

微弱信号检测教学实验讲义



Copyright © 2016 by SSI.
All Rights Reserved.

Revision 1.3

目录

1. 锁相放大器介绍	1
1.1 锁相放大器的应用背景	1
1.2 什么是锁相放大器	1
1.3 数字锁相放大器，而不是模拟锁相放大器	2
1.4 总结	3
2. 锁相放大技术原理及其技术指标	4
2.1 锁相放大技术原理	4
2.2 锁相放大器技术指标	5
3. 基本操作指南	7
3.1 测量信号 R、 Θ 、X 以及 Y 值	7
3.2 不同时间常数、陡降、动态储备下观测滤波器效果	12
4. 实验内容	17
4.1 强噪声背景检测弱信号实验	17
4.2 微弱信号多谐波测量实验	19
4.3 微小阻抗测量实验	23
4.4 变容二极管结电容测量实验	29
4.5 电阻热噪声测量实验	33

1. 锁相放大器介绍

1.1 锁相放大器的应用背景

在自然现象和规律的科学研究和工程实践中,经常会遇到需要检测毫微伏量级信号的问题,比如测定地震波的波形和波速,材料分析时测量荧光光强、卫星信号的接收、红外探测以及生物电信号测量等。这些问题都归结为噪声中微弱信号的检测。

微弱信号检测技术是测量技术中的一个综合性的技术分支,它利用电子学、信息论、计算机和物理学的方法,分析噪声产生的原因和规律,研究被测信号的特点和相关性,检测并恢复被噪声淹没的微弱有用信号。由于微弱信号本身的涨落、背景和放大器噪声的影响,测量的灵敏度会受到限制。因此微弱信号检测技术研究的重点是如何从强噪声中提取有用信号,探索采用新技术和新方法来提高系统输出信号的信噪比。

微弱信号检测的方案有几种,包括锁相放大器频谱迁移法检测微弱信号、微弱振动信号的谐波小波频域提取、基于噪声和混沌振子的微弱信号检测、随机共振理论微弱信号检测方法等。其中锁相放大器频谱迁移法是已经非常成熟的微弱信号检测技术。另外的几种方案尚不成熟,仍然处在科学研究阶段。

现在微弱信号检测领域常用的仪器是锁相放大器,可以用来测量强噪声背景下的弱光、弱磁、弱声、小位移、小电容、微流量、微压力、微振动、微温差等多种微弱信号。

1.2 什么是锁相放大器

锁相放大器本质是实现一个具有极高 Q 值的稳定的窄带滤波器, Q 值往往高达数十 dB,有时甚至在 140dB 以上。这代表锁相放大器可以将某一频率的微弱信号极好地从噪声中滤除出来。

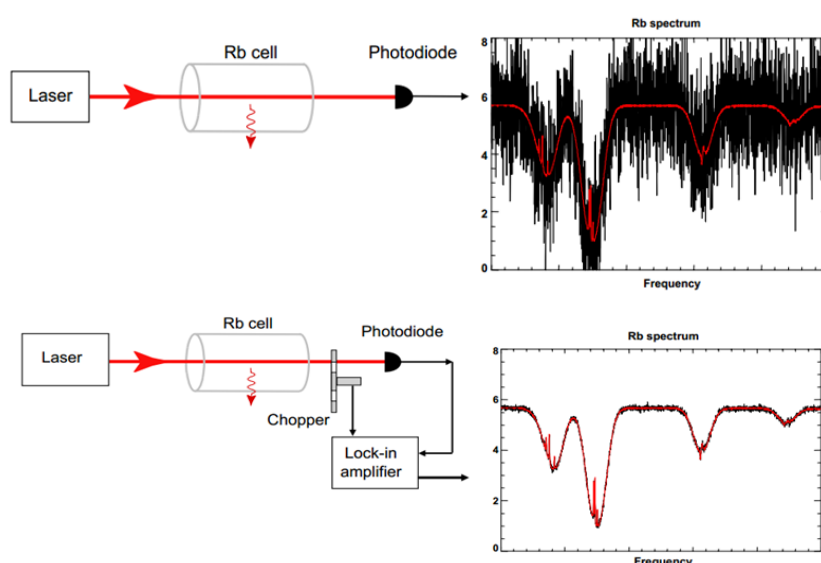


图 1-1 样品吸收谱测量对比图

以样品吸收谱的测量为例说明锁相放大器的滤除噪声的效果,将普通检测方法和锁相放大器检测方法进行对比,其测量结果如图 1-1 所示。

从结果可以发现两种测量方法得出样品谱的根本趋势是一样的,但是很明显的可以看到锁相放大器的测量结果受噪声影响非常小,可以基本还原初始信号。

虽然锁相放大器的本质是简单的窄带滤波器,但是为了方便处理、测量和观察信号,锁相放大器集成了包括模拟信号调理电路模块、数字信号处理电路模块、AD/DA 转换电路模块、显示模块等等,是一个非常复杂的系统。其中模拟信号调理电路是对信号做预先的放大和滤波处理,初步提高输入信号的信噪比;数字信号处理电路则是用来实现相干解调,对有用信号进行频谱搬移,对搬移后的信号实现窄带低通滤波。

使用锁相放大器测量微弱信号有几点限制因素:

1. 锁相放大器无法直接提取直流信息,若待测信号为直流信号,则需预先进行交变调制;
2. 锁相放大器无法区分与有用信号同频的干扰信号,会将其直接当作测量结果的一部分以向量形式加入到最后结果中;
2. 锁相放大器需要一个与有用信号同频的稳定参考信号,因此往往需要利用斩波器或者内部正弦波发生器提供参考信号。

1.3 数字锁相放大器,而不是模拟锁相放大器

模拟锁相放大器使用一个模拟乘法器来实现 PSD 功能,但是这种以模拟技术实现相干调制的方法存在诸多缺陷,会极大地限制相敏检测器的精度,同时会引入很多背景噪声。而数字锁相放大器不但不会产生这种问题,而且具有极高的性能。具体体现如下:

极佳的温度稳定

数字锁相放大器除了前级,其相敏检测模块、低通滤波器、参考电路等没有温漂,其输出结果存在的偏差主要为数模转换以及位数精度导致。而模拟锁相放大器其 PSD 和低通滤波器、参考电路都有温漂,都会引入严重的误差,其输出结果与实际的结果存在一定的误差(即系统误差,并且这一系统误差往往带有不确定性)。

一流的噪声抑制能力

数字锁相放大器不会由于算法计算而引入或者增加噪声,并且基本不受外界环境的干扰。反而用模拟电路搭建的 PS、滤波器等受到使用电子器件的限制,而引入各种的背景噪声,另外环境的噪声也会耦合到模拟电路中,当背景噪声的幅值与信号相接近或是比信号更大时相干调制的结果就会出错。使得以模拟技术实现的相敏检波器的动态储备基本被限制在 60 dB 以下。数字实现的 PSD 模块可以达到 90dB 甚至更大的动态储备,如 0E1022 其动态储备高达 100dB。

卓越的谐波抑制性能

随着器件的发展,数字锁相放大器如 0E1022 的参考信号可以实现 24bit 甚至更高的位宽,相敏检测模块中,谐波分量的抑制实现-90db 或更低的谐波分量的失真。除此之外,由于采用的滤波器为数字滤波器,不会由于运放等而引入部分的谐波失真。

低成本高性能低通数字滤波器

数字滤波器除了上面所说的没有直流的偏置温漂等问题外，数字滤波器结构简单，易于调试、每单级滤波器不受前后滤波器的影响，所以其低通滤波器可以做得非常陡并可以自由选择，OE1022 的滤波器分为 6, 12, 18, 24dB/oct, 时间常数 10 μ s 到 3000s 可选。而模拟滤波器由于器件特性不同、温漂等，其中心频率会跟着变化，器件之间又会相互影响，这给调试带来极大的不便，并肯定会引入部分的误差。

大容量的数字存储-实现超低频率的测量

对于低频信号来说，一般的滤波器滤除其交流分量已经无能为力或者效果甚微，这时就需要用到同步滤波器，它相当于一个非常好的低通滤波器，做同周期内的数据的平均。只是对于低频信号来说，模拟实现好的同步滤波器需要增加庞大的外部电路，成本性能上都是一个不明智的选择，所以其低频信号测量通常不会太低。而数字滤波器通过其大容量，可以存储巨大的数据量，目前 OE1022 可以实现 3000s 的时间常数，1mHz 的频率准确测量就赖于此。

1.4 总结

我们这门实验课介绍的是数字锁相放大器的实现原理，以及基于数字锁相放大器的基础测量实验。学生使用的实验仪器 OE1022 同国际上通用的锁相放大器在功能上是兼容的，在性能上是处于同一水准的。学习这门课程，可以让学生接触到世界上先进的微弱信号检测技术，加深学生对电子理论知识的理解，同时提高学生的动手能力。

2. 锁相放大技术原理及其技术指标

2.1 锁相放大技术原理

在微弱信号检测中，第一个处理必然是对源信号进行放大，但传统的放大处理会同时放大微弱信号及噪声；此外，若没有进行带宽限制或陷波处理，放大也会降低信号信噪比，因此也需要采用滤波等手段对信号进行后处理。微弱信号检测领域中既需要消除遍布整个频域的噪声影响，也非常关注在高精度下提取微弱信号并进行处理，此时基于相干检测原理的锁相放大技术的信号处理能力便大有所长。

锁相放大技术是基于互相干方法的微弱信号检测手段，其核心是相敏检测技术（Phase Sensitive Detection, PSD），利用与待测信号有相同频率和固定相位关系的参考信号作为基准，滤掉与其频率不同的信息，从而提取出有用的信号成分。PSD 模块相当于一个带宽极窄的带通滤波器，其基本模块包含一个将输入信号 $S_I(t)$ 与参考信号 $S_R(t)$ 相乘的乘法模块，

以及一个对乘法结果 $S_O(t)$ 进行低通滤波（Low Pass Filter, LPF）的滤波器模块，最后得到输出为 S_{PSD} ，如下图 2-1 所示。某些时候 PSD 模块特指其中的乘法模块，不包含滤波器模块。

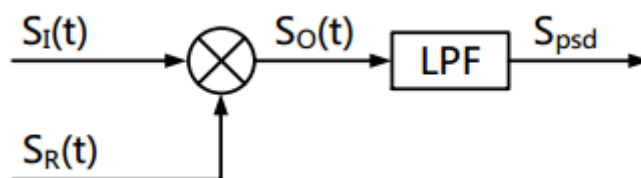


图 2-1 相敏检测示意图

锁相放大器 OE1022 的基本运算结构如图 2-2 所示，包括信号通道、参考通道、PSD 模块和 LPF 模块。这是一款双相型锁相放大器，即共有两个运算通道。

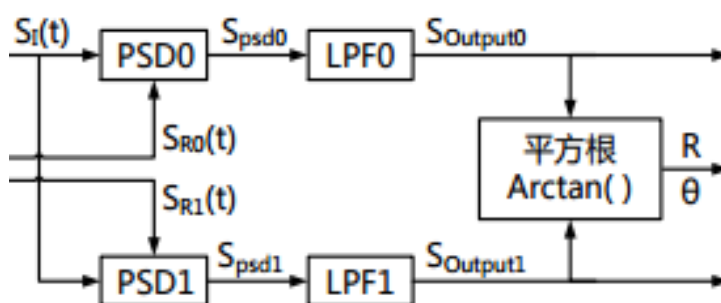


图 2-2 双通道锁相放大器结构图

以下对双通道锁相放大器结构进行原理剖析：

输入信号可定义为：

$$S_I(t) = A \sin(\omega t + \theta) + B$$

上式中是待测交流信号，幅值为 A 、角频率为 ω 、相位为 θ ， X 是总噪声。待测信号幅值与噪声相比非常微弱，因此输入信号是一个信噪比很低的信号。

两路参考信号可定义为：

$$S_{R0}(t) = A_R \sin(\omega t + \delta)$$

$$S_{R1}(t) = A_R \cos(\omega t + \delta)$$

待测信号与参考信号同时进入 PSD 模块进行乘法运算：

$$S_{psd} = \frac{1}{2} A_I A_R \cos(\varphi - \delta) + B(t) A_R \sin(\omega t + \delta) + \frac{1}{2} A_I A_R \cos(2\omega t + \varphi + \delta)$$

