

第四章 常用半导体器件原理

半导体: 导电率介于绝缘体与金属之间的一类物质

4.1 半导体物理基础

特性: 光电特性, 负电阻率, 光伏电压, 整流特性, 掺杂性

半导体: 原子最外层轨道电子数 = 4

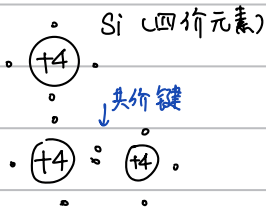
绝缘体 > 4, 导体 < 4

Si, Ge, C, GeSi, SiC 等

4.2 本征半导体

(99.999999%)

纯净的硅/锗单晶体, 具有晶体结构, 无晶格缺陷的半导体



(吸收能量)

本征激发: 受到热、光、辐射等作用, 电子脱离共价键,

留下一个空穴

电子 | 空穴 | 载流子

复合: 本征激发逆过程, 电子与空穴相互吸引, 电子填补空穴

△本征载流子浓度

$$n_i = p_i = A_0 T^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_{g0}}{2kT}}$$

平衡时电子浓度 = 空穴浓度

$T = 300K$, $n_i = p_i \approx 1.4 \times 10^{10}$ 载流子少, 导电性弱

4.3 杂质半导体

N型半导体: 在本征半导体中掺入+5价元素 (P, As, Sb, Bi)

施主电离

自由电子

正离子 (不能移动)

$n_n \gg p_n$ | 自由电子 (多)

| 空穴 (少)

半导体仍是电中性 (电离出自由电子, 产生离子平衡)

(不带电)

P型半导体: 掺入+3价元素 (B, Al, Ga, In, Tl)

受主电离

空穴

不能移动的负离子

$p_n \gg n_n$ | 空穴 (多)

| 自由电子 (少)

△杂质半导体载流子浓度

$$p_n \cdot n_n = n_i^2$$

$n_n \approx$ 掺杂浓度 (N型)

$p_n \approx$ 掺杂浓度 (P型)

以N型为例, $p_n = \frac{n_i^2}{n_n}$

← 随温度变化

← 人为控制

多子: 受人为控制

少子: 受温度影响大

4.4 半导体中电流

(电场/电势差)

1. 漂移电流: 载流子在电场作用下漂移产生的电流

$$I = I_p + I_n$$

取决于: 电场强度, 载流子浓度, 迁移率

2. 扩散电流 浓度梯度差 $\xrightarrow{\text{扩散力}}$ 扩散运动 \rightarrow 扩散电流

取决于: 浓度梯度差 ($\frac{dn}{dx}$)

4.2.1 PN结

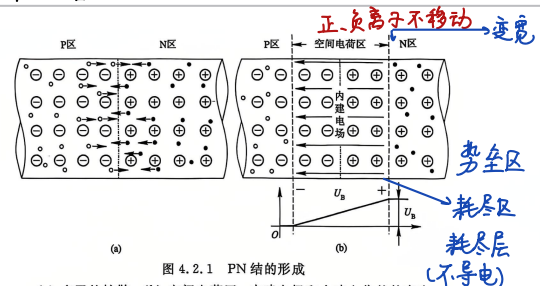


图 4.2.1 PN 结的形成

(a) 多子的扩散; (b) 空间电荷区、内建电场和内建电势差的产生

内建电场: 促进少子漂移, 阻碍多子扩散

\rightarrow 扩散, 漂移动态平衡

重掺杂的一侧延伸小 P^+N , PN^+

4.2.2 PN结单向导电性

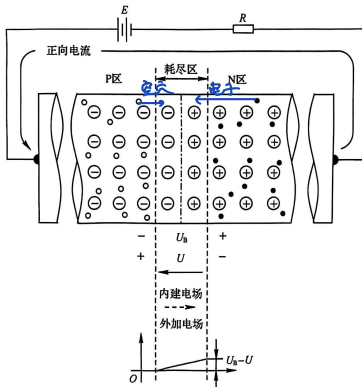


图 4.2.3 正向偏置的 PN 结

正偏：外加电场与内建电场相反，抵消内建电场

耗尽层变窄，扩散运动加强(多子)，形成连续不断的正向电流

(外电路正向导通)

