

电子电路与系统基础(B2)---非线性电路

# 第10讲：差分放大

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	<b>MOSFET</b>
信号分析	4	<b>BJT</b>
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
<b>RLC</b> 二阶	9	负反馈
二阶时频	<b>10</b>	<b>差分放大</b>
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

# 差分放大 内容

- 高增益放大
  - 有源负载
  - 缓冲
  - 级联
- 大信号放大
  - A类放大
  - AB类放大
- 差分放大
  
- 作业选讲
  - 三种组态

# 一、高增益放大器

- 如果期望获得优良性能的负反馈放大器，就需要深度负反馈
- 深度负反馈意味着开环放大器必须是高增益的
  - 运放具有高电压增益，意味着其他增益也是极高，运放负反馈本身就是深度负反馈
    - 高度抽象为无穷大增益后，转化为虚短、虚断特性
- 如何实现高增益放大器？
  - 有源负载
  - 缓冲
  - 级联

$$T = G_{m0}R_F, R_{m0}G_F, A_{v0}F_v, A_{i0}F_i$$

环路增益 = 开环放大倍数 × 反馈系数

$$T \gg 1$$

$$\text{串串负反馈: } G_{m0}R_F \gg 1$$

$$\text{并并负反馈: } R_{m0}G_F \gg 1$$

$$\text{串并负反馈: } A_{v0}F_v \gg 1$$

$$\text{并串负反馈: } A_{i0}F_i \gg 1$$

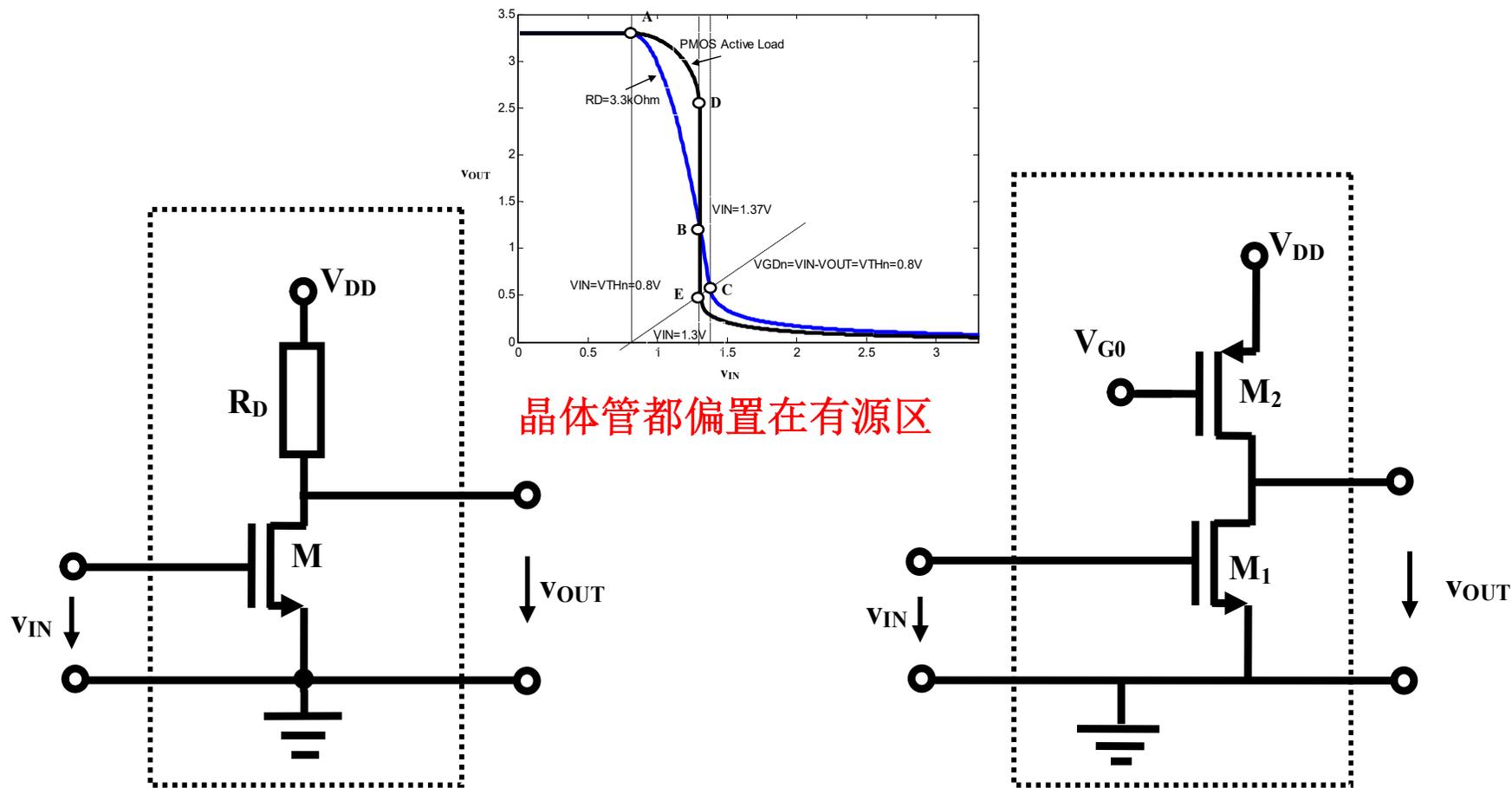
$$\text{串串负反馈: } G_{mf} = \frac{G_{m0}}{1 + G_{m0}R_F} \approx \frac{1}{R_F}$$

$$\text{并并负反馈: } R_{mf} = \frac{R_{m0}}{1 + R_{m0}G_F} \approx \frac{1}{G_F}$$

$$\text{串并负反馈: } A_{vf} = \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}F_v} \approx \frac{1}{F_v}$$

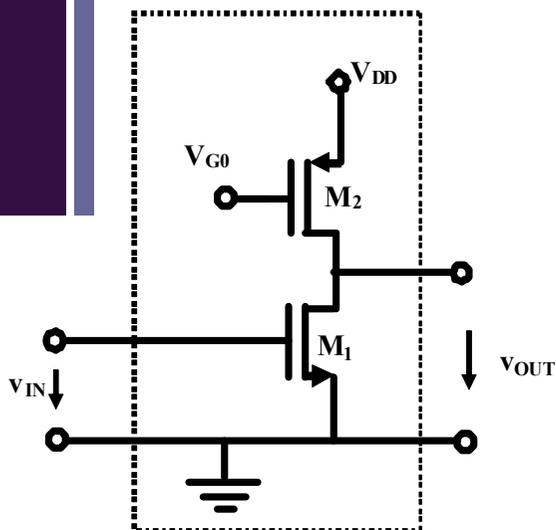
$$\text{并串负反馈: } A_{if} = \frac{A_{i0}}{1 + A_{i0}F_i} \approx \frac{1}{F_i}$$

# 高增益方案一：有源负载

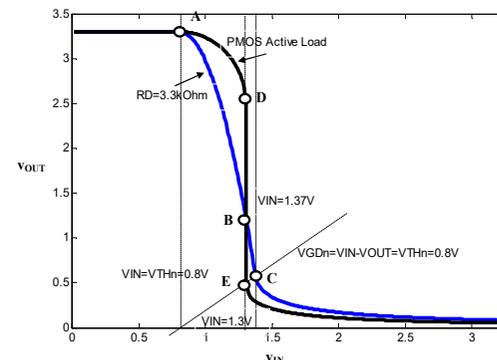


$$A_{v0} = -g_m (R_D \parallel r_{ds}) \approx -g_m R_D$$

$$A_{v0} = -g_m (r_{ds1} \parallel r_{ds2})$$

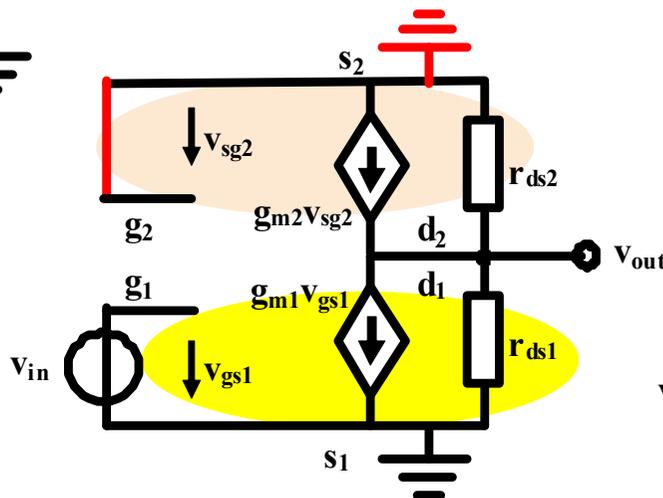
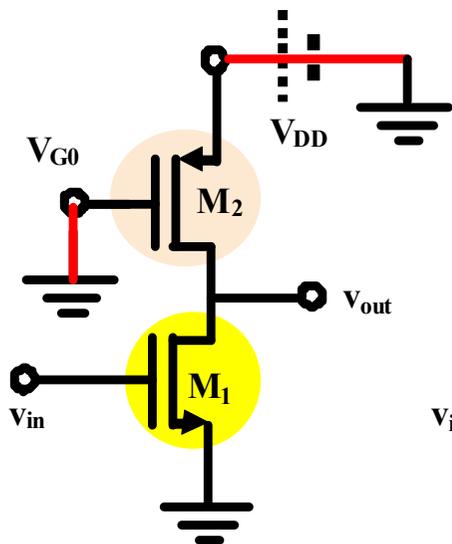


## 有源负载

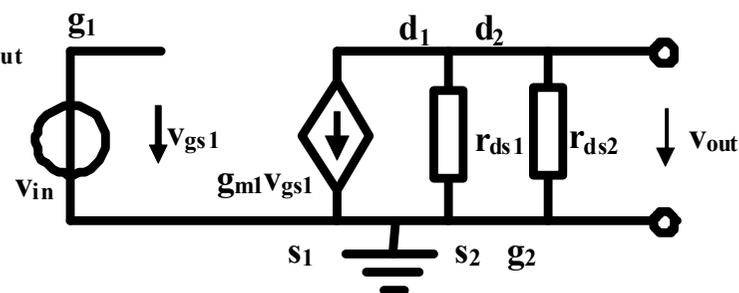


交流小信号分析时，直流电压源都短接（恒压源微分电阻为0）

有源负载很大，可以获得高电压增益，但跨导器是受控电流源输出，驱动重负载（小电阻，需要大电流的称之为重）时，电压增益变小



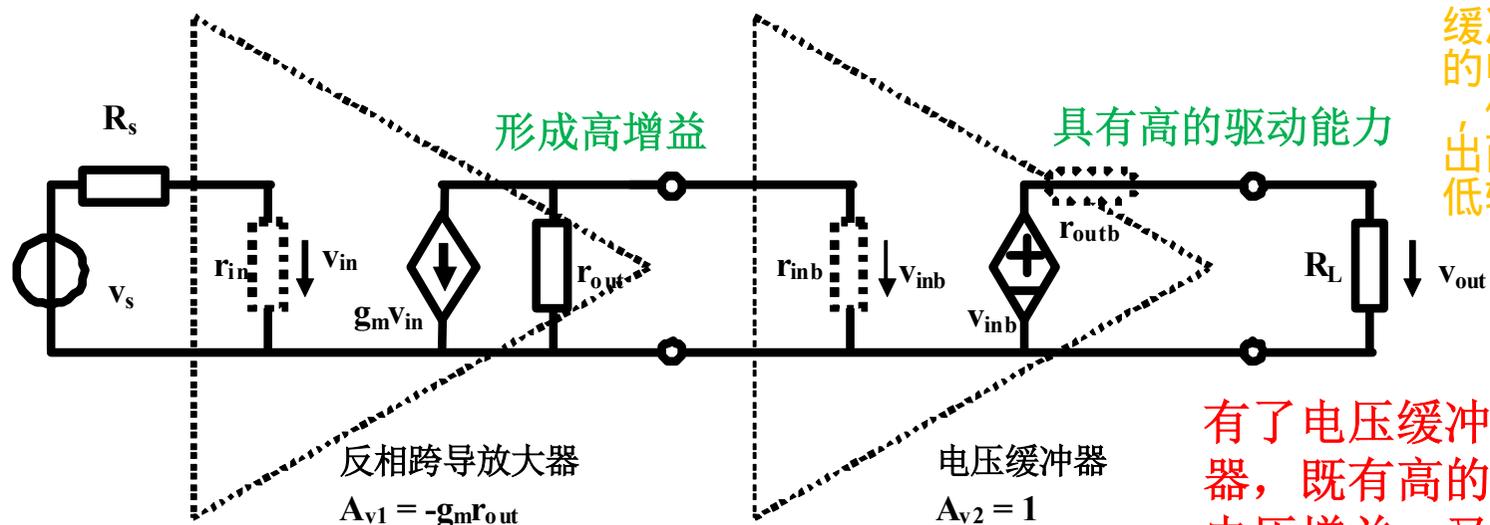
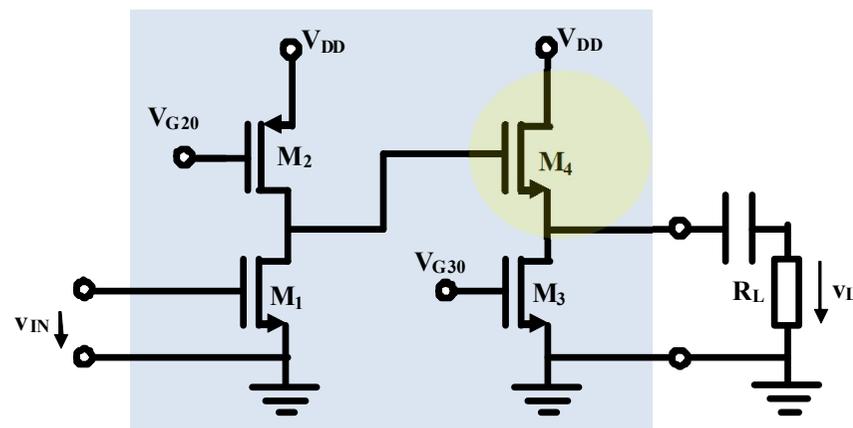
$$A_{v0} = -g_m (r_{ds1} \parallel r_{ds2})$$



保留交流源，其他元件均用微分元件替代

有源负载很大

# 高增益放大方案二：缓冲隔离负载

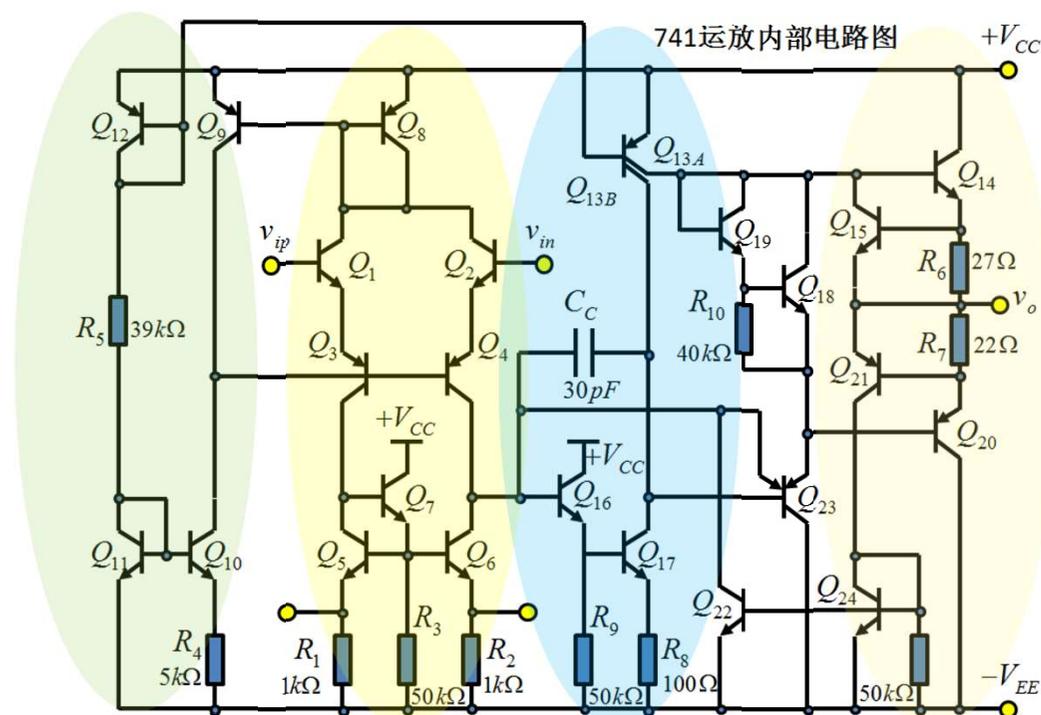


缓冲器将电流源形成的电压转化为电压源，使电压能够直接输出而不受负载电阻拉低输出电压的影响

有了电压缓冲器，既有高的电压增益，又能驱动重负载

$$A_{v0} = A_{v1} A_{v2} = -g_m r_{out} \cdot 1 = -g_m (r_{ds1} \parallel r_{ds2})$$

# 高增益方案三：级联放大



提供偏置  
的参考电  
流源

第一级  
跨导放大器

第二级  
跨导放大器

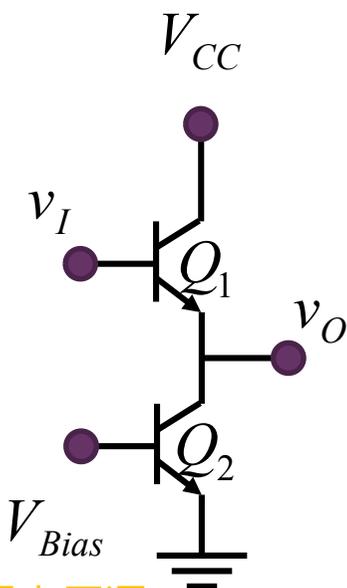
第三级  
电压缓冲器

$$A_{v0} = A_{v1}A_{v2}A_{v3} = g_{m1}r_{out1}g_{m2}r_{out2} \sim 200000$$

$$r_{in} = r_{in1} \sim 2M\Omega$$

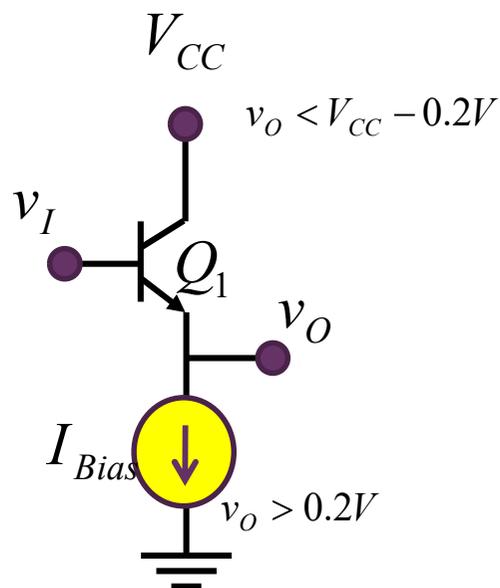
$$r_{out} = r_{out3} \sim 75\Omega$$

## 二、大信号放大器



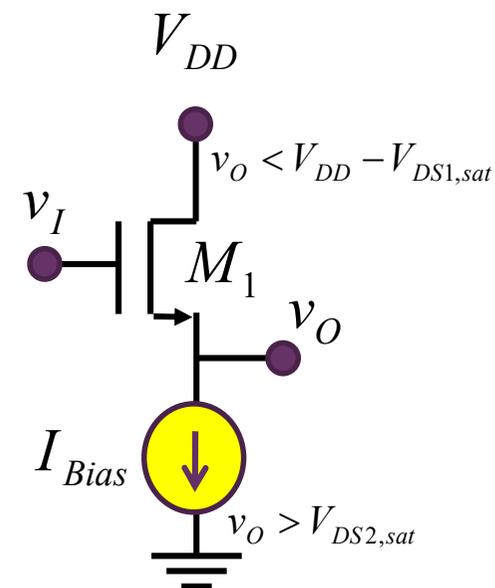
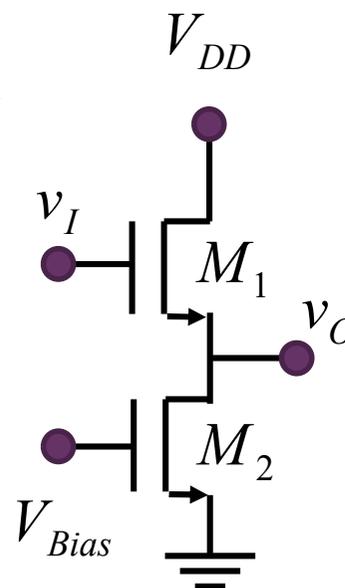
偏置电压源

射极跟随器  
**Emitter Follower**



$$A_v \approx 1$$

$$r_o \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

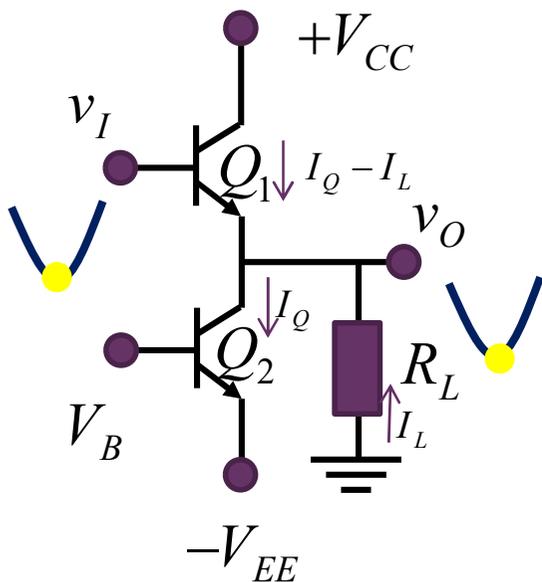


源极跟随器  
**Source Follower**

电压缓冲器：级联结构的高增益电压放大器最后一级（输出级）应该为电压缓冲器，该缓冲器具有小的输出电阻，可向外提供大的电流，用以驱动重负载

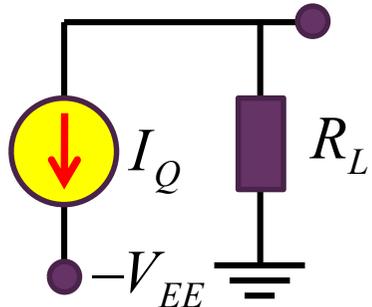
偏置电流源：为放大晶体管提供直流偏置，使其具有工作在有源区的可能性

# 大信号缓冲器



$$I_{C1} = 0 \quad \mathbf{Q_1 \text{截止}}$$

$$I_Q = I_L \quad -I_Q R_L$$



■ 假设输入正弦波信号幅度很大:

