



第四章 场效应管及其基本放大电路

郭圆月

2022年11月16日





本章主要内容

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

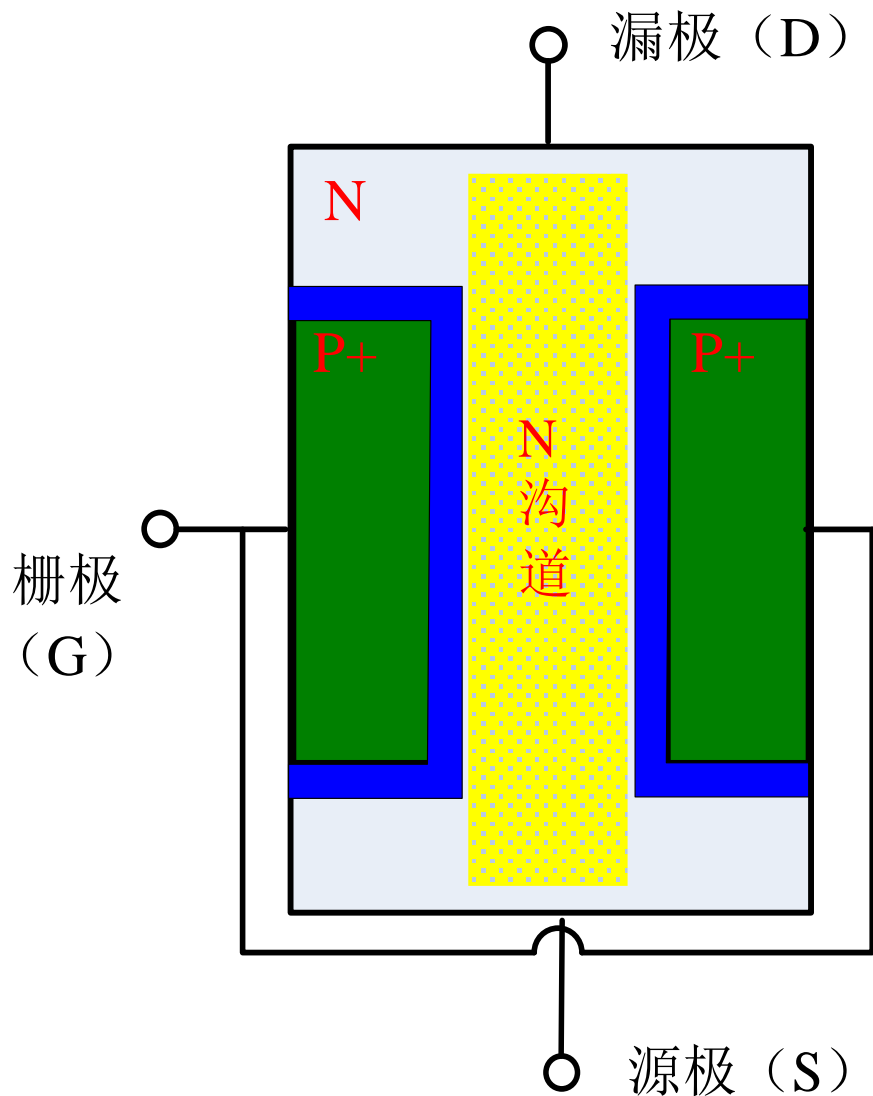
4.6 单级共源放大器的频率特性





§ 4.1 结型场效应管

箭头：P->N标志沟道类型，非电流方向；



■ 结构要素

➤ 1条导电沟道

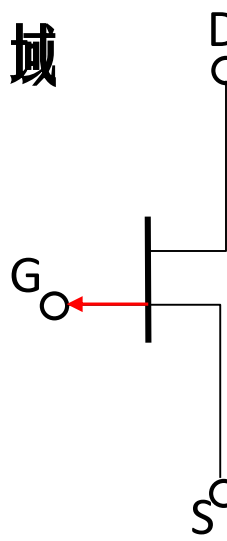
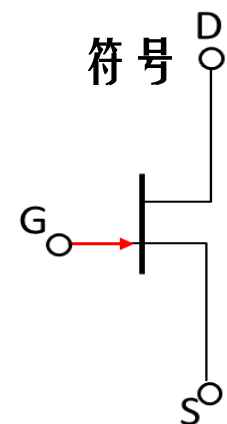
➤ 2个PN结

➤ 3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。

---单极型载流子工作，温度噪声极低！！



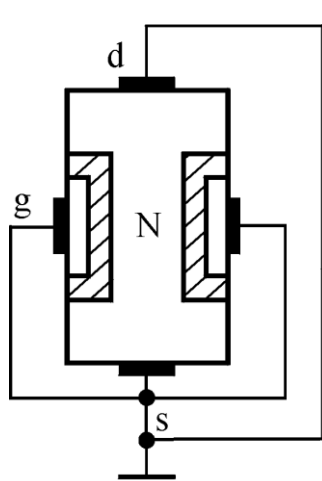


4.1 栅-源电压 u_{GS} 对导电沟道宽度控制作用

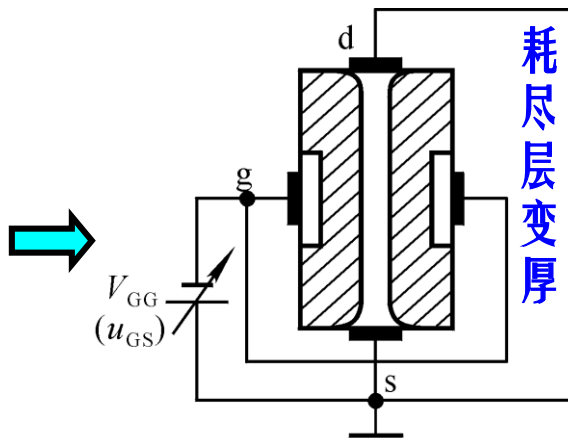
---输入回路阻抗极高($M\Omega$ 量级)

■ 栅极与源极之间加负电压: $U_{GS} \leq 0$

⇒ 两PN结为反向偏置



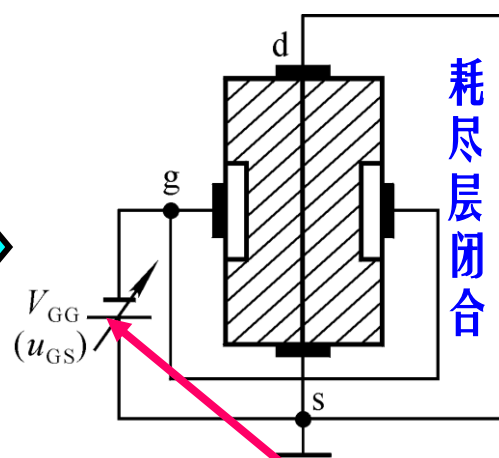
沟道最宽



耗尽层变厚

沟道变窄

导电率逐渐降低



耗尽层闭合

$i_D = 0$

沟道消失称为夹断

夹断电压 $V_{P0} = |U_{GS(off)}|$

U_{GS} 临界电压大小值!

➤ 电压控制型: u_{GS} 控制导电沟道宽度, 再控制 i_D !

➤ 为什么g-s必须加负电压?





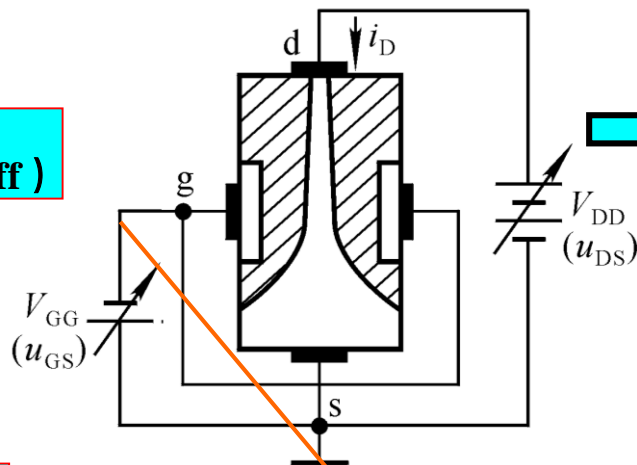
4.1 漏-源电压 u_{DS} 对漏极电流 i_D 的影响

预设： $U_{GS(off)} < u_{GS} < 0$;

$u_{DS} > 0$

$V_G < V_S < V_D$

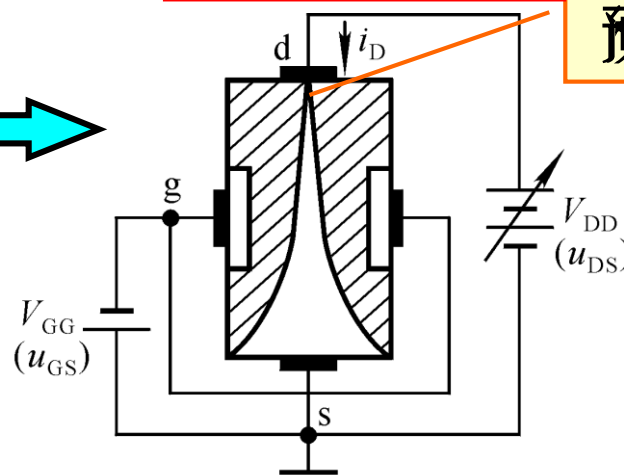
$0 > u_{GD} > U_{GS(off)}$



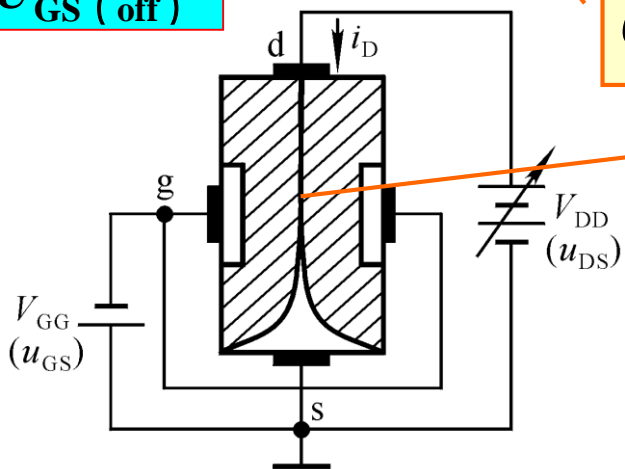
$u_{GD} = U_{GS(off)}$

预夹断

夹而不断!



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



$0 > u_{GS} > U_{GS(off)}$ 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 几乎仅仅受控于 U_{GS} → 电压控电流型器件!

场效应管工作在饱和区的条件是什么?



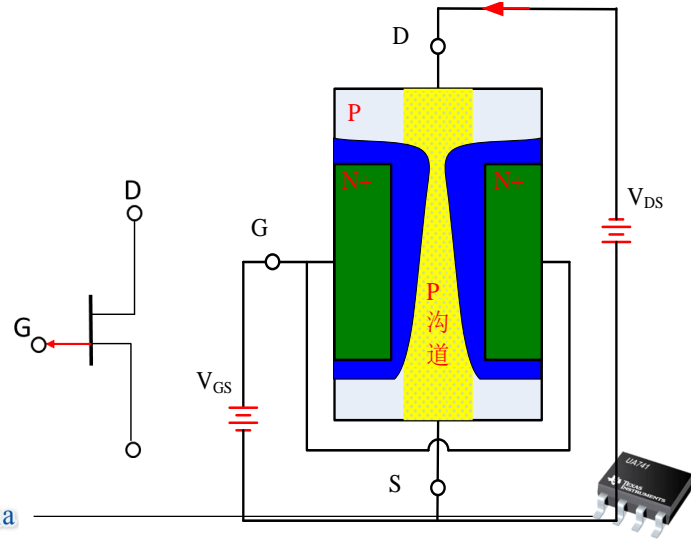
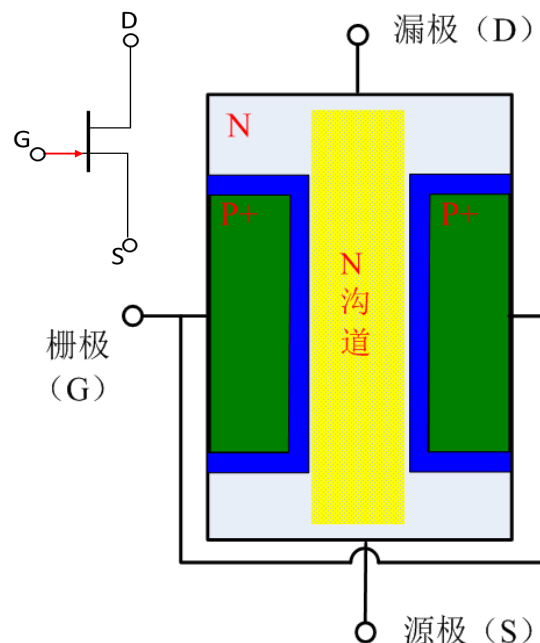


4.1 工作原理

■ 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：

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



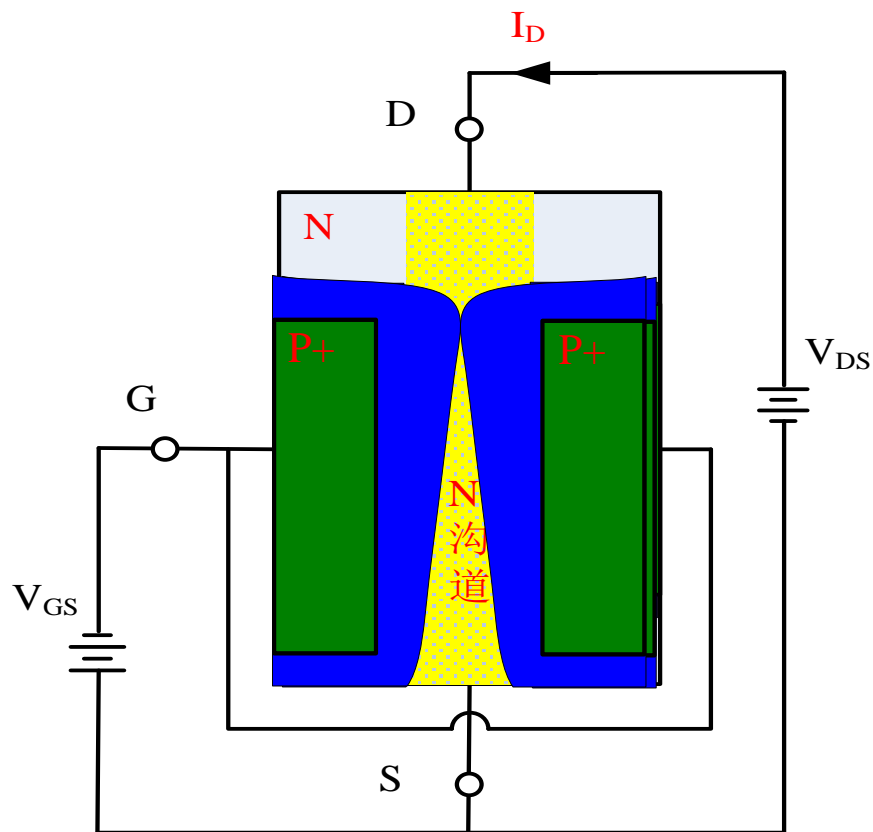
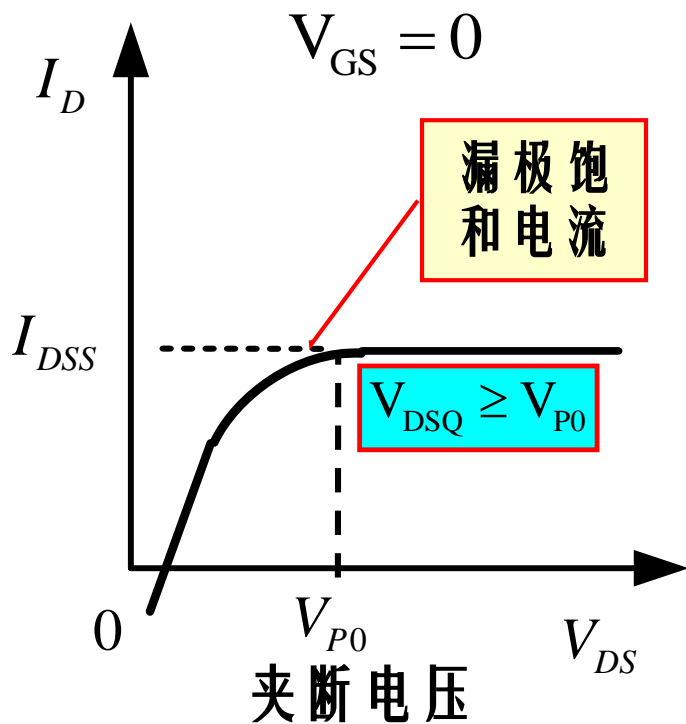


