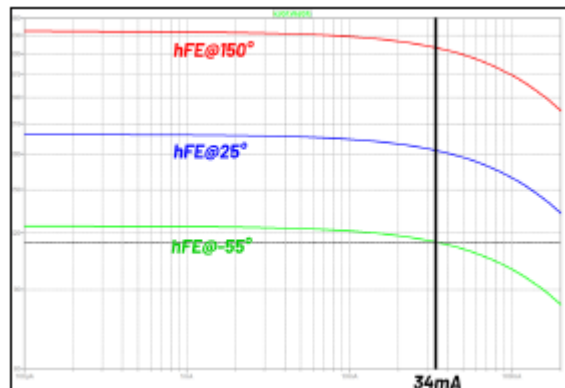


图15. hFE 的仿真结果

我们可以使用LTspice指令“.step temp list <temp1> <temp2> <temp3>”捕捉不同温度下的不同 hFE 曲线，如图14所示。此外，通过交流仿真，该命令可帮助我们捕捉开环中不同温度下的Aol和 $1/\beta$ 频率响应曲线，如图16所示。我们发现，最差情况发生在-55°C时，因为-55°C时， $1/\beta$ 的单位增益交越频率小于其他 $1/\beta$ 曲线。这意味着我们设计的补偿网络需要适用于-55°C的最差情况。请注意，在温度范围内执行的该仿真扫描仅对2N3906有效，因为大多数运算放大器宏模型不使用全局仿真温度对Aol变化建模。

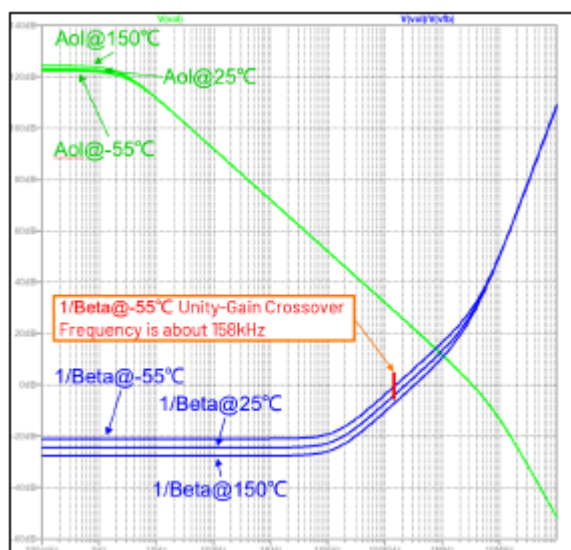


图16. 不同温度下的Aol和1/Beta

在图17中，1/Beta网络对运算放大器IN+的反馈标记为1/Beta+，补偿网络对IN-的反馈标记为1/Beta-。1/Beta-将提供另一条反馈路径，以确保环路稳定性。总1/Beta等于(1/Beta-) - (1/Beta+)。

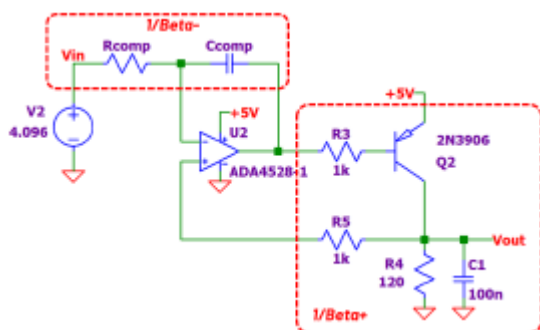


图17. 1/Beta+和1/Beta-电路

如图18所示，分析未进行补偿的缓冲器拓扑，并提出使用两条反馈路径的解决方案。另一条反馈路径是1/Beta-。但是，如何找到正确的补偿参数？可以观察到，我们希望在Fcl处，即ADA4528 Aol和总1/Beta曲线的相交点，获得20dB/dec的闭合速率。Rcomp和Ccomp确定1/Beta-为零。我们必须确保在-55°C时，1/Beta-的零频率(Fz1)远小于标记为1/Beta+的曲线的单位增益交越频率。在仿真电路中，1/Beta+的单位增益交

越频率约为158kHz。我们可以将Fz1设置为50kHz，此值远小于158kHz。根据公式 $Fz1 = 1/(2\pi * Rcomp * Ccomp)$ ，我们可以选择1k和3.3nF作为频率点的Rcomp和Ccomp。由于Ccomp在高频时短路，因此1/Beta-将变为1或0dB。使用两条反馈路径(1/Beta+和1/Beta-)时，组合的最低1/Beta路径将占主导地位，因为这是最大的Beta路径，意味着更多电压从运算放大器输出反馈到其输入。

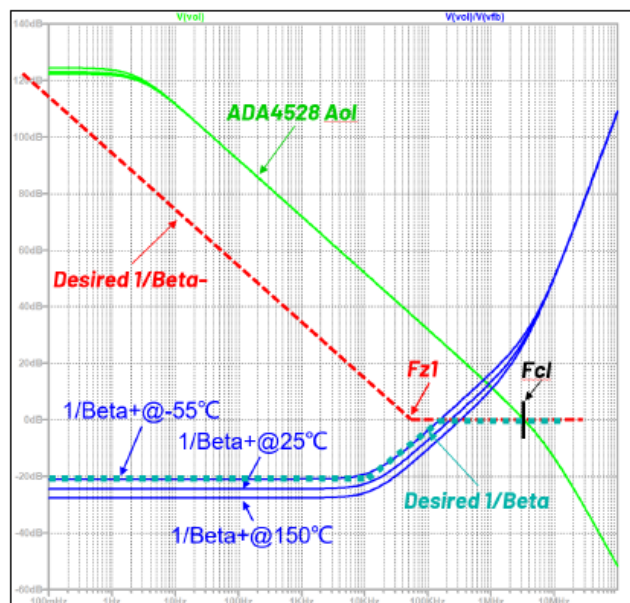


图18. 分析: Aol&1/Beta+, 1/Beta-

计算得到的补偿最终电路如图19所示。

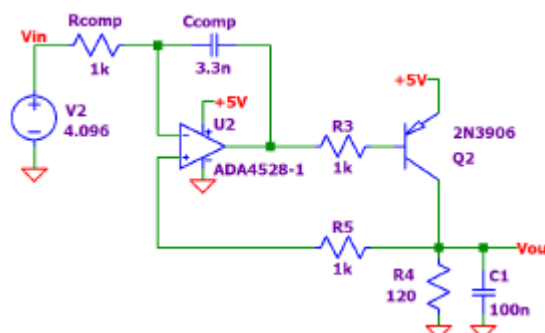


图19. 计算得到的补偿电路

7. 验证最终缓冲电路

首先，在开环交流仿真中，我们可以使用“Double-L Break”方法，根据闭合速率标准来分析稳定性。缓冲器的环路包含两条反馈路径，一条反馈到运算放大器的IN+，另一条反馈到IN-。如图20所示，“Double-L Break”是指两个大电感分别断开两个反馈环路，以捕捉 $1/\text{Beta}+$ 和 $1/\text{Beta}-$ 曲线。由于 $1/\text{Beta}$ 等于 $(1/\text{Beta}-) - (1/\text{Beta}+)$ ，所以，使用电压相关的电压源(E1)来实现计算。请务必将ADA4528的内部共模和差分电容添加到两个反馈节点中，因为大电感已针对任何目标频率将它们隔离。通过IN+和IN-之间的1T电容注入交流电源。此外，IN+和IN-节点分别需要添加一个连接到GND的大电阻，以避免LTspice中出现激励源浮动。通过运行一次LTspice交流分析，我们可以生成所有目标曲线，如图20中详细列出的公式所示。



图20. “Double-L Break” 方法

图21显示了ADA4528 Aol曲线, 以及1/Beta+、1/Beta-和1/Beta图。此外, 1/Beta曲线与预测一致, *Fcl*处的闭环速率为20dB/dec, 说明环路稳定。

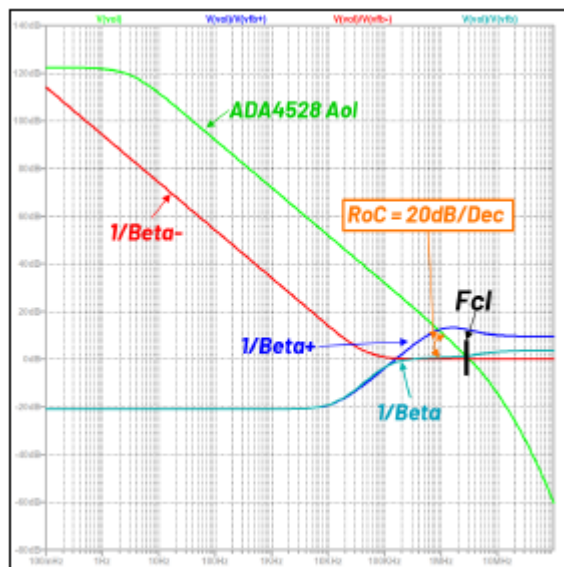


图21. 1/Beta、 1/Beta-、 1/Beta+和Aol图

我们还可以使用环路增益幅度和相位图来重新检查稳定性。如果在单位增益频率下相位裕量大于 45° ，则可以认为环路稳定。在图22中，单位增益频率下环路增益的相位裕量约为 51° ，因此环路稳定。

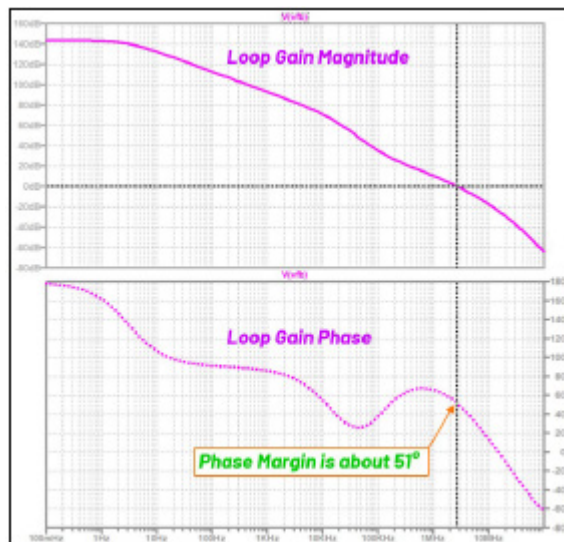


图22. 环路增益幅度和相位图

其次，通过瞬态分析中的阶跃响应，验证稳定性。阶跃响应的过冲和振铃将说明环路是否不稳定。如图23所示，在缓冲电路的Vin处注入脉冲电压源，并测试Vout处的响应。

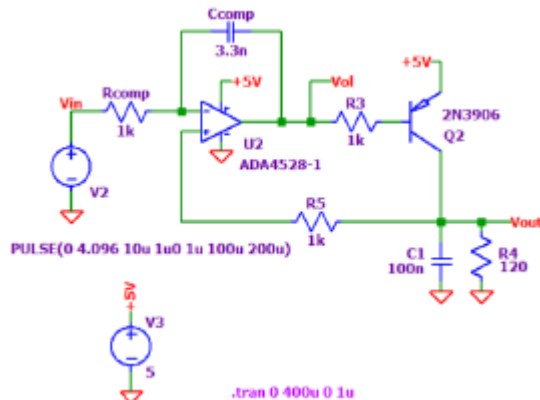


图23. 瞬态稳定性测试电路

图24中所示的仿真结果来自阶跃响应的LTspice瞬态分析，表明Vout没有过度过冲或振铃，这与我们从环路稳定性分析中预测的结果一致。在Vol处，即运算放大器输出端，存在过冲和欠冲。这是由于运算放大器的输出阻抗引起的，不会影响稳定性。但如果您发现Vol处存在振铃，则表明环路不稳定。

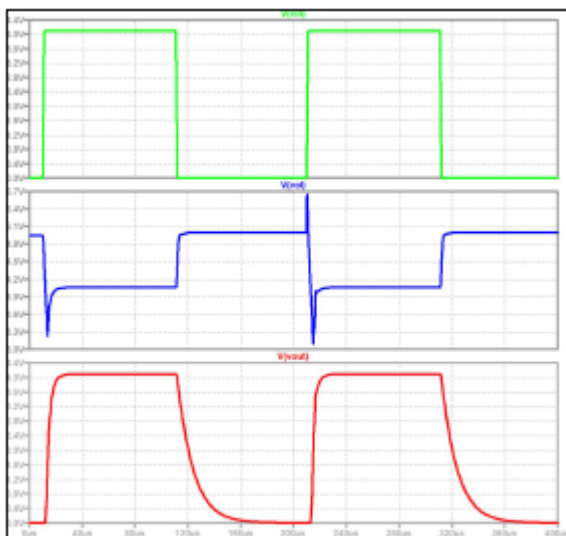


图24. 瞬态稳定性测试SPICE结果

测量结果

1. 无补偿的阶跃响应测试

图25显示了用于传感器激励的大电流基准电压源的实际PCB实现。

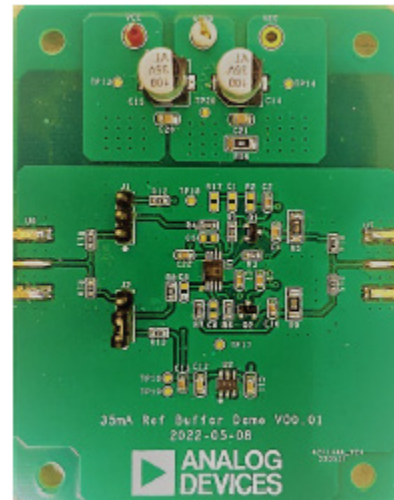


图25. 实际电路

脉冲波激励的阶跃响应结果如图26所示。正如仿真结果所预测的，未进行补偿的缓冲电路不稳定。

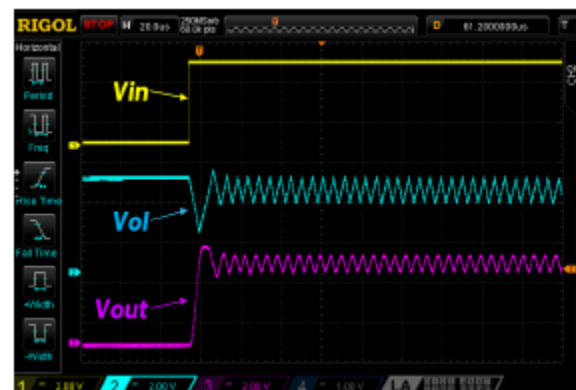


图26. 无补偿的阶跃响应结果

2. 具有补偿的阶跃响应测试

将补偿网络添加到实验电路后，瞬态稳定性测试结果如图27所示。非常稳定！从分析到LTspice仿真，再到最终的实际PCB实现，缓冲电路均表现出稳定性。

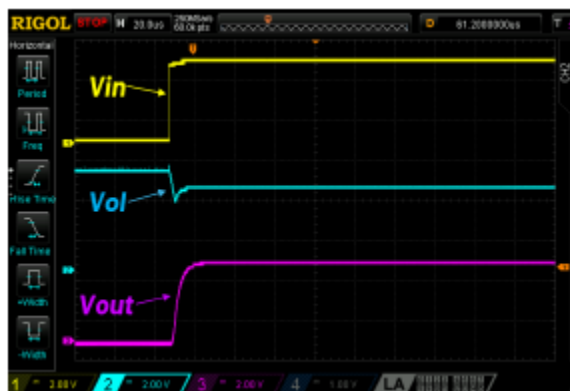


图27. 具有补偿的阶跃响应结果

设计器件

表2. 运算放大器

产品型号	Vos(V)类型	Vos漂移 (V/°C)类型	Vnoise (Vp-p)类型	摆率 (V/us)	GBP(Hz)	Vs (V)最小值/最大值
ADA4528	0.3u	0.002u	97n	0.45	4M	2.2/5.5

表3. 基准电压源

产品型号	Vout (V)类型	初始精度(%) 最大值	Vout温度系数 (ppm/V)最大值	Vnoise (Vp-p)类型	Iout拉电流 (A)最大值	Vs+ (V)最小值/最大值
LT6654A-4.096	4.096	0.05	10	8.2u	10m	5.2/38

参考文献

1. “运算放大器稳定性第5部分（共15部分）：单电源缓冲电路的实际设计”，2006年，Tim Green，最初发表于AnalogZone (EnGenius)
2. “直观的模拟电路设计（第二版）”，Marc Thompson，2013年，Elsevier
3. “使用运算放大器和模拟集成电路进行设计（第四版）”，Sergio Franco，2002年，McGraw-Hill
4. “运算放大器：理论与实践”，James K. Roberge，1975年，John Wiley and Sons, Inc
5. “模拟电路故障排除”，Robert A. Pease，1991年，Butterworth-Heinemann

附加资源

LTspice

LTspice®是一款高性能SPICE III仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

鸣谢

Tim Green, 精密放大器部产品应用首席工程师

常见问题解答：全桥应变计传感器的 Spice 模型

简介

此 KWIK (Know-how With Integrated Knowledge — 技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了应对特定设计挑战的分步

指南。对于一组给定的应用电路要求，本文说明了如何利用通用公式应对这些要求，并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。该全桥应变计传感器模型支持对电桥应变计的电气和物理特性进行 SPICE 仿真。SPICE 模型使用从应变计数据手册中获取的参数。模型中使用实际惠斯通电桥电阻，将物理应变转换为电压通过电桥输出。实际应变用一个电压 V_{force} 来模拟。

