

第一章 半导体物理基础

能带的产生		
允带与禁带	价带 E_v 导带 E_c 禁带宽度 E_g	被价电子填满的能带 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 → 晶格膨胀 → 原子间作用减弱	机制 掺杂浓度增加 → 效应	定义 价电子吸收热能跃迁至导带
结果 E_g 变窄	结果 影响能带结构	载流子 成对产生电子（导带）和空穴（价带）

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
费米能级 E_F	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能级
导带电子浓度 n_0	$n_0 = N_c \exp[-(E_c - E_F)/kT]$, 其中 N_c 为导带有效状态密度
价带空穴浓度 p_0	$p_0 = N_v \exp[-(E_F - E_v)/kT]$, 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

掺杂对载流子浓度的影响	N 型掺杂 P 型掺杂 补偿掺杂	施主原子提供电子, $n_0 \approx N_d$ (室温全电离), E_F 靠近 E_c 受主原子提供空穴, $p_0 \approx N_a$ (室温全电离), E_F 靠近 E_v 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 载流子浓度随温度升高而增加	结果 载流子浓度基本恒定, $n_0 \approx N_d$	结果 n_i 指数增长, $n_0 \approx p_0 \approx n_i$

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)

半导体的载流子输运	主要分为漂移和扩散两种机制。
漂移运动	扩散运动
定义 载流子在电场作用下的定向运动	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 μ 为迁移率	
漂移电流密度 $J_{drift} = nq\mu_n E + pq\mu_p E$	扩散电流密 $J_{diff} = qD_n \frac{dn}{dx} - qD_p \frac{dp}{dx}$
• 迁移率 μ : 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	• 扩散系数 D : 爱因斯坦关系 $D = \frac{kT}{q} \mu$, 扩散与漂移受相同散射机制限制
• 饱和速度 v_{sat} : 强电场下漂移速度趋于上限	

电子电流	$J_n = qn\mu_n E + qD_n \frac{dn}{dx}$
总电流密度	$J_p = qp\mu_p E - qD_p \frac{dp}{dx}$
空穴电流	$J = J_n + J_p$ (漂移 + 扩散)
总电流	

非平衡载流子的产生与复合

过剩载流子	非平衡态 过剩载流子	外界作用 (光照、电压) 使载流子浓度偏离平衡, $np \neq n_i^2$ $\Delta n = n - n_0$, $\Delta p = p - p_0$. 小注入条件下 $\Delta n = \Delta p$
复合与产生	复合产生 平衡态	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
机制 电子直接跃迁至价带	通过复合中心 (杂质、缺陷)	能量转移给第三个载流子
特点 发光 (GaAs 等直接带隙)	Si、Ge 等间接带隙半导体	重掺杂或高注入下显著

载流子寿命与扩散长度	寿命 τ 扩散长度 L	过剩载流子衰减至 $1/e$ 的时间, $\Delta n(t) = \Delta n(0)e^{-t/\tau}$ 过剩载流子在寿命期内扩散的平均距离, $L = \sqrt{D\tau}$
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)	
准费米能级	载流子浓度 平衡态极限	$n = n_i e^{(E_{Fn} - E_i)/kT}$, $p = n_i e^{(E_i - E_{Fp})/kT}$ $E_{Fn} = E_{Fp} = E_F$, $np = n_i^2$

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 金属杂质熔解后重结晶	过程 高能离子束轰击半导体
类型 渐变结、线性渐变结	类型 突变结 (理想模型)	类型 高斯分布
特点 浓度随深度 x 逐渐变化	特点 在 x_j 处浓度阶跃突变	特点 峰值在投影射程 R_p 处

PN 结平衡过程	• 初始状态: 因浓度梯度, P 区空穴向 N 区扩散, N 区电子向 P 区扩散
----------	---

- 空间电荷区形成: 扩散过界的电子-空穴在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^- . 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)
- 内建电场与动态平衡: 空间电荷区分隔正负电荷, 形成从 N 区指向 P 区的电场 E_i
平衡条件 扩散密度 J_{diff} 与漂移密度 J_{drift} 大小相等、方向相反, $J_{total} = 0$
热平衡态 费米能级 E_F 拉平, 无宏观净电流, 但**微观载流子交换持续**

平衡 PN 结	平衡状态下 PN 结的能带结构:
	内建电势 V_{bi} 定义表达式 $eV_{bi} = E_{c,N} - E_{c,P} = E_{v,P} - E_{v,N} = \phi_{Fp} + \phi_{Fn} $ 表达式 $V_{bi} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) = V_t \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right)$ 影响因素 掺杂浓度 N_a 、 N_d 和温度 T
	电子从 N 区向 P 区运动需克服势垒 eV_{bi} (阻挡多子继续扩散的势垒高度), 维持动态平衡。

• 电中性条件: $N_A x_p = N_D x_n$, 耗尽层展宽与掺杂浓度成反比	空间电荷区宽度: 单边突变结总宽度为 低掺杂侧耗尽展宽 。
内建电场 $E(x)$: 单边突变结自动 消除高掺杂侧量 。	
P 区耗尽层 $E(x) = \frac{-eN_A}{2\epsilon_s} (x + x_p)$	P 侧宽度 $x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{eN_A} \frac{N_D}{N_A + N_D}}$
N 区耗尽层 $E(x) = \frac{-eN_D}{2\epsilon_s} (x_n - x)$	N 侧宽度 $x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{eN_D} \frac{N_A}{N_A + N_D}}$
积分可得 $V_{bi} = \frac{e\epsilon_s}{2\epsilon_s} (N_D x_n^2 + N_A x_p^2)$	总宽度 $W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D}}$
最大场强 $E_{max} = \frac{eN_D x_n}{\epsilon_s} = \frac{2V_{bi}}{W}$	

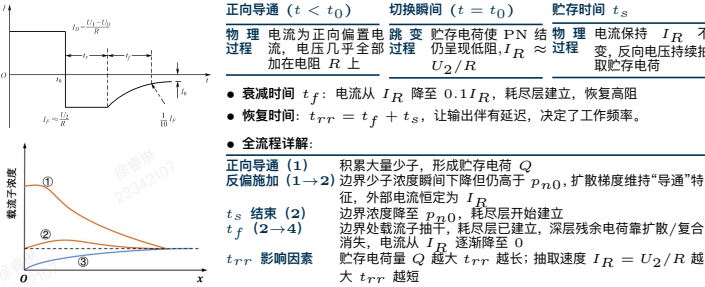
PN 结的直流特性	能带图正偏让 N 侧能级上升 ($V_{bi} - V_a$), 反偏让 N 侧能级下降 ($V_{bi} + V_R$)
PN 结正偏 $n_p(-x_p) = n_{p0} \exp(\frac{eV_a}{kT})$	PN 结反偏 少子分布如图所示:
$p_n(x_n) = p_{n0} \exp(-\frac{eV_a}{kT})$	
	载流子浓度 P 型 N 型 空间电荷区 η_{p0} η_{n0} x_p x_n x