4.1 输出伏安特性曲线

■ 漏极输出伏安特性

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

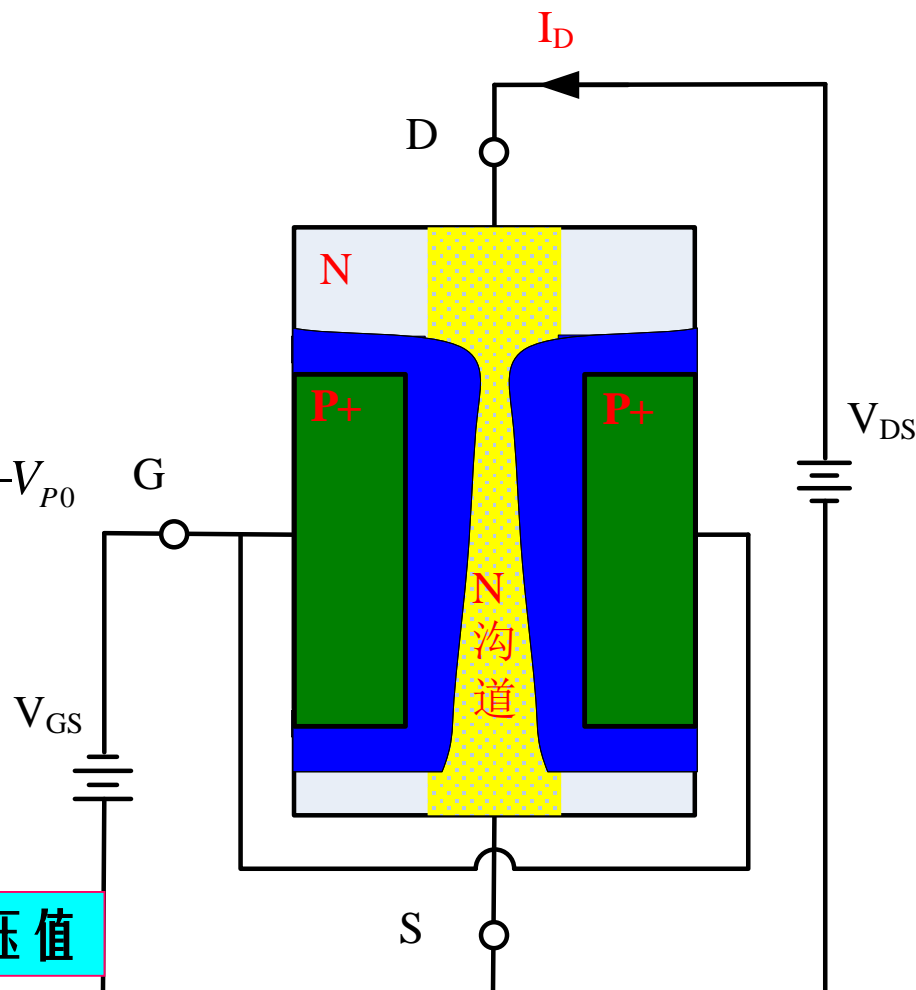
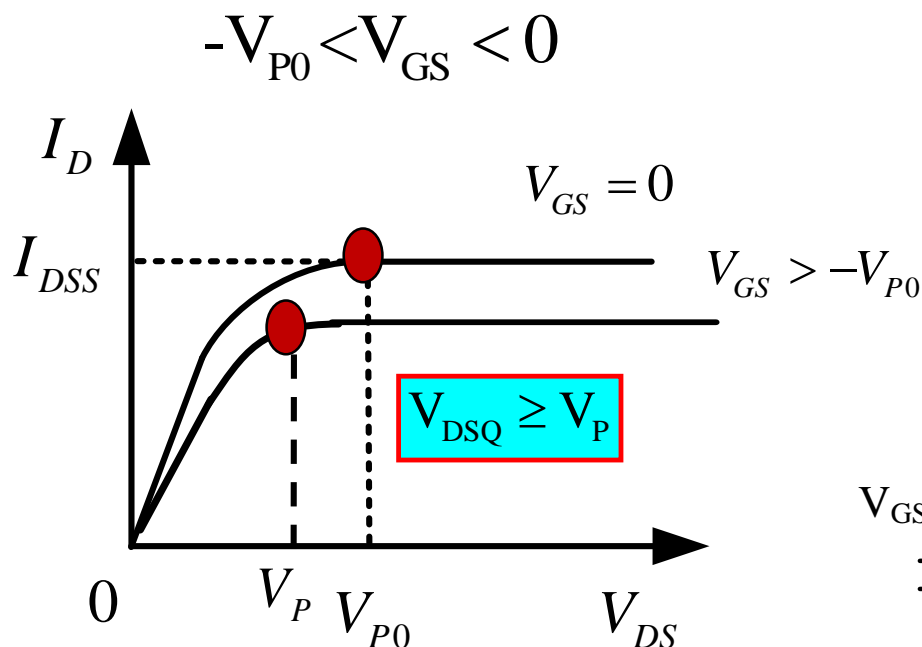
➤ 情况-1:





4.1 输出伏安特性曲线

► 情况-2:



预夹断电压: $V_P = V_{P0} + V_{GSQ}$ V_{DS} 临界电压值

■ 与BJT输出特性类似，漏极伏安特性将形成一族曲线。

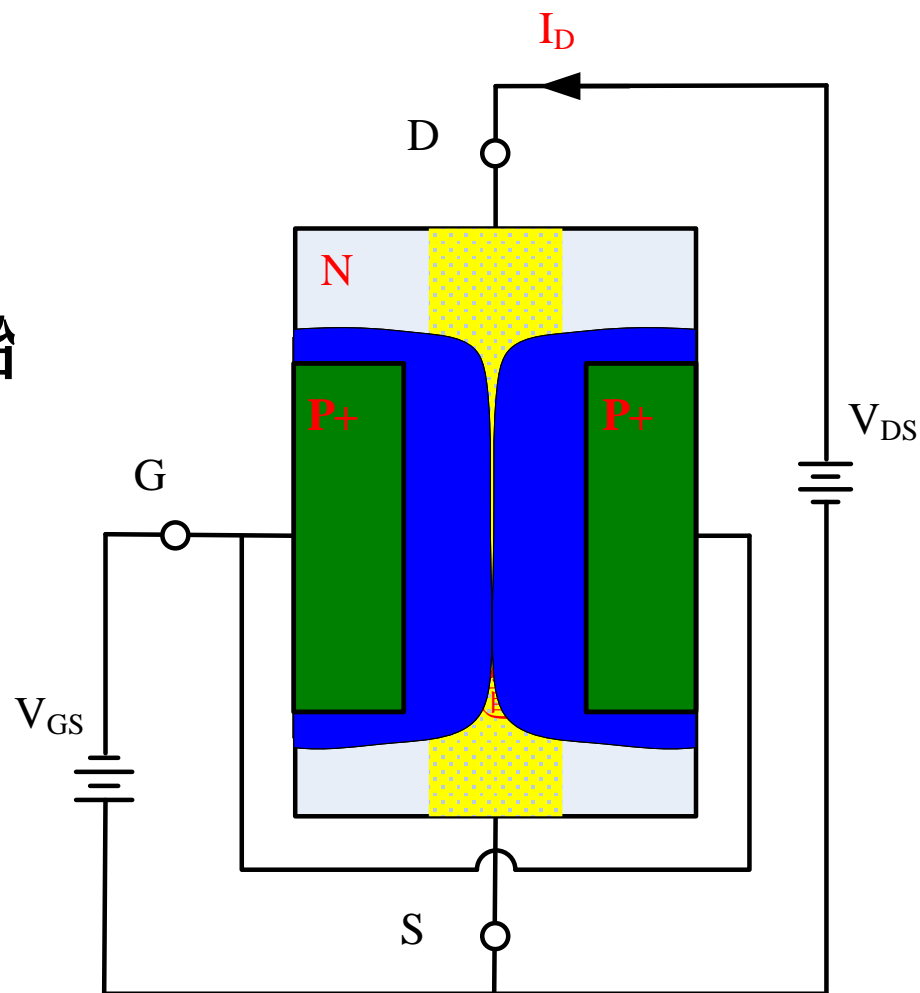




4.1 输出伏安特性曲线

➤ 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 输出伏安特性曲线

■ 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 $u_{GDQ} = U_{GS(\text{off})}$, $V_{DSQ} = V_P = V_{P0} + V_{GSQ}$

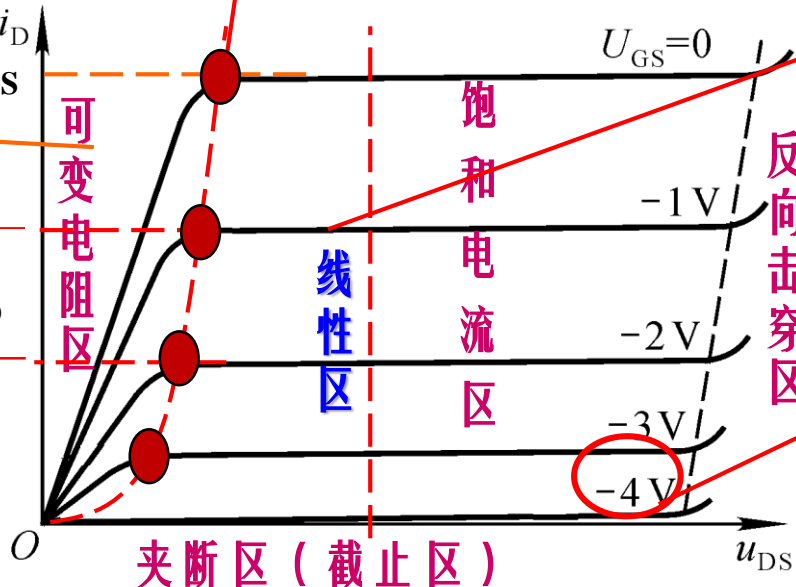
漏极饱和电流 I_{DSS}

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}
 u_{GS} 电压控制电流 i_D

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

夹断电压

$$V_{GS} \leq -V_{P0}, I_D = 0$$

不同型号的管子 $U_{GS(\text{off})}$

I_{DSS} 将不同。

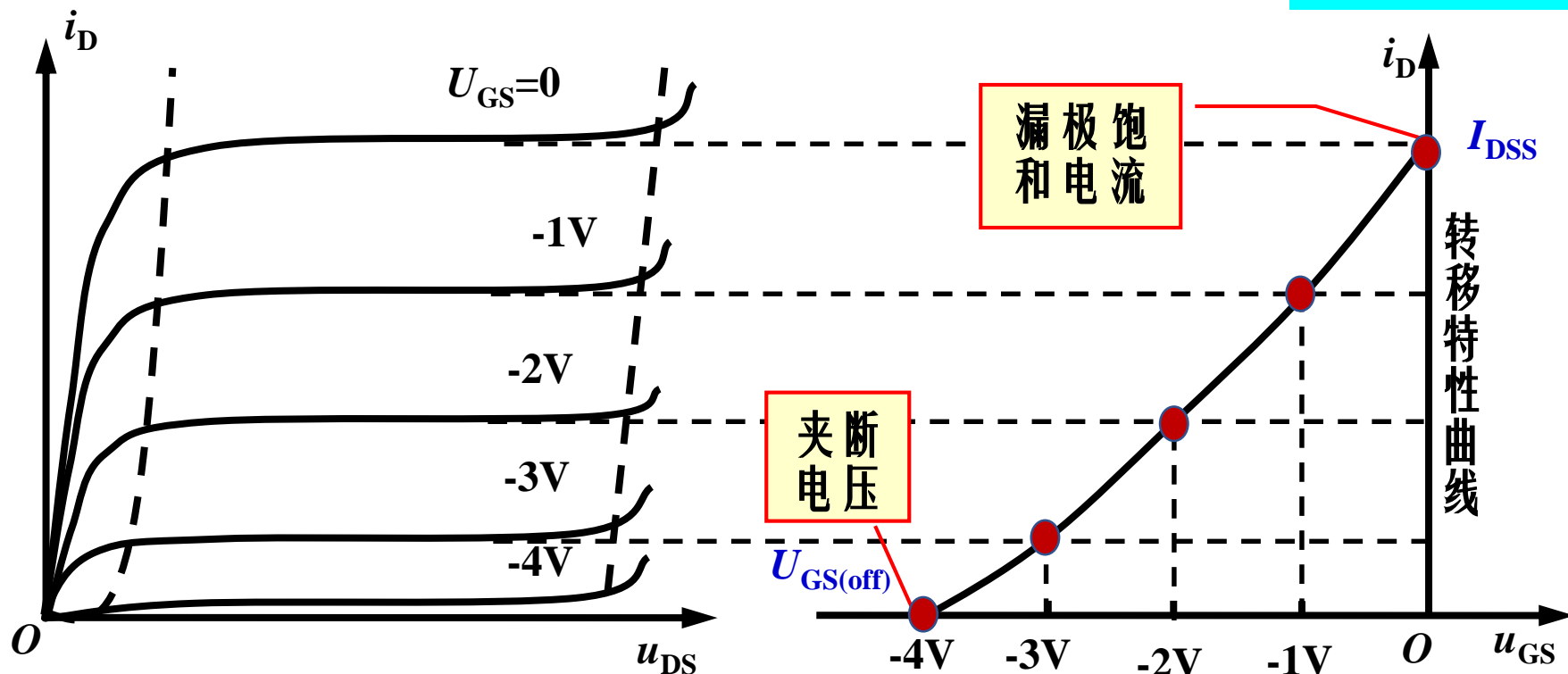
➤ 三个工作区与三种工作状态。





4.1 转移特性曲线

■ 饱和态JFET漏极电流 I_D 与 V_{DS} 无关，受控于 U_{GS} $i_D = f(u_{GS}) \big|_{U_{DS}=\text{常量}}$



➤ 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:

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

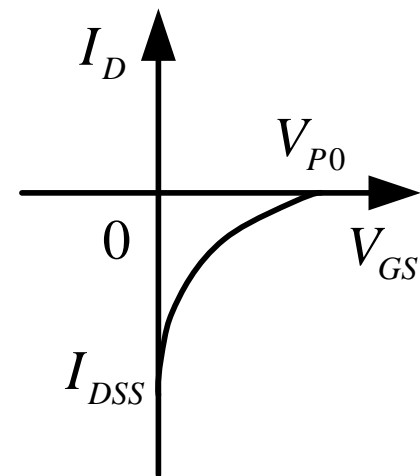
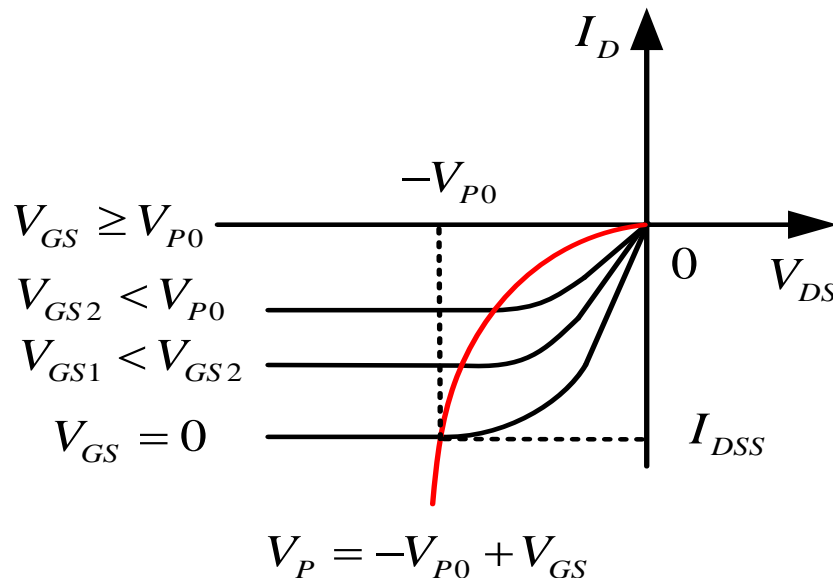
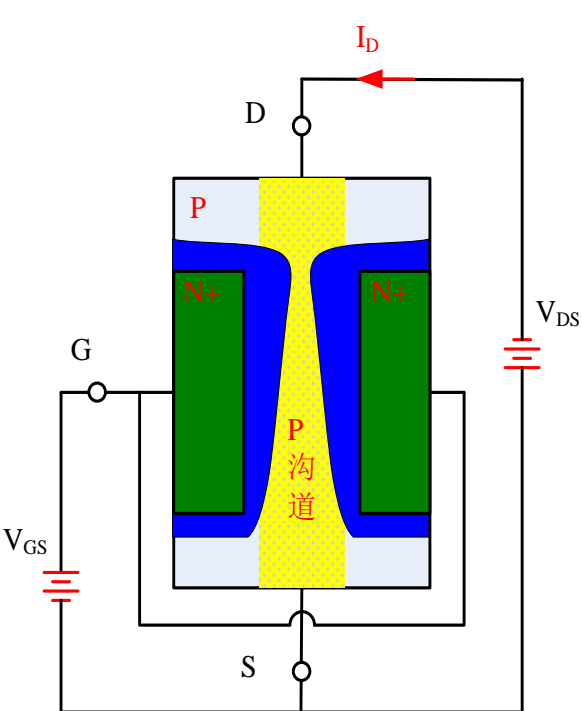
$$\text{形式2 } I_D = K V_p^2 = K (V_{GS} + V_{P0})^2$$

$$K = \frac{I_{DSS}}{V_{P0}^2}$$

4.1 转移特性曲线

■ P-JFET的漏极伏安特性及其转移特性

P-JFET: $V_G > V_S > V_D$



转移特性方程：

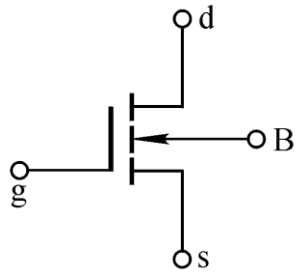
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{P0}} \right)^2$$

■ 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。



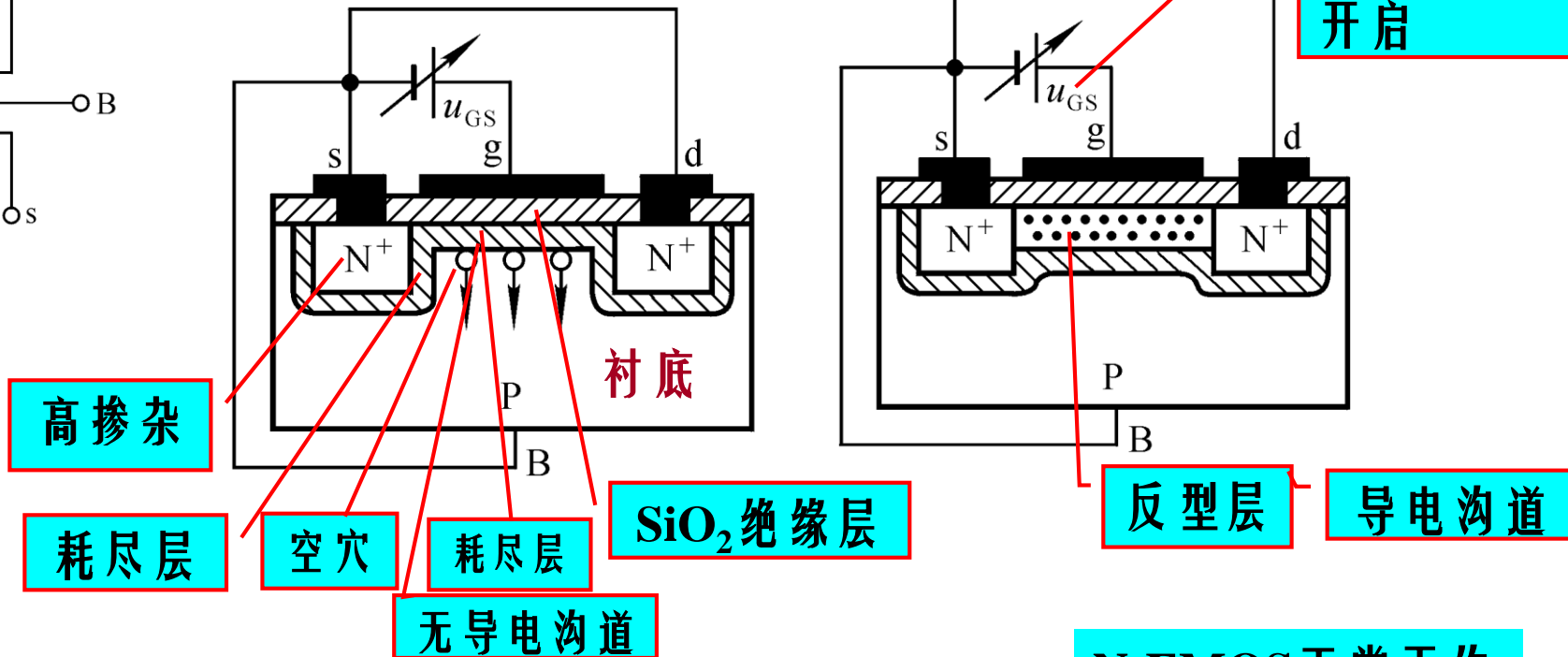
§ 4.2 绝缘栅型场效应管 (MOSFET)

