

电子电路与系统基础I

理论课第十三讲 运算放大器

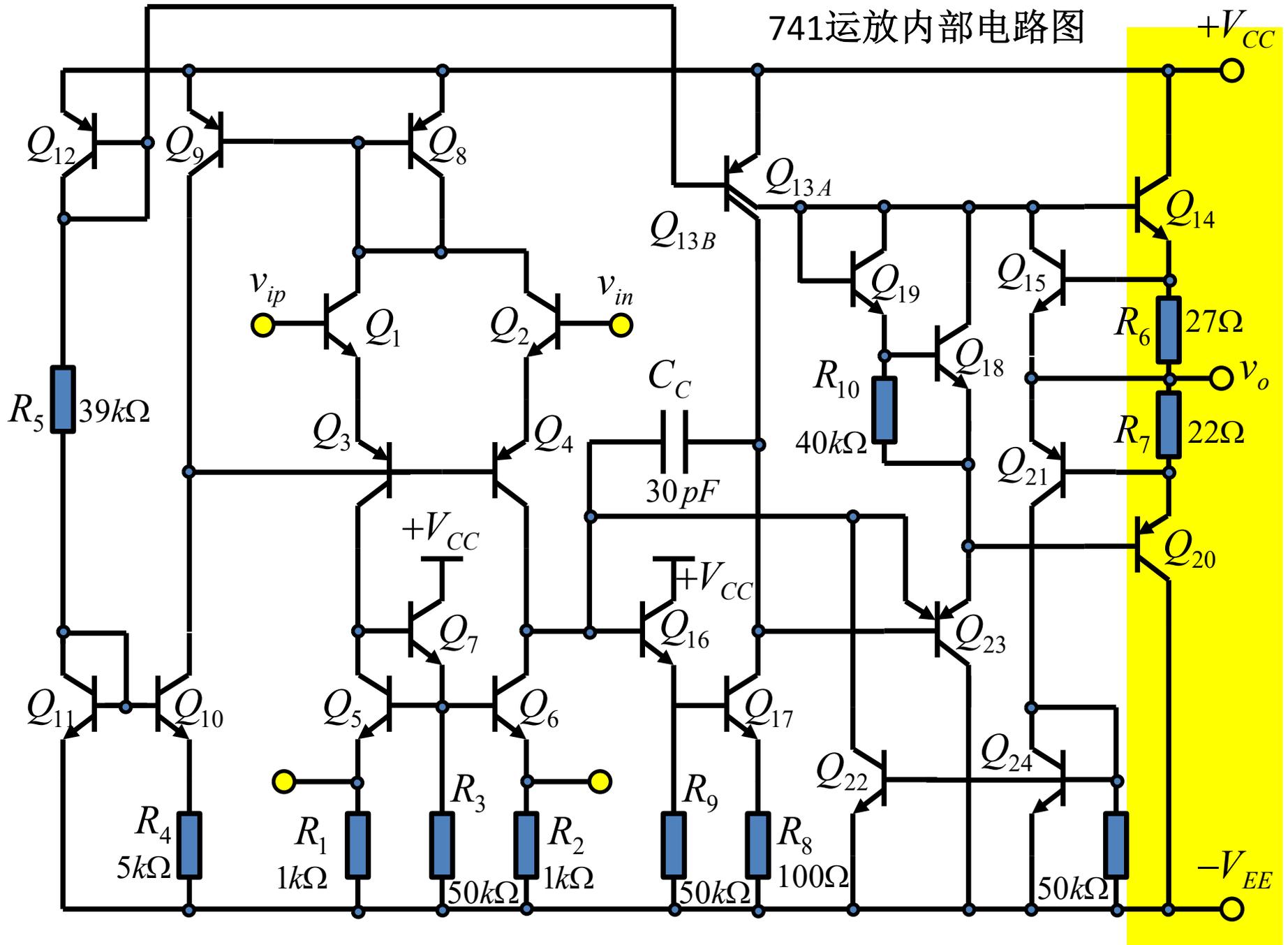
李国林

清华大学电子工程系

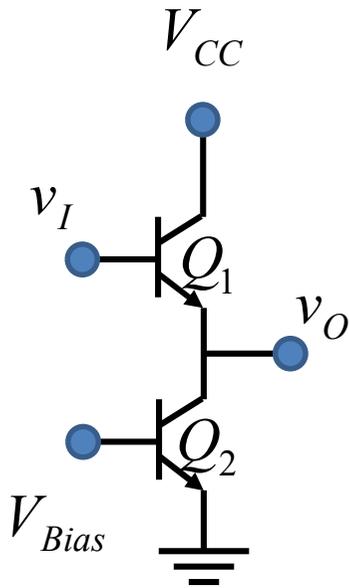
运算放大器 大纲

- 741运放输出级
- 运算放大器及其外端口特性
- 理想运算放大器特性
- 负反馈线性应用
 - 四种负反馈放大器
 - 其他...
- 非线性应用
 - 开环
 - 闭环
 - 负反馈
 - 正反馈

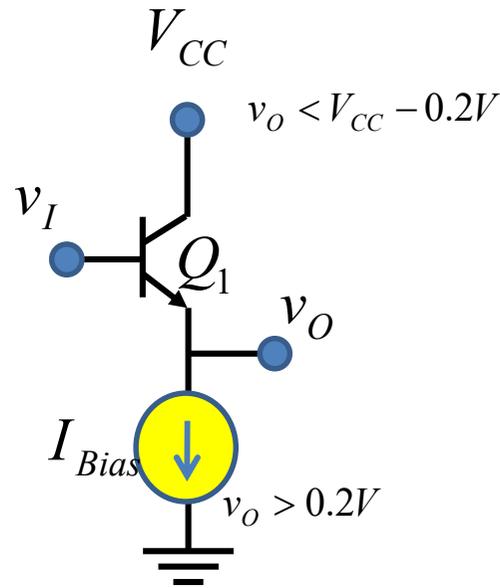
741运放内部电路图



射极（源极）跟随器



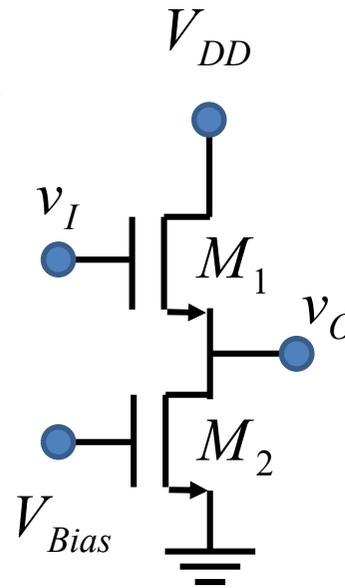
射极跟随器
Emitter Follower



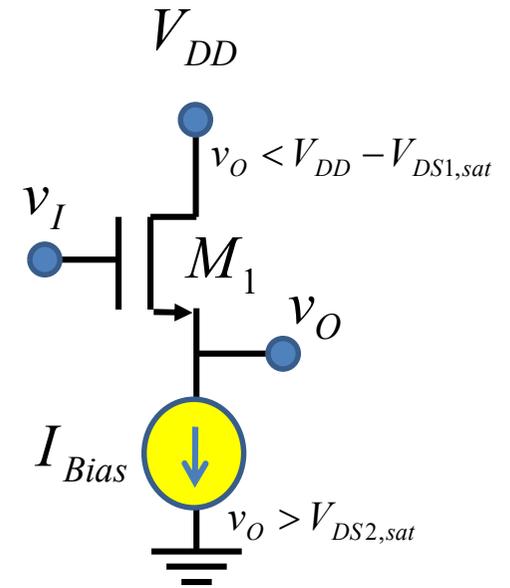
$$A_v \approx 1$$

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

作业：推导该公式



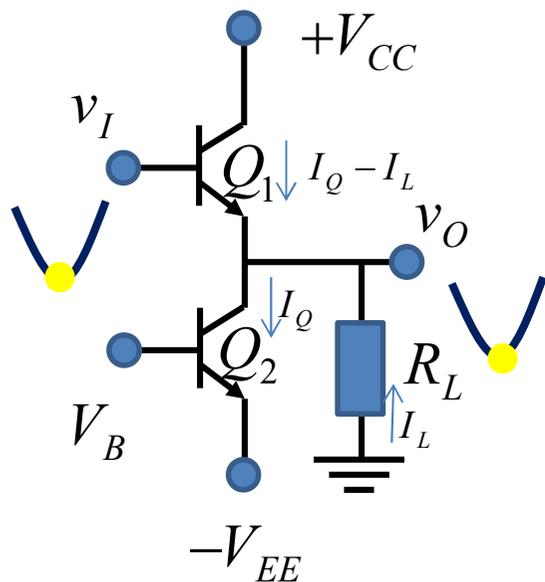
源极跟随器
Source Follower



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 4

射极跟随器作输出电压缓冲器：大信号分析



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

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；

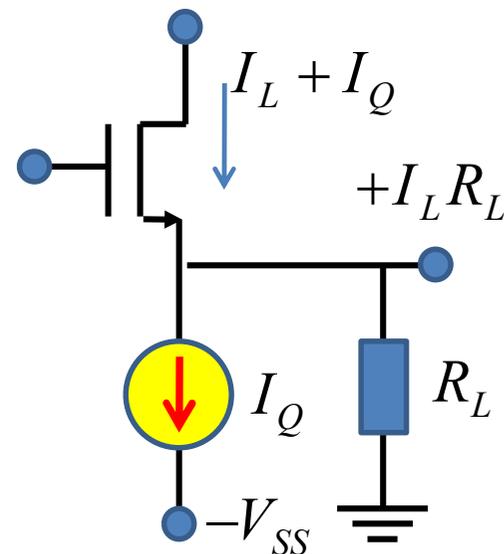
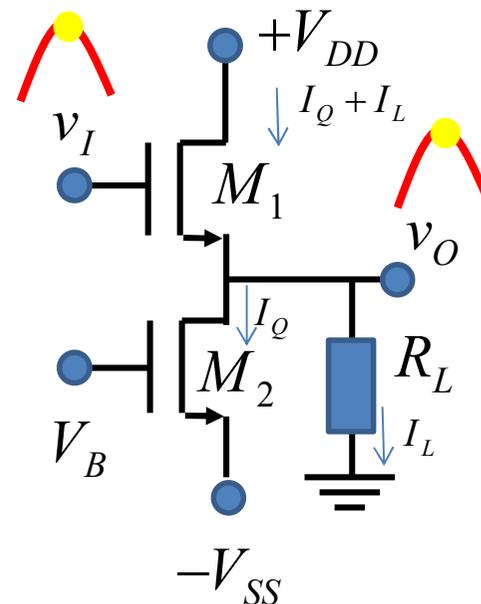
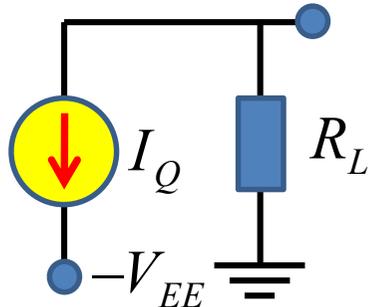
3、确保线性输出，则正负半周对称，正半周负载吸收的电流也是 I_Q

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

输出摆幅太小

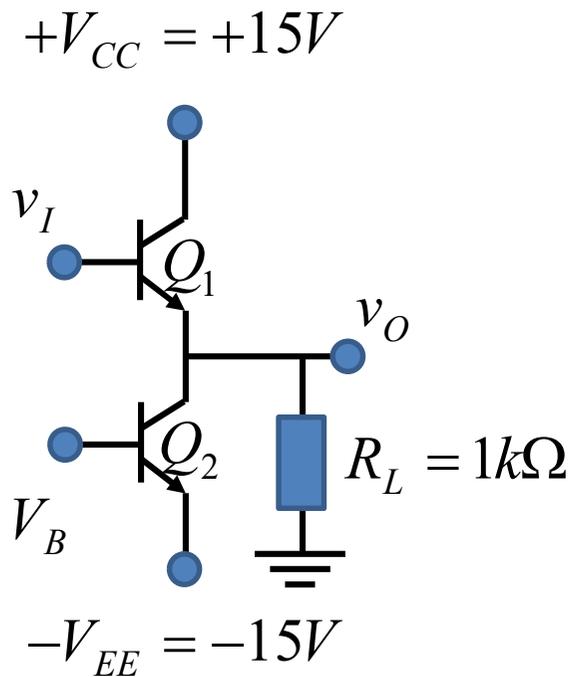
$I_{C1} = 0$ Q_1 截止

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



射极/源极跟随器

大摆幅，大静态功耗



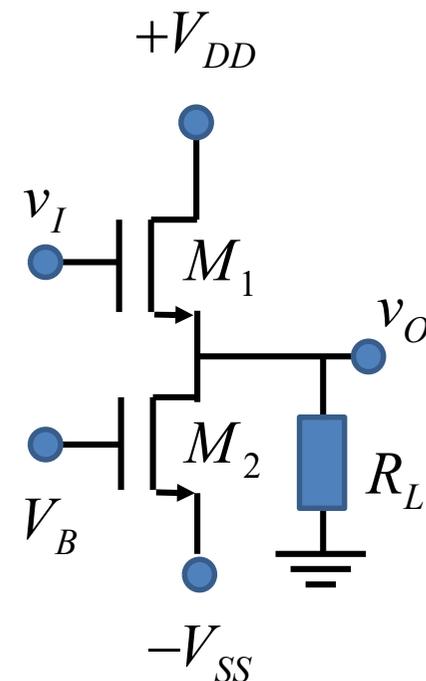
- 1、线性放大
- 2、输出摆幅足够大

$$v_{op} = 13V$$

$$I_Q = 13mA$$

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

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



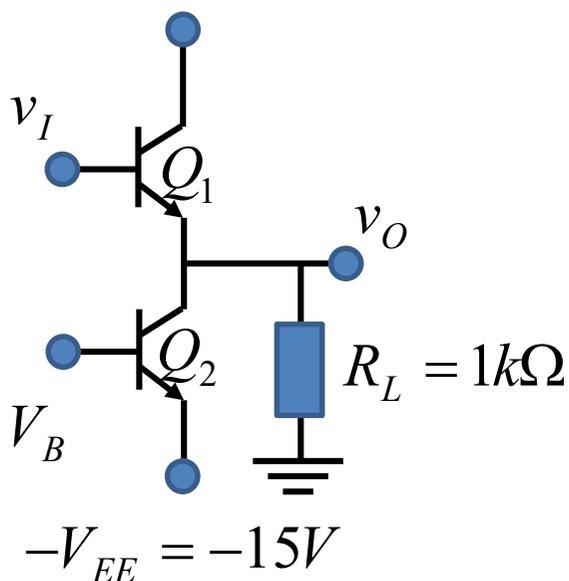
设置更大的 V_B ，
使得电流为
13mA

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**

效率低

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

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



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

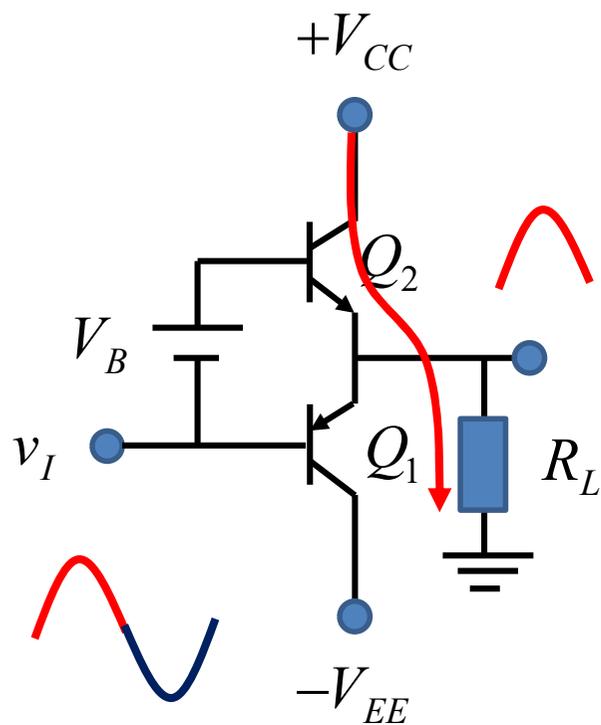
$$P_L = \frac{1}{2} \frac{v_{op}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{13^2}{1k} = 84.5mW$$