式中包含 PSD 运算后得到的三个结果：

$\frac{1}{2} A_I A_R \cos(\varphi - \delta)$ 为直流成分，这一部分包含了待测信号幅值 A_I 、参考信号幅值 A_R 以及待测

信号与参考信号的相位差 $(\varphi - \delta)$ 的余弦值，在待测信号与参考信号稳定的情况下，本部分为定值。

$\frac{1}{2} A_I A_R \cos(2\omega t + \varphi + \delta)$ 为参考信号二倍频交流成分。

$B(t) A_R \sin(\omega t + \delta)$ 为噪声与参考信号相乘成分。

以上第二部分与第三部分均可认为是 PSD 运算得到的交流成分。

由于正弦信号具有完备性，且随机信号与正弦信号不具备相关性，对第二部分及第三部分进行积分运算，结果为 0，相当于通过积分滤除交流成分，故经 PSD 运算后所得信号经过 LPF 模块后，得到直流分量如下：

$$X = S_{Output0} = \frac{1}{2} A_I A_R \cos(\varphi - \delta)$$

$$Y = S_{Output1} = \frac{1}{2} A_I A_R \sin(\varphi - \delta)$$

根据直流分量，可通过下列计算式得到待测信号幅值与相位，分别以 R 和 θ 表示：

$$R = \frac{A_I}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2(X^2 + Y^2)}}{A_R}$$

$$\theta = \varphi - \delta = \tan^{-1} \frac{Y}{X}$$

通过锁相放大技术的过程，相当于一个带宽极小的带通滤波器，可以不受待测频率以外的噪声信号影响，因而可以测量极其微小的信号。

2.2 锁相放大器技术指标

本实验室（中山大学物理学国家级实验教学示范中心创新实验室）研制了多款锁相放大器，均可应用于微弱信号检测教学实验平台中，以下以通用型双相数字锁相放大器 0E1022

型为例进行简要介绍。

信号检测，分为电压输入模式和电流输入模式。在电压输入模式下，可以选择单端或差分输入，输入范围由 1nV 到 1V；在电流输入模式下，可以选择 10^6 或 10^8 V/A 的放大倍数，输入范围由 1fA 到 1uA。

参考信号，分为外部参考和内部参考两个模式。在外部参考模式下，可以向仪器输入特定频率的方波或正弦波，作为仪器内部的参考信号；而在内部参考模式下，仪器可以根据设定的频率值自主产生参考信号。无论在何种模式下，可接受的频率范围均为 1mHz 到 100kHz。

谐波测量，当输入信号为方波时，可以通过内部设置对方波的谐波进行测量，只要谐波的频率在仪器的正常工作频率内均可测量。并可实现三通道同时测量基波和两路谐波，具体测量谐波量可以通过内部参数进行设定。

正弦波发生器，仪器可以根据参考信号产生同频率的正弦波信号，且正弦波的峰峰值可调，调节范围由 0.001Vrms 到 5Vrms，具体数值由内部设置进行调节。

方波发生器，仪器可以根据参考信号产生同频率的方波信号，方波的幅值不可调，固定值为 5V。

辅助模拟输入和输出，本仪器含有四路模数转换输入通道和四路数模转换输出通道。输入通道的输入范围由-10V 到 10V，测量值可以在仪器中显示并调用；输出通道的输出范围由-10V 到 10V，具体数值可以通过内部设置进行调节。

RS-232 转 USB 接口，可以通过 USB 连接线与 PC 机等上位机进行数据传输。该设置极大地方便了锁相放大器的拓展应用，只需在 PC 机中根据锁相放大器的编码规则编写合适的程序，并且配合对应的外围设备或硬件电路，即可控制锁相放大器的运作，并且读取相应的数据，于 PC 机中进行后续的数据处理工作。

另外，有以下参数定义在实验过程中需要实验者的充分理解才更能体会实验的目的：

时间常数

相敏检波器后端的低通滤波器的带宽设置方法与常规的低通滤波器相同，均是通过设置时间常数来实现。其中时间常数的计算公式为：

$$TC = \frac{1}{2\pi f}$$

其中 f 为滤波器-3 dB 处的频率值。例如对于一个一阶的 RC 低通滤波器而言，1 秒的时间常数意味着它的-3 dB 的截止频率为 0.16 Hz。

通常情况下，当系统的输入端有噪声时输出端也会因此而产生噪声。但通过增大时间常数的值能够使系统的输出端更稳定也能减轻输入端噪声对输出端的影响。时间常数除了对系统的稳定性和精度有影响外，还会影响系统的响应时间。时间常数还决定噪声测量时的等效噪声带宽（ENBW）。在此特别说明一下，等效噪声带宽指的并不是滤波器的-3 dB 带宽，它指的是对高斯噪声的有效带宽。

OE1022 动态储备

动态储备表示锁相放大器对噪声容忍程度的大小，通常以 dB 表示。

$$\text{动态储备} = 20 \lg \frac{OVL}{FS} (\text{dB})$$

其中 OVL 表示输入总动态范围，FS 表示输出动态范围。若动态储备为 100 dB，表示系统能容忍的噪声可以比有用信号高出 10^5 倍。

3. 基本操作指南

3.1 测量信号 R、 θ 、X 以及 Y 值

进行本实验，你需要准备以下仪器：

一台锁相放大器 OE1022；

一台示波器；

若干 BNC-BNC 信号线。

现在我们举例使用 OE1022 的内部振荡器 SINE OUT 产生一个幅值为 80mVrms、频率为 1kHz 的正弦波，并用 OE1022 进行测量。步骤如下：

- 1) 断开所有与机箱连接的信号线，接入电源，打开电源开关，此时系统处于默认设置状态。

若如果系统不是默认设置状态，可以在前面板上选择 SAVE RECALL 菜单，Save&Recall 设置为 recall，此时 Channel 会变成 Default，按下软键 3 (见图 2-5)，将 Execute 设置为 YES，即可恢复默认设置状态。

若已经恢复默认设置状态，在前面板上选择 REF/PHASE 子菜单，Ref. source 设置为 “Internal”；Ref. frequency 为默认值 “1.000kHz”；选择进入 “Sine Output” 下级菜单，扫描类型 Sweep Type 设置为 “Fixed”，通过数字键盘在 Voltage 中输入 “0.08”，得到幅值为 80mVrms、频率为 1.000kHz 的正弦信号，待测信号参数如下所示：

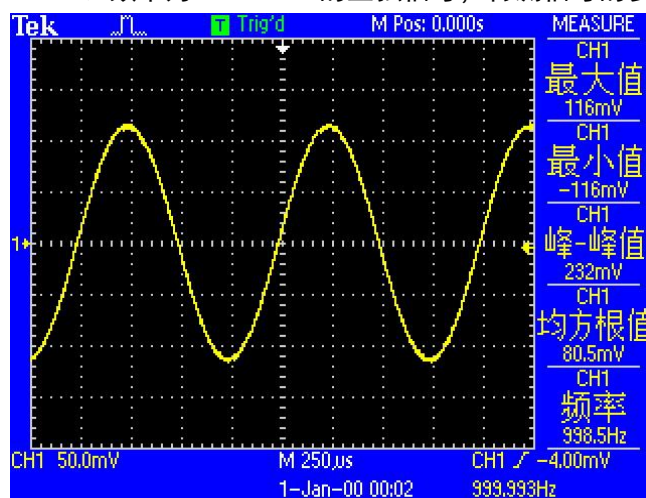


图 3-1 OE1022 的内部振荡器 SINE OUT 输出信号波形图

- 2) 用一条 BNC-BNC 信号线连接 OE1022 前面板 SINE OUT 输出接口和 SIGNAL IN 的 A/I 接口，如下所示：



图 3-2 测量信号线连接图

- 3) 观察主界面中监测栏的 Over load 是否提示溢出:

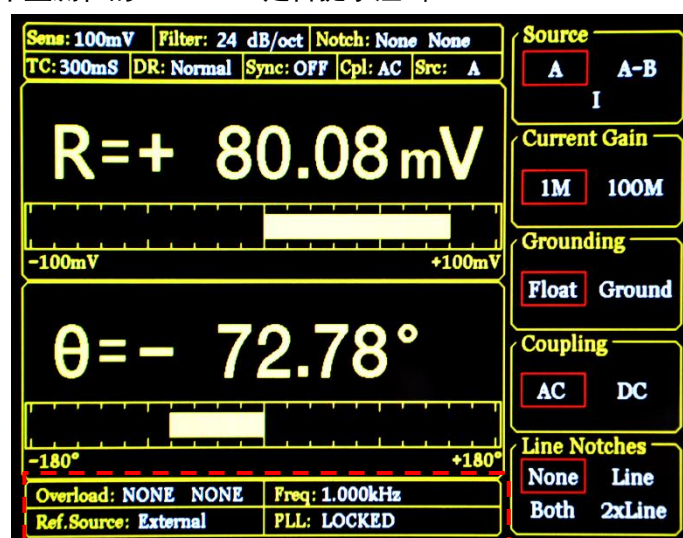


图 3-3 锁相放大器显示屏主界面监测栏

- 4) 若前级输入溢出, 则显示 Over load: INPUT NONE; 若放大溢出, 则显示 Over load: NONE GAIN; 若同时溢出, 则显示 Over load: INPUT GAIN。
- 5) 前级溢出时应立即减小数字信号发生器输出幅值, 放大溢出应立即调节灵敏度值 (OE1022 输入端峰值高于 1.7V 或谷值低于 -1.7V 时发生前级溢出, 且默认灵敏度值为 100mV, 因此本例中数字信号发生器输出幅值为 80mVrms 的正弦波时不会发生溢出, 但是测量其他信号时要注意溢出情况)。调节灵敏度值的方法见下。
- 6) 调节灵敏度值。按下前面板 GAIN/TC 按键进入子菜单。

