

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：光电导特性，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

• Si (四价元素)

• +4

• 共价键

• +4 : +4

• .

(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 $\begin{matrix} \text{电子} \\ \text{空穴} \end{matrix}$ | 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

4.3 本征载流子浓度

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

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

4.4 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)

$n_n > p_n$ | 自由电子(多子)

空穴(少子)

半导体仍呈电中性(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

$p_n > n_n$ | 空穴(多子)

自由电子(少子)

△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, $p_n = \frac{n_i^2}{N_D} \leftarrow$ 随温度变化
 $\frac{N_D}{(n_n)}$ \leftarrow 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)

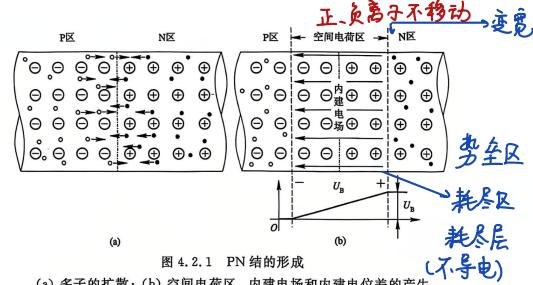
1. 漖移电流：载流子在电场作用下漂移产生的电流

$$I = I_p + I_n \quad \text{取决于：电场强度，载流子浓度，迁移率}$$

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



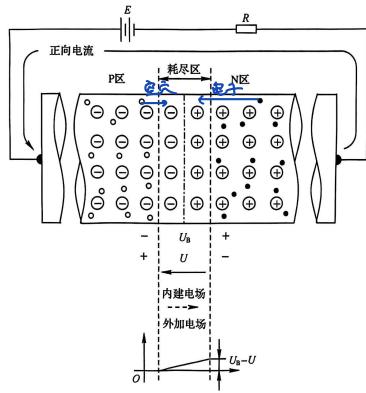
(a) 多子的扩散；(b) 空间电荷区、内建电场和内建电位差的产生

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^+

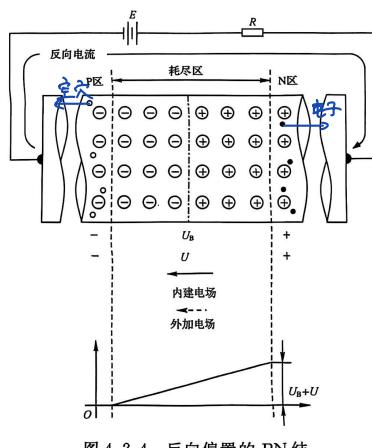
4.2.2 PN结单向导电性



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）



反偏：外加电场与内建电场相同，加强内建电场

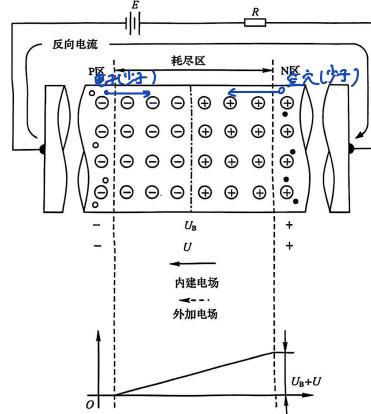
耗尽层变宽 → 内建电场更强，多子扩散进一步抑制

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} ↑， I_R 急剧 ↑ → PN 击穿



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抽离电子

② 穿透击穿（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

$5 \sim 7V$ 两者皆有

4.2.4 PN 结的电容特性

PN 结具有电容特性，可用于存储释放电荷

$$\text{① 势垒电容 } C_J = \frac{E_S}{d} e \quad \text{耗尽区宽度} = \frac{C_{J0}}{(1 - \frac{U}{U_B})^n} \xrightarrow{\substack{\text{反向电压} \\ \text{势垒电容指数 } \frac{1}{n} \sim 6}} \frac{C_{J0}}{U_B^n}$$

