

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 E_g 变窄	机制	掺杂浓度增加 → 能带变窄效应	定义	价电子吸收热能跃迁至导带
结果		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
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

漂移运动	扩散运动
定义	定义
载流子在电场作用下的定向运动	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	
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， $np \neq n_i^2$ $\Delta n = n - n_0$ ， $\Delta p = p - p_0$ 。 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：		间接复合		俄歇复合	
直接复合					
机制	电子直接跃迁至价带	机制	通过复合中心（杂质、缺陷）	机制	能量转移给第三个载流子
特点	发光（GaAs 等直接带隙）	特点	Si、Ge 等间接带隙半导体	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	$n = n_i e^{(E_{Fn} - E_i)/kT}$ ， $p = n_i e^{(E_i - E_{Fp})/kT}$ $E_{Fn} = E_{Fp} = E_F$ ， $np = n_i^2$
载流子浓度	
平衡态极限	

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	金属杂质溶解后重结晶	过程	高能离子束轰击半导体
缓变结、线性缓变结	缓变结、线性缓变结	突变结（理想模型）	突变结（理想模型）	过程	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^- 。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：**

内建电场	空间电荷区分离正负电荷，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

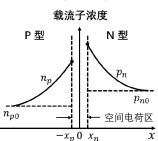
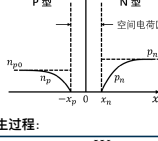
- **电中性条件：** $N_A x_p = N_D x_n$ ，**耗尽层展宽与掺杂浓度成反比**

内建电场 $E(x)$ ：单步突变结自动**消除高掺杂侧量**。

P 区耗尽层	$E(x) = \frac{-eN_A}{\epsilon_s} (x + x_p)$	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	$E(x) = \frac{-eN_D}{\epsilon_s} (x_n - x)$	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	$V_{bi} = \frac{e}{2\epsilon_s} (N_D x_n^2 + N_A x_p^2)$	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	$n_p(-x_p) = n_{p0} \exp\left(\frac{eV_a}{kT}\right)$	PN 结反偏	少子分布如图所示：
$p_n(x_n) = p_{n0} \exp\left(\frac{eV_a}{kT}\right)$			
			

- **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** | $J_{rec} = \frac{eW n_i}{2\tau_0} \exp\left(\frac{eV_a}{2kT}\right)$ |
| **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）：** $I = I_s \left[\exp\left(\frac{eV_a}{kT}\right) - 1 \right]$ | |
| **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： $C_T' = \frac{\epsilon_s}{x_j}$	扩散电容	$C_D = \frac{e^2}{kT} (L_p p_{n0} + L_n n_{p0}) \exp\left(\frac{eV}{kT}\right)$
● 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

正向导通 ($t < t_0$)	切换瞬间 ($t = t_0$)	贮存时间 t_s
物理 电流为正向偏置电 跳变 贮存电荷使 PN 结 物理 电流保持 I_R 不过 流，电压几乎全部 过程 仍呈现低阻， $I_R \approx$ 过程 变，反向电压持续抽		取贮存电荷
	I_R 降至 0	

- **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
t_s 结束 (2)	边界浓度降至 p_{n0} ，耗尽层开始建立
t_f (2→4)	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

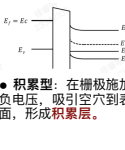
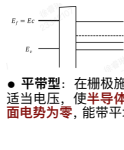
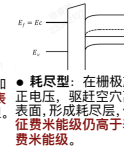
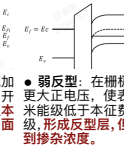
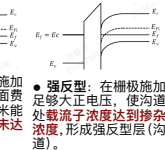
- **提高开关速度的措施** ● 途径一：减小贮存电荷 Q ：

减小正向电流 I_D	降低少子寿命 τ
原理 $I_D \downarrow \Rightarrow V_a \downarrow \Rightarrow n_{p0} e^{eV_a/kT} \downarrow$	原理 $\tau \downarrow \Rightarrow L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \downarrow$
结果 注入少子浓度降低, Q 减小	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	摸金工艺
方法 使 $I_R = (U_2 - V)/R$ 增大	机制 Au 在禁带中引入深能级复合中心
效果 $I_R \uparrow \Rightarrow t_{rr} \downarrow$	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**。

