

# 第一章 半导体物理基础

## 能带的产生

价带 $E_v$	被价电子填满的能带
禁带 $E_g$	主要由自由电子占据的能带 $E_g = E_c - E_v$ , 区分金属、半导体和绝缘体的关键参数

能带影响因素 能带受多种因素影响, 主要包括温度和掺杂。

温度影响	掺杂影响	本征激发
机制 温度升高 $\rightarrow$ 晶格膨胀 $\rightarrow$ 机制 掺杂浓度增加 $\rightarrow$ 能带变窄 定义 价电子吸收热能跃迁至导带 原子间作用减弱 结果 $E_g$ 变窄 结果 影响能带结构		空间电荷区形成: 扩散过的电子-空穴在交界面附近相遇并复合, 两侧各失去多子, 留下带正、负电的施、受主离子: $N_D^+$ 和 $N_A^-$ 。交界面附近自由载流子被消耗殆尽, 形成空间电荷区 (也称耗尽区)

## 载流子统计分布

费米分布与载流子浓度 费米-狄拉克分布描述了量子态被电子占据的概率, 进而决定了半导体中载流子的浓度。

费米-狄拉克分布	$f(E) = \frac{1}{1 + \exp[(E - E_F)/kT]}$ , 描述能量为 $E$ 的量子态被电子占据的概率
费米-狄拉克分布	化学势的具体体现, $f(E_F) = 1/2$ , 是表征半导体统计性质的参考电极级
费米-狄拉克分布	$n_0 = N_c \exp[-(E_c - E_F)/kT]$ , 其中 $N_c$ 为导带有效状态密度
费米-狄拉克分布	$p_0 = N_v \exp[-(E_F - E_v)/kT]$ , 其中 $N_v$ 为价带有效状态密度
质量作用定律	$n_0 p_0 = n_i^2 = N_c N_v \exp[-(E_g/kT)]$ , $n_i$ 只与温度和 $E_g$ 有关

N型掺杂	施主原子提供电子, $n_0 \approx N_d$ (室温全电离), $E_F$ 靠近 $E_c$
P型掺杂	受主原子提供空穴, $p_0 \approx N_a$ (室温全电离), $E_F$ 靠近 $E_v$

补偿掺杂 同时掺入施主和受主, 多数载流子浓度由  $|N_d - N_a|$  决定

温度对载流子浓度的影响	温度区域划分:	低温区 (冻结区)	中温区 (饱和区)	高温区 (本征区)
特征 杂质未完全电离	特征 杂质全电离, 本征激发可忽略	特征 本征激发占主导	结果 $n_i$ 增长, $n_0 \approx p_0 \approx n_i$	结果 $n_i$

费米能级位置的物理意义 为后面 PN 结等接触分析做铺垫

本征半导体	$E_F = E_i \approx (E_c + E_v)/2$ (禁带中央), $n_0 = p_0 = n_i$
N型半导体	$E_F$ 上移靠近 $E_c$ , 掺杂越重 $E_F$ 越接近 $E_c$
P型半导体	$E_F$ 下移靠近 $E_v$ , 掺杂越重 $E_F$ 越接近 $E_v$

接触电势 不同材料接触时费米能级必须拉平, 形成内建电场 (PN 结、金半接触的基础)

## 半导体的载流子运输

漂移运动

扩散运动	定义 载流子在浓度梯度驱动下从高浓度向低浓度区的运动
漂移速度 $v_d = \mu E$ , 其中 $\mu$ 为迁移率	扩散电流密 $J_{diff} = q D_n \frac{dn}{dx} - q D_p \frac{dp}{dx}$

• 迁移率  $\mu$ : 单位电场下载流子的平均漂移速度, 反映运动能力, 单位  $\text{cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$ , 受晶格散射和杂质散射影响  
• 饱和速率  $v_{sat}$ : 强电场下漂移速度趋于上限

电子电流 $J_n = q n \mu_n E + q D_n \frac{dn}{dx}$
空穴电流 $J_p = q p \mu_p E - q D_p \frac{dp}{dx}$
总电流 $J = J_n + J_p$ (漂移 + 扩散)

## 非平衡载流子的产生与复合

过剩载流子 非平衡态	外界作用 (光照、电压) 使载流子浓度偏离平衡, $n_p \neq n_i^2$
过剩载流子	$\Delta n = n - n_0$ , $\Delta p = p - p_0$ . 小注入条件下 $\Delta n = \Delta p$

复合与产生 复合平衡	电子从导带跃迁至价带, 与空穴湮灭, 释放能量 (光子或声子) 价带电子吸收能量跃迁至导带, 产生电子-空穴对 $G = R$ (产生率 = 复合率), 载流子浓度恒定
------------	--

• 复合机制: 直接复合	间接复合	俄歇复合
特点 发光 (GaAs 等直接带隙)	机制 通过复合中心 (杂质、缺陷) 机制 通过带隙隙隙带隙	机制 能量转移给第三个载流子 特点 重掺杂或高注入下显著

载流子寿命与扩散长度 寿命  $\tau$  过剩载流子衰减至  $1/e$  的时间,  $\Delta n(t) = \Delta n(0)e^{-t/\tau}$   
扩散长度  $L$  过剩载流子在寿命内扩散的平均距离,  $L = \sqrt{D\tau}$

定义 非平衡态下, 电子和空穴各有独立的费米能级: $E_{Fn}$ (电子)、 $E_{Fp}$ (空穴)
$n = n_i e^{(E_{Fn} - E_i)/kT}$ , $p = n_i e^{(E_i - E_{Fp})/kT}$
$E_{Fn} = E_{Fp} = E_F$ , $np = n_i^2$

## 第二章 PN 结

### PN 结的形成过程

制备方法 通过不同工艺引入杂质, 形成特定的杂质浓度分布  $N(x)$ , 进而影响 PN 结的电学特性。

扩散法	合金法	离子注入法
过程 杂质从表面向内部扩散	过程 金属杂质熔化后重结晶	过程 高能离子束轰击半导体

结类型 线性缓结 (理想模型)

特点 在  $x_j$  处浓度阶跃突变

特点 在

• PMOS 转换说明：对于 P 型衬底 PMOS：(1) 将电压符号改为  $V_{SG}$ 、 $V_{SD}$ ，阈值电压改为  $|V_{TP}|$ ；(2) 移动率  $\mu_n \rightarrow \mu_p$ ；(3) 反型电荷为空穴  $Q'_p$ ；(4) 电流方向从源极到漏极，公式形式不变： $I_D = \frac{W\mu_p C_{ox}}{L} [(V_{SG} - |V_{TP}|) V_{SD} - \frac{1}{2} V_{SD}^2]$ 。

**截止频率** 截止频率  $f_T$  是电流增益为 1 时的频率。 $f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs}T + C_M)} = \frac{g_m}{2\pi C_G}$

在理想饱和区， $f_T = \frac{\mu_n}{2\pi L^2} (V_{GS} - V_T)$ ，提高频率特性的途径：

提高迁移率  $\mu_n$   
优化晶向 选择高迁移率晶向（如硅的 100 方向）  
新材料 使用 GaAs 等高迁移率材料

缩短沟道长度  $L$   
效果  $f_T \propto 1/L^2$ , 最有效方法  
双重收益 减小寄生电容  $C_{gs}$ 、增大跨导  $g_m$

