



第二章 基本放大电路

郭圆月

2024年9月23日





本章主要内容

2.1 放大的概念与放大电路的性能指标

2.2 基本共射放大电路的工作原理

2.3 基本放大电路的静态直流分析方法

2.4 基本放大电路的动态交流分析方法

2.5 场效应管及其基本放大电路

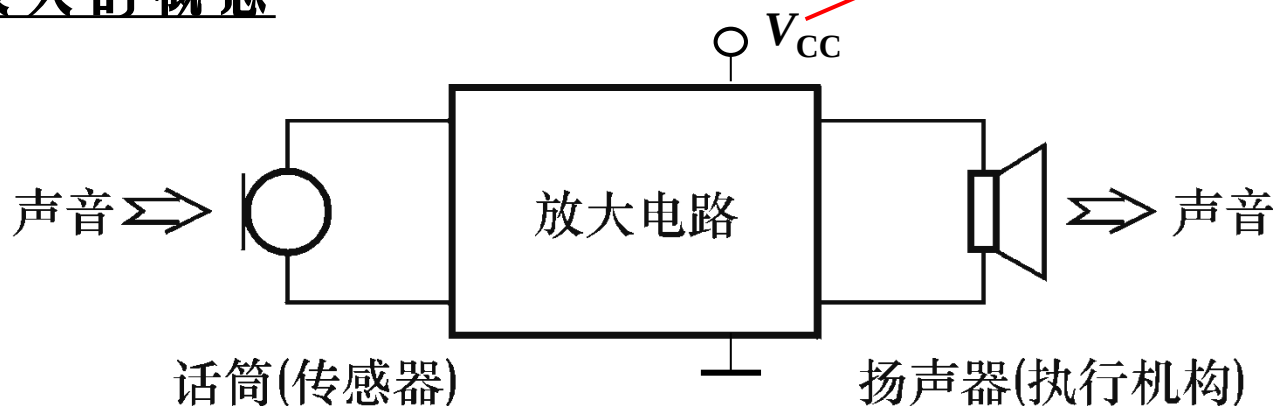
2.6 基本放大电路的派生电路





2.1放大的概念与放大电路的性能指标

一、放大的概念



放大的对象：变化量

放大的本质：能量的控制

放大的特征：功率放大

放大的基本要求：不失真——放大的前提

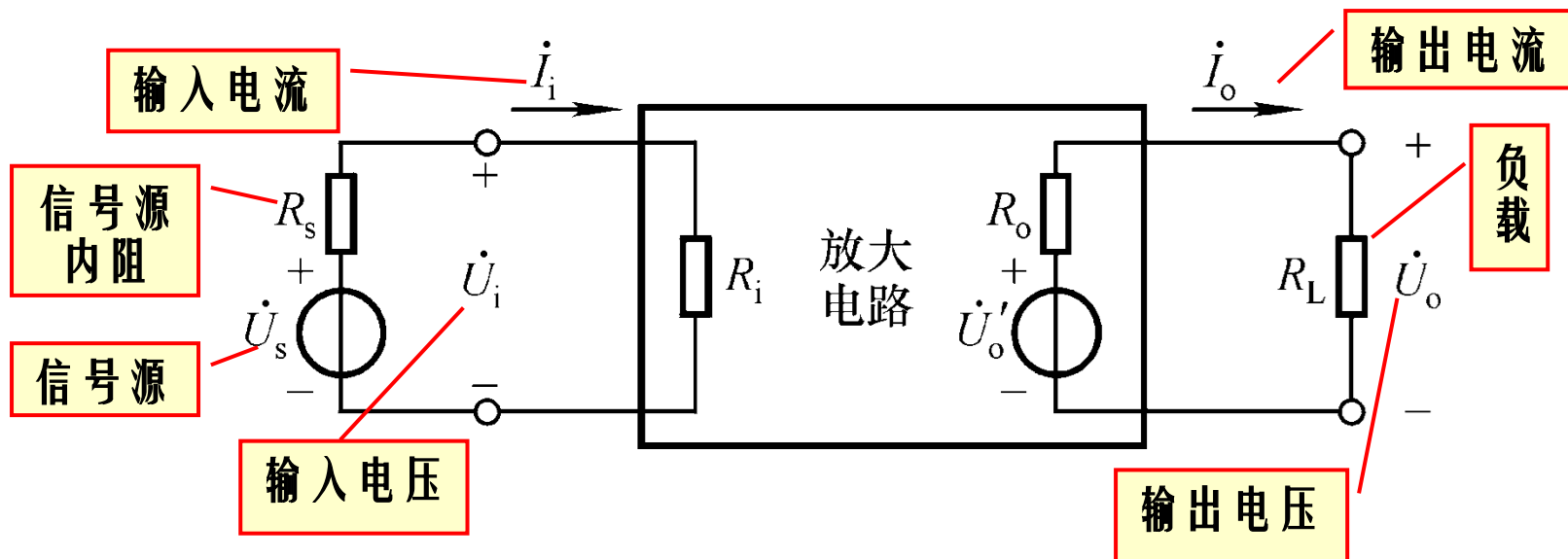
判断电路能否放大的基本出发点





二. 交流放大电路性能指标

■ 基本模型——对信号而言，任何放大电路均可看成双端口网络



1. 增益放大倍数：带负载 R_L 时，输出量与输入量之比；

电压增益是最常被研究和测试的参数

$$\dot{A}_{uu} = \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$$

源电压增益

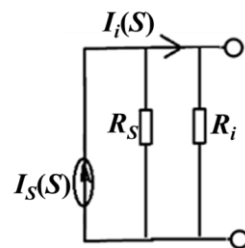
$$A_{us} = \left. \frac{U_o}{U_s} \right|_{R_L} = A_u \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

电流增益

$$\dot{A}_{ii} = \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$$

源电流增益

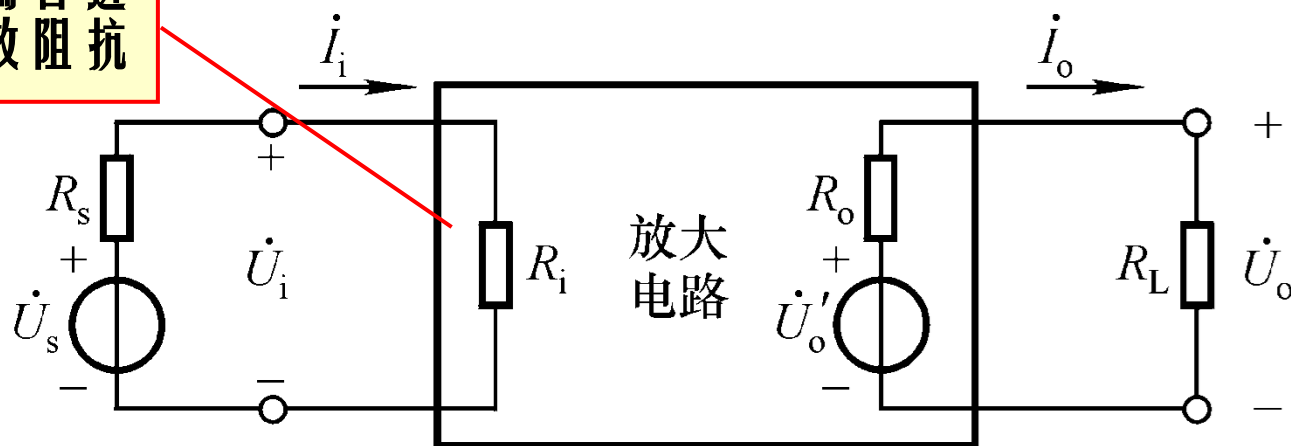
$$A_{Is} = \left. \frac{I_o}{I_s} \right|_{R_L} = A_i \frac{R_s}{R_i + R_s}$$





2 输入阻抗

从输入端看进去的等效阻抗



■ 输入阻抗：在输入端口，端口电压与流入端口的电流的比值；

输入电压与
输入电流有
效值之比

输入电阻

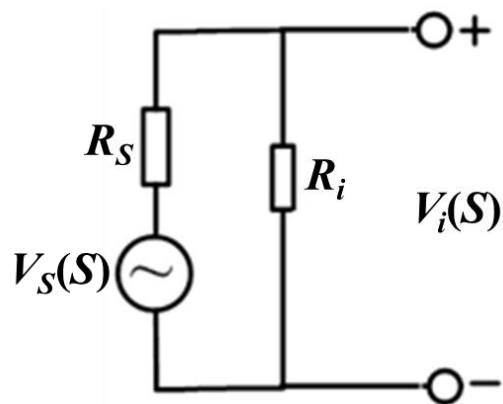
$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$





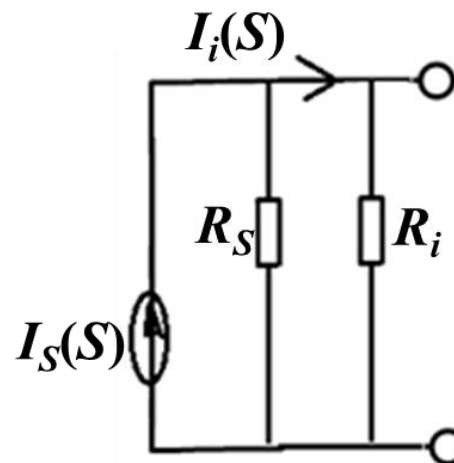
2 输入阻抗

- 输入阻抗：衡量一个放大器从信号源获取信号的能力。
- 电压源驱动：高输入阻抗，则从电压源获取的信号电压就越大；
- 电流源驱动：低输入阻抗，则从电流源获取的信号电流就越大。



分压比

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i}$$



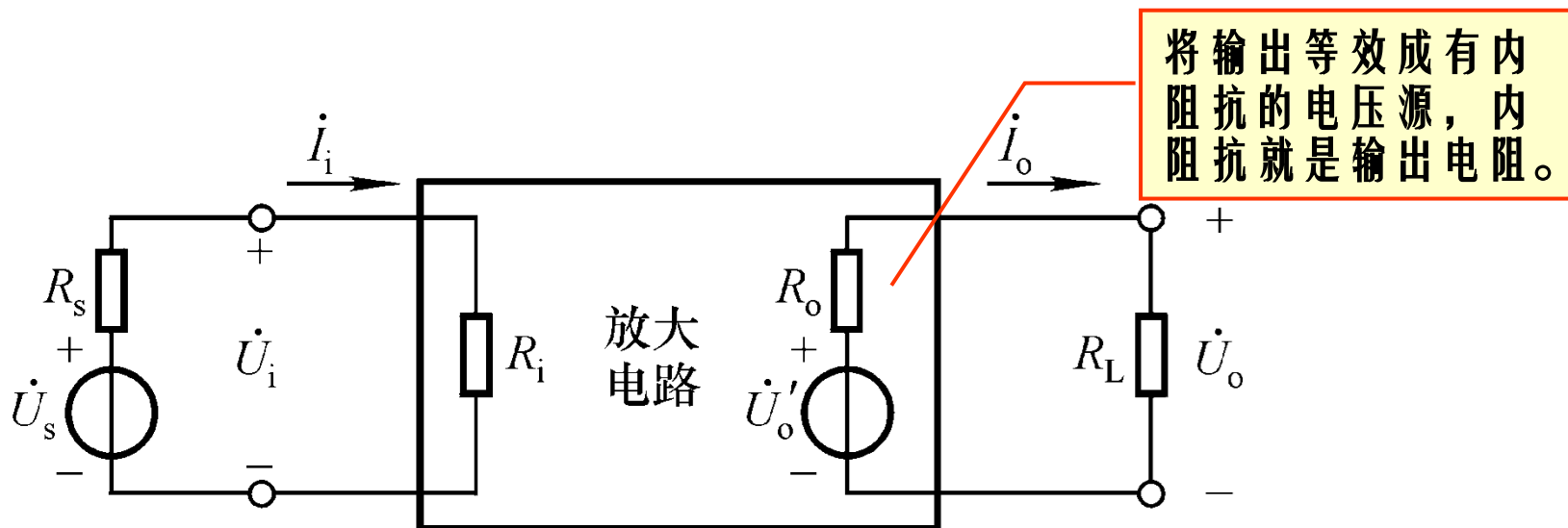
分流比

$$\frac{I_i}{I_s} = \frac{R_s}{R_s + R_i}$$





3 输出阻抗



■ 衡量一个放大器带负载的能力，即放大器的 **输出能力**；

➤ 对电压输出放大器，输出阻抗越小，负载上得到的信号电压就越大，故一般希望 $R_o \ll R_L$ ；

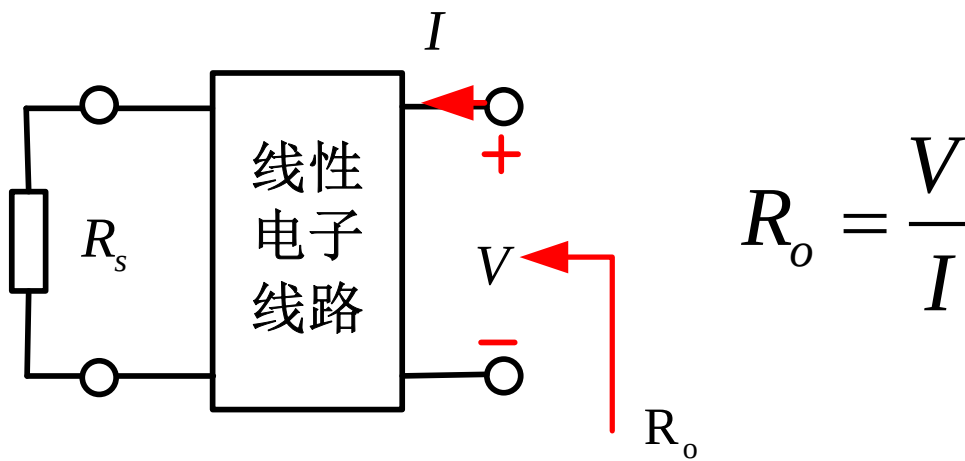
➤ 对于电流源输出放大器，输出阻抗越大，负载上得到的信号电流就越大，故一般希望 $R_o \gg R_L$ ；





3 输出阻抗求解方法-1

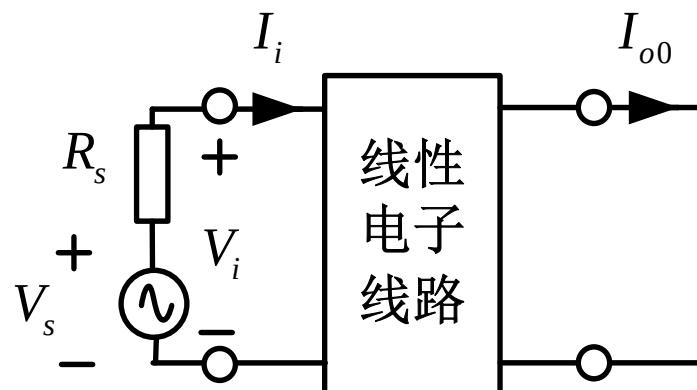
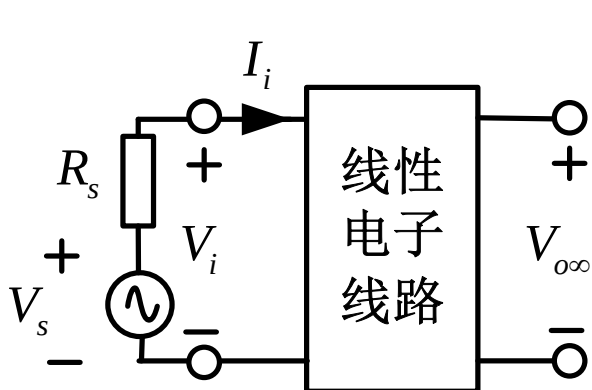
- 第一步：去除电路中信号源，但是保留信号源内阻；
- 第二步：假想在输出端口上放置一个电压源 V ，驱动整个电路；
- 第三步：根据输出端口的电压和流入端口网络的电流的比值，求出输出阻抗；





3 输出阻抗求解方法-2

- 第一步：在信号源驱动下，先求出输出端的开路电压；
- 第二步：在信号源驱动下，再求出输出端的短路电流；
- 第三步，开路电压比短路电流就是输出阻抗；

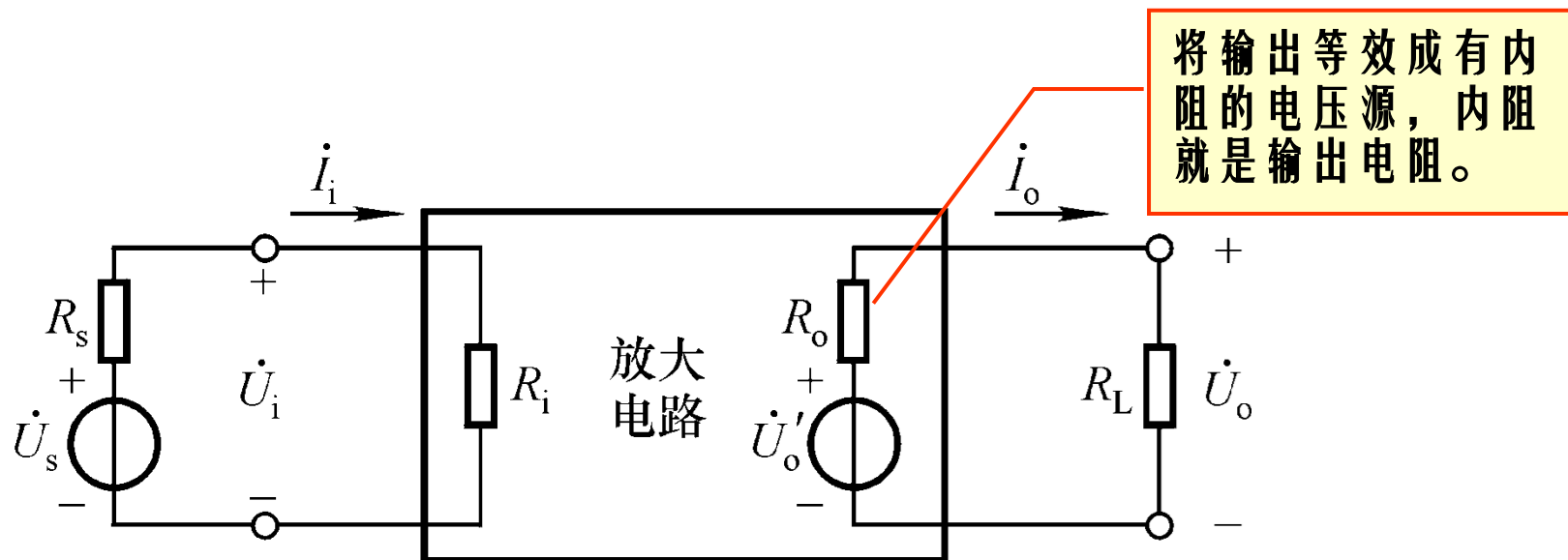


$$R_o = \frac{V_{o\infty}}{I_{o0}}$$





3 输出阻抗求解方法-3



$$R_o = \frac{U'_o - U_o}{\frac{U_o}{R_L}} = \left(\frac{U'_o}{U_o} - 1 \right) R_L$$

空载时输出电压有效值

带 R_L 时的输出电压有效值

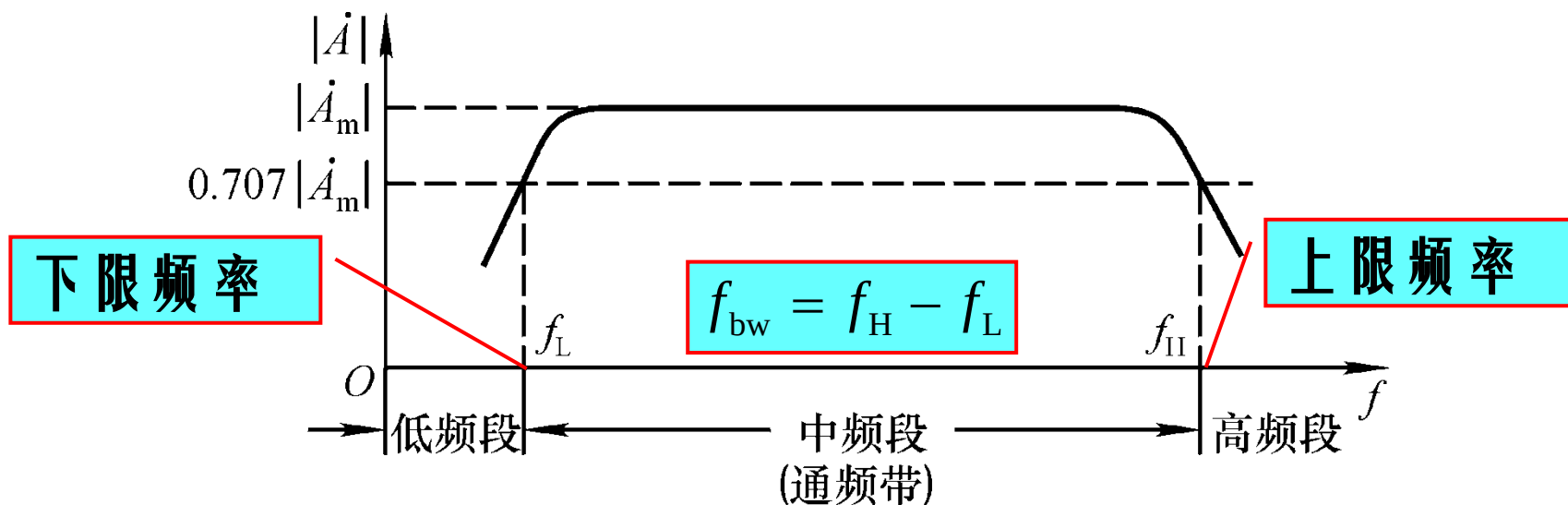




4 通频带

衡量放大电路对不同频率信号的适应能力。

由于电容、电感及放大管PN结的电容效应，使放大电路在信号频率较低和较高时电压放大倍数数值下降，并产生相移。





5 其他性能指标

■ 非线性失真系数：所有谐波总量与基波成分之比，即

$$D = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_1}$$

■ 最大不失真输出电压：在输出波形没有明显失真情况下放大电路能够提供给负载的最大输出电压(或最大输出电流)可用峰-峰值(U_{OPP} 、 I_{OPP})表示，或有效值表示(U_{om} 、 I_{om})。

■ 最大输出功率 P_{om} 和效率 η

输出不产生明显失真的最大输出功率。用符号 P_{om} 表示。

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V}$$

η ：效率

P_V ：直流电源消耗的功率





§ 2.2 基本共射放大电路的 工作原理

郭圆月

2024年9月23日





2.2 基本共射放大电路的工作原理

2.2.1 电路的组成及各元件的作用

2.2.2 设置静态工作点的必要性

2.2.3 波形分析

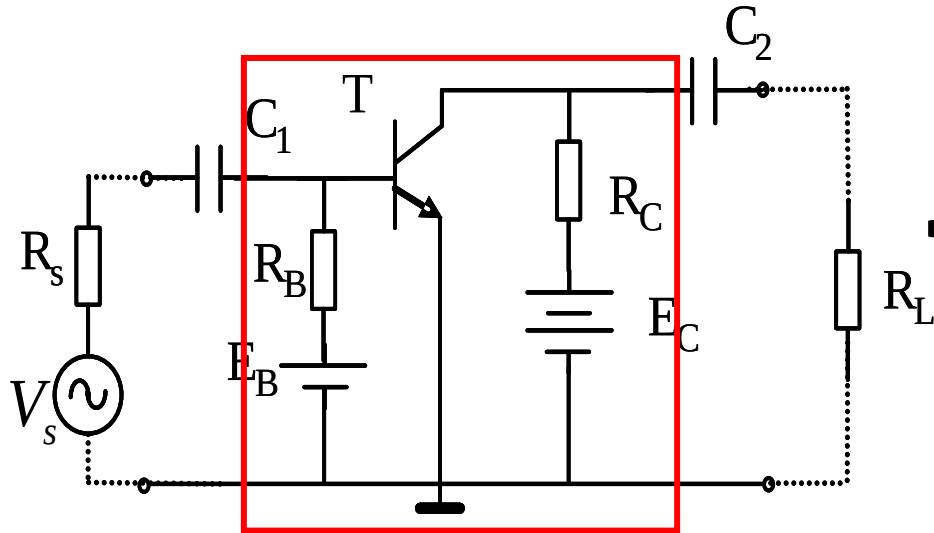
2.2.4 放大电路的组成原则



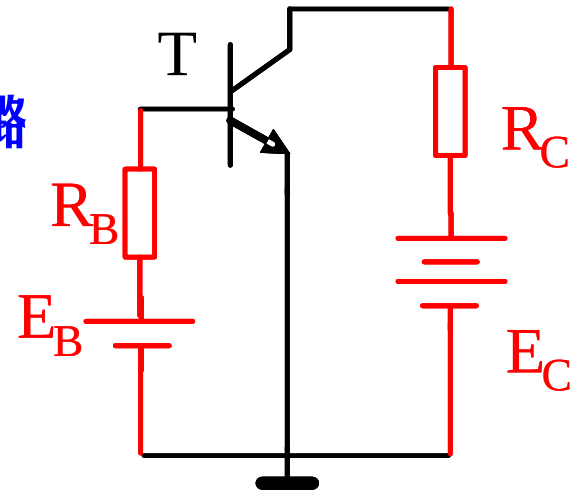


2.2.1 基本电路的组成及各元件的作用

■ 基本结构：直流偏置电路和交流通路；

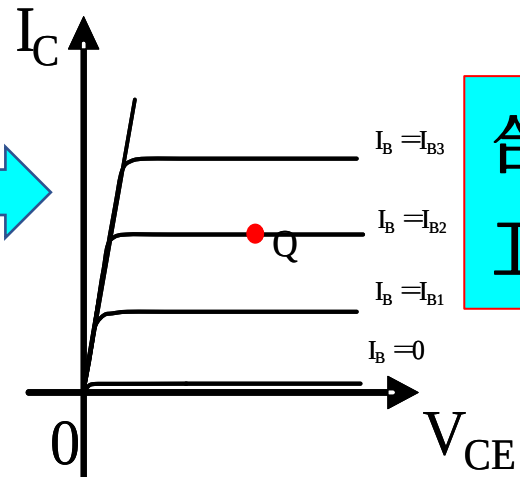


直流偏置电路



直流偏置电路

- E_B : 保证发射结正偏 $U_{BE} > U_{on}$
- R_B : 提供合适的基极电流 I_B
- E_C : 保证集电结反偏 $U_{CE} \geq U_{BE}$
- R_C : 保证C极有合适的反偏电压



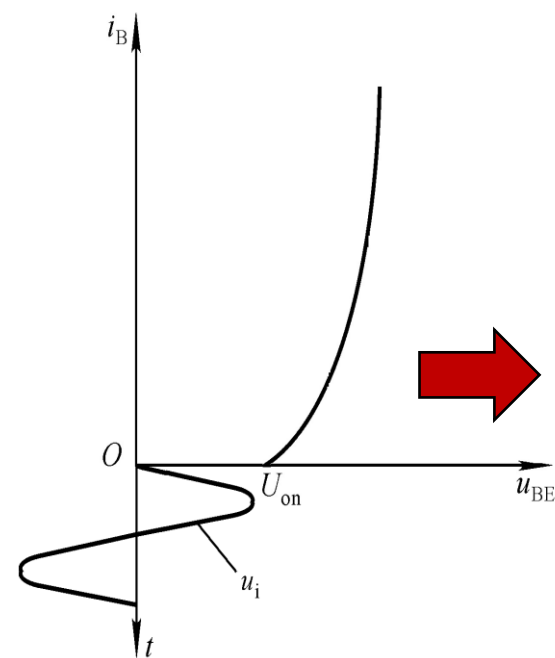
合适静态
工作点Q



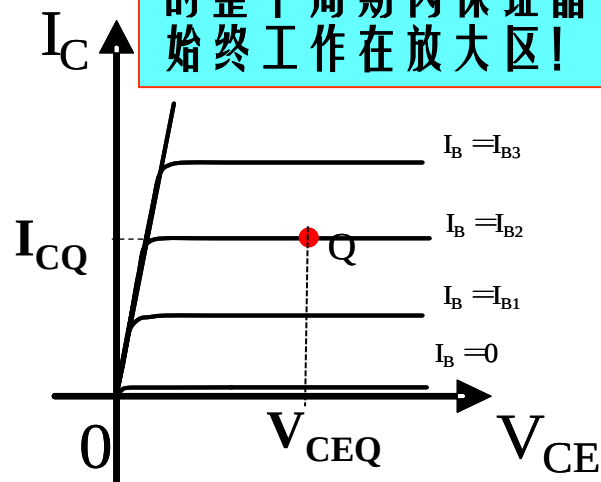
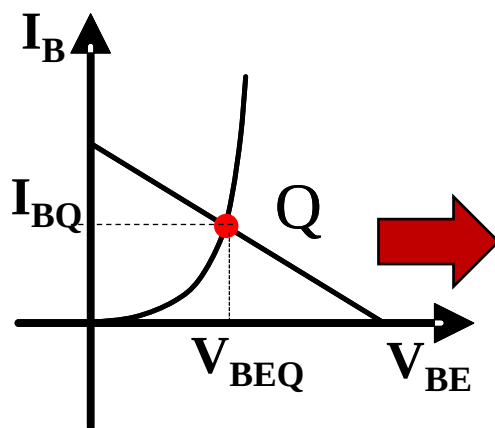


2.2.2 设置直流偏置电路的必要性

- 作用：使有源器件BJT工作在线性放大区，尽可能具有较大的线性范围，以保证交流小信号能够实现无失真线性放大！



输出电压必然失真！



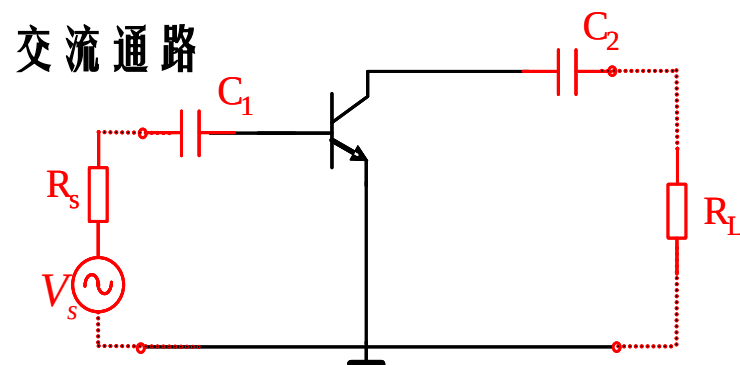
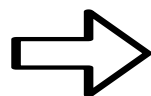
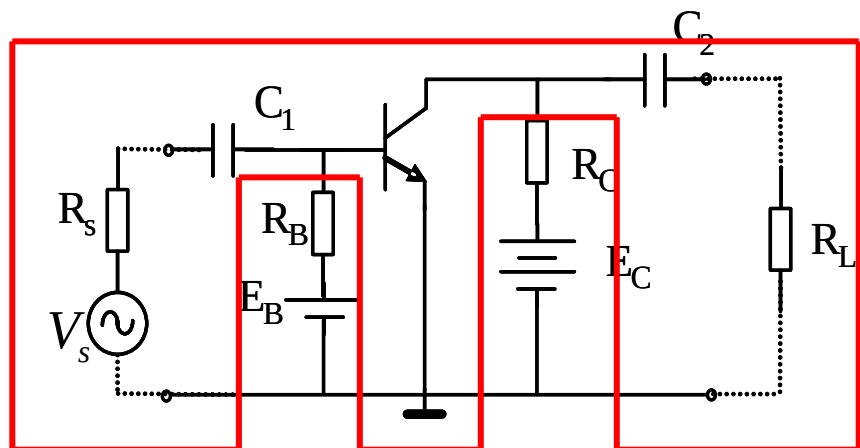
要想不失真，就要在信号的整个周期内保证晶体管始终工作在放大区！

设置合适Q点，首先解决失真问题，然后放大！



2.2.2 基本共发射放大电路的工作原理

■ **交流通路：** 输入交流小信号叠加在直流信号上，利用BJT线性放大能力，输出线性放大的交流信号；



交流放大电路 $\left\{ \begin{array}{l} V_s, R_s : \text{交流信号源和信号源电阻} \\ R_L : \text{纯电阻负载} \\ C_1, C_2 : \text{耦合电容} \end{array} \right. \Rightarrow$

“隔直通交”

$$\Delta u_I \rightarrow i_b \rightarrow i_c \rightarrow \Delta u_{R_C} \rightarrow \Delta u_{CE} (u_o)$$

① **隔断** 交流源和负载对Q点的影响；

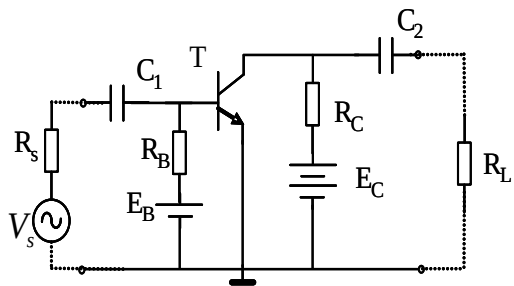
② **输入、输出耦合**；





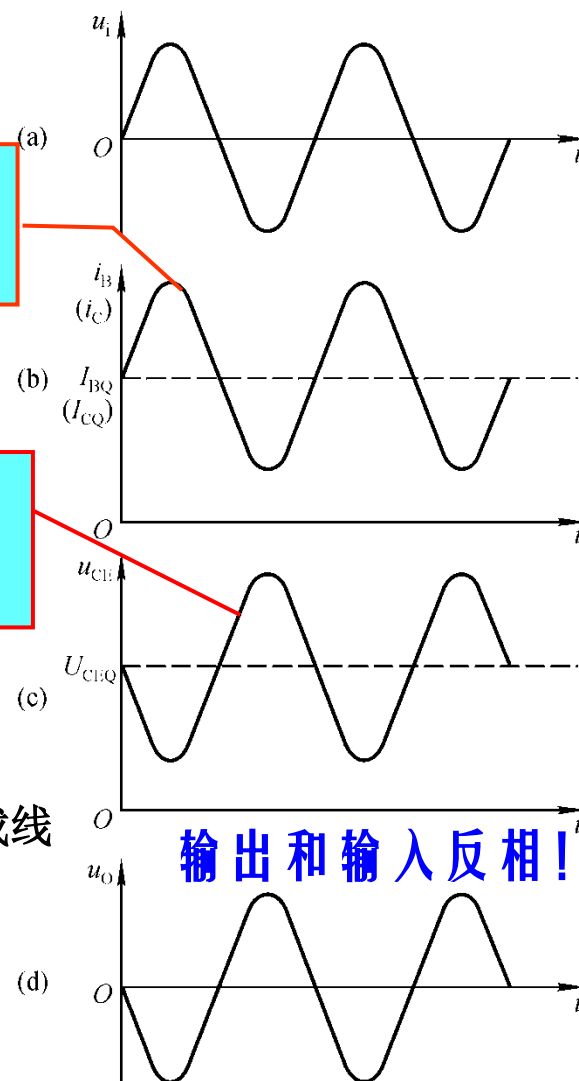
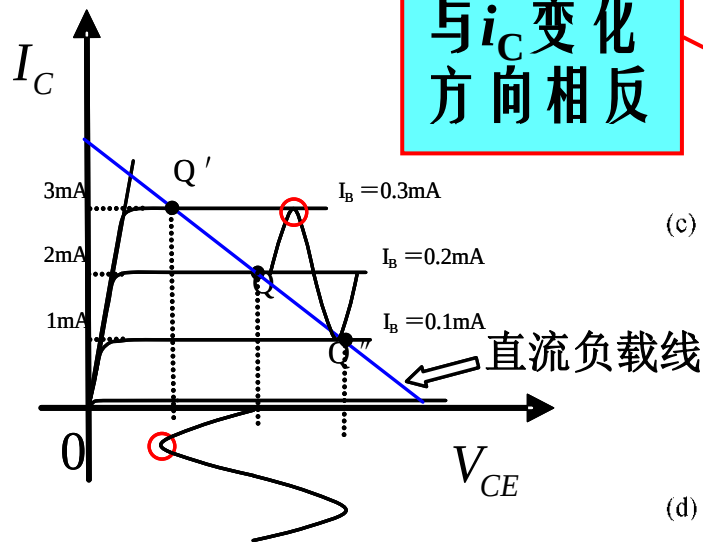
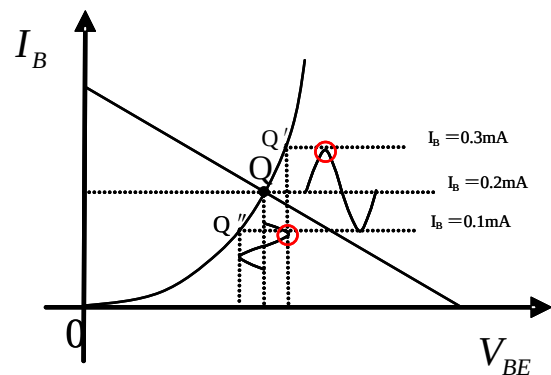
2.2.3 基本共发射极放大电路的波形分析

■ 输入电压和输出电压相位相反



动态信号驮载
在静态之上

与 i_C 变化
方向相反



输出和输入反相!

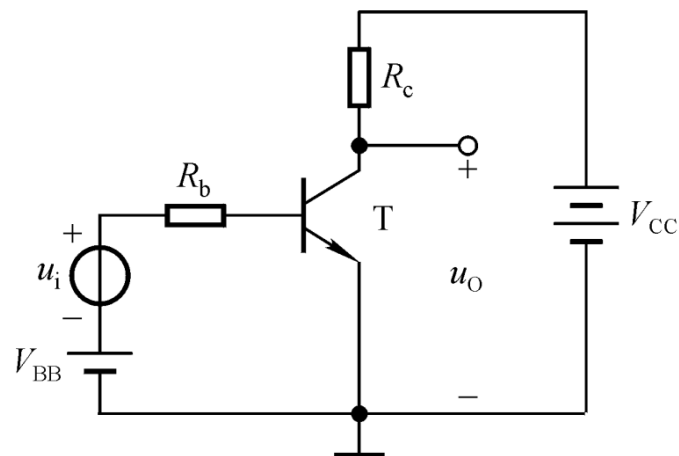




2.2.4 放大电路的组成原则

■ 保证晶体管工作于放大区：

静态工作点合适：合适的直流电源、
合适的电路参数



■ 保证晶体管工作于较大的动态范围

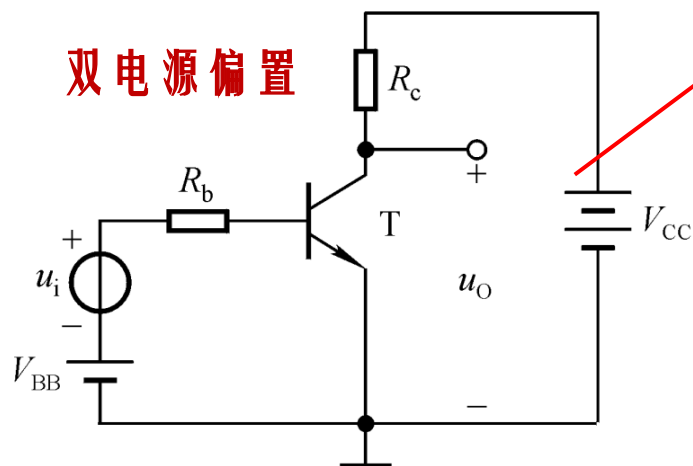
➤ 动态信号能够作用于晶体管的输入回路，在负载上能够获得放大的动态信号。

■ 对实用放大电路的要求：共地、直流电源种类尽可能少、负载上无直流分量



2.2.4 典型的共射放大电路

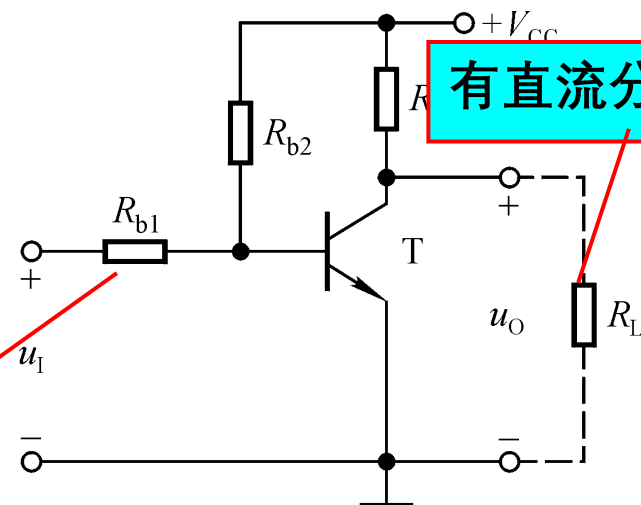
(1) 基本型-直接耦合放大电路



将两个电源
合二为一

有交流损失

单电源偏置



有直流分量

放大是信号，
不是直流量。

共地，且要使信号
驮载在静态之上

■ 静态工作点 **Q合适**：合适的直流电源、合适的 **电路参数**。

■ 交流信号 V_i **直接作用**于晶体管 **输入回路**，负载 **直接获得**放大了的交流信号 V_o 。

■ 实用要求：交、直 **共地**、负载上 **无直流分量**。

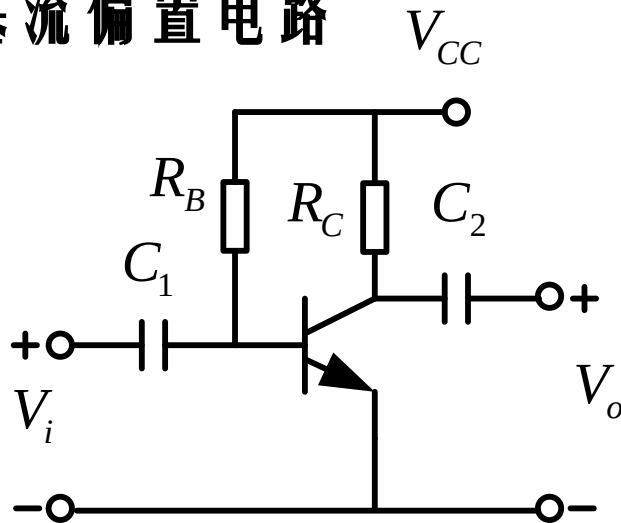




2.2.4 典型的共射放大电路

(2) 实用型-阻容耦合放大电路-定基流偏置电路

定基流偏置电路



静态时， C_1 、 C_2 上电压？

$$U_{C1} = U_{BEQ}, \quad U_{C2} = U_{CEQ}$$

动态时，

$u_{BE} = u_i + U_{BEQ}$ ，信号驮载在静态之上；且负载上只有交流信号。

■ 单电源偏置形式；

■ C_1 、 C_2 为耦合电容！

耦合电容的容量应足够大，即对于交流信号近似为短路。其作用是“隔离直流、通过交流”。

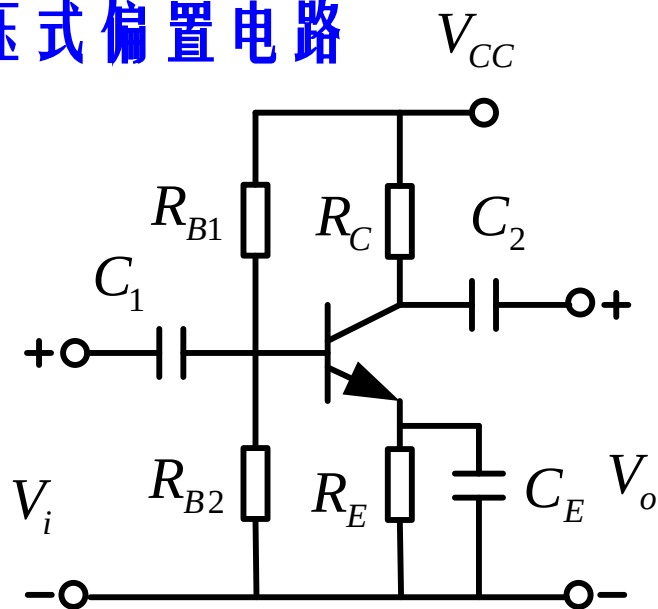




2.2.4 典型的共射放大电路

(2) 实用型-阻容耦合放大电路--定基压偏置电路

分压式偏置电路



■ 单电源偏置形式；

■ C_1 、 C_2 为耦合电容或隔直电容；





2.3 放大电路的分析方法

2.3.1 放大电路的直流通路和交流通路

2.3.2 放大电路的静态直流分析

2.3.3 放大电路的动态交流分析

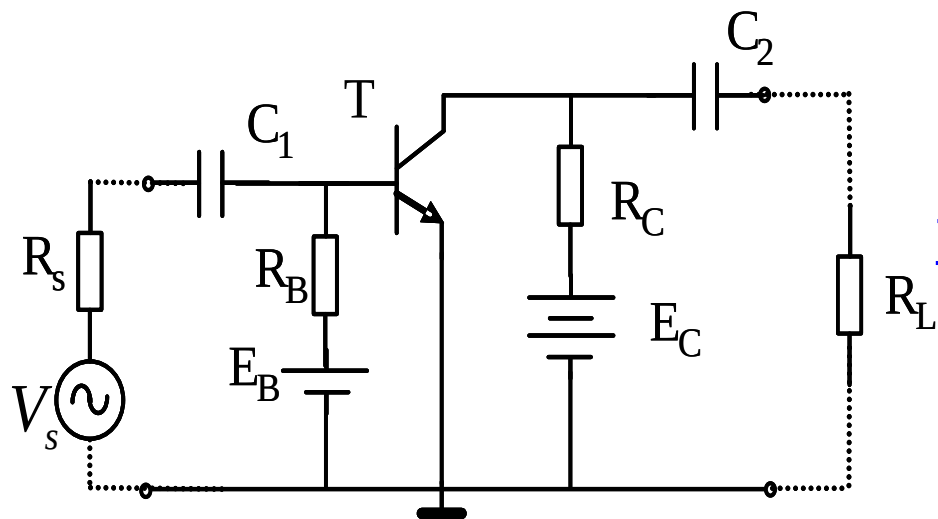




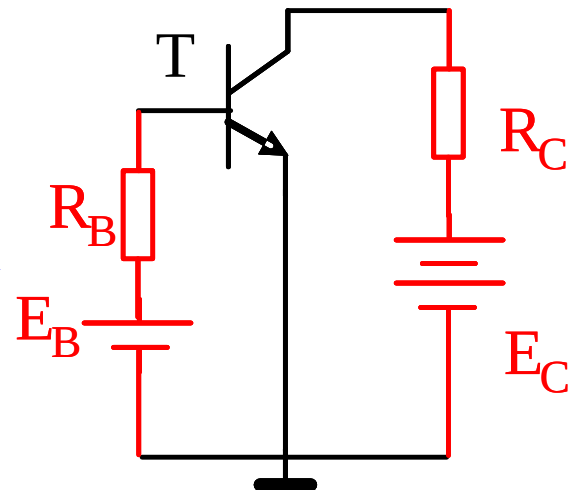
2.3.1 放大电路的直流通路和交流通路

1. 放大电路的直流静态分析和交流动态分析

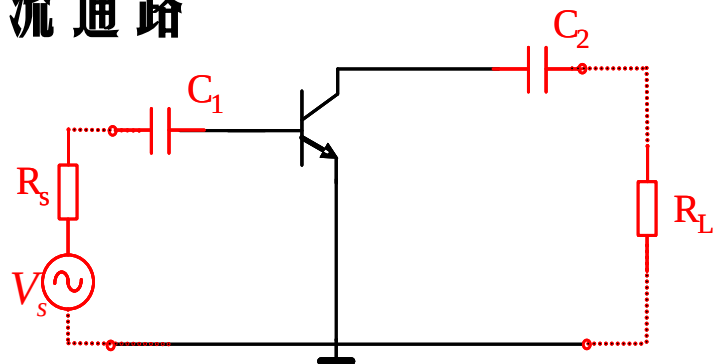
■ 放大电路的直流通路和交流通路



直流偏置电路



交流通路



直流通路：① $U_s=0$ ，保留 R_s

② 电容开路

③ 电感相当于短路

交流通路：① 大容量电容相当于短路

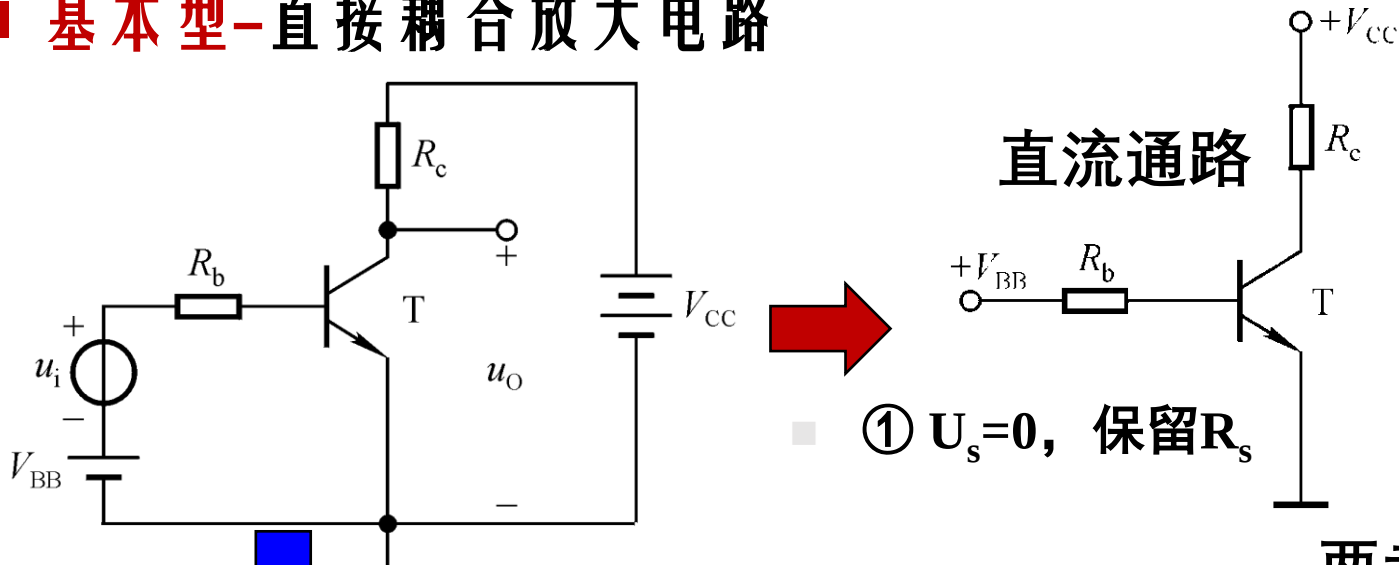
② 直流电源相当于短路（内阻为0）



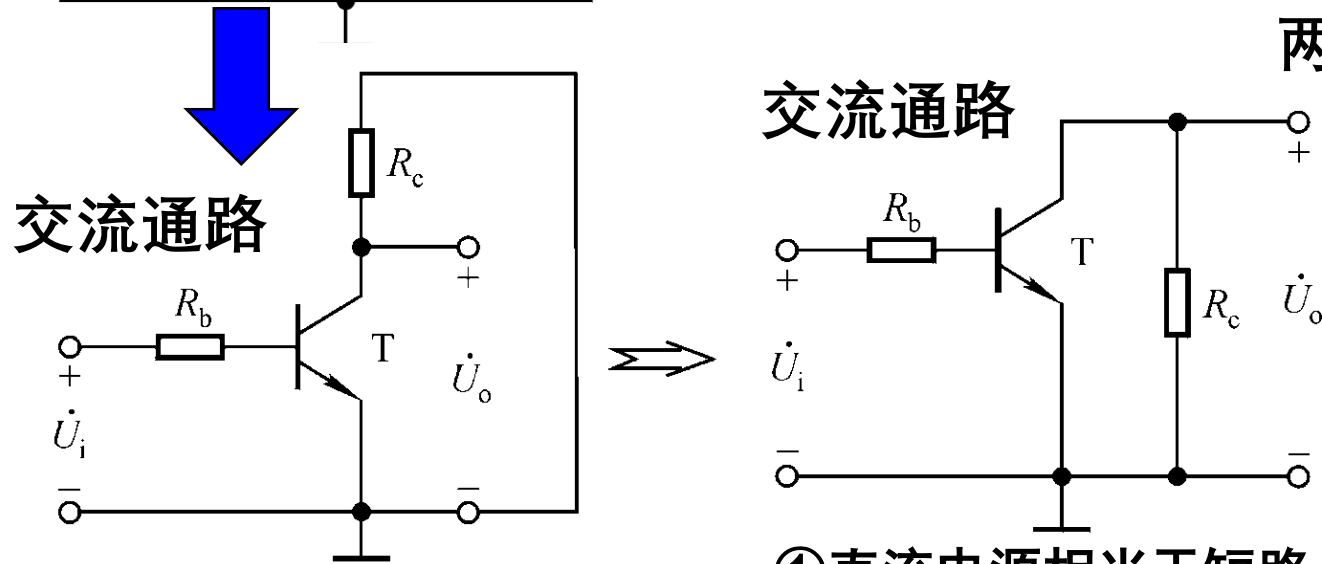


(1) 直耦共射电路直流通路和交流通路

■ 基本型-直接耦合放大电路



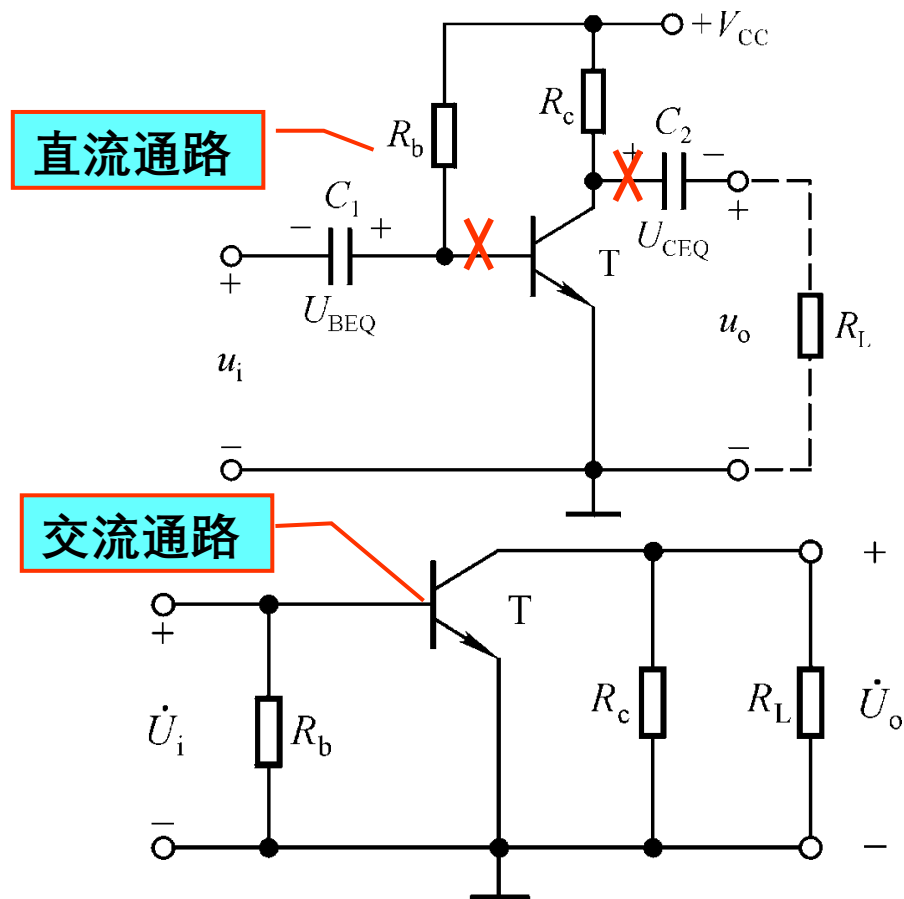
两者较大区别!