■ 1、正弦波负半周极限位置，放大管截止，下面的电流源从负载抽取 $I_Q$ 的电流；

■ 此时：负载电压最低为 $-I_Q R_L$

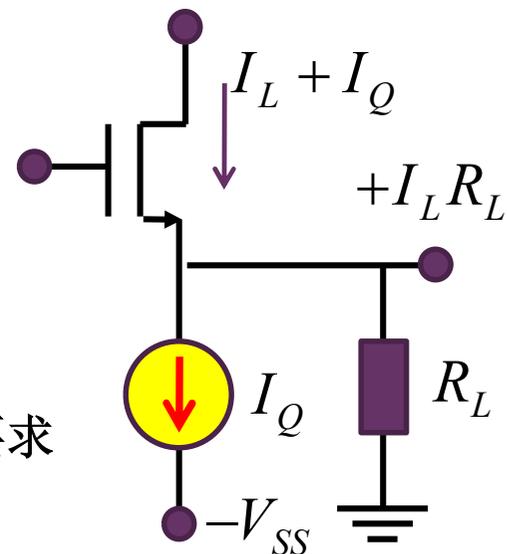
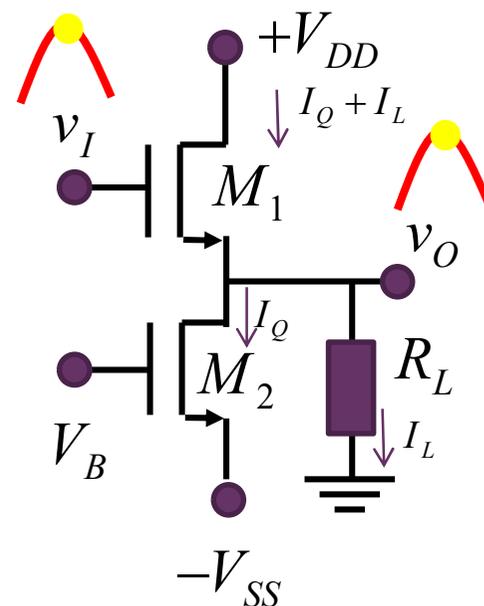
■ 2、正弦波正半周极限位置，放大管导通，放大管输出电流中，有 $I_Q$ 的电流被下方电流源抽走，剩下的电流被负载吸收；

■ 3、确保线性输出，则正负半周对称，正半周负载吸收的电流也是 $I_Q$

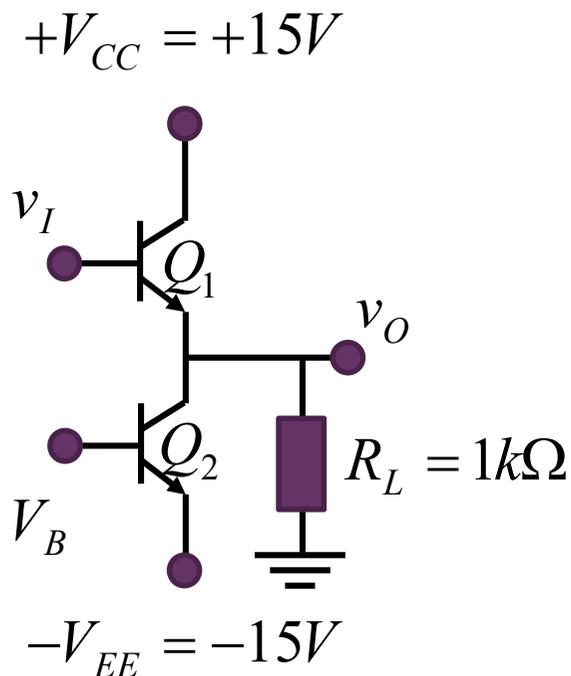
$$v_{op} = I_Q R_L = 1V$$

输出摆幅太小：无法满足大信号要求

$$I_Q = 1mA, R_L = 1k\Omega$$



# 大摆幅意味着高功耗



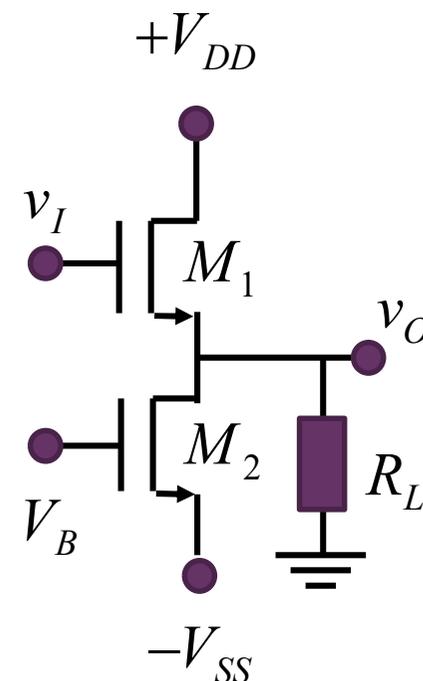
- 1、线性放大
- 2、输出摆幅足够大

$$v_{op} = 13V$$

$$I_Q = 13mA$$

$$P_{DC} = (V_{CC} - V_{EE})I_Q$$

$$= 30V \times 13mA = 390mW$$

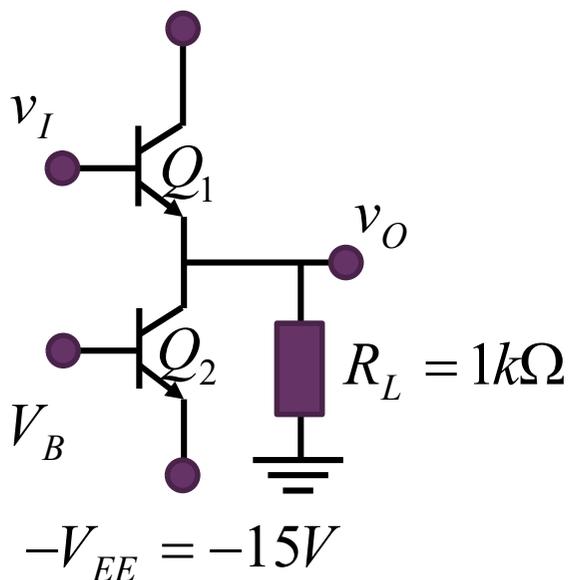


设置更大的 $V_B$ ，  
使得电流为  
**13mA**

摆幅足够大，则意味着大的静态功耗：  
没有交流输入信号时，源极跟随器自身静态功耗为**390mW**

# 效率很低

$$+V_{CC} = +15V$$



如果用大电感替代 $Q_2$ 电阻  
电感自身不消耗功率  
**A类放大器最高理论效率为50%**

$$v_{op} = 13V \quad I_Q = 13mA$$

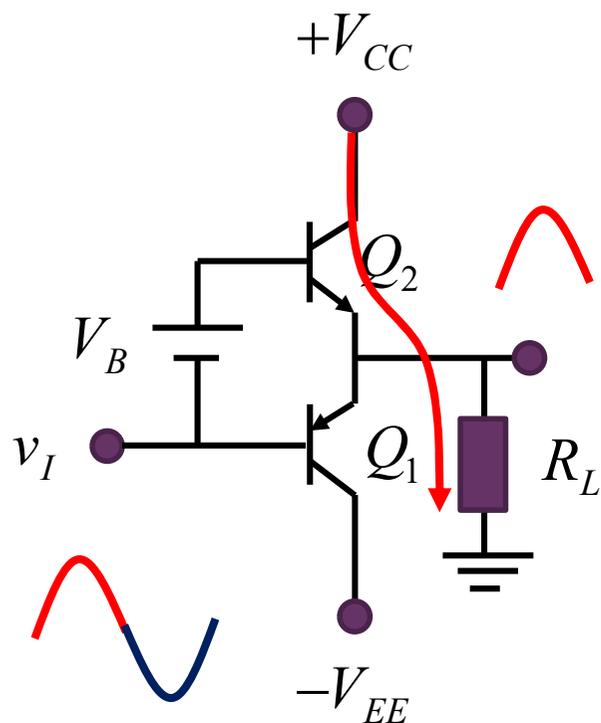
$$P_{DC} = (V_{CC} + V_{EE}) I_Q \\ = 30V \times 13mA = 390mW$$

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{v_{op}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{13^2}{1k} = 84.5mW$$

$$\eta = \frac{84.5}{390} = 21.7\% < 25\% = \eta_{max}$$

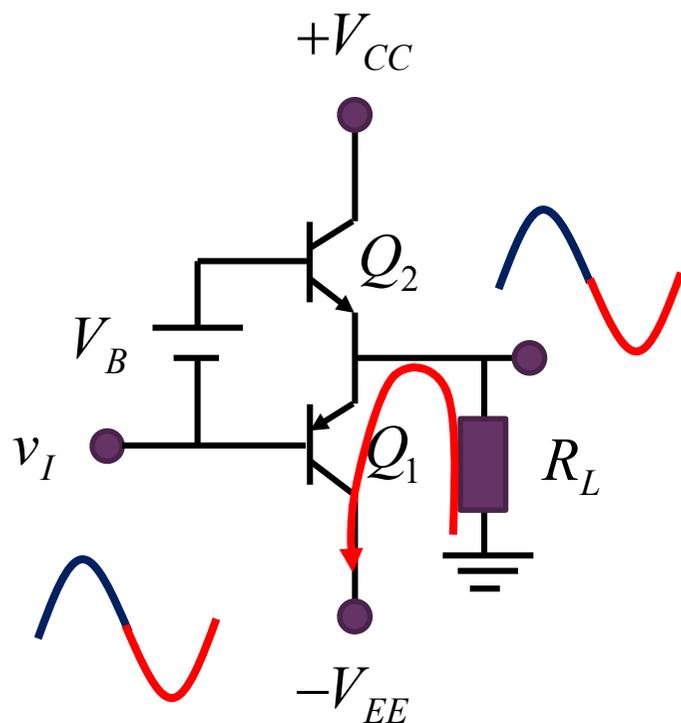
不考虑饱和电压，摆幅为电源电压

# AB类放大器



- 1、为晶体管提供偏置的 $V_B$ 很小， $Q_1$ 和 $Q_2$ 都处于微微导通状态，静态电流很小，静态功耗很小：没有交流输入信号时，晶体管功耗很小
- 2、假设输入电压为大信号的正弦波
  - 2.1 在输入信号正半周，两个静态基极电压同时抬升，做为跟随器电路，两个晶体管输出抬升同样的电压，上面的晶体管 $Q_2$ 流出的电流，一部分被 $Q_1$ 收走，另一部分被 $R_L$ 吸走，因此 $Q_2$ 提供的电流远大于 $Q_1$ ，故而 $Q_2$ 发射结电压大于 $Q_1$ 发射结电压： $Q_1$ 的微微导通状态变化为近乎截止状态，因此 $Q_1$ 吸收电流极小， $Q_2$ 大部分电流都被负载吸收

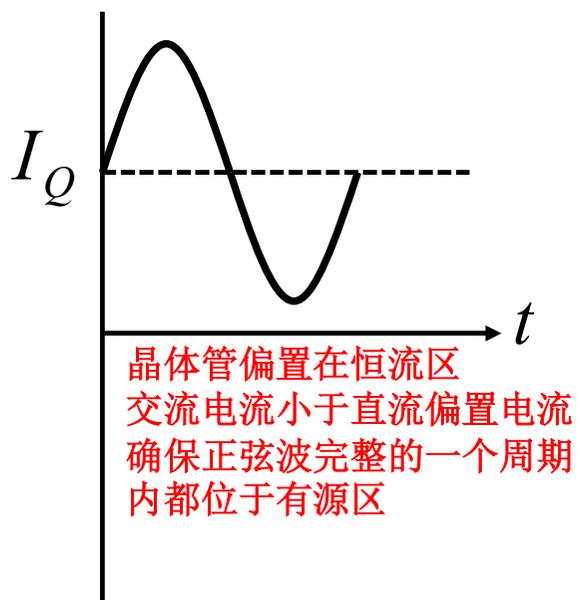
# 推挽结构



- 2、假设输入电压为大信号的正弦波
  - 2.2 在输入信号负半周，两个静态基极电压同时下压，做为跟随器电路，两个晶体管输出下压同样的电压，下面的晶体管 $Q_1$ 抽走的电流，一部分来自 $Q_2$ ，另一部分来自 $R_L$ ，因此流经 $Q_1$ 的电流远大于 $Q_2$ ，故而 $Q_1$ 发射结电压大于 $Q_2$ 发射结电压： $Q_2$ 的微微导通状态变化为近乎截止状态，因此 $Q_2$ 发送的电流极小， $Q_1$ 大部分电流都抽取自负载
- 3、这种结构被称为推挽（push-pull）结构
- 两个晶体管分别在输出正弦波的正半周和负半周为负载提供电流

# A类放大和B类放大

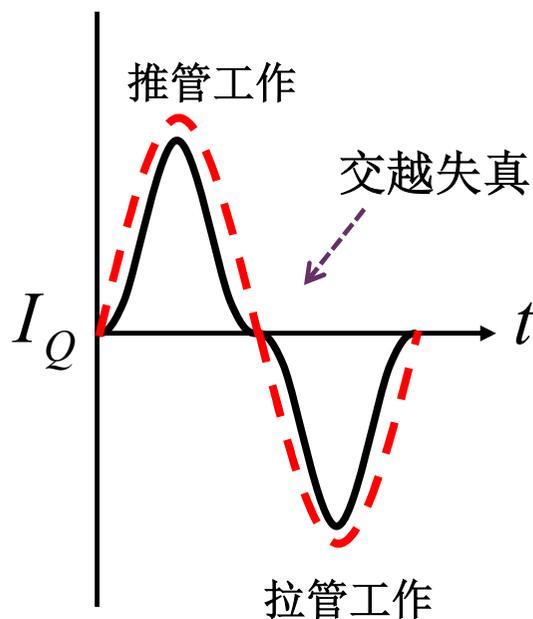
推管和拉管交替工作于  
正弦波的正负半周



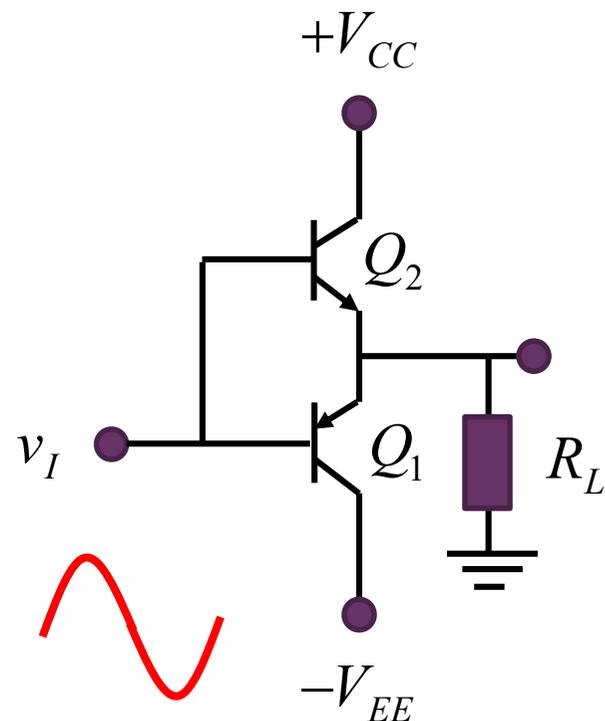
**A类：**线性度最高  
静态功耗太高

晶体管电流源提供直流偏置  
效率 $\leq 25\%$

高频扼流圈提供直流偏置  
效率 $\leq 50\%$

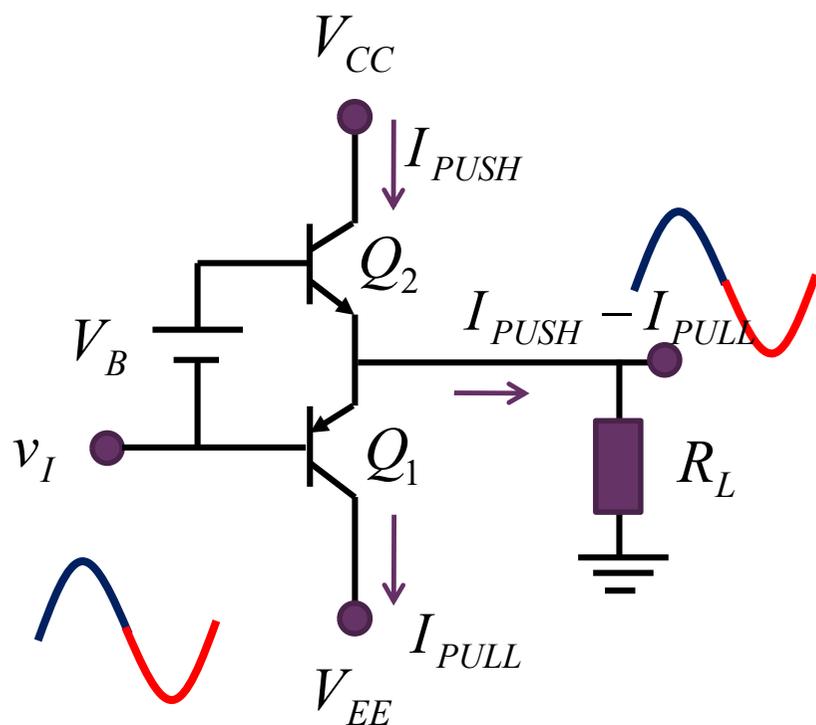


**B类：**没有 $V_B$ 偏置电压  
没有静态功耗  
交越失真，线性度太糟糕  
效率 $\leq 78\%$

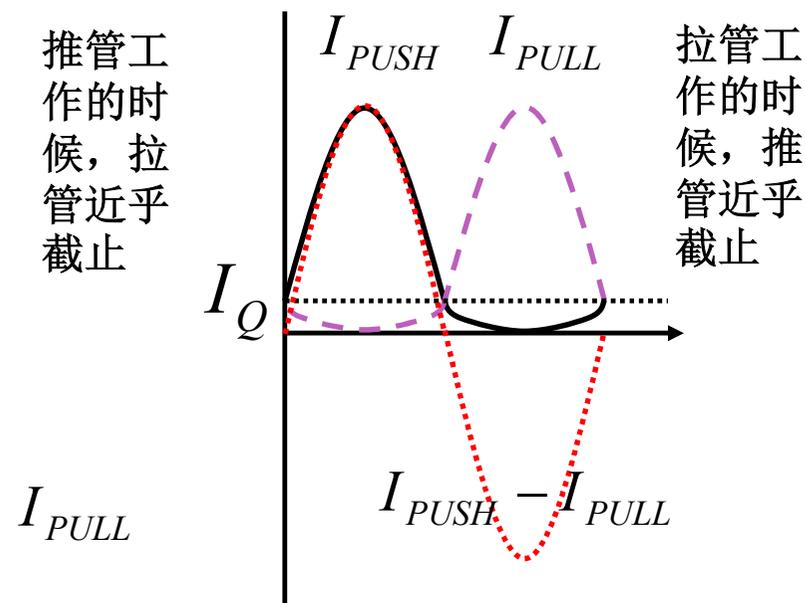


**B类放大：**正弦波 $50\%$ 导通  
**A类放大：**正弦波 $100\%$ 导通

# AB类放大

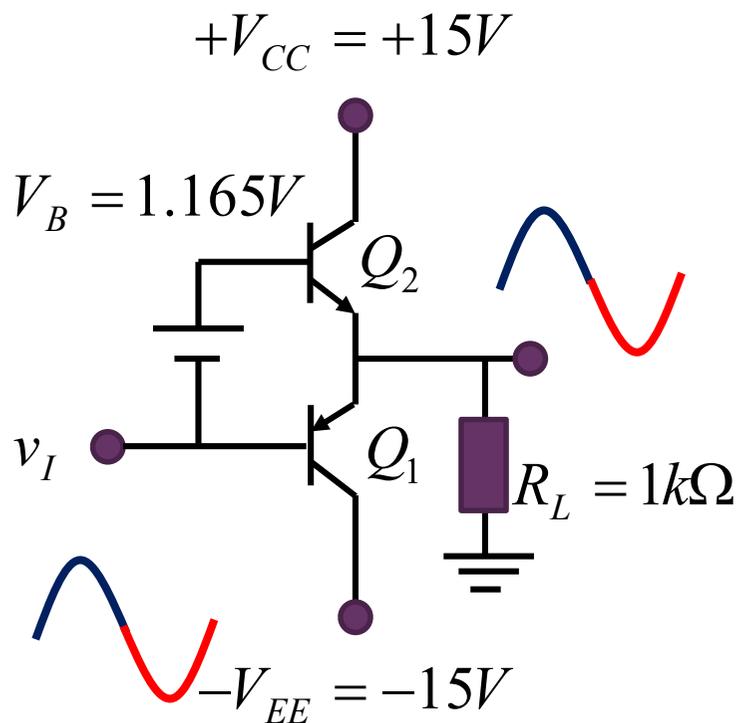


$$I_{PUSH} \cdot I_{PULL} = \text{Constant}$$



**AB类:**  $V_B$  偏置电压令双管微微导通  
 静态功耗有, 但不大  
 推拉二管合成完整正弦波形: 消除交越失真  
 线性度大大提高  
**效率 < B类效率, > A类效率**

# 效率提高了



没有交流输入时的静态功耗

$$P_{DC,Q} = (V_{CC} + V_{EE})I_Q$$

$$= 30V \times 155\mu A = 4.65mW$$

输入为正弦波:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{v_{op}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{13^2}{1k} = 84.5mW$$

$$P_{CC-EE} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{C2} V_{CC} d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{C1} V_{EE} d\omega t$$

$$\approx \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 13 \sin \omega t \cdot 15 d\omega t - \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} 13 \sin \omega t \cdot 15 d\omega t$$

