

电子电路与系统基础(B2)---非线性电路

第7讲：晶体管放大器

李国林

清华大学电子工程系

B 班课程 内容安排

第一学期：线性	序号	第二学期：非线性
电路定律	1	器件基础
电阻电源	2	二极管
电容电感	3	MOSFET
信号分析	4	BJT
分压分流	5	反相电路
正弦稳态	6	数字门
时频特性	7	放大器
期中复习	8	期中复习
RLC 二阶	9	负反馈
二阶时频	10	差分放大
受控源	11	频率特性
网络参量	12	正反馈
典型网络	13	振荡器
作业选讲	14	作业选讲
期末复习	15	期末复习

放大器 内容

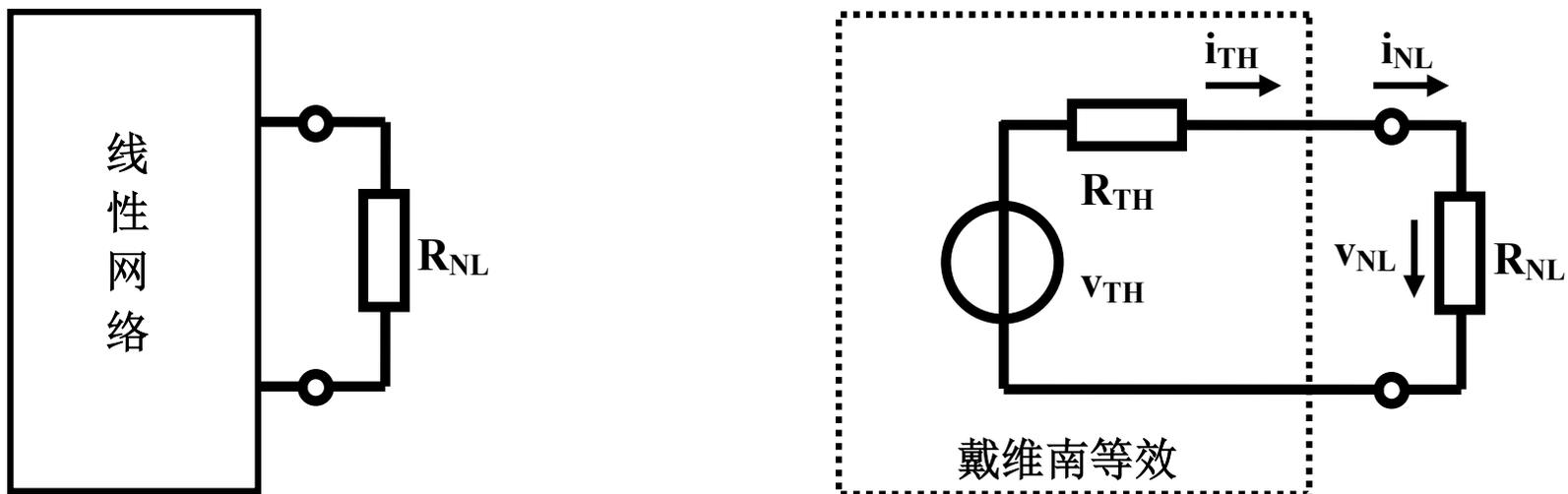
- 局部线性化原理
 - 原理理解
 - 数学分析流程
 - 晶体管交流小信号模型
- 晶体管放大器分析例
 - 耦合电容和高频扼流圈
 - 电路分析流程
- 三种组态
 - 理想晶体管
 - CE、CB、CC组态
 - 分析例

一、局部线性化原理

- 反相器电路分析中，晶体管可以有两种基本应用（功能）
 - 数字非门：晶体管工作在欧姆区和截止区，晶体管被建模为开关
 - 放大器：晶体管工作在恒流区，晶体管被建模为压控流源
 - 小信号放大器
- 晶体管放大器有两种类型
 - 小信号放大器
 - 完成信号放大：主要技术指标是增益（放大倍数）、阻抗
 - 大信号放大器
 - 完成功率放大：主要技术指标是效率（有多少直流能量被转换为交流能量）
- 本节课的局部线性法主要针对的是小信号放大器
 - 只要信号足够小，非线性曲线、曲面在小信号的视野中则是直线、平面，因而可以线性化处理
 - 数学本质是泰勒展开
 - 零阶项分析为直流分析（直流分析属非线性分析，具体分析时可分段折线简化分析）
 - 一阶项分析为交流小信号分析，属局部的线性分析
 - 高阶非线性项的影响被忽略不计——只要信号足够小，误差就可以忽略不计

1.1 原理理解

单端口非线性电阻电路的局部线性法



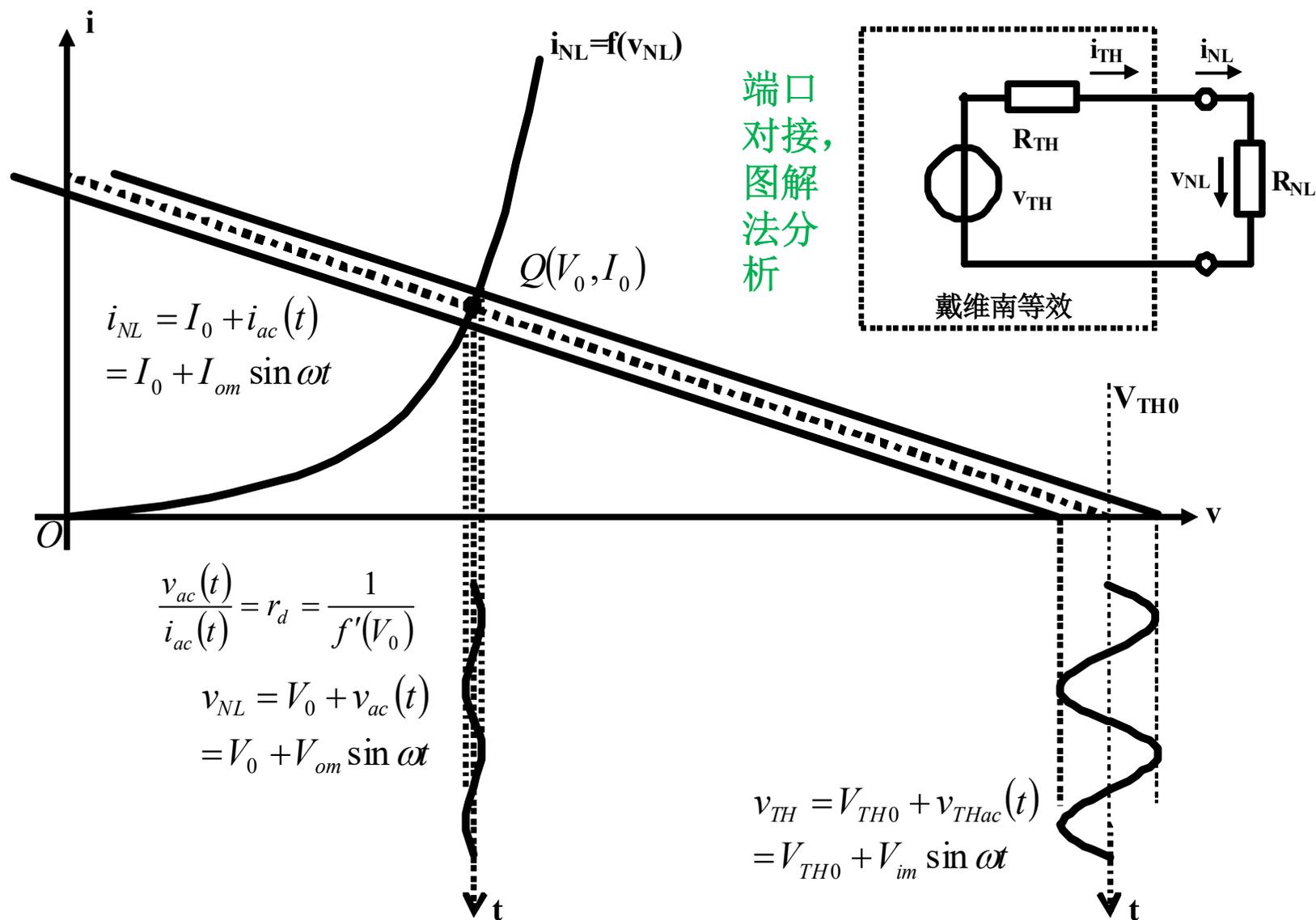
假设线性网络中包含直流偏置电源和交流小信号激励源

戴维南等效源也可分解为直流项（时间无关常数项）和交流项（随时间变化项）

本节课内容考察交流信号很小的情况

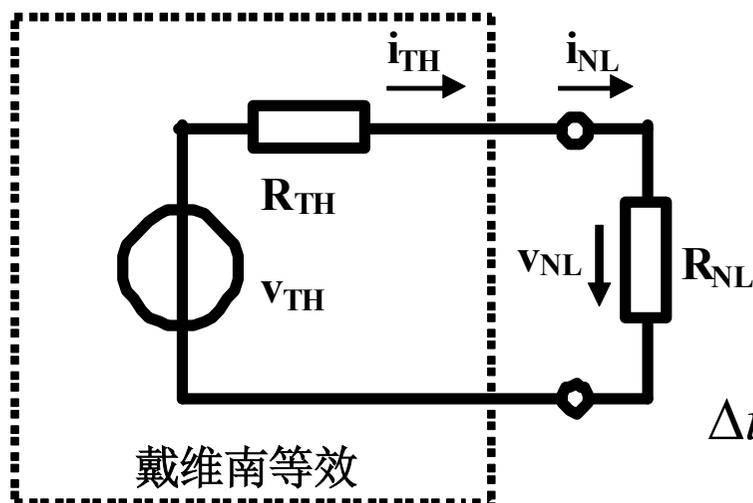
$$v_{TH}(t) = V_{TH0} + v_{THac}(t)$$

图解理解什么是局部线性



电路中的电压、电流都可以分解为直流分量加小信号交流分量：只要交流信号足够小，非线性即可局部线性化处理：交流小信号符合线性规律：交流信号足够小，局部对交流信号而言则是线性的：显然，交流分量变化规律完全由小信号激励源决定

局部线性用微分元件描述

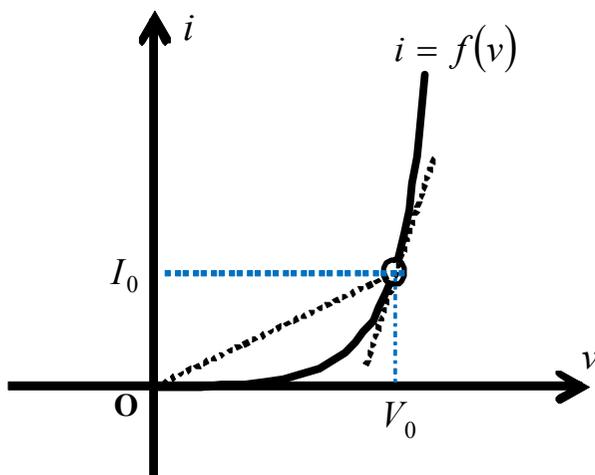


$$\begin{aligned}
 i &= f(v) = f(V_0 + \Delta v) \\
 &= f(V_0) + f'(V_0)\Delta v + \frac{1}{2!}f''(V_0)\Delta v^2 + \frac{1}{3!}f'''(V_0)\Delta v^3 + \dots \\
 &\approx f(V_0) + f'(V_0)\Delta v = I_0 + \Delta i
 \end{aligned}$$

$$\Delta i = f'(V_0)\Delta v$$

$$r_d = \frac{\Delta v}{\Delta i} = \frac{1}{f'(V_0)}$$

直流工作点上，极小的电压电流波动，波动电压、电流近似为线性关系：**局部线性关系**：**线性比值定义为微分电阻，增量电阻**



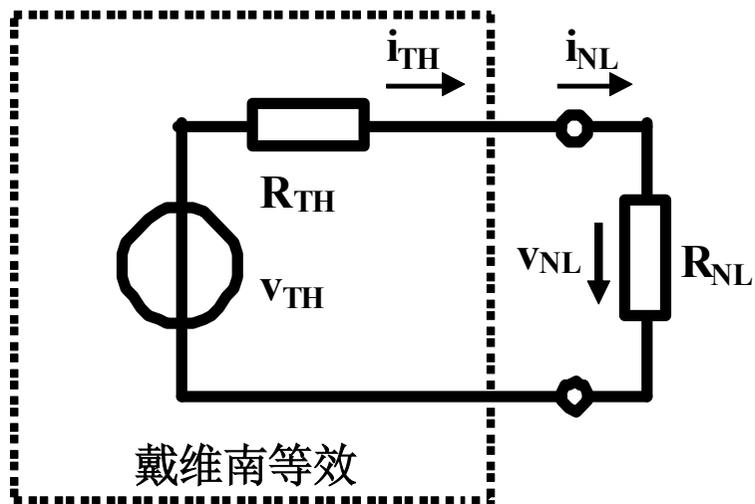
例：**PN结二极管**

$$i_D = I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{v_T}} - 1 \right)$$

$$I_{D0} = I_{S0} \left(e^{\frac{V_{D0}}{v_T}} - 1 \right) \approx I_{S0} e^{\frac{V_{D0}}{v_T}}$$

$$\begin{aligned}
 r_d &= \frac{1}{\left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_Q} = \frac{1}{\left. \frac{I_{S0}}{v_T} e^{\frac{v_D}{v_T}} \right|_Q} \\
 &\approx \frac{1}{I_{D0}} = \frac{v_T}{I_{D0}}
 \end{aligned}$$

直流分析与交流分析



$$\frac{v_{TH} - v_{NL}}{R_{TH}} = i_{TH} = i_{NL} = f(v_{NL})$$

$$v_{TH}(t) = V_{TH0} + v_{THac}(t)$$

$$v_{NL} = V_0 + v_{ac}(t) \quad \leftarrow \text{交流小信号}$$

$$i_{NL} = I_0 + i_{ac}(t)$$

泰勒展开将结果中的时变项与时不变项分离，分别等于直流项与交流项

$$\frac{V_{TH0} + v_{THac}(t) - (V_0 + v_{ac}(t))}{R_{TH}} = f(V_0 + v_{ac}(t)) \approx f(V_0) + f'(V_0)v_{ac}(t)$$

和时间无关的直流项:

$$\frac{V_{TH0} - V_0}{R_{TH}} = f(V_0) = I_0$$

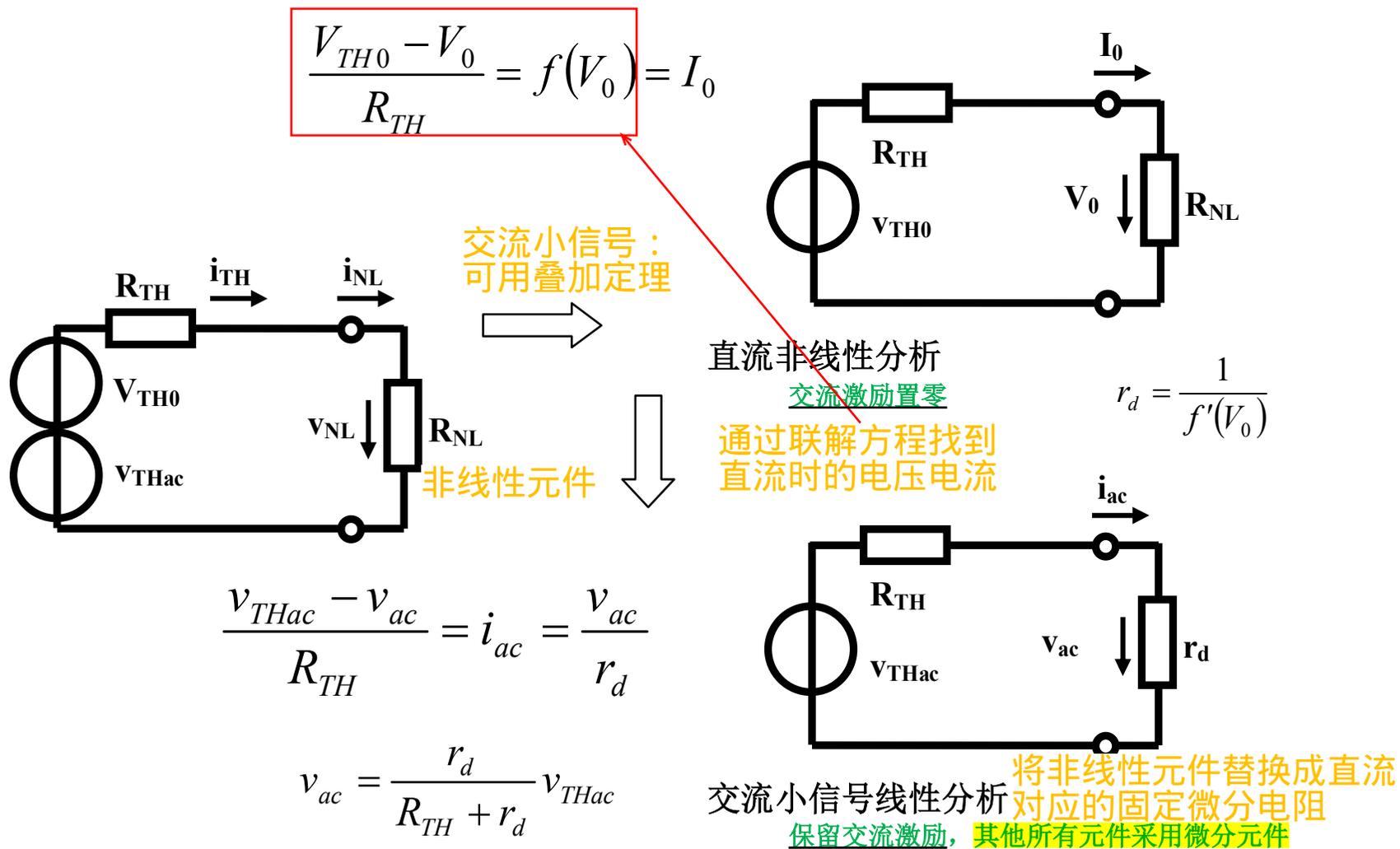
由于交流信号足够小，可以认为分离出来的交流信号在任意t时刻趋于0，与泰勒展开的一次项相符合

随时间相同规律变化的交流项:

$$\frac{v_{THac} - v_{ac}}{R_{TH}} = f'(V_0)v_{ac} = i_{ac} = \frac{v_{ac}}{r_d}$$

