

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 结果 E_g 变窄	机制 掺杂浓度增加 → 能带变窄效应 结果 影响能带结构	定义 价电子吸收热能跃迁至导带 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
化学能级 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 漂移速度 $v_d = \mu E$ ，其中 μ 为迁移率 漂移电流密度 $J_{drift} = nq\mu_n E + pq\mu_p E$	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 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 ● 饱和速度 v_{sat} ：强电场下漂移速度趋于上限	● 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

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 特点 发光（GaAs 等直接带隙）	机制 通过复合中心（杂质、缺陷） 特点 Si、Ge 等间接带隙半导体	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 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 类型 渐变结、线性渐变结 特点 浓度随深度 x 逐渐变化	过程 金属杂质熔解后重结晶 类型 突变结（理想模型） 特点 在 x_j 处浓度阶跃突变	过程 高能离子束轰击半导体 类型 高斯分布 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^- 。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）
- 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 ，扩散密度 J_{diff} 与漂移密度 J_{drift} 大小相等、方向相反， $J_{total} = 0$ ，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 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 低掺杂侧耗尽宽度 。
内建电场 $E(x)$ ：单边突变结自动 消除高掺杂侧量 。	P 侧宽度 $x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \frac{N_D}{N_a(N_a + N_D)}}$ N 侧宽度 $x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \frac{N_A}{N_D(N_a + N_D)}}$ 总宽度 $W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \frac{N_a + N_d}{N_a N_d}}$
P 区耗尽层 $E(x) = \frac{-eN_A}{2\epsilon_s} (x + x_p)$ N 区耗尽层 $E(x) = \frac{-eN_D}{2\epsilon_s} (x_n - x)$ 积分可得 $V_{bi} = \frac{e}{2\epsilon_s} (N_D x_n^2 + N_A x_p^2)$ 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 $n_p(-x_p) = n_{p0} \exp(\frac{eV_a}{kT})$ $p_n(x_n) = p_{n0} \exp(-\frac{eV_a}{kT})$	PN 结反偏 少子分布如图所示：
载流子浓度分布图	载流子浓度分布图

- 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 $J = J_{rec} + J_D$
电流较小时以复合为主，电流较大时以扩散为主。
● 通用表达式（修正后）： $I = I_s [\exp(\frac{eV_a}{kT}) - 1]$
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	$g_d = \frac{(I_{p0} + I_{n0})}{V_t} = \frac{I_D Q}{V_t \tau}$	
扩散电容	$C_d = \frac{1}{2V_t} (I_{p0} \tau_{p0} + I_{n0} \tau_{n0})$	

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

The graph shows the current I versus time t during the switching process of a diode. The horizontal axis is time t , and the vertical axis is current I . The graph is divided into three regions:

- Forward Conduction ($t < t_0$):** The current is constant at I_F . The voltage is $U_1 = U_F - U_{D0}$.
- Switching Instant ($t = t_0$):** The current drops to I_R . The voltage drops to U_2/R .
- Storage Time (t_s):** The current remains at I_R for a duration t_s . The voltage remains at U_2/R .
- Reverse Recovery Time (t_{rr}):** The total time from t_0 to t_{rr} is the reverse recovery time, which is the sum of the storage time t_s and the decay time t_f .


● **衰减时间 t_f ：**电流从 I_R 降至 $0.1I_R$ ，耗尽层建立，恢复高阻

● **恢复时间：** $t_{rr} = t_f + t_s$ ，让输出伴有延迟，决定了工作频率。

● 全流程详解： 正向导通 (1) 积累大量少子，形成贮存电荷 Q 反偏施加 (1→2) 边界少子浓度瞬间下降但仍高于 p_{n0} ，扩散梯度维持“导通”特征，外部电压恒定为 I_R ，耗尽层开始建立 t_s 结束 (2) 边界处载流子抽干，耗尽层已建立，深层残余电荷靠扩散/复合消失，电流从 I_R 逐渐降至 0 t_{rr} 影响因素 贮存电荷量 Q 越大 t_{rr} 越长；抽取速度 $I_R = U_2/R$ 越大 t_{rr} 越短	
---	--

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 $I_D \downarrow \Rightarrow V_a \downarrow \Rightarrow n_{p0} e^{eV_a/kT} \downarrow$ 结果 注入少子浓度降低， 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 $I_R \uparrow \Rightarrow t_{rr} \downarrow$	摸金工艺 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 $t_{rr} \approx 0.9\tau$ ；渐变结 $t_{rr} \approx 0.5\tau$		

