

## 第3章 噪声与干扰

### 内容提要

噪声是一种随机信号,其频谱分布于整个无线电工作频率范围,因此它是影响各类收信机和放大器性能的主要因素之一。本章首先介绍噪声的来源及特点,然后介绍噪声系数的计算方法,以及降噪措施。

### 3.1 概述

在雷达、通信、广播、电视和遥控遥测等无线电系统中,接收机和放大器的输出端除了有用信号以外,还夹杂着有害的干扰。干扰的种类很多,有的是从无线电设备外部来的,如雷电干扰、宇宙干扰和工业干扰等,通常叫做外部干扰;有的则是设备内部产生的,如收音机常常可以听到一种“沙沙”声,这种声音在广播停顿的间隙更为明显,又如电视接收机的图像背景上,经常可以看到“雪花”似的背景,在雷达显示器的荧光屏上,则可以看到一片杂乱无章的所谓“茅草”,此起彼伏,有时甚至可以把目标的回波信号淹没掉,如此等等,这些“沙沙”声、“雪花”背景和“茅草”等都是接收机或放大器内部产生的干扰,通常叫做内部噪声,它可以使人们的听觉、视觉产生错觉,从而使人们的逻辑判断产生差错。

目前电子设备的性能在很大程度上与干扰和噪声有关。例如,接收机的理论灵敏度可以非常高,但是考虑了噪声以后,实际灵敏度就不可能做得很高。而在通信系统中,提高接收机的灵敏度比增加发射机的功率更为有效。在其他电子仪器中,它们的准确性、灵敏度等也与噪声有很大的关系。另外,由于各种外部干扰的存在,大大影响了接收机的工作。因此,研究各种干扰与噪声的特性以及降低干扰和噪声的方法,是十分必要的。

干扰与噪声的分类如下:

干扰一般指外部干扰,可分为自然的和人为的干扰。自然干扰有天电干扰、宇宙干扰和大地干扰等。人为干扰主要有工业干扰和无线电器的干扰。

噪声一般指内部噪声,也可以分为自然的和人为的噪声。自然噪声有热噪声、散粒噪声和闪烁噪声等。人为噪声有交流噪声、感应噪声、接触不良噪声等。

本章主要讨论自然噪声,对工业干扰和天电干扰只做简略的说明。关于电器的干扰,因主要由晶体管的非线性特性引起,所以放在第6章频谱变换电路中讨论。

需要指出的是,噪声问题所涉及的范围很广,计算比较复杂,详细的理论分析不属本课程范围。我们只能对上述问题做一些简要的介绍和分析,有些公式由于推理较繁,就直接写出结果,便于运用。

### 3.2 噪声的来源和特点

理论上说,任何电子线路都有电子噪声,但是因为通常电子噪声的强度很弱,因此它的影响主要体现在有用信号比较弱的场合,比如,在接收机的前级电路(高放、混频)中,或在多级高增益的音频放大、视频放大器中就要考虑电子噪声对它们的影响。在设计某些设备或电子系统中,也要考

考虑电子噪声对设备或系统的影响。在电子线路中,噪声来源主要有两方面:电阻热噪声和半导体管噪声,两者有许多相同的特性。

### 3.2.1 电阻的热噪声

电阻由导体等材料组成,导体内的自由电子在一定的温度下总是处于“无规则”的热运动状态,这种热运动的方向和速度都是随机的。自由电子的热运动在导体内形成非常弱的电流。根据长时间观察,这些电流的总和为零,但在某一瞬时电流在某一方向有一定数值。由于瞬时电流的幅值及相位均是随机的,便在电阻的两端产生如图 3.2.1 所示的起伏噪声电压。这种由电子热运动造成的噪声称为热噪声。

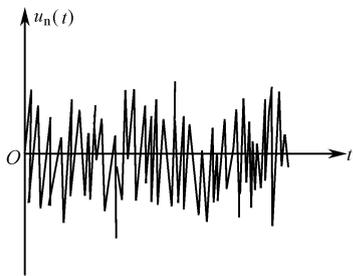


图 3.2.1 平均值为零的起伏噪声电压的波形

#### 1. 电阻热噪声的特点及计算

实验和理论分析证明:电阻热噪声作为一种起伏噪声,具有极宽的频谱,从零频一直延伸到  $10^{13}$  Hz 以上的频率,而且它的各个频率分量的强度是相等的。这种频谱与白色光的光谱类似,因此将它定义为白噪声,电阻的热噪声就是一种白噪声。

衡量起伏噪声的强度通常用噪声电压均方值表示,可写为

$$\overline{u_n^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u_n^2(t) dt \quad (3.2.1)$$

电压平方可以看做是这个电压在  $1\Omega$  电阻上消耗的功率,而单位频带内的功率叫做功率谱密度  $W(f)$ 。实验和理论分析证明,电阻  $R$  产生的热噪声功率谱密度为

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

式中,  $k$  为玻耳兹曼常数,  $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J} \cdot \text{K}^{-1}$ ;  $T$  为热力学温度,单位为 K。

尽管热噪声的频谱很宽且是均匀的,但在放大器中,只有位于放大器通频带内的那一部分噪声功率才能通过或得到放大。假定放大器的等效噪声带宽为  $B_n$ ,则电阻热噪声电压的均方值为

$$\overline{u_n^2} = W(f)B_n = 4kTRB_n \quad (3.2.2)$$

由上式可见,频带越宽,温度越高,阻值越大,噪声电压就越大。

**【例 3.2.1】** 已知一放大器的等效噪声带宽为 100kHz,求  $1\text{k}\Omega$  电阻工作在 300K 时的热噪声电压为多少?

解  $\sqrt{\overline{u_n^2}} = \sqrt{4kTRB_n} = \sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 300 \times 10^3 \times 10^5} \approx 1.29(\mu\text{V})$

应该指出,上面所讨论的是采用金属导体作电阻(如金属膜电阻或线绕电阻)的情况。如果采用碳膜电阻、碳质电阻,除了热噪声外,因碳粒之间的放电和表面效应等也会产生噪声。这类电阻噪声较大,所以在设计低噪声放大器时,应尽量避免使用。

#### 2. 电阻的噪声等效电路

一个实际的电阻在电路中的作用,可以用一个理想的(不产生噪声)电阻  $R$  和一个均方值为  $\overline{u_n^2}$  的噪声电压源相串联的电路来等效,如图 3.2.2(a) 所示。也可用一个理想电阻  $R$  和一个噪声电流源  $\overline{i_n^2}$  相并联的电路来表示,如图 3.2.2(b) 所示。在等效噪声带宽  $B_n$  内,电阻  $R$ (或电导  $g = 1/R$ ) 产生的噪声电流均方值为

$$\overline{i_n^2} = \frac{\overline{u_n^2}}{R^2} = \frac{4kTRB_n}{R^2} = 4kTgB_n \quad (3.2.3)$$