■ 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



➤ 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

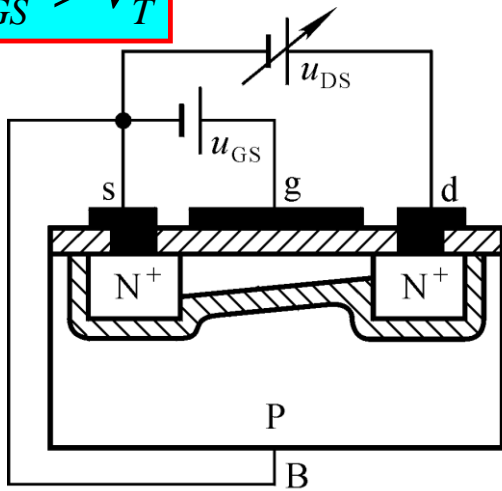
N-EMOS 正常工作的
前提条件



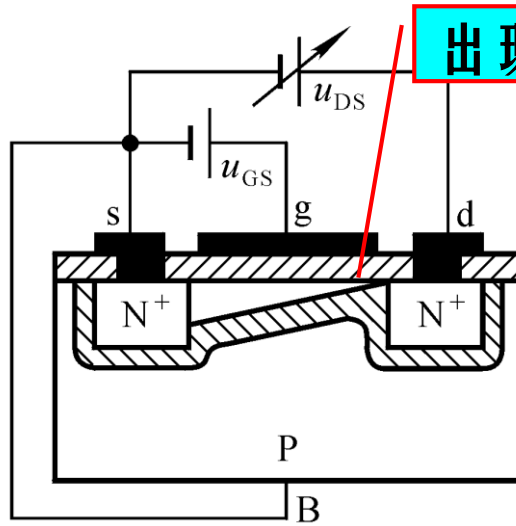


4.2 增强型MOS管 u_{DS} 对 i_D 的影响

$$V_{GS} > V_T$$

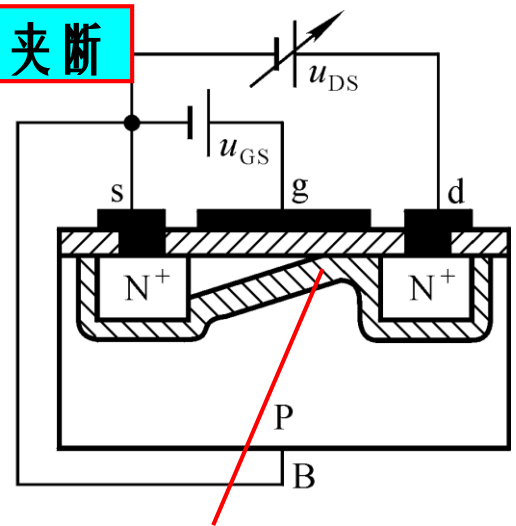


i_D 随 u_{DS} 的增大而增大，可变电阻区



出现预夹断

$$u_{GD} = U_{GS(th)}, \text{预夹断}$$



u_{DS} 的增大几乎全部用来克服夹断区的电阻

i_D 几乎仅仅受控于 u_{GS} ，进入饱和电流区 → 电压控电流型器件！

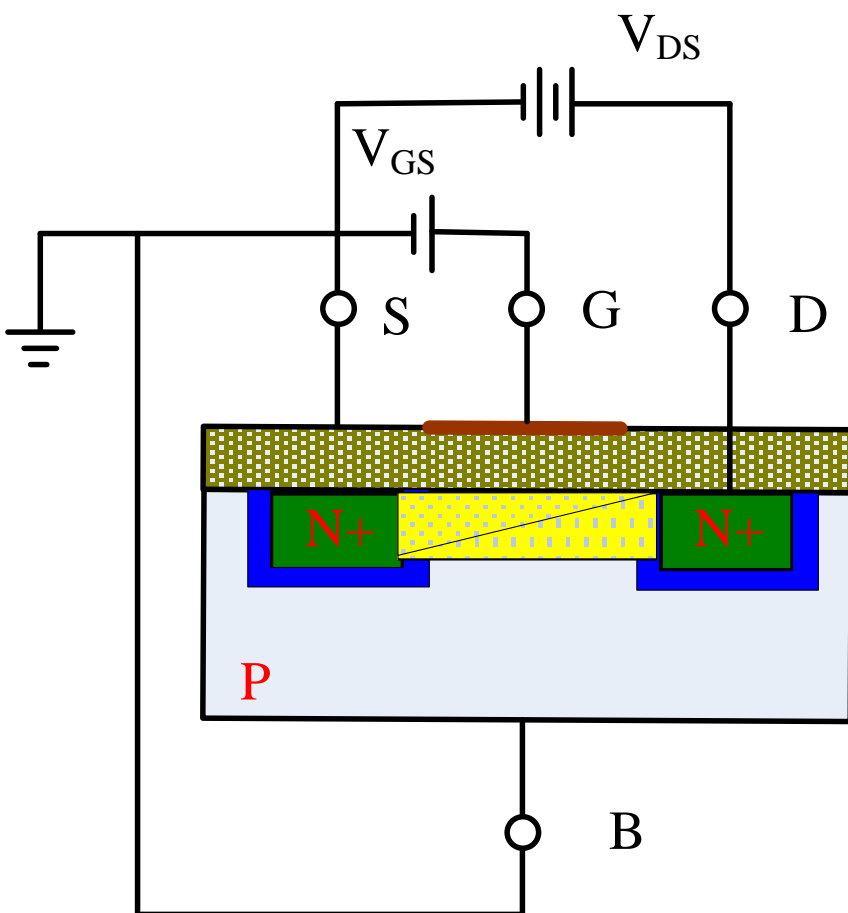
用场效应管组成放大电路时应使之工作在饱和区。N沟道增强型MOS管工作在饱和电流区的条件是什么？



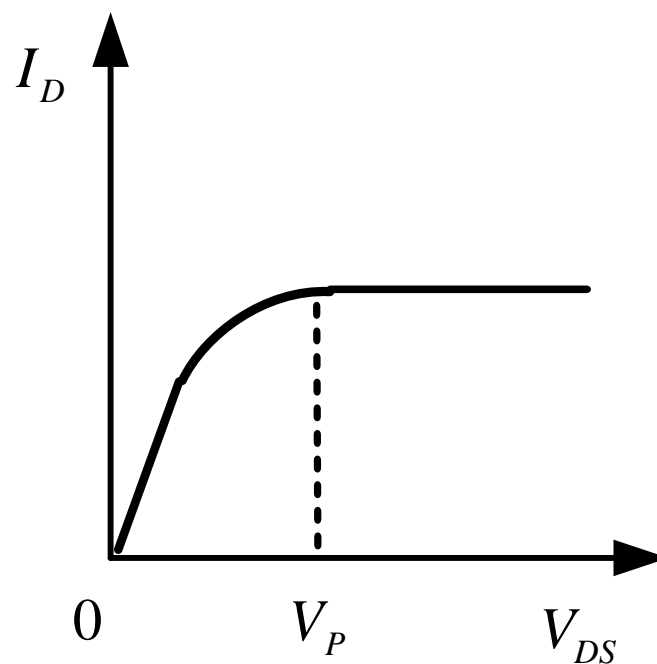


§4.2 输出特性

■ 漏极伏安特性



➤ 预夹断电压 V_P



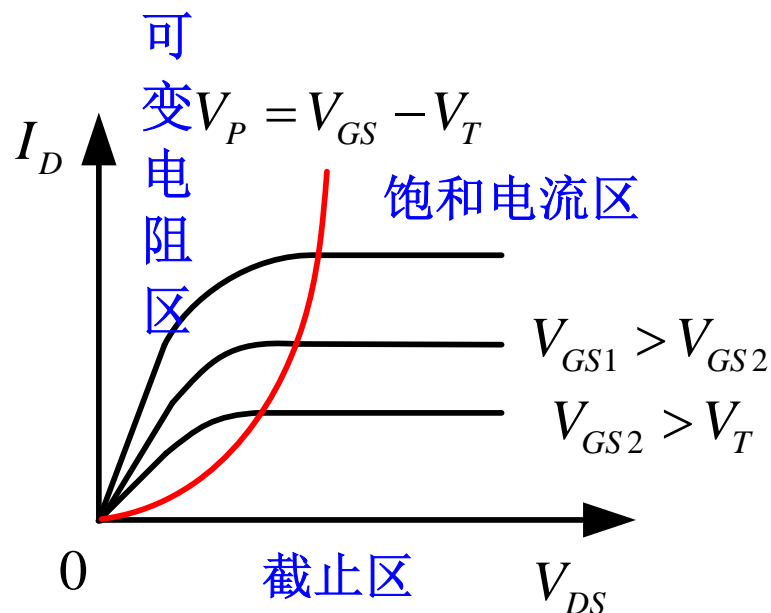
$$V_P = V_{GS} - V_T$$





§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



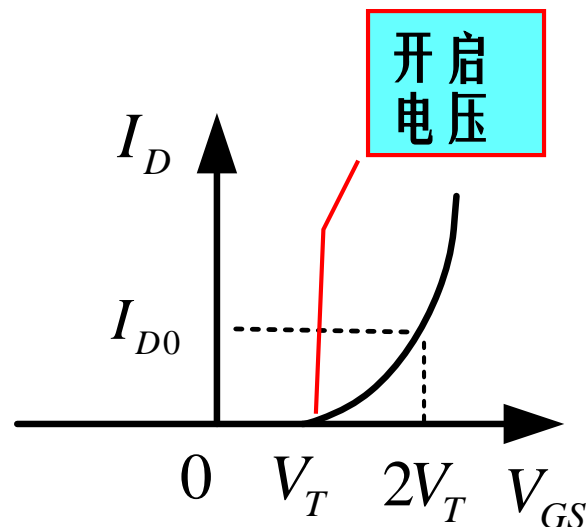


§4.2 转移特性

■ 转移特性方程： 饱和区

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

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



形式1

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

形式2

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

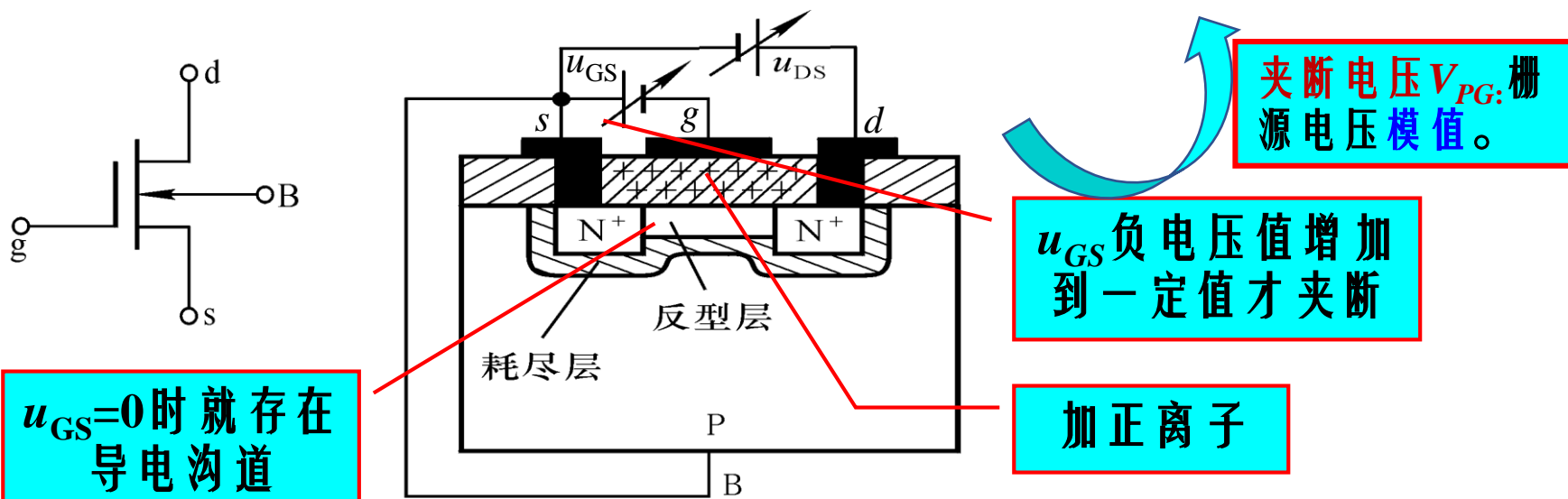
参数

$$K = \frac{I_{D0}}{V_T^2}$$





§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

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





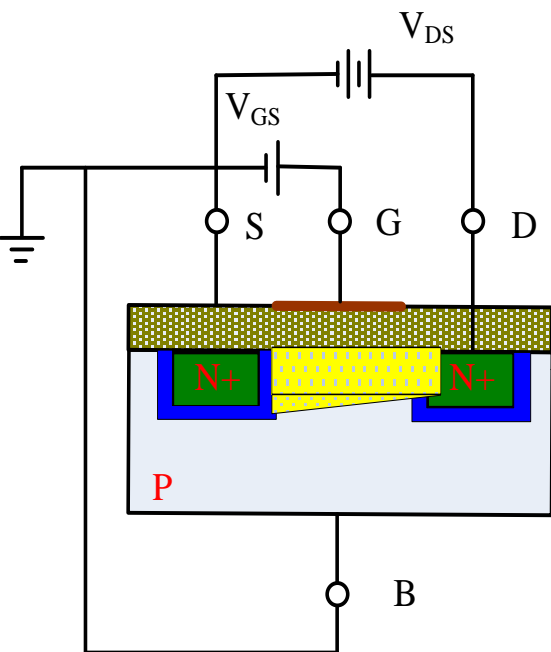
§4.2 耗尽型MOSFET

■ 漏极输出伏安特性与转移特性：

转移特性

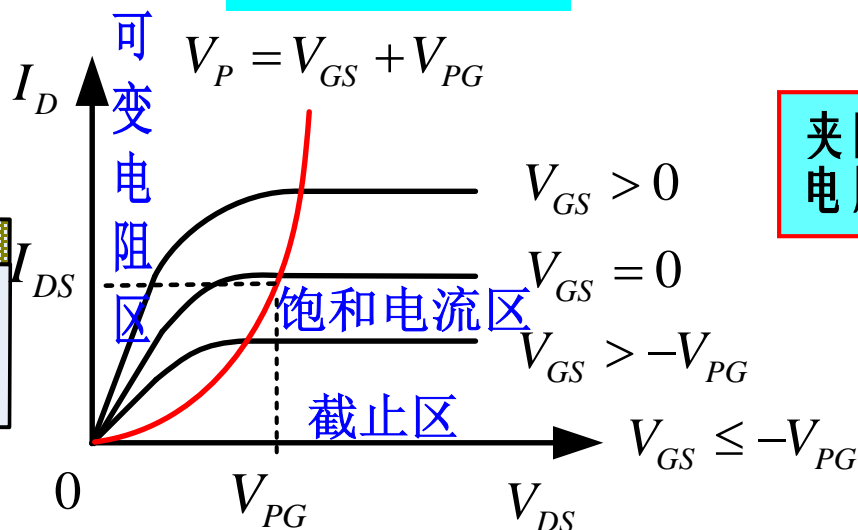
$$I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$$

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

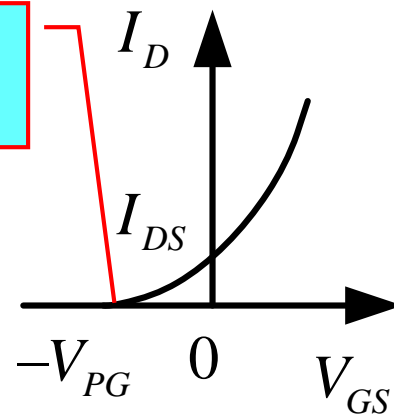


预夹断电压 V_P

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



夹断电压



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

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

$$\text{截止区: } V_{GS} \leq -V_{PG}$$

➤ 饱和电流区，电流方程

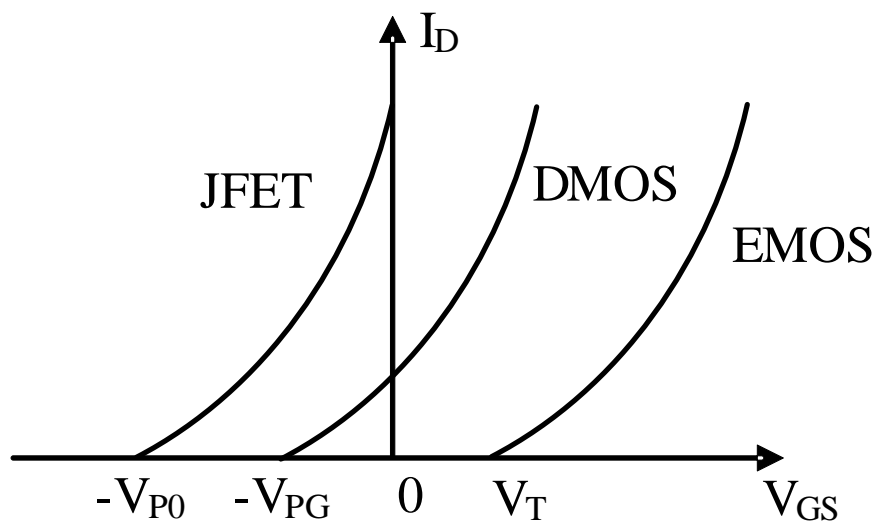
$$\Rightarrow I_D = I_{DS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{PG}} \right)^2$$