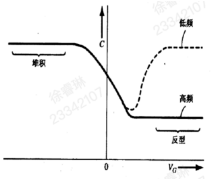
				
● 积累型： 在栅极施加负电压，吸引空穴到表面，形成 积累层 。	● 平带型： 在栅极施加适当电压，使半导体表面 电势为零 ，能带平坦。	● 耗尽型： 在栅极施加更大正电压，使表面形成耗尽层，但 本征费米能级仍高于表面费米能级 。	● 弱反型： 在栅极施加更大正电压，使表面能级低于本征费米能级，形成 反型层 ，但未 达到掺杂浓度 。	● 强反型： 在栅极施加足够大正电压，使沟道 处载流子浓度达到掺杂浓度 ，形成强反型层（沟道）。

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

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	$V_{FB} = \phi_{ms} - \frac{Q'_{ss}}{C_{ox}}$
最大耗尽电荷密度	$ Q'_{SD}(\text{max}) = eN_a x_d T$	最大耗尽电荷密度	$ Q'_{SD}(\text{max}) = eN_d x_d T$
阈值电压	$V_{TN} = \frac{ Q'_{SD}(\text{max}) }{C_{ox}} - \frac{Q'_{ss}}{C_{ox}} + \phi_{ms} + 2\phi_{fp}$	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 $C_{FB} = \frac{t_{ox} + \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_s} \sqrt{V_t \frac{\epsilon_s}{eN_a}}}{t_{ox} + \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_s} \sqrt{V_t \frac{\epsilon_s}{eN_a}}}$
	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

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： $V_{GS} \geq V_T, 0 < V_{DS} < V_{D(sat)}$ ）。

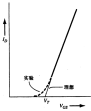
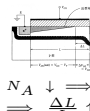
● **PMOS 转换说明**: 对于 P 型衬底 PMOS: (1) 将电压符号改为 V_{SG}, V_{SD} , 阈值电压改为 $|V_{TP}|$; (2) 迁移率 $\mu_n \rightarrow \mu_p$; (3) 反型电荷为空穴 Q'_p ; (4) 电流方向从源极到漏极, 公式形式不变: $I_D = \frac{W\mu_p C_{ox}}{L} [(V_{SG} - |V_{TP}|)V_{SD} - \frac{1}{2} V_{SD}^2]$ 。
截止频率 截止频率 f_T 是电流增益为 1 时的频率, $f_T = \frac{gm}{2\pi(C_{gsT}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

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

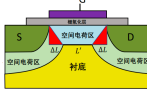
第四章 MOSFET 深入

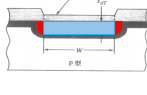
非理想效应 这里的图也需要记一记, 可能没有那么多空来画。

亚阈值效应 ● 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。 	沟道长度调制 ● 定义: 饱和区, 过标的电压 $V_{DS} - V_{DS(sat)}$ 会导致夹断点向源极方向移动。  $V_{DS} \uparrow \Rightarrow \Delta V_{DS} \uparrow \Rightarrow \Delta L \uparrow \Rightarrow L' = L - \Delta L \downarrow \Rightarrow I_D \uparrow$ $I_D' = \frac{L}{L - \Delta L} I_D(sat)$ $N_A \downarrow \Rightarrow x_d \uparrow \Rightarrow \Delta L \uparrow \Rightarrow L \downarrow \Rightarrow \frac{\Delta L}{L} \uparrow \Rightarrow$ 沟调效应增强 抑制方法: $N_A \uparrow$ 或 $L \uparrow$ ● 定义: 迁移率变化 $V_{GS} \uparrow \Rightarrow E_{纵} \uparrow \Rightarrow$ 载流子靠近界面 \Rightarrow 表面散射增强 $\Rightarrow \mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta[V_{GS} - V_T(x)]}$ 弹道输运 ● 定义: 由于 沟道长度非常短 ($L < \lambda$ 散射平均自由程), 载流子在沟道内几乎没有散射, 直接从源极到达漏极, 速度极快 (主要出现在先进制程的短沟道器件中)
---	---

● **I-V 特性影响**: $I_D(sub) \propto \left[\exp\left(\frac{eV_{GS}}{kT}\right) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{eV_{DS}}{kT}\right)\right] \right]$, 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) $f_T = \frac{v_{sat}}{2\pi L}$

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 $W', L', t'_{ox}, x'_D = kW, kL, k t_{ox}, kx_D$ $V'_{DS}, V'_{GS}, V'_T = kV_{DS}, kV_{GS}, kV_T$ ● 掺杂调整: $N'_A = N_A/k$ ● 功率: $P' = k^2 P$ ● 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 $\phi_{fp} = V_t \ln(n_i/n_i) \approx \text{const}, \phi_{ms} \approx \text{const}$ 实际 $V'_T \approx V_T \neq kV_T$ 后果 $V_{DD} \downarrow \Rightarrow (V_{GS} - V_T) \downarrow \Rightarrow I_D, f_T \downarrow$