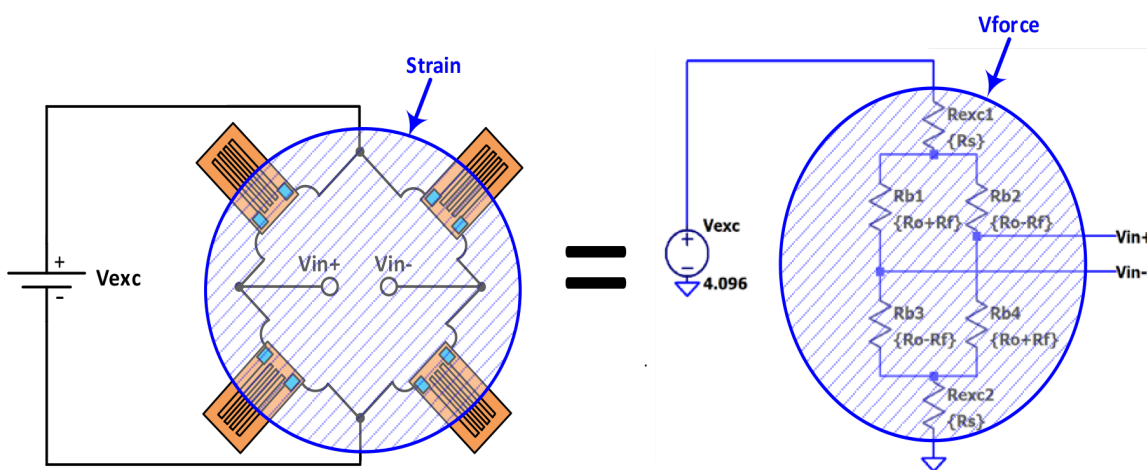


图 1. 应变计电桥和等效电气模型

设计规格示例

表 1 显示了应变计模型中使用的关键数据手册参数。这些参数映射到等效的 SPICE 模型。

表 1. 数据手册规格

参数	数据手册值	Spice 模型符号值
称量	1 lb.	Vforce_max, 1lb = 1V
额定输出(RO)	1.5mV/V (标称值)	Vin_Span, 1.5m (V/V)
激励 (VDC 或 VAC)	10V (最大值)	Vexc, 4.096V
电桥电阻	350Ω (标称值)	Rb1、Rb2、Rb3、 Rb4 = Ro = 350 Ω
*激励电阻	不适用	Rexc1 = Rexc2 = 1fΩ (飞欧姆)

*激励电阻降低电桥传感器上的 Vexc，以实现应用特定的调整。Rexc1、Rexc2 = 1 fΩ 意味着短路

设计描述

此应变计模型（图 2）使用 LTSPICE 进行仿真，但也与 PSPICE 兼容。利用该模型，用户可以模拟参考激励电压的传感器负载，并将信号调理电路连接到电桥。这样就可以对所有共模、差分和源阻抗效应进行仿真。该模型假设所有电桥元件（Rb1、Rb2、Rb3、Rb4）都会响应所施加的应变而变化。仅对标称传感器规格进行建模。

表 2. 设计目标与仿真

应变	Vin_Force	(Vin+) – (Vin-)理想值	(Vin+) – (Vin-)仿真值
0.1lb	0.1V	0.6144mV	0.61440468mV
0.5lb	0.5V	3.072mV	3.0720234mV
0.7lb	0.7V	4.3008mV	4.3008327mV
1.0lb	1.0V	6.144mV	6.1438084mV

设计技巧/注意事项

1. 通过将激励电路连接到传感器模型来加载激励电路（显示为 Vexc）。
2. 将电桥传感器输出连接到用于共模、差分、满量程和精度仿真的任意信号调理电路。
3. 将 SPICE 参数步进(.step param)与直流分析(.op)结合使用，从作用于传感器模型的最小力扫描到最大力。

设计步骤

1. 将传感器模型映射到表 1 中列出的数据手册参数。
2. 运行直流分析 SPICE 仿真（使用扫描参数），确认 Vin 与相应应变输入的预期输出一致。请注意，Vin = (Vin+) – (Vin-)
3. 将传感器模型连接到激励和信号调理电路以模拟完整应用。

设计仿真

$$V_{in} = (V_{in+}) - (V_{in-}),$$

$$V_{in} = (V_{exc}) \cdot (V_{in_Span}) \cdot (V_{in_Force})$$

其中

$$V_{exc} = 4.096V,$$

$$V_{in_Span} = 1.5mV/V,$$

$$V_{in_Force}: 1V \text{ 相当于应变计上的 } 1lb \text{ 物理力。}$$

这些结果的图形如图 3 所示

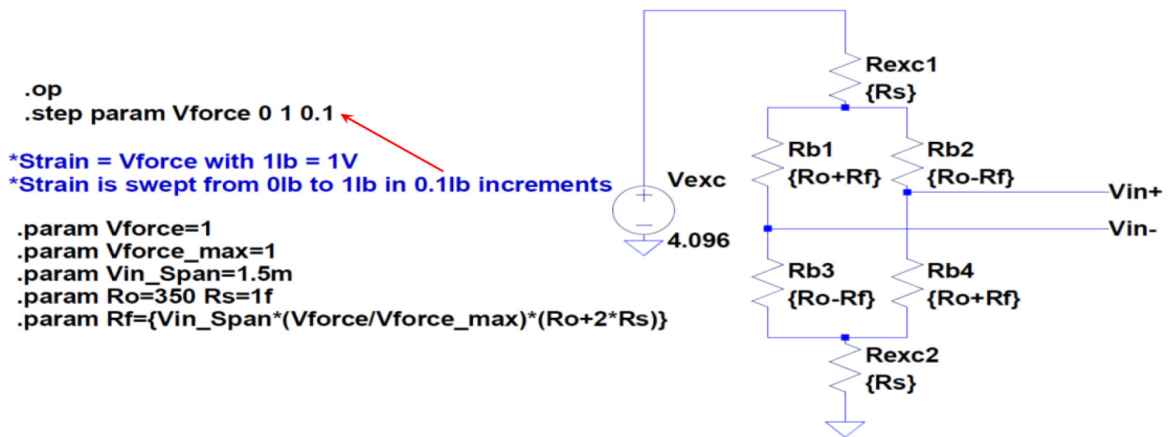


图 2. 显示应变计模型和仿真参数的原理图

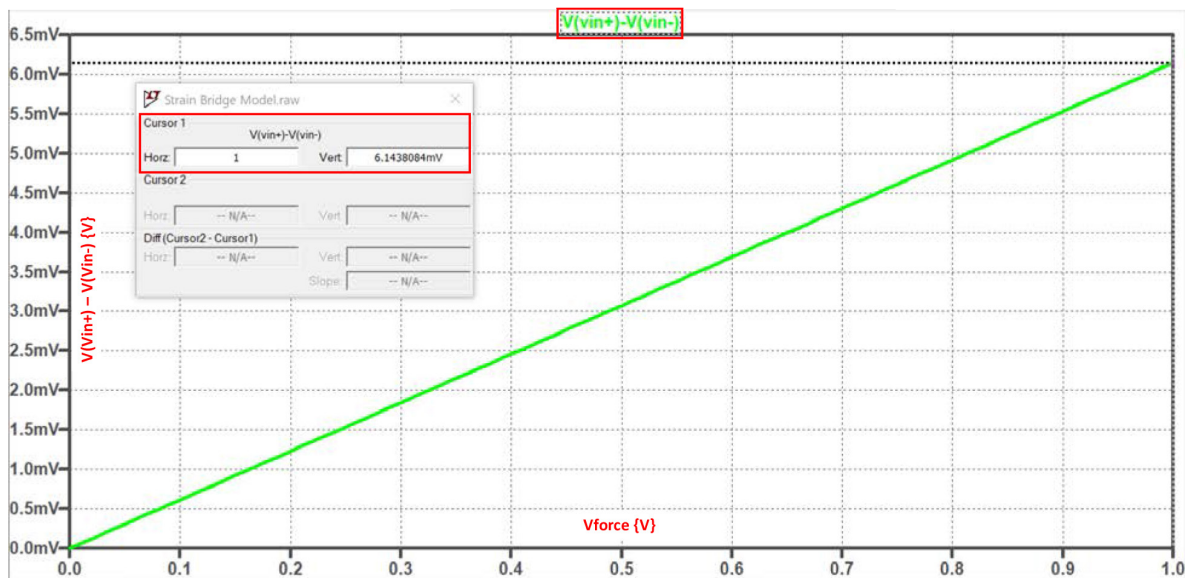


图 3. 应变计模型的仿真力与输入电压的关系

传感器模型的典型应用电路如图 4 所示。首先必须放大和偏移小差分输入电桥电压 V_{in} (0V 至 6.144mV)，使其落在 ADC 的输入范围内，以实现最佳量度和分辨率。为达到此目的，我们使用 AD8237 单电源仪表放大器，它还能抑制大约为基准电压电平一半 ($4.096V/2 = 2.048V$) 的大共模电压。原理图中使用的 V_{offset_dac} 源代表一个低阻抗电

压输出 DAC，它用于将零输入应变对应的 AD8237 偏移输出电压上调到 100mV。Voffset_dac 还补偿 AD8237 的输入失调电压，该电压在 Vout 会被放大 781.25 倍。LT1461-4.096 是一款精密 4.096V 系列基准电压源，它提供所需的激励电流 I_{exc}，其计算公式如下：

$$I_{exc} = V_{ref}/R_o = 4.096V/350\Omega = 11.7mA$$

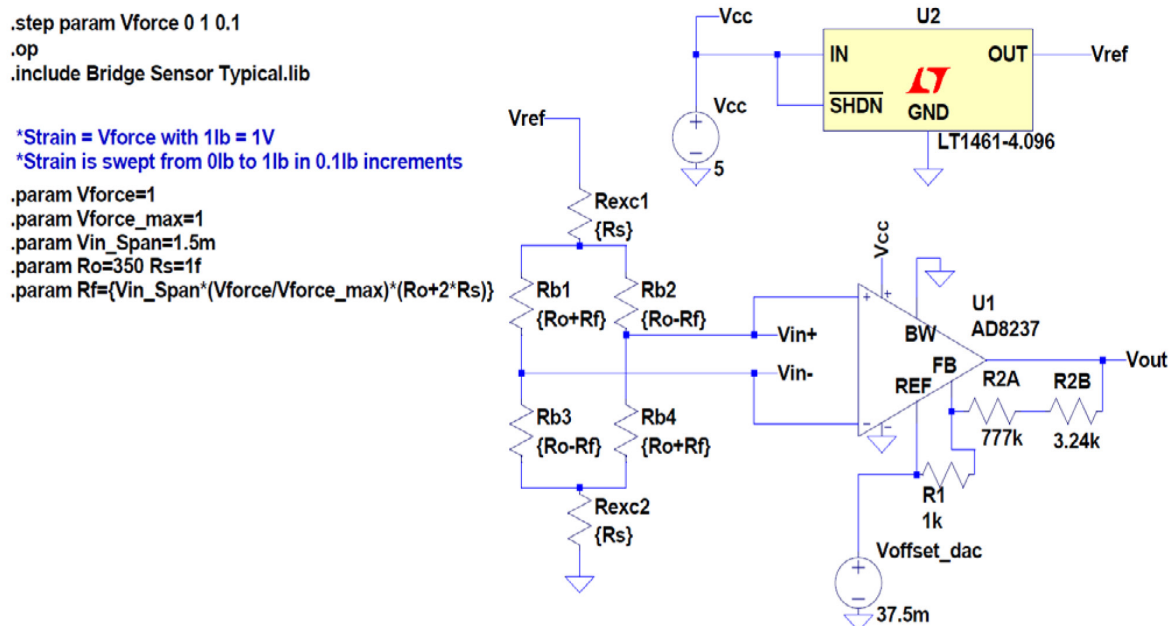


图 4. 调理传感器模型的输出电压

给定所需的输出电压范围以及应变计的输入电压范围和跨度，信号调理电路的增益和偏移可以计算如下：

$$\begin{aligned} V_{out_max} &= 4.096V, V_{out_min} = 0.1V \\ V_{force_max} &= 1V, V_{force_min} = 0V \\ V_{in_span} &= 1.5mV/V, V_{in} = (V_{in+}) - (V_{in-}) \\ V_{in_max} &= \frac{V_{force_max}}{V_{force_min}} * V_{in_span} * V_{ref} \\ V_{in_max} &= \frac{1V}{1V} * \frac{1.5mV}{V} * 4.096V = 6.144mV \\ V_{in_min} &= \frac{V_{force_min}}{V_{force_max}} * V_{in_span} * V_{ref} \\ V_{in_min} &= \frac{0}{1} * \frac{1.5mV}{V} * 4.096V = 0V \\ V_{out_max} - V_{out_min} &= Gain * (V_{in_max} - V_{in_min}) \\ 4.9V - 0.1V &= Gain * (6.144mV - 0) \rightarrow Gain = 781.25 \\ V_{out} &= Gain * (V_{in_min}) + V_{offset_dac} \\ 0.1V &= 781.25(0V) + V_{offset_dac} \rightarrow V_{offset_dac} = 0.1V \end{aligned}$$

对 AD8237 模型的测量表明，它具有 80uV 的正输入失调电压。当此失调电压被放大 781.25 倍（计算的增益系数）时，在 $V_{in} = 0V$ 且 $V_{offset_dac} = 0V$ 的情况下，输出电压 $V_{out} = 62.5mV$ 。为了实现理想的缩放，即 $V_{in} = 0V$ 时 $V_{out} = 100mV$ ，必须将 V_{offset_dac} 设置为 $(100mV - 62.5mV) = 37.5mV$ 。该应用电路的仿真结果如图 5 和图 6 所示。

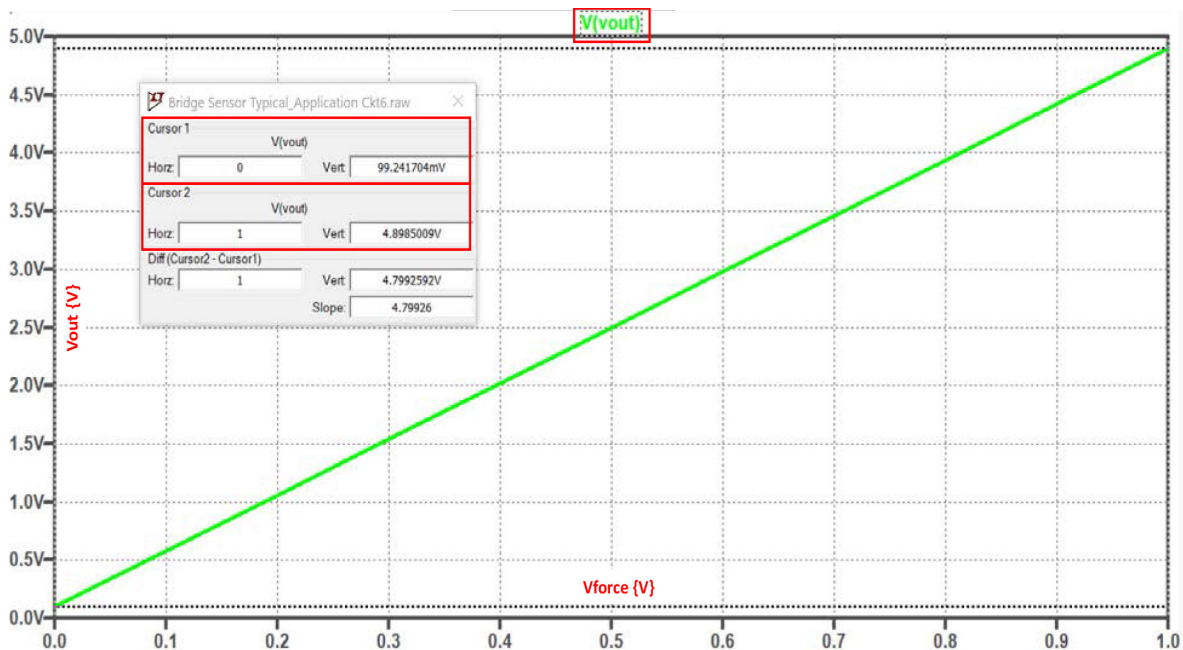


图 5. 应变计应用电路的仿真输出电压与输入力的关系

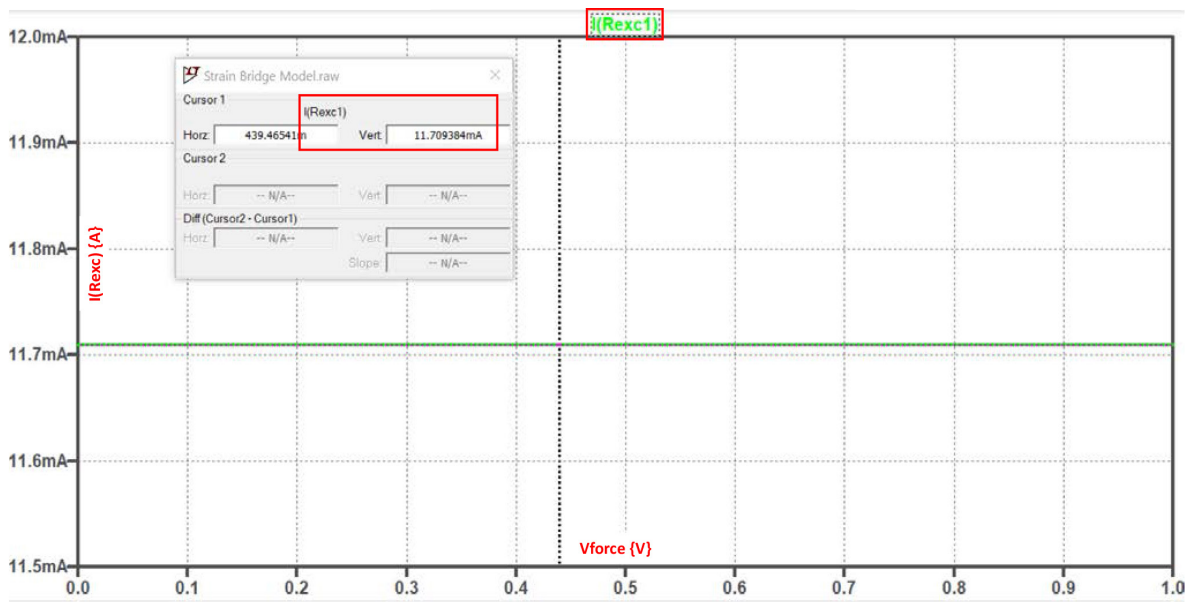


图 6. 应变计应用电路的仿真激励电流图

设计器件

表 3. 串联基准电压源

产品型号	V _{out} (V)典型值	初始精度(%) 最大值	V _{out} 温度系数 (ppm/V)最大值	V _{noise} (Vp-p)典型值	I _{out} 拉电流 (A)最大值	V _{s+} (V)最小值/最大值
LT1461ACS8-4	4.096	0.04	3	32u	50m	4.06/20

