

## 17 锁相放大器的原理

### 17.1 引言

随着科学技术的发展，微弱信号的检测越来越重要，现已逐渐形成一专门的边缘科学。锁相放大器（Lock-In Amplifier，简称为 LIA）就是检测淹没在噪声中微弱信号的仪器。它可用于测量交流信号的幅度和位相，有极强的抑制干扰和噪声的能力，极高的灵敏度，可检测毫微伏量级的微弱信号。自 1962 年第一台锁相放大器商品问世以来，锁相放大器有了迅速发展，性能指标有了很大提高，现已被广泛应用于科学技术的很多领域。

### 17.2 实验目的

1. 掌握锁相放大器的原理及使用方法

### 17.3 实验原理

#### 1. 关于噪声的基本知识

在物理学的许多测量中，常常遇到极微弱的信号。这类信号检测的最终极限将取决于测量设备的噪声，这里所说的噪声是指干扰被测信号的随机涨落的电压或电流。噪声的来源非常广泛复杂，有的来自测量时的周围环境，如 50Hz 市电的干扰，空间的各种电磁波，有的存在于测量仪器内部。在电子设备中主要有三类噪声：热噪声、散粒噪声和  $1/f$  噪声，这些噪声都是由元器件内部电子运动的涨落现象引起的。从理论上讲，涨落现象永远存在，

因此只能设法减少这些噪声，而不能完全消除。为定量说明噪声的大小，通常引入噪声功率密度和噪声功率谱两个概念。单位频率间隔内噪声电压的均方值称为噪声功率密度，而噪声功率按频率的分布则称为噪声功率谱。在很多文献中见到的“白噪声”一词，即指功率密度与频率无关的噪声，其功率谱是一平直线。热噪声和散粒噪声都属于白噪声一类。 $1/f$  噪声是其功率密度与频率成反比关系的噪声，频率越低噪声功率越大，在低频测量中，它的影响最大，要特别注意。

## 2. 锁相放大器工作原理

### 1). 锁相放大器的基本工作原理

锁相放大器是采用相干技术制成的微弱信号检测仪器，其基本结构由信号通道、参考

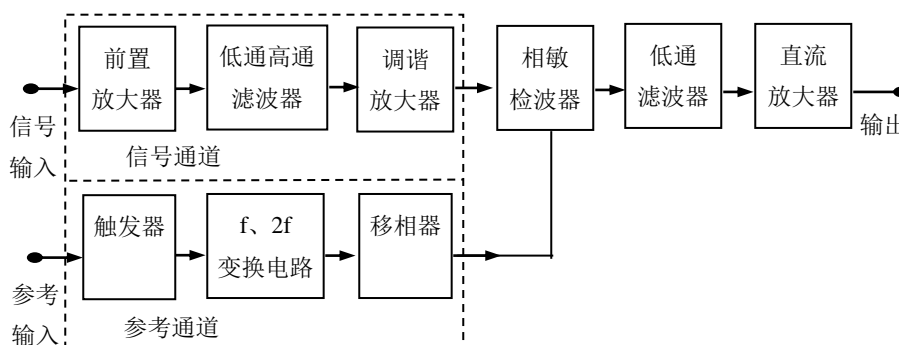


图 17.2 锁相放大器原理方框图

通道和相敏检波器等三部分组成。图 17.2 是锁相放大器原理方程图。

#### a. 相干检测及相敏检波器

相关反映了两个函数有一定的关系，如果两个函数的乘积对时间的积分不为零，则表明这两个函数相关。相关按概念分为自相关和互相关，微弱信号检测中一般都采用抗干扰能力强的互相关检测。设信号  $f_1(t)$  为被检信号  $V_s(t)$  和噪声  $V_n(t)$  的叠加， $f_2(t)$  为与被检信号

同步的参考信号  $V_r(t)$ ，二者的相关函数为：

$$\begin{aligned} R_{12}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T f_1(t) \cdot f_2(t - \tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [V_s(t) + V_n(t)] \cdot V_r(t - \tau) dt \\ &= R_{sr}(\tau) + R_{nr}(\tau) \end{aligned} \quad (17.3)$$

