

TI 高精度设计：经验证的设计

带通滤波，反相 -40dB 衰减器，10Hz - 100Hz，0.1dB 误差



TI 高精度设计

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

设计资源

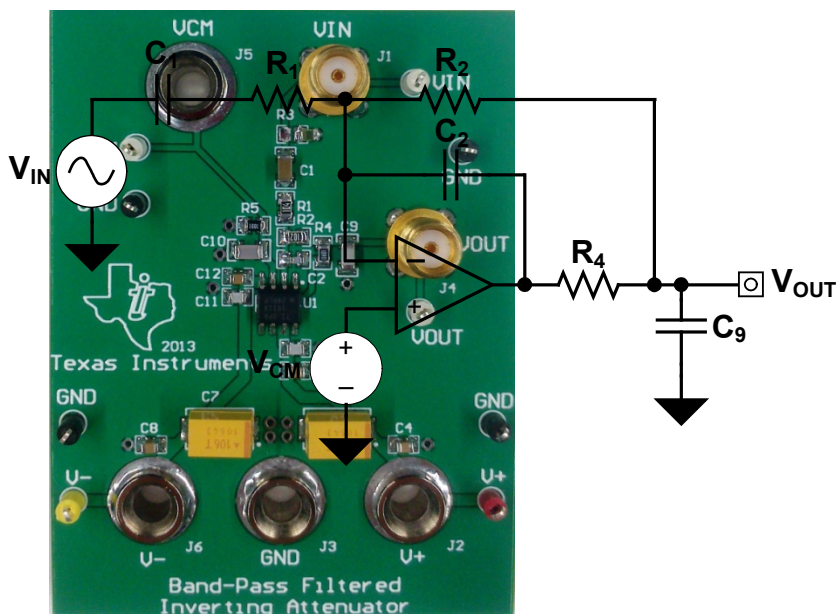
[设计存档](#) 全部设计文件
[TINA-TI™](#) SPICE 模拟器
[OPA1611](#) 产品文件夹

电路描述

当要减小输入信号幅度时，需要一个衰减器电路。这个版本的反相衰减器特有一个易于调节，可用于限制噪声，并且支持直流输出电平的独立控制的带通滤波器。此电路可被用在从低电平信号生成到大输入信号衰减的多种应用中。



[请咨询模拟产品专家](#)
[WEBENCH® 设计中心](#)
[TI 高精度设计库](#)



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

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

1 设计总结

此设计要求如下：

- 电源电压： $\pm 15V$
- 输入： 10mVpp 至 50Vpp
- 输出： -40dB

Table 1 中总结了设计目标和性能。 Figure 1 图示了此设计在 1Hz 至 10MHz 之间测得的传递函数。

表 1. 设计目标、仿真和测量性能的比较

	目标值	仿真值	测量值
偏置 (mV)	1	0.0623	0.11388
10Hz 增益误差 (dB)	0.5	0.122	0.11
1kHz 增益误差 (dB)	0.1	0.0061	0.01
100KHz 增益误差 (dB)	0.5	0.5876	0.05
输出噪声 10MHz (μV_{rms})	5	2.327	3.521
静态电流 (mA)	5	3.797	3.844

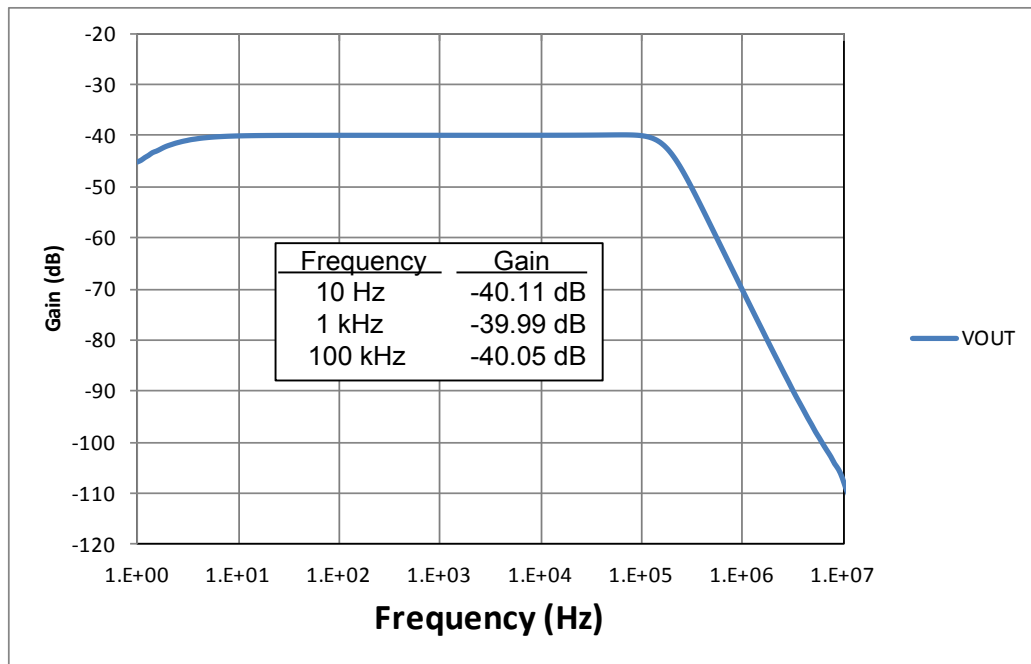


图 1: 测得的交流传递函数

2 工作原理

在 Figure 2 中显示了针对这个设计的更加完整的电路原理图，并且在等式 1 中显示了整个传递函数。虽然完整转换函数看起来有些复杂，但是此电路可被拆分为简单一些的设计子部分。此电路基于标准反相放大器，并且输入电阻， R_1 和反馈电阻， R_2 ，之间的比值设定了通带衰减。 R_1 和输入电容， C_1 ，的组合，创建 1st 阶高通滤波器，并且 R_2 ， C_2 ，输出电阻， R_4 ，以及输出电容， C_9 ，组成 2nd 阶低通滤波器。 R_5 和 C_{10} 被用来提供 V_{CM} 信号的去耦合，并且确保在基准电压， V_{CM} 未连接时，放大器的同相输入端不会悬空。 R_3 用来端接一个 50 Ω 输入信号，并且可在不需要时移除。 R_3 ， R_5 和 C_{10} 的值不会影响这个设计传递函数。

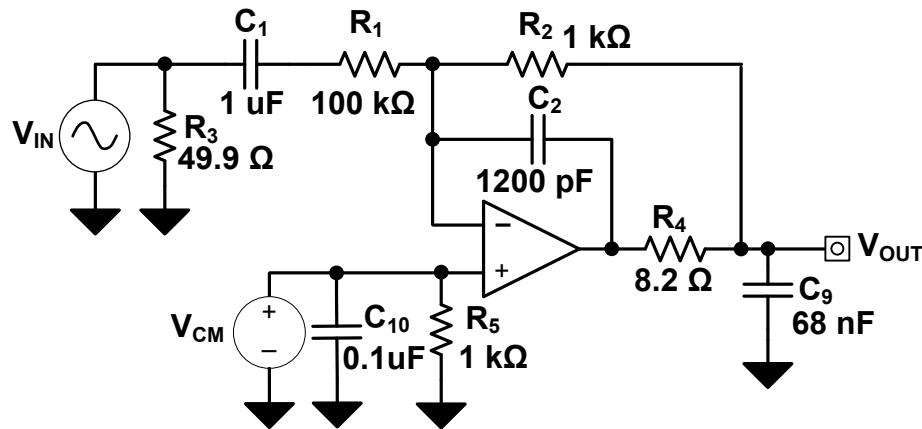


图 2: 电路原理图

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{(R_2 C_1) s}{(1 + ((R_1 C_1) + (R_2 C_2) + (R_4 C_2))s + ((R_1 R_2 C_1) + (R_1 R_4 C_1) + (R_2 R_4 C_9))s^2 + ((R_1 R_2 R_4 C_1 C_2 C_9))s^3)} + V_{CM} \quad (1)$$