## 第四章 MOSFET 深入

**非理想效应** 这里的图也需要记一记，可能没有那么多空来画。

**亚阈值导电**

• 定义：在弱反型 ( $\phi_f p < \phi_s \leq 2\phi_f p$ ) 中，电流  $I_D$  并没有截止，而是呈指数衰减。

• 理想与实际过渡区对比：在  $V_T$  以下，电流平滑过渡，存在“尾巴”，即亚阈值导电。  
• 物理机理：弱反型势垒较低，根据玻尔兹曼分布，源区总有一部分高能电子有概率越过势垒。此时电流的主要驱动机制是扩散，而非漂移

• I-V 特性影响： $I_D(sat) \propto [\exp(-eV_{GS}/kT)]$ 。  
 $[1 - \exp(-eV_{DS}/kT)]$ ， $V_{DS}$  过大时， $I_D(sat)$  趋于饱和。

**速度饱和**

• 定义：饱和和漂移速度  $v_{sat}$ ，漏源电流提前饱和。实际的饱和电压小于理想值  
 $I_D(sat) = W C_{ox} (V_{GS} - V_T) v_{sat}$  (成线性关系)  
 $f_T = \frac{v_{sat}}{2\pi L}$

**按比例缩小**

尺寸与电压按同样比例缩小，电场强度保持不变，**最理想**，但难以实现

$W', L', t'_{ox}, x'_D = kW, kL, kt_{ox}, kx_D \quad V'_{DS}, V'_{GS}, V'_T = kW_{DS}, kV_{GS}, kV_T$

• 掺杂调整： $N_A' = N_A/k$  • 功率： $P' = k^2 P$   
• 电阻： $R' = R$  • 延迟： $\tau' = k\tau$   
• 电流： $I'_D = kI_D$  • 电容： $C'_{ox} = kC_{ox}$  • 功率密度： $P'' = P$

• 阈值电压不按比例缩小：

原因  $\phi_f p = V_t \ln(N_A/n_i) \approx \text{const}$ ,  $\phi_{ms} \approx \text{const}$

实际  $V'_T \approx V_T \neq kV_T$   
后果  $V_{DD} \downarrow \Rightarrow (V_{GS} - V_T) \downarrow \Rightarrow I_D, f_T \downarrow$

**恒压按比例缩小** 尺寸缩小： $L, W$  缩小（按  $k$ ）。电压不变： $V_{DD}$  保持。• 后果：电场增强： $E = V/L$ 。 $V$  不变， $L$  减小  $\rightarrow E$  剧增（温度升高，乃至击穿器件）。目的：在保证可靠性和性能之间寻找平衡。

**阈值电压修正** 短沟道效应 源和漏的 N+ 掺杂，与 P 型衬底之间会形成耗尽区。源和漏的电场会“协助”耗尽沟道两端的区域，使栅极需要耗尽的一部分电荷被源和漏分担了，受栅极控制的耗尽层形状成为梯形（即  $L'$  的区域）。

**窄沟道效应** 短沟道： $L, W$  缩小（按  $k$ ）。电压不变： $V_{DD}$  保持。• 后果：电场增强： $E = V/L$ 。 $V$  不变， $L$  减小  $\rightarrow E$  剧增（温度升高，乃至击穿器件）。目的：在保证可靠性和性能之间寻找平衡。

一般化按比例缩小 尺寸：按比例因子  $k$  缩小。电场：按另一个因子缩小（电压稍微降低一点，但降得没尺寸那么快）。目的：在保证可靠性和性能之间寻找平衡。

当沟道变窄，源/漏结及沟道边缘的耗尽区会向沟道中心延伸，在沟道宽度的两侧存在附加的空间电荷区；这些附加的电荷也受栅压控制，栅极要使剩余的阱区反型，就需要施加更高的栅电压。因此，阈值电压增大。

$\Delta V_T = V_{T(\text{窄})} - V_{T(\text{宽})} = \frac{eN_A x_d T}{C_{ox}} \cdot \frac{\xi d T}{W} > 0$

$\xi$  是几何因子，当  $W$  和  $x_d T$  同量级时，窄沟道效应显著。

**离子注入效应** 离子注入主要改变的是半导体表面的杂质浓度，进而改变耗尽层内的空间电荷密度  $|Q'_{SD(max)}|$

$V_T = V_{T0} \pm \frac{eD_L}{C_{ox}}$ , + 为同性掺杂 - 为异性掺杂

**附加电学特性** 主要是四种击穿机制：

**栅氧化层击穿** 机理 氧化层中的缺陷在高场下由“缺陷 → 空洞 → 破崩”，一旦击穿电流  $I$  上升导致温度  $T$  升高，形成热电正反馈并可致器件永久损坏。

**临界场** 当  $E_{ox} \approx V_{GS}/t_{ox} > E_B$  ( $E_B \approx (0.5 \sim 1) \times 10^7 \text{ V/cm}$ ) 时发生

**设计要点** 工作电压应远低于击穿电压  $BV_{GS}$  (可留  $\sim 3 \times$  安全裕量)

### 沟道雪崩倍增 & 寄生 BJT 导通

**阶段 1 (雪崩)** 短沟道高场区使电子被加速发生碰撞电离，产生 e-h 对，电子被漏极收集，空穴形成衬底电流  $I_{sub}$ ，倍增因子  $M_1 > 1$

**阶段 2 (寄生 BJT)**  $I_{sub}$  经衬底电阻  $R_{sub}$  产生  $V_{sub} = I_{sub} R_{sub}$ ，当  $V_{sub} \sim 0.6 \sim 0.7 \text{ V}$  时源-衬底结被正偏，触发寄生 NPN，形成反向击穿并出现回滞 / 折回 (snapback)。负阻一旦寄生 BJT 打开， $I_D$  增大维持大电流所需  $V_{DS}$  反而降低（负阻现象）

**表现**

### 辐射与热电子效应

• 核心考点：辐射如何在氧化层中引入正电荷？

**物理机制** 高能辐射 (X 射线、γ 射线等) 在  $SiO_2$  中激发电子-空穴对

**输出差异** 电子在  $SiO_2$  中迁移率较高  $\sim 20 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ，易在电场作用下被栅极收集或流走；空穴迁移率极低 ( $\sim 10^{-4} \sim 10^{-11} \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ )，以随机跃迁缓慢向  $Si-SiO_2$  界面漂移

**陷阱捕获** (试图量级： $i_C = I_S \exp(\frac{V_{BE}}{V_t})$ )  
• (1) 引入负的氧化层电荷，导致 NMOS  $V_T$  向正方向漂移 ( $V_T$  增大，器件变差)；  
(2) 破坏界面化学键，产生额外界面态，降低迁移率  $\mu$  与跨导  $g_m$ ；  
(3) 热电子效应使 NMOS 阈值  $V_T$  向负方向漂移 ( $V_T$  减小，器件更易导通，严重时甚至变为耗尽型)