表 4. 仪表放大器

产品型号	V _{os} (V)最大值	I _{bias} (A)最大值	增益 (V/V)最小值/最大值	带宽低增益 (Hz)典型值	V _{noise} (V/rt-Hz)典型值	V _s 范围 (V)最小值/最大值
AD8237	75u	650p	1/1000	200k	68n	1.8/5.5

表 5. 运算放大器 (根据需要用于基准电压源和 DAC 输出缓冲器)

产品型号	V _{os} (V)最大值	I _{bias} (A)最大值	GBP (Hz)典型值	V _{noise} (V/rt-Hz)典型值	I _q /放大器 (A)典型值	V _s 范围 (V)最小值/最大值
AD8538	13u	25p	430k	50n	180u	2.7/5.0

参考资料

“Analog Bits - Modeling a Load Cell in SPICE”

由 Alec Schmidt 创建，最后修改于 2017 年 6 月 20 日

[Modeling a Load Cell in SPICE](#)

“如何避免用电桥传感器进行设计时陷入困境”

作者：Gustavo Castro 和 Scott Hunt

[Analog-dialogue/how-to-stay-out-of-deep-water](#)

“通过具有数字可编程增益和输出失调的自稳零仪表放大器 增强桥式传感器测量”

作者：Reza Moghimi

[Analog-dialogue/bridge-type-sensor-measurements.html](#)

“传感器信号调理实用设计技术”

由 Walt Kester 编辑，ADI 公司，1999 年，ISBN-0-916550-20-6

[Education-library/practical-design-techniques-sensor-
signal-conditioning.html](#)

仪表放大器钻石图工具

钻石图工具是一个网络应用程序，可生成特定配置的输出电压范围与输入共模电压关系图，也被称为钻石图，适用于 ADI 仪表放大器。

LTspice

LTspice® 是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

常见问题解答：半桥应变计传感器的 SPICE 模型

简介

此 KWIK (Know-how With Integrated Knowledge——技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了应对特定设计挑战的分步指南。对于一组给定的应用电路要求，本文说明了如何利用通用公式应对这些要求，并使它们轻松扩展到其他类似的应用要求。该应变计传感器模型支持对半桥配置中使用的应变计的电气和物理特性进行 SPICE 仿真。SPICE 模型使用了描述应变计（其将应变转化为电压）物理行为特性的参数。另外还显示了一个典型的激励和信号调理电路，利用该电路可演示此简单传感器 SPICE 模型的行为。

应变计概述

应变是指物体由于作用力而产生的变形量。应变(ϵ)定义为长度的变化率，如下面的图 1 所示。

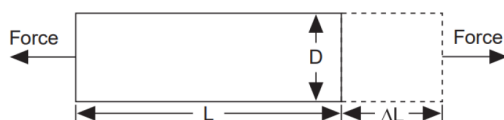


图 1. 应变的定义

应变可以是正的（拉伸）或负的（压缩）。虽然无量纲，但应变有时以 in/in 或 mm/mm 等单位表示。实际上，测得的应变幅度非常小。因此，应变通常表示为微应变($\mu\epsilon$)，即 $\epsilon \times 10^{-6}$ 。测量应变的方法有多种，最常见的是使用应变计，其电阻随着所施加的应变变量成比例变化。使用最广泛的应变计是粘贴式金属应变计，它由非常细金属丝（更常见的是以网格图案排列的金属箔）组成。网格图案最大限度地增加了在平行方向上受到应变影响的金属丝或金属箔的量，从而提高

应变计的增益（图 2）。

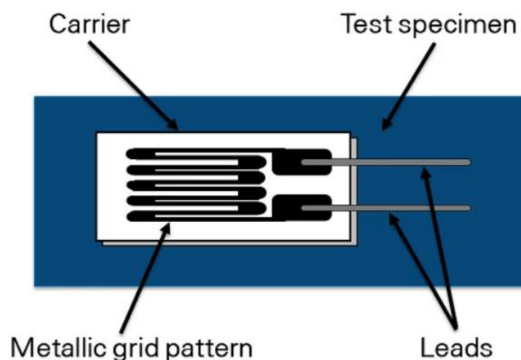


图 2. 粘贴式金属应变计

网格被粘贴到一个称为载体的薄衬底上，该载体直接附着在试样上。试样经受的应变直接传递到应变计，应变计的响应是电阻的线性变化。市售应变计的标称（无应变）电阻值为 30 至 3000 Ω ，其中 120、350 和 1000 Ω 是最常见的值。

应变计的一个基本参数是其对应变的敏感度，表示为应变系数(GF)。应变系数定义为电阻的变化率与长度的变化率（应变）之比：

$$GF = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = \frac{\Delta R/R}{\epsilon} \quad \text{公式 Eq. 1}$$

金属应变计的应变系数通常为 2 左右。应变计数据手册中给出了应变系数、最大应变和标称无应变电阻。

应变计电桥操作

现实世界的应变测量很少涉及大于几毫应变($\epsilon \times 10^{-3}$)的量。因此，测量应变需要准确检测非常小的电阻变化（几分之一欧姆）。出于这个原因，应变计几乎总是用在带有电压或电流激励源的桥接配置中。通用惠斯通电桥（图 3）由四个电阻臂组成，电桥上施加有激励电压 V_{EX} 。

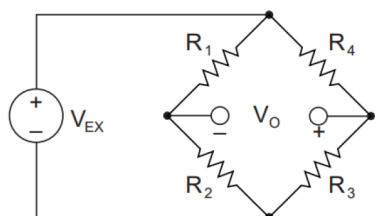


图 3. 惠斯通电桥

电桥的输出电压 V_0 将等于：

$$V_0 = \left[\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] * V_{EX} \quad \text{公式 Eq. 2}$$

如果用一个有源应变计替换其中一个电阻（四分之一桥接配置），那么应变计电阻的任何变化都会使电桥失去平衡，并产生一个非零输出电压（图 4）。

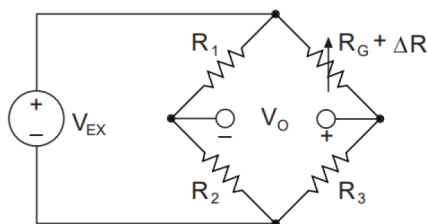


图 4. 四分之一桥接电路

使用两个方向相反的有源应变计，可以使电桥对应变的灵敏度加倍。例如，图 5 显示了一个弯曲梁应用，其中一个电桥处于受拉状态 ($R_G + \Delta R$)，另一个电桥处于受压状态 ($R_G - \Delta R$)。

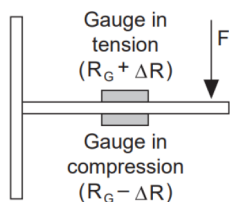


图 5. 双应变计使电桥灵敏度加倍

这种半桥配置（图 6）产生线性输出电压，其大小大约是四分之一桥接电路输出的两倍。（有关桥接配置选项的更多信息，参见参考资料 1）。

息，参见参考资料 1）。

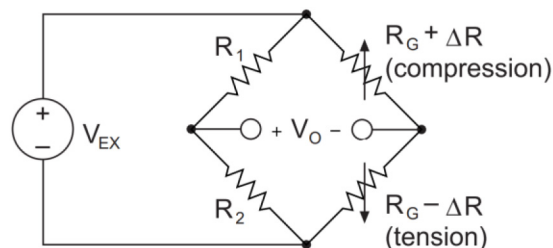


图 6. 半桥电路

如果应变计的标称电阻用 R_G 表示，那么应变引起的电阻变化 ΔR 可表示为

$$\Delta R = R_G * GF * \epsilon \quad \text{公式 Eq. 3}$$

如果以相反的极性使用相同的应变计（每个应变计具有相同的 R_G 和 GF ），并且 $R_1 = R_2 = R_G$ ，那么可以重写上面的电桥方程，将 V_0/V_{EX} 表示为应变的函数：

$$\frac{V_0}{V_{EX}} = \frac{GF * \epsilon}{2} \quad \text{公式 Eq. 4}$$

Spice 中的应变计仿真

图 6 所示半桥结构的操作可以在 Spice 中进行仿真，使用步进参数表示应变计电阻的变化。

设计描述

1. 使用低阻抗基准电压源激励包括传感器模型在内的电桥。
2. 将惠斯通电桥差分输出连接到高输入阻抗信号调理电路，该电路提供高增益差分到单端转换、低失调、高增益线性度和高共模抑制能力。
3. 根据所建模的应变计的数据手册，将应变系数 (GF) 输入 SPICE。
4. 输入未施加应变时的应变计标称电阻 (R_G)。

电桥设计测试注意事项

1. 将 SPICE 参数步进(.step param)与直流分析(.op)结合使用，来扫描施加到传感器模型的最小应变到最大应变。
2. 将扫描参数（应变）设置为应变计的期望可用范围。SPICE 模型中的应变以微应变输入（即 30000 微应变 = 30000u）。
3. 运行 SPICE 仿真（使用扫描参数），确认电桥差分输出电压与预期输出一致。

一旦电桥在预期应变范围内产生所需的差分输出电压，便可将带有传感器模型的电桥连接到激励电压电路和信号调理电路，以模拟完整的应用。将惠斯通电桥差分输出连接到高输入阻抗信号调理电路，该电路提供高增益差分到单端转换、低失调、高增益线性度和高共模抑制能力。电桥读数的精度将取决于电桥电阻的标称值和温度容差以及 R_G 值的变化。

完整的桥接电路通常针对温度效应和初始失调进行校准。

设计仿真

第一个仿真使用 4.096V 激励电压和标称电阻为 120Ω 的应变计执行从 0 到 30000 微应变的应变扫描。表 1 显示了输出电压的仿真值与计算值示例。传感器模型的 LTspice（参考资料 2）原理图如图 7 所示，仿真结果图如图 8 所示。这表明，当模拟应变从 0 变到 30mstrain 时，电桥输出是单极性的且从 0V 变到 0.12288V。表 1 显示了计算的和仿真的电桥输出电压。

预期最大差分电桥电压使用公式 4 计算， $V_{ex} = 4.096$ ， $GF=2$ ，得到最大 $V_{diff} = 4.096V \times 30mstrain = 0.12288V$ ，如图 8 和表 1 所示。

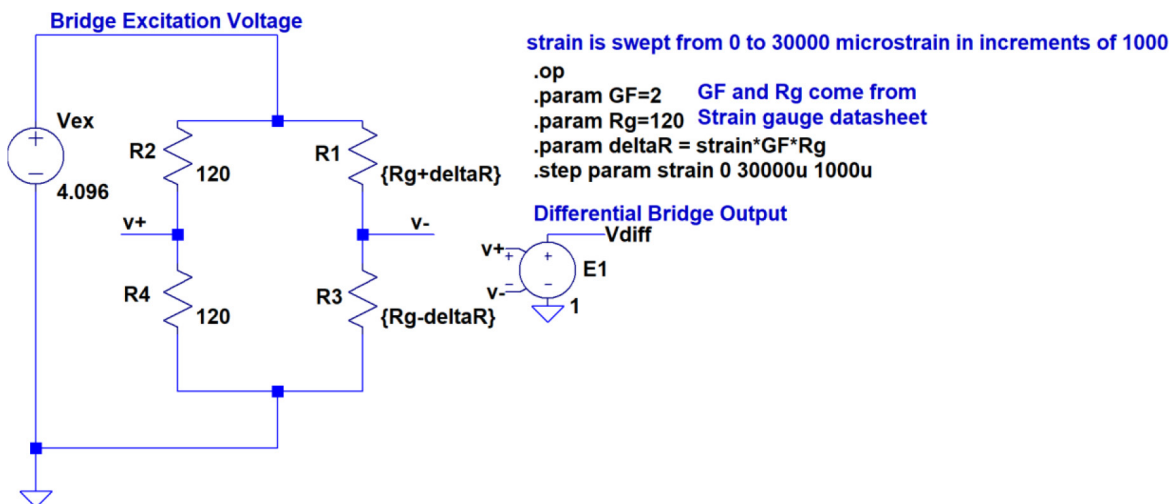


图 7. 显示理想半桥模型和仿真参数的原理图

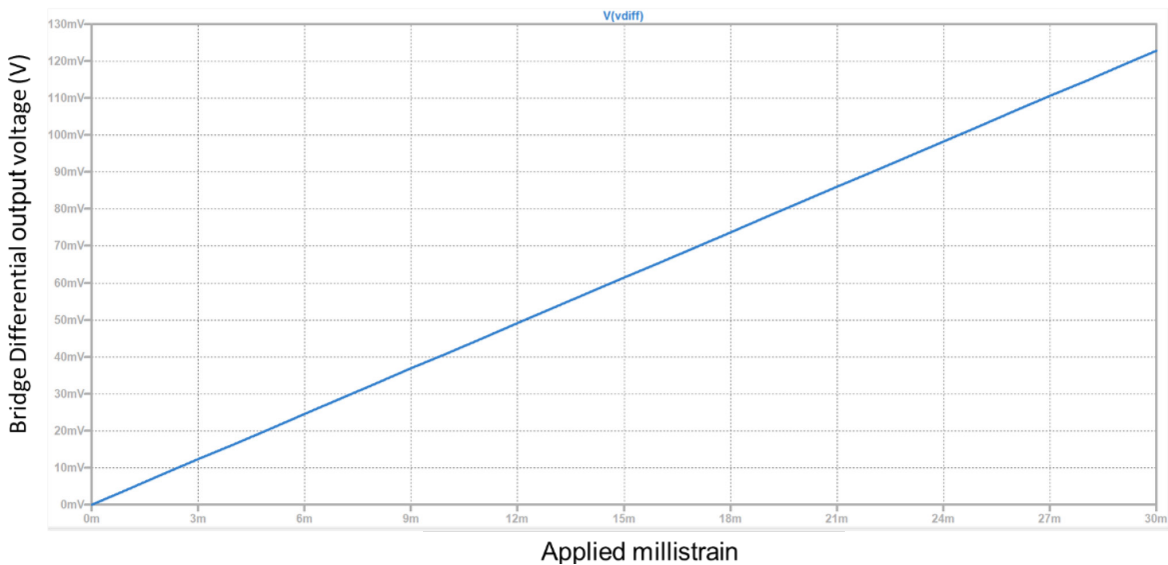


图 8. 使用理想传感器模型和 4.096V 激励电压的仿真电压与应变（毫应变）的关系图

表 1. 仿真结果与理想结果

应变（毫应变）	计算输出电压(mV)	仿真输出电压(mV)
0	0.00000	0.00000
5000	0.02048	0.02048
10000	0.04096	0.04096
15000	0.06144	0.06144
20000	0.08192	0.08192
25000	0.10240	0.10240
30000	0.12288	0.12288

设计描述

电桥偏置电路使用 PNP 2N3906 向电桥提供相对较高的

仪表放大器的输入在两个电桥中点处分接，其极性应使得仪表放大器输出电压趋正，然后通过由 $4\text{k}\Omega$ 和 10nF 元件组成的 2.5kHz 差分 RC 滤波器进行滤波。C5 和 C6 提供共模噪声输入滤波。仪表放大器输出端的 RC 滤波器将仪表放大器噪声带宽限制为 10kHz ，从而降低 ADC 输入的积分噪声。这些低通滤波器在应用中应根据所需的最低频率进行调整，以提供与 ADC 更新速率和 $\frac{1}{2}$ LSB 电平一致的期望建立时间。

