

压电传感器的信号调节

作者：Eduardo Bartolome, 德州仪器 (TI) 医疗事业部系统工程师

压电传感器

用于感应和激励的压电传感器应用延伸到了许多领域。本文主要介绍对一些物理强度的感应，即加速度、振动、振荡和压力，从传感器及其要求信号调节的角度来看其可以被认为是类似的。¹ 就加速度而言，传感器灵敏度通常被表示为一个与外力即加速度（大多数时候称作重力加速度 g ）成比例关系的电荷。然而，从严格物理意义上来讲，传感器输出一个实际由其变形/偏斜情况决定的电荷。

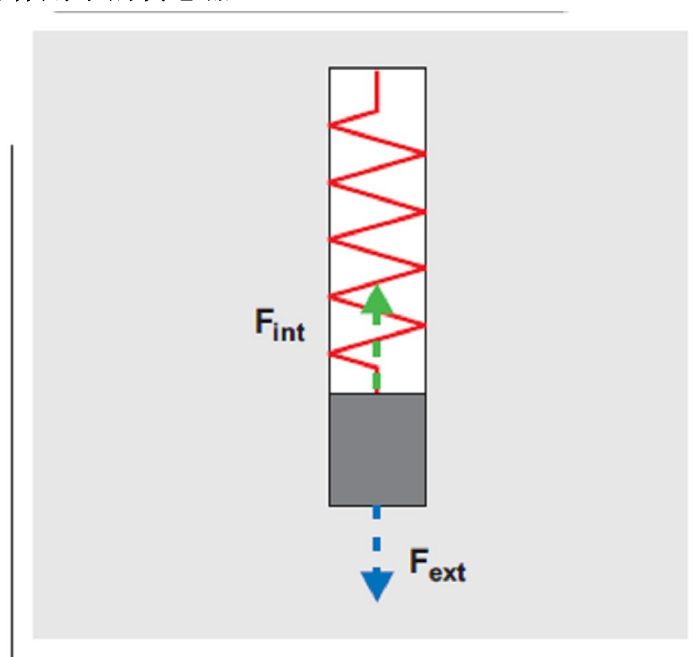
例如，图 1 显示了安装于顶部位置的一个传感器，与此同时底部正受到一个外力的拉拽，即 F_{ext} 。在使用加速计的情况下，固定端（顶部）会粘附在要测量加速度的物体上，同时外力为粘附于另一端（底部）的质量的惯性，而这一端不断想要保持静止。就固定于顶端的参考坐标系而言（假设传感器充当的是一个弹簧，其具有很高的弹簧系数 K ），偏斜 x 会形成一种反作用力：

$$F_{int} = Kx \quad (1)$$

最终，质量（传感器偏斜）将会在下述情况下停止移动/改变：

$$F_{int} = F_{ext} = Kx \quad (2)$$

图 1 加速度力作用下的传感器



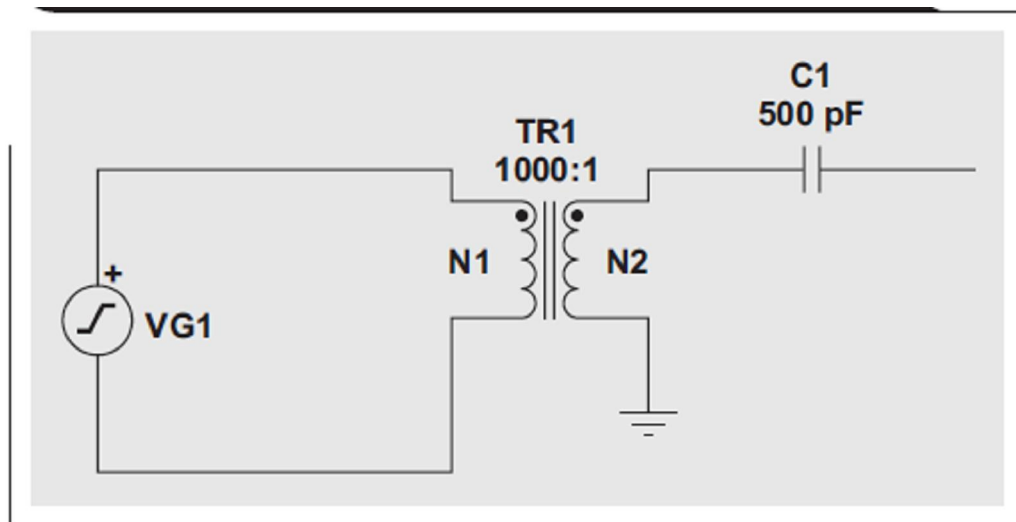
由于电荷 Q 与偏斜成比例关系（一阶），而偏斜与力成比例关系，因此 Q 与力也成比例关系。施加一个 F_{max} 最大值的正弦力，会形成一个 Q_{max} 最大值的正

弦电荷。换句话说，当正弦力为最大值时，对来自传感器的电流求积分可得到 Q_{\max} 。增加正弦波的频率，同时会增加电流；但是会更快地达到峰值，即保持积分 (Q_{\max}) 恒定。厂商会以传感器可用频率范围内 Q_{\max} 与 F_{\max} 的比率，来说明灵敏度规范。但是，由于传感器的机械性质，传感器实际上有谐振频率（可用频率范围以上），其中一个即使很小的振荡力都会产生相对较大的偏转，从而得到较大的输出振幅。

如果忽略谐振的影响，则我们可以将压电传感器一阶建模为一个与传感器寄生电容（此处称作 C_d ）并联的电流源，或者也可以将其建模为一个与 C_d 串联的电压源。该电压为存储电荷时在传感器阳极上看到的等效电压。但是，我们需要注意的是，就许多应用的仿真而言，第二种方法要更加简单一些。如前所述，电流与偏斜变化的速率成比例关系；例如，拿恒幅加速度的正弦 AC 曲线来说，电流生成器的振幅必须根据频率来改变。

最后，如果这种生成器需要代表实际物理信号，则可以使用变压器，如图 2 所示。本例中，我们建模了一个具有 0.5 pC/g 灵敏度和 500 pF 寄生电容的生成器。正弦波生成器每单位 g 输出 1V ，以实现仿真。变压器在其次级线圈将它向下调节至 1mV 。施加给 $C1$ (500 pF) 的 1-mV 摆动，将会如我们预计的那样在下一级注入 $Q = VC = 0.5 \text{ pC}$ 。