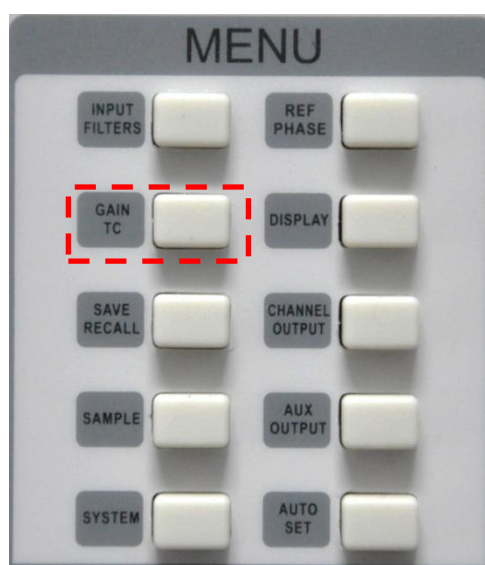


图 3-4 GAIN/TC 菜单位置

7) GAIN/TC 子菜单界面如下。

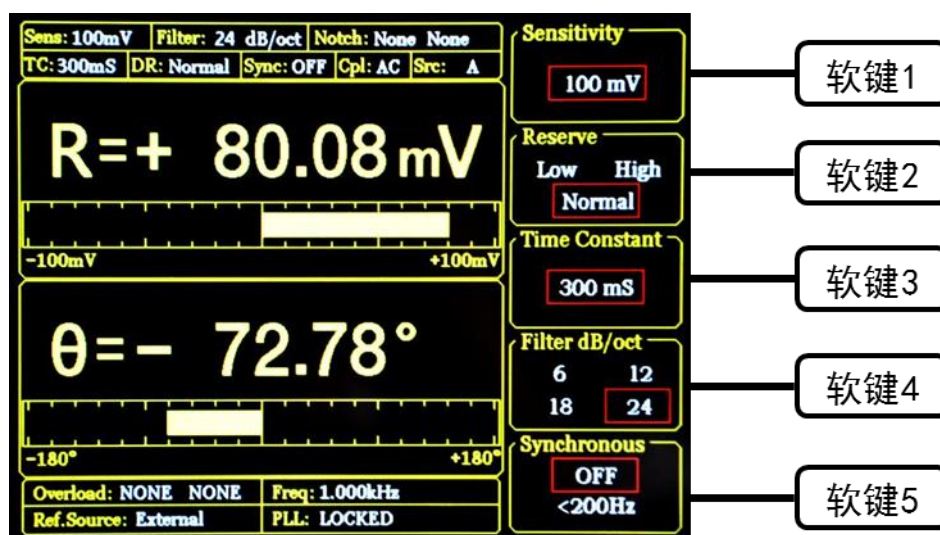


图 3-5 GAIN/TC 菜单界面

- 8) 按下软键 1 以选中 Sensitivity 功能，选中区域会有高亮显示，通过旋转旋钮调节 Sensitivity 值，使测量信号值尽量满偏而不超量程。此处我们调节为 100mV 即可。至此，我们即简单测出了从函数信号发生器输出的正弦波幅值大小以及相位（测量结果参考值：R=80.08mV， $\theta=-72.78^\circ$ ）。
- 9) 主界面数据栏显示 R、 θ 、X 及 Y 值。按下前面板 **DISPLAY** 按键进入子菜单。

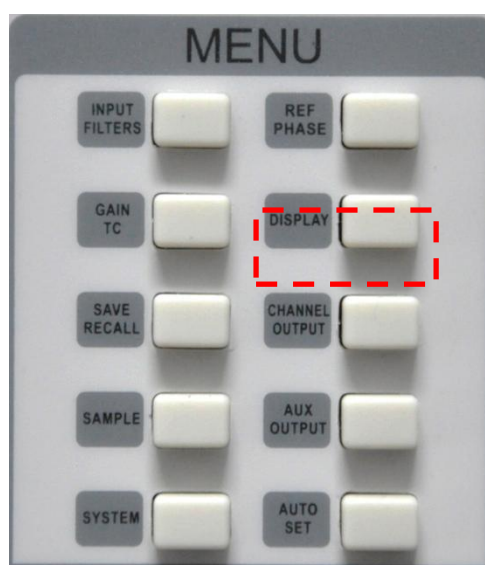


图 3-6 DISPLAY 菜单位置

10) DISPLAY 子菜单界面如下。

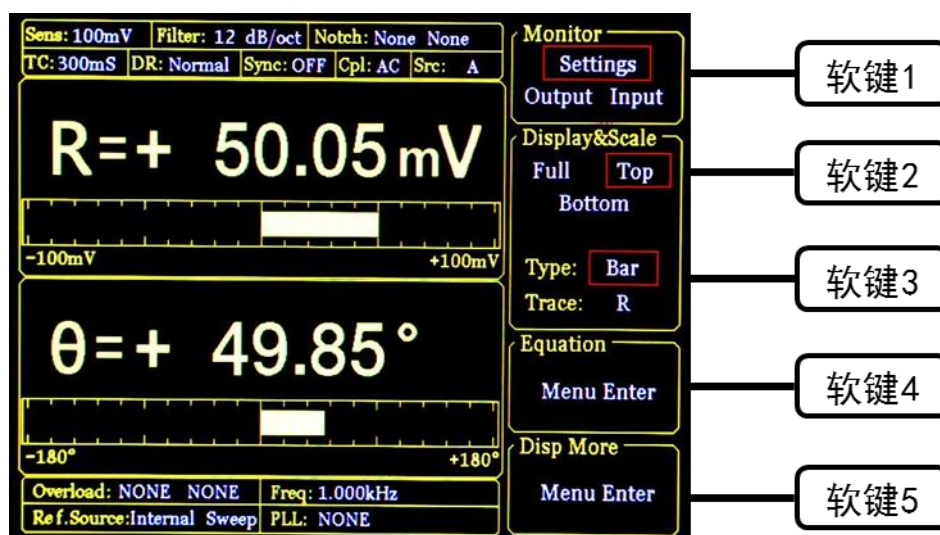


图 3-7 DISPLAY 菜单界面

- 11) 系统默认设置中，数据栏上方显示 R，下方显示 θ 值，通过以下介绍的方法可更改显示的数值。
- 12) 例如将上方显示的 R 值更改为采用 XY 坐标来显示 θ 值的方法：首先按软键 2，使其选中 Top；再按软键 3 选中 Type，Type 区域此时高亮显示，通过调节旋钮可选择 Chart (XY 坐标) 或 Bar (数字百分比)，我们选择 Chart；再按软键 3 选 Trace，Trace 区域此时高亮显示，通过调节旋钮可选择显示 R、 θ 、X、Y，我们选择 θ 。然后按下前面板右下角处的 START CONT 按键，如图 2-8 所示，此时图像开始生成。通过以上设置实现效果如下，如图 2-9 所示：

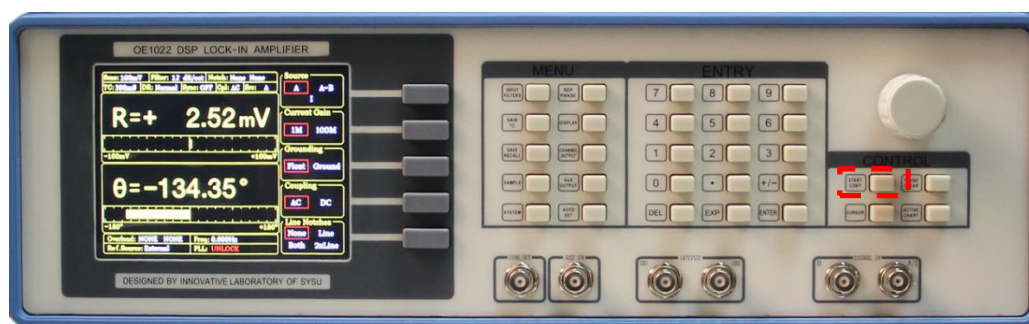
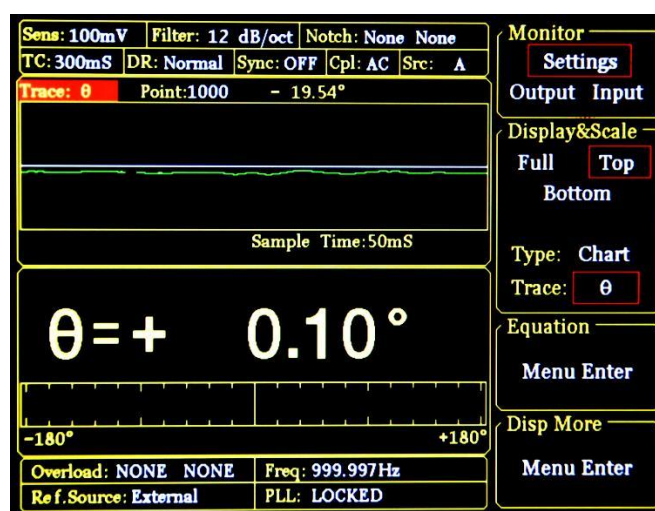


图 3-8 锁相放大器前面板

图 3-9 XY 坐标图显示 θ 值效果图

- 13) 主界面监测栏显示 R 、 θ 、 X 、 Y 值。
- 14) 可以更改检测栏的内容使其实时显示 R 、 θ 、 X 、 Y 值。方法：按下前面板 DISPLAY 按键进入子菜单，再按软键 1 将 Monitor 设置中从 Setting 切换为 Output，此时监测栏显示 R 、 θ 、 X 和 Y 的值，如下所示。

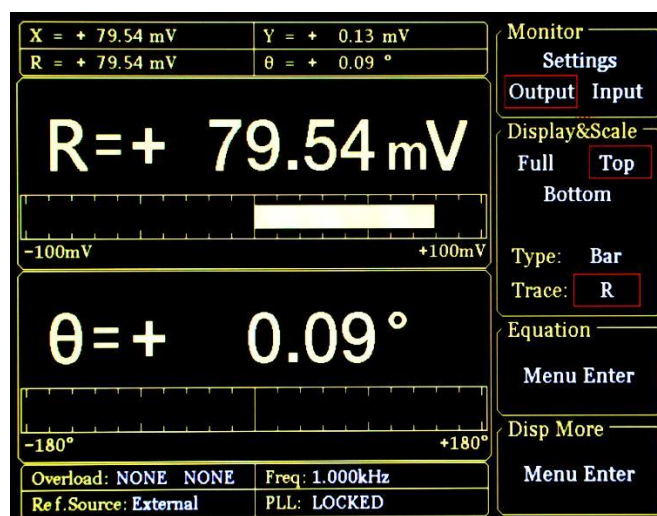


图 3-10 监测栏显示效果图

3.2 不同时间常数、陡降、动态储备下观测滤波器效果

进行本实验，你需要准备以下仪器：

一台锁相放大器 OE1022；

一台示波器；

若干 BNC-BNC 信号线。

现在我们举例使用 OE1022 的内部振荡器 SINE OUT 产生一个幅值为 50mVrms、频率为 1kHz 的正弦波，用 OE1022 进行测量并在 Fast channel out 进行输出，本操作指南将简单演示如何调节时间常数（TC）、滤波器陡降（SS）及动态储备（Reserve），通过锁相放大器的 Fast out 功能及示波器观测滤波器效果。步骤如下：

- 1) 断开所有与机箱连接的信号线，接入电源，打开电源开关，此时系统处于默认设置状态。在前面板上选择 REF/PHASE 子菜单，Ref. source 设置为 “Internal”；Ref. frequency 为默认值 “1.000kHz”；选择进入 “Sine Output” 下级菜单，扫描类型 Sweep Type 设置为 “Fixed”，通过数字键盘在 Voltage 中输入 “0.05”，得到幅值为 50mVrms、频率为 1.000kHz 的正弦信号。
- 2) 用 BNC-BNC 信号线连接 OE1022 前面板 SINE OUT 输出接口和 SIGNAL IN 的 A/I 接口，OE1022 前面板 CH1 接口和示波器输入接口。
- 3) 调节灵敏度值，本例中数字信号发生器输出有效值为 50mVrms 的正弦波，灵敏度设置为 100mV 即可。
- 4) 按下 OE1022 前面板的 GAIN/TC 按键，调节时间常数和陡降，设置时间常数为 30 μ s，陡降为 6dB/oct。
- 5) 按下 OE1022 前面板 CHANNEL OUTPUT 按键，进入子菜单，在 Output 选项中选择 CH1，在 Speed 选项中选择 Fast，Source 选项默认为 R（Fast 模式下输出源可选择 R、X、Y，Slow 模式下输出源可选择 R、X、Y、Rh1、Xh1、Yh1、Rh2、Xh2、Yh2、Noise、 θ 、 θ h1、 θ h2），Offset&Expand 中默认 Offset 为 0，Expand 为 1，如下所示。