**结论**

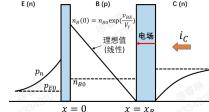
**复习对比**

### 源一漏穿通效应 (耗尽区合并)

**机理** 当  $V_{DS}$  足够大时，漏端耗尽区向源端扩展并与源端耗尽区合并，势垒被强行拉低

**后果** 源端电子可不受栅极直接注入漏极，导致漏电流巨增，器件失去  $V_{GS}$  控制

**输出特征** 在  $I_D - V_{DS}$  曲线上表现为随  $V_{DS}$  急剧上升，开启后， $I_D$  增大维持大电流所需  $V_{DS}$  反而降低（失控上升）



**微观机制** 在正向有源区，发射区注入到基区的电子（作为少数载流子）在基区内进行扩散运动（基于电流连续性原理）  
**计算公式**  $i_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right)$ ,  $I_S = \frac{e D_p A B E n B_0}{L_p}$   
**结论**  $i_C$  与  $V_{BE}$  呈指数关系，在理想模型下近似与  $V_{CB}$  无关，体现为压控电流源

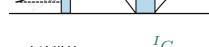
### 发射极电流



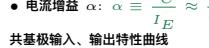
发射极电流由注入电子和反向注入空穴两部分组成，两者均随  $V_{BE}$  指数变化。



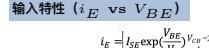
**计算公式**  $i_{E1} = i_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right)$   
 $i_{E2} = I_{S2} \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right) - 1 \right]$   
 $I_{S2} = \frac{e D_p A B E p n_0}{L_p}$



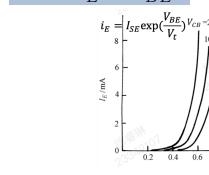
**结论** 要使  $\alpha \rightarrow 1$ ，应尽量减小  $I_{S2}$ （工艺上常采用重掺杂发射区）



**共基极输入、输出特性曲线**



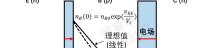
**输出特性 (i\_C vs V\_CB)**



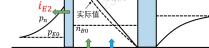
**正向有源区**  $V_{CB} > 0$  时曲线近似平坦， $i_C$  主要由发射注入决定（放大区）。  
**饱和区** 当集电结被正偏 ( $V_{CB} < 0$ ) 时收集效率下降， $i_C$  急剧减小（饱和区）。



**基极电流** 基极电流由空穴扩散电流和基区复合电流两部分组成。



**计算公式**  $i_B = i_{Ba} + i_{Bb} = I_{SB} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right)$   
**电流增益**  $\beta \equiv \frac{i_C}{i_B} = \frac{I_S}{I_{SB}}$



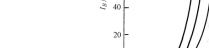
**共射极输入、输出特性曲线**



**输入特性 (i\_E vs V\_BE)**



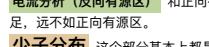
**输出特性 (i\_C vs V\_CB)**



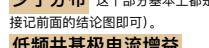
**电流分析 (反向有源区)** 和正向有源区类似，但是由于 BJT 并非对称器件，发射和收集的能力均有不足，导致增益不足，远不如正向有源区。



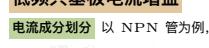
**少子分布** 这个部分基本上都是在画前面的少子分布图，鉴于我们不太可能真考偏微分方程求解，这里就不展开了（直接记前面的结论图即可）。



**低频共基极电流增益**



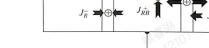
**电流成分划分** 以 NPN 管为例， $J_{nE}$  是形成集电极电流的基础， $J_{pE}$ 、 $J_{RB}$  等为损耗。



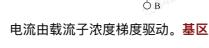
$J_{nE}$  BE 结正向注入的电子电流，主要贡献集电极电流  
 $J_{pE}$  BE 结反向注入的空穴电流  
 $J_{RB}$  基区复合电流  
 $J_{NC}$  BC 结反向注入的电子电流



电流由载流子浓度梯度驱动。基区越薄 ( $W_B$  越小)，浓度梯度越大，扩散越快且复合越少， $J_{nC}$  越接近  $J_{nE}$



**直流通共基极电流增益** • 定义： $\alpha = \frac{J_{nE}}{J_{nE} + J_{pE}} \cdot \frac{J_{nC}}{J_{nE}} \cdot \frac{J_{nE} + J_{pE}}{J_{nE} + J_R + J_{pE}} = \gamma \alpha_T \delta$   
其中：



$\gamma$  (发射极注入效率)  $\gamma = \frac{J_{nE}}{J_{nE} + J_{pE}}$   
 $\alpha_T$  (基区传输系数)  $\alpha_T = \frac{J_{nC}}{J_{nE}}$   
 $\delta$  (复合系数)  $\delta = \frac{J_{nE} + J_{pE}}{J_{nE} + J_R + J_{pE}}$

物理意义：三因子分别对应三个主要损耗：发射端电流纯度 ( $\gamma$ )、基区复合 ( $\alpha_T$ ) 和耗尽区复合 ( $\delta$ )。提高  $\alpha$  的方法即针对这三项减小损耗。

#### (发射极注入效率)

计算公式：

$$\text{表达式} \quad \text{在 } x_B \ll L_B, x_E \ll L_E \text{ 时, } \gamma \approx \frac{1}{1 + \frac{N_B}{N_E} \frac{D_E}{D_B} \frac{x_B}{x_E}}$$

参数设计规律 所有参数都会在题干中给出。  
所有参数都会在题干中给出。  
增大  $N_E \gg N_B$  (重掺杂发射区), 使  $\gamma \rightarrow 1$ 。

#### $\alpha_T$ (基区运输系数)

计算公式：

$$\text{表达式} \quad \text{当 } x_B \ll L_B \text{ 时, } \alpha_T \approx 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{x_B}{L_B} \right)^2$$

参数设计规律 所有参数都会在题干中给出。  
所有参数都会在题干中给出。  
为使  $\alpha_T \rightarrow 1$ , 要求  $x_B \ll L_B$ , 采用薄基区设计。

#### $\delta$ (复合系数)

计算公式：

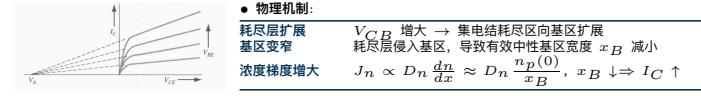
$$\text{表达式} \quad \delta = \frac{1}{1 + \frac{J_{R0}}{J_{S0}} \exp\left(-\frac{eV_{BE}}{2kT}\right)}$$

$$\text{参数} \quad J_{R0} \text{ 题干会给出, } J_{S0} = \frac{eD_B n_B B_0}{L_B \tanh(x_B/L_B)}$$

设计规律 随着  $V_{BE}$  增大, 指数项迅速减小,  $\delta \rightarrow 1$ ; 低  $V_{BE}$  时  $J_R$  占优,  $\delta$  较小, 导致增益下降。

#### 非理想效应

危利效应 (基区宽度调制效应) • 结论：基区越窄、掺杂越低，Early 效应越显著 ( $V_A$  越小)。



#### 输出特性影响:

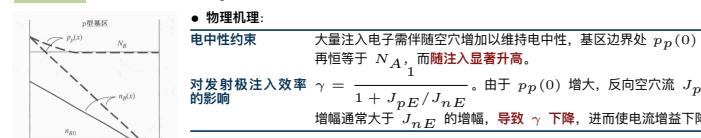
曲线倾斜度  $I_C$  与  $V_{CE}$  开始相关, 输出电阻为有限值  $r_o$