(2) 阻容耦合电路直流通路和交流通路

■ 实用型-阻容耦合放大电路



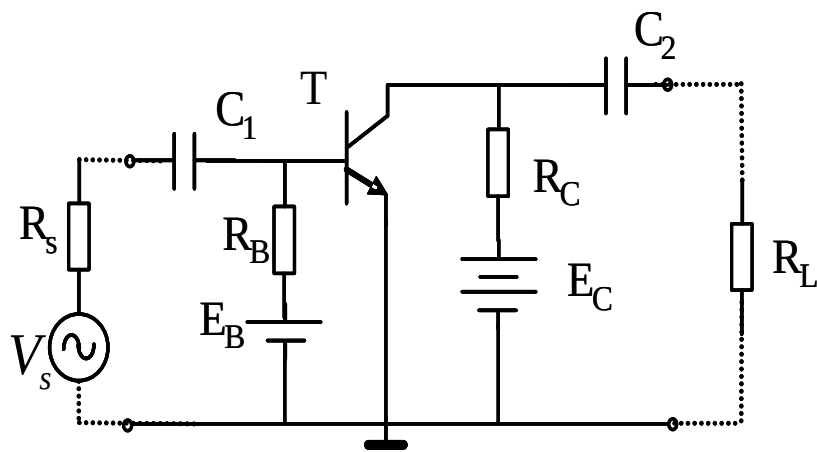
- ①直流电源相当于短路（内阻为0）



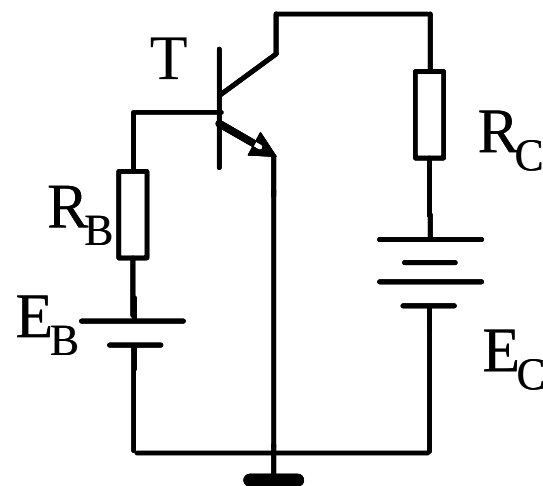


2.3.2 放大电路的静态直流分析方法

- 内容：求解静态工作点 Q ： I_{BQ} 、 V_{BEQ} 、 I_{CQ} 和 V_{CEQ} ，
关键要判断其工作状态；
- 对象：画出BJT基本放大电路的直流偏置电路；
- 图解法与模型法；



电容开路
→





(1) 图解法

■ 基本思路

➤ 将BJT作为非线性器件独立出来，构造电路的**直流负载线**，根据有源器件的**伏安特性曲线**，通过作图方式获得两条曲线的交点，读出交点坐标，即为待求的直流工作点；

➤ **输入和输出双回路**、两条特性曲线、两条直流负载线； ➡ **两次绘图分析**

■ 前提条件

➤ 已知BJT输入端口和输出端口的伏安特性曲线（完整曲线族）

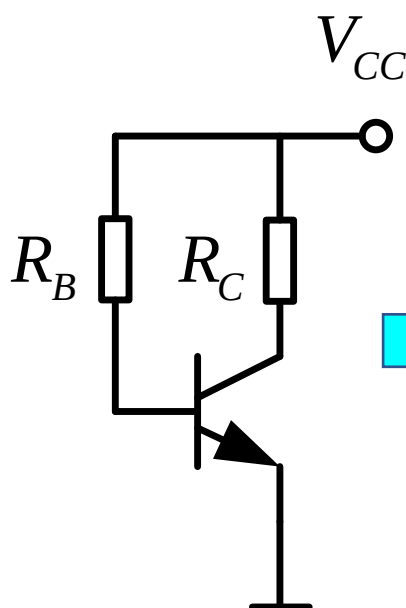
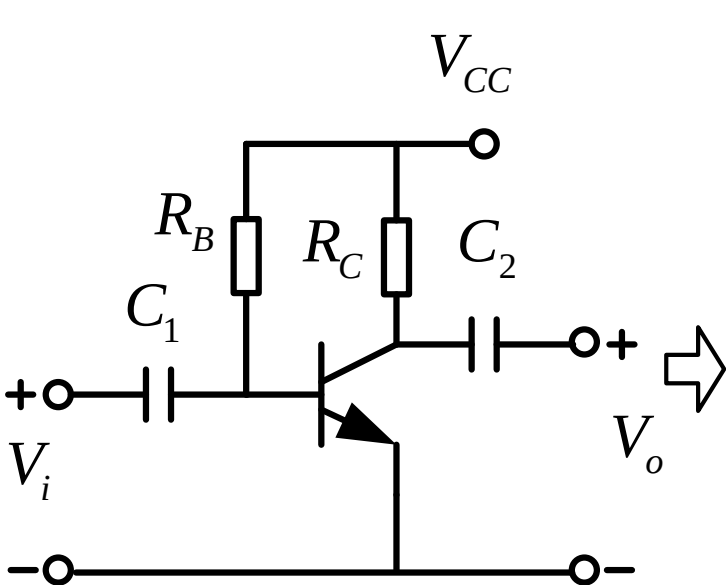
➡ **应实测特性曲线**



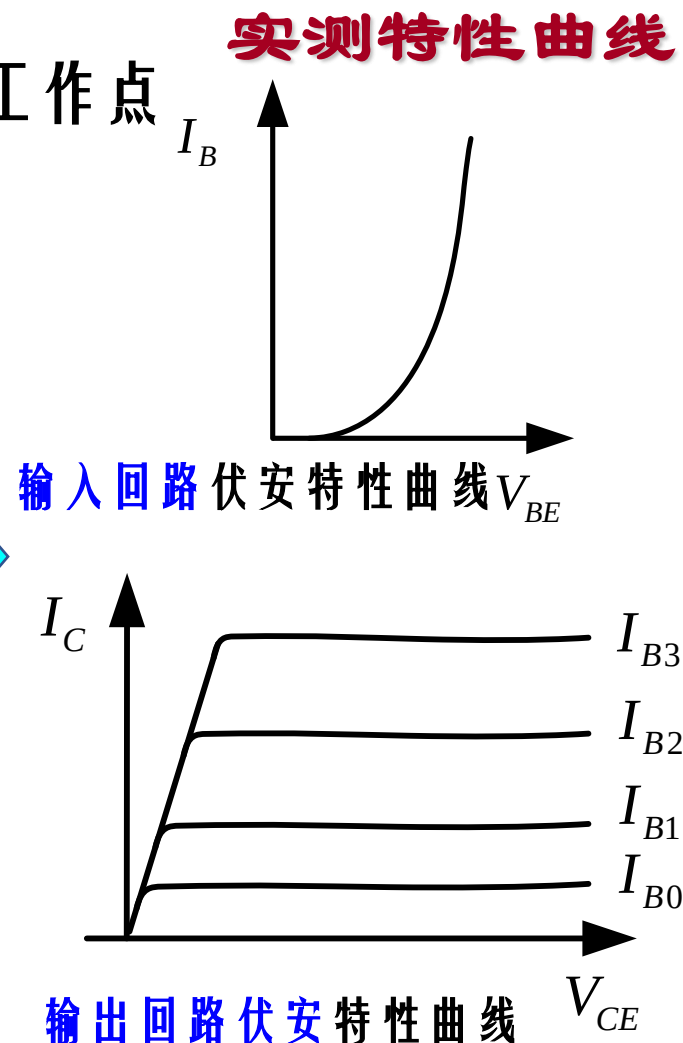


(1) 图解法

已知BJT伏安特性曲线，求电路的直流工作点



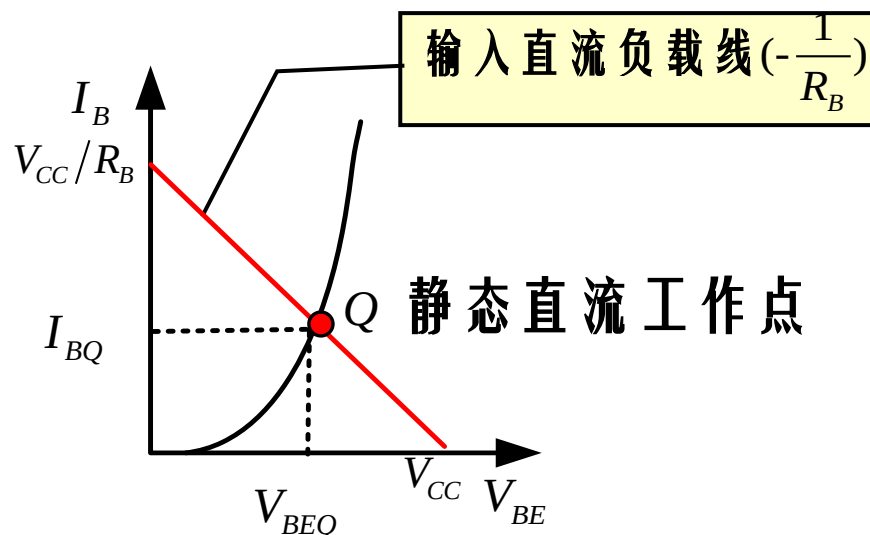
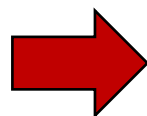
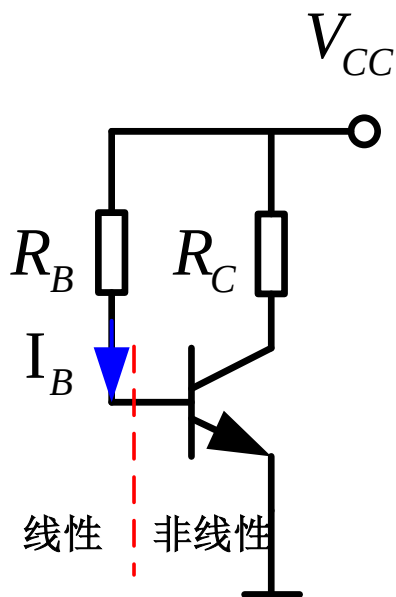
■ 第一步：正确画出直流偏置电路





(1) 图解法

- 第二步：构造输入端口的直流负载线，在BJT输入端伏安特性曲线上绘出，并读出直流工作点Q： I_{BQ} 、 V_{BEQ} ；



输入端直流负载线

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE}$$

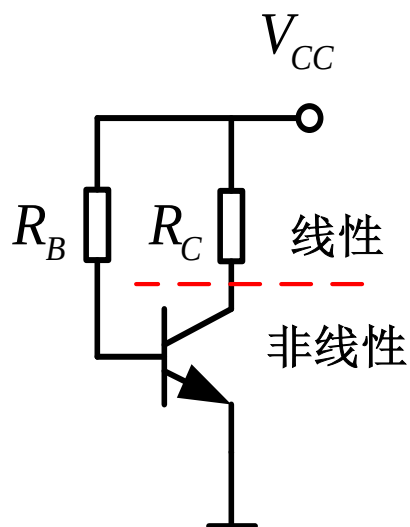
集电结深度反偏 $U_{CE} > 1$ ，
曲线族可近似为一条曲线





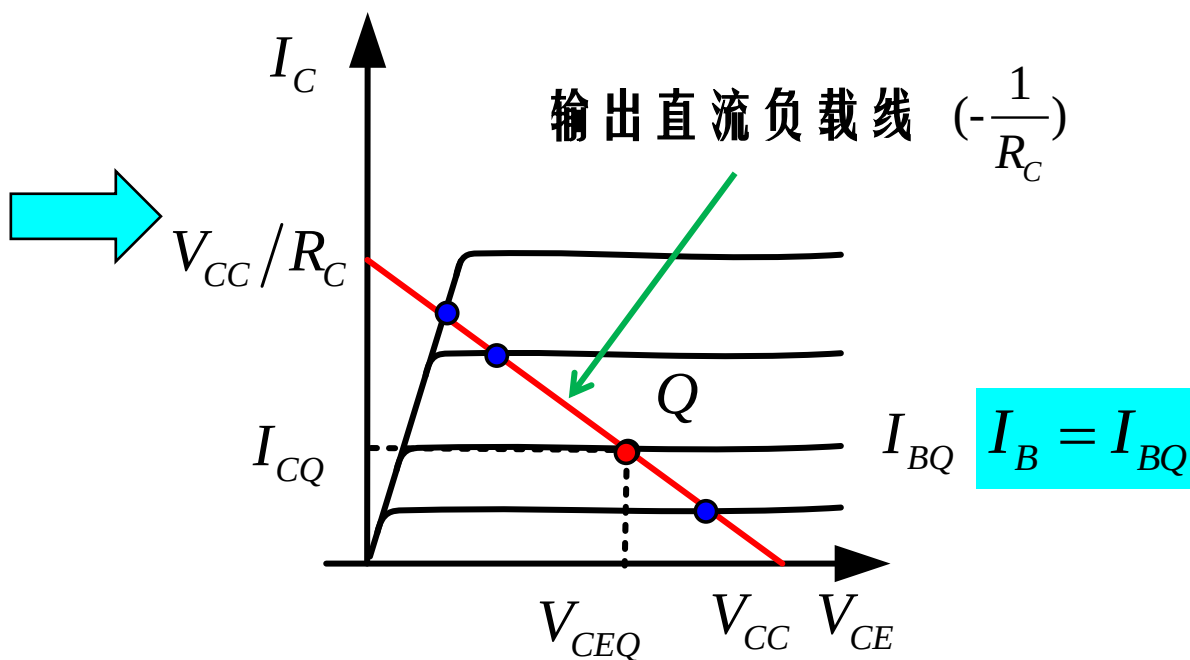
(1) 图解法

■ 第三步：构造输出端口的直流负载线，在BJT输出端伏安特性曲线上绘出，并读出直流工作点Q： I_{CQ} 和 V_{CEQ} ；



输出端直流负载线

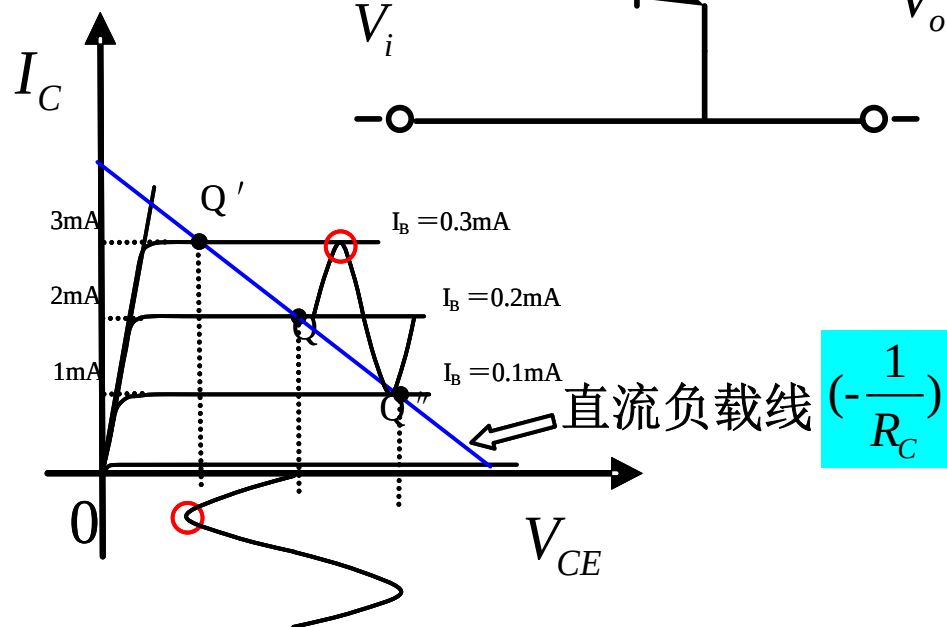
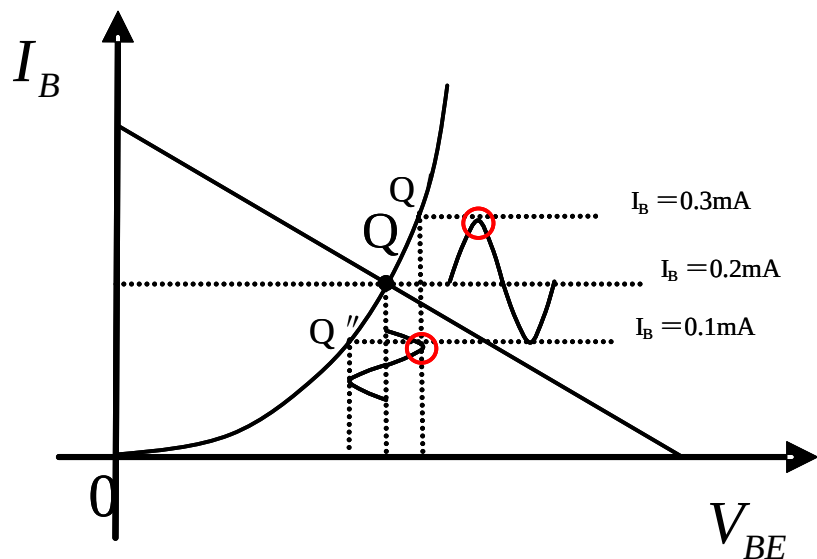
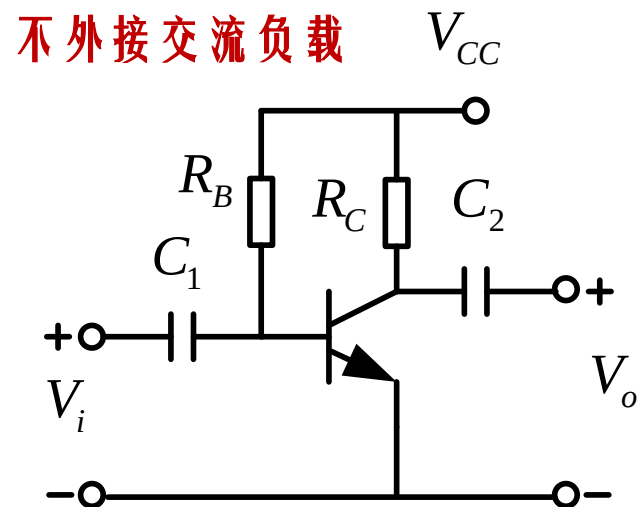
$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$





(1) 图解法进行交流分析

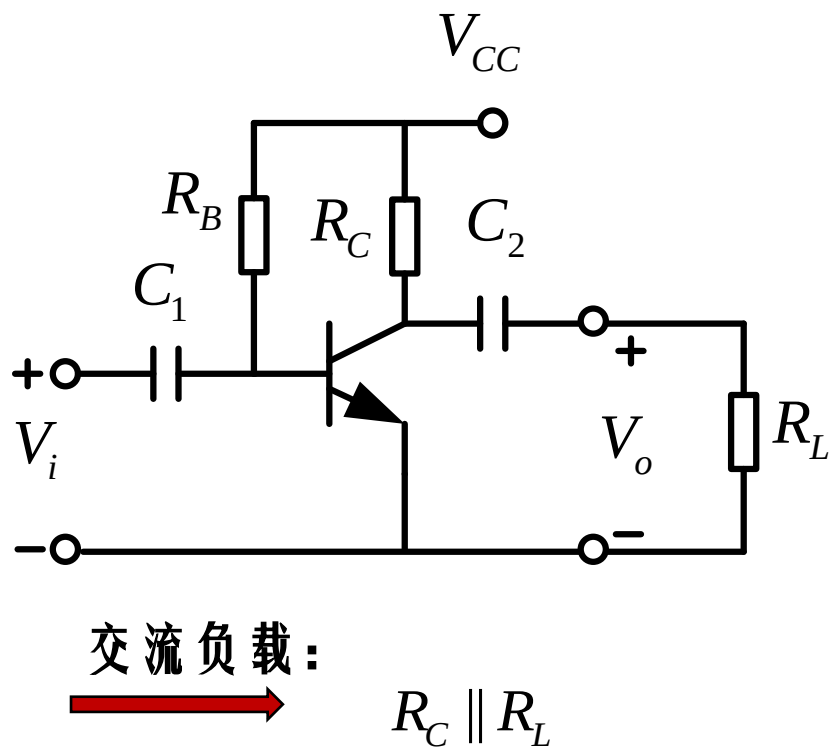
■ 交流小信号放大过程的图解分析



由于不外接负载，故不会影响输出回路方程

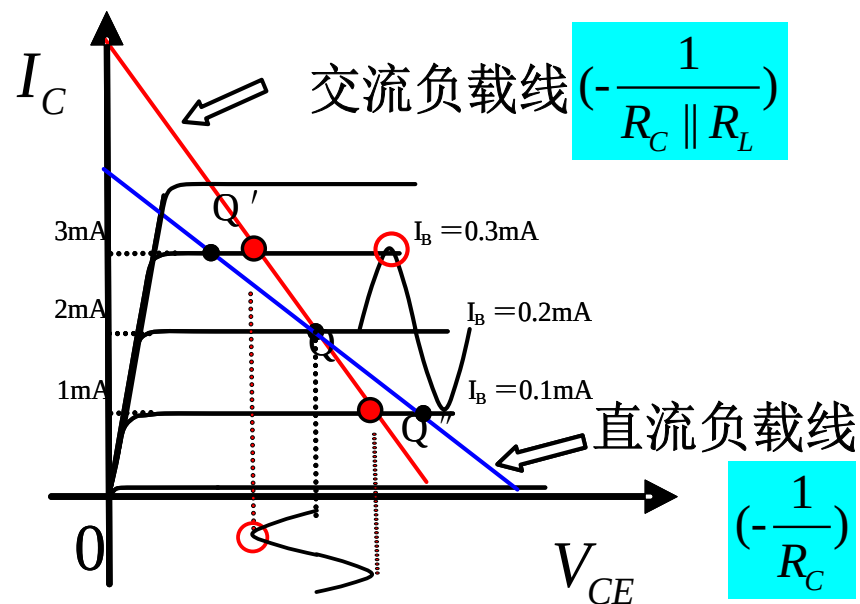
(1) 图解法

■ 外接交流负载 R_L



■ 交流负载线

交流负载线: 过Q点、斜率 $-1/(R_C \parallel R_L)$



直流负载线方程: $u_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$

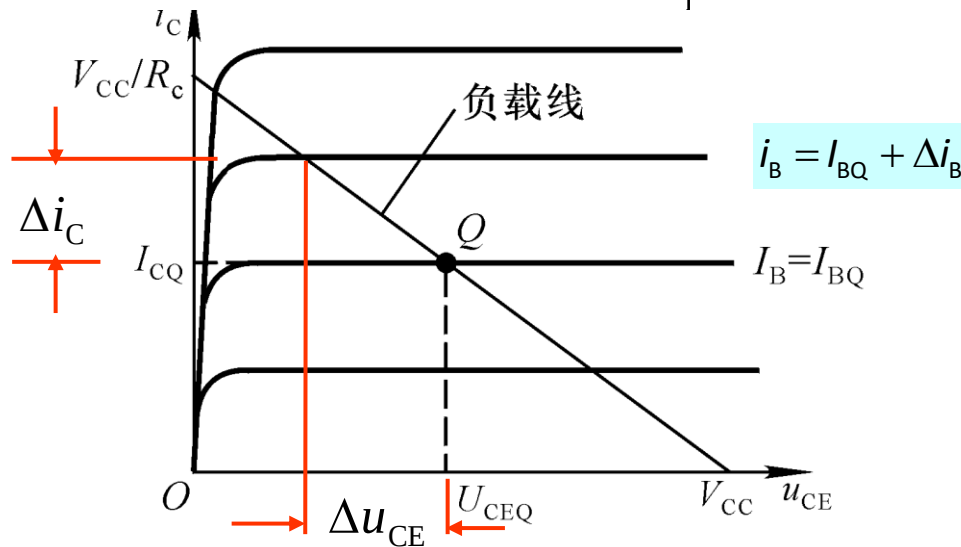
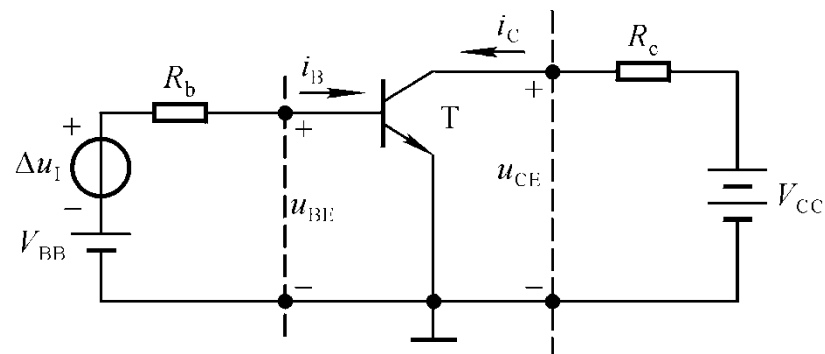
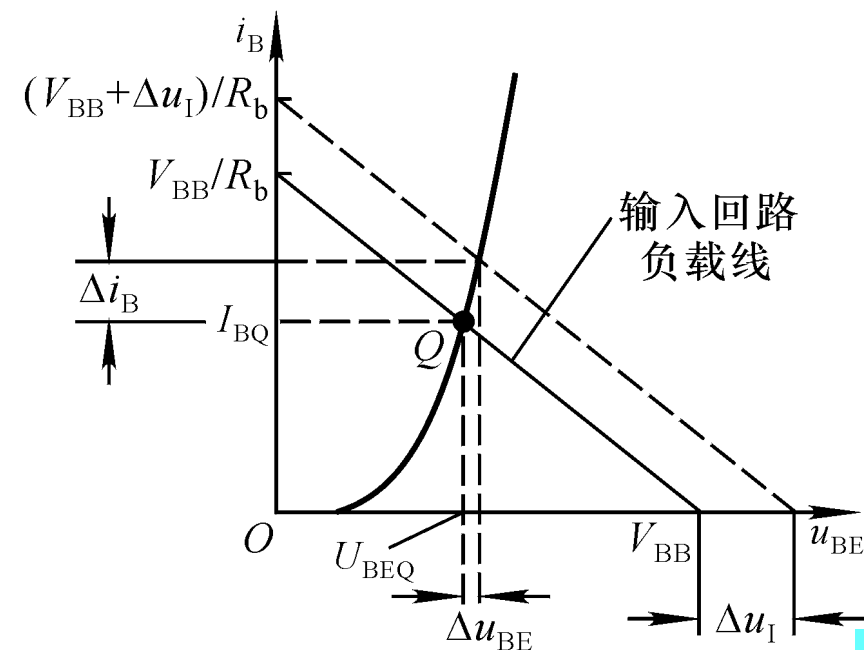




(1) 图解法进行交流分析

■ 电压放大倍数的分析

$$u_{BE} = V_{BB} + \Delta u_I - i_B R_b$$



给定 $\Delta u_I \rightarrow \Delta i_B \rightarrow \Delta i_C \rightarrow \Delta u_{CE} (\Delta u_O) \rightarrow A_u = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_I}$

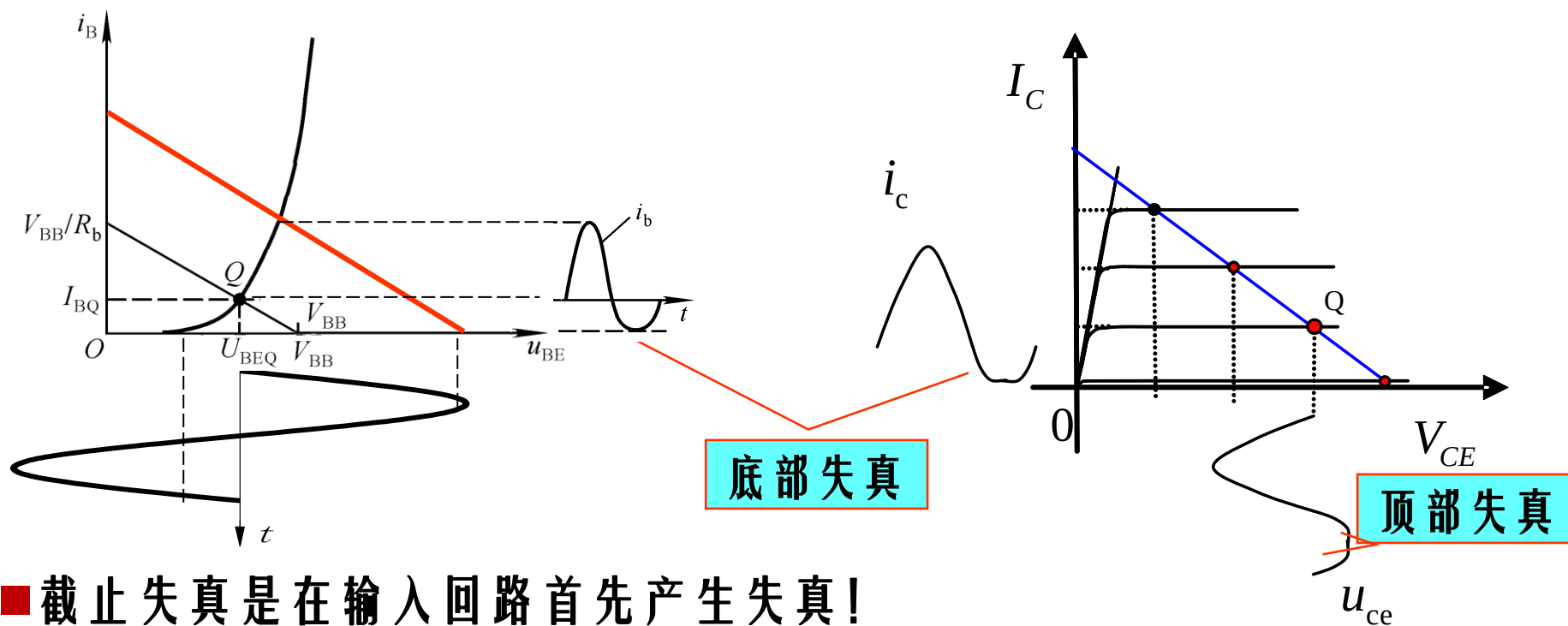
Δu_O 与 Δu_I 反相, A_u 符号为 “-”。





(1) 图解法-波形失真分析

■ **截止失真**: 输入Q点设置过低, 则可引起波形**底部**被限幅, **导致失真**;



■ 截止失真是在输入回路首先产生失真!

■ 消除方法: 增大 V_{BB} , 即向上平移输入回路负载线。

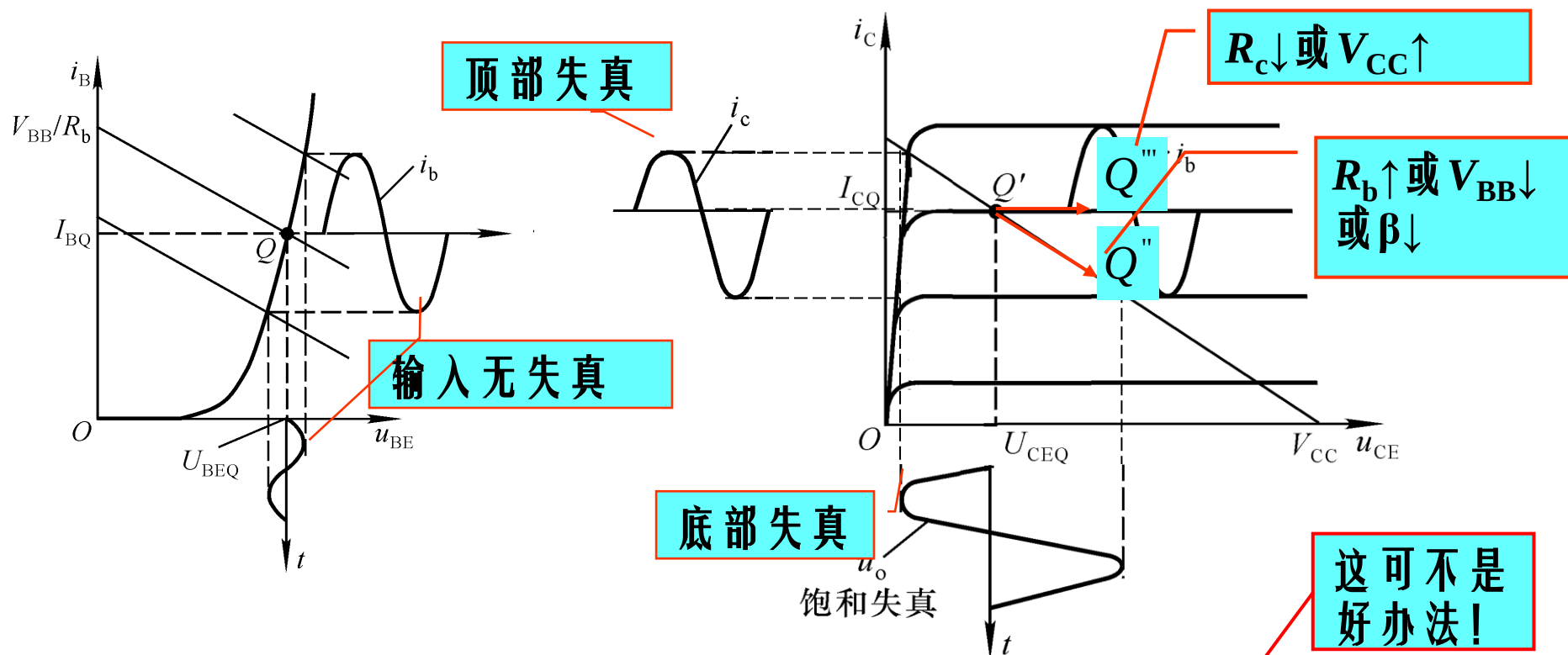
➡ 减小 R_b 能消除截止失真吗?





(1) 图解法-波形失真分析

■ **饱和失真**：Q点过高，**输出回路**引起失真。



■ **消除方法**：增大 R_b ，减小 V_{BB} ，减小 β ，**减小 R_c** ，**增大 V_{CC}** 。

■ **最大不失真输出电压 U_{om}** ：比较 $(U_{CEQ} - U_{CES})$ 与 $(V_{CC} - U_{CEQ})$ ，取其小者，除以 $\sqrt{2}$ 。





(1) 图解法优缺点

■ 图解法的优势

- 过程简单，结果直观，动态范围、波形失真一目了然
- 数值解的精度基本满足工程近似估算要求
- 既可以做直流分析，也可以做交流分析

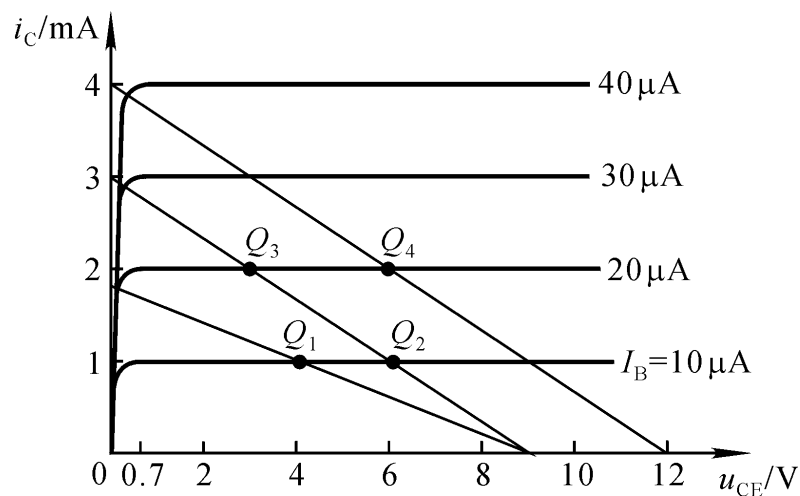
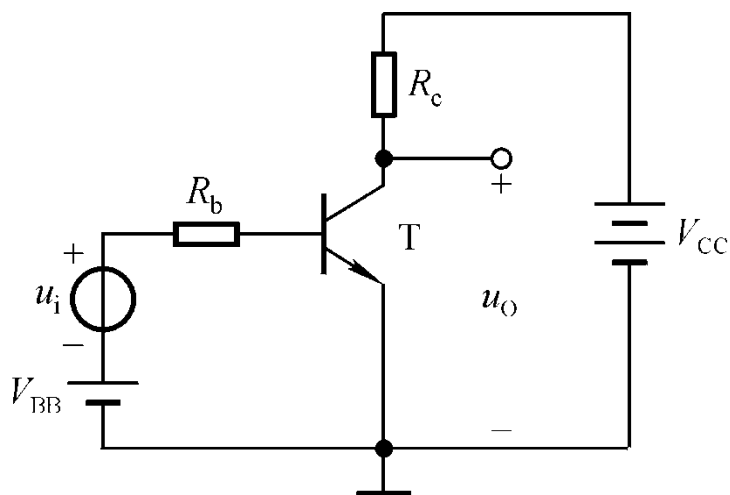
■ 图解法的缺点

- 晶体管离散性大，几乎每种三极管的伏安特性曲线都不完全一致，需要事先精确测量才能做分析，使用不便。
- 难以应付多BJT构成的多级放大电路。





练习题



1. 在什么参数、如何变化时 $Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow Q_3 \rightarrow Q_4$?
2. 从输出电压上看，哪个Q点下最易产生截止失真？哪个Q点下最易产生饱和失真？哪个Q点下 U_{om} 最大？
3. 设计放大电路时，应根据什么选择 V_{CC} ？





(2) 模型法 (等效电路法)

■ 基本思路：线性化处理

➤ 放大状态的晶体管，发射结**正偏**，为了获得一定动态范围的**线性区域**，通常将Q点设置在输入电流 I_B 急剧上升的部位，导通电压 V_{BEON} 变化很小，近似为常数：

恒压降



$$\begin{cases} \text{硅BJT: } V_{BEON} = 0.7V \\ \text{锗BJT: } V_{BEON} = 0.3V \end{cases}$$

电流关系



$$I_C = \beta I_B = \alpha I_E$$

■ 使用前提条件

- ① 已知BJT的 β 及 V_{BEON} （或BJT材料类型）
- ② BJT必须工作在放大状态





(2) BJT 直流分析模型

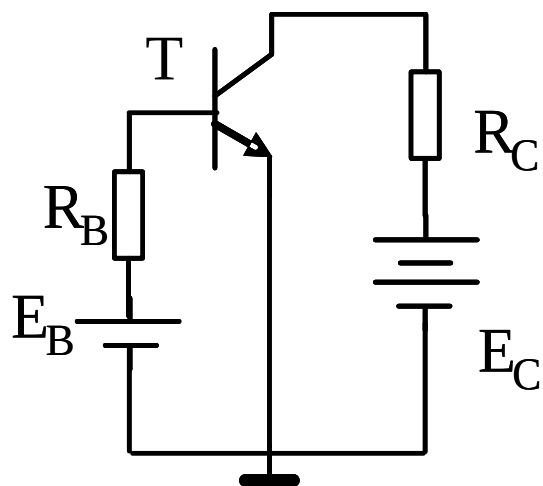
(1) 恒压源模型：

(2) 受控电流源模型

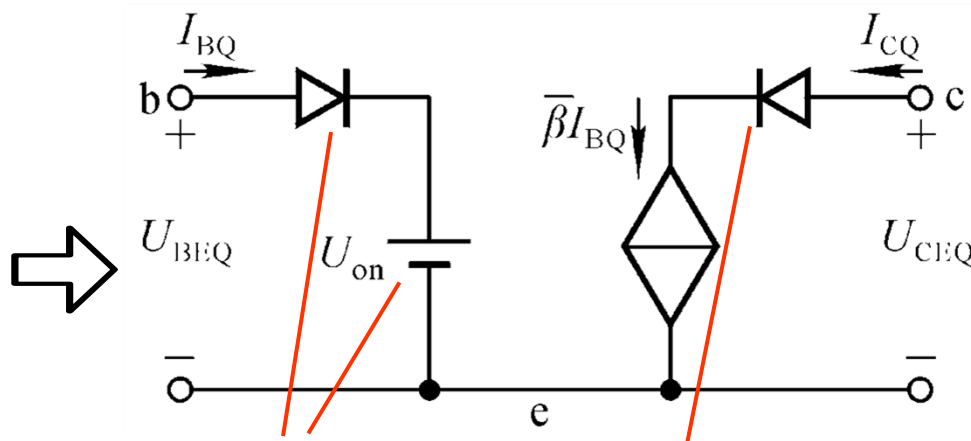
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b}$$
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$$

输入回路等效为恒压源

输出回路等效为电流控制的电流源



线性化直流模型



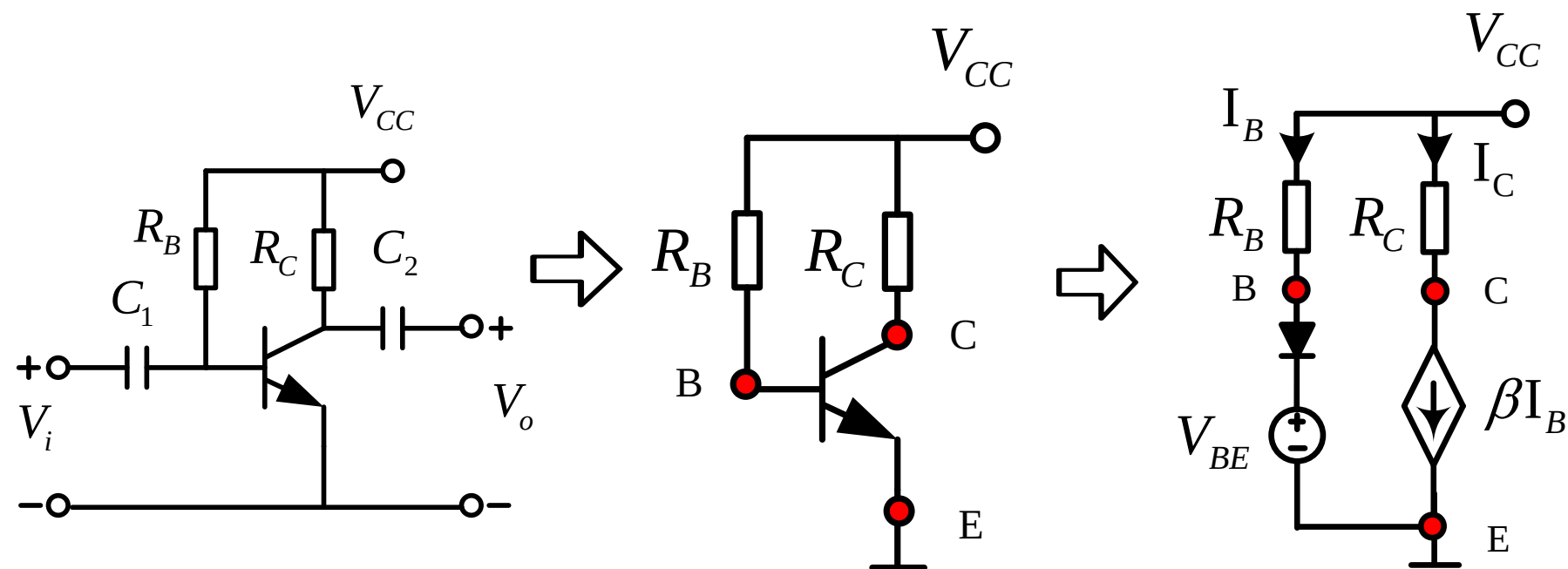
输出回路电流等效为输入回路电流的受控源





例 题

若BJT处于放大状态，且 β 已知， $V_{BEON} = 0.7V$ ，试求该电路的直流工作点



第一：画出直流偏置电路

第二：直流等效模型电路



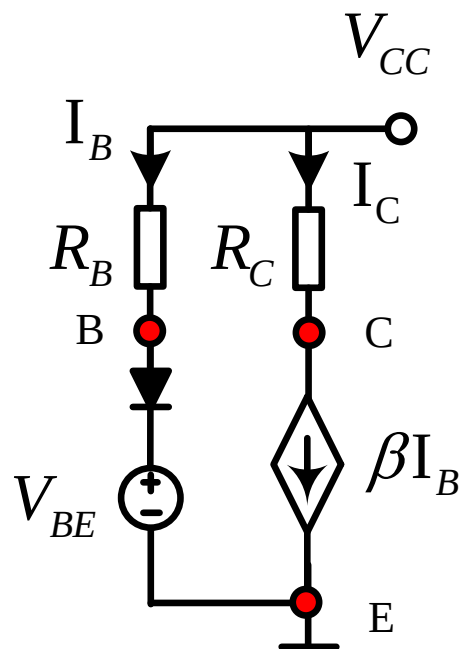


例题

■ 第三步：分析输入、输出端口电路，获得直流工作点Q

$$\text{输入端} \begin{cases} V_{BEQ} = 0.7V \\ I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} \end{cases}$$

