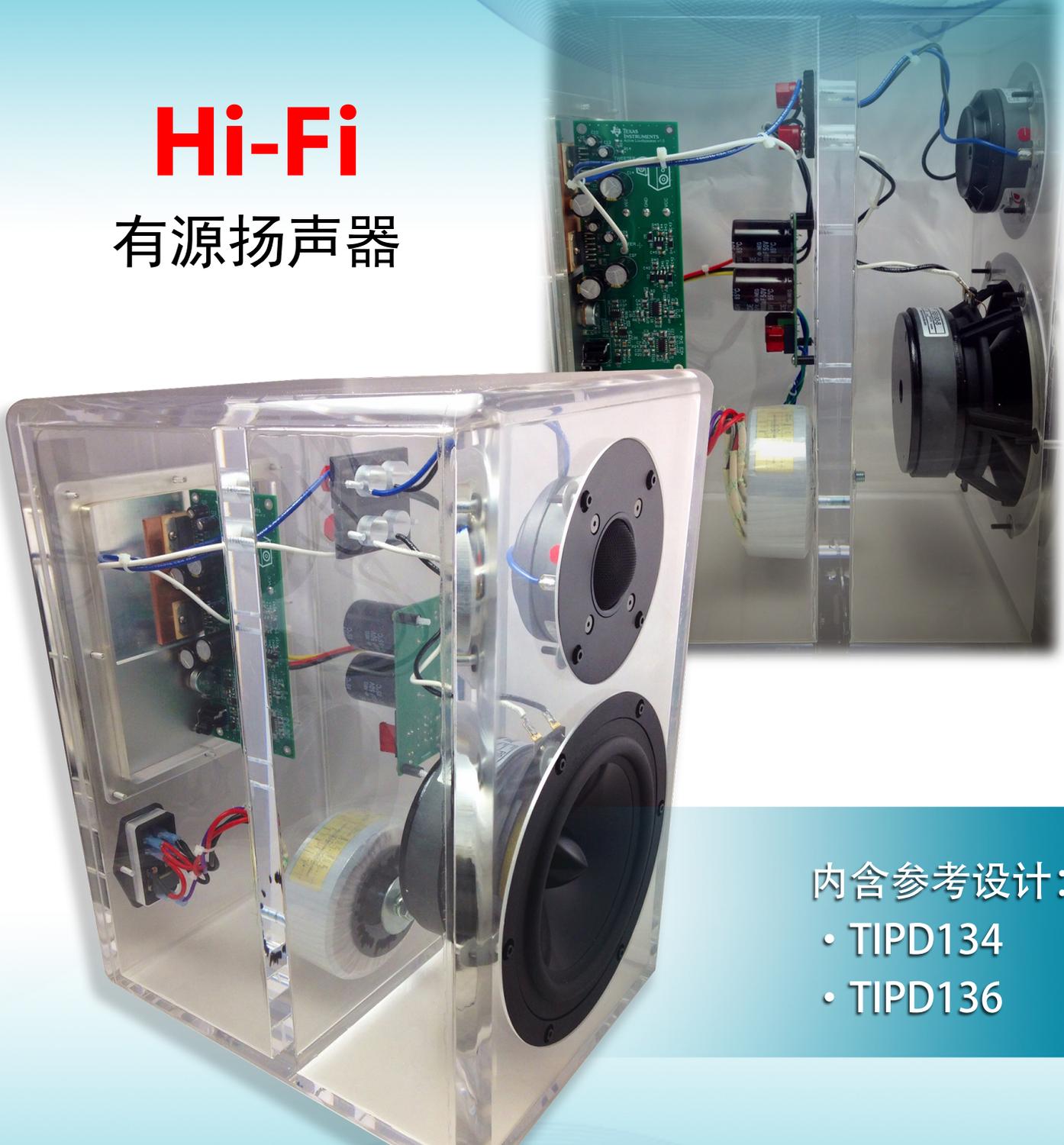




Experience your TI

Hi-Fi

有源扬声器



内含参考设计:

- TIPD134
- TIPD136

二分频扬声器的 模拟有源分频电路设计

TIPD134

TI 高精度设计：经验证的设计

二分频扬声器的模拟有源分频电路设计



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经测试性能。还讨论了针对不同设计目标的电路修改方案。

设计资源

[设计存档](#) 全部设计文件
[TINA-TI™](#) SPICE 仿真器
[FilterPro™](#)
[OPA1604](#)
[OPA1602](#)

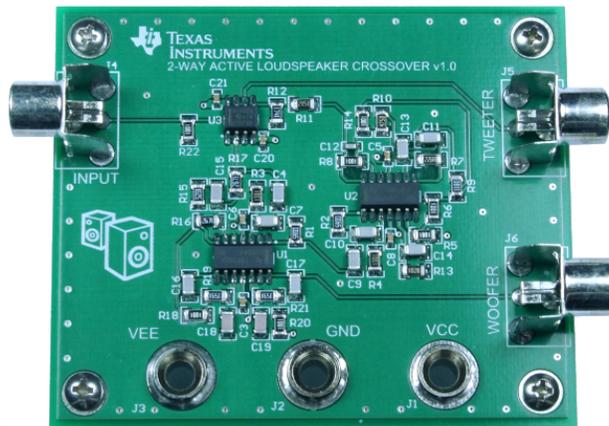
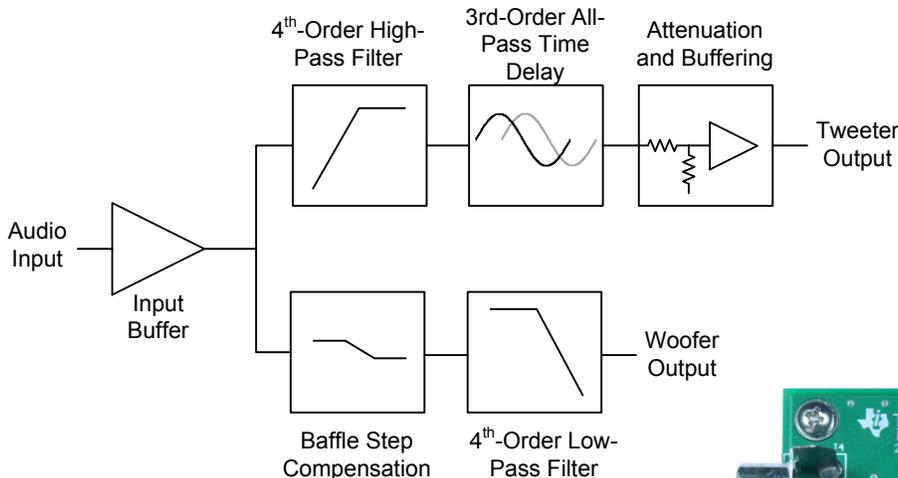
SPICE 仿真器
 产品文件夹
 产品文件夹

电路描述

这是一个二分频扬声器的模拟有源分频解决方案。低音扬声器信号通路包括一个用于障板阶跃补偿的低通滤波器以及一个四阶 Linkwitz-Riley 低通滤波器。高音扬声器信号通路包括一个四阶 Linkwitz-Riley 高通滤波器，一个用于时间校准、输出衰减和缓冲的三阶全通滤波器。



[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

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

1 设计简介

此设计要求如下：

- 电源电压： +/- 15V
- 输入和输出幅值： +4dBu/1.228Vrms
- 分频频率（声学）： 1.8kHz
- 扬声器和外壳尺寸： 请参见附录

Table 1 中总结了此设计的目标和性能。 Figure 1 所示为此设计所测得的传递函数。

表 1. 设计目标、仿真值和测量值的性能比较

技术规格	设计目标	仿真值	测量值
障板阶跃补偿 (650Hz 时)	6dB	5.96dB	6.137dB
低通滤波器转角频率	2.145kHz	2.1096kHz	2.113kHz
高音扬声器衰减	8dB	7.91dB	8.04dB
高通滤波器转角频率	1.8kHz	1.746kHz	1.737kHz
高音扬声器标称延迟	155us	155.28us	155.261us
高音扬声器延迟降低 10%	>3.6kHz	3.814kHz	4.083kHz
THD+N (100Hz)	<.01%	0.000146%	0.0003%
THD+N (10kHz)	<.01%	0.000484%	0.00128%

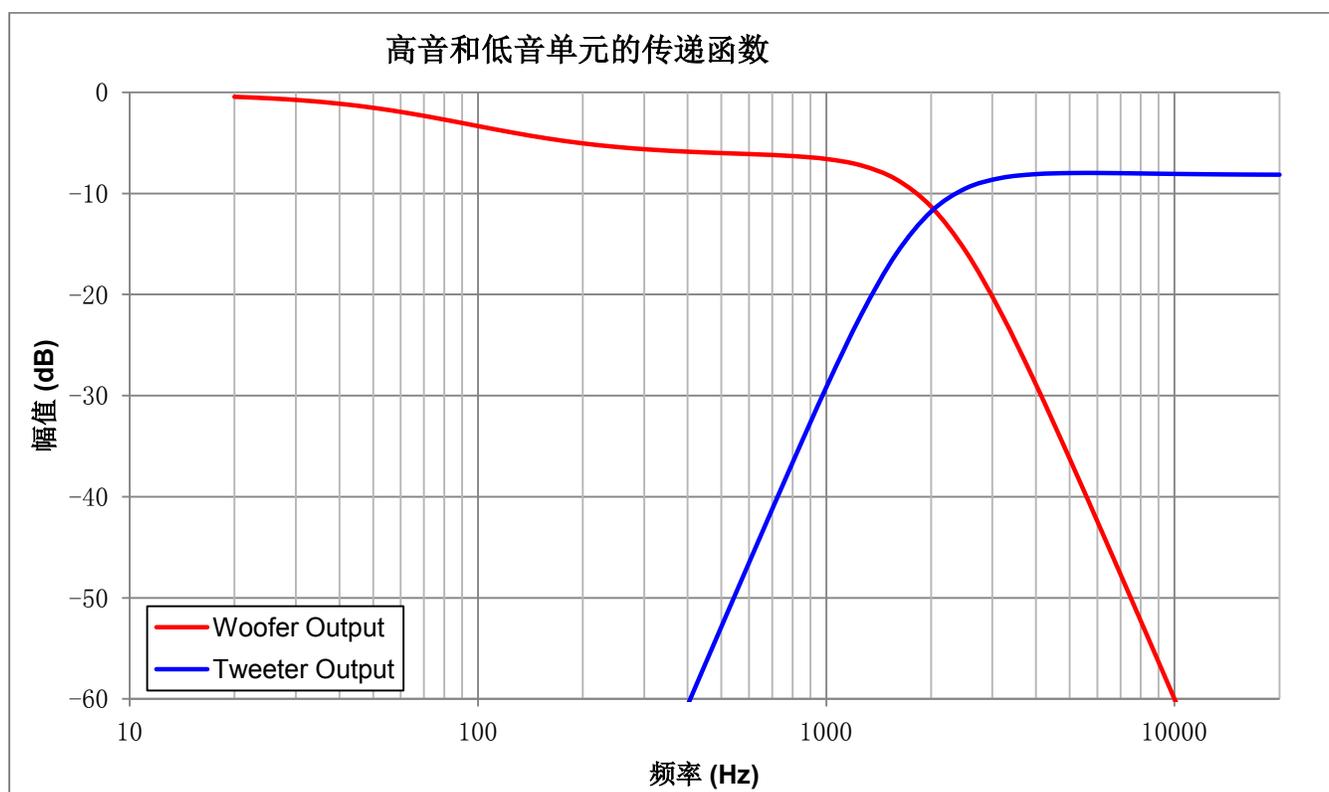


图 1: 分频网络传递函数测量值。

2 工作原理

扬声器分频电路主要用来将输入的音频信号划分为若干频带，这些被分频的信号将传递至最适合的扬声器或“驱动器”。例如，二分频系统的分频电路将低频传送至低音扬声器，将高频传送至高音扬声器。这将通过无源或有源滤波器移除驱动器指定频带外的频率来实现。由于扬声器外壳和听音环境会引入误差，所以分频电路的第二个用途是纠正系统的频率或相位响应。

有源分频网络常用于录音棚和一些家庭高保真系统。在有源分频系统中，分频网络位于音频信号链中功率放大器之前。信号链中这一点的电压比直接施加到扬声器的电压低很多，因而可使用采用运算放大器、电容和电阻构成的有源滤波器。采用有源分频电路可省去必须在高电压电平下才能保持线性度的昂贵无源元件。此外，有源分频器的滤波电路不直接与扬声器阻抗相互作用，使其无需复杂分析即可逼近指定的传递函数。

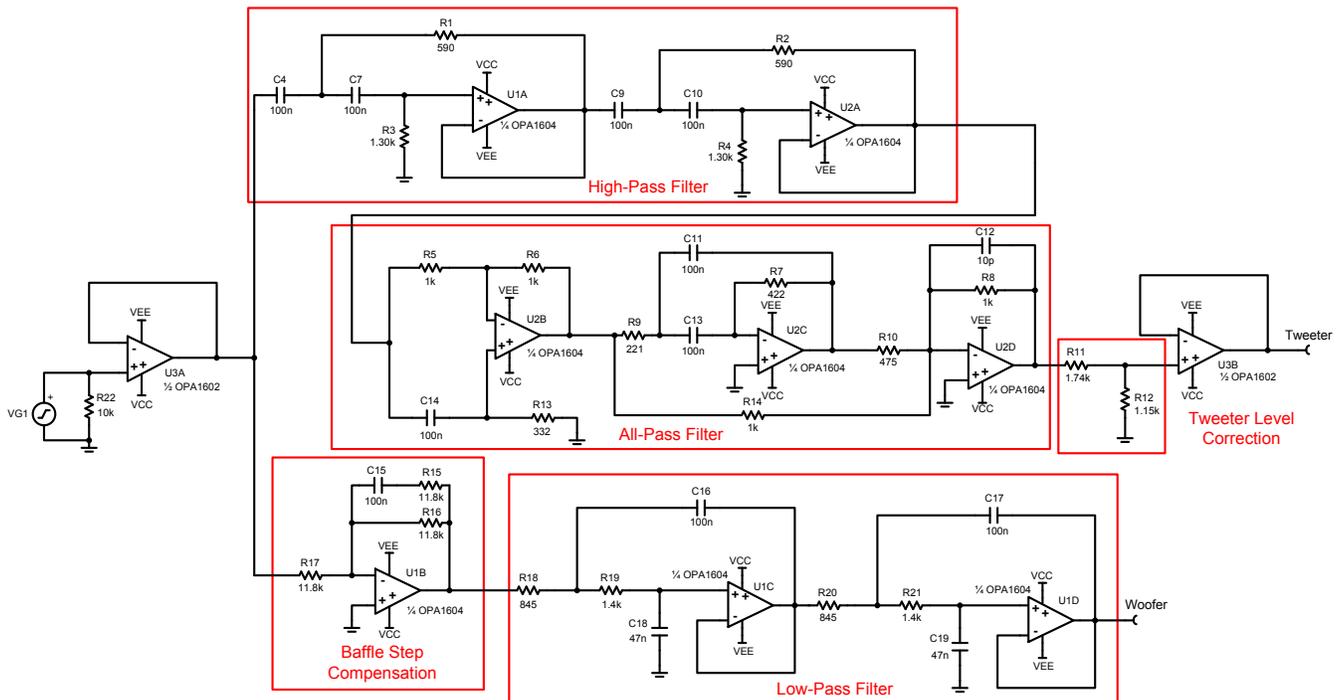


图 2：完整的分频网络原理图（功能部分突出显示）

如 Figure 2 所示，该设计可分为五部分。低音扬声器输出信号路径包括一个障板阶跃补偿电路和一个低通滤波器。高音扬声器部分包括一个高通滤波器、一个用于时间校准的全通滤波器以及输出电平校正部分。所选的设计参数代表一个典型的二分频监听扬声器。此扬声器可用在小型的房间，例如，用于近场监听或者混音工作的录音棚里。

合理的扬声器设计要求在设计过程中运用声学测量的数据。设计理论的每个部分都会对扬声器进行原始声学测量，这些扬声器都是安装在腔体内并且放在指定的听音位置。所有测量均在与高音扬声器同轴且距离 1 米的位置进行。如果没有其它说明，下面的图表都是在没有采用选通情况下，使用 1/8 倍频程平滑处理得到的。这么做是为了揭示扬声器与听音环境的相互影响。

2.1 障板阶跃补偿

由于外壳的衍射效应，使用“盒”状外壳的传统扬声器系统会表现为变化的频率响应。频率响应变化的主要原因是外壳前壁或障板发生衍射。处于低频时，辐射的声音的波长远大于外壳宽度；扬声器在这些频率下的辐射图谱基本呈球状。处于更高频率时，产生的声音的波长接近前障板的宽度，扬声器辐射的图谱开始呈半球状 [1]。由于扬声器辐射的能量相同，但空间面积缩小一半，当扬声器辐射图谱由球状过渡为半球状时，声音强度增加 6dB。这种效果通常被称为“障板阶跃效应”，可见于 Figure 3 中低音扬声器上升的频率响应。测量的结果是由将低音扬声器放在机柜内测试得到的，还包括听音室的影响。

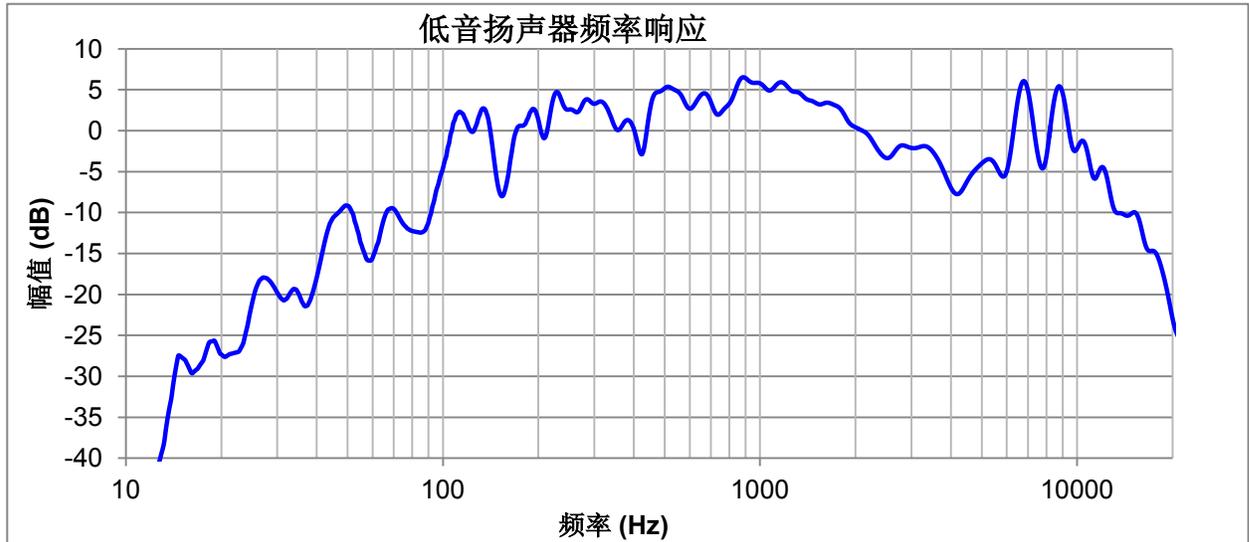


图 3：在距离 1 米且与高音扬声器同轴的位置（设计的听音位置）测得低音扬声器频率响应。测量时应用了 1/8 倍频程平滑处理并且未采用选通（包括空间残响）。

用户可使用我们提供的软件包来预测外壳的衍射效应。Figure 4 给出了对安装了 216mm × 356mm 障板、距底部边缘 127mm 位置的 178mm 低音扬声器预测的衍射效应。阶跃响应的 3dB 点位于 313Hz 处并在邻近 1000Hz 处产生额外峰值，这是外壳角落的衍射效应。对这些边缘进行圆滑处理有助于降低该峰值的振幅。

Figure 4 中的蓝色曲线描述了消音环境中的衍射效应。多数听音环境都不是消音的并且具有声音反射面，这将导致频率响应进一步发生变化。红色曲线是将扬声器放在具有相邻反射面的小型房间内时的效果示例。

“障板阶跃补偿”是针对辐射图谱改变导致扬声器频率响应上升而进行补偿的技术。这可通过对高于过渡频率的输入频率施加一定的衰减量来实现。

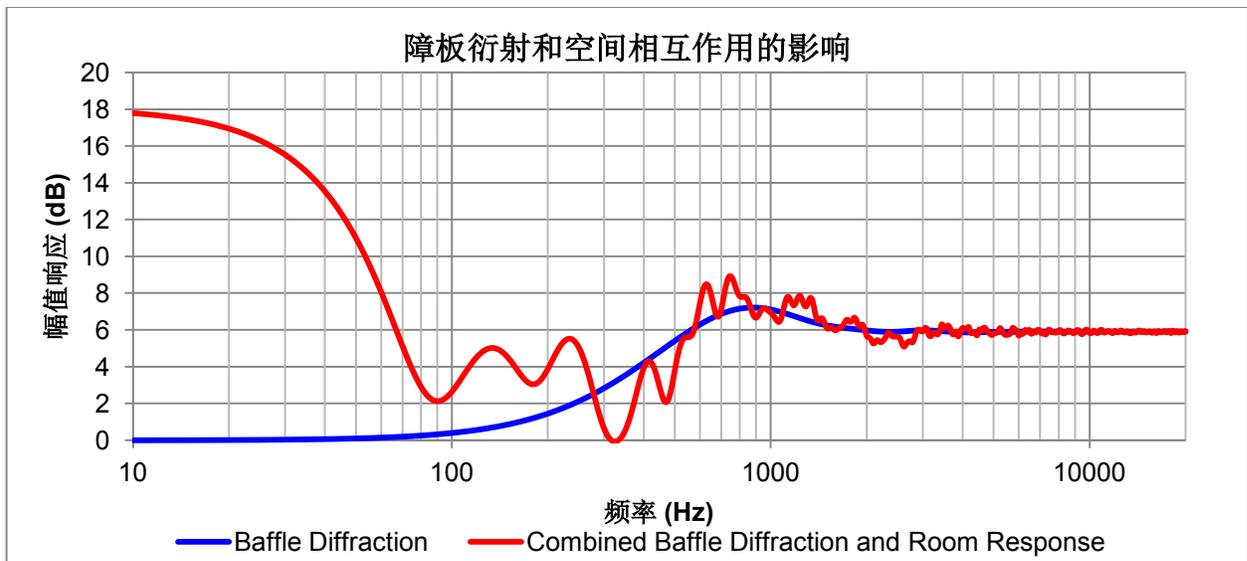


图 4: 对安装了 216mm × 356mm 障板 (13mm 半径圆弧边) 的 178mm 低音扬声器预测的障板衍射效应 (蓝色曲线)。低音扬声器中心点距底边 127mm。红色曲线还包括空间声学效果。曲线是使用 Jeff Bagby 的 Baffle Diffraction and Boundary Simulator v1.2 © 软件 (软件的使用需要获得许可) 生成的。

Figure 5 所示的低通滤波器补偿了随频率升高而增加的幅频响应。处于低频时, 电路的增益为:

$$G_{LF} = -\frac{R_{16}}{R_{17}} \quad (1)$$

处于高频时, 由于电容器的阻抗变得非常小, 该电路的增益降至:

$$G_{HF} = -\frac{R_{16} || R_{15}}{R_{17}} \quad (2)$$

Figure 6 中的红色曲线说明了这种现象。该电路幅值响应改为通用的形式为:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{R_{15}R_{16}C_{15}S + R_{16}}{R_{17}R_{16}C_{15}S + R_{17}R_{15}C_{15}S + R_{17}} \quad (3)$$

为了能够正确地设计障板阶跃补偿电路, 我们将 Figure 3 中的低音扬声器的频率响应与平坦的目标响应进行了比较。使用数值求解算法将低音扬声器频率响应与频率介于 100Hz 到 1kHz 的目标响应进行比较, 并确定使该区域产生最平坦响应的无源元件值。最终值如 Figure 5 所示。

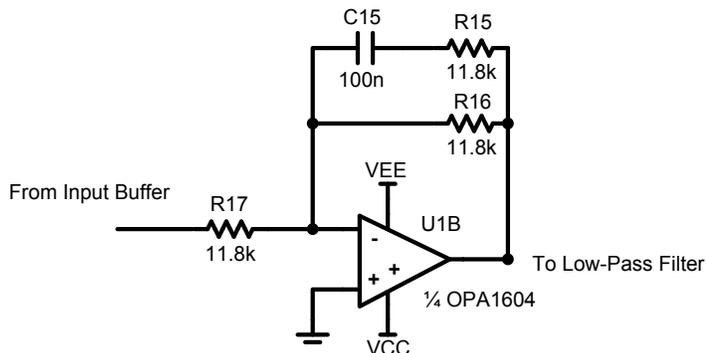


图 5: 障板衍射阶跃补偿电路

Figure 6 中的红色部分为障板阶跃补偿电路的频率响应。蓝色部分表示原始的低音扬声器响应，绿色部分表示经校正的低音扬声器响应。

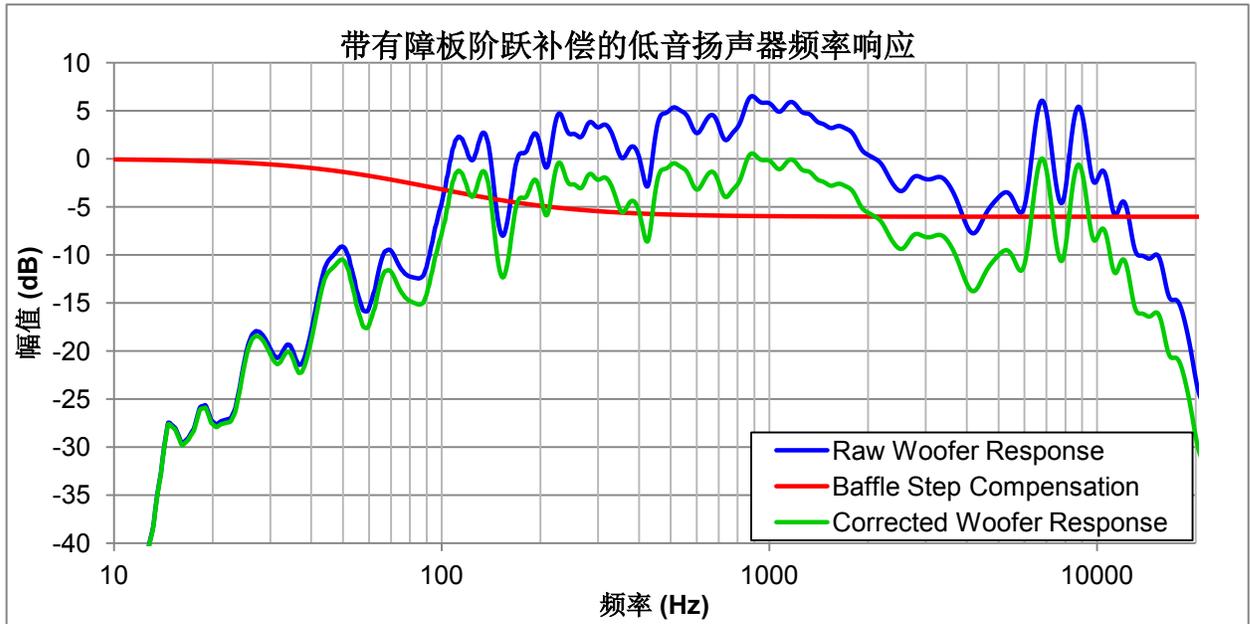


图 6: 经校正的低音扬声器响应 (考虑低通滤波器和补偿电路的影响)

根据 Figure 6 可知，由于 R16 和 R17 相等，低频时的增益为 1 (0dB)。高频时的电路增益为 -6.0206dB:

$$G_{HF} = -\frac{R_{16} || R_{15}}{R_{17}} = -\frac{5.9k}{11.8k} = -0.5 \rightarrow 20 * \log(.5) = -6.0206dB \quad (4)$$

使用 Figure 5 所示的元件值，在 -3dB 点的频率为 95Hz。增益公式的负号表示输出信号极性相反。为了校正这种反相情况，必须按照相反的极性连接低音扬声器，以保持正确的相位方向。

2.2 低通滤波器

该设计中低音扬声器的转角频率为 1.8kHz；这种尺寸的二分频扬声器通常选择此频率。此频率应如何选择受低音扬声器大小、所需的同轴和离轴频率响应、失真特性以及邻近高音扬声器的程度这些因素的影响，但不属于本文档的讨论范围。

我们选择 Linkwitz-Riley 滤波器，因为这个种类的滤波器的音效之和在分频区域是平坦的 [2]。四阶 Linkwitz-Riley 滤波器具有陡峭的衰减 (48dB/倍频程, 80dB/十倍频)，它抑制了低音扬声器的高频失真，并保护高音扬声器免受低频内容的损害。

