

# 模拟与数字电路

## Analog and Digital Circuits



课程主页 扫一扫

第 十七讲： **MOSFET 及其小信号模型**

Lecture 17: **MOSFET & Small Signal Model**

主 讲： 陈 迟 晓

Instructor： Chixiao Chen

# 提纲

- 复习
  - BJT晶体管的小信号模型是什么？
- BJT复习
- MOSFET电路原理
- MOSFET的小信号模型



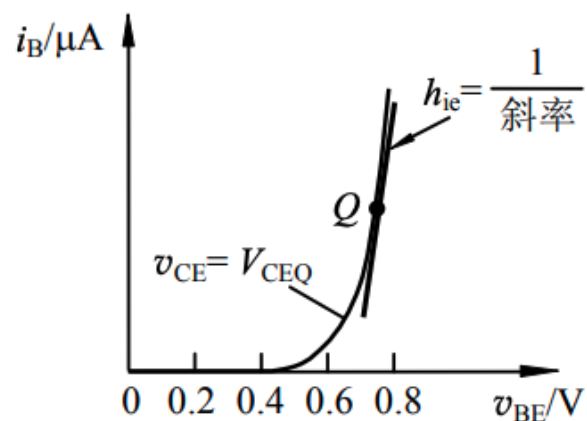
# 从IV曲线对BJT进行小信号线性建模

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CEQ}}$$

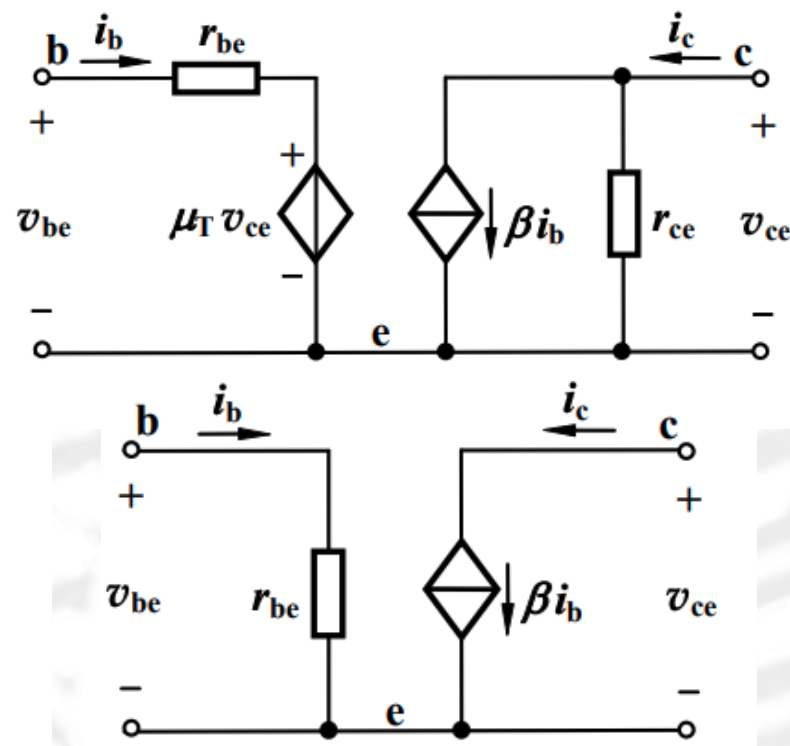
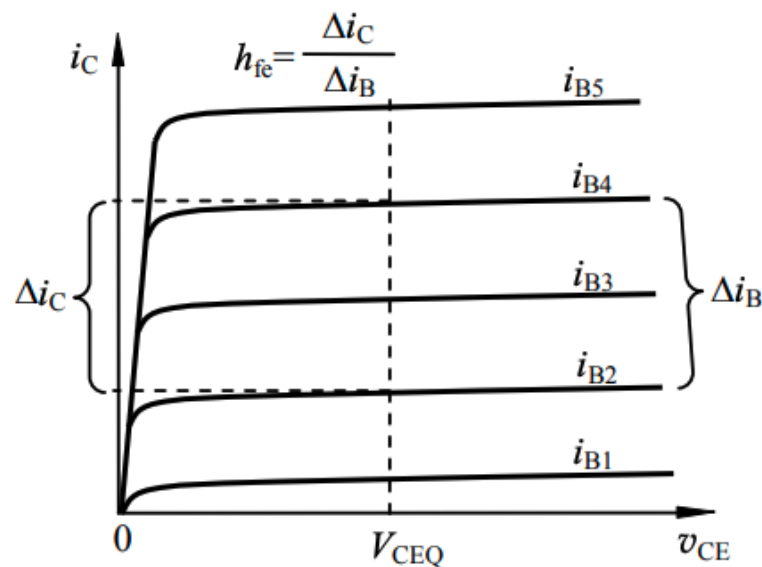
输出端交流短路时的输入电阻;

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \right|_{V_{CEQ}}$$

输出端交流短路时的正向电流传输比或电流放大系数;



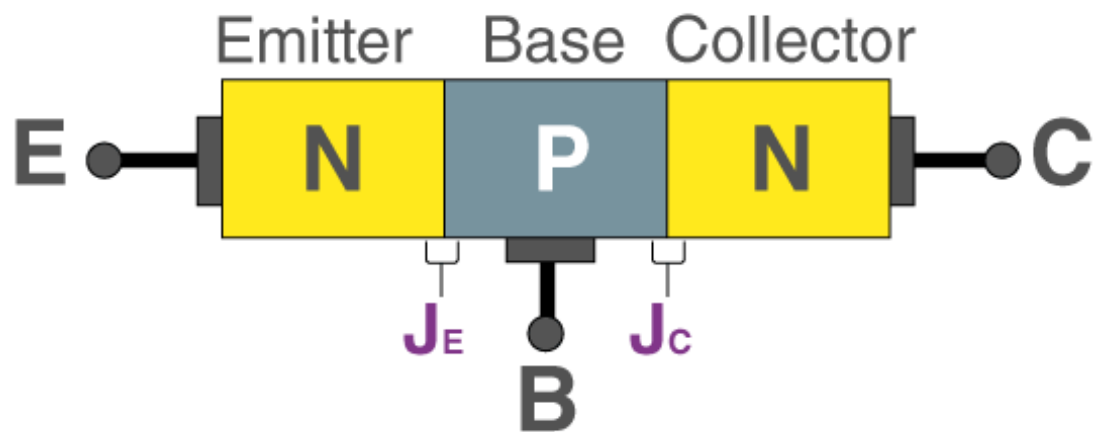
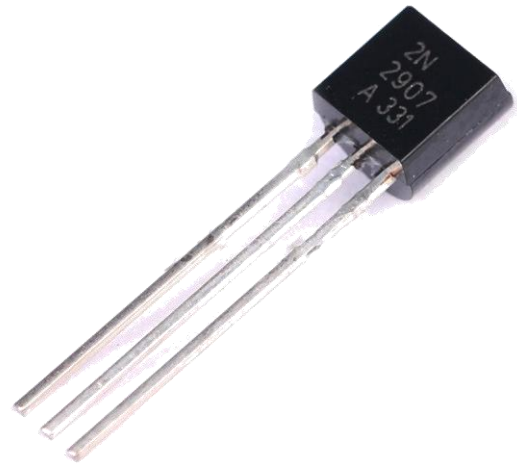
$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}}$$



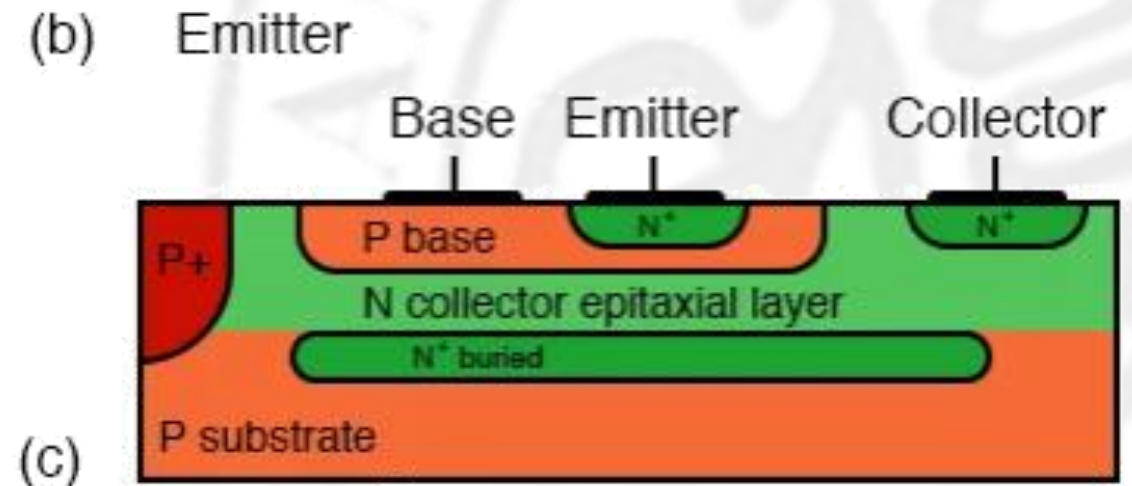
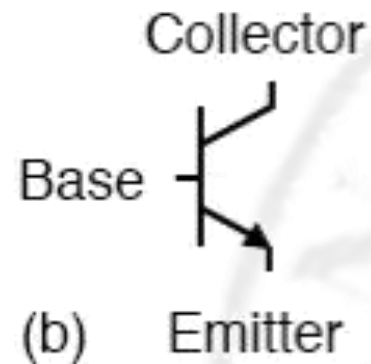
- $\beta i_b$  是受控源，且为电流控制电流源(CCCS);
- 电流方向与  $i_b$  的方向是关联的。

# BJT的物理构造：分立器件与集成电路

- 分立器件

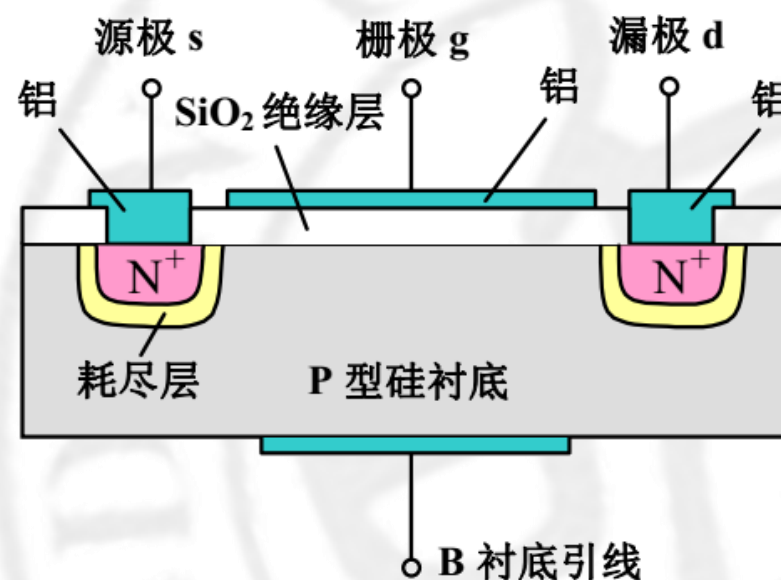
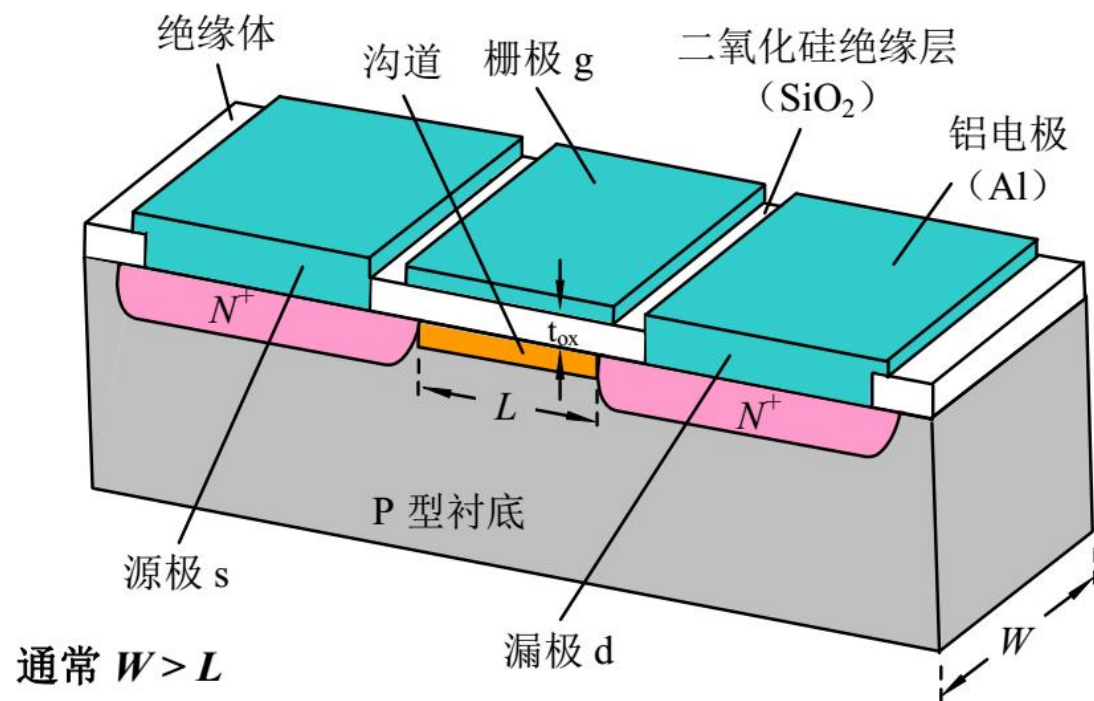


- 集成电路-平面工艺



# 金属—氧化物—半导体 场效应管

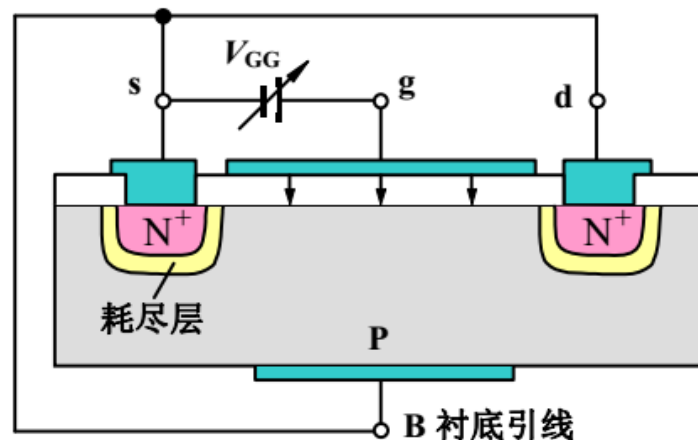
- Metal-Oxide-Semiconductor (MOS) Field Effect Transistor (FET)



# MOSFET 原理

- $V_{gs} < V_{th}$

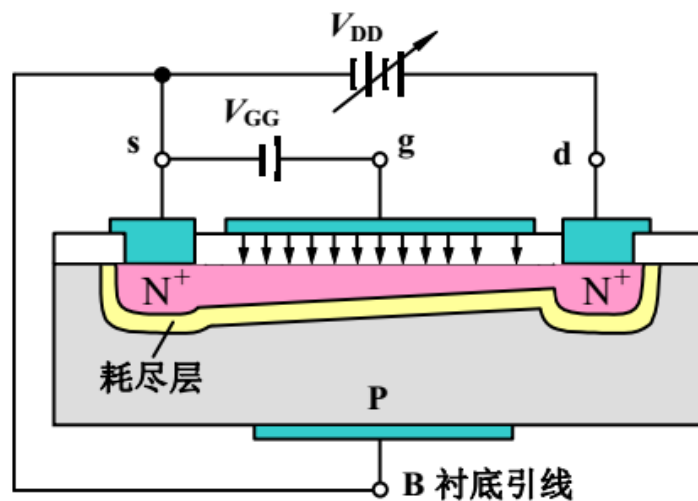
无导电沟道



- $V_{gs} > V_{th}$

形成反型区

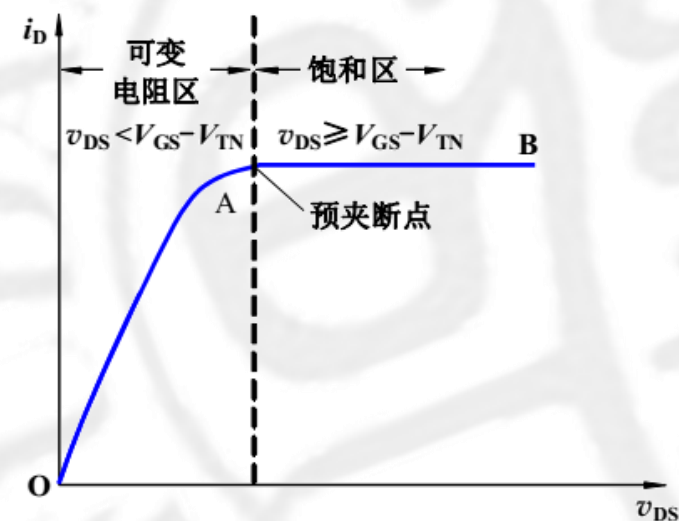
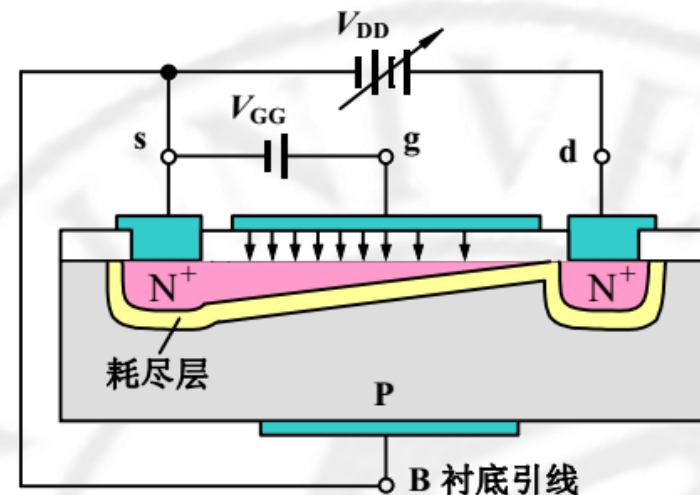
存在导电沟道



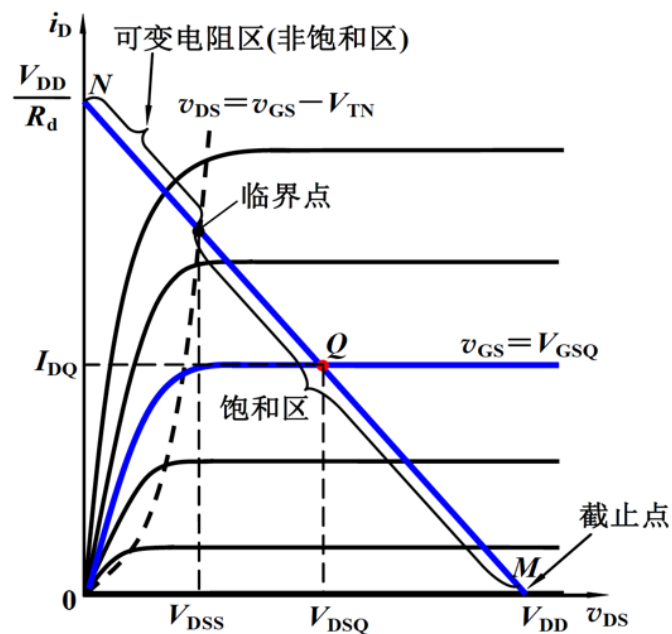
- $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$

$V_{th}$

沟道夹断



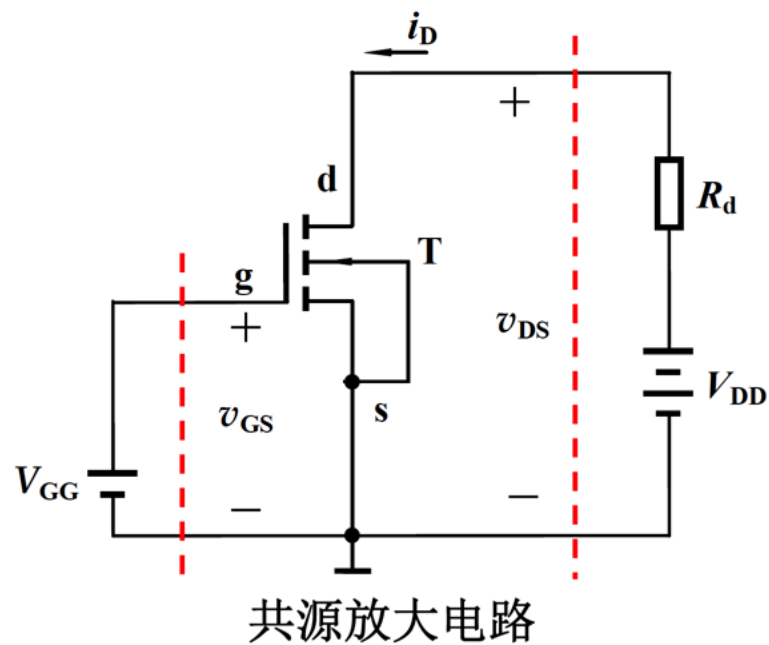
# 图解法确定静态工作点Q



$$v_{GS} = V_{GG} = V_{GSQ}$$

$$\text{直流负载线: } v_{DS} = V_{DD} - i_D R_c$$

得到静态工作点:  $V_{GSQ}$ 、 $I_{DQ}$ 、 $V_{DSQ}$



静态:  $v_i = 0$

• 输入回路

$$v_{GS} = V_{GG} = V_{GSQ}$$

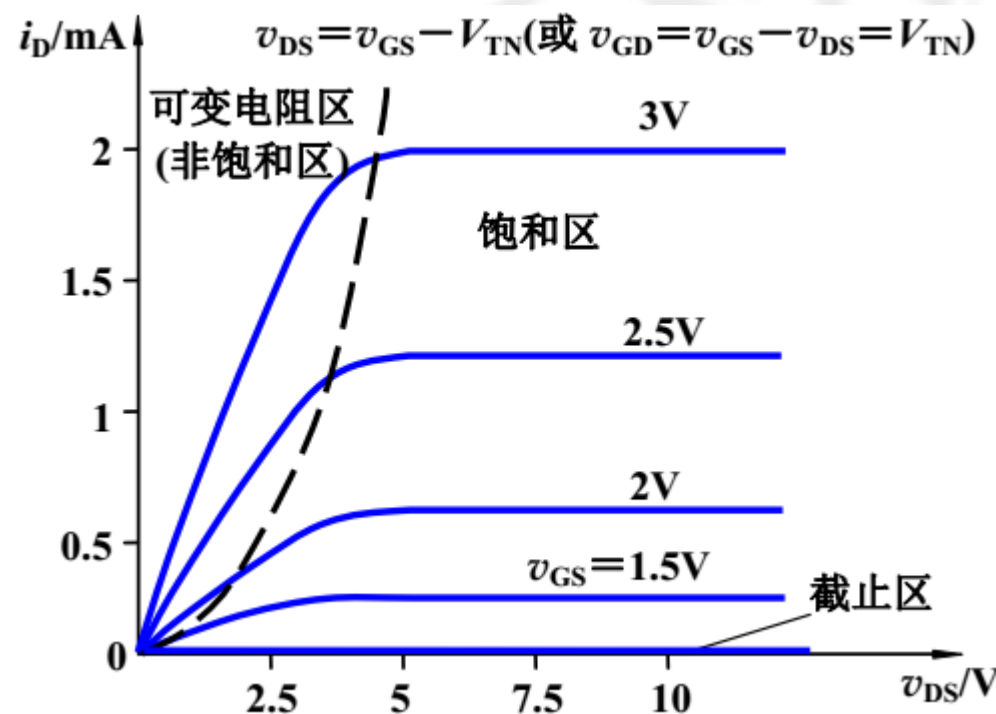
• 输出回路

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

(直流负载线)

# MOSFET 工作区域

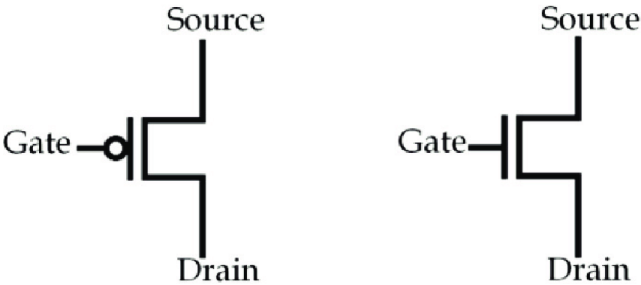
- 截止区  $i_D = 0$
- 可变电阻区  $v_{DS} < (v_{GS} - V_{TN})$   
$$i_D = K_n [2(v_{GS} - V_{TN})v_{DS} - v_{DS}^2]$$
- 饱和区  $v_{GS} > V_{TN}$  , 且  $v_{DS} \geq (v_{GS} - V_{TN})$   
$$i_D = K_n (v_{GS} - V_{TN})^2$$



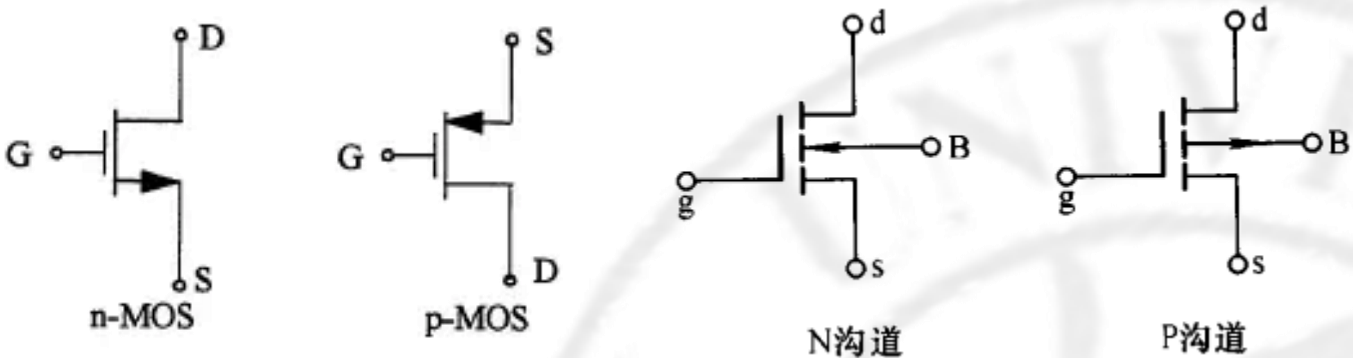


# BJT vs. MOSFET

- Complementary MOS

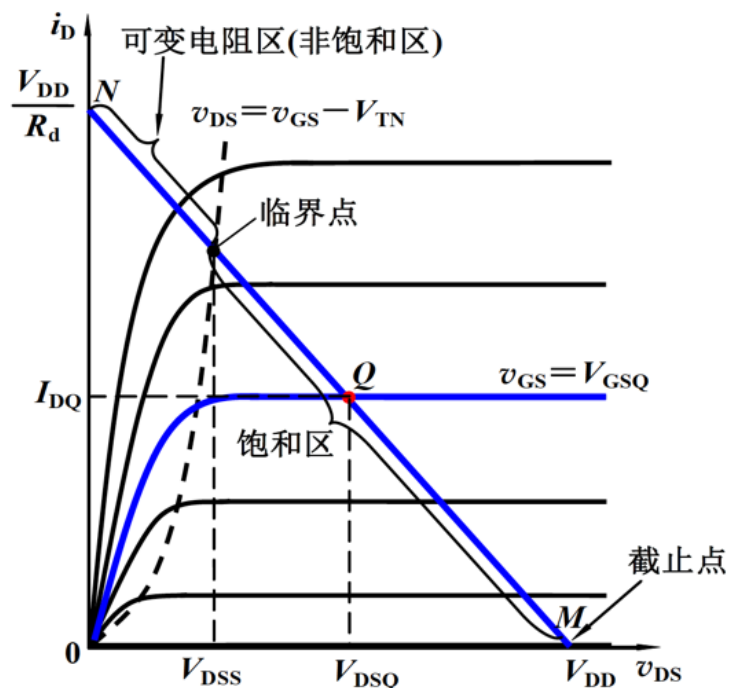


- BJT vs. MOSFET
  - 现代集成电路工艺多采用MOSFET



	BJT	E-MOSFET
相似	电极 (b、c、e)	电极 (g、d、s)
	工作区 (截止、放大、饱和)	工作区 (截止、恒流、可变电阻)
不同	双极性	单极性
	流控型	压控型

# 放大区与非放大区



## 增强型NMOS管

饱和区的条件:  $V_{GSO} > V_{TN}$ ,

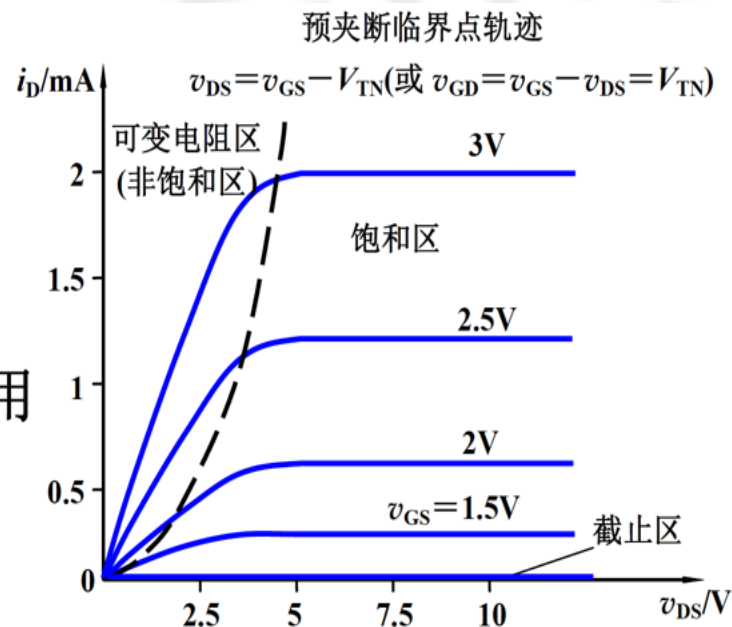
$$I_{\text{DQ}} > 0, \quad V_{\text{DSQ}} > V_{\text{GSQ}} - V_{\text{TN}}$$

假设NMOS管工作于饱和区，利用

$$I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \text{ 计算 } Q \text{ 点。}$$

若:  $V_{GSQ} < V_{TN}$ , NMOS管截止。

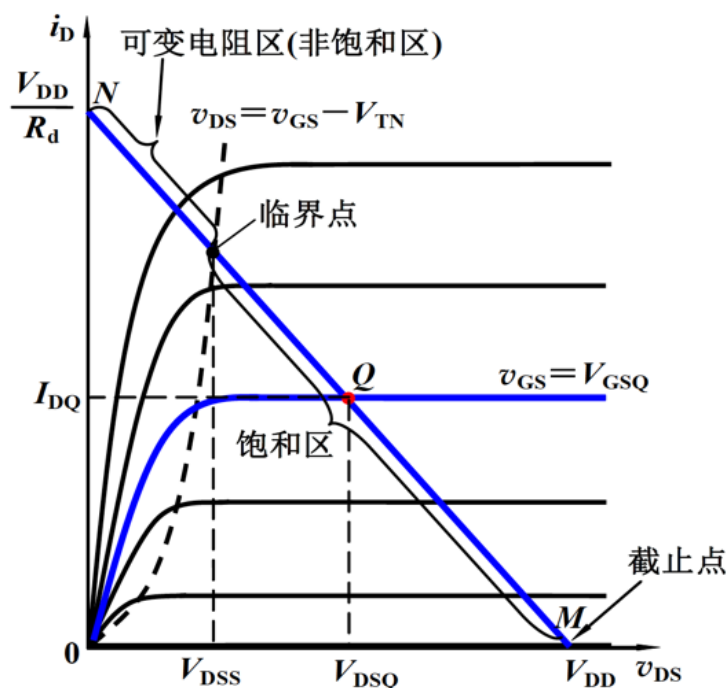
若:  $V_{DSQ} < V_{GSQ} - V_{TN}$ , NMOS管可能工作在可变电阻区。



如果初始假设是错误的，则必须作出新的假设，同时重新分析电路。

# 小信号模型

$\lambda$  为沟道长度调制系数



## 1. $\lambda=0$ 时

(以增强型NMOS管为例)

在饱和区内有

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

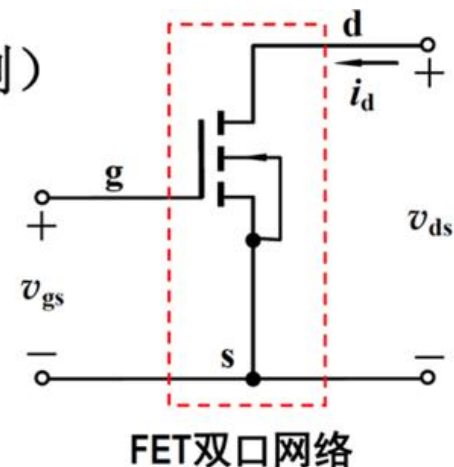
静态值  
(直流)

动态值  
(交流)

非线性失真项

其中

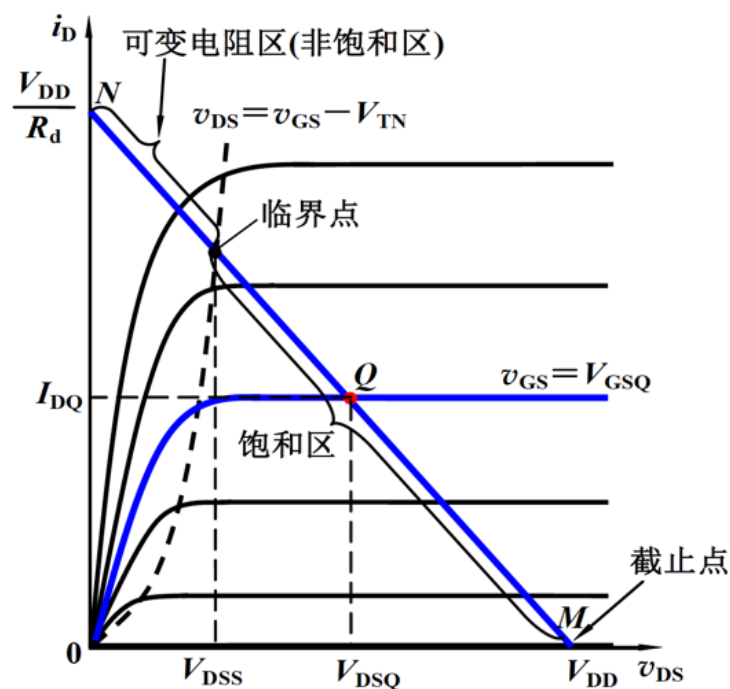
$$g_m = 2K_n (V_{GSQ} - V_{TN})$$



当,  $v_{gs} \ll 2(V_{GSQ} - V_{TN})$  时,  $i_D \approx I_{DQ} + g_m v_{gs} = I_{DQ} + i_d$

# 小信号模型

•  $\lambda = 0$



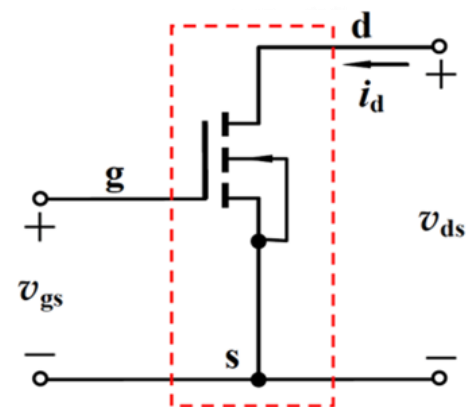
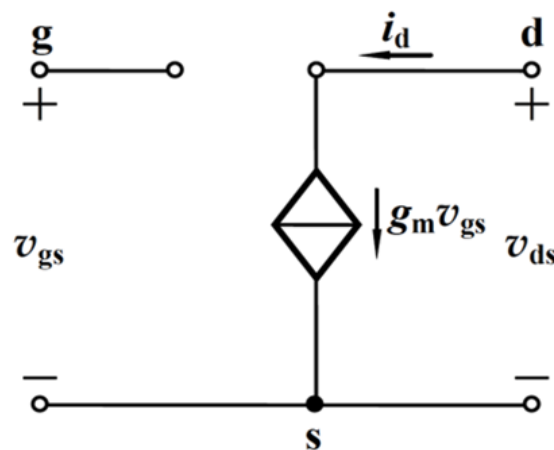
1.  $\lambda = 0$ 时

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

纯交流

$$i_d = g_m v_{gs}$$

电路模型



FET双口网络

- $g_m v_{gs}$  是受控源，且为电压控制电流源(VCCS)。
- 电流方向与  $v_{gs}$  的极性是关联的。

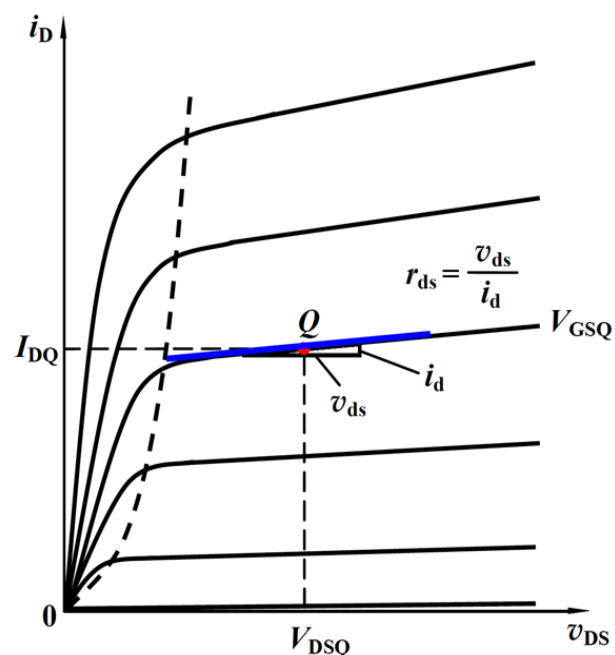
# 小信号模型

•  $\lambda \neq 0$

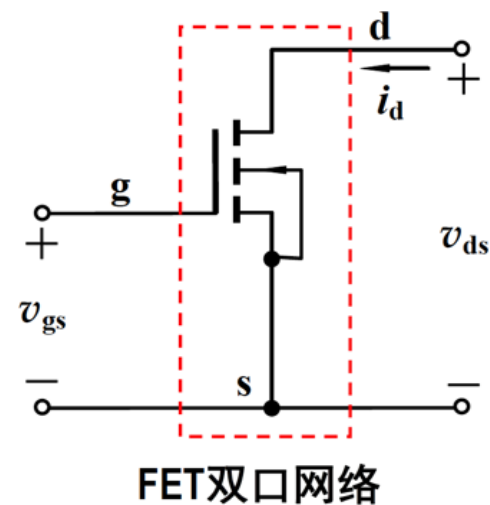
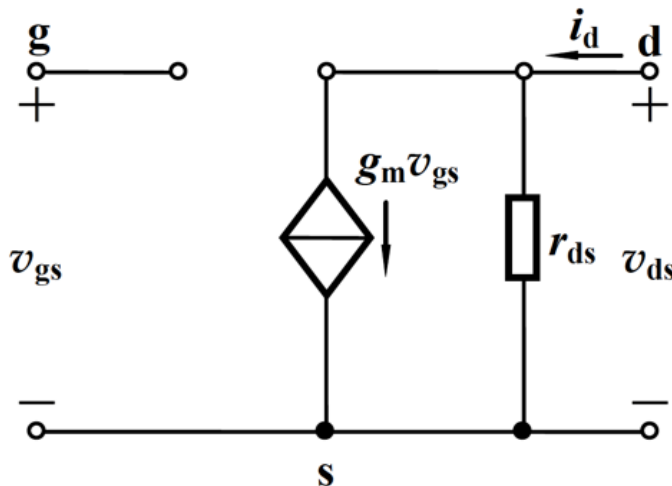
## 2. $\lambda \neq 0$ 时

d、s端口看入有一电阻 $r_{ds}$

$$r_{ds} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GSQ}} = \frac{1}{\lambda K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2} \approx \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{V_A}{I_{DQ}}$$

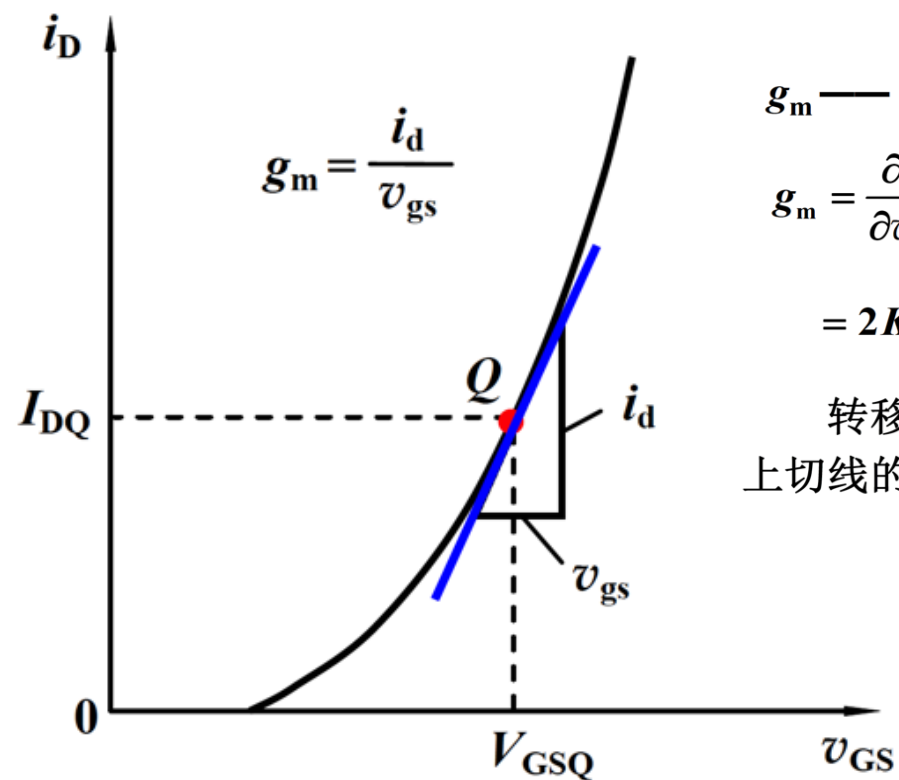


电路模型



# 小信号模型 对应 晶体管特性曲线

$g_m$  物理意义

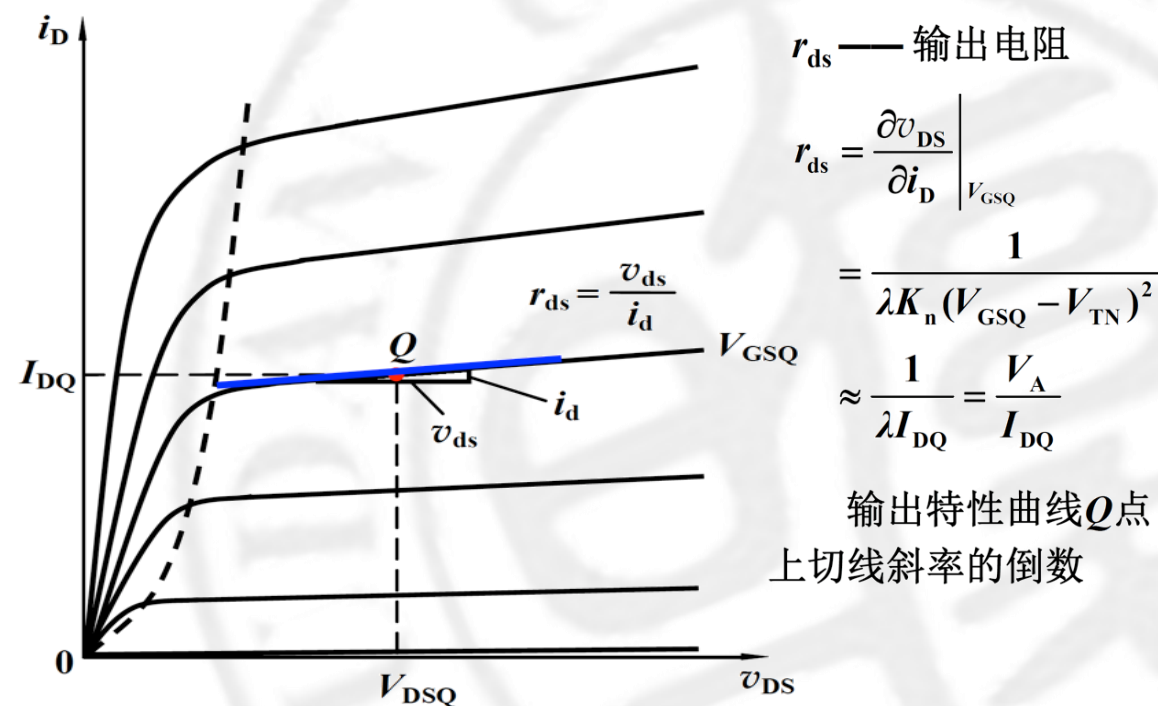


$g_m$  —— 低频互导

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DSQ}}$$
$$= 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN})$$

转移特性曲线Q点上切线的斜率

$r_{ds}$  物理意义



$r_{ds}$  —— 输出电阻

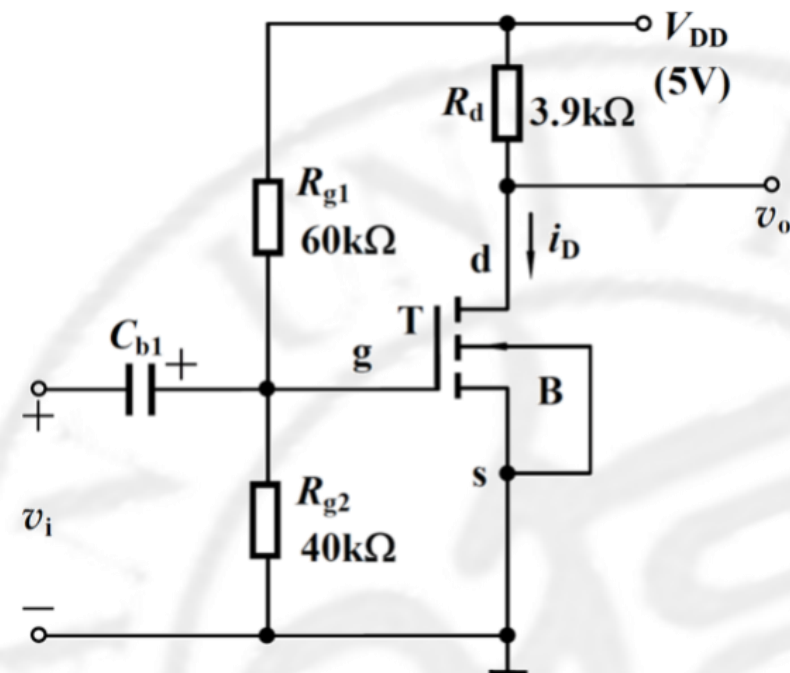
$$r_{ds} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GSQ}}$$
$$= \frac{1}{\lambda K_n(V_{GSQ} - V_{TN})^2}$$
$$\approx \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{V_A}{I_{DQ}}$$

输出特性曲线Q点上切线斜率的倒数

例题：在右图电路中，已知如下参数

$$V_{TN}=1V \quad K_n = 0.8mA/V^2 \quad \lambda = 0.02V^{-1}$$

- 求：
- (1) 该电路的输入静态工作点  
(包括 $V_g$ ,  $V_d$ , 及工作区域)
  - (2) 画出该电路的小信号等效电路
  - (3) 该电路的动态指标  
(包括：增益，高频输入阻抗，输出阻抗)





**例1**  $V_{TN}=1V$   $K_n = 0.8mA/V^2$   $\lambda = 0.02V^{-1}$

解：（1）静态工作点

$$V_{GSQ} = \left( \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \right) V_{DD} = \frac{40}{60 + 40} \times 5V = 2V$$

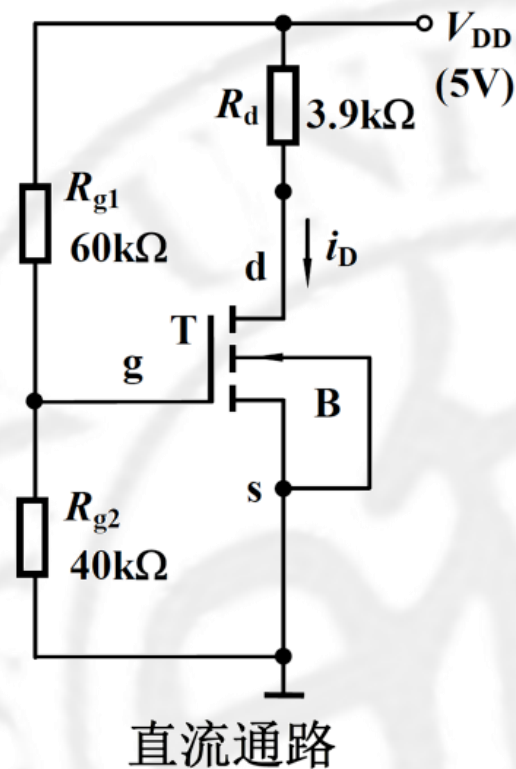
假设工作在饱和区

$$I_{DQ} = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2 = (0.8)(2 - 1)^2 mA = 0.8mA$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_D R_d = [5 - (0.8)(3.9)]V = 1.88V$$

满足  $V_{DSQ} > (V_{GSQ} - V_{TN})$

假设成立，结果即为所求。



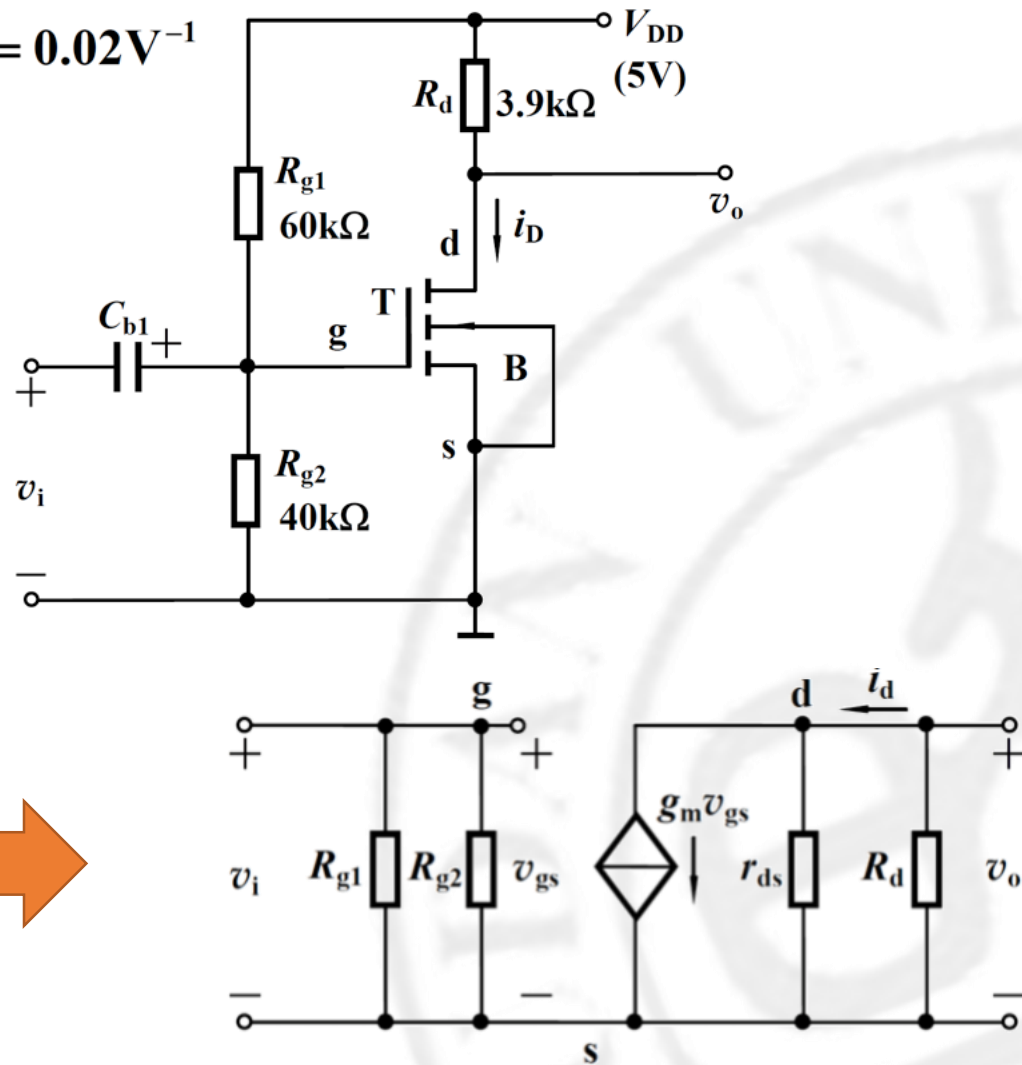
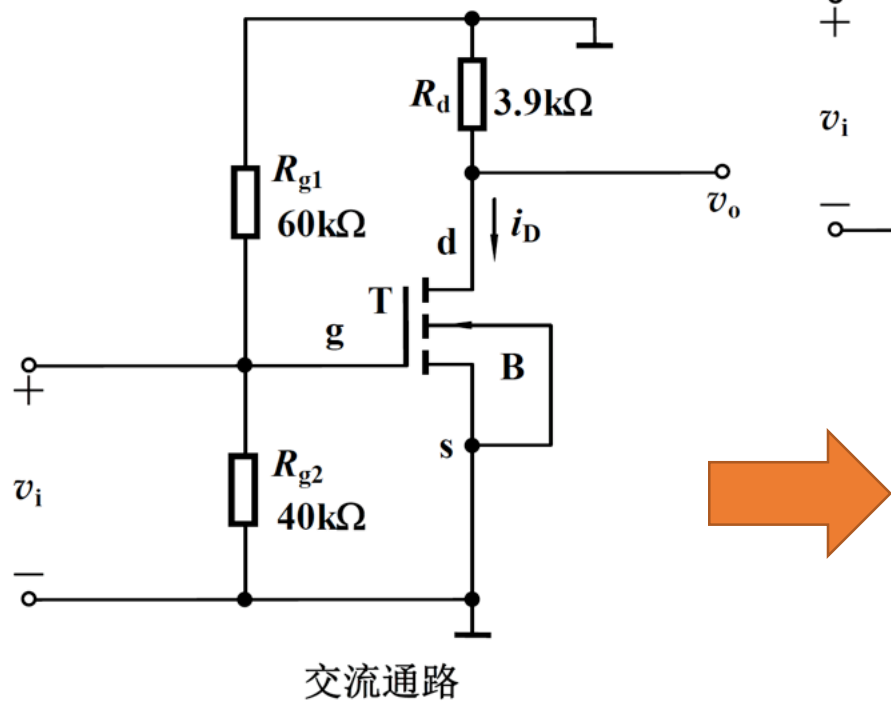


**例1**  $V_{TN}=1V$   $K_n = 0.8mA/V^2$   $\lambda = 0.02V^{-1}$

解：（2）动态指标

小信号等效电路

电容和直流电压源对交流相当于短路



**例1**  $V_{TN}=1V$   $K_n = 0.8mA/V^2$   $\lambda = 0.02V^{-1}$

解：（2）动态指标

模型参数  $V_{GSQ} = 2V$

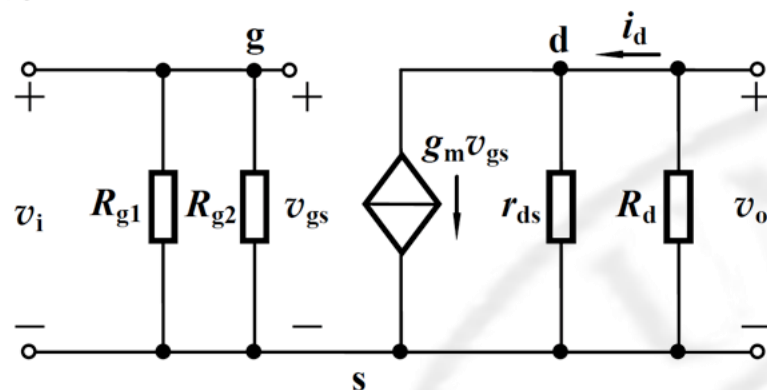
$$\begin{aligned} g_m &= 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN}) \\ &= 2 \times 0.8 \times (2 - 1) mA/V \\ &= 1.6 mA/V \end{aligned}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2} = \frac{1}{0.02 \times 0.8 \times (2 - 1)^2} = 62.5 k\Omega$$

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

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m v_{gs} (r_{ds} \parallel R_d)}{v_{gs}} = -g_m (r_{ds} \parallel R_d) \approx -g_m R_d = -6.24$$

$A_v = -g_m (r_{ds} \parallel R_d)$  经常当作公式使用



**例1**  $V_{TN}=1V$   $K_n = 0.8mA/V^2$   $\lambda = 0.02V^{-1}$

解：（2）动态指标

输入电阻

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{gs1} \parallel R_{gs2} = 24 \text{ k}\Omega$$

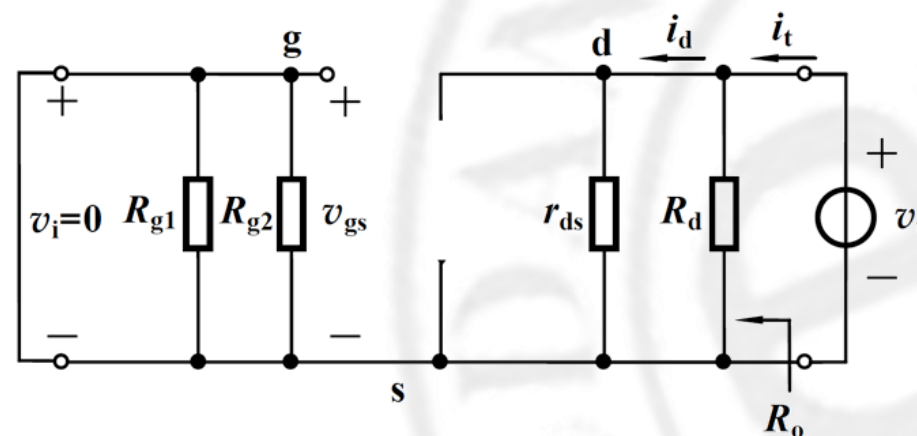
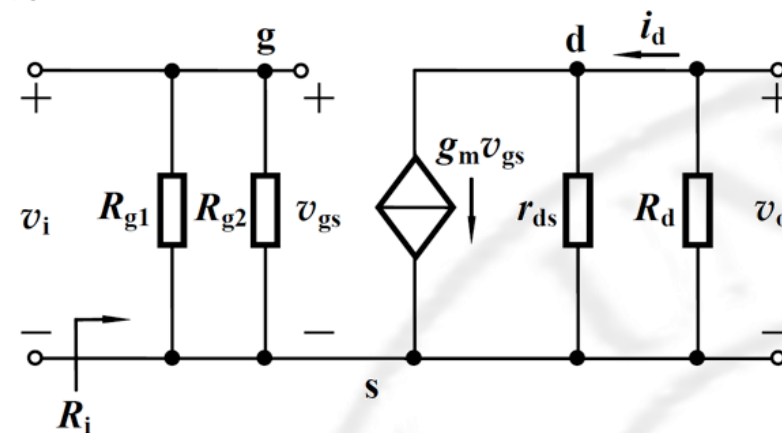
受静态偏置电路的影响，  
栅极绝缘的特性并未充分表现  
出来

输出电阻

$$v_{gs} = 0$$

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{ds} \parallel R_d \approx R_d$$

$$= 3.9 \text{ k}\Omega$$



# 小信号的使用条件

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

- 小信号

$$g_m = 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN})$$

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

- 参数都是小信号参数，即微变参数或交流参数。
- 与静态工作点有关。
- 只适合对交流信号（变化量）的分析。
- 未包含结电容的影响，不能用于分析高频情况。