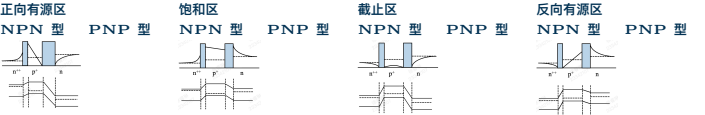
恒压按比例缩小 尺寸缩小: L, W 缩小 (按 k)。电压不变: V_{DD} 保持。● 后果: 电场增强: $E = V/L$ 。 V 不变, L 减小 $\rightarrow E$ 剧增 (温度升高, 乃至于击穿器件)
阈值电压修正
短沟道效应 源和漏的 N+ 掺杂, 与 P 型衬底之间会形成耗尽区。源和漏的电场会“协助”耗尽区两端的区域, 使栅极需要耗尽的一部分电荷被源和漏分担了, 受栅极控制的**耗尽层形状成为梯形** (即 L' 的区域)。


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, 栅极要带剩余的硅区反型, 就需要施加更高的栅电压。因此, 阈值电压增大。


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 $|Q'_{SD(max)}|$
 $V_T = V_{T0} \pm \frac{eD_{ox}}{C_{ox}} \cdot$ + 为同性掺杂 - 为异性掺杂

第五章 双极型晶体管

工作原理 少子分布、能带图:



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**。
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, 降低发射结势垒, 使发射区的高浓度多子 (NPN 是电子) 能够顺利注入到基区。
● 集电结反向偏置: 在集电结建立较强的电场 (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 。

低频共基极电流增益

非理想效应

等效电路模型

频率上限

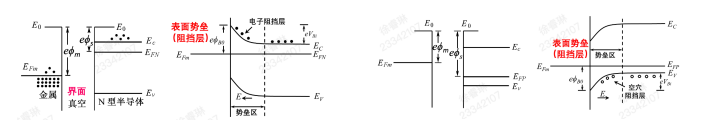
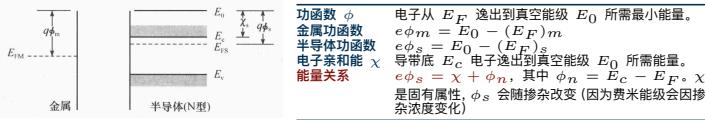
大信号开关

第六章 金半接触

肖特基接触

基本概念 ● 同质/异质结: 同种/不同材料形成的 PN 结。 ● 金半结: 金属与半导体的接触。 ● 整流接触:	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 。	● 非整流接触 : 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 。
--	--	--

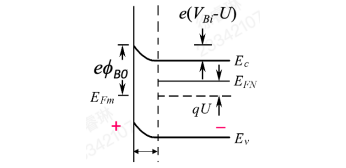
电子将从功函数小的地方跑到功函数大的地方, 空穴则相反。



N 型肖特基接触 ($\phi_m > \phi_s$)

初始条件 $\phi_m > \phi_s \Rightarrow E_{Fm} > E_{Fn} < E_{Fn}$
物理过程 电子自发从 N 型半导体流向金属
电荷分布 半导体侧施主失去电子带正电, 形成**耗尽层**; 金属侧带负电
能带弯曲 表面 n_s 降低, 由 $n = N_c \exp[-(E_c - E_F)/kT]$ 知 E_c 向上弯曲
势垒形成 形成表面势垒 $e\phi_{B0}$ (阻挡层), 阻碍电子进入金属
平衡状态 热平衡建立, 系统费米能级 E_F 处处持平

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

N 型计算

费米势 $\phi_n = V_t \ln(\frac{N_c}{N_d})$
肖特基势垒 $e\phi_{B0} = e\phi_m - \chi$
内建电势 $V_{bi} = \phi_m - \phi_s = \phi_{B0} - \phi_n$

通用特性 (N 代表 N_d 或 N_A)

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 $e\phi_{B0}$, 电流极小, 反向截止

P 型计算

费米势 $\phi_p = V_t \ln(\frac{N_v}{N_A})$
肖特基势垒 $e\phi_{B0} = E_g - (e\phi_m - \chi)$
内建电势 $V_{bi} = \phi_s - \phi_m = \phi_{B0} - \phi_p$

