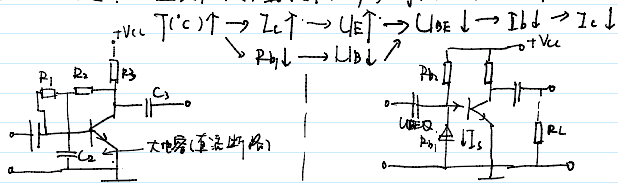
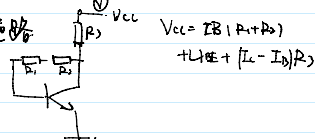


① 温度补偿 (温度系数), 例如:  $R_{b1}$  为热敏电阻.



直流电路



$$I_b = \frac{V_{cc} - U_{BE} - I_c R_c}{R_{b1} + R_{b2} + R_c}$$

$\therefore I_c \uparrow, I_b \downarrow$

②

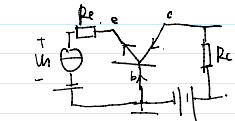
$$I_B + I_S = I_{R_{b2}}$$

$$I_B = I_{R_{b2}} - I_S$$

$$T \uparrow \rightarrow I_c \uparrow \rightarrow I_B \downarrow$$

• 基本共集放大电路

• 基本共集放大电路 (输入级/输出级)

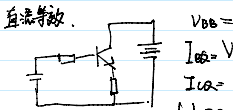


直流:  $I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BE}}{R_b}$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = (V_{CC} - \beta I_{BQ} R_c) + U_{BEQ}$$

直流等效:



$$V_{BB} = I_{BQ} \cdot R_b + U_{BE} + (1 + \beta) I_{BQ} R_{e}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - (1 + \beta) I_{BQ} R_e$$

交流



$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{\beta R_c}{\beta R_c + (1 + \beta) R_e}$$

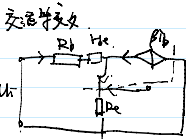
(电压放大倍数)

$$R_i = R_b \parallel \frac{\beta R_c + (1 + \beta) R_e}{\beta}$$

(输入电阻)

$$R_o = R_e$$

交流等效:



$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(1 + \beta) R_e}{R_b + (1 + \beta) R_e} \approx 1$$

$$r_i = R_b + (1 + \beta) R_e$$

$r_i$ : 输入电阻 (电压)

$r_o$ : 输出电阻 (带负载能力)

• 三种接法比较

- 共射: 较大增益, 输入电阻适中, 低频失真
- 共基: 电压放大倍数, 输入电阻小, 宽频带的电路
- 共集: 输入电阻大, 输出电阻小, 无较大能力 ( $I_o / O_{ut}$ )

$$\frac{U_o}{R_e} = i_{re}, i_o = i_{re} - i_e$$

$$i_e = (1 + \beta) \frac{U_o}{R_b + R_e}$$

$$i_o = \frac{U_o}{R_e} - (1 + \beta) \frac{U_o}{R_b + R_e}$$

$$\frac{1}{r_o} = \frac{1}{R_e} - \frac{1 + \beta}{R_b + R_e} = \frac{(R_b + R_e) + (1 + \beta) R_e}{R_e (R_b + R_e)}$$

$$R_o = R_e \parallel \frac{R_b + R_e}{1 + \beta}$$

#### 4. 场效应管 (Field Effect Transistor)

场效应管的输入电阻大到无穷大, 场效应管是单极型管, 利用输入回路的电场效应来控制输出回路. 一种半导体器件.

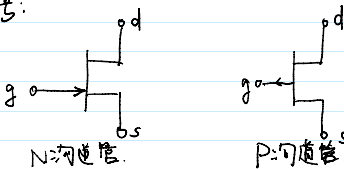
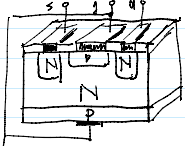
特点: 输入电阻高 ( $10^7 \sim 10^{12} \Omega$ ), 噪声低, 热稳定性好, 抗峰能力强, 工作电压低.

↑ 各种载流子.

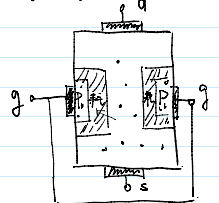
- 2) 有三极: 源极 (s), 栅极 (g), 漏极 (d)  $\rightarrow$  e, b, c.
- 3) 三个工作区: 截止区, 放大区, 可变电阻区  $\rightarrow$  截止区, 放大区, 饱和区.

