

## 17 锁相放大器的应用——pn 结

### 杂质浓度分布的测量

#### 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。本实验利用 128A 锁相放大器测量 p—n 结的电容及杂质浓度分布，即是一个应用的很好实例。

在半导体器件的设计和制造过程中，如何控制半导体内部的杂质浓度分布，从而达到对器件电学性能的要求，是半导体技术中的一个重要问题，因此对杂质浓度分布的测量，也就成为半导体材料和器件的基本测量之一。本实验是用电容—电压法测量 p—n 结的杂质浓度分布，具有简单快速，又不破坏样品的特点，是较常用的测量方法之一。但它仅能反映 p—n 结轻掺杂一边的杂质分布。

p—n 结是由 p 型和 n 型半导体“接触”形成的，交界之处的杂质浓度可以是突变的，

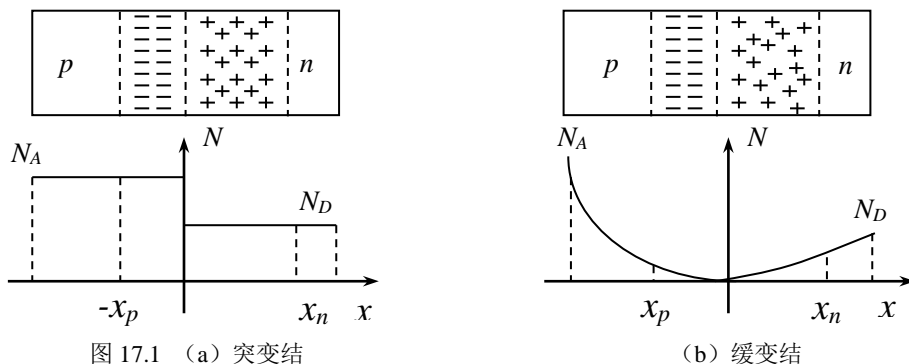


图 17.1 (a) 突变结

(b) 缓变结

或是缓慢的，在结的界面处形成势垒区，也称空间电荷区，如图 17.1 (a) (b) 所示

$p-n$  结外加电压时，势垒区的空间电荷数量将随外加电压变化，与电容器的作用相同，这种由势垒区电荷变化引起的电容称势垒电容

$$C_T = \frac{dQ_T}{dV} \quad (17.1)$$

另外， $p-n$  结加正向偏压时， $p$  区和  $n$  区的空穴和电子各自向对方扩散，并能在对方（扩散区）形成一定的电荷积累，积累电荷的多少也随外加电压而变化，称为扩散电容

$$C_d = \frac{dQ_d}{dV} \quad (17.2)$$

所以， $p-n$  结的电容与一般电容不同，不是恒定不变的，要随外加电压的变化而变化。

利用  $p-n$  结势垒电容随外加电压变化这一特性可以制作变容二极管，并且利用  $p-n$  结电容随外加电压的变化规律可以非破坏性的测定其杂质浓度分布。

## 17.2 实验目的

1. 测量  $p-n$  结电容—电压（ $C-V$ ）特性曲线
2. 由  $p-n$  结的  $C-V$  特性曲线，测量  $n$  区的杂质分布
3. 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