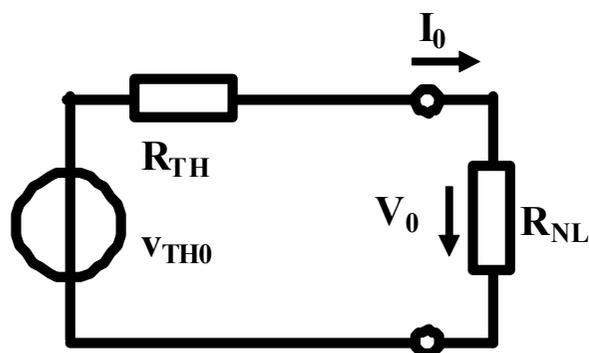
电路分析可分解为直流非线性分析和交流小信号线性分析

交直流分析的电路描述



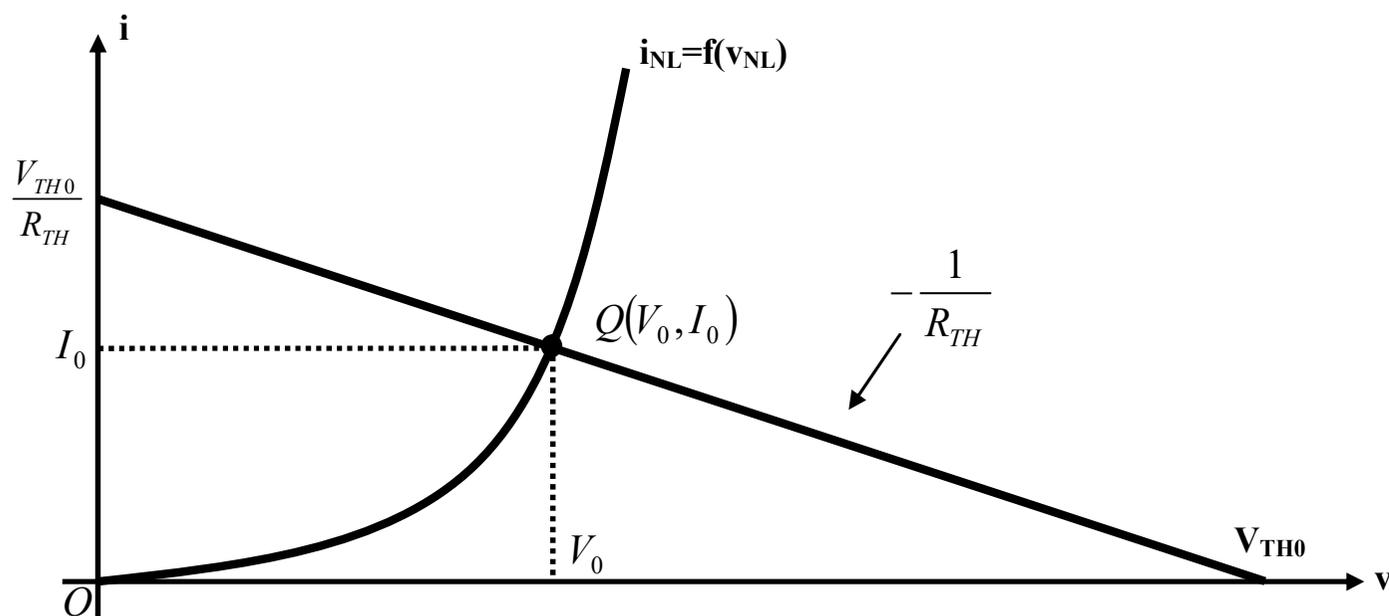
电路分析可分解为直流非线性分析和交流小信号线性分析
先直流分析，后交流分析
交流小信号微分电阻是直流工作点上的微分元件

图解直流分析



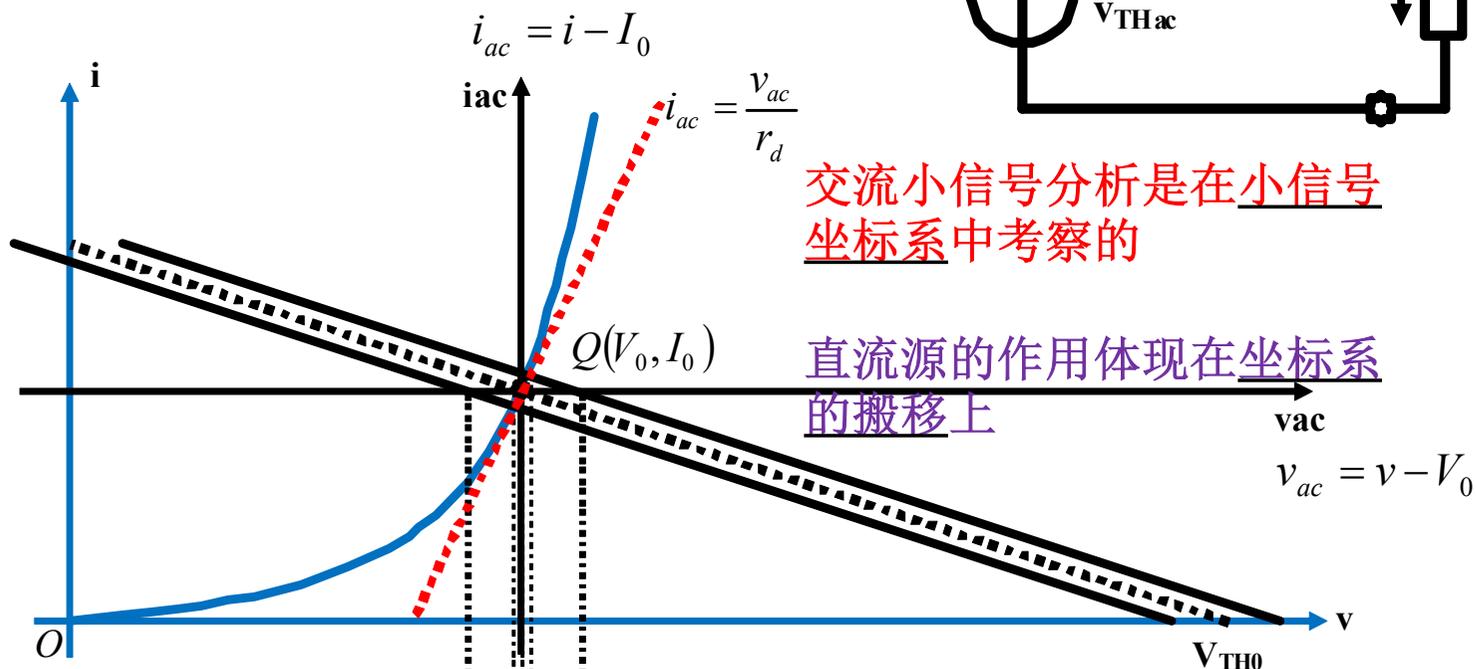
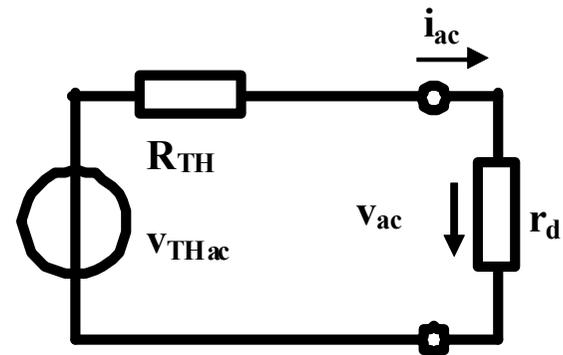
电路中保留直流源的作用

获得直流工作点 $Q(V_0, I_0)$ 的方法不限，可以是解析法、数值法、图解法，如果精度要求不很高，也可采用分段折线法。



图解交流分析

$$v_{ac} = \frac{r_d}{R_{TH} + r_d} v_{THac}$$



交流小信号分析是在小信号坐标系中考察的

电路中保留交流源的激励

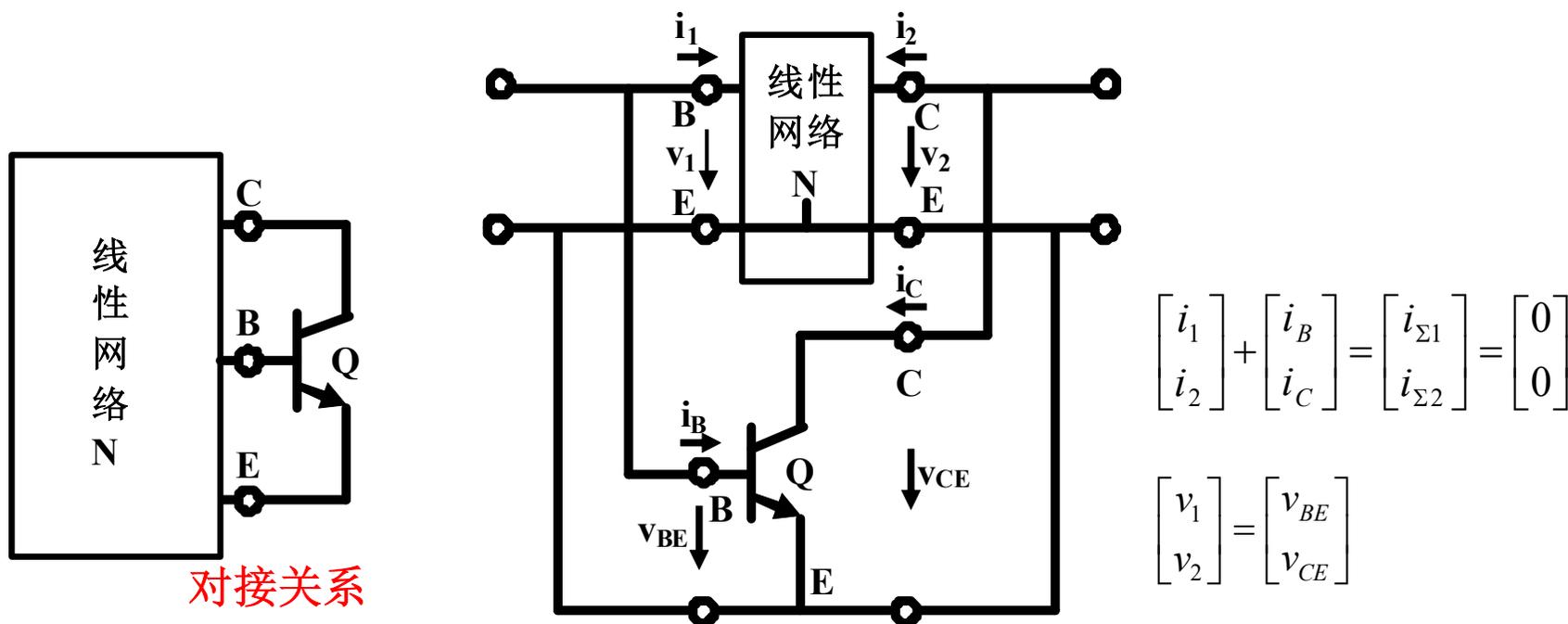
其他所有元件都用微分线性元件替代：线性电阻还是线性电阻，电压源短路，电流源开路，非线性电阻用微分电阻替代：交流小信号分析是线性电路分析，可以采用线性分析的任意方法

$$v_{ac} = V_{om} \sin \omega t$$

$$v_{THac} = V_{im} \sin \omega t$$

$$V_{om} = \frac{r_d}{R_{TH} + r_d} V_{im}$$

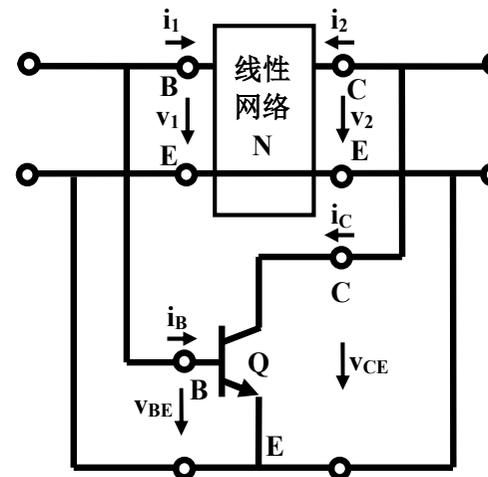
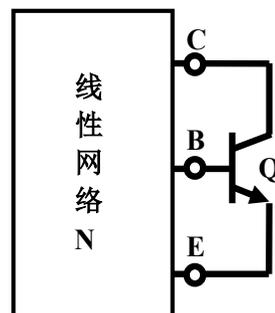
1.2 单晶体管电路的局部线性化原理



单晶体管网络

可视为两个二端口网络并并连接后，总端口开路， \mathbf{y} 参量描述
可视为两个二端口网络串并连接，.....

电路方程



$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\Sigma 1} \\ i_{\Sigma 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_B(v_{BE}, v_{CE}) \\ f_C(v_{BE}, v_{CE}) \end{bmatrix}$$

晶体管非线性约束
压控形式

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{BE} \\ v_{CE} \end{bmatrix}$$

受控于端口
电压的电流

独立电流源

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{N1} \\ i_{N2} \end{bmatrix}$$

晶体管外线性约束
用诺顿等效电路描述
压控形式

KVL, KCL: 连接关系

元件约束方程

$$\begin{bmatrix} i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_B(v_1, v_2) \\ f_C(v_1, v_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{N1} \\ i_{N2} \end{bmatrix} = 0$$

方程联立：以两个并联端口电压 v_1, v_2 为未知量

非线性泰勒展开

$$\begin{bmatrix} f_B(v_1, v_2) \\ f_C(v_1, v_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{N1} \\ i_{N2} \end{bmatrix} = 0$$

$$\begin{bmatrix} i_{N1} \\ i_{N2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{N10} \\ I_{N20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{N1}(t) \\ \Delta i_{N2}(t) \end{bmatrix}$$

线性网络中同时存在直流偏置
电压源和交流小信号激励源

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \end{bmatrix}$$

端口电压同时包括直流分量和
交流小信号分量

$$\begin{bmatrix} f_B(V_{10} + \Delta v_1, V_{20} + \Delta v_2) \\ f_C(V_{10} + \Delta v_1, V_{20} + \Delta v_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} + \Delta v_1 \\ V_{20} + \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{N10} + \Delta i_{N1} \\ I_{N20} + \Delta i_{N2} \end{bmatrix} = 0$$

$$\begin{bmatrix} f_B(Q) + \frac{\partial f_B(Q)}{\partial v_1} \Delta v_1 + \frac{\partial f_B(Q)}{\partial v_2} \Delta v_2 + \dots \\ f_C(Q) + \frac{\partial f_C(Q)}{\partial v_1} \Delta v_1 + \frac{\partial f_C(Q)}{\partial v_2} \Delta v_2 + \dots \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} + \Delta v_1 \\ V_{20} + \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{N10} + \Delta i_{N1} \\ I_{N20} + \Delta i_{N2} \end{bmatrix} = 0$$

交直流分析

$$\begin{bmatrix} f_B(Q) + \frac{\partial f_B(Q)}{\partial v_1} \Delta v_1 + \frac{\partial f_B(Q)}{\partial v_2} \Delta v_2 + \dots \\ f_C(Q) + \frac{\partial f_C(Q)}{\partial v_1} \Delta v_1 + \frac{\partial f_C(Q)}{\partial v_2} \Delta v_2 + \dots \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} + \Delta v_1 \\ V_{20} + \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{N10} + \Delta i_{N1} \\ I_{N20} + \Delta i_{N2} \end{bmatrix} = 0$$

$$\begin{bmatrix} f_B(Q) + \frac{\partial f_B(Q)}{\partial v_1} \Delta v_1 + \frac{\partial f_B(Q)}{\partial v_2} \Delta v_2 \\ f_C(Q) + \frac{\partial f_C(Q)}{\partial v_1} \Delta v_1 + \frac{\partial f_C(Q)}{\partial v_2} \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} + \Delta v_1 \\ V_{20} + \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{N10} + \Delta i_{N1} \\ I_{N20} + \Delta i_{N2} \end{bmatrix} \approx 0$$

$$\begin{bmatrix} f_B(V_{10}, V_{20}) \\ f_C(V_{10}, V_{20}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{N10} \\ I_{N20} \end{bmatrix} = 0$$

直流非线性分析

如果线性系统中存在耦合电容（大电容）、高频扼流圈（大电感），则直流y参量和交流y参量可能不同

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f_B}{\partial v_1} & \frac{\partial f_B}{\partial v_2} \\ \frac{\partial f_C}{\partial v_1} & \frac{\partial f_C}{\partial v_2} \end{bmatrix}_{\substack{Q \\ v_1=V_{10} \\ v_2=V_{20}}} \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{N1} \\ \Delta i_{N2} \end{bmatrix} = 0$$

交流小信号线性分析

拆成两部分

直流分析和交流分析

■ 直流分析

- 非线性方程求解，可以用仿真工具求解数值解
- 对晶体管电路，原理性分析可以采用分段折线法
 - 只要确定在某区段，如恒流区，则可做分段线性化处理

■ 交流小信号分析

- 在直流工作点上获得微分元件
 - 线性分析方法多样，数学实质是统一的：原则上矩阵求逆即可
- 实际分析时，晶体管用小信号微分元件 y 参量等效电路替代即可

$$\begin{bmatrix} f_B(V_{10}, V_{20}) \\ f_C(V_{10}, V_{20}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{N10} \\ I_{N20} \end{bmatrix} = 0$$

直流非线性分析
交流小信号源不起作用

$$\left(\begin{bmatrix} \frac{\partial f_B}{\partial v_1} & \frac{\partial f_B}{\partial v_2} \\ \frac{\partial f_C}{\partial v_1} & \frac{\partial f_C}{\partial v_2} \end{bmatrix}_{v_1=V_{10}, v_2=V_{20}} + \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{N1} \\ \Delta i_{N2} \end{bmatrix} = 0$$

并并连接 y 相加

交流小信号线性分析
微分元件电路分析 4/7/2021

恒流区BJT交流小信号微分y参量

$$i_B = f_B(v_{BE}, v_{CE}) = I_{BS0} \left(e^{\frac{v_{BE}}{v_T}} - 1 \right)$$

$$i_C = f_C(v_{BE}, v_{CE}) = \beta I_{BS0} \left(e^{\frac{v_{BE}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right)$$

$$\mathbf{y}_{BJT} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_B}{\partial v_{BE}} & \frac{\partial f_B}{\partial v_{CE}} \\ \frac{\partial f_C}{\partial v_{BE}} & \frac{\partial f_C}{\partial v_{CE}} \end{bmatrix}_{v_{BE}=V_{BE0}, v_{CE}=V_{CE0}} = \begin{bmatrix} g_{be} & 0 \\ g_m & g_{ce} \end{bmatrix}$$

$$I_{C0} = f_C(V_{BE0}, V_{CE0}) = \beta I_{BS0} \left(e^{\frac{V_{BE0}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE0}}{V_A} \right) \approx \beta I_{BS0} \left(e^{\frac{V_{BE0}}{v_T}} - 1 \right) = \beta I_{B0} = \beta f_B(V_{BE0}, V_{CE0})$$

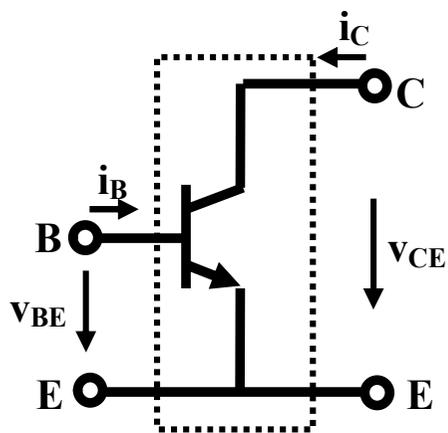
先直流分析获得直流工作点

$$g_m = \left. \frac{\partial f_C}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE0}, v_{CE}=V_{CE0}} = \frac{\beta I_{BS0}}{v_T} e^{\frac{V_{BE0}}{v_T}} \left(1 + \frac{V_{CE0}}{V_A} \right) \approx \frac{I_{C0}}{v_T}$$

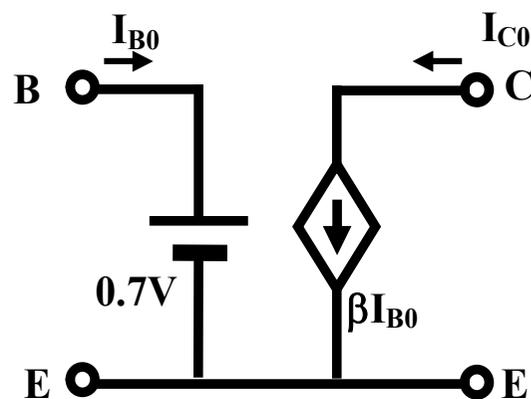
$$g_{be} = \left. \frac{\partial f_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE0}, v_{CE}=V_{CE0}} = \frac{I_{BS0}}{v_T} e^{\frac{V_{BE0}}{v_T}} \approx \frac{I_{B0}}{v_T} \approx \frac{1}{\beta} \frac{I_{C0}}{v_T} = \frac{g_m}{\beta}$$

$$g_{ce} = \left. \frac{\partial f_C}{\partial v_{CE}} \right|_{v_{BE}=V_{BE0}, v_{CE}=V_{CE0}} = \beta I_{BS0} \left(e^{\frac{V_{BE0}}{v_T}} - 1 \right) \frac{1}{V_A} \approx \frac{I_{C0}}{V_A}$$