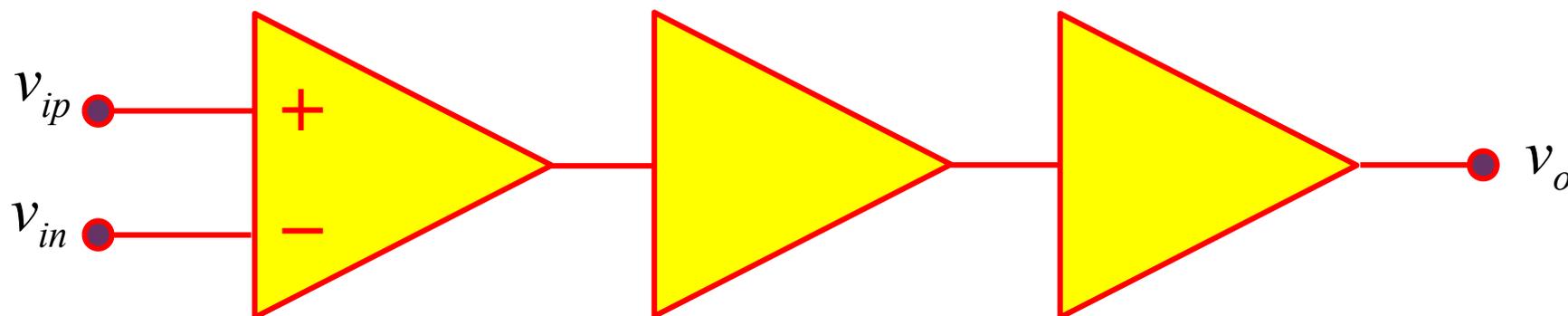
$$= \frac{15}{2\pi} (-13 \cos \omega t) \Big|_0^{\pi} - \frac{15}{2\pi} (-13 \cos \omega t) \Big|_{\pi}^{2\pi} = 124mW$$

$$\eta = \frac{84.5mW}{124mW} = 68\%$$

$$\leq \frac{\pi}{4} = 78.5\% = \eta_{\max}$$

不考虑饱和电压，  
摆幅为电源电压

# 741运放的分级级联结构



差分输入级

差分输入跨导放大器  
有源负载高电压增益  
可提供**大的输入阻抗**

中间放大级

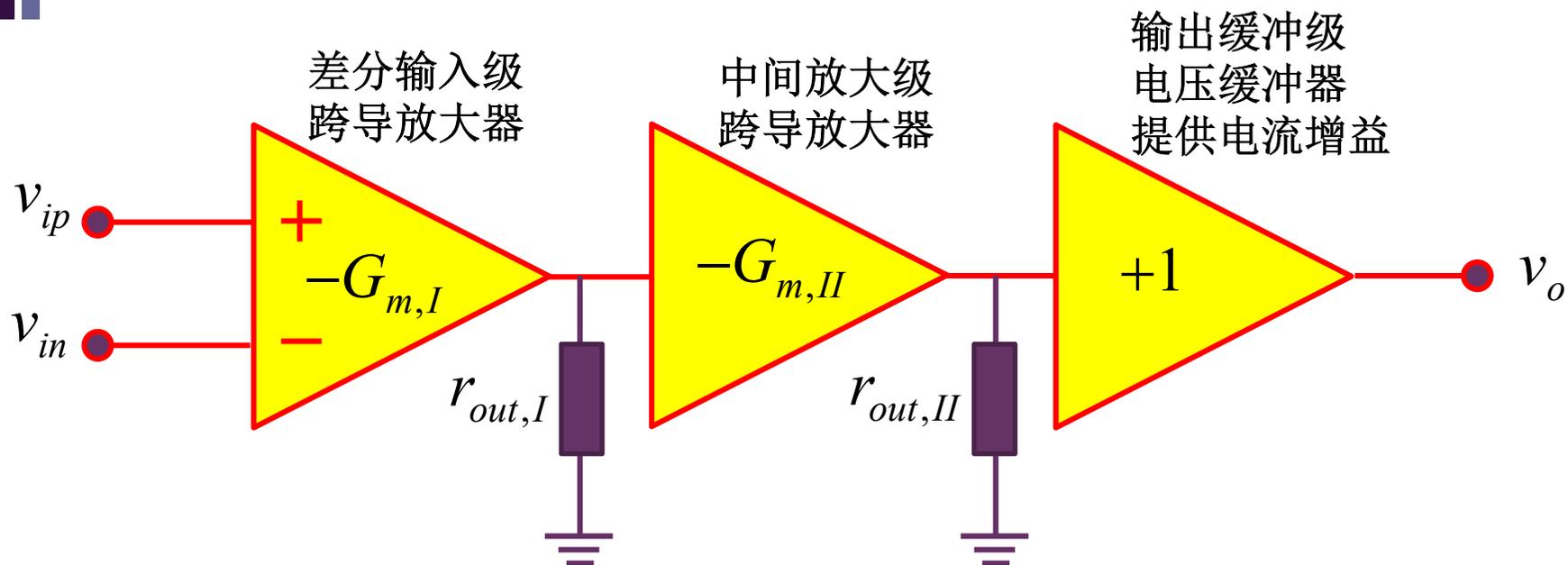
有源负载跨导放大器，提供进一步的  
高的电压增益

输出缓冲级

提供负载驱动能力  
提供**小的输出阻抗**  
和大电流驱动能力

三级结构是大部分运放内部电路的常见结构  
级与级之间采用直接耦合方式：直流放大

# 三级级联获得高增益



$$A_{v,I} = -G_{m,I} r_{out,I}$$

$$= -455$$

$$A_{v,II} = -G_{m,II} r_{out,II}$$

$$= -536$$

$$A_{v3} = 1$$

$$A_v = A_{v1} A_{v2} A_{v3} = 455 \times 536 \times 1 = 243880 \approx 244 V/mV$$

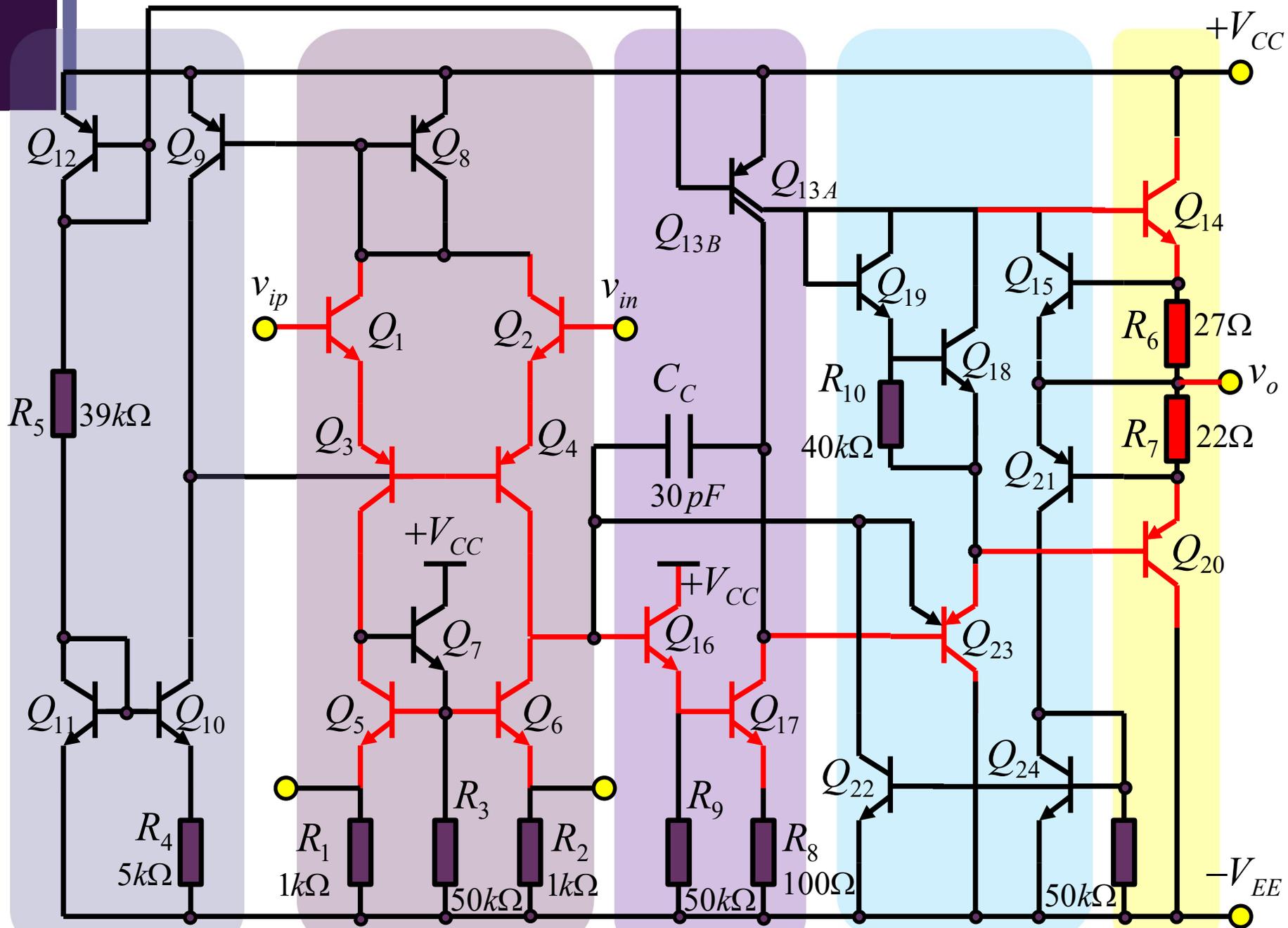
# 20 直流偏置参考源

## 差分输入级

## 中间放大级

## 输出短路保护

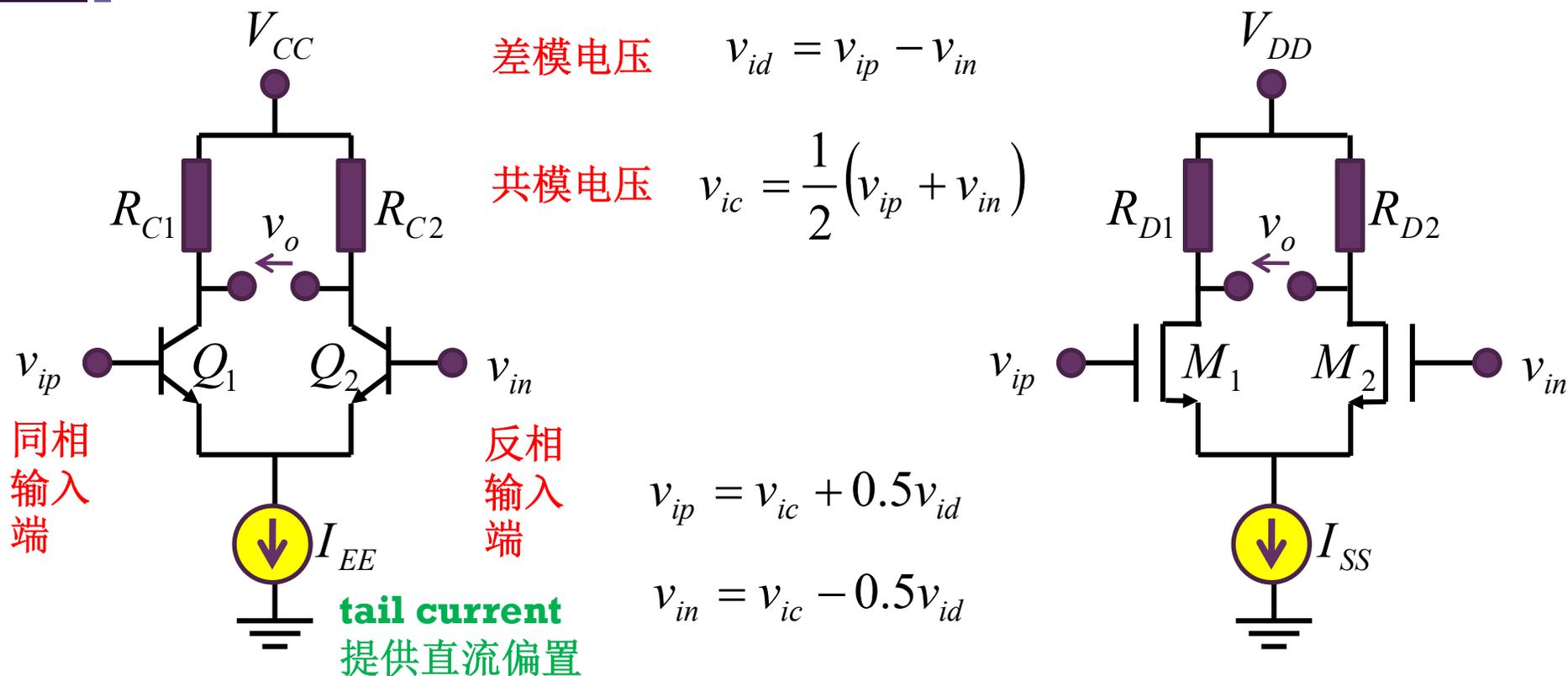
## 输出级



## 三、差分对 Differential Pairs

- 差分对是集成电路的特征电路之一
  - 数模混合电路必须采用
  - 运放电路的基本单元
  
- 3.1 差分对结构
  
- 3.2 MOSFET差分对共模特性
  
- 3.3 MOSFET差分对差模特性
  
- 3.4 小信号电路模型
  
- 3.5 双端输出转单端输出
  - 差分电流的合成

# 差分对结构



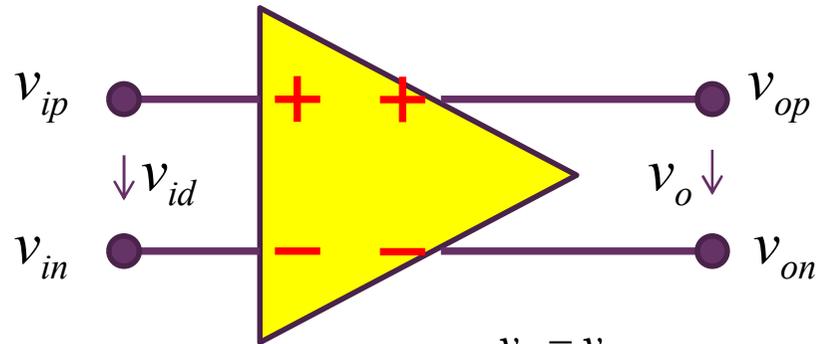
设计中，结构是完全对称的，输出差模电压中，只有对差模输入电压  $v_{id}$  的放大，而没有对共模电压  $v_{ic}$  的放大，故称差分对

$$v_o = A_{dd}v_{id} + A_{dc}v_{ic} = A_{dd}v_{id} = A_0v_{id}$$

$$CMRR = 20 \log_{10} \left| \frac{A_{dd}}{A_{dc}} \right| \rightarrow \infty$$

**共模抑制比**

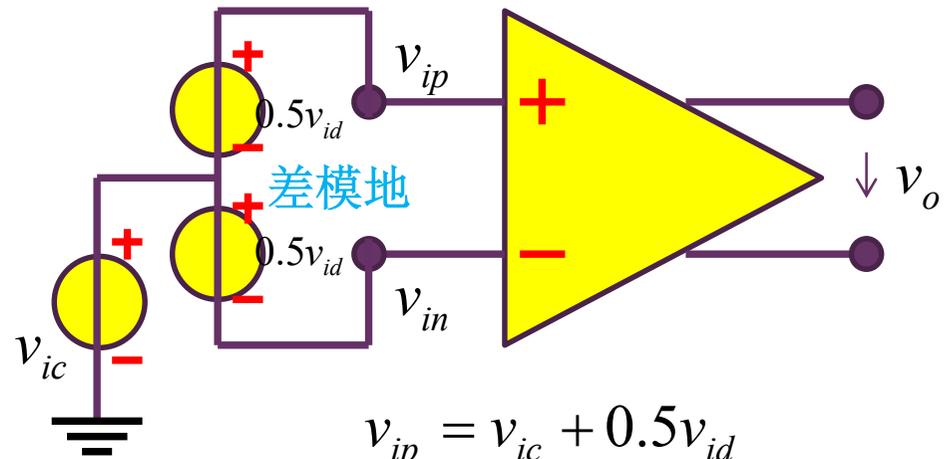
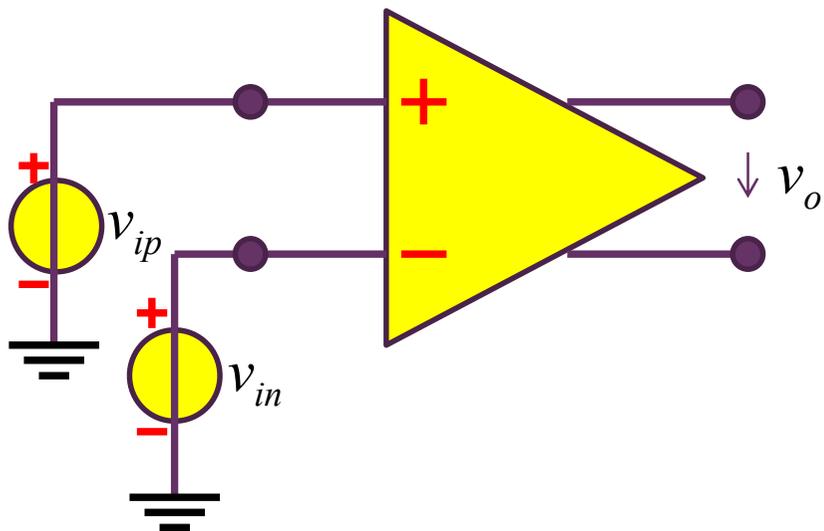
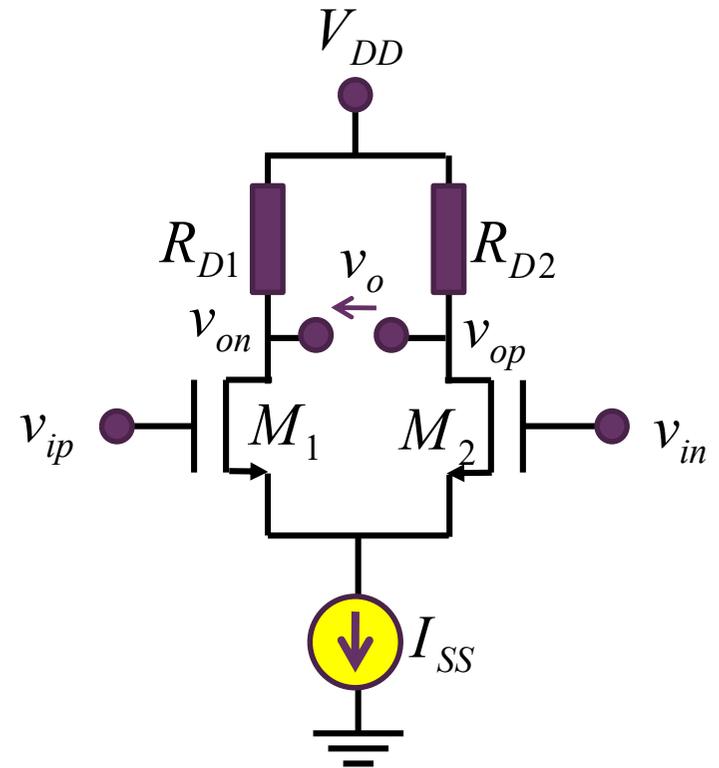
# 差模与共模