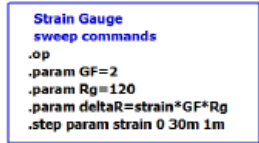


图 8. 显示激励和信号调理电路的半桥应用电路

设计仿真

如图 10 和表 2 所示，应变从 0 步进到 30mStrain 时，
仪表放大器向 ADC 输出预期的 0.2V 至 4.0V 电压。

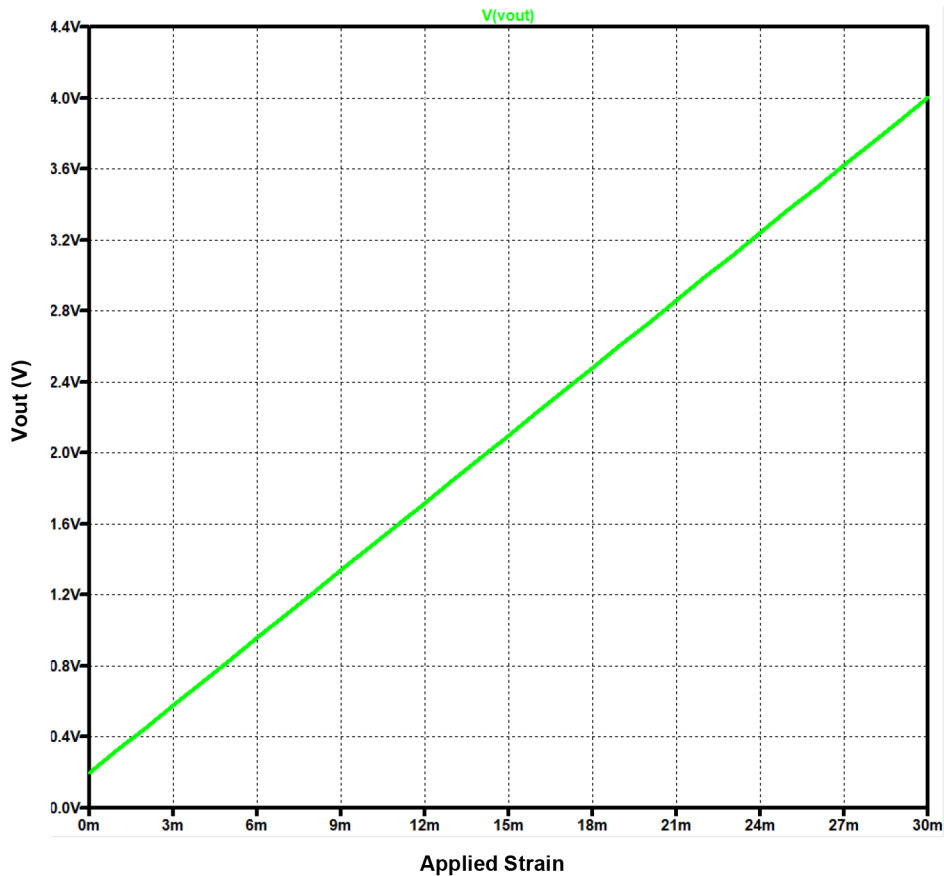


图 9. 实际半桥应用电路中仿真输出电压与所施加应变的关系图

表 2. 应用电路的仿真输出电压值与模拟的毫应变的关系

应变（毫应变）	Vout (V)
0	0.198018
5	0.831897
10	1.464813
15	2.080927
20	2.733645
25	3.367562
30	4.001478

图 11 所示的任何基准电压设计都应评估环路稳定性。评估方法是：在运算放大器输入端断开环路，注入测试交流信号，然后测量返回运算放大器差分输入的环路周围的增益和相位。一个简单的仿真技巧是使用高 L 和 C 值，首先闭合环路（使用大 L）以获得直流工作点，然后在第一个交流阶跃上断开环路，并使用大 C（它在第一个交流阶跃上短路）注入测试信号，如图 11 所示。（参考资料 4—使用高 L&C 的 LG 仿真技术）。在 LTspice 原理图上包含“.options gfarad=0”命令，以确保当 LTspice 执行后台直流工作点分析时电容中没有直流电流，然后运行交流分析。为了确保获得正确的线性直流工作点，应该先运行单独的“.op”分析，再运行交流分析。

这里的关键是使用 100Meg 电感实现良好的直流工作点，然后在这些高 L 于第一个交流阶跃上变为高阻抗时出现完整的反馈回路。由于我们直接在运算放大器的两个输入引脚注入测试信号，因此需要在反馈检测点分别添加 ADA4528 输入 C 项。这些项是两个 30pF 共模电容和 15pF 差分输入电容。检测到反馈差分信号后，将其通过相关源发送以获得正确极性的单端环路增益，从而直接显示相位裕量。在步进参数行的前面放置一个“;”可以禁用电桥步进，这样就不是固定在 0mStrain，而是设置为离开电桥，产生 0V 差分信号，仅作为放大器+2N3906 环路的负载出现。在整个频率范围内扫描此 LG（环路增益）仿真，并寻找 0dB 幅度交越频率，结果表明它具有非常宽松的 50 度相位裕量，如图 12 所示。

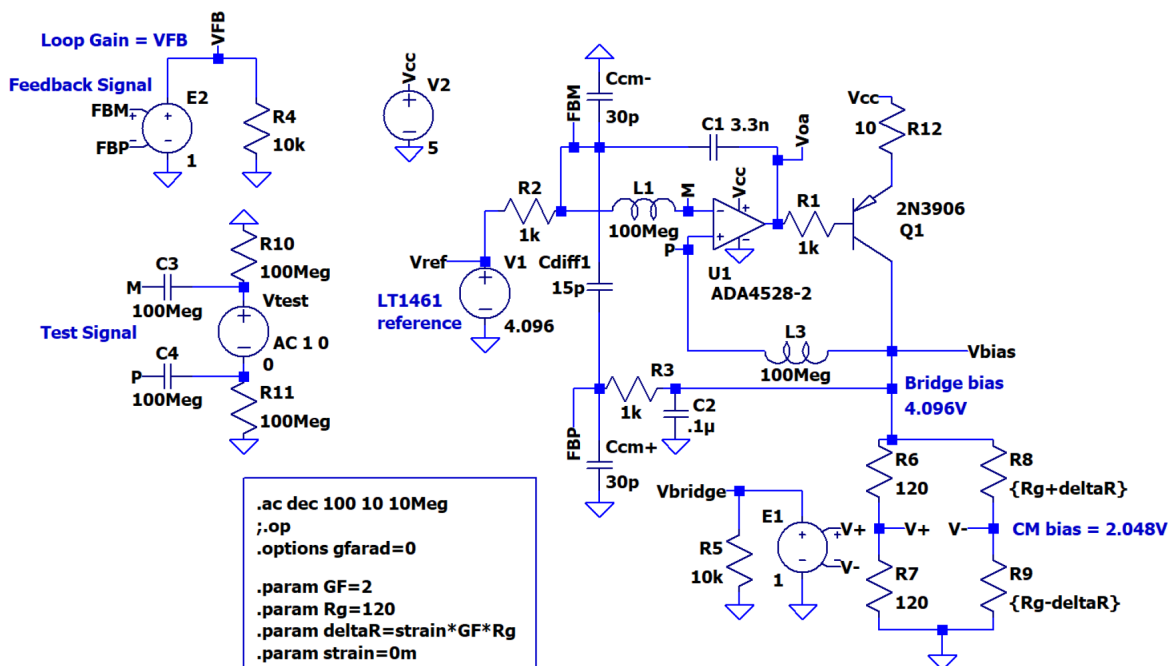


图 11. 针对稳定性的电桥励磁电压电路环路增益分析

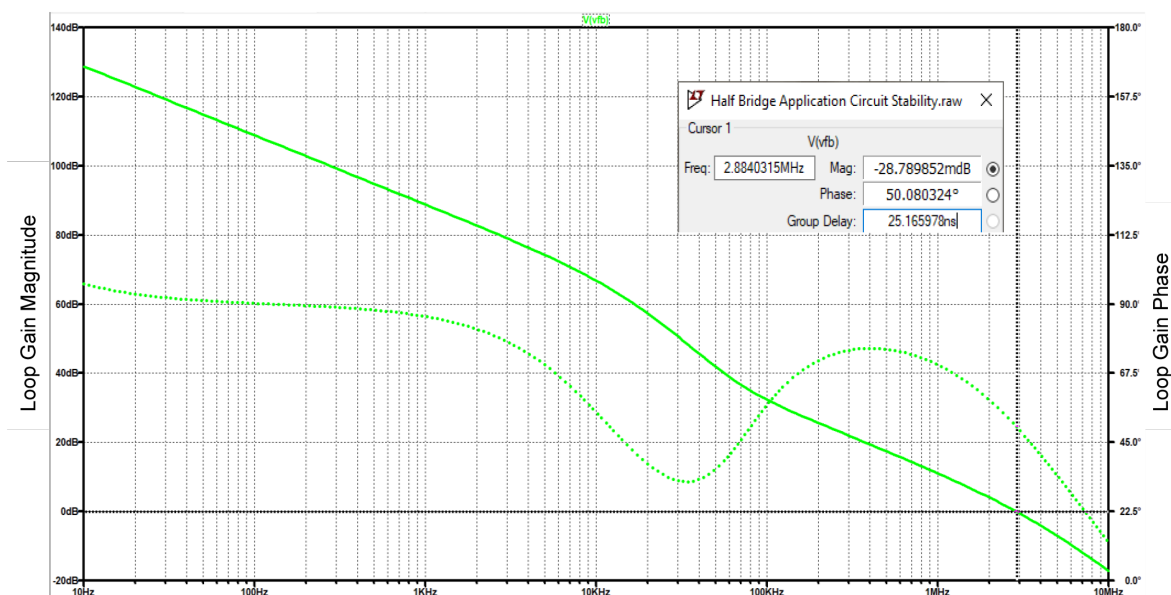


图 12. 电桥激励基准电压环路增益和相位

选择 AD8226 精密仪表放大器时，使用在线“ADI 仪表放大器钻石图工具”（参考资料 5）非常有用。该工具允许您输入所需的外部条件和增益，然后在指定范围内扫描差分输入信号时，它会筛选出合适的器件并显示内部和外部直流电压。图 13 显示了用于此设计的工具设置，并从候选器件 AD8226 开始。选择该器件（而不选择功耗更低的器件）是因为它具

有低得多的输入噪声电压和出色的直流精度。此处，电源设置为 +5V 和 0V。输入共模电压固定为 2.048V；基准电压设置为 0.2V，以在 0 应变时将输出引脚保持在接地电压；差分输入从 0V 扫描至 123mV，在仪表放大器输出端得到 0.2V 至 4.0V。展开筛选器件的参数表会显示此设计的其他仪表放大器选择的参数。

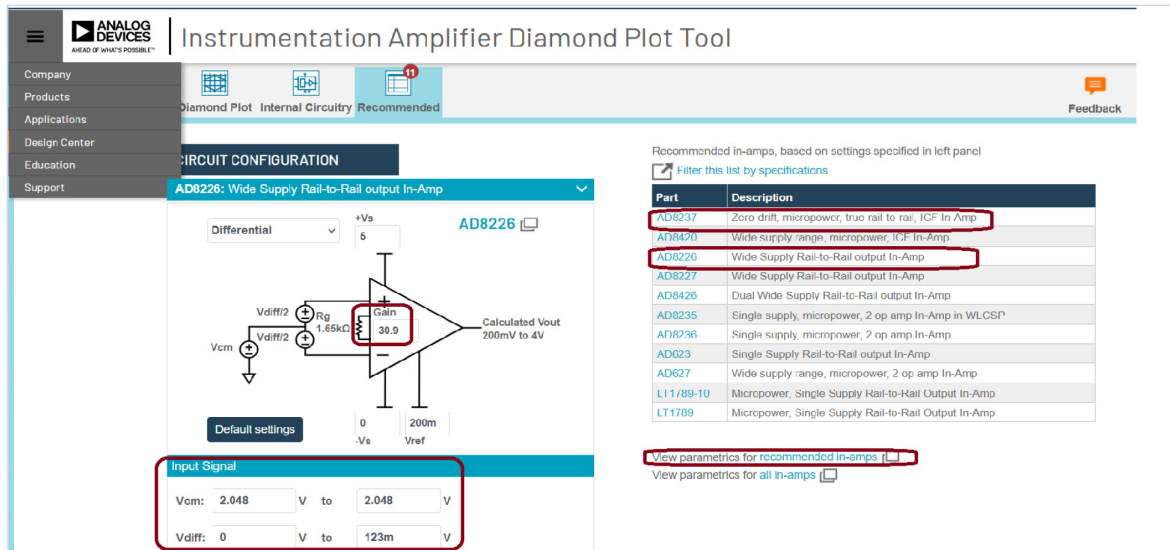


图 13. 该设计的仪表放大器钻石图工具设置，并显示了备选器件

设计器件

表 3. 精密基准电压源

产品型号	Vout (典型值)	初始精度 (最大值)	Vout 温度系数 (最大值)	Vnoise (典型值)	Iout 拉电流 (最大值)	Vs+ (最小值/最大值)
LT1461ACS8-4	4.096V	0.04 %	3 ppm/V	32uVpp	50mA	4.4/20 V

表 4. 仪表放大器

产品型号	Vos (最大值)	Ibias (输入) (最大值)	增益 (最小值/最大值)	Ios (输入) (最大值)	Vnoise (典型值)	CMRR (G=100) (典型值)
AD8226	50μV	27nA	1/1000 V/V	1nA	22nV/√Hz	120dB

表 5. 运算放大器 (用于电桥激励和仪表放大器 Vref 缓冲器) (+5V 电源规格)

产品型号	Vos (最大值)	Ibias (最大值)	GBP (典型值)	Vnoise (典型值)	Iq/Amp (典型值)	Vs 范围 (最小值/最大值)
ADA4528	2.5uV	200pA	6.2MHz	5.6nV/√Hz	1.5mA	2.2/5.5 V

参考资料

[“Measuring Strain with Strain Gauges”](#)

National Instruments 白皮书, 2020 年

[LTspice](#)

LTspice®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器, 集成增强功能和模型, 简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

[Modeling a Load Cell in SPICE](#)

“Analog Bits - Modeling a Load Cell in SPICE”, 由 Alec Schmidt 创建, 最后修改于 2017 年 6 月 20 日。

[“Negative Feedback, Part 9: Breaking the Loop”](#)

Robert Keim, 2015 年 12 月 8 日, “All About Circuits”网站。

[仪表放大器钻石图工具](#)

钻石图工具是一个网络应用程序, 可生成特定配置的输出电压范围与输入共模电压关系图, 也被称为钻石图, 适用于 ADI 仪表放大器。

致谢

ADI 公司主要顾问:

Tim Green, 精密放大器部产品应用首席工程师

Michael Steffes, ADI 公司宽带信号链合同工程师

常见问题解答: 如何在 SPICE 中构建铂 RTD 传感器模型

简介/概述

KWIK (技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供应对特定设计挑战的分步指南。对于给定的一组应用电路要求, 本文说明了如何利用通用公式应对这些要求, 并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。该传感器模型支持对电阻温度检测器(RTD)的电气和物理特性进行 SPICE 仿真。SPICE 模型使用了描述 RTD (其将温度转化为电阻) 物理行为特性的参数。它还提供了一个典型的激励和信号调理电路, 利用该电路可演示 RTD 模型的行为。

RTD 概述

RTD 是阻性元件, 其电阻随温度变化而变化。RTD 的行为已为人所熟知, 可用于进行精密温度测量, 精度可达 0.1°C 以下。RTD 通常由一段缠绕在陶瓷或玻璃芯周围的导线构成, 但也可以由镀在衬底上的厚膜电阻构成。使用的电阻丝通常

是铂, 但也可以是镍或铜。PT100 是一种常见的 RTD, 由铂制成, 在 0°C 时电阻为 100 Ω。另外还有在 0°C 时电阻为 200、500、1000 和 2000 Ω 的 RTD 元件。铂 RTD 电阻与温度的关系由 Callendar-Van Dusen (CVD) 方程来描述。方程 1 描述了 PT100 RTD 在 0°C 以下的 RTD 电阻, 方程 2 描述了其在 0°C 以上的 RTD 电阻。

对于 $T < 0$:

$$R(T) = R_0 \cdot \{1 + (A \cdot T) + (B \cdot T^2) + [(C \cdot T^3) \cdot (T - 100)]\} \quad (1)$$

对于 $T > 0$:

$$R(T) = R_0 \cdot [1 + (A \cdot T) + (B \cdot T^2)]$$

Callendar-Van Dusen 方程中的系数由 IEC-60751 标准定义。 R_0 是 RTD 在 0°C 时的电阻。对于 PT100 RTD, R_0 为 100 Ω。对于 IEC 60751 标准 PT100 RTD, 系数为:

$$A = 3.9083 \cdot 10^{-3}$$

$$B = -5.775 \cdot 10^{-7}$$

$$C = -4.183 \cdot 10^{-12}$$

从 -200°C 到 850°C, PT100 RTD 的电阻变化如图 1 所示。

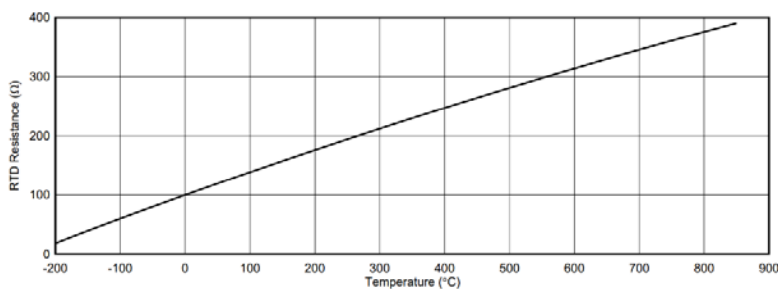


图 1. 从 -200°C 到 850°C 的 PT100 RTD 电阻

设计描述

此 RTD 模型 (图 2) 使用 LTSPICE 进行仿真, 但也与 PSPICE 兼容。利用该模型, 用户可以模拟参考激励电流的传感器负载, 并将信号调理电路连接到 RTD。这样就可以对所有共模、差分 and 源阻抗效应进行仿真。该模型假设 RTD 电阻随温度而变化。仅对标称传感器规格进行建模。T1 是模型使用的参数, 表示描述 RTD 行为的方程中的温度。这与 SPICE 中使用的表示全局温度的变量 temp 不同。这种方法使模型能够仅演示 RTD 的行为, 而不会影响电路中其他元器件的性能。

