

# 弱信号处理技术的几点讨论

微弱信号检测小组

(中国科学院物理研究所)

近十几年来,为了获得更为微弱的有用信息,人们除研制各种低噪声器件外,还系统地开展了一套弱信号处理技术。目前,这门技术在物理学实验研究中应用广泛,发展非常迅速。本文拟对弱信号处理技术的若干问题进行探讨。

## 一、动态范围与信号恢复

任何弱信号处理系统,都是将来自传感器的弱信号(以及噪声)作放大并进行处理,最后将信号显示和记录。因此需要了解系统的总体性能,输入动态范围就是首先考虑的问题。因为不论研究和应用,都希望知道:(1)灵敏度,即输入待测信号能获得的满刻度输出;(2)所能容纳的最大噪声量级;(3)最小可辨别信号电平这三个临界电平决定了系统总体的适应性,也就决定了系统的输入动态范围,如图1所示。FS表示满刻度输出的输入信号电平,MDS是输出端能辨别的最小输入信号。由于系统过载引

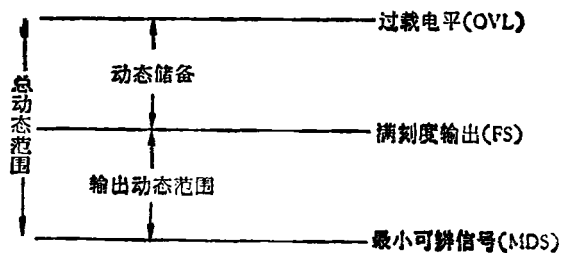


图1 信号处理系统的动态范围

起的非线性使测量不准确,用OVL来表示过载时的临界电平。FS与OVL之间的范围称动态储备,它表示允许输入端接受噪声的能力,动态储备越大,抗干扰性能越好。MDS与FS之间称为输出动态范围,表征测量的精度和稳定度。

当输入总动态范围(MDS与OVL之间)在给定的条件下,动态储备与输出动态范围是互相制约的。对使用者而言,希望FS的电平能够根据测量要求而浮动。例如,测量清洁信号时,要求输出动态范围大,得到较高的精度,但对被噪声严重污染的信号,则需要扩大动态储备来抑制噪声。这种FS电平的浮动,实际上是相敏检波(PSD)前的AC增益与PSD后的DC增益之间的分配而已。AC增益大可增加输出动态范围。反之,DC增益提高使输出动态范围变小,动态储备增大。因此,

$$\text{总动态范围} = \text{动态储备} \times \text{输出动态范围} \quad (1)$$

(若用分贝db表示,则为代数和)

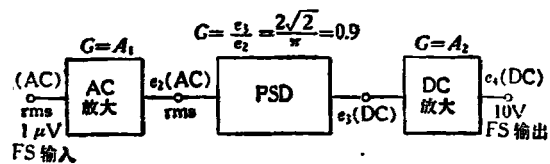


图2 锁相放大的信号通道

图2画出一个锁相放大信号通道的简单框图,借以说明动态范围的正确计算。设PSD的过载电平的实测峰值是14.14V(p-p值),其有效值(rms值)为10V。DC移漂(PSD+DC放大)为10μV/°C(DC漂移一般均用温度效应表示,即ppm或FS%/°C,但亦有另一种定义为恒温下8小时的时漂来表示,两者均可,前者确切而后者方便)。现将图2的动态范围的计算列于表1。

AC,DC增益的分配能随意改变,但这种增益分配关系并不是每一个使用者都十分清楚,因此有些仪器就提供两个按钮开关供选择。一是高储备(hi-res),一是高稳定(hi-stab),使

表1 信号通道的动态范围计算

				动态储备	输出漂移	输出动态范围	总动态范围
$A_1$	$e_2(\text{rms})$	$e_3(\text{DC})$	$A_2$	$10V/e_2$	$10\mu\text{V}/^\circ\text{C}/e_3$		
$10^4$	10mV	9mV	$1.1 \times 10^3$	60db	$1.1 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$	60db	120db
$10^5$	100mV	90mV	$1.1 \times 10^2$	40db	$1.1 \times 10^{-4}/^\circ\text{C}$	80db	120db
$10^6$	1V	900mV	$1.1 \times 10^1$	20db	$1.1 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$	100db	120db