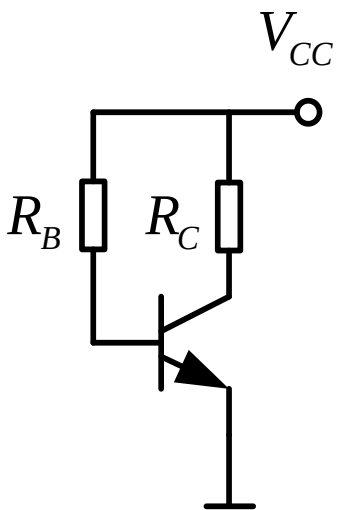
$$\text{输出端} \begin{cases} I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C \end{cases}$$





(2) 定基流偏置电路

➤ 由于电路的基极电流只与 R_B 有关， R_B 确定则基极电流恒定。



输入端

$$\begin{cases} V_{BEQ} = 0.7V \\ I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} \end{cases}$$



输出端

$$\begin{cases} I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C \end{cases}$$

■ 存在的问题：

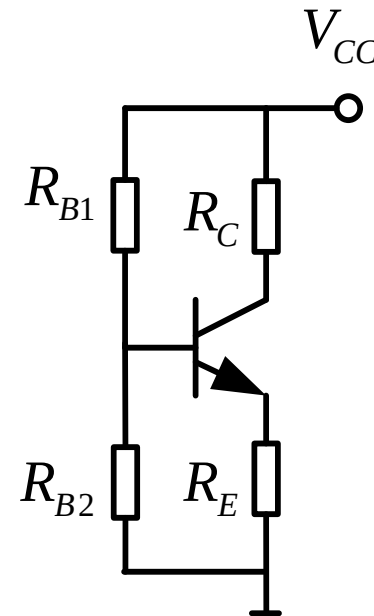
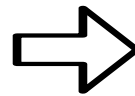
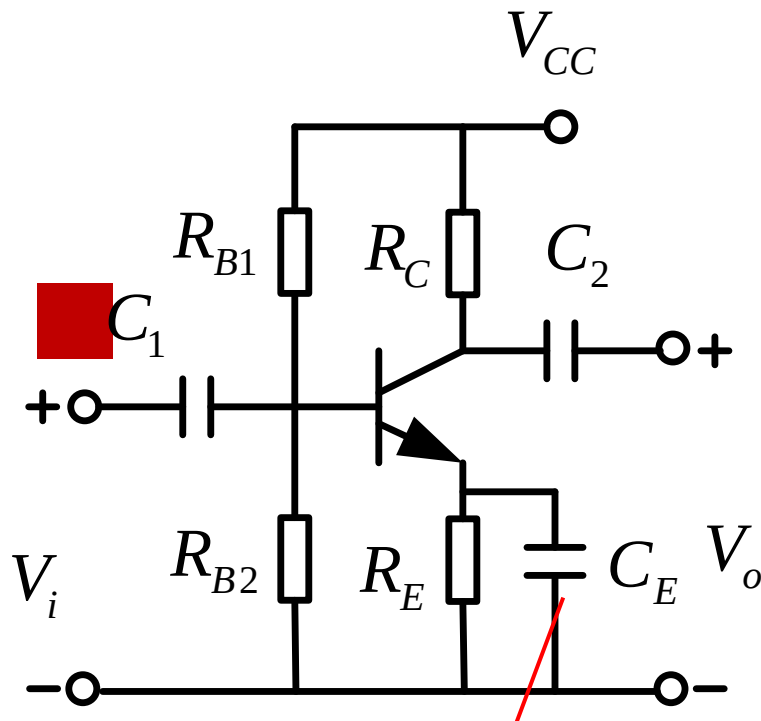
- 输出端直流工作点受 β 值的影响较大；
- β 参数受温度的影响，因此，定基流偏置电路温度稳定性差；
- 晶体管 β 参数的离散性，限制了定基流偏置电路的实用性。





(2) 静态工作点稳定定基压的偏置电路

若BJT处于放大状态，且 β 已知， $V_{BEON} = 0.7V$ ，试求该电路的直流工作点



■ 第一步：画出直流偏置电路

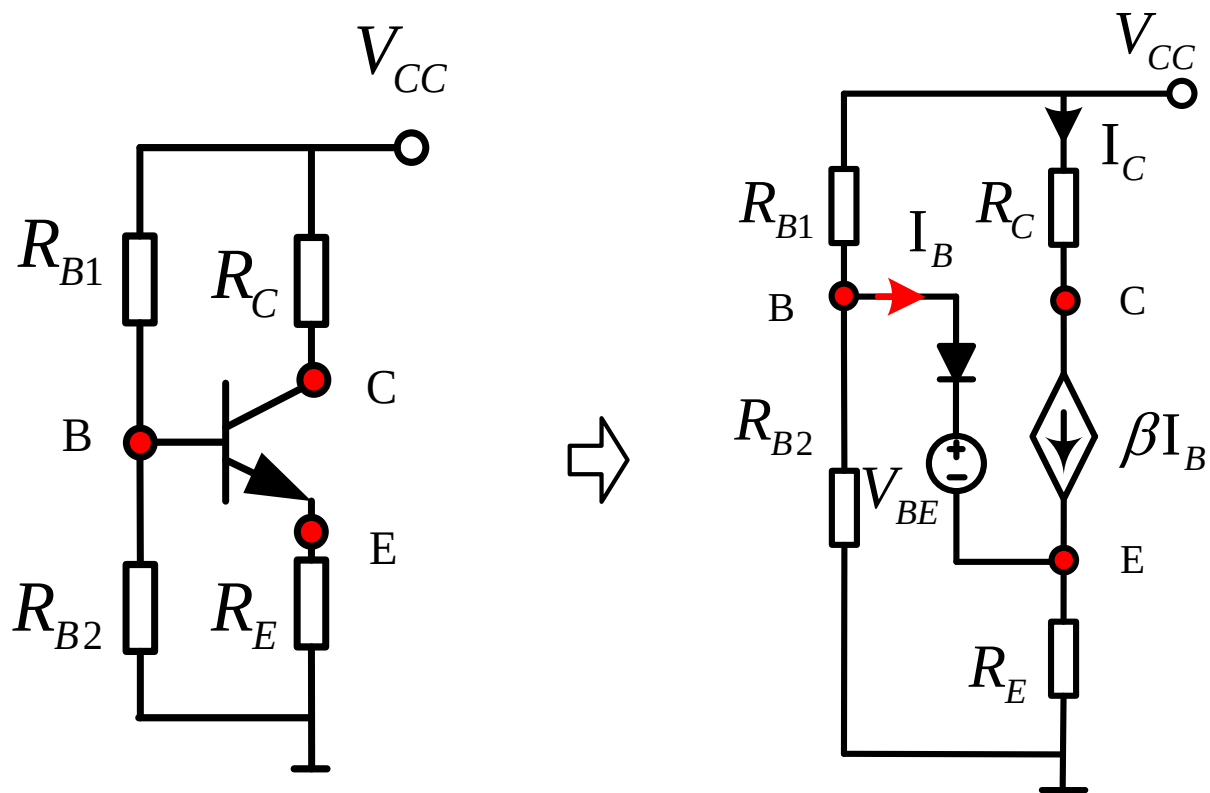
C_e 为旁路电容，容量应足够大，在交流通路中可视为短路





(2) 定基压偏置电路

■ 第二步：利用BJT的直流线性模型替换BJT，获得直流等效电路。

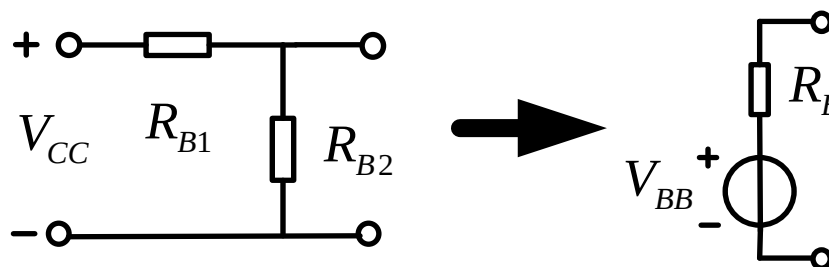
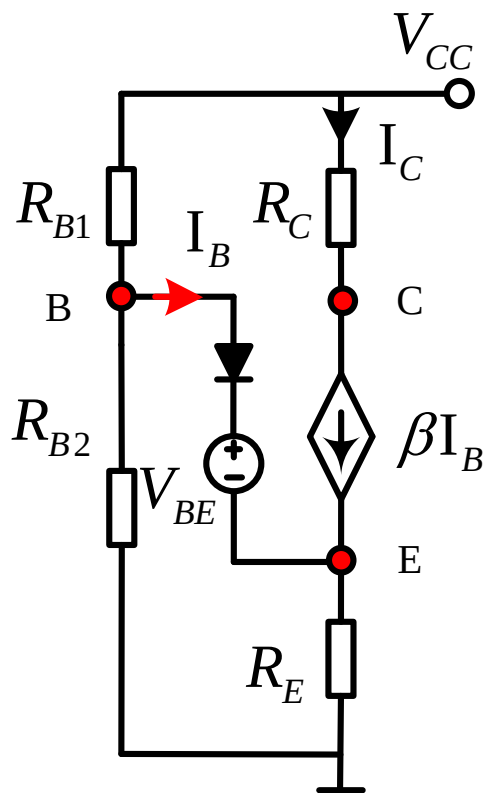




(2) 定基压偏置电路

■ 第三步:

处理输入端口-戴维宁等效



$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

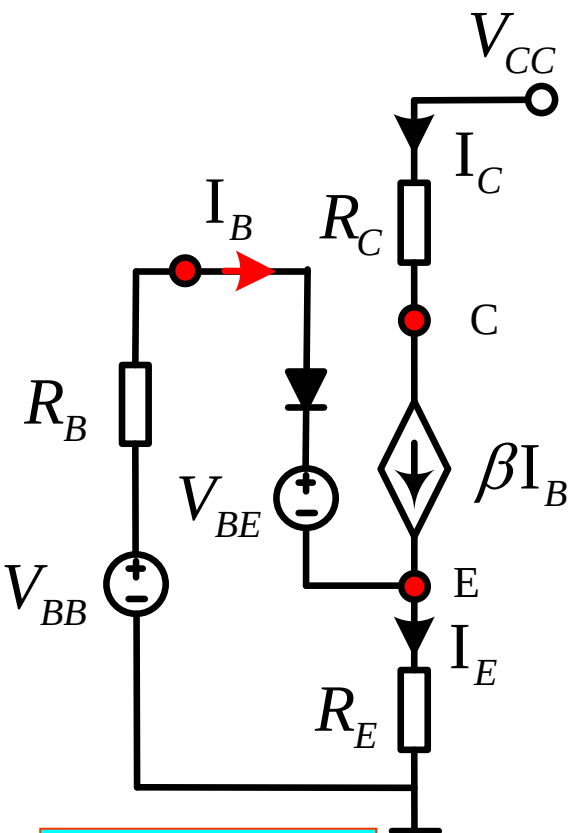
$$V_{BB} = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \rightarrow \text{定基压: } V_{BB} \text{ 恒定}$$





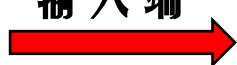
(2) 定基压偏置电路

➤ 分析输入端口和输出端口电路，获得直流工作点Q



戴维南等效

输入端



$$V_{BB} = I_{BQ}R_B + V_{BEQ} + (1 + \beta)I_{BQ}R_E$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E}$$

输出端



$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + \frac{(1 + \beta)R_E}{\beta}} \approx \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E} \approx I_{EQ}$$

$$V_{CC} = I_{CQ}R_C + V_{CEQ} + \frac{I_{CQ}}{\alpha}R_E$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\left(R_C + \frac{R_E}{\alpha}\right) \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E)$$



输出电流电压受 β 的影响减小。

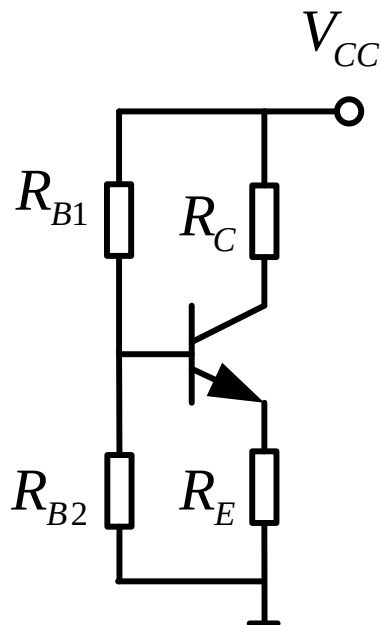




(2) 定基压偏置电路特点

➤ 定基压 V_{BB} 值仅与基极偏置电阻有关，恒定；

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$



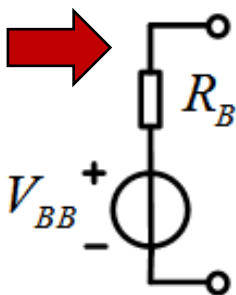
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E}$$

■ 对于 β 值 **离散性** 有较好适应性，更有实用价值；

■ R_E 起直流 **电流串联负反馈** 作用，稳定直流工作点 Q 作用；其值越大，反馈越强，Q 点越稳定。



V_{BB} 非 B 点电位 V_B
等效电压源电压

温度升高 $\rightarrow I_C$ 变大 $\rightarrow I_E$ 变大 $\rightarrow V_E$ 变大
 $\rightarrow V_{BE}$ 下降 $\rightarrow I_B$ 下降 $\rightarrow I_C$ 下降

I_{CQ} 和 U_{CEQ} 基本不随温度变化

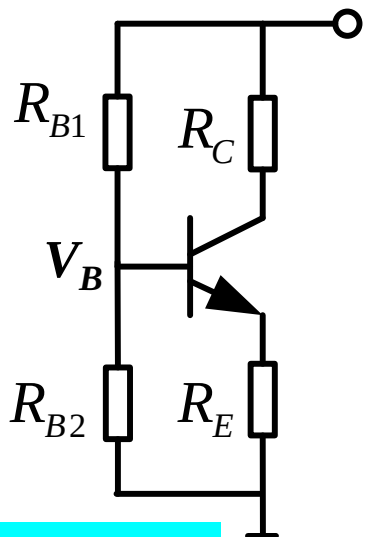




(2) 定基压偏置电路简化公式

➤ 定基压 V_{BB} 值仅与基极偏置电阻有关，恒定；

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$



基极电阻
分压器

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E}$$

➤ 简化版 定基压公式： 分压式电流负反馈偏置电路

条件：基极电流 I_B 很小，对 R_{B1} 、 R_{B2} 支路的分流可以忽略！

$$V_B \approx V_{BB} = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

分压式偏置电路

$$I_{EQ} = \frac{V_B - V_{BEQ}}{R_E}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_B - V_{BEQ}}{(1 + \beta) R_E}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ}$$

适用工程
化公式



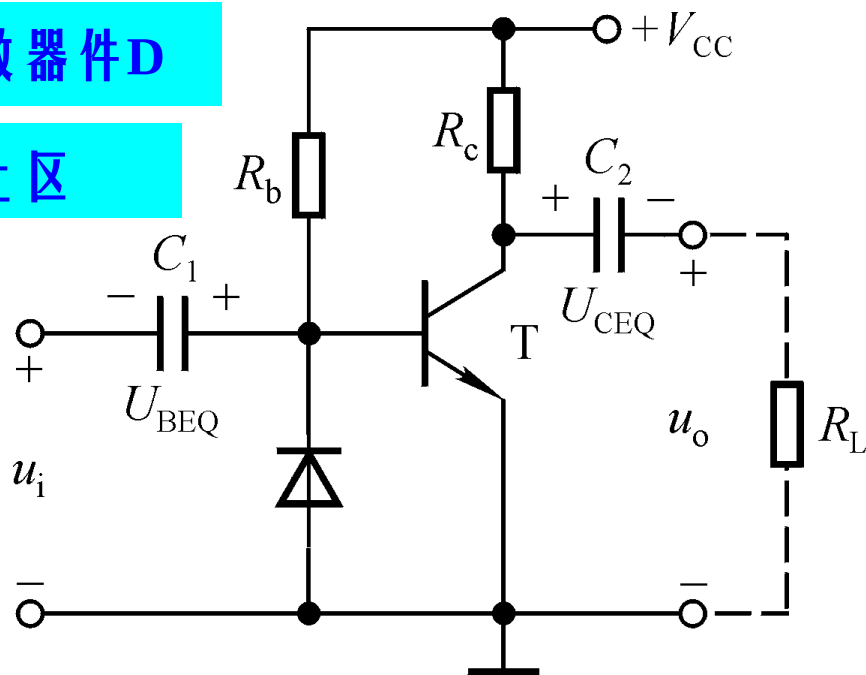


(2) 稳定静态工作点的措施

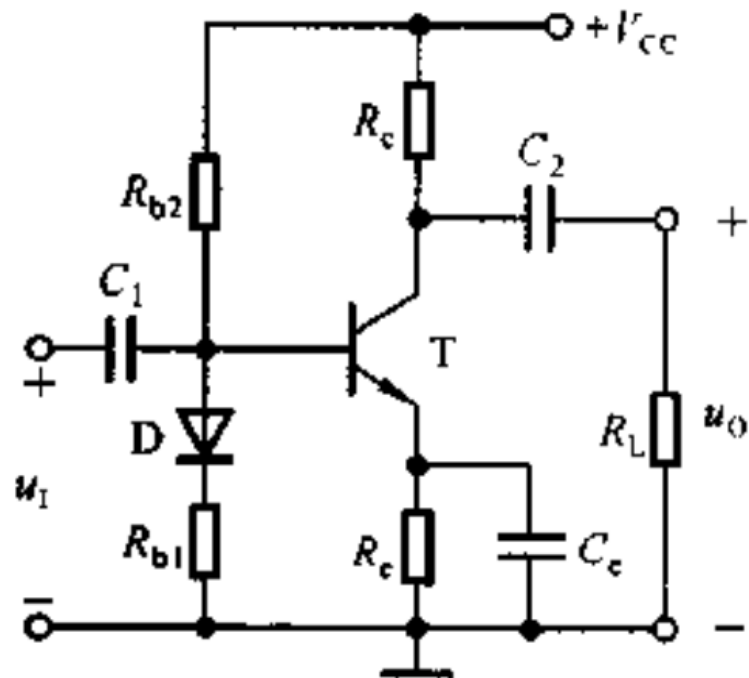
■ 负反馈和温度补偿来稳定静态工作点

温敏器件D

截止区



$$\begin{aligned} T(^{\circ}\text{C}) \uparrow &\rightarrow I_C \uparrow \\ &\searrow I_S \uparrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} T(^{\circ}\text{C}) \uparrow &\rightarrow I_C \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \searrow \\ &\searrow U_D \downarrow \rightarrow U_B \downarrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \end{aligned}$$

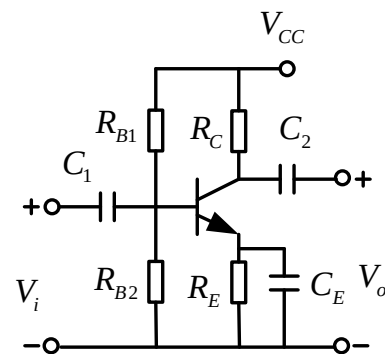




(2) 模型法直流分析简化

■ 不必画出直流偏置电路的等效模型，而直接利用关系式求解

$$\begin{cases} V_{BEQ} = V_{BEON} = 0.7V \\ I_{EQ} \approx I_{CQ} = \beta I_{BQ} (\beta \gg 1) \end{cases}$$



■ 分析方法、步骤

- 第一步：正确分离画出直流偏置电路
- 第二步：假设BJT放大状态，运用直流模型关系式，分析直流工作点Q；
- 第三步：检查放大状态的直流偏置条件是否满足，若条件满足，则假设成立，所求直流工作点是电路的正确解，求解结束
- 第四步：若不满足，则假设不成立，再依据 V_{BE} 或 V_{BC} 判断BJT是否工作于其它状态，获得BJT正确工作状态，并重新分析电路的直流工作点





典型例题

例图为双电源晶体管放大器，已知晶体管的 $\beta = 100$ 、 $V_{BE(on)} = 0.7V$ ，求下述两种情况的直流静态工作点。

(1) 有耦合电容 C_2 ；

(2) 无耦合电容 C_2 ，即直接耦合。

解：(1) 耦合电容 C_2 开路， R_L 不影响直流分析。

假定BJT处于放大状态，则：

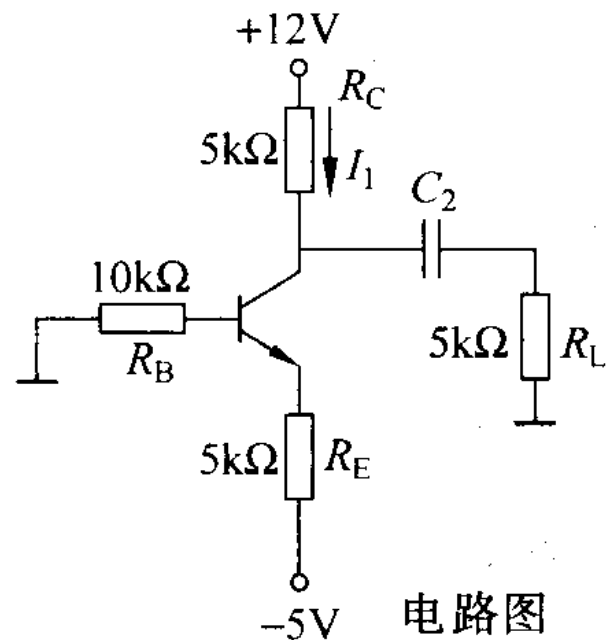
由基极回路： $I_{BQ}R_B + V_{BE} + I_ER_E = 5$

$$\Rightarrow I_{BQ} = \frac{5 - 0.7}{10 + 101 \times 5} = 8.4 \mu A$$

由输出回路：

$$\Rightarrow I_{EQ} \approx I_{CQ} = I_1 = \beta I_{BQ} = 0.84 mA$$

$$\Rightarrow V_{CE} = V_C - V_E = (12 - 0.84 \times 5) - (-5 + 0.84 \times 5) = 8.6V \Rightarrow \text{放大状态假定成立!}$$





典型例题

例图为双电源晶体管放大器，已知晶体管的 $\beta = 100$ 、 $V_{BE(on)} = 0.7V$ ，求下述两种情况的直流静态工作点。

(1) 有耦合电容 C_2 ；

(2) 无耦合电容 C_2 ，即直接耦合。

解：(2) 负载 R_L 直接耦合，则输出回路考虑 R_L 的

分流作用，则 $\Rightarrow I_1 = I_{CQ} + \frac{V_C}{R_L}$

基极回路不变：

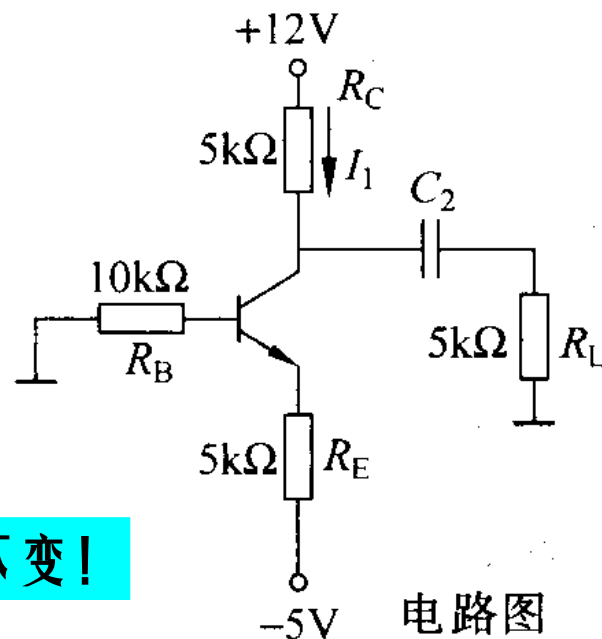
$$\Rightarrow I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E = 5 \quad I_{BQ} = \frac{5 - 0.7}{10 + 101 \times 5} = 8.4 \mu A \Rightarrow \text{不变!}$$

输出回路：

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 0.84 mA$$

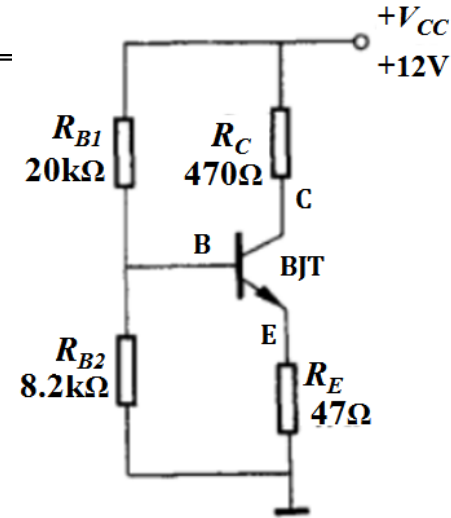
$$V_E = -5 + 0.84 \times 5 = -0.8V \Rightarrow \text{不变!}$$

$$\Rightarrow V_C = 12 - I_1 R_C = 12 - (I_{CQ} + \frac{V_C}{R_L}) R_C \quad V_C = 3.9V \Rightarrow V_{CE} = V_C - V_E = 4.7V \Rightarrow \text{放大状态假定成立!}$$





典型例题



例：如图所示的电路，已知三极管的 $\alpha=0.98$ ， $V_{BE(on)}=0.7V$ ，

(1) 试求 I_B 、 I_C 、 V_{CE} ；

(2) 若 $R_E=0$ ， R_{B2} 开路，指出电路的工作状态。

解： $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.98}{1-0.98} = 49 \rightarrow$ **定基压偏置电路**

戴维宁等效

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{8.2}{20 + 8.2} \times 12V \approx 3.49V$$

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = 20k\Omega \parallel 8.2k\Omega \approx 5.82k\Omega$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{3.49 - 0.7}{5.82 + (1 + 49) \times 0.047} mA \approx 0.34mA$$

$$I_C = \beta I_B = 49 \times 0.34mA = 16.66mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = [12 - 16.66 \times 10^{-3} \times (470 + 47)]V \approx 3.39V \rightarrow$$
 假设成立！

(2) 当 $R_E=0$ ， R_{B2} 开路时，定基流偏置电路，假设三极管BJT放大，则：

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_{B1}} = \frac{12 - 0.7}{20} mA = 0.565mA$$

$$I_C = \beta I_B = 49 \times 0.565mA = 27.685mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = (12 - 27.685 \times 10^{-3} \times 470)V \approx -1.01V$$

与假设不符，故BJT处于饱和状态。





例题 两级电路静态直流分析

设T1, T2具有相同参数, $\beta = 100$, $V_{BEON} = 0.7V$,

$V_{CES} = 0.3V$, 求 I_{C1} 及 I_{C2}

解: (1) 假设T1, T2均工作于放大态, 则有

$$V_{E1} = 5 - V_{BEON} = 4.3V$$

$$V_{E2} = 5 - 2V_{BEON} = 3.6V$$

$$\rightarrow V_{CE1} = 9 - V_{E1} = 4.7V$$

$$V_{CE2} = 9 - V_{E2} = 5.4V$$

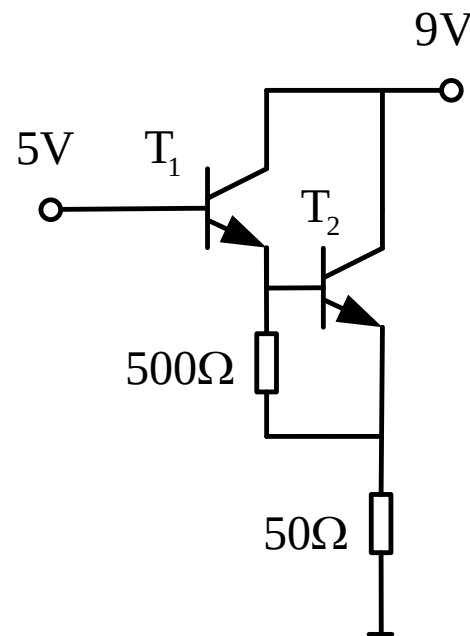
$$\rightarrow V_{CE1}, V_{CE2} \gg V_{CES} \Rightarrow \text{假设成立}$$

第二级电路直接接地, 首先易于分析!

$$\Rightarrow I_{E2} = \frac{V_{E2}}{50} - \frac{V_{BEON}}{500} = 70.6mA \Rightarrow I_{C2} \approx I_{E2} = 70.6mA$$

第一级电路分析, 注意级间联系!

$$\Rightarrow I_{E1} = I_{B2} + \frac{V_{BEON}}{500} = \frac{I_{C2}}{\beta} + \frac{V_{BEON}}{500} = 2.1mA \Rightarrow I_{C1} \approx I_{E1} = 2.1mA$$





§ 2.3.3 放大电路的**动态** **交流**分析方法

郭 圆 月
2024年9月23日

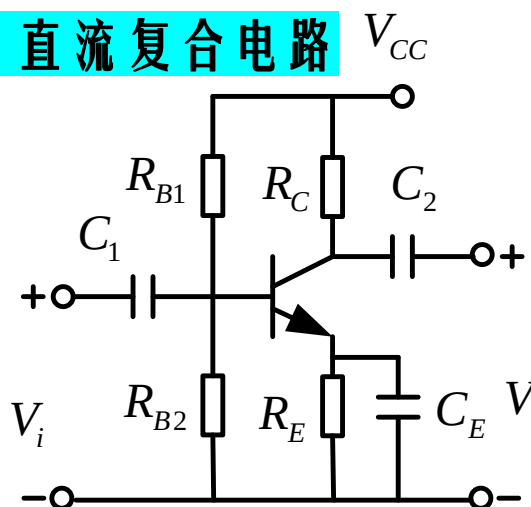




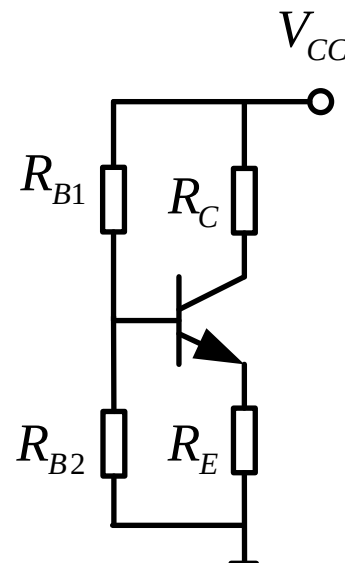
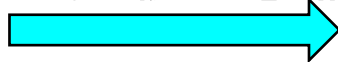
一、交流电路的结构

■ BJT基本放大电路

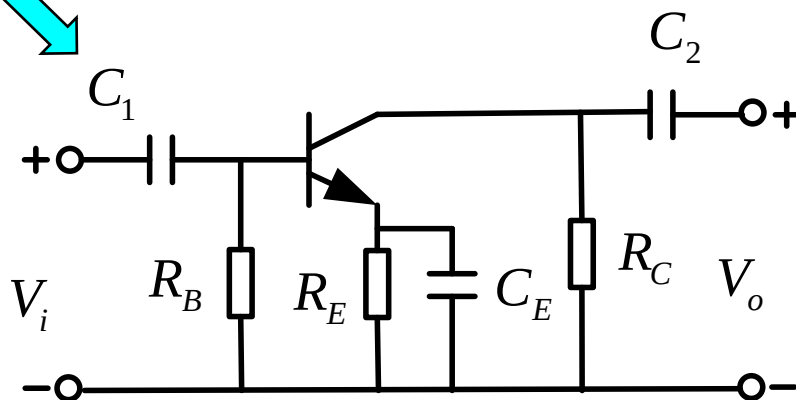
交流、直流复合电路



直流偏置电路



交流通路



■ 直流电源与电容的处理

- 直流电压源接地、直流电流源开路；
- 根据工作频段处理电路中的电容器件；





一、电容的影响

■ 电容是影响BJT基本放大电路频率特性的主要器件

➤ 晶体管内部的**PN结电容**（**很小**， 10^{-10} - 10^{-12} F）；

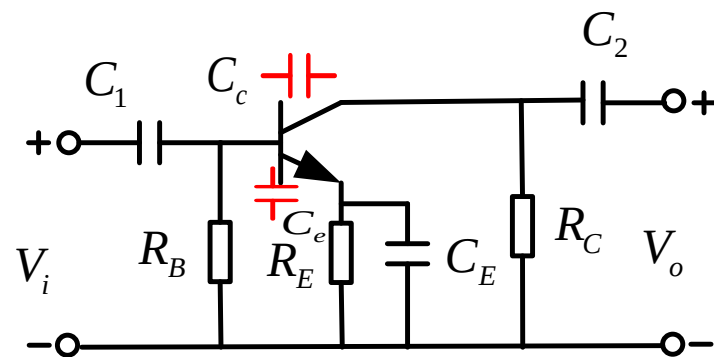
➤ **耦合电容** C_1 、 C_2 的作用（**很大**， 10^{-5} F）；

- **隔断**交流信号源和负载电路对本级放大电路的直流偏置电路（工作点Q）的影响；

- **耦合**输入输出端口的交流信号；

➤ **旁路电容** C_E 的作用

- 交流工作时，将直流偏置电阻 R_E **短路**。

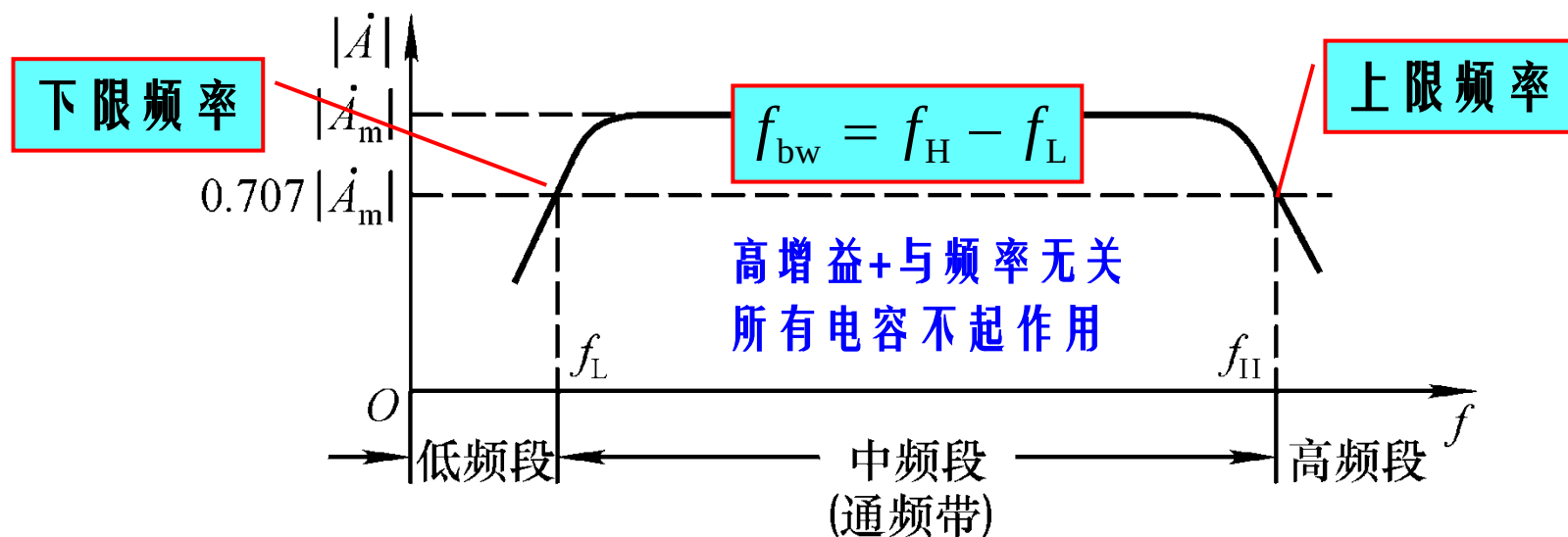




一、频段的划分

■ **电路工作频段**的划分:增益函数的带通特征.

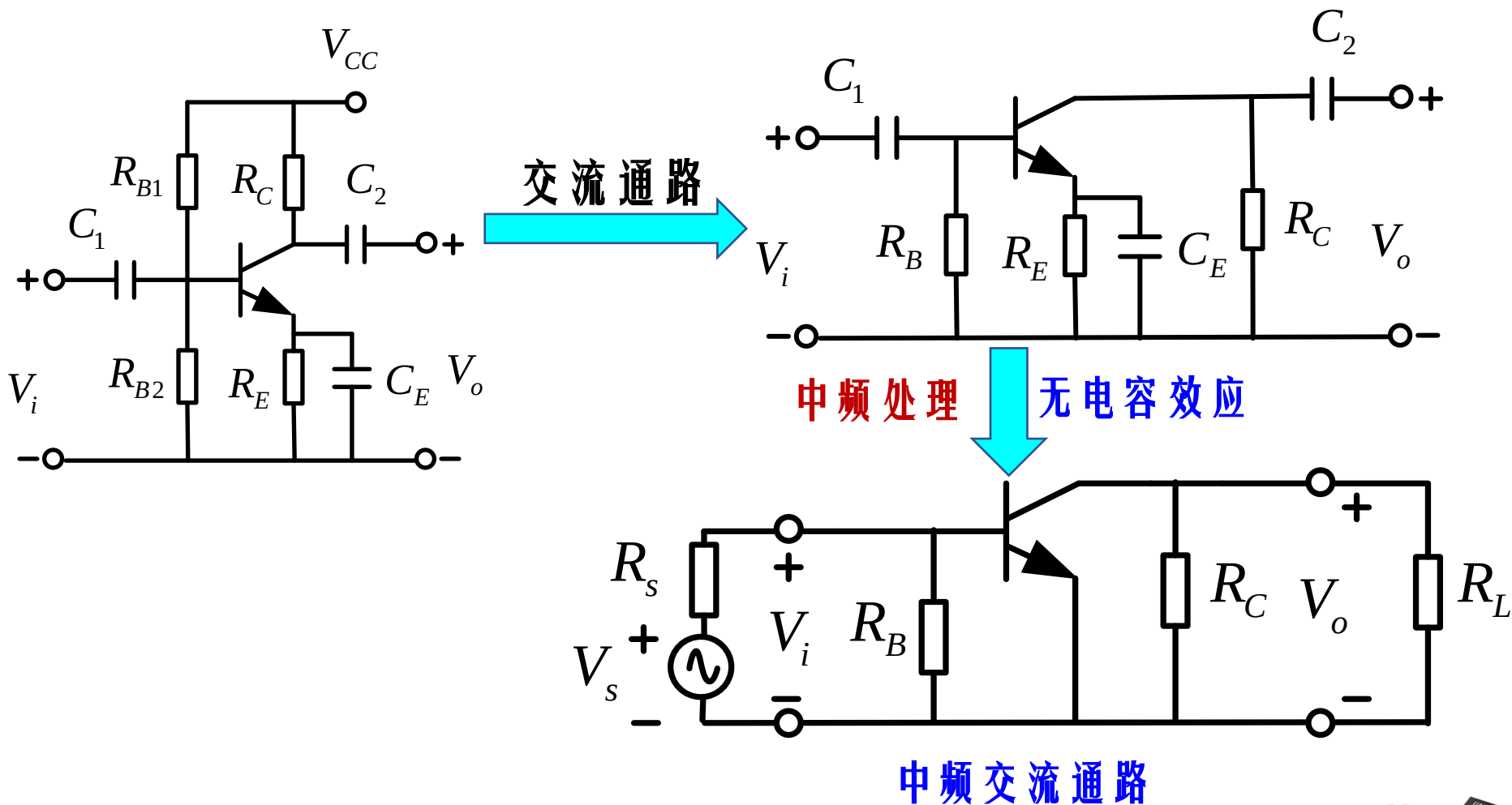
- **中频**部分: 结电容开路; 耦合、旁路电容短路;
- **低频**部分: 结电容开路; 耦合、旁路电容起作用; 求 ω_L
- **高频**部分: 结电容起作用; 耦合、旁路电容短路; 求 ω_H





一、中频交流通路

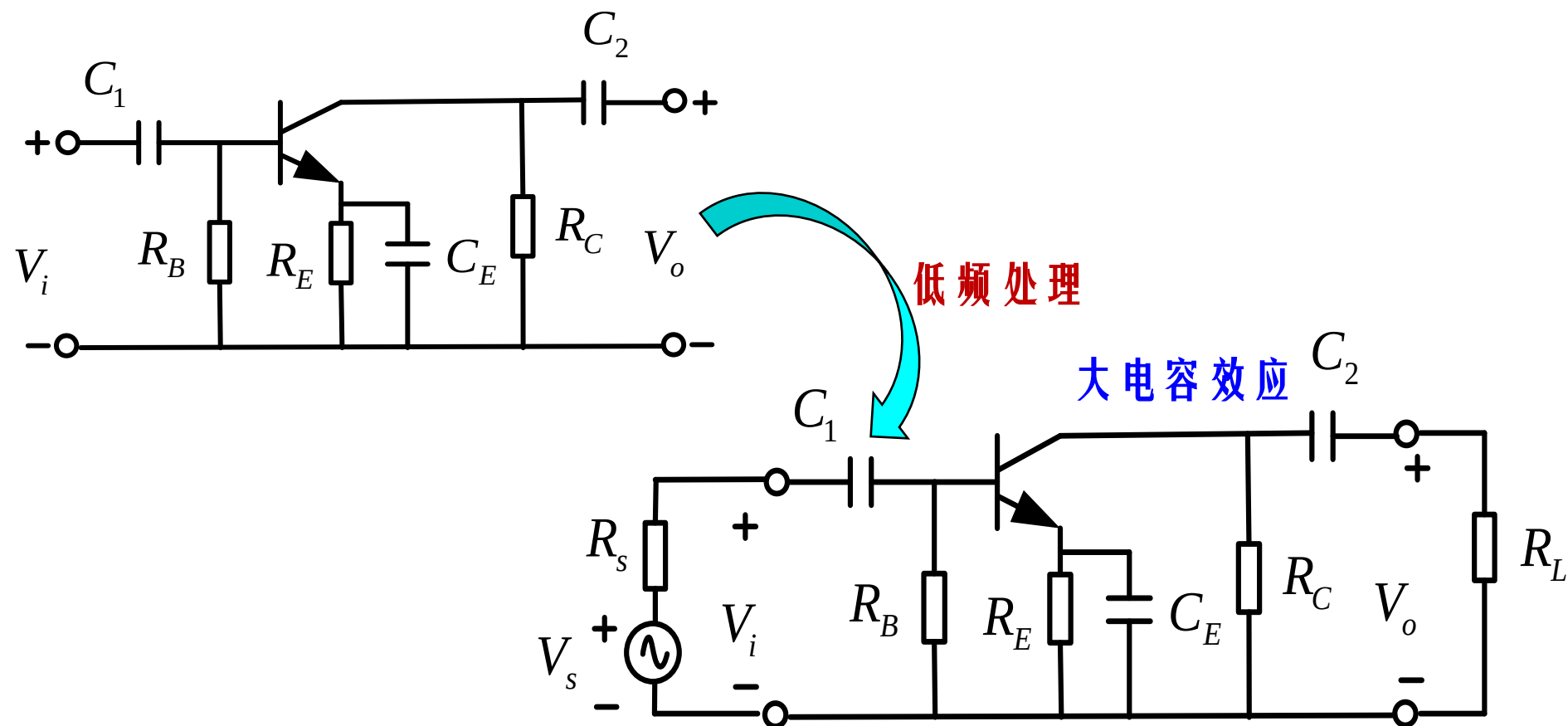
➤ **忽略** 发射结与集电结电容，耦合电容、旁路电容 **短路**；





一、低频交流通路

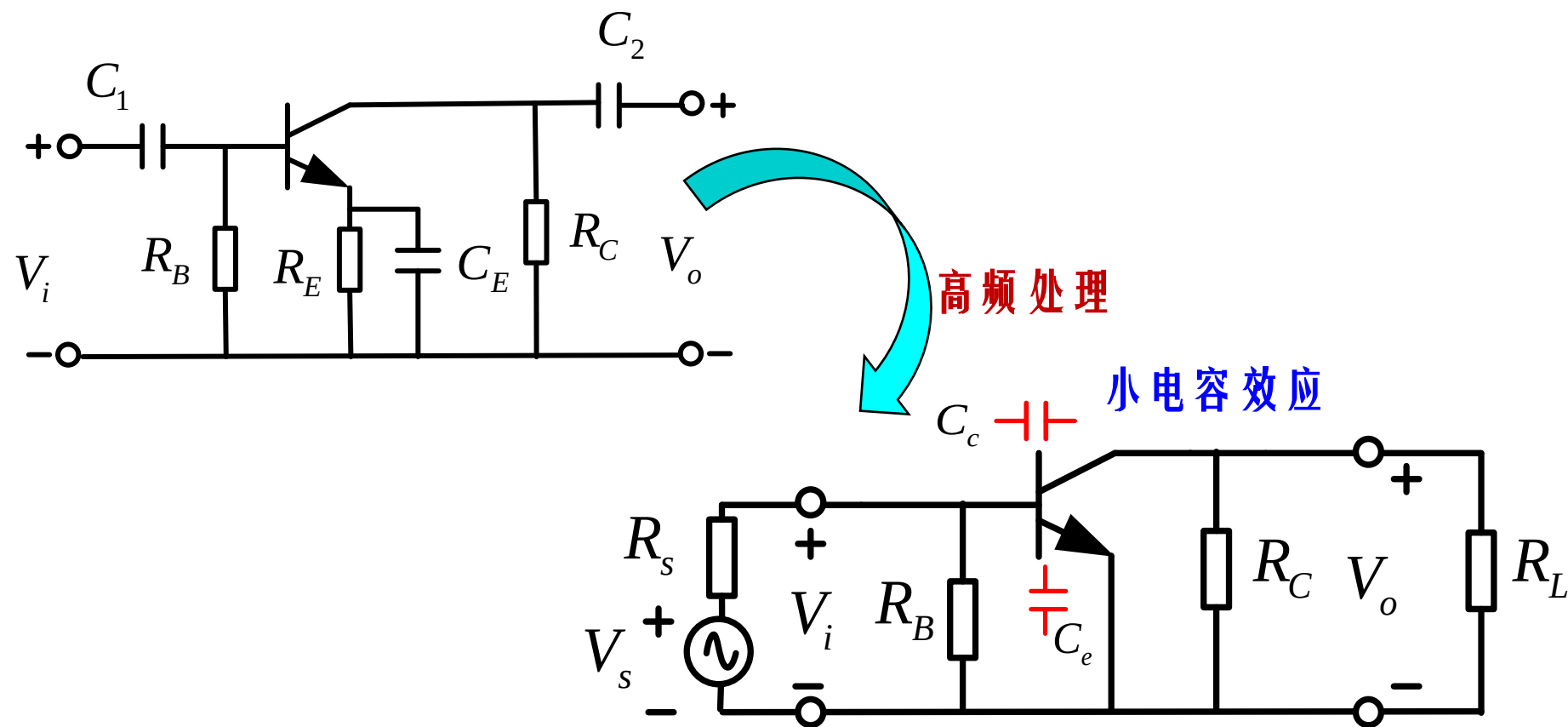
➤ 忽略发射结与集电结电容的影响；考虑耦合电容、旁路电容；





一、高频交流通路

► 耦合电容、旁路电容短路；**考虑**发射结与集电结电容的影响；



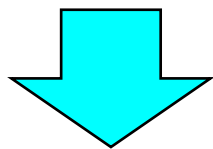


一、BJT器件的低频与高频划分

■ 晶体管的结构与频段关系

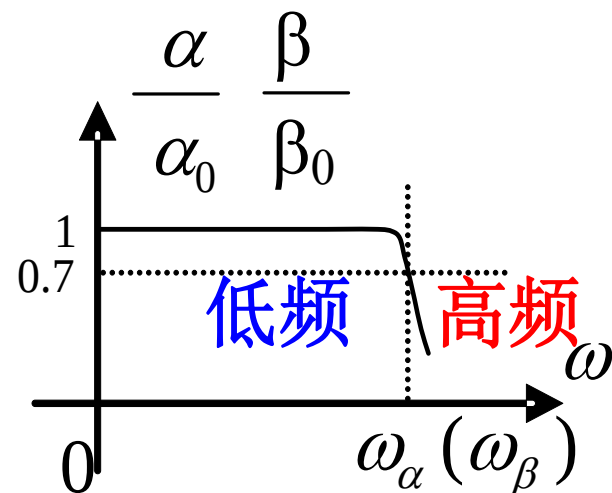
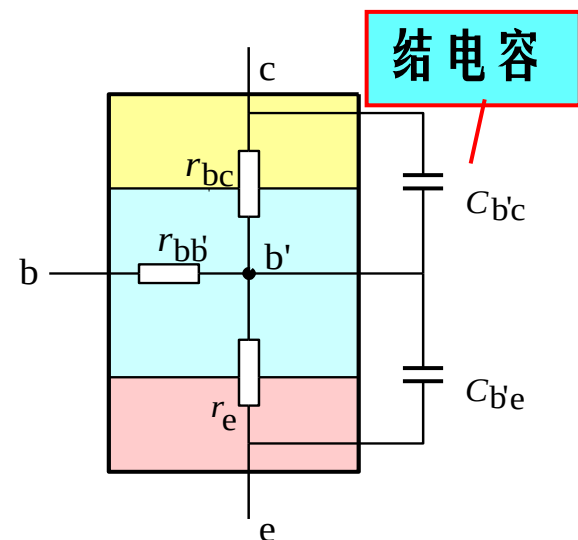
■ “**低频**”：两个PN结电容不起作用的频率范围；