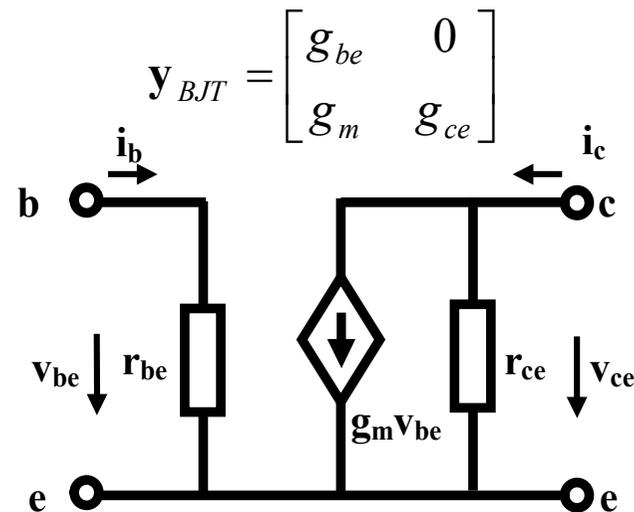
恒流区BJT交直流分析电路模型



(a) 二端口网络表述



(b) 直流分析电路模型



(c) 交流分析y参量等效电路

恒流区分段折线电路模型

恒流区微分元件电路模型

直流工作点上的微分元件

$$g_m \approx \frac{I_{C0}}{V_T}, r_{be} \approx \beta \frac{1}{g_m}, r_{ce} \approx \frac{V_A}{I_{C0}}$$

$$I_{C0} = \beta I_{B0}$$

微分跨导增益 **BE**结微分电阻 厄利效应等效电阻

恒流区MOSFET交流小信号微分y参量

$$i_G = f_G(v_{GS}, v_{DS}) = 0$$

$$\mathbf{y}_{MOSFET} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_G}{\partial v_{GS}} & \frac{\partial f_G}{\partial v_{DS}} \\ \frac{\partial f_D}{\partial v_{GS}} & \frac{\partial f_D}{\partial v_{DS}} \end{bmatrix}_{v_{GS}=V_{GS0}, v_{DS}=V_{DS0}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & g_{ds} \end{bmatrix}$$

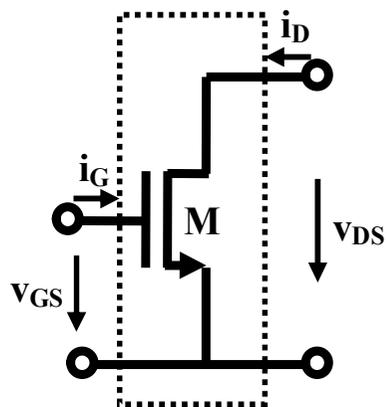
$$i_D = f_D(v_{GS}, v_{DS}) = \beta_n (v_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

$$I_{D0} = f_D(V_{GS0}, V_{DS0}) = \beta_n (V_{GS0} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_{DS0}}{V_A} \right) \approx \beta_n (V_{GS0} - V_{TH})^2$$

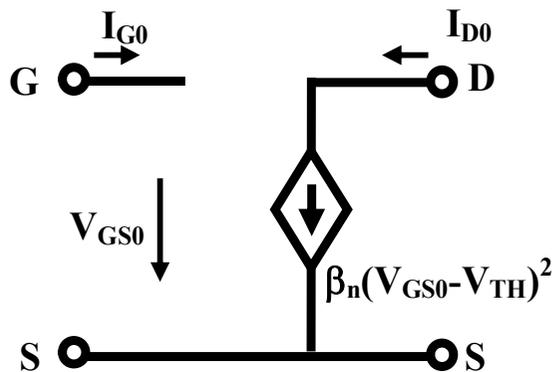
$$g_m = \left. \frac{\partial f_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS0}, v_{DS}=V_{DS0}} = 2\beta_n (V_{GS0} - V_{TH}) \left(1 + \frac{V_{DS0}}{V_A} \right) = \frac{2I_{D0}}{V_{GS0} - V_{TH}} = \frac{2I_{D0}}{V_{od}}$$

$$g_{ds} = \left. \frac{\partial f_D}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS0}, v_{DS}=V_{DS0}} = \beta_n (V_{GS0} - V_{TH})^2 \frac{1}{V_A} \approx \frac{I_{D0}}{V_A}$$

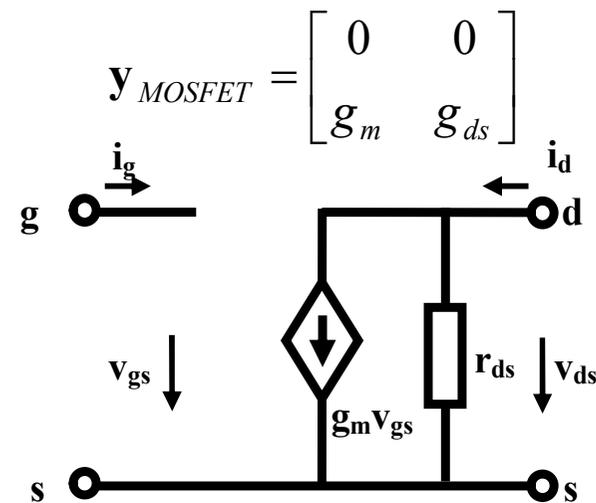
恒流区MOSFET交直流分析电路模型



(a) 二端口网络表述



(b) 直流分析电路模型



(c) 交流分析y参量等效电路

恒流区分段折线电路模型

$$g_m \approx \frac{2I_{D0}}{V_{od}}, r_{ds} \approx \frac{V_A}{I_{D0}}$$

微分跨导增益

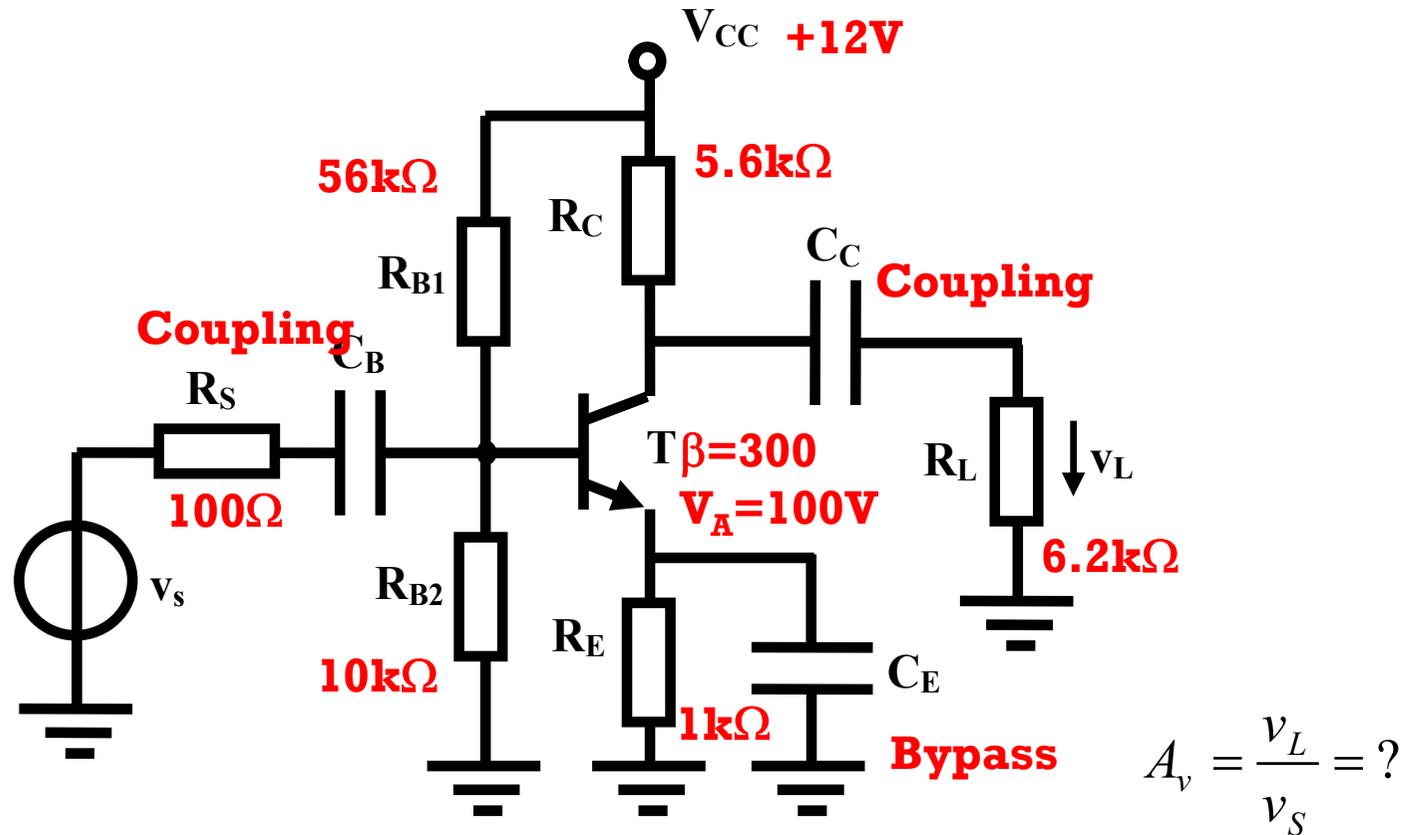
厄利效应等效电阻

恒流区微分元件电路模型

直流工作点上的微分元件

$$I_{D0} \approx \beta_n (V_{GS0} - V_{TH})^2$$

二、晶体管放大器分析例



简化分析：暂不考虑全频带响应， 只考虑两个模糊频段

本学期第**11**节专门有一节课讨论频率响应

- 耦合电容 (Coupling Capacitor) 是大电容，具有**直流开路**，**交流短路**特性

$$v_C(t) = V_0 + V_m \cos \omega t$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = -C\omega V_m \sin \omega t = I_m \cos(\omega t + 90^\circ)$$

直流电流为**0**
直流开路

交流电流和频率成正比，如果频率很高，则可抽象为短路线（电流随意，电压为零）

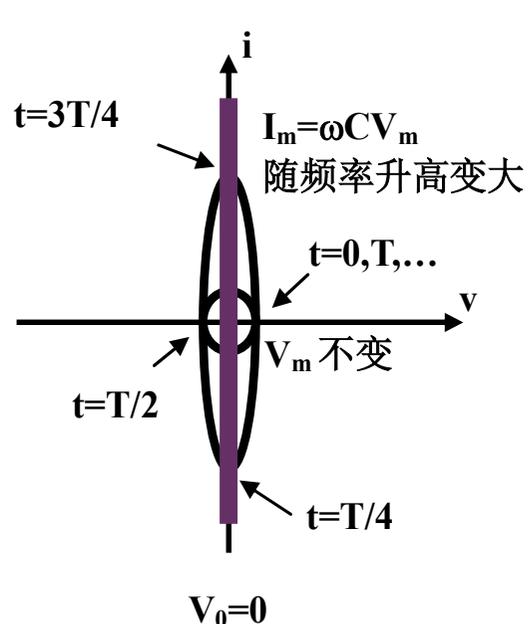
$$V_m = \frac{I_m}{\omega C} \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} 0$$

耦合电容高频抽象为短路线

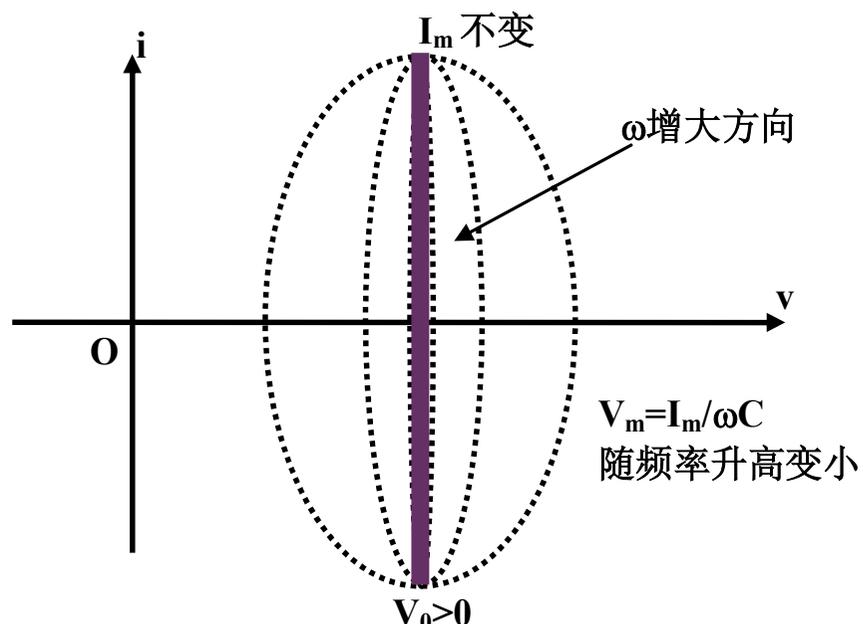
$$v_C(t) = V_0 + V_m \cos \omega t$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = -C\omega V_m \sin \omega t$$

$$\left(\frac{v_C(t) - V_0}{V_m} \right)^2 + \left(\frac{i_C(t)}{\omega C V_m} \right)^2 = (\cos \omega t)^2 + (-\sin \omega t)^2 = 1$$



高频则抽象为短路线



电容可抽象为恒压源（可视为直流偏置的一部分）：交流分析时，其微分电阻为**0**

对偶地，高频扼流圈高频抽象为开路

- 高频扼流圈（Radio Frequency Choke，射频扼流圈）是大电感，具有直流短路，交流开路特性

$$i_L(t) = I_0 + I_m \cos \omega t$$

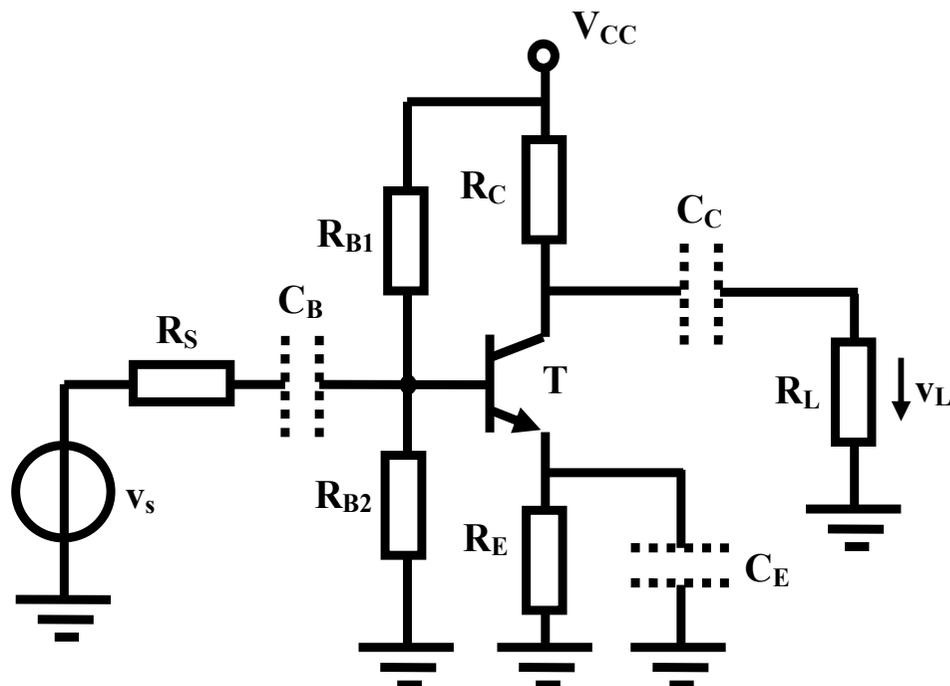
$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -L\omega I_m \sin \omega t = V_m \cos(\omega t + 90^\circ)$$

直流电流存在，
但直流电压为**0**：
直流短路

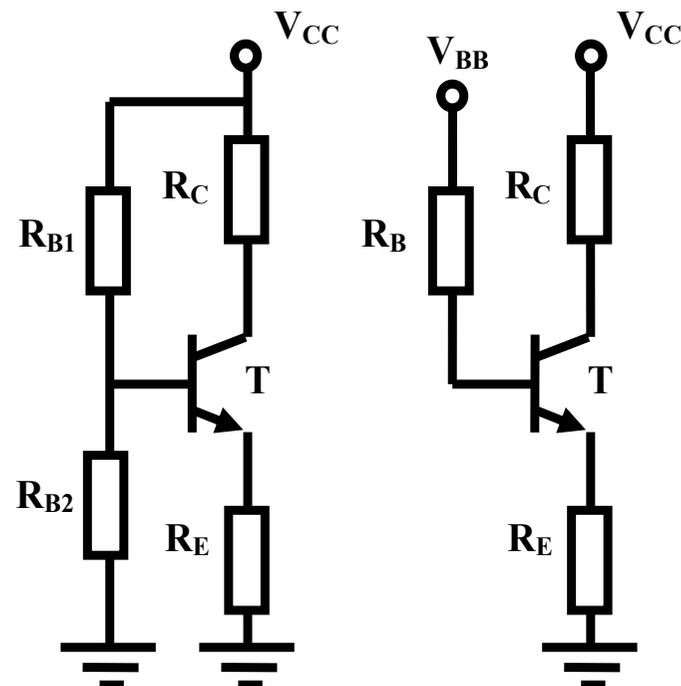
交流电压和频率成正比，如果频率
很高，则可抽象为开路（电压随意，
电流为零）

$$I_m = \frac{V_m}{\omega L} \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} 0$$

直流分析



耦合电容，直流开路



分压偏置电路

戴维南等效

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{10k}{56k + 10k} \times 12 = 1.82(V)$$

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{10k \times 56k}{10k + 56k} = 8.48(k\Omega)$$

$$I_{B0} = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{1.82 - 0.7}{8.48k + 301 \times 1k} = 3.61(\mu A)$$

