

## 噪声与运算放大器电路

作者：Lewis Smith和D.H. Sheingold

### 简介

即使是考虑到运放所有的已知及未知阻抗负载，运算放大器的输出中始终含有无法基于输入信号和完全已知的闭环传递函数进行预测的信号。这种不确定信号被称为噪声。导致噪声产生的因素可能是放大器电路本身，可能是其反馈环路中使用的元件，也可能是电源；噪声也可能从附近(或较远的地方)的噪声源耦合或感应至输入、输出、地回路或测量电路之中的。

无疑，设计人员对噪声的关注程度取决于两点：(1)电路在目标频段所要达到的分辨率；(2)避免噪声转移至非直接相关频段。由于运算放大器多用作前置放大器和高精度信号处理器，运算放大器电路的精度日益受到关注。

我们深知，试图全面且严格地分析处理噪声现象是愚蠢且毫无用处的事情，为此，本文将提供一些实用工具，用于了解、表征、计算和降低放大器直接相关的噪声。对于像接地引线、输出引线中的耦合及感应噪声，我们只将简略

提及，并给出一些简单的建议，如注意屏蔽、引线保护和接地电路设计等，这些都属于系统设计和“良好电路实践”<sup>1</sup>的范畴。

从噪声角度来看，运算放大器具有独特的优势，完全适用于低压和高精度电路，因为：

1. 可以选择特定的放大器传递函数，使其仅允许目标频段通过。
2. 可以从具有不同噪声特性的众多型号中选择适应具体需要的放大器，以便在目标频段内获得近乎理想的特性。
3. 如果噪声源已知且经过正确评估，则可预测各种放大器电路的噪声情况并达到足够的精度，从而为初步的手工设计提供依据，并具有一定的成功验证的可能性。

基本模型——电压噪声与电流噪声(图1)

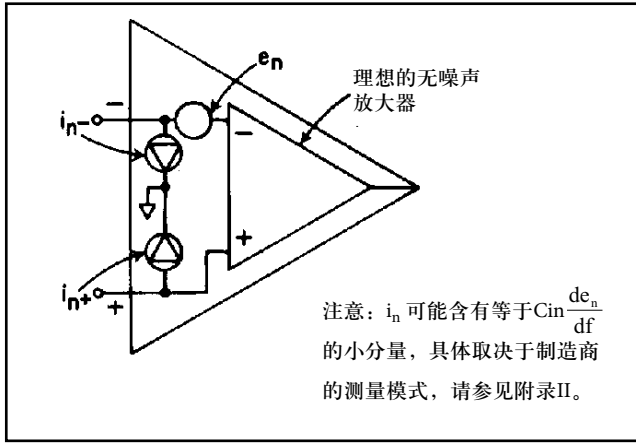


图1. 电压与电流噪声模型

可将差分运算放大器视为理想的无噪声放大器, 其噪声电流源位于各输入引脚与共模地之间, 噪声电压源实际与某一侧输入引脚串联。该模型与失调分析2中用到的  $E_{OS} - I_{bias}$  模型非常类似, 这不足为奇, 因为可将  $E_{OS}$  和  $I_{bias}$  视为直流噪声源, 可按时间、温度等参数进行调制。在多数实际应用中, 可将噪声电压源和噪声电流源视为彼此独立的。如果暂时忽略电路和放大器的动态范围因素, 就如  $E_{OS}$  和  $I_{bias}$  一样, 噪声的瞬时电压分量可通过低阻抗、高增益电路进行测量(图2), 而瞬时电流分量则可在一个很大(理想地“无噪声的”)电阻中进行测量。如果  $e_n$  与  $i_n$  之间无交互作用, 则噪声电压测量输出将与  $(1 + R_2/R_1)$  成比例, 而噪声电流测量输出则仅与  $R_2$  成比例。

请注意, 这两类噪声的瞬时和(出现于放大器输出端)为

$$e_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e_n + R_2 i_n \quad (1)$$

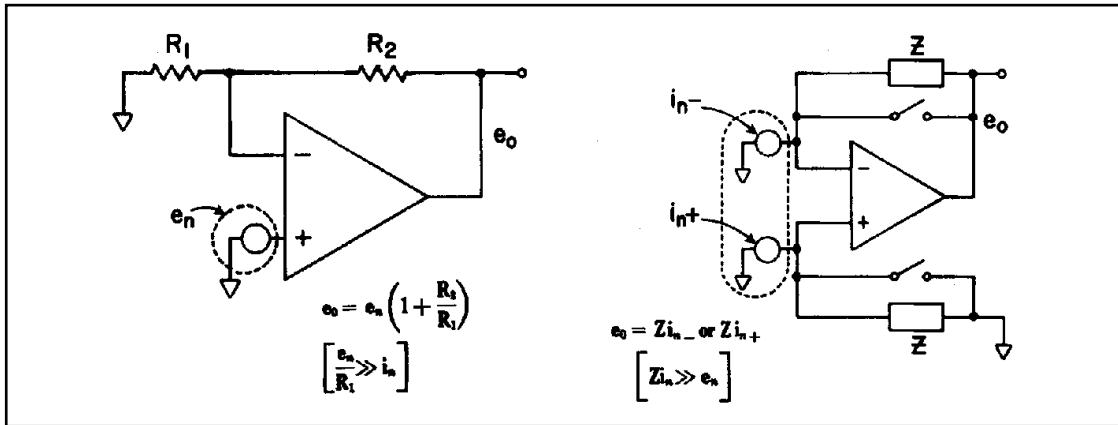


图2.  $e_n$  和  $i_n$  的基本测量法(窄带和点噪声测量中需使用滤波器)

