

备注:

- 1、本次考试（2023 年上）本征载流子浓度取值为  $n_i=1.0 \times 10^{10}/\text{cm}^3$ （注意观察试卷开头的各具体常数数值）
- 2、必须带计算器（对核心公式要很熟悉，考前多做点计算题练习训练手感，否则时间不够）
- 3、可发给另外 2 个大班的同学参考

## 分章节重点

### 1.6 节:

一维泊松方程、输运方程（电流密度方程）以及连续性方程具体公式及其理解（微分形式与积分形式）

泊松方程积分形式的物理意义：流出闭合曲面的电通量等于这个闭合曲面所围体积内的净自由电荷量

连续性方程的物理意义：载流子浓度在某体积内增加的原因，来自于载流子对该体积有净流入或/和净产生

### 2.1 节:

耗尽近似和中性近似定义，空间电荷区（N 区带正电的电离施主和 P 区带负电的电离受主）和中性区的电荷组成及电荷密度（平衡多子浓度和平衡少子浓度）的具体计算

**空间电荷区和内建电场:** 1、确定电中性条件；2、存在浓度差的载流子（电离杂质不可移动）发生扩散；3、电中性被打破，产生带正电和带负电的净电荷区；4、内建电场的方向为从净正电荷区指向净负电荷区

**4 种情况:** 1、普通突变 PN 结；2、同一掺杂类型突变结如  $N_{D1}N_{D2}$ ，或  $N_{A1}N_{A2}$ ；3、大注入效应（关键是电中性条件）；4、缓变基区晶体管（基区具有单调变化的掺杂浓度分布）

空间电荷区内电场强度分布函数的定量计算（PN 结和 PIN 结）

$$\text{P 型耗尽区: } \frac{dE_p(x)}{dx} = -\frac{q}{\epsilon_s} N_A \quad \text{本征 I 层: } \frac{dE_I(x)}{dx} = 0 \quad \text{N 型耗尽区: } \frac{dE_n(x)}{dx} = \frac{q}{\epsilon_s} N_D \quad \text{即}$$

电场分布曲线的斜率

**电场强度分布:** P 型耗尽区  $\int_{-x_p}^x dE_p(x) = \int_{-x_p}^x -\frac{q}{\epsilon_s} N_A dx$ , and  $E_p(-x_p) = 0$  N 型耗尽区

$$\int_x^{x_n} dE_n(x) = \int_x^{x_n} \frac{q}{\epsilon_s} N_D dx, \text{ and } E_n(x_n) = 0$$

$$x_n N_D = x_p N_A \quad x_n + x_p = x_d \quad V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = \frac{1}{2} x_d \times E_{\max}$$

根据泊松方程有  $\frac{q}{\epsilon_s} N_A = \frac{E_{\max}}{x_p}$ ,  $\frac{q}{\epsilon_s} N_D = \frac{E_{\max}}{x_n}$  结合起来可容易推导出  $x_d$  和  $E_{\max}$ （先以单边突变结推导，再对应换成  $x_d$  和约化浓度  $N_0$ ）

PN 结耗尽区左右两侧的电离杂质面密度相等（也就是电离杂质电荷总量相等）

$$\text{内建电势: } V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} \quad \text{其中, 热电压 } V_t = \frac{kT}{q} = 0.026V$$

### 2.2 节:

小注入结定律公式及理解

$$\text{小注入 } p_n(x_n) = p_{n0} \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) \text{ 和 } n_p(-x_p) = n_{p0} \exp\left(\frac{qV}{kT}\right)$$

电场分布曲线包围的面积为  $V_{bi}-V$ ，外加偏压后最大电场强度和耗尽区宽度的变化规律（相似三角形）。反向电压比较大时（譬如击穿时）忽略内建电势近似为  $-V$ 。

平衡时势垒高度为  $qV_{bi}$ ，加偏压之后变为  $q(V_{bi}-V)$

PN 结正向电流（2 种多子扩散电流以及**势垒区复合**电流，复合电流有电子和空穴两种）和反向电流（2 种少子扩散电流以及**势垒区产生**电流，产生电流有电子和空穴两种）的各种成分以及相应载流子的运动方向，正向电流从小到大变化时各以什么电流成分为主（依次为势垒区复合电流、中性区少子扩散电流以及大注入电流），相应的  $\ln I \sim V$  图的斜率变化情况以及对应的原理。

反向电流主要成分是由（低掺杂的 N）区中的少子所产生

提高 PN 结掺杂浓度对最大电场（增大）、空间电荷区宽度（减小）、内建电势（增大）、势垒电容（增大）以及反向饱和电流的影响（减小）等。

**厚区、薄区判断标准**（中性区宽度大于该中性区中少子的扩散长度，为厚区，反之则为薄区）

$$\text{厚区非平衡少子空穴浓度分布 } \Delta p_n(x) = p_{n0} \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right), (x \geq 0)$$

$$\text{厚区空穴扩散电流密度 } J_{dp} = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$\text{厚区总扩散电流密度 } J_d = J_{dp} + J_{dn} = q \left( \frac{D_p}{L_p} p_{n0} + \frac{D_n}{L_n} n_{p0} \right) \cdot \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$\text{薄区非平衡少子空穴浓度分布 } \Delta p_n(x) = p_{n0} \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \cdot \left( 1 - \frac{x}{W_B} \right), (x \geq 0)$$

$$\text{薄区空穴扩散电流密度 } J_{dp} = \frac{qD_p p_{n0}}{W_B} \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right]$$

$$\text{薄区总扩散电流密度 } J_d = J_{dp} + J_{dn} = q \left( \frac{D_p}{W_B} p_{n0} + \frac{D_n}{W_E} n_{p0} \right) \cdot \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right]$$

