

用电容-电压法测量半导体中的杂质分布

滕一鸣*

北京大学物理学院 学号: 2000011380

(实验日期: 2024 年 3 月 14 日)

本实验使用国产 OE1022 型锁相放大器测定了五个 p-n 结的结电容随施加的反向直流偏压变化的曲线, 以及二极管 D1 结分压的二倍频信号随反向偏压变化的曲线, 并根据二者计算了 D1 二极管 p-n 结轻掺杂一侧的杂质浓度分布, 验证了测量结电容随反向偏压的变化是可行的非破坏性的测量结中杂质分布的手段.

关键词: p-n 结, 电容-电压法, 锁相放大器

I. 引言

1874 年, 德国物理学家 Karl Ferdinand Braun 发现了某些金属的硫化物具有单向导电性, 此后他用这种物质制作出了无线电技术中不可或缺的检波器, 开创了半导体技术的先河. 经过几十年的发展, 在 1947 年, 美国贝尔实验室的 John Bardeen, Walter Houser Brattain 和 William Shockley 发明了第一个点接触式晶体管. 由于半导体晶体管相较电子管而言拥有能耗小、成本低、容易大量生产等巨大优势, 与之相关的技术从此迅猛发展, 并最终成长为如今至关重要的半导体产业.

p-n 结是组成许多半导体器件的基本结构, 而掺杂则是制造 p-n 结的关键步骤. 鉴于掺杂对元器件性能拥有显著影响, 以一种相对简单的非破坏性的方式测量半导体材料的杂质分布自然具有重要意义. 本实验便将通过电容-电压法这一非破坏性的测量方式对 $p^+ - n$ 结中轻掺杂 n 型半导体的杂质分布进行测量.

II. 理论原理

A. 单边突变 p-n 结势垒电容与杂质浓度的关系

单边突变 p-n 结指一侧的杂质浓度远高于另一侧的 p-n 结, 实验使用的 $p^+ - n$ 结便是 p 区重掺杂、n 区轻掺杂的单边突变结. 此时薄薄一层 p 型半导体包含的载流子需要被很厚一层 n 型半导体包含的载流子所湮灭, 空间电荷区的范围便可被近似处理为从两类半导体的交界面 (坐标记为 0) 出发到 n 型半导体内载流子耗尽区的边界 (坐标记为 x_n), 空间电荷区的宽度便为 $w = x_n$. 可以证明, 如果 p-n 结的结面积为 A , 那么空间电荷区形成的电容大小 C 与 w 间存在关系 [1]

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

其中 $\varepsilon = 11.8$ 为硅的相对介电常数, $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^{11}} \text{ F/cm}$. 记轻掺杂一侧的杂质浓度分布为 $N(w)$, 那么理论计算亦表明 $N(w)$ 与施加在 $p^+ - n$ 结上的反向偏压 V_R 间存在关系

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

其中 q 为电子电量. 因此, 通过测量不同反向偏压下的结电容与结电容随反向偏压变化的斜率, 我们便可以根据以上两式确定 $N(w) - w$ 关系.

* tengyiming@stu.pku.edu.cn; (86)13287560665

B. 小信号测量技术

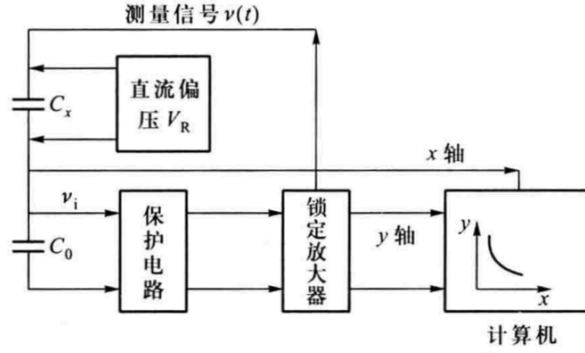


图 1: 实验测量方案示意图 [1].

实验采用的结电容测量方案如图 1 所示. 记反向偏压为 V_R 时 $p^+ - n$ 结的电容为 C_x , C_0 为与之串联的容量已知的电容. 我们向这一交流分压电路上施以幅度远小于 V_R 的交流信号 $v(t)$, 那么在 $C_0 \gg C_x$ 时 C_0 两端的电压将表现表现为

$$v_i(t) = \frac{v(t)}{\frac{1}{i\omega C_x} + \frac{1}{i\omega C_0}} \frac{1}{i\omega C_0} \approx \frac{C_x}{C_0} v(t). \quad (3)$$

因此, 我们可以通过测量 $v_i(t)$ 的大小而得到待测 C_x 的数值.