在下面的部分中，将提供一个简单电路稳定性概述，然后此电路将被拆分为两个子电路，可实现更简单的通带增益，2nd 阶低通滤波器和 1st 阶高通滤波器的设计。

2.1 电路稳定性

完全稳定性分析不在本文档范围内，可使用 8 部分的第一个参考文献进行检查。然而，这里将解释保持此设计稳定的两个必须满足的设计要求。第一个要求时输出电阻， R_4 ，必须足够大以有效地抵消输出电容， C_9 ，和运算放大器内部输出阻抗（未显示）的交互。这可在 SPICE 内通过将放大器设定为一个驱动输出电阻和输出电容串联的非反相缓冲器来决定。然后，输入一个 25mV - 100mV 的阶跃到输入，并且观察放大器输出上的过冲和振铃。继续增加串联输出电阻，直到取得一个过冲少于 25%，对应有大约 45° 相位裕度的稳定响应。在这个设计中，已确定一个 8.2 Ω 串联电阻可完全补偿高达 100nF 的电容负载，因此，将被用于这个设计中 R_4 值。

第二个要求是，一旦选中输出电容和电阻，此设计必须确保由 R_4 和 C_9 组成的低通滤波器的频率， LPF_{POLE1} 至少比由 R_2 ， R_1 和 C_9 组成的低通滤波器的频率， LPF_{POLE2} 大两倍。这将确保在反馈路径中不会有任何可能导致不稳定性的有害增益峰值或快速相移。

2.2 通带增益和低通滤波器设计原理

为了简化通带增益和 2nd 阶低通滤波器的设计，将假定 C₁ 针对 10Hz 高通滤波器频率以上的频率作为一个短接 (0Ω)。 Figure 3 显示在保持其它器件不变的同时将 C₁ 短接后的电路。

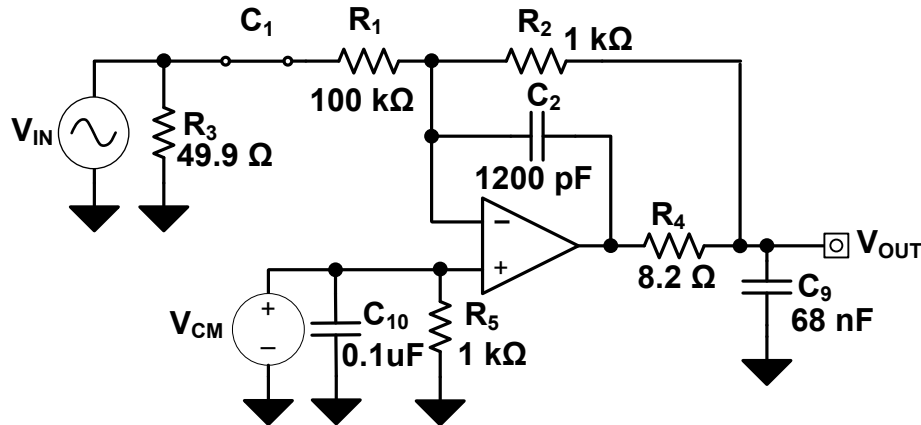


图 3: C₁ 短接时经简化的衰减器电路

等式 2 显示 Figure 3 中电路的 s 域传递函数。此等式显示有一个反相增益由 R₁ 和 R₂ 设定，并且两个极点由 R₂, R₁, C₂ 和 C₉ 间的关系设定。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1(1 + ((R_2 + R_4) \times C_2)s + (R_2 \times R_4 \times C_4 \times C_9)s^2)} \quad (2)$$

2.2.1 通带增益

最终传递函数通带中的反相增益在等式 3 中定义。

$$\text{Gain}_{\text{PASS-BAND}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

为了将通带增益设定为 -40dB (0.1V/V)，R₂ 必须比 R₁ 小一百倍。输入电阻，R₁，将设定交流输入电阻，并且也将对电路的最终噪声产生影响。将其设定为 100kΩ 将实现适当的噪声性能，并且能够计算出电路中其它器件值。

$$R_2 = \frac{R_1}{\text{Gain}_{\text{PASS-BAND}}} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ V/V}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (4)$$

2.2.2 2nd 阶低通滤波器

这个设计工作时，在 10Hz 至 100kHz 的频率范围内的响应应该是相对平坦的。因此，低通截止频率必须被设定为大于 100kHz，以确保一个高达 100kHz 的平坦响应。因此这个截止频率将被设定为大于 150kHz。

可使用等式 5 和 6 来简化 2nd 阶低通滤波器的设计。

$$\text{LPF}_{\text{POLE1}} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_4 \times C_9} \quad (5)$$

$$LPF_{POLE2} = \frac{1}{2 \times \pi \times (R_2 + R_4) \times C_2} \quad (6)$$

R_4 与放大器的输出串联，并且应该被保持在比较小的值，以防止在电路需要传送电流到负载时在它上面形成较大压降。 R_2 反馈路径将针对 R_4 上的任意压降进行补偿，但是只有当运算放大器将其输出电压增加到足够高，以补偿受运算放大器的电源电压和输出摆动至电源轨限制的压降时才可实现。此外，正如部分 2.3 中描述的那样， R_4 的值必须正确地补偿由 C_9 形成的电容负载。根据部分 2.3 中进一步分析说明， R_4 将被选为 8.2Ω ，从而可计算 C_9 的值。

正如部分 2.3 中进一步描述的那样， LPF_{POLE2} 的频率必须少于 LPF_{POLE1} 的频率，最好为至少两倍，以确保电路正确地稳定。因此，为了使 LPF_{POLE2} 能够被设定至 150kHz ， LPF_{POLE1} 将被设定至 300kHz 。

$$C_9 = \frac{1}{2 \times \pi \times R_4 \times LPF_{POLE1}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 8.2 \Omega \times 300 \text{ kHz}} = 64.7 \text{ nF} \quad (7)$$

根据计算，为 C_9 选择一个 68nF 的标准值。

将 LPF_{POLE2} 设定为 150kHz 可计算出 C_2 。

$$C_2 = \frac{1}{2 \times \pi \times (R_2 + R_4) \times LPF_{POLE2}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1008.2 \Omega \times 150 \text{ kHz}} = 1052 \text{ pF} \quad (8)$$

为 C_2 选择一个较大的标准值 1200pF 而不是一个较小的值，以确保保持这个设计的稳定性。

2.3 1st 阶高通滤波器

为了简化通带增益和 1st 阶高通滤波器的设计，假定 C_2 和 C_4 在 100kHz 低通滤波器频率以下的频率为开路 ($> 1\text{G}\Omega$)。Figure 4 显示了保留其他器件不变的同时将 C_2 和 C_9 开路的电路。

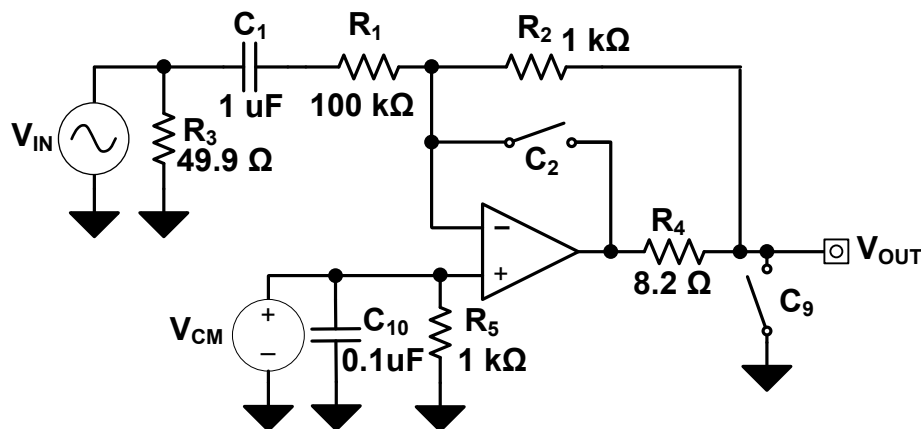


图 4: C_2 和 C_9 开路的衰减器电路

这部分电路的 s 域传递函数在等式 9 中显示。此等式显示在圆点 ($s = 0$) 上有一个零点，然后在一个组成 1st 阶高通滤波器的通带增益上使响应变得平坦的极点

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{(R_2 \times C_1)s}{1 + (R_1 \times C_1)s} \quad (9)$$

定义高通滤波器截止频率， HPF_{POLE1} ，的极点在等式 10 中显示。

$$\text{HPF}_{\text{POLE1}} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times C_1} \quad (10)$$