且在以下等式成立时,  $e_n$  和  $i_n$  的相对噪声贡献相等

$$\frac{e_n}{i_n} = \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (2)$$

即条件为:  $R_2$  和  $R_1$  的并联等于  $e_n$  与  $i_n$  之比。当阻抗水平高于  $e_n/i_n$  时, 电流噪声占据主导。  $e_n$  和  $i_n$  均方根值之比有时被称为放大器在既定带宽下的“特征噪声电阻”, 在选择与既定阻抗相匹配的放大器时可当作实用的品质因素, 反之亦然。

在已知电压和阻抗的情况下, 可将从外部源耦合至放大器输入引脚的噪声视为附加性的电压信号, 或当这种信号的产生取决于放大器的某种测量方式时, 也可视为附加性电流信号。简示为图3。

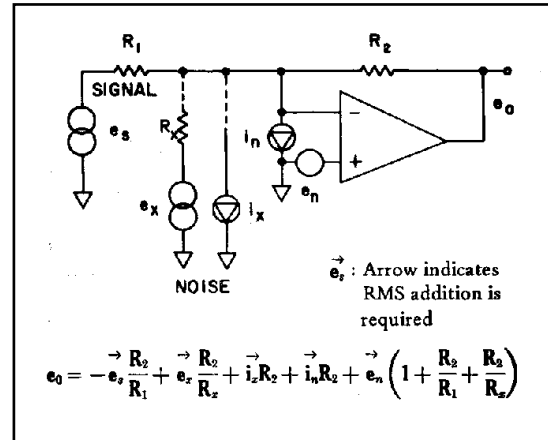


图3. 内部和外部噪声源的贡献

噪声增益与信号增益

图4所示为一种反相放大器的基本反馈模型，其中含有数个阻性输入引脚。对于较大的环路增益值(Aβ)，电压噪声的噪声增益实际为1/β。如果Aβ不是远高于单位增益，则可使用以下更精确的表达式

$$e_o = \frac{1}{\beta} \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta}} \right] e_n \quad (3)$$

相对应的电流噪声表达式为

$$e_o = i_n Z_f \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta}} \right] \quad (4)$$

需要注意的是，对于无源反馈元件，1/β不会小于单位增益值，而且对于任意输入信号，该值也大于闭环增益。因此，即使信号增益小于单位增益，或者信号带宽较窄，但en的总频谱将出现在输出端，其值至少等于单位增益。同时需要注意，一般情况下，当A和β均为动态表达式时，如果环路增益的相移一定程度上高于90°，则放大器在接近Aβ=1时的频率范围处于欠阻尼状态，则该频率下的噪声增益的峰值可能高于单位增益很多，尽管信号增益在较低的频率时就会平滑滚降。图5为一种简单明了、易于理解的示例。

噪声信号的组合

这个话题，我们稍后将深入讨论。不过，不妨记住以下基本概念：我们将来自不相关的源信号或噪声电压或电流的均方根值(例如，不同源的噪声或者来自同一源频谱不同部分的噪声)结合了起来，通过计算其平方和的平方根值实现加合。显然，较大数值会得到强调，较小数值将得到抑制。例如，若X = 3Y，忽略Y时的误差仅为5%左右。

$$(\sqrt{1^2 + 3^2} = \sqrt{10} \cong 3.16 \cong 3.0 \times 1.05).$$

**读者注意：**若要为运算放大器电路的“总均方根噪声”构建一种快速、简单、一致的预测模型，必须仔细阅读以下各节的内容。相关内容有一定难度，涉及多个主题，其最终的解决答案恐怕很难凭空猜测。无论如何，这些都是些必要的背景知识，只要耐心阅读，还是很有意思的，并能给读者带来一些启示。如果您想看懂最终的技术，请坚持看完第10页。

