

运算放大器电路中固有噪声的分析与测量

第一部分：引言与统计数据评论

作者：德州仪器公司高级应用工程师 Art Kay

我们可将噪声定义为电子系统中任何不需要的信号。噪声会导致音频信号质量下降以及精确测量方面的错误。板级与系统级电子设计工程师希望能确定其设计方案在最差条件下的噪声到底有多大，并找到降低噪声的方法以及准确确认其设计方案可行性的测量技术。

噪声包括固有噪声及外部噪声，这两种基本类型的噪声均会影响电子电路的性能。外部噪声来自外部噪声源，典型例子包括数字交换、60Hz 噪声以及电源交换等。固有噪声由电路元件本身生成，最常见的例子包括宽带噪声、热噪声以及闪烁噪声等。本系列文章将介绍如何通过计算来预测电路的固有噪声大小，如何采用 SPICE 模拟技术，以及噪声测量技术等。

热噪声

热噪声由导体中电子的不规则运动而产生。由于运动会升高温度，因此热噪声的幅度会随温度的上升而提高。我们可将热噪声视为组件（如电阻器）电压的不规则变化。**图 1.1** 显示了标准示波器测得的一定时间域中热噪声波形，我们从图中还可看到，如果从统计学的角度来分析随机信号的话，那么它可表现为高斯分布曲线。我们给出分布曲线的侧面图，从中可以看出它与时间域信号之间的关系。

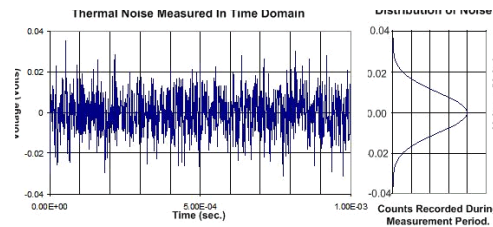


图 1.1: 在时间域中显示白噪声以及统计学分析结果

热噪声信号所包含的功率与温度及带宽直接成正比。请注意，我们可简单应用功率方程式来表达电压与电阻之间的关系（见方程式 1.1），根据该表达式，我们可以估算出电路均方根 (RMS) 噪声的大小。此外，它还说明了在低噪声电路中尽可能采用低电阻元件的重要性。

$$e_n = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad \text{where } e \text{ is the rms noise voltage}$$

T is Temperature in Kelvin (K)
 R is Resistance in Ohms (Ω)
 f is noise bandwidth frequency in Hertz (Hz)
 k is Boltzmann's Constant 1.381E-23 joule/K

Note to convert degrees Celsius to Kelvin

$$T_K = 273.15^\circ\text{C} + T_C$$

方程式 1.1: 热电压

方程式 1.1 中有一点值得重视的是，根据该表达式我们还可计算出 RMS 噪声电压。在大多数情况下，工程师希望了解“最差条件下噪声会有多严重？”换言之，他们非常关心峰值对峰值电压的情况。如果我们要将 RMS 热噪声电压转化为峰值对峰值噪声的话，那么必须记住的一点是：噪声会表现为高斯分布曲线。这里有一些单凭经验的方法即根据统计学上的关系，我们可将 RMS 热噪声电压转化为峰值对峰值噪声。不过，在介绍有关方法前，我想先谈谈一些数学方面的基本原理。本文的重点在于介绍统计学方面的基本理论，随后几篇文章将讨论实际模拟电路的测量与分析事宜。

概率密度函数:

构成正态分布函数的数学方程式称作“概率密度函数”（见**方程式 1.2**）。根据一段时间内测得的噪声电压绘制出相应的柱状图，从该柱状图，我们可以大致看出函数所表达的形状。图 **1.2** 显示了测得的噪声柱状图，并给出了相应的概率密度函数。

Probability **Density** function for Normal (Gaussian) distribution

$$f(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

Where

$f(x)$ -- Probability **Density** function for Gaussian Distribution
 x -- the random variable. In this case noise voltage.

μ -- the mean value

σ -- the standard deviation

方程式 1.2: 高斯曲线分布曲线对应的概率密度函数

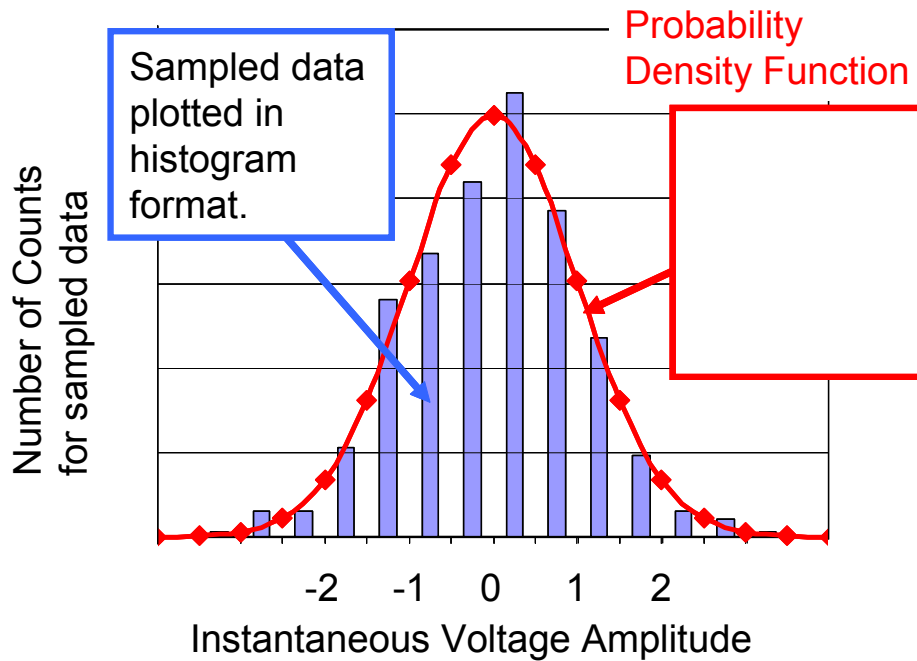


图 1.2: 根据相应的概率密度函数所绘制的分布曲线

概率分布函数:

概率分布函数是概率密度函数的积分。根据该函数，我们可了解某事件在给定的时间间隔内发生的概率（见方程式 1.3 与图 1.3）。举例来说，我们可以假定图 1.4 为噪声概率分布函数，该函数告诉我们，在任意时间点上，在 1V 与 +1V 之间（即 (-1, 1) 区间内）检测到噪声电压的概率为 30%。

$$P(a < x < b) = \int_a^b f(x) dx = \int_a^b \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{\left[\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \right]} dx$$

Where

$P(a < x < b)$ -- the probability that x will be in the interval (a, b)

x -- the random variable. In this case noise voltage.

μ -- the mean value

σ -- the standard deviation

方程式 1.3: 概率分布函数

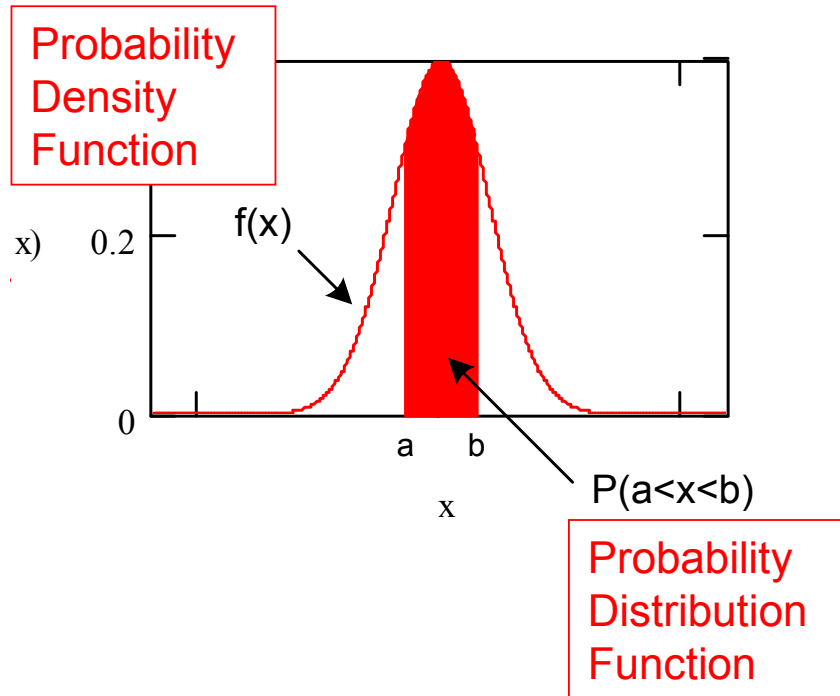


图 1.3: 概率密度函数与概率分布函数

概率分布函数对我们将 RMS 热噪声电压转化为峰值对峰值噪声非常有用。请注意，高斯分布曲线的尾部是无限延伸的，这就是说，任何噪声电压都是可能的。尽管理论上确实如此，但就实际情况而言，极大的瞬时噪声电压发生的可能性不大。举例来说，我们检测到噪声电压在 -3σ 与 $+3\sigma$ 之间的概率为 99.7%。换言之，噪声电压超出该范围的概率仅有 0.3%。因此，我们通常将噪声信号的峰值估算为 $\pm 3\sigma$ （即 6σ ）。请注意，也有些工程师将噪声的峰值估算为 6.6σ 。人们对到底如何估计这个数值没有定论。图 1.4 显示，68% 的噪声都会不超过 2σ 。表 1.1 总结了测量噪声电压时标准偏差与概率之间的关系。

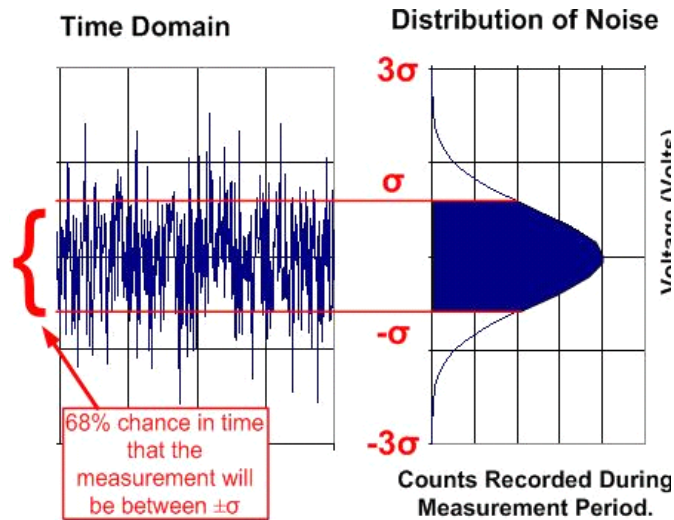


图 1.4: 标准偏差与峰值噪声间的关系

标准偏差数	测量电压的概率
2 σ (即 $\pm\sigma$)	68.3 %
3 σ (即 $\pm 1.5\sigma$)	86.6 %
4 σ (即 $\pm 2\sigma$)	95.4 %
5 σ (即 $\pm 2.5\sigma$)	98.8 %
6 σ (即 $\pm 3\sigma$)	99.7 %
6.6 σ (即 $\pm 3.3\sigma$)	99.9 %

表 1.1: 标准偏差数与测量概率百分比

因此，在一定的标准偏差条件下，我们可以根据关系式来估算峰值对峰值噪声。不过，总体来说，我们还是希望将 RMS 噪声电压转化为峰值对峰值噪声。人们常常假定 RMS 与标准偏差相同，不过事实并非总是如此。这两个值只有在不存在 DC 元件（DC 元件为平均值 μ ）的情况下才相同。就热噪声而言，由于没有 DC 元件，因此标准偏差与 RMS 值相等。我们在附录中举出了“标准偏差与 RMS 相等”和“标准偏差与 RMS 不相等”两个不同的示例。

文章开头就给出了计算 RMS 热噪声电压的方程式。还有一种计算 RMS 噪声电压的方法就是先测量大量离散点，然后采用统计学方法估算标准偏差。举例来说，如果我们从模数 (A/D) 转换器中获得大量采样，那么我们就能够运用方程式 **1.4**, **1.5** 及 **1.6** 来计算噪声信号的平均偏差、标准偏差以及 RMS 值。附录中的示例 1.3 显示了在基本程序中如何运用上述方程式。我们在附录中还列出了一组更全面的统计方程供您参考。

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1.4) \text{ Mean Value}$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (1.5) \text{ Standard Deviation}$$

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2} \quad (1.6) \text{ RMS}$$

方程式 1.4、1.5、1.6: 离散数据的统计方程

本文最后要介绍的概念是噪声信号的增加。为了增加两个噪声信号，我们必须先了解信号是否相关。来自两个不同信号源的噪声信号彼此不相关。举例来说，来自两个不同电阻器或两个不同运算放大器的噪声是彼此不相关的。不过，噪声源通过反馈机制会产生关联。什么是相关噪声源增加呢？一个很好的实例就是带噪声消除功能的耳机，其可通过累加反向相关的噪声来消除噪声。**方程式 1.7** 显示了如何添加相关噪声信号。请注意，就带噪声消除功能的耳机而言，相关系数 C 应等于 -1。

$$e_{nT} = \sqrt{e_{n1}^2 + e_{n2}^2 + 2C e_{n1} e_{n2}} \quad \text{Addition of two correlated noise sources}$$

方程式 1.7: 增加随机相关信号

$$e_{nT} = \sqrt{e_{n1}^2 + e_{n2}^2} \quad \begin{array}{l} \text{Normally noise sources are uncorrelated (i.e. } C=0) \\ \text{This equation is used for uncorrelated noise source} \end{array}$$

方程式 1.8: 增加随机不相关的信号

在大多数情况下，我们都要添加不相关的噪声源（见方程式 1.8）。在这种情况下增加噪声，我们要通过勾股定理得到两个矢量噪声的和。图 1.5 显示了增加噪声源的情况。我们通常可近似地估计一个噪声源强度为另一个的三分之一，较小的噪声源可忽略不计。

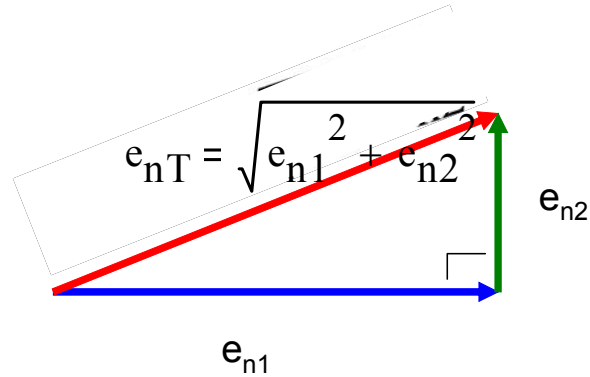


图 1.5: 噪声勾股定理

本文总结与后续文章介绍:

在关于噪声的系列文章中，本文介绍了噪声的概念，谈论了噪声分析所需的一些统计学基本原理。本系列文章中都将用到这些基础知识。本系列文章的**第二部分**将介绍运算放大器的噪声模型，并给出计算总输出噪声的一些方法。

致谢:

特别感谢以下人员提供的技术信息:

德州仪器 (TI) Burr-Brown 产品部

Rod Burt, 高级模拟 IC 设计经理

Bruce Trump, 线性产品经理

Tim Green, 应用工程设计经理

Neil Albaugh, 高级应用工程师

参考书目:

Robert V. Hogg 与 Elliot A Tanis 共同编著的《概率与统计推断》，第三版，麦克米兰出版公司 (Macmillan Publishing Co) 出版;

C. D. Motchenbacher 与 J. A. Connelly 共同编著的《低噪声电子系统设计》，A Wiley-Interscience Publication 出版。

关于作者:

Arthur Kay 现任 TI 的高级应用工程师。他专门负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于佐治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology) 并获得电子工程硕士学位。他曾在 Burr-Brown 与 Northrop Grumman 公司担任过半导体测试工程师。

附录 1.1:

例 1: 本例中，RMS 值与标准偏差不等。通常说来，如果存在 DC 元件的话，标准偏差与 RMS 值不等（即非零平均值）。

Example where RMS \neq STDEV

$$g(t) := \sin(t) + 0.3$$

$$\mu := \frac{1}{2\pi - 0} \int_0^{2\pi} g(t) dt \quad \mu = 0.3$$

Variance for a Discrete Statistical Population

$$\text{var} := \frac{1}{2\pi - 0} \int_0^{2\pi} (g(t) - \mu)^2 dt \quad \text{var} = 0.5$$

Standard deviation for a Discrete Statistical Population

$$\sigma := \sqrt{\text{var}} \quad \sigma = 0.707$$

Root Mean Squared (RMS) for a Discrete Statistical Population

This is the same as σ if $\mu = 0$

$$\text{RMS} := \sqrt{\frac{1}{2\pi - 0} \left(\int_0^{2\pi} g(t)^2 dt \right)} \quad \text{RMS} = 0.768$$

$$\text{RMS} = \sqrt{\sigma^2 + \mu^2} \quad \text{So} \quad \sigma = \sqrt{\text{RMS}^2 - \mu^2}$$

$$\sigma := \sqrt{\text{RMS}^2 - \mu^2} \quad \sigma = 0.707$$

附录 1.2:

例 2: 本例中, RMS 等于标准偏差。通常说来, 如果不存在 DC 元件的话, 标准偏差与 RMS 相等 (即平均值为零)。

Example where RMS = STDEV

$$g(t) := \sin(t)$$

$$\mu := \frac{1}{2\pi - 0} \int_0^{2\pi} g(t) dt \quad \mu = 0$$

Variance defined for a Probability Distribution Function

$$\text{var} := \frac{1}{2\pi - 0} \int_0^{2\pi} (g(t) - \mu)^2 dt \quad \text{var} = 0.5$$

Standard deviation defined for a Probability Distribution Function

$$\sigma := \sqrt{\text{var}} \quad \sigma = 0.707$$

Root Mean Squared (RMS) defined for a Probability Distribution Function

This is the same as σ if $\mu = 0$

$$\text{RMS} := \sqrt{\frac{1}{2\pi - 0} \left(\int_0^{2\pi} g(t)^2 dt \right)} \quad \text{RMS} = 0.707$$

附录 1.3:

例 3: 计算平均偏差、标准偏差及 RMS 值所采用的基本程序

```
Dim x(5) as double           'x() is an array of measured voltages
Dim N as integer             'N is the size of the population
Dim Sum, Sum_Sqr, Sum_Sigma as double 'collects the sum
Dim Average, RMS, Sigma as double 'results we are calculating
```

```
x(1) = 1.2: x(2) = 0.8: x(3) = 1.8: x(4) = 0.7: x(5) = 1.2: N = 5
```

```
For i = 1 to N
    Sum = Sum + x(i)
    Sum_Sqr = Sum_Sqr + (x(i)) ^ 2
Next i
Average = Sum / N
RMS = (Sum_Sqr / N) ^ 0.5
For i = 1 to N
    Sum_Sigma = Sum_Sigma + (x(i) - Average) ^ 2
Next i
Sigma = (Sum_Sigma / N) ^ 0.5

Print "Average="; Average
Print "Standard Deviation="; Sigma
Print "RMS="; RMS
```

Result of run

Average= 1.14

Standard Deviation= 0.387814

RMS= 1.20416

附录 1.4:

采用概率分布函数的统计方程

Mean defined for a Probability Distribution Function

$$\mu = \int_{-\infty}^{\infty} (x)f(x) dx \quad (1) \text{ Continuous form}$$

$$\mu = \sum_{x=-\infty}^{\infty} [(x) \cdot f(x)] \quad (2) \text{ Discrete form}$$

Variance defined for a Probability Distribution Function

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 f(x) dx \quad (3) \text{ Continuous form}$$

$$\sigma^2 = \sum_{x=-\infty}^{\infty} [(x - \mu)^2 \cdot f(x)] \quad (4) \text{ Discrete form}$$

Standard deviation defined for a Probability Distribution Function

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 f(x) dx} \quad (5) \text{ Continuous form}$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\sum_{x=-\infty}^{\infty} [(x - \mu)^2 \cdot f(x)]} \quad (6) \text{ Discrete form}$$

Root Mean Squared (RMS) defined for a Probability Distribution Function
This is the same as σ if $\mu = 0$

$$\text{RMS} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} x^2 f(x) dx} \quad (7) \text{ Continuous form}$$

$$\text{RMS} = \sqrt{\sum_{x=-\infty}^{\infty} (x^2 \cdot f(x))} \quad (8) \text{ Discrete form}$$

附录 1.5:

采用适用于测量数据的统计方程

Mean defined for a Discrete Statistical Population

$$\mu = \frac{1}{b-a} \int_a^b g(t) dt \quad (9) \text{ Continuous form}$$

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (10) \text{ Discrete form}$$

Variance defined for a Probability Distribution Function

$$\sigma^2 = \frac{1}{b-a} \int_a^b (g(t) - \mu)^2 dt \quad (11) \text{ Continuous form}$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2 \quad (12) \text{ Discrete form}$$

Standard deviation defined for a Probability Distribution Function

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{b-a} \int_a^b (g(t) - \mu)^2 dt} \quad (13) \text{ Continuous form}$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (14) \text{ Discrete form}$$

Root Mean Squared (RMS) defined for a Probability Distribution Function
This is the same as σ if $\mu = 0$

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{b-a} \int_a^b g(t)^2 dt} \quad (15) \text{ Continuous form}$$

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2} \quad (16) \text{ Discrete form}$$

运算放大器电路固有噪声的分析与测量(第二部分)

关键字：[运算放大器](#) [噪声](#) [功率谱密度](#)

第二部分：[运算放大器噪声](#)介绍

作者：TI 高级应用工程师 Art Kay

噪声的重要特性之一就是其频谱密度。电压噪声频谱密度是指每平方根赫兹的有效(RMS)噪声电压（通常单位为nV/rt-Hz）。[功率谱密度](#)的单位为W/Hz。在上一篇文章中，我们了解到电阻的热噪声可用方程式 2.1 计算得出。该算式经过修改也可适用于频谱密度。热噪声的重要特性之一就在于频谱密度图较平坦（也就是说所有频率的能量相同）。因此，热噪声有时也称作宽带噪声。运算放大器也存在宽带噪声。宽带噪声即为频谱密度图较平坦的噪声。

$$e_n = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad \text{Format used in Part 1}$$
$$\frac{e_n}{\sqrt{\text{Hz}}} = \sqrt{4kTR} \quad \text{Spectral Density Format}$$

方程式 2.1：频谱密度——经修改后的热噪声方程式

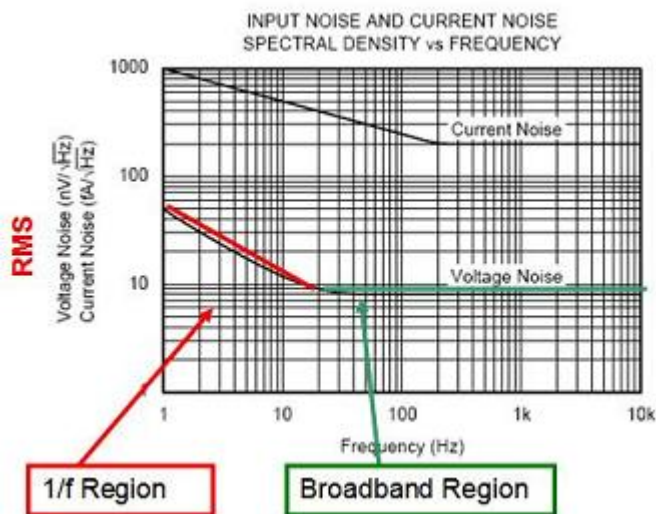


图 2.1：运算放大器噪声频谱密度

除了宽带噪声之外，运算放大器常还有低频噪声区，该区的频谱密度图并不平坦。这种噪声称作 1/f 噪声，或闪烁噪声，或低频噪声。通常说来，1/f 噪声的功率谱以 1/f 的速率下降。这就是说，电压谱会以 1/f(1/2) 的速率下降。不过实际上，1/f 函数的指数会略有偏差。图 2.1 显示了典型运算放大器在 1/f 区及宽带区的频谱情况。请注意，频谱密度图还显示了电流噪声情况（单位为 fA/rt-Hz）。

我们还应注意到另一点重要的情况，即 1/f 噪声还能用正态分布曲线表示，因此第一部分中介绍的数学原理仍然适用。图 2.2 显示了 1/f 噪声的时域情况。请注意，本图的 X 轴单位为秒，随时间发生较慢变化是 1/f 噪声的典型特征。

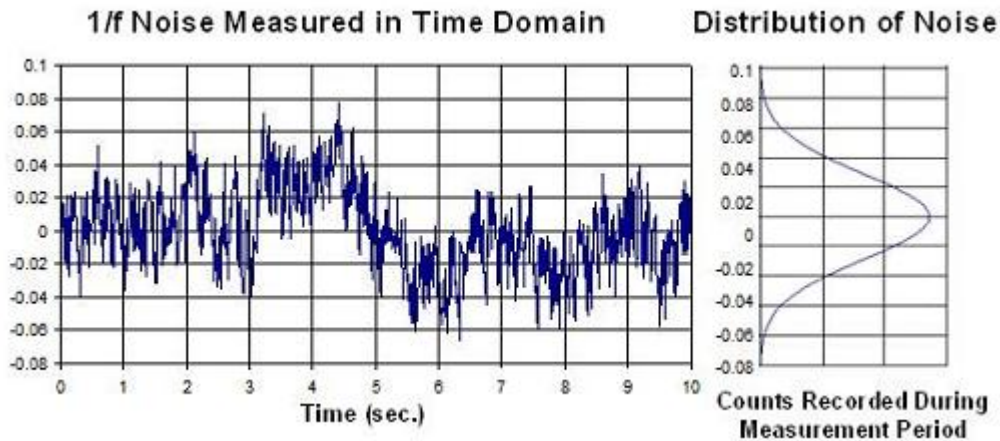


图 2.2: 时域所对应的 $1/f$ 噪声及统计学分析结果

图 2.3 描述了运算放大器噪声的标准模型，其包括两个不相关的电流噪声源与一个电压噪声源，连接于运算放大器的输入端。我们可将电压噪声源视为随时间变化的输入偏移电压分量，而电流噪声源则可视作随时间变化的偏置电流分量。

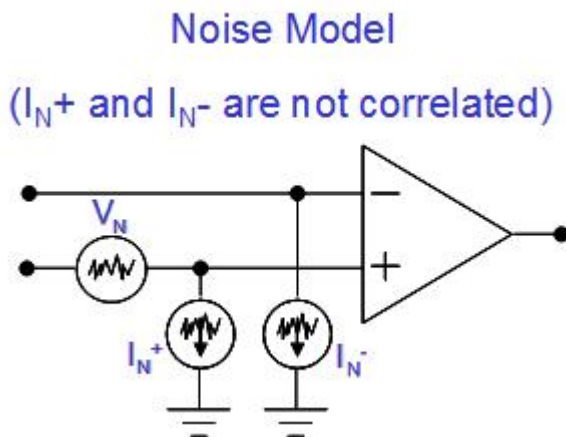


图 2.3: 运算放大器的噪声模型

运算放大器噪声分析方法

运算放大器噪声分析方法是根据运放数据表上的数据计算出运放电路峰峰值输出噪声。在介绍有关方法的时候，我们所用的算式适用于最简单的运算放大器电路。就更复杂的电路而言，这些算式也有助于我们大致了解可预见的噪声输出情况。我们也可针对这些更复杂的电路提供较准确的计算公式，但其中涉及的数学计算将更为复杂。对更复杂的电路而言，或许我们最好应采用三步走的办法。首先，用算式进行粗略的估算；然后，采用 `spice` 仿真程序进行更准确的估算；最后通过测量来确认结果。

我们将以 TI OPA277 的简单非反向放大器为例来说明有关电路的情况（见图 2.4）。我们的目标是测定峰峰值输出噪声。为了实现这一目的，我们应考虑运算放大器的电流噪声、电

压噪声以及电阻热噪声。我们将根据产品说明书中的频谱密度曲线来确定上述噪声源的大小。此外，我们还要考虑电路增益与带宽问题。

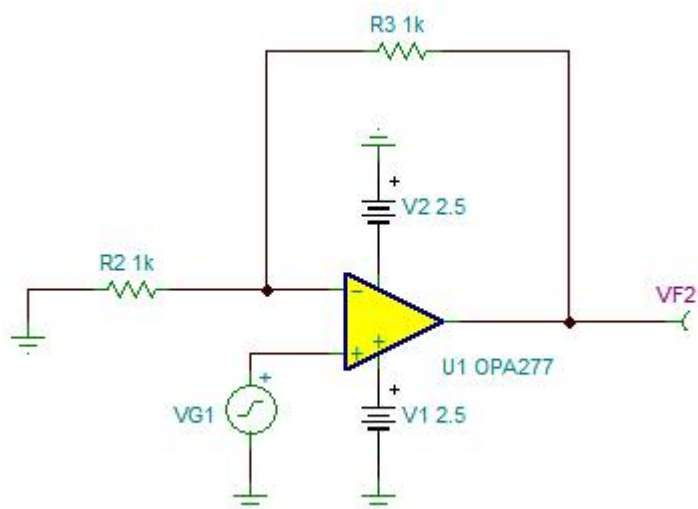


图 2.4: 噪声分析电路示例

首先，我们应了解如何将噪声频谱密度曲线转换为噪声源。为了实现这一目的，我们需进行微积分运算。简单提醒一句，积分函数确定曲线下方的面积。图 2.5 显示，我们只须将长宽相乘（即矩形区域面积），便能获得常数函数的积分。这种转换频谱密度曲线为噪声源的关系比较简单。

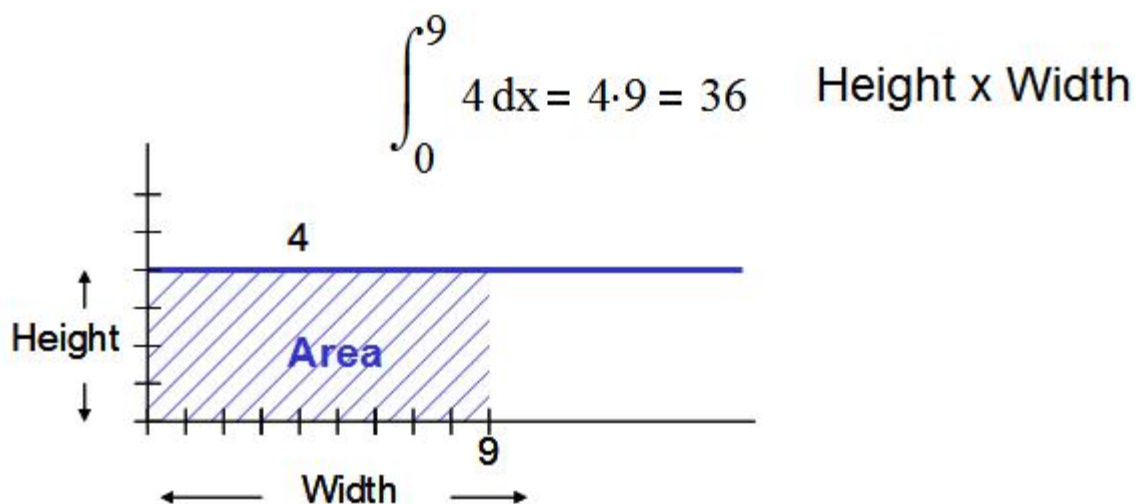


图 2.5: 通过积分计算曲线下方面积

人们通常会说，只有将电压频谱密度曲线进行积分计算，才能得到总噪声值。事实上，我们必须对功率谱密度曲线进行积分计算。该曲线实际反映的是电压或电流频谱密度的平方（请记住： $P = V^2/R$ 且 $P = I^2R$ ）。图 2.6 显示了对电压频谱密度曲线进行积分计算所得的奇

怪结果。图 2.7 显示，您可将功率谱密度进行积分计算，再通过求结果的平方根将其转换回电压。请注意，我们由此可获得合理结果。

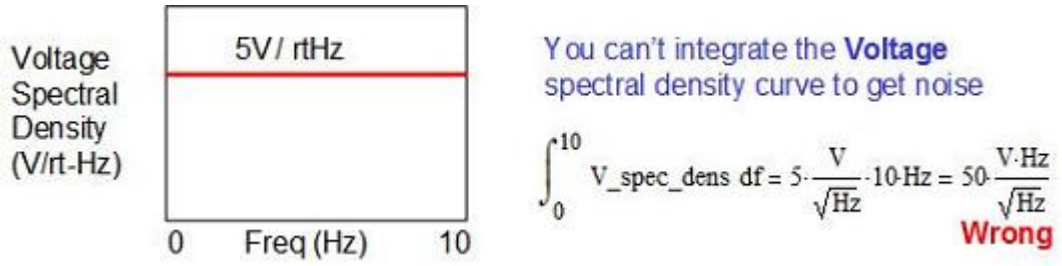


图 2.6: 计算噪声的不正确方法

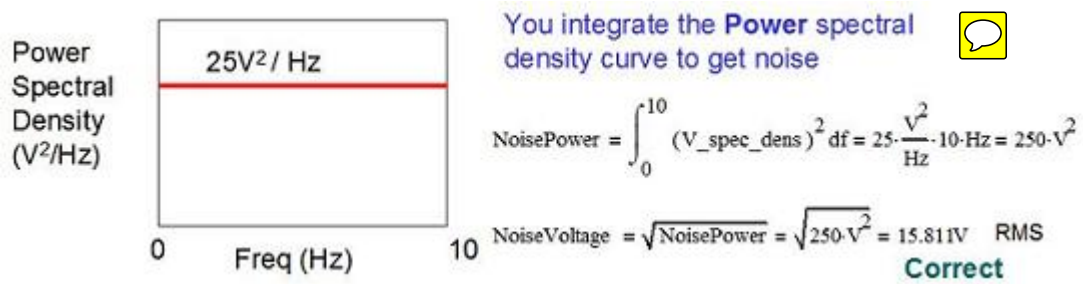


图 2.7: 计算噪声的正确方法

通过对电压与电流频谱的功率谱密度曲线进行积分计算，我们可得到运算放大器模型信号源的 RMS 幅度（图 2.3）。不过，频谱密度曲线将分布在 1/f 区与带低通滤波器的宽带区（见图 2.8）。如计算上述两个区域的总噪声，我们要采用微积分计算推导出的算式。再根据第一部分所讨论的处理非相关信号源的方法，对上述两个计算的结果做和的平方根 (RSS) 运算，对应第一部分中提到的非相关信号源。

首先，我们要对带低通滤波器的宽带区域进行积分计算。理想情况下，曲线的低通滤波器部分是一条纵向直线，我们称之为砖墙式滤波器 (brick wall filter)。由于砖墙式滤波器情况下的曲线下方区域为矩形，因此这一问题比较好解决，长乘宽即可。在实际情况下，我们不能实现砖墙式滤波器。不过，我们可用一组常量来将实际情况下的滤波器带宽转换为等效的砖墙式滤波器带宽，以满足噪声计算的需要。图 2.9 将理论砖墙式滤波器与一阶、二阶及三阶滤波器进行了对比。