为了确保 10Hz 时的衰减很少，通过选择 C_1 来将高通滤波器截止频率设定为低于 2.5Hz。

$$C_1 = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times \text{HPF}_{\text{POLE1}}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 100 \text{ k}\Omega \times 2.5 \text{ Hz}} = 0.636 \text{ }\mu\text{F} \quad (11)$$

为 C_1 选择一个 1 μ F 标准值将把高通截止频率推低一点，从而有助于进一步减少 10Hz 时的衰减。

3 器件选择

3.1 运算放大器

由于这个主要是一个交流应用，这个设计中使用的运算放大器应该具有 **低噪声，低总谐波失真 (THD)，高摆率，宽带宽，高开环增益 (A_{OL})**。为了工作在更低的电源电压时保持良好输出摆动能力，需要一个轨到轨输出级。

OPA1611 高性能双极输入音频运算放大器在 1kHz 时具有仅为 1.1nV/√Hz 的输入噪声和 0.00015% 的 THD，27V/μs 摆率，40MHz 带宽和 130dB 的 A_{OL} ，这使得它成为这个电路高性能版本的理想选择。

针对这个应用的其它可选放大器，包括斩波稳定 OPA211，OPA134 或 OPA234，将在部分 7 中进一步讨论。

3.2 无源器件选择

针对这个设计，满足 0.1dB 增益误差技术规格的最关键无源器件是设定通带增益的电阻， R_1 和 R_2 。这些电阻的公差被选为 0.1%，以确保无校准时的良好增益精度。电阻 R_1 和 R_4 ，以及电容 C_2 和 C_9 分别被选为 1% 和 5% 的最低公差值。如果需要更加严格的交流频率点精度，也为这些器件使用更低公差器件。

对于信号路径中的所有电容，应该选取大大超过施加在这些电容上电压的耐压值，以确保电容值不会在正常运行期间在电路内发生变化。为了将信号失真保持在最低，如果可能的话，请使用 COG/NPO 电介质的电容。当需要更高电容值或电压额定值而导致 COG/NPO 电容不可用时，请选择 X7R 电介质电容。

这个设计中其它无源器件的公差值可选为 1% 或更大，这是因为它们将不会直接这个设计的通带传输函数。

4 仿真

中显示的 TINA-TI™ Figure 5 包括在设计过程中获得的电路元器件值。 仿真得到的直流偏置电压为 62.6 μ V，直流静态电流为 3.797mA。

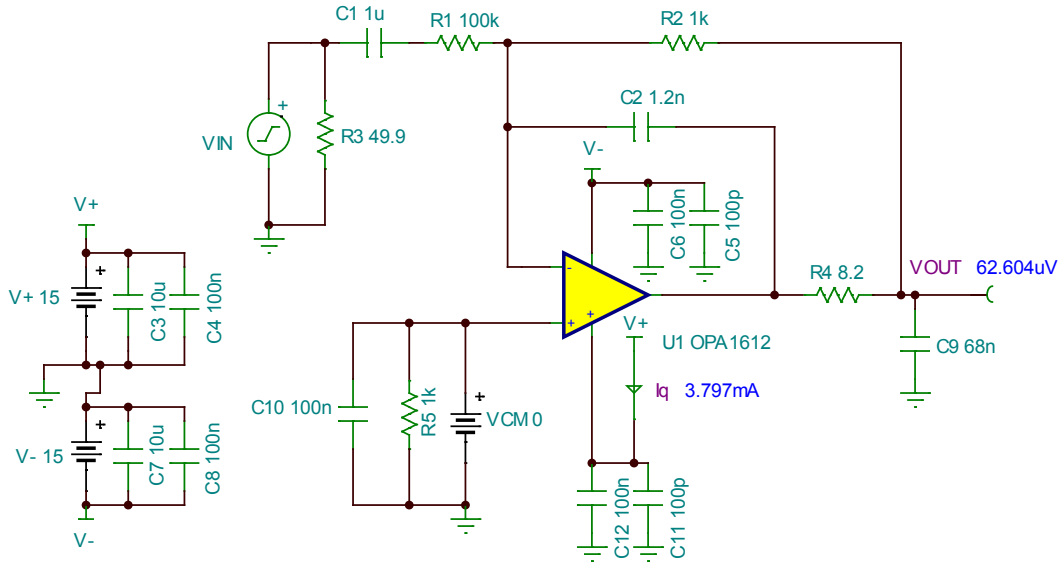


图 5: 显示直流输出偏移和静态电流的 TINA-TI™ 仿真原理图

4.1 交流传递函数

Figure 6 中电路的交流传递函数结果，显示了基于在部分 2 中计算得出的器件值而得到的正确通带增益和滤波器频率。

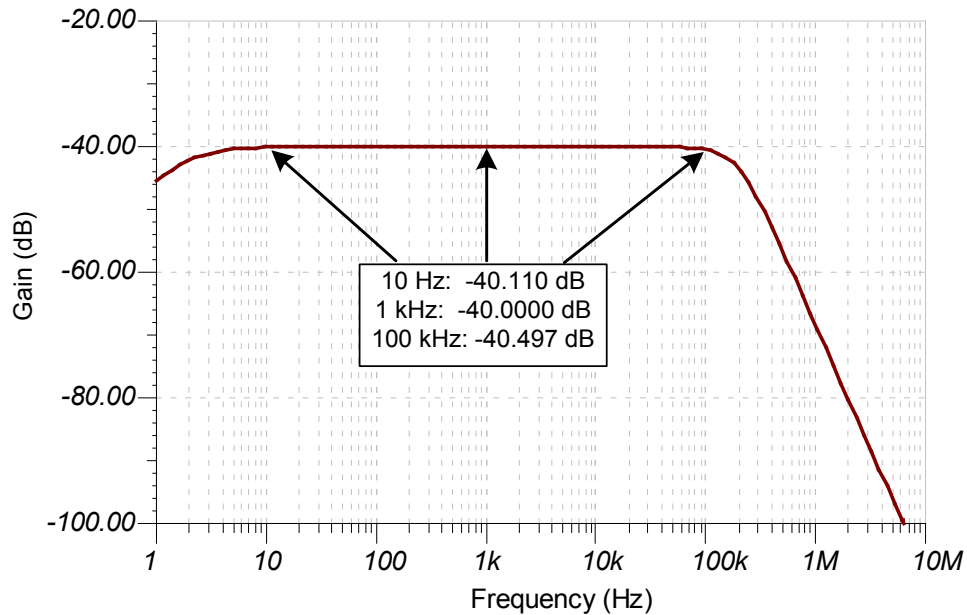


图 6: 仿真得到的满量程传输函数

1 个 100 次扫描蒙特卡洛仿真与部分 3 中指定的器件公差值一同运行以产生更真实的结果。Figure 7 显示一个交流传递函数的放大版本，可轻松查看蒙特卡洛仿真之间的偏差。

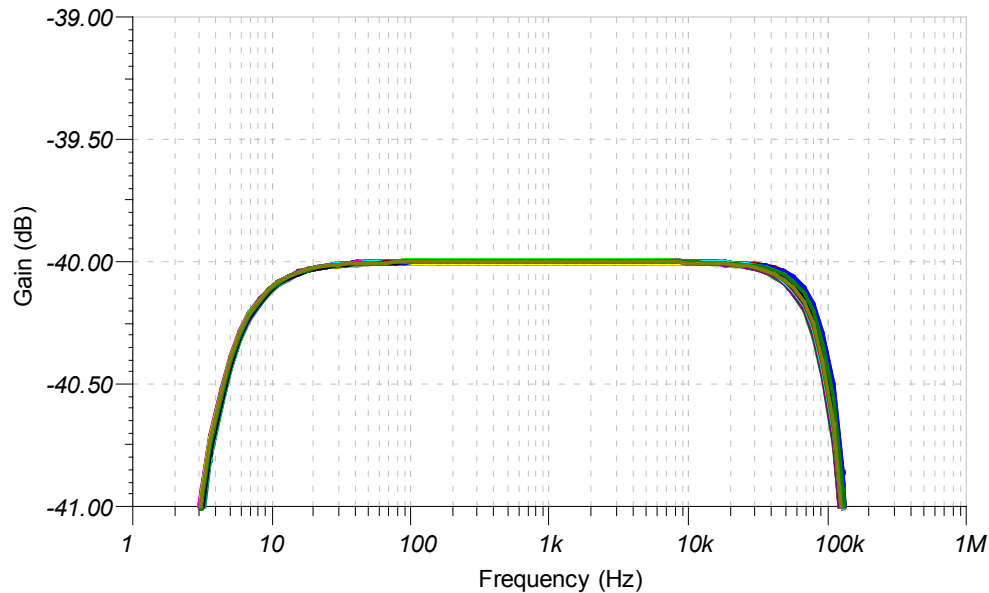


图 7: 仿真得出的蒙特卡洛满量程传递函数

Table 2 展示了仿真得出的蒙特卡洛满量程传递函数数值结果。为了在确定指定频率上以 dB 为单位的总增益误差，取标准差，并将其乘以 3 倍 (3σ)，以覆盖大约 99.7% 的器件。然后， 3σ 值可被添加至 -40dB 理想增益所得出的平均结果偏差，以确定一个由批量生产引起的实际增益误差。