实验使用的 $C_0 = 4.7 \times 10^4$ pF, 但是结电容的量级为几十皮法. 同时, 为了避免交流测量信号对直流偏压建立的结电容造成干扰, $v(t)$ 的幅度被选在了几十毫伏的量级. 因而, 待测的 $v_i(t)$ 幅度将为几十到几百微伏. 对于如此微弱以至于会被噪声轻易淹没的周期性信号, 我们需要使用锁相放大器来探测其幅值和相位. 其基本原理是使用一个参考信号

$$V_R = E_R \cos(\omega_R t + \varphi_R) \quad (4)$$

来乘以输入的被幅度为 E_n 的噪声埋没的幅度为 E_i 的微弱信号

$$V_S = E_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + E_n \cos(\omega_n t + \varphi_n). \quad (5)$$

此时我们有

$$\begin{aligned} V = V_S \cdot V_R &= \frac{1}{2} E_i E_R \cos[(\omega_i - \omega_R)t + \varphi_i - \varphi_R] + \frac{1}{2} E_i E_R \cos[(\omega_i + \omega_R)t + \varphi_i + \varphi_R] \\ &+ \frac{1}{2} E_n E_R \cos[(\omega_n - \omega_R)t + \varphi_n - \varphi_R] + \frac{1}{2} E_n E_R \cos[(\omega_n + \omega_R)t + \varphi_n - \varphi_R]. \end{aligned} \quad (6)$$

当参考信号频率与待测信号相同时, 上式第一项会变成直流分量, 而其余三项可以被低通滤波器滤除. 我们便可通过测量这个直流分量来获得被埋没于噪声中的弱信号的幅度与相位信息.

C. 倍频测量

$p^+ - n$ 结所容纳的总电荷 Q 是施加于结两端电压 V 的函数 $Q(V)$. 我们在实验中施加于结两端的电压为 $V(t) = V_R + v \sin \omega t$ 并且 $|v| \ll V(t)$, 因此

$$\begin{aligned} Q(t) &= Q(V_R + v \sin \omega t) = Q(V_R) + \left. \frac{dQ}{dV} \right|_{V=V_R} v \sin \omega t + \left. \frac{1}{2} \frac{d^2 Q}{dV^2} \right|_{V=V_R} v^2 \sin^2 \omega t + \dots \\ &= Q(V_R) + \left. \frac{v^2}{4} \frac{d^2 Q}{dV^2} \right|_{V=V_R} + v C(V_R) \sin \omega t - \left. \frac{v^2}{4} \frac{dC}{dV} \right|_{V=V_R} \cos 2\omega t + \dots \end{aligned} \quad (7)$$

C_0 上的电压便为

$$v_i(t) = \frac{vC(V_R)}{C_0} \sin \omega t - \frac{v^2}{4C_0} \frac{dC}{dV} \Big|_{V=V_R} \cos 2\omega t + \dots \quad (8)$$

计算 $N(\omega)$ 的一个关键是求得结电容随反向偏压的变化率 dC/dV_R . 显然, 我们可以对实验测得的 $C - V_R$ 关系做数值微分来获得这一变化率, 但是这一过程常常会放大测量数据包含的误差. 而上述计算表明我们可以使用锁相放大器测量参考信号的二倍频信号幅度来直接测量出 dC/dV_R , 这一方案可以避免数值微分带来的误差放大.

III. 实验设备

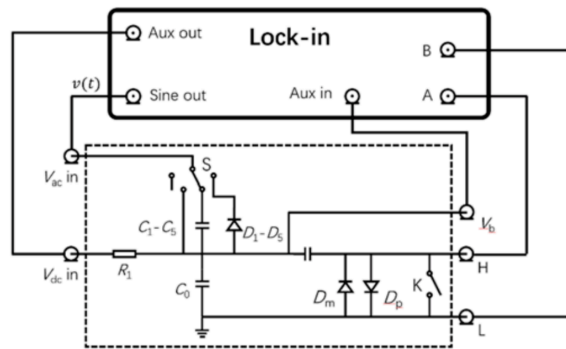


图 2: 实验电路图.