虽然低音扬声器传递函数所需的转角频率为 1.8kHz，但这并不意味着低通滤波器的转角频率一定为 1.8kHz。观察 Figure 7 中带有障板阶跃补偿的低音扬声器的频率响应 (蓝色曲线) 可知，驱动器自身在 2kHz 之后开始衰减。因此，1.8kHz 转角频率指定的声学传递函数是低通滤波器与驱动器频率响应的组合。

再次使用数值求解可以得出，转角频率为 2.145kHz 的四阶低通滤波器提供 1.8kHz 的声学转角频率。Figure 8 所示为预测的低音扬声器的声学传递函数。该函数由 (带有障板阶跃补偿的) 低音扬声器频率响应与滤波器传递函数相乘得出。

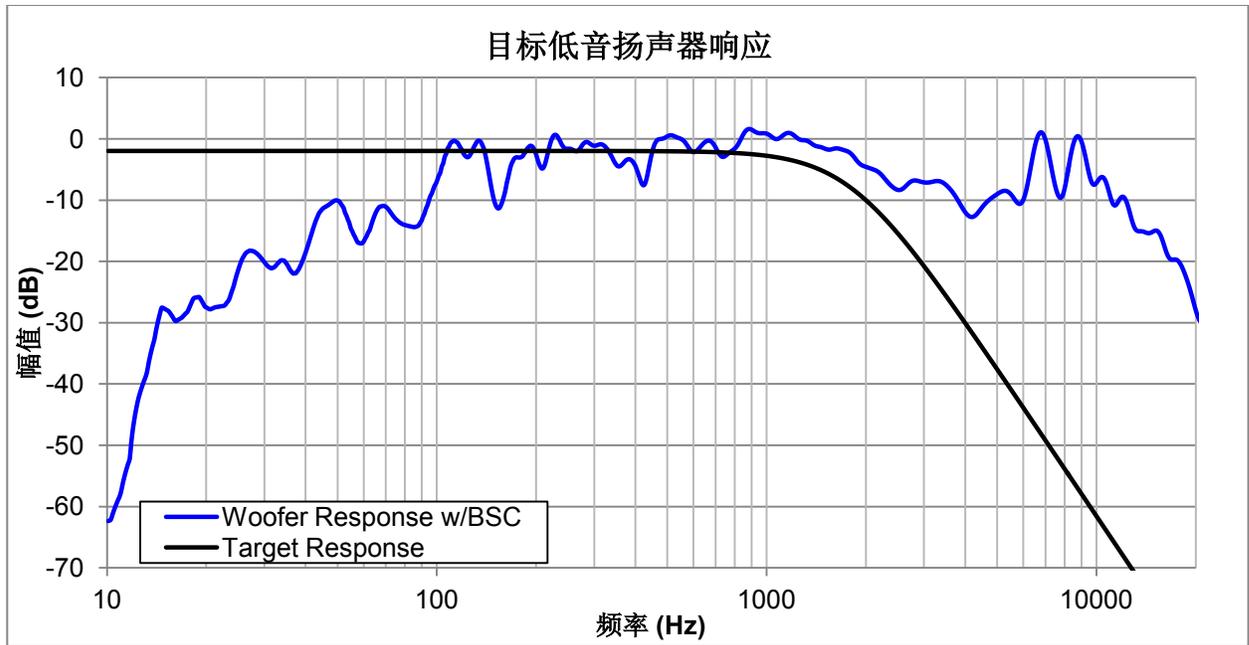


图 7: 经过障板阶跃补偿的低音扬声器频率响应 (蓝色) 以及转角频率为 1.8kHz 的目标四阶 Linkwitz-Riley 低通传递函数 (黑色)

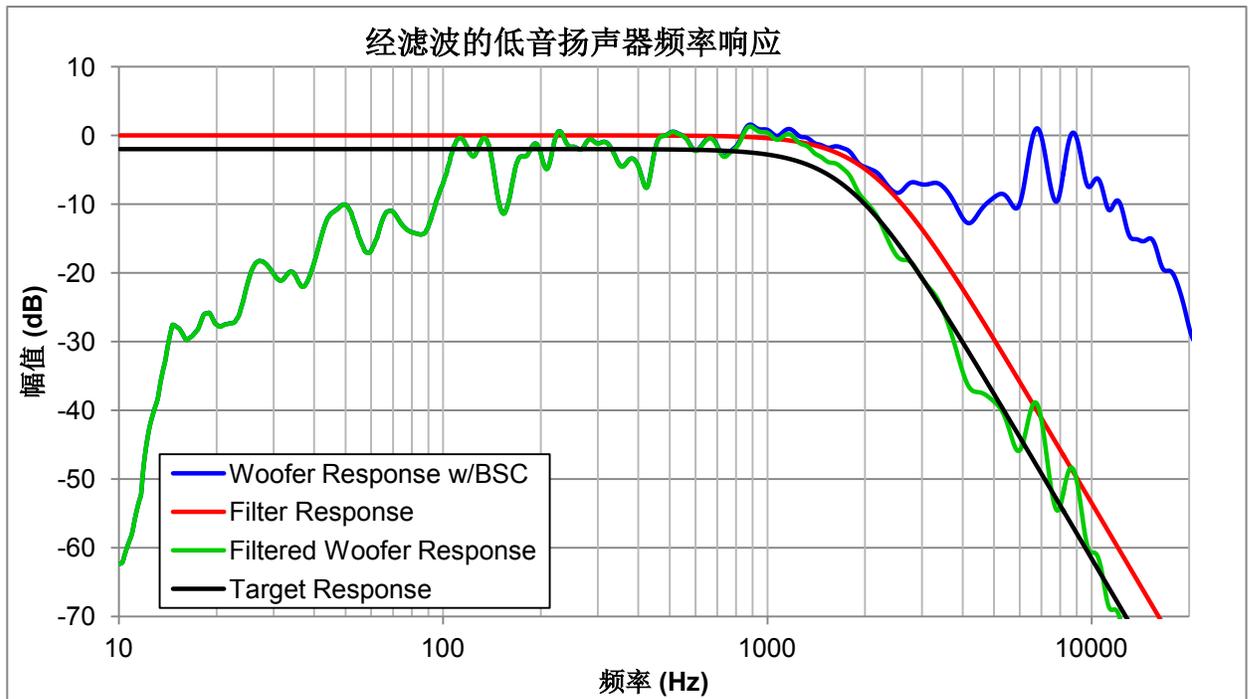


图 8: 低音扬声器经过滤波器的频率响应 (绿色)。红色曲线为滤波器的频率响应、黑色曲线为目标响应、蓝色曲线为经过障板阶跃补偿 (BSC) 的低音扬声器响应

一个四阶 Linkwitz-Riley 滤波器可由两个二阶巴特沃斯低通滤波器级联构成, 如 Figure 9 所示 [2]。采用 Sallen-Key (SK) 滤波器拓扑, 原因是运算放大器配置为一个同相放大器, 使得该拓扑的噪声增益和信号增益相等。在多反馈 (MFB) 拓扑中, 运算放大器配置为反相放大器, 拓扑的噪声增益是一个单位增益滤波器信号增益的两倍, 因此降低了系统信噪比。

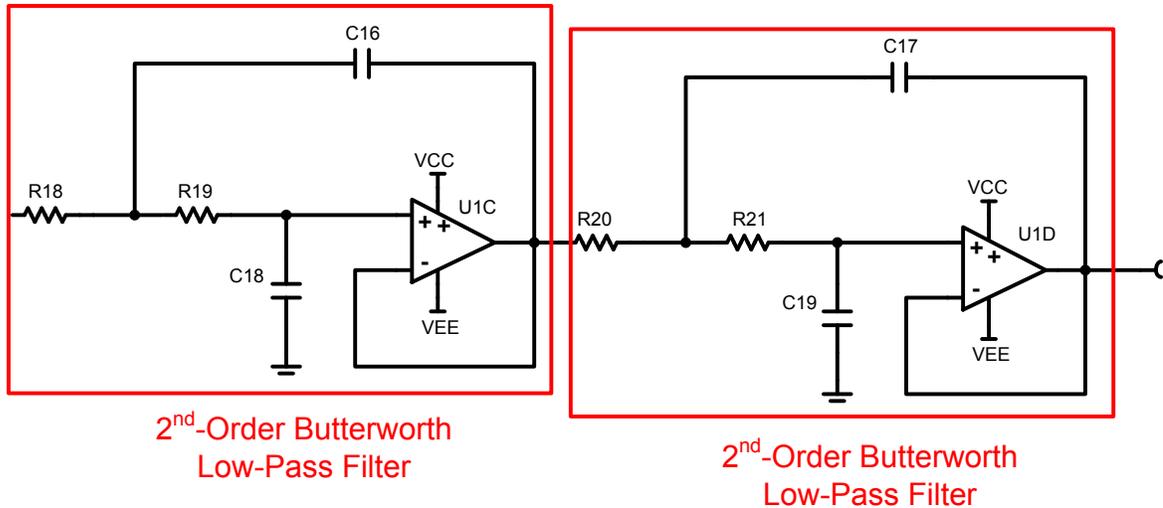


图 9： 由两个二阶巴特沃斯低通滤波器级联构成的四阶 Linkwitz-Riley 滤波器。

本档中所有的滤波器设计均使用德州仪器 (TI) 的 FilterPro™。为设计 Figure 9 中的滤波器，首先设计了一个转角频率为 2.145kHz 的二阶 Sallen-Key 巴特沃斯低通滤波器。如 Figure 10 所示，该滤波器的增益、阶数和转角频率均在新设计向导 (New Design Wizard) 的滤波器规格 (Filter Specifications) 窗口中设置。

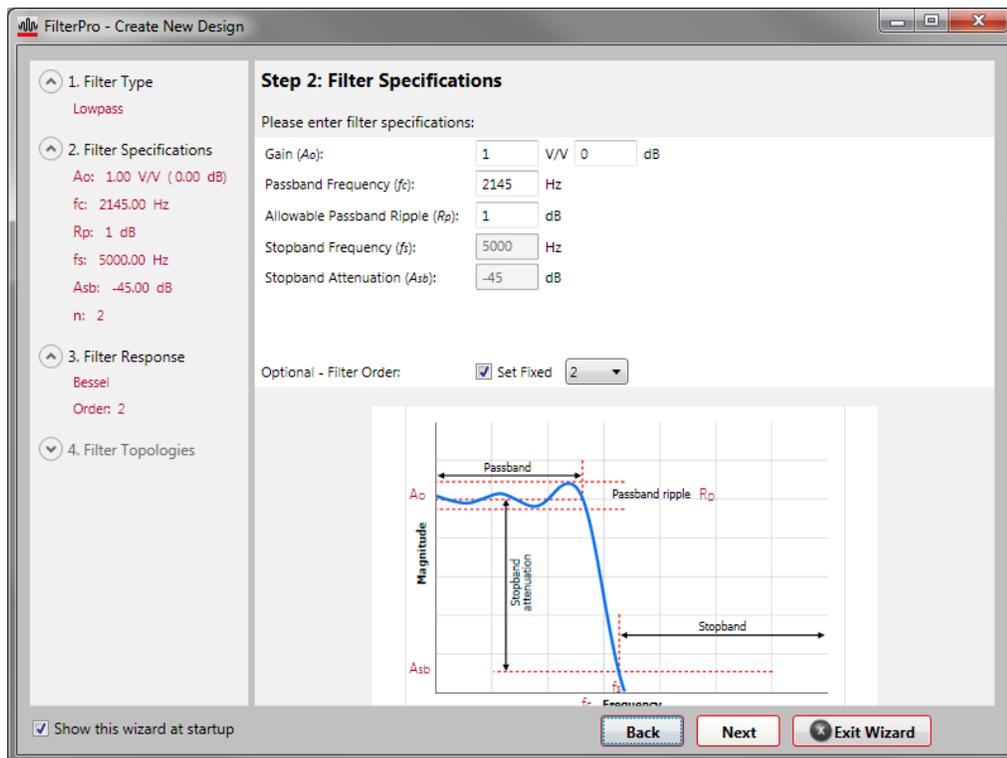


图 10： FilterPro™ 新设计向导 (New Design Wizard) 的滤波器规格 (Filter Specifications) 窗口

在滤波器响应 (Filter Response) 对话框 (Figure 11) 中选择巴特沃斯 (Butterworth) 滤波器响应，在最后的滤波器拓扑 (Filter Topology) 窗口 (Figure 12) 中选择 Sallen-Key 拓扑结构。

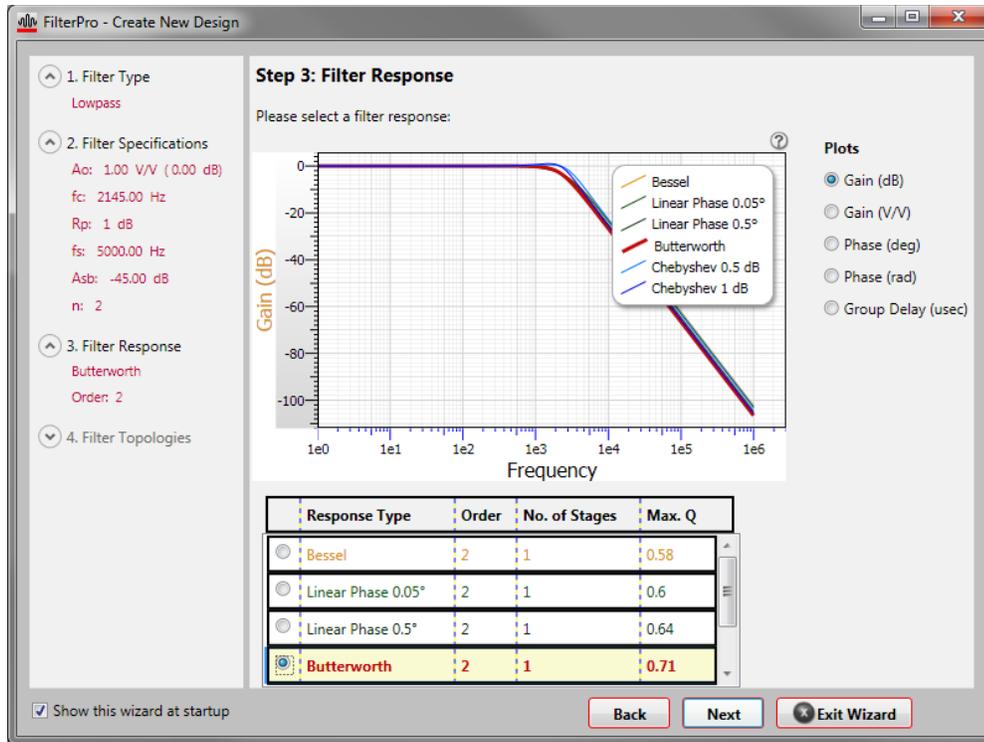


图 11: FilterPro™ 新设计向导 (New Design Wizard) 的滤波器响应 (Filter Response) 窗口

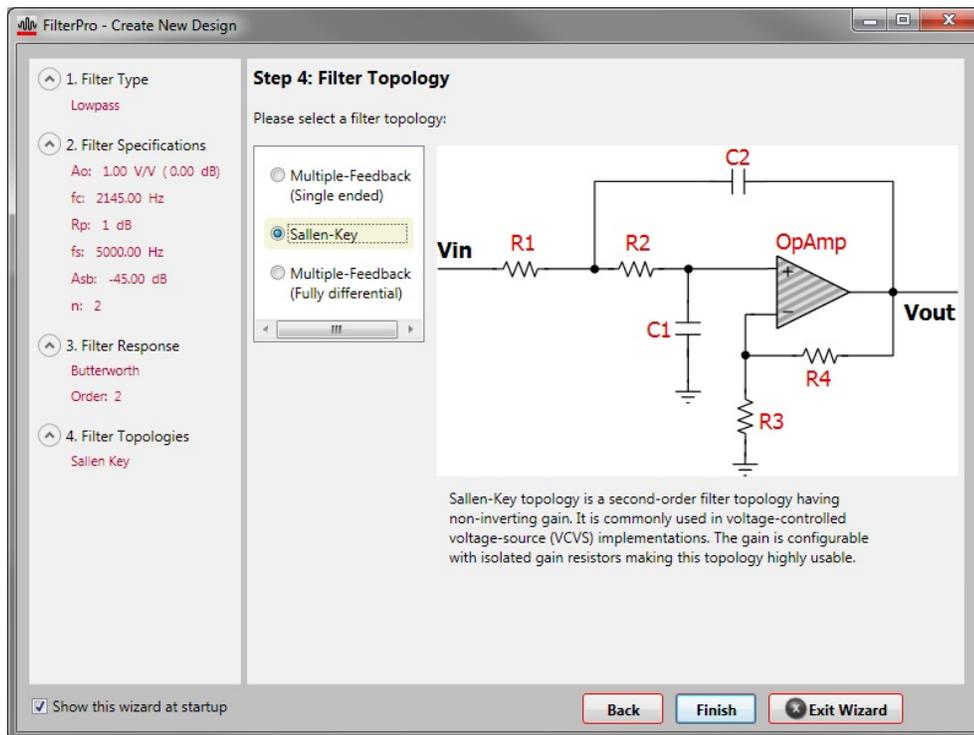


图 12: FilterPro™ 新设计向导 (New Design Wizard) 的滤波器拓扑 (Filter Topology) 窗口

由此得到的无源元件值并不一定是“实际”的标准电阻和电容值。Figure 13 所示为将电阻容差更改为 1%、电容容差更改为 10% 后的设计。Figure 13 中 C2 的值强制设为 100nF，FilterPro™ 会计算出其他电路元件的结果值。经过调查多家供应商发现，C2 值应选择 100nF，这是 COG 陶瓷电容在 1206 表贴封装中的最大实用值。选择最大的可用电容值有助于降低电阻值，从而降低系统热噪声并最大限度降低运算放大器产生的输入电流噪声。

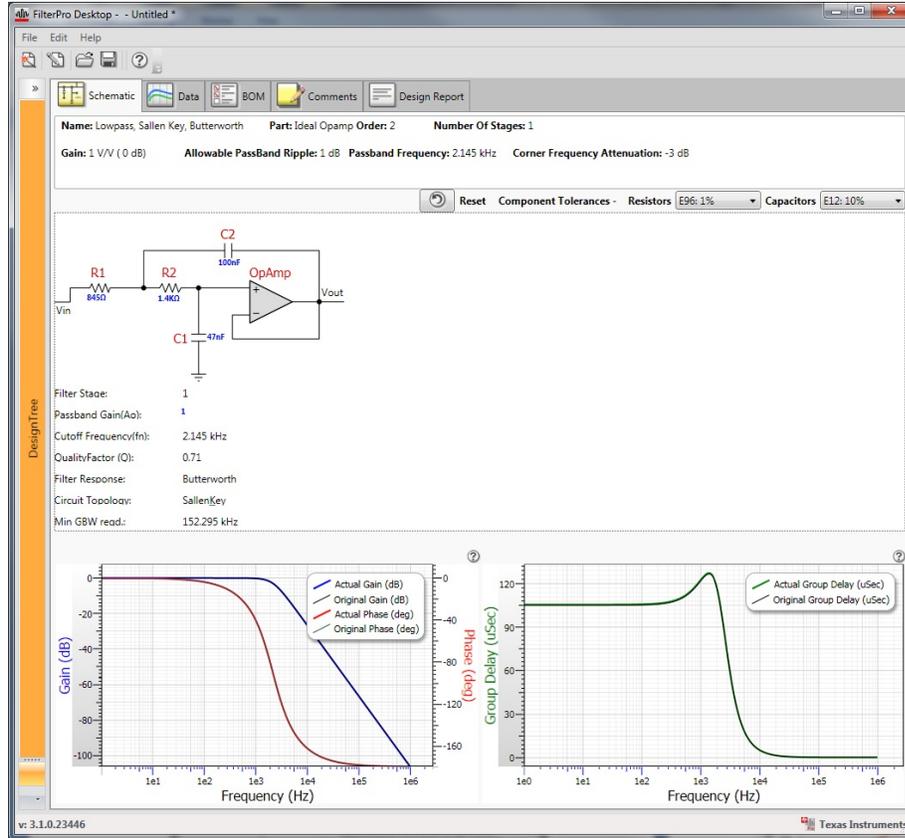


图 13：采用 1% 的电阻容差以及 10% 的电容容差设计的最终二阶巴特沃斯低通滤波器。C2 的值强制设为 100nF

二阶巴特沃斯低通滤波器设计完成后，最终的四阶 Linkwitz-Riley 滤波器仅由两个二阶滤波器级联构成，如 Figure 14 所示。最后，由于这是一个低通滤波器，所以应该被放置在低音扬声器信号链的最后面。该滤波器将削弱其前面电路的高频噪声，从而提高系统信噪比。

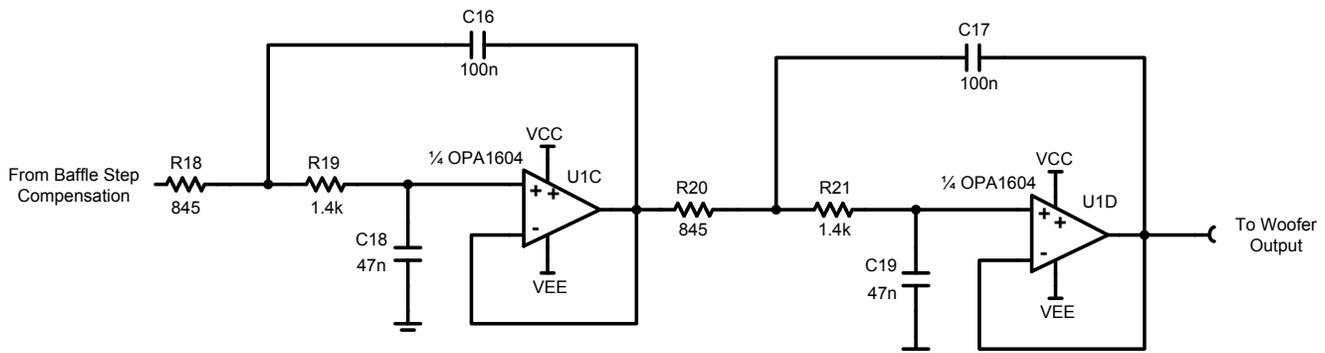


图 14：最终的 1.8 kHz，四阶 Linkwitz-Riley 低通滤波器

2.3 高通滤波器

如前一节所述，该设计的分频频率为 1.8kHz。因此，高音扬声器与低音扬声器的传递函数应在频率为 1.8kHz 时相交。Figure 15 所示为高音扬声器的原始响应，该响应在通过通带后变得平坦。转角频率为 1.8kHz 的四阶 Linkwitz-Riley 高通滤波器提供所需的声学传递函数（Figure 15 中用绿色表示）。

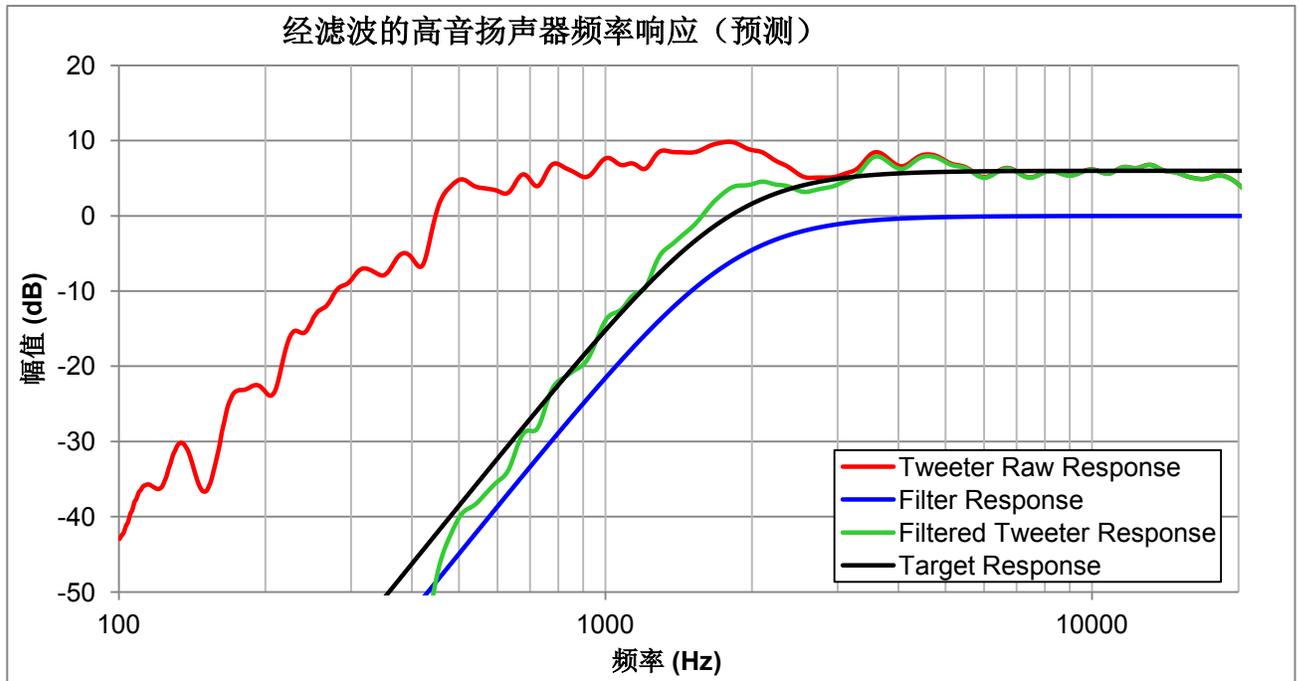


图 15： 未经滤波的高音扬声器频率响应（红色）以及转角频率为 1.8kHz 的四阶 Linkwitz-Riley 高通滤波器（绿色）。 滤波器响应和目标响应分别用蓝色和黑色表示

高音扬声器信号路径的高通滤波器部分是按照 2.1 节所述的方法，采用 FilterPro™ 设计而成。滤波器中的所有电容值均为 100nF，以便尽可能降低电阻值并减少物料清单（BOM）中的物品数，理论上有助于降低系统成本。

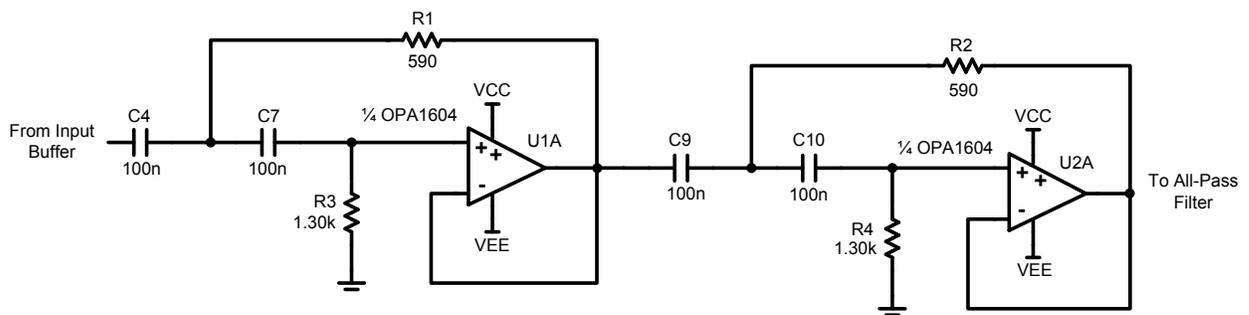


图 16： 高音扬声器信号路径的四阶 Linkwitz-Riley 高通滤波器

2.4 全通滤波器

在二分频扬声器中，可能要向高音扬声器信号中添加延迟以补偿高音扬声器和低音扬声器的路径长度差 [2]。路径长度差取决于驱动器的大小、安装方向以及所需的听音位置。

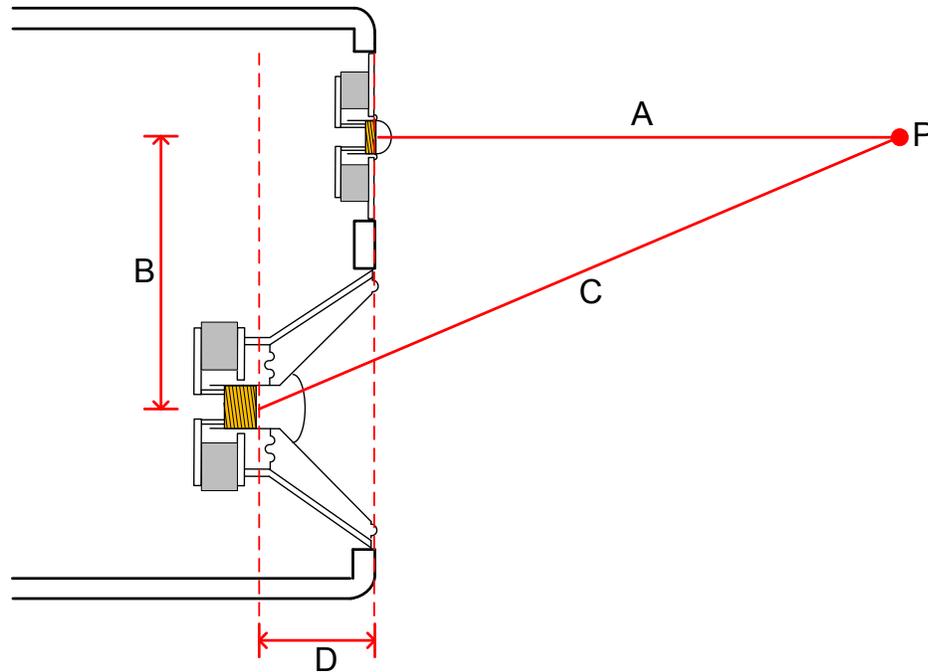


图 17： 典型二分频扬声器路径长度的几何结构

Figure 17 所示为典型的二分频扬声器横截面以及相应的尺寸标注。每个驱动器到听音位置（标记点 P）的距离是从它们的“声学中心”（即两个驱动器的音圈顶部位置）进行测量。计算高音扬声器时延对于确保合适的相位校准很必要，为了计算这个时延，首先必须计算低音扬声器的路径长度 C

$$C = \sqrt{(A + D)^2 + B^2} \quad (5)$$

A、B 和 D 分别为听音距离、驱动器中心距离以及低音扬声器声学中心与外壳正面的距离。Table 2 汇总了这些距离。

表 2： Figure 17 中标注的尺寸

尺寸	值 (m)
A	1
B	0.1524
D	0.05

$$C = \sqrt{(1 + .05)^2 + (.1524)^2} = 1.061 \text{ m} \quad (6)$$

低音扬声器和高音扬声器的路径长度差为：

$$L = C - A = 1.061 - 1 = .061 \text{ m} \quad (7)$$

假定 25° C 时的声速为 346.1m/s，得出延迟值：

$$T = \frac{L}{V_s} = \frac{.061}{346.1} = 176 \mu\text{s} \quad (8)$$

这个结果看起来可能微不足道。不过，试想分频器频率为 1.8kHz 时，176 μs 的时延将产生 114.21° 相移。

176 μs 仅是由驱动器物理排布引入的延迟，它并没有包括任何由分频器滤波网络引入的额外延迟。Figure 18 所示为通过分频区域时低音扬声器和高音扬声器路径的群延迟。

