

微弱信号检测讲座

第二讲 噪声及其设计

戴逸松

(吉林工业大学电子工程系)

一、噪声的基本知识

1. 噪声的统计特征

噪声是限制信号检测灵敏度的决定性因素,因此它是信号检测中的不利因素。微弱信号检测技术中要解决的核心问题是如何从噪声中提取微弱信号,为此我们在讨论微弱信号检测方法之前,首先必需研究噪声的特点及减少系统中噪声的方法。

电路噪声是指电路的元、器件固有的随机扰动,或称为随机过程,如图 1(a) 所示。噪声

在某一时刻的取值是随机的,它可能出现各种数值,因此我们不能用一个确切的函数来表示,也不可能完全预计每一时刻的取值。对于这种随机过程,可以用概率和统计方法来找出一些规律,即用特征量来描述,研究这些特征量对于实现从噪声中提取信号是非常重要的。噪声的主要特征量有:

(1) 概率分布密度

电路中噪声 $n(t)$ 属于连续型随机变量,在时刻 t 取值在 n_1, n_2 之间的概率为

$$P(n_1 < n < n_2) = \int_{n_1}^{n_2} p(n) dn, \quad (1)$$

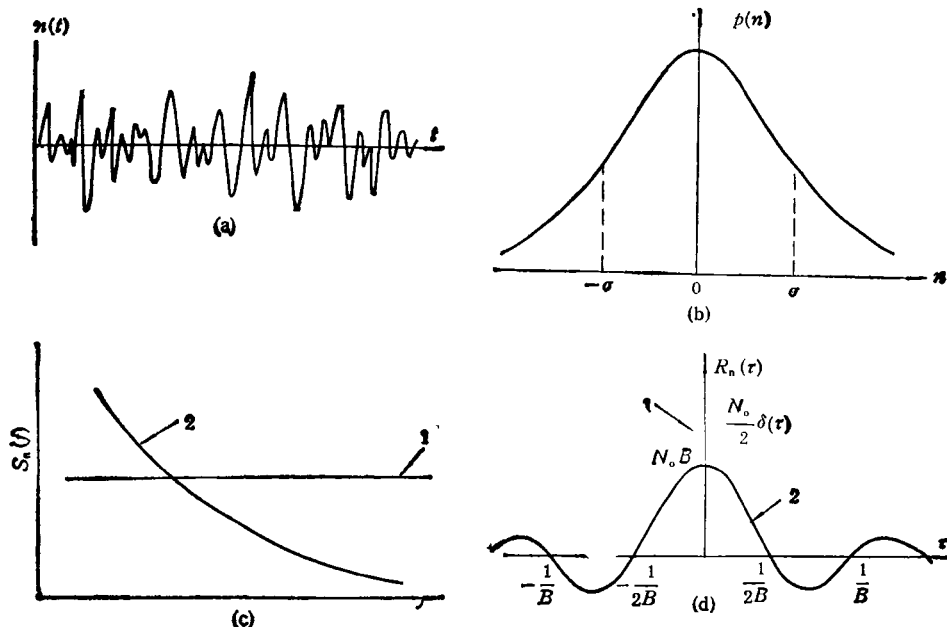


图 1 噪声的统计特征

(a) 波形图; (b) 噪声幅度高斯分布; (c) 功率谱密度; (d) 自相关函数

式中 $p(n)$ 为噪声的概率分布密度。随机过程在每一时刻的概率分布不一定相等,但若电路处于稳定状态,则认为 $p(n)$ 是不变的,我们称具有这种特点的随机过程为严格的平稳随机过程。描述概率分布的主要特征量为

(a) 统计平均值: 又称数学期望, 记作 $E\langle n \rangle$, 并有

$$E\langle n \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} np(n)dn. \quad (2)$$

通常, 电路噪声的统计平均值为零。

(b) 方差: 用来表示噪声在均值附近的离散程度, 实际上反映了噪声起伏的大小, 记作 $D\langle n \rangle$, 并有

$$D\langle n \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} (n - E\langle n \rangle)^2 p(n)dn.$$

若噪声均值为零, 则方差即表示噪声的功率。

放大器中噪声电压的概率分布一般认为服从高斯分布(又名正态分布), 见图 1(b), 即

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(n-a)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (3)$$

