



电子技术基础模拟部分

- 1 绪论
- 2 运算放大器
- 3 二极管及其基本电路
- 4 场效应管及其放大电路**
- 5 双极结型三极管及其放大电路
- 6 频率响应
- 7 模拟集成电路
- 8 反馈放大电路
- 9 功率放大电路
- 10 信号处理与信号产生电路
- 11 直流稳压电源



4 场效应三极管及放大电路

- **4.1 金属-氧化物-半导体 (MOS) 场效应管**
- 4.2 MOSFET基本共源极放大电路
- 4.3 图解分析法
- 4.4 小信号模型分析法
- 4.5 共漏极和共栅极放大电路
- 4.7 多级放大电路

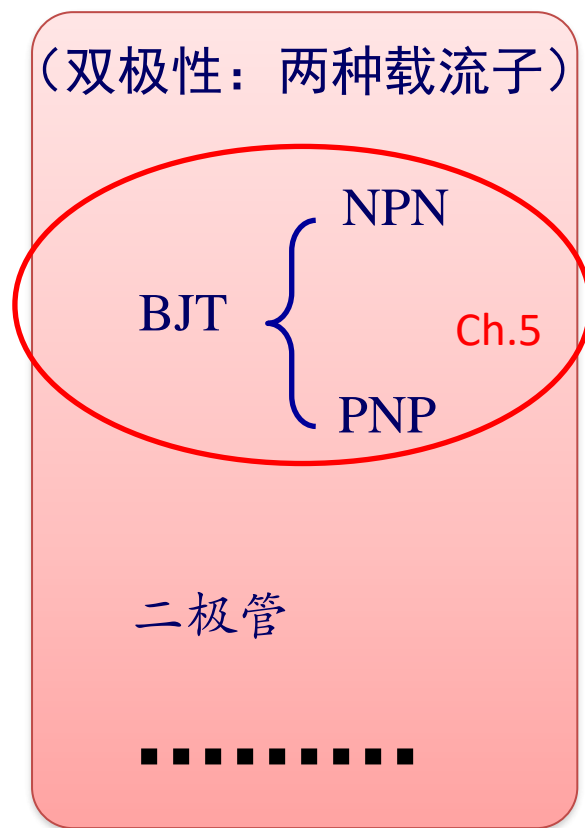
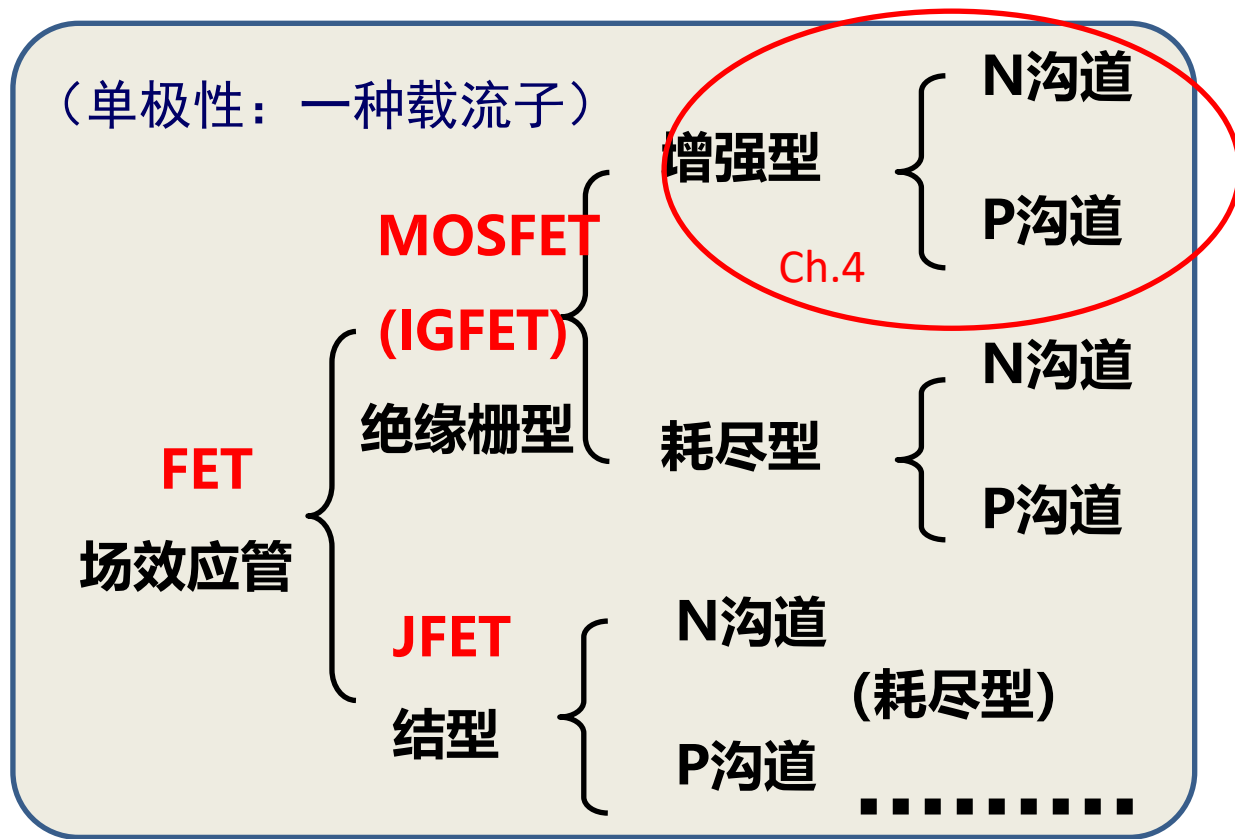


- 各种二极管、FET、BJT等半导体器件是电子系统中的核心“细胞”，与电阻、电容、电感、变压器等等构成了丰富多彩电子线路！

- 其中增强性MOSFET、BJT应用最广！

增强型： 阈值电压**大于0**

耗尽型： 阈值电压**小于0**





4.1 金属-氧化物-半导体（MOS）场效应三极管

- 4.1.1 N沟道增强型MOSFET及其大信号和小信号特性（重点）
- 4.1.2 P沟道增强型MOSFET
- 4.1.3 几种其它FET（了解）

注：未按课本顺序

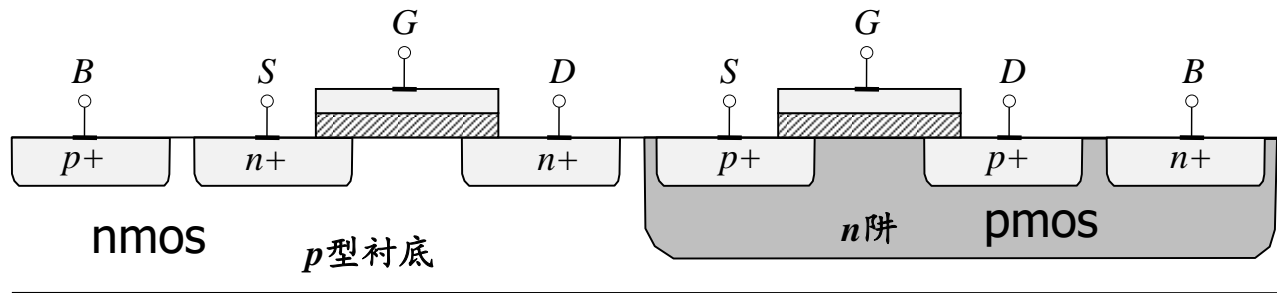


4.1.1 N沟道增强型MOSFET

了解

一. 结构

- 金属氧化物半导体场效应晶体管 (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, 简称MOSFET或MOS管) MOS管按沟道导电载流子的带电极性类型不同可分为N (电子型) 沟道和P (空穴型) 沟道, 分别简称NMOS管和PMOS管。MOS管通过栅极电压来实现漏极和源极间沟道的调控, 是一种电压控制电流器件
- NMOS管和PMOS管均包含四个端口: 漏极(Drain)、栅极(Gate)、源极(Source)、衬底(Bulk)其中。源极定义为提供载流子 (NMOS器件中为电子, PMOS器件中为空穴) 的终端, 而漏极定义为收集载流子的终端;
- 器件衬底 (Bulk) 极性与源极及漏极相反, 存在寄生PN结, 在使用时需要将该PN结反偏, 即: 将MOS的衬底接源极, 或者分别将NMOS衬底接地、PMOS器件衬底接电源电压





4.1.1 N沟道增强型MOSFET

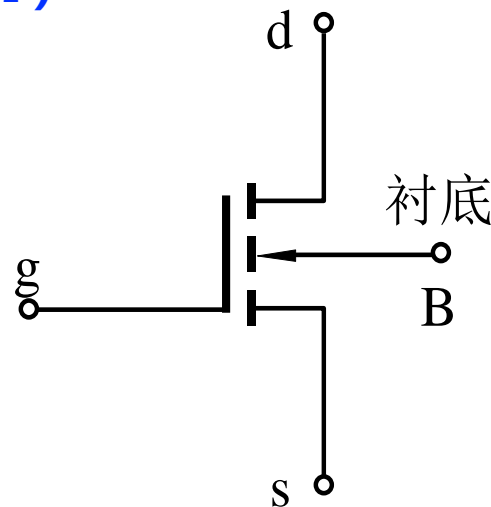
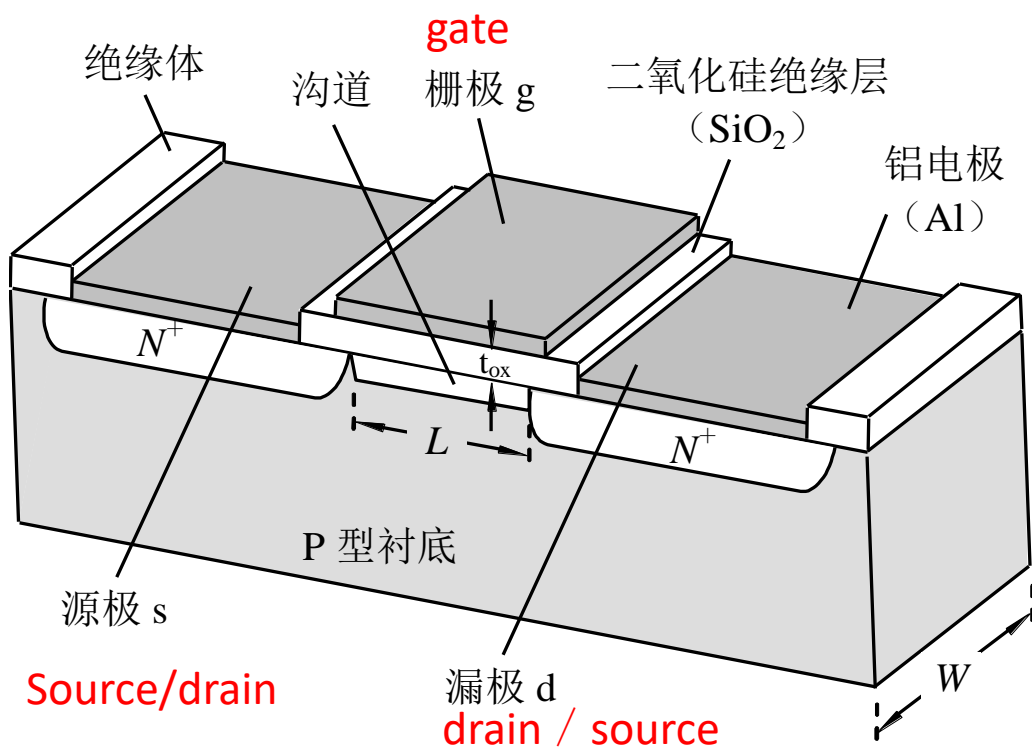
了解

一. 结构

L : 沟道长度 W : 沟道宽度 t_{ox} : 绝缘层厚度

直流输入电阻
 R_{GS} ($10^9\Omega \sim 10^{15}\Omega$)

通常 $W > L$



符号



4.1.1 N沟道增强型MOSFET

二、直流大信号特性

1. I-V特性

(1.1) V_{GS} 对沟道的控制作用：截止区

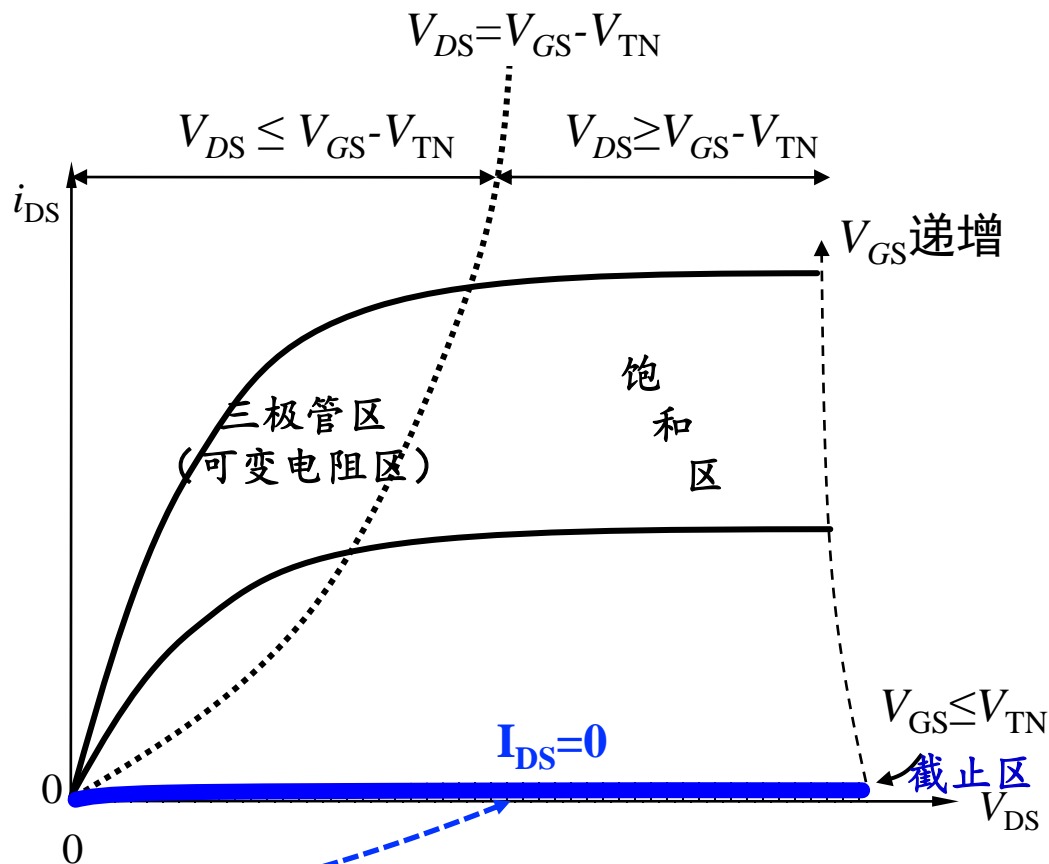
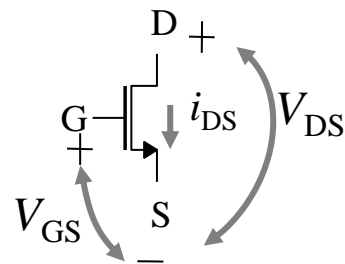
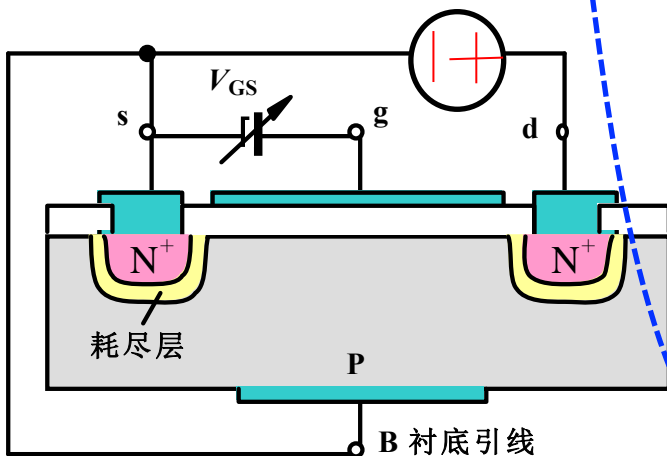
当 $V_{GS} \leq 0$ 时

无导电沟道，d、s间

加电压时，也无电流产生。

$I_{DS}=0$, NMOS 处于截止区

(Cut off)





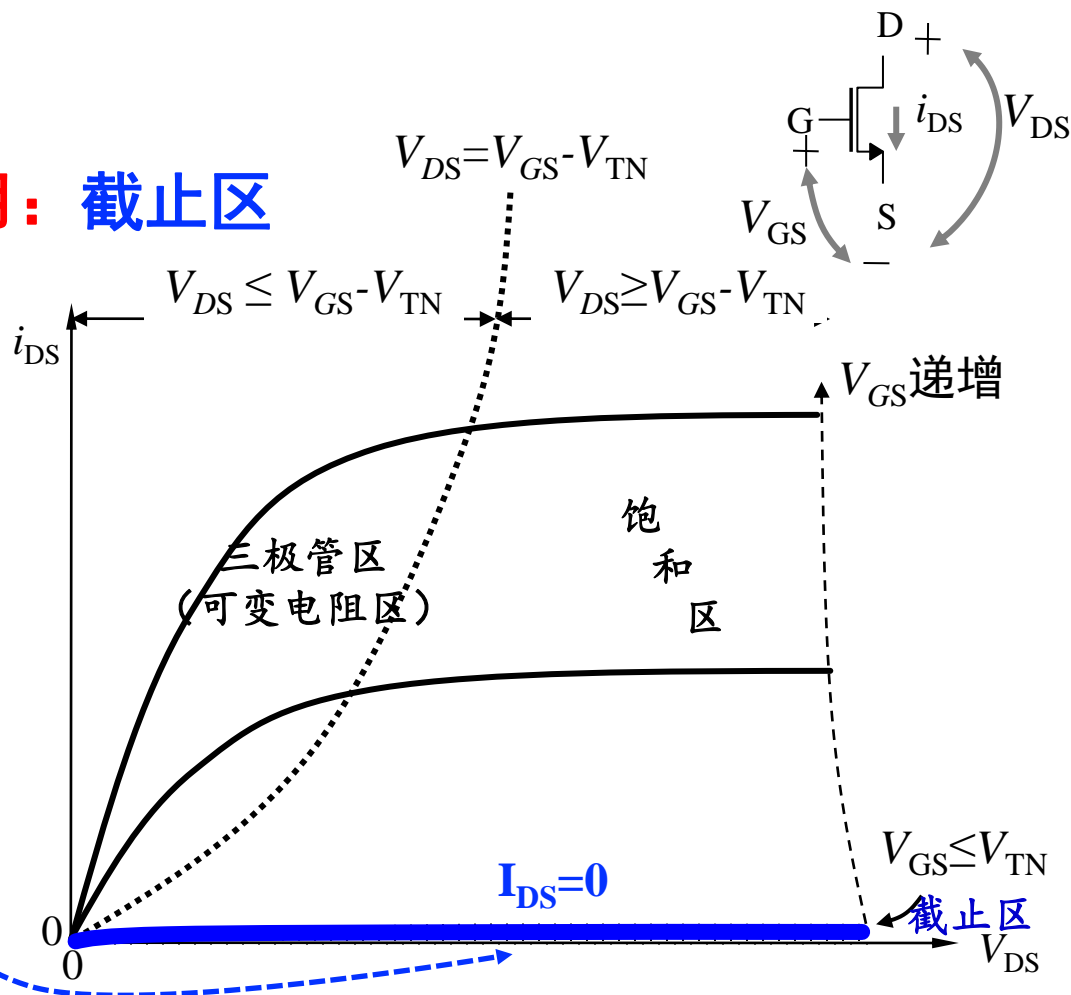
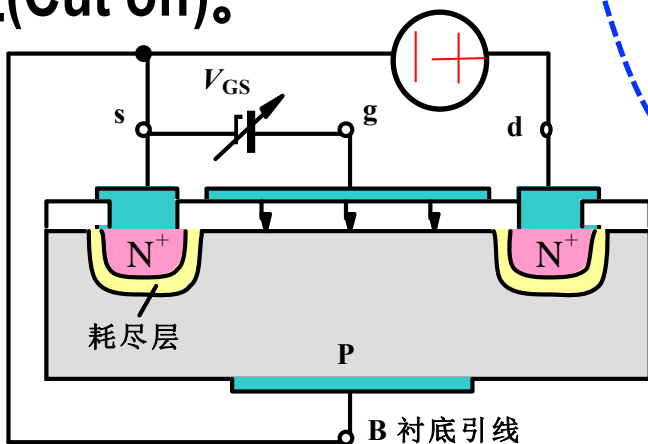
4.1.1 N沟道增强型MOSFET

二、直流大信号特性

1. I-V特性

(1.2) V_{GS} 对沟道的控制作用：截止区

当 $0 < V_{GS} < V_{TN}$ 时
产生电场，但未形成导电沟道（反型层），d、s间加电压后，没有电流产生。 $I_{DS}=0$ ，NMOS处于截止区(Cut off)。



但是当 V_{GS} 接近 V_{TN} 时，若 V_{DS} 比较可观，也会微弱导电，称为亚阈值(sub-threshold)区，在一些低功耗设计时有用，但工艺上不易稳定！



4.1.1 N沟道增强型MOSFET

二、直流大信号特性

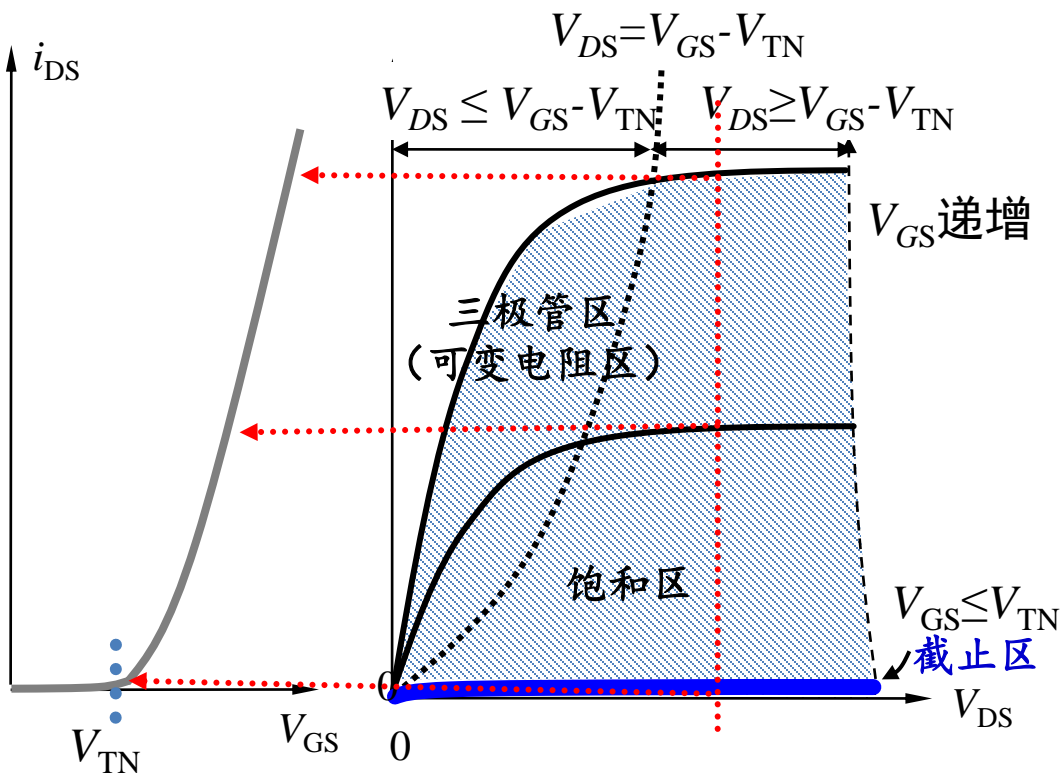
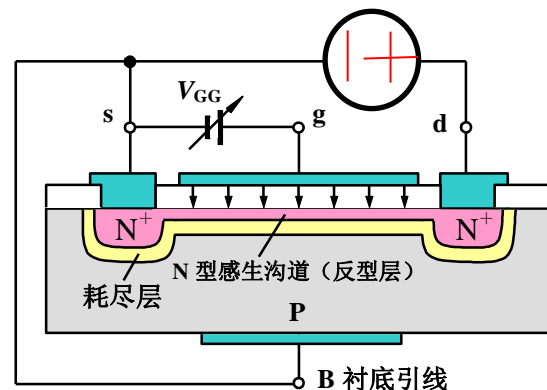
1. I-V特性

(1.3) V_{GS} 对沟道的控制作用：脱离截止区

当 $V_{GS} > V_{TN}$ 时

- 在电场作用下产生导电沟道，d、s间加电压后，将有电流产生。
- V_{TN} 称为N沟道增强型MOSFET开启电压
- 依据 V_{DS} 的不同而进入不同的区！

V_{GS} 越大，导电沟道越厚，电流越大！





4.1.1 N沟道增强型MOSFET

(1.4) $V_{GS} > V_{TN}$ 后 V_{DS} 对沟道的控制作用

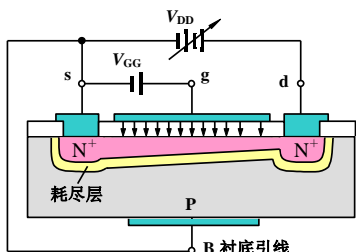
当 V_{GS} 一定 ($V_{GS} > V_{TN}$) 时, $V_{DS} \uparrow \rightarrow I_D \uparrow$

当 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN}$ 时由于漏极电位太高在紧靠漏极处出现预夹断, 电流饱和!