图 2 压电传感器模型



电荷放大器分析

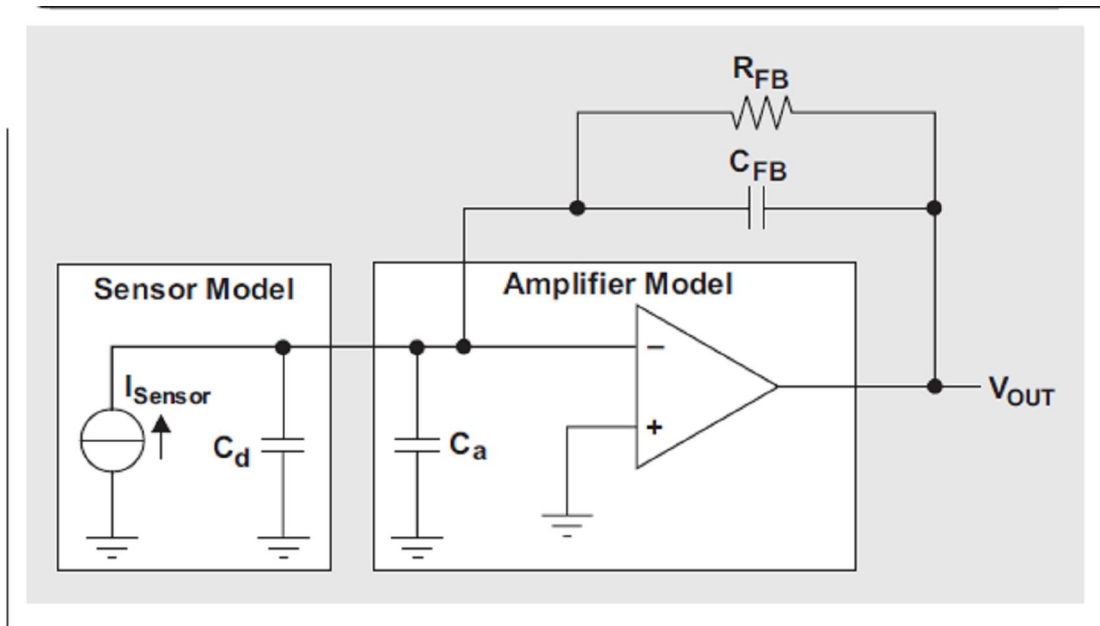
图 3 显示了经典电荷放大器的基本原理，其可以用作一个信号调节电路。这种情况下，我们选择电流源模型，表明传感器主要为一种带高输出阻抗的器件。

输入阻抗

信号调节电路必须具有非低的输入阻抗，以收集传感器的大部分电荷输出。因此，电荷放大器是理想的解决方案，因为只要放大器在这些信号频率下保持高增益，其输入便会让传感器信号出现虚拟接地。换句话说，如果传感器的任何电荷想要在传感器阳极 (C_d) 或者放大器输入寄生电容 (C_a) 上增大，在放大器输入端就

会形成电压。通过拉或吸取相同量的负反馈网络电荷电流，即 R_{FB} 和 C_{FB} ，这种电压便立即得到了补偿。

图 3 用于信号调节的电荷放大器



增益

由于放大器的信号输入为虚拟接地，因此输入电流形成了一种输出电压摆动；并且高频增益由 C_{FB} 的值设定 (R_{FB} 影响减小，在“带宽”部分后面再进行叙述)。请注意，电容越小，增益越大。增益的近似值为：

$$\text{Gain} = \frac{1}{C_{FB}} (\text{mV/C}). \quad (3)$$

还需注意，电路增益根本上并非取决于传感器的电容 (C_d)，但最好还是注意该值对噪声的影响。

带宽

为了能够正确地对放大器进行偏置（为放大器输入偏置电流提供一个 DC 路径），一个反馈电阻 (R_f) 是必需的。在更低频率下，反馈路径的电容电路变为开路，而反馈电阻变为主要电阻，从而有效降低增益。在较高频率下，电容电路的阻抗变得更小，从而有效消除电阻反馈通路的影响。对 AC 物理激励的最终电路响应（包括传感器的寄生电容），为高通滤波器的响应，其极频为：

$$f_{\text{HPF}} = \frac{1}{2\pi R_{FB} C_{FB}}. \quad (4)$$

相关信号带宽由应用决定；因此，降低电容增加增益的同时，也需要增加电阻来

保持低极频。增加电阻会影响解决方案的其他方面。除影响噪声以外（在“噪声”部分详细介绍），电阻越高，实际实现就越难——难在寻找到现成的电阻，以及保证 PCB 的线迹到线迹寄生电阻大于 R_{FB} 本身。如果电路规范允许使用几百兆欧量级的电阻，则表面贴装电阻马上就可以使用²，并且不要求使用先进的布局技术（例如使用防护频带等）。

如前所述，限制电阻值增加的另一个因素是电路偏置。放大器的输入偏置电流通过该电阻，形成输出偏置电压。通过选用具有低输入偏置电流的放大器，例如：FET 输入放大器等，可以最小化这种电压。只要反馈电阻器值低于 $1G\Omega$ ，并且可以利用各级之间的 AC 耦合来滤波产生的偏置，那么这种放大器的输入偏置电流（一般低于 $100pA$ ）就应该没有问题。

请注意，由于保持高通滤波器低极频存在困难，因此在近 DC 应用中使用压电传感器也变得越来越困难（尽管传感器本身的漏电流非常小）。

尽管并非该放大级的组成部分，但也需要在某处添加一个低通滤波器，旨在降低电路对传感器谐振频率下无用信号的响应，同时降低相关频带的总数字化和混叠噪声。

噪声

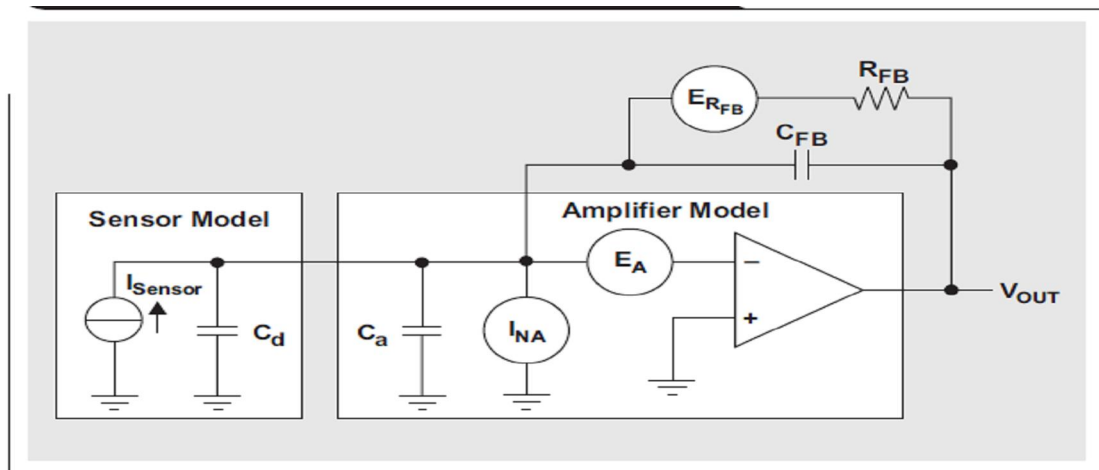
最后，我们需要最大化信噪比 (SNR)。在进行仿真以前进行简单的理论噪声分析会有所帮助。图 4 显示了电荷放大器的主噪声源。输出噪声谱密度可以表示为：

$$S_O(f) = I_{NA}^2 \times |Z_{FB}|^2 + E_A^2 \left| 1 + \frac{Z_{FB}}{1/(C_d + C_a)s} \right|^2 + E_{R_{FB}}^2 \left| \frac{1}{1 + R_{FB}C_{FB}s} \right|^2, \quad (5)$$