图 2 给出了实验使用的电路图. 实验使用其辅助输出端口提供 $0 \sim 10 \text{ V}$ 的直流反向偏置电压, 使用其参考信号输出端口提供用来测量的交流正弦信号 $v(t)$. 为了消除公共电压的影响, 我们使用其两个输入端 A、B 测量到的电压之差来测量电容 C_0 上的分压进而得到待测二极管的电容值. 鉴于锁相放大器的辅助输入端口阻抗较大, 实验中并不会使用这一端口来测量二极管上的反向偏压而会将设置的辅助输出端口的电压值作为二极管上的反向偏压值.

电路中的 R_1 为一较大的电阻, 这可以防止交流电流经过直流偏置电路分流而对测量结果产生影响; D_m 和 D_p 是为了防止锁相放大器输入端过载而设置的保护二极管. 在不进行测量时, 我们应该使用开关 K 短路锁相放大器的输入端以进行保护.

IV. 实验结果与分析

根据实验讲义设定好锁相放大器各参数后, 我们使用示波器和锁相放大器对测量信号 $v(t)$ 的参数进行了测量. 示波器频率计给出的信号频率为

$$f_s = 1.1300 \text{ kHz}, \quad (9)$$

这和我们在锁相放大器内的设定值一致. 使用示波器光标测量得到信号峰峰值为 $V_{pp} = 140.0 \text{ mV}$, 故其幅度为 $V_{so} = 70.0 \text{ mV}$. 将测量信号直接加在 C_0 上并打开 K 将信号输入锁相放大器, 仪器测量到的信号有效值和相位为

$$\bar{V}_s = 49.65 \text{ mV}, \quad \varphi_0 = -173.24^\circ. \quad (10)$$

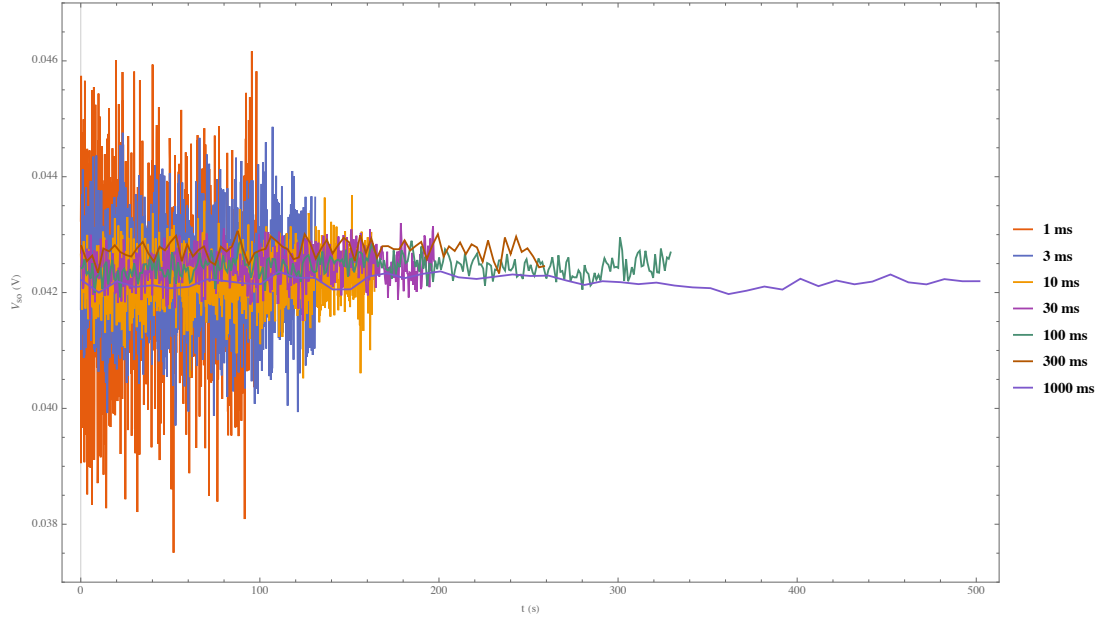


图 3: 不同时间常数下锁相放大器对受白噪声干扰的输入信号的测量结果随时间的变化.

A. 观测时间常数对测量结果稳定性的影响

图 3 展示了不同时间常数下锁相放大器测量受白噪声干扰的信号得到的 $V_{so} - t$ 曲线. 可以看到, 在输入噪声水平一定时, 增大时间常数可以显著提高测量结果的稳定性. 对数据的统计分析 (表 I) 亦表明, 增大时间常数对测量结果的平均值影响不大, 但是会显著降低结果的方差, 提高结果的稳定性.