$$\text{GainError(dB)} = (3 \times \sigma) + |\mu - \text{Gain}_{\text{IDEAL}}| = (3 \times 0.00195) + |(-39.9998) - (-40)| = 0.0061 \quad (9)$$

表 2: 蒙特卡洛直流转换结果

	最小值	最大值	平均值 (μ)	标准. 差 (σ)	3σ 增益误差
10Hz 时的增益 (dB)	-40.1183	-40.097	-40.1083	0.00458	0.122
1kHz 时的增益 (dB)	-40.0043	-39.9952	-39.9998	0.00195	0.0061
100kHz 时的增益 (dB)	-40.5583	-40.4388	-40.4959	0.03055	0.5876

4.2 瞬态响应

Figure 8 中展示了该设计在 100mVpp, 1kHz 正弦波输入信号时的瞬态响应。正如预期的那样, 输出值如 Table 1 中报告, 为 1mVpp 并具有小幅直流偏移。这个测试案例是针对函数发生器输出衰减电路的一个有用应用示例, 此发生器通常具有 100mVpp 的最小输出幅度。

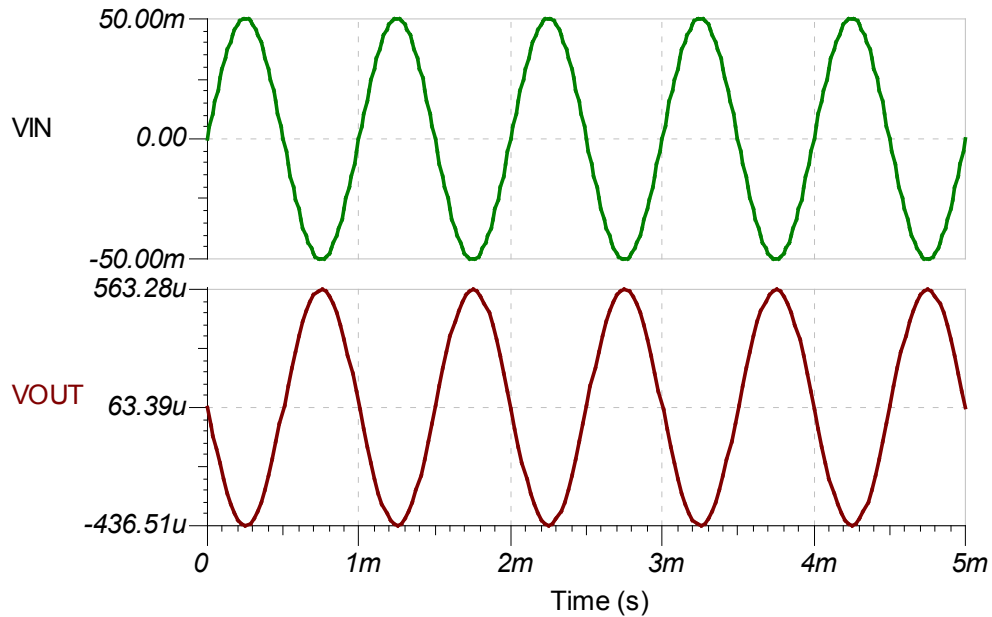


图 8: TINA-TI™ - 100mVpp 输入和 1mVpp 输出的低电平信号生成

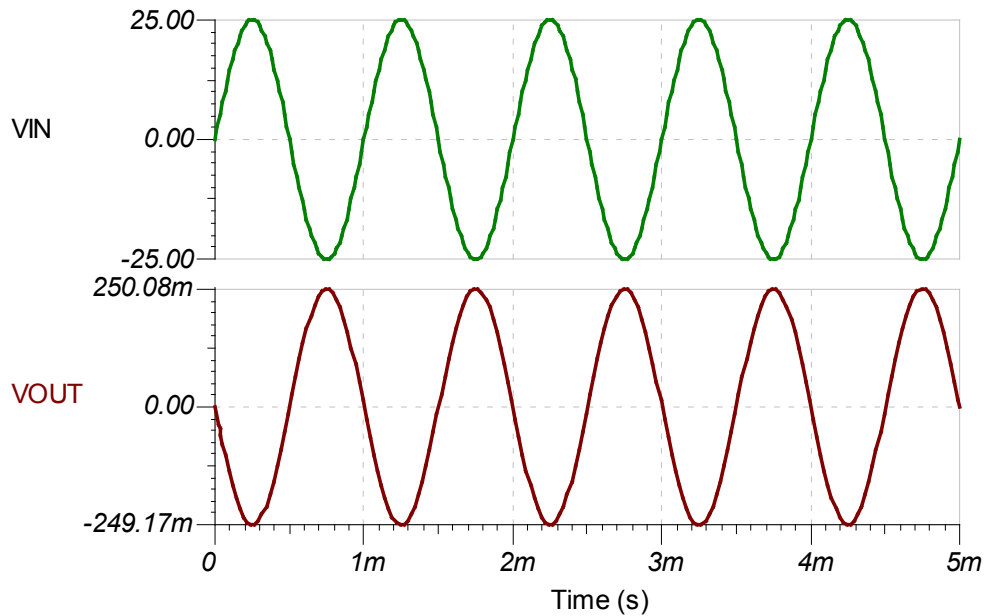


图 9: TINA-TI™ - 50Vpp 输入和 500mVpp 输出的大信号衰减

4.3 阶跃响应

通过将 V_{IN} 与接地短接，并且将一个可导致输出发生大约 100mV 变化的阶跃信号施加到运算放大器同相输入上来验证系统的小信号稳定性。 Figure 10 中显示了此结果。