全差分结构

$$v_o = v_{od}$$

$$v_{oc} = V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D$$



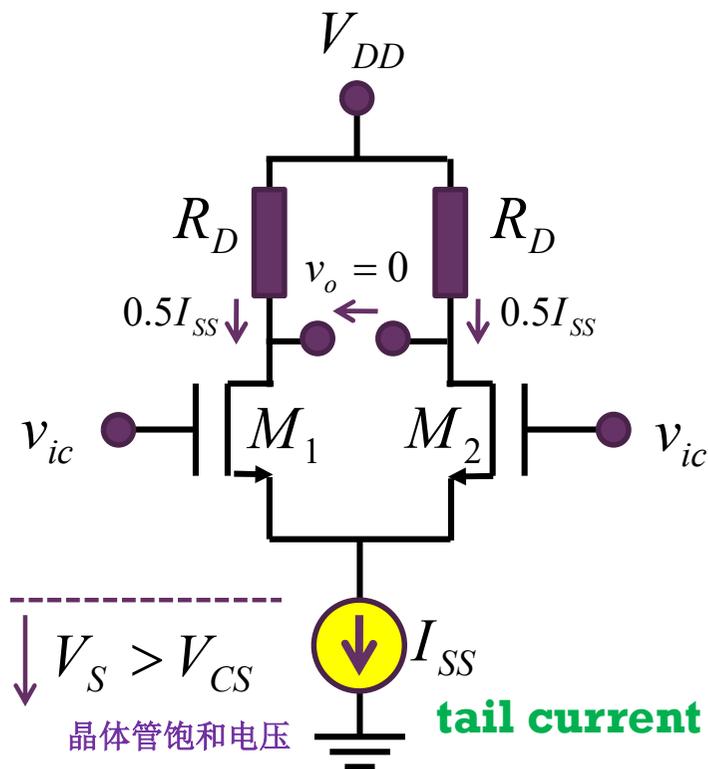
共模地

$$v_{ip} = v_{ic} + 0.5v_{id}$$

$$v_{in} = v_{ic} - 0.5v_{id}$$

## 3.2 MOS差分对：共模输入范围

确保所有晶体管均工作在恒流区的共模信号范围



$$v_{ip} = v_{in} = v_{ic}$$

$$R_{D1} = R_{D2} = R_D$$

$$0.5I_{SS} = \beta_n V_{od0}^2$$

直流分析不考虑厄利效应

$$\beta_n = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

$$V_{od0} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{2\beta_n}}$$

$$V_{od} = V_{GS} - V_{TH}$$

$$v_{D1} = v_{D2} = V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D$$

$$v_o = v_{D2} - v_{D1} = 0 \quad \text{对称差分对不放大共模信号}$$

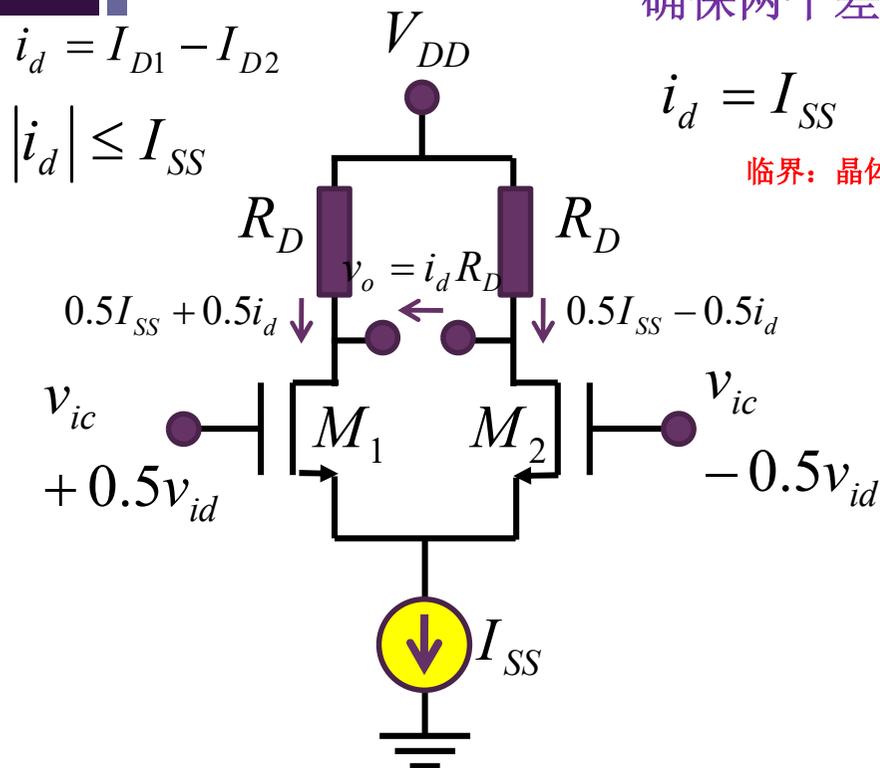
为了实现有效的差模放大，应确保晶体管始终工作在有源区

$$v_{GD} < V_{TH} \quad v_{ic} = v_G < v_D + V_{TH} = V_{DD} - 0.5I_{SS}R_D + V_{TH} = V_{I,CM,max}$$

$$v_{ic} = v_G = v_S + V_{GS} > V_{CS} + V_{TH} + V_{od0} = V_{I,CM,min}$$

## 3.3 MOS差分对：差模输入范围

确保两个差分对管同时工作在恒流区的差模信号范围



$$i_d = I_{D1} - I_{D2}$$

$$|i_d| \leq I_{SS}$$

$$i_d = I_{SS} \quad I_{D1} = I_{SS} = \beta_n V_{od1}^2 \quad I_{D2} = 0 = \beta_n V_{od2}^2$$

临界：晶体管仍然位于有源区

$$V_{od1} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{\beta_n}} \quad V_{od2} = 0$$

$$V_{GS2} = V_{TH}$$

$$v_{id,max} = v_{G1} - v_{G2} = v_{GS1} - v_{GS2}$$

$$= V_{od1} - V_{od2} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{\beta_n}} = \sqrt{2}V_{od0}$$

$$v_{id} > +v_{id,max}$$

**M<sub>1</sub>**恒流

$$I_{D1} = I_{SS}$$

**M<sub>2</sub>**截止

$$I_{D2} = 0$$

$$V_{GS1} = \sqrt{2}V_{od0} + V_{TH}$$

$$V_{GS2} < V_{TH}$$

$$v_{id} < -v_{id,max}$$

**M<sub>1</sub>**截止

$$I_{D1} = 0$$

**M<sub>2</sub>**恒流

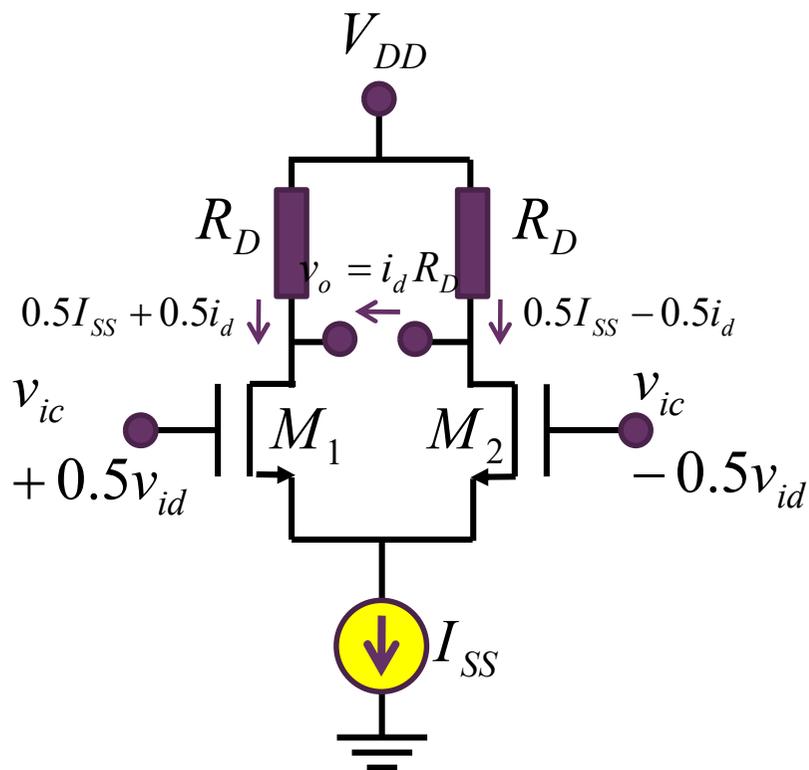
$$I_{D2} = I_{SS}$$

$$V_{GS1} < V_{TH}$$

$$V_{GS2} = \sqrt{2}V_{od0} + V_{TH}$$

# 大信号输入输出转移特性

在共模、差模信号范围内，差分对管工作在恒流区



$$V_{GS1} - V_{GS2} = v_{id}$$

$$|v_{id}| \leq +v_{id,max} = \sqrt{2}V_{od0}$$

$$i_d \leq I_{SS}$$

$$0.5I_{SS} + 0.5i_d = \beta_n (V_{GS1} - V_{TH})^2$$

$$0.5I_{SS} - 0.5i_d = \beta_n (V_{GS2} - V_{TH})^2$$

晶体管工作在恒流区

$$V_{GS1} - V_{TH} = \sqrt{\frac{0.5I_{SS} + 0.5i_d}{\beta_n}}$$

$$V_{GS2} - V_{TH} = \sqrt{\frac{0.5I_{SS} - 0.5i_d}{\beta_n}}$$

# 大信号跨导转移特性

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_{SS} + i_d}{2\beta_n}} + V_{TH}$$

$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_{SS} - i_d}{2\beta_n}} + V_{TH}$$

$$V_{GS1} - V_{GS2} = v_{id}$$

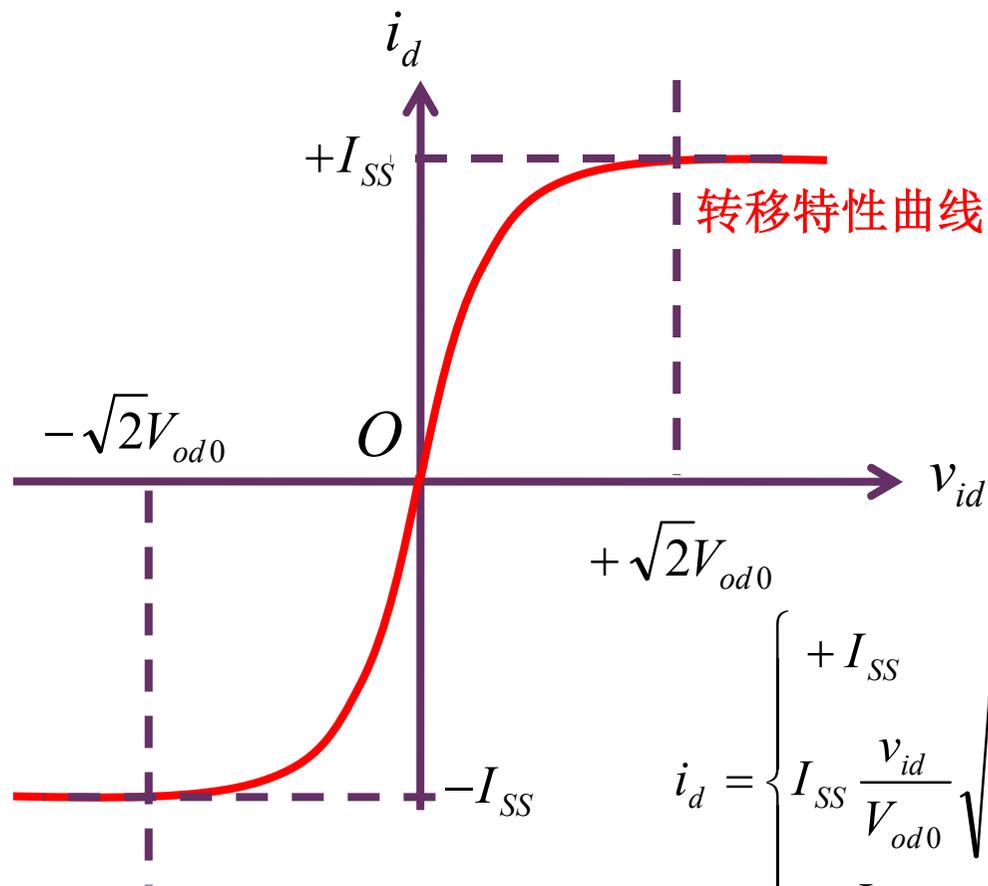
$$v_{id} = \sqrt{\frac{I_{SS} + i_d}{2\beta_n}} - \sqrt{\frac{I_{SS} - i_d}{2\beta_n}} = \sqrt{V_{od0}^2 + \frac{i_d}{2\beta_n}} - \sqrt{V_{od0}^2 - \frac{i_d}{2\beta_n}}$$

$$i_d = \beta_n v_{id} \sqrt{4V_{od0}^2 - v_{id}^2} = I_{SS} \frac{v_{id}}{V_{od0}} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left( \frac{v_{id}}{V_{od0}} \right)^2}$$

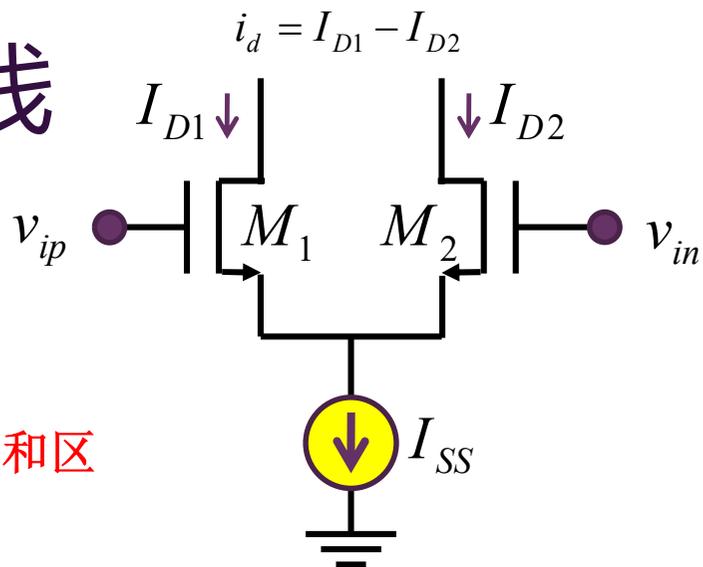
$$|v_{id}| \leq +v_{id,\max} = \sqrt{2} V_{od0} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{\beta_n}}$$

$$V_{od0} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{2\beta_n}}$$

# 非线性跨导转移特性曲线



$$i_d = \begin{cases} +I_{SS} & v_{id} \geq +\sqrt{2}V_{od0} \\ I_{SS} \frac{v_{id}}{V_{od0}} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left( \frac{v_{id}}{V_{od0}} \right)^2} & |v_{id}| \leq \sqrt{2}V_{od0} \\ -I_{SS} & v_{id} \leq -\sqrt{2}V_{od0} \end{cases}$$

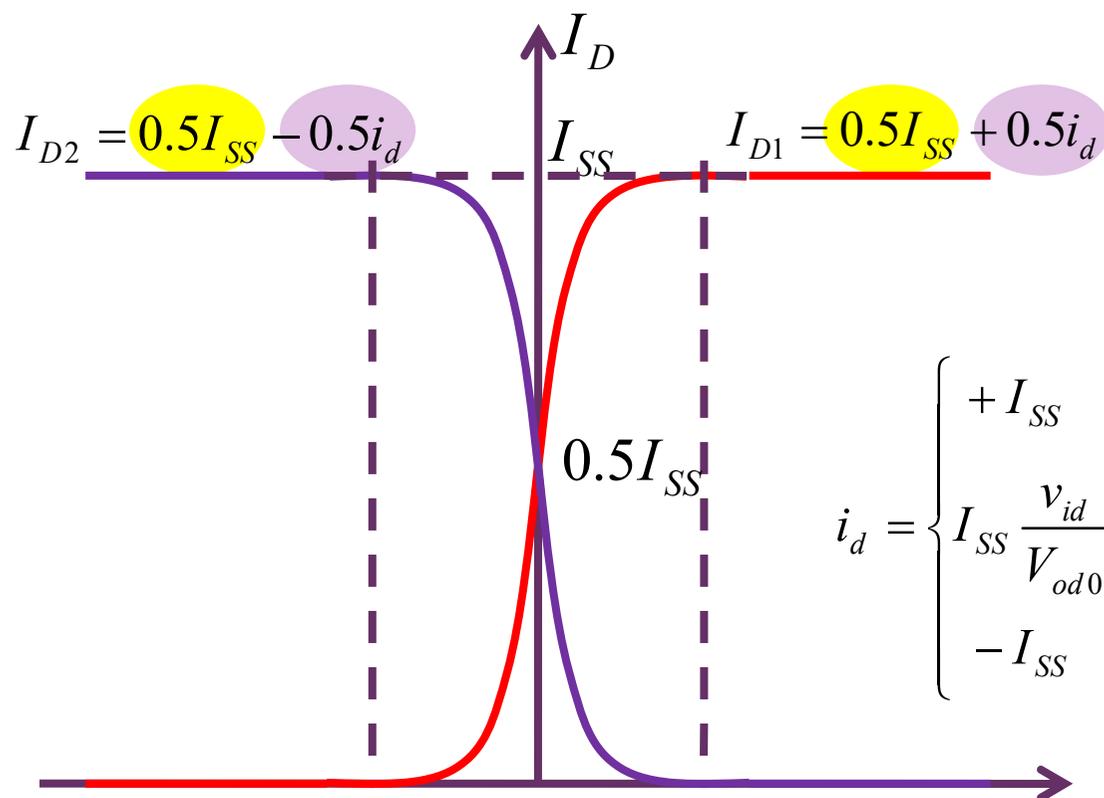
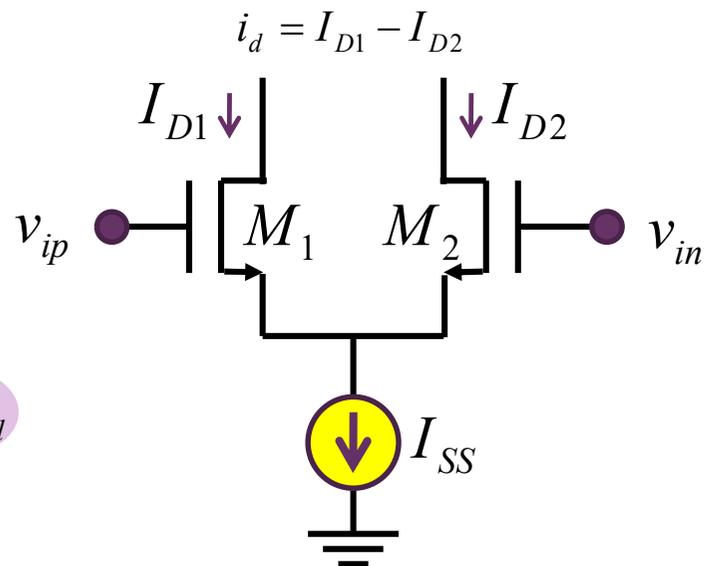


$V_E \rightarrow \infty$  忽略厄利效应

$$\begin{aligned} v_{id} &\geq +\sqrt{2}V_{od0} \\ |v_{id}| &\leq \sqrt{2}V_{od0} \\ v_{id} &\leq -\sqrt{2}V_{od0} \end{aligned}$$

$$V_{od0} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{2\beta_n}}$$

# MOS差分对工作区



$$i_d = \begin{cases} +I_{SS} & v_{id} \geq +\sqrt{2}V_{od0} \\ I_{SS} \frac{v_{id}}{V_{od0}} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left( \frac{v_{id}}{V_{od0}} \right)^2} & |v_{id}| \leq \sqrt{2}V_{od0} \\ -I_{SS} & v_{id} \leq -\sqrt{2}V_{od0} \end{cases}$$

$$v_{id} \geq +\sqrt{2}V_{od0}$$

$$|v_{id}| \leq \sqrt{2}V_{od0}$$

$$v_{id} \leq -\sqrt{2}V_{od0}$$

**M1截止**  
**M2恒流**

**M1导通**  
**M2导通**

**M1恒流**  
**M2截止**

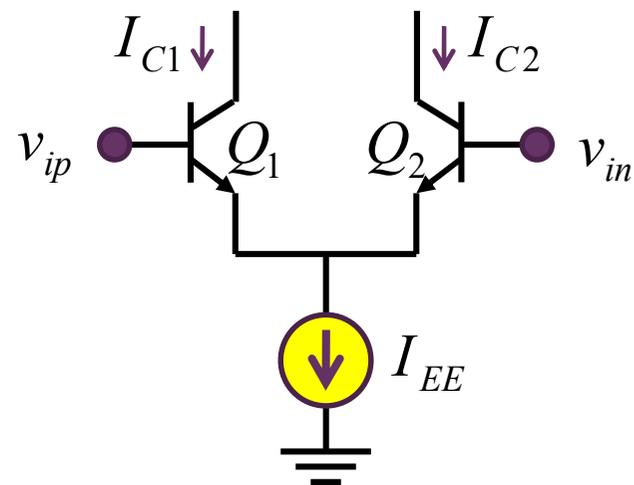
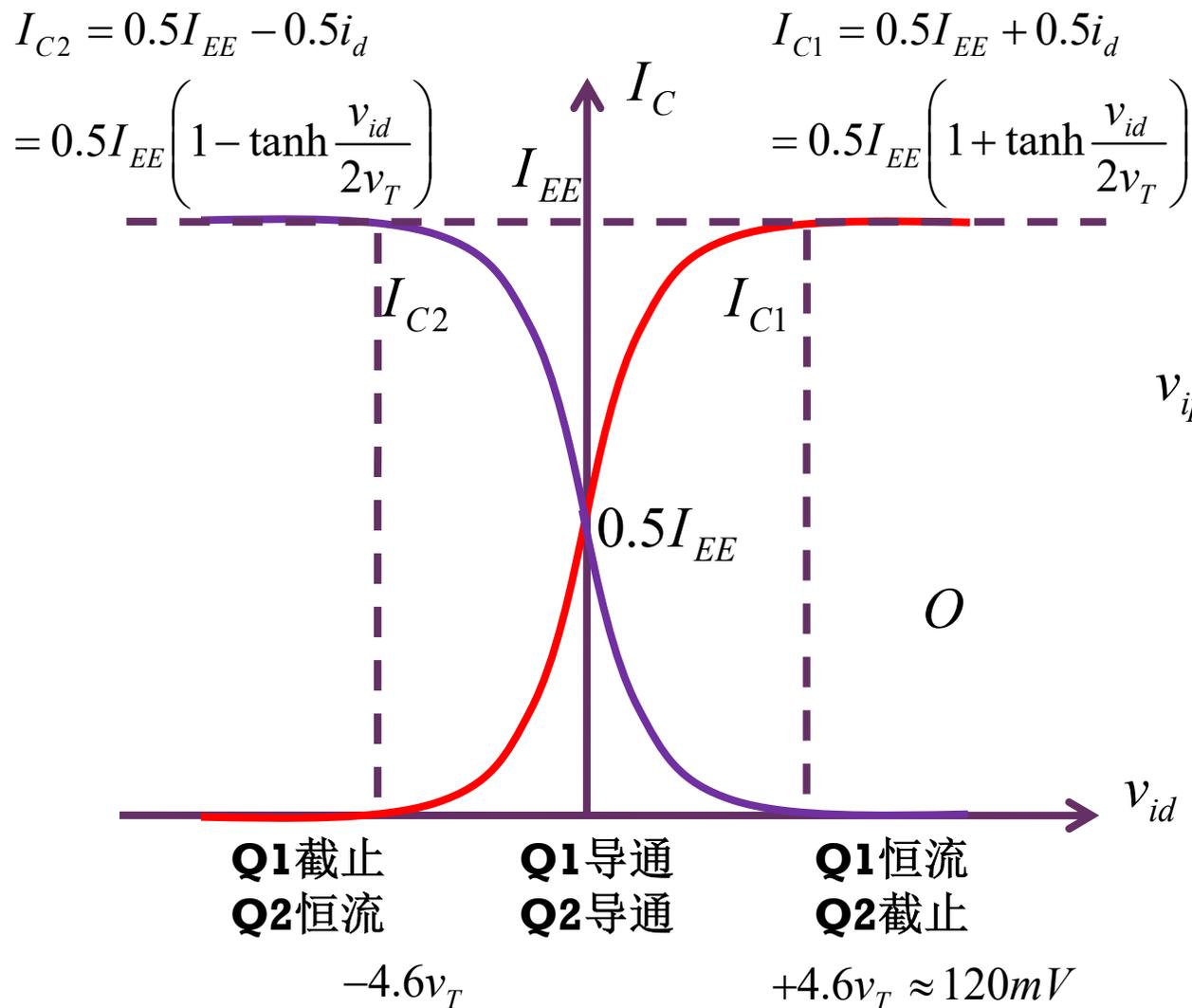
$$v_{id} = v_{ip} - v_{in}$$