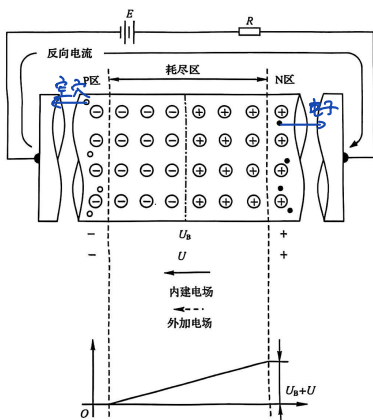


图 4.2.4 反向偏置的 PN 结

反偏：外加电场与内建电场相同，加强内建电场

耗尽层变宽 → 内建电场更强，多子扩散进一步抑制，

少子漂移增强，形成反向电流，结果为反向截止

PN 单向导电性，来自于耗尽层

4.2.3 PN结击穿特性

若反向电压增大到一定值 $U_{BR} \uparrow$, I_R 急剧 $\uparrow \rightarrow$ PN 击穿

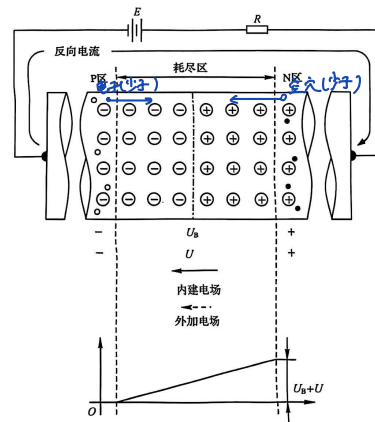


图 4.2.4 反向偏置的 PN 结

① 雪崩击穿(常见于轻掺杂 PN 结) $> 7V$ (对于 Si)

少子在电场作用下轰击中性原子拉价电子

② 齐纳击穿(常见于重掺杂 PN 结) 又称为强制击穿

电场足够大，直接拉出价电子 $< 5V$, 重掺杂 $5 \sim 7V$ 间 两者皆有

4.2.4 PN 结的电容特性

PN 结具有电容特性，可存储/释放电荷

① 势垒电容 $C_J = \frac{E \cdot S}{d \cdot e}$ 耗尽区宽度 $= \frac{C_J}{(1 - \frac{U}{U_b})^n}$ 反向电压 \rightarrow 变容指数 $\frac{1}{n} \sim 1$ 耗尽电压

反向电压 \uparrow , $d \uparrow$, $C_J \downarrow$

② 扩散电容(正向偏置时)

$$C_D = \frac{\Delta Q}{\Delta u} = \frac{\Delta Q_p + \Delta Q_n}{\Delta u} = KI$$

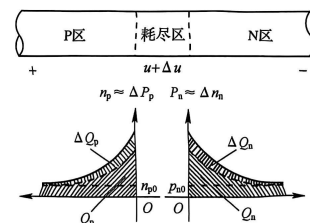


图 4.2.6 P 区和 N 区中存储电量的情况以及 Δu 引起的电量变化

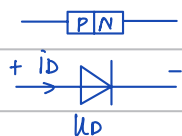
$$C_D = \frac{\Delta Q_p + \Delta Q_n}{\Delta u} = KI$$

整体: $C_J = C_J + C_D$ (并联) $\left\{ \begin{array}{l} \text{反偏 } C_J \quad (n \sim n + pF) \\ \text{正偏 } C_D \quad (n + \sim n \mu pF) \end{array} \right.$

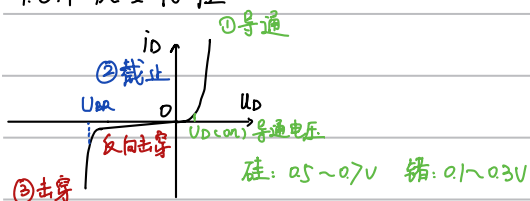
影响: 高频工作

4.5 晶体二极管

构造: PN结接引线, 管壳封装



4.5.1 伏安特性



关系式 导通时 ($U_D > 0$)

$$i_D = I_S (e^{\frac{qU_D}{kT}} - 1) \approx I_S e^{\frac{qU_D}{kT}}$$

其中 $U_T = \frac{kT}{q}$ (热电压)