• N沟道增强型场效应管

符号:



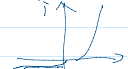
示意图

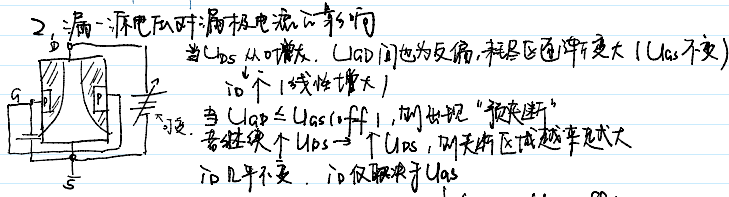


工作原理:  $g_s$  间的 PN 结双向导电  $\rightarrow U_{gs} < 0$  (N沟道管)  
只有少数载流子导电  $U_{gs} > 0$  (P沟道管)

漏极, 源极可以互换使用

1. 栅-源电压对导电沟道宽度的控制作用.
- 短路  $G_S$ ,  $U_{gs} = 0$ , 此时沟道变窄.
- 当  $U_{gs} < 0$  (反向电压), 耗尽层会扩展, 沟道变窄, 电流减小, 沟道变窄, 此时  $I_{ds} = I_{ds0} (1 - |U_{gs}|/U_{gs0})^2$ .
- $G_S$  间外加反向电压的原因, 此时电阻特别大, 电流小.





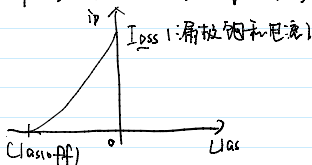
若当较大器件, 则应使器件工作在恒流区  
 $U_{GD} < U_{GS(off)}$   $U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(off)}$   
 当  $U_{DS}$  一定时,  $U_{GS}$  成为控制单位

场效应管为电压控制元件, 低频跨导  $g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta U_{GS}}$

- 英语: 1)  $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} > U_{GS(off)}$  即  $U_{DS} < U_{GS} - U_{GS(off)}$ , 则不同  $U_{GS}$ , 等效不同阻值的电阻  
 2)  $U_{DS}$  仅  $U_{GD} = U_{GS(off)}$  时,  $i_D$  与  $U_{GS}$  无关  
 3)  $U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(off)}$ ,  $i_D$  几乎只取决于  $U_{GS}$ , 与  $U_{DS}$  无关, 此时  $i_D$  可以看作受控电流源

特性曲线

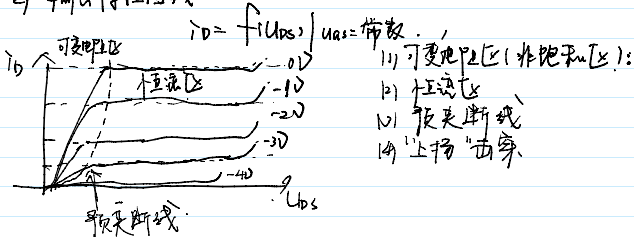
1) 转移特性:  $i_D = f(U_{GS}) | U_{DS} = \text{常数}, \text{恒流区}$



在恒流区 [ $U_{GS(off)} < U_{GS} < 0, U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(off)}$ ]

$i_D = I_{DSS} [1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}]^2$ , = 二次函数.

2) 输出特性曲线



• 绝缘栅型场效应管 (栅极与源极、栅极和漏极都用  $SiO_2$  绝缘层隔离)

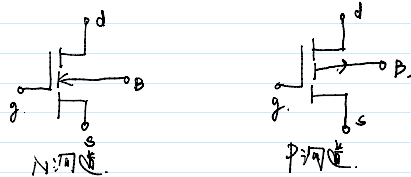
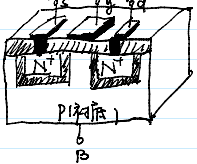
IGFET, Insulated Gate Field Effect Transistor

MOS, Metal-Oxide-Semiconductor. 栅、源电阻约为  $10^4 \Omega$ , 此场效应管性能均好。

MOS管 N-沟道 增强型/耗尽型 P-沟道 增强型/耗尽型

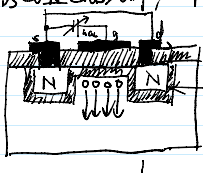
当栅-源电压  $U_{GS}$  为正时, 漏极电流为 0, 则为增强型管。  
 当栅-源电压  $U_{GS}$  为负时, 漏极电流不为 0, 则为耗尽型管。