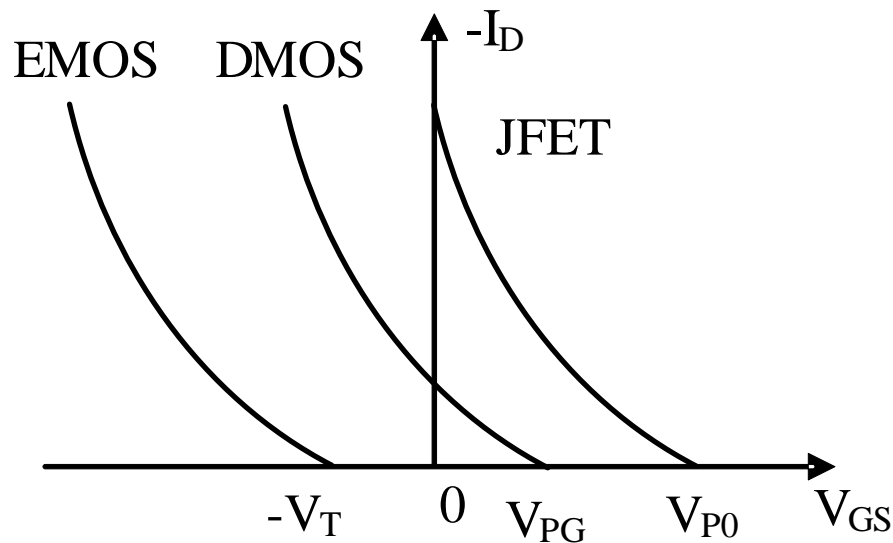


§4.2 场效应管比较

■ 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 场效应管比较

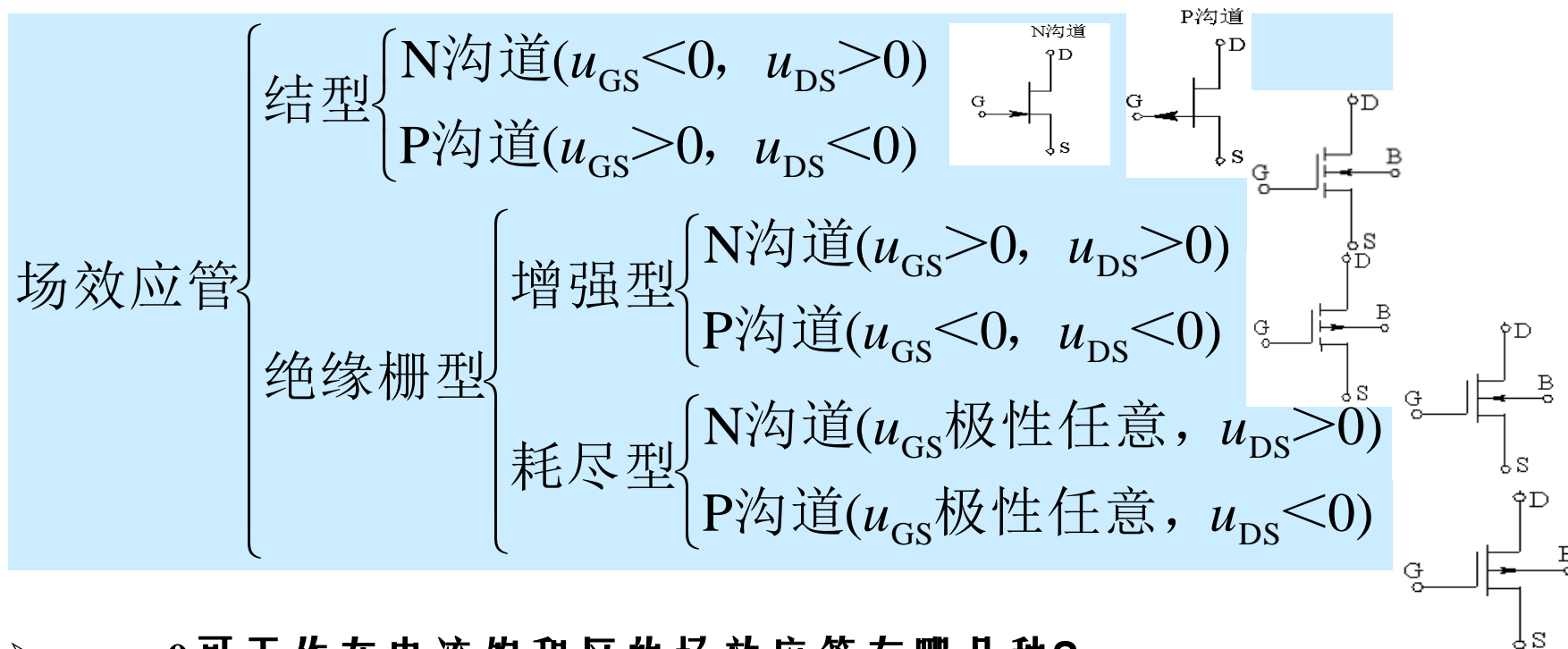
■ JFET、EMOS与DMOS对比

- 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



- $u_{GS}=0$ 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？





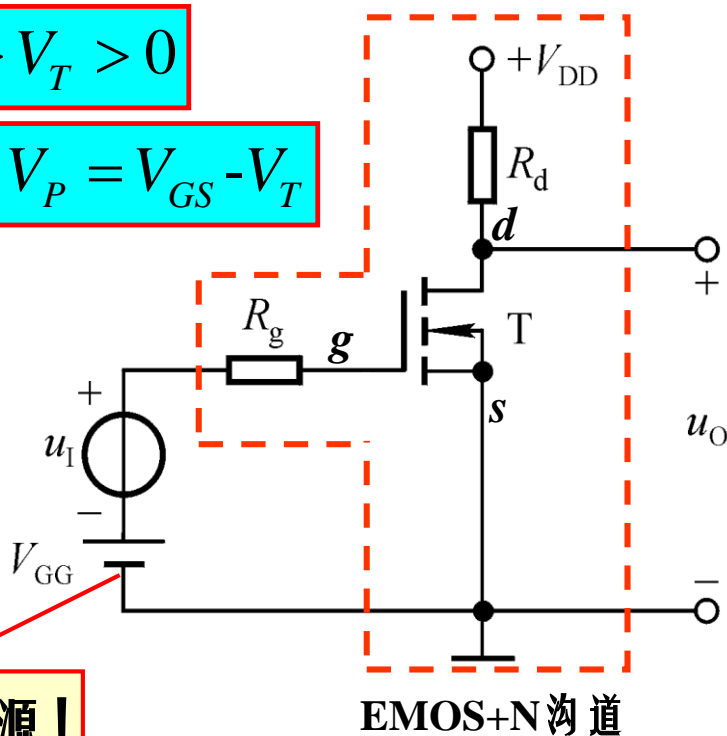
§4.3 直流偏置电路

1. 基本共源放大电路：双电源固定偏压

根据场效应管类型，确定其工作在饱和电流区的直流偏置条件，
在 $g-s$ 、 $d-s$ 间加合适极性与大小的电源。

$$V_{GS} > V_T > 0$$

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



直流静态工作点Q:

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

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

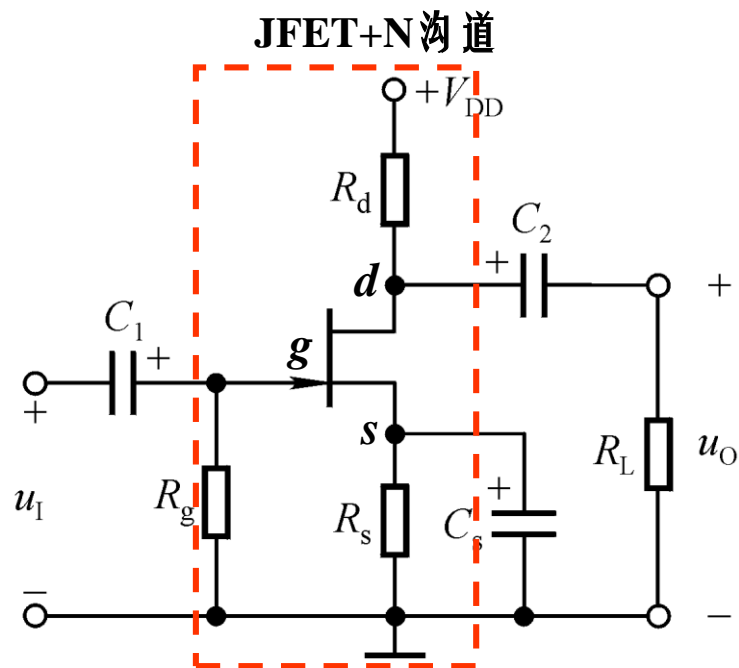
$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d$$

双电源！





(2) 自给偏压电路



直流偏置要求：

$$-V_{P0} < U_{GSQ} \leq 0$$

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

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

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？





回顾：场效应管结构、原理与伏安特性、偏置电路

电压
控制型
结构
原理

结型FET

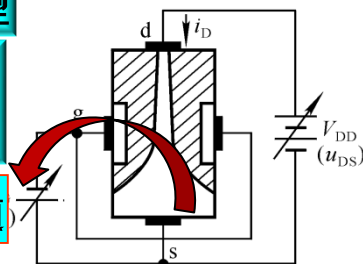
导电沟道

外部
条件

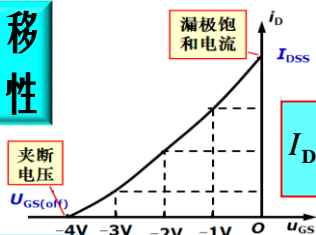
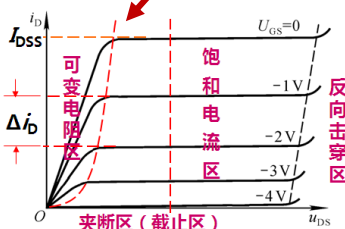
输出
特性

转移
特性

直流
偏置



$$-V_{P0} < V_{GS} \leq 0 \quad V_{DSQ} \geq V_P = V_{P0} + V_{GSQ}$$

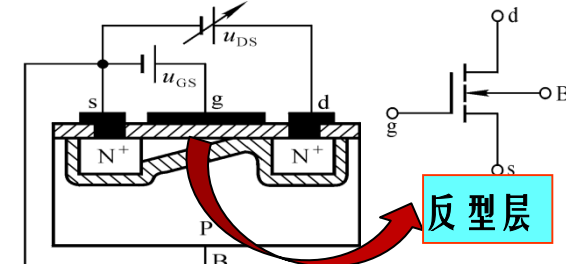


重要
公式

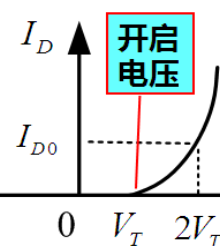
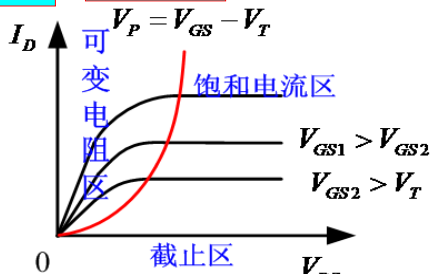
$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right)^2$$

增强型MOSFET

反型层



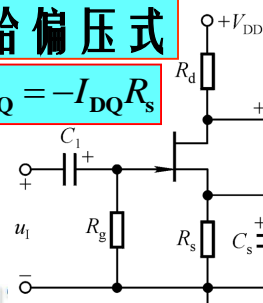
$$V_T < V_{GS} \quad V_{DSQ} \geq V_P = V_{GS} - V_T$$



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

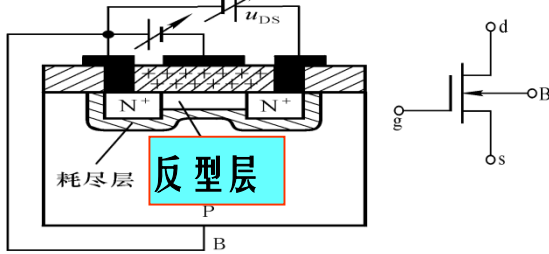
自给偏压式

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

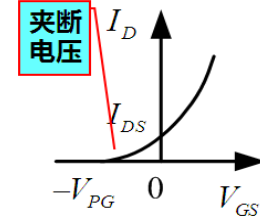
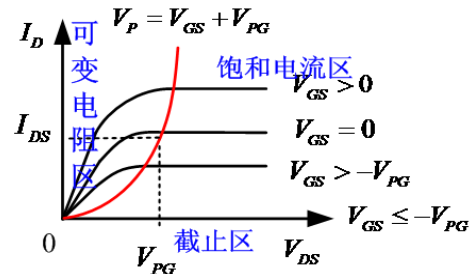


耗尽型MOSFET

反型层



$$-V_{PG} < V_{GS} \quad V_{DSQ} \geq V_P = V_{PG} + V_{GSQ}$$



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

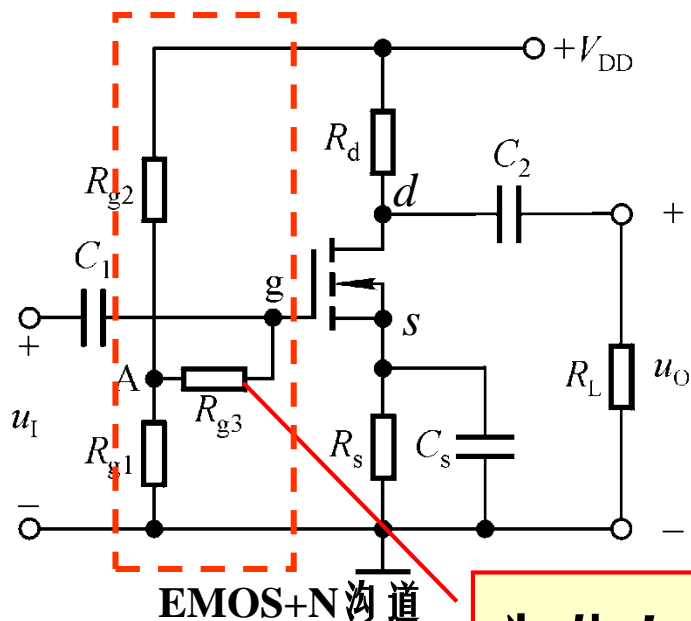
FET电路交流
动态分析模型?

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



(3) 分压式偏置电路

即典型的Q点稳定电路



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

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

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

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

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 U_{GQ} ，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} ，适用于各种FET；





举例： FET 静态直流偏置

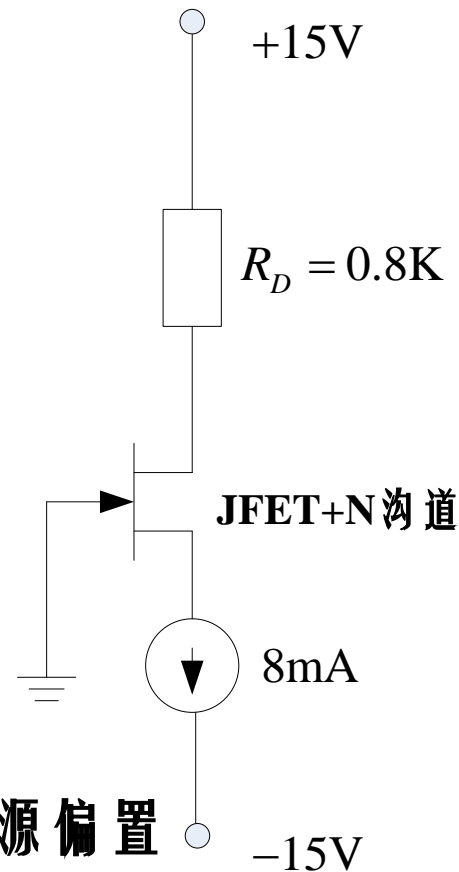
已知 $N-JFET$ 夹断电压 $V_{P0} = 3.5V$ ， $I_{DSS} = 18mA$ ，求 V_{GS} 及 V_{DS} 。

解：假设 $JFET$ 工作于饱和区，则由已知 I_D

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

$$\begin{aligned} \Rightarrow V_{DS} &= 15 - I_D R_D - V_S \\ &= 15 - I_D R_D + V_{GS} = 7.43V > V_P = V_{GS} + V_{P0} \end{aligned}$$

→ 假设成立



双电源偏置





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 .

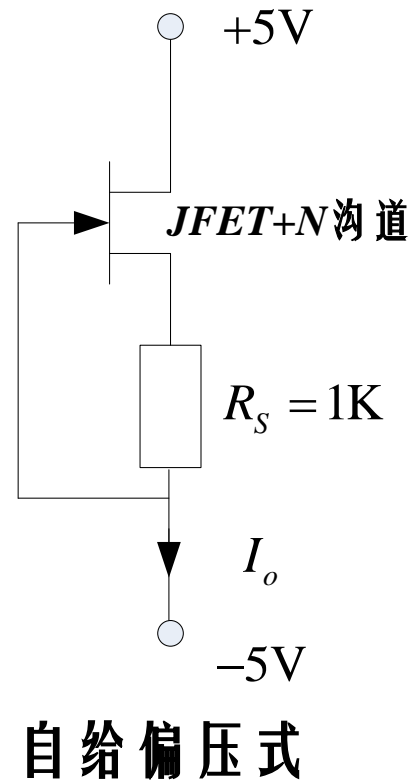
解:假设 $JFET$ 工作于饱和区, 则由

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

$$\Rightarrow I_o = I_D = 1.01\text{mA} \quad V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot 1 = -1.01\text{V}$$

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

\rightarrow 假设成立



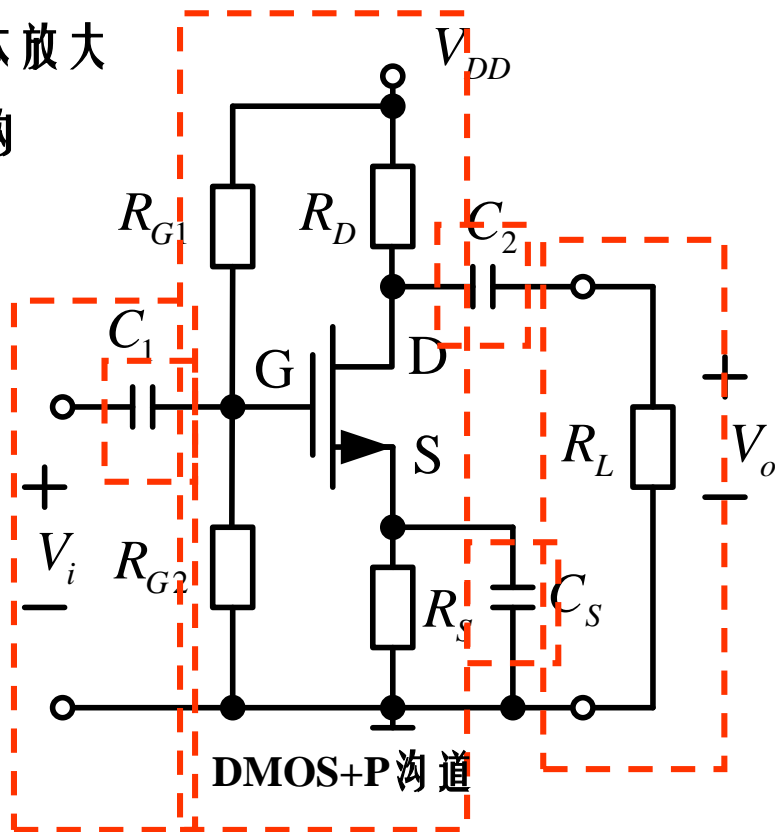


§ 4.4 场效应管的交流分析

■ 交流小信号模型：饱和态FET+交流小信号→线性交流等效电路。

➡ (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. 低频交流小信号模型

■ 对FET，输入端口特定 v_{gs} ， $i_g = 0$ ， $r_{gs} = \infty$ ，故仅需讨论输出端口小信号模型

饱和
电流区

交流
微小

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \Rightarrow dI_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} dV_{GS} + \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} dV_{DS}$$
$$i_d = g_m v_{gs} + g_{ds} v_{ds}$$
$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right|_{v_{ds}=0}$$
$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} = \left. \frac{i_d}{v_{ds}} \right|_{v_{gs}=0}$$

➤ 低频小信号模型

S 压控电流源 电导

g_m : 跨导
 g_{ds} : 交流输出导纳

r_{ds} 交流输出阻抗
反映输出特性曲线上翘程度-几百K欧

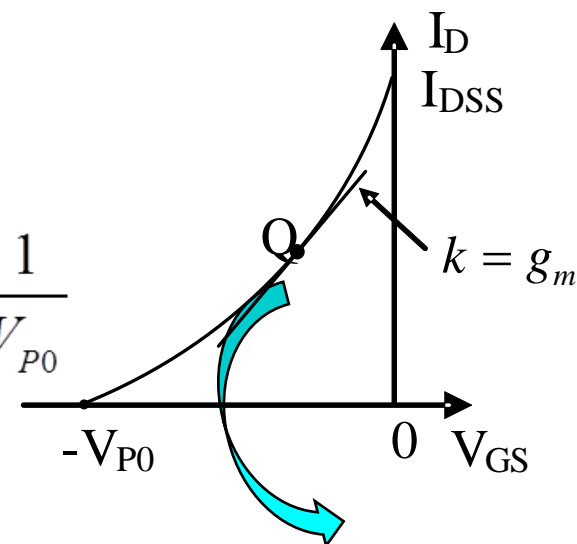
➤ 不同类型FET只要它们都偏置在饱和电流区，在交流小信号激励下，其交流小信号模型相同，区别仅在于模型参数与具体器件参数相关。



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!