反向电压↑， Δu ↑， C_J ↓

② 扩散电容（正向偏置时）

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

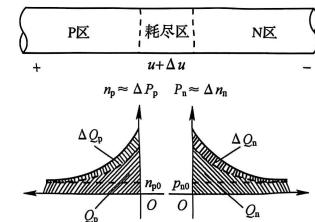


图 4.2.6 P 区和 N 区中存储电量的情况以及 Δu 引起的电量变化

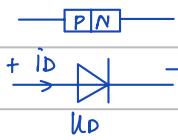
$$C_D = \frac{\Delta Q_p + \Delta Q_n}{\Delta u} = KI$$

$$\text{整体: } C_J = C_{J0} + C_D \text{ (并联)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{反偏 } C_J \quad (几 } \sim \text{ 几十 pF) \\ \text{正偏 } C_D \quad (几 } \sim \text{ 几百 pF) \end{array} \right.$$

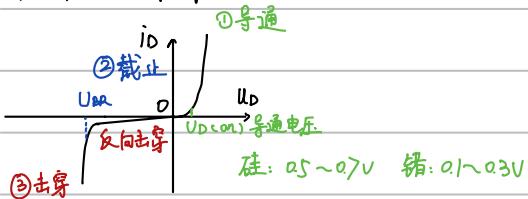
影响：高频工作

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 ($U_D > 0$)

$$i_D = I_S (e^{\frac{qU_D}{kT}} - 1) = I_S \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right)$$

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。

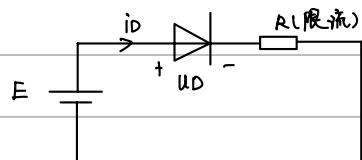
取决于选取的材料与工艺

② q — 电子电量 $1.6 \times 10^{-19} C$

③ $U_T = \frac{kT}{q}$ — 热电压

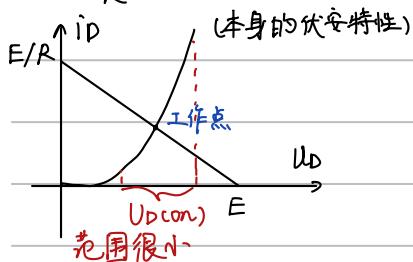
$T = 300K$ (27°C), $U_T = 26mV$

* 4.5.2 管压降



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

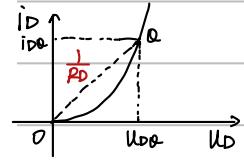
$$i_D = \frac{E - U_D}{R}$$



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



② 交流电阻 r_D

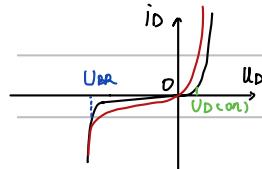
$$\begin{aligned} \frac{1}{r_D} &= kT/q = \frac{di_D}{dU_D} \Big|_0 \\ r_D &= \frac{U_T}{I_S e^{U_T/q}} \Big|_0 = \frac{U_T}{I_S e^{U_{D(on)} / q}} \approx \frac{U_T}{I_{D(on)}} \end{aligned}$$