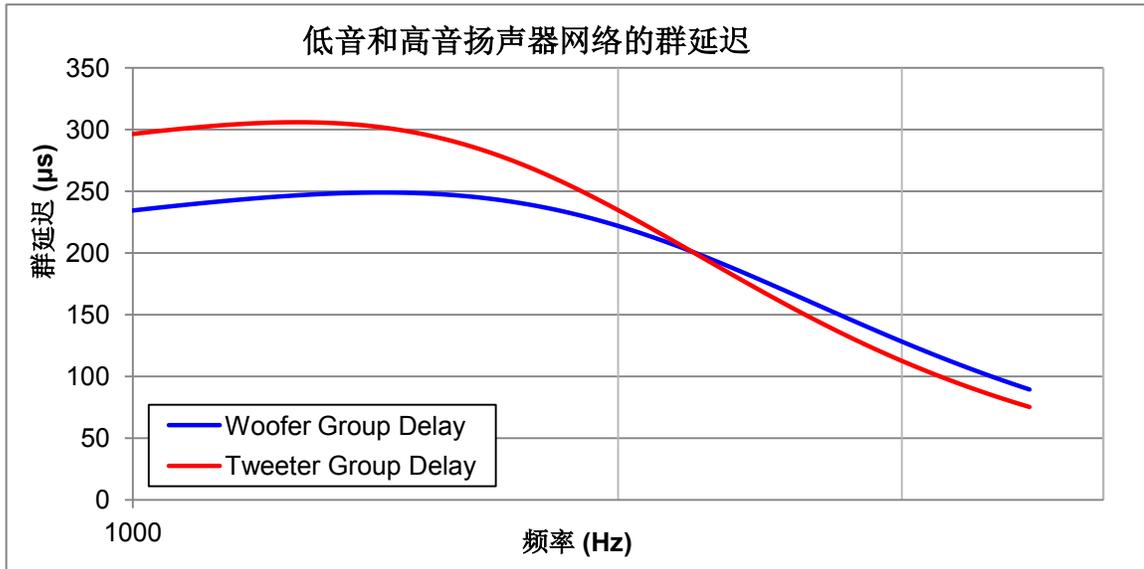


图 18： 低音和高音扬声器电路通过分频区域时的群延迟

通过分频区域后，高音扬声器电路的群延迟比低音扬声器电路平均高出 24.3 μs 。因此，为补偿安装方向引入的延迟而必须添加到高音扬声器信号的延迟为：

$$T_D = 176\mu\text{s} - 24.3\mu\text{s} = 151.7\mu\text{s} \quad (9)$$

有关这些计算的许多方面在真实的听音环境中可能存在很大的变化。听音位置、驱动器声学中心变化、空气温度和湿度都会影响所需的延迟量 [2]。为此，选择 155 μs 的时延值作为跨越多个听音位置的折衷值。

在模拟有源分频器中添加延迟是通过全通滤波器实现的。虽然全通滤波器的幅值响应是平坦的，但其相位响应随着频率的变化而改变。利用此特性可向信号添加一个已知延迟，而不影响幅值响应。

全通滤波器的阶数指定了在转角频率发生相位改变的速率。高阶全通滤波器的优点在于，它能够在高频下保持恒定的群延迟。根据 FilterPro™，能够保持 155 μs 延迟至 1.8kHz 的最低阶滤波器是三阶滤波器，如 Figure 19 所示。

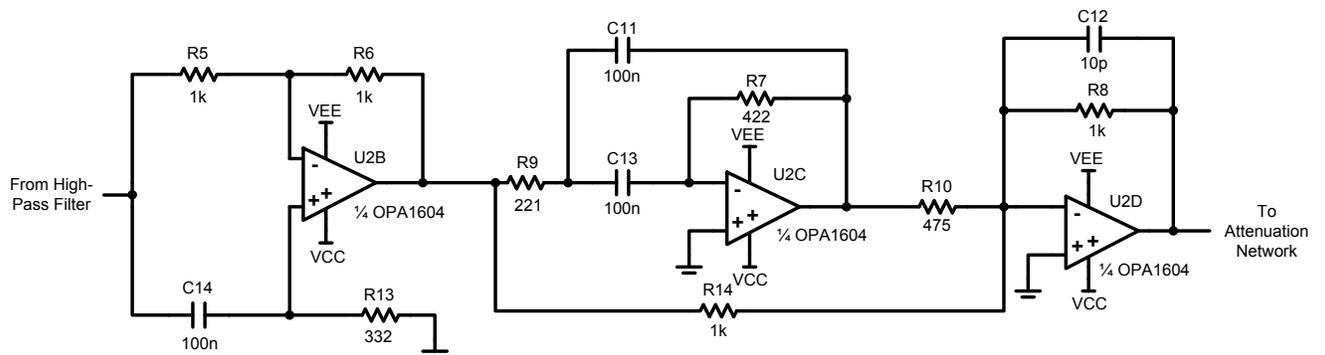


图 19： 三阶全通滤波器向高音扬声器路径提供 155 μs 的延迟

所有电容值均强制设为 100nF，同时将电阻值降减小到尽量小的值（使用 1% 的容差）。电路中采用 C12 来削弱放大器 U2D 在超出可听范围的频段内所产生的噪声。

2.5 电平控制和缓冲

一般而言，重现高频的扬声器驱动器比重现低频的驱动器效率越高。“灵敏度”是指输入信号为 1W（8 欧的驱动器对应 2.83Vrms）时，在 1 米的距离上测得驱动器产生的声压等级 [1]。不过，由于扬声器通常由电压源驱动，因此比较一定输入电压下的扬声器声压等级更为适合。Table 3 比较了低音和高音扬声器在输入信号为 2.83Vrms 时的声压等级。

表 3： 声音输出比较

驱动器	输出幅度 (2.83V/1m)
低音扬声器	87dB
高音扬声器	91dB

由于高音扬声器的输出幅度较高，为了让系统有一个平坦的频率响应，高音扬声器的信号必须经过衰减。计算衰减量时，还必须考虑听音环境和相关障板阶跃补偿电路的影响。

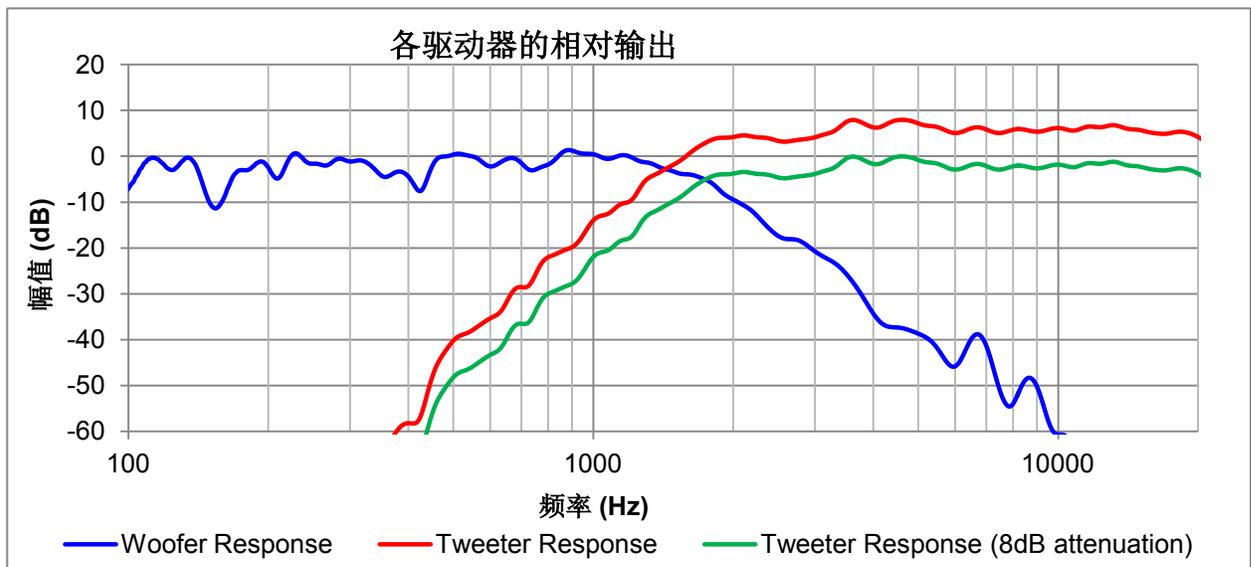


图 20： 低音和高音扬声器各自的频率响应（包含滤波器影响）。测量结果针对低音扬声器原始响应进行归一化。

如 Figure 20 所示，若考虑障板阶跃补偿电路和听音环境的影响，低音扬声器的输出在理论上比高音扬声器小 8dB。Figure 20 中的绿色曲线为预测的 8dB 衰减后的高音扬声器输出。电阻 R11 和 R12 形成的分压器减弱输入到高音扬声器的信号。为达到 8dB 的衰减，这两个电阻的比值计算如下：

$$10^{\frac{-8dB}{20}} = .3981 = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \quad (10)$$

Figure 21 所示为电阻容差为 1% 时最接近该比值的电阻值。

$$\begin{aligned} \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} &= \frac{1.15k}{1.74k + 1.15k} = .3979 = 20 \times \log(.3979) \\ &= -8.0045dB \end{aligned} \quad (11)$$

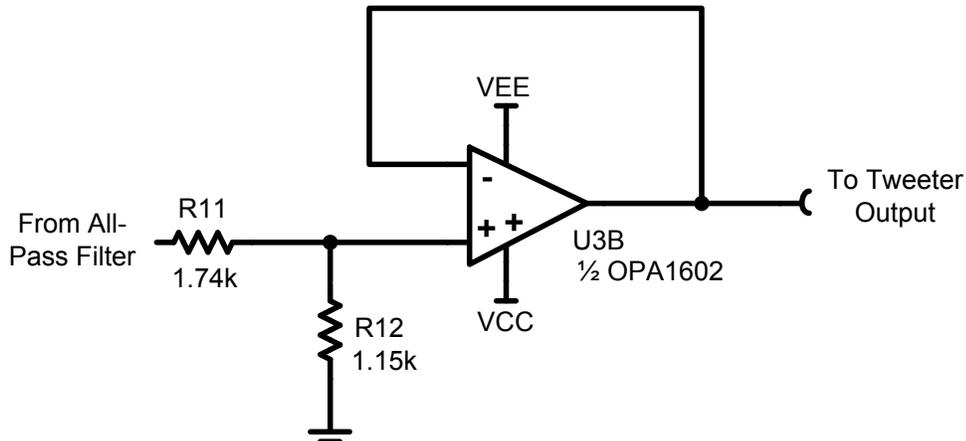


图 21： 高音扬声器电平校正和输出缓冲器电路。

缓冲器置于电阻网络 (U3B) 之后, 以防信号路径中任何后置电路的输入阻抗影响衰减因子。同样, 双路运算放大器 U3A 的另一半用作输入缓冲器, 以防止源端阻抗影响各滤波器的传递函数。Figure 22 所示为预测的扬声器频率响应与各驱动器的传递函数。预测的分频点为 1.708kHz。

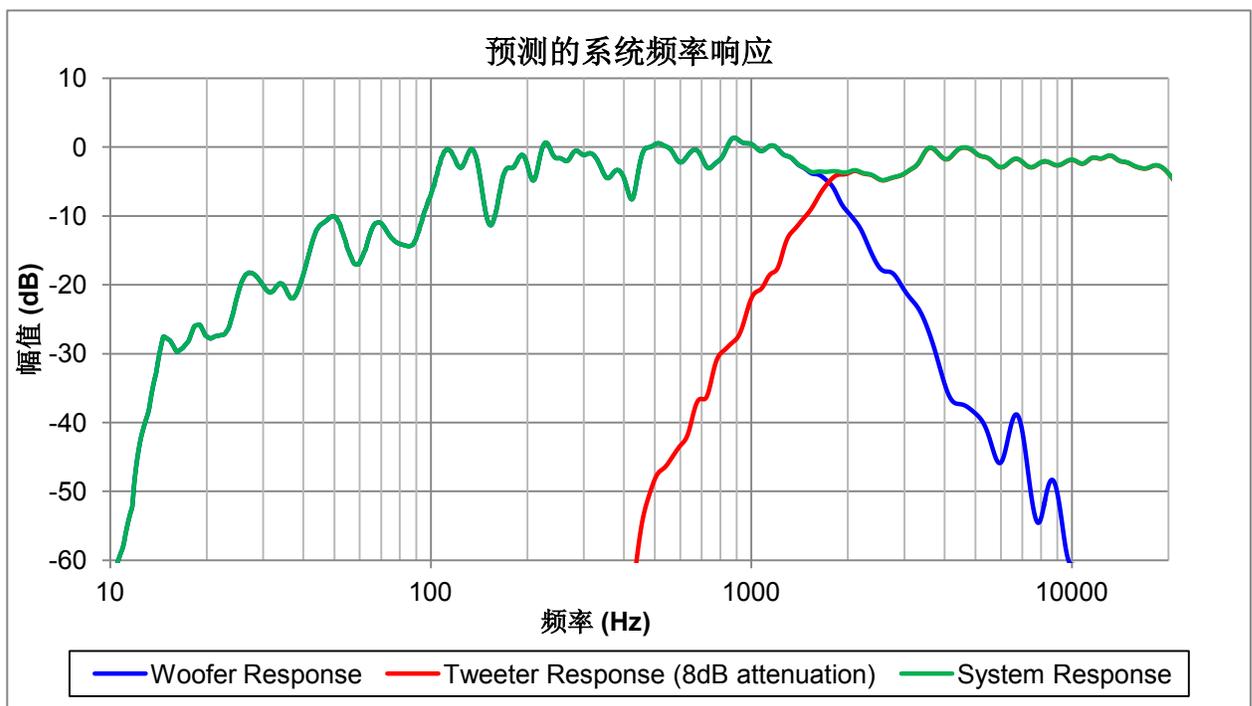


图 22： 预测的扬声器频率响应（室内）以及各个驱动器的响应

3 元件选择

3.1 放大器

Table 4 汇总了该系统对于放大器的基本要求。设计简介中明确了对于电源的要求。FilterPro™ 确定实现正确的滤波器功能需要满足的增益带宽要求。由于全通滤波器第二级要求比其它级更高的运算放大器的增益带宽, 所以该值被确定为系统中所有放大器的最小值。

表 4： 分频网络所用放大器的基本要求

要求	值
最大电源电压	>30V
增益带宽积	180.3kHz
压摆率	2.2V/μs

系统压摆率的要求是根据正弦波在频率为 20kHz、电压有效值为 1.228V_{rms} 时的最大压摆率计算得出：

$$R_s = 2\pi f A = 2\pi * 20000\text{Hz} * 1.74\text{Vp} = .219 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (12)$$

正弦波受到这样的压摆率的限制会变成三角波，使得放大器在 20kHz 频率时出现严重失真。保守的设计方案是使用压摆率为等式 12 中计算结果的 10 倍的放大器，以最大程度减小转换引发的失真。

Table 5 从成本、输入电压噪声、电源电流以及测定的 THD+N 等方面对几个满足上述要求并用于音频应用的四路运算放大器进行了比较。表格中包括了 NE5532A 和 NE5534A，因为这些元件在音频应用中很广泛。通常很难证明新型放大器具备与 NE5532A 和 NE5534A 相同的优异性能以及低廉成本。

电路的每一部分均采用较大的电容值和较低的电阻值，从而最大限度地降低滤波元件的热噪声以及在运算放大器输入端造成的阻抗，降低放大器输入电流噪声对总输出噪声的影响。因此，双极型输入放大器是首选的解决方案，因为其较低的输入电压噪声远小于增加的电流噪声。

本设计选择 OPA160x 系列放大器，因为它是噪声最低的双极型音频运算放大器，以四路封装形式（每个封装 4 个放大器）供货。此外，OPA160x 系列比下一个最低噪声选项 LME49740 消耗明显更低的电源电流。高保真音响系统可能采用大量的运算放大器并且任何额外的电源电流消耗都可能提高电源解决方案的成本。

表 5： 音频应用中常用低噪声双极型运算放大器的比较

放大器	每个封装的放大器数量	每个放大器的成本（按 1000 件计）	V _n (nV/√rtHz, 1kHz)	电源电流（典型值 mA/放大器）	THD+N (1kHz、G=+1、3V _{rms} 、负载 600Ω)
NE5534A	1	\$0.50	3.5	4	0.002%
NE5532A	2	\$0.25	5	4	-
OPA1604	4	\$0.49	2.5	2.8	0.00003%
OPA1664	4	\$0.36	3.3	1.5	0.00006%
LME49740	4	\$0.43	2.7	4.625	0.00003%
LME49743	4	\$0.29	3.5	2.5	0.0001%

Figure 23 显示了 OPA160x 系列的 THD+N 性能。请注意，反相和同相配置的曲线之间差异很小，这意味着该元件会抑制共模失真。这是 Sallen-Key 滤波器中的重要考虑因素，因为元件在滤波器中配置为同相放大器 [2]。

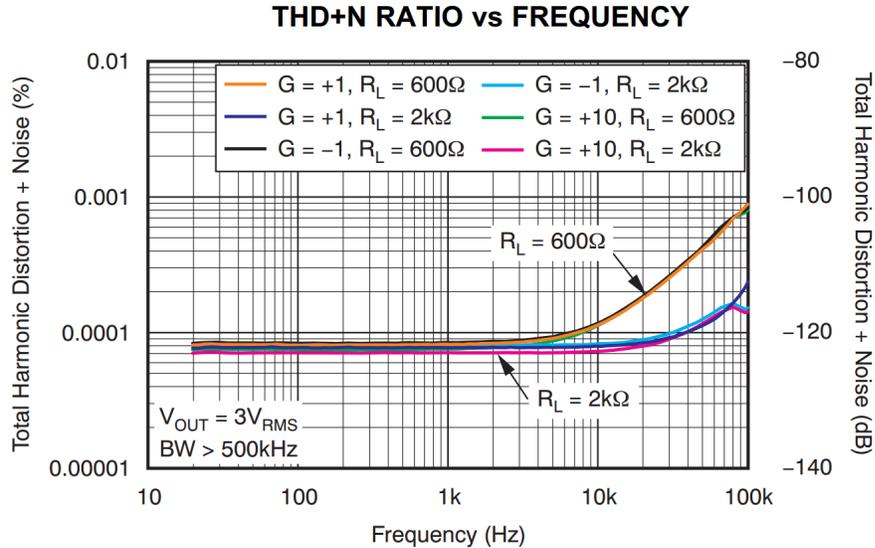


图 23: 在多种增益和负载条件下测得的 OPA160x 系列放大器的 THD+N 性能。

低阻抗负载将增加放大器产生的失真，原因是输出级输出的电流会因此变大而进入非线性区。处于高频时，由于用来通过负反馈校正输出级失真的环路增益更小，这种失真表现得更为明显。为此，不能一味追求保真度而将电阻值降为极低的值。

3.2 无源元件

对于实现有源滤波器的低失真度而言，正确选择无源元件绝对是关键。高 K 陶瓷电容和电解电容由于会引入大量的奇阶谐波失真，因此不适合用于有源滤波器电路。在许多出版物中都介绍了这种效应 [2, 3, 4, 5]。

适合有源滤波器的电容类型只有 COG 陶瓷电容、聚丙烯薄膜电容或镀银云母电容。不过，镀银云母电容一般没有大电容，在此不做考虑。若是对 COG 陶瓷电容和聚丙烯薄膜电容进行比较，我们会发现在容差相同的情况下，COG 陶瓷电容与容值相同的薄膜电容相比，价格更低并且占用电路板的面积更小。

表 6: COG 陶瓷电容和聚丙烯薄膜电容的比较

电容类型	容差	占用电路板的面积 (mm ²)	成本 (每包, 数量: 100 个)
NP0/COG (1206)	5%	5.12	\$0.33
聚丙烯薄膜电容	5%	65	\$0.44

电容和电阻均采用 1206 表贴封装 (120mil x 60 mil)。1206 封装是 100nF COG 电容可用的最小封装。

还有相关报道表明，采用极小封装和含有某些阻抗材料的贴片电阻会产生失真问题 [2, 5]。本设计的测试结果表明，采用 1206 封装的厚膜电阻没有测量到在 line-level 音频设备中常见的信号失真。

4 仿真

4.1 低音扬声器信号路径

低音扬声器信号路径由障板阶跃补偿电路、四阶低通滤波器组成，其 Tina-TI™ 仿真原理图如图 Figure 24 所示。

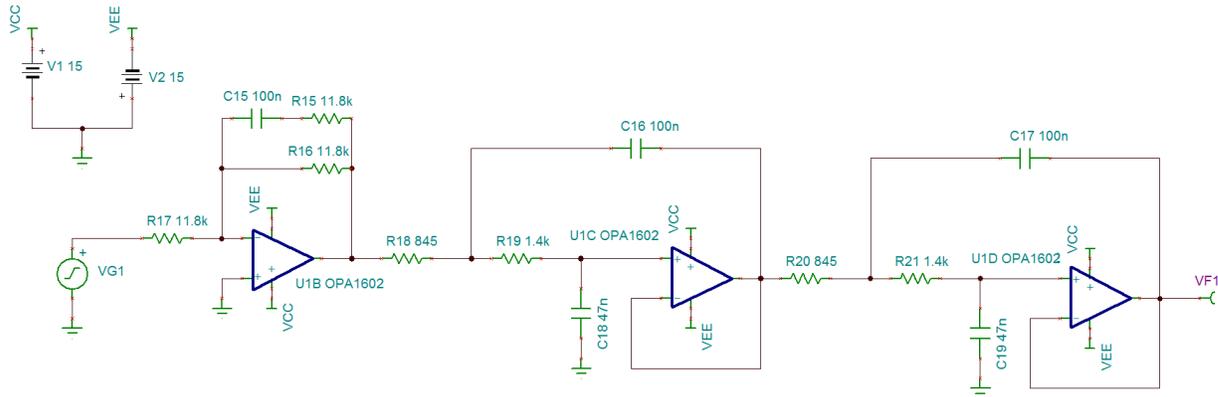


图 24: 低音扬声器信号路径的 Tina-TI™ 仿真原理图

4.1.1 传递函数

在 Tina-TI™ 中执行 AC 传递特性仿真，将显示低音扬声器信号路径的传递函数。由于 Linkwitz-Riley 滤波器由 -6dB 点定义，Figure 25 所示的转角频率包括低通滤波器的 6dB 衰减量以及障板阶跃补偿电路的 6dB 衰减量。频率为 650Hz 时仿真产生的衰减为 5.96dB，转角频率为 2.1096kHz。

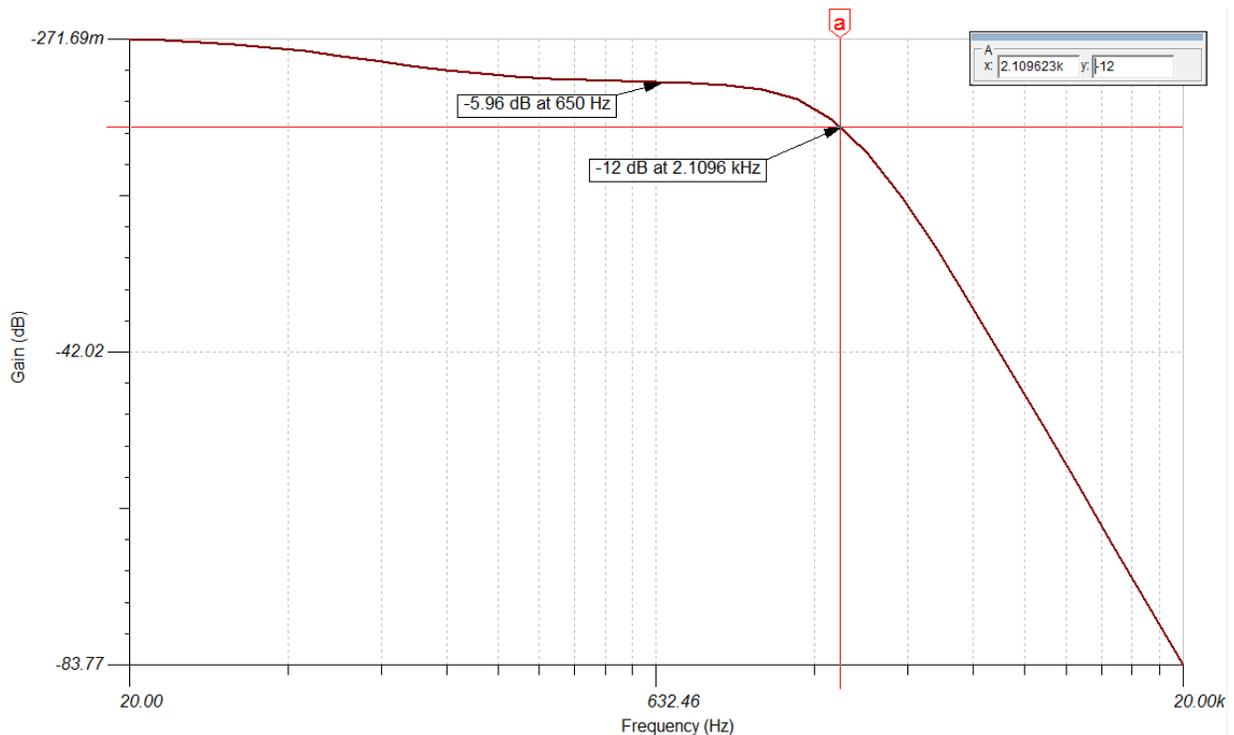


图 25: 低音扬声器信号路径传递函数的 Tina-TI™ 仿真。

4.1.2 噪声

大多数运算放大器 SPICE 宏模型都无法准确仿真集成电路的失真行为，但可以将噪声作为衡量音频质量的指标，噪声越低意味着系统品质越好。

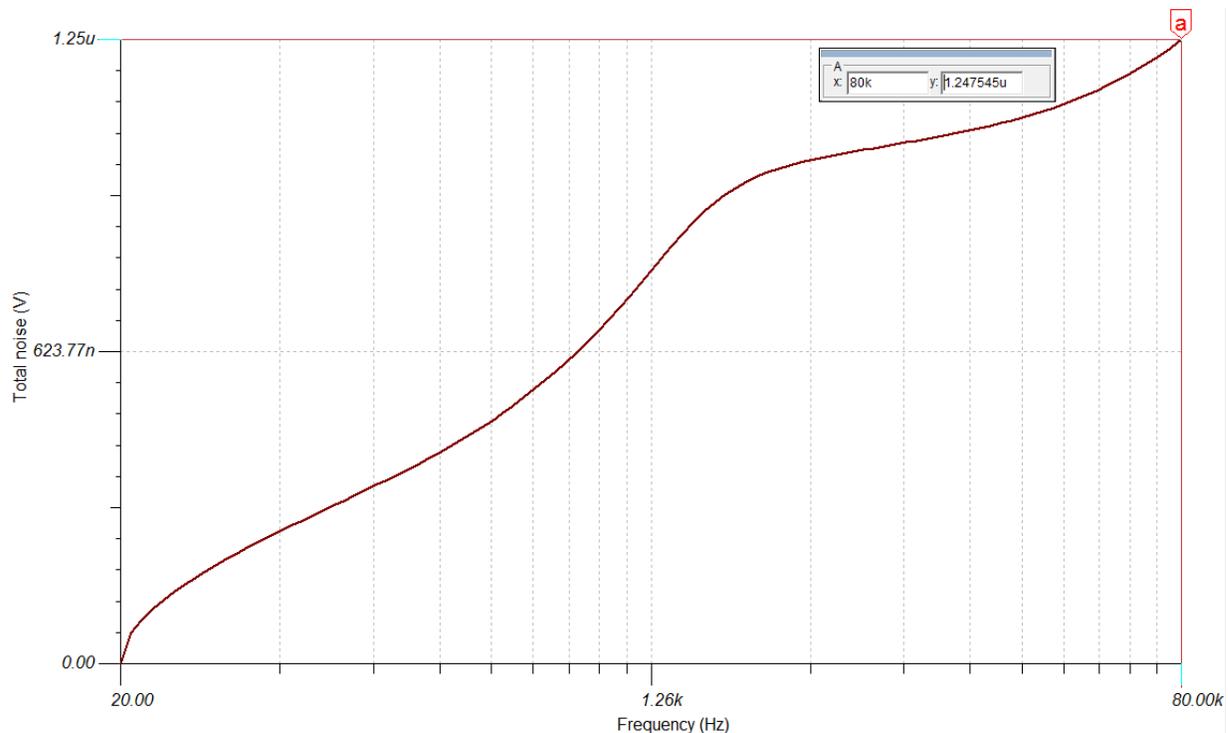


图 26: 在 80kHz 的频率范围内对低音扬声器信号路径仿真得到的总输出噪声。

音频系统常用的品质因数为总谐波失真加噪声 (THD+N)，可通过下面的公式计算：

$$THD + N (\%) = 100 * \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^x (V_i^2) + V_n^2}{V_f^2}} \quad (13)$$