式中 $E\langle n \rangle = a$ 为高斯分布的数学期望, 对零均值噪声, $a = 0$ 。 $D\langle n \rangle = \sigma^2$ 为高斯分布的方差, 即噪声的平均功率(噪声电压在单位电阻上消耗的功率), 故 σ 为噪声有效值。

(3) 式说明, 电路噪声在任何瞬间均可能有很大幅度, 但实际上噪声幅值越大, 则出现概率越小, 取值超过 n_0 的概率为

$$P(|n| > n_0) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \int_{-n_0}^{n_0} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma^2}\right) dn.$$

表 1 给出了概率值。

表 1

n_0/σ	1.645	2.576	3.291	3.810	4.417	4.892
$P(n > n_0)$	0.1	0.01	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}

可见, 电路噪声的取值范围基本上是在 $\pm 4\sigma$ 之间, 这在噪声测量中有一定实用价值。例如, 用示波器观察噪声波形时, 能够看到的最大噪声峰峰值 $U_{n,p-p}$, 可以认为是 $2 \times 4\sigma$, 故噪声有

效值 $U_n = U_{n,p-p}/8$ 。但当记录仪测量低频噪声时, 一般系数取 6。

(2) 功率谱密度

计算通过线性系统输出的信号, 通常采用傅里叶分析方法。但由于我们主要关心的是噪声功率, 因此对噪声要采用功率谱密度分解。噪声的功率谱密度定义为

$$S_n(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{P(f, \Delta f)}{\Delta f}, \quad (4)$$

式中 $P(f, \Delta f)$ 为频率 f 处, 带宽为 Δf 的噪声平均功率。知道了 $S_n(f)$, 则噪声功率为

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f)df. \quad (5)$$

为了方便工程计算, 根据 $S_n(f)$ 的偶函数性质, 把负频率范围的谱密度折合到正频率范围计算, 即定义单边谱密度为负频率时, $S_n(f) = 0$, 正频率时, $S_n(f)$ 加倍。从而得到 P_n 积分为

$$P_n = \int_0^{\infty} S_n(f)df. \quad (6)$$

在很宽的频率范围内, 具有恒定的功率谱密度的噪声称为白噪声, 如图 1(c) 的曲线 1。功率谱密度不是常数的噪声, 则称为有色噪声, 曲线 2 即为常见的低频噪声, 具有 $1/f$ 形式。

(3) 相关函数

噪声的另一个重要的特征量是自相关函数 $R_n(t_1, t_2)$ 。它表示在两个不同时刻 t_1, t_2 的噪声相关性, 对平稳随机过程, 则相关函数仅与 $t_2 - t_1 = \tau$ 有关, 而与时间起始值无关。故定义自相关函数为

$$R_n(\tau) = E\langle n(t)n(t+\tau) \rangle. \quad (7)$$

通常认为电路中噪声具有各态历经性, 故可得到零均值噪声的方差及相关函数分别为

$$D\langle n \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T n^2(t)dt,$$

$$R_n(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T n(t)n(t+\tau)dt.$$

图 1(d) 给出噪声的自相关函数曲线^[1], 对白噪声,

$$R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau),$$

式中 N_0 为单边谱密度, 见曲线 1。对限带白噪

声,

$$R_n(\tau) = N_0 B \frac{\sin 2\pi B\tau}{2\pi B\tau},$$

式中 B 为理想低通滤波器带宽, 见曲线 2。

根据被检测的信号和噪声的功率谱密度及相关函数的不同性, 可以用滤波器或相关器来实现从噪声中提取信号, 因此功率谱密度和相关函数是微弱信号检测方法中两个极为重要的概念。

2. 放大器的噪声带宽

微弱信号检测中, 放大器不仅起到了对小信号的放大作用, 同时还起到了对噪声的滤波作用。因此放大器的频率响应既要能尽量抑制噪声, 同时又要保证信号特征频谱通过。设放大器的幅频特性为 $K(f)$, 已证明^[1]输出噪声 $y(t)$ 的功率谱密度为

$$S_y(f) = K^2(f)S_x(f).$$

若输入噪声 $x(t)$ 为白噪声, 即 $S_x(f) = N_0$, 则有 $S_y(f) = N_0 K^2(f)$, 故输出噪声功率为

$$P_y = \overline{y^2(t)} = \int_0^\infty N_0 K^2(f) df \\ = N_0 K_0^2 \Delta f_n, \quad (8)$$