其中

$$Z_{FB} = \frac{R_{FB}}{R_{FB}C_{FB}s + 1} \quad (6)$$

图 4 电荷放大器的噪声源



且 $s = 2\pi fj$ 。方程式 5 为电荷放大器的经典噪声解决方案。相对于 C_d , C_a 一般非常小。因此, 方程式 5 可以简化为:

$$S_O(f) = I_{NA}^2 \left| \frac{R_{FB}}{R_{FB}C_{FB}S + 1} \right|^2 + E_A^2 \left| 1 + \frac{R_{FB}C_dS}{R_{FB}C_{FB}S + 1} \right|^2 + E_{R_{FB}}^2 \left| \frac{1}{R_{FB}C_{FB}S + 1} \right|^2 \quad (7)$$

实际上, 如果考虑使用高通滤波器极频以上频率, 则可以进一步减小第二项:

$$S_O(f) = I_{NA}^2 \left| \frac{R_{FB}}{R_{FB}C_{FB}S + 1} \right|^2 + E_A^2 \left| 1 + \frac{C_d}{C_{FB}} \right|^2 + E_{R_{FB}}^2 \left| \frac{1}{R_{FB}C_{FB}S + 1} \right|^2 \quad (8)$$

我们可以使用几种方法来对各种趋势进行分析。极点 ($R_{FB}C_{FB}S + 1$ 项) 可以被看作是恒定, 因为增加 R_{FB} 会要求降低 C_{FB} , 反之亦然。从这个角度来看, 增加 R_{FB} 会增加方程式 8 的三项。第一项相应的电压噪声会随 R_{FB} 线性增加; 第二项相应的电压噪声也会增加; 第三项相应的电压噪声会随 R_{FB} 的平方根增加, 因为 $E_{R_{FB}} = \sqrt{4kTR_{FB}}$, 其中 k =玻耳兹曼常数, 而 T =凯氏度温度。然而, 由于 C_{FB} 变得更小, 增益会随 R_{FB} 增加 (参见方程式 3)。随 R_{FB} 增加而出现的信号增加, 与方程式 8 中前两个噪声项的所有增加相似, 但大于最后一个噪声项的增加, 从而改善了总 SNR。归根结底就是要尽可能多地增加 R_{FB} 。需要注意的另一个趋势是从噪声角度来看, 传感器的寄生电容越多, 传感器就越不那么理想。

仿真结果

为了获得更为实际的电路实施, 我们选用了 TI 的 OPA337。这款放大器拥有低输入电压和低输入电流噪声 (请参见图 5, 其截取自产品说明书³), 同时接受 3-V 单极电源。图 6 显示了 TI SPICE 型仿真程序中这种电路的模型, 即 TINA-TI™。

图 5 OPA337 的输入电压和输入电流噪声

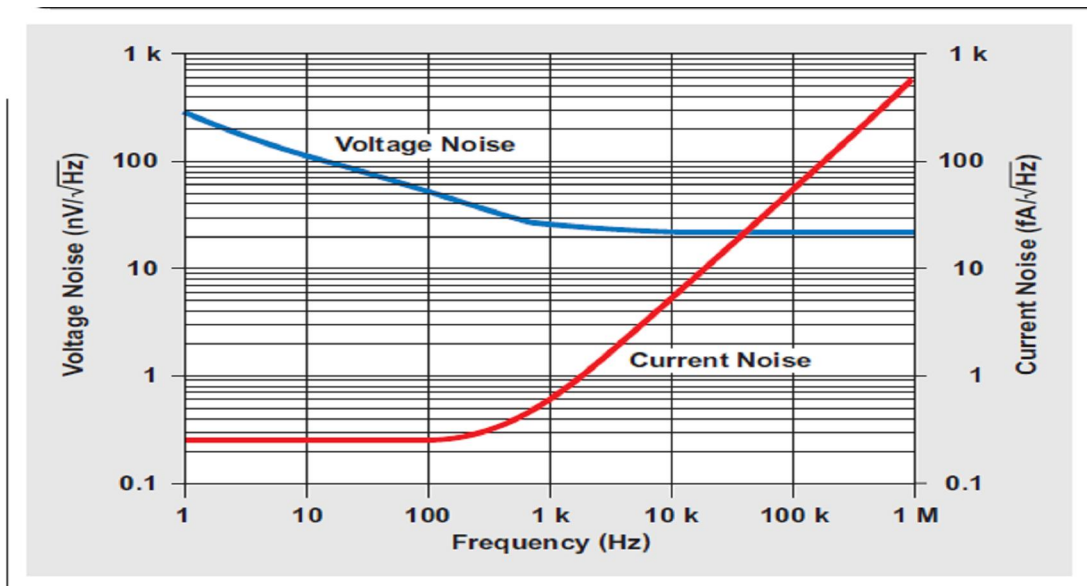
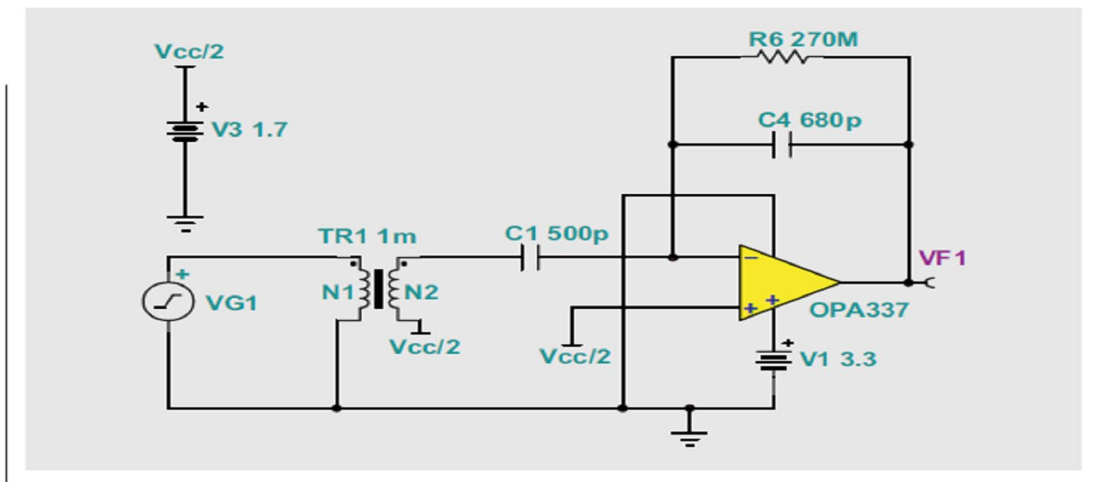