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

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%**

不考虑饱和电压，摆幅为电源电压

AB类放大器

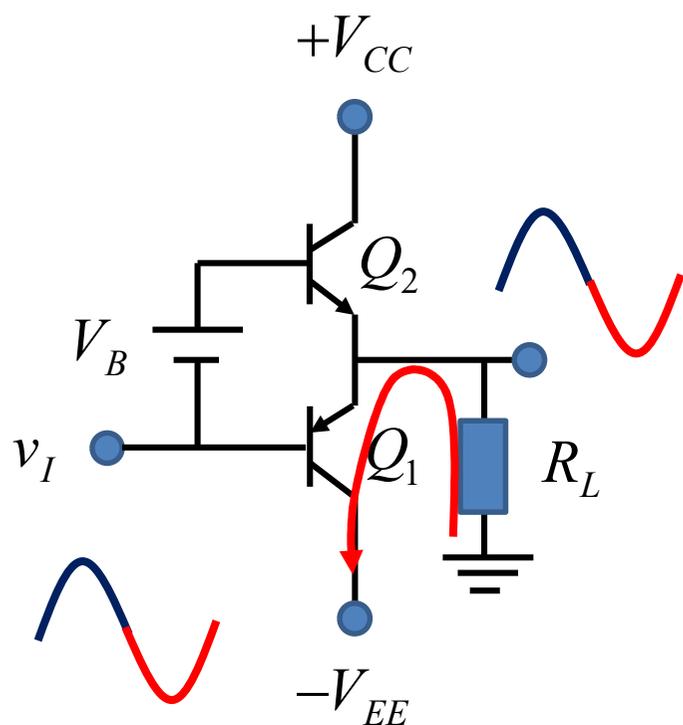


1、为晶体管提供偏置的 V_B 很小， Q_1 和 Q_2 都处于微微导通状态，静态电流很小，静态功耗很小：没有交流输入信号时，晶体管功耗很小

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

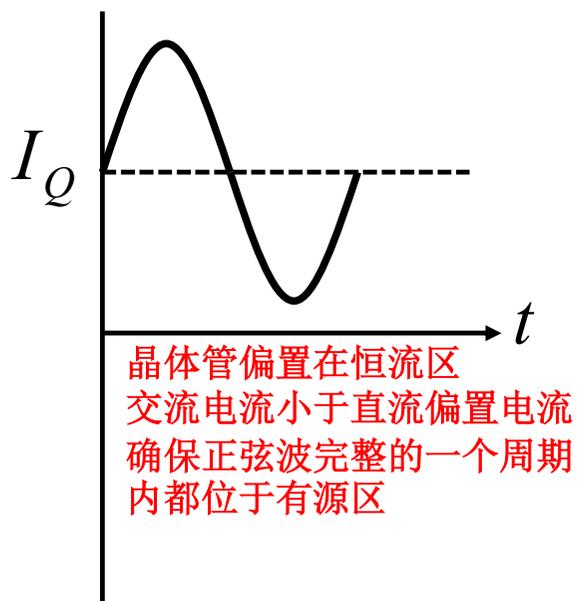
2.2 在输入信号负半周，两个静态基极电压同时下压，做为跟随器电路，两个晶体管输出下压同样的电压，下面的晶体管 Q_1 抽走的电流，一部分来自 Q_2 ，另一部分来自 R_L ，因此流经 Q_1 的电流远大于 Q_2 ，故而 Q_1 发射结电压大于 Q_2 发射结电压： Q_2 的微微导通状态变化为近乎截止状态，因此 Q_2 发送的电流极小， Q_1 大部分电流都抽取自负载

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

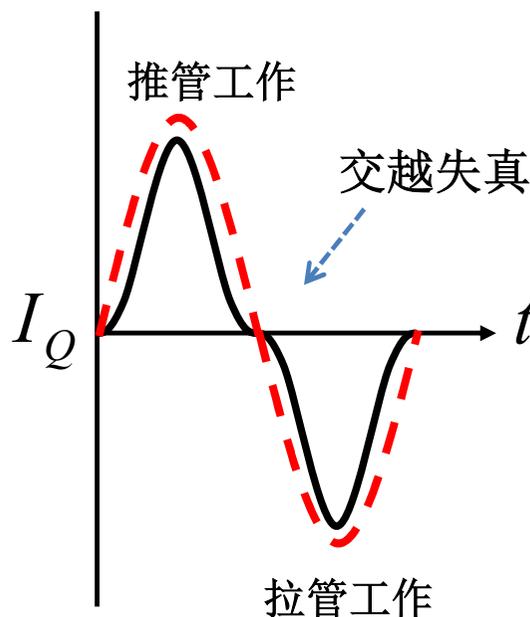
推管和拉管交替工作于正弦波的正负半周



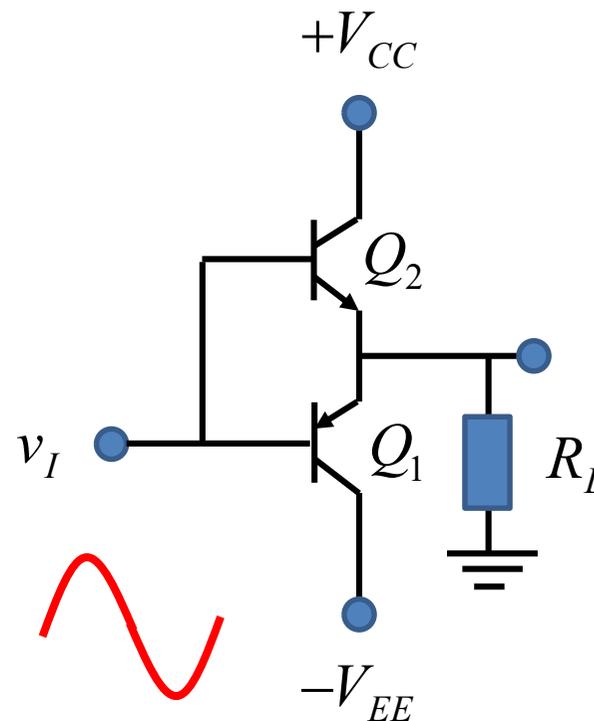
A类：线性度最高
静态功耗太高

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 $\leq 50\%$



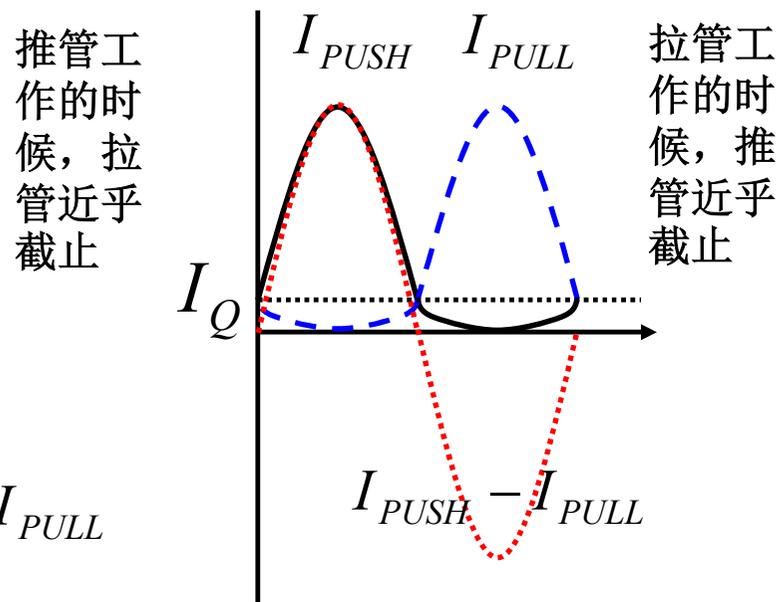
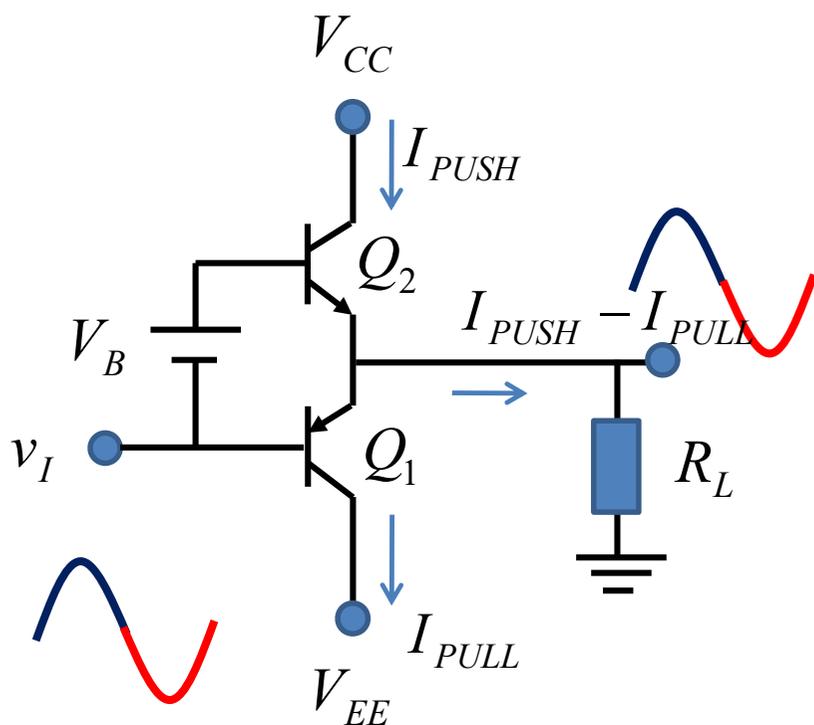
B类：没有 V_B 偏置电压
没有静态功耗
交越失真，线性度太糟糕
效率 $\leq 78\%$



B类放大：正弦波 50% 导通
A类放大：正弦波 100% 导通

AB类放大

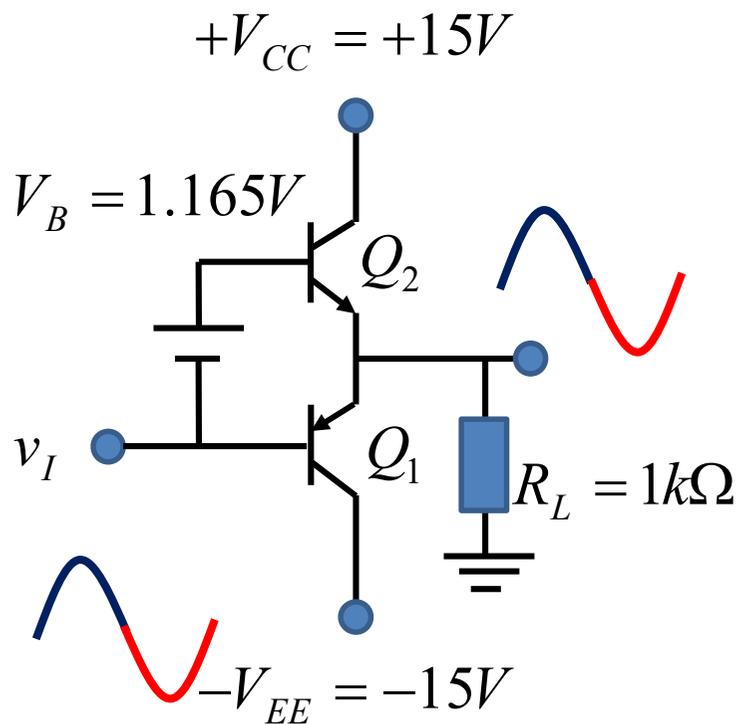
$$I_{PUSH} \cdot I_{PULL} = \text{Constant}$$



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

转换效率

输入为正弦波:



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

$$\begin{aligned} P_{CC-EE} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{C2} V_{CC} d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{C1} V_{EE} d\omega t \\ &\approx \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 13 \sin \omega t \cdot 15 d\omega t - \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} 13 \sin \omega t \cdot 15 d\omega t \\ &= \frac{15}{2\pi} (-13 \cos \omega t) \Big|_0^{\pi} - \frac{15}{2\pi} (-13 \cos \omega t) \Big|_{\pi}^{2\pi} = 124mW \end{aligned}$$

没有交流输入时的静态功耗

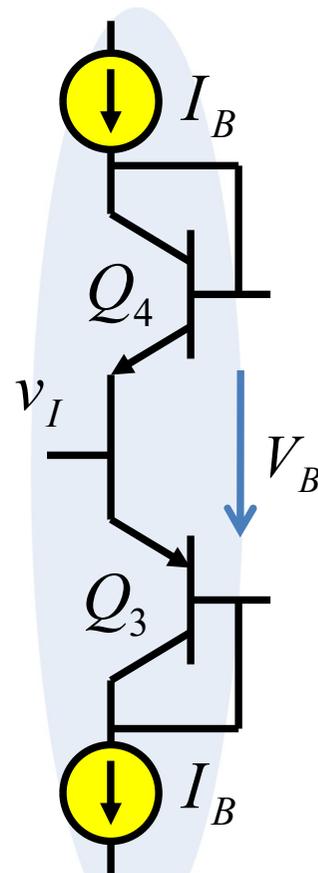
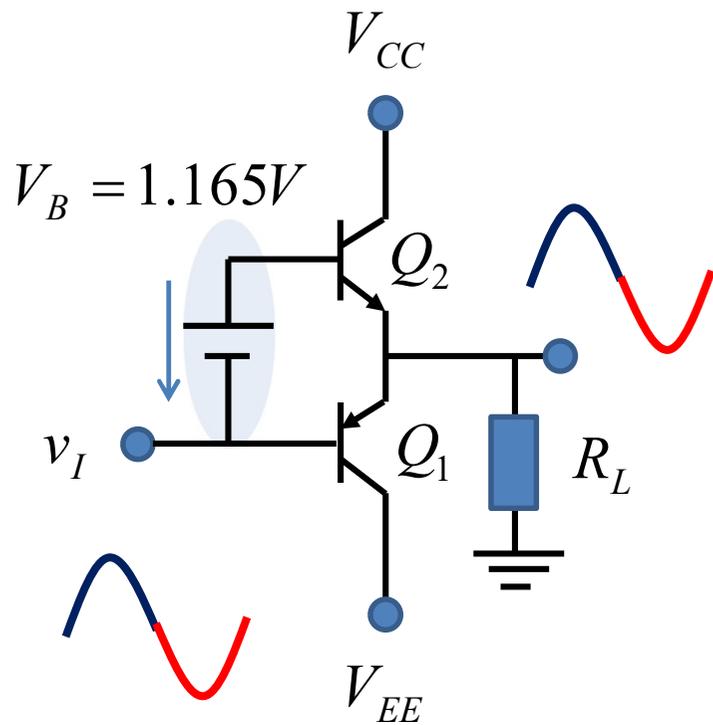
$$\begin{aligned} P_{DC,Q} &= (V_{CC} + V_{EE}) I_Q \\ &= 30V \times 155\mu A = 4.65mW \end{aligned}$$