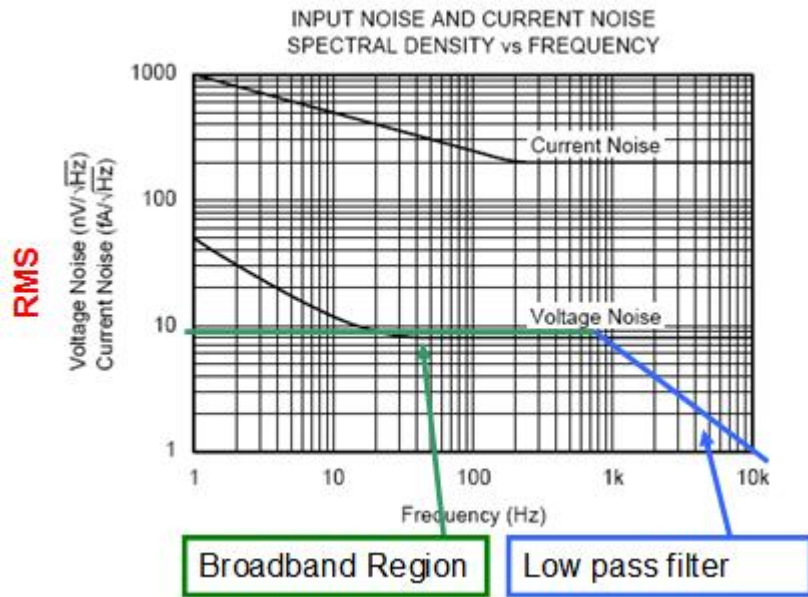


图 2.8: 带滤波器的宽带区

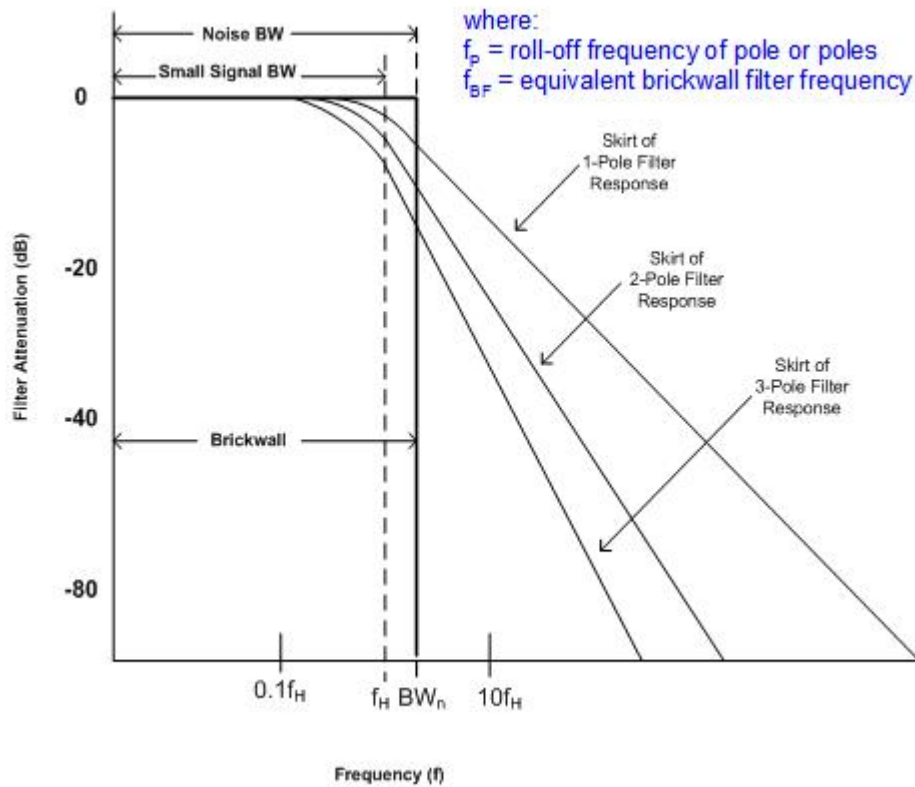


图 2.9: 砖墙式滤波器与实际滤波器相比较

我们可用方程式 2.2 用于转换实际滤波器或做砖墙式滤波器等效。表 2.1 列出了各阶滤波器的换算系数 (K_n)。举例来说，一阶滤波器带宽乘以 1.57 即为砖墙式滤波器带宽。调节后的带宽有时也称作噪声带宽。请注意，换算系数随着滤波器阶数的提升将越来越接近于 1。换言之，滤波器阶数越高，就越接近于砖墙式滤波器。

$$BW_n = f_H \cdot K_n \quad \text{Effective Noise Bandwidth}$$

where

f_H - is the upper cut frequency

K_n - is the brick wall conversion factor

方程式 2.2: 宽带区域上简单滤波器的噪声带宽

滤波器阶数	换算系数 (K_n)
1	1.57
2	1.22
3	1.16
4	1.13
5	1.12

表 2.1: 砖墙式滤波器校正系数

既然我们有了将实际滤波器转换为砖墙式滤波器的算式,那么我们就很方便地进行功率频谱的积分运算了。请记住,功率的积分运算为电压频谱的平方。我们需将积分结果进行平方根运算转换回电压。方程式 2.3 即由此得出(见附录 2.1)。因此,根据产品说明书中的数据套用方程式 2.2、方程式 2.3 便可计算出宽带噪声。

$$e_{nBB} = e_{BB} \sqrt{BW_n}$$

where

e_{nBB} - Broadband voltage noise in volts rms

e_{BB} - Broadband voltage noise density; usually in nV/rt-Hz

BW_n - Noise bandwidth for a given system

方程式 2.3: 宽带噪声方程式

我们需记住,我们的目标是测定图 2.3 中噪声源 V_n 的幅度。该噪声源包括宽带噪声与 $1/f$ 噪声。我们用方程式 2.2 与 2.3 可计算出宽带噪声。现在我们应计算 $1/f$ 噪声,这就需求对噪声频率密度图 $1/f$ 区域的功率频谱进行积分计算(如图 2.10 所示)。我们可用方程式 2.4 和 2.5 获得有关积分结果。方程式 2.4 将 $1/f$ 区的噪声测量结果归一化为 1Hz 时的噪声。某些情况下,我们可从图中直接读出该数值,有时用方程式更方便求得(见图 2.11)。

方程式 2.5 用归一化噪声、上部噪声带宽与下部噪声带宽来计算 1/f 噪声。附录 2.2 给出了整个演算过程。

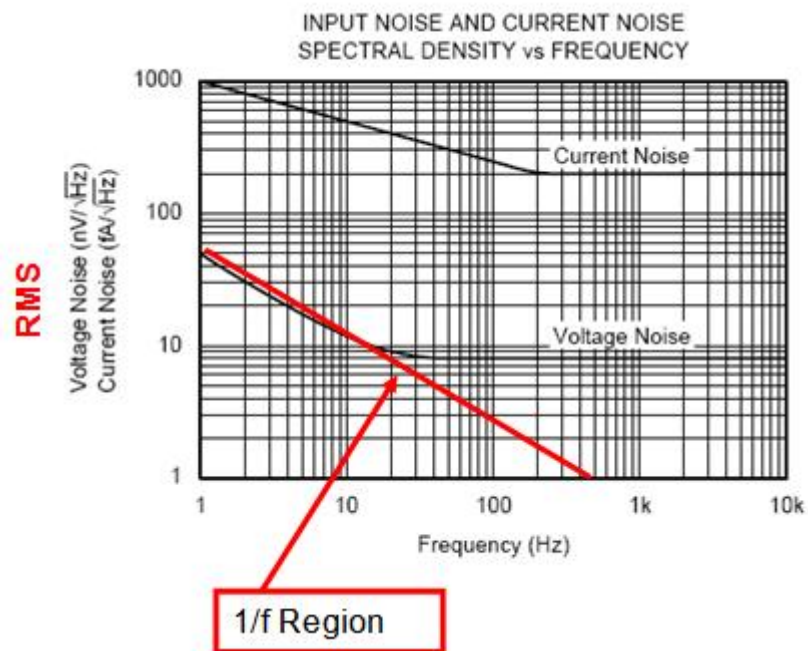


图 2.10: 1/f 区域

$$e_{f\text{norm}} = e_{\text{at}_f} \sqrt{f}$$

Where

$e_{f\text{norm}}$ - normalized noise at 1Hz (usually in nV)

e_{at_f} - voltage noise density at f (usually in nV/√Hz)

f - a frequency in the 1/f region where noise voltage density is known

方程式 2.4: 频率为 1Hz 时的噪声 (归一化)

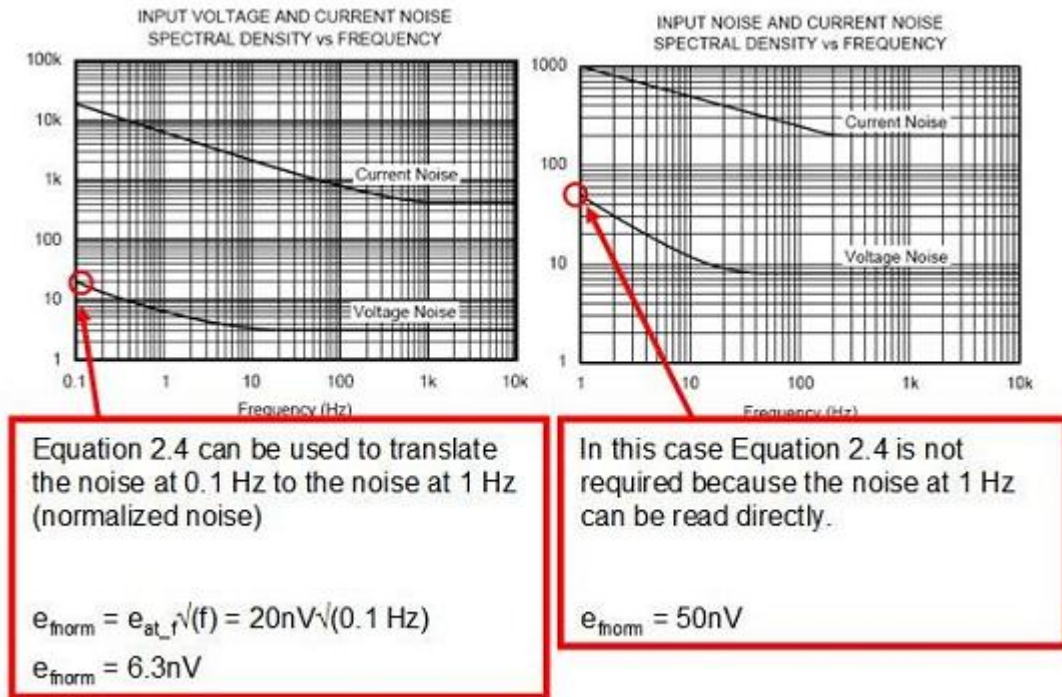


图 2.11: 两个 1/f 归一化示例

$$e_{\text{nf}} = e_{\text{fnorm}} \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{f_{\text{H}}}{f_{\text{L}}} \right)}$$

Where

e_{nf} - 1/f noise in volts rms

e_{fnorm} - normalized noise at 1Hz from Equation 4 (usually in nV)

f_{H} - upper frequency of operation (use the noise bandwidth BW_n)

f_{L} - lower cut frequency of operation (0.1Hz is typically used).

方程式 2.5: 1/f 噪声计算

在考虑 1/f 噪声时，我们必须选择低频截止点。这是因为 1/f 函数分母为零时无意义（即 1/0 无意义）。事实上，理论上 0 赫兹时噪声趋近于无穷。但我们应当考虑到，频率极低时，其相应的时间也非常长。举例来说，0.1Hz 对应于 10 秒，而 0.001Hz 则对应于 1000 秒。对极低的频率而言，对应的时间有可能为数年（如 10nHz 对应于 3 年）。频率间隔越大，积分计算所得的噪声就越大。不过我们也要记住，极低频噪声检测需要很长时间。我们在以后的文章中将更详细地探讨此问题。目前，我们暂且记住这一点，1/f 计算时通常用 0.1Hz 作为低频截止点。

既然我们已得到了宽带与 1/f 噪声的幅度，现在就用第一部分给出的无相关噪声源算式来叠加噪声源（见如下方程式 2.6 与本系列文章的第一部分中的方程式 1.8）。

$$e_{n_v} = \sqrt{e_{nf}^2 + e_{nBB}^2}$$

- e_{n_v} -- total input referred voltage noise
- e_{nf} -- total noise from 1/f
- e_{nBB} -- total noise from broadband

方程式 2.6: 1/f 与宽带噪声叠加结果

工程师考虑分析方法时通常会担心，1/f 噪声与宽带噪声是否应在两个不同的区域进行积分计算。换言之，他们认为，由于 1/f 噪声与宽带噪声相加后会超出 1/f 区域，从而出现错误。实际上，1/f 区域与宽带区域一样，都涵盖所有频率。我们必须记住，当噪声频谱显示在对数图上，1/f 区在降至宽带曲线以下后影响极小。两条曲线结合明显的唯一区域就在 1/f 半功率频点处。在此区域中，我们看到两区域结合部的情况与数学模型相同。图 2.12 显示了两区实际重叠的情况，并给出了相应的幅度。

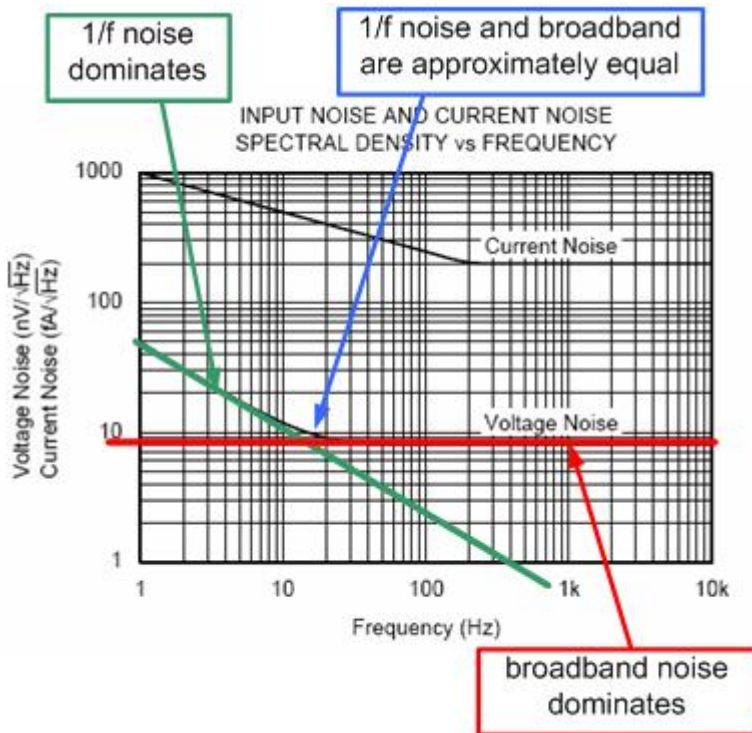


图 2.12: 1/f 噪声区与宽带区重叠

现在，我们已得到了将噪声频谱密度曲线转换为噪声源所需的全部方程式。请注意，现在我们已推算出了电压噪声所需的方程式，不过相同的方法也可运用于电流噪声的计算。在本系列随后的文章中，我们将讨论用有关方程式来解决运算放大器电流的噪声分析问题。

本文总结与下一篇文章简介

在噪声系列文章中，本文介绍了运算放大器的噪声模型与噪声频谱密度曲线。此外，我们还介绍了基本的噪声计算方程式。本系列的第三部分将用实例说明实际电路中的噪声计算过程。

致谢!

特别感谢以下人员提供的技术意见

[TI Burr-Brown](#)产品部:

Rod Bert, 高级模拟 IC 设计经理

Bruce Trump, 线性产品经理

Tim Green, 应用工程设计经理

Neil Albaugh, 高级应用工程师

参考书目

Robert V. Hogg 与 Elliot A Tanis 共同编著的《概率与统计推断》，第三版，麦克米兰出版公司 (Macmillan Publishing Co.)出版;

C. D. Motchenbacher 与 J. A. Connelly 共同编著的《低噪声电子系统设计》，Wiley-Interscience Publication 出版。

关于作者:

Arthur Kay 是 TI 的高级应用工程师。他专门负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于佐治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)并获得电子工程硕士学位。他曾在 Burr-Brown 与 Northrop Grumman 公司担任过半导体测试工程师。

附录 2.1:

Derivation the “Brickwall” correction factor for a first order filter.

$$e_{\text{rms}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_n^2 \cdot (|G|)^2 df$$

where

e_{rms} – total rms noise from f_1 to f_2 in V_{rms}

e_n – magnitude of noise spectral density at f_1 in $V/\sqrt{\text{Hz}}$

G – gain function for a single pole filter

$$G = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}} \quad |G| = \frac{1}{\sqrt{1^2 + \frac{f^2}{f_p^2}}} \quad (|G|)^2 = \frac{1}{1 + \frac{f^2}{f_p^2}}$$

$$e_{\text{rms}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_n^2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{f^2}{f_p^2}} df = \int_{f_1}^{f_2} e_n^2 \cdot \frac{f_p^2}{f_p^2 + f^2} df$$

$$e_{\text{rms}}^2 = e_n^2 \cdot f_p \cdot \text{atan}\left(\frac{f_2}{f_p}\right) - e_n^2 \cdot f_p \cdot \text{atan}\left(\frac{f_1}{f_p}\right)$$

Let $f_1 = 0, f_2 = \infty$

$$e_{\text{rms}}^2 = e_n^2 \cdot f_p \cdot \text{atan}(\infty) - e_n^2 \cdot f_p \cdot \text{atan}\left(\frac{f_1}{f_p}\right) = e_n^2 \cdot f_p \cdot \frac{\pi}{2}$$

$$e_{\text{rms}}^2 = e_n^2 \cdot f_p \cdot \frac{\pi}{2}$$

$$e_{\text{rms}} = \sqrt{e_n^2 \cdot f_p \cdot \frac{\pi}{2}}$$

Note that $\pi/2$ is $K_n = 1.57$ from Table 1.

附录 2.2:

Derivation the "Brickwall" correction factor for a first order filter.

$$e_n = \frac{e_{\text{normal}}}{f^{0.5}} \quad e_n^2 = \frac{e_{\text{normal}}^2}{(f^{0.5})^2} = \frac{e_{\text{normal}}^2}{f}$$

Units for
 $e_n = \text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
 $e_{\text{normal}} = \text{V}$
 $f = \text{Hz}$

$$e_{\text{rms}}^2 = \int_a^b \frac{e_{\text{normal}}^2}{f} df = e_{\text{normal}}^2 \cdot \ln(f) \Big|_a^b$$

rms units of V rms

$$e_{\text{rms}}^2 = e_{\text{normal}}^2 \cdot \ln(b) - e_{\text{normal}}^2 \cdot \ln(a) = e_{\text{normal}}^2 \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

$$e_{\text{rms}}^2 = e_{\text{normal}}^2 \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

$$e_{\text{rms}} = e_{\text{normal}} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$$

$\sqrt{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$ has no units

e_{normal} has units of V

一阶滤波器“砖墙”校正系数的演算过程

运算放大器电路固有噪声的分析与测量

第三部分：电阻噪声与计算示例

作者：TI 高级应用工程师 Art Kay

在第二部分中，我们给出了将产品说明书上噪声频谱密度曲线转换为运算放大器噪声源模型的方法。在本部分中，我们将了解如何用该模型计算简单运算放大器电路的总输出噪声。总噪声参考输入 (RTI) 包含运算放大器电压源的噪声、运算放大器电流源的噪声以及电阻噪声等。上述噪声源相加，再乘以运算放大器的噪声增益，即可得出输出噪声。图 3.1 显示了不同噪声源及各噪声源相加再乘以噪声增益后的情况。

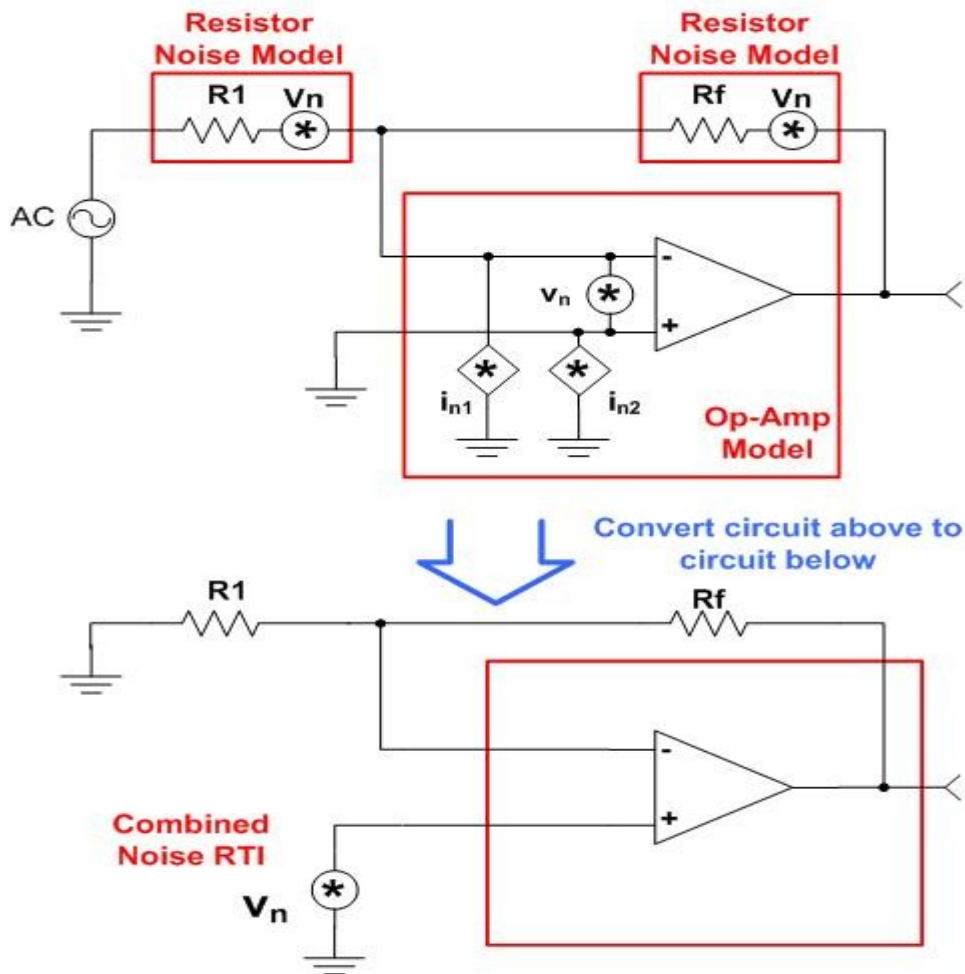


图 3.1：噪声源相结合

噪声增益是指运算放大器电路对总噪声参考输入 (RTI) 的增益。在某些情况下，这与信号增益并不相同。图 3.2 给出的实例显示了信号增益 (1) 与噪声增益 (2) 不同的情况。 V_n 信号源是指不同噪声源的噪声影响。请注意，通常在工程设计中，我们会在非反向输入端将所有噪声源结合为单个的噪声源。我们的最终目标是计算出运算放大器电路的噪声参考输出 (RTO)。

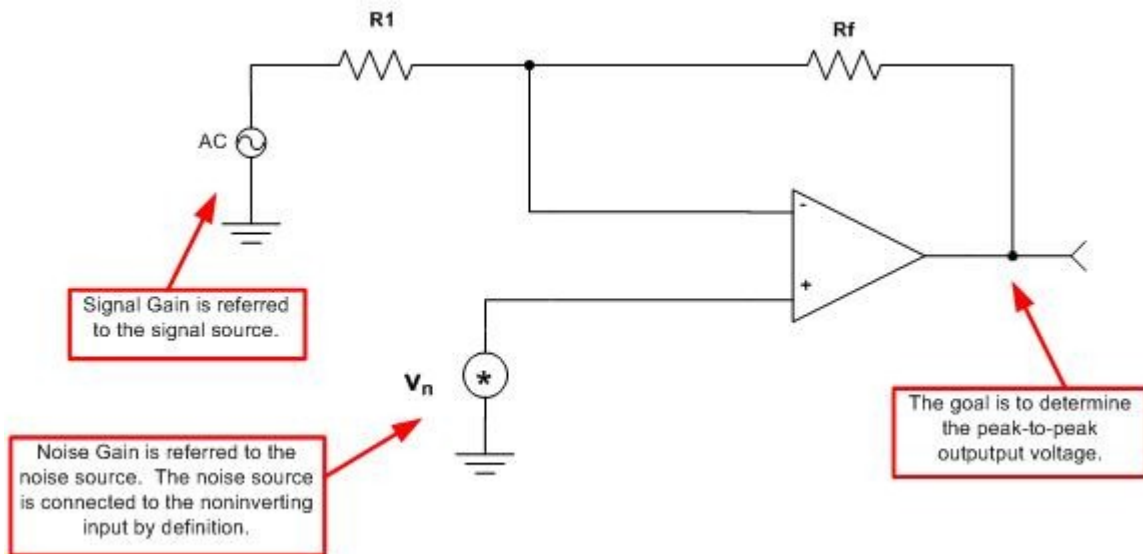


图 3.2: 噪声增益与信号增益

$$\text{Noise_Gain} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

方程式 3.1: 简单运算放大器电路的噪声增益

在上一篇文章中，我们了解到如何计算电压噪声输入，不过我们如何将电流噪声源转换为电压噪声源呢？一种办法就是对每个电流源进行独立的节点分析，并用叠加法将结果求和。这时我们要注意，要用和的平方根 (RSS) 对每个电流源的结果进行求和。通过方程式 3.2 和 3.3，我们可将简单运算放大器电路的电流噪声转换为等效电压噪声源。图 3.3 给出了有关图示。附录 3.1 给出了该电路的整个演算过程。

$$e_{n_i} = i_n \cdot R_{eq} \quad (3.2)$$

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_f \quad (3.3)$$

方程式 3.2 与 3.3: 将简单运算放大器的电流噪声转换为电压噪声 (RTI)

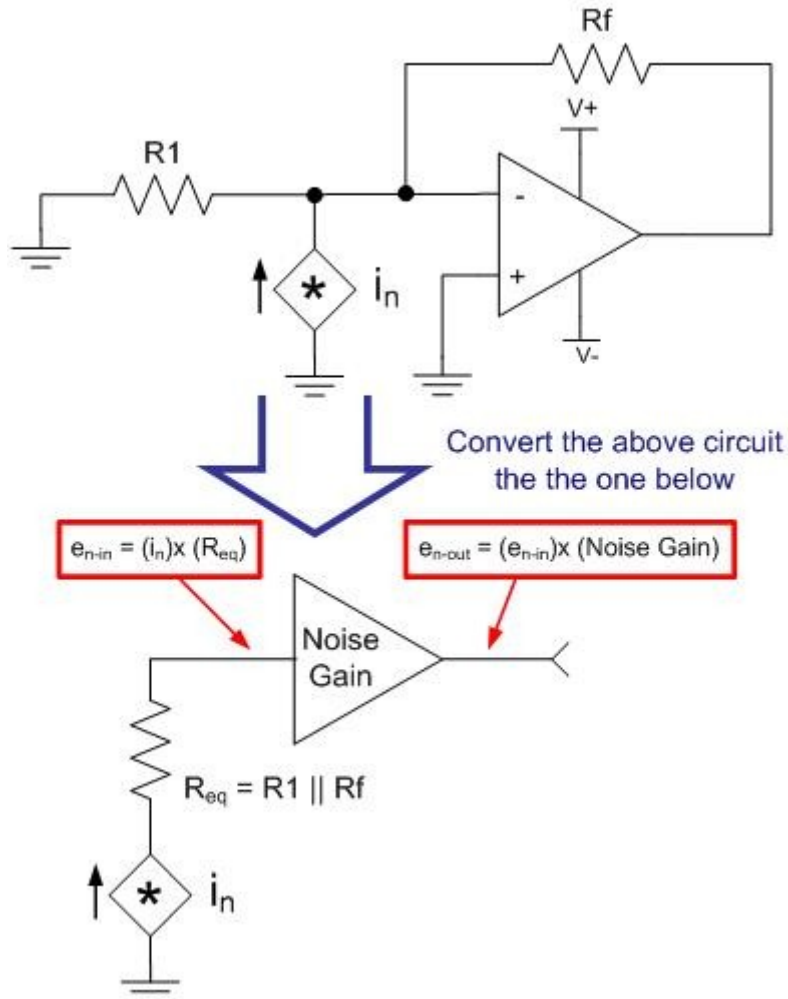


图 3.3: 将电流噪声转换为电压噪声 (等效电路)

我们还必须考虑的另一因素是运算放大器电路中电阻器的热电压噪声。我们可用节点分析法来独立分析电压源。我们可用叠加法与 RSS 添加法将结果相结合。通过方程式 3.4 与 3.5, 我们可将所有热噪声源相结合, 从而得到单个的噪声源参考输入。该噪声输入参考热噪声源表现为等效电阻。图 3.4 给出了相关示图。附录 3.2 给出了该电路的整个演算过程。

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_f \quad (3.4)$$

$$e_{nr} = \sqrt{4k \cdot T \cdot R_{eq} \cdot \Delta f} \quad (3.5)$$

方程式 3.4 与 3.5: 简单运算放大器电路的热噪声 RTI

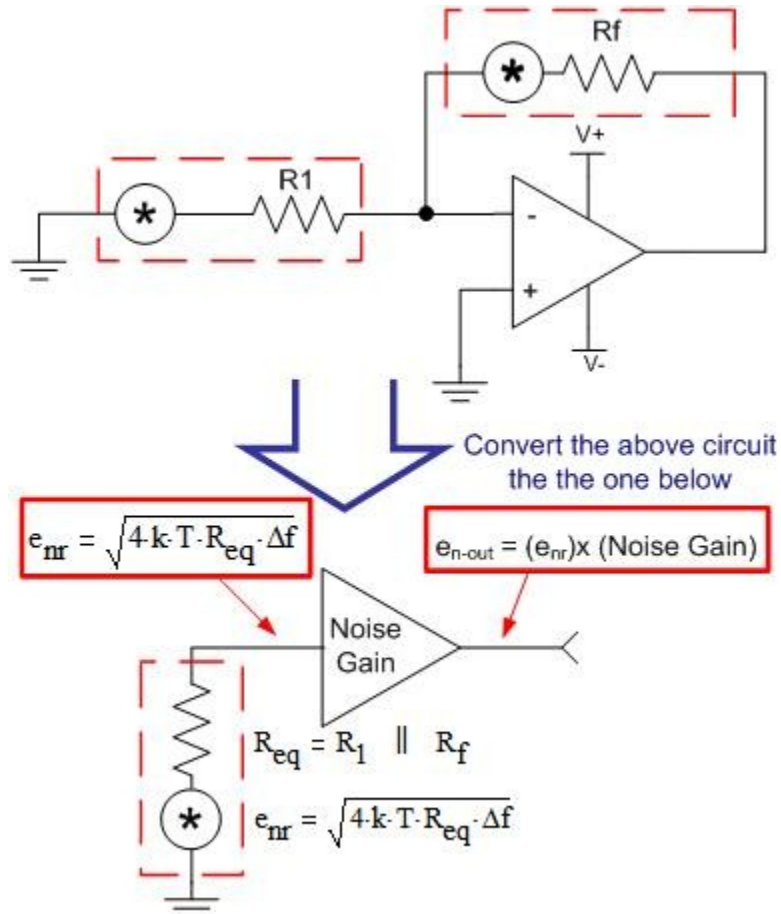


图 3.4: 简单运算放大器电路的热噪声 RTI (等效电路)

计算噪声的最后一步就是将所有噪声源相结合，再乘以噪声增益，从而计算出输出噪声。该均方根噪声乘以 6 通常用于估算峰值对峰值噪声。我们记得，在第一部分中，瞬时噪声测量结果小于均方根噪声乘以 6 的概率达 99.7%。根据方程式 3.6、3.7 及 3.8，即可计算出输出噪声。

$$e_{n_in} = \sqrt{e_{n_i}^2 + e_{n_v}^2 + e_{n_r}^2}$$

方程式 3.6: 所有噪声源 RTI 相加

$$e_{n_out} = e_{n_in} \cdot \text{Noise_Gain}$$

方程式 3.7: 乘以噪声增益

$$e_{n_out_pp} = e_{n_out} \cdot 6.0 \quad \text{For } +/- 3\sigma$$

方程式 3.8: 转换为峰值对峰值噪声

计算实例

现在，我们终于可以讨论实际情况了。有时，许多工程师因为难以完成所需的大量计算工作而不能得出最终结果。实际上，我们可用模拟软件来执行部分繁琐的计算工作。不过，了解理论背景非常重要，因为这将帮助我们更好地了解噪声的原理。此外，我们还应在模拟电路前对数字进行简短分析，这样才能知道模拟结果是否准确。在第四部分中，我们将探讨如何用 SPICE 仿真器套件来进行相关分析。

图 3.5 显示了用于本例分析的简单运算放大器的配置情况。请注意，本例所用的参数源于 OPA627 产品说明书，您可从 TI 网站下载该产品说明书 (www.ti.com)。

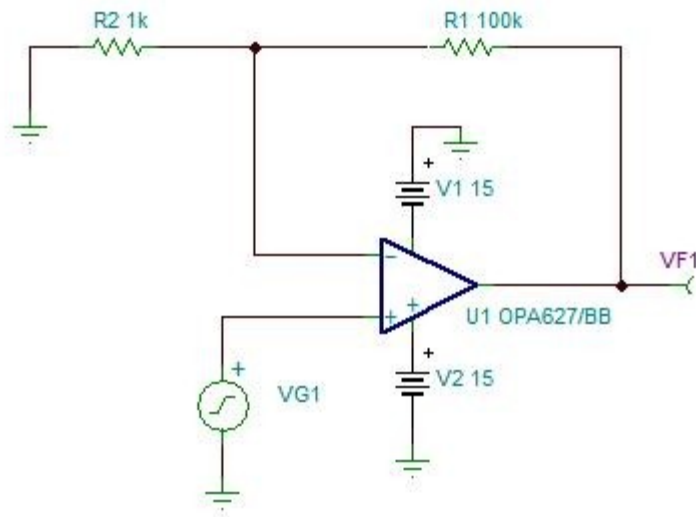


图 3.5：电路实例

分析要做的第一步就是测定电路的噪声增益与噪声带宽。运用方程式 3.2，可计算出噪声增益即：噪声增益 = $R_f/R_1 + 1 = 100k/1k + 1 = 101$ 。信号带宽受到运算放大器的闭环带宽的影像。根据产品说明书中的单位增益带宽，我们可用方程式 3.9 来确定闭环带宽。图 3.6 显示了有关情况。

$$\text{Closed_Loop_Bandwidth} = \frac{\text{Unity_Gain_Bandwidth}}{\text{Noise_Gain}} \quad (3.9)$$

$$\text{Closed_Loop_Bandwidth} = \frac{16\text{MHz}}{101} = 158\text{kHz}$$

方程式 3.9：简单非反向放大器的闭环带宽

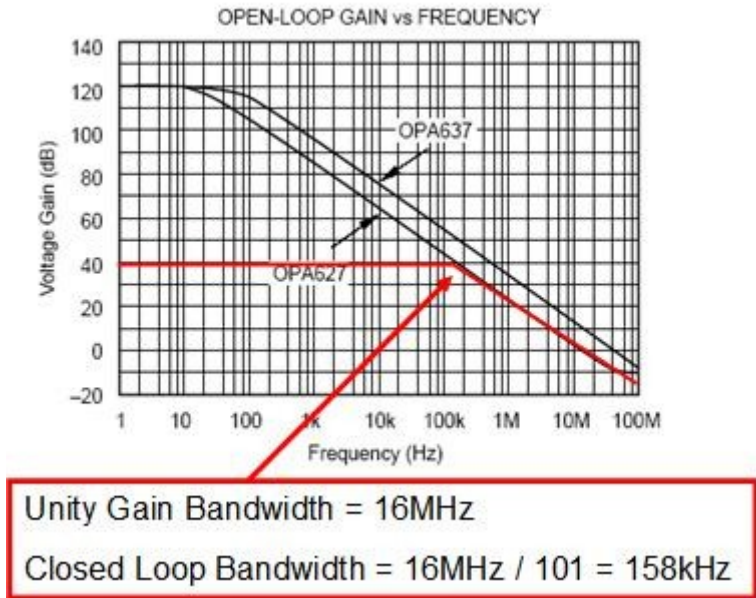


图 3.6: 简单非反向放大器的闭环带宽

分析的下一步就是根据产品说明书获得宽带与 1/f 噪声频谱密度参数。有时我们给出相关参数的图示（见图 3.7），有时给出列表进行总结（见图 3.8）。频谱密度值与闭环带宽可用于计算总输入电压噪声。例 3.1 演示了总输入噪声计算过程。

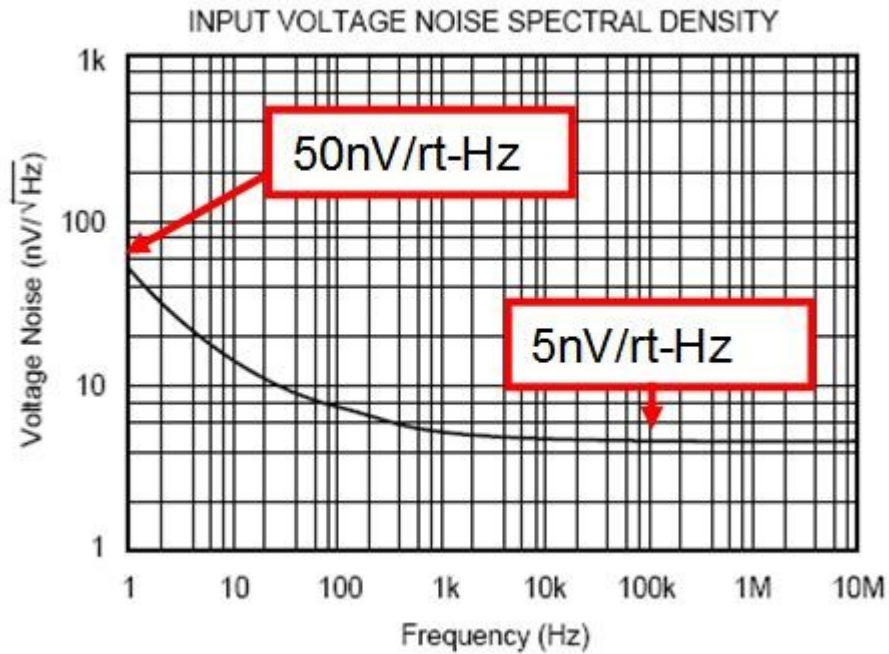


图 3.7: OPA627 噪声频谱密度参数

	OPA627AM, AP, AU OPA637AM, AP, AU			UNITS
	MIN	TYP	MAX	
NOISE				
Input Voltage Noise				
Noise Density: f = 10Hz		20		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 100Hz		10		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 1kHz		5.6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 10kHz		4.8		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Voltage Noise, BW = 0.1Hz to 10Hz		0.8		$\mu\text{Vp-p}$
Input Bias Current Noise				
Noise Density, f = 100Hz		2.5		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Current Noise, BW = 0.1Hz to 10Hz		48		fAp-p

图 3.8: OPA627 噪声频谱密度参数 (表格)

例 3.1: 计算电压噪声参考输入的幅度

Broadband Voltage Noise Component:

$$BW_n = f_H K_n \quad (2.2)$$

$$BW_n = (158\text{kHz}) \cdot (1.57) = 248\text{kHz} \quad \text{From Table 2.1 and Figure 3.6 (1.57 for single pole roll-off)}$$

$$e_{nBB} = e_{BB} \cdot \sqrt{BW_n} \quad (2.3)$$

$$e_{nBB} = \left(5 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \cdot \sqrt{248\text{kHz}} = 2490\text{nVrms} \quad \text{From Figure 3.8}$$

1/f Voltage Noise Component:

$$e_{fnom} = e_{at_f} \cdot \sqrt{f} \quad (2.4)$$

$$e_{fnom} = \left(50 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \cdot \sqrt{1\text{Hz}} = 50\text{nV} \quad \text{From Figure 3.8}$$

$$e_{nf} = e_{fnom} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} \quad (2.5)$$

$$e_{nf} = (50\text{nV}) \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{248\text{kHz}}{0.1\text{Hz}}\right)} = 191.8\text{nVrms} \quad \text{We use } f_H = BW_n \text{ and } f_L = 0.1\text{Hz (typical number)}$$

Total Voltage Noise (referred to the input of the amplifier):

$$e_{n_v} = \sqrt{e_{nf}^2 + e_{nBB}^2} \quad (2.6) \quad \text{From calculations above}$$

$$e_{n_v} = \sqrt{(2490\text{nVrms})^2 + (191.8\text{nVrms})^2} = 2497\text{nVrms}$$

下面，我们需要将电流噪声转换为等效输入参考电压噪声。首先，我们要将电流噪声频谱密度转换为电流源，然后将电流源乘以等效输入电阻，即可得出输入电压噪声。请注意，本例中无须进行 $1/f$ 计算，因为放大器是 J-FET 输入。J-FET 放大器通常不含有 $1/f$ 电流噪声。例 3.2 演示了整个计算过程。请注意，本计算示例中所采用的方程式均列在附录 3.1 中。该附录显示了电流噪声包含 $1/f$ 区域的情况。

例 3.2: 将电流噪声频谱密度转换为等效输入噪声电压

Broadband Current Noise Component:

$$BW_n = f_H \cdot K_n \quad (2.2)$$

$$BW_n = (158\text{kHz}) \cdot (1.57) = 248\text{kHz} \quad \text{From Table 2.1 and Figure 3.6}$$

$$i_{nBB} = i_{BB} \cdot \sqrt{BW_n} \quad (2.3)$$

$$i_{nBB} = \left(2.5 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \cdot \sqrt{248\text{kHz}} = 1.244\text{pA rms} \quad \text{From Figure 3.8}$$

$$i_n = i_{nBB} \quad \text{For this case there is no } 1/f \text{ noise}$$

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_f \quad (3.3)$$

$$R_{eq} = \frac{R_f R_1}{R_f + R_1} = \frac{(100\text{k}\Omega) \cdot (1\text{k}\Omega)}{100\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega} = 0.99\text{k}\Omega$$

$$e_{n_i} = i_n \cdot R_{eq} \quad (3.2)$$

$$e_{n_i} = (1.244\text{pA rms}) \cdot (0.99\text{k}\Omega) = 1.23\text{nV rms}$$

Since the total Voltage noise is $e_{n_v} = 2497\text{nV rms}$, the current noise voltage (1.23nV rms) will be negligible.

