

电子电路与系统基础

习题课第十四讲

第十二讲作业讲解（部分）

第十三讲作业讲解

李国林

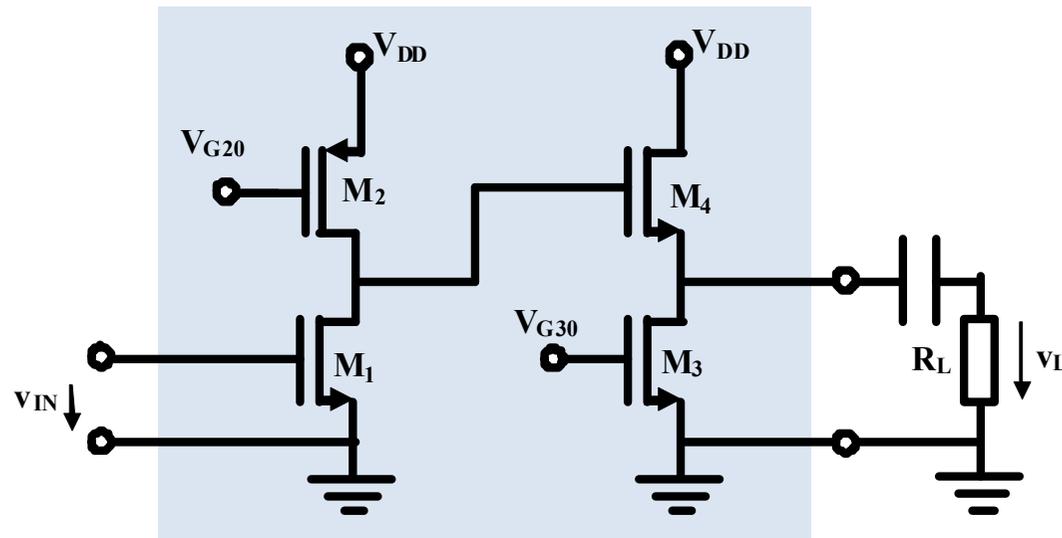
清华大学电子工程系

习题课第十四讲 大纲

- 第十二讲作业讲解
- 第十三讲作业讲解

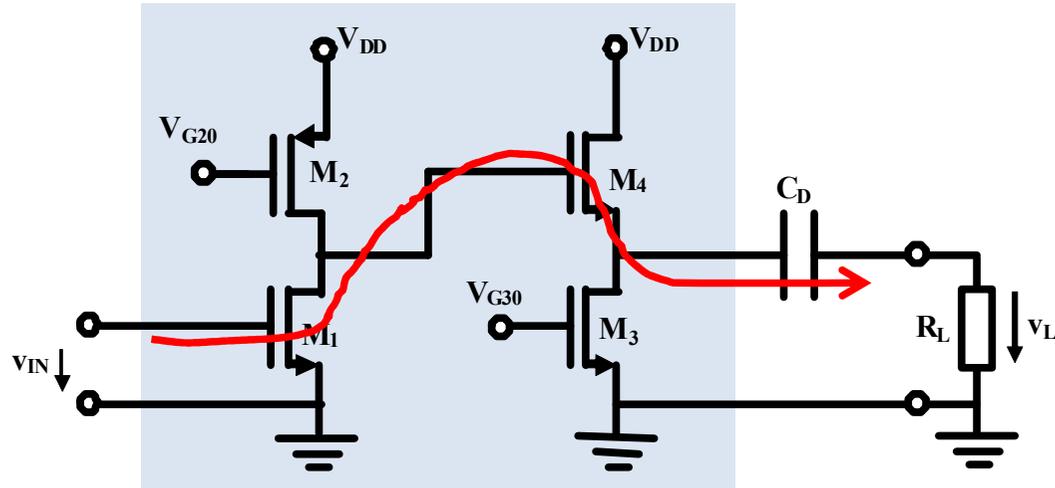
作业3 电压缓冲器小信号分析

- 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 y 参量微分元件替代
 - 二端口总网络用电压放大器最适 g 参量描述



原理性分析

多晶体管电路分析要点：首先把信号处理通路标记出来，其次分析通路上每个晶体管的作用



(1) 确定信号通路： v_{in} - M_1 - M_4 - R_L

(2) 确定信号通路上每个晶体管的作用

M_1 :CS组态，跨导放大器，将输入电压转换为电流

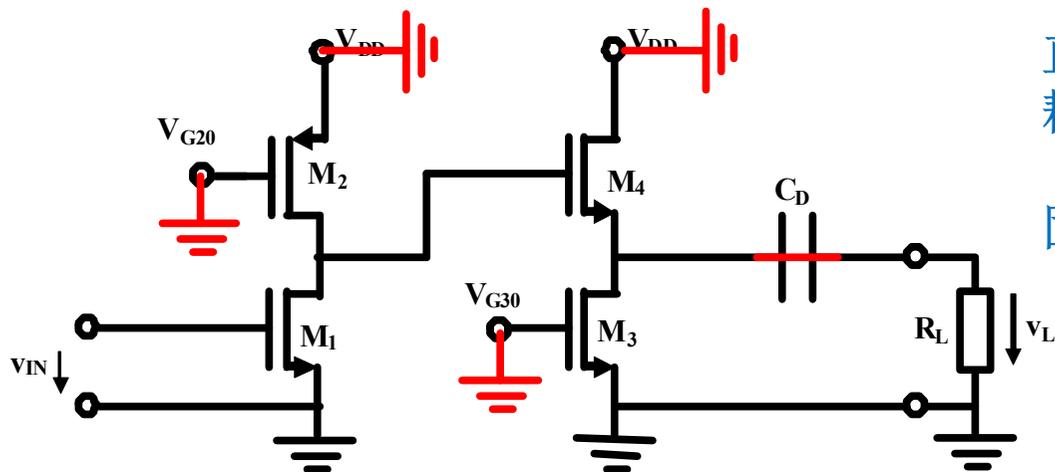
M_4 :CD组态，电压缓冲器，提供大电流驱动能力

由于 M_4 缓冲器输入阻抗无穷大，故而 M_1 跨导放大器输出电流只能流入其输出电阻，形成高电压增益

M_2 : V_{SG} 电压固定不变，为恒流源，为跨导放大管 M_1 提供直流偏置和有源负载

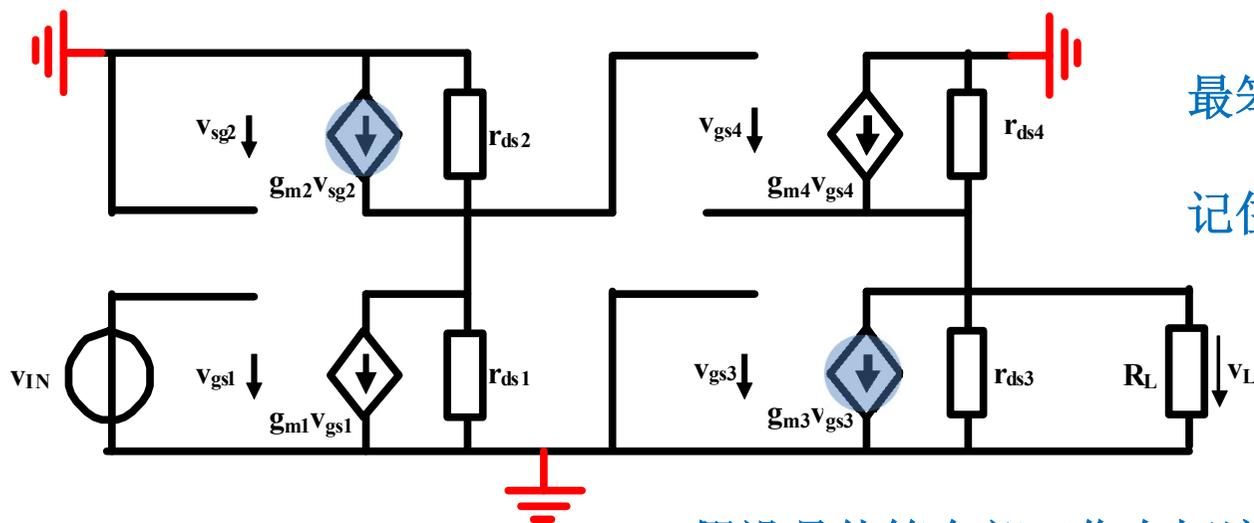
M_3 : V_{GS} 电压固定不变，为恒流源，为电压缓冲管 M_4 提供直流偏置

交流小信号分析



直流恒压为交流地
耦合电容交流短路

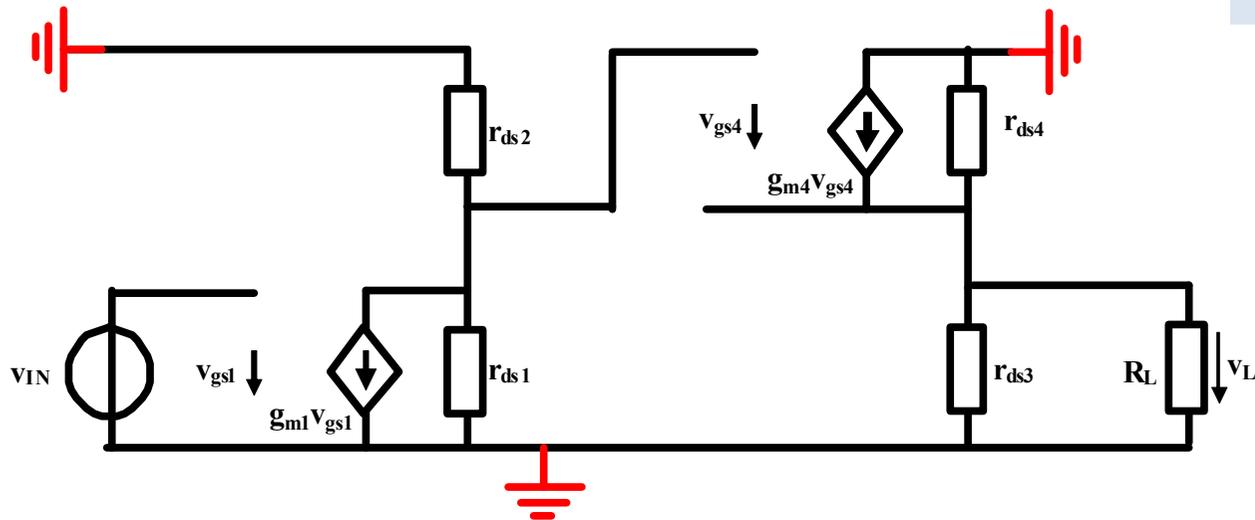
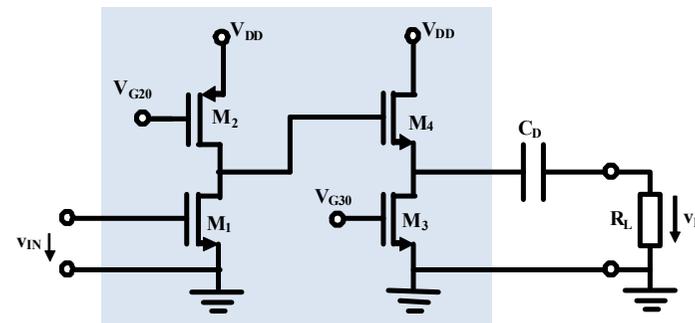
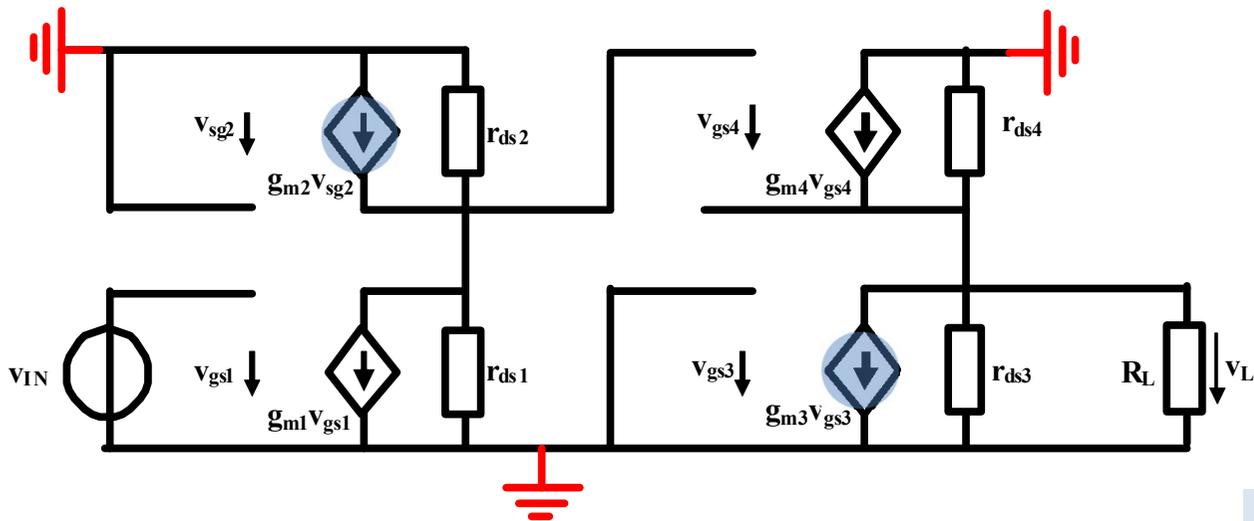
固定电压（直流电压）就是交流地



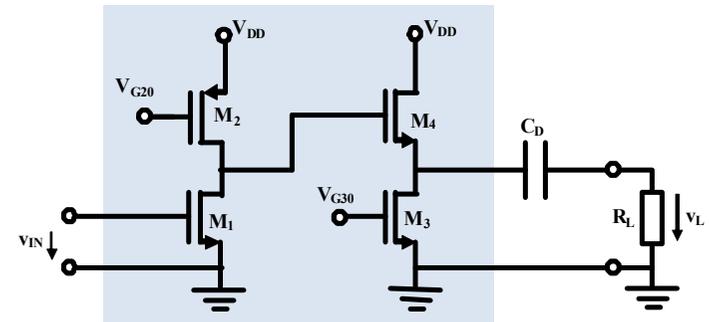
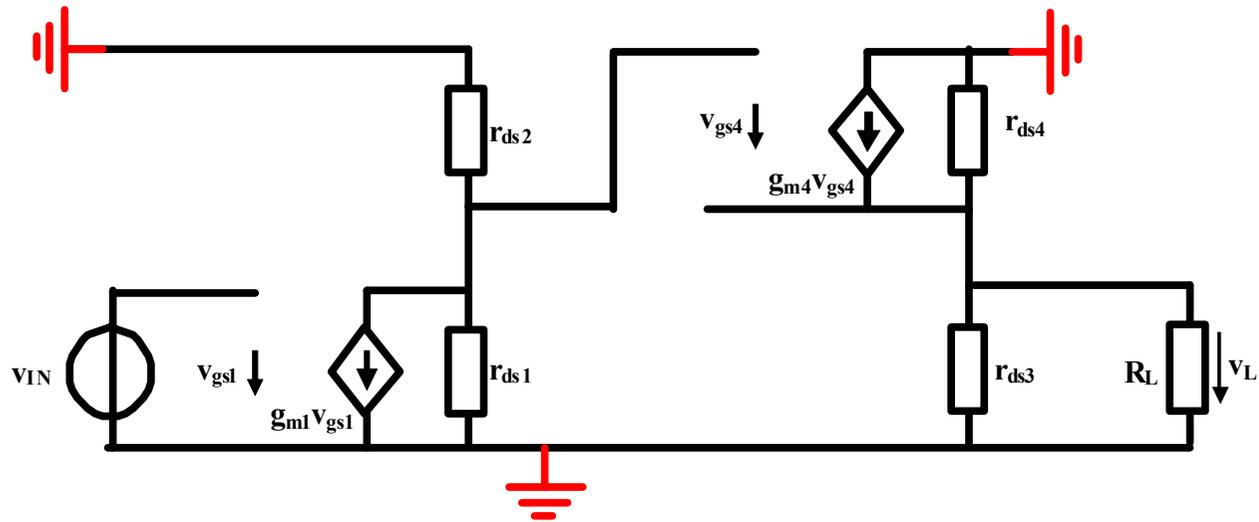
最笨的方法也是最可靠的方法

记住一个跨导器模型即可

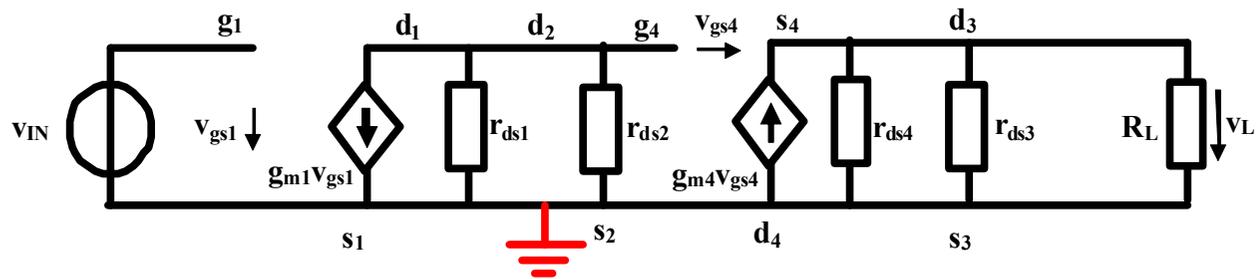
假设晶体管全部工作在恒流区，这是由偏置电路设计确保的

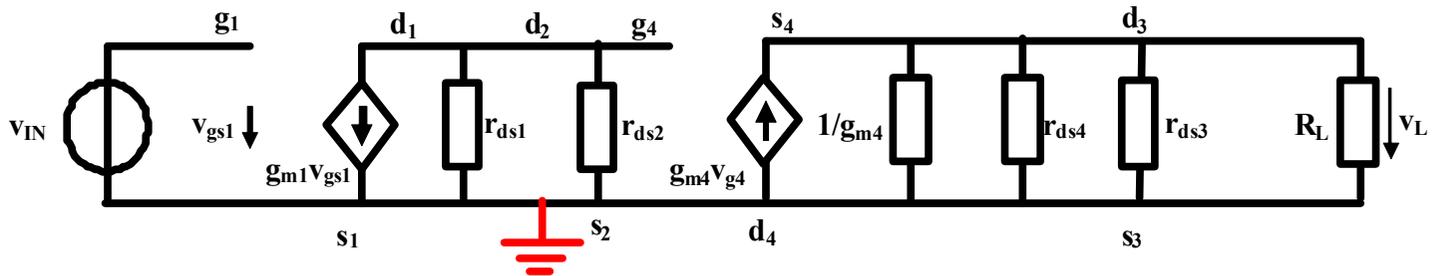
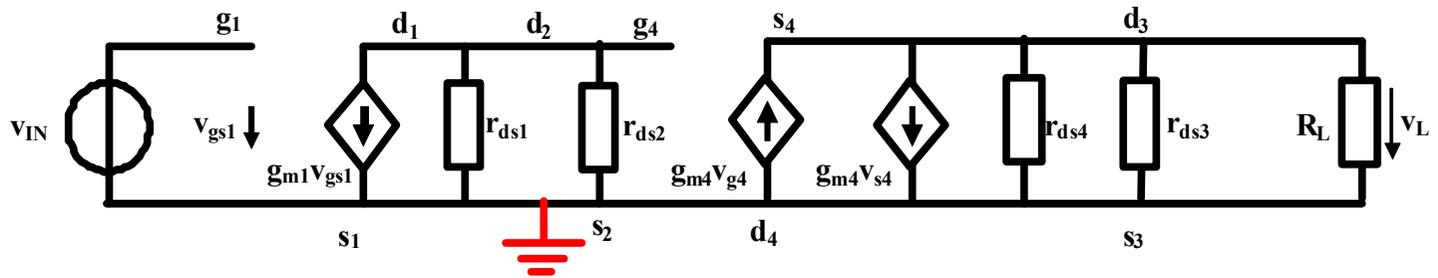
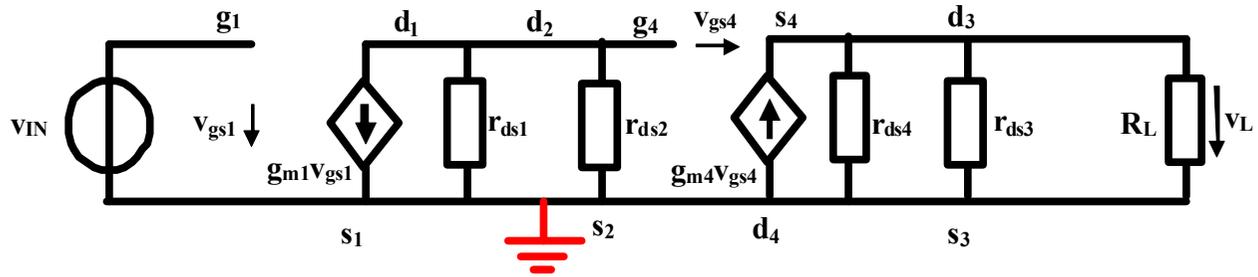
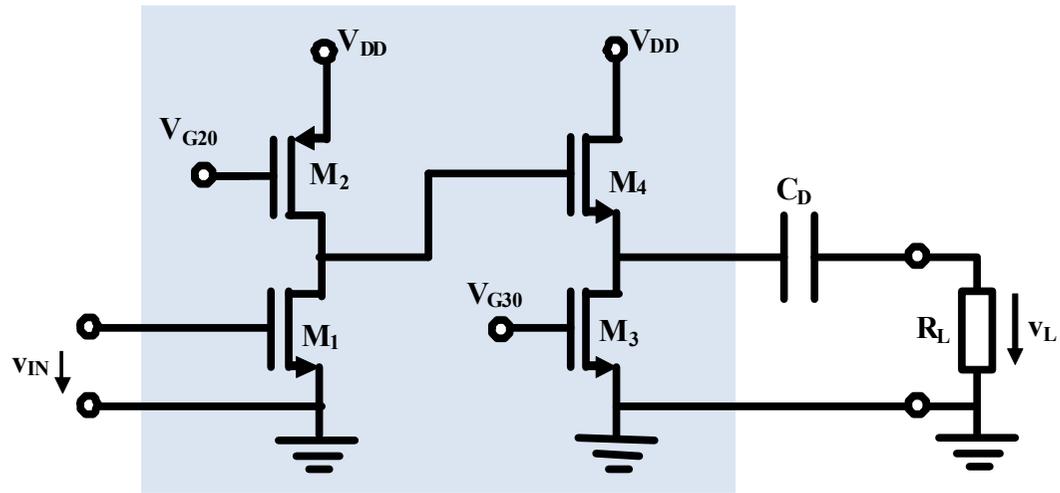


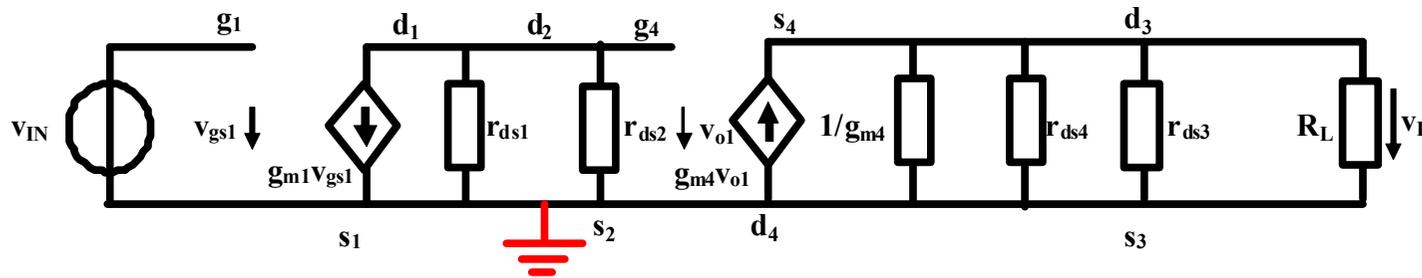
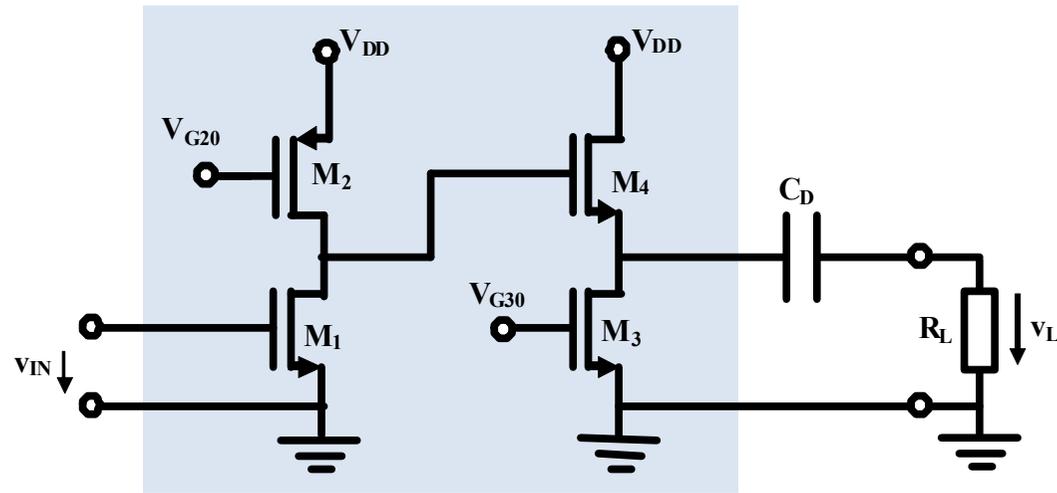
M_2 和 M_3 晶体管在交流小信号分析中，仅仅等效为 r_{ds} 电阻，原因在于它们是直流偏置电流源，其微分元件只剩下厄利效应电阻



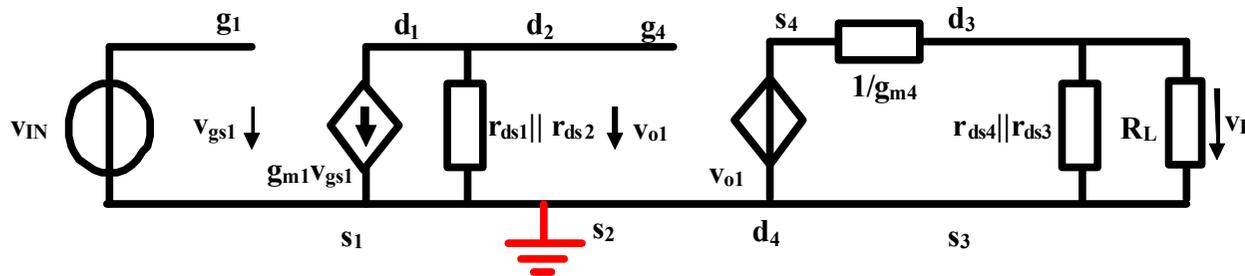
归并







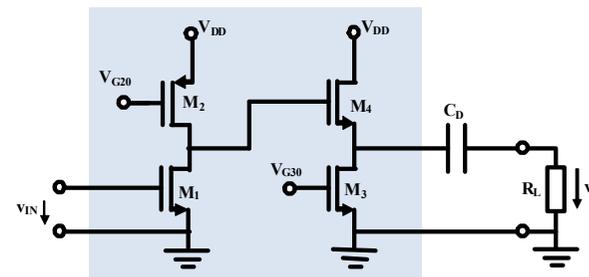
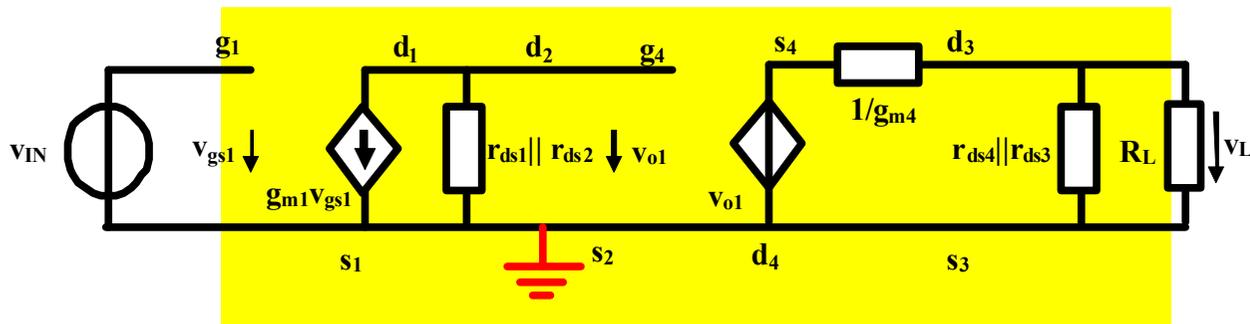
$$v_L = \frac{r_{ds4} \parallel r_{ds3} \parallel R_L}{g_{m4}^{-1} + (r_{ds4} \parallel r_{ds3} \parallel R_L)} \cdot v_{o1}$$



从结果看：**M₁**跨导放大器，提供跨导增益；**M₂**有源负载，确定第一级具有高的电压增益；**M₄**电压缓冲器，输出电阻为**1/g_{m4}**，**M₃**提供偏置电流

$$A_v = \frac{v_L}{v_{in}} = -g_{m1} \cdot (r_{ds1} \parallel r_{ds2}) \frac{r_{ds4} \parallel r_{ds3} \parallel R_L}{g_{m4}^{-1} + (r_{ds4} \parallel r_{ds3} \parallel R_L)}$$

输入电阻、输出电阻、电压增益



$$r_{in} = \infty \quad r_{out} = \frac{1}{g_{m4}} \parallel r_{ds3} \parallel r_{ds4} \approx \frac{1}{g_{m4}}$$

