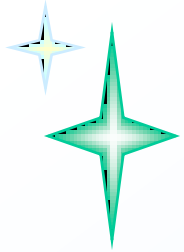




5 场效应管放大电路

授课内容

- 5.1 金属-氧化物-半导体 (MOS) 场效应管
- 5.2 MOSFET放大电路
- 5.3 结型场效应管 (JFET)
- *5.4 砷化镓金属-半导体场效应管
- 5.5 各种放大器件电路性能比较



5 场效应管放大电路

教学目的、要求：

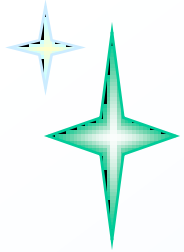
- 1.了解各场效应管的工作状态
- 2.掌握结型场效应管组成的基本放大电路的参数计算。
- 5.理解各种放大器件电路性能比较。



5 场效应管放大电路

教学重点:

- 1.结型场效应管和金属-氧化物-半导体场效应管的工作原理、特性曲线, 参数 g_m 、 r_{ds} 的含义
- 2.场效应管的低频小信号模型及其动态分析
- 3.FET放大器和BJT放大器的异同点



5 场效应管放大电路

教学难点:

- 1.场效应管工作原理的分析
- 2.场效应管的动态分析



5.1 金属-氧化物-半导体 (MOS) 场效应管

5.1.1 N沟道增强型MOSFET

5.1.2 N沟道耗尽型MOSFET

5.1.3 P沟道MOSFET

5.1.4 沟道长度调制效应

5.1.5 MOSFET的主要参数

场效应管的分类:



耗尽型: 场效应管没有加偏置电压时, 就有导电沟道存在

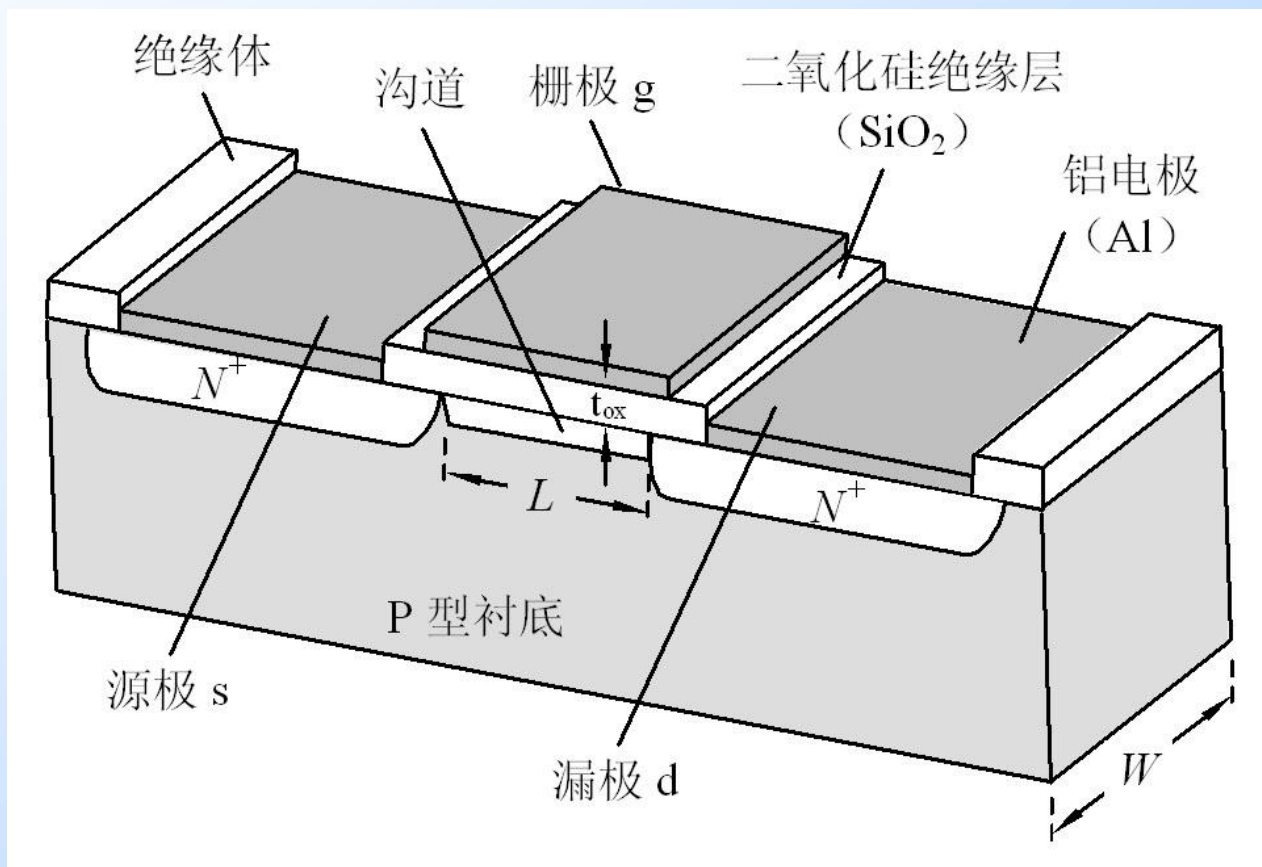
增强型: 场效应管没有加偏置电压时, 没有导电沟道

5.1.1 N沟道增强型MOSFET

1. 结构 (N沟道)

L : 沟道长度 W : 沟道宽度 t_{ox} : 绝缘层厚度

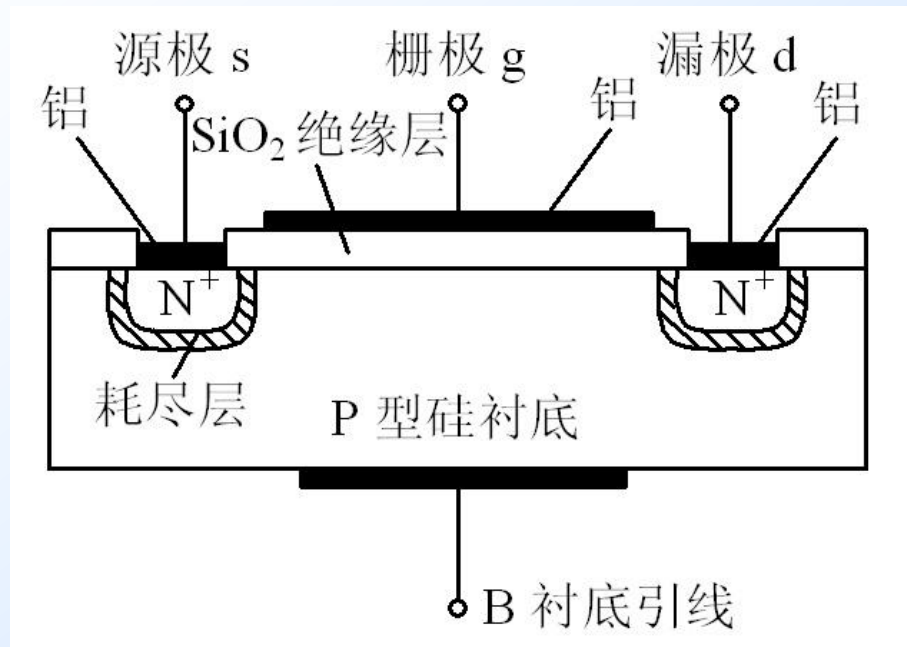
通常 $W > L$



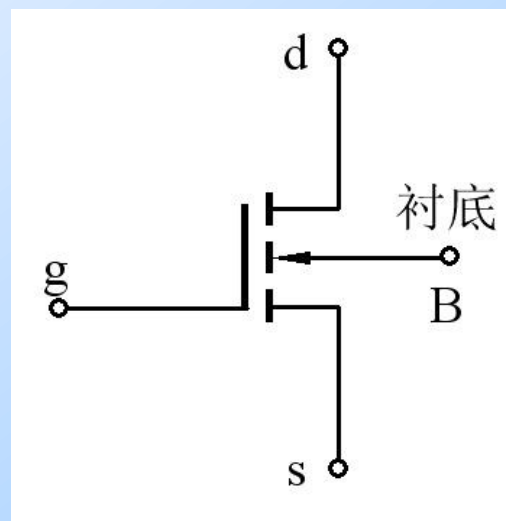


5.1.1 N沟道增强型MOSFET

1. 结构 (N沟道)



剖面图



符号

5.1.1 N沟道增强型MOSFET

2. 工作原理

(1) v_{GS} 对沟道的控制作用

当 $v_{GS} \leq 0$ 时

无导电沟道，d、s间加电压时，也无电流产生。

当 $0 < v_{GS} < V_T$ 时

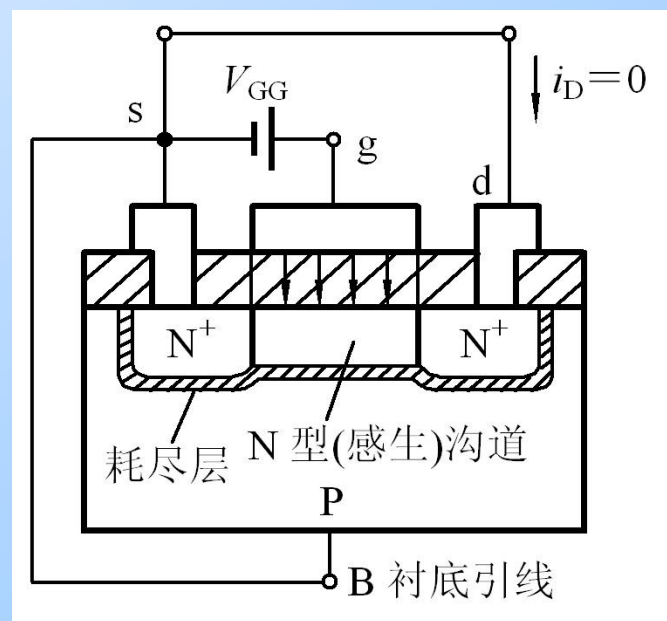
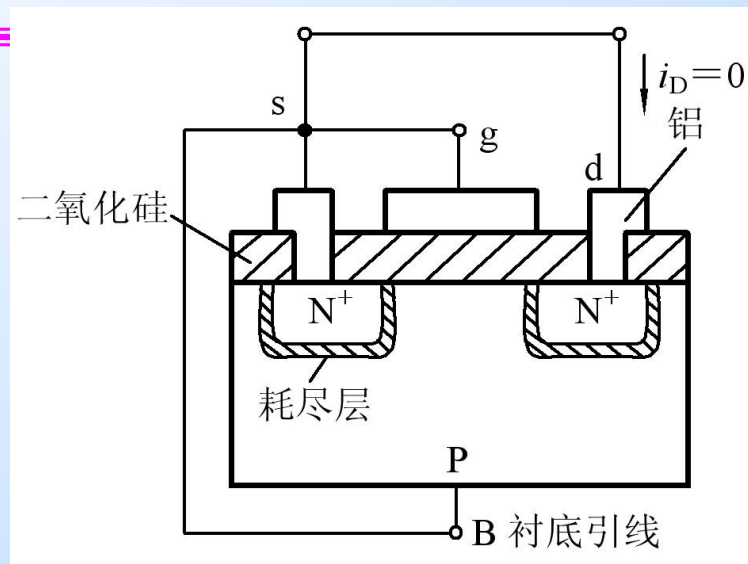
产生电场，但未形成导电沟道（感生沟道），d、s间加电压后，没有电流产生。

当 $v_{GS} > V_T$ 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_{GS} 越大，导电沟道越厚