理想: $r_D \approx 0$

$$R_D = \frac{U_{D(on)}}{I_{D(on)}} = \frac{1}{kT/q}$$

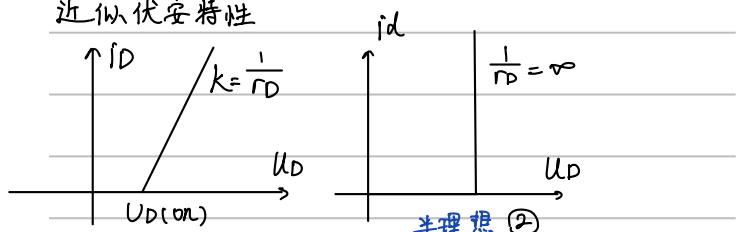
4.5.2 温度对二极管伏安特性的影响

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

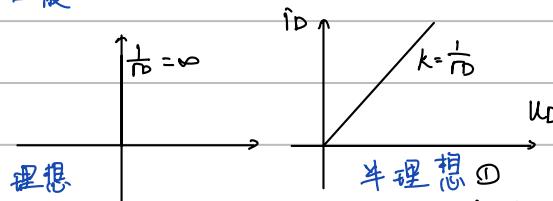


4.5.4 简化模型

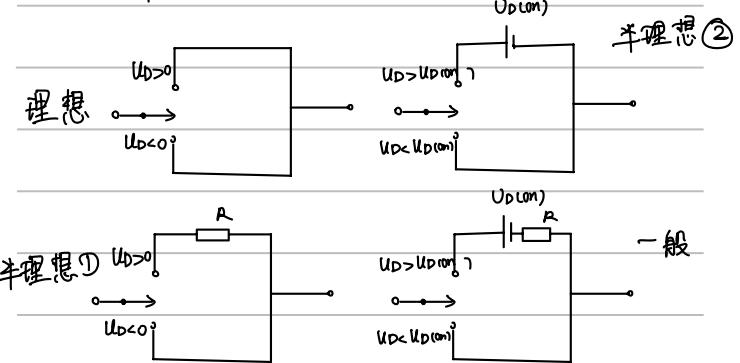
近似伏安特性



一般

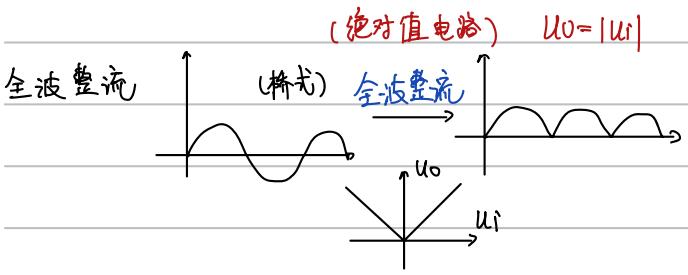
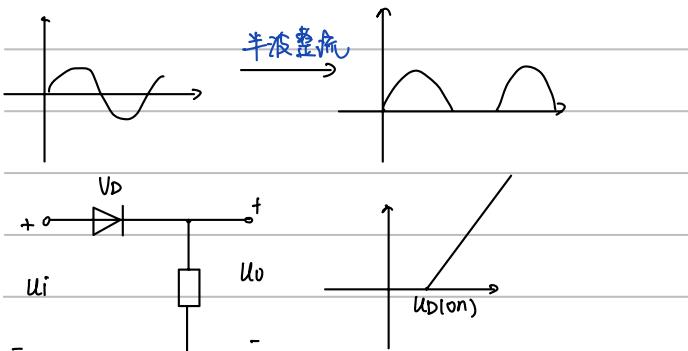


理想



4.5.5 基本应用

① 整流



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 $U_{D(on)} = 0.7 \text{ V}$ ，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。

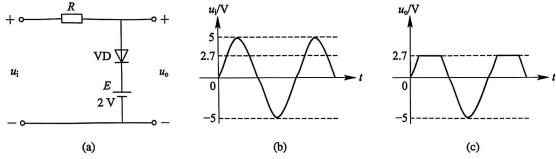


图 4.3.11 二极管限幅

$u_i < 2.7 \text{ V}$ 截止 $u_o = u_i$

$u_i > 2.7 \text{ V}$ 导通 $u_o = 2.7 \text{ V}$

下限幅、双向限幅 (书 P98)

