

模拟题（三）参考答案

一、填空题

- 1、一维情况下的泊松方程的微分形式是 $\left(\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon_s} (p - n + N_D - N_A) \right)$ ，在采用了耗尽近似的 P 型耗尽区中可简化为 $\left(\frac{dE}{dx} = -\frac{q}{\epsilon_s} N_A \right)$ 。
- 2、某突变 PN 结，P 型区掺杂浓度 $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ，N 型区掺杂浓度 $N_D = 2 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ，则耗尽区宽度之比 $x_p : x_n = (1 : 5)$ 。
- 3、PN 结势垒电容反映的是（ 势垒区电离杂质 ）电荷随外加电压的变化率。掺杂浓度越高，则势垒电容越（ 大 ）；外加反向电压越高，势垒电容越（ 小 ）。
- 4、为了提高晶体管的电流放大系数，应该（ 减小 ）发射区方块电阻，即（ 增大 ）发射区掺杂浓度，（ 增大 ）发射结结深。
- 5、基区穿通是指当（ 集电 ）结反向电压增加到使耗尽区将（ 基区 ）全部占据时，集电极电流急剧增大的现象。为了防止基区穿通，可以（ 提高 ）基区掺杂浓度，（ 增大 ）基区宽度。
- 6、为了提高晶体的最高振荡频率，应当使特征频率 f_T （ 增大 ），基极电阻 r_{bb} （ 减小 ），集电结势垒电容 C_{TC} （ 减小 ）。
- 7、我们知道电子迁移率大于空穴迁移率，对于相同掺杂、相同基区宽度的 PNP 和 NPN 晶体管，其电流放大系数 β_{NPN} （ > ） β_{PNP} 。
- 8、通常情况下，BJT 的电流放大系数随温度的升高而（ 增大 ），MOSFET 的阈值电压绝对值随温度的升高而（ 减小 ）。
- 9、MOSFET 的阈值电压是指（ 使栅下半导体发生强反型 ）时栅上所加的电压，由于栅氧化层一般带（ 正 ）电荷，所以对于相同衬底掺杂浓度、相同栅氧化层厚度的 NMOS 管和 PMOS 管，（ PMOS 管 ）阈值电压的绝对值更大。
- 10、P 沟道耗尽型 MOSFET 饱和漏极电流的公式是 $\left(I_{DSS} = -\frac{Z}{2L} \mu_p C_{ox} V_T^2 \right)$ 。
- 11、由于源、漏区电势对沟道电荷的影响，会引起阈电压的短沟道效应。减轻该效应的措施是：（ 减小 ）源、漏结深，（ 减小 ）栅氧化层厚度，（ 提高 ）衬底掺杂浓度。
- 12、一个 N 型短沟道 MOSFET，栅压 V_{GS} 越大，沟道电子迁移率越（ 小 ），使沟道载流子速度达到饱和所需的漏源电压 V_{DS} 就越（ 大 ）。

13、沟道长度减小虽然会带来一系列的短沟道效应,但是大家还是在努力的把器件尺寸做小。当沟道长度减小时, MOSFET 的阈电压将 (减小)、增益因子将 (增大)、亚阈电压摆幅将 (增大)、跨导将 (增大)、最高工作频率将 (增大)。

14、MOSFET 的沟道长度越 (小), 热电子效应越严重。采用漏 PN 结缓变结、偏置栅结构以及埋沟结构都是为了减弱 (漏区) 附近的电场。

二、简答与作图

1、把 PN 结二极管作为开关使用时, 与理想开关相比有哪些差距? 引起这些差距的主要原因是什么?

答: 理想开关导通时压降应该为 0, PN 结二极管导通时压降不为 0。二极管压降不为 0 主要是由于 PN 结导通电压和寄生电阻。

理想开关关断时电流应立刻降为 0, 二极管在关断时电流不能立刻减小到 0, 即使关断很长一段时间, 也会有微弱的漏电流。电流不能立刻减小到 0 是由于少数子存储效应, 关断一段时间之后仍有微弱电流是由于存在 PN 结反向饱和电流。