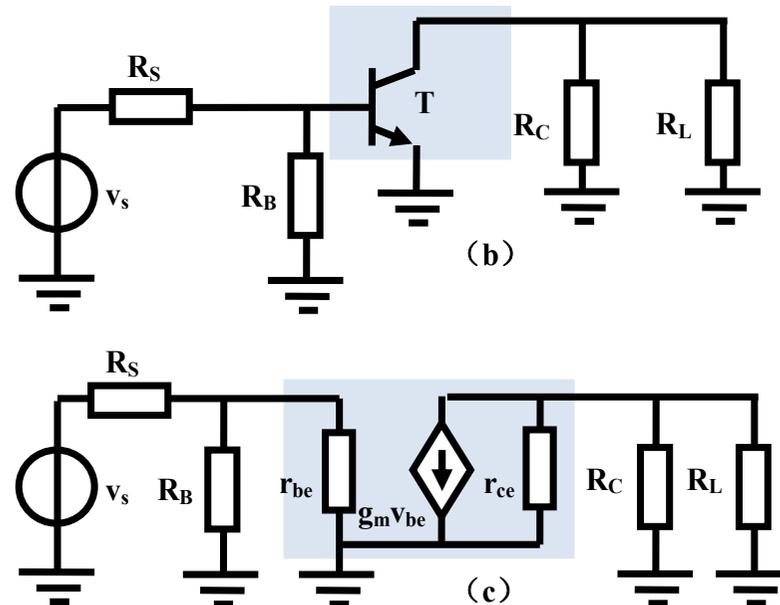
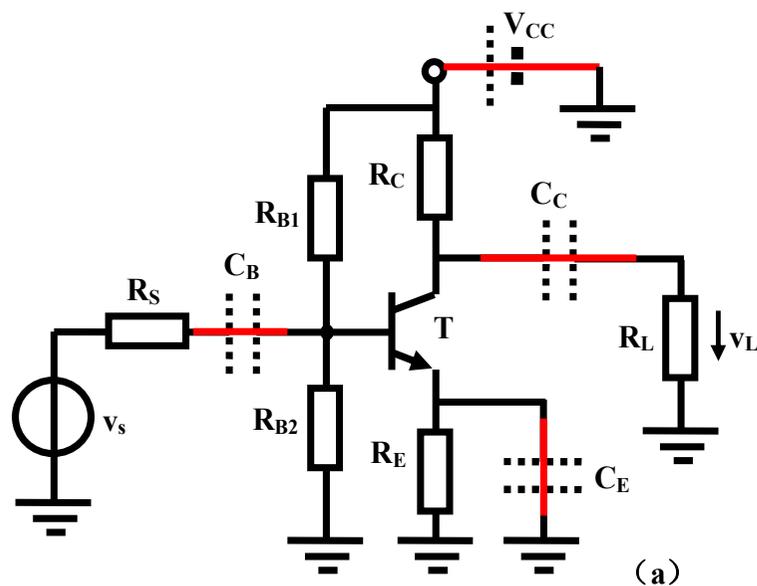
假设晶体管工作在恒流区

$$V_{CE0} = V_{CC} - \beta I_{B0} R_C - (\beta + 1) I_{B0} R_E = 12 - (300 \times 5.6k + 301 \times 1k) \times 3.61\mu = 4.84(V) > 0.2V$$

$$I_{C0} = \beta I_{B0} = 300 \times 3.61\mu A = 1.08mA$$

确认在晶体管确实工作在恒流区

微分元件电路模型



保留交流激励源，剩余元件均采用其微分元件替代

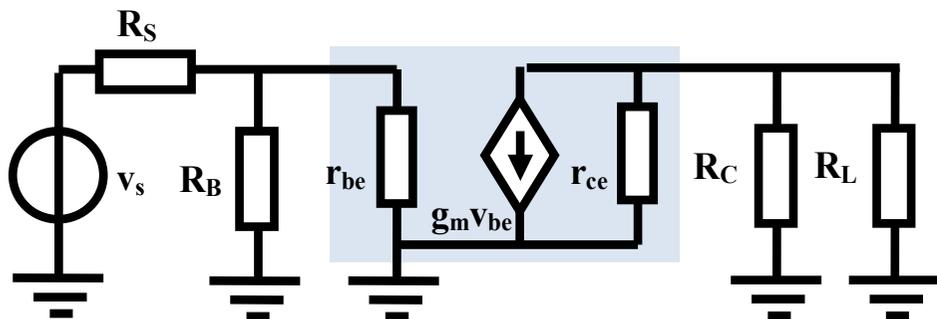
$$g_m = \frac{I_{C0}}{v_T} = \frac{1.08mA}{26mV} = 41.5mS$$

$$r_{be} = \beta \frac{1}{g_m} = 300 \times 24\Omega = 7.22k\Omega$$

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_{C0}} = \frac{100V}{1.08mA} = 92.6k\Omega$$

BJT直流工作点上的微分元件

交流小信号分析

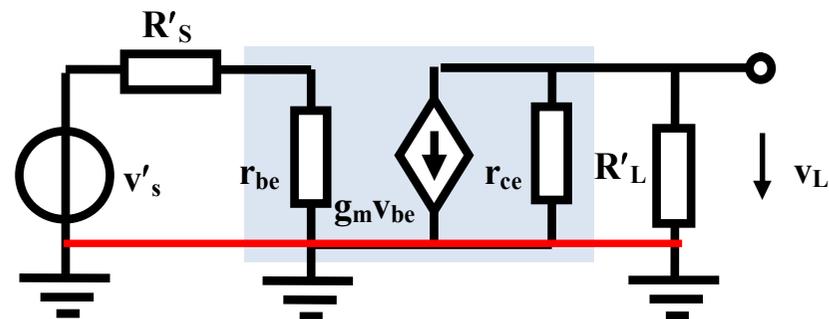


$$v'_S = \frac{R_B}{R_B + R_S} v_S = \frac{8.48k}{8.48k + 0.1k} v_S = 0.988v_S$$

$$R'_L = R_L \parallel R_C = \frac{6.2k \times 5.6k}{6.2k + 5.6k} = 2.94k\Omega$$

$$v_{be} = \frac{r_{be}}{r_{be} + R'_S} v'_S = \frac{7.22k}{7.22k + 0.0988k} \times 0.988v_S = 0.975v_S$$

$$v_L = -g_m v_{be} \times (r_{ce} \parallel R'_L) = -41.5m \times 0.975v_S \times 2.85k = -115v_S$$



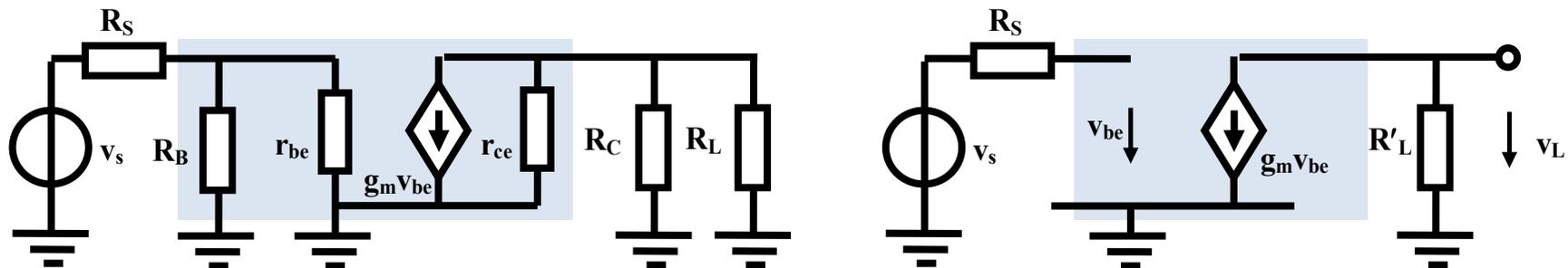
$$R'_S = R_B \parallel R_S = \frac{0.1k \times 8.48k}{8.48k + 0.1k} v_S = 98.8\Omega$$

以确保表达式尽可能简单

$$A_v = \frac{v_L}{v_S} = -115$$

41.2dB的反相电压放大

高度抽象：理想压控流源



$$\underline{\underline{A_v = -g_m R'_L = -41.5\text{mS} \times 2.94\text{k}\Omega = -122}}$$

$$R_S \ll R_B, r_{be}$$

$$R'_L = R_L \parallel R_C \ll r_{ce}$$

原理性结论：请牢记

41.7dB的反相电压放大

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_L}{v_S} = \frac{r_{ce} \times (R_L \parallel R_C)}{r_{ce} + R_L \parallel R_C} (-g_m) \frac{R_B \parallel r_{be}}{R_B \parallel r_{be} + R_S} \\ &= \frac{r_{ce}}{r_{ce} + R_L \parallel R_C} (-g_m (R_L \parallel R_C)) \frac{R_B \parallel r_{be}}{R_B \parallel r_{be} + R_S} = -115 \end{aligned}$$

41.2dB的反相电压放大

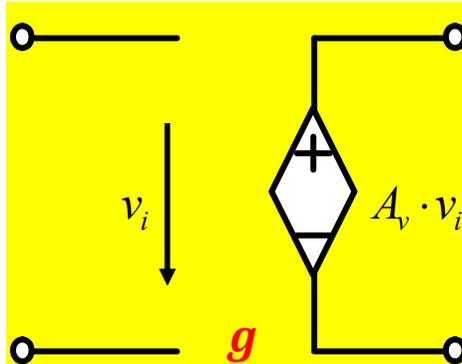
$$\approx -g_m R'_L = -122$$

分压系数，分流系数接近于1，晶体管可抽象为理想压控流源，用理想压控流源进行估算，结果可以接受

三、三种组态

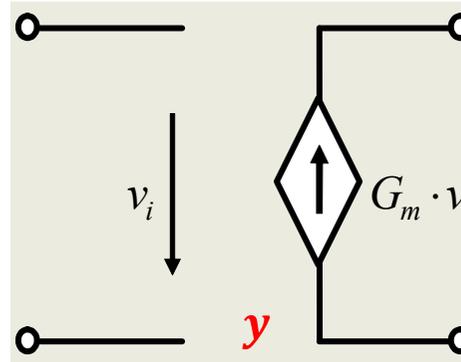
- 三种组态
 - 晶体管的三个端点，取其中之一作为公共端点形成二端口网络
 - 发射极为公共端点：共射组态：Common Emitter
 - 基极为公共端点：共基组态：Common Base
 - 集电极为公共端点：共集组态：Common Collector
- 理想晶体管（ $r_{be} \rightarrow \infty, r_{ce} \rightarrow \infty$ ）三种组态的理想模型
 - CE：理想跨导模型：理想压控流源模型
 - CB：电流缓冲模型：流控流源模型
 - CC：电压缓冲模型：压控压源模型
- 个例分析

四种理想受控源



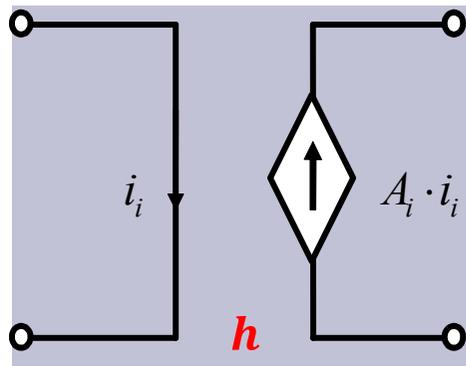
VCVS

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ A_v & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$



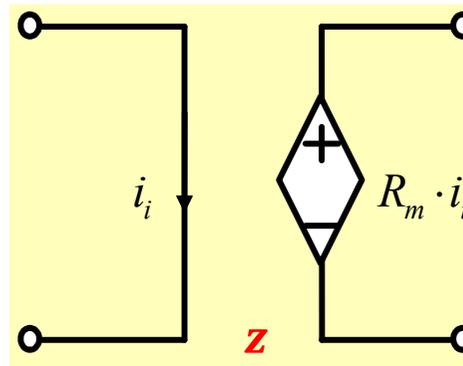
VCCS

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -G_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$



CCCS

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -A_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$



CCVS

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ R_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

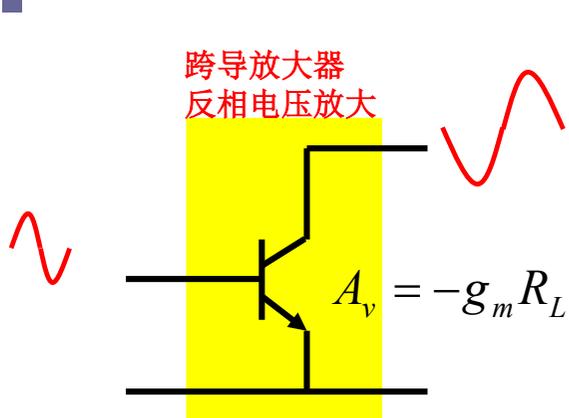
理想压控源
输入阻抗无穷大（开路）

理想流控源
输入阻抗为零（短路）

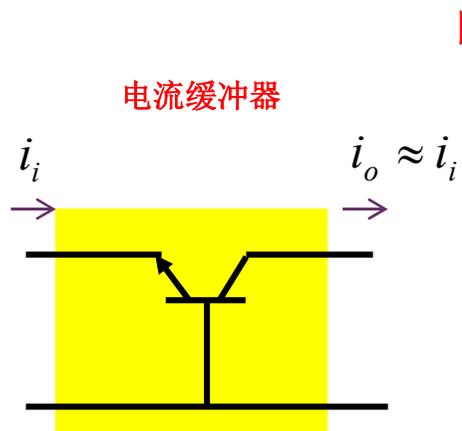
理想受控电压源
输出阻抗为零

理想受控电流源
输出阻抗无穷大

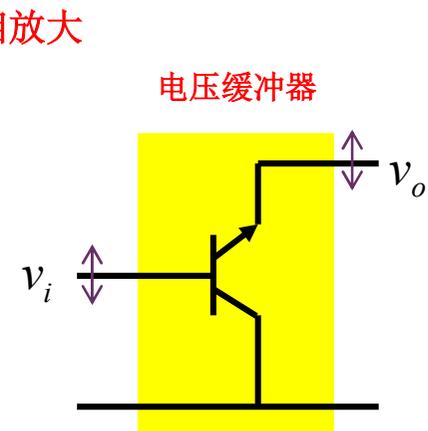
晶体管三种组态的原理分析



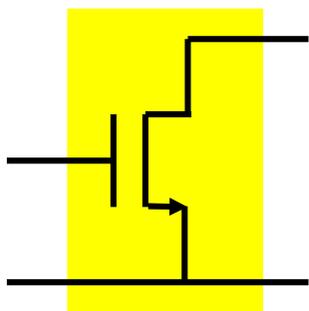
Common Emitter
CE: 共射组态



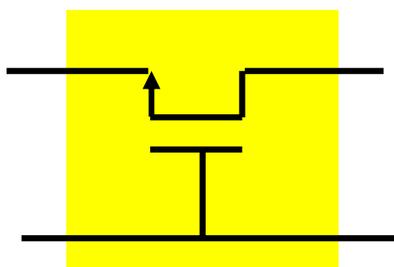
Common Base
CB: 共基组态



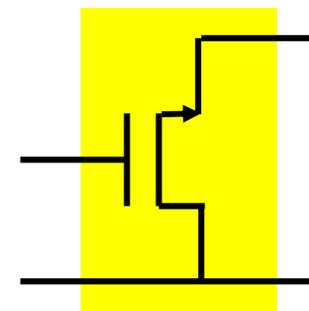
Common Collector
CC: 共集组态



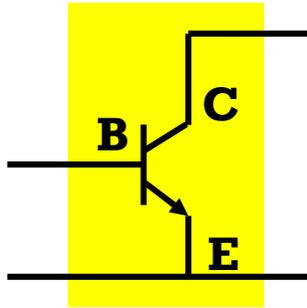
Common Source
CS: 共源组态



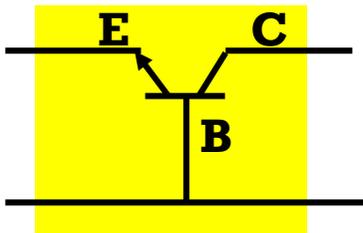
Common Gate
CG: 共栅组态



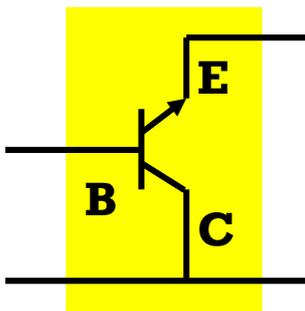
Common Drain
CD: 共漏组态



Common Emitter

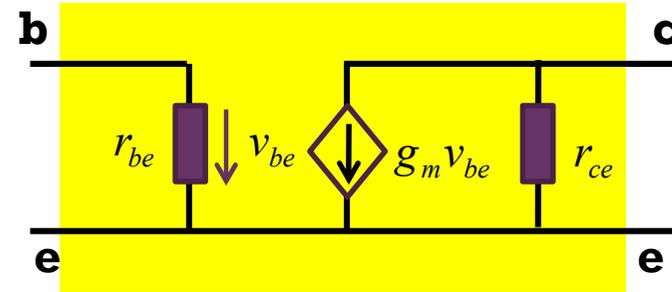


Common Base

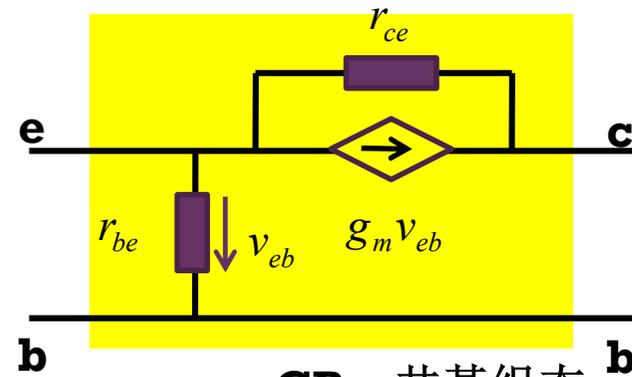


Common Collector

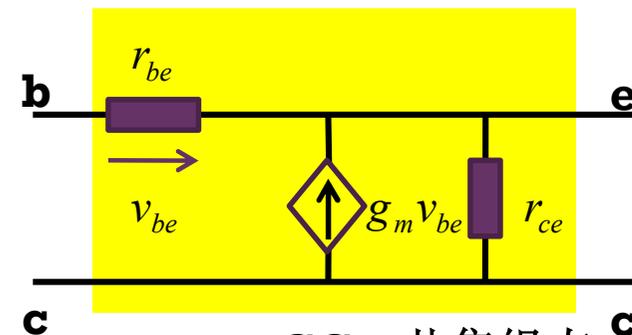
三种组态的通用跨导器模型



CE: 共射组态



CB: 共基组态



CC: 共集组态

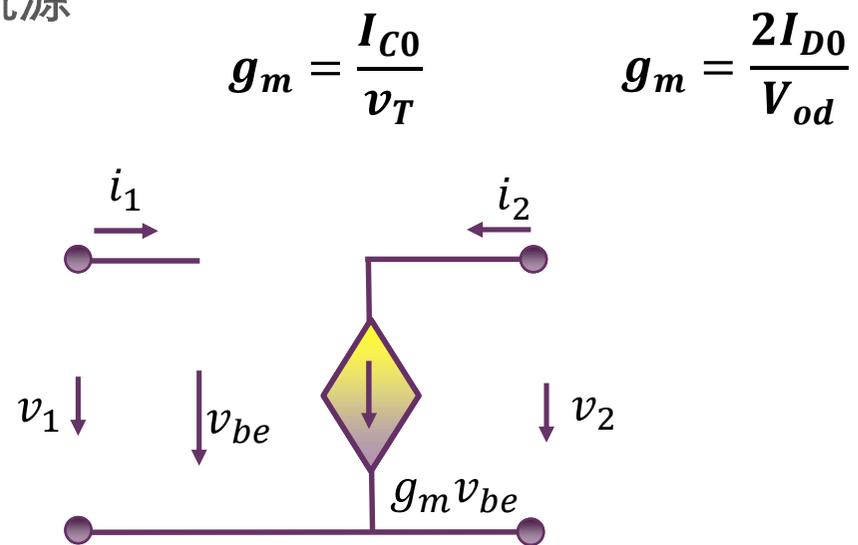
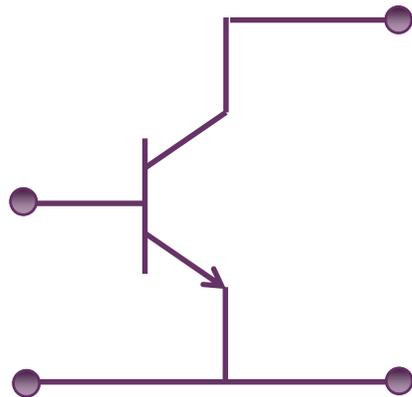
理想晶体管

- 电流增益和厄利电压被抽象为无穷大的晶体管为理想晶体管

- $\beta \rightarrow \infty, V_A \rightarrow \infty$

- $r_{be} = \beta \frac{1}{g_m} = \beta \frac{v_T}{I_{C0}} \rightarrow \infty, r_{ce} = \frac{V_A}{I_{C0}} \rightarrow \infty$