A. 可变电阻区

$$V_{GS} > V_{TN}$$

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TN}$$



$$i_D \approx 2K_n (v_{GS} - V_{TN}) v_{DS}$$

$$r_{dso} = \left. \frac{dv_{DS}}{di_D} \right|_{v_{GS}=\text{常数}} = \frac{1}{2K_n (v_{GS} - V_{TN})}$$

其中: $K_n = \frac{K'_n}{2} \cdot \frac{W}{L} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$

本征电导因子

μ_n : 反型层中电子迁移率
 C_{ox} : 栅极 (与衬底间) 氧化层单位面积电容

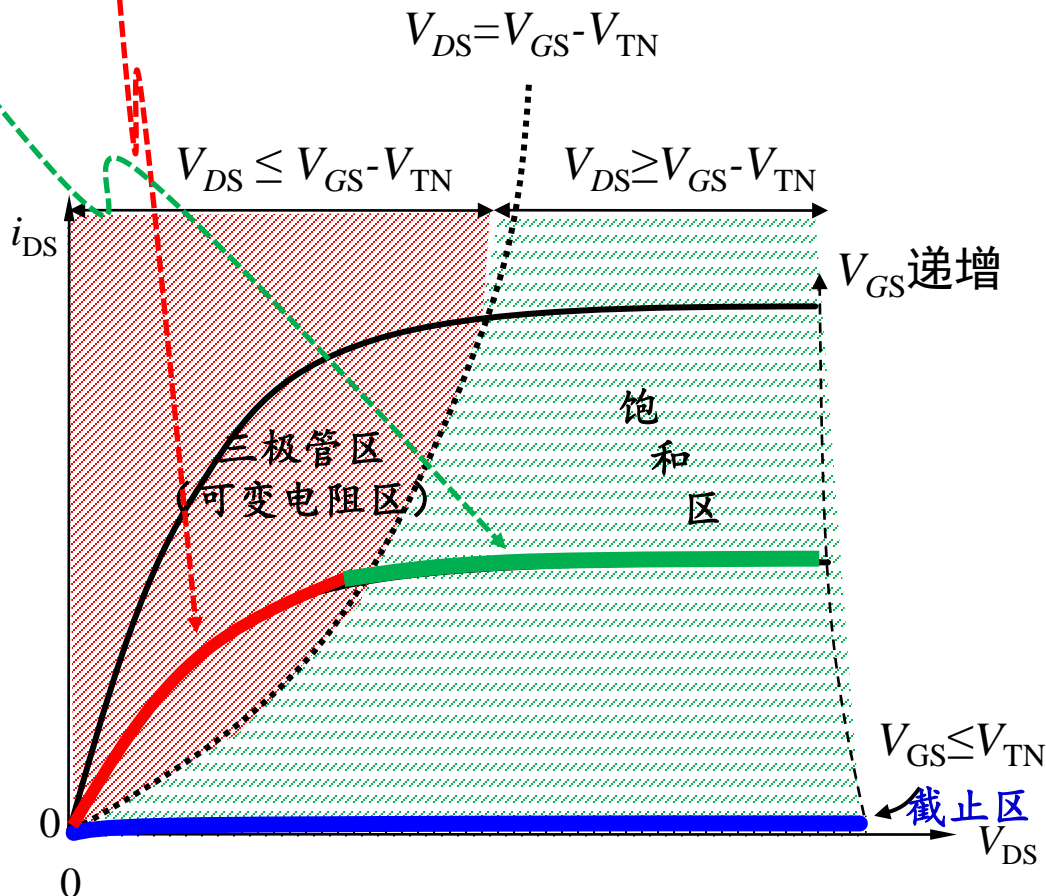
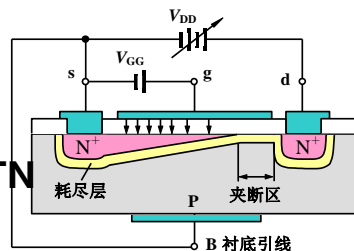
r_{dso} 是一个受 v_{GS} 控制的可变电阻

B. 饱和区

$$V_{GS} > V_{TN}$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN}$$

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





4.1.1 N沟道增强型MOSFET

二、直流大信号特性

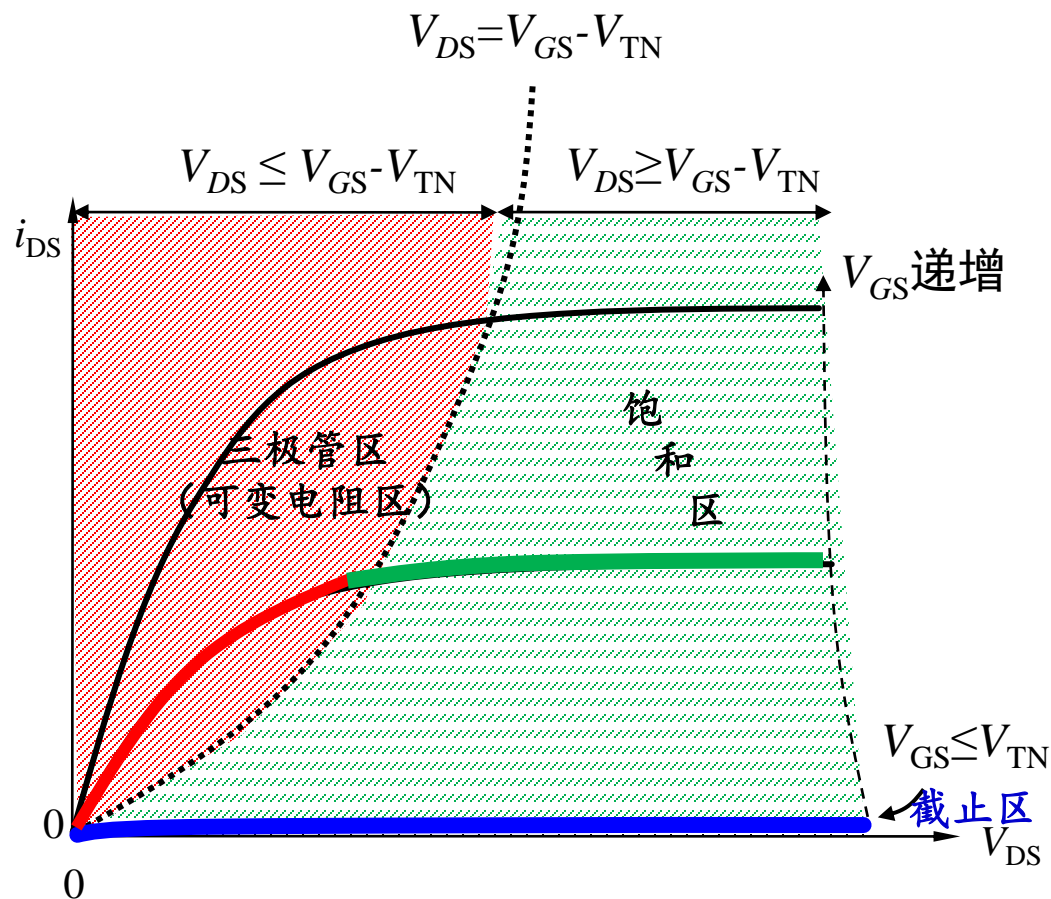
1. I-V特性

(1.5) 总结

If $V_{GS} < V_{TN}$ {
 region=截止区;
 $I_D = 0$;
}

Else if $(V_{GS} \geq V_{TN}) \&\& (V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TN})$ {
 region=可变电阻区;
 $I_D = 2K_n(V_{GS} - V_{TN})V_{DS}$;
}

Else if $(V_{GS} \geq V_{TN}) \&\& (V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN})$ {
 region=饱和区;
 $I_D = K_n(V_{GS} - V_{TN})^2$;
}





4.1.1 N沟道增强型MOSFET

二、直流大信号特性

1. I-V特性

(1.5) 总结

- 沟道中只有一种类型的载流子参与导电，所以场效应管也称为单极型三极管。NMOS为电子导电！
- MOSFET的栅极是绝缘的，所以 $i_G \approx 0$ ，输入电阻很高。
- MOSFET是电压控制电流器件（VCCS）， i_D 受 v_{GS} 控制。
- 只有当 $v_{GS} > V_{TN}$ 时，增强型MOSFET的d、s间才能导通。
- 预夹断前 i_D 与 v_{DS} 呈近似线性关系；预夹断后， i_D 趋于饱和。



4.1.1 N沟道增强型MOSFET

了解

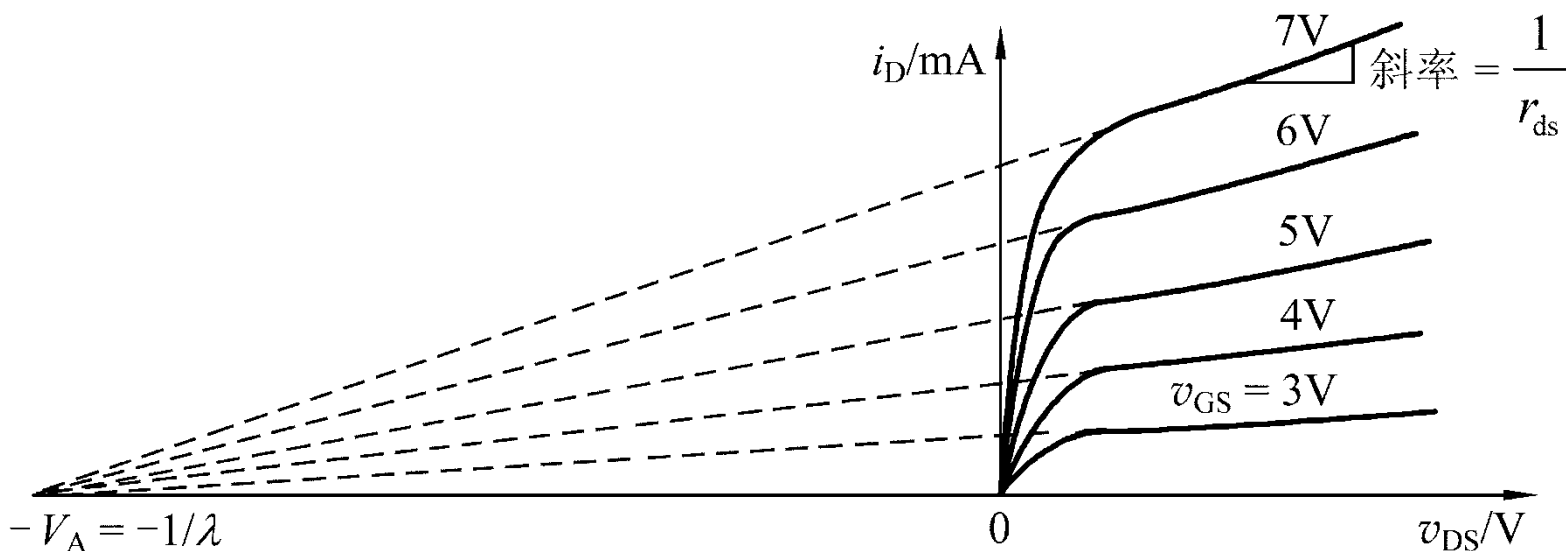
二、直流大信号特性

2.沟道长度调制效应

实际上饱和区的曲线并不是平坦的 (N沟道为例)

修正后
$$i_D = K_n (v_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda v_{DS}) = I_{DO} \left(\frac{v_{GS}}{V_{TN}} - 1 \right)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

$$\lambda \approx \frac{0.1}{L} V^{-1} \quad L \text{ 的单位为 } \mu\text{m} \quad V_A \text{ 称为厄雷 (Early) 电压}$$



当不考虑沟道调制效应时, $\lambda = 0$, 曲线是平坦的。



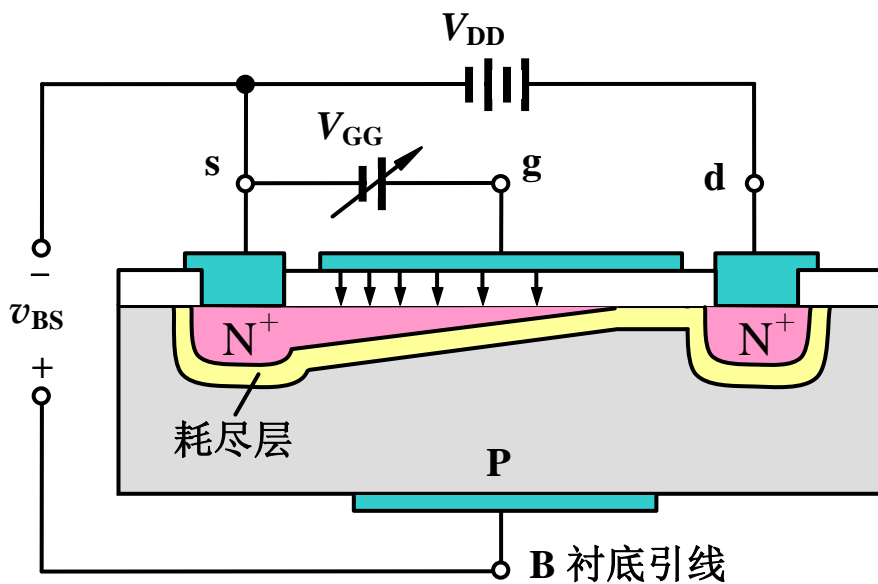
4.1.1 N沟道增强型MOSFET

了解

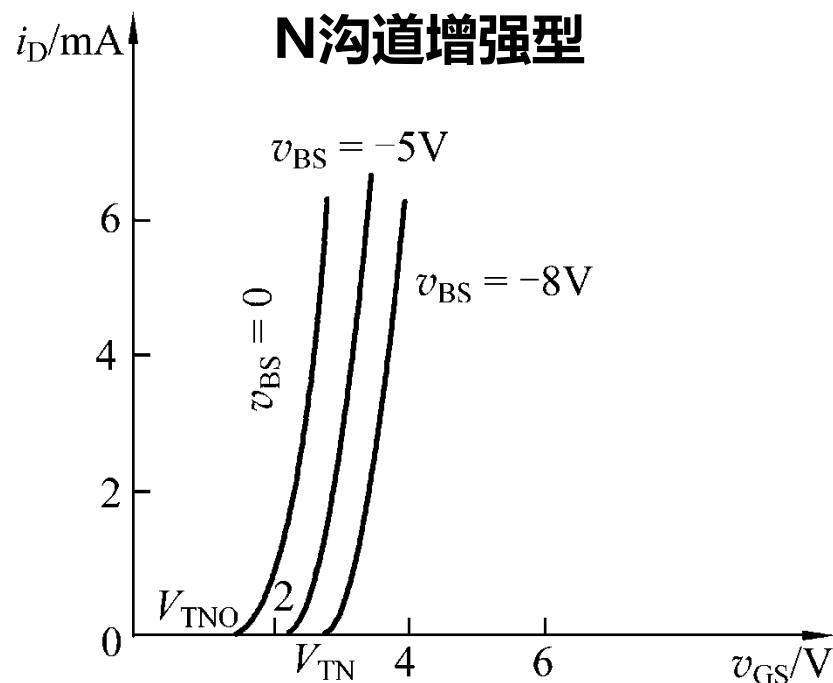
二、直流大信号特性

3.衬底调制效应（体效应）

衬底未与源极并接时，衬底与源极间的偏压 v_{BS} 将影响实际的开启（夹断）电压和转移特性。



对耗尽型器件的夹断电压有类似的影响



V_{TN0} 表示 $v_{BS} = 0$ 时的开启电压



4.1.1 N沟道增强型MOSFET

了解

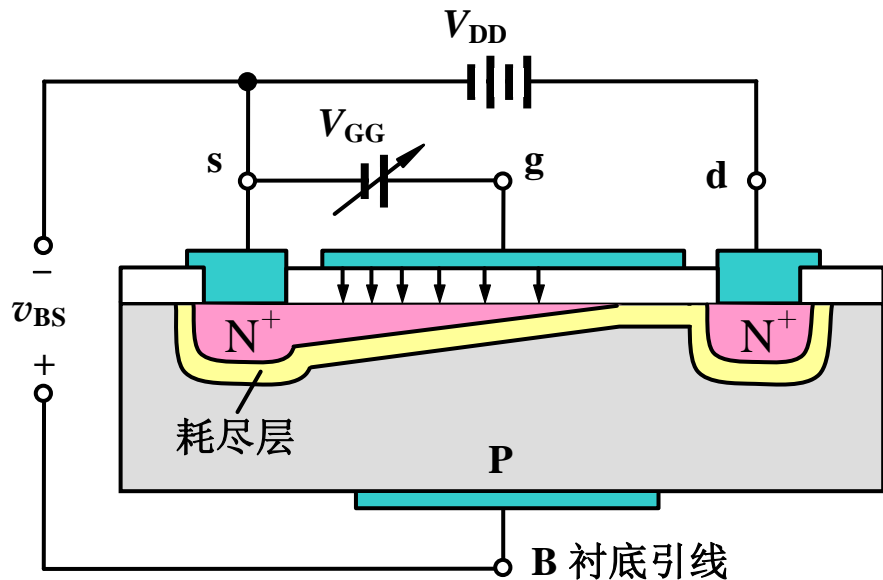
二、直流大信号特性

3.衬底调制效应（体效应）

为保证导电沟道与衬底之间的PN结反偏，要求：

N沟道: $v_{BS} \leq 0$

P沟道: $v_{BS} \geq 0$



通常，N沟道器件的衬底接电路的最低电位，P沟道器件的衬底接电路的最高电位。



二、直流大信号特性

4.温度效应

V_{TN} 和电导常数 K_n 随温度升高而下降，且 K_n 受温度的影响大于 V_{TN} 受温度的影响。

可变电阻区
$$i_D = K_n [2(v_{GS} - V_{TN}) v_{DS} - v_{DS}^2]$$

饱和区
$$i_D = K_n (v_{GS} - V_{TN})^2$$

当温度升高时，对于给定的 V_{GS} ，总的效果是漏极电流减小。



4.1.1 N沟道增强型MOSFET

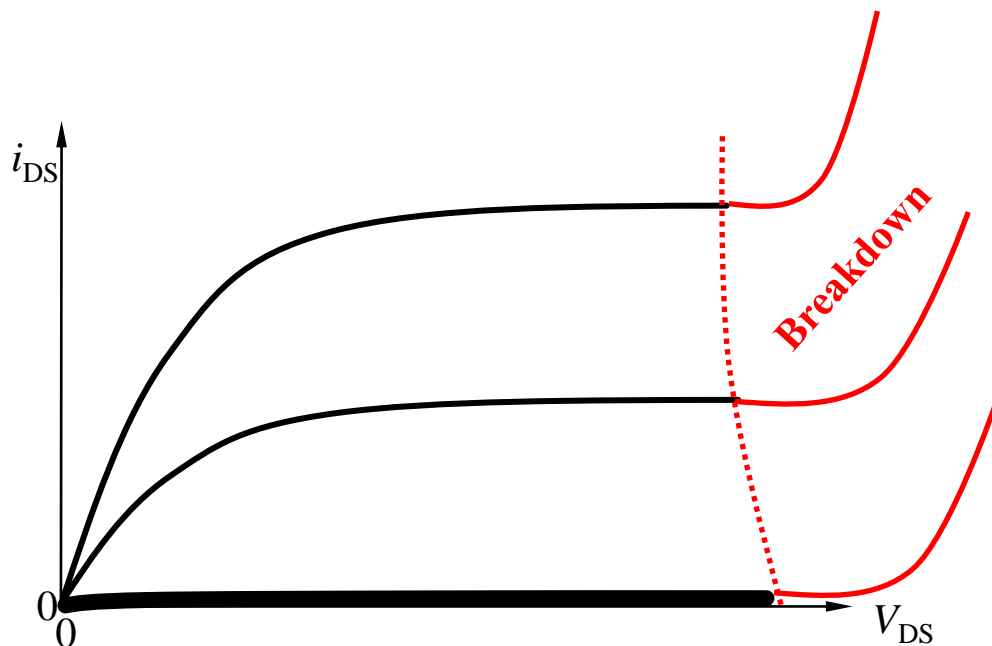
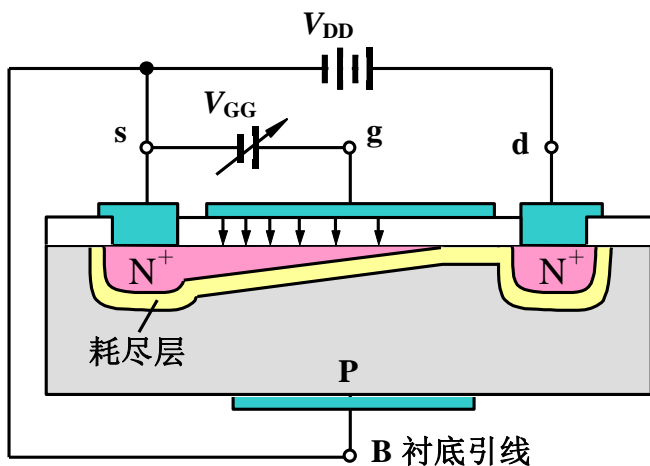
了解

二、直流大信号特性

5.击穿效应

(1) 漏衬击穿

外加的漏源电压过高，将导致漏极到衬底的PN结击穿。



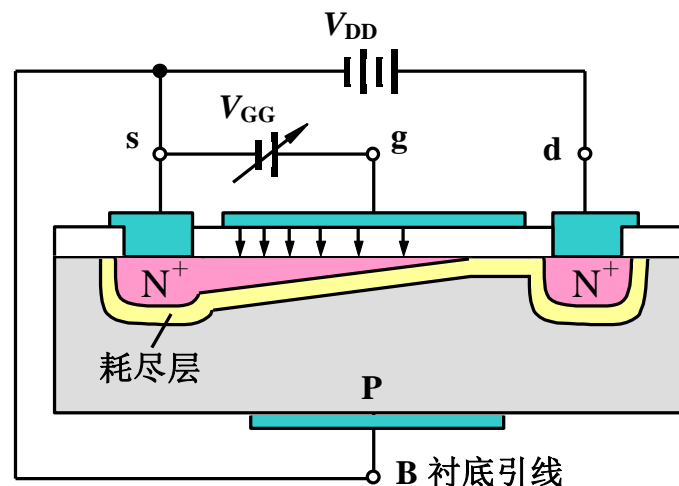


二、直流大信号特性

5.击穿效应

(2) 栅极击穿

若绝缘层厚度 $t_{ox}=50$ 纳米时, 只要约30V的栅极电压就可将绝缘层击穿, 若取安全系数为3, 则最大栅极安全电压只有10V。



通常在MOS管的栅源间接入双向稳压管, 限制栅极电压以保护器件。

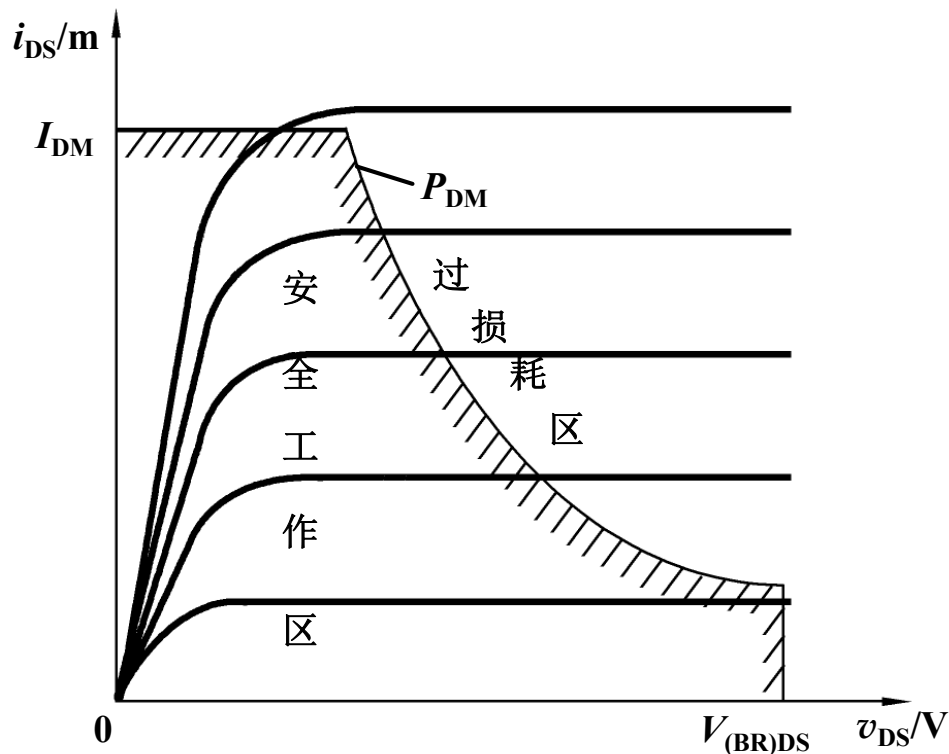


4.1.1 N沟道增强型MOSFET

二、直流大信号特性

6. 极限参数

1. 最大漏极电流 I_{DM}
2. 最大耗散功率 P_{DM}
3. 最大漏源电压 $V_{(\text{BR})\text{DS}}$
4. 最大栅源电压 $V_{(\text{BR})\text{GS}}$