FS的电平有10—30db的固定变化。

动态范围是信号处理系统的一个质量因素,尤其是动态储备标志了对噪声的抑制能力,因此提高动态储备是人们为之努力的目标。从图2和表1中可以看到,避免PSD的过载是增加储备的关键。目前大多数的方法是在AC放大中插入一个窄带滤波器,初步滤去频带以外的大部分噪声,减少了PSD的过载因素。图3画出了选频放大器的宽带与窄带工作特性。宽

和提取,因此有必要对信噪比改善(SNIR)有一个数量级的估计。实验中所遇到的噪声有三种形式,即电源干扰(50Hz及其谐波),闪烁1/f或散粒噪声及白噪声,如图4所示。假设输入到锁相放大器的白噪声带宽为 $B_N = 100$  kHz,等效噪声带宽(ENBW)取决于低通滤波器的时常数,若时常数 $T = 100\text{sec}$ , (相应的测量时间约为500sec),则 $\text{ENBW} = f_N = 0.001$  Hz,可得

$$\frac{\text{输入噪声}}{\text{输出噪声}} \propto \sqrt{\frac{f_N}{B_N}} = 10^4. \quad (2)$$

若记录仪要求 $S/N = 10$ 的光洁度,则在有效的动态储备范围内使峰值噪声不过载的情况下,可以得到

$$\frac{S}{N} = \frac{10^4}{10} = 10^3$$

的改善,即允许输入噪声大于被测信号1000倍而将信号在记录仪上记录下来,并且有10倍的信噪比改善。

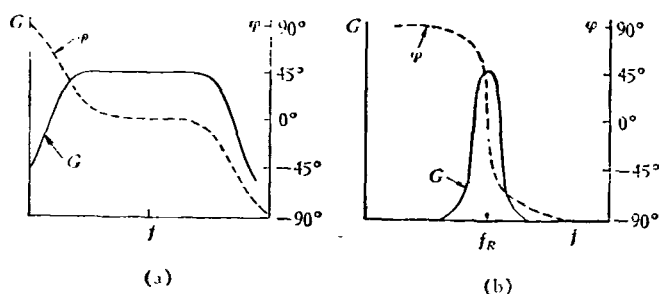


图3 选频放大器的工作特性

(a) 宽带工作特性; (b) 窄带工作特性

带工作具有较宽的频率范围,在此范围内频率的变化基本上不引起相位 $\varphi$ 的变化,参考通道提供方便的相检,同时对频率缓慢变化的弱信号,均可保证零相检出。而窄带工作虽然可以滤去绝大部分噪声,但由于在窄通带内频率的很小改变将引起相位 $\varphi$ 的很大变化[图3(b)],因此,在使用中需要重调谐(retuned),通带越窄,重调谐越不稳定。在实际系统中,希望窄带工作,但并不过份追求太窄的通带,应该与系统的总体要求相平衡。随着技术的发展,出现了外差跟踪滤波器<sup>[5]</sup>和同步外差<sup>[2]</sup>方法。在不影响输出动态范围的前提下大幅度地增加动态储备,并且已经实际应用于高档系统中。

弱信号处理系统为实验提供了信号的恢复

## 二、噪声因子图的意义和使用

任何被测的弱物理量,经过必要的传感器,首先与之联接的是前置放大器,因此前置放大的本底噪声、信号源的性质以及使用的工作频率都是关系到能否精确测量的重要因素。以往,评价一个前置放大的性能时,常将输入端短路接地,测量输出的噪声和漂移,叫做短路噪声和漂移。但随着弱信号测量要求的提高,短路特性不能适应各种不同的测量要求,例如使用热电偶测温与用光电倍增管测光,前者为低阻抗源,后者为高阻抗源,不同的源阻抗时放大器的噪声是不同的。再如某些弱光测量的斩波频

率受设备及特殊要求限制只能在低频范围，如 10Hz，而半导体结电容测量需要工作频率大于 1MHz，放大器所表现的噪声也不大相同。因此，每一个前置放大都应该给出源阻抗，频率的噪声特性，画出等值噪声线。等值线的综合称为噪声因子图 (NF 图)。

NF 图的测量如图 5 所示。用一个校正的白噪声发生器先置于零输出，选频放大器调整到所需的中心频率，记录 rms 真值表的读数。然后增加噪声发生器的输出，使 rms 表的读数是原来读数的 1.414 倍 (由于噪声电压是矢量相加，即 1mV 噪声加 1mV 噪声等于 1.414mV)，这时噪声发生器的输出指示即为该被测放大器在固定  $R_s$  时的噪声。保持中心频率不变而改变  $R_s$  进行测量，可获得作为  $R_s$  函数的全部噪声。改变中心频率而保持  $R_s$  不变，则可得到作为频率函数的全部噪声。