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 。				
					
<ul style="list-style-type: none">● 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：在栅极施加更大正电压，使表面形成耗尽层，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 $\phi_{fp} = V_t \ln(\frac{N_a}{n_i})$ 表面势 ϕ_s ，体内到表面的势垒 耗尽层宽度 $x_d = (\frac{2\epsilon_s \phi_s}{eN_a})^{1/2}$	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 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 $n_{st} = n_i \exp(\frac{\phi_{fp}}{V_t})$ 功函数差 $\phi_{ms} = \phi'_m - (X' + \frac{E_g}{2e} + \phi_{fp})$	反型临界表面电荷浓度 $p_{st} = n_i \exp(\frac{\phi_{fn}}{V_t})$ 功函数差 $\phi_{ms} = \phi'_m - (X' + \frac{E_g}{2e} - \phi_{fn})$
n^+ 多晶硅 $\phi_{ms} = -(\frac{E_g}{2e} + \phi_{fp})$ p^+ 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 $\phi_{ms} = -(\frac{E_g}{2e} + \phi_{fn})$

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

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
图形	积累区 $C_{acc} = C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$ 平带区 $C_{FB} = \frac{t_{ox} + \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_s} \sqrt{V_t \frac{\epsilon_s}{eN_a}}}{C_{ox}}$ 耗尽区 $C_{depl} = \frac{1 + C_{ox}/C_{SD}}{C_{ox}}$ 最小电容 $C_{min} = \frac{t_{ox} + (\epsilon_{ox}/\epsilon_s)x_d T}{C_{ox}}$
● 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

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

- 普通公式： $I_D = \frac{W\mu_n(L)C_{ox}}{2} [(V_{GS}(SG) - V_{TN}(|V_{TP}|))V_{DS}(SD) - \frac{V_{DS}^2(SD)}{2}]$
- 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 $I_x = W|Q'_n|\mu_n dV_x/dx$ 沿通道积分 $\int_0^L I_D dx = \int_0^{V_{DS}} W\mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T - V_x) dV_x$ 得 $I_D = \frac{W\mu_n L C_{ox}}{2} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$ （适用条件： $V_{GS} \geq V_T, 0 < V_{DS} < V_{D(sat)}$ ）。

- 理想情况下, **集电结边界的少子的浓度为零**, 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**。

参数说明	ϕ_{B0} 一般题干直接给值，否则按上表计算。
耗尽层宽度	$W(x_n) = \left[\frac{2\epsilon(V_{bi} + V_R)}{eN} \right]^{1/2}$ (与单边突变结一致)，其中 V_R 为外加反向偏压。
最大电场	$E_{max} = \frac{eNW}{\epsilon}$
势垒电容	$C = A \frac{\epsilon}{W} = A \left[\frac{e\epsilon N}{2(V_{bi} + V_R)} \right]^{1/2}$
$C - V$ 特性	$\frac{1}{C^2} = \frac{2}{e\epsilon NA^2} (V_R + V_{bi})$ ，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。

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 $\phi_m - \chi_o$ 。

● **肖特基效应（镜像力降低）**：

势垒修正	和大物一样，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。	表面态	禁带中由缺陷等引起的能级。施主型（失电子正电）、受主型（得电子负电）。 $E_F < \phi_0$ 呈正电， $E_F > \phi_0$ 呈负电。若 D_{it} 很大，表面态储存大量电荷，使 E_F 被“钉扎”在 ϕ_0 附近，势垒高度几乎与 ϕ_m 无关。就是一个经验值了。
势垒降低	$\Delta\phi = \sqrt{\frac{eE}{4\pi\epsilon_s}}$	中性能级物理机制	
总势能最高点	$x_m = \sqrt{\frac{e}{16\pi\epsilon_s E}}$		