一. N-沟道增强型 MOS 管

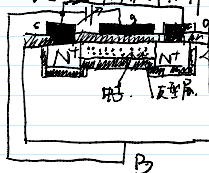


衬底与栅条  
源极与漏极均与衬底

当  $U_{DS} = 0$  且  $U_{GS} > 0$  时, 栅极 (g) 因为绝缘层, 电流为零。栅极排斥衬底中空穴, 形成耗尽层。

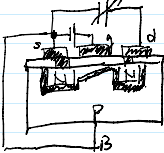


$U_{GS}$  增大  
 当  $U_{GS} > U_{GS(th)}$  时 (开启电压)

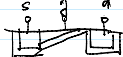


当  $U_{GS} > U_{GS(th)}$  取一确定值,  $U_{DS}$  方向加一电压, 产生一定漏极电流。

$U_{GS} > U_{GS(th)} > U_{GS} = U_{GS}$



$U_{DS} > 0$   
 仅  $i_D$  线性增大。



开始进入恒流区  
 $i_D$  不再  $U_{DS}$  增大及  $U_{GS}$   
 当  $U_{GD} = U_{GS(th)}$

即  $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(th)}$



$U_{DS}$  不再影响  $i_D$   
 仅取决于  $U_{GS}$   
 恒流区



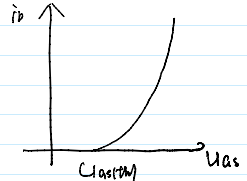
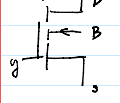
$U_{DS} > 0$   
仅  $i_D$  线性增大。

开沟道  $n$  沟道  
 $i_D$  不随  $U_{DS}$  增大及化  
若  $U_{GS} = U_{GS(th)}$   
即  $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(th)}$

$U_{DS} < 0$  且  $U_{GS} > 0$   
仅取决于  $U_{GS}$   
恒流区。

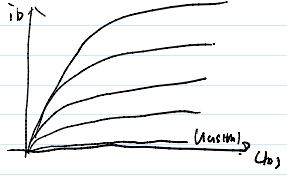
注：与场效应管不同。场效应管在栅极直接接地的PN结（与电子偏置电压及耗尽层宽度）  
MOS管栅极与导电沟道和漏极电子。而PN结耗尽层并不用来夹断。

特性曲线  $i_D$  的转移特性曲线



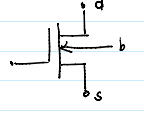
在饱和区工作，由于夹断效应和厄利效应，所以曲线大致相同。很接近PN结二极管特性。  
PN结  $i_D \propto (U - U_{th})^2$   
 $i_D = I_{D0} \left( \frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$   
 $I_{D0}$  为  $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$  时的  $i_D$

$i_D$  的输出特性曲线

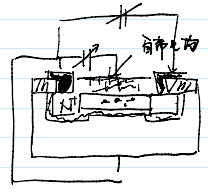


二. N沟道耗尽型MOS管。

特性

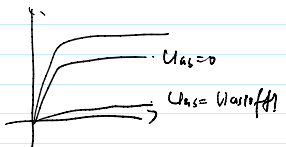
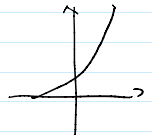


存在一层杂质已经形成了“反型层”沟道。二电子进入沟道。



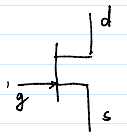
$U_{GS(off)}$  夹断电压。  
与结场效应管不同， $U_{GS}$  可以为正电压。且  $U_{GS}$  为正时，由于有绝缘层， $i_D$  比电阻非常小。场效应管不在一英寸。

特性

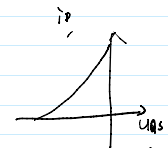


分表 (续行)

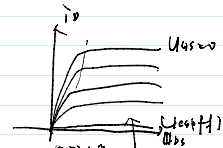
结型场效应管, N型



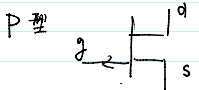
$U_{GS(off)} < U_{GS} < 0$



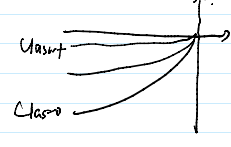
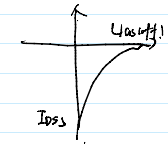
$I_D = I_{DSS} \left( \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} - 1 \right)^2$