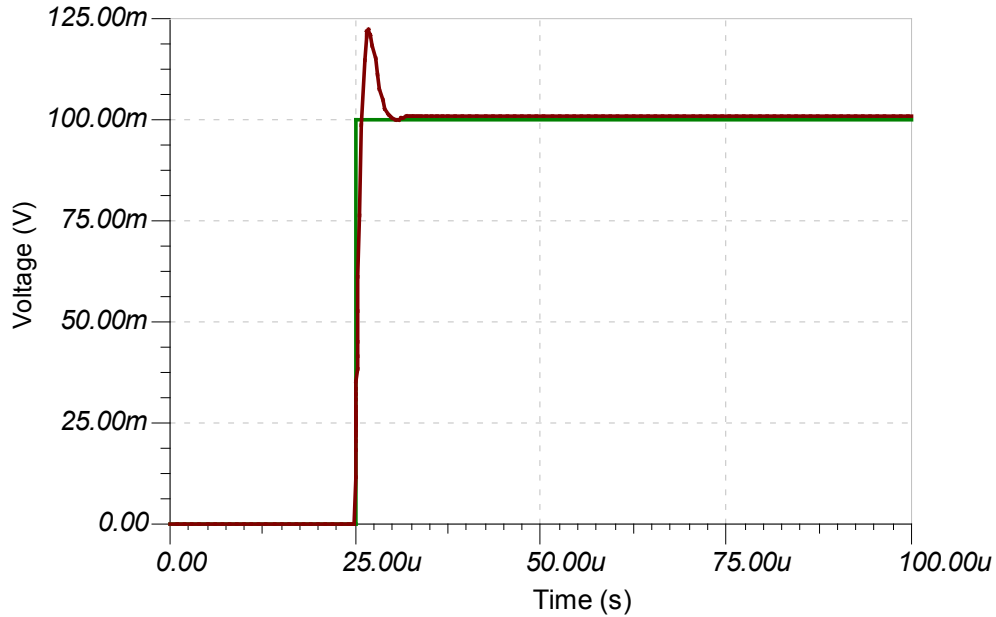


图 10: TINA-TI™ - 小信号阶跃响应仿真

4.4 噪声测试

电路的总体噪声将在 1Hz 至 10MHz 的范围内仿真。 Figure 11 中的结果显示此电路的噪声带宽大约为 450kHz。

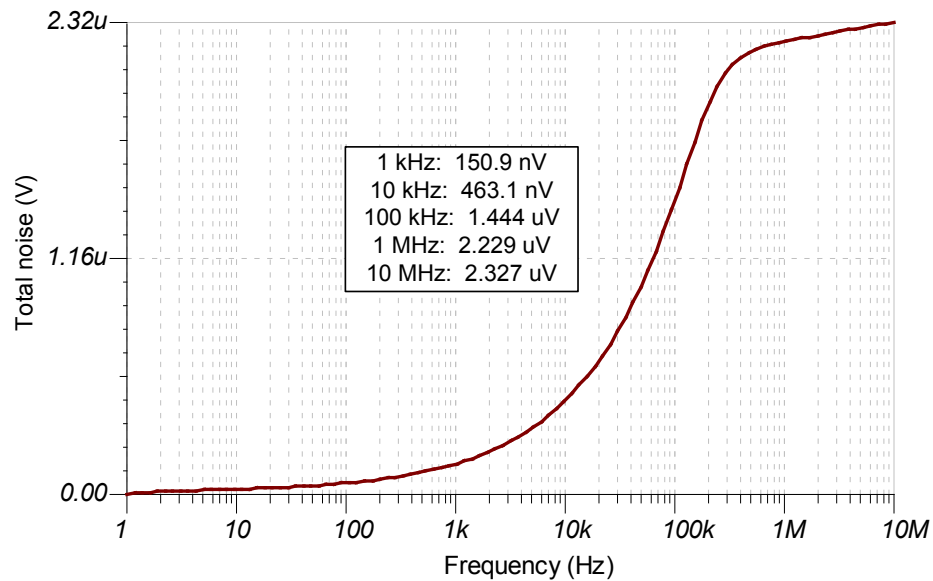


图 11: TINA-TI™ - 1Hz 至 10MHz 范围内的总输出噪声

4.5 仿真结果总结

此仿真结果在 Table 3 中与设计目标值进行比较。

表 3: 仿真结果汇总

	目标值	仿真值
偏置 (mV)	1	0.0623
10Hz 增益误差 (dB)	0.5	0.122
1kHz 增益误差 (dB)	0.1	0.0061
100kHz 增益误差 (dB)	0.5	0.5876
输出噪声 10MHz (μV_{rms})	5	2.327
静态电流 (mA)	5	3.797

5 PCB 设计

在附录 A.1 和 A.2 中可找到 PCB 电路原理图和物料清单。

5.1 PCB 布局布线

为了在这个设计中实现最优性能, 请遵循标准高精度 PCB 布局布线指南, 其中包括: 使用地平面、适当的电源去耦合、保持求和节点尽可能小、并且为敏感节点使用短而粗的走线。 Figure 12 中显示此设计的布局布线。

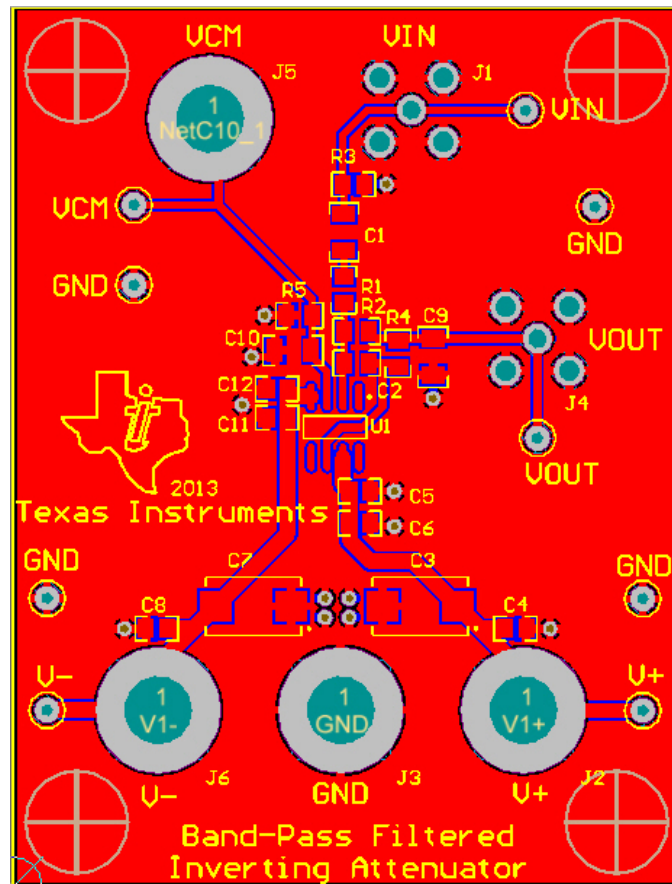


图 12: Altium PCB 布局布线

6 验证和测量的性能

6.1 交流传递函数

使用一个增益相位分析仪来采集交流传递函数的数据，此分析仪在 1Hz - 10MHz 的范围内扫描输入信号，同时测量输出信号。结果在 Figure 13 和 Table 5 中显示。

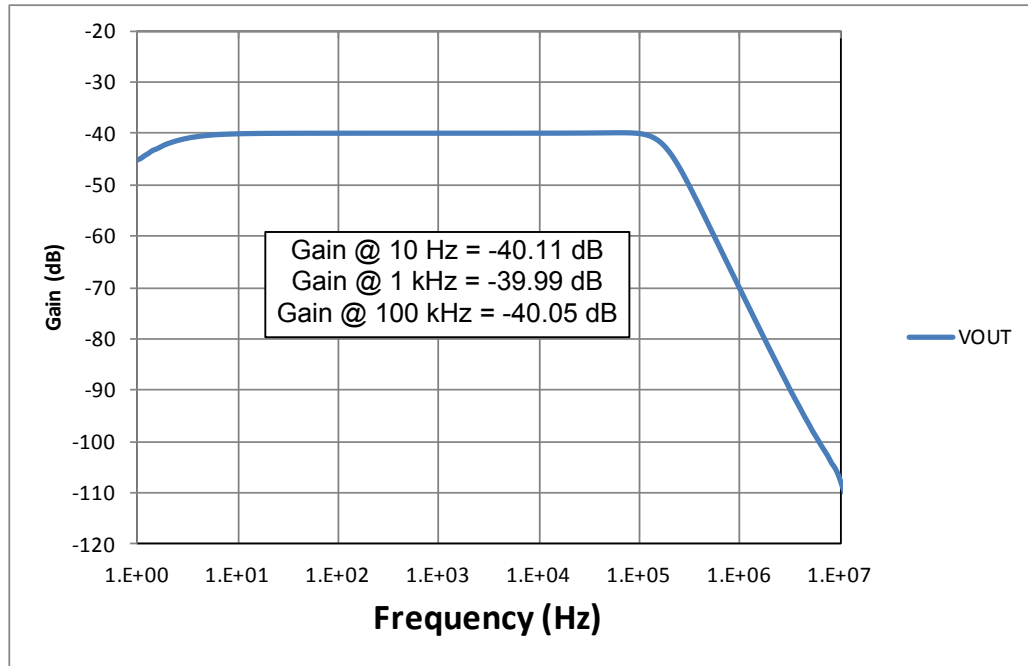


图 13: 测得的交流传递函数

表 4: 测得的交流结果汇总

	测量值
10Hz 增益误差 (dB)	0.11
1kHz 增益误差 (dB)	0.01
100kHz 增益误差 (dB)	0.05

6.2 直流测量

直流测量会针对 5 部件的偏移电压和静态电流进行。平均值在下面的 Table 5 中报告。

表 5: 测得的直流结果汇总

	测量值
输出偏置电压 (mV)	0.11388
静态电流 (mA)	3.844

6.3 瞬态 测量

6.3.1 小信号生成

测试一个高增益输入级需要一个低电平测试信号源来防止输入级饱和。 这个电路被用来衰减常见函数发生器的输出，以创建这些低电平测试信号。 Figure 14 显示由 100mVpp 输入信号生成的一个 1mVpp 输出信号。