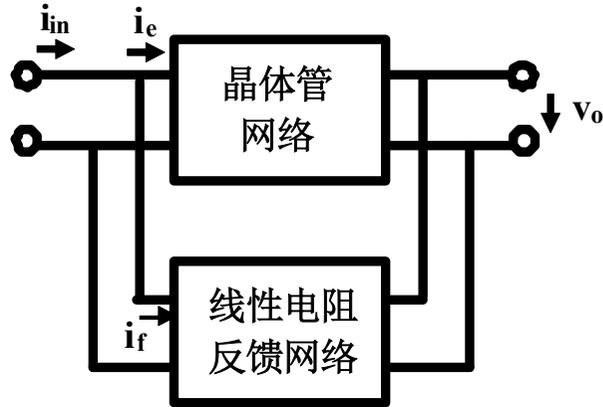
$$A_{v0} = -g_{m1}(r_{ds1} \parallel r_{ds2}) \frac{r_{ds3} \parallel r_{ds4}}{\frac{1}{g_{m4}} + r_{ds3} \parallel r_{ds4}} \approx -g_{m1}(r_{ds1} \parallel r_{ds2})$$

$$R_L \gg \frac{1}{g_{m4}} \quad A_v \approx A_{v0}$$

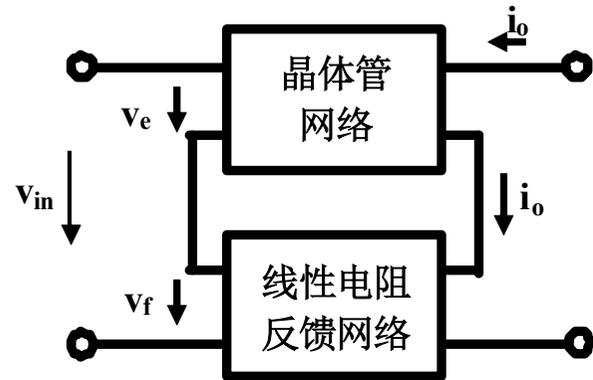
$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_{in} & 0 \\ A_{v0} & r_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -g_{m1}(r_{ds1} \parallel r_{ds2}) \frac{r_{ds3} \parallel r_{ds4}}{\frac{1}{g_{m4}} + r_{ds3} \parallel r_{ds4}} & \frac{1}{g_{m4} + g_{ds3} + g_{ds4}} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -g_{m1}(r_{ds1} \parallel r_{ds2}) & \frac{1}{g_{m4}} \end{bmatrix}$$

第一级放大器提供增益

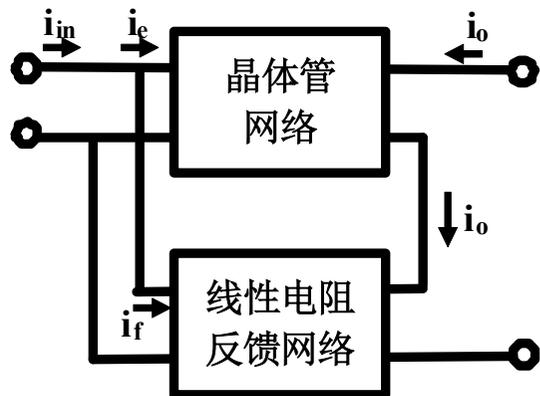
作业4: 3句话说清楚负反馈放大器



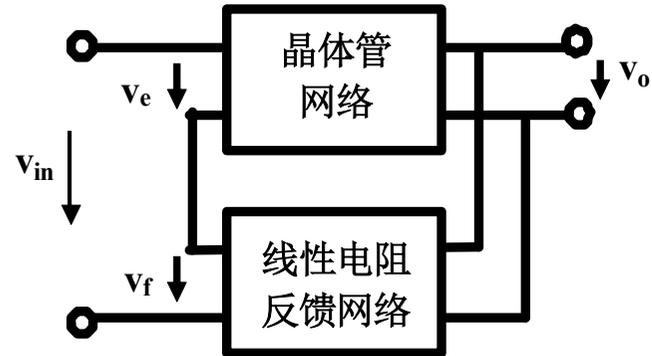
并并负反馈



串串负反馈



并串负反馈



串并负反馈

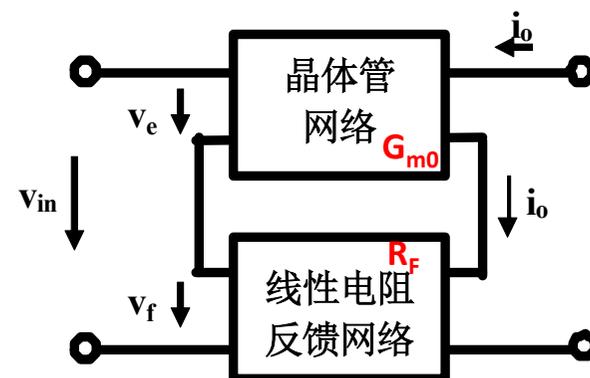
仿照上页串串负反馈格式，用相同的语式描述所有4种负反馈放大器：3句话，3个公式

串串负反馈

(1) 原理：检测输出电流 i_o ，形成反馈电压 v_f ，从输入电压信号 v_{in} 中扣除，形成误差电压 v_e ，作用到晶体管放大网络，稳定输出电流 i_o 。故而串串负反馈形成接近理想的压控流源

(2) 分析：串串连接 z 相加， z_{12} 元素为理想反馈网络的跨阻反馈系数 R_F ，扣除反馈系数作用后的网络称之为开环放大器，开环放大器输入电阻 $r_{in}=z_{11}$ ，输出电阻 $r_{out}=z_{22}$ ，开环跨导增益 $G_{m0}=-z_{21}/(z_{11}z_{22})$ 。闭环放大器接近理想压控流源，其最适参量矩阵为 y 参量，故而对 z 求逆， $y=z^{-1}$ 。

(3) 结果：闭环放大器环路增益 $T=G_{m0}R_F$ ，输入电阻变大 $r_{inf}=r_{in}(1+T)$ ，输出电阻变大， $r_{outf}=r_{out}(1+T)$ ，闭环跨导增益 $G_{mf}=G_{m0}/(1+T)$ 变得稳定了，在深度负反馈条件 $T \gg 1$ 下，闭环跨导增益 G_{mf} 几乎是反馈系数的倒数 $1/R_F$



串串负反馈

$$\mathbf{z} = \mathbf{z}_T + \mathbf{z}_F = \begin{bmatrix} r_{in} & R_F \\ -G_{m0}r_{in}r_{out} & r_{out} \end{bmatrix}$$

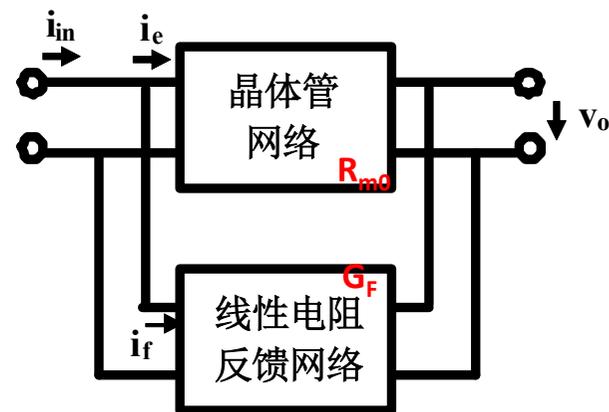
$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{in}(1+G_{m0}R_F)} & \frac{-R_F}{r_{in}r_{out}(1+G_{m0}R_F)} \\ \frac{G_{m0}}{1+G_{m0}R_F} & \frac{1}{r_{out}(1+G_{m0}R_F)} \end{bmatrix}$$

单向化条件满足

$$\approx \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{inf}} & 0 \\ G_{mf} & \frac{1}{r_{outf}} \end{bmatrix}$$

$$G_{mf} = \frac{G_{m0}}{1+G_{m0}R_F} \stackrel{G_{m0}R_F \gg 1}{\approx} \frac{1}{R_F}$$

并并负反馈



并并负反馈

(1) 原理：检测输出电压 v_o ，形成反馈电流 i_f ，从输入电流信号 i_{in} 中扣除，形成误差电流 i_e ，作用到晶体管放大网络，稳定输出电压 v_o 。故而并并负反馈形成接近理想的流控压源

(2) 分析：并并连接 \mathbf{y} 相加， \mathbf{y}_{12} 元素为理想反馈网络的跨导反馈系数 G_F ，扣除反馈系数作用后的网络称之为开环放大器，开环放大器输入电阻 $r_{in}=1/\mathbf{y}_{11}$ ，输出电阻 $r_{out}=1/\mathbf{y}_{22}$ ，开环跨阻增益 $R_{m0}=-\mathbf{y}_{21}/(\mathbf{y}_{11}\mathbf{y}_{22})$ 。闭环放大器接近理想流控压源，其最适参量矩阵为 \mathbf{z} 参量，故而对 \mathbf{y} 求逆， $\mathbf{z}=\mathbf{y}^{-1}$ 。

(3) 结果：闭环放大器环路增益 $T=R_{m0}G_F$ ，输入电阻变小 $r_{inf}=r_{in}/(1+T)$ ，输出电阻变小， $r_{outf}=r_{out}/(1+T)$ ，闭环跨阻增益 $R_{mf}=R_{m0}/(1+T)$ 变得稳定了，在深度负反馈条件 $T \gg 1$ 下，闭环跨阻增益 R_{mf} 几乎是反馈系数的倒数 $1/G_F$

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_T + \mathbf{y}_F = \begin{bmatrix} g_{in} & G_F \\ -R_{m0}g_{in}g_{out} & g_{out} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{y}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{g_{in}(1+R_{m0}G_F)} & \frac{-G_F}{g_{in}g_{out}(1+R_{m0}G_F)} \\ \frac{R_{m0}}{1+R_{m0}G_F} & \frac{1}{g_{out}(1+R_{m0}G_F)} \end{bmatrix}$$

单向化条件满足

$$\approx \begin{bmatrix} r_{inf} & 0 \\ R_{mf} & r_{outf} \end{bmatrix}$$

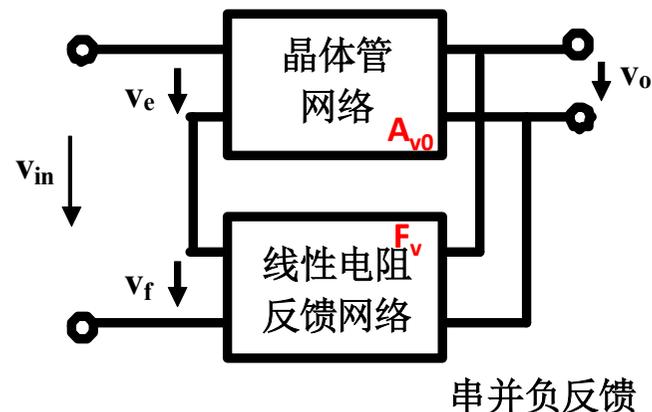
$$R_{mf} = \frac{R_{m0}}{1+R_{m0}G_F} \stackrel{R_{m0}G_F \gg 1}{\approx} \frac{1}{G_F}$$

串并负反馈

(1) 原理：检测输出电压 v_o ，形成反馈电压 v_f ，从输入电压信号 v_{in} 中扣除，形成误差电压 v_e ，作用到晶体管放大网络，稳定输出电压 v_o 。故而串并负反馈形成接近理想的压控压源

(2) 分析：串并连接 h 相加， h_{12} 元素为理想反馈网络的电压反馈系数 F_v ，扣除反馈系数作用后的网络称之为开环放大器，开环放大器输入电阻 $r_{in}=h_{11}$ ，输出电阻 $r_{out}=1/h_{22}$ ，开环电压增益 $A_{v0}=-h_{21}/(h_{11}h_{22})$ 。闭环放大器接近理想压控压源，其最适参量矩阵为 g 参量，故而对 h 求逆， $g=h^{-1}$ 。

(3) 结果：闭环放大器环路增益 $T=A_{v0}F_v$ ，输入电阻变大 $r_{inf}=r_{in}(1+T)$ ，输出电阻变小， $r_{outf}=r_{out}/(1+T)$ ，闭环电压增益 $A_{vof}=A_{v0}/(1+T)$ 变得稳定了，在深度负反馈条件 $T \gg 1$ 下，闭环电压增益 A_{vof} 几乎是反馈系数的倒数 $1/F_v$



$$\mathbf{h} = \mathbf{h}_T + \mathbf{h}_F = \begin{bmatrix} r_{in} & F_v \\ -A_{v0}r_{in}g_{out} & g_{out} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{h}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{in}(1+A_{v0}F_v)} & \frac{-F_v}{r_{in}g_{out}(1+A_{v0}F_v)} \\ \frac{A_{v0}}{1+A_{v0}F_v} & \frac{1}{g_{out}(1+A_{v0}F_v)} \end{bmatrix}$$

单向化条件满足

$$\approx \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{inf}} & 0 \\ A_{vof} & r_{outf} \end{bmatrix}$$

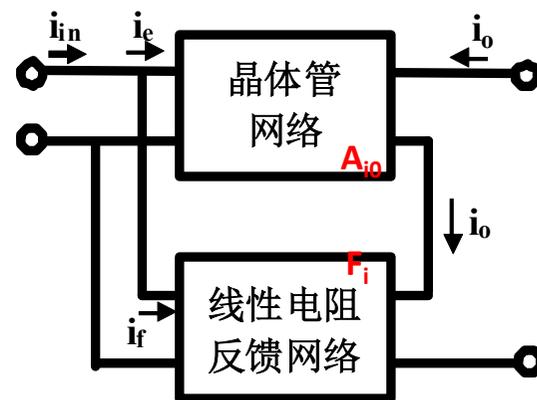
$$A_{vof} = \frac{A_{v0}}{1+A_{v0}F_v} \stackrel{A_{v0}F_v \gg 1}{\approx} \frac{1}{F_v}$$

并串负反馈

(1) 原理：检测输出电流 i_o ，形成反馈电流 i_f ，从输入电流信号 i_{in} 中扣除，形成误差电流 i_e ，作用到晶体管放大网络，稳定输出电流 i_o 。故而并串负反馈形成接近理想的流控流源

(2) 分析：并串连接 g 相加， g_{12} 元素为理想反馈网络的电流反馈系数 F_i ，扣除反馈系数作用后的网络称之为开环放大器，开环放大器输入电阻 $r_{in}=1/g_{11}$ ，输出电阻 $r_{out}=g_{22}$ ，开环电流增益 $A_{i0}=-g_{21}/(g_{11}g_{22})$ 。闭环放大器接近理想流控流源，其最适参量矩阵为 h 参量，故而对 g 求逆， $h=g^{-1}$ 。

(3) 结果：闭环放大器环路增益 $T=A_{i0}F_i$ ，输入电阻变小 $r_{inf}=r_{in}/(1+T)$ ，输出电阻变大， $r_{outf}=r_{out}(1+T)$ ，闭环电流增益 $A_{if}=A_{i0}/(1+T)$ 变得稳定了，在深度负反馈条件 $T \gg 1$ 下，闭环电流增益 A_{if} 几乎是反馈系数的倒数 $1/F_i$



并串负反馈

$$g = g_T + g_F = \begin{bmatrix} g_{in} & F_i \\ -A_{i0}g_{in}r_{out} & r_{out} \end{bmatrix}$$

$$h = g^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{g_{in}(1+A_{i0}F_i)} & \frac{-F_i}{g_{in}r_{out}(1+A_{i0}F_i)} \\ \frac{A_{i0}}{1+A_{i0}F_i} & \frac{1}{r_{out}(1+A_{i0}F_i)} \end{bmatrix}$$

单向化条件满足

$$\approx \begin{bmatrix} r_{inf} & 0 \\ A_{if} & \frac{1}{r_{outf}} \end{bmatrix}$$

$$A_{if} = \frac{A_{i0}}{1+A_{i0}F_i} \stackrel{A_{i0}F_i \gg 1}{\approx} \frac{1}{F_i}$$

记忆点

$$\mathbf{z} = \mathbf{z}_T + \mathbf{z}_F = \begin{bmatrix} r_{in} & R_F \\ -G_{m0}r_{in}r_{out} & r_{out} \end{bmatrix}$$

串串连接 \mathbf{z} 相加

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_T + \mathbf{y}_F = \begin{bmatrix} g_{in} & G_F \\ -R_{m0}g_{in}g_{out} & g_{out} \end{bmatrix}$$

并并连接 \mathbf{y} 相加

$$\mathbf{h} = \mathbf{h}_T + \mathbf{h}_F = \begin{bmatrix} r_{in} & F_v \\ -A_{v0}r_{in}g_{out} & g_{out} \end{bmatrix}$$

串并连接 \mathbf{h} 相加

$$\mathbf{g} = \mathbf{g}_T + \mathbf{g}_F = \begin{bmatrix} g_{in} & F_i \\ -A_{i0}g_{in}r_{out} & r_{out} \end{bmatrix}$$

并串连接 \mathbf{g} 相加

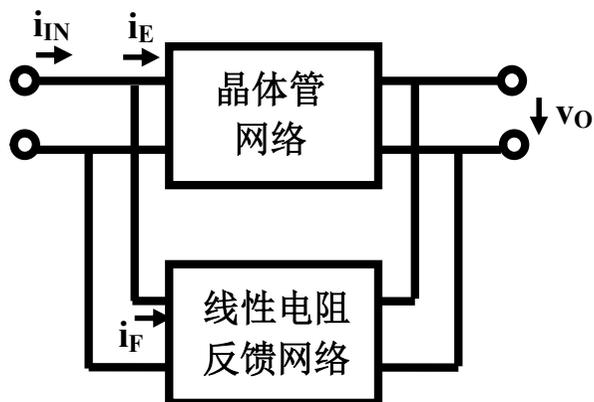
参量矩阵相加后，**12**元素为反馈系数，扣除反馈系数后为开环放大器参量
开环增益为**21**元素除以**11**元素**22**元素的负值

考虑反馈系数的作用则为闭环放大器：串联则闭环阻抗变大，并联则闭环阻抗变小

12元素和**21**元素必然一正一负：负反馈的标记

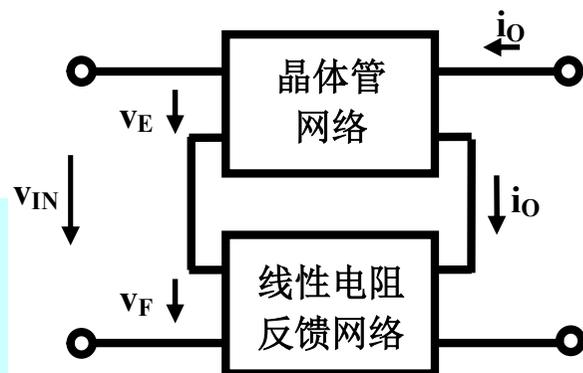
最重要的记忆点

当晶体管为高增益的单向放大网络
 满足深度负反馈且对输入电阻、输出电阻具体数值不感兴趣，仅对闭环增益感兴趣，则可直接有反馈网络获得闭环增益：当把环路增益抽象为无穷大时，还可用虚短虚断分析



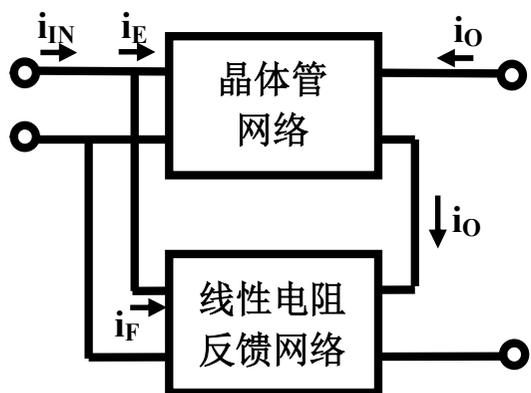
$$R_{mf} = \frac{1}{F} = \frac{1}{G_F} \quad \text{并并负反馈}$$

$$F = \frac{i_F}{v_o} = \frac{\text{短路电流}}{\text{激励电压}} = G_F$$



$$G_{mf} = \frac{1}{F} = \frac{1}{R_F} \quad \text{串串负反馈}$$

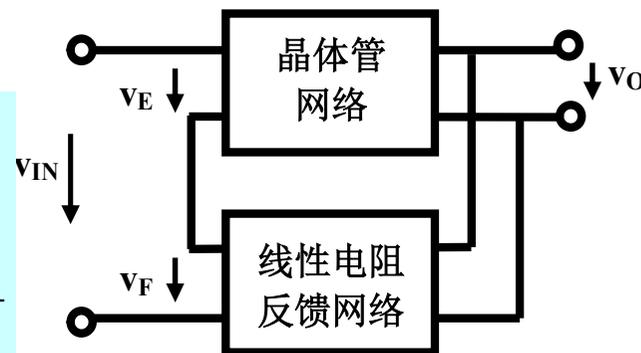
$$F = \frac{v_F}{i_o} = \frac{\text{开路电压}}{\text{激励电流}} = R_F$$



$$A_{if} = \frac{1}{F} = \frac{1}{F_i}$$

并串负反馈

$$F = \frac{i_F}{i_o} = \frac{\text{短路电流}}{\text{激励电流}} = F_i$$



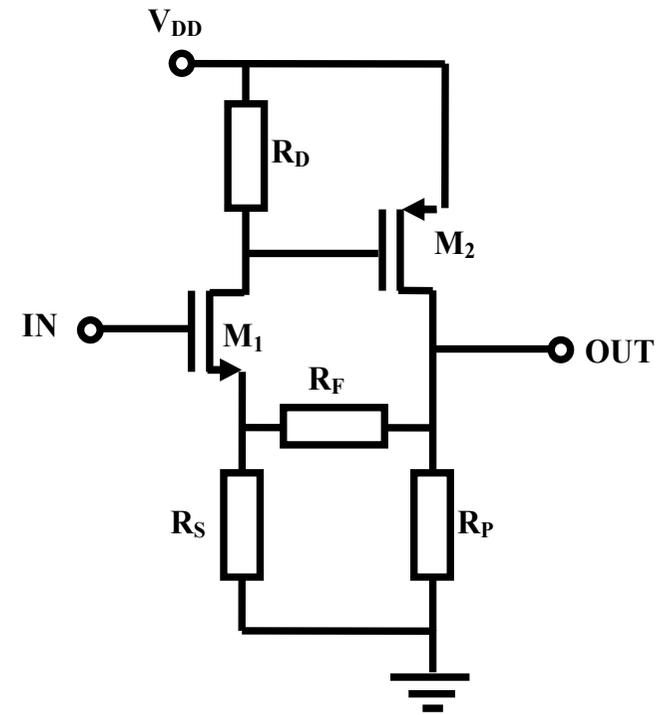
$$A_{vf} = \frac{1}{F} = \frac{1}{F_v}$$

串并负反馈

$$F = \frac{v_F}{v_o} = \frac{\text{开路电压}}{\text{激励电压}} = F_v$$

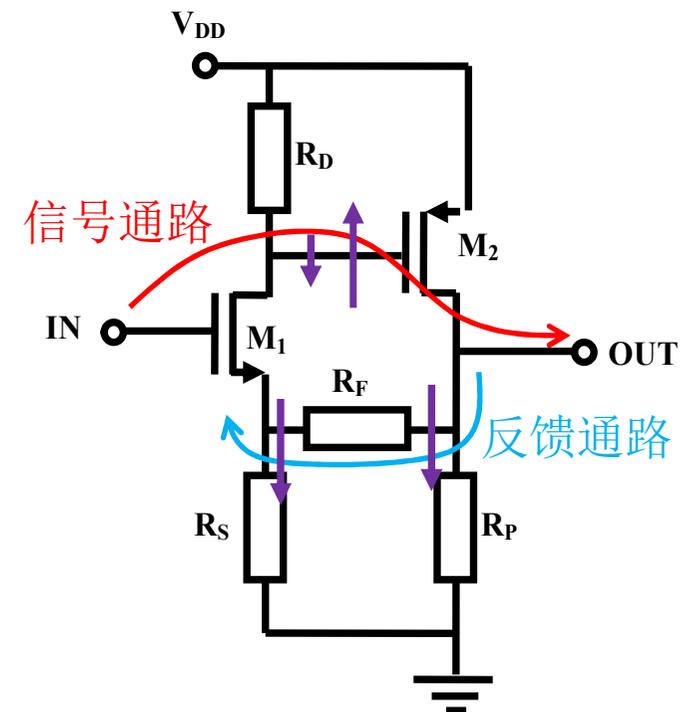
作业5 负反馈放大器的电路分析操作流程

- 对负反馈放大器分析的具体电路操作
- 习题4.23 一个负反馈放大器的分析：对于如图E4.8.25所示负反馈放大电路。
 - (1) 找到负反馈闭合环路并加以描述，说明闭环上某一点电压的波动，环路一周后其波动被抑制，从而说明这是一个负反馈连接形式。
 - (2) 判定其负反馈连接方式，说明该负反馈连接方式决定的受控源类型，进而获得反馈系数表达式，并给出深度负反馈情况下的闭环增益表达式。
 - (3) 假设两个晶体管在恒流区的交流小信号电路模型为理想压控流源，其跨导增益分别为 g_{m1} 和 g_{m2} ，请给出开环增益表达式。



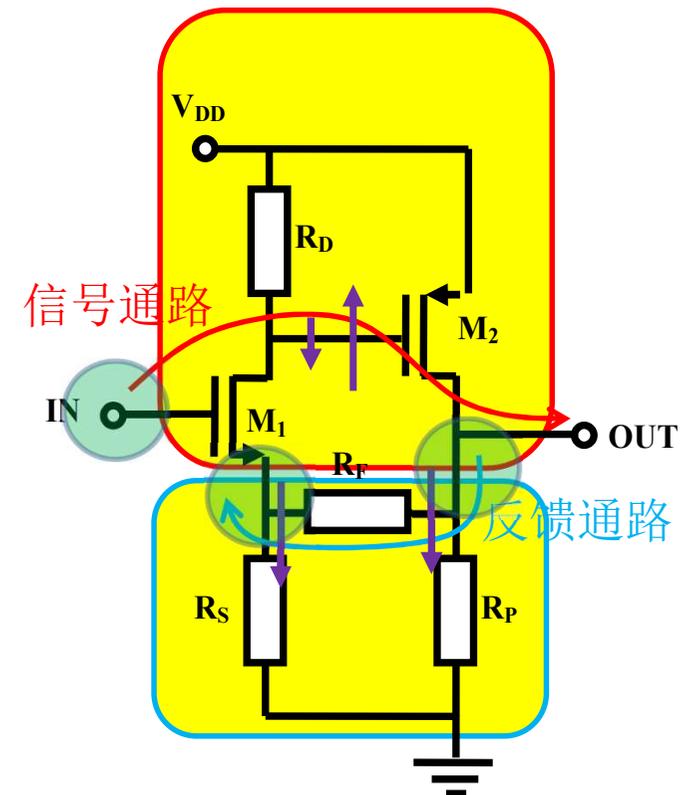
负反馈 闭合环路

- 信号放大路径：输入电压信号从输入端点IN（M1栅极）进入，通过CS组态M1传输到达M1漏极（M2栅极），通过CS组态M2传输到M2漏极（输出端点OUT）
 - 通过晶体管放大网络信号自IN到达OUT
- 信号反馈路径：从OUT端点通过RF-RS电阻反馈网络到达M1源极（CS组态M1输入端口的下端点）
 - 通过电阻反馈网络信号自OUT到达IN
- 如是构成一个闭合环路
- 不妨假设该闭合环路中M2栅极电压有一个向上的扰动，由于CS组态M2晶体管反相放大，故而M2漏极电压下降，经电阻反馈网络的作用，使得M1栅极电压下降，
 - 由于输入不变，故而M1的VGS上升，导致M1漏极电流上升，导致RD分压上升，导致M2栅极电压下降
 - 由于输入不变，视M1为共栅组态同相放大器，故而M1漏极电压下降
- 继而导致M2栅极电压下降，显然这是一个负反馈连接方式

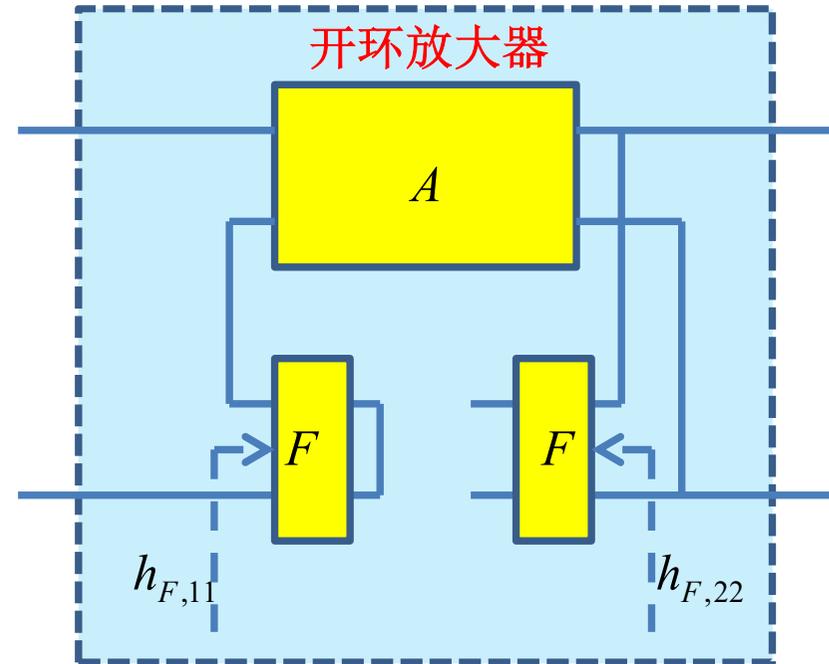
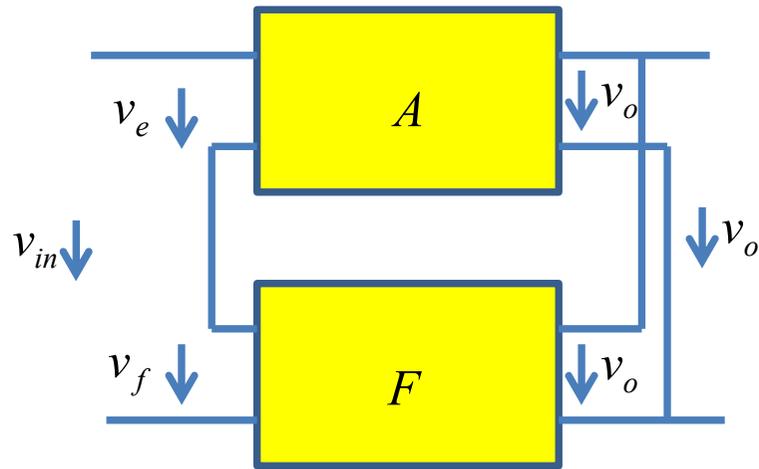


