

第3章

电路噪声与低噪声电路

在信号检测任务中，待测有用信号¹从产生、传输到测量的全过程中，都会有各种来源的噪声叠加到有用信号上，从而影响测量精度，甚至造成有用信号无法被检出。各种来源的影响对有用信号检测的信号成分可以统称广义噪声。而这些噪声中，一部分是由电子元器件自身产生的，而另一部分源于外部因素。

源于外部因素的噪声在狭义含义上也被称为干扰。对于一般的干扰，可以通过对电路合理的接地、屏蔽等措施将其减小，甚至消除，使其减弱到对测量电子系统只有次要影响的程度²。因此，电子元器件内部产生的固有噪声才是影响微弱信号检测的主要因素，也被称为狭义噪声³。固有噪声通常由载流子的随机运动或载流子数量随机变化等器件自身物理因素引起，因此，任何承担着产生、传输有用信号的元器件都会产生噪声。本章主要讨论检测电路中的主要元器件的噪声来源与特性，以及低噪声电路的简单分析与设计原则。

1. 下文中，以待测有用信号指代待测量的信号，而以待测信号指代检测设备输入端信号，除有用信号外，还可能包含噪声（广义）。

2. 干扰的来源及其屏蔽的方法将在第4章讲述。

3. 元器件噪声属于随机过程，其有关特性在第2章已有介绍。

3.1 固有噪声的来源——元器件噪声

由组成检测电路的元器件内部产生的噪声称为固有噪声。不同种类的元器件，由于其结构和工作原理的不同，包含的噪声种类与特性也有所不同。

3.1.1 电阻噪声特性

电阻噪声主要包括热噪声和过剩噪声，其中，热噪声呈现白噪声特性，过剩噪声呈现低频噪声特性。

(1) 热噪声。

电阻通过其内部的自由电子在两端电压的作用下发生定向运动产生

电流而工作。然而，除了这种定向运动，无论电阻两端是否连接电源或信号源，或者其中是否流过电流，其内部的自由电子都会进行不规则的随机热运动，导致电阻两端有瞬时的、不规则的电荷积累，从而形成起伏的噪声电压，被称为热噪声¹。

热噪声的功率谱密度函数为

$$P_i(f) = 4kTR \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (3.1)^2$$

式中， k 为玻尔兹曼（Boltzmann）常数， $k=1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ； T 为热力学温度，单位为K； R 为电阻的阻值，单位为 Ω 。在常温环境中（17°C或290K）， $4kT \approx 1.6 \times 10^{-20} \text{V}^2/(\text{Hz} \cdot \Omega)$ 。

由式（3.1）可知，热噪声的功率谱密度函数中并不包含频率 f ，即热噪声的功率谱密度函数为常数。实际上，这个公式在很高频率³及很低温度时并不准确，但在一般检测系统的工作频率范围之内，都可以认为热噪声是一种白噪声。

实际检测系统都具有一定的工作频带宽度，这里用其等效噪声带宽 B_n 表示，则阻值为 R 的电阻的热噪声电压均方值可以表示为

$$P = \int_{B_n} P_i(f) df = 4kTRB_n \quad (\text{V}^2) \quad (3.2)$$

对式（3.2）开平方，可得热噪声电压有效值为

$$U_i = \sqrt{4kTRB_n} \quad (\text{V}) \quad (3.3)$$

由式（3.2）和式（3.3）可见，影响热噪声电压幅度的主要因素有阻值 R 、带宽 B_n 、温度 T 。当电路结构确定，电阻阻值也确定时，降低电阻噪声的途径就针对带宽及温度进行。首先，在保证有用信号正常通过检测系统的前提下，应尽可能地减小通带带宽，使等效噪声带宽 B_n 随之减小，从而达到降低热噪声的目的。然后，可以通过降低检测系统的工作温度来减小热噪声的影响。值得注意的是，热噪声计算中使用的是热力学温度，常温环境下有300K左右，小幅度的温度变化带来的效果并不显著，需要大幅度降温。在必要时，可以通过将电阻浸泡在液氮⁴中等极低温方式来降低热噪声。

在实际的含噪电路分析中，我们需要对含噪元器件进行建模，即以无噪声的理想电路元器件模型表达电路自身特性，将元器件中的内部固有噪声以独立源的形式与理想电路元器件连接，构成完整的含噪元器件模型。针对热噪声，我们可以根据式（3.3）的热噪声电压有效值，将其表示为无噪声理想电阻与噪声电压源串联的形式⁵，也可以表示为无噪声理想电阻与噪声电流源并联的形式⁶，如图3.1所示。

1. Thermal Noise。

2. 1928年，约翰逊和奈奎斯特分别独立发现了热噪声。式（3.1）称为约翰逊-奈奎斯特公式。

3. 当频率很高时，由量子理论可得热噪声的功率谱密度函数为

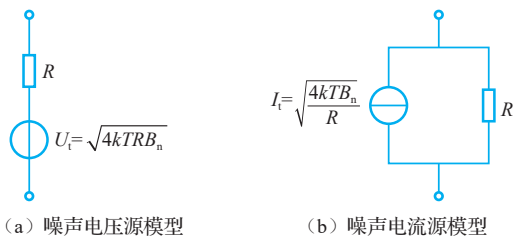
$$P_i(f) = \frac{4hfR}{e^{hf/kT} - 1}$$

h 为普朗克常数。在常温环境中，当 $f < 0.1kT/h \approx 10^{12} \text{Hz}$ 时，此公式近似为式（3.1）。一般检测系统的工作频率远低于 10^{12}Hz 。

4. 液氮温度约77K，此时在相同带宽的情况下，热噪声电压幅度约为常温下的一半。

5. 戴维南模型。

6. 诺顿模型。

图 3.1 电阻的等效噪声模型¹

1. 仅考虑热噪声情况下。

2. 在实际检测电路中，极少出现仅有一个电阻完成某种电路功能的情况，电阻的串并联及与其他元器件的连接普遍出现。在这里，我们对两个电阻串联或并联的噪声情况进行简单讨论。

在图 3.1 (b) 中，噪声电流有效值为

$$I_t = \sqrt{\frac{4kTB_n}{R}} = \sqrt{4kTGB_n} \text{ (A)} \quad (3.4)$$

式中， G 为电阻的电导， $G = 1/R$ 。

假设有两个温度相同的电阻 R_1 和 R_2 串联²，如图 3.2 所示。

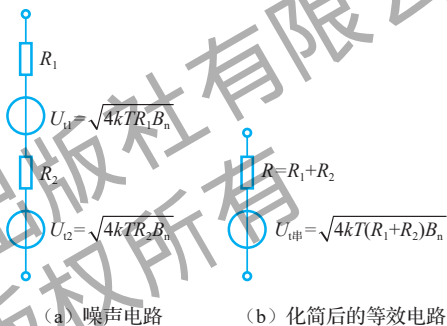


图 3.2 两电阻串联的热噪声

根据式 (2.44)，当多噪声源同时存在时，其总噪声的电压均方值等于各噪声源电压均方值的叠加，因此，两电阻串联时的总热噪声电压均方值为

$$\overline{U_{t\text{th}}^2} = \overline{U_{t1}^2} + \overline{U_{t2}^2} = 4kTR_1B_n + 4kTR_2B_n = 4kT(R_1 + R_2)B_n \quad (3.5)$$

式中， $R_1 + R_2$ 恰好为电阻 R_1 和 R_2 的串联总阻值，对式 (3.5) 开平方，可得两电阻串联时的热噪声电压有效值为

$$U_{t\text{th}} = \sqrt{4kT(R_1 + R_2)B_n} \quad (3.6)$$

即两电阻串联时产生的总热噪声相当于其串联总阻值产生的热噪声。

类似地，当两个温度相同的电阻并联时，也可以计算其总热噪声电压，如图 3.3 所示³。

在这里，我们需要依托这个简单的电阻并联模型，引入在噪声电路分析中的一个重要方法，即对各噪声源进行独立分析。在存在多噪声源的电路中，我们每次仅对一个噪声源进行分析，而暂时忽略其他噪声源。当依次完成对所有独立噪声源在同一个端口上的输出的分析后，对所有结果在此端口上进行均方值叠加，即可获得所

3. 此处依然使用戴维南模型。实际上，电阻并联时使用诺顿模型进行分析更加简捷，请同学课下自行分析。

有噪声源同时作用时的结果。

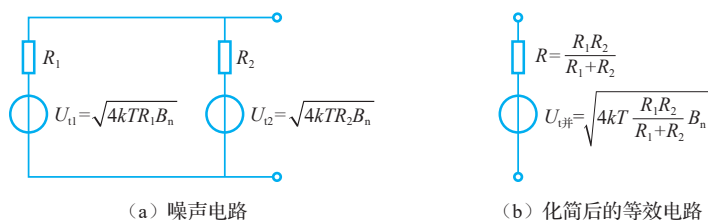


图 3.3 两电阻并联的热噪声

如图 3.4 所示¹，当仅电阻 R_1 的热噪声电压 U_{11} 单独作用时，相当于其作为一个独立电压源，为电阻 R_1 和 R_2 串联电路供电，此时电阻 R_2 上的串联分压即对应原两电阻并联的端口电压。

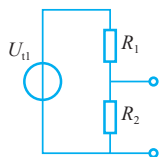


图 3.4 仅 U_{11} 单独作用时的等效电路

U_{11} 单独作用时，电阻并联端口的热噪声电压有效值为

$$U_{1并} = U_{11} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \sqrt{4kTR_1B_n} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.7)$$

同理， U_{12} 单独作用时，电阻并联端口的热噪声电压有效值为

$$U_{2并} = U_{12} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \sqrt{4kTR_2B_n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.8)$$

两者以均方值叠加，可得并联时的总热噪声电压均方值为

$$\begin{aligned} \overline{U_{1并}^2} &= \overline{U_{1并1}^2} + \overline{U_{1并2}^2} \\ &= 4kTR_1B_n \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + 4kTR_2B_n \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 \\ &= 4kT \cdot \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \cdot B_n \end{aligned} \quad (3.9)$$

由式 (3.9) 可知，与电阻串联时的情况类似，两电阻并联时产生的总热噪声，相当于其并联总阻值产生的热噪声。

(2) 过剩噪声。

除热噪声外，当电阻中通过直流电流时，往往会由于电阻的电导率不均匀而产生过剩噪声²。由于不同类型的电阻在制作材料、制造工艺等方面存在差异，因此所产生的过剩噪声也会有明显的不同。例如，合成碳电阻由导电的碳粒和绝缘的黏合剂混合压制而成，其内部的电导率明显不均匀，直流电流在这样的电阻内部无法均匀通过，而是由于碳粒

1. 为更清楚地显示“串联分压”，此电路图对元器件位置进行了调整。

推广：当多个电阻组成串并网络时，产生的总热噪声相当于进行电阻网络化简后的总阻值产生的热噪声。

2. Excess Noise, “过剩噪声”指在电阻基本噪声之外多余的噪声。过剩噪声在特性上与闪耀噪声（见 3.1.4 和 3.1.5 节）类似，部分资料中认为它也属于闪耀噪声。

之间类似微弧跳变的东西，产生电流跳变或尖峰脉冲，即过剩噪声。构成电阻的材料越均匀，过剩噪声越小，合成碳电阻的过剩噪声最大，而由具有良好延展特性的金属制成的金属膜电阻和线绕电阻的过剩噪声较小。

过剩噪声电压的功率谱密度函数的经验公式为

$$P_{\text{ex}}(f) = \frac{KI_{\text{DC}}^2 R^2}{f} \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (3.10)$$

式中， K 为与材料和制造工艺有关的常数； I_{DC} 为流过电阻的直流电流。由式(3.10)可知，过剩噪声的功率谱密度函数与直流电流的平方成正比，与工作频率 f 成反比¹。

与热噪声这种呈现白噪声特性的噪声不同，当计算有色噪声在某通带内的均方值或有效值时，因为其功率谱密度函数会随工作频率发生变化，所以不可能像计算白噪声一样直接乘以带宽，而需要明确通带范围，并在此范围内对功率谱密度函数进行积分。设某系统的通带范围为 $f_1 \sim f_2$ ，在此频带内的过剩噪声电压均方值为

$$\begin{aligned} U_{\text{ex}}^2 &= \int_{f_1}^{f_2} P_{\text{ex}}(f) df = \int_{f_1}^{f_2} \frac{KI_{\text{DC}}^2 R^2}{f} df \\ &= KI_{\text{DC}}^2 R^2 \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \quad (\text{V}^2) \end{aligned} \quad (3.11)$$

即当通带范围内的频率上下限间的比值固定时²，对于其中通过相同电流的同一个电阻，其内产生的过剩噪声相等。

由于过剩噪声的产生与电阻的制作材料及制造工艺相关，不同电阻的过剩噪声特性之间会存在量级上的差异，因而，引入噪声指数 NI ³用于表征过剩噪声特性的优劣。

定义 3.1

噪声指数指电阻两端每伏的直流压降在十倍频程内产生的过剩噪声电压有效值的微伏值。

噪声指数通常使用 dB⁴形式表示为

$$\text{NI} = 20 \lg \frac{U_{\text{exD}} (\mu\text{V})}{U_{\text{DC}} (\text{V})} \quad (\text{dB}) \quad (3.12)$$

式中， U_{exD} ⁵表示电阻的十倍频程内的过剩噪声电压有效值。

例 3-1 有一个噪声指数 $\text{NI} = -20\text{dB}$ 的金属膜电阻，在 5V 直流电压的作用下，试求 10Hz 到 1kHz 之间的过剩噪声电压有效值。

解：由式(3.12)可得

$$-20 = 20 \lg \frac{U_{\text{exD}} (\mu\text{V})}{5} \quad (3.13)$$

1. 功率谱密度函数与 f 成反比的噪声通常被称为 $1/f$ 噪声。

2. 此时称为相同的倍频程。比较常用的是十倍频程，如 $10 \sim 100\text{Hz}$ 频段和 $0.01 \sim 0.1\text{Hz}$ 频段，其内过剩噪声相等。

3. Noise Index.

4. $\text{NI} = 0\text{dB}$ 表示十倍频程内每伏的直流压降有 $1\mu\text{V}$ 的过剩噪声电压。

5. 下标D指十倍频程，Decade.