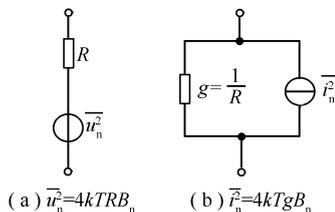


图 3.2.2 电阻的等效电路

一般当数个元件相串联时,用电压源等效电路比较方便,而当数个元件并联时,用电流源等效电路比较方便。当实际电路中包括多个电阻时,每一个电阻都将引入一个噪声源。对于线性网络的噪声,适用均方叠加法则,此时总的噪声输出功率是每个噪声源单独作用在输出端所产生的噪声功率之和。

**【例 3.2.2】** 试求两个处于相同温度的电阻  $R_1$  和  $R_2$  并联后,在频带  $B_n$  内的总均方值噪声电压。

**解** 由于  $R_1$  和  $R_2$  是并联的,因此将它们分别用电流源噪声等效电路表示,如图 3.2.3 所示,其中

$$\overline{i_{n1}^2} = \frac{4kTB_n}{R_1} \quad \overline{i_{n2}^2} = \frac{4kTB_n}{R_2}$$

它们在并联电阻  $R$  两端产生的总噪声电压为

$$\overline{u_n^2} = (\overline{i_{n1}^2} + \overline{i_{n2}^2})R^2 = 4kT\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)B_n R^2 = 4kTRB_n$$

式中

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

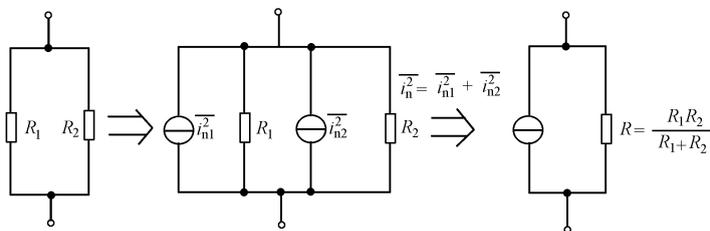


图 3.2.3 电阻并联时噪声计算的等效电路

几点说明:

① 对处于相同温度的电阻所构成的网络,不论串联还是并联,总的均方值噪声电压都等于网络总电阻所产生的均方值噪声电压;

② 如果网络中的电阻处于不同温度或是受不同带宽限制,只能按均方叠加法则即功率相加原理进行计算;

③ 纯电抗元件既无消耗功率也不产生热噪声,实际的电抗元件一般都含有电阻分量,也与普通电阻一样产生热噪声。

因此,LC 谐振回路两端产生的噪声电压均方值可按式(3.2.2)计算,式中的  $R$  应为谐振电阻。

### 3.2.2 二极管的噪声

晶体二极管工作状态可分为正偏和反偏两种,正偏使用时,主要是直流通过 PN 结时产生散粒噪声。半导体材料的体电阻产生热噪声可忽略不计。

反偏使用时,因反向饱和电流很小,故其产生的散粒噪声也小,如果达到反向击穿(如稳压管),又分两种情况:齐纳击穿二极管主要是散粒噪声,个别的有  $1/f$  噪声(闪烁噪声)。雪崩击穿二极管的噪声较大,除有散粒噪声外,还有多态噪声,即其噪声电压在两个或两个以上不同电平上进行随机转换,不同电平可能相差若干个毫伏。这种多电平工作是由于结片内杂质缺陷和结宽的变化所引起的。

硅二极管工作电压在 4V 以下是齐纳二极管,7V 以上的是雪崩二极管,4 ~ 7V 之间两种二极管都有。为了低噪声使用,最好选用低压齐纳二极管。

### 3.2.3 晶体三极管的噪声

晶体三极管的噪声是设备内部固有噪声的另一个重要来源。一般来说,在一个放大电路中,晶体三极管的噪声往往比电阻热噪声强得多。在晶体三极管中,除了热噪声(如基极电阻  $r_{bb'}$  会产生热噪声)外,还有以下几种噪声来源。

#### 1. 散弹(粒)噪声

在晶体管的PN结中(包括二极管的PN结),每个载流子都是随机地通过PN结的(包括随机注入、随机复合)。大量载流子流过PN结时的平均值(单位时间内平均)决定了它的直流电流  $I_0$ ,因此真实的结电流是围绕  $I_0$  起伏的。这种由于载流子随机起伏流动产生的噪声称为散弹噪声,或散粒噪声。这种噪声也存在于电子管、光电管之类器件中,是一种普遍的物理现象。由于散弹噪声是大量载流子引起的,每个载流子通过PN结的时间很短,因此它们的噪声谱和电阻热噪声相似,具有平坦的噪声功率谱。也就是说,散弹噪声也是白噪声。根据理论分析和实验表明,散弹噪声引起的电流起伏均方值与PN结的直流电流成正比。如果用噪声均方电流谱密度表示,有

$$S_i(f) = 2qI_0 \quad (3.2.4)$$

式中,  $q$  为每个载流子的电荷量,  $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ ;  $I_0$  为结的平均电流。此式称为肖特基公式,一般情况下,散弹噪声大于电阻热噪声。

因为散弹噪声和电阻热噪声都是白噪声,前面关于热噪声通过线性系统的分析对散弹噪声也完全适用。这包括均方叠加的法则,通过四端网络的计算以及等效噪声带宽等。

晶体管中有发射结和集电结,因为发射结工作于正偏,结电流大;而集电结工作于反偏,除了基极来的传输电流外,只有反向饱和电流(它也产生散弹噪声)。因此发射结的散弹噪声起主要作用,而集电结的噪声可以忽略。

#### 2. 分配噪声

晶体管中通过发射结的少数载流子,大部分由集电极收集,形成集电极电流,其余少数载流子被基极流入的多数载流子复合,产生基极电流。由于基极中载流子的复合也具有随机性,即单位时间内复合的载流子数目是起伏变化的,晶体管的电流放大系数  $\alpha$ 、 $\beta$  只是反映平均意义上的分配比。这种因分配比起伏变化而产生的集电极电流、基极电流起伏噪声,称为晶体管的分配噪声。