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

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

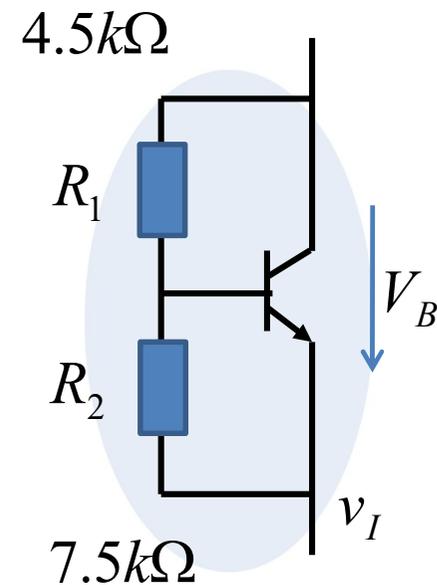
不考虑饱和电压,
摆幅为电源电压

提供微微导通偏置 消除交越失真



二极管偏置

V_{BE} Multiplier

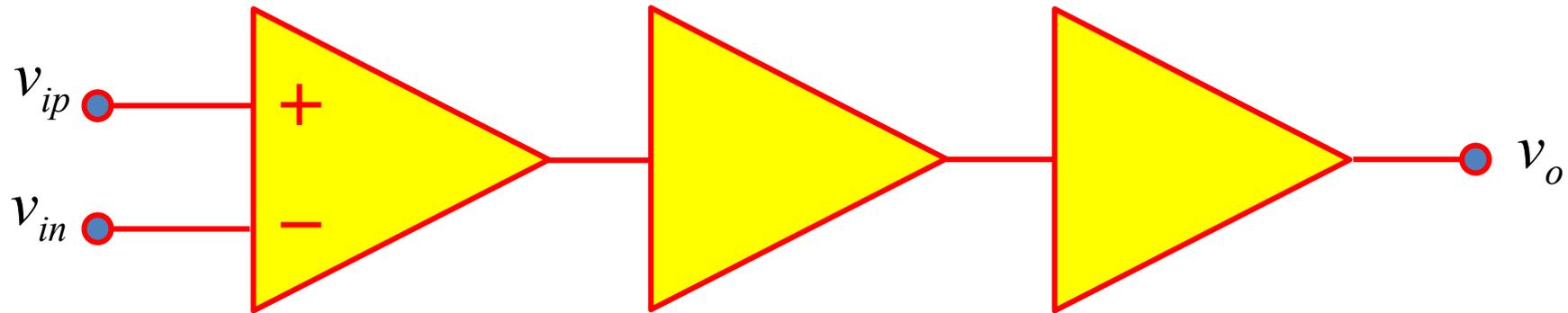


$$V_{BE} \approx \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_B$$

$$V_B \approx \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_{BE}$$

741内部电路分析

*一般性了解



差分输入级

中间放大级

输出缓冲级

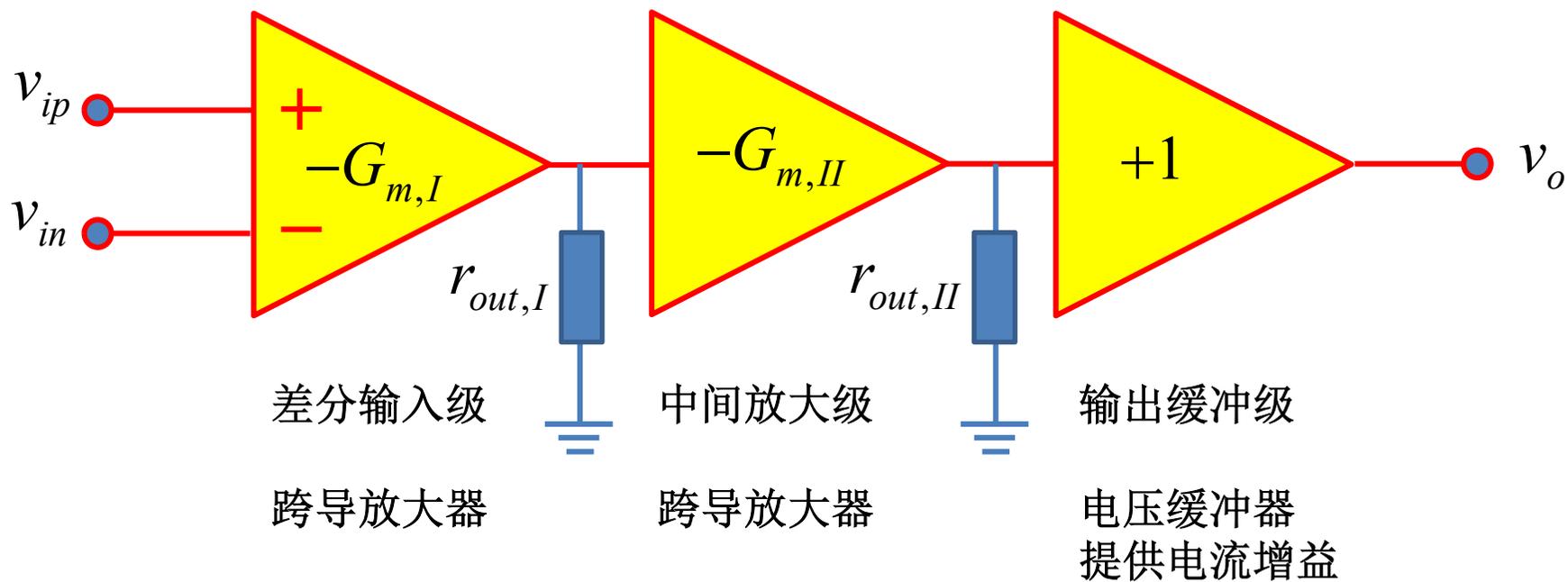
差分输入
提供大的输入阻抗
和一定的电压增益

提供进一步的
电压增益

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

电压增益



$$A_{v1} = -G_{m,I} r_{out,I} \quad A_{v2} = -G_{m,II} r_{out,II} \quad A_{v3} = 1$$

$$A_v = A_{v1} A_{v2} A_{v3} = G_{m,I} r_{out,I} G_{m,II} r_{out,II}$$

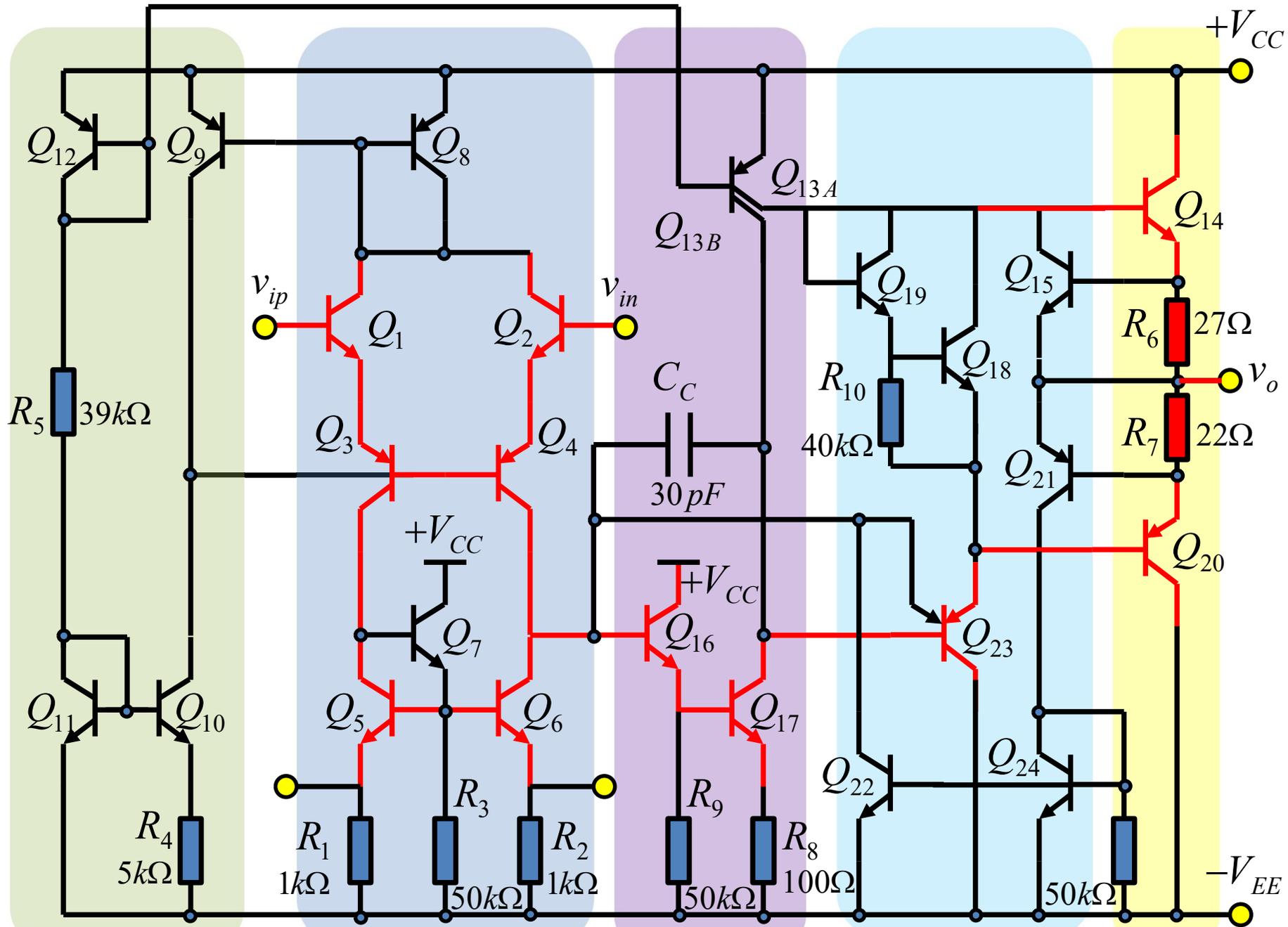
直流偏置参考源

差分输入级

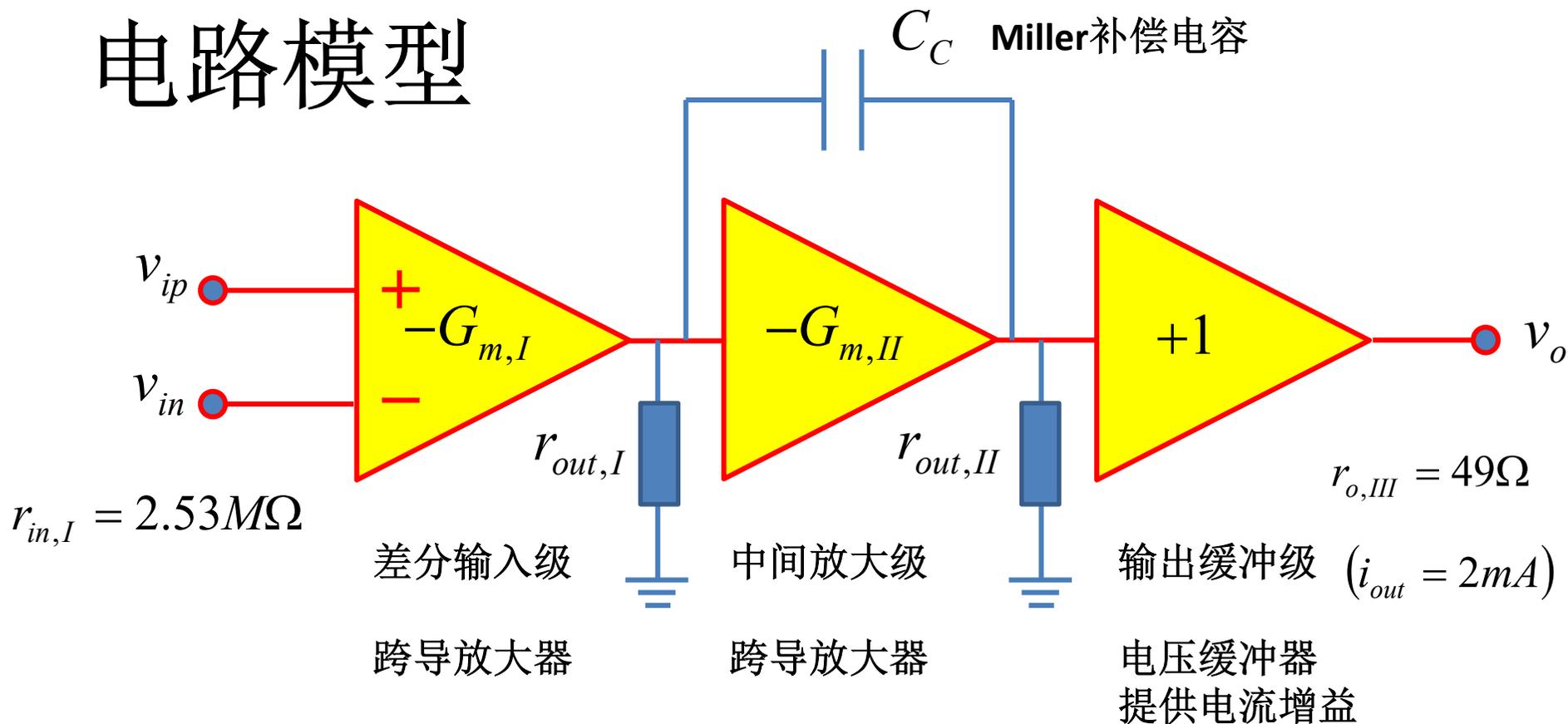
中间放大级

输出短路保护

输出级



电路模型



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

$$= -455$$

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

$$= -536$$

$$A_{v3} = 1$$

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

一、运算放大器

- 运算放大器**OPA**, **operational amplifier**, 是一种具有特殊性质的电压放大器
 - 通过恰当地选择外围器件, 它可以被用来构造各种运算单元
 - 负反馈: 放大, 加法, 减法, 积分, 微分, 对数, ...
 - 正反馈: 比较, 触发, 振荡, ...
- **1947年命名, 1968年, FairChild推出了运算放大器 μ A741**
- 运算放大器具有强大的运算能力
 - 线性应用: 要点是高增益
 - 线性负反馈网络, 深度负反馈, 运放工作在线性区
 - 形成理想线性受控源 (放大), 加法 (**Mixer, DAC**), 滤波
 - 非线性应用
 - 下节课讨论