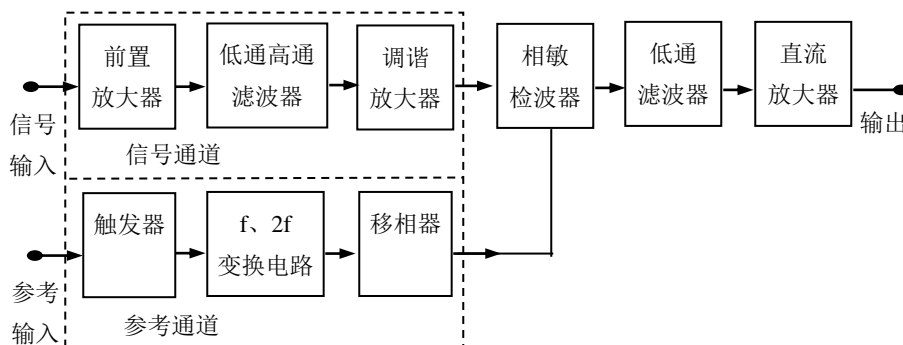


图 17.2 锁相放大器原理方框图

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：

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

从上式可以看出，包含有下列各种频率分量：

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

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。

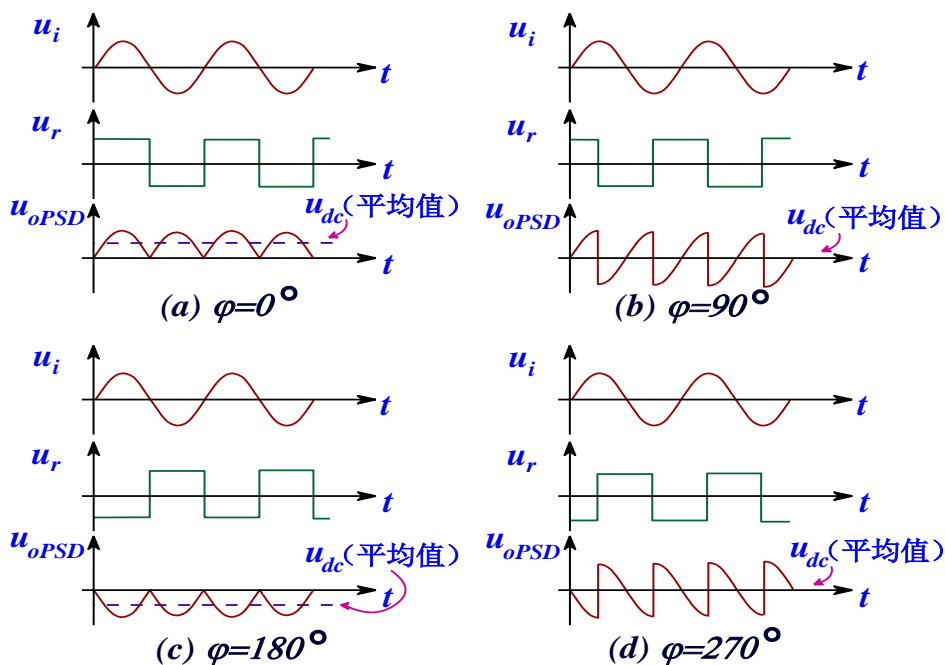


图 17.3  $\varphi$  为不同数值时的  $u_i$ 、 $u_r$ 、 $u_{PSD}$  和  $u_{dc}$  波形

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

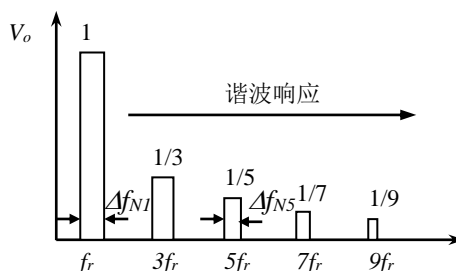


图 17.4: PSD 的谐波响应

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

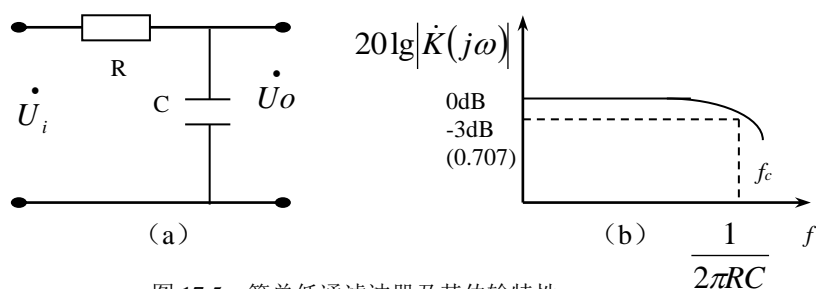


图 17.5 简单低通滤波器及其传输特性

(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

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

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

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  $|\dot{K}(j\omega)|$  随频率改变而下降到 0.707 (-3dB) 时的频率值  $f_c$ 。由(17.11)

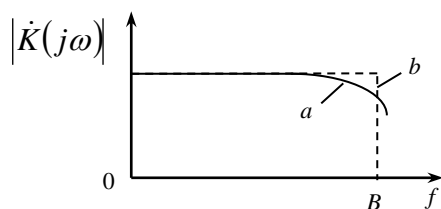


图 17.6 低通滤波器的等效噪声带宽

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

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

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  $1\text{ms}$  改变到  $100\text{s}$ 。当时间常数为  $100\text{s}$  时,等效噪声带宽  $B = 0.0025\text{Hz}$ ,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。