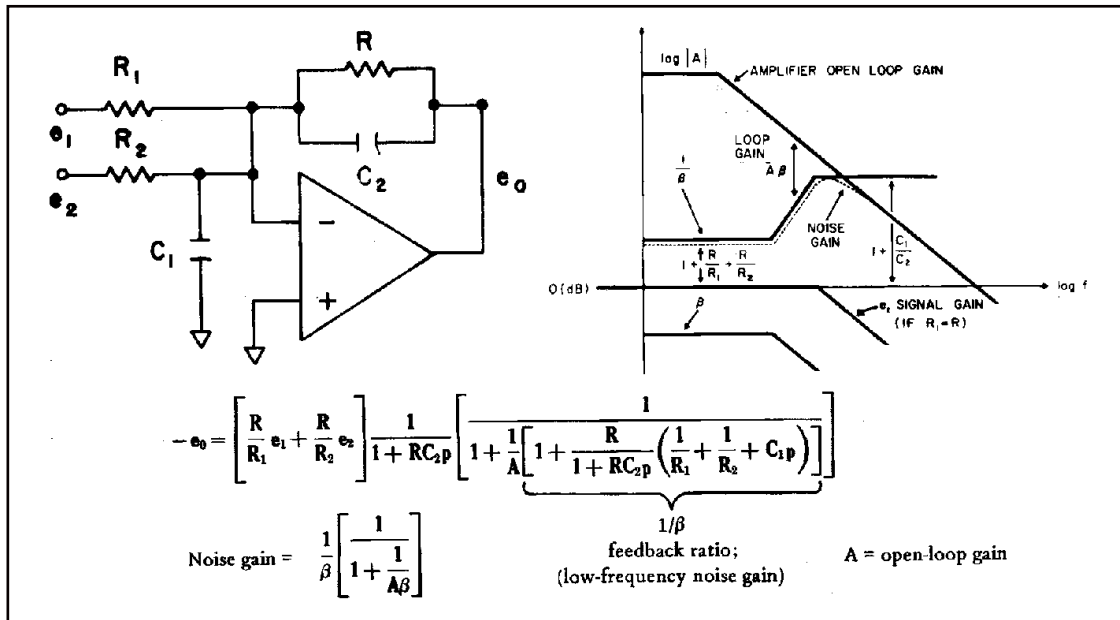


图4. 反馈电路分析

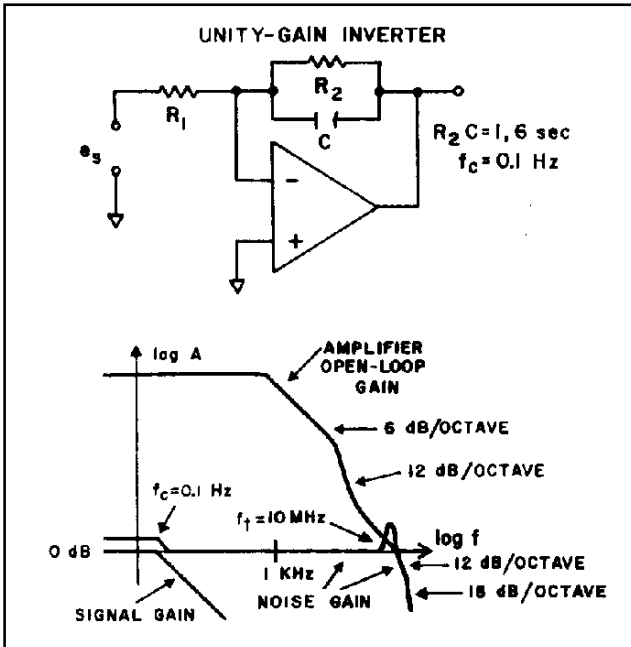


图 5. 噪声带宽与信号带宽

**如何表征噪声**

周期性重复噪声可基于重现率、波形和幅度进行描写(如斩波器噪声)。不规则噪声则只能通过其波形和幅度进行描写, 因为其变化无规律可言(在某种程度上来说, 爆米花噪声属于此类)。无重复性波形的非周期性噪声(包括后文将讨论的所有随机噪声)一般通过其统计特性进行描述: 均方根值、峰值和频率成分。

**均方根值。**多数随机噪声都存在以下特性: 如果求平均值间隔较长, 结果得到的均方根值具有较大的可重复性。因此, 以均值法基于较长间隔求得的目标带宽均方根值, 是确定这类随机噪声特性行之有效的。目前为止, 这是厂商和客户都比较接受的估计噪声各因素的最简便方式。电压均方根值定义如下

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt} \quad (5)$$

其中:

- $E_{rms}$  = 均方根电压值
- $T$  = 观测时间间隔
- $e$  = 瞬时噪声电压

其中参数替换为瞬时电流值*i*, 则得到 $I_{rms}$ , 即均方根电流值。进行均方根测量时, 必须使用“真均方根”计量仪, 也可将交流平均值(正弦波均方根校准型计量仪)的读数乘以因数1.13。

峰值。噪声也可表征为任意间隔观察到的最大正幅度与最大负幅度之差。在某些应用中, 当峰峰值噪声可能限制系统性能时, 可能需要采用峰峰测量法。然而, 从实用角度来看, 由于噪声幅度分布呈高斯分布, 因此最高噪声幅度的概率最低(但不为零), 难以重复测得峰峰值噪声。由于均方根值容易重复测得, 而且是噪声数据公认的、最常用的表示方式, 因此可利用下表估算在给定均方根的情况下, 超过各种峰值的概率。

标称峰峰值	噪声超过标称“峰峰值”的比率
2.0 x RMS	32%
3.0 x RMS	13%
4.0 x RMS	4.6%
5.0 x RMS	1.2%
6.0 x RMS	0.27%
6.6 x RMS	0.10%
7.0 x RMS	0.046%
8.0 x RMS	0.006%

峰峰值与均方根 (高斯分布)

一般观测到的峰峰噪声值在3 x RMS与8 x RMS之间, 取决于观测者的耐心及可用数据量。在较高的强度下才能观测到示波器的踪迹, 然而由于大量平均求值运算是在低强度完成, 此时将产生一个较为接近均方根值的结果。另外, 市场上用于自动测量这类参数的峰值幅度分布分析仪也日益增多。

**干扰噪声与固有噪声**

既定电路的噪声可分为两个基本类别, 即干扰噪声(指自电路外部拾取的噪声)和固有噪声(指电路内部产生的噪声)。

干扰噪声可能具有周期性, 可能不规则重复, 也可能完全随机, 通过以下预防措施, 往往可以大幅减少(或防止)这类噪声。比如, 采取预防措施针对由电源线频率和谐波、无线电广播站、机械开关电弧以及阻性电路中开关带来的电流或电压尖峰等所引起的电磁干扰进行改善。这类预防措施包括滤波、去耦、对引线和元件进行静电和电磁屏蔽、使用防护电位、消除地环路、对引线和元件位置方向重新排布、在继电线圈中使用阻尼二极管、尽可能选用低电路阻抗、低噪型电源和基准源等。振动引发的干扰噪声可通过机械设计改善。图6中的表格列出了部分干扰噪声源、其典型值及处理方式。

外部噪声源	典型值	典型处理方式
60Hz电源	100pA	屏蔽、注意地环路、隔离电源
120 Hz 电源纹波	3μV	电源滤波
来自饱和60Hz变压器的180Hz磁场影响	0.5μV	调整元件方向
无线电广播站	1mV	屏蔽
开关电弧	1mV	对5至100MHz元件进行滤波处理、注意地环路和屏蔽
振动	10pA (10至100Hz)	适当注意机械耦合、消除输入引脚附近的大电压引线 (注： $i = \frac{d(Cv)}{dt} = C \frac{dv}{dt} + v \frac{dC}{dt}$ )
电缆振动	100pA	使用低噪声(碳涂层电解质)电缆
电路板	比10Hz低 0.01至10 pA/ $\sqrt{\text{cps}}$	彻底清洁电路板、尽量使用特氟龙绝缘材料、采用适当的防护措施