- 理想晶体管CE组态为理想压控流源

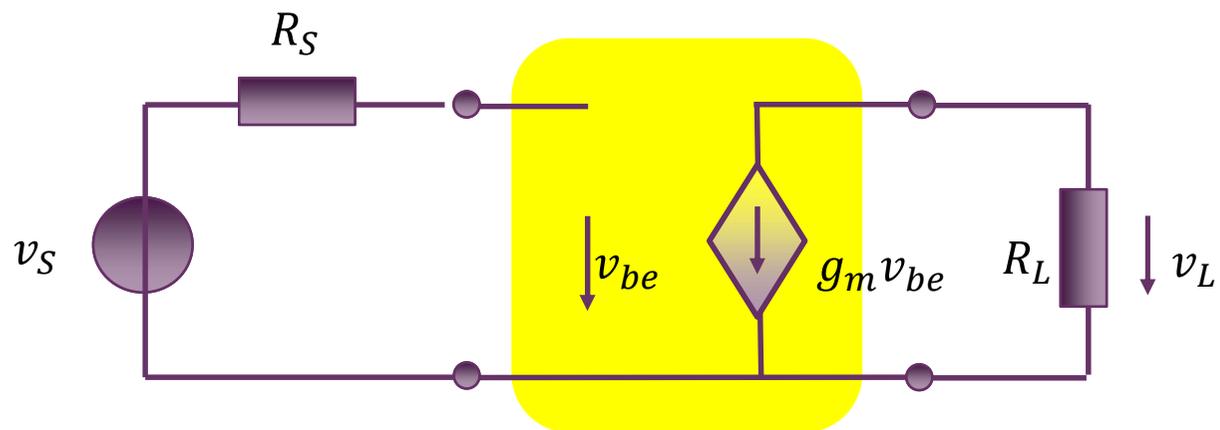
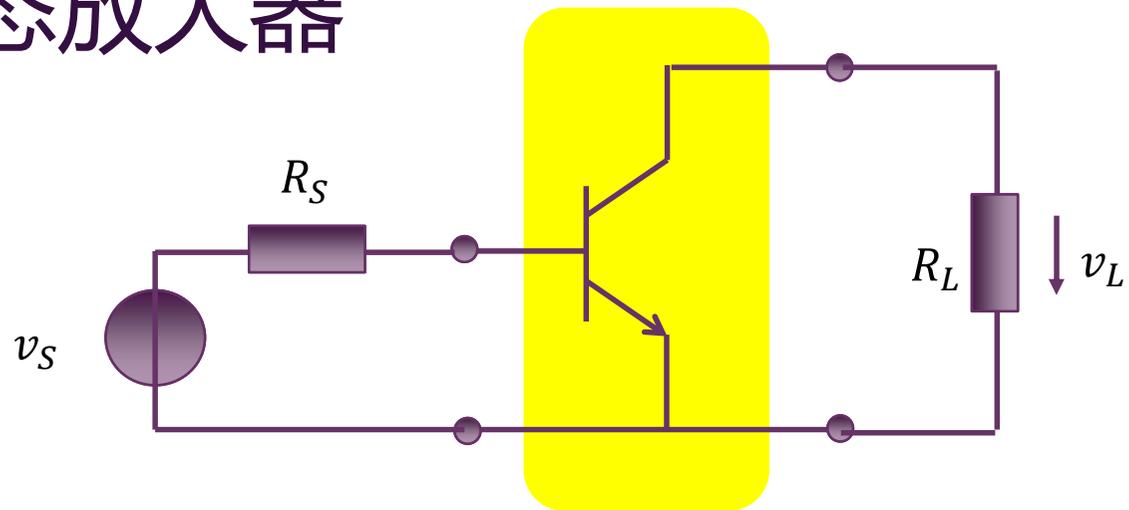


$$g_m = \frac{I_{C0}}{v_T}$$

$$g_m = \frac{2I_{D0}}{V_{od}}$$

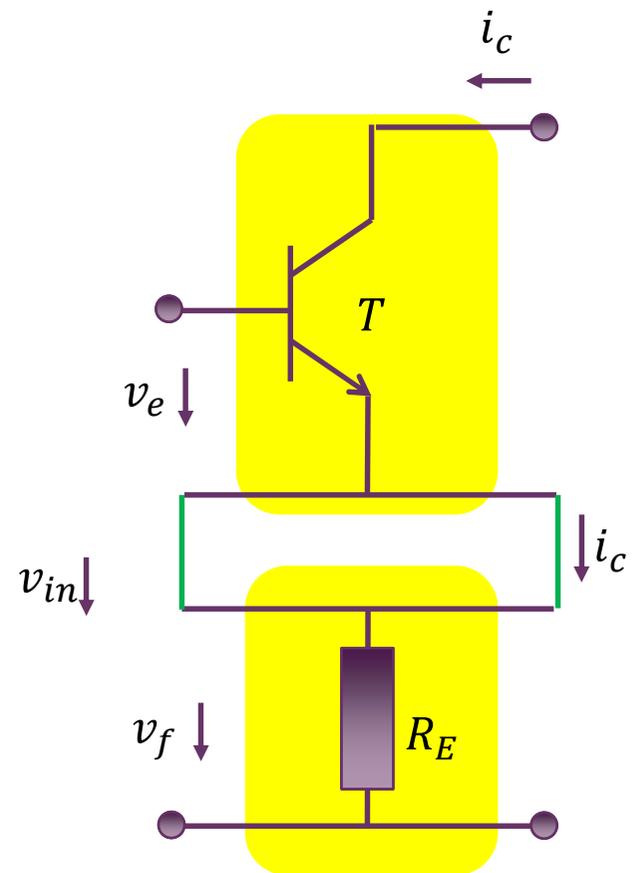
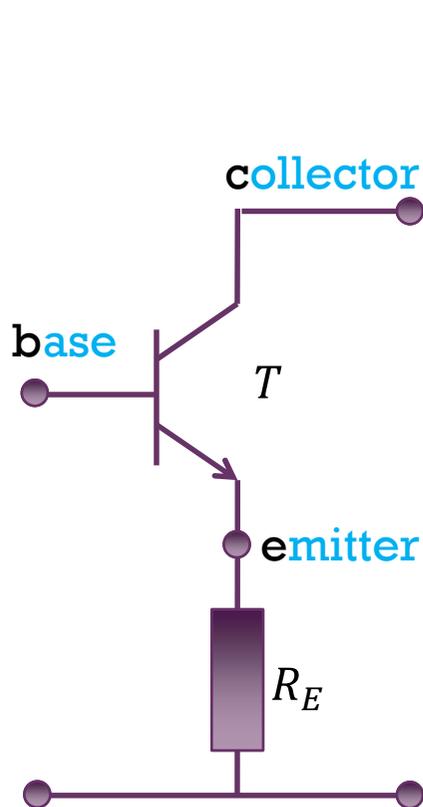
$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

CE组态放大器

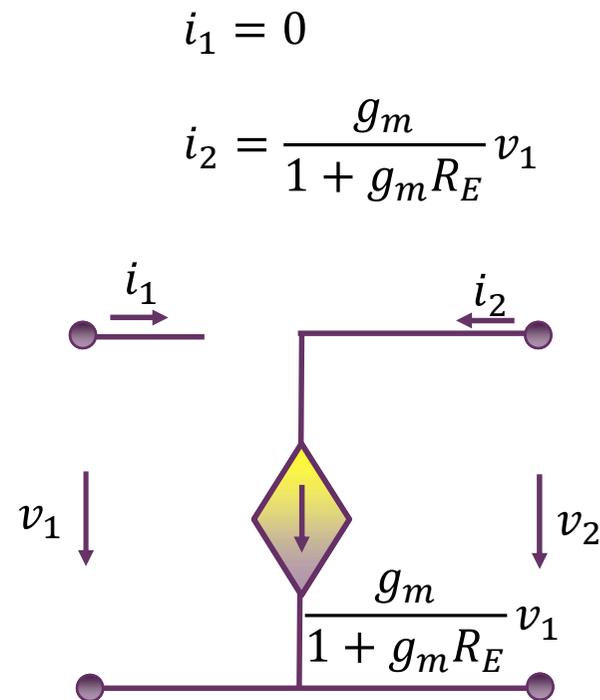
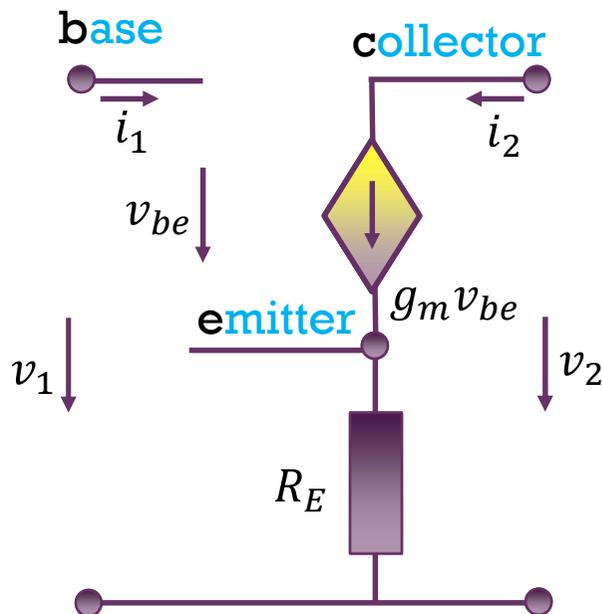
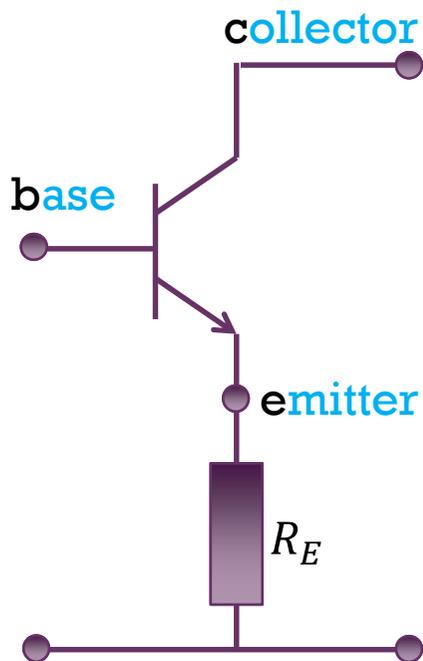


$$A_v = -g_m R_L$$

串串负反馈



复合串串负反馈电阻后理想晶体管还是理想晶体管



$$i_2 = g_m v_{be} = g_m (v_b - v_e)$$

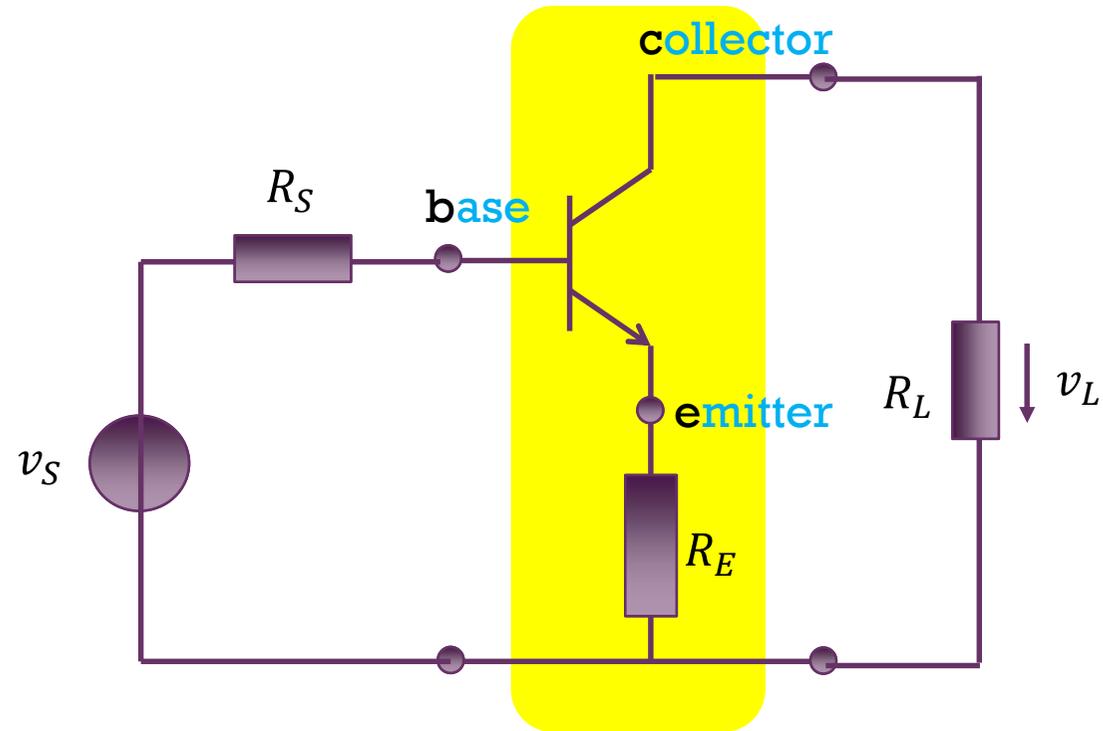
$$= g_m (v_1 - i_2 R_E) = g_m v_1 - i_2 g_m R_E$$

$$i_2 = \frac{g_m}{1 + g_m R_E} v_1$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{g_m}{1 + g_m R_E} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

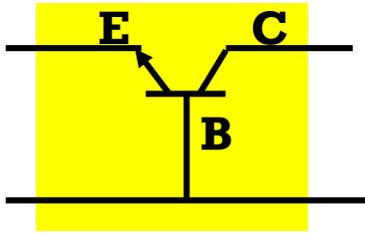
结论：理想晶体管加串联负反馈电阻 R_E 后仍然是理想晶体管，只不过跨导增益发生改变而已：
变得更加稳定了

CE组态负反馈放大器

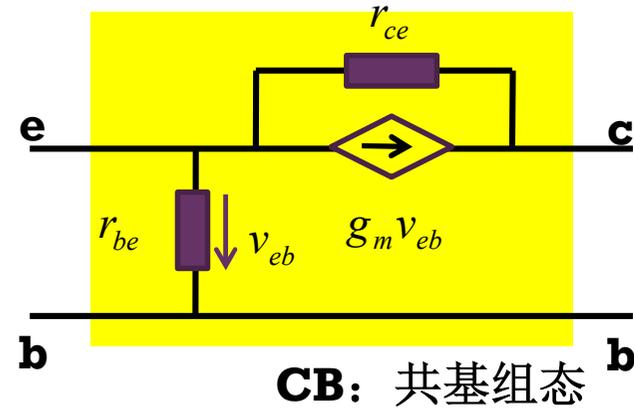


$$A_v = -g_{mf}R_L = -\frac{g_m}{1 + g_m R_E} R_L \stackrel{g_m R_E \gg 1}{\approx} -\frac{R_L}{R_E}$$

CB组态的理想晶体管



Common Base

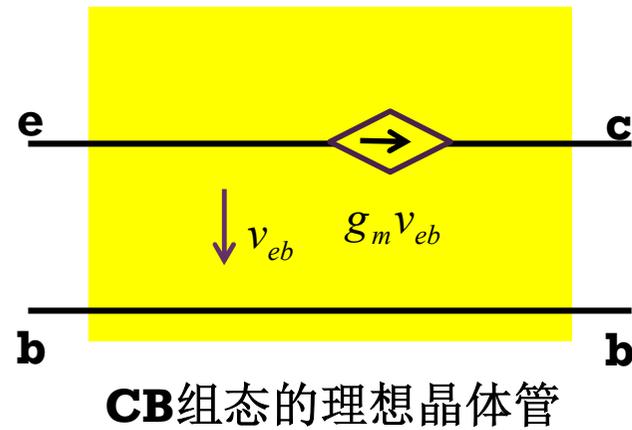


端口伏安特性方程

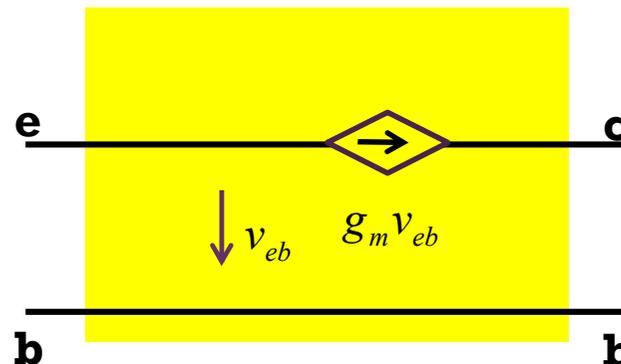
$$i_1 = g_m v_1$$

$$i_2 = -i_1 = -g_m v_1$$

y参量表述



CB组态理想晶体管 电路模型

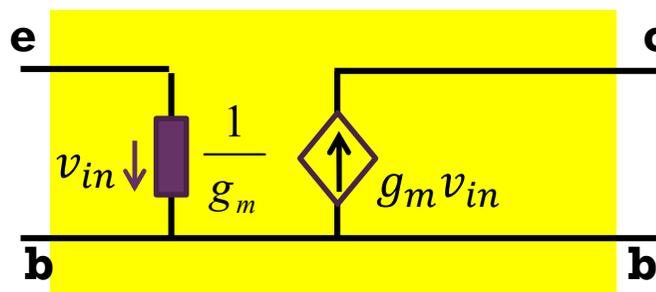


端口伏安特性方程

$$i_1 = g_m v_1$$

$$i_2 = -g_m v_1$$

y参量表述



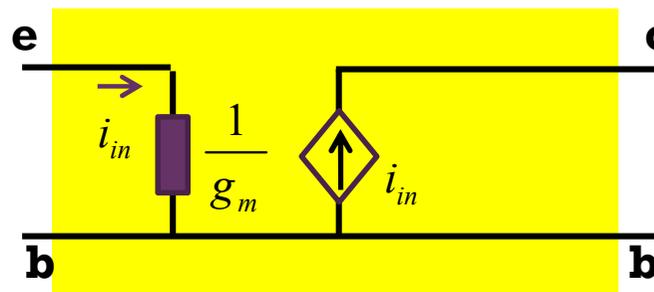
理想晶体管**CB**组态y参量电路模型

偏离理想压控流源较远

$$v_1 = \frac{1}{g_m} i_1$$

$$i_2 = -i_1$$

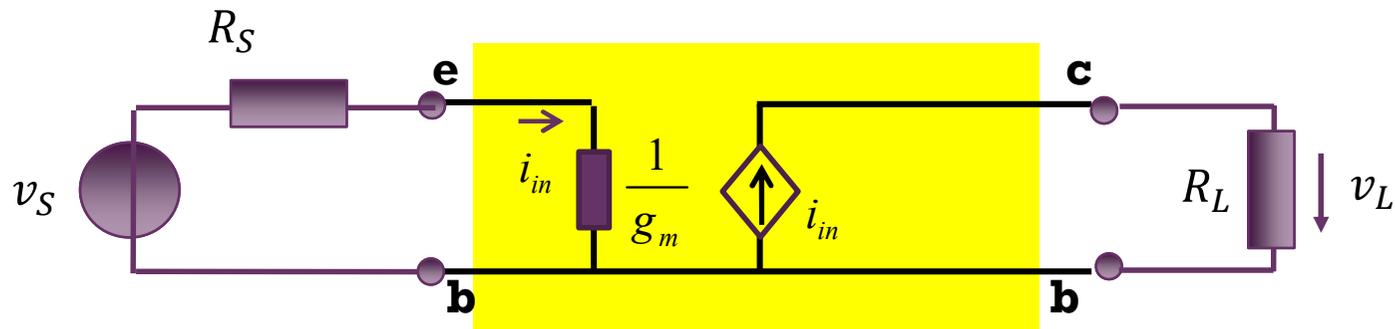
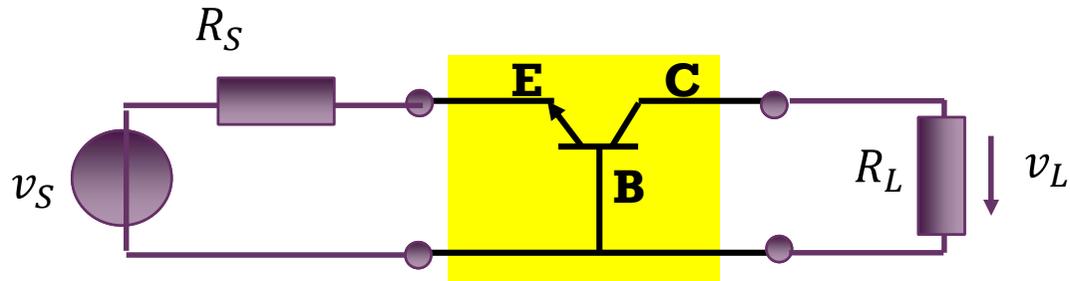
h参量表述



