

单边 pn 结杂质分布的锁相检测

智朝晖^{*}, 蔡微[†]

北京航空航天大学大学 物理学院, 北京 100191

【摘 要】 本文利用 EGG 公司生产的 DSP7265 型锁相放大器, 通过测量不同直流偏压下 p-n 结势垒电容的方法 (C-V 法) 来求得杂质浓度的分布, 并且计算得到 p-n 结的自建势。

【关键词】 杂质分布, C-V 法, 锁相放大, 自建势

1 引言

p-n 结的杂质分布对半导体器件 (如光敏二极管、LED 等) 的特性有很大影响, 控制 p-n 结的杂质分布是制造半导体器件的重要课题。检测 p-n 结的杂质分布对改进制造工艺, 了解器件性能是必要的。通过测量不同反向偏值电压下的 p-n 结势垒电容, 可以方便地测得单边突变 p-n 结轻掺杂一边的杂质浓度及分布。锁定放大器 (Lock-in Amplifier) 是一种用相干检测方法测量微弱信号的检测仪器。它能在强噪声背景下, 提取周期信号的幅度和相位值, 但不能复现信号的波形。微弱信号测量就是要克服背景噪声, 提取有用信号。^[1]

2 原理

2.1 p-n 结势垒电容与杂质浓度的关系

当 p-n 结一边的杂质比另一边浓得多, 即 $N_A \gg N_D$ 。 N_A 是受主杂质密度, 对应 p 型半导体; N_D 是施主杂质密度, 对应 n 型半导体。这样的 p-n 结为单边突变结, 浅扩散法常用它作近似。

单边突变结的 n 边和 p 边宽度关系为 $x_n \gg x_p$, 因此, 总空间电荷区的宽度 $w \approx x_n$ 。如图1即电势的变化几乎都落到轻掺杂的 n 区, 而重掺杂一边的 p 区可以忽略。这样, 空间电荷区宽度和偏压 V_R 的关系仅与轻掺杂浓度 N_D 有关

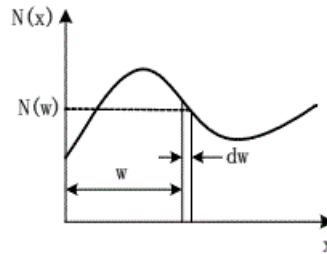


图 1 轻掺杂区的杂质分布

$$w = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{qN_D} (V_D + V_R)}$$

其中 ϵ 为相对介电常数, 对于硅 $\epsilon = 11.8$, ϵ_0 是真空介电常数, q 为电子电荷, V_D 是 p-n 结的接触电势差。这时, p-n 结每一边的存则的电荷 Q 与空间电荷区宽度 w 成正比

$$QA = qAN_D w = A\sqrt{2q\epsilon\epsilon_0 (V_D + V_R) N_D}$$

其中 A 为 p-n 结的结面积。单位面积的 p-n 结势垒电容

$$\frac{C}{A} = \frac{dQ}{dV_R} = \sqrt{\frac{q\epsilon\epsilon_0 N_D}{2(V_D + V_R)}} = \frac{\epsilon\epsilon_0}{w}$$

上式表明, 当偏压改变量 ΔV_R 足够小时, 空间电荷区的电荷改变量 $A \Delta Q$ 与 ΔV_R 成正比, 其比值即为 p-n 结势垒电容 C 。这和一个平行板电容器有相似之处, 电容值正比于 p-n 结的结面积 A , 反比于空间电荷区的宽度 w 。当 p-n 结上外加偏压增加 ΔV_R 时, 空间电荷区的宽度将增加 Δw , 原