图6. 典型的干扰噪声源

然而，即使所有干扰噪声均得到消除，仍然存在固有噪声。固有噪声通常本质上属于随机噪声，多出现在电阻和半导体元件中，如晶体管 and 二极管等。(非随机固有噪声的一个例子是斩波器稳压型放大器中的斩波器噪声。)电阻元件中产生的随机噪声被称为约翰逊噪声(也称热噪声)。半导体元件中产生的随机噪声可能属于以下三类之一：肖特基噪声(或称散粒噪声)、闪烁噪声(1/f噪声)和爆米花噪声。

**常见的随机噪声**

约翰逊噪声。阻抗电阻部分存在的电子热扰动会使通过这些电阻的电荷发生随机运动，结果产生一种电压，其值等于电荷瞬时变化率(即电流)与相应电阻之积。理想的纯电阻不存在约翰逊噪声。

在带宽B下，电阻热扰动产生的约翰逊噪声电压可通过以下等式求得

$$E_{rms} = \sqrt{4kTRB} \tag{6}$$

其中：

k = 玻尔兹曼常数 = 1.374 x 10<sup>-23</sup> 焦耳/0 开尔文

T = 绝对温度(开式温度)

R = 电阻(欧姆)

B = 带宽(周期/秒)

室温下，单位进一步简化，以上表达式变成

$$E_n = 0.03 \sqrt{R \times B} \cong \frac{1}{8} \sqrt{R \times B} \text{ 微伏} \tag{7}$$

其中：

R = 电阻(兆欧姆)

B = 带宽(周期/秒)

约翰逊通常表示为等效电流

$$I_n = \frac{E_n}{R} = 0.13 \sqrt{\frac{B}{R}} \cong \frac{1}{8} \sqrt{\frac{B}{R}} \text{ 皮安} \tag{8}$$

通常情况下，就噪声源而言，放大器内部的约翰逊噪声不如半导体中产生的噪声重要；但是，它却是信号源和反馈电路贡献的主要噪声源，而此时的电阻值往往较高。在某些情况下，外部电路元件中的约翰逊噪声完全占据主导地位。例如，如果特定应用中的源电阻为10兆欧，则选择低电压噪声类放大器毫无意义，因为来自该10兆欧电阻的约翰逊噪声将成为输出端的主要噪声源，放大器输入端具有高电流噪声时除外。在本例中，1kcps带宽下的电阻噪声为13微伏均方根，相当于1.3皮安的电流噪声。

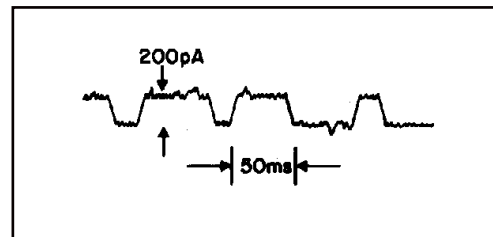


图7. 典型“爆米花”噪声

肖特基噪声。每当电流通过晶体管结时都会产生散粒噪声。该噪声一般表示为电流，结果无疑会使阻抗产生压降，如晶体管发射器电阻。散粒噪声的简便等式为

$$I_n = 5.7 \times 10^{-4} \sqrt{IB} \quad \text{皮安} \quad (5)$$

其中：

$I$  = 结电流(单位：皮安)

$B$  = 目标带宽(单位：周期/秒)

在采用双极性输入晶体管的典型运算放大器电路中，输入晶体管基极电流通过基极-发射极结，会产生肖特基噪声分量，这是这类放大器等效噪声电流源的一部分。其他P-N结产生的噪声电流(运算放大器内部)，会除以相应跨导，在输入端产生等效噪声电压。

闪烁噪声(1/f噪声)。在100Hz以下的频率范围内，多数放大器会产生另一噪声分量，超过了约翰逊噪声分量和肖特基噪声分量，并成为此类频率下的主要误差源。闪烁噪声被认为是晶体管表面缺陷引起的结果。碳素电阻在传导大电流时，可能产生与晶体管闪烁噪声类似的噪声。(当电阻中有大电流通过时，为满足低频低噪声的需要，一种良好做法是使用金属薄膜或绕线电阻)。

闪烁噪声在不同频率下的噪声贡献并不相等。这类噪声的频谱噪声密度(定义见下文)通常表现为-3dB/8倍频程斜率。

爆米花噪声。有些晶体管，尤其是那些采用集成电路单芯片结构(基于某些制造商的工艺)的晶体管，会在两个hfe值之间不规则抖动，结果导致额外的基极电流噪声，其波形如图7所示。因而，多数高性能放大器的成本还包括为清除含有存在这种效应的晶体管元件或IC而进行的测试开销。

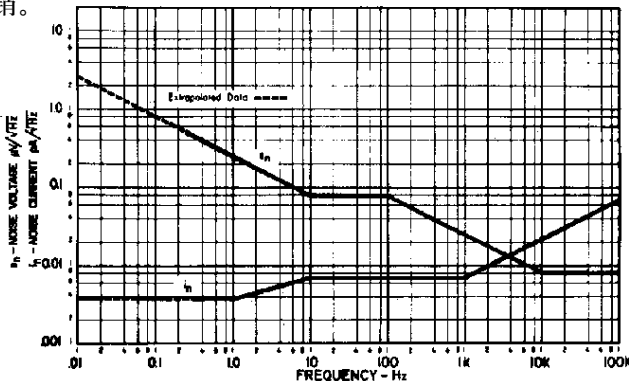


图8. 噪声频谱密度 ADI型号144 (经济型FET放大器)

## 下期发布

建立时间。基于1968年在NEREM上发布的一篇文章，本文将讨论影响高精度运算放大器电路速度的延迟和误差因素，及其对实用电路设计人员和测试人员的意义。同时将讨论数模转换器电路中的“毛刺”现象。文章还将就精密缓冲电路所用运算放大器的开环响应中6 dB/倍频程斜率的偏离值对建立时间的影响提出一些重要结论。