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

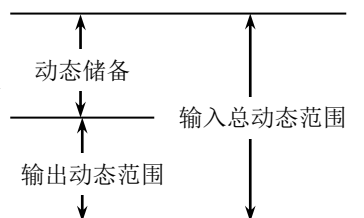
了在使用中方便地考虑锁相放大器的噪声，通常将折合到输入端的噪声绘制成噪声系数等值线图（简称 NF 图）。噪声系数 NF 的定义为：

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

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。

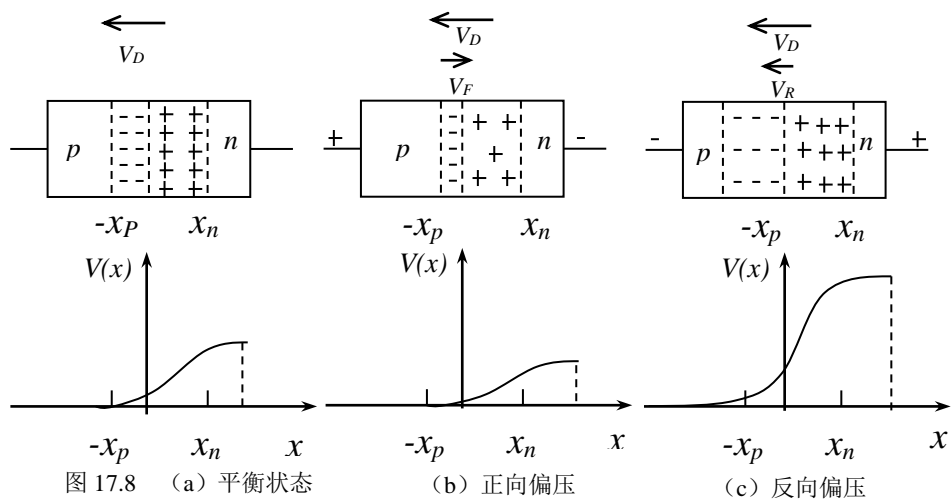
信号通道内插入高、低通滤波器和调谐放大器有助于改善动态储备。改变滤波器的通带范围和放大器的放大倍数会影响动态储备和动态范围。测量中要根据输入信号情况适当调节和选用。

### 3. p-n 结的电容及杂质浓度分布的测量

#### 1). p—n 结电容随外加电压的变化规律

p—n 结交界面的势垒区的空间电荷区，平衡时，正、负电荷总量相等，势垒宽度  $W = x_n + x_p$  一定，有一内建电场，电压为  $V_D$ 。当外加正向电压  $V_F$  时，势垒区的电压降为  $V_D - V_F$ ，势垒宽度变窄，空间电荷总量减少，外加反向偏压时，因与内建电压同向，势垒总电压升高为  $V_D + V_R$ ，势垒宽度  $W$  增大，如图 17.8 (a)、(b)、(c) 所示

一般说来，在反向偏压或小的正向偏压下，p—n 结以势垒电容为主，只在大的正向偏压时才以扩散电容为主。



本实验仅限研究反向偏压时 p—n 结的电容变化规律，故只研究势垒电容随电压的变化。

以上是定性分析，要求出外加电压与势垒宽度  $W$  及结电容的关系，需要在空间电荷区  $-x_p \rightarrow x_n$  范围内解泊松方程

$$\text{一维情形下} \quad \frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon\varepsilon_0} \quad (17.18)$$

式中  $\varepsilon_0=8.854 \times 10^{-14} \text{F/cm}$ ，为真空介电常数， $\varepsilon$  为半导体介电常数，对于硅， $\varepsilon=11.8$ 。

假定空间电荷区电子和空穴全部是耗尽的，所以  $\rho(x)$  直接由杂质浓度决定。

### 1. 突变结

$$\rho(x) = \begin{cases} -qN_A & -x_p < x < 0 \\ qN_D & 0 < x < x_n \end{cases} \quad (17.19)$$

代入 (17.18) 式积分一次得

$$\begin{cases} \frac{dV}{dx} = \frac{qN_A x}{\varepsilon\varepsilon_0} + C_1 & -x_p < x < 0 \\ \frac{dV}{dx} = -\frac{qN_D x}{\varepsilon\varepsilon_0} + C_2 & 0 < x < x_n \end{cases} \quad (17.20)$$