**关键：**如果一个区为厚区，另一个区为薄区，则需要将对应的厚区和薄区的少子扩散电流相加（N 区的少子扩散电流为空穴扩散电流，P 区的少子扩散电流为电子扩散电流）。

### 2.3 节：

$$\text{大注入 } p_n(x_n) = n_i \exp\left(\frac{qV}{2kT}\right) \text{ 和 } n_p(-x_p) = n_i \exp\left(\frac{qV}{2kT}\right)$$

如  $V > V_{KN}$ ，则 N 区发生大注入（非平衡少子**空穴**注入），如  $V > V_{KP}$ ，则 P 区发生大注入（非平衡少子**电子**注入）

$$E_{Fn}(x) - E_{Fp}(x) = qV \quad \text{施加偏压后两种准费米能级之差（画能带图时需要考虑，包括}$$

PN 结和双极管）

大注入发生后产生的自建电场的方向以及对中性区的载流子（电子和空穴）运动的影响，对少子是加速场，对多子则为减速场。

### 2.4 节：

碰撞电离率的大小（Si 和 Ge），与禁带宽度成反比

什么情况下容易发生齐纳击穿或雪崩击穿？

PN 结发生雪崩击穿的条件是什么？PN 结的掺杂浓度、低掺杂区厚度和结深对雪崩击穿电压有什么影响？

反向击穿的几种机理及相应的温度系数（齐纳管具有负温度系数，而雪崩管具有正温度系数），怎样实现不随温度变化的稳压管？

雪崩击穿电压的计算（2-117 和 2-118 的理解）（击穿时临界击穿电场恒定不变，但是空间电荷区宽度变化时则电场分布曲线包围的面积变化，即击穿电压变化。另外，**任何时候电场强度变化的斜率根据泊松方程保持不变（除非掺杂浓度改变）**，反向电压主要降落在低掺杂区和本征层，重掺杂区空间电荷区宽度认为是 0 因而压降近似为 0，这两点**非击穿条件下同样成立**），正常情况下可忽略 PN 结内建电势  $V_{bi}$ （反偏电压比较大时）。

雪崩击穿电压具体相关计算：1、利用泊松方程求出（如果需要的话）最大电场强度（如临界击穿电场  $E_c$ ）与空间电荷区宽度的关系；2、利用相似三角形性质，面积比正比于对应边长比的平方，或者也可反过来；3、**注意当实际的掺杂区的厚度还要小于根据泊松方程确定的空间电荷区宽度的情况**；4、首要的前提，是要能够准确地基于泊松方程确定的电场强度变化率画出空间电荷区里面的电场分布图。

高的反向击穿电压二极管，一方面采用较低的掺杂浓度（空间电荷区宽度变大），另外也加大结深（结面的曲率半径增大）。

## 2.5 节+2.6 节：

突变结与线性缓变结分别与外加偏压的具体幂函数关系

## 势垒电容与扩散电容的比较

$$C_T = A \frac{\epsilon_s}{x_d}$$

势垒区中电离杂质电荷随外加电压的变化率；  
正负电荷在空间上是分离的；  
与直流偏压成幂函数关系；

正偏反偏下均存在，可作电容器使用；

要使  $C_T \downarrow$ ，应使  $A \downarrow$ ， $x_d \uparrow$   
( $N \downarrow$ ，反偏 $\uparrow$ )。

$$C_D = \frac{q I_F \tau}{2kT}$$

中性区中非平衡载流子电荷随外加电压的变化率；  
正负电荷在空间上是重叠的；  
与直流电流成线性关系，与直流偏压成指数关系；  
只存在于正偏下；

要使  $C_D \downarrow$ ，应使  $I_F \downarrow$  ( $A \downarrow$ ，  
正偏 $\downarrow$ )， $\tau \downarrow$ 。

## 2.7 节：

为什么 PN 结二极管存在反向恢复时间（刚开始加反向电压时具有很大的反向电流而不是瞬间达到反向饱和电流）？减少反向恢复时间（也就是提高二极管开关速度）的方法（电路  $I_F$  和  $I_r$ 、器件  $\tau_p$  以及结构  $W_B$ ）

PN 开关管反向电流的来源在于存储在中性区中的非平衡少数电荷。2-167 的理解：非平衡少数电荷下降两原因：1、反向电流抽取；2、少数复合  
厚 N 区中性区存储电荷量

$$Q = Aq \int_0^{W_B} \Delta p_n(x) dx = AL_p q p_{n0} \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right], \text{非平衡少数数目 } N = \frac{Q}{q}$$

薄 N 区中性区存储电荷量

$$Q = Aq \int_0^{W_B} \Delta p_n(x) dx = \frac{1}{2} A W_B q p_{n0} \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right], \text{非平衡少数数目 } N = \frac{Q}{q}$$