## 噪声密度频谱

噪声存在于频谱各个部分，电阻或放大器的噪声贡献因观测频率范围而不同。描述噪声特性最有效的方式是噪声密度频谱图，其中，噪声表示为频率的函数，通常表示在对数-对数坐标轴上。

在既定频率 $f$ 下，频谱噪声密度 $e_n$ 定义为均方电压基于频率的变化速率的平方根。相反，既定频段下的均方根值为频谱噪声密度在给定频段下平方的定积分再开方。

$$e_n^2 \equiv \frac{d}{df} (E_n)^2 \quad (10) \quad E_n = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} e_n^2 df} \quad (11)$$

由于平均功率与 $E^2$ 成比例，该概念可以更加简单地表述为： $e_n^2$ 与每周期每秒噪声功率的变化成比例。因此， $e_n$ 表示为噪声电压/(平方)根周期(/秒)。

根据等式(11)，我们可以看出，为了估算积分并算出实际均方根噪声电压，需要频率下限 $f_1$ 和上限 $f_2$ ，同时还需了解 $e_n$ 随频率变化的方式。ADI 144型器件的典型频谱密度坐标图(含 $e_n$ 和 $i_n$ )如图8所示。

## 常见密度频谱配置

白噪声。在白噪声频谱中， $e_n$ 恒定不变，为频率的函数。可见，通过理想的锐截止滤波器在既定带宽下测得的均方根值为

$$E_n = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} e_n^2 df} = e_n \sqrt{f_2 - f_1} \quad (12)$$

由于 $f_2 - f_1$ 定义了一种带宽(参见6、7、8、9四个等式中的B), 显然, 约翰逊噪声和肖特基噪声均为白噪声, 且约翰逊噪声的 $e_n$ 为 $0.13\sqrt{R}$  微伏/根周期或 $0.13x\sqrt{I/R}$ 皮安/根周期(R的单位为兆欧), 肖特基噪声为 $5.7 \times 10^{-4}\sqrt{I}$ 皮安/根周期(I的单位也为皮安)。

如果 $f_1$ 低于 $f_2$ 的10%, 则适用于 $f_2$ 至“直流”范围内的所有白噪声(其误差小于5%)的简单表达式为

$$E_n = e_n \sqrt{f_2} \quad (13)$$

粉红噪声。粉红噪声是应用了理想的 $1/f$ 噪声概念的通用术语, 其中,  $e_n$ 与完全成比例, 可表示为

$$e_n = K \sqrt{\frac{1}{f}} \quad (14)$$

K表示 $f = 1$  Hz时的 $e_n$ 值

$f_2$ 与 $f_1$ 之间频段的均方根噪声可通过将等式(14)代入等式(11)计算得出

$$E_n = K \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \frac{df}{f}} = K \sqrt{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)} \quad (15)$$

在 $e_n$ 与频率的对数-对数坐标图中, 斜率为-3dB/8倍频程( $e_n^2$ 与频率的斜率为-6dB/8倍频程)。由于粉红噪声的均方根值取决于定义目标频段的频率比, 每8倍频程或十倍粉红噪声将与其他每8倍频程或十倍单位具有相同的均方根噪声成分。

可以在1 Hz之下九十倍衰减范围内计算一下均方根粉红噪声( $10^9$ Hz  $\cong$  1周期/30年)。如果粉红噪声在0.1至1 Hz十倍频程范围内的均方根值为1微伏, 则全部九十倍频程内的总均方根噪声为 $= 3\mu V$ 。

这就意味着, 随着频率下限 $f_1$ 接近极小值(直流), 均方根粉红噪声(及理想闪烁噪声)的作用将低于环境因素、元件老化或元件寿命等导致的漂移。

散粒噪声。如果我们将频谱分成足够窄的点或区间,  $\Delta f_1$ 、 $\Delta f_2$ 、 $\Delta f_3$ 等, 以使个点的 $e_n$ (或其“均”值)恒定不变, 则可通过等式(11)利用增量逼近法来估算均方根噪声 $E_n$ 整个区间的均方根噪声, 也可简单表示为各增量区间噪声的平方和的平方根:

$$E_n = \sqrt{e_{n1}^2 \Delta f_1 + e_{n2}^2 \Delta f_2 \dots} \quad (16)$$

如果所有区间均 $= \Delta f$ , 则等式(16)可简化为

$$E_n = \sqrt{\Delta f \sqrt{e_{n1}^2 + e_{n2}^2 + \dots}} \quad (17)$$

滤波器波裙误差。以上有关频率成分的讨论假定, 可以通过完美的锐截止滤波器, 按频段将噪声源的贡献相加。然而, 在实际电路中, 常见滤波器响应为单个时间常数(超前或滞后)。在超过其标称截止频率的频段下, 此类滤波器仍具有较大响应。例如, 为了考虑以高于 $f_2$ 的频率通过截止频率为 $f_2$ 的一阶滞后滤波器的白噪声, 用计算整个频段低于 $f_2$ 的均方根白噪声的等式(13)时必须再乘以1.26。实际上, “噪声带宽”为 $f_2\pi/2$ , 而且如果忽略以低于滤波器波裙(超过截止频率)的频率通过的噪声, 结果会产生26%的误差。然而, 需要注意的是, 因忽略更高阶滤波器的波裙而导致的误差远远低于此值。6dB/8倍频程波裙本身的均方根贡献为 $0.76e_n\sqrt{f_c}$

**读者注意:** 感谢您耐心阅读至此。现在, 您已来到此次长篇讨论的重点: 一种图形技术, 可用于轻松预测运算放大器电路的噪声频谱和总噪声。我们通过对相关背景知识的了解, 加之运用频谱密度坐标图表示电压和电流噪声的方法, 又讨论了反馈放大器电路的闭环增益和阻抗水平及特定的逼近法。

