

1

· 近代无线电实验丛书 ·

弱信号检测技术

南京大学信息物理系 编



弱信号检测技术

南京大学信息物理系 编

高等教育出版社

内 容 提 要

《弱信号检测技术》是近代无线电实验丛书的一个分册。内容丰富,较全面地从技术知识的角度综述了弱信号检测技术的概况:从噪声产生的机理,到相关检测处理,有结论性的原理叙述,又有实现的技术途径、方法和实际操作知识,最后又有实验举例。

本书可作为高等学校有关专业的教师、高年级学生的参考书,也可作为弱信号检测工作者的参考资料。

(京) 112号

近代无线电实验丛书(1)

弱信号检测技术

南京大学信息物理系 编

高等教育出版社出版

新华书店总店北京科技发行所发行

北京市顺义县印刷厂印装

开本 850×1168 1/32 印张 4.875 插页 1 字数 120 000

1991 年 8 月第 1 版 1991 年 8 月第 1 次印刷

印数 0001—1 520

ISBN7-04-003214-7/TN·147

定价 2.25 元

目 录

引言	1
一、噪声的一般性质	1
1.1 热噪声	1
1.2 低频噪声	2
1.3 散弹噪声	3
1.4 噪声的相关与相加	5
二、放大器的噪声模型	5
2.1 噪声模型	5
2.2 噪声带宽 Δf_{eq}	7
2.3 噪声系数和噪声的测量	8
三、元器件的噪声	12
3.1 晶体管的噪声	12
3.2 场效应管的噪声	15
3.3 无源元件的噪声	16
3.4 二极管的噪声	19
四、单级放大	20
4.1 信号源与输入级间的耦合网络	20
4.2 低噪声偏置	22
4.3 反馈电路的影响	24
五、级联放大	27
六、电源的影响	29
七、弱信号检测的几种方法	33
7.1 非周期信号的检测方法	33
7.2 周期信号的检测方法	43
7.3 噪声发生器	79
八、参考实验	80

8.1 低噪声放大	80
8.2 进一步降低本机噪声	87
8.3 压窄频带降低噪声	89
8.4 同步采样积分滤波器	95
8.5 采样积分器	97
8.6 用数字叠加法从噪声中提取确置信号	99
8.7 相关法	105
九、模拟锁相接收机	114
9.1 环路部件及其相位模型	115
9.2 锁相环的线性工作状态	125
9.3 环路的非线性分析	131
9.4 用 CD4046 集成锁相环做音频锁相实验	132
9.5 高频锁相环	133
9.6 30MHz 锁相接收机	139
9.7 88~108 MHz 调频锁相解调	142
9.8 144MHz 业余频段锁相接收机	144
9.9 三阶环的实验	144
参考资料	147
后记	149

引 言

低噪声电子学是一门新兴的技术性科学。从 1972 年起,特别是近十年来,人们致力于研究低噪声器件,设计低噪声电路,探讨弱信号检测的新方法。在现代科学技术的各个方面,低噪声电子学的应用是很广的。例如,地震波的测量,能测出遥远地方发生地震的震级和方位;地下核爆炸,也可以用这种方法来检测。又如深空探测,卫星上发回的信号已经很弱了,并且载波频率又在漂移,卫星的运动又产生多普勒频移,用三阶环,却能很好地跟踪卫星信号,解调出深空卫星发回来的信息。所以,弱信号检测在人类探索自然(包括人类自己)的奥秘中是越来越重要的手段,又是有趣的一门实验性技术。希望读者能通过弱信号检测技术实验了解电子器件的噪声性质、低噪声放大电路的设计,以及弱信号检测的几种方法。主要参考书有[1]、[2]。

一、噪声的一般性质^[1]

在一个通信系统中,广义上称本系统意图传输的信号以外的规则的和不规则的,懂的和不懂的干扰为噪声。它包括系统内部的噪声和外部的干扰。内部噪声(以下简称噪声)是一种随机信号,它不同于周围环境的干扰。由于噪声的存在,影响了对弱信号的检测,所以,必须对噪声的一般性质有所认识。

1.1 热 噪 声

热噪声是由导体中电荷载流子(自由电子)随机热运动引起

的,表现为电流大小的波动。在每一瞬时,这种波动便在导体二端形成电位差,这就是热噪声电压。一只电阻上的热噪声电压的均方值为

$$V_{nR}^2 = 4kTR\Delta f_{eq} \quad (V^2)$$

其中, R 为电阻或阻抗元件的实部(Ω);