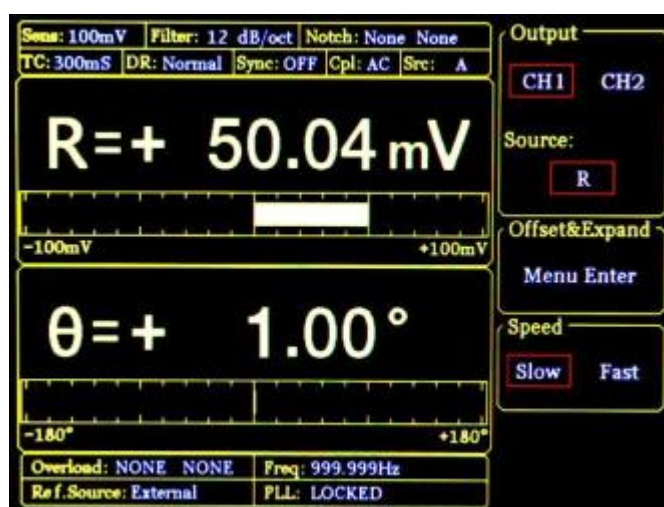


图 3-9 Channel out 子菜单设置图

- 6) 在示波器上调节时基、输入通道设置等，可观测到在 30 μ s 时间常数和 6dB/oct 陡降下

channel out 输出 R 值波形，如下所示：

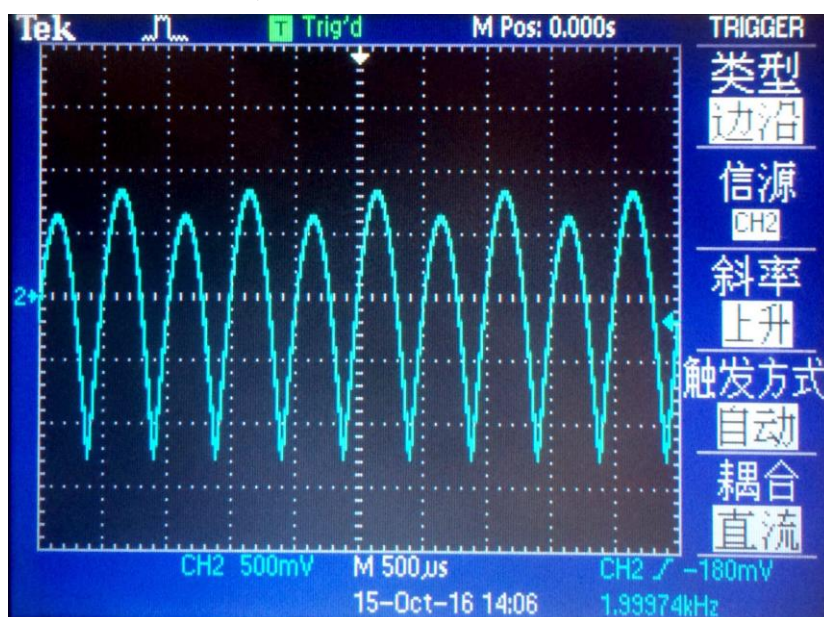
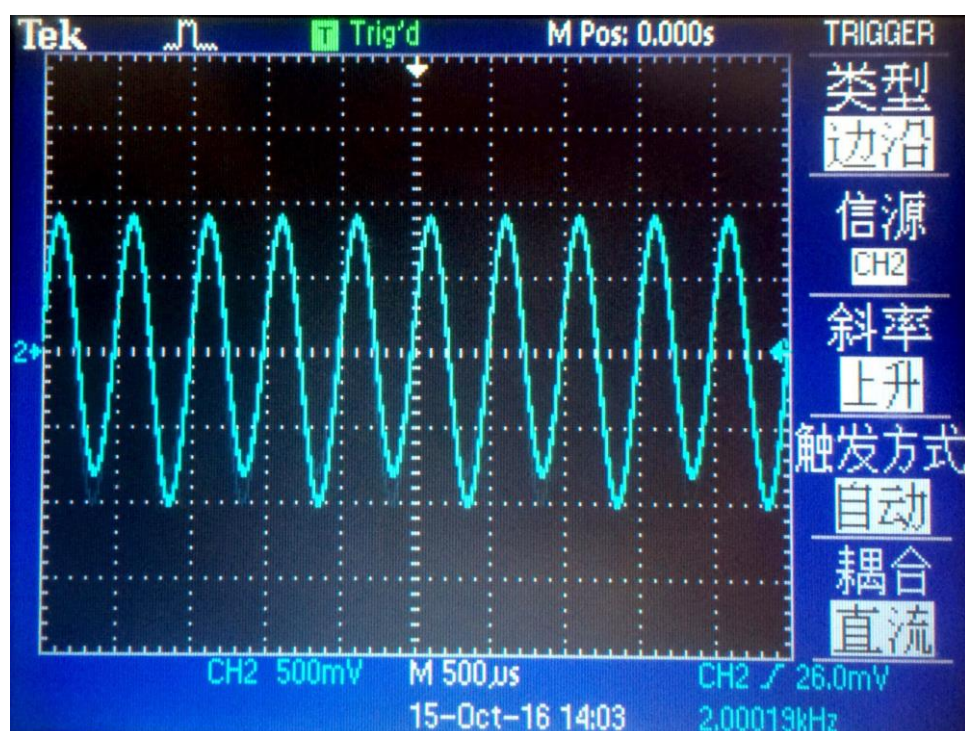
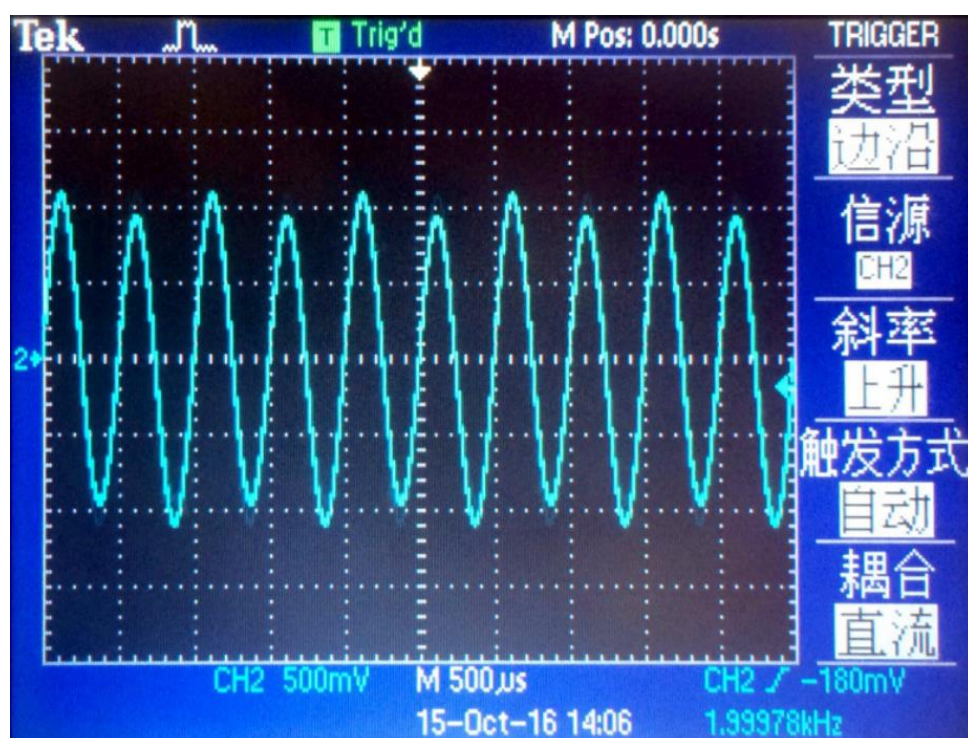


图 3-10 Fast 模式下 CH1 输出 R 信号波形 ($30 \mu\text{s}$ 6dB/oct)

分析波形：

- ① 示波器显示频率 2kHz，这是因为锁相放大器的原理中，输入信号和参考信号进入 PSD 模块进行乘法运算，得到结果中包含直流信号、二倍频信号以及噪声信号，因此输入频率为 1kHz 的信号，当时间常数较低时，二倍频并未滤去，则示波器得到 2kHz 的信号。
 - ② 从示波器波形看到，R 值输出呈现全波整流的正弦信号，这是因为在锁相放大器的数据处理中， $R = \sqrt{2(X^2 + Y^2)}/A_R$ ，因此示波器显示波形只有幅度为 0 以上的信号。
- 7) 在 OE1022 的 Channel out 菜单中设置 Source 为 X、Y，在示波器上观测，如下所示：

图 3-10-1 Fast 模式下 CH1 输出 X 信号波形 ($30\mu\text{s}$ 6dB/oct)图 3-10-2 Fast 模式下 CH1 输出 Y 信号波形 ($30\mu\text{s}$ 6dB/oct)

- 8) 在 0E1022 的 Gain/TC 菜单中, 对时间常数进行改变, 时间常数可选择 $10\mu\text{s}$ 、 $30\mu\text{s}$ 、 $100\mu\text{s}$ 、 $300\mu\text{s}$ …… 10s 、 30s , 通过增大时间常数的值能够使系统的输出端更稳定, 也能减轻输入端噪声对输出端的影响。时间常数除了对系统的稳定性和精度有影响外, 还

会影响系统的响应时间，时间常数还决定噪声测量时的等效噪声带宽（ENBW）。在此特别说明一下，等效噪声带宽指的并不是滤波器的-3 dB 带宽，它指的是对高斯噪声的有效带宽。观察示波器波形：

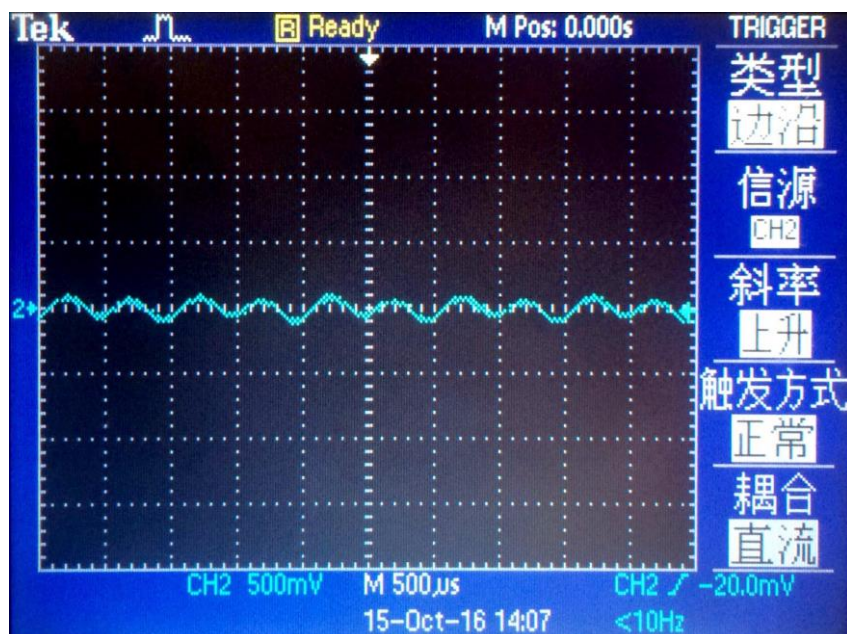


图 3-10-3 Fast 模式下 CH1 输出 R 信号波形（100 μ s 6dB/oct）

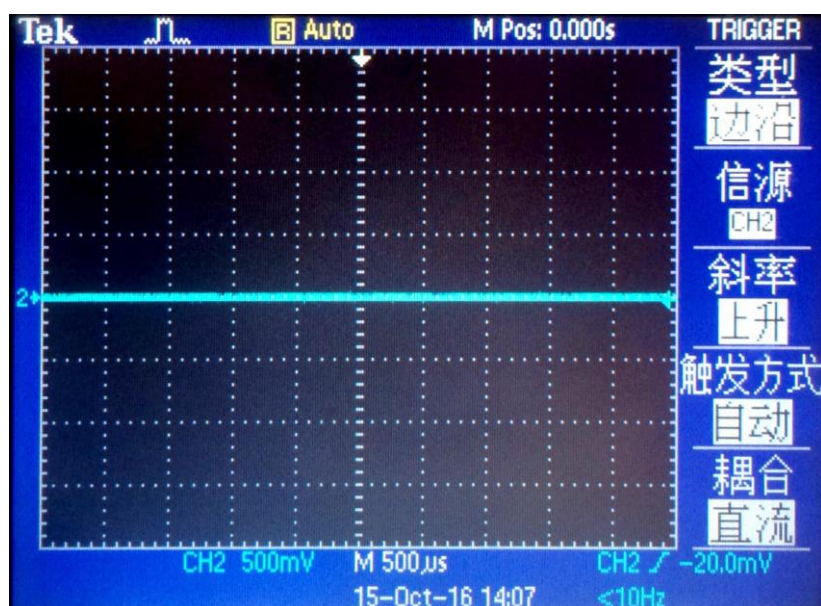


图 3-10-4 Fast 模式下 CH1 输出 R 信号波形（1ms 6dB/oct）

分析波形：

随着时间常数增大，波形幅度慢慢减小，直至变为一条直线，这是因为大的时间常数代表低通滤波器通带变窄，从波形上可以看到二倍频等高频信号依次被滤去，最后余下直流分量，即波形中直线。