式中 $\Delta f_n = \int_0^\infty K^2(f) df / K_0^2$, 称为放大器的噪声带宽, K_0 为放大器的中频增益。显然, 减少 Δf_n 可以抑制噪声, 但会使信号失真; 反之, Δf_n 过大, 则不仅不会增加信号有用分量, 还会使输出噪声加大。因此, 放大器的噪声带宽应合理选择。

对于一级 RC 低通滤波器, 其噪声带宽为^[1] $\Delta f_n = 1/4RC$, 二级 RC 低通滤波器为 $1/8RC$ 。

3. 噪声源的相关性

研究放大器的噪声时, 经常会遇到多个噪声源, 甚至一个晶体管本身即有几个噪声源。若两个噪声源 $n_1(t)$, $n_2(t)$ 满足 $\overline{n_1(t)n_2(t)} = 0$, 称为不相关。如果 $\overline{n_1(t)n_2(t)} \neq 0$, 叫做相关的。同一个器件内的几个噪声源一般均有相关性。为此定义相关系数为

$$C = \frac{\overline{n_1(t)n_2(t)}}{\sqrt{\overline{n_1^2(t)}}\sqrt{\overline{n_2^2(t)}}}. \quad (9)$$

$C = 0$, 表示两个噪声源不相关; 反之, 如果噪声源相关, 则 $C \neq 0$, C 值为 $-1 \leq C \leq 1$; $|C| = 1$ 表示两个噪声源全相关。不相关噪声源的总噪声功率为

$$U_n^2 = U_{n_1}^2 + U_{n_2}^2.$$

而相关的噪声源相加的总噪声功率为

$$U_n^2 = U_{n_1}^2 + U_{n_2}^2 + 2CU_{n_1}U_{n_2}.$$

由于 C 值不易确定, 故作噪声分析时一般忽略 C , 这可能带来误差, 其最大可能的相对误差为 40%。

二、半导体器件的噪声

1. 半导体器件内噪声的基本类型

已经发现半导体器件内部的几种主要的噪声类型为

(1) 热噪声 (thermal noise)

导体内自由电子的热运动会引起二端电压的随机起伏, 称为热噪声。理论和实验证明^[2], 电阻二端的热噪声电压谱密度为白噪声, 即

$$S(f) = 4kTR, \quad (10)$$

k 为玻耳兹曼常数, T 为绝对温度, R 为电阻值。严格地说, 热噪声不是真正的白噪声(否则热噪声功率将为无限大)。人们已经得出了热噪声的谱密度更精确的公式^[2]:

$$S(f) = \frac{4hfR}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1}, \quad (11)$$

式中 h 为普朗克常数。当 f 较高或 T 较低时, 即 $hf \geq 0.1kT$, 则 $S(f)$ 将下降。但计算表明, $T = 300\text{K}$ 时, $f \leq 6 \times 10^{12}\text{Hz}$, 热噪声仍具有平坦的功率谱, 故可看成为白噪声。

晶体管的基极电阻 $r_{bb'}$ 和场效应管的导电沟道中均会产生热噪声电压。文献 [3] 中对沟道热噪声进行了详细研究, 指出在场效应管的源极和漏极之间的沟道中, 由热噪声引起的噪声电流谱密度为

$$S_i(f) = 4kT\gamma g_m, \quad (12)$$

式中 g_m 为场效应管跨导, γ 约为 $2/3 \sim 1$ 。对结型场效应管, γ 可为 $2/3$ 。实际上考虑到结

型场效应管在接线端有串联电阻存在,从而产生附加热噪声,故实际沟道热噪声的谱密度将大于(12)式的计算结果。

(2) 散弹噪声 (shot noise)

散弹噪声最早是在电子管中发现,它是由阴极热电子随机发射引起的。在半导体器件中,当载流子通过 PN 结时,也会引起电流的不规则起伏。已经证明^[3], 半导体器件中电流的散弹噪声也具有白噪声性质,其电流谱密度为

$$S_i(f) = 2qI_d, \quad (13)$$

式中 q 为电子电荷 ($1.6 \times 10^{-19}C$), I_d 为通过 PN 结的电流。

(3) 分配噪声 (partition noise)