实验时间: 2022-10-27

报告时间: 2022-10-27

[†] 指导教师

^{*} 学号: 20377365

^{*} E-mail: 20377365@buaa.edu.cn

来在这 Δw 层内的载流子 (n 区的电子, p 区的空穴) 将流走, 形成放电电流, 使空间电荷量增加 $A\Delta Q$ 。而当偏压减小 ΔV_R 时, 通过放电电流使载流子填充到 Δw 层内, 分别中和 n 区这一层的电离失主的正电荷和 p 区这一层的电离受主的负电荷, 使空间电荷区减小 Δw , 空间电荷量减少 $A\Delta Q$ 。微量的充放电电荷 $A\Delta Q$ 集中在空间电荷区两边的薄层 Δw 内, 这两个薄层相当于相距 w 的两个平行极板, 半导体本身构成了电容器的介质。但是 p - n 结势垒电容与平行板电容也有区别, 主要在于空间电荷区宽度 w 与平行板电容器的极间距离不同, w 是随外加偏压的变化而改变。因此, p - n 结势垒电容也是随外加偏压的变化而改变。正是由于这个特点, 通常也把 p - n 结势垒电容称为微分电容。将式改写为

$$\frac{2}{C^2} = \frac{2}{A^2 q \varepsilon_0 N_D} (V_D + V_R)$$

作出 $1/C^2 \sim V_R$ 曲线——一直线, 由其斜率可以计算施主杂质浓度 N_D 。将直线外推到电压轴, 可以求出接触电势差 V_D 。对于一个未知杂质分布的 p - n 结, 可以利用 p - n 结电容—电压曲线描绘出轻掺杂一边的杂质分布。图 1 表示一个 p^+n 结在 n 区有一个任意的杂质分布。当空间电荷区宽度变化 dw 时, 相应的单位面积的空间电荷变化量

$$dQ = qN(w)dw$$

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 引起电场改变 dE 相应的电势改变 dV

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

由上两式得到

$$\frac{dQ}{dV_R} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{w} = \frac{C}{A} \quad (1)$$

整理后得到

$$N(w) = \frac{2}{q \varepsilon_0 A^2} \cdot \frac{1}{\frac{d(1/C^2)}{dV_R}}$$

由上式可知, 测量出 p - n 结势垒电容 C 其偏压变化后, 作出 $1/C^2 \sim V_R$ 曲线, 并求出各偏压下的 $d(1/C^2)/dV_R$, 代入上式, 就能得到 $N(w)$ 。上式也可改写成

$$N(w) = -\frac{1}{q \varepsilon_0 A^2} \cdot \frac{C^3}{dC/dV_R}$$

采用直接求 $C \sim V$ 曲线在不同偏压下的斜率 dC/dV_R , 并将该偏压下的 p - n 结电容 C 一同代入上式, 也能得到 $N(w)$ 。此外, 由式1可以通过电容确定不同偏压下所对应的 p - n 结空间电荷区宽度 w 。 $N(w)$ 是距离 p - n 结交界处 ($x=0$) 的杂质浓度。 $N(w) \sim W$ 就是所要确定的杂质分布。以上方法适合求出扩散法和离子注入法产生的杂质分布。

2.2 C-V 关系测量原理

^[1] p - n 结势垒电容是一个随直流偏压变化的微分电容。测量势垒电容时, 首先要在 p - n 结上加上反向偏置电压 V_R 。再将一个幅度远小于 V_R 的正弦信号 $v_0(t)$ 叠加到 p - n 结上。由于电容 $C_1 > C_x$, 通过 C_1 和 C_x 的交流电流幅度值主要取决 C_x , 落到 C_1 上的交流电压为

$$v_1(t) \approx I(t) \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{v_0(t)}{\frac{1}{j\omega C_x}} \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{C_x}{C_1} v_0(t) \quad (2)$$

其中 $1/j\omega C$ 为电容的复阻抗。注意, 直流偏压经过一个 $100 \text{ K}\Omega$ 电阻接到被测器件 A 极, 与 C_1 的阻抗相比, 这个电阻可视为断路; C_1 的值不能选得过大, 否则不能用式2 计算 $v_1(t)$ 的幅度。另外, 锁定放大器输入端阻抗近似于无穷大。根据式2, 在已知 C_1 时, 只要测出 $v_0(t)$ 和 $v_1(t)$ 的幅度值, 就能求出 C_x 。如果正弦信号 $v_0(t)$ 的幅度值过大, 会引起 p - n 结电容出现变化, 带来测量误差, 因此应尽量小些, 可选 30mV 左右。这样 $v_1(t)$ 的幅度 V_1 就会很小, 因此, 本实验采用锁定放大器来测量这个幅度值。