表 I: 不同时间常数下的测量结果.

时间常数 (ms)	1	3	10	30	100	300	1000
平均值 (mV)	42.22	42.28	42.24	42.24	42.45	42.74	42.18
方差 (mV^2)	2.058	0.675	0.219	0.088	0.029	0.024	0.009

B. 检验锁相放大器输出与被测电容的线性关系

将不同给定电容接入电路后使用锁相放大器测得的信号大小与相位见 表 II. 计算可得 V_0 与 C_x 间的线性相关系数为 $R = 0.999817$, 表明实验中锁相放大器输出与被测电容间的确有比较好的线性相关性. 同时我们也可以看到, 相位 ($\varphi_x - \varphi_0$) 随着 C_x 的增大而表现出了微弱的增长, 这可能是由于容量较大的电容拥有更大的导电部分体积并会引入更大的寄生电感.

表 II: 不同给定电容的测量数据 ($\varphi_0 = -173.24^\circ$).

C_x (pF)	0	20	40	60	80	100
V_0 (μV)	1.83	27.52	53.02	75.10	101.12	125.39
φ_x	-171.96°	-166.09°	-165.91°	-165.85°	-165.84°	-165.83°
$\varphi_x - \varphi_0$	1.28°	7.15°	7.33°	7.39°	7.40°	7.41°

C. 二极管的电容-电压关系测量

考虑到输入测量信号有效值 $\bar{V}_s = 49.65 \text{ mV}$ 、电容 $C_0 = 4.7 \times 10^4 \text{ pF}$. 根据

$$C_x(V_R) = \frac{v(V_R)}{\bar{V}_s} C_0, \quad (11)$$

我们测量得到的二极管 $D_1 \sim D_5$ 的 $C - V$ 曲线如 图 4 所示. 所给二极管中 D_1 、 D_2 和 D_4 的测量结果和理论预测符合较好, 而 D_3 和 D_5 在反向偏压较大时结区电容均发生了不同程度的增加, 这表明可能存在其他影响因素. 而观察输出信号相位随反向偏压的变化曲线 图 5, 对于测量到结电容突然出现增大的二极管 D_3 和 D_5 而言输出信号相位在结电容开始增大的反向偏压处会出现由负到正的跃变, 表明这两个元件高度类似带阻滤波器. 我们怀疑 D_3 和 D_5 存在并联的电感. 尽管 D_4 的 $C - V$ 曲线符合我们的预期, 但是我们发现将它接入电路时得到的输出信号相位始终为正, 表明该元件拥有很强的电感性. 我们猜测 D_4 其实包含一个与之串联的电感, 使得该元件表现得类似一个带通滤波器.

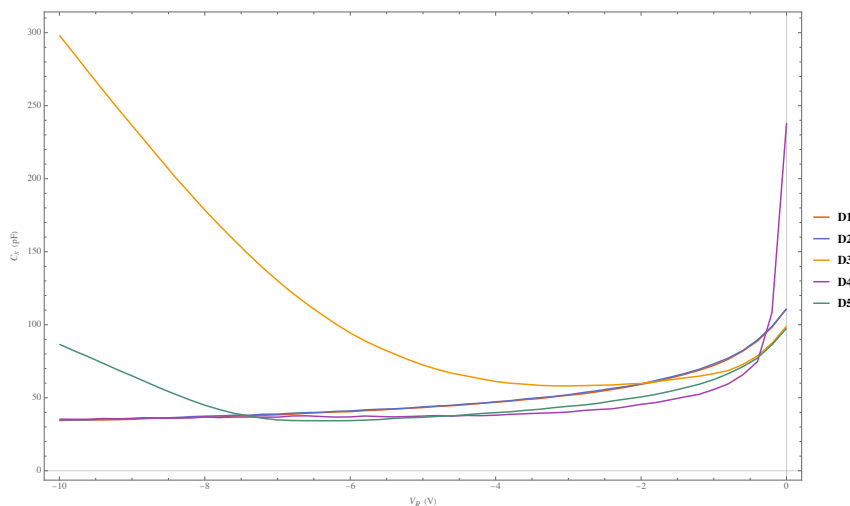


图 4: 给定二极管的结区电容随反向偏压的变化.