Early 电压  $V_A$ : 曲线与 X 轴的截距。

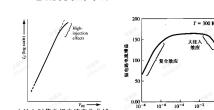
$$I_C = I_{C(\text{ideal})} (1 + V_{CE}/V_A)$$

$$\text{输出导纳 } g_o = \frac{dI_C}{dV_{CE}} \approx \frac{I_C}{V_{CE} + V_A}$$

大注入效应 • 定义：大注入时  $n_p(0)$  (注入少子浓度) 可接近或超过  $N_A$  (基区多子浓度)。



#### 电流特性曲线:



• 电流增益  $\beta$  曲线：

低电流区  $\beta$  增大, 发射结耗尽区复合 ( $J_{RE}$ ) 占优时随  $I_C$  提高而改善  
中电流区  $\beta$  达到峰值并基本平坦, 是器件的理想工作区。  
高电流区  $\beta$  开始下降, 主要由大注入引起的  $\gamma$  降低 (反向空穴注入  $J_{PE}$  增加) 以及串联电阻/高注入效应等共同作用导致。

发射区禁带变窄 • 定义：当发射区掺杂浓度极高 ( $N_E \gtrsim 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ ) 时, 杂质能级扩展成能带并与带边重叠, 导致禁带宽度  $E_g$  缩小, 记作  $\Delta E_g$ 。

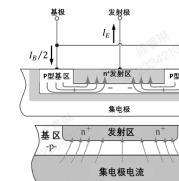
$$\text{公式} \quad n_i^2 \propto \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right), E_g \text{ 减小会使有效本征浓度 } n_i^2 e \text{ 呈指数级增加。}$$

对发射区少子浓度的影响 发射区平衡少子浓度为  $p'_E = n_i^2 E / N_E$ 。尽管增大  $N_E$  (分母) 原本可减小  $p'_E$ , 但因  $n_i^2 E$  因禁带变窄而快速增大, 导致  $p'_E$  反而比预期增大。

后果  $p'_E$  增大会使反向注入电流  $J_{PE}$  增强, 注入效率  $\gamma$  降低, 最终使电流增益  $\beta$  低于预期。  
启示 在设计上不能无限提高  $N_E$  以追求高  $\beta$ , 需权衡重掺杂带来的禁带变窄效应。

电流集边效应 这个部分我建议就记一下大致原理吧, 图也挺难画的。

• 定义：从一维模型扩展到三维时, 基区横向电阻  $r_B$  会导致基极电位沿横向出现压降, 进而使发射结边缘的  $V_{BE}$  高于中心, 造成电流在边缘集中的现象。



物理机理 基极电流由基极接触横向流入发射结中心, 沿途在  $r_B$  上产生压降, 典型量级  $\Delta V \sim I_B r_B$

$$J_E \propto \exp\left(\frac{eV_{BE}}{kT}\right), \text{ 使得微小的 } V_{BE} \text{ 差异导致显著的电流不均}$$

#### 非线性敏感性

#### 后果

#### 工程对策

采用梳状 (指槽型) 电极增加边缘周长、增密基极接触、降低基区电阻 (掺杂多或金属互连), 并用二维电阻网络或数值模拟优化布局 (有点像 VLSI 那里的接触孔分流对策)

#### 击穿 穿通击穿

##### 物理机制:

耗尽层扩展 当  $V_{CB}$  增大时, 集电结耗尽层向基区一侧扩展 (因  $N_B$  通常较低)  
穿通条件 耗尽层扩展到与发射结耗尽层相遇, 异质中性基区宽度  $x_B \rightarrow 0$ , 基区势垒被削平  
后果 发射区电子可直接通过空间电荷区流入集电极, 不再受基极电流控制, 器件失去放大功能

$$\text{穿通电压公式: } V_{pt} = \frac{e x_B^2}{2 \epsilon_s} \cdot \frac{N_B(N_C + N_B)}{N_C}$$

##### 设计权衡:

提高耐压的方法 增大基区掺杂  $N_B$  或增大基宽  $x_B$   
折中 提高  $N_B / x_B$  会降低电流增益  $\beta$  (高增益/高频倾向于低  $N_B$ 、窄  $x_B$ ), 需在耐压与增益间权衡

#### 雪崩击穿

##### 共基极 ( $BV_{CBO}$ ):

核心 基于 PN 结的雪崩倍增效应: 强反向电场使载流子发生碰撞电离, 形成连锁放大 (倍增因子  $M$ )  
配置 (击穿条件) 共基极 (发射极开路  $I_E = 0$ ) 时, 集电结等同于单个反偏 PN 二极管。  
在 CB 情况下需要  $M \rightarrow \infty$  才发生击穿,  $BV_{CBO}$  定义为发射极开路时的集电极-基极击穿电压, 主要取决于集电区掺杂与外延层厚度。

##### 共发射极 ( $BV_{CEO}$ ):

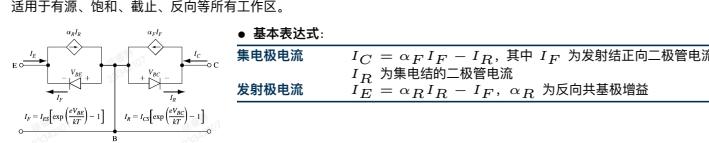
物理场景 基极开路 ( $I_E = 0$ )、C-E 加压时集电结发生微弱雪崩, 产生的空穴回流至发射极, 等效为一个内部基极电流, 被晶体管放大 (放大倍数约为  $\beta$ ), 增强集电极流, 形成正反馈。

$$I_{CEO} = \frac{M I_{CBO}}{1 - \alpha M}, \text{ 当分母趋于 0 (即 } \alpha M = 1 \text{) 时发生击穿。}$$

判断要点 因  $\alpha \approx 1$ , 只需  $M \gtrsim 1/\alpha$  (略大于 1) 即可引发击穿, 故  $BV_{CEO} \ll BV_{CBO}$ 。  
 $BV_{CEO} = \frac{BV_{CBO}}{\sqrt{\beta}}$ ,  $\beta$  越大,  $BV_{CEO}$  越小。

#### 等效电路模型

埃伯斯-摩尔模型 • 模型概述：用于大信号与开关分析, 基于叠加原理——将 BJT 看作两个 PN 结电流的叠加, 适用于有源、饱和、截止、反向等所有工作区。



##### 基本表达式:

$$I_C = \alpha_F I_{F} - I_R, \text{ 其中 } I_F \text{ 为发射结正向二极管电流, } I_R \text{ 为集电结的二极管电流, } I_E = \alpha_R I_R - I_F, \alpha_R \text{ 为反向共基极增益}$$

##### 参数含义与等效电路:

$\alpha_F, \alpha_R, R_{CE}$  等效电路 正向/反向共基极电流增益: 一般  $\alpha_F \lesssim 1$ ,  $\alpha_R \ll \alpha_F$  包含两个指数型二极管 (代表  $I_F, I_R$ ) 和两个受控电源 ( $\alpha_F I_F, \alpha_R I_R$ ), 直观反映发射/集电结耦合与少子输运