理想晶体管**CB**组态h参量电路模型

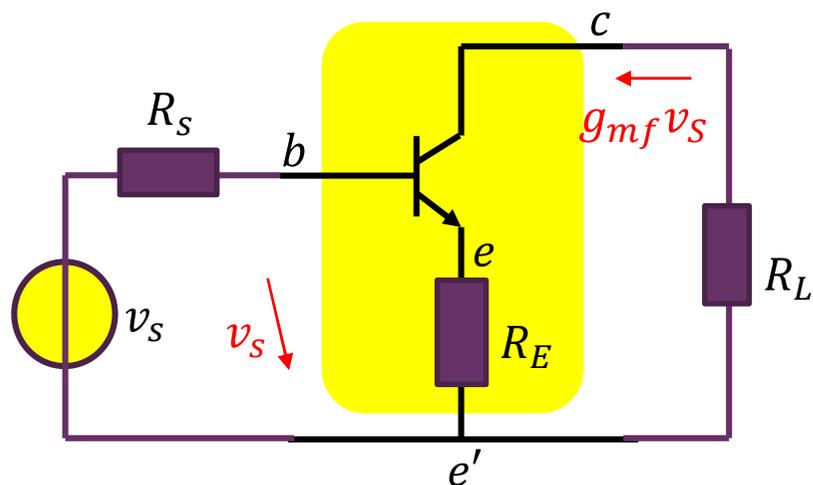
电流缓冲器模型：接近于理想流控流源

CB组态放大器理想模型结论

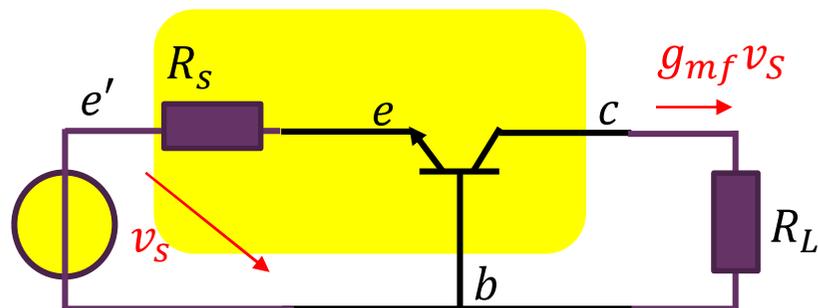


$$v_L = R_L i_{in} = R_L \frac{v_S}{R_S + \frac{1}{g_m}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S} R_L v_S = g_{mf} R_L v_S$$

简单理解：把信源内阻视为复合理想 晶体管内部负反馈电阻

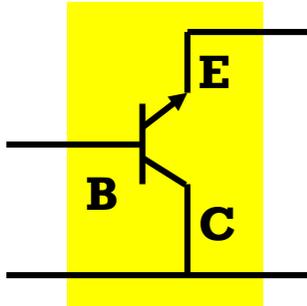


$$A_{v,CE} = -g_{mf}R_L = -\frac{g_m}{1 + g_m R_E} R_L$$

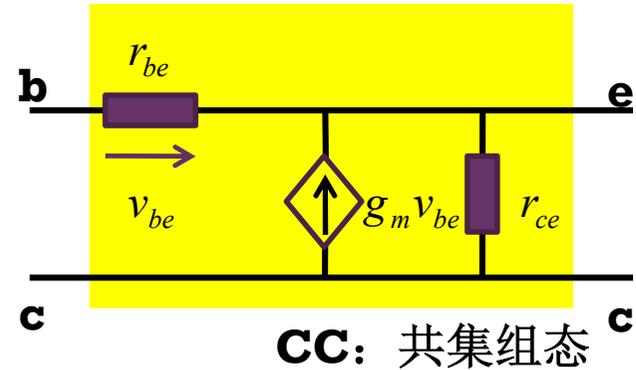


$$A_{v,CB} = +g_{mf}R_L = \frac{g_m}{1 + g_m R_s} R_L$$

CC组态的理想晶体管



Common Collector

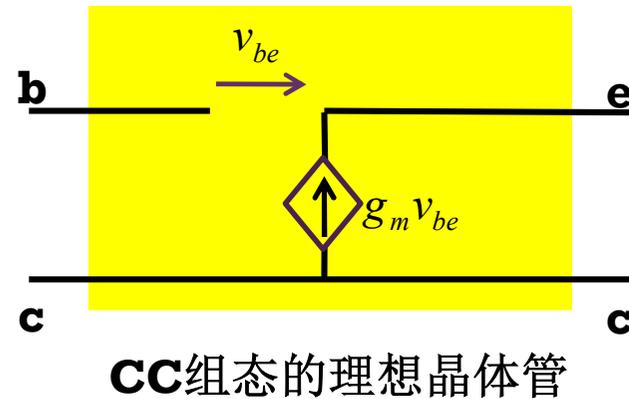


端口伏安特性方程

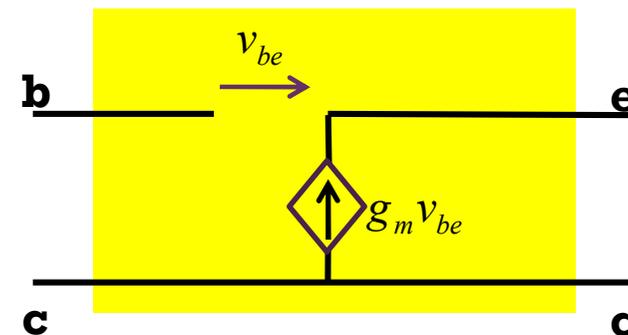
$$i_1 = 0$$

$$i_2 = -g_m v_{be} = -g_m v_1 + g_m v_2$$

y参量表述



CC组态理想晶体管 电路模型



CC组态的理想晶体管

端口伏安特性方程

$$i_1 = 0$$

$$i_2 = -g_m v_{be} = -g_m v_1 + g_m v_2$$

y参量表述



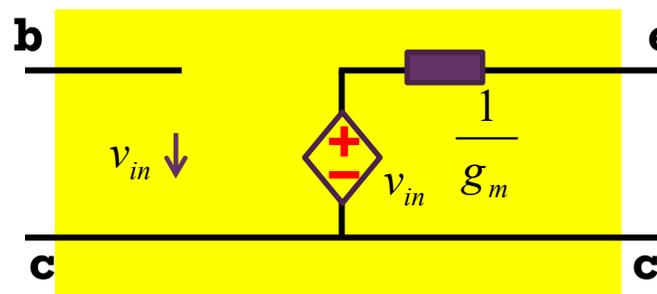
理想晶体管CC组态y参量电路模型

偏离理想压控流源较远

$$i_1 = 0$$

$$v_2 = v_1 + \frac{1}{g_m} i_2$$

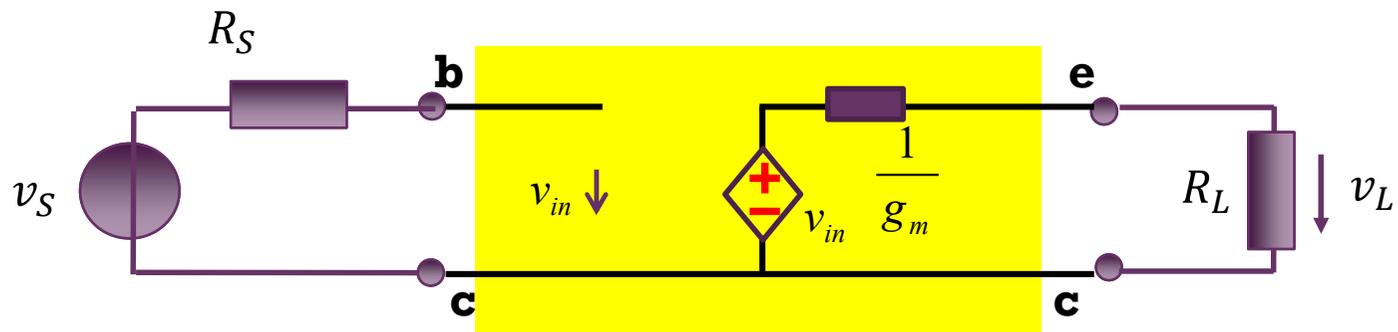
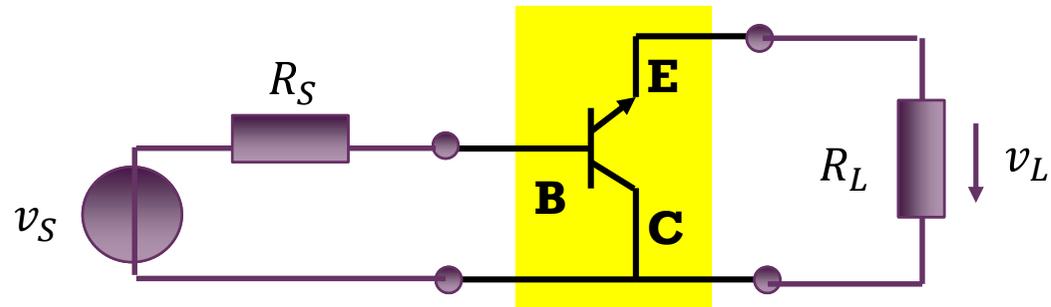
g参量表述



理想晶体管CC组态g参量电路模型

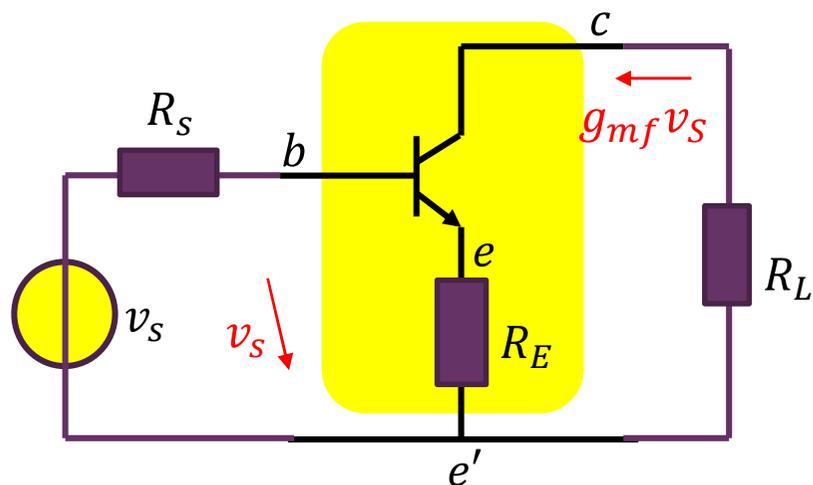
电压缓冲器模型：接近理想压控压源

CC组态放大器

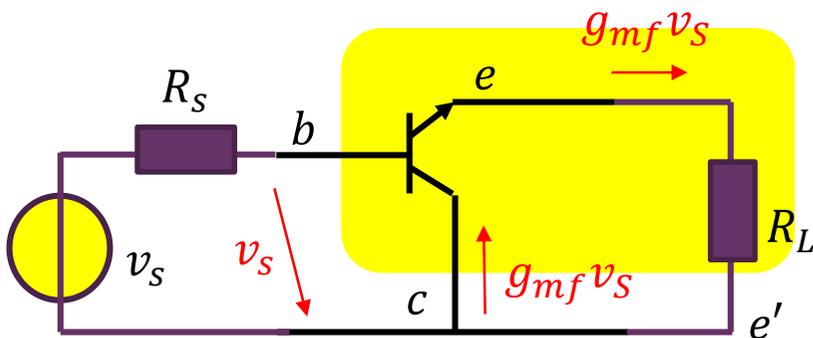


$$v_L = \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{g_m}} v_{in} = \frac{g_m}{1 + g_m R_L} R_L v_S = g_{mf} R_L v_S$$

简单理解：把负载电阻视为复合理想 晶体管内部负反馈电阻



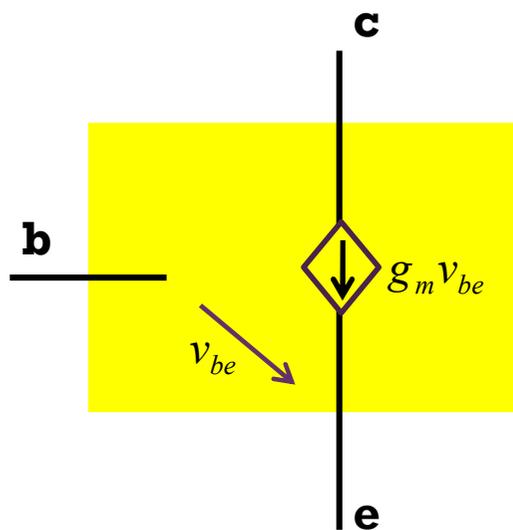
$$A_{v,CE} = -g_{mf}R_L = -\frac{g_m}{1 + g_m R_E} R_L$$



$$A_{v,CC} = +g_{mf}R_L = \frac{g_m}{1 + g_m R_L} R_L$$

理想晶体管特征

$$R_S \ll r_{be}, R_L \ll r_{ce}$$

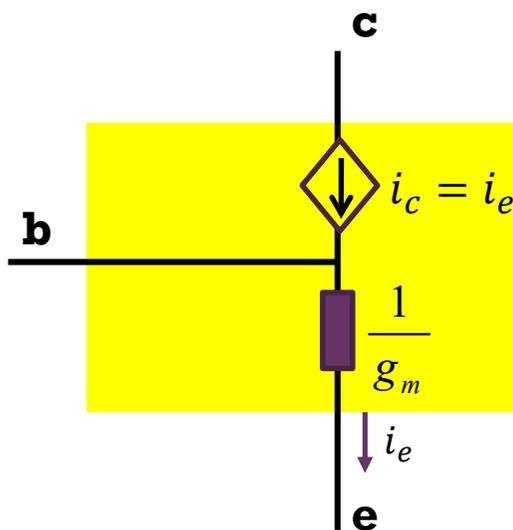


$$i_b = 0$$

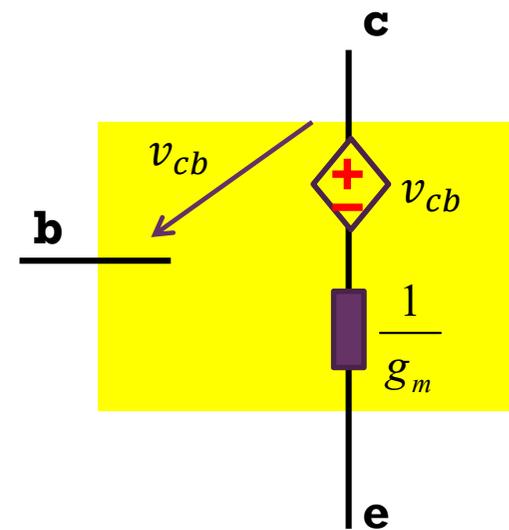
$$i_c = i_e = g_m v_{be}$$

$$r_e = \frac{1}{g_m}$$

$$R_L \ll r_{ce}$$



$$R_S \ll r_{be}$$

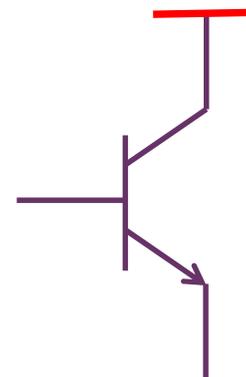
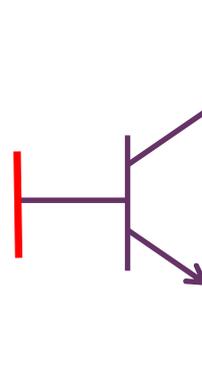
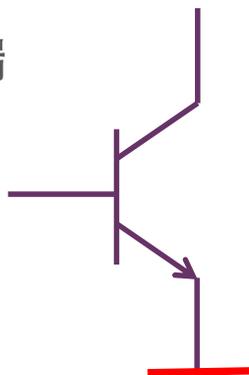


集电极电流等于发射极电流：描述如下事实
发射极发射的载流子几乎全部被集电极收集
源极提供的载流子通过沟道全部在漏极漏走

发射极看入阻抗（对地阻抗）为 $\frac{1}{g_m}$

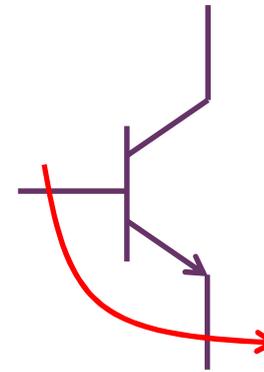
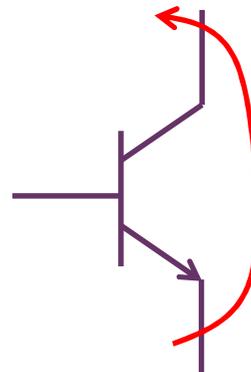
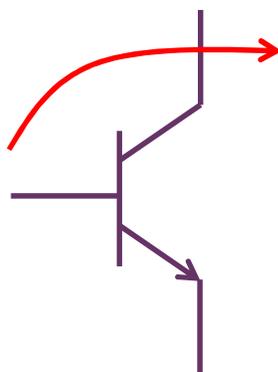
晶体管组态判定方法