参数解释: ① I_S (反向饱和电流) 理想为0

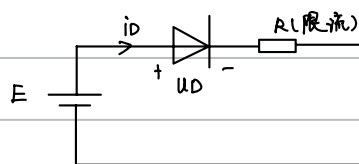
取决于选取的材料与工艺

② q — 电子电量 $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$

③ $U_T = \frac{kT}{q}$ — 热电压

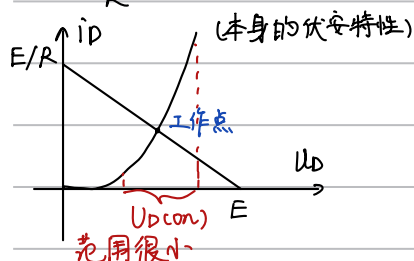
$T = 300\text{K}$ (27°时), $U_T = 26\text{mV}$

* 4.5.2 管压降



$$U_D = E - i_D \cdot R$$

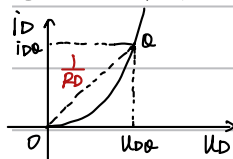
$$i_D = \frac{E - U_D}{R}$$



电路中, 二极管工作电压维持在 $U_{D(on)}$ 左右 (管压降)

△ 二极管的电阻

① 直流电阻 R_D



$$R_D = \frac{U_{DQ}}{I_{DQ}} = \frac{1}{k_{DQ}}$$

② 交流电阻 r_D

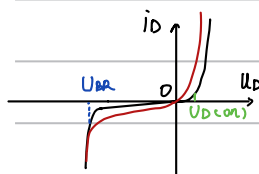
$$\frac{1}{r_D} = k_{DQ} = \left. \frac{di_D}{du_D} \right|_Q$$

$$r_D = \frac{U_T}{I_S e^{\frac{qU_D}{kT}}} \bigg|_Q = \frac{U_T}{I_{DQ}} \approx \frac{U_T}{I_{DQ}}$$

理想: $r_D \approx 0$

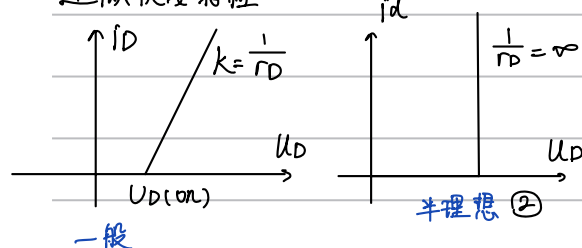
4.5.2 温度对二极管伏安特性的影响

$T \uparrow$, 反向电流 \uparrow , 击穿电压基本不变, 正向电流增大



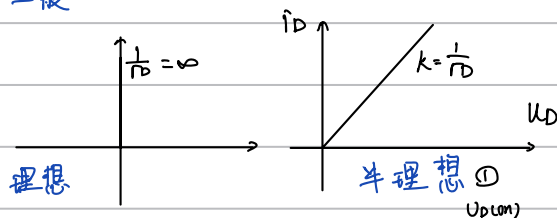
4.5.4 简化模型

近似伏安特性



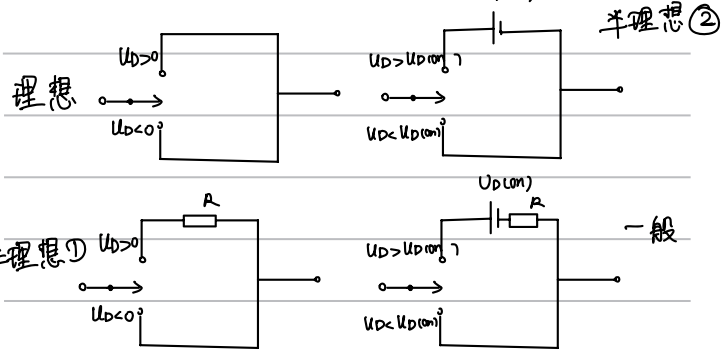
一般

半理想②



理想

半理想①



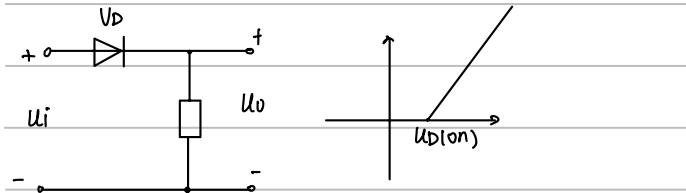
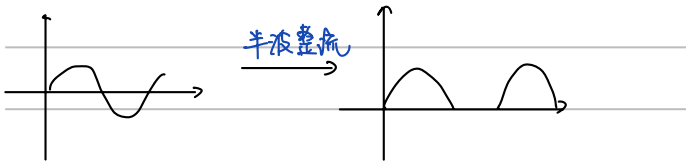
半理想②