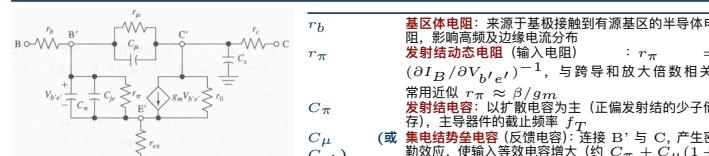
##### 互感关系:

$$\text{公式} \quad \alpha_R I_{CS} = \alpha_F I_{ES}$$

作用  $\alpha_F, \alpha_R, I_{ES}, I_{CS}$  互相关联, 遇到缺失参数可用此关系求解

混合  $\pi$  模型 • 定义：混合  $\pi$  模型: 用于小信号/高频分析的 BJT 高频等效电路, 包含基区电阻与结电容等寄生元件, 能反映频率响应与输入/输出阻抗特性

节点映射 外部节点: B、C、E; 内部节点: B'、C'、E'。基极接触点 B 与有源基区 B' 之间存在基区体电阻  $r_b$  (或  $r_{bb'}$ )。 $V_{be}$  为外部电压, 真正控制集电电流的是内部结电压  $V_{b'e'}$



基区体电阻: 来源于基极接触到有源基区的半导体电

$$\text{阻: } r_b = (\partial I_B / \partial V_{b'e'})^{-1}, \text{ 与跨导和放大倍数相关, 常用近似 } r_{\pi} \approx \beta/g_m$$

发射结电容: 以扩散电容为主 (正偏发射结的少子储存), 主导器件的截止频率  $f_T$

(或集电极势垒电容 (反偏电容): 连接 B' 与 C, 产生密勒效应, 使输入/输出电容增大 (约  $C_{\pi} + C_{\mu} (1 + |\alpha|)$ ), 严重影响高频增益)

跨导: 受控电源系数,  $i_C = g_m V_{b'e'}$ , 常用近似  $g_m \approx I_C / V_T$

输出电容: 来自 Early 效应 / 基区宽度调制, 近似  $r_o \approx V_A / I_C$ , 导致输出曲线斜率非零

#### • 发射结充电时间 $\tau_e$ :

定义 发射结在正偏时呈现电容特性 (主要为扩散电容  $C_{\pi}$  / 势垒电容  $C_{je}$  及寄生电容  $C_p$ ), 信号变化时需先为这些电容充电

$$\text{公式 } \tau_e = r'_e (C_{je} + C_p), \text{ 其中 } r'_e = \frac{kT}{e I_E}, \text{ 是发射结的动态电阻。}$$

要点  $I_E$  越大,  $r'_e$  越小, 充电时间越短, 频率特性越好

#### • 基区渡越时间 $\tau_b$ (核心):

定义 电子从发射结边缘通过中性基区到达集电结所需时间, 主要靠扩散运动决定

$$\text{公式 } \tau_b = \frac{x_B^2}{2 D_n}$$

要点 与基区宽度  $x_B$  的平方成正比, 因而减小  $x_B$  是提高工作频率的最有效手段;  $D_n$  为电子在基区的扩散系数

#### • 集电区渡越时间 $\tau_d$ :

定义 电子进入集电结空间电荷区后在强电场下漂移通过所需时间

$$\text{公式 } \tau_d = \frac{x_{dc}}{v_s}, v_s \text{ 为饱和漂移速度}$$

#### • 集电结充电时间 $\tau_c$ :

定义 集电结的电阻与结电容 ( $C_{\mu}$  等) 构成的 RC 常数

$$\text{公式 } \tau_c = r_c (C_{\mu} + C_s), \text{ 含反馈电容 } C_{\mu} \text{ (密勒效应) 时对高频影响更显著}$$

#### 截止频率

这里就是记这个图和三个截止频率定义与公式。

$$\bullet \text{ 基共频响应: } \alpha \text{ 的频率响应近似为 } \alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_{\alpha}}} \quad f_{\alpha} = \frac{1}{2\pi \tau_{ec}}$$

( $|\alpha| = \alpha_0 / \sqrt{2}$  时的频率)。 $\tau_{ec}$  越小,  $f_{\alpha}$  越高。

$$\bullet \text{ 转移频率 } f_T: f_T \text{ 定义为共射电流通增益 } \beta \text{ 的幅值为 1 时的频率。}$$

$$f_T = \frac{1}{2\pi \tau_{ec}}, \text{ 和 } f_{\alpha} \text{ 计算公式相同。}$$

$$\bullet \text{ 共发射极截止频率 } f_{\beta}: \text{ 共发射极增益的频率响应为 } \beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_{\beta}}}, f_{\beta}$$

为  $|\beta| = \beta_0 / \sqrt{2}$  时的频率。 $f_{\beta} \approx \frac{f_T}{\beta_0}$ , 故  $f_{\beta} \ll f_T$  (增益高但带宽窄)。

#### 大信号开关

大信号 (开关特性) 关注的是从一个稳态 (如截止) 完全跳变到另一个稳态 (如饱和) 的过程。

##### 开过程 (Turn-on)

核心 理解  $t_{on}$  的两部分及各阶段发生的物理过程

延时时间 定义: 输入阶跃 ( $t = 0$ ) 到  $I_C$  上升到稳态值的 10% 所需时间, 成因: 发射结的势垒电容与扩散电容大,  $V_{BE}$  从反偏变为正偏并超过开启电压 (如 0.7 V) 之前无大量注入

上升时间  $t_r$  定义:  $I_C$  从 10% 上升到 90% 的时间。成因: 发射结已正偏, 电子大量注入基区并扩散到集区,  $I_C$  上升

稳态  $t > t_r$  时  $I_C$  达到  $I_{C(sat)}$  (由外电路决定), 器件进入饱和

$$\text{公式 } V_{CC}/R_C \text{ 决定, } t_{on} = t_d + t_r$$

##### 存储时间 $t_s$

核心 掌握“存储时间  $t_s$ ”的来源及其对关断速度的主要作用

存储时间  $t_s$  定义: 输入脉冲翻转 ( $t = t_3$ ) 到  $I_C$  开始明显下降 (通常到 90%) 的时间。成因: 在基区积累过量非平衡少子  $Q_{BX}$ , 必须通过反向基极电流抽取或复合才能恢复反偏

下降时间  $t_f$  定义:  $I_C$  从 90% 下降到 10% 的时间。成因: 集电结已恢复反偏, 剩余基区电荷被抽取或复合,  $I_C$  下降直至截止