↑ 夹断  $U_{GS} > U_{GS} - U_{GS(off)}$



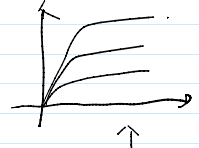
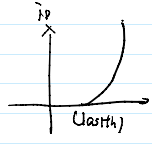
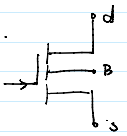
$0 < U_{GS} < U_{GS(off)}$



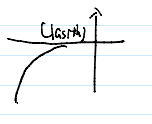
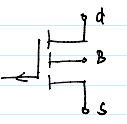
绝缘栅型场效应管。

增强型

N型

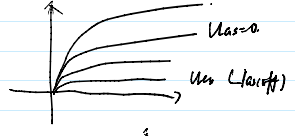
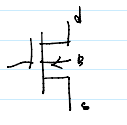


P型

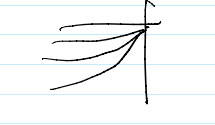
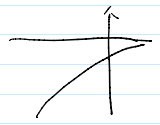
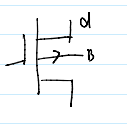


耗尽型

N型



P型



工作在恒流区时  $g-s, d-s$  间的电阻特性。

结型	N沟道	$U_{GS} < 0, U_{GD} < U_{GS(off)}$
	P沟道	$U_{GS} > 0, U_{GD} > U_{GS(off)}$
绝缘栅	增强型	N沟道 $U_{GS} > U_{GS(th)}, U_{GD} > U_{GS(th)}$ 且 $U_{DS} > 0$ P沟道 $U_{GS} < U_{GS(th)}, U_{GD} > U_{GS(th)}$ 且 $U_{DS} < 0$
	耗尽型	N沟道 $U_{GS} > U_{GS(off)}, U_{GD} < U_{GS(off)}$ 且 $U_{DS} > 0$

绝缘栅 | 增强型 | N: 沟道 [  $U_{GS} > U_{GS(th)}$ ,  $U_{GD} < U_{GS(th)}$  且  $U_{DS} > 0$  ]  
 | | P: 沟道 [  $U_{GS} < U_{GS(th)}$ ,  $U_{GD} < U_{GS(th)}$  且  $U_{DS} < 0$  ]  
 | 耗尽型 | N: 沟道 [  $U_{GS} > U_{GS(off)}$ ,  $U_{GD} < U_{GS(off)}$  且  $U_{DS} > 0$  ]  
 | | P: 沟道 [  $U_{GS} < U_{GS(off)}$ ,  $U_{GD} < U_{GS(off)}$  且  $U_{DS} < 0$  ]

场效应管的直流参数 (直流)

1. 开启电压 ( $U_{GS(th)}$ ),  $U_{GS}$  为变量,  $i_D = 5\mu A$ , 增强型 MOS 管的参数
2. 夹断电压 ( $U_{GS(off)}$ ), 耗尽型场效应管和耗尽型 MOS 管的参数
3. 饱和漏极电流: 耗尽型场效应管在极更断时的漏极电流  $I_{DSS}$
4. 直流输入电阻  $R_{SiDC}$ : 栅极电压  $U_{GS}/I_G$ , 耗尽型为  $10^7 \Omega$ , MOS 管为  $10^{10} \Omega$

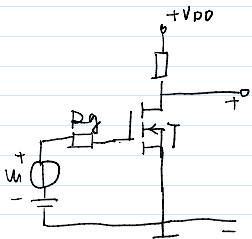
1. 低频跨导:  $g_m = \frac{\partial i_D}{\partial U_{GS}} | U_{DS} = \text{常数}$ , 单位为 S (西门子) 或  $mS$ , 可以通过求导而得
2. 极间电容:  $C_{gs}, C_{gd} \approx 1 \sim 2 pF$ ,  $C_{ds} \approx 0.1 \sim 1 pF$ ,  $f_M$  为工作频率上限值

(极限参数)

1. 最大漏极电流  $I_{DM}$
  2. 击穿电压,  $U_{(BR)DS}, U_{(BR)GS}, U_{(BR)GS}$
  3. 最大耗散功率  $P_{DM}$ , 决定管子允许的温升,  $P_{DM}$  决定工作区 (散热最大功耗线),  $I_{DM}$  和  $U_{(BR)DS}$  有管安全工作区
- 注: 栅极不能开路, 要有直流通路