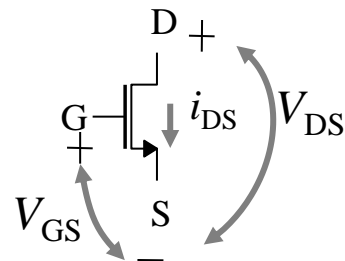


4.1.1 N沟道增强型MOSFET

三、饱和区交流小信号特性

1. 输出电阻 r_{ds}

$$r_{ds} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GS}}$$



考虑沟道长度调制效应对于增强型NMOS管：

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

$$\text{有 } v_{DS} = \frac{i_D}{\lambda K_n (v_{GS} - V_{TN})^2} - \frac{1}{\lambda}$$

所以

$$r_{ds} = [\lambda K_n (v_{GS} - V_{TN})^2]^{-1} \approx \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{V_A}{I_D}$$

当不考虑沟道调制效应时, $\lambda = 0$, $r_{ds} \rightarrow \infty$

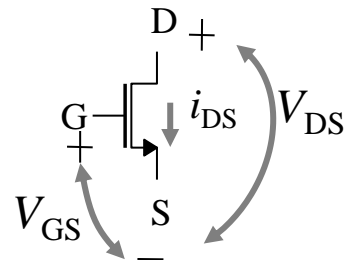
实际中, r_{ds} 一般在几十千欧到几百千欧之间。



4.1.1 N沟道增强型MOSFET

三、饱和区交流小信号特性

2. 低频互导 g_m



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

NMOS增强型 $i_D = K_n (v_{GS} - V_{TN})^2$

则 $g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \left. \frac{\partial [K_n (v_{GS} - V_{TN})^2]}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}} = 2K_n (v_{GS} - V_{TN})$

又因为 $i_D = K_n (v_{GS} - V_{TN})^2 \Rightarrow (v_{GS} - V_{TN}) = \sqrt{\frac{i_D}{K_n}}$

所以 $g_m = 2K_n (V_{GS} - V_{TN}) = 2\sqrt{K_n I_D}$

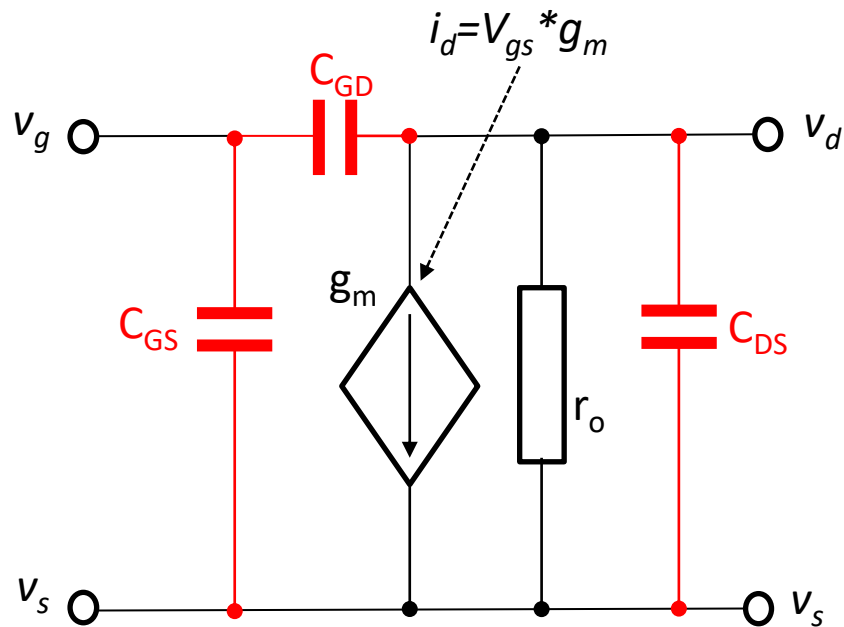
其中 $K_n = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L}$



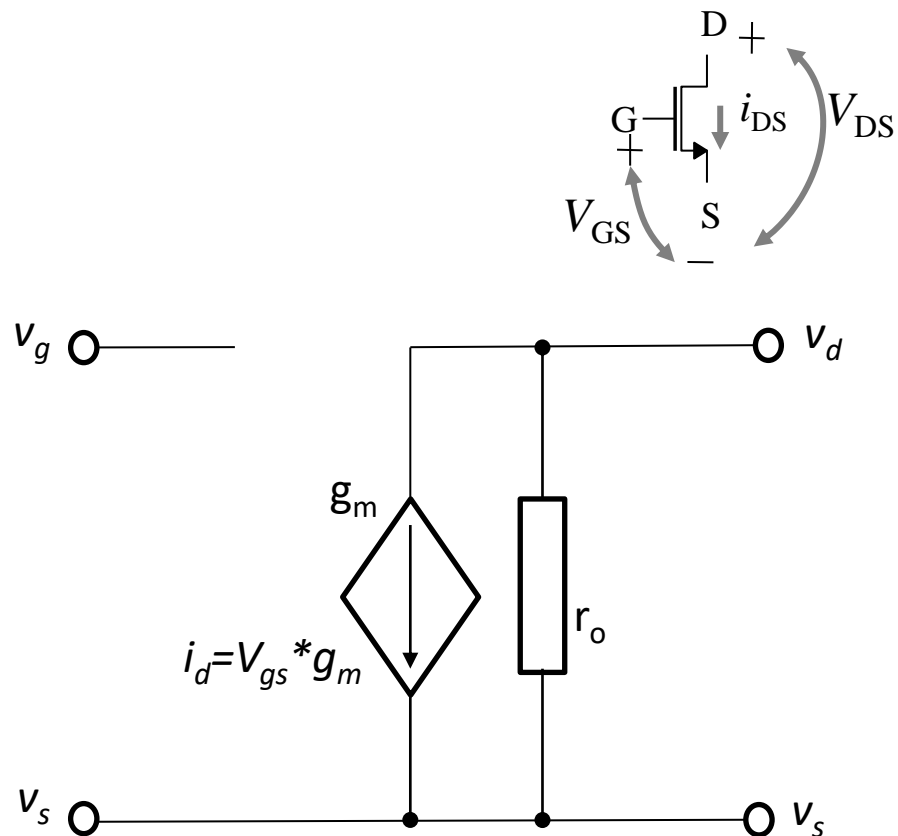
4.1.1 N沟道增强型MOSFET

三、饱和区交流小信号特性

3. 饱和区小信号等效电路



考虑部分寄生电容的小信号分析模型



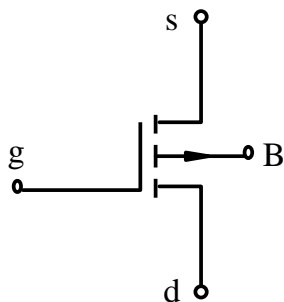
低频 / 直流小信号分析模型

$$g_m = 2K_n (v_{GS} - V_{TN}) = 2\sqrt{K_n i_D}$$

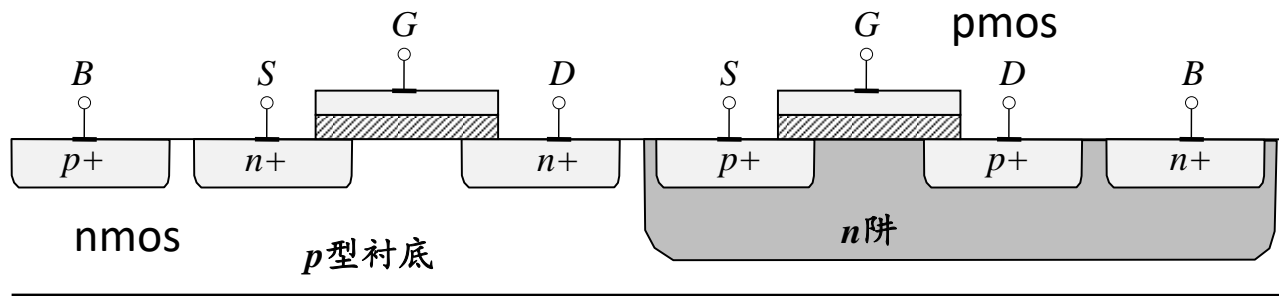
$$r_{ds} = [\lambda K_n (v_{GS} - V_{TN})^2]^{-1} \approx \frac{1}{\lambda i_D} = \frac{V_A}{i_D}$$



4.1.2 P沟道增强型MOSFET

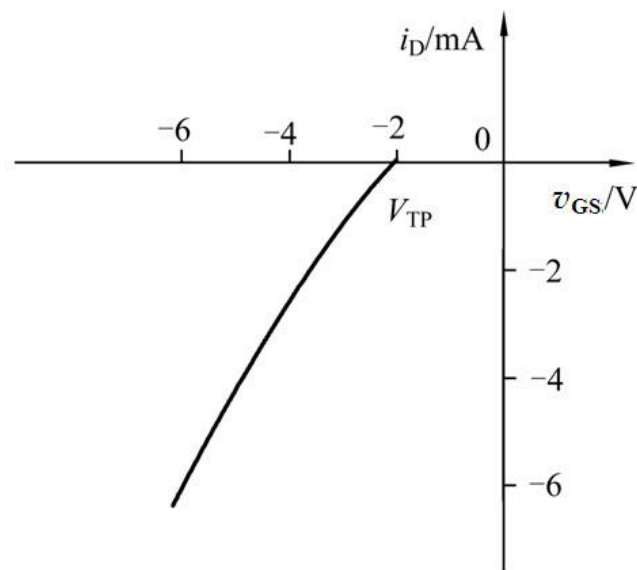
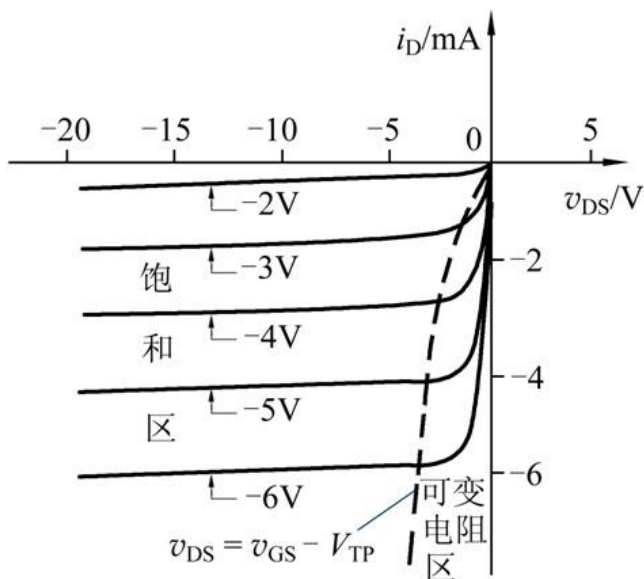


符号



PMOS为空穴导电！

电流均以流入漏极的方向为正！则：特性曲线及方程形似上和NMOS相同，只是全部取负值（包括pmos负的阈值电压）！小信号模型与nmos相同！





pmos直流大信号模型

注意： $V_{TP} < 0$, 一般在 $-0.7V$

```
If  $V_{SG} < |V_{TP}|$  {  
    region=截止区;  
     $I_{SD} = 0$ ;  
}  
Else if  $(V_{SG} \geq |V_{TP}|) \&\& (V_{SD} \leq V_{SG} - |V_{TP}|)$  {  
    region=可变电阻区;  
     $I_{SD} = 2K_p (V_{SG} - |V_{TP}|) V_{SD}$ ;  
}  
Else if  $(V_{SG} \geq |V_{TP}|) \&\& (V_{SD} \geq V_{SG} - |V_{TP}|)$  {  
    region=饱和区;  
     $I_{SD} = K_p (V_{SG} - |V_{TP}|)^2$ ;  
}
```

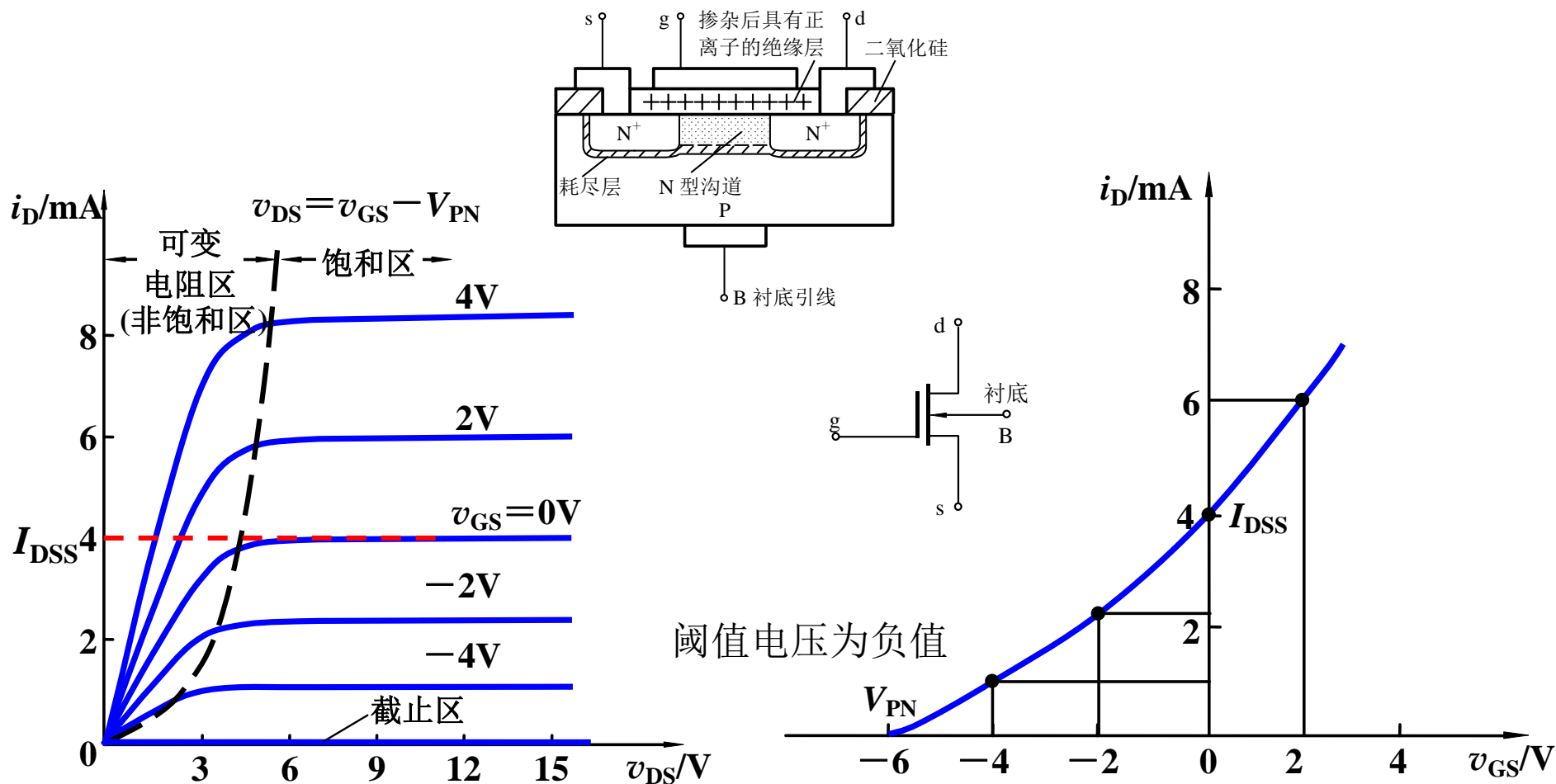
课后再思考： pmos的大信号方程和小信号参数与模型



4.1.3 几种其它FET（了解）

1. N沟道耗尽型MOSFET（也有P型的）

二氧化硅绝缘层中掺有大量的正离子，已存在导电沟道
可以在正或负的栅源电压下工作，栅接地可用于预稳压。

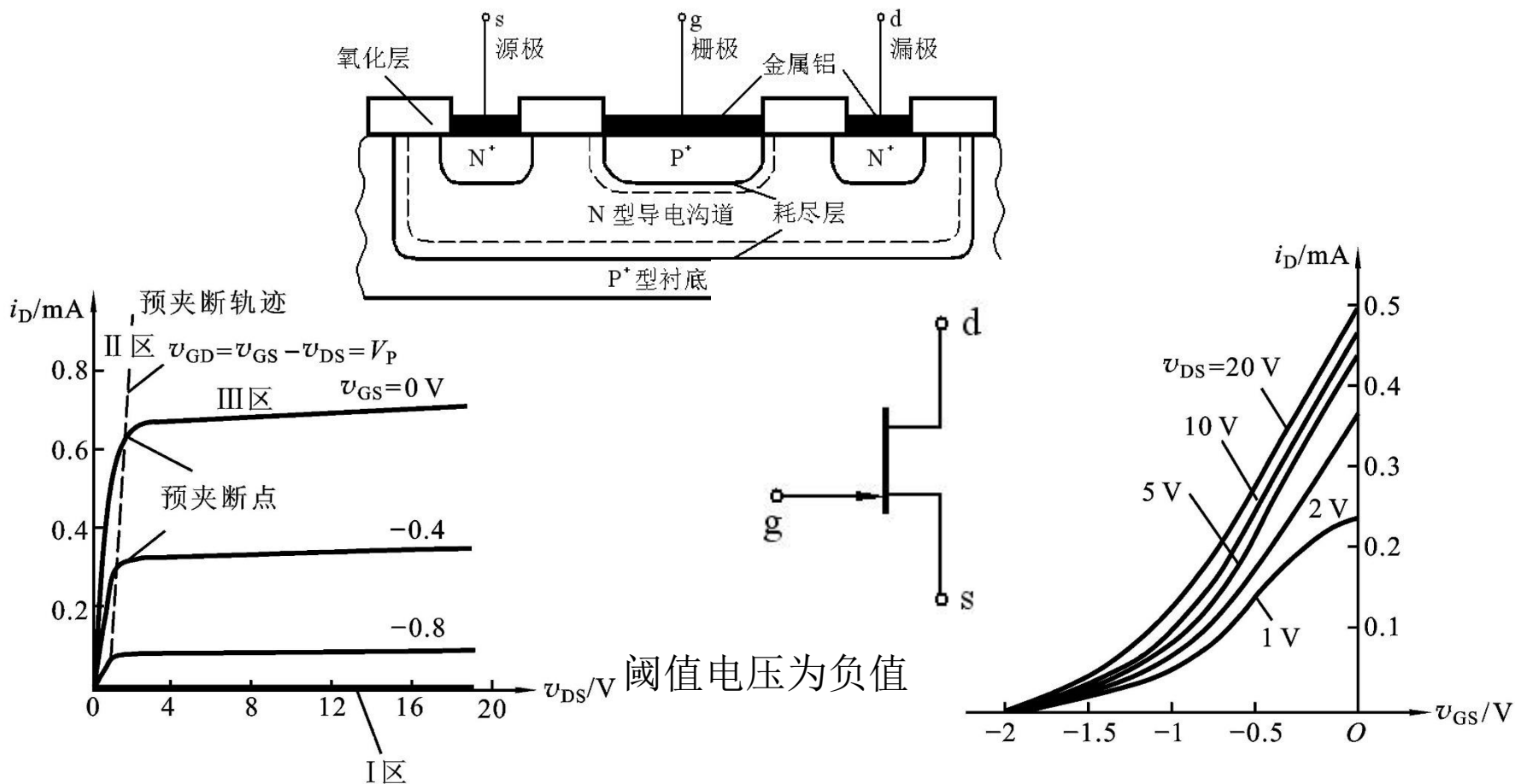




4.1.3 几种其它FET（了解）

2. JFET(N型)

栅极与有源极间形成两个pn结，具有负阈值电压。具有低噪声优势，栅接地可用于预稳压。

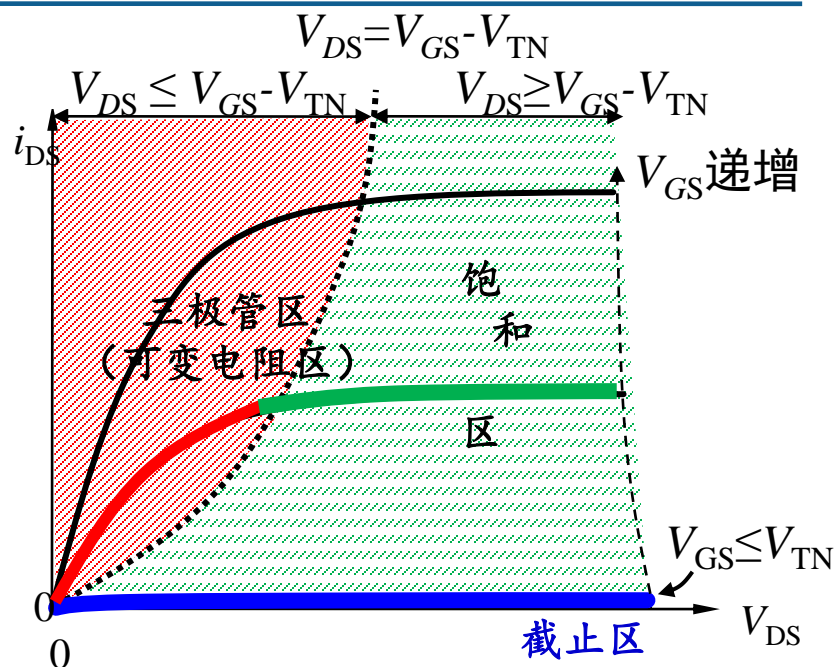




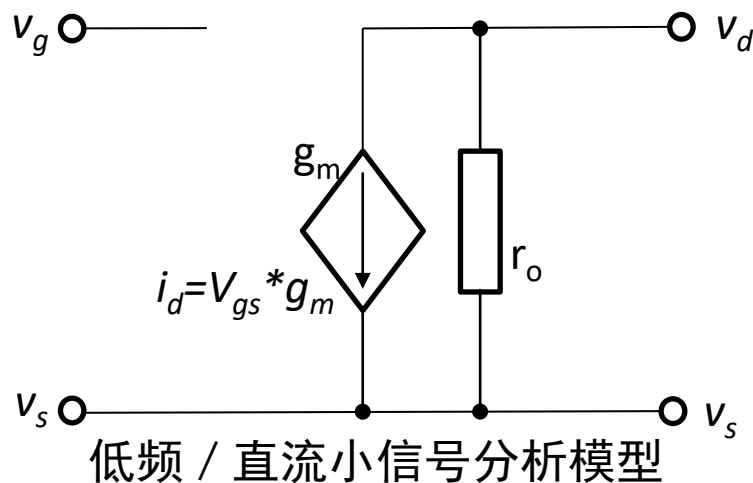
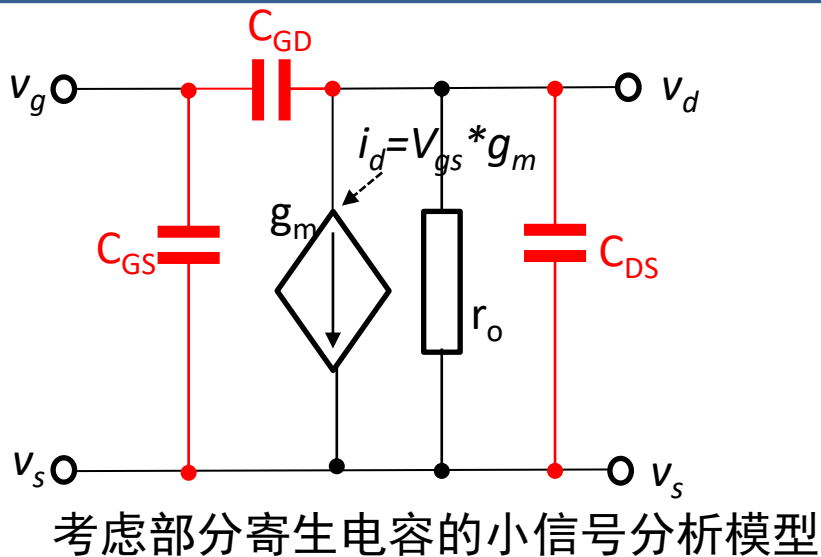
总结：掌握增强性NMOS、PMOS的直流大信号及交流小信号模型！

NMOS 直流大信号模型

If $V_{GS} < V_{TN}$ {
 region=截止区;
 $I_D = 0$;
 }
 Else if $(V_{GS} \geq V_{TN}) \&\& (V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TN})$ {
 region=可变电阻区;
 $I_D = 2K_n(V_{GS} - V_{TN})V_{DS}$;
 }
 Else if $(V_{GS} \geq V_{TN}) \&\& (V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN})$ {
 region=饱和区;
 $I_D = K_n(V_{GS} - V_{TN})^2$;
 }



小信号模型





4. 场效应三极管及放大器

4. 2 MOSFET基本共源极放大电路

4. 3 图解分析法

4. 4A 直流Q点分析

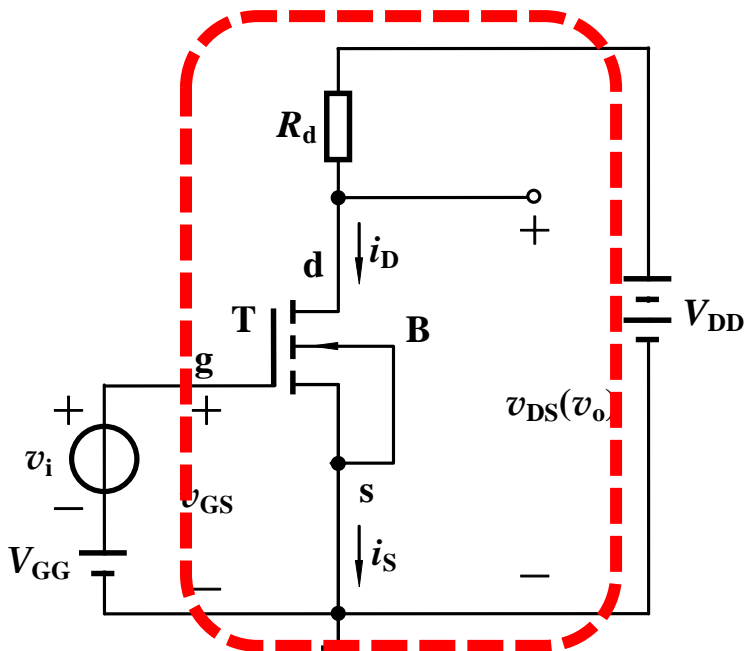
4. 4B 交流的小信号模型分析法



4.2 MOSFET基本共源极放大电路

1. NMOS共源 (common source) 电路结构

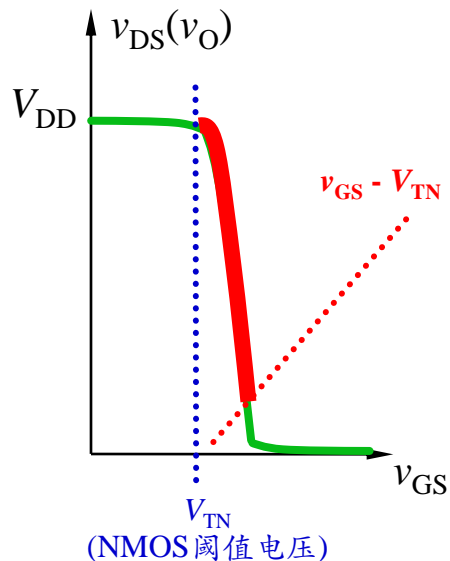
输入输出传递特性



$v_i + V_{GG}$: 输入信号之交流+直流

V_{DD} : 供电电压

信号由栅源回路输入、漏源回路输出, 即源极是公共端, 所以称此电路为**共源电路**。



```

If  $V_{GS} < V_{TN}$  {
    region=截止区;
     $I_D = 0$ ;
}
Else if  $(V_{GS} \geq V_{TN}) \&\& (V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TN})$  {
    region=可变电阻区;
     $I_D = 2K_n(V_{GS} - V_{TN})V_{DS}$ ;
}
Else if  $(V_{GS} \geq V_{TN}) \&\& (V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN})$  {
    region=饱和区;
     $I_D = K_n(V_{GS} - V_{TN})^2$ ;
}
    
```

•此电路本质上是输入电压控制了MOS管的电流, 通过电阻, 可将输入电压的变化反映到输出电压的变化。

$$v_i \rightarrow \Delta v_{GS} \xrightarrow{g_m} \Delta i_D \rightarrow \Delta v_{DS} (= v_o)$$

•由上述MOS管方程可知, 饱和区的输出电流受输入电压控制最强烈。

•**MOS饱和区:** $v_{GS} > V_{TN}; v_{DS} > v_{GS} - V_{TN}$.

