



第四章 场效应管及其基本放大电路

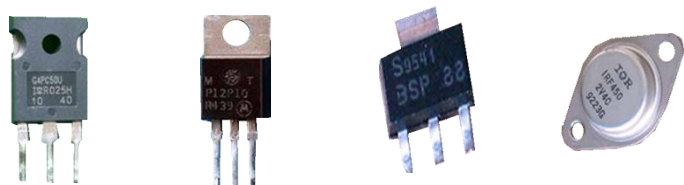
- 4.1 结型场效应管
- 4.2 绝缘栅型场效应管
- 4.3 直流偏置电路
- 4.4 场效应管的交流小信号模型
- 4.5 三种组态场效应管放大器的中频特性
- 4.6 单级共源放大器的频率特性



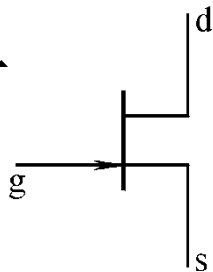
§ 4.1 结型场效应管 (N沟道为例)

■ **单极型管**：输入阻抗特别大，噪声小、抗辐射能力强、低电压工作

1. 结型场效应管



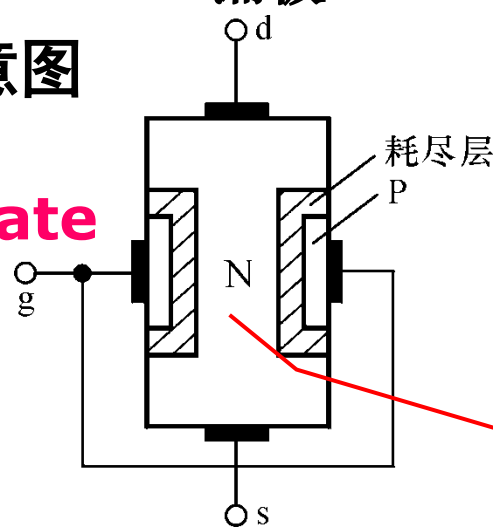
符号



结构示意图

栅极 **G : Gate**

漏极 **D : Drain**



源极 **S: Source**

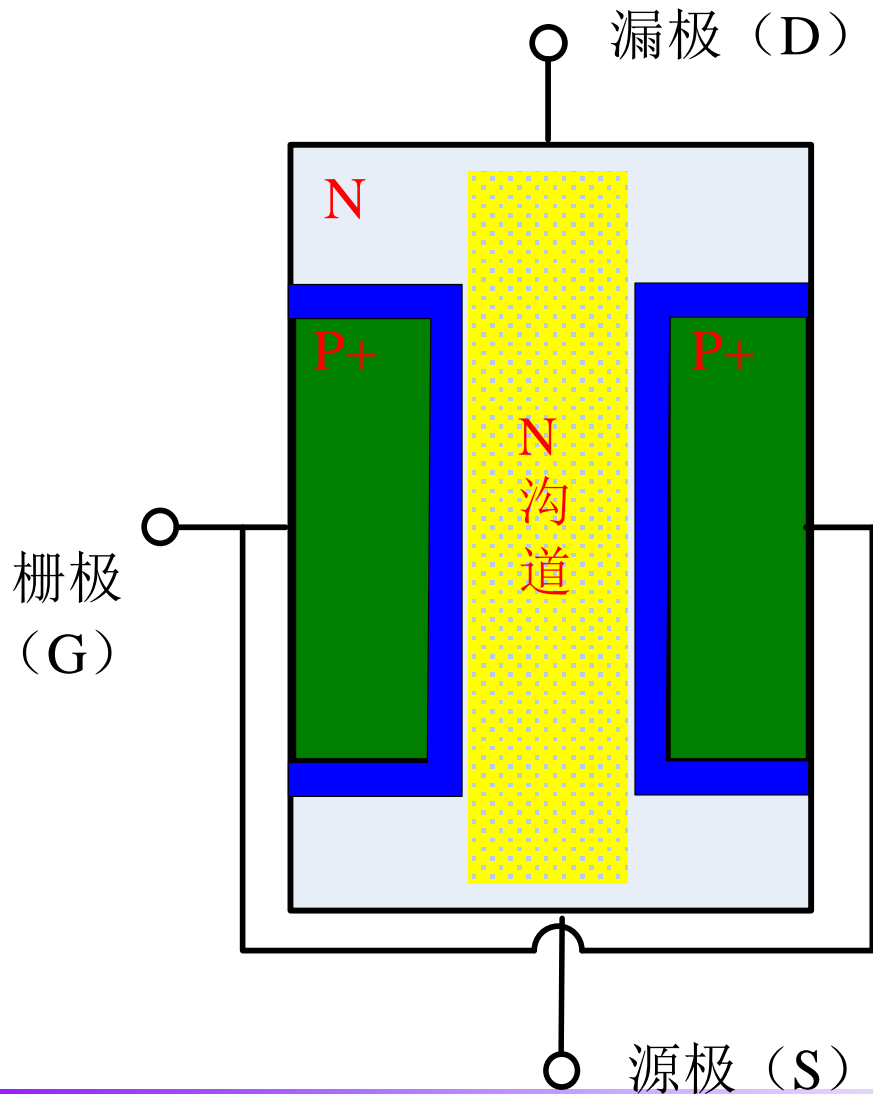
导电
沟道

■ 场效应管三个极：对应于晶体管e、b、c；

■ 三个工作区域：截止区、饱和区、可变电阻区，对应于晶体管截止区、放大区、饱和区。



§ 4.1 结型场效应管



■ 结构要素

- 一条导电沟道
- 两个PN结
- 三个电极

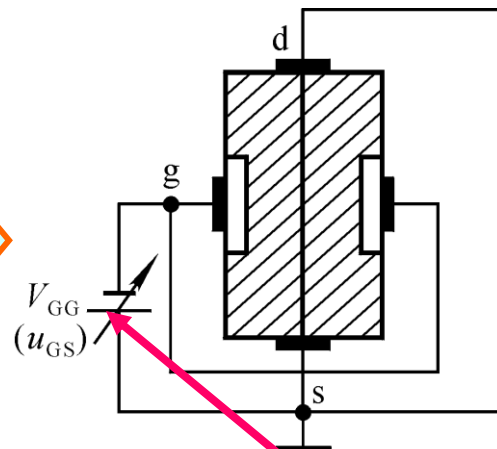
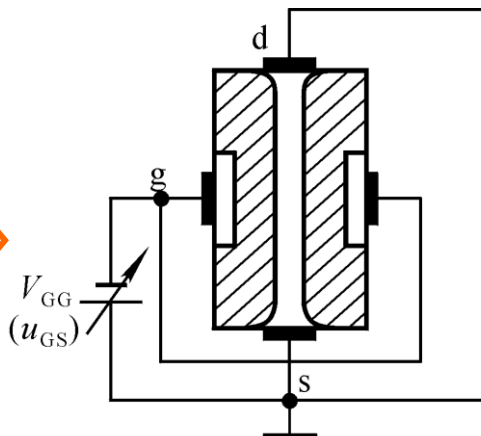
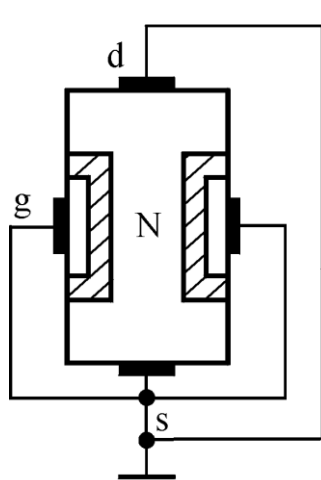
■ N沟道：漏源之间以自由电子为载流子的导电区域

■ P沟道：空穴。



4.1 栅-源电压对导电沟道宽度的控制作用

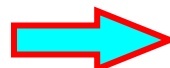
■ 栅极与源极之间加负电压: $U_{GS} \leq 0$ \Rightarrow 两PN结为反向偏置



沟道最宽



沟道变窄



沟道消失称为夹断

导电率逐渐降低

夹断电压 $V_{P0} = |U_{GS(off)}|$

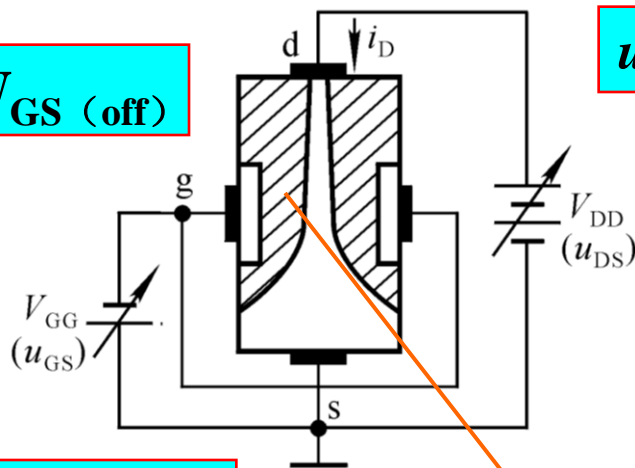
➤ u_{GS} 可以控制导电沟道的宽度。为什么g-s必须加负电压？



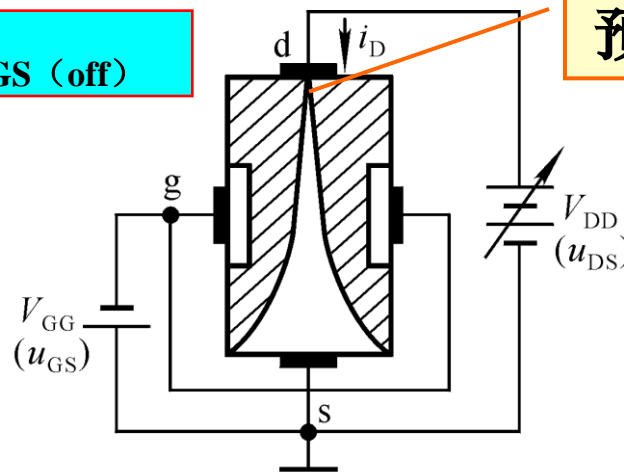
4.1、漏-源电压对漏极电流的影响

$$U_{GS(off)} < u_{GS} < 0$$

$$u_{GD} > U_{GS(off)}$$

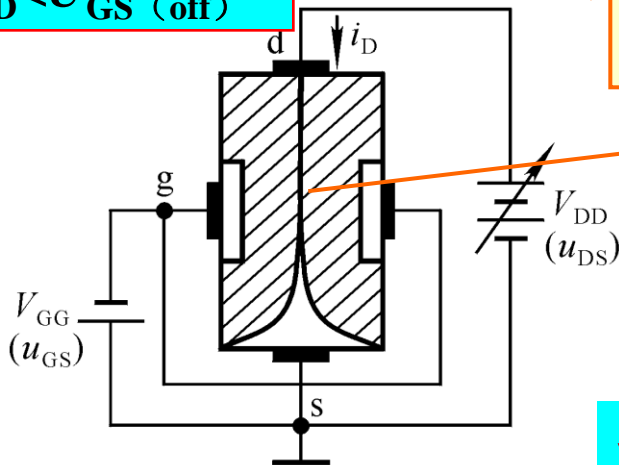


$$u_{GD} = U_{GS(off)}$$



预夹断

$$u_{GD} < U_{GS(off)}$$



$0 > u_{GS} > U_{GS(off)}$ 且不变, V_{DD} 增大, i_D 增大。

V_{DD} 的增大, 几乎全部用来克服沟道的电阻, i_D 几乎不变, 进入**饱和电流区**, i_D 几乎仅仅决定于 U_{GS} 。

场效应管工作在饱和区的条件是什么?

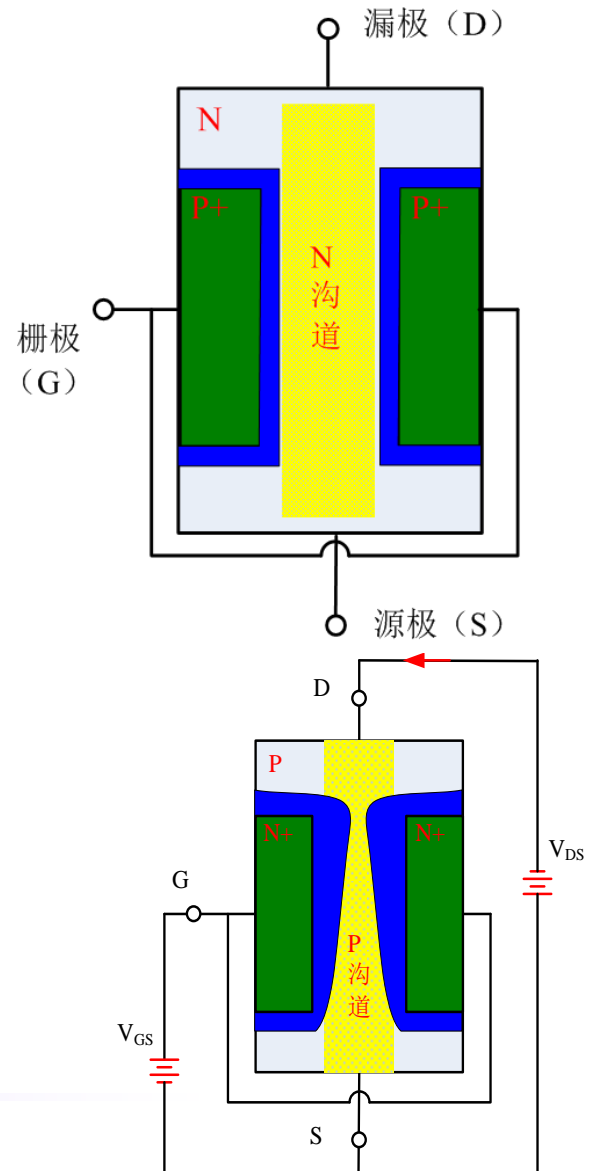


4.1 工作原理

■ N-JFET与P-JFET区别

- 栅源控制电压 V_{GS} 是反相的;
- 漏极电流 I_D 也是反相的;
- 工作时, 各极电压对比如下:

$$\begin{cases} \text{N-JFET: } V_G < V_S < V_D \\ \text{P-JFET: } V_G > V_S > V_D \end{cases}$$



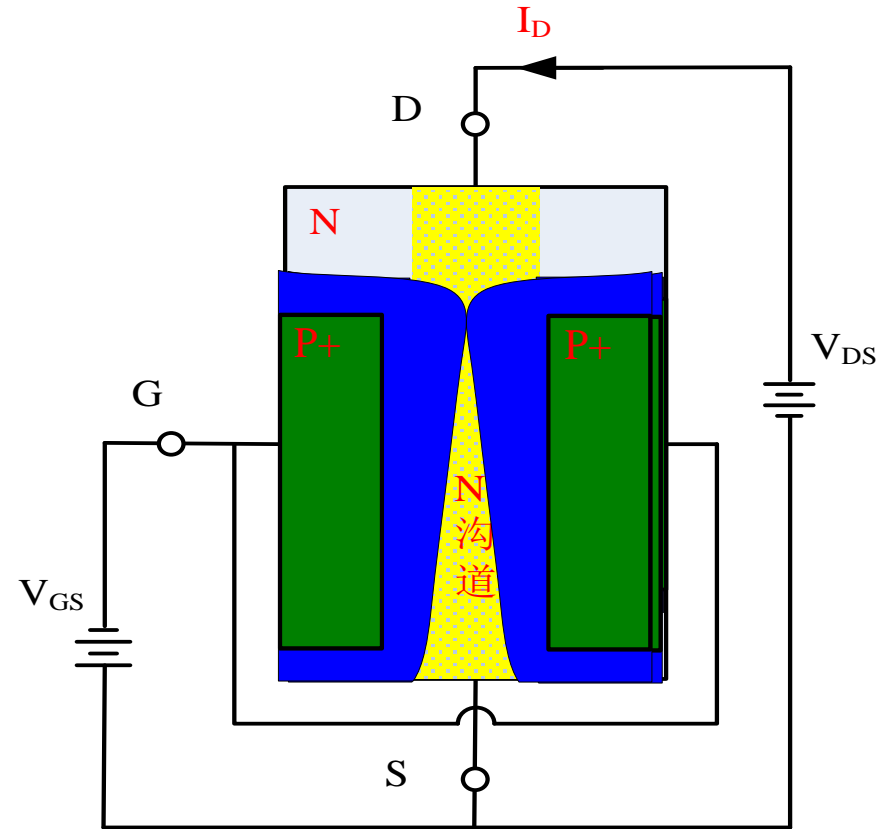
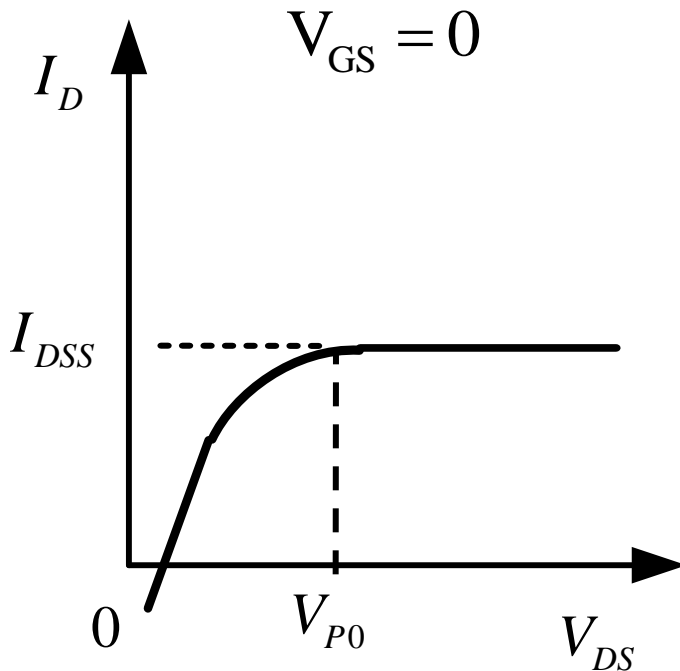


4.1 输出特性

■ 漏极输出伏安特性

■ 情况-1:

$$i_D = f(u_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{常量}}$$

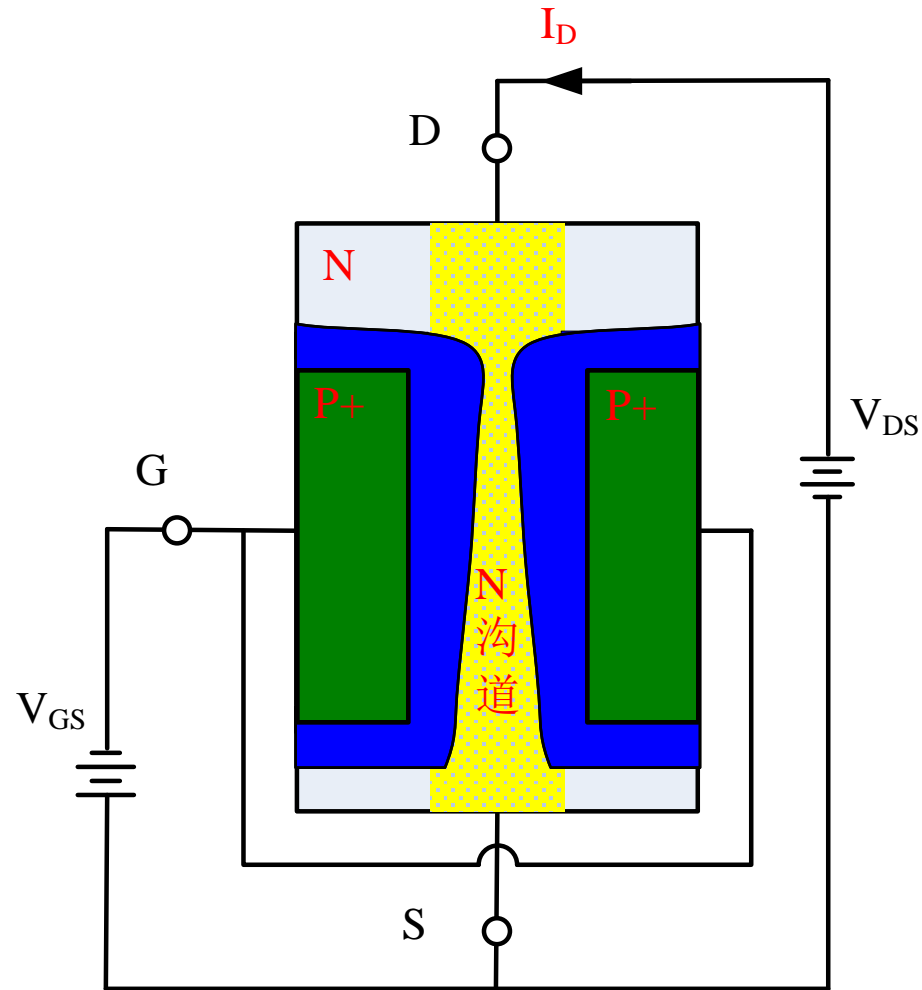
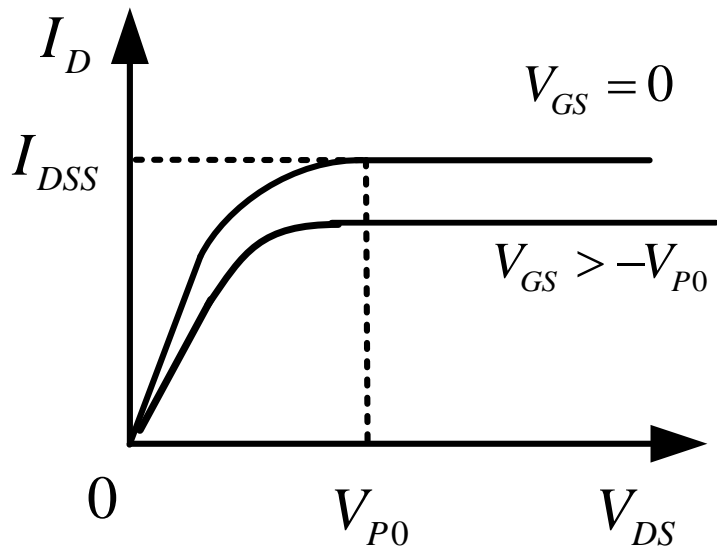




4.1 输出特性

■ 情况-2:

$$-V_{P0} < V_{GS} < 0$$



■与BJT输出特性类似，漏极伏安特性将形成一族曲线。

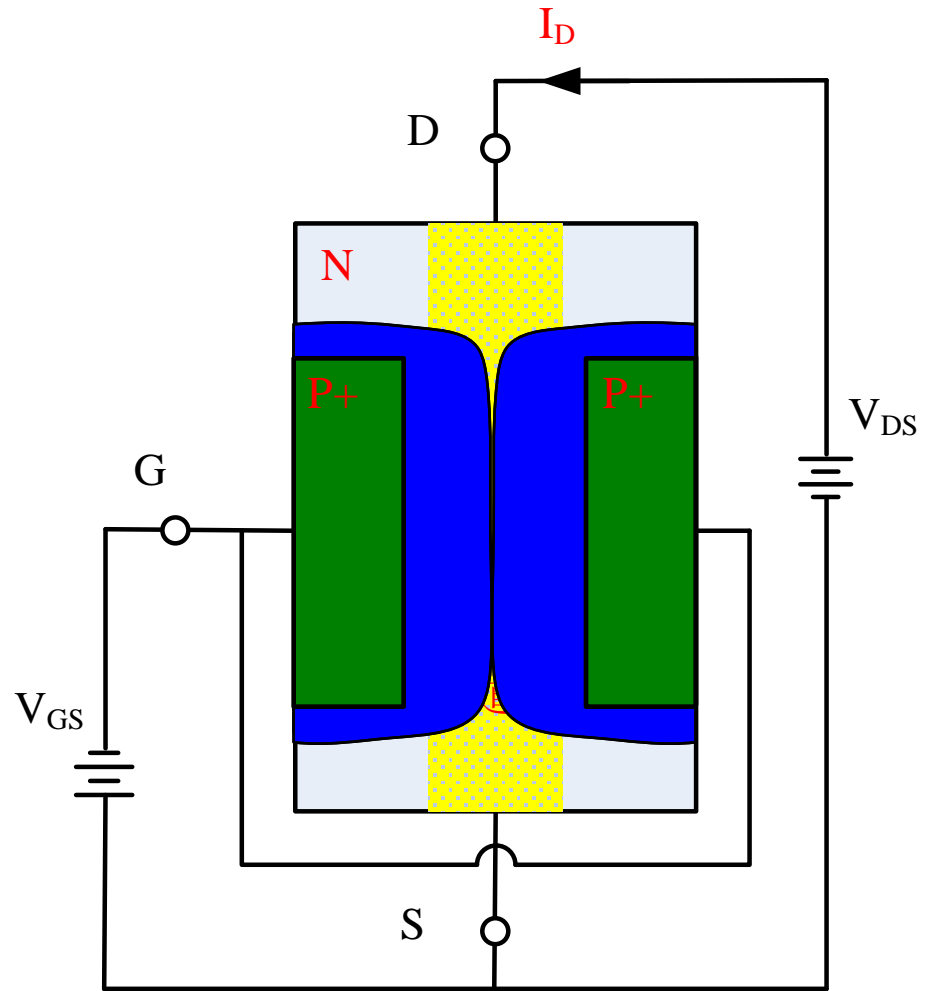


4.1 输出特性

■ 情况-3: $V_{GS} \leq -V_{P0}$

■ 不论 V_{DS} 为何值，导电沟道始终处于夹断状态，
N-JFET 截止，即

$$I_D = 0$$





4.1 输出特性

■ N-JFET正常工作的前提条件

$$-V_{P0} < V_{GS} \leq 0$$

与BJT类似，漏极伏安特性将形成一族曲线

$$i_D = f(u_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{常量}}$$

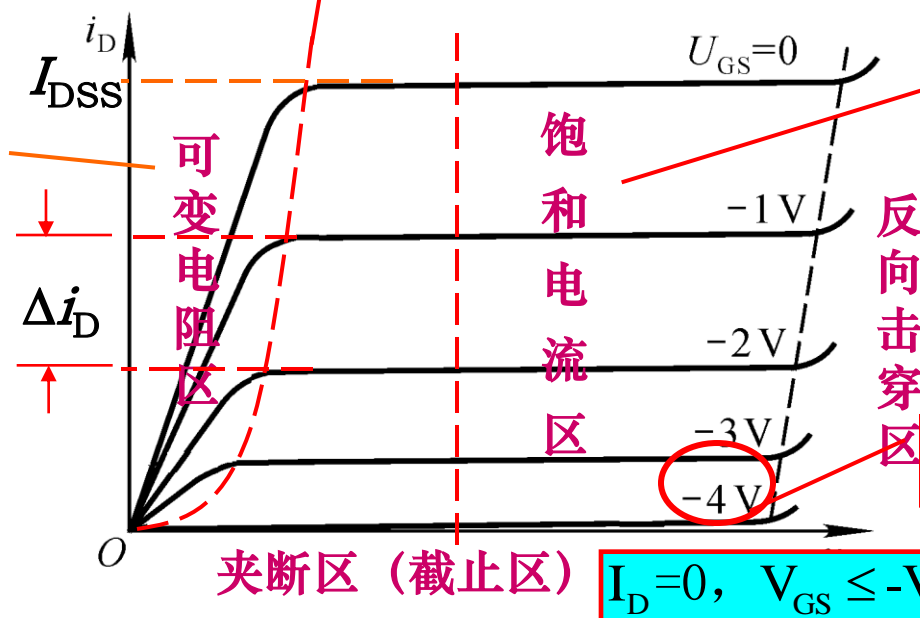
预夹断轨迹 $u_{GDQ} = U_{GS} \text{ (off)}$, $V_p = V_{p0} + V_{GSQ}$

g-s电压控制d-s的等效电阻

$$V_{DSQ} \leq V_P = V_{P0} + V_{GSQ}$$

低频跨导:

$$g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \Big|_{U_{DS}=\text{常量}}$$



i_D 几乎仅决定于 u_{GS}

$$V_{DSQ} \geq V_P = V_{P0} + V_{GSQ}$$

夹断电压

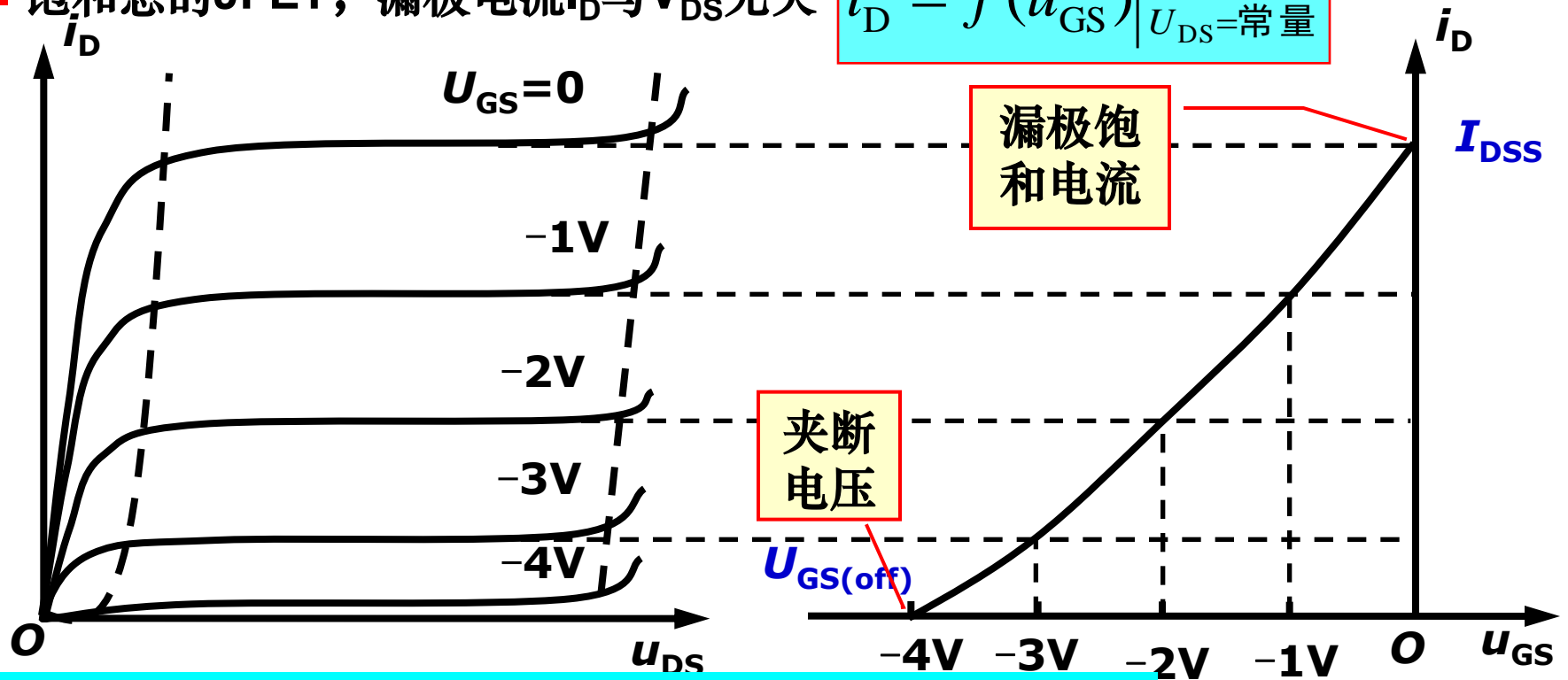
不同型号的管子 $U_{GS} \text{ (off)}$ 、 I_{DSS} 将不同。



4.1 转移特性

饱和态的JFET，漏极电流 I_D 与 V_{DS} 无关

$$i_D = f(u_{GS}) \Big|_{U_{DS}=\text{常量}}$$



➤ 场效应管饱和区,因而: $0 > V_{GS} > -V_{P0}$ 且 $V_{GD} < -V_{P0}$ 。

转移特性方程： 在饱和区：

$$u_{DG} > V_{P0}$$

$$V_{DS} > V_{GS} + V_{P0}$$

形式1

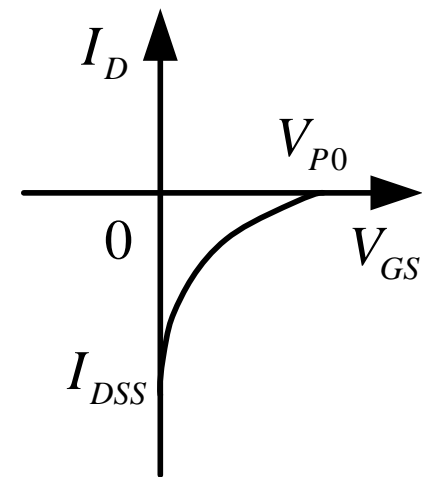
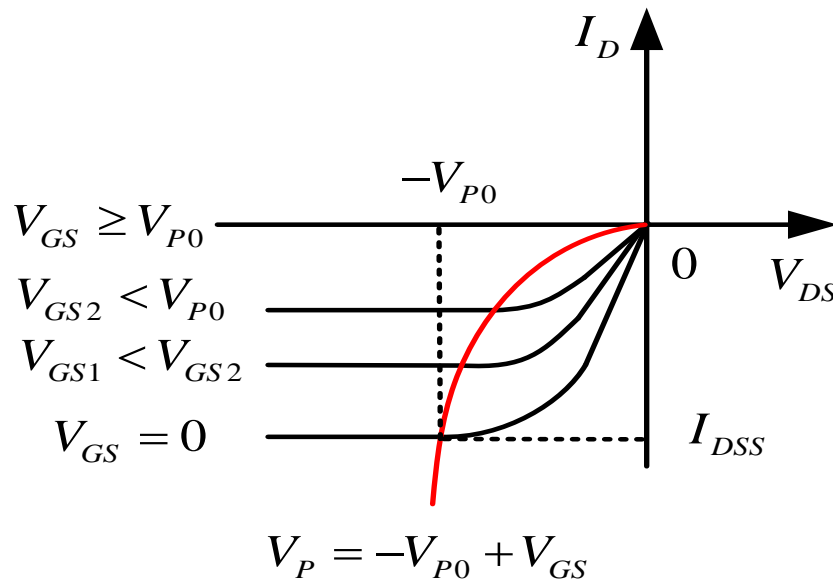
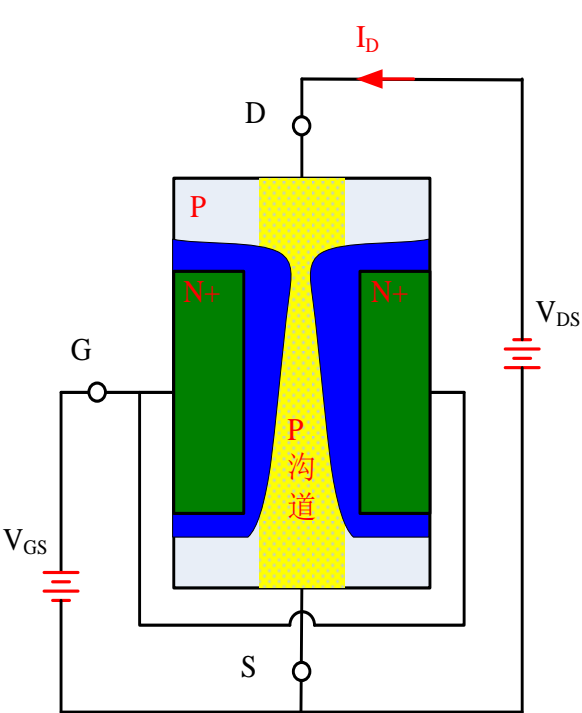
$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right)^2$$

形式2

$$I_D = K V_p^2 = K (V_{GS} + V_{P0})^2$$

4.1 转移特性

■ P-JFET的漏极伏安特性及其转移特性



$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right)^2$$

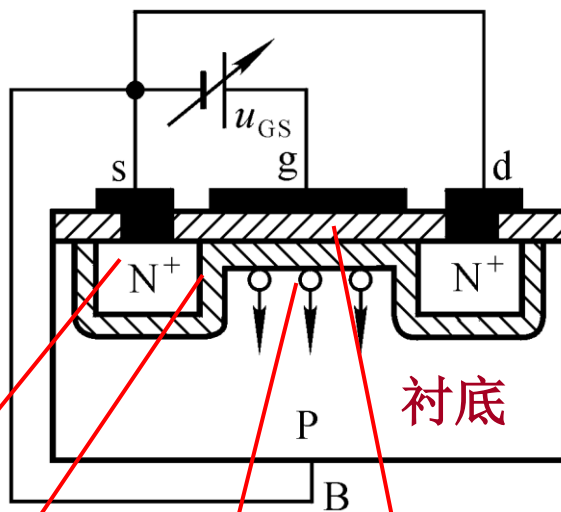
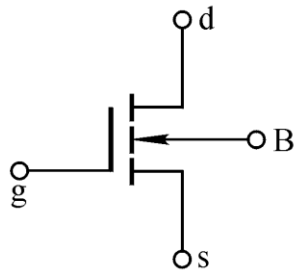
■ P-JFET与N-JFET工作原理相同，区别仅在于栅源控制电压 V_{GS} 以及漏极电流 I_D 均反相。

4.2 绝缘栅型场效应管(MOSFET)

■ 增强型MOSFET

开启电压: $V_T = U_{GS(th)}$

正向偏压大到一定值才开启



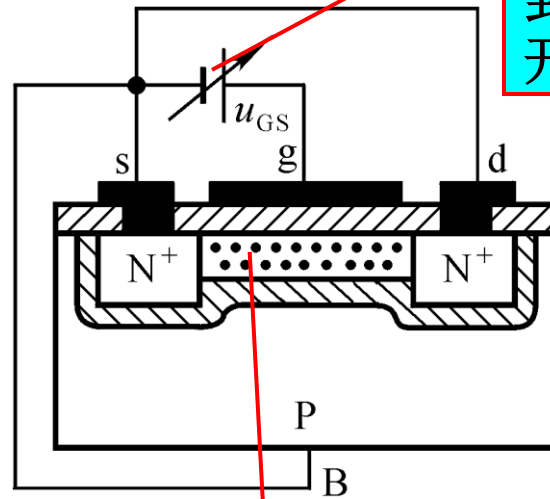
高掺杂

耗尽层

空穴

衬底

SiO₂绝缘层



反型层

导电沟道

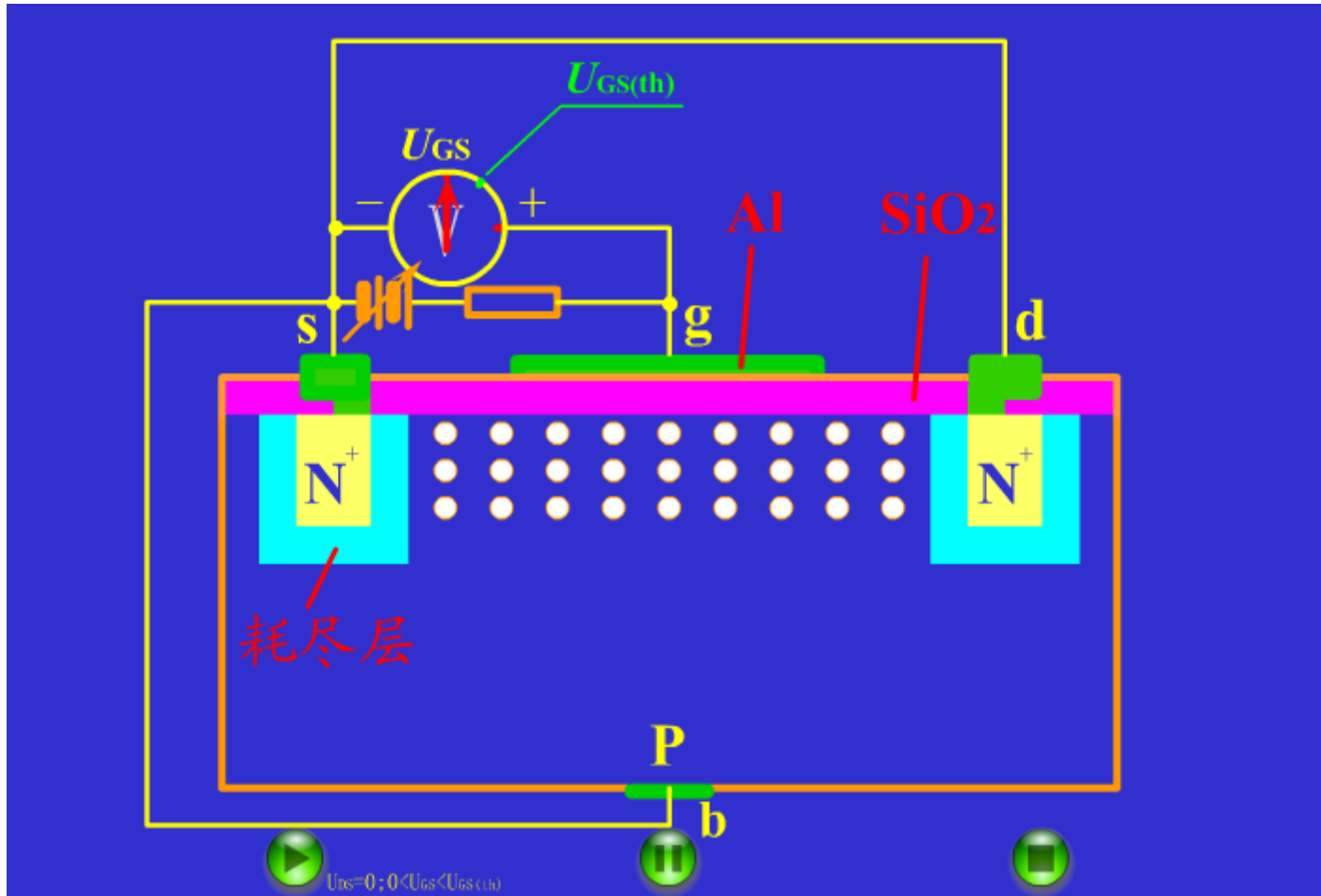
➤ u_{GS} 增大, 反型层 (导电沟道) 将变厚变长;

➤ $V_{GS} > V_T$, 反型层将两个N区相接时, 形成导电沟道。

N-EMOS正常工作的
前提条件



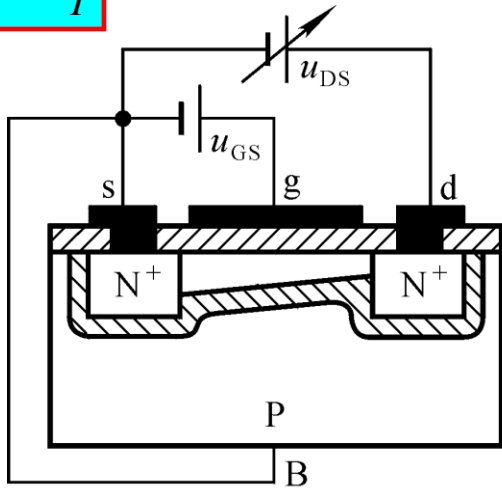
§ 4.2 MOSFET工作过程的动画演示



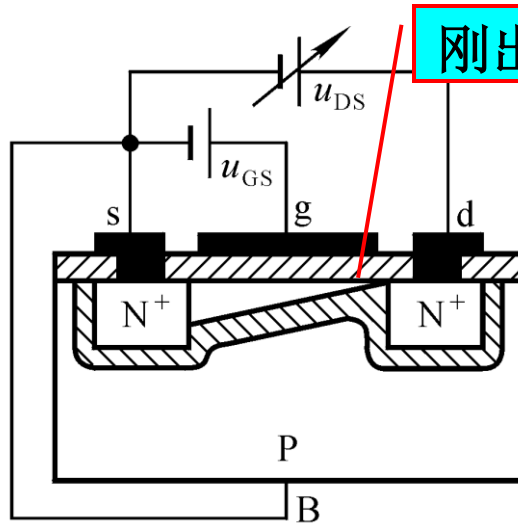


4.2 增强型MOS管 u_{DS} 对 i_D 的影响

$$V_{GS} > V_T$$

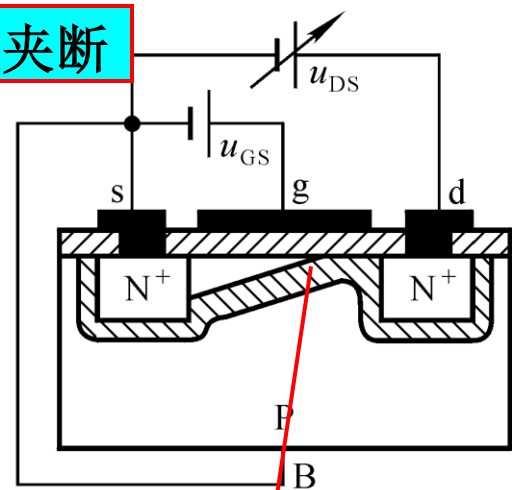


i_D 随 u_{DS} 的增大而增大，可变电阻区



$u_{GD} = U_{GS(th)}$, 预夹断

刚出现夹断



i_D 几乎仅仅受控于 u_{GS} ，饱和电流区

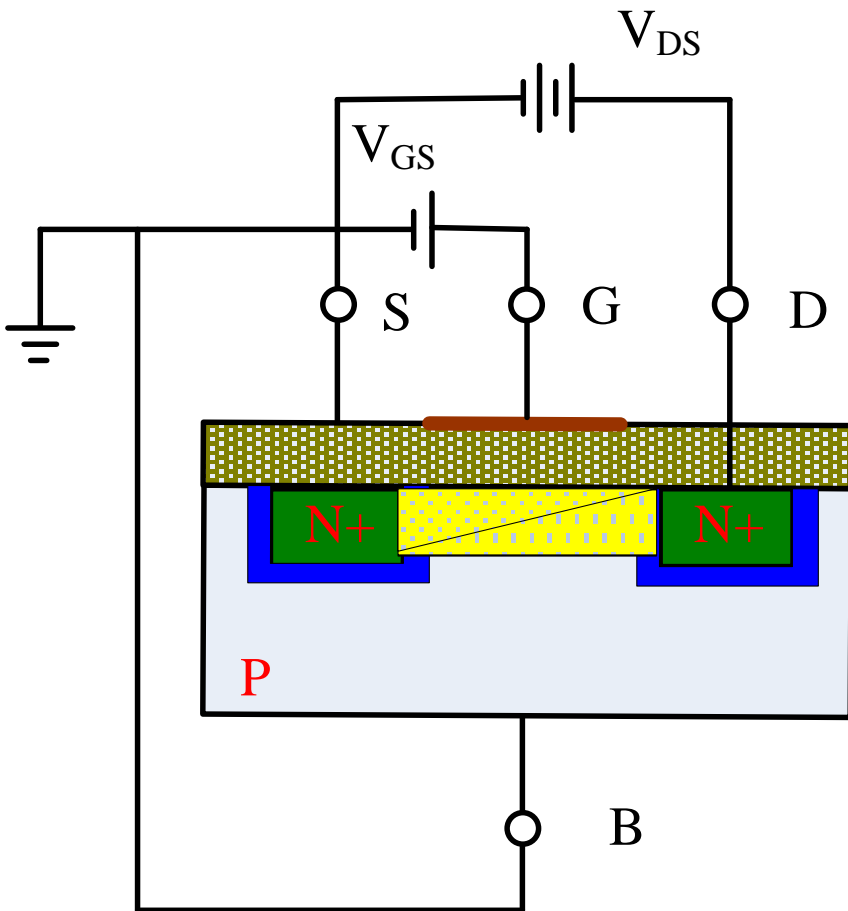
u_{GS} 的增大几乎全部用来克服夹断区的电阻

用场效应管组成放大电路时应使之工作在饱和区。N沟道增强型MOS管工作在饱和电流区的条件是什么？

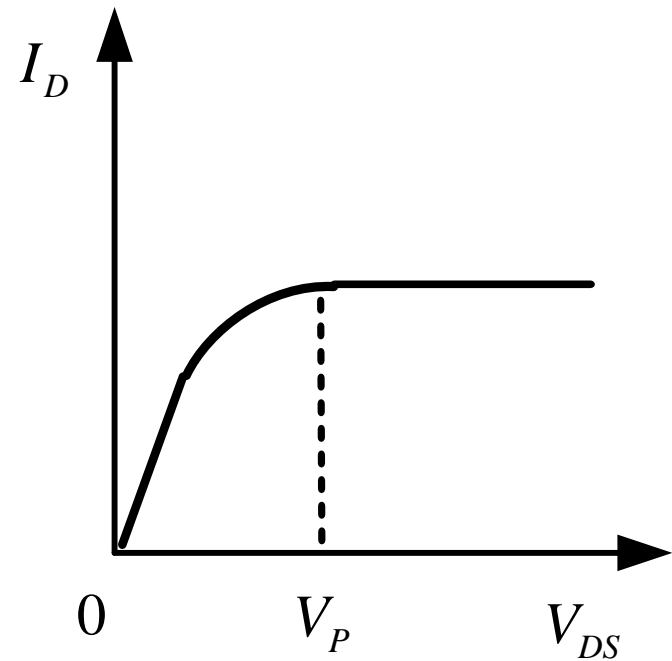


§ 4.2 输出特性

漏极伏安特性



预夹断电压 V_P

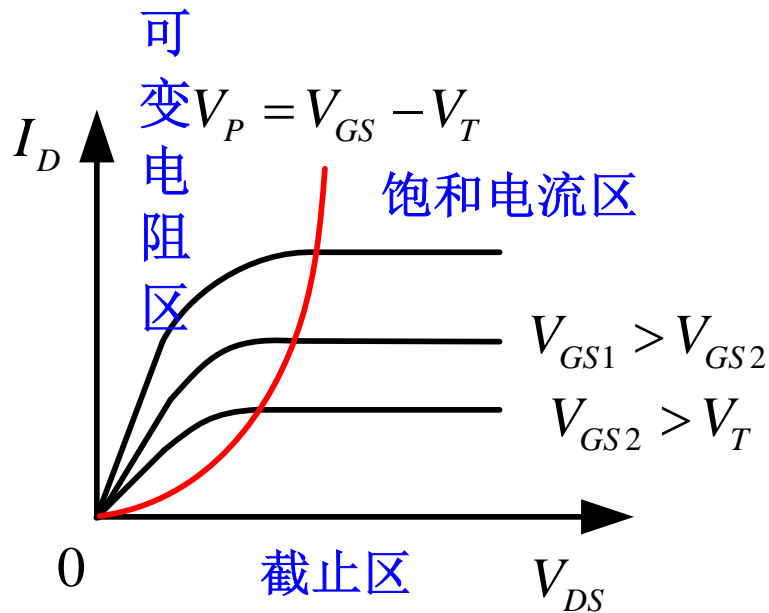


$$V_P = V_{GS} - V_T$$



§ 4.2. 输出特性

三个工作区



饱和电流区:
$$\begin{cases} V_{DS} \geq V_P \\ V_T < V_{GS} \end{cases}$$

可变电阻区:
$$\begin{cases} V_{DS} < V_P \\ V_T < V_{GS} \end{cases}$$

截止区: $V_{GS} \leq V_T$

三种工作状态

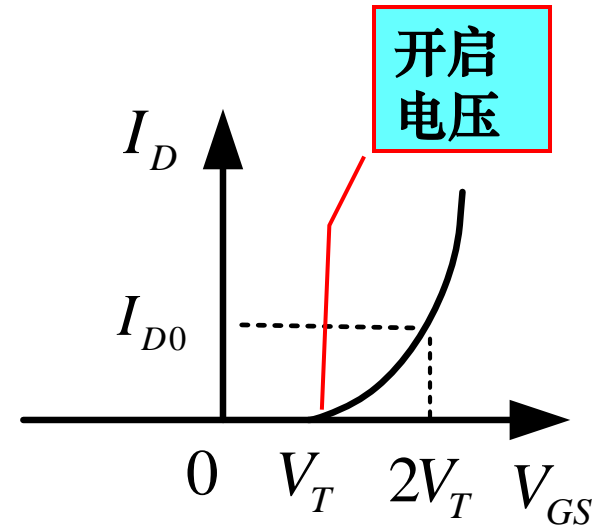
- 饱和态: 工作于饱和电流区
- 非饱和态: 工作于可变电阻区
- 截止态: 工作于截止区



§ 4.2. 转移特性

$$I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$$

$$\Rightarrow I_D = f(V_{GS}) \Big|_{V_{DS} \geq V_P}$$



■ 转移特性方程： 饱和区

形式1

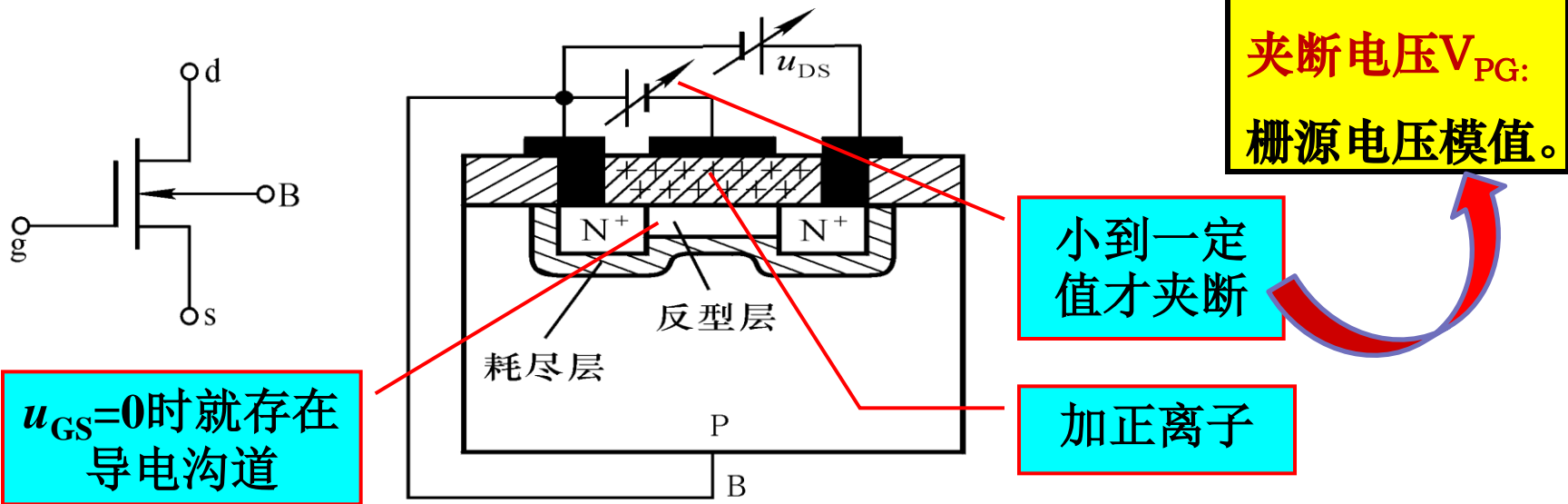
$$I_D = I_{D0} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2$$

形式2

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



§ 4.2. 耗尽型 MOS 管



■ V_{GS} 控制特点: 耗尽型 MOS 管在 $V_{GS} > 0$ 、 $V_{GS} < 0$ 、 $V_{GS} = 0$ 时均可导通，且与结型场效应管不同，由于 SiO_2 绝缘层的存在，在 $V_{GS} > 0$ 时仍保持 g-s 间电阻非常大的特点。

N-DMOS 正常工作前提

$$V_{GS} > -V_{PG}$$



§ 4.2 耗尽型 MOSFET

漏极输出伏安特性与转移特性:

转移特性

$$I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$$
$$\Rightarrow I_D = f(V_{GS}) \Big|_{V_{DS} \geq V_P}$$

预夹断电压 V_P

可变电阻区

$$V_P = V_{GS} + V_{PG}$$

饱和电流区

$$V_{GS} > 0$$

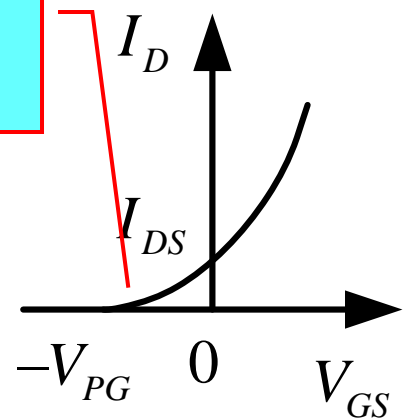
$$V_{GS} = 0$$

$$V_{GS} > -V_{PG}$$

$$V_{GS} \leq -V_{PG}$$

截止区

夹断电压



•饱和电流区，电流方程

$$I_D = I_{DS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{PG}} \right)^2$$

$$\text{饱和电流区: } \begin{cases} V_{DS} \geq V_P \\ -V_{PG} < V_{GS} \end{cases}$$

$$\text{可变电阻区: } \begin{cases} V_{DS} < V_P \\ -V_{PG} < V_{GS} \end{cases}$$

$$\text{截止区: } V_{GS} \leq -V_{PG}$$

回顾：场效应管结构、工作原理与伏安特性

电压控制型

结构原理

导电沟道

外部条件

输出特性

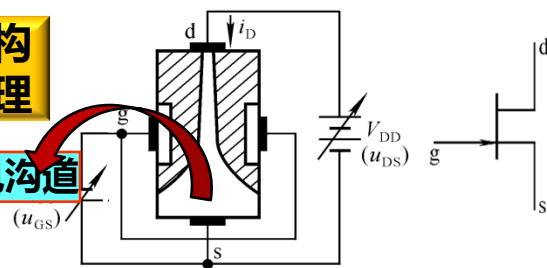
转移特性

重要公式

结型FET

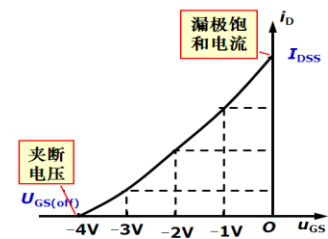
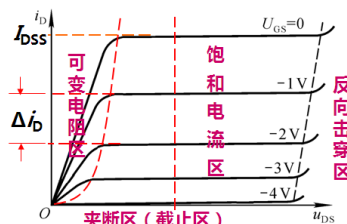
增强型MOSFET

耗尽型MOSFET

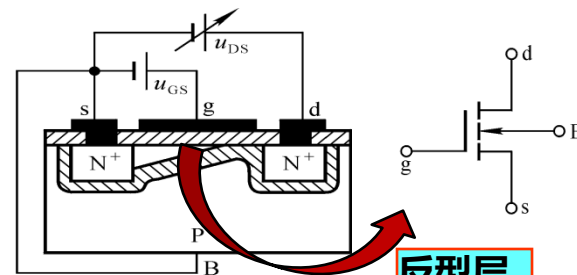


$$-V_{P0} < V_{GS} \leq 0$$

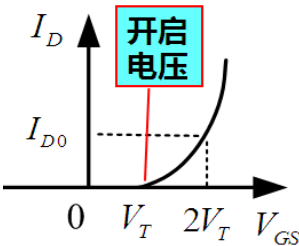
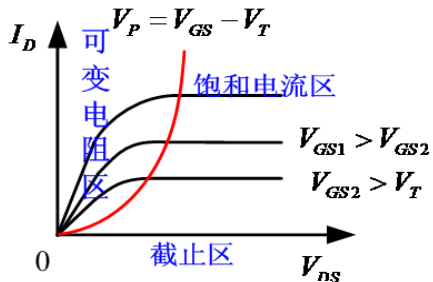
$$V_{DSQ} \geq V_P = V_{P0} + V_{GSQ}$$



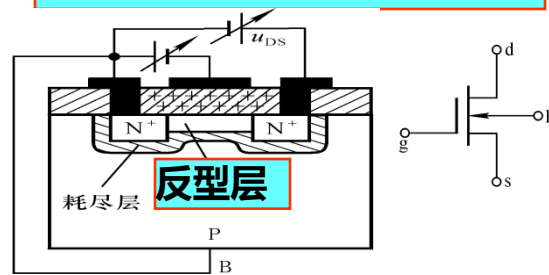
$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right)^2$$



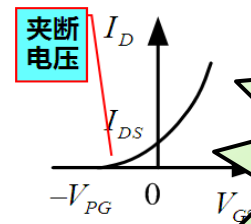
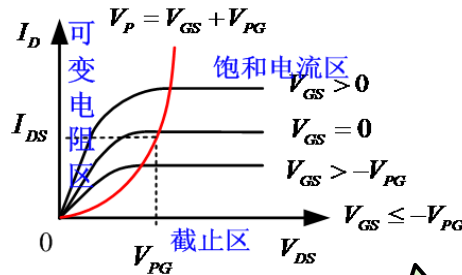
$$\begin{cases} V_T < V_{GS} \\ V_{DS} \geq V_P = V_{GS} - V_T \end{cases}$$



$$I_D = I_{D0} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1\right)^2$$



$$\begin{cases} -V_{PG} < V_{GS} \\ V_{DS} \geq V_P = V_{GS} + V_{PG} \end{cases}$$



$$I_D = I_{DS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{PG}}\right)$$

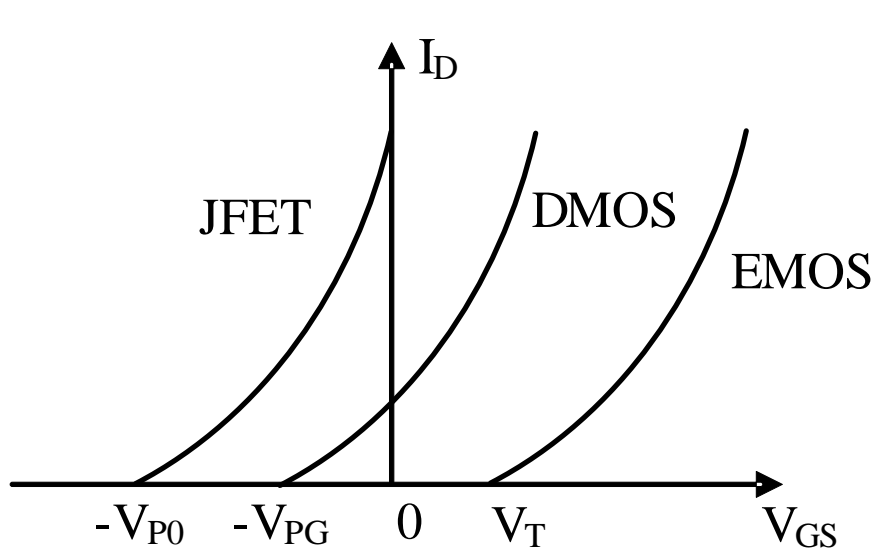
基本放大电路、静态、动态频率

?

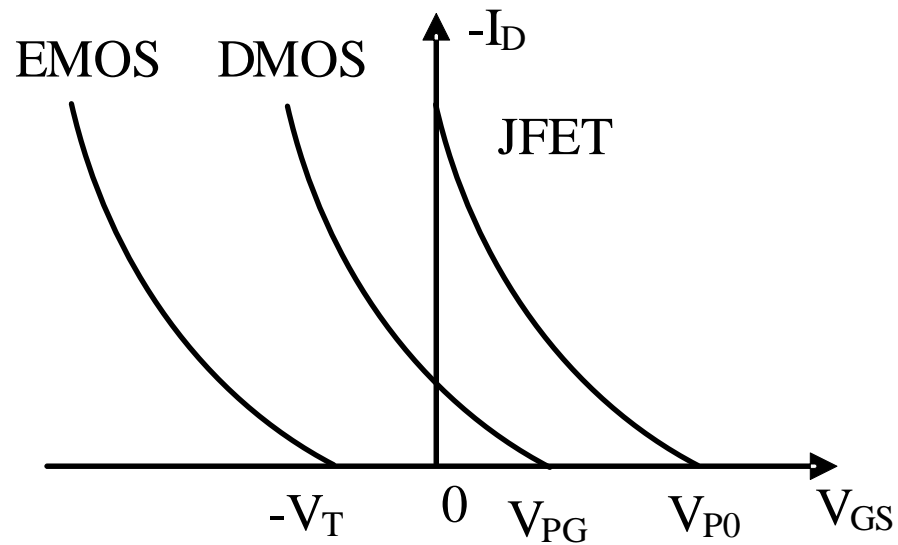


§ 4.2 耗尽型 MOSFET

■ 各型FET转移特性对比



三种 N 沟道转移特性比较



三种 P 沟道转移特性比较

■ 转移特性方程

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right)^2$$

$$I_D = I_{DS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{PG}} \right)^2$$

$$I_D = I_{D0} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2$$



§ 4.2 耗尽型 MOSFET

■ JFET、EMOS与DMOS对比

- 相同点：各器件工作原理与伏安特性曲线形态相似
- 不同点：
 - ✓ 导电沟道形成机制各不相同
 - ✓ 器件参数各不相同
 - ✓ 偏置要求（工作前提条件）各不相同
- 对N/P型器件而言，两者的栅源控制电压 V_{GS} 反相，漏极电流 I_D 反相



4.2 场效应管的分类

■ 工作在饱和区时g-s、d-s间的电压极性

| | | |
|------|------|--|
| 场效应管 | 结型 | $\begin{cases} \text{N沟道} (u_{GS} < 0, u_{DS} > 0) \\ \text{P沟道} (u_{GS} > 0, u_{DS} < 0) \end{cases}$ |
| | 绝缘栅型 | $\begin{cases} \text{增强型} \begin{cases} \text{N沟道} (u_{GS} > 0, u_{DS} > 0) \\ \text{P沟道} (u_{GS} < 0, u_{DS} < 0) \end{cases} \\ \text{耗尽型} \begin{cases} \text{N沟道} (u_{GS} \text{ 极性任意}, u_{DS} > 0) \\ \text{P沟道} (u_{GS} \text{ 极性任意}, u_{DS} < 0) \end{cases} \end{cases}$ |

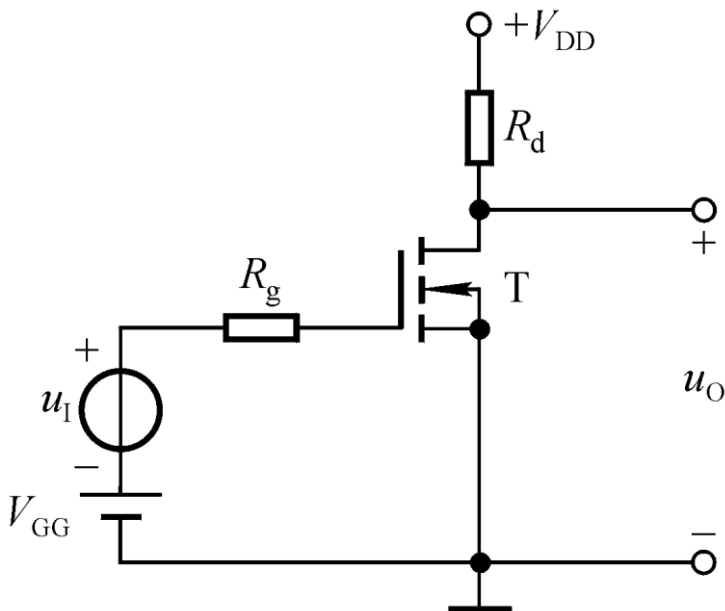
- $u_{GS}=0$ 可工作在电流饱和区的场效应管有哪一种?
- $u_{GS}>0$ 才可能工作在电流饱和区的场效应管有哪一种?
- $u_{GS}<0$ 才可能工作在电流饱和区的场效应管有哪一种?



§ 4.3 直流偏置电路

1. 基本共源放大电路

根据场效应管工作在饱和电流区的条件，在g-s、d-s间加极性合适的电源



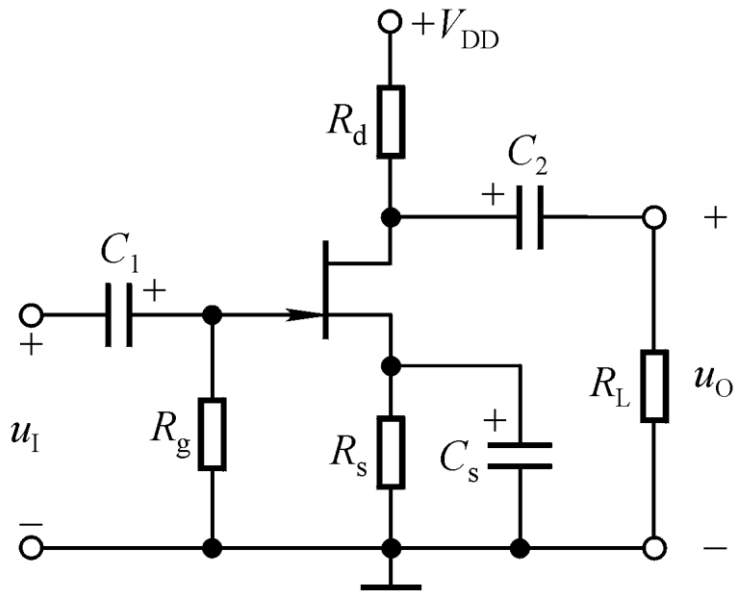
$$U_{GSQ} = V_{GG}$$

$$I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{V_{GG}}{V_T} - 1 \right)^2$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d$$



(1) 自给偏压电路



$$U_{GQ} = 0, \quad U_{SQ} = I_{DQ} R_s$$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = -I_{DQ} R_s$$

由正电源获得负偏压
称为自给偏压

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 + \frac{U_{GSQ}}{V_{P0}}\right)^2$$

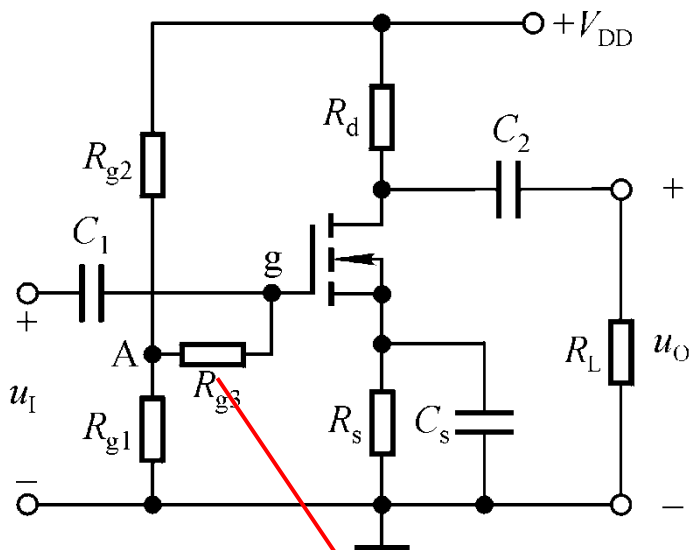
$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s)$$

哪种场效应管能够采用这种电路形式设置 Q 点？



(2) 分压式偏置电路

即典型的 Q 点稳定电路



$$U_{GQ} = U_{AQ} = \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot V_{DD}$$

$$U_{SQ} = I_{DQ} R_s$$

$$I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{U_{GSQ}}{V_T} - 1 \right)^2$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s)$$

为什么加 R_{g3} ?其数值应大些小些?

哪种场效应管能够采用这种电路形式设置 Q 点?

因 I_G 恒为0，分压式偏置电路可提供精确固定的栅压，通过 R_s 的合理配置，可获得可正可负的栅源控制电压 V_{GS} ，因而适用于各种FET；



举例：FET直流偏置

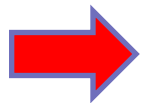
已知 $N-JFET$ 夹断电压 $V_{P0} = 3.5V$ ， $I_{DSS} = 18mA$ ，
求 V_{GS} 及 V_{DS} 。

解：假设 $JFET$ 工作于饱和区，则由

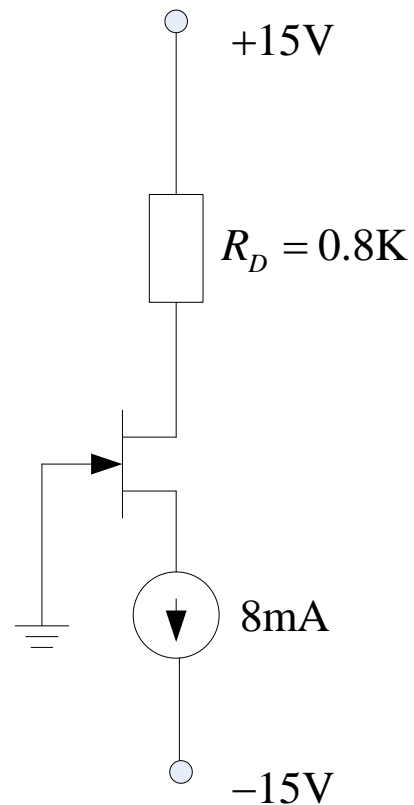
$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right)^2 = 8 \Rightarrow V_{GS} = \begin{cases} -\frac{7}{6} \\ -\frac{35}{6} < -V_{P0} \text{ (舍)} \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_{DS} = 15 - I_D R_D - V_S$$

$$= 15 - I_D R_D + V_{GS} = 7.43V > V_P = V_{GS} + V_{P0}$$



假设成立





举例：FET直流偏置电路分析

已知JFET的 $I_{DSS} = 2\text{mA}$, $V_{p0} = 3.5\text{V}$, 求 I_o .

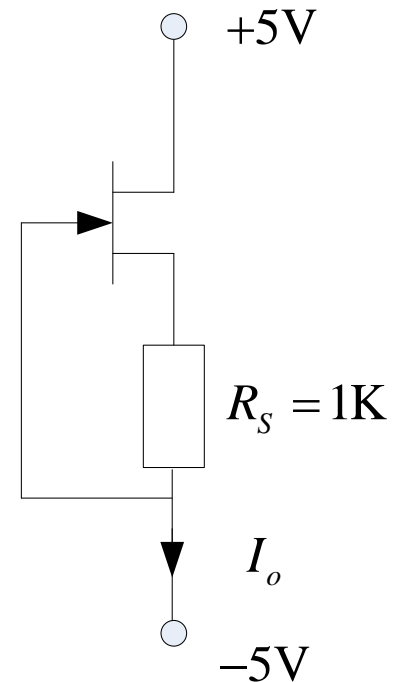
解：假设JFET工作于饱和区，则由

$$\begin{cases} I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right)^2 \\ V_{GS} = -I_D \cdot 1 \end{cases} \Rightarrow I_D = \begin{cases} 12.1\text{mA} > I_{DSS} \text{ (舍)} \\ 1.01\text{mA} \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_o = I_D = 1.01\text{mA}$$

$$\Rightarrow V_{DS} = 5 - I_D \cdot 1 + 5 = 8.99\text{V} > V_{GS} + V_{P0}$$

假设成立



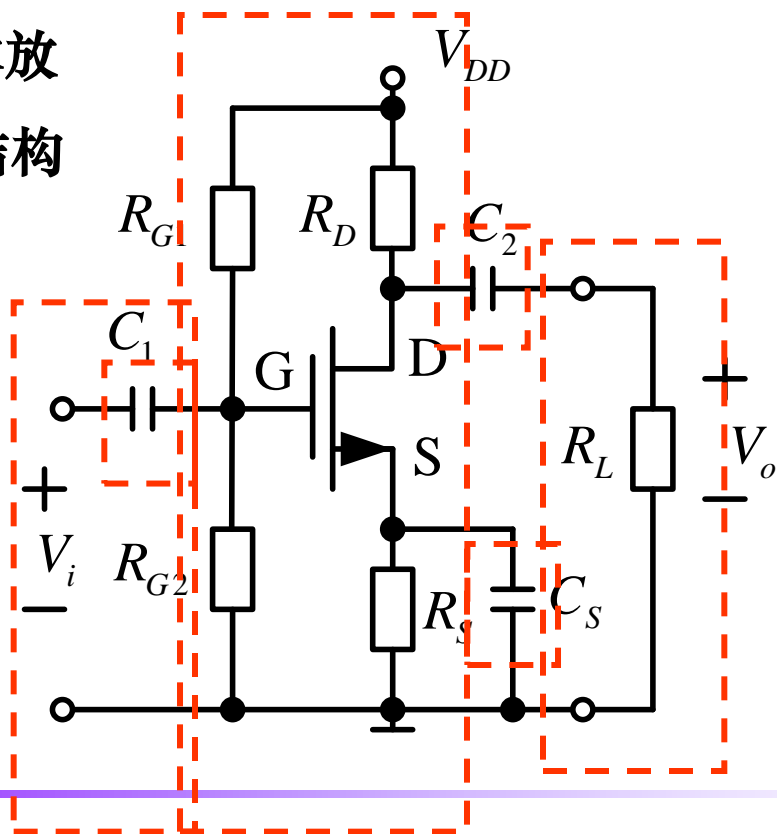


§ 4.4 场效应管的交流分析

■ **交流小信号模型**: 饱和态FET+交流小信号 → **线性等效电路**。

➡ (1) 低频交流小信号模型 (2) 高频交流小信号模型

● **FET基本放大电路结构**



分压式直流偏置电路

交流输入端

交流输出端

耦合电容

旁路电容



1. 低频交流小信号混合h模型

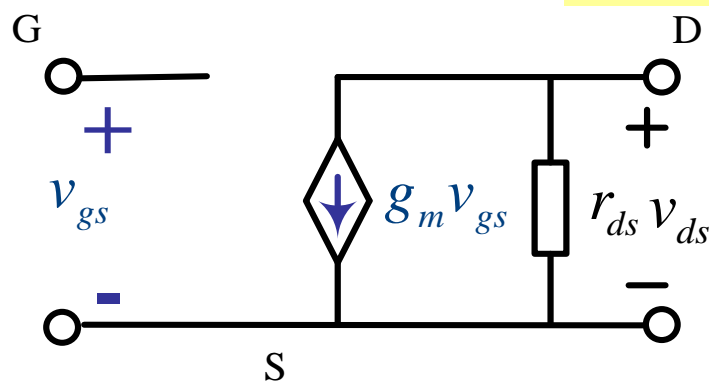
■ 对FET而言, $i_g = 0$, $r_{gs} = \infty$, 故仅需讨论输出端模型参数;

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \Rightarrow dI_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} dV_{GS} + \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} dV_{DS}$$

交流微变 \Rightarrow

$$\begin{cases} i_d = g_m v_{gs} + g_{ds} v_{ds} \\ g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right|_{v_{ds}=0} \\ g_{ds} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} = \left. \frac{i_d}{v_{ds}} \right|_{v_{gs}=0} \end{cases}$$

■ 低频小信号模型



$\begin{cases} g_m: \text{跨导} \\ g_{ds}: \text{交流输出导纳} \end{cases}$

➤ 不同类型FET只要它们都偏置在饱和电流区, 在交流小信号激励下, 其交流小信号模型相同, 区别仅在于模型参数与具体器件参数相关。

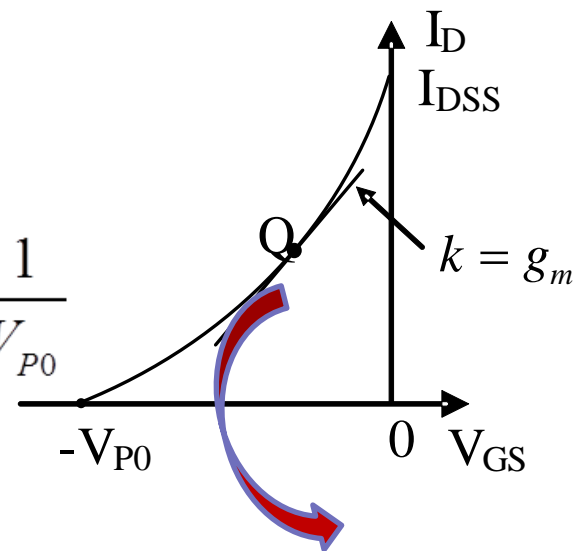


1. 低频交流小信号模型

■ N-JFET小信号模型参数 g_m

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right)^2 \Rightarrow g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_Q = 2I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right) \frac{1}{V_{P0}}$$

$$\Rightarrow = \frac{2I_{DSS}}{V_{P0}} \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}} = \frac{2}{V_{P0}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}}$$



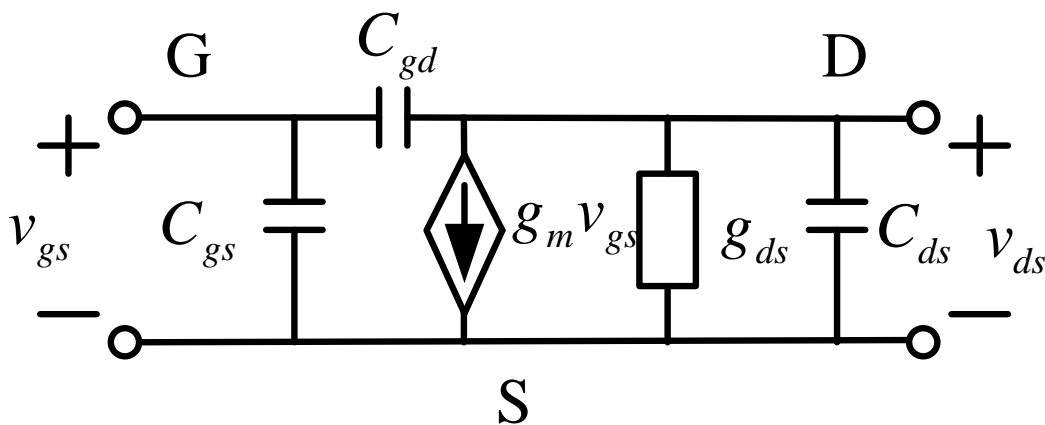
静态工作点Q越高 g_m 越大!

➤ 对于FET基本放大电路，必须先做直流分析，再做交流分析



2. 高频交流小信号模型

■ 高频小信号模型：在低频小信号模型的基础上，引入三个电极之间的电容，构成FET的高频小信号模型；

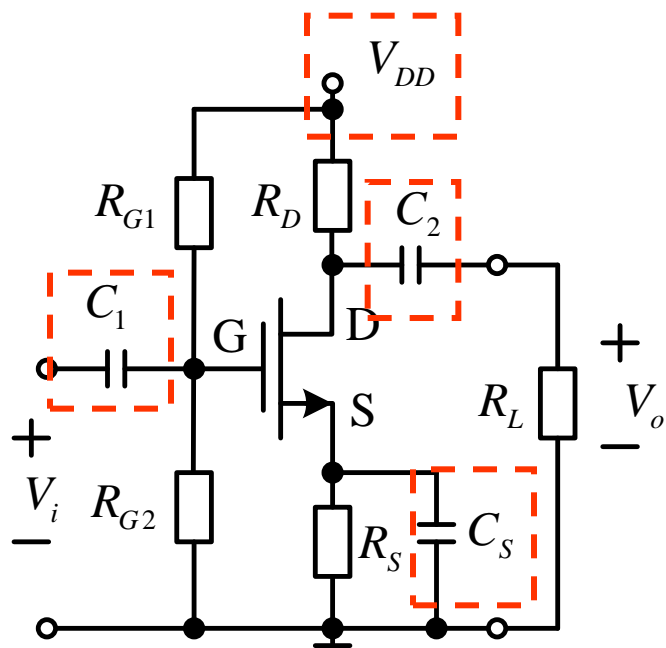


- FET的高频小信号模型中包含三个极间电容，0.5-几pF(10^{-12})；
- 与BJT的高频小信号模型相似，FET的高频小信号模型也并非单向化模型，应用时，需做单向化近似



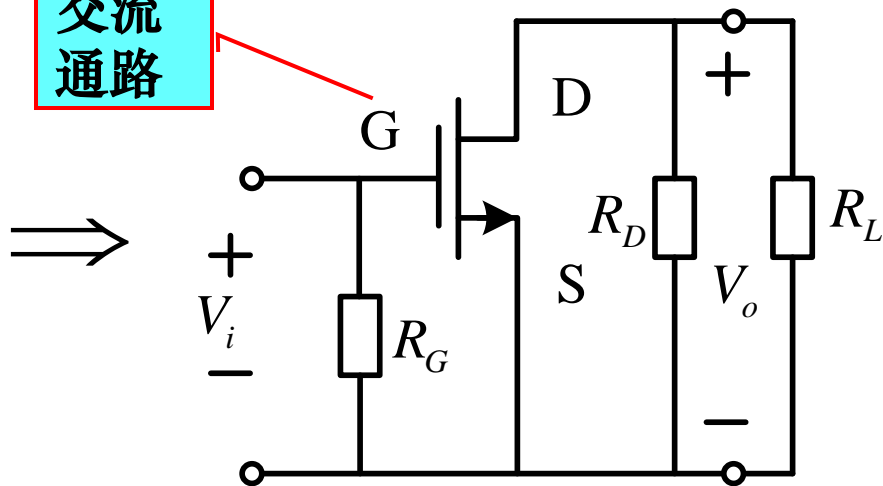
4.5 三种组态放大电路的中频特性

1. 共源组态放大器

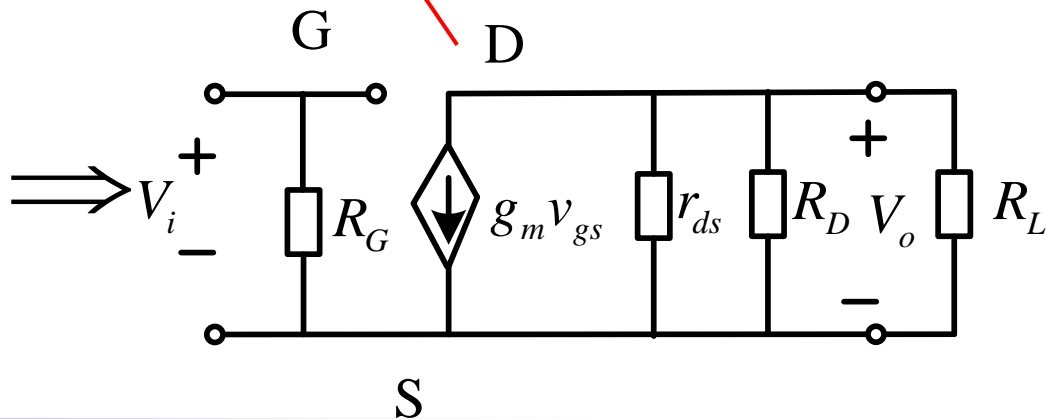


分压式直流偏置电路

交流通路



交流等效电路





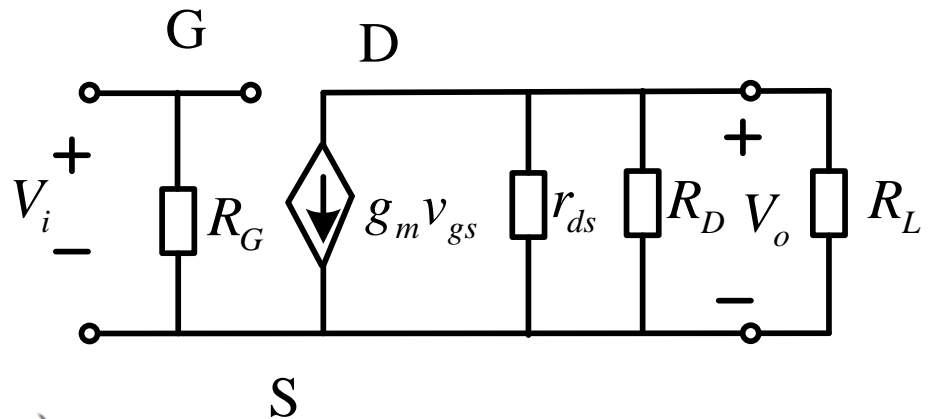
1. 共源放大器

■ 中频电压增益

$$V_o = -g_m v_{gs} (r_{ds} || R_D || R_L)$$

$$V_i = v_{gs}$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m v_{gs} (r_{ds} || R_D || R_L)}{v_{gs}} = -g_m (r_{ds} || R_D || R_L)$$



若 $R_D=3k\Omega$, $g_m=2mS$, 则 $\dot{A}_u = ?$
与共射电路比较。

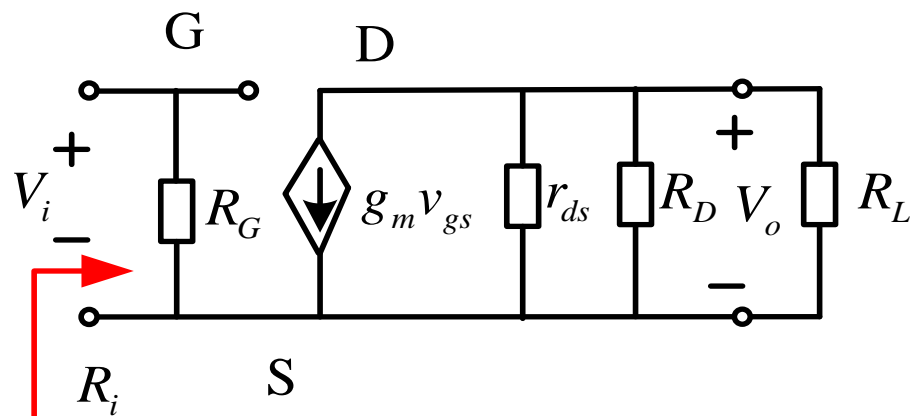
➤ 共源放大器是电压反相放大器，且由于 g_m 一般较小 ($10^{-2} \sim 10^{-3}$)，其电压增益一般只能做到 10^1 量级，相比而言，共发射放大器要大的多。



1. 共源放大器

■ 输入阻抗

$$R_i = R_G = R_{G1} || R_{G2}$$



■ 输出阻抗

$$R_o = r_{ds} || R_D$$

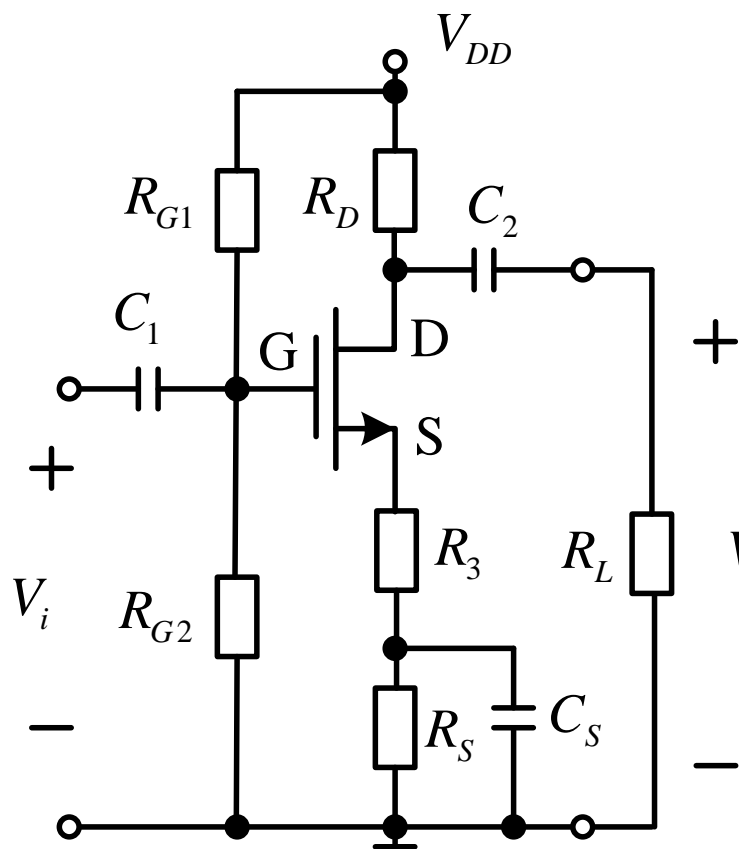
■ 中频源电压增益

$$A_{V_s} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

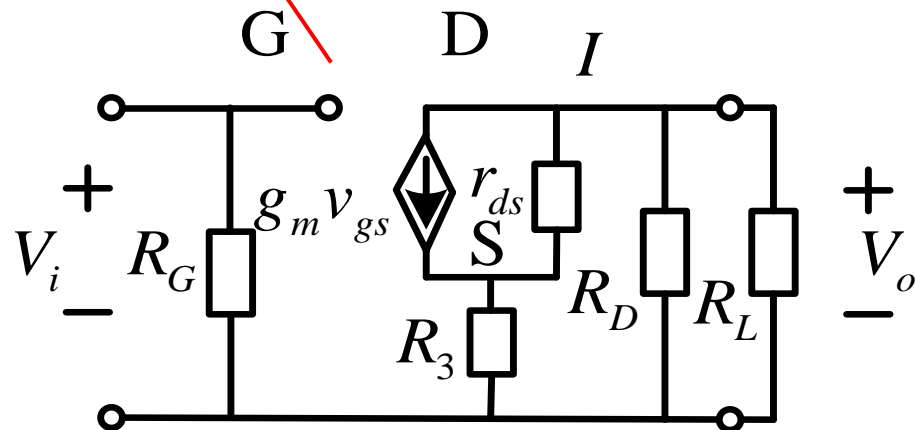


1. 共源放大器

■ 源极串入电阻 R_3 的共源放大器



交流等效电路





1. 共源放大器

■ 中频电压增益

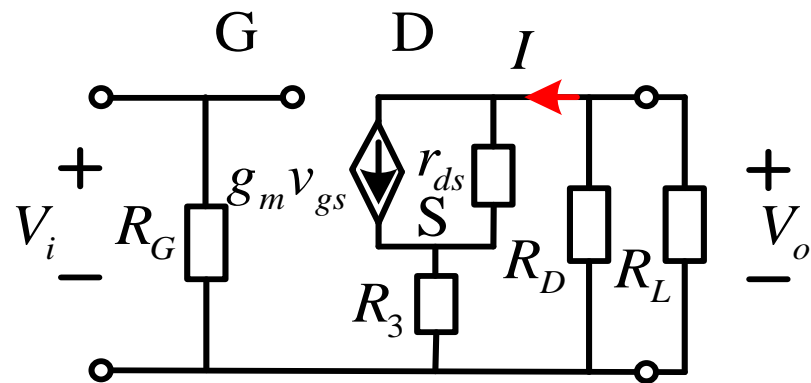
$$V_o = -I(R_D || R_L)$$

$$V_i = v_{gs} + IR_3$$

$$I = g_m v_{gs} + \frac{V_o - IR_3}{r_{ds}}$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m(R_D || R_L)}{1 + g_{ds}(R_D || R_L) + (g_m + g_{ds})R_3}$$

$$\text{若 } r_{ds} \gg (R_D || R_L) \Rightarrow A_V = \frac{-g_m(R_D || R_L)}{1 + g_m R_3}$$



- R_3 降低了放大器的中频电压增益，但是改善了中频增益稳定性，即降低了跨导参数 g_m 的影响



1. 共源放大器

■ 输入阻抗

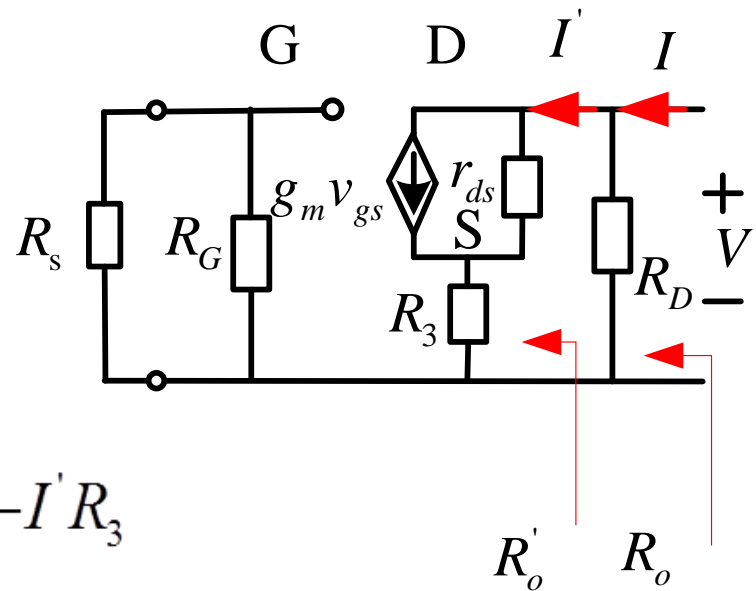
$$R_i = R_G = R_{G1} || R_{G2}$$

■ 输出阻抗

$$V = I' R_3 + (I' - g_m v_{gs}) r_{ds} \quad v_{gs} = -I' R_3$$

$$\Rightarrow R_o' = \frac{V}{I'} = r_{ds} + R_3 (1 + g_m r_{ds})$$

$$\Rightarrow R_o = (r_{ds} + R_3 (1 + g_m r_{ds})) || R_D \approx R_D$$

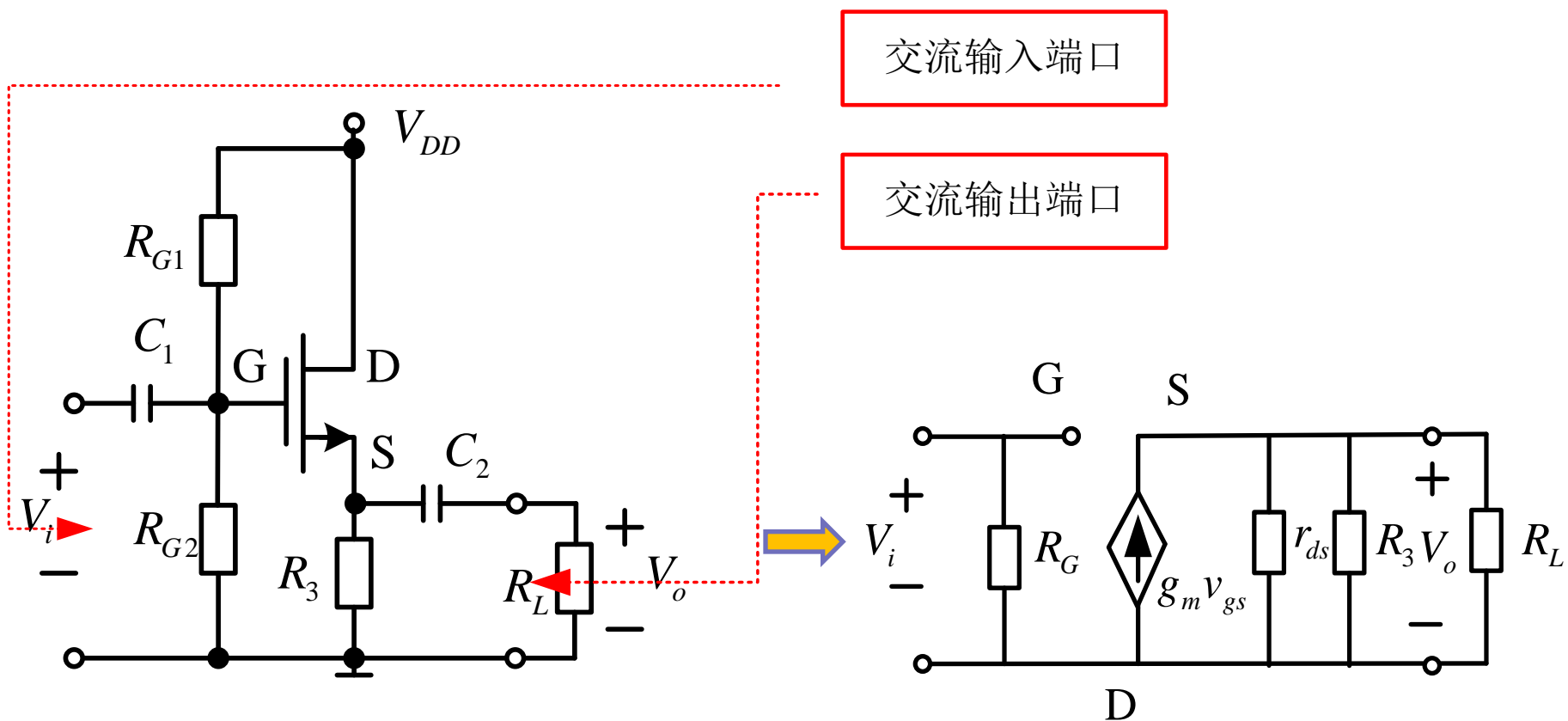


➤ R3进一步降低了 r_{ds} 对输出阻抗的影响



2. 共漏放大器

■ 电路结构





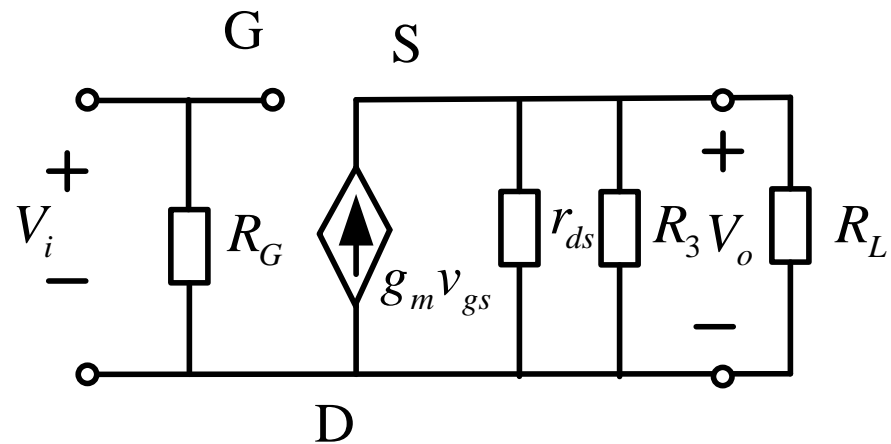
2. 共漏放大器

■ 中频电压增益

$$V_o = g_m v_{gs} (r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L)$$

$$V_i = v_{gs} + V_o$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m v_{gs} (r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L)}{1 + g_m v_{gs} (r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L)}$$



➤ 共漏放大器是**电压同相放大器**，且电压增益小于1，即输出电压可以跟踪输入电压的幅度和相位，称为**源极跟随器**。



2. 共漏放大器

■ 输入阻抗

$$R_i = R_G = R_{G1} || R_{G2}$$

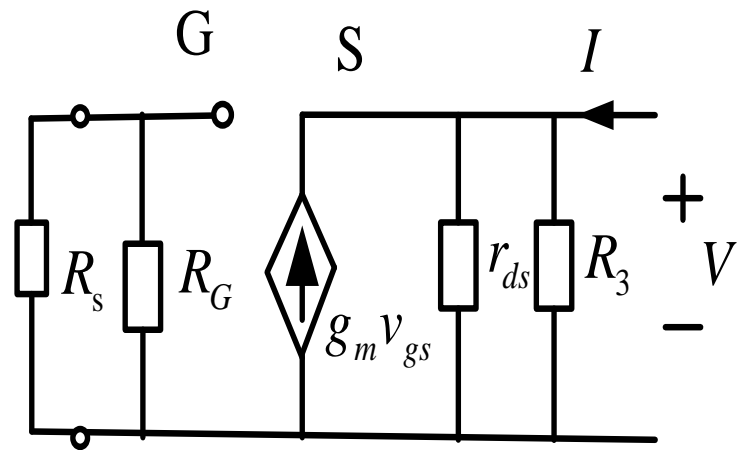
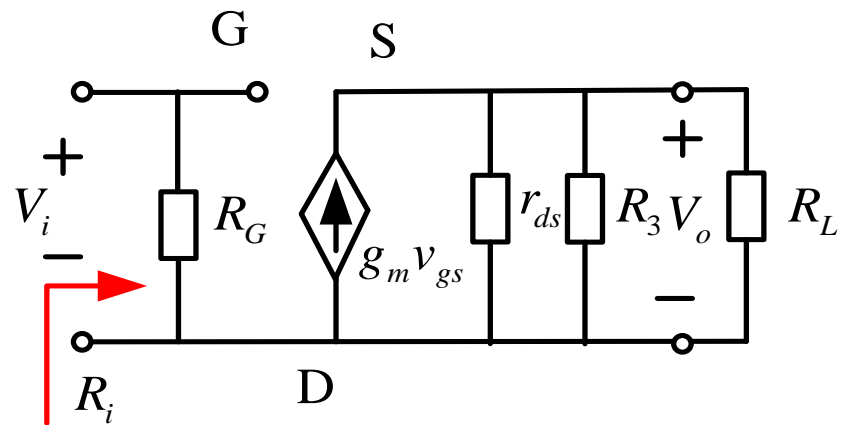
■ 输出阻抗

$$v_{gs} = -V$$

$$V = (I + g_m v_{gs})(r_{ds} || R_3)$$

$$\Rightarrow R_o = \frac{V}{I} = \frac{1}{g_m} || r_{ds} || R_3 \approx \frac{1}{g_m}$$