③ 电平选择电路

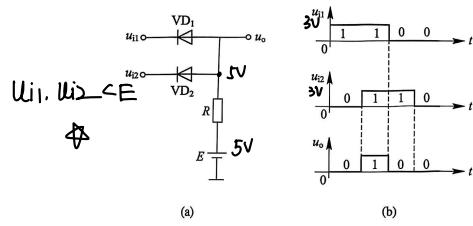


图 4.3.14 二极管电平选择

D_1, D_2 理想二极管

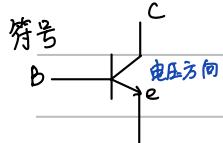
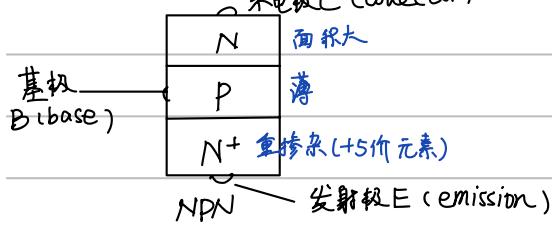
$u_{i1} = 0, u_o = 0 = u_{i1}$

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

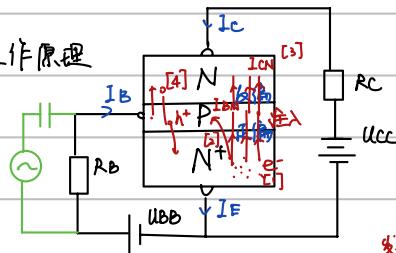
$u_{i1} = u_{i2} = 3 \text{ V}$, u_{i2} 导通, $u_o = u_{i2} = 3 \text{ V}$, 高电平

逻辑与

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] 基区电子逆扩散复合，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：

$$I_E = I_{EN} + I_{EP}$$

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

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

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

$$20 < \bar{\beta} < 200$$

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

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

$$I_E = (\bar{\alpha} + \bar{\beta}) I_B$$

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} \Rightarrow$$

微小的 $I_{BN} \rightarrow I_{CN}$ 很大的变化

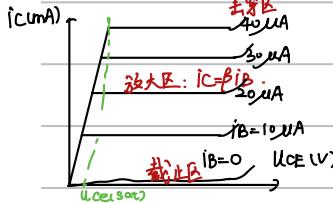
能量由外加电源转化而来

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

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 $I_C = \beta I_B$ 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 $I_C \neq I_B \cdot \beta$ ② 放大倍数比放大区小很多

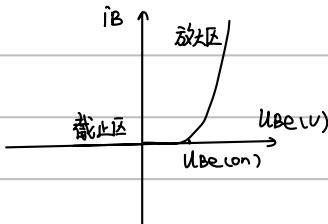
临界饱和线：集电结零偏时对应点连成的线

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 $U_{CB(0)}$ —击穿电压

② 输入特性

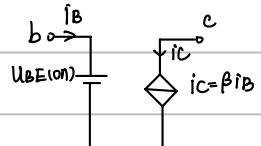
I_B 与 U_{BE} 的关系



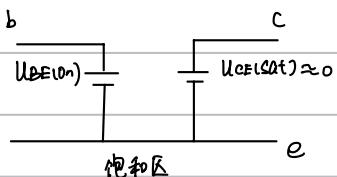
③ 转移特性

从 NPN 到 PNP (中心对称)

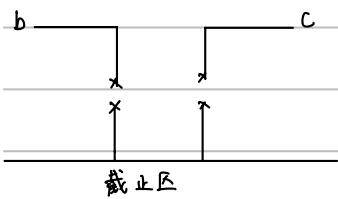
4.4.3 简化模型



放大区



饱和区



截止区

4.3.6 稳压二极管

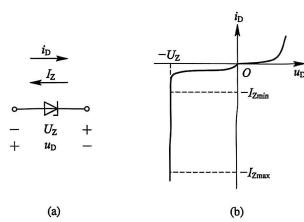


图 4.3.15 稳压二极管
(a) 电路符号; (b) 伏安特性

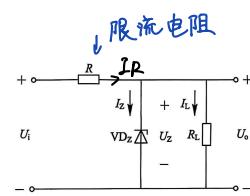


图 4.3.16 稳压二极管电路

① P_m — 最大功率耗

$$I_{Z\max} = \frac{P_m}{U_Z}$$

↓ 稳压电压

② 限流电阻 R 取值范围 变量

$$I_Z = I_R - I_L = \frac{(U_i - U_Z)}{R} - \frac{U_Z}{R_L}$$

变量

U_i 最小, R_L 最小, I_Z 最小, 但 $I_Z > I_{Z\min}$

$$\text{解得 } R \leq \frac{U_{i\min} - U_Z}{I_{Z\min} R_{L\min} + U_Z} \cdot R_{L\min} \quad R_{\max}$$