■ “**高频**”：两个PN结电容起作用的频率范围；



➤ “高、低频”完全针对BJT的**3dB截止频率**，与放大电路的工作频段并不完全相同；

➤ 近似认为BJT的“低频”频段对应于放大电路的“低频”和“中频”频段；



共基、共射截止频率





二、BJT的线性交流低频模型

■ BJT作线性等效的前提条件

- 合适的静态工作点：将晶体管置于线性放大区，且具有较大的线性范围
- 低频交流小信号激励：使输出信号不产生非线性失真



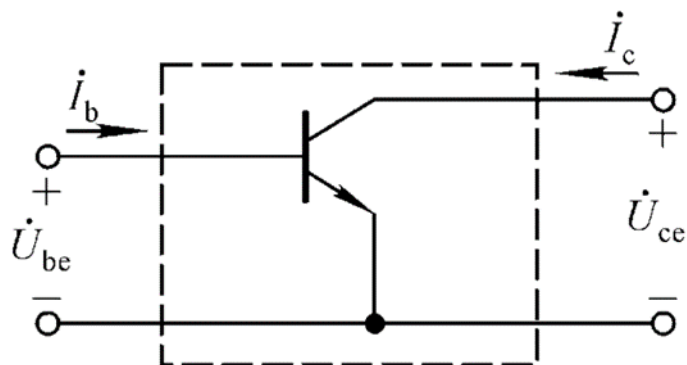


二、晶体管 h 参数模型

■ **思路**：将BJT看作二端口网络，通过建立 h 参数模型来描述BJT，利用网络参数方程求解模型参数。

低频小信号模型

h 参数方程：



二端口网络

$$\begin{cases} u_{BE} = f(i_B, u_{CE}) \\ i_C = f(i_B, u_{CE}) \end{cases}$$

■ **目标**：借用二端口网络 h 参数方程实现输入/输出单向化隔离！



二、交流 h 参数模型

■ 偏微分，得在低频、小信号作用下

交流 h 参数方程：

$$\begin{cases} du_{BE} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} di_B + \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} du_{CE} \\ di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} du_{CE} \end{cases} \xrightarrow[\text{交流}]{\text{线性、微变}} \begin{cases} \dot{U}_{be} = h_{11} \dot{I}_b + h_{12} \dot{U}_{ce} \\ \dot{I}_c = h_{21} \dot{I}_b + h_{22} \dot{U}_{ce} \end{cases}$$

电阻 无量纲
无量纲 电导

1) 交流输入阻抗：B-E间的动态电阻

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} = r_{be}$$

2) 反向交流电压传输系数：

$$h_{12} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B}$$

3) 晶体管的共射电流放大系数 β

$$h_{21} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} = \beta$$

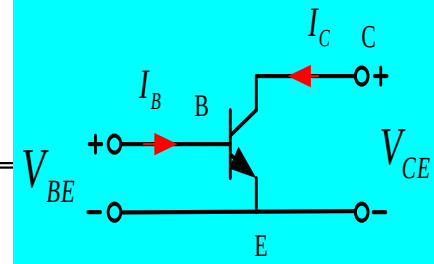
4) 晶体管交流输出导纳：

$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{i_B} = \frac{1}{r_{ce}}$$





二、 h 参数模型



■ 交流等效模型（按式子画模型）

交流 h 参数方程：

电阻

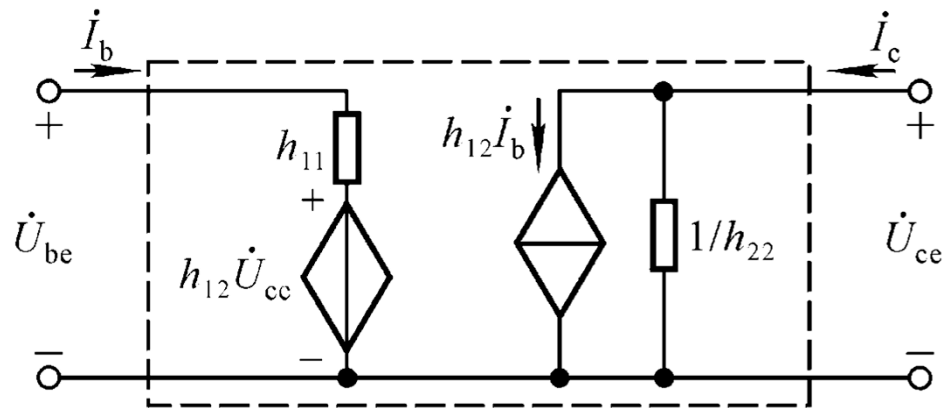
无量纲

$$\begin{cases} \dot{U}_{be} = h_{11} \dot{I}_b + h_{12} \dot{U}_{ce} \\ \dot{I}_c = h_{21} \dot{I}_b + h_{22} \dot{U}_{ce} \end{cases}$$

物理对映

无量纲

电导



➤ h 参数模型仅由线性电路网络参数方程导出，结构简单+单向化！

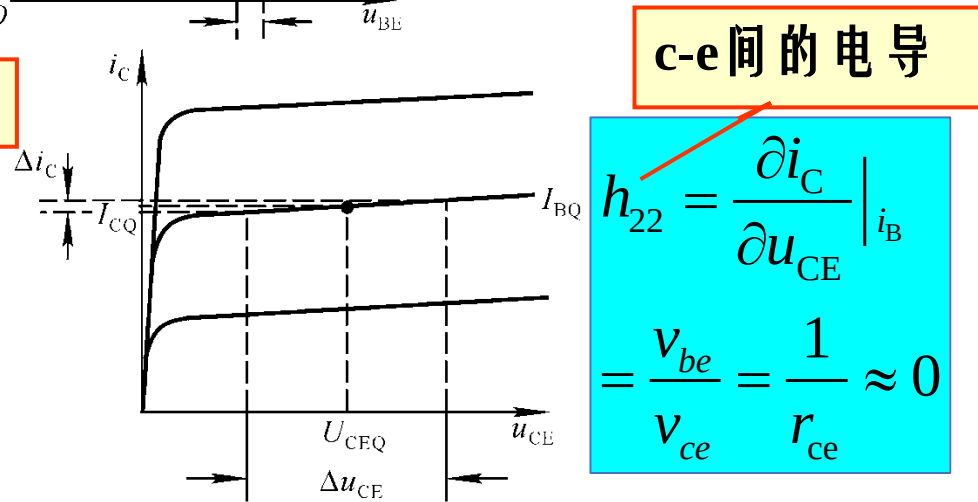
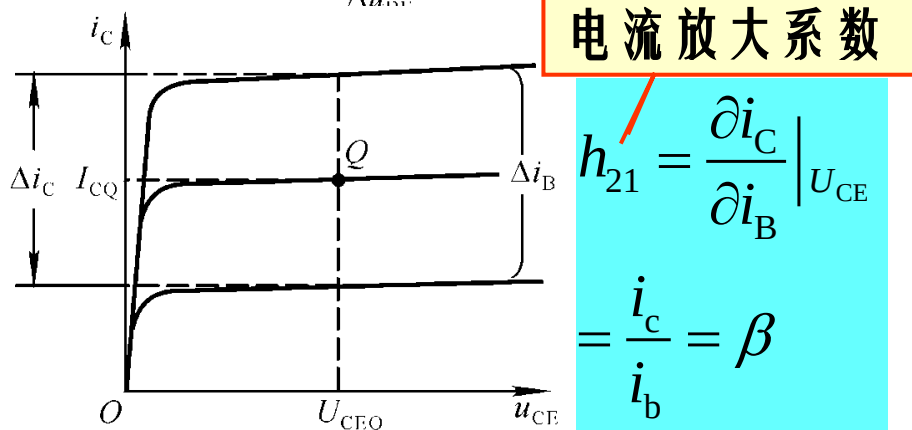
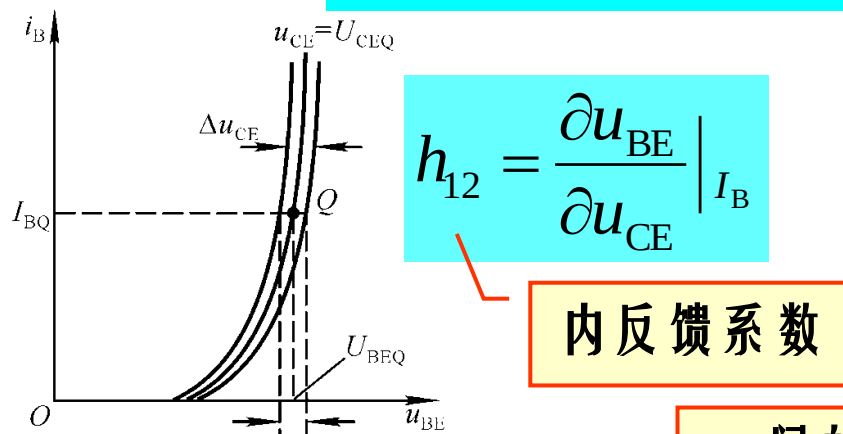
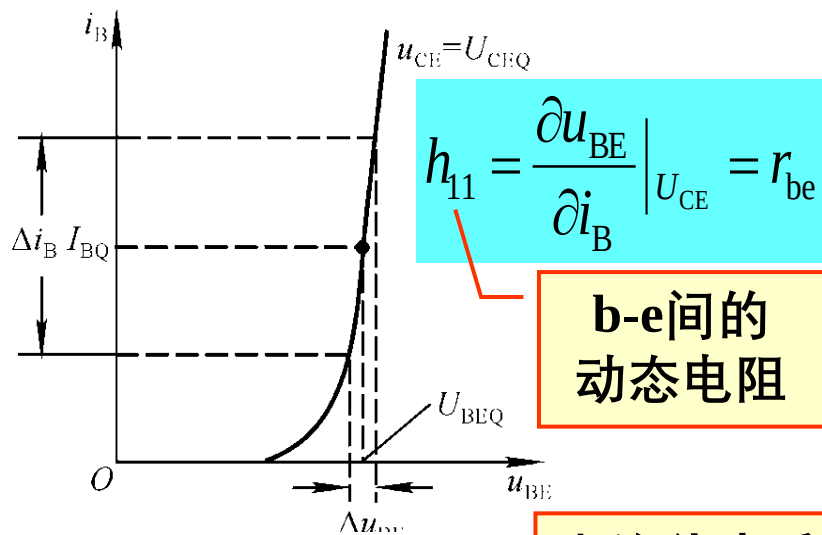




二、交流 h 参数模型

■ h 参数的物理意义

u_{CE} 对 u_{BE} 的反向控制系数，
很小 10^{-2} 量级，可忽略！

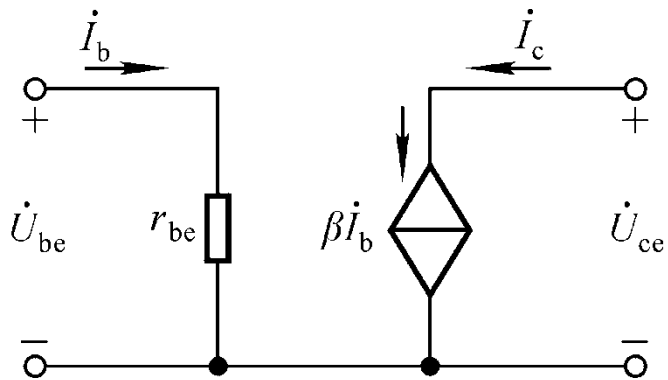


➤ 分清主次，合理近似！什么情况下 h_{12} 和 h_{22} 的作用可忽略不计？





二、晶体管的 h 参数等效模型

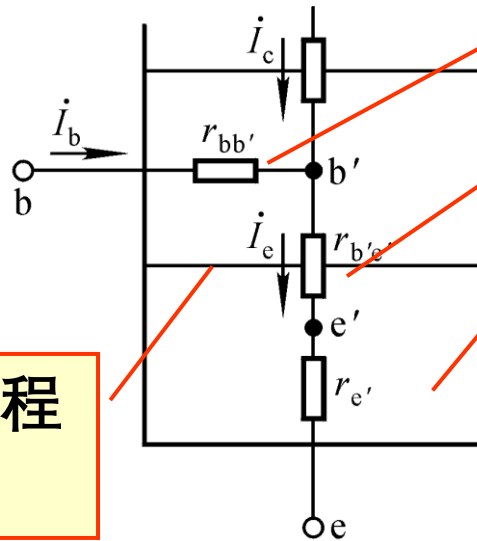


$$\begin{cases} r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta)r_e & : \text{ k}\Omega \text{ 量级} \\ r_e = \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} & (\text{室温}) \\ r_{ce} : \text{ C-E 间动态电阻, 几百 k}\Omega \text{ 以上} \end{cases}$$

- **单向化**模型，没有反馈元件，输出没有对输入产生内反馈；
- 模型参数与晶体管**结构参数明确对应**；



二、晶体管的 h 参数等效模型



基区体电阻

发射结电阻

发射区体电阻数值小
可忽略

利用PN结的电流方程
可求得

$$r_{be} = \frac{U_{be}}{I_b} = r_{bb'} + r_{b'e} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}}$$

查阅手册

由 I_{EQ} 算出

在输入特性曲线上，Q点越高， r_{be} 越小！





三、三种组态放大器的 中频交流电路分析

郭圆月

2024年9月23日





1 三种组态放大器的中频特性

■ 放大电路交流小信号的中频段分析：

- 对象：三种组态BJT基本放大电路的中频交流通路；
- 内容：中频交流性能指标，包括输入输出电压、电流增益、输入、输出阻抗等→不随频率变化，反映带通特性；

■ 中频交流小信号分析方法----模型法(等效电路法)

- 所有电容均不起作用，采用低频小信号BJT模型；
 - 只适合微变交流小信号分析；
 - 交流模型参数仅描述交流通路特性，与直流通路无关；
 - 交流模型参数大小与直流静态工作点 Q 有关，在放大区基本不变。





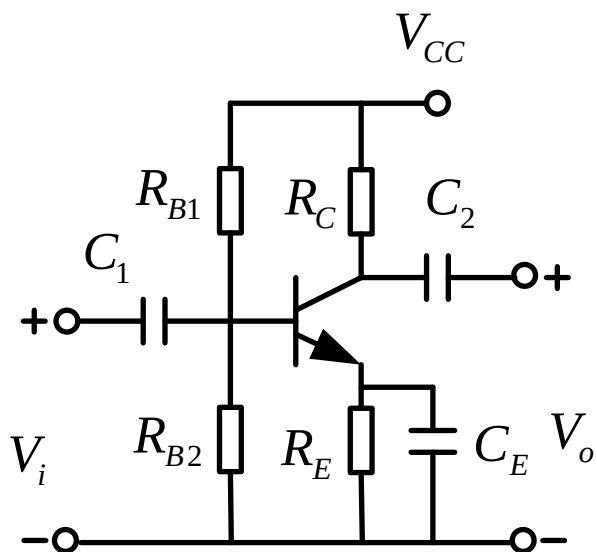
1. 共射放大电路结构

■ 静态直流偏置电路：定基压偏置，并保证BJT处于放大态；

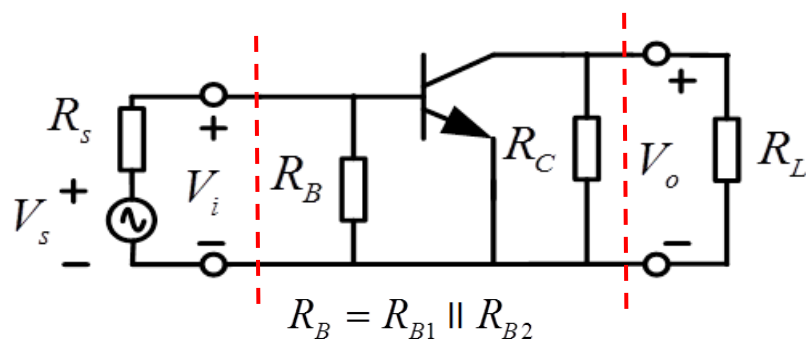
■ 共射组态中频交流通路

➤ 直流电压源交流接地，耦合、旁路电容作交流短路处理；

➤ 信号源从基极 b 输入，从集电结 c 输出至 R_L ，发射极 e 公共端；



直流偏置电路



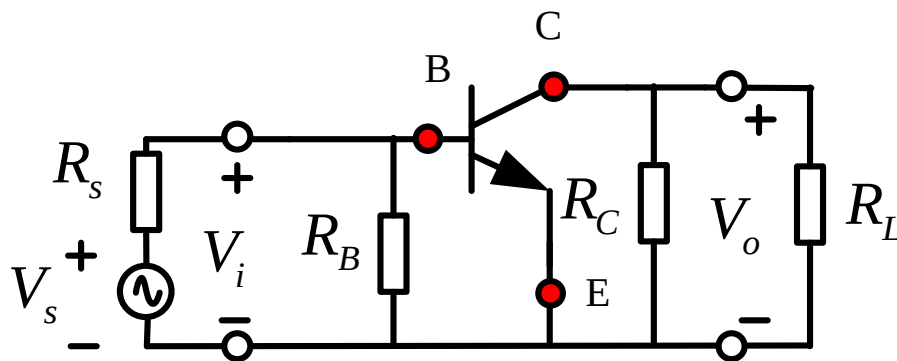
中频共射交流通路





1. 共射放大电路

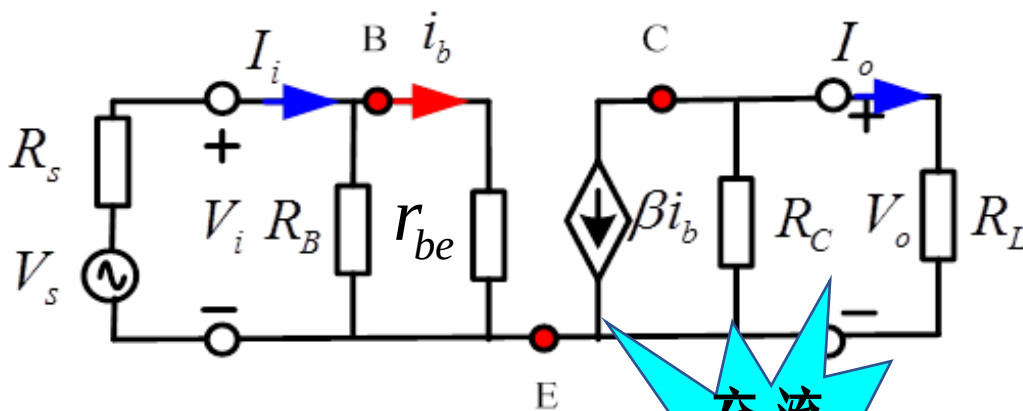
■ 中频交流模型等效电路：



低频交流小信号

单向化 h 模型

标明电流电压方向



交流
等效电路





1. 主要交流指标参数

■ 电压增益、源电压增益

■ 电流增益

■ 输入阻抗

■ 输出阻抗

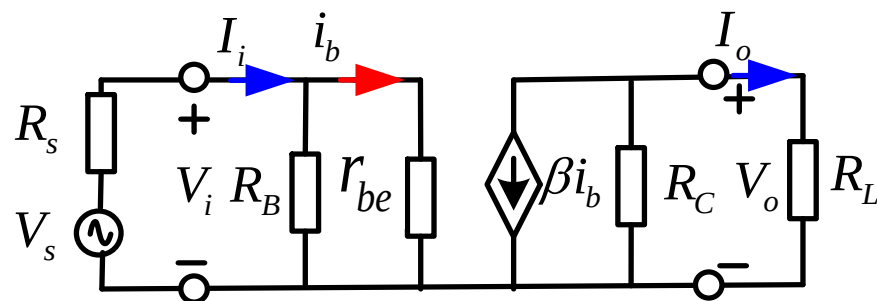




1. 共射放大电路动态分析

■ 中频电压增益分析

$$\begin{cases} V_o = -\beta i_b (R_C \parallel R_L) \\ V_i = i_b r_{be} \end{cases}$$



电压增益 $\rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} \bigg|_{R_L} = \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}}$

源电压增益 $\rightarrow A_{V_s} = \frac{V_o}{V_s} \bigg|_{R_L} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}} \frac{R_B \parallel r_{be}}{R_B \parallel r_{be} + R_s}$

➤ 共射放大器是一个电压反相放大器；

➤ 若 $R_C \parallel R_L \sim r_{be}$, 则 $|A_V| \sim \beta$, 一般可达几十倍。

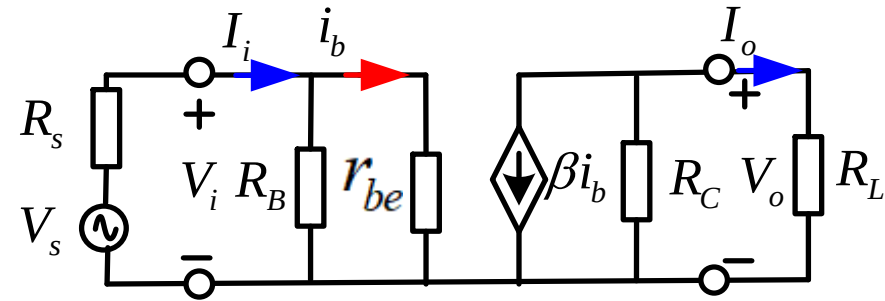




1. 共射放大电路动态分析

■ 中频源电压增益进一步讨论

$$A_{V_s} = \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}} \frac{R_B \parallel r_{be}}{R_B \parallel r_{be} + R_s}$$



➤ 若 $R_B \gg r_{be}$, 则:

$$\Rightarrow A_{V_s} = -\frac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be} + R_s}$$

➤ 另一种形式: : 如果将 R_B 与信号电压源一起作戴维宁等效, 则:

$$\Rightarrow A_{V_s} = -\frac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be} + R_s \parallel R_B} \frac{R_B}{R_B + R_s}$$

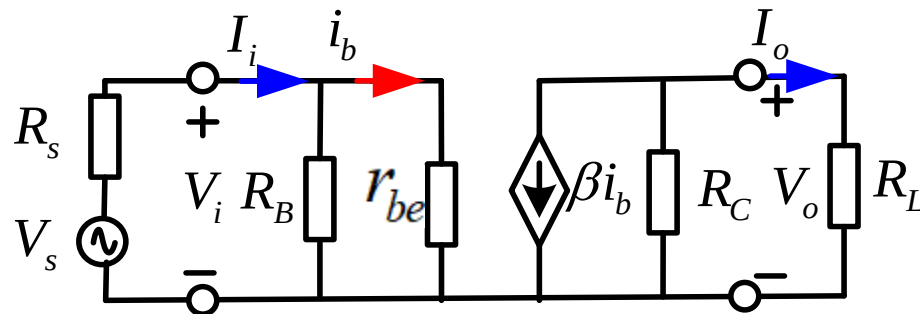




1. 共射放大电路动态分析

■ 中频电流增益分析

$$\Rightarrow I_o = -\beta i_b \frac{R_C}{R_C + R_L}$$



$$\Rightarrow I_i = i_b \frac{R_B + r_{be}}{R_B} \Rightarrow A_I = \frac{I_o}{I_i} \bigg|_{R_L} = -\beta \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + r_{be}}$$

➤ 电流反相放大器；

➤ 放大倍数为 β 乘以两个分流比，一般几十倍；





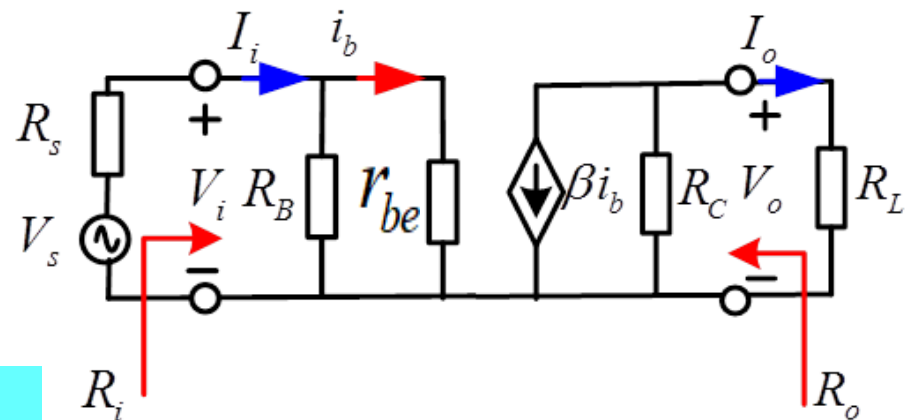
1. 共射放大电路动态分析

■ 输入阻抗分析 R_i

$$\rightarrow R_i = \frac{V_i}{I_i} = R_B \parallel r_{be}$$

输入电阻中
不应含有 R_s

$\rightarrow$ $K\Omega$ 量级!



$$\rightarrow r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}}$$

查阅手册

由 I_{EQ} 算出

在输入特性曲线上，Q点越高， r_e 越小!

■ 一般公式估算 r_{be}

$$\rightarrow r_{be} \approx 200 \Omega + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$$





1. 共射放大电路动态分析

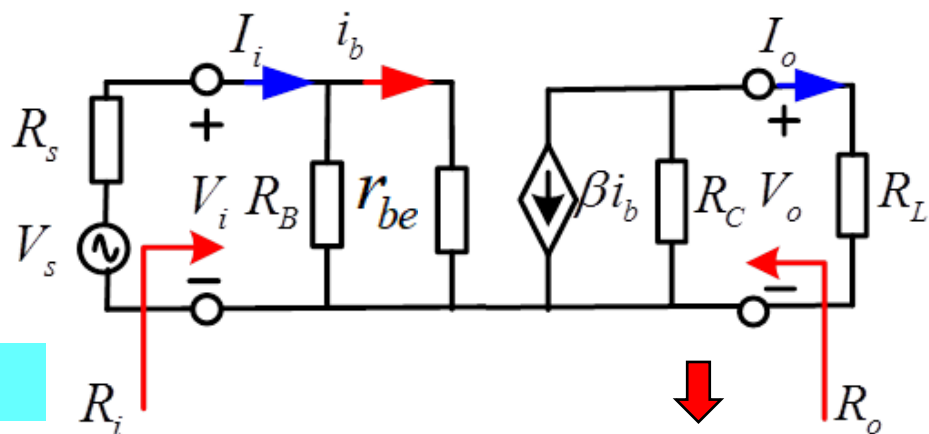
■ 输出阻抗分析 R_o

➤ 方法-1

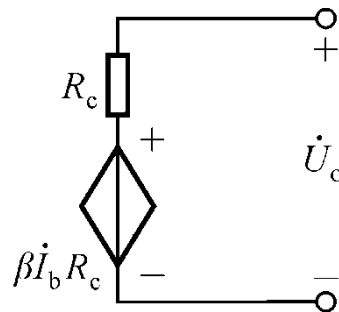
$$R_o = \frac{V}{I} = R_C$$

输出电阻中
不应含有 R_L !

➔ $K\Omega$ 量级!



戴维宁电压源等效



➤ 方法-2

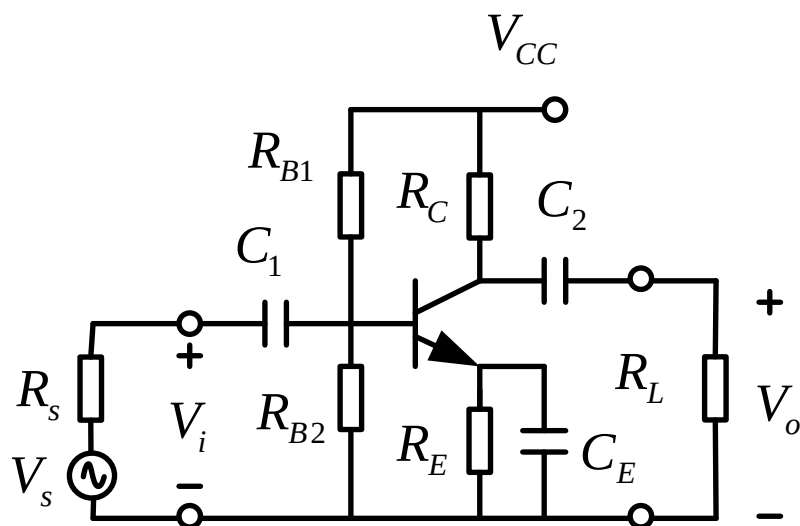
$$\begin{cases} V_{o\infty} = -\beta i_b R_C \\ I_{o0} = -\beta i_b \end{cases} \Rightarrow R_o = \frac{V_{o\infty}}{I_{o0}} = R_C$$

✓ 条件：输入阻抗 R_i 与输出端口中的负载参数无关，输出端口负载 R_L 的变化不会影响输入端口控制电流 i_b 。





1. 共射放大电路存在的问题



$$A_V = \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}}$$

$$A_I = -\beta \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + r_{be}}$$

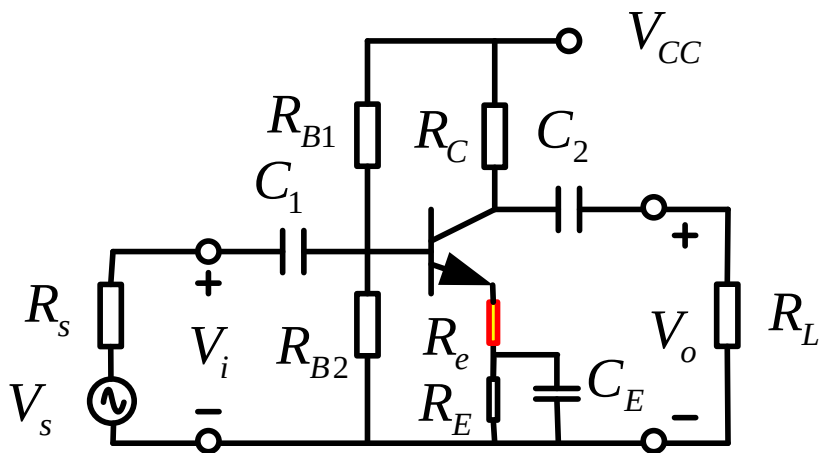
■ 共射放大器存在的问题：

- 放大器的电压增益和电流增益都与 β 有线性关系；
- 晶体管 β 参数存在较大的离散性，且与温度密切相关，故该电路交流性能指标的温度稳定性较差；



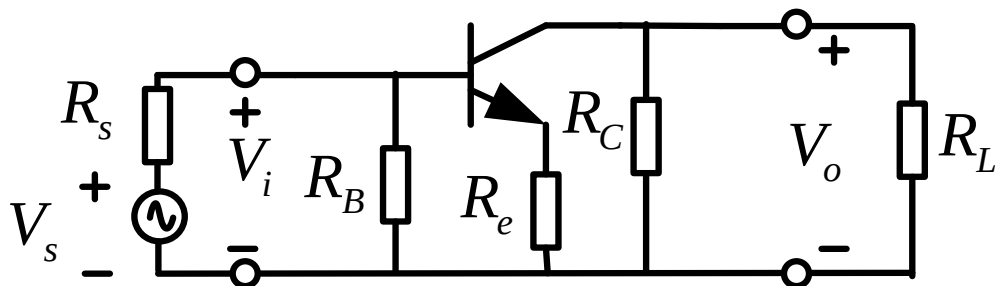


1. 负反馈-- $CE+R_e$ 电路动态分析

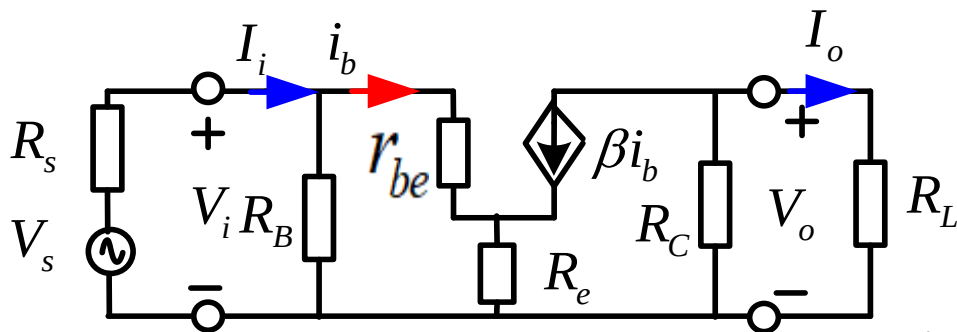


■ 解决之道：发射极支路串入交流小电阻 R_e ——负反馈作用！

中频交流通路



中频交流等效电路



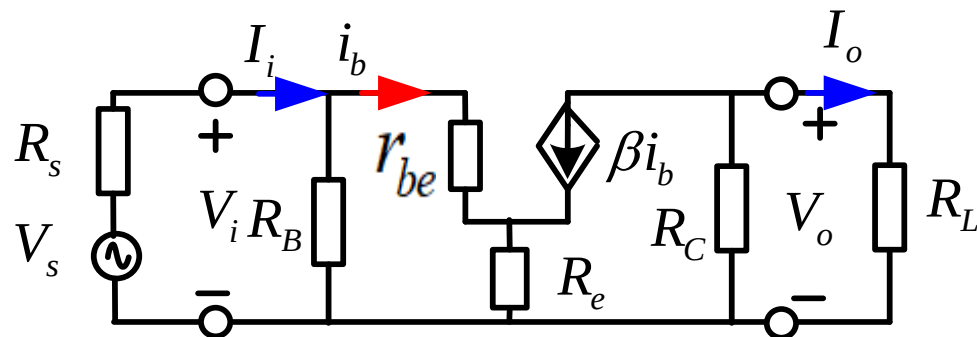


1. $CE+R_e$ 动态分析

■ 电压增益分析

$$\rightarrow V_o = -\beta i_b (R_C \parallel R_L)$$

$$V_i = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e$$



$$\rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \quad r_b \approx 0 \Rightarrow A_V \approx \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{(1 + \beta)(R_e + r_e)} \approx \frac{R_C \parallel R_L}{R_e + r_e}$$

- **好处**：交流小电阻 R_e 使得 A_V 与 β 几乎无关，**稳定了中频电压增益**；
- **代价**：交流小电阻 R_e 降低了电压增益 A_V ， R_e 越大， A_V **降低** 的越多。

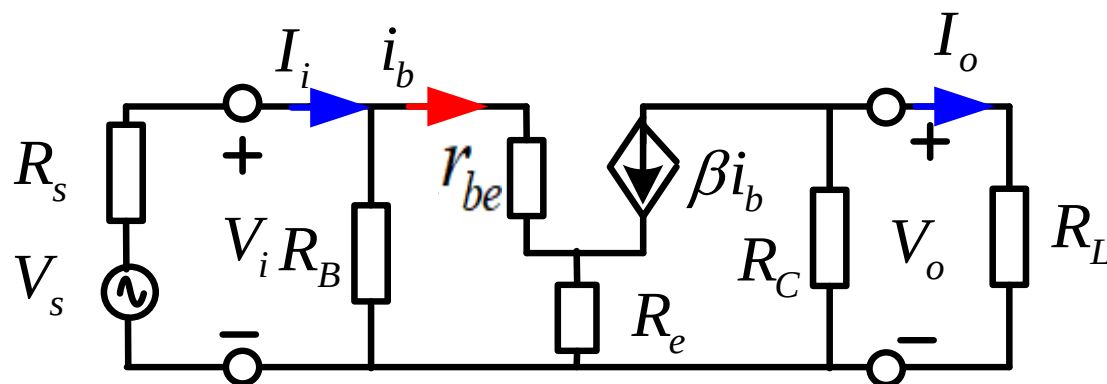




1. $CE+R_e$ 动态分析

■ 电流增益分析

$$I_o = -\beta i_b \frac{R_C}{R_C + R_L}$$



$$I_i = i_b \left(\frac{R_B + r_{be} + (1 + \beta) R_e}{R_B} \right)$$

$$\Rightarrow A_I = \frac{I_o}{I_i} \bigg|_{R_L} = -\beta \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

➤ 因 R_B 较大, R_e 对电流增益 A_I 有一定影响, 但是影响较小。





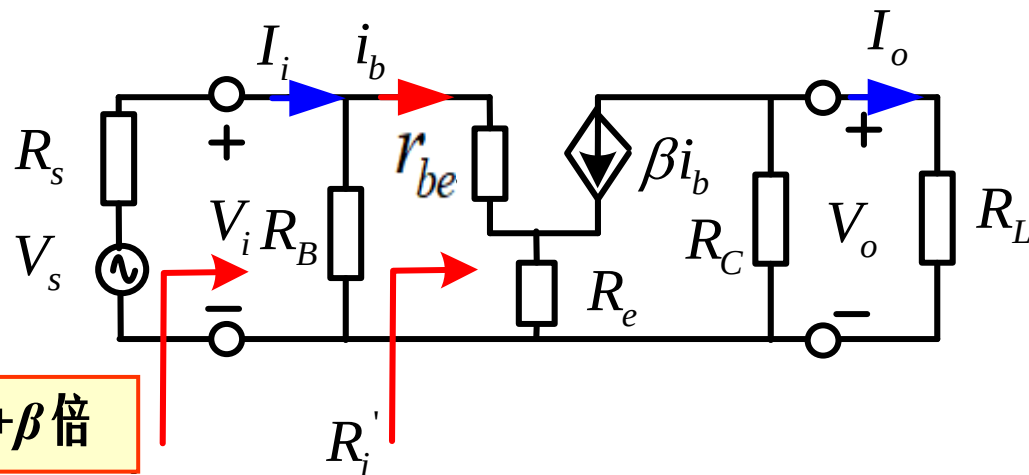
1. $CE+R_e$ 动态分析

■ 输入阻抗 R_i

$$R'_i = \frac{V_i}{i_b} = \bar{r}_{be} + (1 + \beta) R_e$$

从基极看放大 $1+\beta$ 倍

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = R_B \parallel R'_i = R_B \parallel (\bar{r}_{be} + (1 + \beta) R_e)$$



➤ 增大了输入阻抗 R_i ，降低源内阻 R_s 对源电压增益 A_{V_s} 的影响；

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

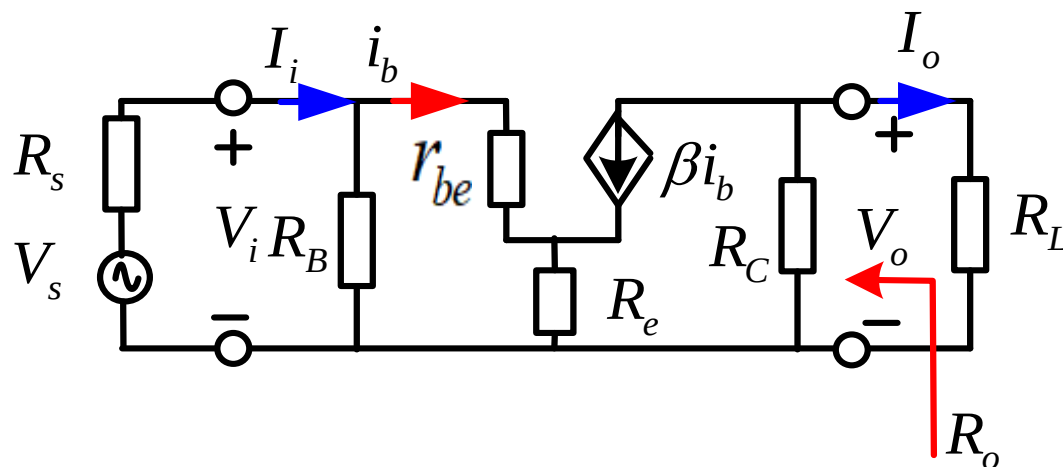


1. $CE+R_e$ 动态分析

■ 输出阻抗 R_o

→ $R_o = R_C$

→ 和CE相同!



■ 思考

➤ 针对一个具体电路，怎样进行完整的分析求解？

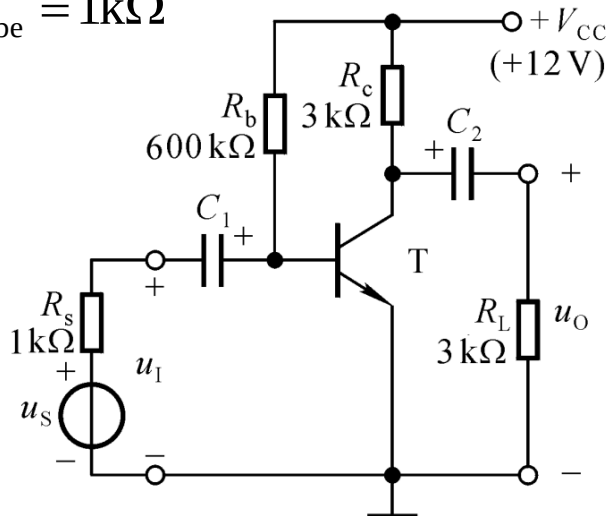




例题

■ 阻容耦合共射放大电路的静态分析和动态分析

$$\beta = 80, \quad r_{be} = 1\text{k}\Omega$$



$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b} = 20\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \approx 1.6\text{mA}$$

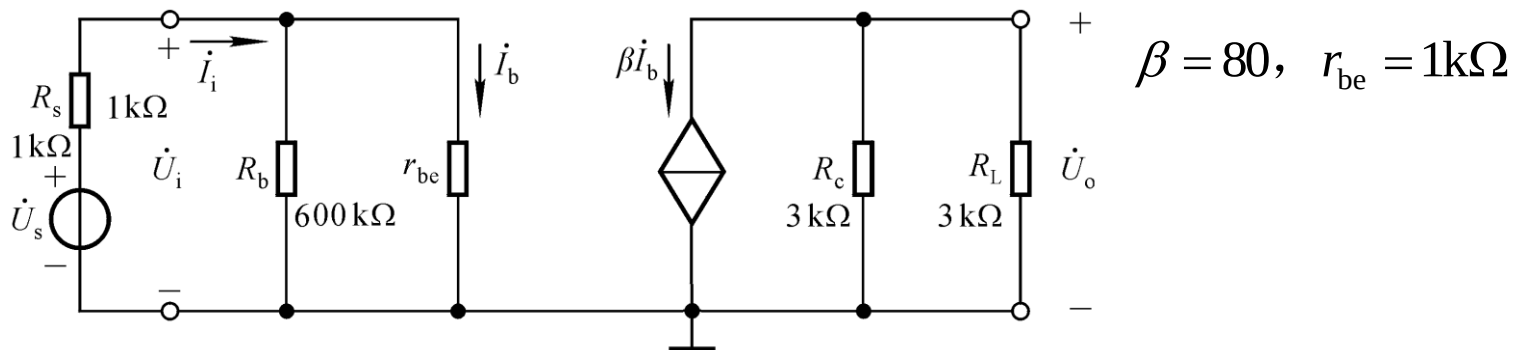
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \approx 7.2\text{V}$$





例题

■ 阻容耦合共射放大电路的静态分析和动态分析



$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \approx -120$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -60$$

$$R_i = R_b // r_{be} \approx r_{be} = 1\text{k}\Omega \quad R_o = R_c = 3\text{k}\Omega$$



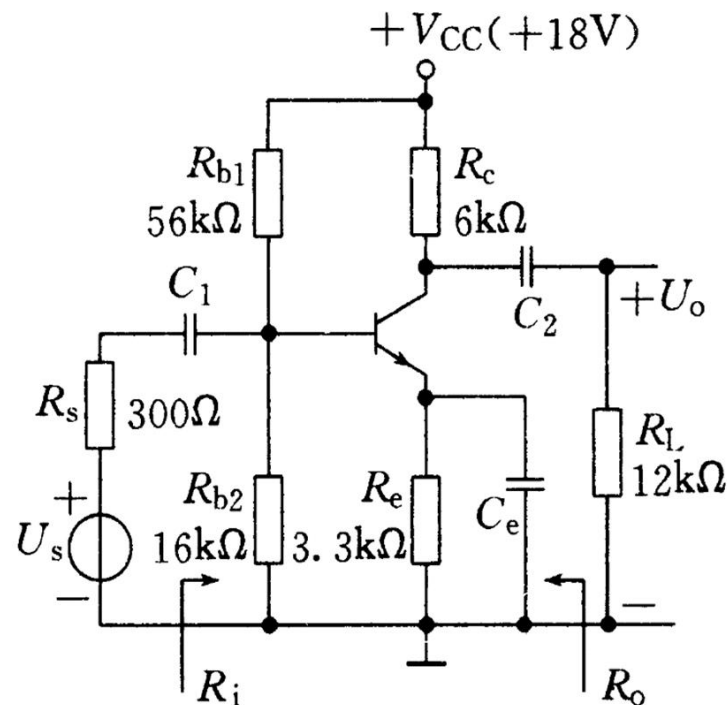


经典例题

例：工作点稳定CE电路如图所示，已知三极管

$$r_{bb'} = 100\Omega, \beta = 100, U_{BEON} = 0.7V, U_{CES} = 0.3V$$

1. 试计算静态工作点Q；
2. 画出交流等效电路；
3. 试计算 R_i 、 R_o 、 A_u 、 A_{us} ；
4. 画出直流、交流负载线DCLL、ACLL；
5. 试计算电路最大输出幅度 U_{omax} ；
6. 在输出波形不失真前提下，试计算输入信号的幅度 U_{sm} 值。
7. 在信号增大过程中，输出首先出现何种失真？怎样消除？





经典例题

解：1. **直流静态工作点Q**分析：**定基压**电路，

假设BJT处于放大态，则有：

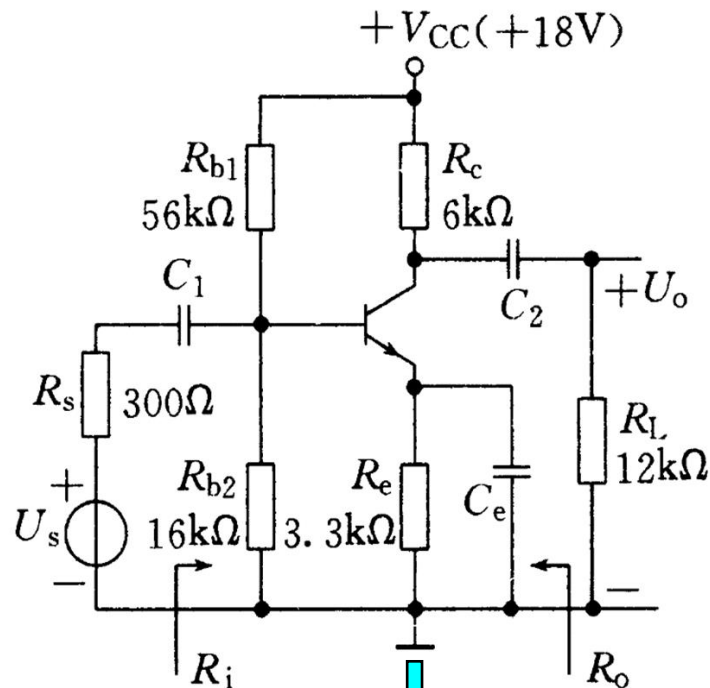
$$V_{BB} = \frac{V_{CC} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = 4V \quad R_{BB} = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = 12.44K\Omega$$

$$\text{集电极电流: } I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_{BB}}{1 + \beta} + R_e} \approx 1\text{mA}$$

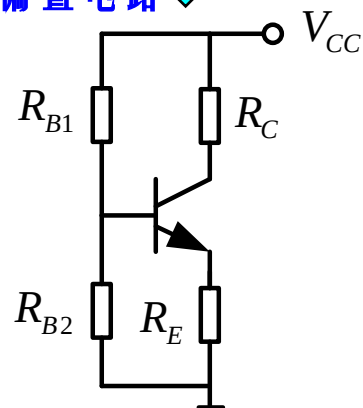
$$\text{基极偏置电流: } I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \approx 10\mu\text{A}$$

CE间管压降 U_{CEQ} 为：

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 8.7V > V_{CES} \longrightarrow \text{假设成立}$$



直流偏置电路





经典例题

2. 画交流等效电路图：

3. R_i 、 R_o 、 A_u 、 A_{us} 的计算：

由图电路可知 R_i ：

$$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be} \quad r_e = \frac{26}{I_{EQ}} = 26\Omega \quad r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta)r_e = 2.7K\Omega$$

因此： $R_i = 2.2K\Omega$ $R_o = R_C = 6K\Omega$

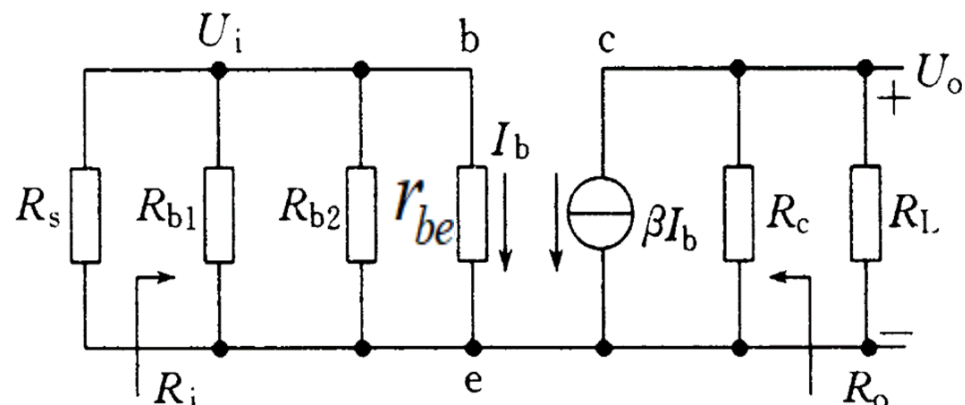
电压增益 A_u ：

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta R_C \parallel R_L}{r_{be}} \approx -148$$

源电压增益 A_{us} 为：

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_u = -133$$

先求 R_i 、 A_u ，后求 A_{us}





经典例题

4. 画直流、交流负载线

(a) DCLL直流负载线方程

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

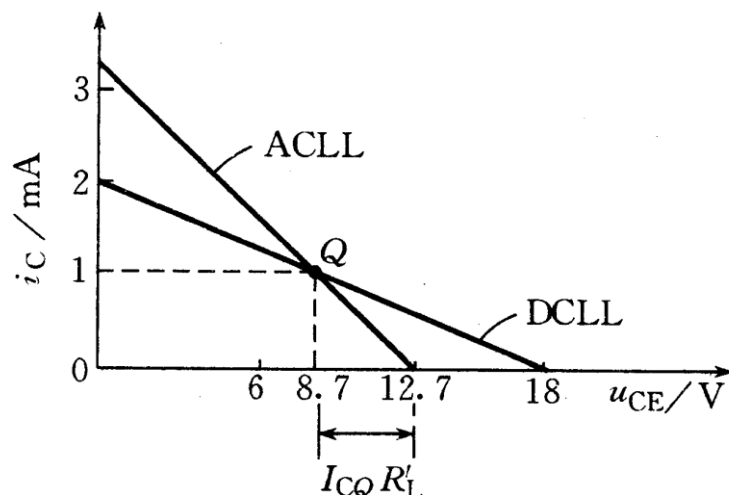
(b) 交流负载线ACLL

ACLL和横坐标 u_{CE} 的交点坐标为 $(V'_{CC}, 0)$ ， V'_{CC} 可通过下式求得：

$$V'_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ}(R_c \parallel R_L) = 12.7V$$

5. 求电路最大输出幅度 U_{omax} ：

$$U_{omax} = \min \left\{ (V'_{CC} - U_{CEQ}), (U_{CEQ} - U_{CES}) \right\} / \sqrt{2} = \frac{4}{\sqrt{2}} = 2.83(V)$$

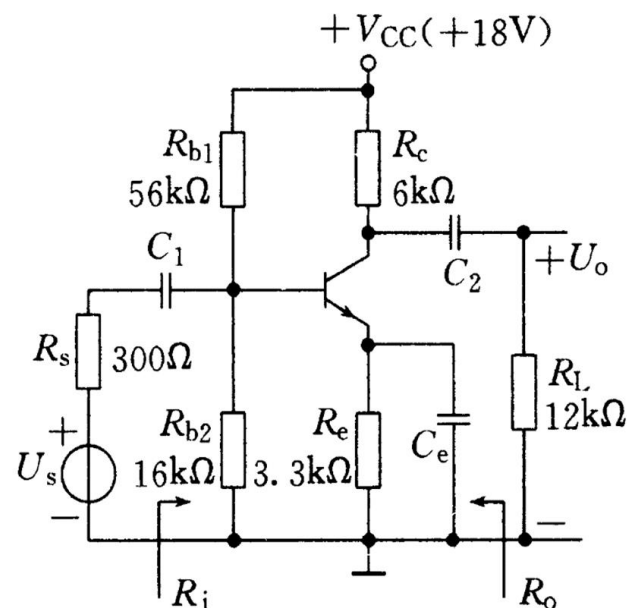



$$U_{sm} \times |A_{us}| \leq U_{o\max} \quad U_{sm} \leq \frac{U_{o\max}}{A_{us}} = 30\text{mV}$$


出现的顶部失真即为截止失真；

即增大集电极电流 I_C ，对应提升 I_B

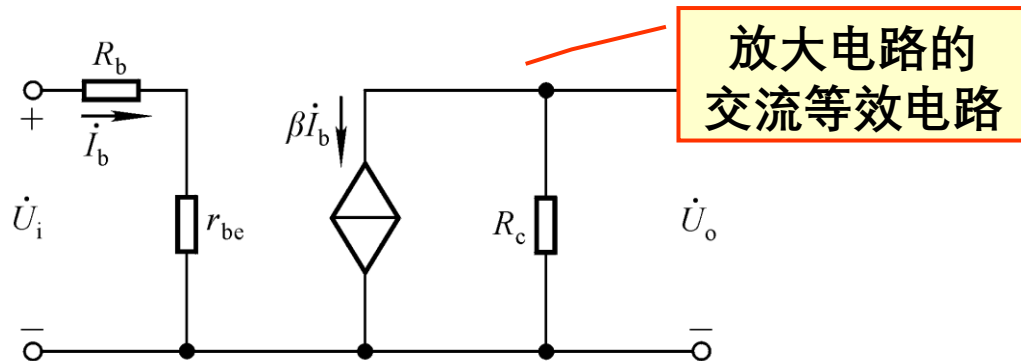
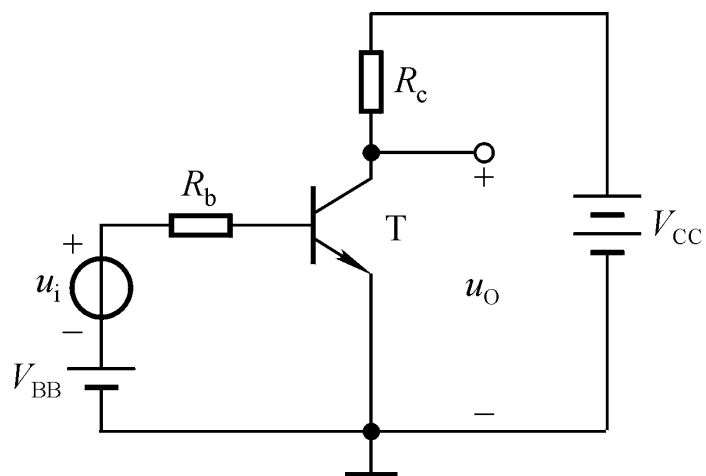
减小 R_{b1} 即可达到此目的。





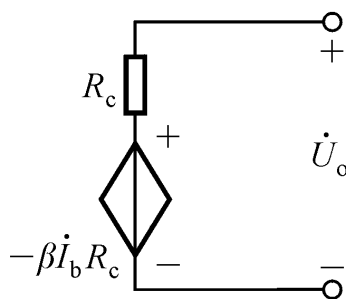
1. 基本型共射放大电路动态分析

(1) 直接耦合放大电路的动态分析



$$\dot{U}_i = \dot{I}_i (R_b + r_{be}) = \dot{I}_b (R_b + r_{be})$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_c R_c$$



$$R_o = R_c$$

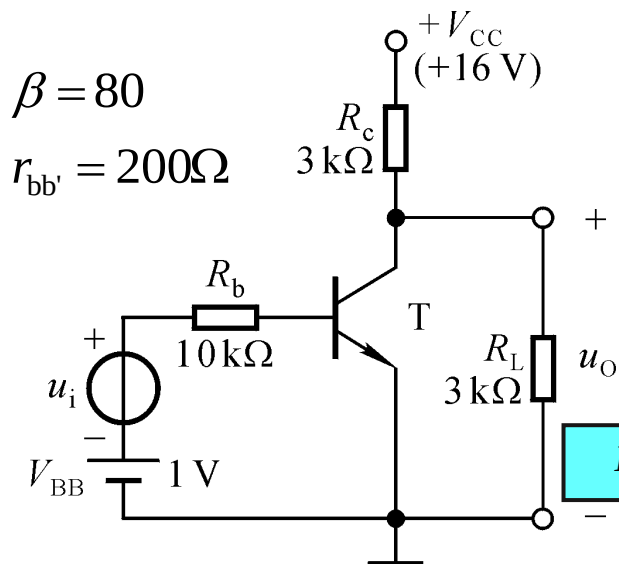
$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}}$$

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_b + r_{be}$$

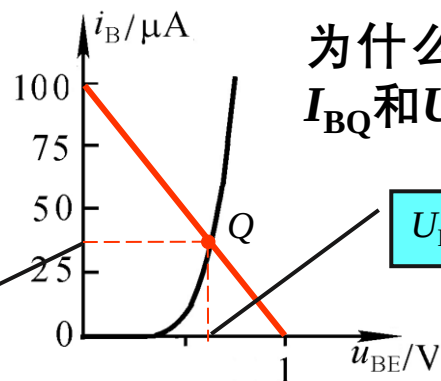




例题

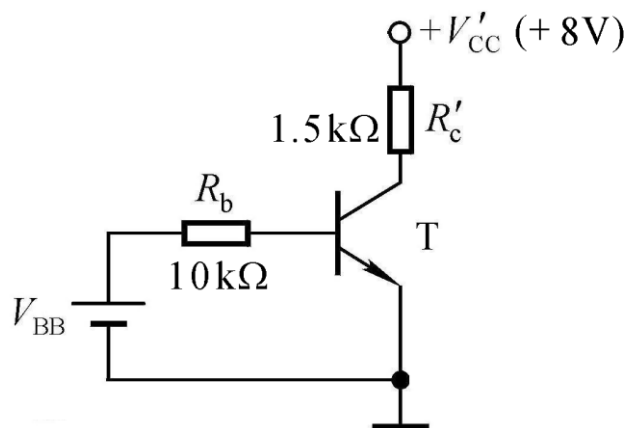


$$I_{BQ} \approx 35\mu A$$



为什么用图解法求解
 I_{BQ} 和 U_{BEQ} ?

$$U_{BEQ} \approx 0.65V$$



$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \approx 2.8mA$$

$$U_{CEQ} = V'_{CC} - I_{CQ} R'_c \approx 3.8V$$

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx 952\Omega$$

$$R_i = R_b + r_{be} \approx 11k\Omega$$

$$R_o = R_c = 3k\Omega$$

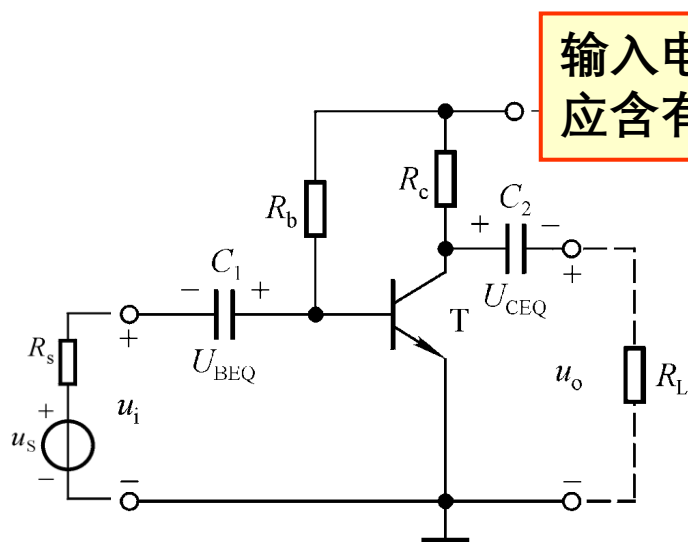
$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}} \approx -11$$





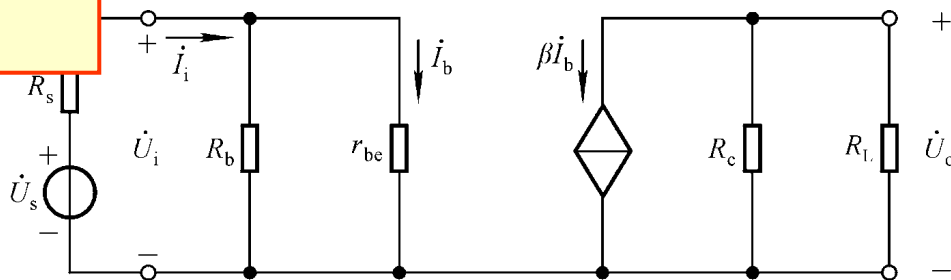
1. 阻容耦合共射放大电路动态分析

(2) 定基流直流偏置共射放大电路的动态分析



输入电阻中不应含有 R_s !

$$R_i = R_b // r_{be} \approx r_{be}$$



$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\dot{I}_c (R_c // R_L)}{\dot{I}_b r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \dot{A}_u$$

$$R_o = R_c$$

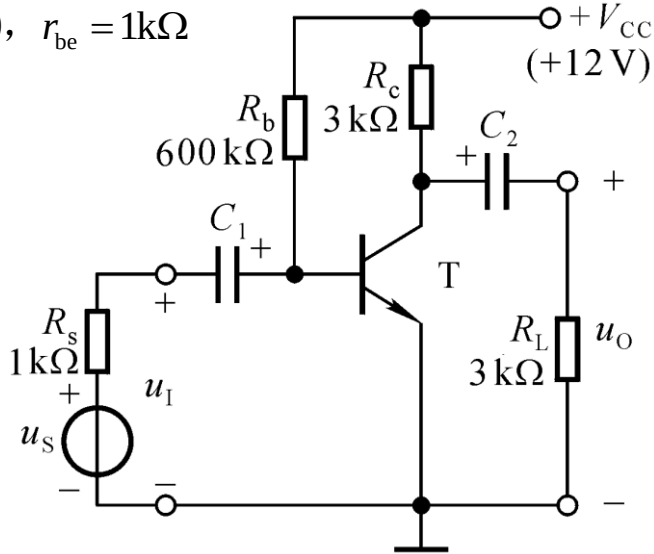
输出电阻中不应含有 R_L !





例题

$$\beta = 80, r_{be} = 1k\Omega$$



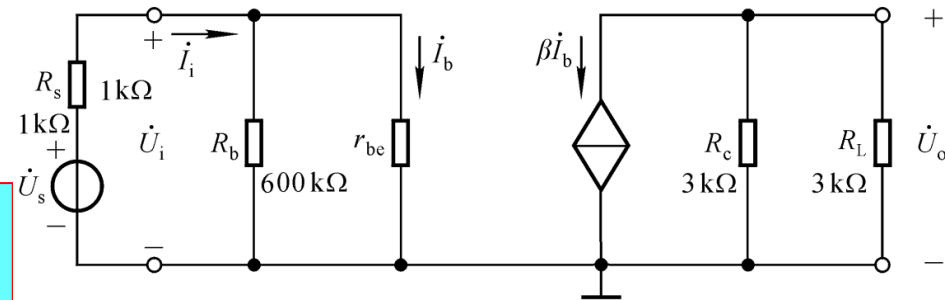
$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \approx -120$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -60$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b} = 20\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \approx 1.6mA$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \approx 7.2V$$



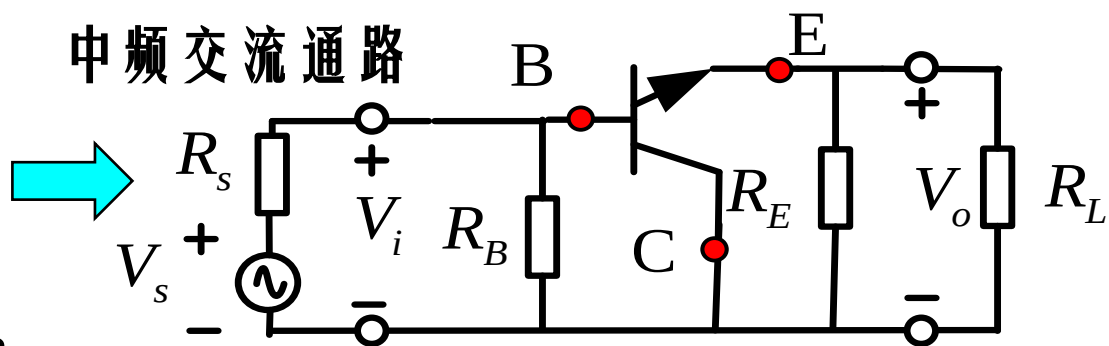
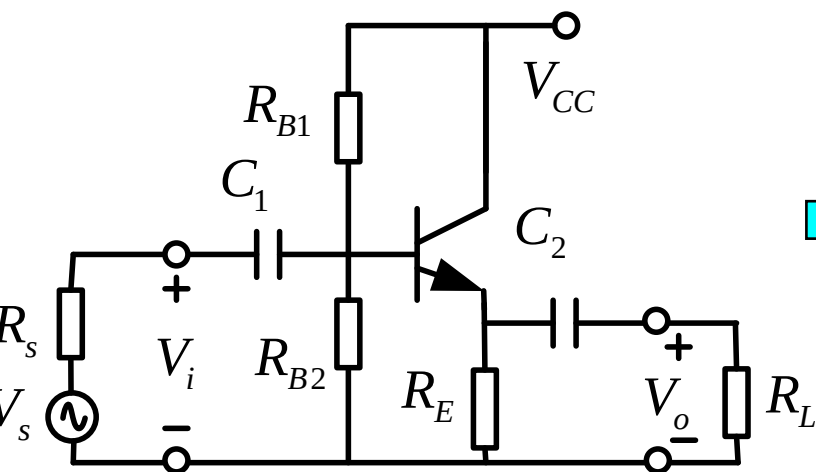
$$R_i = R_b // r_{be} \approx r_{be} = 1k\Omega \quad R_o = R_c = 3k\Omega$$



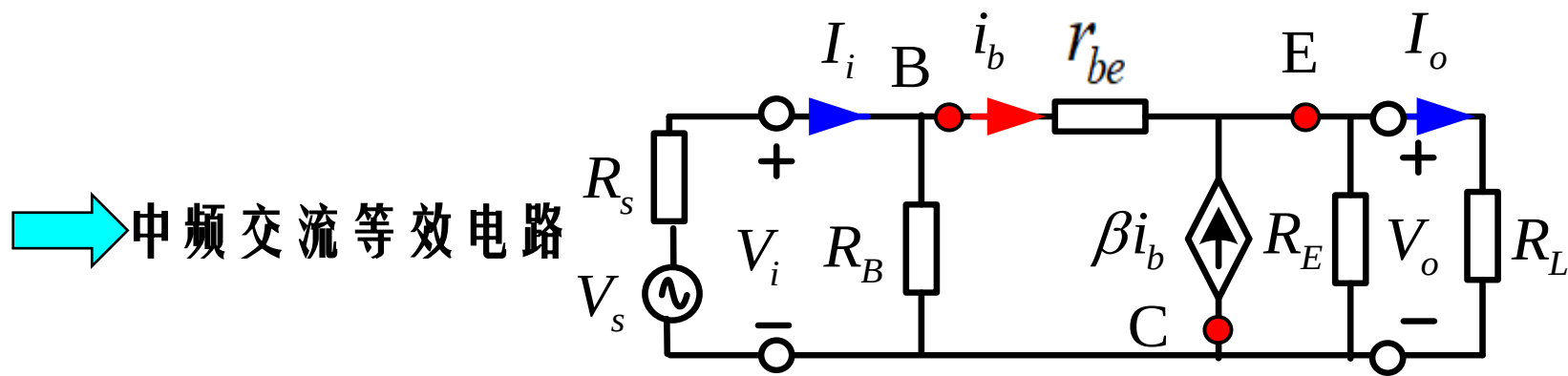


2. 共集CC放大电路

■ 电路结构: 定基压直流偏置, 并保证BJT处于放大态;



➤ 信号源从基极 b 输入, 从发射极 e 输出至 R_L , 集电结 c 公共端;





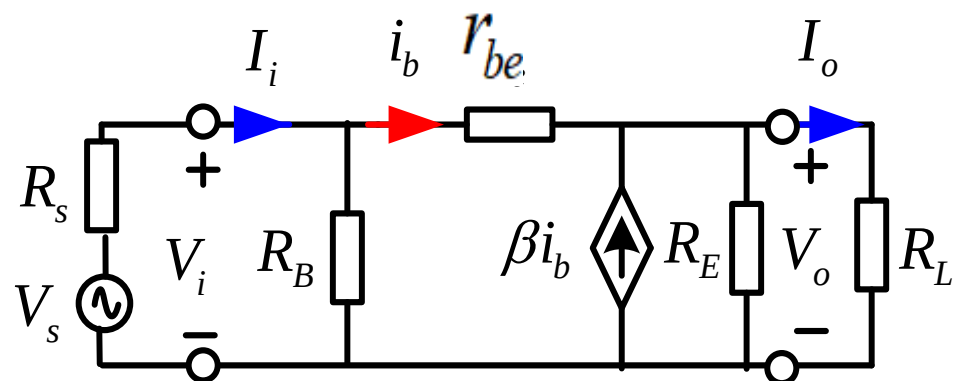
2. CC放大电路动态分析

■ 电压增益 A_V

$$V_o = (1 + \beta) i_b (R_E \parallel R_L)$$

$$V_i = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b (R_E \parallel R_L)$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)} \approx 1$$



■ **射极跟随器**：电压同相放大器，射极的交流电压幅度和相位都跟随基极，电压增益 $A_V < 1$ ，接近于1。





2. CC放大电路动态分析

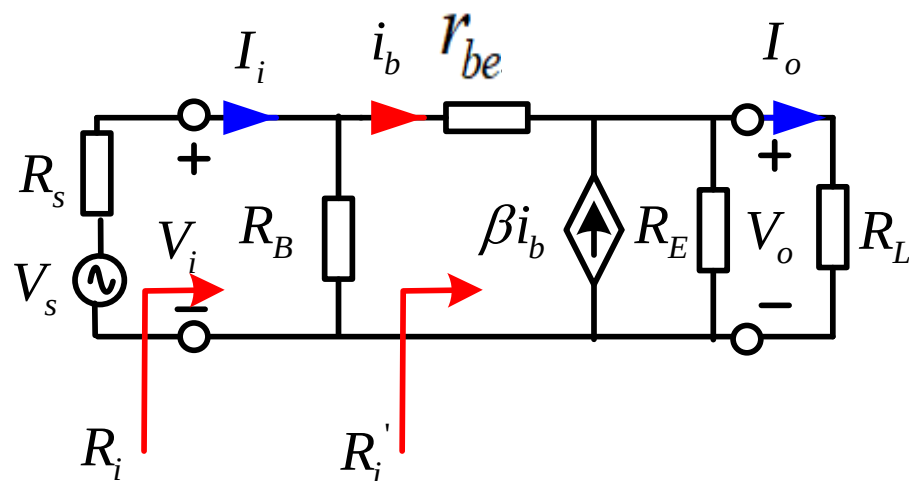
■ 输入阻抗 R_i

$$R'_i = \frac{V_i}{i_b} = r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)$$

从基极看放大 $1 + \beta$ 倍

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = R_B \parallel R'_i = R_B \parallel \left(r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L) \right)$$

如何克服 R_B 的影响？



➤ 与共射放大器相比，共集放大器的输入阻抗要高得多，而且与负载相关。

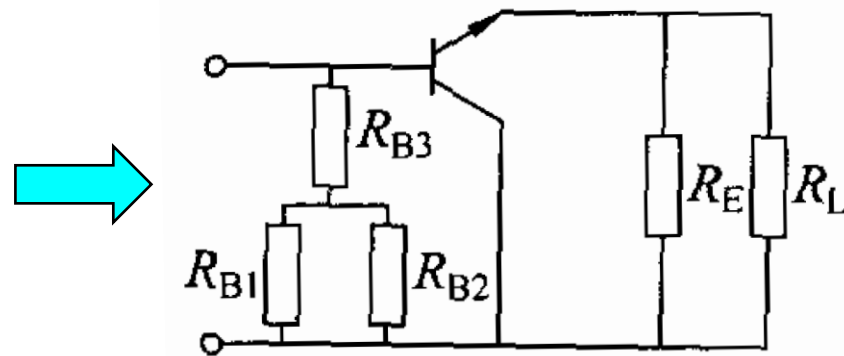
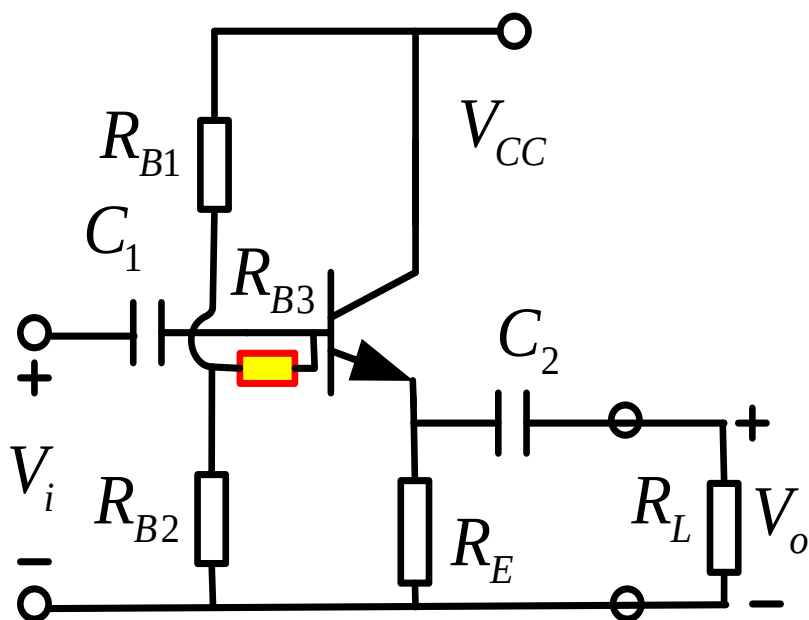




2. CC放大电路的改进

■ 提高输入阻抗方法-1

➤ 采用增大基极偏置电阻法



$$\Rightarrow R_B = R_{B3} + R_{B1} \parallel R_{B2}$$

R_{B3} 不能太大?

其压降影响直流偏置



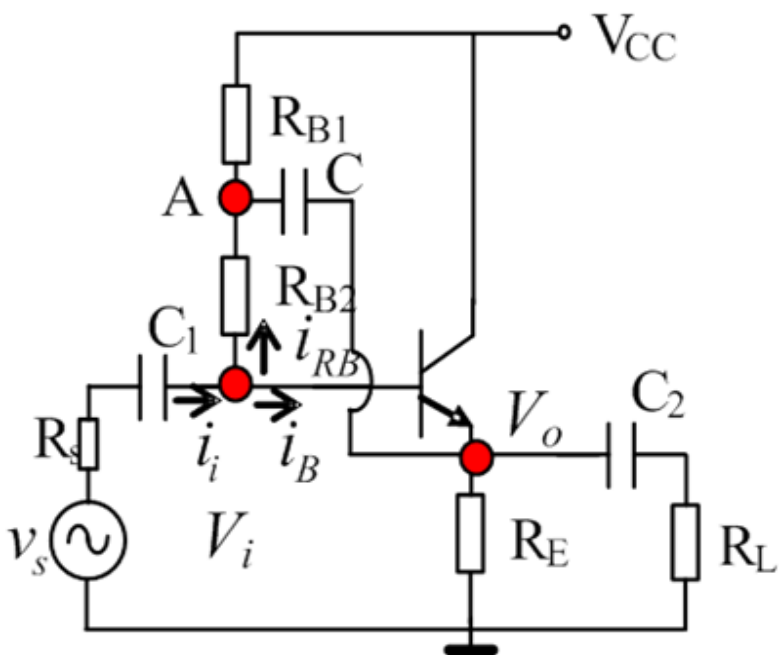


2. CC放大电路的改进

■ 方法2-采用自举电路

静态：Q点不变。

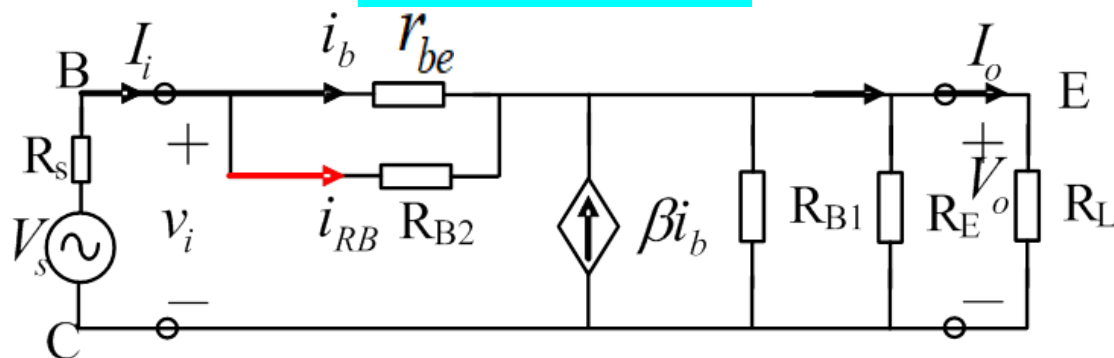
动态： V_A 随 V_O 自举；又射极跟随，则



$$\begin{cases} V_A = V_o \\ V_o \approx V_i \end{cases} \Rightarrow V_A \approx V_i \Rightarrow V_{R_{B2}} \approx 0 \Rightarrow i_{R_{B2}} \approx 0$$



忽略 R_{B2} 影响！



$$\Rightarrow R_i = (r_{be} \parallel R_{B2}) + (1 + \beta)(R_L \parallel R_E \parallel R_{B1}) \approx r_{be} + (1 + \beta)(R_L \parallel R_E \parallel R_{B1})$$

$\Rightarrow R_i$ 提高几百 $k\Omega$ 量级！

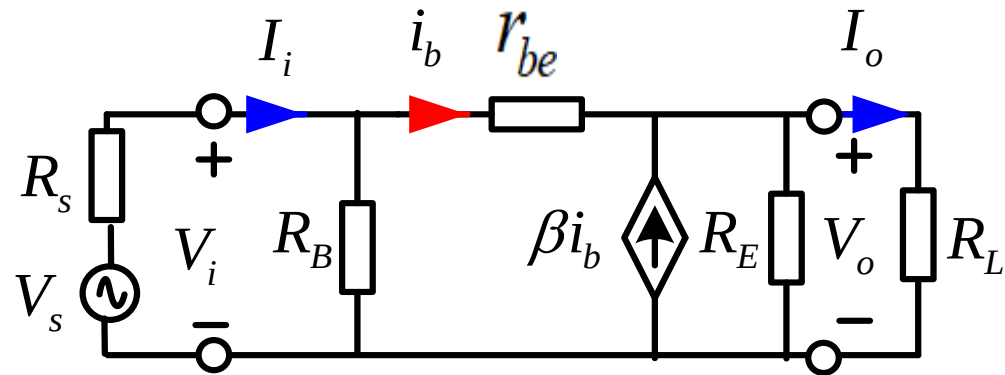




2. CC放大电路动态分析

■ 源电压增益 A_{Vs}

$$A_{Vs} = \left. \frac{V_o}{V_s} \right|_{R_L} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s}$$



$$= \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)} \frac{R_B \parallel (r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L))}{R_s + R_B \parallel (r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L))}$$

■ 更简洁的形式：把 R_B 拉入电压源，作戴维宁等效：

$$A_{Vs} = \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}{R_s \parallel R_B + r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)} \frac{R_B}{R_s + R_B}$$

若 $R_B \gg R_s$, 则：

$$A_{Vs} = \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}{R_s \parallel R_B + r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}$$

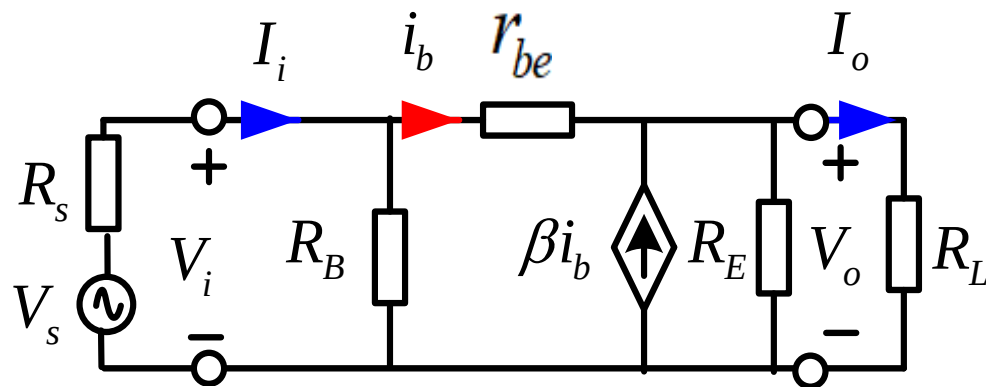




2. CC放大电路动态分析

■ 电流增益

$$I_o = (1 + \beta) i_b \frac{R_E}{R_E + R_L}$$



$$I_i = i_b \left(1 + \frac{r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}{R_B} \right)$$

$$\Rightarrow A_I = \frac{I_o}{I_i} \bigg|_{R_L} = (1 + \beta) \frac{R_E}{R_E + R_L} \frac{R_B}{R_B + r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}$$

➤ 共集放大器是电流同相放大器

➤ 电流增益 $1 + \beta$ 成正比例，大于1，即有一定的功率增益。





2. CC放大电路动态分析

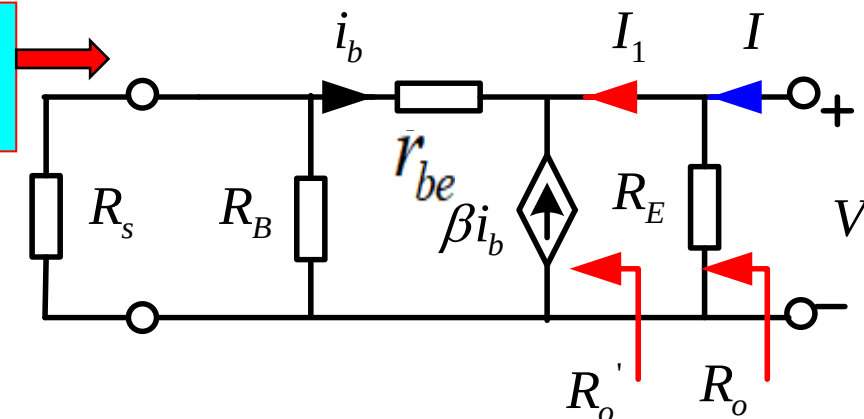
■ 输出阻抗 R_o

信号电压源短路，保留内阻，电流源开路

$$R'_o = \frac{V}{I_1} = \frac{-((R_s \parallel R_B) + r_{be})i_b}{-(1+\beta)i_b}$$

$$= \frac{(R_s \parallel R_B) + r_{be}}{1+\beta} \quad \longrightarrow \quad R_o = R_E \parallel R'_o = R_E \parallel \frac{(R_s \parallel R_B) + r_{be}}{1+\beta}$$

从看输出端口看，缩小至 $1/(1+\beta)$



- R_s 、 r_{be} 不高， R_o 很低（几十 Ω ），带负载的能力比较强；
- 用作输入级、输出级或者作为阻抗变换器用于级间隔离。

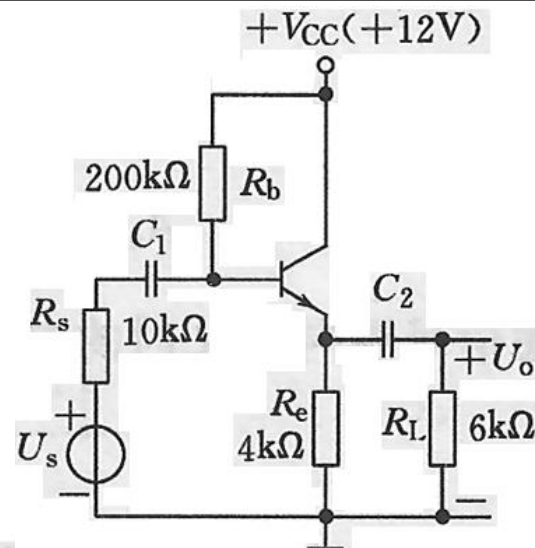




经典例题

例共集电路(简称 CC 电路)如图所示。设三极管的 $\beta=50, U_{BE}=0.7V, r_{bb'}=300\Omega, U_{CES}=0.7V$ 。

1. 试计算静态工作点 Q 。
2. 试计算 R_i, R_o 。
3. 试计算 A_u, A_{us} 。
4. 试计算电路的输出幅度 $U_{o\max}$ 。
5. 当信号 U_s 幅值增加时, 输出端首先出现什么失真? 如何消除此失真?



解 1. 电路静态工作点的计算

基极偏置电流 I_{BQ} 的计算公式, 即

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta)R_e} = \frac{12 - 0.7}{200 + 51 \times 4} = 28(\mu A)$$

集电极电流 I_{CQ} 、管压降 U_{CEQ} 分别为

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 28 = 1400(\mu A) = 1.4(mA)$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e \approx V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_e = 12 - 1.4 \times 4 = 6.4(V)$$





经典例题

解 2. 输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 的计算

输入电阻 R_i 的表达式为

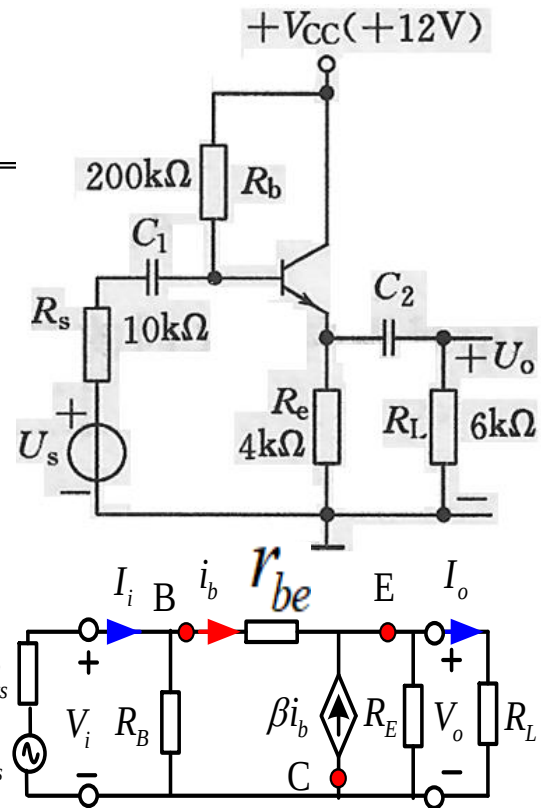
$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R_e // R_L]$$

$$r_{be} = 300 + 51 \times \frac{26}{1.4} = 1.25(\text{k}\Omega)$$

$$\text{因此 } R_i = 200 // [1.25 + 51 \times 4 // 6] = 76(\text{k}\Omega)$$

电路输出电阻 R_o 的表达式为

$$R_o = R_e // \frac{r_{be} + R_s // R_b}{1 + \beta} = 4 // \frac{1.25 + 10 // 200}{51} \approx 22(\Omega)$$



输入阻抗大

输出阻抗小





经典例题

解 3. 电压放大倍数 A_u 、 A_{us} 的计算

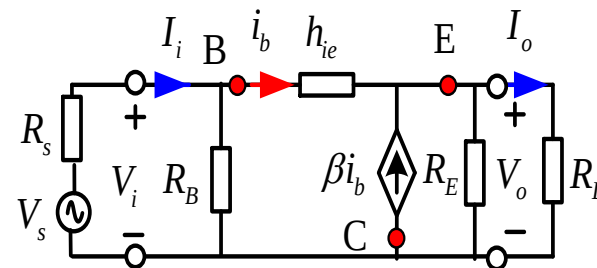
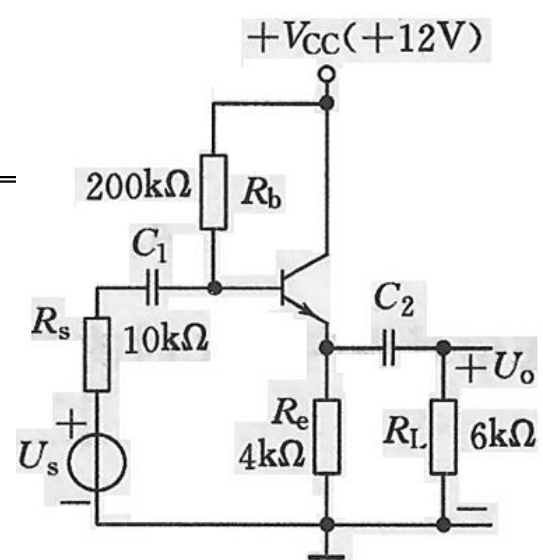
$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(1 + \beta)R_e \parallel R_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e \parallel R_L}$$

代入有关数值, 解得

$$A_u = \frac{51 \times (4 \parallel 6)}{1.25 + 51 \times (4 \parallel 6)} = 0.99$$

考虑信号源内阻 R_s 时的电压放大倍数 A_{us} 为

$$A_{us} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_u = \frac{76}{76 + 10} \times 0.99 = 0.87$$



电压跟随器





经典例题

解 4. 电路输出幅度 $U_{o\max}$ 的计算

所示曲线即为输出回路直流、交流负载线 DCLL 和 ACLL。

其中 DCLL 是通过坐标点 $(12, 0)$, $(0, 3)$ 直接画出的。

ACLL 则是通过 Q 点和 $(V'_{CC}, 0)$ 坐标点画出的，

V'_{CC} 的大小可通过下式求得：

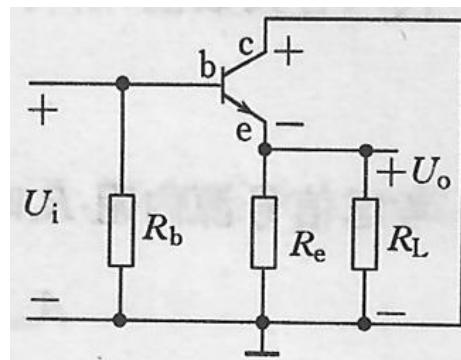
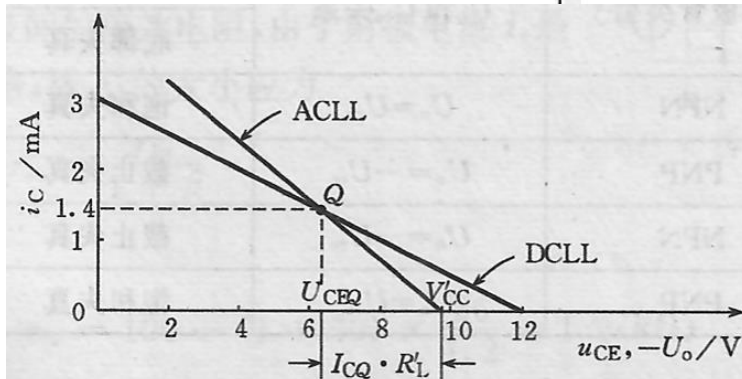
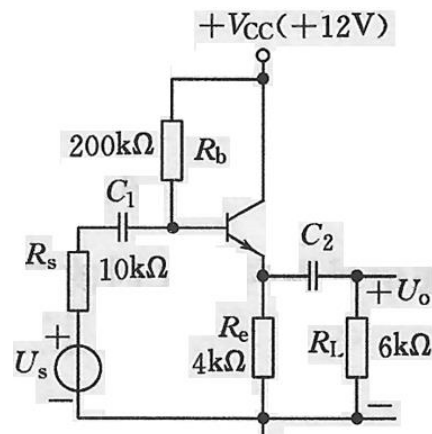
$$\begin{aligned} V'_{CC} &= U_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R'_L \\ &= 6.4 + 1.4 \times 2.4 = 9.76(\text{V}) \end{aligned}$$

比较 ACLL 上 U_{CEQ} 两侧 $(V'_{CC} - U_{CEQ})$ 和 $(U_{CEQ} - U_{CES})$ 的长短，

$$U_{CEQ} - U_{CES} = 6.4 - 0.7 = 5.7(\text{V}) \quad V'_{CC} - U_{CEQ} = 9.76 - 6.4 = 3.36(\text{V})$$

由图知 $U_o = -U_{ce}$ ，表明输出 U_o 和 U_{ce} 反向，

因此电路的输出幅度为 $U_{o\max} = 3.36\text{V}$





经典例题

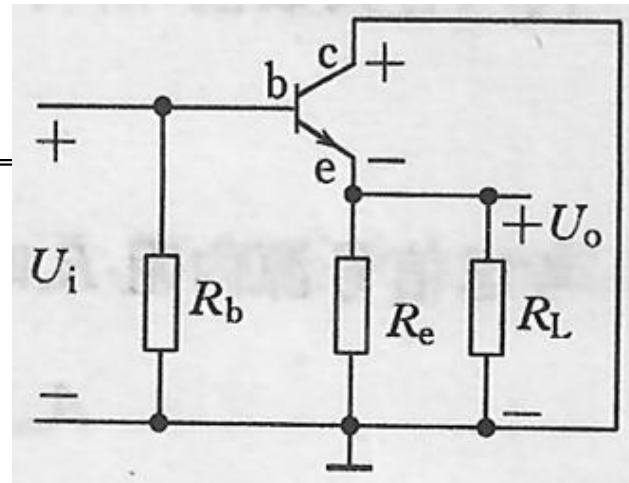
解5. 波形失真分析

图所示为电路的交流通道，

由图知 $U_o = -U_{ce}$ ，表明输出 U_o 和 U_{ce} 反向，

U_o 减小过程中出现的失真相当于 U_{ce} 增大方向出现的失真，

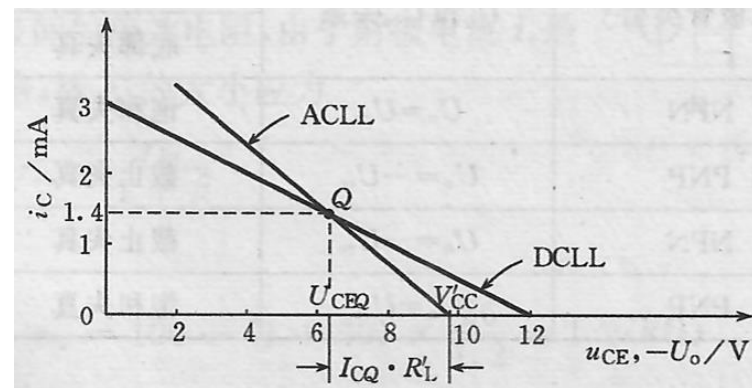
反之， U_o 增大方向出现的失真相当于 U_{ce} 减小方向出现的失真。



**Q点过低， U_o 增加， U_{ce} 处于正半周、
增加方向、进入截止区！！**

本例题首先出现的失真在 u_{ce} 增加的方向，
即为 U_o 减小的方向，故为截止失真。

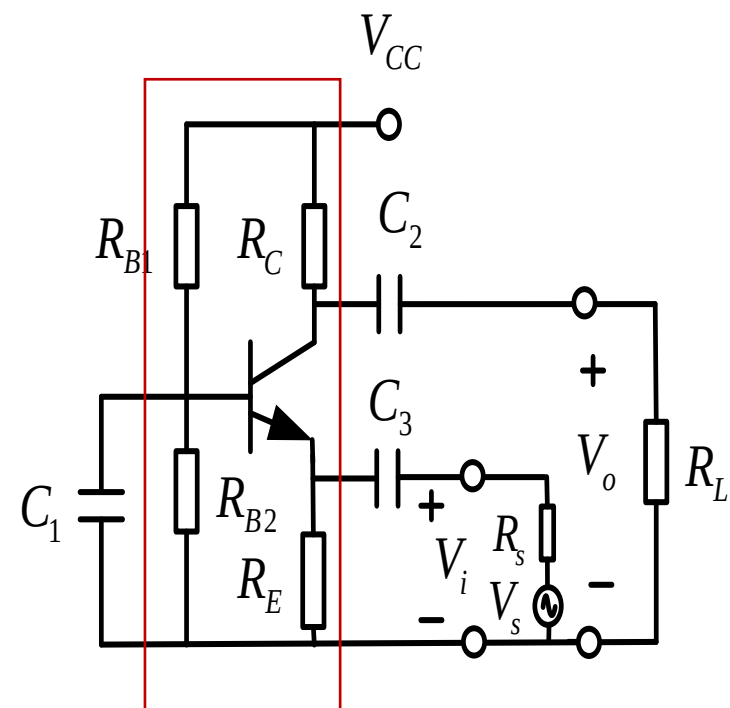
消除截止失真的方法是上移静态工作点 Q ，使 I_{CQ} 增加，
通常采用减小电阻 R_b 来实现。





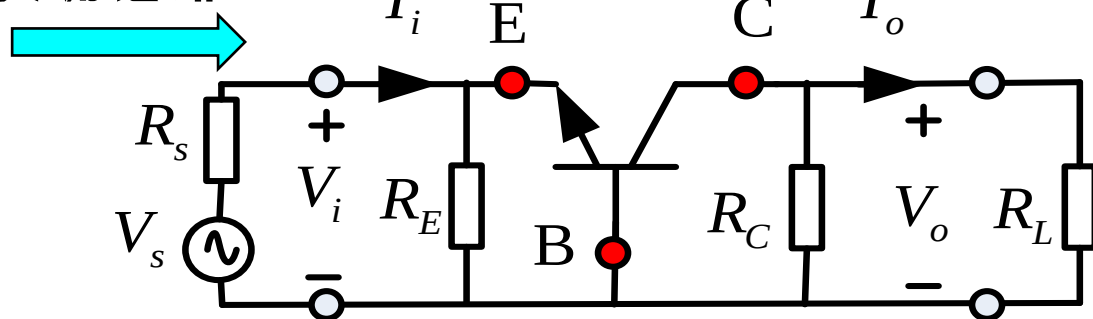
3. 共基 CB 放大电路动态分析

■ **直流通路**: 定基压直流偏置电路, BJT处于放大态。

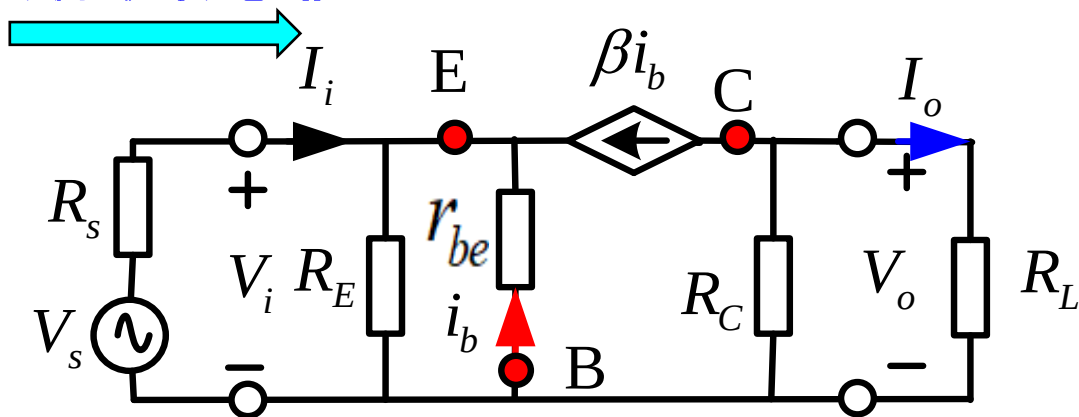


射极输入, 集电极输出

交流通路



交流等效电路

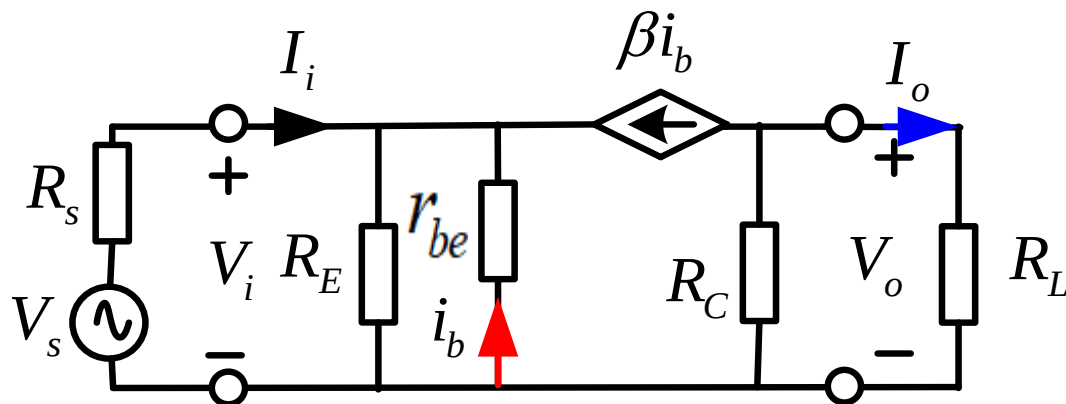




3. CB 放大电路动态分析

■ 电压增益分析

$$\left. \begin{aligned} V_o &= -\beta i_b (R_C \parallel R_L) \\ V_i &= -i_b r_{be} \end{aligned} \right\}$$



$$\rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}}$$

➤ **同相** 电压放大器；

➤ 与 CE 相比，电压 **增益大小相等**。

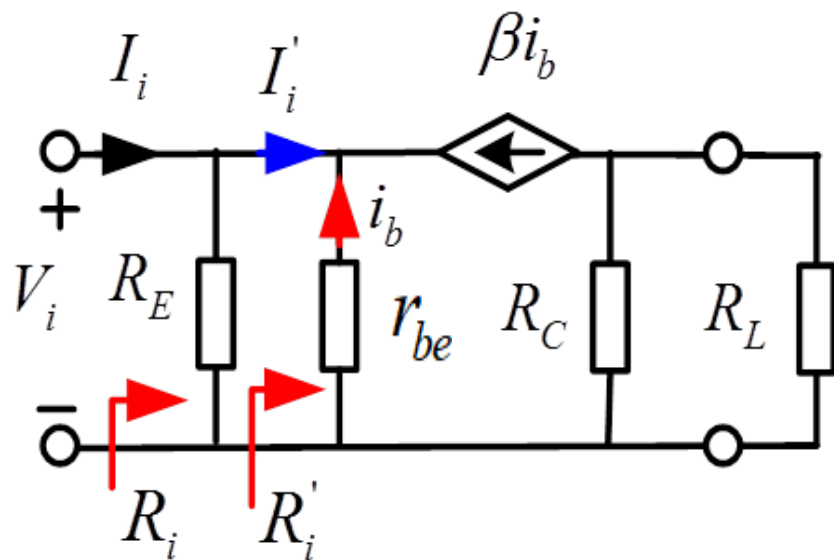




3. *CB*放大电路动态分析

■ 输入阻抗

$$R'_i = \frac{V_i}{I'_i} = \frac{-i_b \cdot r_{be}}{-(1+\beta)i_b} = \frac{r_{be}}{(1+\beta)}$$



从看输入端口看，缩小至 $1/(1+\beta)$

$$R_i = R_E \parallel R'_i = R_E \parallel \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

➤ 输入阻抗 R_i 很低，比较适合用输入级电流源驱动。





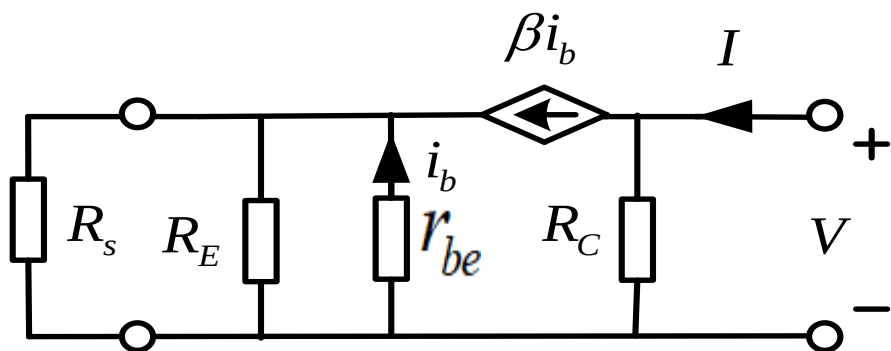
3. CB 放大电路动态分析

■ 输出阻抗

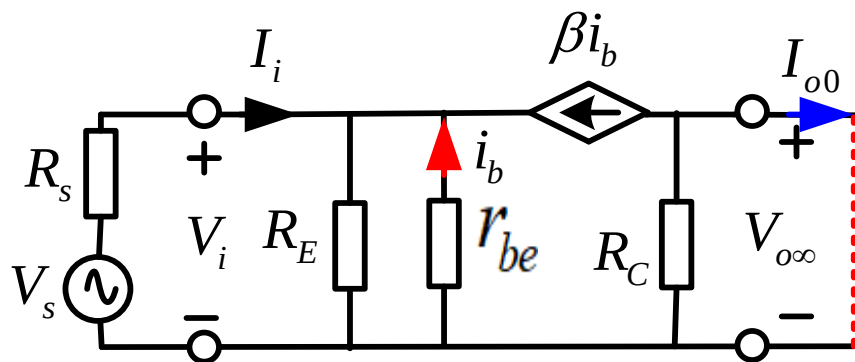
$$R_o = R_C$$

和CE一样

➤ 方法1



方法2



- 低输入阻抗，高输出阻抗，与共集放大器特性相反
- 与共集放大器一样，可以作为阻抗变换器来使用；





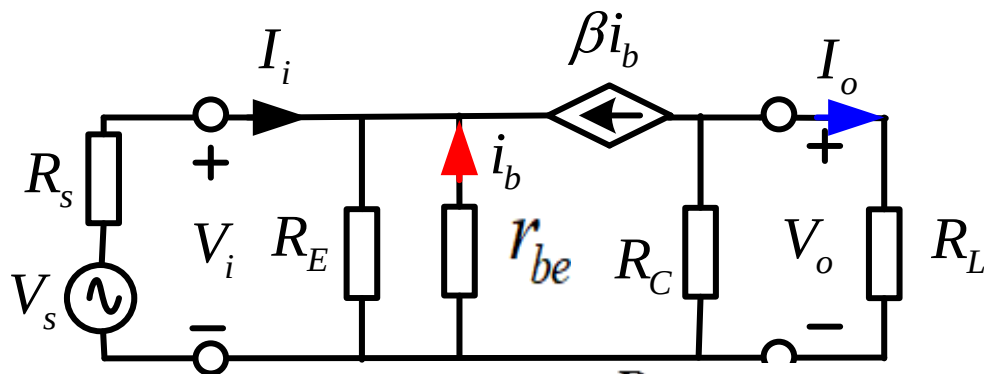
3. *CB*放大电路动态分析

■ 电流增益分析

$$I_o = -\beta i_b \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$-i_b \cdot r_{be} = [I_i + (1 + \beta)i_b]R_E$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow I_i &= -(1 + \beta)i_b \left(\frac{R_E + \frac{r_{be}}{1 + \beta}}{R_E} \right) \Rightarrow A_I = \frac{I_o}{I_i} \bigg|_{R_L} = \frac{\beta i_b \frac{R_C}{R_C + R_L}}{(1 + \beta)i_b \left(\frac{R_E + \frac{r_{be}}{1 + \beta}}{R_E} \right)} \\ &= \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_E}{R_E + \frac{r_{be}}{1 + \beta}} = \alpha \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_E}{R_E + \frac{r_{be}}{1 + \beta}} \approx 1 \end{aligned}$$



➤ **电流跟随器** → **电流同相放大器**，无电流放大倍数， $R_L \ll R_C$ 时，接近于1。





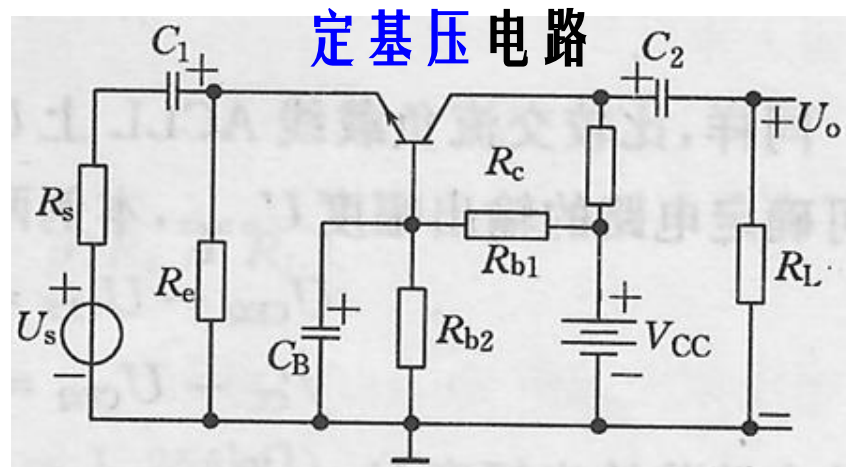
典型例题

例共基放大电路(简称 CB 电路)如图 已知 $R_s = 20\Omega, R_e = 2k\Omega, R_{b1} = 22k\Omega,$

$R_{b2} = 10k\Omega, R_c = 3k\Omega, R_L = 27k\Omega, V_{CC} = 10V,$ 三

极管的 $U_{BE} = 0.7V, \beta = 50, r_{bb'} = 100\Omega,$ 试计算:

1. 静态工作点 $Q(I_{BQ}, I_{CQ}, U_{CEQ})$;
2. 输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o ;
3. 电压放大倍数 A_u, A_{us} 。



解 1. 电路静态工作点的计算

$$U_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = \frac{10}{22 + 10} \times 10 = 3.1(V)$$

射极电流 I_{EQ} 为
$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BE}}{R_e} = \frac{3.1 - 0.7}{2} = 1.2(mA)$$

集电极电流 I_{CQ} 为 $I_{CQ} \approx I_{EQ} = 1.2mA$ 基极电流 I_{BQ} 为
$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{1.2}{50} = 24(\mu A)$$

C、E 间管压降 U_{CEQ} 为
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_c - I_{EQ} \cdot R_e \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$$
$$= 10 - 1.2 \times (3 + 2) = 4(V)$$





典型例题

2. 输入电阻 R_i 与输出电阻 R_o 的计算

输入电阻 R_i 应为

$$R_i = R_E \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

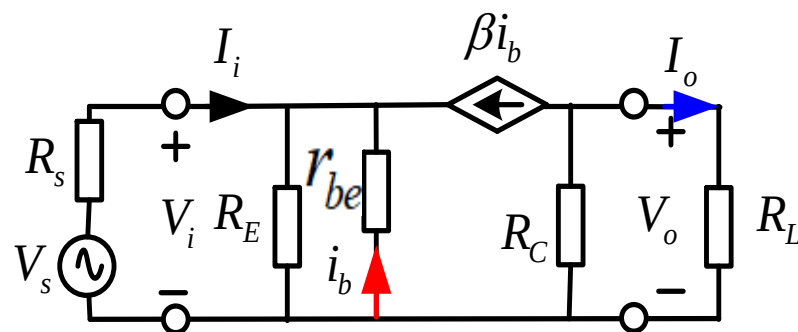
$$r_{be} = 100 + (1 + 50) \times \frac{26}{1.2} = 1.2(\text{k}\Omega)$$

$$R_i = 2 \parallel \frac{1.2}{1 + 50} = 24(\Omega)$$

输入阻抗小

电路的输出电阻 R_o 为

$$R_o = R_c = 3\text{k}\Omega$$





典型例题

3. 电压放大倍数 A_u 、 A_{us} 的计算

由电路可直接推得 A_u 为

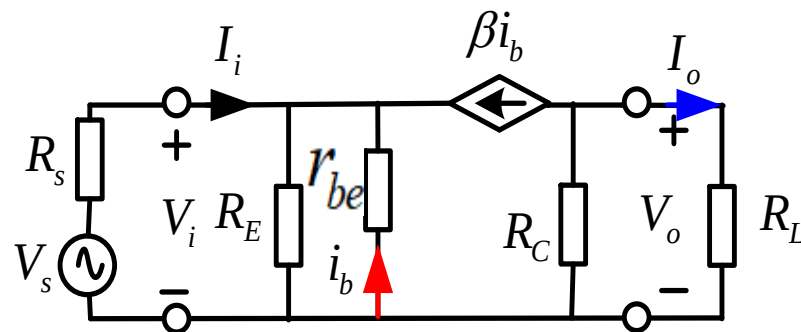
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}}$$

$$= \frac{50 \times (3 \parallel 27)}{1.2} = 113$$

求得 A_{us} 为

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{24}{20 + 24} \times 113 = 62$$

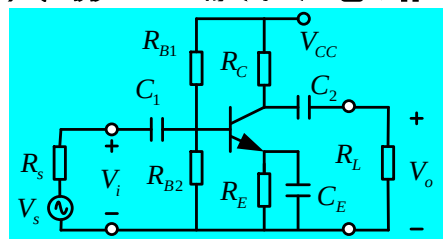
共基电路具有出、入同相的特点，
且电压放大倍数 A_u 的大小和共射电路的相同



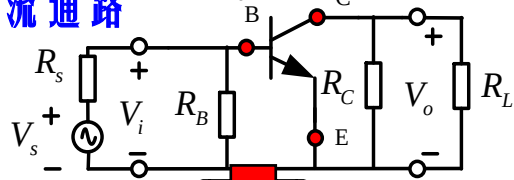


总结：三组态放大电路中频分析

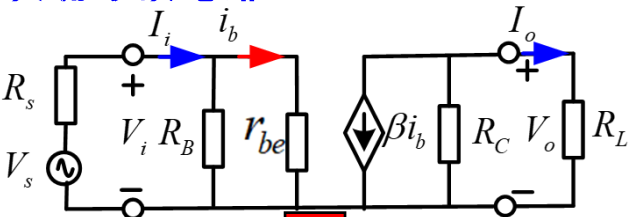
共射CE放大电路



交流通路



交流等效电路

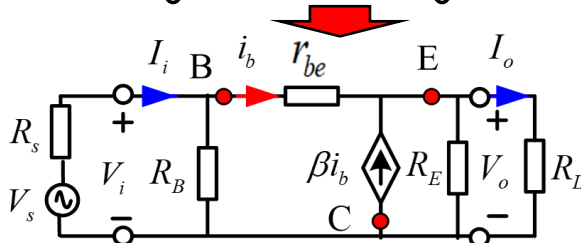
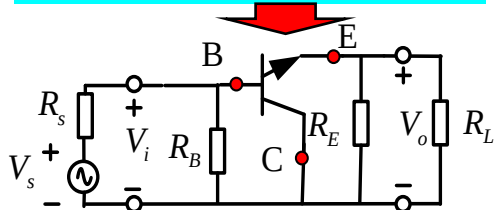
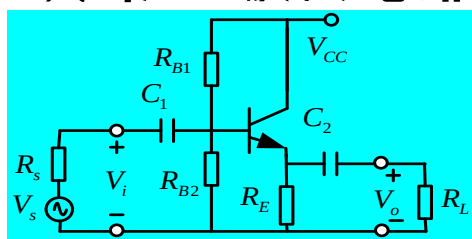


交流参数

$$A_v = \frac{-\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}} \quad A_i = -\beta \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + r_{be}}$$
$$R_i = R_B \parallel r_{be} \quad R_o = R_C$$

- ① 电压、电流 **反相放大** (β 关联)
- ② 中等输入、输出阻抗 ($K\Omega$);
- ③ 频带窄;

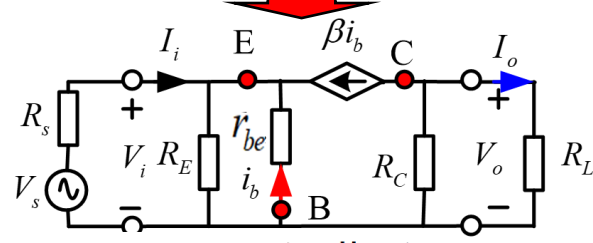
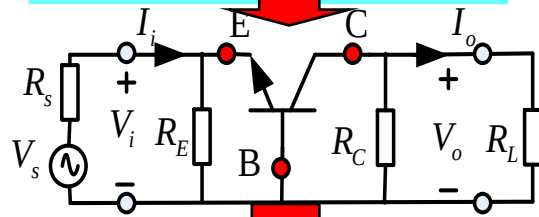
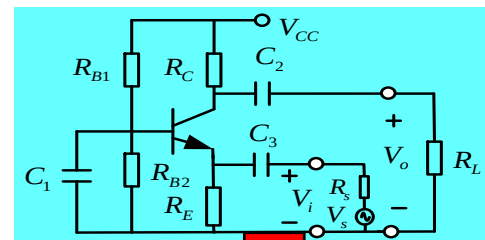
共集CC放大电路



$$A_v = \frac{(1+\beta)(R_E \parallel R_L)}{r_{be} + (1+\beta)(R_E \parallel R_L)} \approx 1$$
$$A_i = (1+\beta) \frac{R_E}{R_E + R_L} \frac{R_B}{R_B + r_{be} + (1+\beta)(R_E \parallel R_L)}$$
$$R_i = R_B \parallel (r_{be} + (1+\beta)(R_E \parallel R_L)) \quad R_o = R_E \parallel \frac{(r_{be} \parallel R_B) + r_{be}}{1+\beta}$$

- ① 电压跟随、电流 **同相放大** ($\beta+1$ 关联);
- ② 输入阻抗大、输出阻抗小 (几十 Ω);
- ③ 频带中等;

共基CB电路



$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be} R_E} \approx 1$$
$$A_i = \alpha \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_E}{R_E + \frac{r_{be}}{1+\beta}}$$
$$R_i = R_E \parallel \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad R_o = R_C$$

- ① 电流跟随(α)、电压 **同相放大** (β 关联);
- ② 输入阻抗特别小、输出阻抗中等;
- ③ 频带宽;





§ 2.5 场效应管及其基本放大电路

郭圆月

2024年9月23日





本节主要内容

§ 1 结型场效应管

§ 2 绝缘栅型场效应管

§ 3 场效应管放大电路静态工作点的设置方法

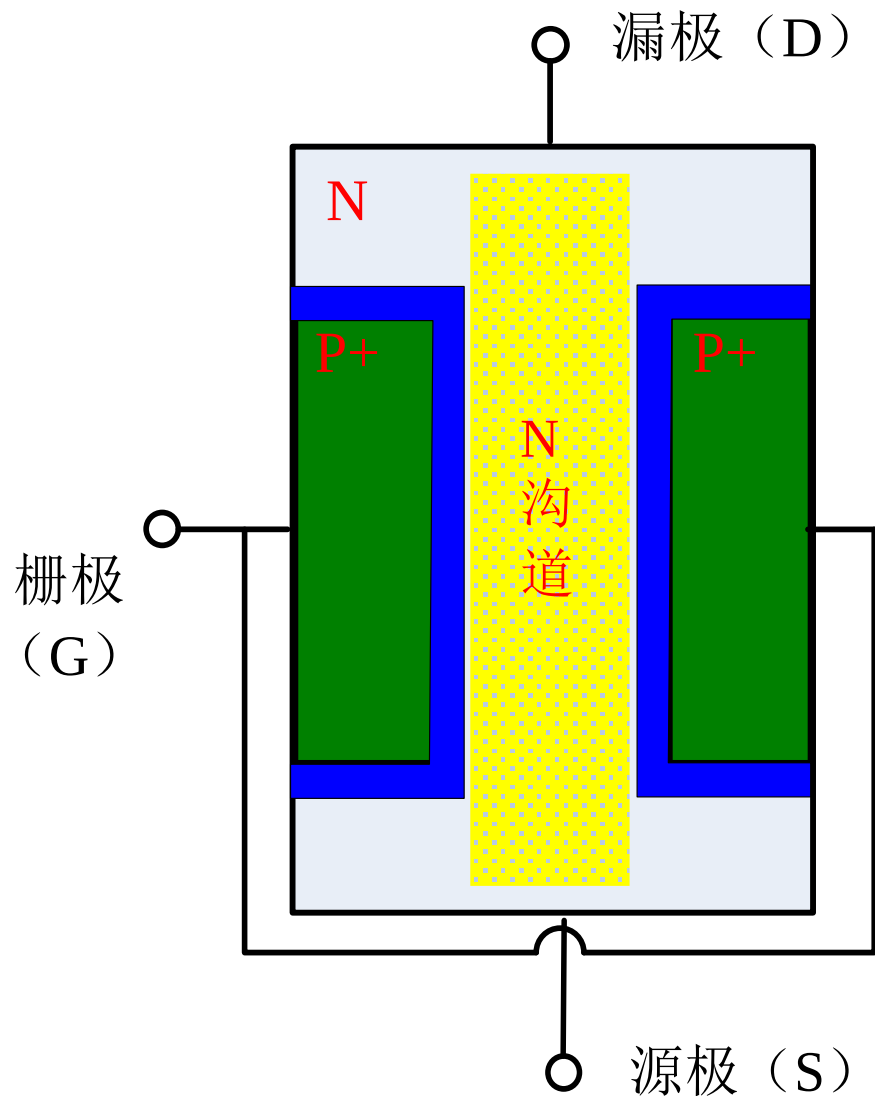
§ 4 场效应管的交流小信号模型

§ 5 三种组态场效应管放大电路的动态分析





§ 1 结型场效应管



■ 结构要素

➤ 1条导电沟道

➤ 2个PN结

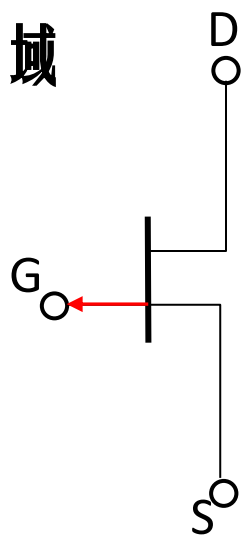
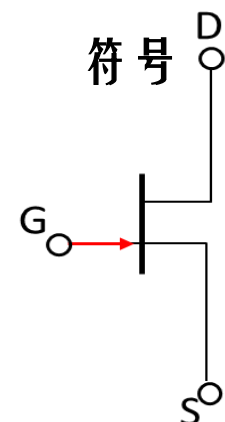
➤ 3个电极

■ 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！！

箭头：P→N标志沟道类型，非电流方向；



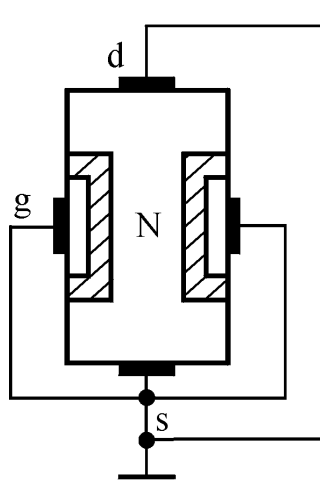


§ 1 栅-源电压 u_{GS} 对导电沟道宽度控制作用

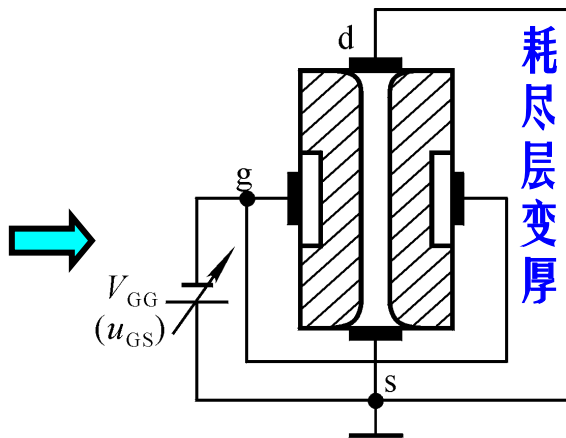
---输入回路阻抗极高($M\Omega$ 量级)

■ 栅极与源极之间加负电压: $U_{GS} \leq 0$

⇒ 两PN结为反向偏置

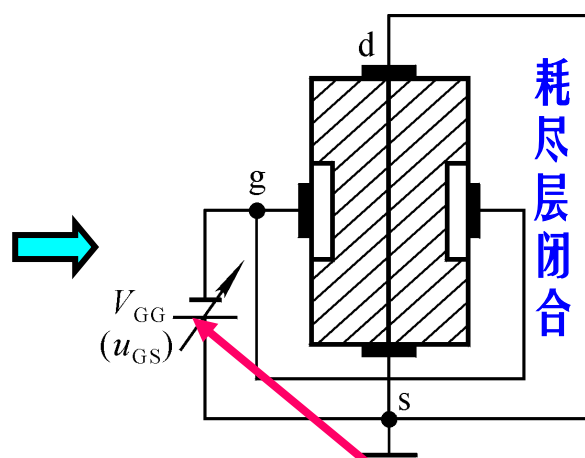


沟道最宽



沟道变窄

导电率逐渐降低



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?





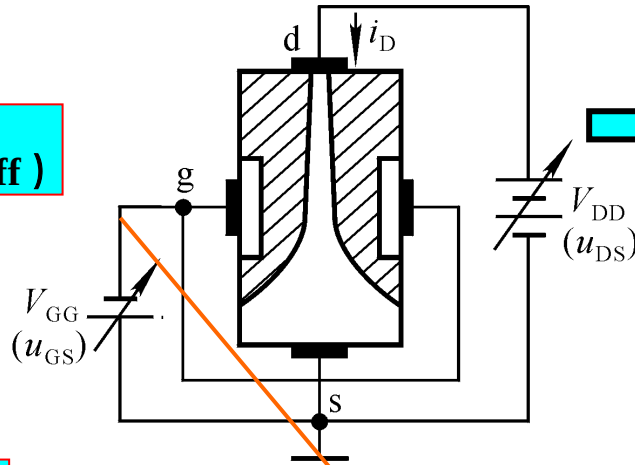
§ 1 漏-源电压 u_{DS} 对漏极电流 i_D 的影响

预设： $U_{GS(off)} < u_{GS} < 0$;

$u_{DS} > 0$

$V_G < V_S < V_D$

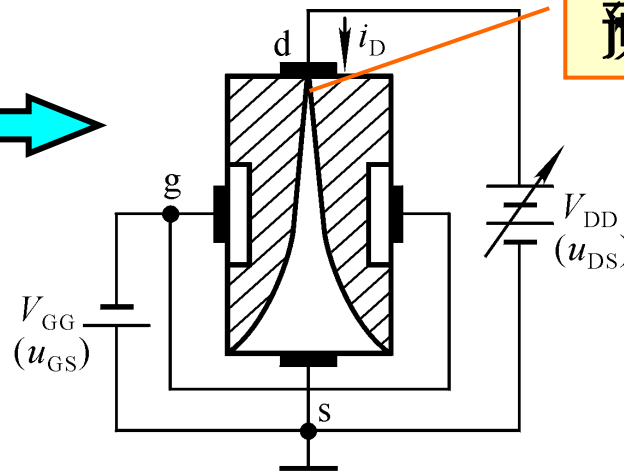
$0 > u_{GD} > U_{GS(off)}$



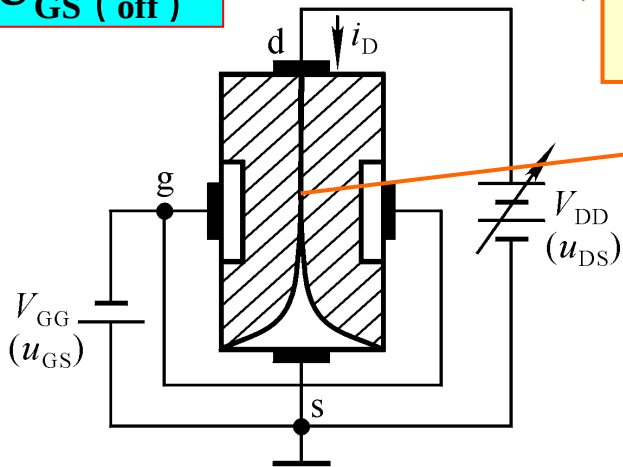
$u_{GD} = U_{GS(off)}$

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?



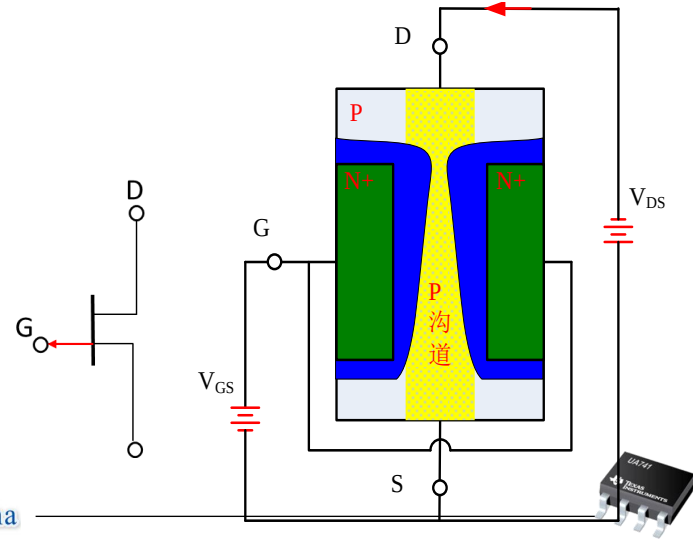
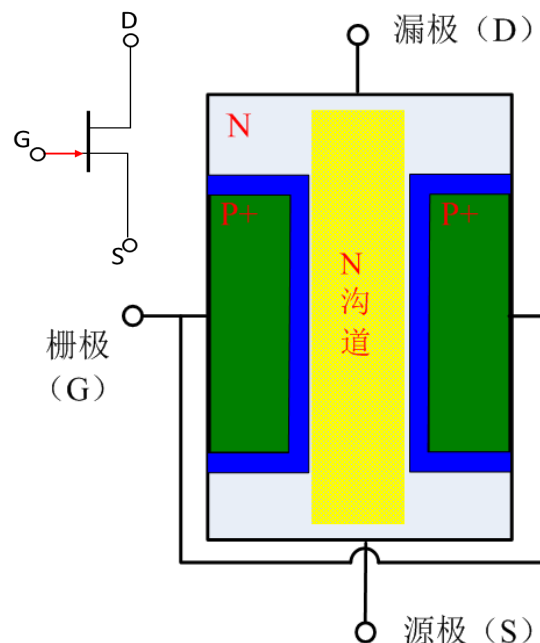


§ 1 工作原理

■ 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：

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



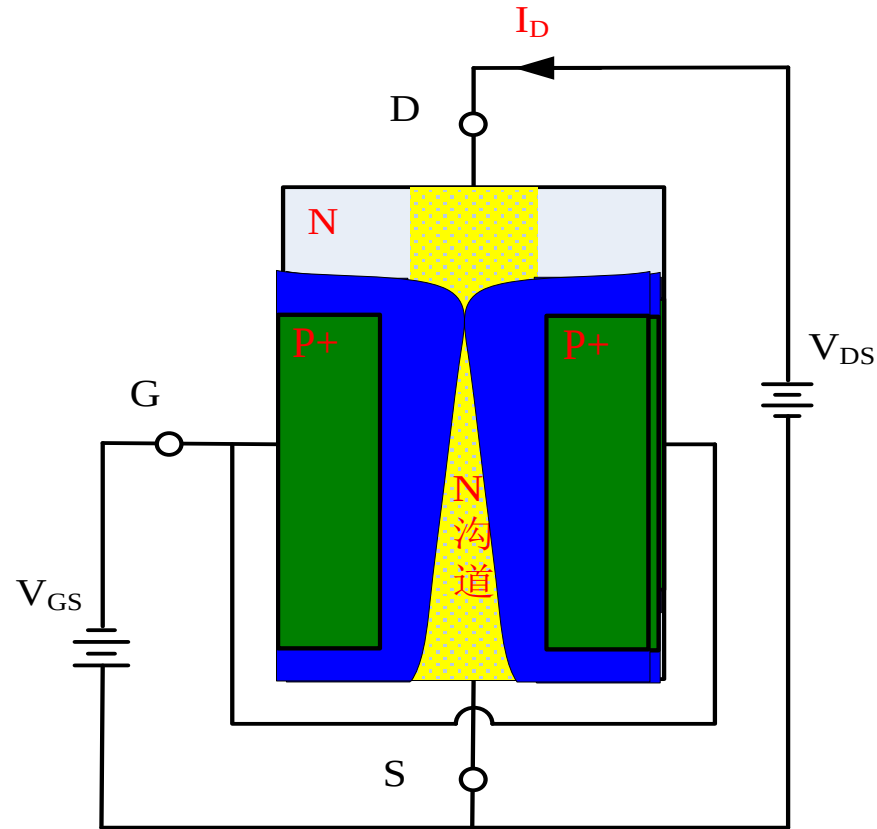
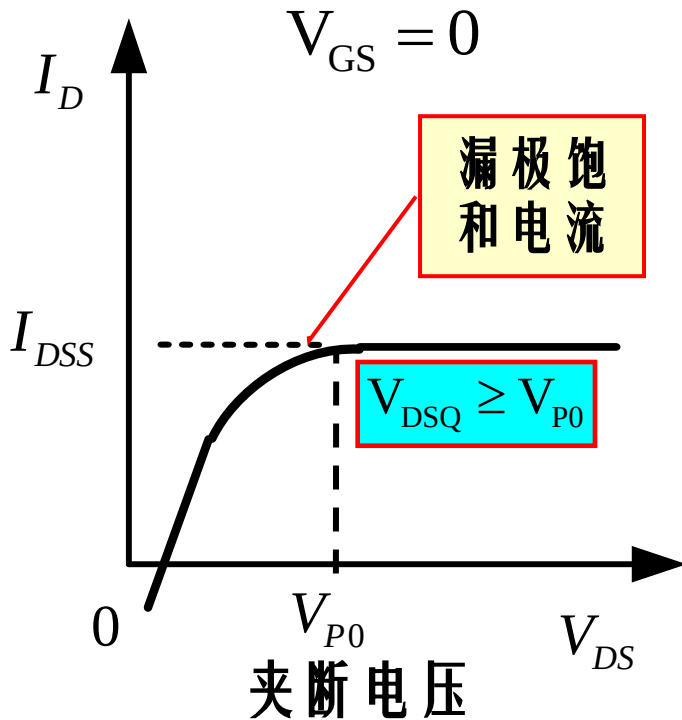


§ 1 输出伏安特性曲线

■ 漏极输出伏安特性

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

➤ 情况-1:

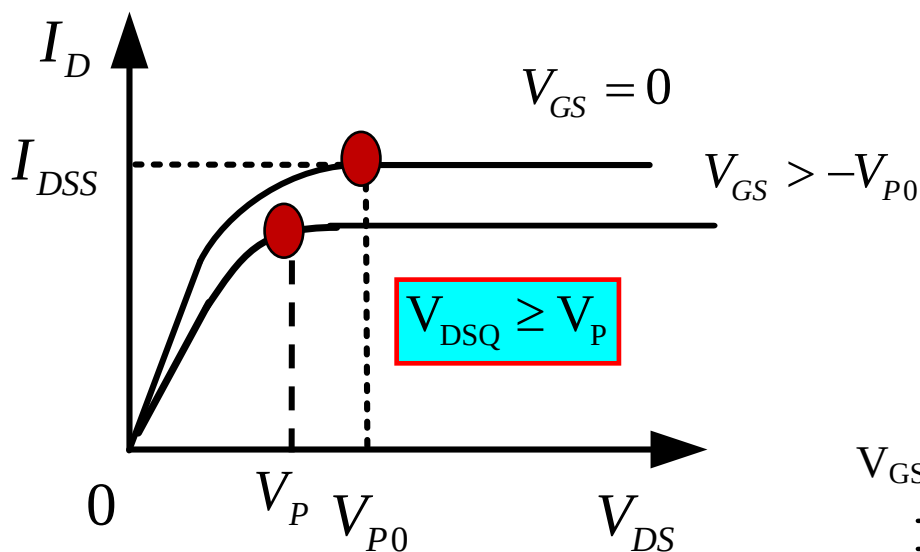




§ 1 输出伏安特性曲线

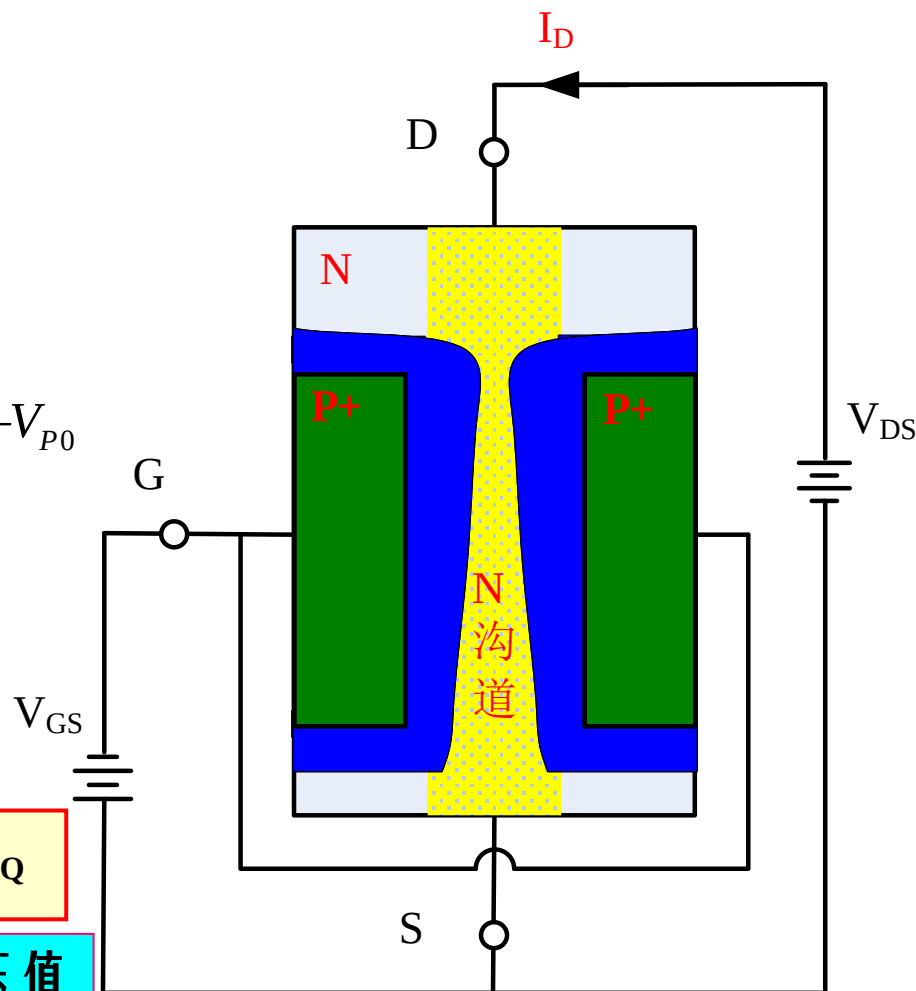
► 情况 -2:

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



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

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。

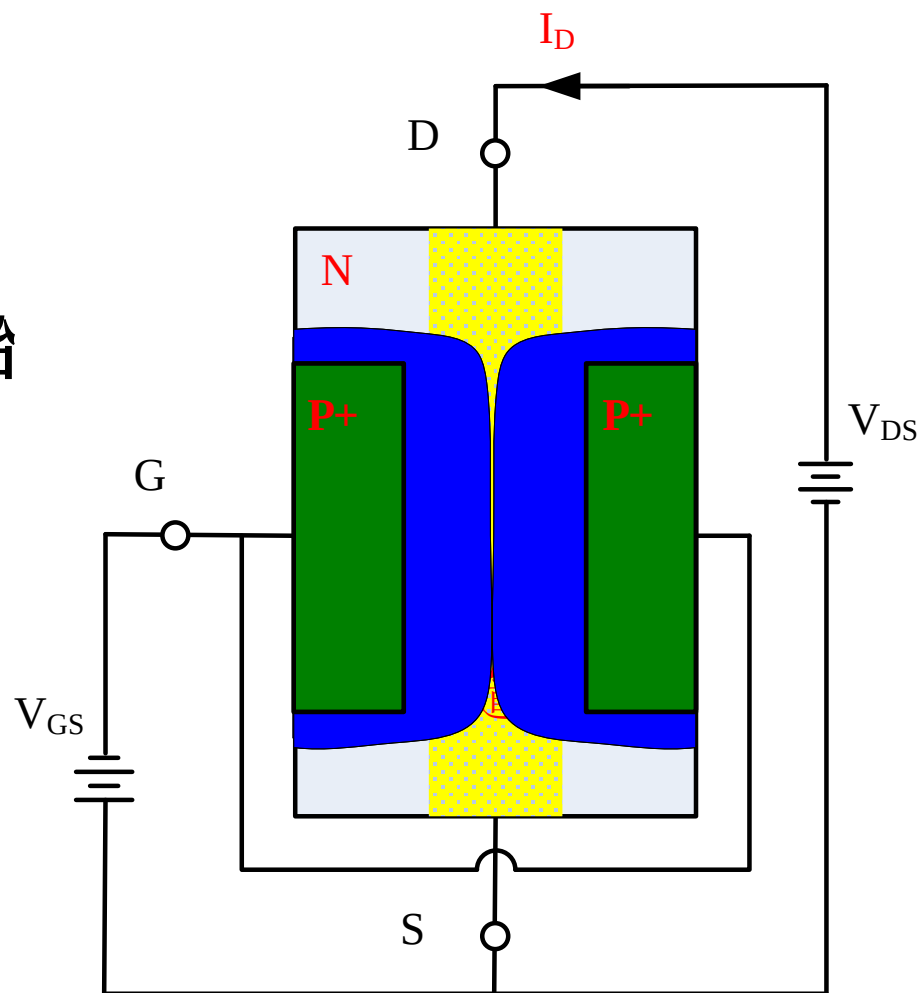




§ 1 输出伏安特性曲线

➤ 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 $I_D = 0$





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

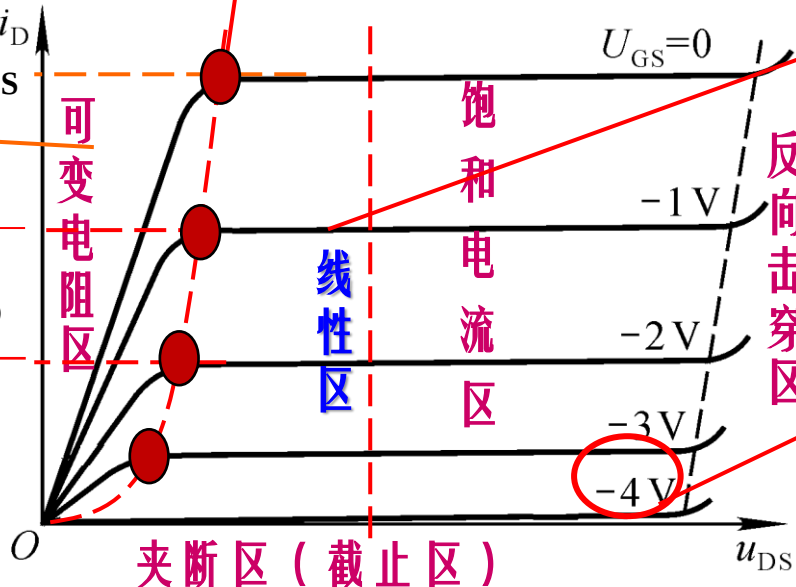
漏极饱和电流 I_{DSS}

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。

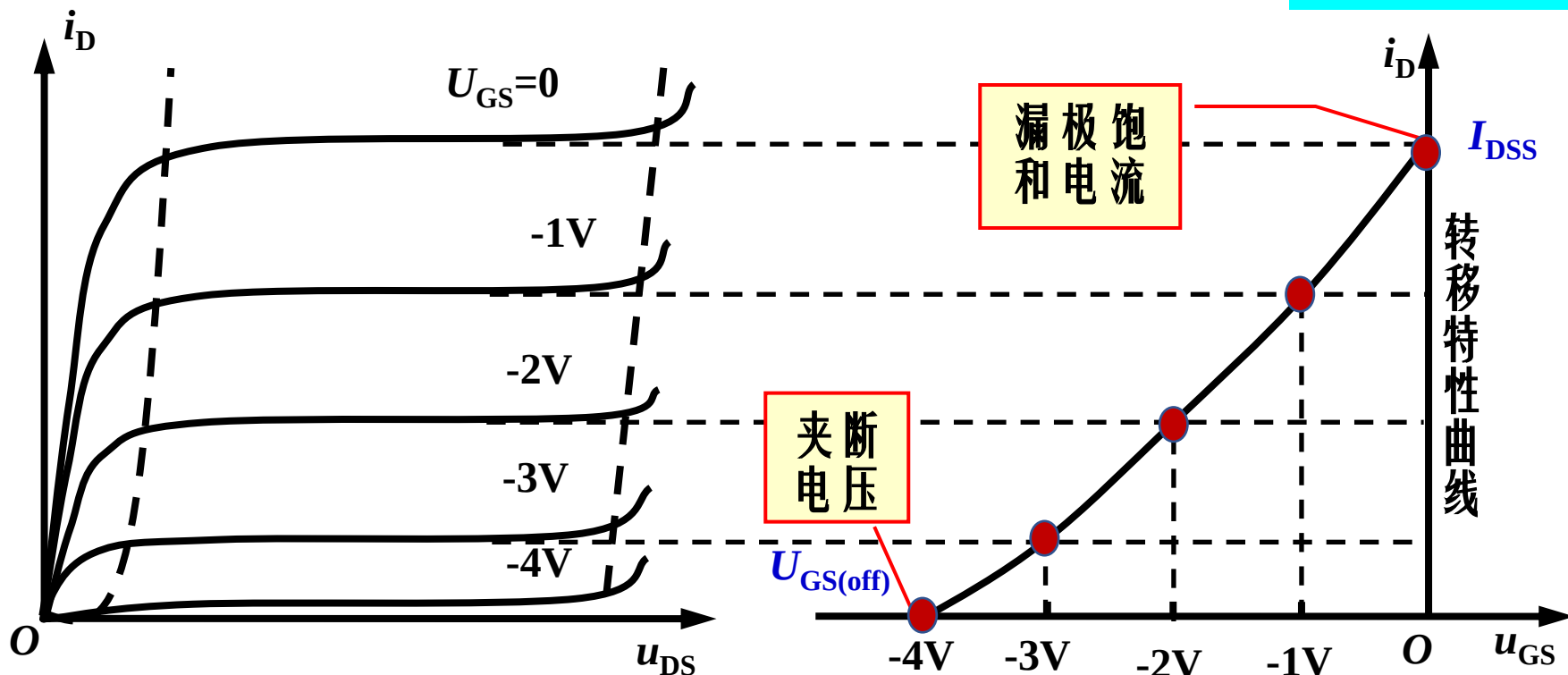
➤ 三个工作区与三种工作状态。





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



➤ 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:

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

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

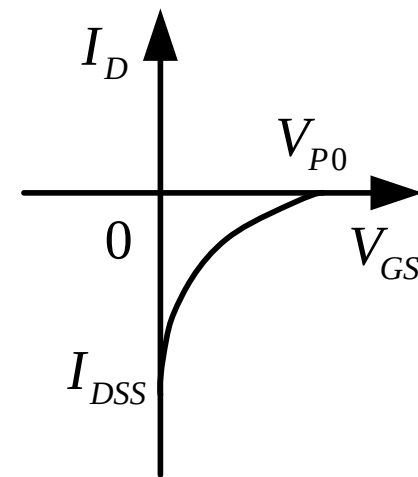
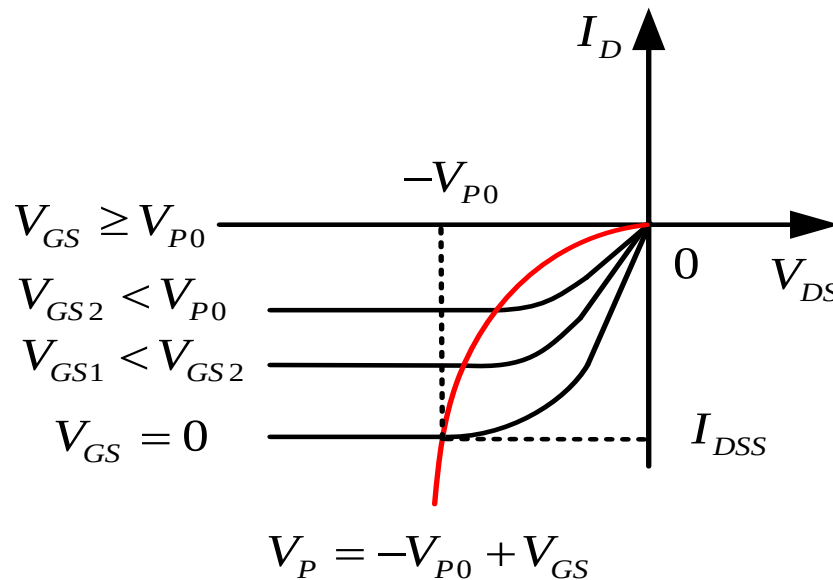
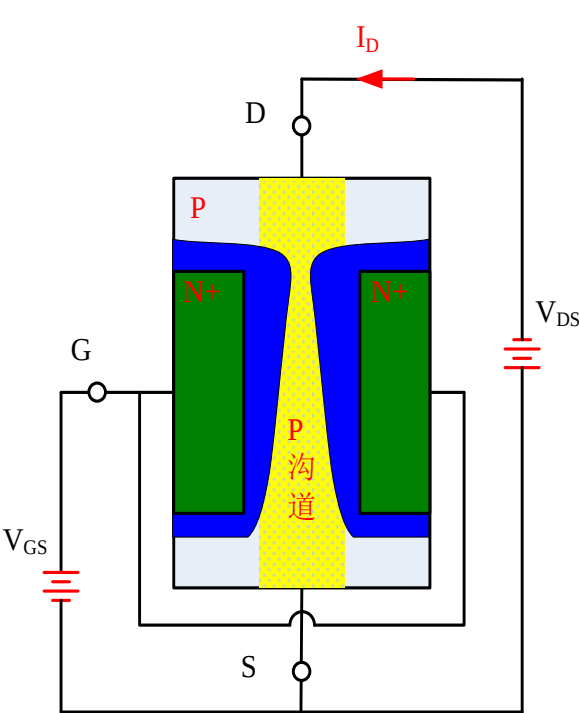
$K = \frac{I_{DSS}}{V_{P0}^2}$



§ 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：

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

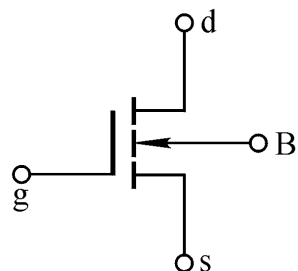
■ P-JFET与N-JFET工作原理相同，区别仅在于栅源控制电压 V_{GS} 以及漏极电流 I_D 均反相。





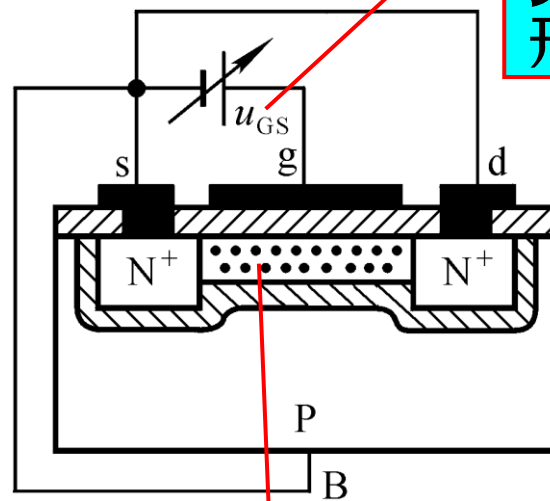
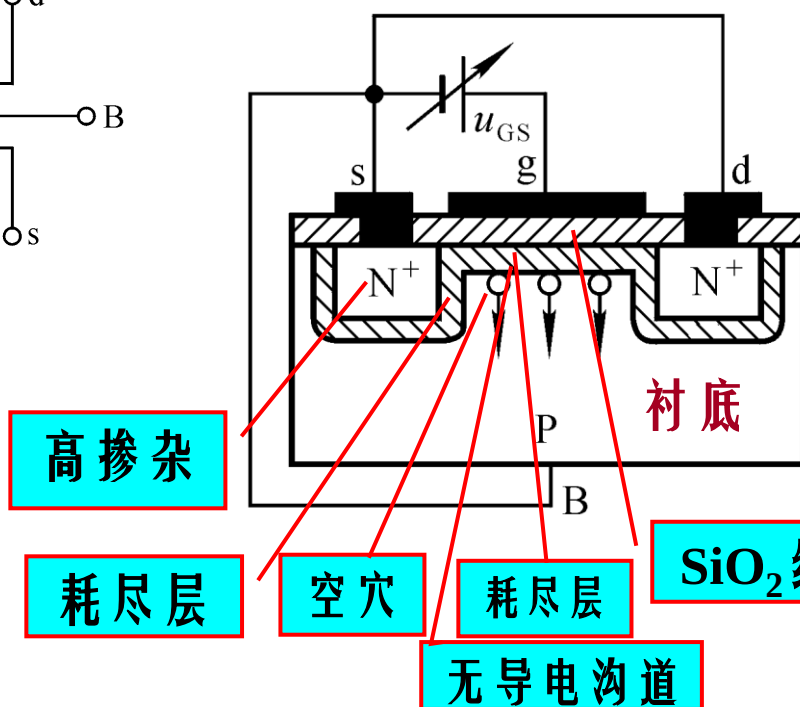
§ 2 绝缘栅型场效应管 (MOSFET)

■ 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;

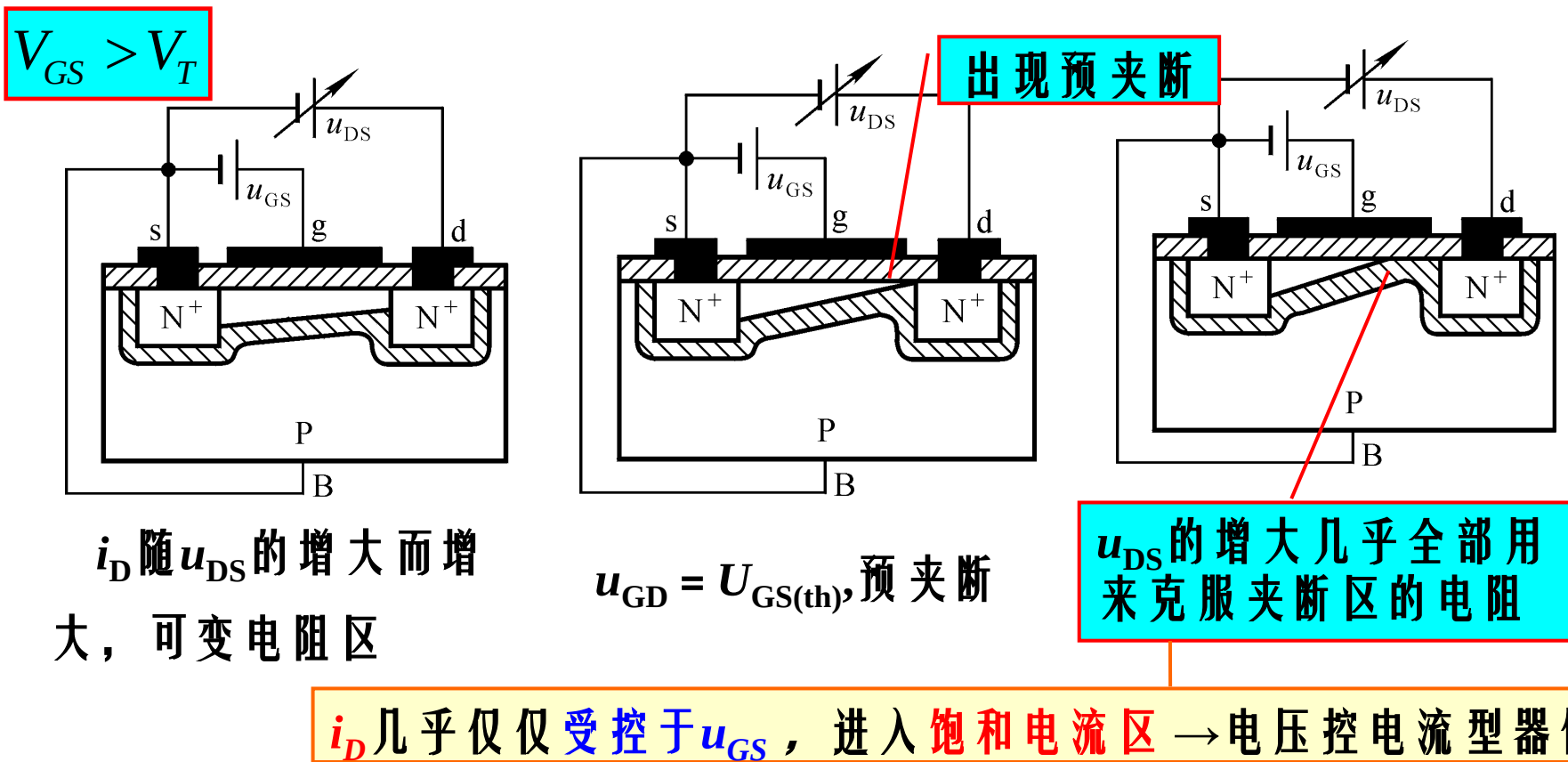
➤ $V_{GS} > V_T$ 反型层将两个N区相接时, 形成导电沟道

N-EMOS 正常工作的前提条件





§ 2 增强型MOS管 u_{DS} 对 i_D 的影响



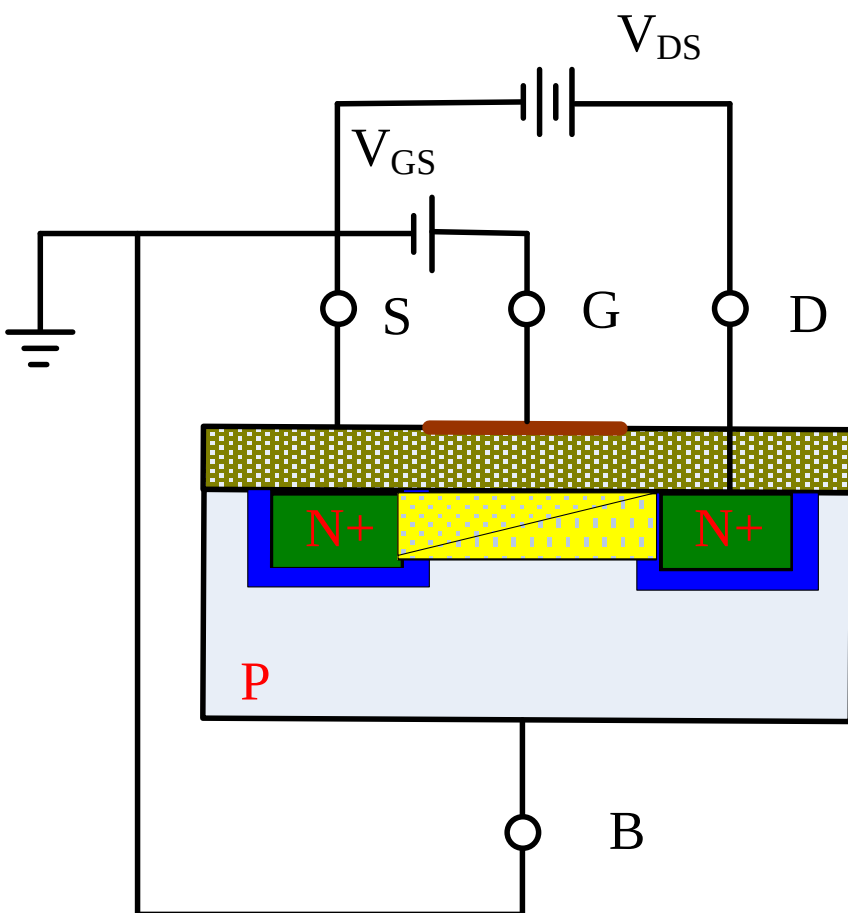
用场效应管组成放大电路时应使之工作在饱和区。N沟道增强型MOS管工作在饱和电流区的条件是什么？



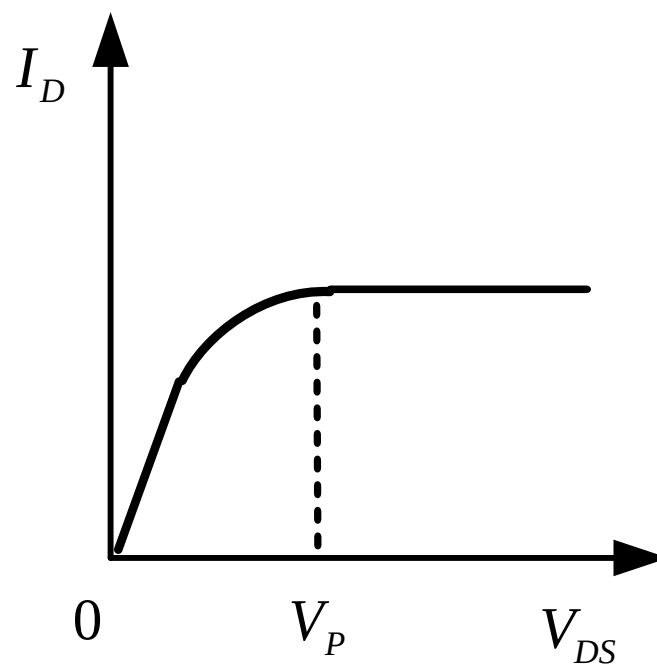


§ 2 输出特性

■ 漏极伏安特性



➤ 预夹断电压 V_P



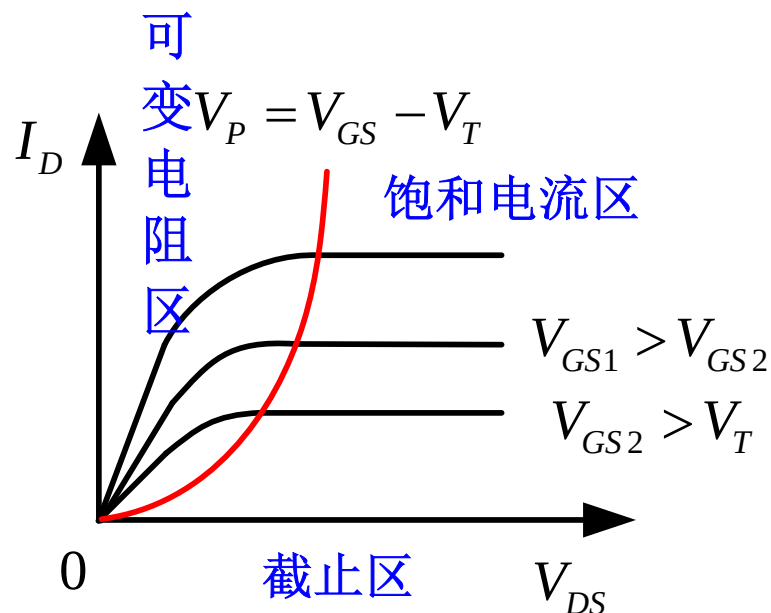
$$V_P = V_{GS} - V_T$$





§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



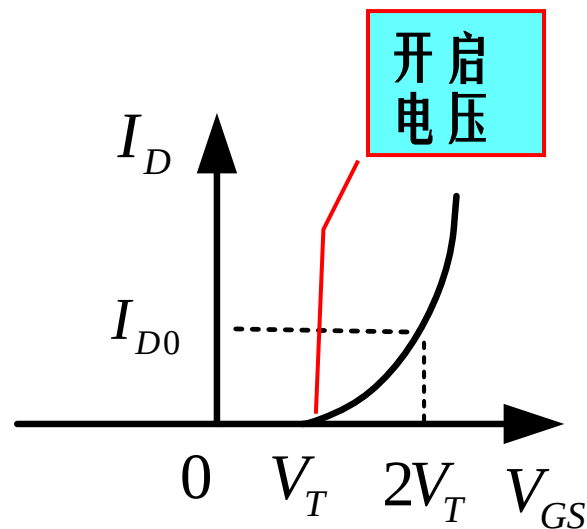


§2 转移特性

■ 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

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

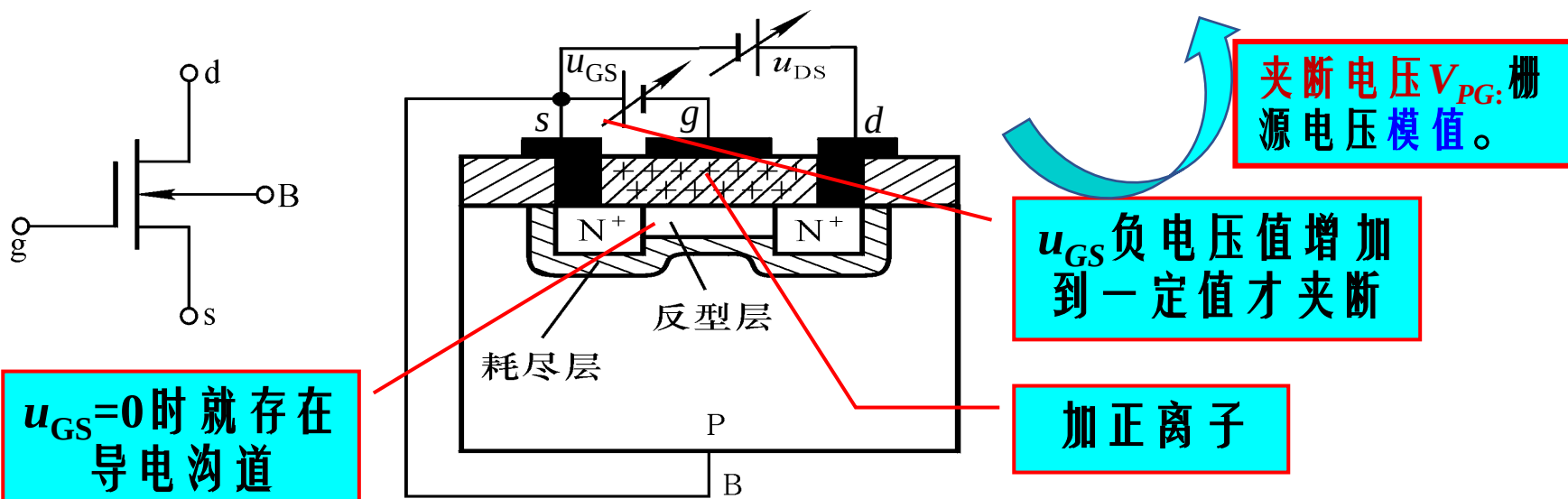
参数

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





§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

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





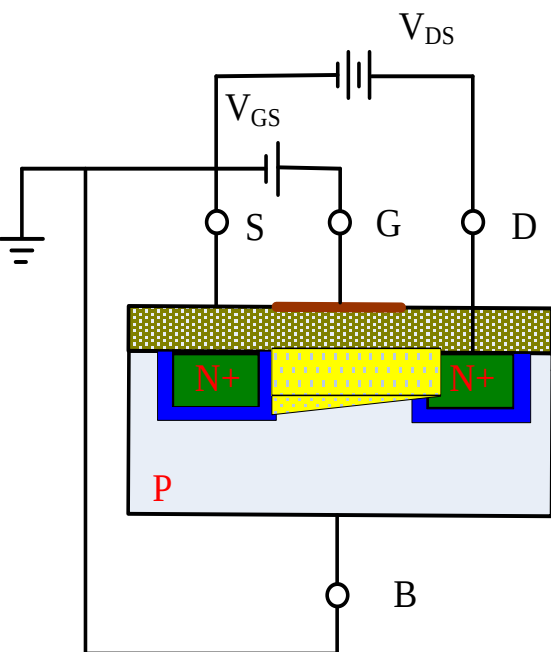
§2 耗尽型MOSFET

■ 漏极输出伏安特性与转移特性：

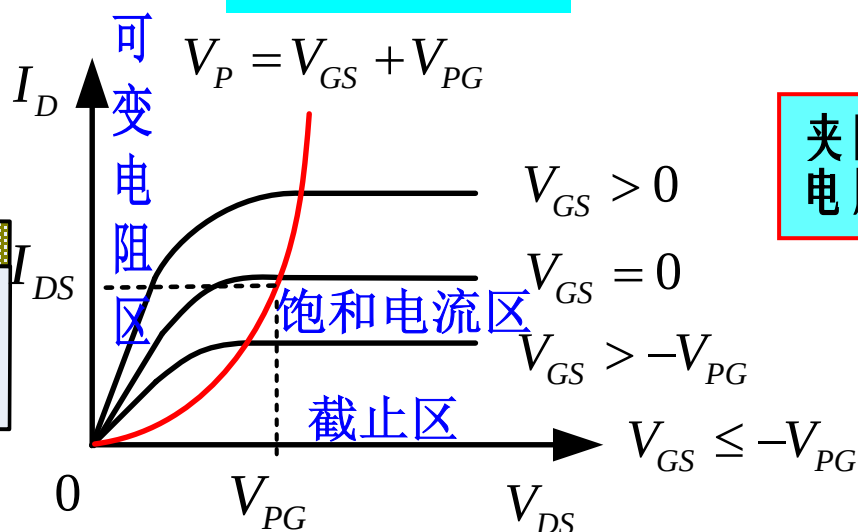
转移特性

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

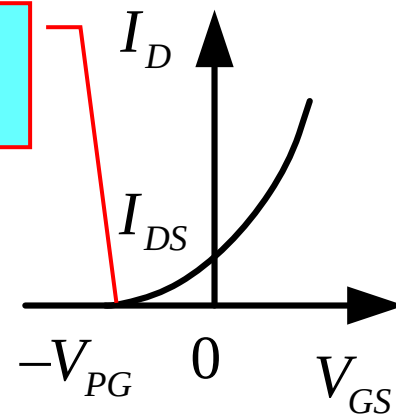
$$\Rightarrow I_D = f(V_{GS}) \Big|_{V_{DS} \geq V_P}$$



预夹断电压 V_P



夹断电压



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

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

截止区： $V_{GS} \leq -V_{PG}$

➤ 饱和电流区，电流方程

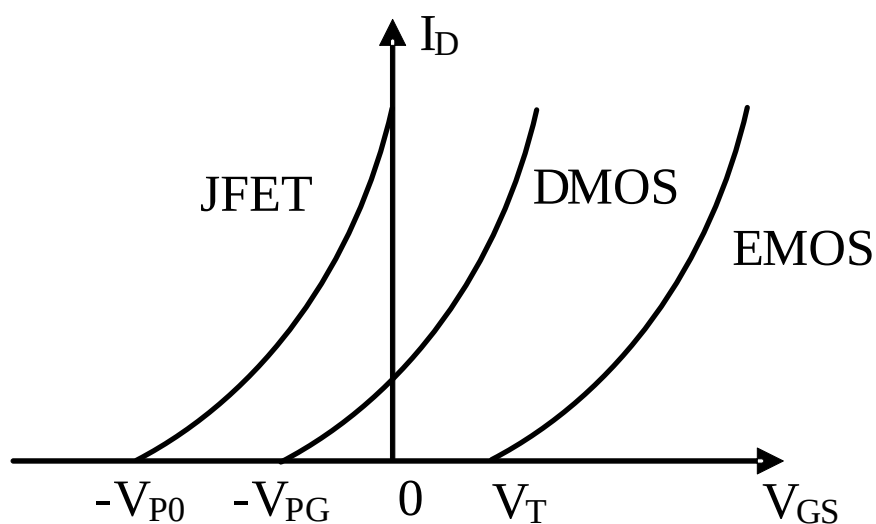
$$\Rightarrow I_D = I_{DS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{PG}} \right)^2$$



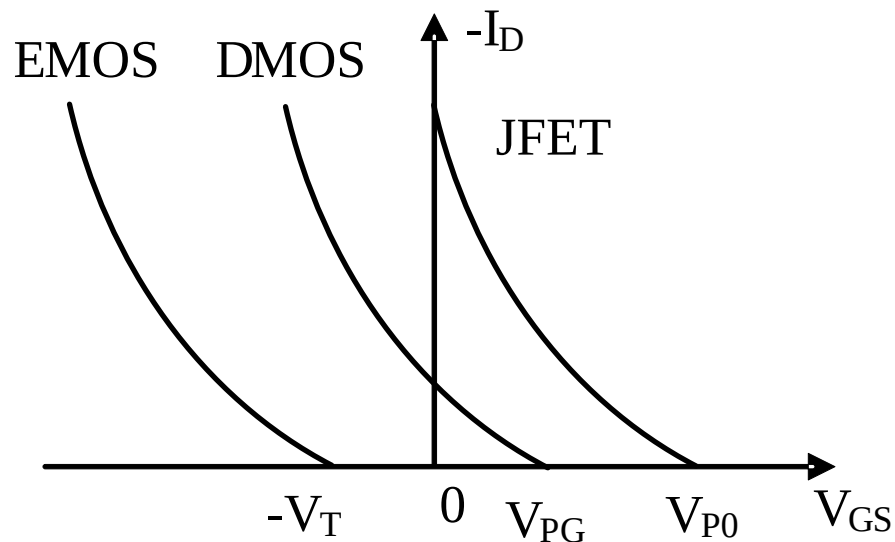


§ 2 场效应管比较

■ 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

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

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

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





§ 2 场效应管比较

■ JFET、EMOS与DMOS对比

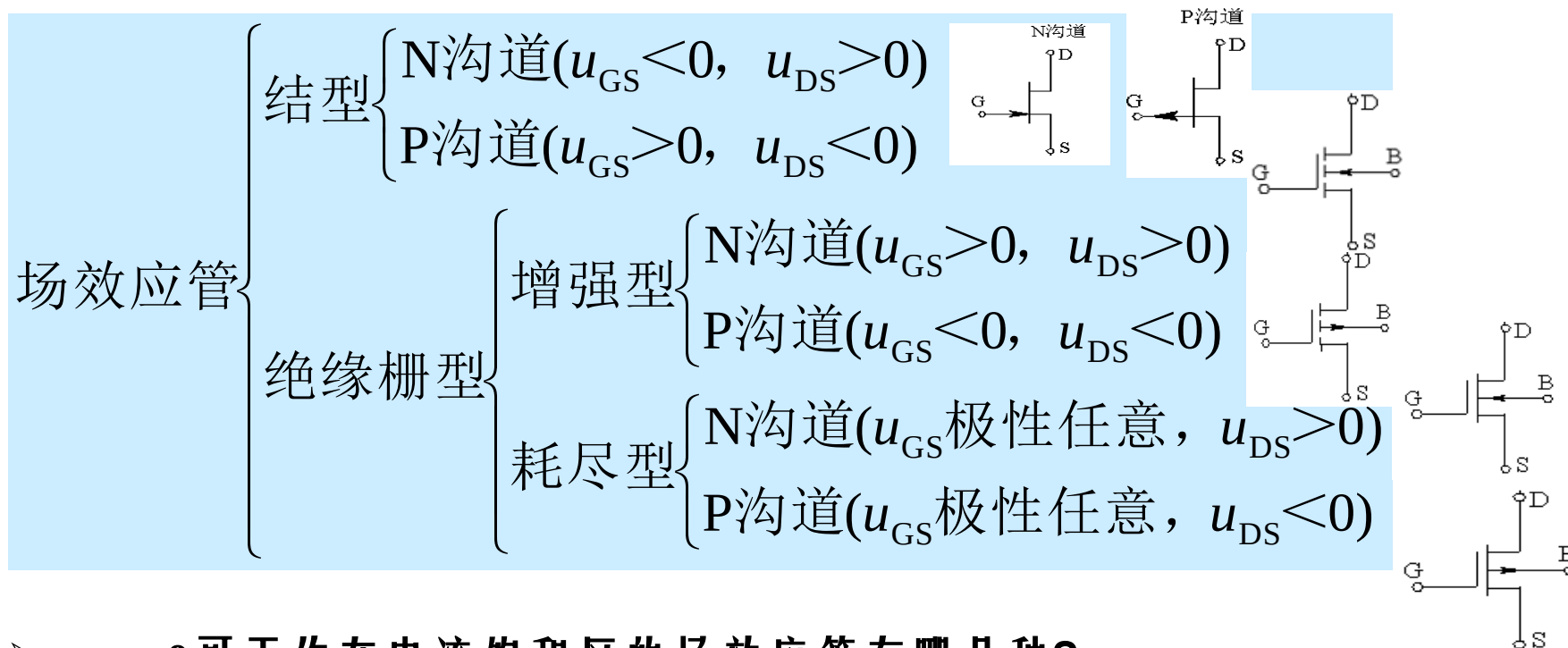
- 相同点：各器件工作原理与伏安特性曲线形态相似
- 不同点：
 - ✓ 导电沟道形成机制各不相同
 - ✓ 器件参数各不相同
 - ✓ 偏置要求（工作前提条件）各不相同
- 对N/P型器件而言，两者的栅源控制电压 V_{GS} 反相，漏极电流 I_D 反相；





§ 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？





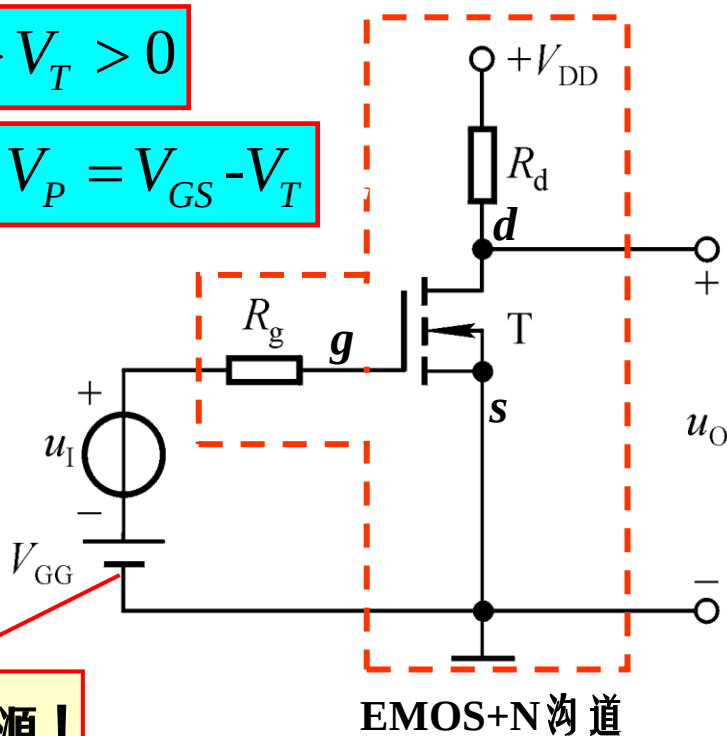
§3 直流偏置电路

(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:

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

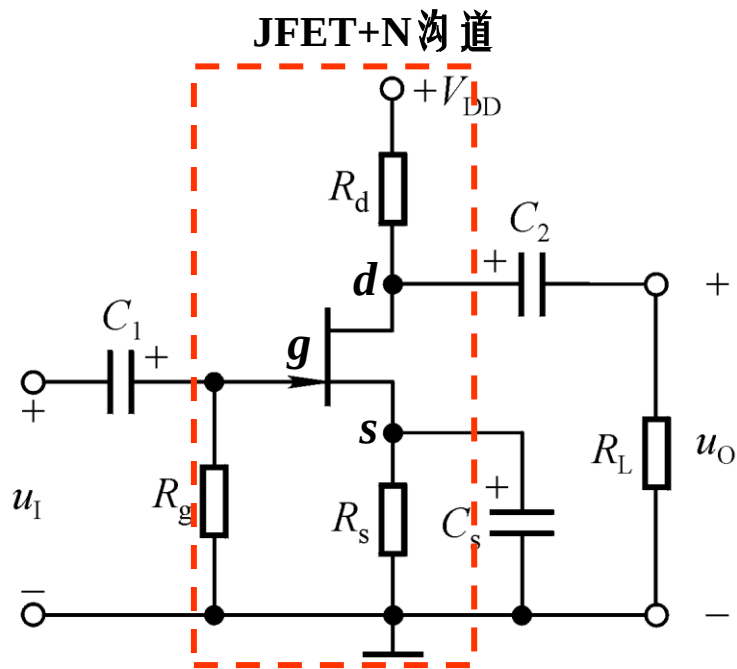
$$I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{V_{GG}}{V_T} - 1 \right)^2$$

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





(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

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

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

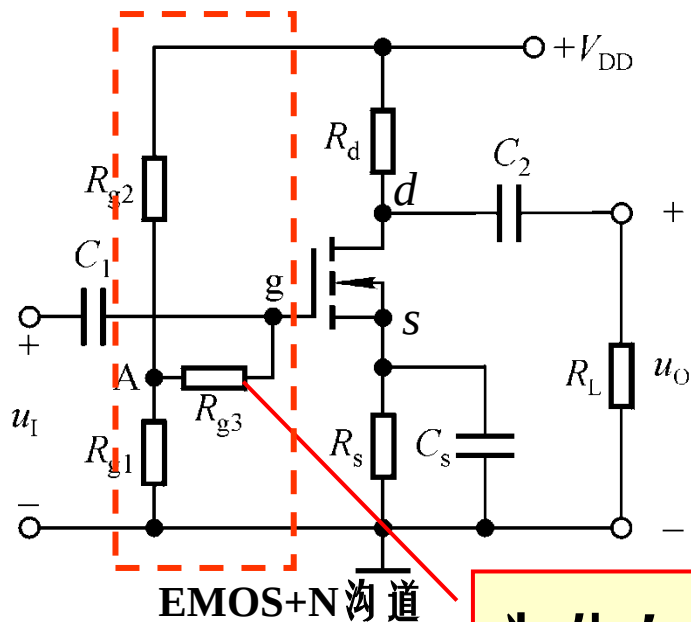
哪种场效应管能够采用这种电路形式设置Q点？





(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

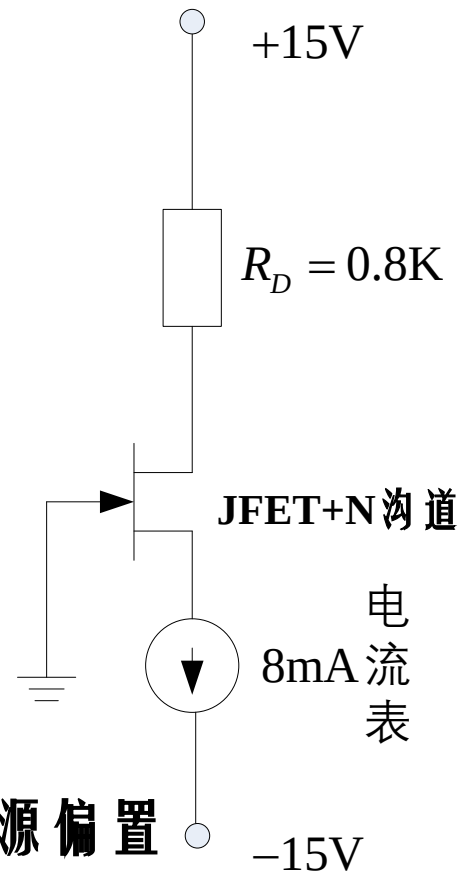
已知 $N-JFET$ 夹断电压 $V_{P0} = 3.5V$ ， $I_{DSS} = 18mA$ ，求 V_{GS} 及 V_{DS} 。

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





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 .

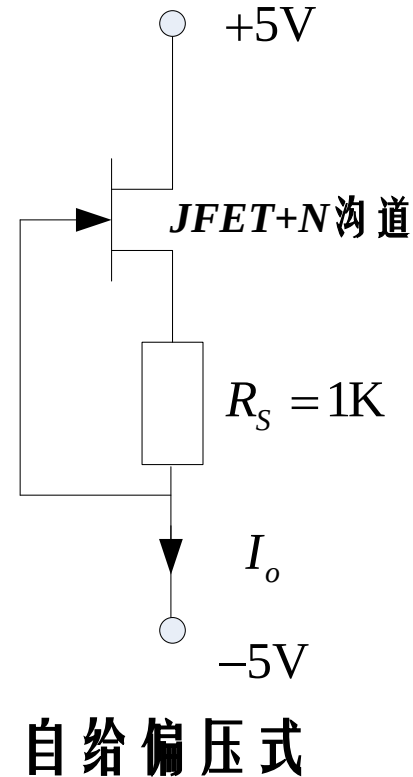
解：假设JFET工作于饱和区，则由

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

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

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

$\rightarrow$ 假设成立



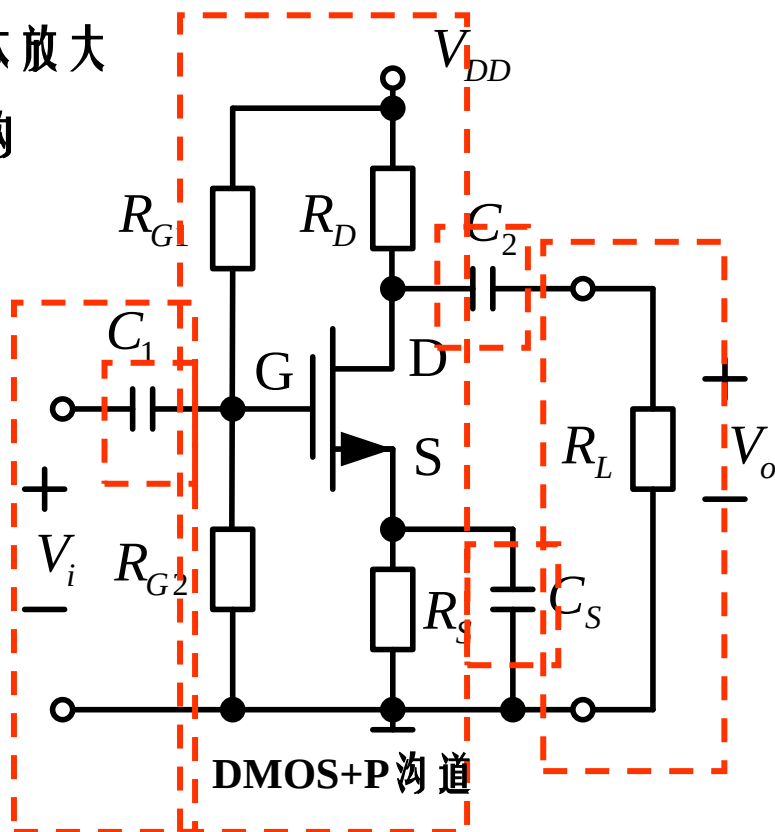


§ 4 场效应管的交流分析

■ 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

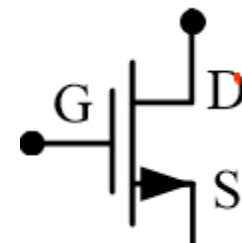
耦合电容

旁路电容



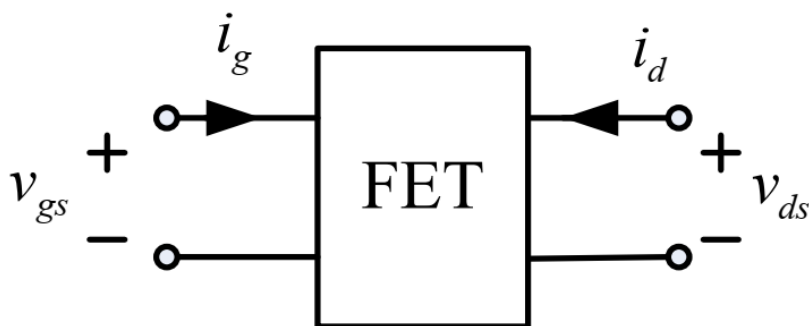


§ 4 低频交流小信号模型



基本思路

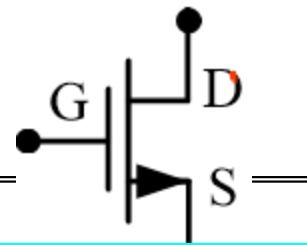
- 将FET看作双端口网络，利用端口网络的Y参数方程来描述FET，求解模型参数



$$\begin{cases} i_g = f(v_{gs}, v_{ds}) \\ i_d = f(v_{gs}, v_{ds}) \end{cases}$$



§ 4 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

r_{ds} 交流输出阻抗
反映输出特性曲线上翘程度-几百K欧

g_m : 跨导

g_{ds} : 交流输出导纳

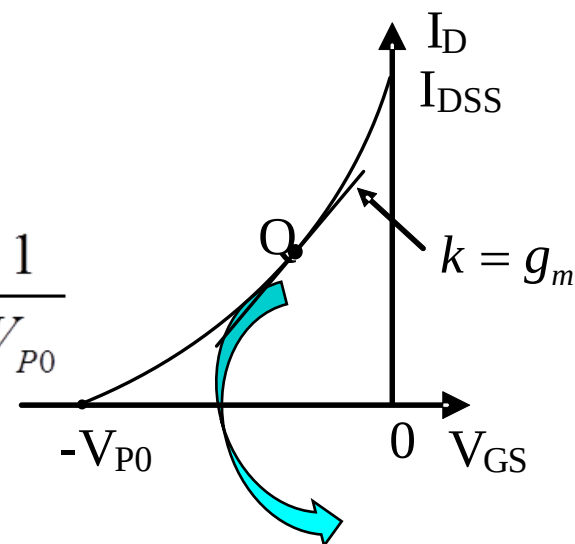
➤ 不同类型FET只要它们都偏置在饱和电流区，在交流小信号激励下，其交流小信号模型相同，区别仅在于模型参数与具体器件参数相关。



§ 4 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

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

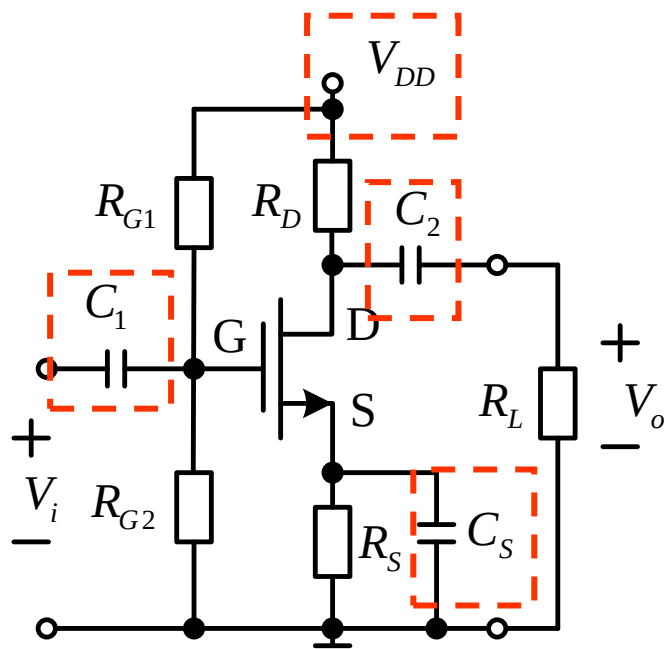
➤ 对于FET基本放大电路，必须先做直流分析，再做交流分析



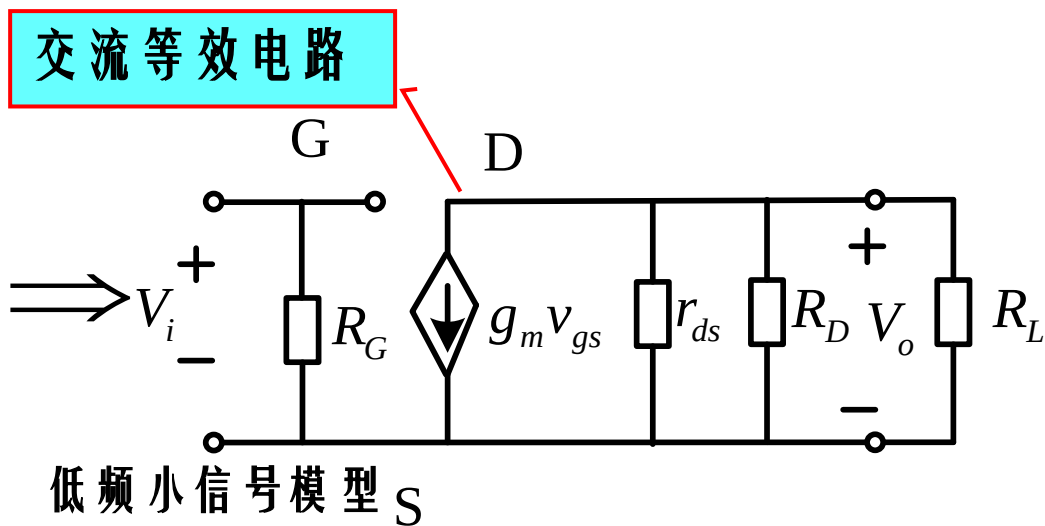
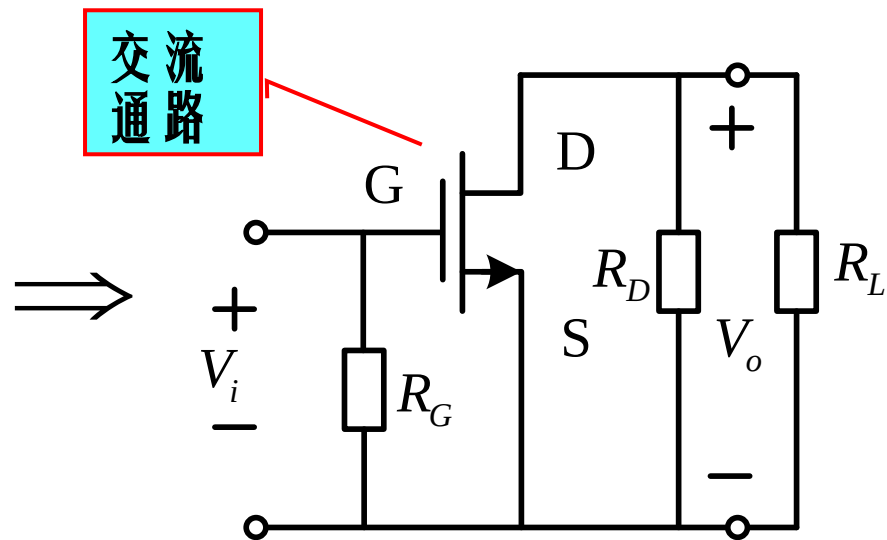


§ 5 三种组态放大电路的中频分析

■ 1. 共源CS组态放大器



分压式直流偏置电路



低频小信号模型S



1. 共源CS放大器

■ 中频电压增益

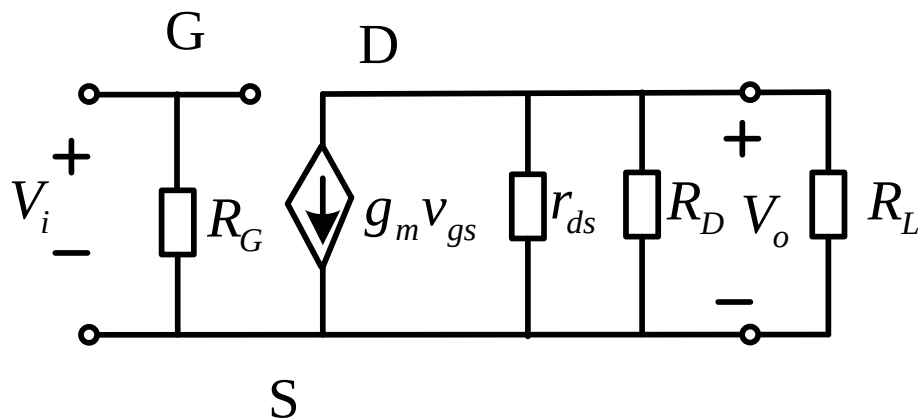
$$V_o = -g_m v_{gs} (r_{ds} || R_D || R_L)$$

$$V_i = v_{gs}$$

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

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。

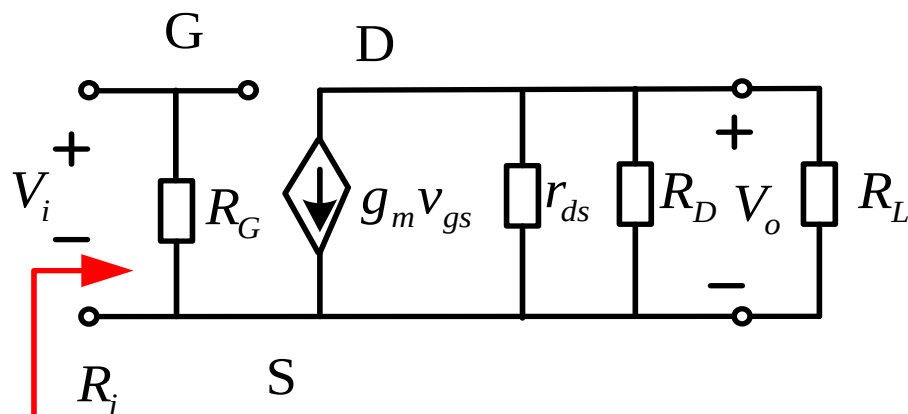




1. 共源CS放大器

■ 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

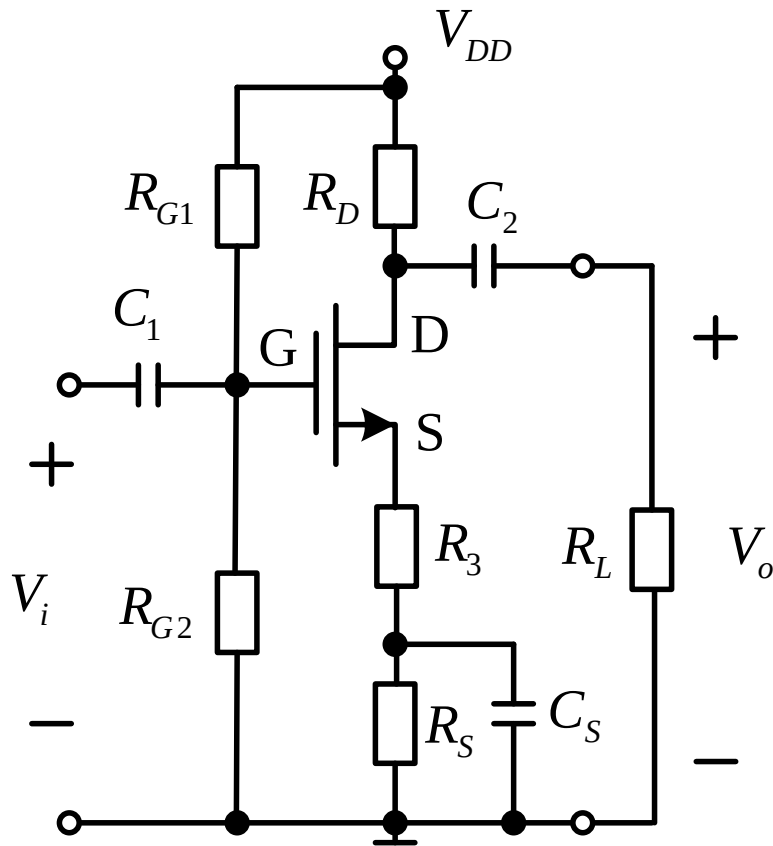
$$A_{Vs} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s}$$



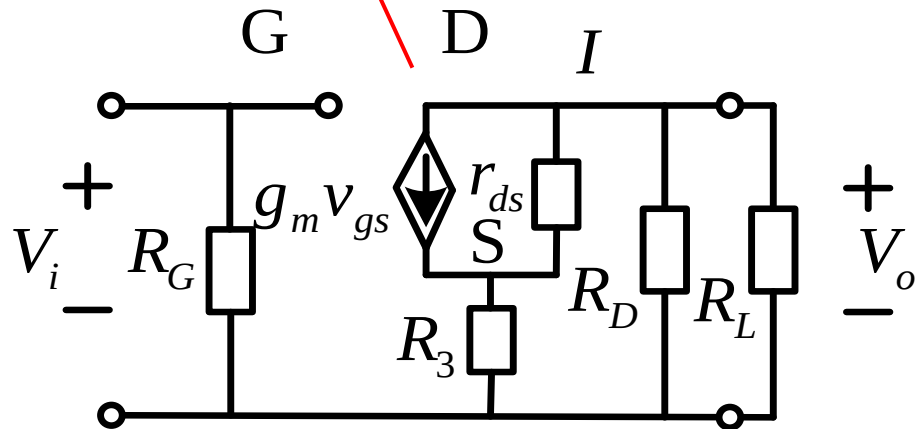
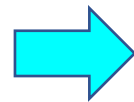


1. 共源 $CS+R_S$ 放大器

■ 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

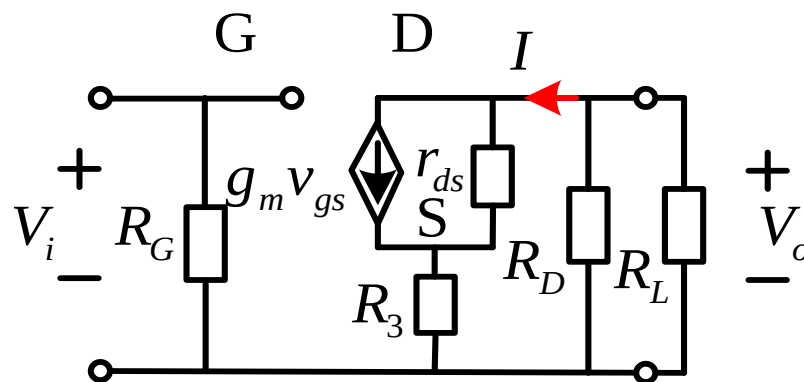
$$V_o = -I(R_D || R_L)$$

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

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

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

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



➤ 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

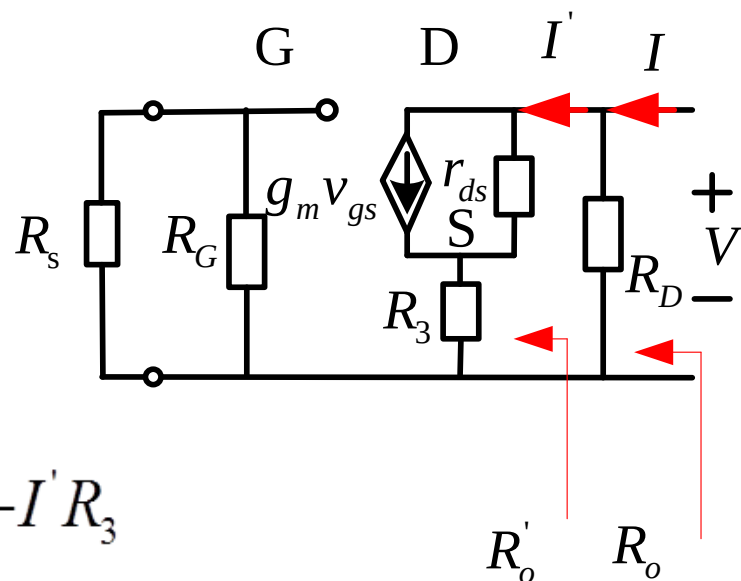
$$R_i = R_G = R_{G1} || R_{G2}$$

■ 输出阻抗

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

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

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



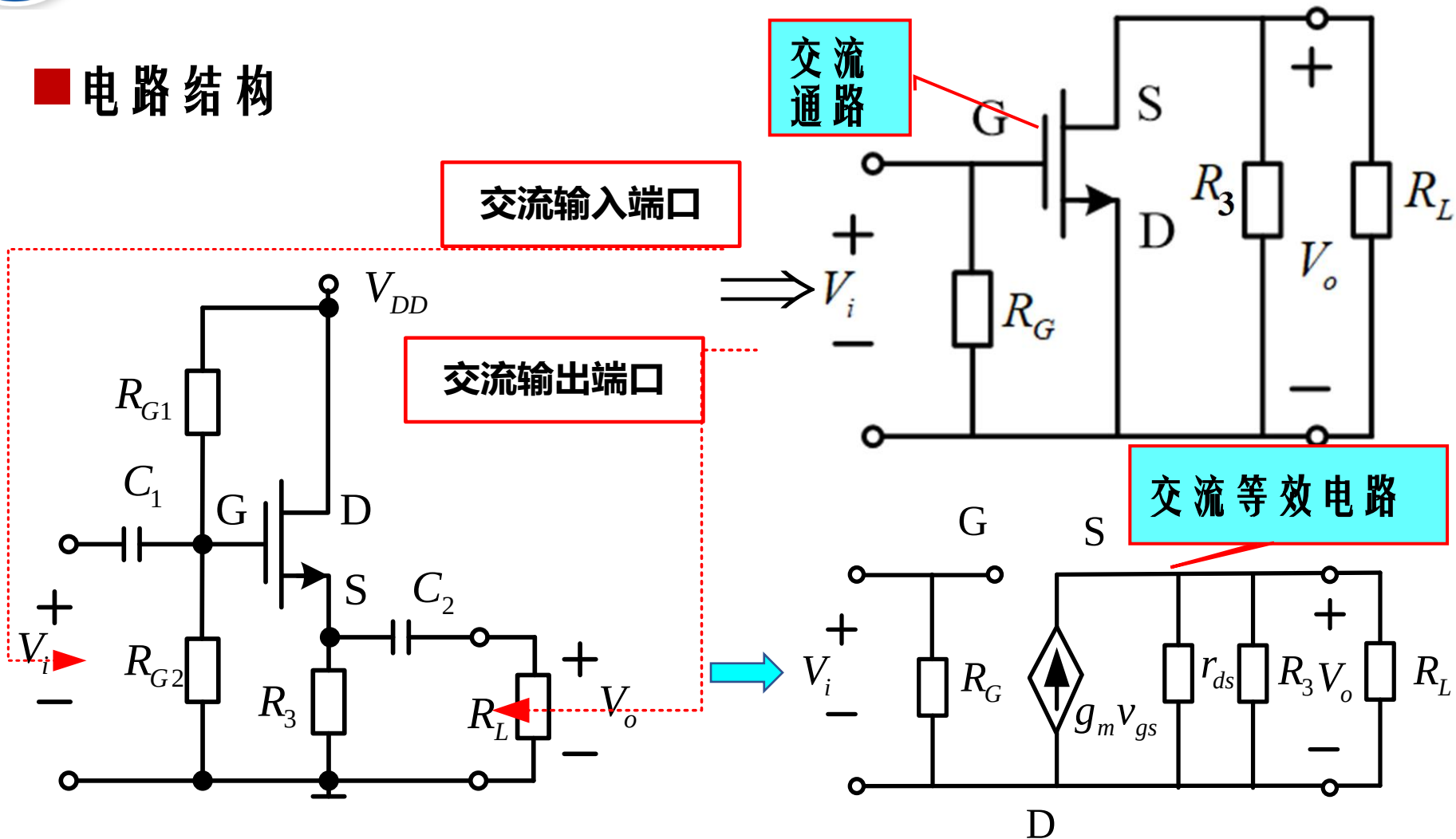
➤ R_3 进一步降低了 r_{ds} 对输出阻抗的影响





2. 共漏CD放大器

■ 电路结构





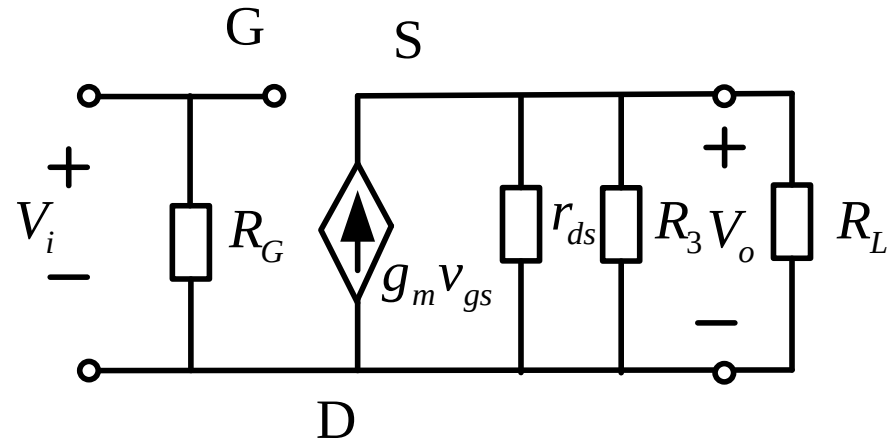
2. 共漏CD放大器

■ 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

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

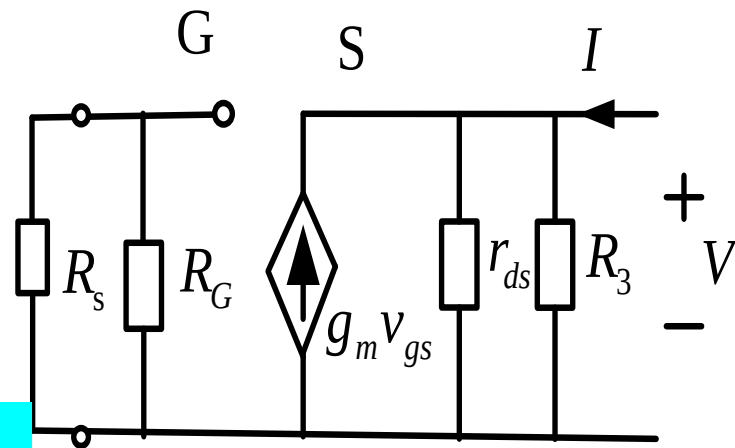
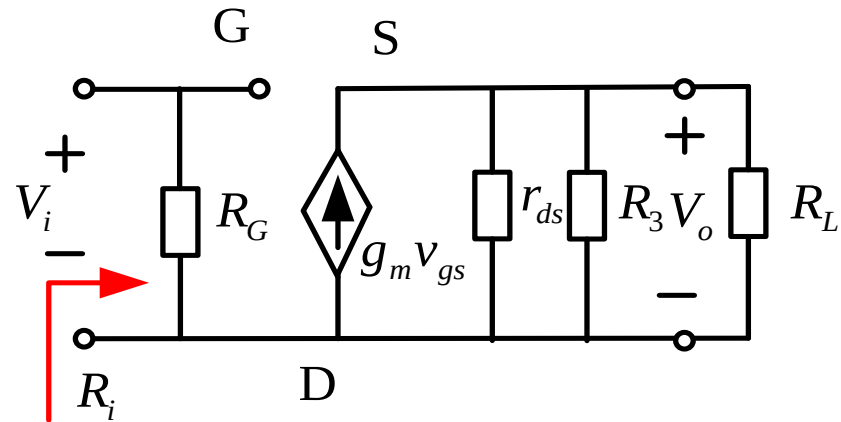
■ 输出阻抗

$$v_{gs} = -V$$

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

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

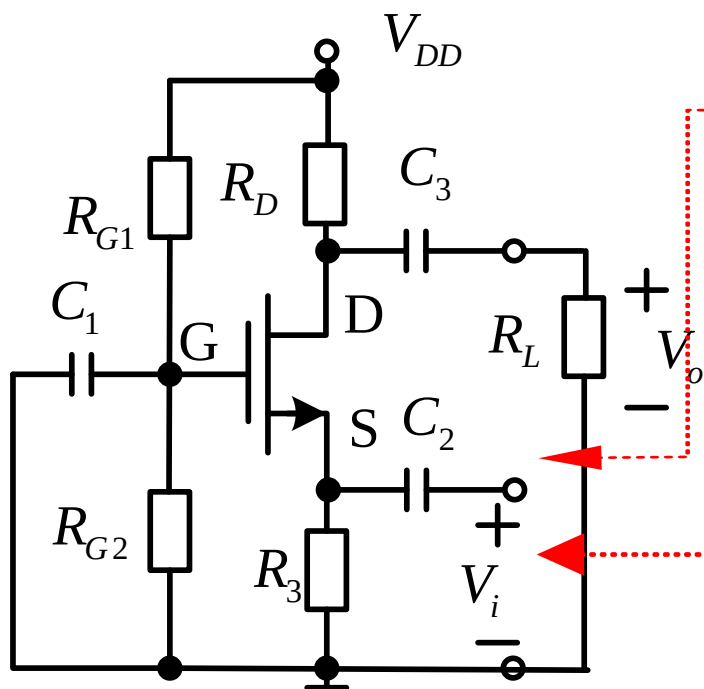
CD放大器具有高输入 R_i 、较低输出 R_o ；





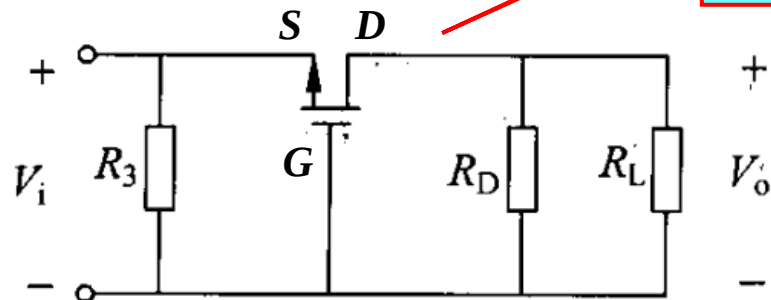
3. 共栅CG放大器

■ 电路结构



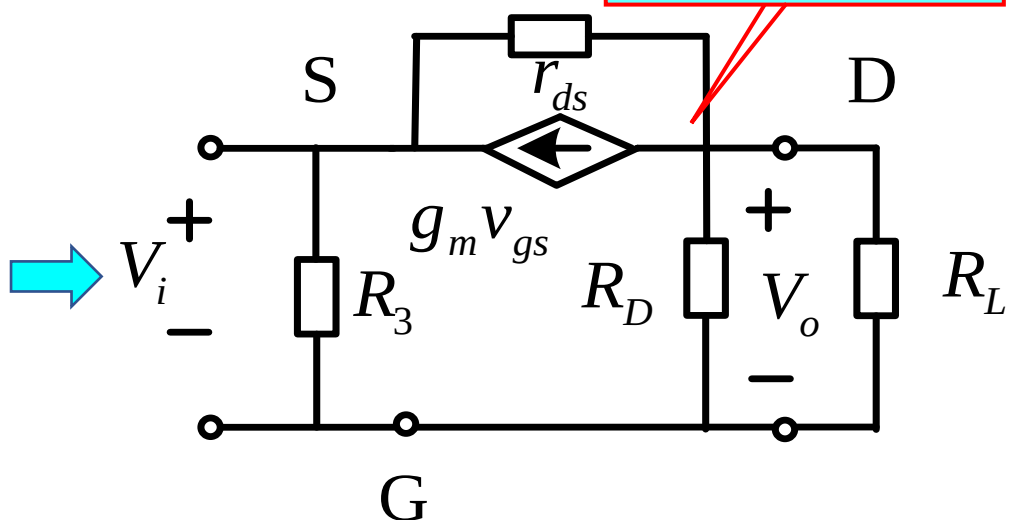
交流输入端口

交流输出端口



交流通路

交流等效电路





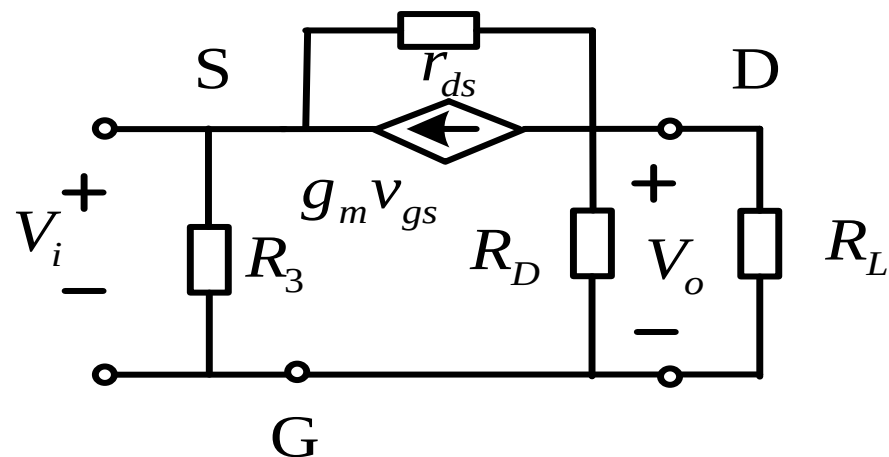
3. 共栅CG放大器

■ 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

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

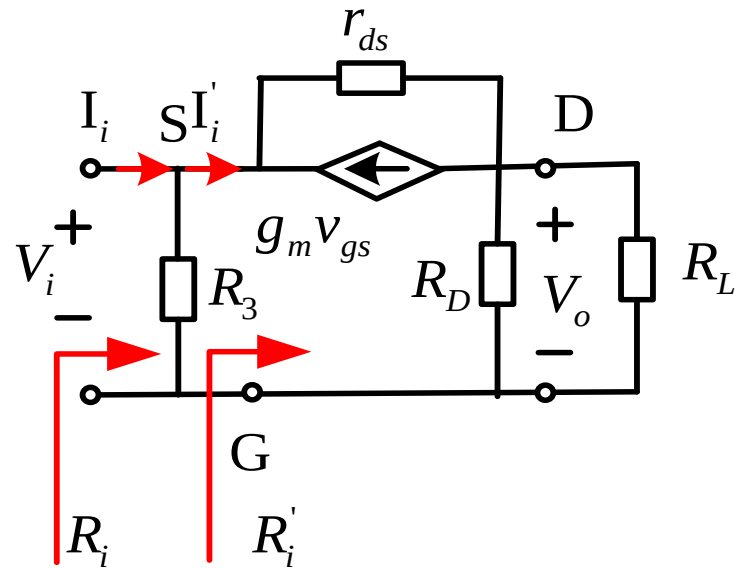
$$v_{gs} = -V_i$$

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

$$\begin{aligned} R_L' &\ll r_{ds} \\ \frac{1}{r_{ds}} &\ll g_m \end{aligned}$$

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

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



➤ 共栅放大器具有比共源放大器低得多的输入阻抗。





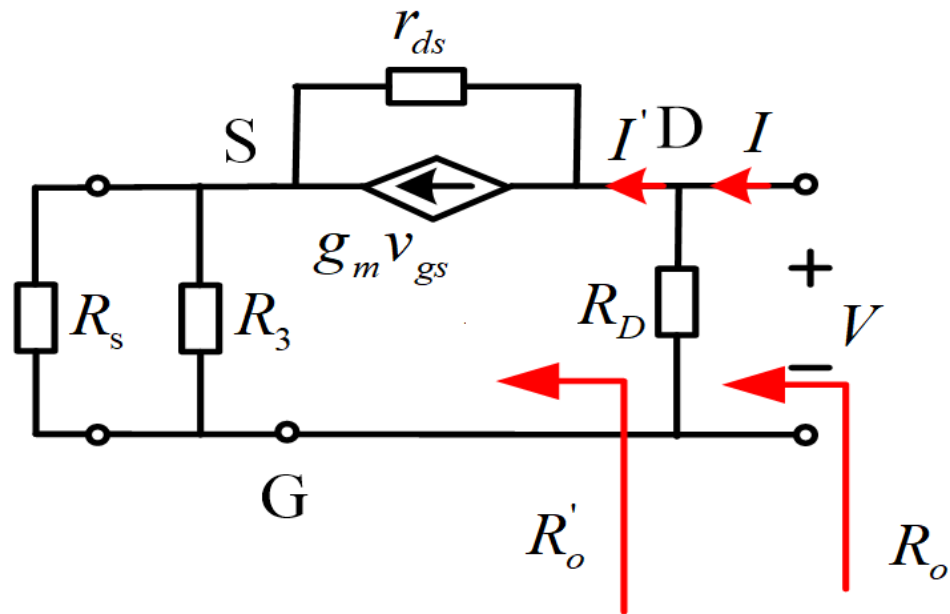
3. 共栅CG放大器

■ 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

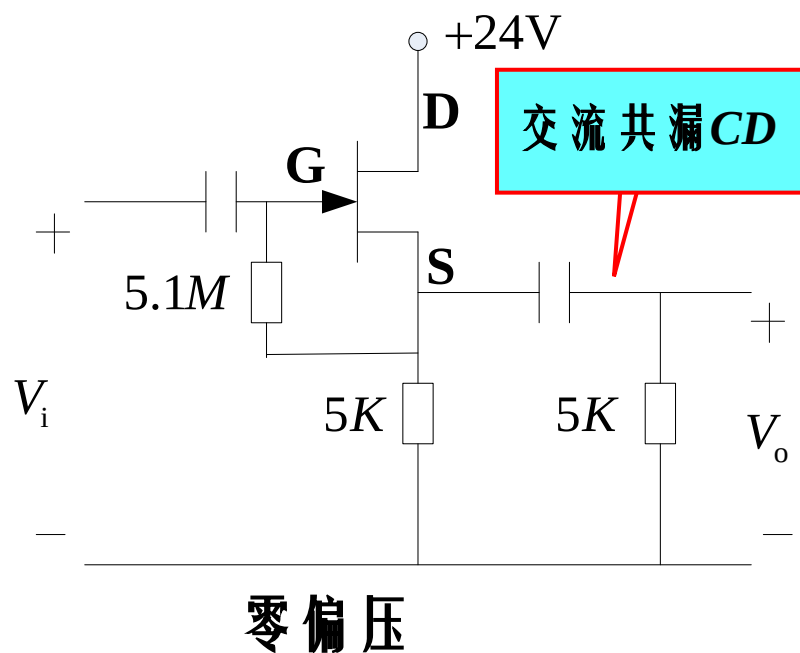
已知 $N-JFET$ 处于饱和态, $I_{DSS} = 2mA$, $V_{p0} = 1.5V$, $r_{ds} = 20K\Omega$, 求 I_{DQ} 及 A_v, R_i 。

解：依题意，有

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

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

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





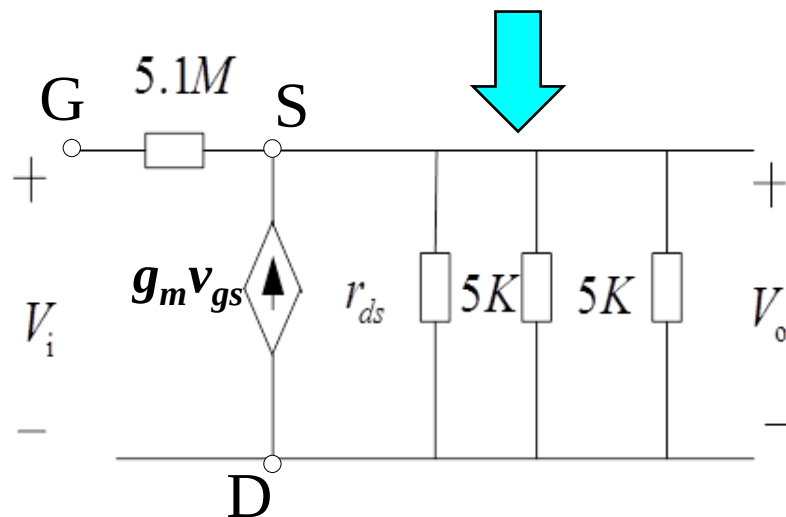
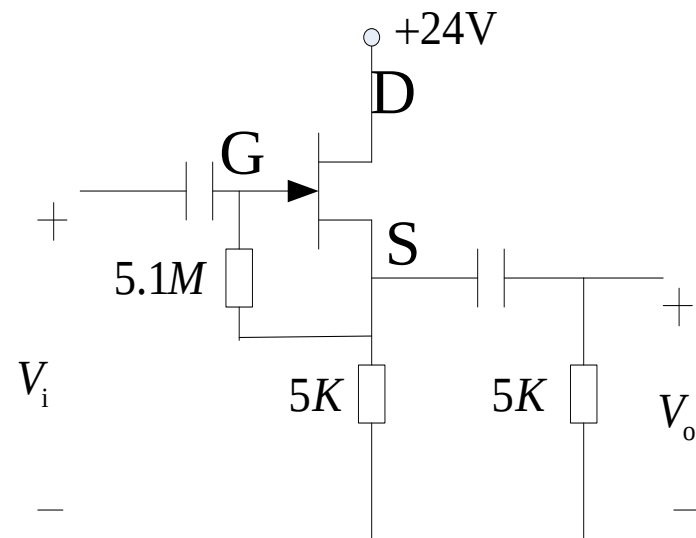
举例

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

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

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

交流输入阻抗变得更大!



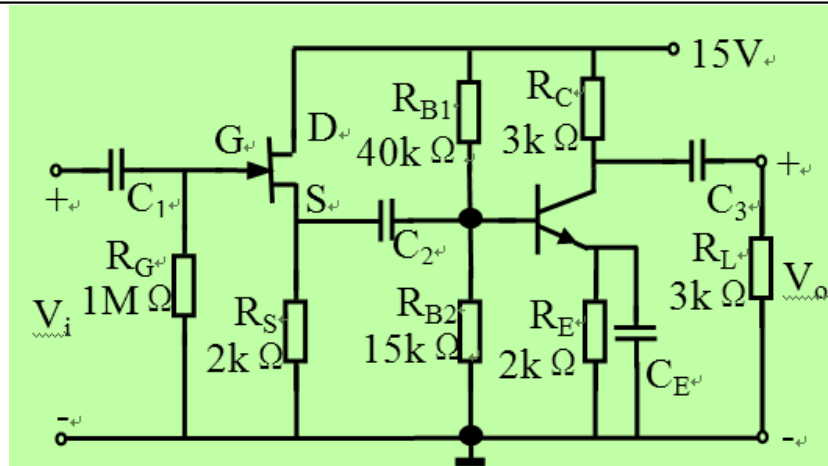
与一般CD交流等效电路的区别?





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 $g_m=4mS$ ， $r_{ds}=\infty$ ，晶体管的 $\beta=50$ ， $r_b=220\Omega$ ， $V_{BE}=0.7V$ ， $r'_c=\infty$ 。所有电容均可视为交流短路。



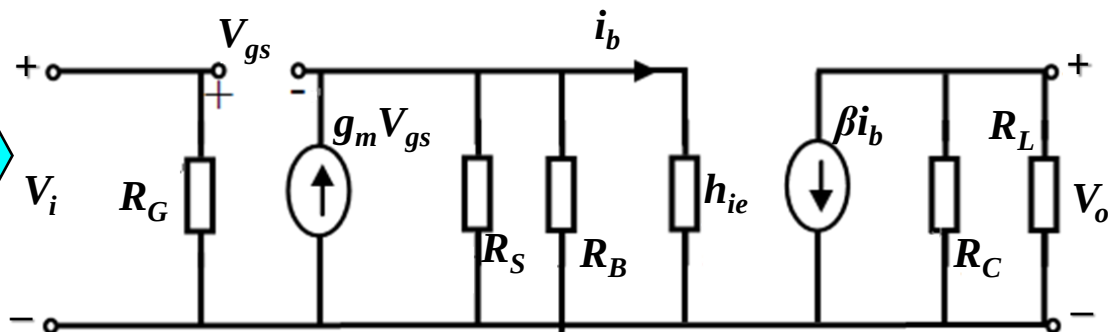
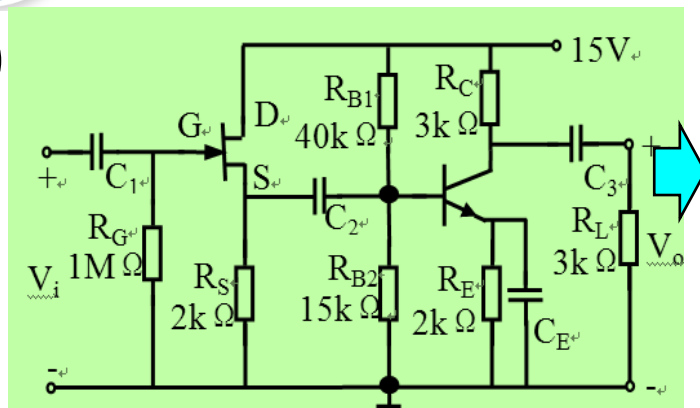
1. 画出该电路的交流小信号等效电路；
2. 计算中频电压增益 $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ ；
3. 求电路的输入阻抗和输出阻抗。





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

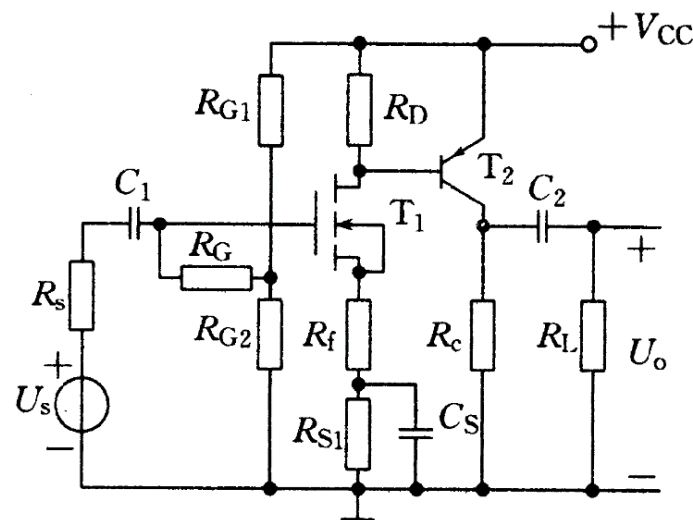
例 场效应管和 BJT 晶体管构成的两级放大电路。

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} 。

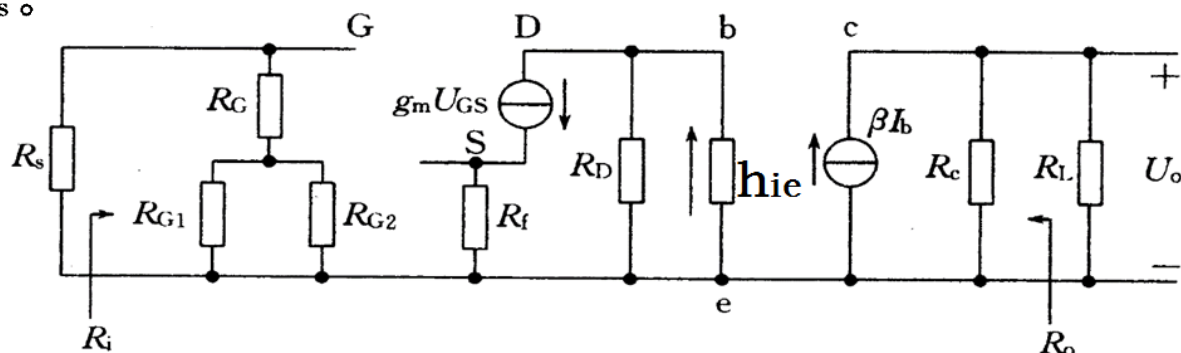


解 1. 画微变等效电路图

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 。



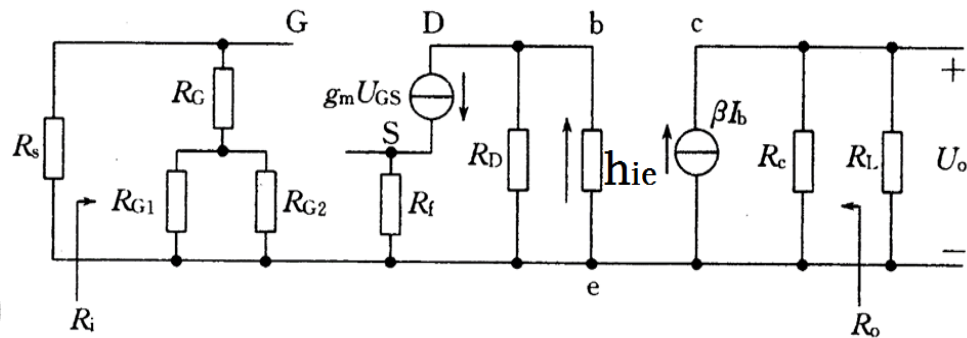


典型题解2 多级混合放大电路

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

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





2.6 基本放大电路的 派生电路

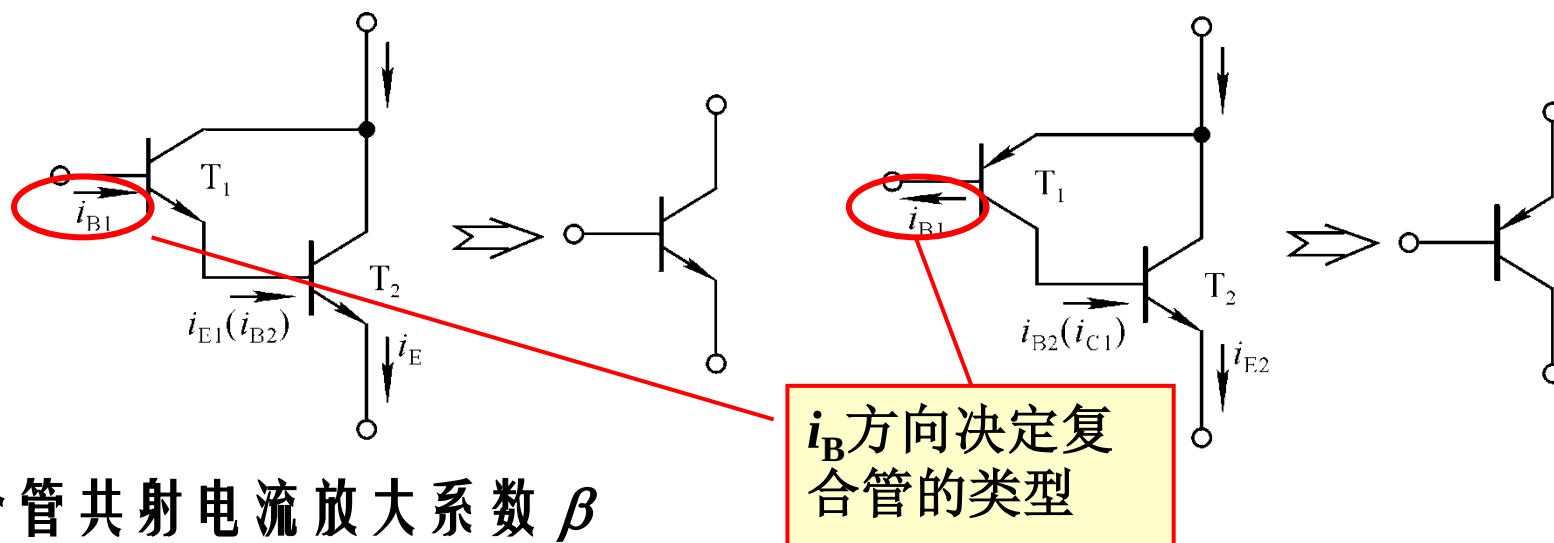
2024年9月23日





1. 复合管放大电路

- 复合管的组成：多只管子合理连接等效成一只管子；
- 目的：增大 β ，减小前级驱动电流，改变管子的类型；



(1) 复合管共射电流放大系数 β

$$i_E = i_{B1}(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)$$

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

不同类型的管子复合后，其类型决定于 T_1 管。





1. 复合管放大电路

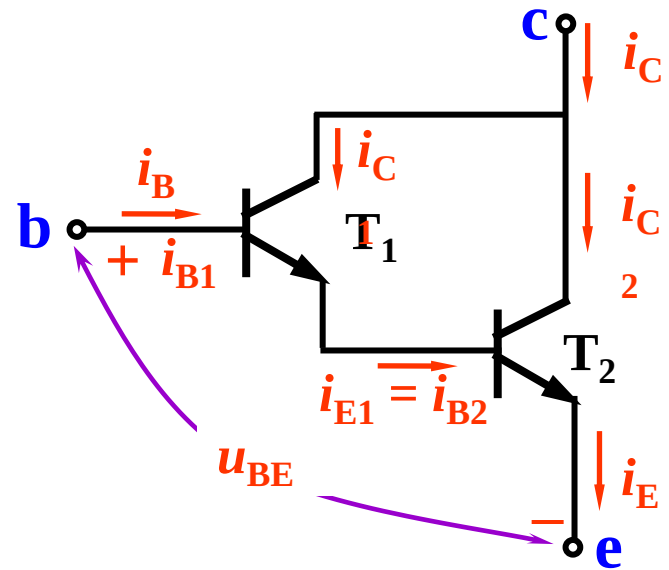
(2) 复合管输入电阻 r_{be}

其中

$$\begin{aligned}\Delta u_{BE} &= \Delta i_{B1} r_{be1} + \Delta i_{B2} r_{be2} \\ &= \Delta i_{B1} [r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}]\end{aligned}$$

所以

$$r_{be} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} = r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}$$



显然， β 、 r_{be} 均比一个管子 β_1 、 r_{be1} 提高了很多倍。

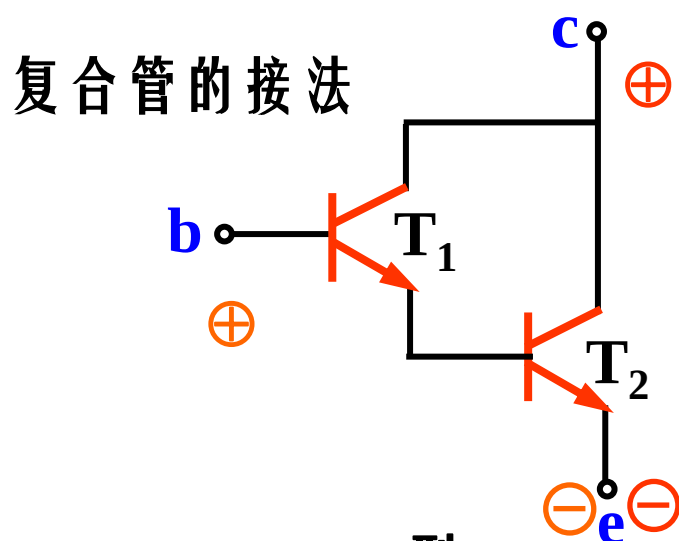




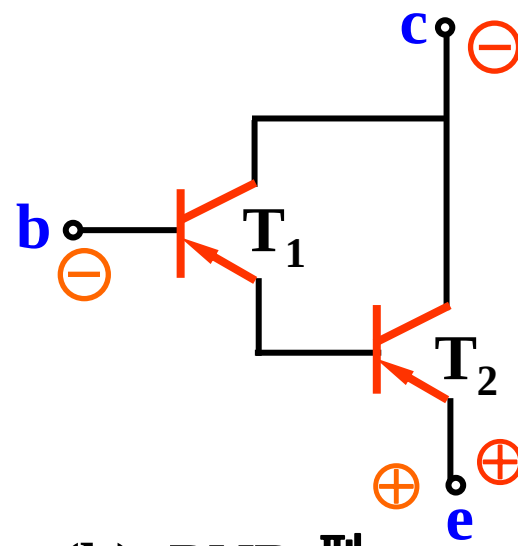
1. 复合管放大电路

(3) 构成复合管时注意事项

- ① 前后两个三极管连接关系上，应保证前级输出电流与后级输入电流实际方向一致。
- ② 外加电压的极性应保证前后两个管子均为发射结正偏，集电结反偏，使管子工作在放大区。



(a) NPN 型



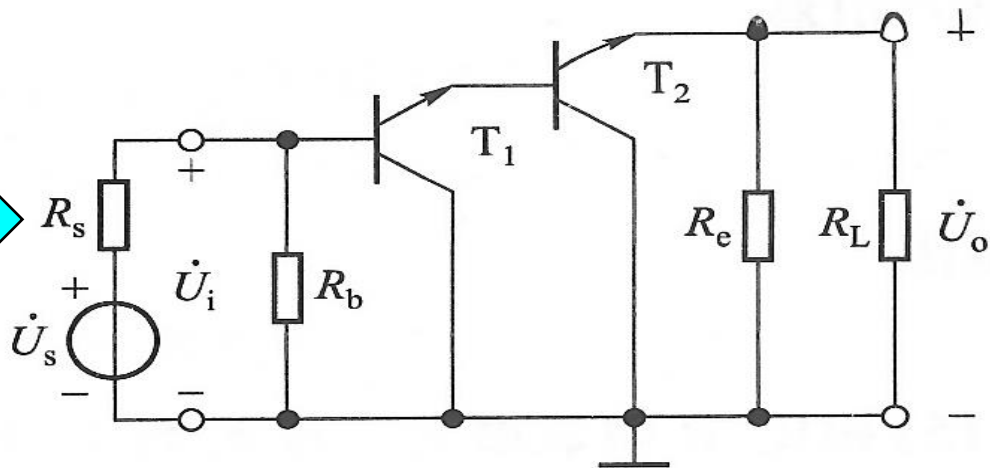
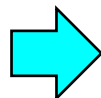
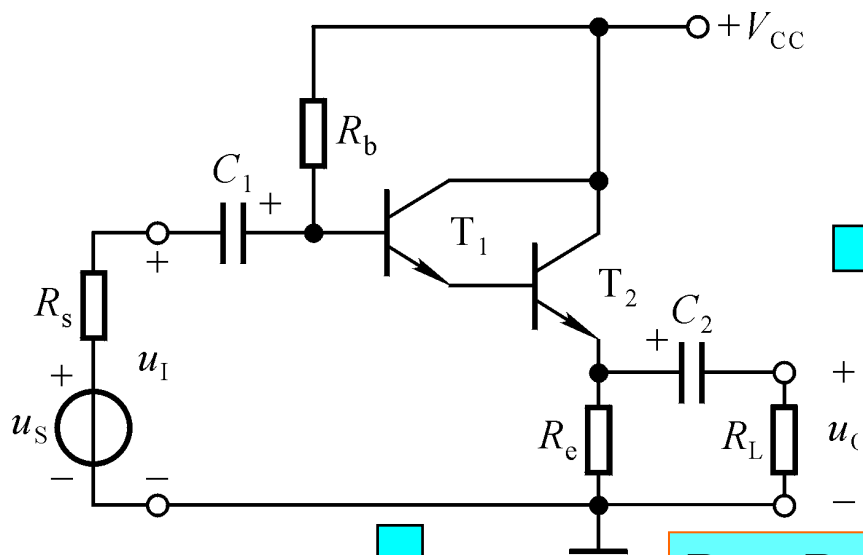
(b) PNP 型



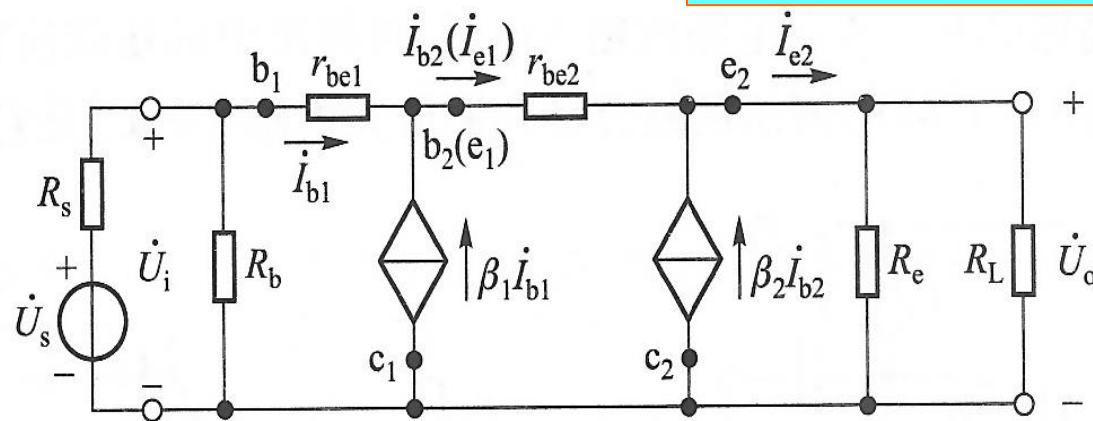


1. 复合管共集放大电路

■ 求电路的动态参数



$$R_i = R_b // \{r_{be1} + (1 + \beta_1)[r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_e // R_L)]\}$$



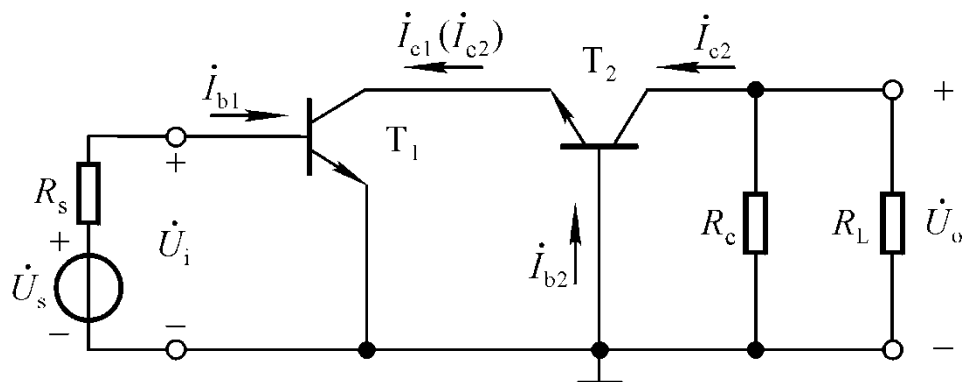
$$R_o = R_e // \frac{r_{be2} + \frac{r_{be1} + R_b // R_s}{1 + \beta_1}}{1 + \beta_2}$$

复合管共集放大电路使输入电阻大大增加，输出电阻大大减小。



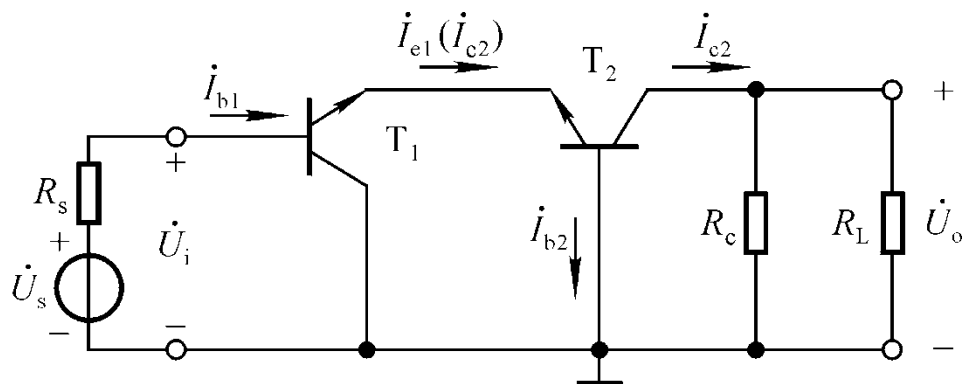
2. 派生电路举例

■ 哪两种基本电路的组合？组合的结果带来什么好处？



共射 - 共基放大电路的交流通路

特点：电路的输入电阻较大，具有一定的电压放大能力，有较宽的通频带。



共集 - 共基放大电路的交流通路

特点：输入电阻较大，具有一定的电压放大能力，有较宽的通频带。