例 3.3 列出了输入参考电阻噪声的整个计算过程。请注意，本例中，电阻噪声的幅度与运算放大器噪声幅度相类似，因此将对输出噪声造成很大影响。

例 3.3: 将电阻噪声转换为等效输入噪声电压

Thermal Noise (Resistor Noise) Component:

$$BW_n = f_H \cdot K_n \quad (2.2)$$

$$BW_n = (158\text{kHz}) \cdot (1.57) = 248\text{kHz} \quad \text{From Table 2.1 and Figure 3.6}$$

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_f \quad (3.3)$$

$$R_{eq} = \frac{R_f R_1}{R_f + R_1} = \frac{(100\text{k}\Omega) \cdot (1\text{k}\Omega)}{100\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega} = 0.99\text{k}\Omega$$

$$e_{n_r} = \sqrt{4kT \cdot R_{eq} \cdot \Delta f} \quad (3.5 \text{ or } 1.1)$$

$$e_{n_r} = \sqrt{4(1.38 \cdot 10^{-23}) \cdot (273 + 25) \cdot (0.99\text{k}) \cdot (248\text{kHz})} = 2010\text{nVrms}$$

Since the total Voltage noise is $e_{n_v} = 2497\text{nVrms}$, the resistor noise voltage (2010nVrms) is significant.

既然我们已计算出了所有噪声大小，那么接下来我们就可确定总噪声参考输入 (RTI)。将所得的结果乘以噪声增益，即可计算出噪声参考输出。最后，我们将根据表 1.1 给出的转换系数来估算峰值对峰值的输出噪声（详情见例 3.4）。

例 3.4: 计算总峰值对峰值输出噪声

Voltage Noise from Op-Amp RTI:

$$e_{n_v} = 2497\text{nVrms} \quad (\text{From Example 3.1})$$

Current Noise from Op-Amp RTI:

$$e_{n_i} = 1.23\text{nVrms} \quad (\text{From Example 3.2})$$

Resistor Noise RTI:

$$e_{n_r} = 2010\text{nVrms} \quad (\text{From Example 3.3})$$

Compute Total RMS Noise RTI:

$$e_{n_{in}} = \sqrt{e_{n_v}^2 + e_{n_i}^2 + e_{n_r}^2} \quad (3.6)$$

$$e_{n_{in}} = \sqrt{(2497\text{nVrms})^2 + (1.23\text{nVrms})^2 + (2010\text{nVrms})^2} = 3205\text{nVrms}$$

Compute Total RMS Noise RTO:

$$e_{n_{out}} = e_{n_{in}} \cdot \text{Noise_Gain} \quad (3.7)$$

$$e_{n_{out}} = (3205\text{nVrms}) \cdot (101) = 324\mu\text{Vrms}$$

Estimate Total Peak-to-Peak Noise RTO:

$$e_{n_{out_pp}} = e_{n_{out}} \cdot 6.0 \quad (3.8)$$

$$e_{n_{out_pp}} = (324\mu\text{Vrms}) \cdot 6.0 = 1.94\text{mVpp} \quad \text{Final result!}$$

本文总结与下文内容简介

在噪声系列文章中，本部分全面介绍了简单运算放大器电路噪声的演算过程。采用上述方法并根据产品说明书中的参数，便可估算出峰值对峰值的输出噪声。对示例中电路的配置情况而言，我们估算出的峰值对峰值输出噪声为 1.94mVpp。我们在随后几篇文章中还将参考上述示例，并测定本文通过测量与 SPICE 分析所得的输出噪声估算值确实是准确的。

尽管我们在此仅给出了简单电路配置情况下的计算方法，但该方法同样也适用于更复杂的电路。在以后的文章中，我们还将介绍如何用电路模拟软件包 (TINA SPICE) 来进行噪声分析。不过，我们应注意到，在进行电路模拟之前必须先用手算分析方法进行计算，这样才能确保进行适当模拟。

致谢!

特别感谢以下 TI 人员提供的技术意见:

Rod Bert, 高级模拟 IC 设计经理
Bruce Trump, 线性产品经理
Tim Green, 应用工程设计经理
Neil Albaugh, 高级应用工程师

参考书目

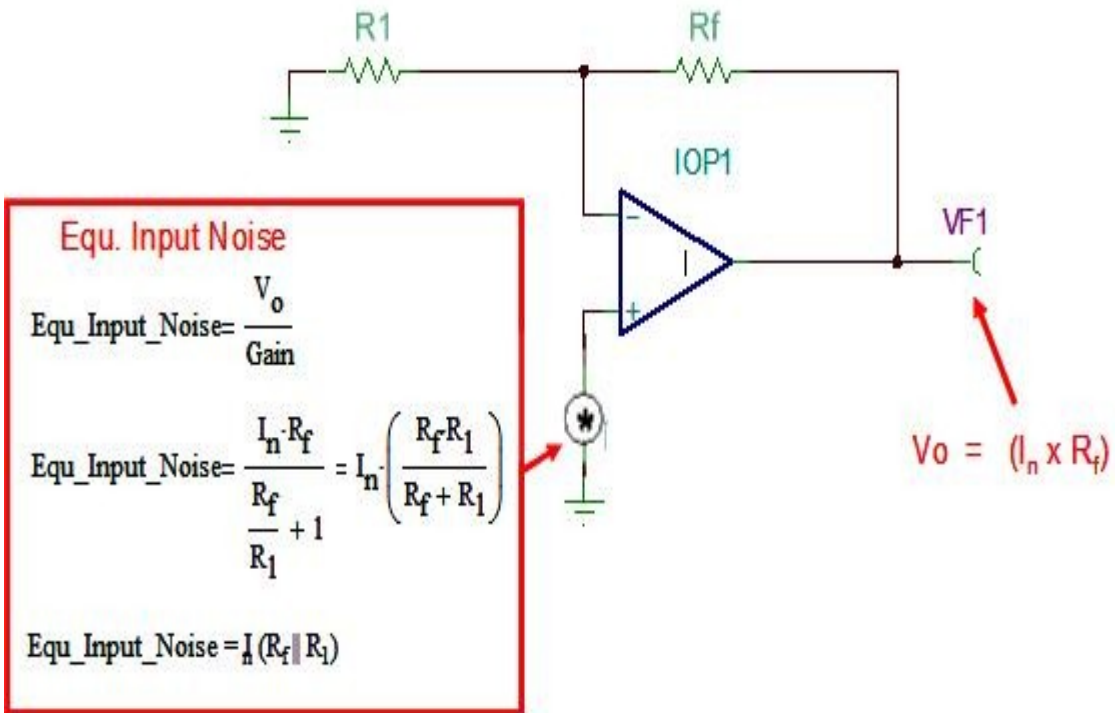
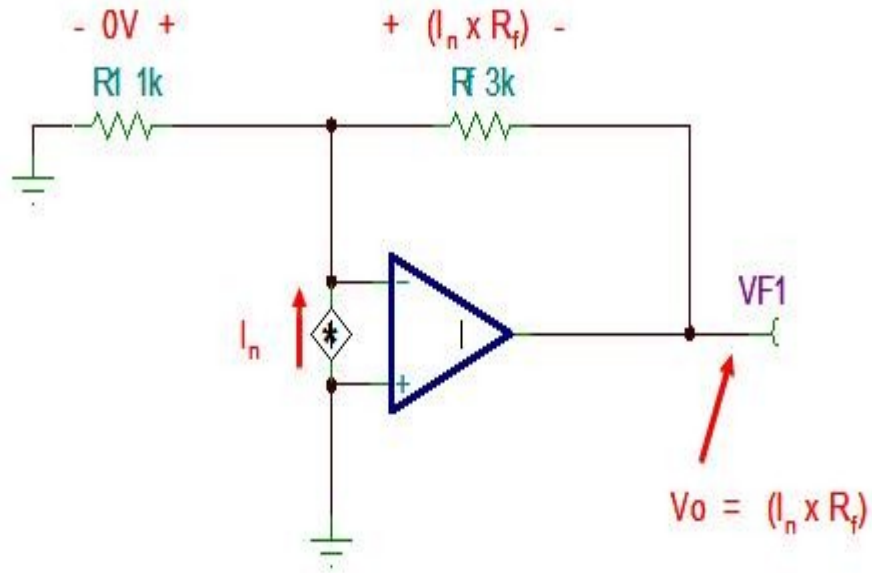
Robert V. Hogg 与 Elliot A Tanis 共同编著的《概率与统计推断》，第三版，麦克米兰出版公司 (Macmillan Publishing Co.) 出版;

C. D. Motchenbacher 与 J. A. Connelly 共同编著的《低噪声电子系统设计》，Wiley-Interscience Publication 出版。

关于作者:

Arthur Kay 是 TI 的高级应用工程师。他专门负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于佐治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，并获得电子工程硕士学位。他曾在 Burr-Brown 与 Northrop Grumman 公司担任过半导测试工程师。Art 的联系方式如下: kay_art@ti.com。

附录 3.1: 电流噪声转换为电压噪声的演算过程;



Equ. Input Noise

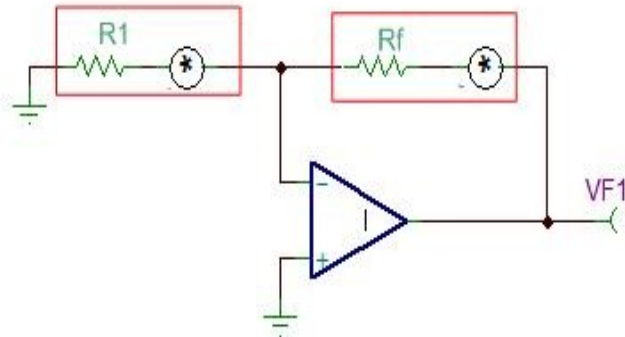
$$\text{Equ_Input_Noise} = \frac{V_o}{\text{Gain}}$$

$$\text{Equ_Input_Noise} = \frac{I_n \cdot R_f}{\frac{R_f}{R_1} + 1} = I_n \cdot \left(\frac{R_f R_1}{R_f + R_1} \right)$$

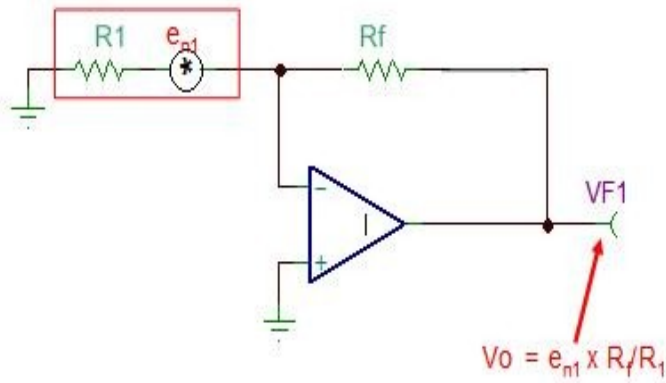
$$\text{Equ_Input_Noise} = I_n (R_f \parallel R_1)$$

附录 3.2: 简单运算放大器电阻噪声转换为电压噪声的演算过程;

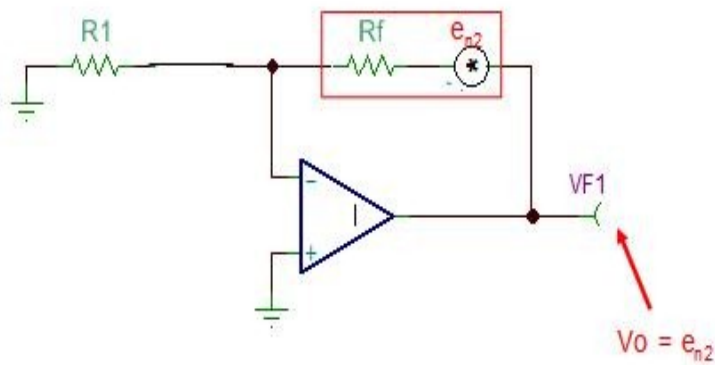
Equivalent Circuit



Use Superposition (R1)



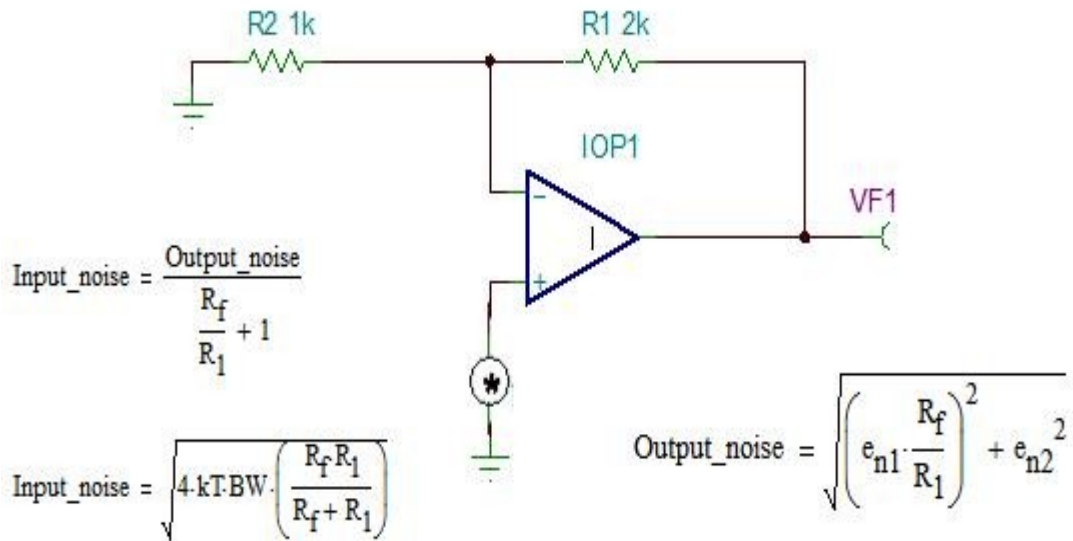
Use Superposition (Rf)



附录 3.2: 电阻噪声转换为电压噪声的演算过程 (续);

Add noise components and refer to the input.

Note: the input noise is equivalent to $R_f \parallel R_1$ (proof on next page)



Equivalent to noise of $R_f \parallel R_1$

附录 3.2: 电阻噪声转换为电压噪声的演算过程 (续);

$$\text{Output_Noise}^2 = \sqrt{e_{n1}^2 + e_{n2}^2} = \sqrt{\left(e_{n1} \cdot \frac{R_f}{R_1}\right)^2 + e_{n2}^2}$$

Let $\beta = 4 \cdot kT \cdot BW$

$$\text{Output_noise} = \sqrt{\left(\sqrt{\beta \cdot R_1} \cdot \frac{R_f}{R_1}\right)^2 + \left(\sqrt{\beta \cdot R_f}\right)^2}$$

$$\text{Input_noise} = \frac{\sqrt{\left(\sqrt{\beta \cdot R_1} \cdot \frac{R_f}{R_1}\right)^2 + \left(\sqrt{\beta \cdot R_f}\right)^2}}{\frac{R_f}{R_1} + 1}$$

$$\text{Input_noise}^2 = \frac{\beta \cdot \frac{R_f^2}{R_1} + \beta \cdot R_f}{\left(\frac{R_f + R_1}{R_1}\right)^2} = \frac{\beta \cdot R_f^2 \cdot R_1 + \beta \cdot R_f R_1^2}{(R_f + R_1)^2}$$

$$\text{Input_noise} = \sqrt{\frac{\beta \cdot R_f^2 \cdot R_1 + \beta \cdot R_f R_1^2}{(R_f + R_1)^2}} = \sqrt{\beta \cdot \frac{R_f R_1}{R_f + R_1}}$$

$$\text{Input_noise} = \sqrt{4 \cdot kT \cdot BW \cdot \left(\frac{R_f R_1}{R_f + R_1}\right)} \quad \text{Equ to noise of } R_f \parallel R_1$$

附录 3.3: 简单运算放大器电路的电压噪声计算方程式;

Noise Gain for Simple Op-Amp:

$$\text{Noise_Gain} = \frac{R_f}{R_1} + 1 \quad (3.2)$$

Broadband / Gain Relationship:

$$\text{Closed_Loop_Bandwidth} = \frac{\text{Unity_Gain_Bandwidth}}{\text{Noise_Gain}} \quad (3.8)$$

Broadband Voltage Noise Component:

$$\text{BW}_n = f_H \cdot K_n \quad (2.2)$$

$$e_{n\text{BB}} = e_{\text{BB}} \cdot \sqrt{\text{BW}_n} \quad (2.3)$$

1/f Voltage Noise Component:

$$e_{\text{fnom}} = e_{\text{at}_f} \cdot \sqrt{f} \quad (2.4)$$

$$e_{\text{nf}} = e_{\text{fnom}} \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)} \quad (2.5)$$

Total Voltage Noise (referred to the input of the amplifier):

$$e_{n_v} = \sqrt{e_{\text{nf}}^2 + e_{\text{nBB}}^2} \quad (2.6) \quad \text{From calculations above}$$

附录 3.4: 简单运算放大器电路的电流噪声计算方程式;

Broadband Current Noise Component:

$$i_{nBB} = i_{BB} \cdot \sqrt{BW_n} \quad (2.3)$$

1/f Current Noise Component:

$$i_{fnorm} = i_{at_f} \cdot \sqrt{f} \quad (2.4)$$

$$i_{nf} = i_{fnorm} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} \quad (2.5)$$

Total Current Noise (referred to the input of the amplifier):

$$i_n = \sqrt{i_{nf}^2 + i_{nBB}^2} \quad (2.6) \quad \text{From calculations above}$$

Convert Current to Voltage Noise

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_f \quad (3.3)$$

$$e_{n_i} = i_n \cdot R_{eq} \quad (3.2)$$

附录 3.5: 简单运算放大器电路的电阻与总噪声计算方程式。

Thermal Noise (Resistor Noise) Component:

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_f \quad (3.3)$$

$$e_{n_r} = \sqrt{4kT \cdot R_{eq} \cdot \Delta f} \quad (3.5 \text{ or } 1.1)$$

where

$k = 1.381E-23$ joule/K

$T =$ temperature in Kelvin $T_k = 273.15C + T_c$

$R_{eq} =$ equivalent resistance for simple Op-Amp Circuit

$\Delta f =$ Noise Bandwidth

Compute Total RMS Noise RTI:

$$e_{n_{in}} = \sqrt{e_{n_v}^2 + e_{n_i}^2 + e_{n_r}^2} \quad (3.6)$$

Compute Total RMS Noise RTO:

$$e_{n_{out}} = e_{n_{in}} \cdot \text{Noise_Gain} \quad (3.7)$$

Estimate Total Peak-to-Peak Noise RTO:

$$e_{n_{out_pp}} = e_{n_{out}} \cdot 6.0 \quad (3.8)$$

运算放大器电路固有噪声的分析与测量(第四部分)

关键字：[运算放大器](#) [噪声](#) [TINA SPICE](#)

作者：Art Kay，德州仪器(TI)高级应用工程师

在本系列的第三部分，我们对简单的[运算放大器](#)电路进行了实际分析。在本部分中，我们将采用所谓“[TINA SPICE](#)”电路模拟套件来分析运算放大器电路。（您可在TI网站www.ti.com上通过输入TINA搜索，获得TINA SPICE的免费版TINA-TI）。TINA SPICE能够就SPICE套件进行传统类型的模拟（如dc、瞬态、频率域分析、[噪声](#)分析等）。此外，TINA-TI还配有众多TI模拟宏模型。

在本部分，我们将介绍 TINA 噪声分析以及如何证明运算放大器的宏模型能准确对噪声进行建模。重要的是，我们应当了解，有些模型可能不能对噪声做适当建模。为此，我们可以用一个简单的测试步骤来加以检查，并通过用分离噪声源和通用运算放大器开发自己的模型来解决这一问题。

测试运算放大器噪声模型的准确性

图 4.1 显示了用于确认运算放大器噪声模型准确性的测试电路。CCV1 是一种流控电压源，我们用它来将噪声电流转换为噪声电压。之所以要进行这种转换，是因为 TINA 中的“输出噪声分析”需要对噪声电压进行严格检查。CCV1 的增益必须如图所示设为 1，这样电流就能直接转换为电压。运算放大器采用电压输出器配置，这样输出就能反映输入噪声情况。TINA 能够识别到两个输出测量节点“voltage_noise”与“current_noise”，它们用于生成噪声图。由于 TINA 需要输入源才能进行噪声分析，因此我们添加了信号源 VG1。我们将此信号源配置成正弦曲线，但这对噪声分析并不重要（见图 4.2）。

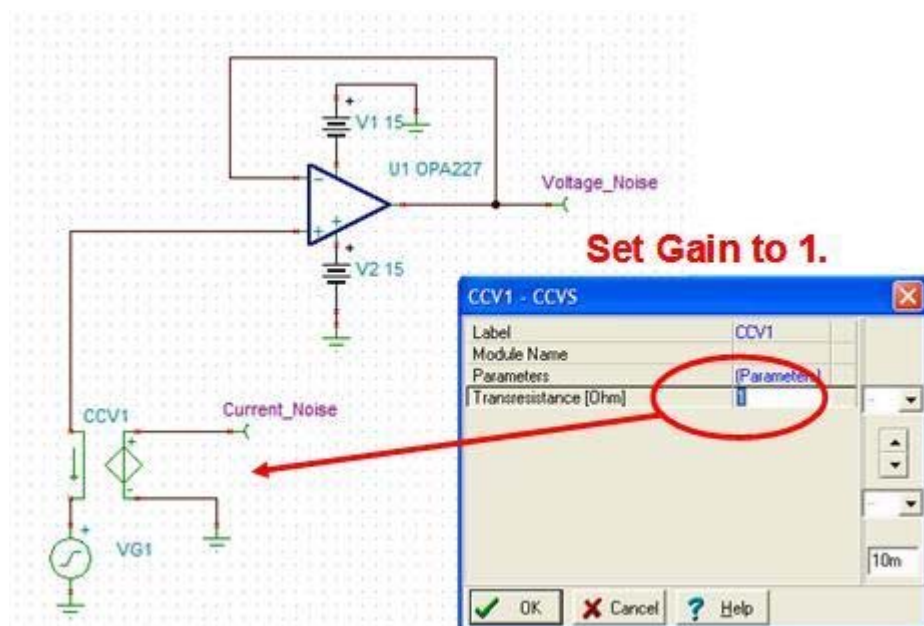


图 4.1: 配置噪声测试电路 (设置 CCV1 增益为 1)

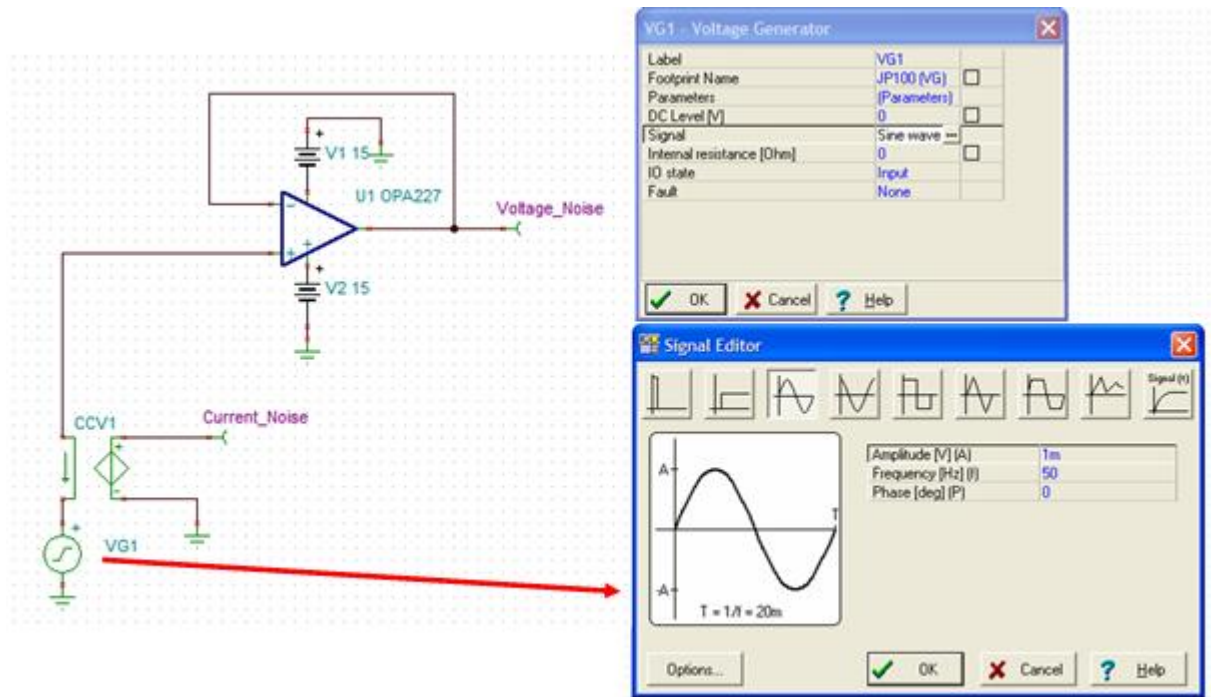


图 4.2: 配置噪声测试电路 (设置信号源 VG1)

随后，我们可从下来菜单中选择“分析\噪声分析”（如图 4.3 所示），进行噪声分析，这将生成噪声分析表。然后输入需要的起始和终止频率。该频率范围由受测试的运算放大器的规范决定。就本例而言，OPA227 的规范要求频率范围为 0.1 Hz~10 kHz，也就是说，这就是适合本例的频率范围。随后，在“图表”项下选择“输出噪声”选项，便可针对电路中每个测量节点（仪表）生成不同的频谱密度曲线。这样，我们进行分析时，就能获得两个频谱密度曲线图，一个是针对“电压噪声”节点，另一个则是针对“电流噪声”节点。

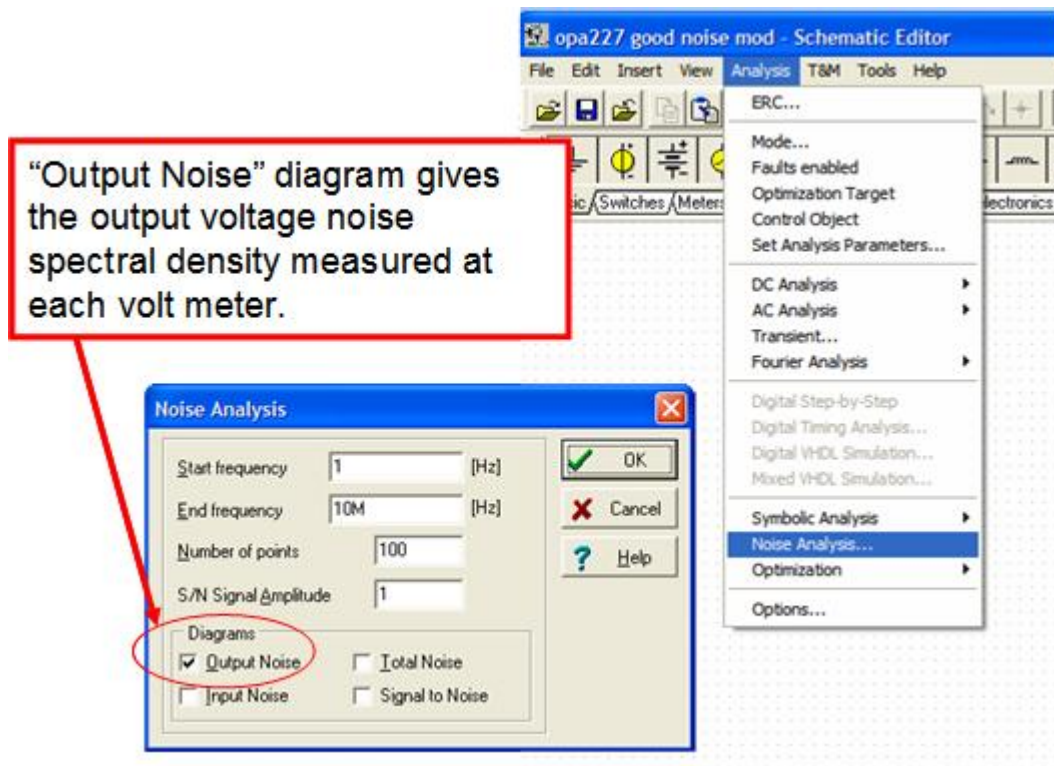


图 4.3: 执行“噪声分析”选项

图 4.4 显示了噪声分析的结果。我们可用一些简单的方法来将曲线转换为更有用的形式。首先，我们点击“视图”菜单下的“曲线分离”，随后，再点击 Y 轴并选择“对数”标度。根据适当范围设置上下限（四舍五入到 10 的 N 次幂）。点数调节为 $1 + \text{Number_of_Decades}$ 。在本例中，我们三个十倍频程（即 $100\text{f} \sim 100\text{p}$ ），因此，我们需要四点（见图 4.5）。

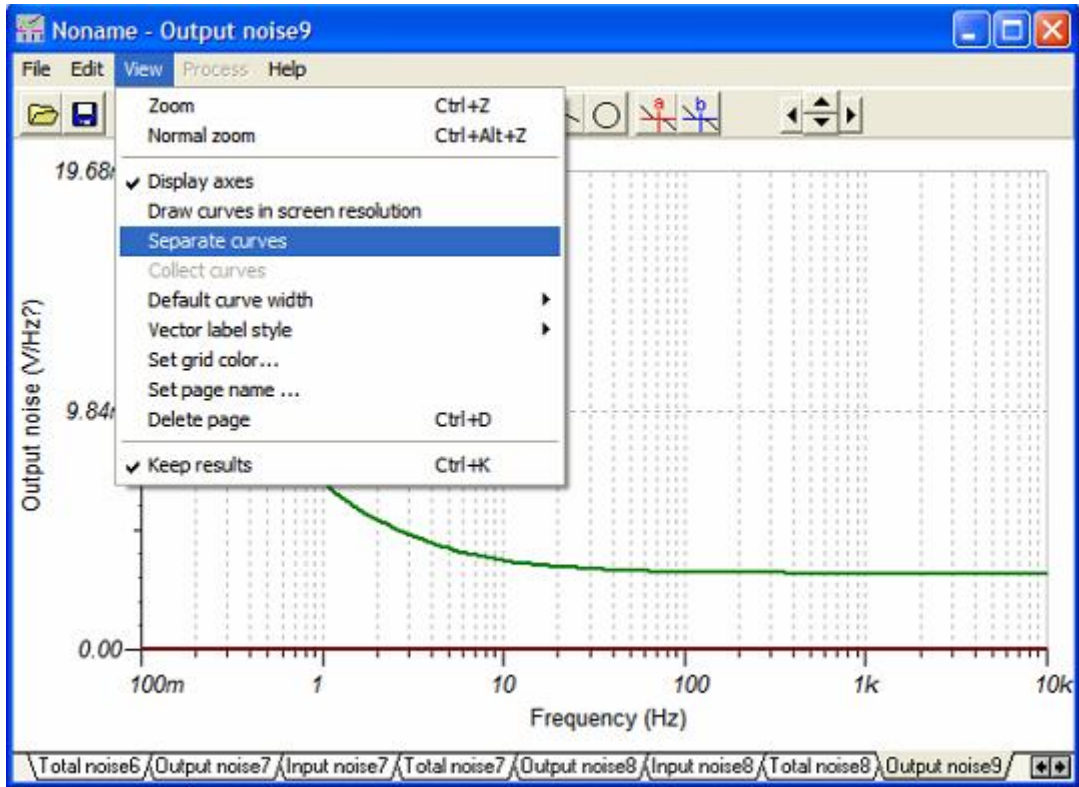


图 4.4: 转变为更有用的格式的简单方法 (曲线分离)

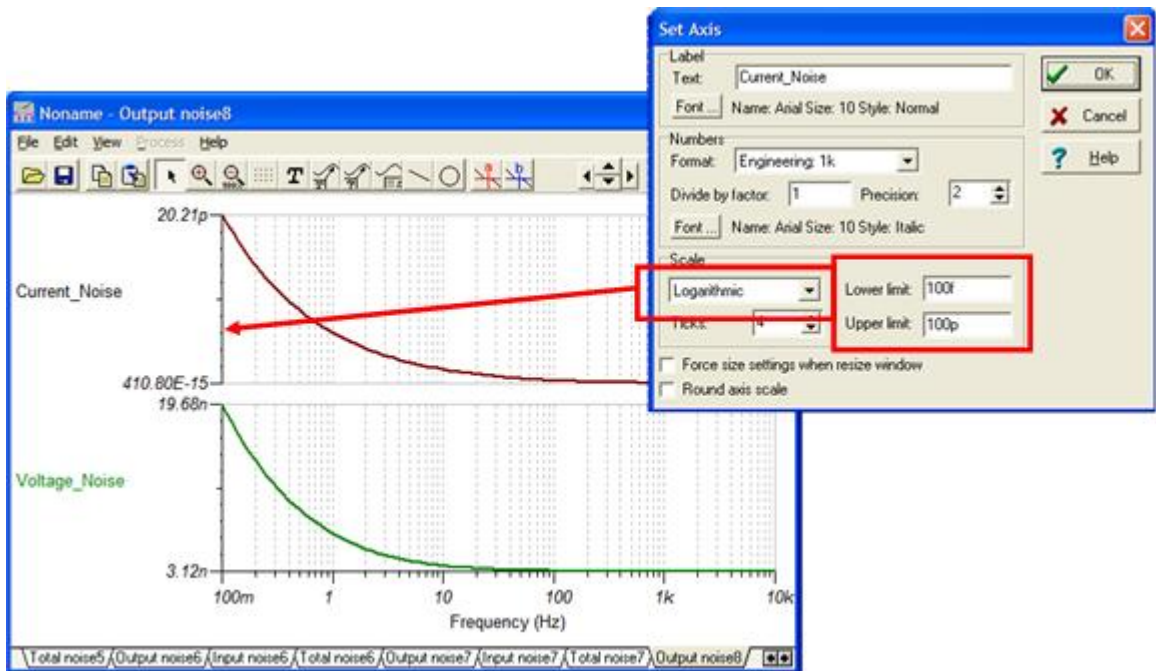


图 4.5: 转变为更有用的格式的简单方法 (变为对数标度)