- 9) 在 0E1022 的 Gain/TC 菜单中, 对滤波器陡降进行改变, 可选择 6dB/oct、12dB/oct、18dB/oct、24dB/oct 四档, 在同样的测量准确度下, 使用更高的滤波器陡降可以使测量响应更快。观察示波器波形变化。
- 10) 在 0E1022 的 Gain/TC 菜单中, 对动态储备进行设置, 可设置为 Low、High、Normal 三档。动态储备表示锁相放大器对噪声容忍程度的大小, 0E1022 动态储备可大于 100 dB, 高的动态储备会产生输出噪声和漂移, 当动态储备较高时, 由于模数转换器的噪声存在导致输出误差增加。由于所有的信号源都存在本底噪声, 固在 PSD 提取信号过程中就会掺杂着噪声, 如果噪声很大, 在高动态储备测量中就会产生较大的输出误差。如果外部噪声较小, 则其输出主要是受 0E1022 自身噪声影响。这时可以通过降低动态储备和直流增益可以减小输出误差。因此, 在实际应用中应尽量使用低动态储备。默认配置下系统会根据输入信号的 R 值自动调整所需要的最小动态范围。观察示波器波形变化。

4. 实验内容

4.1 强噪声背景检测弱信号实验

强噪声背景检测弱信号实验是本平台最基本的实验。在许多物理实验测试中，测量环境往往有很大的噪声，待测信号淹没在强噪声中，给测量工作带来困难，本实验使用 μV 级别的正弦波信号，淹没在幅值可调的白噪声中，再现客观测量环境，噪声幅值可达到目标信号的一千倍甚至一万倍。本实验的主要目的是使学生理解锁相放大技术的基本原理及使用技能，掌握利用相关性原理提取深埋于强噪声中的微弱信号，通过与实际应用相结合，增强动手能力。本实验原理图如下图 3-1 所示。

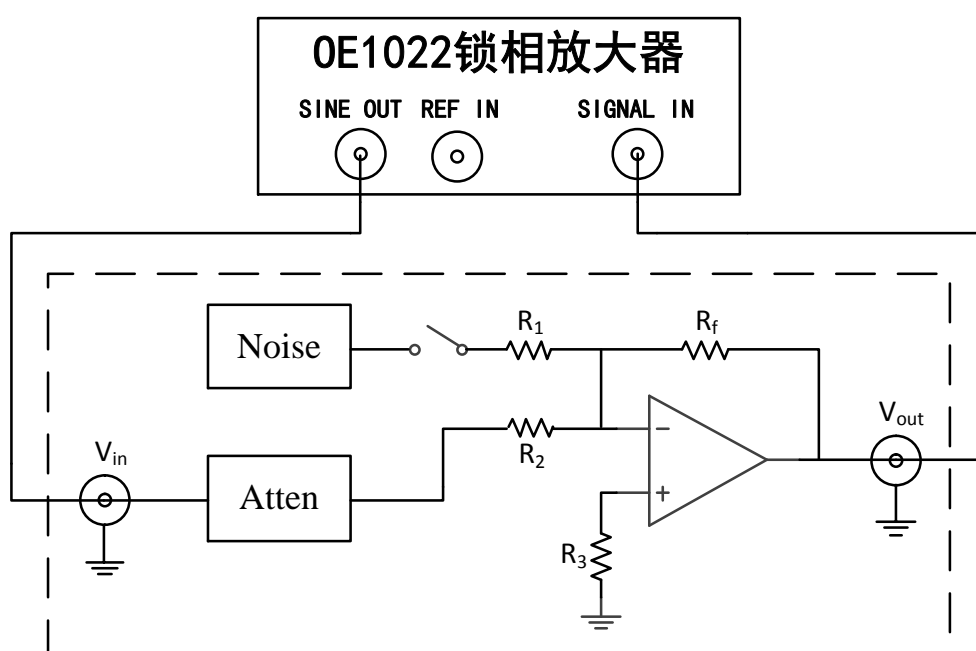


图 4-1 强噪声背景检测弱信号实验原理图

实验箱自带 100mVrms 的白噪声发生器，通过拨码器选择可以得到 100mVrms 、 10mVrms 、 1mVrms 的白噪声信号，分别对应 0dB （0 倍）、 20dB （10 倍）、 40dB （100 倍）的衰减。由锁相放大器 0E1022 的 SINE OUT 以及外部的 80dB （10000 倍）信号衰减器，可以得到 100nVrms 到 5Vrms 的正弦信号。通过运放把两路信号相加得到不同信噪比的信号，然后由锁相放大器对此信号进行提取测量。

进行本实验，你需要准备以下仪器：

- 一台锁相放大器 0E1022；
- 一个配套教学实验仪；
- 一台示波器；
- 若干 BNC-BNC 信号线。

实验步骤如下：

- （1）使用 0E1022 产生频率 1kHz ，幅值为 100mVrms （ 0.282Vpp ）的正弦波信号；

- (2) 对锁相放大器 OE1022 进行以下设置：
- 进入 INPUT FILTERS 菜单，设置 Source 为 A；
 - 进入 GAIN TC 菜单，设置 Sensitivity 为 500mV, Reserve 为 Normal, Time Constant 为 1s, Filter dB/oct 为 24dB；
 - 进入 REF PHASE 菜单，设置 Ref. source 为 Internal；
- (3) 使用 BNC-BNC 信号线连接 OE1022 的 “SINE OUT” 接口与实验仪本实验框图中的 “V_{IN}” 接口；
- (4) 使用 BNC-BNC 信号线连接实验仪本实验框图中的 “V_{OUT}” 接口与 OE1022 的 “A/I” 接口；
- (5) 读取 OE1022 测到的 R 值，即为被噪声信号淹没的正弦信号有效值；
- (6) 改变 OE1022 产生正弦波有效值，在不同信噪比下重复上述测量；
- (7) 将实验测得波形图、R 值记录在错误!未找到引用源。中。作实验结果分析。

表1. 强噪声背景检测弱信号实验结果

正弦波 V _{in} 幅值/mVrms	噪声信号大小 /mVrms	待测信号 V _{out} 波形图	信噪比	锁相放大器测量 R 值/mVrms	示波器上的测量值 /mVrms
1000mVrms	100mVrms		20dB		
100mVrms	100mVrms		0dB		
10mVrms	100mVrms		-20dB		
1mVrms	100mVrms		-40dB		
0.1mVrms (Sineout 设置输出 1Vrms, 经过 80dB 衰减器)	100mVrms		-60dB		

4.2 微弱信号多谐波测量实验

方波是一种非正弦形式的信号，理想方波只有高电平和低电平两种状态，且占空比为50%。对理想方波进行傅里叶展开可得到无数奇次谐波项，设方波的峰峰值为 E ，角频率为 ω ，可以写出方波的傅里叶展开式：

$$f_n(t) = \frac{2E}{n\pi} [\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \cdots + \frac{1}{n} \sin(n\omega t) + \cdots]$$

上式中任意一项均是一个完备的正弦波信号，根据该正弦波信号与方波的频率倍数关系不同，可称其为 n 次谐波：

$$f_n(t) = \frac{2E}{n\pi} \sin(n\omega t)$$

注：实际测量值为正弦信号的均方根平均值，它与峰峰值的转换关系是：

$$V_{rms} = V_p / \sqrt{2} = V_{pp} / 2\sqrt{2}$$

对于目标谐波而言，高次谐波就相当于“噪声”的存在，故谐波测量本质上也是一种从噪声中提取目标信号的过程，同时学生通过本实验可以更加直观的了解方波的高频成分。

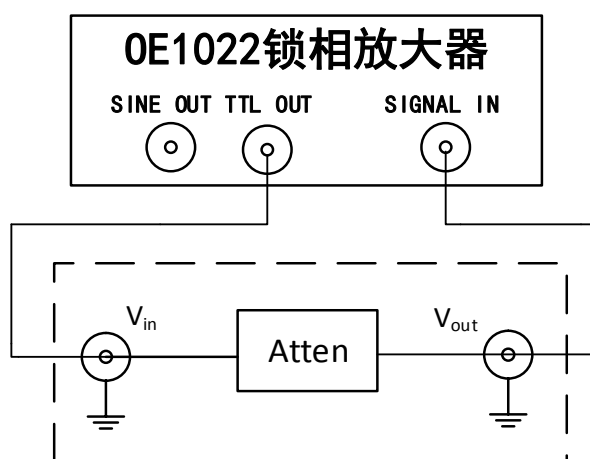


图 4-2-1 微弱信号多谐波测量实验原理图

后面板 TTL OUT 的输出阻抗大小为 250Ω ，输出电压为 $5V$ ，配合实验电路中设计的 $80dB$ 的电阻衰减模块，衰减为 $500\mu V$ 的方波信号，通过 OE1022 可以测出方波基波以及各次谐波信号。

$$\text{基波的测量值（均方根平均值）：} V = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{2E}{\sqrt{2}n\pi} = \frac{2 \times 500}{\sqrt{2} \times 1 \times \pi} = 225.113\mu V$$

进行本实验，你需要准备以下仪器：

- 一台锁相放大器 OE1022；
- 一个配套教学实验仪；
- 一台示波器；
- 若干 BNC-BNC 信号线。

实验步骤如下：

(1) 用 BNC-BNC 信号线连接 OE1022 后面板的“TTL OUT”接口与实验箱本实验框图中的“TTL_{IN}”接口，方波峰峰值为 5V，经过 80dB（10000 倍）的衰减，输出 E 峰峰值为 500 μ V 的方波信号；

