

实验 39 锁相放大器的原理

随着科学技术的发展,微弱信号的检测越来越重要。锁相放大器(lock-in-amplifier, LIA)是检测淹没在噪声中的微弱信号的仪器。它可用于测量交流信号的大小和位相,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。本实验旨在了解锁相放大器的工作原理。

【思考题】

1. 交流信号的大小和位相是如何测量的?
2. 交流信号的有效值和峰-峰值分别用什么仪器测量?

【引言】

锁相放大器自 1962 年问世以来,其相关技术有了迅速发展,测量性能有了很大提高,现已广泛用于科学技术的很多领域。通过本实验,可以了解锁相放大器不同部分的工作原理。

【实验原理】

1. 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。对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 50 Hz 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、 $1/f$ 噪声(f 代表频率)。这些噪声都是由元器件内部电子运动的涨落现象引起的。热噪声顾名思义是由于温度引起的涨落,散粒噪声基于散粒的布朗运动, $1/f$ 噪声是频率的效应。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

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、参考通道、相敏检波器三部分组成。图 39.1 是其原理方框图。

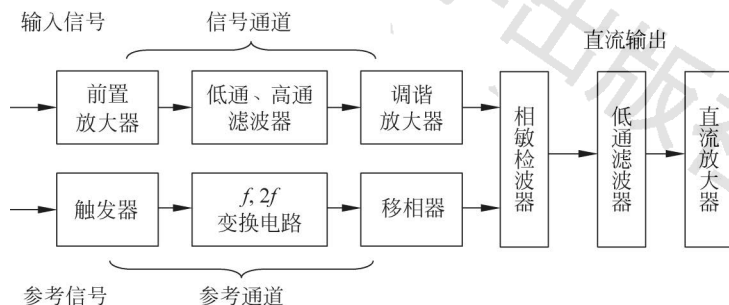


图 39.1 锁相放大器原理方框图

2.1 相关检测及相敏检波器

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。锁相放大器通过直接计算相关函数来实现从噪声中检测到被淹没的信号。

锁相放大器的核心部分是相敏检波器(phase-sensitive-detector, PSD),也有人称它为混频器(Mixer),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信号,经触发整形和移相变成方波信号,即参考信号,加到 PSD 的另一个输入端。

用傅里叶级数展开,幅度为 1 的方波的表达式为

$$u_r = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_r t], \quad n=0,1,2,\dots \quad (39.1)$$

若加在 PSD 上的被测信号为 u_i , 加在 PSD 上的方波参考信号为 u_r , 幅度为 1, 于是 PSD 的输出信号为

$$\begin{aligned} u_{\text{oPSD}} &= u_i u_r \\ &= [U_i \sin(\omega_i t + \varphi)] \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_r t] \right\} \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2U_i}{(2n+1)\pi} \cos\{[(2n+1)\omega_r - \omega_i]t - \varphi\} - \\ &\quad \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2U_i}{(2n+1)\pi} \cos\{[(2n+1)\omega_r + \omega_i]t + \varphi\} \end{aligned} \quad (39.2)$$

从上式可以看出,它包含下列各种频率的分量:

$$(2U_i/\pi) \cos[(\omega_r - \omega_i)t - \varphi], \quad (2U_i/3\pi) \cos[(3\omega_r - \omega_i)t - \varphi], \quad \dots$$

在正常工作情况下,参考信号的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:

$$u_{dc} = \frac{2}{\pi} U_i \cos \varphi \quad (39.3)$$

经低通滤波器 (low-pass-filter, LPF) 过滤后, PSD 输出信号中的交流部分被滤去, 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相位差 φ 有关。当 $\varphi=0$ 时, 输出信号最大