相应放大器放大性能最好!



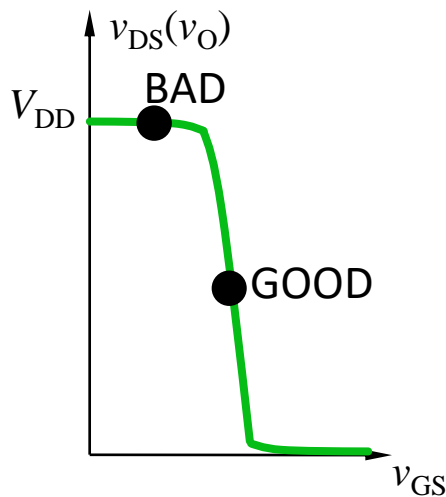
4.2 MOSFET基本共源极放大电路

2. 放大电路的静态和动态

$$v_I = v_i + V_I$$

静态：输入信号 v_i 为零时，放大电路在输入直流偏置 V_I 下的工作状态，也称**直流工作状态**。

此时，FET的直流量 I_D 、 V_{GS} 、 V_{DS} ，在输出特性曲线上表示为一个确定的点，习惯上称该点为**静态工作点 Q** 。常将上述三个电量写成 I_{DQ} 、 V_{GSQ} 和 V_{DSQ} 。**模拟设计中，不同的 Q 点对应的小信号动态特性有所差异，我们需要选择最优的 Q 点。**



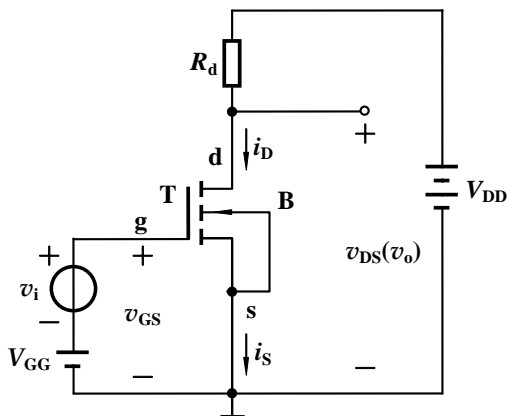
动态：输入信号不为零时，放大电路的工作状态，也称**交流工作状态**。



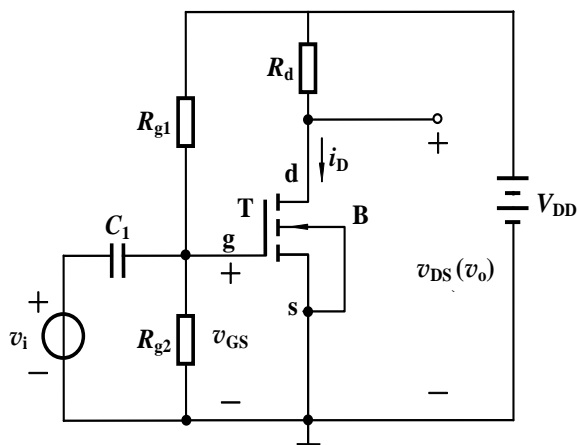
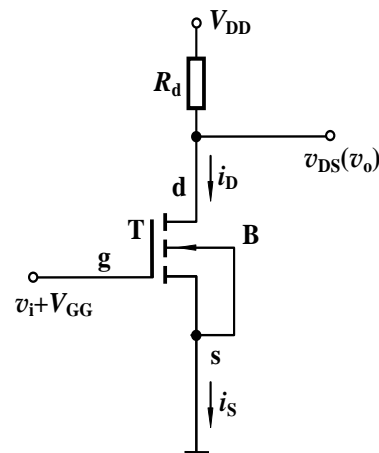
4.2 MOSFET基本共源极放大电路

3. 习惯画法

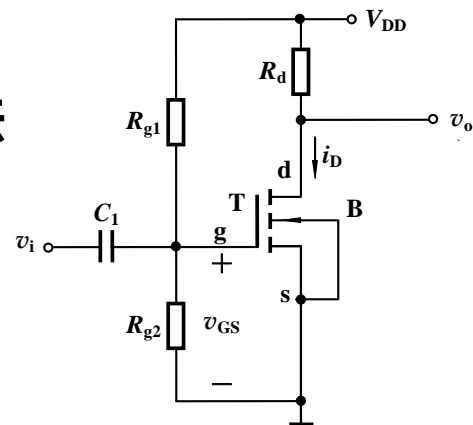
省略工作电源的直流电压符号，仅保留电压源非接“地”端子，并标注电压源名称。



习惯画法



习惯画法





4.2 MOSFET基本共源极放大电路

4. 主要分析法

(法1) 图解法

(法2) 直流Q点分析+交流小信号模型分析



4.3 图解分析法

- 4.3.1 用图解方法确定静态工作点 Q
- 4.3.2 动态工作情况的图解分析
- 4.3.3 图解分析法的适用范围



4.3.1 用图解方法确定静态工作点 Q

采用图解法分析静态工作点，必须已知FET的输出特性曲线（或已知器件参数并利用精确器件方程自己画曲线）。

静态： $v_i = 0$

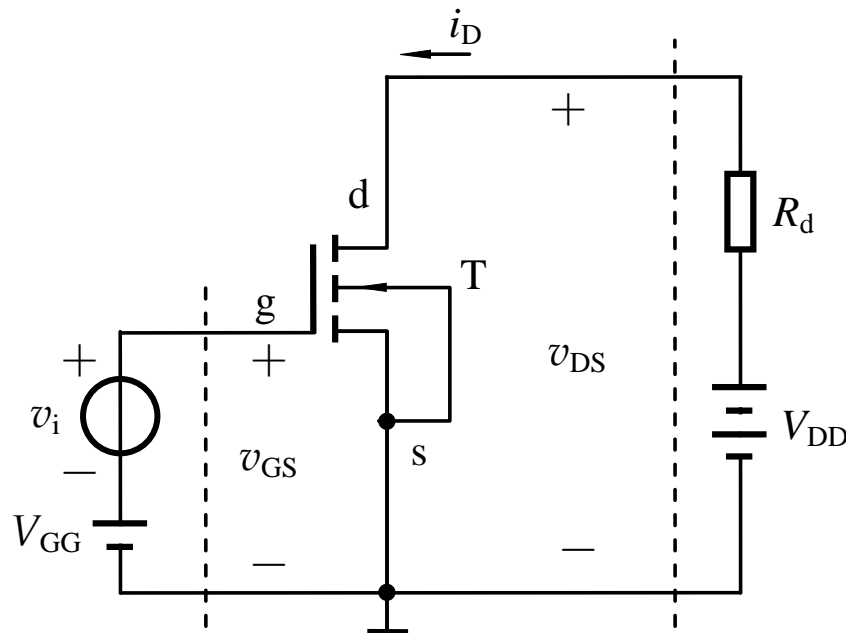
- 输入回路

$$V_{GS(Q)} = V_{GG}$$

- 输出回路

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

(直流负载线)

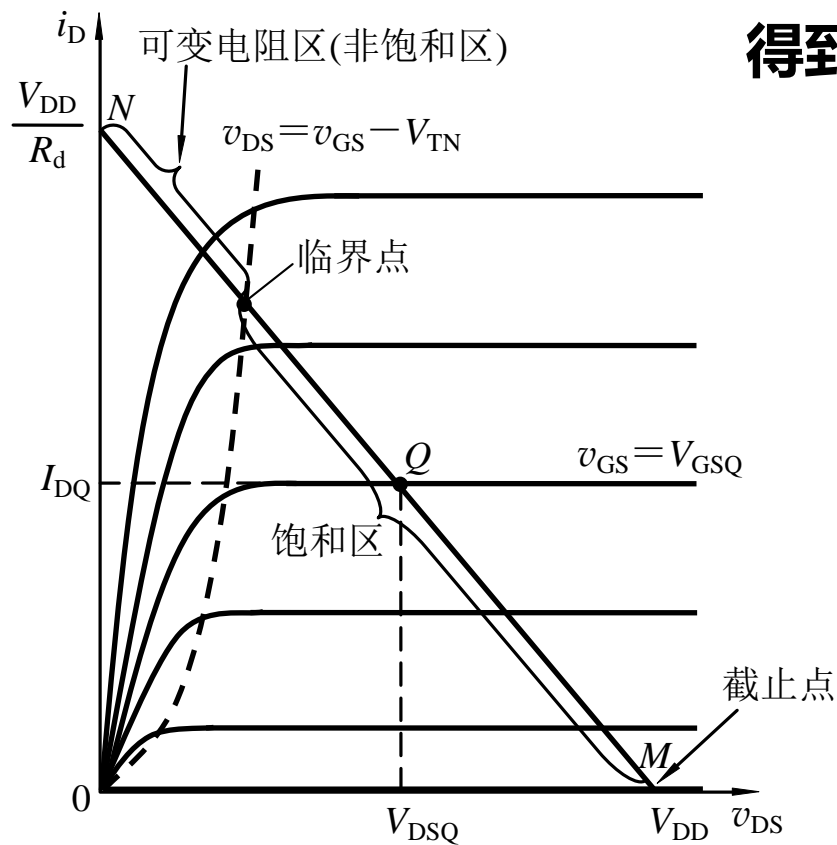


共源放大电路

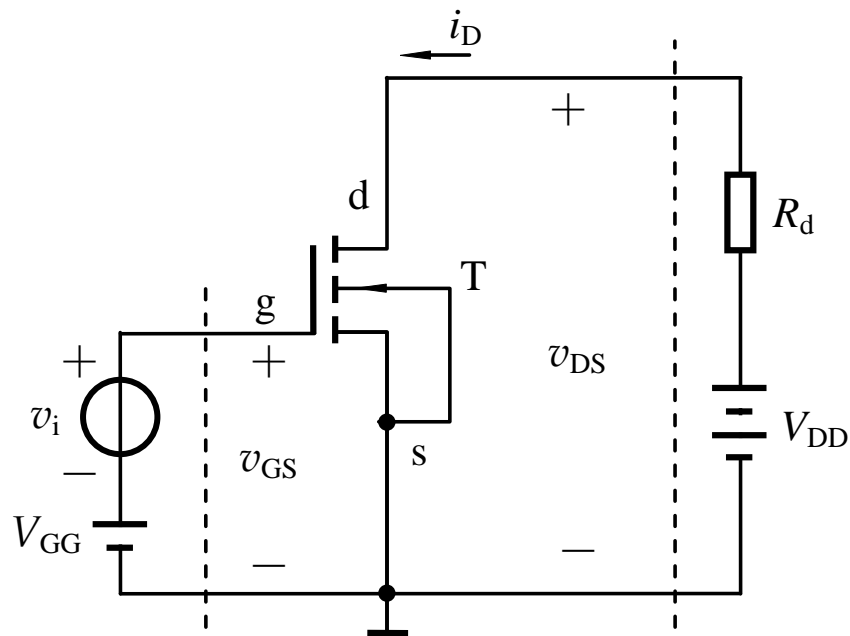
- 输出回路左侧的FET端口可用输出特性曲线描述



4.3.1 用图解方法确定静态工作点 Q



得到静态工作点: V_{GSQ} 、 I_{DQ} 、 V_{DSQ}



共源放大电路

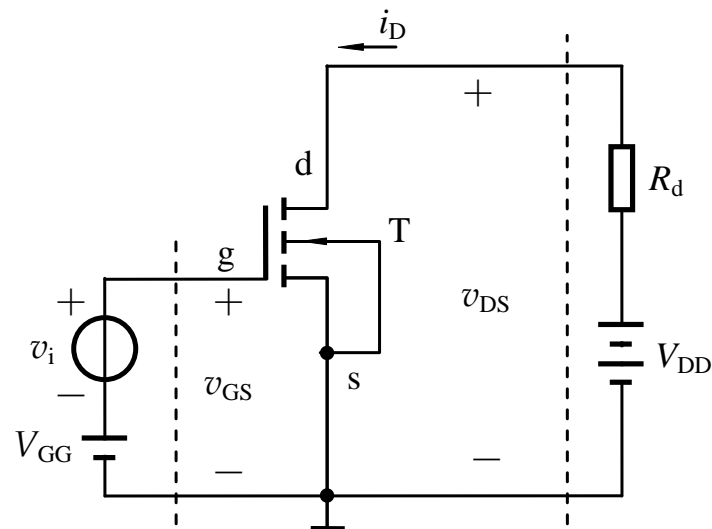
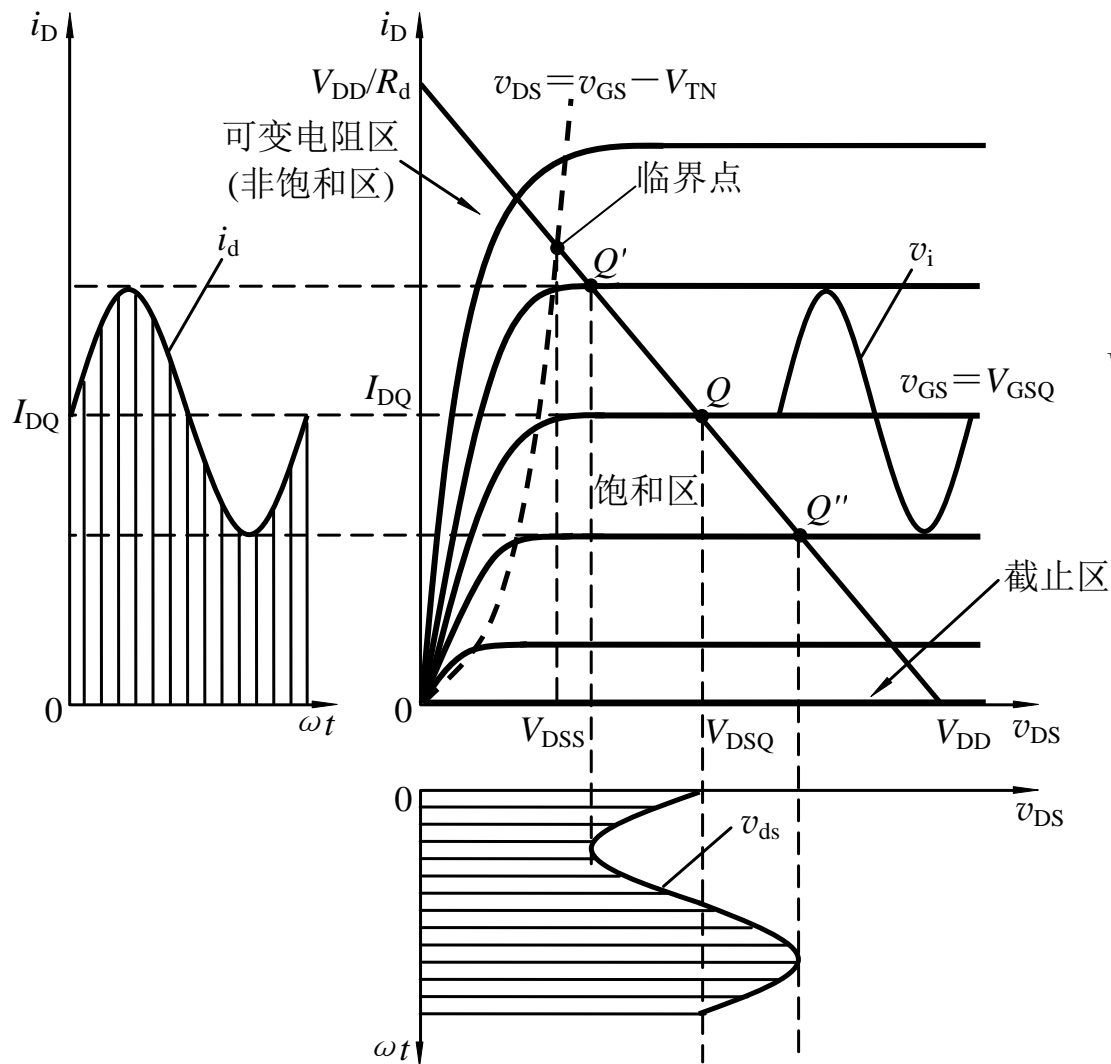
$$V_{GSQ} = V_{GG}$$

直流负载线: $v_{DS} = V_{DD} - i_D R_d$



4.3.2 动态工作情况的图解分析

1. 正常工作情况



共源放大电路

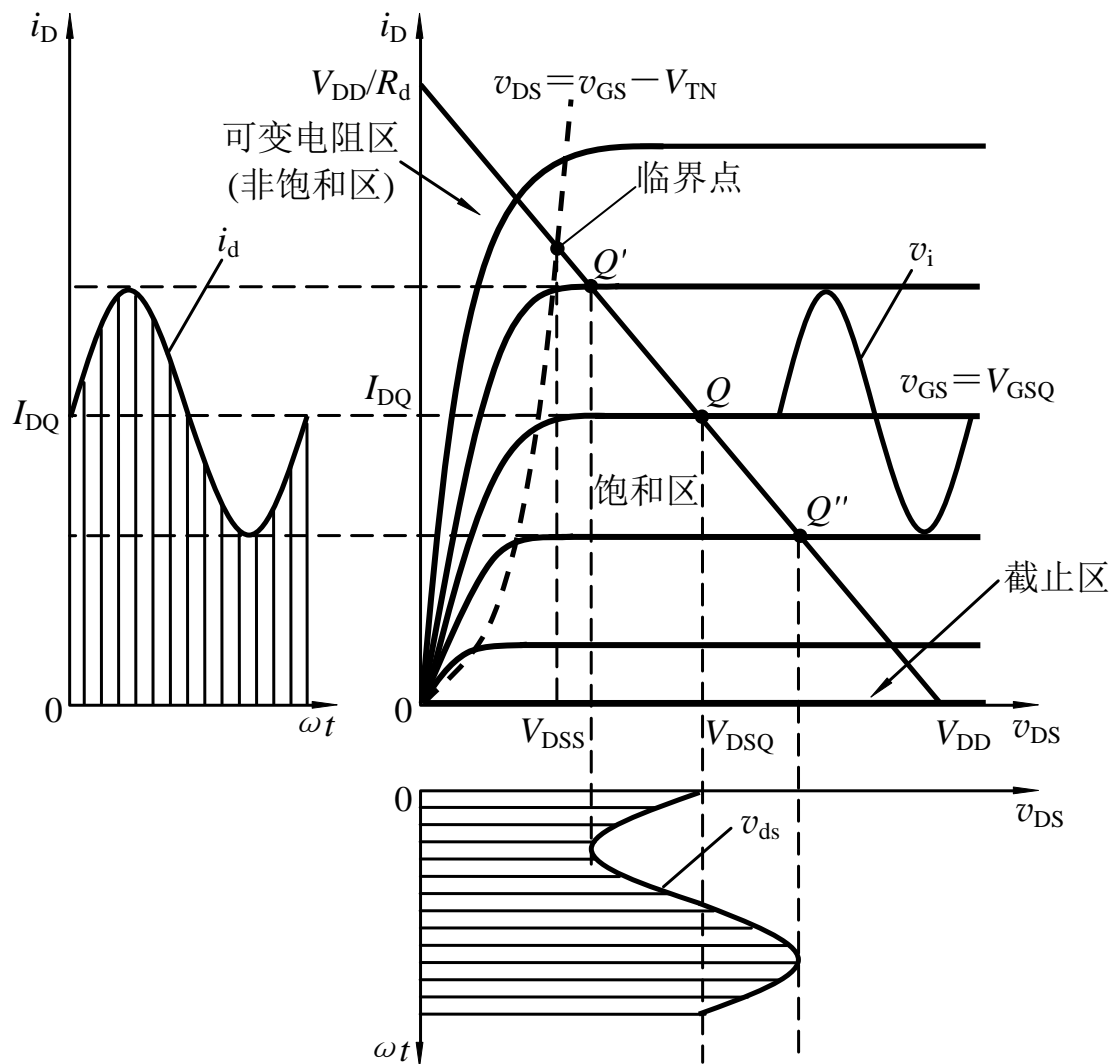
$$v_{GS} = V_{GSQ} + v_i$$

工作点沿负载线移动



4.3.2 动态工作情况的图解分析

1. 正常工作情况



图解分析可得如下结论:

1. $v_i \uparrow \rightarrow v_{GS} \uparrow \rightarrow i_D \uparrow \rightarrow v_{DS} \downarrow \rightarrow v_o = v_{ds} \downarrow$ (v_i 正半周时)
2. v_{ds} 与 v_i 相位相反;
3. 可以测量出放大电路的电压放大倍数;
4. 可以确定最大不失真输出幅度。