- 考虑复合产生过程:
反偏产生 $J_{gen} = \frac{en_i W}{2\tau_0}$
反偏总电流 $J_R = J_S + J_{gen}$
正偏复合 $J_{rec} = \frac{eW n_i}{2\tau_0} \exp(\frac{eV_a}{2kT})$
正偏总电流 $J = J_{rec} + J_D$
电流较小以复合为主, 电流较大时以扩散为主。
• 通用表达式 (修正后): $I = I_s [\exp(\frac{eV_a}{nkT}) - 1]$
正偏较大 $n \approx 1$ (扩散为主, **大注入也会导致 $n = 2$**)
正偏较小 $n \approx 2$ (复合为主)
• 温度特性: 温度升高, 电流密度变大, 虽然正偏还有缩小项, 但是不如反向饱和电流增加得多: $J_s \propto n_i^2$, $n_i \propto T^{3/2} e^{-E_g/(2kT)}$

PN 结电容	两种电容: 势垒电容和扩散电容。	
势垒电容	• 单位面积势垒电容: $C_T' = \frac{\epsilon_s}{W}$	扩散电容 $C_D = \frac{e^2}{kT} (L_p p_{n0} + L_n n_{p0}) \exp(\frac{eV_a}{kT})$
	• 小信号模型下计算扩散电阻、电容:	
扩散电导	$g_d = \frac{(I_{p0} + I_{n0})}{V_t} = \frac{I_D Q}{V_t}$	
扩散电容	$C_d = \frac{1}{2V_t} (I_{p0} \tau_{p0} + I_{n0} \tau_{n0})$	

PN 结击穿

- 动态开关特性 从关态转变到开态所需开启时间很短, 从开态转变到关态 ($+U \rightarrow -U$) 所需关闭时间却很长。• 根本原因: 反向延迟由 PN 结的**电荷贮存**引起 (正向导通时, 互相注入少子, 非平衡少子 (p_n 、 n_p) 在耗尽层附近扩散区大量积累, 形成**贮存电荷 Q**)
• 关联规律: 正向电流 $I_F \uparrow \Rightarrow$ 注入少子 $\uparrow \Rightarrow$ 贮存电荷 $Q \uparrow \Rightarrow$ 关断时清理时间 \uparrow , 恢复时间 \uparrow



提高开关速度的措施	• 途径一: 减小贮存电荷 Q : 减小正向电流 I_D	降低少子寿命 τ 原理 $\tau \Downarrow \Rightarrow L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \downarrow$ 结果 扩散长度变短, 浓度衰减加快, Q 减小
• 途径二: 加快 Q 消失 (最有效): 增大反向抽取电流	使 $I_R = (U_2 - V)/R$ 增大 效果 $I_R \uparrow \Rightarrow t_{rr} \downarrow$	捞金工艺 机制 Au 在禁带中引入深能级复合中心 效果 τ 大幅降低, t_{rr} 可减少至十分之一
• 定量关系: 在 $I_D = I_F$ 条件下: 突变结 $t_{rr} \approx 0.9\tau$; 缓变结 $t_{rr} \approx 0.5\tau$		

第三章 MOSFET 初歩

MOS 电容		随表面势的不同, 半导体表面可以处于积累、平带、耗尽、弱反、强反型, 下面能带图为 P 型衬底 。		
• 积累型 : 在栅极施加负电压, 吸引空穴到表面, 形成 积累层 。	• 平带型 : 在栅极施加适当电压, 使 半导体表面电势为零 , 能带平坦。	• 耗尽型 : 在栅极施加正电压, 驱赶空穴离开表面, 形成 耗尽层 , 但本征费米能级仍高于表面费米能级。	• 弱反型 : 在栅极施加更大正电压, 使表面费米能级低于本征费米能级, 形成 反型层 , 但未达到掺杂浓度。	• 强反型 : 在栅极施加足够大正电压, 使沟道处 载流子浓度达到掺杂浓度 , 形成 强反型层 (沟道)。

NMOS	PMOS
费米势 $\phi_{fp} = V_t \ln(\frac{N_a}{n_i})$	费米势 $\phi_{fn} = V_t \ln(\frac{N_d}{n_i})$
表面势 ϕ_s , 体内到表面的势垒	表面势 ϕ_s , 体内到表面的势垒
耗尽层宽度 $x_d = (\frac{2\epsilon_s \phi_s}{eN_a})^{1/2}$	耗尽层宽度 $x_d = (\frac{2\epsilon_s \phi_s}{eN_d})^{1/2}$
反型临界表面电荷浓度 $n_{st} = n_i \exp(\frac{\phi_{fp}}{V_t})$	反型临界表面电荷浓度 $p_{st} = n_i \exp(\frac{\phi_{fn}}{V_t})$
功函数差 $\phi_{ms} = \phi'_m - (x' + \frac{E_g}{2e} + \phi_{fp})$	功函数差 $\phi_{ms} = \phi'_m - (x' + \frac{E_g}{2e} - \phi_{fn})$
n^+ 多晶硅 $\phi_{ms} = -(\frac{E_g}{2e} + \phi_{fp})$	n^+ 多晶硅 $\phi_{ms} = (\frac{E_g}{2e} - \phi_{fn})$
p^+ 多晶硅 $\phi_{ms} = (\frac{E_g}{2e} - \phi_{fp})$	p^+ 多晶硅 $\phi_{ms} = -(\frac{E_g}{2e} + \phi_{fn})$

平带电压、阈值电压	主要是公式与影响因素:
NMOS	PMOS
平带电压 $V_{FB} = \phi_{ms} - \frac{Q'_{ss}}{C_{ox}}$	平带电压 $V_{FB} = \phi_{ms} - \frac{Q'_{ss}}{C_{ox}}$
最大耗尽电压 $ Q'_{SD}(\text{max}) = eN_a x_d T$	最大耗尽电压 $ Q'_{SD}(\text{max}) = eN_d x_d T$
阈值电压 $V_{TN} = \frac{ Q'_{SD}(\text{max}) }{C_{ox}} - \frac{Q'_{SS}}{C_{ox}} + \phi_{ms} + 2\phi_{fp}$	阈值电压 $V_{TP} = -\frac{ Q'_{SD}(\text{max}) }{C_{ox}} - \frac{Q'_{SS}}{C_{ox}} + \phi_{ms} - 2\phi_{fn}$
$V_{TN} = \frac{ Q'_{SD}(\text{max}) }{C_{ox}} + V_{FB} + 2\phi_{fp}$	$V_{TP} = -\frac{ Q'_{SD}(\text{max}) }{C_{ox}} + V_{FB} - 2\phi_{fn}$