由边界条件 ①  $x=0$  处，电场  $\frac{dV}{dx}$  是连续的，可得  $C_1=C_2$

$$\begin{aligned} \text{② 电场集中在空间电荷区，即} \quad E(-x_p) &= -\frac{dV}{dx} \Big|_{x=-x_p} = 0 \\ E(x_n) &= -\frac{dV}{dx} \Big|_{x=x_n} = 0 \end{aligned}$$

可得电场分布为

$$\begin{cases} E(x) = -\frac{dV}{dx} = -\frac{qN_A}{\varepsilon\varepsilon_0}(x+x_p) & -x_p < x < 0 \\ E(x) = -\frac{dV}{dx} = -\frac{qN_D}{\varepsilon\varepsilon_0}(x_n-x) & 0 < x < x_n \end{cases} \quad (17.21)$$

$$\text{由(17.21)可得} \quad E(0) = -\frac{qN_A x_p}{\varepsilon\varepsilon_0} = -\frac{qN_D x_n}{\varepsilon\varepsilon_0} \quad (17.22)$$

(17.22) 式说明,  $x=0$  处电场最大, 为负值, 电场方向由 n 区指向 p 区。对单位结面积,  $qN_A x_p$  与  $qN_D x_n$  分别为空间电荷区 P 区一侧和 N 区一侧的电荷量  $Q/A$  ( $A$  为结的面积), 它们是相等的, 而且有:  $x_p/x_n = N_D/N_A$

对于单突变结, 设  $N_A \gg N_D$ , 记为  $P^+ - n$  结, 则  $x_n \gg x_p$ , 空间电荷区几乎全部在低掺杂区一边,  $W \approx x_n$ 。由 (17.20) 式积分即得到电位分布

$$\begin{cases} V(x) = \frac{qN_A x^2}{2\epsilon_0} + \frac{qN_A x_p}{\epsilon_0} x + D_1 & -x_p < x < 0 \\ V(x) = -\frac{qN_D x^2}{2\epsilon_0} + \frac{qN_D x_n}{\epsilon_0} x + D_2 & 0 < x < x_n \end{cases} \quad (17.23)$$

同样考虑到 ①  $x=0$  时, 电位连续, 可得  $D_1 = D_2$

② 电位降集中在空间电荷区:

$$V(x_n) - V(-x_p) = -\frac{q}{2\epsilon_0} (N_D x_n^2 + N_A x_p^2) + \frac{Q}{\epsilon_0 A} (x_p + x_n) = \frac{QW}{2\epsilon_0 A} \quad (17.24)$$

$$\text{于是} \quad \begin{cases} \text{正向偏置时} & V_D - V_F = \frac{QW}{2A\epsilon_0} \\ \text{反向偏置时} & V_D + V_R = \frac{QW}{2A\epsilon_0} \end{cases} \quad (17.25)$$

$$\text{因为} \quad W = x_p + x_n = \frac{Q}{qA} \left( \frac{N_D + N_A}{N_D N_A} \right) \quad (17.26)$$

由 (17.25)、(17.26) 可得

$$W = \left( \frac{2\epsilon_0}{q} (V_D + V_R) \frac{N_D + N_A}{N_D N_A} \right)^{1/2} \quad (17.27)$$

由 (17.26)、(17.27) 可得势垒电容  $C_T$

$$C_T = \frac{dQ}{dV_R} = A \left( \frac{q\epsilon\epsilon_0}{2} \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \frac{1}{V_D + V_R} \right)^{1/2} \quad (17.28)$$

假定  $N_A \gg N_D$ ，则有  $C_T = A \left( \frac{q\epsilon\epsilon_0}{2} \frac{N_D}{V_D + V_R} \right)^{1/2}$  (17.29)

$$W = \left( \frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \cdot \frac{V_D + V_R}{N_D} \right)^{1/2} \quad (17.30)$$