晶体管作为放大器件,除了有散弹噪声外,在基区内还会产生分配噪声。这是由于在基区内的部分载流子发生复合而产生的。由于 I_B 与 I_C 的分配具有随机性,从而引起电流的起伏。当高频工作时,由于渡越时间加长,增加了基区复合的可能性,故分配噪声也随之增加。因此,分配噪声的谱密度不是平坦的,属于高频噪声。已经证明^[4], 集电极电流的分配噪声谱密度为

$$S_i(f) = 2qI_c(1 - \alpha_o) \frac{1 + \left(\frac{f}{f_a \sqrt{1 - \alpha_o}}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}. \quad (14)$$

可见,当 $f > \sqrt{1 - \alpha_o} f_a$ 时,分配噪声将会显著加大。

(4) 闪烁噪声 (flick noise)

闪烁噪声是产生于器件内部的低频噪声,它是一种十分不规则茅草似的波形,如图 2(a) 所示。目前认为它主要是由平面晶体管硅与二氧化硅界面态所引起。这种界面态上俘获的电荷的波动,引起了表面电流的调制,从而产生了噪声。

闪烁噪声的特点是噪声变化较慢,功率谱呈现 $1/f^\eta$ 规律,即

$$S(f) = \frac{2qf_L I_B^\eta}{f^\eta}, \quad (15)$$

式中 $\eta = 1 \sim 2$; η 为 $0.8 \sim 1.3$, 通常取 1, 故闪烁噪声又名 $1/f$ 噪声; f_L 为转折频率,取值范围为 $3.7kHz \sim 7MHz$ 。图 2(a) 为谱密度曲线及波形。

对于结型场效应管,闪烁噪声产生于栅源

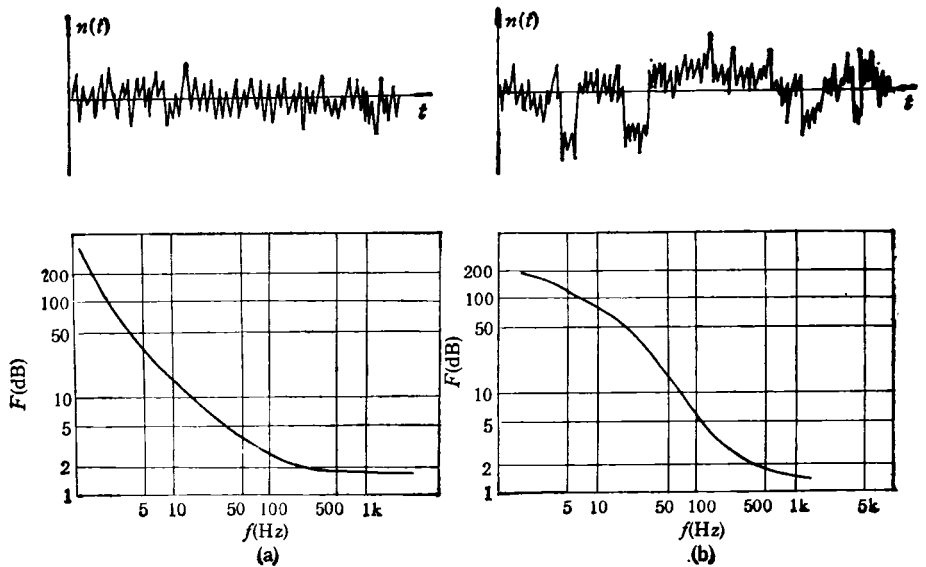


图 2 半导体器件的低频噪声
(a) 闪烁噪声; (b) 猝发噪声

PN 结的耗尽区内载流子的产生-复合中心^[1]。这种中心交替地发射一个空穴或电子。因而，这种中心徘徊于带电和中性状态之间。这种起伏电荷看起来好象栅压变化，从而引起沟道电流变化，形成闪烁噪声。其闪烁噪声可表示为

$$S(f) = 4kT \left[\frac{\rho_0}{f} + \frac{\rho'_0}{1 + \left(\frac{f}{f'_0}\right)^2} \right] g_m^2 \quad (16)$$

对于 MOS 管，一般认为闪烁噪声是由于沟道载流子与表面氧化层中的陷阱相互作用产生的，谱密度为

$$S(f) = 4kT \frac{\rho''_0}{f} g_m^2 \quad (17)$$

(5) 猝发噪声 (burst noise)