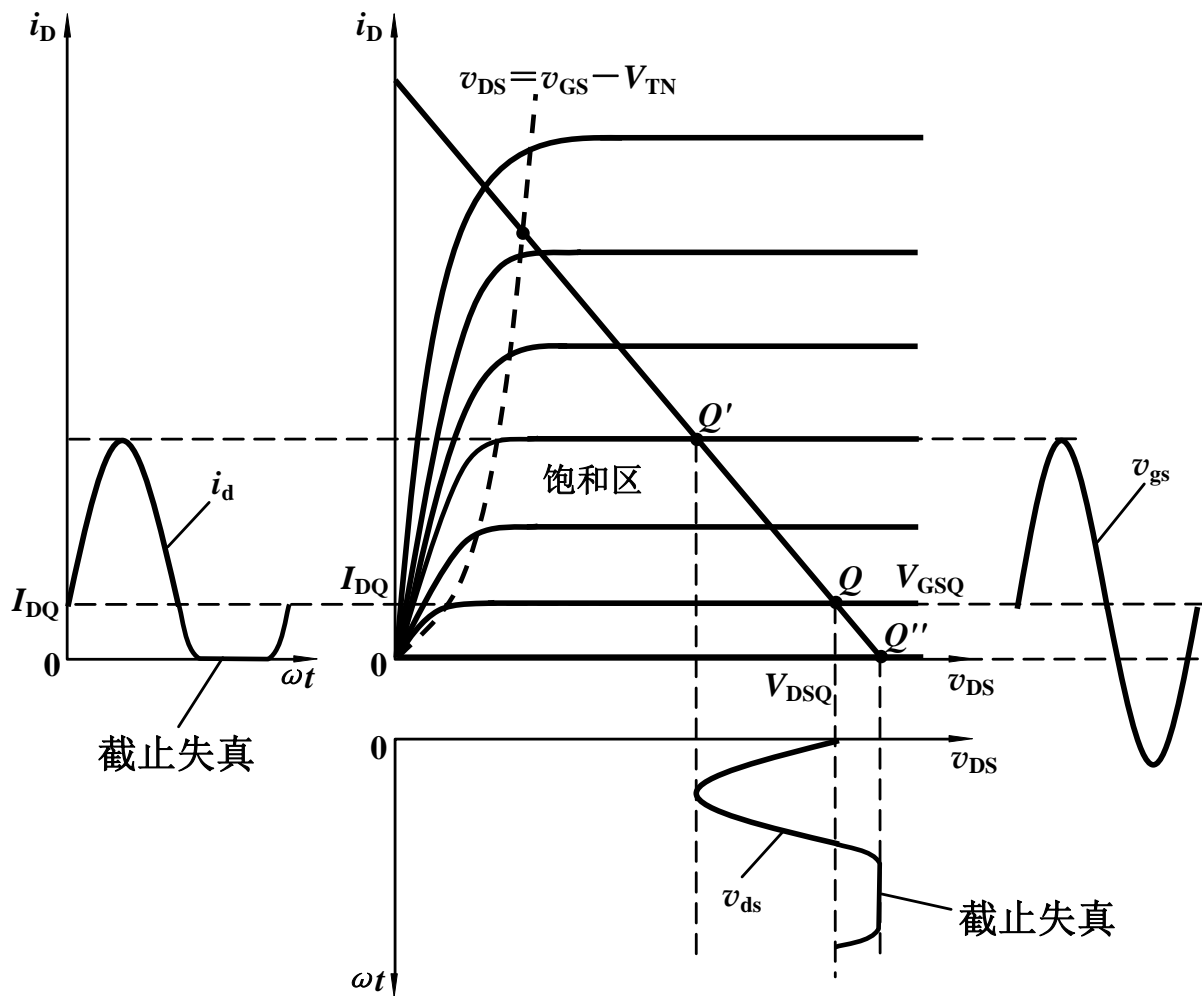
动态工作时, i_D 的实际电流方向是否改变, v_{GS} 、 v_{DS} 的实际电压极性是否改变? (都只是大小改变了而已)



4.3.2 动态工作情况的图解分析

2. 静态工作点对波形失真的影响

截止失真 (NMOS)

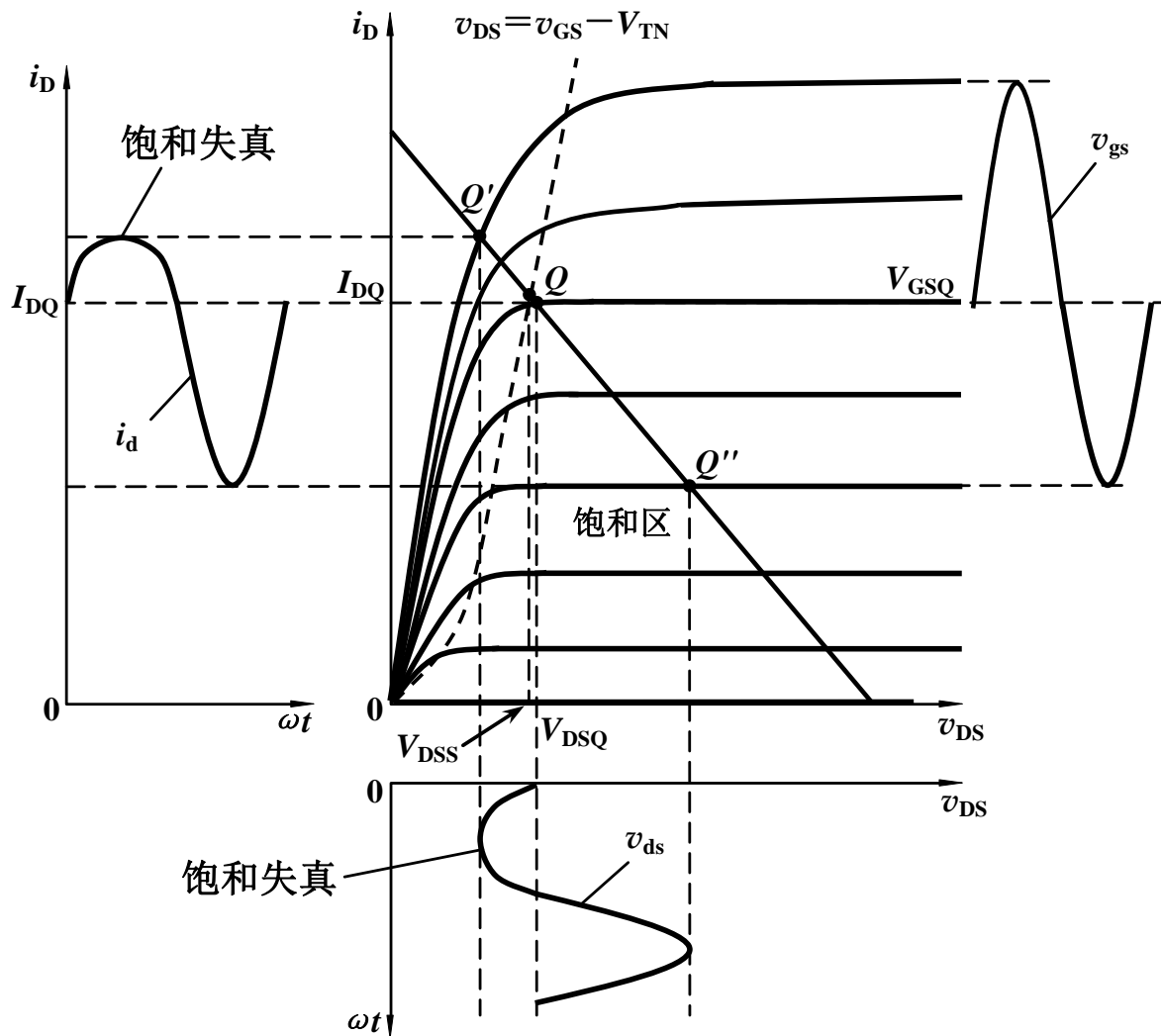




4.3.2 动态工作情况的图解分析

2. 静态工作点对波形失真的影响

饱和失真 (NMOS)





4.3.3 图解分析法的适用范围

幅度较大而工作频率不太高的情况

优点:

直观、形象。有助于建立和理解交、直流共存，静态和动态等重要概念；有助于理解正确选择电路参数、合理设置静态工作点的重要性。能全面地分析放大电路的静态、动态工作情况。

缺点:

不能分析工作频率较高时的电路工作状态，也不能用来分析放大电路的输入电阻、输出电阻等动态性能指标。



图解法定性告诉我们：当输入交流小信号时可采用直流和交流的叠加原理来做简化分析

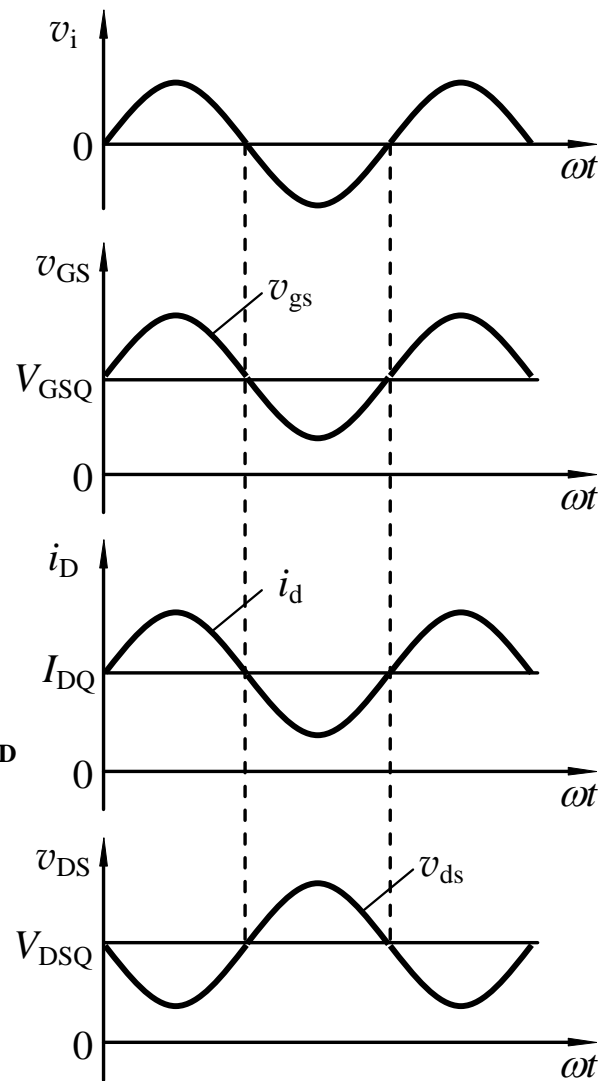
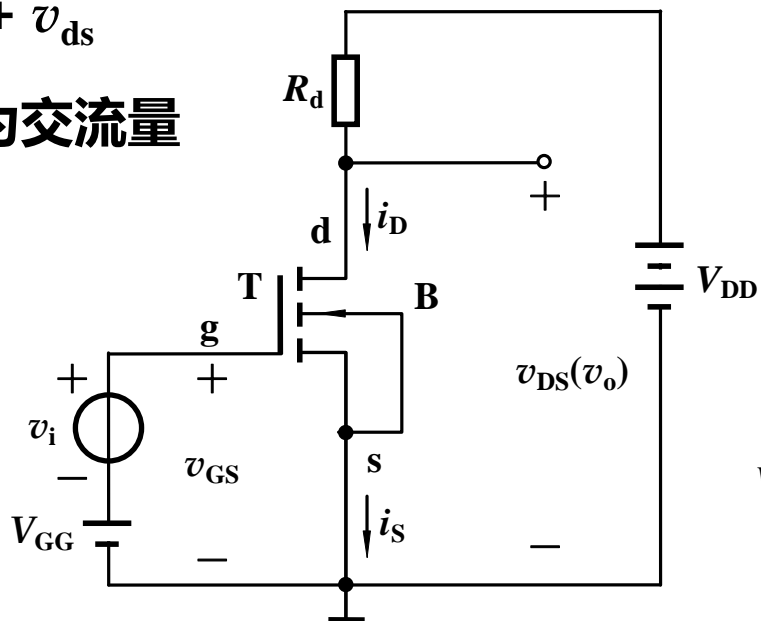
在静态基础上加入小信号 v_i
此时电路中的总电压和电流为

$$v_{GS} = V_{GSQ} + v_i$$

$$i_D = I_{DQ} + i_d$$

$$v_{DS} = v_{DSQ} + v_{ds}$$

其中： i_d 和 v_{ds} 为交流量





4.4A 直流Q点分析

4.4.0 放大电路的静态工作点估算



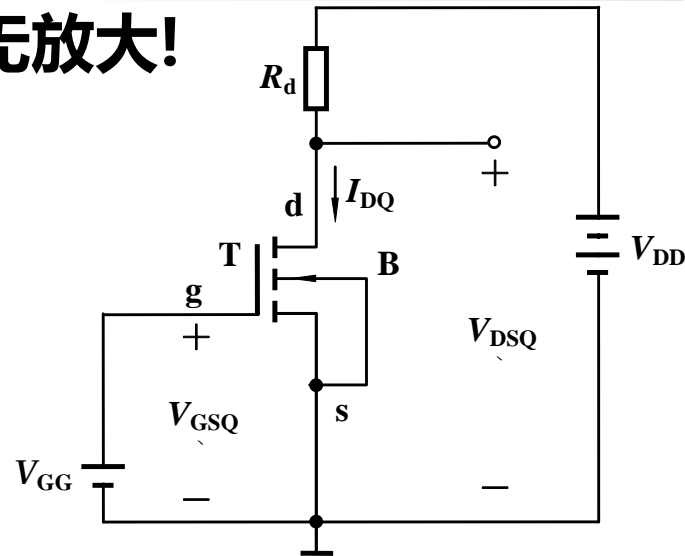
4.4.0 放大电路的静态工作点估算

第一步：判定 $V_{GSQ} > V_{TN}$ ，否则电路无放大！

第二步：假定器件在饱和区进行计算

假设NMOS管工作于饱和区，则

$$\begin{cases} V_{GSQ} = V_{GG} \\ I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \\ V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d \end{cases}$$



当已知 V_{GG} 、 V_{DD} 、 V_{TN} 、 K_n 、和 R_d 时，便可求得 Q 点 (V_{GSQ} 、 I_{DQ} 、 V_{DSQ})。

第三步：检验

检验是否满足饱和区工作条件： $V_{DSQ} > V_{GSQ} - V_{TN}$ ，若不满足，则说明初始假设是错误的，必须作出器件工作在可变电阻区的假设，同时重新分析电路。此时漏极电流为：

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

注意：电路结构不同，除FET特性方程外，其它电路方程将有差别



例4.2.1

已知 $V_{GG}=2V$, $V_{DD}=5V$, $V_{TN}=1V$, $K_n=0.2mA/V^2$,
 $R_d=12k\Omega$, 求 Q 点。

解：假设NMOS管工作于饱和区，根据

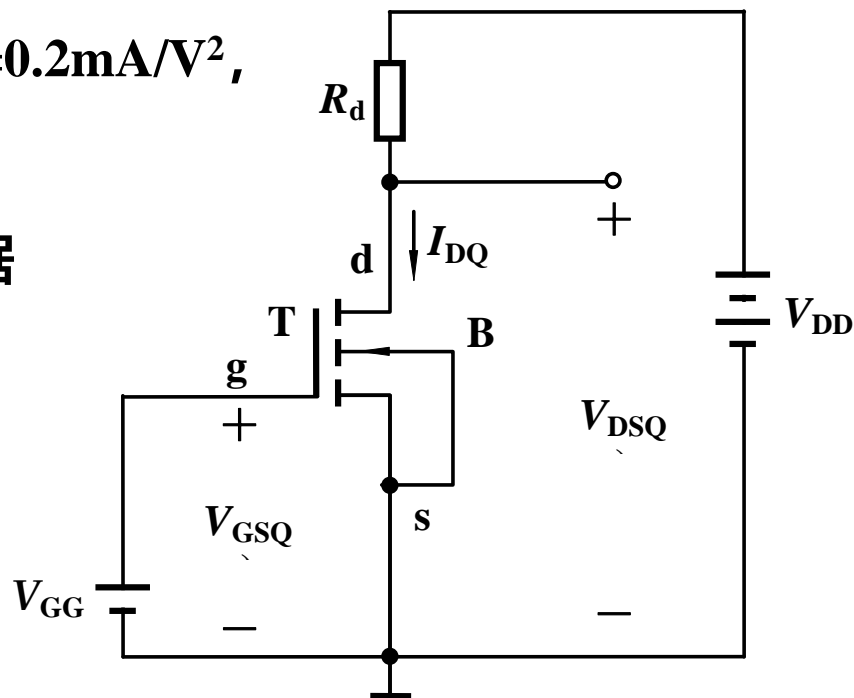
$$\begin{cases} V_{GSQ} = V_{GG} \\ I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \\ V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d \end{cases}$$

求得：

$$V_{GSQ}=2V, \quad I_{DQ}=0.2mA, \quad V_{DSQ}=2.6V$$

满足饱和区工作条件：

$$V_{DSQ} > V_{GSQ} - V_{TN} > 0, \quad \text{结果即为所求。}$$





4.4B 交流的小信号模型分析法

4.4.1 MOSFET的小信号模型

4.4.2 用小信号模型分析共源放大电路



4.4.1 MOSFET的小信号模型 (以增强型NMOS管为例)

1. MOSFET小信号跨导 (注 $\lambda = 0$, 简化计算)

在饱和区内有

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

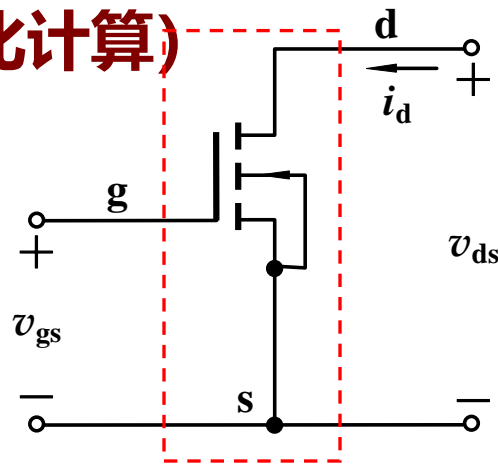
静态值
(直流)

动态值
(交流)

非线性失真项

其中

$$\begin{aligned} g_m &= 2K_n (V_{GSQ} - V_{TN}) \\ &= 2\sqrt{K_n i_{DQ}} \end{aligned}$$



FET双口网络

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

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



再次告诉我们：当输入交流小信号时可采用直流和交流的叠加原理来做简化分析！



4.4.1 MOSFET的小信号模型

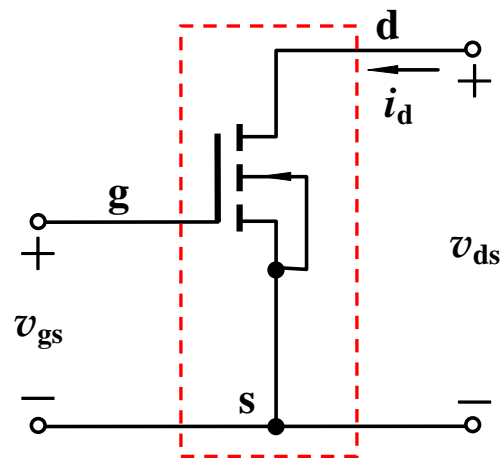
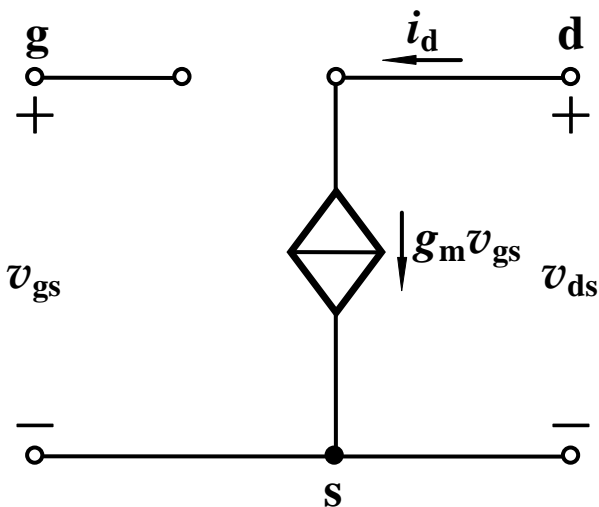
1. MOSFET小信号跨导

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

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。

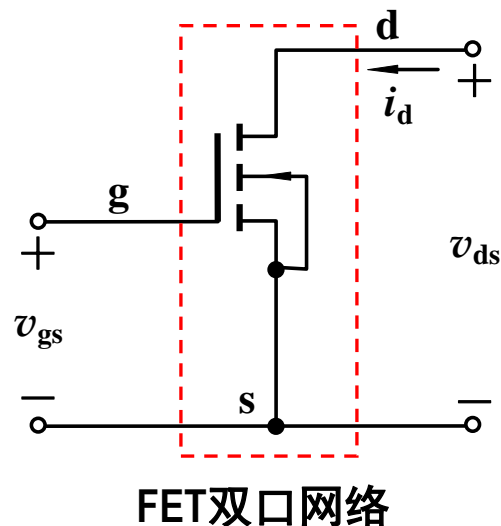


4.4.1 MOSFET的小信号模型

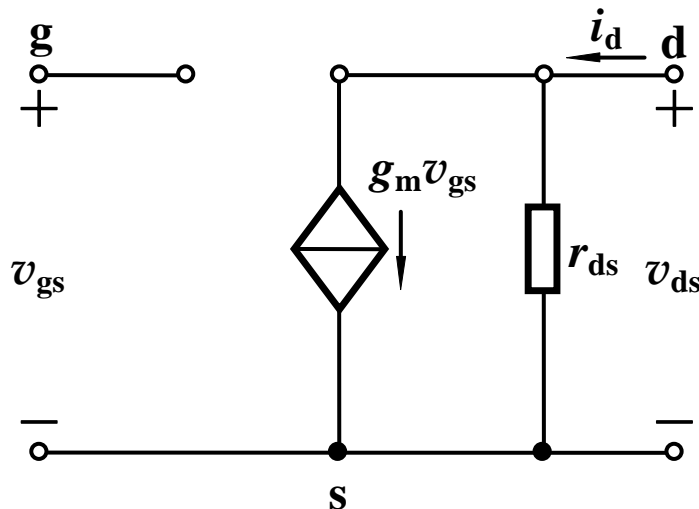
2. MOSFET小信号漏源输出电阻

d、s端口看入有一电阻 r_{ds}

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



考虑跨导和漏源电阻的小信号电路模型：





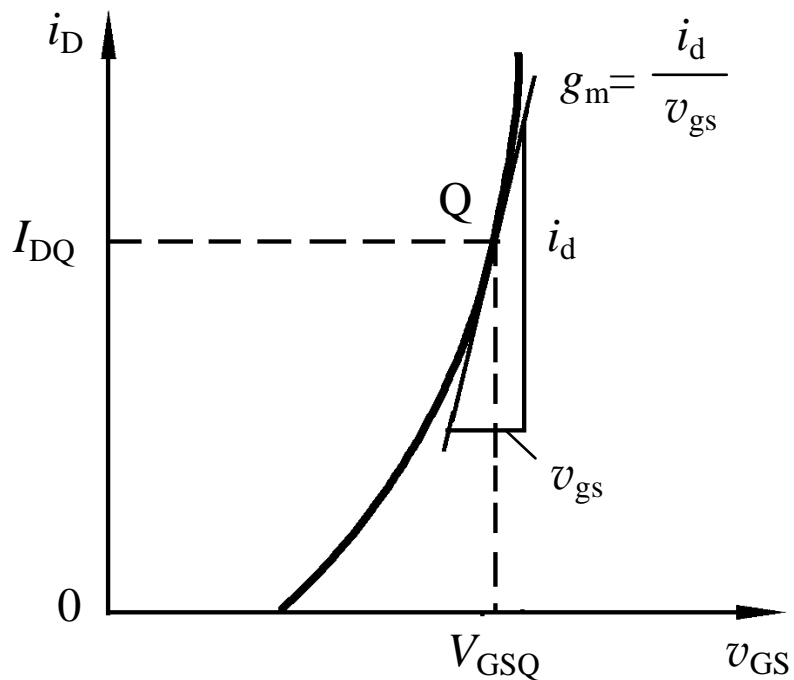
4.4.1 MOSFET的小信号模型

3. 参数的物理意义

g_m —— 低频互导

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

转移特性曲线 Q 点上切线
的斜率





4.4.1 MOSFET的小信号模型

3. 参数的物理意义

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



4.4.1 MOSFET的小信号模型

4. 模型应用的前提条件

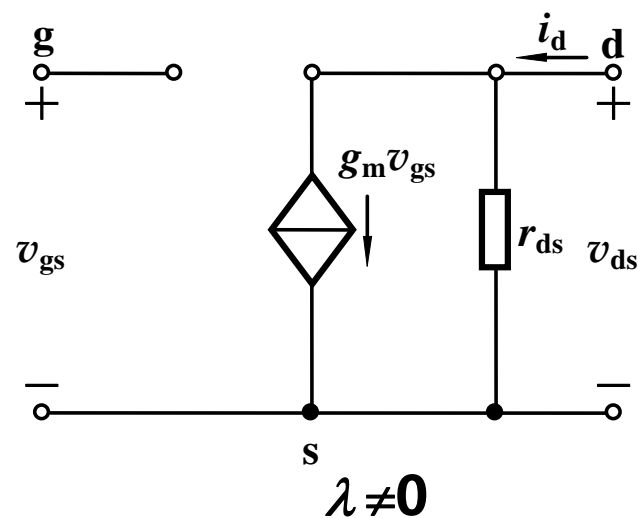
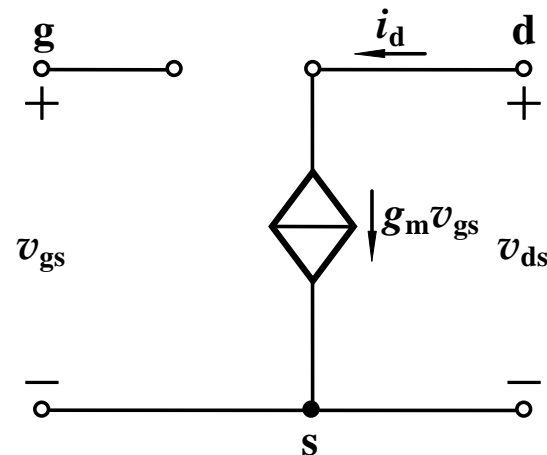
$$v_{gs} \ll 2(V_{GSQ} - V_{TN})$$

• 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，在放大区基本不变。
- 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。