我们将模拟结果与图 4.6 中的 OPA227 数据表相比较。请注意，二者几乎相同。这就是说，OPA227 的 TINA-TI 模型能准确进行噪声建模。我们对 OPA627 模型也采用与上述相同的步骤，图 4.7 显示了测试结果，发现 OPA627 模型没能通过测试。OPA627 模型

的电流噪声频谱密度约为 $3.5E-21A/rt-Hz$ ，而规范要求则为 $2.5E-15A/rt-Hz$ 。此外，模型中的电压噪声未体现 $1/f$ 区。下面，我们将为这款运算放大器建模，实现适当的噪声建模。

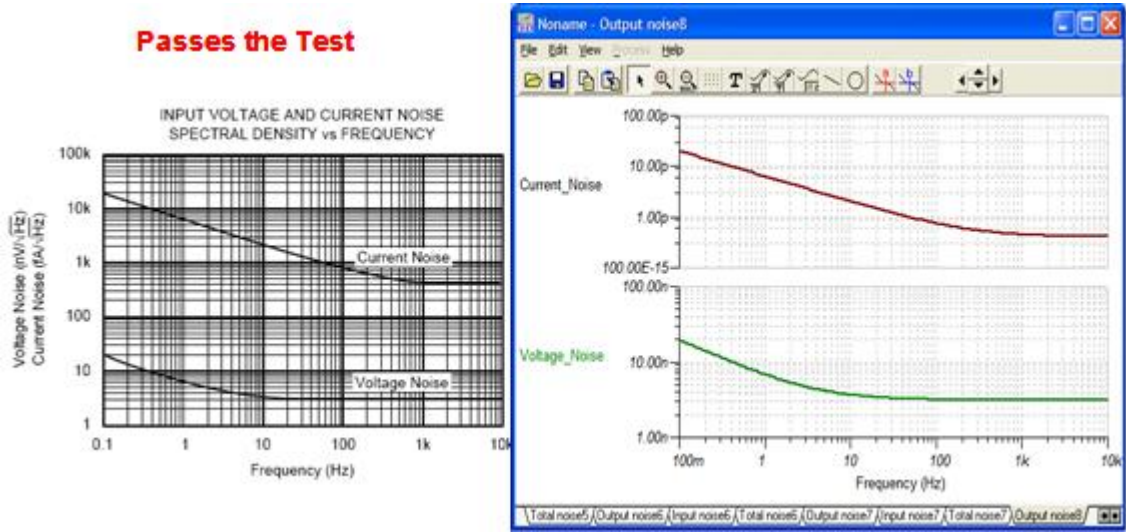


图 4.6: OPA227 通过建模测试

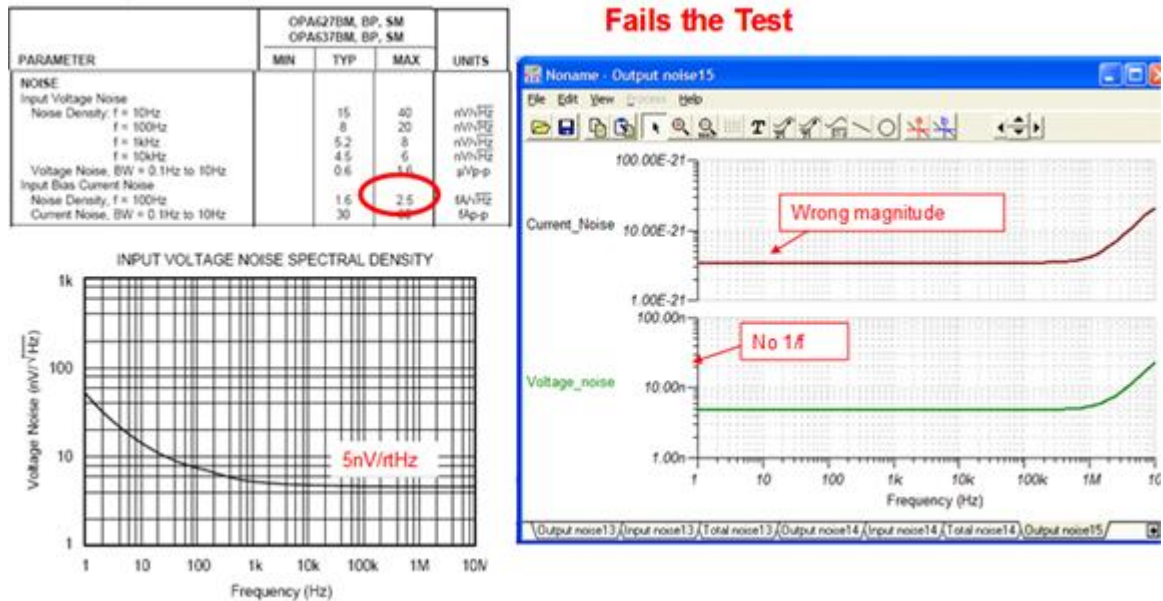


图 4.7: OPA627 未通过建模测试

建立自己的噪声模型

在第二部分中，我们曾介绍过运算放大器噪声模型，它包括运算放大器、电压噪声源和电流噪声源。我们将用分离噪声源和通用运算放大器来构建这一噪声模型。模拟与 Rf 模型 (Analog & Rf models) 公司的 Bill Sands 为 TI 开发了分离噪声源。您可从 TI 网站 www.ti.com 下载这种噪声源，只需搜索“TINA-TI 应用原理图”并查找“噪声分析”文件夹即可。我们还在附录 4.1 和 4.2 中给出了“TINA 宏”列表。

图 4.8 显示了用于创建噪声模型的电路。请注意，这就是我们此前使用的测试电路配置。该电路配置中有一个连接在输入端之间的电流噪声源。严格地说，实际上有两个电流噪声源。不过，我们从产品说明书很难说清楚这些信号源之间的相互关系。而且，在电流反馈放大器中这些信号源的信号幅度不同。我们在以后的文章中 will 更详细地探讨上述问题。我们将对电路加以定制，以便对 OPA627 的噪声特点进行适当建模。

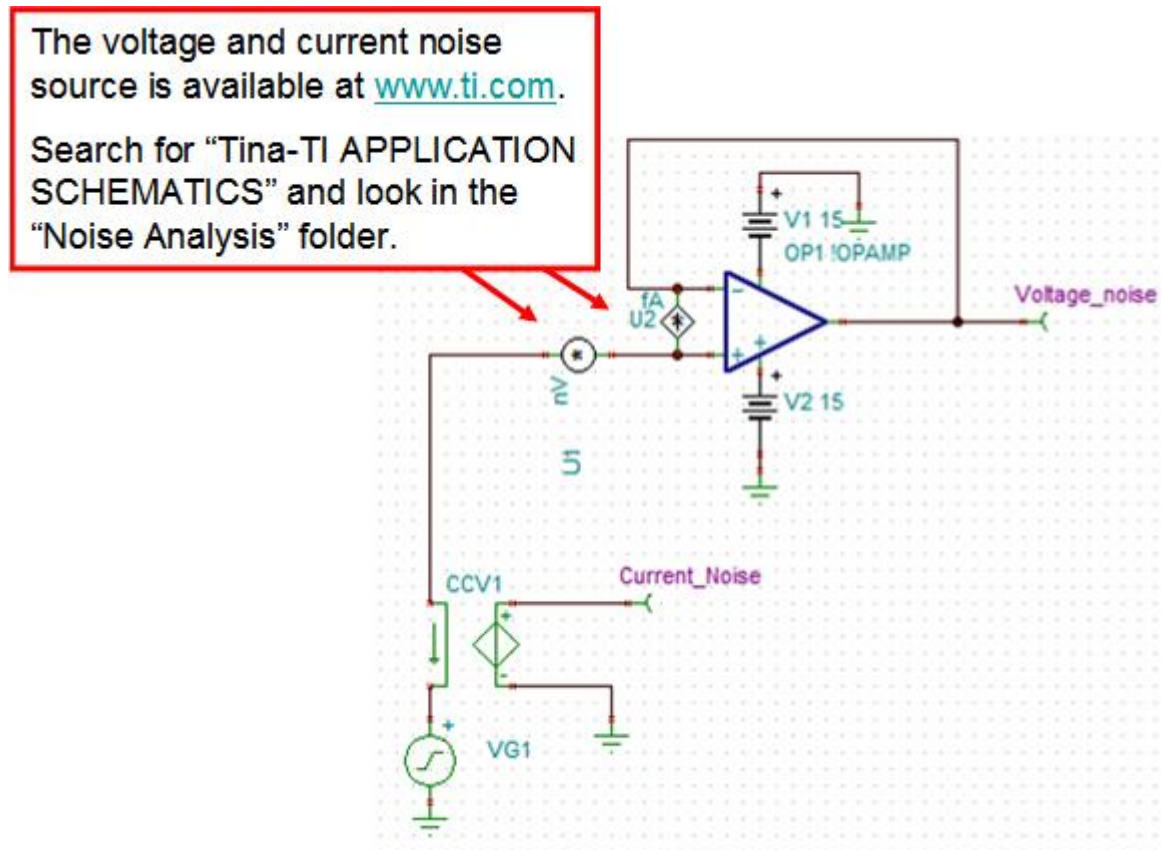


图 4.8: 采用分离噪声源的运算放大器噪声模型

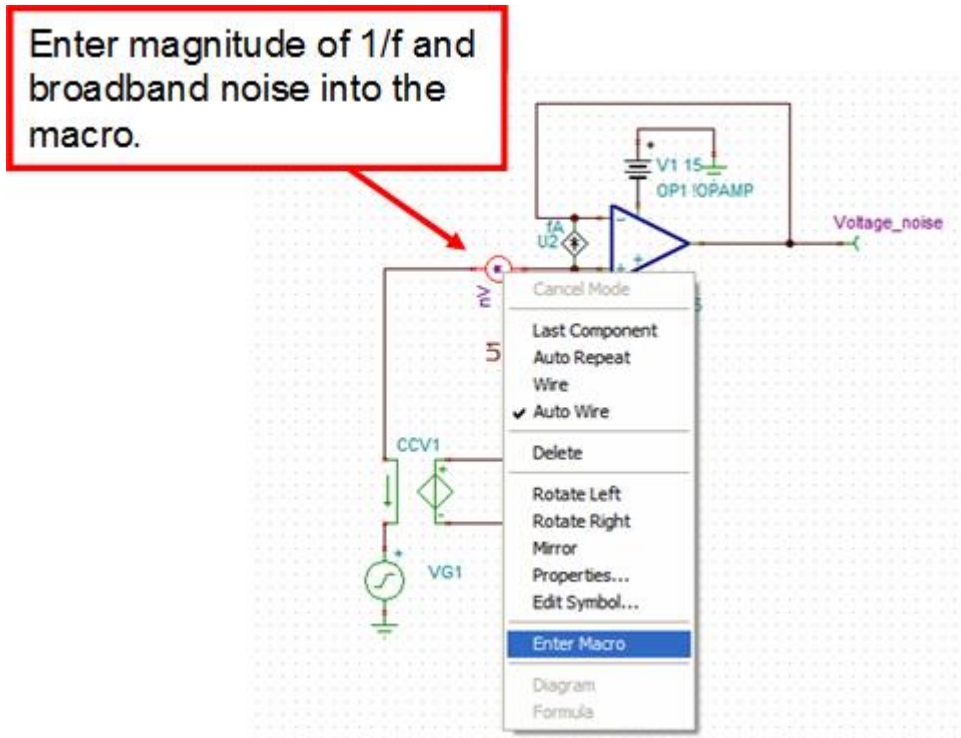
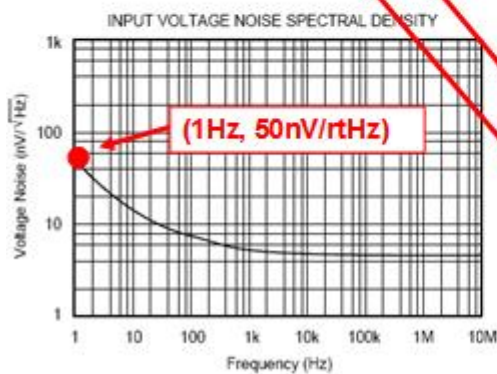


图 4.9: 进入宏以配置噪声电压源

1/f Region

Look for a point in the 1/f region. Enter the frequency and magnitude at this point



```

opa627 noise source mod:U1 [MACRO] - Schematic Editor
File Edit Insert View Analysis T&M Tools Help
Basic/Switches/Meters/Sources/Semiconductors/Optoelectronics/Sp
* BEGIN PROG NSE NANOVOLT/RT-HZ
.SUBCKT VNSE 30 40
* BEGIN SETUP OF NOISE GEN - NANOVOLT/RT-
* INPUT THREE VARIABLES
* SET UP VNSE 1/F
* NV/RHZ AT 1/F FREQ
.PARAM NLF=50
* FREQ FOR 1/F VAL
.PARAM FLW=1
* SET UP VNSE FB
* NV/RHZ FLATBAND
.PARAM NVR=5
* END USER INPUT
* START CALC VALS
.PARAM GLF={FLW^0.25*NLF/1164}
.PARAM RNV={1.184*NVR^2}
.MODEL DVN D KF={FLW^0.5/1E11} IS=1.0E-16
  
```

图 4.10: 输入 1/f 区数据

随后，我们应输入宽带噪声频谱密度，这里要用到 NVR 参数。请注意，由于宽带噪声强度就所有频率而言都是一样的，因此这里不需要输入频率（见图 4.11）。输入噪声信息之

后，我们必须编辑并关闭 SPICE 文本编辑器。点击“校验框”，注意到状态栏会显示“编辑成功”消息。在“文件”菜单下选择“关闭”，返回原理图编辑器（见图 4.12）。

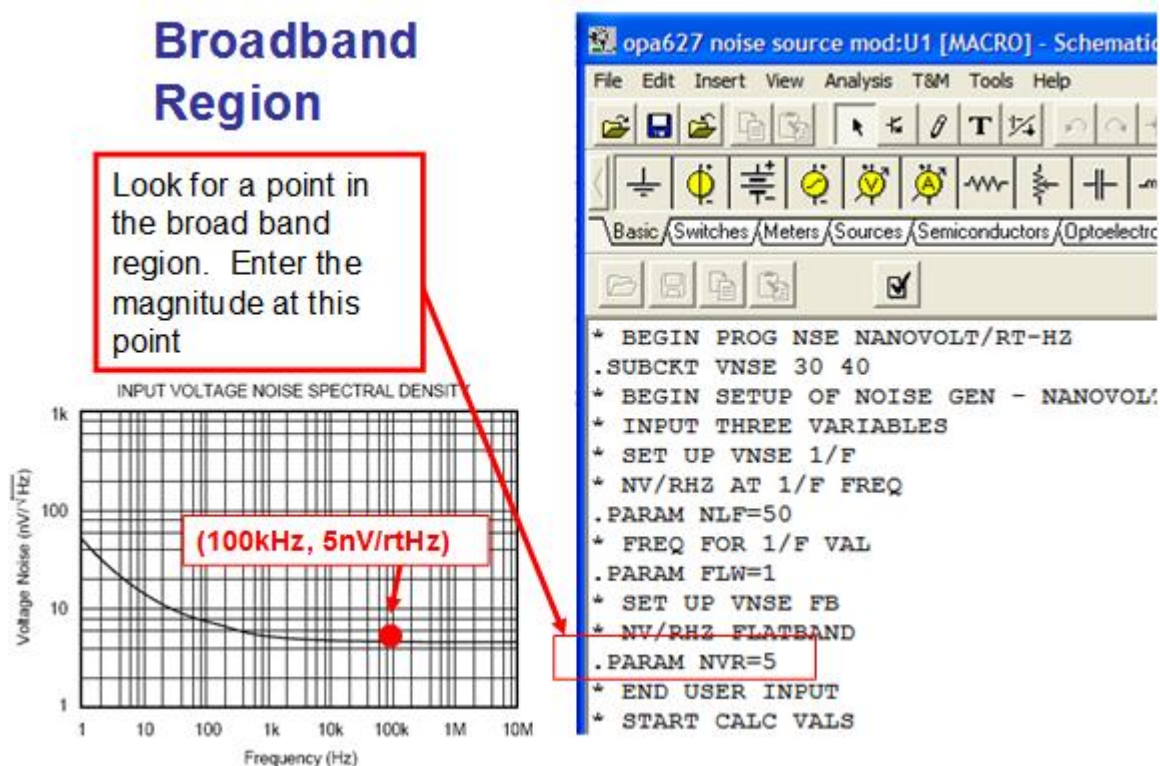


图 4.11: 输入宽带区数据

我们对电流噪声源也要采取相同步骤。就此示例来说，电流源没有 $1/f$ 噪声。这时，宽带频谱密度和 $1/f$ “.PARAM” 均设为 $2.5\text{fA}/\text{rt-Hz}$ 。 $1/f$ 频率通常设为非常低的频率，如 0.001Hz （见图 4.13）。

Compile the Macro

After macro is compiled press "file > close" and return to schematic editor.

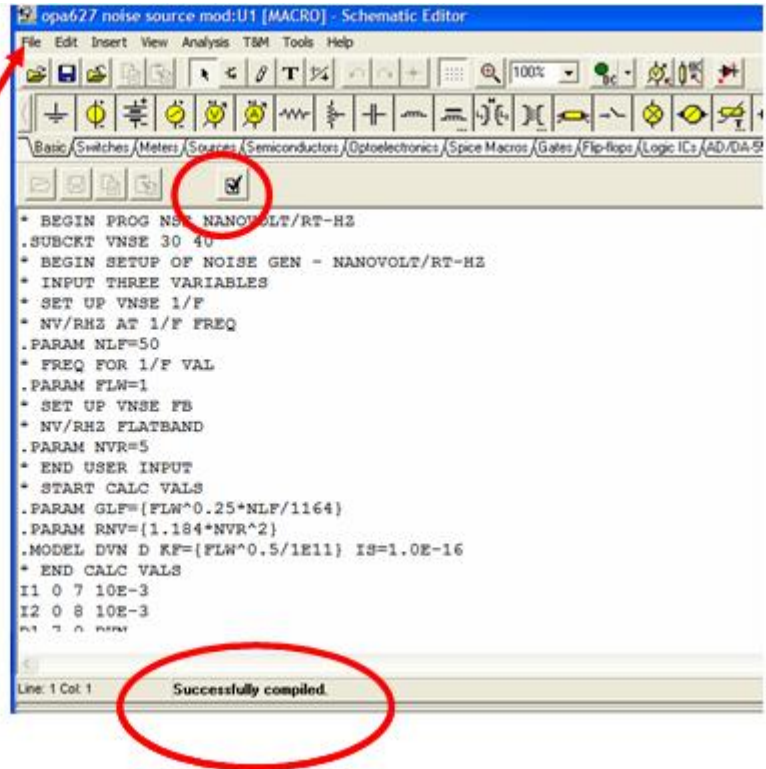


图 4.12: 编辑“宏”并“关闭”

Follow the same procedure for current noise. This example has no 1/f component (set FLWF = 0.001).

```

* BEGIN PROG NSE FEMTO AMP/RT-HZ
.SUBCKT FEMTO 1 2
* BEGIN SETUP OF NOISE GEN - FEMPTOAMP
* INPUT THREE VARIABLES
* SET UP INSE 1/F
* FA/RHZ AT 1/F FREQ
.PARAM NLFF=2.5
* FREQ FOR 1/F VAL
.PARAM FLWF=0.001
* SET UP INSE FB
* FA/RHZ FLATBAND
.PARAM NVRF=2.5
* END USER INPUT
* START CALC VALS
    
```

PARAMETER	OPA627BM, BP, SM OPA637BM, BP, SM			UNITS
	MIN	TYP	MAX	
NOISE				
Input Voltage Noise				
Noise Density, f = 10Hz		15	40	nV/√Hz
f = 100Hz		8	20	nV/√Hz
f = 1kHz		5.2	8	nV/√Hz
f = 10kHz		4.5	6	nV/√Hz
Voltage Noise, BW = 0.1Hz to 10Hz		0.6	1.6	μVp-p
Input Bias Current Noise				
Noise Density, f = 100Hz		1.6	2.5	fA/√Hz
Current Noise, BW = 0.1Hz to 10Hz		30	60	fAp-p

图 4.13: 输入电流噪声源数据

现在，我们对两种噪声源都进行了适当配置，接下来就要编辑通用运算放大器模型中的一些 AC 参数了。具体说来，必须输入开环增益和主导极点，因为它们会影响放大器的闭环带宽，反过来闭环带宽又会影响电路的噪声特性。开环增益在数据表中通常采用 dB 为单位。我

们可用方程式 4.1 将 dB 转换为线性增益。我们还可利用方程式 4.2 来计算 Aol 曲线中的主导极点。例 4.1 就 OPA627 进行了主导极点计算。图 4.14 给出了主导极点的图示。

$$OLG = 10^{\left(\frac{Ndb}{20}\right)}$$

Where

OLG = the Open Loop Gain in V/V

Ndb = the Open Loop Gain in dB

方程式 4.1: 将 dB 转化为线性增益

$$\text{Dominant_Pole} = \frac{GBW}{OLG}$$

Where

Dominant_Pole = the first pole in the op amp Open Loop Gain curve

GBW = The Gain Bandwidth Product

OLG = the Open Loop Gain in V/V

方程式 4.2: 计算主导极点

$$OLG = 10^{\frac{Ndb}{20}} = 10^{\left(\frac{120}{20}\right)} = 1 \cdot 10^6 \text{ V/V}$$

OPA627
Data Sheet

$$\text{Dominant_Pole} = \frac{GBW}{OLG} = \frac{16\text{MHz}}{1 \cdot 10^6} = 16\text{Hz}$$



				dB
OPEN-LOOP GAIN				
Open-Loop Voltage Gain	112	120		dB
Over Specified Temperature	106	117		dB
SM Grade	100	114		dB
FREQUENCY RESPONSE				
Slew Rate: OPA627	40	55		V/μs
OPA637	100	135		V/μs
Settling Time: OPA627 0.01%		550		ns
0.1%		450		ns
OPA637 0.01%		450		ns
0.1%		300		ns
Gain-Bandwidth Product: OPA627		16		MHz
OPA637		80		MHz
Total Harmonic Distortion + Noise		0.00003		%

例 4.1: 查找 OPA627 的线性开环增益和主导极点

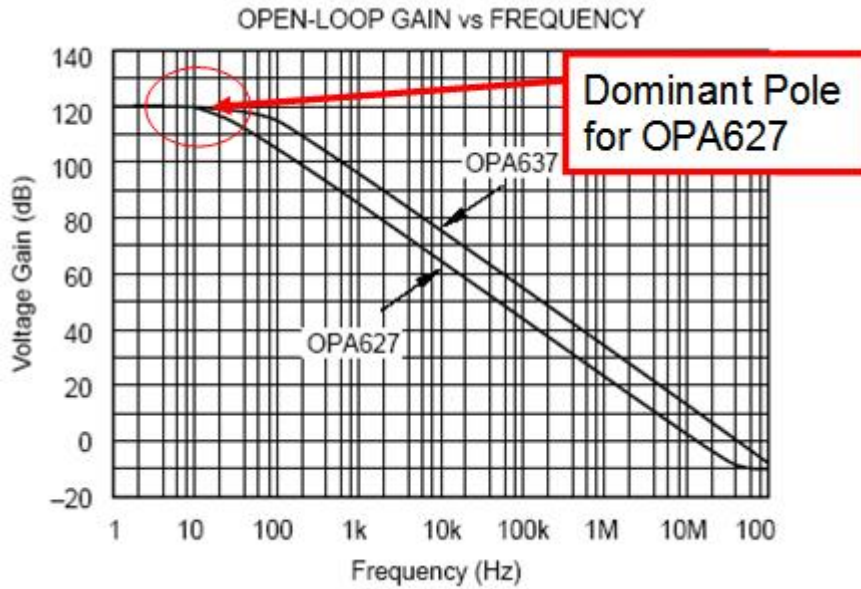


图 4.14: 增益主导极点与频率关系图

下面，我们应编辑通用运算放大器模型，其中包括开环增益和主导极点。只需双击运算放大器标志并按下“类型”按钮即可，这将启动“目录编辑器”。在“目录编辑器”中，我们要修改“开环增益”以匹配于我们在例 4.1 中计算所得的结果。图 4.15 概述了相关步骤。

1. Double Click on Op-Amp
2. Press "Type" Button
3. Edit "Open loop gain" and "Dominant Pole" according to Op-Amp data sheet

图 4.15: 编辑通用运算放大器

现在，运算放大器的噪声模型已经构建完毕。图 4.16 显示了模型上运行测试的过程及结果。正如我们所期望的那样，新模型与数据表刚好匹配。

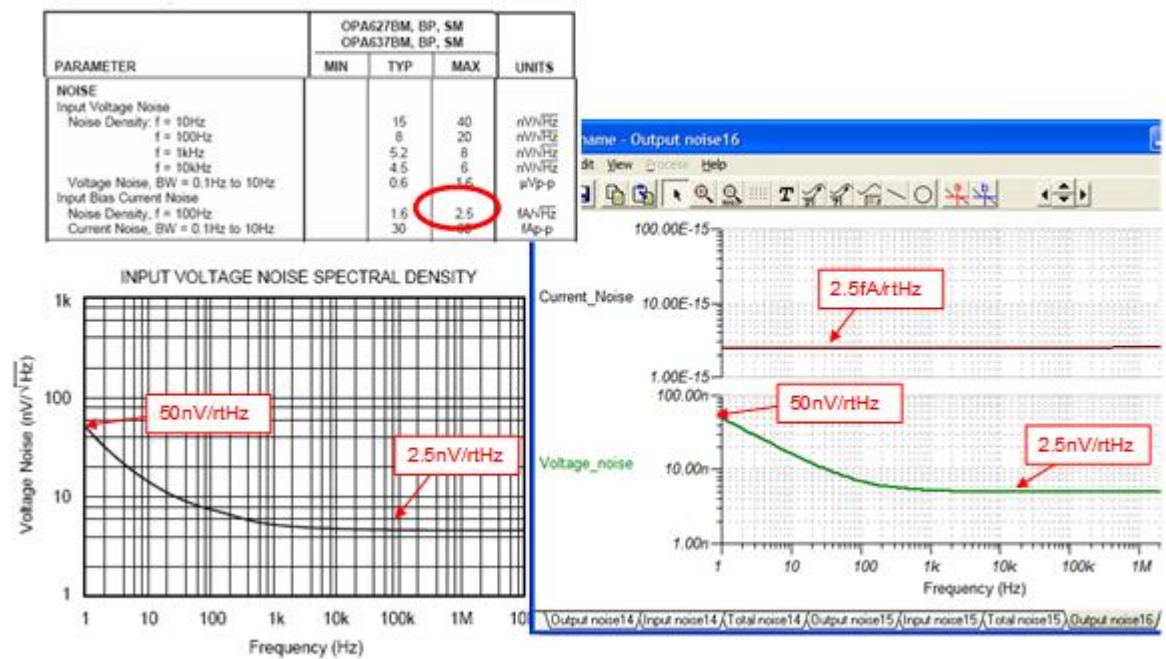


图 4.16: “手工构建的”新模型顺利通过模型测试

用 TINA 分析第三部分中的电路

图 4.17 显示了采用 Tina SPICE 的 OPA627 建模原理图。请注意，第四部分讨论了通过分离噪声源和通用运算放大器开发自己的模型来对噪声进行适当建模的方法，此外，电阻 Rf 和 R1 匹配于第三部分中的示例电路。

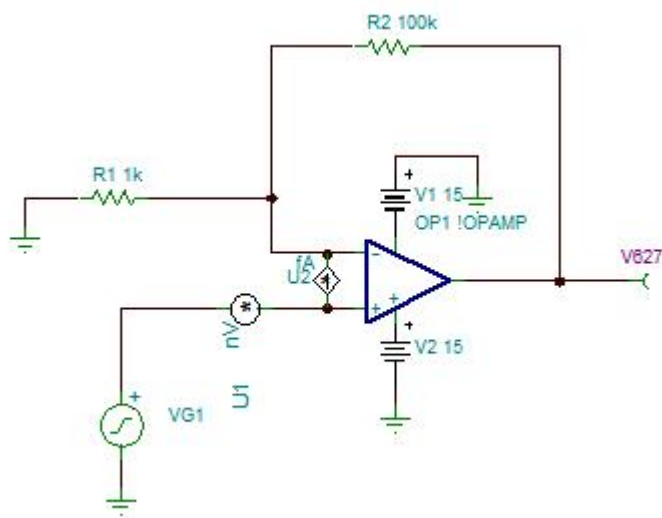


图 4.17: OPA627 电路示例

我们可从下来菜单中选择“分析\噪声分析”，进行 Tina SPICE 噪声分析，这将生成噪声分析表。我们可在噪声分析表上选择“输出噪声”和“总噪声”选项。“输出噪声”选项将针对所有测试点（即带仪表的节点）生成噪声频谱密度图。“总噪声”将生成功率谱密度曲线图积分结果。我们可通过总噪声曲线明确电路的均方根输出噪声电压。图 4.18 显示了如何执行噪声分析。

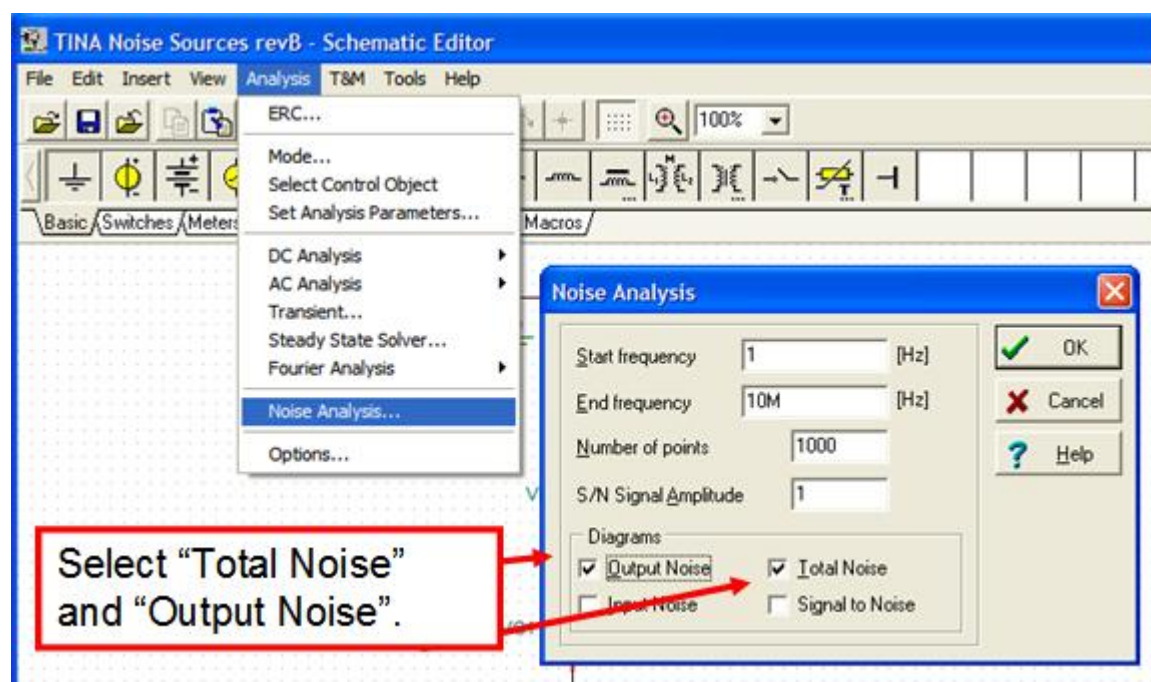


图 4.18: 运行噪声分析

图 4.19 和图 4.20 显示了 TINA 噪声分析的结果。图 4.19 给出了放大器输出处的噪声频谱密度（即输出噪声）。该曲线结合了所有噪声源，并包括噪声增益的效果和噪声带宽。图 4.20 显示了给定带宽下放大器输出处的总噪声。我们也可以求功率频谱密度曲线的积分（即电压频谱密度的平方），从而推导出该曲线。请注意，该曲线在高频下为常量，即 $323\mu\text{Vrms}$ 。这一结果与第三部分中计算得出的均方根噪声相匹配（我们计算所得的噪声为 $324\mu\text{V}$ ）。还要注意，该噪声为常量，这是由于运算放大器的带宽限制使然。

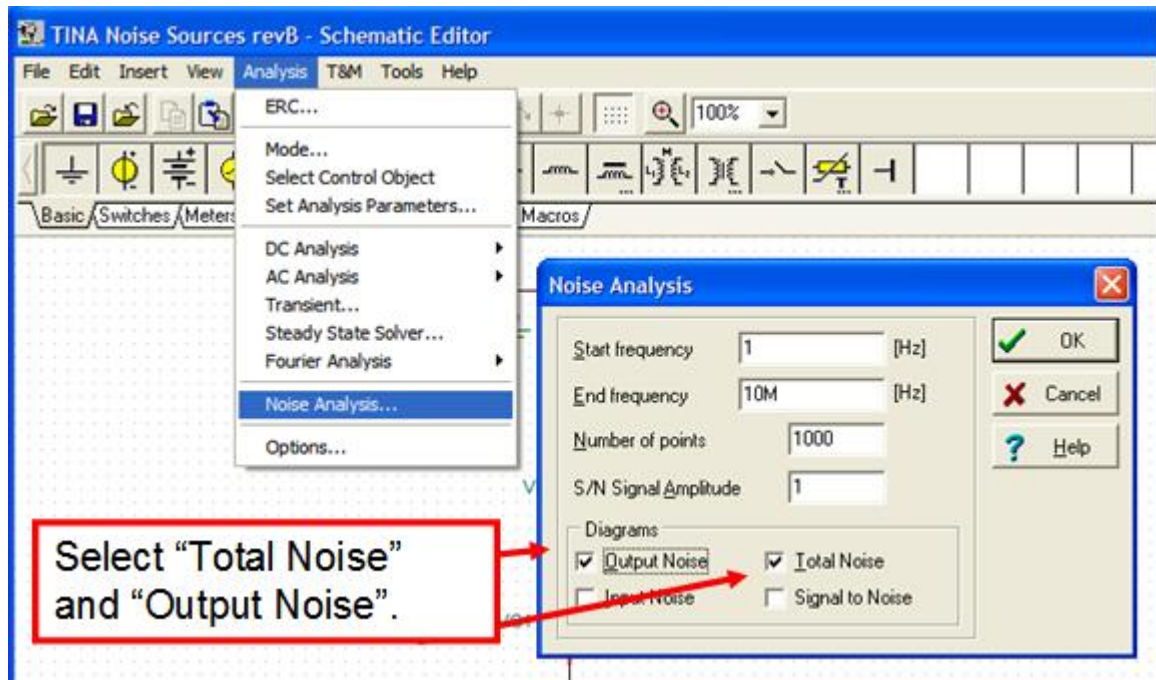


图 4.19: 输出噪声图结果

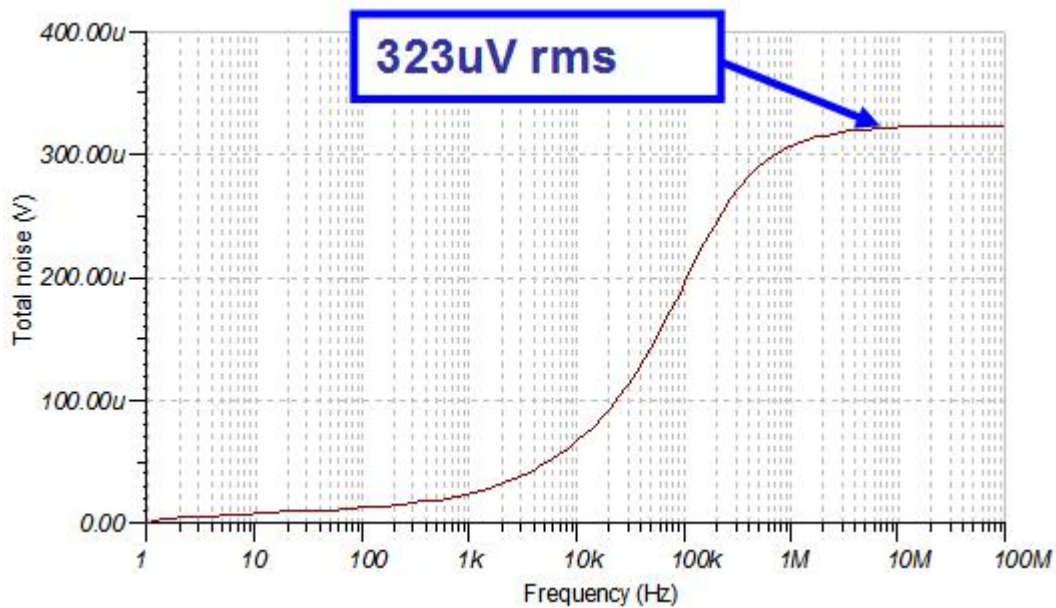


图 4.20: 总噪声图结果

本文总结和下文内容提要

在本文中，我们介绍了称作 TINA SPICE 的电路模拟套件。我们用 TINA 开发了一套简单的测试步骤来检查运算放大器模型是否可以准确对噪声进行建模。在某些情况下，有的模型不能通过测试，因此，我们就用分离噪声源和通用运算放大器开发出了我们自己的模型。我

们还用 TINA 来计算第三部分实际分析中所用的示例电路的噪声。在第五部分，我们将分析测试噪声的方法，特别是要对此前章节中的噪声计算结果进行物理测量。

致谢!