负反馈 连接方式

- 首先确定放大网络自IN入，自OUT出；反馈网络自RF右端点入，自RF左端点出
- IN端点和RF左端点不是一个端点，故而输入串联
- OUT端点和RF右端点是一个端点，故而输出并联
- 故而放大网络和反馈网络是串并连接关系
 - 反馈网络检测输出电压，形成反馈电压，通过负反馈环路抑制输出电压中的波动，使得输出电压稳定，故而串并连接负反馈形成接近理想的压控压源



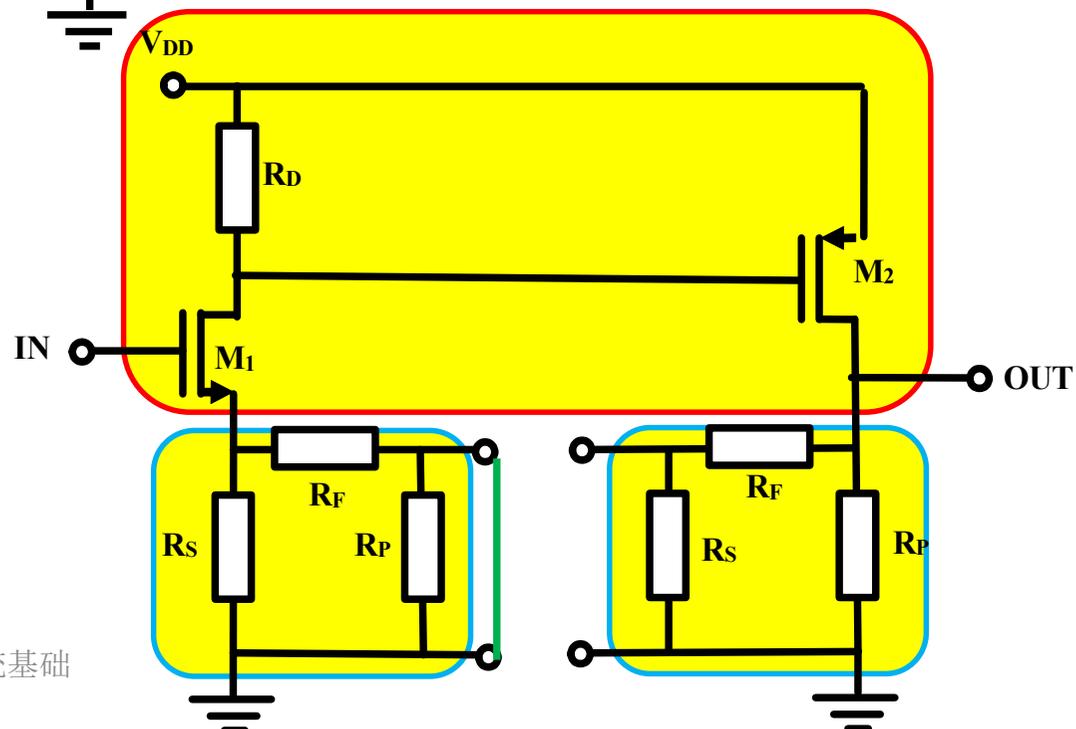
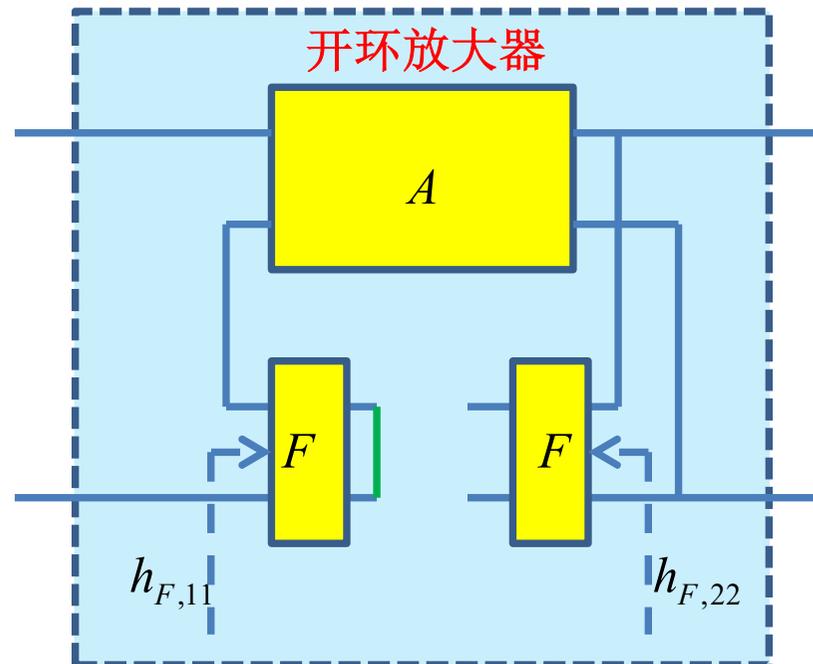
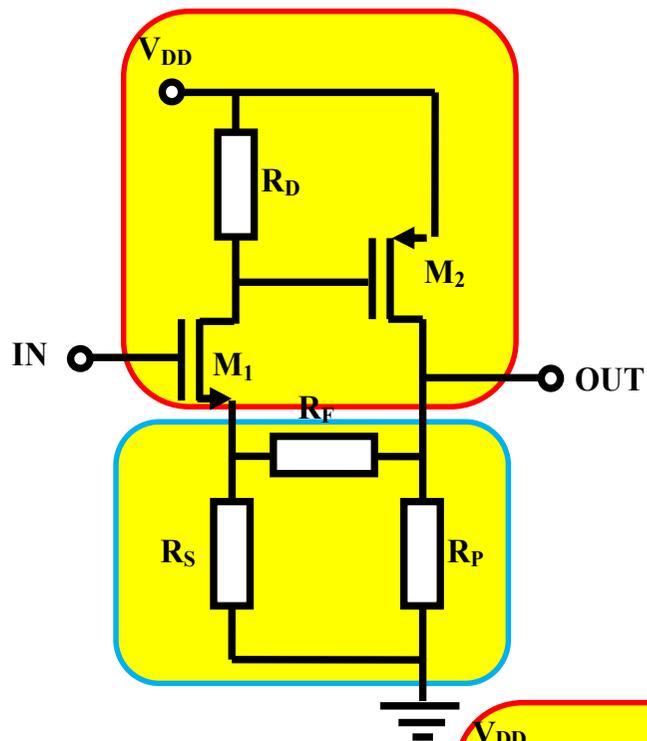
串并连接h相加



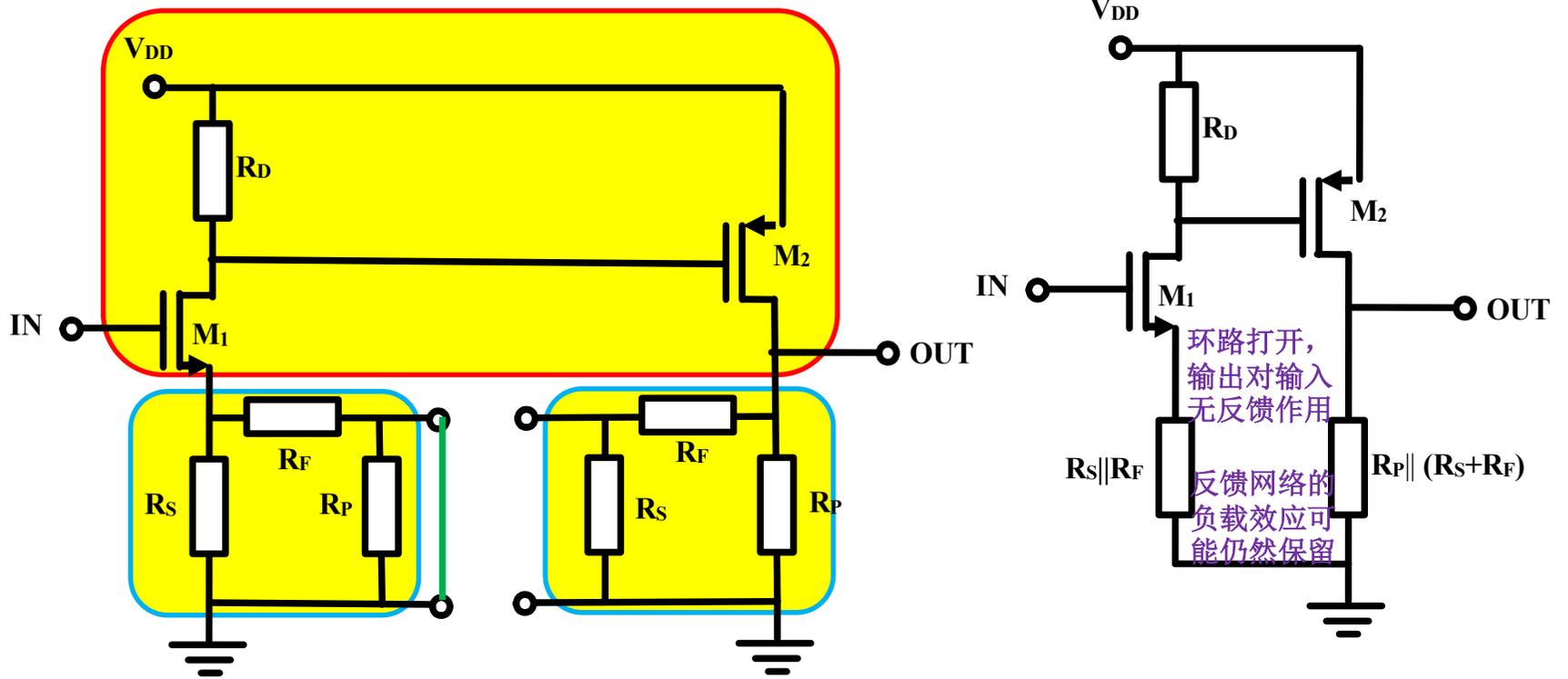
原理很清楚，就是写不出网络参量
网络参量不存在不代表电路不存在

$$\begin{aligned}
 h = h_A + h_F &= \begin{bmatrix} h_{A11} & 0 \\ h_{A21} & h_{A22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{F11} & h_{F12} \\ h_{F2} & h_{F22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{A11} + h_{F11} & 0 \\ h_{A21} + h_{F21} & h_{A22} + h_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & h_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 &= h_{openloop,A} + h_{ideal,F} \approx \begin{bmatrix} h_{A11} + h_{F11} & 0 \\ h_{A21} & h_{A22} + h_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & h_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

开环放大器



开环电压放大器参量



$$A_{v0} = \frac{g_{m1} R_D}{1 + g_{m1} (R_S || R_F)} g_{m2} (R_P || (R_S + R_F))$$

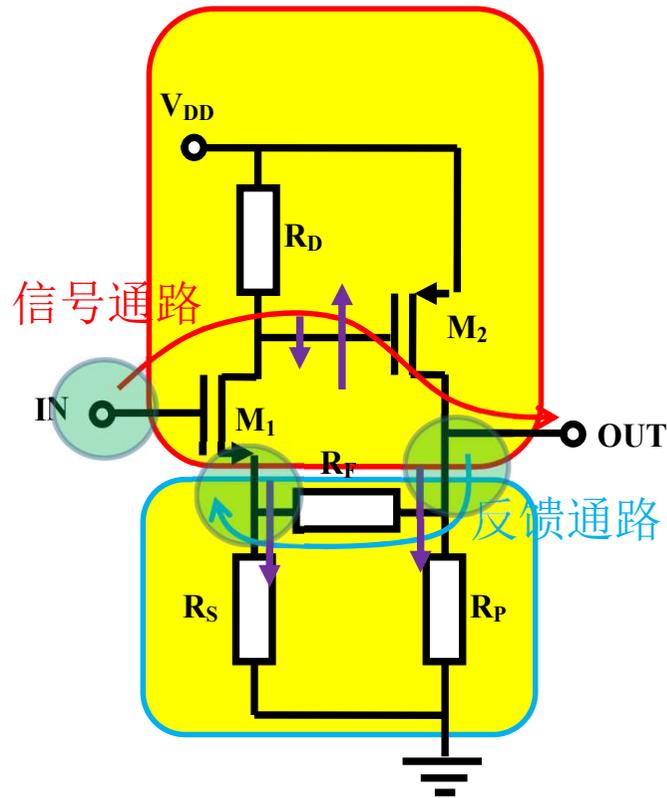
$$r_{ino} = \infty$$

$$r_{outo} = R_P || (R_S + R_F)$$

晶体管外围线性电阻一般远远小于 r_{ds} , 故而不考虑 r_{ds} 影响

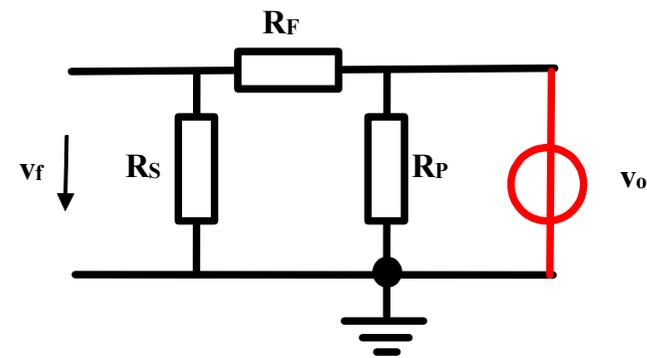
反馈网络

检测输出电压形成反馈电压



电压反馈系数

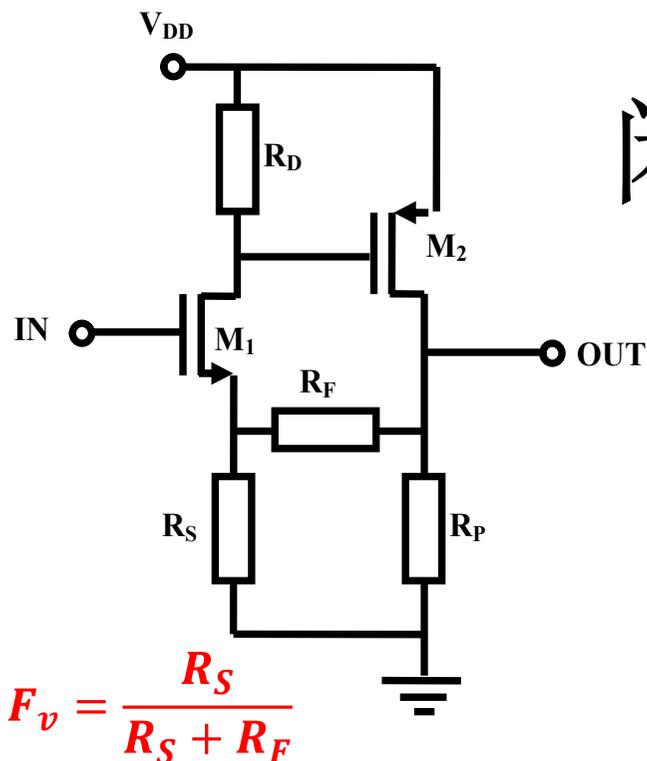
$$F_v = \frac{v_f}{v_o} = \frac{R_S}{R_S + R_F}$$



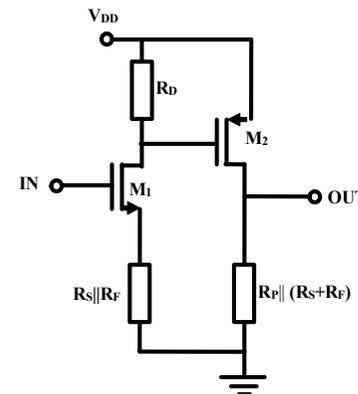
深度负反馈

$$A_{vf} = \frac{A_{v0}}{1 + T} \stackrel{T \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{F_v} = 1 + \frac{R_F}{R_S}$$

闭环放大器



$$F_v = \frac{R_S}{R_S + R_F}$$



$$A_{v0} = \frac{g_{m1} R_D}{1 + g_{m1} (R_S || R_F)} g_{m2} (R_P || (R_S + R_F))$$

$$r_{ino} = \infty \quad r_{outo} = R_P || (R_S + R_F)$$

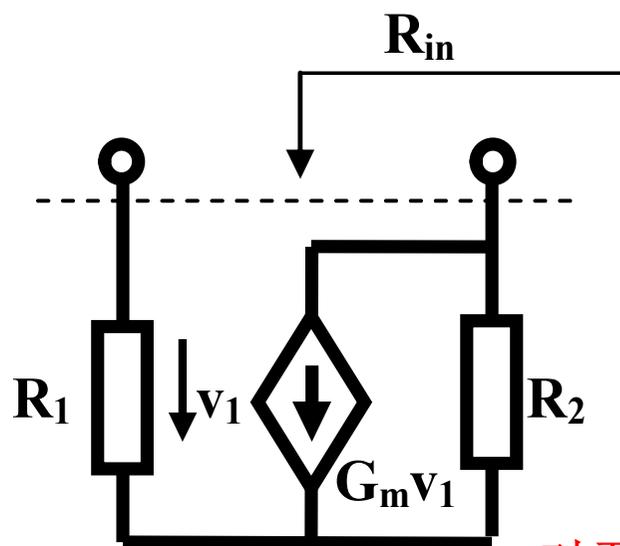
$$\begin{aligned} T = A_{v0} F_v &= \frac{g_{m1} R_D}{1 + g_{m1} (R_S || R_F)} g_{m2} \frac{R_P (R_S + R_F)}{R_P + (R_S + R_F)} \frac{R_S}{R_S + R_F} \\ &= \frac{g_{m1} R_D}{1 + g_{m1} (R_S || R_F)} g_{m2} \frac{R_P R_S}{R_P + R_S + R_F} \end{aligned}$$

$$r_{inf} = (1 + T) r_{ino} = \infty$$

$$A_{vf} = \frac{A_{v0}}{1 + T} \approx \frac{1}{F_v} = 1 + \frac{R_F}{R_S}$$

$$r_{outf} = \frac{r_{outo}}{1 + T} = \frac{R_P || (R_S + R_F)}{1 + T} \approx \frac{R_F}{R_D} \frac{1}{g_{m2}}$$

作业6 bc端等效电阻



用加流求压法证明:

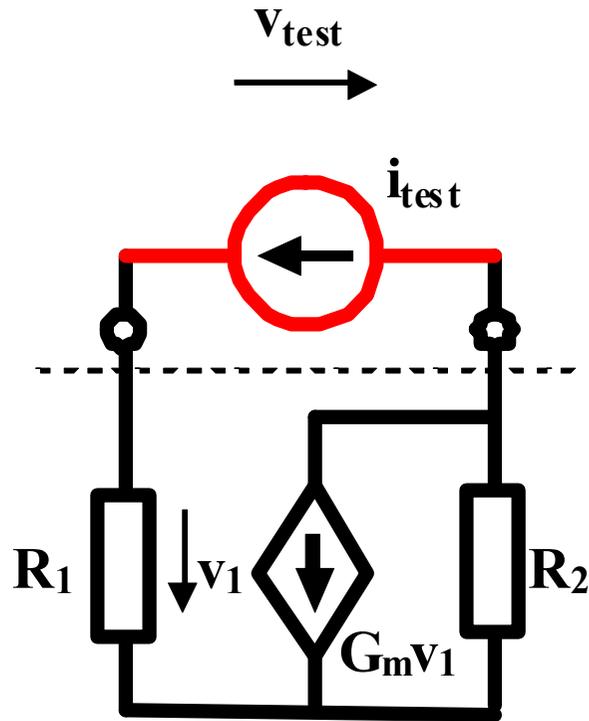
$$R_{in} = R_1 \langle G_m \rangle R_2 = R_1 + R_2 + G_m R_1 R_2$$

牢记这个结论: 经常会用

对于BJT晶体管, 则有

$$\begin{aligned} r_{bc,in} &= r_{be} \langle g_m \rangle r_{ce} \\ &= r_{be} + r_{ce} + g_m r_{be} r_{ce} \\ &\approx g_m r_{be} r_{ce} \end{aligned}$$

加流求压



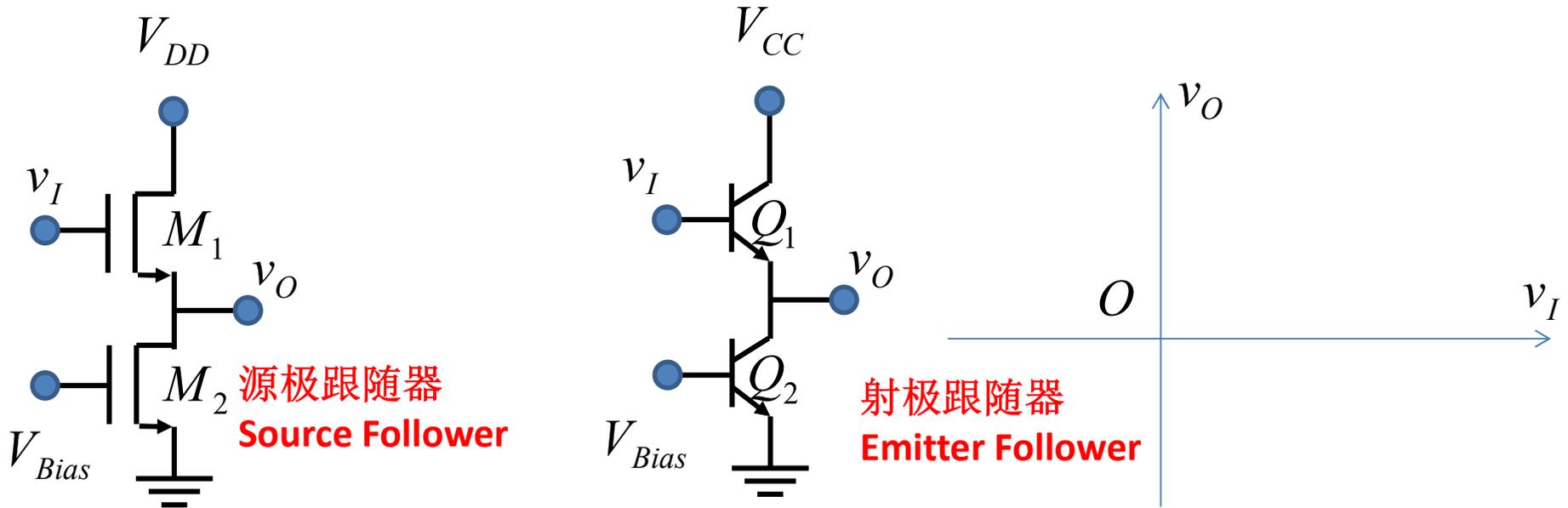
$$v_{test} = i_{test} R_1 + (i_{test} + G_m v_1) R_2$$

$$= i_{test} R_1 + (i_{test} + G_m i_{test} R_1) R_2$$

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

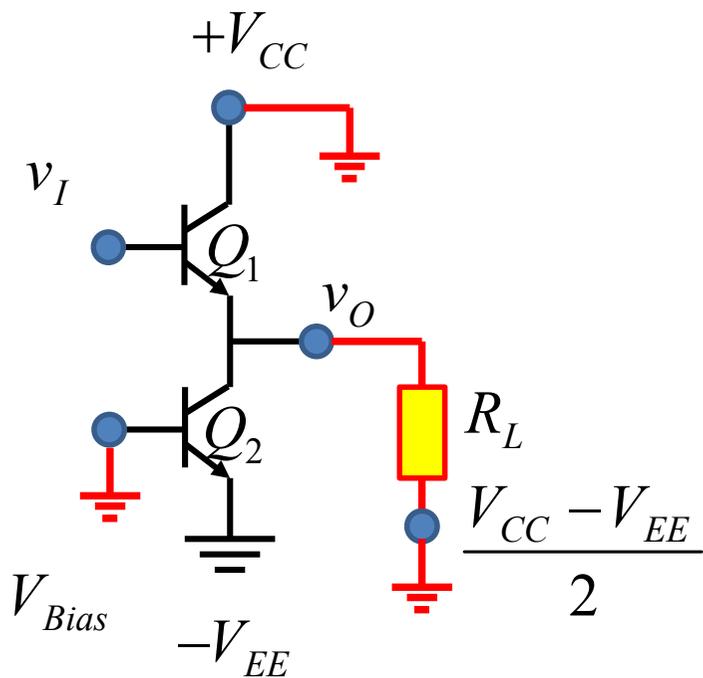
$$= R_1 + R_2 + G_m R_1 R_2$$

作业7 射极跟随器



假设所有晶体管均位于有源区，证明：
$$r_o \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

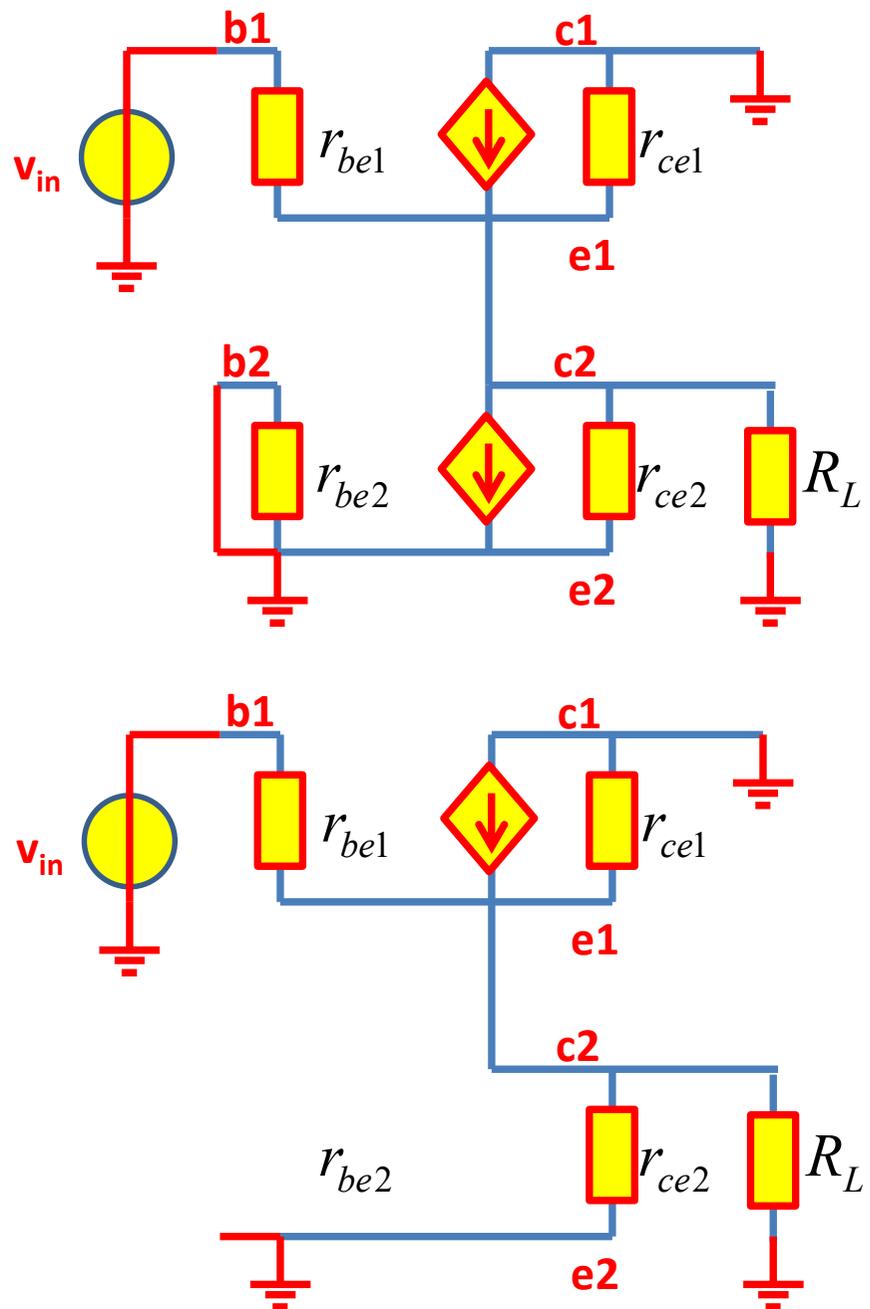
用分段折线模型，分析射极跟随器的输入输出电压转移特性曲线
问输入直流电压为多大时，跟随器线性度最高