分配噪声本质上也是白噪声,但由于渡越时间的影响,当三极管的工作频率高到一定值后,这类噪声的功率谱密度将随频率的增加而迅速增大。

#### 3. 闪烁噪声

由于半导体材料及制造工艺水平造成表面清洁处理不好而引起的噪声称为闪烁噪声。它与半导体表面少数载流子的复合有关,表现为发射极电流的起伏,其电流噪声谱密度与频率近似成反比,又称  $1/f$  噪声。因此,它主要在低频(如几千赫兹以下)范围起主要作用。这种噪声也存在于其他电子器件中,某些实际电阻器就有这种噪声。晶体管在高频应用时,除非考虑它的调幅、调相作用,这种噪声的影响也可以忽略。

### 3.2.4 场效应管噪声

在场效应管中,由于其工作原理不是靠载流子的扩散运动,因而散弹噪声的影响很小。场效应管的噪声有以下几个方面的来源:沟道电阻产生的热噪声,沟道热噪声通过沟道和栅极电容的耦合作用在栅极上的感应噪声,闪烁噪声。

必须指出,前面讨论的晶体管中的噪声,在实际放大器中将同时起作用并参与放大。有关晶体管的噪声模型和晶体管放大器的噪声比较复杂,这里就不讨论了。

### 3.2.5 接收天线噪声

接收天线端口呈现噪声有两个来源:第一是欧姆电阻产生的噪声(通常可以忽略);第二是接收外来噪声能量,其一是接收周围介质辐射的噪声能量,其二是宇宙辐射干扰也会被天线接收。因此,天线噪声是与其周围的介质温度、天线的指向(利用太阳光辐射产生的噪声可以测出天线的波瓣图)及频率有关的物理量。为了工程的方便,统一规定用天线的辐射电阻  $R_A$  (是计算天线辐射功率大小的一个重要参量,不是天线的欧姆电阻) 在温度  $T_A$  产生热噪声来表示天线的噪声性能。 $T_A$  称为天线的等效噪声温度。

例如,有根辐射电阻为  $200\Omega$  的天线,用带宽为  $10^4\text{Hz}$  的仪器测得其端口的噪声电压有效值为  $0.1\mu\text{V}$ ,用式(3.2.2)可算得

$$T_A = \frac{\overline{u_n^2}}{4kR_A B_n} = \frac{10^{-14}}{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 200 \times 10^4} \approx 90.6(\text{K})$$

天线等效电路由辐射电阻  $R_A$  和电抗  $X_A$  组成。辐射电阻只表示天线接收和辐射信号功率,它不同于天线导体本身的电阻(天线导体本身电阻近似等于零)。所以就天线本身而言,热噪声是非常小的。但是,天线周围的介质微粒处于热运动状态。这种热运动产生扰动的电磁波辐射(噪声功率),而这种扰动辐射被天线接收,然后由天线辐射出去。当接收与辐射的噪声功率相等时,天线和周围介质处于热平衡状态,因此天线中存在噪声的作用。热平衡状态下,天线中热噪声电压为

$$\overline{u_n^2} = 2kT_A R_A B_n \tag{3.2.5}$$

式中,  $R_A$  为天线辐射电阻;  $T_A$  为天线等效噪声温度。若天线无方向性,且处于热力学温度为  $T$  的无界限均匀介质中,则  $T_A = T$ 。天线的等效噪声温度  $T_A$  与天线周围介质的密度和温度分布以及天线的方向性有关。例如,频率高于  $300\text{MHz}$ ,用锐方向性天线做实际测量,当天线指向天空时,  $T_A = 10\text{K}$ ;当天线指向水平方向时,由于地球表面的影响,  $T_A = 40\text{K}$ 。

除此之外,还有来自太阳、银河系及月球的无线电辐射的宇宙噪声,这种噪声在空间的分布是不均匀的,且与时间(昼夜)和频率有关。

通常,银河系的辐射较强,其影响主要在米波及更长波( $1.5\text{m}, 1.85\text{m}, 3\text{m}, 15\text{m}$ )。长期观测表明,这种影响是稳定的。太阳的影响最大又极不稳定,它与太阳的黑子数目及日辉(即太阳爆发)有关。

## 3.3 噪声系数计算方法

研究噪声的目的在于如何减小它对信号的影响。因此,离开信号谈噪声是无意义的。从噪声对信号影响的效果看,不在于噪声电平绝对值的大小,而在于信号功率与噪声功率的相对值,即信噪比,记为  $S/N$ (信号功率与噪声功率之比)。即便噪声电平绝对值很高,但只要信噪比达到一定要求,噪声影响就可以忽略。否则即便噪声绝对电平低,由于信号电平更低,即信噪比低于 1,则信号仍然会淹没在噪声中而无法辨别。因此信噪比是描述信号抗噪声质量的一个物理量。

### 3.3.1 噪声系数的定义

要描述放大系统的固有噪声的大小,就要用噪声系数,其定义为

$$N_F = \frac{\text{输入端信噪比}}{\text{输出端信噪比}}$$

研究放大系统噪声系数的等效图如图 3.3.1 所示。其中,  $u_s$  为信号源电压;  $R_s$  为信号源内阻;  $R_L$  为负载。

设  $P_i$  为信号源的输入信号功率,  $P_{ni}$  为信号源内阻  $R_S$  产生的噪声功率, 设放大器的功率增益为  $G_p$ , 带宽为  $\Delta f$ , 其内部噪声在负载上产生的功率为  $P_{nao}$ ;  $P_o$  和  $P_{no}$  分别为信号和信号源内阻在负载上所产生的输出功率和输出噪声功率。任何放大系统都是由导体、电阻、电子器件等构成的, 其内部一定存在噪声。由此不难看出, 放大器以功率放大增益  $G_p$  放大信号功率  $P_i$  的同时, 它也以同样的增益放大输入噪声功率  $P_{ni}$ 。此外, 由于放大器系统内部有噪声, 它必然在输出端造成影响。因此, 输出信噪比要比输入信噪比低。 $N_F$  反映出放大系统内部噪声的大小。噪声系数可由下式表示

$$N_F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = \frac{P_i/P_{ni}}{P_o/P_{no}} \quad \text{或} \quad (N_F)_{\text{dB}} = 10\lg\left(\frac{P_i/P_{ni}}{P_o/P_{no}}\right) \quad (3.3.1)$$

噪声系数通常只适用于线性放大器, 因非线性电路会产生信号和噪声的频率变换, 噪声系数不能反映系统的附加的噪声性能。由于线性放大器的功率增益

$$G_p = \frac{P_o}{P_i}$$

所以式(3.3.1)可写成

$$N_F = \frac{P_i/P_{ni}}{P_o/P_{no}} = \frac{P_i}{P_o} \frac{P_{no}}{P_{ni}} = \frac{P_{no}}{G_p P_{ni}} \quad (3.3.2)$$