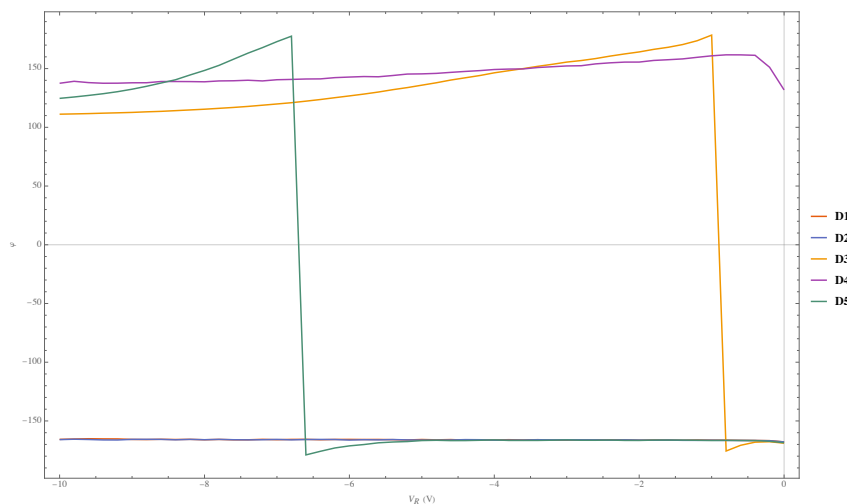


图 5: 输出信号相位随反向偏压的变化.

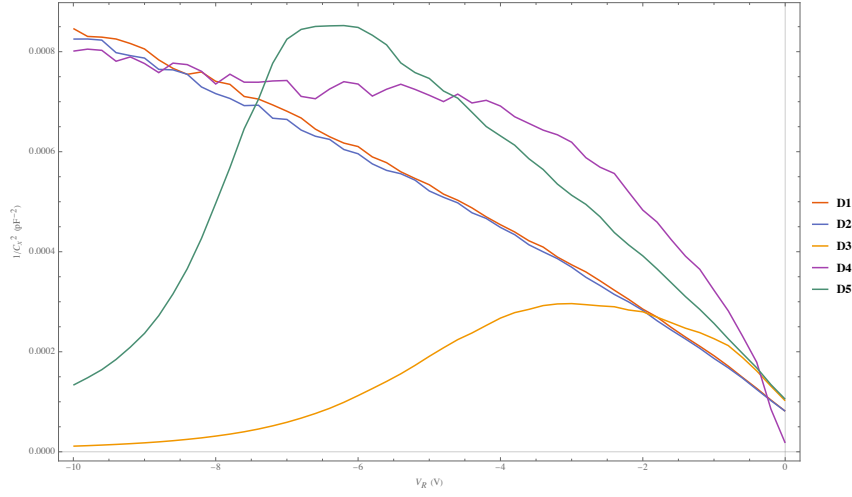


图 6: $1/C^2$ 随反向偏压的变化.

从图 6 中也可以看出, 只有 D1 和 D2 的 $1/C^2 - V$ 图线在较小的反向电压处表现了比较好的线性关系. 取这两个二极管在 $-4 \text{ V} \sim 0 \text{ V}$ 偏压下的 $1/C^2 - V$ 数据做线性拟合即得到这两个二极管的自建势分别为

$$V_{D1} = 1.024 \text{ V}, \quad V_{D2} = 1.020 \text{ V}. \quad (12)$$

D. 测量二倍频信号与交流电压的关系

选择二极管 D1 测量得到的二倍频信号大小与交流电压幅度 V_{ac} 的关系如图 7 所示. 对横纵坐标取对数拟合可得

$$\ln V_{2\omega} = 2.00929 \ln V_{ac} - 10.4982, \quad (13)$$

可见二倍频信号与交流电压间的确存在平方关系.