$$-\sqrt{2}V_{od0}$$

$$+\sqrt{2}V_{od0} \approx 280mV$$

$$V_{od0} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{2\beta_n}}$$

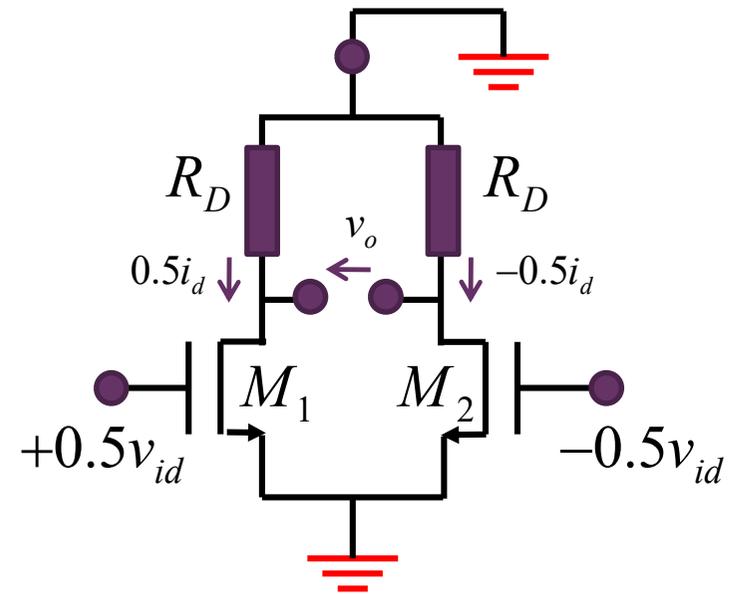
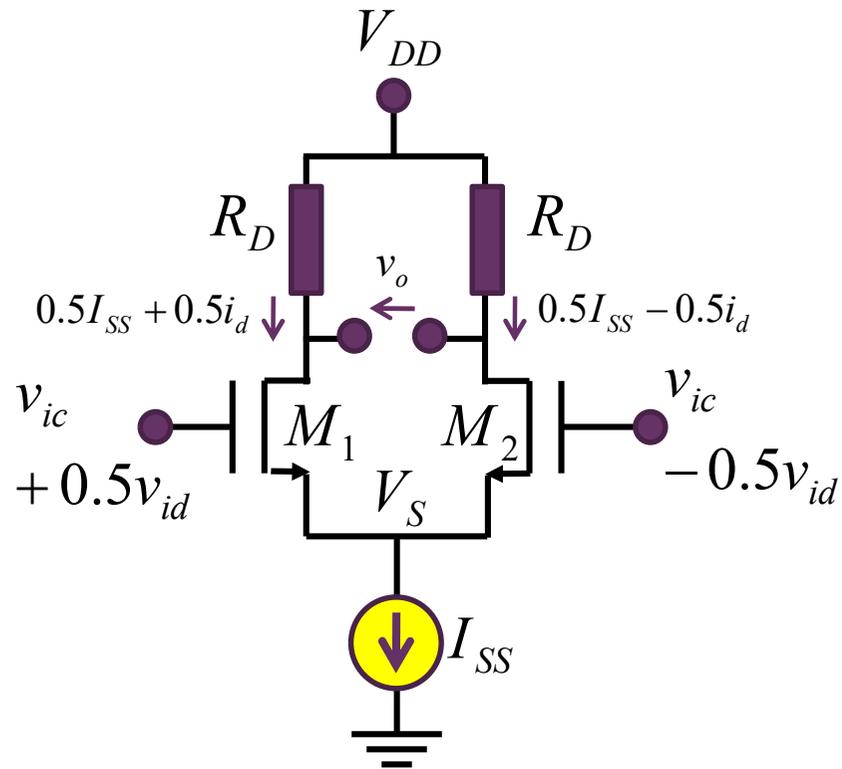
# BJT差分对工作区



$$i_d = I_{C1} - I_{C2} = I_{EE} \tanh \frac{v_{id}}{2v_T}$$

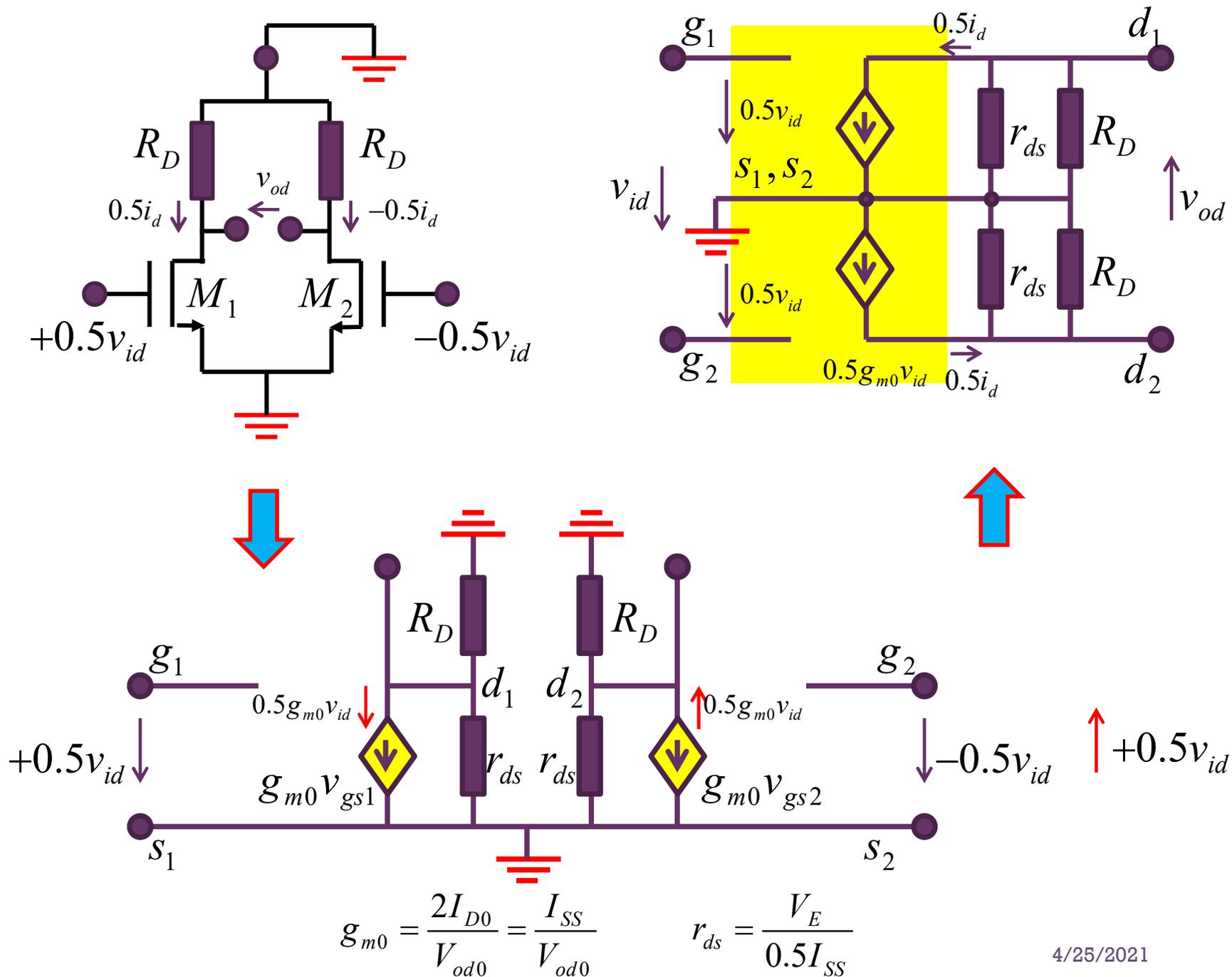
**作业4：推导该公式**

## 3.4 差模交流小信号分析

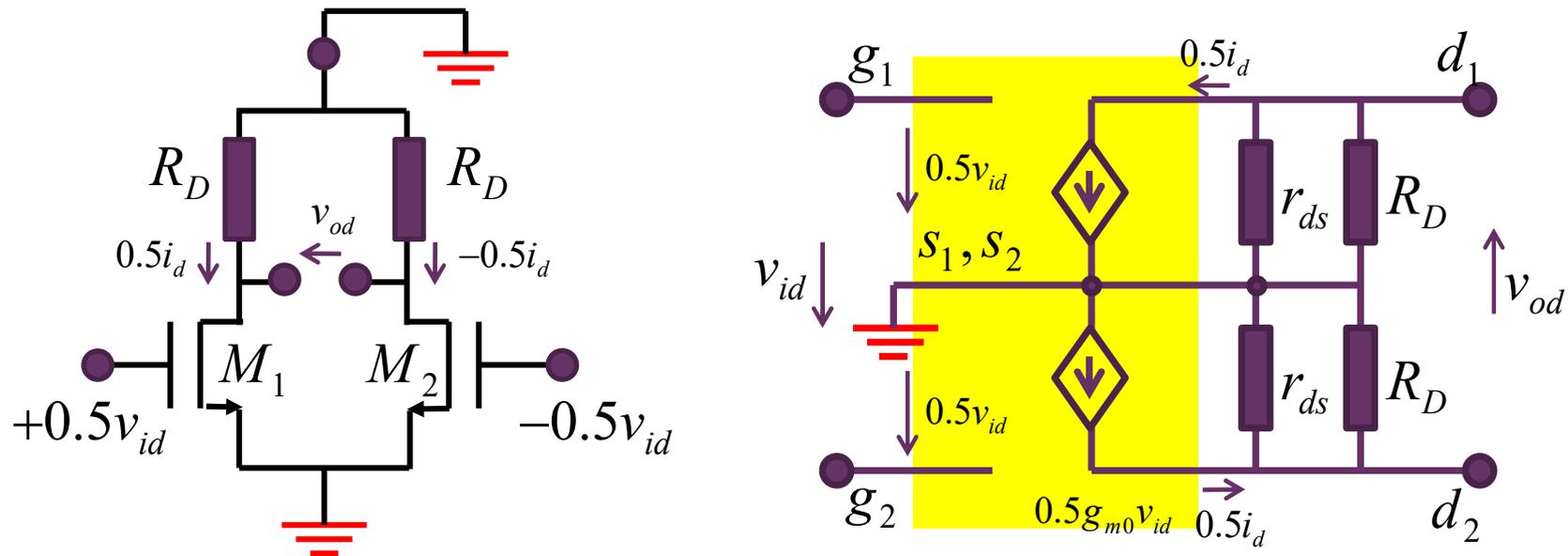


差模放大器：差模交流小信号分析

## 差模小信号分析



# 差模交流小信号分析



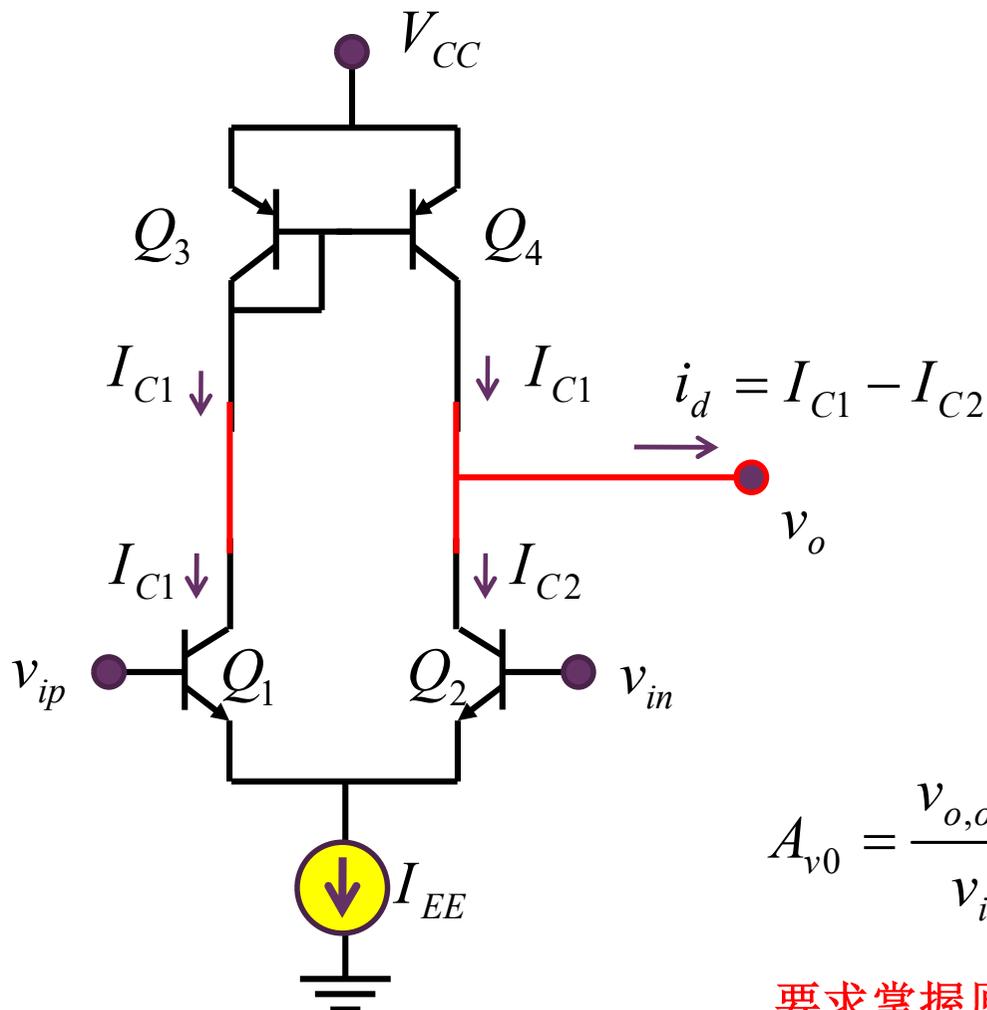
$$v_{od} = 0.5g_{m0}v_{id} \cdot (2r_{ds} \parallel 2R_D) = g_{m0}(r_{ds} \parallel R_D)v_{id}$$

$$A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_{m0}(r_{ds} \parallel R_D)$$

$$g_{m0} = \frac{2I_{D0}}{V_{od0}} = \frac{I_{SS}}{V_{od0}}$$

$$r_{ds} = \frac{V_E}{0.5I_{SS}}$$

## 3.6 双端转单端



整体上看，这是一个差分输入单端输出的跨导器，跨导器输出阻抗为两个晶体管输出阻抗的并联

双端输入，单端输出

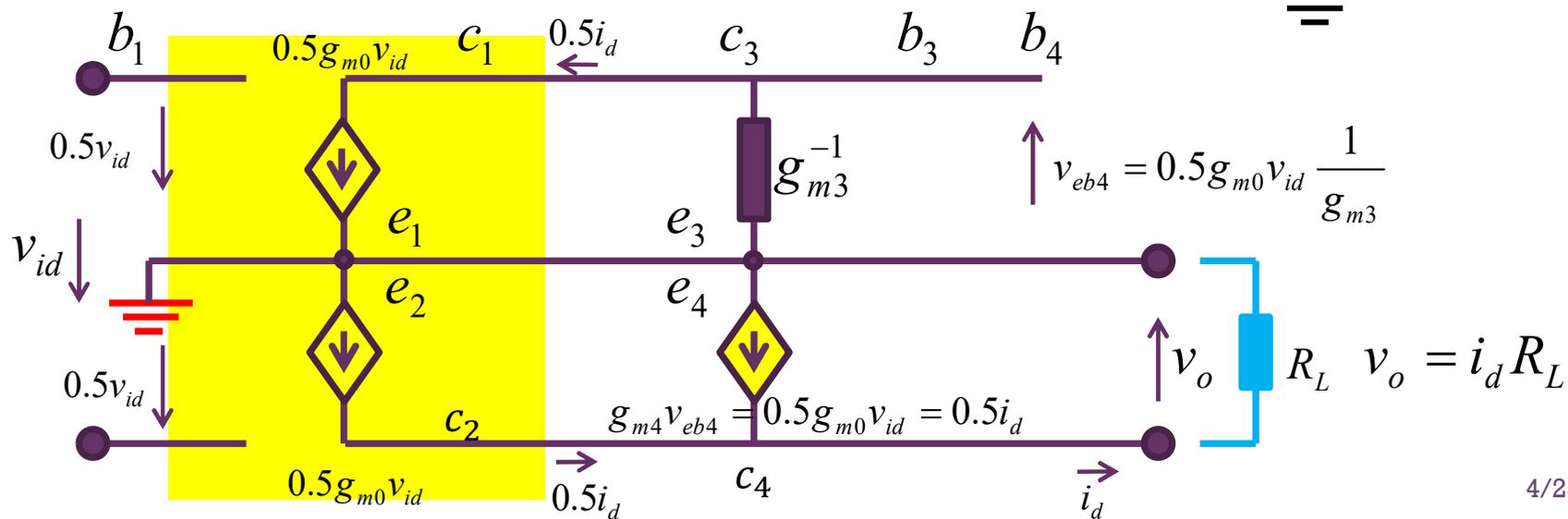
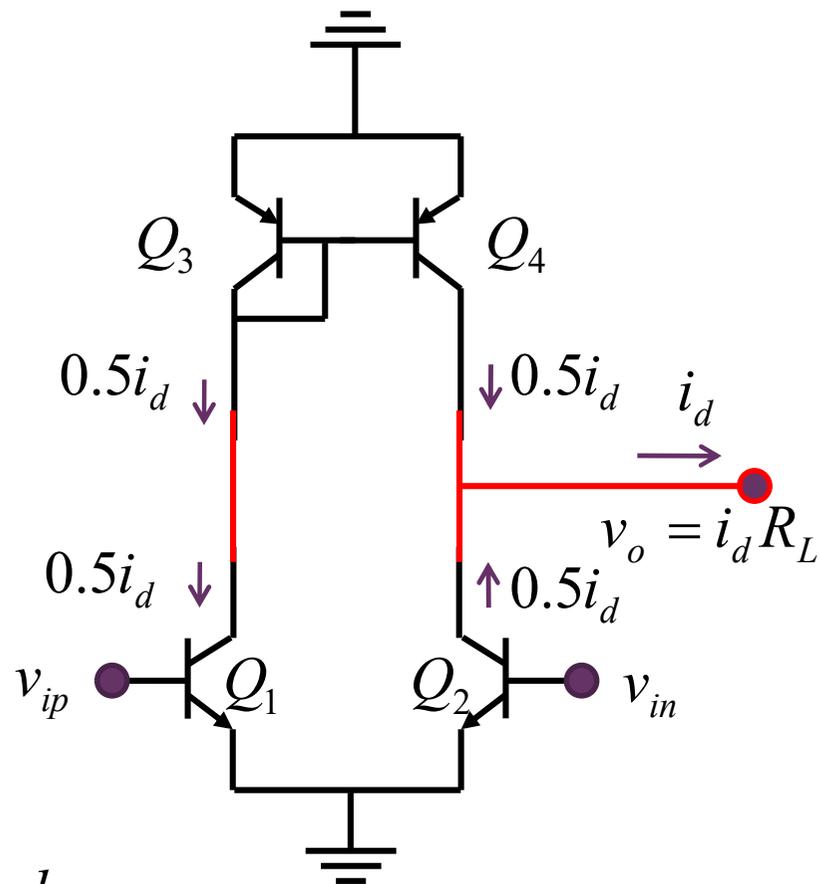
$$A_{v0} = \frac{v_{o,open}}{v_{id}} = \frac{i_d r_o}{v_{id}} = g_{m0} (r_{ce2} \parallel r_{ce4})$$

要求掌握原理性描述分析

## 单端输出

$$\mathbf{V_A} \rightarrow \infty$$

$$\beta \rightarrow \infty$$



# 小结：高增益放大器

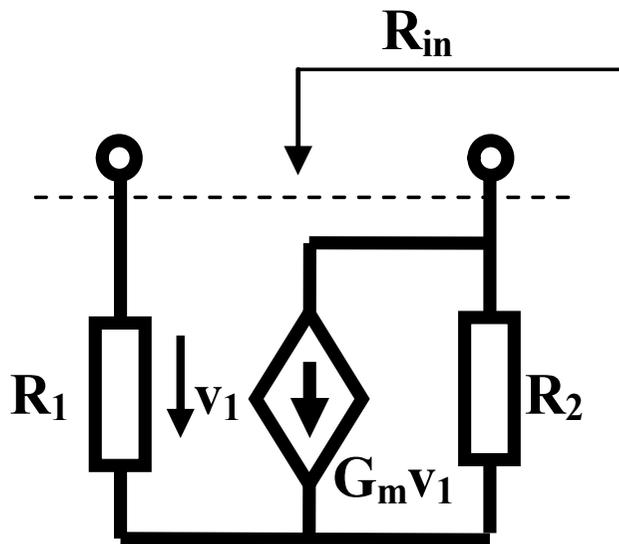
- 负反馈放大器设计需要高的开环增益，从而确保环路增益足够高，满足深度负反馈条件，使得闭环增益近似等于反馈系数倒数，即获得稳定可靠的负反馈放大器特性
- 高增益放大器设计要点
  - 有源负载：跨导放大器有大阻值负载，则有高电压增益
  - 缓冲器：高的输入电阻使得前级跨导放大器的增益不会下降很多，低的输出电阻确保它可以驱动重负载，隔离负载对前一级放大器的影响
  - 级联：多级级联总增益等于分级增益之积
    - 级联级数一般不超过3级，原因在于每一级放大器的寄生电容效应都会提供至少一个极点，每个极点都会导致90度相移，如果级联级数过多，运放负反馈应用时，由于存在运放内部级联放大器的多余相移，负反馈有可能变成正反馈，导致放大器变成振荡器
- 大信号放大器一般位于级联系统的最后一级，它完成将直流功率转换为交流功率的功能，使得系统具有足够的驱动能力，可以对外提供大的功率输出，也被称为功率放大器
  - 功率放大器最受关注的性能为效率，A类效率最高50%，B类效率最高78%