V_T 称为开启电压



2. 工作原理

(2) v_{DS} 对沟道的控制作用

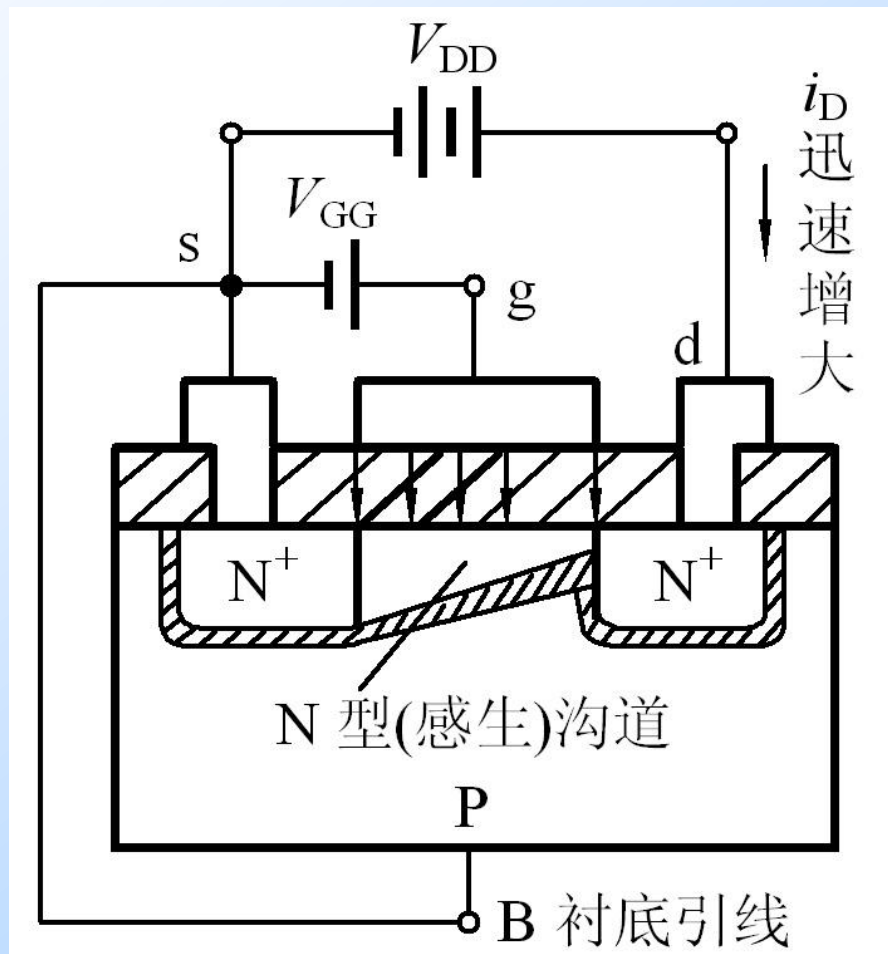
当 v_{GS} 一定 ($v_{GS} > V_T$) 时,

$v_{DS} \uparrow \rightarrow I_D \uparrow \rightarrow$ 沟道电位梯度 \uparrow

\rightarrow 靠近漏极d处的电位升高

\rightarrow 电场强度减小 \rightarrow 沟道变薄

整个沟道呈楔形分布



2. 工作原理

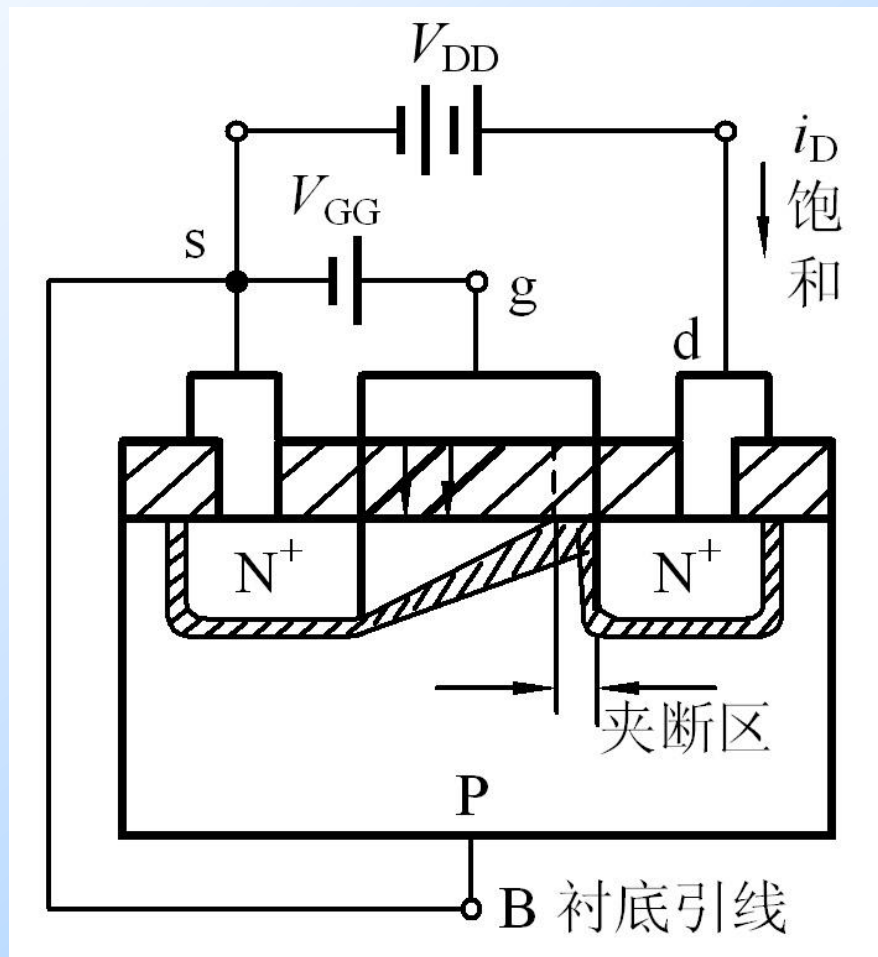
(2) v_{DS} 对沟道的控制作用

当 v_{GS} 一定 ($v_{GS} > V_T$) 时,

$v_{DS} \uparrow \rightarrow I_D \uparrow \rightarrow$ 沟道电位梯度 \uparrow

当 v_{DS} 增加到使 $v_{GD} = V_T$ 时,
在紧靠漏极处出现预夹断。

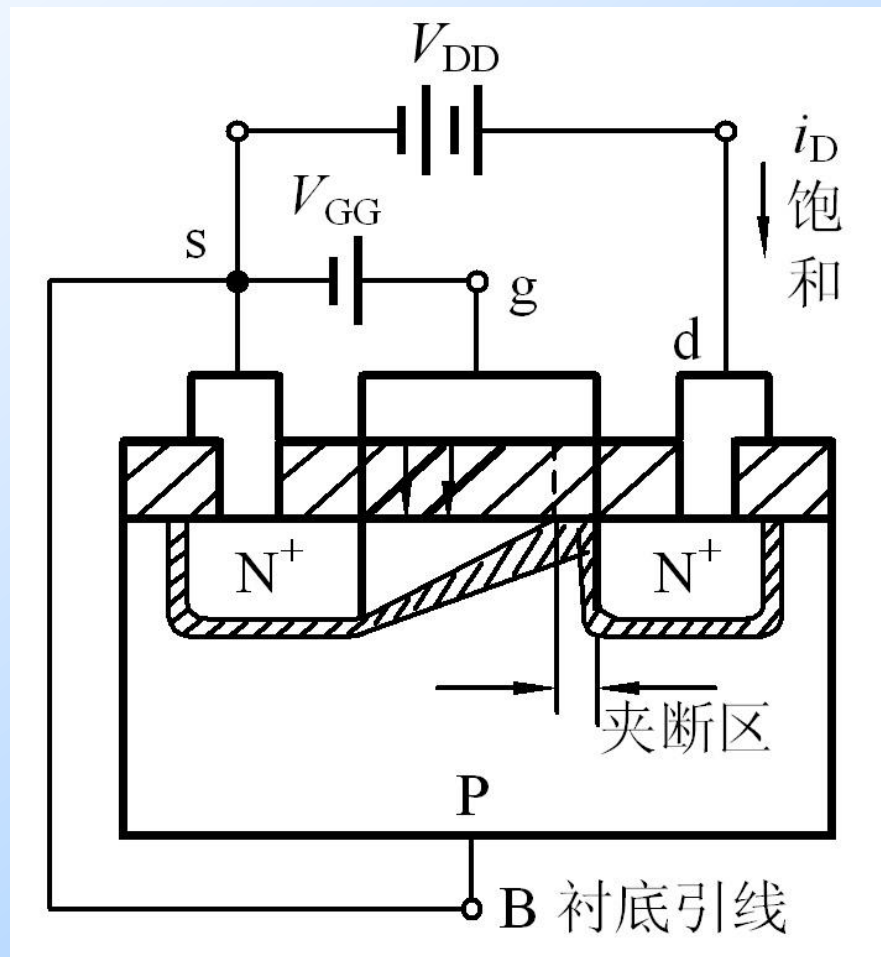
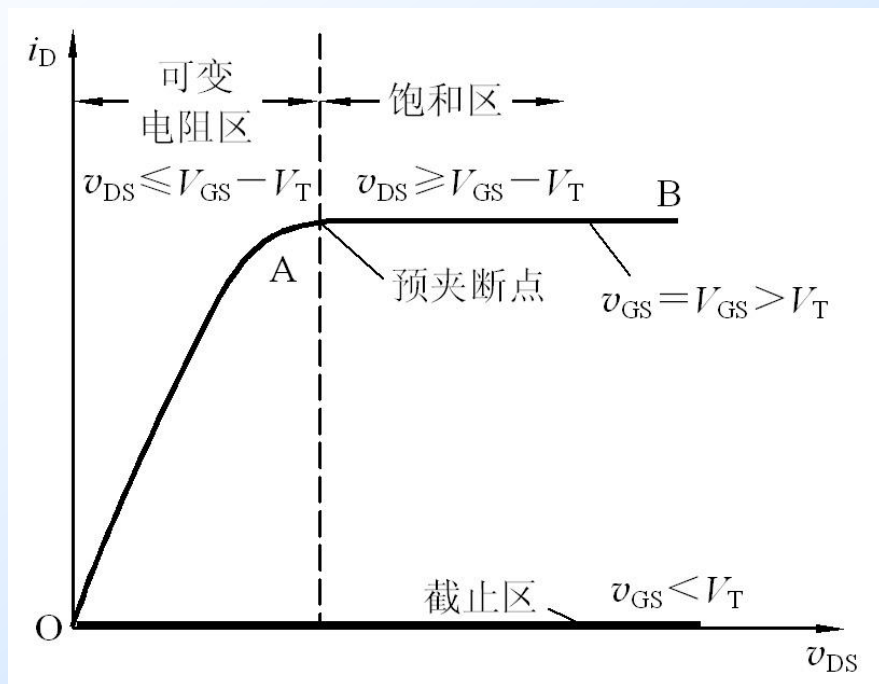
在预夹断处: $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_T$



2. 工作原理

(2) v_{DS} 对沟道的控制作用

预夹断后, $v_{DS} \uparrow \rightarrow$ 夹断区延长
 \rightarrow 沟道电阻 $\uparrow \rightarrow I_D$ 基本不变

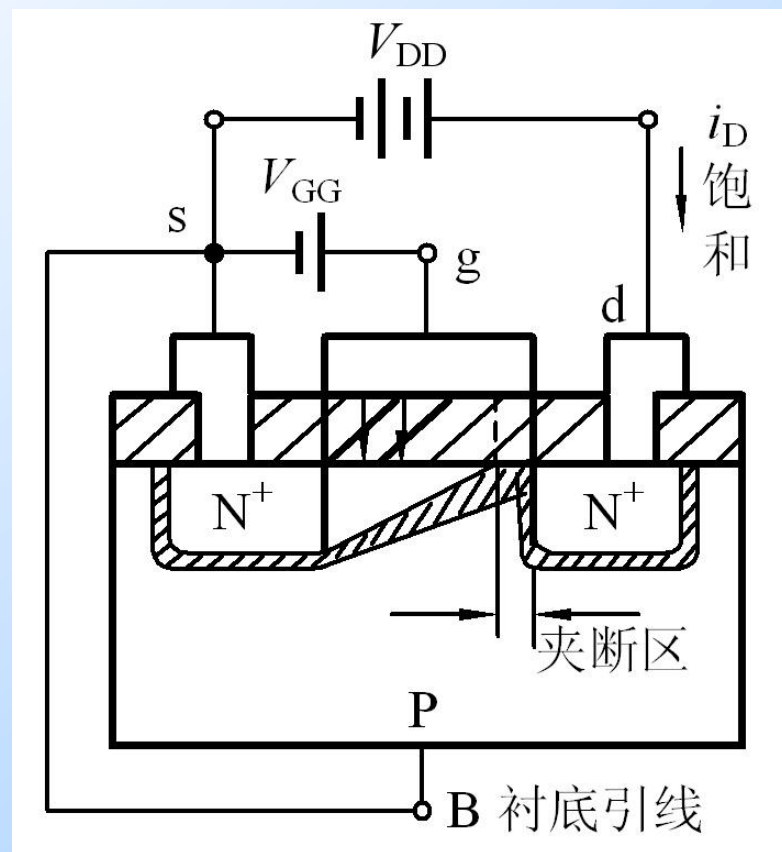
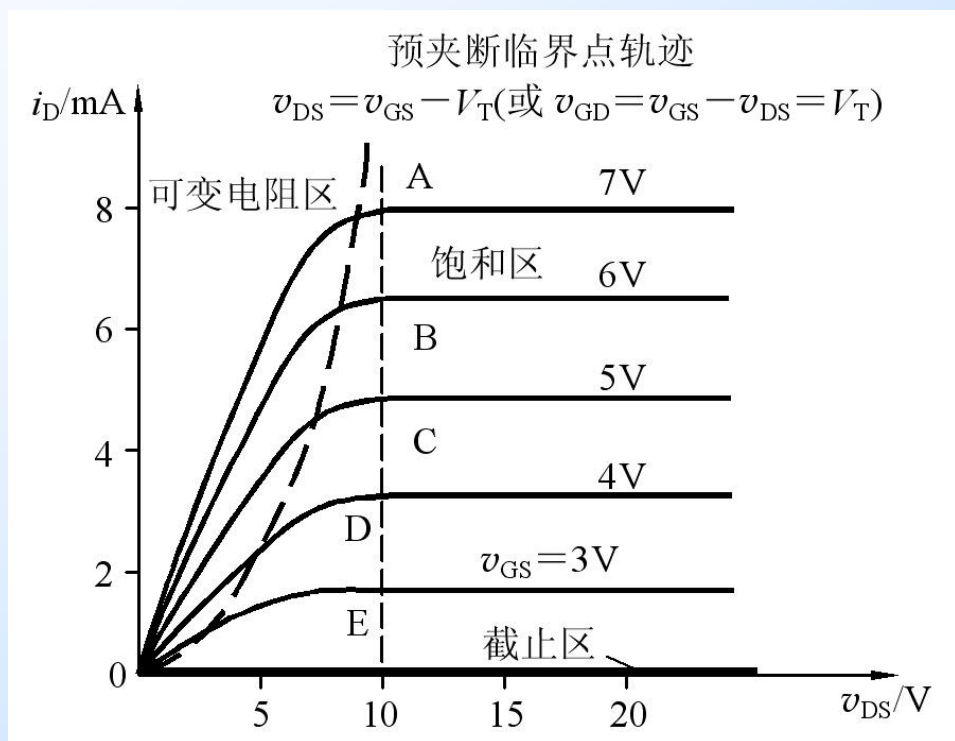


2. 工作原理

(3) v_{DS} 和 v_{GS} 同时作用时

v_{DS} 一定, v_{GS} 变化时

给定一个 v_{GS} , 就有一条不同的 $i_D - v_{DS}$ 曲线。



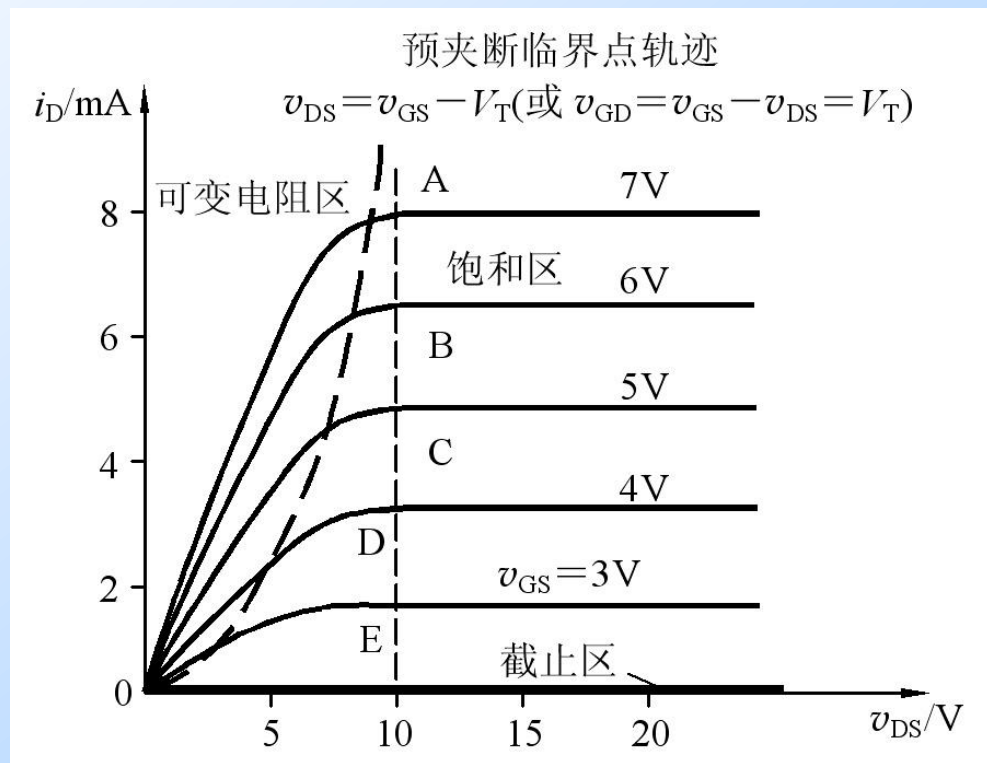
3. V - I 特性曲线及大信号特性方程

(1) 输出特性及大信号特性方程

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS}=\text{const.}}$$

① 截止区

当 $v_{GS} < V_T$ 时，导电沟道尚未形成， $i_D = 0$ ，为截止工作状态。



3. $V-I$ 特性曲线及大信号特性方程

(1) 输出特性及大信号特性方程

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS}=\text{const.}}$$

② 可变电阻区

$$v_{DS} \leq (v_{GS} - V_T)$$

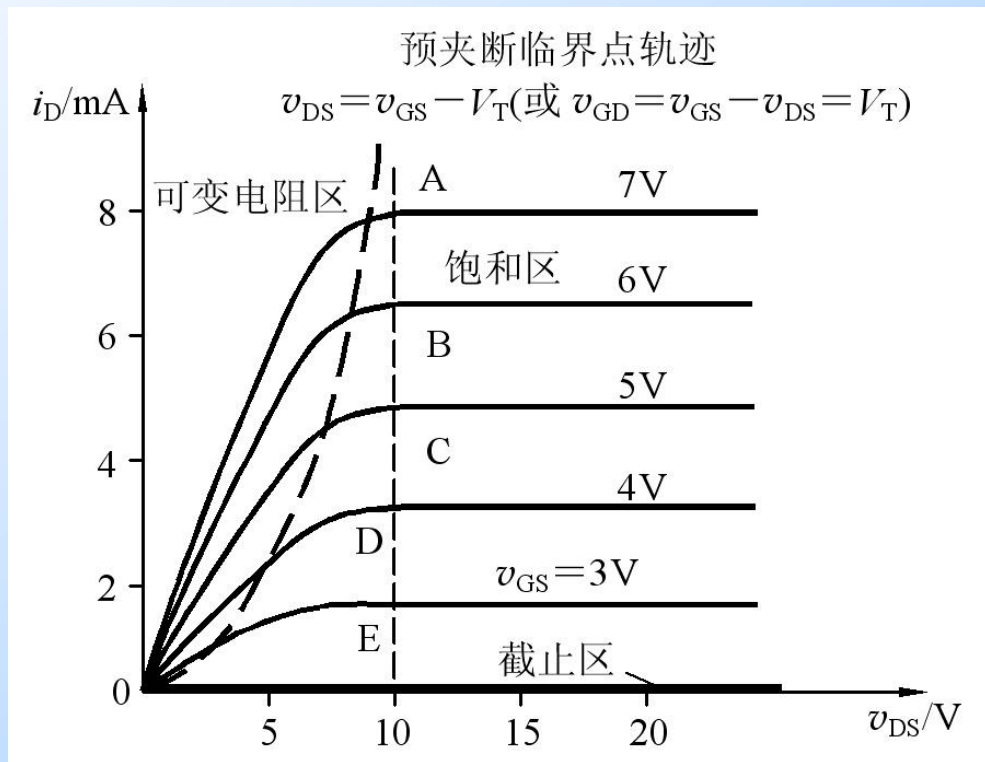
$$i_D = K_n [2(v_{GS} - V_T)v_{DS} - v_{DS}^2]$$