2.3 锁相放大器的噪声和频带

锁定放大器 (Lock-in Amplifier) 是一种测量微弱信号的检测仪器。微弱信号测量就是要克服背景噪声, 提取有用信号。为此, 首先需要了解噪声的特点。

传感器在将被测物理量转换为电信号时, 都不可避免地带进些“噪声”。这些噪声包括: 传感器本身的噪声, 测量仪表仪器的噪声, 以及其它随即误差。在微弱信号测量中, 电子器件如包括传感器和放大电路, 产生的电子噪声是影响测量结果的关键因素。电子噪声主要有热噪声: 任何电子器件, 其

中总有导电的载流子,在一定温度下,这些载流子作不规则的热运动,使器件中的载流子定向流动出现起伏,形成热噪声电流。热噪声的有效值和系统的频宽的方根成正比。在相同的频宽下,无论频率的高低,热噪声的强度都是相同的。简单的说,在一定范围内,噪声功率有效值与系统频宽的方根成正比,与频率无关,称为白噪声。另外,温度越高,热噪声越强。粒噪声:即使进入探测器光强,在宏观上是稳定的,但从光的量子特性可知,相等的时间内,进入探测器的光子数是会涨落的:传感器的转换效率(量子效率)实际是有起伏变化的;测量时载流子数目的起伏。都会产生散粒噪声。散粒噪声也是白噪声。电流噪声:电传感器在没有信号输入时,往往也有电流输出,称为暗电流。它的产生机理随器件而异。暗电流噪声也是白噪声。频噪声:因器件材料中的晶体缺陷等产生的噪声。它与频率的倒数 $1/f$ 及频率成正比,又称为 $1/f$ 噪声。频率越低 $1/f$ 噪声越大,在 1000 Hz 以下有较大影响。可见以各种噪声可以通过限制频带宽度,使有用的信号通过,大幅度降低噪声。在信噪比不过低时,往往采用窄带滤波器或选频放大器,放大信号、抑制噪声。滤波器的性能用带宽 Δf 和中心频率 f_0 来描述。一般带宽 Δf 不可能作得很窄; f_0 也不是十分稳定,这就需要加大带宽,降低了对噪声的抑制。对于微弱信号的检测,使用窄带滤波的方法往往不能满足要求。

2.4 米检测和相关器

相关检测技术利用信号周期性和噪声随机性的特点,即信号在时间轴上前后相关,噪声与信号互不相关,通过相关运算提取信号,去除噪声设信号 $f_1(t)$ $f_2(t-\tau)$, 其相关函数定义为

$$R(\tau) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T f_1(t) f_2(t-\tau) dt$$

设 $f_1(t) = V_S(t) + n_1(t)$ $f_2(t) = V_R(t) + n_2(t)$

其中 V_S 为被测信号, V_R 为参考信号 $n_S(t)n_R(t)$ 为伴随的噪声。带入上式:

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T (V_S(t) + n_1(t))(V_R(t-\tau) + n_2(t-\tau)) dt \\ &= R_{SR}(\tau) + R_{S2}(\tau) + R_{R1}(\tau) + R_{12}(\tau) \end{aligned}$$

其中 $R_{SR}(\tau)$, $R_{S2}(\tau)$, $R_{R1}(\tau)$, $R_{12}(\tau)$ 分别为信号之间、信号与噪声之间和噪声之间的相关函

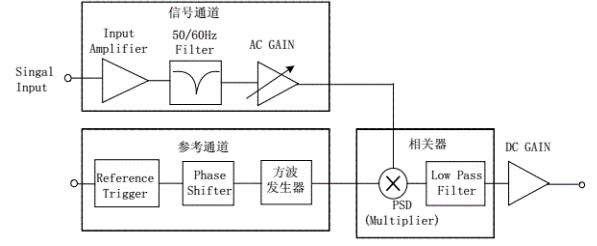


图2 锁相放大器原理框图

数。由于噪声的随机性噪声之间以及和信号之间的相关函数在积分时间足够长时,应为零,也即抑制了噪声。完成相关检测的仪器叫做相关器,主要由乘法器和积分器组成。乘法器分为模拟乘法器和开关式乘法器两种,现多采用后者。积分器实际使用多阶有源低通滤波器。如果被测信号表示为: $V_S \cos(\omega_S t + \theta_S)$, 参考信号表示为: $V_R \cos(\omega_R t + \theta_R)$, 这两个信号通过乘法器相乘,乘法器的输出为