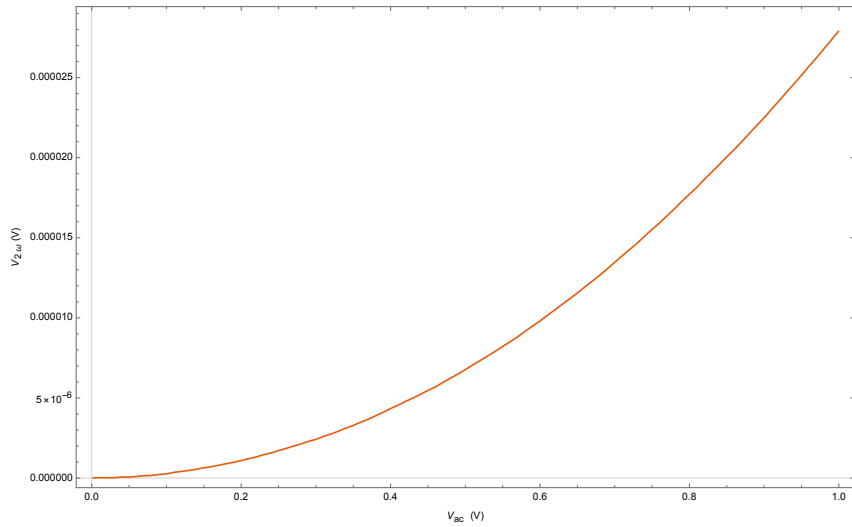


图 7: 二倍频信号随交流电压幅度的变化.

E. 测量二极管 D1 的杂质浓度分布

按照实验讲义，我们对二极管 D1 的测量方案为：在反向偏压为 $-2\text{ V} \sim 0\text{ V}$ 时使用幅度为 180 mV 的测试信号，在反向偏压为 $-10\text{ V} \sim -2\text{ V}$ 时使用幅度为 1 V 的测试信号. 根据反向偏压为 -2 V 时结电容应该相同而对 $-10\text{ V} \sim -2\text{ V}$ 的结果进行放缩并与 $-2\text{ V} \sim 0\text{ V}$ 的数据组合在一起. 按照此方式测量得到的 D1 的 $C-V$ 曲线见 图 8, 使用二倍频数据和直接差分法得到的 $dC/dV-V$ 曲线见 图 9. 可以看到，两种方法得到的结果存在一定差异，并且二倍频法的结果更加稳定.

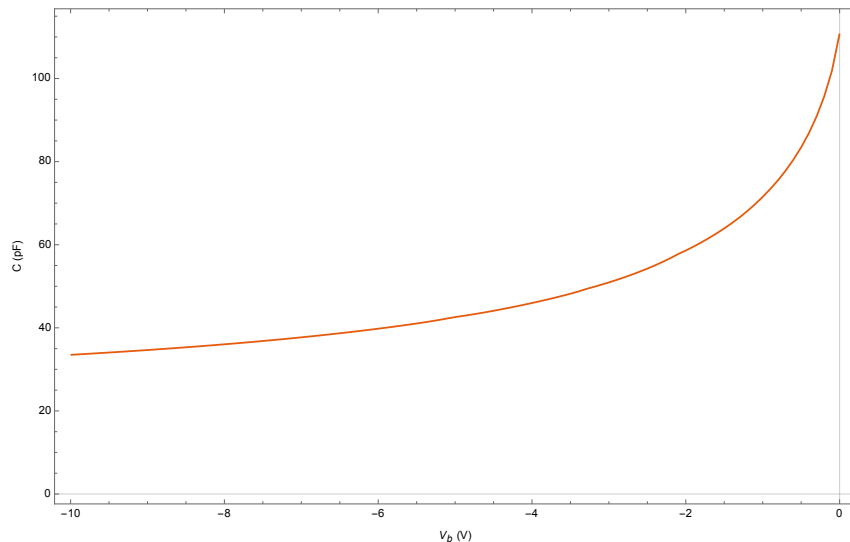


图 8: 二极管 D1 的 $C-V$ 曲线.