式中,  $G_p P_{ni}$  为信号源内阻  $R_S$  产生的噪声经放大器放大后, 在输出端产生的噪声功率; 而放大器输出端的总噪声功率  $P_{no}$  应等于  $G_p P_{ni}$  和放大器本身噪声在输出端产生的噪声功率  $P_{nao}$  之和, 即

$$P_{no} = P_{nao} + G_p P_{ni} \quad (3.3.3)$$

显然,  $P_{no} > G_p P_{ni}$ , 故放大器的噪声系数总是大于1的, 理想情况下  $P_{nao} = 0$ , 噪声系数  $N_F$  才可能等于1。

将式(3.3.3)代入式(3.3.2)则得

$$N_F = 1 + \frac{P_{nao}}{G_p P_{ni}} \quad (3.3.4)$$

### 3.3.2 信噪比与负载的关系

设信号源内阻为  $R_S$ , 信号源的电压为  $U_S$  (有效值), 当它与负载电阻  $R_L$  相接时, 在负载电阻  $R_L$  上的信噪比计算如下:

信号源在  $R_L$  上的功率

$$P_o = \left(\frac{U_S}{R_S + R_L}\right)^2 R_L$$

信号源内阻噪声在  $R_L$  上的功率

$$P_{no} = \left(\frac{\overline{u_n^2}}{(R_S + R_L)^2}\right) R_L$$

在负载两端的信噪比

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{P_o}{P_{no}} = \frac{U_S^2}{\overline{u_n^2}}$$

**结论:** 信号源与任何负载相接并不影响其输入端信噪比, 即无论负载为何值, 其信噪比都不变, 其值为负载开路时的信号电压平方与噪声电压均方值之比。

### 3.3.3 用额定功率和额定功率增益表示的噪声系数

放大器输入信号源电路如图 3.3.2 所示。任何信号源加上负载后, 其信噪比与负载大小无关,

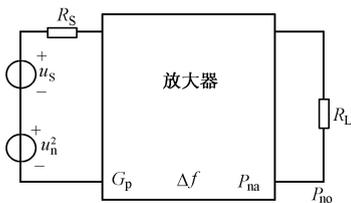


图 3.3.1 描述放大器噪声系数的等效图

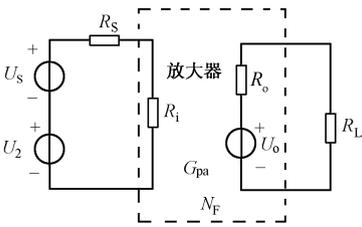


图 3.3.2 以额定功率表示的噪声系数

信噪比均为信号均方电压(或电流)与噪声均方电压(或电流)之比。为了方便计算噪声系数,可设放大器输入端和输出端阻抗匹配,即  $R_s = R_i, R_o = R_L$ 。放大器输入噪声功率和信号功率均为最大,输出端噪声功率和信号功率也均为最大,称为额定功率,故放大器的噪声系数  $N_F$  为

$$N_F = \frac{\text{输入端额定功率信噪比}}{\text{输出端额定功率信噪比}} = \frac{P_{ai}/P_{ani}}{P_{ao}/P_{ano}} = \frac{P_{ano}}{G_{pa}P_{ani}} \quad (3.3.5)$$

式中,  $P_{ai}$  和  $P_{ao}$  分别为放大器的输入和输出额定信号功率,  $P_{ani}$  和  $P_{ano}$  分别为放大的输入和输出额定噪声功率,  $G_{pa}$  为放大器的额定功率增益。

信号源输入额定噪声功率为

$$P_{ani} = \frac{u_n^2}{4R_s} = \frac{4kTR_s\Delta f}{4R_s} = kT\Delta f \quad (3.3.6)$$

由此看出,不管信号源内阻如何,它产生的额定噪声功率是相同的,均为  $kT\Delta f$ ,与阻值大小无关,只与电阻所处的环境温度  $T$  和系统带宽有关。但信号源额定功率为  $P_{asi} = U_s^2/4R_s$ ,其中  $U_s$  为信号源电压有效值。随着  $R_s$  增加而减小,这也就是为什么接收机采用低内阻天线的原由。

### 3.3.4 多级放大器噪声系数的计算

已知各级的噪声系数和各级功率增益,求多级放大器的总噪声系数,如图 3.3.3 所示,由噪声系数定义可得

$$P_{ano1} = N_{F1}G_{pa1}kT\Delta f$$

在第二级输出端,由第一级和第二级产生的总噪声

$$P_{ano2} = G_{pa2}P_{ano1} + G_{pa2}kT\Delta fN_{F2} - kT\Delta fG_{pa2} \\ = G_{pa2}G_{pa1}N_{F1}kT\Delta f + (N_{F2} - 1)G_{pa2}kT\Delta f$$

由于由  $R_{o1}$  所产生的噪声已在  $P_{ano1}$  中考虑,故这里应减掉,所以第一、第二两级的噪声系数为

$$N_{F1\sim 2} = \frac{G_{pa1}G_{pa2}kT\Delta fN_{F1}}{G_{pa1}G_{pa2}kT\Delta f} + \frac{(N_{F2} - 1)G_{pa2}kT\Delta f}{G_{pa1}G_{pa2}kT\Delta f} = N_{F1} + \frac{N_{F2} - 1}{G_{pa1}} \quad (3.3.7)$$

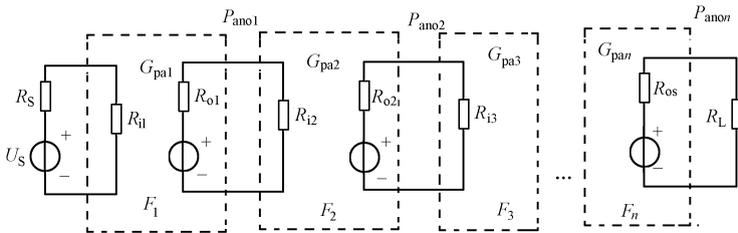


图 3.3.3 多级放大器噪声系数计算等效图

同理,可以导出多级放大器的总噪声系数计算公式为

$$N_{F1\sim n} = N_{F1} + \frac{N_{F2} - 1}{G_{pa1}} + \frac{N_{F3} - 1}{G_{pa1}G_{pa2}} + \frac{N_{F4} - 1}{G_{pa1}G_{pa2}G_{pa3}} + \dots + \frac{N_{Fn} - 1}{G_{pa1}G_{pa2}\dots G_{pa(n-1)}} \quad (3.3.8)$$