■ EMOS

$$g_m = \frac{2}{V_T} \sqrt{I_{D0} I_{DQ}}$$

■ DMOS

$$g_m = \frac{2}{V_{PG}} \sqrt{I_{DS} I_{DQ}}$$

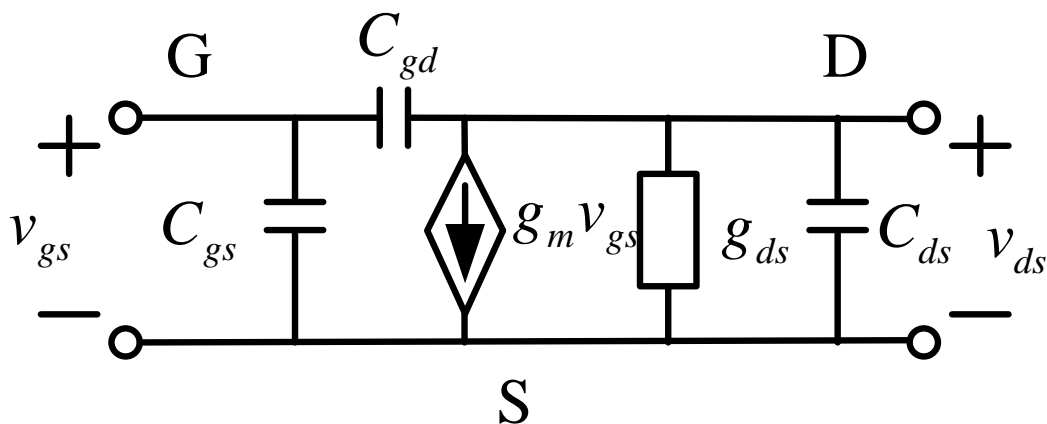
➤ 对于FET基本放大电路，必须先做直流分析，再做交流分析





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；



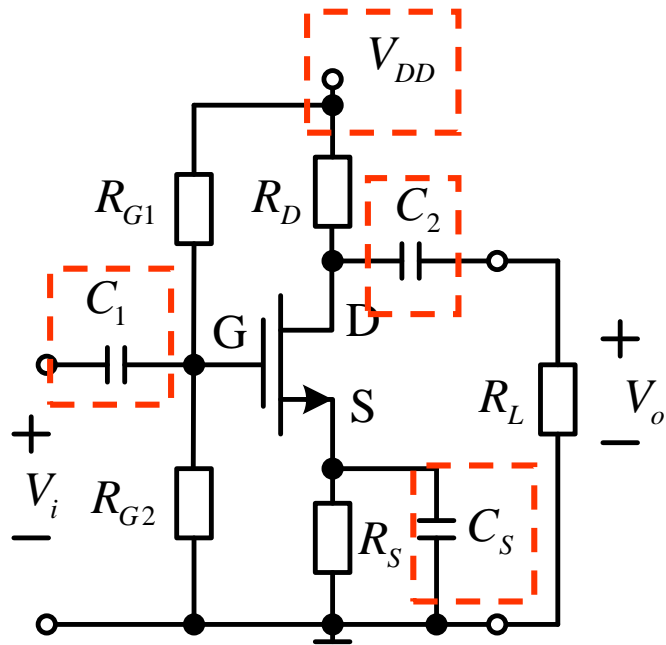
- FET的高频小信号模型中包含三个极间电容，0.5-几pF(10^{-12})；
- 与BJT的高频小信号模型相似，FET的高频小信号模型也并非单向化模型，应用时，需做单向化近似。



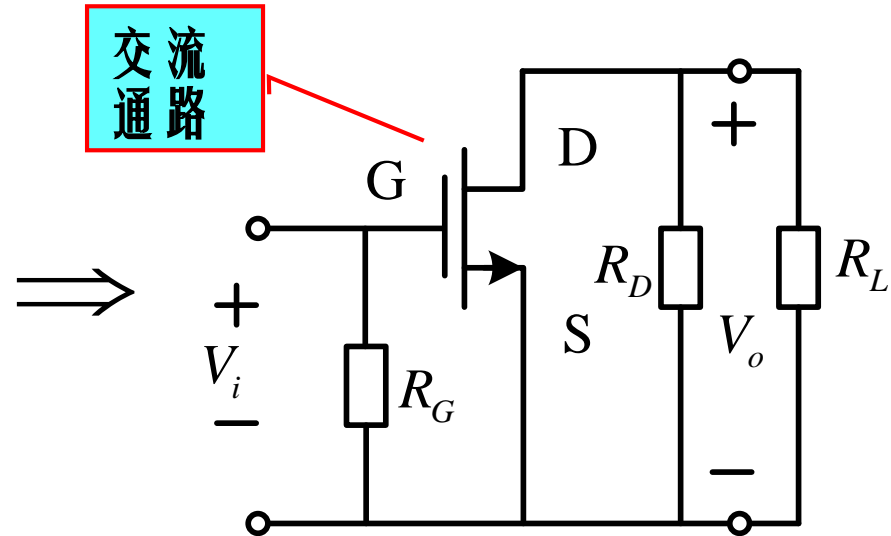


§ 4.5 三种组态放大电路的中频特性

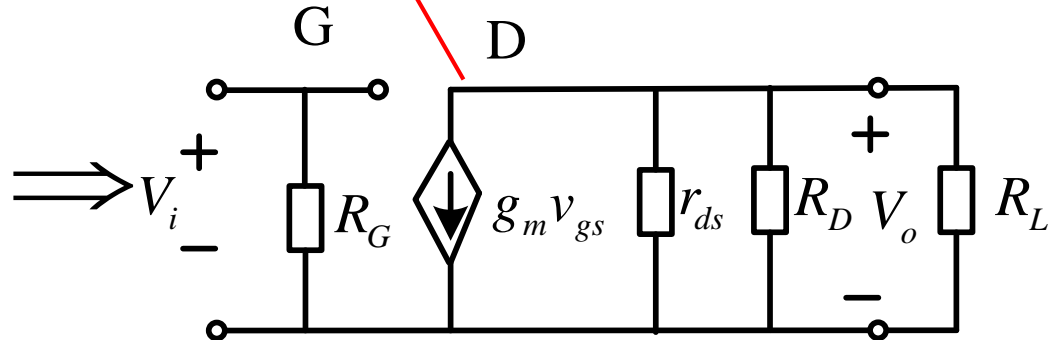
■ 1. 共源CS组态放大器



分压式直流偏置电路



交流等效电路



低频小信号模型S



1. 共源CS放大器

■ 中频电压增益

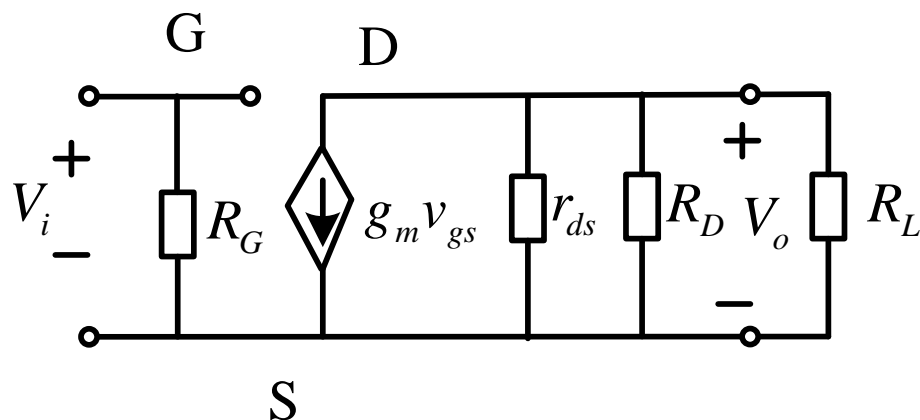
$$V_o = -g_m v_{gs} (r_{ds} || R_D || R_L)$$

$$V_i = v_{gs}$$

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

若 $R_D = 3\text{k}\Omega$, $g_m = 2\text{mS}$, 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，共发放大器要大的多。

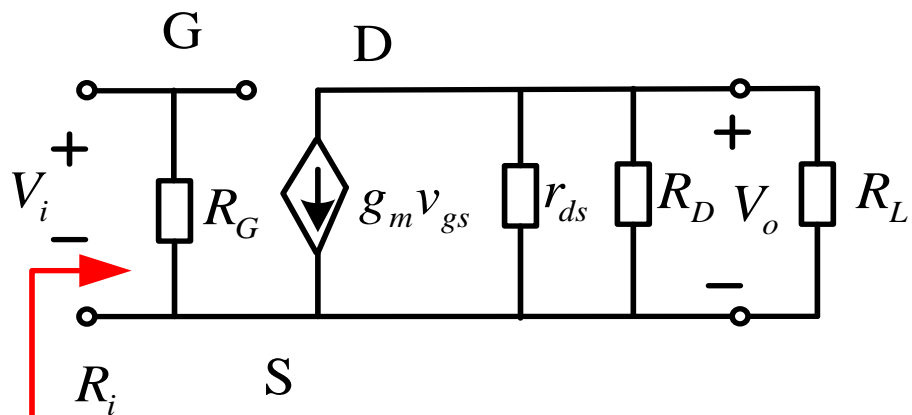




1. 共源CS放大器

■ 输入阻抗

$$R_i = R_G = R_{G1} \parallel R_{G2}$$



■ 输出阻抗

$$R_o = r_{ds} \parallel R_D$$

■ 中频源电压增益

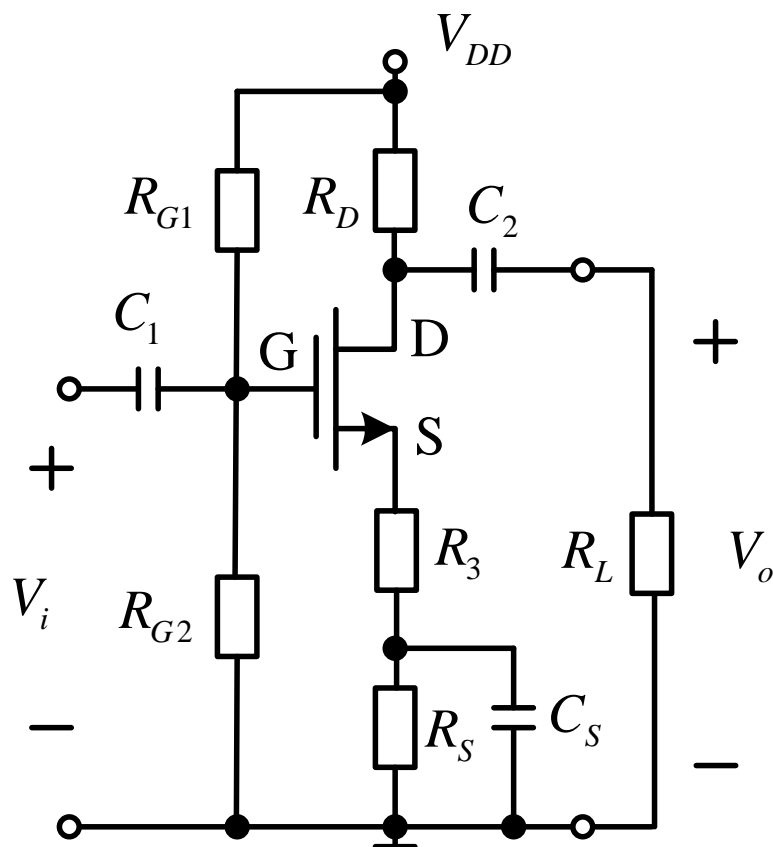
$$A_{V_s} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s}$$



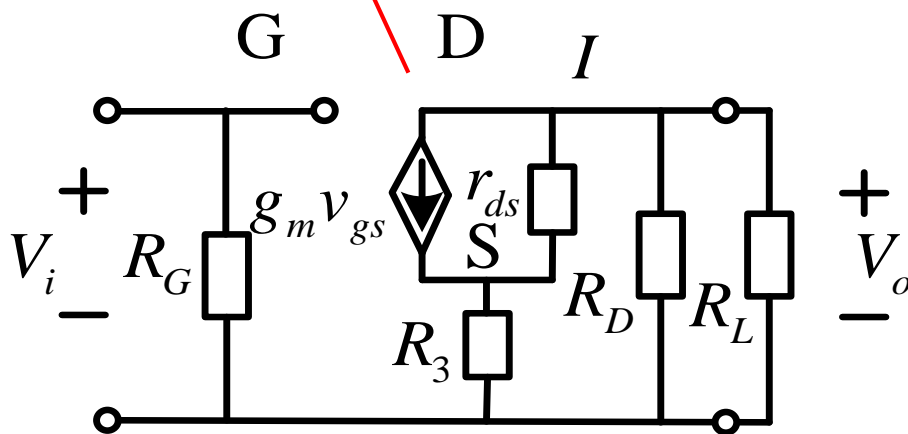
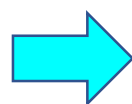