**PN 结用途：**开关器件，温敏器件（正向导通电压随温度而降低），可变电容（势垒电容）以及稳压管（大电流变动时压降基本不变）等

### 3.1 节：

双极晶体管效应（晶体管放大原理）：本质是利用正偏 PN 结提供大量的少子来显著增加反偏 PN 结的反向电流

双极晶体管的结构以及电路符号，平面晶体管的基本结构

双极晶体管的 4 种工作状态，分别对应的偏压情况

数字电路中双极管主要工作在饱和区和截止区，模拟电路中双极管主要工作在放大区

双极晶体管工作于放大区时载流子的运动方向、具体电流的成分

电流放大系数的定义

NPN(PNP)均匀基区晶体管平衡状态、饱和状态、截止状态、放大状态和倒向放大状态时的少子分布图和能带图（需要标出导带、价带以及费米能级的准确关系）。

发射结和集电结两侧少子浓度的计算，分别采用小注入的结定律即可。

平面晶体管的基本结构/剖面图（图 3-2）以及结深的理解（基区中性区宽度的近似计算， $W_B = X_{jc} - X_{je}$ ）

### 3.2 节：

晶体管区别于两个背靠背的 PN 结所需要满足的两个条件以及从发射极电流到集电极电流发生的两种亏损或损失，一种决定发射结注入效率，一种决定基区输运系数。为什么第四章场效应管在沟道反型之前源区-沟道区-漏区不能够被当作双极晶体管，有何异同？

输出电流  $I_C$ （实际上等效为  $I_E$ ， $\alpha \times I_E$ ）与温度的关系，关键是热电压以及本征载流子浓度与温度关系（不考虑  $E_g$  与温度关系），参见 P130

发射结注入效率的方块电阻表示法

对 PNP 管有  $I_E = I_{pE} + I_{nE}$ ,  $I_B = I_{nE} + I_{nr}$ ,  $I_{nr} = I_{pr}$ ,  $I_C = I_{pC} = I_{pE} - I_{pr} = I_E - I_{nE} - I_{nr}$

发射极电流的计算，即发射结的电流，参考 2.2 节，注意厚薄区的判断以及对应的总电流密度计算公式

$$\alpha \equiv \frac{I_C}{I_E} = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad \beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C/I_E}{(I_E - I_C)/I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\tau_b = \frac{W_B^2}{2D_B}, \quad L_B^2 = D_B \tau_B$$

$$\text{基区中性区复合电流 } J_{pr} = J_{pE} - J_{pC} = \frac{Q_B}{\tau_B} = \frac{q p_B(0) W_B}{2\tau_B}$$

$$J_{pE} \approx J_{pC} = \frac{Q_B}{\tau_b} = \frac{q D_B p_B(0)}{W_B}$$

$$\text{基区输运系数 } \beta^* = \frac{I_{pC}}{I_{pE}} = \frac{J_{pC}}{J_{pE}} = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W_B}{L_B} \right)^2 = 1 - \frac{\tau_b}{\tau_B}$$

发射结注入效率（不考虑势垒区复合电流时）：

$$\gamma = \frac{I_{pE}}{I_E} = \frac{J_{pE}}{J_E} = \frac{J_{pE}}{J_{pE} + J_{nE}} = \frac{1}{1 + \frac{J_{nE}}{J_{pE}}} = \frac{1}{1 + \left( \frac{D_E W_B N_B}{D_B \frac{W_E}{L_E} N_E} \right)} \approx 1 - \left( \frac{D_E W_B N_B}{D_B \frac{W_E}{L_E} N_E} \right) \quad (\text{注意近似条件})$$

$$\text{共基极电流放大系数 } \alpha \equiv \beta^* \times \gamma$$

$$\text{共发射极电流放大系数 } \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

怎样提高电流放大系数（电流增益）？或者说电流增益与基区宽度和掺杂浓度的关系（参见习题 3-63 和 3-64）

### 3.3 节：

缓变基区内建电场的理解，自建场因子和自建电场的计算（3-28~30），自建电场的存在对注入基区少子的作用，加速场还是减速场？原理何在？小电流和大电流时放大系数下降及其原理以及发射区重掺杂影响

发射区掺杂浓度过高反而会使注入效率降低，其原因是什么？

### 3.4 节：

共基极和共发射极直流 I-V 方程（3-59a~d），互易关系（不需推导），NPN 管或 PNP 管共基极和共发射极输出特性定义及相应的输出特性曲线（注意曲线细节），公式 3-63，3-64 和 3-

66，基区宽度调变效应定义以及均匀基区厄利电压计算（公式 3-75） $V_A = \frac{2W_B V_{bi}}{x_{dB}}$ ，怎样减

少厄利效应（也就是增加厄利电压  $V_A$ ？即增大基区宽度、增大基区掺杂浓度）

$$\text{共基极输出特性曲线 } I_C = \alpha I_E - I_{CBO} \left[ \exp \left( \frac{qV_{BC}}{kT} \right) - 1 \right] \approx \alpha I_E + I_{CBO}$$

$$\text{共发射极输出特性曲线 } I_C = \beta I_B - I_{CEO} \left[ \exp \left( \frac{q(V_{BE} - V_{CE})}{kT} \right) - 1 \right] \approx \beta I_B + I_{CEO}$$

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} = (1 + \beta) I_{CBO} \approx \beta I_{CBO}$$

$$\alpha I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$$

$$I_{CBO} = (1 - \alpha \alpha_R) I_{CS}$$

$$I_{EBO} = (1 - \alpha \alpha_R) I_{ES}$$

相关参量的大小关系

### 3.5 节：

$I_{ES}$ 、 $I_{CS}$ 、 $I_{CBO}$ 、 $I_{CEO}$ 、 $I_{EBO}$ ， $BV_{CBO}$ 、 $BV_{CEO}$ 、 $BV_{EBO}$  定义以及相互之间的大小关系，反向截止电流计算（3-61,3-64,3-77），反向击穿电压计算（3-81,3-83），基区穿通电压计算（3-84），图 3-29 和 3-31，共发射极接法出现负阻现象的原因（P89）