(2) 用 BNC-BNC 信号线连接实验箱本实验框图中的“TTL_{OUT}”接口与 OE1022 的“A/I”接口；

(3) 按下前面板 REF PHASE 按键进入子菜单。

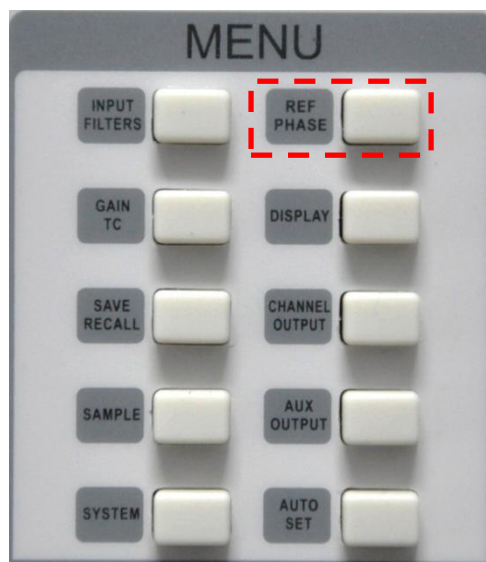


图 4-2-2 REF PHASE 子菜单位置

REF PHASE 子菜单界面如下图 3-2-3。

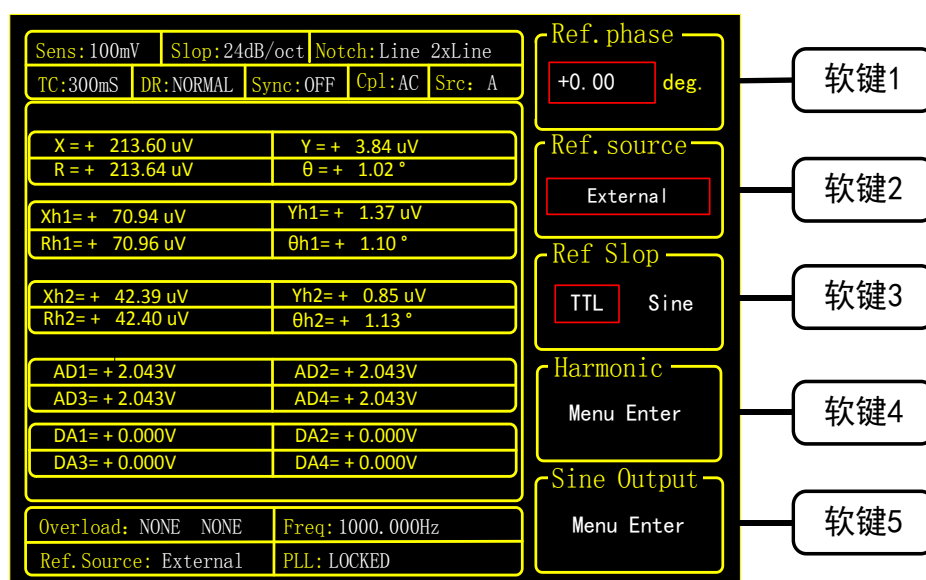


图 4-2-3 REF PHASE 子菜单

其中 Harmonic 二级子菜单中设置测量的谐波次数，使用键盘输入可选择所需阶次。

同时测量输入方波的 3 次谐波和 5 次谐波的操作方法：在 REF PHASE 子菜单中，按下软

键 4 选择谐波功能，进入 Harmonic 二级子菜单。如图 3-2-4 所示。

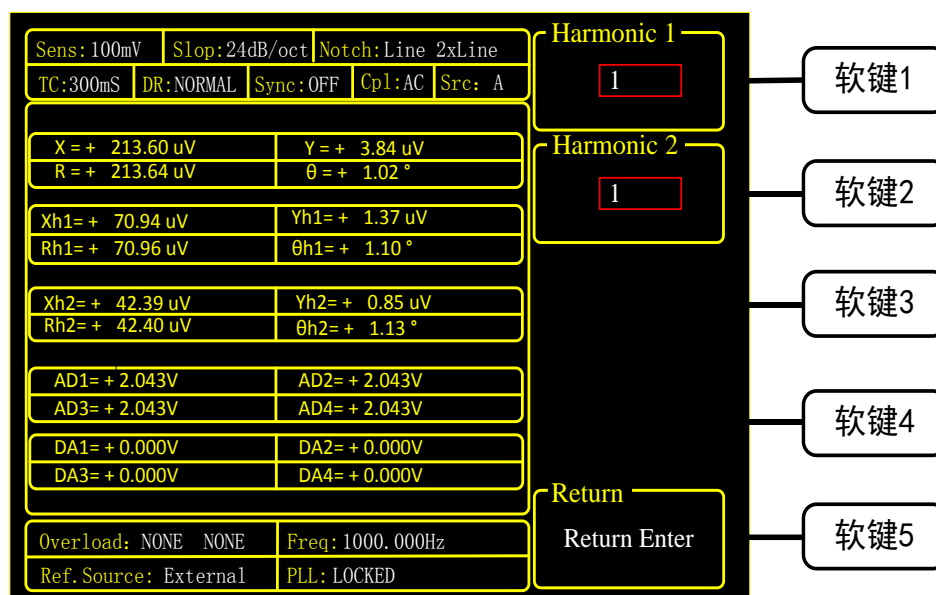


图 4-2-4 Harmonic 二级子菜单

按下软键 1，在数字键盘上输入数字“3”，并按下“ENTER”键以确认；再按下软键 2，在数字键盘上输入数字“5”，此时测量出来的值即为输入信号的 3 次和 5 次谐波。选择 DISPLAY 子菜单，在 Display&scale 选项中选择 Full，Type 选择 List，即可查看测得的谐波（谐波 1 对应 Xh1、Yh1、Rh1 和 $\theta h1$ ，谐波 2 对应 Xh2、Yh2、Rh2 和 $\theta h2$ ，）。测量结果如图 3-2-5 所示。

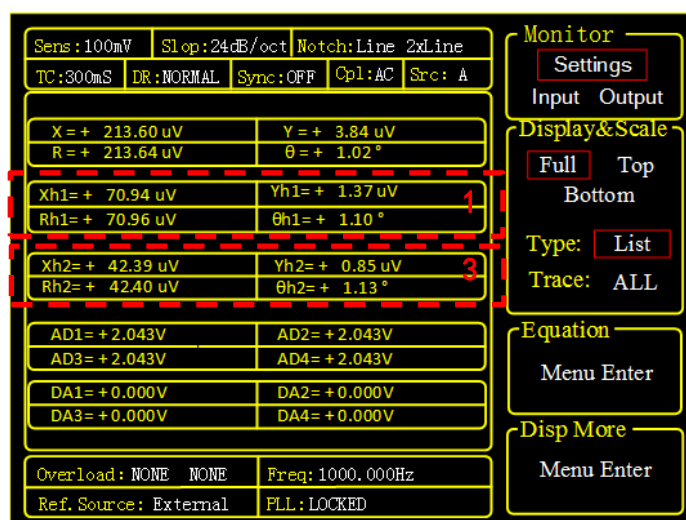


图 4-2-5 方波三次谐波测量结果

- (4) 记录测得实验结果，多次改变 OE1022 中谐波奇次值，重复上述实验；
- (5) 利用公式计算方波各高次谐波值，并与实验测量结果对比。

表 2. 微弱信号多谐波测量实验结果

谐波奇次项	理论计算值/ μV_{rms}	锁相放大器测量值/ mV_{rms}	误差
1	225.113		
3	75.038		
5	45.023		
7	32.159		
9	25.013		
11	20.465		
13	17.316		

4.3 微小阻抗测量实验

本实验采用四线法测量方法，可提高阻抗测量精度。下面简单介绍四线法的原理。当被测元件的阻抗很小时，测试引线上的电阻将会对测量引入较大的误差。四线法的思路是在被测元件上形成两个独立的回路，分别用于测试被测元件两端的电压及电流。测量电压的回路称为检测线 S，而测量电流的回路称为激励线 F。由上图可以看出，S 线是接在一个仪表运放两端，因此具有极高的输入阻抗，故流经 S 线的电流近似为零，所以 S 线上的压降也为零，换言之，仪表运放可以准确地测量被测元件两端的压降。另外 F 线串联在电路中，因此整个激励线组成的回路上电流值相等，可通过一个标准电阻及仪表运放的组合计算出该回路上的电流，最后通过上述数据即可计算出被测元件的准确阻抗。本实验原理图如下图 3-3 所示。

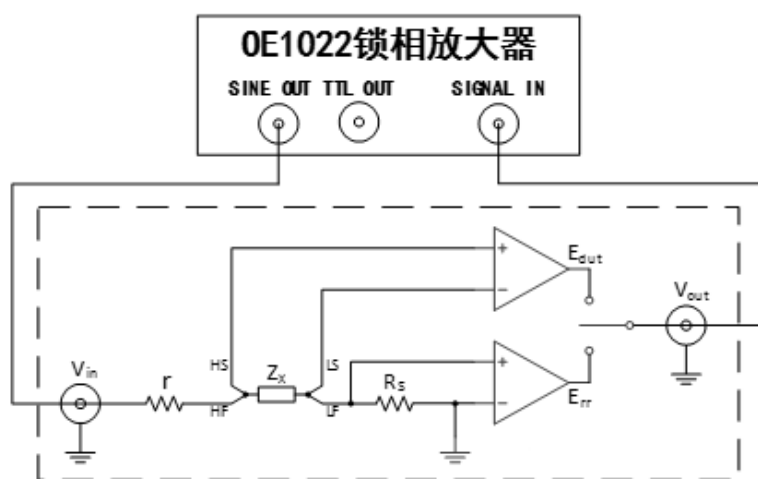
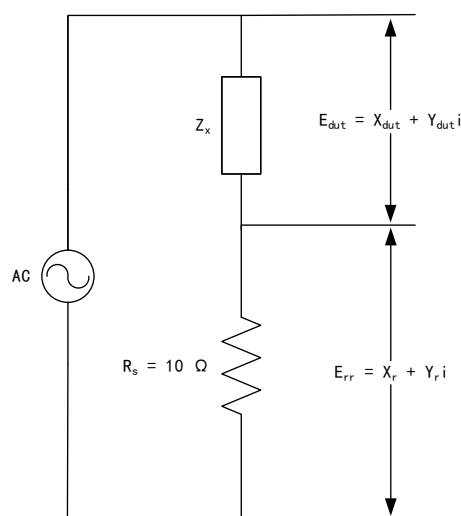


图 4-3-1 微小阻抗测量实验原理图

在图 3-3 中， r 为信号源内阻， Z_X 为被测元件 (Device Under Testing, DUT)， R_s 为标准电阻， E_{rr} 为标准电阻上的电压， E_{dut} 为被测元件上的电压，则阻抗具体计算过程如下：
根据运放虚短虚断可以得到以下简化的测量图：



根据流过 Z_x 和 R_s 的电流相等以及测量得到的 E_{dut} 和 E_{err} 有如下公式：

$$I_x = I_s \rightarrow \frac{E_{dut}}{Z_x} = \frac{E_{err}}{R_s} \rightarrow \frac{X_{dut} + Y_{dut}i}{Z_x} = \frac{X_s + Y_s i}{R_s}$$

通过向量的计算，可得到：

$$Z_x = \frac{R_s(X_{dut} + Y_{dut}i)}{X_s + Y_s i} = \frac{R_s(X_{dut}X_s + Y_{dut}Y_s)}{X_s^2 + Y_s^2} + \frac{R_s(Y_{dut}X_s - X_{dut}Y_s)}{X_s^2 + Y_s^2}i = Real_x + Image_x i$$

实部 $Real_x$ 为实际待测阻抗的电阻大小，虚部 $Image_x$ 为待测阻抗的容性大小。

理想的纯电阻：

$$\begin{aligned} Real_x &= R \\ Image_x &= 0 \end{aligned}$$

理想的纯电容：

$$\begin{aligned} Real_x &= 0 \\ Image_x &= \frac{1}{\omega C}, \omega = 2\pi f, f \text{ 是测量频率} \end{aligned}$$

由于阻抗测量中涉及运算量较大，按需求设计了 LabVIEW 程序。阻抗测量配套程序包括四大功能模块：通讯、阻抗测量、阻抗扫频测量和保存数据。

通讯功能指上位机 PC 机与锁相放大器 0E1022 型之间进行数据传输。在实现程序功能前，必须先找到 0E1022 型对应的 COM 口，实现 PC 机与 0E1022 型通讯通道的连接，才能保证后续的命令正常发送到 0E1022 型。在实现通讯前，不允许进行后续任何功能。而所有后续功能，包括改变 0E1022 型内部参数、读取测试数据等，都是通过通讯来完成的。