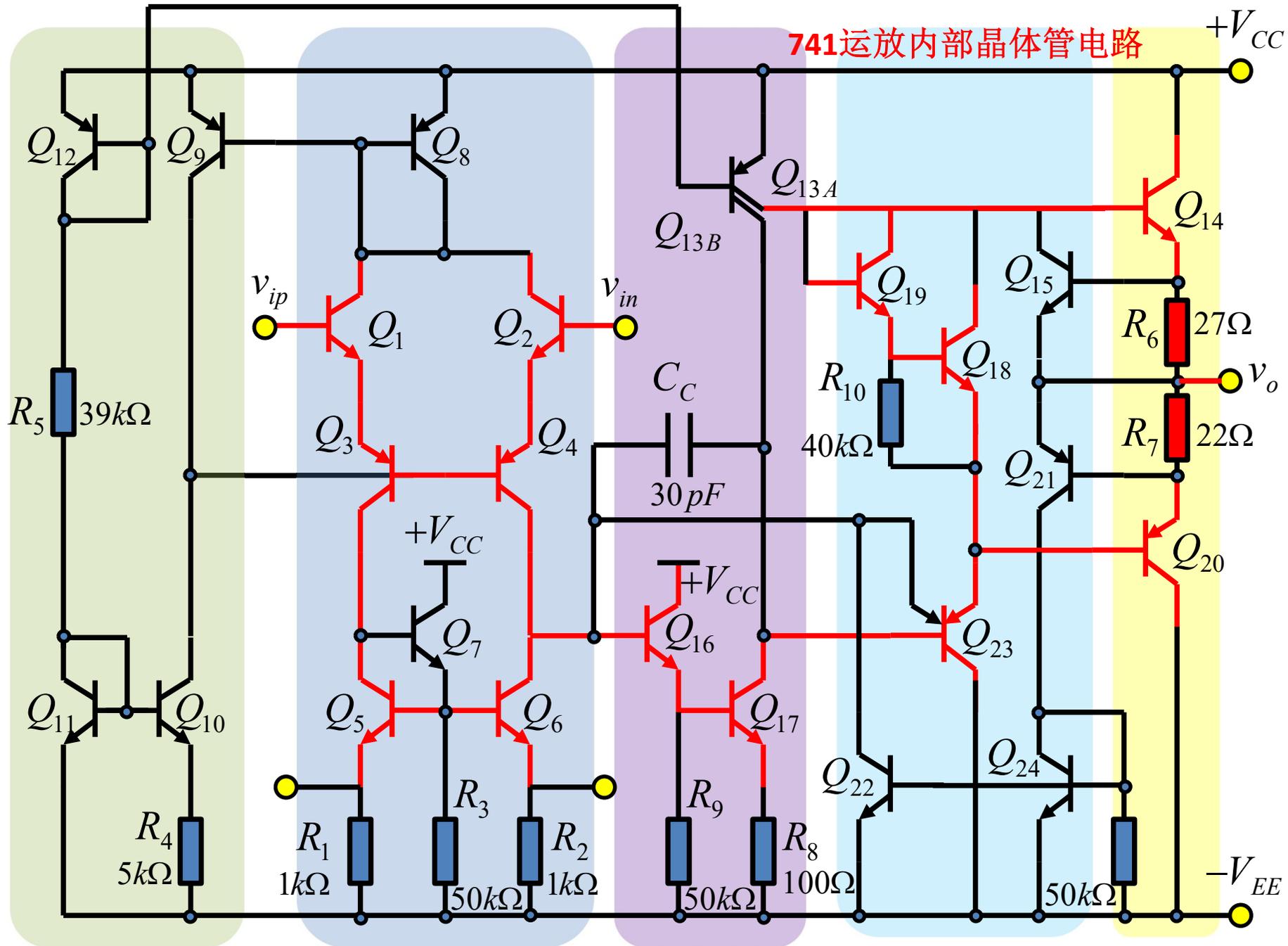
直流偏置参考源

差分输入级

中间放大级

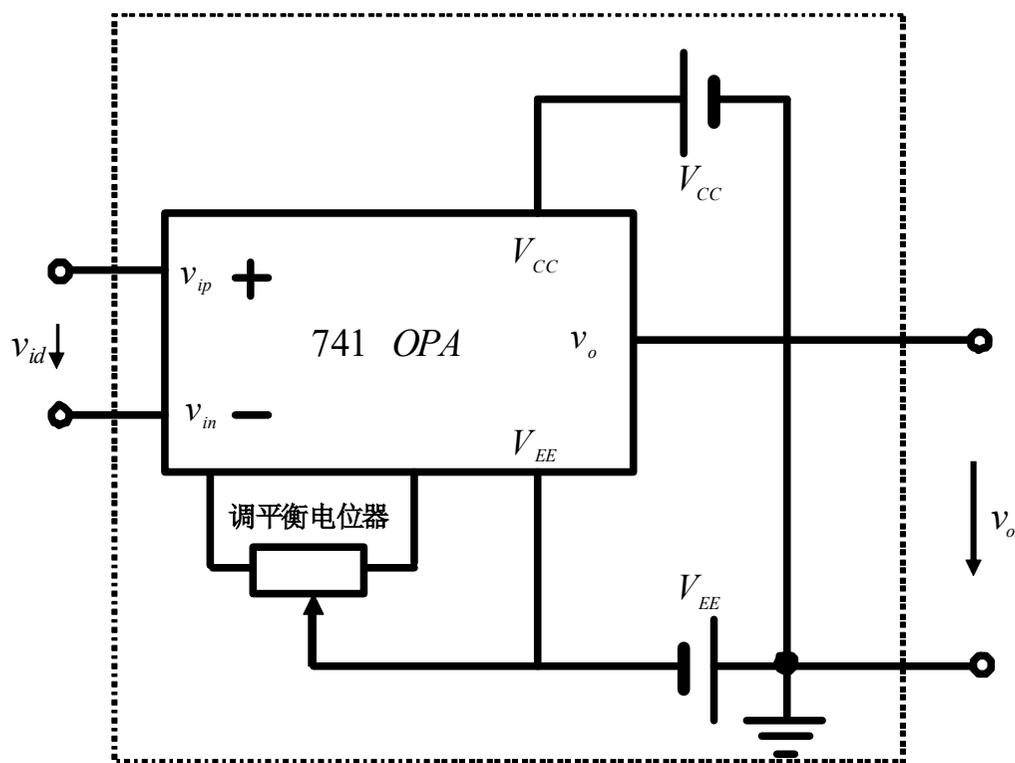
输出短路保护

输出级

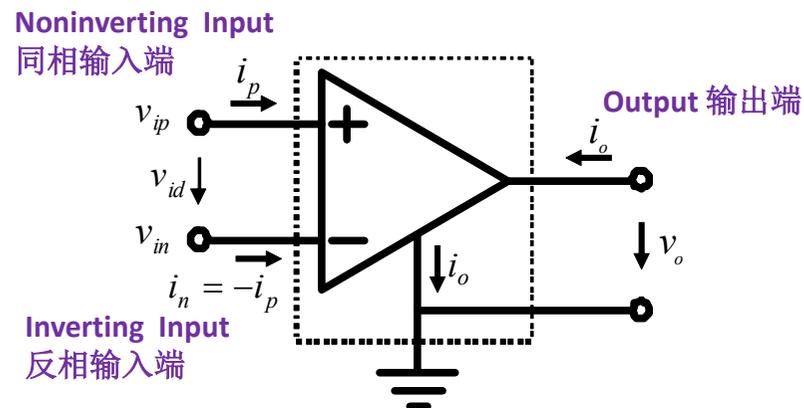


741运放内部晶体管电路

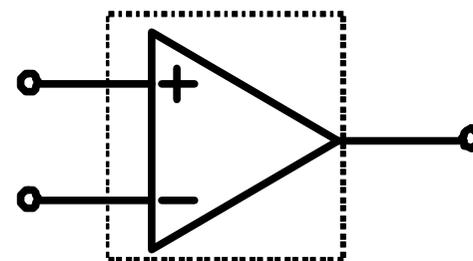
端口抽象后，只关注外端口特性



(a) 实际运放外部连接关系



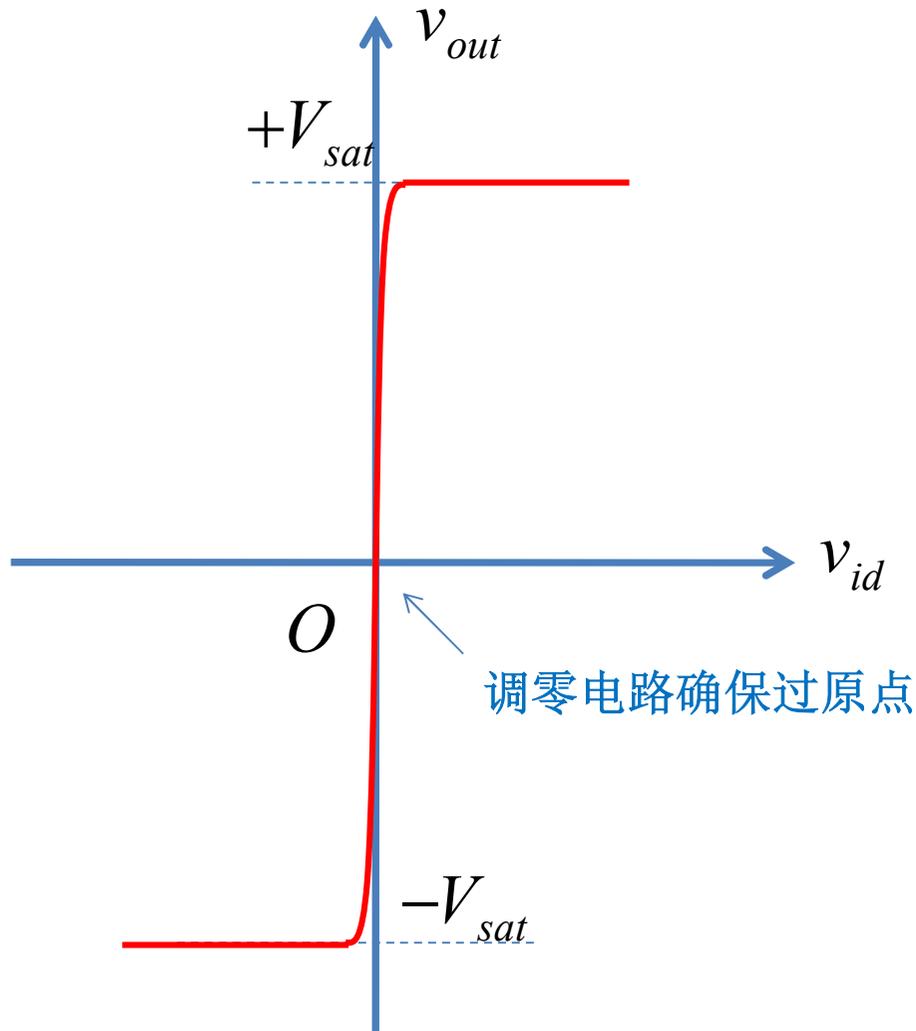
(b) 运放符号: (带地)



(c) 运放符号: (默认带地)

$$v_{out} = f(v_{id}) = f(v_{ip} - v_{in})$$

非线性的电压转移特性曲线

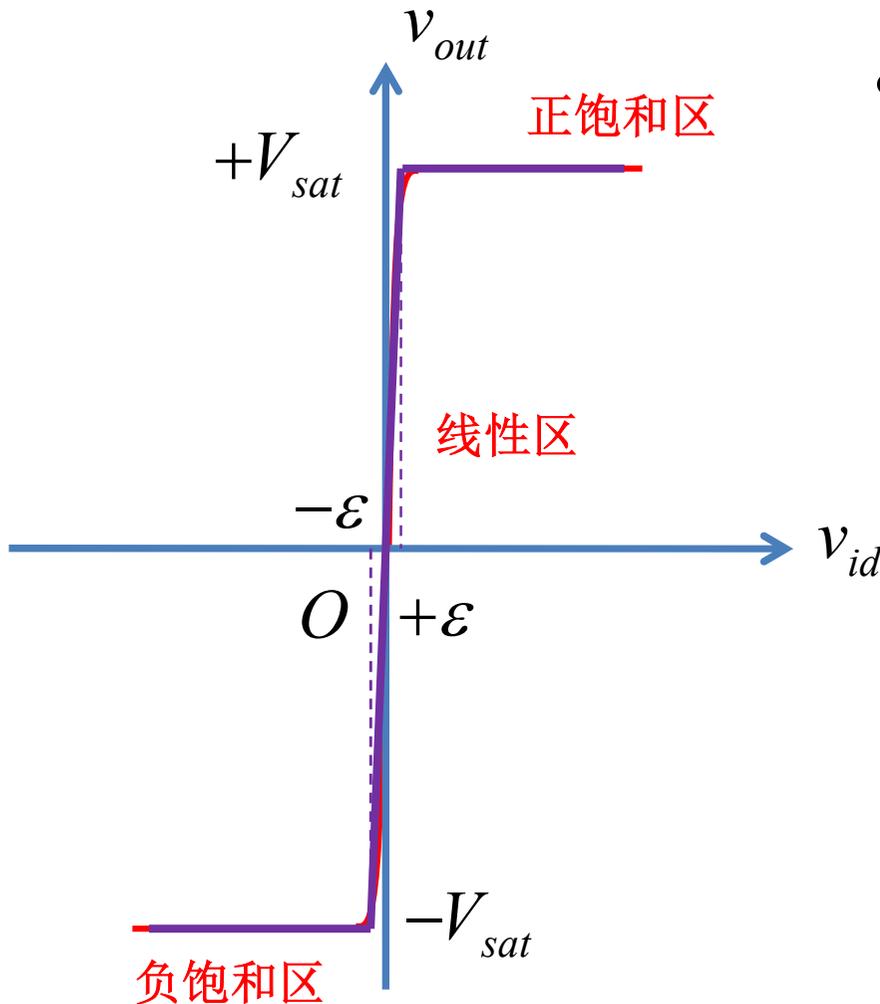


- 输入仅在零附近，可近似认为是线性放大器

$$v_{out} = A_{v0} \cdot v_{id}$$

- 很快就进入饱和
 - **saturation**
 - 所谓饱和，就是某个量 **B** 随另一个量 **A** 的变化而变化，当 **B** 随 **A** 的变化变缓，或者不再变化时，就称为 **B** 进入饱和状态
 - 运放饱和电压比电源电压小 **1-2V**

分段折线近似



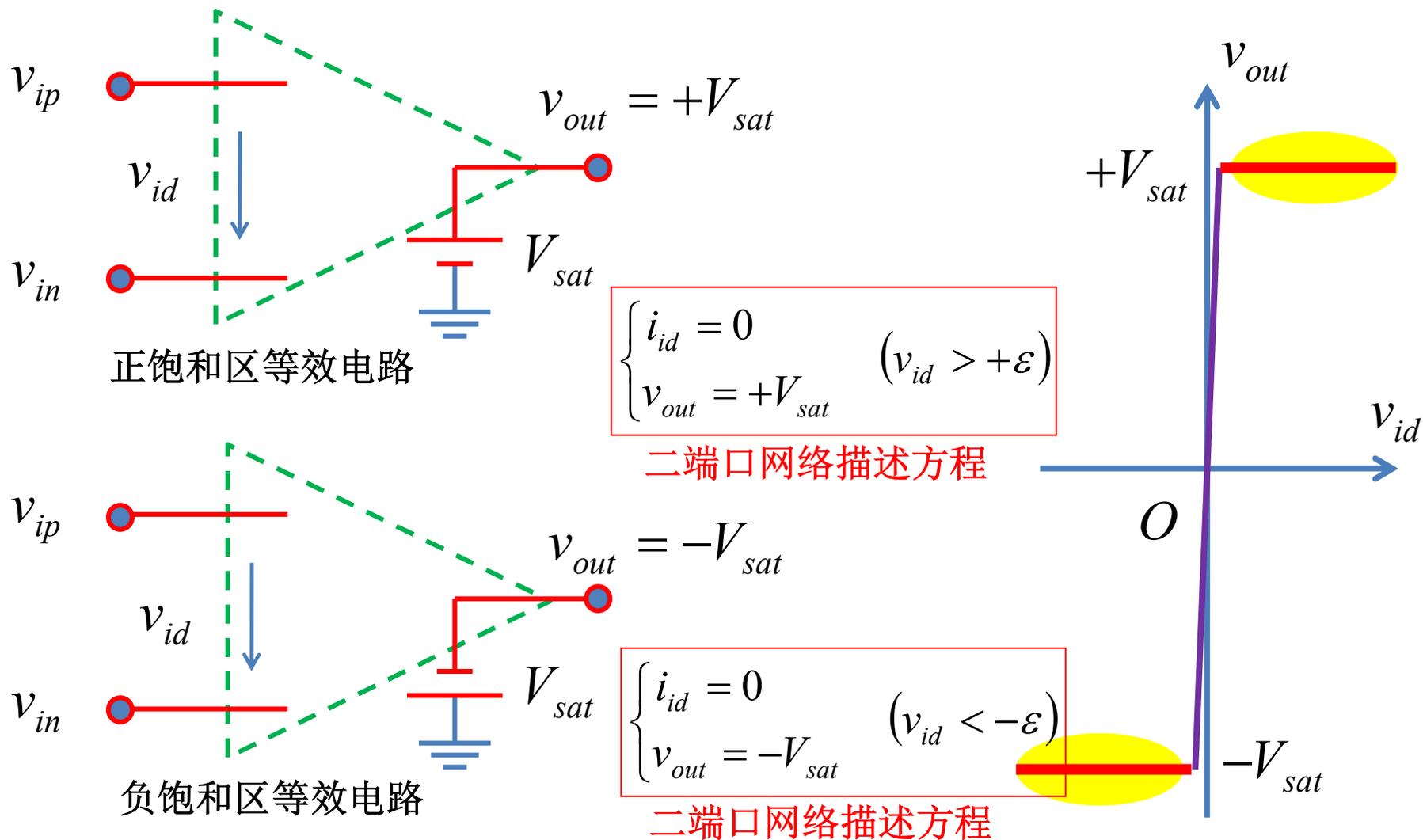
- 分段线性是对强非线性的常见处理手法
 - 运放转移特性曲线

$$v_{out} = \begin{cases} -V_{sat} & v_{id} < -\varepsilon \\ A_{v0} v_{id} & -\varepsilon < v_{id} < +\varepsilon \\ +V_{sat} & v_{id} > +\varepsilon \end{cases}$$

$$\varepsilon = \frac{V_{sat}}{A_{v0}} \quad \begin{matrix} A_{v0} \text{极大} \\ \varepsilon \text{很小} \end{matrix}$$

$$13V/200000=65\mu V$$

饱和区外端口特性等效电路

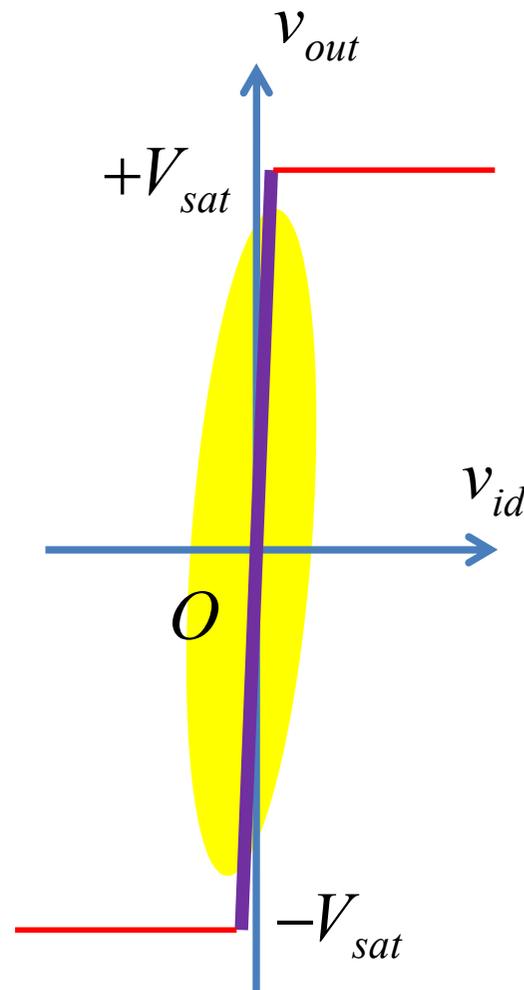
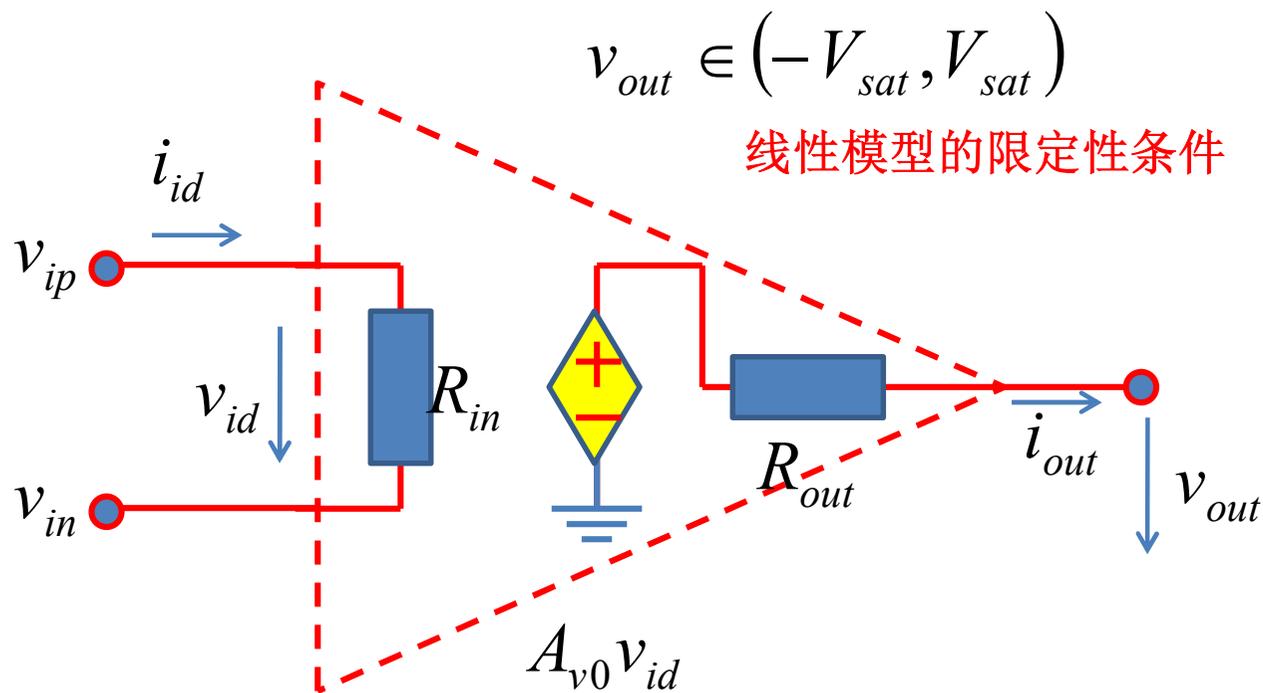