U_i 最大, R_L 最大, I_Z 最大, 但 $I_Z < I_{Z\max}$

$$\text{解得 } R \geq \frac{U_{i\max} - U_Z}{I_{Z\max} R_{L\max} + U_Z} \cdot R_{L\max} \quad R_{\min}$$

【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。

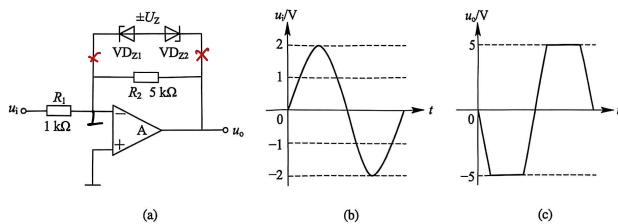


图 4.3.18 稳压二极管限幅
(a) 电路; (b) u_i 的波形; (c) u_o 的波形

不接二极管时, $Au = -\frac{1}{1} = -1$, $u_0 = -5u_i$

4.5 场效应管

4.5.1 结型场效应管

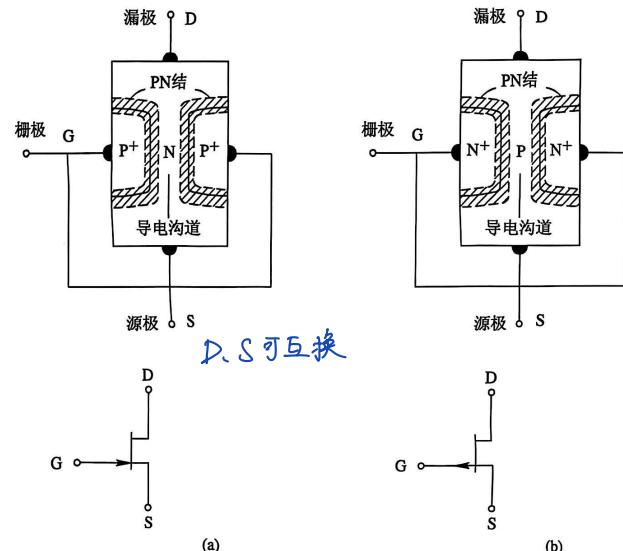
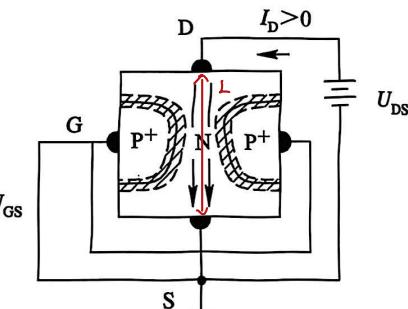


图 4.5.1 JFET 的原理结构和电路符号

(a) N 沟道 JFET; (b) P 沟道 JFET

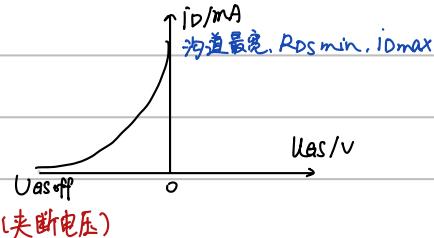


$$R_{DS} = \rho \cdot \frac{L}{S}, \quad I_D = \frac{U_{DS}}{R_{DS}}$$

① 栅源电压 U_{GS} ($G \rightarrow S$, 栅极 \rightarrow 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 $|U_{GS}| \geq |U_{GSoff}|$, 无导电沟道, 夹断电压