由于噪声  $V_n(\tau)$  和参考信号  $V_r(\tau)$  不相关，故  $R_{nr}(\tau) = 0$ ，所以  $R_{12}(\tau) = R_{sr}(\tau)$ 。锁相放大器通过直接实现计算相关函数来实现从噪声中检测到被淹没信号。

锁相放大器的核心部分是相敏检波器(Phase—Sensitive Detector, 简称 PSD)，也有称它为混频器(Mixer)的，它实际上是一个乘法器。加在信号输入端的信号经滤波器和调谐放大器后加到 PSD 的一个输入端。在参考输入端加一个与被测信号频率相同的正弦（或方波）信号，经触发整形和移相变成方波信号，加到 PSD 的另一个输入端。

若加在 PSD 上的被测信号为  $u_i$ ，加在 PSD 上的方波参考信号  $u_r$  幅度为 1，若用傅里叶级数展开，则方波的表达式为

$$u_r = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_r t] \quad (n=0, 1, 2) \quad (17.4)$$

于是 PSD 的输出信号为：

$$\begin{aligned} u_{oPSD} &= u_i \cdot u_r \\ &= [U_i \sin(\omega_i t + \varphi)] \cdot \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_r t] \right\} \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2U_i}{(2n+1)\pi} \cos\{[(2n+1)\omega_r - \omega_i]t - \varphi\} \\ &\quad - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2U_i}{(2n+1)\pi} \cos\{[(2n+1)\omega_r + \omega_i]t + \varphi\} \end{aligned} \quad (17.5)$$

从上式可以看出，包含有下列各种频率分量：

$$\begin{cases}
\omega_r - \omega_i \text{分量} & \frac{2}{\pi} U_i \cos[(\omega_r - \omega_i)t - \varphi] \\
\omega_r + \omega_i \text{分量} & -\frac{2}{\pi} U_i \cos[(\omega_r + \omega_i)t + \varphi] \\
3\omega_r - \omega_i \text{分量} & \frac{1}{3} \frac{2}{\pi} U_i \cos[(3\omega_r - \omega_i)t - \varphi] \\
3\omega_r + \omega_i \text{分量} & -\frac{1}{3} \frac{2}{\pi} U_i \cos[(3\omega_r + \omega_i)t + \varphi] \\
\text{.....} & 
\end{cases} \quad (17.5)$$

在正常工作情况下，参考信号的基波频率与被测信号的频率是相等的，即 $\omega_r = \omega_i$ 。这

时 PSD 的输出信号  $u_{oPSD}$  中含有直流成分

$$u_{dc} = \frac{2}{\pi} U_i \cos \varphi \quad (17.6)$$

经低通滤波器（Low—Pass Filter，简称为 LPF）后，PSD 输出信号中的交流成分被滤去，

只有直流成分  $u_{dc}$  被输出，它的大小与输入信号和参考信号之间的位相差 $\varphi$ 有关。当 $\varphi=0$

时，输出信号最大

$$u_{dc} = \frac{2}{\pi} U_i \quad (17.7)$$

可见，输出信号大小还和被测信号的幅值成正比。由于参考通道有精密可调的移相器，不管参考信号与被测信号之间的位相差原来是多少，总可以调节移相器，使在 PSD 输入端  $\varphi=0$ ，从而输出达到最大值，经过校准一般让输出最大时代表输入信号的有效值。当  $\varphi=\pm\pi/2$  时， $u_{dc}=0$ 。由以上讨论可以看出，在被测信号中若混杂有相同频率而不同位相的干