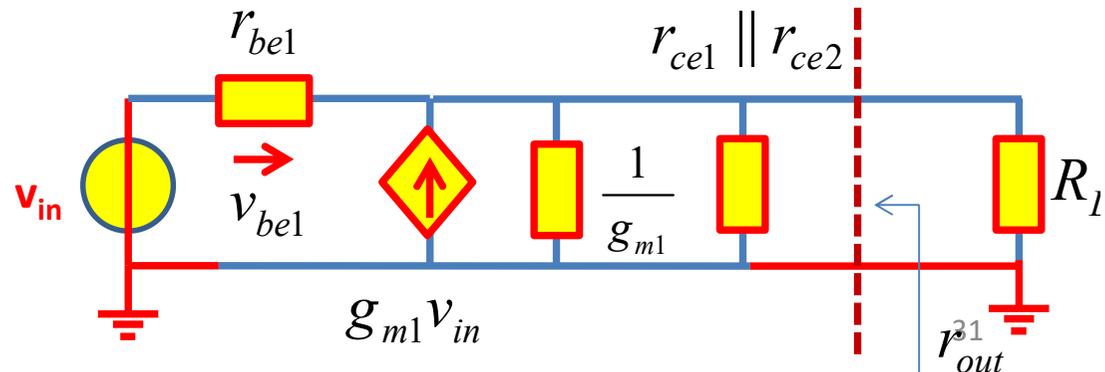
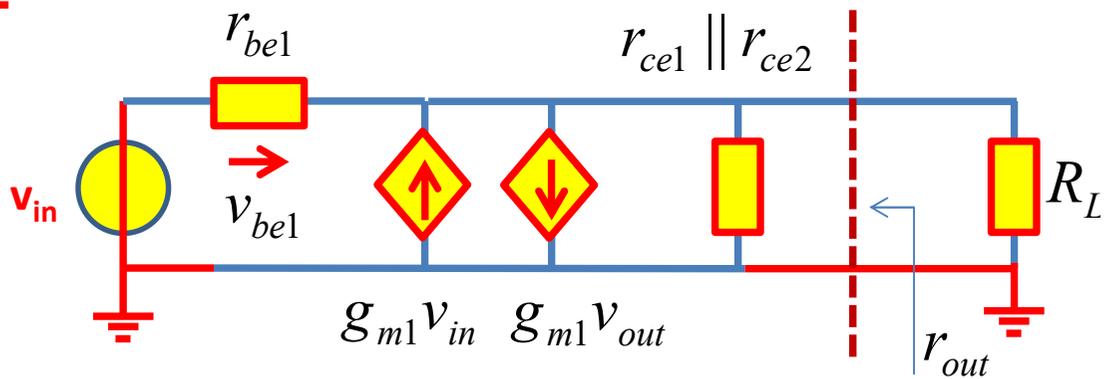
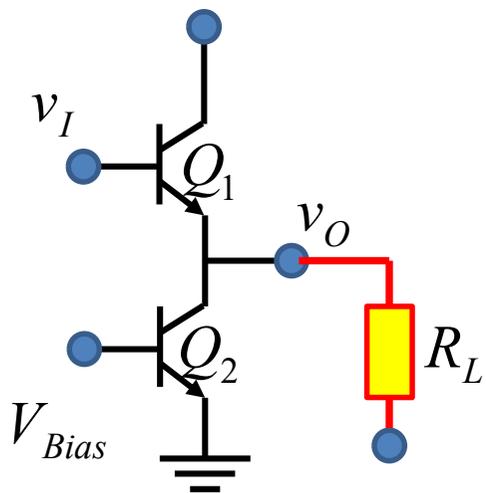
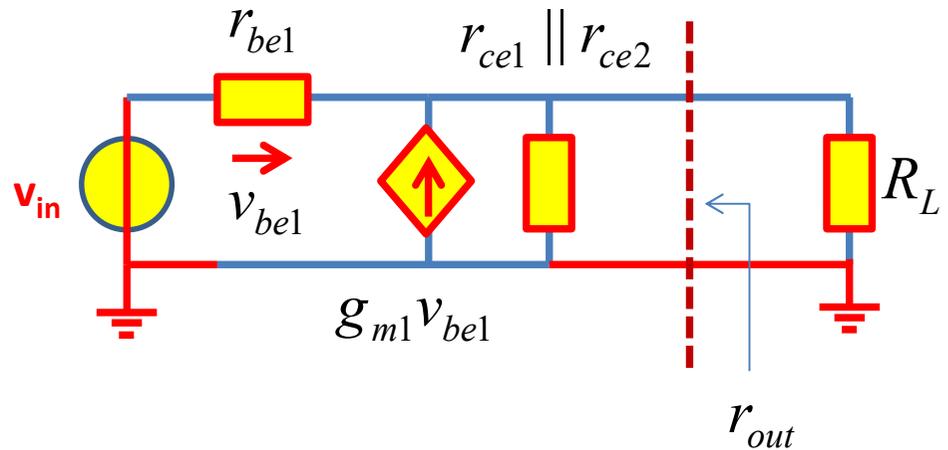
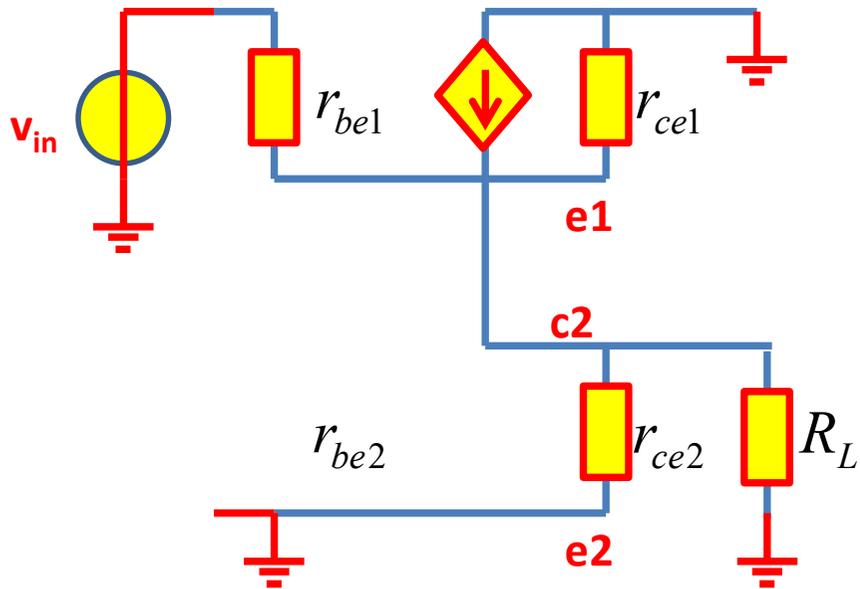


假设所有晶体管均位于有源区

双电源，负载可接地
单电源，负载需要接偏置电压
或者通过耦合电容实现交流耦合

射极跟随器
Emitter Follower





$$r_{out} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{be1} \parallel r_{ce1} \parallel r_{ce2} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

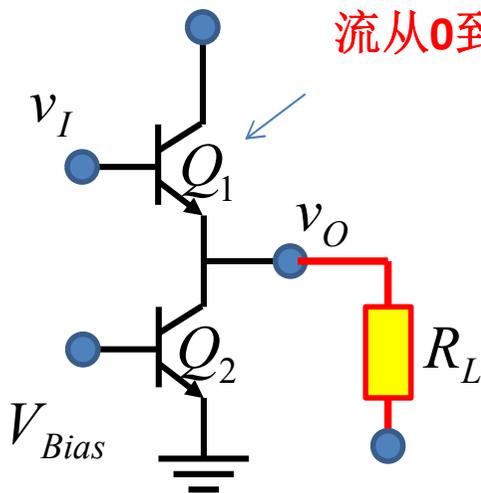
A类缓冲器输出阻抗

$$r_{out} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{be1} \parallel r_{ce1} \parallel r_{ce2} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

交流小信号输出阻抗

大信号工作时， Q_1 电流从0到 $2I_{Q1}$ 变化

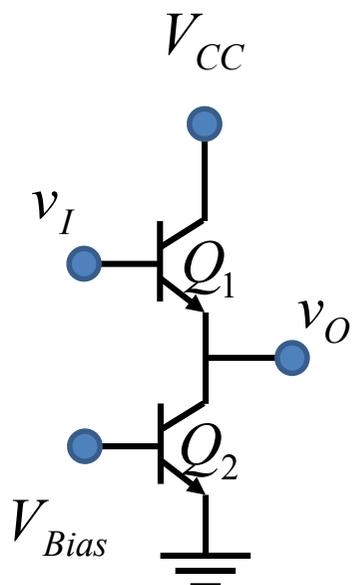
$$g_{m1} = \frac{I_{C1}}{v_T}$$



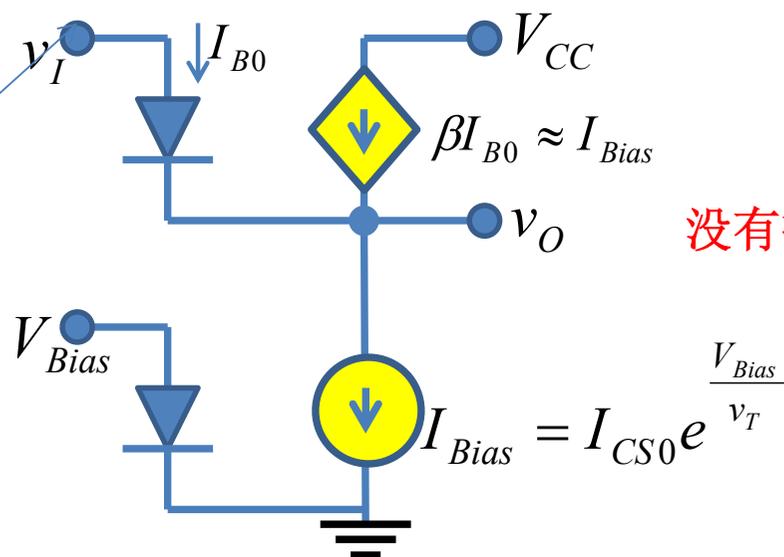
注意，CC组态做缓冲器使用时，往往是大信号情况，此时输出阻抗随信号变化而变化，是非线性工作状态，非线性难以给出明确的阻抗定义。

这里用小信号线性模型给出的阻抗，仅是概念性阻抗：只要输出电压变化能够跟随输入电压变化，该阻抗影响即可忽略不计，可被极致化为0，即使非线性也无妨

分段折线分析转移特性曲线



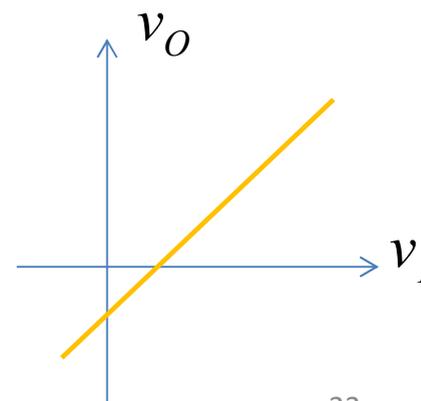
首先假设两个晶体管都位于有源区，则



二极管导通电压在**0.7V**附近微小波动，可导致电流剧烈变化，被抽象为**0.7V**恒压源，实际并非绝对的**0.7V**

$$v_O \approx v_I - 0.7V$$

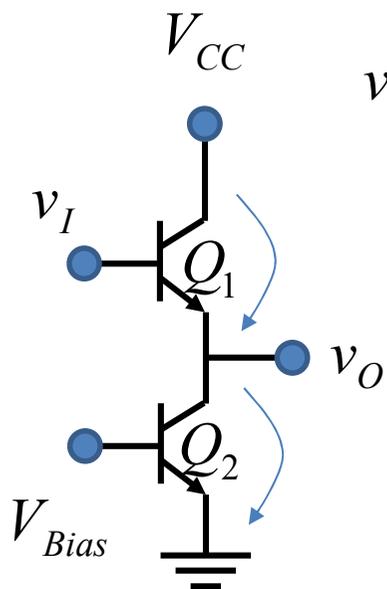
$$v_O \approx v_I - V_{Bias}$$



有源区范围？

有源区假设下

$$v_O \approx v_I - 0.7V$$

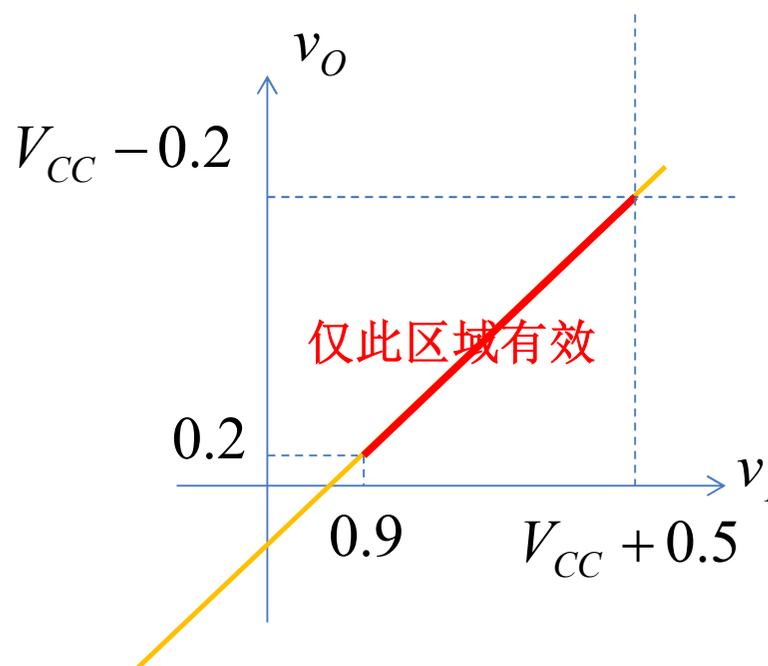


$$v_{CE,1} = V_{CC} - v_O > v_{CE,sat} = 0.2$$

$$v_O < V_{CC} - 0.2$$

$$v_{CE,2} = v_O > v_{CE,sat} = 0.2$$

$$v_O > 0.2$$



仅此区域有效

超过此范围怎样？

只有 Q_1 工作在有源区， Q_1 才具有将直流电能转换为交流电能的能力，负载电阻上电流（耗能）由 V_{CC} 提供， v_I 仅提供很小的激励电流 I_B

如果是MOSFET，无需激励电流

$$0.9 < v_{IN} < V_{CC} + 0.5$$

$$v_O = v_I - 0.7$$

双管都在有源区

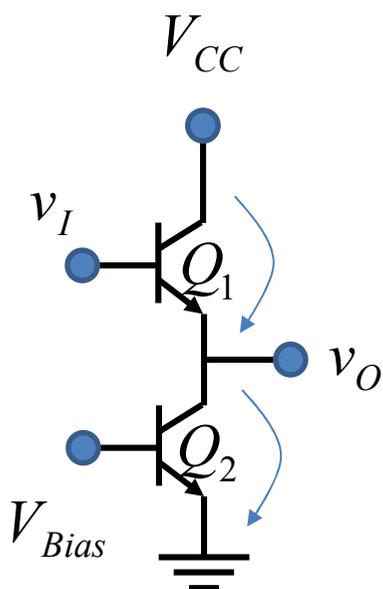
$$v_{IN} > V_{CC} + 0.5$$

$$v_O = v_I - 0.7$$

Q_1 先进入饱和区，而后变成两二极管

$I_{C1} < \beta I_{B1}$ 进而变成0，进而和 I_E 再无关系

此区域：晶体管 Q_1 不再具有晶体管功能，变成两个二极管：极大的电流将最终烧毁晶体管

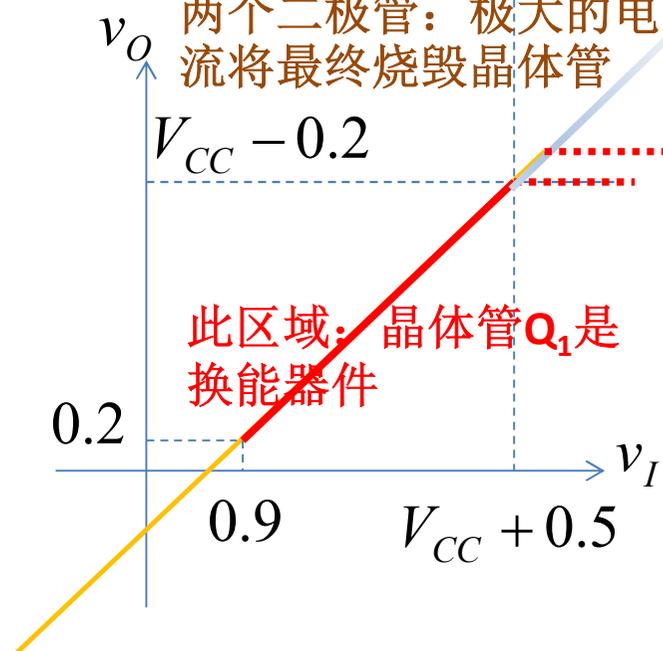


一旦进入饱和区，输入如果是理想恒压源，可提供无限的驱动能力（无限大电流），那么晶体管就失去了晶体管的换能作用，变成两个二极管，负载电流由 v_I 提供而非 V_{CC} 提供， v_I 和 V_{CC} 之间的电压差持续增加将烧毁晶体管

如果 v_I 不是理想恒压源，是含有一定大小内阻的戴维南源，则 v_O 被钳制在 V_{CC} 附近

如果还存在前级晶体管放大电路，输出一般最高被钳制在 $V_{CC} - 0.2V$ 或更低电位

如果是MOSFET， v_I 不能提供电流，只能由 V_{DD} 提供电流，则输出被限制在 $V_{DD} - V_{DSsat}$ ，电阻电路中，电流只能由高电位流向低电位（正电阻）



超过此范围怎样？

$$0.9 < v_{IN} < V_{CC} + 0.5$$

$$v_O = v_I - 0.7 \quad \text{双管都在有源区}$$

$$v_{IN} > V_{CC} + 0.5$$

$$v_O = v_I - 0.7$$

Q_1 变成双二极管

或 $v_O = V_{DD} - V_{DS,sat}$

$$v_{IN} < 0.9$$

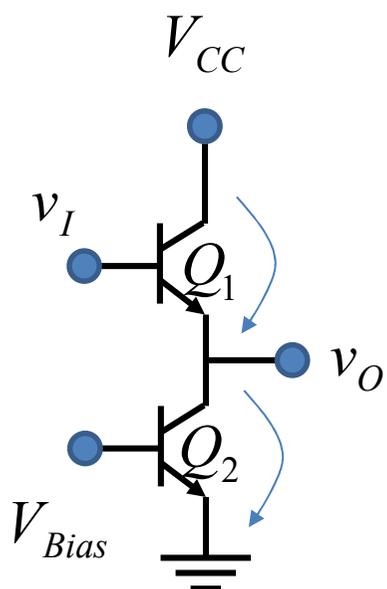
Q_2 短暂进入饱和区， Q_1 最终进入截止区， Q_2 在饱和区滑入坐标原点

$$I_{C1} = I_{C2} < \beta I_{B2}$$

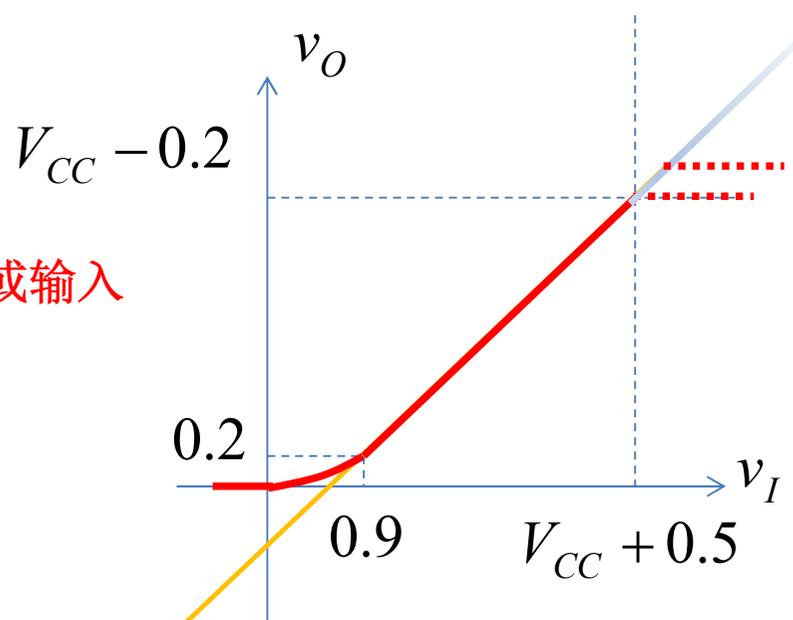
$$I_{C1} = 0$$

$$I_{C1} = I_{C2} = 0$$

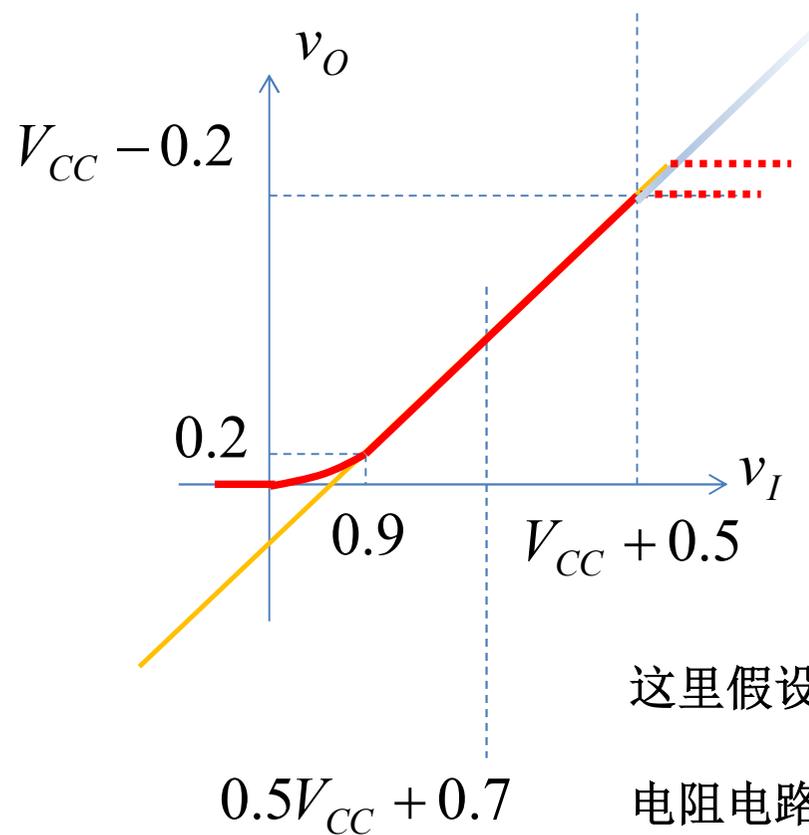
$$v_{CE2} = 0$$



输出悬空，不提供电流输出或输入



线性范围最大 是线性放大的最大范围



这里假设输入信号能够超过电源电压

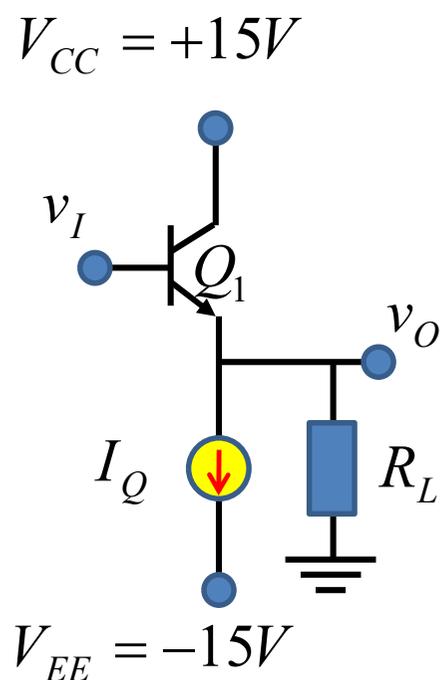
电阻电路中，输出信号电压不会超过电源/激励源电压

作业8

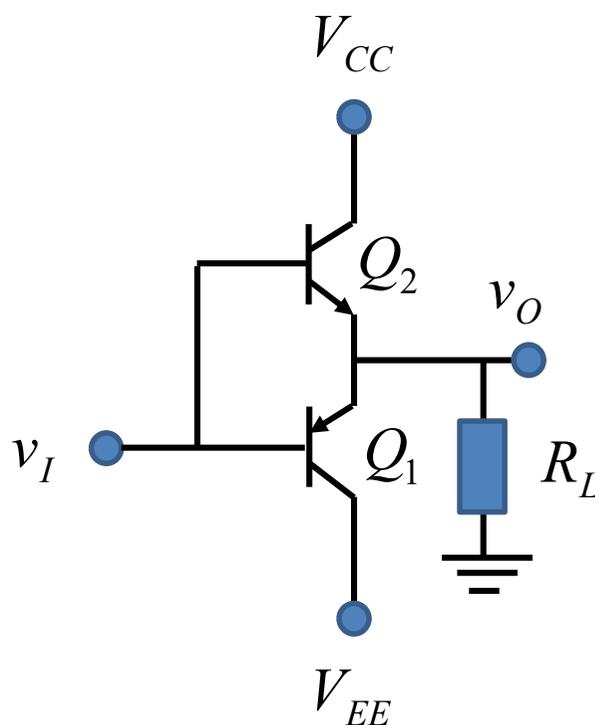
输出级

- 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

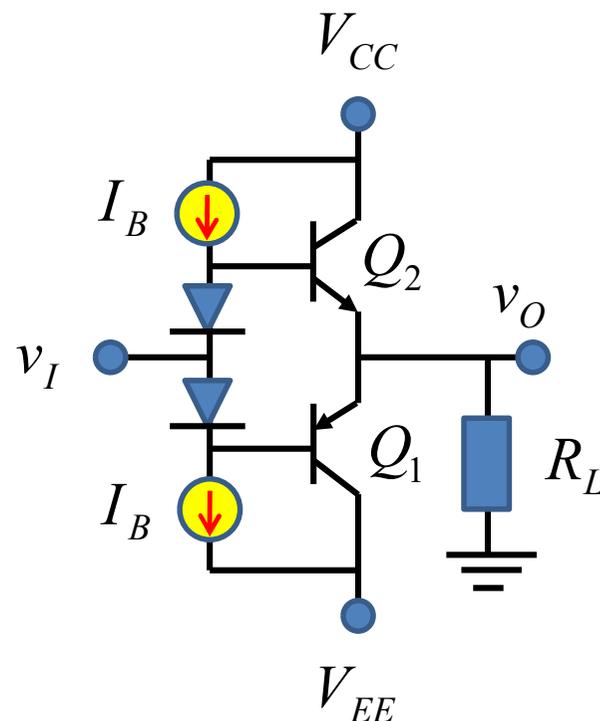
- A类射极跟随器
- B类推挽结构
- AB类推挽结构



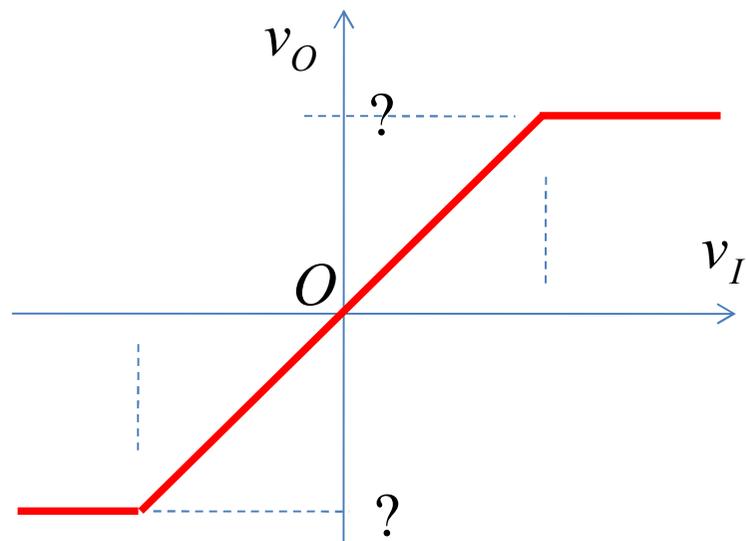
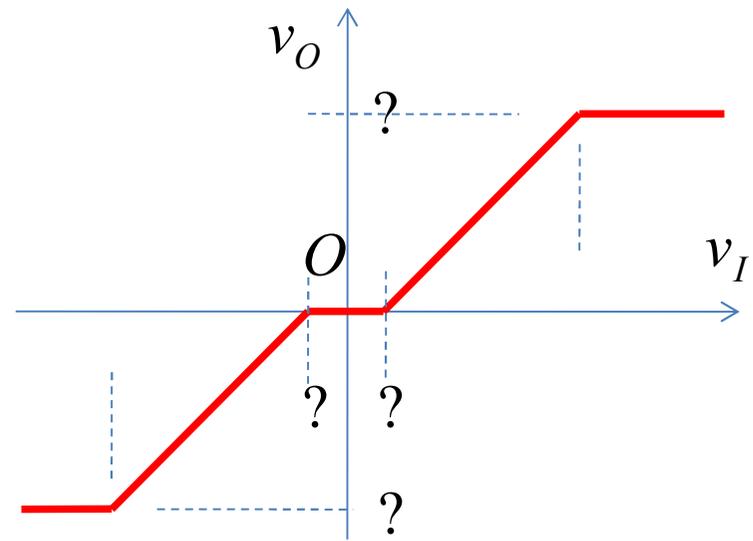
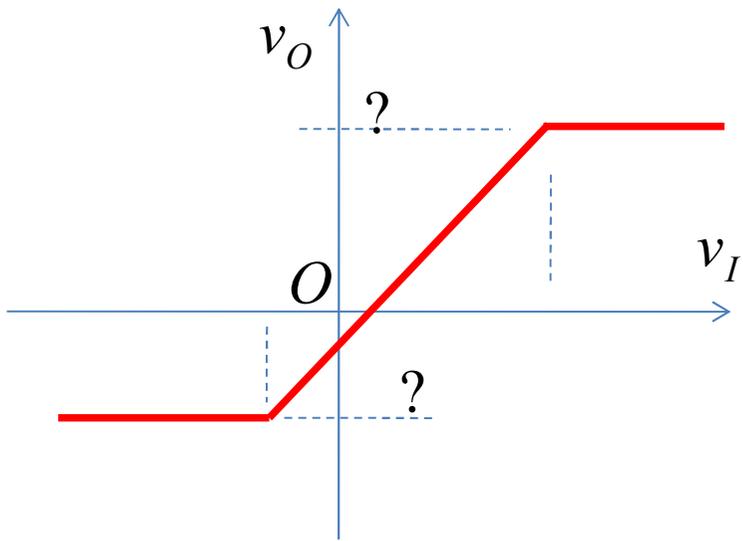
A类射极跟随器