2、画出一个缓变 NPN 晶体管工作在放大区时的能带图和少数子分布图, 并解释为什么晶体管的倒向电流放大系数 α_R 比正向放大系数 α 小得多。

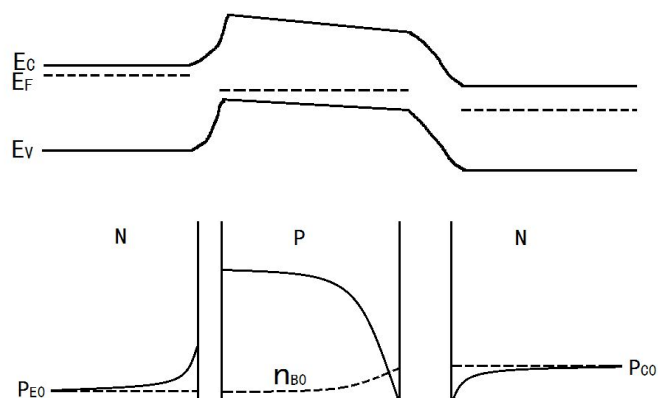
答: 能带和少数子分布如图所示。

倒向放大系数 α_R 比正向放大系数 α 小, 主要有 3 个原因:

①集电结面积一般比发射结面积大。在正向管中, 从发射结注入基区的少数子基本全部被集电结收集; 而在倒向管中, 从集电结注入基区的少数子只有一部分能被发射结收集。

②集电区掺杂浓度一般低于基区, 使倒向管的注入效率很低。

③在缓变基区晶体管中, 基区内建电场对倒向管的基区少数子起减速作用。



3、倒向晶体管和正向晶体管之间存在如下普遍关系： $\alpha I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$ ，试在均匀掺杂且 $A_E = A_C$ 的特殊情况下正面这个互易关系成立。

证：以 PNP 管为例（最好是把图 3-8 画出来）

$$\text{正向时, } I_{pC} = \alpha I_E = \alpha I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$I_{pE} = A_E \cdot \frac{qD_B n_i^2}{W_B N_B} \left[\exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$\text{基区输运系数 } \beta^* = \frac{I_{pC}}{I_{pE}} = \alpha I_{ES} \cdot \frac{W_B N_B}{A_E q D_B n_i^2}$$

倒向时，让电流倒着流就 OK 了

$$\text{此时 } I'_E = I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qV_{CB}}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$I'_{pC} = \alpha_R I'_E = \alpha_R I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qV_{CB}}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$I'_{pE} = A_C \cdot \frac{qD_B n_i^2}{W_B N_B} \left[\exp\left(\frac{qV_{CB}}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$\text{可得倒向输运系数 } \beta_R^* = \frac{I'_{pC}}{I'_{pE}} = \alpha_R I_{CS} \cdot \frac{W_B N_B}{A_C q D_B n_i^2}$$

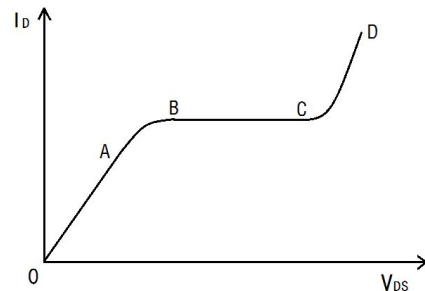
然而无论正向还是倒向时，基区宽度都是 W_B ，基区少子也都是空穴。因此正向和倒向的基区输运系数应该是一样的，由此可得

$$\beta^* = \beta_R^* \rightarrow \frac{\alpha I_{ES}}{A_E} = \frac{\alpha_R I_{CS}}{A_C}, \text{ 又因 } A_E = A_C, \text{ 所以 } \alpha I_{ES} = \alpha_R I_{CS}。$$

4、某共源连接的 MOSFET，当栅源电压 $V_{GS} = 0$ 时，测得输出特性曲线如图所示。试对该曲线作简要说明，并画出该 MOSFET 的转移特性曲线。

答：输出曲线可分为 4 个具有不同性质的区域。

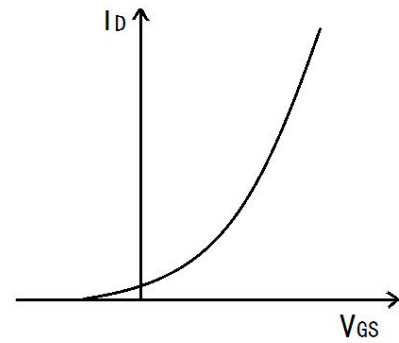
OA 段，当 V_{DS} 是一个很小的值时，整个沟道长度范围内，栅极与沟道之间的电势差在沟道各处近似相等，这时沟道就像一个阻值与 V_{DS} 无关的固定电阻，故 I_D 与 V_{DS} 成线性关系。