$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 是玻耳兹曼常数;

Δf_{eq} 为噪声带宽;

T 为热力学温度(K)。

其单位带宽内的频谱密度为 $S_{nR}(f)$

$$S_{nR}(f) = \frac{V_{nR}^2}{\Delta f_{eq}} = 4kTR \quad (V^2/\text{Hz})$$

假定室温 $T = 290 \text{ K}$, 则在 1 Hz 带宽内 $1 \text{ k}\Omega$ 电阻上的热噪声均方根值 $V_{nR} = \sqrt{V_{nR}^2} = 4 \text{ nV}$ 。热噪声在整个带宽内有均匀的噪声谱,因此称为白噪声。对一只电阻(具有热噪声)可以画出它的等效模型:电压源或电流源,如图 1 所示。



图 1 电阻噪声模型等效电路

1.2 低频噪声

低频噪声通常称为 $\frac{1}{f}$ 噪声,又称过量噪声,闪烁噪声等。在晶体管中,这种噪声是由于载流子在半导体表面能态上的产生与复合而引起的;在电阻内这种噪声是由于电流流过不连续介质而产生的。所以,电阻除了热噪声,还有低频噪声,并且在低频时它比热噪声要大得多,这点要注意。低频噪声的特点是噪声功率与频

率 f 成反比。低频噪声的电压均方值表示为

$$V_{nf}^2 = K_0 \frac{\Delta f_{eq}}{f} (V^2)$$

其中 K_0 为与器件有关的常数。

低频噪声的谱密度可表示为

$$S_{nf}(f) = \frac{K_0}{f} (V^2/Hz)$$

所以,这种噪声不是白噪声,与频率 f 成反比,在低频区内影响大。

低频噪声中还有一种噪声,名叫猝发噪声(Burst Noise)。^[15] 它使在低频工作的放大器的输出端出现突然的大脉冲信号,其宽度和幅度都是随机的。它主要与三极管 E-B 结表面和表面附近的缺陷有关,与重金属杂质沾污有关。其功率谱为

$$S_{nB}(f) = \frac{K I_B}{1 + \left(\frac{A f}{I_C}\right)^2}$$

式中 A, K 为常数。

实用上,现在指的低频噪声是指 $\frac{1}{f}$ 噪声。但要注意有无猝发噪声的存在,当观察到这种现象时,不要輕易地认为是外界干扰脉冲,从而把它忽略。在确定是猝发噪声的影响后,掉换元件是必要的步骤。

1.3 散弹噪声

散弹噪声是由器件内电流流动不连续引起的。因此,散弹噪声的电流均方根值为

$$I_{nsh} = \sqrt{2q I_{DC} \Delta f_{eq}}$$

式中, q 为电子电荷 $1.60 \times 10^{-19} C$;

I_{DC} 为器件内流过的直流电流(A)。

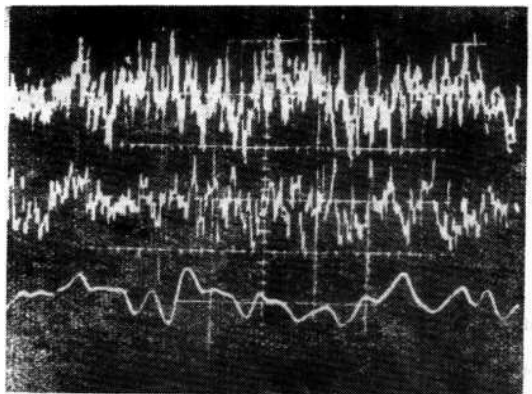


图 2.1 带宽的限制对 $\frac{1}{f}$ 噪声的影响, 顶上波形, 带宽 2 kHz; 中间波形, 带宽 200 Hz; 底下波形, 带宽 20 Hz, 注意, 噪声的最大幅度不随带宽的限制而减小。