特别感谢以下 TI 人员提供的技术意见:

Rod Bert, 高级模拟 IC 设计经理;

Bruce Trump, 线性产品经理;

Tim Green, 应用工程设计经理;

Neil Albaugh, 高级应用工程师;

Bill Sands, 模拟与 Rf 模型 (Analog & Rf models) 公司技术顾问;

参考书目

1.)Robert V. Hogg 与 Elliot A Tanis 共同编著的《概率与统计推断》，第三版，麦克米兰出版公司 (Macmillan Publishing Co.) 出版;

2.)C. D. Motchenbacher 与 J. A. Connelly 共同编著的《低噪声电子系统设计》，Wiley-Interscience Publication 出版。

关于作者:

Arthur Kay 是 TI 的高级应用工程师。他专门负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于佐治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，并获得电子工程硕士学位。

附录 4.1: 电压噪声宏

```
* BEGIN PROG NSE NANO VOLT/RT-HZ

.SUBCKT VNSE 1 2

* BEGIN SETUP OF NOISE GEN - NANOVOLT/RT-HZ

* INPUT THREE VARIABLES

* SET UP VNSE 1/F

* NV/RHZ AT 1/F FREQ

.PARAM NLF=15

* FREQ FOR 1/F VAL

.PARAM FLW=10

* SET UP VNSE FB
```

* NV/RHZ FLATBAND

.PARAM NVR=4.5

* END USER INPUT

* START CALC VALS

.PARAM GLF={PWR(FLW,0.25)*NLF/1164}

.PARAM RNV={1.184*PWR(NVR,2)}

.MODEL DVN D KF={PWR(FLW,0.5)/1E11} IS=1.0E-16

* END CALC VALS

I1 0 7 10E-3

I2 0 8 10E-3

D1 7 0 DVN

D2 8 0 DVN

E1 3 6 7 8 {GLF}

R1 3 0 1E9

R2 3 0 1E9

R3 3 6 1E9

E2 6 4 5 0 10

R4 5 0 {RNV}

R5 5 0 {RNV}

R6 3 4 1E9

R7 4 0 1E9

E3 1 2 3 4 1

C1 1 0 1E-15

C2 2 0 1E-15

C3 1 2 1E-15

.ENDS

.END PROG NSE NANOV/RT-HZ

附录 4.2: 电流噪声宏

* BEGIN PROG NSE FEMTO AMP/RT-HZ

.SUBCKT FEMT 1 2

* BEGIN SETUP OF NOISE GEN - FEMPTOAMPS/RT-HZ

* INPUT THREE VARIABLES

* SET UP INSE 1/F

* FA/RHZ AT 1/F FREQ

.PARAM NLFF=2.5

* FREQ FOR 1/F VAL

.PARAM FLWF=0.001

* SET UP INSE FB

* FA/RHZ FLATBAND

.PARAM NVRF=2.5

* END USER INPUT

* START CALC VALS

.PARAM GLFF={PWR(FLWF,0.25)*NLFF/1164}

.PARAM RNVF={1.184*PWR(NVRF,2)}

.MODEL DVNF D KF={PWR(FLWF,0.5)/1E11} IS=1.0E-16

* END CALC VALS

I1 0 7 10E-3

I2 0 8 10E-3

D1 7 0 DVNF

D2 8 0 DVNF

E1 3 6 7 8 {GLFF}

R1 3 0 1E9

R2 3 0 1E9

R3 3 6 1E9

E2 6 4 5 0 10

R4 5 0 {RNVF}

R5 5 0 {RNVF}

R6 3 4 1E9

R7 4 0 1E9

G1 1 2 3 4 1E-6

C1 1 0 1E-15

C2 2 0 1E-15

C3 1 2 1E-15

.ENDS

* END PROG NSE FEMTO AMP/RT-HZ

运算放大器电路中固有噪声的分析和测量 ——

第五部分：噪声测量简介

作者：德州仪器 (TI) 高级应用工程师 Art Kay

在第四部分中，我们采用了 TINA SPICE 来分析运算放大器 (op amp) 中的噪声。同时，TINA SPICE 分析所采用的示范电路也可用于第三部分的工艺分析 (hand analysis) 范例中，而且使用工艺分析和 TINA SPICE 所得出的结果非常接近。在第五部分中，我们将着重介绍用于噪声测量的几款不同型号的设备，并探讨设备的技术规范以及与噪声测量有关的运行模式。虽然探讨的是具体的设备型号，但是相关的原理适用于大多数的设备。在第六部分中，我们将向您展示实际的应用范例——如何运用相关设备来测量第三部分和第四部分中所阐述的电路。

噪声测量设备：真正的 RMS DVM

噪声测量试验设备有三种：分别为真有效值 (RMS) 表、示波器以及光谱分析仪。真有效值表可以测量各种不同波形的 AC 信号 RMS 电压。通常情况下，很多仪表通过检测峰值电压，然后将峰值电压乘以 0.707，计算出 RMS 值。然而，采用这种有效值计算方法的仪表并不是真正的 RMS 表，因为这种仪表在测量时，通常假定波形为正弦波。另一方面，一款真正的 RMS 表可以测量诸如噪声等非正弦波形。

许多高精度的数字万用表 (DMM) 都具有真正的 RMS 功能。通常而言，数字万用表通过将输入电压数字化、采集数以千计的样本并对 RMS 值进行数学计算，来实现上述功能。一款 DMM 在完成该测量时通常要具备两种设置：“AC 设置”以及“AC+DC 设置”。在“AC”设置模式下，DMM 输入电压为连接到数字转换器的 AC 电压。因此，此时 DC 组件处于隔离状态——这是进行宽带噪声测量理想的运行模式，因为，从数学层面上来说，测量结果等同于噪声的标准偏差。在“AC+DC”设置模式下，输入信号直接被数字化，同时完成了对 RMS 值的计算。这种运行模式不能用于宽带噪声测量。如欲了解典型的高精度真正 RMS 表的结构图，敬请参阅图 5.1。

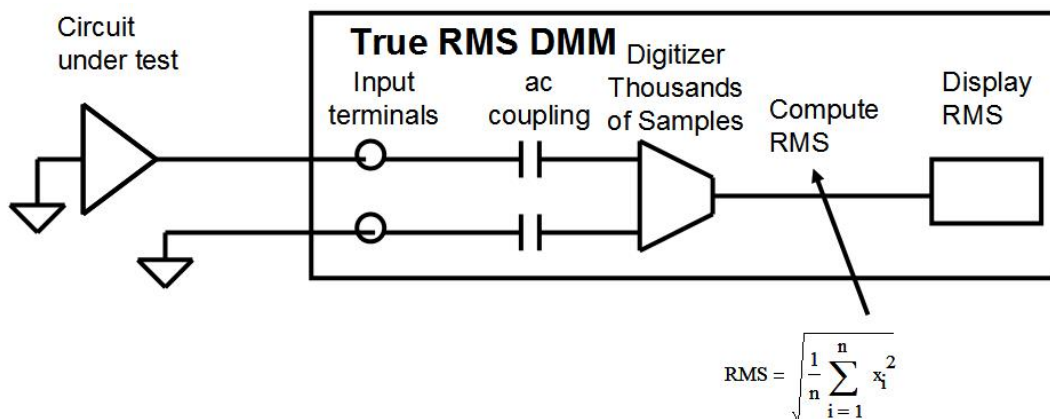


图5.1：典型的高精度真正RMS DVM 的示例

当使用真正的 RMS DVM 测量噪声时，您必须考虑其技术规范 and 不同的运行模式。部分 DMM 具有专门针对宽带噪声测量优化的特殊运行模式。在这种模式下，DMM 就成为一款真正的 RMS，运行模式为 AC 耦合模式，其能够测量从 20 Hz 至 10 MHz 的带宽噪声。对于一款高精度 DMM 来说，20uV 是固有噪声的典型值。如欲了解这些技术规范的一览表，敬请参阅图 5.2。请注意，只要将 DMM 输入端进行短路，就能测出固有噪声。

• 多种真正的 RMS 模式：请阅读有关的技术规范，以选择噪声测量的最佳模式。
• 标称带宽：20 Hz 至 10 MHz。
• 精确度：标称带宽的 0.1%。
• 固有噪声为：20uV（10mV 量程）
• 量程：10mV、100mV1000V

图5.2：典型的高精度仪表规范一览表

噪声测量的设备：示波器

采用真正的 RMS 仪表测量噪声的一个不足之处在于：这种仪表不能识别噪声的性质。例如，真正的 RMS 仪表不能识别特定频率时噪声拾波 (noise pickup) 和宽带噪声之间的区别。然而，示波器能使您观察到时域噪声波形。值得注意的是，大多数不同类型噪声的波形差异性很大，因此，利用示波器能够确定何种噪声影响最大。

数字和模拟示波器均可用于噪声测量。由于噪声在性质方面的随意性，因此噪声信号不能触发模拟示波器，只有重复性波形才能触发模拟示波器。然而，当存在噪声源输入时，模拟示波器上则显示出独特的影像。图 5.3 显示了采用模拟示波器进行宽带测量得出的结果。值得注意的是，由于显示的荧光特性以及噪声对模拟示波器的非触发性，模拟示波器常常生成一般和“拖尾”波形。大多数标准模拟示波器的缺点就是，它们不能检测到低频噪声 (1/f 噪声)。

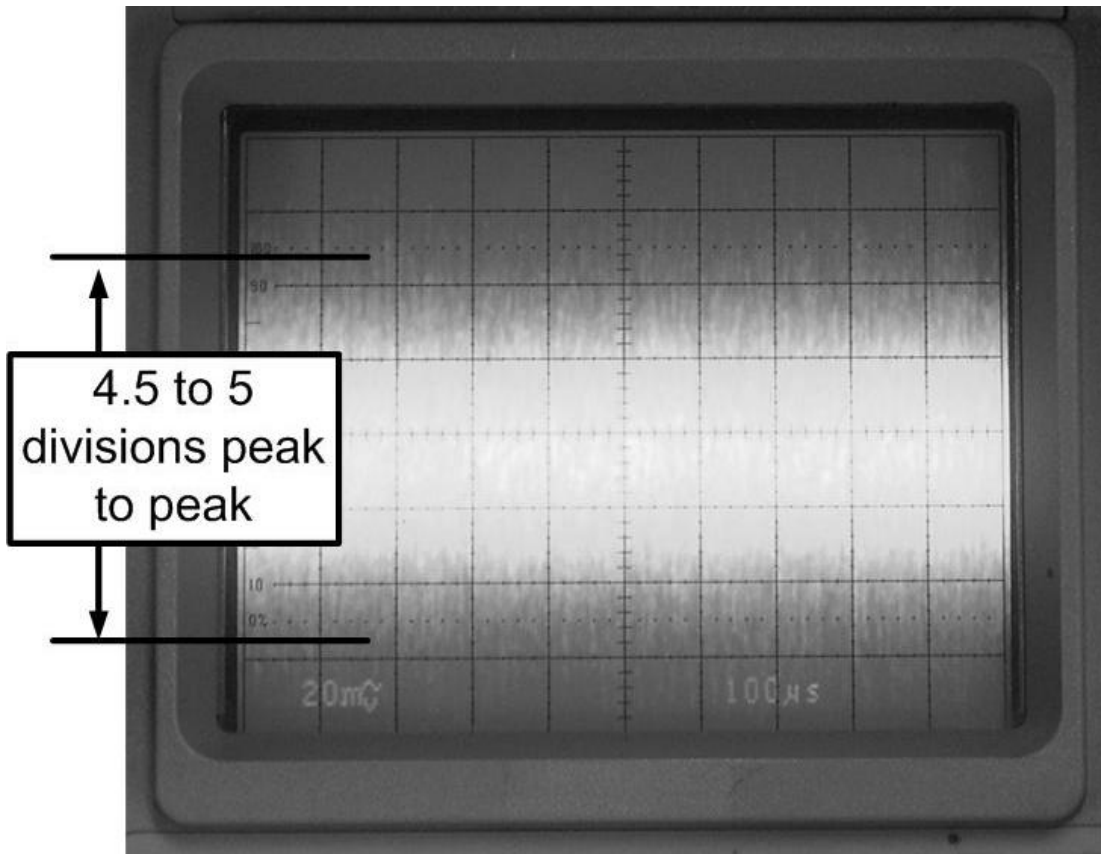


图5.3: 模拟示波器上的白噪声

数字示波器具有诸多有助于测量噪声的实用的特性，其能检测到低频噪声波形（如 $1/f$ 噪声）。同时，数字示波器还可以对 RMS 进行数学计算。图 5.4 所示的噪声源与图 5.3 中的噪声源相同的，这种噪声源采用数字示波器才能检测出。

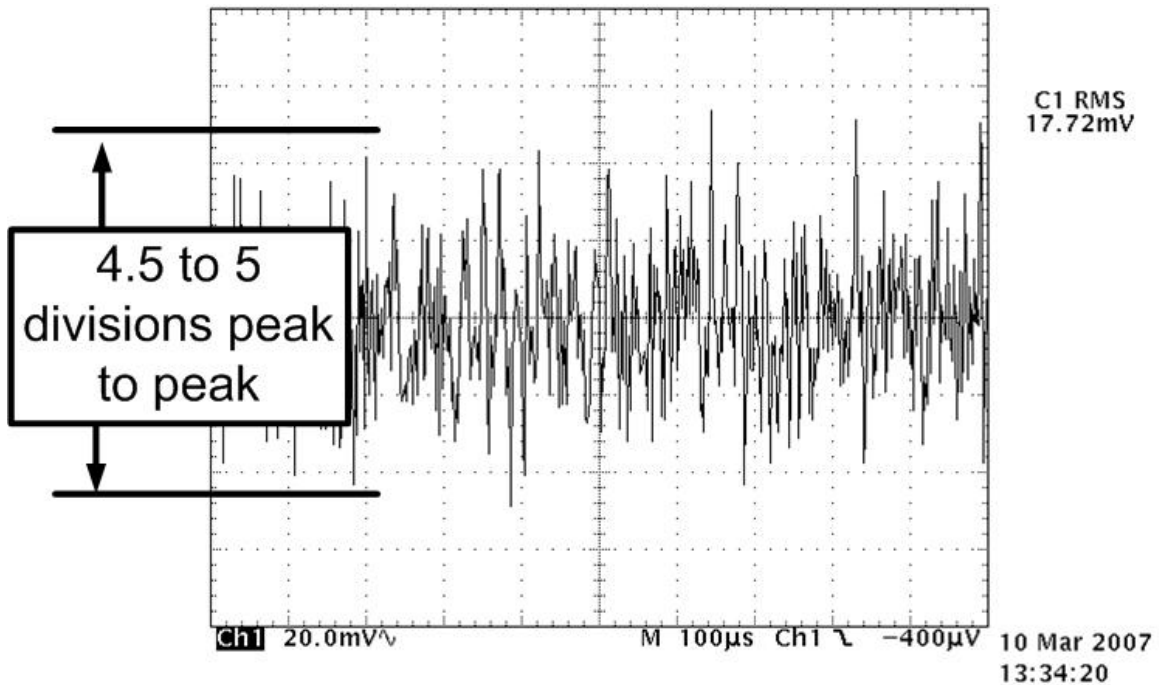


图5.4: 数字示波器上的白噪声

当使用示波器测量噪声时，应遵循一些通用指南。首先，在测量噪声信号前，有一项重要的工作就是检查示波器的固有噪声。这项检查工作可以通过连接示波器输入端的 BNC 短路电容器 (shorting cap)，或将示波器引线与接地短路连接（如果采用了 1x 探针）。这种考虑之所以这么重要，是因为采用 1x 探针时的测量范围会小 10 倍。大多数质量上乘的示波器都拥有 1mV/division 量程，并配有 1x 示波器探针或 BNC 直接连接；同时，还具有带 10x 探针的 10mV/division 固有噪声。

需要注意的是，与 1x 示波器探针相比，我们应优先考虑 BNC 直接连接，因为接地的连接方式能够减小 RFI / EMI 干扰（请参阅图 5.5）。其中一种避免这种情况的方法就是，拆除示波器探针的接地引线和上端引线 (top cover)，同时在探针的侧面进行接地（请参阅图 5.6）。图 5.7 显示了一个 BNC 短路电容。

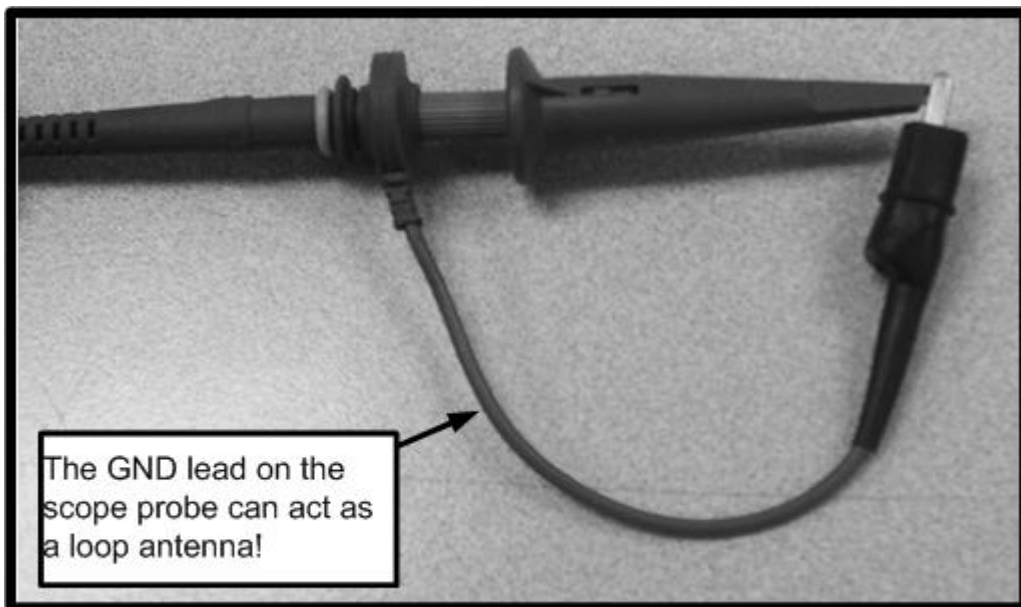


图5.5: 接地能够减小 RFI/EMI 干扰

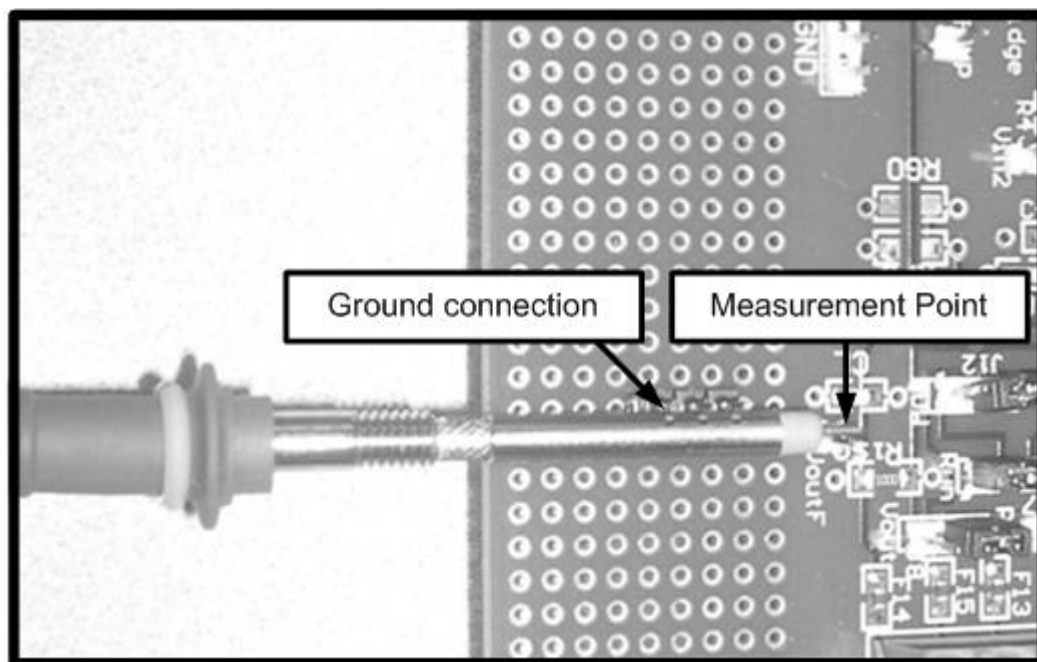


图5.6: 拆除接地的示波器探针



图5.7: BNC 短路电容

大多数示波器都具有带宽限制功能。为了准确测量噪声，示波器的带宽必须比所测量电路中的噪声带宽高。但是，为了获得最佳的测量结果，示波器的带宽应调整为大于噪声带宽的某一数值。例如，假设示波器全带宽为 400 MHz，当开启限制功能时，带宽则为 20 MHz。如果使用 100 kHz 的噪声带宽测量电路中的噪声，此时开启带宽限制功能，才有实际意义。就这个示例而言，由于超过带宽的 RFI/EMI 干扰将被消除，因此固有噪声较低。图 5.8 和图 5.9 显示了具有和不具有带宽限制功能的典型数字示波器的固有噪声。图 5.10 显示了采用 10x 探针示波器的固有噪声相当高。

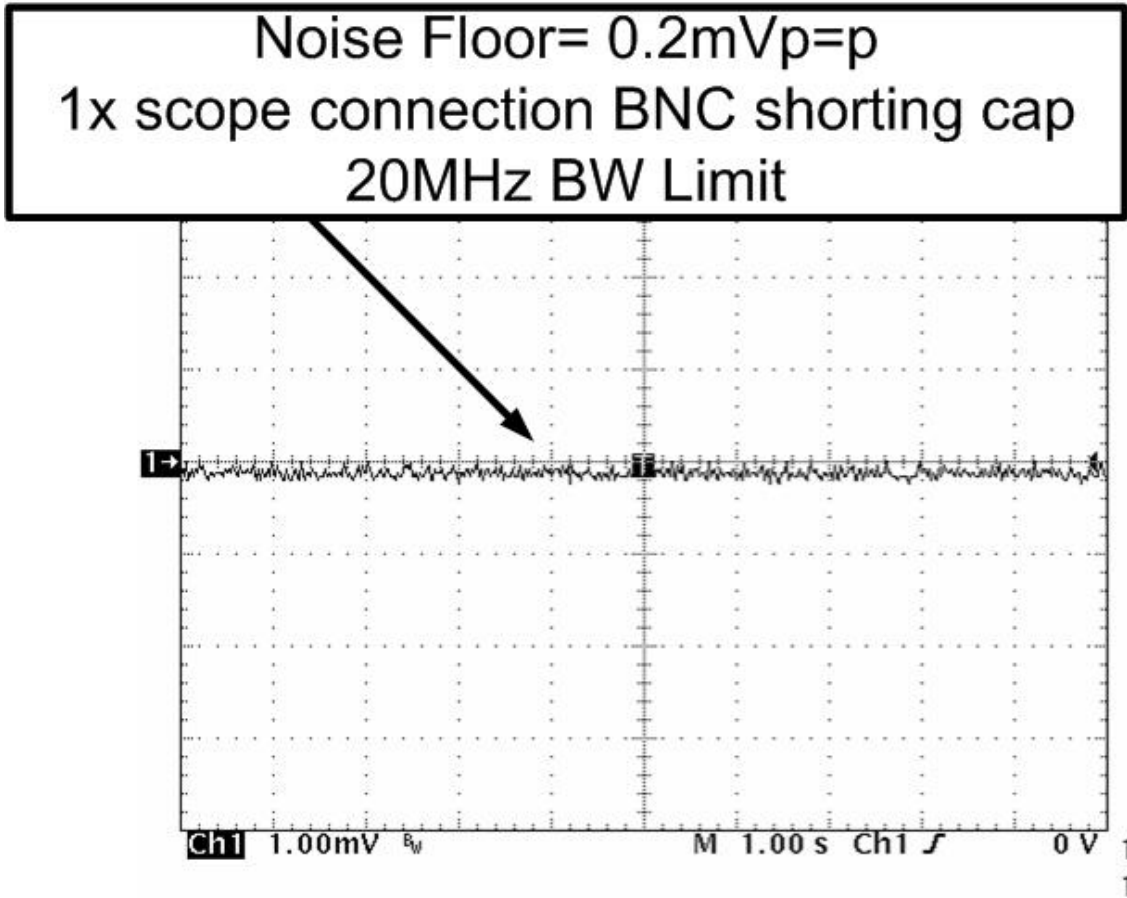


图5.8: 具有 1x 探针和带宽限制功能的示波器固有噪声

Noise Floor= 1mVp=p
1x scope connection BNC shorting cap
Full BW Limit (400MHz)

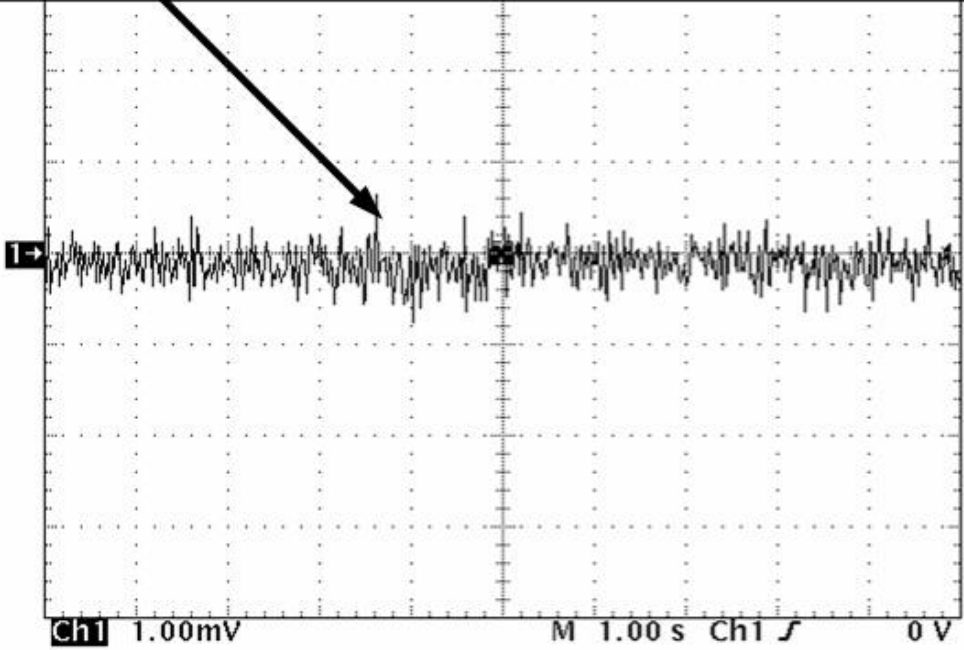


图5.9: 具有 1x 探针, 但不具备带宽限制功能的示波器固有噪声

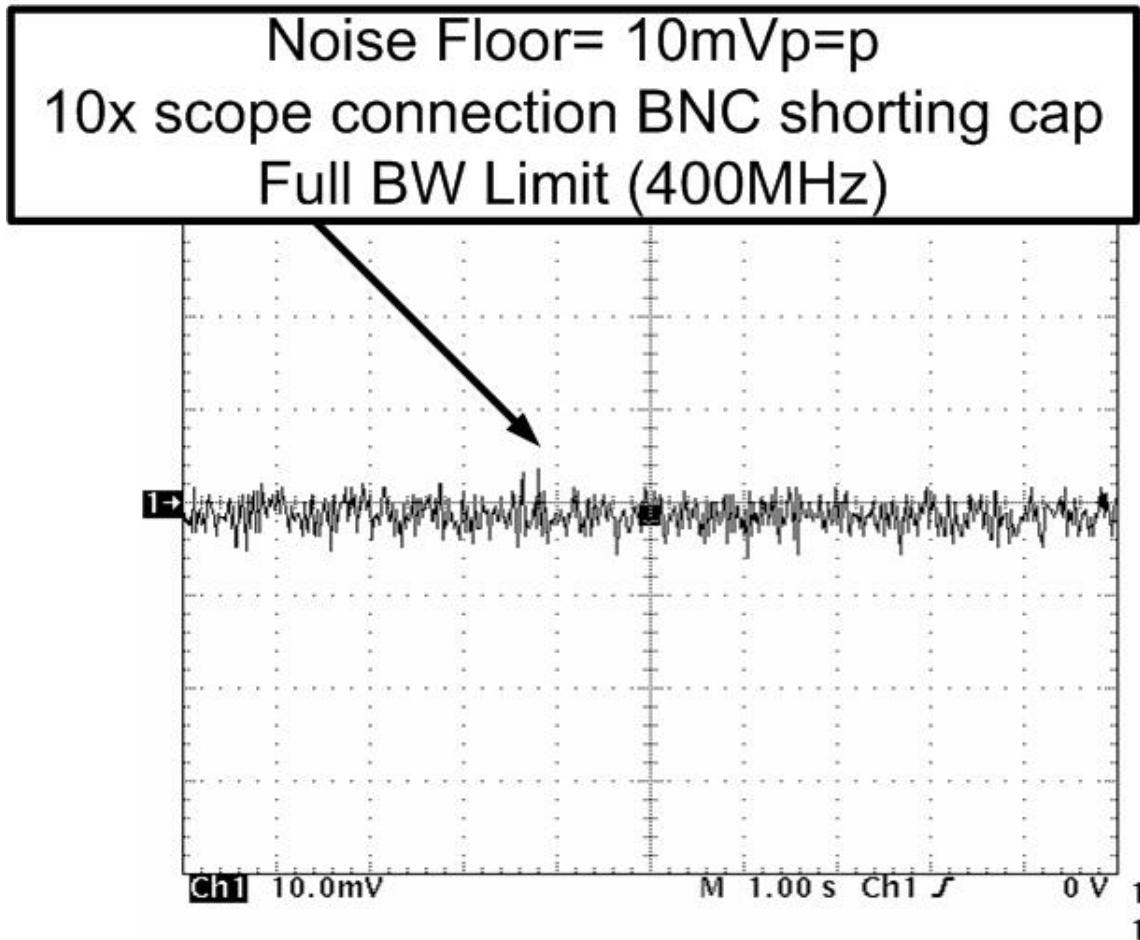


图5.10: 具有10x 控针, 但不具备带宽限制功能的示波器固有噪声

另外, 当开展噪声测量工作时, 必须考虑示波器的耦合模式。通常情况下, 在一个数值较高的 DC 电压下工作才会产生噪声信号, 因此宽带测量时, 应采用 AC 耦合模式。例如, 1mVpp 噪声信号在 2V 的 DC 信号时, 才能被触发。因此, 在 AC 耦合模式下, AC 信号被剔除, 从而获得了最高的增益。但是, 需要特别说明的是, AC 耦合模式不能用于测量 1/f 噪声。这是因为在 AC 耦合模式下, 带宽的截止频率通常较低, 约为 10 Hz。当然, 该截止频率也会因耦合模式的不同而有所差别, 但是, 关键问题是这一较低的截止频率对大部分的 1/f 噪声测量而言过高。一般而言, 1/f 的大小从 0.1 至 10 Hz 不等。因此, 进行 1/f 的测量工作时, 通常采用具有外部带通滤波器的 AC 耦合模式。图 5.11 对使用示波器进行噪声测量的通用指南作了总结。

使用示波器进行噪声测量的通用指南
• 切勿使用 10x 探针进行低噪声测量工作
• 采用 BNC 直接连接方式 (比固有噪声测量结果精确 10 倍)
• 采用 BNC 短路电容来测量固有噪声

<ul style="list-style-type: none">• 如有必要，则可开启带宽限制功能
<ul style="list-style-type: none">• 在 AC 耦合模式下使用数字示波器进行 1/f 噪声测量（AC 耦合模式下，示波器带通较高，为 10 Hz）
<ul style="list-style-type: none">• 如有必要，则可采用 AC 耦合模式进行宽带测量

图5.11：使用示波器进行噪声测量的通用指南

噪声测量设备：频谱分析仪

频谱分析仪是进行噪声测量的功能强大的工具。一般说来，频谱分析仪能够显示功率（或电压）与频率之间的关系，其与噪声谱密度曲线相类似。实际上，一些频谱分析仪具有特殊的运行模式，这种运行模式使测量结果以频谱密度单位（即 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ）的形式，直接显示出来。在其他情况下，测量结果必须乘以一个校正系数，从而将相关计量单位转化成频谱密度单位。

频谱分析仪和示波器一样，既有数字型的，也有模拟型的。模拟频谱分析仪生成频谱曲线的一种方法是：扫描各种频率下的带通滤波器，同时标绘出滤波器的测量输出值。另一种方法是运用超外差接收技术，该技术在各种频率下完成对本地振荡器的扫描。然而，数字频谱分析仪则采用快速傅里叶变换来产生频谱（常常与超外差接收技术配合使用）。

虽然所使用的频谱分析仪型号各异，但是一些主要参数仍需予以考虑。起始和终止频率表明了带通滤波器被扫描的频率范围。分辨率带宽是带通滤波器在频率范围内被扫描的宽度。降低分辨率带宽，则能提升频谱分析仪处理在离散频率时信号的能力，同时，将延长扫描时间。图 5.13 说明了扫描滤波器的运行情况，图 5.14 和图 5.15 显示了同一频谱分析仪采用不同分辨率带宽时，所得出的两种测量结果。在图 5.14 中，由于分辨率带宽被设置得非常小，从而使离散频率分量（即 150 Hz）得到了妥善处理。另一方面，在图 5.15 中，由于分辨率带宽被设置得非常小，使离散频率分量（即 1200 Hz）未能得到妥善处理。

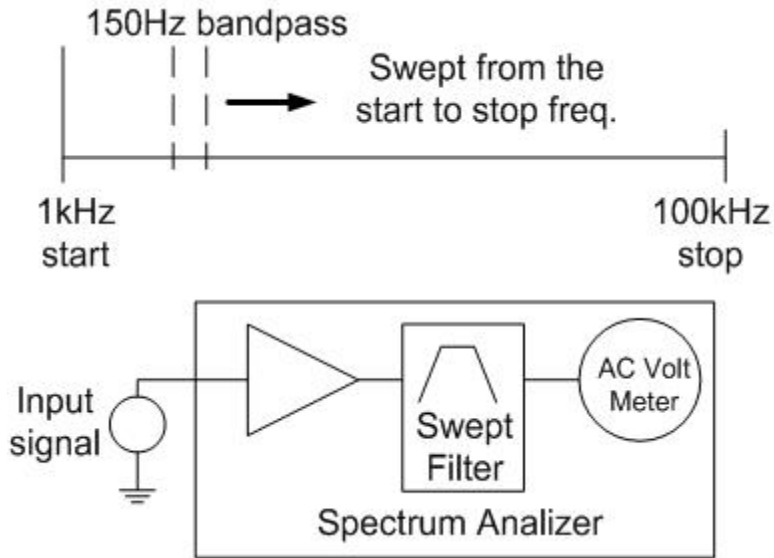


图5.12: 频谱分析仪运行情况

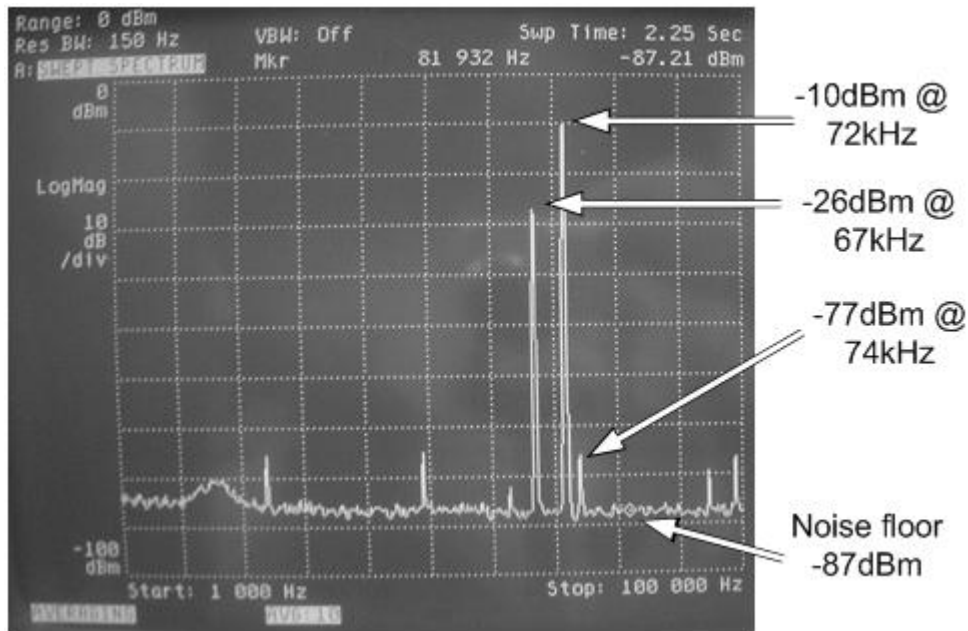


图5.13: 针对高分辨率信号选择的分辨率带宽

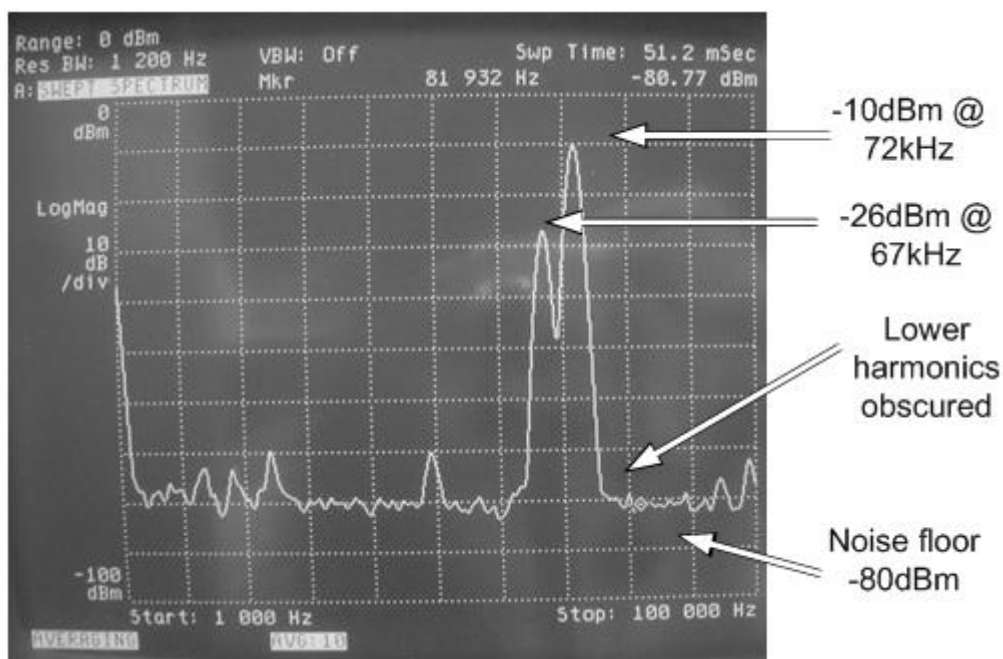


图5.14: 针对低分辨率信号选择的分辨率带宽

在图 5.13 和图 5.14 中，频谱的大小以分贝毫瓦 (dBm) 为单位表示，这是频谱分析仪常用的测量单位。一分贝毫瓦是指相对于一毫瓦，用分贝来计量的功率比值。就本例中的频谱分析仪而言，分贝毫瓦的测量也要事先假设输入阻抗为 50 欧姆。对大多数的频谱分析仪而言，当输入阻抗选择为 1M 欧姆时，情况也是如此。图 5.15 列出了将分贝毫瓦转化为电压有效值所采用公式的推导过程。在图 5.16 中，该公式用于计算在图 5.13 – 5.14 中列出的测量结果—— -10 dBm 信号的电压有效值。

从图 5.13 – 5.14 中，我们可以看出，当分辨率带宽降低时，固有噪声则从 -87 dBm 增加到 -80 dBm。另一方面，当分辨率带宽发生改变时，频率处于 67 kHz 和 72 kHz 时的信号幅度并未发生改变。固有噪声之所以受分辨率带宽的影响，是因为其为热噪声，因此，带宽的提高也增加了热噪声总量。另外，由于信号波形为正弦波曲线，而且不管带宽如何变化，带通滤波器内部的振幅都会保持恒定，因此，频率处于 67 kHz 和 72 kHz 时的信号幅度并不会受分辨率带宽的影响。因为我们必须清楚在频谱密度计算中不应该包含离散信号，所以，有关噪声分析方面的特性应引起我们足够的重视。比如，当测量运算放大器的噪声频谱密度时，您会发现频率在 60 Hz（功率上升线）时出现的一个离散信号。因为这个 60 Hz 的信号并非频谱密度，而是一个离散信号，所以它并未包含在功率噪声频谱密度曲线中。

$$NdBm = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{1mW}\right) \quad (5.1)$$

where
 NdBm -- decibel milliwatts
 P -- Measured power

solve for power

$$P = \left[10^{\left(\frac{NdBm}{10}\right)}\right] \cdot (1mW) \quad (5.2)$$

power formula for resistors

$$V = \sqrt{P \cdot R} \quad (5.3)$$

substitute (5.2) into (5.3)

$$V = \sqrt{\left[10^{\left(\frac{NdBm}{10}\right)}\right] \cdot (1mW) \cdot R} \quad (5.4)$$

Where

R - spectrum analyzer input impedance. Some models will assume

R=50 ohm for both 50ohm and 1Mohm input impedance.