B类推挽



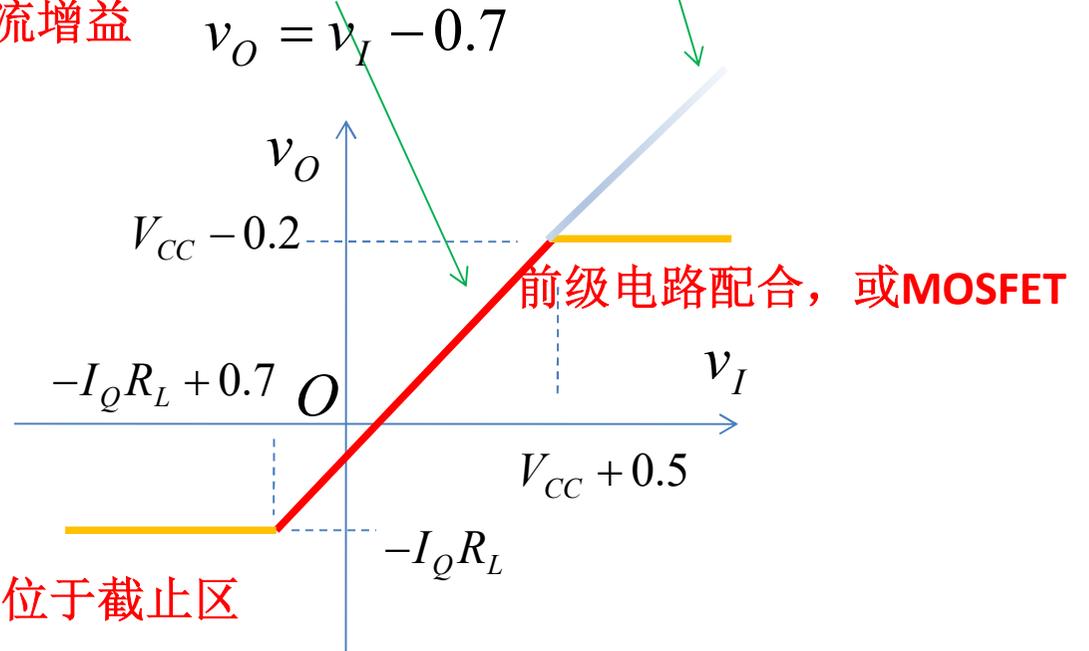
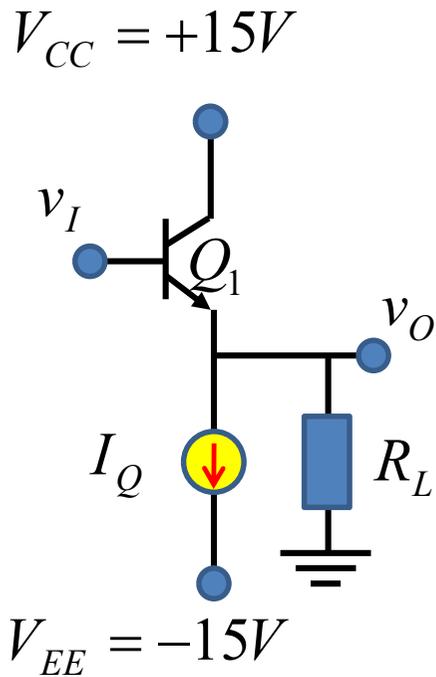
AB类推挽



A类射极跟随器

晶体管 Q_1 位于有源区： V_{CC} 提供直流能量， Q_1 将其转化为交流能量输出：此为正常工作区，电压缓冲，具有电流增益

v_I 提供能量，晶体管 Q_1 变成双二极管，不具期望的能量转化作用



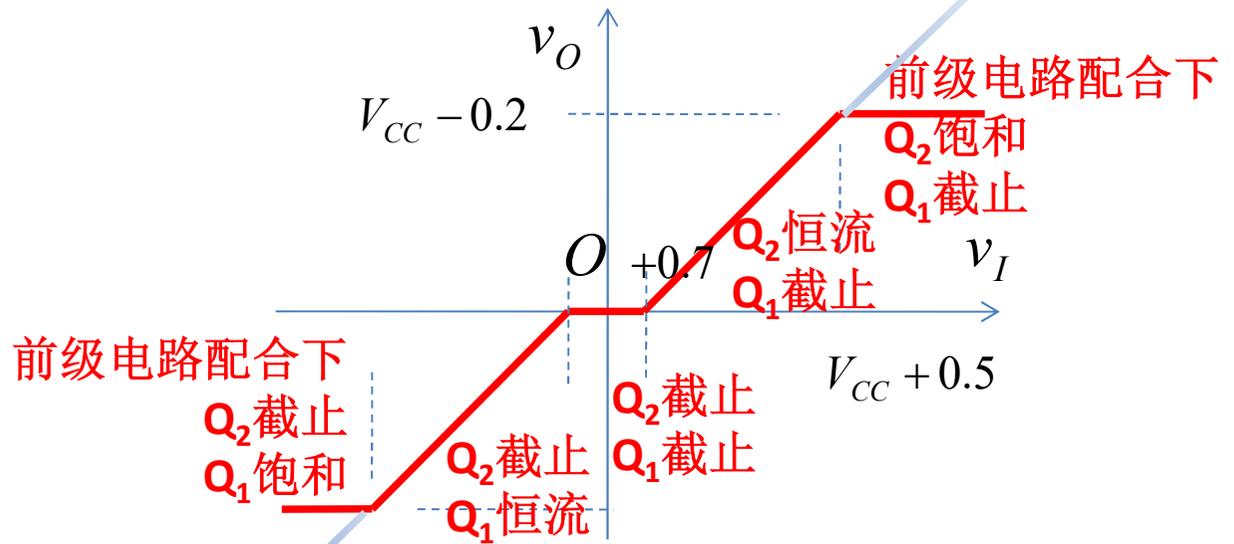
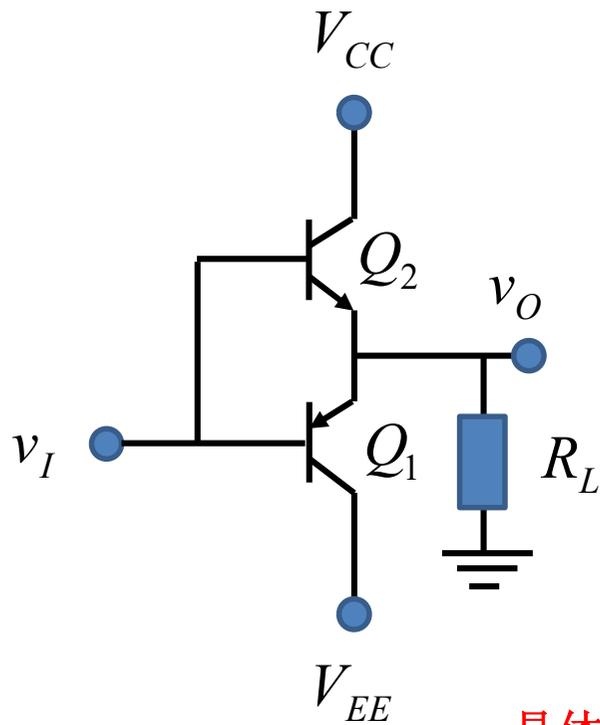
晶体管 Q_1 位于截止区

晶体管工作在恒流区，具有将直流能量转化为交流能量的换能作用，其他工作状态均非正常放大器工作状态

A类跟随器大功耗才能确保正弦波动幅度

B类推挽

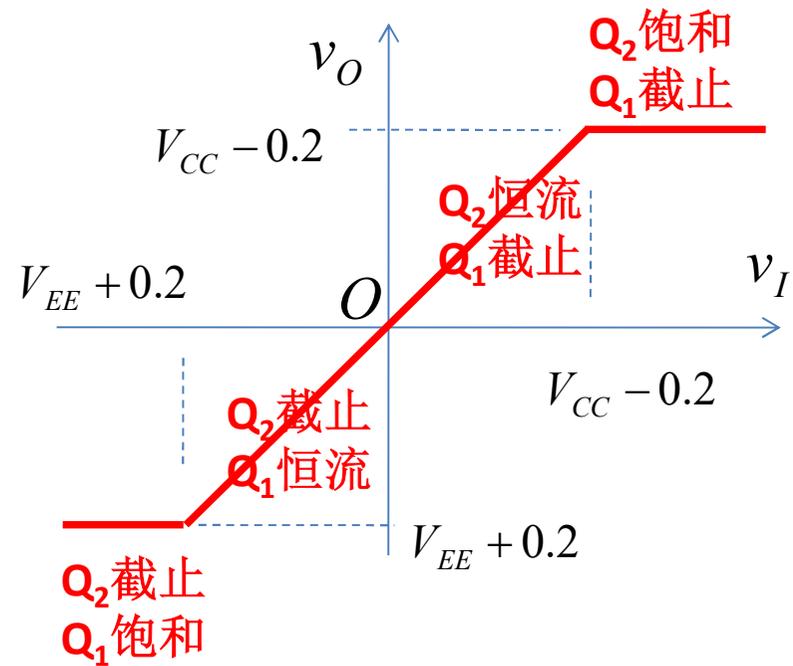
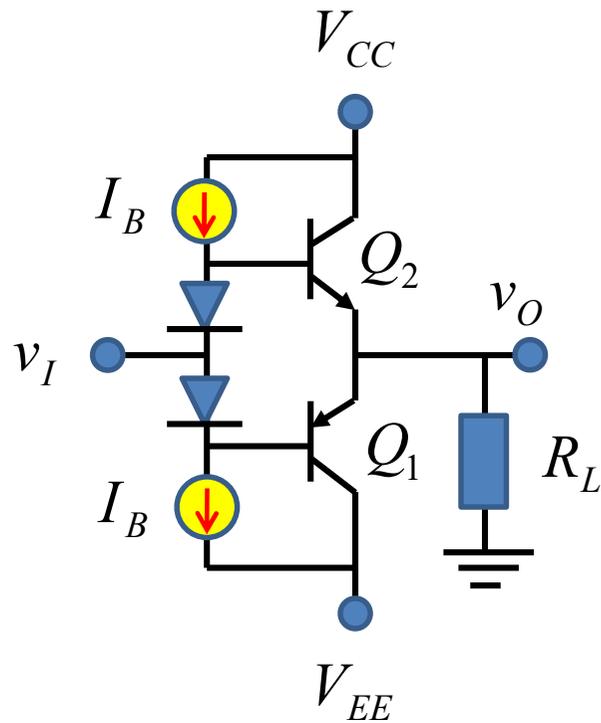
晶体管 Q_2 变成双二极管



晶体管 Q_1 变成双二极管

B类放大器存在交越失真：两个晶体管均截止，输入变化但输出为0

AB类推挽

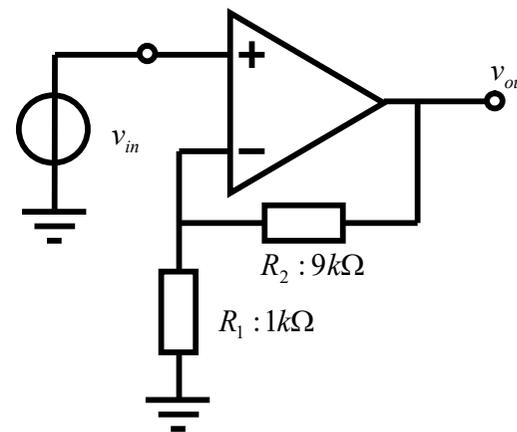


AB类放大器近似视为线性放大器

第13讲作业

作业1 同相电压放大器

- 讲义练习5.1.3



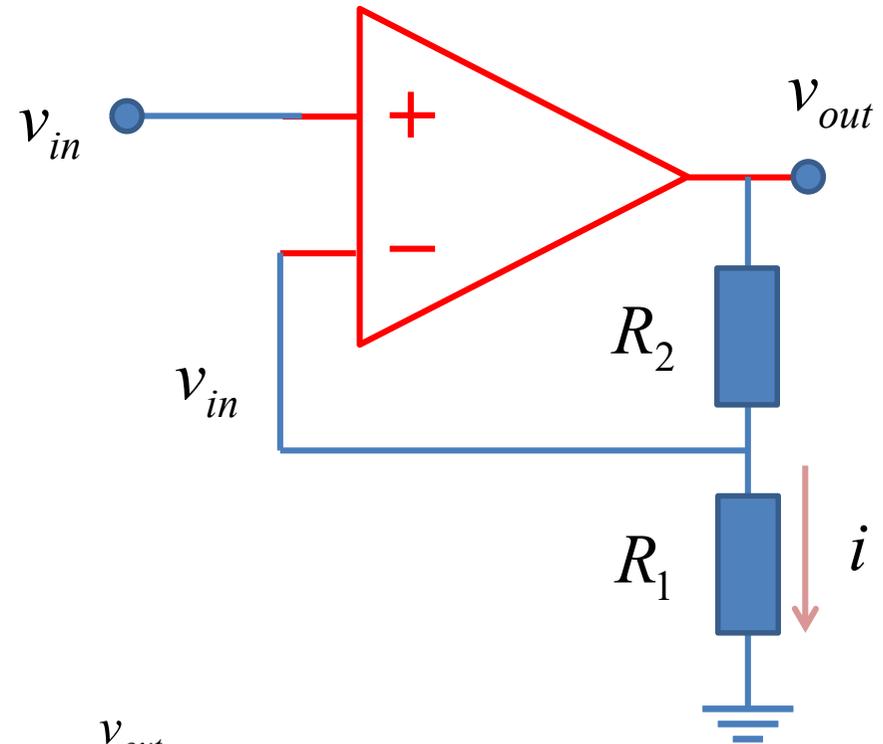
- 用理想运放的虚短、虚断特性分析该电路，证明电压放大倍数为

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- 分析负反馈连接方式，说明闭环放大器实现了接近理想压控压源的电压放大器，给出该电压放大器的输入电阻，输出电阻和闭环电压增益，并画出等效电路模型
 - 其中运放工作在线性区，其输入电阻为 $R_{in}=2M\Omega$ ，输出电阻为 $R_{out}=75\Omega$ ，其电压增益为 $A_{v0}=200000$ 。

虚短虚断分析

- 首先确认负反馈，其次虚短、虚断分析

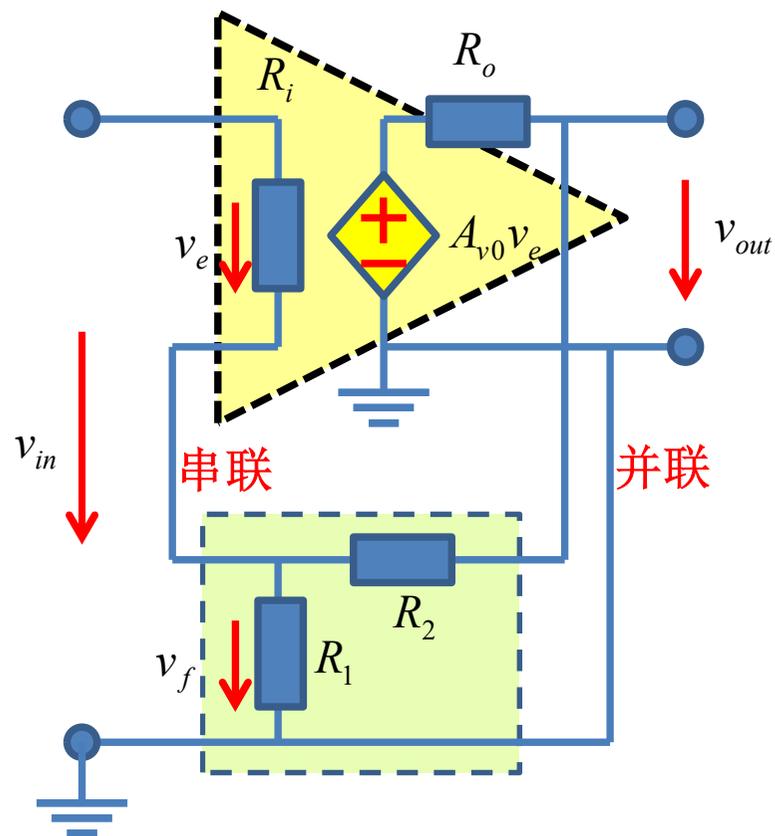
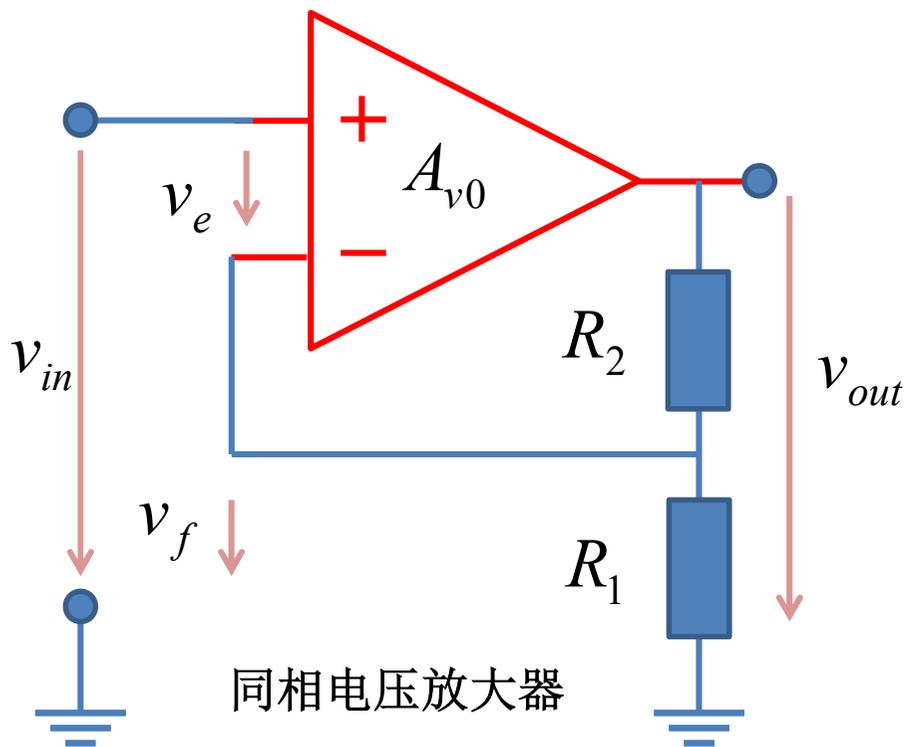


$$\frac{v_{in}}{R_1} = i = \frac{v_{out}}{R_1 + R_2}$$

$$A_{vF} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

同相电压放大器

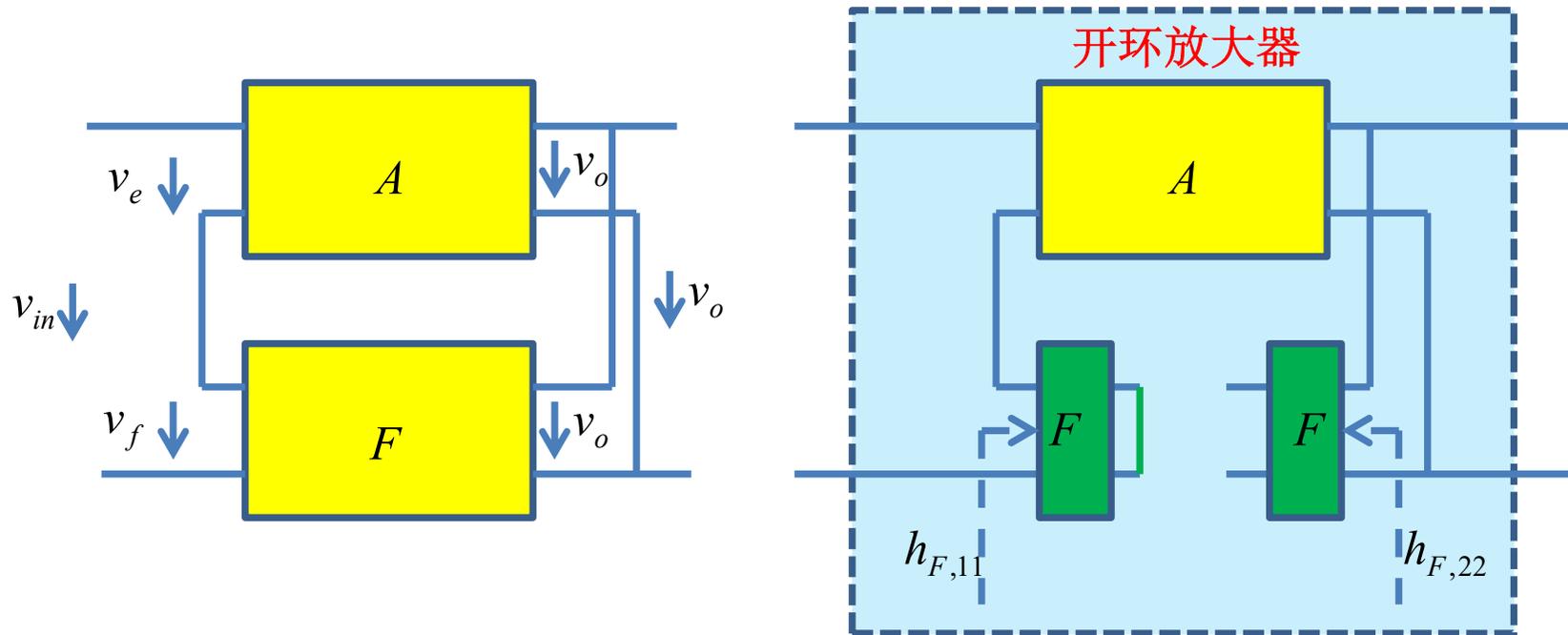
串并连接关系分析



电压串联负反馈

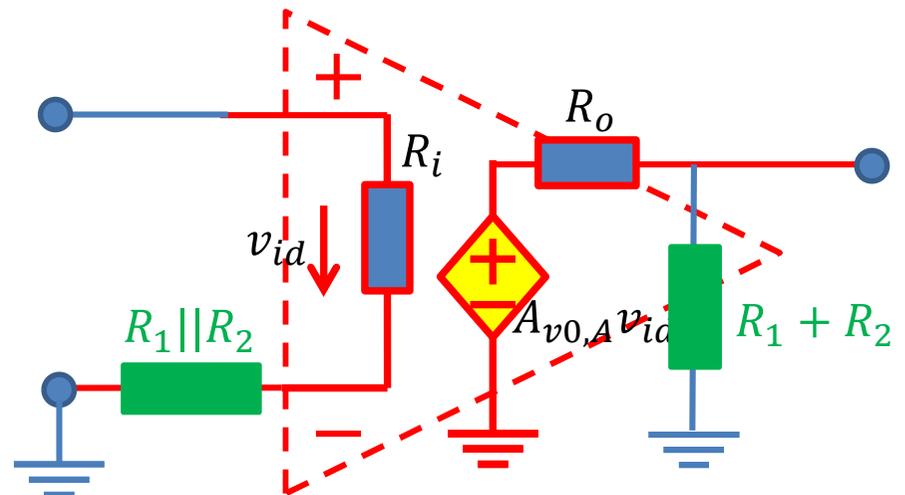
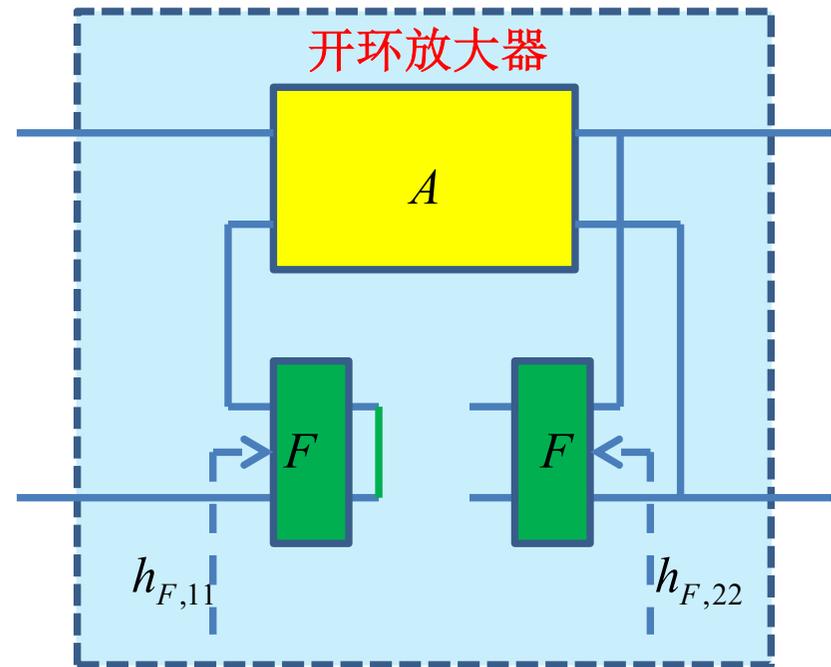
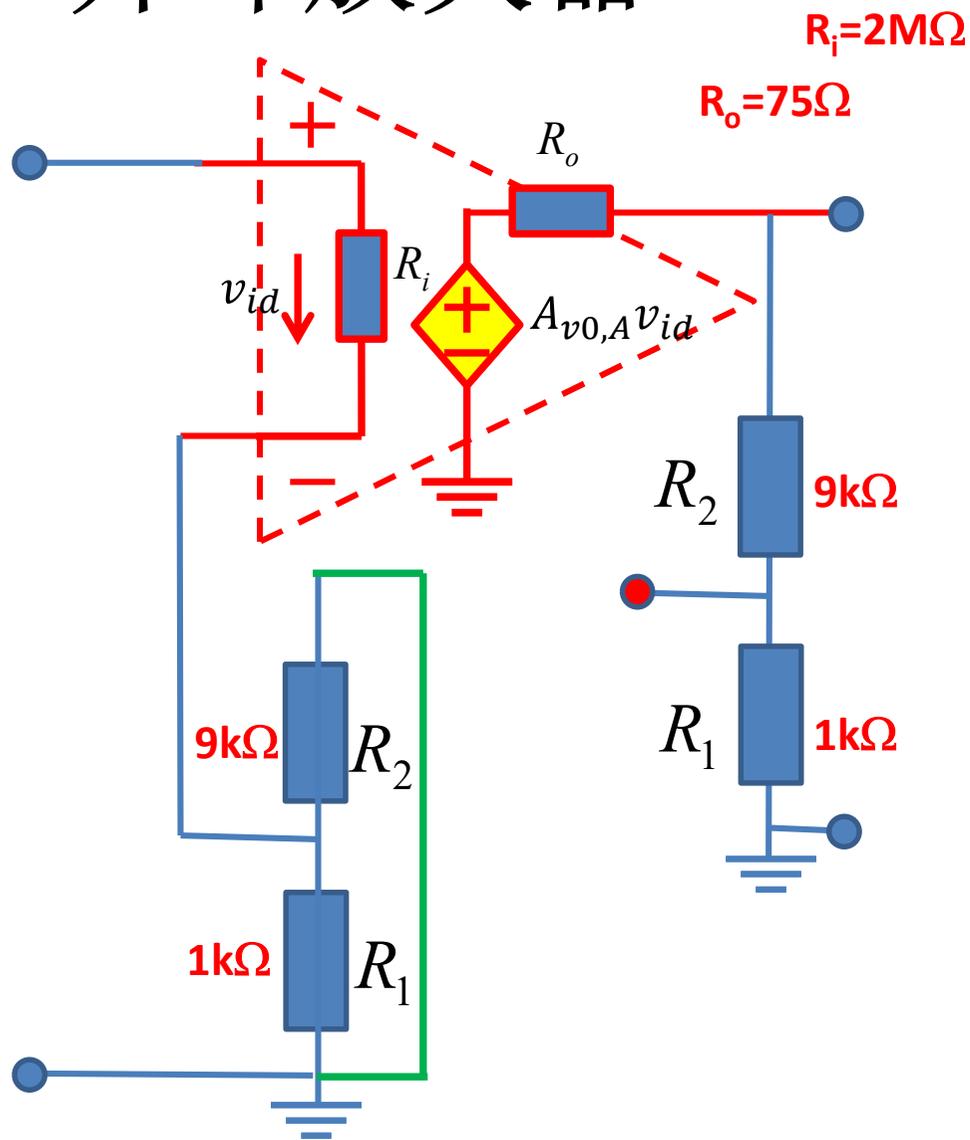
检测输出电压在输入端口形成串联负反馈