此电阻在十倍频程内的过剩噪声电压有效值为

$$U_{\text{ex}_D} = 5 \times 10^{-1} = 0.5(\mu\text{V}) \quad (3.14)$$

根据所给出的通带范围，其中包含的十倍频程的数量为

$$\lg\left(\frac{1000}{10}\right) = 2 \quad (3.15)$$

将每个十倍频程内的过剩噪声作为一个噪声源，则总过剩噪声电压均方值为各频段过剩噪声电压均方值叠加，即

$$\overline{U_{\text{ex}}^2} = 2 \times (U_{\text{ex}_D})^2 = 0.5(\mu\text{V}^2) \quad (3.16)$$

开平方可得总过剩噪声电压有效值为

$$U_{\text{ex}} = \sqrt{0.5} = \frac{\sqrt{2}}{2}(\mu\text{V}) \quad (3.17)$$

不同制作材料的电阻的过剩噪声间有很大差异，同种制作材料的电阻的过剩噪声也会有很大的变化范围，变化范围可以达到20dB，变化范围越大说明可靠性越差。一般来讲，在同种制作材料与制造工艺下，阻值大的电阻的噪声指数较低。

图3.5所示为不同制作材料的电阻的噪声指数的典型分布范围。普通合成碳电阻的噪声指数非常高，不适用于低噪声电路。金属膜电阻和线绕电阻的噪声指数则明显低得多，较适用于低噪声电路。由于线绕电阻一方面不能将阻值做得很大，另一方面其本身会体现出较明显的电感特性，在高频时对电路的特性会有比较明显的影响，因此，在低噪声前置放大器中采用金属膜电阻为最优选择。

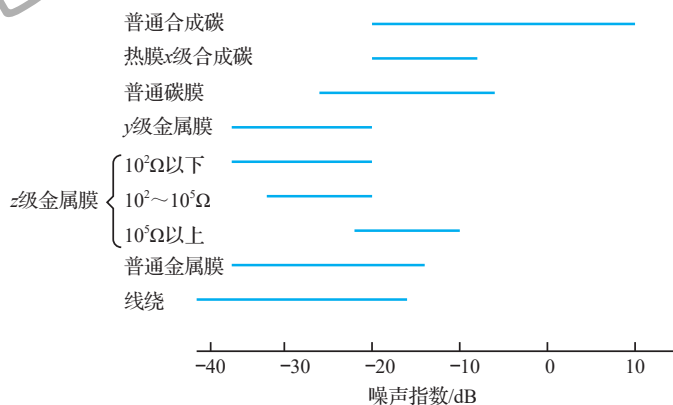


图 3.5 不同制作材料的电阻的噪声指数的典型分布范围

在电阻中，热噪声和过剩噪声同时存在。当频率较低时，过剩噪声幅度较高，在电阻总噪声中占据优势；随着频率的升高，过剩噪声幅度逐步变小，转为热噪声占据优势。电阻总噪声的典型分布如图3.6所示，当频率与噪声电压有效值均取对数坐标时，可近似表达为两段折

1. 在这个两段折线模型中, 存在一个“拐点”频率, 噪声指数越低, 拐点频率越低, 典型值在1kHz左右。

线模型¹。

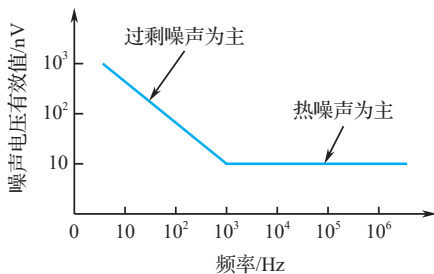


图 3.6 电阻总噪声的典型分布

2. 以及其他在噪声特性上存在低拐点频率的元器件的拐点频率以上。

由于在以热噪声为主的频段, 电阻总噪声的整体水平较低, 因此, 检测系统通常会将工作频率选择在电阻噪声特性的拐点频率²以上。在实际电路的噪声分析中, 多数情况下仅考虑热噪声, 过剩噪声则作为选择电阻时的衡量标准。

3.1.2 电容和电感噪声特性

电容和电感同属电抗元件。在理想情况下, 电抗元件不产生噪声。然而, 实际的电容和电感由于不可避免地会受到一定电阻特性的影响, 因而也会有对应的噪声特性。

(1) 电容噪声特性。

实际电容中使用的电介质不可能实现绝对意义上的绝缘, 总会在某种程度上产生漏电流。此时, 电容的等效噪声模型可以由一个无噪声理想电容 C 与一个漏电阻 R_c 的并联电路来表示, 而并联总阻抗的实部³将产生热噪声; 同时, 由于阻抗特性受频率影响, 此热噪声的最终表现将失去白噪声特性。

图 3.7 所示为电容的等效噪声模型, 其中 C 为无噪声理想电容, R_c 为由电介质漏电形成的漏电阻, 它携带有热噪声。此热噪声电压源在电容两端产生的电压有效值为

$$U_{nc} = \sqrt{4kTR_c B_n \cdot \left| \frac{1}{R_c + \frac{1}{j\omega C}} \right|^2} = \sqrt{\frac{4kTR_c B_n}{1 + \omega^2 R_c^2 C^2}} \quad (3.18)$$

4. 当角频率 ω 很高时, $\omega^2 R_c^2 C^2 \gg 1$, 此时有

$$U_{nc} \approx \frac{1}{\omega C} \cdot \sqrt{\frac{4kTB_n}{R_c}}$$

由式 (3.18) 可见, 虽然电容噪声主要源于漏电阻的热噪声, 但表现在电容两端的噪声电压有效值近似与频率成反比⁴, 体现为低频噪声特性。

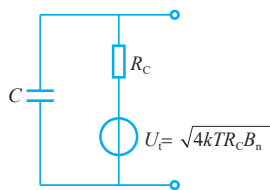


图 3.7 电容的等效噪声模型

当电容与其他元器件相连接使用时, 对其他元器件的原有噪声的频域特性也会产生影响。

例 3-2 求 RC 并联电路的并联输出端噪声电压有效值 U_{no} 。

解: RC 并联电路如图 3.8 (a) 所示, 考虑热噪声的等效噪声模型如图 3.8 (b) 所示, 其中, U_{iR} 为电阻 R 的热噪声电压, R_C 为电容的漏电阻, 其热噪声电压为 U_{iC} 。

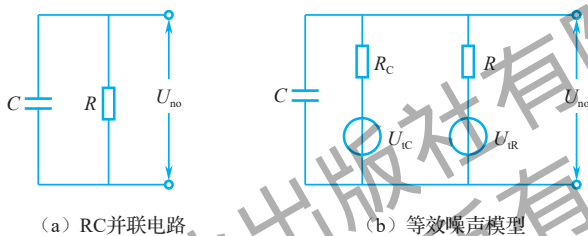


图 3.8 RC 并联电路及其等效噪声模型

可简化为电阻 R 和 R_C 并联, 其等效电阻及产生的总热噪声电压有效值分别为

$$R_{\text{并}} = \frac{RR_C}{R + R_C} \quad (3.19)$$

$$U_{no} = \sqrt{4kTR_{\text{并}}B_n} = \sqrt{4kT \frac{RR_C}{R + R_C} B_n} \quad (3.20)$$

由例 2-3¹ 可知, 该电路的等效噪声带宽为

1. 式 (2.65)。

$$B_n = \frac{1}{4C \cdot \frac{RR_C}{R + R_C}} \quad (3.21)$$

将式 (3.21) 代入式 (3.20), 可得输出噪声电压为

$$U_{no} = \sqrt{4kT \frac{RR_C}{R + R_C} \cdot \frac{1}{4C \cdot \frac{RR_C}{R + R_C}}} = \sqrt{\frac{kT}{C}} \quad (3.22)$$

式 (3.22) 表明, RC 并联电路的热噪声输出电压与并联电阻总阻值无关, 只取决于电容 C 及热力学温度 T。

(2) 电感噪声特性。

理想电感本身不产生噪声，但是实际电感由导线线圈绕成，电感的等效噪声模型可以使用理想电感 L 与线圈电阻 R_L 串联进行表示，而串联阻抗的实部会产生热噪声。另外，当电感在电路中与其他元器件相连接时，会改变整个电路的噪声特性。

3.1.3 二极管噪声特性

1. Shot Noise, 也称为散弹噪声。并非只有 PN 结上才有散粒噪声。散粒噪声是肖特基于 1918 年在热阴极电子管中发现的。

2. 式 (3.23) 仅适用于低频工作情况，对于高频工作情况，需要进行适当修正。

半导体二极管由一个 PN 结构成，其主要噪声体现为 PN 结的散粒噪声¹。在半导体器件中，越过 PN 结的载流子的数量在随机扩散过程中在其平均值附近随机起伏，电子空穴对的随机组合数量也在平均值附近起伏，从而造成通过 PN 结的电流上产生起伏噪声，即散粒噪声。设 PN 结上的平均直流电流为 I_{DC} ，则实际流过 PN 结的电流为 $I_{DC} \pm i_{sh}$ ，其中 i_{sh} 为散粒噪声电流。

散粒噪声电流的功率谱密度函数为

$$P_{sh}(f) = 2qI_{DC}(A^2/Hz) \quad (3.23)^2$$

式中， q 为电子电荷， $q = 1.6 \times 10^{-19} C$ 。由式 (3.23) 可以看出，散粒噪声的功率谱密度函数与频率 f 无关，具有白噪声特性。

对于工作与实际检测电路中的半导体二极管，设等效噪声带宽为 B_n ，散粒噪声电流均方值为

$$\overline{I_{sh}^2} = \int_{B_n} P_{sh}(f) df = 2qI_{DC}B_n (A^2) \quad (3.24)$$

对应的散粒噪声电流有效值为

$$I_{sh} = \sqrt{2qI_{DC}B_n} (A) \quad (3.25)$$

通过半导体二极管的电流为

$$I_D = I_F - I_S = I_S \left(e^{\frac{qu_D}{kT}} - 1 \right) (A) \quad (3.26)$$

式中， I_F 为前向扩散电流； I_S 为反向饱和电流； u_D 为二极管两端电压； q 为电子电荷； k 为玻尔兹曼常数； T 为热力学温度。

在二极管中， I_F 由 PN 结势垒两端的多数载流子的扩散产生， I_S 由少数载流子产生，两者均会产生散粒噪声。虽然 I_F 和 I_S 方向相反，两者在宏观电流的表现上为相减抵消，但是其产生的散粒噪声并不能抵消，而是会体现为噪声电流均方值的叠加。

设等效噪声带宽为 B_n ，当二极管正向偏置时，散粒噪声电流均方值为

$$\overline{I_{sh}^2} = 2q(I_F + I_S)B_n = 2qI_S \left(e^{\frac{qu_D}{kT}} + 1 \right) B_n (A^2) \quad (3.27)$$

二极管零偏置时, $u_D = 0$, $I_F = I_S$, 散粒噪声电流均方值为

$$\overline{I_{sh}^2} = 4qI_S B_n \quad (\text{A}^2) \quad (3.28)$$

二极管反向偏置时, $I = -I_S$, 散粒噪声电流均方值为

$$\overline{I_{sh}^2} = 2qI_S B_n \quad (\text{A}^2) \quad (3.29)$$

在很多工作情况下, 二极管两端加入明显的正向偏置, 此时, $I_F \gg I_S$, 散粒噪声电流均方值为

$$\overline{I_{sh}^2} = 2qI_F e^{\frac{q u_D}{kT}} B_n \quad (\text{A}^2) \quad (3.30)$$