静态工作点的设置

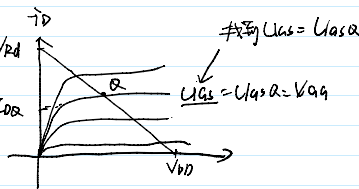
1) 基本共源放大电路



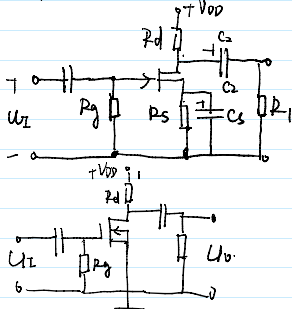
由于输入电阻很大,  $U_{GSQ} = V_{GQ}$

$$I_{DQ} = I_{D0} \left( \frac{V_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_d$$



2) 自给偏压电路



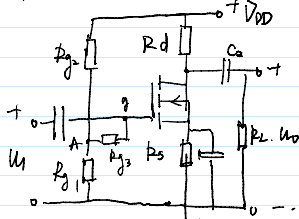
由于  $i_{GQ} \approx 0$ , 栅极电压由电路自行设置  $U_{GSQ} = 0$

$U_{GS} = U_G - U_S = -i_S R_S < 0 \Rightarrow$  反偏, 栅极限流  $R_g$  防止偏压, 即为自给偏压电路 (由正电源提供反偏压)

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \\ U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{DQ} \\ U_{GSQ} \end{cases}$$

$U_{GQ} = 0 \Rightarrow U_{GSQ} = 0$ , 自行耗尽型场效应管  $U_{GS}$  范围, 求解时  $i_{DQ} = I_{D0} \left( \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$

3) 分压式偏置电路



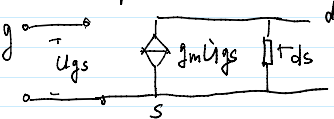
$R_{g1}$  不能过大, 否则较大电阻噪声过大, 相对大些 (用来增大交流输入电阻)

$$U_{GSQ} = U_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - I_{DQ} R_s$$

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{D0} \left( \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \\ U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) \end{cases}$$

$R_{g1}$  的作用: 给场效应管提供偏置电压  $\geq 1$  电阻为  $2M$  和  $47K$ , 交流通路中阻值过大, 会影响传输的信号幅度和阻值匹配

交流等效电路



$i_D = f(U_{DS}, U_{GS})$ , 所以石半部  $g_m U_{GS}$  并  $r_{ds}$

若忽略特性上表示, 则等效  $r_{ds}$

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial U_{GS}} \Big|_{U_{DS}} = \frac{\partial i_D}{\partial U_{GS}} \cdot \left[ \frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right] I_{D0}$$

$$= \frac{\partial I_{D0}}{\partial U_{GS(th)}} \left( \frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)$$

交流动态分析 (负载, 影响静态工作点)

1. 求源



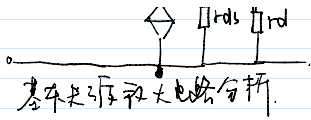
$$A_{iu} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-I_D R_d}{U_{GS}} = -g_m R_d$$

$$R_i = \infty$$

$$R_o = R_d$$

$$\text{求输出电阻法: } R_o = \frac{U_o}{I_o} = R_d / U_o / R_d + g_m \cdot 0 = R_d$$

基本共源放大电路分析



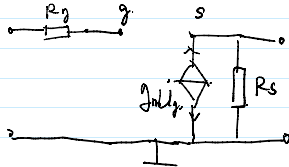
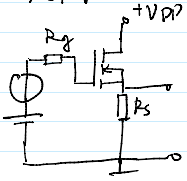
基本共源极放大电路分析

$$R_o = R_d$$

采用戴维宁法:  $R_o = \frac{U_o}{I_o} = C_o/U_o / R_d + g_m \cdot 0 = R_d$

场效应管的放大能力不如三极管放大能力。

## 2. 共漏



$$A_{v_s} = \frac{g_m U_{gs} R_s}{U_{gs} + g_m R_s} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$

$$R_i = \infty$$

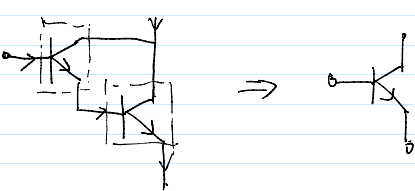
$$R_o = C_o/U_o / R_s + g_m U_o = \frac{1}{g_m + R_s} = R_s // \frac{1}{g_m}$$

不需要从输入源取净电流, 仅作为输入级 (可以是微弱的信号)