半理想①

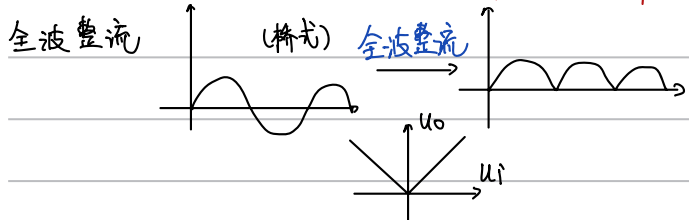
一般

4.5.5 基本应用

① 整流



(绝对值电路) $u_o = |u_i|$



③ 电平选择电路

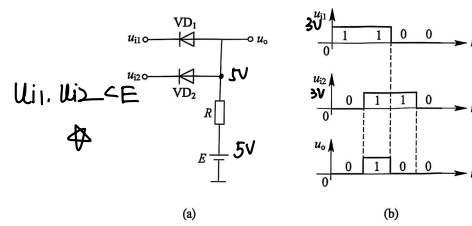


图 4.3.14 二极管电平选择
(a) 电路; (b) u_{i1} 、 u_{i2} 和 u_o 的波形

D_1, D_2 理想二极管

$$u_{i1} = 0, u_o = 0 = u_{i1}$$

$$u_{i2} = 0, u_o = 0 = u_{i2}$$

$u_{i1} = u_{i2} = 3V, u_{i2}$ 导通, $u_o = u_{i2} = 3V$, 高电平
逻辑与

② 限幅电路

【例 4.3.4】二极管限幅电路如图 4.3.11(a)所示, 其中二极管 VD 的导通电压 $U_{D(on)} = 0.7V$, 交流电阻 $r_D \approx 0$, 输入电压 u_i 的波形见图 4.3.11(b), 作出输出电压 u_o 的波形。

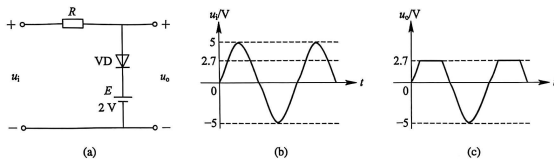


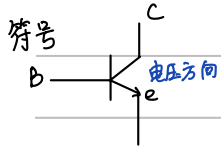
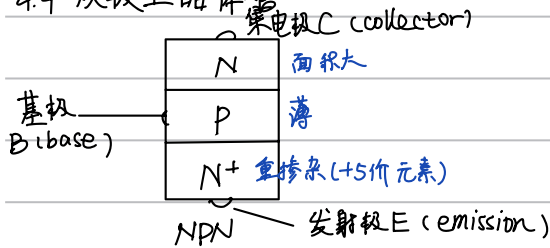
图 4.3.11 二极管限幅
(a) 电路; (b) u_i 的波形; (c) u_o 的波形

$u_i < 2.7V$ 截止 $u_o = u_i$

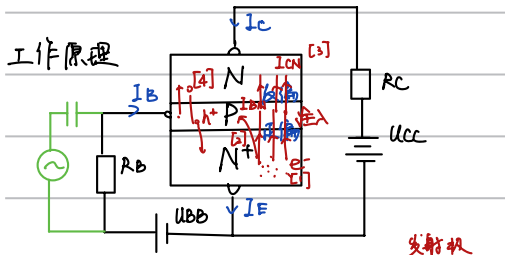
$u_i \geq 2.7V$ 导通 $u_o = 2.7V$

下限幅双向限幅 (书 P98)