$$u_{dc} = \frac{2}{\pi} U_i \quad (39.4)$$

可见, 输出信号大小还与被测信号的幅值 U_i 成正比。由于参考通道有精密可调的移相器, 假设参考信号与被测信号之间的相位差是 φ , 可以调节移相器来移动 φ , 使 PSD 输出达到最大值。此时所调节的相位 φ 即为交流信号的相位。经过校准, 一般让输出最大值代表输入信号的有效值乘以仪器的放大倍数。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相位的干扰信号时, 经过 PSD, 会受到一定的抑制。图 39.2 画出了 $\varphi = 0^\circ$ 和 $\varphi = 180^\circ$ 典型数值时的 u_i 、 u_r 、 u_{oPSD} 的波形。若输入信号为三次谐波, 即出现了 $3\omega_r = \omega_i$ 情况, 这时 $3\omega_r = \omega_i$ 分量就是直流分量, 其数值为

$$u_{dc} = \frac{1}{3} \frac{2}{\pi} U_i \cos \varphi \quad (39.5)$$

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

$$u_{dc} = \left(\frac{1}{2n+1} \right) \frac{2}{\pi} U_i \cos \varphi \quad (39.6)$$

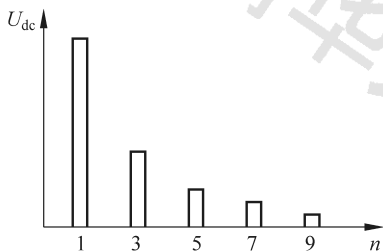


图 39.3 PSD 的谐波响应示意图

2.2 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

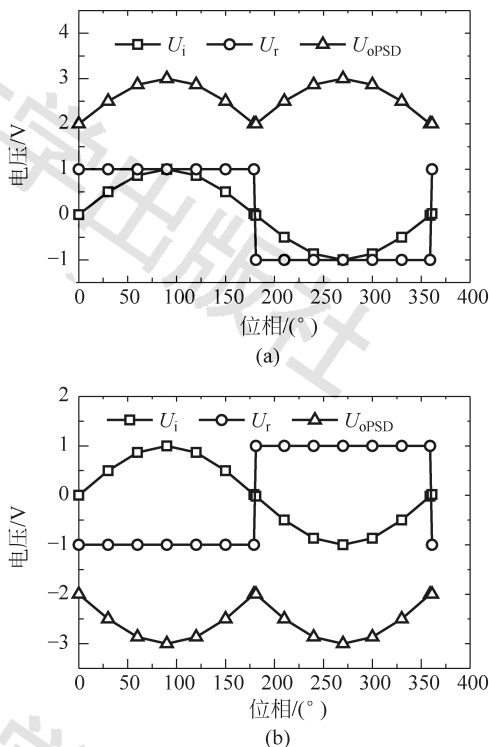


图 39.2 不同相位的 U_i 、 U_r 、 U_{oPSD} 波形图

(a) $\varphi = 0^\circ$; (b) $\varphi = 180^\circ$

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 39.3 给出了 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信号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信号的抑制能力。

上组合构成具有宽带或窄带滤波特性的滤波器,用于防止在严重的噪声或干扰信号条件下使 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。

2.3 参考通道

参考通道用于产生相关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 的方波信号,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的相移电路,可以精密地调节相位 φ_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位相,使得 PSD 输入的参考信号与被测信号同相位,即直流输出最大。锁相放大器的 PSD 直流输出信号一般还要再经过滤波和直流放大,最后输出给测量仪表。

2.4 对噪声的抑制

如图 39.4(a)所示,这是一个最简单的 RC 低通滤波器,它以复数表示的传输系数(即输出输入信号之比)为

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (39.7)$$

它的模为

$$|\dot{K}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f RC)^2}} \quad (39.8)$$

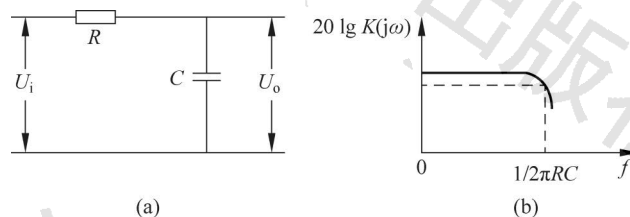


图 39.4 简单 RC 低通滤波器的结构及其传输特性

(a) 结构; (b) 传输特性

图 39.4(b)展示了 $|\dot{K}(j\omega)|$ 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 $|\dot{K}(j\omega)|$ 随频率改变而下降到 0.707 (-3 dB) 时的频率值 f_c 。由式(39.8)可知 RC 低通滤波器的带宽为 $f_c = 1/(2\pi RC)$ 。可见,RC 低通滤波器的带宽和时间常数 RC 成反比,仪器的时间常数 RC 可以从 1 ms 改变到 100 s。当时间常数为 100 s 时,等效噪声带宽 $B = 0.0025$ Hz,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。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。