- 看哪个端点**交流接地**
 - 谁接地，该端就是公共端



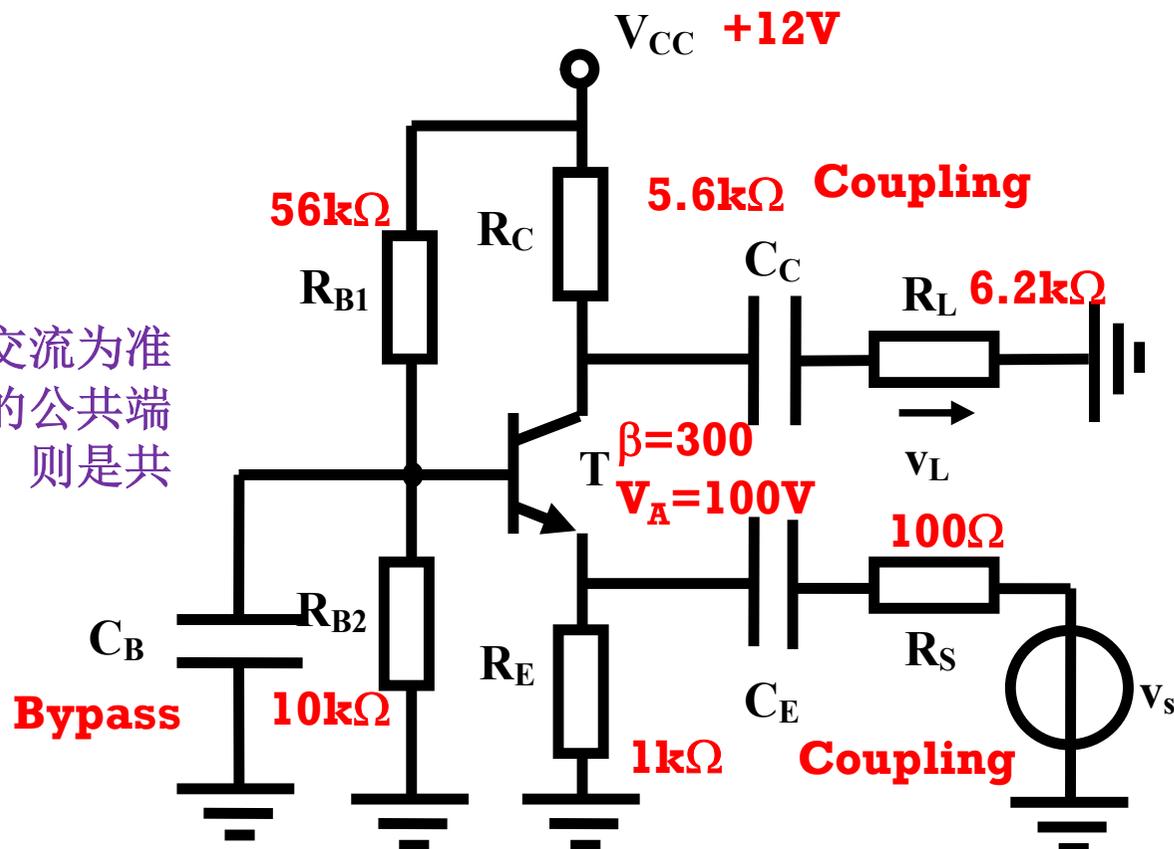
- 看信号放大路径，信号如何流动

- 信号从B到C，就是共E
- 信号从B到E，就是共C
- 信号从E到C，就是共B



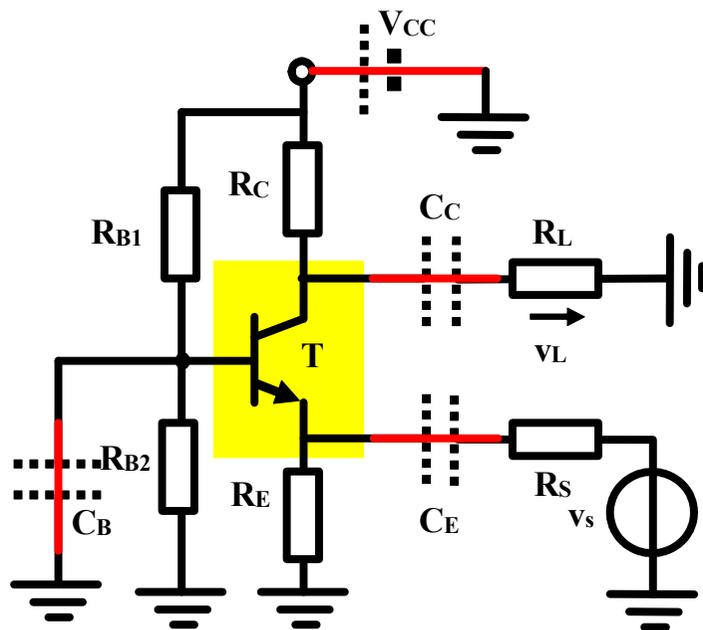
CB组态放大器分析例

组态是以交流为准
交流分析的公共端
点是基极，则是共
基组态

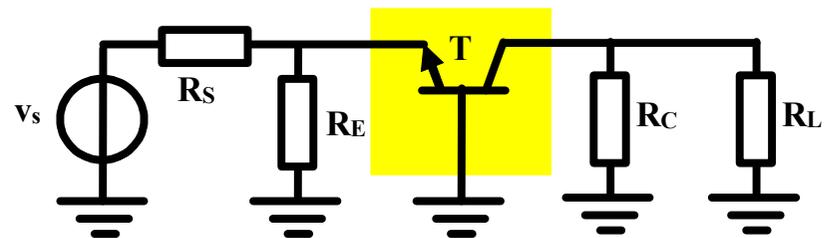


$$A_v = \frac{v_L}{v_S} = ?$$

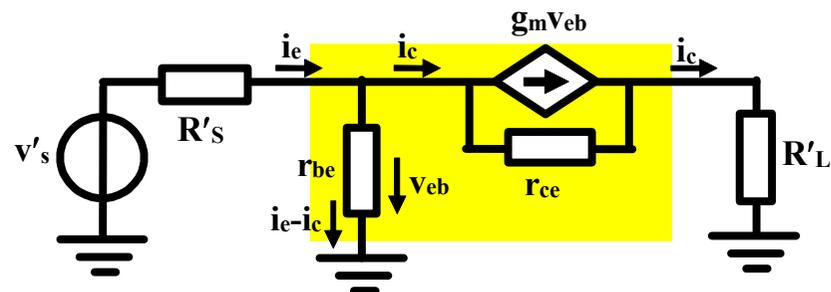
交流小信号分析



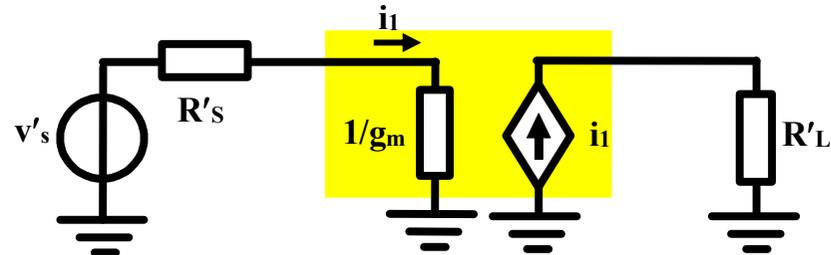
(a) 耦合电容、直流偏置电压源交流短路



(b) 交流小信号分析电路



(c) 晶体管采用通用跨导器模型



(d) 晶体管采用 CB 组态电流缓冲器模型

$$v'_s = \frac{R_E}{R_E + R_S} v_s = \frac{1k}{1k + 0.1k} v_s = 0.909v_s$$

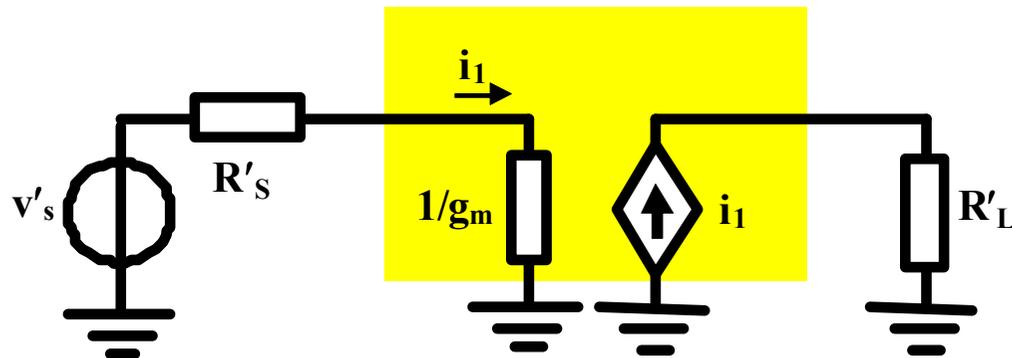
$$R'_S = R_S \parallel R_E = \frac{R_E R_S}{R_E + R_S} = \frac{1k \times 0.1k}{1k + 0.1k} = 90.9\Omega$$

$$R'_L = R_L \parallel R_C = 6.2k\Omega \parallel 5.6k\Omega = 2.94k\Omega$$

满足理想晶体管抽象条件 采用CB组态最适模型

$$R'_L = 2.94k\Omega \ll r_{ce} = 92.6k\Omega$$

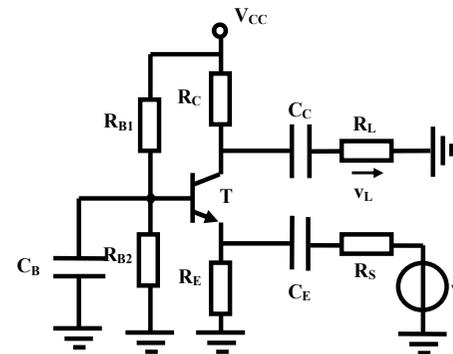
我们总是喜欢简单模型：
结论简洁，易于记忆



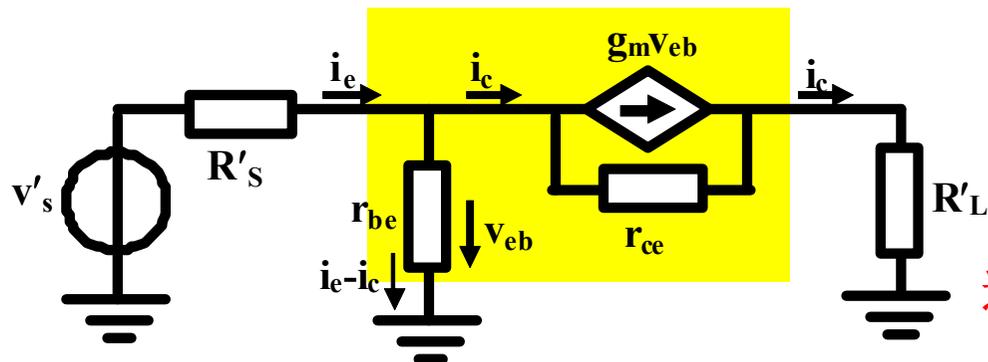
$$i_1 = \frac{v'_s}{R'_S + \frac{1}{g_m}} = \frac{g_m}{1 + g_m R'_S} v'_s = g_{mf} v'_s$$

$$v_L = i_1 R'_L = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_S} v'_s = g_{mf} R'_L v'_s$$

$$= \frac{41.5m \times 2.94k}{1 + 41.5m \times 0.091k} \times 0.909 v_s = \frac{122}{1 + 3.77} \times 0.909 v_s = 23.2$$



27.3dB的同相电压放大



通用跨导器模型

$$v'_s = R'_S i_e + (i_e - i_c) r_{be}$$

$$v'_s = R'_S i_e + (i_c - g_m (i_e - i_c) r_{be}) r_{ce} + i_c R'_L$$

$$v_L = i_c R'_L = \frac{(1 + g_m r_{ce}) r_{be} R'_L}{R'_S (r_{be} + r_{ce} + g_m r_{be} r_{ce} + R'_L) + r_{be} (r_{ce} + R'_L)} v'_s$$

$$= \frac{(1 + 41.5m \times 92.6k) \times 7.22k \times 2.94k}{90.9 \times (7.22k + 92.6k + 41.5m \times 7.22k \times 92.6k + 2.94k) + 7.22k \times (92.6k + 2.94k)} v'_s$$

$$= 25.3 \times v'_s = 25.3 \times 0.909 v_s = 23 v_s$$

同相电压放大
27.2dB

和理想晶体管模型结论**27.3dB**比没有本质区别，但理想晶体管模型极度简单

小结

- 当非线性器件上施加的信号有直流和交流且交流信号幅度很小时，交流小信号感受不到非线性器件的非线性，在交流小信号的感受视野内，它只感受到线性特性
 - 数学上讲，泰勒展开的高次非线性影响太小，可以忽略不计
- 晶体管交流小信号模型中的 r_{be} 来自基极电流（正偏BE结的微分电阻）， r_{ce} 来自厄利效应， g_m 则来自晶体管非线性电阻的受控特性
- 理想晶体管**CE组态为理想压控流源**，**CB组态为电流缓冲器**，**CC组态为电压缓冲器**，上述三个理想模型对三种组态通用
 - 从发射极看入对地阻抗为 $1/g_m$
 - 在如下条件满足前提下，则应采用理想晶体管模型进行分析，可获得足够简单且足够精确的原理性结论

- CE: $R_S \ll r_{be}$, $R_L \ll r_{ce}$ $A_{v0} = -g_m R_L$ $A_{v0} = -\frac{g_m}{1+g_m R_E} R_L$

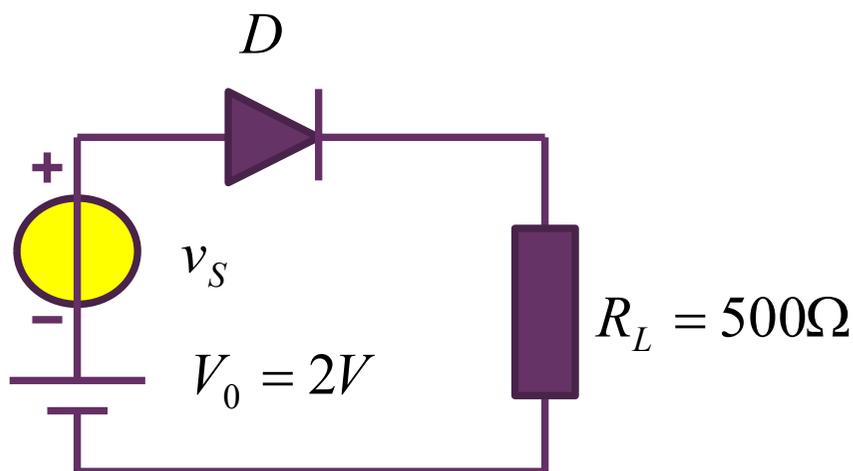
- CB: $R_L \ll r_{ce}$ $A_{v0} = +\frac{g_m}{1+g_m R_S} R_L$

- CC: $R_S \ll r_{be}$ $A_{v0} = +\frac{g_m}{1+g_m R_L} R_L$

作业选讲

作业2.1 二极管模型

- 二极管采用“导通0.7V恒压、反偏开路”模型，分析如下电路，给出输出电阻上的电压大小



$$v_S = 100 \sin \omega t (mV)$$

$$V_L = V_{L0} + v_L$$

直 交
流 流
分 分
量 量

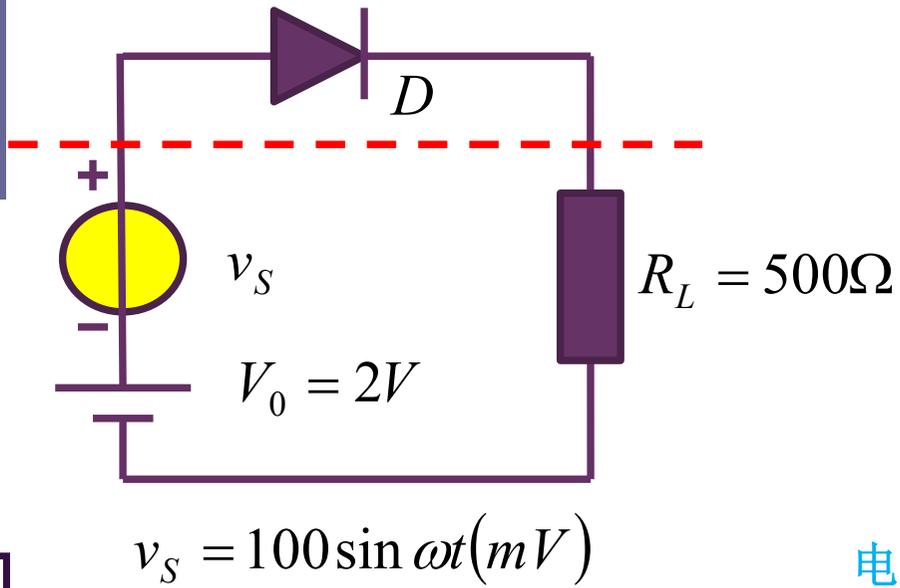
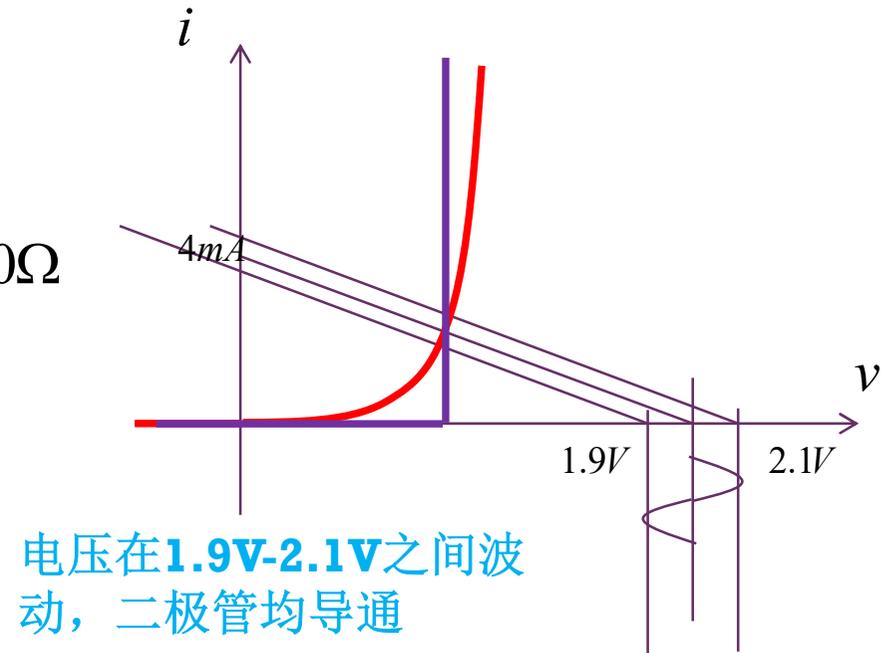
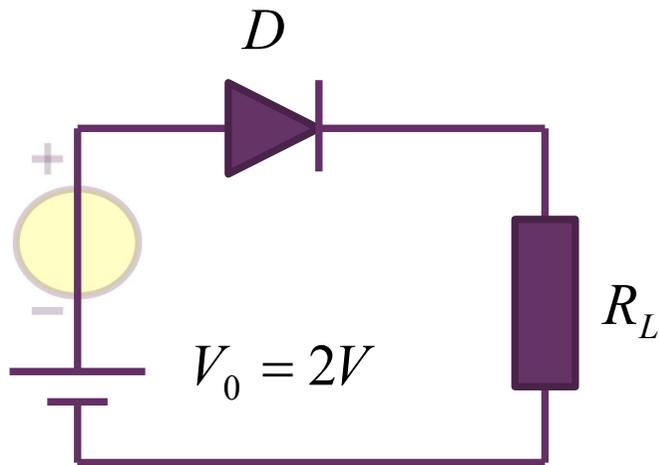


图
解





$$f(v) = I_{S0} \left(e^{\frac{v}{v_T}} - 1 \right) \quad \text{直流分析}$$

$$I_0 = f(V_{D0}) = f(V_0 - V_{L0}) = f(V_0 - I_0 R_L)$$

$$I_0 = I_{S0} \left(e^{\frac{V_0 - I_0 R_L}{v_T}} - 1 \right) \rightarrow I_0 = \frac{V_0 - v_T \ln \left(1 + \frac{I_0}{I_{S0}} \right)}{R_L}$$

2V 500Ω
10fA 26mV

这个非线性方程无法给出解析解，这就是为什么用分段折线近似的原因

数值法：
简单迭代法

$$V_{D0} = v_T \ln \left(1 + \frac{I_0^{(3)}}{I_{S0}} \right) = 0.6837V$$

$$V_{L0} = V_0 - V_{D0} = 1.3163V$$

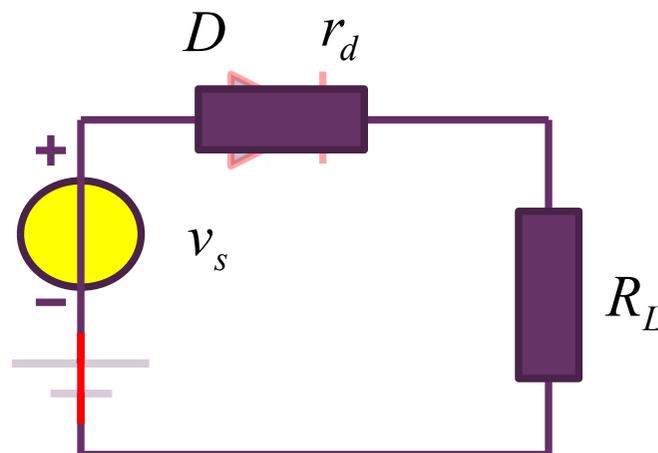
$$I_0^{(0)} = \frac{V_0 - 0.7}{R_L} = \frac{2 - 0.7}{0.5k} = 2.6mA$$

$$I_0^{(1)} = \frac{V_0 - v_T \ln \left(1 + \frac{I_0^{(0)}}{I_{S0}} \right)}{R_L} = 2.6332mA$$

$$I_0^{(2)} = \frac{V_0 - v_T \ln \left(1 + \frac{I_0^{(1)}}{I_{S0}} \right)}{R_L} = 2.6326mA$$

$$I_0^{(3)} = \frac{V_0 - v_T \ln \left(1 + \frac{I_0^{(2)}}{I_{S0}} \right)}{R_L} = 2.6326mA$$