AB 段，随着 V_{DS} 的增大，由漏极流向源极的沟道电流也相应增大，使得沿着沟道由源极到漏极的电势由零逐渐增大。越靠近漏极，沟道电势越高，栅与沟道之间的电势差就越小，沟道中电子浓度也随之减小，沟道电阻增大，使得 I_D 随 V_{DS} 的增加速率变缓。

BC 段，当沟道电势与栅极电势相等时，沟道会发生夹断，且夹断点随着 V_{DS} 的增加逐渐向源区移动。在夹断区内，电子速度达到饱和， I_D 也不再随 V_{DS} 的增加而增加。

CD 段当 V_{DS} 继续增加时，由于发生了雪崩击穿或是源漏穿通， I_D 急剧增加。



转移特性曲线

5、什么是短沟道 MOSFET 的 DIBL 效应？DIBL 效应对亚阈电流有什么影响？

答：DIBL 效应是指在短沟道 MOSFET 中，由于沟道长度很短，起源于漏区的电力线将有一部分贯穿沟道终止于源区，使源、漏区之间的势垒高度降低。

DIBL 效应对亚阈电流 I_{Dsub} 主要有 3 个方面的影响：①随着沟道长度的缩短，亚阈电流 I_{Dsub} 将增加。使得 $I_D - V_{GS}$ 曲线中由亚阈区的指数关系过渡到饱和区的平方关系的转折电压减小，即阈电压的短沟道效应（或者说直接说使得阈值电压减小）。②在短沟道 MOSFET 中， I_{Dsub} 一直随 V_{DS} 的增加而增加，导致阈电压随 V_{DS} 的增加而减小。③亚阈电压摆幅 S 的值随沟道长度的缩短而增大，使得 V_{GS} 对漏极电流的控制能力减弱，使 MOSFET 难以截止。

三、计算题

1、某 PIN 结 P 型区掺杂浓度 $N_A = 1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ，N 型区掺杂浓度 $N_D = 2 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ，本征区宽度为 $1 \mu\text{m}$ ，试计算：

- (1) 内建电势；
- (2) 画出平衡状态下的电场分布图，并计算最大电场强度和各耗尽区宽度；
- (3) 若临界击穿电场为 $3 \times 10^5 \text{ V/cm}$ ，试计算雪崩击穿电压。

解：(1) 由多子电流密度公式和爱因斯坦关系，

易得内建电场 $E(x) = \frac{kT}{q} \cdot \frac{d \ln p}{dx}$

内建电势 $V_{bi} = -\int_{-x_p}^{x_n} E(x) dx = \frac{kT}{q} \int_{p_{p0}}^{p_{n0}} d \ln p = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = 0.66 \text{ V}$

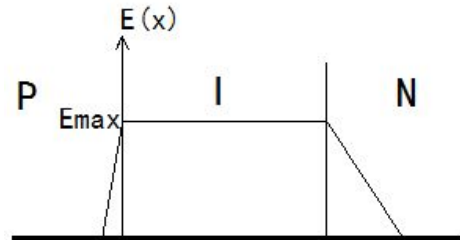
(2) 由泊松方程可知，在本征区内， $\frac{dE}{dx} = 0$ ，表明电场在本征区为常数。在 P 型区和 N 型区内，与普通 PN 结一致，所以画出电场分布如图所示。

记本征区长度为 l ，P 型区耗尽区宽度为 x_p ，

N 型去耗尽区宽度为 x_n 。

在 P 型区的耗尽区内，由泊松方程

$$\frac{dE}{dx} = -\frac{q}{\epsilon_s} N_A, \text{ 易得 } x_p = \frac{\epsilon_s E_{\max}}{q N_A}.$$



同理可得 $x_n = \frac{\epsilon_s E_{\max}}{q N_D}$ 。

$$\begin{aligned} \text{内建电势 } V_{bi} &= -\int_{-x_p}^{x_n} E(x) dx = \frac{1}{2} x_p E_{\max} + l \cdot E_{\max} + \frac{1}{2} x_n E_{\max} \\ &= \frac{\epsilon_s}{2q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) E_{\max}^2 + l \cdot E_{\max} = 0.66 \text{ V} \end{aligned}$$

解得 $E_{\max} \approx 5.9 \times 10^3 \text{ V/cm}$ ， $x_p = 3.7 \times 10^{-6} \text{ cm}$ ， $x_n = 1.8 \times 10^{-5} \text{ cm}$ （不知道是数据出不合理还是算错了，感觉结果有点怪怪的）