二极管正向偏置时, 很显然, 通过二极管的电流越大, 噪声也越大。因此, 在设计低噪声电路时, 应采用小电流工作的模式, 以降低噪声。

3.1.4 双极型晶体管噪声特性

双极型晶体管¹的噪声组成成分较多, 整体噪声情况比较复杂。本节简要分析如下几种。

1. 热噪声

双极型晶体管中的热噪声主要源于基极电阻 $r_{bb'}$, 当等效噪声带宽为 B_n 时, 其电压均方值为

$$\overline{U_n^2} = 4kT r_{bb'} B_n \quad (\text{V}^2) \quad (3.31)$$

2. 散粒噪声

双极型晶体管中包含两个PN结, 这两个PN结均会产生散粒噪声电流。其中, 发射结散粒噪声电流取决于基极电流 I_B , 集电结散粒噪声电流取决于集电极电流 I_C , 均方值分别为

$$\overline{i_b^2} = 2qI_B B_n \quad (3.32)$$

$$\overline{i_c^2} = 2qI_C B_n \quad (3.33)$$

3. 分配噪声

当双极型晶体管工作在放大状态时, 需要发射结正向偏置, 集电结反向偏置。发射极的高浓度多数载流子在发射结偏置电压提供的电场作用下, 大量涌向基极, 其中很小比例的载流子在基极²与异性载流子发生复合作用, 而其余载流子继续在集电结偏置电压提供的电场作用下, 冲过集电结, 进入集电极, 实现集电极电流 I_C 对基极电流 I_B 的放大过程。在此过程中, 在基极发生复合作用的载流子数量会发生随机波动, 使电流在 I_C 和 I_B 之间的分配比例发生变化, 引起这两个电流的起伏变化, 称为分配噪声。

对分配噪声的衡量以集电极电流 I_C 为基准, 其功率谱密度函数为

1. Bipolar Junction Transistor (BJT), 也称为三极管。

2. 双极型晶体管在制造工艺上, 基极很薄且掺杂浓度低, 发射极和集电极均有较高的掺杂浓度, 且发射极的掺杂浓度更高, 因此, 基极载流子数量远低于发射极载流子数量。

$$P_p(f) = 2qI_c \left(1 - \frac{|\alpha|^2}{\alpha_0} \right) \quad (3.34)$$

式中, I_c 为集电极电流; α 为双极型晶体管共基极电流放大系数, $|\alpha|^2 = \alpha_0^2 / [1 + (f/f_\alpha)^2]$, f_α 为 α 的截止频率。分配噪声是一种高频噪声, 频率越高, $|\alpha|^2$ 越低; 当 f 上升到接近 f_α 时, 分配噪声将迅速显著增加。在设计双极型晶体管的放大器时, 应选用截止频率 f_α 较高的晶体管¹。

1. 当 f 接近 f_α

时, 放大器增益显著下降, 因此, 当放大器工作在合适的频率范围内时, 进行噪声分析可以忽略分配噪声。

2. Flicker Noise.

4. 闪耀噪声²

双极型晶体管中的闪耀噪声电流的功率谱密度函数为

$$P_f(f) = \frac{2qf_L I_B'}{f_\alpha} \quad (3.35)$$

式中, I_B 为基极电流; γ 和 α 都是接近 1 的常数; f_L 为转折频率, 对不同型号的晶体管有不同的取值。

闪耀噪声是低频噪声, 当认为 $\alpha = 1$ 时, 成为一种 $1/f$ 噪声³。 $1/f$ 噪声的产生机理还没有严格的理论分析, 一种说法认为它源于不同种类的导体间的接触点电导的随机涨落, 也有其他说法认为它与半导体材料及表面漏电电流有关。定义闪耀噪声系数 $K_F = 2qf_L$, 这一参数在不同的晶体管之间具有很大的差异。

与过剩噪声类似, 闪耀噪声在频率高于某一数值后也会降低到可以忽略不计的程度。

5. 尖峰噪声

尖峰噪声也称为爆裂噪声⁴, 是由于器件中存在的杂质, 尤其是金属杂质, 导致流过 PN 结的电流发生突然变化。尖峰噪声通常表现为一系列脉宽不同、幅度基本一致的随机电流脉冲, 脉宽变化范围很大, 在微秒量级到 0.1s 量级之间都有可能, 脉冲幅度一般在 $0.001\mu\text{A} \sim 0.01\mu\text{A}$ 量级, 为 PN 结杂质特性的函数。对于某个特定的半导体器件, 其尖峰噪声幅度是固定的。

图 3.9 所示为尖峰噪声波形。如果将这种噪声放大并使用扬声器播放, 则可以听到类似爆米花的爆裂声, 因此, 尖峰噪声又被称为爆米花噪声。

3. $1/f$ 噪声由约翰逊于 1925 年在电子管中首先发现, 其后在各种半导体器件中也发现了这种噪声。

4. Burst Noise.

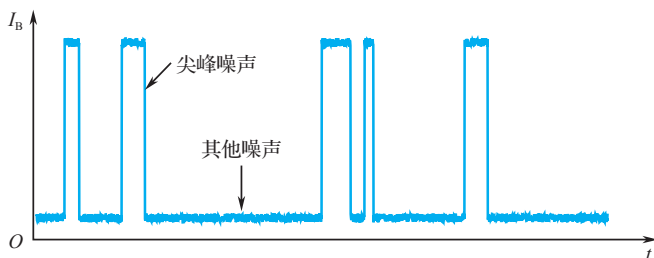


图 3.9 尖峰噪声波形

尖峰噪声的功率谱密度函数为

$$P_B(f) = \frac{K_B I_B}{1 + \pi^2 f^2 / 4a^2} \quad (\text{A}^2/\text{Hz}) \quad (3.36)$$

式中, I_B 为基极电流; K_B 为由半导体材料中的杂质情况决定的常数; a 为体现单位时间内发生的尖峰数量的参数。尖峰噪声也是一种低频噪声, 但是与闪耀噪声不同, 尖峰噪声体现为 $1/f^2$ 噪声特性, 其幅度随频率升高而降低的速度比闪耀噪声的更快。

尖峰噪声是电流特性的噪声。通过改善半导体制造工艺, 提高半导体材料的纯度, 可以有效改善尖峰噪声。尖峰噪声并不在所有半导体器件的样品中存在, 通过对器件的筛选, 可以有效地避免尖峰噪声。

以上介绍的各类噪声在双极型晶体管共射极放大工作状态下的混合 π 小信号模型中的位置如图 3.10 所示。

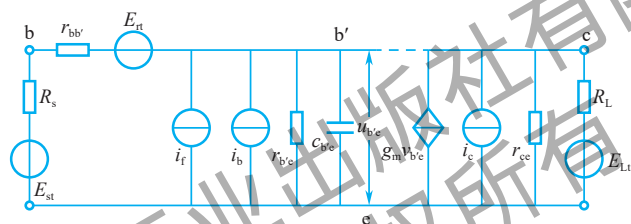


图 3.10 双极型晶体管共射极混合 π 小信号模型等效噪声电路

图 3.10 中各噪声源均使用有效值表示。 R_s 为信号源内阻, R_L 为负载电阻, 这两个电阻分别产生热噪声电压 E_{st} 和 E_{Lt} , 其余成分都在晶体管内部。为了保证放大器工作时的增益特性, 工作频带不会出现在靠近截止频率 f_α 的位置, 因此分配噪声在图中忽略; 在优良制造工艺和器件筛选的前提下, 忽略尖峰噪声。对双极型晶体管的整体噪声特性有影响的噪声包括基极电阻 $r_{bb'}$ 的热噪声电压 E_{rt} ; 闪耀噪声电流 i_f ; 基极电流散粒噪声电流 i_b ; 集电极电流散粒噪声电流 i_c 。

在计算晶体管的整体噪声特性时, 需要将所有考虑在内的噪声成分折算到同一端口上。这里, 我们选取输入端口, 计算总等效输入噪声电压, 其均方值记为 E_{ni} 。除双极型晶体管的内部噪声外, 信号源内阻 R_s 也出现在这一端口上, 其热噪声需要被计算在内; 负载电阻因为出现在晶体管后面, 所以其热噪声对晶体管噪声特性无影响。其中, 源电阻热噪声电压和基极电阻热噪声电压本身就是出现在输入端口的噪声电压, 其均方值可以直接叠加; 闪耀噪声电流和基极电阻散粒噪声电流为出现在输入端的噪声电流, 它们流过源电阻 R_s 和基极电阻 $r_{bb'}$ 的串联转换为噪声电压 E_{if} 和 E_{ib} 。唯一一个出现在输出端口的噪声成分为集电极电流

1. R_s 在后续内容中称为源电阻, 它对放大器的整体抗噪声水平有非常重要的影响, 具体内容在 3.2.2 节介绍。

散粒噪声电流，需要将其折算到输入端口。

如图 3.11 所示，在单独考虑集电极电流散粒噪声电流的作用时，将其折算到输入端口，并转化为集电极散粒噪声电压 E_{ic} ，这一噪声电压在 ce 端口的压控电流源上产生的控制电流 $g_m u_{b'e}$ 应该等于 i_c 。从这一小信号模型的输入端口来看，由 E_{ic} 在 b'e 端口产生的电压 $u_{b'e}$ 为

$$u_{b'e} = \frac{E_{ic}}{R_s + r_{bb'} + Z_{b'e}} \cdot Z_{b'e} \quad (3.37)$$

1. $Z_{b'e}$ 为 $r_{b'e}$ 和 $C_{b'e}$ 的并联阻抗

集电极电流散粒噪声电流为

$$i_c = g_m u_{b'e} = g_m \cdot \frac{E_{ic}}{R_s + r_{bb'} + Z_{b'e}} \cdot Z_{b'e} \quad (3.38)$$

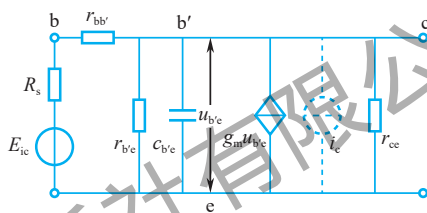


图 3.11 集电极电流散粒噪声电流 i_c 折算为集电极噪声电压 E_{ic}

所以，折算到输入端口的集电极噪声电压均方值为

$$\overline{E_{ic}^2} = \overline{i_c^2} \cdot \frac{(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2}{g_m^2 Z_{b'e}^2} \quad (3.39)$$

将输出端口的集电极噪声折算到输入端口之后，可以将双极型晶体管的混合 π 小信号模型等效噪声电路进行简化，如图 3.12 所示。

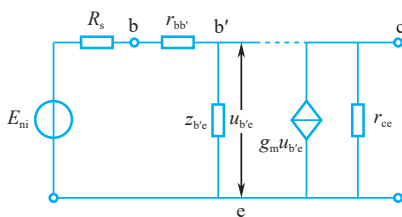


图 3.12 双极型晶体管的简化等效噪声电路一

E_{ni} 的均方值为图 3.10 中除 E_{L_t} 外的 5 个噪声源在输入端口的噪声电压均方值的叠加，即

$$\overline{E_{ni}^2} = \overline{E_{st}^2} + \overline{E_{nt}^2} + \overline{E_{if}^2} + \overline{E_{ic}^2} + \overline{E_{ib}^2} \quad (3.40)$$

设系统等效噪声带宽为 B_n ，其中频率上下限分别为 f_2 和 f_1 ，将以上各噪声表达式代入式 (3.40)，可得

$$\begin{aligned} \overline{E_{ni}^2} = & 4kTR_s B_n + 4kTr_{bb'} B_n + K_F I_B (R_s + r_{bb'})^2 \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right) + \\ & 2qI_C B_n \cdot \frac{(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2}{g_m^2 Z_{b'e}^2} + \\ & 2qI_B B_n (R_s + r_{bb'})^2 \end{aligned} \quad (3.41) \quad 1$$

式中, I_B 和 I_C 分别为基极和集电极直流电流。在以上的噪声分析中, 忽略了分配噪声、尖峰噪声等, 所得的噪声会低于实际噪声, 但对实际选择晶体管型号时依然具有较好的参考价值。例如, 基极电阻 $r_{bb'}$ 较小的晶体管具有较低的整体噪声, 较大的 β^2 也对应较好的噪声特性。

除图 3.12 的简化等效噪声电路外, 双极型晶体管的噪声还可以将信号源部分与晶体管部分分开, 并将晶体管噪声简化为一个噪声电压源 E_n 和一个噪声电流源 I_n 共同作用的形式, 如图 3.13 所示。

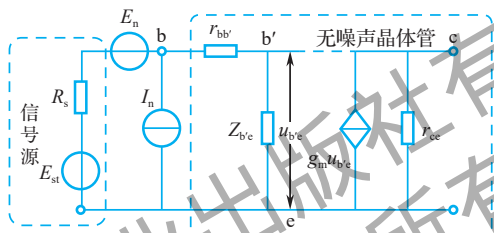


图 3.13 双极型晶体管的简化等效噪声电路二

图 3.13 中的 E_n 、 I_n 与图 3.12 中的 E_{in} 间的关系为

$$\overline{E_{ni}^2} = 4kTR_s B_n + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2} R_s^2 \quad (3.42) \quad 3$$

由式 (3.41) 及式 (3.42) 得出的 E_n 和 I_n 表达式可见, 双极型晶体管的噪声组成复杂, 在进行必要的忽略与简化之后, 计算仍然相对复杂。可以采用类似电阻噪声折线模型的形式, 在频率与噪声均方值均取对数坐标时, 对其进行分频段的简化。