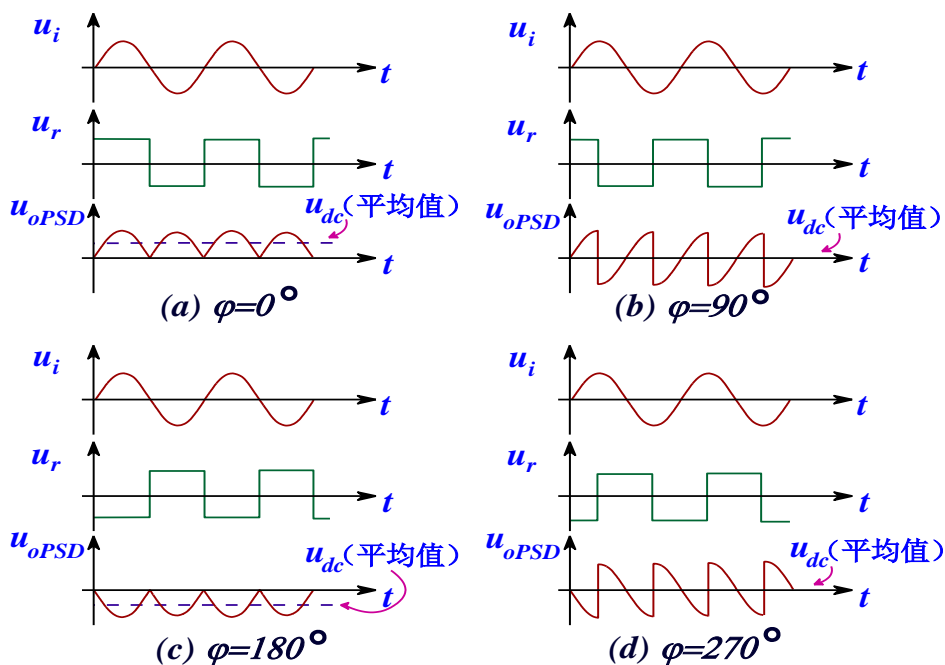


图 17.3  $\varphi$  为不同数值时的  $u_i$ 、 $u_r$ 、 $u_{PSD}$  和  $u_{dc}$  波形

扰信号时，经过 PSD，会受到一定的抑制。图 17.3 画出了  $\varphi$  具有几个典型数值时的  $u_i$ 、 $u_r$  和  $u_{oPSD}$  的波形。

从(2)式进一步可以看出，若输入信号为三次谐波，即出现了  $3\omega_r=\omega_i$  的情况，这时  $3\omega_r-\omega_i$  分量就是直流分量，其数值为

$$\frac{1}{3} \frac{2}{\pi} U_i \cos \varphi \quad (17.8)$$

与  $\omega_r=\omega_i$  的基波情况相比，除大小降低到  $1/3$  以外，其他情况一样。同理，如果  $\omega_i$

$= (2n + 1) \omega_r$ ，则可得到相应的直流分量为

$$\left( \frac{1}{2n+1} \right) \frac{2}{\pi} U_i \cos \varphi \quad (17.9)$$

这表明被测信号中的奇次谐波成分在输出信号中仍占有一定比例，或者说，PSD-LPF 系统对奇次谐波的抑制能力有一定限度，图 17.4

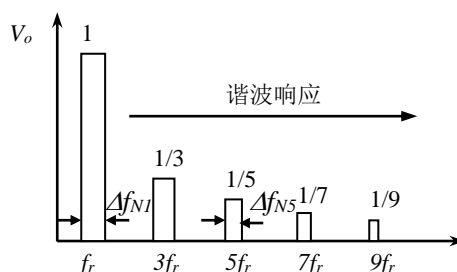


图 17.4: PSD 的谐波响应

画出了 PSD 的谐波响应图。因此，在实际的锁相放大器内，在信号通道中，还设置有高通滤波器、低通滤波器和调谐放大器，以便对混杂在被测信号内的干扰和噪声先进行一定的抑制，然后再输给 PSD，以加强整个锁相放大器对噪声和干扰的抑制能力。

#### b. 信号通道

待检测的微弱信号和噪声混合在一起输入低噪声前置放大器，经放大后进入前置滤波器，前置滤波器可以是低通、高通、带通或带阻滤波器，或者用这些滤波器的两种或两种以上的组合构成宽带或窄带滤波特性，用于防止在严重的噪声或干扰条件下使 PSD 出现过载，滤波后的信号经过调谐交流放大器放大到 PSD 所需电平后输入 PSD。