# 小结：差分放大器

- 差分放大器是低频模拟集成电路的特征电路，具有共模抑制、差模放大特性
  - 差分放大器设计的关键就在于两条差分支路的对称性设计，完全对称的差分放大器可以完全抑制共模信号
- 差分放大器输入输出转移特性是非线性的
  - 小信号线性区工作：差模交流小信号分析时，支点为差模地
  - 大信号非线性区工作：可等效为单刀双掷开关
    - 当差模信号幅度超过差模输入范围时，犹如单刀双掷开关拨动
- 差分放大器的双端输出可通过电流镜电路合成为单端输出

# 作业选讲

## ■ 7.3 bc端口阻抗（提前）

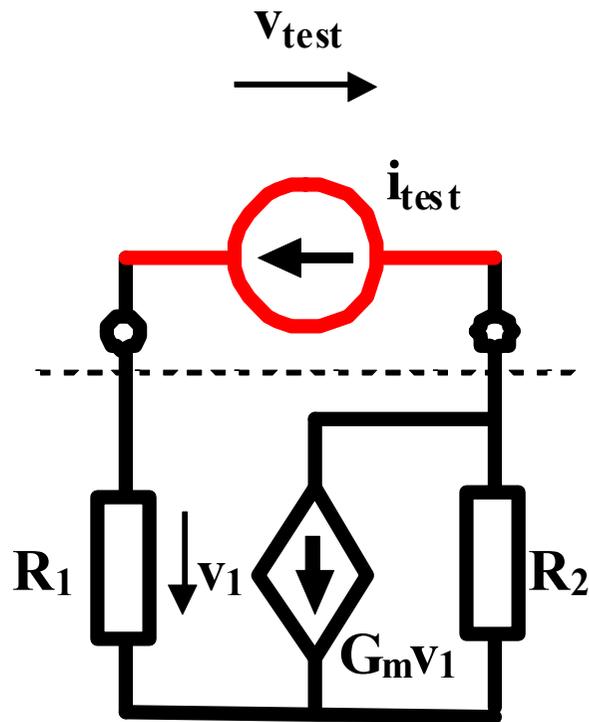


用加流求压法证明：

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

牢记这个结论：经常会用

# 加流求压

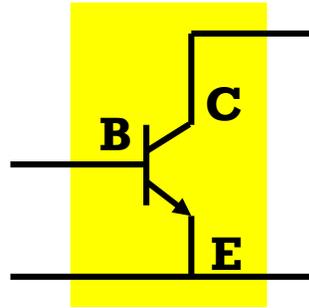


$$\begin{aligned} v_{test} &= i_{test} R_1 + (i_{test} + G_m v_1) R_2 \\ &= i_{test} R_1 + (i_{test} + G_m i_{test} R_1) R_2 \end{aligned}$$

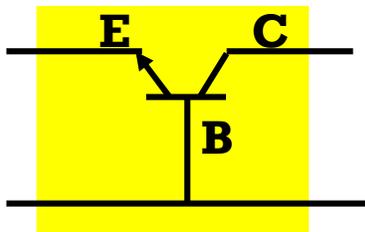
$$\begin{aligned} R_{in} &= \frac{v_{test}}{i_{test}} = R_1 + (1 + G_m R_1) R_2 \\ &= R_1 + R_2 + G_m R_1 R_2 \end{aligned}$$

# 作业选讲

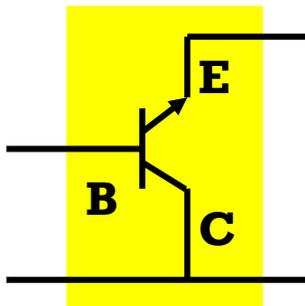
## ■ 作业7.4 BJT交流小信号电路模型



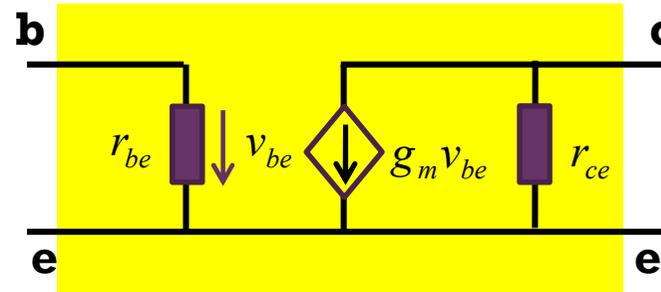
**Common Emitter**



**Common Base**



**Common Collector**

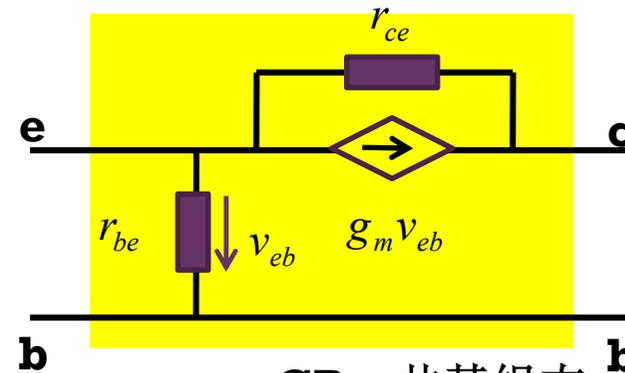


**CE: 共射组态**

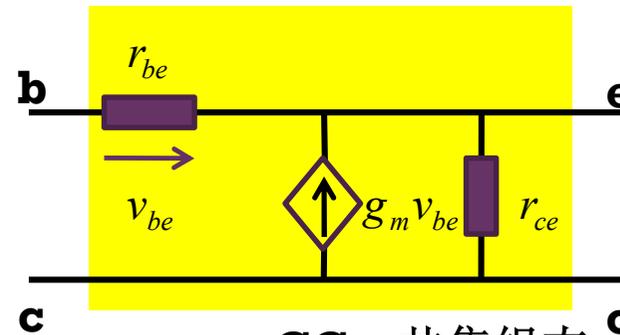
$$g_m = 40\text{mS}$$

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

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

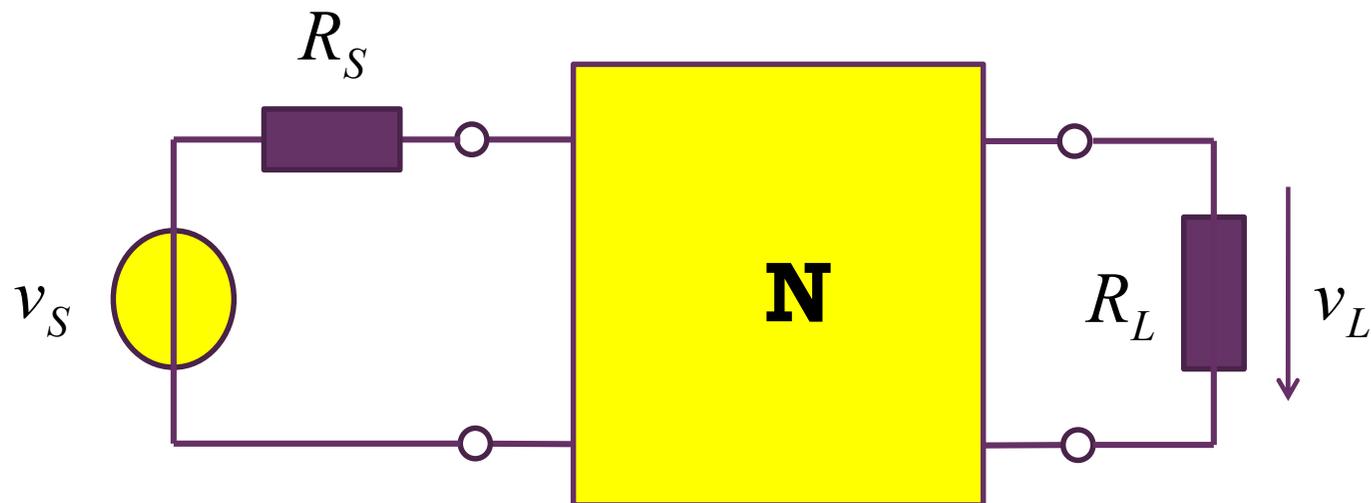
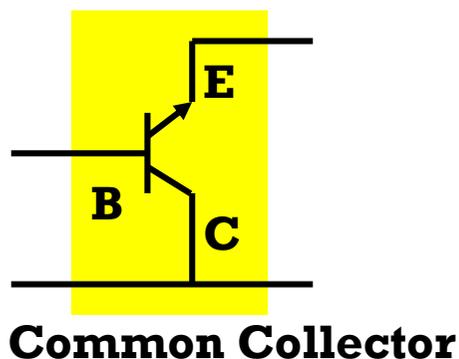
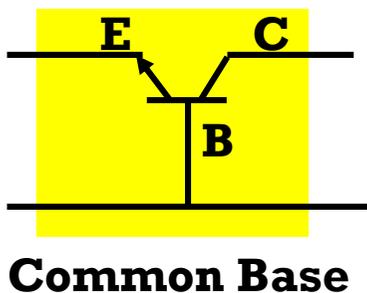
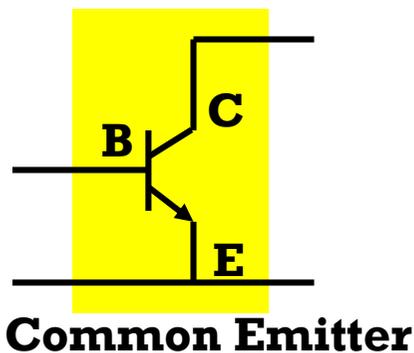


**CB: 共基组态**



**CC: 共集组态**

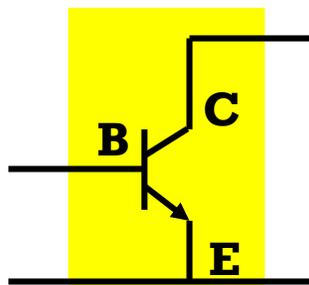
# 晶体管放大器分析



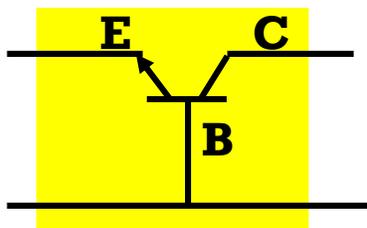
- 求三种组态晶体管放大器的输入电阻，输出电阻，电压传递函数表达式，代入具体数值求其输入电阻、输出电阻和电压放大倍数  
( $R_S=50\Omega, R_L=1\text{k}\Omega$ )

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

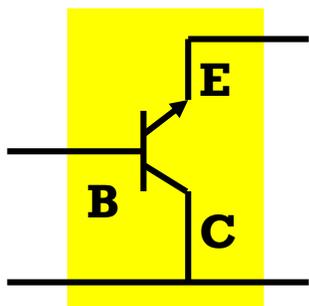
## 分析



Common Emitter

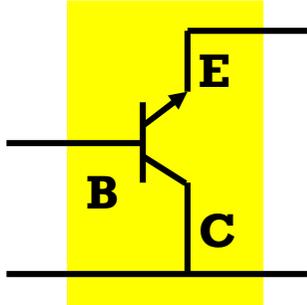


Common Base



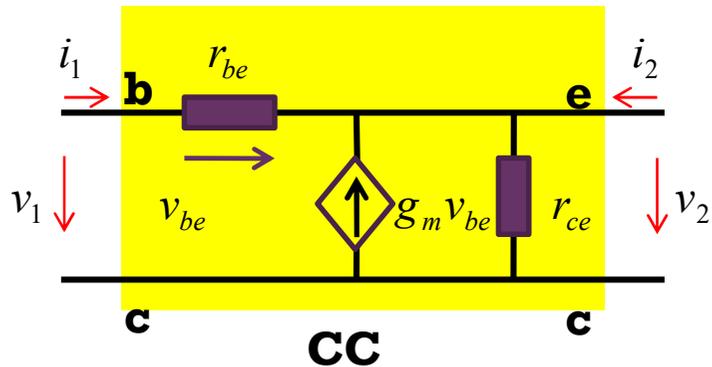
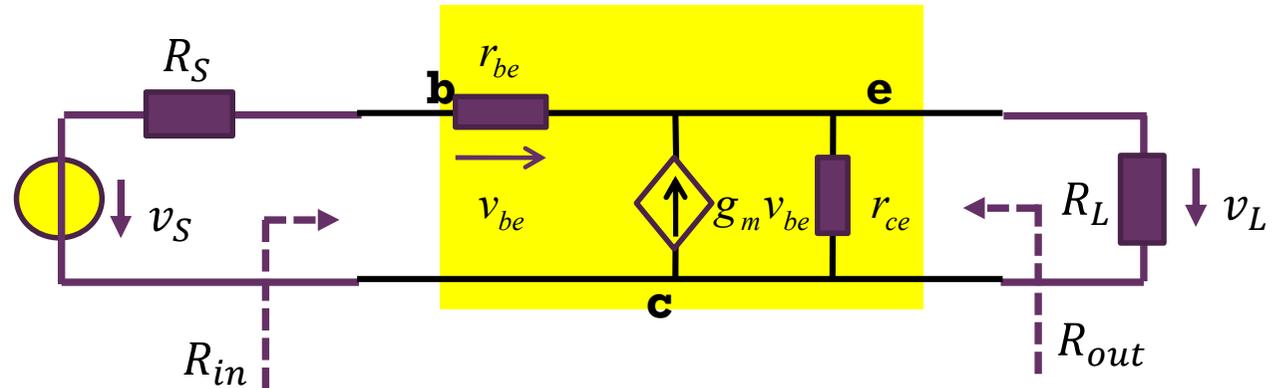
Common Collector

- CE组态是单向网络，分析十分简单
  - 输入电阻和负载电阻无关， $r_{in} = r_{be}$
  - 输出电阻和信源内阻无关， $r_{out} = r_{ce}$
  - 总传递函数等于分传递函数之积，电压增益=(输出回路电阻)\*(本征跨导增益)\*(输入回路分压系数)
  
- CB，CC组态是双向网络
  - 输入电阻和负载电阻是相关的
  - 输出电阻和信源内阻是相关的
  - 总传递函数不能简单地表述为分传递函数之积
    - 但满足单向化条件时，可等效为单向网络
      - CB电流缓冲器，CC电压缓冲器
  
- 上学期第14讲讨论了本题解法，其中，CB，CC组态求解方法是先求出z参量矩阵，再用z参量矩阵求输入电阻/输出电阻/传递函数
  - 同学回去自己复习
  
- 上学期第11讲讨论了CB组态的各种分析方法
  - 等效电路法、结点电压法、回路电流法、...
  - 自行复习
  
- 下面仅针对CC组态进行讨论
  - 网络参量法、等效电路法、结点电压法、...



Common Collector

# CC组态晶体管放大器分析 网络参量法

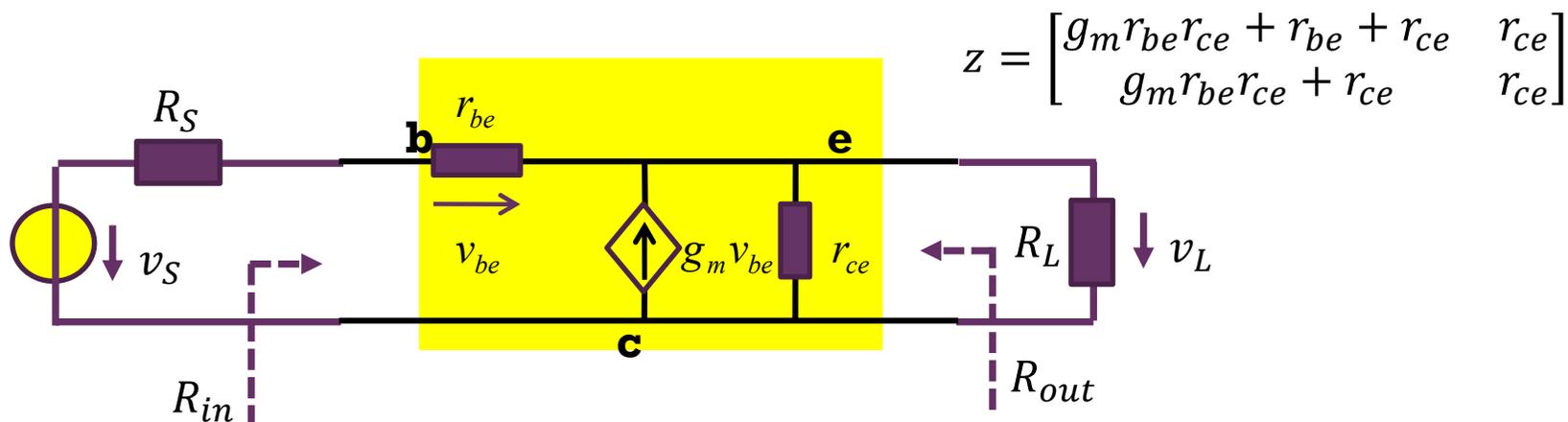


$$\begin{aligned} v_2 &= r_{ce}(i_2 + i_1 + g_m v_{be}) = r_{ce}(i_2 + i_1 + g_m r_{be} i_1) \\ &= (1 + g_m r_{be}) r_{ce} i_1 + r_{ce} i_2 \end{aligned}$$

$$v_1 = i_1 r_{be} + v_2 = (r_{be} + r_{ce} + g_m r_{be} r_{ce}) i_1 + r_{ce} i_2$$

$$z = \begin{bmatrix} g_m r_{be} r_{ce} + r_{be} + r_{ce} & r_{ce} \\ g_m r_{be} r_{ce} + r_{ce} & r_{ce} \end{bmatrix}$$

# 输入电阻和输出电阻



$$R_{in} = z_{in} = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + R_L} = g_m r_{be} r_{ce} + r_{be} + r_{ce} - \frac{r_{ce}(g_m r_{be} + 1)r_{ce}}{r_{ce} + R_L}$$

bc 端口阻抗

$$= g_m r_{be} r_{ce} \left(1 - \frac{r_{ce}}{r_{ce} + R_L}\right) + r_{be} + r_{ce} \left(1 - \frac{r_{ce}}{r_{ce} + R_L}\right) = g_m r_{be} (r_{ce} \parallel R_L) + r_{be} + r_{ce} \parallel R_L$$

$$= 396k + 10k + 990 = 407k\Omega$$

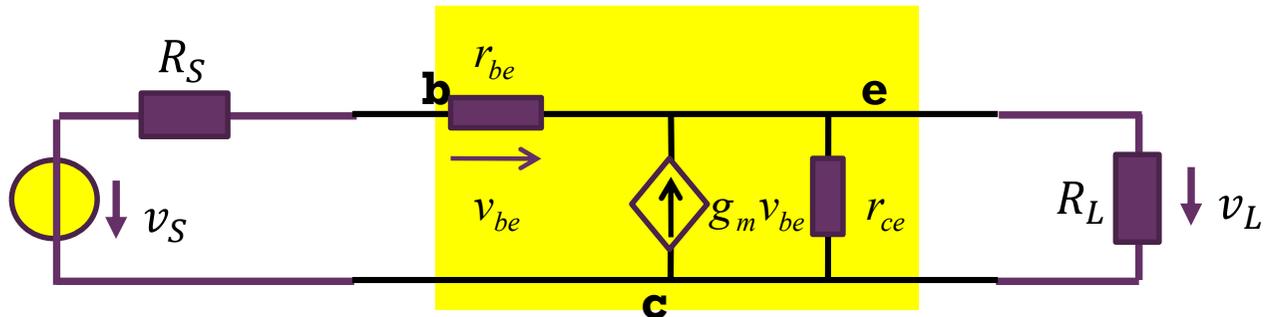
$$R_{out} = z_{out} = z_{22} - \frac{z_{21}z_{12}}{z_{11} + R_S} = r_{ce} - \frac{r_{ce}(g_m r_{be} + 1)r_{ce}}{g_m r_{be} r_{ce} + r_{be} + r_{ce} + R_S} = \frac{(r_{be} + R_S)r_{ce}}{g_m r_{be} r_{ce} + r_{be} + r_{ce} + R_S}$$

$$= \frac{(r_{be} + R_S)r_{ce}}{r_{ce}(g_m r_{be} + 1) + r_{be} + R_S} = \frac{\frac{r_{be} + R_S}{1 + g_m r_{be}} r_{ce}}{r_{ce} + \frac{r_{be} + R_S}{1 + g_m r_{be}}} = r_{ce} \parallel \frac{r_{be} + R_S}{1 + g_m r_{be}} = 100k \parallel 25.06 = 25.06\Omega$$