MOS 电容的 C-V 特性	根据栅压和频率的不同, MOS 电容呈现不同的特性
	积累区 $C_{acc} = C_{ox} = \epsilon_{ox}'/t_{ox}$ 平带区 $C_{FB} = \frac{t_{ox} + \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_s} \sqrt{V_t \frac{\epsilon_s}{eN_a}}}{t_{ox} + (\epsilon_{ox}/\epsilon_s)x_d T}$ 耗尽区 $C_{depl} = \frac{1 + C_{ox}/C_{SD}}{C_{ox}}$ 最小电容 $C_{min} = \frac{t_{ox} + (\epsilon_{ox}/\epsilon_s)x_d T}{t_{ox} + (\epsilon_{ox}/\epsilon_s)x_d T}$
	• 低频强反型: $C_{inv}^{LF} \approx C_{ox}$ • 高频强反型: $C_{inv}^{HF} = C_{min}$

MOSFET 的工作原理	I-V 特性:
NMOS	PMOS
饱和漏压 $V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_{TN}$	饱和漏压 $V_{SD(sat)} = V_{SG} - V_{TP} $
线性区 $\frac{W\mu_n C_{ox}}{2L} [2(V_{GS} - V_{TN})V_{DS}]$	线性区 $\frac{W\mu_p C_{ox}}{2L} [2(V_{SG} - V_{TP})V_{SD}]$
饱和区 $I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{2L} (V_{GS} - V_{TN})^2$	饱和区 $I_D = \frac{W\mu_p C_{ox}}{2L} (V_{SG} - V_{TP})^2$
线性跨导 $g_m = \frac{W\mu_n C_{ox}}{2L} V_{DS}$	线性跨导 $g_m = \frac{W\mu_p C_{ox}}{2L} V_{SD}$
饱和跨导 $g_m = \frac{W\mu_n C_{ox}}{L} (V_{GS} - V_{TN})$	饱和跨导 $g_m = \frac{W\mu_p C_{ox}}{L} (V_{SG} - V_{TP})$

- 普通公式: $I_D = \frac{W\mu_n(L)C_{ox}}{2} \left[(V_{GS}(SG) - V_{TN}(|V_{TP}|)V_{DS}(SD) - \frac{V_{DS}^2(SD)}{2} \right]$
- 推导: 由高斯定理得 $-\epsilon_{ox} E_{ox} = Q'_{ss} + Q'_n + Q'_{SD(max)}$; 栅压分配为 $V_{GS} - V_x = V_{ox} + \phi_{ms} + 2\phi_{fp}$, 利用 $V_{ox} = E_{ox} t_{ox}$ 和 $C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$ 消去 E_{ox} , 定义 $V_T = \phi_{ms} + 2\phi_{fp} + (Q'_{ss} + Q'_{SD(max)})/C_{ox}$ 得反型电荷 $|Q'_n(x)| = C_{ox} [(V_{GS} - V_x) - V_T]$; 由漂移电流 $I_x = W|Q'_n|\mu_n dV_x/dx$ 沿通积分 $\int_0^L I_D dx = \int_0^{V_{DS}} W\mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T - V_x) dV_x$ 得 $I_D = \frac{W\mu_n C_{ox}}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$ (适用条件: $V_{GS} \geq V_T, 0 < V_{DS} < V_{D(sat)}$)。

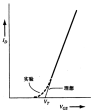
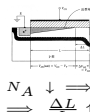
● **PMOS 转换说明**: 对于 P 型衬底 PMOS: (1) 将电压符号改为 V_{SG}, V_{SD} , 阈值电压改为 $|V_{TP}|$; (2) 迁移率 $\mu_n \rightarrow \mu_p$; (3) 反型电荷为空穴 Q'_p ; (4) 电流方向从源极到漏极, 公式形式不变: $I_D = \frac{W\mu_p C_{ox}}{L} [(V_{SG} - |V_{TP}|) V_{SD} - \frac{1}{2} V_{SD}^2]$ 。
截止频率 截止频率 f_T 是电流增益为 1 时的频率, $f_T = \frac{gm}{2\pi(C_{gsT} + C_M)} = \frac{gm}{2\pi C_G}$

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 μ_n	缩短沟道长度 L
优化材料 选择高迁移率晶向 (如硅的 100 方向)	效果 $f_T \propto 1/L^2$, 最有效方法
新材料 使用 GaAs 等高迁移率材料	双重收益 减小寄生电容 C_{gs} ; 增大跨导 gm

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。

亚阈值效应	沟道长度调制
● 定义: 在弱反型 ($\phi_{fp} < \phi_s \leq 2\phi_{fp}$) 中, 电流 I_D 并没有截止, 而是呈指数衰减。	● 定义: 饱和区, 过标的电压 $V_{DS} - V_{DS}(sat)$ 会导致失断点向源极方向移动。
	
● 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”, 即亚阈值电流。 ● 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量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	$V_{DS} \uparrow \Rightarrow \Delta V_{DS} \uparrow \Rightarrow \Delta L \uparrow \Rightarrow L' = L - \Delta L \Rightarrow I_D \uparrow$ $I_D' = \frac{L}{L - \Delta L} I_D(sat)$

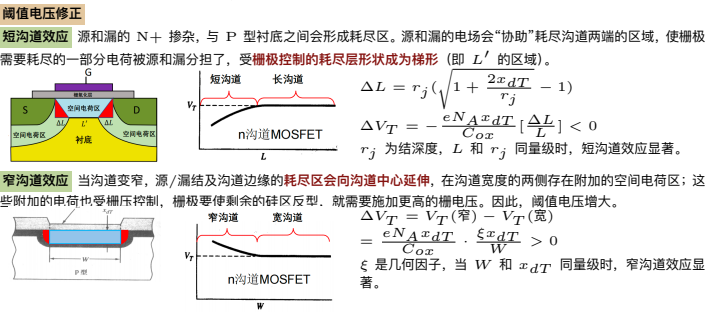
● **I-V 特性影响**: $I_D(sub) \propto \exp\left(\frac{eV_{GS}}{kT}\right)$ 。
 $\left[1 - \exp\left(\frac{-eV_{DS}}{kT}\right)\right]$, V_{DS} 过大时, $I_D(sub)$ 趋于饱和。
速度饱和
● 定义: 饱和漂移速度 v_{sat} , 漏源电流提前饱和。实际的饱和电压小于理想值
 $I_D(sat) = WC_{ox}(V_{GS} - V_T)v_{sat}$ (成线性关系了) $f_T = \frac{v_{sat}L}{2\pi L}$

按比例缩小
完全按比例缩小 尺寸与电压按同样比例缩小, 电场强度保持不变, 最为理想, 但难以实现
 $W', L', t'_{ox}, x'_D = kW, kL, kt_{ox}, kx_D$ $V'_{DS}, V'_{GS}, V'_T = kV_{DS}, kV_{GS}, kV_T$
● 掺杂调整: $N'_A = N_A/k$ ● 功率: $P' = k^2P$ ● 延迟: $\tau' = k\tau$
● 电阻: $R' = R$ ● 功率密度: $P'' = P$
● 电流: $I'_D = kI_D$ ● 电容: $C'_{ox} = kC_{ox}$
● 阈值电压不按比例缩小:

原因 $\phi_{fp} = V_t \ln(N_A/n_i) \approx \text{const}$, $\phi_{ms} \approx \text{const}$	
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, 乃至于击穿器件)
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 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极控制, 栅极要俘获剩余的硅区反型, 就需要施加更高的栅电压。因此, 阈值电压增大。
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)。



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	漏 PN 结击穿 (曲率效应)
机理 氧化层中的缺陷在高场下由“缺陷 \rightarrow 针孔 \rightarrow 空洞 \rightarrow 崩塌”, 一旦击穿电流 I 上升导致温度 T 升高, 形成热电子正反馈并可致器件永久损坏 当 $E_{ox} \approx V_{GS}/t_{ox} > E_B$ ($E_B \approx (0.5 \sim 1) \times 10^7$ V/cm) 时发生工作电压应远低于击穿电压 BV_{GS} (可留 $\sim 3 \times$ 安全裕量)	机理 漏极 n^+ 与衬底 p 的 PN 结在扩散区弯曲处电场最强, 曲率效应使该处率先发生雪崩击穿 击穿常起始于漏区扩散边缘的弯曲部位 对于 $N \sim 3 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 的衬底, 击穿电压约为 ~ 25 V
临界场	位置
设计要点	典型数值

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 $M_1 \gg 1$
阶段 2 (寄生 BJT) I_{sub} 经衬底电阻 R_{sub} 产生 $V_{sub} = I_{sub}R_{sub}$, 当 $V_{sub} \approx 0.6-0.7$ V 时源-衬底结被正偏, 触发寄生 NPN, 形成正反馈并出现滞滞/折回 (snapback) 负阻一旦寄生 BJT 开启, I_D 剧增且维持大电流所需 V_{DS} 反而降低 (负阻现象)

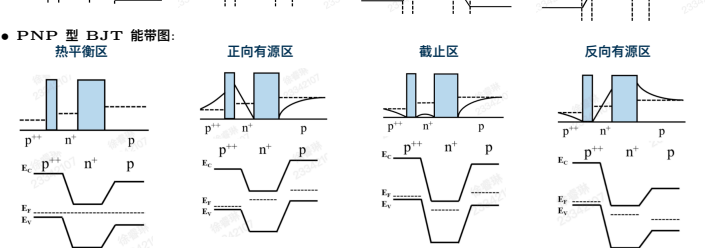
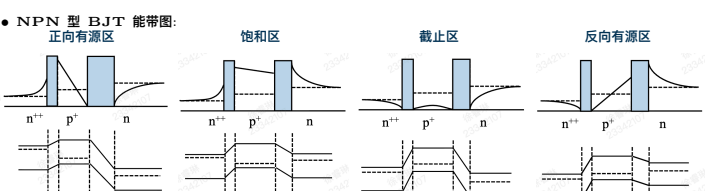
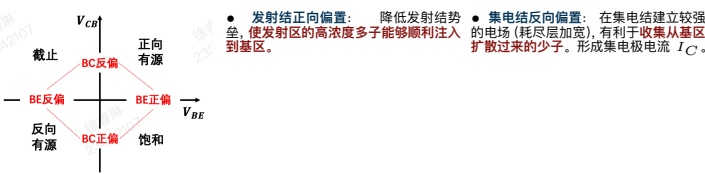
表现	
辐射与热电子效应 不重要	
辐射效应 ● 核心考点: 辐射如何在氧化层中引入正电荷?	
物理机制 高能辐射 (X 射线、 γ 射线等) 在 SiO_2 中激发电子—空穴对	
运输差异 电子在 SiO_2 中迁移率较高 $\sim 20 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$, 易在电场作用下被栅极收集或流走; 空穴迁移率极低 ($\sim 10^{-4} - 10^{-11} \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$), 以随机跃迁缓慢向 $Si-SiO_2$ 界面漂移	
陷阱捕获 氧化层中累积正电荷	
结论 氧化层正电荷使 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)	

第五章 双极型晶体管

工作原理

基本概念 ● 掺杂浓度差异:
发射区 $n^+ +$
基区 p^+ (很薄)
集电区 n (轻掺杂)
提高耐压 减小结电容
轻掺杂使耗尽层向集电区扩展, 降低最大电场, 显著提高 BV_{CEO} / BV_{CBO}
耗尽层宽度增大导致 C_μ 减小 ($C = \epsilon A/d$), 有利于提高频率特性

工作模式 ● 基本工作原理: BJT 有共射、共基、共集三种接法, 为了使三极管处于正向有源区, 从而实现正常的电流放大作用, 必须同时满足以下两个条件:
● 发射结正向偏置: 降低发射势垒, 使发射区的高浓度多子能够顺利注入到基区。
● 集电结反向偏置: 在集电结建立较强电场 (耗尽层加宽), 有利于收集从基区扩散过来的少子。形成集电极电流 I_C 。



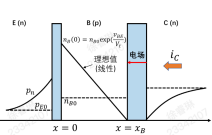
理想情况下, 集电结边缘的少子的浓度为 0, 希望从发射区注入的电子能越过基区扩散到集电结的空间电荷区, 尽可能多的电子被集电极收集, 而不是在基区复合, 因此需要基区的宽度与扩散长度相比很小。

电流分析 (正向有源区) 集电极电流

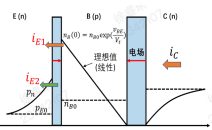
源-漏穿通效应 (耗尽区合并)

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, 源端电子可不受栅控直接注入漏极, 导致漏电流巨增, 器件失去 V_{GS} 控制在 I_D-V_{DS} 曲线上表现为随 V_{DS} 急剧上翘 (失控上升)

热电子效应 ● 核心考点: 沟道内的高能电子如何损伤氧化层?	
产生来源 漏端高场区 (包括雪崩倍增) 产生的高能电子 (Hot electrons)	
注入过程 存在纵向电场且 $V_{GS} > 0$ 时, 热电子被加速并越过 $Si-SiO_2$ 界面注入氧化层	
三大影响 (考试必记) (1) 产生栅电流 I_G (典型量级: pA-fA) (2) 引入负氧化层电荷, 导致 NMOS V_T 向正方向漂移 (V_T 增大, 器件变慢); (3) 破坏界面化学键, 产生额外界面态, 降低迁移率 μ 与跨导 gm 辐射主要引入正氧化层电荷, 热电子主要引入负氧化层电荷	
复习对比	