设计技巧/注意事项

- 1. 使用一个电流源激励传感器模型, 电流源的作用是让 RTD 电阻可以作为电压来测量。
- 2. 将 RTD 传感器输出连接到用于共模、差分、满量程和精度仿真的任意高输入阻抗信号调理电路。
- 3. 将 SPICE 参数步进(.step param)与直流分析(.op)结合使用, 从作用于传感器模型的最小温度扫描到最大温度。

设计步骤

- 1. 运行 SPICE 仿真 (使用扫描参数), 确认 RTD 输出电压与给定温度的预期输出一致。请注意, $V_{rtd} = (V_{rtd+} - V_{rtd-})$
- 2. 将传感器模型连接到激励电流和信号调理电路以模拟完整应用。

设计仿真

仿真使用 1mA 激励电流进行 -200°C 至 850°C 的 RTD 温度扫描。表 1 显示了 RTD 输出电压的仿真值与计算值示例 (使用 Callendar-Van Dusen 方程)。

表 1. 仿真结果与理想结果

温度(°C)	RTD 输出电压(mV)	温度(°C)
-200	18.520080	18.520080
0	100.000000	100.000000
850	390.481125	390.481125

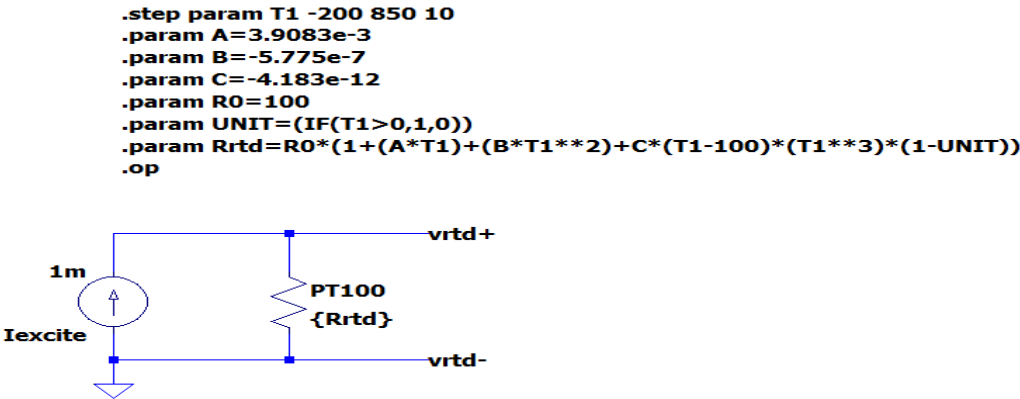


图 2. 显示 RTD 模型和仿真参数的原理图

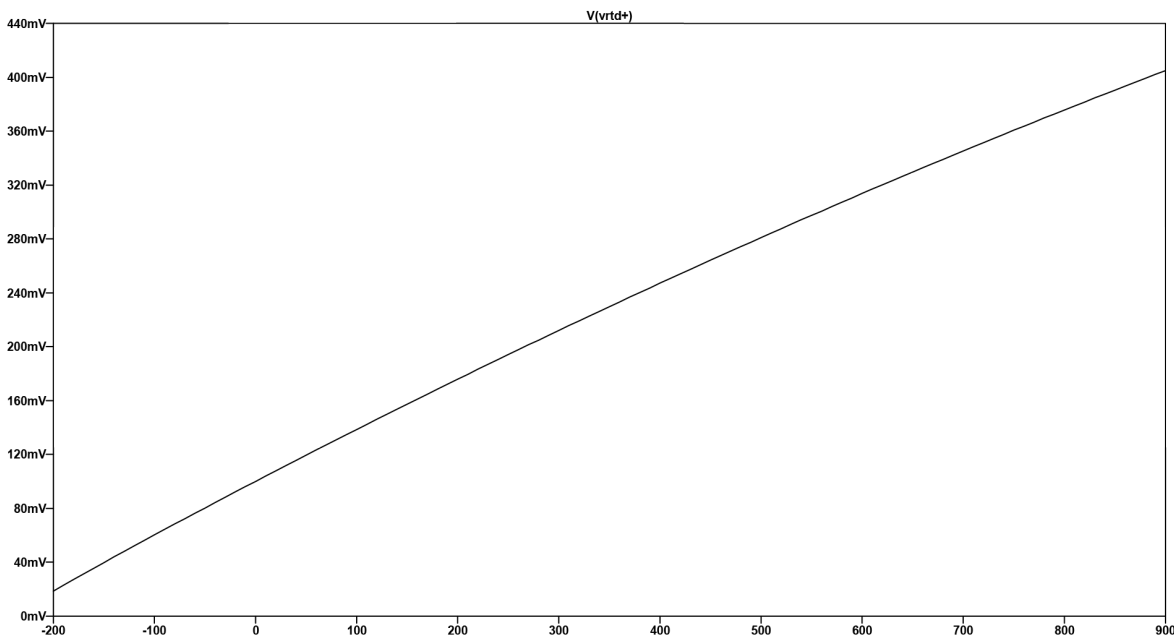


图 3. 使用 PT100 SPICE RTD 传感器模型和 1mA 激励电流的仿真电压与温度的关系图

传感器模型的典型应用电路如图 4 所示。Vc 由对 4.096V 基准电压进行分压而生成，所选的 Vc 值应在 AD8538 运算放大器的直流共模范围内，当将其作用于高精度(0.1%) 3.01kΩ 电阻时，产生大约 1mA 的 RTD 激励电流。AD8538 设置的高环路增益迫使通过 RTD 模型的激励电流为：

$$I_{excite} = \frac{V_c}{R_{sense}} = \frac{3.072V}{3.01k} = 1.0206mA$$

两个 499Ω 电阻为 AD8538 的输入和输出引脚提供 ESD 保护，1nF 电容用于 EMI 和 RFI 滤波，2.2nF 电容用于确保环路稳定性。RTD 输出电压由 AD8422 仪表放大器进行调整，在该仪表放大器的 RG 端子之间放置一个 2.21kΩ 电阻，以将其增益设置为 9.959。选择该增益值是为了将 AD8422 的输出电压保持在同样使用 4.096V 基准电压的 ADC 的输入范围内。AD8422 输入端的电阻和电容的作用是在实际应用中注入线缆的噪声进行差分与共模滤波。用于

增益和滤波的电阻和电容值根据 AD8422 的数据手册进行选择。图 5 显示了应用电路的仿真输出电压与温度的关系图。虽然此应用电路使用 2 线 RTD 模型，但它可以轻松调整为 3 线或 4 线 RTD 模型，如图 6 所示。V1rtd 和 V4rtd 是 0V 电压源，原理图将其包括在内，这样节点标签不会冲突（SPICE 仿真工具不支持两个不同节点名称指示相同节点）。0V 电压源对仿真结果没有影响（表现为短路），而且有助于使 RTD 模型更好地模拟 RTD 传感器在实际应用中的物理接线方式。同样，这些模型可针对 PT200、PT500、PT1000 和 PT2000 RTD 进行调整，只需将原理图中的 R0 值设置为所需 RTD 的相应值（0°C 时的电阻）即可。表 2 显示，在整个温度范围内，RTD 电压都位于 AD8422 线性运行所需的输入范围内，并且应用电路的总输出电压位于使用 4.096V 基准电压的 ADC 的输入范围内。请注意，LT1461 可用于提供此基准电压，但出于简化原理图的原因，图中未将其包括在内。

表 2. 仿真结果与理想结果

RTD 温度, T1 (°C)	V (rtd+, rtd-) (mV)	V _{out} (V)
-200	18.520080	0.186543
0	100.000000	1.007521
850	390.481125	3.934359

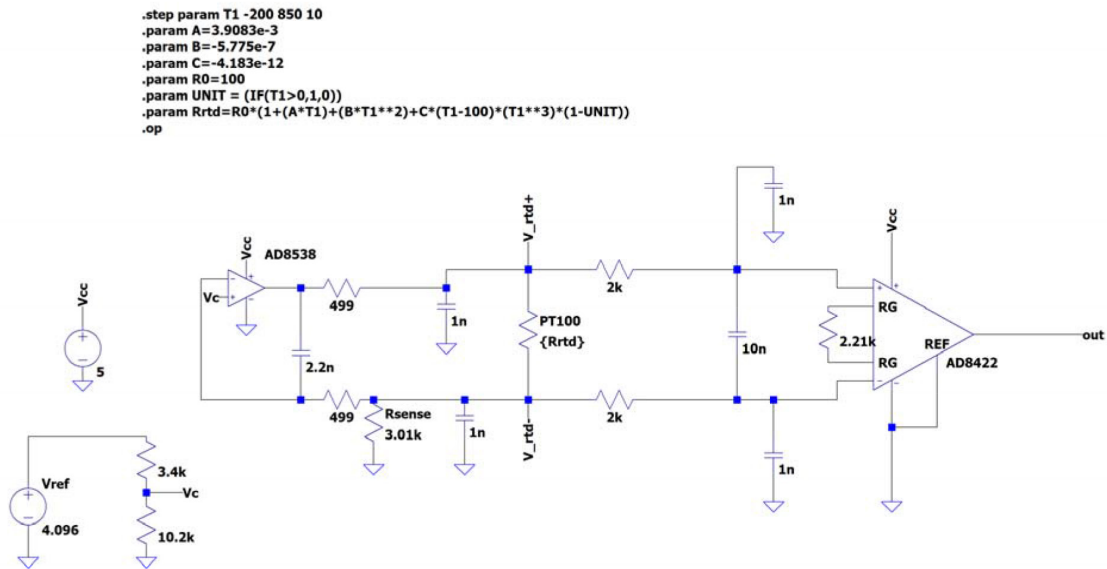


图 4. 显示激励和信号调理电路的 PT100 2 线 RTD 应用电路

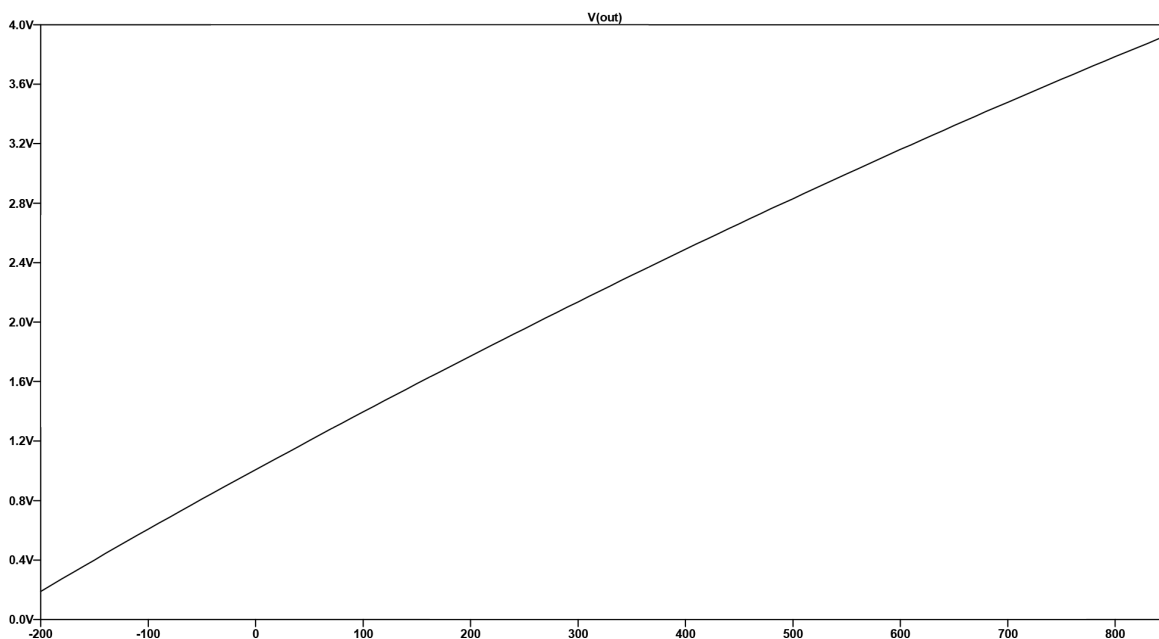


图 5.2 线 RTD 应用电路的仿真输出电压与温度的关系图

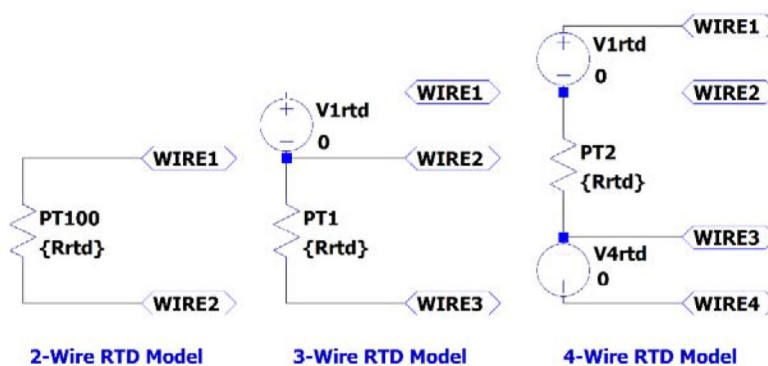


图 6. 调整 2 线 RTD 模型以适应 3 线和 4 线 RTD 应用

设计器件

表 3. 串联基准电压源

产品型号	V _{out} (V)典型值	初始精度(%) 最大值	V _{out} 温度系数 (ppm/V)最大值	V _{noise} (Vp-p)典型值	I _{out} 拉电流 (A)最大值	V _{s+} (V)最小值/最大值
LT1461ACS8-4	4.096	0.04	3	32u	50m	4.06/20

表 4. 仪表放大器

产品型号	V _{os} (V)最大值	I _{bias} (A)最大值	增益 (V/V) 最小值/最大值	带宽低增益 (Hz)典型值	V _{noise} (V/rt-Hz) 典型值	V _s 范围 (V)最小值/最大值
AD8422	60u	1n	1/1000	2.2M	8n	4.6/36

表 5. 运算放大器 (根据需要用于基准电压源和 DAC 输出缓冲器)

产品型号	V _{os} (V)最大值	I _{bias} (A)最大值	GBP (Hz)典型值	V _{noise} (V/rt-Hz) 典型值	I _q /放大器 (A)典型值	V _s 范围 (V)最小值/最大值
AD8538	13u	25p	430k	50n	180u	2.7/5.0

参考资料

“传感器信号调理实用设计技术”

由 Walt Kester 编辑, ADI 公司, 1999 年, ISBN-0-916550-20-6。

[Education-library/practical-design-techniques-sensor-signal-conditioning.html](http://www.analog.com/education-library/practical-design-techniques-sensor-signal-conditioning.html)

仪表放大器钻石图工具

[钻石图工具](#)是一个网络应用程序, 可生成特定配置的输出电压范围与输入共模电压关系图, 也被称为钻石图, 适用于 ADI 仪表放大器

[LTSpice](#)®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器, 集成增强功能和模型, 简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

致谢

ADI 公司主要顾问:

Tim Green, 精密技术与平台部线性产品小组高级应用工程师

常见问题解答：四分之一桥接应变计传感器的 Spice 模型

简介

KWIK（技术诀窍与综合知识）电路应用笔记提供应对特定设计挑战的分步指南。对于给定的一组应用电路要求，本文说明了如何利用通用公式应对这些要求，并使它们轻松扩展到其他类似的应用规格。该传感器模型支持对四分之一桥接配置中使用的应变计的电气和物理特性进行 SPICE 仿真。SPICE 模型使用参数来描述将应变转化为电压的应变计的物理行为。它还提供了一个典型的激励和信号调理电路，利用该电路可演示模型的行为。

设计规格示例

应变是指物体由于作用力而产生的变形量。应变(ϵ)定义为长度的变化率，如下面的图 1 所示。

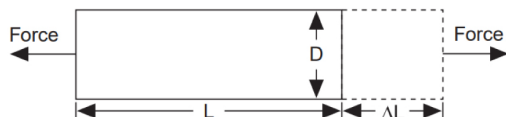


图 1 - 应变的定义

应变可以是正的（拉伸）或负的（压缩）。虽然无量纲，但应变有时以 in/in 或 mm/mm 等单位表示。实际上，测得的应变幅度非常小。因此，应变通常表示为微应变($\mu\epsilon$)，即 $\epsilon \times 10^{-6}$ 。测量应变的方法有多种，

最常见的是使用应变计，其电阻随着所施加的应变变量成比例变化。使用最广泛的应变计是粘贴式金属应变计，它由一根布置成栅格图案的极细的金属丝（更常见的是金属箔）组成。栅格图案最大限度地增加了在平行方向上受到应变影响的金属丝或金属箔的量（图 2）。