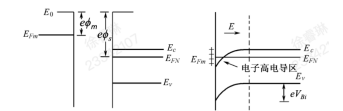
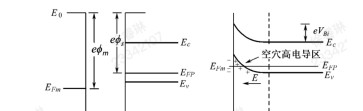
电流-电压关系	● 热电子发射理论 ：
适用范围	描述肖特基接触电流传输的主流模型（适用于 Si, GaAs 等高迁移率半导体）。
核心假设	只有 能量足够高 ($E > E_F + e\phi_{Bn}$) ($\phi_{Bn} = \phi_{B0} - \Delta\phi$, 是修正后的肖特基势垒) 的“热电子”才能从半导体进入金属，电流的大小取决于单位时间内能够“跳过”势垒高度的电子数量。
● 电流分量分析 ：	
$J_S \rightarrow m$	半导体 \rightarrow 金属：电子需克服势垒 $e(V_{bi} - V_a)$ 。正偏时势垒降低， 电流指数级增加 。 $J_{S \rightarrow m} = A^* T^2 \exp\left(\frac{-e\phi_{Bn}}{kT}\right) \exp\left(\frac{eV_a}{kT}\right)$
$J_m \rightarrow s$	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	$A^* = \frac{4\pi em_n^* k^2}{h^3}$
物理意义	在理查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。
● 肖特基二极管方程 ：	
总电流密度	$J = J_{S \rightarrow m} + J_{m \rightarrow s} = J_{ST} \left[\exp\left(\frac{eV_a}{kT}\right) - 1 \right]$
饱和电流密度	$J_{ST} = A^* T^2 \exp\left(\frac{-e\phi_{Bn}}{kT}\right)$ $= A^* T^2 \exp\left(\frac{-e\phi_{B0}}{kT}\right) \exp\left(\frac{\epsilon\Delta\phi}{kT}\right)$ 因此， $J_{ST} \propto \exp\left(\frac{\epsilon\Delta\phi}{kT}\right)$

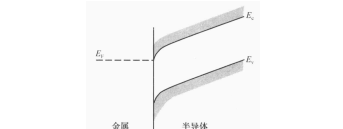
肖特基二极管与 PN 结对比	从电流输运机制和数量级两个维度，对比了两种二极管的特性
肖特基二极管（SBD）	PN 结二极管
载流子类型	多子器件
电流机制	热电子发射理论
反向电流	J_{ST} 较大，随电压增加而增加（非饱和）
导通电压	低（约 0.3 V）
开关速度	极快 ，无少子存储效应，仅受 RC 限制
应用	高频检波、高速开关、肖特基箝位

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	$E_{Fm} > E_{FP}$
载流子输运	电子 $M \rightarrow S$
弯曲	能带 向下 弯曲
表面	积累层 ($n_s \gg n_0$)

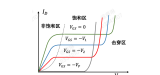
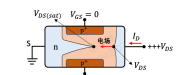
- **结论**：只要接触使半导体表面的**多数载流子浓度增加**（形成积累层），就能实现欧姆接触。
- **施加偏压能带图**：高电势一侧能带**向下**弯曲，低电势一侧能带**向上**弯曲。

	
金属	半导体
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**。

	
对沟道的影响 ：不管是什么沟道， V_{GS} 都是负责加宽耗尽层的，耗尽层越宽，电阻越大	对沟道的影响 ：主要考虑夹断作用， V_{DS} 负责加宽漏极区域耗尽层，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。

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 τ 影响

器件特性	MESFET
pnJFET	N 沟道 JFET
$V_{P0} = \frac{ea^2 N_d}{2\epsilon_s}$	$V_P = \frac{ea^2 N_a}{2\epsilon_s}$
$V_{bi} - V_{P0}$	$V_P = V_{P0} - V_{bi}$
$h = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(V_{bi} - V_{GS})}{eN_d}}$	$h = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(V_{bi} + V_{GS})}{eN_a}}$
$V_{sat} = V_{P0} - (V_{bi} - V_{SG})$	$V_{P0} = V_{P0} - (V_{bi} + V_{SG})$
夹断电流 （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: $G_{01} = \frac{3I_{P1}}{V_{p0}}$

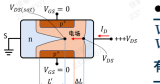
饱和电流:

$I_{D1(sat)} = I_{P1} \left[1 - 3 \left(\frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{p0}} \right) \times \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_{p0}}} \right) \right]$

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。 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。
物理过程	展中性半导体沟道的 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。
结果	

	图解分析 ： $\frac{V_{DS}}{V_{DS(sat)}} > 1$ 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 ΔL （原理对所有有导通情况适用）。 有效长度修正 $L' \approx L - \frac{\Delta L}{2}$
---	---

电流方程修正	
● L' 变短 $\Rightarrow I_D$ 增加： 沟道纵向电阻满足 $R \propto \frac{\text{Length}}{\text{Area}}$ ，当有效沟道长度 L' 变短时，沟道电阻减小，因此在相同电场驱动下，漏极电流 I_D 相比理想情况（长度为 L ）会略有增加。	
● 修正因子 ：	
理想关系	理想夹断电流 I_{P1} （即 I_{DSS} /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。

等效电路和频率限制

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

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