NdBm -- decibel milliwatts as displayed on spectrum analyzer

图5.15: 将分贝毫瓦转化为电压有效值

From figure 5.13 the signal at 72kHz has a magnitude of -10dBm

Use (5.4) to convert -10dBm to volts rms.

$$V = \sqrt{\left[10^{\left(\frac{-10dBm}{10}\right)}\right] \cdot (1mW) \cdot 50\Omega} = 0.071 \text{ V}_{rms}$$

图5.16: 将分贝毫瓦转化为电压有效值

一些频谱分析仪同噪声频谱密度一样，可以 nV/rt-Hz 为单位显示频谱幅度。但是，如果不具备这种功能，我们可以用频谱幅度除以分辨率噪声带宽的平方根来计算频谱密度。需要说明的是，通常我们需要一个换算系数，将分辨率带宽转化成分辨率噪声带宽。**图 5.17** 给出了将分贝毫瓦频谱转化成频谱密度的方程式。**图 5.17** 还给出了将分辨率带宽转化成噪声带宽所需的换算系数表。**图 5.18** 显示了将示例频谱分析仪中的频谱转化为频谱密度的实例。

$$V_{\text{spect_anal}} = \sqrt{\left(\frac{\text{NdBm}}{10^{10}}\right) \cdot (1\text{mW}) \cdot R} \quad (5.4)$$

$$V_{\text{spect_den}} = \frac{V_{\text{spect_anal}}}{\sqrt{K_n \cdot \text{RBW}}} \quad (5.5)$$

Where

NdBm -- the noise magnitude in dBm from the spectrum analyzer

R -- the reference impedance used for the dBm calculation

$V_{\text{spect_anal}}$ -- noise voltage measured by spectrum analyzer per resolution bandwidth

RBW -- resolution bandwidth setting on spectrum analyzer

$V_{\text{spect_den}}$ -- spectral density in (nV/rt-Hz)

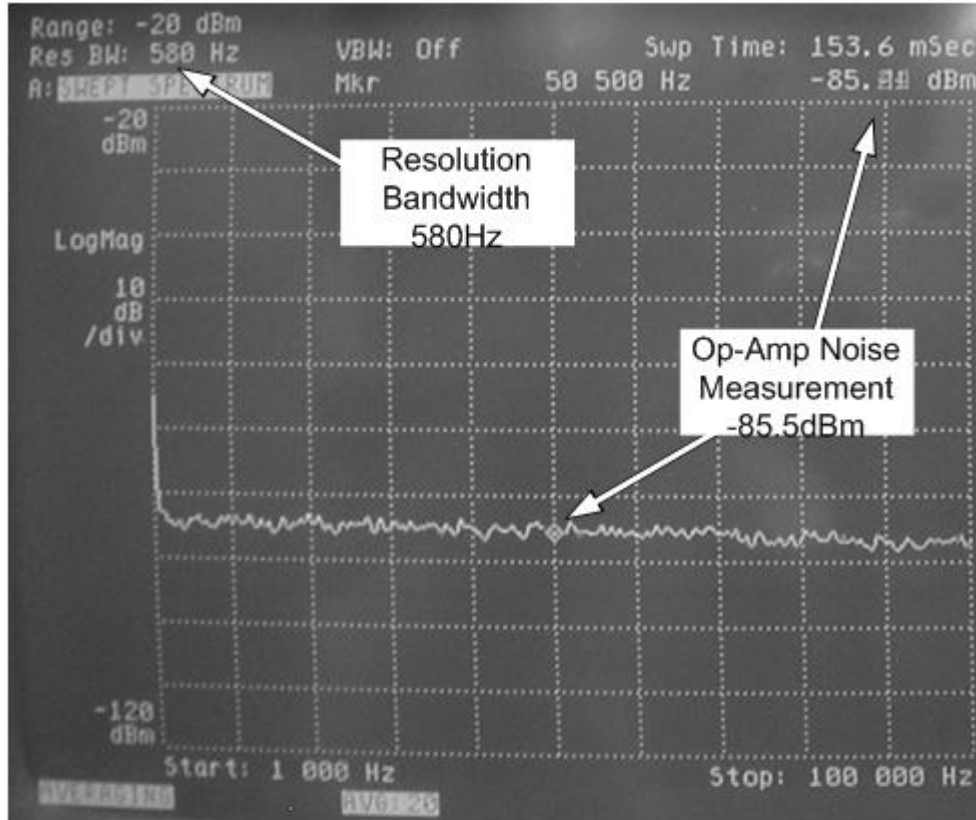
K_n -- conversion factor that changes the resolution bandwidth to a noise bandwidth

图5.17: 将 dBm 转化为频谱密度的方程式

此表摘自安捷伦频谱分析仪测量和噪声应用手册 1303 页 [1]

滤波器类型	应用范围	Kn
4 极同步滤波器	大部分频谱分析仪模拟	1.128
4 极同步滤波器	部分频谱分析仪模拟	1.111
典型的 FFT 滤波器	基于 FFT 的频谱分析仪	1.056

图5.18: 将 dBm 转化为频谱密度的方程式



$$V_{\text{spect_anal}} = \sqrt{\left(\frac{-85.5}{10}\right) \cdot (0.001) \cdot 50} = 11.871 \times 10^{-6} \text{ V}_{\text{rms}}$$

$$V_{\text{spect_den}} = \frac{11.871 \times 10^{-6}}{\sqrt{1.128 \cdot 580}} = 464 \text{ nV/rt-Hz}$$

图5.19: 频谱分析仪测量结果向频谱密度转化的实例

另外，大多数频谱分析仪都具有计算平均值的功能。这一功能消除了测量波动的影响，因此，测量结果的重复性更高。平均值的数量由频谱分析仪的前置面板输入

(通常从 1 至 100)。图 5.20 – 5.22 显示了采用不同的平均值水平，测量得出的同一信号。

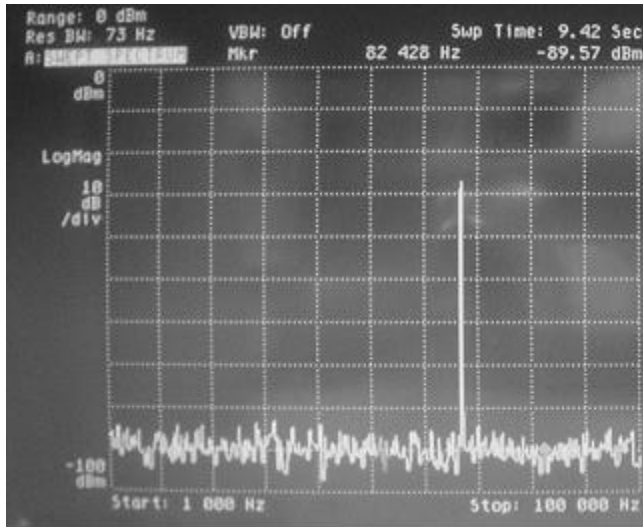


图5.20 关闭平均值功能时的频谱分析仪

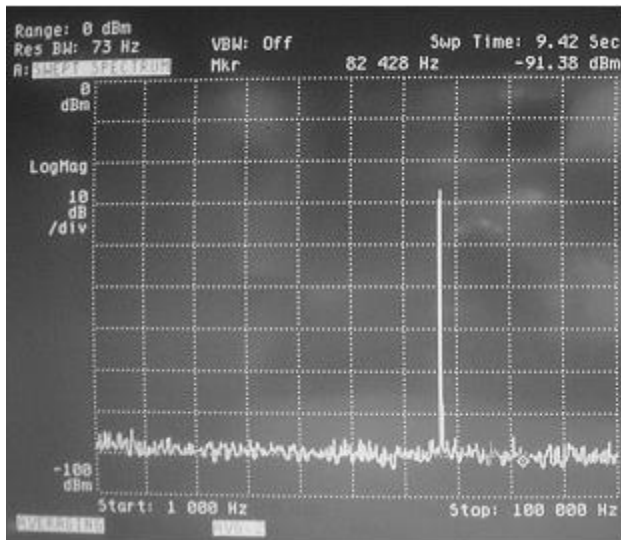


图5.21 平均值 = 2 时的频谱分析仪

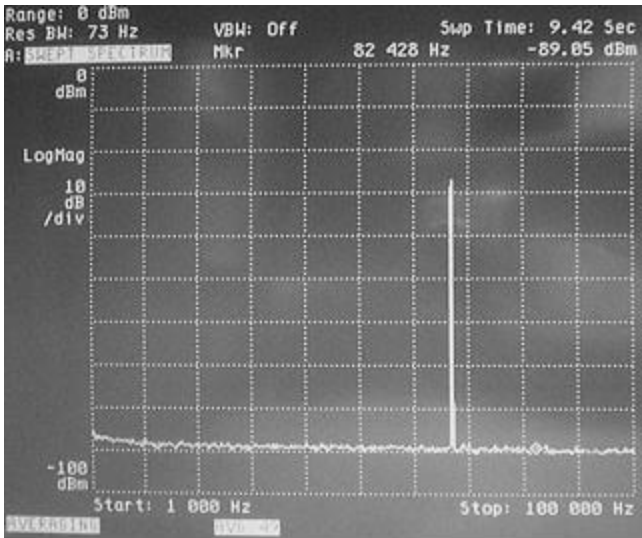


图5.22 平均值 = 49 时的频谱分析仪

当使用（或选择）频谱分析仪时，我们需要考虑的主要技术规范就是固有噪声和带宽。图 5.23 中的表格列出了两款不同频谱分析仪的部分技术规范。

	典型的数字频谱分析仪	典型的模拟频谱分析仪
固有噪声	20 nV/rt-Hz	50 nV/rtHz
带宽	0.016Hz 至 120 kHz	10 Hz 至 150 MHz
总体评价	这是一款先进的数字频谱分析仪，其采用 FFT 来产生频谱。其可以测量极低的频率，适用于 1/f 等方面的测量工作。	这是一款款式较老的模拟频谱分析仪，其采用超外差接收技术产生频谱。截止频率较低，为 10Hz，因此其不适用于典型的运算放大器 1/f 等方面的测量工作。

图 5.23：两款不同频谱分析仪的技术规范比较

总结与回顾

本文介绍了用于噪声测量的几款不同型号的设备，重点阐述了设备的技术规范以及与噪声有关的主要运行模式。需要特别说明的是，虽然探讨的是具体型号的设备，但是其中的工作原理适用于大部分的设备。本文旨在帮助您在选择噪声测量设备时，应考虑的主要规格参数。在**第六部分**，我们将列举使用该设备的实际应用范例。

感谢

特别感谢 TI 的技术人员，感谢他们在技术方面所提供的真知灼见。这些技术人员包括：

- 高级模拟 IC 设计经理 Rod Burt
- 线性产品经理 Bruce Trump`
- 应用工程经理 Tim Green
- 高速产品市场开发经理 Michael Steffes

参考书目

[1] 安捷伦频谱分析仪测量与噪声应用手册 1303 页，2003 年 12 月版（网址：www.agilent.com）

[2] 概率与统计参考，第三版，作者：Robert V. Hogg 和 Elliot A Tanis。由麦克米兰出版公司 (Macmillan Publishing Co) 出版。

[3] 低噪声电子系统设计，作者：C. D. Motchenbacher 和 J. A. Connelly，由 Wiley InterScience 公司出版。

作者简介

Arthur Kay 先生现任 TI 高级应用工程师，专门负责传感器信号调节器件的技术支持工作。他于 1993 年毕业于乔治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，获电子工程硕士学位。

运算放大器电路固有噪声的分析与测量

第六部分：噪声测量实例

作者：德州仪器 (TI) 高级应用工程师 Art Kay

在第 5 部分我们介绍了不同类型的噪声测量设备。我们将在第 6 部分讨论与噪声测量相关的参数和操作模式。在这里我们将列举一些实际应用的例子，来说明如何使用该设备对第 3 部分及第 4 部分所描述的电路进行测量。

屏蔽：

测量固有噪声时，消除外来噪声源是很重要的。常见的外来噪声源有：电源线路“拾取”（“拾取”是指引入外来噪声，比如 60Hz 噪声）、监视器噪声、开关电源噪声以及无线通信噪声。通常利用屏蔽外壳将所测电路放置于其中。屏蔽外壳通常由铜、铁或铝制成，而重要的是屏蔽外壳应与系统接地相连。

一般来说，电源线缆和信号线缆是通过外壳上的小孔连接到屏蔽外壳内电路的。这些小孔尽可能地小，数量也要尽可能地少，这一点非常重要。实际上，解决好接缝、接合点以及小孔的（电磁）泄露，就可以实现较好的屏蔽效果。^[1]

图 6.1 举例显示了一种极易构建且非常有效的屏蔽外壳，该屏蔽外壳是采用钢漆罐制成的（这些材料可从绝大多数五金商店买到，而且价格也不高）。漆罐有紧密的接缝，并且罐盖的设计可以使我们方便地接触到所测电路。请注意，I/O 信号是采用屏蔽式同轴线缆进行连接的，该同轴线缆采用 BNC 插孔-插孔式连接器将其连接到所测试的电路；BNC 插孔-插孔式连接器壳体与漆罐进行电气连接。外壳唯一的泄露路径是将电源连接到所测电路的三个香蕉插头 (banana connector)。为了实现最佳的屏蔽效果，应确保漆罐密封紧固。

图 6.2 为测试用漆罐装配示意图

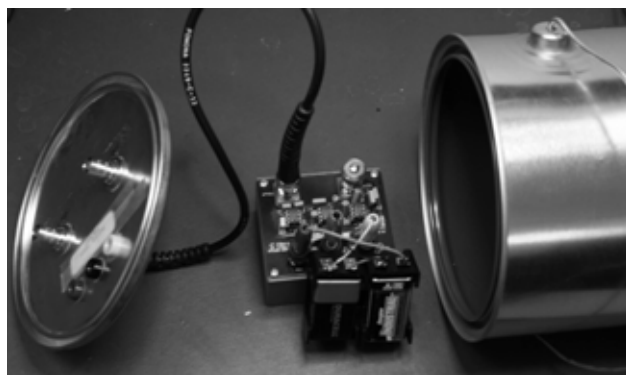


图 6.1：使用钢漆罐进行测试

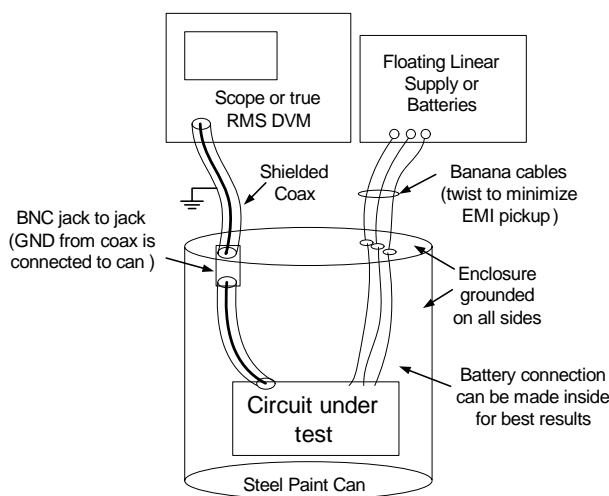


图 6.2 : 测试用漆罐装配示意图

检测噪声底限

一个常见的噪声测量目标是测量低噪声系统或组件的输出噪声。通常的情况是，电路输出噪声太小，以至于绝大多数的标准测试设备都无法对其进行测量。通常，会在所测试电路与测试设备之间放一个低噪声升压放大器 (boost amplifier) (见图 6.3)。采用该种配置的关键是升压放大器的噪声底限要低于所测电路的输出噪声，从而使得所测电路噪声能在测量中反映出来。经验规则显示，升压放大器的噪声底限应比所测电路输出端的噪声小三倍。在下文中将给出该规则的理论解释。在进行噪声测量时，对噪声底限进行检测是特别重要的一个步骤。通常情况下，噪声底限是通过将增益模块或测量仪器的输入短路而测得的。第 5 部分详细阐述了不同类型设备的噪声底限测量。若不能检测出噪声底限，通常会导致错误的结果。

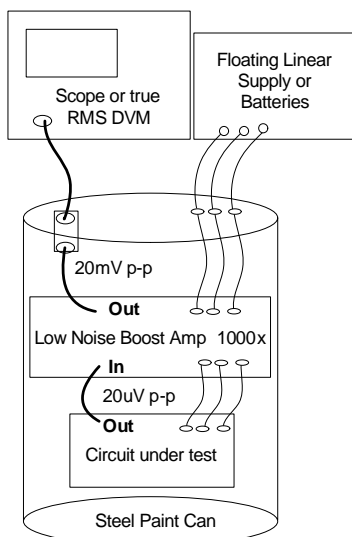


图 6.3 : 常用的测量技术

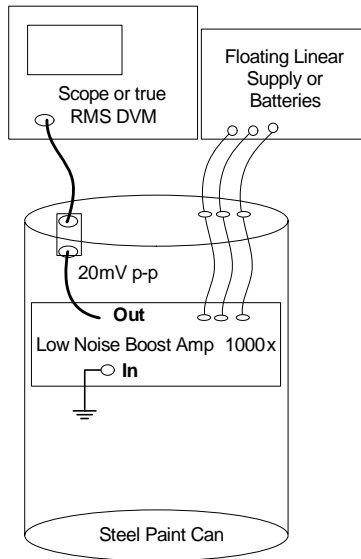


图 6.4 : 测量噪声底限

噪声底限说明

为获得最佳测量结果，测量系统的噪声底限相对于所测的噪声水平而言，应是可以忽略不计的。一个常用的经验规则是确保噪声底限至少比所测的噪声信号小三倍。**图 6.5** 显示了如何对所测电路的噪声输出和噪声底限进行矢量增加操作 (add as vector)。**图 6.6** 显示了假设所测噪声比噪声底限大三倍的误差分析。使用该经验规则所得出的最大误差是 6%。若噪声底限比所测噪声小 10 倍，并进行同样的计算，则误差将为 0.5%。

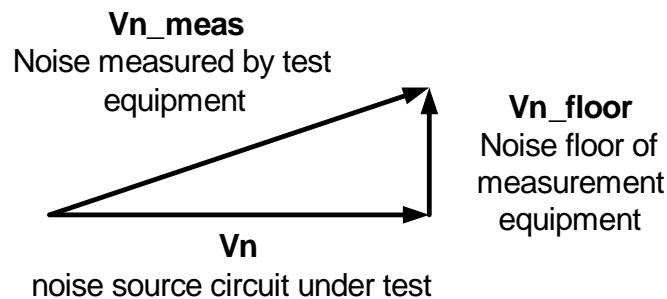


图 6.5 : 噪声向量加

$$V_{n_meas} = \sqrt{V_n^2 + V_{n_floor}^2} \quad (6.1)$$

所测电压是所测电路噪声以及噪声底限的向量和

$$V_n = \sqrt{V_{n_meas}^2 - V_{n_floor}^2} \quad (6.2)$$

重新整理该方程，求出所测电路的噪声

假设噪声底限比所测噪声小 3 倍，则噪声底限将会导致什么样的测量误差呢？

$$V_{n_meas} = 1, \text{ and } V_{n_floor} = (1/3)$$

$$V_n = \sqrt{V_{n_meas}^2 - V_{n_floor}^2} = \sqrt{(1)^2 - \left(\frac{1}{3}\right)^2} = 0.943$$

$$\text{Noise_floor_error} = \frac{(V_{n_meas} - V_n)}{V_n} \cdot 100 = \frac{(1 - 0.943)}{0.943} \cdot 100 = 6\%$$

图 6.6 : 噪声底限误差 (单位: 百分比)

使用真有效值 (RMS) 表对 OPA627 示例电路进行测量

回忆一下在第 3 部分和第 4 部分我们分析了一款使用 OPA627 的非反相运算放大器电路。现在我们将阐述如何使用一个真有效值 (RMS) 表对该噪声进行测量。图 6.7 阐明了 OPA627 的测试配置。请注意，此测试配置的所测结果与第 3 部分和第 4 部分计算及模拟数值基本吻合 (计算结果为 325uV，测量结果为 346uV)。图 6.8 说明了噪声测量的详细步骤。

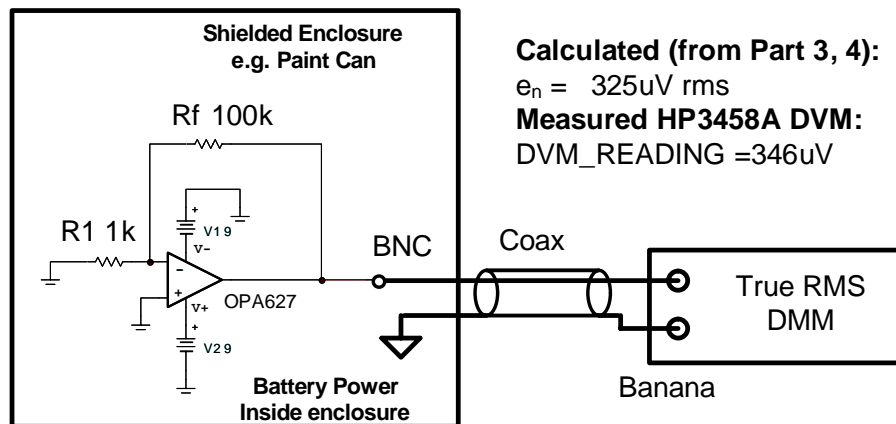


图 6.7 : 使用一个真有效值 (RMS) 表对 OPA627 电路噪声进行测量

1. 检验测量设备（例如，真正的 RMS 数字电压表）的噪声底限，通常此项工作是通过短接设备输入完成的。
2. 检查参数，以确保测量设备有合适的带宽和读数精度。检查设备说明书，看是否有可对读数进行优化的特殊操作模式。
3. 将测试电路放置于屏蔽外壳内。该外壳应连接到信号接地，并确保最小化外壳上切割的任何孔洞。
4. 在条件允许的情况下使用电池电源以最小化噪声。线性电源也属于低噪声电源。开关电源通常噪声很大，并可能是应用中主要的噪声来源。
5. 使用屏蔽线缆将所测电路连接到测量设备。
6. 确保电路正常工作。在我们的例子中，OPA627 的典型失调电压为 40uV，电路增益为 100，因此您将看到 4mV 的直流输出电压。当然，由于设备的不同，这一数值也会变化，但是您不会看到若干伏特的输出。
7. 使用不同的仪表对噪声进行测量，并比较结果。使用示波器和真正的 RMS 数字电压表是一个很好的方法，因为您可以在示波器上看到波形。示波器上的波形将告诉您是否存在白噪声、1/f 噪声、60Hz 噪声“拾取”，或振荡。示波器也会让您对峰至峰噪声水平有粗略概念。另一方面，真正的 RMS 数字电压表并不给出噪声类型信息，但是会给出准确的 RMS 噪声数值。频谱分析仪在噪声分析中也是一个很好的工具，因为它可以以离散频率形式显示所有的问题（例如，噪声拾取、或噪声峰化）。
8. 在条件允许的情况下将测量结果与计算和模拟结果进行比较。通常计算结果和测量结果会有很好的一致性。

图 6.8：测量噪声步骤

使用示波器测量 OPA627 示例电路

图 6.9 显示了如何使用一个示波器对第 3 部分和第 4 部分的电路进行测量。使用时，观察示波器上的噪声波形并估计峰至峰数值。假设噪声是呈高斯分布（也称正态分布）的，则您可以将其除以 6，以获得 RMS 噪声的近似值（关于详细情况见第 1 部分）。所测的示波器近似输出为 2.4mVp-p，因此 RMS 噪声为 $2.4\text{mVp-p}/6=400\text{uV rms}$ 。这与第 3 部分和第 4 部分的计算和模拟数值相比，有很好的一致性。（计算值为 325uV，测量值为 400uV）。

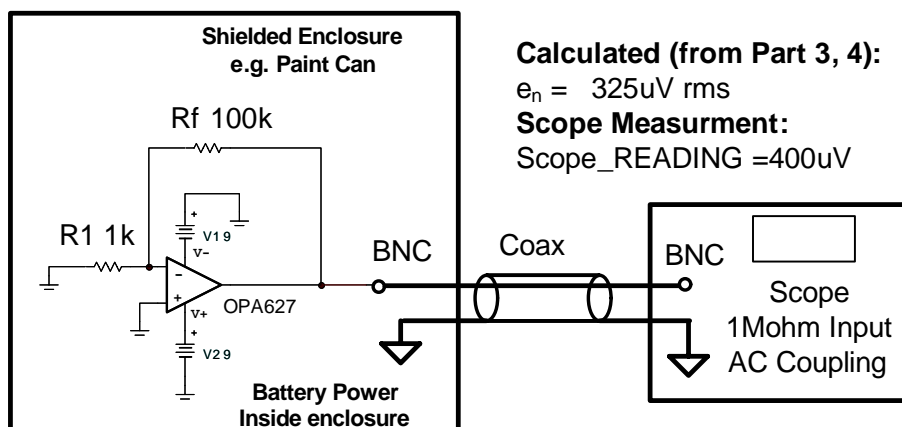


图 6.9：用示波器测量 OPA627 电路噪声

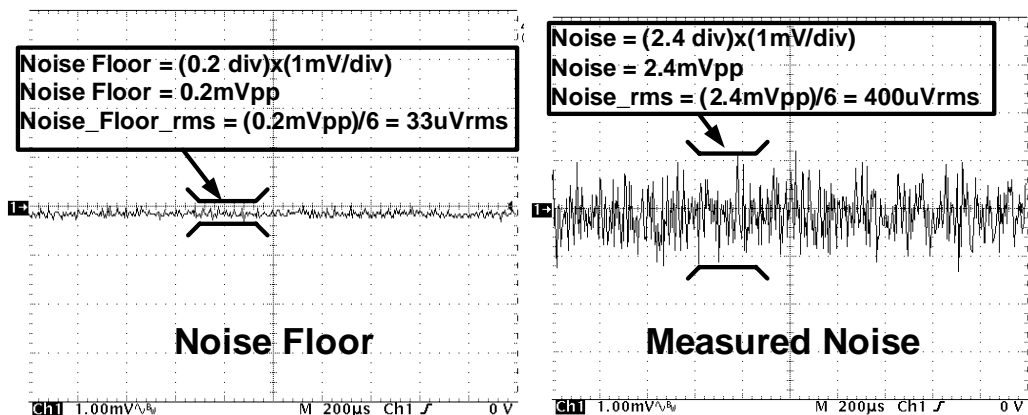


图 6.10 : 示波器显示的结果

测量 OPA227 的低频噪声

许多产品说明书都规定了从 0.1 Hz 到 10 Hz 的峰至峰噪声参数。这有效地给出了运算放大器的低频（也就是 1/f 噪声）概念。在一些情况下将以示波器波形形式给出；而在其它情况下，则以参数表形式列出。图 6.10 显示了一种测量从 0.1Hz 到 10Hz 噪声的有效方法。该电路采用了二阶 0.1Hz 高通与四阶 10Hz 低通串联滤波器，增益为 100。所测设备 (OPA227) 置于高增益配置（噪声增益=1001）下，因为预计 1/f 噪声很小，并且必须放大到可用标准测试设备进行测量的范围内。请注意，图 6.10 中电路的总增益为 100100（也就是 100x1001）。因此，输出信号应除以 100100 以将信号复原到输入。

图 6.11 中所示电路的所测输出如图 6.12 所示。图 6.12 为从 OPA227 产品说明书中截取的一张图表。所测结果的范围可除以总增益，以得出运算放大器的输入范围（也就是，5mV/100100 = 50nV）。请注意，实际产品说明书曲线与期望的产品说明书曲线有很好的 consistency。

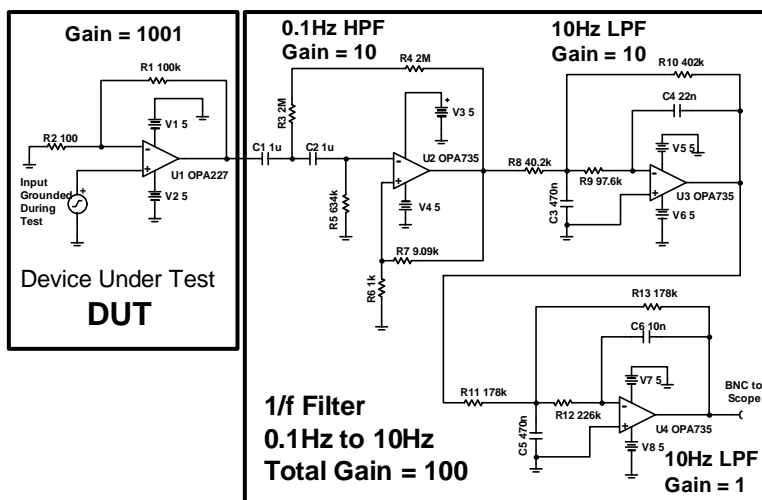


图 6.11 : 低频噪声测量测试电路

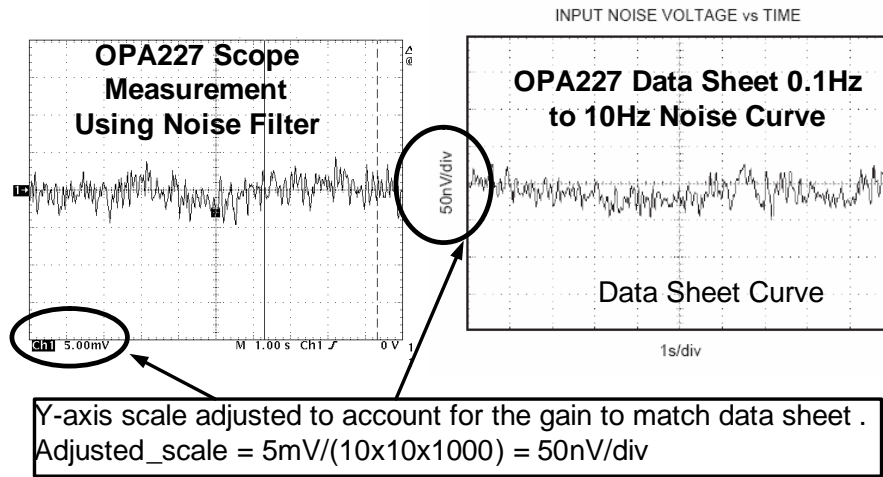


图 6.12：低频噪声测量测试电路结果

低频噪声测量中的失调温度漂移与 $1/f$ 噪声的关系

测量放大器 $1/f$ 噪声的一个难题是：我们通常很难将 $1/f$ 噪声与失调温度漂移分离开来。请注意，在典型的实验室环境下，周围环境温度会有 $\pm 3\text{C}$ 的波动。设备周围的气流会造成失调电压的低频变化，与 $1/f$ 噪声看上去很类似。图 6.12 比较了 OPA132 在热稳定环境下与在典型实验室环境下的输出。假设最坏情况下的运算放大器漂移，在典型实验室环境下，失调电压漂移将为 $60\mu\text{V}$ 左右（根据产品说明书 $(10\mu\text{V}/\text{C})(6\text{C}) = 60\mu\text{V}$ ）。图 6.12 中的放大器增益为 100，因此输出漂移的近似值为 6mV （即 $(60\mu\text{V})(100) = 6\text{mV}$ ）。

将失调电压漂移的效应从 $1/f$ 噪声中分离开来的一种方法是将所测设备置入一个热稳定环境中。该环境必须在整个测量过程中，都保持设备的温度恒定（变化范围在 $\pm 0.1\text{C}$ 内），并且也应尽可能减少温度梯度。实现该目的的一个简单方法是将电子惰性填充液注入到漆罐中，并在整个测试过程中都将设备浸在液体中。热传导氟化液通常可用于该类型的测试，因为它们的电阻很高，热阻抗也很高。并且，它们也是生物惰性材料，并且无毒性^[2]。