4.4 双极型晶体管



4.4.1 工作原理



[1] 发射极注入电子, 形成电流 I_{EN} , I_{EP}

[2] 基区电子边扩散边复合, 复合电流 I_{BN}

[3] 集电区收集电流 I_{CN}

[4] 集电极与基极, 少子漂移电流 I_{CBO}

电流关系:

$$① I_E = I_{EN} + I_{EP}$$

$$② I_B = I_{BN} + I_{EP} - I_{CBO} \approx I_{BN}$$

$$③ I_C = I_{CN} + I_{CBO} \approx I_{CN}$$

通过实验, 得 $I_{CN} = \beta I_{BN}$, β — 共射直流放大倍数

$$20 < \beta < 200$$

$$\text{共基直流放大倍数 } \bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_{EN}} < 1$$

$$0.97 < \bar{\alpha} < 0.99$$

$$\begin{cases} I_E = (1 + \beta) I_B \\ \bar{\beta} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \end{cases}$$

微小的 $I_{BN} \rightarrow I_{CN}$ 很大的变化

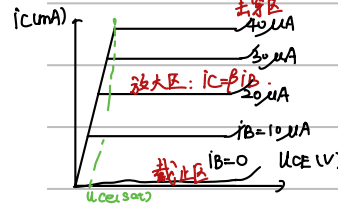
能量由外加电源转化而来

$$\text{交流放大倍数 } \tilde{\beta} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \approx \frac{I_C}{I_B} = \beta = \bar{\beta}, \text{ 之后不区分 } \bar{\beta} \text{ 与 } \tilde{\beta}$$

本质: 电流控制电流源

4.4.2 伏安特性

① 输出特性: I_C 与 U_{CE} 的关系



a. 放大区: 发射结正偏, 集电结反偏

① $I_C \approx \beta I_B$ ② I_B 一定时, I_C 随 U_{CE} 不变 (恒流特性)

b. 饱和区: 发射结正偏, 集电结正偏或零偏, 电流大幅减小

① $I_C \neq \beta I_B$ ② 放大倍数比放大区小很多

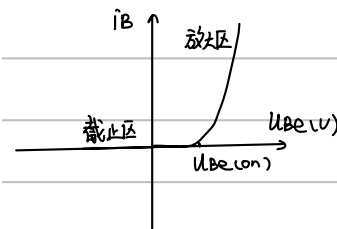
临界饱和线: 集电结零偏时对应点连成的线

c. 截止区: 极间电流为 0 $I_C = I_B = I_E = 0$, 各间开路

d. 击穿区 $U_{CBO(m)}$ — 击穿电压

② 输入特性

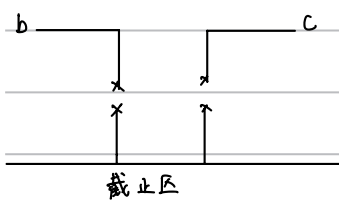
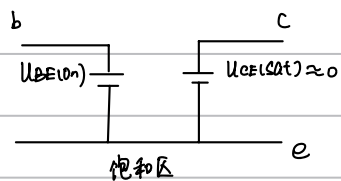
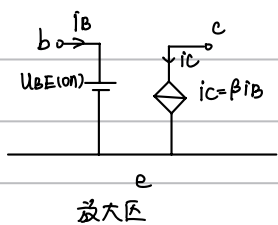
I_B 与 U_{BE} 的关系



③ 转移特性

从 NPN 到 PNP (中心对称)

4.4.3 简化模型



4.3.6 稳压二极管

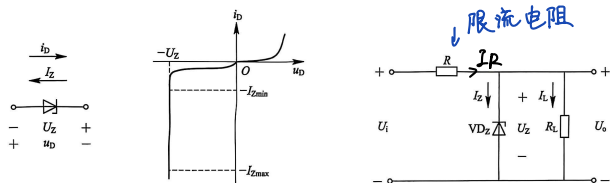


图 4.3.15 稳压二极管
(a) 电路符号；(b) 伏安特性

图 4.3.16 稳压二极管电路

① P_m ——最大功耗

$$I_{Zmax} = \frac{P_m}{U_Z} \leftarrow \text{稳压电压}$$

② 限流电阻取值范围 变量

$$I_Z = I_R - I_L = \frac{U_i - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L} \text{ 变量}$$

U_i 最小, R_L 最小, I_Z 最小, 但 $I_Z \geq I_{Zmin}$

$$\text{解得 } R \leq \frac{U_{imin} - U_Z}{I_{Zmin} R_{Lmin} + U_Z} \cdot R_{Lmin} \quad R_{max}$$