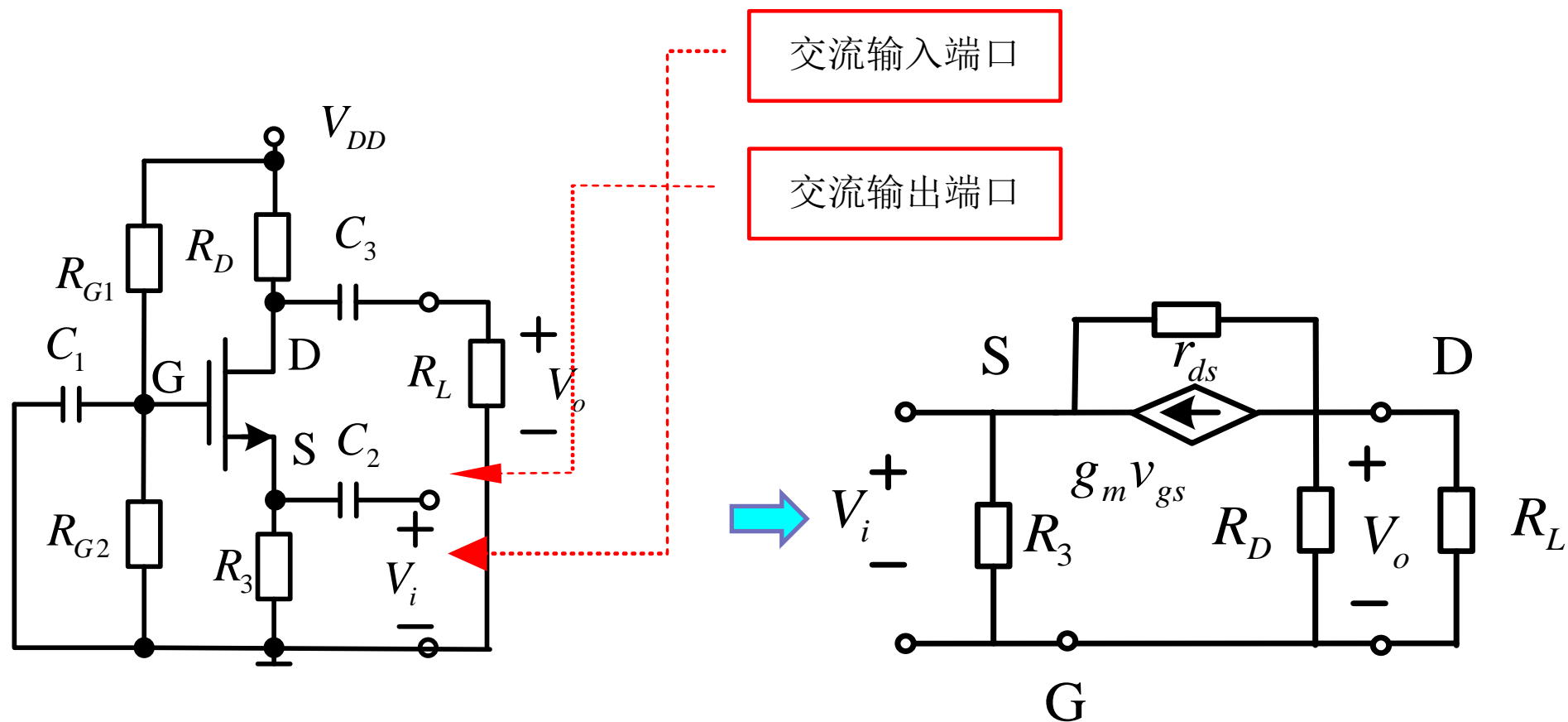
共漏放大器具有较低的输出阻抗；





3. 共栅放大器

■ 电路结构





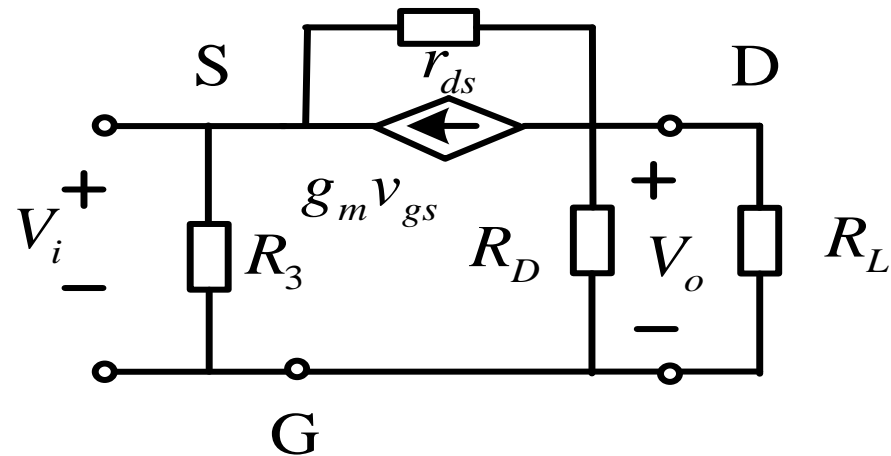
3. 共栅放大器

■ 中频电压增益

$$V_o = \left(-g_m v_{gs} - \frac{V_o - V_i}{r_{ds}} \right) (R_D || R_L)$$

$$V_i = -v_{gs}$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(g_m + g_{ds})(R_D || R_L)}{1 + g_{ds}(R_D || R_L)} \approx g_m(R_D || R_L)$$



➤ 共栅放大器是电压同相放大器，其电压增益与共源放大器相似， R_L' 合适， $A_V > 1$.



3. 共栅放大器

■ 输入阻抗

$$V_i = I_i' (R_D \parallel R_L) + (I_i' + g_m v_{gs}) r_{ds}$$

$$v_{gs} = -V_i$$

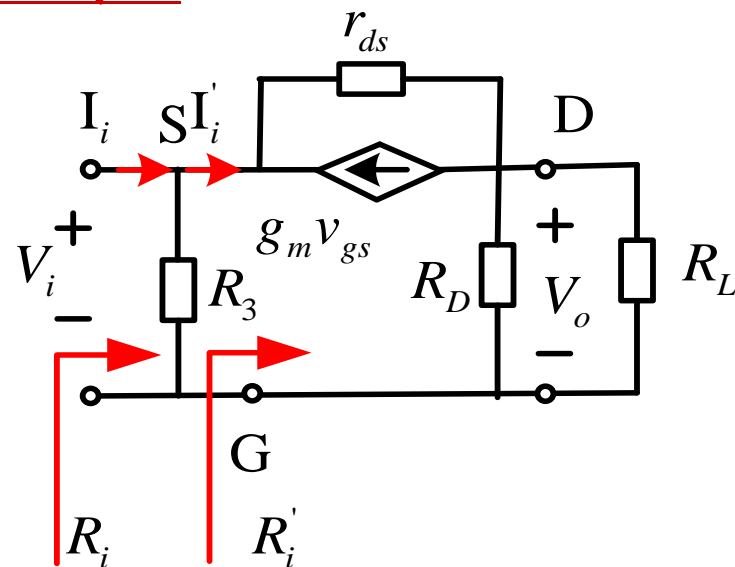
$$\Rightarrow R_i' = \frac{V_i}{I_i'} = \frac{r_{ds} + R_L'}{1 + g_m r_{ds}} = \frac{1 + \frac{R_L'}{r_{ds}}}{g_m + \frac{1}{r_{ds}}}$$

$$R_L' \ll r_{ds}$$

$$\frac{1}{r_{ds}} \ll g_m$$

$$\Rightarrow R_i' = \frac{V_i}{I_i'} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\Rightarrow R_i = \frac{1}{g_m} \parallel R_3$$



➤ 共栅放大器具有比共源放大器低得多的输入阻抗。



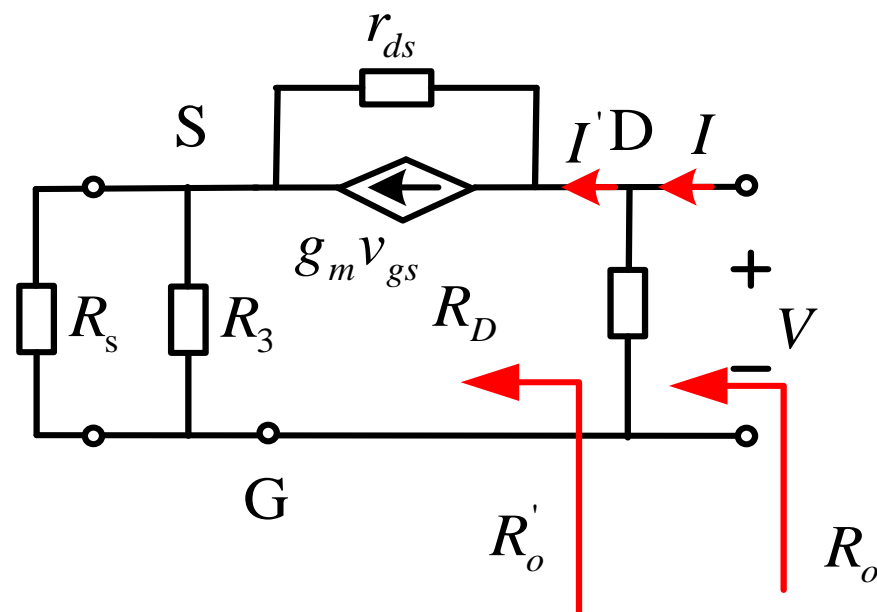
3. 共栅放大器

■ 输出阻抗

$$V = I' (R_s \parallel R_3) + (I' - g_m v_{gs}) r_{ds}$$

$$v_{gs} = -I' (R_s \parallel R_3)$$

$$\Rightarrow R_o' = r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) (R_s \parallel R_3) \Rightarrow R_o = R_o' \parallel R_D \approx R_D$$



■ 共栅放大器的输出阻抗由漏极电阻 R_D 决定，尽管FET自身共栅输出阻抗相当大，但是放大电路的输出阻抗并不大。



3. 对比

■ 三种组态FET基本放大器对比

| 组态 | A_v | R_i | R_o |
|----|----------|-------|--------|
| 共源 | 反相, >1 | 高 | 中 |
| 共漏 | 同相, $=1$ | 高 | 低 |
| 共栅 | 同相, >1 | 低 | 中(相对高) |

■ 与BJT基本放大电路对比

- 共源对应共发
- 共漏对应共集
- 共栅对应共基



举例

■ 例：FET基本放大电路的中频分析

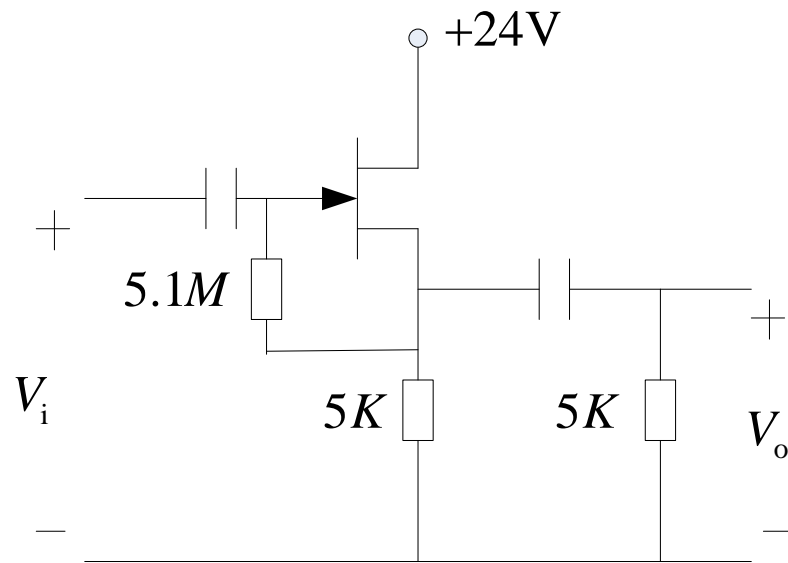
已知 $N-JFET$ 处于饱和态, $I_{DSS} = 2\text{mA}$, $V_{p0} = 1.5\text{V}$, $r_{ds} = 20\text{K}\Omega$,
求 I_{DQ} 及 A_v, R_i 。

解：依题意，有

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right)^2$$

$$V_{GS} = 0$$

$$\Rightarrow I_{DQ} = 2\text{mA}$$





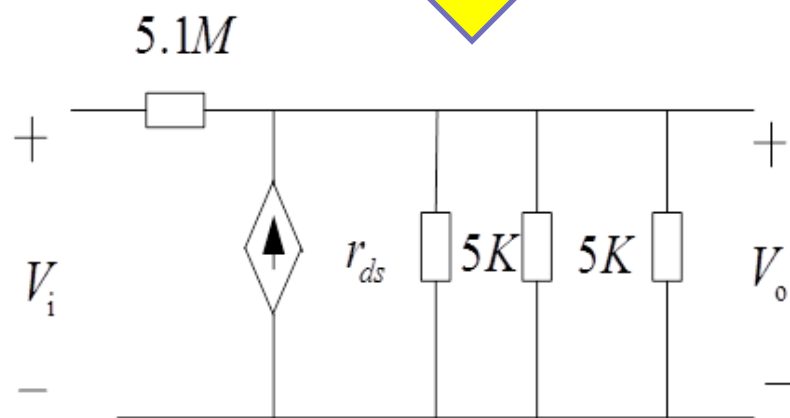
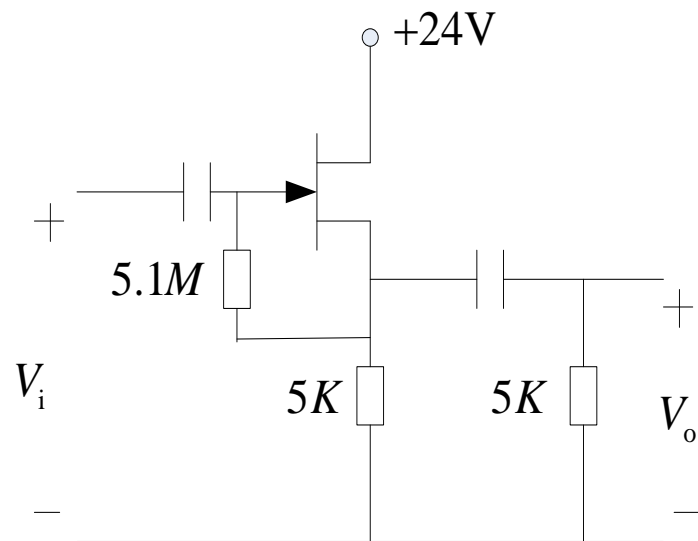
举例

$$g_m = \frac{2}{V_{p0}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}} = \frac{8}{3} mS$$

$$V_o = \left(\frac{v_{gs}}{5100} + g_m v_{gs} \right) (r_{ds} \parallel 5 \parallel 5) = 5.93 v_{gs}$$

$$V_i = v_{gs} + V_o \Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = 0.856$$

$$R_i = \frac{V_i}{v_{gs}/5100} = 35.3 M\Omega$$





§ 4.6 共源放大器的 频率响应





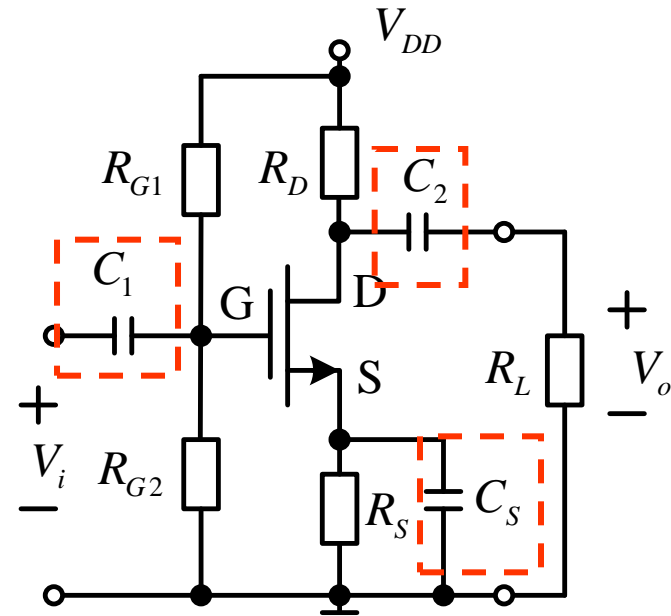
§ 4.6 共源放大器的频率响应

1. 低频响应

- 主要考虑三个电容
- 分析方法和BJT类似，三个电容分别考虑, 仍有

$$\omega_{lCS} \gg \omega_{lC_1}, \quad \omega_{lC_2}$$

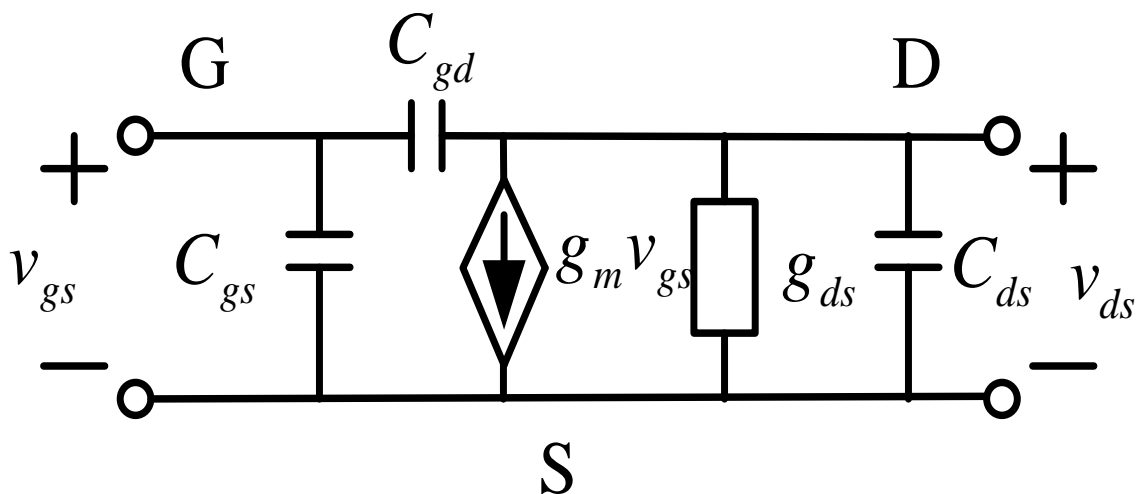
- 下截止频率主要由 C_S 决定;