(17.29) 式就是反向偏置（或正向偏置较小时， $V_D - V_F > 0$ ）时，单边突变结  $P^+-n$  结电容—电压关系式。

$$C_T = \frac{A\epsilon\epsilon_0}{W} \quad (17.31)$$

与平行板电容器的电容计算公式完全相同，在已知结面积  $A$  时，测出  $C_T$  便可计算对应的结宽  $W$ 。

将 (17.29) 式两边平方，得

$$C_T^2 = \frac{A^2 q N_D \epsilon\epsilon_0}{2(V_D + V_R)} \quad (17.32)$$

作  $1/C_T^2 - V_R$  曲线，它应为一直线，由此直线的斜率可以计算出施主杂质浓度  $N_D$ ，由截矩还可以求得接触电势差  $V_D$ 。

## 2. 缓变结

对于一个未知杂质分布的  $p-n$  结来说，当空间电荷区宽度变化  $dW$ ，相应的空间电荷变化量是：

$$dQ = AqN(W)dW \quad (17.33)$$

其中  $N(W)$  是空间电荷区宽度  $W$  边界处的杂质浓度，增加的电荷  $dQ$  将引起电场改变

dE，由泊松方程得

$$dE = \frac{dQ}{A\varepsilon_0\varepsilon}$$

(17.34)

相应的电势改变量： $dV = W dI$

由上两式得到： $\frac{dQ}{dV} = A\varepsilon_0 / W = C_T$

(17.35)

经整理可得：

$$N_D(W) = \frac{2}{A^2q\varepsilon_0} \frac{1}{\frac{d(1/C_T^2)}{dV_R}}$$

(17.36)

也可写为：

$$N_D(W) = -\frac{C_T^3}{A^2q\varepsilon_0} \left(\frac{dC_T}{dV_R}\right)^{-1}$$

(17.37)

$C_T$ 可直接测出，测出  $C_T$ - $V_R$  曲线，就可计算出不同  $C_T$  时的  $W$ ，再根据 (17.36) 式或 (17.37)

式计算出离界面不同深度  $W$  处的杂质浓度  $N_D(W)$ 。

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

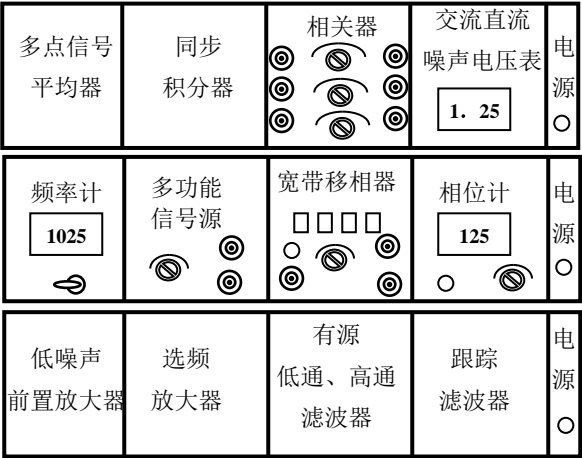


图 17.9 ND-501 型微弱信号检测实验综合装



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。

## 2. 锁相放大器。

图 17.10 是 128A 型锁相放大器的面板图。

### 1). 输入信号通道。

- a. 信号输入：仪器的输入端有 A、B 两个。单输入时，单独接 A 或接 B 都可以，此时输入端右边的开关应置于相应的位置 A 或 B。双输入（或称差分输入）时，同时接 A 和 B 两端，此时开关应置于 A—B 位置。
- b. 灵敏度：输入信号的灵敏度(SENSITIVITY)范围为  $1\mu\text{V}\sim 250\text{mV}$ ，共分 12 档。输入信号最大不能超过  $250\text{mV}$ ，使用时应先置于较大档(如  $100\text{mV}$ )，根据电表指示，逐渐调小。输入信号的工作频率范围为  $0.5\text{Hz}\sim 100\text{KHz}$ ，信号端输入阻抗大于  $100\text{M}\Omega$ 。
- c. 高、低通滤波器：信号通道内设置有低通滤波器(LO—PASS)和高通滤波器(HI—PASS)，根据输入信号的频率选择滤波器的通频带范围，若输入信号的噪声干