阻抗测量功能指测量指定频率下元器件阻抗值。由节 3.3 可知，通过锁相放大器向测量模块输入一个正弦波，然后再分别读取被测元件及标准电阻各自两端电压值，再把电压值代入原理公式进行计算，得出当前频率下的元件阻抗值。至于如何在读取被测元件和读取标准电阻电压参数之间切换，设计中是通过一个继电器实现的，该继电器工作状态可用锁相放大器后面板 DA 输出端口控制，因此只要改变 DA 端口输出电压就可以对读取电压进行选择。在

进行阻抗测量过程中，后面板 DA 输出 0V 继电器切换到测量 E_{dut} ；后面板 DA 输出 5V 继电器切换到测量 E_{rr} ，将测到的电压 E_{rr} 和 E_{dut} 带入上述的公式中计算出阻抗的值。

阻抗扫频测量功能是根据预设频率表格，多次进行阻抗测量，计算被测元件在不同频率下的阻抗值。具体过程跟阻抗测量基本一致。在进行扫频测量过程中，“开始测量”以及“保存数据”按钮都会处于无法选择的状态，以免发生程序错误。

保存数据功能即保存阻抗测量或扫频测量得到的结果，只有在完成测量工作后，保存数据的按钮才能够被选择。数据会以 Excel 文件格式保存于程序路径。

以下为阻抗测量配套 LabVIEW 程序流程图：

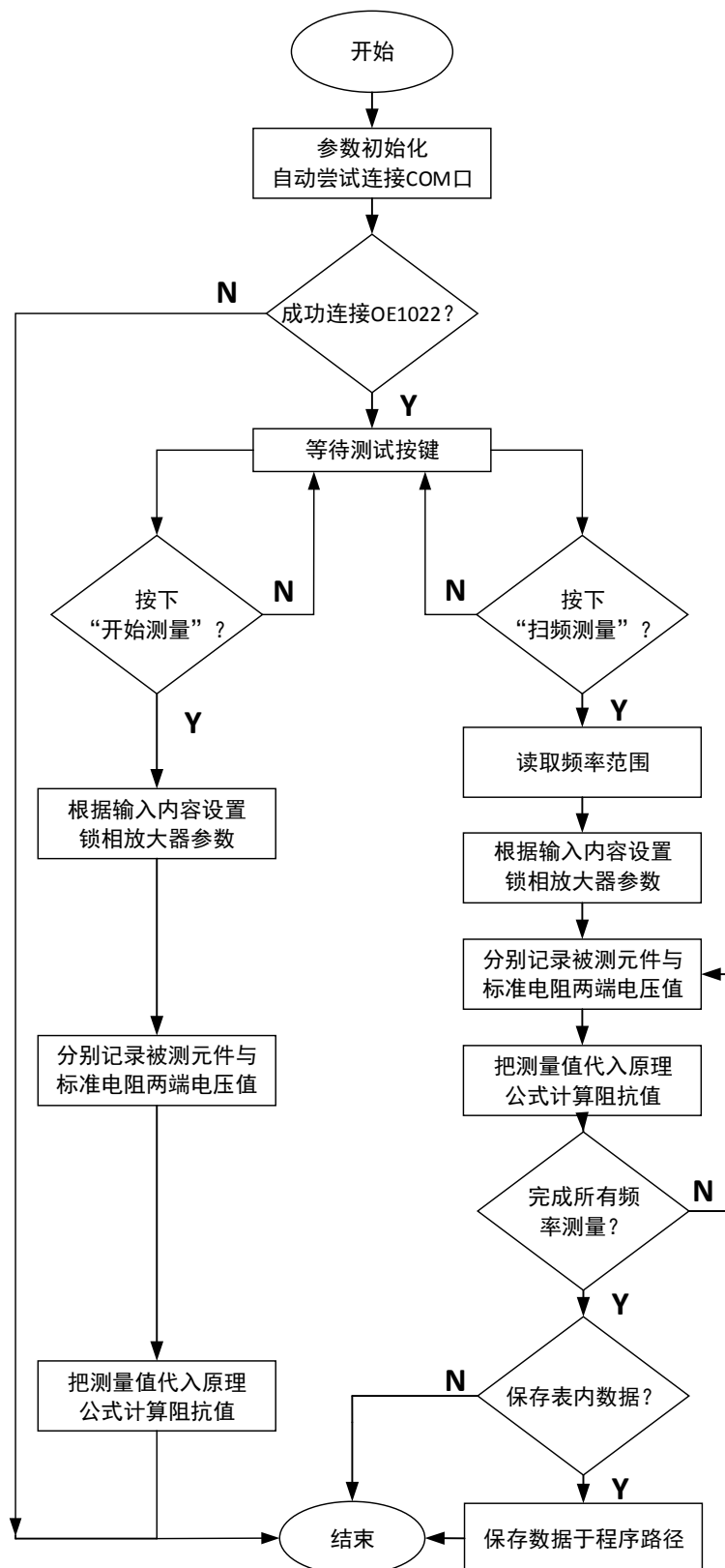


图 4-3-2 微小阻抗测量程序框图

进行本实验，你需要准备以下仪器：

- 一台锁相放大器 OE1022；
- 一个配套教学实验仪；
- 一台含有 LabVIEW 环境及有 VISA 接口协议的 PC 机；
- 若干 BNC-BNC 信号线；
- 若干电容、电阻器件。

实验步骤如下：

- (1) 在 OE1022 的 REF PHASE 菜单下，Ref. source 选择 Internal，Ref. frequency 设置为 10.000kHz，Sine Output 设置为 0.100Vrms (0.282Vpp)；
- (2) 用四线法夹具夹持待测元件，夹具按照接口，即是同一个表笔的两个接口分别接到左右两边（HF、HS 接到同一个表笔上，LF、LS 接到同一个表笔上），连接到实验仪上；
- (3) 用 BNC-BNC 信号线连接 OE1022 的“SINE OUT”接口与实验仪本实验框图中的“ V_{in} ”接口；
- (4) 用 BNC-BNC 信号线连接实验仪本实验框图中的“ V_{out} ”接口与 OE1022 的“A/I”接口；
- (5) 用 BNC-BNC 信号线连接实验仪本实验框图中的“ DA_{in} ”接口与 OE1022 后面板的“AUX OUT1”接口；
- (6) 使用 USB 线连接 OE1022（USB 接口在后面板）与 PC 机，并在 PC 机上打开阻抗测量的 LabVIEW 程序 LCR_TOP.vi。
- (7) 软件测量：点击 LCR_TOP.vi 的程序中的“连接”按钮，根据需要选择测量电阻或电容，设置“测量频率”，然后点击“开始测量”，程序将自动读取 OE1022 测量值，并自动计算。点击后等候三分钟左右，前面板将显示测量值，记录实验测量值；
- (8) 手动测量：设置 DA 输出电压为 0V 继电器切换到测量 E_{dut} ；设置 DA 输出电压为 5V 继电器切换到测量 E_{rr} ，将测到的电压 E_{rr} 和 E_{dut} 带入上述的公式中计算出阻抗的值。
- (9) 将实验值与元件标准值作对比，计算误差。

表 3. 微小阻抗测量实验数据记录表

自动测量频率/Hz	电阻标准阻抗值/ Ω	实验测得阻抗值/ Ω	误差
500			
1000			
2000			
5000			
10000			
20000			
30000			
50000			
80000			
100000			
手动测量频率/Hz	电容标准阻抗值/ Ω	实验测得阻抗值/ Ω	误差
500			
1000			
2000			
5000			
10000			
20000			
30000			
50000			
80000			
100000			

4.4 变容二极管结电容测量实验

本实验目的是测量变容二极管内 PN 结电容与反偏电压的关系。实验采用信号源是 OE1022 的 SINE OUT 信号发生器，输出 10.000kHz 的交流信号用于激发变容二极管的电容效应，同时用 OE1022 作为测量仪器。本实验原理图如图 3-4 所示。

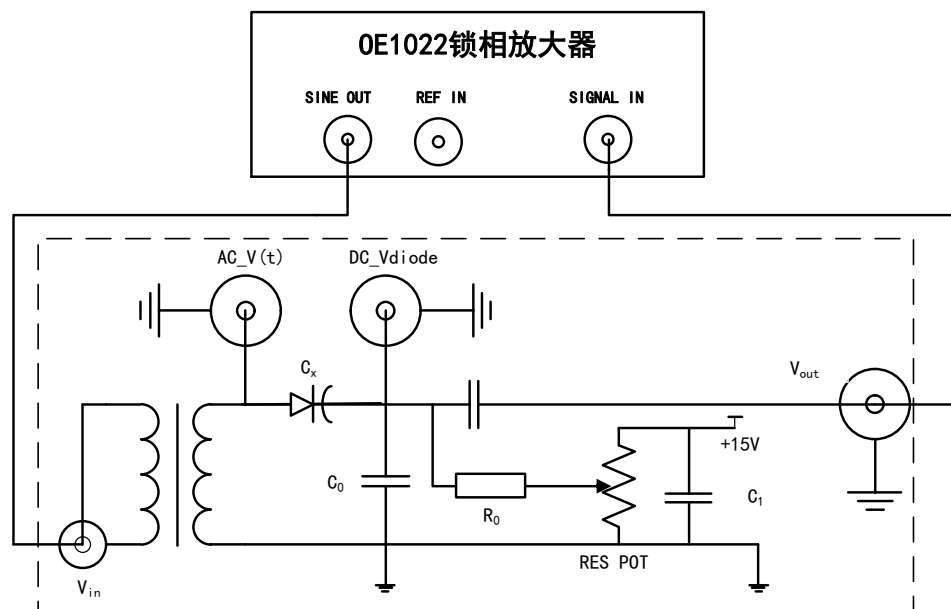


图 4-4-1 变容二极管结电容测量实验原理图

由于 PN 结交界处存在势垒区，因此结两端的电压变化会引起积累在此区域的电荷数量的改变，从而表现出电容效应。PN 结电容根据产生的原因不同可分为势垒电容和扩散电容。

当 PN 结外加电压变化时，空间电荷区的宽度将随之变化，即耗尽层的电荷量随着外加电压而增多或减少。耗尽层宽度变化所等效的电容就叫做势垒电容，它具有非线性，与结面积、耗尽层宽度、半导体的介电常数及外加电压有关。变容二极管就是根据普通二极管内部的 PN 结电容随着外加电压的变化而变化的原理而设计出来的一种特殊二极管。

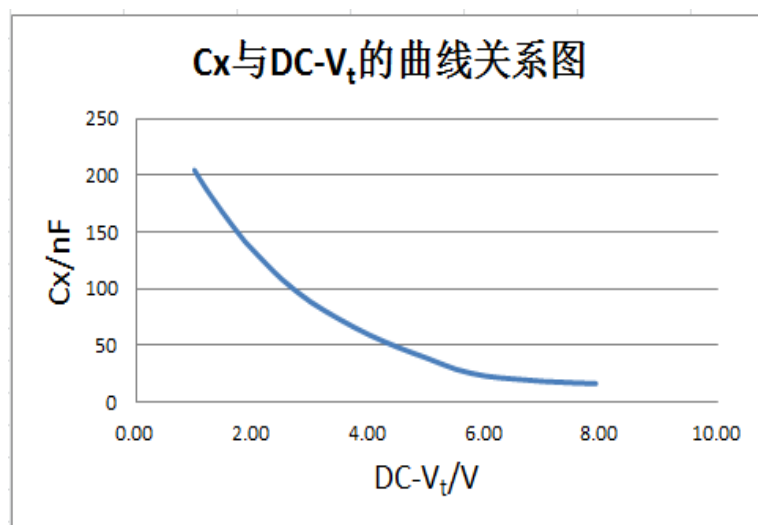
除了上面所说的势垒电容，还有一个就是扩散电容。扩散电容是在正向偏置电压下所表现出来的一种微分电容效应。在反向偏置的时候，可以忽略扩散电容的作用，因为它是少数载流子引起的，在正向偏置的时候会起很大的作用。但是，势垒电容就不同了，它在正向偏置与反向偏置下都起作用，因为它是多数载流子引起的。