除了闪烁噪声外，许多硅晶体管还有另一种低频噪声，它表现为一系列随机脉冲，如图 2(b) 所示。波形中有较大的脉冲幅度，但频率较低，因此又称为爆裂噪声或炒玉米噪声 (pop-corn noise)。已经证明^[2]，猝发噪声的谱密度为

$$S(f) = \frac{KI_B}{1 + \frac{\pi^2 f^2}{4\xi^2}} \quad (18)$$

式中 K 为系数， ξ 为每秒的尖峰脉冲数，可能是每秒几百次或每分钟一次。

猝发噪声也是来自器件制造上的缺陷（即在半导体内部的缺陷处由重金属杂质凝聚而形成的产生-复合中心），从而引起载流子的起伏电流。这种噪声是一种幅度较大的脉冲干扰，它会引起数字电路的误动作，是一种危害较大的噪声。改进器件的设计及制造工艺，可以降低甚至避免这种噪声。

2. 半导体器件的噪声模型

考虑了半导体器件的各种噪声源，它就可以用噪声电路来表示。晶体管的噪声源，常采用共射极混合 π 型等效电路表示^[3]。

三、放大器的噪声性能指标

1. 放大器的噪声系数

噪声系数 F 是用来衡量放大器的噪声性能好环的最常用的指标。当放大器无噪声时，则

输出噪声为 $K_p P_{ni}$ ，其中 P_{ni} 为源电阻 R_s 的噪声功率，即 $P_{ni} = 4kTR_s \Delta f$ ， K_p 为放大器功率增益。当放大器有噪声时，则输出噪声功率 $P_{no} > K_p P_{ni}$ ，故定义噪声系数

$$F = \frac{\text{输出总噪声功率}}{\text{源电阻输出噪声功率}} = \frac{P_{no}}{K_p P_{ni}} \quad (19)$$

F 的另一种定义为

$$F = \frac{\text{输入信噪比}}{\text{输出信噪比}} = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{P_{no}}{K_p P_{ni}}$$

可见二种定义是一致的。当放大器无噪声时， $F = 1$ (或 $NF = 10 \log F = 0 \text{dB}$)，当放大器有内部噪声时，则 $F > 1$ (或 $NF > 0$)。可见一个放大器的噪声系数越大，说明放大器内部噪声越严重，显然该放大器性能就越差。

放大器的噪声性能主要决定于所采用的半导体器件的噪声源大小。根据噪声等效电路，即可计算放大器的噪声系数。对于共射极晶体管放大器，其噪声系数为^[4]

$$F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{g_m}{2\beta_o R_s} (R_s + r_{bb'})^2 + \frac{g_m}{\beta_o^2 R_s} (R_s + r_{bb'} + r_{b'e})^2 + \frac{g_m}{R_s} (R_s + r_{bb'})^2 \left(\frac{f}{f_T}\right)^2 \quad (20)$$

对于场效应管也可求出噪声系数，这里不再列出。(20)式表明，放大器的噪声系数是晶体管集电极工作电流 I_c 、信号源内阻 R_s ，以及放大器工作频率 f 的函数。它们的关系可用图 3(a) 的 NF 图来表示，图中 f 为参变量， I_c 及 R_s 为变量。也可以以 I_c 为参变量，用 f 及 R_s 为变量画图。可见，选择 NF 图 A 点 (I_{c0} 及 R_{s0})，可以获得噪声系数最小的放大器，从而使放大器具有良好的噪声性能。

对于多级放大器的噪声系数，可采用弗里斯公式计算^[4]，即

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{p1} K_{p2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{K_{p1} K_{p2} \dots K_{p_{n-1}}}$$