#### c. 参考通道

参考通道用于产生相干检测所需的和被测信号同步的参考信号。参考通道首先把和被测信号同频率的任何一种波形的输入信号转换为占空比为 1:1 的方波形号，其频率和输入移相器的参考信号的频率  $f_r$  相同。现代的锁相放大器还可以给出频率为  $2f_r$  的方波信号，主要用于微分测量中相移电路可以精密地调节相位  $\varphi_2$ ，使 PSD 中混频器的两个输入信号的相位差严格为零，获得最大的检波直流输出。方波信号通过移相器改变其相位，使得 PSD

输入的参考信号与被测信号同相位，即 $\varphi=0$ 。

锁相放大器的 PSD 的直流输出信号一般要再经过滤波和直流放大，最后输出给测量仪表等。

## 2). 锁相放大器对噪声的抑制

a. 等效噪声带宽：为了定量分析放大器抑制噪声的能力，我们先引入等效噪声带宽

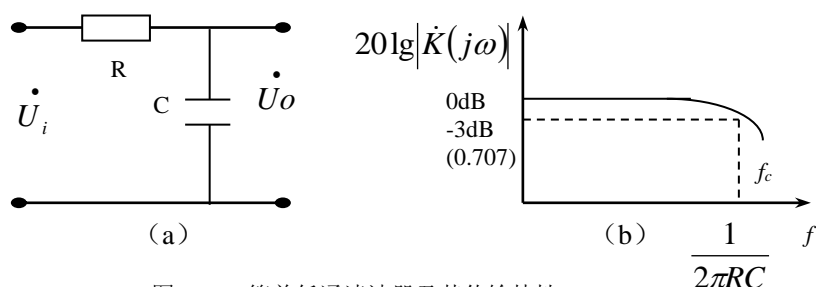


图 17.5 简单低通滤波器及其传输特性

(Equivalent Noise Band Width, 简称为 ENBW)的概念。

考察如图 17.5(a)所示的最简单的 RC 低通滤波器，它以复数表示的传输系数（即输出

$$\text{输入信号之比) 为: } \dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (17.10)$$

$$\text{它的模为: } |\dot{K}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f RC)^2}} \quad (17.11)$$

图 17.5(b)所示为 $|\dot{K}(j\omega)|$ 随频率而改变的关系。对于输入信号，滤波器的带宽通常定义为当传输系数 $|\dot{K}(j\omega)|$ 随频率改变而下

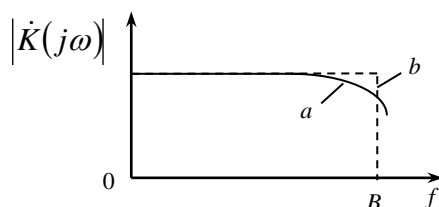


图17.6 低通滤波器的等效噪声带宽

降到 0.707 (-3dB) 时的频率值  $f_c$ 。由(17.11)式可知 RC 低通滤波器的带宽为  $1/2\pi RC$ 。

对于输入噪声通常用等效噪声带宽(ENBW)来表征滤波器抑制噪声的能力。假定滤波器的输入为白噪声,即在  $f$  到  $f+\Delta f$  频率范围内,噪声电压的均方值为

$$\overline{\Delta U_N^2} = \alpha \Delta f \quad (17.12)$$

其中  $\alpha$  为一与  $f$  无关的系数。当噪声通过所讨论的低通滤波器时,可以求得输出噪声电压的均方值。另外,假定有一个理想的低通滤波器,其传输特性如图 17.6 中虚线 b 所示。频率在  $0 \sim B$  之间传输系数的模等于所讨论的低通滤波器当  $f=0$  时传输系数的模,而当  $f > B$  时传输系数的模为零。噪声通过此理想低通滤波器时,也可求得输出噪声电压的均方值。如果两种情况下输出噪声电压的均方值相等,则定义这时的  $B$  为所讨论的低通滤波器的等效噪声带宽。按以上定义

$$\begin{aligned} \int_0^\infty \alpha df &= \int_0^\infty \frac{1}{1+(\omega RC)^2} \alpha df \\ B &= \int_0^\infty \frac{1}{1+(2\pi f RC)^2} df = \frac{1}{4RC} (Hz) \end{aligned} \quad (17.13)$$