$BV_{CBO}$  和  $BV_{CEO}$  的关系： $BV_{CBO} = V_B = \sqrt[3]{\beta} \times BV_{CEO}$ （ $V_B$  为集电结击穿电压）（ $\beta$  的大小是

什么？见 P59，表 2-2)

共基极双极型晶体管的雪崩击穿电压随输出电流  $I_C$  的增加而（减小）

负阻区，标出  $I_{CEO}$  和  $BV_{CEO}$  以及维持电压位置和原理

### 3.6 节:

基极电阻的 4 个组成成分

方块电阻的含义以及基于方块电阻的电阻的计算，关键是方块个数的理解以及电流流经方向上方块电阻个数的计算。改变工作基区掺杂浓度或中性区宽度对工作基区基极电阻的影响，以及接下来对双极管其它参数的影响（譬如基区输运系数、发射结注入效率、电流放大系数，基区穿通电压等）

方块电阻的计算（电阻率/厚度）

$$R = \rho \frac{L}{Wd} = \frac{L}{d} R_{\square} = (\text{方块个数}) \times R_{\square}$$

（电流沿长度方向的方块个数和沿宽度方向的方块个数计算）

条形基极的长度  $l$ ，宽度  $s$ ，间隔  $d$  等对基极电阻影响的规律（与  $l$  成反比，后两者成正比）

### 3.8 节:

高频小信号电流放大系数 4 个时间参数（**不考虑超相移因子**，定义以及具体计算，3-254,3-262,3-275,3-279），信号总延迟时间（3-284），基区输运系数、共基极和共发射极电流放大系数的高频小信号参量的截止角频率和截止频率的定义和计算，3.8.4 节特征频率相关内容（不考虑大注入）。高频时电流的损失来源为三个电容一个势垒区。

$$\text{输运系数截止角频率和频率 } \omega_{\beta^*} = \frac{1}{\tau_b}, f_{\beta^*} = \frac{\omega_{\beta^*}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_b}$$

$$\text{共基极电流放大系数截止角频率和频率 } \omega_{\alpha} = \frac{1}{\tau_{ec}} = \frac{1}{\tau_{eb} + \tau_b + \tau_d + \tau_c} \quad f_{\alpha} = \frac{\omega_{\alpha}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_{ec}}$$

$$\text{共发射极电流放大系数截止角频率和频率 } \omega_{\beta} = \frac{1}{\beta_0 \tau_{ec}} \quad f_{\beta} = \frac{1}{2\pi\beta_0 \tau_{ec}}$$

$$\text{a、发射结势垒电容充放电时间常数 } \tau_{eb} = C_{TE} r_e, \quad r_e \equiv \frac{dV_{BE}}{dI_E} = \frac{1}{g_D} = \frac{kT}{qI_E}$$

$$\text{b、发射结扩散电容充放电时间常数 } \tau_b = C_{DE} r_e \text{ 为常数} = \frac{W_B^2}{2D_B} \quad (\text{均匀基区双极管})$$

$$\text{c、集电结耗尽区延迟时间 } \tau_d = \frac{\tau_t}{2} = \frac{x_{dc}}{2v_{max}}$$

$$\text{d、集电结势垒电容充放电时间常数 } \tau_c = C_{TC} r_{cs}$$

$$\text{总的信号延迟时间 } \tau_{ec} = \tau_{eb} + \tau_b + \tau_d + \tau_c$$

$$\text{特征频率 } f_T = \beta_0 f_{\beta} = \frac{1}{2\pi\tau_{ec}} = \frac{1}{2\pi(\tau_{eb} + \tau_b + \tau_d + \tau_c)}$$

注意在微波管中，不考虑超相移因子时， $f_T = f_\alpha$

特征频率测试原理  $f_T = |\beta_\omega| f$ ， $(f_\beta < f < f_T)$

$f \gg f_\beta$  时，有  $|\beta_\omega| = \frac{\beta_0 f_\beta}{f}$

### 3.10 节：

最大功率增益（3-380）、高频优值（3-381）、最高振荡频率（3-382）和特征频率（3-308）定义、随工作频率变化趋势及计算

$$\text{最大功率增益 } K_{p\max} = \frac{f_T}{8\pi r_{bb'} C_{TC} f^2} \quad \text{高频优值 } M \equiv K_{p\max} f^2 = \frac{f_T}{8\pi r_{bb'} C_{TC}}$$

$$\text{最高振荡频率 } f_M = M^{\frac{1}{2}} = \left( \frac{f_T}{8\pi r_{bb'} C_{TC}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

如何提高最高振荡频率（参见上述公式）

高频晶体管的具体结构，为什么采用平面工艺而不是合金工艺？为什么一般用 NPN 管？有何优点？（参见教材 P171 第 1 段和第 2 段）

### 4.1 节：

半导体器件单极和双极的理解，JFET 和 MESFET 工作原理（了解即可），MOSFET 结构图、工作原理，转移特性曲线和输出特性曲线，包括实际的输出特性曲线（包括击穿区以及击穿电压随栅源电压  $V_{GS}$  变化而变化的趋势，参见图 4-59a，注意考虑到有效沟道长度调制效应和漏区静电场反馈作用的饱和区曲线应略往上翘）

### 4.2 节：

表面势的概念与计算

推导及相应的公式，阈值电压变化的因素（**总原则**：越难反型，阈值电压绝对值越高），平带电压和阈值电压的理解，衬底偏置效应的理解，离子注入对阈值电压的调节的理解。如果金属栅换成现在普遍采用的多晶硅栅，根据半导体物理内容推导相应阈值电压表达式，关键是**功函数差值发生变化**。