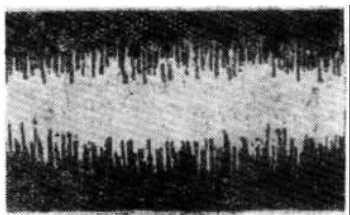


图 2.2 白噪声

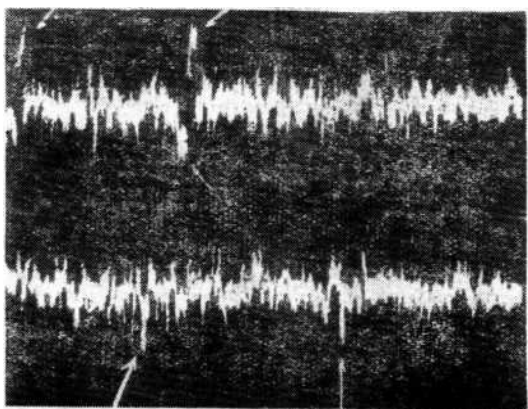


图 2.3 噪声中有猝发噪声的情形图中箭头指向的位置是猝发噪声

散弹噪声的谱密度是

$$S_{\text{shot}}(f) = \frac{I_{\text{shot}}^2}{\Delta f_{\text{eq}}} = 2qI_{\text{DC}}$$

可见散弹噪声也是白噪声，减小管子的工作电流 I_{DC} 可减小散弹噪声。

热噪声和散弹噪声是在器件内部必然存在的原理性的噪声，这两种噪声在所有频段上都存在，与频率无关，称为白噪声。在低频段又叠加了过量噪声。白噪声只能通过合理使用器件，使其降低。而低频噪声是器件制造工艺中带来的低频段特有的过量噪声，随着器件的设计和制造工艺的提高是可以降低的。图 2 是 $\frac{1}{f}$ 噪声、白噪声、猝发噪声的照片。

1.4 噪声的相关与相加

两个噪声电压的均方值分别为 V_{n1}^2 和 V_{n2}^2 ，它们的合成噪声电压均方值以 V_n^2 表示，一般有

$$V_n^2 = V_{n1}^2 + V_{n2}^2 + 2rV_{n1}V_{n2}$$

式中 r 表示两个噪声电压均方值 V_{n1} 和 V_{n2} 之间的某种关系，称为相关。

当 $r=0$ 表示不相关，则 $V_n^2 = V_{n1}^2 + V_{n2}^2$ ；

$r=1$ 表示相位完全相同、完全相关，则 $V_n^2 = (V_{n1} + V_{n2})^2$ ；

$r=-1$ 表示完全相关但反相， $V_n^2 = (V_{n1} - V_{n2})^2$ ；

$0 < |r| < 1$ 表示不完全相关， $V_n^2 = V_{n1}^2 + V_{n2}^2 + 2rV_{n1}V_{n2}$ 。

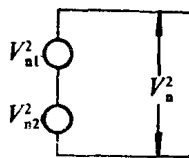


图 3 表示两噪声相加

二、放大器的噪声模型^[2]

2.1 噪声模型^[2]

一个实际的放大器，它有一定大小的噪声。我们可以这样对

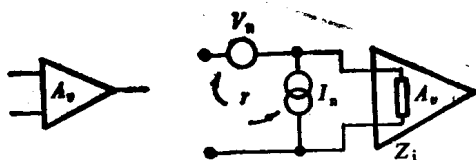


图4 放大器的 V_n - I_n 噪声模型

待它,把放大器的内部噪声在其输出端的数值,折合到放大器的输入端去,用一个串联在输入端的电压发生器 V_n 和并联在输入端的电流发生器 I_n 来表示它们。这样,放大器本身看成一个理想的无噪声的、具有原有的输入阻抗和放大倍数的放大器。这就是放大器的 V_n - I_n 噪声模型,用它来研究电路的噪声性能较方便。图4表示了用等效电压发生器和电流发生器表示的放大器的噪声模型,图中 r 表示 V_n 和 I_n 之间的相关性。

有了这个模型,我们就可以用实验方法来测定 V_n 和 I_n 。具体做法为,先测出放大器在“中频”时的放大倍数 A_v , 再把输入端短路,测得此时放大器输出端的噪声电压 V_{no} , 应有 $A_v V_n = V_{no}$ 。最后,在放大器的输入端接上一只大电阻 R_s , 在放大器输出端测得噪声电压 $V'_{nR} = A_v R_s I_n$ 。这三次测量可分别求得 A_v 、 V_n 、 I_n 。实际上,输入端并不完全短路,而存在小电阻 R'_s , 只要 $V_n \gg I_n R'_s$, 不短路输入端也可测得 V_n 。同理,一只大电阻 R_s 不必太大,只要满足 $I_n R_s \gg V_n$, 就满足测得 I_n 的条件。这种方法叫“噪声近似法”。实际运用噪声近似法时,放大器和输入端要严格屏蔽、妥善接地,并用示波器监视放大器输出波形,注意有无外来干扰,特别是50Hz工频干扰的影响。在输入端接大电阻测 I_n 时,还应考虑这只电阻噪声的影响。