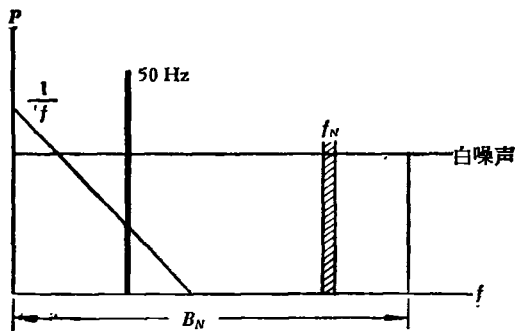


图 4 输入噪声及改善

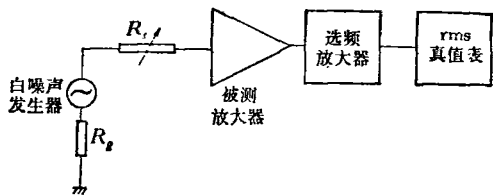


图 5 NF 图的测量方法

定义噪声因子 NF 为

$$NF = 20 \log \frac{\{ \text{源电阻的热噪声} + \text{放大器噪声} \} (\text{测量值})}{\text{源电阻的热噪声} (\text{计算值})} \text{ db} \quad (3)$$

源电阻的热噪声可由下式计算:

$$E_n = (4kTR_s B_N)^{1/2}, \quad (4)$$

式中  $k$  为玻耳兹曼常数， $T$  为温度 (K)， $B_N$  为

带宽。将测量结果与  $E_n$  的值根据 NF 的定义计算，连接等值的各点为等值线如图 6。

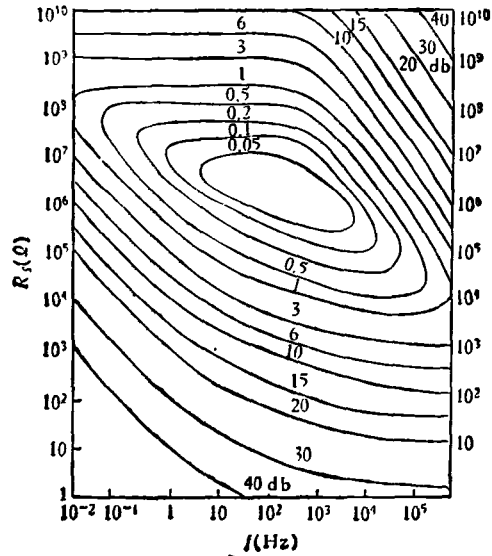


图 6 典型 PAR 113 的 NF 图

放大器的 NF 图也是一个重要的质量因子，它表示一个放大器与本身只有一个源阻抗热噪声 (即放大器本身是理想无噪声的) 的比较。若放大器是理想的无噪声的，则  $NF = 0$ 。NF 图一般在室温 (290K) 下测得。但在室温下要测量  $NF < 1\text{db}$  时并保证测量精度  $< 0.5\text{db}$  是不可能的，因此，要将源电阻  $R_s$  置于低温下降低热噪声来测量。例如在室温下  $NF = 0.02\text{db}$  的放大器，在液 He 温度 4K 时  $NF = 1\text{db}$ ，1K 时则为  $4\text{db}$  [6]。