上式表明,在多级放大器中,各级噪声系数对总噪声系数的影响是不同的,第一级的噪声系数起决定性作用,越往后影响就越小。因此要降低整个放大器的噪声系数,最主要的是降低前级(尤其是第一级)的噪声系数,并提高它们的额定功率增益。

### 3.3.5 等效噪声温度

在某些通信设备中,用等效噪声温度  $T_e$  表示更方便更直接。热噪声功率与热力学温度成正比,所以可以用等效噪声温度来代表设备噪声大小。噪声温度可定义为:把放大器本身产生的热噪声折算到放大器输入端时,使噪声源电阻所升高的温度,称为等效噪声温度  $T_e$ 。

设放大器的噪声系数为  $N_F$ , 噪声源的温度为  $T_o$ , 则折算到放大器输入端的噪声功率为  $N_F k T_o \Delta f$ , 相当于新的温度为  $N_F T_o$ , 则它的温升

$$T_e = N_F T_o - T_o = (N_F - 1) T_o \quad (3.3.9)$$

$$\text{由(3.3.9)式可得} \quad N_F = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad (3.3.10)$$

$T_e$  只代表放大器本身的热噪声温度,与噪声功率大小无关。由上式可知,多级放大器的等效噪声温度为

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{pa1}} + \frac{T_{e3}}{G_{pa1} G_{pa2}} + \dots + \frac{T_{en}}{G_{pa1} G_{pa2} \dots G_{pa(n-1)}} \quad (3.3.11)$$

### 3.3.6 晶体管放大器的噪声系数

如图 3.3.4 所示,在共基极放大器噪声中求得各噪声源在放大器输出端所产生的噪声电压均方值总和,然后根据噪声系数的定义,可得到放大器的噪声系数的计算公式

$$N_F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_S} + \frac{r_e}{2R_S} + \frac{(R_S + r_{bb'} + r_e)^2}{2\alpha R_S r_e} \left( \frac{I_{c0}}{I_e} + \frac{1}{\beta_0} + \frac{f^2}{f_0^2} \right) \quad (3.3.12)$$

式中,  $I_{c0}$  为集电极的反向饱和电流,其他符号的意义在前面均已介绍过。由式(3.3.12)可知,放大器噪声系数  $N_F$  是  $R_S$  的函数。所以,在低频工作时,选用共发射极电路作为输入级比较有利,在高频工作时,则选用共基电路作为输入级更好。

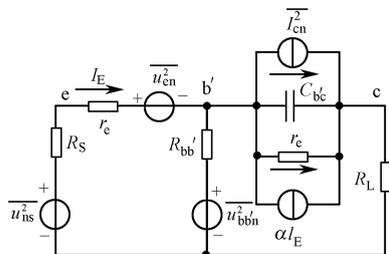


图 3.3.4 共基极放大器噪声等效电路图

### 3.3.7 噪声系数与灵敏度

噪声系数是用来衡量部件(如放大器)和系统(如接收机)噪声性能的。而噪声性能的好坏,又决定了输出端的信号噪声功率比(当信号一定时)。同时,当要求一定的输出信噪比时,它又决定了输入端必需的信号功率,也就是说决定放大或接收微弱信号的能力。对于接收机来说,接收微弱信号的能力,可以用一重要指标——灵敏度来衡量。所谓灵敏度就是保持接收机输出端信噪比一定时,接收机输入的最小电压或功率(设接收机有足够的增益)。现举例说明,设某一电视接收机,正常接收时,所需最小信号噪声功率比为 20dB,电视接收机的带宽为 6MHz,接收机前端电路的噪声系数为 10dB,问接收机前端电路输入端的信号电平(灵敏度)至少应多大?

因为一般前端电路(高放、混频)的增益为 10 ~ 20dB,因此,它的噪声系数也就是接收机的噪声系数。已知要求的输出信噪比(S/N)为 20dB,则根据噪声系数定义输入信噪比应为

$$\left( \frac{S}{N} \right)_i = N_F \left( \frac{S}{N} \right)_o = 10 \times 10^2 = 1000$$

在多级网络级联的情况下,信号的通频带近似于系统的等效噪声带宽,因此,输入噪声功率为  $N_i = kTB$ , 要求的输入信号功率为

$$S_i = 1000kTB = 1000 \times 1.37 \times 10^{-23} \times 290 \times 6 \times 10^6$$

$$= 23.89 \times 10^{-12} (\text{W}) = 23.89 (\text{pW})$$

设信号源的内阻为  $R_s = 75\Omega$ , 则所需的最小信号电势为

$$E_s = \sqrt{4R_s S_i} = \sqrt{4 \times 75 \times 23.8 \times 10^{-12}} = 84.5 (\mu\text{V})$$

由上面的分析可知, 为了提高接收机的灵敏度(即降低  $S_i$  的值), 有两条途径: 一是尽量降低接收机的噪声系数  $N_F$ , 另一个是降低接收机前端设备的温度  $T$ 。

与噪声系数和接收机灵敏度都有关的一个参数是接收机线性动态范围 DR, 它是指接收机任何部件在都不饱和的情况下的最大输入信号功率  $S_{\text{max}}$  与接收机灵敏度(用功率表示) 之比, 有

$$\text{DR}(\text{dB}) = S_{\text{max}}(\text{dBm}) + 114(\text{dBm}) - B(\text{dB} \cdot \text{MHz}) - N_F(\text{dB})$$

式中,  $N_F$  为接收机的总噪声系数,  $B$  为接收机带宽,  $S_{\text{max}}$  为接收机在 1dB 压缩点时的最大输入信号功率。

### 3.3.8 噪声系数的测量

虽然线性电路(如晶体管放大器)有噪声模型, 但是用计算方法决定噪声系数是有一定困难(如模型中的一些参数很难准确得到)的, 因此常用测量的方法来确定一个电路和系统的噪声系数。随着频率范围、采用仪器或要求精度不同, 有多种测量噪声系数的方法。下面简单介绍两种测量噪声系数的方法。通常, 噪声源的噪声电平很低, 即使一个放大器输出噪声, 其噪声电平也很难直接测量, 因此, 除非是测量一个系统, 比如一个接收机的噪声系数, 它是一个可以直接测量的量, 在测量某个部件、电路的噪声系数时, 都应加上辅助的放大系统, 比如用一个有某种频率选择电路的测量放大器, 若被测电路的增益较大, 而辅助放大系统的噪声又较低, 则根据前面关于多级网络噪声系数的关系, 测得的是被测部件的噪声系数。