U_i 最大, R_L 最大, I_Z 最大, 但 $I_Z \leq I_{Zmax}$

$$\text{解得 } R \geq \frac{U_{imax} - U_Z}{I_{Zmax} R_{Lmax} + U_Z} \cdot R_{Lmax} \quad R_{min}$$

【例 4.3.8】稳压二极管限幅电路如图 4.3.18 (a) 所示, 其中稳压二极管 VD_{Z1} 和 VD_{Z2} 的稳定电压 $U_Z = 5V$, 导通电压 $U_{D(on)} \approx 0$, 输入电压 u_i 的波形见图 4.3.18 (b), 作出输出电压 u_o 的波形。

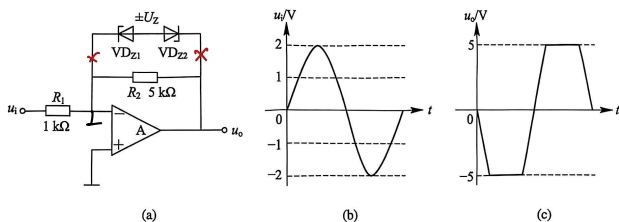


图 4.3.18 稳压二极管限幅
(a) 电路；(b) u_i 的波形；(c) u_o 的波形

不接二极管时, $A_u = -\frac{R_2}{R_1} = -5$, $U_O = -5U_i$

4.5 场效应管

4.5.1 结型场效应管

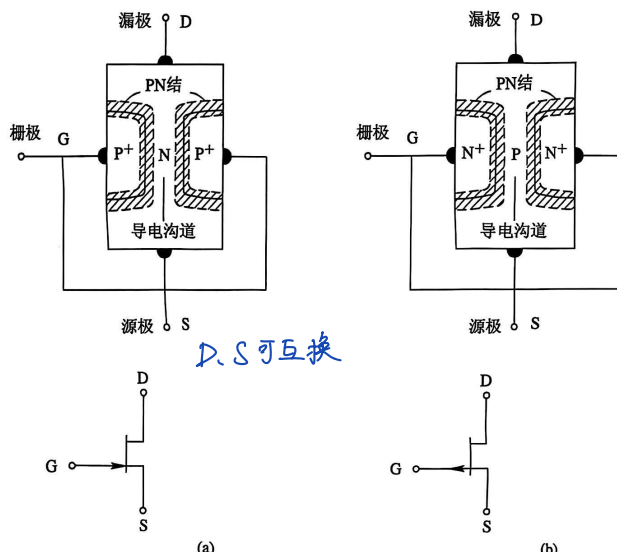
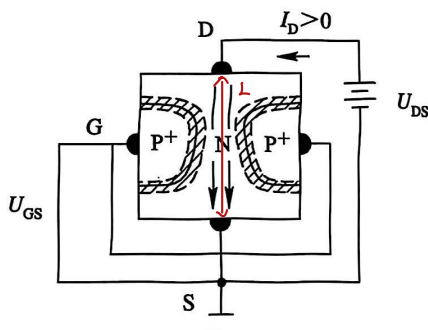


图 4.5.1 JFET 的原理结构和电路符号
(a) N 沟道 JFET；(b) P 沟道 JFET

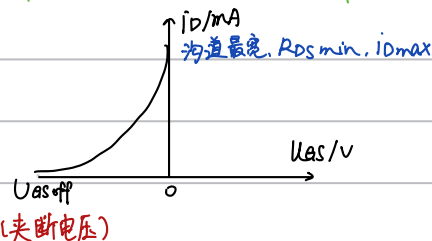


$$R_{DS} = \rho \cdot \frac{L}{S}, \quad I_D = \frac{U_{DS}}{R_{DS}}$$

① 栅源电压 U_{GS} (G → S, 栅极 → 源极) 令 $U_{DS} = 0$

加反向电压, PN 结耗尽区变宽, 导电沟道变窄 (均匀变窄)