(3) 此时相当于 E_{\max} 变为 E_C ，由第(2)问可得

$$\text{雪崩击穿电压 } V_B = \frac{\epsilon_s}{2q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) E_C^2 + l \cdot E_C = 179 \text{ V}$$

2、某 NPN 晶体管发射区、基区和集电区的掺杂浓度分别为 $N_E = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 、 $N_B = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 、 $N_C = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ，发射结面积为 1 mm^2 ，已知该管工作在放大区时，发射结压降 $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ 。为了解这个晶体管的频率特性，在 200 MHz 的条件下进行测试（ $f_\beta \ll 200 \text{ MHz}$ ），当发射极电流 $I_E = 1 \text{ A}$ 时，测得小信号电流放大系数 $|\beta_\omega| = 4$ ，求发射极电流 I_E 为 2 A 时， $|\beta_\omega|$ 的值。

分析：这个题显然和特征频率有关，虽然让求的不是特征频率，但根据条件可以发现是求解发射极电流对特征频率的影响。

解：发射结势垒区的内建电势 $V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_E N_B}{n_i^2} \right) = 0.835V$ ，

发射结势垒电容 $C_{TE} = A_E \left[\frac{\epsilon_s q N_B}{2(V_{bi} - V_{BE})} \right]^{\frac{1}{2}} = 8.25 \times 10^{-10} F$ ，

$I_E = 0.1A$ 时，特征频率 $f_{T1} = f |\beta_{\omega 1}| = 800 \text{ MHz}$ ， $\tau_{ec1} = \frac{1}{2\pi f_T} = 1.990 \times 10^{-10} s$ ，

$$\tau_{eb1} = r_c C_{TE} = \frac{kT}{q I_{E1}} \cdot C_{TE} = 0.214 \times 10^{-10} s ;$$

$I_E = 0.2A$ 时， $\tau_{eb2} = \frac{kT}{q I_{E2}} \cdot C_{TE} = 0.107 \times 10^{-10} s$ ， $\tau_{ec2} = \tau_{ec1} - \tau_{eb1} + \tau_{eb2} = 1.883 \times 10^{-10} s$

$$f_{T2} = \frac{1}{2\pi \tau_{ec2}} = 846 \text{ MHz}, \quad |\beta_{\omega 2}| = \frac{f_{T2}}{f} = 4.23$$

3、一个用简并掺杂的 P 型多晶硅作栅的 MOSFET，已知氧化层厚度为 100nm，氧化层中没有电荷，衬底杂质浓度 $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ，硅的禁带宽度 E_G 为 1.1eV。Si 的相对介电常数为 12，SiO₂ 相对介电常数为 3.9， $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-14} F/cm$ 。试计算：

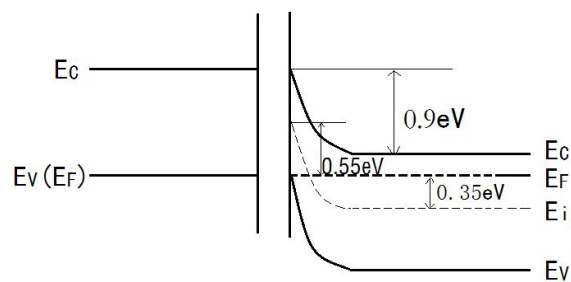
- (1) 该 MOSFET 的平带电压 V_{FB} ；
- (2) 画出零偏压时半导体表面的能带状态；
- (3) 该 MOSFET 的阈值电压；

解：(1) 由于多晶硅栅是简并掺杂的，且为 P 型，所以可将费米能级视为与价带重合。衬底费米势 $\phi_{Fn} = -\frac{kT}{q} \ln \frac{N_D}{n_i} = -0.35 V$ ，即费米能级位于禁带中线上方

0.35eV 处。硅的禁带宽度为 1.1eV，所以功函数差 $\phi_{MS} = \frac{1}{q} \cdot \frac{E_G}{2} - \phi_{Fn} = 0.9 V$ 。

栅氧化层电荷为 0，所以平带电压 $V_{FB} = \phi_{MS} = 0.9 V$ 。

(2) 半导体表面能带如图所示



(3) 阈值电压 $V_T = \phi_{MS} - \frac{(2\epsilon_s q N_D)^{1/2}}{C_{OX}} (-2\phi_{Fn})^{1/2} + 2\phi_{Fn}$, $C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{T_{OX}}$

计算得 $V_T = -1.17\text{V}$ 。

思考：哪个地方不对劲？