这里必须从定义法求静态  $R_o$ ,  $R_{in}$  含有信号源输入端  $U_{gs}$  和  $U_o$  的电压。

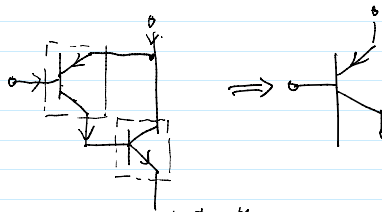
## 5. 复合管

目的: 多只管子合理连接, 等效成一只管子, 增大  $\beta$ , 减小前级驱动电流, 改变管型。



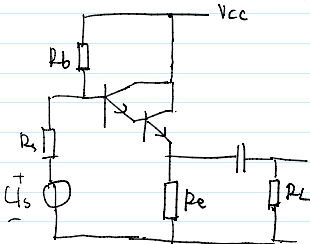
$$i_E = i_{b1} (1 + \beta_1) (1 + \beta_2)$$

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$



注: 方向决定复合管。

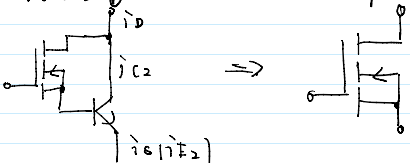
只有在合适的外加电压下, 每只管子都有合适的通路, 才能组成复合管。



$$R_i = r_{be1} + (1 + \beta_1) [r_{be2} + (1 + \beta_2) (R_e // R_L)] // R_b$$

$$R_o = R_e // \frac{r_{be2} + \frac{r_{be1} + R_b // R_s}{1 + \beta_1}}{1 + \beta_2}$$

场效应管与BJT管组成的复合管及其符号

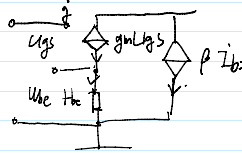


$$U_{gs} = U_{gs1} + U_{be2}$$

$$i_D = I_{D0} \left( \frac{U_{gs}}{U_{th}} - 1 \right)^2 (1 + \beta)$$

N沟道增强型场效应管  
NPN型三极管

交流等效电路



$$U_{gs} = U_{gs1} + (g_m U_{gs}) r_{be}$$

$$= (1 + g_m r_{be}) U_{gs1}$$

$$i_D = (1 + \beta_2) g_{m1} U_{gs1}$$

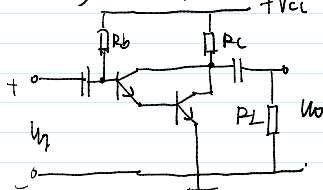
$$g_m = \frac{(1 + \beta) g_{m1}}{1 + g_m r_{be}}$$

因为  $\beta_2 \gg 1$   $g_m \approx \frac{\beta_2 g_{m1}}{1 + g_{m1} r_{be}}$

组成原则: (1) 每只管子有合适的通路, 均工作在放大区或恒流区

(2) 为了实现放大功能, 应将复合管前一级的集电极或漏极, 发射级或源级接为第二级的基极电流。

复合管共射放大电路



$$U_i = i_{b1} (r_{be1} + (1 + \beta_2) r_{be2})$$

$$U_o = -i_{b2} \beta_1 \beta_2 R_c // R_L$$

$$A_{v_s} = \frac{-\beta_1 \beta_2 R_c // R_L}{r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}}$$

$$R_i = R_b // r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}, R_o = R_c$$

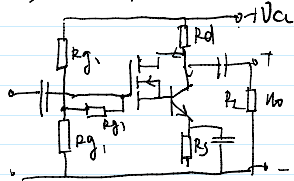


$$r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}$$

$$R_i = R_b // r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}, R_o = R_c$$

增强电流放大能力, 减小对信号源驱动电阻的要求

• 复合管共源放大电路

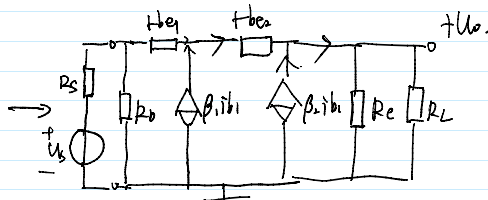
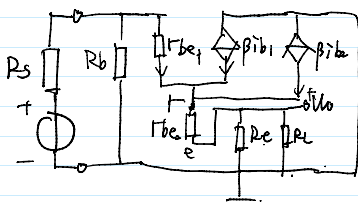
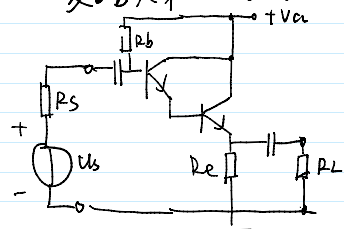