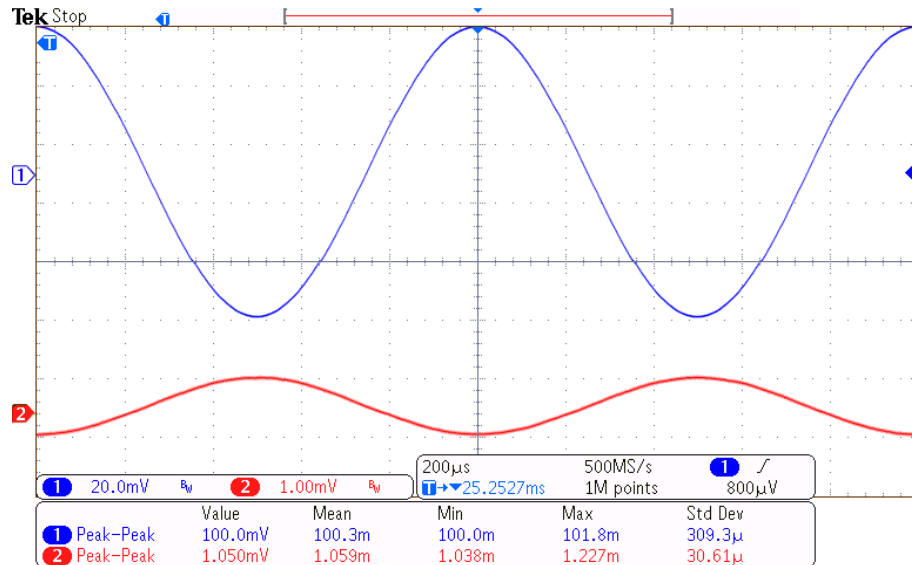


图 14: 测得的在 100mVpp 输入和 1mVpp 输出下的瞬态响应

6.4 大信号衰减

这个设计所使用的拓扑结构可适应大于运算放大器电源轨的输入信号。Figure 15 中展示了此结构，在这里施加了一个 50Vpp 输入信号，而运算放大器的电源仅为 +/-15V (30Vpp)。此电路可耐受较高的电压，但是当测试电压在 50V 以上时，应该特别小心。

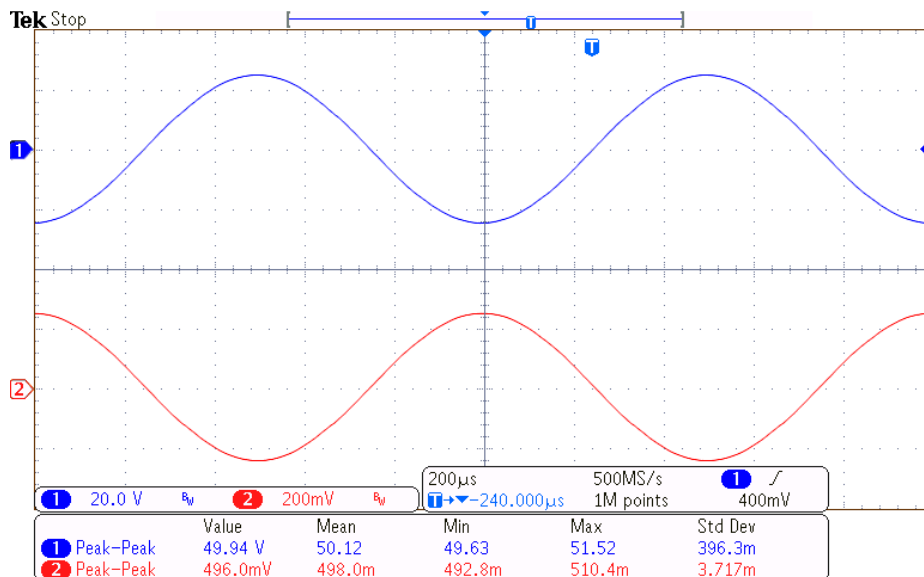


图 15: 测得的在 50Vpp 输入和 500mVpp 输出下的瞬态响应

6.5 小信号稳定性

小信号响应表示了电路设计的稳定性。 一个不稳定设计表现为有害过冲、振铃和较长的稳定时间。 Figure 16 显示一个 100mV 阶跃输入（通道 1）被施加到电路的同相输入时，此衰减电路的输出（通道 2）几乎没有过冲或振铃地快速稳定至输入电平，从而表示出这是一个稳定设计。

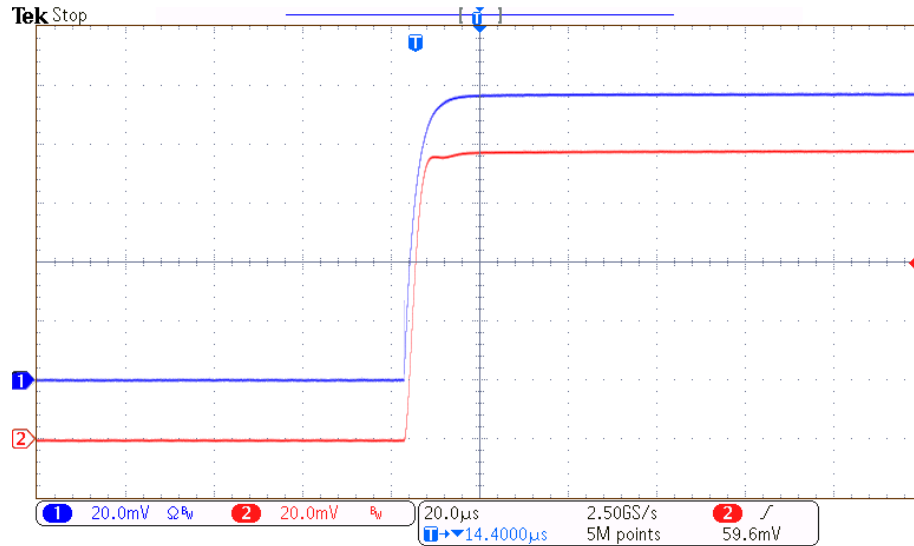


图 16: 测得的针对稳定性分析的小信号阶跃响应

6.6 输出快速傅里叶变换 (FFT)

在 20Hz 至 100kHz 的范围内进行 FFT 来查看在 1Vrms 1kHz 输入信号下的电路输出频谱。 输出频率显示预期的在 1kHz 处的 -40dB 输出，而剩下的频谱是底噪很低的洁净频谱。