如图 3.14 所示, 将双极型晶体管的噪声简化为低频噪声区、白噪声区、高频噪声区 3 个频段, 由 2 个拐点频率 f_L 和 f_H 作为分界点。

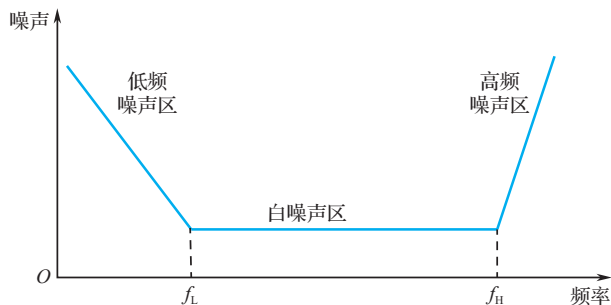


图 3.14 双极型晶体管噪声三段折线模型

1. 在此表达式中, 等号右边第 3 项是对式 (3.35) 表示的闪耀噪声的积分结果, 在系统等效噪声带宽内的均方值参考电阻过剩噪声, 使用频率上下限比值的对数计算。在部分参考资料中, 为简化表达, 也有直接乘以 B_n 的近似表达方式。

2. 在低频时, $Z_{b'e} \approx r_{b'e} = \frac{\beta}{g_m}$, 则 $\overline{E_{ic}^2}$ 近似与 β^2 成反比。

3. 当 $R_s = 0$ 时, $\overline{E_{ni}^2} = \overline{E_n^2}$; 当 R_s 非常大时, $\overline{I_n^2} \approx \overline{E_{ni}^2} / R_s^2$, 可以根据式 (3.41) 得到 E_n 和 I_n , 请同学自行推导。

1. 在部分资料中, 也称低频噪声区为 $1/f$ 噪声区。

2. 以约 6dB 每倍频程的速度下降。

3. 当 $f > f_H$ 时, 双极型晶体管构成的放大器的增益特性也有可能明显下降。因此, 在某些时候, 晶体管噪声模型会省略掉高频噪声区, 只留前两段。

4. 相当于 PN 结的反向电流量级。

5. MOSFET 的 I_G 更小, 可以小于 $10^{-9}A$ 。

f_L 以下为低频段, 主要噪声成分为闪耀噪声, 其表现为 $1/f$ 噪声特性¹, 它决定了低频噪声区的整体特性为以约 3dB 每倍频程的速度下降。尖峰噪声也是低频噪声, 但因其表现为 $1/f^2$ 噪声特性², 因而整体影响更小。 f_L 对不同的双极型晶体管有不同的取值, 典型值为 1kHz 左右。

$f_L < f < f_H$ 为中频段, 主要噪声成分为热噪声和散粒噪声, 这两种噪声均为白噪声, 因此中频段为白噪声区。这个范围也是双极型晶体管整体噪声特性最低的部分, 微弱信号检测系统的工作频率应该尽可能选择在这个范围内。

f_H 以上为高频段, 主要噪声成分为分配噪声, f_H 称为高频噪声拐点频率, 为分配噪声由最小值上升 3dB 对应的频率, 与晶体管截止频率 f_T 有关³。由于不同器件之间的 f_T 有较大差异, 因此, f_H 也有较大差异, 其典型取值在几十兆赫左右。在高频噪声区, 噪声特性以约 6dB 每倍频程的速度上升。

需要注意的是, 各个频段内除了包含主要噪声成分, 其他噪声成分也都存在, 只是相对幅度较小, 尤其是表现为白噪声特性的热噪声和散粒噪声在 3 个频段内都是存在的。

3.1.5 场效应管噪声特性

场效应管通常分为两大类: 结型场效应管 (JFET) 和金属-氧化物-半导体场效应管 (MOSFET)。场效应管的运行机理与双极型晶体管的运行机理不同, 它通过栅极电压的变化改变沟道的电导, 从而控制漏电流进行工作, 因而其内部噪声源与双极型晶体管的也不同。场效应管通常比双极型晶体管具有更高的输入阻抗, 因此非常适用于低噪声放大器, 其中 JFET 的输入电阻为反偏二极管的电阻, MOSFET 的输入电阻更高。

场效应管的内部噪声来源主要有 4 种: 栅极散粒噪声、闪耀噪声、沟道热噪声及栅极感应噪声。

(1) 栅极散粒噪声。

栅极散粒噪声电流 i_g 由栅极漏电流 I_G ⁴ 产生, 其功率谱密度函数为

$$P_g(f) = 2qI_G \quad (3.43)$$

式中, q 为电子电荷。一般场效应管的 I_G 为 $10^{-7} \sim 10^{-9}A$ ⁵, 因此栅极散粒噪声在场效应管整体噪声分析中通常可以忽略。

(2) 闪耀噪声。

场效应管中也存在闪耀噪声, 也表现为 $1/f$ 噪声特性, 其功率谱密度函数为

$$P_f(f) = \frac{K_F I_D^2}{f^\alpha} \quad (3.44)$$

式中, I_D 是漏极电流; K_F 是受场效应管的制作材料和制造工艺影响的常数, MOSFET 的 K_F 通常大于 JFET 的 K_F , 其余参数情况参照式 (3.35)。与双极型晶体管的闪耀噪声特性类似, 在某拐点频率以上, 其幅度可以下降到忽略不计的程度, 场效应管的低频噪声拐点频率通常低于双极型晶体管的低频噪声特点频率, 典型值为几百赫兹。

(3) 沟道热噪声。

沟道热噪声由场效应管中的多数载流子的随机热运动引起, 是场效应管的主要噪声源, 可以由噪声电流均方值的方式表示为

$$\overline{i_t^2} = 4kTK_d g_m B_n \quad (3.45)$$

式中, g_m 为场效应管在工作点处的跨导, 它反映了栅极电压变化对漏极电流的影响, 是衡量场效应管放大能力的重要参数; K_d 为与场效应管的型号、尺寸、偏置等多种参数有关的系数, 在正常工作条件下变化不大, 在线性区 $K_d \approx 1$, 在饱和区 $K_d \approx 0.67$; k 和 T 分别为玻尔兹曼常量和热力学温度。

(4) 栅极感应噪声。

高频时, 栅极和沟道之间的分布电容 C_{gs} 会将沟道热噪声中的高频分量通过感应耦合到栅极输入电路, 从而产生栅极感应噪声, 其功率谱密度函数为

$$P_{ng}(f) = 4kTG_{is}K_{ng} \quad (3.46)$$

式中, G_{is} 为共源极输入电导; K_{ng} 为与栅源电压 U_{GS} 、漏源电压 U_{DS} 有关的系数, 在正常工作条件下, JFET 的 $K_{ng} \approx 0.25$, MOSFET 的 $K_{ng} \approx 0.1$; k 和 T 分别为玻尔兹曼常量和热力学温度。

场效应管的共源极输入电导可以表示为

$$G_{is} = \frac{\omega^2 C_{gs}^2 R_{on}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{on}^2} \quad (3.47)$$

式中, C_{gs} 为栅源电容; R_{on} 为导通电阻, $R_{on} = 1/g_m$ 。当 $\omega^2 C_{gs}^2 R_{on}^2 \ll 1$ 时, $G_{is} \approx \omega^2 C_{gs}^2 / g_m$, 代入式 (3.46), 可得

$$P_{ng}(f) = \frac{4kT\omega^2 C_{gs}^2 K_{ng}}{g_m} \quad (3.48)$$

可知, 虽然栅极感应噪声源于对沟道热噪声的感应, 但是它不是白噪声, 其功率谱密度函数与 ω^2 成正比。当工作频率升高到接近元器件的截止频率时, 栅极感应噪声会明显增大。

场效应管的等效噪声电路如图 3.15 所示, g_s 为信号源内电导, I_{nt}

为 g_s 的热噪声电流, C_{gs} 、 C_{gd} 、 C_{ds} 为极间电容, g_m 为跨导, V_{gs} 是栅源电压。

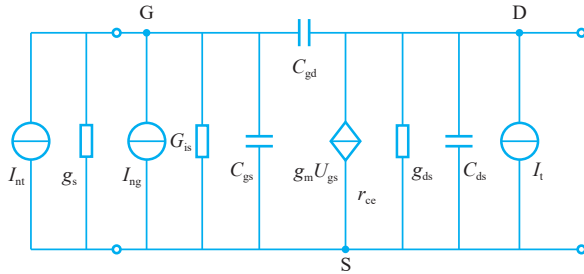


图 3.15 场效应管的等效噪声电路

沟道热噪声出现在等效噪声电路的输出端口, 类似对双极型晶体管集电极散粒噪声的处理, 将其折算到输入端口的噪声电压, 其均方值为

$$\overline{E_n^2} = 4kTR_n B_n \quad (3.49)$$

式中, R_n 为折算后的噪声电阻, $R_n \approx 1/g_m$ 。

信号源内电导热噪声电流和栅极感应噪声电流流过 g_s 和 G_{is} 的并联转换为热噪声电压, 与沟道热噪声电压均方值叠加, 即场效应管的总等效输入噪声 $\overline{E_{ni}^2}$ 为

$$\overline{E_{ni}^2} = \overline{E_t^2} + \frac{\overline{i_{nt}^2} + \overline{i_{ng}^2}}{(g_s + G_{is})^2} = 4kTB_n \left(R_n + \frac{1}{g_s + G_{is}} \right) \quad (3.50)$$

与双极型晶体管的简化等效噪声电路类似, 场效应管的噪声电路也可以通过一个噪声电压源与一个噪声电流源共同作用的形式表示, 如图 3.16 所示。

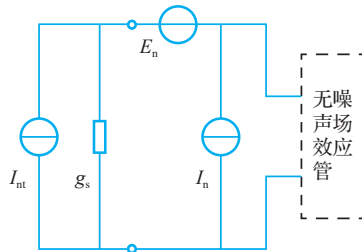


图 3.16 场效应管的简化等效噪声电路

在场效应管的噪声成分中, 有表现为白噪声特性的热噪声, 表现为低频噪声特性的闪耀噪声, 表现为高频噪声特性的感应噪声, 其整体噪声特性与双极型晶体管的类似, 可以分为 3 个频段用折线模型进行表

述, 其中, 中频段为白噪声区, 整体噪声水平最低。但场效应管的低频转折频率 f_L 比双极型晶体管的低, 其低频段噪声明显低于双极型晶体管, 白噪声区的噪声水平也低于双极型晶体管。

3.2 运算放大器噪声

运算放大器内部由包含晶体管、电阻等在内的数量众多的元件构成, 所有元件内部均会产生一定的噪声, 而运算放大器的各种内部连接也会涉及不同材料间的接触, 产生一定的噪声。以上噪声共同构成运算放大器噪声。对于由数量较多的噪声来源共同构成的运算放大器噪声, 如果像 3.1 节分析双极型晶体管或场效应管那样, 对各个噪声源分别等效到输入端口, 再进行均方值叠加, 在运算上会极为繁复, 很多运算放大器甚至无法做到。常用的简化噪声分析的方式, 是将运算放大器噪声在其输入端口上进行等效, 并由生产厂家通过对确定型号的运算放大器进行测试, 从而给出其对应的噪声性能指标, 这些指标即在电路设计中选择运算放大器型号的依据。

类似图 3.13 中的双极型晶体管的简化等效噪声模型, 以及图 3.16 中的场效应管的简化等效噪声模型, 运算放大器等效噪声模型一般也采用将放大器噪声等效为在输入端口的噪声电压源 E_n 和噪声电流源 I_n 的形式, 如图 3.17 所示¹, 其中考虑了信号源的影响, 主要包括信号源内阻 R_s 及其产生的热噪声电压 E_{st} 。

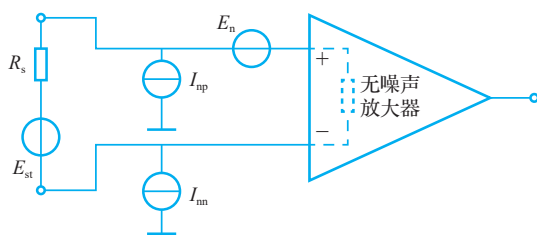


图 3.17 运算放大器等效噪声模型

图 3.17 所示为一种常见的运算放大器等效噪声模型, 此模型中的 E_n 和 I_n 都是随机信号, 而不是确定性信号, 其功率谱密度分布与双极型晶体管的总噪声功率谱密度分布类似。在不考虑高频的情况下, 可以分为低频噪声区与白噪声区两部分, 其中, 低频噪声区为 $1/f$ 噪声, 噪声电压和噪声电流在低频噪声区与白噪声区之间均存在一个转折频率, 即噪声电压转折频率 f_{ce} 和噪声电流转折频率 f_{ci} , 通常情况下, f_{ce} 和 f_{ci} 并不相同。运算放大器等效噪声的功率谱密度分布如图 3.18 所示, 图

1. 图 3.17 使用两个噪声电流源的情况一般针对差分输入的方式。也有些 IC 厂家使用一个电压源和一个电流源, 或者两个电压源和两个电流源的形式。

中, f_L 和 f_H 分别为运算放大器工作频带的下限和上限, e_N 和 i_N 分别为噪声电压和噪声电流在白噪声区的电平, 频率与功率谱密度函数均取对数坐标。