【实验方法与内容】

1. 参考信号通道特性研究

使用 ND-501 型微弱信号检测实验综合装置,接通电源,使仪器预热 2 min。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,用交流电压表测量信号的有效值,用示波器测量信号的峰-峰值。调节输出信号的频率为 1 kHz 左右,有效值为 100 mV 左右。按图 39.5 接线。按宽带移相器 0° 调节,调节 $0^\circ \sim 100^\circ$ 相位调节按钮,用示波器观察宽带移相器的输入和输出信号的相位变化,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° ,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,并根据式(39.2)做简要分析。

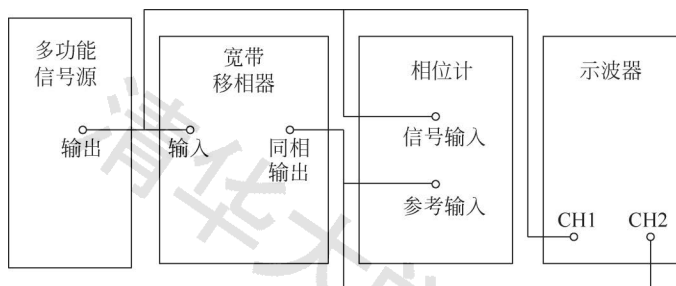


图 39.5 参考通道特性研究

2. 相敏检波器 PSD 研究

按图 39.6 接线。设置交流放大倍数为 10,设置直流放大倍数为 1,相关器低通滤波时间常数设置为 1 s。调节宽带移相器的相移量依次为 0° 、 90° 、 180° 、 270° ,用示波器观察 PSD 的输出波形,并分析它与输入信号和同相输出信号之间的关系。测量相关器输出直流电压大小与位相差 φ 的关系,作出 PSD 输出直流电压 u_{dc} 和输入信号有效值 u_i 的比值 u_{dc}/u_i 与位相差 φ 的关系曲线,并与理论曲线 $u_{dc}/u_i = (2^{3/2}/\pi)K_{AC}K_{DC}\cos\varphi$ 对比。

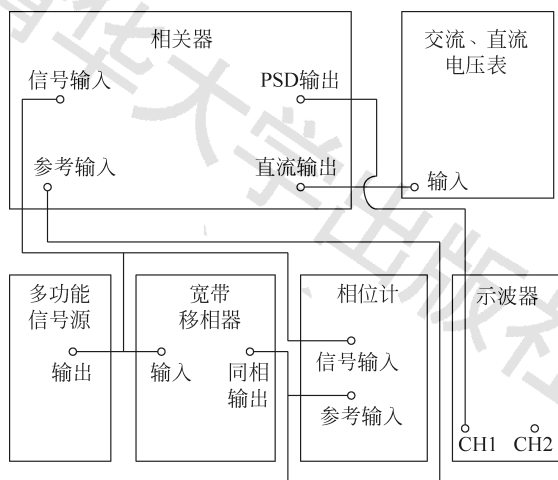


图 39.6 相关器 PSD 波形研究和 $U_{dc}-\varphi$ 测量

3. 相关器的谐波响应研究

将图 39.6 中宽带移相器的输入信号接至多功能信号源的“分频输出”,其他输入信号还是用多功能信号源的正弦波,如图 39.7 所示。此时,参考信号的频率为多功能信号源信号频率的 $1/n$ 倍。先设置分频数 n 为 1,调节移相器的相移,使输出直流电压最大,记录该输出直流电压的最大值,并画出 PSD 输出波形。改变 n 的数值分别为 2、3、4、5、6、7、8、9,重复进行上述测量,根据测量结果,画出相关器对谐波的响应曲线 $U_{dc}-n$,并将实验结果与理论计算进行比较。当 n 为偶数时,可以不用调节相移;当 n 为奇数时,可以微调相移,使 U_{dc} 的绝对值最大。