线性区外端口特性 等效电路

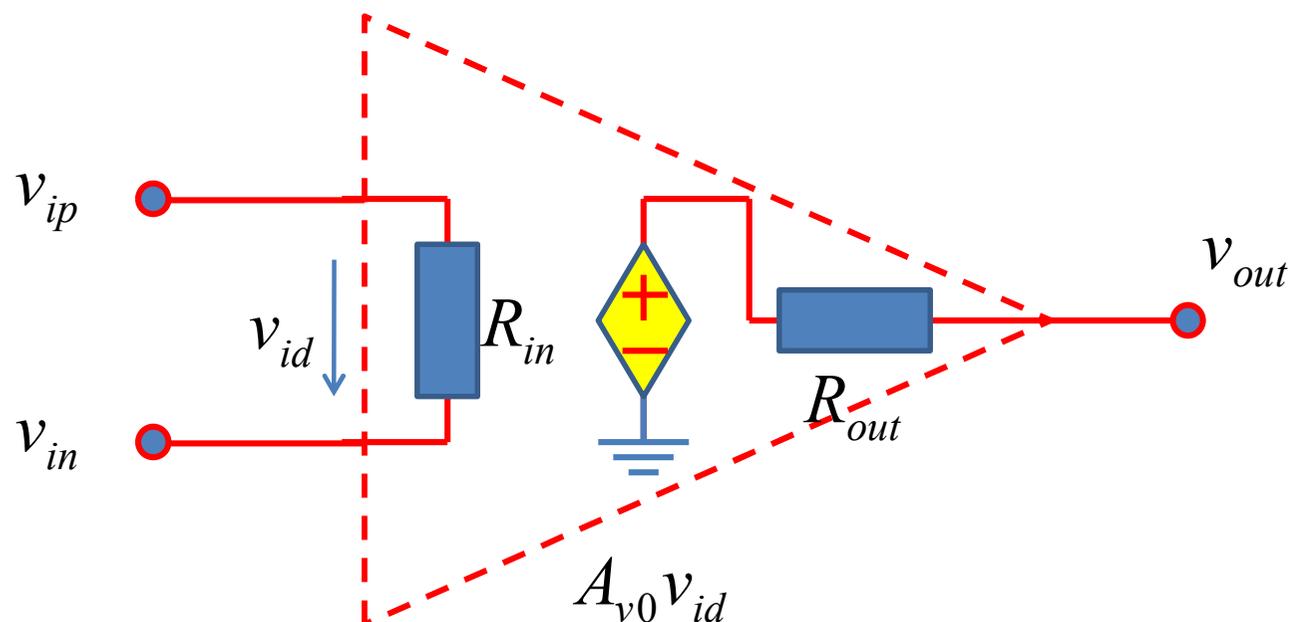
$$\begin{cases} i_{id} = v_{id} / R_{in} \\ v_{out} = A_{v0} v_{id} - R_{out} i_{out} \end{cases}$$

二端口网络g参数描述方程

- 既然是电压放大器，除了电压增益（传输特性）外，还有端口阻抗特性



实际放大器参数



- (1) 把不靠谱的变成靠谱的，采用负反馈结构
- (2) 深度负反馈条件下，网络性质由负反馈网络决定
- (3) 如何获得深度负反馈？高增益放大器

$$V_{CC}, V_{EE} = \pm 15V$$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T _A †	μA741C			μA741I, μA741M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification R _L ≥ 2 kΩ V _O = ±10 V	25°C	20	200		50	200		V/mV
		Full range	15			25			
r _i	Input resistance	25°C	0.3	2		0.3	2		MΩ
r _o	Output resistance	25°C		75			75		Ω

二、理想运算放大器

- 实际运算放大器

- 电压放大倍数很大：
200000=106dB
- 输入电阻很大：**2M Ω**
- 输出电阻很小：**75 Ω**

有限增益，有输入输出电阻

- 理想运算放大器

- 电压放大倍数无限大
 - 无穷大增益可掩蔽输入电阻和输出电阻的不良影响

运放理想模型

- 理想电压放大器

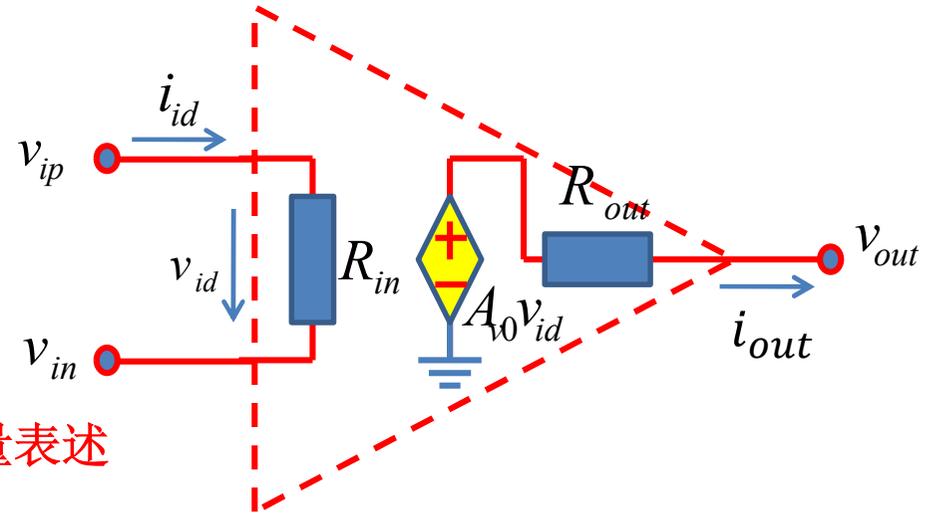
- 压控压源
- 输入电阻无限大
- 输出电阻为零

理想压控压源模型：分析有限增益影响时采用该模型，忽略输入电阻和输出电阻影响

理想运放：具有无穷大增益的运放

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{in}} & 0 \\ A_{v0} & R_{out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

工作于线性区运放的g参量：
对应电压放大器模型



理想运放21元素无穷大，无法用ZYhg参量表述

$$\begin{bmatrix} v_{id} \\ i_{id} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{A_{v0}} & \frac{1}{G_{m0}} \\ \frac{1}{R_{m0}} & \frac{1}{A_{i0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{A_{v0}} & \frac{R_{out}}{A_{v0}} \\ \frac{1}{A_{v0}R_{in}} & \frac{R_{out}}{A_{v0}R_{in}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_{out} \end{bmatrix} \xrightarrow{A_{v0} \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

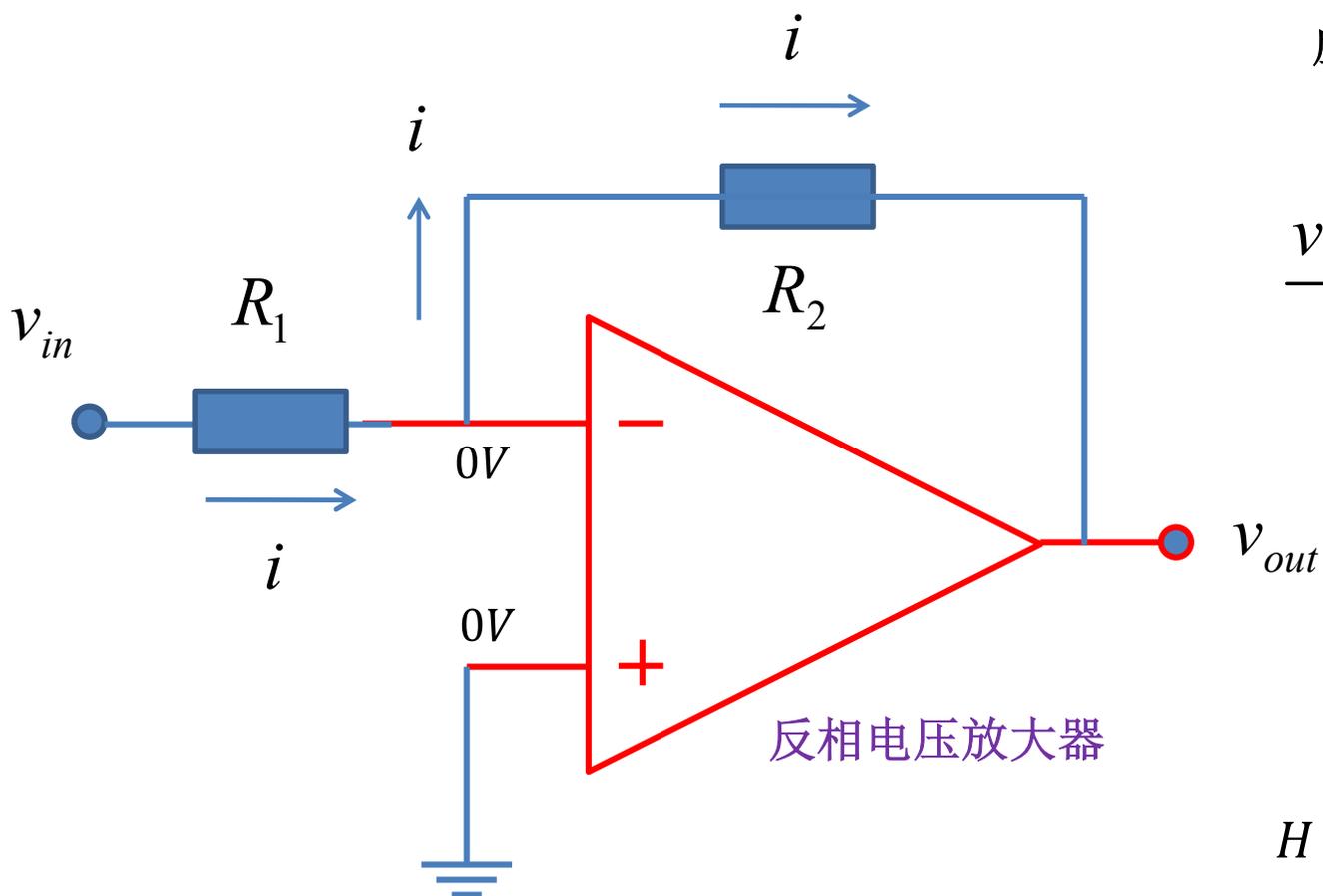
理想运放具有无穷大增益

只要运放工作于线性区 $-V_{sat} < v_{out} < +V_{sat}$

$v_{id} = 0$ 理想运放输入端口电压为0：犹如短路，却非真短，称为虚短

$i_{id} = 0$ 理想运放输入端口电流为0：犹如开路，其实极小，称为虚断

虚短虚断，分析极度简化



虚短 虚断

$$\frac{v_{in} - 0}{R_1} = i = \frac{0 - v_{out}}{R_2}$$

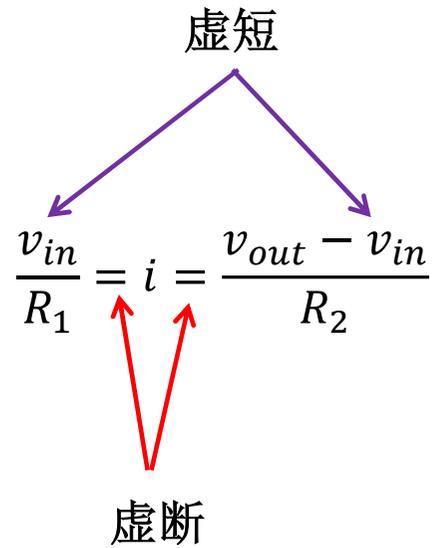
$$\frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_{out}}{R_2}$$

$$H = A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

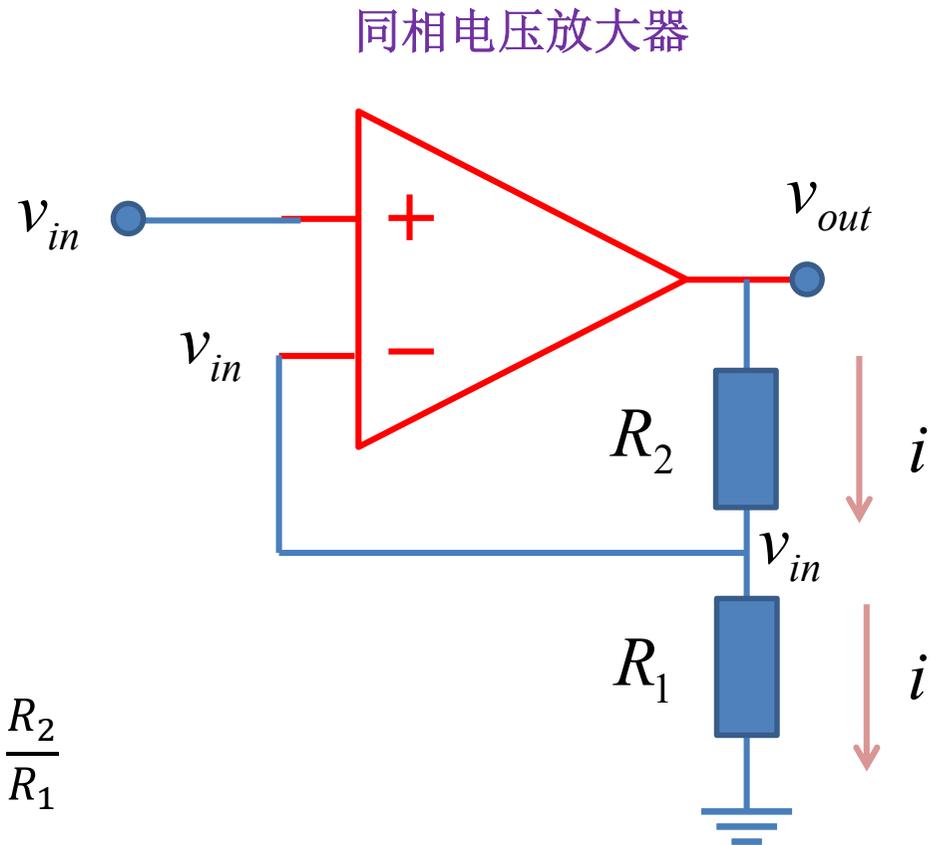
负反馈连接确保运放可工作于线性区（下节课讨论）

负反馈连接：输出端通过电阻网络连接到反相输入端（目前认识到此即可）

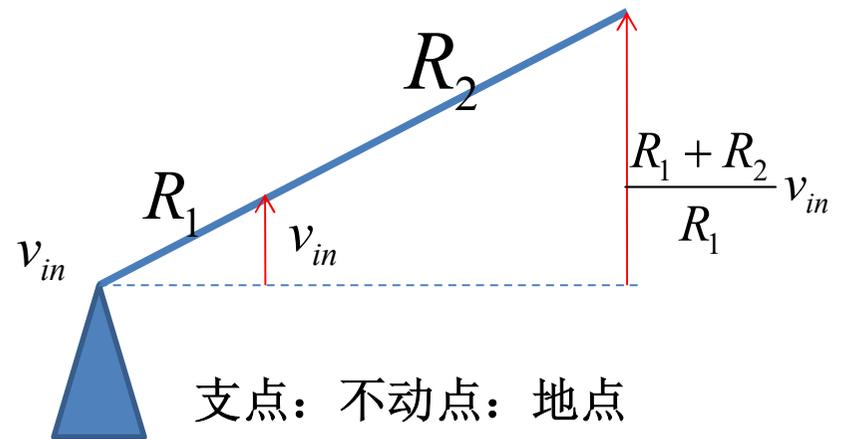
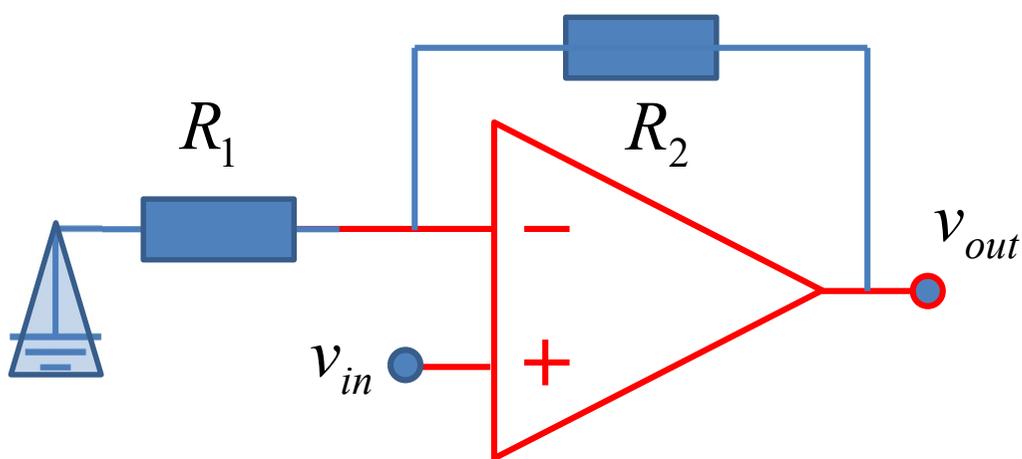
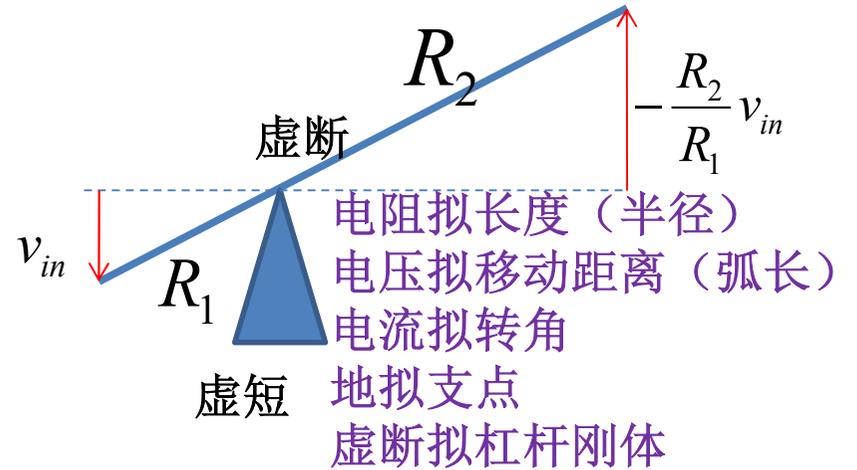
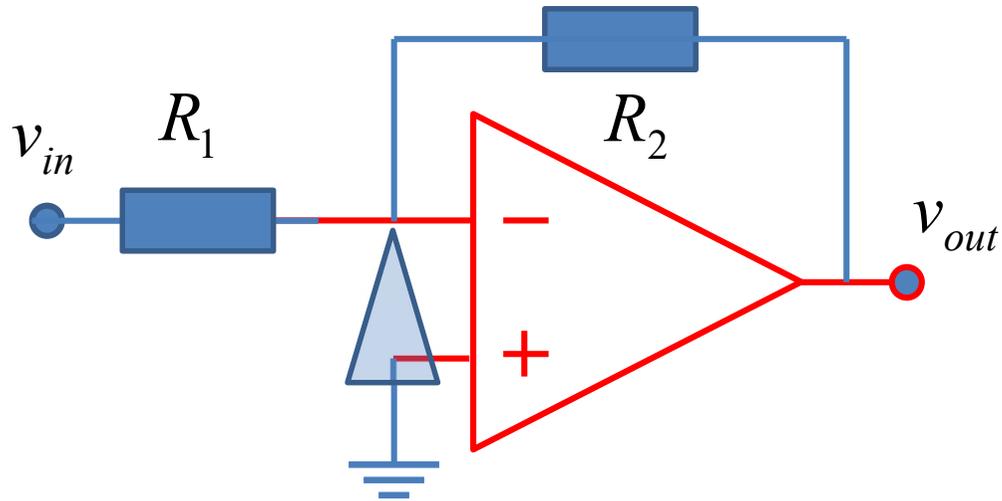
同相电压放大器