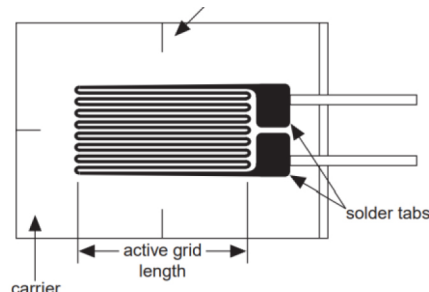


图 2 - 粘贴式金属应变计

栅格粘贴到一个称为载体的薄衬底上，载体直接附着在试样上。试样经受的应变直接传递到应变计，应变计的响应是电阻的线性变化。市售应变计的标称电阻值为 30 至 3000 Ω ，其中 120、350 和 1000 Ω 是最常见的值。

应变计的一个基本参数是其对应变的敏感度，表示为应变系数(GF)。应变系数定义为电阻的变化率与长度的变化率（应变）之比：

$$GF = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = \frac{\Delta R/R}{\epsilon}$$

金属应变计的应变系数通常为 2 左右。应变系数和最大应变通常在应变计的数据手册中指定。

设计描述

现实世界的应变测量很少涉及大于几毫应变($\epsilon \times 10^{-3}$)的量。因此, 测量应变需要准确检测非常小的电阻变化(几分之一欧姆)。出于这个原因, 应变计几乎总是用在带有电压或电流激励源的桥接配置中。通用惠斯通电桥(图 3)由四个电阻臂组成, 电桥上施加有激励电压 V_{EX} 。

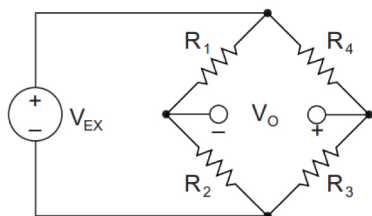


图 3.- 惠斯通电桥

电桥的输出电压 V_O 将等于:

$$V_O = \left[\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \cdot V_{EX}$$

如果用一个有源应变片替换其中一个电阻(四分之一桥接配置), 那么应变计电阻的任何变化都会使电桥失去平衡, 并产生一个非零输出电压(图 4)。

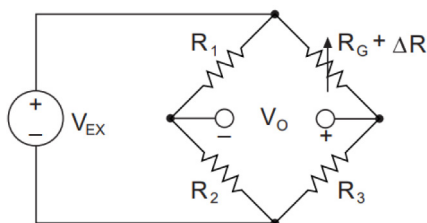


图 4.- 四分之一桥接电路

如果应变计的标称电阻用 R_G 表示, 那么应变引起的电阻变化 ΔR 可表示为

$$\Delta R = R_G \cdot GF \cdot \epsilon$$

如果 $R_1 = R_2$ 且 $R_3 = R_G$, 则可以重写上面的电桥方程, 将 V_O/V_{EX} 表示为应变的函数:

$$\frac{V_O}{V_{EX}} = -\frac{GF \cdot \epsilon}{4} \left(\frac{1}{1 + GF \cdot \frac{\epsilon}{2}} \right)$$

设计技巧

1. 使用低阻抗基准电压源激励传感器模型。
2. 将惠斯通电桥输出连接到用于共模、差分、满量程和精度仿真的高输入阻抗信号调理电路。
3. 将 SPICE 参数步进(.step param)与直流分析(.op)结合使用, 从作用于传感器模型的最小应变扫描到最大应变(图 5)。
4. 电桥读数的精度将取决于电桥电阻的标称值和温度容差以及 R_G 值的变化。完整的桥接电路通常针对温度效应进行校准。

设计步骤

1. 根据所建模型的应变计的数据手册, 将应变系数(GF)输入 SPICE。
2. 输入未施加应变时的应变计标称电阻(R_G)。
3. 将扫描参数(应变)设置为应变计的期望可用范围。SPICE 模型中的应变以微应变输入(即 30000 微应变 = 30000u)。
4. 运行 SPICE 仿真(使用扫描参数), 确认电桥输出电压与预期输出一致。
5. 将传感器模型连接到激励电压和信号调理电路以模拟完整应用。

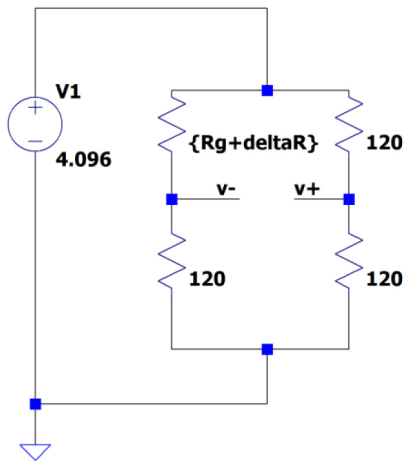
设计仿真

仿真使用 4.096V 激励电压和标称电阻为 120Ω 的应变计执行从 0 到 30000 微应变的应变扫描。表 1 显示了输出电压的仿真值与计算值示例。

传感器模型的原理图如图 5 所示, 仿真结果图如图 6 所示。

表 1. 仿真结果与理想结果

应变 (毫应变)	计算输出电压 (mV)	仿真输出电压 (mV)
0	0.00000	0.00000
5000	0.01019	0.01019
10000	0.02028	0.02028
15000	0.03027	0.03027
20000	0.04016	0.04016
25000	0.04995	0.04995
30000	0.05965	0.05965



* Strain is swept from 0 to 30000 microstrain in increments of 1000

```
.op
.param GF=2
.param Rg=120
.param deltaR = strain*GF*Rg
.step param strain 0 30000u 1000u
```

图 5. - 显示理想四分之一桥接模型和仿真参数的原理图

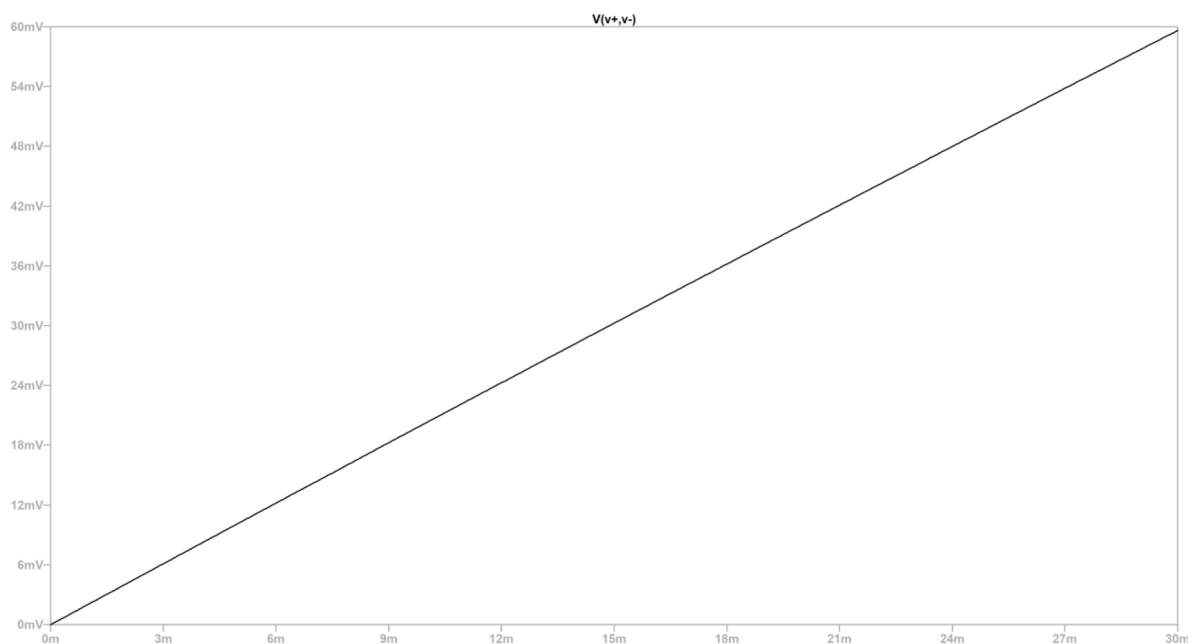


图 6. - 使用理想传感器模型和 4.096V 激励电压的仿真电压与应变（毫应变）的关系图

典型应用电路

传感器模型的实际应用电路如图 7 所示。4.096V 基准电压源利用连接到 PNP 输出级的 ADA4528 运算放大器来缓冲，以提供足够的电流来驱动低阻抗桥接电路。1k Ω 电阻和 0.1 μ F 电容保障环路稳定性，而 100 Ω 尾电阻用于将电桥的直流输出电压设置到 AD8422 仪表放大器的共模范围内(~3V)，从而调理电桥的输出电压。将 250mV 偏移电压（使用由另一个 ADA4528 缓冲的电阻分压器生成）作用于 AD8422，以在整个应变范围内保持线性运行。

在 AD8422 的 RG 引脚之间放置一个 175k Ω 电阻，以将其增益设置为 115。选择该值是为了将输出电压保持在同样使用 4.096V 基准电压源的 ADC 的输入范围内 (LT1461 可用于此目的，但未显示)。AD8422 输入端的电阻和电容的作用是在实际应用中注入线缆的噪声进行差分共模滤波。这些是 AD8422 数据手册中的推荐值。图 8 显示了应用电路的仿真输出电压与应变的关系，而表 2 显示了仿真输出值。

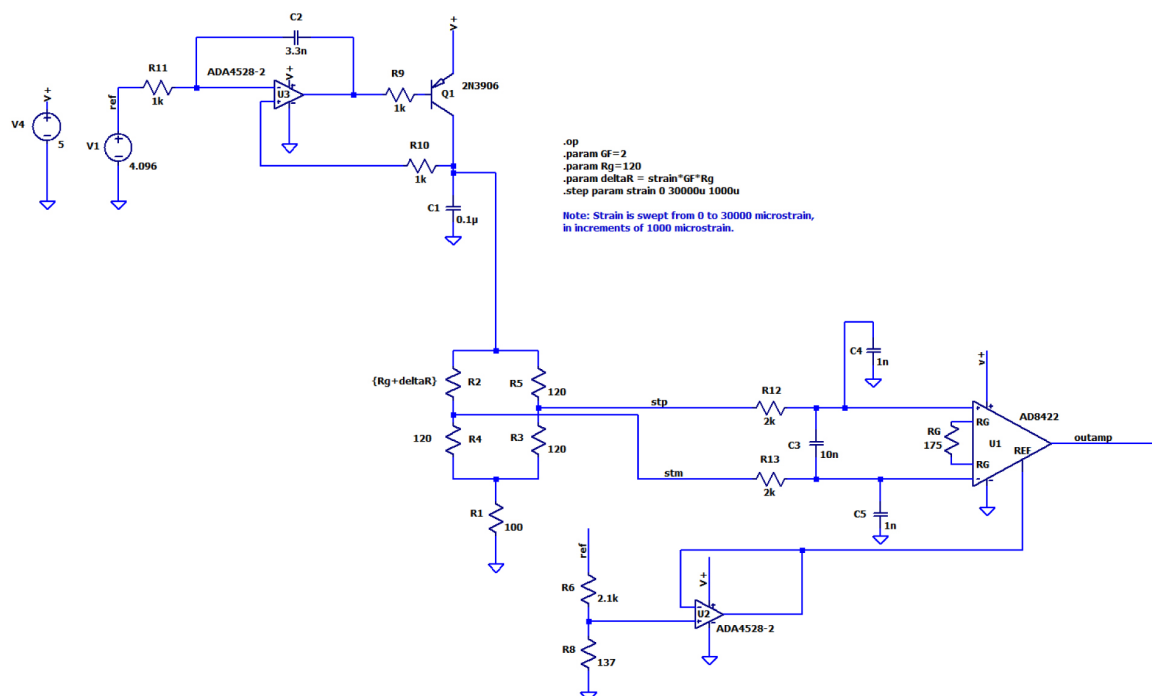


图 7.- 显示激励和信号调理电路的四分之一桥接应用电路

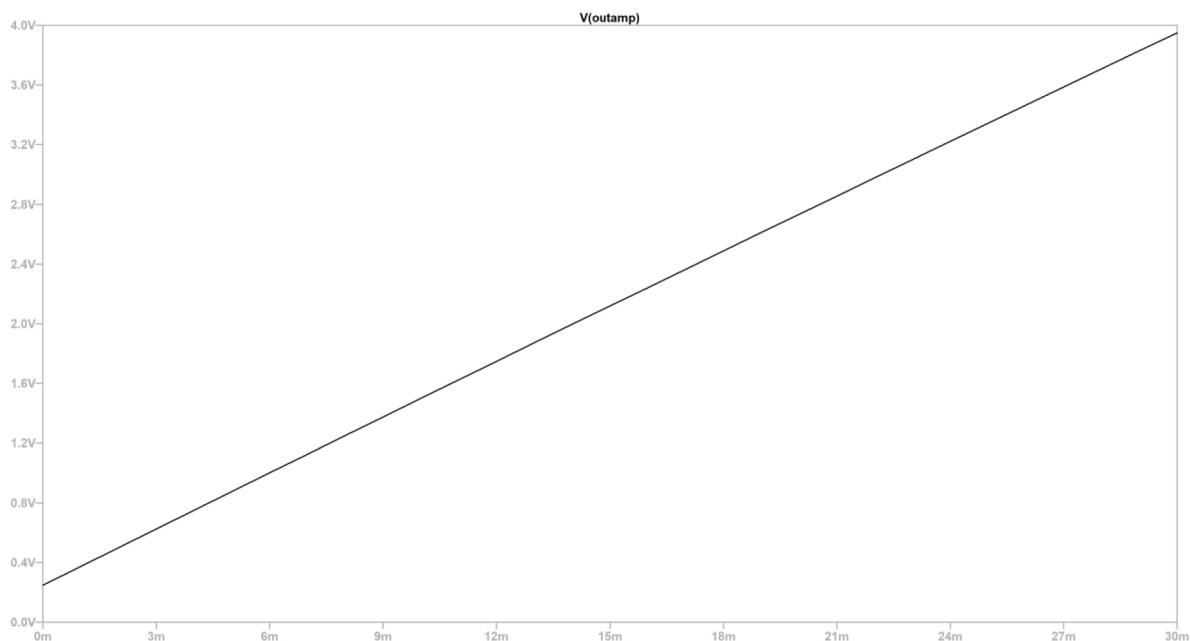


图 8.- 实际四分之一桥接应用电路中仿真输出电压与所施加应变的关系图

表 2. 应用电路的仿真输出电压值

应变 (毫应变)	Vout (V)
0	0.248
5000	0.87722582
10000	1.5013798
15000	2.1207662
20000	2.7354393
25000	3.3454525
30000	3.9508588

设计器件

表 3. 串联基准电压源

产品型号	Vout (V)典型值	初始精度 (%)最大值	Vout 温度系数 (ppm/V) 最大值	Vnoise (Vp-p)典型值	Iout 拉电流 (A)最大值	Vs+ (V) 最小值/最大值
LT1461ACS8-4	4.096	0.04	3	32u	50m	4.06/20

表 4. 仪表放大器

产品型号	Vos (V)最大值	Ibias (A)最大值	增益 (V/V) 最小值/最大值	带宽低增益 (Hz)典型值	Vnoise (V/rt-Hz) 典型值	Vs 范围 (V) 最小值/最大值
AD8422	60u	1n	1/1000	2.2M	8n	4.6/36

表 5. 运算放大器 (根据需要用于基准电压源和 DAC 输出缓冲器)

产品型号	Vos (V)最大值	Ibias (A)最大值	GBP (Hz)典型值	Vnoise (V/rt-Hz) 典型值	Iq/Amp (A)典型值	Vs 范围 (V) 最小值/最大值
AD4528	2.5u	220p	6.2M	5.6n	1.5m	2.2/5.5

参考资料

[“Measuring Strain with Strain Gauges”](#),

National Instruments 白皮书, 2020 年。

“传感器信号调理实用设计技术”

由 Walt Kester 编辑, ADI 公司, 1999 年,

ISBN-0-916550-20-6。

[Education-library/practical-design-techniques-sensor-signal-conditioning.html](#)

[仪表放大器钻石图工具](#)

钻石图工具是一个网络应用程序, 可生成特定配置的输出电压范围与输入共模电压关系图, 也被称为钻石图, 适用于 ADI 仪表放大器。

[LTspice](#)

LTspice®是一款高性能 SPICE III 仿真软件、原理图采集工具和波形查看器, 集成增强功能和模型, 简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

致谢

ADI 公司主要顾问:

Tim Green

产品应用首席工程师

仪器仪表、科学仪器

常见问题解答：如何在 SPICE 中构建 J 型热电偶传感器模型

简介

此 KWIK (Know-how With Integrated Knowledge——技术诀窍与综合知识) 电路应用笔记提供了应对特定设计挑战的分步指南。对于一组给定的应用电路要求，本文说明了如何利用通用公式应对这些要求，并使它们轻松扩展到其他类似的应用要求。借助此传感器模型，可以对温度测量中使用的 J 型热电偶进行 SPICE 仿真。SPICE 模型使用描述 J 型热电偶物理行为特性的参数，将温度变化转化为较小的电压变化。它还提供一个典型的信号调理电路，可利用该电路演示 J 型热电偶 SPICE 模型的行为。

热电偶概述

热电偶是工业应用领域广泛使用的一种温度传感器。它由在测量点相连的两根不同金属线组成。热电偶的两根导线只要相互接触或者扭在一起，就能工作。然而，在工业应用中，通常采用焊接热电偶来确保高抗振性。当测量点（通常称为“热”端）的温度升高或降低时，每种金属的电子密度也会发生变化。这些电子密度变化在金属线末端形成电位差（电压或电动势）。热电偶测量的并非绝对温度，而是测量点与测量电压的连接点（“冷”端）之间的温差。因此，在实际应用中，热电偶检测冷端的温度，并通过调整“热”端测量值获得电压差。本文中的 SPICE 模型将包含该调整功能，但不会详细说明物理冷端补偿。