2. 高频响应

三个极间电容的影响，主要求放大器的上截止频率

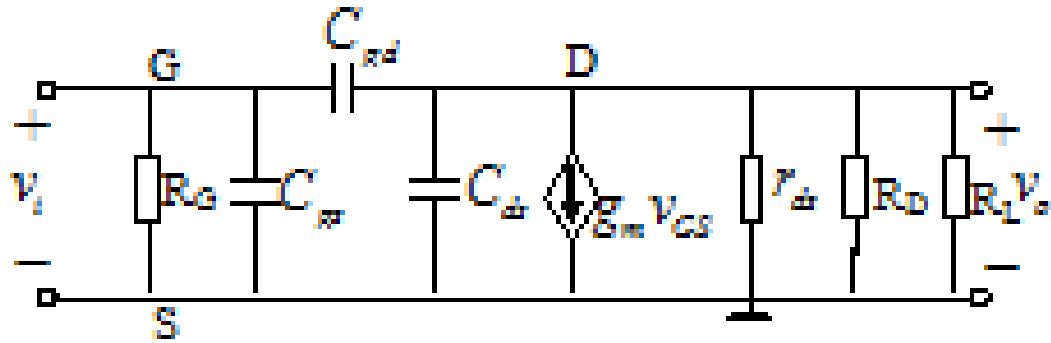


C_{gd} 跨接在输入、输出极之间，必须用密勒定理来进行单项化近似。首先求 $k = \frac{v_o}{v_i}$



2. 密勒定理单向化近似

$$v_i = v_{gs}$$



$$v_o = \left[-g_m v_{gs} - v_o S C_{ds} - (v_o - v_i) S C_{gd} \right] \cdot R_D \parallel R_L \parallel r_{ds}$$

$$\therefore k = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(-g_m + S C_{gd})(R_L' \parallel r_{ds})}{1 + S(C_{gd} + C_{ds})(R_L' \parallel r_{ds})}$$



K和 ω 有关，求解不方便，需作近似。

$$\omega \ll 10^9 \text{ rad/s} \Rightarrow \omega C_{gd} \ll g_m$$

$$\omega(C_{gd} + C_{ds})R_L' \ll 1$$

$$\Rightarrow \therefore k = -\frac{g_m(R_L' \parallel r_{ds})}{1} = -g_m(R_L' \parallel r_{ds}) < 0$$



2. 高频响应

➤ 通过必要的近似后，得到

$$k = -g_m (R_L' \parallel r_{ds}) < 0$$

$$C' = (1 + g_m R_L' \parallel r_{ds}) C_{gd}$$

$$C'' = (1 + \frac{1}{g_m (R_L' \parallel r_{ds})}) C_{gd}$$

$$C_i = C' + C_{gs}$$

$$C_o = C'' + C_{ds}$$

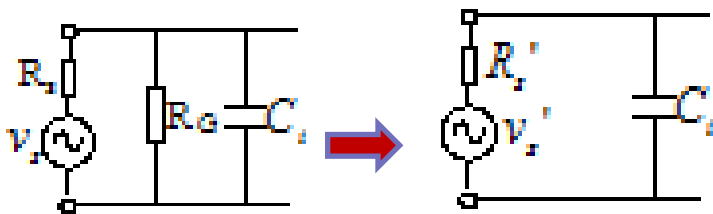


2. 高频响应

$$A_v(S) = \frac{V_o}{V_i} \quad C_i \text{ 不影响 } V_i, \text{ 所以对 } A_v(S) \text{ 没有影响}$$

$$\rightarrow A_v(S) \rightarrow \omega_h = \frac{1}{C_o(R_L' \parallel r_{ds})}$$

C_i 只影响 $A_{vs}(S)$ 戴维宁等效



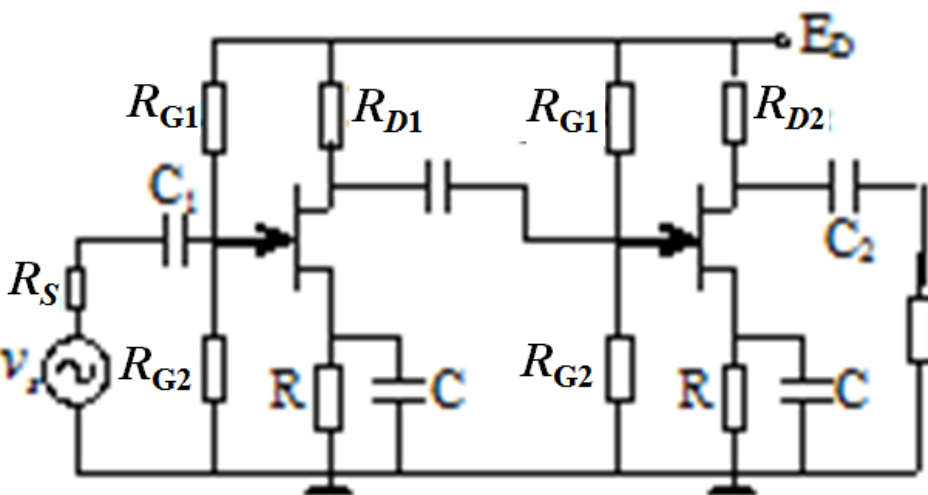
$$R_s' = R_G \parallel R_s$$

$$v_s' = v_s \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s}$$

$$\rightarrow A_{vs}(S) \rightarrow \omega_{h1} = \frac{1}{C_i R_s'}; \quad \omega_{h2} = \frac{1}{C_o(R_L' \parallel r_{ds})}$$



举例 1



已知： $g_{m1} = g_{m2} = 2 \text{ mS}$

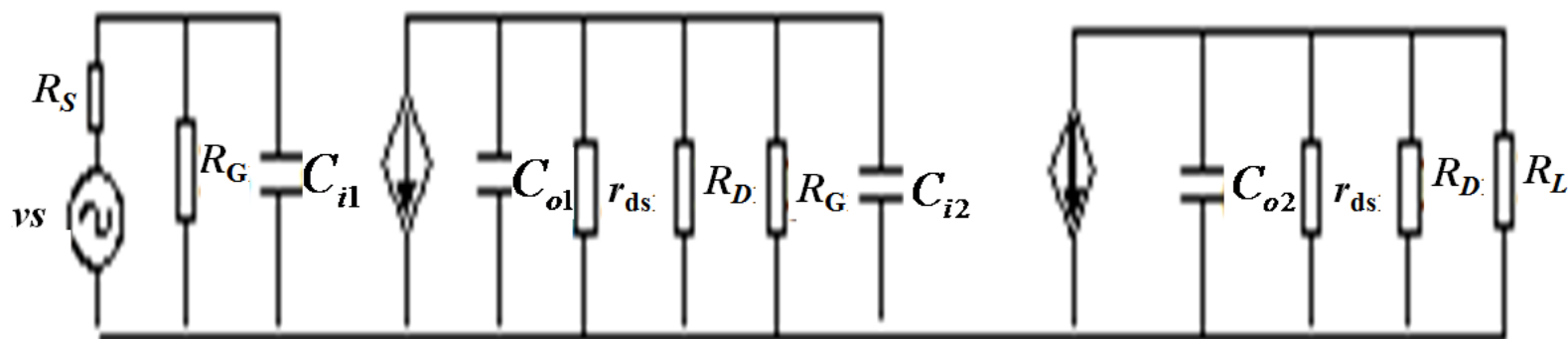
$r_{ds1} = r_{ds2} = 20 \text{ k}\Omega$ $C_{gd} = 2 \text{ pF}$

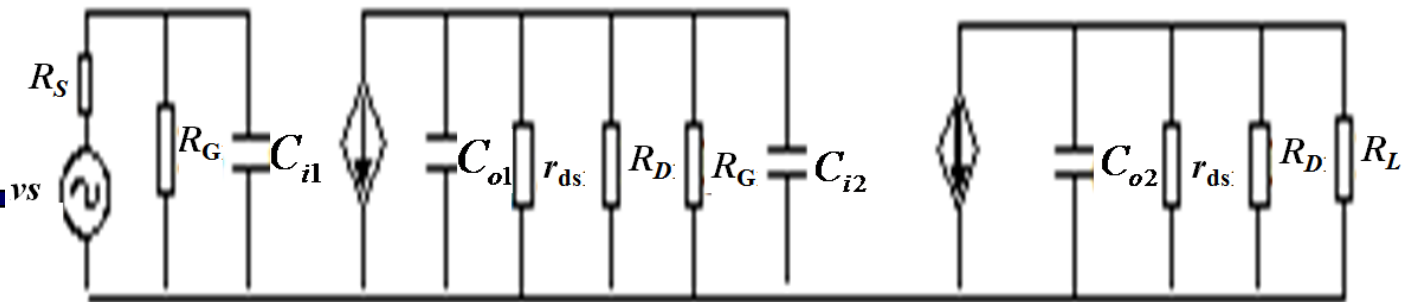
$C_{gs} = 3 \text{ pF}$ $C_{ds} = 1 \text{ pF}$

R_L $R_{G1} = R_{G2} = 1 \text{ M}\Omega$ $R_{D1} = R_{D2} = 3.5 \text{ k}\Omega$

$R_L = 1 \text{ k}\Omega$ $R_S = 50 \Omega$

求 $A_{vs}(S)$ 的 $\omega_h = ?$





解：

$$R_{L1}' \parallel r_{ds} = r_{ds} \parallel R_{D1} \parallel R_G = 3k\Omega \quad R_{L2}' \parallel r_{ds2} = r_{ds2} \parallel R_{D2} \parallel R_L = 0.75k\Omega$$

$$C_{o2} = C_{ds} + \left(1 + \frac{1}{g_m R_{L2}' \parallel r_{ds2}}\right) C_{gd} = 4.3pF$$

$$C_{i2} = C_{gs} + (1 + g_m R_{L2}' \parallel r_{ds2}) C_{gd} = 8pF$$

$C_{o1} = 3.3pF$ $C_{i1} = 17pF$ ，四个电容、三个极点。

$$\omega_{h1} = \frac{1}{C_{i1} R_s'} = 1.18 \times 10^9 \text{ rad/s}; \quad \omega_{h2} = \frac{1}{(C_{o1} + C_{i2}) R_{L1}' \parallel r_{ds}} = 2.95 \times 10^7 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{h3} = \frac{1}{C_{o2} R_{L2}'} = 3.1 \times 10^8 \text{ rad/s}$$



主极点为

$$\omega_h \approx \omega_{h2} = 2.95 \times 10^7 \text{ rad/s}$$



典型题解2_场效应管放大电路

题 2: 右图所示电路为 JFET 和 BJT 的混合放大电路, 已知

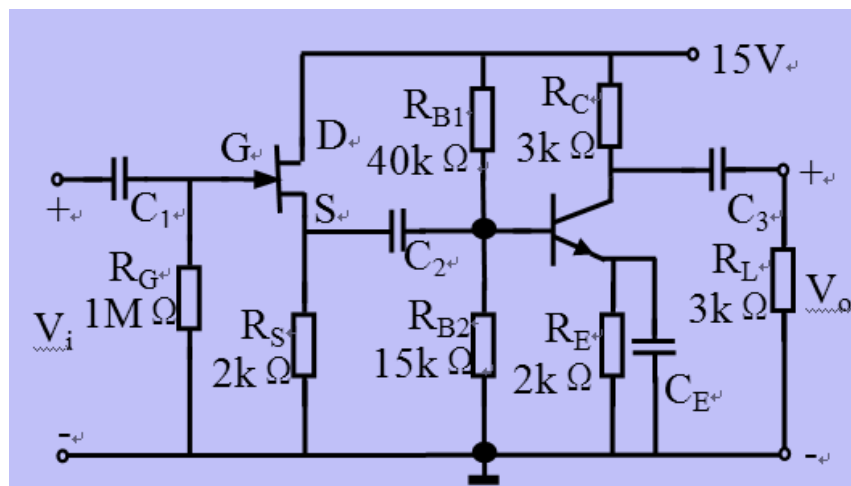
场效应管的 $g_m = 4\text{ms}$, $r_{ds} = \infty$ 。晶体管的 $\beta = 50$, $r_b = 220\Omega$

$V_{BE} = 0.7\text{V}$, $r_c' = \infty$, 所有电容均可视为交流短路。

(1) 画出该电路的交流小信号等效电路。

(2) 计算室温下电路的中频电压放大倍数 $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ 。

(3) 求电路的输入阻抗和输出阻抗。





典型题解2_场效应管放大电路

(1)

$$(2) V_i = V_{gs} + g_m V_{gs} (R_S \parallel R_B \parallel h_{ie})$$

$$V_E = V_B - 0.7 = 15 \cdot \frac{15}{15 + 40} - 0.7 = 4.1 - 0.7 = 3.4(V)$$

$$R_S \parallel R_B = \frac{15 \cdot 40}{15 + 40} \parallel 2 = 1.7(k\Omega), R_S \parallel R_B \parallel h_{ie} = 0.63(k\Omega)$$

$$h_{ie} = r_b + (1 + \beta)r_e = 0.22 + 51 \times \frac{26}{1.7} = 1(k\Omega)$$

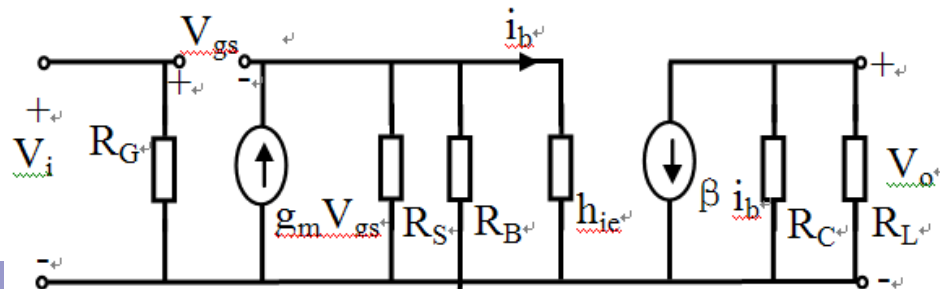
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\beta I_b (R_C \parallel R_L)}{V_{gs} + g_m V_{gs} (R_S \parallel R_B \parallel h_{ie})} = \frac{-\beta g_m V_{gs} \frac{R_S \parallel R_B}{R_S \parallel R_B + h_{ie}} (R_C \parallel R_L)}{V_{gs} (1 + g_m (R_S \parallel R_B \parallel h_{ie}))} = \frac{-\beta g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + g_m (R_S \parallel R_B \parallel h_{ie})} \cdot \frac{R_S \parallel R_B}{R_S \parallel R_B + h_{ie}}$$

$$A_v = \frac{-50 \times 4 \times 1.5}{1 + 4 \times 0.63} \cdot \frac{1.7}{1.7 + 1} = -53.66$$

(3)

$$R_i = R_G = 1M\Omega$$

$$R_o = R_C = 3k\Omega$$



$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3.4}{2} = 1.7(mA)$$

$$I_b = g_m V_{gs} \frac{R_S \parallel R_B}{R_S \parallel R_B + h_{ie}} = 1.55 V_{gs}$$

$$V_o = -\beta I_b (R_C \parallel R_L) = -75 I_b$$



本章小结

■ 场效应管的导电特性

- 熟悉JFET及MOSFET的**结构**、**工作原理**、电路符号
- 熟悉三种场效应管的性能参数及其含义
- 掌握三种场效应管的漏极**伏安特性**及其在饱和电流区的**转移特性方程**
- 熟悉场效应管的**三种工作区**及其划分条件；



本章小结

■ 场效应管放大电路的静态直流分析

- 熟悉场效应管直流偏置电路的组成结构及其适用范围
- 掌握公式法：基于转移特性方程的场效应管电路直流分析方法，熟悉分析步骤；



本章小结

■ 场效应管放大电路的中频动态分析

- 熟悉场效应管的三种组态及其判别方法
- 掌握场效应管低频交流小信号模型，牢记模型结构及模型参数
- 熟悉场效应管放大电路交流分析步骤及交流性能指标
- 熟悉并能定性比较共源、共漏、共栅放大器中频性能；



作业

■ 4.1

■ 4.8

■ 4.10

■ 4.11

■ 4.14(1)