其中 V_i 是“第 i 个”谐波 ($i=2, 3, 4 \dots$) 的 RMS 电压、 V_n 是噪声的 RMS 电压、 V_f 是基波的 RMS 电压。低频时测得的 THD+N 主要是系统噪声，从而可简化 THD+N 等式以估算噪声对 THD+N 测量值的贡献。

$$THD + N (\%) = 100 * \sqrt{\frac{V_n^2}{V_f^2}} \quad (14)$$

根据 Tina-TI™ 总噪声仿真，低音扬声器信号路径的噪声的 RMS 电压在 80kHz 带宽内为 1.248 μ Vrms。在 100Hz 时，基波将衰减 3.15dB，输入信号的幅值由 1.228Vrms 降至 .8544Vrms。

$$THD + N (\%) = 100 * \sqrt{\frac{(1.248 \times 10^{-6})^2}{(.8544)^2}} = .000146\% \quad (15)$$

4.2 高音扬声器信号路径

高音扬声器部分由四阶高通滤波器、三阶全通滤波器以及输出衰减器和缓冲器组成。

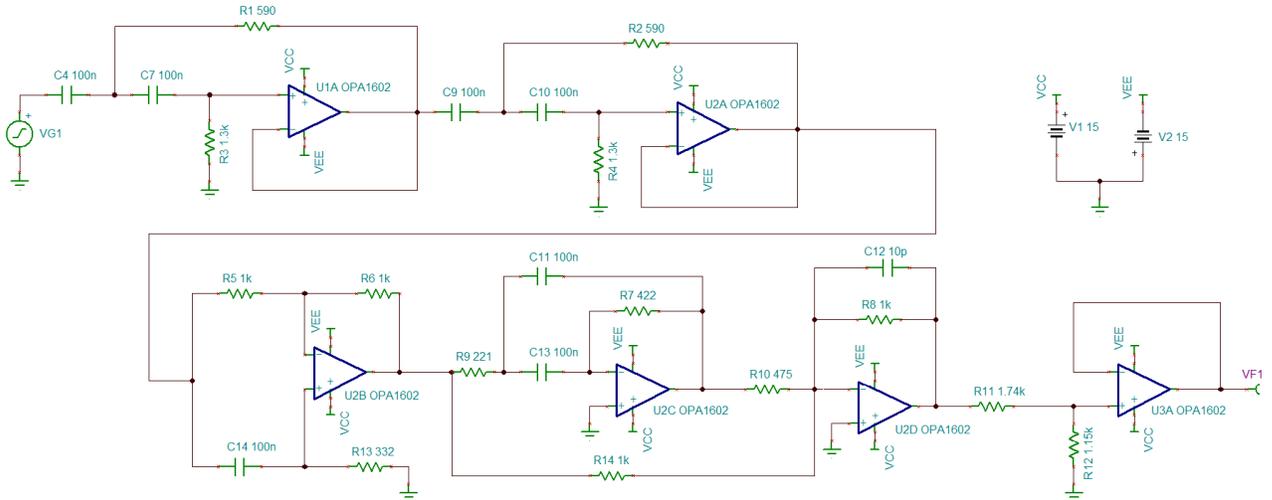


图 27: 高音扬声器信号路径的 Tina-TI™ 仿真原理图。

4.2.1 传递函数

我们使用了 AC 传递特性来仿真高音扬声器信号路径的传递函数。仿真结果表明通带的衰减量为 7.91dB，并且转角频率为 1.746kHz。

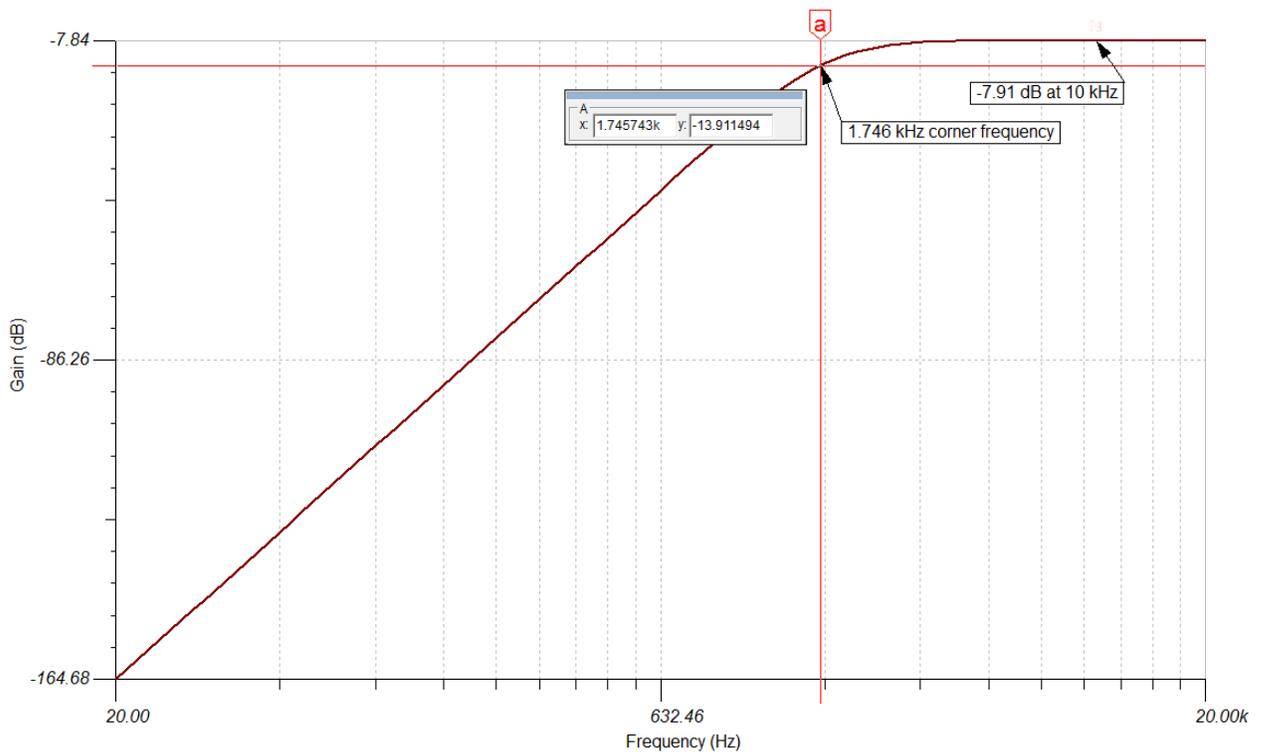


图 28: 高音扬声器信号路径传递函数的 Tina-TI™ 仿真。

4.2.2 噪声

为了预测噪声对 THD+N 测量值的贡献，在 TINA-TI™ 中进行总噪声仿真。

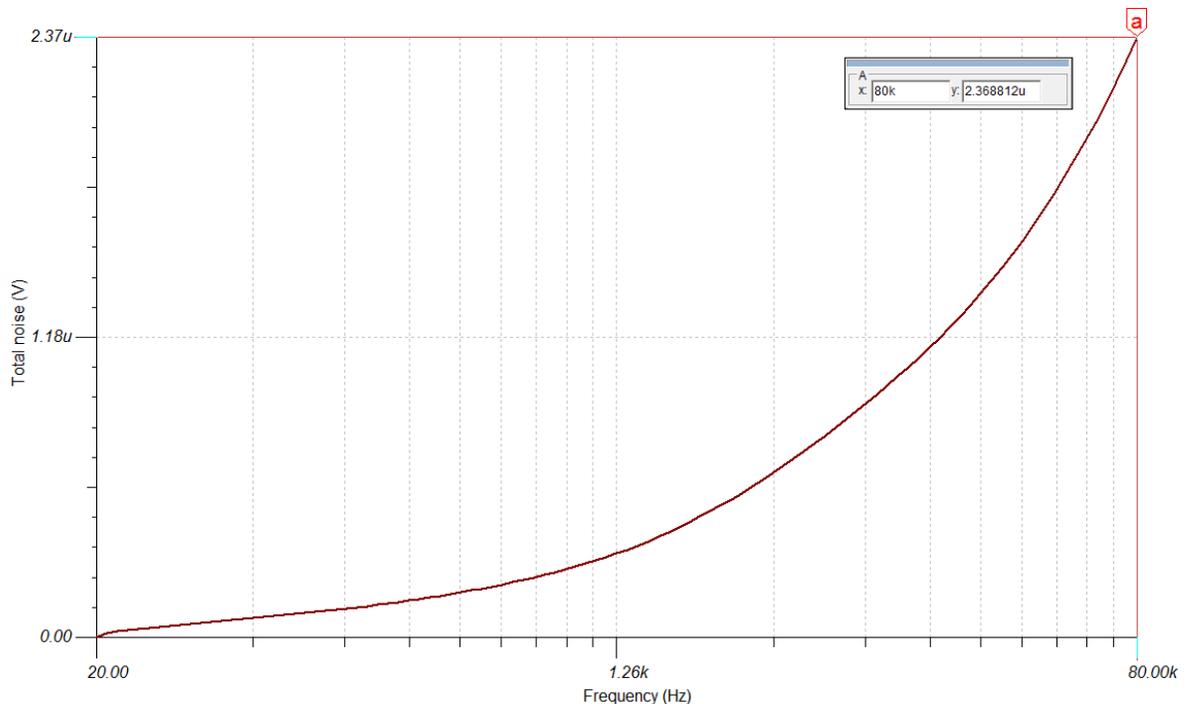


图 29: 高音扬声器信号路径的 Tina-TI™ 总噪声仿真。

根据噪声仿真结果，高音扬声器信号路径中的噪声的 RMS 电压在 80kHz 带宽内为 2.369 μ VRMS。噪声显著增大是因为在低音扬声器信号路径中存在大量的运算放大器电路。在 10kHz 时，1.228Vrms 的输入信号将衰减 8dB，基波电压降至 0.489Vrms，在此频率下预测的 THD+N 为：

$$THD + N (\%) = 100 * \frac{(2.369 \times 10^{-6})^2}{(0.489)^2} = .000484\% \quad (16)$$

这是一个非常乐观的数字，因为对于高频下测得的 THD+N，其主导因素是失真谐波而非噪声电压。

4.2.3 高音扬声器信号延迟

三阶全通滤波电路可通过选择 AC 传递特性选项 (AC Transfer Characteristic options) 窗口中的群延迟 (Group Delay) 选项进行测试。

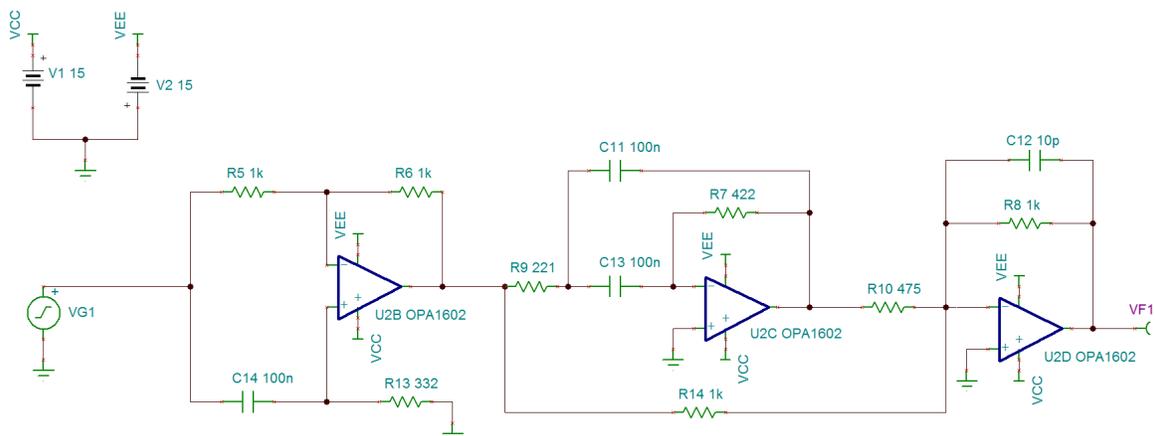


图 30: 测试全通滤波器延迟的 Tina-TI™ 仿真原理图。

三阶全通滤波器无法在整个音频带宽内保持必要的延迟。不过，建议延迟显著降低是发生在比系统分频点 1.8kHz 至少大一个频程的地方。在其他文献中已使用 10% 的延迟降低作为延迟显著降低的参考点 [2]。

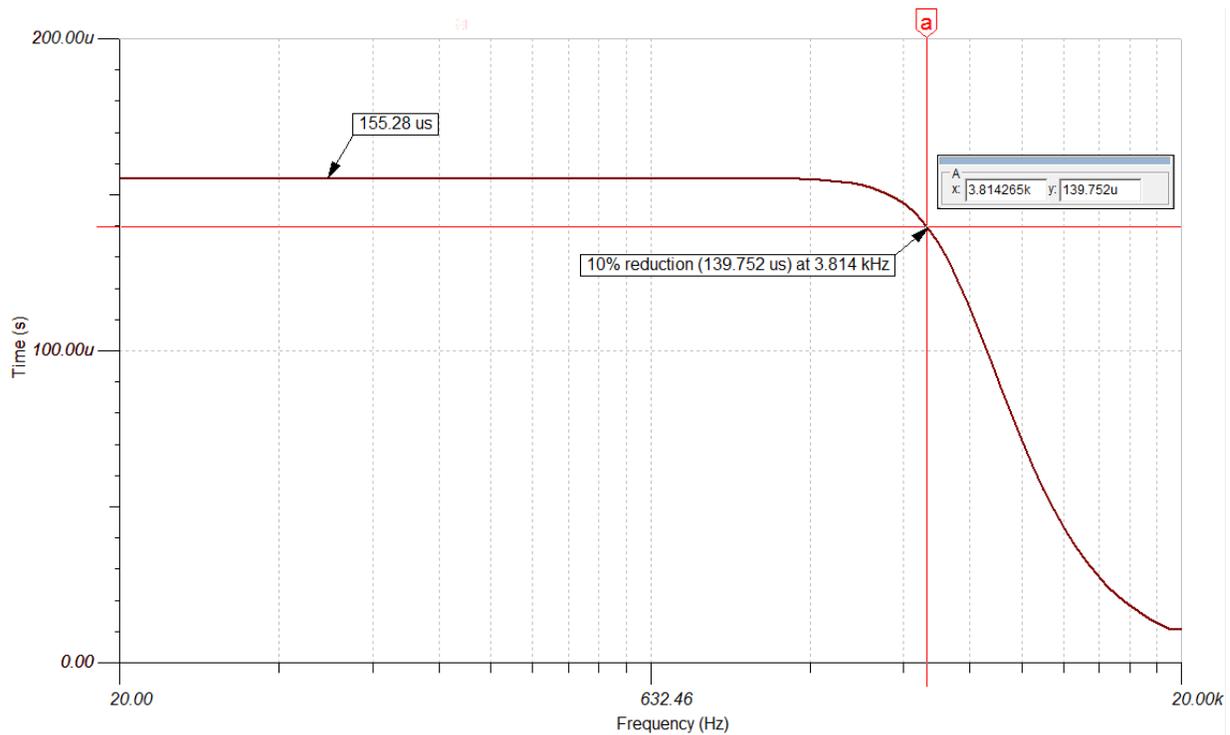


图 31: 全通滤波器群延迟的 Tina-TI™ 仿真。

全通滤波器电路的仿真标称群延迟为 155.28 μs，该值在 3.814kHz 情况下降低 10%。

4.3 仿真结果汇总

Table 7 中给出了仿真结果与设计目标的比较数据。

表 7： 仿真结果汇总

技术规格	设计目标	仿真值
障板阶跃补偿 (650Hz 时)	6 dB	5.96 dB
低通滤波器转角频率	2.145kHz	2.1096kHz
高音扬声器衰减	8 dB	7.91 dB
高通滤波器转角频率	1.8kHz	1.746kHz
高音扬声器标称延迟	155us	155.28us
高音扬声器延迟降低 10%	>3.6kHz	3.814kHz
THD+N (100Hz)	<.01%	0.000146%
THD+N (10kHz)	<.01%	0.000484%

5 PCB 设计

可在附录中找到 PCB 电路原理图和物料清单。

5.1 PCB 布局布线

在音频设计中实现优异的性能需要进行标准的低噪声 PCB 布线。本设计尤其需要重点关注的是最大限度缩短信号路径长度以及减小滤波器电路的回路面积。这有助于防止外部干扰进入音频信号路径。为了实现这一目标，必须仔细考虑为每个电路选择四路封装中的哪一个运算放大器。例如，两个信号路径中的第一个运算放大器在同一个封装 (U1A, U1B) 中有助于更有效地传输输入信号。旁路电容通常必须尽可能靠近运算放大器的电源引脚并通过低阻抗通路接地。

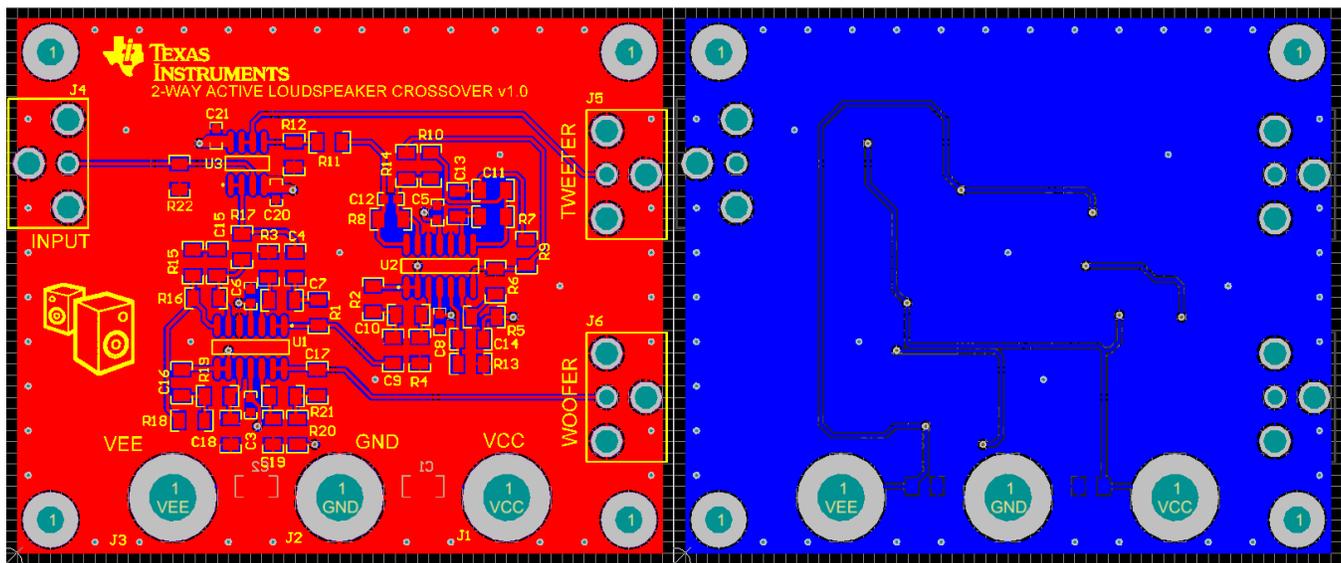


图 32: PCB 顶层 (左侧) 和底层 (右侧) 视图

6 验证和性能测试

6.1 电性能测量

6.1.1 低音扬声器信号路径的传递函数

低音扬声器信号路径的传递函数是使用工业标准的音频分析器进行测量的。测得的障板阶跃补偿为 6.137dB，转角频率为 2.113kHz；非常接近仿真值。

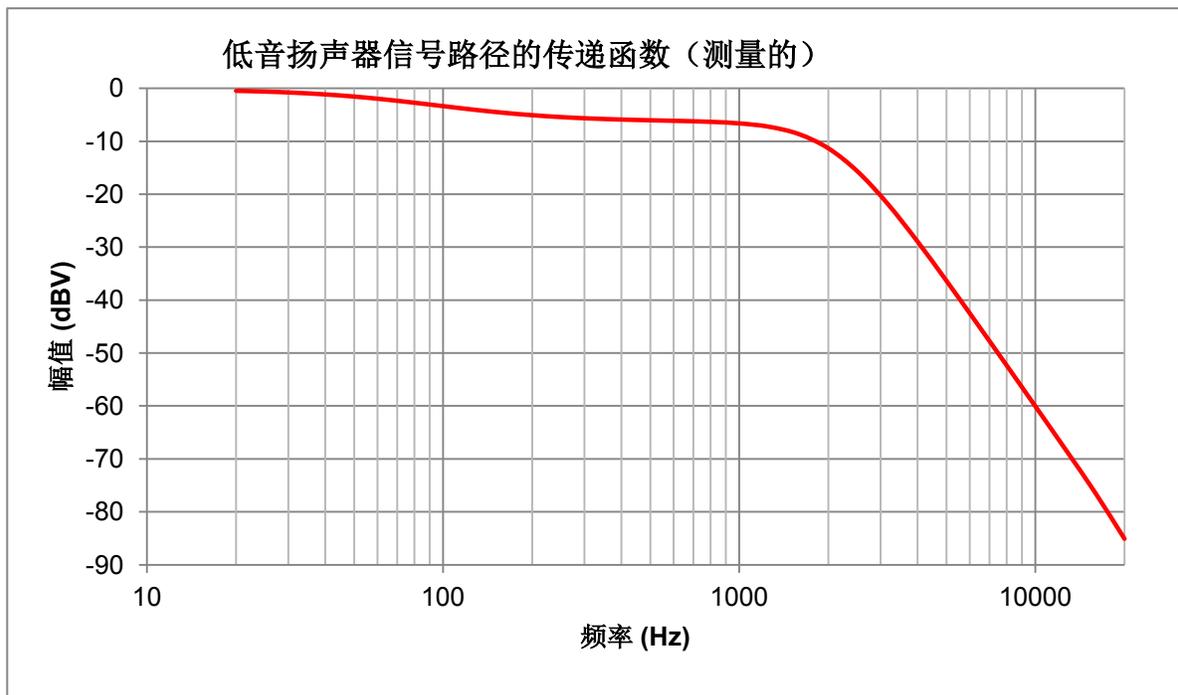


图 33: 测得的低音扬声器信号路径的传递函数

6.1.2 THD+N 性能 - 低音扬声器输出

低音扬声器信号路径的 THD+N 性能是使用音频分析器在 80kHz 测量带宽和 1.228V_{rms} (0dBu) 输入信号幅度的条件下测量的。THD+N 测量结果仅在特定滤波器的通带内显示。在滤波器的阻带中，输入信号的衰减有提高 THD+N 的效果（见等式 13）。

Figure 34 中的绿色曲线为仪器本底值。由于低音扬声器信号路径包括一个低通滤波器，它也会削弱分析器的高频噪声。这就是为什么对于 800Hz 以下的频率，测得的低音扬声器信号通路的 THD+N 低于仪器底噪的原因。在 100Hz 时，测得的 THD+N 为 .0003%。这更可能是仪器的噪底，而非低音扬声器信号通路的实际失真。

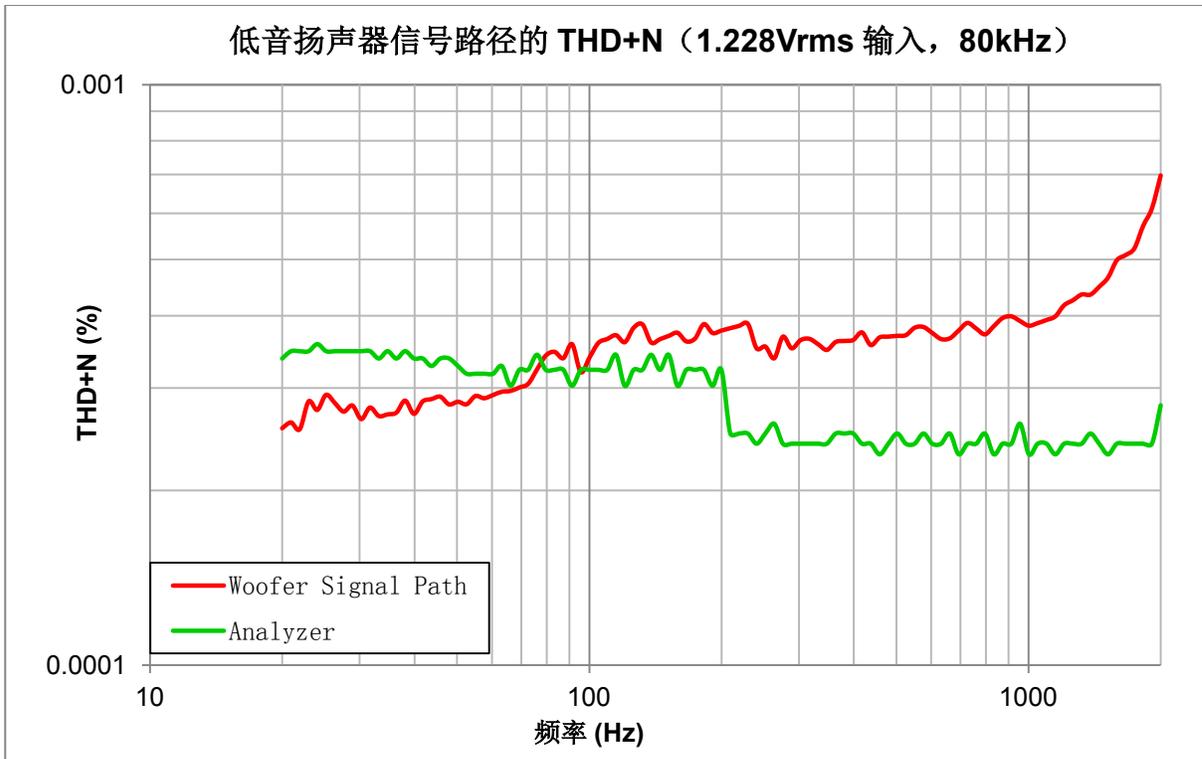


图 34: 测得的低音扬声器信号路径的 THD+N 性能

6.1.3 高音扬声器信号路径的传递函数

测得的高音扬声器信号路径传递函数显示 8.04dB 的衰减以及 1.737kHz 的转角频率。

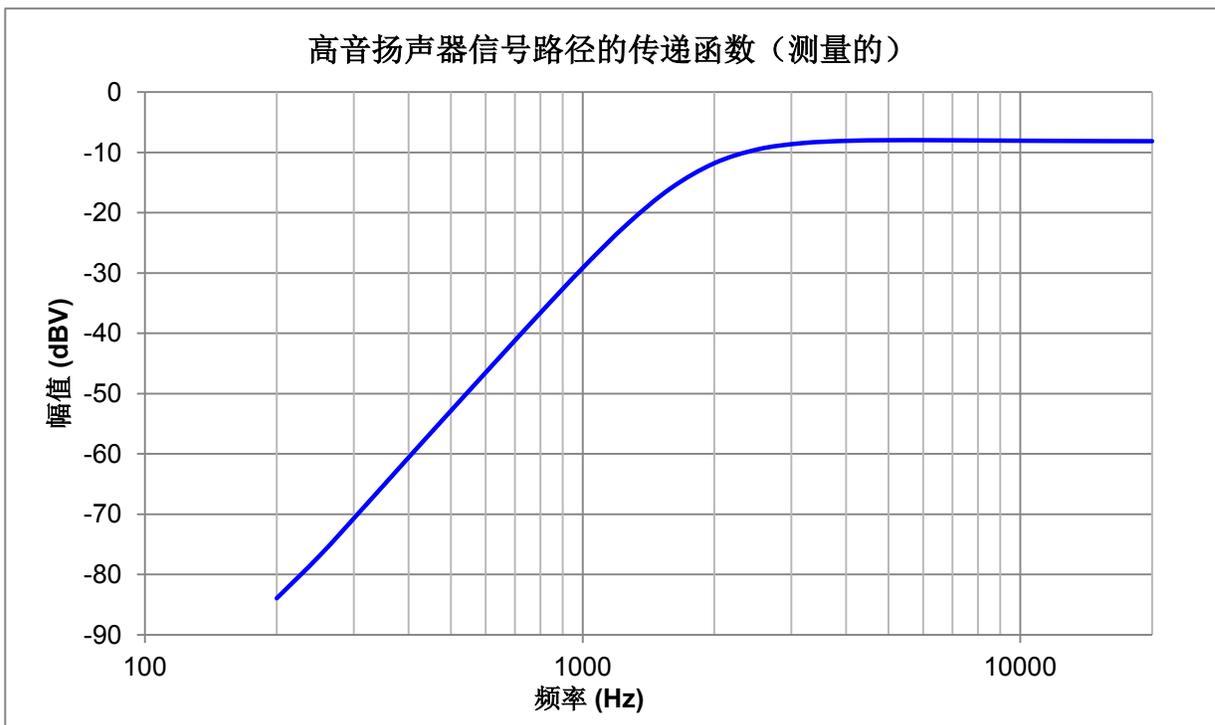


图 35: 测得的高音扬声器信号路径的传递函数。

6.1.4 高音扬声器信号路径 THD+N

如同预料的那样，由于高音扬声器信号通路的运算放大器更多，的确略微降低了 THD+N 性能。在 10kHz 时，测得的 THD+N 为 .00128%，该值明显低于设计目标。