结论 存储时间越长 (深饱和、 $Q_{BX}$  越大), 关断越慢

$$\text{公式 } t_{off} = t_s + t_f$$

#### 第六章 金半接触

##### 肖特基接触 基本概念 电子将从功函数小的地方跑到功函数大的地方, 空穴则相反。

##### • 整流接触:

定义 在半导体表面上形成了表面势垒, 也称为阻挡层。类似于 PN 结, 具有单向导电性 (整流作用)。这就是我们通常所说的肖特基接触。

特性 在界面处形成了反阻尼层, 即高电导区。没有整流作用, 电流可以双向自由流动。这就是我们通常所说的欧姆接触。

命名

在半导体表面上形成了反阻尼层, 即高电导区。没有整流作用, 电流可以双向自由流动。这就是我们通常所说的欧姆接触。

功函数  $\phi$  电子从  $E_F$  逸出到真空能级  $E_0$  所需最小能量。

$$e\phi_m = E_0 - (E_F)_m$$

$$e\phi_s = E_0 - (E_F)_s$$

半导体功函数 导带底  $E_C$  电子逃出到真空能级  $E_0$  所需能量。

$$e\phi_s = X + \phi_n, \text{ 其中 } \phi_n = E_C - E_F$$

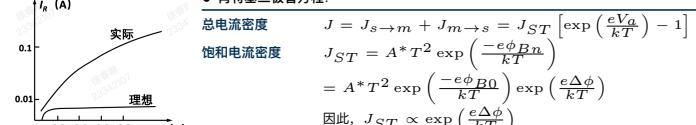
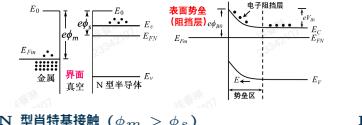
能量关系  $X$  是固有属性,  $\phi_n$  会随掺杂改变 (因为费米能级会因掺杂浓度变化)

#### 频率上限

##### • 信号延迟时间的构成:

##### 总延时

$\tau_{ec} = \tau_e + \tau_b + \tau_d + \tau_c$ , 表示载流子从发射极到集电极的总耗时,  $\tau_{ec}$  越短器件速度越好



施加偏压 (以N型接触为例):

正向偏压 (Metal +, Semi -)

势垒变化 外加电压  $U$  抵消内建电势，势垒降低为  $e(V_{bi} - U)$

物理过程 电子易于越过势垒从半导体流向金属

电流特性 产生巨大的正向电流

反向偏压 (Metal -, Semi +)

势垒变化 外加电压  $U$  叠加在内建电势上，势垒增加为  $e(V_{bi} + U)$

物理过程 半导体侧电子无法越过更高的势垒

电流特性 金属侧电子受限于固定势垒  $e\phi_B$ ，电流极小，反向截止

肖特基二极管与PN结对比 从电流输出机制和数量级两个维度，对比了两种二极管的特性

PN结二极管

载流子类型 多子器件

电流机制 热电子发射理论

反向电流  $J_{ST}$  较大，随电压增加而增加 (非饱和)

导通电压 低 (约 0.3 V)

开关速度 极快，无少子存储效应，仅受  $RC$  限制

应用 高频检波、高开关、肖特基箝位

正向偏压 (Metal +, Semi -)

势垒变化 外加电压  $U$  抵消内建电势，势垒降低为  $e(V_{bi} - U)$

物理过程 电子易于越过势垒从半导体流向金属

电流特性 产生巨大的正向电流

N型计算

费米势  $\phi_n = V_t \ln \left( \frac{N_c}{N_d} \right)$

肖特基势垒  $e\phi_B = e\phi_m - \chi$

内建电势  $V_{bi} = \phi_m - \phi_s = \phi_B - \phi_n$

通用特性 ( $N$  代表  $N_d$  或  $N_a$ )

参数说明  $\phi_B$  一般题干直接给值，否则按上表计算。

耗尽层宽度  $W(x_n) = \left[ \frac{2\varepsilon(V_{bi} + V_R)}{eN} \right]^{1/2}$  (与单边突变一致)，其中  $V_R$  为外加反向偏压。

最大电场  $E_{max} = \frac{eNW}{\varepsilon}$

势垒电容  $C = A \frac{\varepsilon}{W} = A \left[ \frac{e\varepsilon N}{2(V_{bi} + V_R)} \right]^{1/2}$

$C - V$  特性  $\frac{1}{C^2} = \frac{2}{e\varepsilon N A^2} (V_R + V_{bi})$ , 可由曲线斜率求  $N$ , 截距求  $V_{bi}$

● 整流特性: 正偏时半导体侧势垒降低，电流大；反偏时势垒升高，电流极小。由于金属电子浓度极高，金属侧势垒  $q\phi_B$  也偏压几乎不变。

● 非理想因素: 从这里开始讨论非理想因素，即为什么实际势垒不完全等于  $\phi_m - \chi$ 。

● 肖特基效应 (镜像力降低):

势能修正 和大物一样，靠近金属的电荷会感应出镜像电荷，引入电势能项  $-\frac{e}{16\pi\varepsilon x}$ ，与电场叠加。

势垒降低  $\Delta\phi = \sqrt{\frac{e}{4\pi\varepsilon}}$

总势能最高  $x_m = \sqrt{\frac{e}{16\pi\varepsilon E}}$

● 电流-电压关系: ● 热电子发射理论:

描述肖特基接触电流传输的主要模型 (适用于 Si, GaAs 等高迁移率半导体)。

只有能量足够高 ( $E > E_F + e\phi_B n$ ) ( $\phi_B n = \phi_B - \Delta\phi$  是修正后的肖特基势垒) 的“热电子”才能从半导体进入金属，电流的大小取决于单位时间内能够“跳过”势垒高度的电子数量。

● 电流分量分析:

$J_{s \rightarrow m}$  半导体  $\rightarrow$  金属: 电子需克服势垒  $e(V_{bi} - V_a)$ 。正偏时势垒降低，电流指数级增加。

$J_{s \rightarrow m} = A^* T^2 \exp \left( \frac{-e\phi_B n}{kT} \right) \exp \left( \frac{eV_a}{kT} \right)$

$J_{m \rightarrow s}$  金属  $\rightarrow$  半导体: 电子需克服势垒  $e\phi_B$ 。势垒固定，此分量视为常数 (反向饱和电流)。

$J_{m \rightarrow s} = -A^* T^2 \exp \left( \frac{-e\phi_B n}{kT} \right)$

● 有效理查德森常数  $A^*$ :

表达式  $A^* = \frac{4\pi e m^* k^2}{h^3}$

物理意义 在理查德森常数中用有效质量  $m^*$  替代  $m_0$ ，反映了晶格势场对电子运动的影响。

欧姆接触 由于表面态的存在，欧姆接触只是一个理想化模型。

- 反阻挡层: 通常 Schottky 接触形成耗尽层起阻挡作用，而此处形成积累层，电导率极高，不仅阻挡电流反而比体内心更利于导电，故称“反”阻挡层。

反向偏压 (Metal -, Semi +)

势垒变化 外加电压  $U$  叠加在内建电势上，势垒增加为  $e(V_{bi} + U)$

物理过程 半导体侧电子无法越过更高的势垒

电流特性 金属侧电子受限于固定势垒  $e\phi_B$ ，电流极小，反向截止

N型 ( $\phi_m < \phi_s$ )

形成条件  $E_{FNm} > E_{FNP}$

载流子运输 电子  $M \rightarrow S$

弯曲 弯曲

表面 积累层 ( $n_s \gg n_0$ )

● 结论: 只要接触使半导体表面的多子载流子浓度增加 (形成积累层)，就能实现欧姆接触。

● 施加偏压能带图: 高电势一侧能带向下弯曲，低电势一侧能带向上弯曲。

P型 ( $\phi_m > \phi_s$ )

形成条件  $E_{FNm} < E_{FPP}$

载流子运输 空穴  $M \rightarrow S$

弯曲 弯曲

表面 积累层 ( $p_s \gg p_0$ )

给半导体一侧施加负电压 (N 沟道)

给半导体一侧施加正电压 (N 沟道)