4.4.1 MOSFET的小信号模型

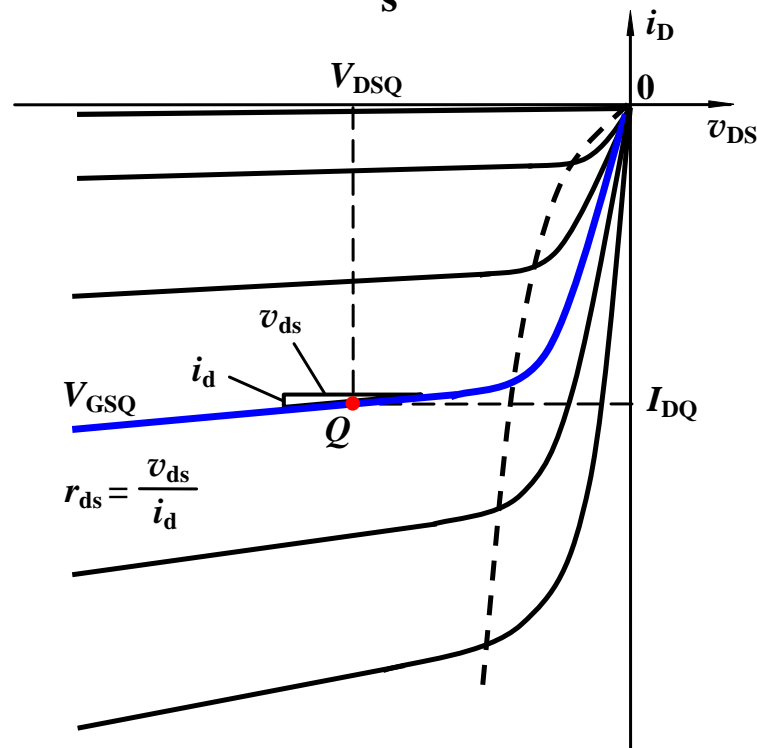
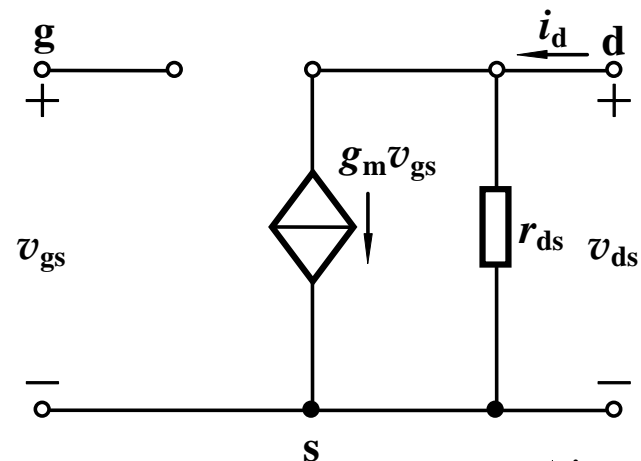
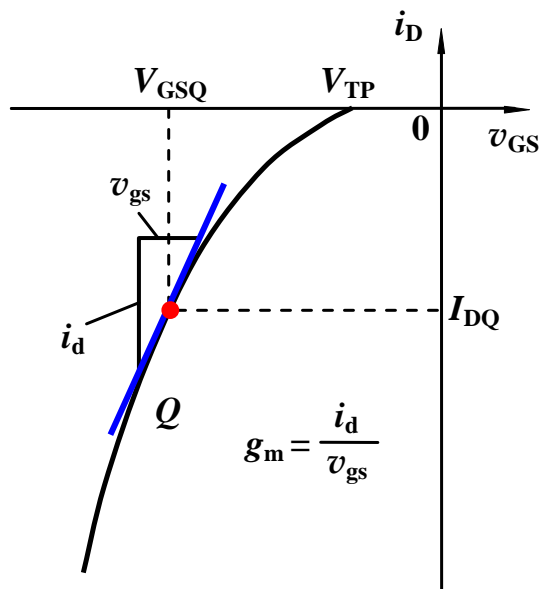
5. 其它管型

模型相同，参数类似

● 增强型PMOS管

$$g_m = 2K_p(V_{TP} - V_{GSQ})$$

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



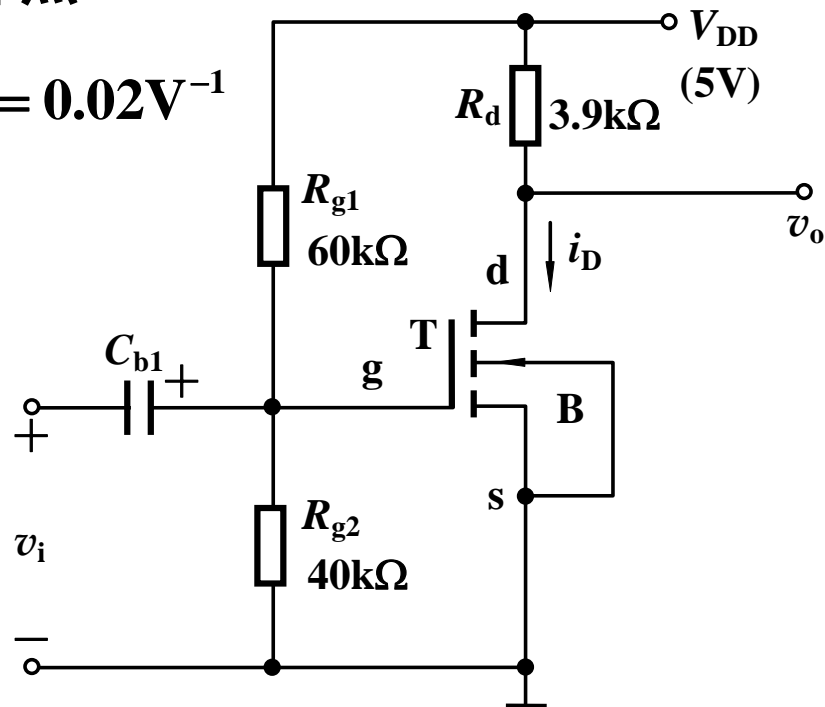


4.4.2 用小信号模型分析共源放大电路

由于小信号模型的参数是建立在静态工作点基础上的，所以分析时必须先求出电路的静态工作点

例4.4.1 $V_{TN}=1V$ $K_n = 0.8mA / V^2$ $\lambda = 0.02V^{-1}$

试确定电路的静态值，求MOS管工作于饱和区的小信号电压增益 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。



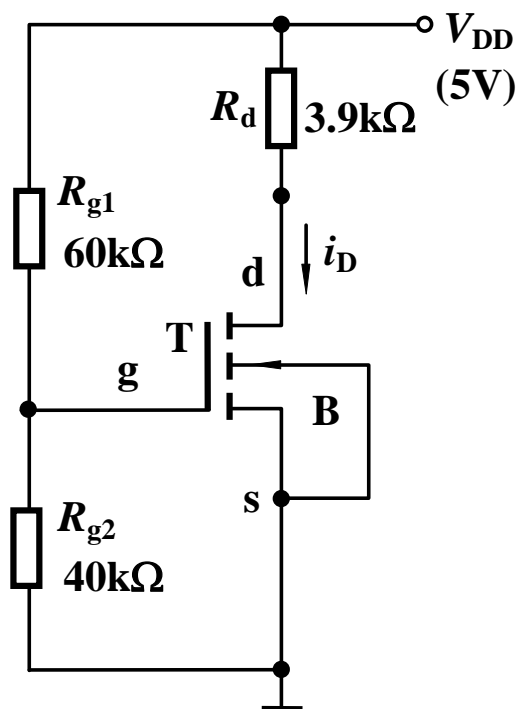
共源放大电路



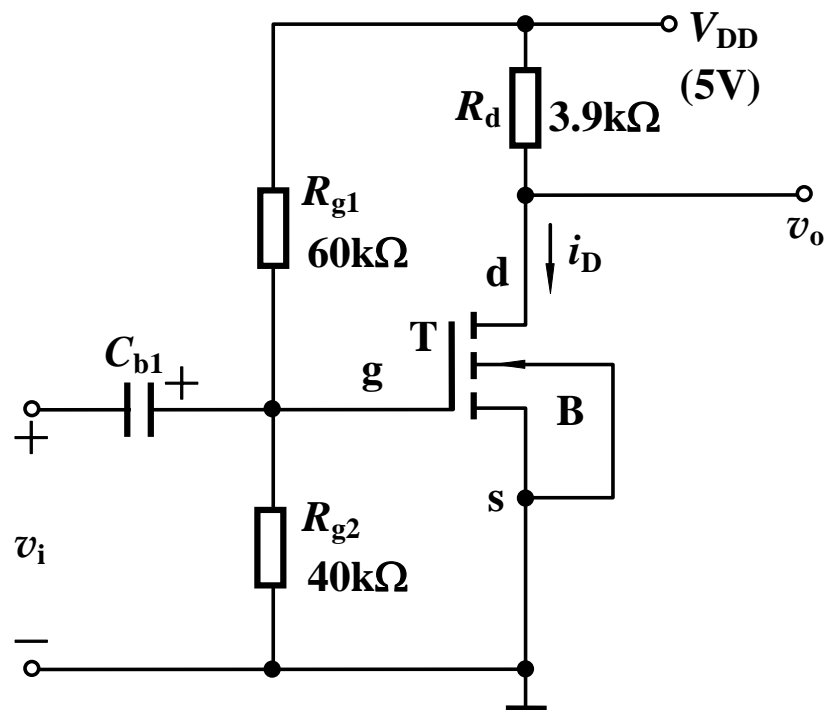
例4.4.1 $V_{TN}=1V$ $K_n = 0.8mA / V^2$ $\lambda = 0.02V^{-1}$

解： (1) 静态工作点

■ **栅源加什么极性偏置电压？**



直流通路



■ **Q点包含哪几个电量？**

■ **d和s可否互换？**



例4.4.1 $V_{TN}=1V$ $K_n = 0.8mA / V^2$ $\lambda = 0.02V^{-1}$

解： (1) 静态工作点

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

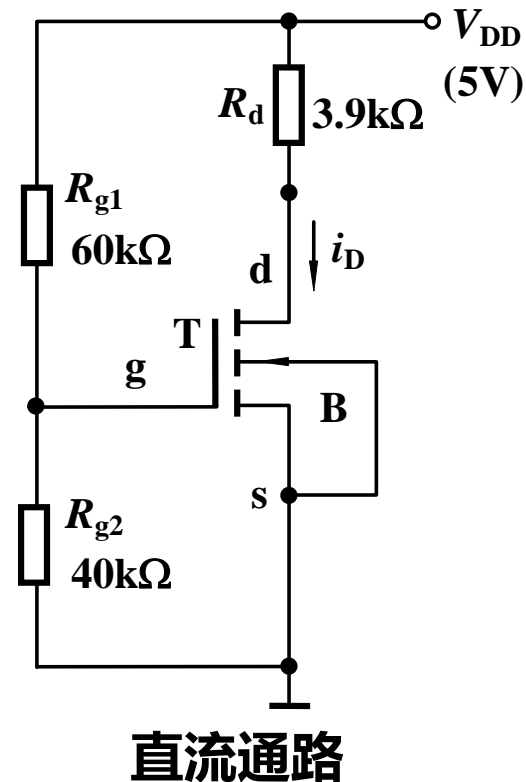
假设工作在饱和区

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

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

满足 $V_{DSQ} > (V_{GSQ} - V_{TN})$

假设成立，结果即为所求。



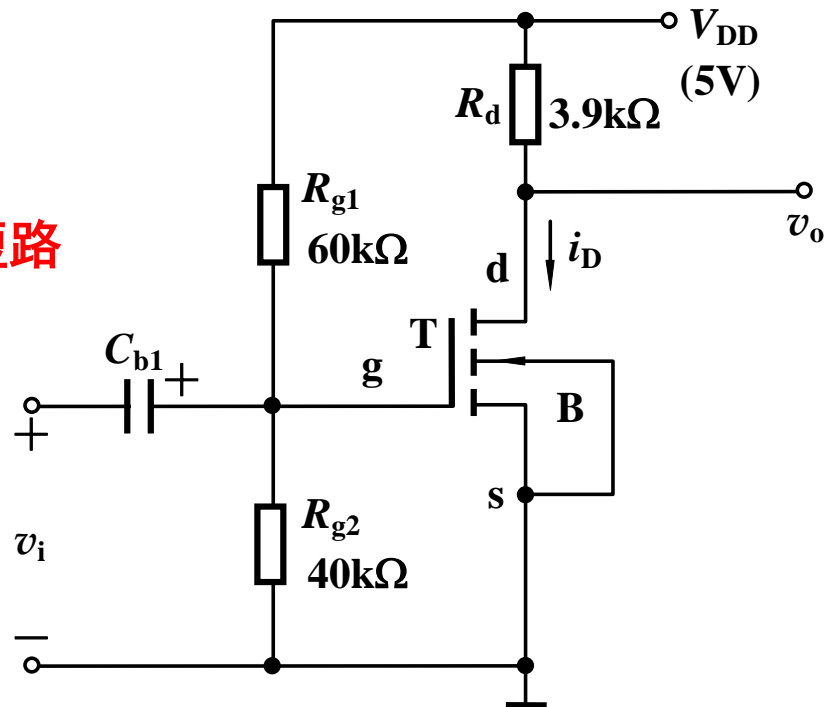
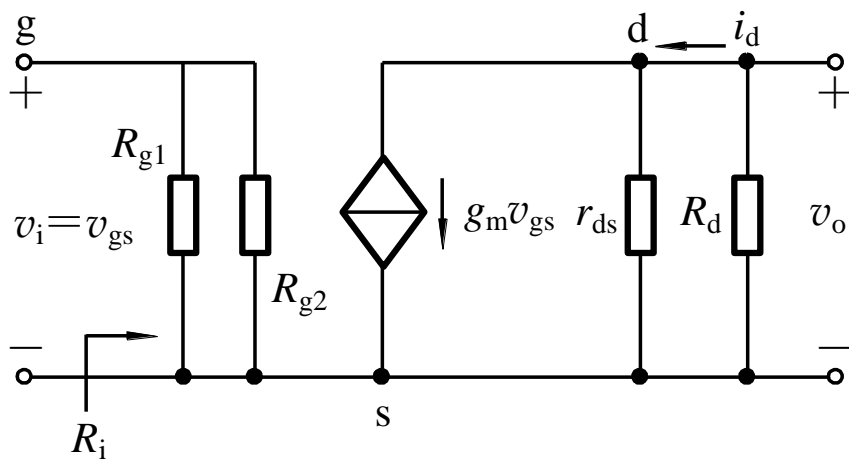


例4.4.1 $V_{TN}=1V$ $K_n = 0.8mA / V^2$ $\lambda = 0.02V^{-1}$

解： (2) 动态指标

小信号等效电路

隔直电容和直流电压源对交流相当于短路





例4.4.1 $V_{TN}=1V$ $K_n = 0.8mA / V^2$ $\lambda = 0.02V^{-1}$

解： (2) 动态指标

模型参数

$$V_{GSQ} = 2V$$

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

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

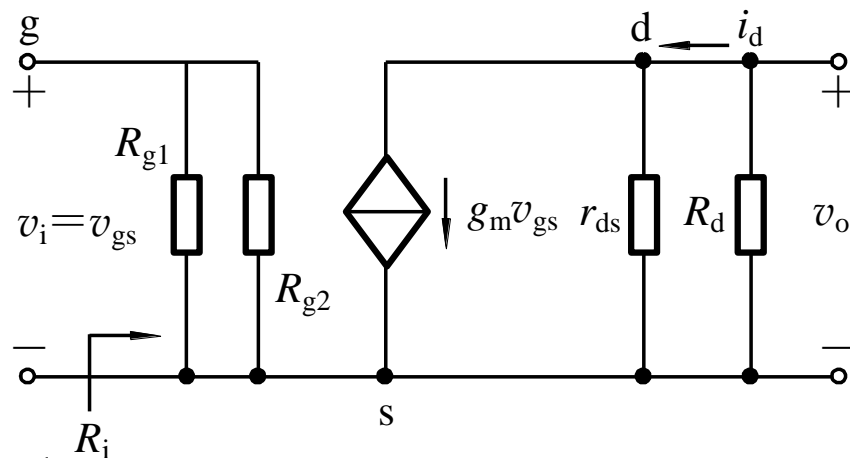
电压增益

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

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

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

经常当作公式使用





例4.4.1 $V_{TN}=1V$ $K_n = 0.8mA / V^2$ $\lambda = 0.02V^{-1}$

解： (2) 动态指标

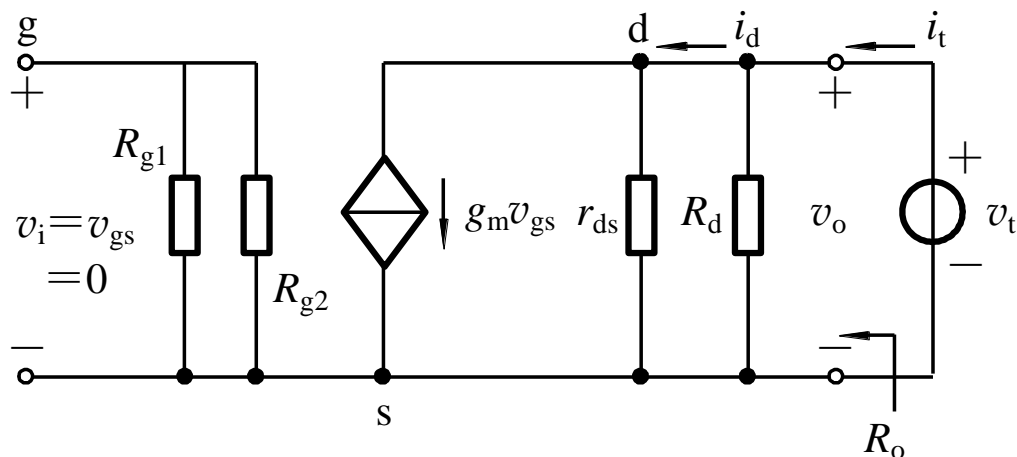
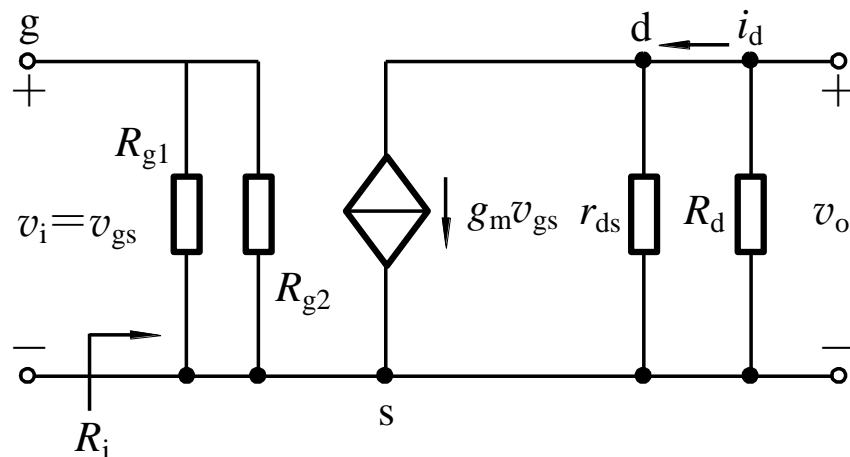
输入电阻

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

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

$$\begin{aligned} v_{gs} &= 0 \\ R_o &= \frac{v_t}{i_t} = r_{ds} \parallel R_d \approx R_d \\ &= 3.9 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$





小信号模型分析法的适用范围

放大电路的输入信号幅度较小，FET工作在其 I - V 特性曲线的饱和区（即近似线性范围）内。模型参数的值是在静态工作点上求得的。所以，放大电路的动态性能与静态工作点位置及稳定性密切相关。

分析放大电路的动态性能指标(A_v 、 R_i 和 R_o 等)非常方便，且适用于频率较高时（用高频模型）的分析。



总结

1. 理解图解法的思想
2. 掌握直流Q点的计算
3. 掌握直流Q点的交流小信号跨导、漏源电阻的计算
4. 掌握MOSFET的交流小信号模型，MOSFET放大器的交流小信号等效电路及其分析



活人演示几种常用基本放大电路分析

- 4.5 共漏极和共栅极放大电路
- 4.6 略
- 4.7 共源-共漏、共源-共栅多级放大电路



4.5 共漏极和共栅极放大电路

- 4.5.1 共漏极（源极跟随器）放大电路
- 4.5.2 共栅极放大电路
- 4.5.3 MOSFET放大电路三种组态的总结 and 比较



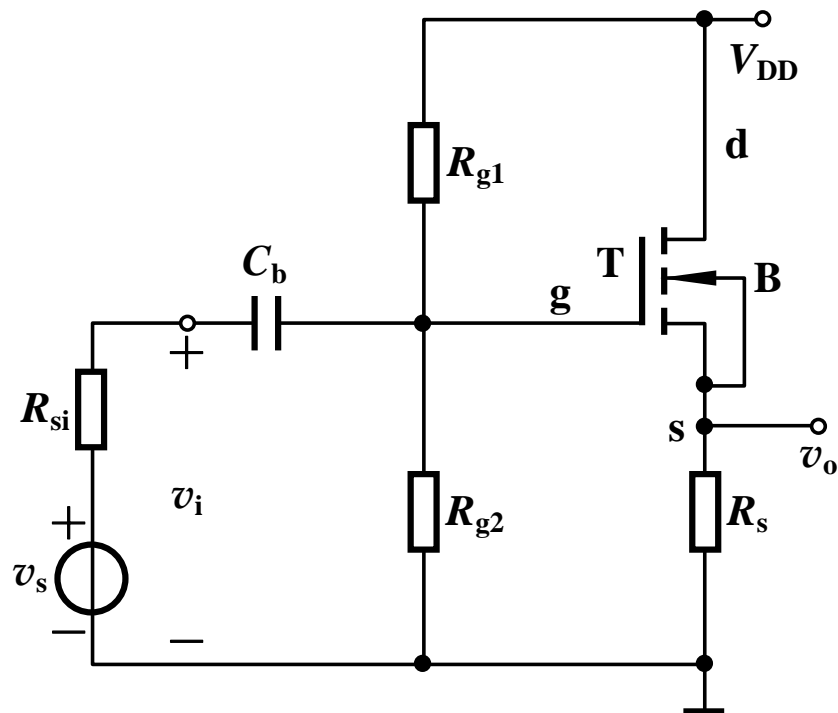
4.5.1 共漏极（源极跟随器）放大电路

1. 静态分析

设MOS管工作于饱和区

$$\begin{cases} I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \\ V_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot V_{DD} - I_{DQ} R_s \\ V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_s \end{cases}$$

需验证是否工作在饱和区





4.5.1 共漏极（源极跟随器）放大电路

2. 动态分析

小信号等效电路

注：根据静态工作点可求得 g_m

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

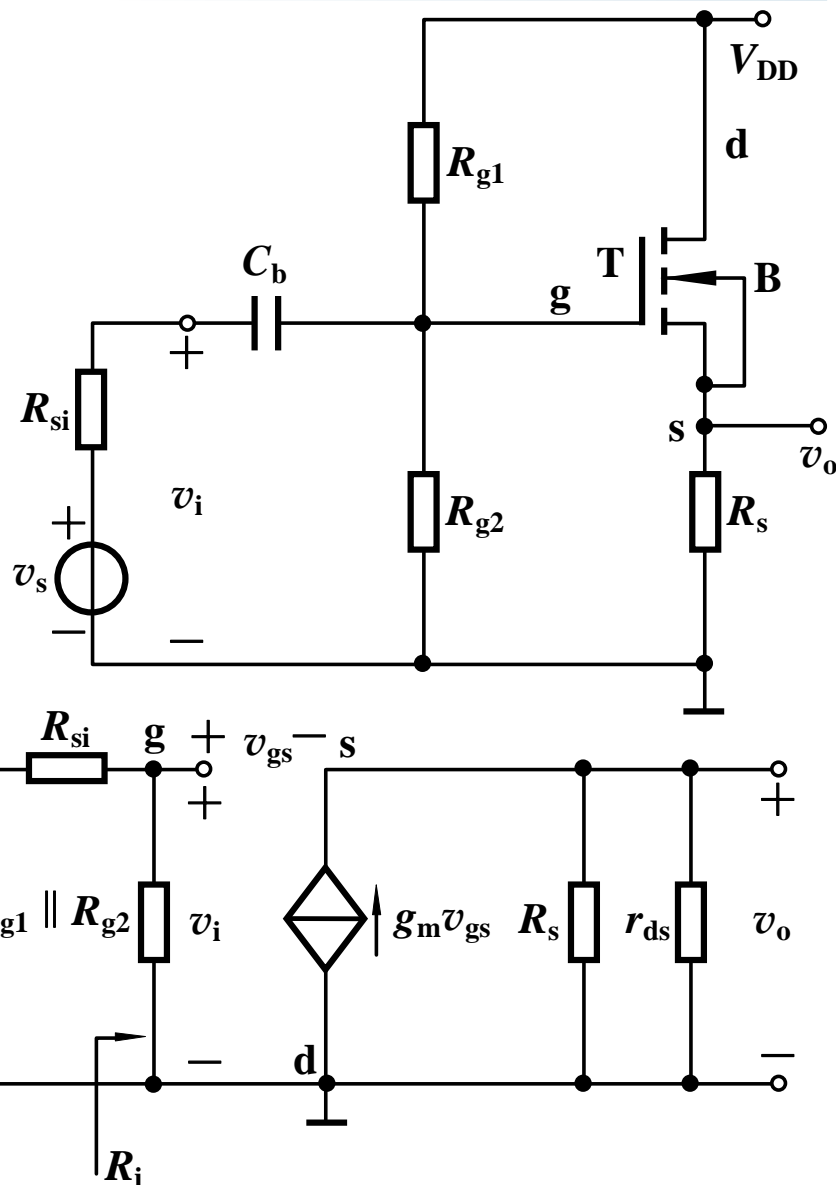
电压增益

$$\begin{aligned} v_i &= v_{gs} + v_o = v_{gs} + g_m v_{gs} (R_s \parallel r_{ds}) \\ &= v_{gs} [1 + g_m (R_s \parallel r_{ds})] \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m v_{gs} (R_s \parallel r_{ds})}{v_{gs} [1 + g_m (R_s \parallel r_{ds})]} \\ &= \frac{g_m (R_s \parallel r_{ds})}{1 + g_m (R_s \parallel r_{ds})} \approx 1 \end{aligned}$$