开环放大器

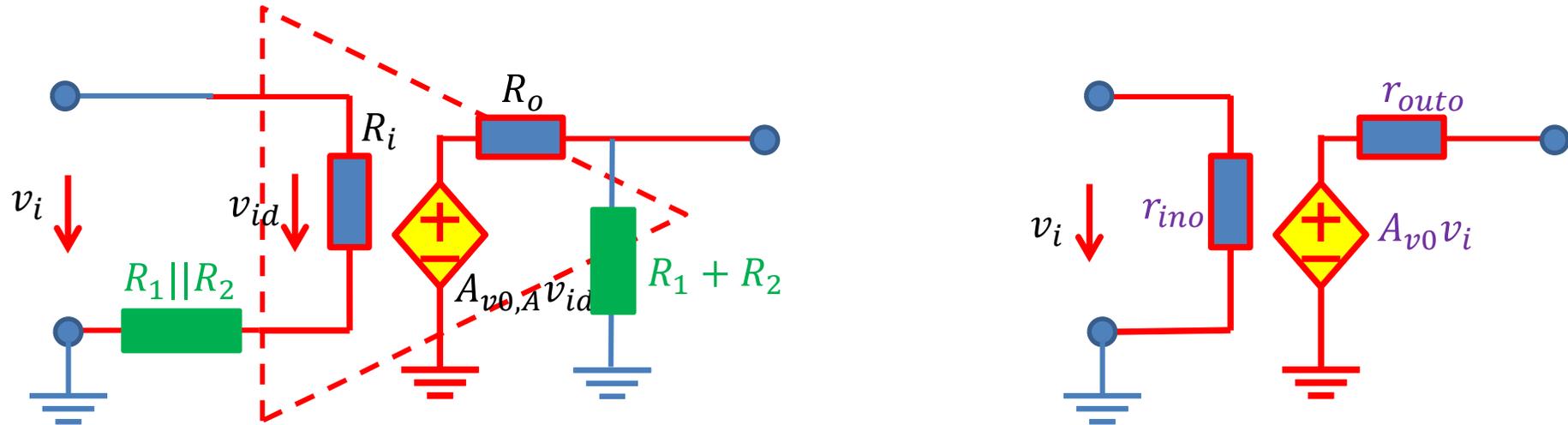


$$\begin{aligned}
 h &= h_A + h_F = \begin{bmatrix} h_{A11} & 0 \\ h_{A21} & h_{A22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{F11} & h_{F12} \\ h_{F21} & h_{F22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{A11} + h_{F11} & 0 \\ h_{A21} + h_{F21} & h_{A22} + h_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & h_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 &= h_{\text{openloop},A} + h_{\text{ideal},F} \approx \begin{bmatrix} h_{A11} + h_{F11} & 0 \\ h_{A21} & h_{A22} + h_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & h_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

开环放大器



开环放大器

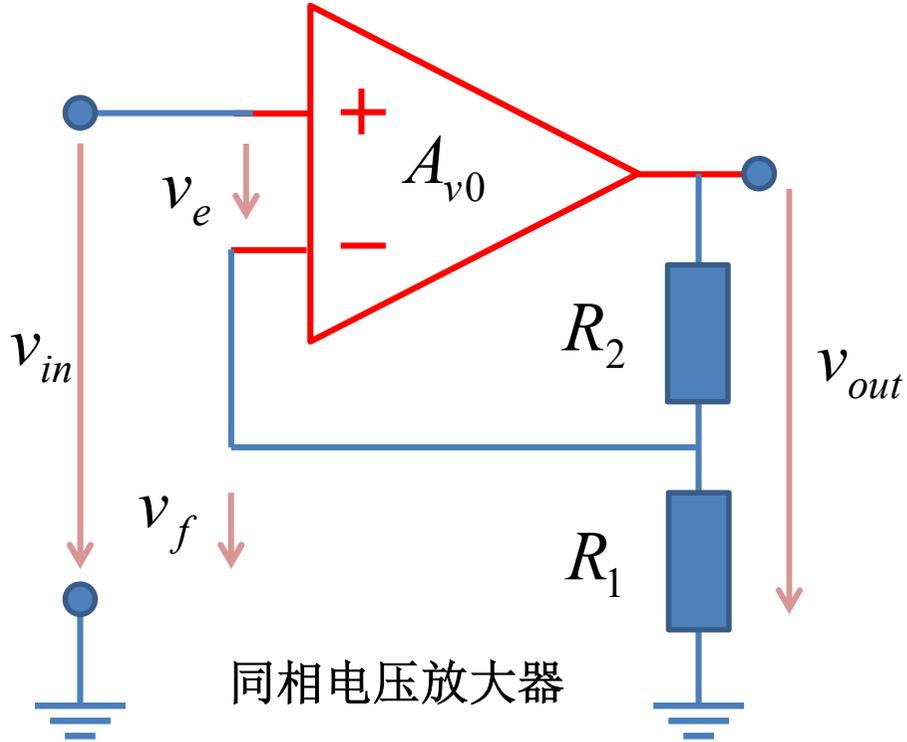
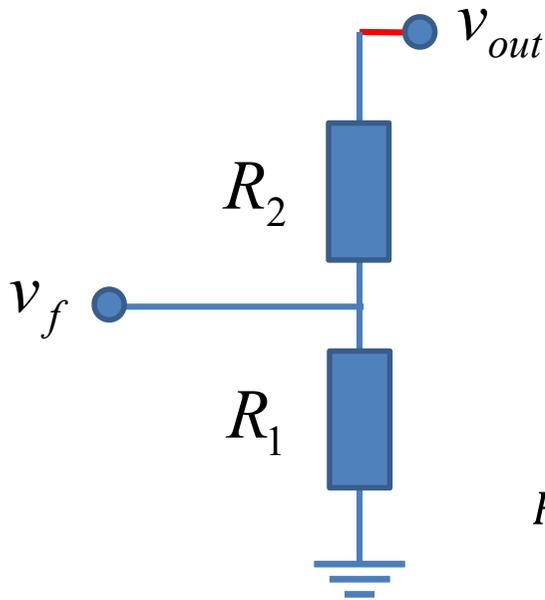
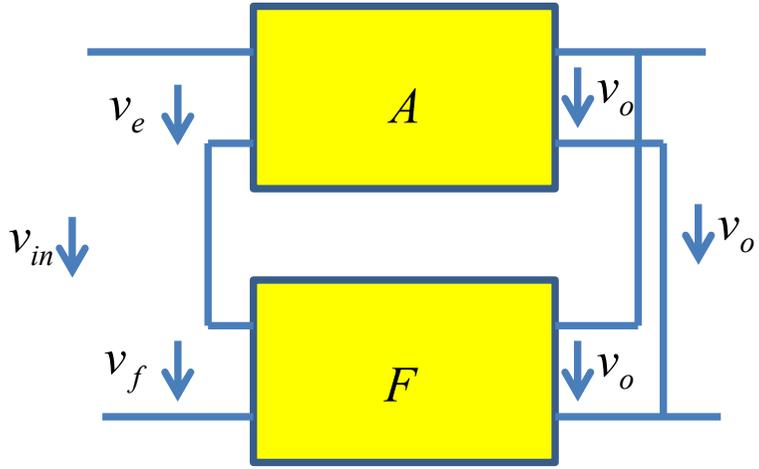


$$r_{ino} = r_{in,A} + r_{in,F} = R_i + R_1 || R_2 = 2M + 900 = 2000.9k\Omega$$

$$g_{outo} = g_{out,A} + g_{out,F} = \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{75} + \frac{1}{10k} = \frac{1}{74.44\Omega}$$

$$\begin{aligned} A_{v0} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_o} A_{v0,A} \frac{R_i}{R_i + R_1 || R_2} = \frac{10}{10.075} \times 20000 \times \frac{2000}{2000.9} \\ &= 0.9926 \times 200000 \times 0.9996 = 200000 \times 0.9921 = 198422 \end{aligned}$$

反馈系数



同相电压放大器

$$F_v = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.1$$

闭环放大器

假设满足单向化条件（很容易满足）

$$r_{ino} = R_i + R_1 \parallel R_2 = 2000.9k\Omega \quad g_{outo} = \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{74.44\Omega}$$

$$A_{v0} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_o} A_{v0,A} \frac{R_i}{R_i + R_1 \parallel R_2} = 200000 \times 0.9921 = 198422$$

$$F_v = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.1$$

$$T = A_{v0}F_v = 19842 \gg 1$$

$$r_{inf} = (1 + T)r_{ino} = 19843 \times 2000.9k\Omega = 39.7G\Omega$$

$$r_{outf} = \frac{r_{outo}}{(1 + T)} = \frac{74.44\Omega}{19843} = 3.75m\Omega$$

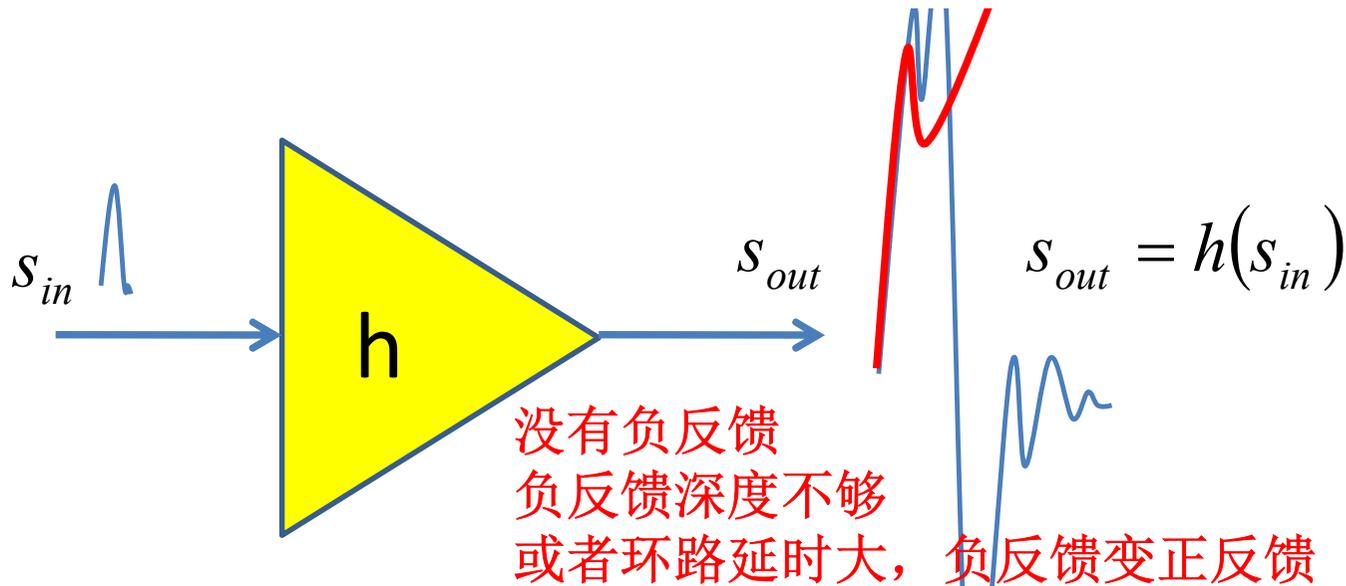
$$A_{vof} = \frac{A_{v0}}{(1 + T)} = \frac{198422}{19843} = 9.9996 \approx 10 = \frac{1}{F_v}$$

自行验证：
串并连接h相加
h求逆获得g

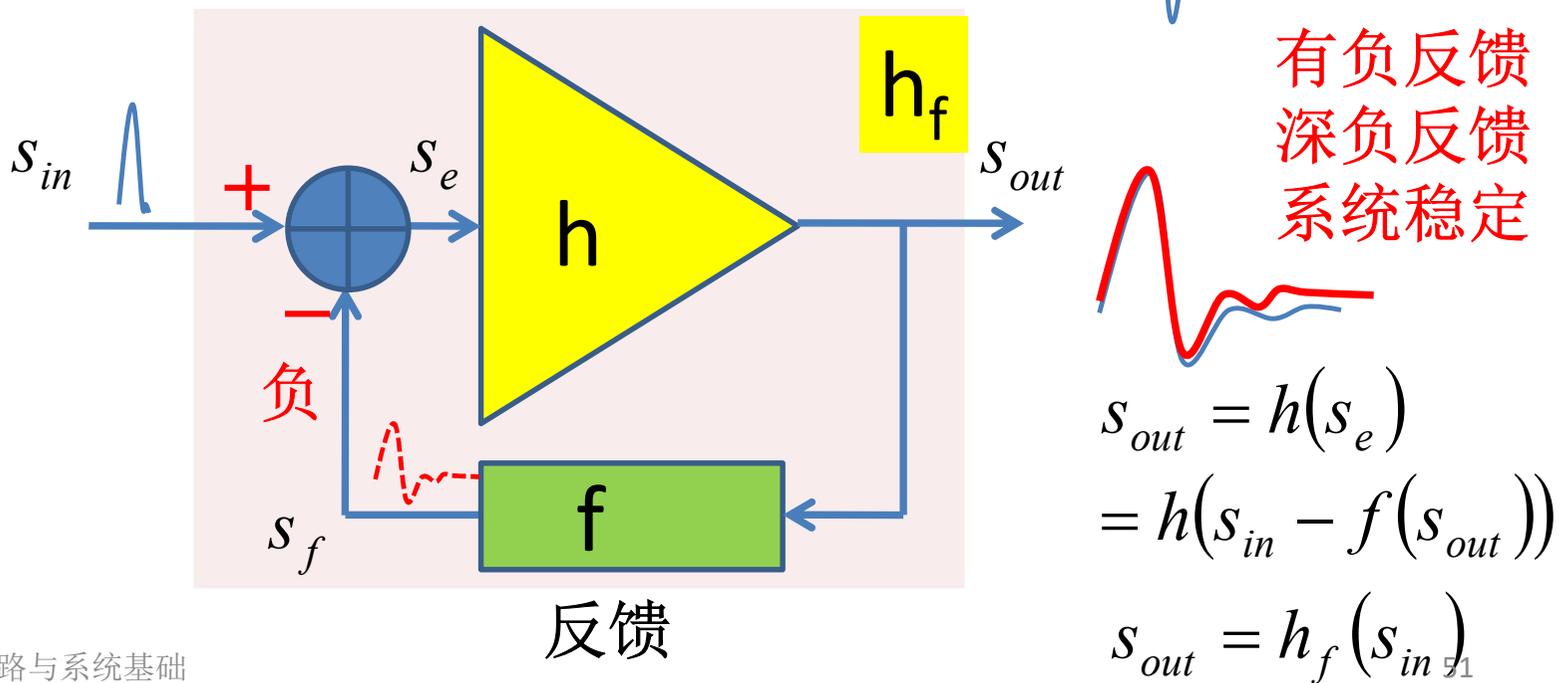
将获得完全一致的结果

作业2: 举出生活中的一个反例，要地由反存使系统稳定

生的负反馈，通俗地说，由于反馈的存在，使得系统稳定



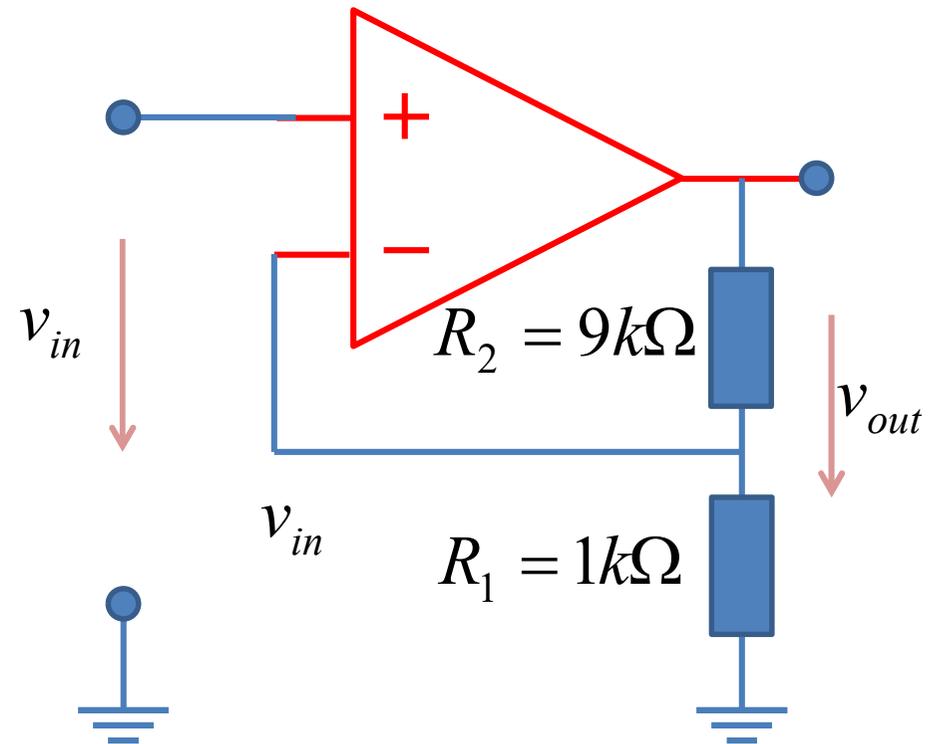
$$s_e = s_{in} - f(s_{out})$$



作业3

- 3、已知运放的电源电压为 $\pm 15V$ ，如果输入信号是峰峰值为 $2V$ 的正弦波，输出是什么波形？如果输入信号为峰峰值为 $5V$ 的正弦波，输出是什么波形？

— 画出波形示意图



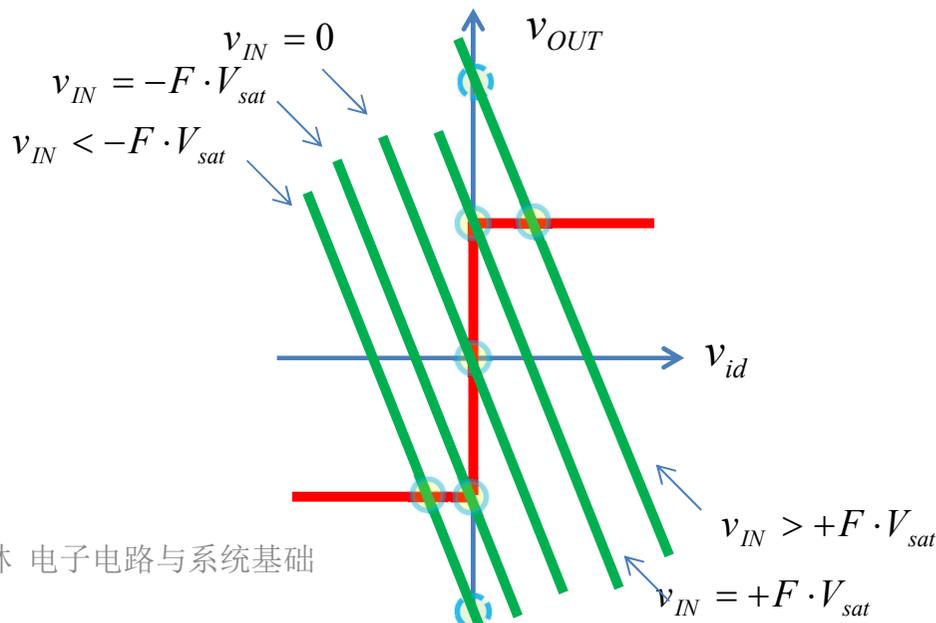
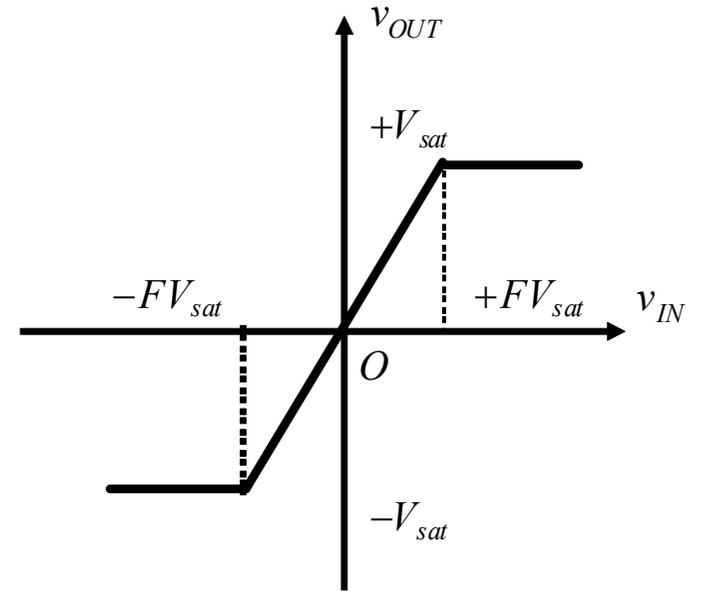
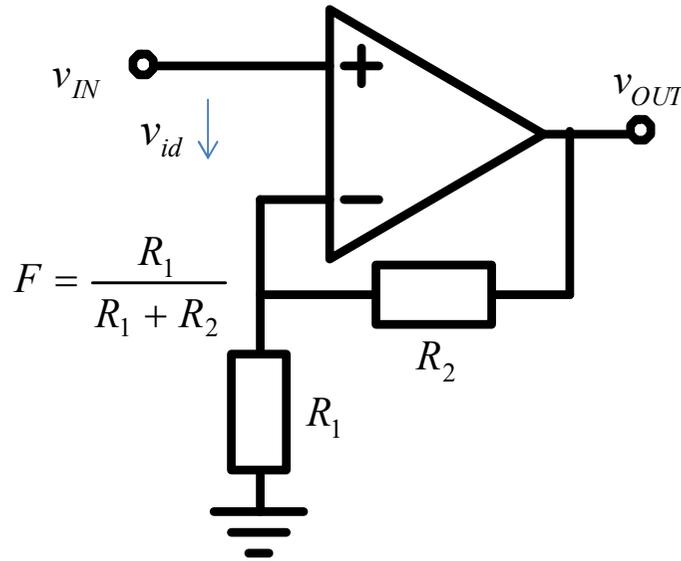
$$A_{vf} \rightarrow \frac{1}{F_v} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10$$

虚短假设：运放工作在线性区： $v_o \in [-V_{sat}, +V_{sat}]$
虚断假设：运放工作在线性区和饱和区

线性负反馈

$$v_{IN} - Fv_{OUT} = v_{id}$$

$$v_{OUT} = \frac{v_{IN} - v_{id}}{F}$$

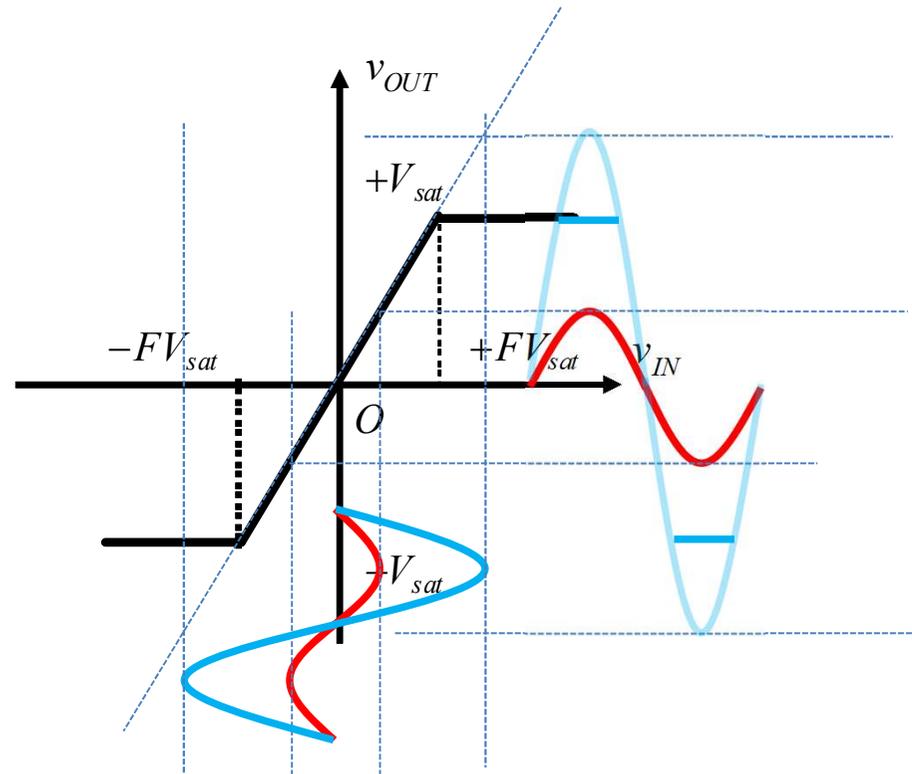
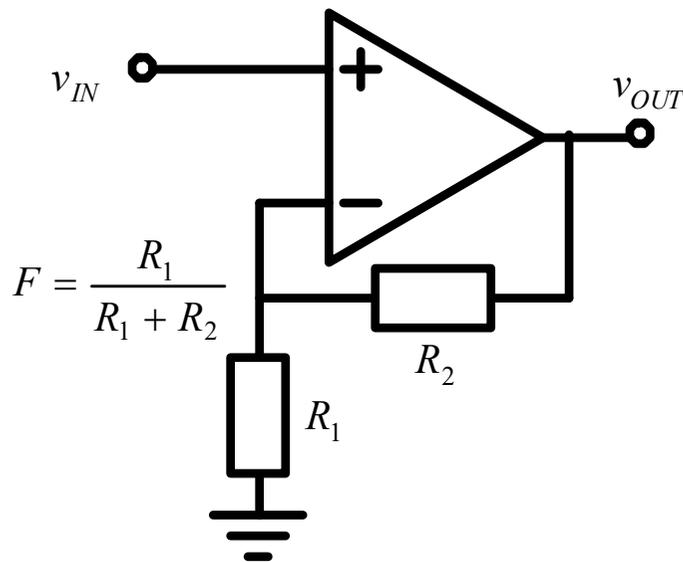


线性区 $v_{id} = 0, v_{OUT} \in [-V_{sat}, +V_{sat}]$

$$v_{OUT} = \frac{1}{F} v_{IN} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{IN}$$

线性负反馈：唯一输出

- 确保为负反馈，则假设运放工作在线性区，运用虚短、虚断原则分析，如果输出电压超出 $\pm V_{sat}$ ，则令输出为 $\pm V_{sat}$



- 已知运放的电源电压为±15V，如果输入信号是峰峰值为2V的正弦波，输出是什么波形？如果输入信号为峰峰值为5V的正弦波，输出是什么波形？

$$v_{IN} = V_{im} \cos \omega t$$

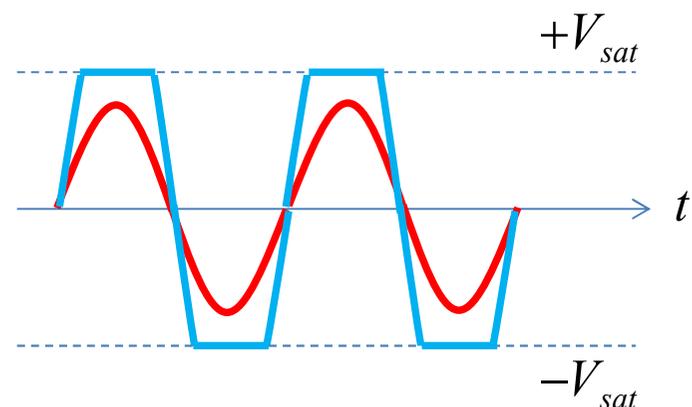
$$v_{OUT} = \frac{1}{F} v_{IN} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{IN} = 10v_{IN} = 10V_{im} \cos \omega t$$

$$v_{IN} = 1 \cdot \cos \omega t$$

$$v_{OUT} = 10 \cos \omega t$$

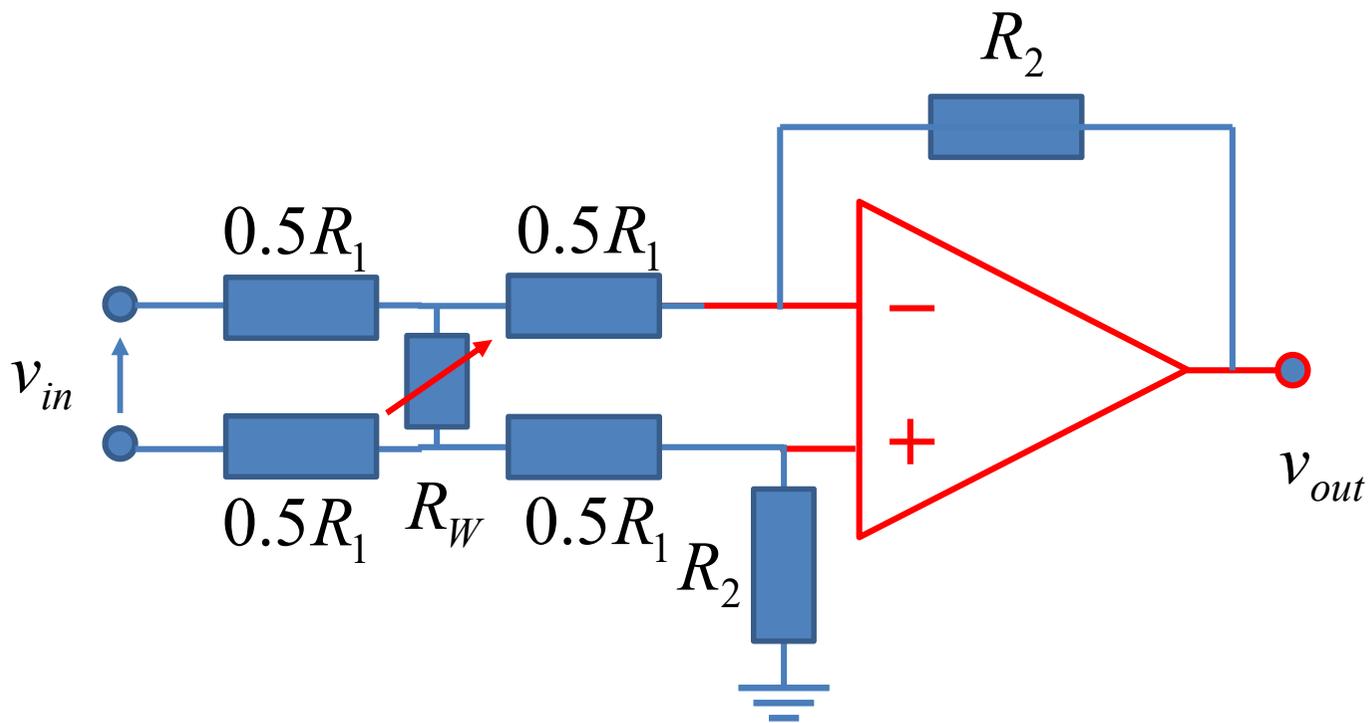
$$v_{IN} = 2.5 \cdot \cos \omega t$$

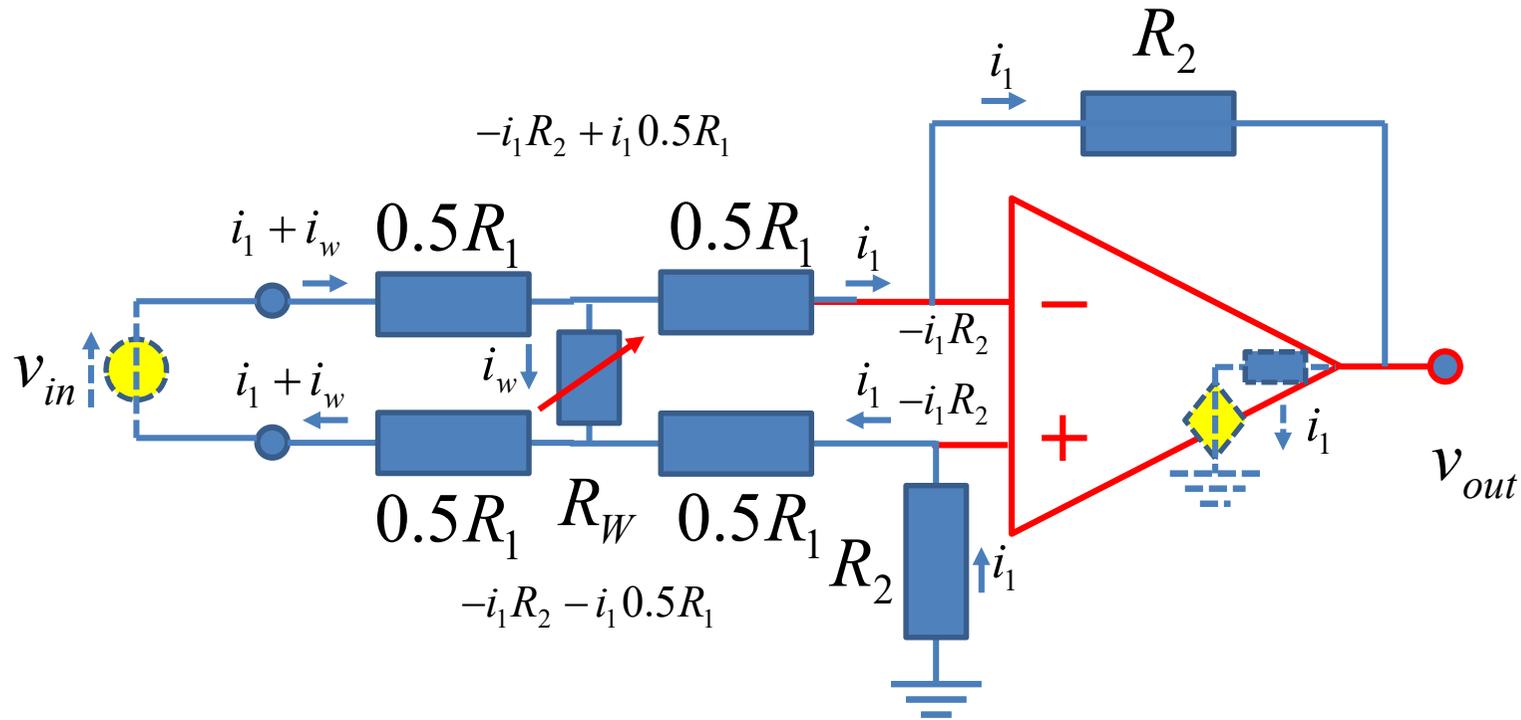
$$v_{OUT} = \begin{cases} -13V & \cos \omega t \leq -\frac{13}{25} \\ 25 \cos \omega t & -\frac{13}{25} < \cos \omega t < +\frac{13}{25} \\ +13V & \cos \omega t \geq +\frac{13}{25} \end{cases}$$