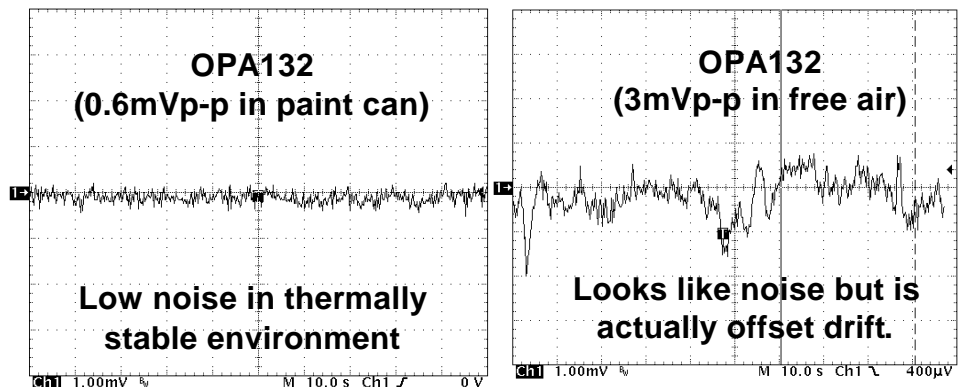


图 6.13：OPA132 在实验室与热稳定环境中的表现

测量 OPA627 的噪声频谱密度曲线

正如我们在本丛中见到的，在噪声分析中频谱密度参数是一种特别重要的工具。尽管绝大多数的产品说明书都提供了该信息，但工程师有时也会进行实际测量，以验证公布的数据。图 6.14 中的电路显示了一种简单的测试结构，可以对电压噪声频谱密度进行测量。

请注意，用于本测量的频谱分析仪的带宽是从 0.064Hz 到 100kHz。这样的带宽范围可对许多放大器的 1/f 区和宽带区进行特征测量。此外，请注意频谱分析仪内部配置为直流耦合模式，而不是交流耦合模式，因为它的下限截止频率为 1Hz，1/f 时的读数精度不高。然而，还是应将运算放大器电路与频谱分析仪进行交流耦合，因为相对噪声来说，直流失调电压很大。因此，运算放大器电路结合使用外部耦合电容 C1 和频谱分析仪的输入阻抗 R3 进行交流耦合。该电路的下限截止频率为 0.008Hz（这对我们的 1/f 测量不会造成干扰，因为频谱分析仪的最小频率为 0.064Hz）。请注意 C1 实际上是并联的多个陶瓷电容（不推荐在本应用中使用电解质电容和钽电容）。

图 6.14 中放大器配置的另一个考虑因素是反馈网络的值。第 3 部分中我们说过并联 R1 和 R2 ($R_{eq} = R1 \parallel R2$) 用于热噪声和偏置电流噪声的计算。该阻抗的数值应最小化，以使得所测噪声为运算放大器电压噪声（也就是说，偏置电流噪声和电阻热噪声的影响可忽略不计）。

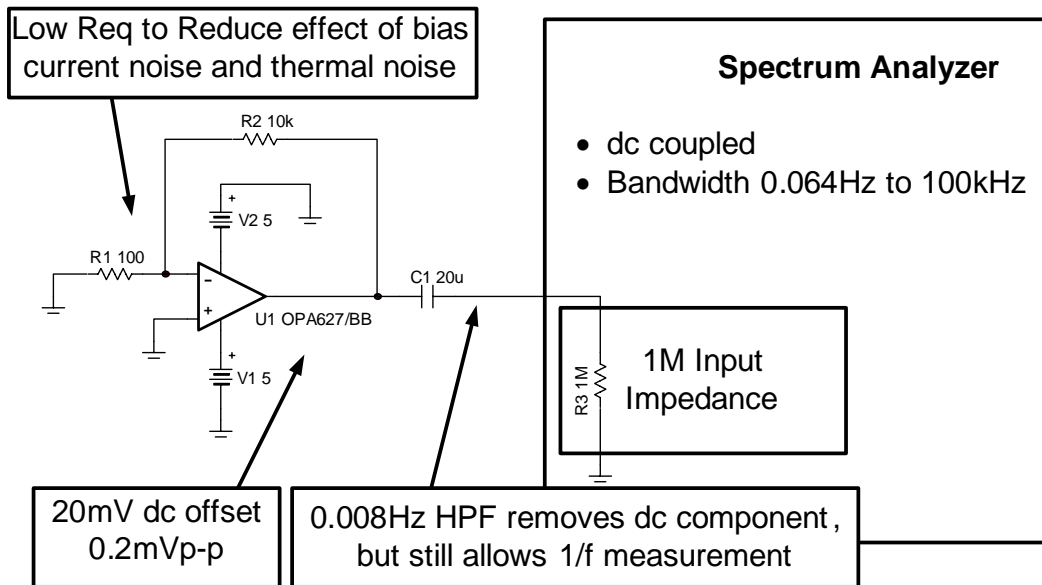


图 6.14：运算放大器噪声频谱密度的测量电路

在所有的噪声测量中，要检验频谱分析仪的噪声底限是否小于运算放大器电路。图 6.14 所示例子中，放大器的增益是 100，以将输出噪声提高到频谱分析仪的噪声底限之上。请谨记该配置会限制高频带宽（带宽=增益带宽乘积/增益=16MHz/100=160kHz），从而，噪声频谱密度曲线将在较低频率时呈现下降趋

势。图 6.14 中的例子并不受这一问题的影响，因为高频下降趋势在频谱分析仪带宽之外产生（噪声频谱下降趋势出现在 160kHz，而频谱分析仪的最大带宽是 100kHz）。

图 6.15 显示了频谱分析仪的测量结果。请注意，数据是在数个不同的频率范围采集的（0.064 Hz 到 10 Hz，10 Hz 到 1 kHz，以及 1 kHz 到 100 kHz）。这是因为本例中的频谱分析仪使用了线性频率扫描对数据进行采集。例如，如果每隔 0.1Hz 采集一个数据点，则在低频时精度将太差，而在高频时精度又将超出要求。并且在宽泛的频率范围内使用低精度也要求特别多的数据点（比如，0.1Hz 的精度与 100kHz 的带宽要求 1×10^6 点）。另一方面，如果您对不同的频率使用不同的精度，则您可以在每个频率范围内均获得很好的精度，而不需要使用特别多的数据点。例如，从 0.064 Hz 到 10 Hz 的精度可设置为 0.01Hz，而从 1kHz 到 100kHz 的精度则可设置为 100Hz。

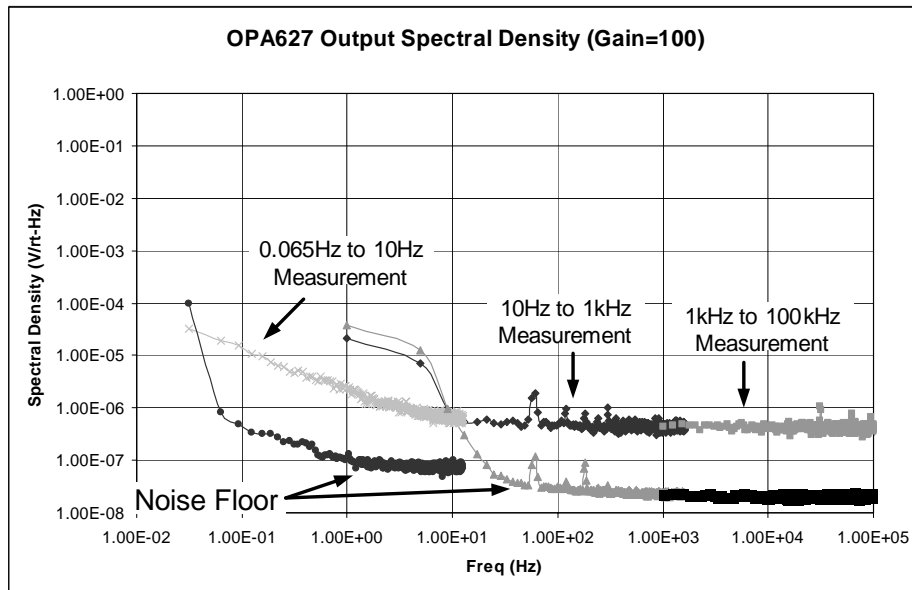


图 6.15：测量不同频率范围上的频谱密度

图 6.16 突出了在频谱分析仪测量结果中的常见异常。第一个异常是来自外部的噪声拾取。本例特别显示了 60Hz 以及 120Hz 时的噪声拾取。频谱分析仪的内部振荡器也会产生噪声。在理想的环境下，通过屏蔽，可以将噪声拾取降到最小。不过，实际中噪声拾取通常是不可避免的。关键在于要确定频谱中的噪声“脉冲”是不是由噪声拾取引起的，或者是确定其是不是设备固有噪声频谱密度的组成部分。

图 6.15 中所示的频谱密度曲线中的另一个常见异常是在给定测量频率范围内，最小频率处产生的相对较大的误差。为了更好地理解该误差，我们可以认为频谱测量是通过在整个频谱内扫描带通滤波器完成的。例如，假设频率范围是从 1Hz 到 1kHz，并且带通滤波器的分辨率带宽是 1Hz。在该频率范围内，带通滤波器的分

分辨率带宽在高频处相对较窄，而在低频处相对较宽。现在可以考虑带通滤波器的边缘在低频时从 $1/f$ 噪声引入较大误差。图 6.17 图示了该误差。

理解不同的测量异常可以对误差进行矫正。比如，通过在几个频率范围上测量数据，并在频率范围低端去掉几个数据点，您可以得出更精确的结果。在我们的例子中，从 0.0625 Hz 到 10 Hz 的频率范围与 10 Hz 到 1 kHz 的频率范围交迭。（10Hz, 1kHz）频率范围包含了一些 10Hz 以下的错误数据，因此要去掉这些错误数据。在频谱密度测量中可以省略掉噪声拾取（比如，60Hz 的噪声），因为它不是运算放大器固有噪声的组成部分。

图 6.18 显示了本例所测量的噪声频谱密度曲线，去掉了异常读数。图 6.18 中的数据还要除以所测电路增益，以使频谱密度指示运算放大器输入。最后，对数据进行了平均。

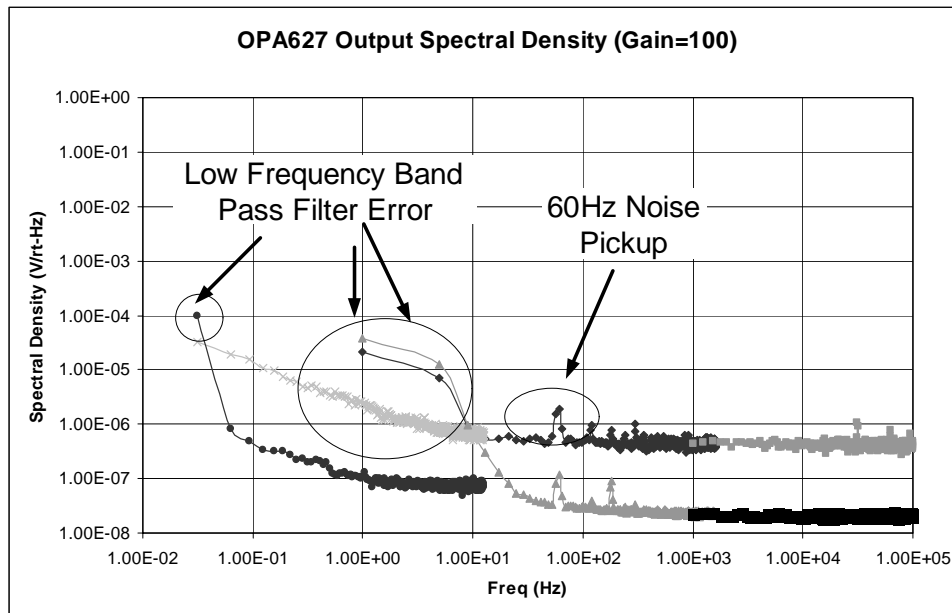


图 6.16：频谱密度测量结果的常见异常

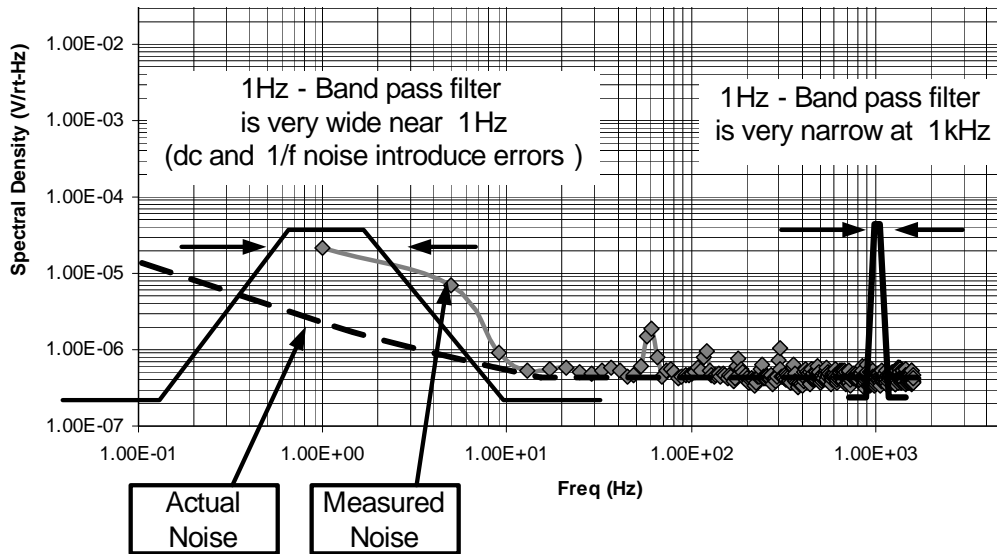


图 6.17：最小频率处的测量结果，包括误差在内

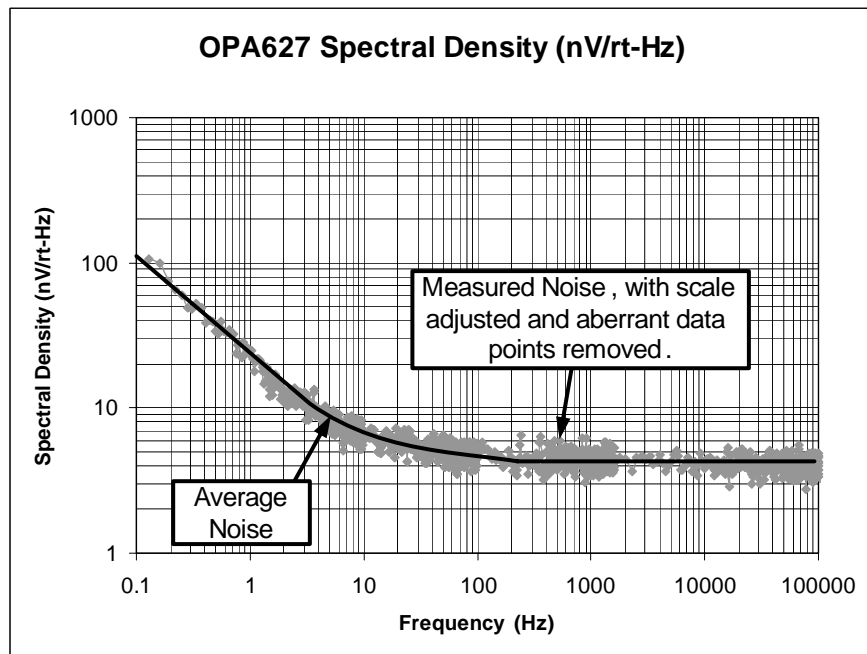


图 6.18：频谱密度测量结果

将 OPA627 的频谱密度测量与产品说明书中的曲线进行比较，我们发现了一个有趣的结果。宽带噪声的测量结果和产品说明书中的参数非常吻合，但是 $1/f$ 噪声测量则与参数有很大不同。事实上， $1/f$ 噪声与参数的偏差并不令我们感到很意外。在本丛书的第 7 部分，我们将详细讨论这一问题。

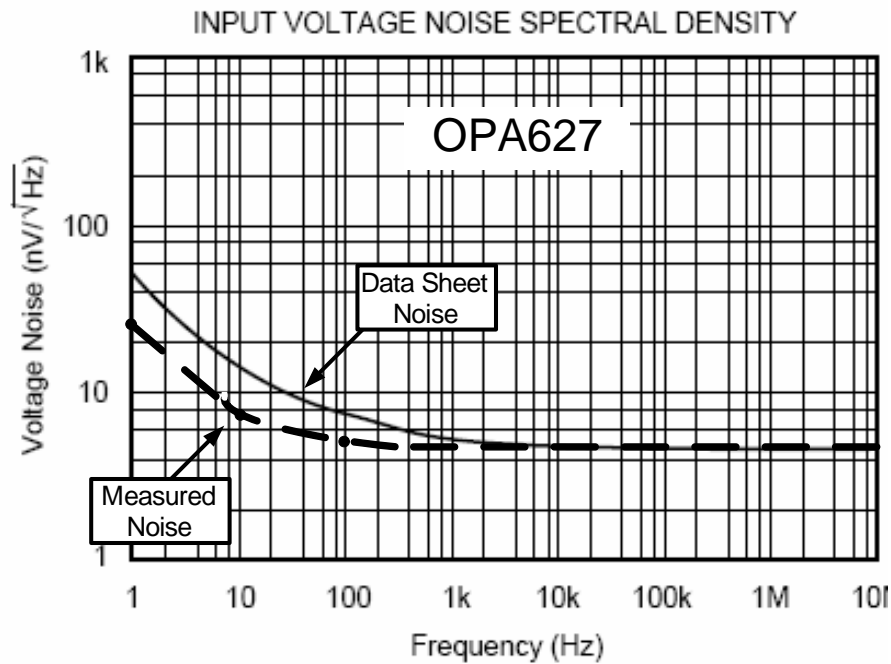


图 6.19 : 所测的频谱密度与产品说明书中参数的比较

总结和展望：

在本文中我们列举了几个不同的噪声测量例子。这些例子中所表明的方法可用于绝大多数的常规模拟电路。在**第 7 部分**中，我们将讨论与运算放大器内部设计相关的问题。理解运算放大器内部噪声的基本关系将有助于电路板以及系统层面的设计人员对绝大多数产品说明书中都未明确的噪声特征有很好的认识。特别是，我们将讨论在最坏情况下的噪声、噪声漂移，以及 CMOS 和 Bipolar 电路的区别。

感谢

特别感谢 TI 的技术人员，感谢他们在技术方面所提供的真知灼见。这些技术人员包括：

- 高级模拟 IC 设计经理 Rod Burt
- 设计工程经理 Jerry Doorenbos
- 应用工程经理 Tim Green
- 刚刚故去的 Mark R. Stitt

参考书目与信息

[1] 《电子系统的噪声抑制技术》，作者：Henry W. Ott，第二版，由约翰威立父子出版公司 (John Wiley & Sons Inc.) 出版。

[2] <http://www.solvaysolexis.com/>

关于作者：

Arthur Kay 现任 TI 的高级应用工程师，负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于乔治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，获电子工程硕士学位。他曾在 Burr-Brown 与 Northrop Grumman 公司担任过半导体测试工程师。

运算放大器电路固有噪声的分析与测量

第七部分：放大器的内部噪声

作者：德州仪器 (TI) 高级应用工程师 Art Kay

本文将讨论决定运算放大器 (op amp) 固有噪声的基本物理关系。集成电路设计人员在噪声和其他运算放大器参数之间进行了一些性能折衷的设计，而电路板和系统级设计人员将从中得到一些启发。另外，工程师们还能了解到，如何根据产品说明书的典型规范在室温及超过室温时估算最坏情况下的噪声。

最坏情况下的噪声分析和设计的 5 条经验法则

大多数运算放大器产品说明书列出的仅仅是一个运算放大器噪声的典型值，没有任何关于噪声温度漂移的信息。电路板和系统级设计人员希望能根据典型值找出一种可以估算最大噪声的方法，此外，这种方法应该还可以有效地估算出随着温度变化的噪声漂移。这里给出了一些有助于进行这些估算的基本的晶体管噪声关系。但是为了能准确地利用这些关系，我们有必要对内部拓扑结构（如偏置结构和晶体管类型等等）进行一些了解。不过，如果我们考虑到最坏情况下的结构，也可以做一些包括大多数结构类型的概略性说明。本节总结了最坏情况下的噪声分析和设计的 5 条经验法则。下一节给出了与这些经验法则相关的详细数学计算方法。

经验法则 1：对半导体工艺进行一些改变，不会影响到宽带电压噪声。这是因为运算放大器的噪声通常是由运算放大器偏置电流引起的。一般说来，从一个器件到另一个器件的偏置电流是相对恒定的。在一些设计中的噪声主要来自输入 ESD 保护电阻的热噪声。这样的话，宽带噪声的变化超过典型值的 10% 是非常不可能的。事实上，许多低噪声器件的这种变化一般都低于 10%。请参见图 7.1 示例。

宽带电流噪声要比电压噪声更容易受影响（主要是对双极工艺而言）。这是因为电流噪声与基极电流密切相关，而基极电流又取决于晶体管电流增益 (β)。通常来说，宽带电流噪声频谱密度的变化不到 30%。

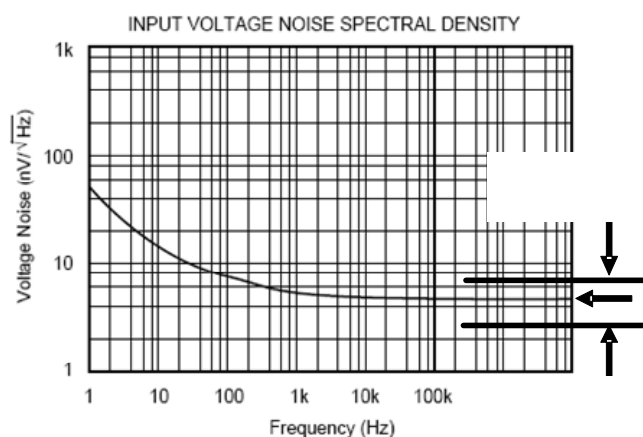


图 7.1 基于典型值估算的室温条件下的宽带噪声

经验法则 2: 放大器噪声会随着温度变化而变化。对于许多偏置方案 (bias scheme) 来说（如，与绝对温度成正比的方案，PTAT），噪声以绝对温度的平方根成正比地增大，因此在大范围的工业温度内噪声的变化相对很小（如，在 25 °C 至 125 °C 之间仅发生 15% 的变化）。但是，一些偏置方案（如，Zero-TC）可以产生与绝对温度成正比的噪声。对于这种最坏情况而言，在同一温度范围内噪声变化为 33%，请参见图 7.2 图解。

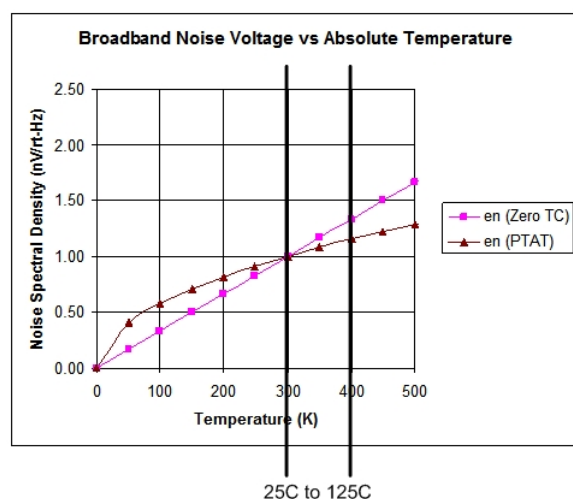
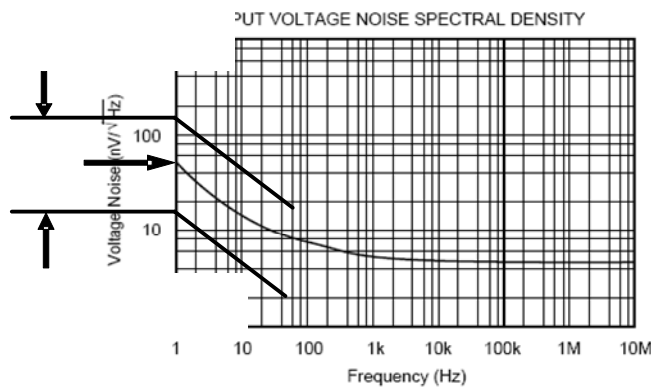


图 7.2 噪声在最坏情况下和典型情况下的变化与温度的关系

经验法则 3: $1/f$ 噪声（如，闪烁噪声）极易受工艺影响。这是因为晶体结构制造工艺过程中会产生一些瑕疵， $1/f$ 噪声的产生则与这些瑕疵有关。因此，只要半导体工艺得到很好的控制，那么 $1/f$ 噪声就不会出现较大的漂移。制造或工艺变化都会给 $1/f$ 噪声带来巨大的变化。大多数情况下器件产品说明书都给出了 $1/f$ 噪声的最大值，却没有提及工艺或最终测试时对器件进行的测量。如果产品说明书没有给出 $1/f$ 噪声的最大值，那么，假定在并没有对工艺控制进行优化来减少 $1/f$ 噪声的情况下，三种变化因素可用来估算最坏情况下的噪声，请参见图 7.3。

图 7.3: 最坏情况下的 $1/f$ 噪声估算

经验法则 4: 电路板和系统级设计人员需要了解的一点是， I_q 和宽带噪声呈负相关。严格来说，噪声与运算放大器输入差动级的偏置相关。但是，由于这类信息还没有正式公布过，所以我们可以假定 I_q 与差动级偏置成正比。对于低噪声放大器来说，这个假设是成立的。

一般说来，宽带噪声与 I_q 的平方根成反比。但是，对于不同的偏置方案这个反比关系也会发生变化。此条经验法则有助于电路板和系统级设计人员更好地了解

$$\times 3 \text{ for Estimate of Max}$$

$$\text{Estimate of Max} = 150\text{nV}/\text{rt-Hz}$$

I_q 和噪声之间的折衷方法。例如，设计人员不应该指望放大器带有极低的静态电流，进而产生低噪声。图 7.4 图解说明了该关系。

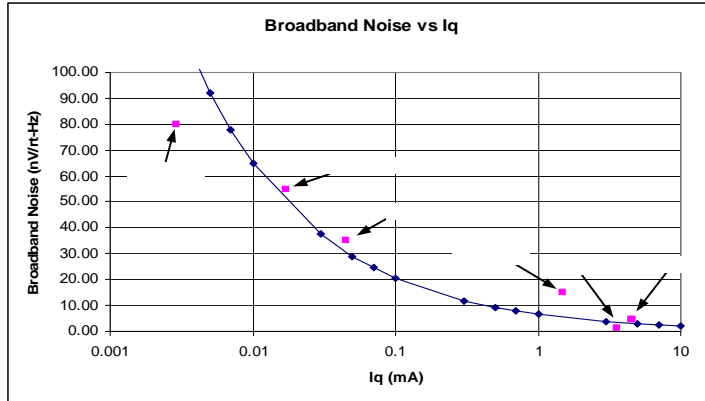


图 7.4: I_q 与宽带噪声的关系

经验法则 5: FET 运算放大器固有电流噪声非常低。这也说明了双极与 FET 晶体管以及噪声之间的差异。因为 FET 放大器的输入栅极电流比双极放大器的输入基极电流小得多。相反，在给定一个偏置电流值（如，输入级的集电极电流或漏极电流）的情况下，双极放大器具有更低的电压噪声，请参见图 7.5 的多个示例。

OPA379

OPA333

OPA348

运算放大器	类型	I_q (mA)	i_n (fA/rt-Hz)	e_n (nV/rt-Hz)
OPA277	双极	0.79	200	8
OPA211	双极	3.6	1500	1.1
OPA227	双极	3.7	400	3
OPA348	CMOS	0.045	4	35
OPA364	CMOS	1.1	0.6	17
OPA338	CMOS	0.53	0.6	26

OPA131

图 7.5 MOS 放大器与双极放大器的电压及电流噪声的对比

双极噪声的详细数学计算方法

图 7.6 表明了双极晶体管噪声模型的原理。图 7.7（方程式 1、2 和 3）中给出了双极晶体管的基本噪声关系。在该部分中，我们将利用这些方程式，以得出一些基本关系，而经验法则就是基于这些基本关系得出的。

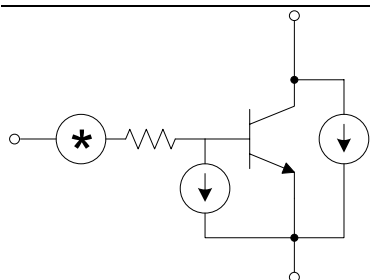


图 7.6 双极晶体管噪声模型

$$v_{bn}^2 = 4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f \quad (1)$$

where

v_{bn} - Thermal noise at base of bipolar transistor from physical resistance

k - Boltzmann constant (1.381E-23 joule/盖)

T - Temperature in Kelvin

r_b - Physical resistance in base of transistor

Δf - Noise bandwidth

i_{cn}

i_{bn}

$$i_{cn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_C \cdot \Delta f \quad (2)$$

where

i_{cn} - Collector shot noise current

q - Electron charge (1.6 · 10⁻¹⁹ coulomb)

I_C - dc collector current

$$i_{bn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_B \cdot \Delta f + K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f^b} \cdot \Delta f \quad (3)$$

Shot noise Flicker noise Burst noise

where

i_{bn} - Base current noise

I_B - DC base current

K_1 - Semiconductor process dependent constant for flicker noise

a - a constant between 0.5 and 2.0

b - a constant about unity

图 7.7 双极噪声基本关系

利用方程式 1 进行分析：双极热噪声

方程式 1 说明了一个双极晶体管基极中的物理电阻热噪声。在一个集成电路运算放大器中，电阻器通常是由与差动输入级基极串联的 ESD 保护电路提供的，

如图 7.8 所示。在一些情况下，这种噪声是主要的噪声源。对大多数集成电路工艺而言，为该电阻设置 $\pm 20\%$ 容差值是合理的。图 7.9 显示，输入电阻出现 20% 的变化时噪声会相应地发生 10% 的变化。

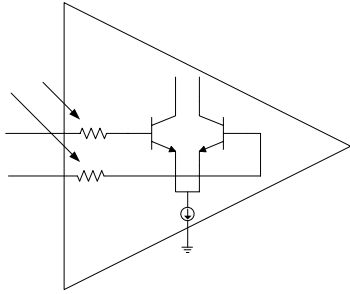


图 7.8 运算放大器噪声热噪声分量

$$v_{bn}^2 = 4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f$$

For a 20% variation in r_b v_{bn} will vary

$$\%_variation_vbn = \frac{\sqrt{4 \cdot kT \cdot 1.2 \cdot r_b \cdot \Delta f} - \sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}}{\sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}} \cdot 100$$

$$\%_variation_vbn = \frac{(\sqrt{1.2} - \sqrt{1}) \cdot \sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}}{\sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}} \cdot 100$$

$$\%_variation_vbn = 9.5\%$$

图 7.9 热噪声容差

利用方程式 2 进行分析：双极集电极散粒噪声

方程式 2 给出了一个双极晶体管集电极散粒噪声的关系。为了更好的理解这种关系，将其转换成一个电压噪声 V_{cn} （见图 7.10）可以说是好处多多。如果输入级偏置方案为已知项，则可以进行一步将公式简化。运算放大器输入级偏置方案有两类型，一类是可以迫使集电极电流与绝对温度 (PTAT) 成正比。对于一个与绝对温度成正比的偏置方案来说，集电极电流可以被视为一个常量与绝对温度的乘积。图 7.11 显示了简化的 V_{cn} 方程式，该方程式基于一个 PTAT 偏置方案。其主要的计算结果是，噪声与温度的平方根成正比，而与 I_c 的平方根成反

比。这样的计算结果说明了低噪声放大器总是具有强静态电流的原因。第四个经验法则就是据此得出的。该计算结果还表明，运算放大器噪声会随温度升高而增大。这就是第二个经验法则的理论基础。

$$i_{cn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_c \cdot \Delta f$$

In terms of voltage

$$v_{cn}^2 = \frac{1}{g_m^2} \cdot (2 \cdot q \cdot I_c \cdot \Delta f)$$

Substitute gm for bipolar

$$g_m = \frac{I_c}{V_t} \quad g_m = \frac{I_c}{\frac{k \cdot T}{q}} \quad \frac{1}{g_m} = \frac{k \cdot T}{q \cdot I_c}$$

Collector shot noise in voltage format

$$v_{cn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_c} \right)^2 \cdot (2 \cdot q \cdot I_c \cdot \Delta f)$$

图 7.10 将电流噪声转换成电压噪声

Collector shot noise in voltage format

$$v_{cn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_c} \right)^2 \cdot (2 \cdot q \cdot I_c \cdot \Delta f)$$

assuming PTAT $I_c = \alpha \cdot T \cdot I_c$

$$v_{cn}^2 = \left[\frac{k \cdot T}{q \cdot (\alpha \cdot T \cdot I_c)} \right]^2 \cdot [2 \cdot q \cdot (\alpha \cdot T \cdot I_c) \cdot \Delta f]$$

combine all constants into K_a

$$v_{cn}^2 = K_a \left(\frac{1}{I_c} \right)^2 \cdot [(T \cdot I_c) \cdot \Delta f]$$

$$v_{cn} = \sqrt{\frac{K_a \cdot T \cdot \Delta f}{I_c}}$$

Thus, collector shot noise voltage is directly proportionate to \sqrt{T} and inversely proportionate to $\sqrt{I_c}$ for a PTAT bias.

图 7.11 PTAT 偏置的集电极噪声电压

在一个集电极电流偏置不会随温度变化而发生漂移的“Zero-TC”配置中，运算放大器输入级同样会被偏置。图 7.12 显示了基于 Zero-TC 偏置结构的简化的 V_{cn} 方程式。其主要的计算结果是，噪声与温度的平方根成正比，而与 I_c 的平方根成反比。由于受温度变化的影响很大，所以 Zero-TC 配置与 PTAT 方法相比有不足的方面。需要注意的是，按照第二经验法则，这是最坏情况下的表现。

assuming Zero-TC I_c is constant over temperature

$$v_{cn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_c} \right)^2 \cdot (2 \cdot q \cdot I_c \cdot \Delta f)$$

combine all constants into K_b

$$v_{cn}^2 = K_b \left(\frac{T}{I_c} \right)^2 \cdot (I_c \cdot \Delta f)$$

$$v_{cn} = T \sqrt{\frac{K_b \Delta f}{I_c}}$$

Thus, collector shot noise voltage is directly proportionate to T and inversely proportionate to $\sqrt{I_c}$ for a Zero-TC bias.

图 7.12 Zero-TC 偏置集电极噪声电压

当 I_c 变动时，可以利用图 7.11 和图 7.12 的计算结果来确定噪声的改变量。在两种情况下，噪声均与 I_c 的平方根成反比。在一款集成电路运算放大器设计中，噪声通常主要来自差动输入级。不幸的是，产品说明书并没有给出有关该放大器偏置的信息。为了得到一个大概的估算值，您可以假设 I_c 的变化是与静态电流 (I_q) 的变化成正比例的。总之，输入级偏置要比 I_q 更好控制，因此这是一个保守的估算值。图 7.13 显示了一款 OPA227 在最坏情况下的噪声估算值。需要注意的是，在此情况下， I_q 的变化对噪声几乎没有影响。就大部分实际设计而言，这种变化不会超过 10%。请注意，热噪声变量和散粒噪声变量 (I_c 变量) 均不大于 10% 是第一个经验法则的理论基础。

estimate worst case noise based on I_q

$$V_{n_worst_case} = V_{n_typical} \sqrt{\frac{I_{q_worst_case}}{I_{q_typical}}}$$

$$V_{n_worst_case} = 8 \sqrt{\frac{825}{790}} = 8.2 \text{ nV/rt-Hz}$$

图 7.13 基于 I_q 变量的最坏情况噪声

利用方程式 3 进行分析：双极基极散粒噪声和闪烁噪声

方程式 3 描述的是双极晶体管基极散粒噪声和闪烁噪声，该噪声源与运算放大器中的电流噪声相类似。也可以将该电流噪声转换成电压噪声（请参见图 7.14）。

对 PTAT 和 Zero-TC 偏置结构进行分析，可不像对集电极电流散粒噪声进行分析那么简单。这是因为偏置方法是为了对集电极电流进行控制而设计的，并且此种关联不会跟随基极电流。例如，一款带有 Zero-TC 集电极电流的器件不会有 Zero-TC 基极电流，因为双极电流增益随温度的变化而变化。

方程式 3 中的散粒噪声分量是造成宽带电流噪声的主要原因。请注意，电流噪声与 I_b 的平方根成正比，这就是宽带电流噪声要比宽带电压噪声更容易受影响的原因所在。 I_b 的变化是由晶体管的电流增益 (β) 造成的。

请注意，散粒噪声分量的形式与方程式 2 中的噪声分量形式相同。因此，除很难预计基极电流的温度系数以外，其他分析方法是一样的。所以为了简化起见，我们将不会把 I_b 散粒噪声的温度信息包括在内。

如图 7.14 所示，我们可以将闪烁噪声分量转换成一个电压噪声。请注意，闪烁噪声随温度的升高而增大，并随 I_c 的变化而降低。然而，闪烁噪声极易受工艺变化的影响，以至于闪烁噪声常量的变化可能会成为噪声的主要来源。这不同于

常量不受工艺变化影响的宽带情况。第二个经验法则就是基于这个基本关系得出的。

$$i_{bn}^2 = K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f$$

Where K_1 is the flicker constant and is process dependent

$$v_{bn}^2 = \frac{1}{g_m^2} \cdot \left(K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f \right)$$

$$v_{bn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_c} \right)^2 \cdot \left(K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f \right)$$

Combining all constants into K_d

$$v_{bn}^2 = K_d \left(\frac{T}{I_c} \right)^2 \cdot \left(\frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f \right)$$

Thus, flicker noise also increases with temperature and decreases with I_c .