输出与输入同相，且增益小于等于1





4.5.1 共漏极（源极跟随器）放大电路

2. 动态分析

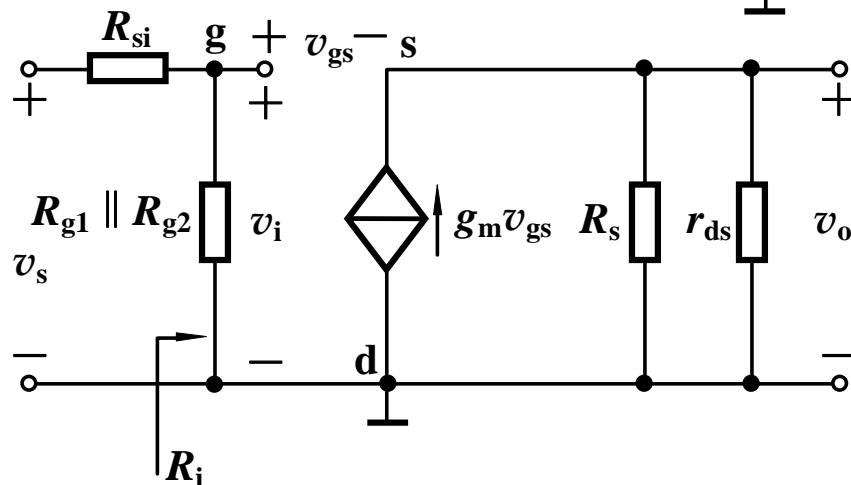
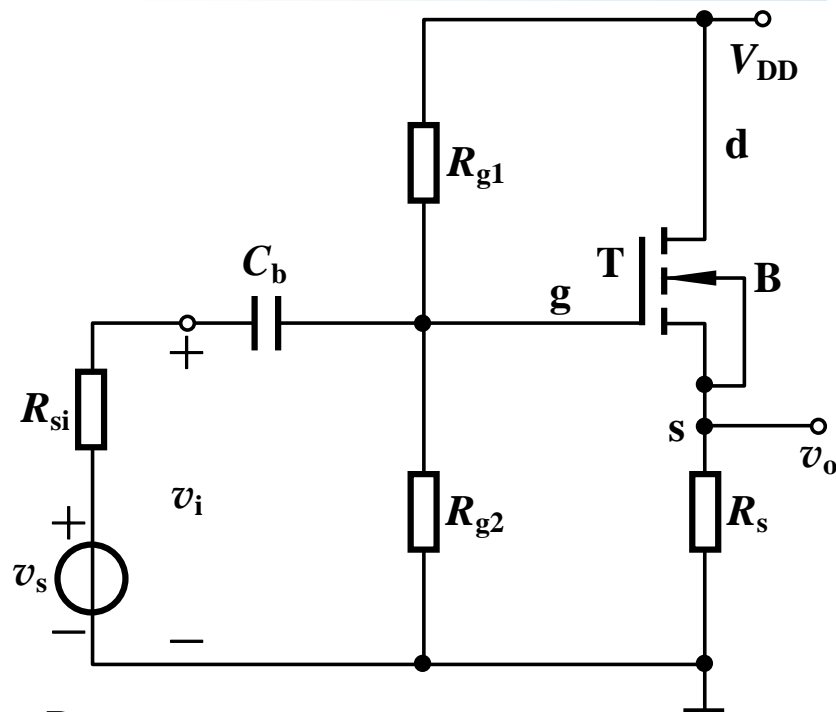
源电压增益

$$\begin{aligned} A_{vs} &= \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} \\ &= \frac{g_m (R_d \parallel r_{ds})}{1 + g_m (R_d \parallel r_{ds})} \cdot \left(\frac{R_i}{R_i + R_{si}} \right) \end{aligned}$$

输入电阻

$$R_i = R_{g1} \parallel R_{g2}$$

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

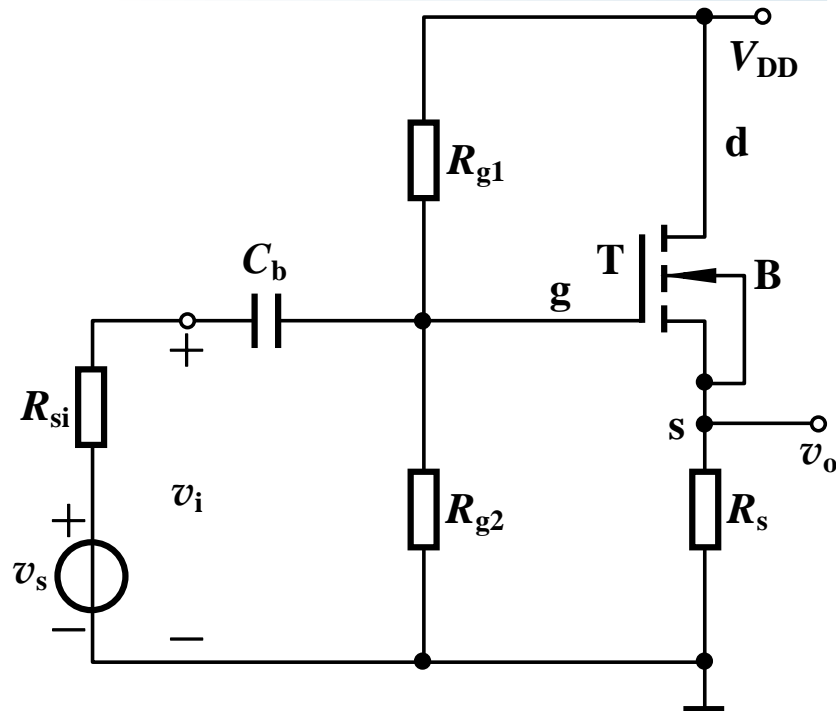
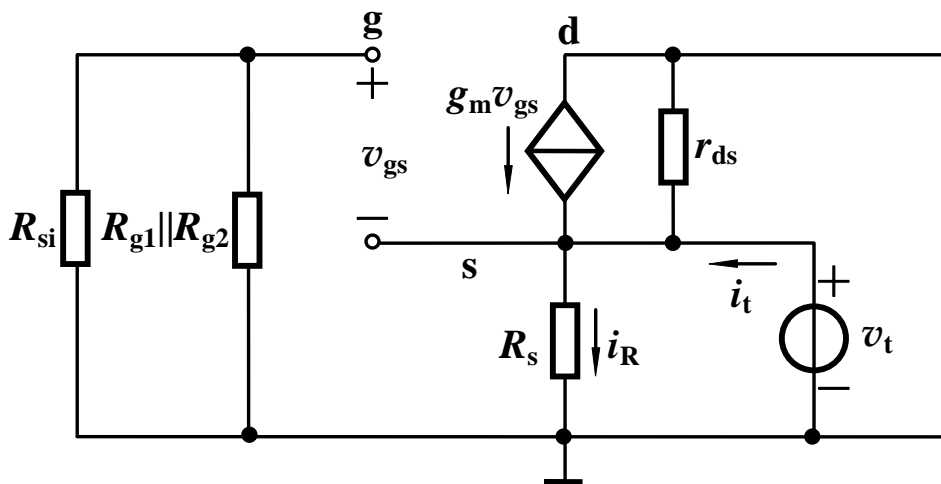




4.5.1 共漏极（源极跟随器）放大电路

2. 动态分析

输出电阻



$$\begin{cases} i_T = \frac{v_T}{R_s} + \frac{v_T}{r_{ds}} - g_m v_{gs} \\ v_{gs} = -v_T \end{cases}$$

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

输出电阻较小，驱动能力强，带宽宽，
常做输出驱动电路

快速分析时，我们认为MOSFET从源看进去的小信号电阻为 $1/g_m$



4.5.2 共栅极放大电路

1. 静态分析

根据直流通路有

$$I_{DQ} = I$$

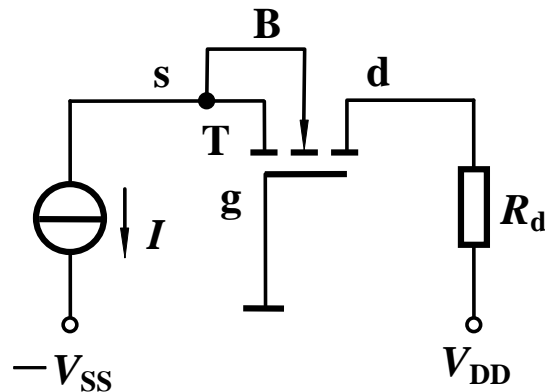
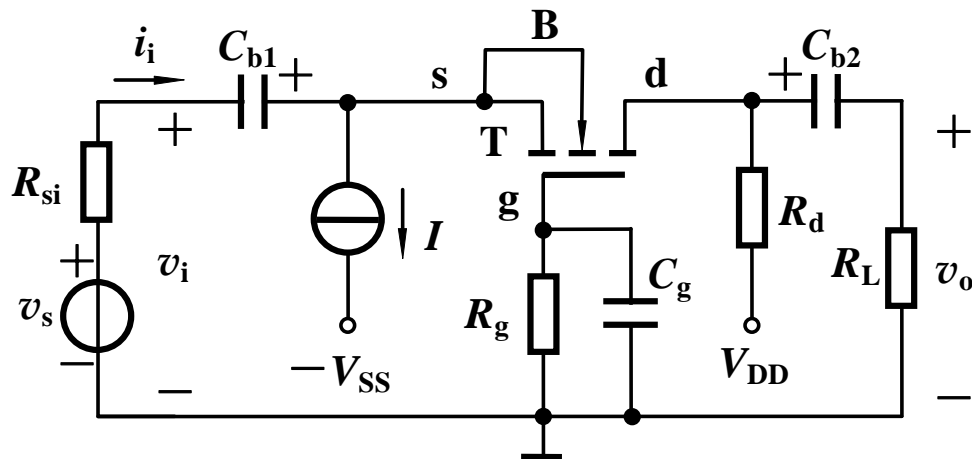
由
$$I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2$$

可得 V_{GSQ}

又
$$V_S = -V_{GSQ} \quad V_D = V_{DD} - I_{DQ} R_d$$

所以
$$\begin{aligned} V_{DSQ} &= V_D - V_S \\ &= V_{DD} - I_{DQ} R_d + V_{GSQ} \end{aligned}$$

需验证是否工作在饱和区





4.5.2 共栅极放大电路

2. 动态分析

设 $\lambda=0$

电压增益

$$v_i = -v_{gs}$$

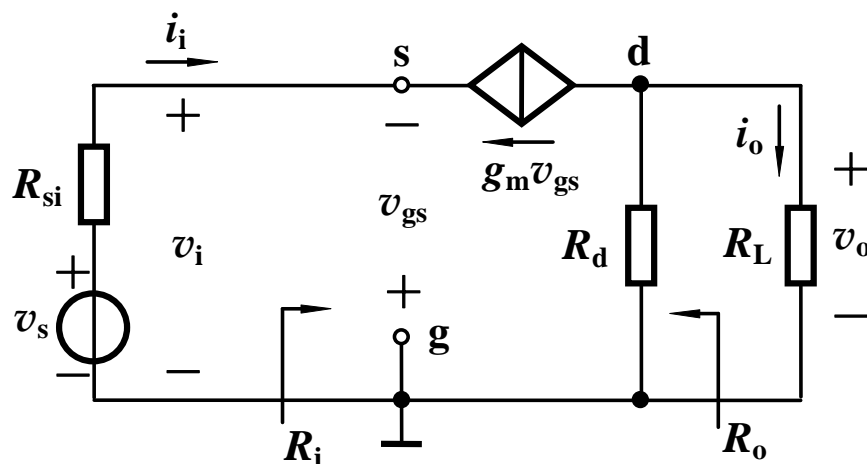
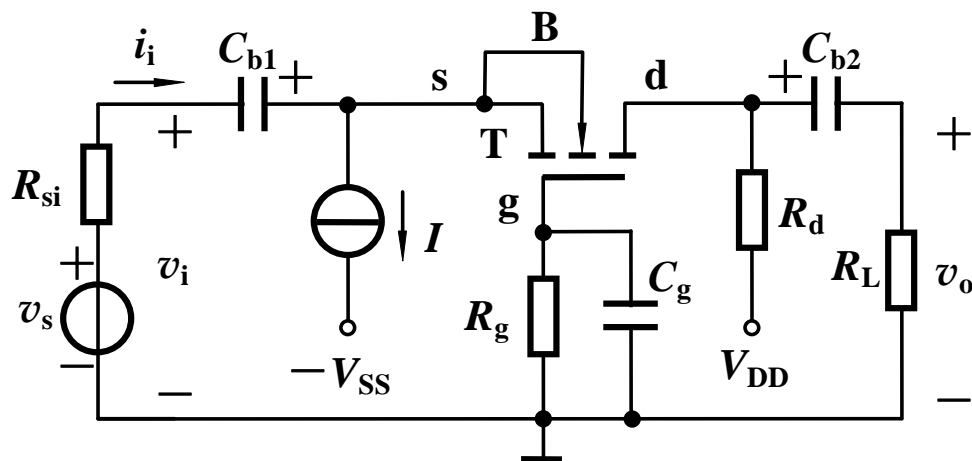
$$v_o = -g_m v_{gs} (R_d \parallel R_L)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = g_m (R_d \parallel R_L)$$

源电压增益

$$v_s = v_i + i_i R_{si} = -v_{gs} - g_m v_{gs} R_{si}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{g_m (R_d \parallel R_L)}{1 + g_m R_{si}}$$



输出与输入同相



4.5.2 共栅极放大电路

2. 动态分析

输入电阻

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{-v_{gs}}{-g_m v_{gs}} = \frac{1}{g_m}$$

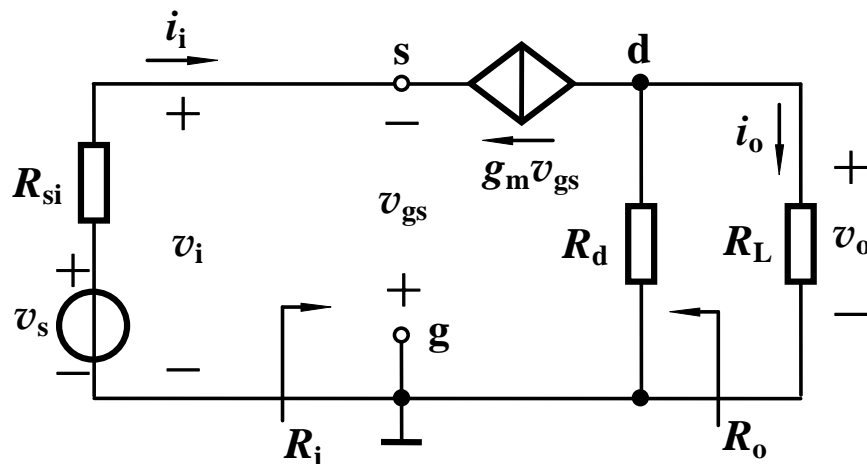
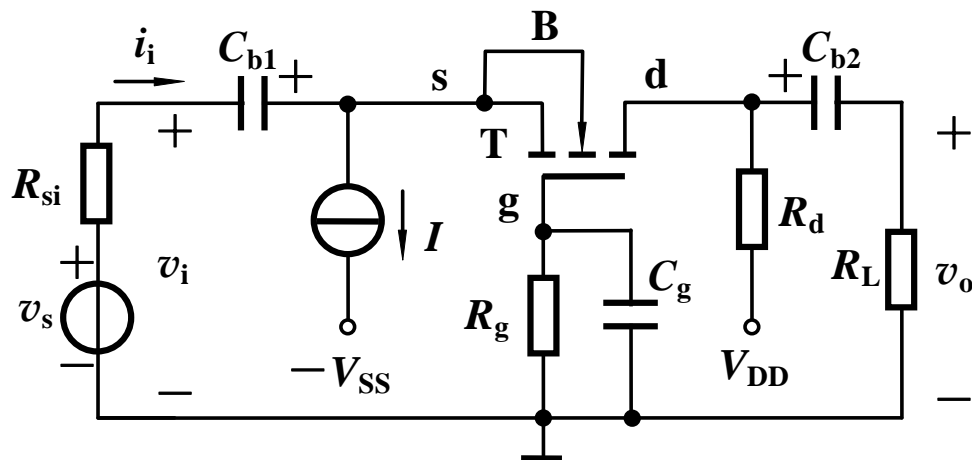
输入电阻远小于其它两种组态

输出电阻

当 $r_{ds} \gg R_d$ 和 $r_{ds} \gg R_{si}$ 时

$$R_o \approx R_d$$

与共源电路增益相同，米勒效应小，速度快，输入电压可以超过电源轨（Power rail）





4.5.3 MOSFET放大电路三种组态的总结和比较

1. 三种组态的判断

较好的方法并不是试图寻找接地的电极，而是寻找信号的输入电极和输出电极。

即观察输入信号加在哪个电极，输出信号从哪个电极取出，剩下的那个电极便是共同电极。如

共源极放大电路，信号由栅极输入，漏极输出；

共漏极放大电路，信号由栅极输入，源极输出；

共栅极放大电路，信号由源极输入，漏极输出。

栅极始终不能做输出电极



4.5.3 MOSFET放大电路三种组态的总结和比较

2. 三种组态的动态指标比较

	共源	共漏	共栅
电压增益	$A_v = -g_m(r_{ds} \parallel R_d)$	$A_v = \frac{g_m(R_s \parallel r_{ds})}{1 + g_m(R_s \parallel r_{ds})} \approx 1$	$A_v = g_m(R_d \parallel R_L)$
输入电阻	很高	很高	$R_i \approx \frac{1}{g_m}$
输出电阻	$R_o \approx R_d$	$R_o = R_s \parallel r_{ds} \parallel \frac{1}{g_m}$	$R_o \approx R_d$



模拟放大器交直流分析流程

Step1: DC analysis

aim: determine the operating point (Q);

method 1: DC Graphing

{curve of $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ @所有区 CROSS curve of

$I_{ds}(R_L, V_{ds})$ @DC}

method 2: equation

{Equ of $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ @饱和区, Equ of $I_{ds}(R_L, V_{ds})$ }//先假设

在饱和区

//方法1、2本质相同，但图解法中曲线信息含量大，可确定工作点是否适宜。

Step2: AC analysis

aim: determine the R_i , R_o , A_v

method : small signal model

(a) draw the small signal equivalent circuit of the amplifier

(b) analysis the small signal equivalent circuit, determine the

equations(the key is $i_{ds}=g_m*v_{gs}$, i_{ds} 确定输出电压，从而建立输出与 v_{gs} 的关系，再列出输入与 v_{gs} 的关系即可得到输出与输入的增益。而 r_i , r_o 分别时输出开路 and 输入短路时去求)

(c) calculate the g_m and r_{ds} using DC parameters(I_{ds} or v_{gs} , λ or V_a), then calculate the value of the small signal parameters(A_v , R_i , R_o)



4.7 多级放大电路

4.7.1 共源-共漏放大电路

4.7.2 共源-共栅放大电路

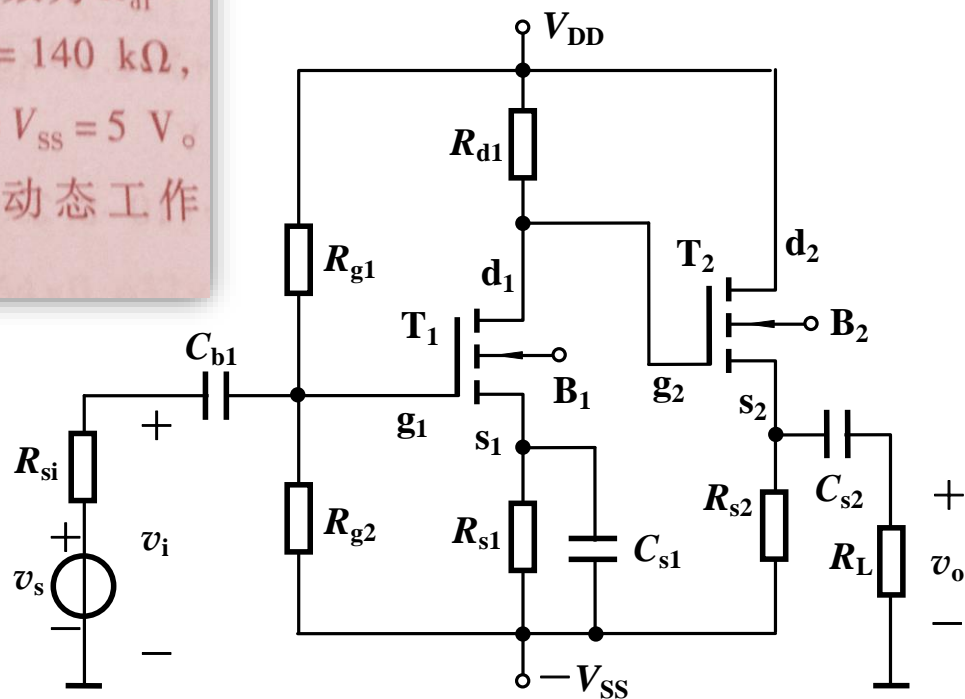


4.7.1 共源-共漏放大电路

了解思路

例4.7.1

例 4.7.1 电路如图 4.7.1 所示, 设场效应管的参数为 $K_{n1} = 0.5 \text{ mA/V}^2$, $K_{n2} = 0.2 \text{ mA/V}^2$, $V_{TN1} = V_{TN2} = 1.2 \text{ V}$, $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$ 。电路中参数为 $R_{d1} = 16 \text{ k}\Omega$, $R_{s1} = 3.9 \text{ k}\Omega$, $R_{g1} = 390 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 140 \text{ k}\Omega$, $R_{s2} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{s2} = 8.2 \text{ k}\Omega$, $R_L = 4 \text{ k}\Omega$, $V_{DD} = V_{SS} = 5 \text{ V}$ 。试分析图 4.7.1 所示电路的静态和动态工作情况。



衬底默认都是接源极

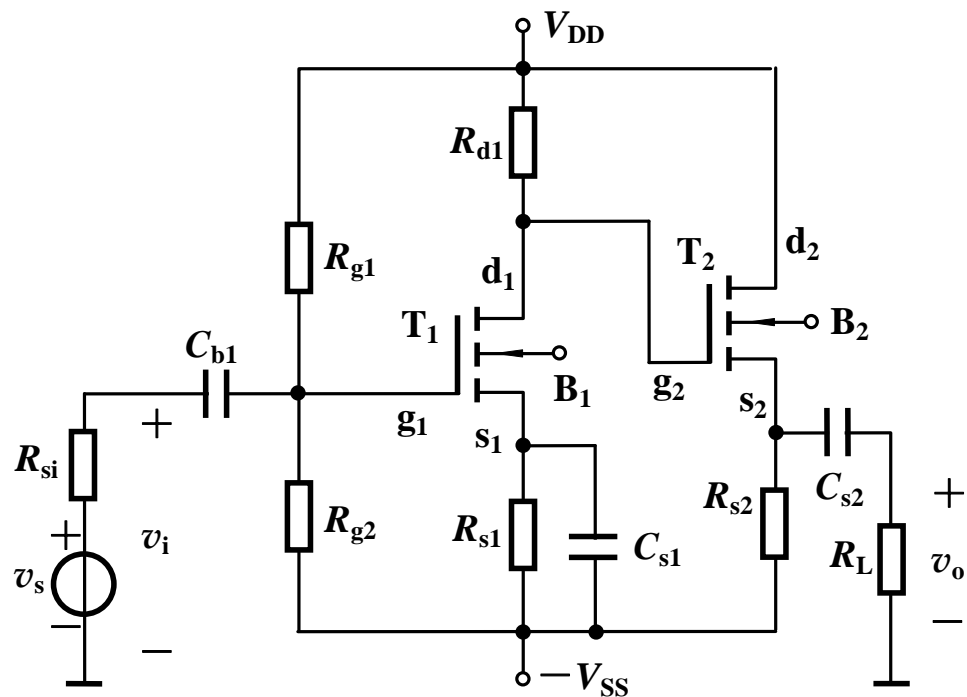
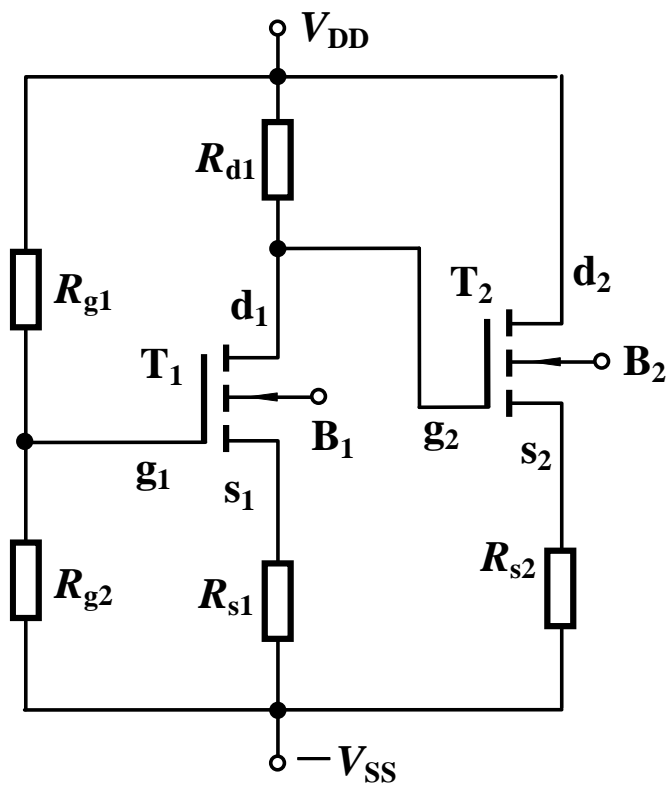