可见,RC 低通滤波器的等效噪声带宽  $B$  和时间常数  $RC$  成反比。显然,对于任何传输系数为  $\dot{K}(j\omega) = K_0/(1+j\omega RC)$  的低通滤波器 ( $K_0$  为实数),等效噪声带宽  $B$  都等于  $1/4RC$ 。128A 型锁相放大器所用低通滤波器也属于这种类型,因此其 ENBW 值  $B$  也等于  $1/4RC$ 。该仪器的时间常数  $RC$  可以从  $1ms$  改变到  $100s$ 。当时间常数为  $100s$  时,等效噪声带宽  $B=0.0025Hz$ ,这个数值相当小,如此小的带宽可以大大地抑制噪声。我们知道,一般的调谐放大器或选频放大器要想把带宽做到这么窄是极其困难的,锁相放大器的特点在此就表现得非常突出了。



对于 PSD，考虑到在基波附近 $\pm\Delta f$ 的输入噪声都将在输出端产生噪声分量，故 PSD 的基波等效噪声带宽应为 RC 低通滤波器等效噪声带宽的 2 倍，即：

$$\Delta f_{N1} = 2B = 1/2RC \quad (17.14)$$

对于白噪声，相应谐波等效噪声带宽为： $1/(2n+1)^2 \cdot 1/2RC$ ，总的等效噪声带宽为：

$$\Delta f_{No} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \cdot \frac{1}{2RC} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \Delta f_{N1} = \frac{\pi^2}{16RC} = \frac{\pi^2}{16T} \quad (17.15)$$

国外仪器一般都用低通滤波器的等效噪声带宽代替仪器总的等效噪声带宽，这是不太严格的。128A 型锁相放大器的等效噪声带宽采用的就是这类定义。

从抑制噪声的角度看，时间常数  $RC$  越大越好。但  $RC$  越大，放大器反应速度也越慢，幅度变化较快的信号的测量将受到限制。所以在锁相放大器中用减小带宽来抑制噪声是以牺牲响应速度为代价的。在测量中应根据被测信号情况，选择适当的时间常数，而不能无限度地追求越大越好。

b. 信噪比改善 (SNIR)：信噪比改善是指系统输入端信噪比  $V_{si}/V_{Ni}$  与输出信噪比  $V_{so}/V_{No}$  的比值，锁相放大器的信噪比改善常用输入信号的噪声带宽与 PSD 的输出噪声带宽之比的平方根表示：

$$SNIR = \frac{V_{so}/V_{No}}{V_{si}/V_{Ni}} = \sqrt{\frac{\Delta f_{Ni}}{\Delta f_{No}}} \quad (17.16)$$

### 3). 锁相放大器的噪声

锁相放大器本身的噪声将直接影响最小可测信号的大小。为了便于研究，通常将它折合为放大器输入端的噪声，决定该噪声的因素有：放大器的前级状况，信号源的内阻  $R_s$

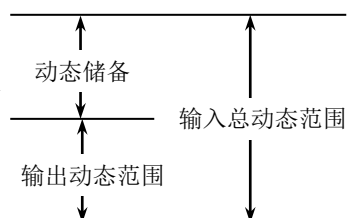
以及工作频率。不同的  $R_s$  具有不同的热噪声；工作频率较低时， $1/f$  噪声的影响较大。为了在使用中方便地考虑锁相放大器的噪声，通常将折合到输入端的噪声绘制成噪声系数等值线图（简称 NF 图）。噪声系数 NF 的定义为：

$$NF = 20 \lg \frac{\text{折合到输入端的总噪声电压}}{\text{折合到输入端的源电阻热噪声电压}} \quad (17.17)$$

根据给定的工作频率  $f$  和源电阻  $R_s$  值，通过查 NF 图，即可得到锁相放大器最小可检测信号的大小。

#### 4). 动态范围和动态储备

锁相放大器有几个标志其性能的临界电平：(1)最小可分辨信号电平(MDS)；(2)满刻度信号输入电平(FS)；(3)最大过载电平(OVL)。这三个电平确定了仪器的几个重要性能指标：