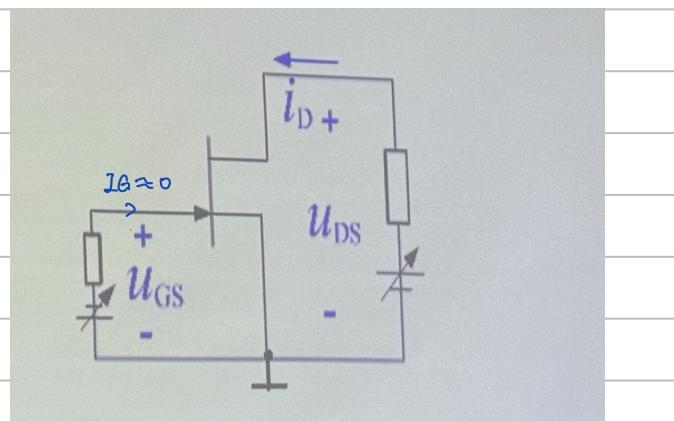
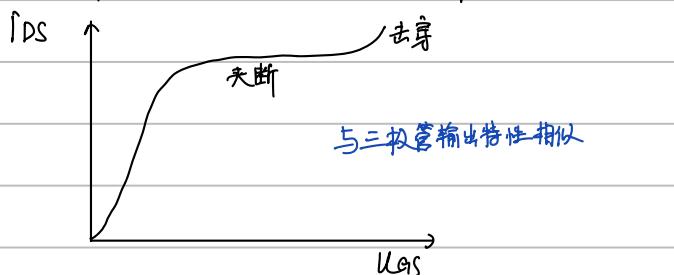
② 漏源电压 U_{DS} , 此时 $U_{GS}=0$

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

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

$$U_{DG} = |U_{GS(th)}|, \text{ 预失断 (一侧失断)} \quad U_{DS} \text{ 再升, 失断区升, 电阻 } R_T \text{ 增大, 两者呈线性关系, } i_D = \frac{U_{DS}}{R_{DS} + R_T} \text{ 基本不变}$$

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



输出特性 $i_D = f(U_{DS}) \mid U_{GS} = C$

① $U_{DS} \uparrow, i_D$ 迅速增大, 直到预失断

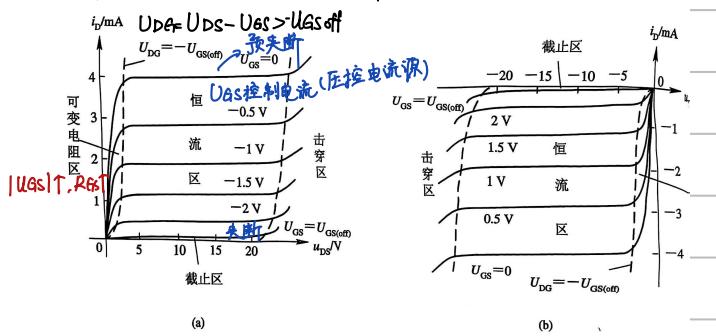


图 4.5.3 JFET 的输出特性

(a) N 沟道 JFET; (b) P 沟道 JFET

转移特性 $i_D = f(U_{GS}) \mid U_{DS} = C$

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

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

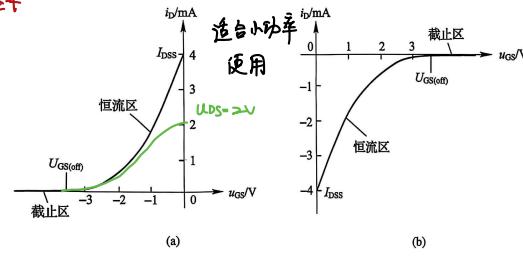
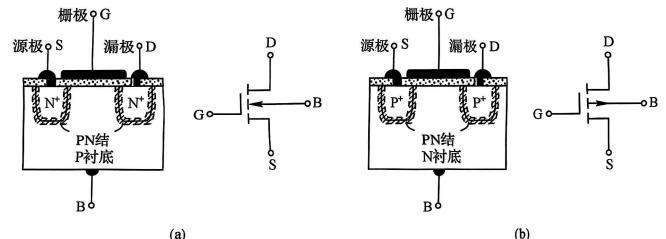