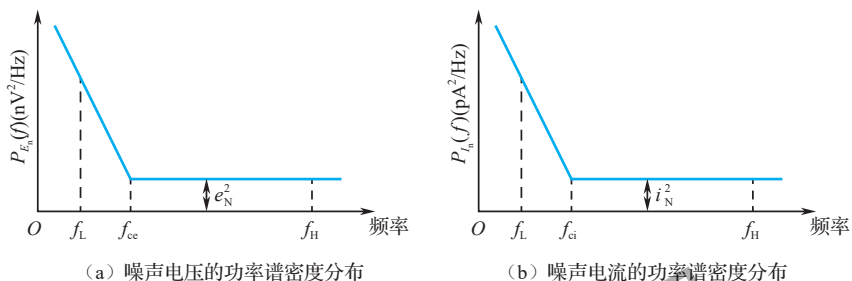


图 3.18 运算放大器等效噪声的功率谱密度分布

两噪声模型均由低频的 $1/f$ 噪声与白噪声组成, 功率谱密度函数可以表示为

$$P_{e_n}(f) = e_N^2 \left(\frac{f_{cc}}{f} + 1 \right) \quad (3.51)$$

$$P_{i_n}(f) = i_N^2 \left(\frac{f_{ci}}{f} + 1 \right) \quad (3.52)$$

1. 低频噪声区的 $1/f$ 噪声在频率低到一定程度时, 不会趋于无穷大, 而是会在一定幅度上趋于常数。因此, f_L 至少取 0.01Hz。

在给定工作频带的上下限时, 可以通过对功率谱密度函数进行积分, 得到噪声电压和噪声电流的均方值¹:

$$E_n^2 = \int_{f_L}^{f_H} \left[e_N^2 \left(\frac{f_{cc}}{f} + 1 \right) \right] df = e_N^2 \left[f_H - f_L + f_{cc} \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right] \quad (3.53)$$

$$I_n^2 = \int_{f_L}^{f_H} \left[i_N^2 \left(\frac{f_{ci}}{f} + 1 \right) \right] df = i_N^2 \left[f_H - f_L + f_{ci} \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right] \quad (3.54)$$

由式 (3.53) 和式 (3.54) 可知, 运算放大器的等效输入噪声电压和等效输入噪声电流的均方值取决于 3 个因素: ①白噪声区的噪声电平 e_N 和 i_N ; ② $1/f$ 噪声与白噪声交界的拐点频率 f_{cc} 和 f_{ci} ²; ③工作频带的上下限。

2. IC 厂家较常用的方式是直接给出 e_N 、 i_N 、 f_{cc} 、 f_{ci} 等指标, 也有些厂家会以其他方式给出噪声指标。

在信号检测系统中, 运算放大器会与其他元器件组成的外围电路配合使用, 因此在各电路模块中会出现多个噪声源, 需要将所有噪声源在同一端口进行均方值叠加来获得总噪声。此时, 不同噪声源的强度可能有较大的差异, 可以忽略对整体噪声水平影响不大的噪声源, 使噪声计算得到简化。例如, 不同噪声的均方值间出现数量级差异时, 可以忽略较低的噪声。

3.3 噪声系数

微弱信号检测任务是恢复被噪声淹没的有用信号，在此过程中，使用包含放大器在内的检测电路是必不可少的环节。然而，放大器在放大有用信号的同时，会放大噪声，并且通过 3.1 节与 3.2 节的分析，由实际元器件组成的放大器内部还会产生额外的噪声，从而使淹没有用信号的噪声进一步增加。因此，需要对放大器的噪声特性进行评估，作为在微弱信号检测系统中选择放大器的依据。

从微弱信号检测系统设计的角度来看，人们更关心检测系统作为一个整体的噪声特性。因此，可以定义一个统一的噪声特性指标，用于衡量噪声特性的优劣。这一指标被称为噪声系数。

3.3.1 噪声系数的定义

当衡量一个线性网络¹的噪声特性时，最值得关注的情况包括有用信号被放大的程度，以及在传输过程中信噪比的变化情况。对于无噪声的理想放大器，输入端口的有用信号和噪声被同时放大，因而其输出端口信噪比与输入端口信噪比保持不变。然而，在实际电路网络中，由于电路内部噪声的存在，输出端口噪声会大于输入端口噪声经网络增益放大后的水平。为了描述这种变化，定义噪声系数为

$$F = \frac{\text{实际电路输出噪声功率}}{\text{理想电路输出噪声功率}} \quad (3.55)$$

或者使用功率信噪比的变化，定义噪声系数为

$$F = \frac{\text{输入功率信噪比}}{\text{输出功率信噪比}} = \frac{\text{SNR}_i}{\text{SNR}_o} = \frac{P_i/N_i}{P_o/N_o} \quad (3.56)$$

式中， SNR_i 和 SNR_o 分别为线性网络的输入功率信噪比和输出功率信噪比²； P_i 、 P_o 分别为输入端口、输出端口的有用信号功率； N_i 、 N_o 分别为输入端口、输出端口的噪声功率。

定义噪声系数的二端口网络如图 3.19 所示。 R_s 为信号源内阻， U_s 为待测有用信号，其功率为 P_i ，信号源内阻产生的热噪声电压为 E_{st} ，其功率为 N_i 。在评估线性网络的噪声系数 F 时，限定输入噪声仅限于信号源内阻热噪声，且规定内阻工作温度为 290K³。放大器的功率增益为 A_p ，输出信号功率为 $P_o = P_i A_p$ ，放大器等效噪声带宽为 B_n ，其噪声功率为 P_{NA} ⁴。

1. 此处的线性网络可以是一个晶体管、一个集成放大器，也可以是更大的电路模块，可以统一以二端口网络的形式表示。

2. 式 (3.56) 定义的噪声系数与式 (1.11) 定义的信噪改善比看起来呈倒数关系，但是因为噪声系数对输入噪声源的限定，两者实际含义存在差异。

3. 此温度称为标准噪声温度，工作在此温度的信号源称为标准信号源。

4. 以内部噪声折算到输出端口衡量。

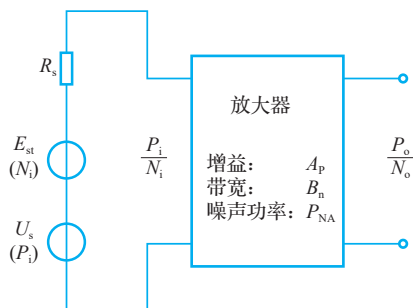


图 3.19 定义噪声系数的二端口网络

在考虑了图 3.19 中各组成成分的情况下，输出噪声功率可以表示为输入噪声功率经放大器放大后与放大器噪声功率的叠加：

$$N_o = A_p \cdot N_i + P_{NA} \quad (3.57)$$

对式 (3.56) 进行适当变形，并代入式 (3.57)，可得

$$F = \frac{P_i/N_i}{P_o/N_o} = \frac{N_o}{\left(\frac{P_o}{P_i}\right) \cdot N_i} = \frac{A_p \cdot N_i + P_{NA}}{A_p \cdot N_i} = 1 + \frac{P_{NA}}{A_p \cdot N_i} \quad (3.58)$$

式 (3.58) 中的最后一项，所有因子为功率或增益，均不小于零，因此，在放大器噪声功率不为 0 的情况下，此项整体为正数，即

$$F \geq 1 \quad (3.59)$$

对于图 3.19 所示的二端口网络，如果是一个无噪声的理想放大器，则 $F=1$ ；如果是具有内部噪声源的实际放大器，则 $F>1$ 。 F 越大，说明放大器噪声的影响越严重。

对式 (3.56) 进行另一种形式的变形，可得

$$F = \frac{P_i/N_i}{P_o/N_o} = \frac{N_o / \left(\frac{P_o}{P_i}\right)}{N_i} = \frac{N_o/A_p}{N_i} \quad (3.60)$$

定义 $N_{ie} = N_o/A_p$ 为等效输入噪声功率，即将放大器噪声功率除以功率增益折算到输入端口，与放大器的实际输入噪声功率叠加，等效为总输入噪声功率。噪声系数视为等效输入噪声功率与实际输入噪声功率的比值：

$$F = \frac{N_{ie}}{N_i} \quad (3.61)$$

噪声系数 F 常用 dB 表示为噪声因数 NF¹：

$$NF = 10 \lg F (\text{dB}) \quad (3.62)$$

1. 无噪声的理想放大器的噪声因数为 0dB。

低噪声放大器设计的原则是使噪声系数或噪声因数尽可能小。

需要特别注意的是，放大器的噪声系数并不是一个固定不变的值，它与放大器的工作频率、工作温度、信号源内阻、工作点等多种因素有

关。在提及一个放大器的噪声系数时，必须明确上述工作条件。

3.3.2 最佳源电阻与最小噪声系数

图 3.19 中的二端口网络仅考虑内部噪声总功率这一特性。实际上，对于一般的二端口网络，也可以将其等效为出现在输入端口的噪声电压源和噪声电流源与无噪声放大器连接的形式，如图 3.20 所示。

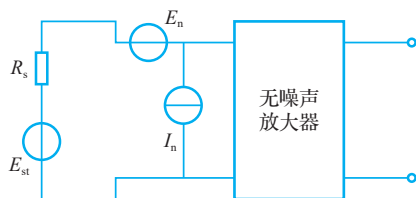


图 3.20 用于评估噪声系数的二端口网络噪声模型

在假设 E_n 与 I_n 不相关的前提下，此放大器的内部噪声源折算为出现在输入端口的噪声电压均方值为

$$E_{nA}^2 = E_n^2 + I_n^2 R_s^2 \quad (3.63)$$

将噪声电压均方值视为噪声功率，由式 (3.61) 可得¹

$$F = \frac{4kTR_s B_n + E_n^2 B_n + I_n^2 R_s^2 B_n}{4kTR_s B_n} = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{4kTR_s} \quad (3.64)$$

可见，放大器的噪声系数是源电阻的函数。对于给定的放大器，若要达到最小噪声系数 F_{\min} ，则令式 (3.64) 对源电阻 R_s 的偏导为 0，即

$$\frac{\partial F}{\partial R_s} = \frac{1}{4kTB_n} \left(-\frac{E_n^2}{R_s^2} + I_n^2 \right) = 0 \quad (3.65)$$

可以得到，使噪声系数最小的最佳源电阻为

$$R_{s\text{opt}} = \frac{E_n}{I_n} \quad (3.66)^2$$

对应的最小噪声系数为

$$F_{\min} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT} \quad (3.67)$$

1. 网络实际输入噪声即源电阻 R_s 的热噪声， B_n 为系统等效噪声带宽。

2. 由于放大器的 E_n 、 I_n 都不是固定数值，而是工作频率等参数的函数，因此，最佳源电阻 $R_{s\text{opt}}$ 和最小噪声系数 F_{\min} 对给定的放大器也不是单一的固定数值。

3.3.3 放大器的极限灵敏度

对于微弱信号检测系统，其输出功率信噪比 SNR_o 需要达到一定的水平，才能有效地从噪声中提取出待测有用信号。在源电阻和放大器均已选定的情况下，假设某输入信号电压均方值为 E_i^2 ，此时输出功率信噪比恰好达到检测需求，输入信号电压 E_i 即放大器可检测的最小信

号, 即放大器的极限灵敏度。当源电阻热噪声也用噪声电压均方值表示时, 有

$$F = \frac{P_i/N_i}{P_o/N_o} = \frac{1}{\text{SNR}_o} \cdot \frac{P_i}{N_i} = \frac{1}{\text{SNR}_o} \cdot \frac{E_i^2}{4kTR_s B_n} \quad (3.68)$$

放大器可检测的最小信号为

$$E_i = \sqrt{F \cdot \text{SNR}_o \cdot 4kTR_s B_n} \quad (3.69)$$

式 (3.69) 表明:

(1) 放大器的噪声系数 F 越大, E_i 越大, 即放大器的极限灵敏度越低。 F 较大时, 表示放大器内部噪声更强, 需要待测有用信号随之变强才能得到所需的输出信噪比。

(2) 在保证有用信号正常通过检测系统的前提下, 尽可能地减小等效噪声带宽 B_n , 可以提高极限灵敏度。

3.3.4 级联放大器的噪声系数——弗里斯公式

以上讨论的均为单个放大器的噪声特性情况。在实际工作中, 为了保证增益、频率响应、阻抗特性等多种性能指标, 往往需要多级放大器级联来组成完整的检测系统。当多级放大器级联时, 各级放大器的噪声对总噪声的影响不同, 因此, 需要找出对点噪声影响最大的噪声级, 并设法减小该级的噪声系数, 从而控制检测系统的整体噪声特性。