(a) 动态储备= $20 \lg(OVL/FS)(dB)$ 是指比满刻度输入信号

图 17.7 动态范围与动态储备

大这么多倍(以分贝为单位)输入噪声仍然能够被仪器抑制。(b) 输出动态范围= $20 \lg(FS/MDS)(dB)$ 是指在确定的灵敏度条件下满刻度输出时的输入信号大小与最小可分辨信号大小之比。(c) 输入总动态范围= $20 \lg(OVL/MDS)(dB)$ 是指在确定的灵敏度条件下，最大噪声信号大小与最小可分辨信号大小之比，它是评价仪器从噪声中提取信号能力的主要参数。它们之间关系可以用图 17.7 表示。

信号通道内插入高、低通滤波器和调谐放大器有助于改善动态储备。改变滤波器的通带范围和放大器的放大倍数会影响动态储备和动态范围。测量中要根据输入信号情况适当调节和选用。

17.4 实验仪器

1. ND-501 型微弱信号检测实验综合装置

图 17.9 是 ND-501 型微弱信号检测实验综合装置的面板图，该装置把微弱信号检测技术的基本实验部件装在一个插件盒内，由一个能同时插四个插件盒的带电源的机箱，通过插入不同的实验部件盒组成不同类型的微弱信号检测仪器。有关该仪器的详细情况，请参阅仪器使用说明书。