$$U_i = U_{gs1} + r_{be1} g_m U_{gs1} \quad R_i = R_{g2} + R_{g1} // R_{g2}$$

$$U_o = [g_m U_{gs1} + g_m U_{gs2}] R_c // R_L \quad R_o = R_c$$

$$A_{u1} = \frac{-g_m (1 + \beta) R_c // R_L}{1 + r_{be1} g_m} \quad \text{输入电阻大, 放大能力强.}$$

• 复合管共集放大电路



• 阻容耦合共集放大电路

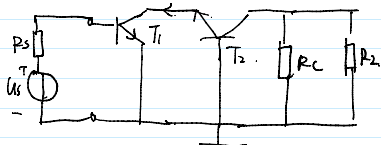
$$U_i = i_{b1} [r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2} + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_e // R_L] \quad R_i = R_b // r_{be1} + (1 + \beta_1) [r_{be2} + (1 + \beta_2) R_e // R_L]$$

$$U_o = i_{b1} (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_e // R_L \quad R_o = R_e // R_L + \frac{r_{be2} + r_{be1} + r_b / \beta_2}{1 + \beta_2 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)}$$

$$A_{u1} = \frac{\beta_1 \beta_2 R_e // R_L}{r_{be1} + \beta_1 r_{be2} + \beta_1 \beta_2 R_e // R_L} < 1$$

输入电阻与负载电阻有关。  
输出电阻与信号源内阻有关。  
根据题意 \$R\_i\$ 均为 \$R\_S\$ 无关, \$R\_o\$ 均与 \$R\_L\$ 无关。

• 共射共基放大电路



$$U_o = -i_{b1} \cdot \beta_1 \cdot \frac{1 + \beta_2}{\beta_2} \cdot R_c // R_L$$

$$U_i = i_{b1} r_{be1}$$

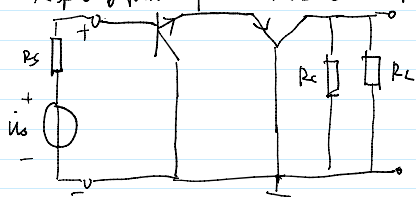
$$A_{u1} = \frac{-\beta_1 R_c // R_L}{r_{be1}} \quad \text{放大倍数与单管相同}$$

共射: 放大; 共基, 高频

\$T\_1\$ 的集电极电阻对输入回路的影响减小。

• 共集-共基放大电路

共集电路输入电阻大, 共基电路只能放大电压, 不能放大电流



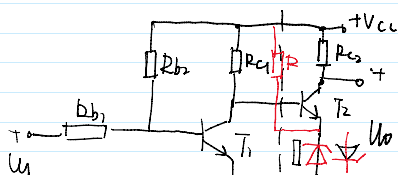
共集和共基均能抗上限频率

此外, 还有共漏-共射放大电路。

复合管和多级耦合多路控制: 复合电流电路必须互不冲突,

6. 多级耦合放大电路 (运用基本放大电路, 耦合方式)

• 直接耦合:



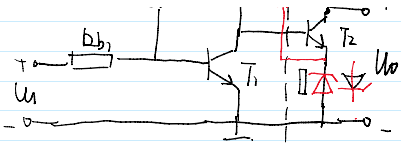
求该电路列出各个回路的多元一次方程, 解方程组

$$U_{CE1} = U_{BE2} \approx 0.7V \quad \text{接近饱和区}$$

解决办法1: \$T\_2\$ 的发射极加电阻, 让 \$T\_2\$ 向第二级放大倍数

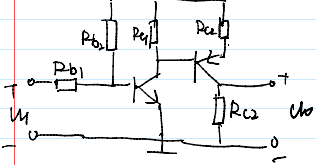
解决办法2: 正向导通电压 0.7V, 脚上均为 0.7V

↑ /

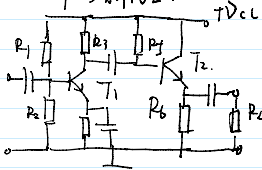


能放大缓慢信号，便于集成化，\$Q\$点相对稳定，存在零点漂移。

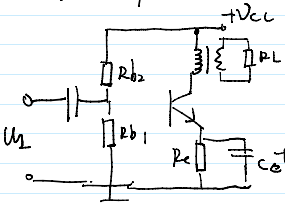
零点漂移：输入信号为零时，输出信号变化



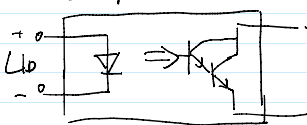
· 阻容耦合



· 变压器耦合



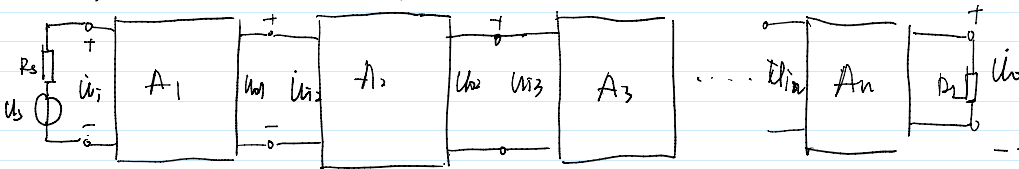
· 光电耦合



$$CTR = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_D} \Big|_{U_{CE}}$$

CTR 约 \$\beta\$, 0.1 ~ 0.15

· 多级放大电路的动态分析

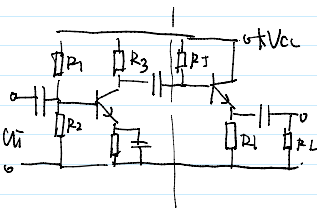


$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o1}}{U_i} \cdot \frac{U_{o2}}{U_{i2}} \cdots \frac{U_o}{U_{in}} = \prod_{j=1}^n A_{uj}$$

输入电阻：第一级的输入电阻（会和后面负载有关），后级的输入电阻

输出电阻：最后一级的输出电阻（会和前级的输出电阻有关）

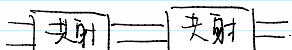
\$R\_i\$ 大，\$R\_o\$ 小，\$A\_u\$ 越大，最大不失真输出电压大



阻容耦合电路——集多级放大电路

· 多级放大电路的分析

1. 失真



$$1. A_{in} = \frac{\beta \cdot R_3 // R_L}{r_{be1}}$$

$$R_{i1} = R_1 // R_2 // r_{be1}$$

$$R_{o1} = R_3$$

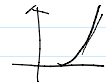
$$2. A_{u1} \approx 1$$

$$R_{i2} = [r_{be2} + (1+\beta)R_6 // R_L] // R_1$$

$$R_{o2} = \frac{R_3 // R_1 + r_{be}}{(1+\beta_2)} // R_6$$

分析在每一级出现的问题，  
1. 失真，截止失真

解决方法2：正向导通电压 0.7V，脚上均为0.7V



解决方法3：去 \$U\_{CE}\$ 取 \$U\_{CE}\$ 大，稳压 = 极管，反向偏置（击穿）



稳压电阻 \$\frac{\Delta U}{\Delta I}\$, 稳压

\$R\_L\$ 作用，防止过大的电流，使稳压管工作在稳压区 \$I\_z = 5mA\$

\$U\_{CEQ1} \uparrow \rightarrow\$ 功耗 (\$A\_{u1}\$ 减小) \$\rightarrow\$ 改用 \$D \rightarrow\$ 若 \$U\_{CEQ1}\$ 大，则改用 \$D\_2\$ (不取电路为不利负载)

当两级都用 NPN，由于直接耦合 \$U\_{CEQ1} > U\_{BE1}\$, \$U\_{CEQ2} > U\_{CEQ1}\$ 集电极电压逐级升，管压降个 \$\rightarrow\$ 工作点不移，不合适

解决方法：采用 PNP 和 NPN 组合

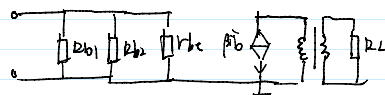
$$U_{CEQ1} = U_{BE2}, U_{CEQ2} < U_{CEQ1}$$

静态工作点相互独立，低频特性差

通常，只有在信号频率很高，输出功率很大，才采用阻容耦合分立元件的大

电路

\$R\_L\$ 可以是实际的负载电阻，代表后级放大电路。 \$A\_u = -\beta \frac{R'\_L}{r\_{be}}\$



$$R'_L = \frac{R_L}{1+\beta}$$

静态工作点独立，低频特性差，不能放大缓慢信号，可以解决负载电阻过大时，放大倍数低的问题