由于 v_{DS} 较小，可近似为

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

$$r_{dso} = \frac{dv_{DS}}{di_D} \Big|_{v_{GS}=\text{常数}} = \frac{1}{2K_n (v_{GS} - V_T)}$$

r_{dso} 是一个受 v_{GS} 控制的可变电阻



3. V - I 特性曲线及大信号特性方程

(1) 输出特性及大信号特性方程

② 可变电阻区

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

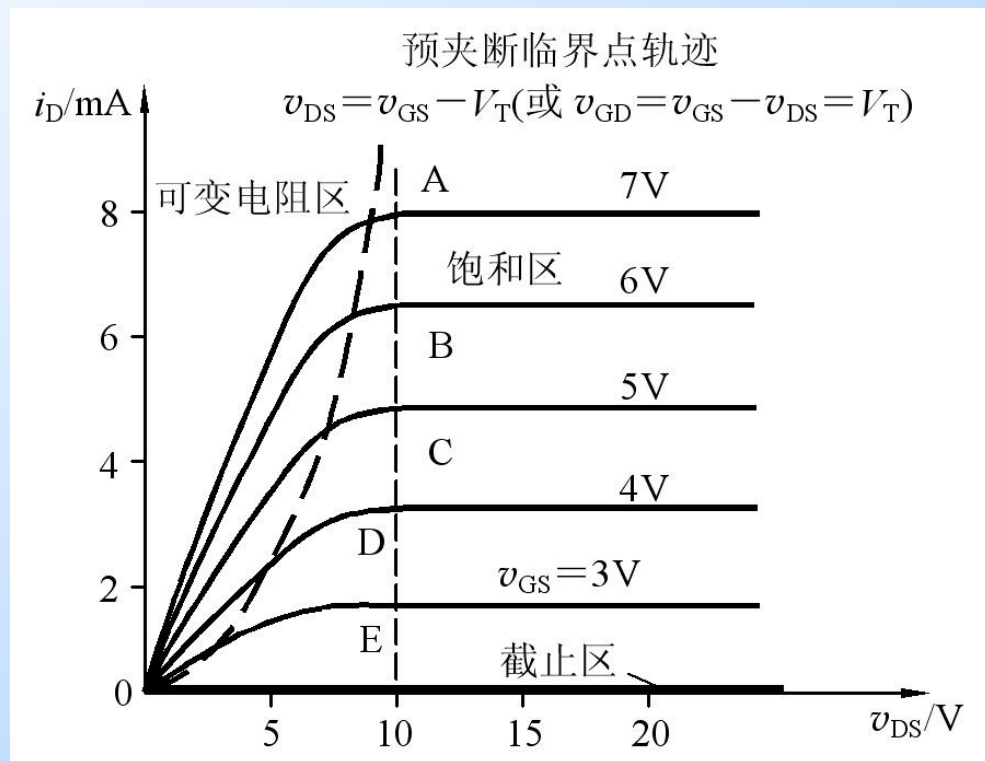
$$r_{dso} = \frac{1}{2K_n (v_{GS} - V_T)}$$

其中

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

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



$K'_n = \mu_n C_{ox}$ 本征电导因子

K_n 为电导常数, 单位: mA/V^2

3. V - I 特性曲线及大信号特性方程

(1) 输出特性及大信号特性方程

③ 饱和区

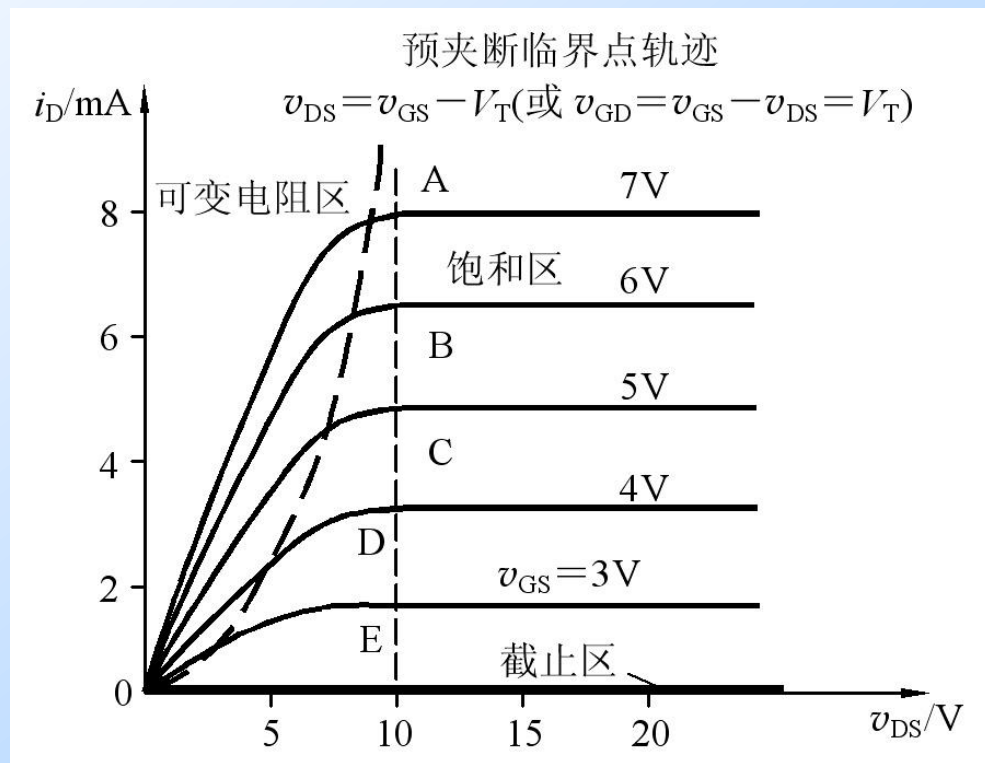
(恒流区又称放大区)

$v_{GS} > V_T$ ，且 $v_{DS} \geq (v_{GS} - V_T)$

V - I 特性:

$$\begin{aligned} i_D &= K_n (v_{GS} - V_T)^2 \\ &= K_n V_T^2 \left(\frac{v_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 \\ &= I_{DO} \left(\frac{v_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 \end{aligned}$$

$I_{DO} = K_n V_T^2$ 是 $v_{GS} = 2V_T$ 时的 i_D

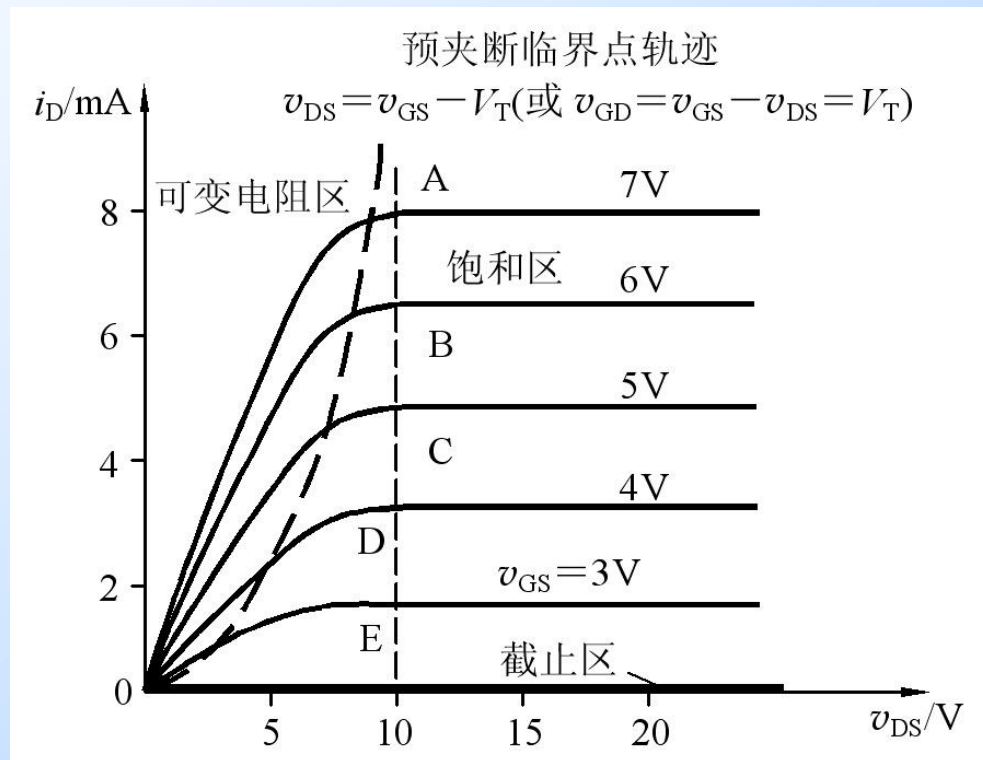
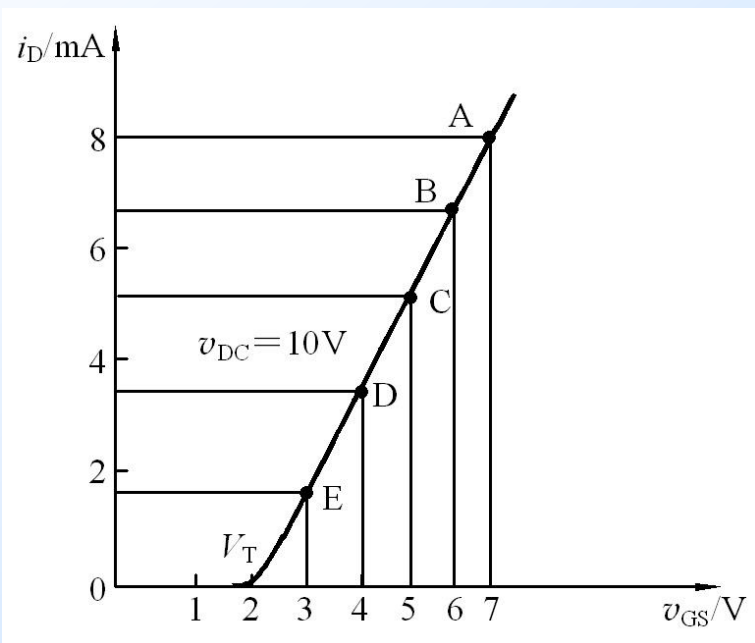


3. V - I 特性曲线及大信号特性方程

(2) 转移特性

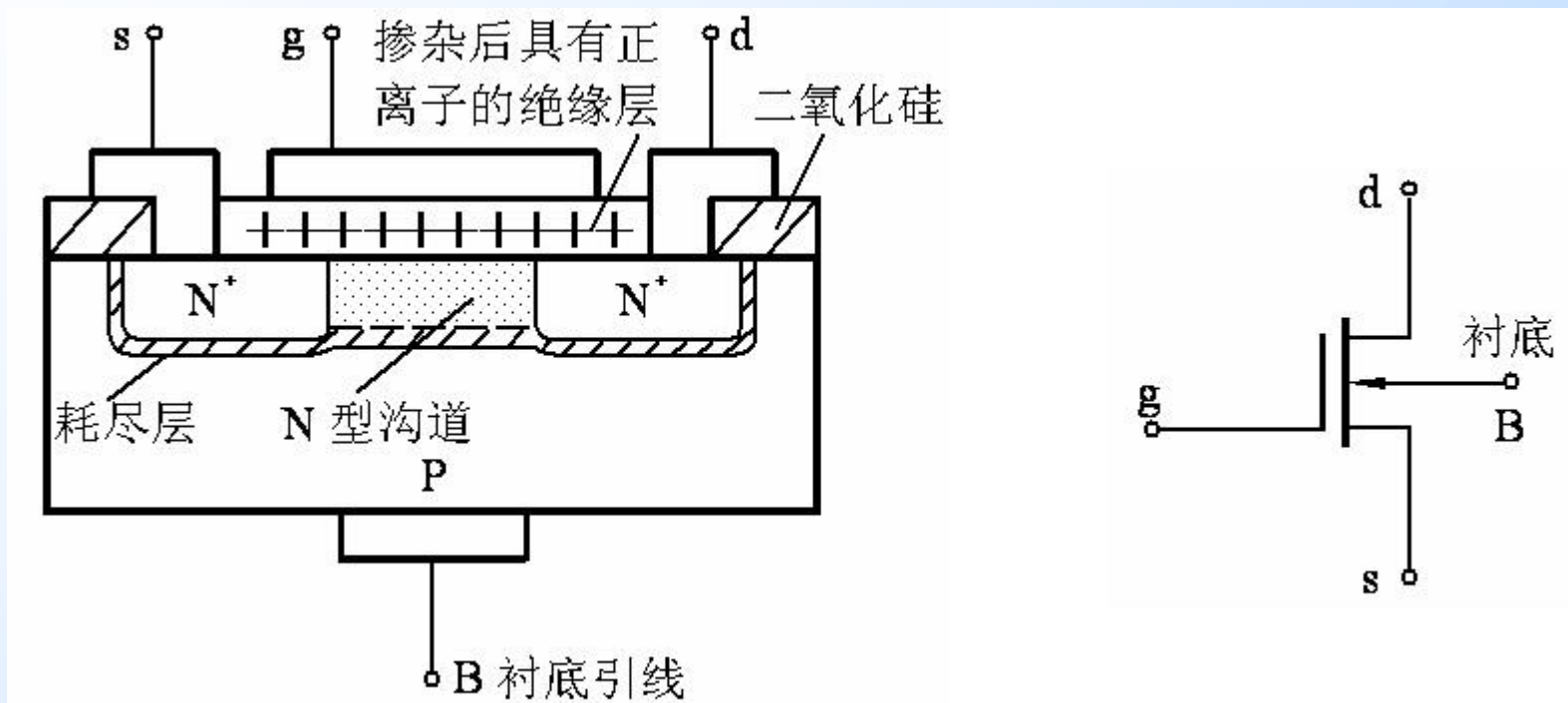
$$i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS}=\text{const.}}$$

$$i_D = I_{DO} \left(\frac{v_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2$$



5.1.2 N沟道耗尽型MOSFET

1. 结构和工作原理 (N沟道)



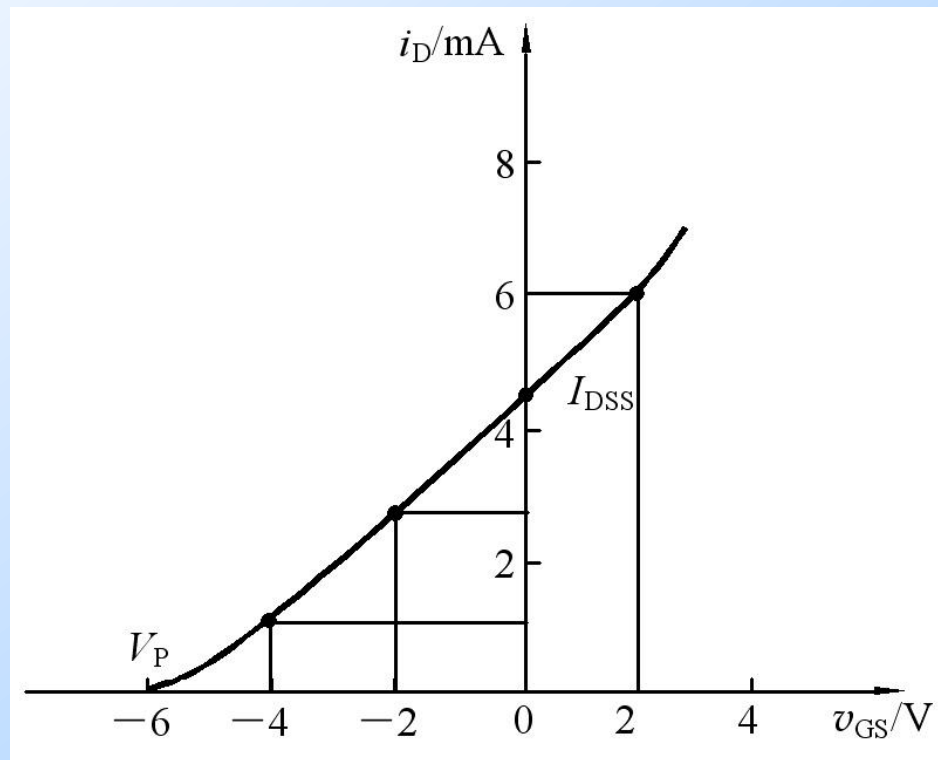
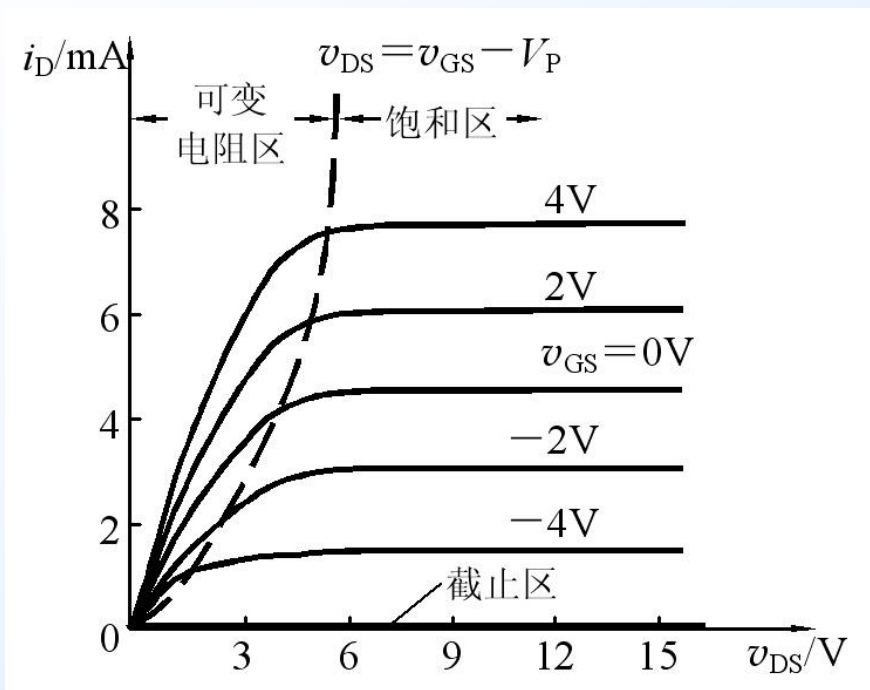
二氧化硅绝缘层中掺有大量的正离子