理解增强型和耗尽型 MOS 管能带结构的异同，能够通过能带图判断这两种类型 MOS 管（耗尽型为在没有施加  $V_{GS}$  时已达到强反型）

基于能带图的 NMOS 管和 PMOS 管阈值电压的推导和简化计算，关键是理解能带平带和强反型的条件。

能够准确画出沟道反型前后源区-沟道区-漏区的能带图（类比于双极管）和普通的 MOS 结构能带图，需要精确的标明特征的能级差值。

$$1、\text{衬底费米势 } \phi_{FP} = \frac{1}{q}(E_i - E_F) = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} > 0 \quad \phi_{FN} = \frac{1}{q}(E_i - E_{Fn}) = -\frac{kT}{q} \ln \frac{N_D}{n_i} < 0$$

$$2、\text{平带电压 } V_{FB} \equiv \phi_{MS} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}}$$

$$3、\text{强反型时能带弯曲量 } 2q\phi_{FB}, \text{表面势为 } \phi_S = \phi_{S,inv} = 2\phi_{FB}$$

4、体因子  $K = \frac{(2q N_{AD} \epsilon_{si})^{\frac{1}{2}}}{C_{OX}}$ ，其中  $C_{OX} = \frac{\epsilon_{sio_2}}{T_{ox}}$

5、NMOS 管阈值电压  $V_T = \frac{\phi_{MS}}{q} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} + K(2\phi_{FP})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{FP}$  ( $\phi_{MS}$  为金属半导体功函数差，此时为 P 型衬底)

考虑体效应后， $V_T = V_{FB} + K(2\phi_{FP} - V_{BS})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{FP}$ ，对 NMOS 管而言， $V_{BS} < 0$ ，因此，阈值电压  $V_T$  变大。

PMOS 管阈值电压  $V_T = \frac{\phi_{MS}}{q} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - K(-2\phi_{FN})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{FN}$  ( $\phi_{MS}$  为金属半导体功函数差，此时为 N 型衬底)

6、MOSFET 增益因子  $\beta = \frac{Z}{L} \mu_{n/p} C_{OX}$

#### 4.3 节:

一维模型假设 (5 条)，公式 4-43,4-50,4-51,4-52,4-53 识记、理解和计算，尤其要注意判断饱和和非饱和状态，有效沟道长度调制效应和漏区静电场对沟道区的反馈作用的理解。理想情况下，沟道长度减小，也就是反型后的沟道电阻 (小的漏源电压下，导通电阻) 减小，因此电流增大，电阻减小 (也就是电导增大)，截止频率增大，跨导增加 (正比于增益因子) 漏源电流与  $V_{GS}$  呈线性关系 (线性区) 或平方关系 (饱和区)

1、沟道电荷面密度  $Q_n(y) = -C_{OX}[V_{GS} - V_T - V(y)]$ ，线性区  $V_{DS}$  很小时， $V_{DS}$  的分量  $V(y)$  很小可直接省略

2、MOSFET I-V 曲线表达式:

非饱和区  $I_D = \pm \beta \left[ (V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2 \right]$ ，如果  $V_{DS}$  很小，则近似为  $I_D = \pm \beta(V_{GS} - V_T)V_{DS}$

饱和区  $I_{Dsat} = \pm \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_T)^2$  (NMOS 取 +，PMOS 取 -)

$V_{Dsat} = V_{GS} - V_T$  **判断饱和、非饱和状态:** 当  $V_{DS} \geq V_{Dsat}$  时则处在饱和区，反之，处在非饱和区

#### 4.4 节:

本征电压  $V_i$  的理解，亚阈值电流的成分，阈电压的测量相关计算 (见图 4-26，也即是饱和区漏源电流公式两边开方)。亚阈值栅源电压摆幅  $S$  透彻理解 (栅源电压对亚阈漏电流的控制能力)、减小  $S$  值的措施，变化趋势以及对数字、模拟电路的影响。

亚阈值栅源电压摆幅  $S$  代表亚阈值区中  $V_{GS}$  对  $I_{Dsub}$  的控制能力。它的定义是 (亚阈值转移特性的半对数斜率的倒数)，需要 (减小) 衬底杂质浓度、(减小) 栅介质层厚度、和 (加大) 衬底偏压  $|V_{BS}|$  来满足器件低功耗应用的需求

栅源电压分别为平带电压、本征电压以及阈值电压时 MOS 结构能带图以及对应的沟道区载流子浓度 (电子和空穴) 以及表面势。

亚阈漏电流与  $V_{GS}$  呈指数关系。

$$S \equiv \frac{dV_{GS}}{d(\lg I_{Dsub})} = \ln 10 \frac{nkT}{q} = \ln 10 \left[ 1 + \frac{C_D(\phi_s)}{C_{OX}} \right] \frac{kT}{q}$$



S 的意义（第四版教材）：使  $I_{Dsub}$  扩大 10 倍所需的  $V_{GS}$  的增量，要求 S 值尽量小。室温下其理论极限值是 **60mV/dec 倍**。现在国际上的规范与第四版定义相同，可参考相关器件手册。  
另外一种定义（第三版教材）：使  $I_{Dsub}$  扩大 e 倍所需的  $V_{GS}$  的增量，室温下其理论极限值是 **26mV/e 倍**