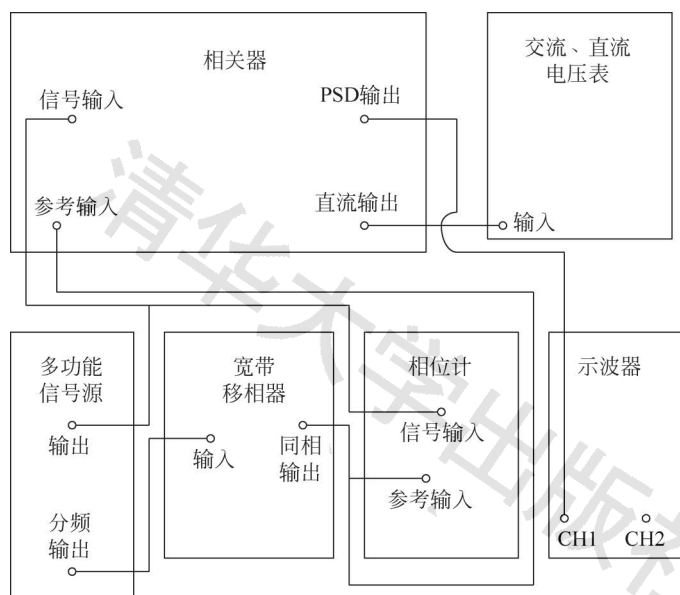


图 39.7 谐波响应研究

4. 相关器对不相关信号的抑制

按图 39.6 所示接线。多功能信号源的输出信号为正弦波信号,为相关器的输入信号。另一个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,如图 39.8 所示。用交流电压表测量输入信号、干扰信号的有效值,用直流电压表测量相关器的直流输出的大小,由频率计测量输入信号和干扰信号的频率。选择相关器的交流放大倍数为 10,直流放大倍数为 1,时间常数为 1 s。调节多功能信号源的信号频率为 $f_i=200$ Hz,电压有效值为 100 mV。首先不要接另一个低频信号源的信号,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,记录该相关器输出的直流电压最大值。调节另一个低频信号源的输出电压有效值为 70 mV,并将该信号接入到噪声输入端口,改变该信号的频率 $f_n=nf_i$ ($n=1,2,3,4,5,6,7$),观察相关器的输出直流电压的变化(对干扰信号的抑制能力),对实验现象进行总结,分析相关器抑制干扰信号的能力。当 $n=1,3,5,7$ 时,理论计算直流电压的变化范围,并与实验结果比较。

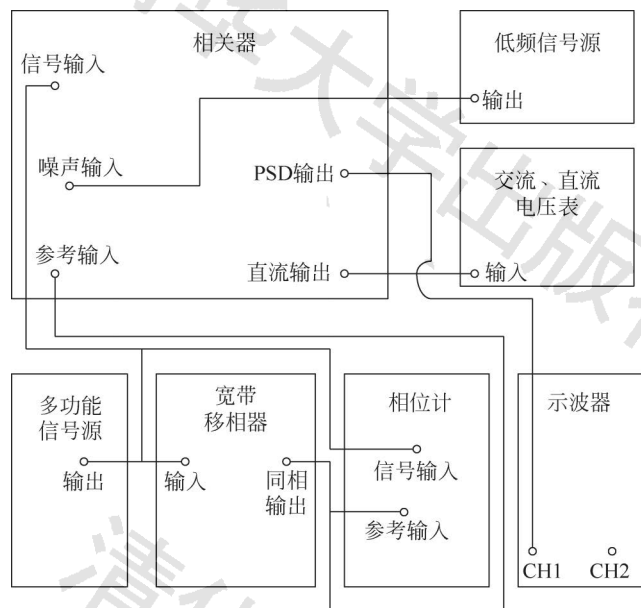


图 39.8 相关器对不相关信号的抑制

【参考文献】

- [1] 曾庆勇. 微弱信号检测[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1996.

(侯清润)