图 6 使用 OPA337 的电路 TINA-TI 模型



这种实施中，极点为 0.86 Hz。我们可以在 5 Hz 下对方程式 7 进行分析，以仔细检查公式的精确度：

- 在第一项中，如果 $I_{NA} \approx 0.01 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，且 $R_{FB} = 270 \text{ M}\Omega$ ，则该项对输出噪声的贡献值约为 $(2.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}/5.85 = 0.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- 在第二项中，如果 $E_A \approx 60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，则这一项对输出噪声的贡献值约为 $120 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- 在第三项中，如果 $R_{FB} = 270 \text{ M}\Omega$ ，则这一项对输出噪声的贡献值约为 $(2 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}/5.85 = 340 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

把所有这三项二次方相加，得到约 $360 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，其接近图 7 的仿真结果。但是，需要注意的是所用噪声值不同于图 5 所示数据表值。OPA337 的 TINA-TI 噪声模型并不精确，通过对图 8 所示简化电路进行仿真并得到图 9 所示结果（其应与图 5 所示一样），可以证实这一点。

图 7 图 6 所示模型的输出噪声仿真

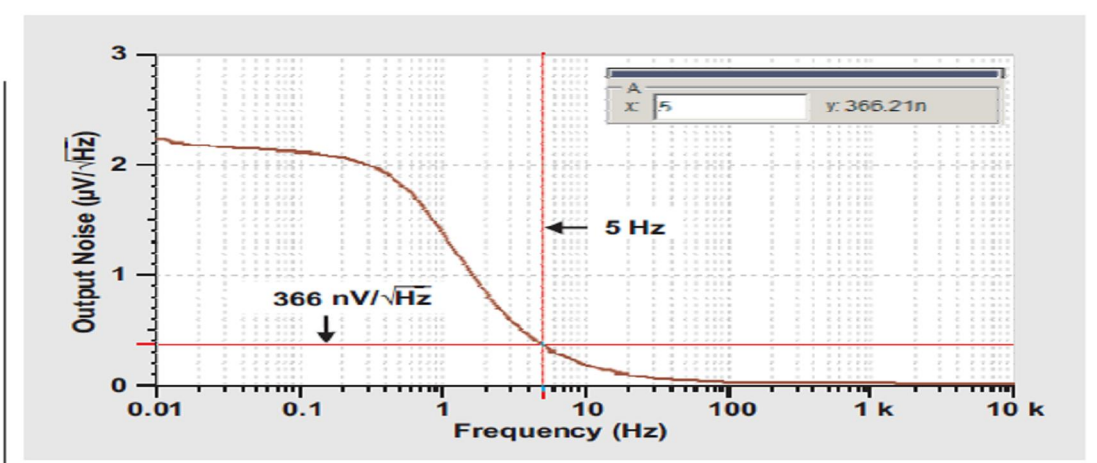


图 8 放大器噪声分析的 TINA-TI 仿真电路

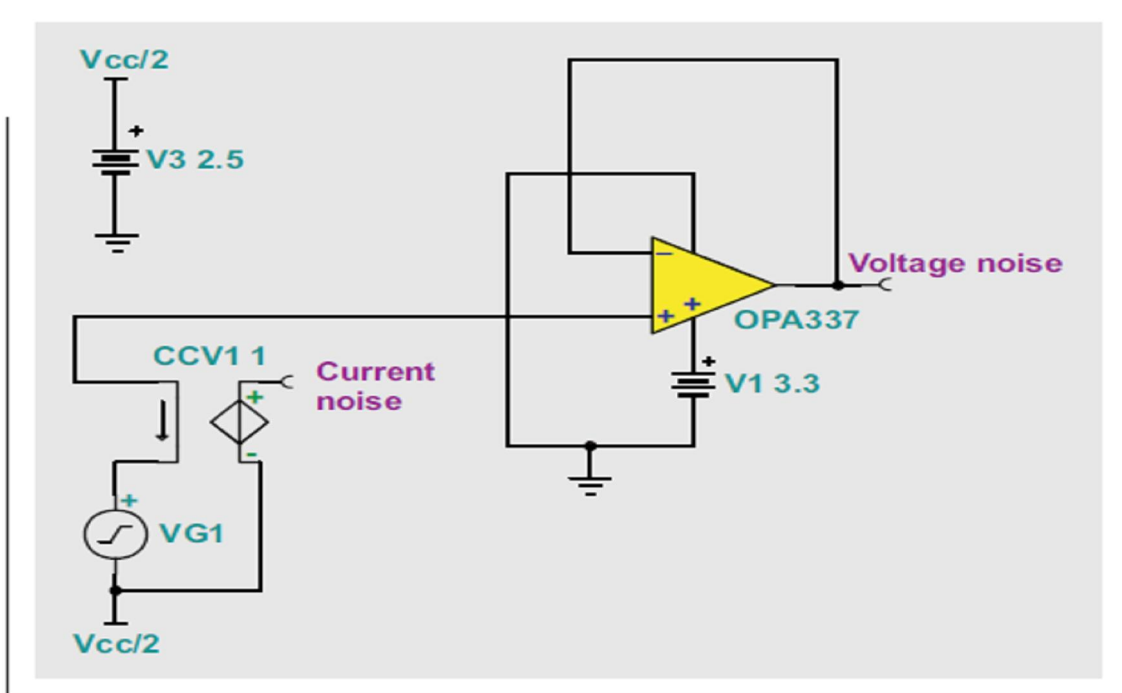
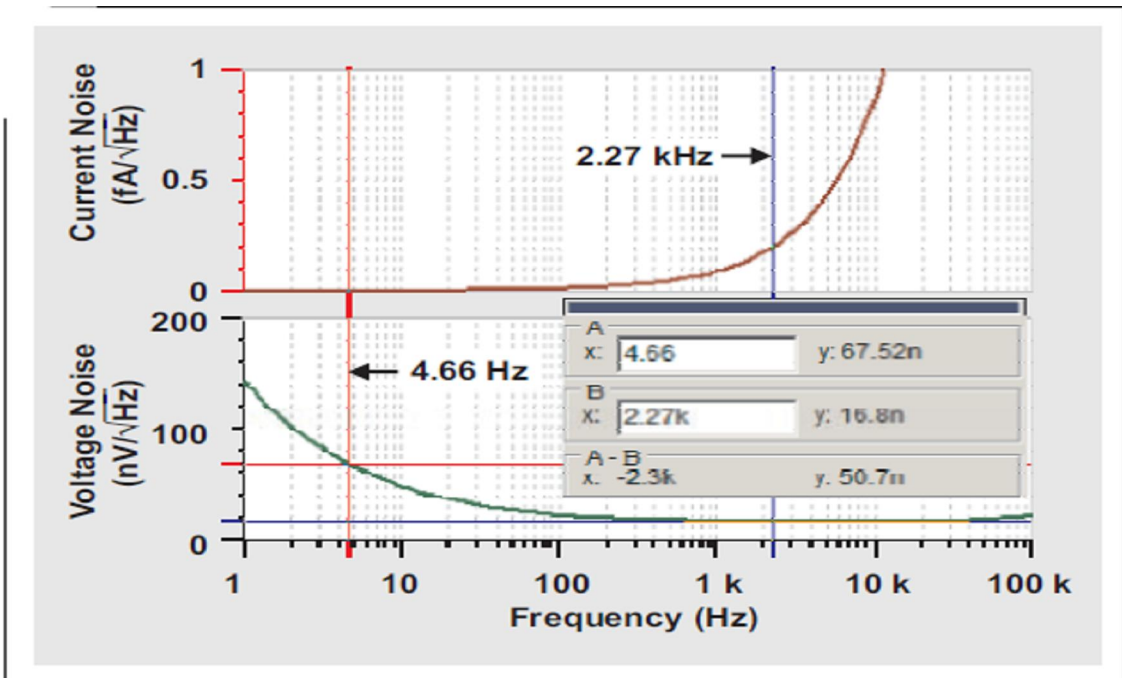
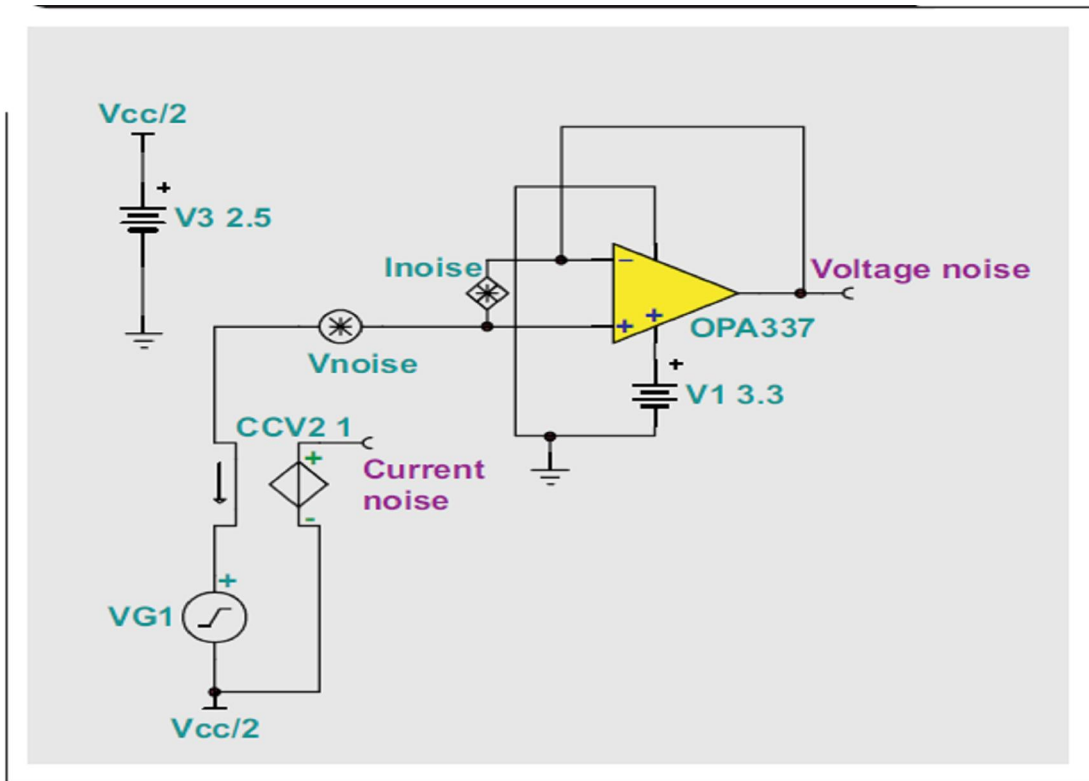


图 9 图 8 所示电路的输出噪声仿真



这些结果突出了进行一次快速理论/工艺分析的重要性。该放大器电路并不准确，需要在 TINA-TI 中解释说明，以获得实际数值。我们可以在参考文献 4 中找到完成这项工作的方法，其为 Art Kay 关于噪声的重要系列文章的第四部分。一种稍微更简单的方法是，只需将噪声（图 10 中的 V_{noise} 和 I_{noise} ）添加到图 8 所示电路，以对缺少项进行补偿。