图 7.14 闪烁噪声电压关系

FET 噪声详细的数学计算方法

图 7.15 为 MOSFET 和 JFET 晶体管噪声模型示意图。图 7.16 (方程式 4 和 5) 给出了 FET 晶体管的基本噪声关系。在这一节里，我们将利用这些方程式来说明该经验法则也同样适用于 FET 晶体管。图 7.17 为处理过的热噪声方程式，该方程式用于强反相 (strong inversion) FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置。强反相是指 FET 偏置区。强反相的计算结果为热噪声与 I_d 的四次方根成反比。热噪声与绝对温度的平方根成正比还是与绝对温度的四次方根成正比取决于偏置类型。因此，与双极放大器相比， I_q 或温度上的变化对强反相 FET 放大器的影响要小得多。

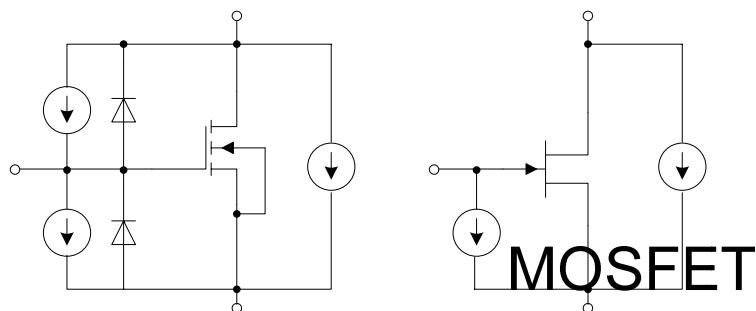


图 7.15 双极晶体管噪声模型

$$i_{gn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_G \cdot \Delta f \quad (4)$$

where

- i_{gn} - Gate shot noise current
- q - Electron charge ($1.6 \cdot 10^{-19}$ coulomb)
- I_G - dc gate current (leakage)
- Δf - Noise bandwidth

$$i_{dn}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot g_m \right) \cdot \Delta f + K_3 \cdot \frac{i_{gn}^2}{f^b} \cdot \Delta f \quad (5)$$

Thermal Noise flicker noise

where

- i_{dn} - drain noise from shot noise and flicker noise
- k - Boltzmann constant ($1.381E-23$ joule/盖)
- T - Temperature in Kelvin
- g_m - Transconductance of FET
- K_3 - Process dependent constant for flicker noise

图 7.16 基本 FET 噪声关系

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{4K \cdot T}{g_m}} \quad \text{Broadband noise for FET}$$

$$g_m = \sqrt{2 \cdot K_S \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot I_D} \quad \text{for strong inversion}$$

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{4K \cdot T}{\sqrt{2 \cdot K_S \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot I_D}}}$$

Combine all the constants into K_c

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{K_c \frac{T}{\sqrt{I_D}}} \quad \text{Zero-TC equation}$$

Note noise for the Zero-TC bias is proportionate to \sqrt{T}
and inversely proportionate to $\sqrt[4]{I_D}$

For PTAT substitute $I_D = \alpha \cdot I_d$

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{K_c \frac{T}{\sqrt{I_d \cdot \alpha \cdot T}}}$$

Combining all constants into K_d

$$e_{\text{nbb}} = K_d \sqrt[4]{\frac{T}{I_d}}$$

Note noise for the PTAT bias is proportionate to $\sqrt[4]{T}$
and inversely proportionate to $\sqrt[4]{I_D}$

图 7.17 强反相 FET

图 7.18 给出了将一个热噪声方程式用于弱反相 FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置的操作。弱反相是指 FET 偏置区。弱反相的计算结果为热噪声与 I_d 的平方根成反比。热噪声与温度成正比还是与温度的平方根成正比取决于偏置类型。因此，弱反相 FET 放大器和电流及温度的关系与双极偏置放大器和电流及温度的关系相似。

$$i_{\text{nbb}}^2 = 4k \cdot T \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot g_m \right) \quad \text{Broadband noise}$$

$$g_m = \frac{q \cdot A \cdot I_D}{k \cdot T} \quad \text{For weak inversion}$$

$$e_{\text{nbb}}^2 = \frac{1}{g_m^2} \cdot \left[4k \cdot T \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot g_m \right) \right]$$

$$e_{\text{nbb}}^2 = \frac{8k \cdot T}{3 \cdot \frac{q \cdot A \cdot I_D}{k \cdot T}}$$

$$e_{\text{nbb}}^2 = \frac{8k^2 \cdot T^2}{3q \cdot A \cdot I_D}$$

$$e_{\text{nbb}} = K_c \frac{T}{\sqrt{I_D}} \quad \text{for Zero-TC}$$

$$\text{for Ptat } I_D = \alpha \cdot I_d$$

$$e_{\text{nbb}}^2 = K_c \frac{T^2}{\alpha \cdot T \cdot I_d}$$

$$e_{\text{nbb}} = K_d \sqrt{\frac{T}{I_d}} \quad \text{for PTAT}$$

图 7.18 弱反相 FET

图 7.19 为处理过的闪烁噪声方程式，该方程式用于强反相 FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置。请注意，方程式中的“a”为介于 0.5 和 2 之间的一个常数。因此，闪烁噪声可能和 I_d 成正比，或者和 I_d 的幂成反比，这取决于“a”的值。对于一款 Zero-TC 偏置方案来说，闪烁噪声的值并不取决于温度。对于一款 PTAT 偏置方案来说，闪烁噪声和温度的平方根成正比。

$$e_{\text{dn}}^2 = K_3 \cdot \frac{I_D^a}{g_m^2 f^b} \cdot \Delta f \quad \text{General FET flicker equation in voltage form}$$

$$g_m = \sqrt{2 \cdot K_S \left(\frac{W}{L} \right) \cdot I_D} \quad \text{for strong inversion}$$

$$e_{\text{dn}} = K_3 \cdot \sqrt{\frac{I_D^{a-1}}{f^b} \cdot \Delta f} \quad \text{for strong inversion}$$

图 7.19 强反相 FET 闪烁噪声

图 7.20 显示了用于计算一个弱反相 FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置的闪烁噪声方程式。请注意，“a”是一个介于 0.5 至 2 之间的常数。因此，在所有情况下，闪烁噪声都与 I_D 的幂成反比。就一个 Zero-TC 偏置而言，闪烁噪声将会与绝对温度成正比；就一个 PTAT 偏置而言，温度关系则取决于 a 的值。

$$e_{\text{dn}}^2 = K_3 \cdot \frac{I_D^a}{g_m^2 f^b} \cdot \Delta f \quad \text{General FET flicker equation in voltage form}$$

$$g_m = \frac{q \cdot A \cdot I_D}{k \cdot T} \quad \text{For weak inversion}$$

$$e_{\text{dn}} = K_3 \cdot \sqrt{\frac{\left(I_D^{a-2} \right) \cdot T^2}{f^b} \cdot \Delta f} \quad \text{For weak inversion}$$

图 7.20 弱反相 FET 闪烁噪声

总结与概述

本文中，我们讨论了一些有助于我们对最坏情况下的噪声和与温度相关的噪声进行估算的经验法则。这些经验法则还可以帮助那些电路板和系统级设计人员获得折衷设计的方法，而这些方法正是集成电路设计人员在低噪设计中所采用的。同时，还给出了这些经验法则背后的详细数学计算方法。第 8 部分将主要对 1/f 噪声及“爆米花”噪声进行更深入的探讨。

感谢

特别感谢 TI 的技术人员，感谢他们在技术方面所提供的真知灼见。这些技术人员包括：

- 高级模拟 IC 设计经理 Rod Bert
- 线性产品经理 Bruce Trump
- 应用工程经理 Tim Green
- 高速产品市场开发经理 Michael Steffes

参考书目

《模拟集成电路的分析与设计》，作者：Paul R. Gray 与 Robert G. Meyer，第三版，由 Hamilton Printing Company 出版。

作者简介：

Arthur Kay 现任 TI 高级应用工程师，负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于乔治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，获电子工程硕士学位。他曾在 Burr-Brown 与 Northrop Grumman 公司担任过半导体测试工程师。

运算放大器电路固有噪声的分析与测量

第八部分：爆米花噪声（二）

作者：Art Kay，德州仪器 (TI) 高级应用工程师 www.ti.com.cn

爆米花噪声数据分析

在此章节我们将推荐几种用于分析低频噪声并确定是否有爆米花噪声方法。所使用的分析技术独立于用于测量数据的电路结构。工程师一般用定性方法都能检测出一个示波器波形，并确定一个信号是否具有爆米花噪声。我们还将介绍如何用定性方法确定爆米花噪声。此外，我们将讨论如何设置爆米花噪声以及 $1/f$ 噪声的通过/失败极限。

图 8.13 显示了一个典型的无爆米花噪声的时域噪声信号。该信号的截止频率为 300Hz。因此，该噪声为 $1/f$ 噪声和宽带噪声的一个综合噪声。噪声信号左侧的柱状图用于强调该噪声电压为高斯分布型。图 8.14 显示了更详细的典型噪声高斯分布。

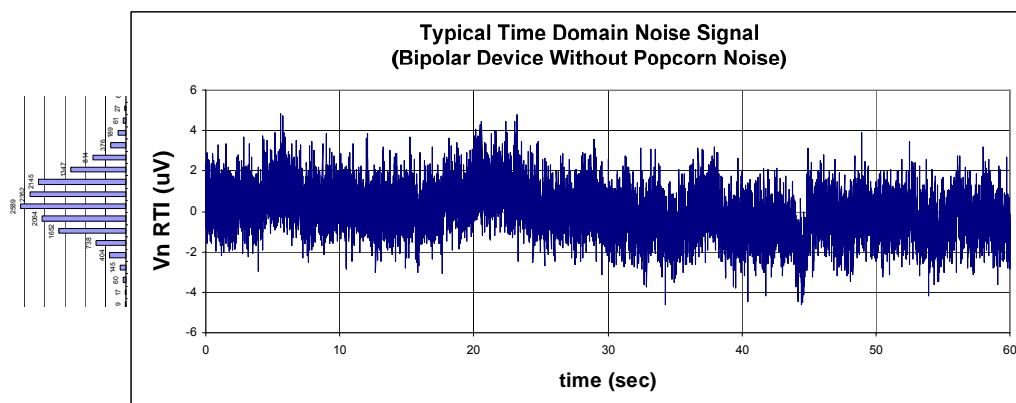


图 8.13 $1/f$ 噪声和宽带噪声的综合噪声

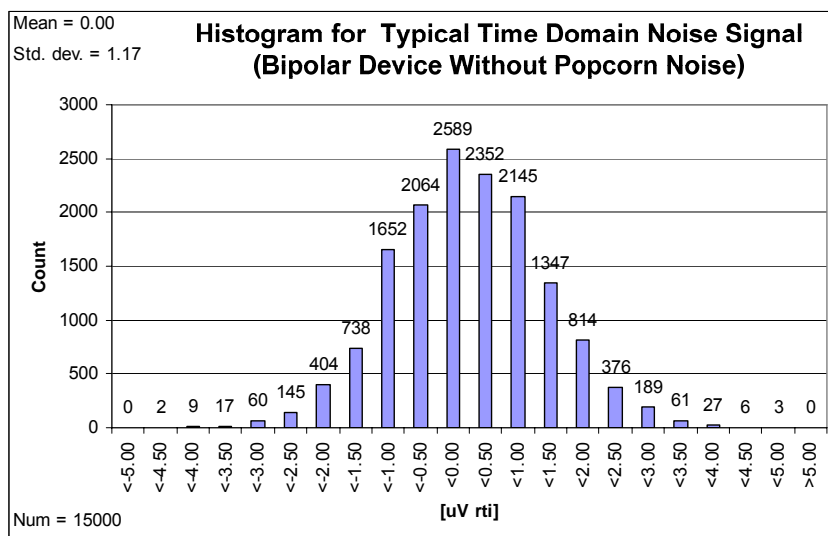


图 8.14 标准器件噪声相关的高斯分布

图 8.15 显示了一个典型的带有爆米花噪声的时域噪声信号。该信号的截止频率为 300Hz。噪声信号左侧的柱状图用于强调该噪声电压为非高斯分布型。图 8.16 显示了与图 8.15 中所示的相同的波形，划圈和箭头部分用于强调爆米花信号跃至离散模式。就这个特例而言，出现了三个离散噪声级，在该分布图中产生了三种模式。如欲了解典型非高斯噪声分布的更多详情，敬请参阅图 8.17。

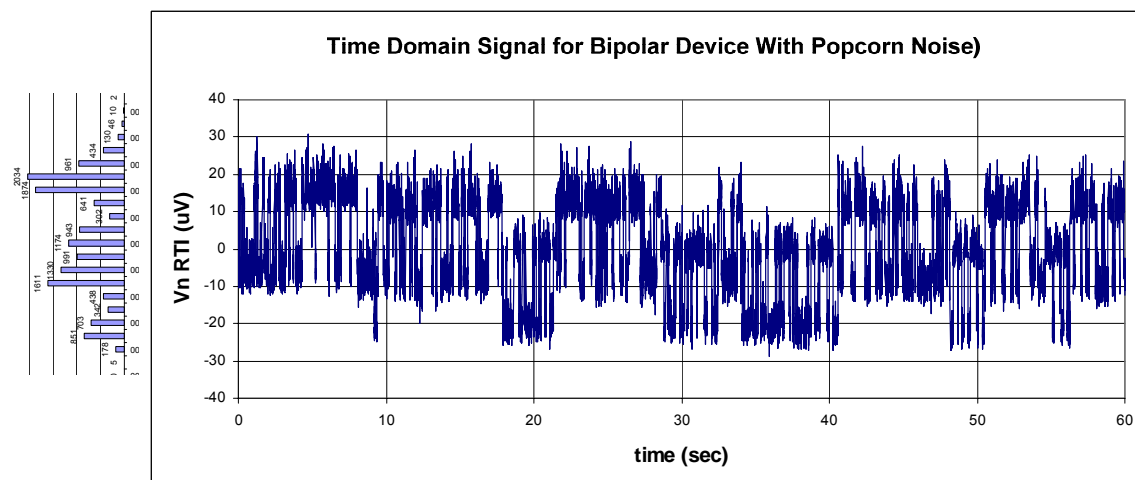


图 8.15 爆米花噪声的时域信号

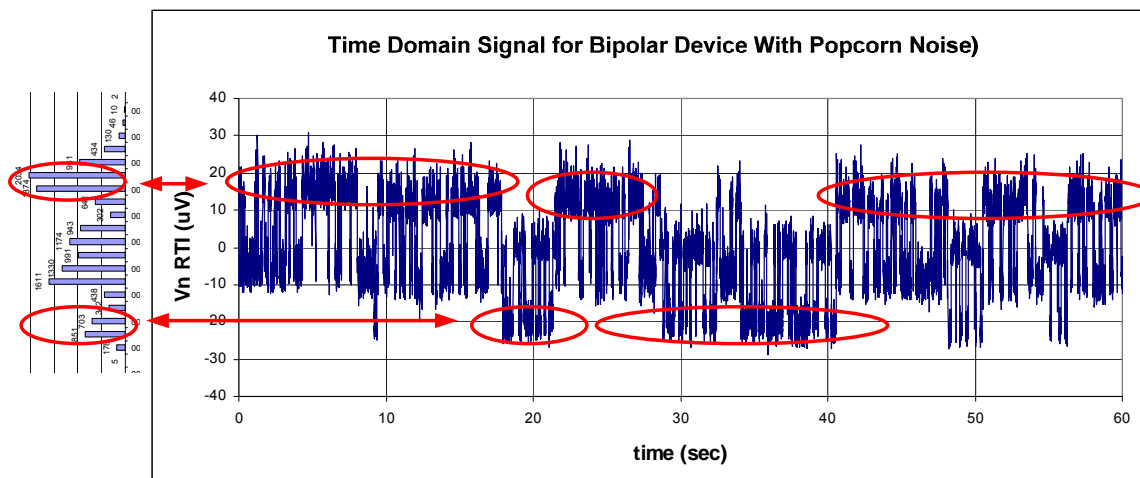


图 8.16: 时域爆米花噪声信号的柱状图

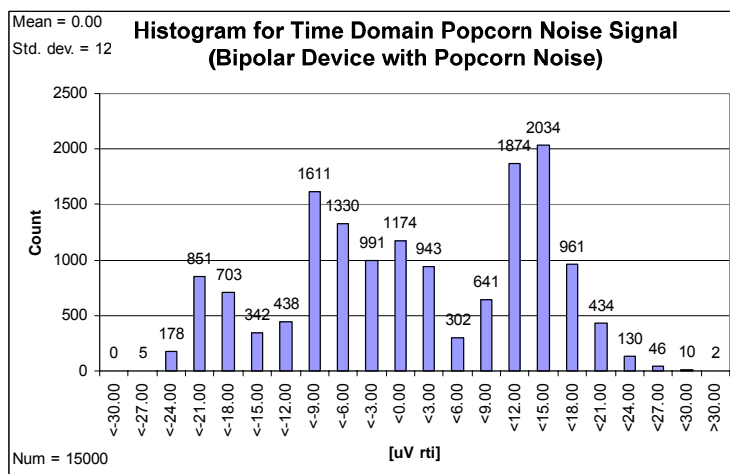


图 8.17 时域爆米花噪声信号的柱状图

因此，确定一个信号是否有爆米花噪声的一个方法就是查看一个非高斯分布图。我们在此将不对用于测试一个分布为高斯或非高斯分布的数学方法进行介绍。相反我们将主要精力集中在可以查找与一个噪声信号边缘相关的较大突变的技术上。找到一个信号突变的一般方法是取该信号的导数。图 8.18 显示了当爆米花信号进行一次转换时，爆米花噪声信号的导数如何产生较大的尖峰。图 8.19 显示了一个标准器件噪声的导数。图 8.19 中的噪声只有宽带和闪烁爆米花噪声，即无爆米花噪声。请注意，取宽带和闪烁噪声的导数并不会出现较大的尖峰。

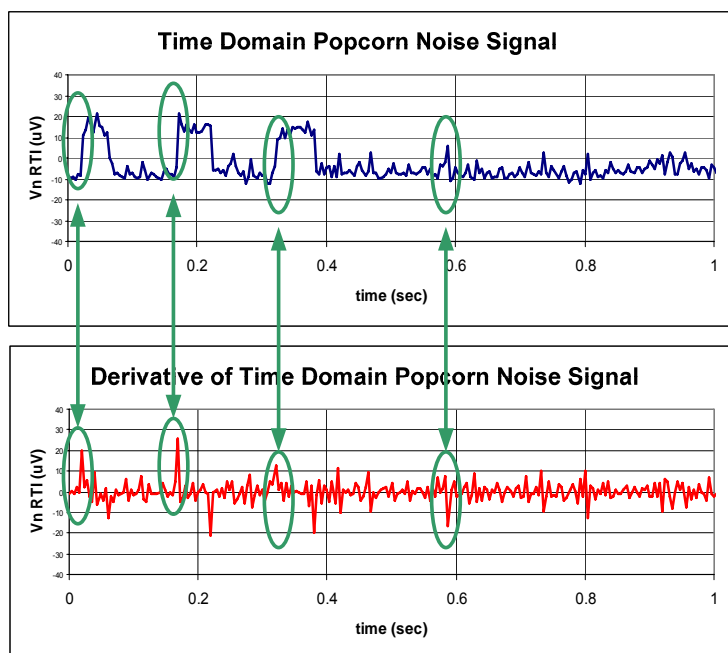


图 8.18 爆米花噪声信号的导数

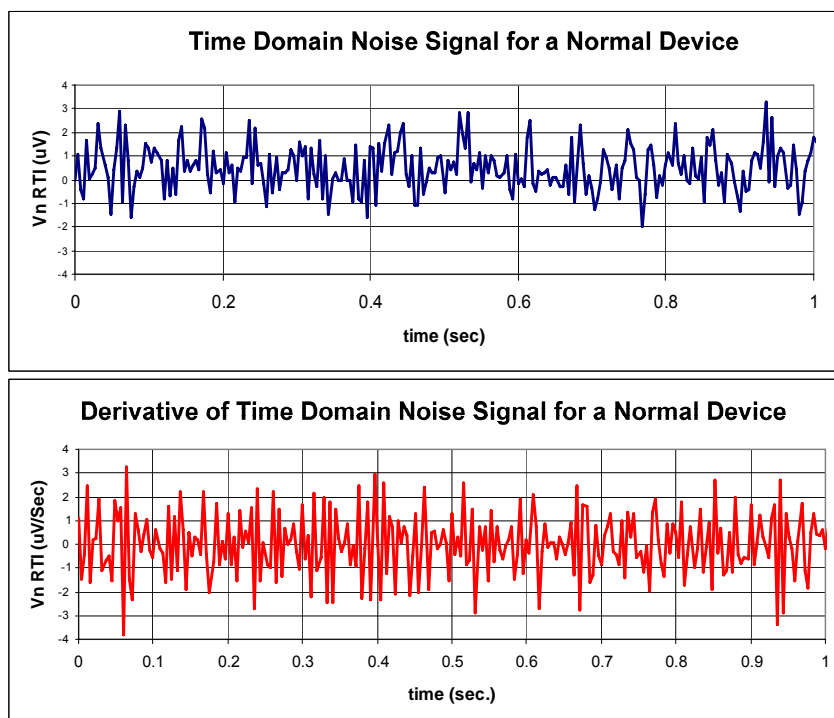


图 8.19 标准器件噪声的导数

图 8.20 将爆米花噪声导数的柱状图与标准器件噪声导数的柱状图作了比较。爆米花噪声柱状图在离群值较大的柱 (outlying bin) 中具有大量的计数。这些离群

值柱与导数中的尖峰相对应。请注意，标准器件的柱状图不具备大量的离群值 (outlier)。就该例子而言，我们查看该分布中 $\pm 4\sigma$ 处的离群值。 ± 4 标准偏差之外的测量噪声的统计概率为 0.007%。所示的示例柱状图中含有 15000 个样本，因此我们可以认为只有一个样本 ($15000 \times 0.007\% = 1.05$) 在这些极限之外。因此， $\pm 4\sigma$ 极限之外其余的条形柱很可能就是爆米花噪声。该测试的极限应根据柱状图中的样本数量进行调整。

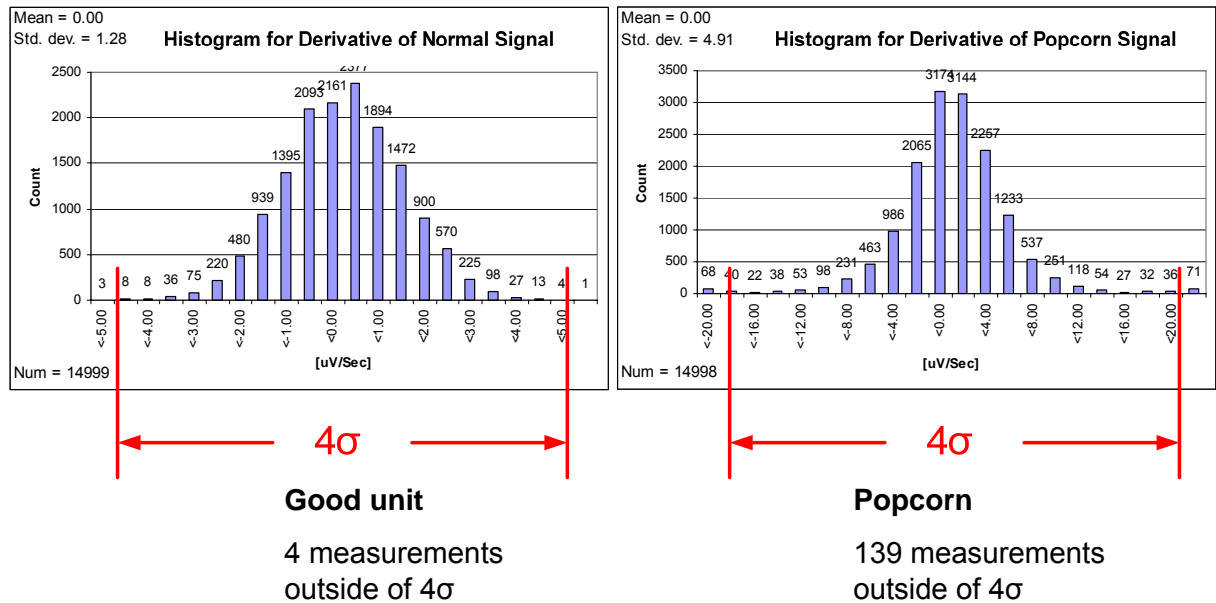


图 8.20 标准器件和器件爆米花噪声导数分布图

确定器件是否带有爆米花噪声的另一种方法是将所测量的峰至峰噪声与理想的峰至峰噪声进行对比。图 8.21 将一个带有爆米花噪声的器件的分布图与一个标准器件的分布图进行了对比。请注意，爆米花噪声峰至峰值为标准器件噪声的 6 倍。此外，还应注意我们对比例进行了调整，从而强调了爆米花噪声的非高斯特性。请记住，不规则的强低频噪声是爆米花噪声比较明显的指示，但是没有必要证明存在爆米花噪声。但是，具有不规则高噪声级别的器件肯定都有故障，无论这些器件是否具有爆米花噪声。

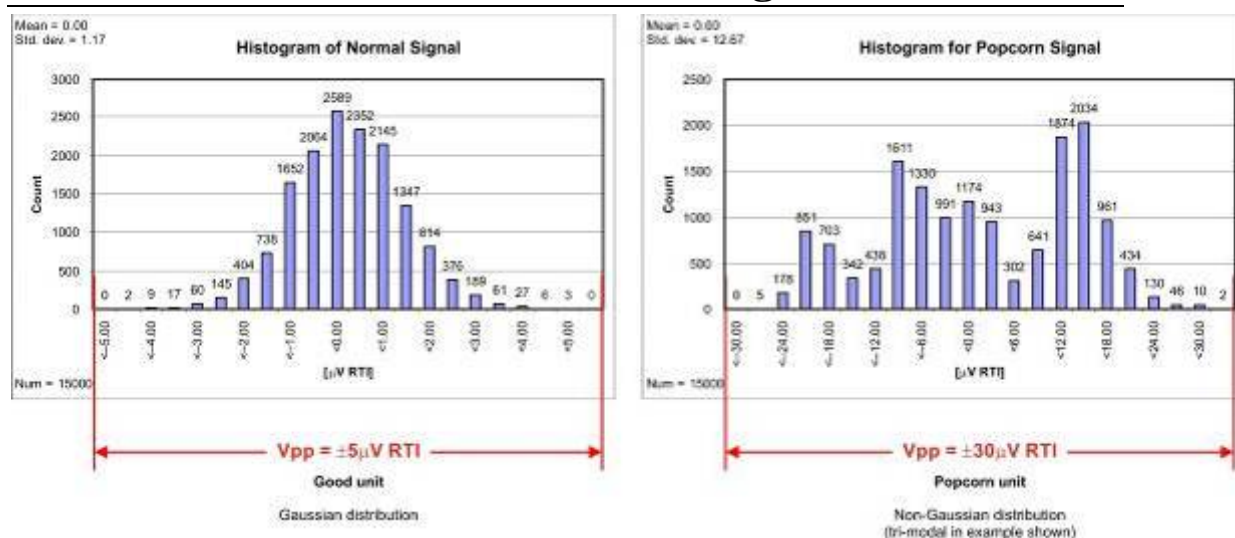


图 8.21: 标准器件峰至峰噪声与器件峰至峰爆米花噪声的对比

设置爆米花噪声测试极限

本文推荐了两种用于筛选出爆米花噪声的方法。第一种方法是取噪声信号的导数，并找出分布图中的离群值。该测试建议的极限为 ± 4 标准偏差。因此，如果该导数中任何一点超出 ± 4 标准偏差，则可认为该器件出现故障。

第二种方法是查看峰至对峰噪声。该测试极限的设置使用噪声系列文章第 7 部分中的最差情况噪声准则，图 8.22 以图表方式总结了这些准则。最差情况的经验法则描述了谱线密度曲线如何随着工艺变化而变化。使用第 3 和第 4 部分所提及的方法，及最差情况谱线密度曲线，您可以估测出最差情况下的理想噪声，最差情况下的理想噪声为利用标准器件预测出的最大噪声。与最差情况极限相比，具有爆米花噪声的器件一般都具有更大的噪声。峰至峰噪声极限应设置为最差情况估值。不满足这些极限的器件可能具有爆米花噪声，或超高闪烁噪声。出现任何一种情况均可认为这些器件出现了故障。

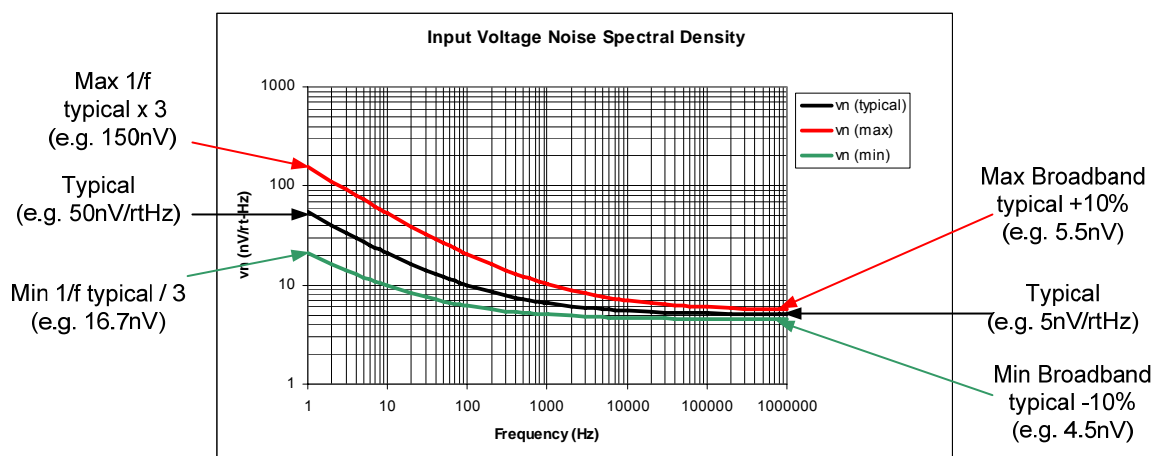


图 8.22 噪声的最差情况经验法则

应何时关注爆米花噪声？

在慢传输信号的低频应用 ($f_c < 1\text{kHz}$) 中，应对爆米花噪声予以关注。例如，医学脑电图(EEG, 脑扫描)中的频率范围和波形很难辨别出爆米花噪声。图 8.23 显示了典型的 EEG 波形。地震观测也是一些慢传输 DC 信号，其也很难辨别出爆米花噪声。在一些音频应用中，普遍认为爆米花噪声是一种特别令人厌恶的噪声。

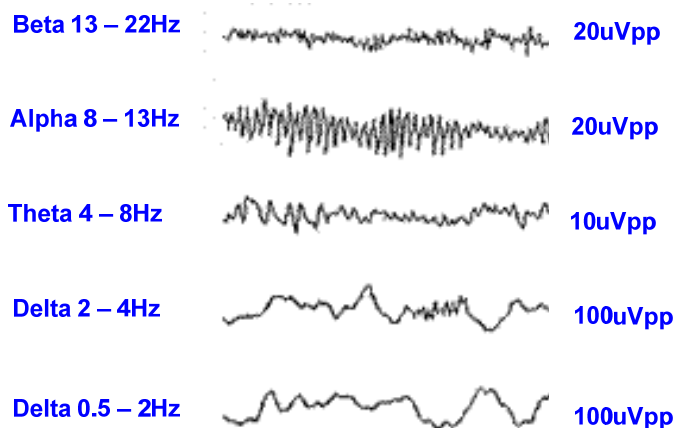


图 8.23 典型的 EEG 波形

爆米花噪声通常表现为一个电流噪声。因此，高源阻抗应用可能对爆米花噪声更为敏感。图 8.24 显示了输入阻抗如何影响爆米花噪声的幅度。但是，请记住，在一些情况下，内部电流噪声将转换成器件的内部电压噪声。

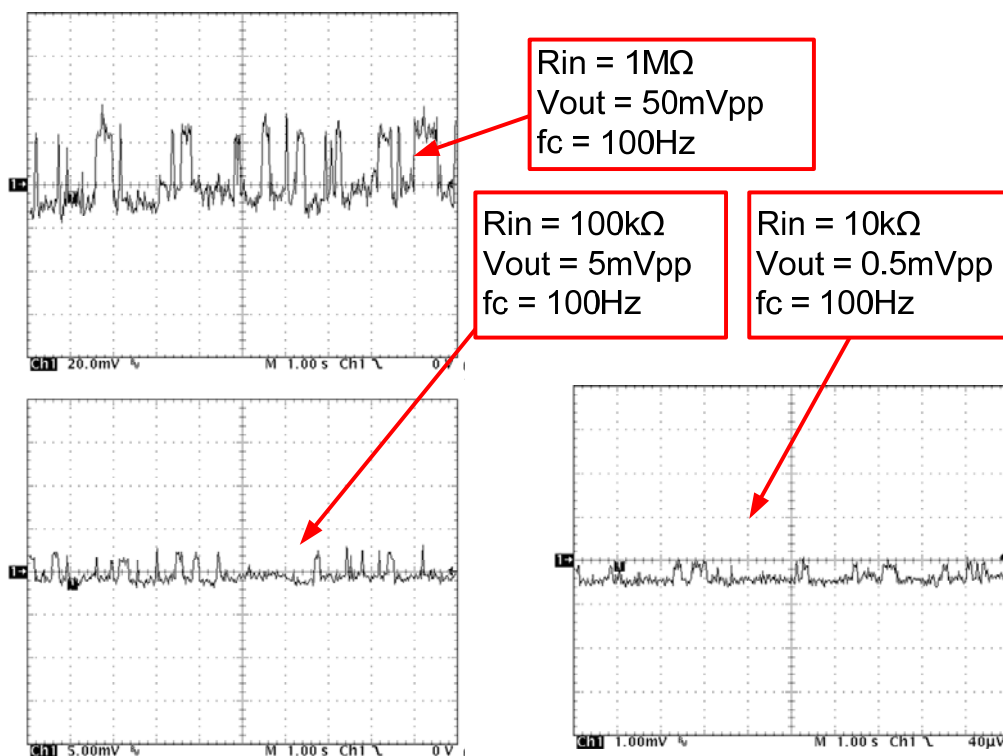


图 8.24 受源阻抗影响的电流爆米花噪声

在一些情况下，宽带噪声可能使爆米花噪声不那么明显。图 8.25 显示了同一器件的两种不同带宽。请注意，图 8.25 中的两个波形都含有爆米花噪声，但是在宽带宽情况下，白噪声使爆米花噪声不那么明显。

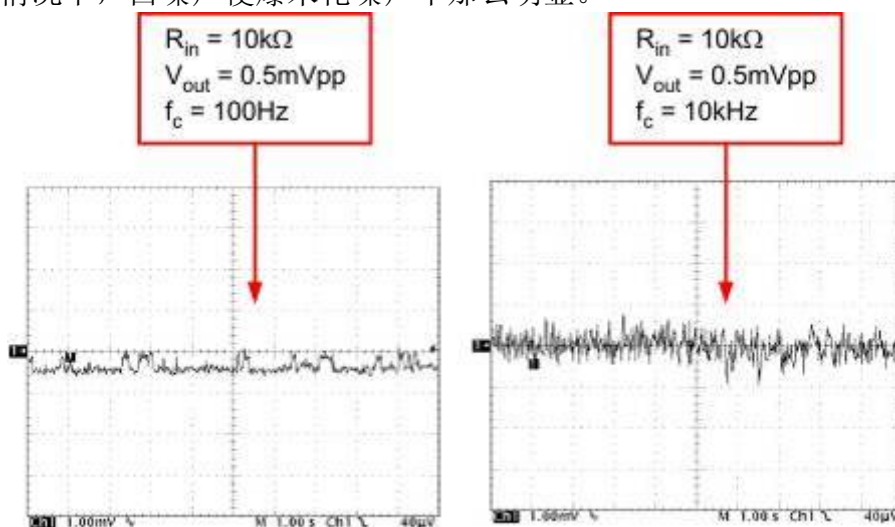


图 8.25 高带宽下被白噪声模糊化的爆米花噪声

总结与展望

在本文中我们讨论了如何测量和分析爆米花噪声。在**第 9 部分**中我们将着重讲述 $1/f$ 噪声，以及如何使用自动归零放大器拓扑来消除 $1/f$ 噪声。

感谢

特别感谢 TI 的技术人员，感谢他们在技术方面所提供的真知灼见。这些技术人员包括：

- 高级模拟 IC 设计经理 Rod Burt
- 线性产品经理 Bruce Trump
- 应用工程经理 Tim Green
- 测试工程经理 Scott Gulas

参考书目

《模拟集成电路的分析与设计》，作者：Paul R. Gray 与 Robert G. Meyer，第三版，由 Hamilton Printing Company 出版。

作者简介：

Arthur Kay 现任 TI 高级应用工程师，负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于乔治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，获电子工程硕士学位。他曾在 Burr-Brown 与 Northrop Grumman 公司担任过半导体测试工程师。