由于各级放大器的功率增益 $K_{p1}, K_{p2}, \dots, K_{pn}$ 大于 1，故 F 主要由第一级放大器 (或称前置放大

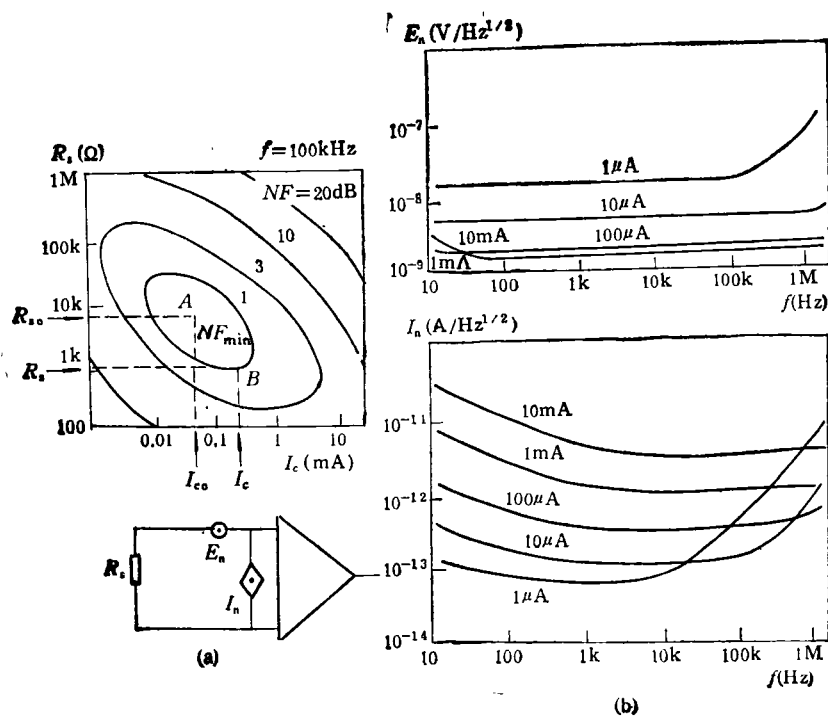


图3 放大器的噪声性能
(a) NF图; (b) E_n - I_n 噪声曲线

器)的噪声系数 F_1 决定。因此,减少前置放大器的噪声系数具有极为重要的意义。

2. 放大器的 E_n - I_n 噪声

由于噪声系数 F 与源电阻 R_s 有关,特别当 $R_s=0$ 时源电阻的热噪声功率 P_{ni} 为零;由(19)式, F 为无限大,故噪声系数失去意义,为此近年来采用 E_n - I_n 噪声曲线来表示放大器噪声性能。如图3(b)所示, E_n^2 为放大器等效输入电压噪声源功率 ($\Delta f=1\text{Hz}$), I_n^2 为放大器等效输入电流噪声源功率。文献[5]给出晶体管的 E_n^2, I_n^2 分别为

$$E_n^2 = 4kTr_{bb'} + 2qI_c r_c^2 + 2qI_B r_{bb'}^2 + \frac{2qf_L I_B^2 r_b^2}{f} + 2qI_c r_{bb'}^2 \left(\frac{f}{f_T}\right)^2, \\ I_n^2 = 2qI_B + \frac{2qf_L I_B^2}{f} + 2qI_c \left(\frac{f}{f_T}\right)^2. \quad (21)$$

显然, E_n, I_n 与 R_s 无关,但它们是 I_c 与 f 的函数,图3(b)给出噪声曲线。可见中频区的 E_n, I_n 普遍较小,而低频区由于 $\frac{1}{f}$ 噪声使 E_n, I_n 加大。一个好的晶体管要求 E_n, I_n 均小,但

对于高源电阻,则 I_n 引起的噪声电压大,故要选用 I_n 小的器件,反之对低源电阻,要选用 E_n 小的器件。

测得器件的 E_n - I_n 噪声曲线后,即可以计算放大器的噪声系数。根据图3(b),可知放大器总输入噪声功率 ($\Delta f=1\text{Hz}$) 为 $E_n^2 + I_n^2 R_s^2 + 4kTR_s$, 故

$$F = \frac{\text{放大器总输入噪声功率}}{\text{源电阻噪声功率}} = \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2 + 4kTR_s}{4kTR_s} = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{4kTR_s}. \quad (22)$$

当 I_c 大时,由于 E_n 减少,但 I_n 却加大(见图3);反之,当 I_c 小时, I_n 可减少,但 E_n 却加大。由(22)式可知,二者均会使 F 增大,可见放大器具有一个最佳工作电流 I_{co} , 使 F 有最小值。