图 10 添加至图 8 所示电路的噪声



尽管不是很完美,但图 11 所示结果看起来比图 9 所示结果要更加接近于规范。

图 11 图 10 所示电路的输出噪声仿真

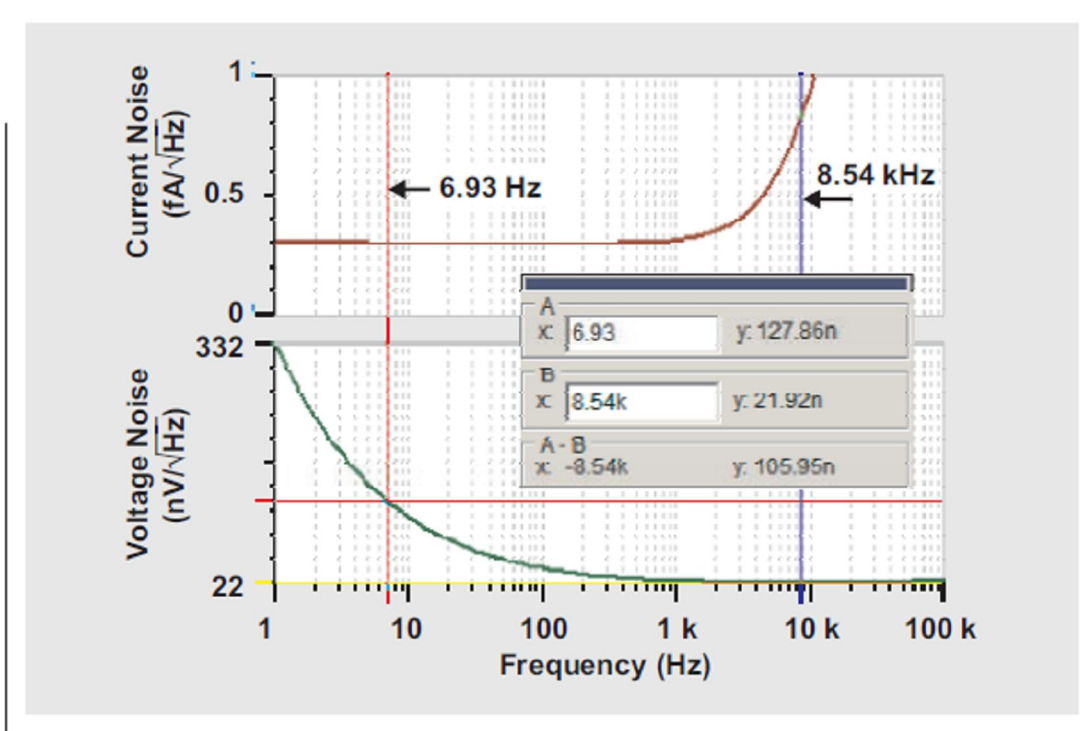
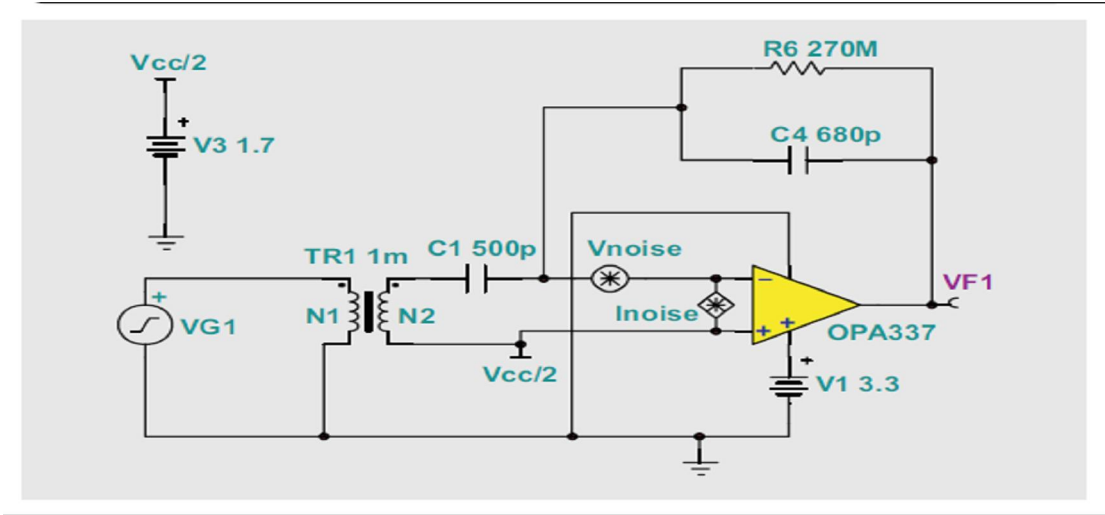


图 12 添加噪声源后图 6 电路的 TINA-TI 模型

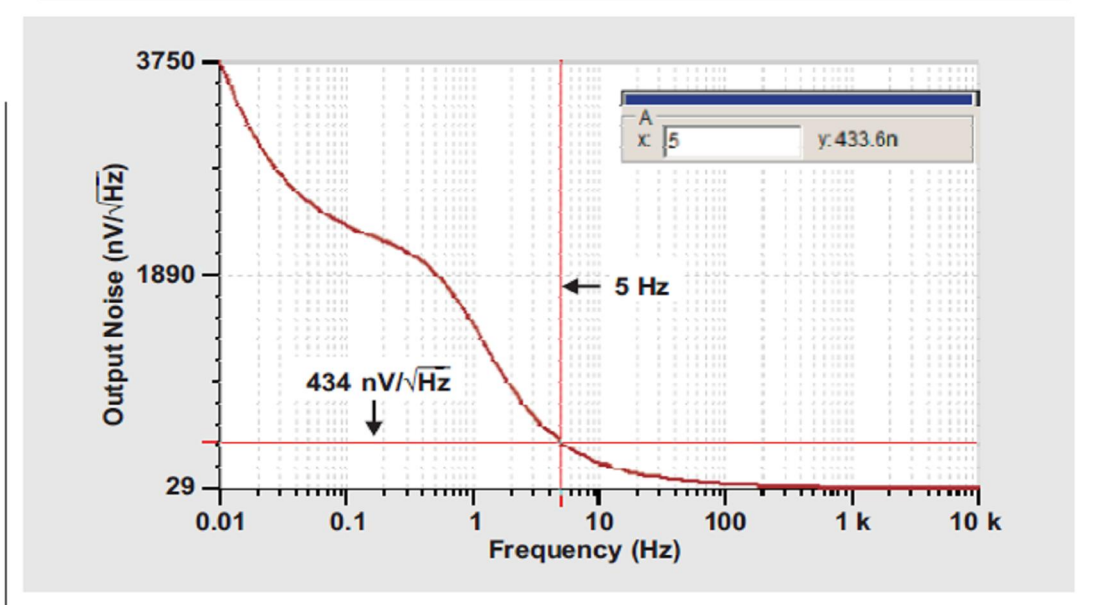


利用图 6 所示原始电路，我们使用最初指定的一些噪声值，可以通过方程式 7 再次估算出 5Hz 的噪声。

- 在第一项中，如果 $I_{NA} \approx 0.3 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，且 $R_{FB} = 270 \text{ M}\Omega$ ，则该项对输出噪声的贡献值约为 $(80 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}/5.85 = 14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- 在第二项中，如果 $E_A \approx 130 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，则这一项对输出噪声的贡献值约为 $260 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- 在第三项中，如果 $R_{FB} = 270 \text{ M}\Omega$ ，则这一项对输出噪声的贡献值约为 $(2 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}/5.85 = 340 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

把所有这三项二次方相加，得到约为 $430 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，如图 13 所示，其非常接近包括经校准噪声源的图 12 所示电路的仿真结果。