异质结基本知识

## 第六章 结型场效应晶体管

基本概念 多子器件，栅电压没有关断沟道时，漏源电压在沟道区产生电场，使沟道中的多子通过漂移运动从源极流向漏极，形成电流。通过控制栅电压到适当电压使沟道处于耗尽状态，达到晶体管关断。分为  $p-n$  结管和 MESFET 管。  
 $V_{GS}$  对沟道的影响: 不管是什么沟道， $V_{GS}$  都是负责加耗尽层的，耗尽层越宽，电阻越大。  
 $V_{DS}$  对沟道的影响: 主要考虑关断作用， $V_{DS}$  负责加漏源极区域耗尽层，耗尽层越宽，宽到一定程度时，沟道被夹断，电流饱和，再之后是击穿。 $V_{GS} < 0$  时，饱和电压和击穿电压都会降低。

MESFET: 用金属代替了 P型半导体的地位，行成肖结，也是扩张耗尽层达到控制目的。沟道: n-GaAs 外延层 (高电子迁移率)。栅极 (G) = 肖特基接触 (控制); 漏/源 (S/D) = 欧姆接触。分为增强型和耗尽型两种，可能会画考图。

器件特性

高频高速 多子导电  $\rightarrow$  无少子存储  $\rightarrow C_{diff} \approx 0$

高输入阻抗  $R_{in} \gg r_{in}(BJT)$  (电压控制)

强抗辐射 多子器件  $\rightarrow$  不受少子寿命  $\tau$  影响

## pNPFET

### N 沟道 JFET

$$V_{PO} = \frac{ea^2 N_d}{2\varepsilon_s}, V_P = V_{PO} = \frac{ea^2 N_a}{2\varepsilon_s}$$

$$V_{bi} - V_{PO} = V_P - V_{bi} = \frac{2\varepsilon_s(V_{bi} - V_{GS})}{eN_d}$$

$$h = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(V_{bi} - V_{GS})}{eN_d}}, V_{sat} = V_{PO} - (V_{bi} - V_{GS})$$

$$I_{P1} = \frac{\mu n (eN_d)^2 W a^3}{6\varepsilon_s L}$$

$$I_{D1} = I_{P1} \left[ 3 \frac{V_{DS}}{V_{P0}} - 2 \left( \frac{V_{DS} + V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{3/2} + 2 \left( \frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{3/2} \right]$$

$$g_d = \frac{3I_{P1}}{V_{P0}} \left[ 1 - \left( \frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{1/2} \right]$$

$$G_{01} = \frac{3I_{P1}}{V_{P0}}$$

$$I_{D1(sat)} = I_{P1} \left[ 1 - 3 \frac{(V_{bi} - V_{GS})}{V_{P0}} \times \left( 1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}}} \right) \right]$$

$$\bullet \text{I-V 物理定律近似 (最常考): 近似条件: } (V_{GS} - V_T) \ll V_{P0}, \text{ 此时形式与 MOSFET 完全对称}$$

$$k_n = \frac{\mu n \varepsilon_s W}{2aL}$$

$$I_D \approx k_n [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (0 < V_{DS} < V_{GS} - V_T)$$

$$V_{DS(sat)} \approx V_{GS} - V_T$$

$$I_{D(sat)} \approx k_n (V_{GS} - V_T)^2 \quad (V_{DS} \geq V_{GS} - V_T)$$

$$g_{ms} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \approx 2k_n (V_{GS} - V_T)$$

$$\text{零栅压电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{GS}=0} \approx k_n (-V_T)^2 \quad (\text{因 } V_T < 0)$$

## MESFET

### P 沟道 JFET

$$V_{PO} = \frac{ea^2 N_a}{2\varepsilon_s}, V_P = V_{PO} = \frac{ea^2 N_d}{2\varepsilon_s}$$

$$JFET \text{ 完全一致}$$

$$V_T = V_{bi} - V_{PO}$$

$$\text{耗尽型: } V_T < 0 \quad (V_{GS} = 0 \text{ 导通}) ; \text{ 增强型: } V_T > 0 \quad (V_{GS} > V_T \text{ 才导通})$$

$$V_{GS} > V_T \Leftrightarrow V_{bi} > V_{PO} \Leftrightarrow V_{GS} > V_{bi}$$

$$\text{耗尽型条件: } V_T < 0 \Leftrightarrow V_{bi} < V_{PO} \Leftrightarrow V_{GS} < V_{bi}$$

$$\text{耗尽层宽 } h = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(V_{bi} - V_{GS})}{eN_d}}$$

$$(物理上 0 \leq h \leq a)$$

### 非理想因素

#### 沟道长度调制效应

##### 1. 现象定义 (核心概念):

定义 在沟道夹断 (pinch-off) 后，继续增大漏极电压  $V_{DS}$ ，电流不会像理想模型那样完全饱和不变。

物理过程 当  $V_{DS} > V_{DS(sat)}$  时，漏端反向偏置增大  $\Rightarrow$  漏端耗尽区沿沟道方向扩展。

结果 电子中导电沟道的有效长度  $L'$  变短。该“ $L'$  随  $V_{DS}$  变化”的现象称为沟道长度调制效应。

##### 图解分析:

$V_{DS} > V_{DS(sat)}$   $>$  过夹断: 夹断点向源端移动，漏端与夹断点之间形成耗尽区，长度记为  $\Delta L$  (原理对所有导通情况适用)。

有效长度修正  $L' \approx L - \frac{\Delta L}{2}$

$$I_{DSS} = I_D |_{V_{GS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极电流} \quad I_D = I_{DSS} \frac{V_{DS}}{V_{DS} + V_T}$$

$$\text{漏极电压} \quad V_{DS} = V_{DS(sat)} + V_T$$

$$\text{漏极反向偏压} \quad V_{DS} = V_{DS(sat)} + V_T$$

$$\text{漏极反向饱和电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

$$\text{漏极反向饱和漏电压} \quad V_{DS(sat)} = V_{DS} - V_T$$

$$\text{漏极反向饱和漏电流} \quad I_{DSS} = I_D |_{V_{DS}=0} \approx k_n (-V_T)^2$$

### 等效电路与截止频率定义

高频小信号等效电路 包含  $C_{gs}, C_{gd}$  (并联到输入端) 和受控电流源  $g_m V_{gs}$

输入电流  $I_i = j\omega(C_{gd} + C_{gs})V_{gs}$  (在输出短路 / 交流接地条件下)

输出电流  $I_{ds} = g_m V_{gs}$  (受控源提供)

截止频率  $f_T$  的定义 当  $|I_{ds}| = |I_i|$  时, 电流增益  $|A_j| = |I_{ds}/I_i| = 1$ , 器件失去放大能力

$$\text{由此得出 } f_T = \frac{f_T}{2\pi(C_{gd} + C_{gs})} = \frac{g_m}{2\pi C_G}$$

### 最大 $f_T$ 与器件物理参数

跨导与电容的近似表达式  $g_m(\max) \approx \frac{e\mu_n N_d W a}{L}, C_G \approx \frac{\varepsilon_s W L}{a}$

$$\text{代入得到 } f_T = \frac{e\mu_n N_d a^2}{2\pi\varepsilon_s L^2}$$

结论  $f_T \propto \mu_n$  (材料决定, 如 GaAs 优于 Si), 且  $f_T \propto 1/L^2$  (缩短沟道是最有效的提升手段)