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



用杠杆运动理解两个放大器

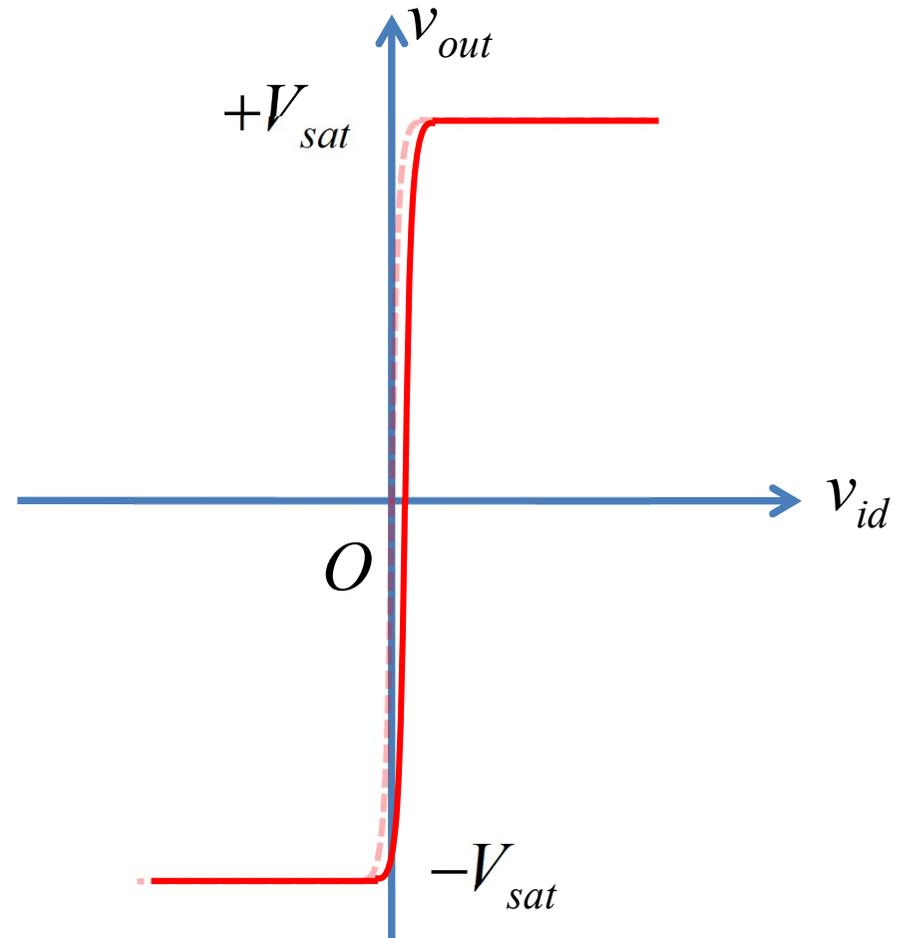


运放非理想因素影响

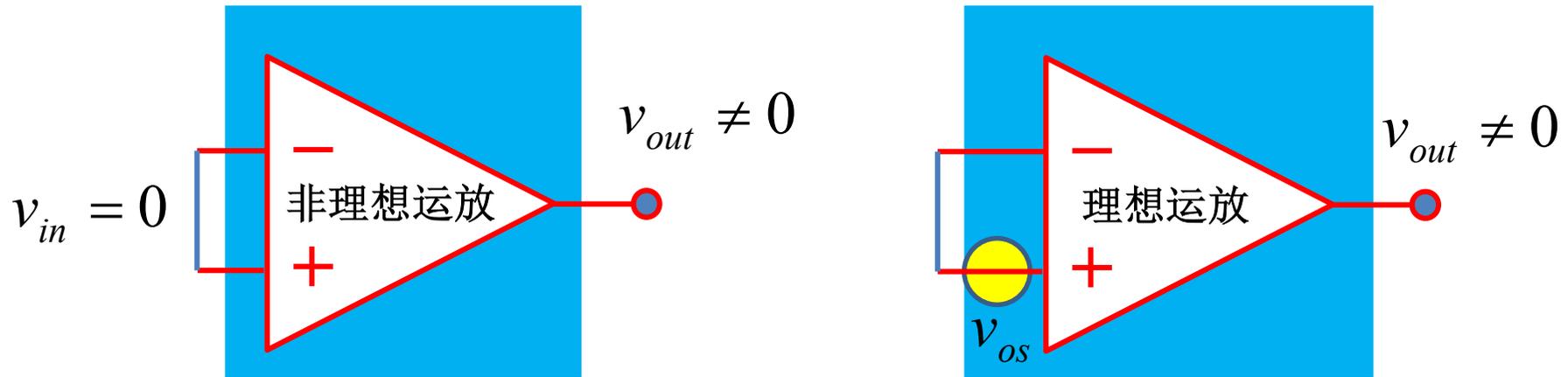
- 理想运放负反馈分析时用的虚短/虚断特性，使得分析和设计变得极度简单，但真实运放并非如此简单，有很多非理想因素需要考虑
 - 失调影响
 - 非无穷大增益影响
 - 输入电阻影响
 - 输出电阻影响
 - 非无限大带宽影响（下学期考察）
 - ...

失调offset

- 运放是电压放大器，希望在输入端为零电压时，其输出为零电压
- 实际运放，输入端为零时，输出端不为零，这说明两个输入端之间有失调offset
 - 失调产生的主要原因是两个输入端存在不对称，从而出现不平衡（失配，mismatch）
- 失调参量
 - 输入失调电压
 - 输入失调电流

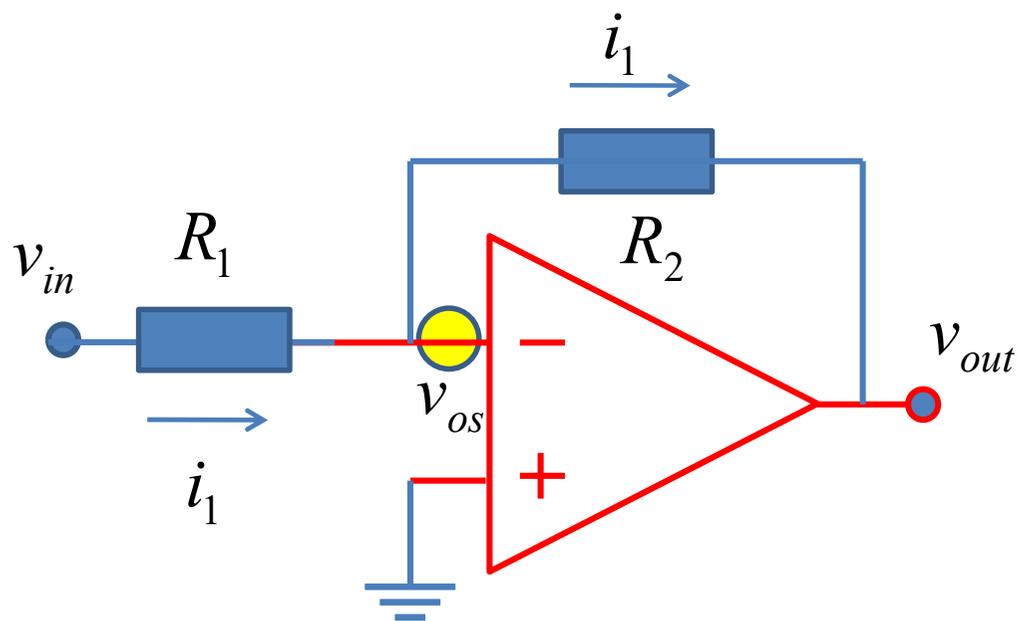


输入失调电压 input offset voltage



将电路中的失配折合到输入失调电压这个参数上
本质：非平衡电桥等效戴维南源电压

失调电压影响



$$\frac{v_{in} - v_{os}}{R_1} = i_1 = \frac{v_{os} - v_{out}}{R_2}$$

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{os}$$

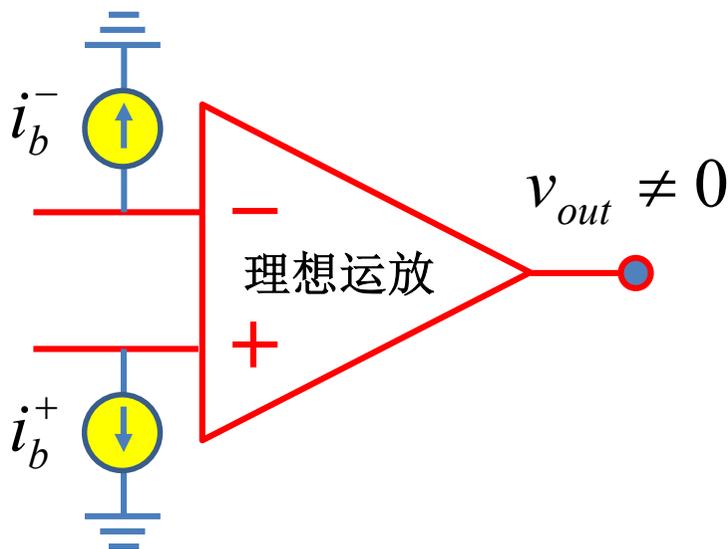
直流偏差项

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{v_{os}}{v_{in}}$$

非线性项

输入失调电流

input offset current

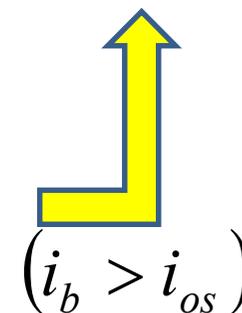


$$i_b^- = i_b + 0.5i_{os}$$

$$i_b^+ = i_b - 0.5i_{os}$$

$$i_{os} = i_b^- - i_b^+$$

Input offset current



$$i_b = \frac{1}{2}(i_b^- + i_b^+)$$

Input bias current

理想运放输入端没有电流流入：虚断

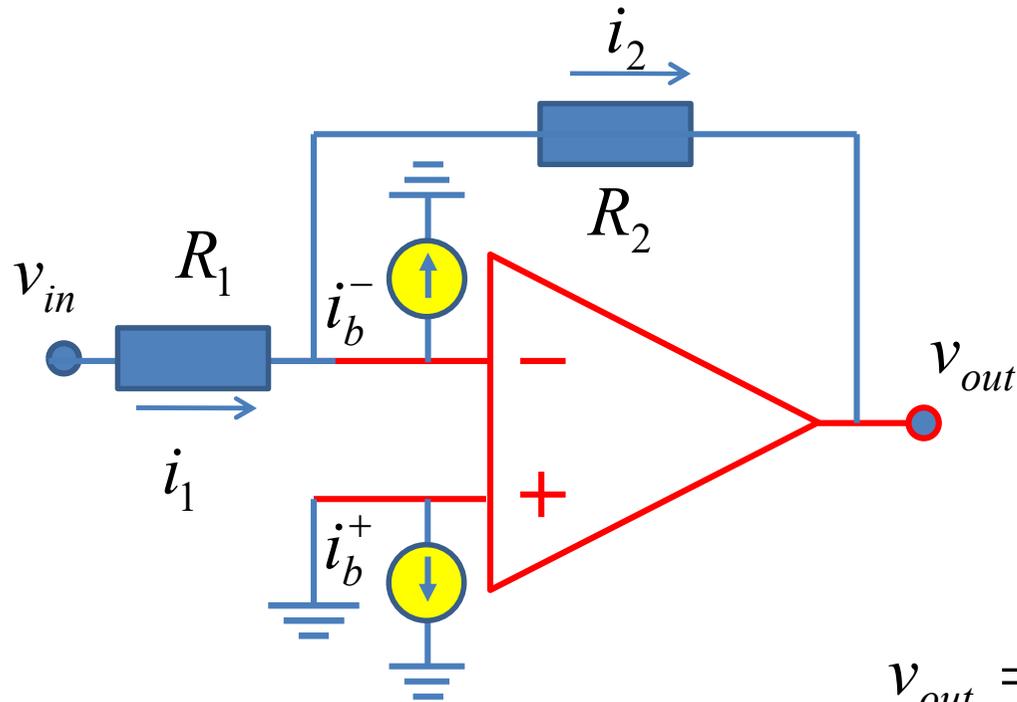
实际运放两个输入端有偏置电流：偏置电流确保运放内部晶体管工作在放大区

电路输入端的不对称性还体现在两个输入偏置电流的不同上：这就是输入失调电流

输入偏置电流的影响

$$i_b^- = i_b + 0.5i_{os}$$

$$i_b^+ = i_b - 0.5i_{os}$$



$$\begin{aligned} \frac{v_{in}}{R_1} &= i_1 = i_2 + i_b^- \\ &= \frac{-v_{out}}{R_2} + i_b + 0.5i_{os} \end{aligned}$$