图 13 图 12 所示电路的输出噪声仿真

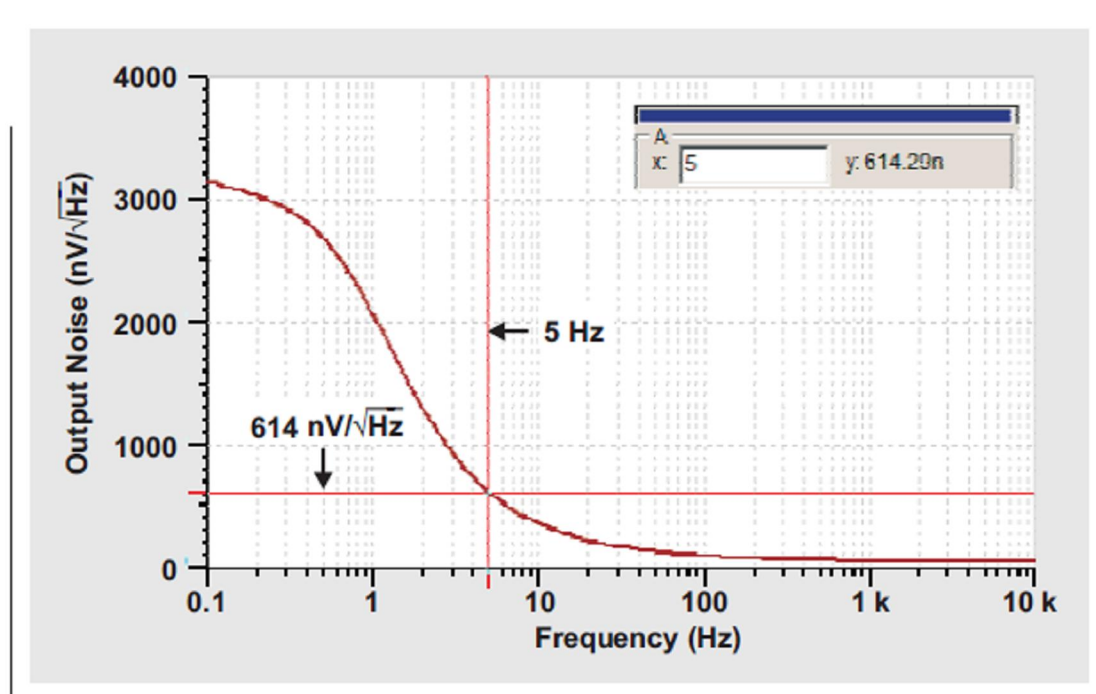


现在, 请您思考噪声变化与反馈电阻的对比结果。将方程式 7 第一项的 R_{FB} 从 $270\text{ M}\Omega$ 改为 $540\text{ M}\Omega$ (且把 C_{FB} 除以 2, 从 680 pF 降至 340 pF , 目的是保持极频恒定), 对输出参考噪声产生如下影响:

- 在第二项中, 如果 $I_{NA} \approx 0.3\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, 且 $R_{FB} = 540\text{ M}\Omega$, 则该项对输出噪声的贡献值约为 $(160\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}/5.85 = 28\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- 在第三项中, 如果 $E_A \approx 130\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 则这一项对输出噪声的贡献值约为 $320\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。
- 在第三项中, 如果 $R_{FB} = 540\text{ M}\Omega$, 则这一项对输出噪声的贡献值约为 $(3\text{ }\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}/5.85 = 510\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

把所有这三项二次方相加, 得到约为 $600\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 其再次接近仿真结果 (参见图 14)。不出所料, 输出噪声上升。然而, 电阻加倍允许电容除以 2, 从而有效地使增益加倍 (即输出信号加倍)。即使 R_{FB} 为主导噪声源, 且它的增加会使其噪声增加, 我们也可以实现 3dB 的 SNR 改善, 因为输出信号加倍远超出增加的噪声。

图 14 R_{FB} 加倍而 C_{FB} 减半后图 12 所示电路的输出噪声仿真

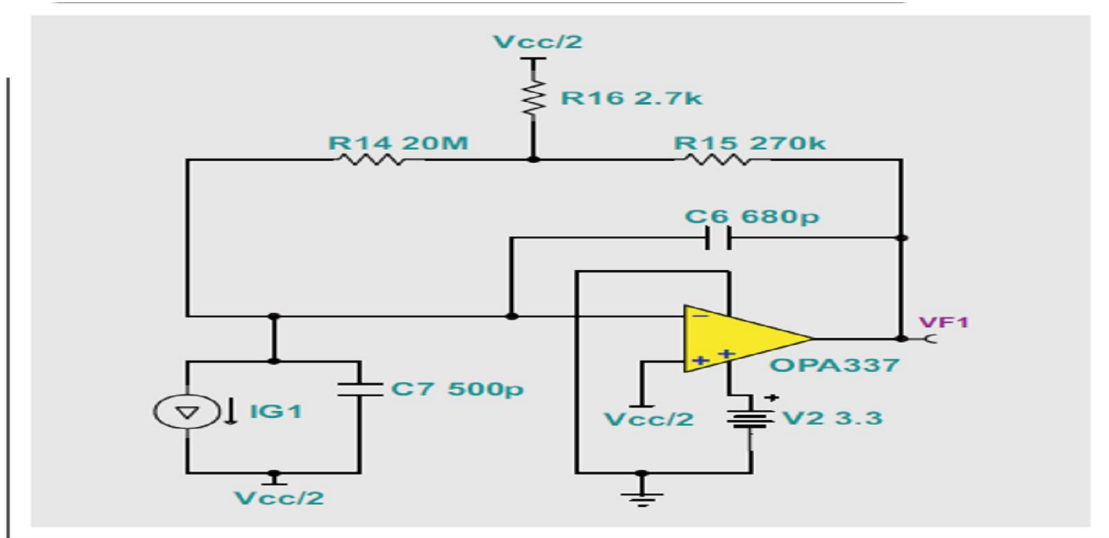


其他实际问题

利用 T 型网络构建等效大电阻

当我们需要在反馈网络中使用非常大的电阻时, 利用由许多更小、更易使用的元件构成的一个 T 型网络来构建这些大电阻, 对我们很有吸引力 (参见图 15)。但我们一般不建议使用这种方法, 因为 T 型网络会带来偏置和噪声大增益, 从而一般会产生更糟糕的 SNR。

图 15 T 型网络反馈电路



使用差分输入

到目前为止，我们只字未提使用差分输入来降低噪声的好处。为了简单起见，我们以单端对建模放大器进行了分析，而图 16 显示的是一个带差分输入的改进配置结构。这种配置结构同时具有两个优势：

1、它固有有双倍单端输入电路增益（电荷整合到 C2 和 C4 中），而噪声仅以平方根函数增加（即噪声源不相关）。

2、电荷放大器是一种非常敏感（高增益）的电路。图 17 表明任何输入干扰信号的电容耦合（此处为 60-Hz 极板网栅）都会有效注入电流。就单端放大器而言，这意味着端子中的一个注入电流，而其他则接地；也就是说，放大器只会放大干扰信号。就差分输入来说，施加于两个端子的共模信号会相互抵消（假设寄生和反馈网络相同）。图 18 中，需要注意的是单端输入（蓝色轨迹）60-Hz 极板网栅的耦合结果，以及 60-Hz 共模噪声如何被干扰信号（黄色轨迹）相互抵消的差分输入极大降低。本例中，为了方便理解，我们并没有尝试匹配超出 10% 组件容限的差动输入。