低噪声管的 V_n 和 I_n ,可以在生产厂家提供的资料中查到,有了 V_n - I_n 曲线,对设计放大器是有帮助的。

2.2 噪声带宽 Δf_{eq} ^[1]

噪声带宽 Δf_{eq} 不同于通常的 3dB 带宽 Δf 。因为白噪声通过带宽有限的放大器时, 噪声的频谱宽度减小, 在略高于放大器的 3dB 带宽的高频截止频率 f_H 的频谱分量仍能放大, 只是增益较低。所以经放大后的噪声的带宽将大于 Δf , 为计算方便, 引入等效噪声带宽 Δf_{eq} 。它是这样定义的: 噪声带宽 Δf_{eq} 是这样一个矩形功率增益曲线的频率间隔, 该矩形功率增益曲线下的面积等于实际功率增益对频率曲线下的面积, 也就是等效噪声带宽是放大器(或其他电路)实际功率增益曲线下的面积除以中间频率功率增益

$$\Delta f_{eq} = \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f) df$$

式中 $G(f)$ 为实际功率增益, 是频率的函数, G_0 为中间频率的功率增益。

由于功率增益 $G(f)$ 正比于放大器电压增益 $A_v(f)$ 的平方, 所以等效噪声带宽等于

$$\Delta f_{eq} = \frac{1}{A_{v0}^2} \int_0^{\infty} A_v^2(f) df$$

式中 A_{v0} 为中间频率电压增益。

图 5 表示了噪声带宽 Δf_{eq}

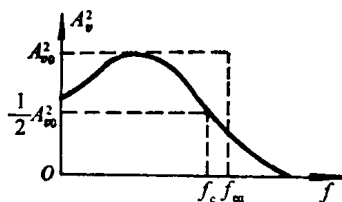


图 5 Δf_{eq} 和 Δf

和 3dB 带宽 Δf 的关系。 $A_v^2(f)$

曲线下面的面积, 和 $A_{v0}^2 \cdot \Delta f_{eq}$ 相等。 f_c 为 3dB 点。 Δf_{eq} 和 Δf 的具体数量关系, 可有以下几个例子。若放大器的高频端响应由一级 RC 决定, 电压增益以 6dB/倍频程下降, 则 $\Delta f_{eq} = 1.571 \Delta f$; 当高频端响应由二级 RC 决定, 以 12 dB/倍频程下降, 则有 $\Delta f_{eq} = 1.222 \Delta f$ 。随着 RC 级数的大量增加, Δf_{eq} 就愈趋近于 3dB 的 f_c 点。

2.3 噪声系数和噪声的测量^[2]

噪声系数是器件或电路对于噪声的品质因素。在放大器中是对放大器引起信噪比恶化程度的量度。噪声系数 F_n 定义如下:

$$F_n = \frac{\text{总的输出噪声功率}}{\text{源电阻产生的输出噪声功率}} = \frac{\text{输入信噪比}}{\text{输出信噪比}} \\ = \frac{V_{n1}^2 (\text{等效输入噪声电压均方值})}{V_{ng}^2 (\text{源电阻 } R_g \text{ 的热噪声电压均方值})}$$

上面是噪声系数 F_n 的几种不同定义的表示式,可以证明它们是等效的。通常噪声系数用分贝数表示

$$F_n(\text{dB}) = 10 \lg F_n$$

当 $F_n = 1$, 则 $F_n(\text{dB}) = 0\text{dB}$ 。实际工作中总是使 $F_n(\text{dB})$ 尽可能向 0dB 趋近,低噪声设计的目的是使 $F_n(\text{dB})$ 值尽可能地小。

从噪声系数的电压表示式

$$F_n = \frac{V_{n1}^2}{V_{ng}^2} = \frac{V_{ng}^2 + V_n^2 + I_n^2 R_g^2}{V_{ng}^2} = 1 + \frac{V_n^2}{4kTR_g \Delta f_{eq}} + \frac{I_n^2 R_g}{4kT \Delta f_{eq}}$$

可知,源阻抗 R_g 的数值上的变化,会影响 F_n 表达式中的第二项噪声电压的贡献和第三项噪声电流的贡献。这二项的数值的变化对 F_n 有互为相反的影响,因此,其中必有一个最佳值 $(R_g)_{opt}$ 使得此时的噪声系数最小。 $(R_g)_{opt}$ 称为最佳源电阻。