理想晶体管发射极对地阻抗为  $1/g_m$

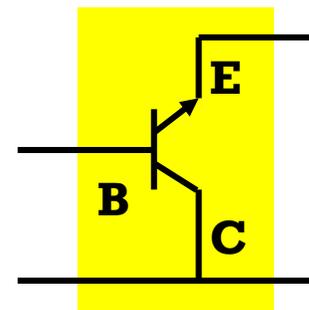
# 电压放大倍数

$$z = \begin{bmatrix} g_m r_{be} r_{ce} + r_{be} + r_{ce} & r_{ce} \\ g_m r_{be} r_{ce} + r_{ce} & r_{ce} \end{bmatrix}$$

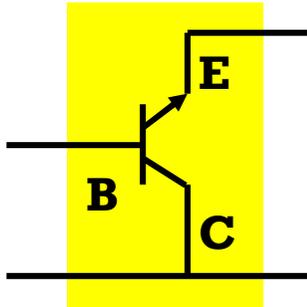


$$\begin{aligned} H = A_v &= \frac{z_{21} R_L}{(z_{22} + R_L)(z_{11} + R_S) - z_{21} z_{12}} \\ &= \frac{(g_m r_{be} + 1) r_{ce} R_L}{(r_{ce} + R_L)(g_m r_{be} r_{ce} + r_{be} + r_{ce} + R_S) - r_{ce} (g_m r_{be} + 1) r_{ce}} \\ &= \frac{(g_m r_{be} + 1) r_{ce} R_L}{(g_m r_{be} + 1) r_{ce} R_L + (r_{be} + R_S)(r_{ce} + R_L)} \end{aligned}$$

$= 0.9753 = -0.22\text{dB}$  电压缓冲? (电压增益近似为  $1=0\text{dB}$ )

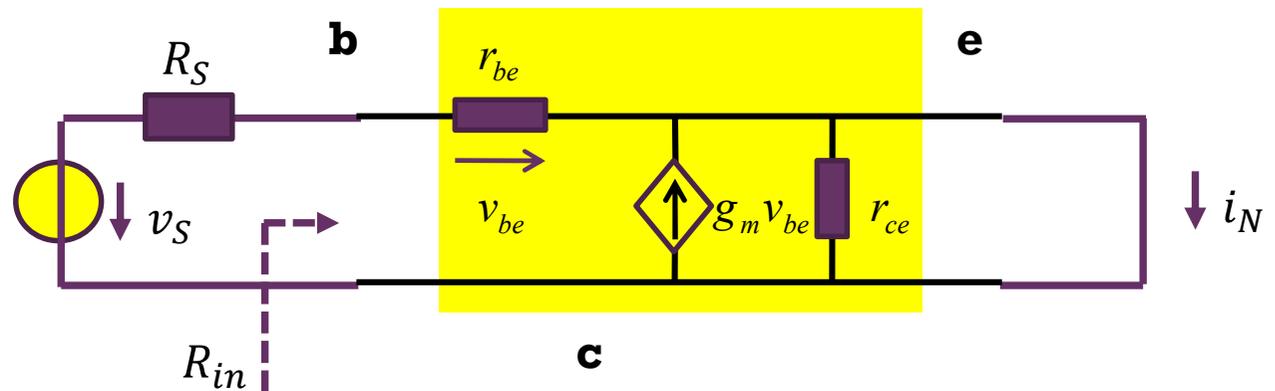
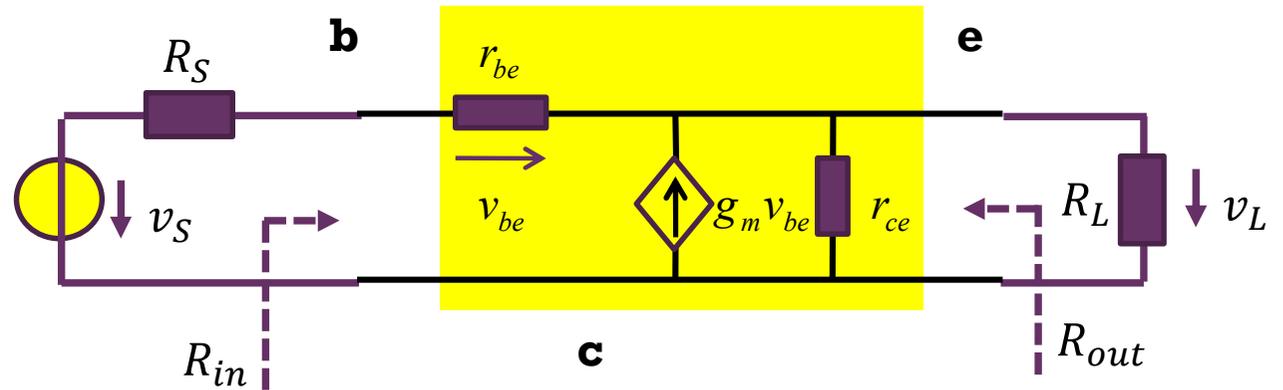


**Common Collector**



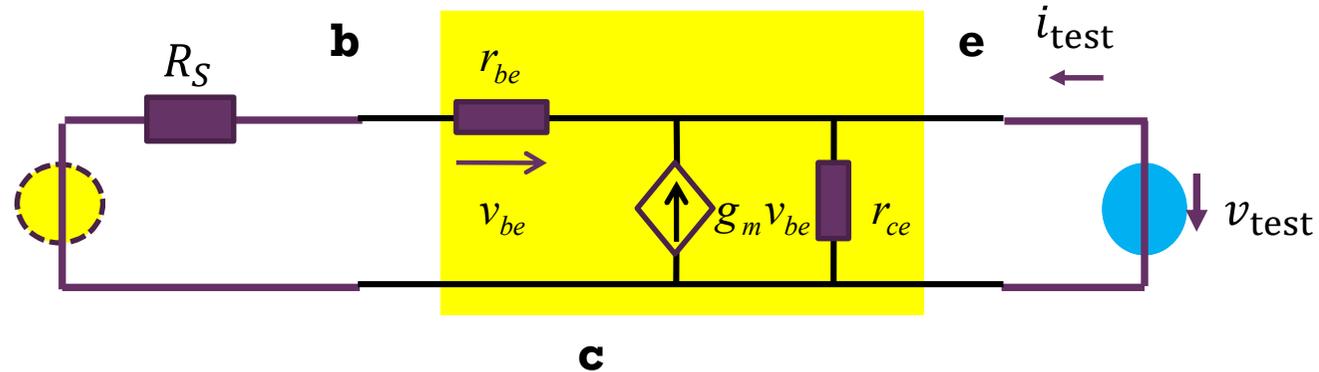
Common Collector

# CC组态晶体管放大器分析 等效电路法



$$i_N = g_m v_{be} + \frac{v_S}{R_S + r_{be}} = g_m \frac{r_{be}}{R_S + r_{be}} v_S + \frac{v_S}{R_S + r_{be}} = \frac{g_m r_{be} + 1}{R_S + r_{be}} v_S$$

# 加压求流获得输出电阻



$$i_{test} = \frac{v_{test}}{r_{ce}} - g_m v_{be} + \frac{v_{test}}{R_S + r_{be}} = \frac{v_{test}}{r_{ce}} + g_m \frac{r_{be}}{R_S + r_{be}} v_{test} + \frac{v_{test}}{R_S + r_{be}}$$

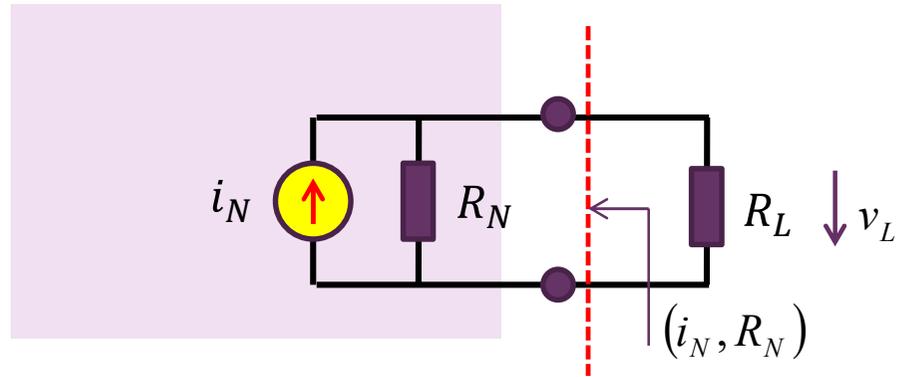
$$G_N = \frac{i_{test}}{v_{test}} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{g_m r_{be} + 1}{R_S + r_{be}}$$

$$R_{out} = G_N^{-1} = r_{ce} \parallel \frac{R_S + r_{be}}{g_m r_{be} + 1}$$

# 传递函数

$$i_N = \frac{g_m r_{be} + 1}{R_S + r_{be}} v_S$$

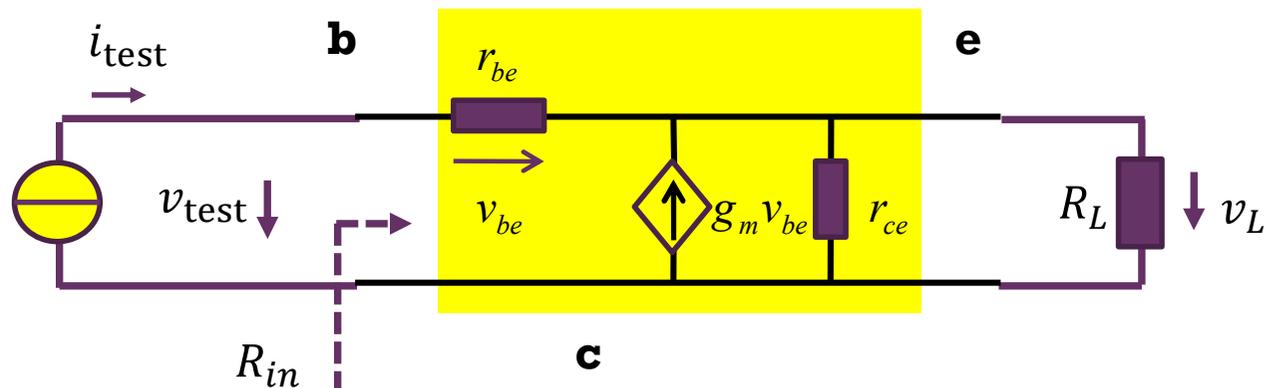
$$R_N = r_{ce} \parallel \frac{R_S + r_{be}}{g_m r_{be} + 1}$$



$$v_L = i_N (R_N \parallel R_L) = \frac{g_m r_{be} + 1}{R_S + r_{be}} v_S \times \left( r_{ce} \parallel \frac{r_{be} + R_S}{1 + g_m r_{be}} \parallel R_L \right)$$

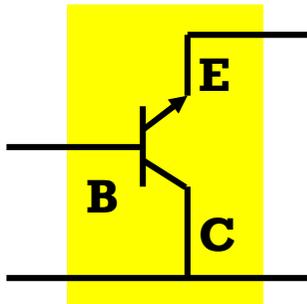
$$= \frac{(g_m r_{be} + 1) R_L r_{ce}}{(R_S + r_{be})(R_L + r_{ce}) + (g_m r_{be} + 1) R_L r_{ce}} v_S$$

# 加流求压获得输入电阻



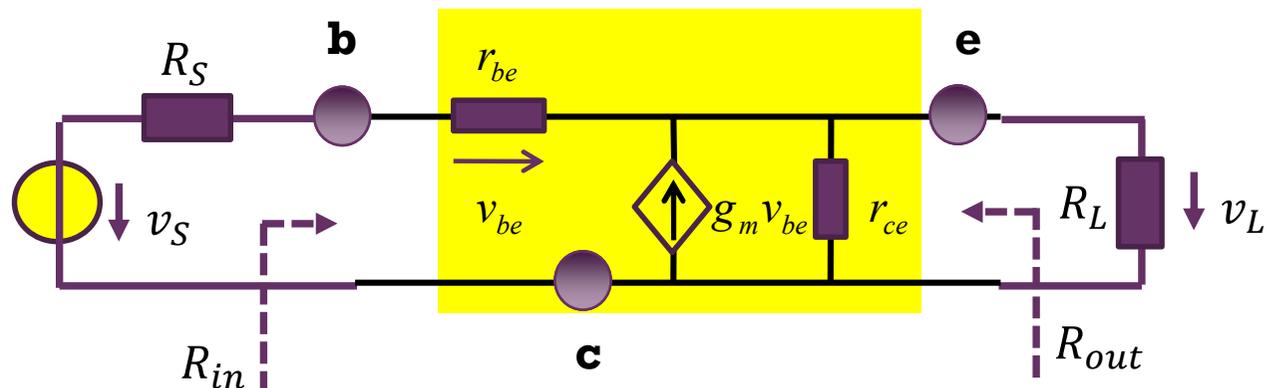
$$v_{test} = i_{test} r_{be} + (i_{test} + g_m v_{be})(r_{ce} || R_L) = i_{test} r_{be} + (i_{test} + g_m r_{be} i_{test})(r_{ce} || R_L)$$

$$R_{in} = \frac{v_{test}}{i_{test}} = r_{be} + (1 + g_m r_{be})(r_{ce} || R_L) = r_{be} + (r_{ce} || R_L) + g_m r_{be} (r_{ce} || R_L)$$



Common Collector

# CC组态晶体管放大器分析 结点电压法



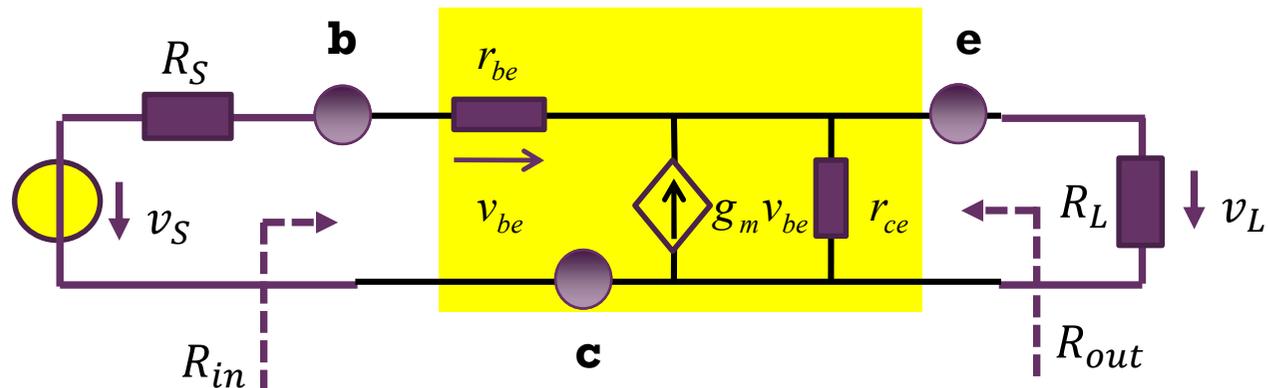
$$\begin{bmatrix} G_S + g_{be} & -g_{be} \\ -g_{be} & g_{be} + g_{ce} + G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_b \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_S v_s \\ g_m v_{be} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_S v_s \\ g_m v_b - g_m v_e \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} G_S + g_{be} & -g_{be} \\ -g_{be} - g_m & g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_b \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_S v_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_b \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_S + g_{be} & -g_{be} \\ -g_{be} - g_m & g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} G_S v_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$= \frac{\begin{bmatrix} g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m & g_{be} \\ g_{be} + g_m & G_S + g_{be} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_S v_s \\ 0 \end{bmatrix}}{(G_S + g_{be})(g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m) - (g_{be} + g_m)g_{be}} = \frac{\begin{bmatrix} g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m \\ g_{be} + g_m \end{bmatrix} G_S v_s}{G_S g_{be} + G_S g_{ce} + G_S G_L + G_S g_m + g_{be} g_{ce} + g_{be} G_L}$$

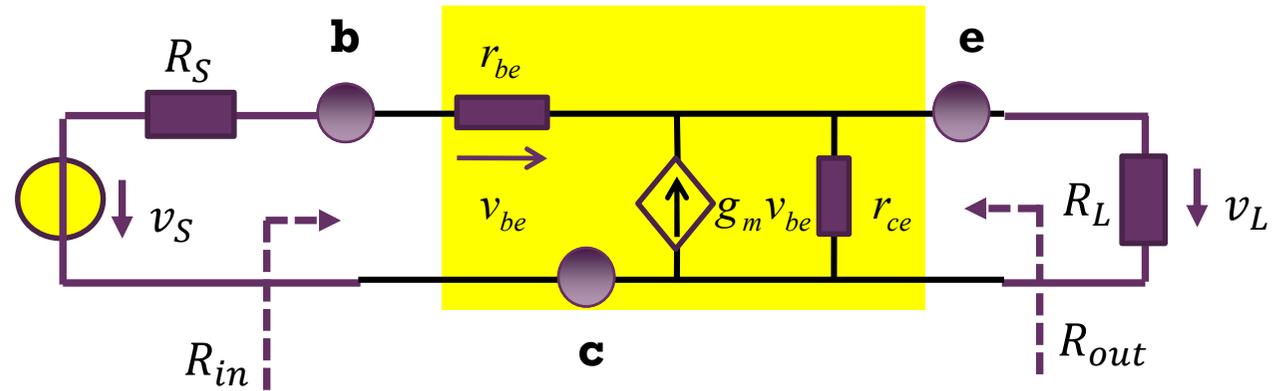
# 传递函数



$$\begin{bmatrix} v_b \\ v_e \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m \\ g_{be} + g_m \end{bmatrix} G_S v_S}{G_S g_{be} + G_S g_{ce} + G_S G_L + G_S g_m + g_{be} g_{ce} + g_{be} G_L}$$

$$\begin{aligned} H = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_e}{v_S} &= \frac{(g_{be} + g_m) G_S}{G_S g_{be} + G_S g_{ce} + G_S G_L + G_S g_m + g_{be} g_{ce} + g_{be} G_L} \\ &= \frac{(1 + g_m r_{be}) r_{ce} R_L}{r_{ce} R_L + r_{be} R_L + r_{be} r_{ce} + g_m r_{be} r_{ce} R_L + R_S R_L + r_{ce} R_S} \\ &= \frac{(1 + g_m r_{be}) r_{ce} R_L}{r_{ce} R_L (1 + g_m r_{be}) + (r_{be} + R_S)(r_{ce} + R_L)} \end{aligned}$$

# 输出阻抗



$$\begin{bmatrix} v_b \\ v_e \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m \\ g_{be} + g_m \end{bmatrix} G_S v_s}{G_S g_{be} + G_S g_{ce} + G_S G_L + G_S g_m + g_{be} g_{ce} + g_{be} G_L}$$

输出端口戴维南等效源电压

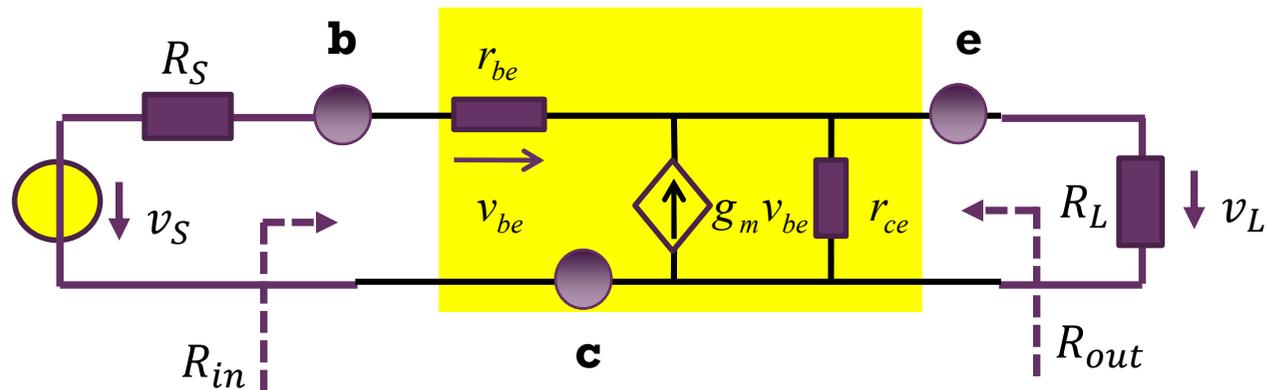
$$\begin{aligned} v_{TH} = v_e(R_L \rightarrow \infty) &= \frac{(1 + g_m r_{be}) r_{ce} R_L v_s}{r_{ce} R_L + r_{be} R_L + r_{be} r_{ce} + g_m r_{be} r_{ce} R_L + R_S R_L + r_{ce} R_S} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} \\ &= \frac{(1 + g_m r_{be}) r_{ce} R_L v_s}{r_{ce} R_L + r_{be} R_L + g_m r_{be} r_{ce} R_L + R_S R_L} = \frac{(1 + g_m r_{be}) r_{ce} v_s}{r_{ce} + r_{be} + g_m r_{be} r_{ce} + R_S} \end{aligned}$$

输出端口诺顿等效源电流

$$\begin{aligned} i_N = i_L(R_L \rightarrow 0) &= \frac{(1 + g_m r_{be}) r_{ce} v_s}{r_{ce} R_L + r_{be} R_L + r_{be} r_{ce} + g_m r_{be} r_{ce} R_L + R_S R_L + r_{ce} R_S} \Big|_{R_L \rightarrow 0} \\ &= \frac{(1 + g_m r_{be}) r_{ce} v_s}{r_{be} r_{ce} + r_{ce} R_S} = \frac{(1 + g_m r_{be}) v_s}{r_{be} + R_S} \end{aligned}$$

$$R_{out} = \frac{v_{TH}}{i_N} = \frac{r_{ce}(r_{be} + R_S)}{r_{ce} + r_{be} + g_m r_{be} r_{ce} + R_S}$$