作业4 调整的是什么？

- 用理想运放的虚短、虚断性质分析如下电路，根据输出与输入之间的关系，说明这个电路可实现什么功能？





负反馈连接关系，则可假设工作在线性区，利用虚短、虚断特性分析
手工分析采用支路电流法

$$i_w R_w = (-i_1 R_2 + i_1 0.5 R_1) - (-i_1 R_2 - i_1 0.5 R_1) = i_1 R_1$$

$$i_w = i_1 \frac{R_1}{R_w}$$

$$v_{in} + (i_1 + i_w) 0.5 R_1 + (i_w R_w) + (i_1 + i_w) 0.5 R_1 = 0$$

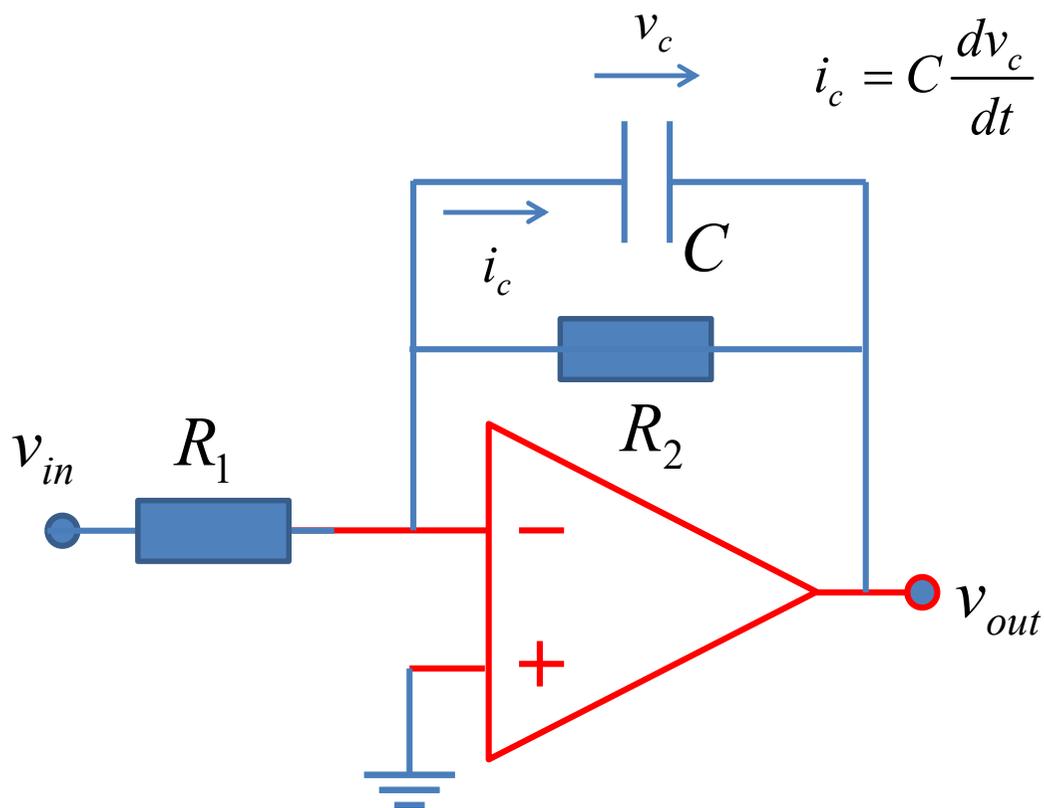
$$i_1 = -\frac{v_{in}}{2R_1 + \frac{R_1^2}{R_w}}$$

$$v_{out} = -i_1 R_2 - i_1 R_2 = -2R_2 \left(-\frac{v_{in}}{2R_1 + \frac{R_1^2}{R_w}} \right) = v_{in} \frac{2R_2}{2R_1 + \frac{R_1^2}{R_w}} = v_{in} \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1}{2R_w}}$$

增益可调差分放大器

作业5 列写电路方程

- (1)、假设运放是理想运放，以 v_{out} 为未知量（响应），以 v_{in} 为已知量（激励），列写关于 v_{out} 的一阶微分电路方程
 - 利用虚短、虚断特性
- (2)、将电容之外的电阻电路用戴维南等效为电压源，以电压源驱动电容为基本电路模型，列写关于电容电压 v_c 的电路方程



负反馈连接关系，假设运放工作在线性区，采用虚短、虚断特性分析

虚断 $i_1 = i_2 + i_c$

虚短 $\frac{v_{in}}{R_1} = \frac{-v_{out}}{R_2} + C \frac{d(-v_{out})}{dt}$

$$C \frac{dv_{out}}{dt} + \frac{v_{out}}{R_2} = -\frac{v_{in}}{R_1}$$

微分方程的标准格式：左侧为响应，右侧为激励

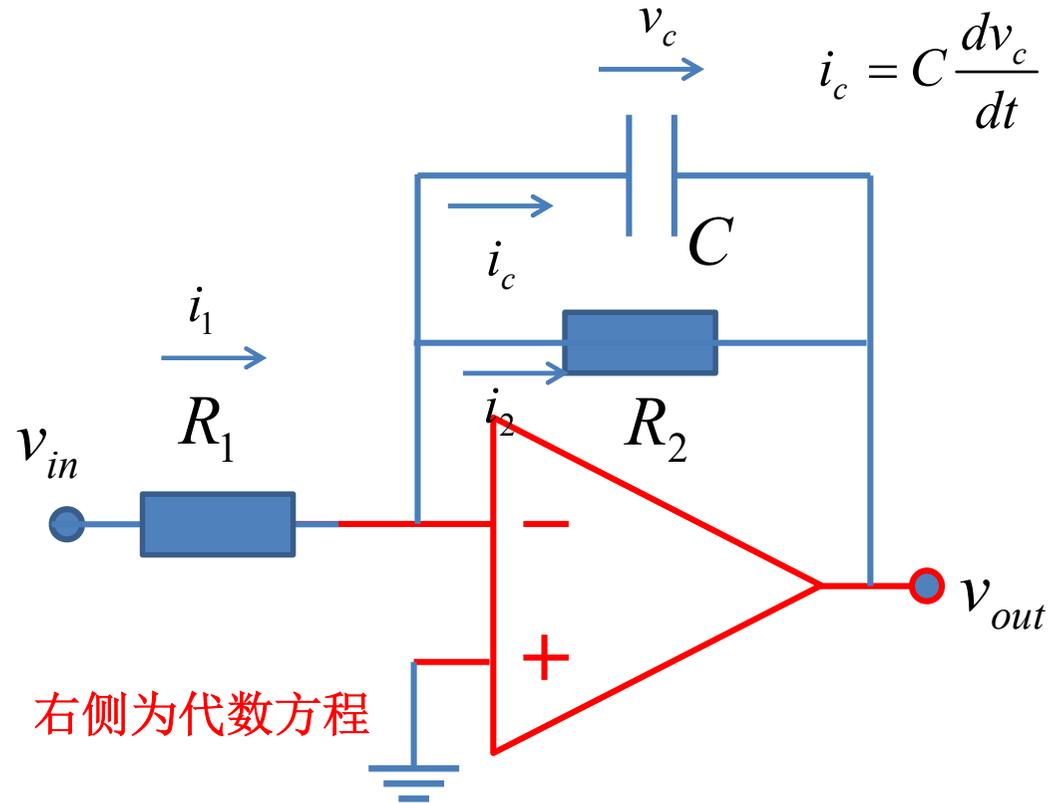
$$\frac{dv_{out}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R_2 C} - \frac{v_{in}}{R_1 C}$$

状态方程的标准格式：左侧为微分量，右侧为代数方程

$$\frac{dx(t)}{dt} = a \cdot x(t) + s(t)$$

线性时不变系统，
则为常数

非自治系统，有外加
激励；如果视为系统
内部部件，则为线性
时变系统



$$a = -\frac{1}{R_2 C} = -\frac{1}{\tau_2}, s(t) = -\frac{v_{in}(t)}{R_1 C}$$

时间常数，具有s的量纲

戴维南等效

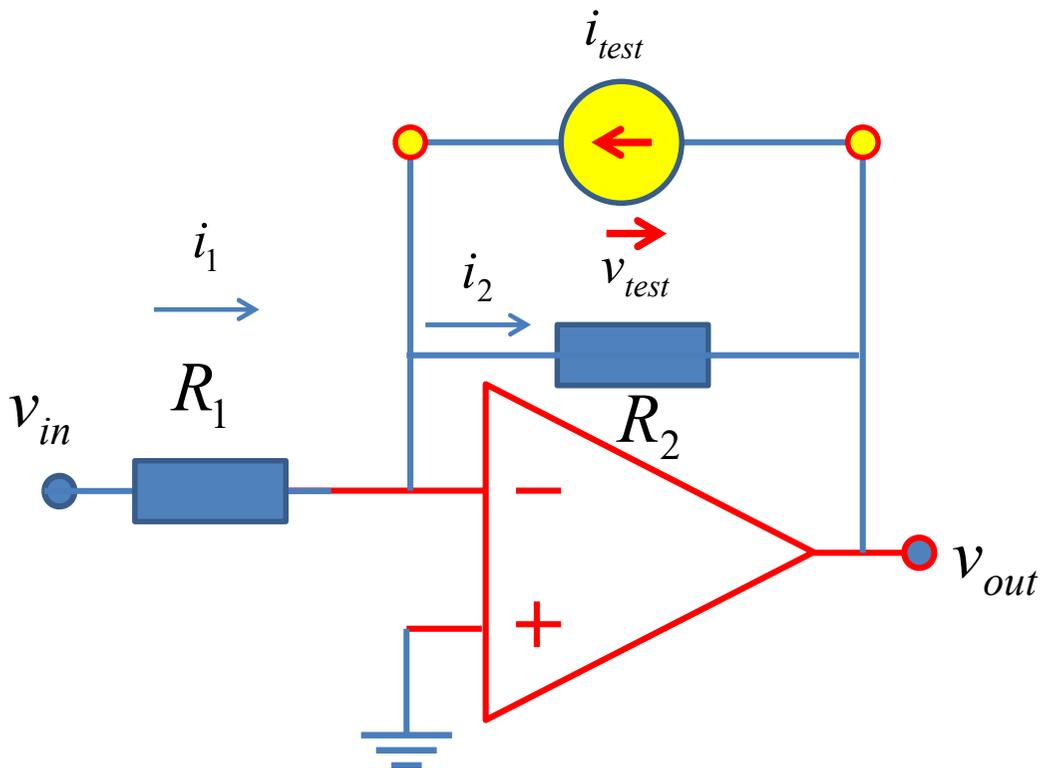
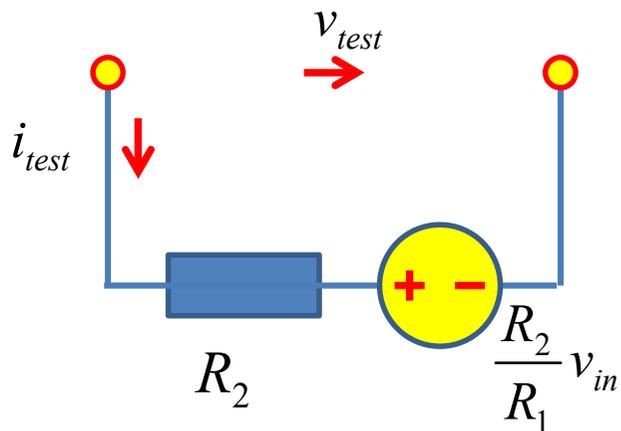
虚断 $i_1 + i_{test} = i_2$

虚短 $\frac{v_{in}}{R_1} + i_{test} = \frac{v_{test}}{R_2}$

端口描述方程

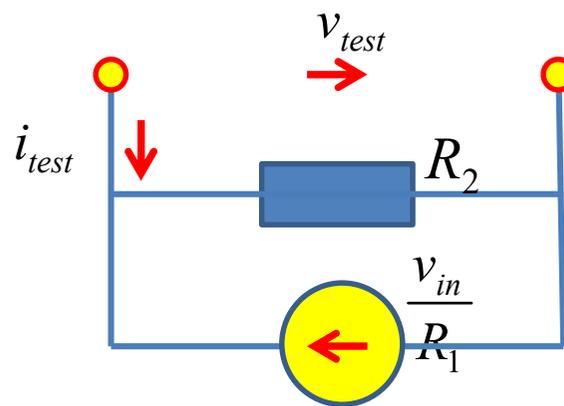
$$v_{test} = R_2 i_{test} + \frac{R_2}{R_1} v_{in}$$

戴维南等效

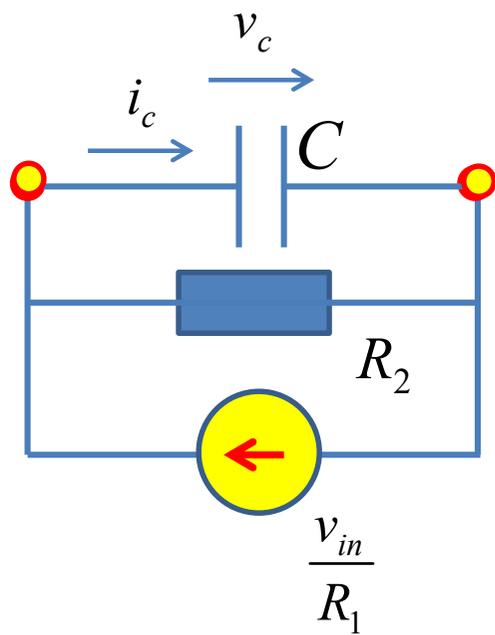


诺顿等效更适当

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{R_2} - \frac{v_{in}}{R_1}$$

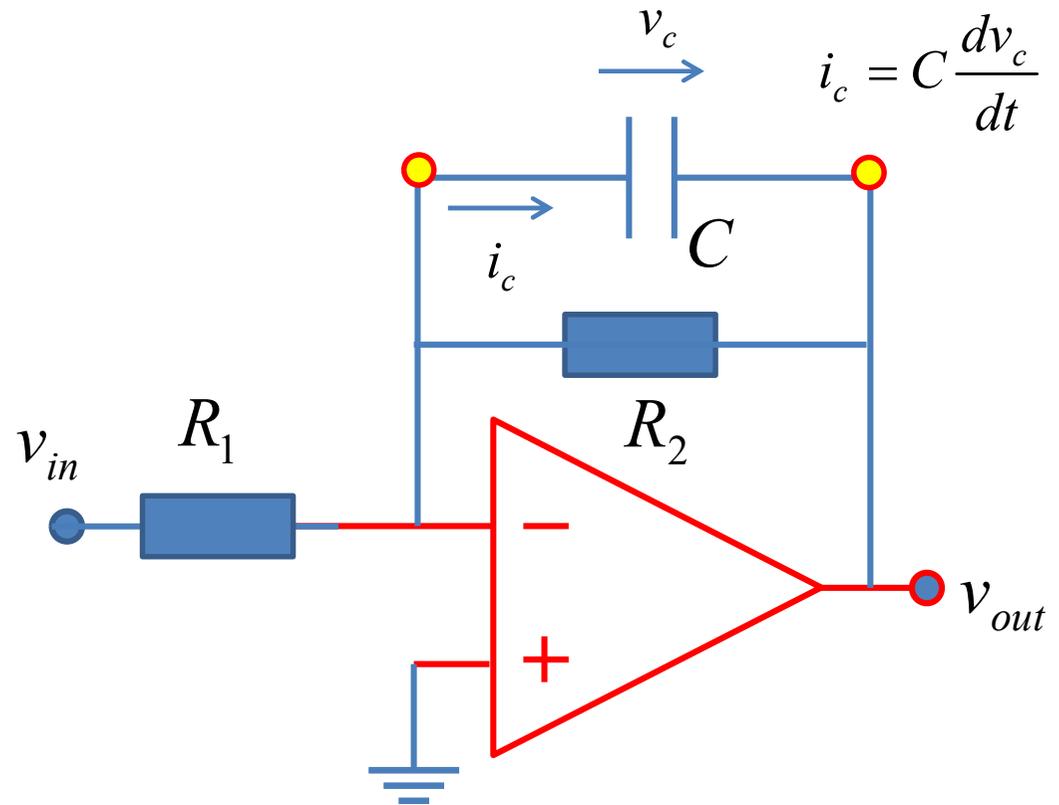


用运放实现电流源：
 电流源形态由 v_{in} 控制，
 电流源幅值由 R_1 控制，
 电流源内阻由 R_2 控制



$$\frac{v_{in}}{R_1} - \frac{v_c}{R_2} = i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{R_2 C} + \frac{v_{in}}{R_1 C}$$



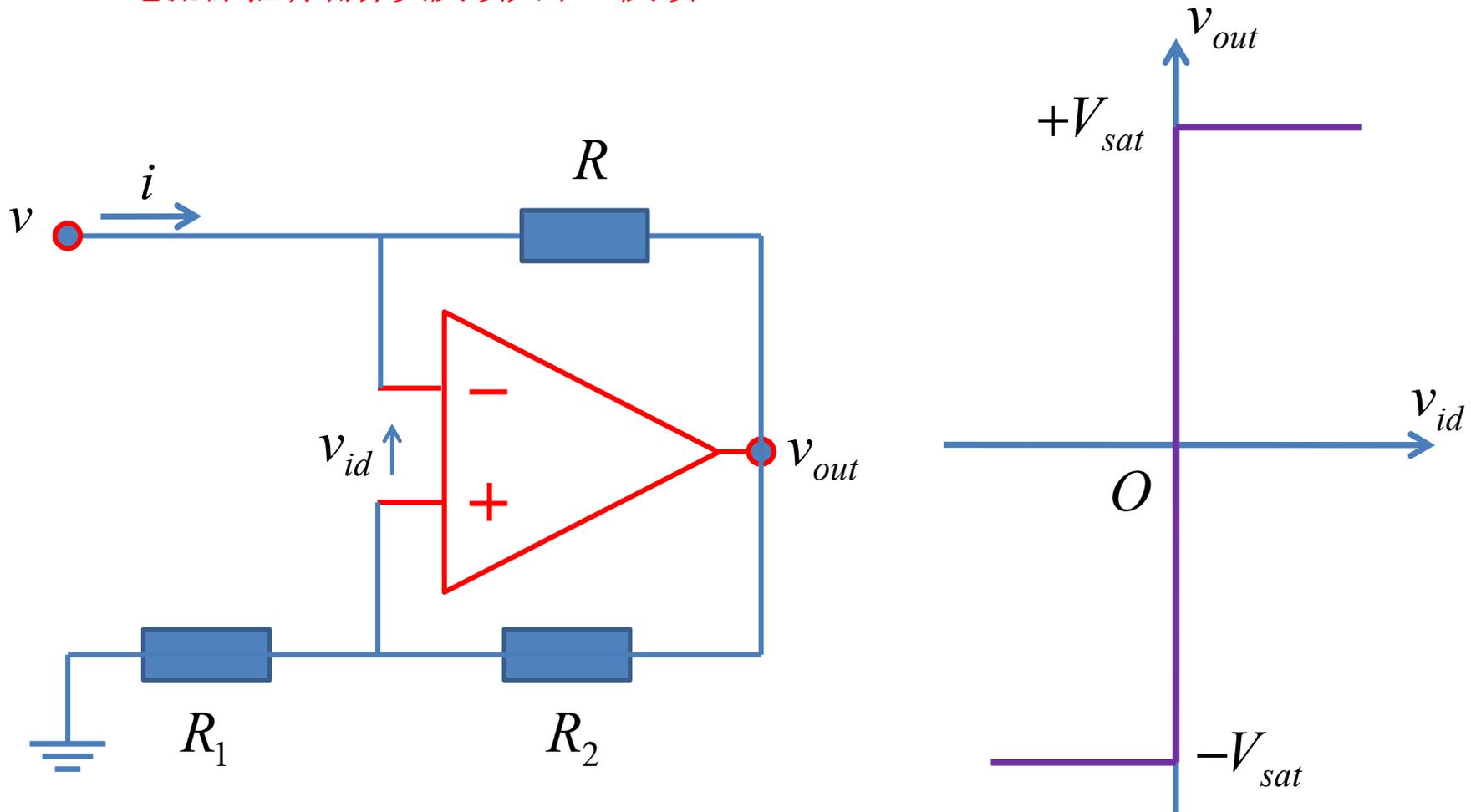
$$\frac{dx(t)}{dt} = a \cdot x(t) + s(t)$$

用任意一个电路变量为未知量，得到的电路方程形态是一致的：电路关键参量 $a = -1/\tau_2$ 是完全一样的

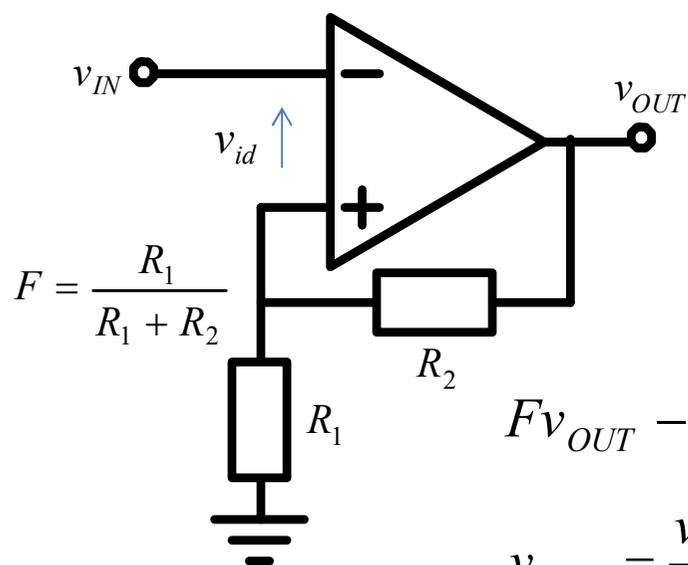
作业1

S型负阻

- 已知理想运放的转移特性，分析确认如图所示单端口网络的伏安特性为S型负阻
 - 提示1: 假设在线性区，假设在正饱和区，假设在负饱和区，分别考察
 - 提示2: 电流源驱动，S型具有唯一解
 - 电流源驱动确保负反馈大于正反馈



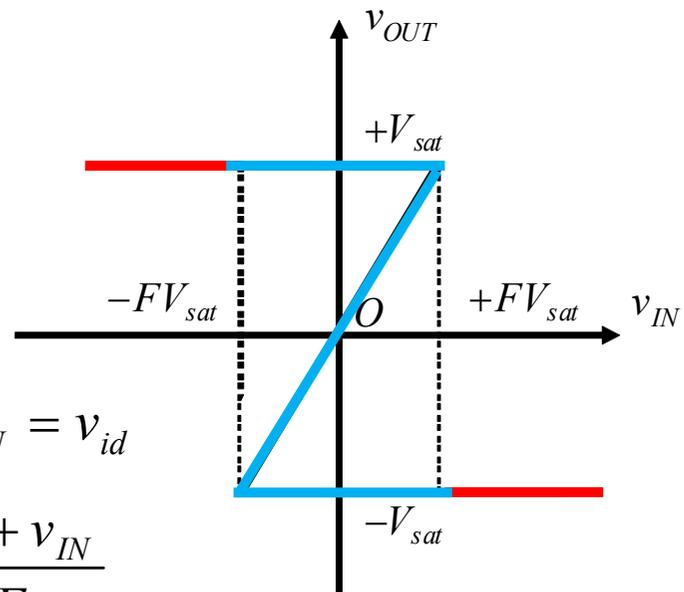
反相施密特触发器



$$F = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$Fv_{OUT} - v_{IN} = v_{id}$$

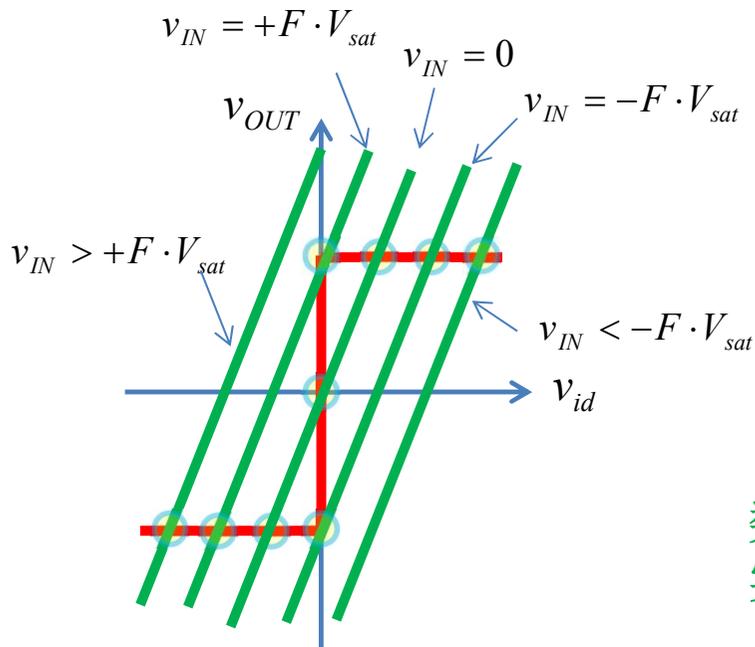
$$v_{OUT} = \frac{v_{id} + v_{IN}}{F}$$



线性区 $v_{IN} = F \cdot v_{OUT}$

$$v_{OUT} = \frac{1}{F} v_{IN} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{IN}$$