图 3.21 所示为三级放大器级联示意图, 其中各级功率增益分别为 A_{p1} 、 A_{p2} 、 A_{p3} , 各级噪声系数分别为 F_1 、 F_2 、 F_3 , 各级内部噪声功率¹分别为 N_1 、 N_2 、 N_3 。 N_i 为源电阻热噪声功率, 则总噪声输出功率为

$$N_o = A_{p1}A_{p2}A_{p3}N_i + A_{p2}A_{p3}N_1 + A_{p3}N_2 + N_3 \quad (3.70)$$

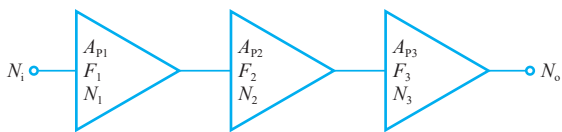


图 3.21 三级放大器级联示意图

总噪声系数为

$$F = \frac{N_o}{A_p N_i} = \frac{N_o}{A_{p1}A_{p2}A_{p3}N_i} = 1 + \frac{N_1}{A_{p1}N_i} + \frac{N_2}{A_{p1}A_{p2}N_i} + \frac{N_3}{A_{p1}A_{p2}A_{p3}N_i} \quad (3.71)$$

其中, 设第一级放大器的输出噪声功率为

$$N_{o1} = A_{p1}N_i + N_1 \quad (3.72)$$

则第一级放大器的噪声系数可表示为

1. 以本级输出端计。

$$F_1 = \frac{N_{o1}}{A_{p1}N_i} = 1 + \frac{N_1}{A_{p1}N_i} \quad (3.73)$$

以此类推，后两级放大器的噪声系数分别表示为

$$F_2 = 1 + \frac{N_2}{A_{p2}N_i} \quad (3.74)$$

$$F_3 = 1 + \frac{N_3}{A_{p3}N_i} \quad (3.75)$$

将式(3.73)~式(3.75)代入式(3.71)可得

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p1}A_{p2}} \quad (3.76)$$

式(3.76)可以推广为 n 级放大器级联，即

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p1}A_{p2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{A_{p1}A_{p2} \dots A_{p(n-1)}} \quad (3.77)$$

式(3.77)称为弗里斯公式¹。可以看出，式(3.77)中从第二项起，均为某噪声系数减一后除以一系列功率增益的组合。因此，式(3.77)中的所有分式项均大于0，即放大器级联后的总噪声系数一定大于第一级放大器的噪声系数。同时，式(3.77)中的所有分式项的分母中均含有第一级放大器的功率增益 A_{p1} ，当 A_{p1} 很大时，第二项及以后各项的数值均很小，可以忽略。此时，系统的整体噪声系数 F 主要由第一级放大器的噪声系数 F_1 决定²。因此，设计低噪声电路的一个原则是使第一级放大器具有较小的噪声系数及较高的功率增益。

1. Friis 公式。

2. 有些情况下，第一级放大器的功率增益较小。例如，使用了功率增益接近1的跟随器，此时 F_2 会成为系统整体噪声系数的主要影响因素，则第二级放大器需要较小的噪声系数和较高的功率增益。

3.4 低噪声电路的噪声分析

本节将引入一个含差分放大器的示例电路，通过分析放大器及其外围电路的噪声模型，对其整体噪声特性进行计算，并通过对此示例电路的简单变形，得出影响一些简单实用电路的噪声系数的主要因素。

根据式(2.43)，当多个噪声源同时存在于同一端口时，其总噪声均方值为各噪声源均方值的叠加。沿用3.1.1节中的方法³，对于电路中不同位置上的多个噪声源，每次仅考虑其中一个噪声源单独作用时的情况，将其折算到某一端口上，而暂时忽略其他噪声源。分别完成对所有噪声源的计算后，进行均方值叠加。

3. 参照分析并联电阻热噪声时提出的方法。

3.4.1 示例电路的噪声分析

图3.22所示为由差分放大器和4个电阻组成的电路，假设输入端

1. 指没有信号输入的情况，但仍需要偏置电压为放大器供电。

短路¹，需要评估电路中各元器件在输出端的总等效噪声电压有效值。

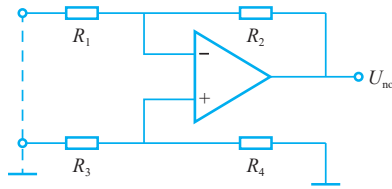


图 3.22 含差分放大器的示例电路

对于此示例电路，4 个电阻均只考虑热噪声，采用无噪声电阻与热噪声电压源串联的等效噪声模型，放大器采用图 3.17 中的等效噪声电路，如图 3.23 所示，共出现 7 个噪声源。在假设各噪声源互不相关的前提下，分别对各噪声源单独作用时的情况进行分析，并最终均以均方值叠加，以获得输出端总噪声均方值 U_{no}^2 。

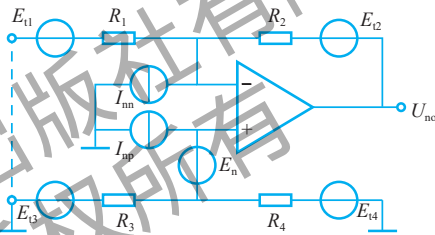


图 3.23 图 3.22 的等效噪声电路

首先考虑电阻 R_1 的热噪声电压 E_{11} 单独作用时的情况，如图 3.24 所示。

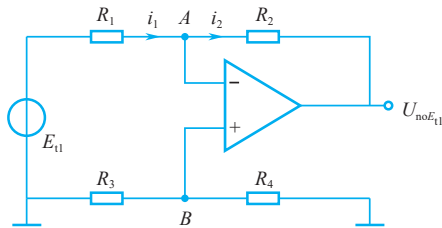


图 3.24 E_{11} 单独作用时的情况

此时，电阻 R_3 、 R_4 上没有电流通过，因此， B 点电压 $U_B = 0$ 。由于放大器的虚短特性， $U_A = U_B = 0$ 。再由于放大器的虚断特性，反相输入端电流近似为 0，则流过电阻 R_1 、 R_2 的电流 $i_1 = i_2$ 。电流 i_1 流过电阻 R_1 产生的电压降即电阻 R_1 的热噪声电压：

$$i_1 = \frac{E_{11}}{R_1} \quad (3.78)$$

此时，输出端噪声电压为

$$U_{\text{no}E_{11}} = -R_2 i_2 = -R_2 i_1 = -E_{11} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (3.79)$$

其均方值为

$$U_{\text{no}E_{11}}^2 = E_{11}^2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 \quad (3.80)$$

接下来，考虑电阻 R_2 的热噪声电压 E_{12} 单独作用时的情况，如图 3.25 所示。

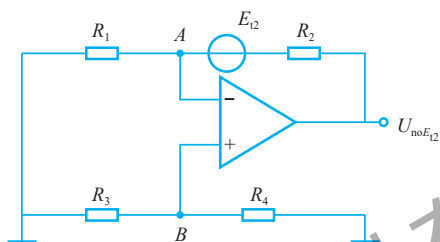


图 3.25 E_{12} 单独作用时的情况

同样，由于放大器的虚短、虚断特性， A 、 B 点电压均为 0，流过电阻 R_2 的电流也为 0，此时输出端噪声电压均方值为

$$U_{\text{no}E_{12}}^2 = E_{12}^2 \quad (3.81)$$

考虑电阻 R_3 的热噪声电压 E_{13} 单独作用时的情况，如图 3.26 所示，该情况比 E_{11} 和 E_{12} 单独作用时的情况略复杂。

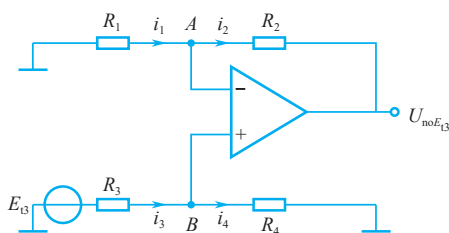


图 3.26 E_{13} 单独作用时的情况

由于电阻 R_4 右端接地， B 点电压可以看作以 E_{13} 为激励源，电阻 R_3 、 R_4 串联时，电阻 R_4 上的分压，即

$$U_B = E_{13} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.82)$$

与之类似， A 点电压可以看作以输出端电压 $U_{\text{no}E_{13}}$ 为激励源，电阻 R_1 、 R_2 串联时，电阻 R_1 上的分压，即

$$U_A = U_{noE_{13}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.83)$$

由于放大器的虚短特性, $U_A = U_B$, 由式 (3.82) 和式 (3.83) 可得, 此时输出端噪声电压均方值为

$$U_{noE_{13}}^2 = E_{13}^2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \quad (3.84)$$

考虑电阻 R_4 的热噪声电压 E_{14} 单独作用时的情况, 如图 3.27 所示。此时, U_A 与 E_{13} 单独作用时的 U_A 类似, U_B 可以看作以 E_{13} 为激励源, 电阻 R_3 、 R_4 串联时, 电阻 R_3 上的分压, 即

$$U_B = E_{14} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (3.85)$$

此时, 输出端噪声电压均方值为

$$U_{noE_{14}}^2 = E_{14}^2 \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \quad (3.86)$$

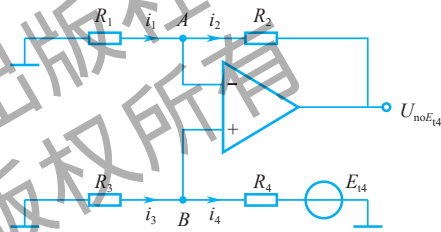


图 3.27 E_{14} 单独作用时的情况

以上为电路中所有 4 个电阻的热噪声引起的输出情况。接下来, 分析放大器噪声引起的噪声输出。放大器的噪声电流源 I_{nm} 单独作用时的情况如图 3.28 所示。

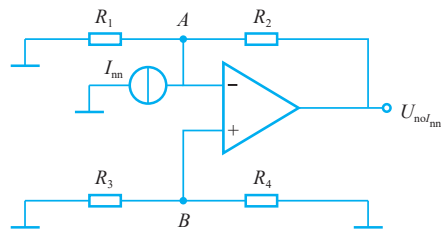


图 3.28 I_{nm} 单独作用时的情况

在这种情况下, $U_A = U_B = 0$, 所以电阻 R_1 上没有电流流过, 又由于放大器的虚断特性, I_{nm} 只能流过电阻 R_2 。此时, 输出端噪声电压均方值为

$$U_{\text{no}_{I_{\text{np}}}}^2 = (I_{\text{np}} R_2)^2 \quad (3.87)$$

放大器的噪声电流源 I_{np} 单独作用时的情况如图 3.29 所示。此时， U_A 类似式 (3.83) 中的 U_A 。

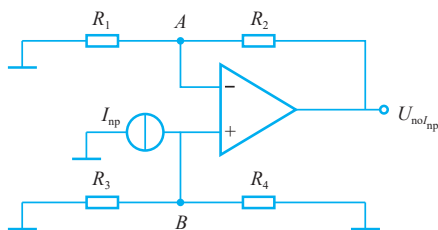


图 3.29 I_{np} 单独作用时的情况

由于电阻 R_3 左端和 R_4 右端均为零电位，可视同为“连接”，因此 I_{np} 相当于流过电阻 R_3 和 R_4 的并联， B 点电压为

$$U_B = I_{\text{np}} \cdot \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.88)$$

由于放大器的虚短特性， $U_A = U_B$ ，此时输出端噪声电压均方值为

$$U_{\text{no}_{I_{\text{np}}}}^2 = \left[I_{\text{np}} \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 \quad (3.89)$$

放大器的噪声电压源 E_n 单独作用时的情况如图 3.30 所示。

由于放大器的虚短特性， $U_A = U_B = E_n$ ， U_A 依然类似式 (3.83) 中的 U_A ，此时输出端噪声电压均方值为

$$U_{\text{no}_{E_n}}^2 = E_n^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \quad (3.90)$$

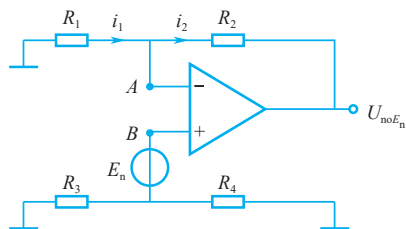


图 3.30 E_n 单独作用时的情况

针对以上 7 个噪声源的分析，将其输出端噪声电压均方值进行叠加，即可得到总输出端噪声电压均方值：

$$\begin{aligned}
 U_{\text{no}}^2 = & E_{\text{t1}}^2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 + E_{\text{t2}}^2 + E_{\text{t3}}^2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 + \\
 & E_{\text{t4}}^2 \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 + (I_{\text{nm}} R_2)^2 + \\
 & \left[I_{\text{np}} \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 + E_{\text{n}}^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2
 \end{aligned} \quad (3.91)$$

通常情况下，差分放大器的两个噪声电压源是对称的，可以认为 $I_{\text{nm}} = I_{\text{np}} = I_{\text{n}}$ 。假设 $R_1 = R_3$ ， $R_2 = R_4$ ¹，则式(3.91)可化简为

$$U_{\text{no}}^2 = 2E_{\text{t1}}^2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 + 2E_{\text{t2}}^2 + 2(I_{\text{n}} R_2)^2 + E_{\text{n}}^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \quad (3.92)$$