#### 1. 用噪声信号源的测量方法

图 3.3.5 是一测量系统的构成。噪声信号源在测量的频率内产生白噪声。

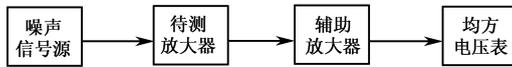


图 3.3.5 用噪声信号源测量噪声系数的原理方框图

通常用某真空二极管或半导体二极管做噪声源。令二极管的电流通过一电阻, 利用电流中的散弹噪声与直流电流的关系, 可以用直流电流大小表示产生的噪声谱密度。为了测量输出噪声功率, 输出应采用指示均方根电压的电表或直接测量功率(用热效应的功率计)。测量在所关心的频率上进行, 即辅助放大器的频率选择电路应调谐在指定频率上。在许多情况下, 辅助放大系统也可以进行频率的线性变换(如采用超外差的方法), 但不应进行解调, 因为通常解调中噪声有非线性变换。测量方法如下: 首先, 令噪声源的输出为零(即将二极管电流调为零), 此时, 输出端测得一噪声功率值(或均方电压值), 此噪声是被测部件的内部附加噪声和噪声信号源电阻产生的电阻热噪声经过放大后的噪声功率, 设为  $N_o$ 。若能准确知道功率增益  $K_p$ , 又知道系统的等效带宽  $B$ , 则不难计算折算到输入端的噪声功率  $N'_o = N_o/K_p$ , 并根据式

$$N_F = \frac{N_o}{N_i K_p} = \frac{N_o/K_p}{N_i} \quad (3.3.13)$$

的定义计算出噪声系数为

$$N_F = \frac{N_o/K_p}{kTB}$$

但因采用噪声信号源, 等效到输入端的噪声功率  $N'_o$  可以用替代方法确定。即第二步, 从零开始增加噪声信号源的噪声功率(增加噪声二极管的直流电流), 使得输出端的噪声加倍为  $2N_o$ , 此时噪声信号源输入到系统的噪声功率即为  $N'_o$ , 它与二极管直流电流  $I_o$ , 噪声源内阻  $R_s$ , 噪声带宽  $B$  的

关系为

$$N'_o = \frac{1}{4}(2gI_0)BR_s$$

$$N_F = \frac{N'_o}{kTB} = \frac{g}{2kT}R_sI_0 \quad (3.3.14)$$

可见,噪声系数直接与噪声二极管电流成正比,且与噪声带宽无关,而其余常数值都是已知的,因此,可以用直流电流直接标注测量的噪声系数。在上述测量中,设噪声源和系统间是阻抗匹配的,测得的噪声系数是在待测中心频率(即系统的频带中心)左右的噪声系数。这种测量噪声系数的方法很方便,并且较准确,关键是要有可以用的噪声信号源。

## 2. 无噪声源的测量方法

当无合适的噪声信号源,而又要测量部件或系统的噪声系数时,可以采用间接的方法,与图 3.3.5 类似,将噪声信号源换成一高频信号源即可。测量的方法如下:设信号源的内阻为  $R_s$ ,并与系统匹配。首先,关断信号源(保留源电阻),在系统的输出端测出噪声功率值或电压均方根值。然后,加正弦信号,使输出电压远大于噪声电压值,测出中心频率的电压增益或功率增益,再改变信号源频率重复上述测量。根据测量结果可以绘出  $|H(j\omega)|$  或  $|H(j\omega)|^2$  曲线,从而计算出此系统的等效噪声带宽  $B$ 。根据输出噪声功率,功率增益及带宽,也可由式(3.3.12)计算出此系统的噪声系数。但是这种测量方法由于要计算实际功率增益和噪声带宽,不但较繁,且准确性也较差。

## 3.4 降低噪声系数的措施

根据上面所讨论的结果,下面我们介绍几种经常采用的减小噪声系数的措施。

### 1. 选用低噪声器件和元件

在放大或其他电路中,电子器件的内部噪声起着重要作用。因此,改进电子器件的噪声性能和选用低噪声的电子器件,就能大大降低电路的噪声系数。

对晶体管而言,应选  $r_b$  ( $r_{bb'}$ ) 和噪声系数  $N_F$  小的管子(可由手册查得,但  $N_F$  必须是高频工作时的数值)。除采用晶体管外,目前还广泛采用场效应管做放大器和混频器,因为场效应管的噪声电平低,尤其是最近发展起来的砷化镓金属半导体场效应管,它的噪声系数可低到 0.5 ~ 1dB。在电路中,还必须谨慎地选用其他能引起噪声的电路元件,其中最主要的是电阻元件。宜选用结构精细的金属膜电阻。

### 2. 正确选择晶体管放大器的直流工作点

晶体管放大器的噪声系数  $N_F$  和晶体管的直流工作点有十分密切的关系。从式

$$N_F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{r_e}{2R_s} + \frac{1}{2\alpha_0 r_e R_s} \left[ \frac{1}{\alpha_0} \frac{I_{C0}}{I_E} + \frac{1}{\beta_0} + \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right] [R_s + r_e + r_{bb'}]^2$$

可见,  $N_F$  和晶体管的参数  $r_e$ 、 $r_b$  ( $r_{bb'}$ )、 $\alpha_0$  和  $f_\alpha$  等有直接的关系,而这些参数又直接由晶体管的直流工作状态所决定。

图 3.4.1 表示晶体管 3AG32 的  $N_F$  与  $I_E$  的变化曲线。

从图可见,对于一定信号源内阻  $R_s$ , 存在着一个使  $N_F$  最小的最佳电流  $I_E$  值。这是因为,  $I_E$  的变化直接影响  $r_e$  的变化。而  $R_{S(opt)}$  (使放大器的  $N_F$  最小的  $R_s$

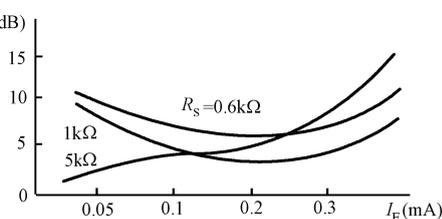


图 3.4.1 晶体管  $N_F$  与  $I_E$  的关系曲线

最佳值)是与 $r_e$ 以及晶体管其他参数有关的,当 $r_e$ 改变使 $R_{S(\text{opt})} = R_S$ 时, $N_F$ 出现最小值。从另一方面来看,如 $I_E$ 太小,晶体管功率增益太低,使 $N_F$ 上升;如 $I_E$ 太大,又由于晶体管的散弹(粒)分配噪声增加,也使 $N_F$ 上升。所以在 $I_E$ 为某一值时, $N_F$ 可以达到最小。