为了实现尽可能高的热电电压，需要将电负性相差尽可能大的材料配对使用。较便宜的贱金属对（如 J 型）产生的热电电压比贵金属对更高。然而，使用贵金属（金、银和铂等不易氧化的高价值金属）制造的热电偶可在恶劣环境下的更宽温度范围内使用。热电偶的种类很多，并且适用于不同的温度范围，其测量精度在 IEC 60584-1 和 ASTM E230 标准中以极限值表的形式给出。还可以从 NIST 轻松下载多个热电偶类型的表格和多项式系数（参考文献 1）。本应用笔记对 J 型热电偶的标称行为进行建模，并展示如何调理来自 J 型热电偶的输出信号，类似方法也可应用于其他热电偶类型。

热电偶设计描述

热电偶传感器的一端包括“热”端，其放置在需要进行温度测量的物体上。在线对的另一端（基准端或冷端），测量热电偶电压。然而，连接到金属线末端时，会形成额外的热电偶结，所以，测量的总电位取决于这些结的温度以及热电偶测量端结的温度。因此，热电偶电压是相对值，必须相对于已知温度下的结（称为冷端或基准端）进行测量。图 1 显示在使用铁和康铜（铜镍合金）线的 J 型热电偶中，这些额外结点的形成位置。两个连接应在相同温度下进行（并且使用相同类型的金属线材料——通常是铜），因此，冷端通常安装在由高导热材料制成的具有较大热质量的等温模块上。

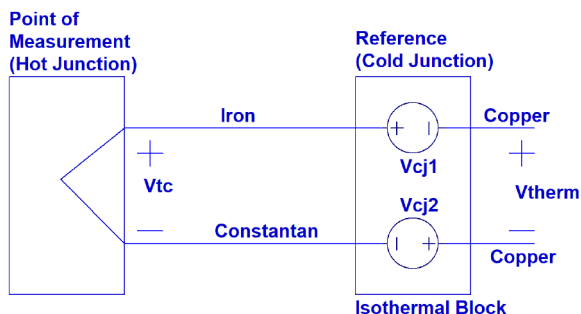


图1. 热电偶行为模型

因此，测量电压通过下式得出：

$$V_{therm} = V_{tc} - (V_{cj1} - V_{cj2}) = V_{tc} - V_{cj}$$

其中， $V_{cj} = V_{cj1} - V_{cj2}$

热电偶行为的简化模型如图2所示。

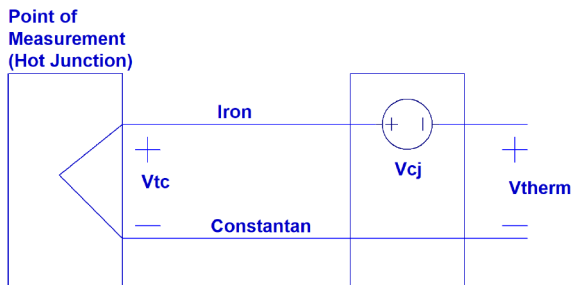


图2. 简化的行为模型

J型热电偶的行为通过以下多项式描述，该多项式将温度与输出电压关联起来：

$$E = \sum_{i=0}^n c_i (t_{90})^i$$

其中，E的单位为mV， t_{90} 的单位为°C（90指1990年ITS对温标更新）。多项式系数 c_i 如表1所示。对于J型热电偶，这些系数涵盖从-210°C至+1200°C的完整指定应用范围。J型的大多数应用都会将此范围限制到-40°C至750°C（参考文献2），本文构建的Spice模型中将仅使用该范围的多项式模型（表1中的左列）。对于其他类型的热电偶，也提供类似的多项式系数表（参考文献1），并且可以应用相同的建模方法。

表1. J型热电偶系数

	-210 °C至760 °C		760 °C至1200 °C
C ₀	0.00000 × 10 ⁰	C _{0h}	0.29646 × 10 ³
C ₁	0.50381 × 10 ⁻¹	C _{1h}	-0.14976 × 10 ¹
C ₂	0.30476 × 10 ⁻⁴	C _{2h}	0.31787 × 10 ⁻²
C ₃	-0.85681 × 10 ⁻⁷	C _{3h}	-0.31848 × 10 ⁻⁵
C ₄	0.13228 × 10 ⁻⁹	C _{4h}	0.15721 × 10 ⁻⁸
C ₅	-0.17053 × 10 ⁻¹²	C _{5h}	-0.30691 × 10 ⁻¹²
C ₆	0.20948 × 10 ⁻¹⁵		
C ₇	-0.12538 × 10 ⁻¹⁸		
C ₈	0.15632 × 10 ⁻²²		

设计步骤

1. 在SPICE J型热电偶模型中设置冷端温度参数值REF，以°C为单位（参见图3）。
2. 运行SPICE仿真（扫描热端温度参数JUNC，以°C为单位），并确认测得的Vhot电压与参考文献1中描述的J型热电偶的Vhot电压相匹配。如果REF=0，则热电偶基准电压为0mV，模型中Vtherm处的值将等于Vhot，并且可使用NIST“ITS-90 J型热电偶系数”（在参考文献1中直接链接到系数表）进行比较。（请注意，图3和表1中的系数从可用的12位数四舍五入至5位数，在-40°C至750°C范围内，计算电压的偏移小于0.08%）。
3. 如果REF温度不为0°C，模型的冷基准端将产生非零热电偶结电压(Vref)，并且测量电压为Vhot减去Vtherm点处的该固定量（参见图3）。
4. 将传感器模型连接到信号调理电路，以仿真完整应用检测电路。

设计仿真

J型热电偶模型的原理图如图3所示。仿真执行-40°C至750°C的温度扫描，冷端温度为30°C。仿真Vhot结果图如图4所示。

R_p和R_n是可选电阻，如果使用具有大输入偏置电流的放大器，则可以添加R_p和R_n以考虑热电偶金属线电阻。

Type J Thermocouple Model

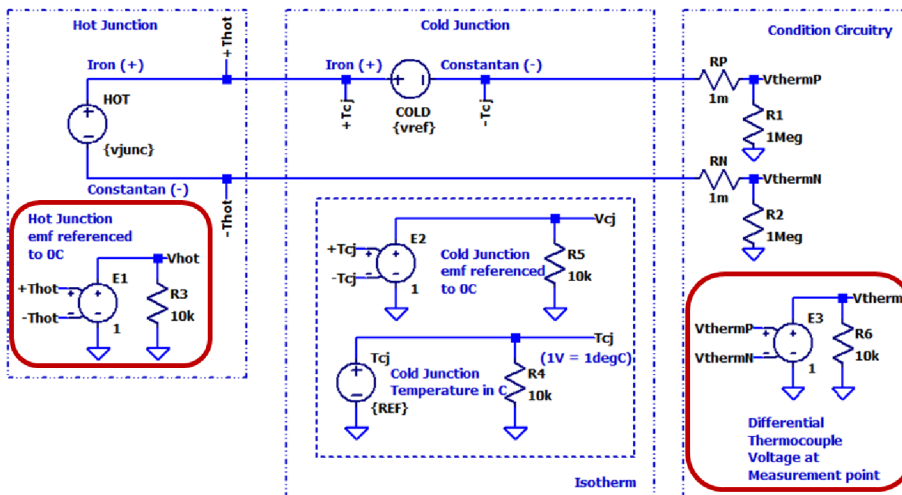
REF = Cold Junction temp (C)
Assume Cold Junction temperature (REF) < 760C
vref = Type J thermocouple EMF at Cold Junction
JUNC = Hot Junction Temperature
vjunc = Type J thermocouple EMF at Hot Junction
Assuming JUNC <= 760C to use simpler model
The following 8 parameters are polynomial coefficients modeling the Type J emf vs T from -210C through 760C

```
.param c0=0, c1=0.5038E-01, c2=0.30476E-04, c3=-0.85681E-07, c4=0.13228E-09  
.param c5=-0.17053E-12, c6=0.209480E-15, c7=-0.12538E-18, c8=0.15632E-22
```

```
.param vjunc= {(1/1000) * (c0 + c1*JUNC + c2*JUNC**2 + c3*JUNC**3 + c4*JUNC**4 + c5*JUNC**5  
+ c6*JUNC**6 + c7*JUNC**7 + c8*JUNC**8)}
```

```
.param vref= {(1/1000) * (c0 + c1*REF + c2*REF**2 + c3*REF**3 + c4*REF**4 + c5*REF**5 + c6*REF**6 + c7*REF**7 + c8*REF**8)}
```

Type J Thermocouple System



Type J Thermocouple Simulation Case:

```
REF = 30--> Cold Junction = 30C  
-40<= JUNC <= 750  
Vhot = Vtherm + Vcj
```

```
.op  
.param REF=30  
.step param JUNC -40 750 10
```

图3. J型热电偶模型

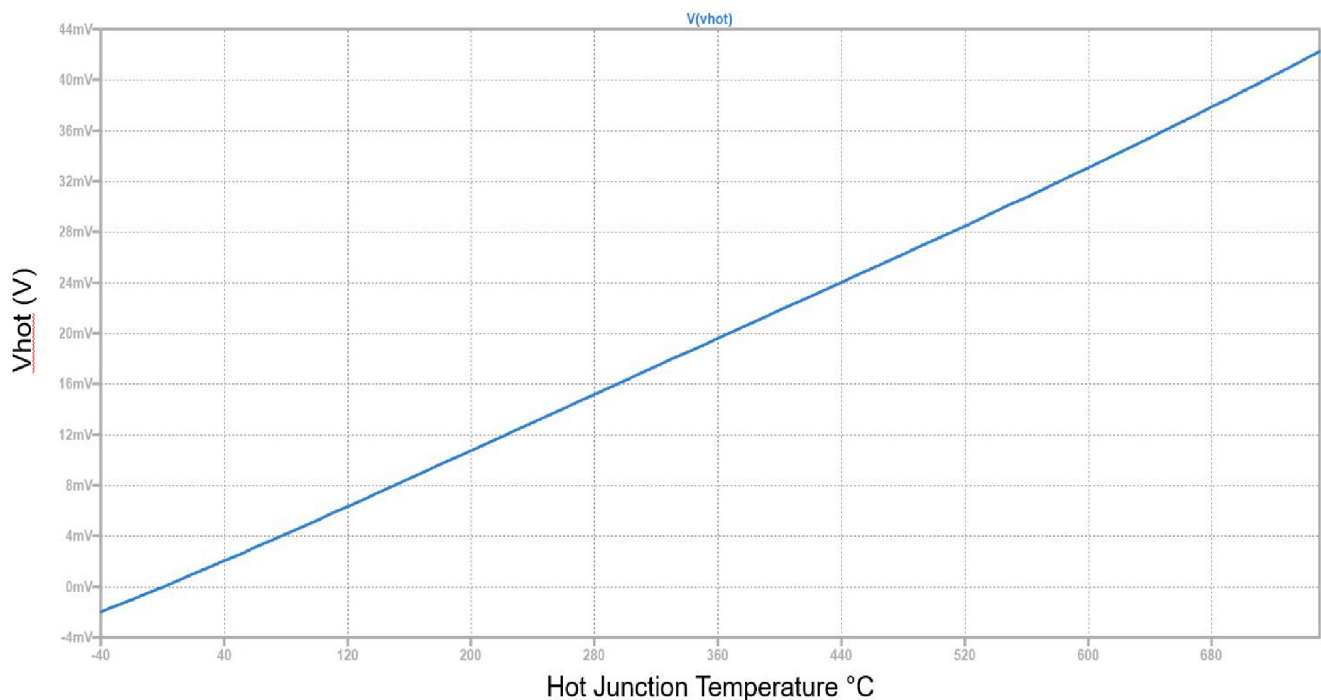


图4. J型热电偶模型仿真结果

表2. J型热电偶模型与℃

Thot (°C)	ITS-90 (mV)	Vhot (mV)
-40	-1.9606	-1.9606
0	0	0
125	6.634	6.629
250	13.555	13.584
375	20.469	20.484
500	27.393	27.392
625	34.575	34.589
750	42.281	42.279

J型热电偶模型包含多个关键特性，可帮助完成从现实世界温度测量到调理电路的完整信号链仿真。对于vjunc设置的高温，Vhot提供热电偶热端的电压读数。在冷端等温模块处，Vcj提供等效J型热电偶结在冷端温度（由REF设置）下的电压读数。上方示例中使用的30°C将设置Vref = 1.5367mV（在Vcj点处探测）。这将使Vtherm差分测量点处的Vhot结电压降低1.5367mV。这是合理的，因为从热端到冷端的实际温差降低了30°C（相对于0°C基准）。完整系统将需要测量实际冷端温度，将其转换为该Vref电压，并与Vtherm测量电压相加，然后使用反转表或多项式将总和转换回温度。

图3中的Tcj提供由REF设置的冷端温度读数(1V=1C)。Vtherm是在Vhot和Vcj的基础上产生的总差分电压。在实际最终应用中，Vtherm电压将通过调理电路读取。注意电压源HOT和COLD的极性。对于J型热电偶，极性如图所示，其中铁(+)，康铜(-)。请务必使用正确的极性和COLD电压源连接，否则Vtherm的读数将与实际结果不匹配。

在最终应用中，Vtherm和Tcj是已知的。根据已知的Tcj，可使用J型热电偶公式来确定Vcj。获知Vcj后，将其与测量的Vtherm相加，可确定相对于0°C的Vhot。已知Vhot后，通过使用J型热电偶逆公式（将mV转换为温度，以°C为单位），就可以确定Thot。表3显示了一个计算示例。模型中的一个计算细节必须涉及热电偶类型公式，该公式针对给定温度（以摄氏度为单位）计算E（热电偶两端的电压），其单位为毫伏。我们的SPICE模型需要为Vhot和Vcj输出V/C。因此，为了进行转换，需要将得到的E值除以1000，如此处推导所示。可以看到，图3模型中的vjunc和vref公式使用该比例因子。

$$E(V) = \frac{XmV}{\frac{1000mV}{V}} = \frac{X}{1000}$$

表3. J型热电偶模型仿真示例

电压或温度读数	值 (测量/计算)	备注	Sim读数
Vtherm*	25.85598mV	测量点	25.85598mV
Tcj*	30°C	通过测量调理电路等温Tcj获知	30°C
Vcj	1.5367mV	使用查找表或J型公式求出Tcj时的Vcj	1.53665mV
Vhot	27.39298mV	Vhot = Vtherm + Vcj	27.39263mV
Thot	500°C	使用查找表或J型公式求出Vhot时的Thot	500°C
*仅限在实际应用中测得的值			

典型应用电路

热电偶传感器模型的实际应用电路如图5所示。在驱动输入ADC之前，表2所示的超小满量程电压范围将需要显著提升。若以单电源供电为目标，还需要仔细计算可接受的输出电压范围，以获得较理想的放大器线性度。本示例解决方案选择使用低功耗、低失调电压仪表放大器LT1789-1。表4详细列出了应用的设计目标。我们需要确定LT1789-1的增益和失调，以便对Vtherm差分输入电压范围进行调节和失调处理，使其符合该+5V单电源设计容许的0.3V至4.7V的INA输出电压范围要求。将输出范围扩大到更靠近电源时，所展示出的非线性度与参考文献3（LT1789-1和LT1789-10数据手册）第17页的输出范围图相符。

为了同时求解所需的INA增益(G)和基准输入电压(Voffset)，为极端输入建立两个方程，并将其设置为覆盖0.3V → 4.7V输出范围目标。

使用表4中的Vtherm_min和Vtherm_max建立两个端点方程。

$$-3.9147\text{mV} \cdot G + V_{\text{offset}} = 0.3\text{V} \quad (V_{\text{out_min}})$$

$$41.1262\text{mV} \cdot G + V_{\text{offset}} = 4.7\text{V} \quad (V_{\text{out_max}})$$

将这两个方程相减将抵消Voffset项，并可求出G，如下所示。

$$G = \frac{V_{\text{out_max}} - V_{\text{out_min}}}{V_{\text{therm_max}} - V_{\text{therm_min}}}$$

$$G = \frac{4.7\text{V} - 0.3\text{V}}{41.162\text{mV} - (3.1974)} = 97.7\text{V/V}$$

LT1789-1增益方程：

$$G = \frac{200\text{k}\Omega}{R_g} + 1$$

求解Rg:

$$R_g = \frac{200k\Omega}{G-1}$$
$$R_g = \frac{200k\Omega}{97.7-1} = 2.068k\Omega$$

在设计中，使用标准0.5%值Rg=2.08kΩ来设置实际增益:

$$G = \frac{200k\Omega}{2.08k\Omega} + 1 = 97.15$$

使用两个端点表达式中的任意一个，如下所示计算失调项。

$$V_{out} = G \cdot V_{in} + \text{失调}$$

$$\text{失调} = V_{out_min} - G \cdot V_{in_min}$$

$$\text{失调} = 0.3 - 97.5 \cdot (-3.9147mV) = 0.680V$$

失调电压将基于ADC Vref = 5V，通过Ra和Rb的缓冲电阻分压器产生。

$$\text{失调} = V_{ref} \cdot \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