从 NF 图可知，任何一个工作频率  $f$  或源电阻  $R_s$  与 NF 的等值线多数相交在两点，这说明等值线可以划分四个范围，如图 7 所示。这

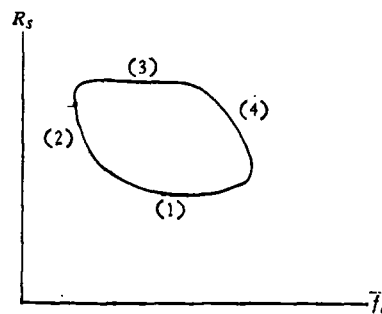


图 7 NF 等值线的物理解释

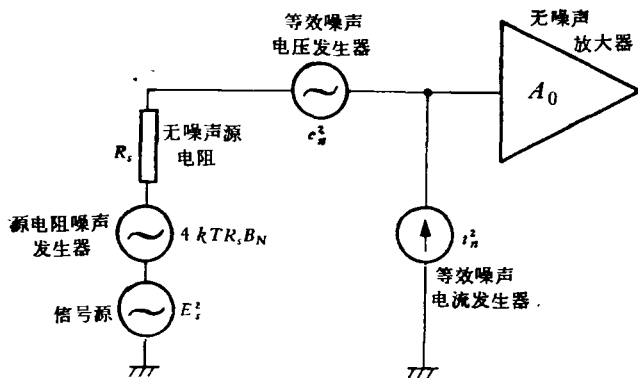


图8 放大器的等效电路

又表示放大器必须用两个虚拟的噪声发生器(电压和电流)和一个无噪声放大器构成等效电路。因为只有一个噪声发生器的任何分析,只在将发生器本身当作源阻抗的函数处理时才有效,而两个发生器才能说明与源性质无关的噪声特性,这种等效电路如图8。电压噪声发生器  $e_n$  和电流噪声发生器  $i_n$  是白噪声源,且其相关函数均为零。利用图8的等效电路,便可解释图7的NF等值线。图7中的(1)是一段大致与  $f$  轴平行的等值  $R_s$  线,表示放大器的噪声相当于输入噪声电压发生器  $e_n$  的等效电阻,图7中的(2)是  $1/f$  和闪烁噪声在低频段的增大,(3)则表示放大器的输入等效电流发生器  $i_n$  的等效电阻,(4)部分说明输入电容的影响。

关于放大器的噪声与NF图,已有比较详细的讨论<sup>[7]</sup>,本文对其应用作一简要介绍如下:

### 1. 利用NF图选择合适的前置放大

在实际使用中源电阻或频率往往是固定的,例如用半导体作远红外检测器,其源电阻为  $80k\Omega$ ,或者某些实验用的光斩波,其工作频率为  $10\text{Hz}$ 。因此可用NF图根据  $R_s$  选择  $f$ ,或根据  $f$  选择  $R_s$ ,以获得最低噪声。

为了适应广泛的实验条件,信号处理系统提供各种各样的前置放大,并且给出它们各自的NF图,因此可以根据实验参数选择最佳前置放大。

另一方面,也可根据实验给出的信号量级来挑选前置放大。例如实验给出  $1\mu\text{V}(\text{rms})$  的

信号,而手头有两个前放,1号放大器的  $\text{NF} = 20\text{db}$ ,2号放大器的  $\text{NF} = 3\text{db}$ 。信号提供的源电阻  $R_s = 100\Omega$ ,噪声带宽为  $100\text{Hz}$ 。利用

$$E_{\text{ini}} = [4kTR_s B_N]^{1/2} 10^{\text{NF}/20} \quad (5)$$

计算得到1号的  $E_{\text{ini}} = 130\text{nV}$ ,2号的  $E_{\text{ini}} = 18\text{nV}$ 。因此测量  $1\mu\text{V}(\text{rms})$  的信号,1号放大器就已足够。但如果测量  $0.1\mu\text{V}(\text{rms})$  的信号,则需选择2号放大器;如果测量  $10\text{nV}(\text{rms})$  的信号,则需更换超低噪声前放。

### 2. 近似计算最小可检测信号

由于放大器不能放大低于自身本底噪声的信号,因此有必要估计所用前放的最小可辨信号(MDS)。例如实验的  $f = 1\text{kHz}$ ,  $R_s = 10k\Omega$ ,计算  $10k\Omega$  的热噪声约为  $12\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。由图6查得相应的  $f$  和  $R_s$  的  $\text{NF} = 1\text{db}$ ,  $10^{\text{NF}/20} = 1.122$ ,便可计算MDS为

$$12\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times 10^{\text{NF}/20} = 13.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

### 3. 决定等效噪声输入电阻 $R_e$

如图6,当  $f = 1\text{kHz}$  时,等效噪声输入电阻  $R_e$  是  $\text{NF} = 3\text{db}$  (低等值线)的  $R_s$ ,即可得  $R_e = 5k\Omega$ 。

## 三、电容源输入对NF图的修正

在很多实际应用中,检测传感器不完全是单纯的源电阻。例如压电晶体检测微小的位移量,高阻抗光检测信号源等都不完全是电阻,而主要是电容。当输入端是电容源时现有的NF图的直接使用遇到了困难,这里叙述一个修正的计算方法。