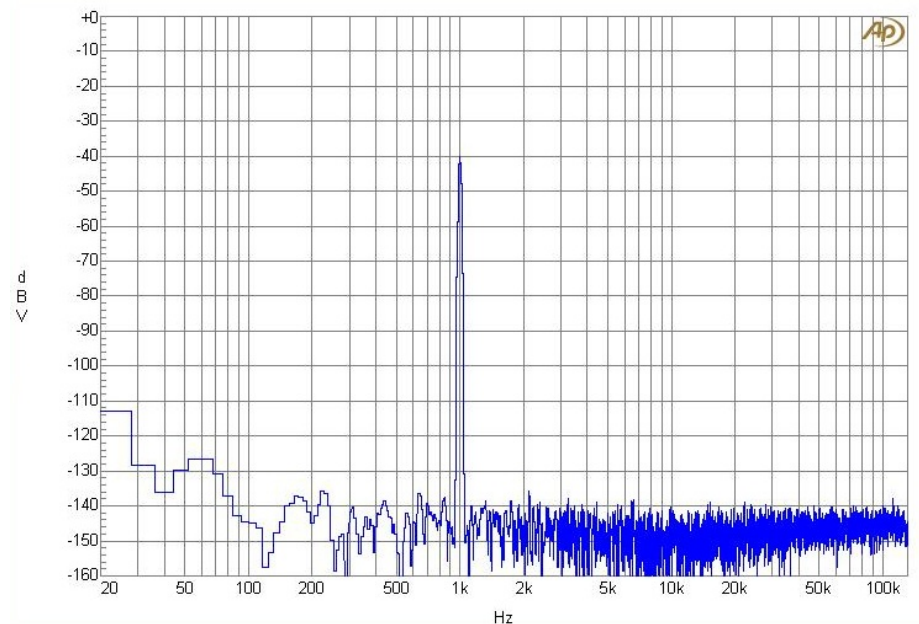


图 17: 测得的在 1Vrms 输入和 1Vrms 基准下的 FFT

6.7 输出噪声

此衰减器输出噪声会在为 10MHz 带宽内测量，并且使用一个 101V/V 增益，低噪声，带通滤波器增益级，将此衰减器的噪声输出增加至常见实验室设备能测得的电平。要获得与运算放大器电路噪声和计算、仿真以及噪声测量相关的更多信息，请参加部分 8 中的第二个参考文献。Figure 18 中显示了用 TINA-TI™ 表示的 101V/V 经滤波的增益级。此衰减器电路的输出由 C_{G1} 和 R_{G1} 高通滤波，然后由 U2, R_{G2} 和 R_{G3} 增益 101V/V 倍，最后由 R_{G4} 和 C_{G2} 进行 10MHz 的低通滤波。

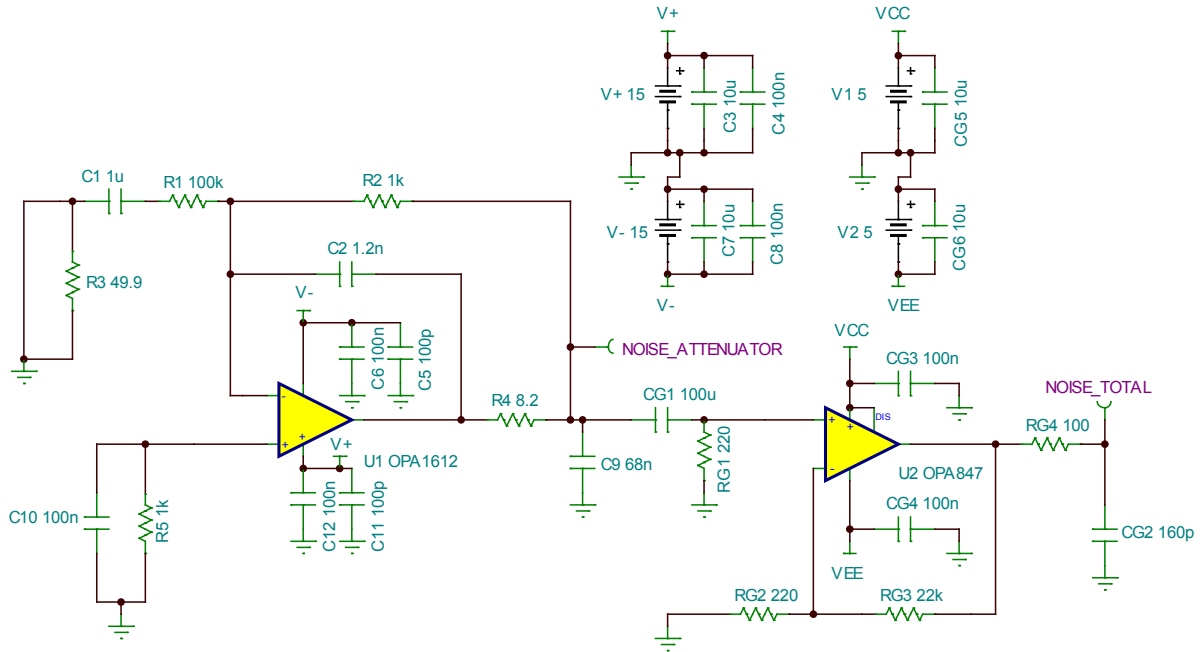


图 18: TINA-TI™ - 衰减器电路噪声测量测试配置

Figure 18 中显示的电路输出噪声 (Noise_{TOTAL}) 被测量，然后衰减器的输出噪声 (Noise_{ATTENUATOR}) 的计算方法是从第一向量中减去经滤波增益电路 (Noise_{GAINSTAGE}) 和测量仪表 (Noise_{SCOPE}) 的经校准输出噪声，获得经增益的衰减器噪声 (Noise_{ATTENUATOR_GAIN})。然后，可以通过除以经滤波增益电路的 101V/V 增益来获得最终的衰减器电路噪声。根据仪器的输出，不一定需要最终转换至 V_{RMS}。这些计算的一个示例在以下等式中的示波器测量值中展示：

$$\text{Noise}_{\text{SCOPE}} = 0.26 \text{ mVpp} \quad (12)$$

$$\text{Noise}_{\text{GAINSTAGE}} = 5.6 \text{ mVpp} \quad (13)$$

$$\text{Noise}_{\text{TOTAL}} = 6 \text{ mVpp} \quad (14)$$

$$\text{Noise}_{\text{ATTENUATOR_GAIN}} = \sqrt{\text{Noise}_{\text{TOTAL}}^2 - \text{Noise}_{\text{GAINSTAGE}}^2 - \text{Noise}_{\text{SCOPE}}^2} = 2.138 \text{ mVpp} \quad (15)$$

$$\text{Noise}_{\text{ATTENUATOR}} = \frac{\text{Noise}_{\text{ATTEND_GAIN}}}{101 \text{ V/V}} = 21.17 \text{ } \mu\text{Vpp} \quad (16)$$

$$\text{Noise}_{\text{ATTENUATOR}}(\text{V}_{\text{RMS}}) = \frac{\text{Noise}_{\text{ATTENUATOR}}}{6} = 3.529 \text{ } \mu\text{Vrms} \quad (17)$$

输出噪声使会使用一些不同的仪器来测量，以确保测量方法间的关联。频谱分析仪中得出的测量值会根据测量的带宽 (BW)，以及所使用的滤波器的阶数相关因子 (K_n)，从一个频谱密度 (nV/√Hz) 转换为 μVrms。对于一个 1st 阶低通滤波器，K_n 等于 1.57。

$$\text{Noise}_{\text{VRMS}} = \text{Noise}_{\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{\text{BW} * 1.57} \quad (18)$$

表 6: 噪声测量结果汇总

	10MHz 带宽 (BW)
频谱分析仪 (μV_{rms})	3.521
示波器 (μV_{rms})	3.529

6.8 测量结果汇总

测量结果与 Table 7 中的设计目标值相比较。

表 7: 测量结果汇总

	目标值	仿真值	测量值
偏置 (mV)	1	0.0623	0.11388
10Hz 增益误差 (dB)	0.5	0.122	0.11
1kHz 增益误差 (dB)	0.1	0.0061	0.01
100kHz 增益误差 (dB)	0.5	0.5876	0.05
输出噪声 10MHz (μV_{rms})	5	2.327	3.521
静态电流 (mA)	5	3.797	3.844

7 修改

几乎全部放大器可以用于这个应用，但是特定的放大器更适合于高性能设计。这个电路的高性能版本将受益于一个具有低噪声，低 THD，高 A_{OL} ，宽带宽，和高电源电压的放大器。针对这个应用的其它 +36V 放大器是 OPA627, OPA827, OPA211, OPA140, OPA134。这个电路的单电源版本可使用 OPA320, OPA350, OPA365 或 OPA376 器件来创建。

表 8: 替代的 +36V 放大器

放大器	最大偏置电压 (μV)	1kHz 时的噪声 ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)	1kHz 时的 THD (%)	A_{OL} (dB)	带宽 (MHz)	静态电流 (mA)
OPA1611	500	1.1	0.000015	130	40	3.6
OPA134	2	8	0.00008	120	8	4
OPA140	120	5.1	0.00005	126	11	1.8
OPA211	50	1.1	0.000015	130	45	3.6
OPA627	100	5.2	0.00003	120	16	7
OPA827	150	4	0.00004	126	22	4.8

