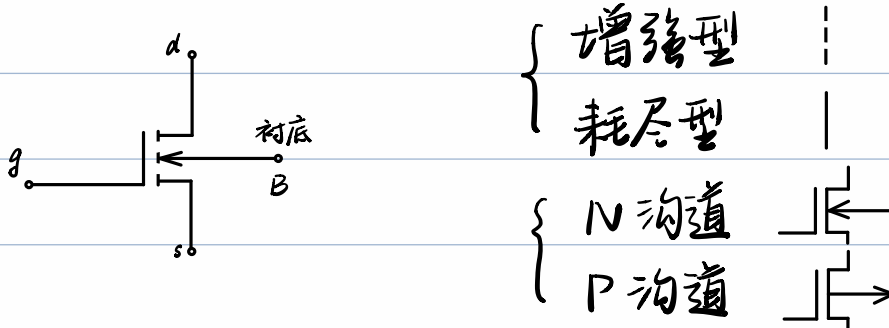


§4 场效应管及其放大电路

1 MOSFET 的结构及符号

金属-氧化物-半导体场效应管 MOSFET

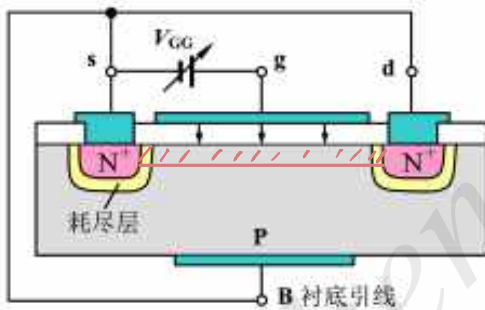
Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor



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



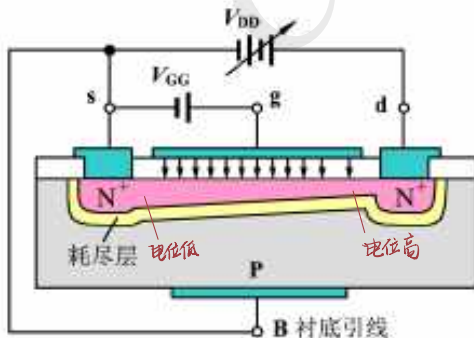
$$V_{GS} = V_{GS} \quad (V_{GS} > V_{TN})$$

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

$V_{GS} \uparrow \Rightarrow$ 沟道增厚, $R \downarrow$

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

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

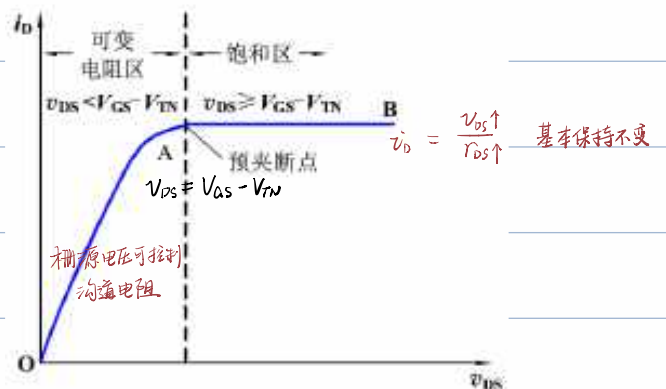
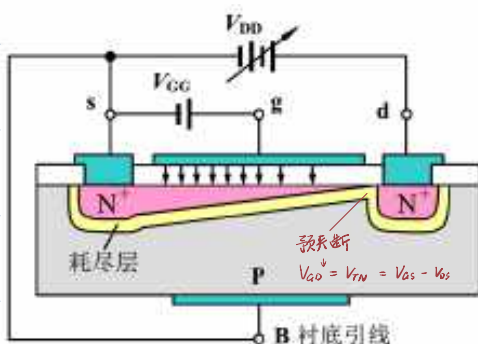


$$V_{DS} = V_{DS}$$

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 栅极绝缘，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 $i_D = f(V_{DS}) |_{V_{GS} = \text{const}}$

输出特性曲线

① 截止区 $V_{GS} < V_{TN}$ $i_D = 0$

② 可变电阻区

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

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

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

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

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

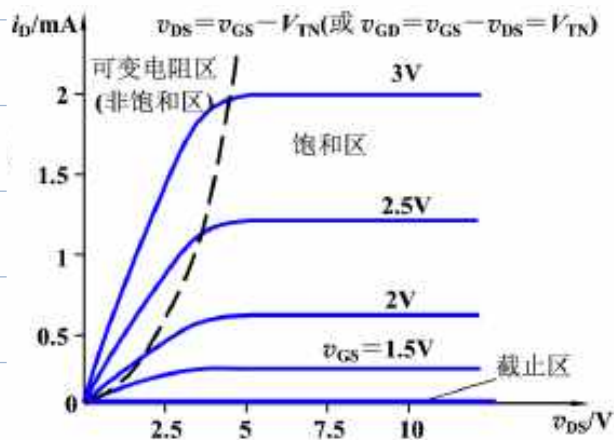
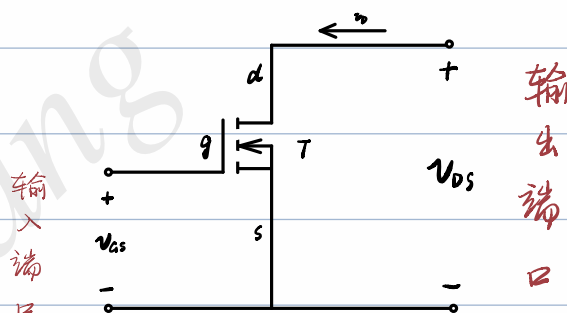
③ 饱和区(放大区)

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

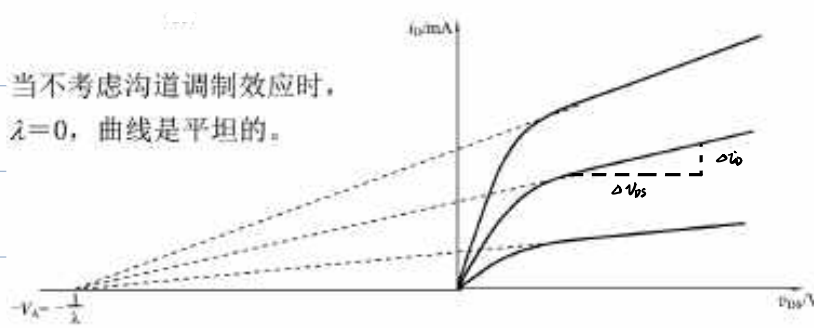
$$i_D = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2$$

{ 理想情况: 水平线

{ 非理想: $\angle \downarrow \Rightarrow K_n \uparrow \Rightarrow$ 向上倾斜 (沟道长度调制效应)



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 $\lambda = \frac{1}{V_A} \approx \frac{0.1}{L} \text{ V}^{-1}$ $L [\mu\text{m}]$

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

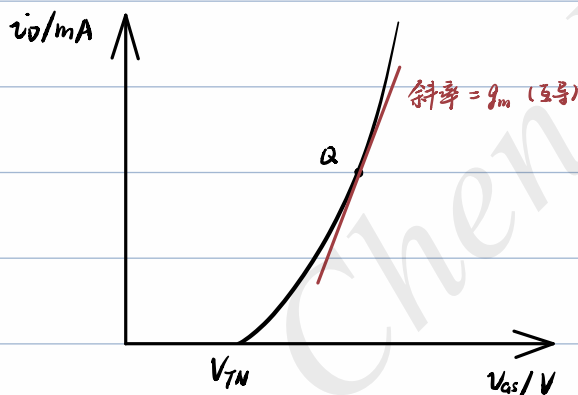
● 转移特性 $i_D = f(V_{GS})|_{V_{DS} = \text{CONST}}$

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)

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

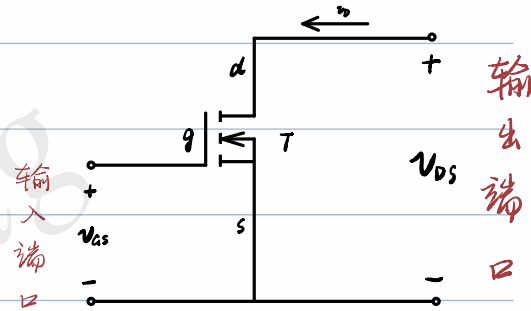


$$g_m = \left. \frac{di_D}{dV_{GS}} \right|_a = \left. \frac{d [K_n (V_{GS} - V_{TN})^2]}{dV_{GS}} \right|_a$$

$$= 2 K_n (V_{GSa} - V_{TN})$$

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

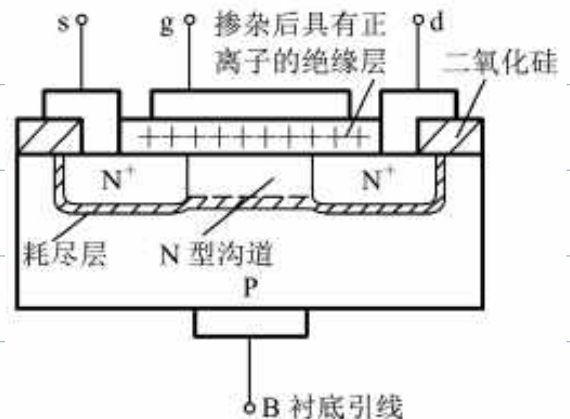
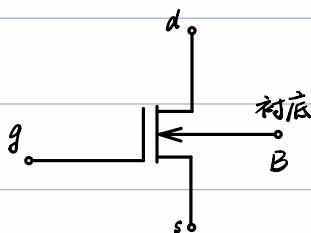
$$g_m = 2 \sqrt{K_n I_{DQ}}$$



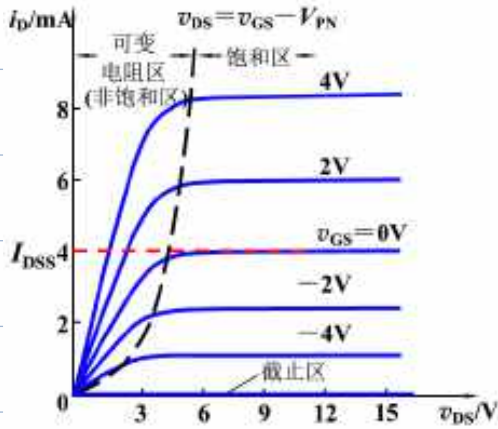
④ 其他几种 MOS 管

(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

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

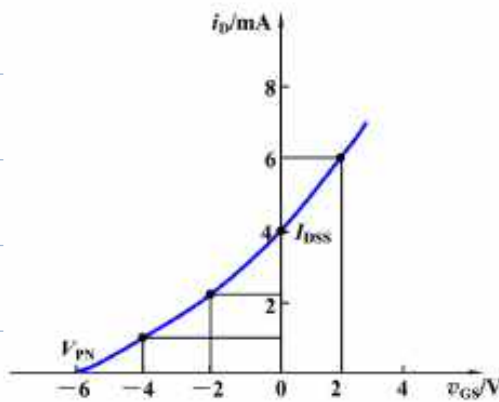
$$\text{特性方程 } i_D = K_n [2(V_{GS} - V_{PN})v_{DS} - v_{DS}^2]$$

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



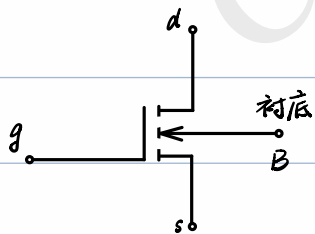
I_{DSS} $v_{GS} = 0$ 时的漏极饱和电流

$$\begin{aligned} i_D &= K_n (V_{GS} - V_{PN})^2 \\ &= K_n V_{PN} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{PN}}\right)^2 \\ &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{PN}}\right)^2 \end{aligned}$$

(2) P沟道 MOSFET (反向)

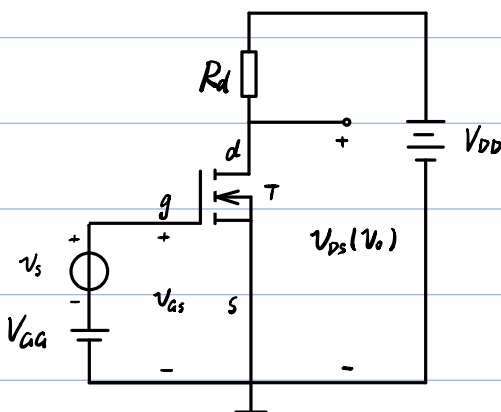
5 MOSFET 基本放大电路构成及信号放大的实现

以 N 沟道增强型为例：



饱和区工作条件

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



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

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

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

直流量 交流量

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 $V_{GSQ} = V_{GS}$

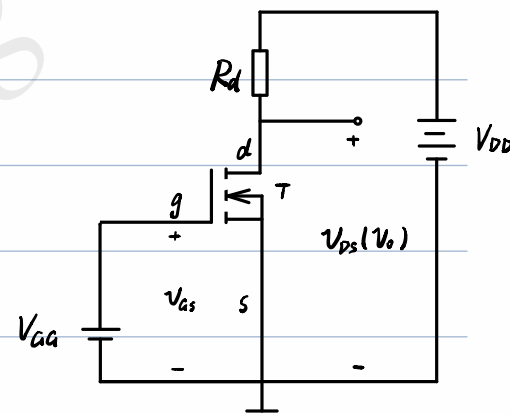
输出回路 $V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d$

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

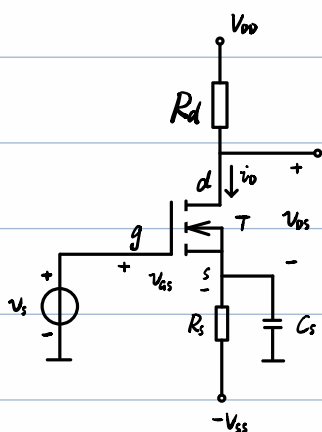
求得 V_{GSQ}, I_{DQ}, V_{DSQ} (静态工作点)

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 $\Rightarrow I_D \downarrow \Rightarrow V_{RS} \downarrow \Rightarrow V_{GS} \uparrow \xrightarrow{\text{MOSFET 控制关系}} I_D \uparrow$

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

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

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

$$V_{DS} = -V_{GSQ}$$

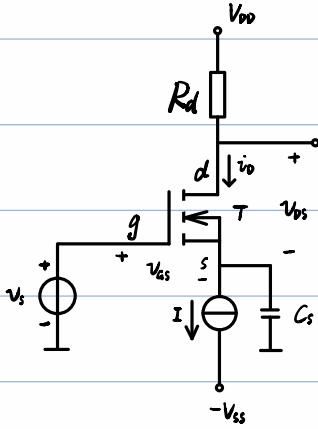
输出回路

$$V_{DSQ} = V_{DS} - V_{GS} = (V_{DD} - I_{DQ} R_d) - (-V_{GSQ})$$

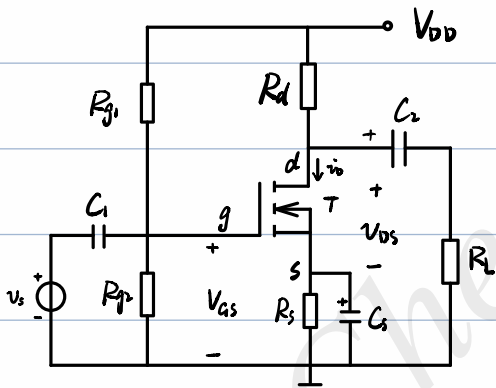
$$= V_{DD} - I_{DQ} R_d + V_{GSQ}$$

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

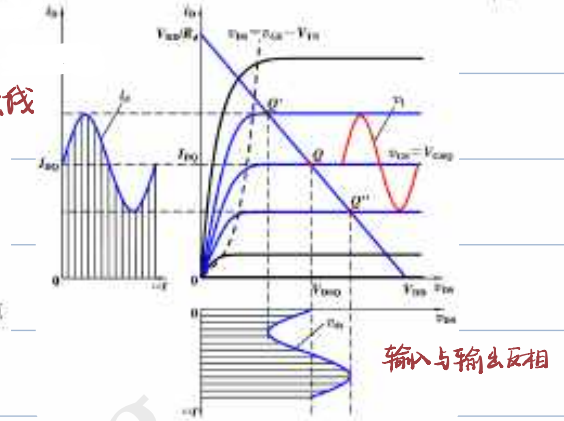
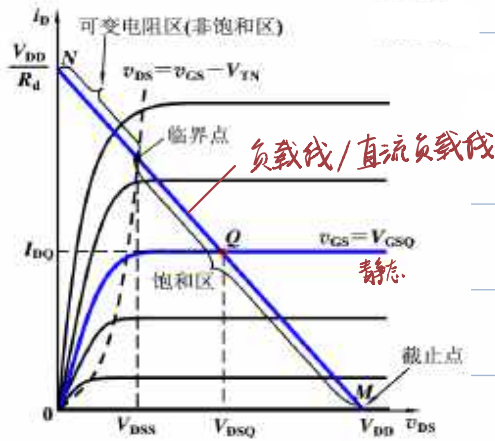
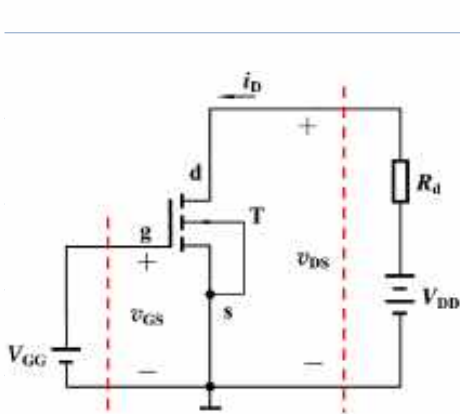
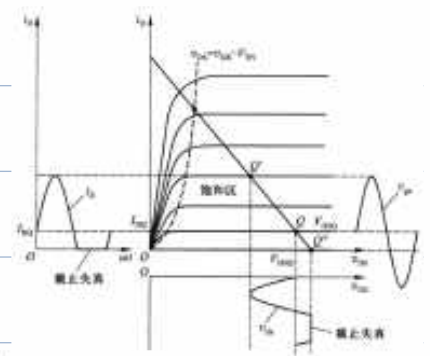
总结：根据特性方程和电路方程求解

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

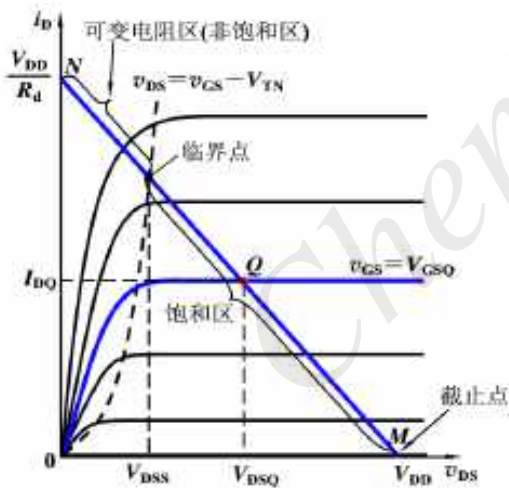
7 图解分析法

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

Δ 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点设置在临界点和截止点之间

截止点 $i_D = 0$ $v_{DS} = V_{DD}$

临界点 $i_D = I_{DQ}$ $v_{DS} = V_{DSQ} = V_{GSQ} - V_{TN}$

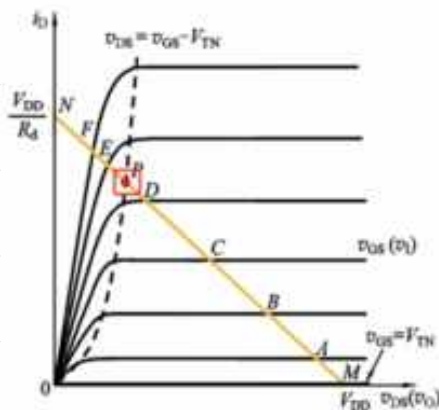
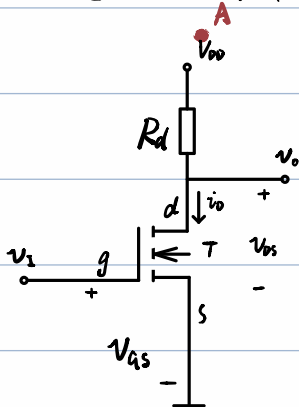
Q点 $V_{DSQ} = \frac{1}{2}(V_{DS} + V_{DD})$

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

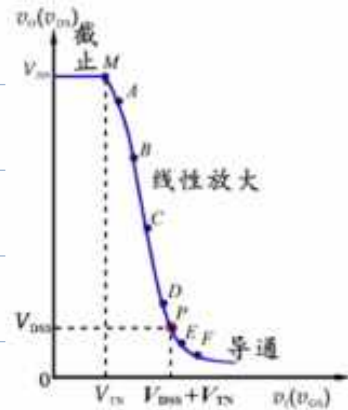
斜率 $I_{DQ} R_D = V_{DD} - V_{DSQ}$

电压传输特性曲线

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



\Rightarrow



输入低电平 \Rightarrow 输出高电平 (反相器)

8 小信号模型分析法

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

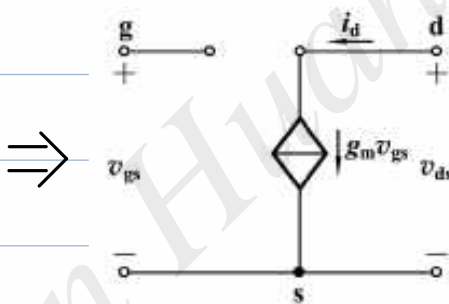
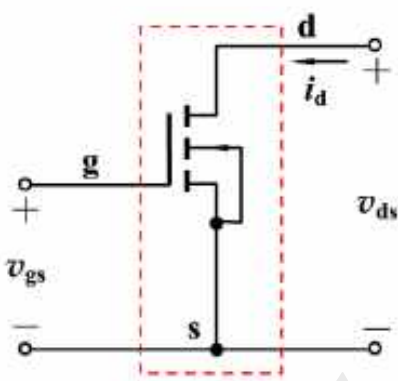
小范围近似 \rightarrow 线性

$$\begin{aligned} i_D &= K_n (V_{GS} - V_{TN})^2 = K_n (V_{GSQ} + v_{gs} - V_{TN})^2 \\ &= K_n [(V_{GSQ} - V_{TN}) + v_{gs}]^2 \\ &= K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 + 2K_n (V_{GSQ} - V_{TN})v_{gs} + K_n v_{gs}^2 \\ &= I_{DQ} + g_m v_{gs} + \underbrace{K_n v_{gs}^2}_{\text{非线性失真}} \end{aligned}$$

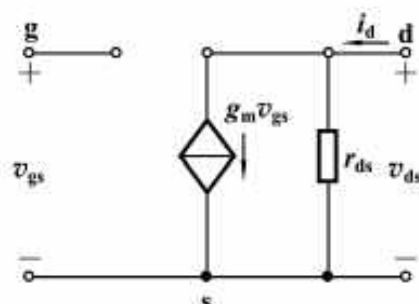
静态值 (直流)
动态值 (交流)

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

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



MOSFET小信号模型 ($\lambda = 0$)



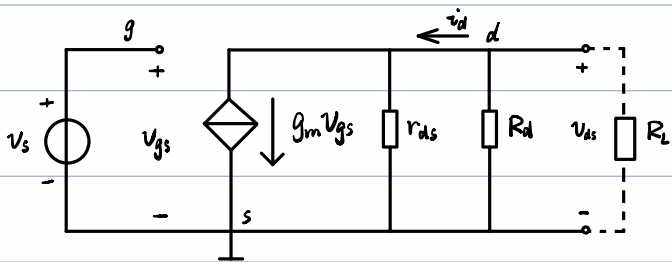
MOSFET小信号模型 ($\lambda \neq 0$)

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

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

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

- 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} 极性关联



输入电阻 $R_i = \frac{v_s}{i_i} = \infty$

输出电阻 $R_o = r_{ds} \parallel R_d$

9 共源极、共漏极和共栅极放大电路

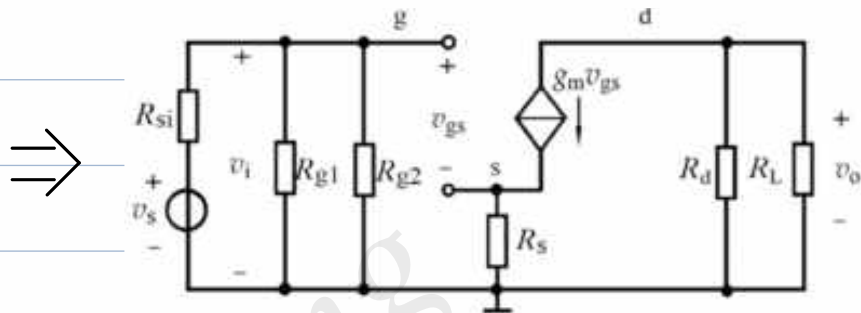
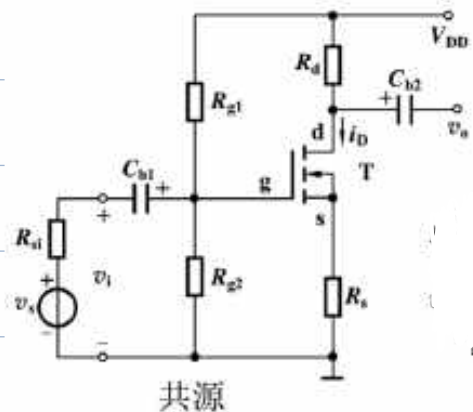
用小信号模型分析法

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



输入回路 $v_i = v_{gs} + (g_m v_{gs}) R_s$

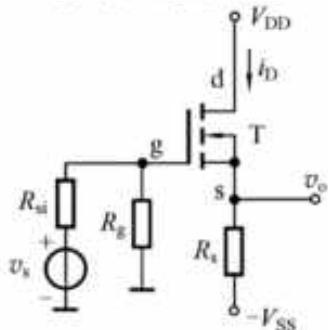
输出回路 $v_o = -g_m v_{gs} (R_d \parallel R_L)$

端口电压增益 $A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m (R_d \parallel R_L)}{1 + g_m R_s}$

输入电阻 $R_i = R_{g1} \parallel R_{g2}$

源电压增益 $A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = -\frac{g_m (R_d \parallel R_L)}{1 + g_m R_s} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_{si}}$

(2) 共漏极

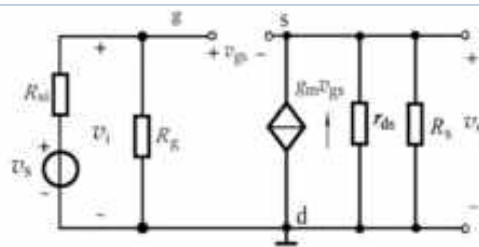
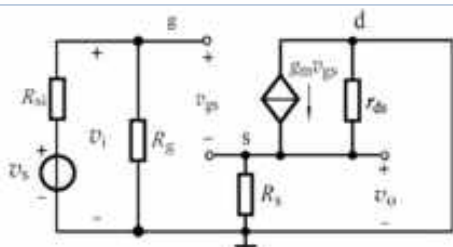


静态： $V_{GS} = 0$

$$\begin{cases} V_{GS} + I_{DQ} R_s + (-V_{SS}) = 0 \\ I_{DQ} = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2 \end{cases}$$

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

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

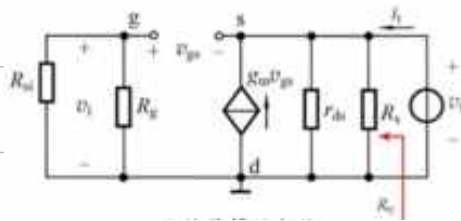
端口电压增益 $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m (r_{ds} \parallel R_d)}{1 + g_m (r_{ds} \parallel R_d)}$ (不含负号, 同相)

当 $g_m (r_{ds} \parallel R_d) \gg 1$ 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 $A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = \frac{g_m (r_{ds} \parallel R_d)}{1 + g_m (r_{ds} \parallel R_d)} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$

输出电阻 (将 v_s 置零, 保留内阻)



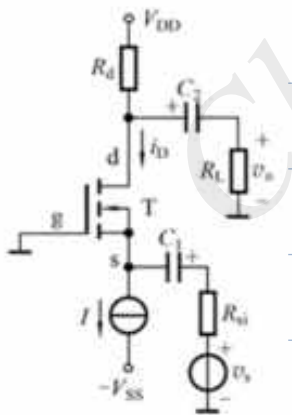
$$v_t = \frac{v_t}{R_s} + \frac{v_t}{r_{ds}} - g_m v_{gs}$$

$$v_{gs} = -v_t$$

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

R_o 较小

(3) 共栅极



静态: $I_{DQ} = I$

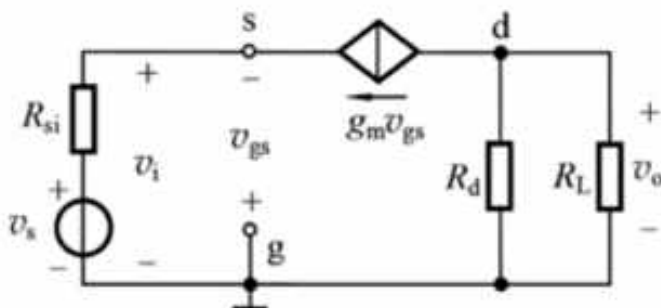
$$I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \Rightarrow V_{GSQ}$$

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

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

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

动态:



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

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

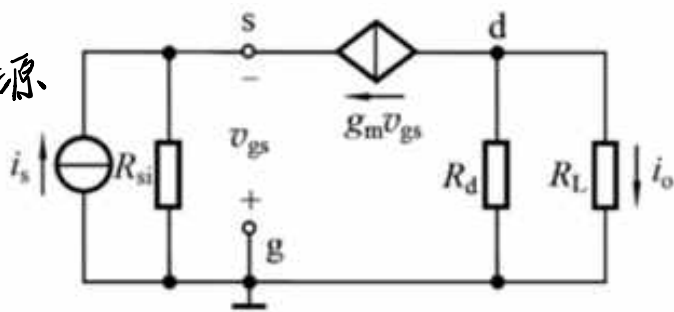
端口输入电压 $v_i = -v_{gs}$

输出电压 $v_o = -g_m v_{gs} (R_d \parallel R_L)$

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

忽略沟道调制效应

电流源



源极节点 KCL: $v_s + g_m v_{gs} + \frac{v_{gs}}{R_{si}} = 0$

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

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

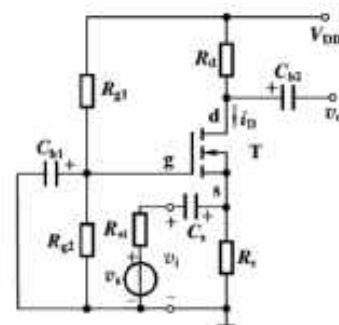
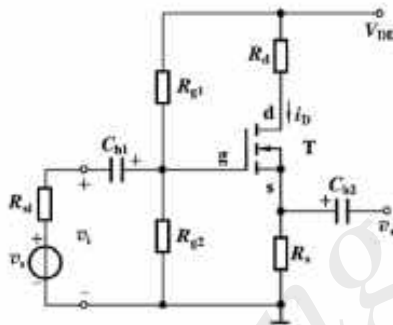
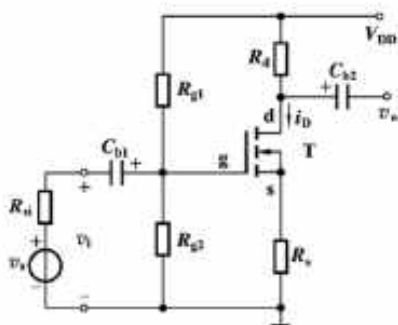
当 $g_m R_{si} \gg 1$ 时, $A_{is} \approx 1$ 电流跟随器

小结

共源

共漏

共栅



电压增益

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

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

$A_v = g_m (R_d \parallel R_L)$

“电压跟随器”

“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

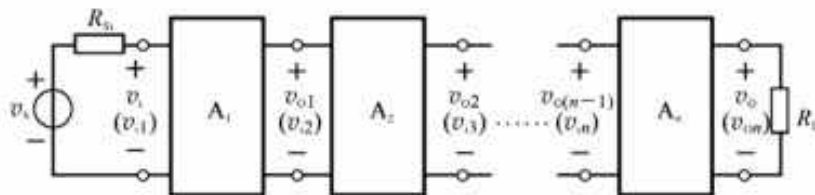
$R_o \approx R_d$

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

$R_o \approx R_d$

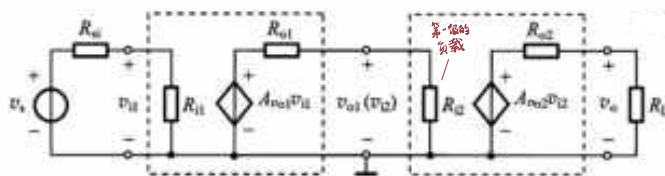
10 多级放大电路

△ 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

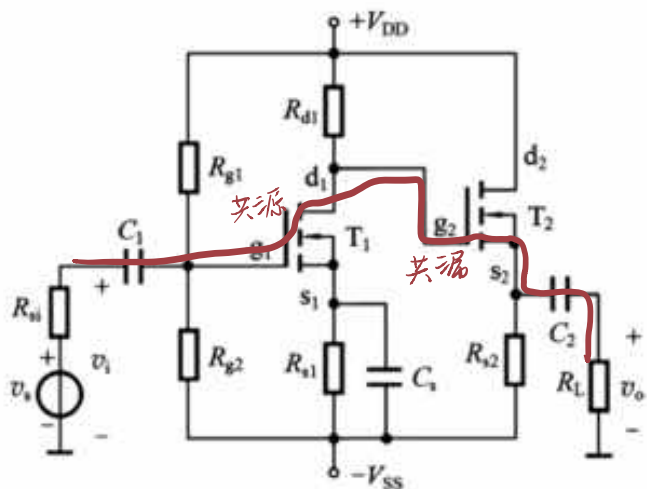
② 前级的开路电压是后级的信号源电压

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



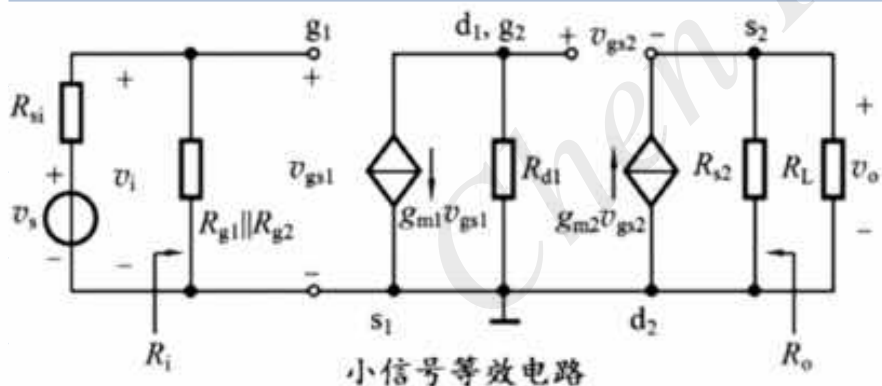
静态: 设 T_1, T_2 均工作在饱和区

$$T_1 \begin{cases} V_{GSQ1} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} (V_{DD} + V_{SS}) - I_{DQ1} R_{S1} \\ I_{DQ1} = K_{n1} (V_{GSQ1} - V_{TN1})^2 \end{cases}$$

$$V_{DSQ1} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DQ1} (R_{D1} + R_{S1})$$

$$T_2 \begin{cases} V_{GSQ2} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DQ1} R_{D1} - I_{DQ2} R_{S2} \\ I_{DQ2} = K_{n2} (V_{GSQ2} - V_{TN2})^2 \end{cases}$$

动态:



$$V_{GSQ2} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DQ2} R_{S2}$$

$$g_{m1} = 2K_n (V_{GSQ1} - V_{TN1})$$

$$g_{m2} = 2K_n (V_{GSQ2} - V_{TN2})$$

$$\begin{cases} v_i = v_{gs1} \\ v_o = g_{m2} v_{gs2} (R_{S2} \parallel R_L) \\ v_o + v_{gs2} = -g_{m1} v_{gs1} R_{D1} \end{cases}$$

第一级 $A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = -g_{m1} R_{D1}$

第二级 $A_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{g_{m2} (R_{S2} \parallel R_L)}{1 + g_{m2} (R_{S2} \parallel R_L)}$

总增益 $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$

总增益

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_{m1} g_{m2} R_{D1} (R_{S2} \parallel R_L)}{1 + g_{m2} (R_{S2} \parallel R_L)}$$

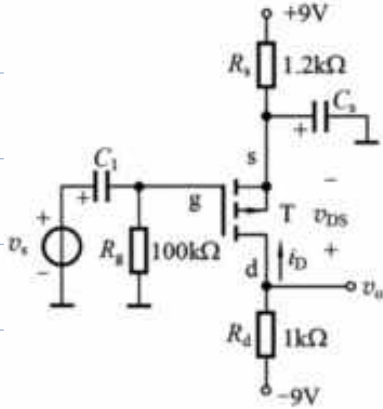
输入电阻 $R_i = R_{g1} \parallel R_{g2}$

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

输出电阻 $R_o = R_{S2} \parallel \frac{1}{g_{m2}}$

1) MOSFET放大电路分析设计举例

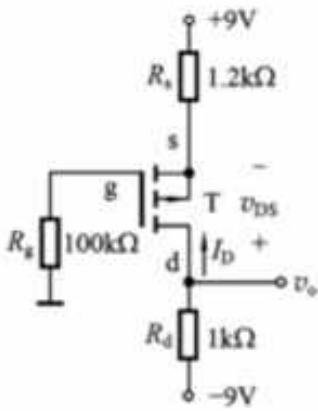
EXP 1 P沟道增强型. 已知 $V_{TP} = -2V$, $K_p = 2mA/V^2$, $\lambda = 0.01V^{-1}$



- (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



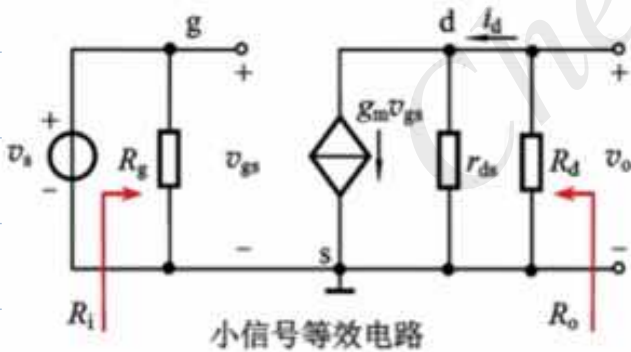
$$\begin{cases} I_{DQ} = -K_p (V_{GSQ} - V_{TP})^2 \\ 9V + I_{DQ} R_s + V_{GSQ} = 0 \end{cases}$$

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

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

$V_{DSQ} < V_{GSQ} - V_{TN} < 0$ 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 $R_i = R_g = 100k\Omega$

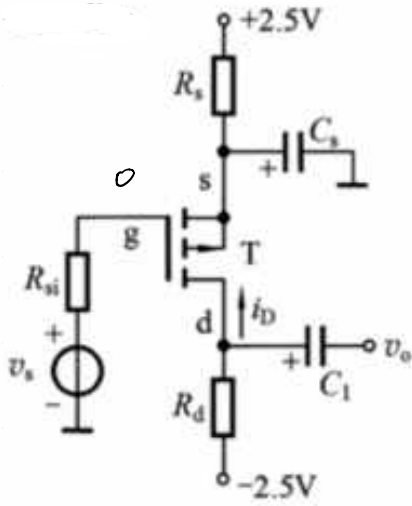
输出电阻 $R_o = r_{ds} \parallel R_d = 0.96k\Omega$

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



$$\begin{cases} V_{asq} = 2.5V + I_{Dq} R_s \\ I_{Dq} = -K_p (V_{asq} - V_{TP})^2 \end{cases}$$

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

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

$$V_{DSq} < V_{asq} - V_{TP} < 0 \quad \text{工作在饱和区}$$

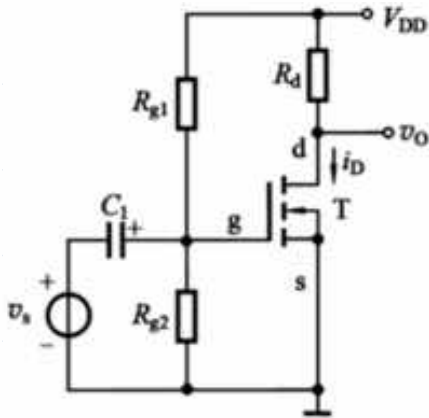
(2) 动态

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

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

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

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波形

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 $2I_{Dq}$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

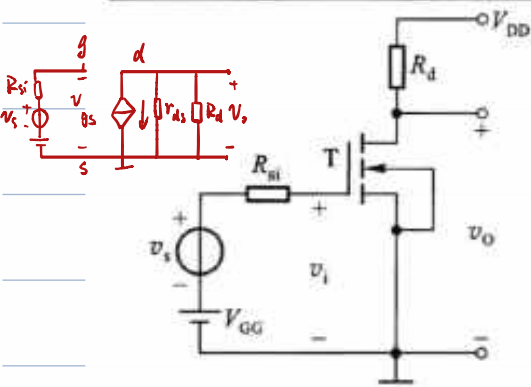
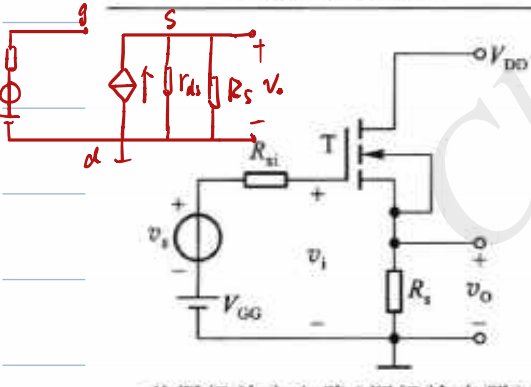
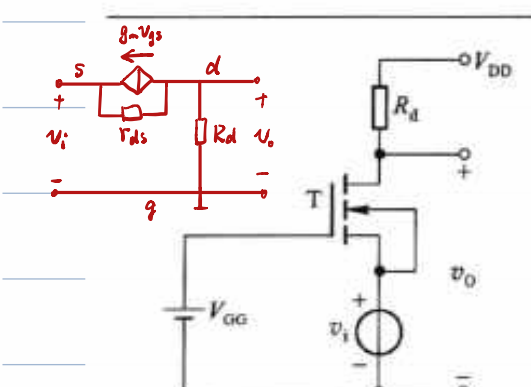
饱和区 $V_{GSQ} > V_{TN}$

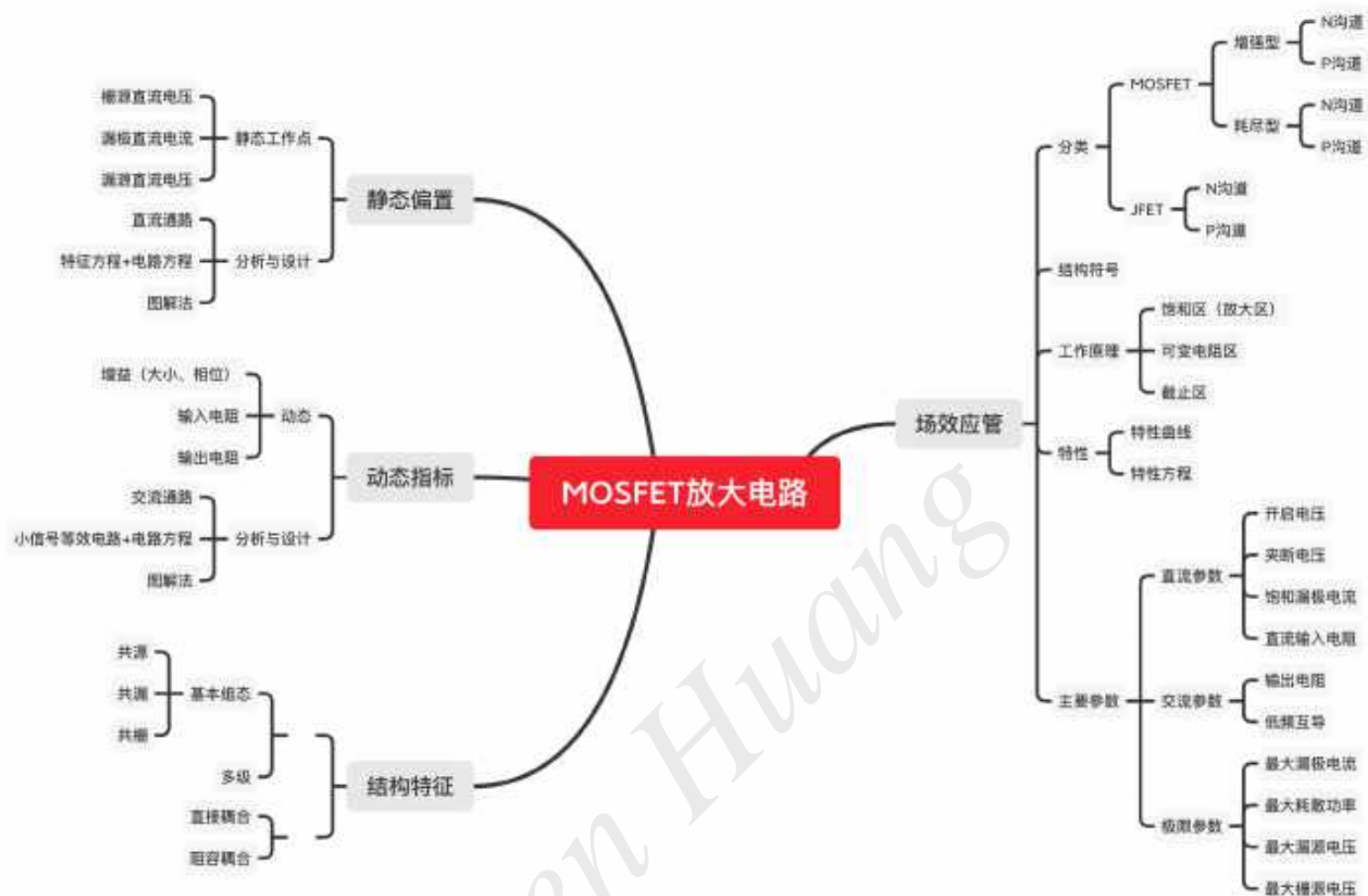
$$V_{GSQ} = \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K_n}} + V_{TN} = \sqrt{\frac{0.1}{1.95}} + 0.8 \approx 1 \text{ V}$$

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

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

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
 <p>共源极放大电路</p>	$A_v = -g_m (R_d // r_{ds})$	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
 <p>共漏极放大电路(源极输出器)</p>	$A_v = \frac{g_m (R_s // r_{ds})}{1 + g_m (R_s // r_{ds})}$	很高	$R_o = \frac{v_t}{v_t} = \frac{v_t}{\frac{v_t}{R_s} + \frac{v_t}{r_{ds}} - g_m v_{gs}}$ $= \frac{v_t}{\frac{v_t}{R_s} + \frac{v_t}{r_{ds}} + g_m v_t} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_{ds}}}$ $R_o = \frac{1}{g_m} // R_s // r_{ds}$	电压增益小于 1 但接近于 1, 输入输出电压同相, 有电压跟随作用。输入电阻高, 输出电阻低, 可作阻抗变换用
 <p>共栅极放大电路</p>	$A_v = \frac{(g_m + \frac{1}{r_{ds}}) R_d}{1 + (R_d / r_{ds})}$ $\approx g_m R_d (\text{当 } r_{ds} \gg R_d)$	$R_i = \frac{v_i}{v_i} = \frac{v_i}{-g_m v_{gs}}$ $= \frac{1}{g_m}$	$R_o = R_d // r_{ds}$	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



Chen Huang