在图8的等效电路中,当放大器的源电阻为  $R_s$  时,其全部输入噪声为

$$E_{\text{ini}} = [4kTR_s + e_n^2 + (i_n R_s)^2]^{1/2} \quad (6)$$

此式只有在  $R_s \ll R_{\text{in}}$  (放大器输入阻抗)时才成立。 $4kTR_s$  是单位带宽  $R_s$  的热噪声,而  $e_n^2 + (i_n R_s)^2$  则是单位带宽的放大器本底噪声,因此根据定义:

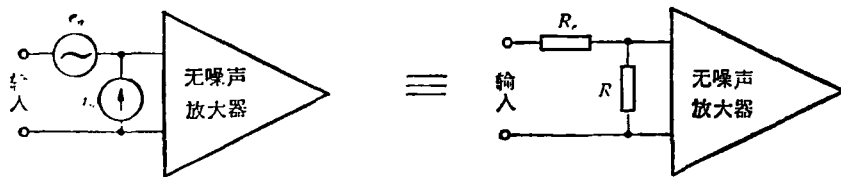


图9 用等效噪声电阻表示的等效电路

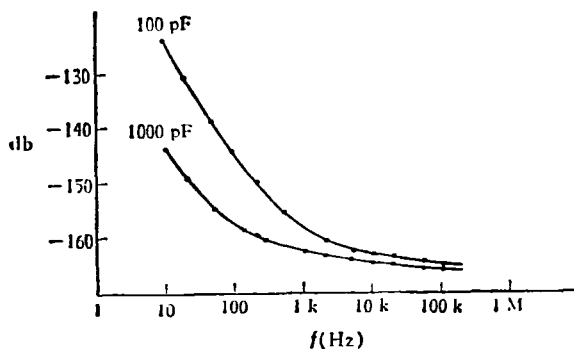


图10 电容源的放大器输入噪声

$$NF = 10 \log \left[ 1 + \frac{e_n^2 + (i_n R_s)^2}{4kTR_s} \right]. \quad (7)$$

当  $e_n^2 + (i_n R_s)^2 = 4kTR_s$  时,  $NF = 3\text{db}$ ;  $e_n$  和  $i_n$  的值可以近似地表示为

$$e_n = (4kTR_c)^{1/2}, \quad (8)$$

$R_c$  是  $R_s$  值在低的  $3\text{dbNF}$  与有关频率的交点, 即图7的(1).

$$i_n = \left( \frac{4kT}{R_l} \right)^{1/2}, \quad (9)$$

$R_l$  是  $R_s$  值在高的  $3\text{dbNF}$  与有关频率的交点, 即图7的(3), 因此图8的等效电路亦可等效于图9.

当放大器的输入端接入一个电容  $C_s$  时, 放大器的本底噪声为  $e_n^2 + (i_n X_c)^2$ ,  $X_c$  是电容  $C_s$  的电抗, 等于  $1/2\pi f C_s$ . 因此在室温下电容源的全部输入噪声电压为

$$E_{\text{ini}} = (4kT)^{1/2} \left[ R_c + \frac{X_c^2}{R_l} \right]^{1/2}$$

$$= 126.55 \times 10^{-12} \left[ R_c + \frac{X_c^2}{R_l} \right]^{1/2} (\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}). \quad (10)$$

以图6的典型  $NF$  为例, 设工作频率为  $100\text{Hz}$ , 电源电容为  $1000\text{pF}$ , 从图6中查得  $R_c = 6.8\text{k}\Omega$ ,  $R_l = 10^9\Omega$ ,  $X_c = 0.159 \times 10^7\Omega$ , 代入(10)式得

$$E_{\text{ini}} = 126.55 \times 10^{-12} \left[ 6.8 \times 10^3 + \frac{(0.159 \times 10^7)^2}{10^9} \right]^{1/2} = 12.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

用  $\text{db}$  表示, 则为

$$20 \log E_{\text{ini}} = 20 \log 12.2 \times 10^{-9} = -158.3\text{db}. \quad (11)$$

依次计算, 便可获得电容源的修正曲线, 如图10所示.

### 参 考 文 献

- [1] 中国科学院物理研究所微弱信号检测小组, 物理, 6-4 (1977), 206.
- [2] 中国科学院物理研究所微弱信号检测小组, 物理, 6-6 (1977), 355; 7-1 (1978), 45.
- [3] 中国科学院物理研究所微弱信号检测小组, 物理, 8-2 (1979), 154.
- [4] PAR-124 仪器说明书附录.
- [5] PAR Technical Note.
- [6] Brookdeal Technical Note.
- [7] S. Letzter, N. Webster, *IEEE Spectrum*, August (1970), 67.