4.7.1 共源-共漏放大电路

例4.7.1

1. 静态分析

直流通路





例4.7.1

1. 静态分析

两管栅极均无电流，假设工作在饱和区

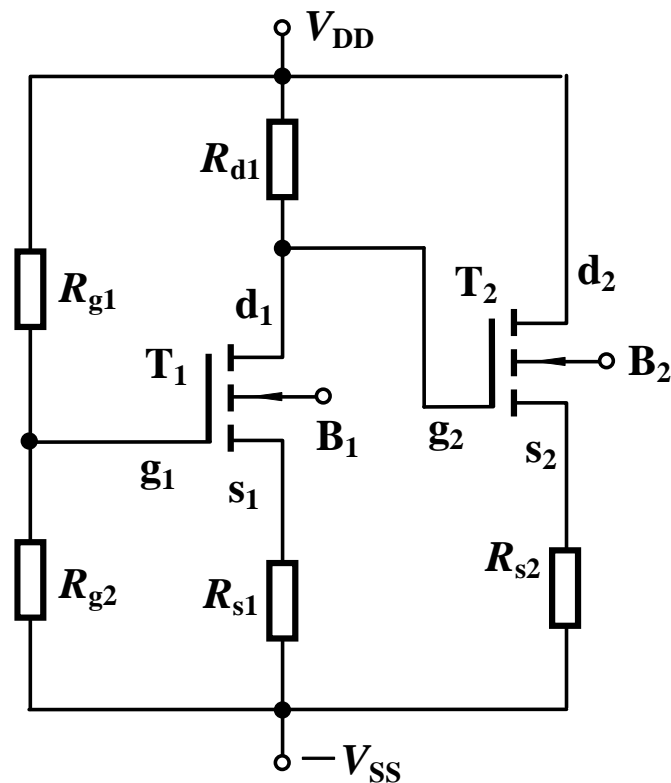
$$\begin{cases} I_{DQ1} = K_{n1} (V_{GSQ1} - V_{TN1})^2 \\ V_{GSQ1} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot (V_{DD} + V_{SS}) - I_{DQ1} R_{s1} \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} I_{DQ2} = K_{n2} (V_{GSQ2} - V_{TN2})^2 \\ V_{GSQ2} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DQ1} R_{d1} - I_{DQ2} R_{s2} \end{cases}$$

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

已知管子参数和电路参数，便
可解出两管静态工作点



需验证是否工作在饱和区



例4.7.1

1. 静态分析

将具体参数值代入，计算得

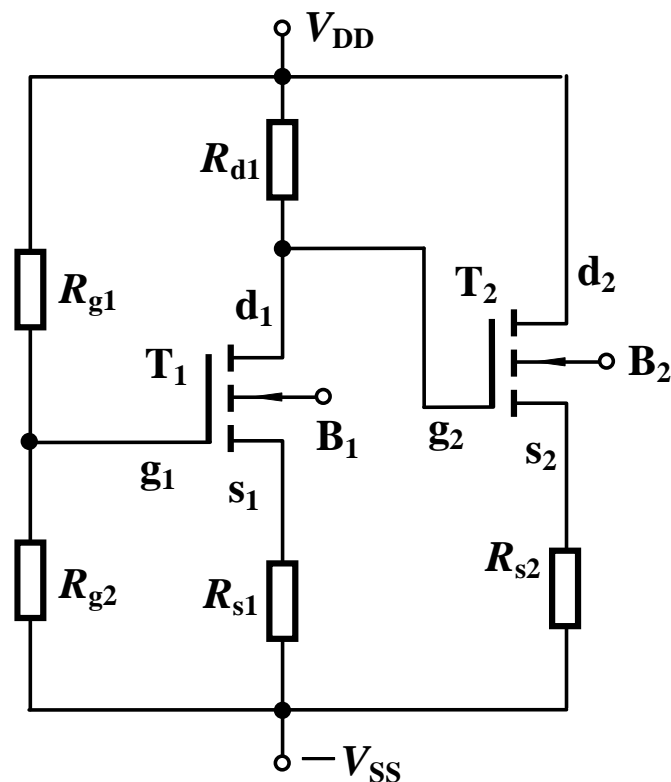
$$V_{GSQ1} = 1.84 \text{ V} \quad I_{DQ2} \approx 0.49 \text{ mA}$$

$$I_{DQ1} = 0.2 \text{ mA} \quad V_{GSQ2} = 2.78 \text{ V}$$

$$V_{DSQ1} = 6.02 \text{ V} \quad V_{DSQ2} = 5.98 \text{ V}$$

由于 $V_{TN1} = V_{TN2} = 1.2 \text{ V}$

可验证两管均工作在饱和区





例4.7.1

2. 动态分析

小信号等效电路

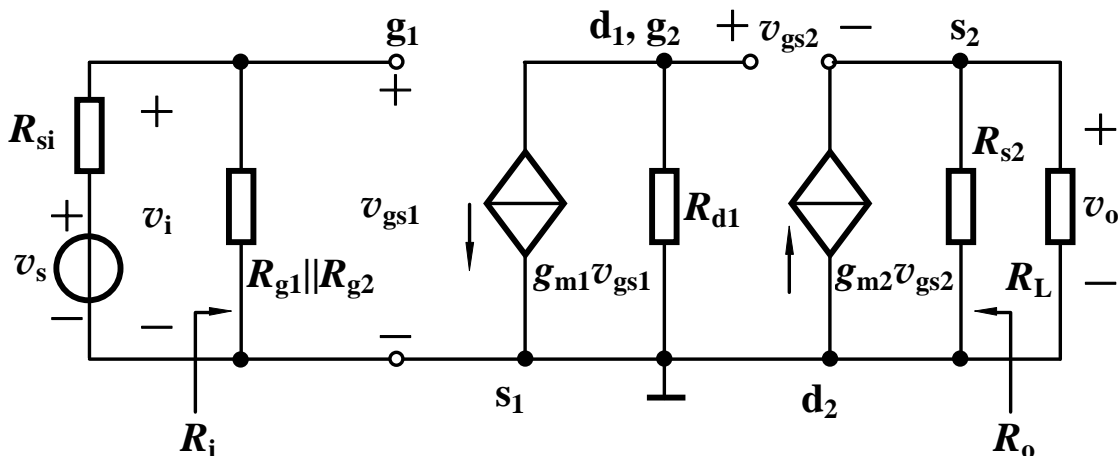
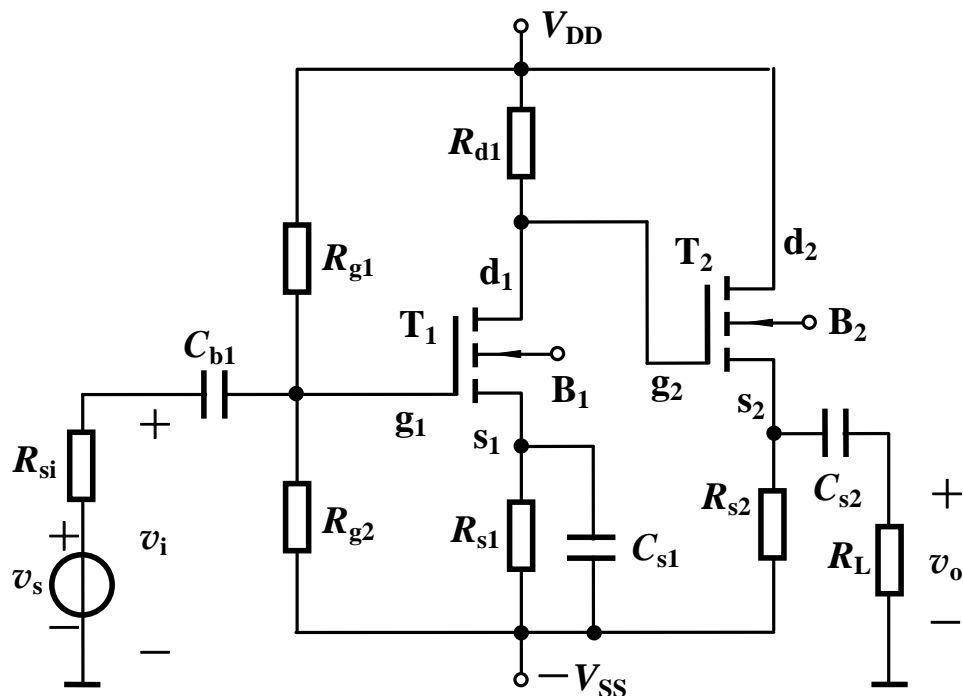
根据 $g_m = 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN})$

可求得 g_m

电压增益

$$\begin{cases} v_i = v_{gs1} \\ v_o = g_{m2} v_{gs2} (R_{s2} \parallel R_L) \\ -g_{m1} v_{gs1} R_{d1} = v_o + v_{gs2} \end{cases}$$

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





例4.7.1

2. 动态分析

输入电阻

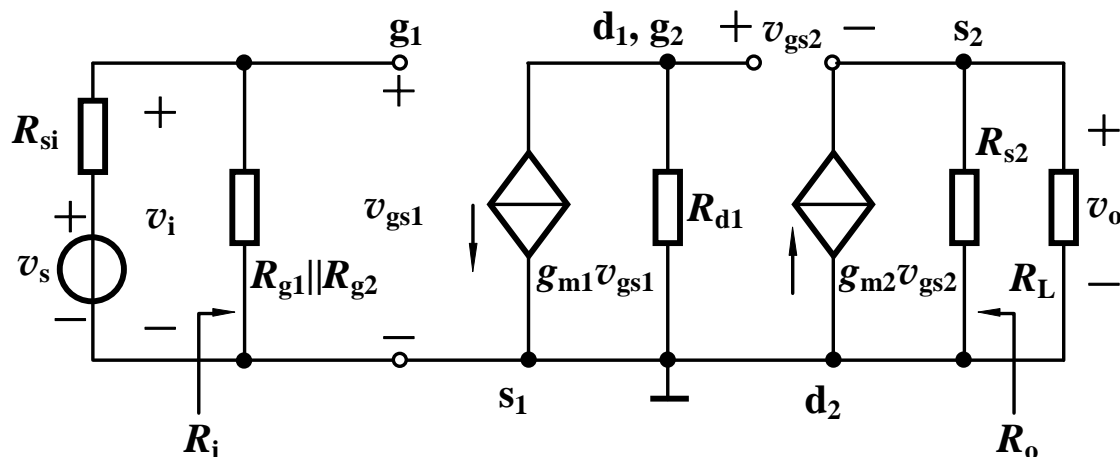
$$R_i = R_{g1} \parallel R_{g2}$$

输出电阻就是后一级共漏电路的输出电阻

$$R_o = R_{s2} \parallel r_{ds2} \parallel \frac{1}{g_{m2}} = R_{s2} \parallel \frac{1}{g_{m2}} \quad (\lambda_2 = 0)$$

源电压增益

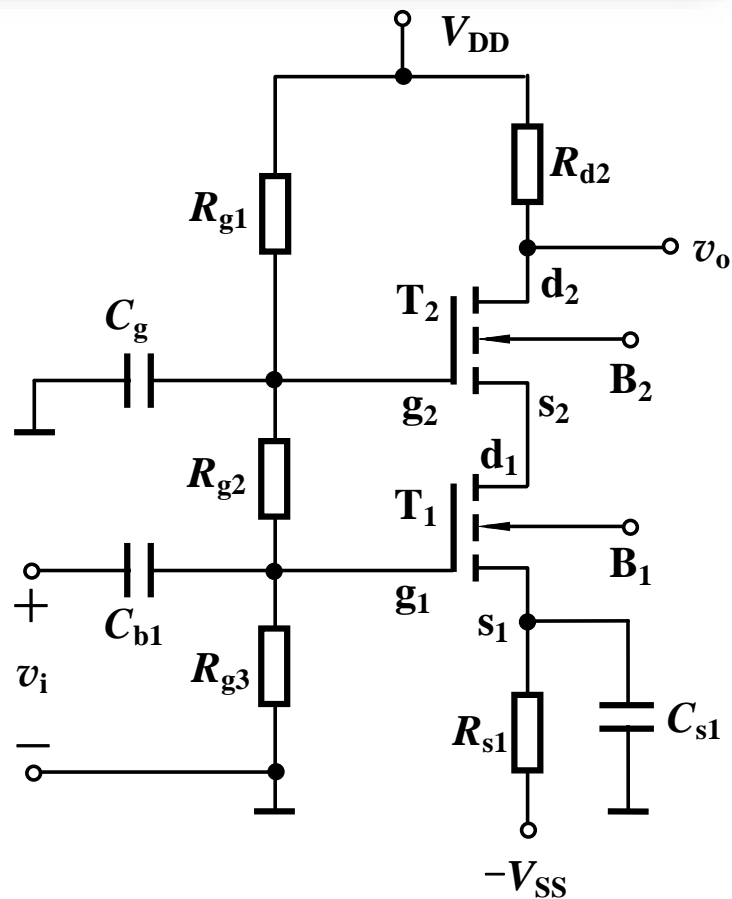
$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = - \frac{g_{m1} g_{m2} R_{d1} (R_{s2} \parallel R_L)}{1 + g_{m2} (R_{s2} \parallel R_L)} \cdot \left(\frac{R_i}{R_i + R_{si}} \right)$$





4.7.2 共源-共栅放大电路

例 4.7.2 电路如图 4.7.3 所示, 设场效应管的参数为 $K_{n1} = K_{n2} = 0.8 \text{ mA/V}^2$, $V_{TN1} = V_{TN2} = 1.2 \text{ V}$, $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$ 。电路中参数为 $R_{g1} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 150 \text{ k}\Omega$, $R_{g3} = 56 \text{ k}\Omega$, $R_{s1} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{d2} = 3 \text{ k}\Omega$, $V_{DD} = V_{SS} = 5 \text{ V}$ 。试分析图 4.7.3 所示电路的静态工作点和动态指标。



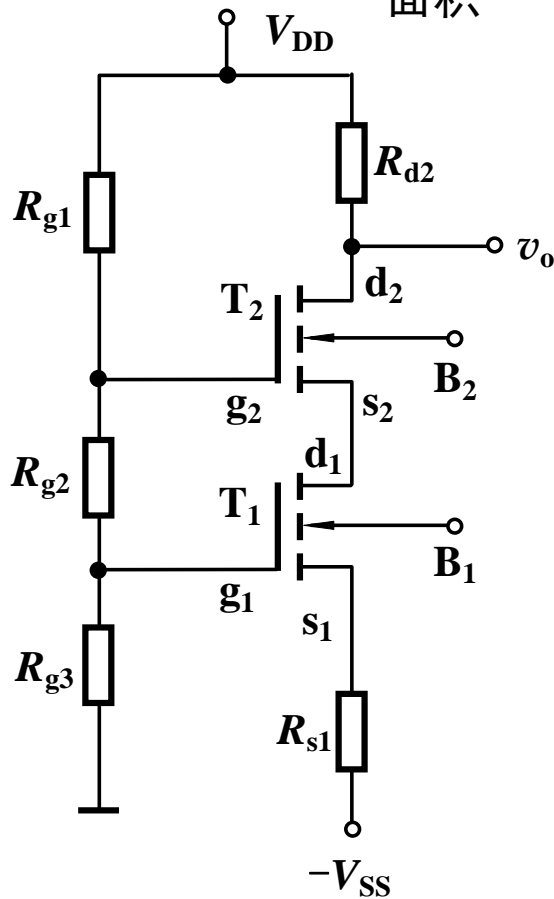


4.7.2 共源-共栅放大电路

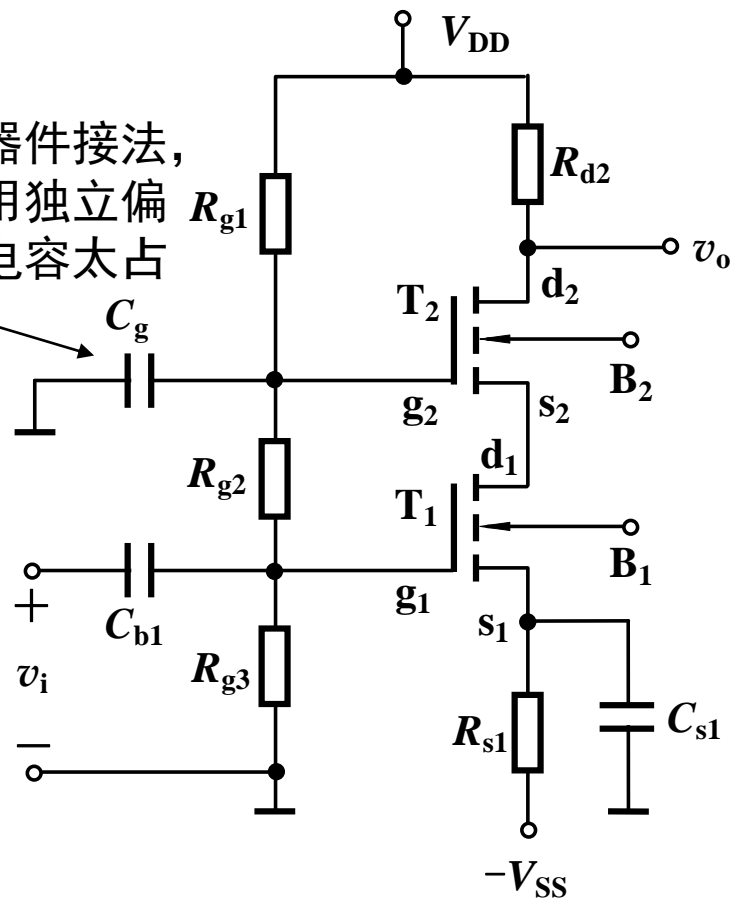
例4.7.2

1. 静态分析

直流通路



古老的分离器件接法，
集成电路多用独立偏
压源，因为电容太占
面积





例4.7.2

1. 静态分析

假设工作在饱和区

$$\begin{cases} I_{DQ1} = K_{n1} (V_{GSQ1} - V_{TN1})^2 \\ V_{GSQ1} = \frac{R_{g3}}{R_{g1} + R_{g2} + R_{g3}} \cdot V_{DD} - I_{DQ1} R_{s1} + V_{SS} \end{cases}$$

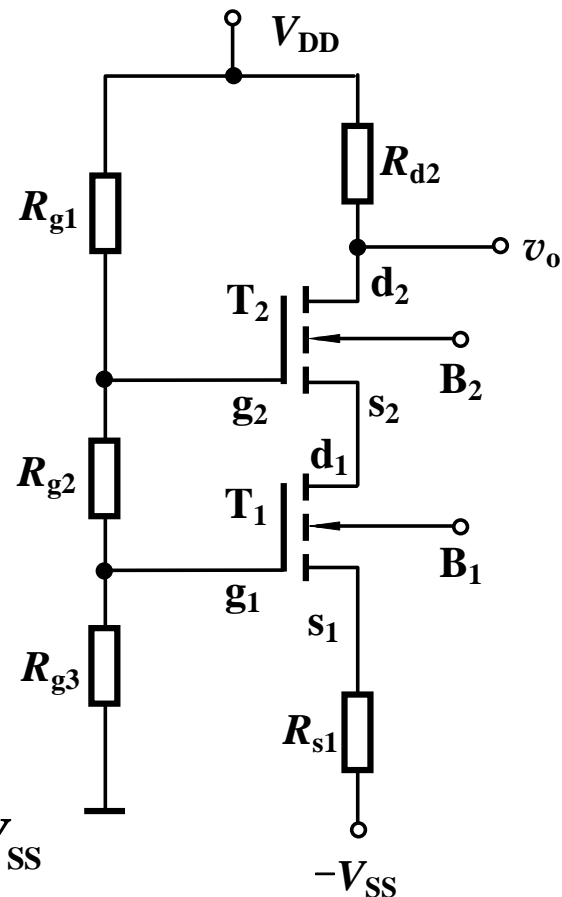
$$I_{DQ1} = I_{DQ2}$$

$$I_{DQ2} = K_{n2} (V_{GSQ2} - V_{TN2})^2$$

$$V_{GSQ2} = \frac{R_{g2} + R_{g3}}{R_{g1} + R_{g2} + R_{g3}} \cdot V_{DD} - (V_{DSQ1} + I_{DQ1} R_{s1}) + V_{SS}$$

$$V_{DD} + V_{SS} = I_{DQ2} R_{d2} + V_{DSQ2} + V_{DSQ1} + I_{DQ1} R_{s1}$$

需验证是否工作在饱和区

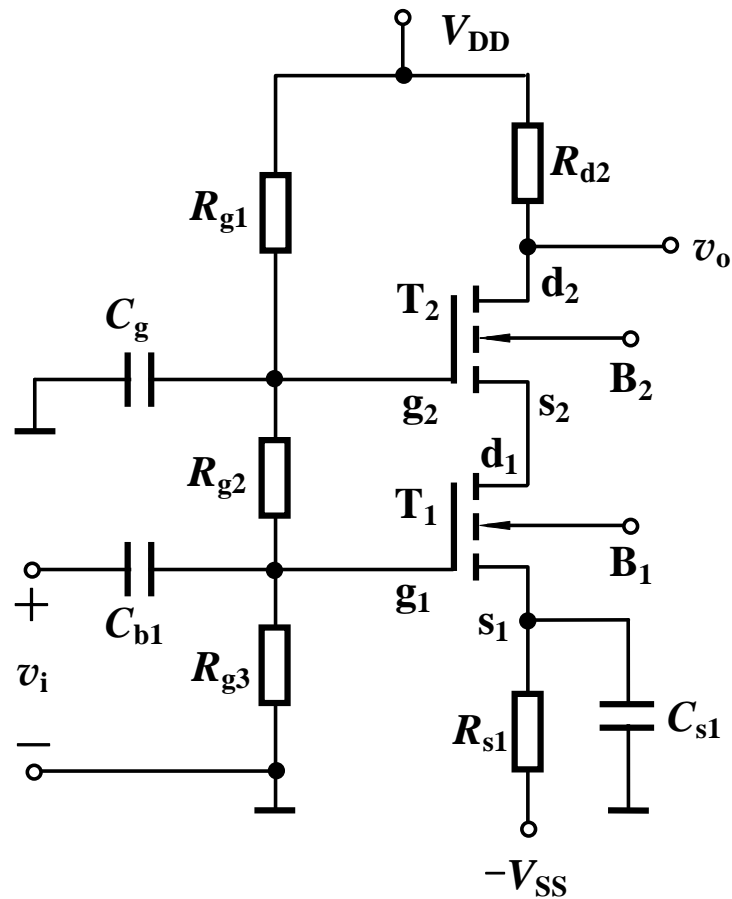
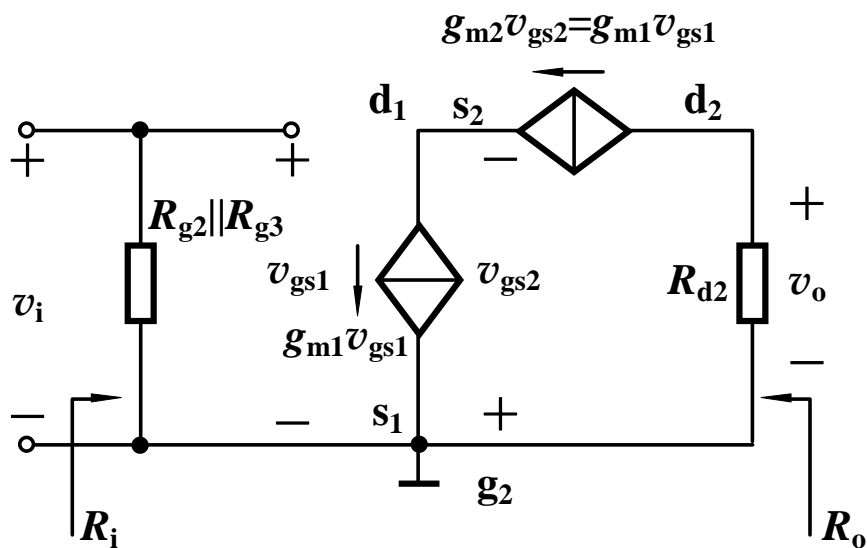




例4.7.2

2. 动态分析

小信号等效电路



电压增益

$$v_i = v_{gs1}$$

$$v_o = -g_{m2} v_{gs2} R_{d2} = -g_{m1} v_{gs1} R_{d2}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} R_{d2}$$



例4.7.2

2. 动态分析

输入电阻

$$R_i = R_{g2} \parallel R_{g3}$$

输出电阻

$$R_o \approx R_{d2} \quad (\lambda_2 = 0)$$