由 $\frac{\partial F_n}{\partial R_g} = 0$, 求得 $R_g = (R_g)_{opt} = \frac{V_n}{I_n}$ 时,噪声系数

$$F_{nmin} = 1 + \frac{V_n I_n}{2kT \Delta f_{eq}}$$

其物理意义是:当信号源电阻等于最佳源电阻时,放大器可获得最小噪声系数,此时称为噪声匹配。要注意的是:噪声匹配不同于功率匹配,最佳源电阻 $(R_g)_{opt}$ 不等于功率匹配电阻。所以,在低噪声放大时,特别是前级的第一级,总是首先考虑噪声匹配,并兼顾功

率转移传输增益。就具体单级放大电路来说,在保证噪声匹配的条件下,共发组态的电压传输增益和功率传输增益均较其他组态大,所以,共发组态是噪声性能比较优良的电路。

噪声的测量有噪声近似法、正弦波法和噪声发生器法,现在分别介绍如下。

a) 噪声近似法。上面介绍过的噪声近似法能直接测出 V_n 和 I_n , 在低频段和视频段测量放大器的噪声是较方便的,所需仪器不多,并且用示波器监视输出波形过程中,能观察到放大器在不同带宽下的噪声波形,可使人获得一个形象化的认识,还可以对被测信号的最小值有一个数量级的估计。

b) 正弦波法。正弦波法所测的是噪声系数。根据噪声系数的公式 $F_n = \frac{V_{n0}^2}{4kTR_g\Delta f_{eq}A_t}$ 中 Δf_{eq} 是事先可定的,信号源内阻 R_g 是被测放大器在实际工作时的信号源内阻,也是已知的。所以,只要测出源电阻与被测电路的总的输出噪声 V_{n0} 及被测电路加上源电阻的总的电压传输系数 A_t , 就可以得出被测电路的噪声系数 F_n 。实验方框图如图 6 所示。要求正弦波发生器的内阻 R'_g 是低阻抗,其输出端串接 R''_g 后接到被测电路的输入端。当 R'_g 可以忽略时,信号源内阻 $R_g = R''_g$ 。测量分二步进行。首先,使信号发生器输出电压为 0,测得源电阻 R_g 和被测放大器的输出总噪声电压 V_{n00} 。第二步,使正弦信号发生器的 $V_g \neq 0$, 测得带有源电阻 R_g 的被测放大器的传输系数 A_t 。代入噪声系数公式便可得到噪声系数 F_n 。当 R'_g 不能略去时, $R_g = R'_g + R''_g$ 。而 V_g 是信号源源电压,也即开路电压值。为了避免电视干扰和 50 Hz 工频干扰,从信号发生器的输出,串接电阻 R''_g 到放大器的输入端均要很好屏蔽,在放大器的输出端还要接示波器监视输出信号。此外,有三点要注意:(1) 一般交流电子电压表的刻度是测量正弦电压的有效值,用平均值表

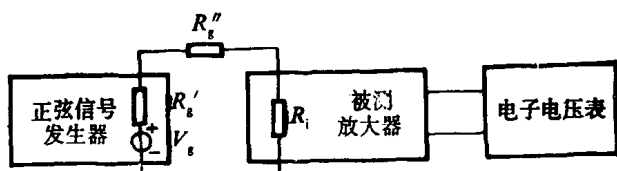


图 6 正弦波法测放大器的噪声系数

和峰值表测电子线路中的高斯噪声时，必须进行读数修正。用平均值响应式的电压表测量时，例如用 DA16，测量得到的读数应乘以 1.13。而用示波器观察时测得的噪声电压峰峰值 V_{nopp} 应除以 5 来修正。但噪声的峰峰值的判断随各人而异，所以由此求得的噪声均方根值误差较大。(2) 被选用的电子电压表的带宽要大于被测的噪声带宽，否则会使读数偏小。(3) 电子电压表的动态范围要大。高斯噪声(一般电子线路的噪声均为高斯型)的峰值是有效值的 3 倍。因此，选择测量量程时，应使指示值为满度值的一半左右。

c) 噪声发生器法。它也是一种测量待测放大器的噪声系数的方法。用此方法测噪声系数必须有一台在放大器工作频率范围内输出噪声功率密度谱均匀的噪声发生器。测量框图如图 7，将噪