通过在此偏置设置中使用标准0.5%电阻值（E192系列）并以大约3uA电流为目标，我们可以选择Ra=1.37Meg和Rb=215k。

$$\text{失调} = 5 \cdot \frac{215k\Omega}{1.37M\Omega + 215k\Omega} = 0.6782V$$

现在，通过可用的实际0.5%电阻值，最终转换函数完成。

$$V_{out} = V_{therm} \cdot 97.15 + 0.6782V$$

对于单电源LT1789-1，我们还需要创建共模DC输入电平，以及DC输入偏置电流流入地或电源的路径。为此，在图5中，我们使用RAcm=71.5kohm作为5V ADC Vref的上拉电阻，并使用RBcm=49.9kohm作为GND的下拉电阻。由于可以将热电偶视为具有零欧姆源阻抗的电池，因此通过RAcm和RBcm对5V ADC Vref的分压作用，共模输入电压将设置为2.048V，以优化LT1789-1输出电压摆幅，这些电阻还为INA输入偏置电流提供流动路径。这些电阻的值和LT1789-1的输入失调电流可能会产生差分输入失调误差，应检查该误差是否可接受。当INA的差分输入达到偏置极限时，该方法还可以轻松检测损坏的热电偶。有一点要注意，热电偶探头尖端必须与任何其他电压或地面电气隔离。

表4. J型热电偶应用示例

项	温度(°C)	Vcj (mV)或Vhot (mV)	备注
Thot_min	-40	-1.9606	使用查找表或J型公式求出电动势(mV)
Thot_max	750	42.281	使用查找表或J型公式求出电动势(mV)
Tcj_min	20	1.0191	使用查找表或J型公式求出电动势(mV)
Tcj_max	38	1.9541	使用查找表或J型公式求出电动势(mV)
Vtherm_min	-----	-3.9147	Vtherm_min = Vhot_min-Vcj_max
Vtherm_max	-----	41.1262	Vtherm_max = Vhot_max-Vcj_min
		电压(V)	备注
Vref		5	对于此应用，Vref = 5V，ADC输出基准电压
Vadc_min		0.3	对于放大器输出最小线性摆幅范围，为0.3V
Vadc_max		4.7	对于放大器输出最大线性摆幅范围，为4.7V
Vcc		5	对于此应用，5V = Vcc，Vee = GND

Type J Thermocouple Model

REF = Cold Junction temp (C)
 Assume Cold Junction temperature (REF) < 760C
 vref = Type J thermocouple EMF at Cold Junction
 JUNC = Hot Junction Temperature
 vjunc = Type J thermocouple EMF at Hot Junction
 Assuming JUNC <= 760C to use simpler model
 The following 8 parameters are polynomial coefficients modeling the Type J emf vs T from -210C through 760C

```
.param c0=0, c1=0.50382E-1, c2=0.30476E-4, c3=-0.85681E-7, c4=0.13228E-9
.param c5=-0.17053E-12, c6=0.20948E-15, c7=-0.12538E-18, c8=0.15632E-22

.param vjunc= {(1/1000) * (c0 + c1*JUNC + c2*JUNC**2 + c3*JUNC**3 + c4*JUNC**4 + c5*JUNC**5
+ c6*JUNC**6 + c7*JUNC**7 + c8*JUNC**8)}

.param vref= {(1/1000) * (c0 + c1*REF + c2*REF**2 + c3*REF**3 + c4*REF**4 + c5*REF**5 + c6*REF**6 + c7*REF**7 + c8*REF**8)}
```

Type J Thermocouple Simulation Case:

REF = 30 -> Cold Junction = 30C
 -40 <= JUNC <= 750
 Vhot = Vtherm + Vcj

```
.op
.param REF=30
.step param JUNC -40 750 10
```

Rspice used for faster convergence
 and not needed on a final PCB.

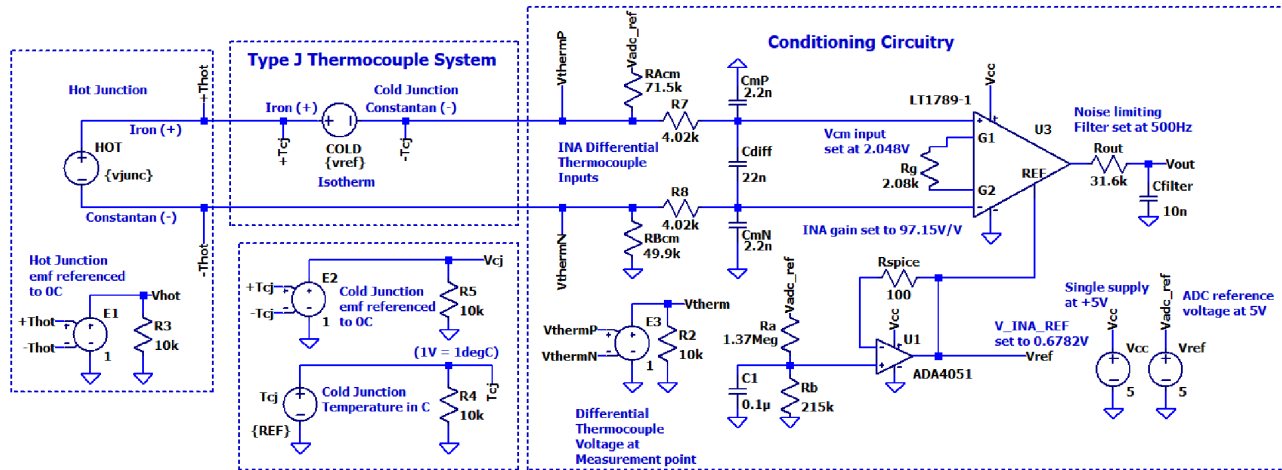


图5. J型热电偶典型应用电路

图6显示了使用 [仪表放大器钻石图工具](#) (参考文献4) 的情形。这样根据所需的增益、失调以及输入共模和差分电压，就可以确保在没有任何仪表放大器限制的情况下实现所需的Vout电压。根据工具结果，我们预计297mV ≤ Vout ≤ 4.7V，且没有LT1789-1输入、输出或内部电压限制。在这里，输入所需的确切增益并计算理想的2.07kΩ Rg电阻。此外，差分输入范

围是表4中从Vtherm_min到Vtherm_max的可能最大值。只有在表4中使用的完整Thot和Tjc温度范围内，才会观察到预期的0.3V → 4.7V输出范围。该工具还将提供可应用于指定条件的备用仪表放大器，打开这些仪表放大器的参数表将显示详细的规格选项。

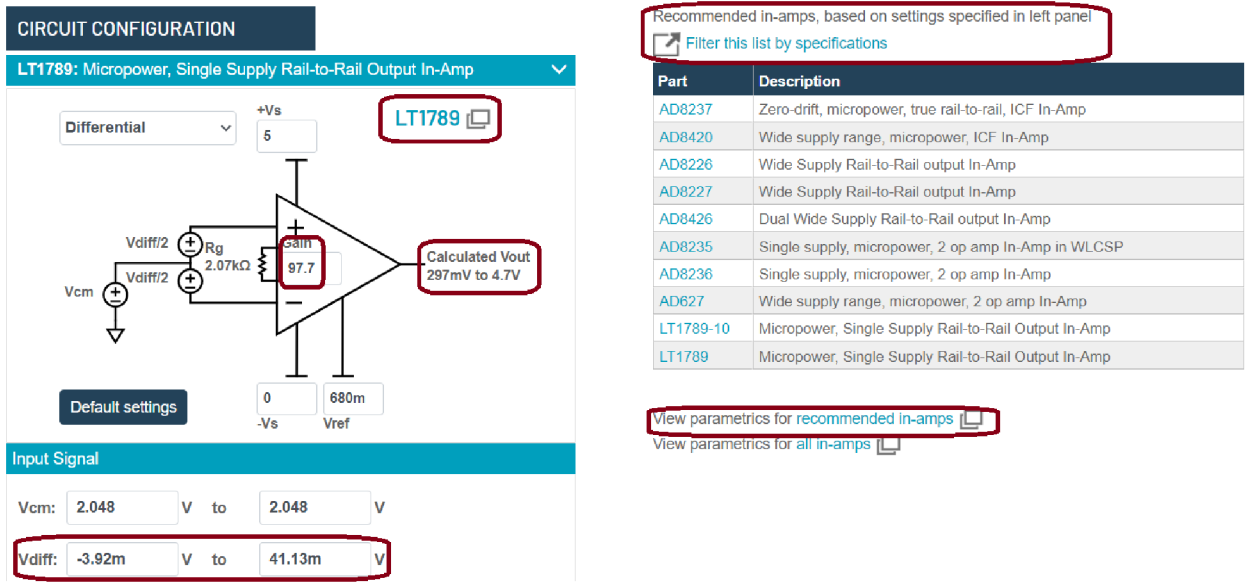


图6. LT1789电路的钻石图工具

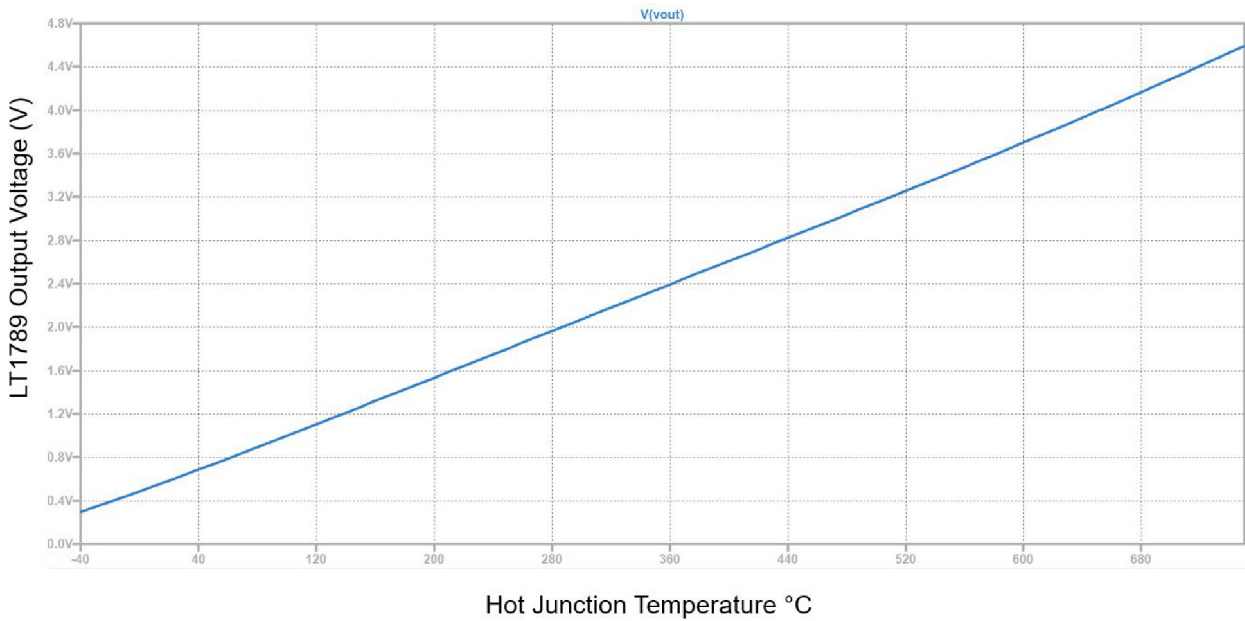


图7. J型热电偶典型应用电路输出图

图7显示整个温度扫描范围内的Vout响应。这与0.338V最小输出至4.635V最大输出的范围相匹配。在LT1789-1中，与4.7V的绝对最大值相比，该最大值降低约0.1V，这是因为我们使用的冷端温度为30°C，而调节后的最大值为38°C（参见表4）。设计时应充分考虑冷端温度范围，并确保仪表放大器在此范围内能够提供线性输出。

对增益和仪表放大器基准电路使用可用的0.5%电阻值，并使用表4的最小/最大Thot(mV)值，将REF设置为30°C，将计算得出0.338437至4.636508的标称电阻值输出范围。表5详细列出了理想Vout与仿真Vout。理想Vout与仿真Vout的匹配度非常高，表明LT1789-1模型中的输入失调和增益误差非常小。非常微小的仿真输出电压误差可折合到输入端并输入回到近

似的检测温度误差，如表5所示。在-40°C至750°C的完整范围内，标称LT1789-1模型显示误差小于0.2°C。

表5. J型热电偶应用示例

参数	温度 (degC)	Vcj (mV)或 Vhot (mV)	理想 Vout (V)	仿真 Vout (V)	≈误差(°C)
Thot_min	-40	-1.9606	-----	-----	-----
Thot_max	750	42.281	-----	-----	-----
Tcj	30	1.5367	-----	-----	-----
Vtherm_min	-----	-3.4973	0.338437	0.338505	0.0125°C
Vtherm_max	-----	40.7443	4.636508	4.635778	0.1342°C

前面提到，对于冷端压降，需要调整输入Vtherm。这需要以多种方式中的任意一种测量冷端温度，使用表格或多项式方程转换为电动势电压，然后与INA输入端测得的Vtherm电压相加。然后，使用表格或逆多项式方程（参考文献1）将调整后的电压转换为Thot温度。

由于LT1789-1采用5V单电源供电，因此我们可以将输入共模电压集中于其在5V的线性输出范围中心附近，从而优化其工作区间。在这里，如钻石图工具所示，我们使用2.048V作为最佳电压。这一点通过RAcm和RBcm对5V ADC Vref的分压作用来实现。仪表放大器输入偏置电流将通过这些RAcm和RBcm电阻引入微小的共模电平偏移，并由于输入失调电流而产生较低的附加输入失调电压。从Vtherm差分输入点，R7、R8、CmP和CmN提供输入共模滤波，以防止长电缆连接中的干扰噪声进入调理电路。Cdiff提供差分输入滤波，并且通常设置为比共模输入滤波电容高十倍。这将对热电偶金属线中的任何差分噪声拾取进行滤波处理。

热电偶的工作频率通常小于50Hz。使用Rout和Cfilter在500Hz处添加最终噪声滤波器。LT1891以接近100V/V的增益工作，指定带宽为3kHz。这两个带宽限制以及输入端的900Hz差分低通，可仿真整体信号响应，显示了400Hz小信号f-3dB点。该带宽受限响应仅显示151uVrms输出噪声，使用Micropower LT1789-1，将显示为大约900uVpp噪声。均值通常用于消除这种测量不确定性。

此外，在ADA4051运算放大器周围添加Rspice，以实现更快的SPICE收敛，但在最终PCB实现中不需要Rspice。

结论

本文展示了通过在LTSpice中使用多项式参数函数，在Spice中创建J型热电偶模型的简单方法。然后，可使用参考文献3所示的多个仪表放大器中的任意一个来放大该小输出差分电压，并进行电平转换。

设计器件

表6. 仪表放大器

产品型号	Vos (最大值)	Ibias (最大值)	增益(V/V) 最小值/最大值	带宽增益=1 (典型值)	Vnoise (典型值)	Vs范围 (最小值/最大值)
LT1789	100μV	40nA	1/1000	60kHz	49nV/√Hz	2.2/36 V

表7. 运算放大器 (用于基准缓冲区)

产品型号	Vos (最大值)	Ibias (最大值)	GBP (典型值)	Vnoise (典型值)	每放大器Iq (最大值)	Vs范围 (最小值/最大值)
ADA4051-1	15μV	50pA	115kHz	95nV/√Hz	18μA/ch	1.8/5.5 V

参考文献

1. [NIST热电偶系数表](#)

用于下载热电偶表和多项式系数的NIST链接。

2. [J型热电偶可用温度范围](#)

热电偶供应商提供的J型应用范围参考

3. [LT1789数据手册](#)

LT1789-1和LT1789-10数据手册

4. [ADI仪表放大器钻石图工具](#)

钻石图工具是一个网络应用程序，可生成特定配置的输出电压范围与输入共模电压关系图，也被称为钻石图，适用于ADI仪表放大器。

附加资源

1. [LTspice](#)

LTspice®是一款高性能SPICE III仿真软件、原理图采集工具和波形查看器，集成增强功能和模型，简化了开关稳压器、线性稳压器和信号链电路的仿真。

2. [传感器信号调理实用设计技术](#)

由Walt Kester编辑，ADI公司，1999年，ISBN-0-916550-20-6。

3. [拼接冷端补偿示例](#)

基于Web的热电偶和冷端补偿简短教程。

致谢

ADI公司主要顾问，

精密放大器部产品应用首席工程师Tim Green，
ADI公司宽带信号链合同工程师Michael Steffes

ADI 智库

一站式电子技术宝库



关注 ADI 智库

ADI 智库是 ADI 公司面向中国工程师打造的一站式资源分享平台，除了汇聚 ADI 官网的海量技术资料、

视频外，还有大量首发的、免费的培训课程、视频直播等。九大领域、十项技术，加入 ADI 智库，您可以尽情的浏览收藏、下载相关资源。此外，您还可一键报名线上线下会议活动，更有参会提醒等贴心服务。

在线支持社区



中文技术论坛

访问 ADI 在线支持社区，与 ADI 技术专家互动。提出您的棘手设计问题、浏览常见问题解答，或参与讨论。

请访问 ez.analog.com/cn



如需了解区域总部、销售和分销商，或联系客户服务和技术支持，请访问 analog.com/cn/contact。

向我们的 ADI 技术专家提出棘手问题、浏览常见问题解答，或参与 EngineerZone 在线支持社区讨论。请访问 ez.analog.com/cn。

©2024 Analog Devices, Inc. 保留所有权利。商标和注册商标属各自所有人所有。

“超越一切可能”是 ADI 公司的商标。



请访问 analog.com/cn