图 16 使用差分输入的改进电路

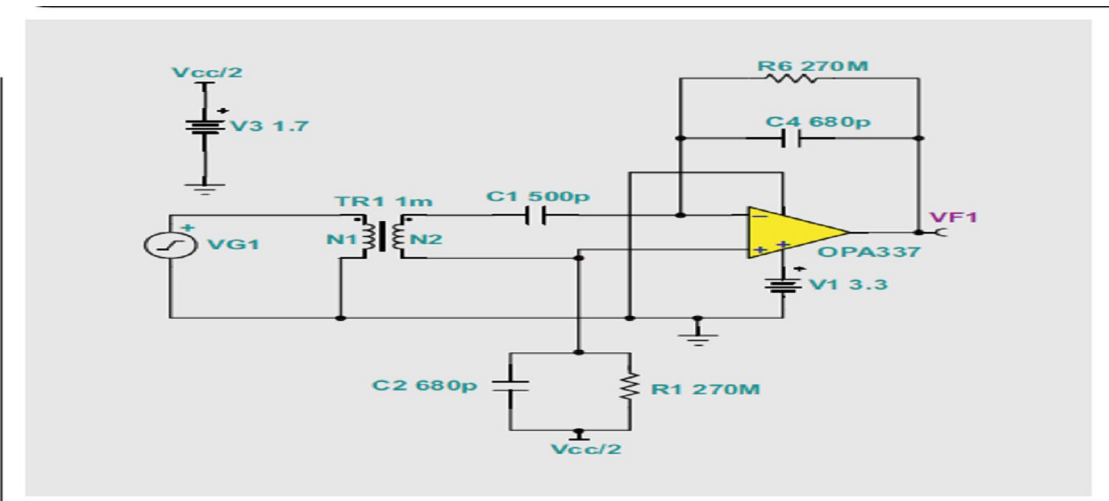


图 17 60-Hz 共模噪声源对差分输入放大器影响情况模型

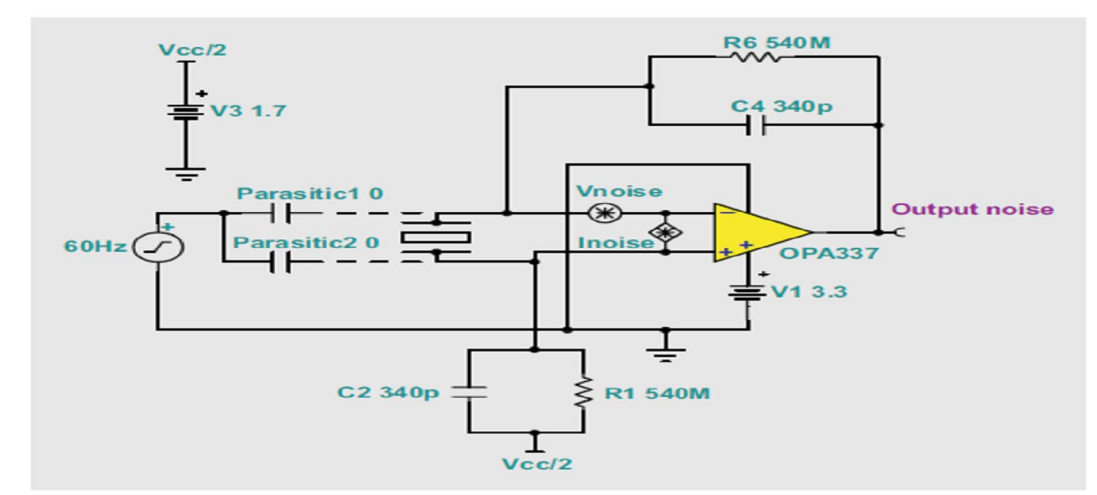
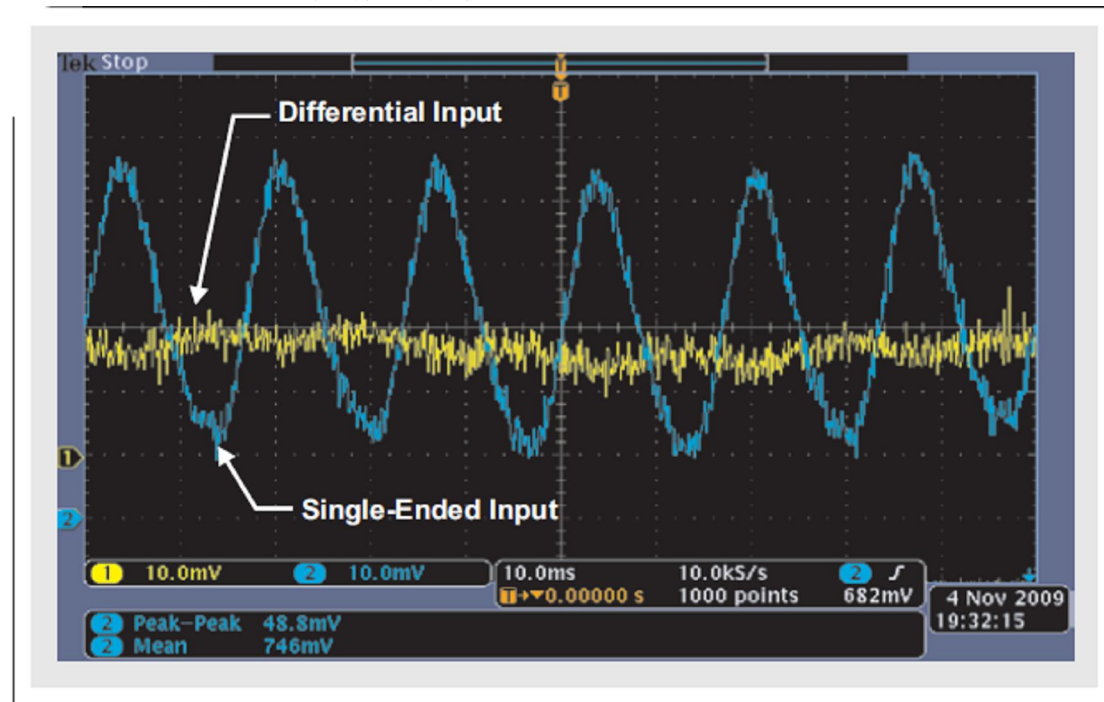


图 18 差分放大器基本消除了共模噪声



重要声明

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

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

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

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

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated