

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

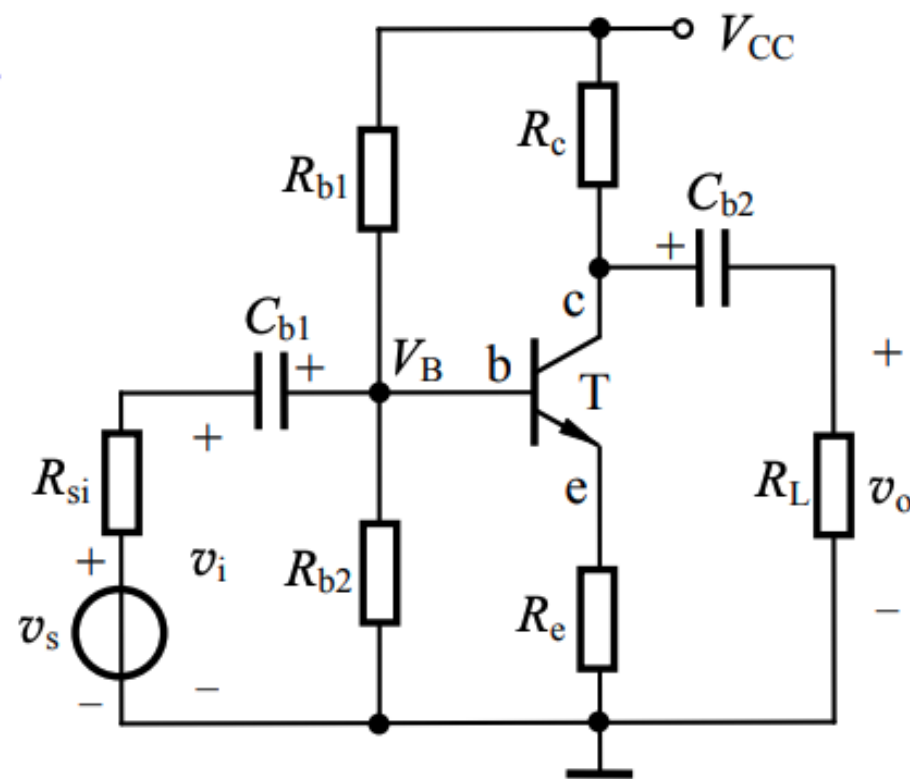
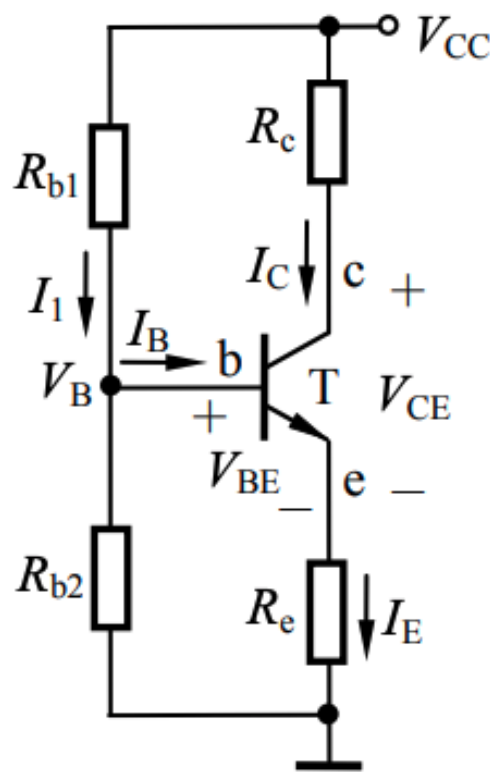
- 复习
 - BJT晶体管的小信号模型是什么？
- BJT习题
- MOSFET电路原理
- MOSFET的小信号模型



例题

例5.4.1 已知图示基极分压式射极偏置共射极放大电路中， $V_{CC}=16V$ ， $R_{b1}=56k\Omega$ ， $R_{b2}=20k\Omega$ ， $R_e=2k\Omega$ ， $R_c=3.3k\Omega$ ， $R_L=6.2k\Omega$ ， $R_{si}=500\Omega$ ，BJT的 $\beta=80$ ， $r_{ce}=100k\Omega$ ， $V_{BEQ}=0.7V$ 。设电容 C_{b1} 、 C_{b2} 对交流信号可视为短路。试计算 A_v 、 R_i 、 $A_{vs}=v_o/v_s$ 、 R_o 。

解：①由直流通路求静态工作点



例题

例5.4.1 已知图示基极分压式射极偏置共射极放大电路中, $V_{CC}=16V$, $R_{b1}=56k\Omega$, $R_{b2}=20k\Omega$, $R_e=2k\Omega$, $R_c=3.3k\Omega$, $R_L=6.2k\Omega$, $R_{si}=500\Omega$, BJT的 $\beta=80$, $r_{ce}=100k\Omega$, $V_{BEQ}=0.7V$ 。设电容 C_{b1} 、 C_{b2} 对交流信号可视为短路。试计算 A_v 、 R_i 、 $A_{vs}=v_o/v_s$ 、 R_o 。

解: ①由直流通路求静态工作点

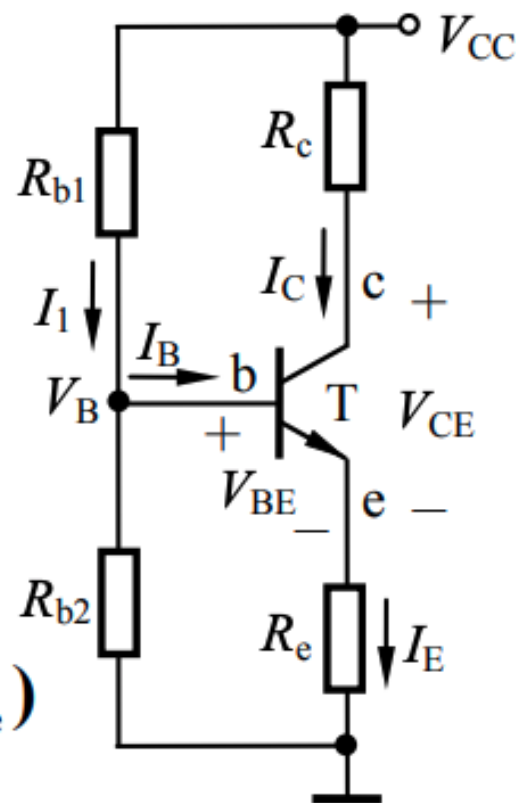
$$V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$$

$$I_{BQ} = \frac{I_C}{\beta}$$

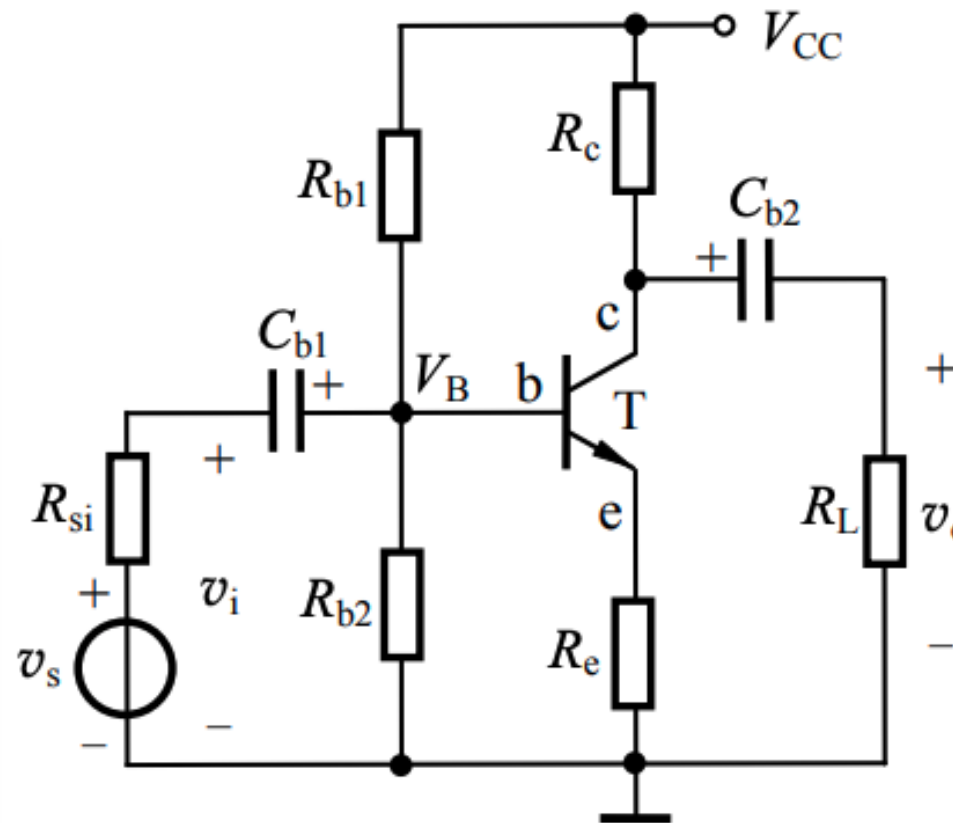
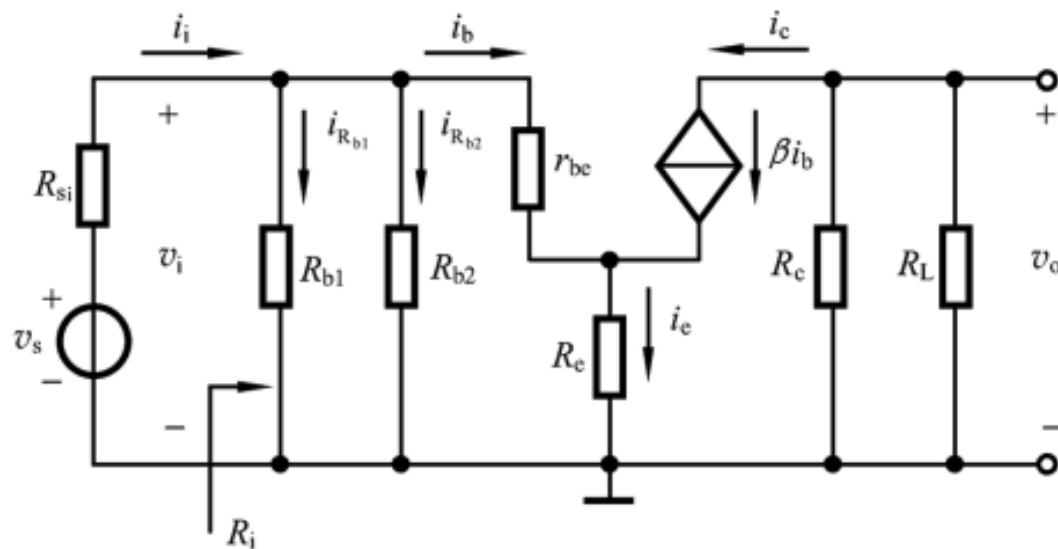
$$\text{求得 } I_{EQ} \approx 1.76 \text{ mA}$$



例题

解：②动态指标分析

画小信号等效电路



H参数 r_{be}

$$r_{be} = 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}(\text{mA})} = 200\Omega + (1 + 80) \frac{26\text{mV}}{1.76\text{mA}} \approx 1.4\text{k}\Omega$$

例题

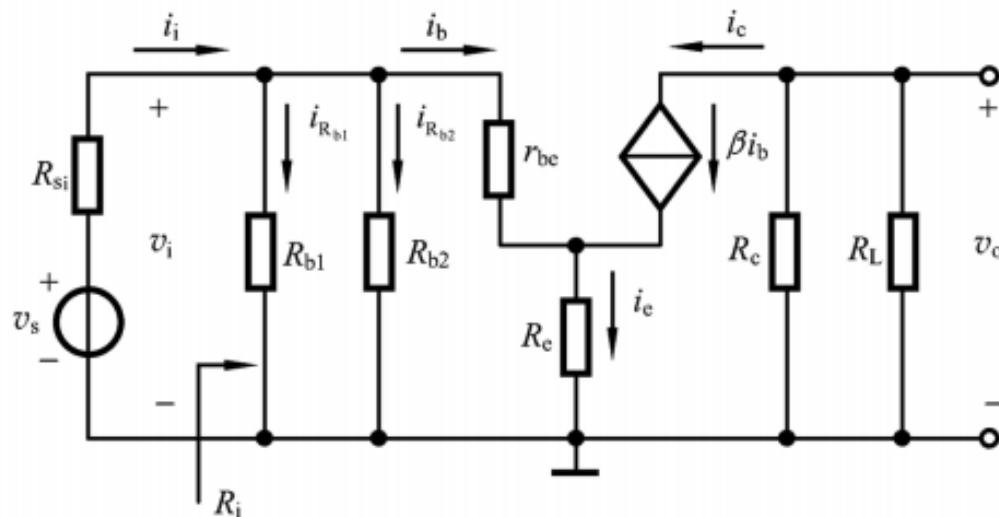
解：②动态指标分析

电压增益 A_v

$$v_o = -\beta i_b (R_c // R_L)$$

$$\begin{aligned} v_i &= i_b r_{be} + i_e R_e \\ &= i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e \end{aligned}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} = \frac{-80 \times \frac{3.3 \times 6.2}{3.3 + 6.2} \text{ k}\Omega}{(1.4 + 81 \times 2) \text{ k}\Omega} \approx -1.05$$



例题

解：②动态指标分析

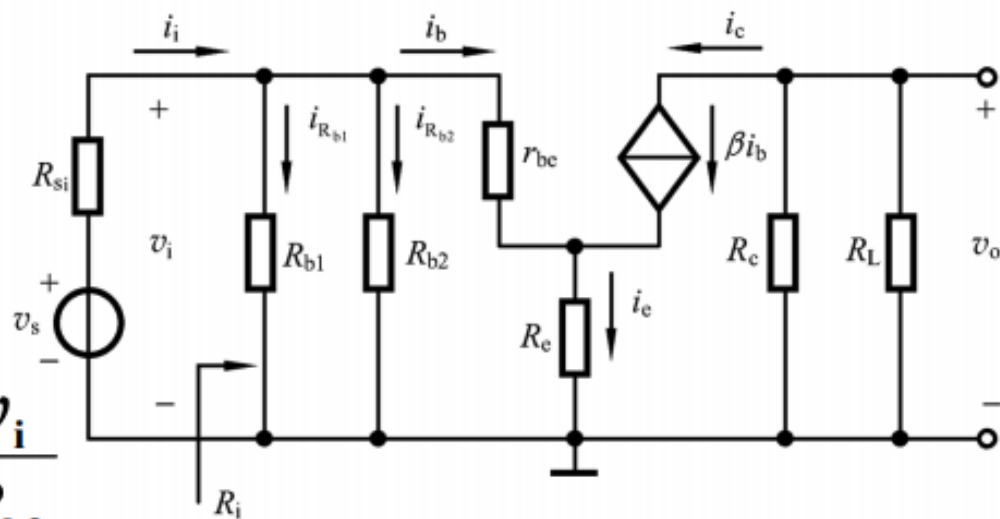
输入电阻 R_i

$$i_i = i_b + i_{R_b}$$

$$= \frac{v_i}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} + \frac{v_i}{R_{b1}} + \frac{v_i}{R_{b2}}$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{1}{\frac{1}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} + \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}}}$$

$$= R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_e] \approx 13.52\text{k}\Omega$$



例题

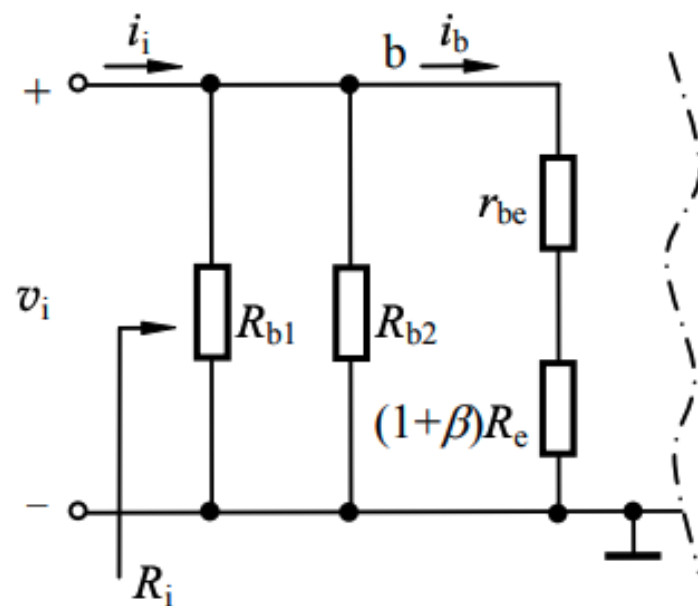
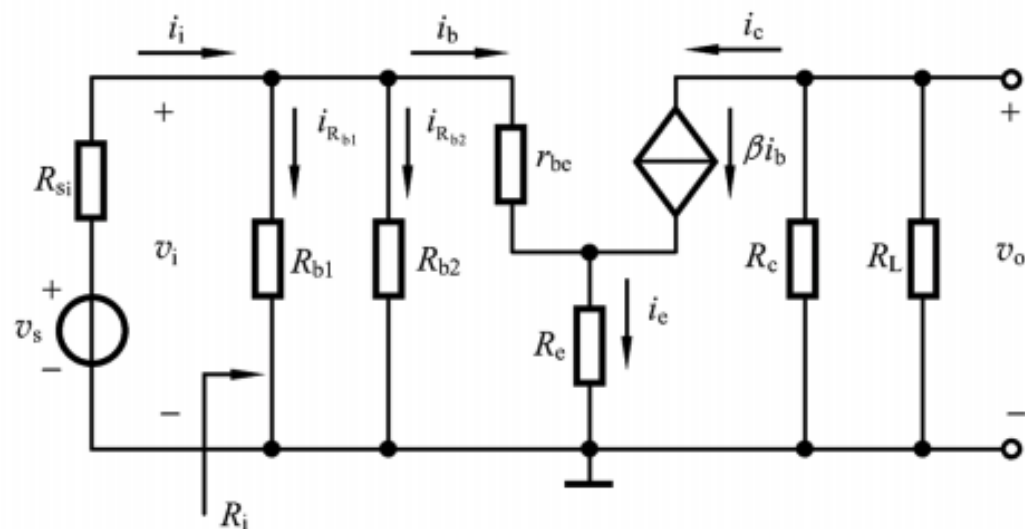
解：②动态指标分析

输入电阻 R_i

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_e]$$

式中 $(1 + \beta)R_e$ 是发射极支路电阻 R_e 折算到基极支路时的等效电阻。

发射极支路电阻折算到基极支路需要将电阻扩大 $(1 + \beta)$ 倍；反之，基极支路电阻折算到发射极支路需要将电阻缩小 $(1 + \beta)$ 倍。



例题

解：②动态指标分析

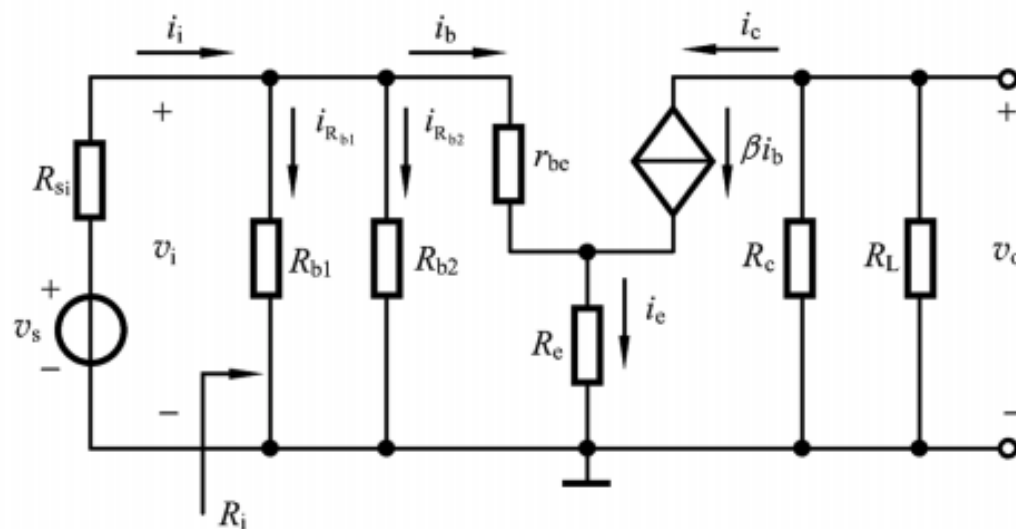
源电压增益 A_{vs}

$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s}$$

$$= A_v \cdot \frac{R_i}{R_{si} + R_i}$$

$$= -1.05 \times \frac{13.52\text{k}\Omega}{(0.5 + 13.52)\text{k}\Omega}$$

$$\approx -1.01$$



思考：若 R_e 减小，那么增益会如何变化？

例题

解：②动态指标分析

输出电阻 R_o

基极回路根据KVL得：

$$i_b(r_{be} + R'_{si}) + (i_b + i_c)R_e = 0$$

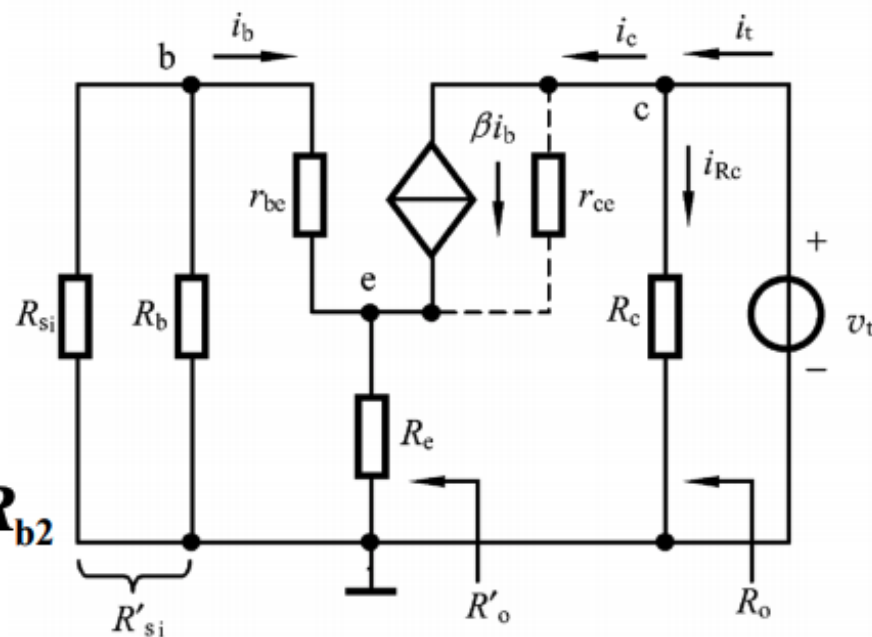
其中 $R'_{si} = R_{si} // R_b$ $R_b = R_{b1} // R_{b2}$

集电极回路根据KVL得：

$$v_t - (i_c - \beta i_b)r_{ce} - (i_b + i_c)R_e = 0$$

$$\text{得 } v_t = i_c \left[r_{ce} + R_e + \frac{R_e}{r_{be} + R'_{si} + R_e} (\beta r_{ce} - R_e) \right]$$

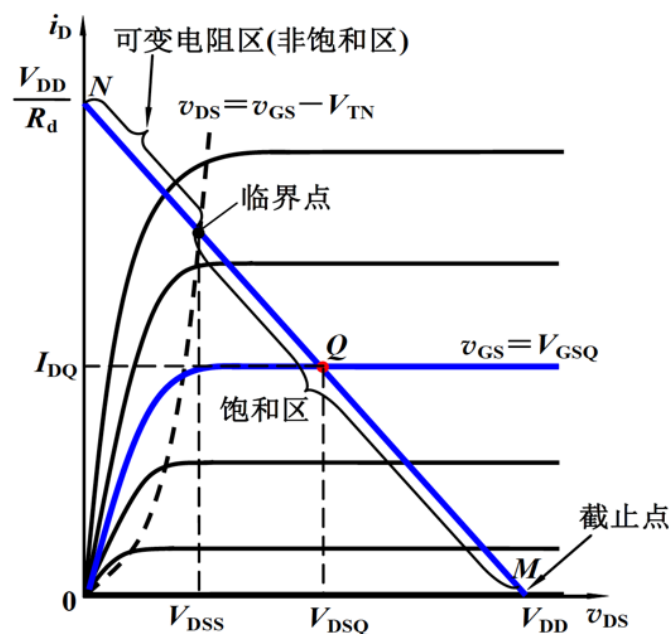
$$\text{所以 } R'_o = \frac{v_t}{i_c} = r_{ce} \left(1 + \frac{\beta R_e}{r_{be} + R'_{si} + R_e} \right) \quad (r_{ce} \gg R_e)$$



通常 $R'_o \gg R_c$

所以 $R_o \approx R_c = 3.3 \text{ k}\Omega$

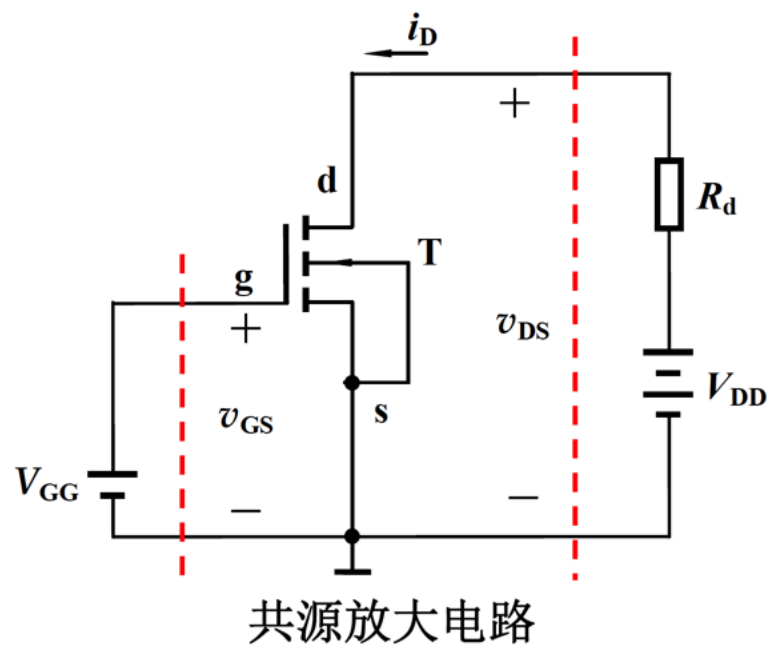
图解法确定静态工作点Q



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

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

得到静态工作点: V_{GSQ} 、 I_{DQ} 、 V_{DSQ}



静态: $v_i = 0$

• 输入回路

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

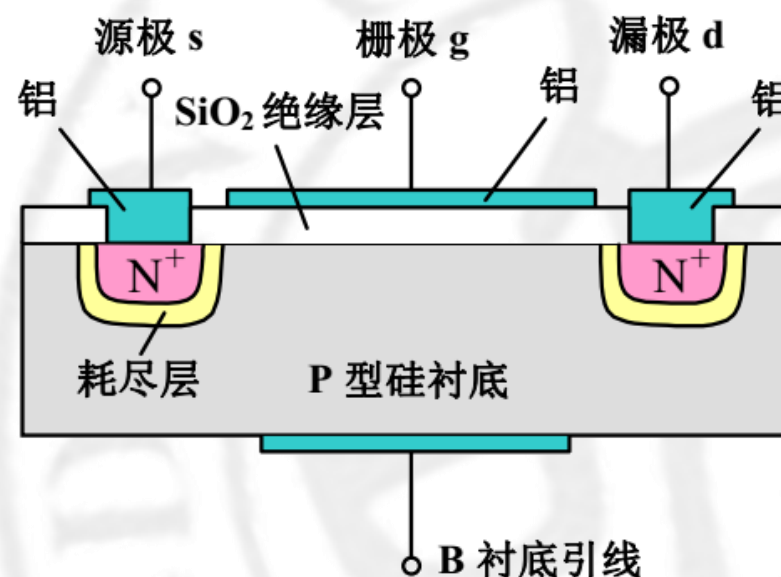
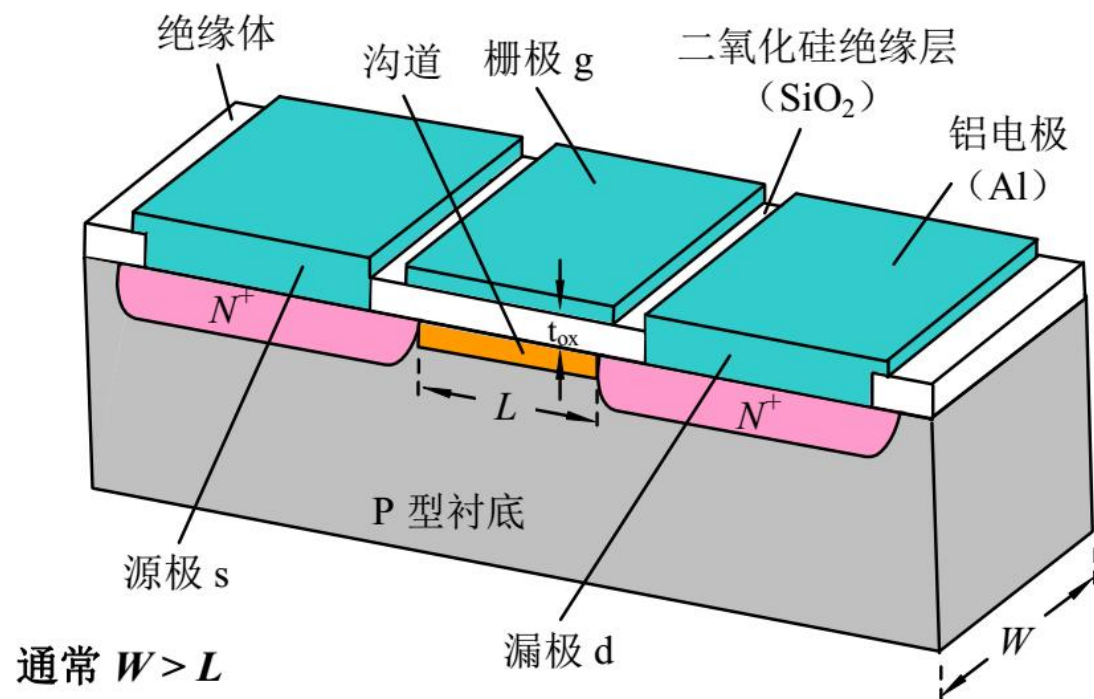
• 输出回路

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

(直流负载线)

金属—氧化物—半导体 场效应管

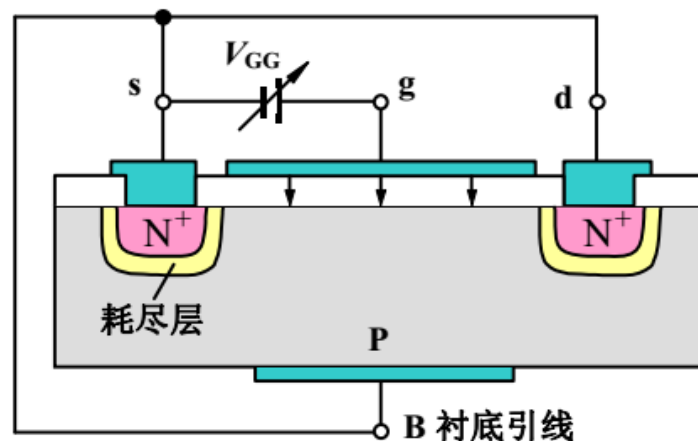
- Metal-Oxide-Semiconductor (MOS) Field Effect Transistor (FET)



MOSFET 原理

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

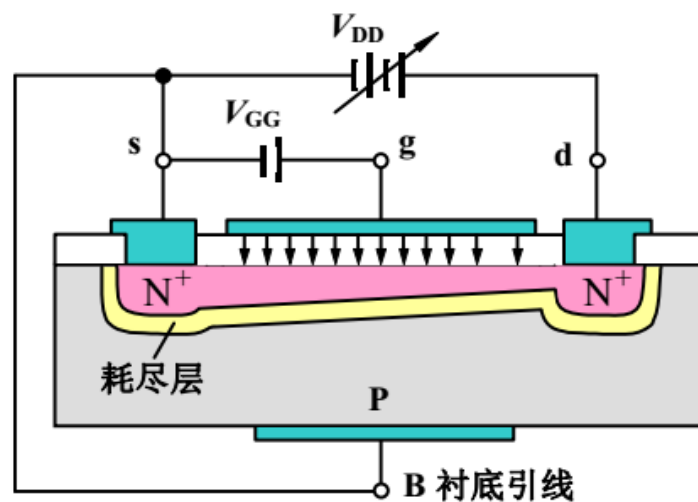
无导电沟道



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

形成反型区

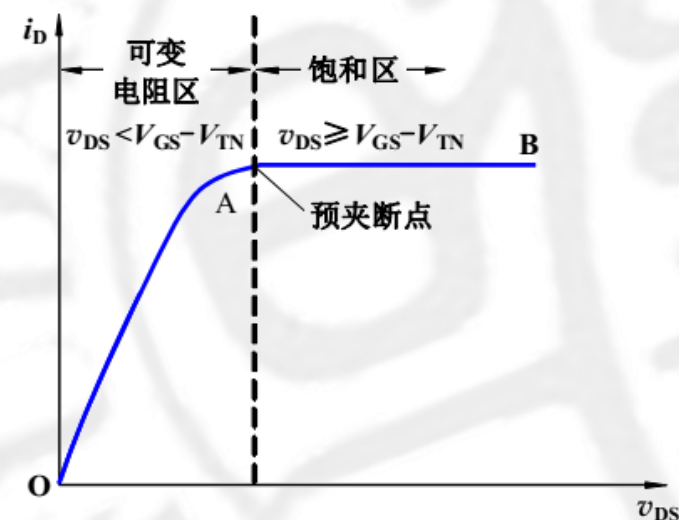
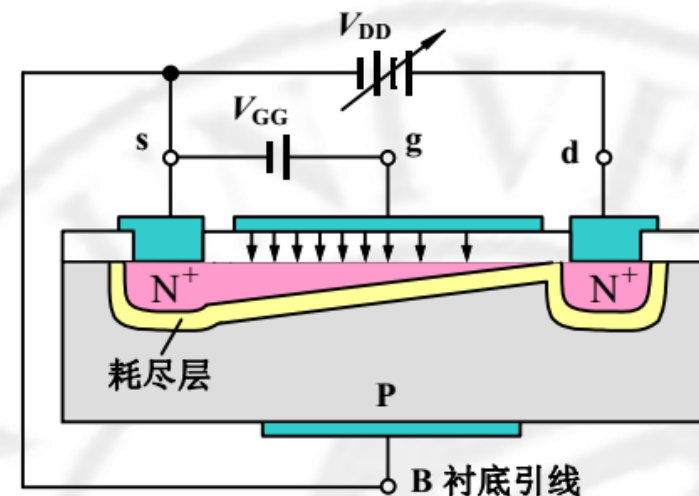
存在导电沟道



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

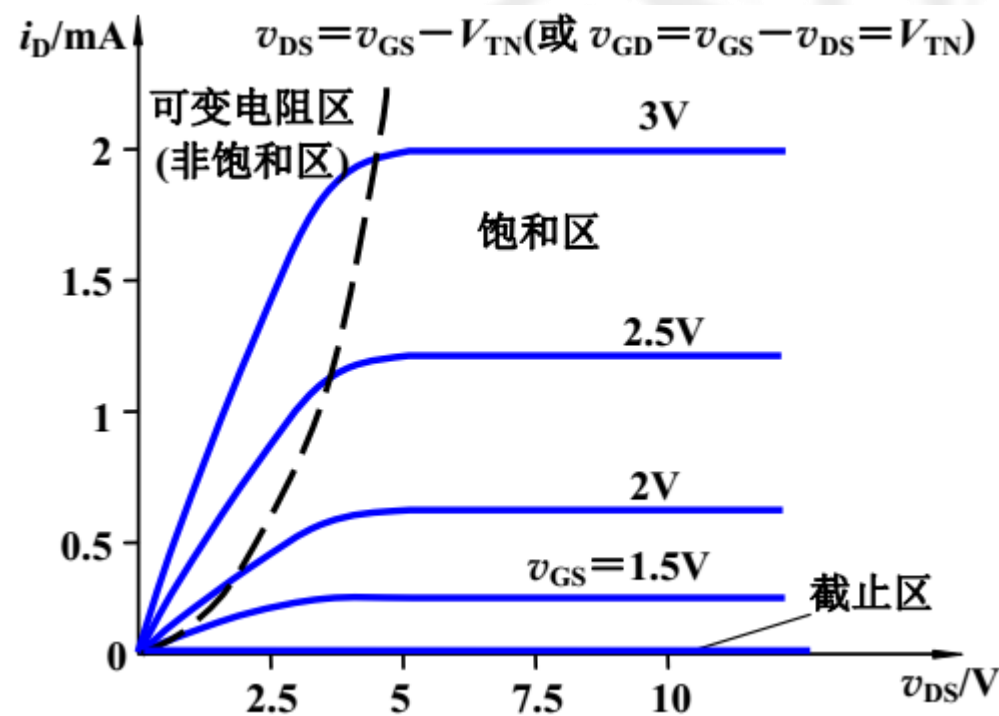
V_{th}

沟道夹断



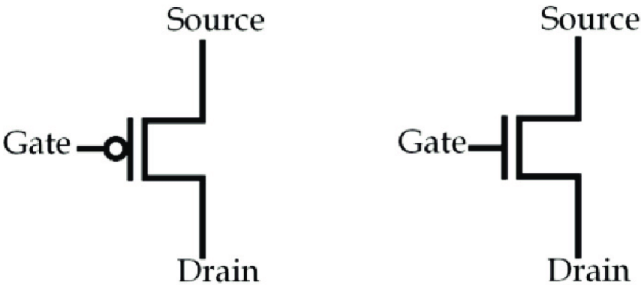
MOSFET 工作区域

- 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 $v_{DS} \geq (v_{GS} - V_{TN})$
$$i_D = K_n (v_{GS} - V_{TN})^2$$

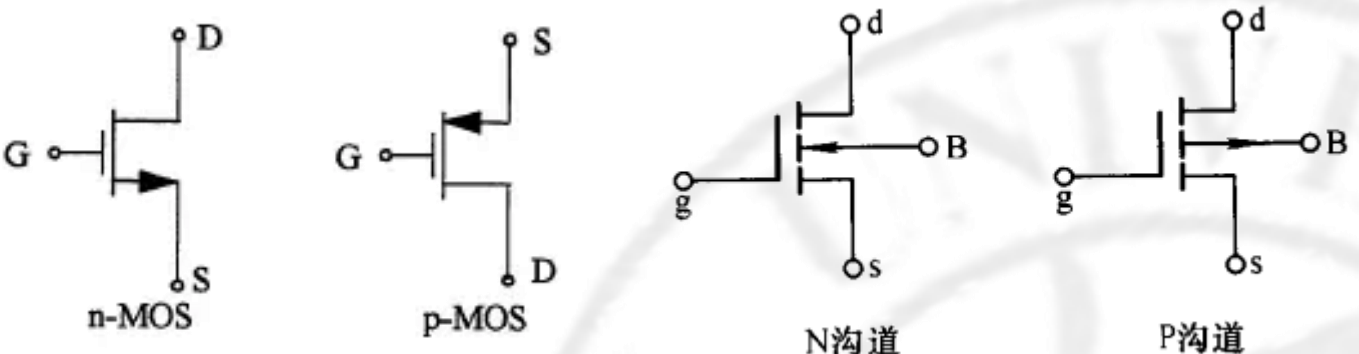


BJT vs. MOSFET

- Complementary MOS

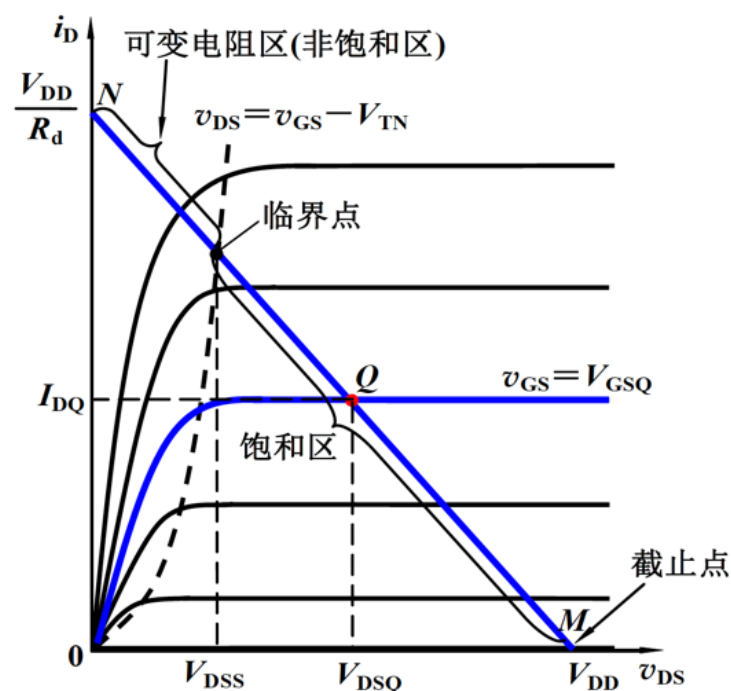


- BJT vs. MOSFET
 - 现代集成电路工艺多采用MOSFET



	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: $V_{GSQ} > V_{TN}$,

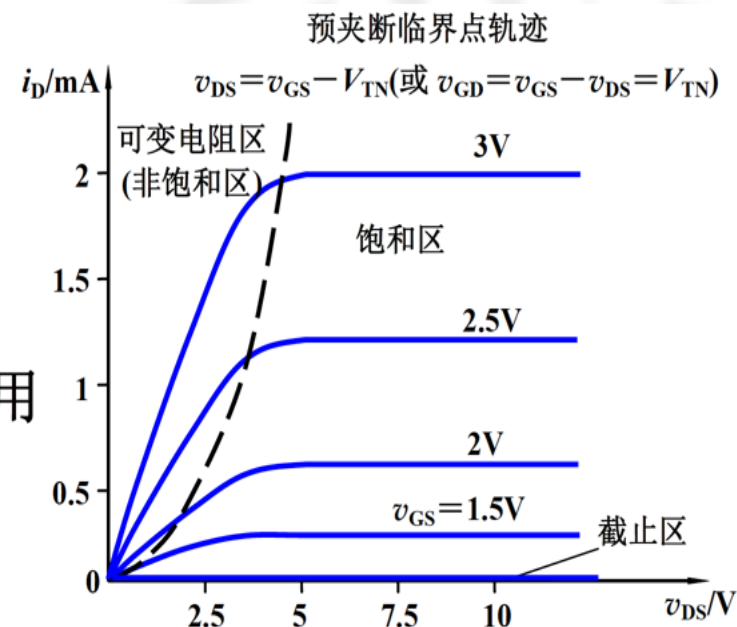
$$I_{DQ} > 0, \quad V_{DSQ} > V_{GSQ} - V_{TN}$$

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。

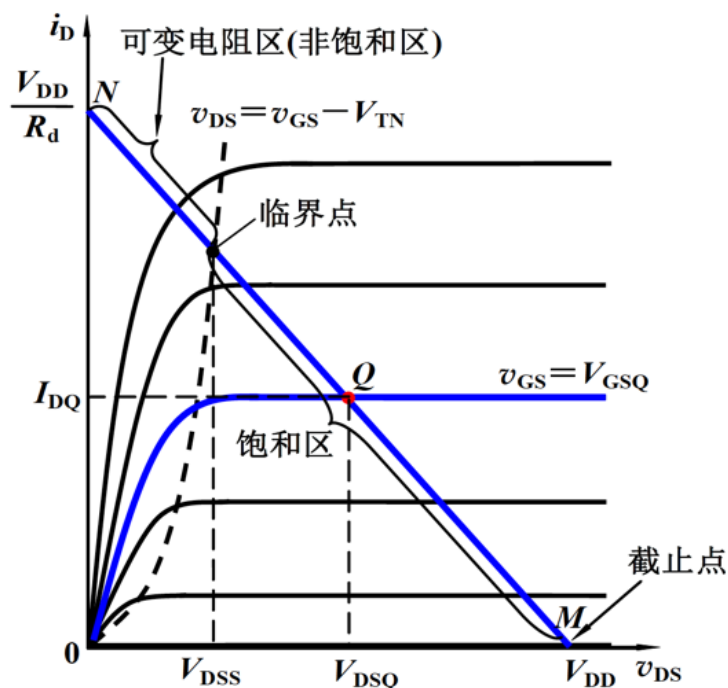
若: $V_{DSQ} < V_{GSQ} - V_{TN}$, NMOS管可能工作在可变电阻区。



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

λ 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)

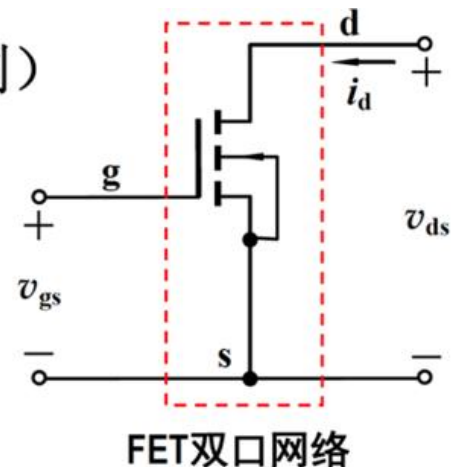
动态值
(交流)

非线性失真项

其中

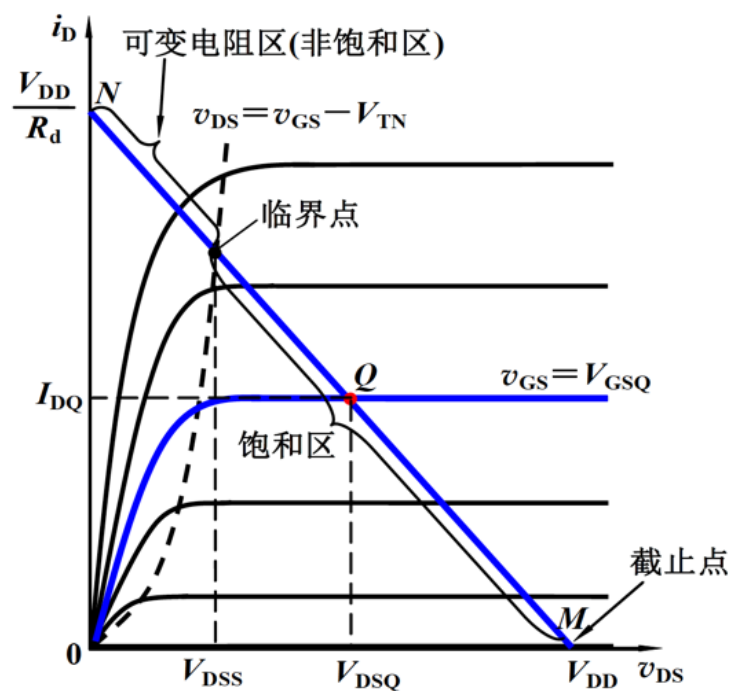
$$g_m = 2K_n (V_{GSQ} - V_{TN})$$

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

• $\lambda = 0$



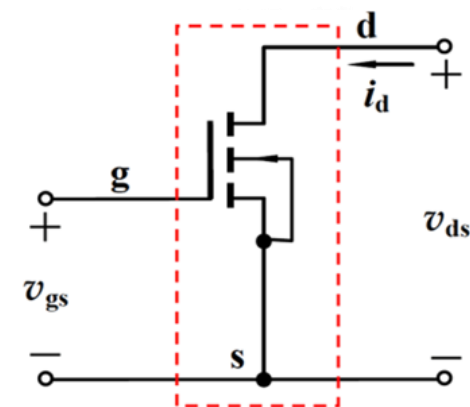
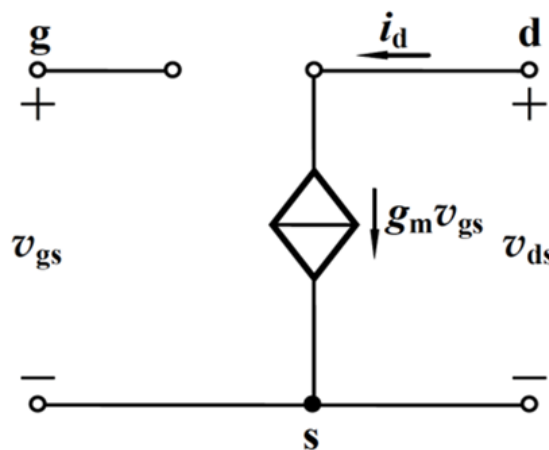
1. $\lambda = 0$ 时

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

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。

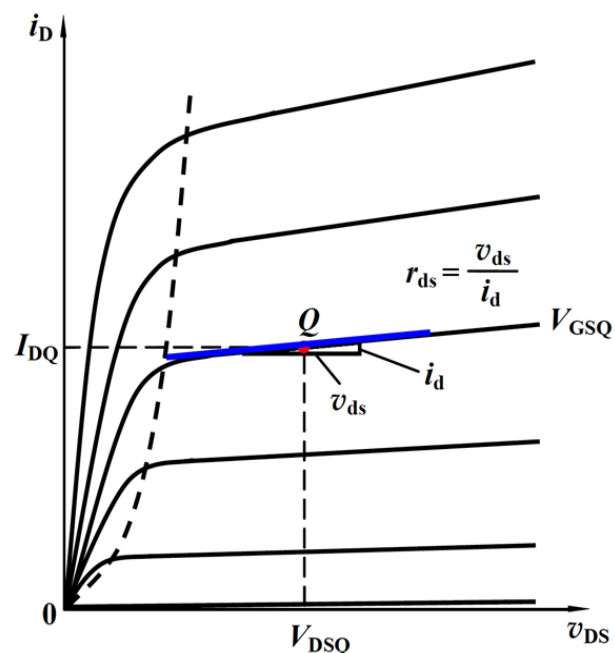
小信号模型

• $\lambda \neq 0$

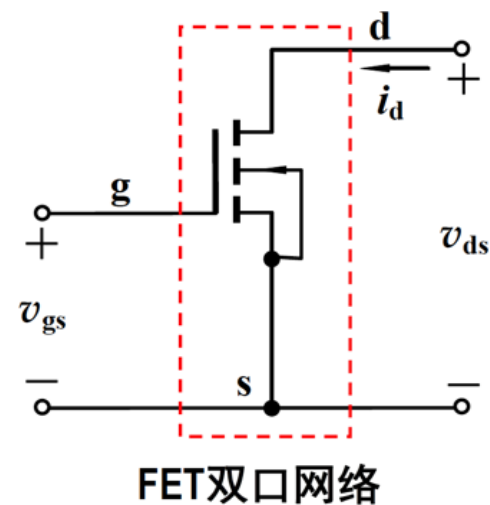
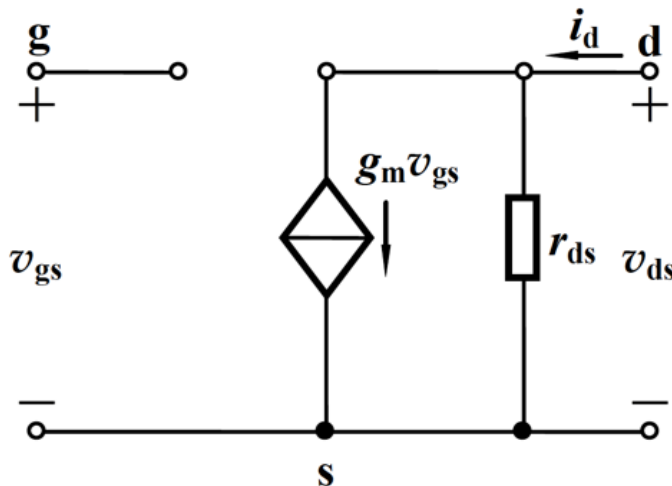
2. $\lambda \neq 0$ 时

d、s端口看入有一电阻 r_{ds}

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

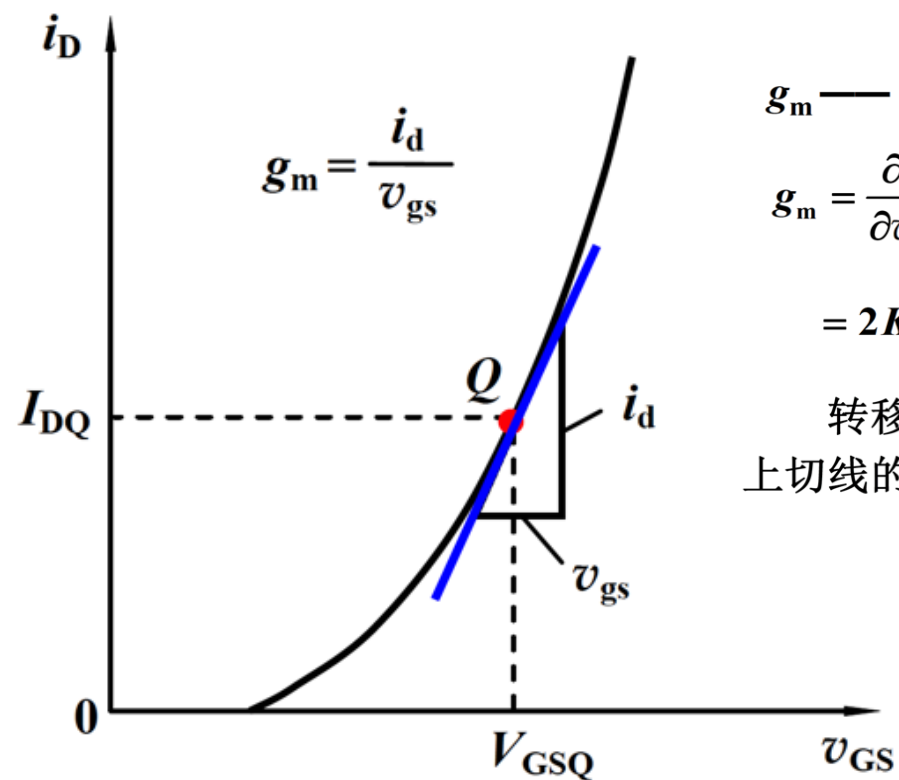


电路模型



小信号模型 对应 晶体管特性曲线

g_m 物理意义



$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}$$

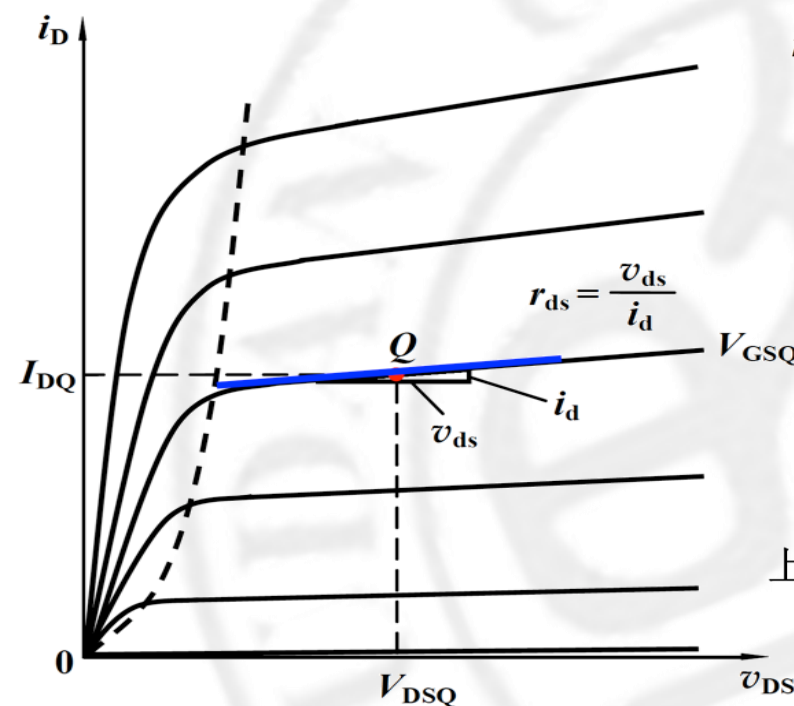
g_m —— 低频互导

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DSQ}}$$

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

转移特性曲线Q点
上切线的斜率

r_{ds} 物理意义



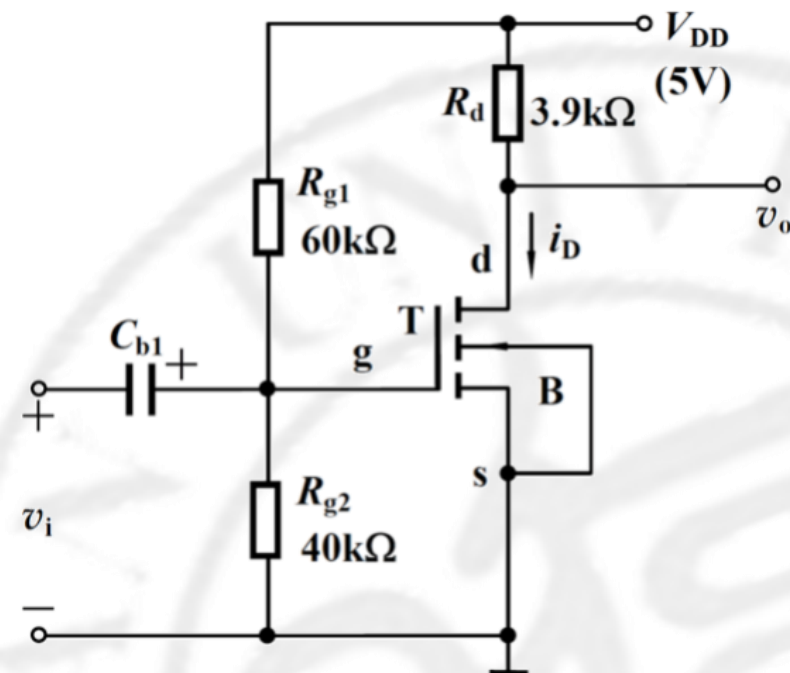
r_{ds} —— 输出电阻

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

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

- 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

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

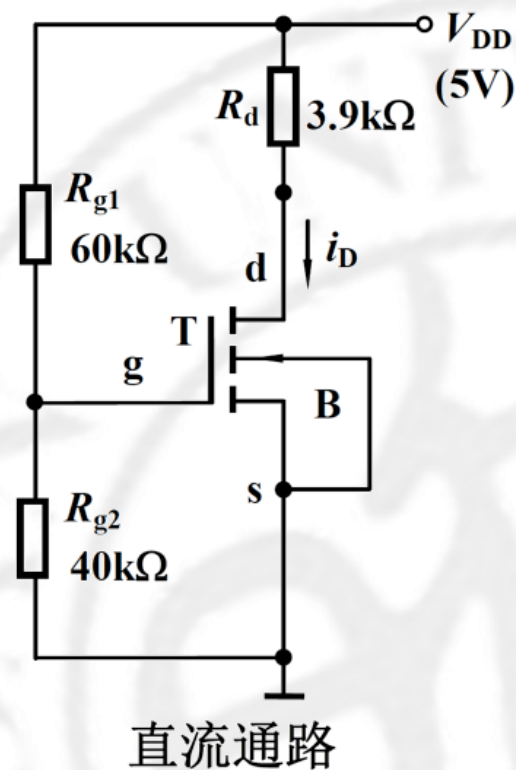
假设工作在饱和区

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

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

满足 $V_{DSQ} > (V_{GSQ} - V_{TN})$

假设成立，结果即为所求。

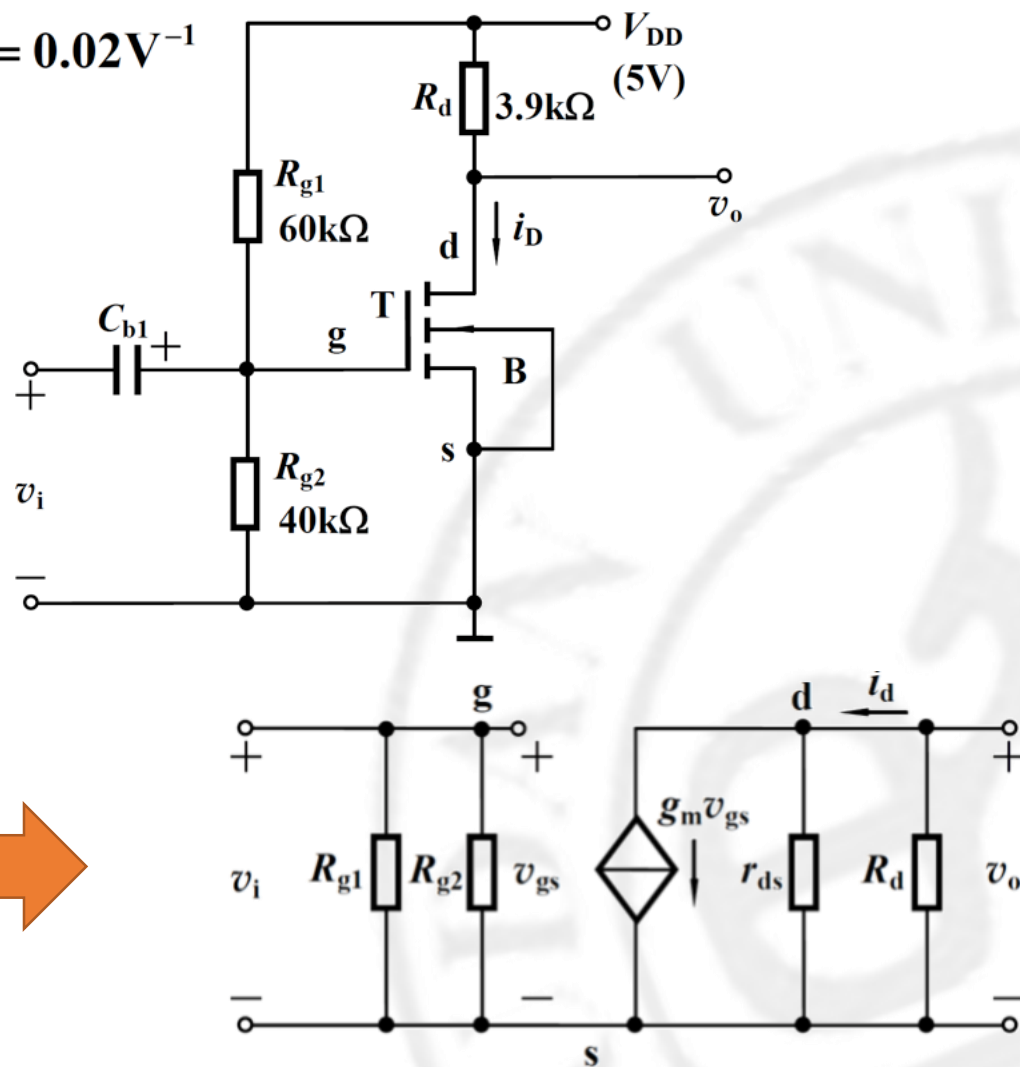
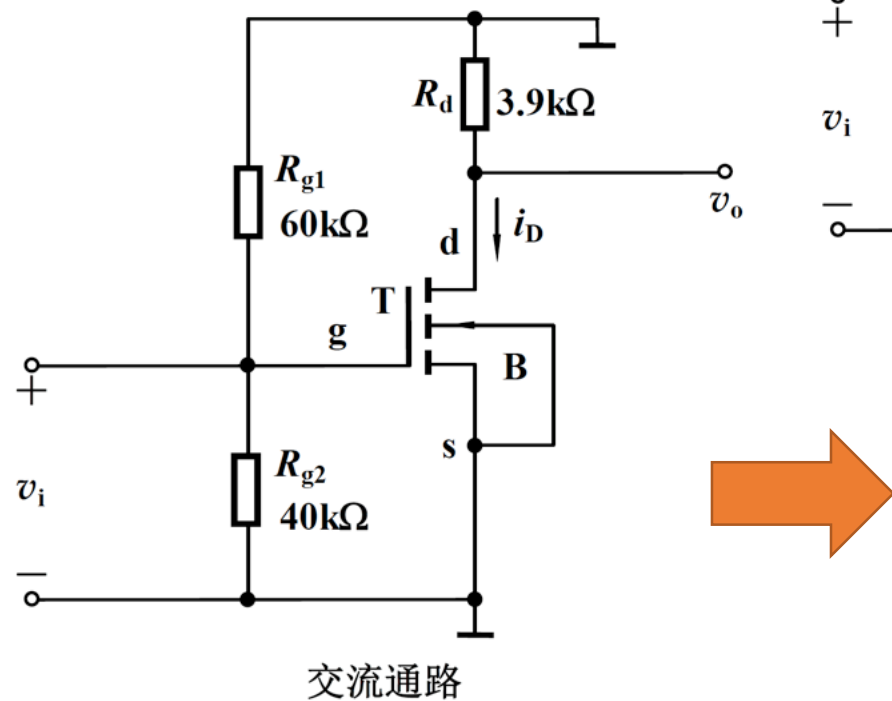


例1 $V_{TN}=1V$ $K_n = 0.8mA/V^2$ $\lambda = 0.02V^{-1}$

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 $V_{GSQ} = 2V$

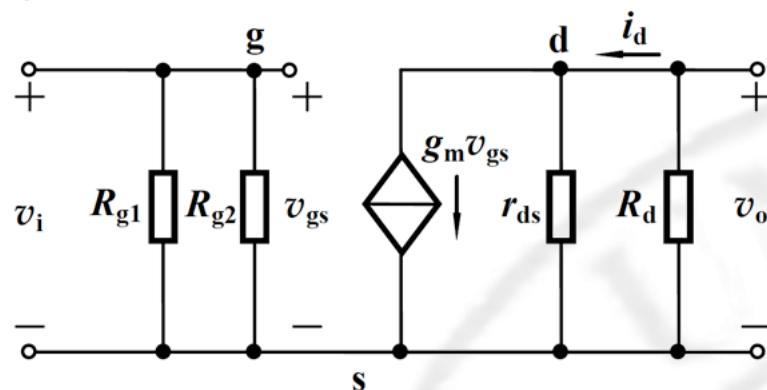
$$\begin{aligned} g_m &= 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN}) \\ &= 2 \times 0.8 \times (2 - 1) mA/V \\ &= 1.6 mA/V \end{aligned}$$

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

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

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

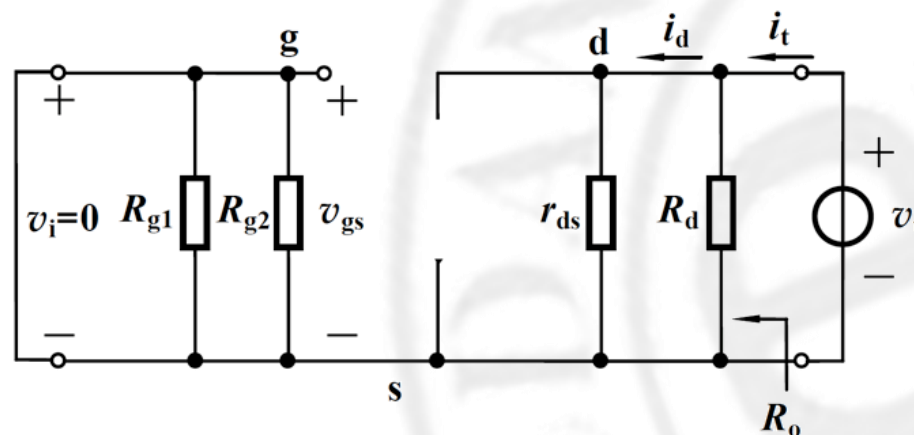
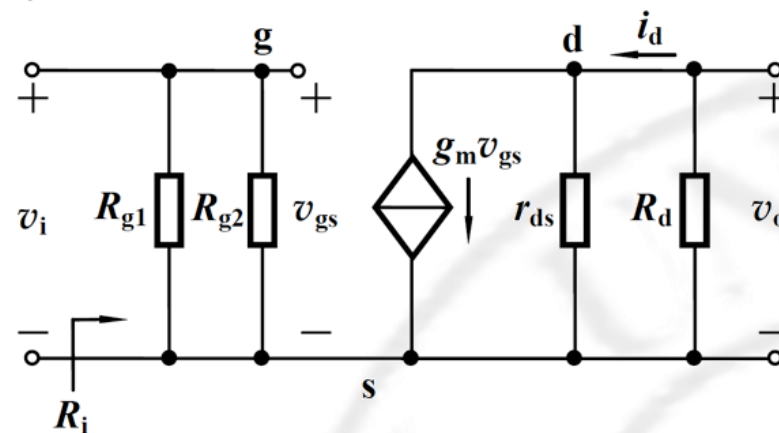
受静态偏置电路的影响，
栅极绝缘的特性并未充分表现
出来

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。