1. 此假设并不总是成立，仅为简化公式设定。

同相运算放大电路和反相运算放大电路是两种常用的由运算放大器构成的放大电路形式，其中均含有负反馈电阻，在放大性能上，均属于比例放大电路，但由于其电路形式的差异，负反馈电阻对这两种放大电路的增益有不同的影响。同时，在这两种放大电路中，负反馈电阻对电路的噪声特性有不同的影响。这两种放大电路都可以看作对图 3.22 所示电路的某种变形，可以依托对图 3.22 所示电路的噪声分析，讨论这两种放大电路的噪声特性。

3.4.2 同相运算放大电路的噪声分析

图 3.31 所示为同相运算放大电路。图中， U_{s} 为输入系统的待测信号源提供的信号， R_{s} 为源电阻。与图 3.22 所示电路进行对比，在图 3.31 所示电路中，电阻 R_1 、 R_2 与图 3.22 相对应，其中 R_2 为负反馈电阻， R_{s} 对应图 3.22 中的电阻 R_3 ，缺少对应的电阻 R_4 ，即 R_4 在此电路中对应为断路，阻值为 ∞ 。

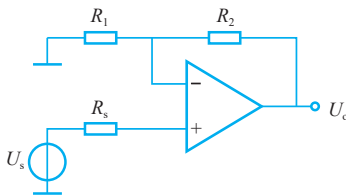


图 3.31 同相运算放大电路

同相运算放大电路的电压增益为

$$A_v = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (3.93)$$

图 3.32 所示为同相运算放大电路的等效噪声电路。将式(3.91)中的 R_3 替换为 R_{s} ， R_4 替换为 ∞ ，可得同相运算放大电路在输出端的噪声

电压均方值¹为

$$U_{\text{no}}^2 = E_{\text{t1}}^2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 + E_{\text{t2}}^2 + E_{\text{ts}}^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + (I_{\text{nn}} R_2)^2 + \left[I_{\text{np}} R_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]^2 + E_{\text{n}}^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \quad (3.94)$$

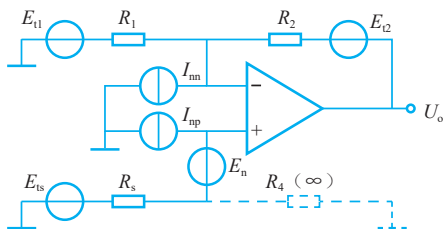


图 3.32 同相运算放大电路的等效噪声电路

根据式 (3.60) 和式 (3.61) 所定义的等效输入噪声，同相运算放大电路的等效输入噪声均方值为

$$N_{\text{ie}}^2 = \frac{U_{\text{no}}^2}{A_p^2} = \frac{U_{\text{no}}^2}{A_v^2} = E_{\text{t1}}^2 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + E_{\text{t2}}^2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 + E_{\text{ts}}^2 + (I_{\text{nn}} R_2)^2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 + I_{\text{np}}^2 R_s^2 + E_{\text{n}}^2 \quad (3.95)$$

设此电路的等效噪声带宽为 B_n ，在假设 $I_{\text{nn}} = I_{\text{np}} = I_n$ 的前提下，将电阻 R_1 、 R_2 、 R_s 的热噪声电压代入式 (3.95)，根据 $F = N_{\text{ie}}^2 / E_{\text{ts}}^2$ ，可得同相运算放大电路的噪声系数为

$$F = 1 + \frac{4kT \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) B_n + I_n^2 \left[R_s^2 + \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \right] + E_{\text{n}}^2}{4kT R_s B_n} \quad (3.96)$$

式 (3.96) 的噪声系数受到电阻 R_1 、 R_2 并联阻值 $R_p = R_1 // R_2$ 的影响， R_p 越小，噪声系数 F 越小，电路的噪声特性就越好。

3.4.3 反相运算放大电路的噪声分析

图 3.33 所示为反相运算放大电路。图中， U_s 为输入系统的待测信号源提供的信号， R_s 为源电阻。与图 3.22 所示电路进行对比，在图 3.33 所示电路中， R_s 对应图 3.22 中的电阻 R_1 ，电阻 R_2 、 R_3 与图 3.22 相对应，其中 R_2 为负反馈电阻，缺少对应的电阻 R_4 ，即 R_4 在

1. 根据噪声系数的定义，源电阻热噪声对放大器的噪声特性有重要影响，因此需要计算在内。

此电路中也对应为断路，阻值为 ∞ 。

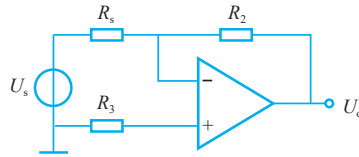


图 3.33 反相运算放大电路

反相运算放大电路的电压增益为

$$A_v = \frac{R_2}{R_s} \quad (3.97)$$

图 3.34 所示为反相运算放大电路的等效噪声电路。将式 (3.91) 中的 R_1 替换为 R_s ， R_4 替换为 ∞ ，可得反相运算放大电路在输出端的噪声电压均方值为

$$U_{\text{no}}^2 = E_{\text{ts}}^2 \left(\frac{R_2}{R_s} \right)^2 + E_{\text{t2}}^2 + E_{\text{t3}}^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_s} \right)^2 + (I_{\text{m}} R_2)^2 + \left[I_{\text{np}} R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_s} \right) \right]^2 + E_{\text{n}}^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_s} \right)^2 \quad (3.98)$$

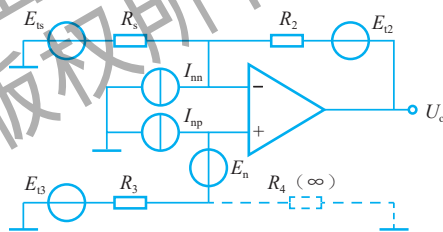


图 3.34 反相运算放大电路的等效噪声电路

设此电路的等效噪声带宽为 B_n ，在假设 $I_{\text{m}} = I_{\text{np}} = I_{\text{n}}$ 的前提下，将各电阻热噪声电压代入式 (3.98)，可得反相运算放大电路的噪声系数为

$$F = 1 + \frac{E_{\text{t2}}^2 \left(\frac{R_s}{R_2} \right)^2 + (E_{\text{t3}}^2 + I_{\text{n}}^2 R_3^2 + E_{\text{n}}^2) \left(1 + \frac{R_s}{R_2} \right)^2 + I_{\text{n}}^2 R_s^2}{E_{\text{ts}}^2} \quad (3.99)$$

式中，反馈电阻 R_2 出现在若干项的分母上，其阻值越大，此电路的噪声系数 F 越小。

选择不同结构的比例放大电路，并合理设置各参数的取值，可以在保证电路增益的同时，优化其噪声特性。

3.5 低噪声电路设计

对于用于微弱信号检测系统的电路，在有效地放大微弱的待测有用信号的同时，需要尽可能少地引入新的噪声。根据弗里斯公式(3.77)，检测系统的整体噪声系数主要取决于系统输入级¹的噪声系数。因此，位于系统输入级的低噪声前置放大器成为微弱信号检测系统设计中决定噪声特性的主要部件。

设计低噪声前置放大器时需要考虑的指标包括两方面。一方面，与通用的多级放大器设计方法相同²，需要考虑放大器的总增益、带宽、频率响应、输入/输出阻抗、动态范围、稳定性等指标；另一方面，需要确认放大器的噪声特性，包括合理地选择低噪声半导体器件，确定放大器工作点，进行噪声匹配等多个环节。

1. 即级联放大器的第一级。

2. 这部分内容在本书中不予论述，请参考其他相关资料。

3.5.1 元器件的选择

1. 电阻的选择

由3.1.1节内容可知，电阻噪声主要包括热噪声和过剩噪声两部分。其中，热噪声由电阻阻值和工作温度共同决定，与通过电阻的电信号大小无关，而其阻值往往由电路设计时的参数指标决定。因而，在选择用于低噪声电路设计的电阻时，主要考虑过剩噪声的影响。从制作材料和制造工艺方面来看，金属膜电阻和线绕电阻的过剩噪声较小。

需要注意的是，由于线绕电阻表现出较明显的电感特性，会改变电阻噪声的频率特性，同时，通过电感的磁场耦合，外部干扰进入低噪声电阻。因此，在工作频率较高时，不宜选用线绕电阻。

2. 电容的选择

理想电容不产生噪声，但是实际电容由于电介质存在漏电，会产生漏电阻，同时，由于电容的引线、结构等原因，还会产生一定的电感。实际电容的噪声特性与工作频率有很大关系，图3.35所示为不同电介质的电容适用的频率范围。

3. 电感的选择

理想电感也不产生噪声，但是绕制电感线圈的导线电阻会产生噪声，同时，线圈匝间存在分布电容，这些分布电容和电感本身一起影响导线电阻的噪声特性。在低噪声电路设计中选用电感时，需要通过选择线圈导线的粗细，用于控制电阻阻值，从而影响电阻的热噪声和过剩噪声。另外，电感有空心电感和磁芯电感，其中磁芯电感又分为开环和闭环³两种。电感容易受到外部磁场的影响，从而将外部干扰耦合到检测

3. 磁芯不闭合的为开环，磁芯闭合的为闭环。

系统内部，受影响最大的为空心电感，其次为开环磁芯电感，闭环磁芯电感受影响最小。

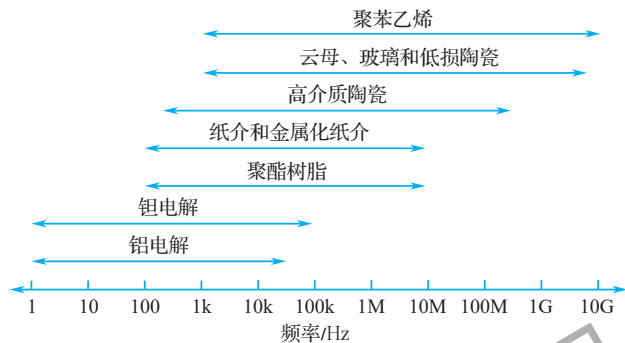


图 3.35 不同电介质的电容适用的频率范围

4. 电源的影响

在对低噪声性能要求较高的检测系统中，电源所带来的噪声及干扰的影响也是需要考虑的问题。

首先，电源也是由电子元器件构成的，因此其也会和其他电路组件一样产生内部噪声，电源内部噪声通常在 $0.1\mu\text{V} \sim 1\mu\text{V}$ 量级。

其次，如果为检测系统供电的电源源于对交流电的整流，则会在其提供的直流电压上携带一定的纹波，与直流电压一起进入低噪声前置放大器，从而影响对待测有用信号的检测。微弱信号电压可以低至 nV 量级，因此，电源的纹波需要不大于 $0.1\mu\text{V}$ 。在实际电路中，减小电源纹波的一个方式是在放大器的电源输入端加入由稳压管、大电容等组成的电容倍增器，如图 3.36 所示。

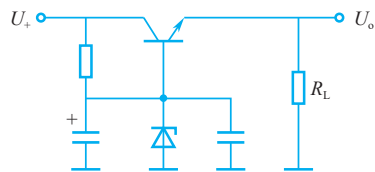


图 3.36 电容倍增器

有关电源的另一个问题是电网干扰。电网可以通过变压器，使 50Hz 的工频交流电对整个检测系统进行干扰，减轻这种干扰的常用方式是使用厚的金属罐对电源变压器进行密封屏蔽，并选取合适的接地方式。

对于电源纹波和电网干扰，在一般方法无法取得满意效果的情况下，可以使用电池供电的方式。电池仅在电量接近耗尽时才会有明显的噪声增大，因此在使用时需要注意及时更换。

3.5.2 噪声匹配

在检测系统中，低噪声前置放大器产生的噪声会被后续各级放大器进一步放大，因而其噪声系数对整个检测系统的噪声特性具有决定性作用。前置放大器作为检测系统接收输入信号的组件，一般直接与作为信号源的传感器相连接，只有在放大器对应的最佳源电阻等于信号源输出电阻的情况下，才能使前置放大器获得最小噪声系数，这一过程称为噪声匹配。

根据式(3.66)¹，最佳源电阻为放大器等效噪声电压和等效噪声电流的平方根谱密度之比；根据式(3.67)²可得此时对应的最小噪声系数，需要选用 E_n 、 I_n 都尽可能小的器件，才能得到较小的最小噪声系数 F_{\min} 。

在确定了检测对象，即选定了作为信号源的传感器的情况下，为了获得最佳噪声特性，需要根据传感器输出电阻³选用合适的有源器件作为前置放大器，实现噪声匹配。不同的有源器件对应的最佳源电阻的范围不同，如图3.37所示。双极型晶体管对应的源电阻在几十欧到 $1\text{M}\Omega$ 范围内，其中，PNP型晶体管由于基区载流子迁移率高，当基极电阻 r_{bb} 较小时，热噪声电压较低，整体的噪声电压 E_n 也较低，适用于源电阻较小的场合；NPN型晶体管则适用于源电阻相对较大的场合。