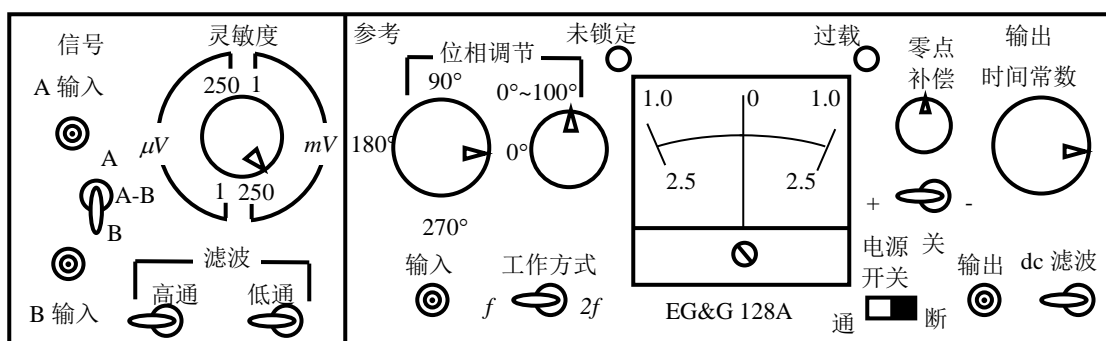


图 17.10 128A 型锁相放大器面板图

扰大，就应尽量减小通频带。

2). 参考信号通道。参考信号可以是正弦波，也可以是方波，其幅值应大于 100mV，小于 5V。参考输入端右侧的开关，一般放在基波 “ $f$ ” 位置(FUND)。当放在 “ $2f$ ” 位置(HARMONIC)时，仪器测量的是输入信号的二次谐波分量。电表左侧上部的参考(REF)指示灯在刚开机时一般是亮着的，这表示参考通道还未正常工作，此时还不能开始测量。通常加入参考信号开机后两三分钟左右，参考指示灯才熄灭，参考通道进入正常工作状态。参考通道内有两个位相调节旋钮：左边一个旋钮分四档，每一档可改变位相  $90^\circ$ ，右边一个旋钮可从  $0^\circ$  到  $100^\circ$  连续改变位相，位相总改变值由两旋钮读数相加。

3). 时间常数旋钮(TIME CONSTANT)：可从 1ms 到 100s，共分十档。使用中时间常数若选得小，则抑制噪声能力差，若选得太大，则输出指示变化缓慢从而影响测量信号变化速度。实验时可以先选用 1s 或 3s 档，然后再根据测量情况适当改变。

4). 显示和零点补偿：用指针式电表显示被测信号大小，若灵敏度置于 100mV 档，则指针满偏时，被测信号电压有效值即为 100mV，对其他档，依此类推。电表右侧上部有一过载(OVER LOAD)指示灯，灯亮时表示信号过大或噪声过大，此时应将灵敏度档调大，或加大时间常数，或调节低通及高通滤波器使通频带变窄，仍不行就要在仪器外采取措施。只有在过载指示灯熄灭情况下的测量才是正确的。

电表右侧有零点补偿(ZERO OFFSET)旋钮，如果被测信号是一在较大的定值附近有微小变化的量，而又希望将此微小变化量测准，此时可调节补偿旋钮，利用仪器内的可变电源将信号中的定值部分抵消掉，使电表在某一时刻显示为零，然后再选用更灵敏的档测量

微小变化的部分，从而提高测量的灵敏度和准确度；要进行零点补偿时，将补偿旋钮下面的开关放在“十”或“一”位置，不需要进行补偿时，则将开关放在“OFF”位置。

5). 直流前置滤波器(dc PREFILTER): 面板右下角有此滤波器的使用开关。一般情况下，将此开关置于“OUT”位置，当噪声过大时，可置于“100ms”档，甚至“1s”档。

关于 128A 型锁相放大器的更详细情况，可参阅该仪器说明书。

3. **低频信号发生器**: 它可以输出正弦信号，其幅度和频率可调。

4. **双踪示波器**: 用来观察信号波形，测量信号大小。

5. **直流电源**: 提供测量盒直流信号，经电位器调节可选择所需大小的直流电压加在 pn 结上。

6. **数字电压表**: 测量锁相放大器的输出信号，此信号是经过放大的被测信号，在某灵敏度时，当锁相放大器的指示电表满偏时，锁相放大器的输出值即为 1V，即不同的灵敏度，放大倍数不一样。

7. **测量盒**:

为测量  $p-n$  结势垒电容  $C_X$  随外加偏压的变化，要在  $p-n$  结上加一定的反向直流偏压  $V_R$ 。在  $V_R$  上再迭加一个微小的交流电压信号  $V(t)$  并将待测的  $p-n$  结电容  $C_X$  串接  $C_0$ ，见图 17.11，当  $C_0 \gg C_X$  时， $C_0$  两端的电压

$$V_i = \frac{V(t)}{\frac{1}{j\omega C_x} + \frac{1}{j\omega C_0}} \frac{1}{j\omega C_0} \approx \frac{C_x}{C_0} V(t) \quad (17.38)$$