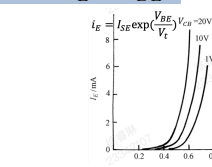
发射极电流



● **电流增益** $\alpha: \alpha \equiv \frac{I_C}{I_E} \approx \frac{I_S}{I_S + I_{S2}}$ 要使 $\alpha \rightarrow 1$, 应尽量减小 I_{S2} (工艺上常采用重掺杂发射区)

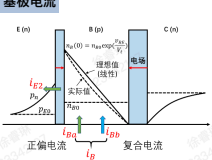
共基极输入、输出特性曲线

输入特性 (i_E vs V_{BE})



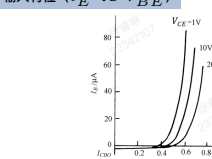
形状 即 PN 结正向特性, 指数增长: $i_E \propto \exp(V_{BE}/V_T)$
Early 效应 随 V_{CB} 变化曲线有微小位移, 但在理想模型或小信号分析中常可忽略。

基极电流

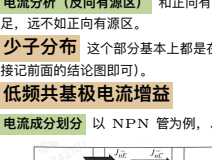


共射极输入、输出特性曲线

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求解微分方程求解, 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}
直流共基极电流增益 ● 定义式: $\alpha = \frac{J_{nE}}{J_{nE} + J_{pE}} \cdot \frac{J_{nC}}{J_{nE}} \cdot \frac{J_{nE} + J_{pE}}{J_{nE} + J_{pE} + J_{RB}} = \gamma \alpha_T \delta$
其中:
 γ (发射极注入效率) $\gamma = \frac{J_{nE}}{J_{nE} + J_{pE}}$
 α_T (基区输运系数) $\alpha_T = \frac{J_{nC}}{J_{nE}}$
 δ (复合系数) $\delta = \frac{J_{pE} + J_{pE}}{J_{nE} + J_{pE} + J_{RB}}$

- 物理意义：** 三因子分别对应三个主要损耗：发射端电流纯度（

γ
{\displaystyle \gamma }

）、基区复合（

α

T

{\displaystyle \alpha _{T}}

）和耗尽区复合（

δ
{\displaystyle \delta }

）。提高

α
{\displaystyle \alpha }

 的方法即针对这三项减小损耗。
- γ
{\displaystyle \gamma }

（发射极注入效率）**
- 计算公式：**

表达式	在 x B ≪<!-- ≪ --> L B , x E ≪<!-- ≪ --> L E 时, γ<!-- γ --> ≈<!-- ≈ --> 1 1 + N B D E x B N E D B x E {\displaystyle \gamma \approx {\frac {1}{1+{\frac {N_{B}D_{E}x_{B}}{N_{E}D_{B}x_{E}}}}}
参数设计规律	所有参数都会在题干中给出。 <div>增大 N E ≫<!-- ≫ --> N B （重掺杂发射区），使 γ<!-- γ --> →<!-- → --> 1 . {\displaystyle \gamma \rightarrow 1.} </div>

 α<!-- α --> T {\displaystyle \alpha _{T}} （基区输运系数）	
计算公式：	
表达式	当 x B ≪<!-- ≪ --> L B 时, α<!-- α --> T ≈<!-- ≈ --> 1 −<!-- − --> 1 2 (x B L B) 2 {\displaystyle \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。 <div>为使 α<!-- α --> T →<!-- → --> 1 , 要求 x B ≪<!-- ≪ --> L B , 采用薄基区设计。</div>

 δ<!-- δ --> {\displaystyle \delta } （复合系数）	
计算公式：	

表达式	 δ<!-- δ --> = 1 1 + J R0 J S0 exp ⁡<!-- ⁡ --> (−<!-- − --> e V B E 2 k T) {\displaystyle \delta ={\frac {1}{1+{\frac {J_{R0}}{J_{S0}}}}\exp \left(-{\frac {eV_{BE}}{2kT}}\right)}
参数设计规律	 J R0 题干里会给, J s0 = e D B n B0 L B tanh ⁡<!-- ⁡ --> (x B L B) {\displaystyle J_{s0}={\frac {eD_{B}n_{B0}}{L_{B}\tanh \left({\frac {x_{B}}{L_{B}}}\right)}}
	随着 V B E {\displaystyle V_{BE}} 增大, 指数项迅速减小, δ<!-- δ --> →<!-- → --> 1 ; 低 V B E {\displaystyle V_{BE}} 时 J R 占优, δ<!-- δ --> 较小, 导致增益下降。

非理想效应	
厄利效应（基区宽度调制效应）	<ul style="list-style-type: none">结论：基区越窄、掺杂越低，Early 效应越显著（ V A 越小）。

<div><div><div><div><div><div></div></div></div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div></div></div> <div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div>

● 输出特性影响：	
曲线倾斜	 I C 与 V C E 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。
电流修正	 I C = I C (i d e a l) (1 + V C E V A) {\displaystyle I_{C}=I_{C}(ideal)(1+{\frac {V_{CE}}{V_{A}}})}
输出导纳	 g o = d I C d V C E ≈<!-- ≈ --> I C V C E + V A

大注入效应

- 定义：**大注入时

n

p
(
0
)

（注入少数浓度）可接近或超过

N

A

（基区多子浓度）。

<div><div><div><div><div><div></div></div></div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div></div></div> <div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div>

电流特性曲线:

大注入时栅极电流-电压曲线

电流曲线和 MOSFET 一样的大注入特性。

● 电流增益 β 曲线:

- 低电区 β 增大, 发射结耗尽区复合 (J_{R1}) 占优时随 I_{C1} 提高而改善
- 中电区 到达峰值并基本平坦, 是器件的物理限制
- 高电区 β 开始下降, 主要由大注入引起的载流子退化 (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

≳

10

18

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

Δ

E

g

。

公式	 n i 2 ∝<!-- ∝ --> exp ⁡<!-- ⁡ --> (−<!-- − --> E g k T) , E g 减小会使有效 本征浓度 n i 2 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 ′<!-- ′ --> E0 = n i 2 / N E 。尽管增大 N E （分母）原本可减小 p ′<!-- ′ --> E0 ，但因 n i 2 因禁带变窄而快速增大，导致 p ′<!-- ′ --> E0 反而比预期增大 。
后果	 p ′<!-- ′ --> E0 增大会使反向注入电流 J p E 增强， 注入效率 γ<!-- γ --> 降低 ，最终使电流增益 β<!-- β --> 低于理想预期。
启示	在设计上不能无限提高 N E 以追求高 β<!-- β --> ，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效应原理吧，图也挺难的。
 - 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

B
E

 高于中心**，造成**电流在边缘集中**的现象。

<div><div><div><div><div><div></div></div></div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div></div></div> <div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div>

击穿 穿通击穿	
● 物理机制：	
耗尽层扩展	当 V C B 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 ，导致中性基区宽度 x B → 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

- 穿通电压公式：**

V

p
t

=

e

x

B0

2
ϵ

s

⋅

N

B

(

N

C

+

N

B

)