## 附录 A 习题整理-01

这里仅整理作业题以及期中考试习题，不包含章节后习题。

**半导体材料物理** • 期中-01：请简述费米能级的物理意义，并说出影响费米能级位置的因素以及在其影响下费米能级如何变化。

• 答：费米能级指半导体中被电子占据概率为 0.5 的假定能级（5 分），标志着电子填充能级的水平，能量低于  $E_F$  的能级被电子占据的概率大于 0.5，能量高于  $E_F$  的能级被电子占据的概率小于 0.5。费米能级的位置受温度和半导体掺杂浓度影响。对于 p 型掺杂，随着掺杂浓度增加费米能级向价带方向移动；对于 n 型掺杂，掺杂浓度增加费米能级向导带方向移动；掺杂半导体随着温度升高本征激发逐渐主导时，费米能级向本征费米能级移动（5 分）。

### PN 结

**PN 结的形成过程** 这部分没有习题，所以对应的我前面整理的也比较少。

**平衡 PN 结** • 课堂练习-C2-01：硅 pn 结所处环境温度为 300K，掺杂浓度为  $N_a = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ,  $N_d = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ，计算 pn 结中的空间电荷区宽度  $W$  和零偏时结内的最大电场  $E_{\max}$ 。

• 启示：就是单纯地练习公式，注意单位换算就行。

• 答：

$$\begin{aligned} V_{bi} &= \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) = V_t \ln \left( \frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) = 0.635 \text{ V} \\ W &= \left\{ \frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \left[ \frac{N_a + N_d}{N_a N_d} \right] \right\}^{1/2} \\ &= \left\{ \frac{2(11.7)(8.85 \times 10^{-14})(0.635)}{1.6 \times 10^{-19}} \left[ \frac{10^{16} + 10^{15}}{(10^{16})(10^{15})} \right] \right\}^{1/2} \\ &= 0.951 \times 10^{-4} \text{ cm} = 0.951 \mu\text{m} \\ x_n &= \left( \frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \cdot \frac{N_A}{N_D} \cdot \frac{1}{N_A + N_D} \right)^{1/2} = 0.864 \times 10^{-4} \text{ cm} \\ E_{\max} &= \frac{-e N_d x_n}{\epsilon_s} = \frac{-(1.6 \times 10^{-19})(10^{15})(0.864 \times 10^{-4})}{(11.7)(8.85 \times 10^{-14})} = -1.34 \times 10^4 \text{ V/cm} \end{aligned}$$

**问答题整理** 孟庆巨版本教材：红色题干为作业、课件出现过的题目。

**界面态对肖特基势垒高度** 在大多数实用的肖特基势垒中，**界面态在决定  $\phi_b$  数值中处于支配地位**，势垒高度基本上与两个因素有关：一个功函数差以及半导体中的掺杂度无关。由于表面态密度无法预知，势垒高度通常为经验值。加偏压时肖特基势垒能带图中  $q\phi_b$  几乎不变的原因为  $q\phi_b$  几乎不变。

**肖特基势垒二极管与 PN 结二极管** 肖特基势垒二极管是**多子器件**，PN 结二极管是**少子器件**。主要区别：

- 肖特基势垒二极管的区别
- (1) 无少数载流子存储，存储时间可忽略，适合高频和快速开关；
  - (2) 多数载流子电流远高于少数载流子，饱和电流远高于同面积 PN 结二极管；
  - (3) 对同样电流，肖特基势垒上的正向电压降远低于 PN 结，适合倍压和限幅应用；
  - (4) 多子数目起伏小，噪声小；
  - (5) 温度特性好。

**金属与重掺杂半导体接触** 若半导体为重掺杂（如  $10^{19} \text{ cm}^{-3}$  或更高），空间电荷层宽度极薄，载流子可隧道穿透而非越过势垒。两侧电子均可隧穿，正反向偏压下  $I-V$  曲线基本对称，表现为非整流、低电阻的欧姆接触。

第四次作业相关：  
在理想情况下，金属和半导体之间形成非整流接触  
势垒的条件是什么？  
画出 n 型欧姆接触时，零偏、正偏、反偏条件下的能带图

根据给出的金属与半导体，原则就是让金属的费米能级不变，然后让半导体的费米能级和金属对齐，画出弯曲的能带图即画出形成金半接触后的能带图。然后根据半导体类型以及载流子的流向标注是阻挡层还是反阻挡层。

## 附录 B 习题整理-02

从此开始完全整理 Neaman 和孟庆臣老师的教材/考研指导后面的计算类习题。(前四章就主要是我在期中之前整理的内容)

**半导体物理基础** 能带的产生 和 截流子的统计分布 上次也没考计算题相关的，这个记住概念和影响因素就行。

**半导体载流子输运** • 5-1: 硅中施主杂质原子的浓度为  $N_d = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ 。设电子迁移率为  $\mu_n = 1300 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ，空穴迁移率为  $\mu_p = 450 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ 。(a) 求材料的电阻率；(b) 求材料的电导率。

• 启发意义：多数载流子决定导电性，少数载流子可忽略；掌握  $\rho$  与  $\sigma$  的互逆关系及电导率公式。

• 解答：

$$\rho = \frac{1}{e\mu_n N_d} = \frac{1}{(1.6 \times 10^{-19})(1300)(10^{15})} = 4.808 \Omega\cdot\text{cm}$$

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = 0.208 (\Omega\cdot\text{cm})^{-1}$$

• 5-6:  $T = 300 K$  时，均匀掺杂的 GaAs 半导体的参数为  $N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ,  $N_a = 0$ 。(a) 计算热平衡时的电子和空穴浓度；(b) 外加电场为  $E = 10 \text{ V/cm}$ ，计算漂移电流密度；(c) 当  $N_d = 0$ ,  $N_a = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  时，重做 (a) 和 (b) 的计算。

• 启发意义：考查本征载流子浓度、漂移电流密度公式及对 N 型/P 型的迁移率选用。

(a)  $N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ,  $N_a = 0$ ,  $n_i = 1.8 \times 10^6 \text{ cm}^{-3}$

$$n_0 = N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

$$p_0 = \frac{n_i^2}{n_0} = \frac{(1.8 \times 10^6)^2}{10^{16}} = 3.24 \times 10^{-4} \text{ cm}^{-3}$$

(b) 电子迁移率  $\mu_n \approx 7500 \text{ cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$ ,  $E = 10 \text{ V/cm}$

$$J = e\mu_n n_0 E = (1.6 \times 10^{-19}) \times 7500 \times 10^{16} \times 10 = 120 \text{ A/cm}^2$$

(c)  $N_d = 0$ ,  $N_a = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$

$$p_0 = N_a = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_0 = \frac{n_i^2}{p_0} = \frac{(1.8 \times 10^6)^2}{10^{16}} = 3.24 \times 10^{-4} \text{ cm}^{-3}$$

空穴迁移率  $\mu_p \approx 310 \text{ cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$

$$J = e\mu_p p_0 E = (1.6 \times 10^{-19}) \times 310 \times 10^{16} \times 10 = 4.96 \text{ A/cm}^2$$