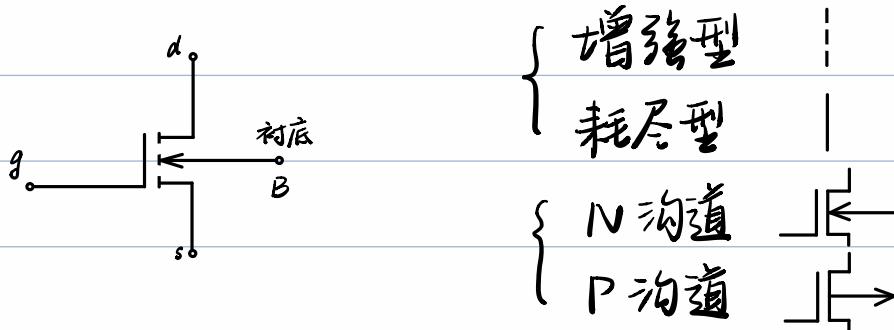


§ 4 场效应管及其放大电路

1 MOSFET 的结构及符号

金属 - 氧化物 - 半导体场效应管 MOSFET

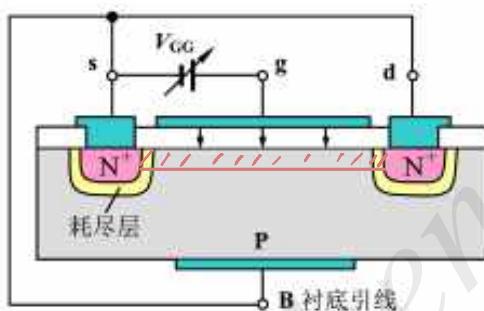
Metal - Oxide - Semiconductor Field Effect Transistor



2 MOSFET 的工作原理 (以 N 沟道增强型为例)

放大器件 → 控制关系

(1) 栅源电压对沟道的控制作用



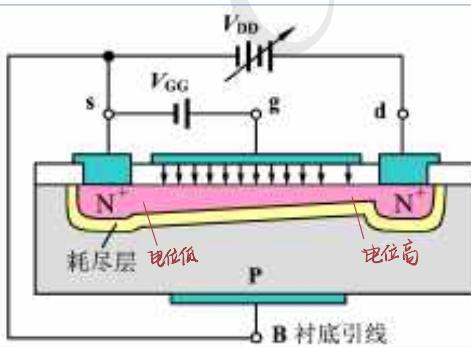
$$V_{GS} = V_{Ga} \quad (V_{GS} > V_{TN})$$

$V_{GS} \uparrow E \uparrow \Rightarrow$ 产生导电沟道

$\left\{ \begin{array}{l} V_{GS} \uparrow E \uparrow \Rightarrow \text{沟道增厚}, R \downarrow \\ V_{GS} \downarrow E \downarrow \Rightarrow \text{沟道变薄}, R \uparrow \end{array} \right.$

$V_{GS} \downarrow E \downarrow \Rightarrow \text{沟道变薄}, R \uparrow$

(2) 漏源电压对沟道的控制作用 (此时已有 $V_{GS} > V_{TN}$)

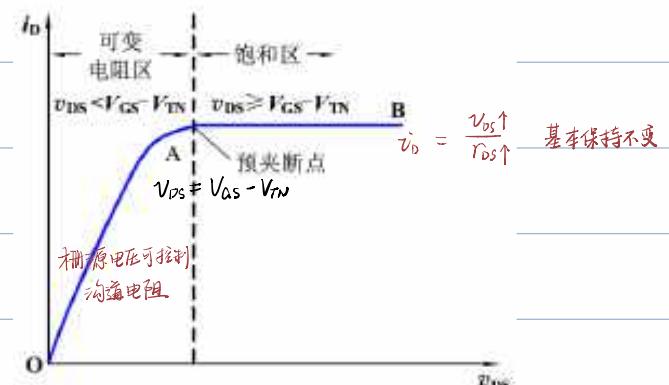
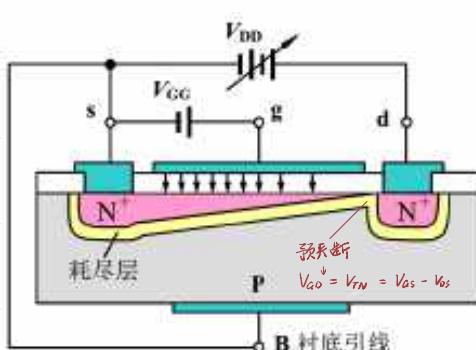


$$V_{DS} = V_{DD}$$

靠近漏极，压差减小，沟道变薄

靠近源极，压差不变，沟道厚度不变

V_{DS} 继续增大 \Rightarrow 预夹断 $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = V_{TN}$



可变电阻区 $V_{GS} > V_{TN}$ $V_{DS} < V_{GS} - V_{TN}$

饱和区 $V_{GS} > V_{TN}$ $V_{DS} > V_{GS} - V_{TN}$

N沟道增强型MOS管特点

- ① 沟道中只有一种载流子参与导电
- ② 棚极绝缘，输入电阻很高
- ③ 只有当 $V_{GS} > V_{TN}$ 时，d,s 极才能导通
- ④ 可实现 V_{GS} 对 i_D 的控制（电压控制电流器件）

{ 预夹断前， i_D 与 V_{DS} 近似线性关系

预夹断后， i_D 趋于饱和

3 MOSFET的特性曲线及特性方程

双口网络 V_{GS} 控制 i_D

● 输出特性 $i_D = f(V_{DS}) \Big|_{V_{GS} = \text{const}}$

输出特性曲线

① 截止区 $V_{GS} < V_{TN}$ $i_D = 0$

② 可变电阻区

$V_{GS} > V_{TN}$ $V_{DS} < V_{GS} - V_{TN}$

$$i_D = K_n [2(V_{GS} - V_{TN})V_{DS} - V_{DS}^2]$$

$$K_n = \frac{k_n}{2} \frac{W}{L} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) \frac{\text{宽度}}{\text{长度}} \left[\frac{mA}{V^2} \right]$$

当 $V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TN}$ 时， $i_D = 2K_n(V_{GS} - V_{TN})V_{DS}$

等效电阻 $r_{ds0} = \left. \frac{dV_{DS}}{di_D} \right|_{V_{GS}=\text{const}} = \frac{1}{2K_n(V_{GS} - V_{TN})}$ 等 V_{GS} 控制的可变电阻

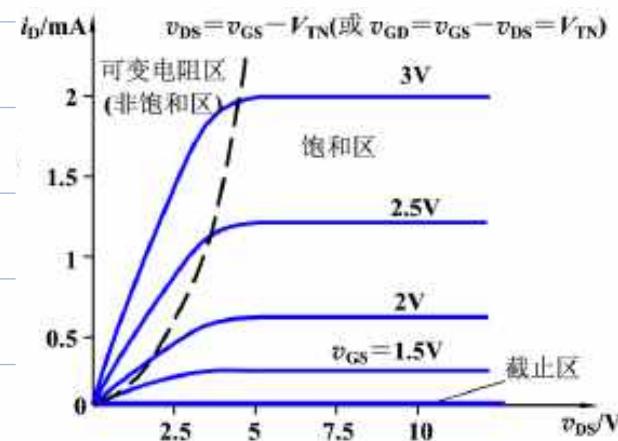
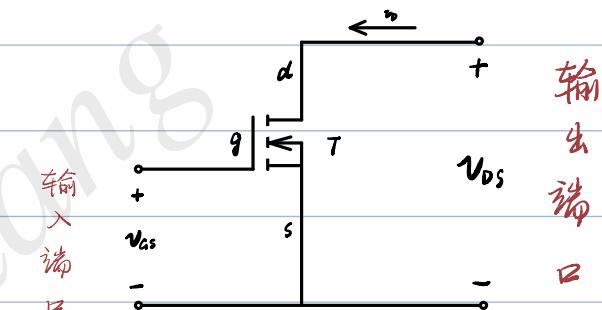
③ 饱和区（放大区）