不稳定区：正反馈，待不住



数学上的理论转移特性曲线：Z型曲线
实测的真实转移特性曲线：滞回曲线

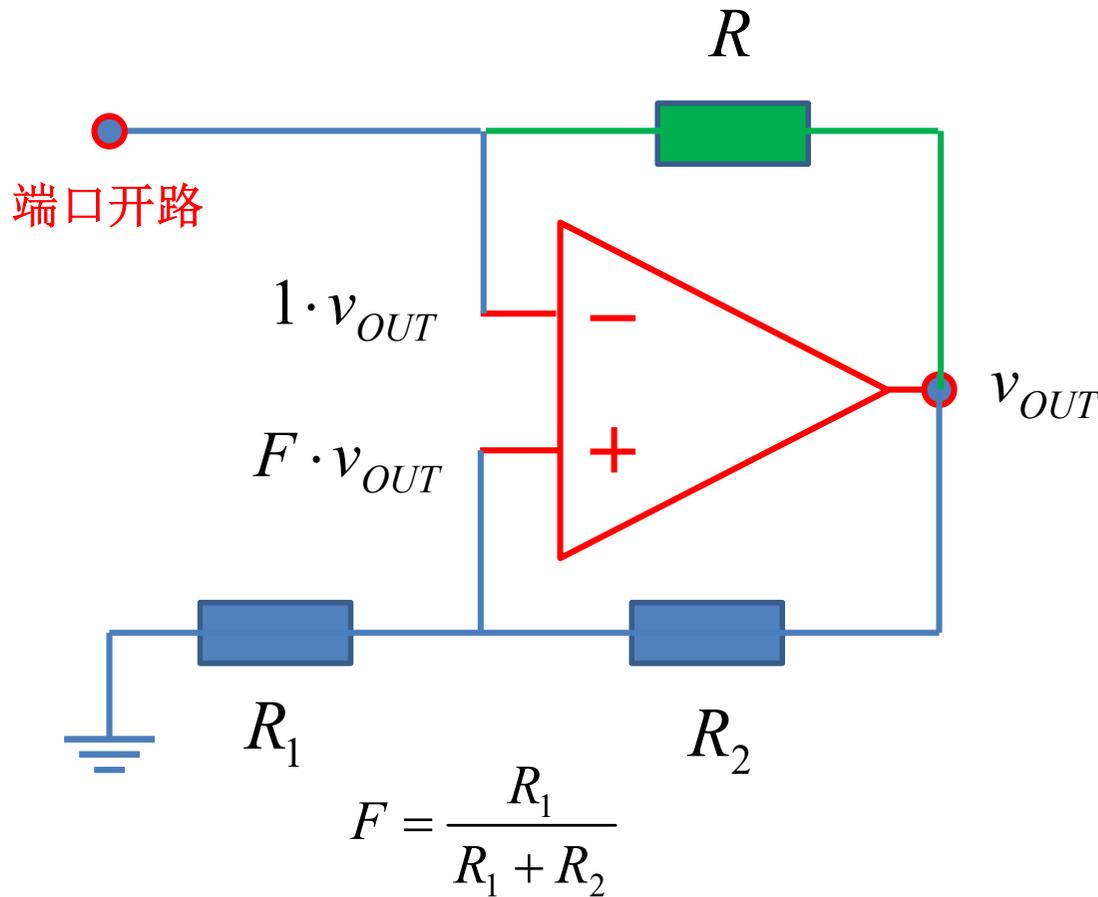
$$v_n = i_{test} R + v_o$$

$$v_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

负反馈可以待在线性区

$$v_n = v_{test}$$

$$v_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$



可能性1: 运放线性区

$$v_{OUT} = F \cdot v_{OUT}$$

$$v_{OUT} = 0$$



可能性2: 运放正饱和区

$$F \cdot V_{sat} > V_{sat}$$



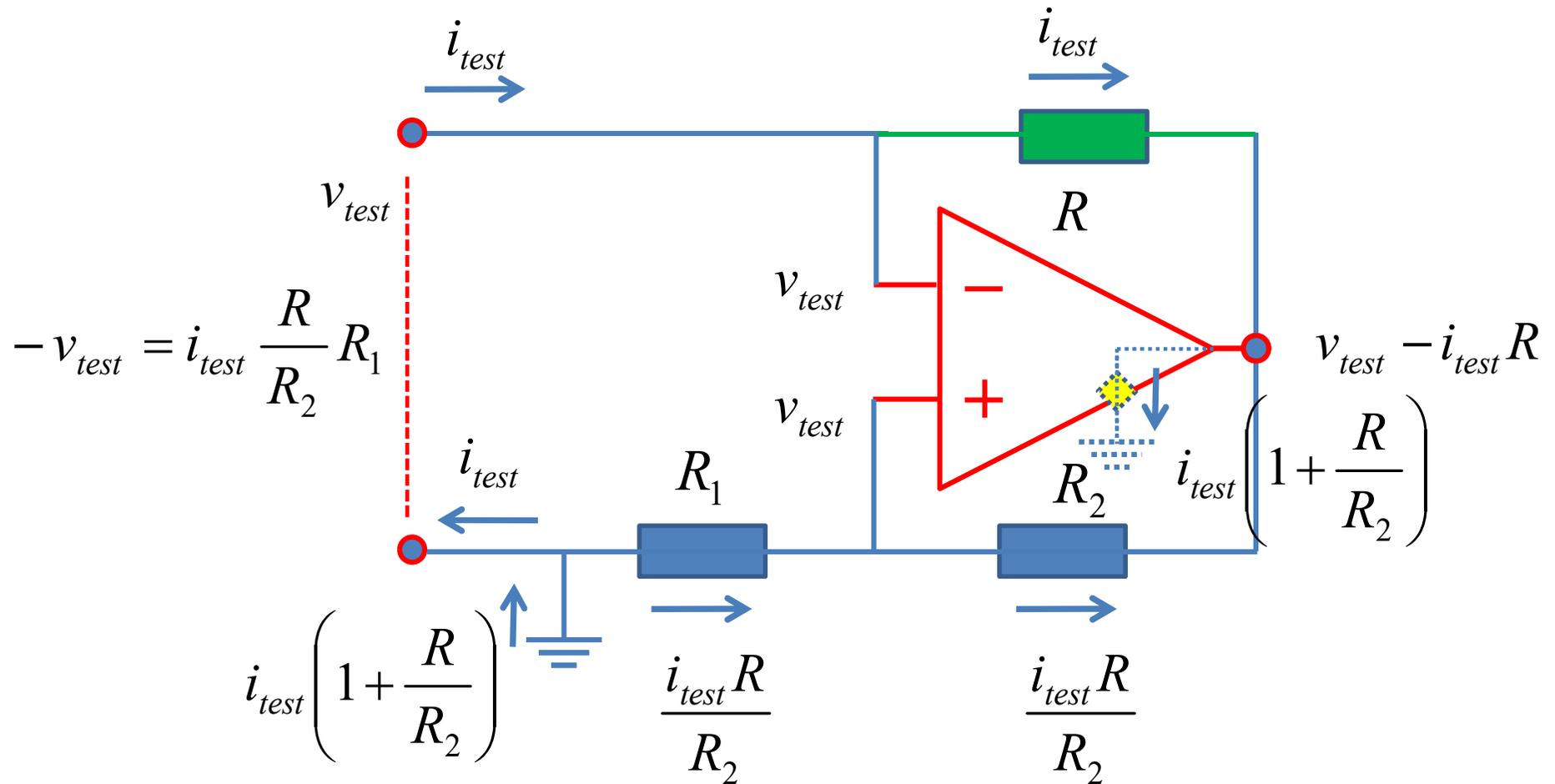
可能性3: 运放负饱和区

$$-V_{sat} > F \cdot (-V_{sat})$$



负反馈高于正反馈，输入开路的情况下，只能工作在线性区
直流工作点在线性区（中心点位置）

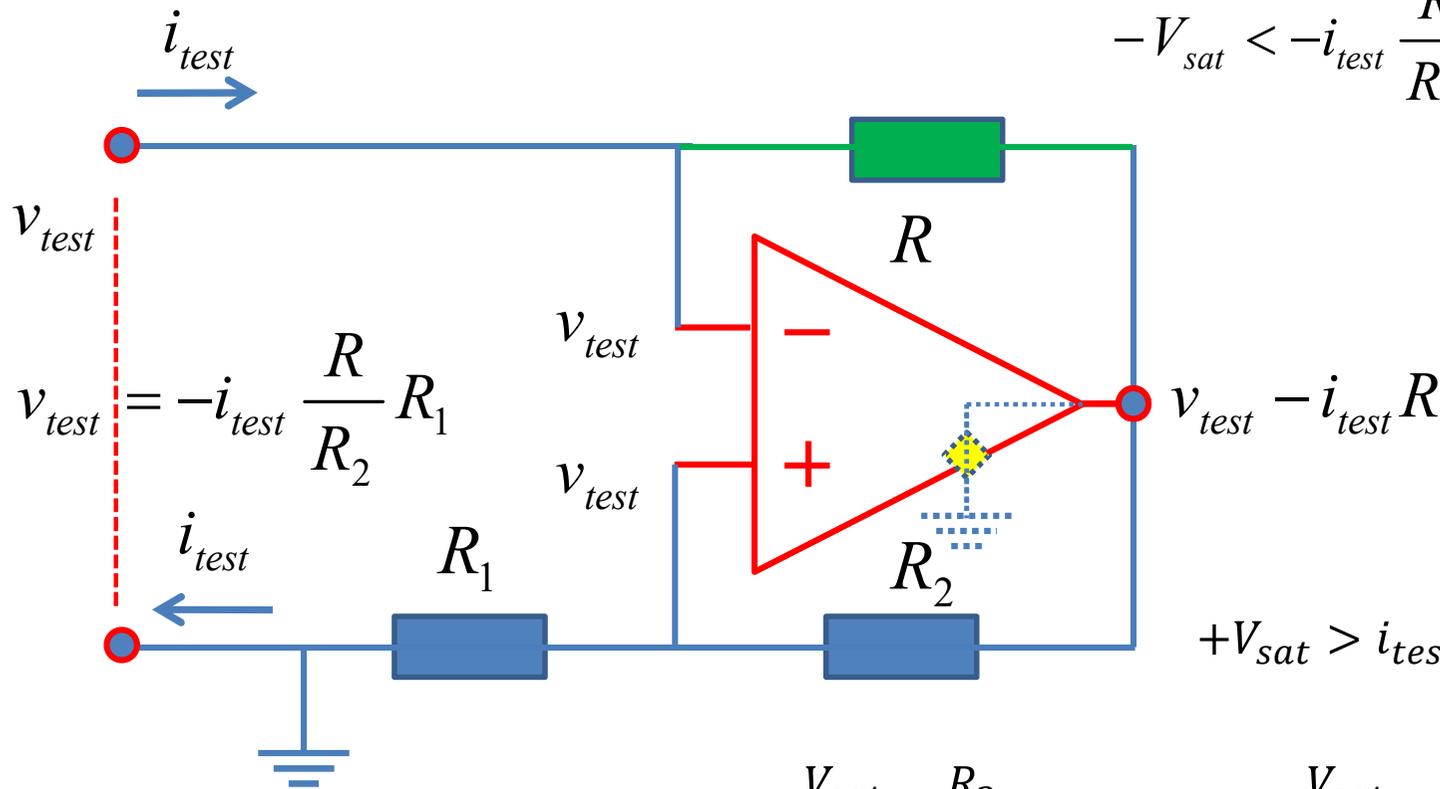
如果运放在线性区，则等效为负阻



负阻等效约束：运放必须工作在线性区

$$-V_{sat} < v_{test} - i_{test} R < +V_{sat}$$

$$-V_{sat} < -i_{test} \frac{R}{R_2} R_1 - i_{test} R < +V_{sat}$$



$$v_{test} = -i_{test} \frac{R}{R_2} R_1$$

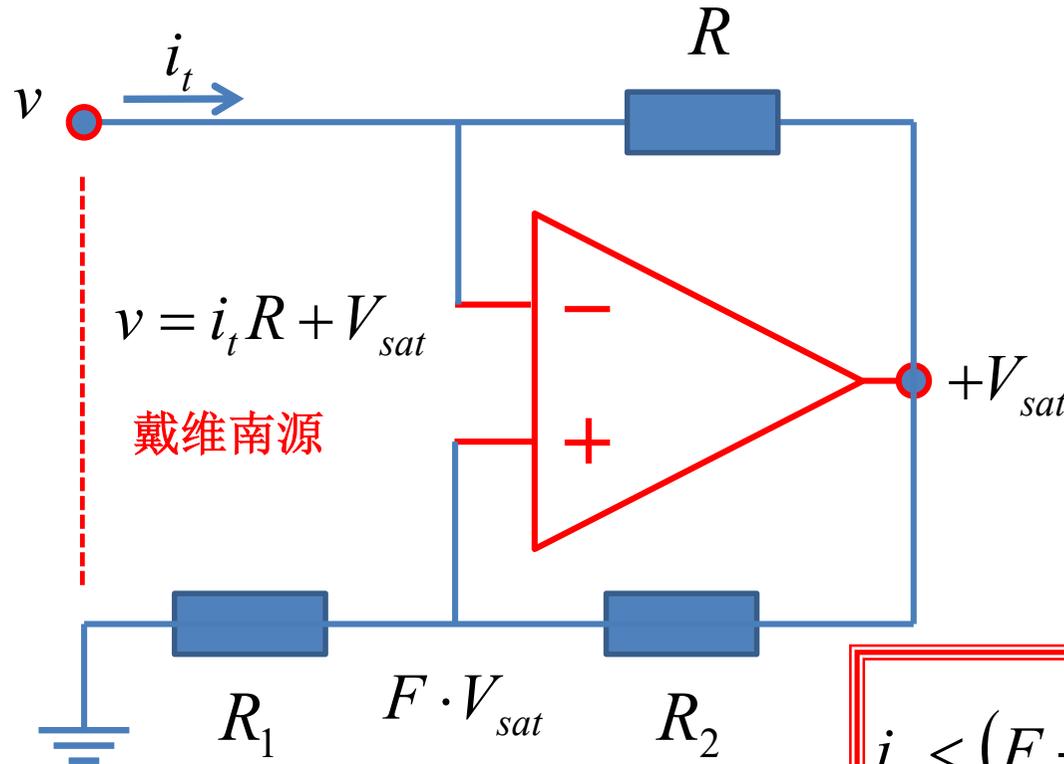
$$+V_{sat} > i_{test} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) R > -V_{sat}$$

$$+I_0 = +\frac{V_{sat}}{R} \frac{R_2}{R_1 + R_2} > i_{test} > -\frac{V_{sat}}{R} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -I_0$$

$i_{test} > +I_0$
负饱和区

$i_{test} < -I_0$
正饱和区

如果运放在正饱和区，则戴维南源



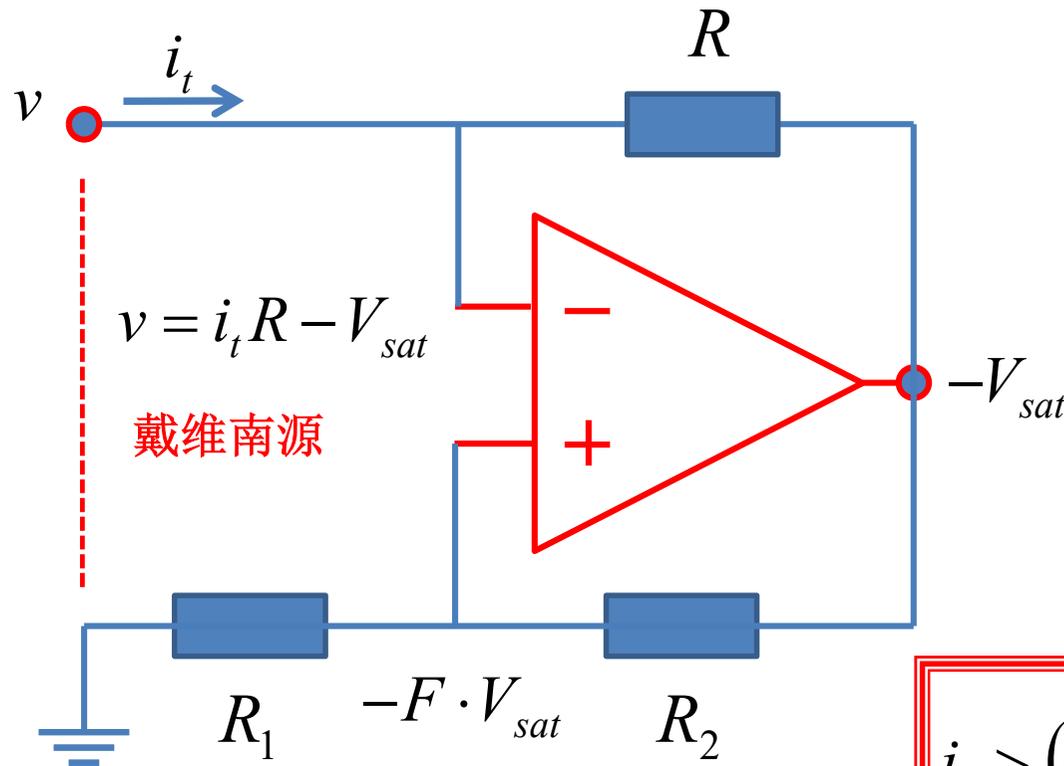
正饱和区条件:

$$v_p > v_n$$

$$F \cdot V_{sat} > i_t R + V_{sat}$$

$$i_t < (F - 1) \cdot \frac{V_{sat}}{R} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{sat}}{R}$$

如果运放在负饱和区，则戴维南源



负饱和区条件:

$$v_p < v_n$$

$$-F \cdot V_{sat} < i_t R - V_{sat}$$

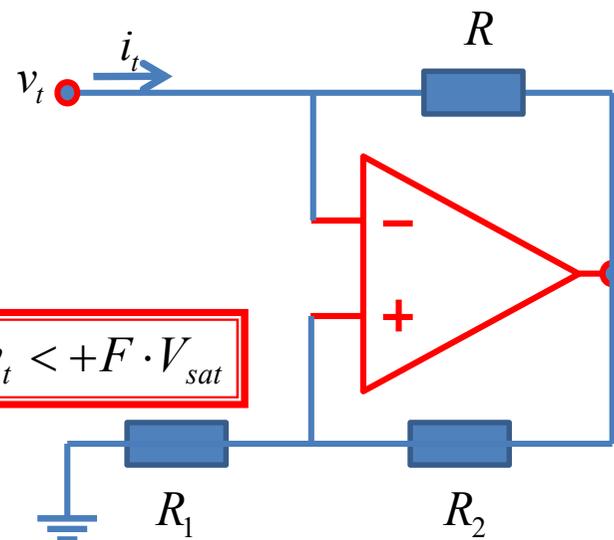
$$i_t > (1 - F) \cdot \frac{V_{sat}}{R} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{sat}}{R}$$

分区等效：S型负阻

运放
线性区

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V_{sat}}{R} > i_t > -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V_{sat}}{R}$$

$$-F \cdot V_{sat} < v_t < +F \cdot V_{sat}$$

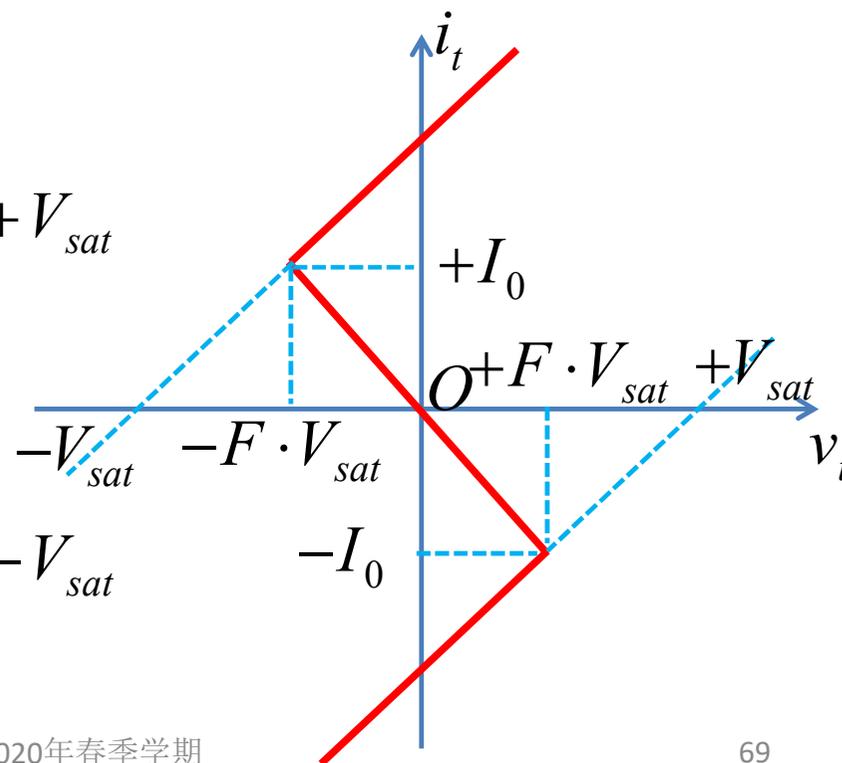


$$v_t = -R \frac{R_1}{R_2} i_t$$

运放
正饱和区

$$i_t < -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{sat}}{R} = -I_0$$

$$v_t = i_t R + V_{sat}$$



运放
负饱和区

$$i_t > \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{sat}}{R} = +I_0$$

$$v_t = i_t R - V_{sat}$$

S型负阻

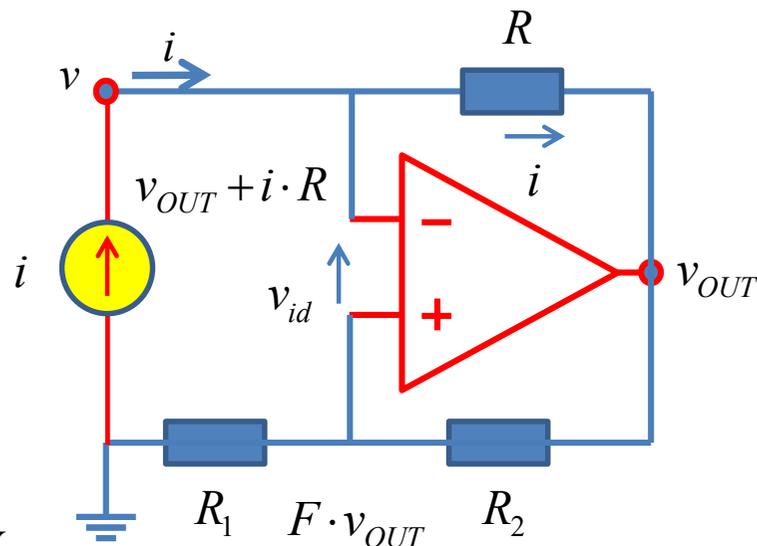
$$v_{id} = v_p - v_n$$

$$= F \cdot v_{OUT} - (v_{OUT} + i \cdot R)$$

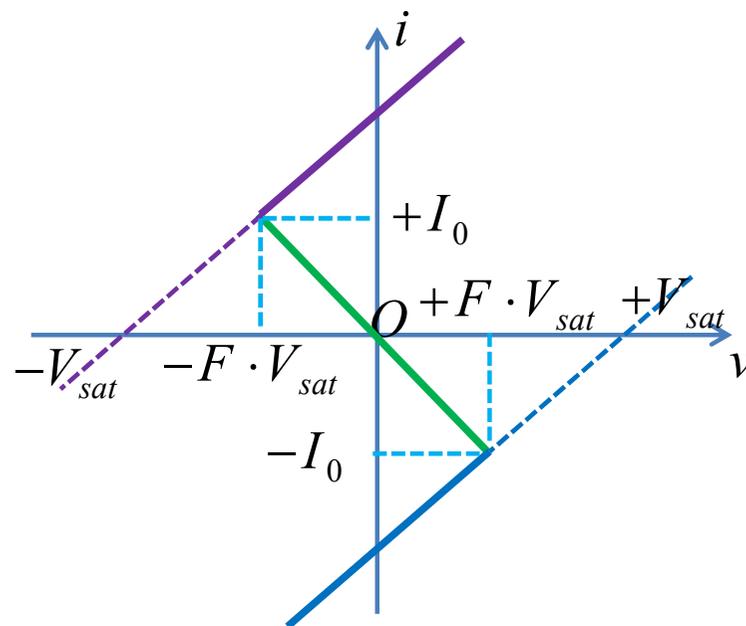
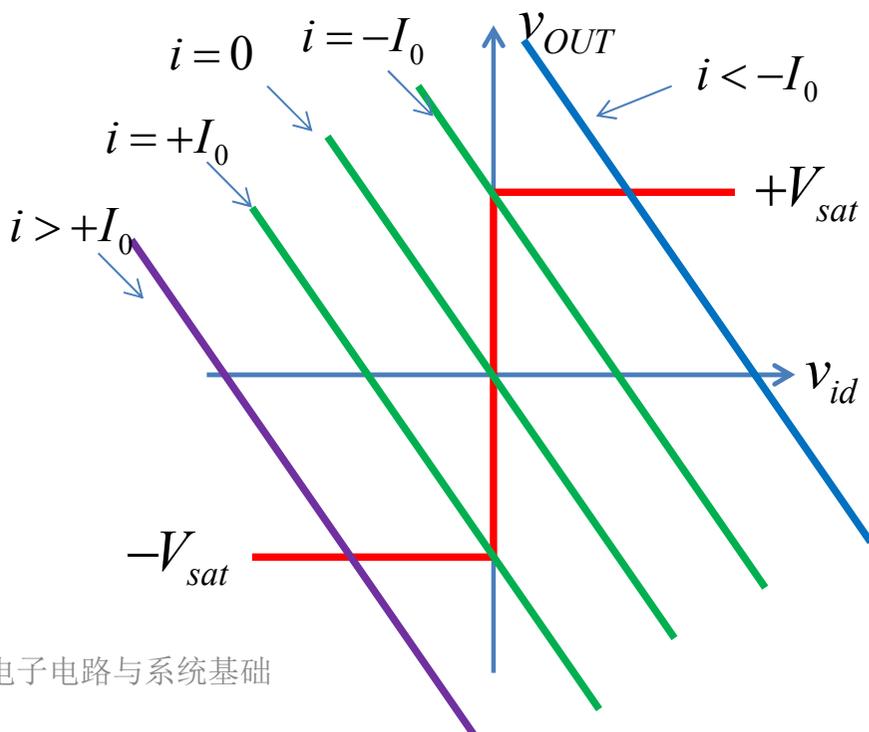
$$= -\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{OUT} - i \cdot R$$

$$v_{OUT} = -\frac{R_1 + R_2}{R_2} v_{id} - i \cdot R \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

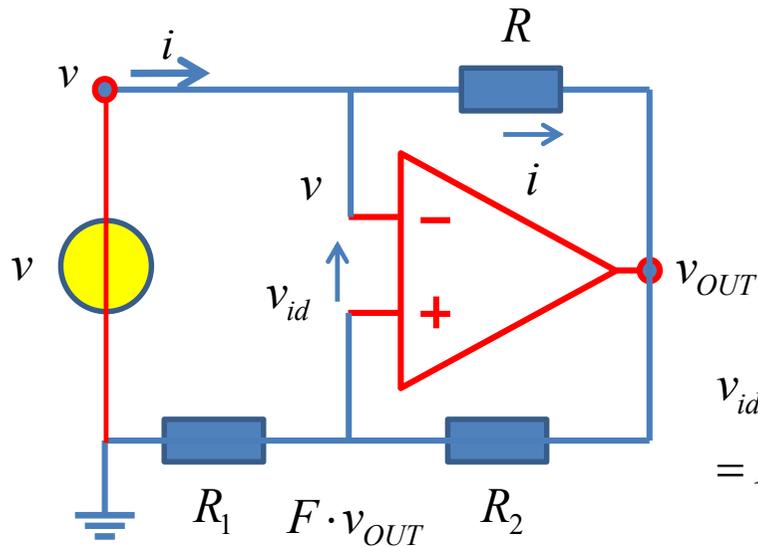
$$= -\frac{R_1 + R_2}{R_2} v_{id} - \frac{V_{sat}}{I_0} i \quad I_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{sat}}{R}$$



流控器件



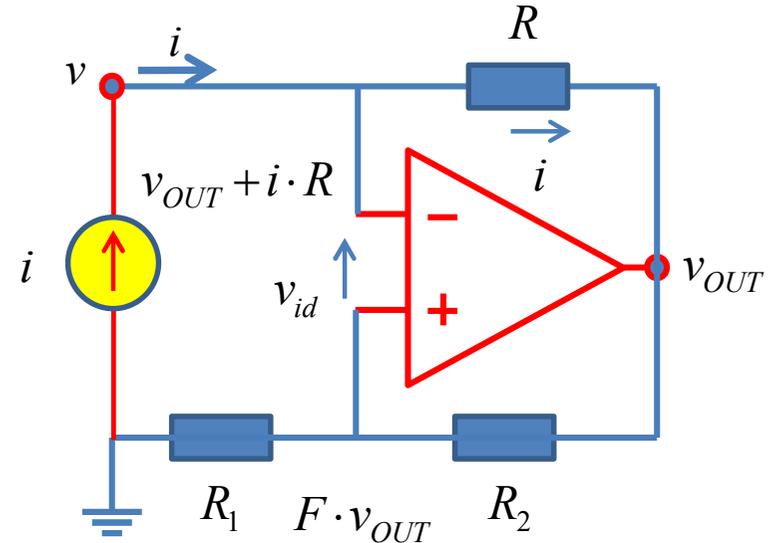
加压测试正反馈？！



$$\begin{aligned}
 v_{id} &= v_p - v_n \\
 &= F \cdot v_{OUT} - v \\
 &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} - v
 \end{aligned}$$

$$v_{OUT} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{id} + \frac{R_1 + R_2}{R_1} v$$

正反馈：无法待在线性区，
只能测出滞回特性曲线



$$v_{OUT} = -\frac{R_1 + R_2}{R_2} v_{id} - \frac{V_{sat}}{I_0} i$$

负反馈
可工作在线性区
可测出S型负阻特性