当 $|U_{GS}| \geq |U_{GS(off)}|$, 无导电沟道, 夹断电压



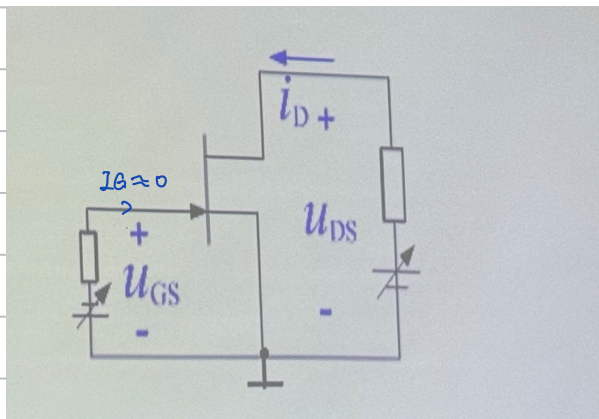
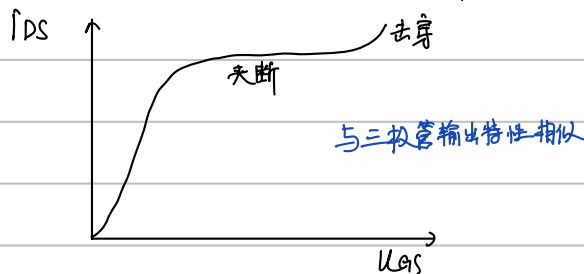
② 漏源电压 U_{DS} ，此时 $U_{GS}=0$

$$U_{DQ} = U_{DS} - U_{GS} \geq 0, \text{PN结反偏}$$

但此时 $U_{DG} \geq 0, U_{GS}=0$ ，沟道不均匀变窄

$U_{DG} = |U_{GS}|$ ，预夹断（一侧夹断）
 U_{DS} 再 ↑，夹断区 ↑，电阻 ↑
 两者呈线性关系， $i_D = \frac{U_{DS}}{R_{DS}}$ 基本不变

$U_{DG} > |U_{GS}|$ 后，增大 U_{DG} ，沟道略变窄，源端 PN 结基本不变



输出特性 $i_D = f(U_{DS}) | U_{GS} = C$

① $U_{DS} \uparrow$ ， i_D 迅速增大，直到预夹断

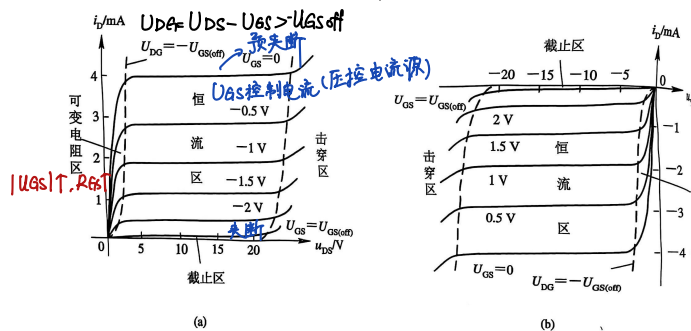


图 4.5.3 JFET 的输出特性
 (a) N 沟道 JFET; (b) P 沟道 JFET

② $|U_{GS}| \uparrow$ ，源极也出现沟道变窄， $i_D \downarrow$

性质 ① $g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta U_{GS}}$ ，平方率关系（用微分描述）

② 预夹断前， i_D 随 U_{DS} 近似线性，斜率受 U_{GS} （栅源电压）控制

呈现为一电阻 $R_{DS} = \frac{U_{DS}}{i_D}$ ，压控电阻（受 U_{GS} 调控）

转移特性 $i_D = f(U_{GS}) | U_{DS} = C$

i_D 与 u_{GS} 的关系称为场效应管的转移特性，如图 4.5.5 所示。在恒流区内， i_D 与 u_{GS} 的平方率关系可以描述为

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \quad (\text{N 沟道 JFET}) \quad (4.5.1)$$

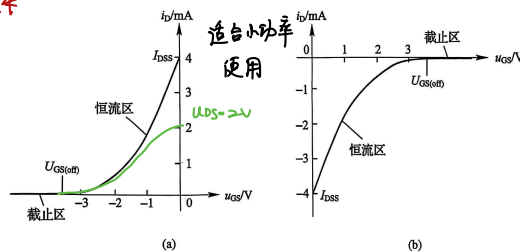
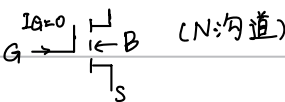
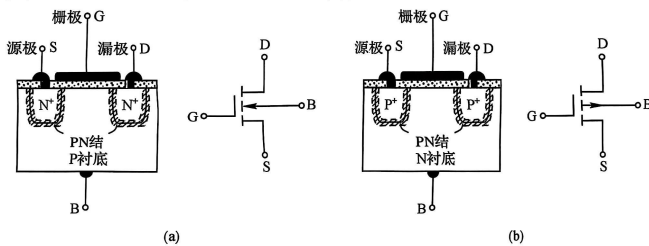