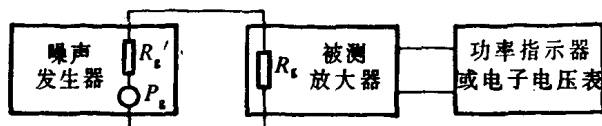


图 7 噪声发生器法测放大器的噪声系数

声发生器接到待测放大器输入端，噪声发生器的输出电阻 R_s' 应等于放大器的实际工作时的信号源内阻 R_g ，用电子电压表测量放大器的输出端噪声电压。首先，使噪声发生器的输出电压为 0，此时功率指示器指示出被测放大器的输出噪声，然后，增加噪声发生器的输出电压大小，使功率指示器的指示值增加一倍(或使电

子电压表指示增加 $\sqrt{2}$ 倍), 此时, 噪声发生器的指示值即为被测放大器的噪声系数。在频率较低时, 可用电子电压表代替功率指示器, 用有效值响应电压表是 $\sqrt{2}$ 倍关系, 用平均值响应表应是 1 倍关系。高频时, 可用自制的检波器代替功率指示器。图 8 所示的二极管检波器在放大器的输出噪声电压小于 0.25 V 时, 二极管的电流与噪声电压的平方成正比, 也就是与功率成正比。按图 8 的数据, μA 表的读数不应大于 $30\mu\text{A}$, 才是与功率成正比。

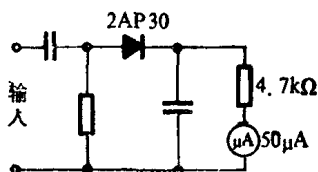


图 8 检波器代功率指示器

此外, 噪声发生器的输出电平事先应校正, 当 $R'_g \approx R_g$ 时, 应修正, 当 $R'_g > R_g$ 时, 要在噪声发生器输出端并接一只电阻 R , 使 $R'_g \parallel R = R_g$, 此时噪声发生器的读数乘上 $\frac{R}{R'_g + R}$ 才是真正的噪声系数, 当 $R' < R_g$ 时, 噪声发生器的输出端串接一只电阻 R , 使 $R + R'_g = R_g$, 此时真正的噪声系数应是读数乘上 $\frac{R'_g}{R'_g + R}$ 。

上面介绍的三种方法适用的范围不同。噪声发生器法使用在高频段, 一方面是高频时放大器的总增益不易测准, 另一方面, 噪声发生器在高频时才是白噪声, 只有白噪声才能满足在所测量的带宽内有均匀的谱密度的要求。在低频区, 由于存在 $\frac{1}{f}$ 噪声, 不易产生白噪声, 所以噪声发生器法不适用于低频段。噪声近似法和正弦波法用来测量频率较低时放大器的噪声, 此时因找不到合适的噪声发生器, 而测量低频时放大器的传输增益却是比较方便的。

三、元器件的噪声

3.1 晶体管的噪声^[2]

晶体管的噪声不仅包括热噪声、散弹噪声、 $\frac{1}{f}$ 噪声，还有分配噪声。载流子从发射极进入基区后，一部分在基区复合成为基极电流，另一部分被输运到集电极形成集电极电流。由于复合过程是随机的，表现出有一定的涨落，影响到集电极电流，使其与基极电流之间的分配也产生波动，这就是引起分配噪声的原因。晶体管的噪声是这些噪声的集体效果。晶体管噪声的计算，可以用混合 π 型晶体管小信号等效电路，加上噪声源，构成混合 π 噪声模型来计算。形象地表示晶体管的噪声对频率的关系，可以用一条曲线来显示。图9表示了晶体管的噪声随频率的分布。图9表示了晶

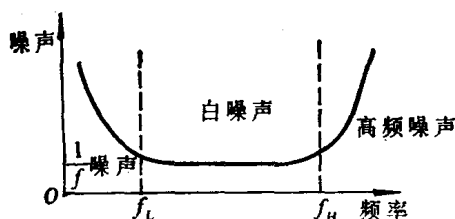


图9 晶体管的噪声随频率的分布

体管的噪声可分为三个区域，以 f_L 和 f_H 为界。 f_L 一般在1kHz以下，小于 f_L 的区域，以 $\frac{1}{f}$ 噪声为主，称为低频段，又称为 $\frac{1}{f}$ 噪声区。在 f_L 和 f_H 之间的频率称为中频段，在这频段内仅含热噪声和散弹噪声，是白噪声区。在大于 f_H 的区域内主要是分配噪声，也含