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	$\frac{1}{C^2} = \frac{2}{e\epsilon N A^2} (V_R + V_{bi})$, 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 $q\phi_b$ 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 $\phi_m - \chi$ 。

● 肖特基效应 (镜像力降低) : 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 $\Delta\phi = \sqrt{\frac{eE}{4\pi\epsilon_s}}$ 总势垒最高点 $x_m = \sqrt{16\pi\epsilon_s E}$	● 界面态 (费米能级钉扎) : 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。
--	--

电流-电压关系

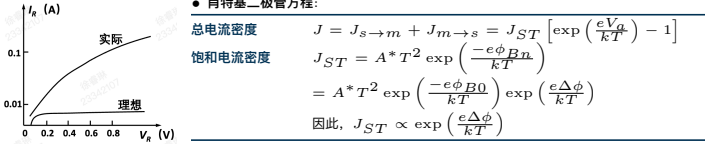
适用范围 描述肖特基接触电流传输的主流模型 (适用于 Si, GaAs 等高迁移率半导体)。
核心假设 只有**能量足够高** ($E > E_F + e\phi_{Bn}$) ($\phi_{Bn} = \phi_{B0} - \Delta\phi$, 是修正后的肖特基势垒) 的“热电子”才能从半导体进入金属, 电流的大小取决于单位时间内能够“跳过”势垒高度的电子数量。

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

有效理查德森常数 A^* :

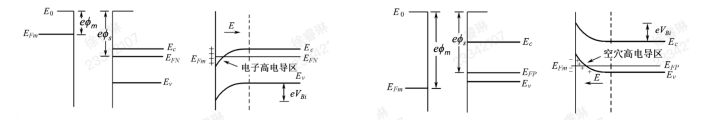
表达式 $A^* = \frac{4\pi e m_n^* k^2}{h^2}$
物理意义 在理查德森常数中用有效质量 m^* 代替 m_0 , 反映了晶格势场对电子运动的影响。



肖特基二极管与 PN 结对比 肖特基二极管 (SBD) 载流子类型 多数器件 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 高频整流、高速开关、肖特基钳位	PN 结二极管 载流子类型 少数器件 电流机制 少子扩散理论 反向电流 J_S 极小, 具有良好的饱和特性 导通电压 高 (约 0.7 V) 开关速度 较慢, 存在 电荷存储效应 和反向恢复时间 应用 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。



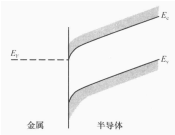
N 型 ($\phi_m < \phi_s$)

形成条件 $E_{Fm} > E_{Fn}$
载流子运输 电子 $M \rightarrow S$
弯曲 能带向下弯曲
表面 积累层 ($n_s \gg n_0$)

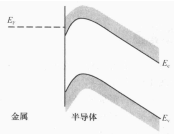
● **结论**: 只要接触使半导体表面的**多数载流子浓度增加** (形成积累层), 就能实现欧姆接触。
● **施加偏压能带图**: 高电势一侧能带向下弯曲, 低电势一侧能带向上弯曲。

P 型 ($\phi_m > \phi_s$)

形成条件 $E_{Fm} < E_{Fn}$
载流子运输 空穴 $M \rightarrow S$
弯曲 能带向上弯曲
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

器件特性

非理想因素

等效电路和频率限制

课后习题整理

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：

$$V_{bi} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) = V_t \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) = 0.635 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} W &= \left\{ \frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \left[\frac{N_a + N_d}{N_a N_d} \right] \right\}^{1/2} \\ &= \left\{ \frac{2(11.7)(8.85 \times 10^{-14})(0.635)}{1.6 \times 10^{-19}} \left[\frac{10^{16} + 10^{15}}{(10^{16})(10^{15})} \right] \right\}^{1/2} \\ &= 0.951 \times 10^{-4} \text{ cm} = 0.951 \mu\text{m} \end{aligned}$$

$$x_n = \left(\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{e} \cdot \frac{N_A}{N_D} \cdot \frac{1}{N_A + N_D} \right)^{1/2} = 0.864 \times 10^{-4} \text{ cm}$$

$$E_{\text{max}} = \frac{-eN_d x_n}{\epsilon_s} = \frac{-(1.6 \times 10^{-19})(10^{15})(0.864 \times 10^{-4})}{(11.7)(8.85 \times 10^{-14})} = -1.34 \times 10^4 \text{ V/cm}$$

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 $q\phi_b$ 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降低于 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为何可形成欧姆接触 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