二极管 PN 结电容 C_x 大小为：

$$C_x = \left| \frac{dQ}{dV} \right| = \sqrt{A \left[\frac{\epsilon_s q N_0}{2V} \right]} \propto \sqrt{\left| \frac{1}{V} \right|}$$

其中，上式中 q 、 ϵ 是一个常数， S 为电容极板的正对面积， dV 为电容极板的距离， N_0 电荷量，从式中可以得出 C_x 和 $\sqrt{\left| \frac{1}{V} \right|}$ 成一个反比关系。

在变容二极管两端加入反偏直流电压 $DC-V_t$ ，变容二极管电容 C_x 值随电压 $DC-V_t$ 变化而变化，变化关系如下图 3-4-2 所示。

图 4-4-2 变容二极管 C_x 与 $DC-V_t$ 的曲线关系图

实验电路图由于锁相放大器输入阻抗远大于待测阻抗，测量端可以视为断路状态，根据交流电路结构可以简化为如下交流等效结构：

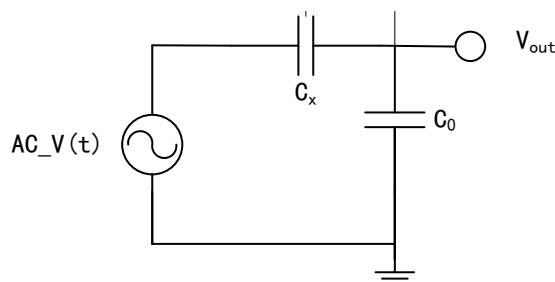


图 4-4-2 变容二极管结电容测量实验原理图简图

可推出待测电容 C_x 表达式：

$$C_x = \frac{V_{out}}{(V_{Sine} - V_{out})} \times 6.8nF$$

V_{Sine} 是 SINE OUT 设置的值， V_{out} 是 OE1022 测得值幅值 R ， C_0 是标准电容，此处采用

6.8nF。

进行本实验，你需要准备以下仪器：

- 一台锁相放大器 OE1022；
- 一个配套教学实验仪；
- 若干 BNC-BNC 信号线；
- 若干变容二极管器件。

实验步骤如下：

- (1) 在 OE1022 的 REF PHASE 菜单下，Ref. source 选择 Internal，Ref. frequency 设置为 10.000kHz，SINE OUT 设置为 0.010Vrms (0.028Vpp)；

- (2) 用 BNC-BNC 信号线连接 OE1022 的 “SINE OUT” 接口与实验仪本实验框图中的 “ V_{in} ” 接口；
- (3) 用 BNC-BNC 信号线连接实验仪本实验框图中的 “ V_{out} ” 接口与 OE1022 的 “A/I” 接口；
- (4) 此时，可以用 OE1022 直接测量反偏直流电压点 DC- V_t 电位。操作方法为用 BNC-BNC 信号线连接 DC- V_t 接口与 OE1022 后面板的 AUX IN 1 接口，在 OE1022 的 DISPLAY 菜单下，Display&Scale 选择 Full，Type 设置为 List。此时可以从 OE1022 显示屏读取 AD1 的电压值，即是反偏直流电压点 DC- V_{diode} 电压，如图 3-4-3，然后调节电位器使得反偏直流电压点 DC- V_{diode} 置零；

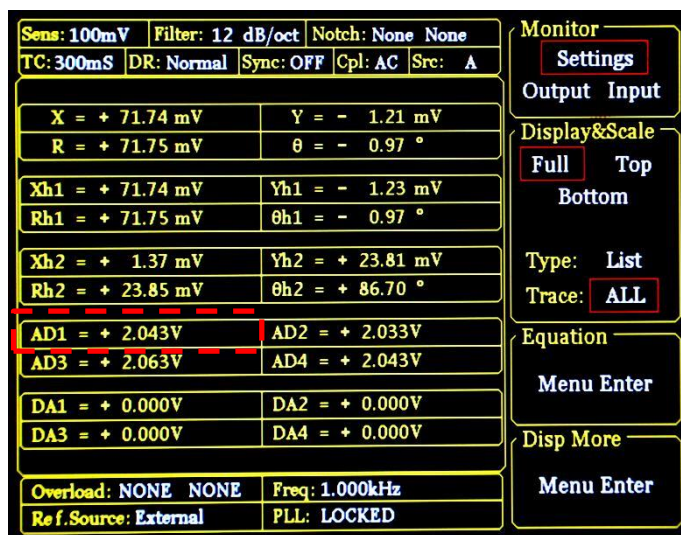


图 4-4-3 变容二极管反偏电压测量值

- (5) 设置 “SIN OUT” 的输出电压为 10mV；
- (6) 调节完第 (5) 步骤之后，将 BNC-BNC 信号线恢复原位，即将 BNC-BNC 信号线连接 DC- V_t 接口与 OE1022 后面板的 AUX IN 1 接口，将 BNC-BNC 信号线连接实验仪本实验框图中的 “ V_{out} ” 接口与 OE1022 的 “A/I” 接口。小心缓慢调节电位器，使得变容二极管的反偏直流电压 DC- V_t 从 1 至 7.9V 逐渐变化，变化步长为 0.2V，逐点记录 DC- V_t 和锁相放大器 R 值；
- (7) 记录 V_{out} 的测量值，结束后利用公式计算二极管电容 C_x ，并作 C_x 与 DC- V_t 的曲线关系图。

表 4 变容二极管实验结果

测量频率: _____

反偏电压/V	实验测得 R 值	变容二极管 电容值	反偏电压/V	实验测得 R 值	变容二极管 电容值
1			5.2		
1.2			5.4		
1.4			5.6		
1.6			5.8		
1.8			6.0		
2.0			6.2		
2.2			6.4		
2.4			6.6		
2.6			6.8		
2.8			7.0		
3.0			7.2		
3.2			7.4		
3.4			7.6		
3.6			7.9		
3.8					
4.0					
4.2					
4.4					
4.6					
4.8					
5.0					

4.5 电阻热噪声测量实验

考察电子器件上的实际噪声时，应注意到不论是否上电，电子器件都会对外呈现出噪声特性，这是因为器件中载流子的随机热运动将产生热噪声，除了热噪声以外，器件上还可能存在 $1/f$ 噪声、散弹噪声等，这些噪声与器件是否上电、工作频率等条件有关。选择锁相放大器单端连接模式，直接接入电阻，此连接模式下电阻相当于两端接地，则可以利用锁相放大器直接测量该电阻的开路实际噪声，即测量热噪声，电阻热噪声的理论计算如下：

$$V_{noise} = \sqrt{4kT \times R \times ENBW}$$

其中 k 为玻尔兹曼常数， $k=1.38 \times 10^{-23}$ J/K。T 是以开尔文为单位的热力学温度（热力学温度与摄氏度的转换关系为： $K=C+273.16$ ），ENBW 是噪声的有效带宽，以赫兹为单位。

在锁相放大器中，是通过时间常数和滤波器的陡降来设置等效带宽 ENBW，对应关系可见下图。本实验中，时间常数 T 为 1s，Slope 为 24dB/oct 时，则 ENBW 为 5/64 Hz。

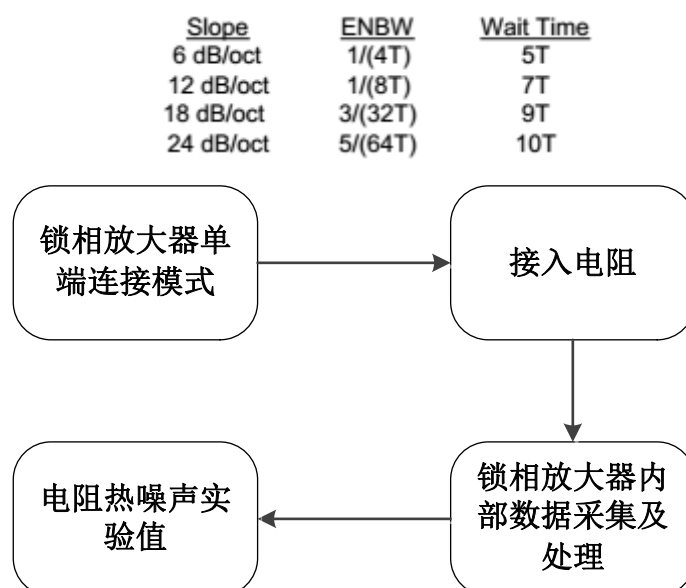


图 4-5 ENBW 关系及电阻热噪声测量实验原理图

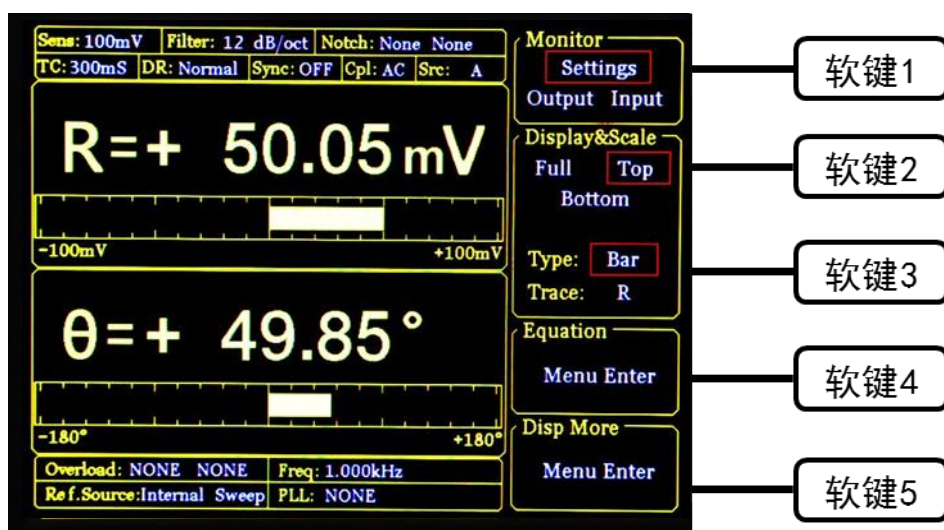
实验步骤如下：

- (1) 按下前面板 REF PHASE 按键进入子菜单，在 Ref. source 中选择 Internal，在 Ref. frequency 中输入 997Hz；
- (2) 在 OE1022 前面板 SIGNAL IN 的“A/I”接口短接一个 50 欧姆电阻；
- (3) 按下前面板 GAIN TC 按键进入子菜单，在 Sensitivity 中选择 50nV，Reserve 选择 Low，Time Constant 选择 1S，Filter dB/oct 选择 24。
- (4) 设置锁放显示界面显示 Noise，按下前面板 DISPLAY 按键进入子菜单。



图 4-5-1 DISPLAY 子菜单位置

DISPLAY 子菜单界面如下图 3-5-2



按下软键 3，切换 Trace 选项，旋转旋钮显示 Noise 数值，记录实验测得 Noise 值并进行计算；

(5) 多次改变测量频率，重复上述操作，记录实验值及计算值；

(6) 验证白噪声和理论值、测量频率等的关系。

表 5. 电阻热噪声测量实验

电阻/ Ω	热噪声理论值 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	热噪声测量值 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	误差
50			
1k			
100k			