# 输入阻抗



$$\begin{bmatrix} v_b \\ v_e \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m \\ g_{be} + g_m \end{bmatrix} G_S v_S}{G_S g_{be} + G_S g_{ce} + G_S G_L + G_S g_m + g_{be} g_{ce} + g_{be} G_L}$$

$$i_b = \frac{v_b - v_e}{r_{be}} = \frac{(g_{ce} + G_L) g_{be} G_S v_S}{G_S g_{be} + G_S g_{ce} + G_S G_L + G_S g_m + g_{be} g_{ce} + g_{be} G_L}$$

$$\begin{aligned} R_{in} &= \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{(g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m) G_S v_S}{(g_{ce} + G_L) g_{be} G_S v_S} = \frac{(g_{be} + g_{ce} + G_L + g_m)}{(g_{ce} + G_L) g_{be}} \\ &= \frac{r_{ce} R_L + r_{be} R_L + r_{be} r_{ce} + g_m r_{be} r_{ce} R_L}{r_{ce} + R_L} = r_{ce} \parallel R_L + r_{be} + g_m r_{be} (r_{ce} \parallel R_L) \end{aligned}$$

# 三种组态电压增益总结

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

$$R_S = 50\Omega$$

$$g_m r_{be} = \beta \gg 1$$

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

$$g_m r_{ce} = \frac{V_A}{v_T} \gg 1$$

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

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

$$A_{v,CE} = \frac{r_{ce}R_L}{r_{ce} + R_L} (-g_m) \frac{r_{be}}{r_{be} + R_S}$$

$$= -39.4$$

$$R_S \ll r_{be}$$

$$R_L \ll r_{ce}$$

$$\approx -g_m R_L = -40$$

反相电压放大

$$A_{v,CB} = \frac{(g_m r_{ce} + 1)r_{be}R_L}{(g_m r_{ce} + 1)r_{be}R_S + (r_{be} + R_S)(r_{ce} + R_L)}$$

$$= 13.27$$

$$\approx \frac{g_m r_{ce} r_{be} R_L}{g_m r_{ce} r_{be} R_S + r_{be} r_{ce}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S} R_L = 13.33$$

$$R_L \ll r_{ce}$$

同相电压放大

$$A_{v,CC} = \frac{(g_m r_{be} + 1)r_{ce}R_L}{(g_m r_{be} + 1)r_{ce}R_L + (r_{be} + R_S)(r_{ce} + R_L)}$$

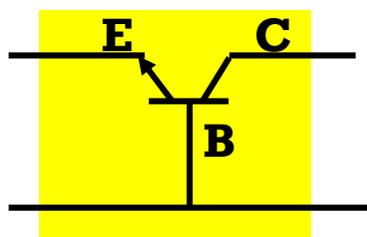
$$= 0.9753$$

$$\approx \frac{g_m r_{be} r_{ce} R_L}{g_m r_{be} r_{ce} R_L + r_{be} r_{ce}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_L} R_L = 0.9756$$

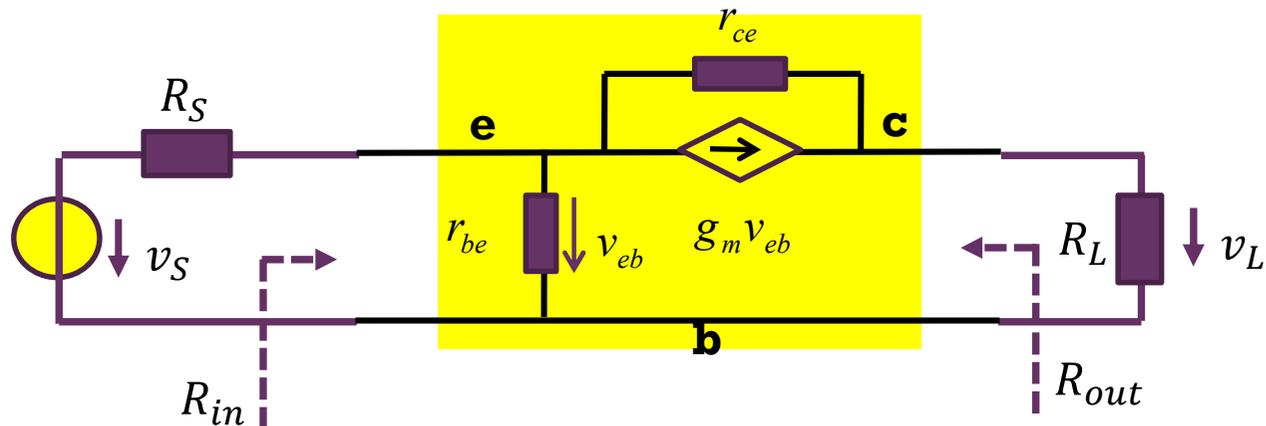
$$R_S \ll r_{be}$$

同相电压放大

# 输入阻抗和输出阻抗总结



**Common Base**



$$R_{in} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}}$$

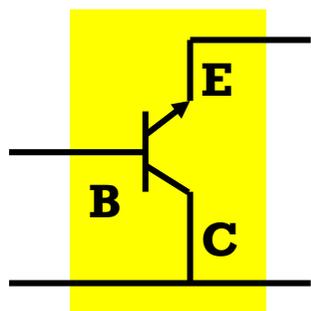
$$= 25.18 \Omega$$

发射极对地阻抗近似为  $1/g_m$

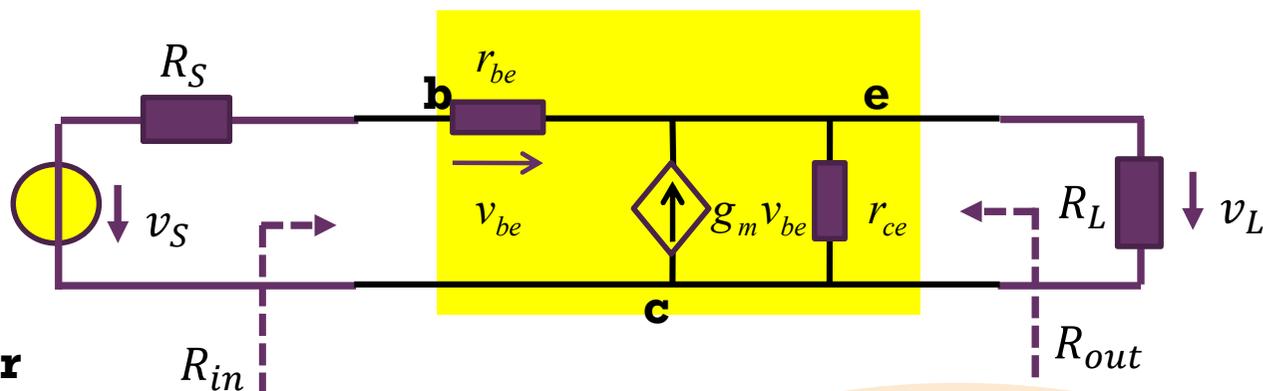
$$R_{out} = g_m (r_{be} \parallel R_S) r_{ce} + r_{be} \parallel R_S + r_{ce}$$

$$= 299 \text{ k}\Omega$$

**bc**端口阻抗



**Common Collector**



$$R_{in} = g_m r_{be} (r_{ce} \parallel R_L) + r_{be} + r_{ce} \parallel R_L$$

$$= 407 \text{ k}\Omega$$

**bc**端口阻抗

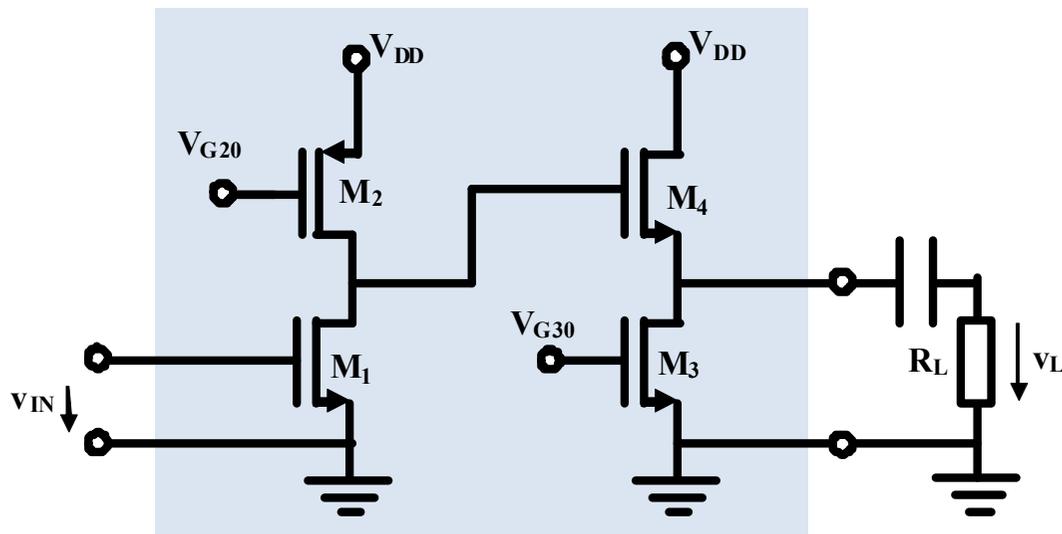
$$R_{out} = r_{ce} \parallel \frac{r_{be} + R_S}{1 + g_m r_{be}}$$

$$= 25.06 \Omega$$

发射极对地阻抗近似为  $1/g_m$

# 作业1 级联放大器分析

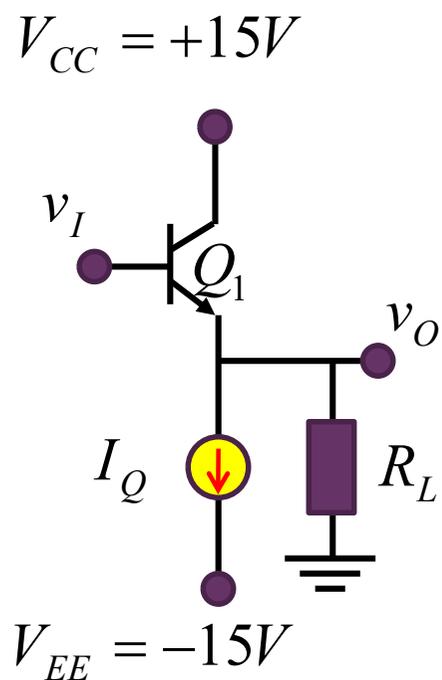
- 请画出图示电路的交流小信号分析电路模型，求电压放大倍数，输入电阻、输出电阻，及源端到负载端二端口等效电路
  - 假设晶体管工作在恒流区，交流分析用微分元件模型替代
  - 二端口总网络用电压放大器最适 $g$ 参量描述



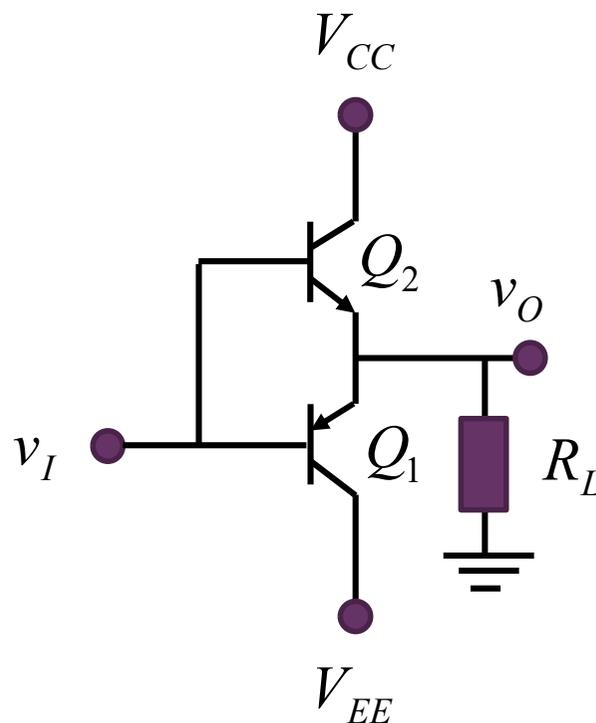
# 作业2 输出级

- 这里有三个转移特性曲线，试分析这三条转移特性曲线分别对应哪种输出级，说明为什么会形成这样的转移特性曲线，并将正确的表达式列写于图上问号位置

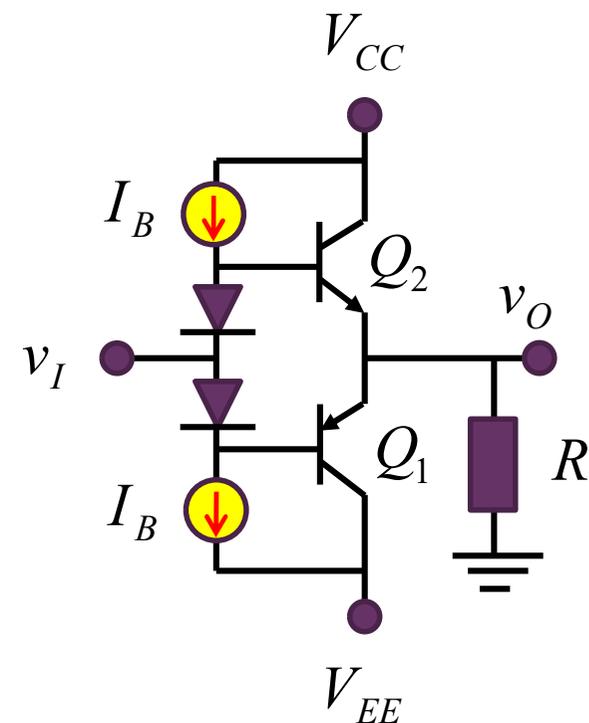
- A类射极跟随器
- B类推挽结构
- AB类推挽结构



**A**类射极跟随器

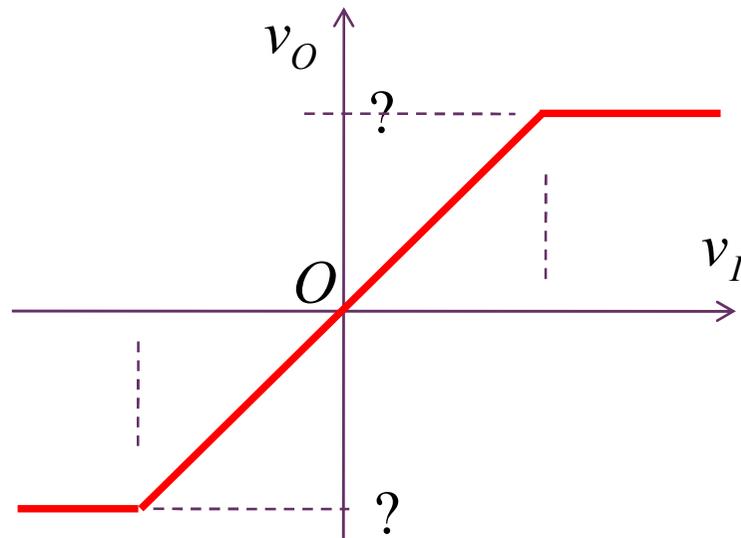
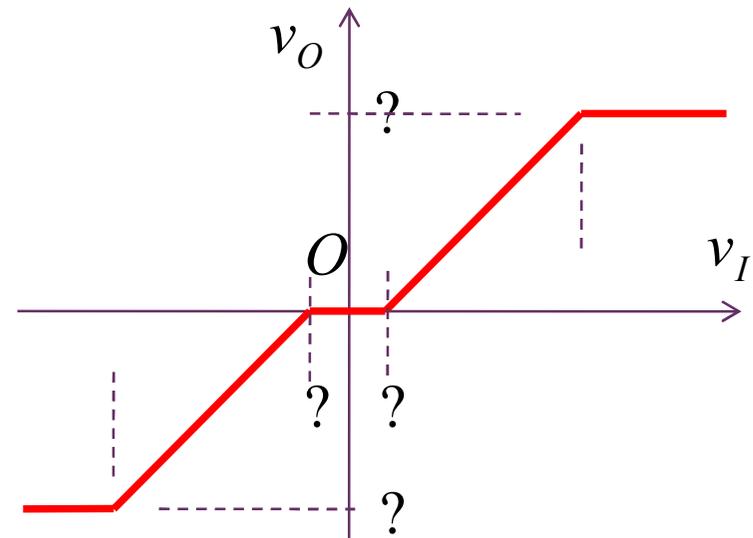
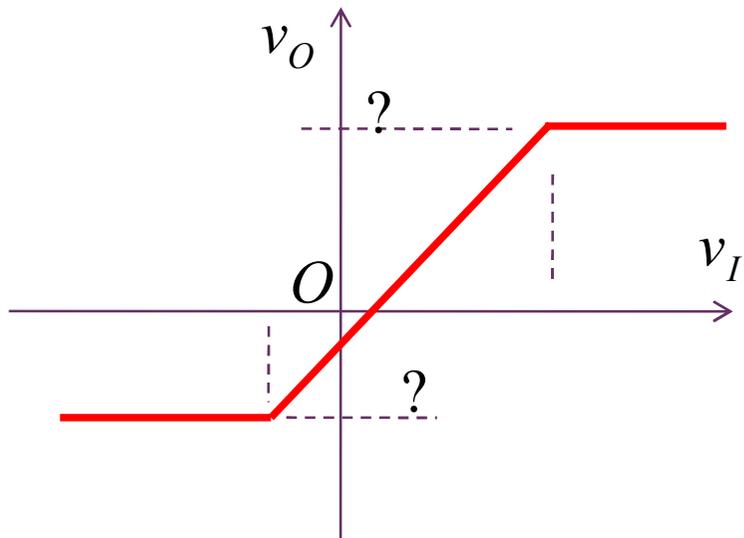


**B**类推挽

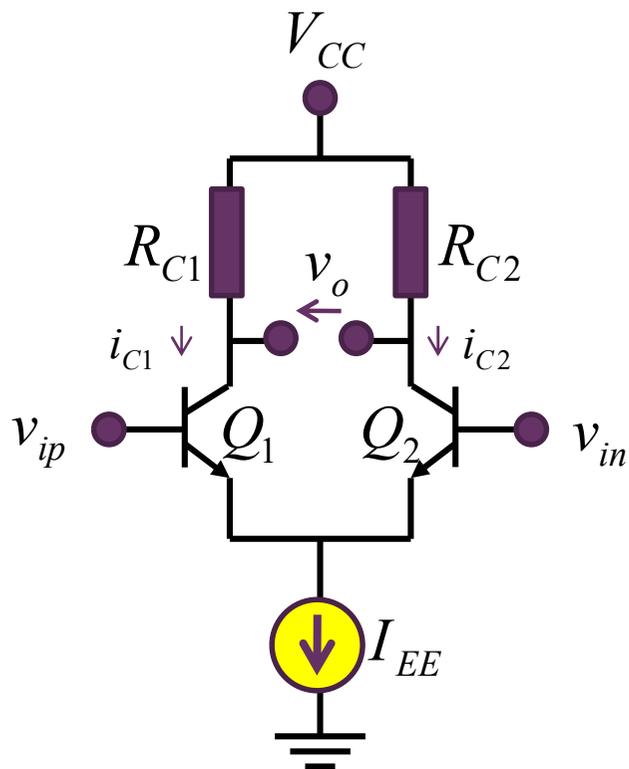


**AB**类推挽

# 转移特性曲线



# 作业3 BJT差分对特性



证明**BJT**差分对跨导控制关系:

$$i_d = i_{C1} - i_{C2} = f(v_{id}) = I_{EE} \tanh \frac{v_{id}}{2v_T}$$

已知**BJT**跨导控制关系

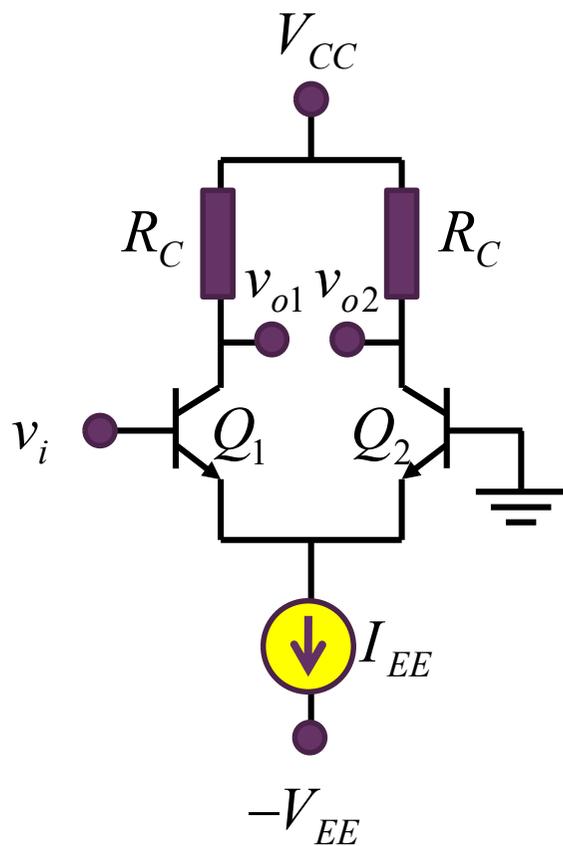
$$i_b \approx 0$$

$$i_c \approx I_{CS0} e^{\frac{v_{BE}}{v_T}}$$

忽略 $\beta$ 、 $V_A$ 的影响

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

# 作业4 差分对的单端转双端



$$I_{EE} = 1\text{mA}$$

- 电源电压为 $\pm 10\text{V}$ ，差分对管参数一致， $R_C = 3\text{k}\Omega$ ，画出如下三种输入情况下的两个输出电压 $v_{o1}, v_{o2}$ 的波形示意图

$$v_i = 10 \sin(2\pi \times 10^3 t) (\text{mV})$$

$$v_i = 0.5 \sin(2\pi \times 10^3 t) (\text{V})$$

$$v_i = 50 + 100 \sin(2\pi \times 10^3 t) (\text{mV})$$

# CAD作业

- 对作业3的三种缓冲器进行仿真，给出输入输出转移特性曲线，和理论分析结果进行比对
  - 库中如果没有BJT，选用MOS，思考如何给出AB类的微微导通偏置电压？

# 本节课内容在教材中的章节对应

- P351: 有源负载
- P353: 缓冲概念
- P368-380: 差分对
- P385-387: 差分对交流小信号分析
- \*P393-404: 运放内部电路分析
- P400: 输出缓冲级