除此以外,晶体管噪声系数 $N_F$ 分别与晶体管电压 $u_{CB}$ 和 $u_{CE}$ 有关,通常 $u_{CB}$ 和 $u_{CE}$ 对 $N_F$ 影响不大,电压低时噪声系数略有下降。

### 3. 选择合适的信号源内阻

第一级放大器或混频器是与信号源相连的。如前所述,存在着最佳信号源内阻 $R_{S(\text{opt})}$ ,当满足时,放大器的噪声系数最小。在低频工作时宜采用共发电路作为输入级,而在高频工作时宜采用共基电路作为输入级较好。

### 4. 选择合适的工作带宽

根据上面的讨论,噪声电压都与通带宽度有关。接收机或放大器的带宽增大时,接收机或放大器的各种内部噪声也增大。因此,必须严格选择接收机或放大器的带宽,使之既不过窄,能满足信号通过时对失真的要求,又不至于过宽,以免信噪比下降。

### 5. 选用合适的放大电路

共发—共基级联放大器,共源—共栅级联放大器都是优良的高稳定和低噪声电路。

### 6. 热噪声

热噪声是内部噪声的主要来源之一,所以降低放大器(特别是接收机前端主要器件)的工作温度,对减小噪声系数是有意义的。对灵敏度要求特别高的设备来说,降低噪声温度是一个重要措施。例如,卫星地面站接收机中常用的高频放大器就采用“冷参放”(制冷至 $20 \sim 80\text{K}$ 的参量放大器)。其他器件组成放大器制冷后,噪声系数也有明显的降低。

### 7. 适当减少接收天线的馈线长度

接收天线至接收机的馈线太长,损耗过大,对整机噪声有很大的影响。所以减少馈线长度是一种降低整机噪声的有效方法。可将接收机的前端电路(高放、混频和前置中放)直接置于天线输出端口,使信号经过放大达到一定功率后,再经电缆输往主中放。

## 3.5 工业干扰与天电干扰

### 1. 工业干扰

工业干扰是由各种电气装置中产生的电流(或电压)急剧变化所形成的电磁辐射,并作用在接收机天线上所产生的。例如,电动机、电焊机、高频电气装置、电疗机、X光机、电气开关等,它们在工作过程中,或者由于产生火花放电而伴随电磁波辐射,或者本身就存在电磁波辐射。

工业干扰的强弱取决于产生干扰的电气设备的多少、性质及分布情况。当这些干扰源离接收机很近时,产生的干扰是很难消除的。工业干扰传播的途径,除直接辐射外,更主要的是沿电力线传输,并通过交流接收机的电源直接进入接收机。也可能通过天线与有干扰的电力线之间的分布电容耦合而进入接收机。这也是常见的干扰途径,如图 3.5.1 所示。

工业干扰沿电力线传播比它在相同距离的直接辐射强度大得多。在城市中,工业干扰显然比农村严重得多;电气设备越多的大城市,情况越严重。

从工业干扰的性质来看,大都属于脉冲干扰。通常脉冲干扰可看成一个突然上升后又按指数规律下降的尖脉冲,如图 3.5.2 所示。其时间关系的表示式为

$$\left. \begin{aligned} f(t) &= u_n e^{-\alpha t} & (t > 0 \text{ 时}) \\ f(t) &= 0 & (t < 0 \text{ 时}) \end{aligned} \right\} \quad (3.5.1)$$

式中,  $\alpha$  表示干扰下降的速度。

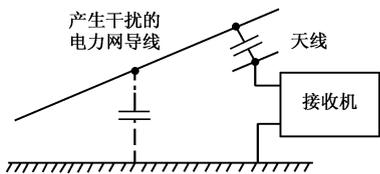


图 3.5.1 接收机天线与有干扰的电力线耦合

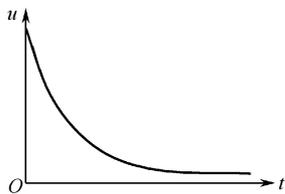


图 3.5.2 脉冲干扰波形

分析表明,干扰振幅与频率的关系,如图 3.5.3 所示。由图可见,脉冲干扰的影响在频率较高时比频率较低时弱得多,且接收机通频带较窄时,通过脉冲干扰的能量小,则干扰的影响减弱。因此,工业干扰对中波波形的影响较大,随着接收机工作波形进入短波,超短波(一般工作频率在 20MHz 以上),这类干扰的影响就显著下降。

为了克服工业干扰,最好在产生干扰的地方进行抑制。如在电气开关、电动火花系统的接触处并联一个电阻和电容,以减少火花作用,如图 3.5.4(a) 所示,或在干扰源处加接防护滤波器,如图 3.5.4(b) 所示。

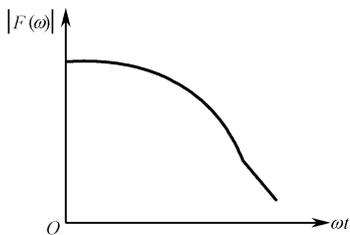


图 3.5.3 脉冲干扰频谱图

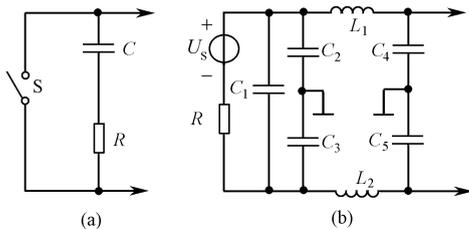


图 3.5.4 抑制火花作用的电路和滤波器

除此之外,还可以把产生干扰的设备,加以良好的屏蔽来减少干扰的辐射作用。

目前,我国对有关电气设备所产生的干扰电平都有严格的规定。

为了避免沿电力线传播的干扰进入以交流电为电源的接收机和测量仪器,通常在这些设备的电源变压器初级加以滤波,如图 3.5.5(a)、(b) 所示。

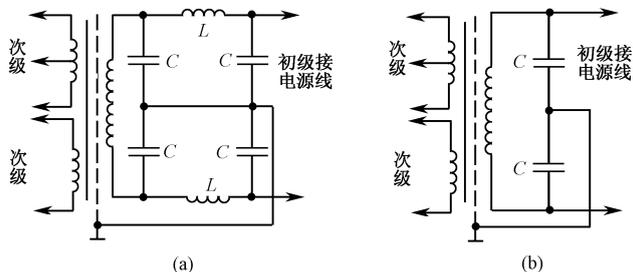


图 3.5.5 接收机或测量仪器电源线滤除脉冲干扰的装置

但是,在大城市有着很多各式各样的干扰源。要对这些干扰源加以抑制是有困难的。因此,在可能的情况下,应使接收机的通频带尽量窄,或将接收机(如接收台)的工作地选在郊外工业干扰较