小尺寸时，亚阈值摆幅 S 会变大

#### 4.5 节：

饱和漏极电流公式（耗尽型 MOS 管）

通导电阻公式 4-83

$$\text{通导电阻 } R_{on} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\beta(V_{GS} - V_T)} = \frac{L}{Z\mu_n C_{OX}(V_{GS} - V_T)} \quad (\text{此时 } V_{DS} \text{ 很小, 所以 I-V 关系中 } V_{DS} \text{ 平方项删掉})$$

PMOS（正温度系数）和 NMOS 管（负温度系数）阈值电压温度系数，漏源电流与温度的关系，主要是要考虑到迁移率  $\mu$  以及阈值电压  $V_T$  与温度关系，漏源击穿的机理（2 种），漏源（沟道）穿通电压的计算。MOSFET 的漏源击穿电压远小于漏 PN 结的击穿电压，这是由于受到了金属栅极引起的附加电场的影响。

$$\text{漏源穿通电压 } V_{pt} = \frac{qN_A}{2\epsilon_s} L^2$$

本质而言，PN 结和 BJT 是少子器件，MOS 管是多子器件，后者的电流温度稳定性远好于前者。

MOS 管的电流与温度的关系

MOS 管相对于双极管，为什么更具有温度稳定性？MOSFET 的在小电流时漏极电流为正温特性，而大电流时漏极电流为负温特性，因此电流和热难以形成正反馈，器件不易发生热烧毁。

#### 4.6 节：

跨导和电导定义和计算（特别注意饱和和非饱和时采用的漏源电流公式不一样），公式 4-122~126，提高截止措施，最高工作频率（4-142b）及提高措施，MOSFET 最大功率增益（4-143）及变化趋势，最高振荡频率（4-144）及提高措施

$$\text{跨导 } g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} : \text{ 有非饱和区 } g_m = \beta V_{DS}, \text{ 饱和区 } g_{ms} = \beta V_{DSat}$$

$$\text{电导 } g_{ds} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} :$$

$$\text{有非饱和区 } g_{ds} = \beta(V_{GS} - V_T - V_{DS}) \approx \beta(V_{GS} - V_T) = \frac{1}{R_{on}} \quad (\text{此时 } V_{DS} \text{ 很小})$$

$$\text{饱和区 } (g_{ds})_{sat} = 0$$

$$\text{跨导 } g_{ms}(\omega) \text{ 截止角频率 } \omega_{gm} = \frac{1}{R_{gs} C_{gs}} = \frac{15}{4} \cdot \frac{\mu_n(V_{GS} - V_T)}{L^2}, \text{ 最高工作频率 } f_T \text{ 变化趋势类似}$$

小尺寸时跨导曲线和电导曲线的变化

#### 4.7 节：

阈值电压短沟道效应和窄沟道效应的理解，速度饱和对饱和漏源电压、饱和漏源电流、跨导和

最高工作频率的影响及其相关理解，漏诱生势垒降低效应（DIBL）尤其是表面 DIBL 效应对应于亚阈工作区，此时栅源电压  $V_{GS}$  对亚阈置电流  $I_{Dsub}$  的控制能力变弱，亚阈区摆幅  $S$  随着  $L$  的缩短而增大。

MOS 管漏源电流发生饱和或者是**沟道夹断**，或者是**速度饱和**（此处对应的漏源电流、漏源电压以及跨导等公式）

#### 4.8 节：

恒场按比例缩小法则对应的各参数的变化情况，或者只是改变某个参量其余参量恒定情况下的参数变化情况，记住对应的原始公式即可（譬如电流、跨导、电导公式等）

#### 补充：多晶硅栅 MOS 管阈值电压 $V_T$ 推导

**关键：**与教材上讲的金属 Al 栅 MOS 管相比，多晶硅栅与硅衬底的功函数差发生改变，其余相同。因此，只需考虑多晶硅栅 MOS 管功函数差  $W_{ms}$  即可，其余照搬阈值电压  $V_T$  公式 4-19（NMOS 管）或 4-20（PMOS 管）。

需注意的是，多晶硅（poly silicon）与硅衬底都是同一种材料，因此，亲和势（能） $X$ （真空能级  $E_0$  到导带  $E_C$  的能量间隔， $X=E_0-E_C$ ）相同，即  $E_C$  处在同一水平线上。同时，本征费米能级  $E_i$  在导带  $E_C$  和价带  $E_V$  正中间。

另外，**还必须注意的是**，接下来的推导中，真空能级  $E_0$ ，导带  $E_C$ ，价带  $E_V$ ，费米能级  $E_F$ ，以及本征费米能级  $E_i$  均为相对值，无绝对意义，但是亲和势  $X$ 、硅材料带隙  $E_g$  为绝对值。其中多晶硅栅费米能级定义为  $E_{FM}$ ，硅衬底费米能级定义为  $E_{FS}$ 。