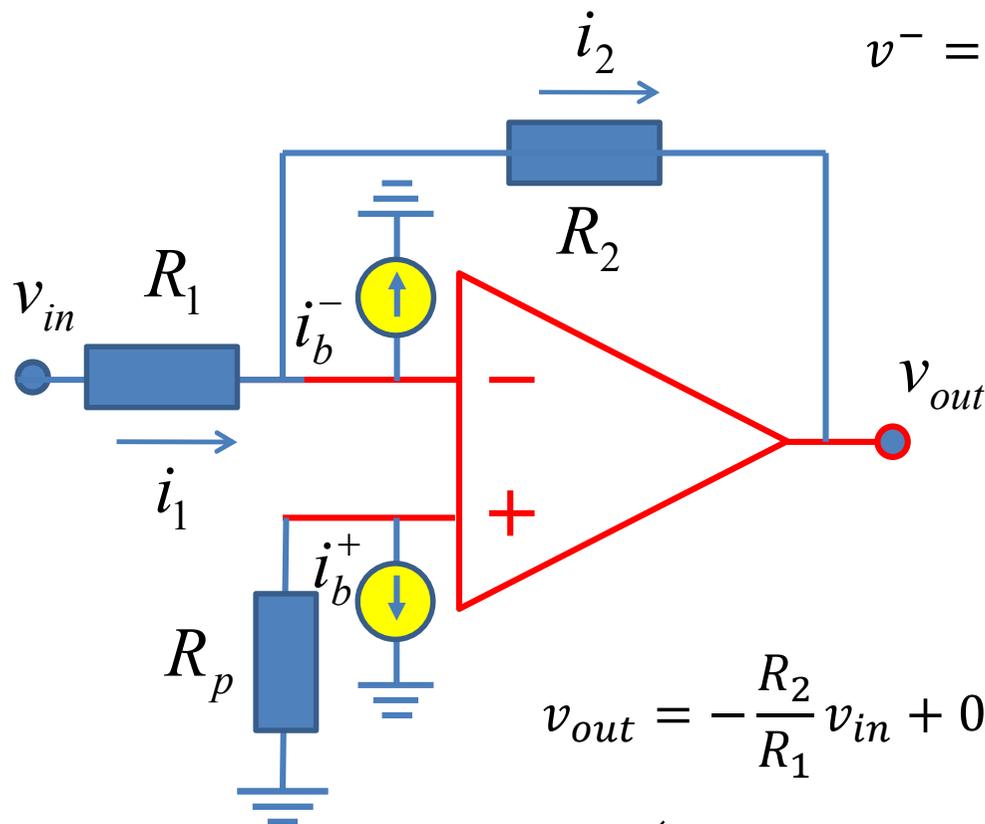
$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1}v_{in} + \underline{\underline{i_b R_2 + 0.5i_{os} R_2}}$$

$$(i_b > i_{os})$$

从对称性 消除输入偏置电流的影响

$$i_b^- = i_b + 0.5i_{os}$$

$$i_b^+ = i_b - 0.5i_{os}$$

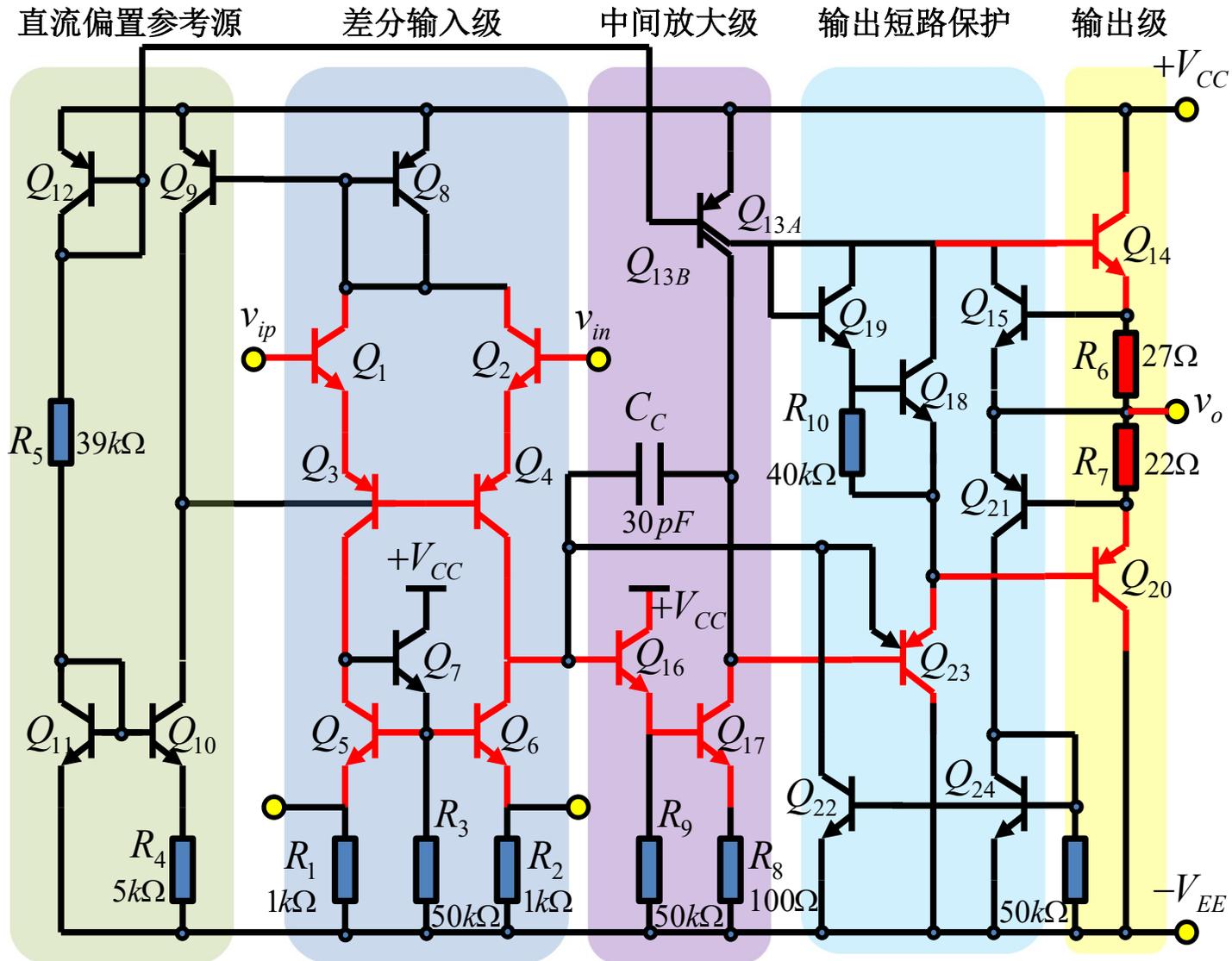


$$v^- = v^+ = -i_b^+ R_p = -i_b R_p + 0.5i_{os} R_p$$

$$\begin{aligned} \frac{v_{in} - v^-}{R_1} &= i_1 = i_2 + i_b^- \\ &= \frac{v^- - v_{out}}{R_2} + i_b + 0.5i_{os} \end{aligned}$$

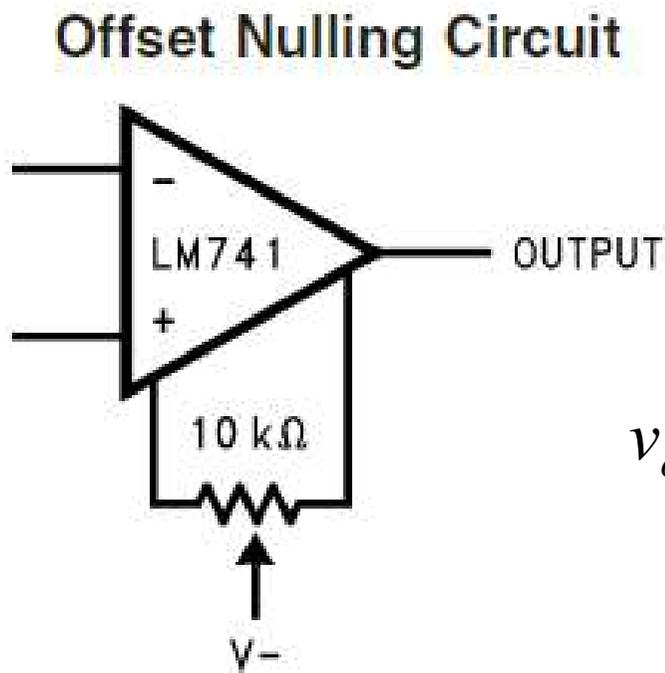
$$\begin{aligned} v_{out} &= -\frac{R_2}{R_1} v_{in} + 0.5i_{os} \left(R_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 \right) \\ &+ i_b \left(R_2 - R_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right) \stackrel{R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{\cong} -\frac{R_2}{R_1} v_{in} + i_{os} R_2 \end{aligned}$$

失调来源及其消除



调零电路

- 外加调零电路，输入为零时，强制输出为零



反相放大器：四个激励

输入电压： v_{in}

失调电压： v_{os}

失调电流： i_{os}

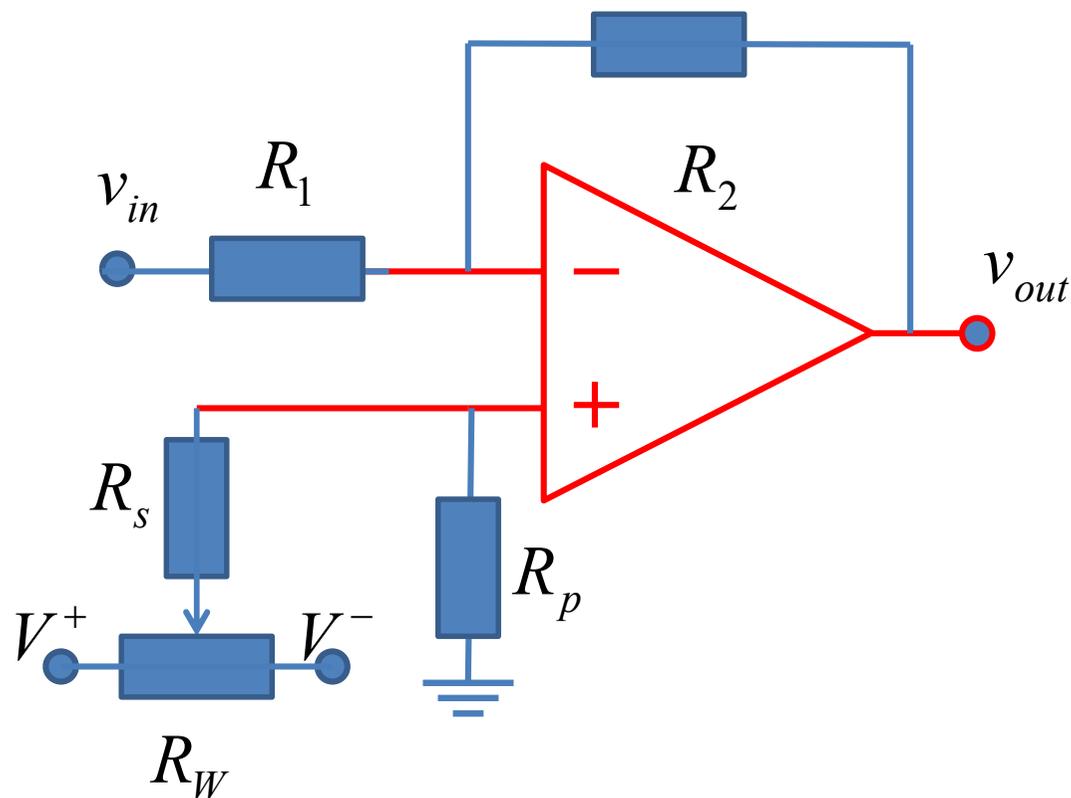
偏置电流： i_b

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{os} + i_{os} R_2$$

电桥不平衡等效戴维南源
外加反向不平衡消除

无调零端电路的调零

通过调整电位器位置，使得运放同相输入端外部电路的戴维南等效电压和运放等效失调电压、失调电流的影响相抵偿



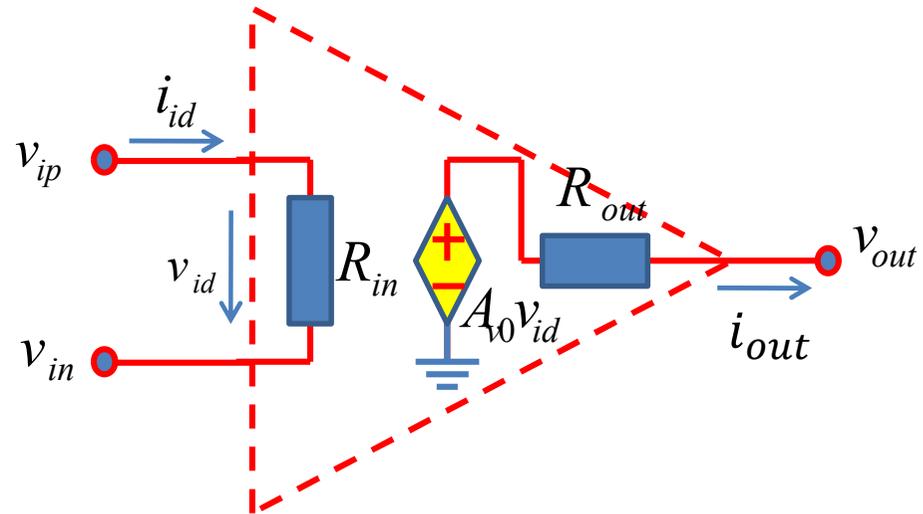
$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{os} + i_{os} R_2 + f(v_{th}) + i_b R_*$$

非无穷大增益的影响

$$\begin{bmatrix} v_{id} \\ i_{id} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{A_{v0}} & \frac{1}{G_{m0}} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_{out} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{A_{v0}} & \frac{R_{out}}{A_{v0}} \\ 1 & R_{out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_{out} \end{bmatrix}$$

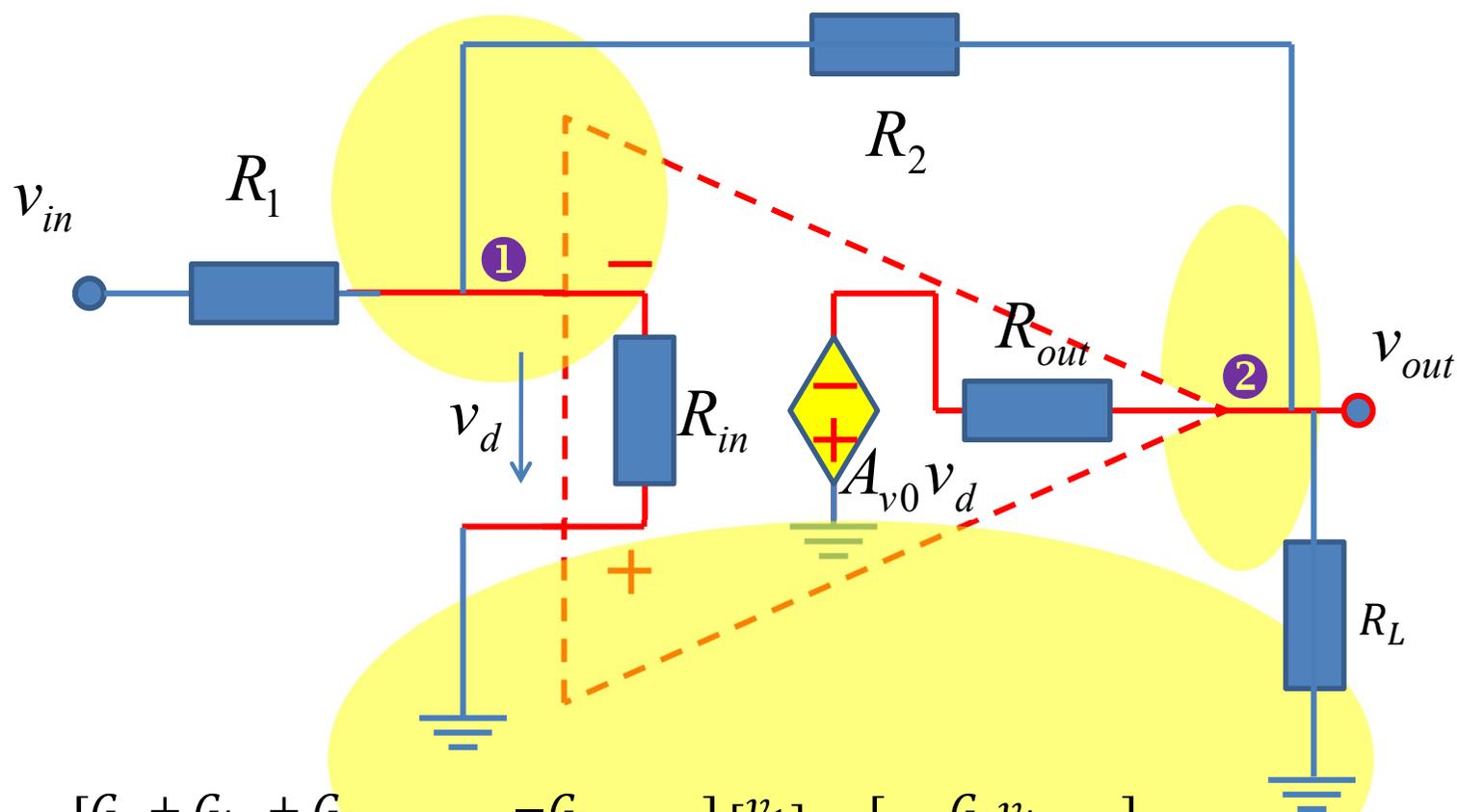
$$\stackrel{A_{v0} \rightarrow \infty}{\approx} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$



理想运放具有虚短虚断特性，非理想运放，输入端口电压电流不为零，但是只要增益足够大，其影响很小，用虚短虚断分析出的理想运放结果就足够接近实际运放结果

当增益不是无穷大时，运放输入电阻和输出电阻的影响同时会暴露出来

以反相放大器分析为例

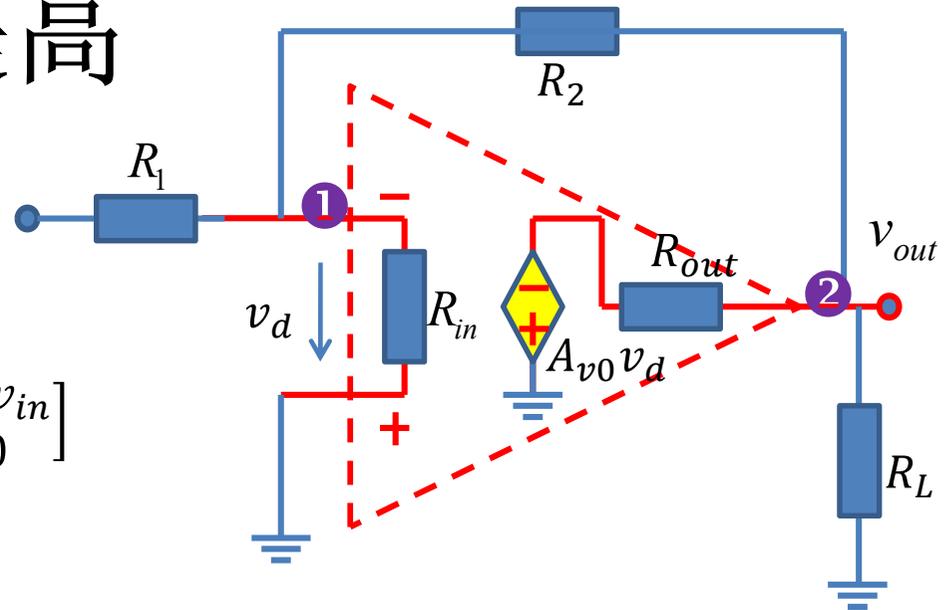


输出负载不影响理想运放电路的传递函数，非理想运放，输出负阻也会产生影响

$$\begin{bmatrix} G_1 + G_{in} + G_2 & -G_2 \\ -G_2 & G_2 + G_{out} + G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 v_{in} \\ -G_{out} A_{v0} v_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} G_1 + G_{in} + G_2 & -G_2 \\ G_{out} A_{v0} - G_2 & G_2 + G_{out} + G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 v_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