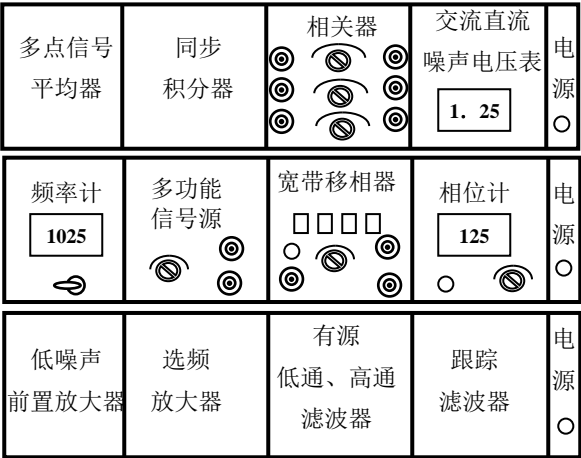


图 17.9 ND-501 型微弱信号检测实验综合装

17.5 实验任务和步骤（注：带\*号部分为选作内容）

1. 锁相放大器的特性和工作参数测定

使用 ND-501 型微弱信号检测实验综合装置观察锁相放大器的特性并测量其工作参数。接通电源，首先使仪器预热 2 分钟。

1). 参考信号通道特性研究

调节多功能信号源的输出信号为正弦波，用频率计测量其频率，用交流直流

噪声电压表测量信号的幅度，调节输出信号的频率为 1kHz 左右，幅度大小为 100mV 左右。

然后按图 17.12 所示接线，按

下宽带移相器 0°移相按钮，

调节 0°~100°相位调节按钮，

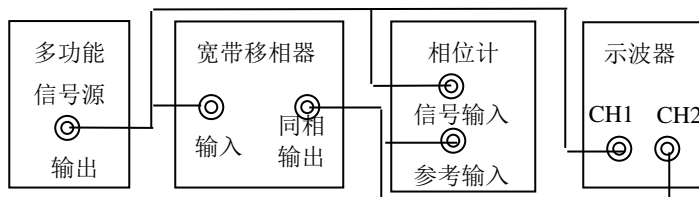


图 17.12: 参考通道特性观测

用示波器观察宽带移相器的

输入和输出信号的波形的变化，最后使相位差计显示参考信号和输入信号的相位差分别为

0°、90°、180°、270°对比画出宽带移相器的输入和输出信号的波形。

改变信号的幅值和频率，观察同相输出信号幅值和频率的变化，并做简要分析。

调节信号源，使输出波形分别为三角波和方波，重复上述观测。

## 2). 相敏检波器的特性研究及主要参数测量

### a. 相敏检波器 PSD 输出波形和电压测量

按图 13 接线，置交流放大倍数为

×1，直流放大倍数为×10，相关

器低通滤波时间常数置 1 秒，调节

宽带移相器的相移量，用示波器观

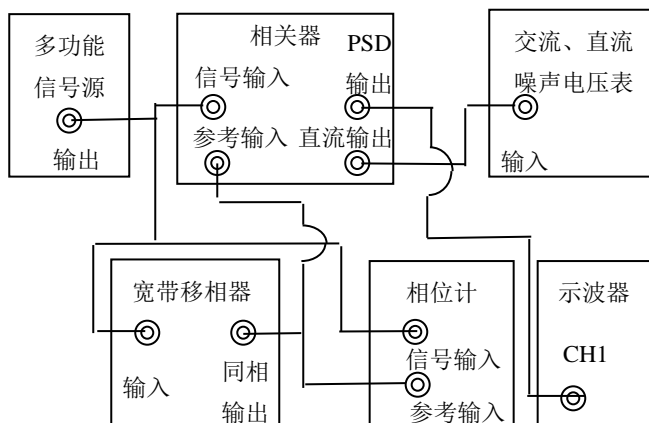


图 17.13 相关器 PSD 波形观测

察信号、参考信号及 PSD 的输出波

形并分析它们之间的关系，测量相关器输出直流电压大小与信号、参考信号之间幅值及相

位差的关系，用相位计测量 $\varphi$ 值大小，在 $0^\circ\sim 360^\circ$ 范围内作 PSD 输出直流信号  $u_{dc}$  和输入信号  $u_i$  的比值  $u_{dc}/u_i$  与相位差 $\varphi$ 的关系曲线。与理论公式  $u_{dc} = \frac{2}{\pi} K_{AC} \cdot K_{DC} \cdot \sqrt{2} u_i \cos \varphi$  对比。

### b. 相关器的谐波响应的测量与观察

将图 13 中宽带移相器的输入信号接至多功能信号源的“倍频•分频输出”，多功能信号源功能“选择”置“分频”，此时，参考信号的频率为信号频率的  $1/n$  次倍。

先置分频数为 1，调节移相器的相移，使输出直流电压最大，记录输出直流电压的大小。改变  $n$  的数值分别为 2、3、4、5...，进行上述测量，根据测量结果画出相关器对谐波的响应图。

### \*c. 相关器对不相关信号的抑制

按图 17.14 所示接线，多功能信号源的输出正弦信号为相关器的输入信号，低频信号源的输出信号作为相关器的干扰信号，由相关器的“噪声输入”端输入。由示波器观察相关器的“加法器输出”波形与“PSD 输出”波形，用电压

图 17.14 相关器对不相关信号的抑制

表测量输入信号，干扰信号，相关器输出信号大小，由频率计测量信号和干扰信号的频率。

选择相关器的交流放大倍数为 $\times 1$ ，直流放大倍数为 $\times 10$ ，时间常数 1 秒，调节多功能信

号源的频率为 200Hz(可以任选), 电压为 100mV, 调节低频信号源的输出电压为 0(即相关器输入信号不混有干扰信号), 调节宽带相移器的相移量, 使相关器输出的直流电压最大。

记录“加法器输出”, “PSD 输出”波形及相关器输出的直流电压(正比于输入信号的有效值)。调节低频信号源的输出电压为 300mV, 即干扰电压为待测量信号电压的 3 倍。任选一工作频率(例如为 930Hz)。由示波器观察“加法器输出”“PSD 输出波形”, 观测此时被测信号与干扰信号波形及相关器的输出直流电压变化。改变干扰信号的频率, 观察相关器对不相关信号的抑制能力, 对实验现象进行总结, 分析相关器抑制干扰的能力。

#### \*d. 相关器对噪声的抑制及等效噪声带宽

白噪声电压与带宽有关, 通过高、低通滤波器可以组成一个已知带宽的带通滤波器来确定噪声带宽。对于二阶有源滤波器信号带宽 $\Delta f_s$ 与等效噪声带宽 $\Delta f_N$ 关系为:  $\Delta f_N = (\pi/2)\Delta f_s$

测试方框图如图 17.15 所示。白噪声信号源通过高低通滤波器组成的带通滤波器的限制, 使高通、低通滤波器的输出为已知等效噪声带宽的噪声源, 输给相关器的噪声, 白噪