N

C
- 设计权衡：**

提高耐压的方法折中	增大基区掺杂 N B 或增大基宽 x B0 <div>提高 N B / x B 会降低低电流增益 β<!-- β --> （高增益/高频倾向于低 N B 、窄 x B ），需在耐压与增益间权衡</div>
------------------	--

雪崩击穿	
● 共基极（ B V C B O ）：	
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	共基极（发射极开路 I F = 0）时，集电结等同于 单个反偏 PN 二极管 。
击穿条件	在 CB 情况下需要 M →<!-- → --> ∞<!-- ∞ --> 才发生击穿， B V C B O 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（ B V C E O ）：	
物理场景	基极开路（ I B = 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 β<!-- β --> ），增强集电极电流，形成正反馈。
电流公式	 I C E O = M I C B O ，当分母趋于 0（即 α<!-- α --> M = 1 ）时发生击穿。
判断要点	因 α<!-- α --> ≈<!-- ≈ --> 1 , 只需 M ≳<!-- ≳ --> 1 / α<!-- α --> （略大于 1）即可引发电击，故 B V C E O ≪<!-- ≪ --> B V C B O 。
经验关系	 B V C E O = B V C B O √<!-- √ --> β<!-- β --> ， β<!-- β --> 越大， B V C E O 越小。

等效电路模型	
埃伯斯-摩尔模型	<ul style="list-style-type: none">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。

<div><div><div><div><div><div></div></div></div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div></div></div> <div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div>

● 参数含义与等效电路：	
 α<!-- α --> F , α<!-- α --> R 等效电路	正向/反向共基极电流增益；一般 α<!-- α --> F ≲<!-- ≲ --> 1 , α<!-- α --> R ≪<!-- ≪ --> α<!-- α --> F <div>包含两个指数型二极管（代表 I F , I R ）和两个受控电流源（ α<!-- α --> F I F , α<!-- α --> R I R ），直观反映发射/集电结耦合与少子输运</div>
● 互惠关系：	
公式作用	 α<!-- α --> R I C S = α<!-- α --> F I E S α<!-- α --> F , α<!-- α --> R , I E S , I C S 互相关联，遇到缺失参数可用此关系求解

**混合

π
 模型**

- 定义：**混合

π
 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，真正控制集电极电流的是内部结电压 $V_{b'e'}$
	<p>r_b 基区体电阻：来源于基极接触到有源基区的半导体电阻，影响高频及边缘电流分布</p> <p>r_{π} 发射结动态电阻（输入电阻）：$r_{\pi} = (\partial I_B / \partial V_{b'e'})^{-1}$，与跨导和放大倍数相关，常用近似 $r_{\pi} \approx \beta / g_m$</p> <p>$C_{\pi}$ 发射结电容：以扩散电容为主（正偏发射结的少数载流子主导器件的截止频率 f_T）</p> <p>C_{μ} 集电结势垒电容（反结电容），连接 B' 与 C，产生密勒效应，使输入等效电容增大（约 $C_{\pi} + C_{\mu}(1 + A_{vB})$），严重影响高频增益</p> <p>$C_{ob}$ 跨导：受控电流源系数，$i_C = g_m V_{b'e'}$，常用近似 $g_m \approx I_C / V_T$</p> <p>r_o 输出电阻：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</p>

频率上限	<ul style="list-style-type: none">信号延迟时间的构成：
总延时	 τ<!-- τ --> e c = τ<!-- τ --> e + τ<!-- τ --> b + τ<!-- τ --> d + τ<!-- τ --> c ，表示载流子 从发射极到集电极的总耗时 ， τ<!-- τ --> e c 越短器件速度越好

● 发射结充电时间 τ<!-- τ --> e ：	
定义	发射结在正偏时呈现电容特性（主要为扩散电容 C π<!-- π --> / 势垒电容 C j e 及寄生电容 C p ），信号变化时需先为这些电容充电
公式	 τ<!-- τ --> e = r ′<!-- ′ --> e (C j e + C p) , 其中 r ′<!-- ′ --> e = k T e I E ，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 τ<!-- τ --> 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
公式	 τ<!-- τ --> b = x B 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 τ<!-- τ --> 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
公式	 τ<!-- τ --> d = x d c v s ， v s 为饱和漂移速度

● 集电结充电时间 τ<!-- τ --> c ：	
定义	集电结的电阻与结电容（ C μ<!-- μ --> 等）构成的 RC 常数
公式	 τ<!-- τ --> c = r c (C μ<!-- μ --> + C s)
要点	含反馈电容 C μ<!-- μ --> （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。

<div><div><div><div><div><div></div></div></div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div></div></div> <div><div><div><div></div><div></div></div></div><div><div><div></div></div></div></div>

为

|
β
|
=

β
0

/

2

 时的频率。

f

β

≈

f

T

，故

f

β

≪

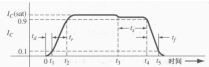
f

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**。

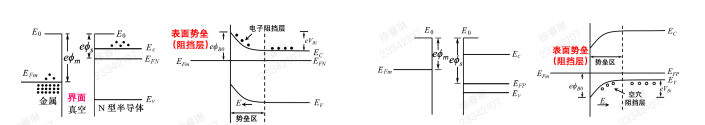
开过程（Turn-on）	关过程（Turn-off）
核心	核心
延迟时间 t d 	存储时间 t s
上升时间 t r 	下降时间 t f
稳态	结论
公式	公式



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:		非整流接触:	
定义特性命名	在半导体表面形成了表面势垒,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 。	定义特性命名	在界面处形成了 反阻挡层 ,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 ϕ 金属功函数 ϕ_m 半导体功函数 ϕ_s 电子亲和能 χ 能量关系		电子从 E_F 逸出到真空能级 E_0 所需最小能量。 $e\phi_m = E_0 - (E_F)_m$ $e\phi_s = E_0 - (E_F)_s$ 导电带 E_C 电子逸出到真空能级 E_0 所需能量。 $e\phi_s = \chi + \phi_n$, 其中 ϕ_n 是 费米能级到导带的能量差 。 是固有属性, ϕ_s 会随掺杂改变 (因为费米能级会因掺杂浓度变化)
金属	半导体(N型)	金属	半导体(N型)