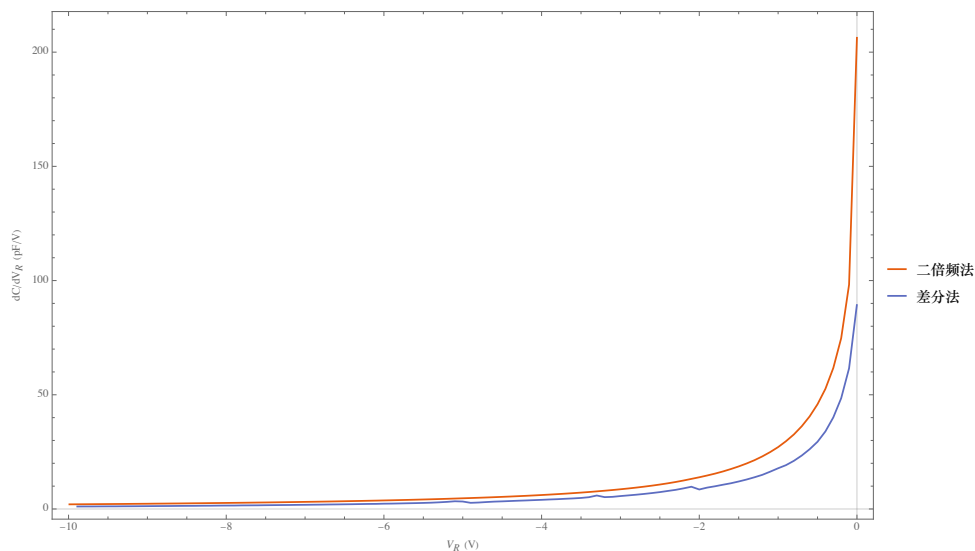


图 9: 二极管 D1 的 $dC/dV-V$ 曲线.

根据讲义提供的结面积 $A = 5.03 \times 10^{-3}\text{ cm}^2$ 以及 $\epsilon\epsilon_0 = 11.8 \times 8.854 \times 10^{-14}\text{ F/cm}$ ，我们最终计算得到二极管 D1 n 区半导体的杂质分布见 图 10. 可以看到，二倍频法给出了比数值微分法更为平滑的结果.

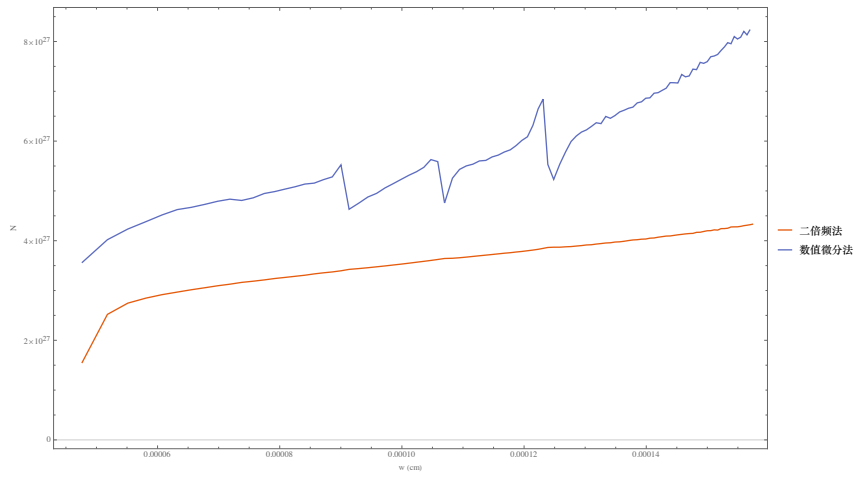


图 10: D1 二极管 n 区杂质分布.

V. 结论

本实验通过使用锁相放大器展示了现代小信号测量技术并测量了五个二极管的结电容随反向偏置电压变化的曲线，发现二极管 D3、D4、D5 存在异常. 随后我们成功测得了二极管 D1 的二倍频信号并利用该信号计算了结电容随偏置电压的变化率，进而得到了 D1 二极管 n 区的杂质分布 图 10.

[1] 吴思诚，荀坤. 近代物理实验. 高等教育出版社, 4 edition, 2015.

附录 A: 思考题

a. 如何正确选择锁相放大器灵敏度及其测得的信号相位是由什么决定的

在选择锁相放大器的灵敏度时，一方面应当尽量使得量程和所测信号匹配，以提高精确度和有效数字位数；另外一方面也不能调节得过小以防锁相放大器过载。锁相放大器测量得到的信号相位是接收信号中和参考信号同频的成分与参考信号本身的相位差。

b. 使用锁相放大器时对参考信号频率的要求，以及锁相放大器能否消除与参考信号同频的噪声的影响

使用锁相放大器时参考信号的频率应当至少大于被测信号的最大有用频率，但是也不能选的太高，因为这会影响时间常数的选取。锁相放大器对与参考信号同频的噪声抑制作用有限，但鉴于噪声的相位在时间上随机，我们可以考虑延长积分时间以使各相位的噪声信号互相抵消来减弱其影响。

c. 单边突变结漏电对结果的影响

单边突变结漏电可以等效为电路中除去电容还外接入了电导和电感，这会导致信号幅度改变以及测量信号相位时发现元件具有一定的电感性。