$$\begin{aligned} V_X &= V_S V_R \cos(\omega_S t + \theta_S) \cos(\omega_R t + \theta_R) \\ &= \frac{1}{2} V_S V_R \cos[(\omega_S - \omega_R)t + (\theta_S - \theta_R)] + \\ &\quad \frac{1}{2} V_S V_R \cos[(\omega_S + \omega_R)t + (\theta_S + \theta_R)] \end{aligned}$$

由上式可知,乘法器的输出是两个交流信号,即一个是差频项 $\omega_S - \omega_R$, 另一个是和频项 $\omega_S + \omega_R$, 乘法器的输出信号经过低通滤波器,和频项信号被消除。当被测信号和参考信号频率相同时,差频项信号的成分变为直流信号

$$V_X = \frac{1}{2} V_S V_R \cos(\theta_S - \theta_R)$$

这个直流信号既是我们需要测量的信号。由式2.4 可知,在被测信号和参考信号频率相同的情况下,乘法器经低通滤波器的输出只与输入信号和参考信号的相位差有关。如果输入信号与参考信号的相位差为零,即 $\theta = \theta_S - \theta_R = 0$, 则 $V_X = \frac{1}{2} V_S V_R$ 。由此,可以得到这样的结果:当输入信号与参考信号的相位同相(或反相)时,乘法器经低乘法器通滤波器输出的直流电压最 $\frac{1}{2} V_S V_R \cos(\theta_S - \theta_R)$ 大。

其结构如图2

3 实验

实验步骤如下:

1. 仔细阅读锁定放大器的说明书,结合仪器,

熟悉面板操作。

2. 连接实验电路。

3. 将信号发生器“Ampl”钮逆时针调到头。开信号发生器电源。将频率调整到 10000 Hz。调整“Ampl”钮,使毫伏表指示 20 mV。

4. 开锁相放大器,检查各项设置,调节界面显示信号的频率、初相、振幅。

5. 调整锁定放大器,到实验室指定的要求。

6. 逐点法测量 $V_1 \sim V_R$, $\Delta V_R 0.1 \text{ V}$

4 实验结果与分析

本实验实验数据如下:

表 1 测得 v_i 有效值

v_i/mV		
1.159	1.185	1.208
1.242	1.269	1.307
1.355	1.411	1.473
1.550		

表 2 测得 v_D 有效值

v_D/V		
6.97	6.48	6.03
5.47	4.99	4.48
3.53	3.38	2.98
2.47		

另外测得 V_t 峰值 590mV, 即振幅 208.6mV, 锁相检测有效值为 204.2mV, 取平均值为 206.4mV。串联所用二极管为 IN5401 MIC, 电容为 6.582nF, pn 结面积为 0.2mm^2 。

最后计算得到的回归曲线为:

$$\frac{1}{v_i^2} = aV_R + b \quad (3)$$

得到 $a=69941$, $b=264871$, $r=0.9826$ 计算得到杂质浓度分布 $N_D = 9.54 \times 10^{13} \text{cm}^{-3}$, 得到的自建势为 $V_D = 3.78\text{mV}$

5 思考题

- 一边的掺杂浓度远高于另一边的掺杂浓度的单边突变 pn 结

- 是因为单边突变的浓度不一样导致的自建势不一样, 最终导致的 $\phi \sim V_R$ 不一样

- 锁相放大器由信号通道、参考通道和相关检测器构成, 核心部分是相敏检测器 (PSD), 框图如图2所示。

6 结论

本文利用 EGG 公司生产的 DSP7265 型锁相放大器, 通过测量不同直流偏压下 p-n 结势垒电容的方法 (C-V 法) 来求得杂质浓度的分布 $N_D = 9.54 \times 10^{13} \text{cm}^{-3}$, 并且计算得到 p-n 结的自建势 $V_D = 3.78\text{mV}$ 。

参考文献

- [1] 钱建强, 张高龙. 近代物理实验[M]. 近代物理实验, 2016.