可以在正或负的栅源电压下工作，而且基本上无栅流



5.1.2 N沟道耗尽型MOSFET

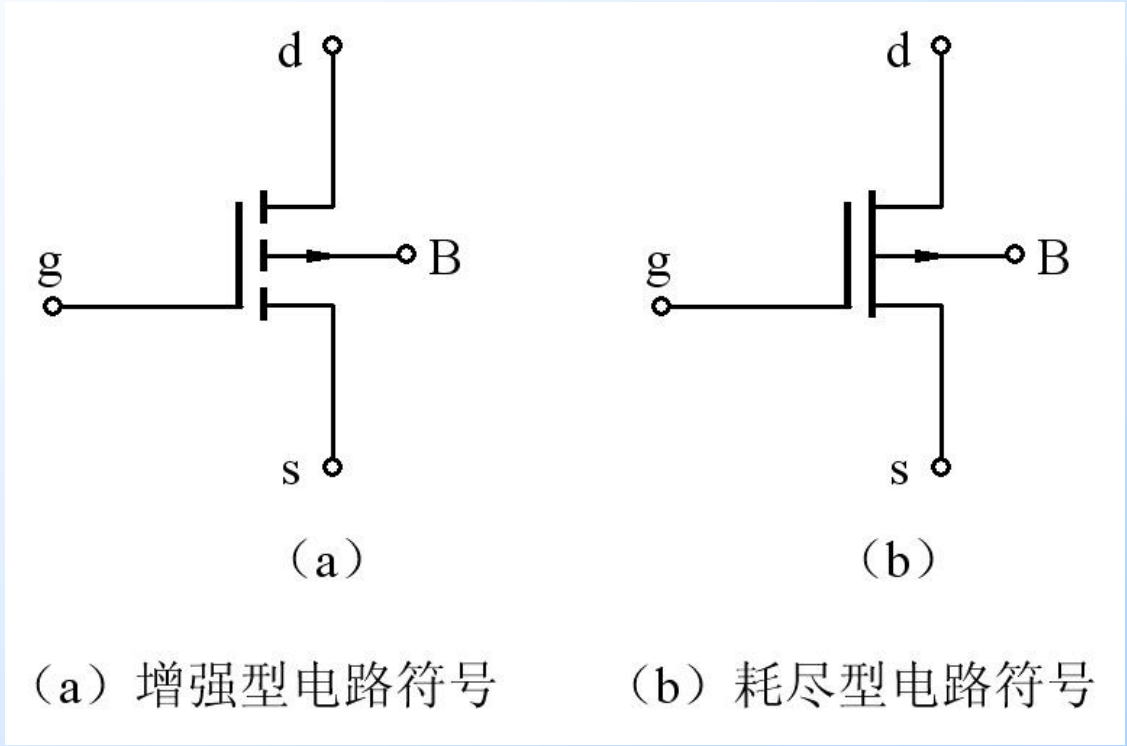
2. V-I 特性曲线及大信号特性方程



$$i_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$i_D = I_{DO} \left(\frac{v_{GS}}{V_T} - 1\right)^2 \quad (\text{N沟道增强型})$$

5.1.3 P沟道MOSFET

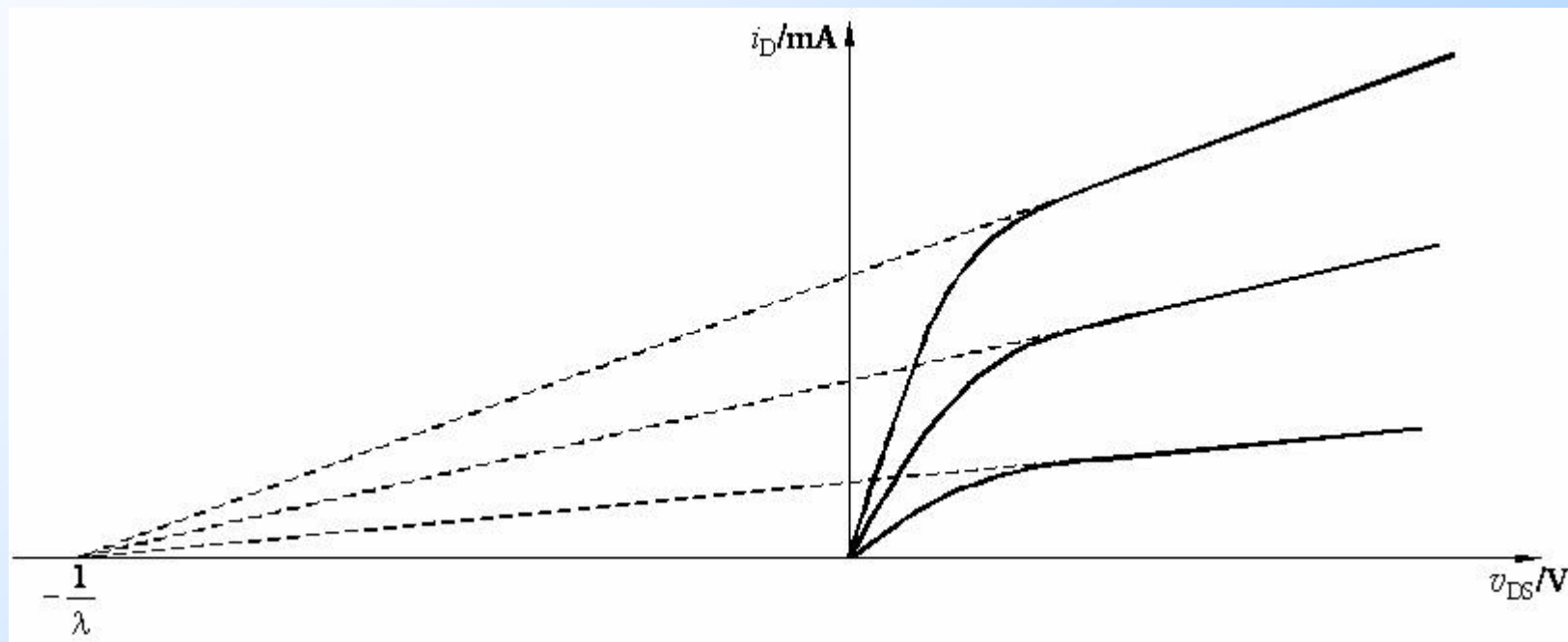


5.1.4 沟道长度调制效应

实际上饱和区的曲线并不是平坦的

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

$$\lambda \approx \frac{0.1}{L} \text{ V}^{-1} \quad L \text{ 的单位为 } \mu\text{m}$$



当不考虑沟道调制效应时， $\lambda = 0$ ，曲线是平坦的。



5.1.5 MOSFET的主要参数

一、直流参数

1. 开启电压 V_T (增强型参数)
2. 夹断电压 V_P (耗尽型参数)
3. 饱和漏电流 I_{DSS} (耗尽型参数)
4. 直流输入电阻 R_{GS} ($10^9\Omega \sim 10^{15}\Omega$)

二、交流参数

1. 输出电阻 r_{ds}

$$r_{ds} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GS}} \quad \text{NMOS增强型} \quad r_{ds} = [\lambda K_n (v_{GS} - V_T)^2]^{-1} = \frac{1}{\lambda i_D}$$

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



5.1.5 MOSFET的主要参数

二、交流参数

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

考虑到 $i_D = K_n (v_{GS} - V_T)^2 \rightarrow (v_{GS} - V_T) = \sqrt{\frac{i_D}{K_n}}$

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

$$= 2K_n (v_{GS} - V_T) = 2\sqrt{K_n i_D}$$

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

5.1.5 MOSFET的主要参数

三、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 $V_{(BR)DS}$
4. 最大栅源电压 $V_{(BR)GS}$



5.2 MOSFET放大电路

5.2.1 MOSFET放大电路

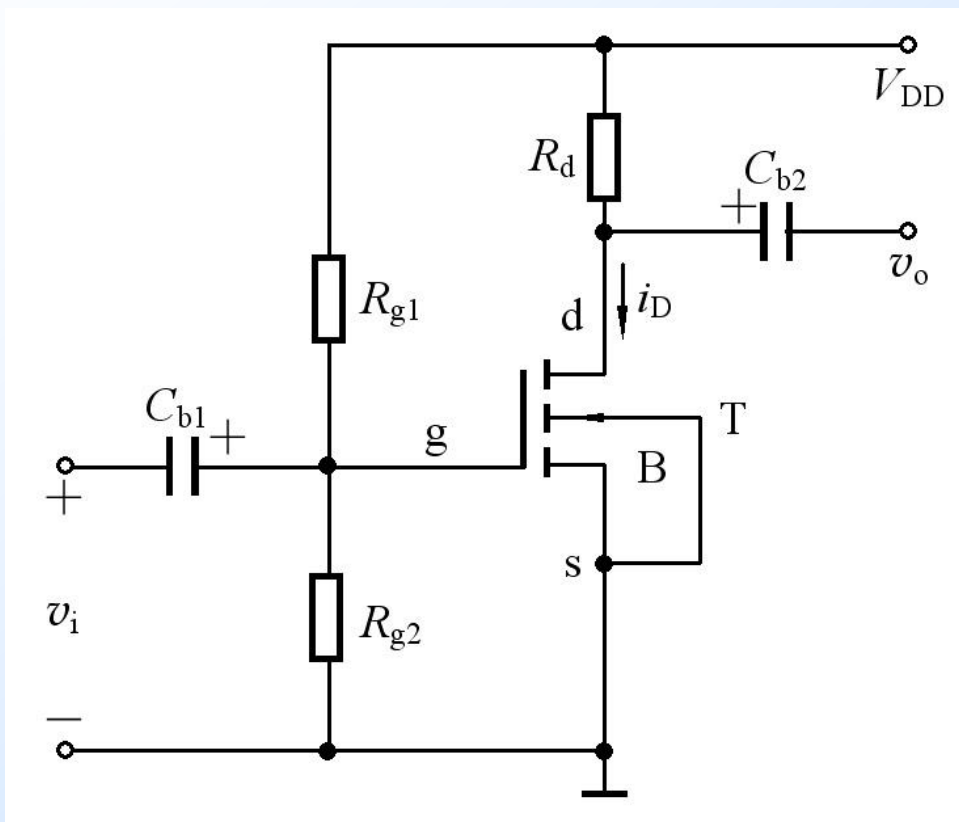
1. 直流偏置及静态工作点的计算
2. 图解分析
3. 小信号模型分析



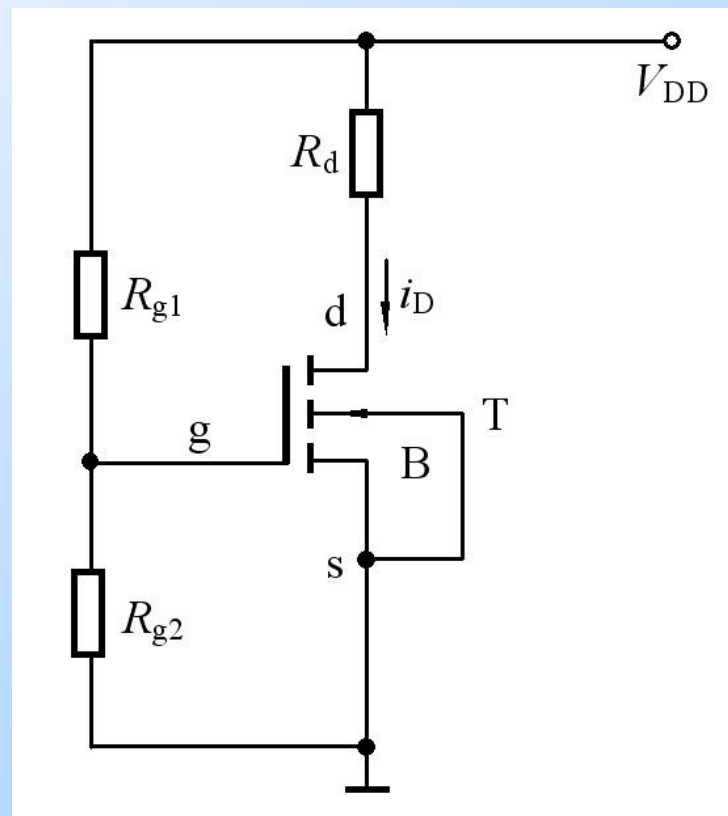
5.2.1 MOSFET放大电路

1. 直流偏置及静态工作点的计算

(1) 简单的共源极放大电路 (N沟道)



共源极放大电路



直流通路

5.2.1 MOSFET放大电路

1. 直流偏置及静态工作点的计算

(1) 简单的共源极放大电路 (N沟道)

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

须满足 $V_{GS} > V_T$ ，否则工作在截止区

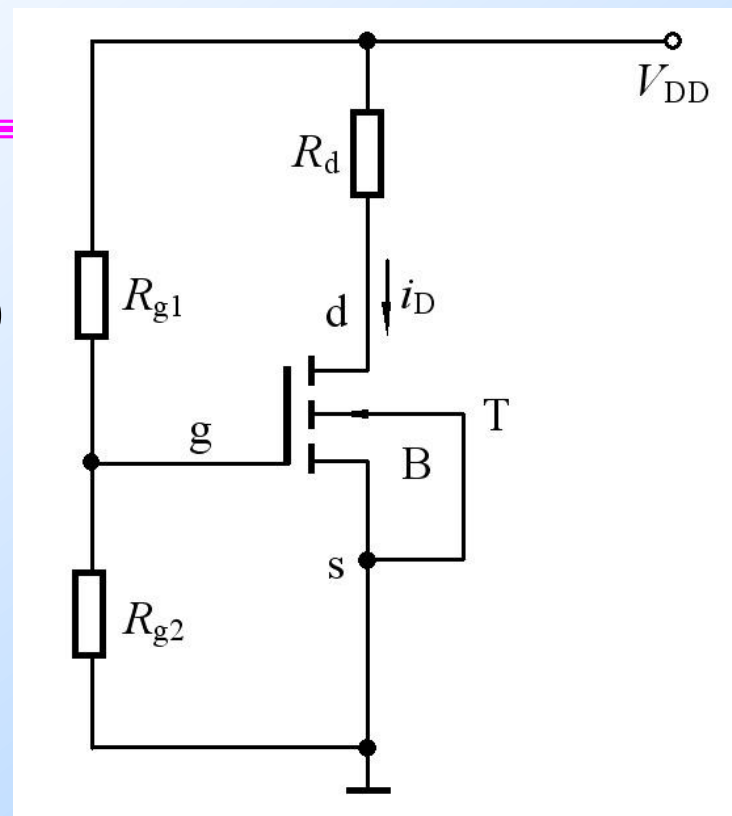
假设工作在饱和区，即 $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2$$

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

验证是否满足 $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$

如果不满足，则说明假设错误



再假设工作在可变电阻区

$$\text{即 } V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$$

$$\begin{cases} I_D = 2K_n (v_{GS} - V_T) v_{DS} \\ V_{DS} = V_{DD} - I_D R_d \end{cases}$$

★例：设 $R_{g1}=60\text{k}\Omega$ ， $R_{g2}=40\text{k}\Omega$ ， $R_d=15\text{k}\Omega$ ，

$$V_{DD}=5\text{V}, V_T=1\text{V}, K_n=0.2\text{mA}/\text{V}^2$$

试计算电路的静态漏极电流 I_{DQ} 和漏源电压 V_{DSQ} 。

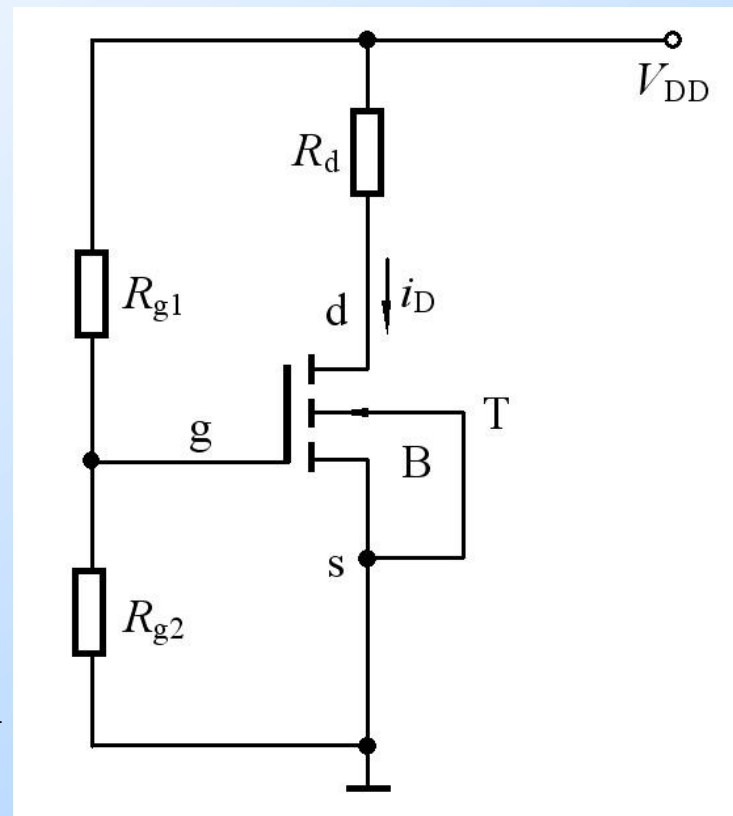
解：
$$V_{GSQ} = \left(\frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \right) V_{DD} = \frac{40}{60 + 40} \times 5\text{V} = 2\text{V}$$

假设工作在饱和区

$$I_{DQ} = K_n (V_{GS} - V_T)^2 = (0.2)(2 - 1)^2 \text{mA} = 0.2\text{mA}$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_D R_d = [5 - (0.2)(15)]\text{V} = 2\text{V}$$

满足 $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ 假设成立，结果即为所求。



5.2.1 MOSFET放大电路

1. 直流偏置及静态工作点的计算

(2) 带源极电阻的NMOS共源极放大电路

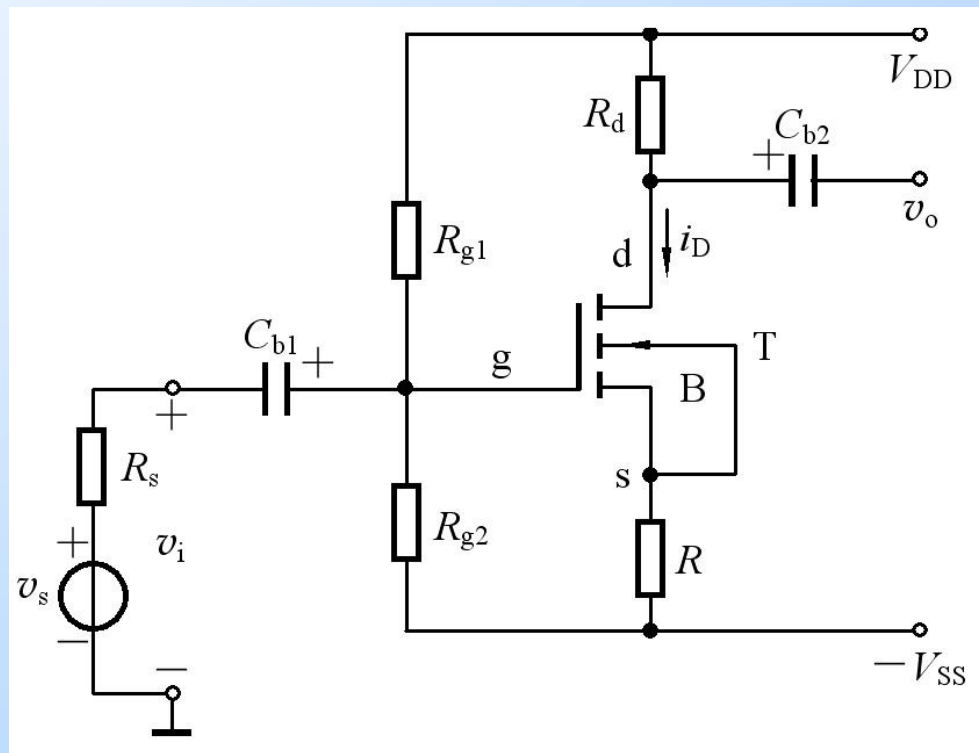
$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ &= \left[\frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} (V_{DD} + V_{SS}) - V_{SS} \right] \\ &\quad - (I_D R - V_{SS}) \end{aligned}$$

饱和区

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2$$

$$V_{DS} = 2V_{DD} - I_D (R_d + R)$$

需要验证是否满足 $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$



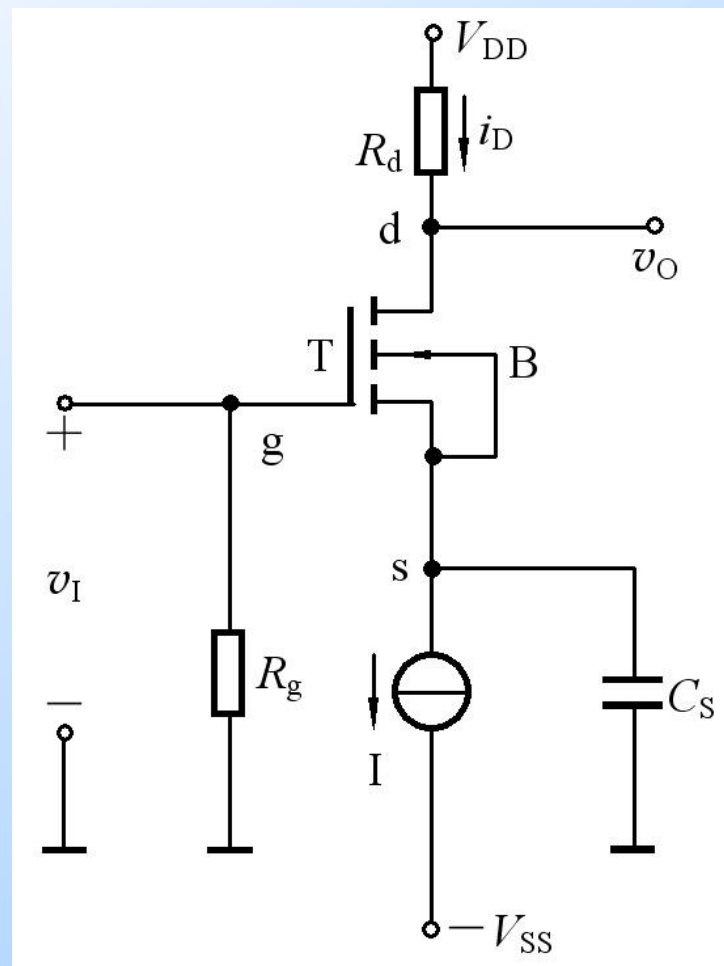
5.2.1 MOSFET放大电路

1. 直流偏置及静态工作点的计算

静态时, $v_I = 0$, $V_G = 0$, $I_D = I$

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2 \quad (\text{饱和区})$$

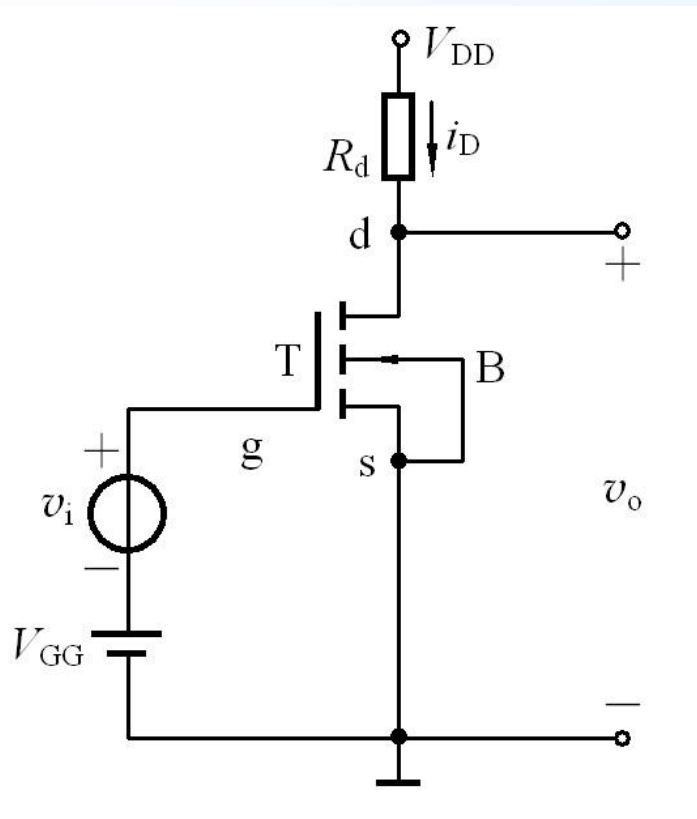
$$V_S = V_G - V_{GS}$$



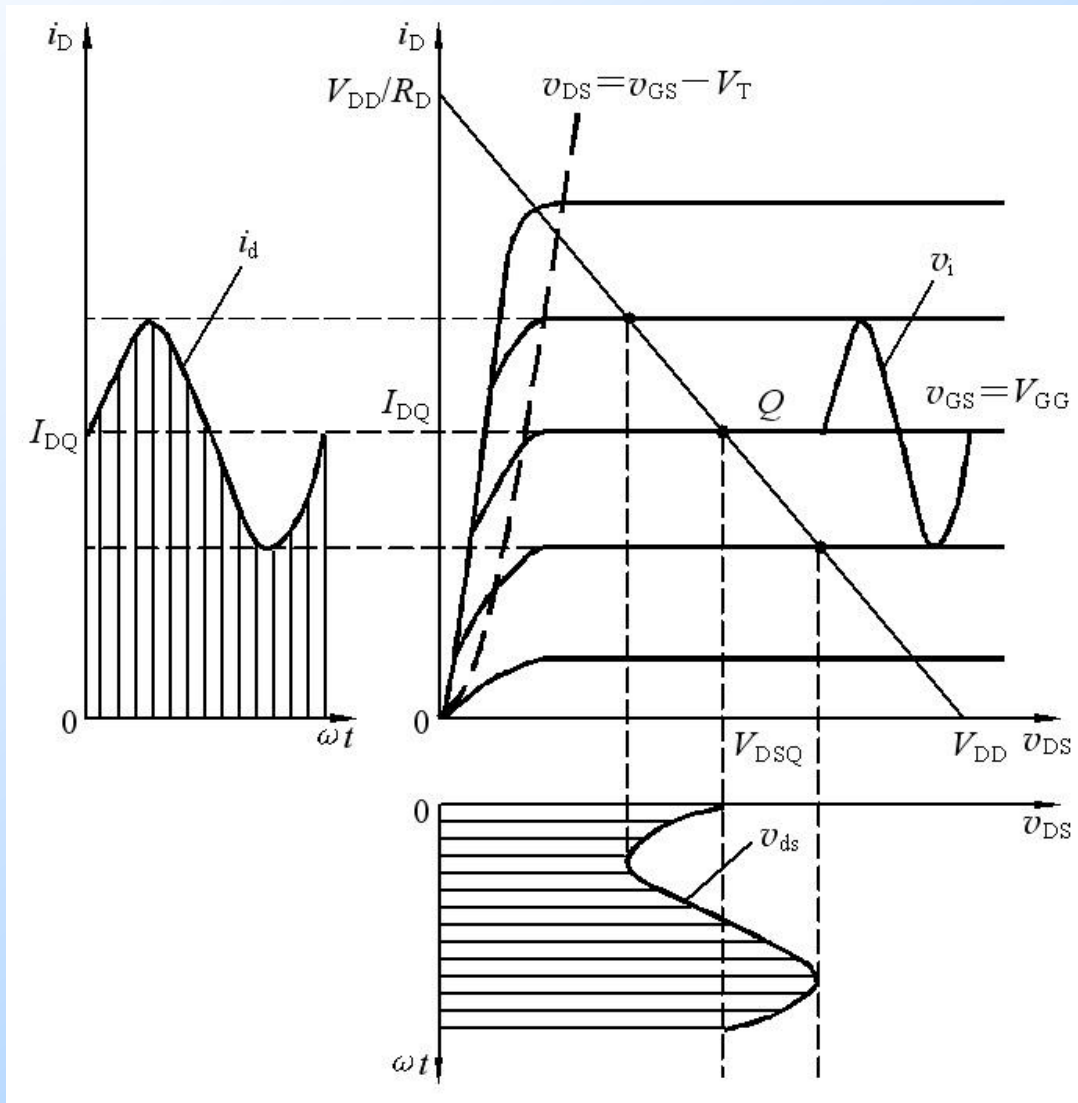
电流源偏置

5.2.1 MOSFET放大电路

2. 图解分析



由于负载开路，交流负载线与直流负载线相同



5.2.1 MOSFET放大电路

3. 小信号模型分析

(1) 模型

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

静态值
(直流)

动态值
(交流)

非线性
失真项

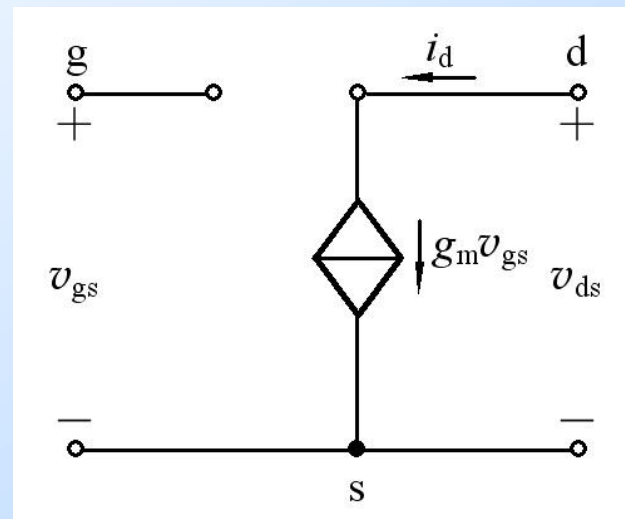
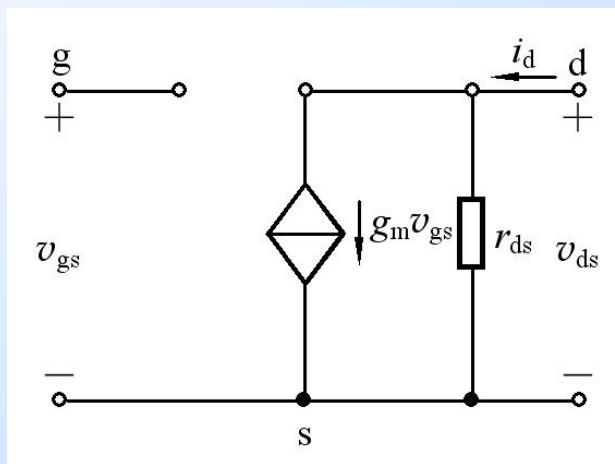
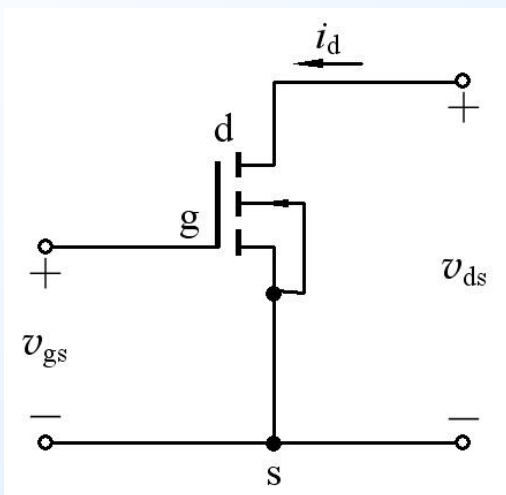
当, $v_{gs} \ll 2(V_{GSQ} - V_T)$ 时, $i_D = I_{DQ} + g_m v_{gs} = I_{DQ} + i_d$

5.2.1 MOSFET放大电路

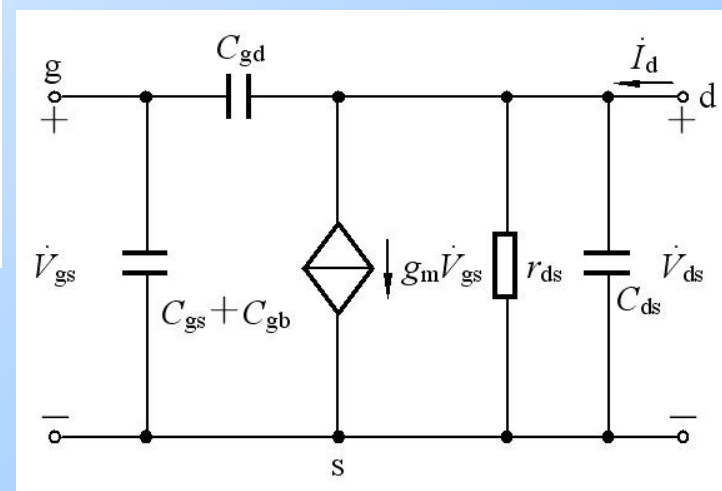
3. 小信号模型分析

(1) 模型 $i_D = I_{DQ} + g_m v_{gs} = I_{DQ} + i_d$

$i_d = g_m v_{gs}$



$\lambda \neq 0$ 时



高频小信号模型

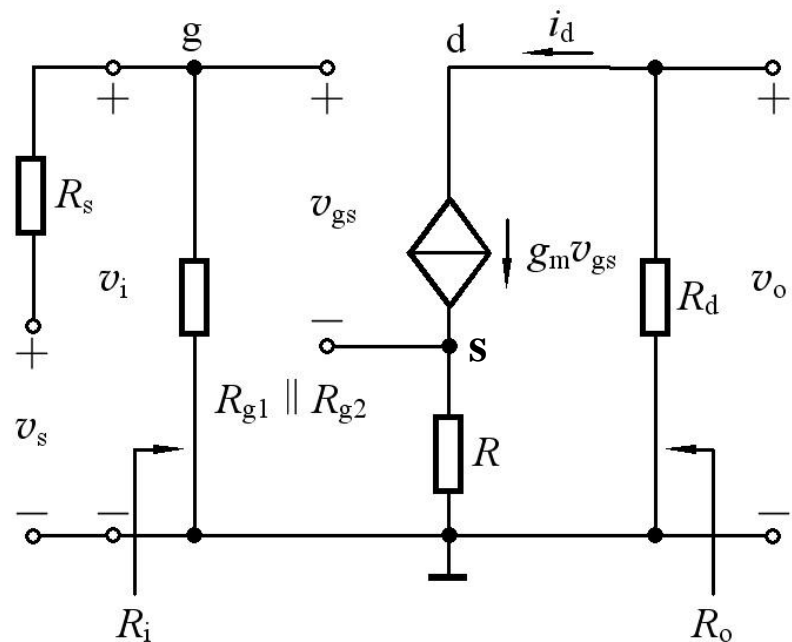
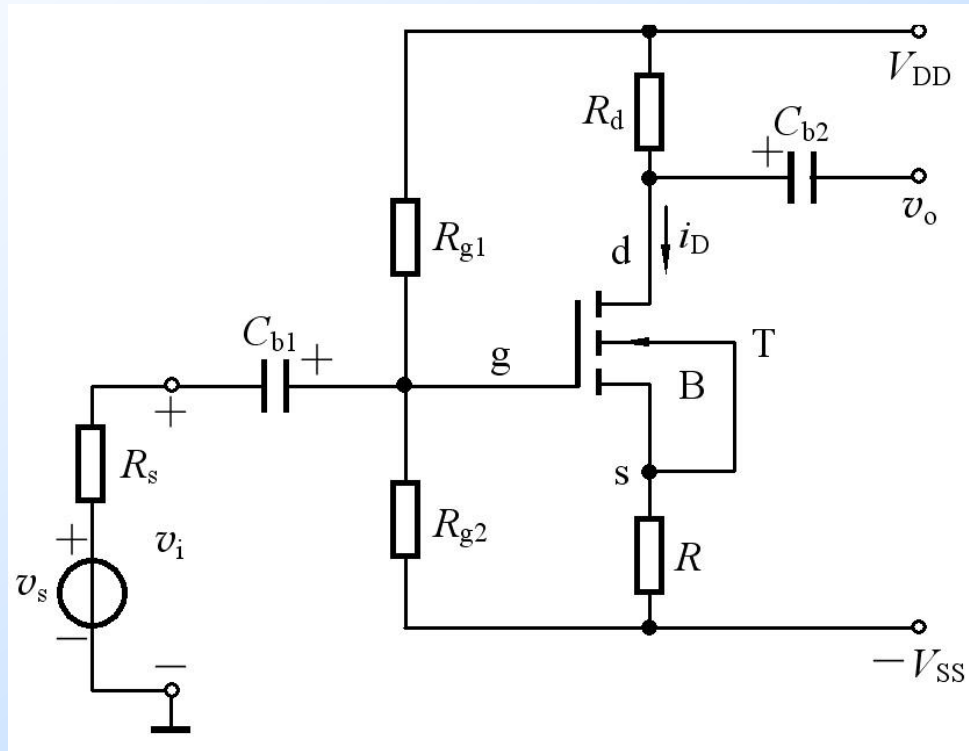
3. 小信号模型分析

(2) 放大电路分析 (例5.2.5)

解: 例5.2.2的直流分析已

求得: $I_{DQ} = 0.5\text{mA}$ $V_{GSQ} = 2\text{V}$

$V_{DSQ} = 4.75\text{V}$



$$\begin{aligned} g_m &= 2K_n(V_{GSQ} - V_T) \\ &= 2 \times 0.5 \times (2 - 1)\text{mA/V} \\ &= 1\text{mA/V} \end{aligned}$$

3. 小信号模型分析

(2) 放大电路分析 (例5.2.5)

$$v_o = -g_m v_{gs} R_d$$

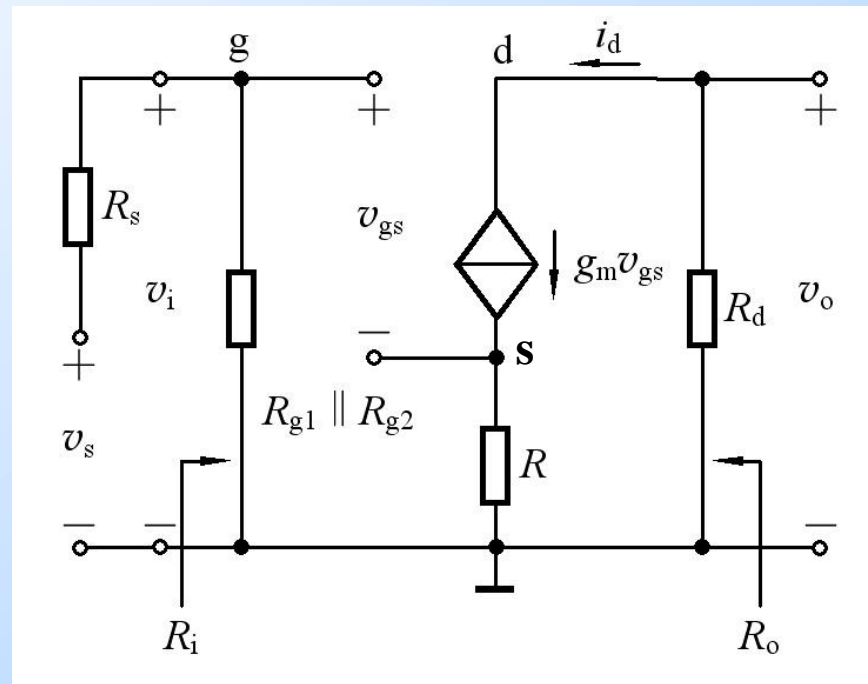
$$v_i = v_{gs} + (g_m v_{gs}) R = v_{gs} (1 + g_m R)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R}$$

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

$$R_o \approx R_d$$

$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$



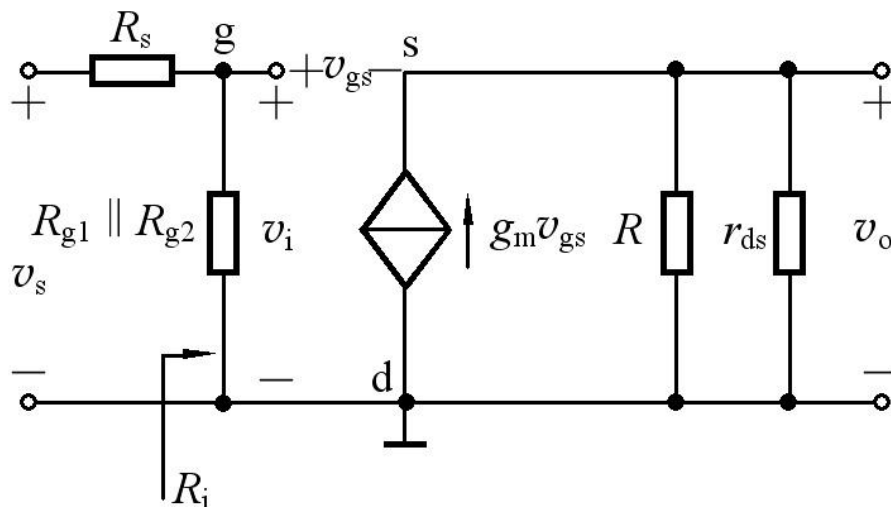
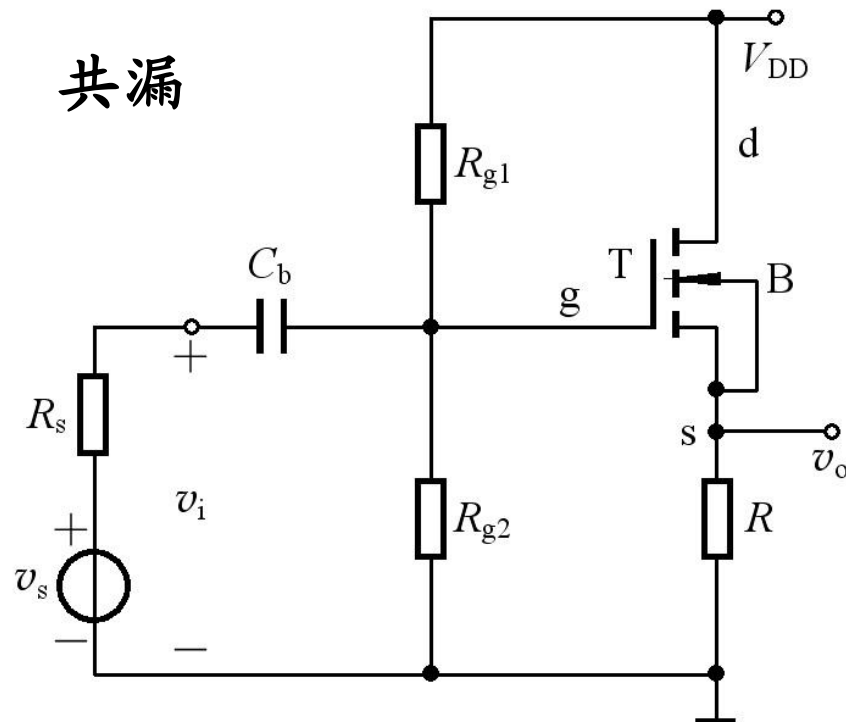
3. 小信号模型分析

(2) 放大电路分析 (例5.2.6)

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(g_m v_{gs})(R // r_{ds})}{v_{gs} + g_m v_{gs}(R // r_{ds})}$$
$$= \frac{g_m (R // r_{ds})}{1 + g_m (R // r_{ds})} \approx 1$$

$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s}$$
$$= \frac{g_m (R // r_{ds})}{1 + g_m (R // r_{ds})} \cdot \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right)$$

共漏



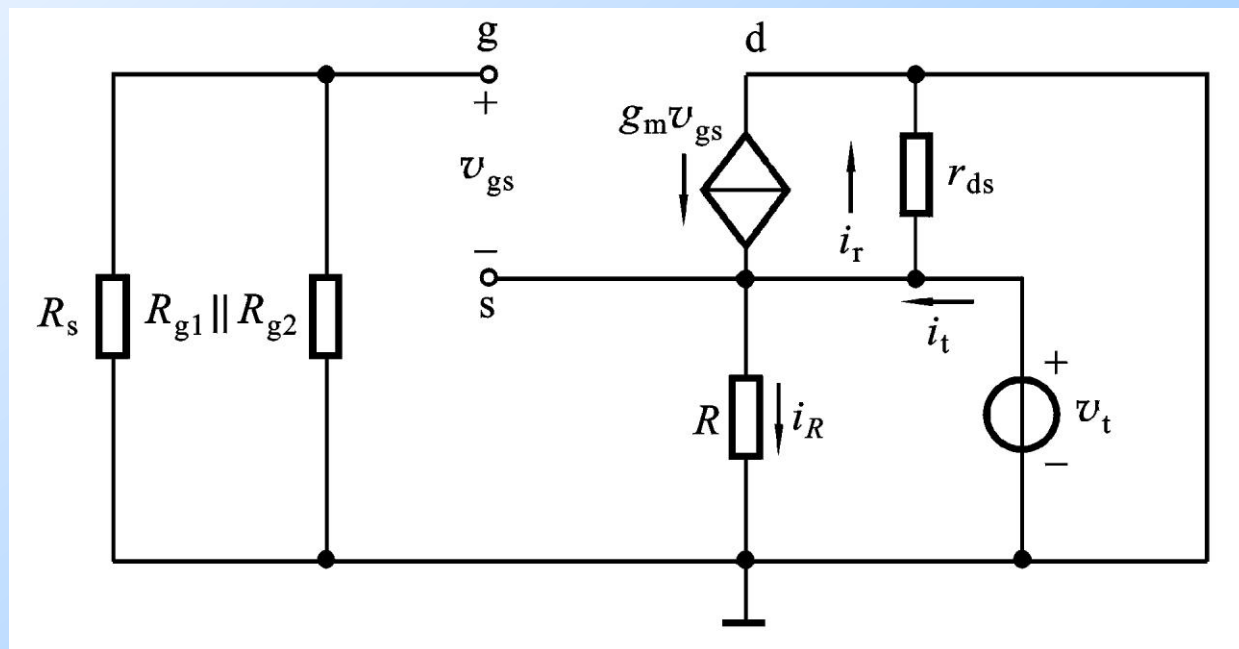
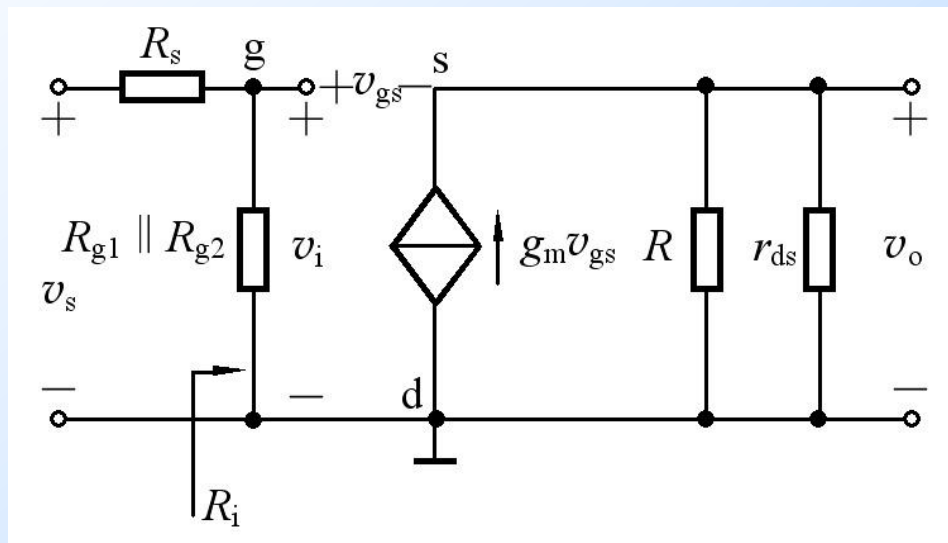
3. 小信号模型分析

(2) 放大电路分析

$$R_i = R_{g1} // R_{g2}$$

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

$$= R // r_{ds} // \frac{1}{g_m}$$





5.3 结型场效应管

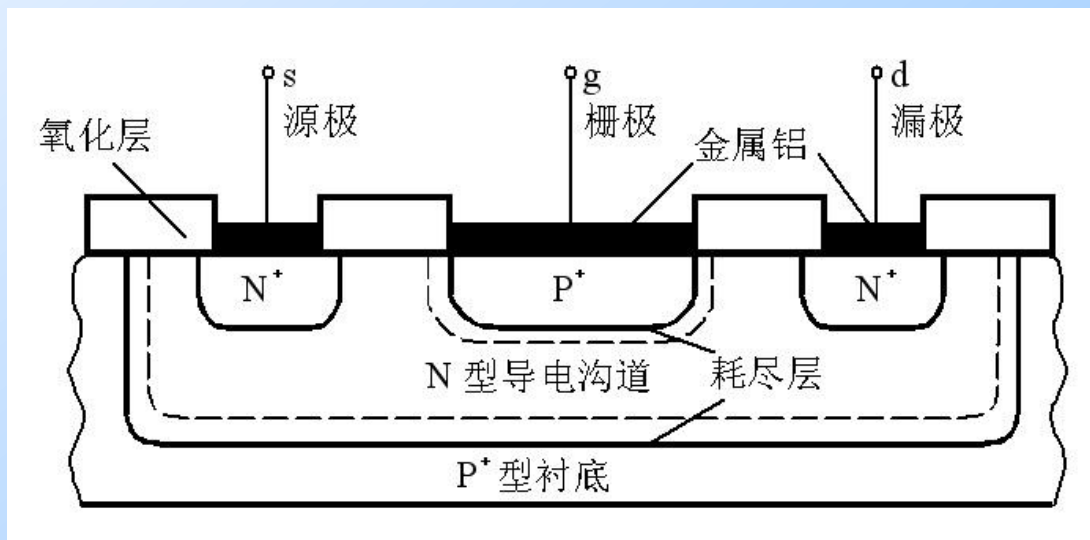
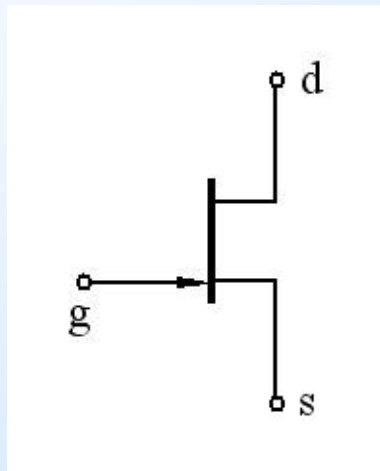
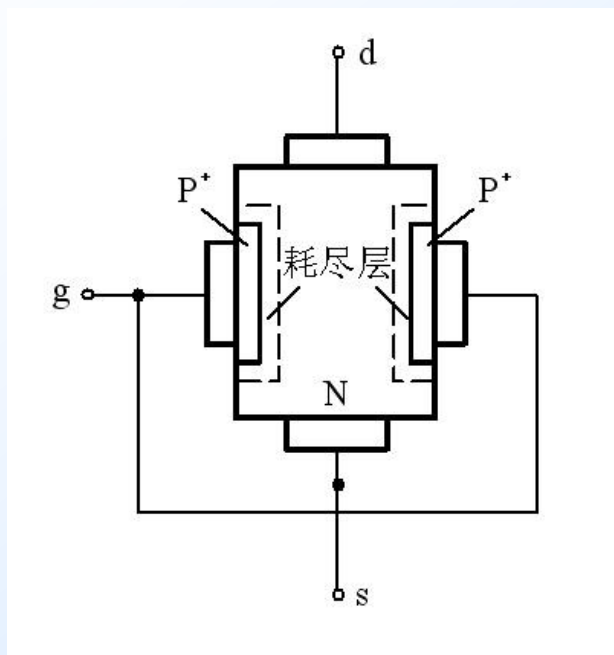
5.3.1 JFET的结构和工作原理

5.3.2 JFET的特性曲线及参数

5.3.3 JFET放大电路的小信号模型分析法

5.3.1 JFET的结构和工作原理

1. 结构



符号中的箭头方向表示什么？

2. 工作原理 (以N沟道JFET为例)

① v_{GS} 对沟道的控制作用

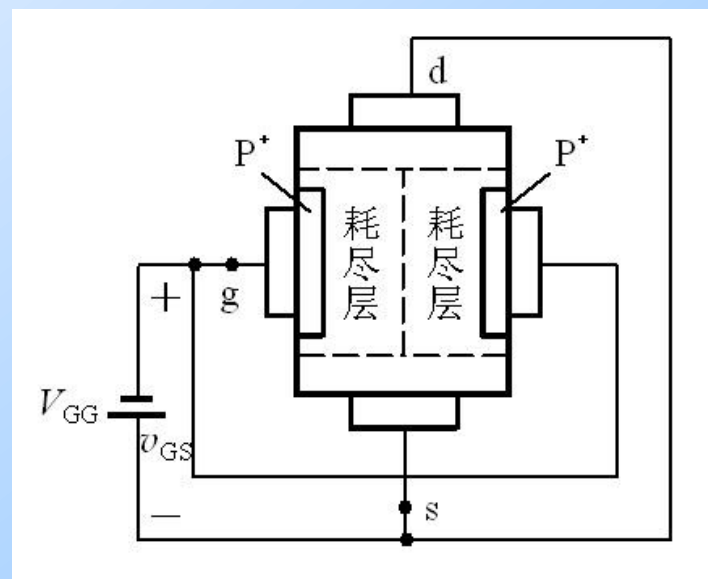
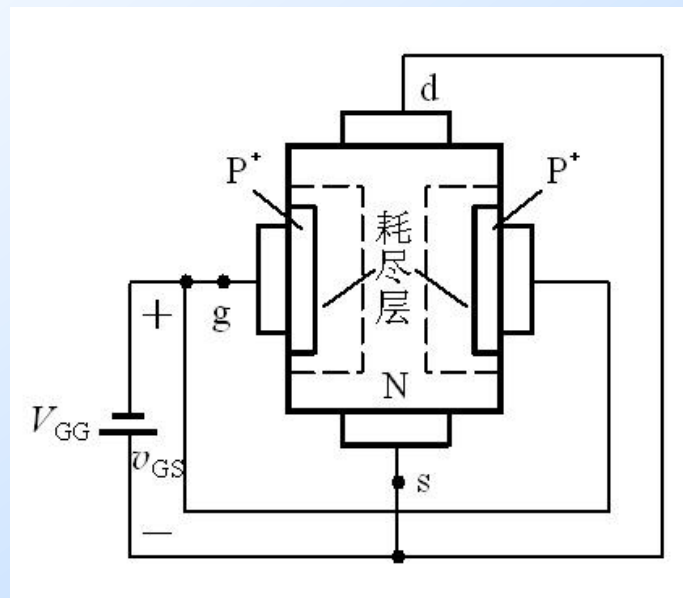
当 $v_{GS} < 0$ 时

PN结反偏 → 耗尽层加厚
→ 沟道变窄。

v_{GS} 继续减小，沟道
继续变窄。

当沟道夹断时，对应的
栅源电压 v_{GS} 称为**夹断
电压 V_P (或 $V_{GS(off)}$)**。

对于N沟道的JFET, $V_P < 0$ 。



2. 工作原理 (以N沟道JFET为例)

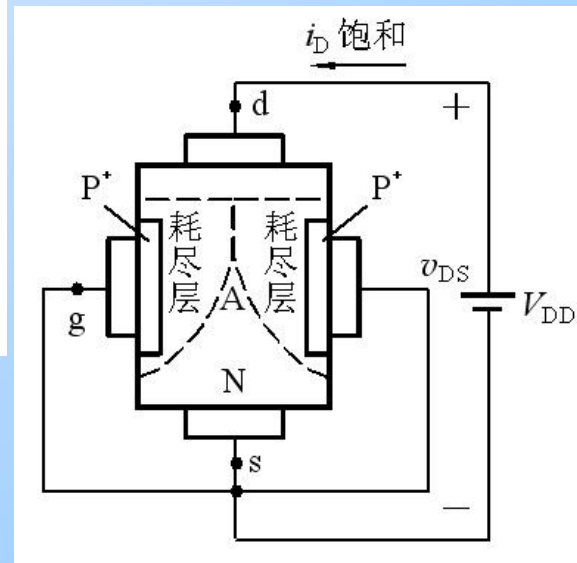
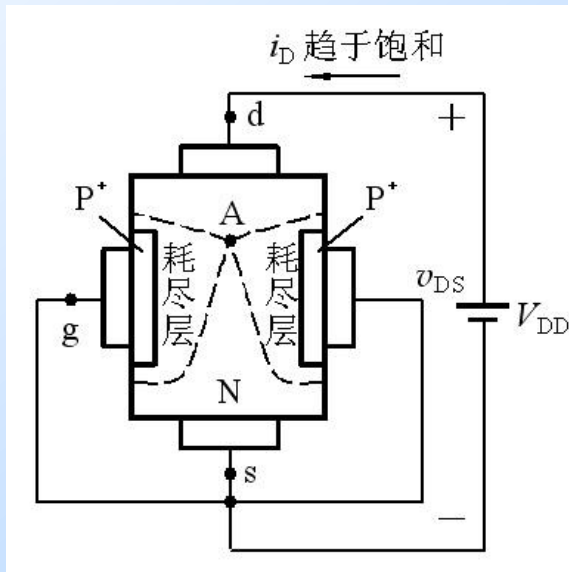
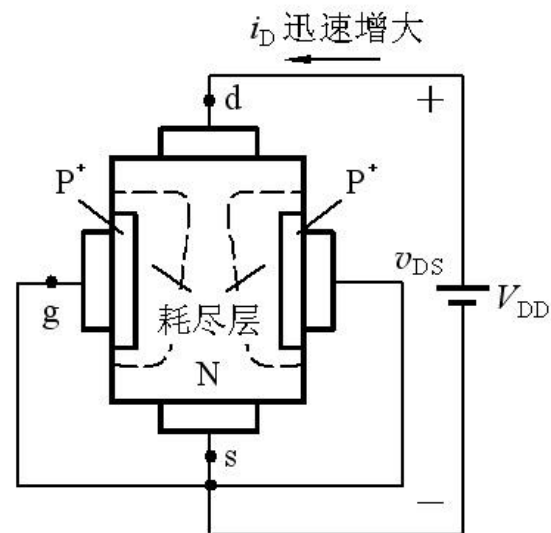
② v_{DS} 对沟道的控制作用

当 $v_{GS}=0$ 时, $v_{DS} \uparrow \rightarrow I_D \uparrow$

G、D间PN结的反向电压增加, 使靠近漏极处的耗尽层加宽, 沟道变窄, 从上至下呈楔形分布。

当 v_{DS} 增加到使 $v_{GD}=V_P$ 时, 在紧靠漏极处出现预夹断。

此时 $v_{DS} \uparrow \rightarrow$ 夹断区延长 \rightarrow 沟道电阻 \uparrow
 $\rightarrow I_D$ 基本不变



2. 工作原理 (以N沟道JFET为例)

③ v_{GS} 和 v_{DS} 同时作用时

当 $V_P < v_{GS} < 0$ 时, 导电沟道更容易夹断,
对于同样的 v_{DS} , I_D 的值比 $v_{GS}=0$ 时的值要小。

在预夹断处

$$v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_P$$

综上所述分析可知

- 沟道中只有一种类型的多数载流子参与导电，所以场效应管也称为单极型三极管。
- JFET栅极与沟道间的PN结是反向偏置的，因此 $i_G \approx 0$ ，输入电阻很高。
- JFET是电压控制电流器件， i_D 受 v_{GS} 控制。
- 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。

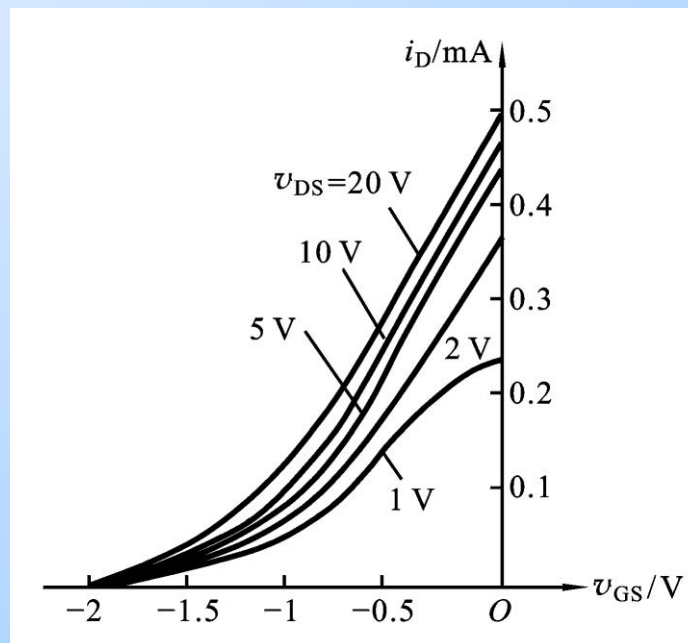
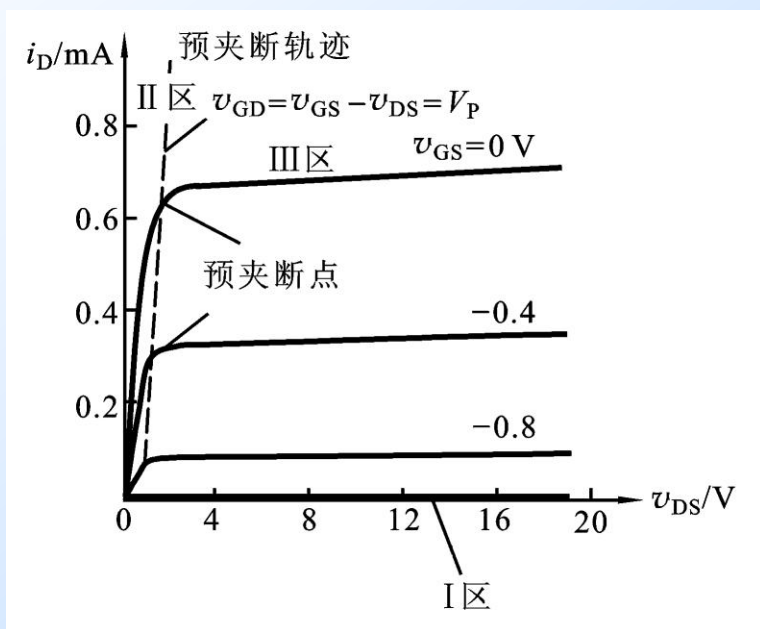
为什么JFET的输入电阻比BJT高得多？

5.3.2 JFET的特性曲线及参数

1. 输出特性 $i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS}=\text{const.}}$

2. 转移特性 $i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS}=\text{const.}}$

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (V_P \leq v_{GS} \leq 0)$$





5.3.2 JFET的特性曲线及参数

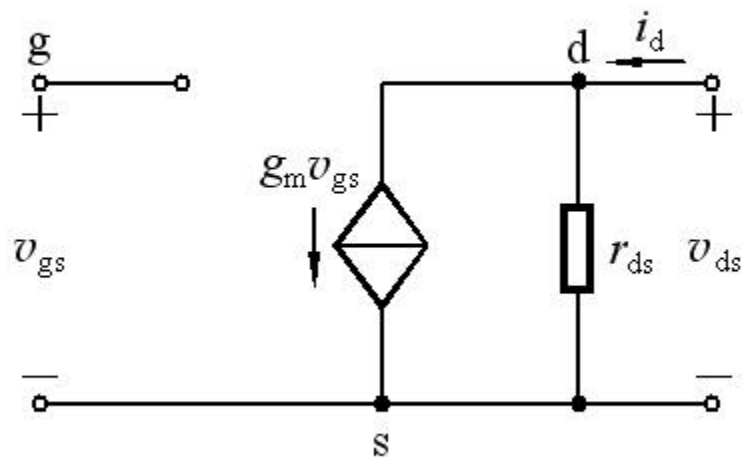
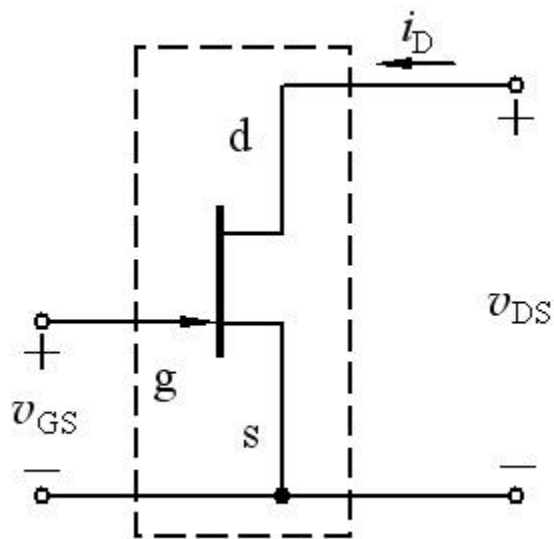
3. 主要参数

与MOSFET类似

5.3.2 FET放大电路的小信号模型分析法

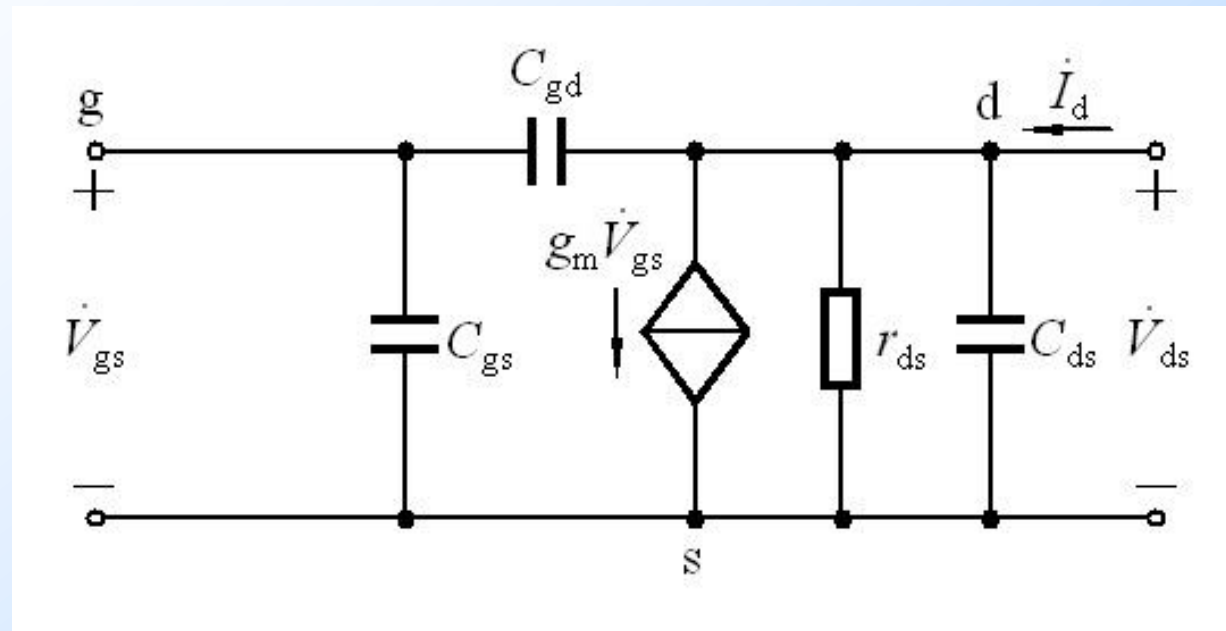
1. FET小信号模型

(1) 低频模型



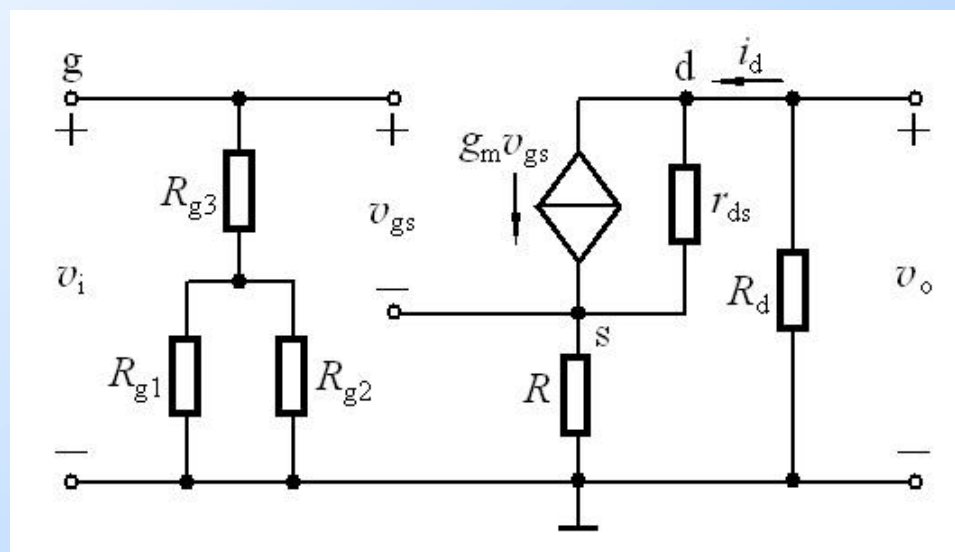
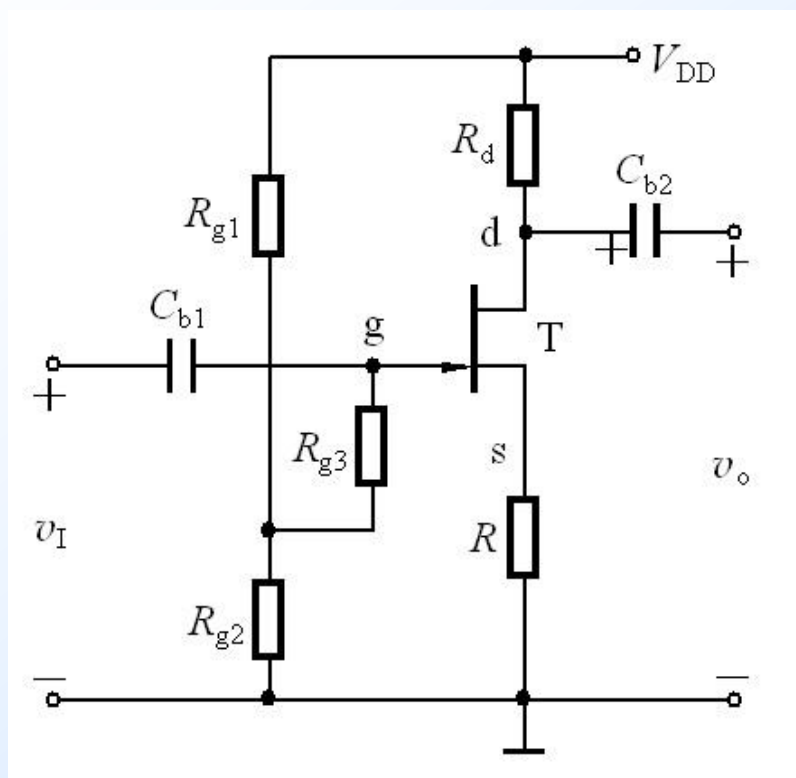


(2) 高频模型



2. 动态指标分析

(1) 中频小信号模型



2. 动态指标分析

(2) 中频电压增益

忽略 r_{ds} , 由输入输出回路得

$$v_i = v_{gs} + g_m v_{gs} R = v_{gs} (1 + g_m R)$$

$$v_o = -g_m v_{gs} R_d$$

$$\text{则 } A_{vm} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R}$$

(3) 输入电阻

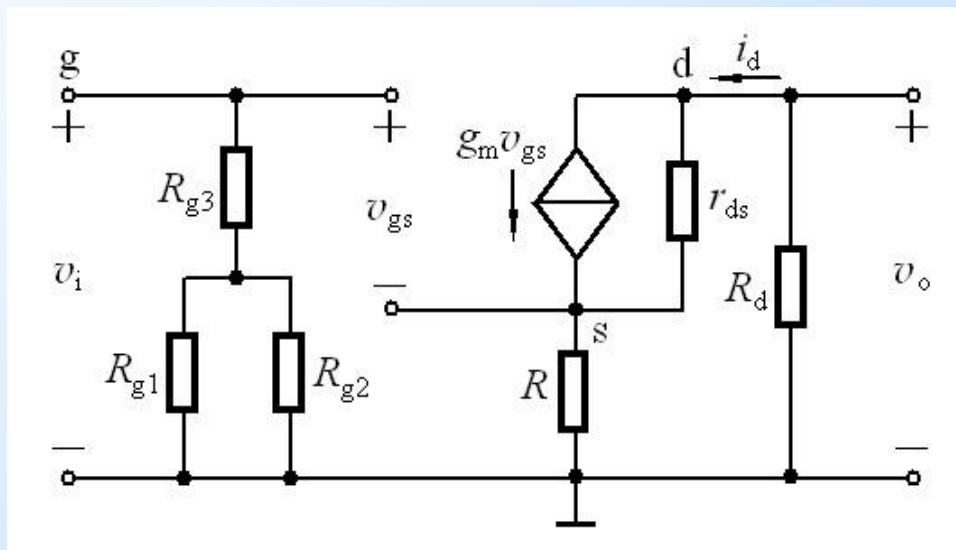
$$R'_i = \frac{v_i}{i_g} = \frac{v_{gs} + \left(\frac{v_{gs}}{r_{gs}} + g_m v_{gs} \right) R}{\frac{v_{gs}}{r_{gs}}} = r_{gs} + (1 + r_{gs} g_m) R$$

$$R_i = R'_i // [R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})] \quad \text{通常 } r_{gs} + (1 + r_{gs} g_m) R \gg [R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})]$$

$$\text{则 } R_i \approx R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$$

(4) 输出电阻

$$R_o \approx R_d$$





*5.4 砷化镓金属-半导体 场效应管

本节不做教学要求，有兴趣者自学

5.5 各种放大器件电路性能比较

表 5.5.2 各种放大器件电路性能比较

	反相电压放大器	电压跟随器	电流跟随器	备注
通用组态电路示意图				
组态命名依据的主要特征	v_o 不仅与 v_i 反相, 而且一般 $ A_{VM} \gg 1$	$v_o \approx v_i, A_{VM} \approx 1$	$i_o \approx i_i$ 对于 BJT 有 $i_c \approx i_e$ 对于 FET 有 $i_d \approx i_s$	其他特点 见表 3.6.1 和表 5.3.1
典型电路	共射极电路 共源极电路	共集电极电路 共漏极电路	共基极电路 共栅极电路	
用途	电压增益高, 输入电阻和输入电容均较大, 适用于多级放大电路中间级	输入电阻高、输出电阻低, 可作阻抗变换, 用于输入级、输出级或缓冲级	输入电阻小, 输入电容小, 适用于高频、宽带电路	

5.5 各种放大器件电路性能比较

组态对应关系:

BJT **FET**

CE \longleftrightarrow **CS**

CC \longleftrightarrow **CD**

CB \longleftrightarrow **CG**

电压增益:

BJT

FET

CE:
$$-\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$$

CS:
$$-g_m (r_{ds} // R_d // R_L)$$

CC:
$$\frac{(1 + \beta) \cdot (R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)}$$

CD:
$$\frac{g_m (r_{ds} // R // R_L)}{1 + g_m (r_{ds} // R // R_L)}$$

CB:
$$\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$$

CG:
$$\frac{(g_m + \frac{1}{r_{ds}})(R_d // R_L)}{1 + \frac{R_d // R_L}{r_{ds}}}$$

5.5 各种放大器件电路性能比较

输入电阻:

	BJT	FET
CE:	$R_b // r_{be}$	CS: 很高
CC:	$R_b // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)]$	CD: 很高
CB:	$R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$	CG: $R // \frac{1}{g_m}$

输出电阻:

CE:	R_c	CS: $r_{ds} // R_d$
CC:	$R_e // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1 + \beta}$	CD: $r_{ds} // R // \frac{1}{g_m}$
CB:	R_c	CG: $r_{ds} // R_d$

例题

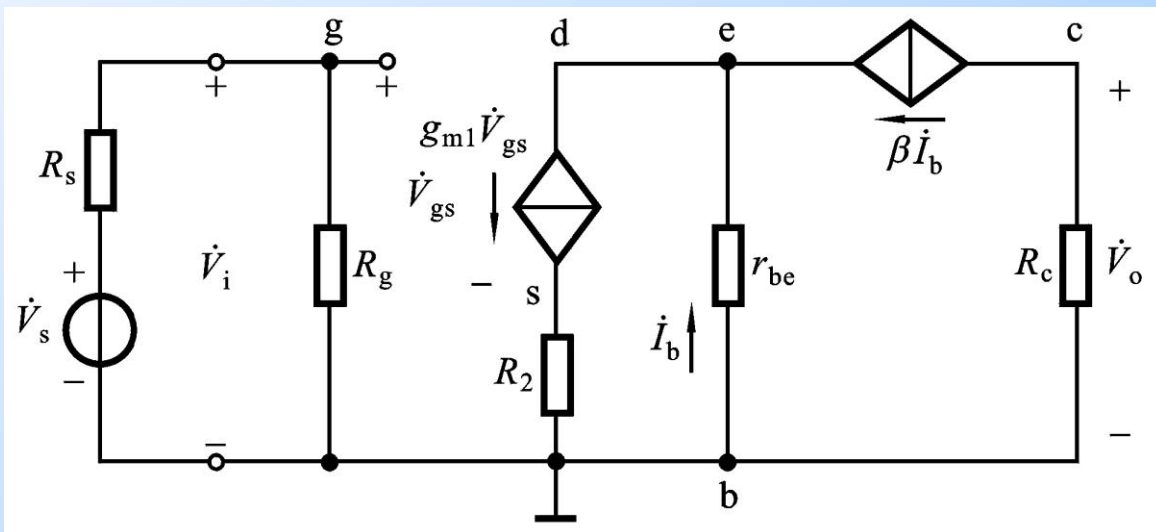
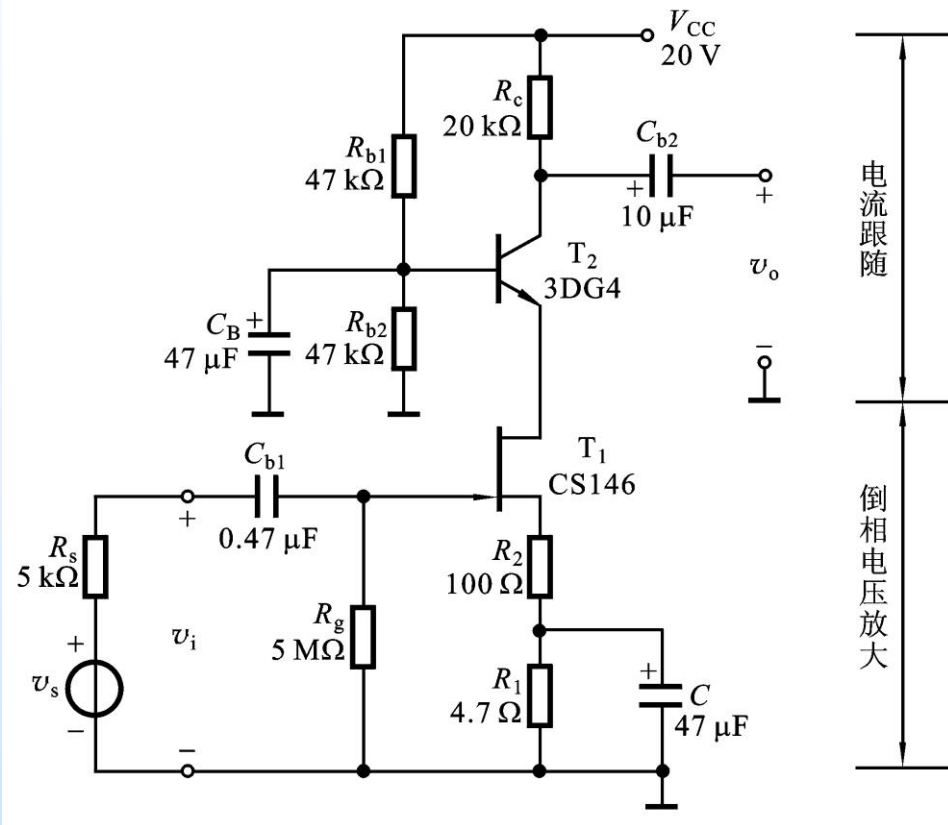
放大电路如图所示。已知

$$g_m = 18 \text{ mS}, \quad \beta = 100,$$

$r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, 试求电路的中频增益、输入电阻和输出电。

解:

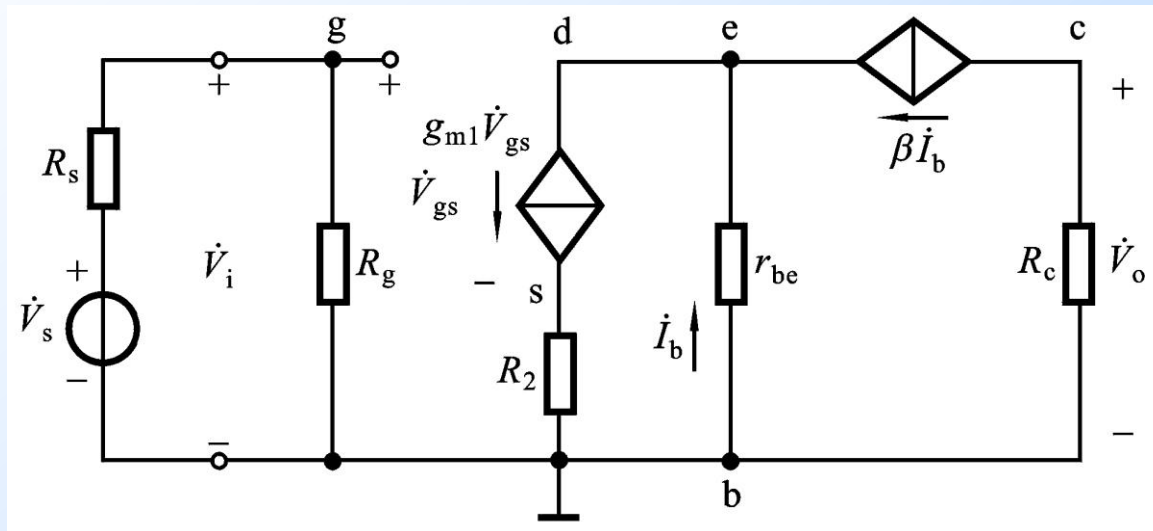
画中频小信号等效电路



例题

根据电路有

$$\begin{cases} \dot{V}_i = \dot{V}_{gs} + g_m \dot{V}_{gs} R_2 \\ g_m \dot{V}_{gs} = \dot{I}_b + \beta \dot{I}_b \approx \beta \dot{I}_b \\ \dot{V}_o = -\beta \dot{I}_b R_c \approx -g_m \dot{V}_{gs} R_c \end{cases}$$



则电压增益为

$$\dot{A}_{v_{sM}} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{g_m R_c}{1 + g_m R_2} = -128.6$$

$$R_i \approx R_g = 5 \text{ M}\Omega$$

$$R_o \approx R_c = 20 \text{ k}\Omega$$

由于 $R_i = R_g \gg R_s$

$$\begin{aligned} \text{则 } \dot{A}_{v_{sM}} &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{V}_s} \cdot \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \\ &= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \dot{A}_{v_{VM}} \\ &\approx \dot{A}_{v_{VM}} = -128.6 \end{aligned}$$