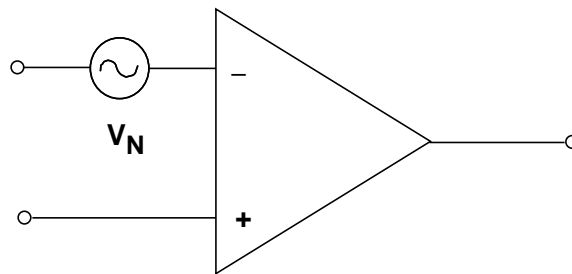


## 运算放大器噪声

### 运算放大器输入电压噪声

本教程讨论运算放大器内部产生的噪声，而不是因磁耦合和电耦合而拾取的外部噪声。虽然尽可能降低这种外部噪声也很重要，但本部分仅考虑运算放大器内部噪声。

运算放大器内部有数个噪声源(电阻噪声、电流噪声和 $KT/C$ 噪声等)，但建模时习惯将这些噪声源放到外部，视为一个以差分形式出现在两个输入端上的电压噪声源和两个电流噪声源，每个输入端各一个。这三个噪声源位于理想的“无噪声”运算放大器之外。简单的电压噪声运算放大器模型如下面的图1所示。三个噪声源实际上并不相关(互不影响)。两个噪声电流之间存在细微关联，但不足以在实际噪声分析时加以考虑。除这三个内部噪声源之外，还必须考虑与运算放大器配合使用的外部增益设置电阻所产生的约翰逊噪声。



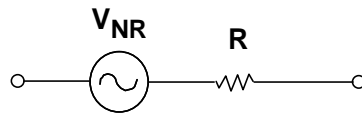
- ◆ Input Voltage Noise is bandwidth dependent and measured in  $nV/\sqrt{Hz}$  (noise spectral density)
- ◆ Normal Ranges are  $1nV/\sqrt{Hz}$  to  $20nV/\sqrt{Hz}$

图1: 输入电压噪声

电压噪声因运算放大器而异，可能不到 $1 nV/\sqrt{Hz}$ ，也可能高达 $20 nV/\sqrt{Hz}$ ，甚至更高。双极性运算放大器的电压噪声往往低于JFET运算放大器；虽然也可以使JFET运算放大器具有低电压噪声(如[AD743/AD745](#))，但涉及的输入器件非常大，因而输入电容也就相当高。数据手册中会给出电压噪声，该值无法从其它参数中预测。

## 电阻噪声

讨论运算放大器电流噪声之前，必须明白实际的运算放大器电路需要使用外部电阻，而所有电阻均具有大小为 $\sqrt{4kTBR}$ 的约翰逊噪声，其中 $k$ 表示波尔兹曼常数( $1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ )， $T$ 表示绝对温度， $B$ 表示带宽，而 $R$ 表示电阻。注意，这是电阻的固有特性——只要是电阻，就具有约翰逊噪声。简单模型如下面图2所示。



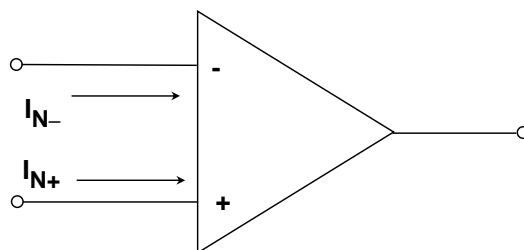
- ◆ ALL resistors have a voltage noise of  $V_{NR} = \sqrt{4kTBR}$
- ◆  $T = \text{Absolute Temperature} = T(^{\circ}\text{C}) + 273.15$
- ◆  $B = \text{Bandwidth (Hz)}$
- ◆  $k = \text{Boltzmann's Constant } (1.38 \times 10^{-23} \text{J/K})$
- ◆ A  $1000\Omega$  resistor generates  $4\text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}$  @  $25^{\circ}\text{C}$

图2：电阻的约翰逊噪声

## 运算放大器输入电流噪声

电流噪声的变化范围远大于电压噪声；视输入结构而定，从大约 $0.1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (JFET静电计运算放大器中)到数 $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (高速双极性运算放大器中)不等。数据手册中不一定会给出该项数据，但在简单的BJT或JFET等器件中却可以计算得出，因为在这类情况下，所有偏置电流均流入输入结点，电流噪声就是偏置电流的肖特基噪声(或称散粒噪声)。

散粒噪声频谱密度就是 $\sqrt{2I_B q}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，其中 $I_B$ 表示偏置电流(放大器内)，而 $q$ 表示电子电荷量( $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ )。在偏置补偿或电流反馈运算放大器中，外部偏置电流是两个内部电流之间的“差值”，因此无法计算出电流噪声。简单电流噪声模型如下面图3所示。



- ◆ Normal Ranges:  $0.1\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$  to  $10\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- ◆ In Voltage Feedback op amps the current noise in the inverting and non-inverting inputs is uncorrelated (effectively) but roughly equal in magnitude.
- ◆ In simple BJT and JFET input stages, the current noise is the shot noise of the bias current and may be calculated from the bias current.
- ◆ In bias-compensated input stages and in current feedback op amps, the current noise cannot be calculated.
- ◆ The current noise in the two inputs of a current feedback op amp may be quite different. They may not even have the same  $1/f$  corner.

**图3: 输入电流噪声**

只有在阻抗中流动并进而产生噪声电压时，才需要考虑电流噪声。在运算放大器电路的输入端保持相对较低的阻抗，可以显著降低电流噪声的影响(就像相同操作也有助于将失调电压降至最低一样)。

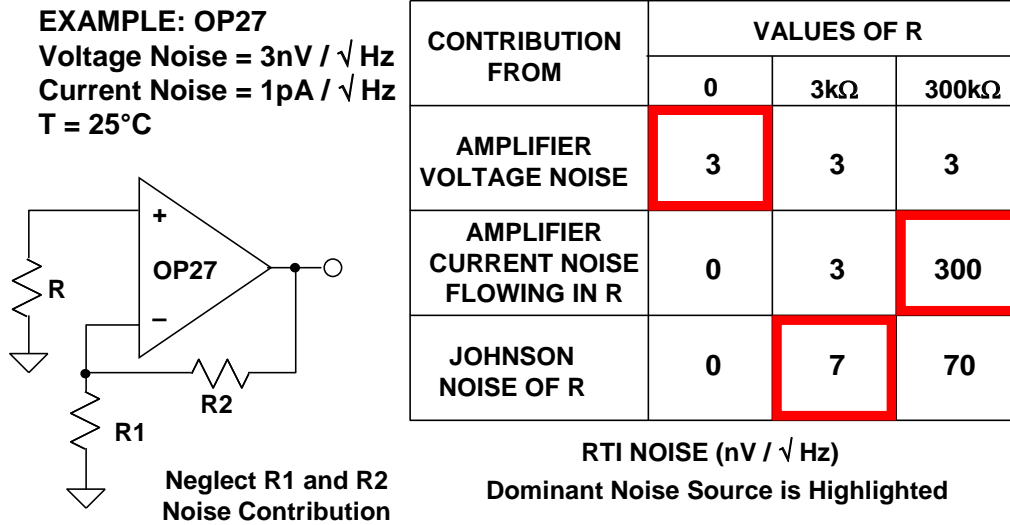
因此，低噪声运算放大器的最佳选择理所当然地取决于其周围的阻抗。下面将通过一些阻抗示例进一步说明。

### 合并噪声源

不相关的噪声电压(如均方根噪声电压 $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ )以“方和根”形式相加，即可得到 $\sqrt{(V_1^2 + V_2^2 + V_3^2)}$ 。当然，噪声功率照常相加。因此，大小是任何其他噪声电压3-5倍的噪声电压占据主导地位，而其他噪声电压通常可以忽略不计。这样可以简化复杂电路中的噪声评估。

### 确定主要噪声源

以OP27为例，该运算放大器具有低电压噪声( $3\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ )，但电流噪声却相当高( $1\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ )。在无源阻抗条件下，电压噪声是主要噪声源，如下面图4所示(左边一栏)。当源阻抗为 $3\text{ k}\Omega$ (中间一栏)时，流经 $3\text{ k}\Omega$ 的 $1\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 电流噪声就等于电压噪声，但 $3\text{ k}\Omega$ 电阻的约翰逊噪声为 $7\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，占据主导地位。当源阻抗为 $300\text{ k}\Omega$ (右边一栏)时，电流噪声部分增长100倍，达到 $300\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，电压噪声继续保持不变，而约翰逊噪声(与电阻“平方根”成比例)则增长十倍。电流噪声占据主导地位。



**图4：源阻抗不同时主要噪声源也不同**

从上例可以看出，选择低噪声运算放大器时主要取决于信号的源阻抗，而在高阻抗条件下，电流噪声始终占据主导地位。

从下面的图5可以明显看出，源阻抗不同时，最佳放大器也不同。对于低阻抗电路，明显应该选择OP27等低电压噪声放大器，因为这类放大器价格低廉，并且相对较高的电流噪声不会对应用造成影响。在阻抗处于中等水平时，电阻的约翰逊噪声占据主导地位，而在源阻抗非常高的情况下，则必须尽可能选择电流噪声最小的运算放大器，如AD549或AD795。

目前，BiFET放大器往往具有相对较高的电压噪声(不过电流噪声极低)，因此更适合低噪声应用中的高阻抗电路，而不是低阻抗电路。AD795、AD743和AD745具有极低的电压噪声和电流噪声。10 kHz时，AD795的电压噪声和电流噪声分别为 $10\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $0.6\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，而AD743/AD745则分别为 $2.9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $6.9\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。利用这些器件可以设计在宽源阻抗范围内具有低噪声性能的低噪声放大器电路。

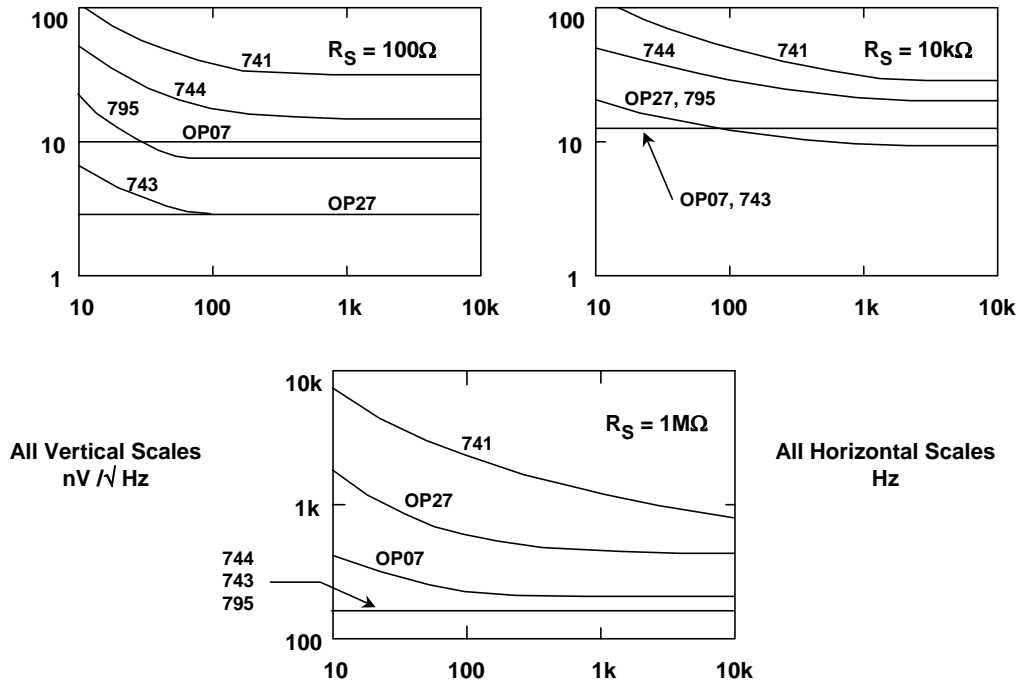
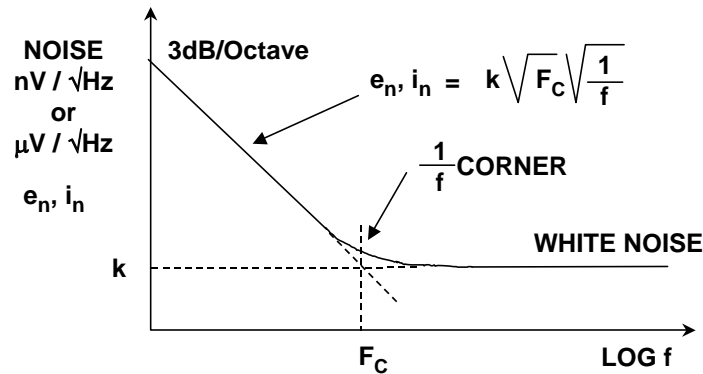


图5：源阻抗不同时最佳放大器也不同

### 电压和电流噪声的频率特性

前面我们都假设噪声为“白噪声”(即其频谱密度不会随频率而变化)。这种情况适用于运算放大器的大部分频率范围，但在低频率条件下，噪声频谱密度会以3 dB/倍频程上升，如下面图6所示。功率频谱密度在此区域内与频率成反比，因此电压噪声频谱密度与频率的平方根成反比。因此，这种噪声通常称为“1/f噪声”。但应注意，有些教材中仍旧使用“闪烁噪声”这个旧术语。

这种噪声开始增加时的频率称为“1/f转折频率( $F_c$ )”，也是品质因数之一——该频率越小越好。对于特定放大器，电压噪声和电流噪声的1/f转折频率并不一定相同，有的电流反馈运算放大器可能具有三个1/f转折频率：一个针对其电压噪声，另一个针对其反相输入电流噪声，还有一个则针对其同相输入电流噪声。



- ◆ 1/f Corner Frequency is a figure of merit for op amp noise performance (the lower the better)
- ◆ Typical Ranges: 2Hz to 2kHz
- ◆ Voltage Noise and Current Noise do not necessarily have the same 1/f corner frequency

**图6：运算放大器噪声的频率特性**

用来描述1/f区域内电压或电流噪声频谱密度的通用计算公式如下

$$e_n, i_n = k\sqrt{F_C}\sqrt{\frac{1}{f}}, \quad \text{公式 1}$$

其中，k表示“白”电流或电压噪声电平，而 $F_C$ 表示1/f转折频率。

最佳低频率、低噪声放大器的转折频率位于1-10 Hz范围内，而JFET器件和更为通用的运算放大器则位于1-100 Hz范围内。不过，超高速放大器可能会在处理能力上做出让步以实现高速性能，从而导致1/f转折频率特性相当差，高达数百Hz，甚至1-2 kHz。对于此类器件所针对的宽带应用，这点通常并不是很重要，但可能会影响其在音频条件下使用，尤其是在均衡电路中。

### “爆米花”噪声

“爆米花噪声”之名源于通过音频系统播放时，它听起来像炒爆米花。该噪声由失调电压的随机阶跃变化组成，发生间隔为10+毫秒时间范围内的随机值。此类噪声由硅片表面存在严重污染及晶格移位所导致，而这是工艺技术不合适或原材料品质欠佳而造成的。

上世纪60年代首次推出单芯片运算放大器时，爆米花噪声是主要噪声源。不过，如今人们已经充分认识到爆米花噪声的成因，再加上原材料纯度高、污染程度低且生产测试可靠，对任何运算放大器制造商来说，生产基本上没有爆米花噪声的产品应该不是什么难事。因此，多数现代运算放大器教材中甚至不会提到该噪声。

### 参考文献

1. Hank Zumbahlen, *Basic Linear Design*, Analog Devices, 2006, ISBN: 0-915550-28-1. Also available as [Linear Circuit Design Handbook](#), Elsevier-Newnes, 2008, ISBN-10: 0750687037, ISBN-13: 978-0750687034. Chapter 1.
2. Walter G. Jung, [Op Amp Applications](#), Analog Devices, 2002, ISBN 0-916550-26-5, Also available as [Op Amp Applications Handbook](#), Elsevier/Newnes, 2005, ISBN 0-7506-7844-5. Chapter 1.

Copyright 2009, Analog Devices, Inc. All rights reserved. Analog Devices assumes no responsibility for customer product design or the use or application of customers' products or for any infringements of patents or rights of others which may result from Analog Devices assistance. All trademarks and logos are property of their respective holders. Information furnished by Analog Devices applications and development tools engineers is believed to be accurate and reliable, however no responsibility is assumed by Analog Devices regarding technical accuracy and topicality of the content provided in Analog Devices Tutorials.