1. 共源 $CS+R_S$ 放大器

■ 源极串入电阻 R_S 的共源放大器



交流等效电路





1. 共源 $CS+R_s$ 放大器

■ 中频电压增益

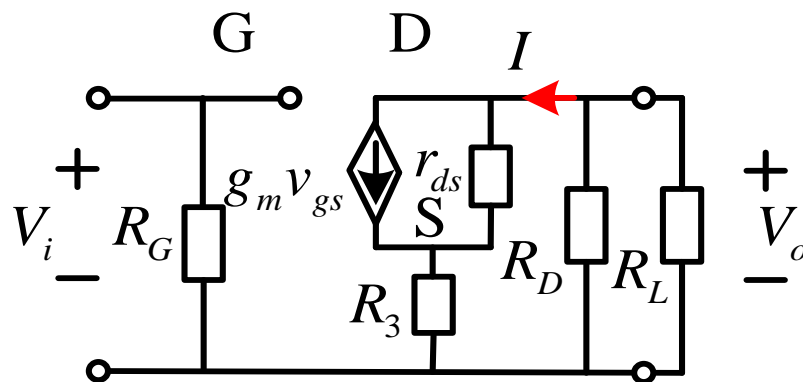
$$V_o = -I(R_D || R_L)$$

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

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

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

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



➤ 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 $CS+R_s$ 放大器

■ 输入阻抗

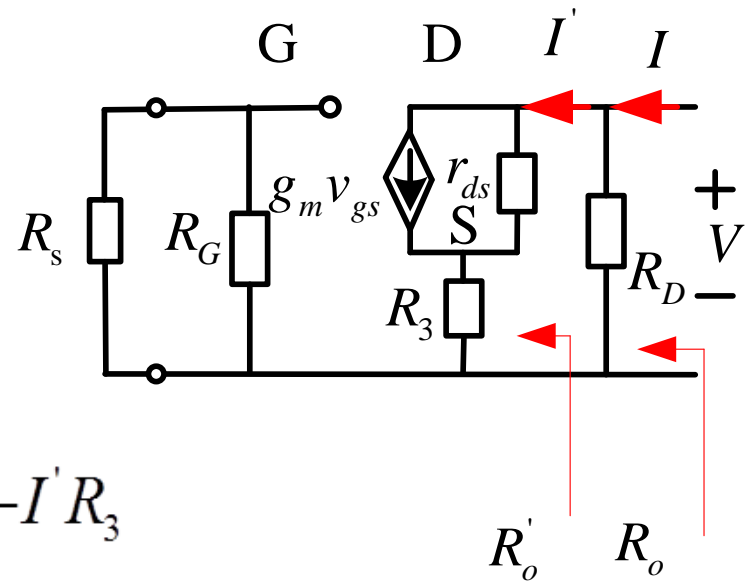
$$R_i = R_G = R_{G1} || R_{G2}$$

■ 输出阻抗

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

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

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

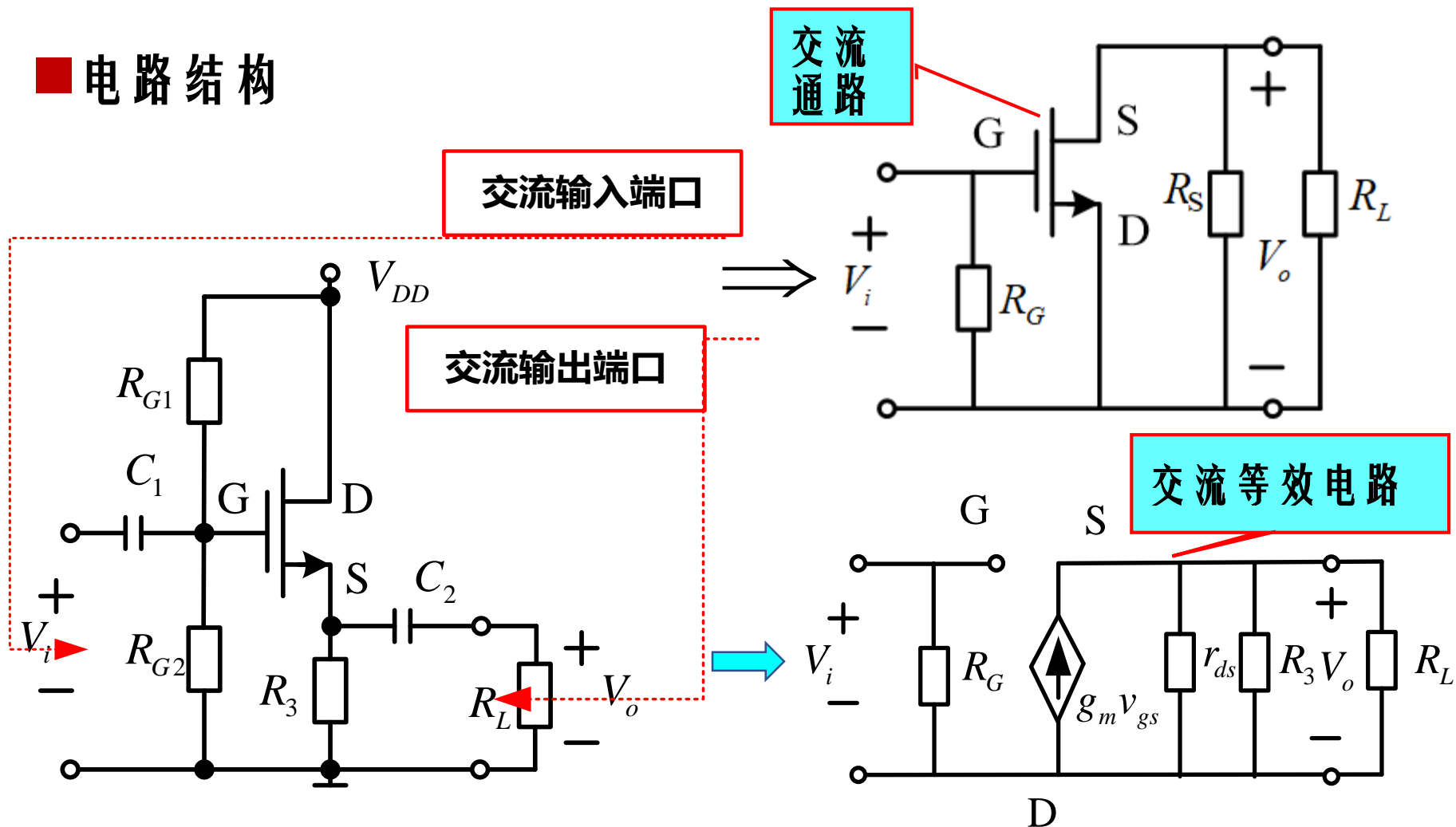


➤ R_3 进一步降低了 r_{ds} 对输出阻抗的影响



2. 共漏 CD 放大器

■ 电路结构





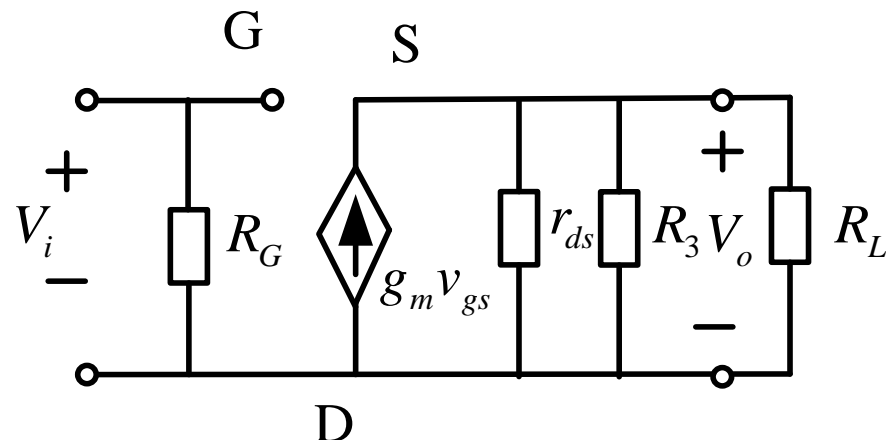
2. 共漏 CD 放大器

■ 中频电压增益

$$V_o = g_m v_{gs} (r_{ds} || R_3 || R_L)$$

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

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



➤ 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 CD 放大器

■ 输入阻抗

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

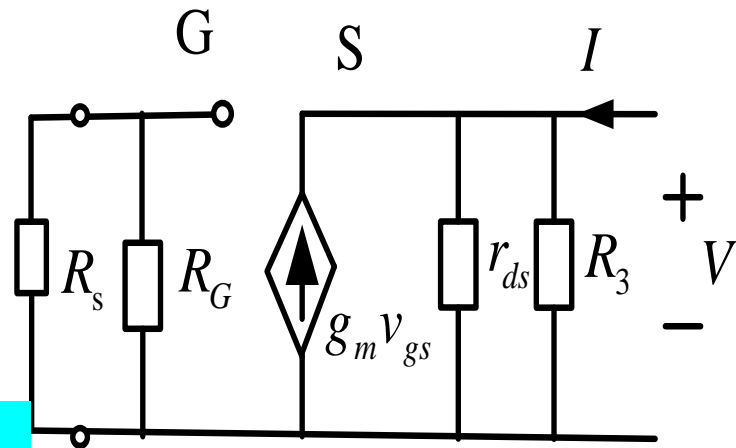
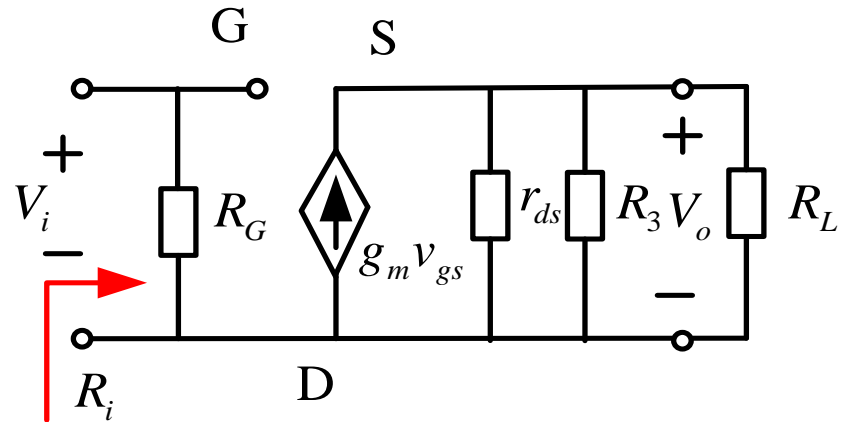
■ 输出阻抗

$$v_{gs} = -V$$

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

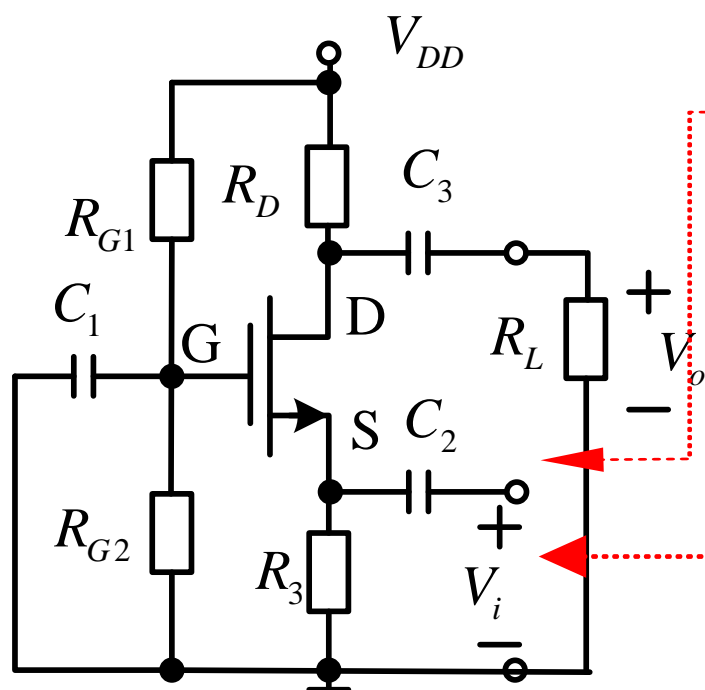
$$\Rightarrow R_o = \frac{V}{I} = \frac{1}{g_m} || r_{ds} || R_3 \approx \frac{1}{g_m}$$

CD放大器具有高输入 R_i 、较低输出 R_o ；



3. 共栅 CG 放大器

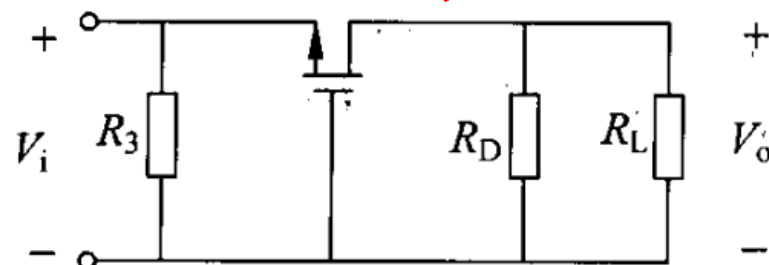
■ 电路结构



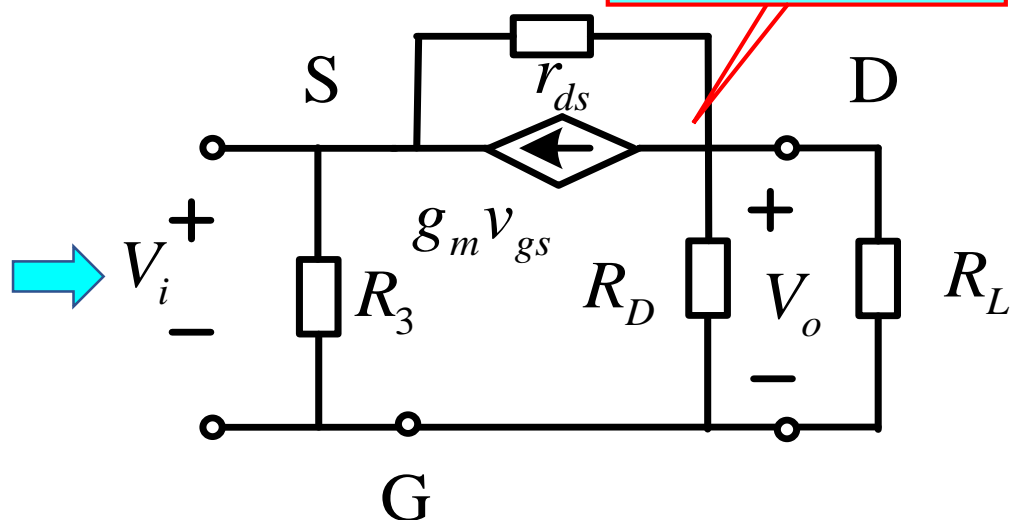
交流输入端口

交流输出端口

交流通路



交流等效电路





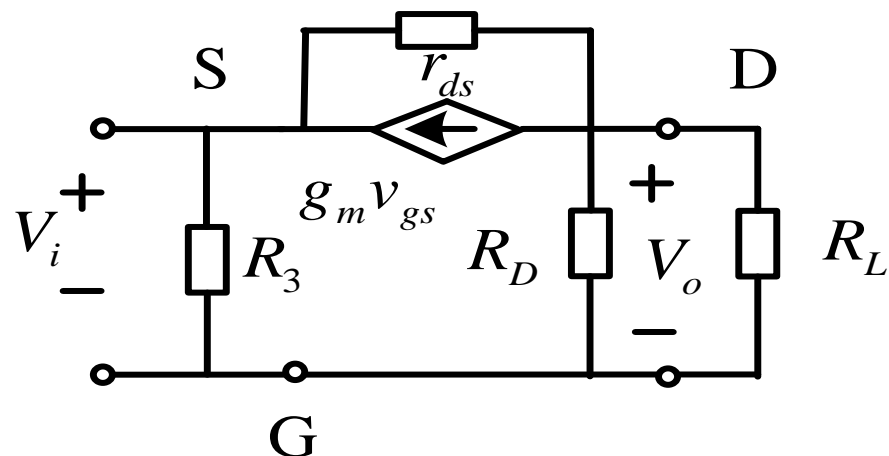
3. 共栅 CG 放大器

■ 中频电压增益

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

$$V_i = -v_{gs}$$

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



➤ 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 CG 放大器

■ 输入阻抗

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

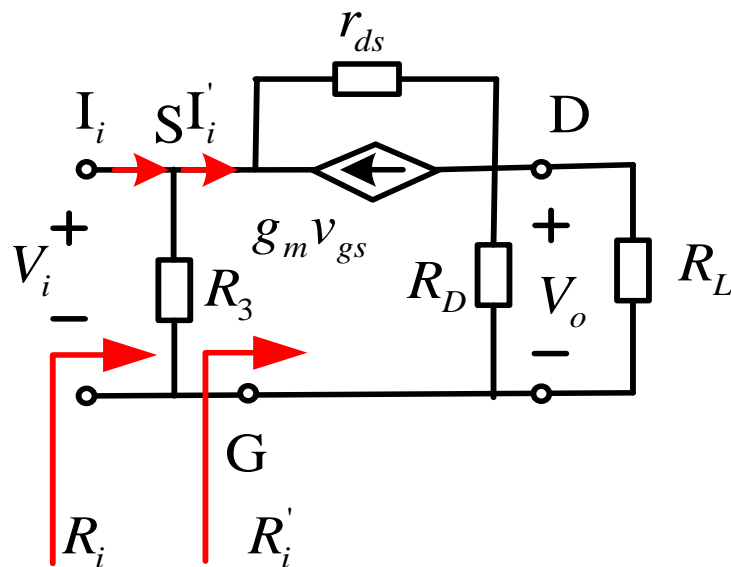
$$v_{gs} = -V_i$$

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

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

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

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



➤ 共栅放大器具有比共源放大器低得多的输入阻抗。





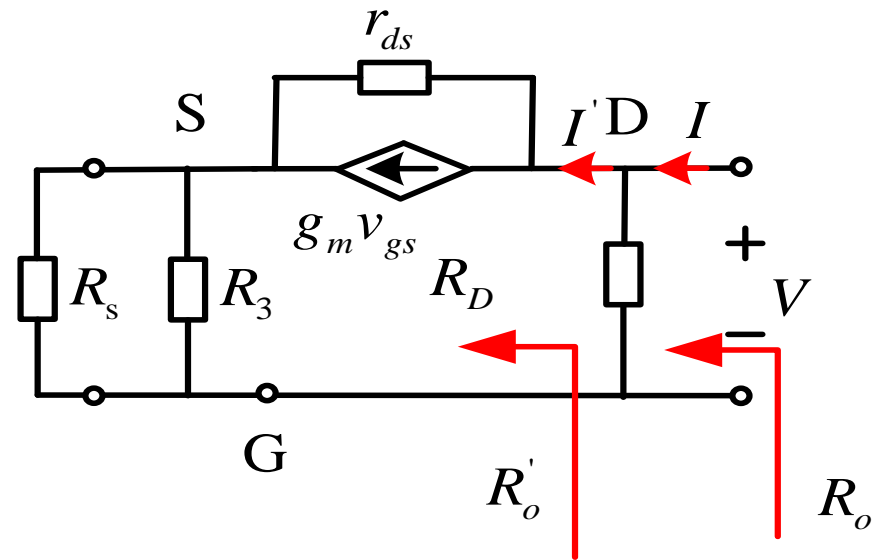
3. 共栅 CG 放大器

■ 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

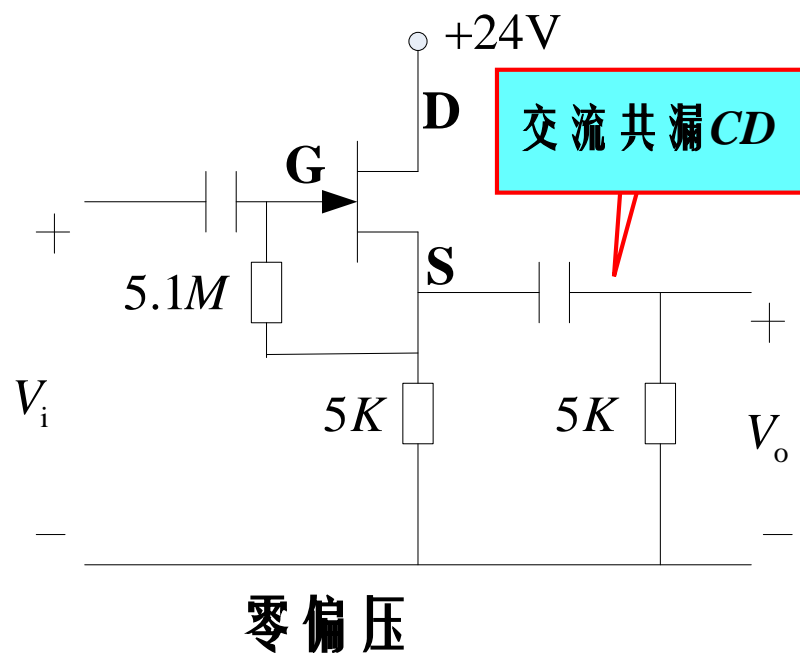
已知 $N-JFET$ 处于饱和态, $I_{DSS} = 2\text{mA}$, $V_{p0} = 1.5\text{V}$, $r_{ds} = 20\text{K}\Omega$, 求 I_{DQ} 及 A_V, R_i 。

解：依题意，有

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{p0}} \right)^2$$

$$V_{GS} = 0 \Rightarrow I_{DQ} = 2\text{mA}$$

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





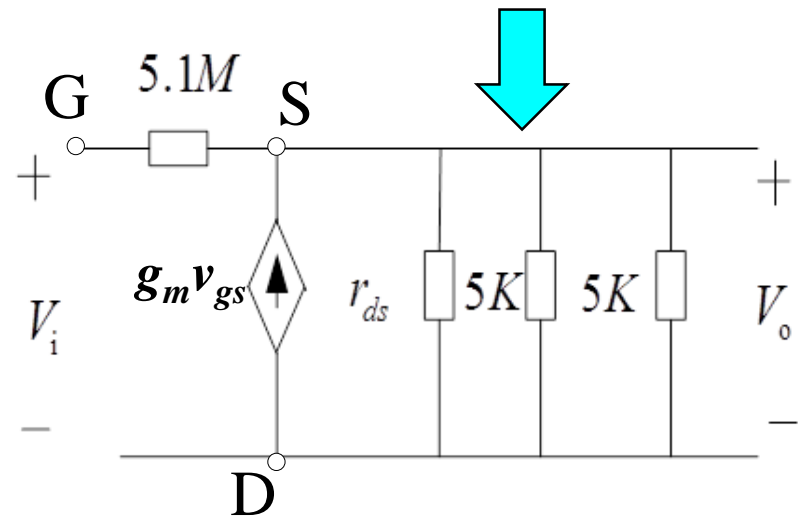
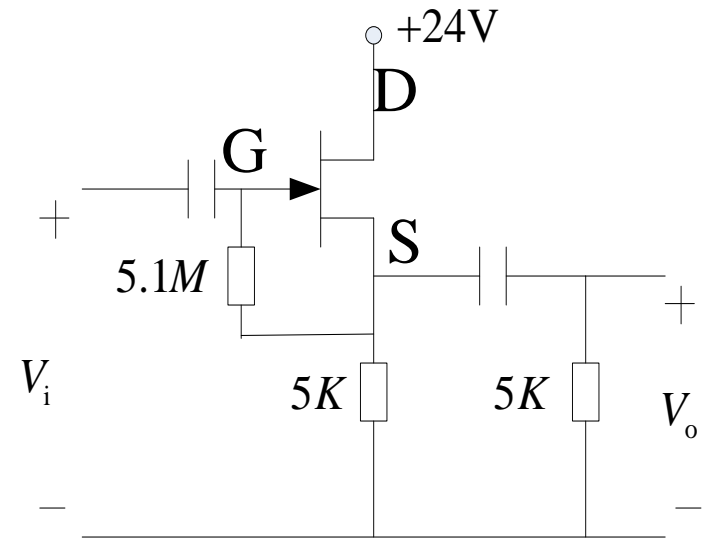
举例

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

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

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

交流输入阻抗变得更大!