因此电容  $C_0$  上的交变电压与待测  $p-n$  结的电容  $C_X$  成正比, 由于  $V(t)$  不能是很大的量, 且  $C_0 \gg C_X$ 。所以  $V_i$  是一个很小的交变电压,  $C_0 \approx 4.75 \times 10^3 \text{pF}$ 。

由于  $V_i$  是一个很小的交流信号, 测量线路中还将有各种交流噪声, 本实验采用 Model 128A 锁相放大器, 作为检测仪器, 锁相放大器 (Lock-In Amplifier) 是一种交流电压表, 它能精确测量深埋在噪声之中的周期重复信号的幅度与相位。

$p-n$  结的  $C-V$  测量线路如图 17.11 所示, 图中  $C_X$  为待测  $p-n$  结, 直流稳压电源提供反向偏置  $V_R$ 。

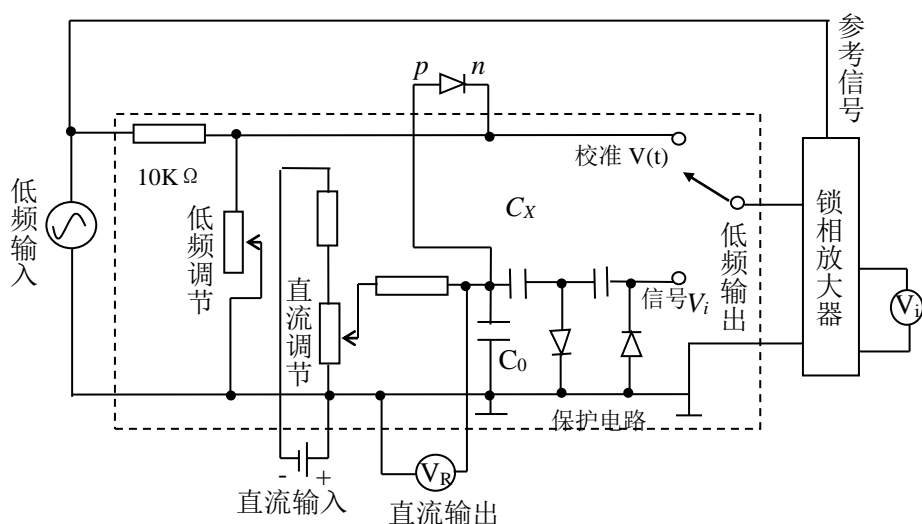


图 17.11 测量盒内  $p-n$  结的  $C_T-V_R$  测量线路

## 17.5 实验任务和步骤

- 1). 首先了解 128A 锁相放大器面板上各通道主要旋钮的使用, 按规定置于正确位置, 在未检查以前, 切勿接通电源。
- 2). 熟悉电容—电压法的实验原理图, 弄清“测量”与“校准”两档的区别。

- 3). 给定低频信号源的工作频率  $f_s$ , 测量不同反向偏压  $V_R$  (约 0~10V) 下的  $p^+n$  结的  $V_i$  与  $\phi$ 。
- 4). 由于分布电容的存在, 若直接应用公式 (17.38) 求电容会产生一定的误差, 为了减小这种误差, 可将公式 (17.38) 作一修正, 得到:

$$C_x = aV_i + b \quad (17.39)$$

而参数  $a$ 、 $b$  则可以通过一些其它已知电容来确定。注意: 必须保证  $V(t)$ 、 $f_s$  不变。

- 5). 利用 (17.39) 式来标定不同偏压时  $p^+n$  结的电容  $C_T$  值。
- 6). 根据公式  $1/C_T^2 \sim V_R$  或  $C_T \sim V_R$  图及相应公式, 若是突变结时, 计算出它的低掺杂一边的掺杂浓度及内建电场电压; 若是缓变结, 测计算出此结在不同偏压 (不同势垒宽度) 时低掺杂的杂质浓度  $N_D(w)$ , 并作图  $N_D(w)-w$ 。

## 17.6 思考题

1. 若  $N_A$ 、 $N_D$  相差不大, 用电容—电压法能测出杂质浓度的分布吗? 为什么?
2. 校准信号  $V(t)$  为什么不能是一个很大的量?

## 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