交流分析



$$r_d = \frac{v_T}{I_{D0}} = \frac{26mV}{2.6326mA} = 9.8762\Omega$$

$$v_l(t) = \frac{R_L}{R_L + r_d} v_s(t) = \frac{500}{500 + 9.8762} \times 100 \sin \omega t = 98.06 \sin \omega t (mV)$$

$$v_L(t) = V_{L0} + v_l(t) = 1316 + 98 \sin \omega t (mV) \quad \mathbf{v_d(t)} \text{ 足够小, 故而交直流分析几乎精确}$$

$$v_L(t) = 1300 + 100 \sin \omega t (mV) \quad \text{分段折线模型误差小于} \mathbf{2\%}, \text{ 而且原理性更强, 因而对于大多数二极管电路, 我们更喜欢用分段折线模型}$$

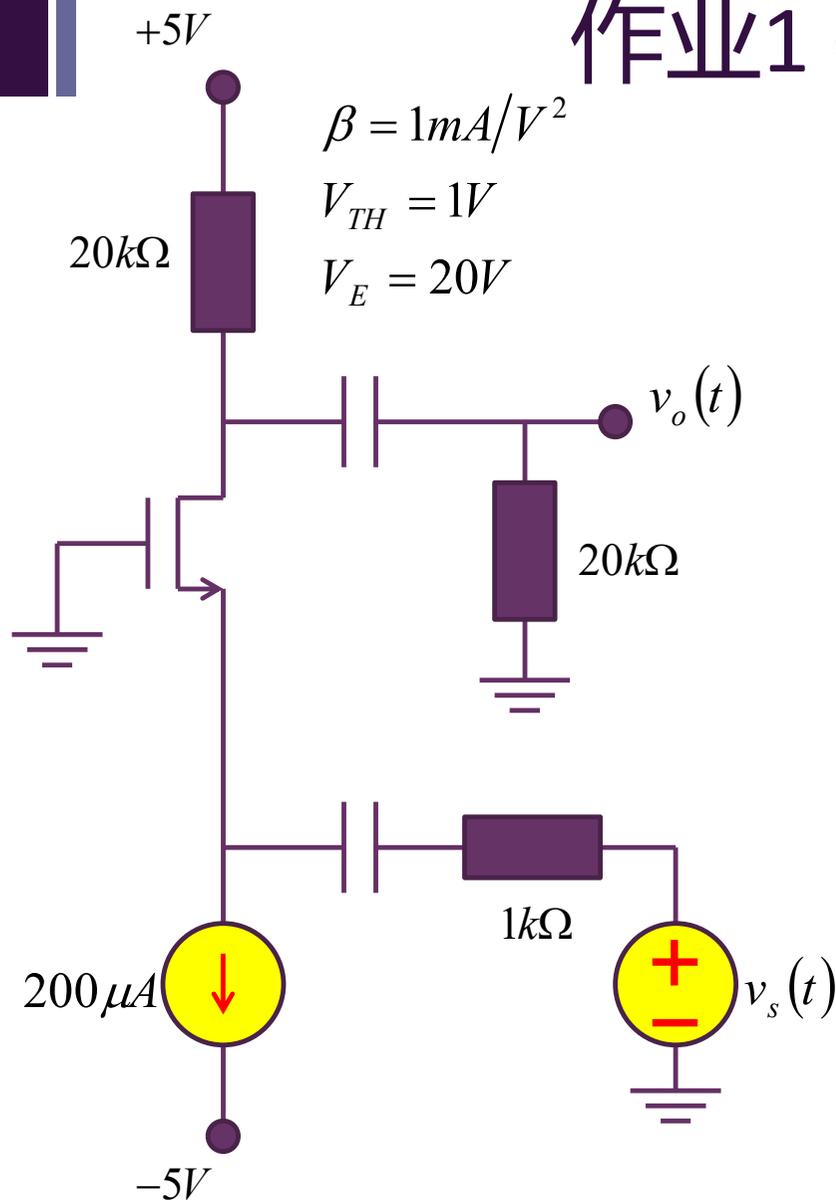
二极管和晶体管交流分析异同

- 当二极管电流在mA量级时，微分电阻 $10^1\Omega$ 量级，和k Ω 量级负载电阻相比，一般可以忽略不计，此时二极管小信号电阻可抽象为0，二极管模型多直接采用0.7V恒压源模型进行交直流分析

$$r_d = \frac{v_T}{I_{D0}} = \frac{26mV}{1mA} = 26\Omega$$

- 当二极管电流在 μA 量级时，微分电阻在10k Ω 量级，和k Ω 量级负载电阻相比，其影响不能忽略不计，此时交流小信号分析中必须将二极管微分电阻考虑在内
 - 如BJT的BE结微分电阻 r_{be} ，小信号模型中一般都需要考虑在内

作业1 CG组态晶体管放大器

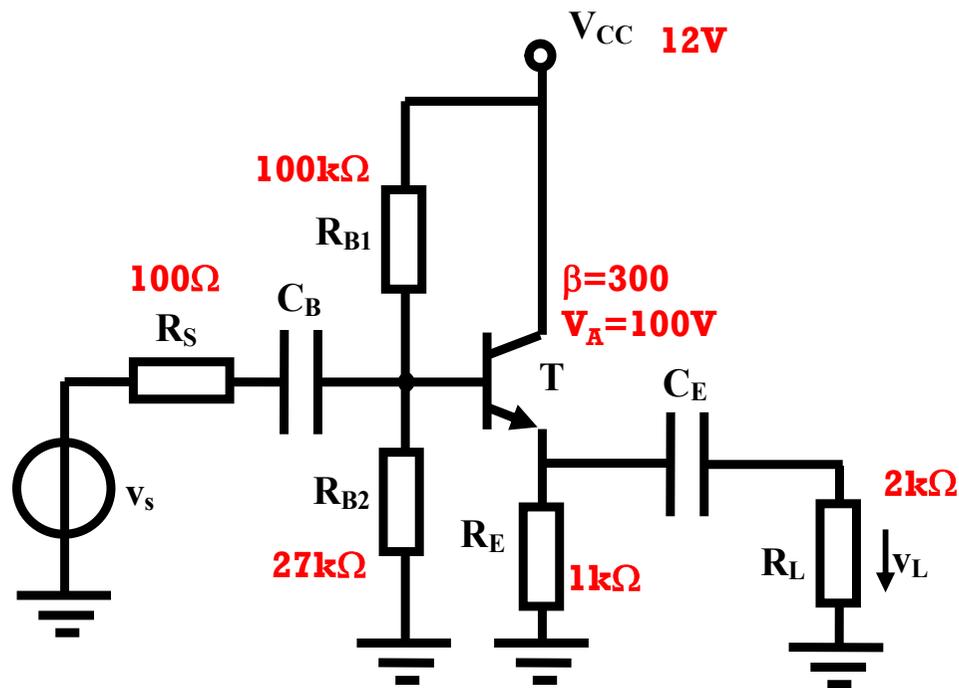


- 确认直流工作点在恒流区
- 求电压放大倍数和功率放大倍数
- 选作：分析说明MOSFET将直流电能转换为交流电能
 - (1) 将电容抽象为直流电压源，分析每个部件上的电压电流，说明无交流小信号激励时晶体管消耗的能量多，有交流小信号激励时，晶体管消耗的能量降低。可以理解为晶体管将吸收的直流能量转换为交流能量送出去，被负载电阻吸收
 - (2) 说明晶体管微分元件y参量电路为有源电路

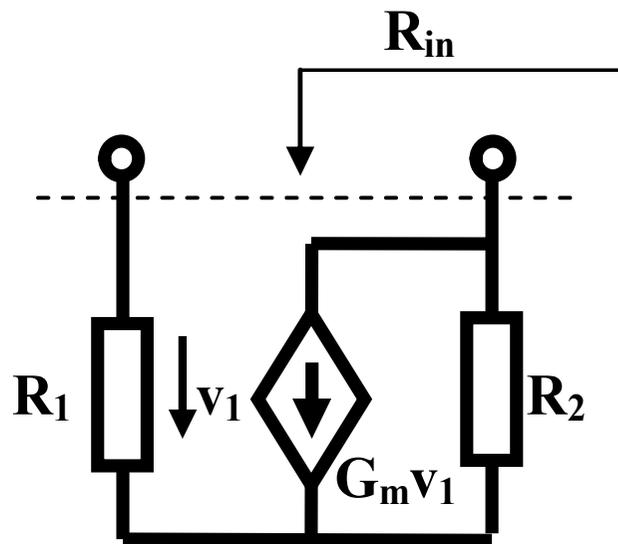
作业2 CC组态晶体管放大器

- (1) 直流分析
- (2) 交流分析

$$A_v = \frac{v_L}{v_S} = ?$$



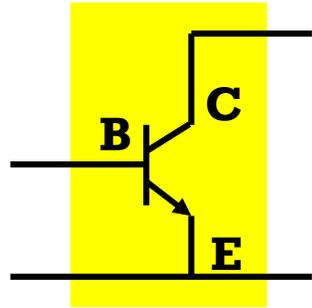
作业3 bc阻抗



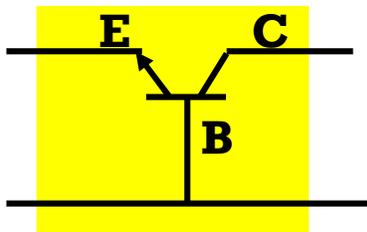
用加流求压法证明:

$$R_{in} = R_1 \langle G_m \rangle R_2 = R_1 + R_2 + G_m R_1 R_2$$

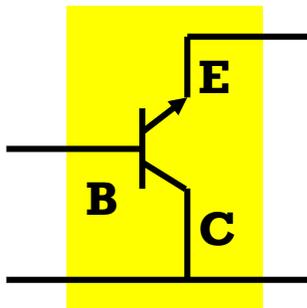
作业4 BJT交流小信号电路模型



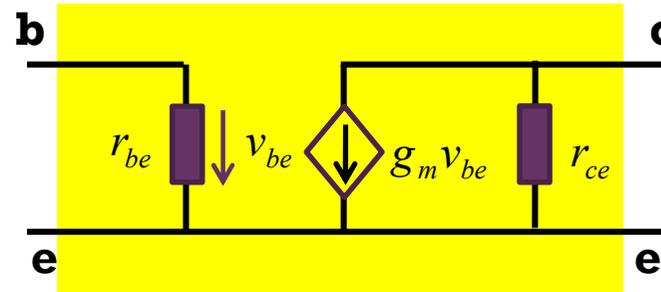
Common Emitter



Common Base



Common Collector

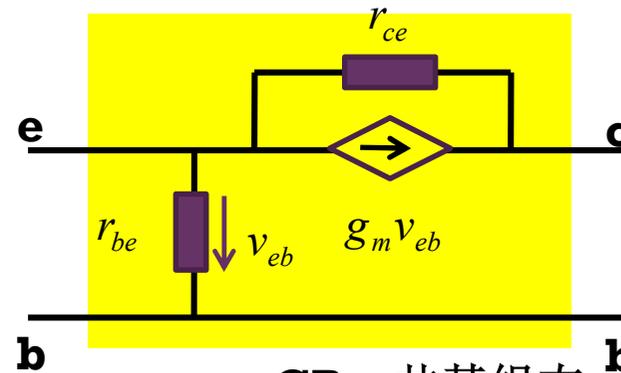


CE: 共射组态

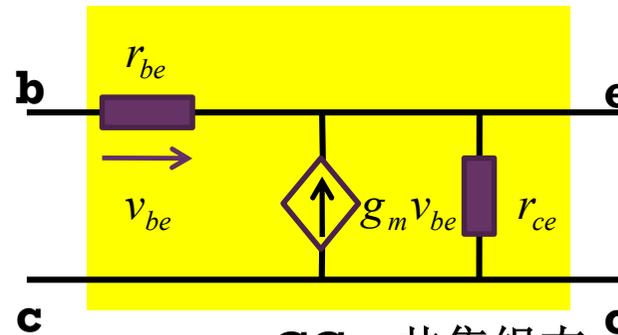
$$g_m = 40\text{mS}$$

$$r_{be} = 10\text{k}\Omega$$

$$r_{ce} = 100\text{k}\Omega$$

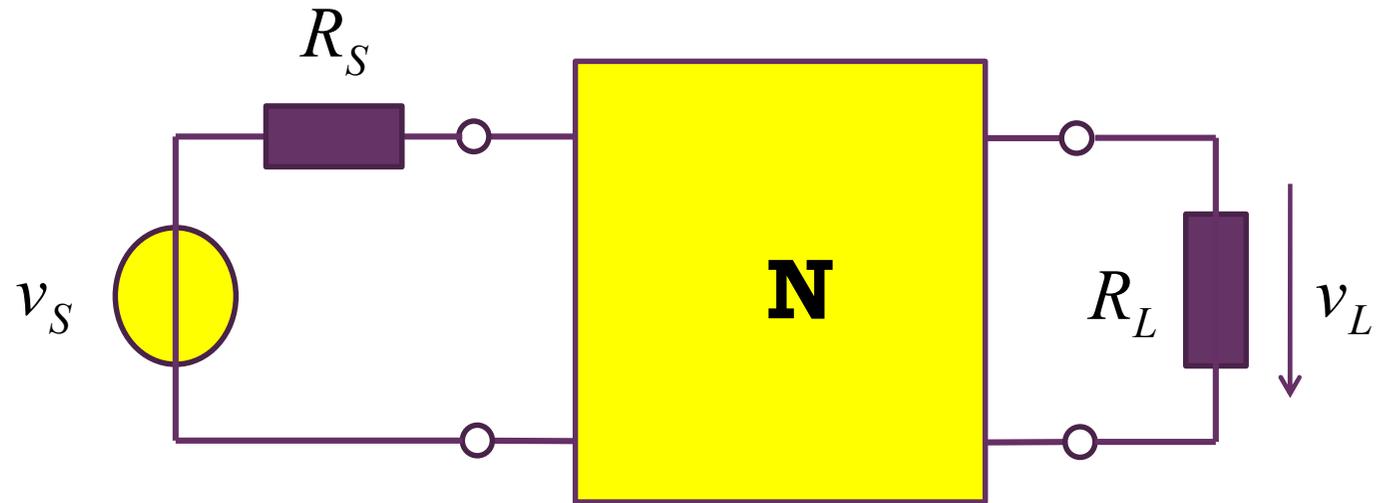
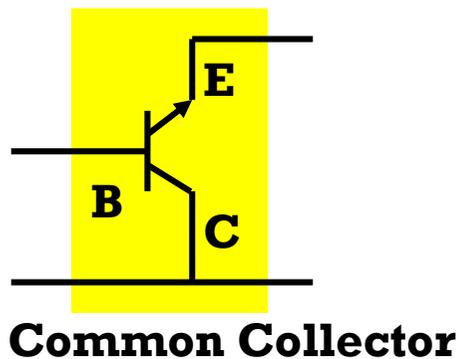
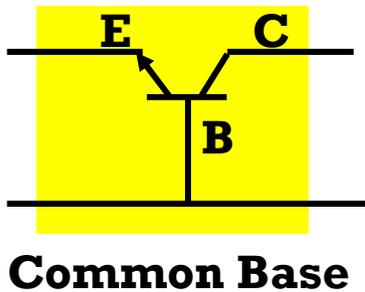
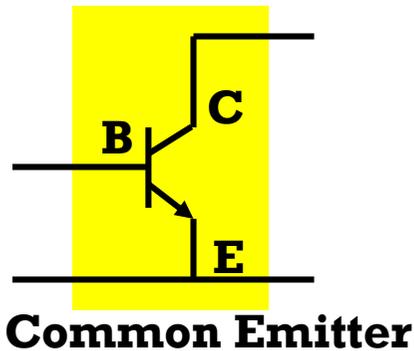


CB: 共基组态



CC: 共集组态

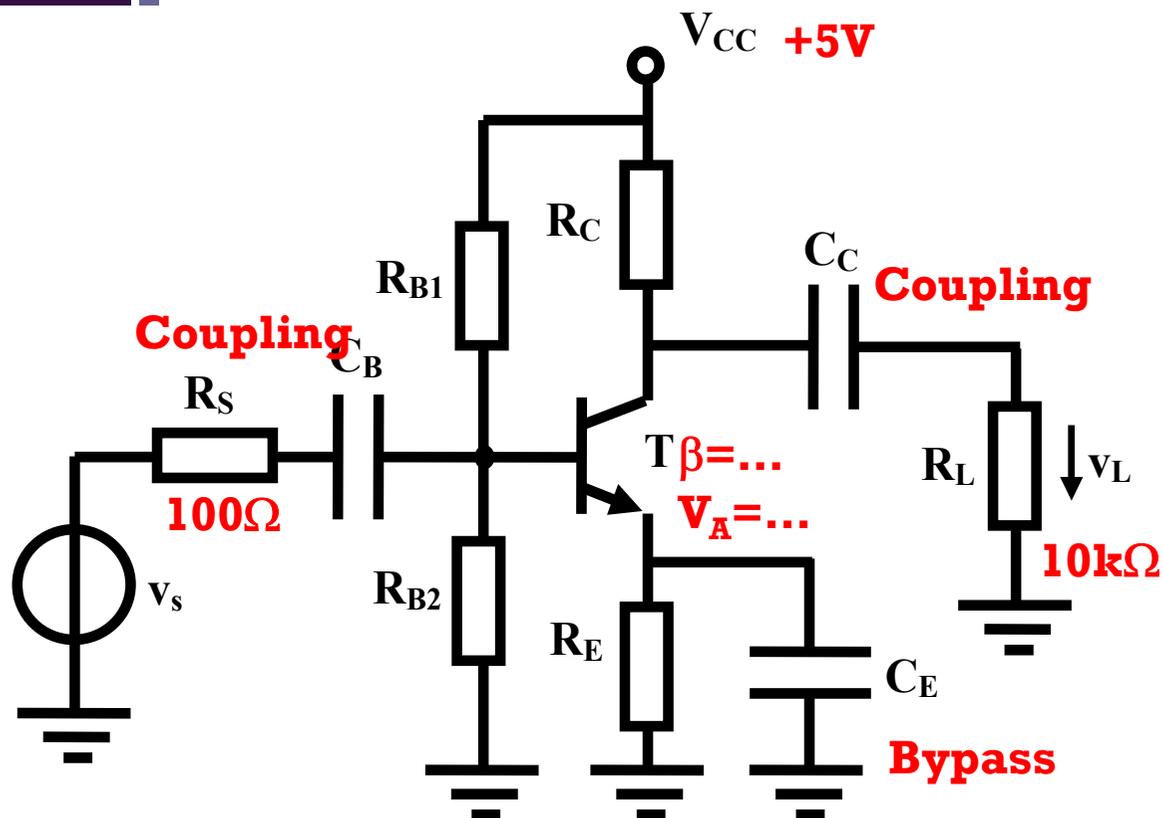
晶体管放大器分析



- 求三种组态晶体管放大器的输入电阻，输出电阻，电压传递函数表达式，代入具体数值求其输入电阻、输出电阻和电压放大倍数 ($R_S=50\Omega, R_L=1k\Omega$)
- 确认满足理想晶体管条件，给出理想晶体管模型求出的增益，与前述结论对比

上学期作业，重新做，理解晶体管，在理解上学期讲解的基础上，尽量换一种方法，或用多种方法解同一问题，例如采用结点电压法，回路电流法，网络参量法等

CAD作业



$$A_v = \frac{v_L}{v_S}$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{S,max}}$$

- 库中选NPN-BJT(如果没有,选NMOS也可以)
- 设计外围偏置电路,使得交流小信号电压增益100倍
 - 下面的要求可能是矛盾的,无法折中的
 - 输出电压范围尽可能大: 输入正弦信号幅度增加,仍然保持正弦波形输出的最大输出幅度越大越好
 - 功率增益尽可能大: 考虑匹配(增加理想变压器?)
 - 工作频率1kHz-1MHz范围内,增益尽可能平坦(电容影响)

本节课内容在教材中的章节对应

- P324-330: 单端口非线性电阻局部线性化原理
- P332-334: 耦合电容和高频扼流圈
- P338-342: 二端口非线性电阻局部线性化原理
- P342-348: CE组态晶体管放大器分析
- P353-360: 三种组态