### 相关要点小结

1. 在每8倍频程或每十倍频谱下, 粉红噪声贡献相等的均方根噪声增量。各增量为 $1.52K/$ 十倍频程或 $0.83K/8$ 倍频程, 其中,  $K = e_n$ 或 $i_n/1$  Hz。
2. 带宽上下限比例大于十倍时, 白噪声的带宽基本等于带宽上限。
3. 由于加上了平方和的平方根, 两个不相关噪声信号中较大的均方根值将基本等于其两个信号之和, 条件是较大值至少为较小值的3倍(即如果其比值的 $20\log$ 大于10dB)。
4. 放大器电路中随机频谱中不同因素的噪声不相关, 因而可通过平方和相加再开方。

“粉红噪声正切”原理

考虑图9，其中展示了任意输出噪声频谱图，采用对数电压与对数频率坐标。这完全是随意选择，仅仅是为了举个例子。注意，这可能是通过对数坐标上将放大器闭环增益(即真实噪声增益)叠加 $e_n$ 而得到的(实际上是得到其乘积)。

首先，我们基于上节观点算出各频谱段的噪声

区间	均方根噪声	原因
1	22 $\mu$ V	粉红噪声，20倍频， $\sqrt{2} \times 1.52 \times 10$
2	100 $\mu$ V	白噪声，20倍频， $10 \times \sqrt{100}$
3	152 $\mu$ V	粉红噪声，10倍频， $1.52 \times \sqrt{100}$
4	72 $\mu$ V	6dB/8倍频程波裙， $0.76 \times 3 \times \sqrt{1000}$
5	42 $\mu$ V	白噪声， $0.3 \times \sqrt{20,000}$
6	40 $\mu$ V	6dB/8倍频程波裙， $0.76 \times 0.3 \times \sqrt{30,000}$

这些噪声的均方根之和为

$$\sqrt{152^2 + 100^2 + 72^2 + 42^2 + 40^2 + 22^2} = 205 \text{ 微伏}$$

需要指出，接近K = 100处粉红噪声特性切点的噪声部分，其平方和的平方根为

$$\sqrt{152^2 + 100^2 + 72^2} = 196 \text{ 微伏}$$

进行深入讨论之前，我们先看看图10中的示例，其中所示为另一种响应。噪声记录如下：

区间	均方根噪声	原因
1	8 $\mu$ V	粉红噪声，30倍频， $K=3.16 \sqrt{3} \times 3.16 \times 1.52$
2	126 $\mu$ V	白噪声和波裙(6dB/8倍频程) $1.26 \times 1.0 \times \sqrt{10^4}$
3	45 $\mu$ V	白噪声， $0.1 \times \sqrt{200,000}$
4	42 $\mu$ V	6dB/8倍频程波裙， $0.76 \times 0.1 \times \sqrt{300,000}$

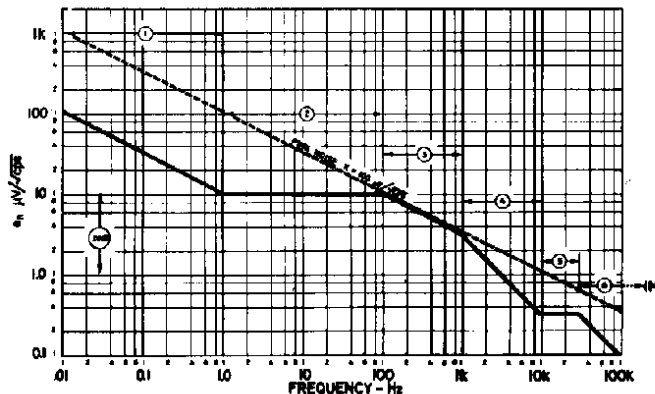


图9.

这些噪声的均方根之和为

$$\sqrt{126^2 + 45^2 + 42^2 + 8^2} = 140 \text{ 微伏}$$

注意，如果假定所有噪声均位于区间2之内，并完全忽略区间1中的可忽略误差，则误差低于10%。另外，如果我们作出以下完全随意的假设，即存在的所有噪声均可向切线范围(10kHz)内的粉红噪声逼近10倍，则该值等于 $1.52 \times 100 = 152$ 微伏，保守来看，其误差低于10%。

问题是：如果典型-3dB/8倍频程粉红噪声斜线降低至与放大器的典型噪声输出成正切关系时，总体噪声输出的唯一重要贡献因素将来自典型放大器噪声中处于粉红噪声斜线直接相邻的那些部分。放大器典型噪声中，大大低于粉红噪声斜线的部分(偏离值一般超过10dB)可忽略不计。其原因在于，粉红噪声斜线正是等效每8倍频程(或每十倍)对总噪声产生影响的轨迹。我们稍后将看到，放大器电路的最大噪声贡献因素位于切线范围内。任何其他类似区间的噪声贡献一定小得多，并且在一般比-3dB/8倍频程斜线低10dB的区间中，其噪声贡献可忽略不计。

典型示例

考虑图11中的电路。这是一种求和放大器，其增益为10至100，使用了一只1兆欧的电阻，与160pF的电容并联。该放大器的开环直流增益为100dB，ft为1MHz。

计算噪声增益

图11显示的是该放大器的假定开环增益频率响应图，以及反馈网络的衰减(“噪声增益”)。环路增益(A $\beta$ )为两条曲线之差。反馈网络的衰减可表示为x111的不变衰减至1kHz，而后以滚降为6dB/8倍频程达到单位增益(即0 dB)。

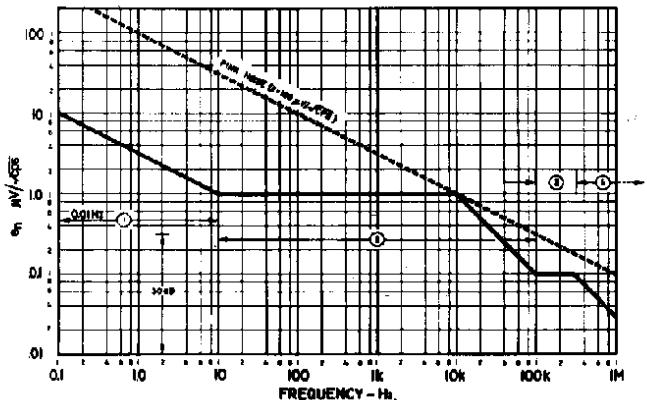


图10.