N 型肖特基接触 ($\phi_m > \phi_s$)	P 型肖特基接触 ($\phi_s > \phi_m$)
初始条件 物理过程 电荷分布 能带弯曲 势垒形成 平衡状态	初始条件 物理过程 电荷分布 能带弯曲 势垒形成 平衡状态
$\phi_m > \phi_s \implies E_{Fm} < E_{Fn}$ 电子自发从 N 型半导体流向金属 半导体侧施主失去电子带正电, 形成 耗尽层 ; 金属侧带负电 表面 n_s 降低, 由 $n = N_c \exp[-(E_c - E_F)/kT]$ 知 E_c 向上 弯曲 形成表面势垒 $e\phi_{B0}$ (阻挡层), 阻碍电子进入金属 热平衡建立, 系统费米能级 E_F 处处拉平	$\phi_s > \phi_m \implies E_{Fm} > E_{Fp}$ 电子从金属流向半导体 (空穴从 P 型流向金属) 半导体侧受主得到电子带负电, 形成 耗尽层 ; 金属侧带正电 表面 p_s 降低, 能带 (E_c, E_v) 向下 弯曲 形成表面势垒 $e\phi_{B0}$ (阻挡层), 阻碍空穴进入金属 热平衡建立, 系统费米能级 E_F 处处拉平

施加偏压 (以 N 型接触为例):



正向偏压 (Metal +, Semi -)	反向偏压 (Metal -, Semi +)
势垒变化 物理过程 电流特性	势垒变化 物理过程 电流特性
外加电压 U 抵消内建电势, 势垒降低为 $e(V_{bi} - U)$ 电子易于越过势垒从半导体流向金属 产生巨大的正向电流	外加电压 U 叠加在内建电势上, 势垒增加为 $e(V_{bi} + U)$ 半导体侧电子无法越过更高的势垒 金属侧电子受限于固定势垒 $e\phi_{B0}$, 电流极小, 反向截止

N 型计算	P 型计算
费米势 肖特基势垒 内建电势	费米势 肖特基势垒 内建电势
$\phi_n = V_t \ln(\frac{N_c}{N_d})$ $e\phi_{B0} = e\phi_m - \chi$ $V_{bi} = \phi_m - \phi_s = \phi_{B0} - \phi_n$	$\phi_p = V_t \ln(\frac{N_v}{N_a})$ $e\phi_{B0} = E_g - (e\phi_m - \chi)$ $V_{bi} = \phi_s - \phi_m = \phi_{B0} - \phi_p$

通用特性 (N 代表 N_d 或 N_a)
参数说明 耗尽层宽度 最大电场 势垒电容 $C-V$ 特性
ϕ_{B0} 一般题干直接给值, 否则按上表计算。 $W(x_n) = \left[\frac{2\epsilon(V_{bi} + V_R)}{eN} \right]^{1/2}$ (与单突变结一致), 其中 V_R 为外加反向偏压。 $E_{max} = \frac{eNW}{\epsilon}$ $C = A \frac{\epsilon}{W} = A \left[\frac{e\epsilon N}{2(V_{bi} + V_R)} \right]^{1/2}$ $\frac{1}{C^2} = \frac{2}{e\epsilon NA^2} (V_R + V_{bi})$, 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 $q\phi_B$ 随偏压几乎不变。
- **肖特基效应 (镜像力降低)**:

和重物一样, 靠近金属的电荷会感应出镜像电荷, 引入负电势能项 $-\frac{1}{16\pi\epsilon_s x}$, 与电场叠加。

势垒降低 $\Delta\phi = \sqrt{\frac{eE}{4\pi\epsilon_s}}$

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

电流-电压关系 ● **热电子发射理论**:

适用范围
核心假设

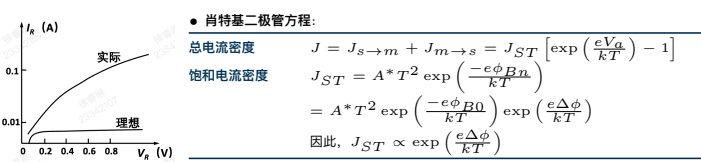
描述肖特基接触电流传输的主流模型 (适用于 Si, GaAs 等高迁移率半导体)。只有**能量足够高** ($E > E_F + e\phi_{Bn}$) ($\phi_{Bn} = \phi_{B0} - \Delta\phi$, 是修正后的肖特基势垒) 的“热电子”才能从半导体进入金属, 电流的大小取决于单位时间内能够“跳过”势垒高度的电子数量。

● 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 。 $J_{S \rightarrow m} = A^* T^2 \exp\left(\frac{-e\phi_{Bn}}{kT}\right) \exp\left(\frac{eV_a}{kT}\right)$
$J_{m \rightarrow s}$	金属 \rightarrow 半导体: 电子需克服势垒 $e\phi_{B0}$ 。势垒固定, 此分量视为 常数 (反向饱和电流)。 $J_{m \rightarrow s} = -A^* T^2 \exp\left(\frac{-e\phi_{Bn}}{kT}\right)$

● **有效理查森常数 A^*** :

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

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

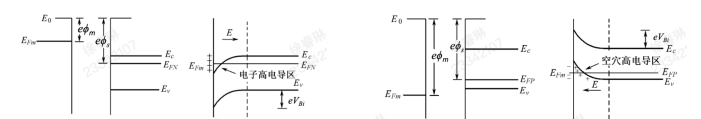


肖特基二极管与 PN 结对比 从电流运输机制和数量级两个维度, 对比了两种二极管的特性

肖特基二极管 (SBD)	PN 结二极管
载流子类型 电流机制 反向电流 导通电压 开关速度 应用	少数器件 载流子类型 电流机制 反向电流 导通电压 开关速度 应用
多数器件 热电子发射理论 J_{ST} 较大, 随电压增加而增加 (非饱和) 低 (约 0.3 V) 极快, 无少数子存储效应, 仅受 RC 限制 高频检波、高速开关、肖特基相位	J_S 极小, 具有良好的饱和特性 高 (约 0.7 V) 较慢, 存在 电荷存储效应 和反向恢复时间 整流、稳压、一般逻辑电路

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 接触形成耗尽层阻挡作用, 而此处形成积累层, 电导率极高, 不仅不阻挡电流反而比体内更利于导电, 故称“反”阻挡层。



N 型 ($\phi_m < \phi_s$)	P 型 ($\phi_m > \phi_s$)
形成条件 载流子运输 弯曲 表面	形成条件 载流子运输 弯曲 表面
$E_{Fm} > E_{Fn}$ 电子 $M \rightarrow S$ 能带 向下 弯曲 积累层 ($n_s \gg n_0$)	$E_{Fm} < E_{Fp}$ 空穴 $M \rightarrow S$ 能带 向上 弯曲 积累层 ($p_s \gg p_0$)

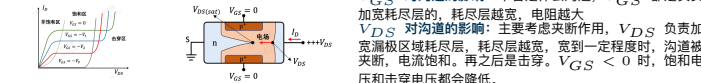
- **结论**: 只要接触使半导体表面的**多数载流子浓度增加** (形成积累层), 就能实现欧姆接触。
- **施加偏压能带图**: 高电势一侧能带**向下**弯曲, 低电势一侧能带**向上**弯曲。



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值使沟道处于耗尽状态, 达到晶体管关断。分为 **pn 结管**和 **MES 管**。



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

高输入阻抗 $r_{in} \gg r_{in}(BJT)$ (电压控制)