图 4.5.5 JFET 的转移特性
(a) N 沟道 JFET; (b) P 沟道 JFET

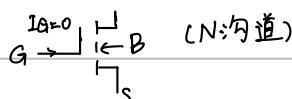
4.5.2 绝缘栅场效应管

沟道增强型: 无沟道 \rightarrow 电压 \rightarrow 有沟道

耗尽型: 有沟道 \rightarrow 电压 \rightarrow 无沟道



(a) (b)



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

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

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

U_{DS} 再升, 漏源电流基本不变 (恒流状态)

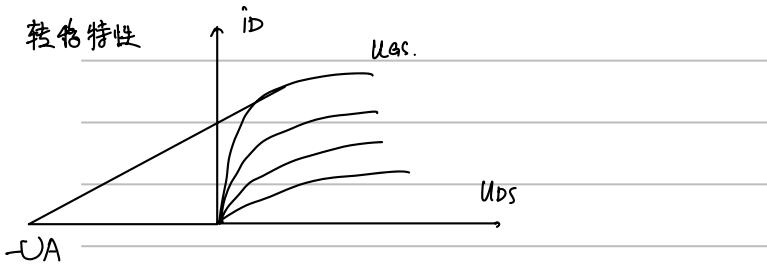
② $|U_{GS}| \uparrow$, 漏极也出现沟道变窄, $i_D \downarrow$

性质: $Dg m = \frac{\Delta i_D}{\Delta U_{GS}}$, 平方率关系 (用跨导描述)

③ 预失断前, 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 (更 U_{GS} 调控)

转导特性



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)

$$U_{BE} = U_{BEO} + \underline{U_{be}} \text{ 交变小信号}$$

$$i_C = i_{CO} + \underline{i_C} \text{ 交变小电流}$$

4.6.1 双极型三极管

当交流信号频率比较低，忽略半导体电阻和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。

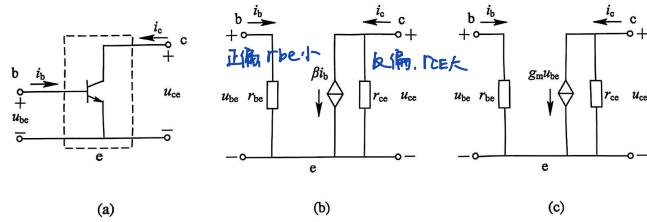


图4.6.2 晶体管的低频小信号简化模型
(a) 晶体管; (b) 流控型模型; (c) 压控型模型

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

$$r_{ce} = \left. \frac{dU_{CE}}{di_C} \right|_0 \approx \frac{U_A}{I_{CO}}, \quad r_{ce} \text{ 很大, 可视为开路}$$

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

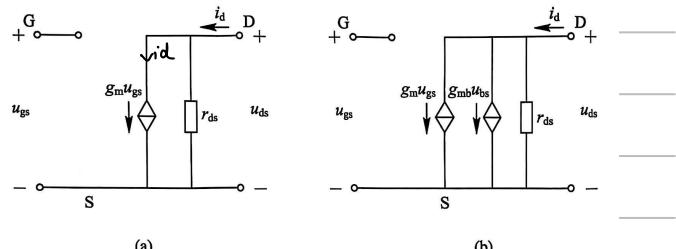


图4.6.6 场效应管的低频小信号简化模型

(a) 一般模型; (b) 考虑背栅跨导的模型

$$r_{ds} = \left. \frac{du_{ds}}{di_D} \right|_0 \approx \frac{1}{I_{DQ}}$$

$$g_m = \left. \frac{di_D}{du_{gs}} \right|_0$$