不用死记硬背相关公式，理解相关能带图就可以很快推出来。由于亲和能相等，所以**功函数差值就是费米能级差值的负值**

#### A1: $n^+$ poly 栅 NMOS 管（因此制作在 P 型衬底上）

根据半导体物理，重掺 n 型硅半导体材料费米能级  $E_F$  进入导带与导带重合，因此  $n^+$  多晶硅栅中  $E_{FM}$  与导带重合。

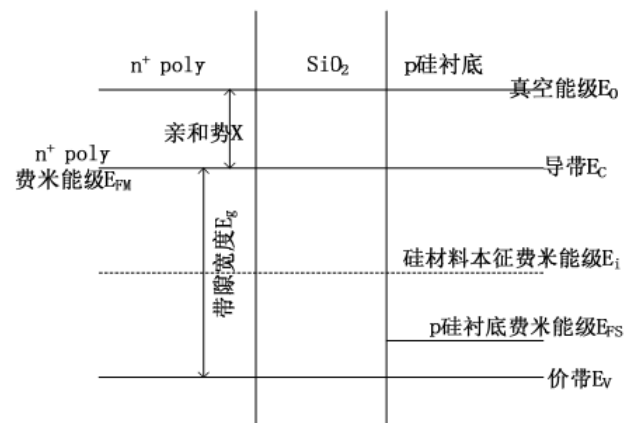
$$W_M = E_0 - E_{FM} = \chi$$

$$W_S = E_0 - E_{FS} = \chi + E_g / 2 + (E_i - E_{FS}) = \chi + E_g / 2 + q\phi_{FP}$$

$$W_{MS} = W_M - W_S = \chi - (\chi + E_g / 2 + q\phi_{FP}) = -(E_g / 2 + q\phi_{FP})$$

$$\phi_{MS} = \frac{W_{MS}}{q} = -\left(\frac{E_g}{2q} + \phi_{FP}\right) \quad \text{关键点}$$

所以， $n^+$  poly NMOS 管阈值电压  $V_T$  为



$$V_T = \phi_{MS} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} + K(2\phi_{FP})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{FP} = -\left(\frac{E_g}{2q} + \phi_{FP}\right) - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} + K(2\phi_{FP})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{FP}$$

其中  $E_g$  为硅材料带隙，室温为 1.12eV，所以  $\frac{E_g}{2q} = 0.56V$

$\phi_{fp}$  为 p 型衬底费米势， $\phi_{fp} = \frac{1}{q}(E_i - E_{FS}) = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} > 0$

$C_{OX}$  为单位面积栅电容， $C_{OX} = \frac{\epsilon_{SiO_2}}{T_{OX}}$ ， $K$  为 p 型衬底体因子， $K = \frac{(2q\epsilon_{Si}N_A)^{\frac{1}{2}}}{C_{OX}}$ ，注意此处介

电常数为硅衬底的。

计算时，一般取  $\epsilon_{Si} = 1.045 \times 10^{-12}$  F/cm， $\epsilon_{SiO_2} = 3.453 \times 10^{-13}$  F/cm

## A2: 非重掺 n poly 栅 NMOS 管（因此制作在 P 型衬底上）

根据半导体物理，非重掺 n 型硅半导体材料费米能级  $E_F$  位于导带  $E_C$  之下，本征费米能级  $E_i$  之上。

$$W_M = E_0 - E_{FM} = \chi + E_C - E_{FM}$$

其中  $(E_C - E_{FM})$  为非重掺 n 型多晶硅栅导带底到费米能级  $E_{FM}$  的距离， $>0$ 。

$$W_S = E_0 - E_{FS} = \chi + E_g / 2 + (E_i - E_{FS}) = \chi + E_g / 2 + q\phi_{fp}$$

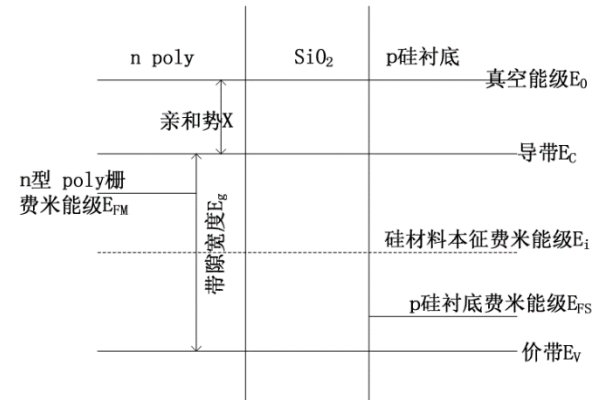
$$\begin{aligned} W_{MS} &= W_M - W_S = \chi + E_C - E_{FM} - (\chi + E_g / 2 + q\phi_{fp}) \\ &= (E_C - E_{FM}) - (E_g / 2 + q\phi_{fp}) \end{aligned}$$

$$\phi_{MS} = \frac{W_{MS}}{q} = \frac{(E_C - E_{FM})}{q} - \left( \frac{E_g}{2q} + \phi_{fp} \right) \quad \text{关键点}$$

所以，非重掺 n 型 poly 栅 NMOS 管阈值电压  $V_T$  为

$$\begin{aligned} V_T &= \phi_{MS} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} + K(2\phi_{fp})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{fp} \\ &= \frac{(E_C - E_{FM})}{q} - \left( \frac{E_g}{2q} + \phi_{fp} \right) - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} + K(2\phi_{fp})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{fp} \end{aligned}$$

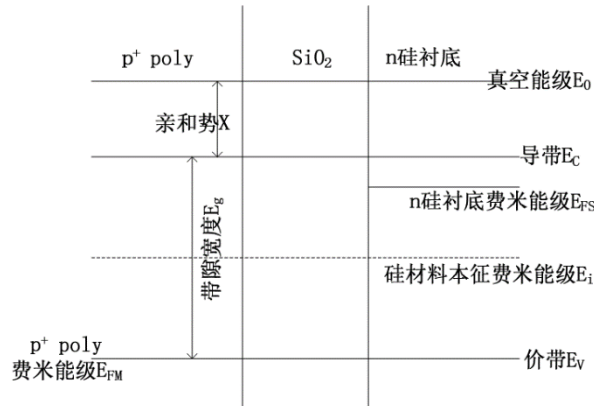
其中  $(E_C - E_{FM})$  为非重掺 n 型多晶硅栅中导带  $E_C$  距费米能级  $E_{FM}$  的能量差值（单位 eV），为正值  $>0$