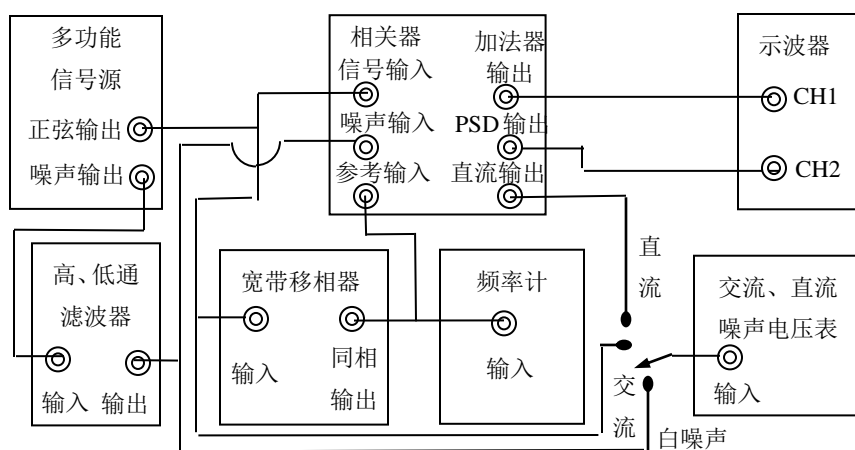


图 17.15 相关器对噪声的抑制

声电压的大小由交流、直流、噪声电压表测量，在测量白噪声电压时，给出的是白噪声的均方根电压，注意，只能用 2V 量程档测量噪声电压。高通，低通滤波器的高通截止频率选在 250HZ，低通滤波器的截止频率选在 25kHz，则等效噪声带宽  $\Delta f_N = (\pi/2)\Delta f_s = (\pi/2) \times (25000 - 250) \text{Hz} = 39\text{kHz}$ 。

相关器选  $K_{AC}=10$ ， $K_{DC}=10$ ， $T=1$  秒。输入信号频率  $f_s=1\text{kHz}$ ， $V_{si}=50\text{mV}$ ，先不加白噪声干扰信号。调节相移器的相移，使输入信号与参考信号同相，并用示波器观察“加法器输出”“PSD 输出”的波形，用电压表测量输出电压。

白噪声信号由相关器“噪声输入”输入，作为干扰信号，用示波器观察“加法器输出”的信号与噪声相混的波形。调节白噪声信号源的输出幅度或与高、低通滤波器的放大倍数相配合调节，使输入白噪声均方根电压为 100mV。用示波器观察“加法器输出”信号与噪声相混的波形和“PSD 输出”波形。用电压表测量相关器输出的信号电压和噪声电压，计算输出信号的信噪比，根据输入输出信噪比计算 SNIR，与公式（17.16）计算的理论值比较。

改变时间常数  $T=0.1\text{S}$  和  $T=10\text{S}$ ，从示波器上观察直流输出信号的波形，比较不同时间常数下的信号波形，同时可以利用 2V 量程档测量不同时间常数下的直流输出信号中的噪声电压，了解相关器对噪声的抑制能力。

## 17.6 思考题

1. 锁相放大器各组成部分有什么功能和特点，为什么说 PSD 是锁相放大器的核心？

2. 滤波器时间常数的选择对锁相放大器检测微弱信号有什么影响?
3. 在微弱信号检测中, 如果微弱信号是直流性质的, 如何利用锁相放大器对其检测?

## 参考文献

- [1]. 张孔时, 定慎训. 物理实验教程 (近代物理实验部分). 清华大学出版社, 1991
- [2]. 微弱信号检测动态. No. 2, 1980. 9
- [3]. 128A 锁相放大器说明书
- [4]. 叶良修编著. 半导体物理学 (上册). 高等教育出版社, 1988
- [5]. 吕斯骅, 朱印康主编. 近代物理实验技术 (1). 高等教育出版社, 1991
- [6]. 曾庆勇著. 微弱信号检测. 浙江大学出版社, 1996
- [7]. 唐鸿宾编. 微弱信号检测技术实验讲义 (上). 南京大学微弱信号检测技术中心, 1997
- [8]. ND-501 型微弱信号检测试验综合装置使用说明书
- [9]. 林木欣主编. 近代物理实验教程. 科学出版社, 1999