其次,(22)式对 R_s 求导数,可得最佳源电阻 R_{so} , 从而使 F 有最小值,即

$$R_{s0} = \frac{E_n}{I_n}, \quad (23)$$

$$F_{\min} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT}. \quad (24)$$

对中频区,忽略(21)式中的 $1/f$ 项及 f 项,得

$$R_{s0} = \frac{\sqrt{\beta_0(1 + 2g_m r_{bb'})}}{g_m}, \quad (25)$$

$$F_{\min} = 1 + \sqrt{\frac{1 + 2g_m r_{bb'}}{\beta_0}}. \quad (26)$$

可见高 β_0 、低 $r_{bb'}$ 的晶体管,其噪声系数可减少。

四、低噪声放大器的设计

低噪声放大器的设计目的是寻找最佳工作参数,使噪声系数最小。近年来已取得可喜的进展,不仅研制了一批低噪声晶体管,同时还应用计算机来辅助放大器的噪声计算及低噪声设计。低噪声放大器设计的主要原则有:

1. 低噪声器件的选择

对于低噪声晶体管要求 β_0 大、 $r_{bb'}$ 小及 f_{α} 大,现在已出现一批超 β 晶体管,如 3DM3, 3DX6 3DX7 等,其 E_n 已小于 $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, I_n 小于 $10^{-13}\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。利用超 β 管构成的低噪声运算放大器有 FC-74, 5GOP07D 等,在 $0.1 \sim 10\text{Hz}$ 内输入噪声电压小于 $0.25\mu\text{V}_{p-p}$, 输入噪声电流小于 14pA_{p-p} 。至于低噪声结型场效应管则要求 g_m 大及极间电容 C_{gs} , C_{Ds} 小一些。现有 3DJ7, 4DJ2 等。MOS 管的低频噪声大,故很少用于前置放大器。选择低噪声器件还应考虑到源电阻 R_s 大小,应尽量与器件的最佳源电阻 R_{s0} 一致,一般晶体管 R_{s0} 较小,可用于低源电阻前置放大器,而 JFET 的 R_{s0} 较大,故可用于高源电阻前置放大器。

2. 最佳工作电流 I_c 的选择

对于给定源电阻 R_s 的前置放大器,要得到最小噪声系数,则应满足 $R_{s0} = R_s$ 。由于 R_s 已定,故只有选择合适的直流工作点 I_c ,使 E_n , I_n 改变来达到噪声匹配。为此可根据(25)式,令 $R_{s0} = R_s$, 求出

$$I_c \approx \frac{\sqrt{\beta_0}}{40R_s}. \quad (27)$$

对于几 $\text{k}\Omega$ 左右的信号源电阻,最佳工作电流小于 1mA ,故低噪声前置放大器一般工作在低电流状态。

3. 噪声匹配网络

在 R_s 一定下,改变 I_c 达到噪声匹配 ($R_{s0} = R_s$),相当 NF 图中工作点 B ,显然这不是该器件可能达到的最小噪声状态。因此,要得到图 3 所示的 NF 图中最佳工作点 A ,则 I_c 应是一定的,为此我们最好采用噪声匹配网络来改变信号源的输出电阻 R_s 来达到噪声匹配,即满足 $R_{s0} = R'_s$ 。

4. 低噪声放大器的供电

低噪声放大器的直流电源一般要有较好的滤波、去耦和屏蔽,以便抑制电源中的干扰、纹波及噪声。

输入级的偏置电阻应尽量选用噪声小的电阻(例如金属膜电阻),必要时可加旁路电容使偏置电阻的噪声加不到管子上。

- [1] 鞠德航等,信号检测理论导论,科学出版社,(1977), 54—77.
- [2] 戴逸松,电子系统噪声及低噪声设计方法,吉林人民出版社,(1984), 12—24.
- [3] A. van der Ziel, Noise: Sources, Characterization, Measurement, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., (1970), 61—81.
- [4] 张肃文主编,高频电子电路,人民教育出版社(1984), 194—195.
- [5] C. D. Motchenbacher, F. C. Fitchen 著,龙忠琪译,低噪声电子设计,国防工业出版社,(1977), 97—114.

敬告作者

由于编辑部办公经费紧张和来稿数量较大,《物理》编委会研究决定,为节约邮资,凡 1988 年 10 月以后的稿,经审查后不适合本刊发表的一律不退稿,请

作者自留底稿。对不适合本刊发表的稿件,编辑部一般在收到稿件后三个月内将处理结果函告作者。

《物理》编辑部 1988 年 7 月