强抗辐射 多子器件 \rightarrow 不受少数子寿命 τ 影响

器件特性

pnJFET	P 沟道 JFET
N 沟道 JFET	
$V_{P0} = \frac{e a^2 N_d}{2\epsilon_s}$	$V_P = V_{P0} = \frac{e a^2 N_a}{2\epsilon_s}$
$V_{bi} - V_{P0}$	$V_P = V_{P0} - V_{bi}$
$h = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(V_{bi} - V_{GS})}{eN_d}}$	$h = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(V_{bi} + V_{GS})}{eN_a}}$
$V_{sat} = V_{P0} - (V_{bi} - V_{SG})$	$V_{sat} = V_{P0} - (V_{bi} + V_{SG})$
关断电流 (栅极零偏且内建电势忽略时的理论最大漏极电流): $I_{P1} = \frac{\mu_n(eN_d)^2 W a^3}{6\epsilon_s L}$	
漏源电流 : $I_{D1} = I_{P1} \left[3 \frac{V_{DS}}{V_{P0}} - 2 \left(\frac{V_{DS} + V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{3/2} + 2 \left(\frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{3/2} \right]$	
沟道电导 : $g_d = \frac{3I_{P1}}{V_{P0}} \left[1 - \left(\frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{1/2} \right]$	
最大电导 : $G_{01} = \frac{3I_{P1}}{V_{P0}}$	
饱和电导 : $I_{D1}(sat) = I_{P1} \left[1 - 3 \frac{(V_{bi} - V_{GS})}{V_{P0}} \times \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{P0}}} \right) \right]$	
● L-V 的平方律近似 (最常考) : 近似条件: $(V_{GS} - V_T) \ll V_{P0}$, 此时形式与 MOSFET 完全对称	

导数参数 $k_n = \frac{\mu_n \epsilon_s W}{2aL}$

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

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

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

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

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

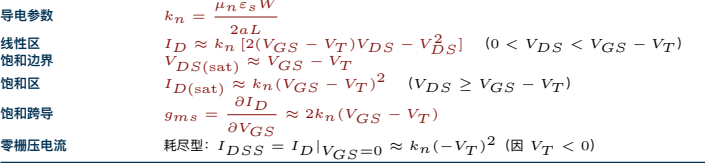
非理想因素

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, 若继续增大漏极电压 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, 栅漏 PN 结反向偏置增大 \Rightarrow 漏端耗尽区沿沟道方向扩展。

结果 电中性导电沟道的**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**:

$V_{DS}(sat) > \Delta L$ (原理对所有导电情况适用)。

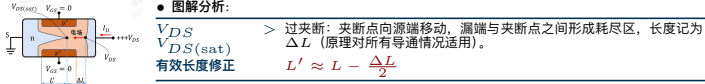
有效长度修正 $L' \approx L - \frac{\Delta L}{2}$

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, 若继续增大漏极电压 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, 栅漏 PN 结反向偏置增大 \Rightarrow 漏端耗尽区沿沟道方向扩展。

结果 电中性导电沟道的**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**:

$V_{DS}(sat) > \Delta L$ (原理对所有导电情况适用)。

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

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, 若继续增大漏极电压 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, 栅漏 PN 结反向偏置增大 \Rightarrow 漏端耗尽区沿沟道方向扩展。

结果 电中性导电沟道的**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。

● **修正因子**:

理想关系 理想夹断电流 I_{P1} (即 $I_{D1}(sat)$ /饱和电流) 分母含 L , 因此电流与沟道长度成反比: $I \propto \frac{1}{L}$ 。

电流修正 $I'_{D1} = I_{D1} \cdot \frac{L}{L - \frac{\Delta L}{2}}$, 验证“长度越短, 电流越大”。

耗尽区延伸量 ΔL $\Delta L \approx \left[\frac{2\epsilon_s(V_{DS} - V_{DS}(sat))}{eN_d} \right]^{1/2}$, 来源于 PN 结耗尽层宽度公式。 $\Delta L \propto \sqrt{V_{DS} - V_{DS}(sat)}$, 即 V_{DS} 超过饱和电压越多, 延伸越长。

● **最终修正方程**: $I'_{D1}(sat) = I_{D1}(sat)(1 + \lambda V_{DS})$ 。

其中 $I_{D1}(sat)$ 为理想饱和电流; λ 为沟道长度调制系数

● **小信号输出阻抗 r_{ds}** : $r_{ds} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_{D1}} \approx \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{D1}}$ 。

理想情况下饱和区 $\Delta I_D = 0$, 故 $r_{ds} \rightarrow \infty$; 考虑沟道长度调制后 $\Delta I_D \neq 0$, r_{ds} 为有限值。

速度饱和 原理同上,

等效电路和频率限制 物理来源

两个主要限制因素	沟道输运时间 (Channel transit time) 与电容充电时间 (Capacitor charging time)
沟道输运时间	$\tau_t = L/v_{sat}$; 例如 $L = 1\mu m = 10^{-4} cm$, $v_{sat} = 1 \times 10^7 cm/s \Rightarrow \tau_t = 10^{-11} s = 10 ps$, 仅在极高频器件中成为瓶颈
电容充电时间	通常为主导限制——由栅极寄生电容 C_{gs}, C_{gd} 决定, 随频率升高位移电流增大, 降低有效增益

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_i = I_{ds}/I_i = 1$, 器件失去放大能力
由此得出	$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gd} + C_{gs})} = \frac{g_m}{2\pi C_G}$
最大 f_T 与器件物理参数	
跨导与电容的近似表达式	$g_{m(\max)} \approx \frac{e\mu_n N_d W a}{L}, \quad C_G \approx \frac{\varepsilon_s W L}{a}$
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）**，标志了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：

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

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 ϕ_b 数值中处于支配地位**，势垒高度基本上与两的影响
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 由于金属中电子浓度极高，空间电荷区极薄，电势连续性决定了加偏压时肖特基势垒能带图中
图中 $q\phi_b$ 几乎不变的原 $q\phi_b$ 几乎不变。
肖特基势垒二极管与 PN 结二极管的区别 **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：
(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远低于 PN 结，适合箝位和限幅应用；
(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}cm^{-3} 或更高)，空间电荷层宽度极薄，载流子可**隧道穿透**而
为何可形成欧姆接触 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 前面有

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 这三个图前面都有

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 可。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。

带图

附录 B 习题整理-02

从此开始完全整理 Neaman 和孟庆巨老师的教材/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 **载流子的统计分布** 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 ρ 与 σ 的互逆关系及电导率公式。
- **解答:**

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

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

- **5-6:** $T = 300\text{K}$ 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) $N_d = 0$, $N_a = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$

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

$$n_0 = \frac{n_i^2}{p_0} = 3.24 \times 10^{-4} \text{ cm}^{-3}$$

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

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