先进行常规的稳定性分析。当前情况下，该分析非常简单：环路增益 $A\beta$ 通过单位增益，相移约为 $90^\circ$ (从放大器相移 $90^\circ$ ，从反馈网络相移 $0^\circ$ )，既表明了良好的稳定性，而且也不存在尖峰值。因而，噪声增益在下降到单位增益约100kHz之后，将持续其滚降到1 MHz附近。

**明确并计算噪声源的贡献**

各噪声的来源为：放大器 $e_n$ 和 $i_n$ ，以及三个电阻中的约翰逊噪声。首先，图12所示为基于对数-对数比例的 $i_n$ 和 $e_n$ 坐标图。(分别为虚线和下方的实线)。接下来，我们将根据上述方法，画出关于所有噪声源的有效输出噪声贡献的图线，以确定最重要的噪声源及其出现的频段，并算出电路的总均方根“固有”噪声。

放大器电压噪声( $e_n$ )。在输出端，噪声频谱将由 $e_n$ 乘以噪声增益构成。由于 $e_n$ 和噪声增益均基于对数-对数坐标表示，我们将二者相加即可。(上方实线)。

放大器电流噪声( $i_n$ )。在输出端，噪声频谱将由 $i_n$ 乘以反馈阻抗(在1 kHz 内为1兆欧，随后会有6dB/8倍频程的滚降)构成。低频下，其结果是一条与电流曲线并行的曲线，幅值为 $i_n R_f$ ，在低于拐点频率时，曲线以6dB/8倍频程的速率偏离于电流曲线。(粗虚线)

电阻噪声。分析各电阻的噪声贡献更能说明问题(因为其噪声不具相关性，且将以均方根模式进行合并)。在本例中，可以将各电阻当作噪声电流源。来自三个电阻之一的电流噪声将乘以反馈阻抗，与放大器 $i_n$ 类似(分别为虚线、星形线和细虚线)。

确定正切粉红噪声线的位置。在基于五个噪声源的输出噪声画出频谱密度曲线的基础上，可用-3dB/8倍频程斜率降低此斜线，直到触及任一曲线为止。结果为 $e_n$ (x噪声增益)曲线，频率为1 kHz。从定性角度来看，我们可以即刻观察到：

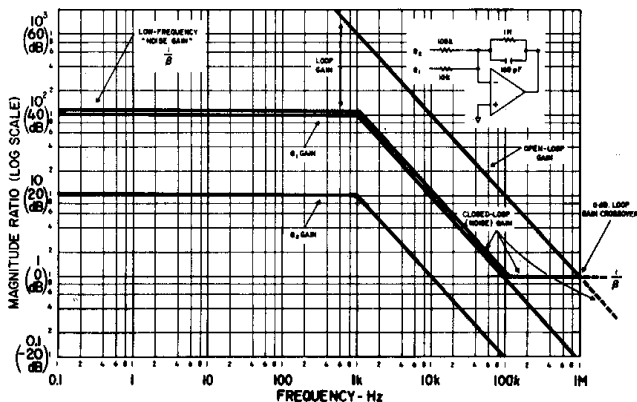


图11. 闭环增益关系

大量随机噪声将发生在1kHz附近，多数由放大器所致，部分来自10k电阻。

1 MHz下存在较小噪声贡献。

如果我们(以完全随意的方式)在1kHz范围内，以粉红噪声的十倍频程( $k = 160\mu V/\sqrt{\text{cps}}$ )逼近所有噪声，则总均方根噪声为 $1.52 \times 160 = 244$ 微伏。基于曲线进行实际计算后，就会发现该估值是非常保守的：

**计算总噪声**

区间	$E_{rms}$	方法
100kHz以上 (放大器)	$76\mu V$	白噪声，-6dB/8倍频程滚降 $1.26 \times 0.06 \times 10^{-3}$
1kHz至100kHz (放大器)	$120\mu V$	白噪声，-6dB/8倍频程波裙 $0.76 \times 5 \times \sqrt{1000}$
200kHz至1kHz (放大器)	$116\mu V$	散粒噪声，100cps散粒之和10 $\sqrt{\sum e_n^2}$
所有频率 (电阻)	$52\mu V$	10k 电阻，白噪声，1kHz滚降 $1.26 \times 1.3 \times 1000$

以上即是所有重要贡献，其均方根和为

$$\sqrt{76^2 + 120^2 + 116^2 + 52^2} = 190 \text{ 微伏RMS}$$

读者不妨自行练习，证明所有其他噪声源和频段的贡献较少或可忽略不计。

有关本例的进一步讨论

190微伏的总随机噪声可折合到两个输入端之一，以确定不同信号相对噪声的比值。我们将看到，折合到 $e_1$ (增益为100)时，噪声为1.9微伏RMS，折合到 $e_2$ (增益为10)时，噪声为19微伏RMS。

本电路的信号“截止”频率为1kHz。我们将看到，由于不存在尖峰值，其在1MHz下的噪声贡献虽然比较显著，但相对于总噪声来说，仍比较微小。不过，如果采用具有相位裕度较小的放大器，且信号带宽也比较小(即采用较大反馈电容)，则可观测到以下现象：主要噪声集中于1MHz区间，即使已远远超过了所关注的通带频率。假如应用情况确实如此，且之后没有窄带放大器可用时，则可在放大器之后设置一个低阻抗的低通R-C或L-C滤波器，以大幅减少高频噪声。如果这样，将后置的滤波器传递函数应用于输出噪声频谱，并降低粉红噪声斜线，直到再次与任一曲线相切为止。在此向电路设计人员提出一个重要建议：避免使用带宽高于应用需要的放大器(可行的话)。