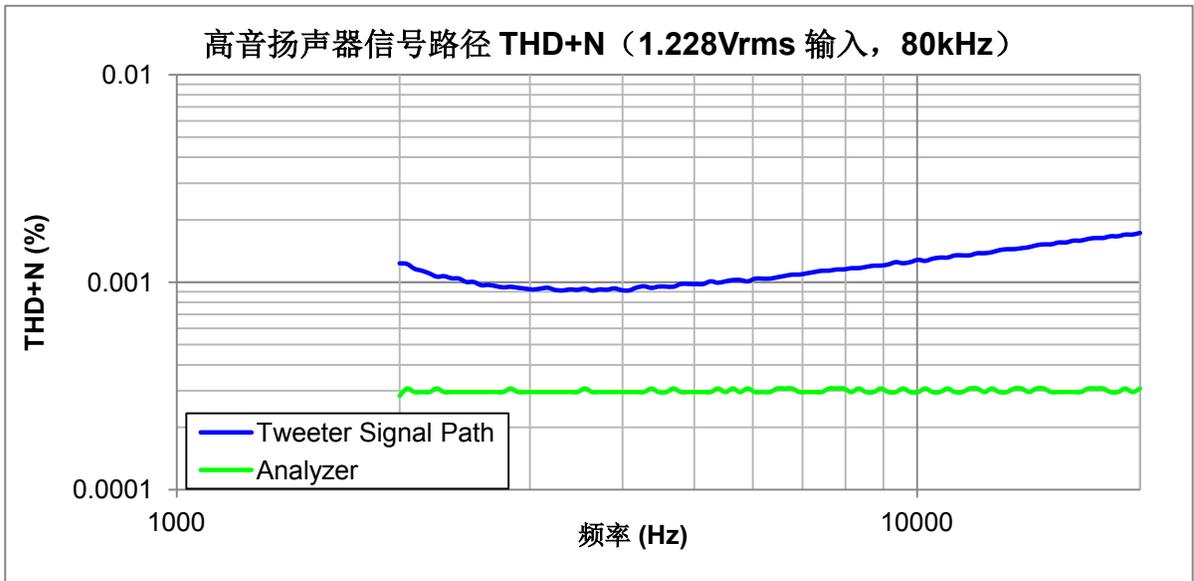


图 36: 测得的高音扬声器信号路径的 THD+N。

6.1.5 全通滤波器群延迟

高音扬声器信号路径中全通滤波器的群延迟可将相位测量值代入如下关系式计算得出：

$$\tau_{Group\ Delay} = -\frac{\delta\theta}{\delta f \times 360^\circ} \quad (17)$$

其中 θ 是展开后的相位值，单位为度； f 为频率，单位为 Hz。

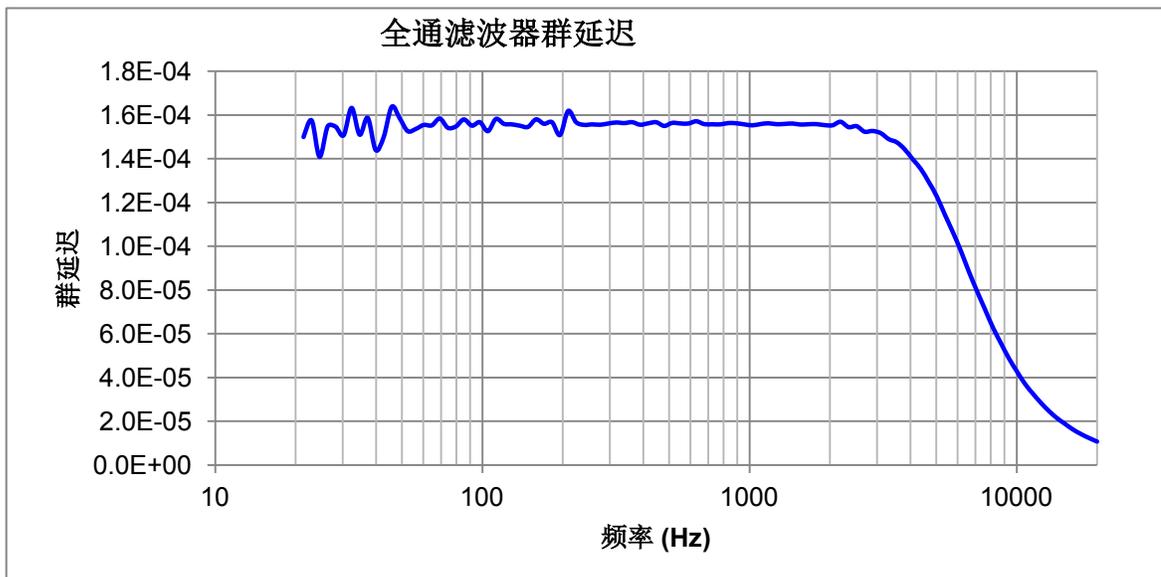


图 37: 通过相位测量值计算得出的全通滤波器群延迟

6.2 声学测量

驱动器声学传递函数是采用校准过的测量麦克风在与高音扬声器同轴方向上距离 1 米位置进行测量的。除非另有说明，否则该测量是在未选通情况下进行的，目的是为了体现听音环境的影响。测量装置图形请参见附录 C。

6.2.1 低音扬声器声学传递函数

低音扬声器声学传递函数的 -6dB 点为 1725Hz。

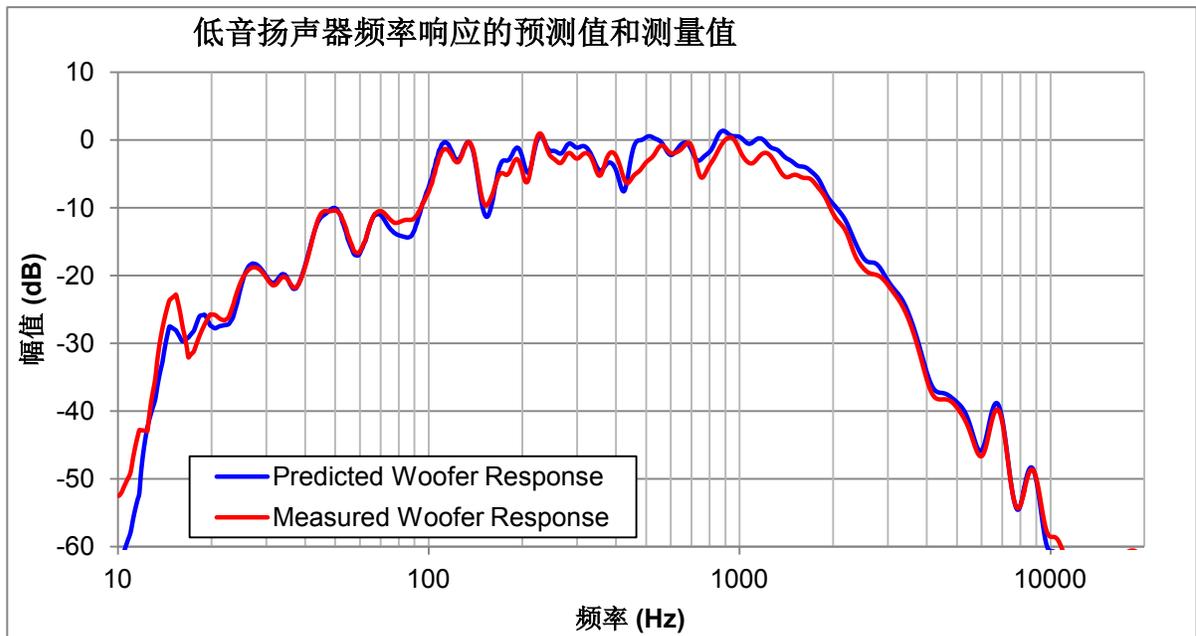


图 38: 低音扬声器频率响应的预测值和测量值。1/8 倍频程平滑处理

6.2.2 高音扬声器声学传递函数

测量的高音扬声器声学传递函数的 -6dB 点为 1.5kHz。

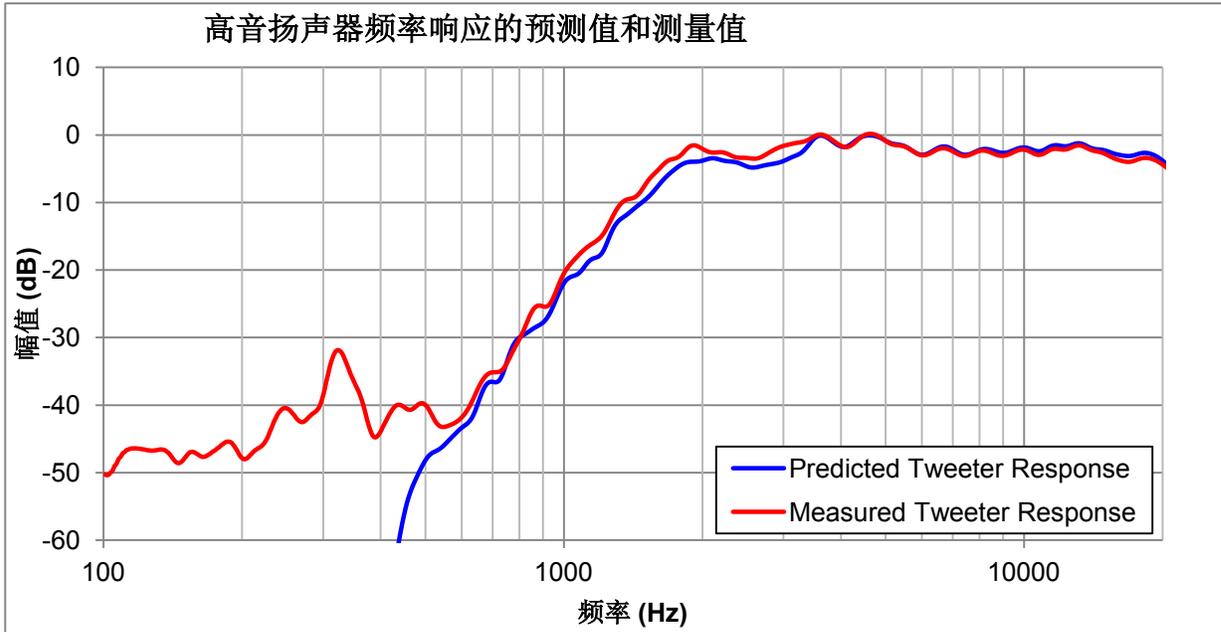


图 39: 高音扬声器频率响应的预测值和测量值 (1/8 倍频程平滑处理) 的声传递函数, 测量环境的环境噪声影响低于 -40dB 的结果

6.2.3 系统频率响应

系统频率响应的测量值在很大的频率范围内均与频率响应的预测值严格匹配。邻近分频频率处小凸起明显可见。这是因为高音扬声器响应的 -6dB 点低于预期, 导致低音扬声器和高音扬声器的响应在一定区域内发生重叠。

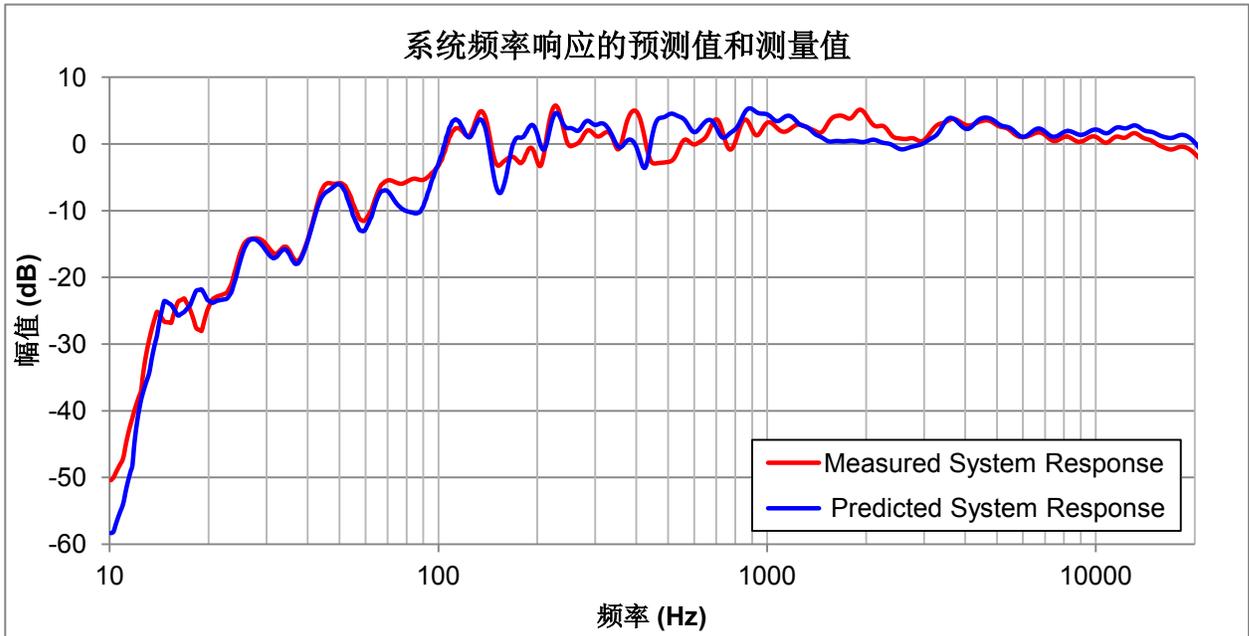


图 40: 系统频率响应的预测值和测量值。

6.2.4 相位一致性测试

反转某个驱动器的相位是常用来确认扬声器的驱动器处于分频频率时相位是否正确一致的一种测试方法。通过反转某个驱动器的相位，在该驱动器的输出中引入 180 度的相移，导致在分频频率上产生破坏性干扰。此测试可以验证，当驱动器按照正确的极性连接时，在分频频率条件下，它们的输出是同相的。由于采用了选通去除来自听音室反射声音的影响，图中低于 500Hz 的频率响应是不准确的。按照相反的极性连接会在 1.6kHz 频率条件下产生 25dB 的陷波。

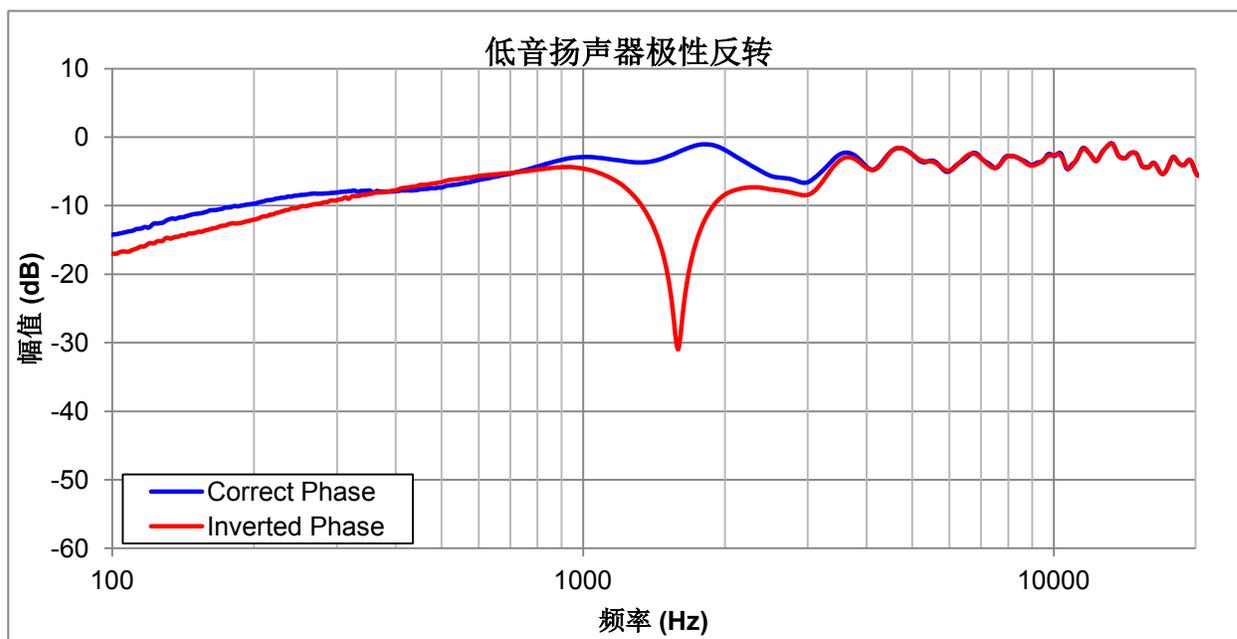


图 41： 驱动器同相和反相连接的扬声器的声学测量。反相连接驱动器会在 1.6kHz 条件下产生 25dB 的陷波。

6.3 测量结果汇总

大部分测量结果满足或超过设计目标。

表 8： 测得的结果与设计目标的比较。

技术规格	设计目标	测得值
障板阶跃补偿 (650Hz 时)	6 dB	6.137 dB
低通滤波器转角频率	2.145kHz	2.113kHz
高音扬声器衰减	8 dB	8.04 dB
高通滤波器转角频率	1.8kHz	1.737kHz
高音扬声器标称延迟	155us	155.261us
高音扬声器延迟降低 10%	>3.6kHz	4.083kHz
THD+N (100 Hz)	<.01%	0.0003%
THD+N (10 kHz)	<.01%	0.00128%

7 修改

考虑到成本和电路板面积，滤波器部分可能希望提高电阻并降低电容。在这种情况下，FET 输入放大器由于输入电流噪声低，或许可用来改善性能。不过，如果放置在同相配置（例如 Sallen -Key 滤波器）中，FET 输入放大器更容易发生失真。因此，必须在成本、噪声和谐波失真之间进行权衡。Table 9 中给出了两种适合本设计的 FET 输入放大器，它们有优异的音频性能并且采用四路放大器封装。

表 9： 输入电流噪声较低且适合与较大阻值配合使用的 FET 输入放大器。

放大器	每个封装的 放大器数量	每个放大器的 成本（按 1000 件计）	V _n (nV/√Hz, 1kHz)	电源电流（典型值 mA/放大器）	THD+N (1kHz、 G=+1、3V _{rms} 、负 载 600 Ω)
OPA1644	4	\$0.49	5.1	2.3	0.00006%
OPA1652	4	\$0.24	4.5	2	0.00008%

8 关于作者

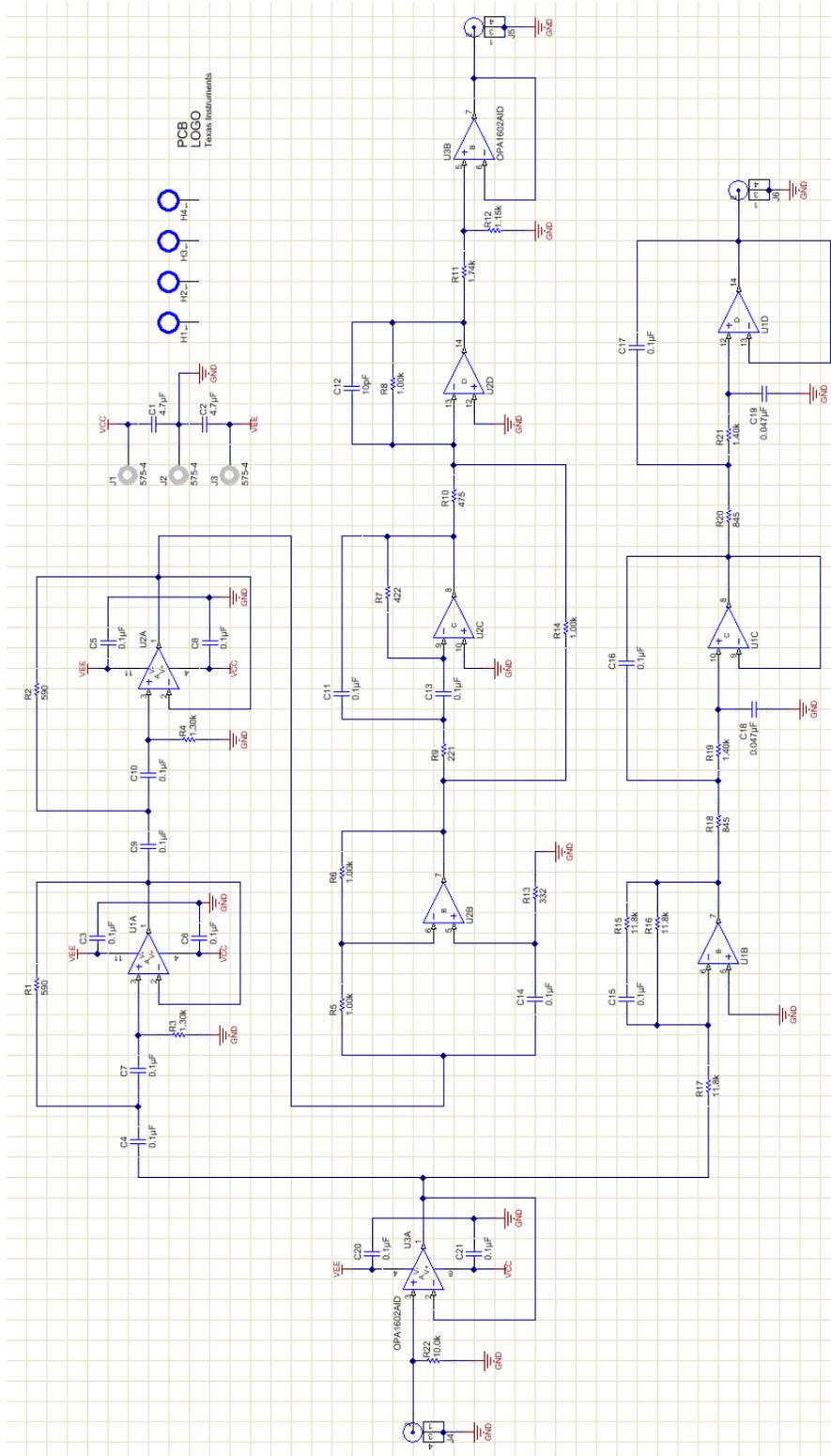
John Caldwell 是德州仪器 (TI) 精密模拟产品部的一名应用工程师，为运算放大器和工业用线性器件提供技术支持。他专门负责传感器、低噪声设计和测量以及电磁干扰问题的精密电路设计。他在弗吉尼亚理工大学被授予电子工程硕士和学士学位，他的研究方向是生物医学电子学和仪器仪表。在 2010 年加入 TI 之前，John 在 Danaher Motion 和 Ball Aerospace 公司工作。

9 参考文档

1. V. Dickason, *The Loudspeaker Design Cookbook: Sixth Edition*. Audio Amateur Press, 2000.
2. D. Self, *The Design of Active Crossover*. Elsevier/ Focal Press, 2011.
3. D. Self, *Small Signal Audio Design*. Elsevier/ Focal Press, 2010.
4. J. Caldwell. (2013 年 7 月 16 日)。 *Signal Distortion from High-K Ceramic Capacitors*.
网址: <http://www.edn.com/design/analog/4416466/Signal-distortion-from-high-K-ceramic-capacitors>
5. B. Hofer. *Designing for Ultra-Low THD+N*. Audio Express, December 2013.

Appendix A.

A.1 电气原理图



图表 A-1: 电气原理图

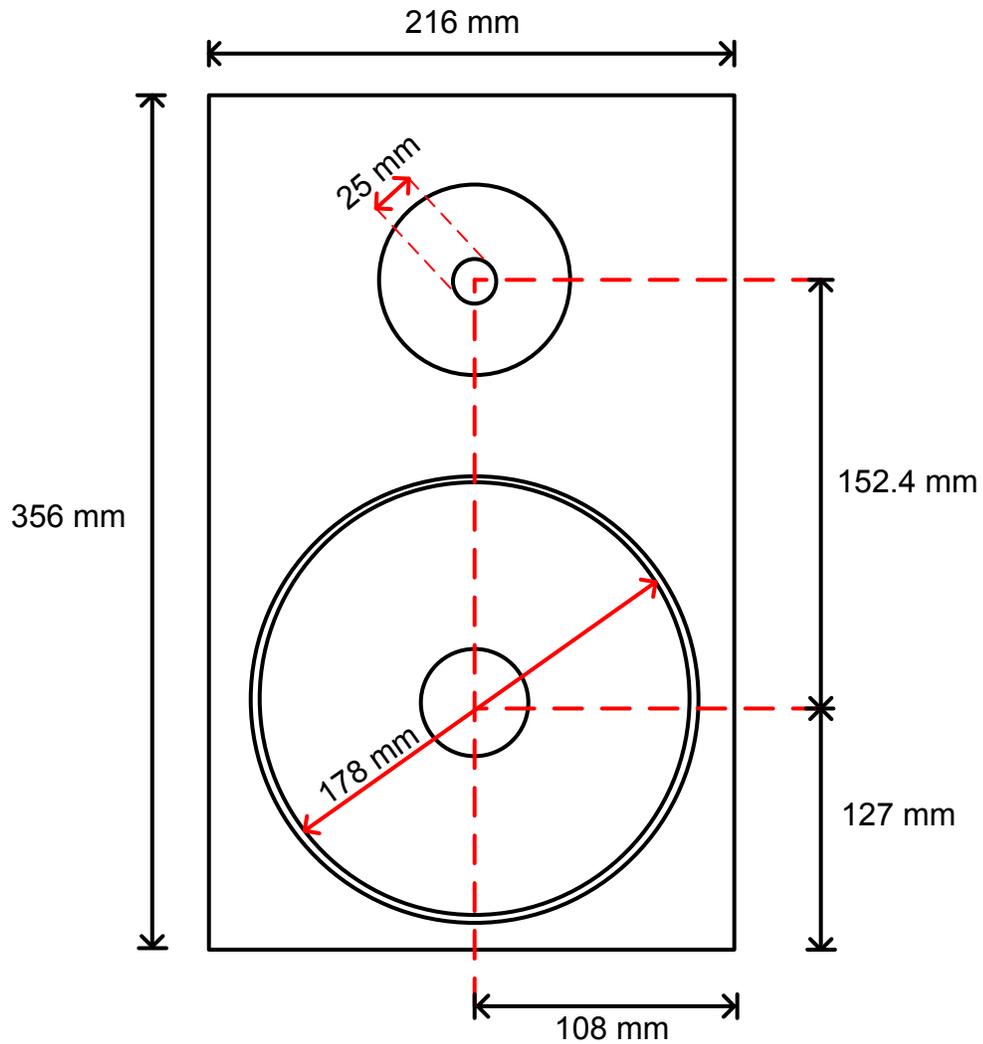
A.2 物料清单

数量	值	指示符	描述	制造商	制造商产品型号 #	供应商产品型号 #
2	4.7uF	C1, C2	CAP, CERM, 4.7uF, 16V, +/-10%, X5R, 1206	基美	C1206C475K4PACTU	4520506
6	0.1uF	C3, C5, C6, C8, C20, C21	CAP, CERM, 0.1uF, 16V, +/-5%, X7R, 0603	AVX	0603YC104JAT2A	478-3726-1-ND
10	0.1uF	C4, C7, C9, C10, C11, C13, C14, C15, C16, C17	电容, 陶瓷, 0.1uF, 25V, +/-5%, COG/NPO, 1206	TDK	C3216C0G1E104J	445-2691-1-ND
1	10pF	C12	电容, 陶瓷, 10pF, 50V, +/-5%, COG/NPO, 0603	AVX	06035A100JAT2A	478-1163-1-ND
2	0.047uF	C18, C19	电容, 陶瓷, 0.047uF, 50V, +/-5%, COG/NPO, 1206	村田	GRM31M5C1H473JA01L	490-1764-1-ND
3		J1, J2, J3	标准香蕉插头, 非绝缘, 5.5mm	梯形失真矫正	575-4	575-4K-ND
3		J4, J5, J6	RCA 接口、金属、直角	CUI Inc	RCJ-011	CP-1400-ND
2	590	R1, R2	电阻, 348 Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW1206590RFKEA	541-590FCT-ND
2	1.30k	R3, R4	电阻, 1.30k Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW12061K30FKEA	541-1.30KFCT-ND
4	1.00k	R5, R6, R8, R14	电阻, 1.00k Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW12061K00FKEA	541-1.00KFCT-ND
1	422	R7	电阻, 422 Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW1206422RFKEA	541-422FCT-ND
1	221	R9	电阻, 221 Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW1206221RFKEA	541-221FCT-ND
1	475	R10	电阻, 475 Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW1206475RFKEA	541-475FCT-ND
1	1.74k	R11	电阻, 1.74k Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW12061K74FKEA	541-1.74KFCT-ND
1	1.15k	R12	电阻, 1.15k Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW12061K15FKEA	541-1.15KFCT-ND
1	332	R13	电阻, 332 Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW1206332RFKEA	541-332FCT-ND
3	11.8k	R15, R16, R17	电阻, 11.8k Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW120611K8FKEA	541-11.8KFCT-ND
2	845	R18, R20	电阻, 845 Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW1206845RFKEA	541-845FCT-ND
2	1.40k	R19, R21	电阻, 1.40k Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW12061K40FKEA	541-1.40KFCT-ND
1	10.0k	R22	电阻, 10.0k Ω , 1%, 0.25W, 1206	Vishay-Dale	CRCW120610K0FKEA	541-10.0KFCT-ND
2		U1, U2	四路、低噪声、音频运算放大器	德州仪器 (TI)	OPA1604AIDR	296-30115-1-ND
1		U3	双路、低噪声、音频运算放大器	德州仪器 (TI)	OPA1602AID	296-28930-5-ND

图表 A-2: 物料清单

Appendix B. 扬声器尺寸和驱动器

B.1 扬声器前面板尺寸



B.2 采用的扬声器驱动器

驱动器	制造商	器件型号
低音扬声器	代顿音响	RS180-8
高音扬声器	代顿音响	RS28F-4

Appendix C. 声学测量装置

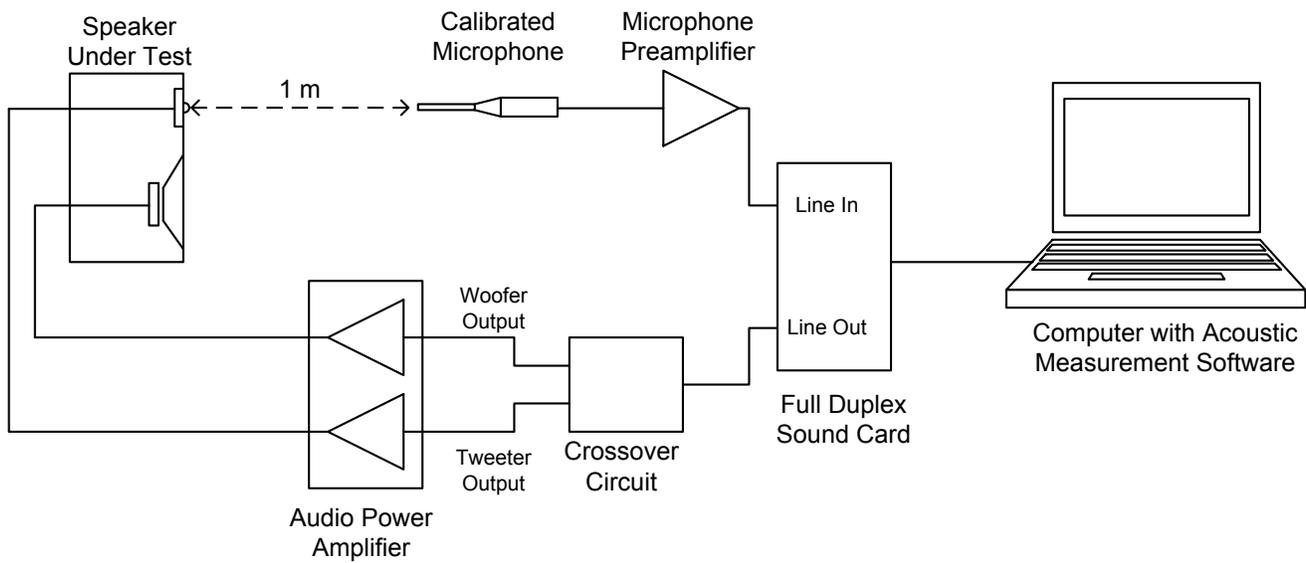


图 42: 本文档所用声学测量设备的概念图。对原始驱动器的测量省略了分频电路。



图 43: 待测扬声器以及与高音扬声器同轴并距离 1 米位置的校准的测量麦克风。

专业音频信号 有源音量控制

TIPD136

TI 高精度设计：经验证的设计 专业音频信号有源音量控制



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经测试性能。还讨论了针对不同设计目标的电路修改方案。

设计资源

[设计存档](#)全部设计文件
[TINA-TI](#) SPICE 仿真器
[OPA1604](#)

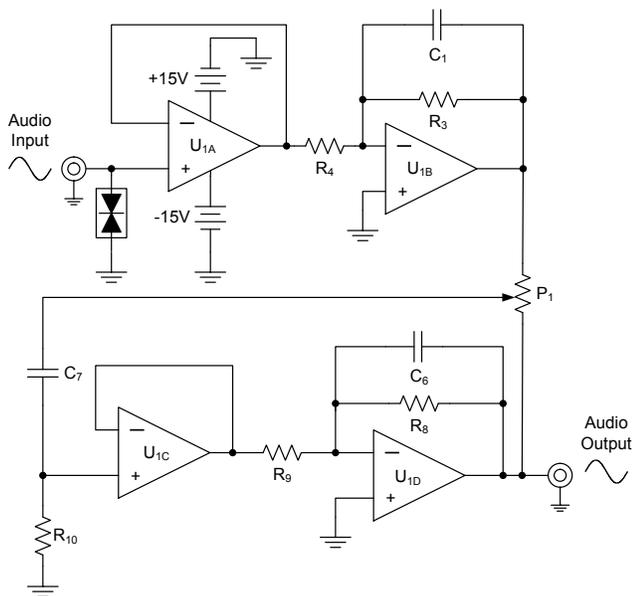
产品文件夹

电路描述

这种双电源供电、高性能音量控制电路能够以最小的失真和噪声对专业级line-level音频信号进行衰减。输入缓冲器可使系统特性不受音频输入源阻抗的影响。电路前端的射频 (RF) 滤波器可消除音频频带外的噪声，而双向瞬态电压抑制器 (TVS) 二极管可防止出现过压尖峰。



[询问模拟产品专家](#)
[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 设计简介

此设计要求如下：

- 电源电压： $\pm 15\text{ V}$
- 输入： 专业line-level音频信号 ($+4\text{dBu} / 1.228\text{V}_{\text{RMS}}$)
- 信号源的源阻抗： $20\ \Omega$
- 输出： 专业line-level音频信号 ($+4\text{dBu} / 1.228\text{V}_{\text{RMS}}$)
- 1kHz 时总谐波失真 + 噪声 (THD+N)： 0.0005%
- 理想增益特性： 电位计旋转一圈的增益为 -20dB
- 增益偏差 (30% 到 100% 电位计旋转量)： $\pm 1.5\text{dB}$
- “关断”增益： -100dB

表 1 中总结了此设计目标和性能。图 1 描述了此设计经测试的转换函数。

表 1. 设计目标、仿真和测得性能对比

	目标值	仿真值	测得值
1kHz 时的 THD+N 比	0.0005%	0.000275%	0.000481%
增益偏差 (稳定区域)	1.5dB	1.32dB	1.00dB
“关断”增益	-100dB	-134.4dB	-103dB

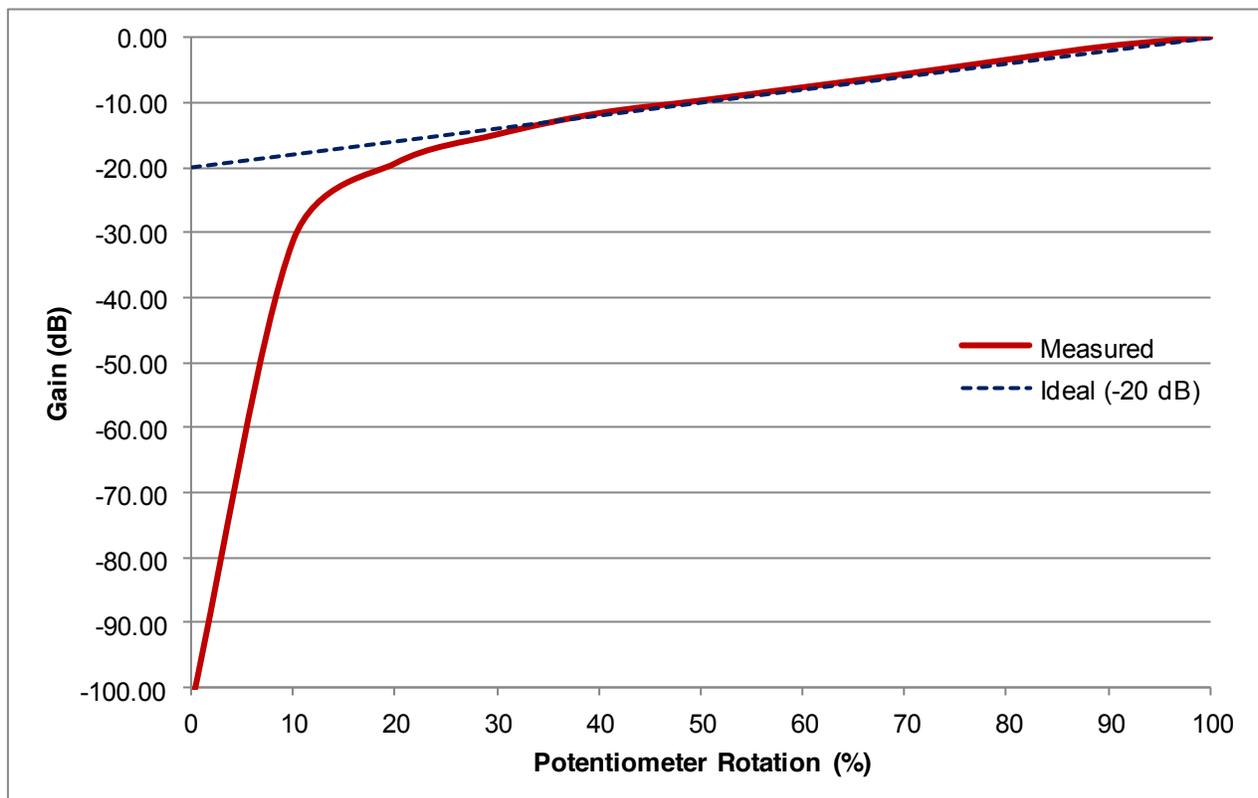


图 1： 测得的增益特性

2 工作原理

图 2 中给出了该设计的更加完整的电路原理图。此电路的传递函数基于第一级增益（由 R_3 和 R_4 之比设定）、电位计 P_1 旋转量（以小数形式表示）和第二级增益（由 R_8 和 R_9 之比设定）。TVS 二极管 D_1 可防止电路受到有害暂态能量的影响。二阶低通滤波器中包含音频信号源阻抗、 D_1 结电容、 R_5 和 C_5 ，可减弱 RF 频率范围内的能量。其余元件则用于交流耦合、放大器输入偏置、稳定性补偿和电源去耦。

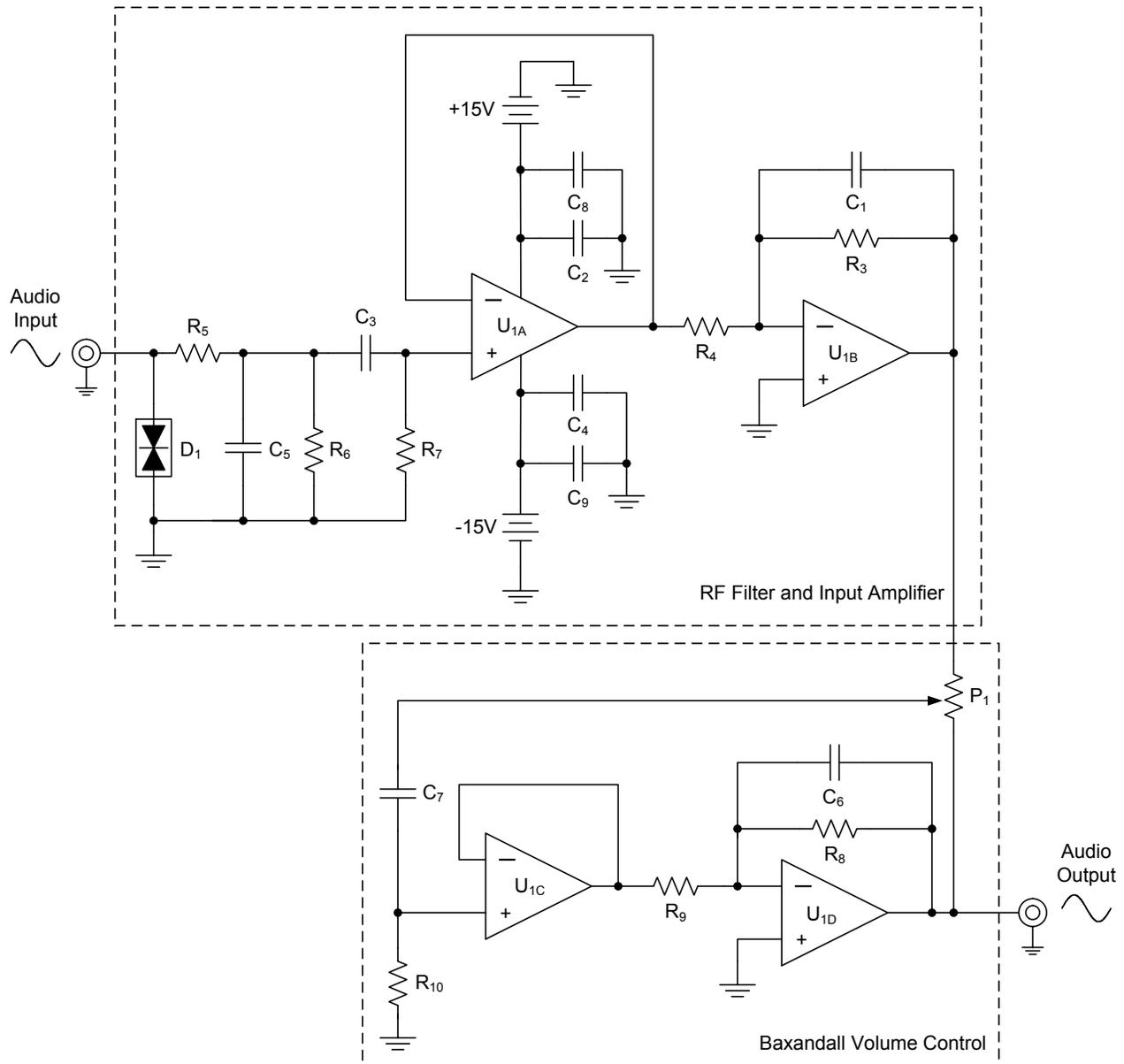


图 2：完整电路原理图

该设计的传递函数根据以下公式定义：

$$V_{OUT} = V_{IN} * \left(\frac{R_3}{R_4}\right) * \left[\frac{P_{1Rotation}}{\left(1 - P_{1Rotation}\right) + \frac{R_9}{R_8}}\right] \quad (1)$$

2.1 音量控制

音量控制元件是各种音频系统的主要元件。由于音频具有动态性质并且不同信号源的输出幅值存在偏差，用户需要控制音频电路提供的增益量。音量控制不应产生明显的失真或噪声，以保持源音频信号的完整性。

人类听觉可跨越广泛的动态范围，因此，通常用分贝 (dB) 单位表示音频信号的强度。理想的音频控制具有线性的 dB 增益特性，这样在用户旋转音量旋钮时就能感知非常自然的音量变化 [1]。

2.1.1 电位计特性

电位计 (简称 Pot) 是目前最常见的音量控制元件，并且有多种类型的电位计可实现此类控制功能。最常见的三种类型 (也称为抽头) 为线性抽头、对数 (或音频) 抽头和反向对数 (或反向音频) 抽头。图 3 所示为这些电位计的近似电阻特性。

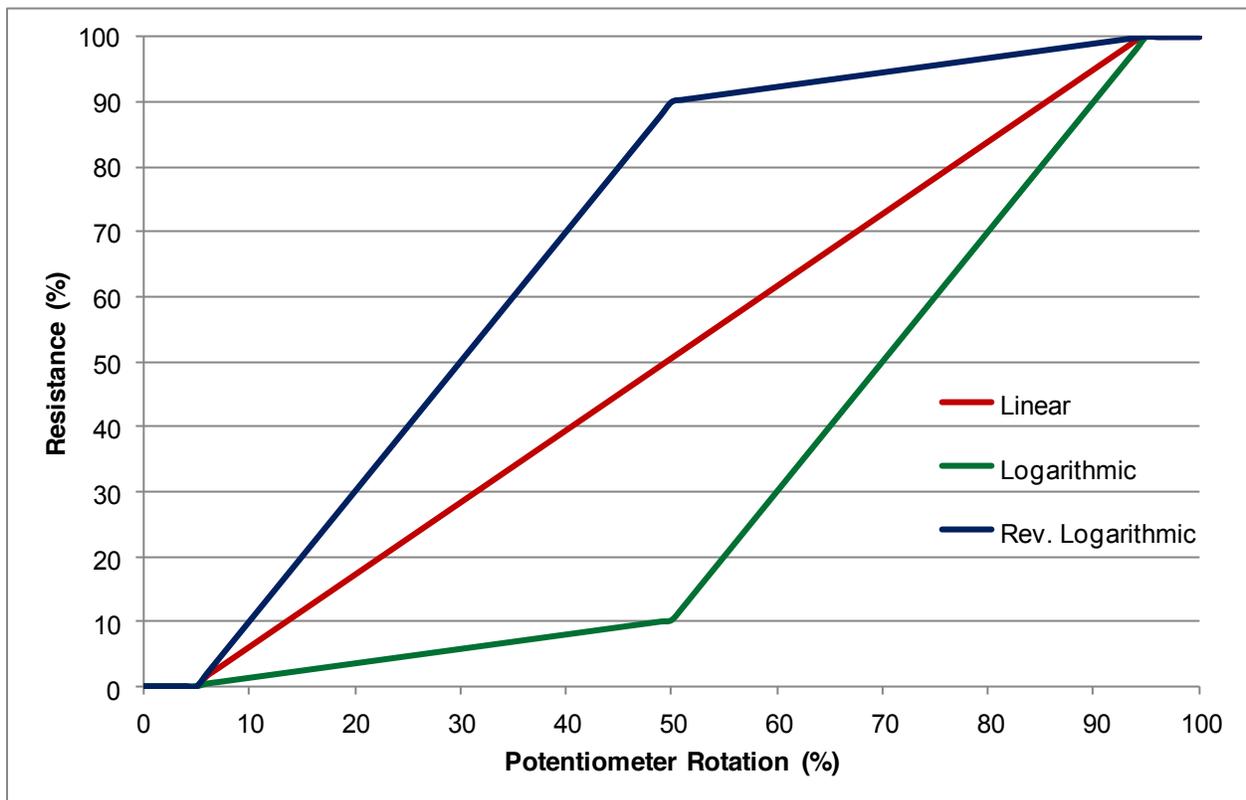


图 3: 电位计一般特性

线性电位计通常以代码字母“B”表示，该电位计属于简单器件，其电阻与电位计旋转量成正比。对数电位计通常以代码字母“A”表示，大体上可用两段不同斜率的线性响应来近似。反向对数电位计通常以代码字母“C”表示，其特性与对数电位计相同，但结构相反。如图所示，这些电位计均无法自行生成非常精确的实际对数响应近似值，至少是对于专业音频应用而言 [1]。

2.2 Baxandall 有源音量控制

为通过电位计获得更精确的 dB 线性响应近似值，研究人员已尝试了多种方法。但是，在电路的性能、灵活性和简洁性方面，没有一种解决方案能媲美 Peter Baxandall 于 1980 年在《无线电世界》杂志上首次表的文章中提出的方案 [1]。为此，本参考设计选择了该研发电路的改良版作为主要部分。图 4 所示为此电路的基本原理图。

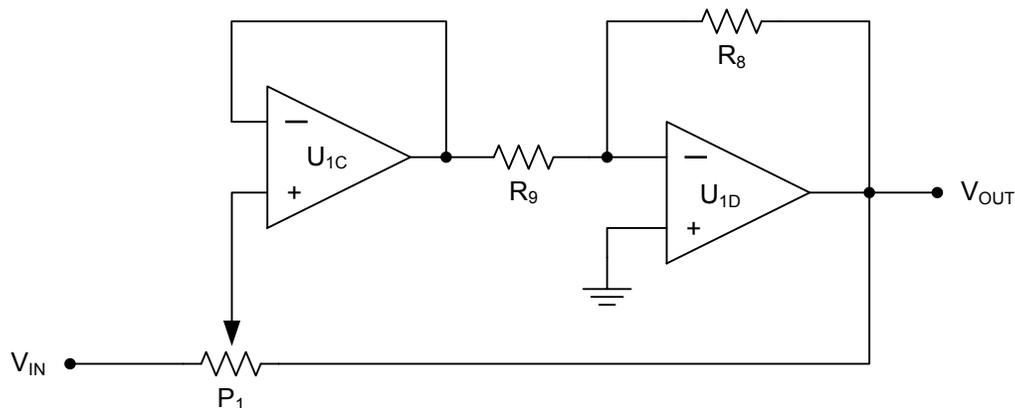


图 4: Baxandall 有源音量控制 [1]

Baxandall 有源音量控制电路具备并联反馈控制功能，相比其它解决方案而言具有两大突出优势。第一，此电路可通过线性电位计实现出色的对数响应；第二，该电路的传递函数与电位计滑轨电阻或其它分立电阻无关。相反，增益特性只是电位计旋转百分比与根据两个电阻之比设定的最大增益的函数。因此，可使用标准容差电位计实现最佳效果，也可使用双路线性电位计实现立体声系统声道之间的美好匹配 [1]。此设计介绍的是单声道解决方案，因此使用一个电位计，但整个立体声系统的设计也可采用同样的电路。

对比相应的无源控制，有源音量控制普遍具备多种其它优势。使用放大器可在信号链中较早实现增益，进而改善噪声性能。放大器的电流驱动能力允许使用较低电阻值，这样可以最大限度减少 Johnson 噪声和电容性串音。最后，放大器的高输入阻抗和低输出阻抗可确保设计稳定，除了极个别例外情况外，这种设计可独立于源阻抗和负载阻抗保持优异性能 [1]。

2.2.1 Baxandall 有源音量控制传递函数

Baxandall 的电路简洁，方便进行传递函数分析。进行该分析时，将电位计 P_1 替换为两个分立电阻，分别是： R_x ，该电阻表示滑动片后的电位计电阻百分比； R_{1-x} ，该电阻表示滑动片前的电位计电阻百分比。这两个电阻只和表示电位计旋转的总跨度。图 5 所示为改良版电路原理图。

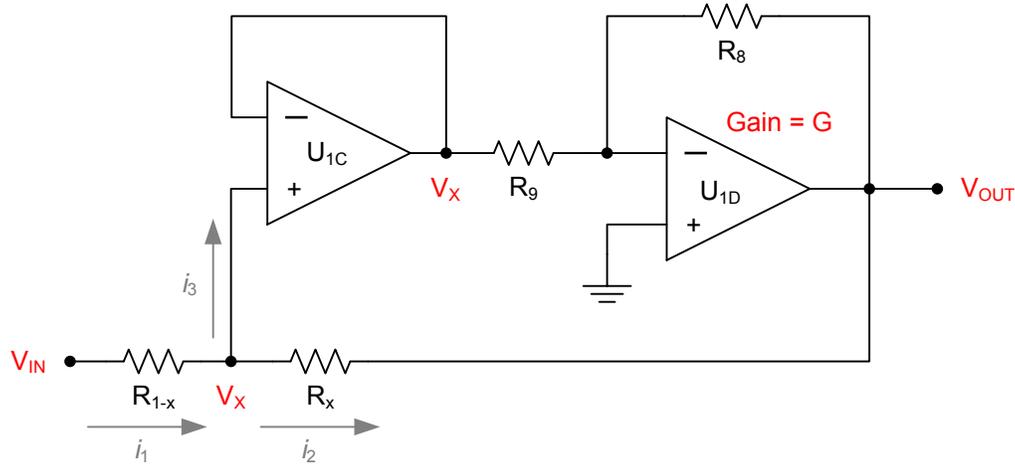


图 5：改良版 Baxandall 音量传输函数分析电路

为分析传递函数，需首先将滑动片处的电压定义为 V_x 。由于已将放大器 U_{1C} 配置为同相缓冲器，因此 U_{1C} 输出端的电压也等于 V_x 。 U_{1D} 是增益为 G 的反相放大器配置， V_x 是其输入电压。因此，输出电压 V_{OUT} 必须等于 V_x 和 G 的乘积。这种关系可用来求解 V_x ，如公式 2 所示。由于是反相配置，需添加一个负号。

$$V_x = -\frac{V_{OUT}}{G} \quad (2)$$

接下来，利用基尔霍夫电流定律分析滑动片处的电流。该定律表明，流入一个节点的电流之和等于流出该节点的电流之和，因此这些电流之间的关系如公式 3 所示。

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (3)$$

电流 i_3 表示流入放大器 U_{1C} 正输入端的电流。假设 U_{1C} 为理想放大器，则其输入阻抗无限大，因此该方向没有电流流过。由于 i_3 必须等于零，因此公式 3 可简化为公式 4。

$$i_1 = i_2 \quad (4)$$

现可对电流 i_1 和 i_2 使用欧姆定律，公式 4 可通过 V_{IN} 、 V_x 、 V_{OUT} 、 R_{1-x} 和 R_x 表示，如公式 5 所示。

$$\frac{V_{IN} - V_x}{R_{1-x}} = \frac{V_x - V_{OUT}}{R_x} \quad (5)$$

利用公式 2 给出的关系，可将 V_x 替换为 $(-V_{OUT}/G)$ 。公式 6 所示为替换后的新公式。

$$\frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{G}}{R_{1-x}} = \frac{-\frac{V_{OUT}}{G} - V_{OUT}}{R_x} \quad (6)$$

公式 6 可表示为求解 V_{OUT}/V_{IN} 的形式，传递函数可改写为公式 7 所示。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{R_x}{R_{1-x} + \frac{1}{G}} \tag{7}$$

放大器 U_{1D} 配置为反相放大器，因此其增益 G 等于 R₈/R₉。 替换公式 7 中的 G 后，传递函数可改写为公式 8 所示。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{R_x}{R_{1-x} + \frac{R_9}{R_8}} \tag{8}$$

绘制出传递函数与电位计旋转量之间的关系曲线，验证电路行为是否正确，如图 6 所示。 图中包含了理想增益 (-20dB) 特性，以供比较。

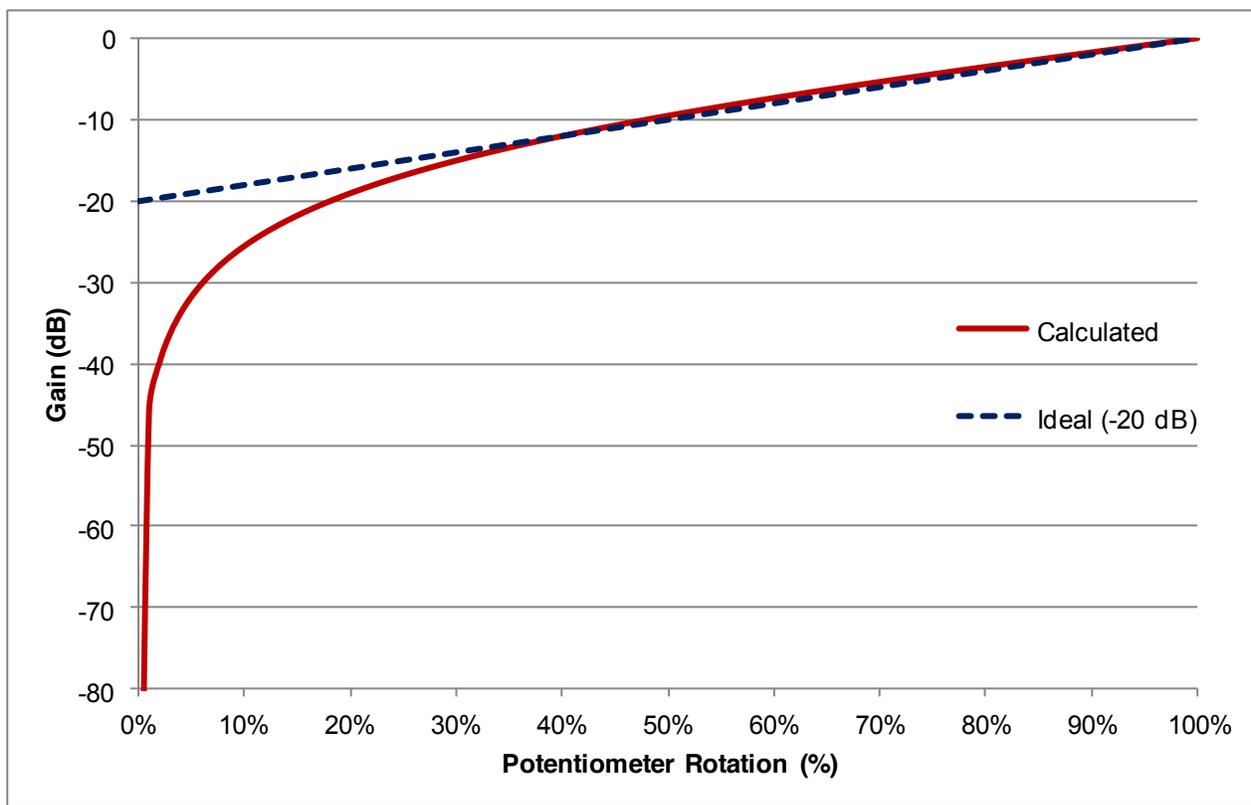


图 6: 计算所得的 Baxandall 音量控制响应

2.3 RF 滤波器和输入放大器

电路输入端的无源二阶低通滤波器可减弱音频频带外的干扰噪声。该滤波器由输入源阻抗 R_{IN} 、TVS 二极管 D_1 结电容、 R_5 和 C_5 组成。

接下来，信号通路中采用放大器 U_{1A} ，该放大器配置为同相缓冲器。在该设计中，音频输入源阻抗经过明确定义，但在实际应用中，音频系统必须支持多种类型的输入。为保持系统行为独立于音频输入源阻抗 R_{IN} ，需使用一个缓冲放大器。

输入电路的最后一部分包含放大器 U_{1B} ，该放大器已配置为增益等于 R_3/R_4 的反相放大器。该放大器用于抵消 Baxandall 音量控制阶段的固有反相问题，并根据需要提供额外增益。本设计中未使用额外增益。

图 7 所示为此电路的基本原理图。

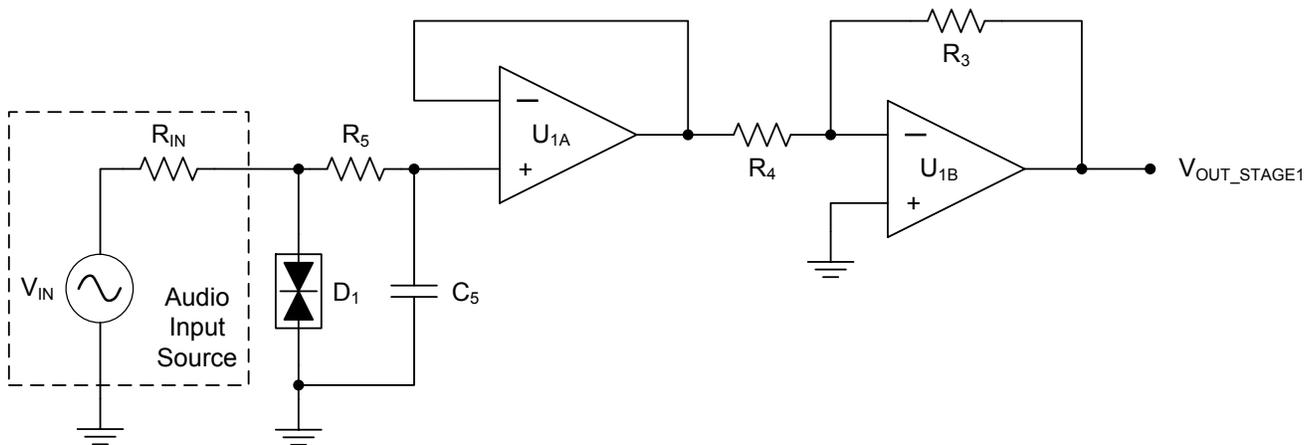


图 7： RF 滤波器和输入放大器

2.3.1 RF 滤波器传递函数

电路输入端的 RF 滤波器要求能够显著衰减音频频带外的频率，同时保持电路音频增益和相位性能。选取 400kHz 为滤波器的截止频率。图 8 所示为 RF 滤波器原理图，其中包含 R_{IN} 和等效 TVS 二极管结电容 C_{D1} 。

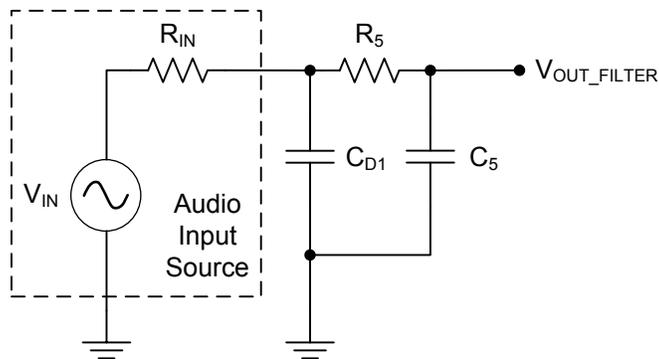


图 8： RF 滤波器等效原理图

拉普拉斯域内的二阶低通滤波器传递函数如公式 9 所示。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + s * (R_{IN}C_{D1} + R_{IN}C_5 + R_5C_5) + s^2 * (R_{IN}C_{D1}R_5C_5)} \quad (9)$$

该函数的求解过程复杂，因此很难获取所需元器件的值！ 而使用数值方法则只需少量计算即可轻松获得正确结果。 幸运的是， R_{IN} 值和 C_{D1} 值均已给定，并且可为 R_5 选择合理数值，无需计算。 这样便只需计算 C_5 。

指定 R_{IN} 为 20Ω ， C_{D1} 的值由 TVS 数据表给出，等于 1.476nF 。 选取 100Ω 作为 R_5 值，该电阻位于信号通路中，其阻值应尽可能低才能最大限度减弱噪声。 已知这些值后，可绘制 400kHz 时的滤波器增益与 C_5 电容曲线图，据此为 C_5 确定一个合适数值。 该响应过程如图 9 所示。

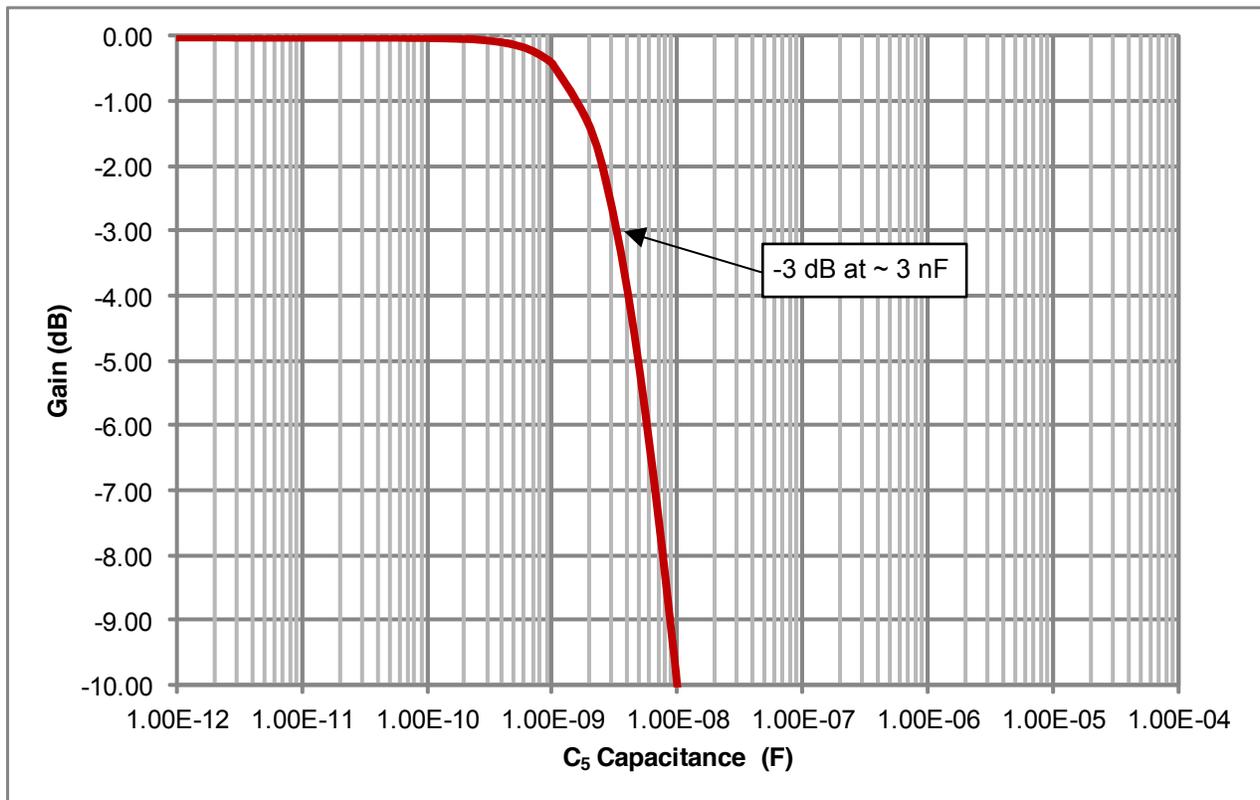


图 9: 400kHz 时的 RF 滤波器增益与 C_5 电容间的关系

如图所示，在 400kHz 频率下，滤波器正确响应所对应的 C_5 值约为 3nF 。 选取最接近的标准电容值 3.3nF 作为实际值。 随后绘出滤波器的完整传递函数来验证功能，如图 10 所示。

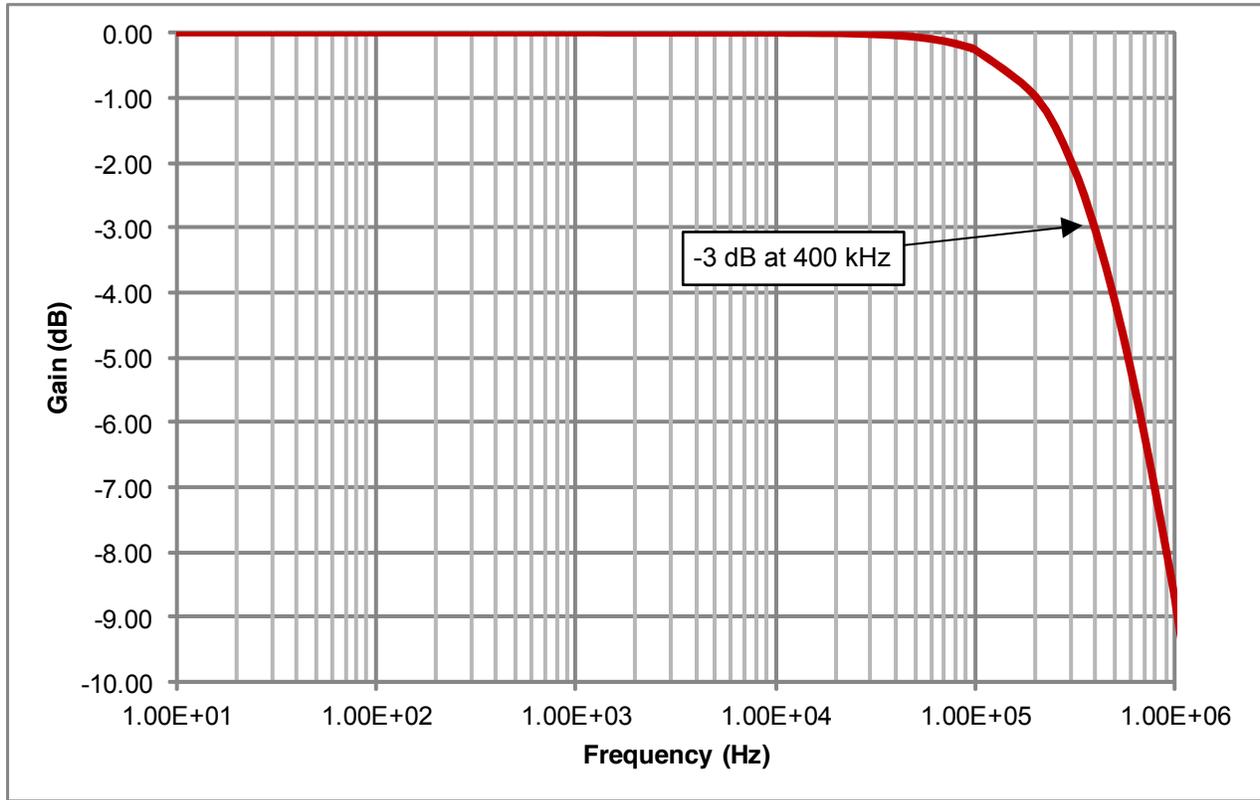


图 10: RF 滤波器计算得到的频率响应

3 元器件选择

3.1 放大器选择

此音量控制电路必须能够精确衰减输入音频信号，同时确保尽量不引入失真或噪声。因此，所选放大器必须在音频范围内具备极低的失真和噪声性能。另外，由于大多数专业音频电路都使用大型双电源供电来防止输出削波，该放大器还需具备宽电源电压范围。另外还需满足低静态电流和相对较低成本的要求，这有助于确保设计的经济实用性。

OPA1604 是此类高性能音频应用的理想之选，该放大器的总谐波失真 + 噪声 (THD+N) 仅为 0.00003%，输入电压噪声密度为 2.5nV/√Hz。此类放大器可利用高达 ±18V 的电源电压，每通道静态电流值仅为 2.8mA，其价位合理，可确保总体解决方案成本具有竞争优势。

3.2 无源组件选择

3.2.1 电阻选择

在超低失真音频电路中使用的电阻类型会对电路整体性能产生重大影响。实际电阻存在一定的非线性，这会额外增大失真程度和噪声 [2]。最常见的电阻非线性源是电阻温度系数 (TC_R) 和电阻电压系数 (VC_R)，其中温度系数表示电阻随温度变化的函数关系，电压系数表示电阻随施加电压变化的函数关系。

最常见的两类贴片电阻为厚膜电阻和薄膜电阻。薄膜电阻的性能通常优于厚膜电阻，但薄膜电阻的成本通常也比厚膜电阻贵几倍。如果涉及高级音频信号，那么薄膜电阻的较低 VC_R 和 TC_R 对于实现超低失真性能至关重要。

不过，本设计中仅涉及标称幅值为 1.228V_{RMS} 的 line-level 信号。对于此类信号级，厚膜电阻即可实现出色的性能。电路板上的所有电阻均为厚膜电阻，容差为 ±1%，功率为 ¼ 瓦，封装尺寸为 1206。不建议采用小于 1206 的封装尺寸，物理尺寸较小的电阻具有较高的动态热阻，因此信号相关的非线性度较高。

3.2.2 电容选择

与电阻类似，电容也具有电压系数 (VC_C)，该系数表示电容随施加电压变化的函数。电容的这种变化会造成不必要的失真 [3]，因此，音频信号通路中，所有需承载较高电压的电容需具备低 VC_C。在本设计中，只有输入 RF 滤波器中的电容 C₅ 属于此类器件，因此需使用 NPO 类型电容。用于交流耦合及电源旁路的所有其它电容均为 X7R 类型电容。

3.2.3 电位计选择

除了线性抽头外，本设计所选的电位计特性并不重要，因为电位计的所有不匹配电气特性均可通过设计电路来抵消。该应用选择线性抽头旋转电位计，容差为 ±20% 且带有 PCB 板装端接。

4.1 增益特性

仿真出的增益特性与电位计旋转量的函数关系如图 12 所示。图中包含了理想增益 (-20dB) 特性, 以供比较。

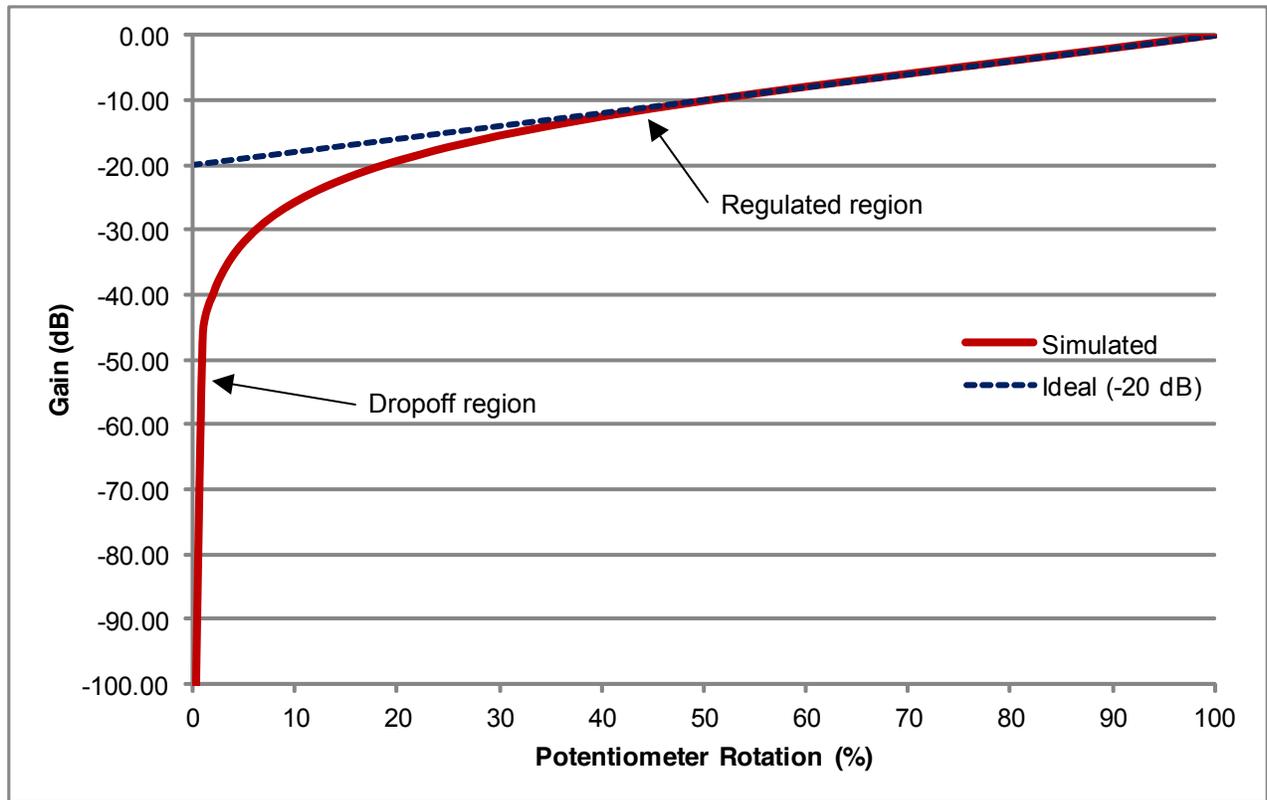


图 12: 仿真增益特性

4.1.1 增益偏差 (稳定区域)

稳定区域内与理想增益 (-20dB) 特性的增益偏差如表 2 所示。

表 2. 增益偏差 (稳定区域)

电位计旋转量 (%)	仿真增益 (dB)	理想增益 (dB)	增益偏差 (dB)
100	-0.02	0	0.02
90	-2.08	-2	0.08
80	-4.05	-4	0.05
70	-6.01	-6	0.01
60	-8.03	-8	0.03
50	-10.19	-10	0.19
40	-12.63	-12	0.63
30	-15.32	-14	1.32

根据此表可知, 该区域的最大增益偏差为 1.32dB, 符合 1.5dB 的设计要求。

4.1.2 “关断”增益

电位计旋转量小于 30% 时，电路的传递函数会使增益迅速接近负无穷，进而导致与理想“dB 线性”特性之间出现较大偏差。不过，该偏差允许存在，它有助于充分衰减信号，使其降至无声音量级别。仿真“关断”增益或电位计旋转量为 0% 时的增益为 -134dB。这符合 -100dB 的设计要求。

4.2 频率响应

单位增益条件下仿真交流分析的结果如图 13 所示。

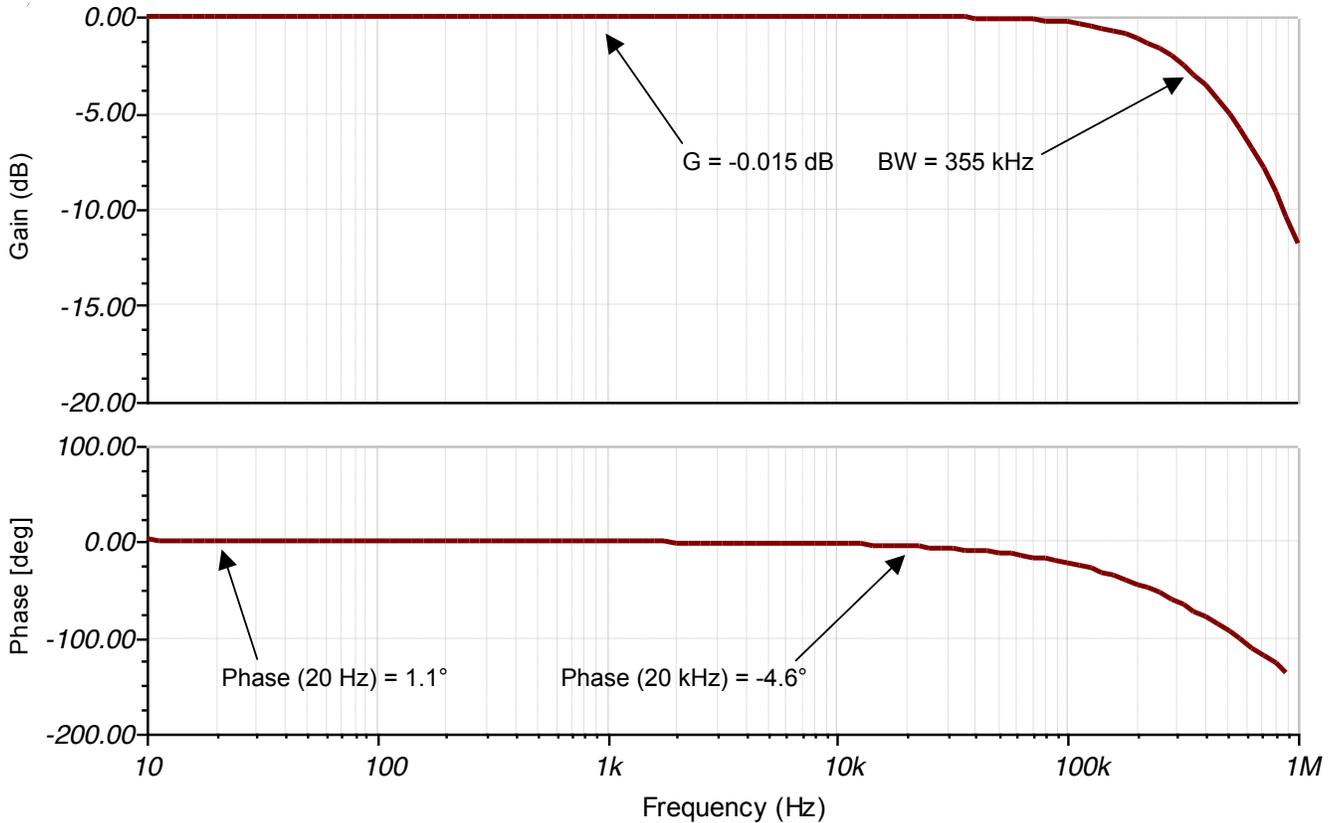


图 13: 仿真交流分析

1kHz 时的仿真增益为 -0.015dB。-3dB 时的带宽为 355kHz。请注意，用于实际测量的音频分析仪最大带宽为 200kHz，因此为进行比较，也测量了 200kHz 时的仿真增益值为 -1.135dB。20Hz 时仿真相角为 1.1°，20kHz 时仿真相角为 -4.6°。

4.3 THD+N 性能

遗憾的是，TINA-TI™ 目前不支持进行相应的 THD+N 分析。不过，THD+N 比可使用公式 10 根据总噪声预测得知，其中 V_N 表示额定带宽范围内的总 V_{RMS} 电压噪声， V_F 表示极基频信号的 V_{RMS} 幅值。

$$THD + N(\%) = \sqrt{\frac{V_N^2}{V_F^2}} * 100 \quad (10)$$

单位增益条件下仿真总噪声分析的结果如图 14 所示。用于实际测量的音频分析仪最大带宽设置为 80kHz，因此该仿真分析过程到带宽 80kHz 时为止。

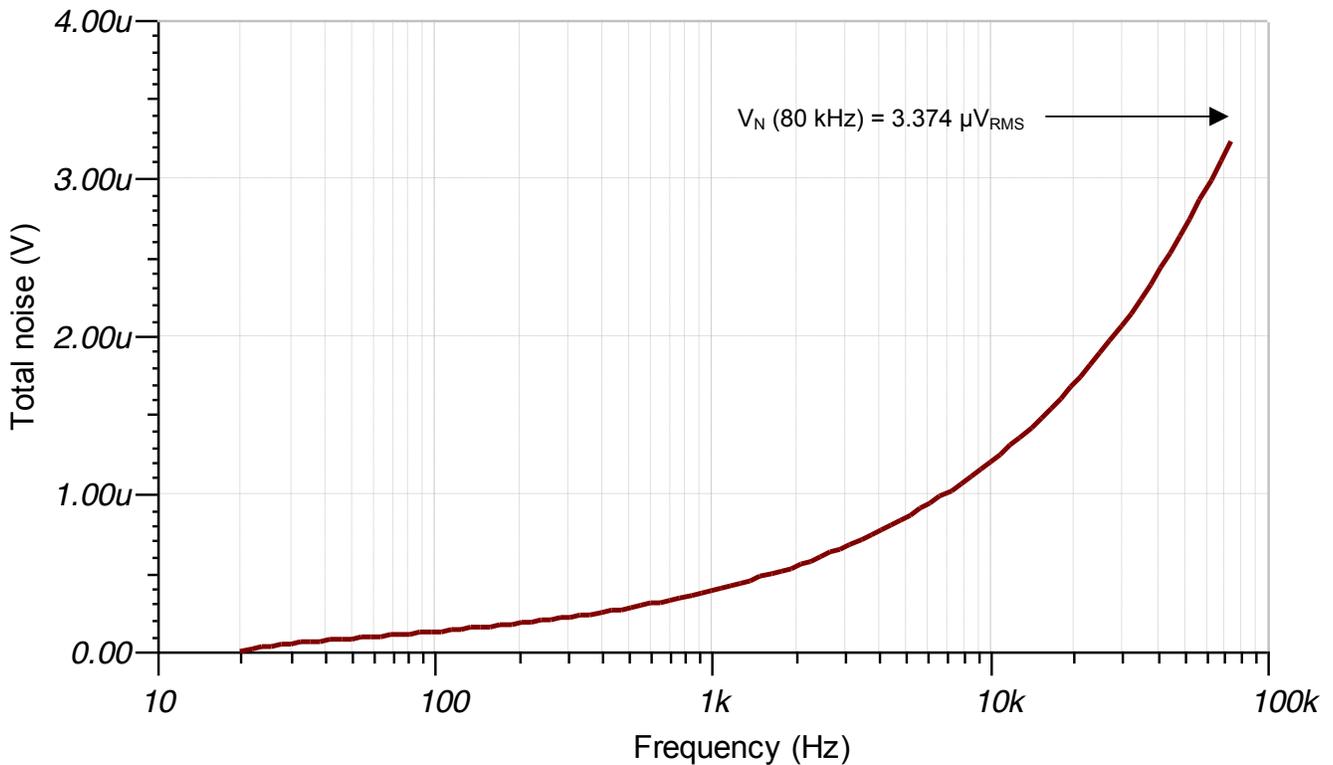


图 14: 仿真总噪声分析

80kHz 时的总噪声为 $3.374 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ 。已知输入信号幅值为 $1.228 \text{V}_{\text{RMS}}$ ，可使用公式 11 计算预测的 THD+N 比。

$$\text{THD} + \text{N}(\%) = \sqrt{\frac{V_N^2}{V_F^2}} * 100 = \sqrt{\frac{(3.374 \mu\text{V}_{\text{RMS}})^2}{(1.228 \text{V}_{\text{RMS}})^2}} * 100 = 0.000275\% \quad (1)$$

经计算，仿真 THD+N 比为 0.000275%，满足 0.0005% 的设计要求。

4.4 仿真结果汇总

表 3 总结了本设计的仿真性能。

表 3. 设计目标和仿真性能对比

	目标值	仿真值
1kHz 时的 THD+N 比	0.0005%	0.000275%
增益偏差 (稳定区域)	1.5dB	1.32dB
“关断”增益	-100dB	-134dB

5 PCB 设计

可在附录中找到 PCB 电路原理图和物料清单。

5.1 PCB 布局布线

本设计中采用的 PCB 为 3 英寸 x 2.45 英寸矩形。这种大尺寸电路板方便对重要元件布线，并且可使用大型 RCA 和香蕉插头。实现此布局所采用的总体方案是，将几乎所有元件均置于顶层，运算放大器置于电路板中央，各个输入连接端置于左侧，输出连接端置于右侧，音量控制电位计置于中央。将大容量电源退耦电容置于底层接近香蕉形插座的位置。

为达到最佳性能，需采用标准精密模拟 PCB 布局准则。模拟信号通路中所有无源组件的放置和布线均紧密相邻，确保最大限度地减少寄生效应，所有去耦电容均紧邻其相连的电源引脚。两个平面上的大面积覆铜可为地回路提供优异的低阻抗通路。

双电源的连接端分别为 J2、J3 和 J5。非平衡（单端）音频输入和输出的连接端分别为 J1 和 J4。

两层 PCB 布局如图 15 所示。

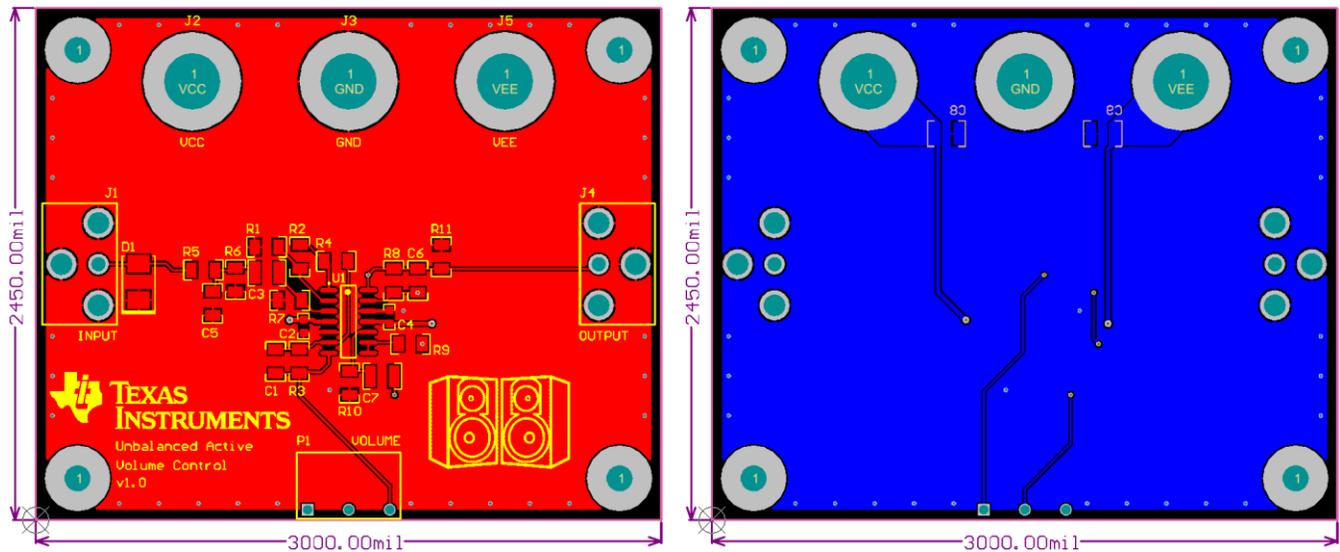


图 15: PCB 布局布线

6 验证 & 测得的性能

6.1 工作台测试硬件装置

此参考设计定义的音量控制电路用于整套专业音频系统。此外，此电路也属于独立的功能块，可测试出实际性能。PCB 上方便的输入、输出和电源连接器，使得借助标准实验设备即可在工作台上轻松测试电路。下面列出了所用测试装置包含的各个组件。图 16 所示为工作台测试装置（未显示计算机）。

1. 高性能音频分析仪：提供音频输入并测量系统的音频输出。
2. 个人计算机 (PC)：通过数字接口与音频分析仪进行通信并对其进行控制。借助音频分析仪制造商提供的软件，用户可指定音频输出信号特性并执行相关测量。
3. 三路输出电源：为系统提供 $\pm 15V$ 电源轨。



图 16: 工作台测试装置

6.1.1 角度计

该设计要求的一项关键测量是与电位计旋转量呈函数关系的增益特性。所选电位计的旋转跨度为 310° ，因此每旋转 31° 对应于旋转范围的 10%。为直观指示这些角度来实现精确测量，我们采用了角度计，如图 17 所示。

电位计上安装角度计后，还安装了带有白色指示线的黑色旋钮，方便对旋转角度进行标记。角度计和旋钮均可在图 16 中看到。

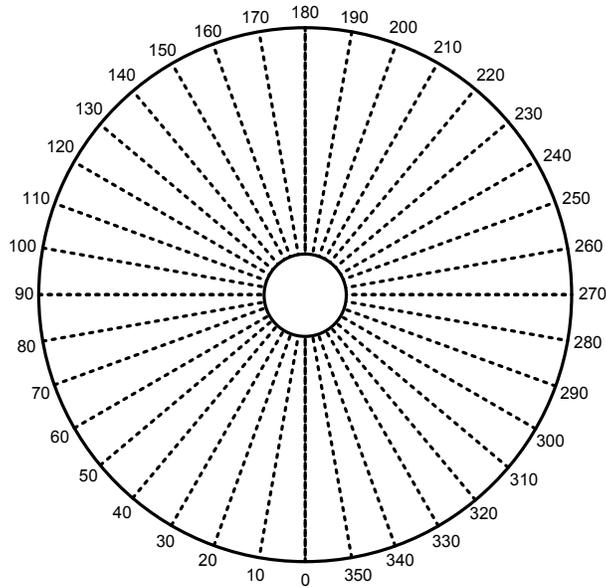


图 17： 角度计

6.2 增益特性

与电位计旋转量呈函数关系的增益特性测量结果如图 18 所示。图中包含了理想增益 (-20dB) 特性，以供比较。

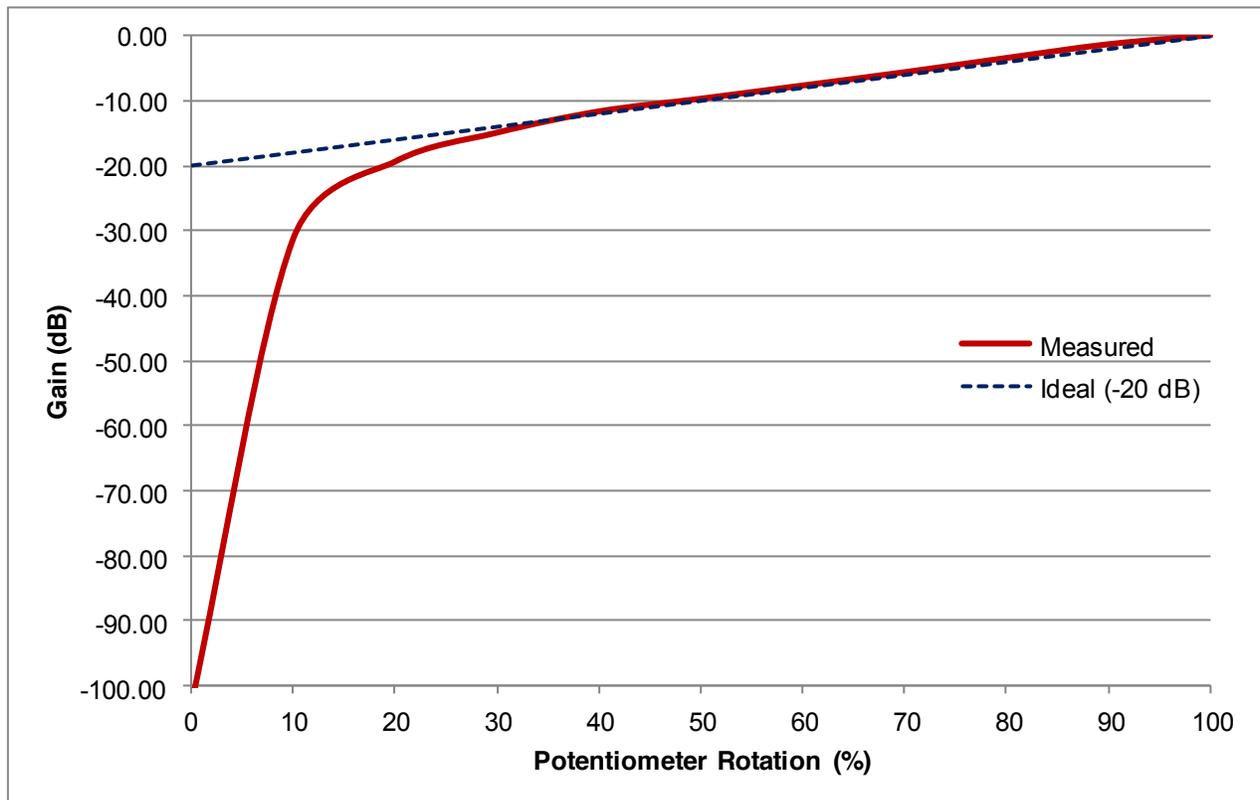


图 18: 测得的增益特性

6.2.1 增益偏差 (稳定区域)

稳定区域内与理想增益 (-20dB) 特性的增益偏差如表 4 所示。

表 4. 增益偏差 (稳定区域)

电位计旋转量 (%)	测得的增益 (dB)	理想增益 (dB)	增益偏差 (dB)
100	-0.06	0	0.06
90	-1.43	-2	0.57
80	-3.54	-4	0.46
70	-5.72	-6	0.28
60	-7.76	-8	0.24
50	-9.79	-10	0.21
40	-11.74	-12	0.26
30	-15.00	-14	1.00

根据此表可知，该区域的最大增益偏差为 1.00dB，符合 1.5dB 的设计要求。

6.2.2 “关断”增益

根据仿真部分可知，电位计旋转角度接近于零时，传递函数趋向负无穷。在实际电路中，实际衰减值受系统底噪限制。测得的“关断”增益或电位计旋转量为 0% 时的增益为 -103dB。这符合 -100dB 的设计要求。

6.3 频率响应

单位增益条件下交流分析的结果如图 19：测得的交流分析 所示。

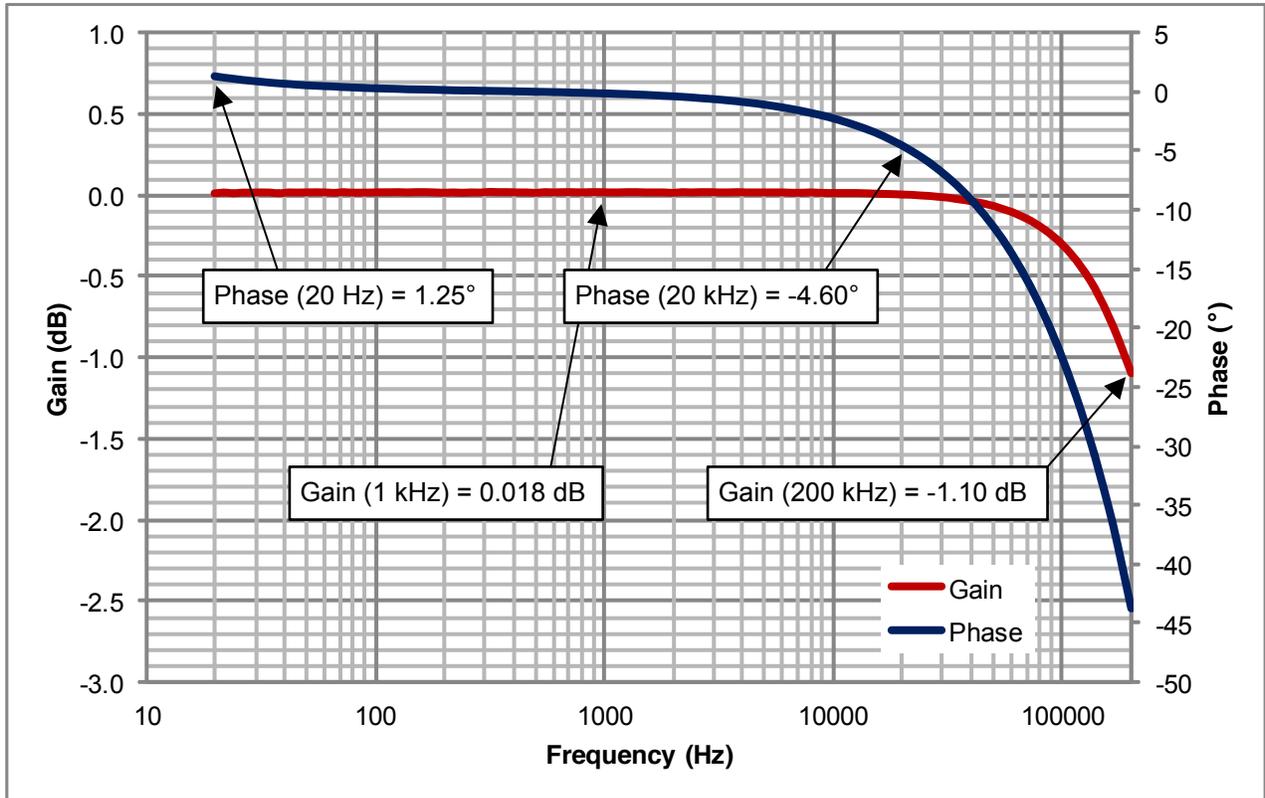


图 19：测得的交流分析

1kHz 时的增益为 0.018dB。-3dB 时的电路带宽超出了音频分析仪最大带宽 200kHz，而 200kHz 时测得的增益为 -1.10dB。该值与 200kHz 时的仿真增益 -1.135dB 极为接近，这表示测得的带宽与仿真结果匹配。20Hz 时测得的电路相角为 1.25°，20kHz 时测得的电路相角为 -4.6°。

6.4 THD+N 性能

单位增益条件下 THD+N 测量结果如图 20 所示。音频分析仪的最大带宽设置为 80kHz，未使用任何附加滤波或加权。

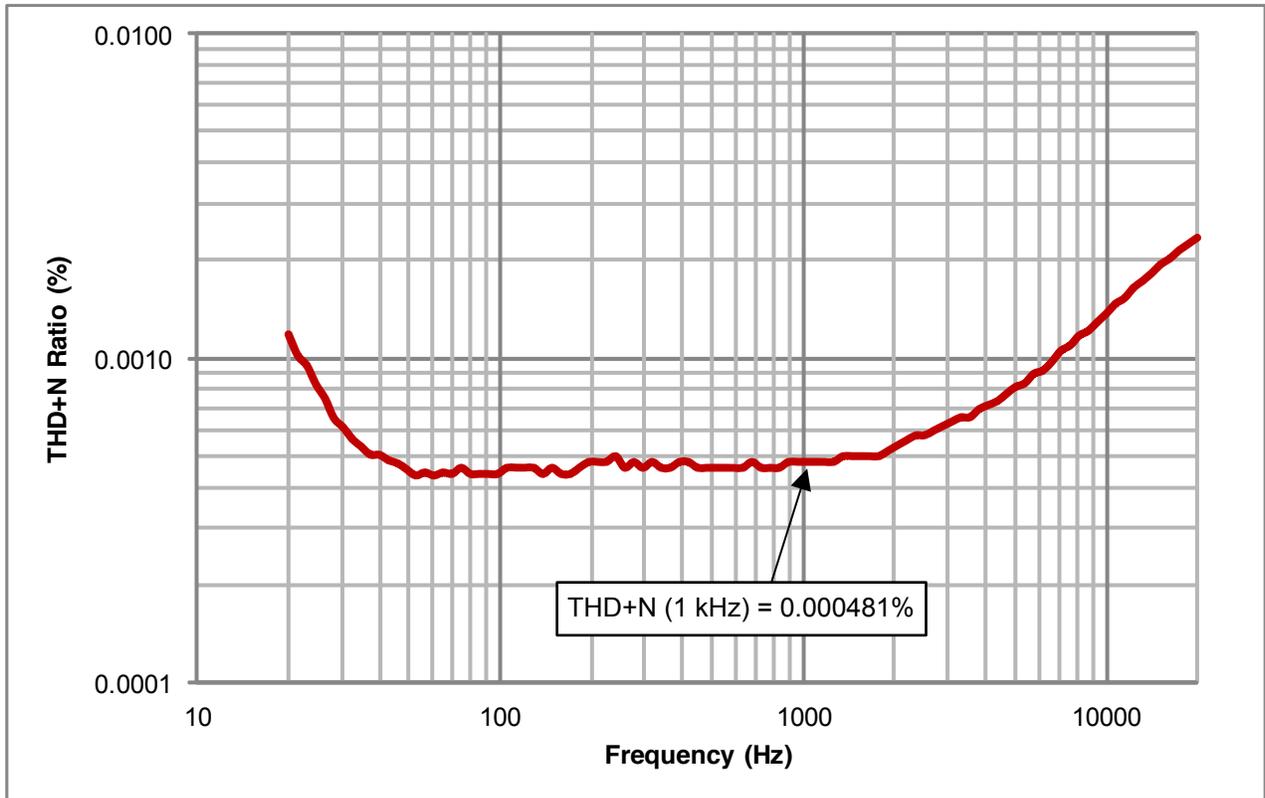


图 20: 测得的 THD+N

1kHz 时测得的 THD+N 比为 0.000481%。该值符合 0.0005% 的设计要求。20Hz 时测得的 THD+N 为 0.0012%，20kHz 时测得的 THD+N 比为 0.0023%。

6.5 测量结果汇总

表 5 总结了本设计的测量性能。

表 5. 设计目标和测得性能对比

	目标值	测得值
1kHz 时的 THD+N 比	0.0005%	0.000481%
增益偏差 (稳定区域)	1.5dB	1.00dB
“关断”增益	-100dB	-103dB

7 修改

本设计的元器件选择是基于一开始提出的设计目标而确立的。

本参考设计指定了一个专业line-level音频输入信号 +4dBu (1.228V_{RMS})，目的是精确干净地衰减该信号。不过，其它设计的输入幅值可能比较低，例如，一个 -10dBV (0.316V_{RMS}) 的消费类音频line-level信号。在这种情况下，最好在向输入级添加增益，原因是提前在信号链中加入一定增益有助于减少总系统噪声。

根据公式 12 可知，更改 R₃ 和 R₄ 的值即可修改输入级增益。例如，若要实现 20dB (10V/V) 增益，只需将 R₃ 增至 10kΩ：

$$G(\text{dB}) = 20 * \log_{10} \left(\frac{R_3}{R_4} \right) = 20 * \log_{10} \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \right) = 20 \text{ dB} \quad (1)$$

该设计指定输入阻抗为 20Ω。该数值对于专业音频系统而言非常合理，但实际值可能因信号源的不同而有所差异。为获得所需截止频率，可能需要调整输入滤波器中的 R₅ 和 C₅ 值。

系统输入端 RF 滤波器的截止频率设置为 400kHz。但是，此滤波器响应会在 20kHz 时形成约 5° 相移。如果需要较少的相移，则可增大 RF 滤波器的截止频率。

在专业音频音量控制应用中，还可以使用具备出色 THD+N 性能和低噪声特性的其它音频运算放大器。例如，OPA1612 放大器的音频性能优于 OPA1604，但每通道所需的成本约为 OPA1604 的三倍。相比之下，LME49740 与 OPA1604 的音频性能和成本几乎相当，但该器件每通道消耗的静态电流约为 OPA1604 的两倍。表 6 总结了此设计可选用的音频运算放大器与 OPA1604 的对比结果。

表 6. 各音频运算放大器的简要对比

运算放大器	1kHz 时的 THD+N	1kHz 时的 e _n	每通道 I _q	输入类型	每通道大致成本
OPA1604	0.00003%	2.5nV/√Hz	2.8mA	双极	\$0.49/1ku
OPA1612	0.000015%	1.1nV/√Hz	3.6mA	双极	\$1.38/1ku
OPA1644	0.00005%	5.1nV/√Hz	1.8mA	JFET	\$0.49/1ku
OPA1654	0.00005%	4.5nV/√Hz	2.0mA	CMOS	\$0.24/1ku
OPA1664	0.00006%	3.3nV/√Hz	1.5mA	双极	\$0.36/1ku
LME49740	0.00003%	2.7nV/√Hz	4.6mA	双极	\$0.43/1ku
LME49743	0.0001%	3.5nV/√Hz	2.5mA	双极	\$0.29/1ku

8 关于作者

Ian Williams (ian@ti.com) 是德州仪器 (TI) 精密模拟 - 线性产品团队的一名应用工程师, 他为工业用产品和应用提供支持。Ian 毕业于达拉斯的德州大学, 在这里他获得了电子工程理学学士学位, 主修微电子学。

9 致谢 & 参考文献

9.1 致谢

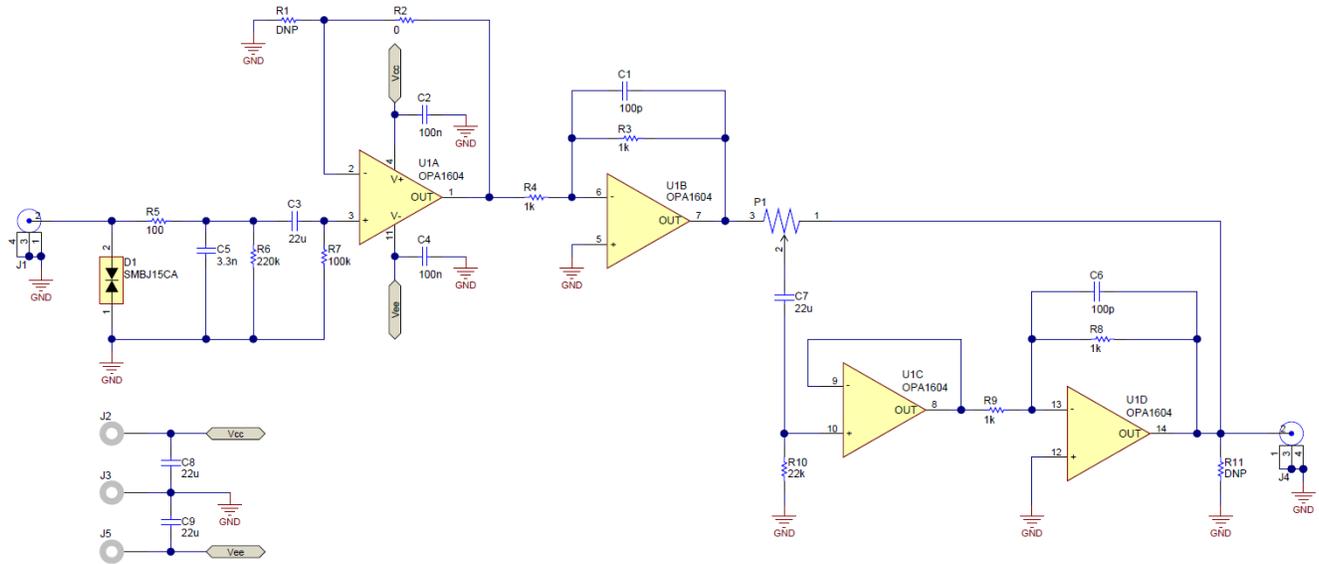
非常感谢 John Caldwell 指导完成本次设计。

9.2 参考文档

1. D. Self 《*Small Signal Audio Design*》。Elsevier, 2010 年。
2. B. Hofer. (2013 年 12 月)。《*Designing for Ultra-Low THD+N*》(第 2 部分)。Audioexpress, 18-23。
3. J. Caldwell. (2013 年 7 月 16 日)。Signal distortion from high-K ceramic capacitors。网址: <http://www.edn.com/design/analog/4416466/Signal-distortion-from-high-K-ceramic-capacitors>
4. Okawa Electric Design. 2nd Order CR Filter Design Tools。2013 年 12 月 5 日检索。网址: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/CRCRkeisan.htm>

Appendix A.

A.1 电气原理图



图表 A-1: 电气原理图

A.2 物料清单

Item #	Quantity	Value	Designator	Description	Manufacturer	Part Number	Supplier Part Number
1	2	100pF	C1, C6	CAP CER 100PF 1KV 10% X7R 1206	Johanson Dielectrics Inc	102R18W101KV4E	709-1294-1-ND
2	2	0.1uF	C2, C4	CAP CER 0.1UF 50V 10% X7R 0603	TDK Corporation	C1608X7R1H104K080AA	445-1314-1-ND
3	4	22uF	C3, C7-C9	CAP CER 22UF 25V 10% X7R 1210	Samsung Electro-Mechanics	CL32B226KAJNNNE	1276-3392-1-ND
4	1	3.3nF	C5	CAP CER 0.033UF 50V 5% NPO 1206	Samsung Electro-Mechanics	CL31C333JBHNNWE	1276-3261-1-ND
5	1	TVS	D1	DIODE TVS 15V 600W BI 5% SMD	Bourns	SMBJ15CA	SMBJ15CABCT-ND
6	1	10kΩ	R2	RES 10K OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT10K0	RMCF1206FT10K0CT-ND
7	4	1kΩ	R3, R4, R8, R9	RES 1K OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT1K00	RMCF1206FT1K00CT-ND
8	1	100Ω	R5	RES 100 OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT100R	RMCF1206FT100RCT-ND
9	1	220kΩ	R6	RES 220K OHM 1/4W 1% 1206 SMD	Panasonic Electronic Components	ERJ-8ENF2203V	P220KCT-ND
10	1	100kΩ	R7	RES 100K OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT100K	RMCF1206FT100KCT-ND
11	1	22kΩ	R10	RES 22K OHM 1/4W 1% 1206 SMD	Panasonic Electronic Components	ERJ-8ENF2202V	P220KCT-ND
12	1	10kΩ POT	P1	10K LINEAR POT	Alpha	RV16AF-20-15R1-B10K-00H	RV16AF-20-15R1-B10K-00H4
13	1	OPA1604	U1	OPA1604 SOUND-PLUS OP AMP	Texas Instruments	OPA1604AID	N/A
14	2	RCA	J1, J4	CONN RCA JACK METAL R/A BLK PCB	CUI Inc	RCJ-011	CP-1400-ND
15	3	BANANA	J2, J3, J5	CONN JACK BANANA UNINS PANEL MOU	Emerson Network Power	108-0740-001	J147-ND
16	4	SCREW	Screws	SCREW MACHINE PHILLIPS 4-40X3/8	B&F Fastener Supply	PMS 440 0038 PH	H781-ND
17	4	STANDOFF	Standoffs	STANDOFF HEX 4-40THR ALUM .500"L	Keystone Electronics	2203	2203K-ND
18	2	DNP	R1, R11	DO NOT POPULATE	N/A	N/A	N/A

图表 A-2: 物料清单



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间接版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, 但他们将独自负责满足与其产品及其应用中使用 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, 并且由客户独自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

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2015, Texas Instruments Incorporated