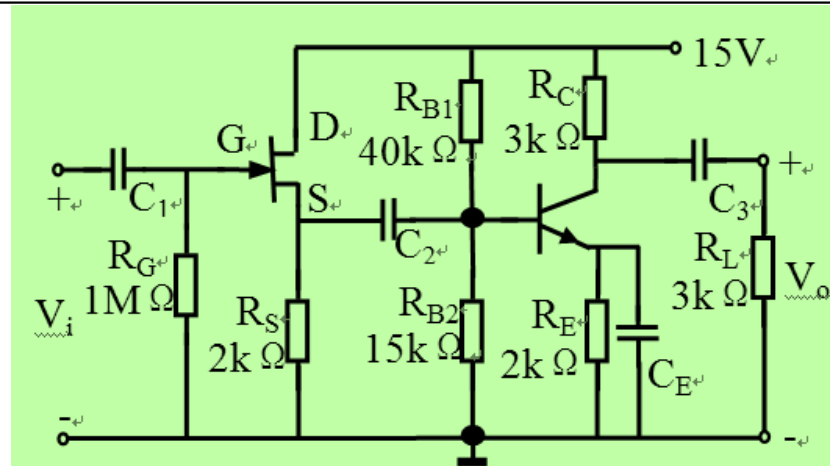
与一般CD交流等效电路的区别?





典型题解1 多级场效应管放大电路

例 如图所示电路为JFET和BJT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。



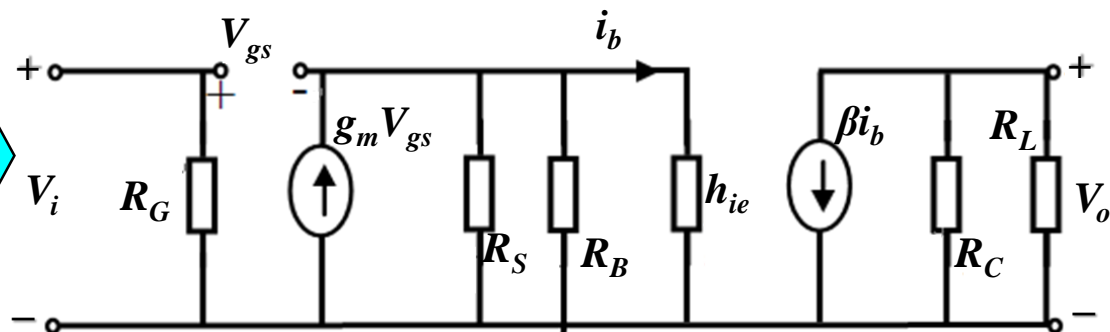
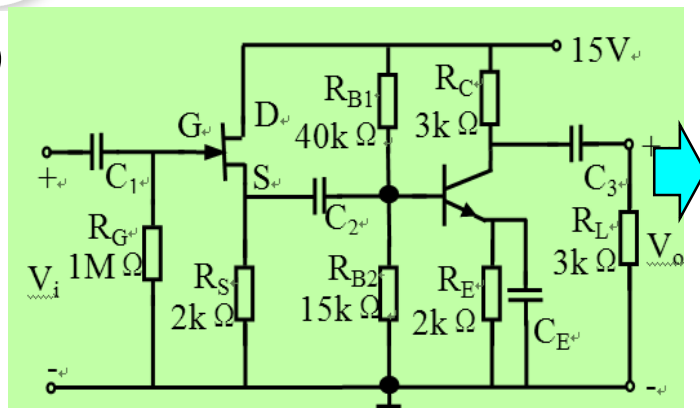
1. 画出该电路的交流小信号等效电路；
2. 计算中频电压增益 $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ ；
3. 求电路的输入阻抗和输出阻抗。





典型题解1 多级场效应管放大电路

(1)



两级静态分析：阻容耦合，独立静态工作点；

一级FET放大电路，给出 g_m ，隐含其处于饱和区，无需静态分析！

二级BJT放大电路需静态分析：分压式直流偏置

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

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

$$V_{CE} \approx 15 - I_E(R_C + R_E) = 6.6\text{V} \xrightarrow{\text{放大区}} h_{ie} = r_b + (1 + \beta)r_e = 0.22 + 51 \times \frac{26}{1.7} = 1(\text{k}\Omega)$$

$$(2) \quad A_V = \frac{V_o}{V_i} = A_{V1} * A_{V2} = \frac{g_m(R_S \parallel R_B \parallel h_{ie})}{1 + g_m(R_S \parallel R_B \parallel h_{ie})} \times \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} = -53.66$$

$$(3) \quad R_i = R_G = 1\text{M}\Omega \quad R_o = R_C = 3\text{k}\Omega$$





典型题解2 多级放大电路

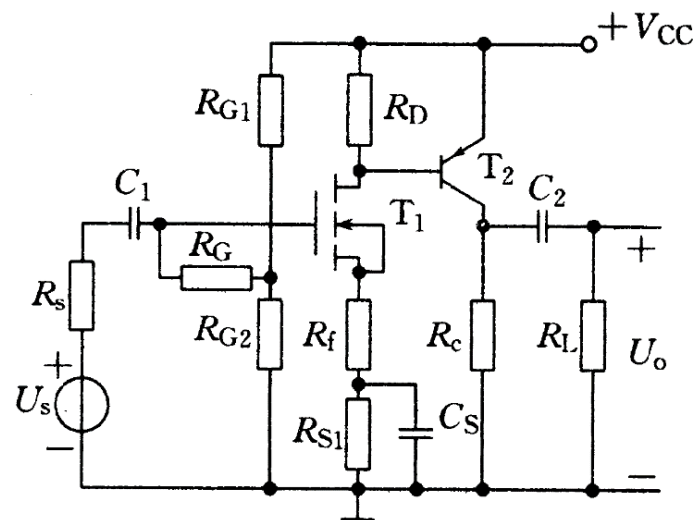
例 场效应管和 BJT 晶体管构成的两级放大电路。

已知 T_1 $g_m = 0.6 \text{ mA/V}$, T_2 的 $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta = 100$ 。

又知 $R_G = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{G1} = R_{G2} = 200 \text{ k}\Omega$, $R_s = 10 \text{ k}\Omega$,

$R_D = 10 \text{ k}\Omega$, $R_f = 1 \text{ k}\Omega$, $R_c = 2 \text{ k}\Omega$, $R_L = 20 \text{ k}\Omega$ 。

1. 画出图电路的微变等效电路图；
2. 计算电路的输入电阻 R_i 与输出电阻 R_o ；
3. 计算电压放大倍数 A_u 、 A_{us} 。

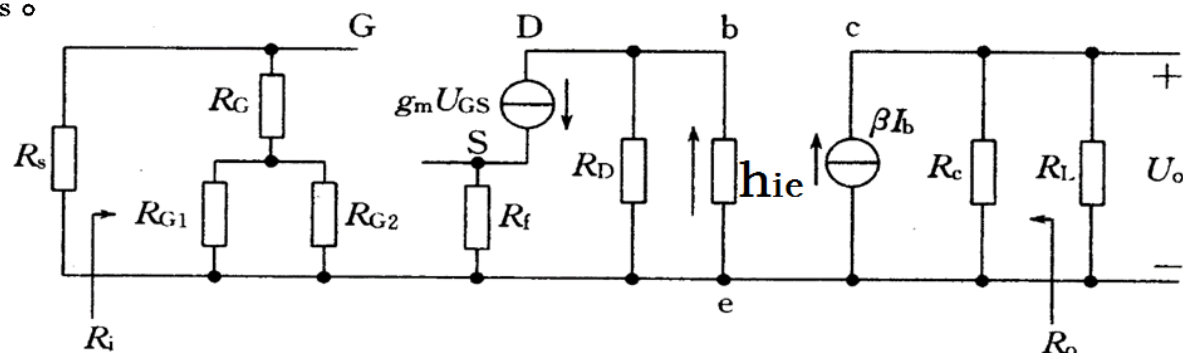


解 1. 画微变等效电路图

两级组态分析：

一级 $CS + R_s$

二级 $CE + PNP$ 型



图中 T_1 管漏极、源极间为电流源 $g_m U_{GS}$, S 经电阻 R_f 接地。
 T_2 管的基极 b 和 T_1 管的漏极 D 相连, c 、 e 间为电流源 βI_b ,
因 T_2 管为 PNP 型, 故电流源方向由 e 流向 c 。



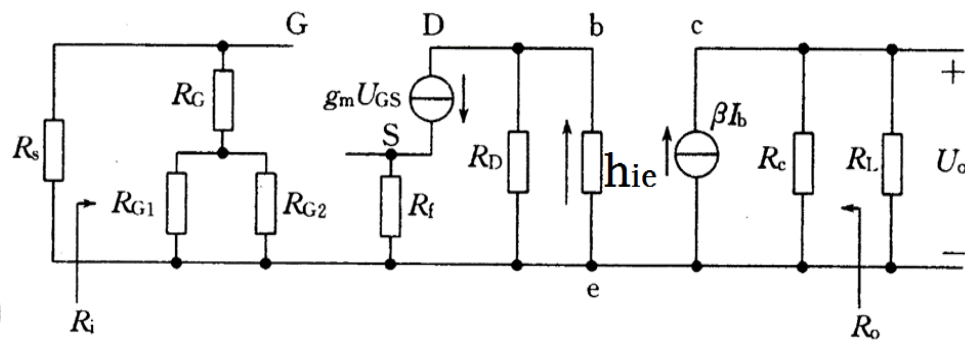


典型题解2 多级混合放大电路

2. 输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o

由微变等效电路,可直接得到 R_i :

$$R_i = R_G + R_{G1} // R_{G2} = 1000 + 200 // 200 = 1.1(\text{M}\Omega)$$



电路的输出电阻 R_o 为 $R_o = R_c = 2\text{k}\Omega$

3. 电压放大倍数 A_u 、 A_{us}

$$\begin{aligned} A_u &= A_{u1} \cdot A_{u2} = \frac{-g_m \cdot R_D // h_{ie}}{1 + g_m \cdot R_f} \times \frac{-\beta R_C // R_L}{h_{ie}} \\ &= \frac{0.6 \times 10 // 1}{1 + 0.6 \times 1} \times \frac{100 \times 2 // 20}{1} = 620 \end{aligned}$$

考虑信号源内阻 R_s 时的电压放大倍数 A_{us} 为

$$A_{us} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_u = \frac{1100}{1100 + 10} \times 620 = 614$$

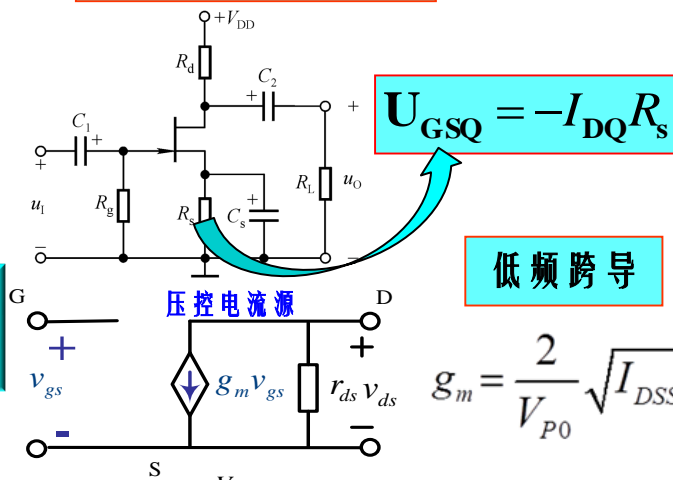




回顾：FET放大电路静态、动态分析

直流偏置

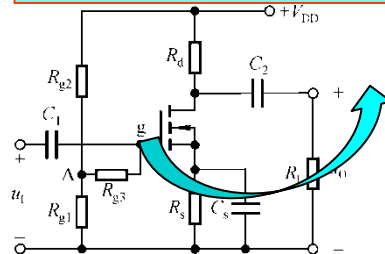
自给偏压式



低频跨导

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

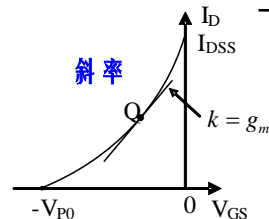
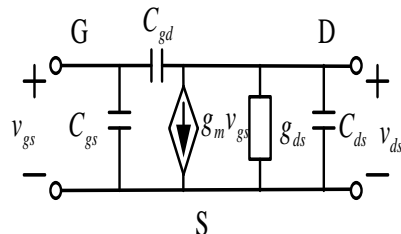
分压式偏置电路



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

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

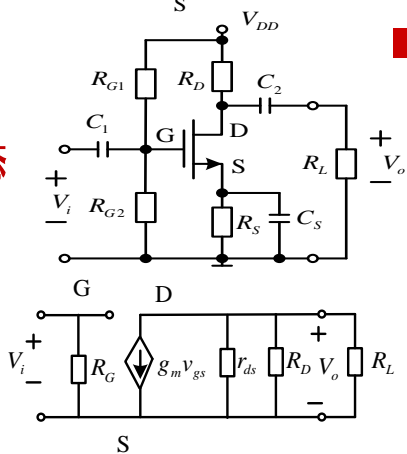
高频小信号模型



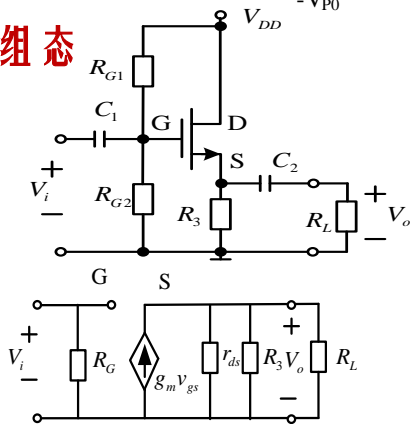
低频小信号模型

三种组态中频电路

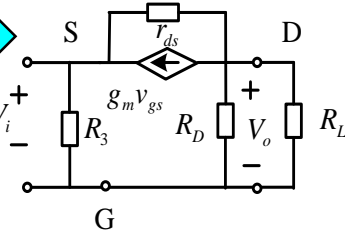
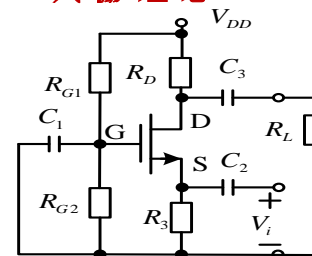
■ 共源组态



■ 共漏组态



■ 共栅组态



$$A_v \approx g_m (R_D \parallel R_L)$$

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

$$R_o \approx R_D$$

电路高、低频特性分析?

等效电路

交流特性

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

$$R_i = R_{G1} \parallel R_{G2} \quad R_o = r_{ds} \parallel R_D$$

$$A_v = \frac{g_m (r_{ds} \parallel R_3 \parallel R_L)}{1 + g_m (r_{ds} \parallel R_3 \parallel R_L)}$$

$$R_i = R_{G1} \parallel R_{G2} \quad R_o \approx \frac{1}{g_m}$$





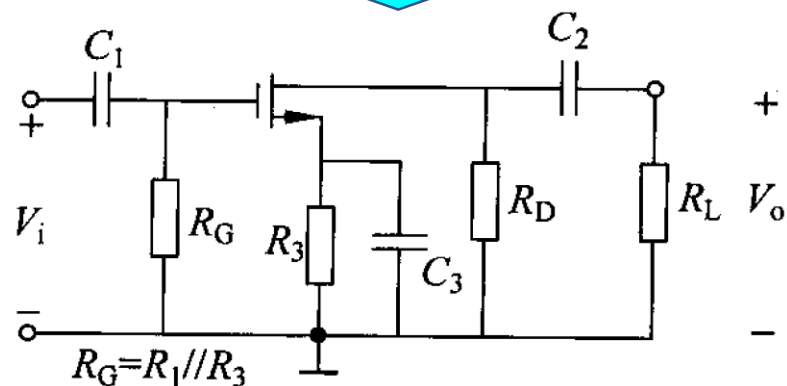
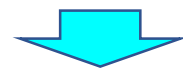
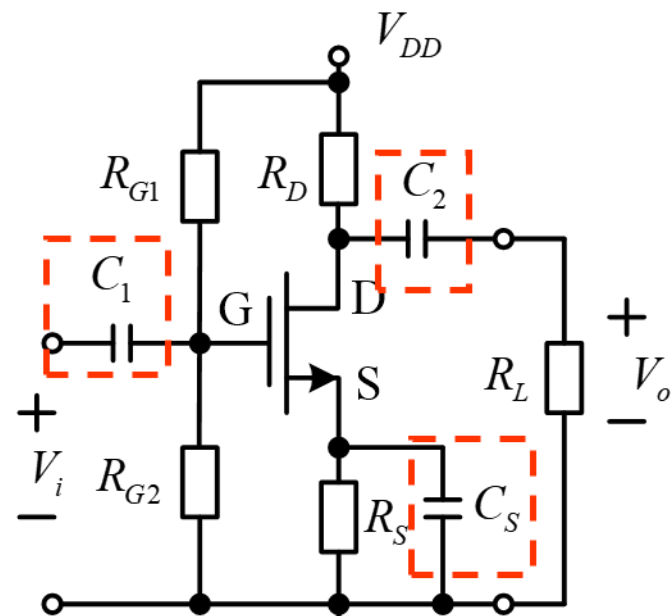
§ 4.6 共源放大器的频率响应

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

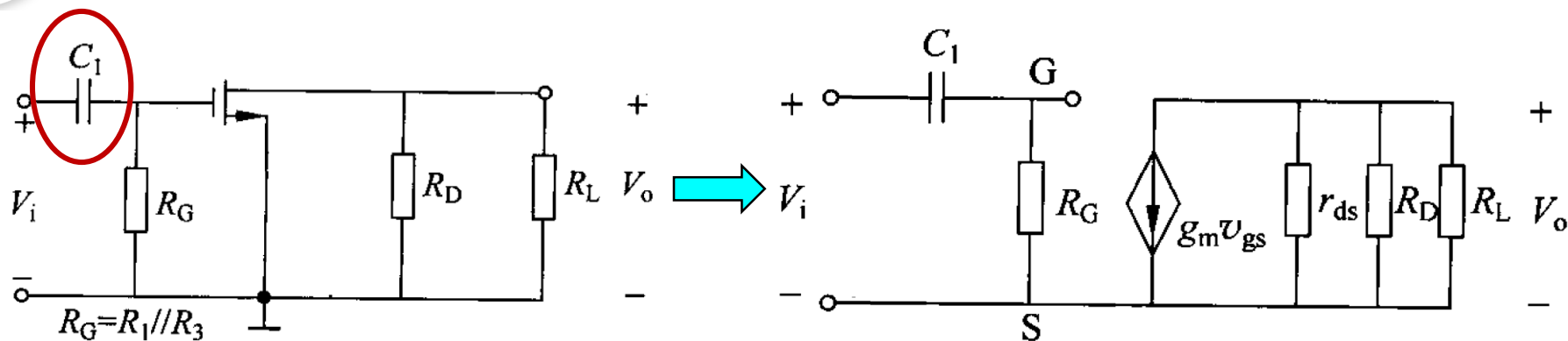
$$\omega_{lCS} \gg \omega_{lC_1}, \quad \omega_{lC_2}$$