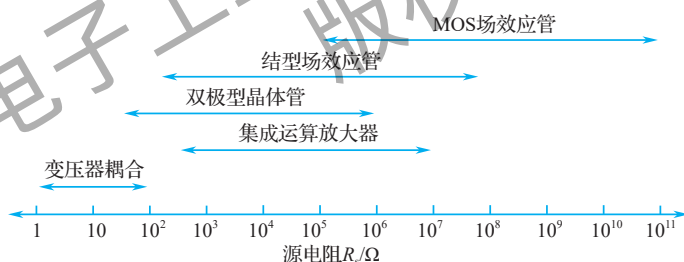


图 3.37 不同的有源器件适用的最佳源电阻的范围⁴

当源电阻更大时，需要考虑使用场效应管。实际上，并不存在选用双极型晶体管或场效应管作为前置放大器的源电阻的明确分界值。结型场效应管的噪声电流 I_n 远小于双极型晶体管的 I_n ，而其噪声电压 E_n 与双极型晶体管的相当或略大，因此，场效应管的最佳源电阻大于双极型晶体管的最佳源电阻。MOS 场效应管由于 $1/f$ 噪声远大于结型场效应管，且跨导 g_m 小，一般不宜用作前置放大器，但是由于其 I_n 很小，当源电阻非常大时，也可以使用 MOS 场效应管。

对于前置放大器的噪声特性， $1/f$ 噪声的拐点频率是一个重要指标，越低越好。对应地，双极型晶体管应工作在小电流条件下，其 $1/f$ 噪声在 I_n 中比较明显，而在 E_n 中不明显；场效应管的 $1/f$ 噪声只出现在 E_n 中。

- $R_{s_{\text{opt}}} = \frac{E_n}{I_n}$ 。
- $F_{\min} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT}$ 。

3. 即源电阻。

4. 早在 20 世纪 80 年代就已经出现 $E_n < \ln\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ， $I_n < 0.1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的晶体管，可用作前置放大器。

特别地，MOS 场效应管的 $1/f$ 噪声的拐点频率很高，通常高于 10kHz，这会限制其在低频情况下的应用。

集成运算放大器出于在设计中多方面因素的折中考虑，其噪声特性往往比分立元件构成的放大器的略差。在当前半导体技术不断发展的情况下，不断出现新型的低噪声集成运算放大器产品，如果可以选择到适合对应检测任务的集成运算放大器，则可以大幅度简化电路设计与调试工作。

需要注意的是，各种有源器件的 E_n 和 I_n 都不是固定的单一数值，而是受到工作频率、工作状态等多种因素的影响，因此，各种放大器在不同工作条件下对应的最佳源电阻也会发生变化。以双极型晶体管为例，其工作点通过集电极电流 I_C 表现，且 E_n 和 I_n 对集电极电流 I_C 的依赖关系相反。在给定工作频率的情况下，每个特定的源电阻 R_s 都对应一条噪声因数 NF 随 I_C 变化的曲线，且每条 NF- I_C 曲线都有一个唯一的 I_C 在 R_s 下使 NF 达到最小值，且较大的 R_s 对应的 I_C 较小，如图 3.38 所示。当源电阻 R_s 确定时，通过调节双极型晶体管的工作点，可以使 NF 达到最小值。

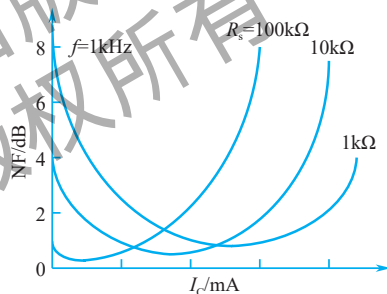
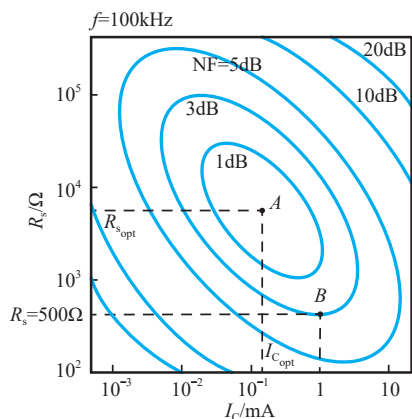


图 3.38 双极型晶体管的 NF- I_C 曲线

但是，对于每个特定的源电阻 R_s ，其所能达到的最小噪声系数不同，即当 R_s 已经确定时，通过调整工作点 I_C 所能获得的最小噪声系数未必就是该放大器的最小噪声系数。当放大器设计制造完成后，其噪声因数 NF 随源电阻 R_s 、工作点 I_C 、工作频率 f 等因素变化的特性也就确定，可以噪声因数等值图的方式进行表示，如图 3.39 所示。

在图 3.39 中，A 点对应的是放大器噪声特性的全局最佳点，对应与放大器匹配的最佳源电阻 $R_{s_{opt}}$ ，以及此最佳源电阻对应的全局最佳工作点 $I_{C_{opt}}$ 。当实际用作信号源的传感器的输出电阻偏离了最佳源电阻时，可以从实际源电阻 R_s 引一条水平线，与之相切的噪声因数等值线所对应的即此源电阻用于该放大器时能获得的局部最小噪声因数，而切点对应的 I_C 即最佳局部集电极电流，将工作点调整到此取值，即可获得局部最小噪声系数。

1. 虽然图 3.39 中各等值线只画出了一些特定数值位置，但是实际上 NF 是连续变化的，因此，无论 R_s 对应的最小噪声因数是多少，都一定会与某噪声因数等值线相切，只是这条线在图中未必是画出的。

图 3.39 噪声因数等值图 ($f=100\text{kHz}$)

由此可见，调整工作点 I_C 可以使放大器工作在噪声特性的局部最佳点，可以作为一种噪声匹配的方法。然而，仅通过调整工作点 I_C ，是不能达到全局最佳噪声特性的。当实际源电阻 R_s 较小，无法找到与之完全匹配的放大器时，可以通过变压器耦合或输入级并联等方式，改变等效源电阻，或者改变放大器所需的最佳源电阻，来实现噪声匹配。

利用变压器耦合的方式可以实现阻抗变换，放大源电阻，其原理如图 3.40 所示， E_s 为待测信号源， R_s 为源电阻， E_{ts} 为源电阻热噪声电压； E_n 和 I_n 分别为放大器的等效噪声电压和等效噪声电流；变压器的初级绕组与次级绕组的匝数比为 $1:n$ 。

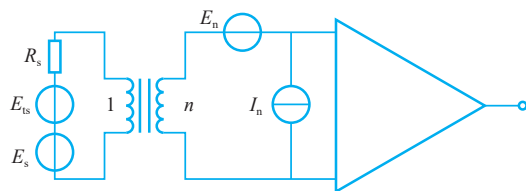


图 3.40 变压器耦合的原理

此时，由初级变换到次级的信号电压为 nE_s ，同时，源电阻热噪声电压被同步放大到 nE_{ts} ，即通过变压器前后的信噪比不发生变化，理想变压器的噪声系数 $F=1$ 。设源电阻 R_s 上的电流为 I_s ，由于次级电压变为初级电压的 n 倍，次级线圈上的电流将会变为 I_s/n ¹。源电阻在次级线圈处被变换为

$$R'_s = \frac{nE_s}{\frac{I_s}{n}} = n^2 \cdot \frac{E_s}{I_s} = n^2 R_s \quad (3.100)$$

选择合适的匝数比，可以使次级线圈处的源电阻 R'_s 满足噪声匹配条件，即

1. 根据能量守恒定律，次级线圈上的信号功率与初级线圈上的信号功率相同。

$$R'_s = n^2 R_s = R_{s_{\text{opt}}} = \frac{E_n}{I_n} \quad (3.101)$$

使用变压器耦合进行噪声匹配时，匝数比的选择为

$$n = \sqrt{\frac{R_{s_{\text{opt}}}}{R_s}} \quad (3.102)$$

此时，变压器耦合输入电路可等效为图 3.41 所示电路。

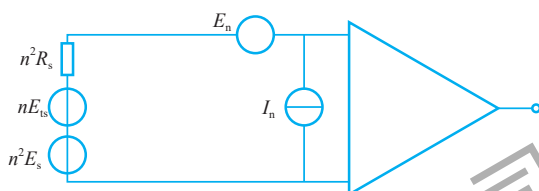


图 3.41 变压器耦合输入等效电路

例 3-3 某低噪声运算放大器在工作频率 $f = 1\text{kHz}$ 时， $E_n = 1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ， $I_n = 0.1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。设某传感器输出电阻 $R_s = 100\Omega$ ，使用变压器耦合进行噪声匹配，求匹配变压器的匝数比，以及匹配后能获得的最小噪声系数 F_{min} 。

解：根据放大器的噪声特性，可计算其最佳源电阻为

$$R_{s_{\text{opt}}} = \frac{E_n}{I_n} = \frac{1 \times 10^{-9}}{0.1 \times 10^{-12}} = 10\text{k}\Omega \quad (3.103)$$

由式 (3.102) 可得

$$n = \sqrt{\frac{R_{s_{\text{opt}}}}{R_s}} = \sqrt{\frac{10 \times 1000}{100}} = 10 \quad (3.104)$$

即匹配变压器的匝数比为 1:10。

经过变压器耦合的噪声匹配，可以达到式 (3.67) 所示的最小噪声系数，即

$$F_{\text{min}} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT} = 1.01 \quad (3.105)$$

在源电阻小于放大器的最佳源电阻时，另一种可行的噪声匹配方法是输入级并联，如图 3.42 所示。

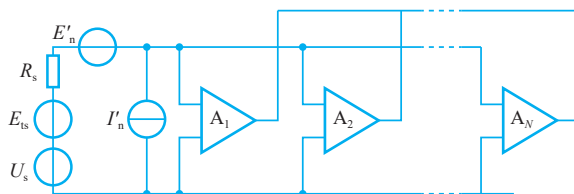


图 3.42 利用输入级并联进行噪声匹配

设有 N 个噪声特性相关的放大器¹ 并联, 每个放大器的等效噪声模型中的噪声电压均为 E_n , 噪声电流为 I_n , 最佳源电阻为 $R_{s_{opt}}$, 最小噪声系数为 F_{min} 。并联后, 总等效噪声模型中的噪声电压和噪声电流变化为

$$E_n'^2 = \frac{E_n^2}{N} \quad (3.106)$$

$$I_n'^2 = NI_n^2 \quad (3.107)$$

因此, 并联后的最佳源电阻和最小噪声系数为

$$R_{s_{opt}}' = \frac{R_{s_{opt}}}{N} \quad (3.108)$$

$$F_{min}' = F_{min} \quad (3.109)$$

即多级放大器并联时, 可以降低放大器所需的最佳源电阻, 并保持最小噪声系数不变。这种方法的主要缺点如式 (3.107) 所示, 并联后的等效噪声电流会增大为原来的 N 倍。当源电阻 R_s 足够小时, 噪声电流的增大不会引起严重的问题。

思考与练习

1. 请简述双极型晶体管的主要噪声来源, 以及各噪声源的主要特性。
2. 设有两个电阻, 阻值分别为 R_1 、 R_2 , 各自工作在 T_1 、 T_2 温度下, 两者在串联或并联条件下等效为工作在温度 T 的单个电阻, 如果假设串/并联阻值等于不考虑工作温度时的阻值, 求两种情况下对应的等效工作温度。
3. 有一个噪声指数 NI 为 -20dB 的金属膜电阻, 在 5V 直流电压的作用下, 求 $10\sim 1000\text{Hz}$ 的过剩噪声有效值。
4. 某放大器增益为 100dB , 工作带宽为 2MHz , 工作温度为 27°C , 源电阻为 100Ω , 输入信号有效值为 $10\mu\text{V}$, 假设放大器内部噪声和其他噪声可忽略, 求输出端有用信号和噪声的有效值。
5. 已知 3 个放大器级联使用, 其功率增益和噪声系数如表 3.1 所示, 求最佳连接顺序和可获得的最小噪声系数。

表 3.1 思考与练习题 5 表

| 放大器 | 功率增益 | 噪声系数 |
|-----|------|------|
| A | 20dB | 1.2 |
| B | 16dB | 1.6 |
| C | 10dB | 1.5 |

1. 晶体管或集成运算放大器均可。

6. 如图 3.22 所示电路, $R_1 = R_3 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = R_4 = 200\text{k}\Omega$, 选用 $\mu\text{A}741$ 放大器, 其参数为 $e_N = 20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{cc} = 200\text{Hz}$, $i_N = 0.55\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{ci} = 2000\text{Hz}$, 工作频带范围为 $100 \sim 3000\text{Hz}$, 工作温度 $T = 290\text{K}$, 求输出噪声有效值。

7. 某电路如图 3.43 所示, 工作频率 $f = 10\text{kHz}$, 等效噪声带宽 $B_n = 1\text{Hz}$, 工作温度 $T = 290\text{K}$, 求噪声电压 U_n 。

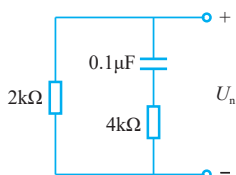


图 3.43 思考与练习题 7 图

8. 请描述同相运算放大电路与反相运算放大电路在噪声方面的特性, 并指出设计时的注意事项。

9. 请针对 3.5.2 节讲述的噪声匹配方法, 设想并描述可能的应用场景。

电子工业出版社有限公司
版权所有