## B1: p+ poly 栅 PMOS 管（因此制作在 n 型衬底上）

根据半导体物理，重掺 p 型硅半导体材料费米能级  $E_F$  进入价带与价带重合，因此 p+ 多晶硅栅中  $E_{FM}$  与价带重合。

$$W_M = E_0 - E_{FM} = \chi + E_g$$



$$W_S = E_0 - E_{FS} = \chi + E_C - E_{FS} = \chi + (E_C - E_i) + (E_i - E_{FS}) = \chi + E_g / 2 + q\phi_{Fn}$$

$$W_{MS} = W_M - W_S = \chi + E_g - (\chi + E_g / 2 + q\phi_{Fn}) = E_g / 2 - q\phi_{Fn}$$

$$\phi_{MS} = \frac{W_{MS}}{q} = \left( \frac{E_g}{2q} - \phi_{Fn} \right) \quad \text{关键点}$$

所以，p<sup>+</sup> poly 栅 PMOS 管阈值电压 V<sub>T</sub> 为

$$V_T = \phi_{MS} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - K(-2\phi_{Fn})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{Fn} = \left( \frac{E_g}{2q} - \phi_{Fn} \right) - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - K(-2\phi_{Fn})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{Fn}$$

**特别注意：PMOS 管阈值电压公式 (4-20)，**体因子 **K** 前为负号，此外，括号里面也带负号，因为  $\phi_{Fn} < 0$ 。

$$\text{其中 } \phi_{Fn} \text{ 为 n 型衬底费米势， } \phi_{Fn} = \frac{1}{q}(E_i - E_{FS}) = -\frac{kT}{q} \ln \frac{N_D}{n_i} < 0$$

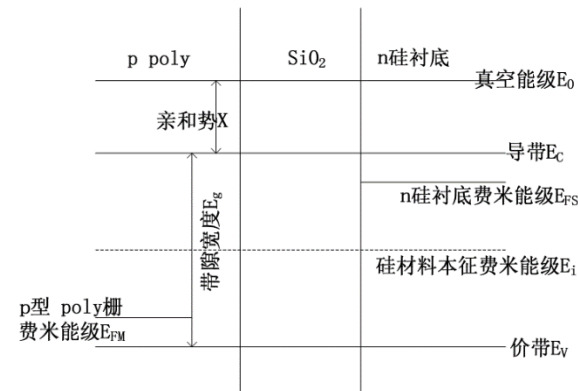
**K 为 n 型衬底体因子，**  $K = \frac{(2q\epsilon_{Si}N_D)^{\frac{1}{2}}}{C_{OX}}$ ，注意此处介电常数为硅衬底的。

**B2：非重掺 p 型 poly 栅 PMOS 管**（因此制作在 n 型衬底上）

根据半导体物理，非重掺 p 型硅半导体材料费米能级 **E<sub>F</sub>** 位于价带 **E<sub>V</sub>** 之上，本征费米能级 **E<sub>i</sub>** 之下。

$$\begin{aligned} W_M &= E_0 - E_{FM} = \chi + E_C - E_{FM} \\ &= \chi + (E_C - E_V) + (E_V - E_{FM}) = \chi + E_g - (E_{FM} - E_V) \end{aligned}$$

其中  $(E_{FM} - E_V)$  为非重掺 p 型多晶硅栅费米能级 **E<sub>FM</sub>** 到价带顶的距离， $> 0$ 。



$$W_S = E_0 - E_{FS} = \chi + E_C - E_{FS} = \chi + (E_C - E_i) + (E_i - E_{FS}) = \chi + E_g / 2 + q\phi_{Fn}$$

$$\begin{aligned} W_{MS} &= W_M - W_S \\ &= \chi + E_g - (E_{FM} - E_V) - (\chi + E_g / 2 + q\phi_{Fn}) = -(E_{FM} - E_V) + (E_g / 2 - q\phi_{Fn}) \end{aligned}$$

$$\phi_{MS} = \frac{W_{MS}}{q} = -\frac{(E_{FM} - E_V)}{q} + \left( \frac{E_g}{2q} - \phi_{Fn} \right) \quad \text{关键点}$$

所以，非重掺 p 型 poly 栅 PMOS 管阈值电压 V<sub>T</sub> 为

$$V_T = \phi_{MS} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - K(-2\phi_{Fn})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{Fn} = -\frac{(E_{FM} - E_V)}{q} + \left( \frac{E_g}{2q} - \phi_{Fn} \right) - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - K(-2\phi_{Fn})^{\frac{1}{2}} + 2\phi_{Fn}$$

**特别注意：PMOS 管阈值电压公式 (4-20)，**体因子 **K** 前为负号，此外，括号里面也带负号，因为  $\phi_{Fn} < 0$ 。

$$\text{其中 } \phi_{Fn} \text{ 为 n 型衬底费米势， } \phi_{Fn} = \frac{1}{q}(E_i - E_{FS}) = -\frac{kT}{q} \ln \frac{N_D}{n_i} < 0$$

**K** 为 **n** 型衬底体因子,  $K = \frac{(2q\epsilon_{Si}N_D)^{\frac{1}{2}}}{C_{OX}}$ , 注意此处介电常数为硅衬底的。

其中  $(E_{FM} - E_V)$  为非重掺 **p** 型多晶硅栅费米能级  $E_{FM}$  到价带顶的能量差值 (单位 eV), 为正值  $>0$