小的地方,并采用定向天线。有的接收机还采用了抗脉冲干扰的电路。例如,在脉冲干扰的瞬间,接收机检波器短路,无输出。

## 2. 天电干扰

自然界的雷电现象是天电干扰的主要来源,除此以外,带电的雨雪和灰尘的运动,以及它们对天线的冲击都可能引起天电干扰。一般在地面接收时主要的天电干扰是雷电放电所引起的。

地球上平均每秒钟发生 100 次左右的空中闪电,而每次雷电都产生强烈的电磁场骚动,并向四面八方传播到很远的地方。因此,即使距离雷电几十千米以外,在看不到雷电现象的情况下,干扰都可能很严重。

天电干扰场的大小,与地理位置(例如,发生雷电较多的赤道、热带、高山等地区,天电干扰电平较高)、季节(例如,天电干扰电平,夏季比冬季高、夜间比白天高)等有关。

天电干扰同工业干扰一样,属于脉冲干扰性质。综上所述,脉冲干扰振幅随频率的升高而减小。因此,频率升高时,天电干扰的电平降低。此外,在较窄的频带内,通过的天电干扰能量小,所以干扰强度随频带变窄而减弱。

克服天电干扰是困难的,因为不可能在产生干扰的地方进行抑制。因此只能在接收机等设备上采取一些措施,如电源线加接滤波电路,采用窄频带,加接抗脉冲干扰电路等。或在雷电的季节采用高的频率进行通信。

## 本章小结

1. 电子设备的性能在很大程度上与干扰和噪声有关。在通信系统中,接收机的灵敏度与噪声有关,提高接收机的灵敏度有时比增加发射机的功率可能更为有效。因此研究各种干扰和噪声非常必要。

2. 所谓干扰(或噪声),就是除有用信号以外的一切不需要的信号及各种电磁骚动的总称。干扰(或噪声)按其发生的地点分为由设备外部进来的外部干扰和由设备内部产生的干扰;按接收的根源分有自然干扰和人为干扰,按电特性分有脉冲型、正弦型和起伏型干扰等。

3. 干扰和噪声是两个同义的术语,但有本质的区别。习惯上,将外部来的称为干扰,内部产生的称为噪声,本章主要讨论具有起伏性质的内部噪声。外部也有一部分具有起伏性质的干扰一并讨论。即使内部干扰,也有人为的(或故障性的)和固有的,内部噪声才是我们要讨论的内容。

4. 抑制外部干扰的措施主要是消除干扰源,切断干扰传播途径和躲避干扰。电台的干扰实际上主要是外部干扰。

应该指出,干扰和噪声问题涉及的范围很广,理论和计算都很复杂,详细分析已超出范围,本章主要介绍有关电子噪声的一些基本概念和性能指标。

## 习 题 三

3.1 在阻容并联网络中,设  $C$  是无损耗电容。试求该网络两端的均方值噪声电压,并求该网络的等效噪声通频带。若  $R$  增大或减小,该网络两端的均方值噪声将如何变化?

3.2 一根辐射电阻为  $300\Omega$  的天线,接到输入阻抗  $300\Omega$  的电视接收机上,天线的等效噪声温度为  $1000\text{K}$ ,电视接收机线性部分的噪声系数为  $4\text{dB}$ ,等效噪声带宽为  $5\text{MHz}$ 。

(1) 求电视接收机输入端外部噪声电压的有效值。

(2) 为保证输入信噪比为  $30\text{dB}$ ,要求信号电压有效值为多少?

(3) 当具有  $30\text{dB}$  的输入信噪比时,在中频放大器输出端的实际信噪比是多少?

3.3 某雷达接收机通频带为 3MHz, 噪声系数为 9dB, 试求该雷达接收机的临界灵敏度, 用  $P_{\text{min}}$  (dB/mW) 表示。

3.4 某卫星通信接收机的线性部分如图 P3.1 所示, 为满足输出端信噪比为 20dB 的要求, 试计算天线所需获得的信号功率。

3.5 某接收机线性部分如图 P3.2 所示, 接收信号经传输线送至变频器, 再由中频放大器放大。它们的额定功率增益和噪声系数如图所示, 求其总噪声系数。

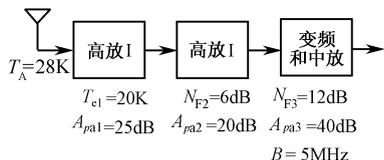


图 P3.1 习题 3.4 图

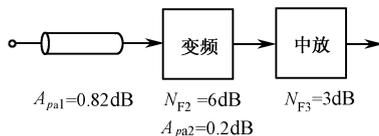


图 P3.2 习题 3.5 图

3.6 晶体管和场效应管噪声的主要来源有哪些? 为什么场效应管内部噪声较小?

3.7 一个  $1000\Omega$  电阻在温度为 290K 和 10MHz 频带内工作, 试计算元件两端产生的噪声电流的均方根值。

3.8 某晶体管的  $r_{bb'} = 70\Omega$ ,  $I_E = 1\text{mA}$ ,  $\alpha_0 = 0.95$ ,  $f_2 = 500\text{MHz}$ , 求在室温  $19^\circ\text{C}$ , 通频带为 200kHz 时, 此晶体管在频率为 10MHz 时的各噪声源数值。

3.9 如图 P3.3 所示, 不考虑  $R_L$  的噪声, 求虚线内线性网络的噪声系数  $N_F$ 。

3.10 如图 P3.4 所示, 虚线框内为一线性网络,  $G$  为扩展通频带的电导, 画出其等效电路, 并求其噪声系数  $N_F$ 。

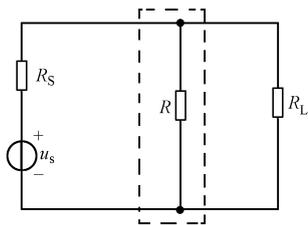


图 P3.3 习题 3.9 图

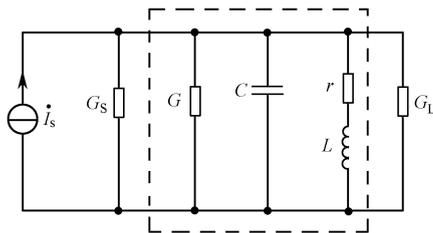


图 P3.4 习题 3.10 图