图 4.5.5 JFET 的转移特性
 (a) N 沟道 JFET; (b) P 沟道 JFET

4.5.2 绝缘栅场效应管

沟道增强型：无沟道 → 电压 → 有沟道

耗尽型：有沟道 → 电压 → 无沟道



① U_{GS} 的影响，假设 $U_{DS}=0$

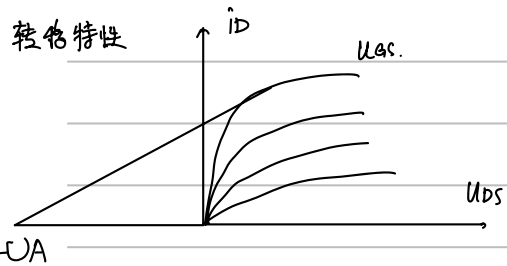
$U_{GS} = U_{GS(th)}$ 时，沟道形成

② U_{DS} 的影响

$U_{DS} \uparrow, U_D \uparrow, U_G, U_{BD} \downarrow$

$U_{GD} = -U_{GS(th)} \Rightarrow U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(th)}$ 时，预夹断

U_{DS} 再 ↑，漏源电流基本不变（恒流状态）



U_A : 厄尔利电压, $\lambda = \frac{1}{U_A}$, U_A 很大

4.5.3 CMOS 场效应管

PMOS 与 NMOS 工艺上串联而成

4.6 三极管与场效应管低频小信号简化模型

静态工作点Q在放大区, 然后对交流放大 (放大交流小信号)

$$U_{BE} = U_{BEQ} + \underbrace{U_{be}}_{\text{交流小信号}}$$

$$I_C = I_{CQ} + \underbrace{i_c}_{\text{交流小信号}}$$

4.6.1 双极型三极管

当交流信号频率比较低, 忽略半导体体电阻和PN结电容时, 则可以用图4.6.2所示的低频小信号简化模型来分析计算晶体管对交流信号的作用。该模型包括输入电阻、受控源和输出电阻。

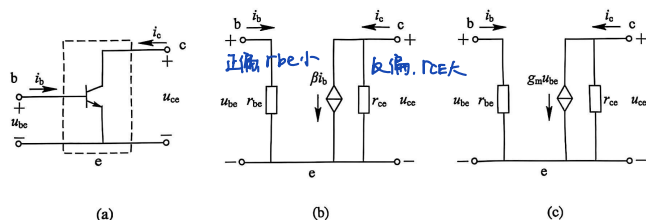


图 4.6.2 晶体管的低频小信号简化模型
(a) 晶体管; (b) 流控型模型; (c) 压控型模型

$$r_{be} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} = \frac{dU_{BE}}{dI_E} \cdot \frac{dI_E}{dI_B} = (1+\beta)r_e, \quad r_e: \text{发射结交流电阻}$$

$$r_{ce} = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_Q \approx \frac{U_A}{I_{CQ}}, \quad r_{ce} \text{ 很大, 可视为开路}$$

4.6.2 场效应管的交流小信号模型

只有压控电流源模型, 输入电流为0

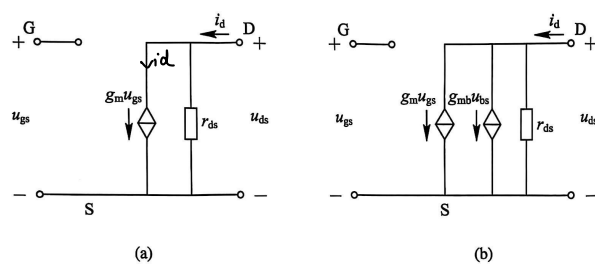


图 4.6.6 场效应管的低频小信号简化模型
(a) 一般模型; (b) 考虑背栅跨导的模型

$$r_{ds} = \left. \frac{dU_{DS}}{dI_D} \right|_Q \approx \frac{U_A}{I_{DQ}}$$

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_Q$$