$V_{GS} > V_{TN}$ $V_{DS} > V_{GS} - V_{TN}$

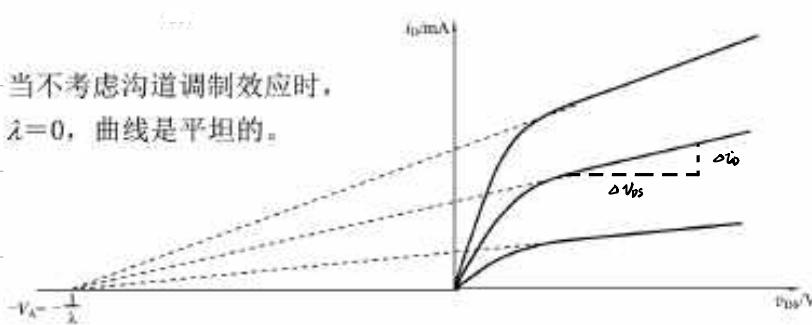
$$i_D = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2$$

{ 理想情况：水平线

非理想： $L \downarrow \Rightarrow K_n \uparrow \Rightarrow$ 向上倾斜（沟道卡度调制效应）



当不考虑沟道调制效应时,
 $\lambda=0$, 曲线是平坦的。



V_A 厄利电压

$$i_D = k_n (V_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

沟道调制系数 $\lambda = \frac{1}{V_A} \approx \frac{0.1}{L} V^{-1} \quad L [\mu m]$

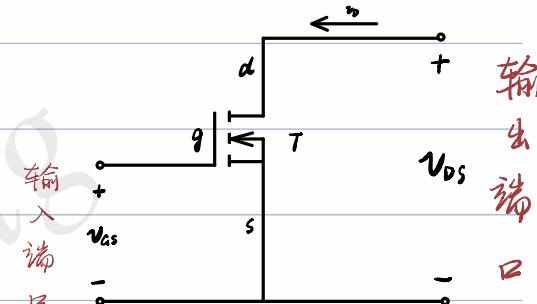
$$\text{动态电阻 } r_{DS} = \frac{1}{\lambda k_n (V_{GS} - V_{TN})^2} \approx \frac{1}{\lambda i_D} = \frac{V_A}{i_D}$$

● 转移特性 $i_D = f(V_{GS}) \Big|_{V_{DS} = \text{const}}$

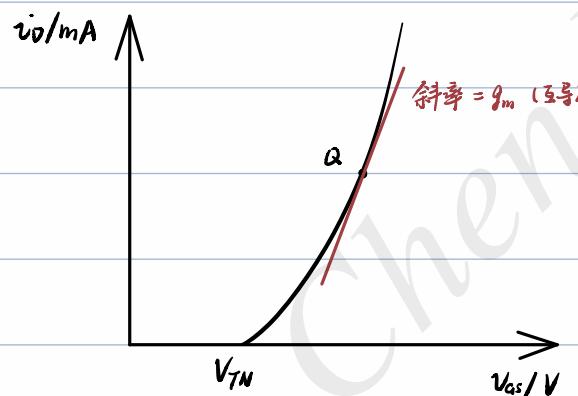
反映跨端口的电量关系

输入电压对输出电流的控制关系

转移特性曲线(饱和区)



$$i_D = k_n (V_{GS} - V_{TN})^2$$



$$g_m = \frac{di_D}{dV_{GS}} \Big|_a = \frac{d [k_n (V_{GS} - V_{TN})^2]}{dV_{GS}} \Big|_a \\ = 2 k_n (V_{GSA} - V_{TN})$$

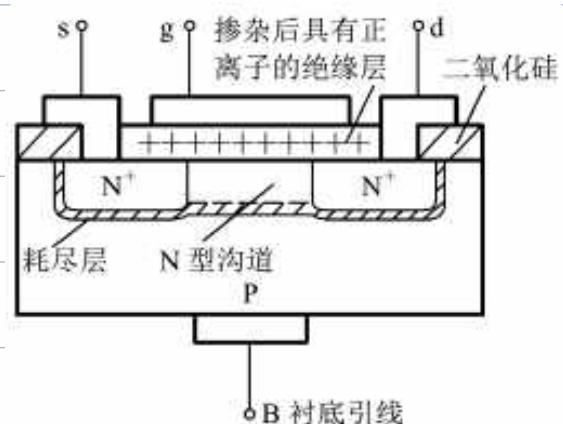
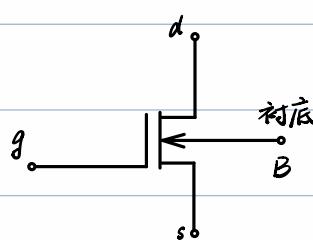
$$I_{DQ} = k_n (V_{GSA} - V_{TN})^2$$

$$g_m = 2 \sqrt{k_n I_{DQ}}$$

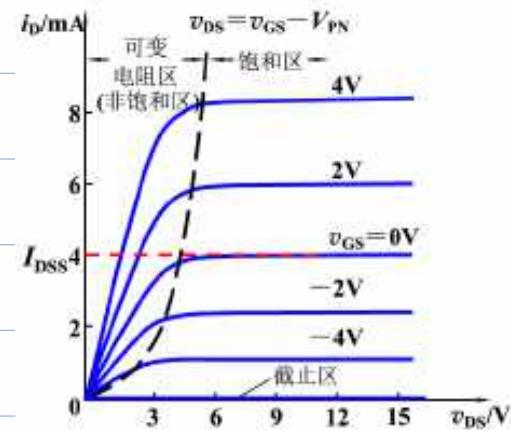
4 其他几种MOS管

(1) N沟道耗尽型

绝缘层中掺入大量正离子



输出特性曲线



① 可变电阻区

$$V_{GS} > V_{PN} \text{ 且 } V_{DS} < V_{GS} - V_{PN}$$

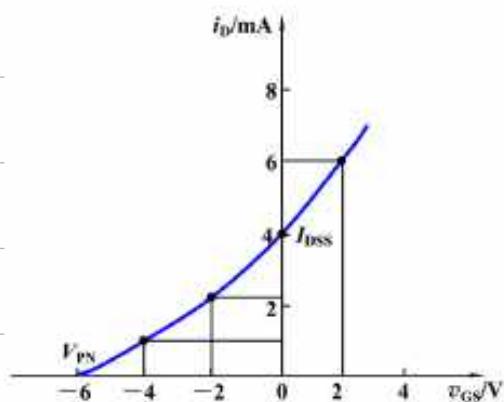
$$\text{特性方程 } i_D = K_n [2(V_{GS} - V_{TN})V_{DS} - V_{DS}^2]$$

② 饱和区

$$V_{GS} > V_{PN} \text{ 且 } V_{DS} > V_{GS} - V_{PN}$$

$$i_D = K_n (V_{GS} - V_{PN})^2$$

转移特性曲线



I_{DSS} $V_{GS} = 0$ 时的漏极饱和电流

$$i_D = K_n (V_{GS} - V_{PN})^2$$

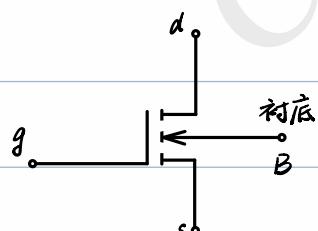
$$= K_n V_{PN} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{PN}}\right)^2$$

$$= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{TN}}\right)^2$$

(2) P沟道 MOSFET (反向)

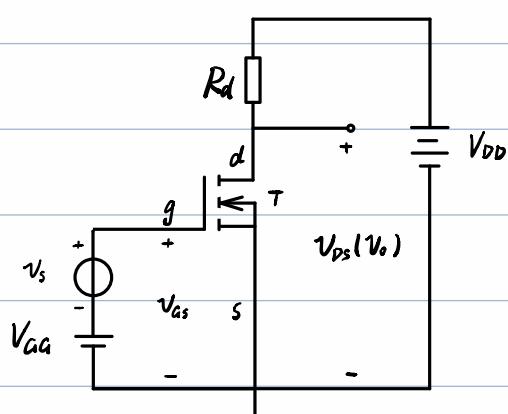
5 MOSFET 基本放大电路构成及信号放大的实现

以N沟道增强型为例：



饱和区工作条件

$$V_{GS} > V_{TN} \text{ 且 } V_{DS} > V_{GS} - V_{TN}$$



$$V_{GS} = V_{GG} + v_s$$

$$\text{总量 } (i_D) = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2 = (I_D) + (i_d)$$

直流量

交流量

$$V_{DS} = V_{DD} - i_D R_d$$

R_d ① 限流

② 把电流变化转化为电压变化

{ 静态 / 直流
动态

v_{DS} 与 v_{GS} 相位反向

- 要点 ① MOSFET 工作在饱和区，并有合适的静态偏置
 ② 信号叠加在静态电量上通过 MOSFET 的控制关系输出
 ③ 输出信号的幅值受输出回路电源电压的限制
 ④ 直流电源是 MOSFET 正常工作的前提；信号放大的能量供给者

6 MOSFET 放大电路的静态偏置和信号的输入输出

静态偏置：为三极管提供合适的静态工作点。

直流通路 \Rightarrow 静态工作点。

已知 MOSFET 的 K_n , V_{TN} , 以及 V_{DD} , V_{GS} , R_d

输入回路 $V_{GSQ} = V_{GS}$

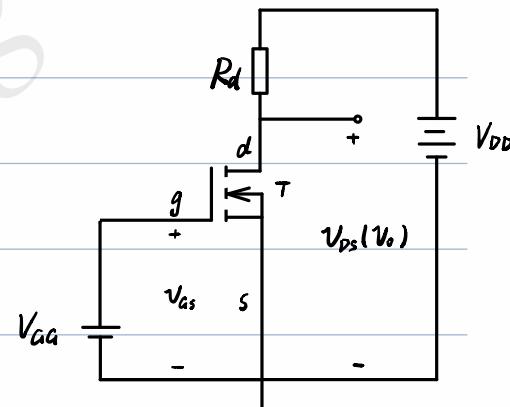
输出回路 $V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d$

$$I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2$$

求得 V_{GSQ} , I_{DQ} , V_{DSQ} (静态工作点)

检验是否满足饱和区工作条件 $V_{DSQ} > V_{GSQ} - V_{TN} > 0$

若不满足，改用可变电阻区的特性方程求解



EXP 1

$$V_{GSQ} = V_{SS} - I_{DQ} R_S$$

R_S 作用：

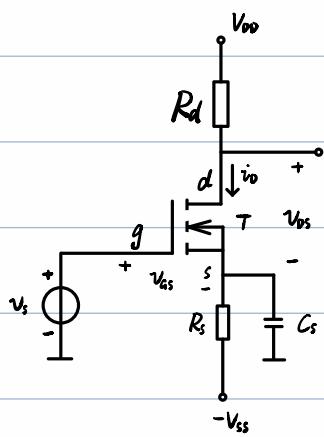
① 稳定静态工作点。

温度影响 $\Rightarrow (I_D \downarrow) \Rightarrow V_{RS} \downarrow \Rightarrow V_{GS} \uparrow \xrightarrow[\text{控制关系}]{\text{MOSFET}} I_D \uparrow$

② 影响放大倍数

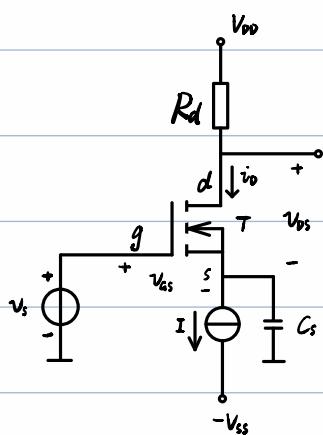
解决方法：并联大电容 C_s ，隔直流通交流

交流旁路电容



EXP 2 直流电流源为MOSFET提供静态工作点

假设MOSFET工作在静态饱和区



$$\text{由 } I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \Rightarrow V_{GSQ} = \pm \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K_n}} + V_{TN}$$

$$\text{根据 } V_{GS} > V_{TN}, V_{GSQ} = \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K_n}} + V_{TN}$$

$$V_{SD} = -V_{GSQ}$$

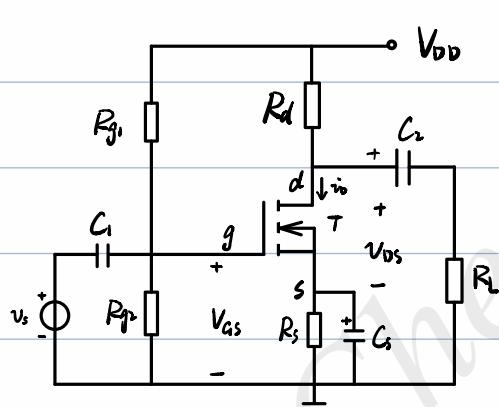
输出回路

$$\begin{aligned} V_{DSQ} &= V_{DD} - V_{GSQ} = (V_{DD} - I_{DQ} R_D) - (-V_{GSQ}) \\ &= V_{DD} - I_{DQ} R_D + V_{GSQ} \end{aligned}$$

求得Q点 (V_{GSQ} , I_{DQ} , V_{DSQ})

检验是否满足饱和区工作条件

EXP 3 阻容耦合放大电路



$$V_{GSQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD}$$

$$I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_D$$

C_1 耦合电容 使栅极电位不受信号源影响

C_2 避免负载电阻对静态工作点的影响

R_S , C_S 稳定静态工作点

总结：根据特性方程和电路方程求解

改变信号输入/输出的电极，构成了3种

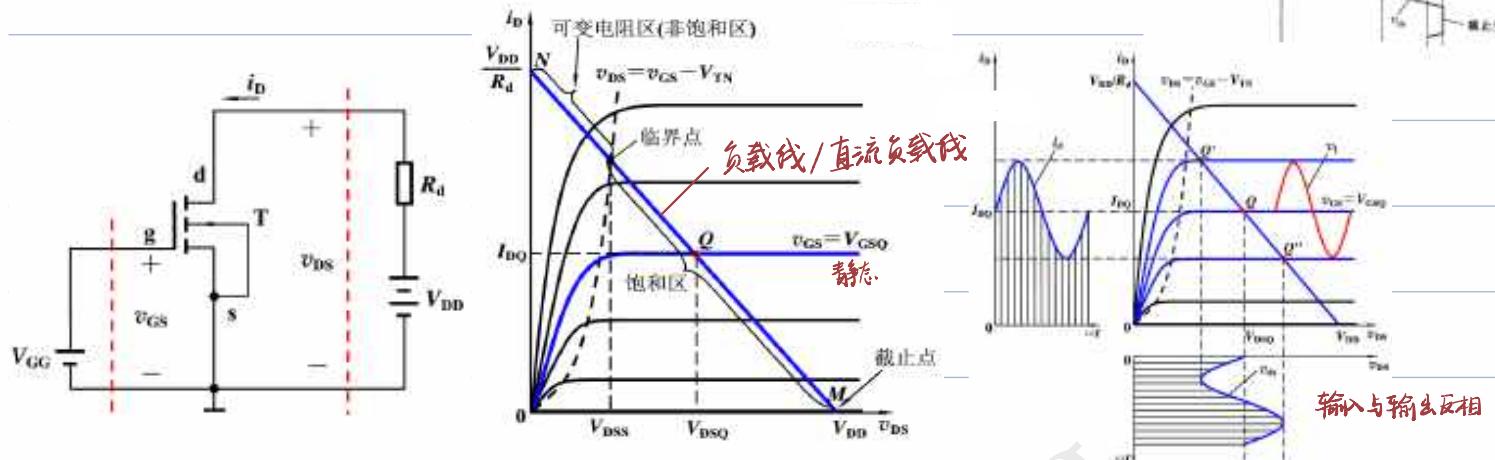
不同组态的放大电路

{ 共源极
共漏极
共栅极

7 图解分析法

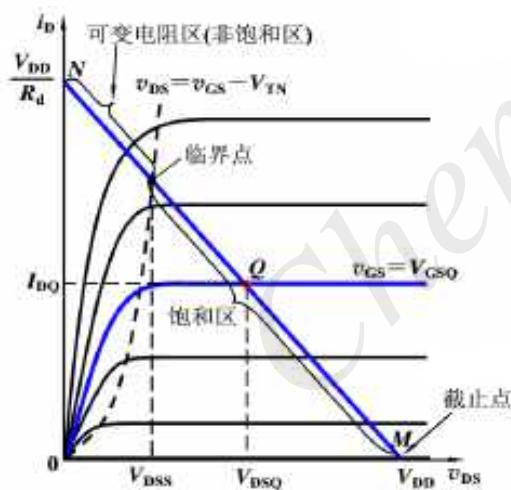
前提：已知三极管特性曲线

画负载线



{ 静态工作点太低 \Rightarrow 截止失真
静态工作点太高 \Rightarrow 饱和失真

\triangle 如何设置静态工作点才能获得幅值最大的不失真输出幅度？



Q设置在临界点和截止点之间

截止点 $i_D = 0 \quad v_{DS} = V_{DD}$

临界点 $i_D = A$ 代替 $V_{DSS} = V_{GSQ} - V_{TN}$

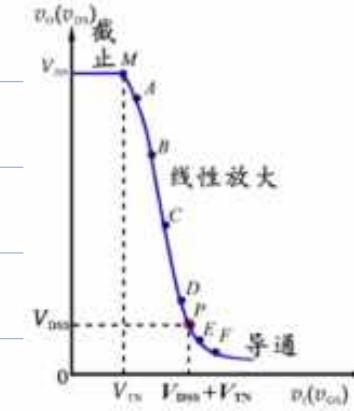
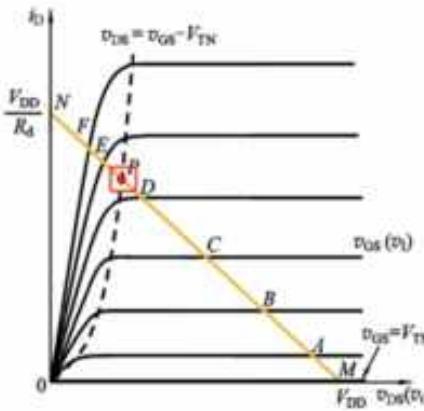
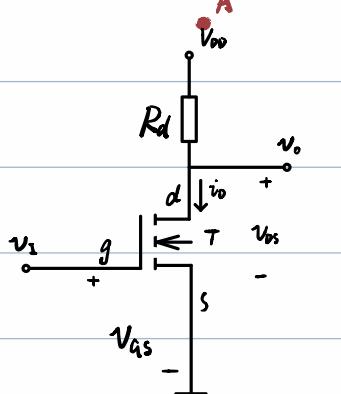
Q点 $V_{DSQ} = \frac{1}{2}(V_{DSS} + V_{DD})$

$$\Rightarrow V_{DSQ} - V_{DSS} = V_{DD} - V_{DSQ}$$

$$\text{斜率 } I_{DQ}R_d = V_{DD} - V_{DSQ}$$

电压传输特性曲线

特性方程 $I_{DQ} = k_n(V_{GSQ} - V_{TN})^2$



输入低电平 \Rightarrow 输出高电平 (反相器)

8 小信号模型分析法

$$\text{饱和区特性方程 } i_D = K_n (V_{ds} - V_{TN})^2 \quad (\lambda = 0)$$

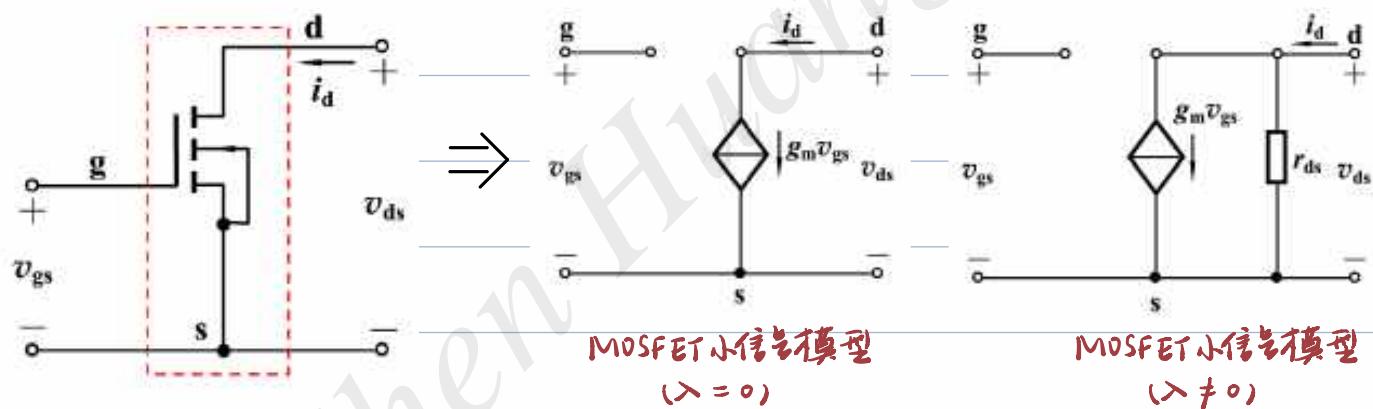
小范围近似 \rightarrow 线性

$$\begin{aligned} i_D &= K_n (V_{ds} - V_{TN})^2 = K_n (V_{dsQ} + v_{gs} - V_{TN})^2 \\ &= K_n [(V_{dsQ} - V_{TN}) + v_{gs}]^2 \\ &= K_n (V_{dsQ} - V_{TN})^2 + 2K_n (V_{dsQ} - V_{TN})v_{gs} + K_n v_{gs}^2 \\ &= I_{DQ} + g_m v_{gs} + K_n v_{gs}^2 \end{aligned}$$

静止值
(直流) 动态值
(交流) 非线性失真

当 $v_{gs} \ll 2K_n (V_{dsQ} - V_{TN})$ 时

$$i_D \approx I_{DQ} + g_m v_{gs} = I_{DQ} + i_d$$

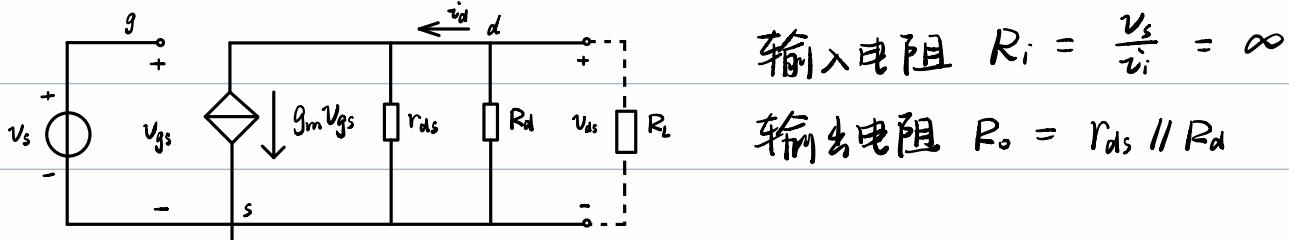


$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda K_n (V_{dsQ} - V_{TN})^2} \approx \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{V_A}{I_{DQ}}$$

$$r_{ds} = \frac{dV_{ds}}{di_d}$$

$$g_m = \frac{di_d}{dv_{gs}} = 2K_n (V_{dsQ} - V_{TN}) = 2\sqrt{K_n I_{DQ}}$$

- 注意**
- ① MOSFET 必须工作在饱和区，并且在小信号情况下，模型才可用
 - ② 只适用于交流信号或变化量的分析，不能用来分析静态工作点
 - ③ 参数 g_m 、 r_{ds} 与 Q 位置有关
 - ④ 受控源 $g_m v_{gs}$ 的电流方向与控制电压 v_{gs} 极性无关



9 共源极、共漏极和共栅极放大电路

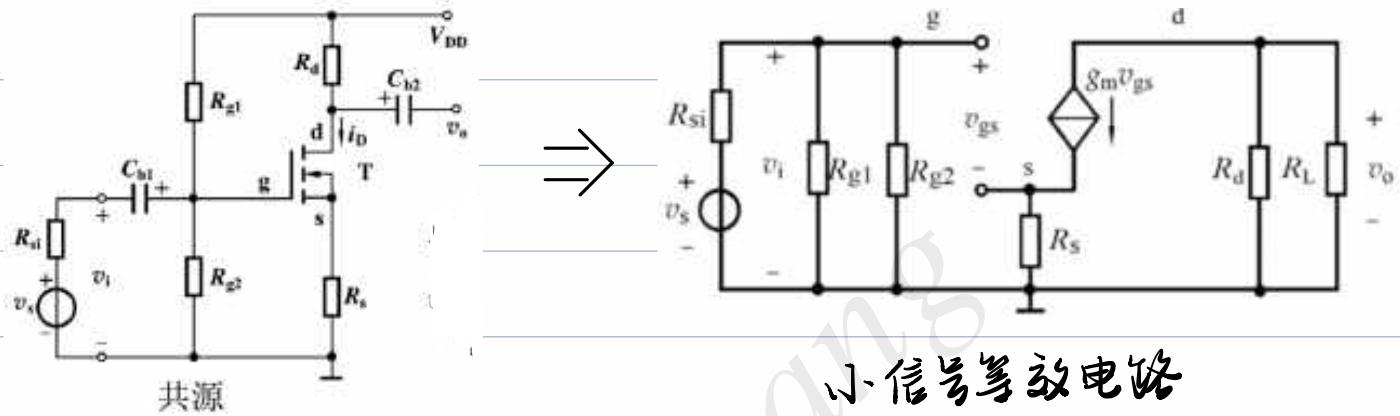
用小信号模型分析法

共源极：信号由栅极输入，漏极输出

共漏极：信号由栅极输入，源极输出

共栅极：信号由源极输入，漏极输出

(1) 共源极



小信号等效电路

$$\text{输入回路 } V_i = V_{gs} + (g_m V_{gs}) R_s$$

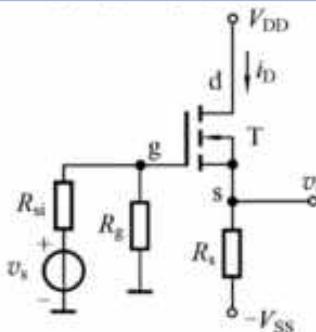
$$\text{输出回路 } V_o = -g_m V_{gs} (R_d // R_L)$$

$$\text{端口电压增益 } A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m (R_d // R_L)}{1 + g_m R_s}$$

$$\text{输入电阻 } R_i = R_{g1} // R_{g2}$$

$$\text{源电压增益 } A_{Vs} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = -\frac{g_m (R_d // R_L)}{1 + g_m R_s} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_{Si}}$$

(2) 共漏极

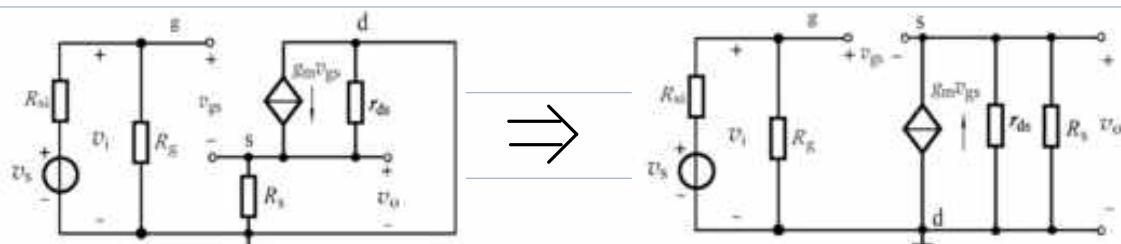


$$\text{静态: } V_{GQ} = 0$$

$$\begin{cases} V_{GSQ} + I_{DQ} R_s + (-V_{ss}) = 0 \\ I_{DQ} = k_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \end{cases}$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - (-V_{ss}) - I_{DQ} R_s$$

动态



$$g_m = 2k_n (V_{GSQ} - V_{TN}) = 2\sqrt{k_n I_{DQ}}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda k_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2} \approx \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{V_A}{I_{DQ}}$$

端口输入电压 $v_i = v_o + v_{gs}$

输出电压 $v_o = g_m v_{gs} (r_{ds} // R_d)$

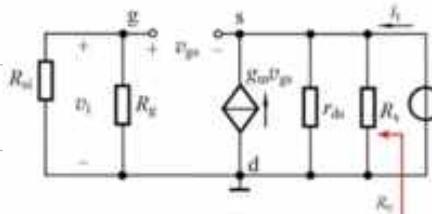
端口电压增益 $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m (r_{ds} // R_d)}{1 + g_m (r_{ds} // R_d)}$ (不含负号, 同相)

当 $g_m (r_{ds} // R_d) \gg 1$ 时, $A_v \approx 0$, $v_o \approx v_i$ 电压跟随器

输入电阻 $R_i = R_g$

源电压增益 $A_{Vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = \frac{g_m (r_{ds} // R_d)}{1 + g_m (r_{ds} // R_d)} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$

输出电阻 (将 v_s 置零, 保留内阻)



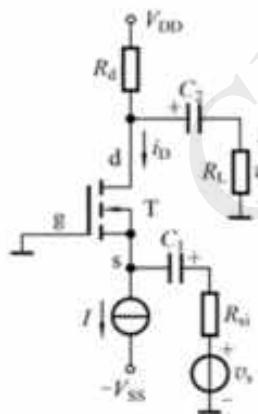
$$i_t = \frac{v_t}{R_s} + \frac{v_t}{r_{ds}} - g_m v_{gs}$$

$$v_{gs} = -v_t$$

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_{ds}} + g_m} = R_s // r_{ds} // \frac{1}{g_m}$$

R_o 较小

(3) 共栅极



静态态: $I_{DQ} = I$

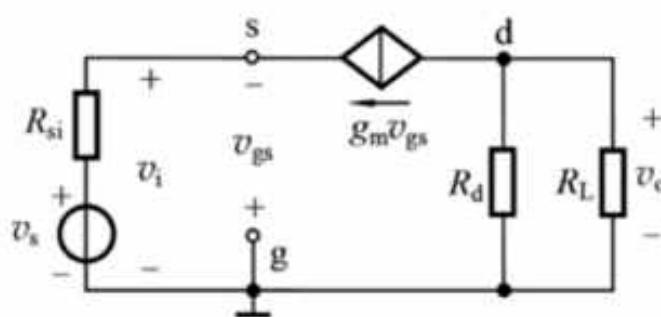
$$I_{DQ} = k_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \Rightarrow V_{GSQ}$$

$$V_{SQ} = -V_{GSQ}$$

$$V_{DSQ} = V_{DQ} - V_{SQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d + V_{GSQ}$$

检验 $V_{GSQ} > V_{TN}$, $V_{DSQ} > V_{GSQ} - V_{TN}$

动态:



$$g_m = 2\sqrt{k_n I_{DQ}}$$

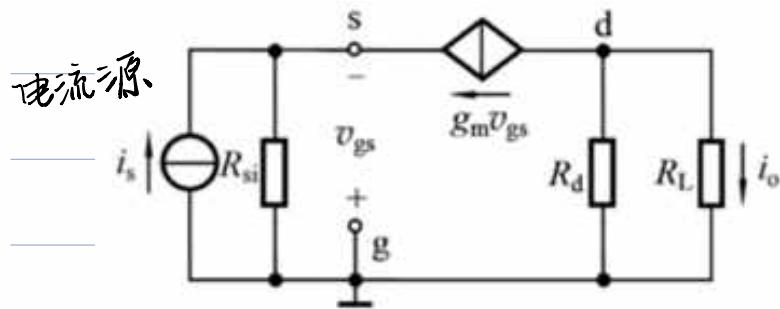
$$r_{dm} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$$

端口输入电压 $v_i = -v_{gs}$

输出电压 $v_o = -g_m v_{gs} (R_d // R_L)$

端口电压增益 $A_v = \frac{v_o}{v_i} = g_m (R_d // R_L)$

忽略沟道调制效应



$$\text{源极节点 KCL: } i_s + g_m v_{gs} + \frac{v_{ds}}{R_{ds}} = 0$$

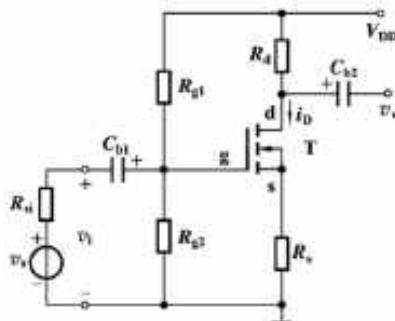
$$\text{输出电流 } i_o = \frac{R_d}{R_d + R_L} (1 - g_m v_{gs})$$

$$A_{is} = \frac{i_o}{i_s} = \frac{R_d}{R_d + R_L} \cdot \frac{g_m R_{si}}{1 + g_m R_{si}}$$

当 $g_m R_{si} \gg 1$ 时, $A_{is} \approx 1$ 电流跟随器

小结

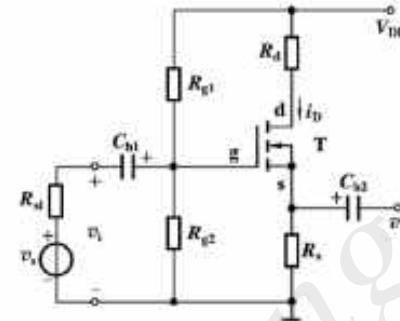
共源



电压增益

$$A_v = -g_m (r_{ds} \parallel R_d)$$

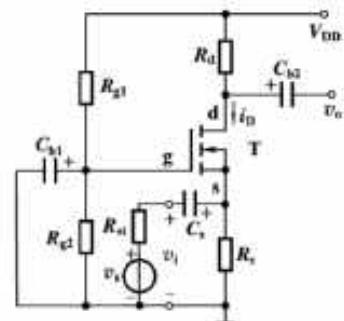
共漏



$$A_v = \frac{g_m (R_s \parallel r_{ds})}{1 + g_m (R_s \parallel r_{ds})} \approx 1$$

“电压跟随器”

共栅



$$A_v = g_m (R_d \parallel R_L)$$

“电流跟随器”

输入电阻

很高

很高

$$R_i \approx \frac{1}{g_m}$$
 最小

输出电阻

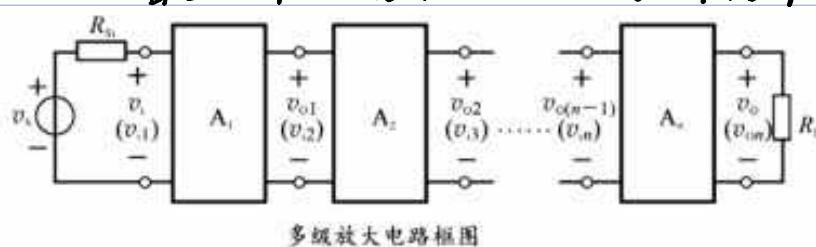
$$R_o \approx R_d$$

$$R_o = R_s \parallel r_{ds} \parallel \frac{1}{g_m}$$

$$R_o \approx R_d$$

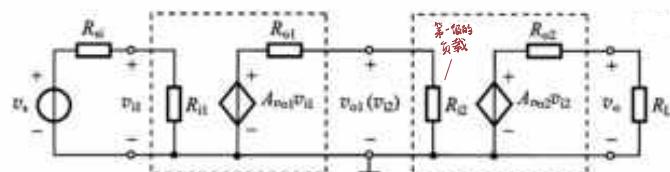
10 多级放大电路

△ 如何借助单级放大电路的分析结果分析多级放大电路



多级放大电路框图

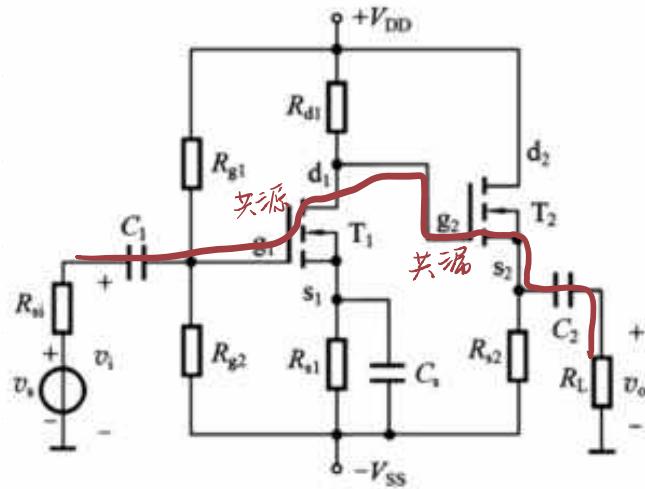
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o1}}{V_i} \cdot \frac{V_{o2}}{V_{o1}} \cdots \frac{V_o}{V_{o(n-1)}} = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdots A_{vn}$$



两级放大电路模型

- 级间关系 ① 后级的输入电阻是前级的负载
 ② 前级的开路电压是后级的信号源电压
 ③ 前级的输出电阻是后级的信号源内阻
 ④ 第一级的输入电阻是放大电路的输入电阻
 ⑤ 最后一级的输出电阻是放大电路的输出电阻

EXP 1 共源-共漏放大电路



静态：设 T_1, T_2 均工作在饱和区

$$T_1 \left\{ \begin{array}{l} V_{ASQ1} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} (V_{DD} + V_{SS}) - I_{DQ1} R_{S1} \\ I_{DQ1} = K_n (V_{ASQ1} - V_{TN1})^2 \end{array} \right.$$

$$V_{DSQ1} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DQ1} (R_{d1} + R_{s1})$$

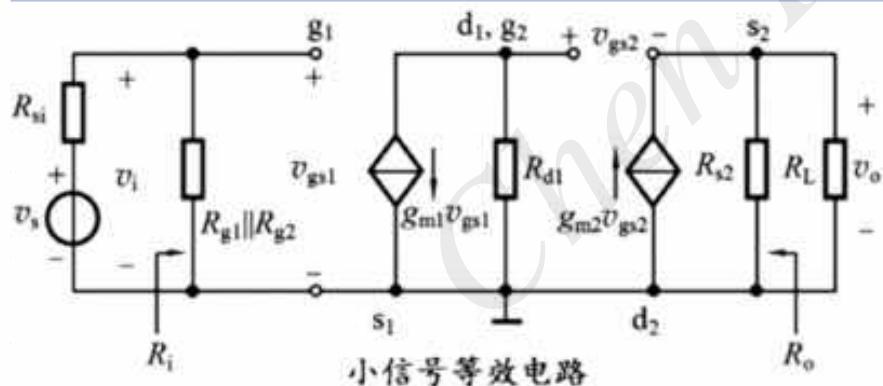
$$T_2 \left\{ \begin{array}{l} V_{ASQ2} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DQ1} R_{d1} - I_{DQ2} R_{s2} \\ I_{DQ2} = K_n (V_{ASQ2} - V_{TN2})^2 \end{array} \right.$$

$$V_{DSQ2} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DQ2} R_{s2}$$

$$g_{m1} = 2K_n (V_{ASQ1} - V_{TN1})$$

$$g_{m2} = 2K_n (V_{ASQ2} - V_{TN2})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_i = v_{gs1} \\ v_o = g_{m2} v_{gs2} (R_{s2} // R_L) \\ v_o + v_{gs2} = -g_{m1} v_{gs1} R_{d1} \end{array} \right.$$



$$\text{第一级 } A_{v1} = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} R_{d1}$$

$$\text{第二级 } A_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{g_{m2} (R_{s2} // R_L)}{1 + g_{m2} (R_{s2} // R_L)}$$

$$\text{总增益 } A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$$

$$\text{输入电阻 } R_i = R_{g1} // R_{g2}$$

$$\text{源电压增益 } A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_{s1} + R_i}$$

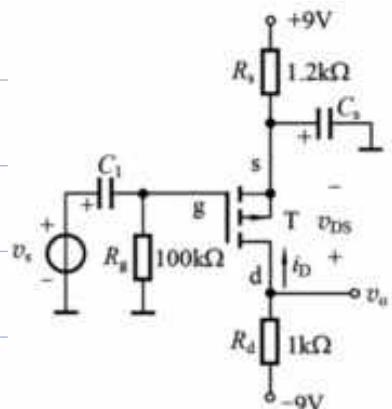
$$\text{输出电阻 } R_o = R_{s2} // \frac{1}{g_{m2}}$$

总增益

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{g_{m1} g_{m2} R_{d1} (R_{s2} // R_L)}{1 + g_{m2} (R_{s2} // R_L)}$$

11 MOSFET 放大电路分析设计举例

EXP 1 P-沟道增强型. 已知 $V_{TP} = -2V$, $k_p = 2mA/V^2$, $\lambda = 0.01V^{-1}$



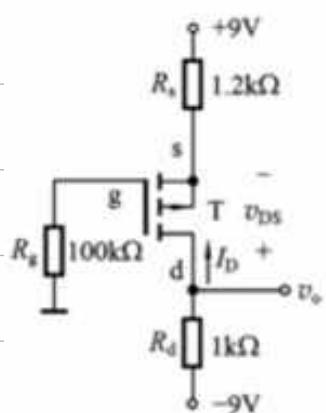
(1) 求 I_{DQ} 和 V_{DSQ}

(2) 试求小信号电压增益、

输入电阻和输出电阻

(1) 静态

设 MOSFET 工作在饱和区



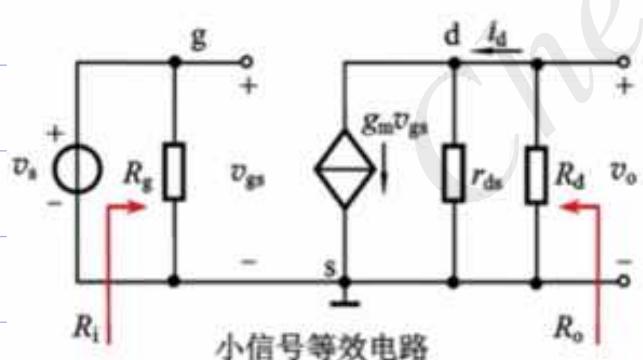
$$\left\{ \begin{array}{l} I_{DQ} = -k_p (V_{GSQ} - V_{TP})^2 \\ 9V + I_{DQ} R_s + V_{GSQ} = 0 \end{array} \right.$$

$$\Rightarrow V_{GSQ} = -3.5V \quad I_{DQ} = -4.5mA$$

$$V_{DSQ} = -9V + (-9V) - I_{DQ} (R_s + R_d) = -8.1V$$

$V_{DSQ} < V_{GSQ} - V_{TN} < 0$ MOSFET 工作在饱和区

(2) 动态



$$g_m = -2k_p(V_{GSQ} - V_{TP}) = 6mA/V$$

$$r_{ds} \approx -\frac{1}{\lambda I_{DQ}} = 22.2k\Omega$$

$$v_o = -g_m v_{gs} (r_{ds} \parallel R_d)$$

$$v_i = v_{gs}$$

$$A_V = -g_m (r_{ds} \parallel R_d) = -5.7$$

输入电阻 $R_i = R_g = 100k\Omega$

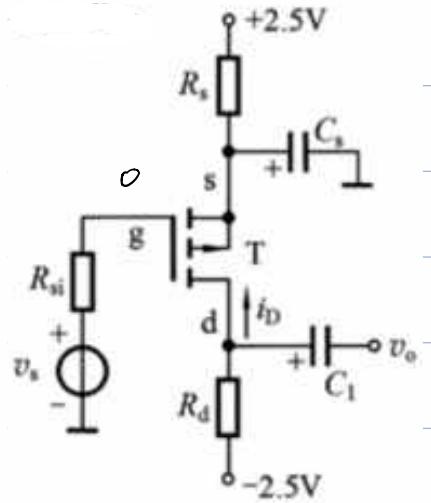
输出电阻 $R_o = r_{ds} \parallel R_d = 0.96k\Omega$

EXP 2 P-沟道增强型 已知 $V_{TP} = -0.7V$, $\lambda = 0$

(1) 当 MOSFET 的 $I_{DQ} = -0.3mA$ 和 $V_{GSQ} - V_{TP} = -0.3V$ 时，求电阻 R_s

(2) 当 $A_V = -10$ 时，求电阻 R_d

(1) 静态：设 MOSFET 工作在饱和区



$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ASQ} = 2.5V + I_{DQ}R_s \\ I_{DQ} = -K_p(V_{ASQ} - V_{TP})^2 \end{array} \right.$$

$$\Rightarrow V_{ASQ} = -1V \quad R_s = 5k\Omega \quad K_p = \frac{10}{3} \text{ mA/V}^2$$

$$V_{DSQ} = -2.5V - 2.5V - I_{DQ}(R_s + R_d) < -5V$$

$V_{DSQ} < V_{ASQ} - V_{TP} < 0$ 工作在饱和区

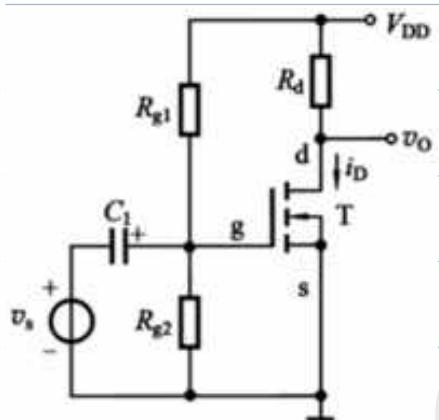
(2) 动态

$$g_m = -2K_p(V_{ASQ} - V_{TP}) = -\frac{20}{3} \times (-0.3) = 2 \text{ mA/V}$$

$$v_i = v_{gs} \quad v_o = -g_m v_{gs} R_d$$

$$A_v = -g_m R_d \Rightarrow R_d = \frac{A_v}{-g_m} = \frac{-10}{-2} = 5k\Omega$$

EXP 3 N沟道增强型



提供20倍的电压增益和对称的电压输出振幅

已知 $V_{DD} = 5V$, $V_{TN} = 0.8V$, $K_n' = 40 \text{ mA/V}^2$,

$\lambda = 0.01 \text{ V}^{-1}$, 当 $I_{DQ} = 0.1 \text{ mA}$ 时, 求

(1) 满足条件的 $\frac{W}{L}$ 和 R_d

(2) 求 R_{g1} 与 R_{g2} 的比值

(1) 对称输出时, 临界点漏极电流为 $2I_{DQ}$

$$\text{此时漏源电压 } V_{DSS} = V_{AS} - V_{TN} = \sqrt{\frac{2I_{DQ}}{K_n}} \quad \left. \right\}$$

$$\text{临界点输出回路 } V_{DSS} = V_{DD} - 2I_{DQ}R_d$$

$$\Rightarrow \sqrt{K_n} = \frac{\sqrt{2}I_{DQ}}{V_{DD} - 2I_{DQ}R_d} = \frac{\sqrt{0.2}}{5 - 0.2R_d}$$

$$g_m = 2K_n(V_{ASQ} - V_{TN}) = 2\sqrt{K_n I_{DQ}} = \frac{2\sqrt{2}I_{DQ}}{V_{DD} - 2I_{DQ}R_d} = \frac{0.2\sqrt{2}}{5 - 0.2R_d}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = 1000 \text{ k}\Omega$$

$$v_i = v_{gs} \quad v_o = -g_m v_{gs} (r_{ds} \parallel R_d)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_{ds} \parallel R_d)$$

$$\frac{0.2\sqrt{2}}{5 - 0.2R_d} \cdot \frac{1000 R_d}{1000 + R_d} = 20 \Rightarrow R_d = 23.4 \text{ k}\Omega$$

$$K_n = \frac{0.2}{(5 - 0.2R_d)^2} = 1.95 \text{ mA/V}^2$$

$$\frac{W}{L} = 2 \frac{K_n}{V_{TH}} = 97.5$$

$$(2) I_{DQ} = K_n (V_{ASQ} - V_{TN})^2 \Rightarrow V_{ASQ} = \pm \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K_n}} + V_{TN}$$

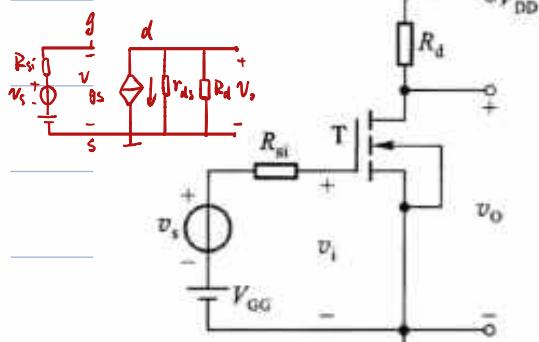
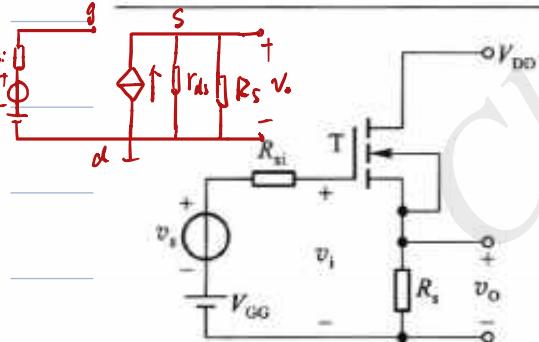
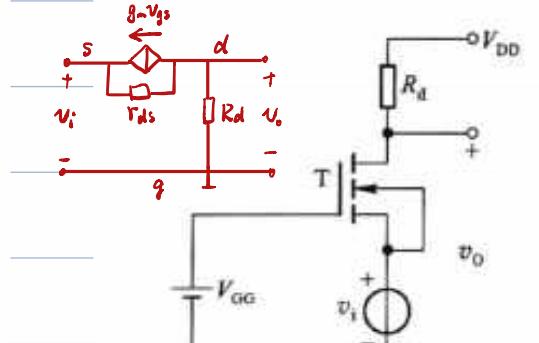
饱和区 $V_{ASQ} > V_{TN}$

$$V_{ASQ} = \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K_n}} + V_{TN} = \sqrt{\frac{0.1}{1.95}} + 0.8 \approx 1 \text{ V}$$

$$V_{ASQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD}$$

$$\frac{R_{g1}}{R_{g2}} = \frac{V_{DD}}{V_{ASQ}} - 1 = 4$$

表 4.5.1 MOSFET 三种基本放大电路的比较

电路形式(原理电路)	电压增益 $A_v = v_o/v_i$	输入电阻 R_i	输出电阻 R_o	基本特点
 共源极放大电路	$A_v = -g_m (R_d // r_{ds})$	很高	$R_o = R_d // r_{ds}$	电压增益高，输入输出电压反相，输入电阻大，输出电阻主要由 R_d 决定
 共漏极放大电路(源极输出器)	$A_v = \frac{g_m (R_s // r_{ds})}{1 + g_m (R_s // r_{ds})}$	很高	$R_o = \frac{1}{g_m} // R_s // r_{ds}$ $R_i = \frac{v_i}{v_o} \text{ 很小}$	电压增益小于 1 但接近于 1，输出电压同相，有电压跟随作用。输入电阻高，输出电阻低，可作阻抗变换用
 共栅极放大电路	$A_v = \frac{(g_m + \frac{1}{r_{ds}}) R_d}{1 + (R_d / r_{ds})}$ $= g_m R_d (\text{当 } r_{ds} \gg R_d)$	$R_i = \frac{v_i}{v_i} = -\frac{v_i}{g_m v_{gs}}$ $= \frac{1}{g_m}$	$R_o = R_d // r_{ds}$	电压增益高，输入输出电压同相，电流增益小于 1 但接近 1，有电流跟随作用。输入电阻小，输出电阻主要由 R_d 决定，常用于高频和宽带放大