表 9: 替代的运算放大器

放大器	最大偏置电压 (μV)	噪声	总谐波失真 (THD)	A_{OL}	带宽 (MHz)	静态电流 (mA)
OPA320	150	8.5	0.0005	130	20	1.6
OPA350	500	17	0.0006	122	38	5.2
OPA376	25	7.5	0.00027	134	5.5	0.76
OPA365	200	12	0.0004	120	50	4.6

8 关于作者

Collin Wells 是德州仪器 (TI) 高精度线性产品组的一名应用工程师, 他为工业用产品和应用提供技术支持。Collin 从达拉斯的德州大学获得电子工程硕士学位。

Ting Ye 是一名台北的现场应用工程师, 她为工业用和高精度产品用户提供技术支持。她与高精度线性产品组一同工作了六个月, 在这里, 她为针对工业应用的运算放大器和电流环路产品提供了技术支持。

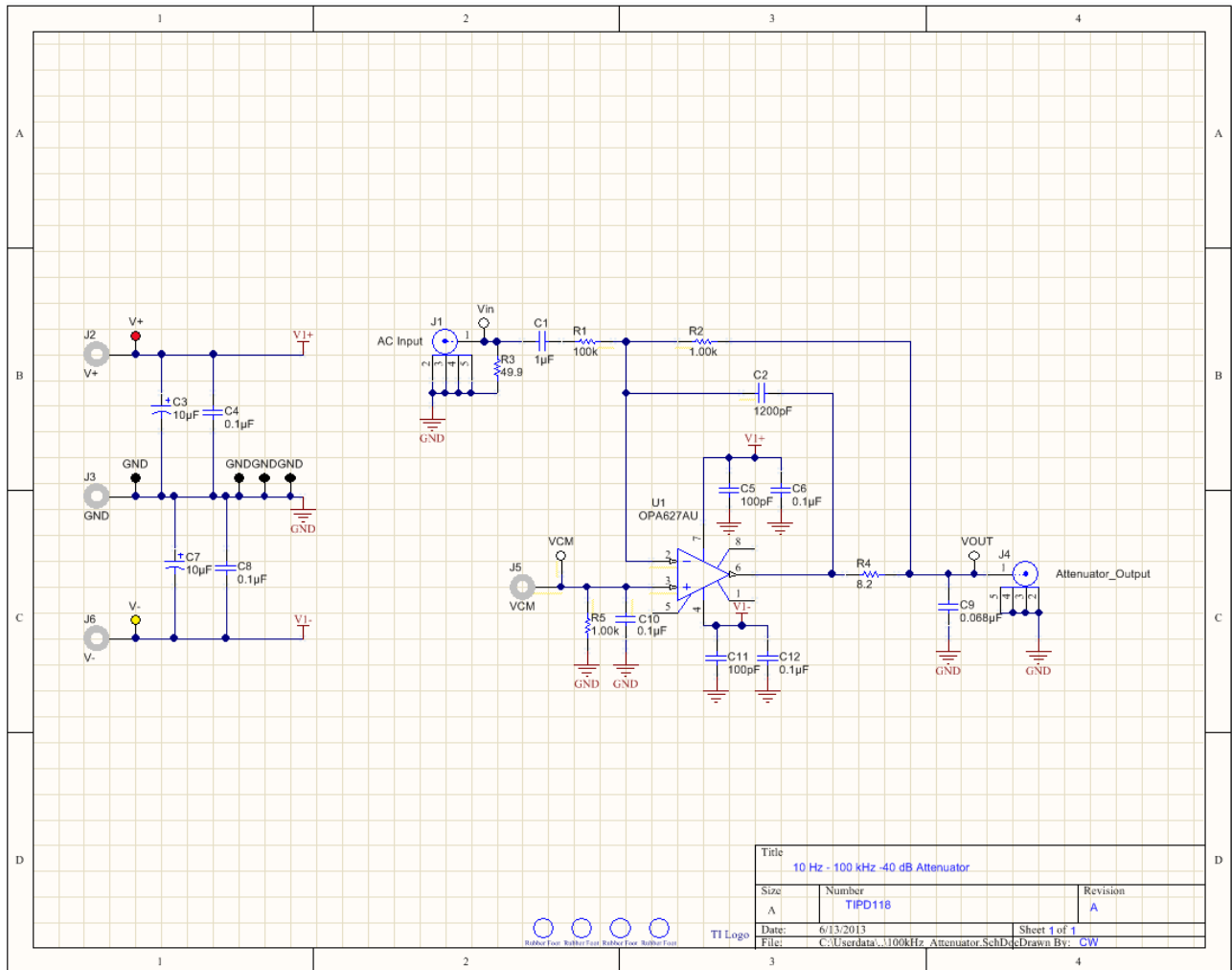
9 致谢 & 参考书目

1. Green, Tim, 运算放大器稳定性部分 1-11, 2008 年 11 月, 获得方式如下: http://www.engenius.net/site/zones/acquisitionZONE/technical notes/acqt_050712
2. Kay, A, 运算放大器噪声, News, 2012 年

Appendix A.

A.1 电气原理图

这个设计的 Altium 电气原理图在图表 A.1 中。



图表 A-1: 电气原理图

A.2 物料清单

此电路物料清单在图表 A.2 中。

Line #	Quantity	Designator	Value	Description	Manufacturer	PartNumber	Supplier Part Number 1
1	1	C1	1uF	CAP, CERM, 1uF, 100V, +/-10%, X7R, 1206	MuRata	GRM31CR72A105KA01L	490-3909-1-ND
2	1	C2	1500pF	CAP, CERM, 1500pF, 100V, +/-5%, C0G/NP0, 0805	MuRata	GRM2165C2A152JA01D	GRM2165C2A152JA01D-ND
3	2	C3, C7	10uF	CAP, TANT, 10uF, 50V, +/-10%, 0.4 ohm, 7343-43 SMD	AVX	TPSE106K050R0400	478-3361-1-ND
4	4	C4, C6, C8, C12	0.1uF	CAP, CERM, 0.1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0805	MuRata	GRM21BR71H104KA01L	490-1666-1-ND
5	2	C5, C11	100pF	CAP, CERM, 100pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0805	MuRata	GRM2165C1H101JA01D	490-1615-1-ND
6	1	C9	0.068uF	CAP, CERM, 0.068uF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 1206	MuRata	GRM31C5C1H683JA01L	490-3360-1-ND
7	1	C10	0.1uF	CAP CER 0.1UF 50V 5% NP0 1206	TDK Corporation	CGJ5L2C0G1H104J160AA	445-8219-1-ND
8	2	J1, J4		Connector, TH, SMA	Emerson Network Power	142-0701-201	J500-ND
9	4	J2, J3, J5, J6		Standard Banana Jack, Uninsulated, 5.5mm	Keystone	575-4	575-4K-ND
10	1	R1	100k	RES, 100k ohm, 0.1%, 0.125W, 0805	Susumu Co Ltd	RG2012P-104-B-T5	RG20P100KBCT-ND
11	1	R2	1.00k	RES, 1.00k ohm, 0.1%, 0.125W, 0805	Susumu Co Ltd	RG2012P-102-B-T5	RG20P1.0KBCT-ND
12	1	R3	49.9	RES 49.9 OHM 0.20W 0.1% 0805	Vishay Thin Film	PAT0805E49R9BST1	PAT49.9BCT-ND
13	1	R4	8.2	RES 8.2 OHM 1/10W 1% 0805 SMD	Yageo	RJ0805FRE078R2L	311-8.2VCT-ND
14	1	R5	1.00k	RES, 1.00k ohm, 1%, 0.125W, 0805	Vishay-Dale	CRCW08051K00FKEA	541-1.00K CCT-ND
15	3	TP1, TP7, TP8	White	Test Point, TH, Miniature, White	Keystone	5002	5002K-ND
16	1	TP2	Red	Test Point, TH, Miniature, Red	Keystone	5000	5000K-ND
17	4	TP3, TP4, TP5, TP6	Black	Test Point, TH, Miniature, Black	Keystone	5001	5001K-ND
18	1	TP9	Yellow	Test Point, TH, Miniature, Yellow	Keystone	5004	5004K-ND
19	1	U1		IC OPAMP AUDIO 40MHZ SGL 8SOIC	Texas Instruments	OPA1611AID	296-24958-5-ND

图表 A-2: 物料清单

针对 TI 参考设计的重要声明

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

重要声明

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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