- 下截止频率主要由旁路电容 C_3 决定；





(1) 单独耦合电容 C_1 的影响



■ 低频时, $\frac{1}{j\omega C_1}$ 阻抗增加:

$$v_{gs} = V_i \frac{R_G}{R_G + \frac{1}{SC_1}} = V_i \frac{SR_G C_1}{1 + SR_G C_1}$$

$$A_V(S) = -g_m (R_L // R_D // r_{ds}) \frac{SR_G C_1}{1 + SR_G C_1}$$

中频增益和 ω 无关

— 零 — 极

3dB 低频截止频率

$$\omega_{l1} = \frac{1}{R_G C_1}$$

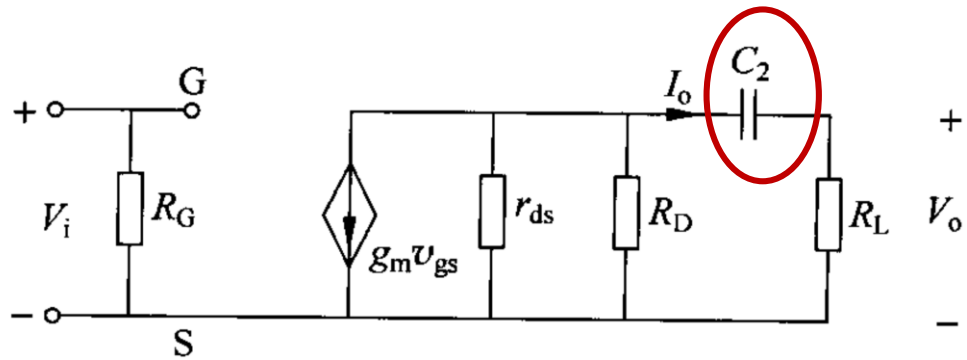




(2) 单独耦合电容 C_2 的影响

■ 低频时， $\frac{1}{j\omega C_2}$ 阻抗增加：

- 该支路的电流 I_o 变小；
- R_L 上的压降 V_o 也减小；



$$I_o = -g_m v_{gs} \frac{r_{ds} // R_D}{r_{ds} // R_D + R_L + \frac{1}{SC_2}}$$
$$= -g_m v_{gs} \frac{SC_2 (r_{ds} // R_D)}{1 + SC_2 [r_{ds} // R_D + R_L]}$$

$$V_o = I_o * R_L$$

— 零 — 极

3dB 低频截止频率

$$\omega_{l2} = \frac{1}{(r_{ds} // R_D + R_L) C_2}$$





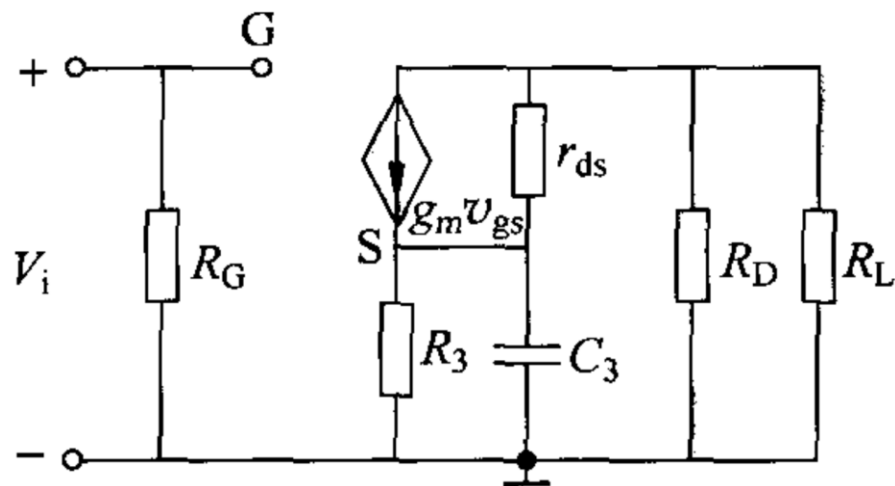
(3) 源极旁路电容 C_3 的影响

■ 低频时, $\frac{1}{j\omega C_3}$ 阻抗增加:

➤ R_3 不再被旁路;

➤ 频率下降, $R_3 \parallel 1/j\omega C_3$ 增大,
 v_{gs} 减小, V_o 减少;

替换 R_3 为 $R_3 \parallel 1/j\omega C_3$, 即



类似CS+Rs电路

$$\begin{aligned} \rightarrow A_V(S) &= \frac{-g_m(R_L \parallel R_D)}{1 + g_{ds}(R_L \parallel R_D) + (g_m + g_{ds}) \frac{R_3}{1 + SR_3 C_3}} \\ &= \frac{-g_m(R_L \parallel R_D)(1 + SR_3 C_3)}{1 + R_3(g_m + g_{ds}) + g_{ds}(R_L \parallel R_D) + SR_3 C_3 g_{ds}(R_L \parallel R_D)} \quad z = -\frac{1}{R_3 C_3} \end{aligned}$$

— 零 — 极

— 一阶高通

$$r_{ds} \gg R_L \parallel R_D \quad r_{ds} \gg \frac{1}{g_m}$$

3dB 低频截止频率

$$\omega_{l3} = \frac{1 + g_m R_3}{R_3 C_3}$$

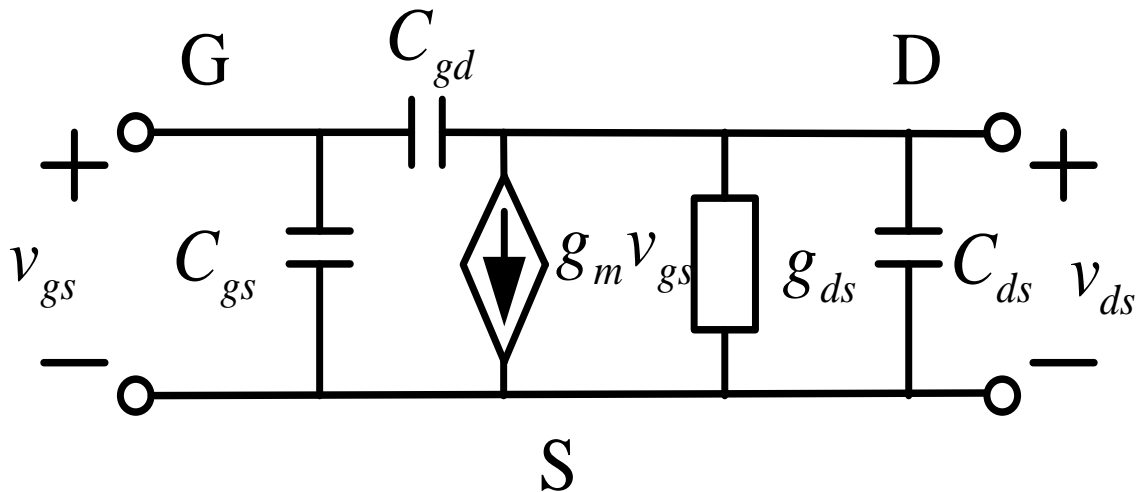
若三个电容 $C_1 C_2 C_3$ 相同, 则
 ω_{l3} 远大于 ω_{l1} 和 ω_{l2}





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



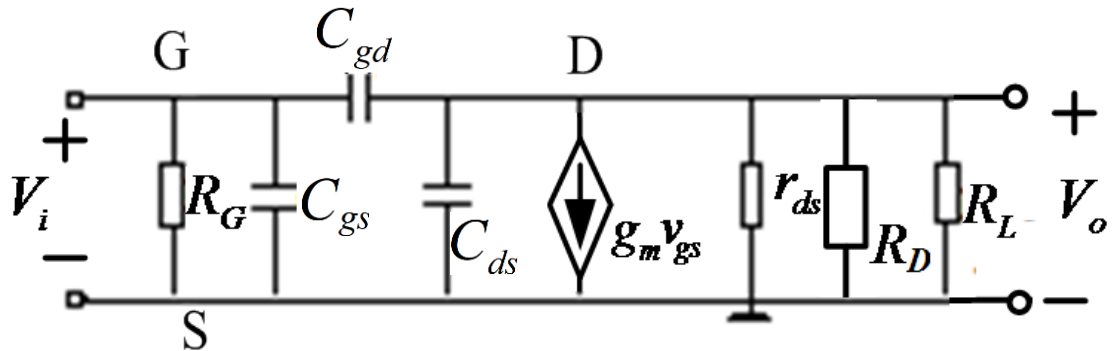
C_{gd} 跨接在输入、输出极之间，必须用密勒定理来进行单向化近似。首先求 $k = \frac{v_o}{v_i}$





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。

$$\omega \ll 10^9 \text{ rad/s} \Rightarrow \omega C_{gd} \ll g_m \quad \omega(C_{gd} + C_{ds})R_L' \ll 1$$

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



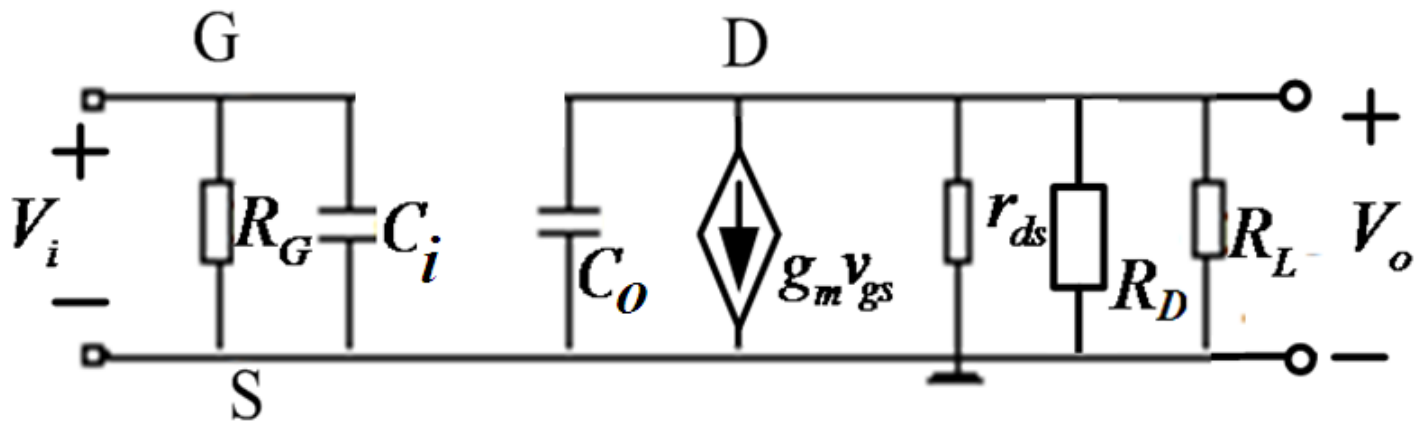


2. 高频响应

■ 通过必要的近似后，得到 $k = -g_m (R_L' \parallel r_{ds}) < 0$

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

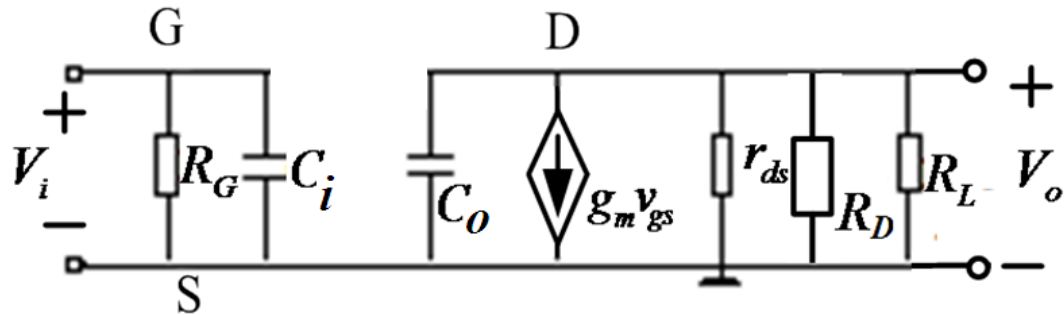
$$C'' = (1 + \frac{1}{g_m (R_L' \parallel r_{ds})}) C_{gd} \quad C_o = C'' + C_{ds}$$





2. 高频响应

$$A_v(S) = \frac{V_o}{V_i}$$

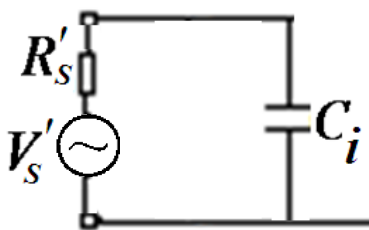
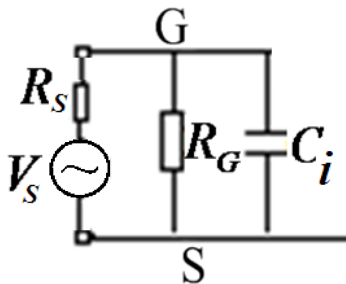


C_i 不影响 v_i , 所以对 $A_v(S)$ 没有影响

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

C_i 只影响 $A_{vs}(S)$

戴维宁等效



$$R_s' = R_G \parallel R_s$$

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

$$\longrightarrow A_{vs}(S) \rightarrow \omega_{h1} = \frac{1}{C_i R_s'}; \quad \omega_{h2} = \frac{1}{C_O (R_L' \parallel r_{ds})} \xrightarrow{\text{比较}} \omega_h = ?$$





举例 1

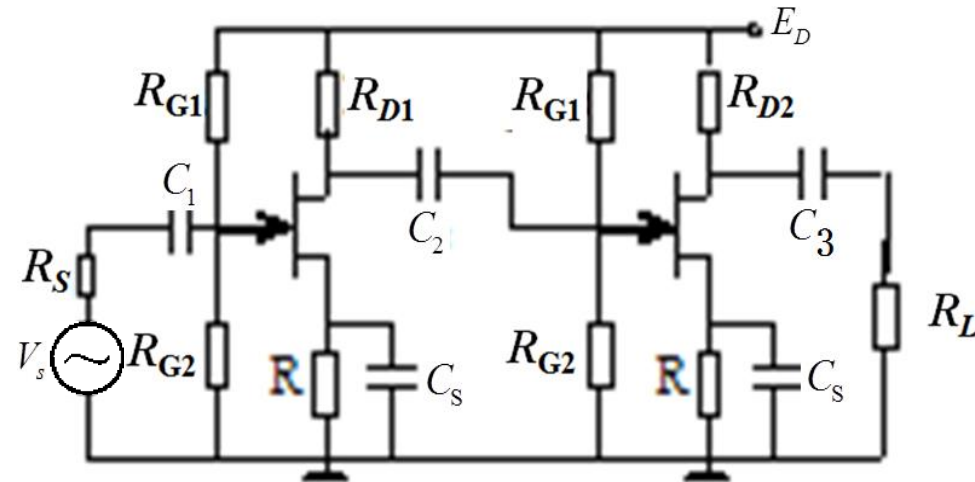
已知： $g_{m1}=g_{m2}=2\text{mS}$

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

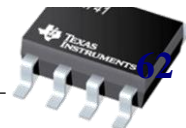
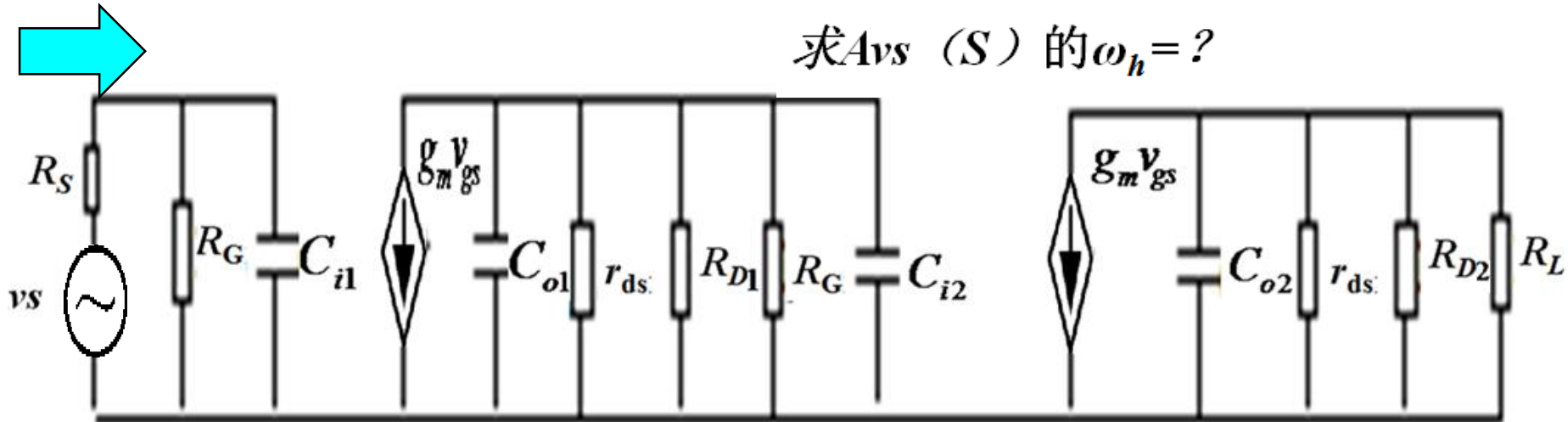
$C_{gs}=3\text{pF}$ $C_{ds}=1\text{pF}$

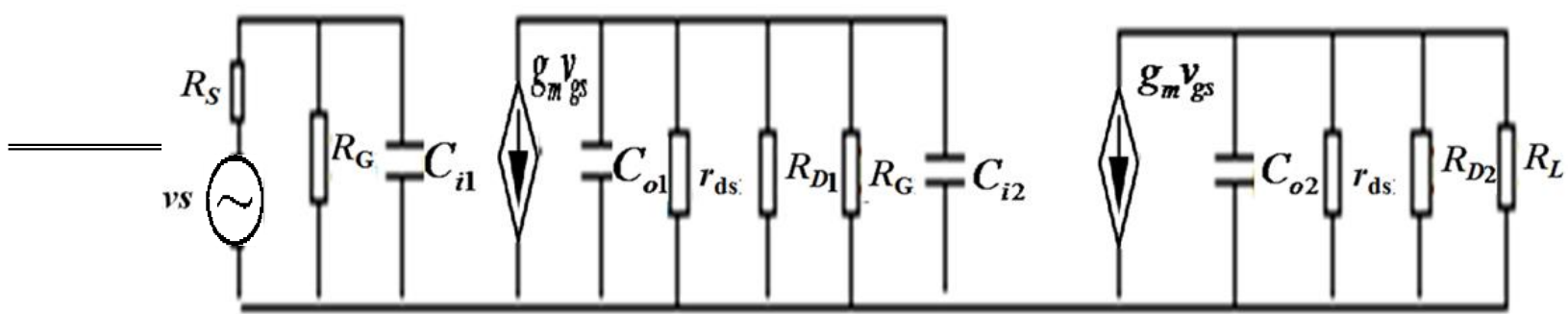
$R_{G1}=R_{G2}=1\text{M}\Omega$ $R_{D1}=R_{D2}=3.5\text{k}\Omega$

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



求 $A_{vs}(S)$ 的 $\omega_h = ?$





解：

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

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

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

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

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

$$\omega_{h3} = \frac{1}{C_{o2} R_{L2}' \parallel r_{ds2}} = 3.1 \times 10^8 \text{ rad/s} \rightarrow \text{主极点为}$$

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





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**；