噪声系数

不难发现，我们目前尚未讨论放大器的“噪声系数”。噪声系数这一指标衡量的是放大器所贡献的超出源电阻噪声的额外噪声。其计算公式为：

$$N.F. = 10_{\log} \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2 + 4kTR_s B}{4kTR_s B} \quad (18)$$

其中， $R_s$ 为源电阻。噪声系数单位为dB，对于理想的无噪声放大器，该值为0。对于给定放大器，若 $R_s = E_n/I_n$ (该数值被称为“最优噪声电阻”)，则N.F.最小。需要指出，N.F.取决于带宽，且 $R_{optimum}$ 可能因频带而异。表达噪声系数的更好方式需要基于实际闭环配置并算出均方根噪声。对于上例，可使用以下定义

注意，对于该放大器，低频段下 $R_{optimum}$ 为

$$\frac{0.12\mu V/\sqrt{cps}}{10pA/\sqrt{cps}} = 12k\Omega$$

随频率变化上升为

$$\frac{0.05\mu V/\sqrt{cps}}{0.12pA/\sqrt{cps}} = 400k\Omega @ 1kHz$$

请注意，最佳噪声系数不一定会产生最低的噪声。在考虑同相放大器配置时会比较实用。在对不同阻抗水平的电路做实验时，不妨添加一个小信号作为基准源，以实现信噪比的最大化，而不仅仅是降低输出噪声。

脚注：

- 1 参阅“Noise Bibliography”，第16页
- 2 参阅“Operational Amplifiers”，第四部分：“Offset and Drift in Operational Amplifiers”，ADI，1966

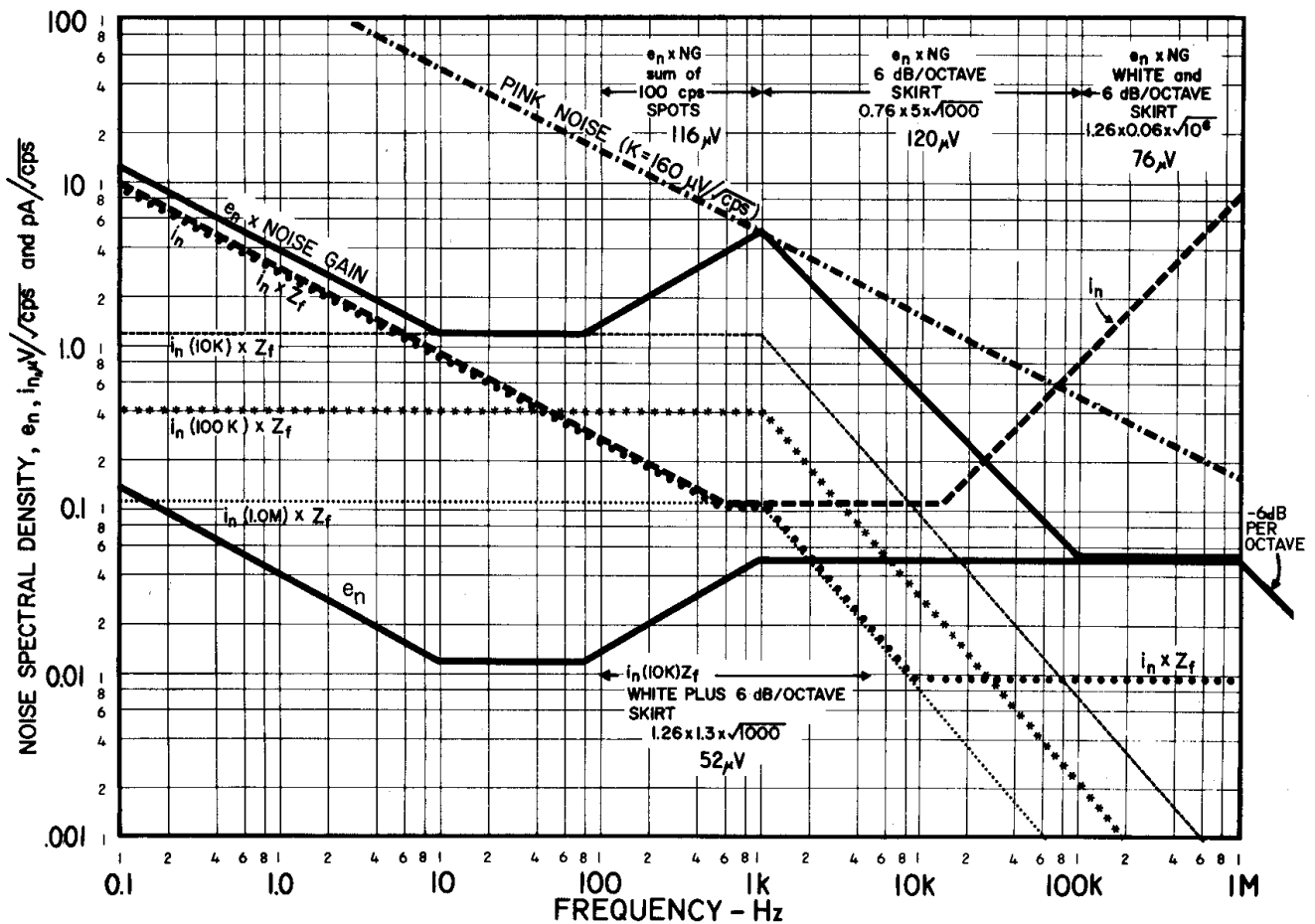


图12. 闭环噪声频谱