分析繁杂度迅速提高



$$\begin{bmatrix} G_1 + G_{in} + G_2 & -G_2 \\ G_{out}A_{v0} - G_2 & G_2 + G_{out} + G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 v_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} G_2 + G_{out} + G_L & +G_2 \\ -G_{out}A_{v0} + G_2 & G_1 + G_{in} + G_2 \end{bmatrix}}{(G_1 + G_{in} + G_2)(G_2 + G_{out} + G_L) + G_2(G_{out}A_{v0} - G_2)} \begin{bmatrix} G_1 v_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

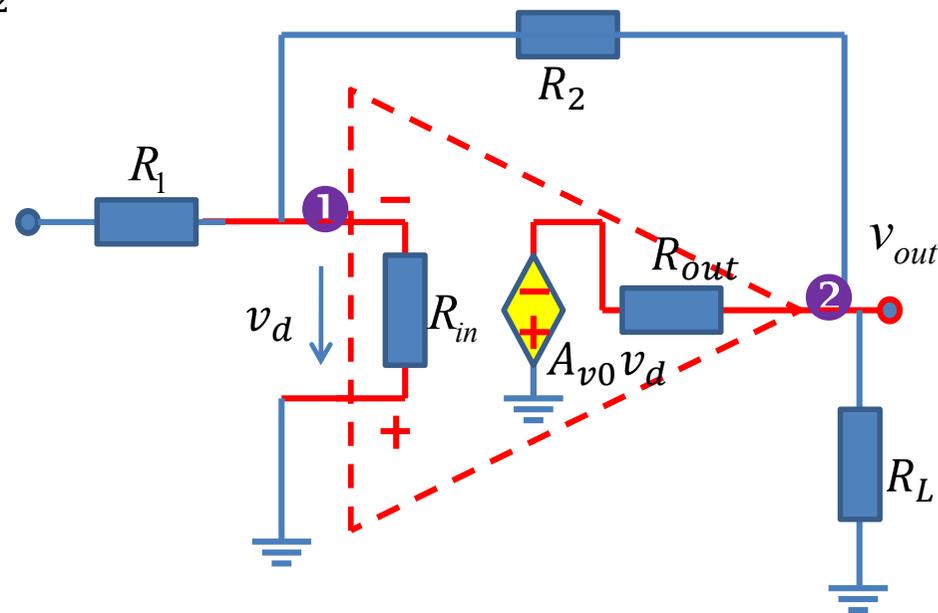
$$= \frac{\begin{bmatrix} G_2 + G_{out} + G_L \\ -G_{out}A_{v0} + G_2 \end{bmatrix} G_1}{(G_1 + G_{in} + G_2)(G_2 + G_{out} + G_L) + G_2(G_{out}A_{v0} - G_2)} v_{in}$$

$$H = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{v_2}{v_{in}} = \frac{(-G_{out}A_{v0} + G_2)G_1}{(G_1 + G_{in} + G_2)(G_2 + G_{out} + G_L) + G_2(G_{out}A_{v0} - G_2)}$$

非无穷大增益的影响

$$\begin{aligned}
 H = \frac{v_{out}}{v_{in}} &= \frac{(-G_{out}A_{v0} + G_2)G_1}{(G_1 + G_{in} + G_2)(G_2 + G_{out} + G_L) + G_2(G_{out}A_{v0} - G_2)} \\
 &= \frac{-G_{out}A_{v0}G_1}{G_2G_{out}A_{v0}} \frac{1 - \frac{G_2}{G_{out}A_{v0}}}{1 + \frac{(G_1 + G_{in} + G_2)(G_2 + G_{out} + G_L) - G_2^2}{G_2G_{out}A_{v0}}} \\
 &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{in}}\right) \left(1 + \frac{R_{out}}{R_2} + \frac{R_{out}}{R_L}\right)}{A_{v0} - \frac{R_{out}}{R_2}}}
 \end{aligned}$$

$A_{v0} \rightarrow \infty$ ，输入电阻，输出电阻，负载电阻的影响全部被抹除，如果运放增益不够高，这些电阻的影响力将全部暴露出来



对运放电路的设计要求

希望实际运放结果和理想运放期望的结果相符合；

则 (1) 希望 R_{in} 的影响足够小，应满足 $R_{in} \gg R_2$ ，即运放输入电阻应远大于和运放输入端口连接的反馈电阻

(2) 希望 R_{out} 的影响足够小，应满足 $R_{out} \ll R_2 \parallel R_L$ ，即运放输出电阻应远小于运放输出端外接总并联电阻

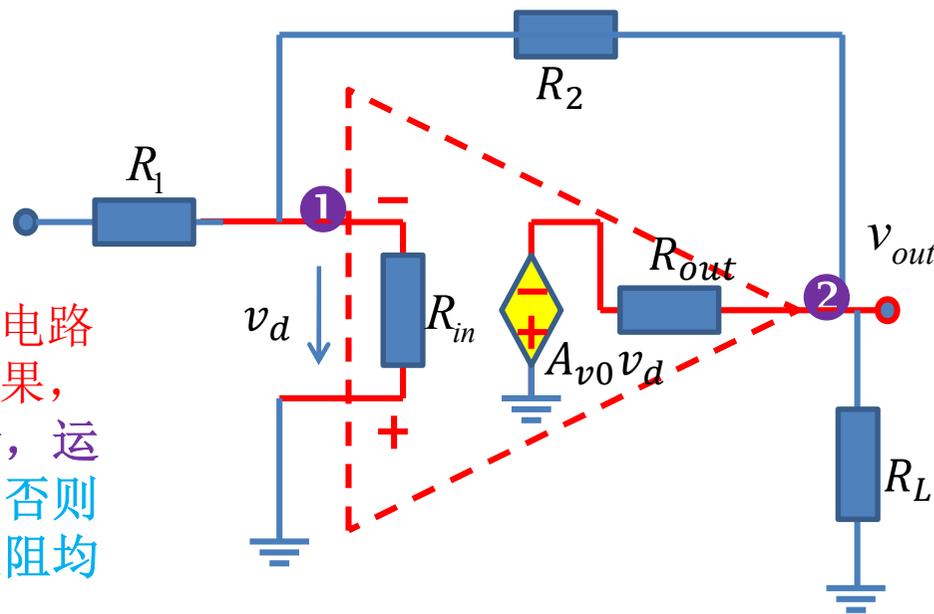
$$H = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{in}}\right) \left(1 + \frac{R_{out}}{R_2} + \frac{R_{out}}{R_L}\right)}{A_{v0} - \frac{R_{out}}{R_2}}}$$

和 A_{v0} 比，实在太小，不用考虑

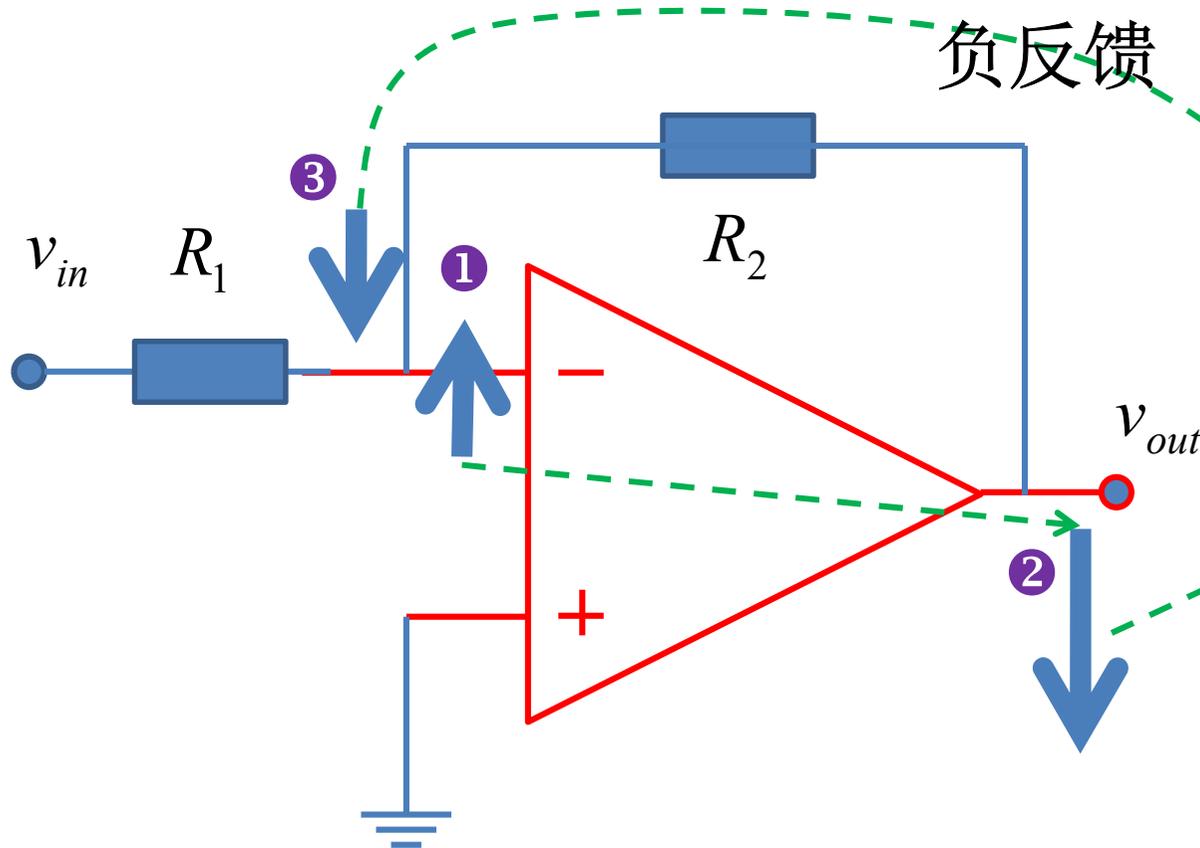
$$\stackrel{R_{in} \rightarrow \infty, R_{out} \rightarrow 0}{\cong} -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{A_{v0} R_1}}$$

$$A_{v0} \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

说到底，运放增益越大，实际运放电路实现结果就越接近理想运放期望结果，运放增益是运放设计的最核心要素，运放增益越高，就越接近理想运放，否则运放输入电阻、输出电阻和负载电阻均会影响到放大器增益的精度



三、负反馈



- 反馈回路导致变化和初始变化方向相反，就是负反馈
Negative Feedback
 - 如果方向相同，就是正反馈
Positive Feedback

对于运放电路，从输出端通过电阻、电容等无源元件构成的网络引回到反相输入端，统称为负反馈连接

下学期期末讨论：如果有多个电容参与，负反馈连接有可能形成正反馈

3.1 负反馈 Negative Feedback

- 广泛存在于或应用于各种系统中
 - 1927年，Harold Black提出负反馈概念
- 在很多实际系统中，如果没有负反馈，就没有稳定的系统实现
 - 实际系统实现中，总是存在各种非理想因素，这些非理想因素导致的不良后果可以通过负反馈消除或减弱
 - 例如：晶体管温度敏感度高，电流增益不确定性高
 - 利用射极串联负反馈可稳定直流工作点
 - 利用负反馈网络实现稳定的放大倍数

运放无反馈：增益不确定

- 没有负反馈时，放大器增益不确定，不稳定
 - 741C运放增益最小值为20000，典型值为200000，也可能买到一个300000增益的运放
 - 同样的一个小输入，一个输出为1V，一个输出为10V，一个输出13V（±15V电源电压）
 - 不同温度下，同一个运放，输出也不一样（温漂）
- 加入负反馈，放大器增益确定，且稳定

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T _A †	μA741C			μA741I, μA741M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	R _L ≥ 2 kΩ	20	200		50	200		V/mV
		V _O = ±10 V	15			25			
r _i	Input resistance	25°C	0.3	2		0.3	2		MΩ
r _o	Output resistance	V _O = 0, See Note 5		75			75		Ω

深度负反馈：增益由反馈网络决定

- 理想压控压源模型

$$H = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{1 + \frac{R_1}{A_{v0}}}}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 10, A_{v0} = \infty, H = -10$$

$$A_{v0,1} = 20000, H = -9.9945$$

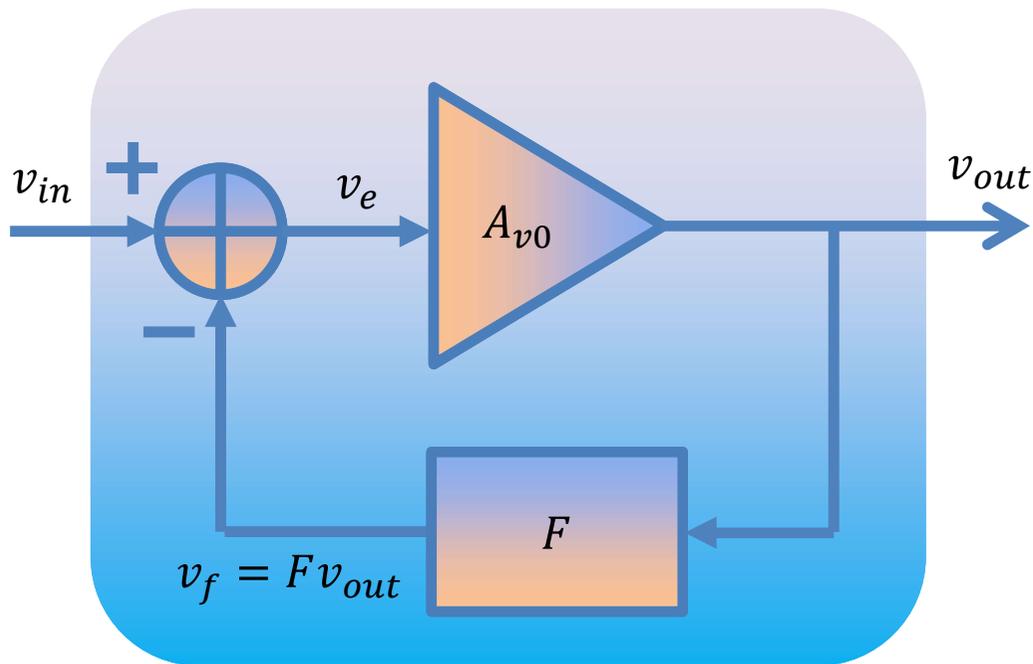
$$A_{v0,2} = 200000, H = -9.99945$$

$$A_{v0,3} = 300000, H = -9.99963$$

放大器负反馈框图

$$H = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}F} = A_{vf}$$

开环增益 A_{v0} 闭环增益 A_{vf}
 $T = A_{v0}F$ 环路增益 反馈系数 F



$$\begin{aligned}
 v_{out} &= A_{v0}v_e \\
 &= A_{v0}(v_{in} - v_f) \\
 &= A_{v0}(v_{in} - Fv_{out})
 \end{aligned}$$

$$A_{vf} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}F}$$

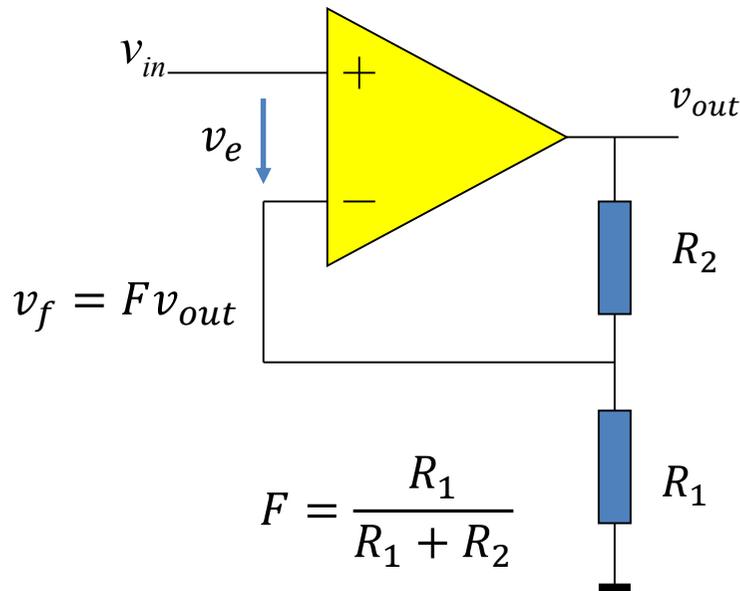
深度负反馈

$$T = A_{v0}F \gg 1$$

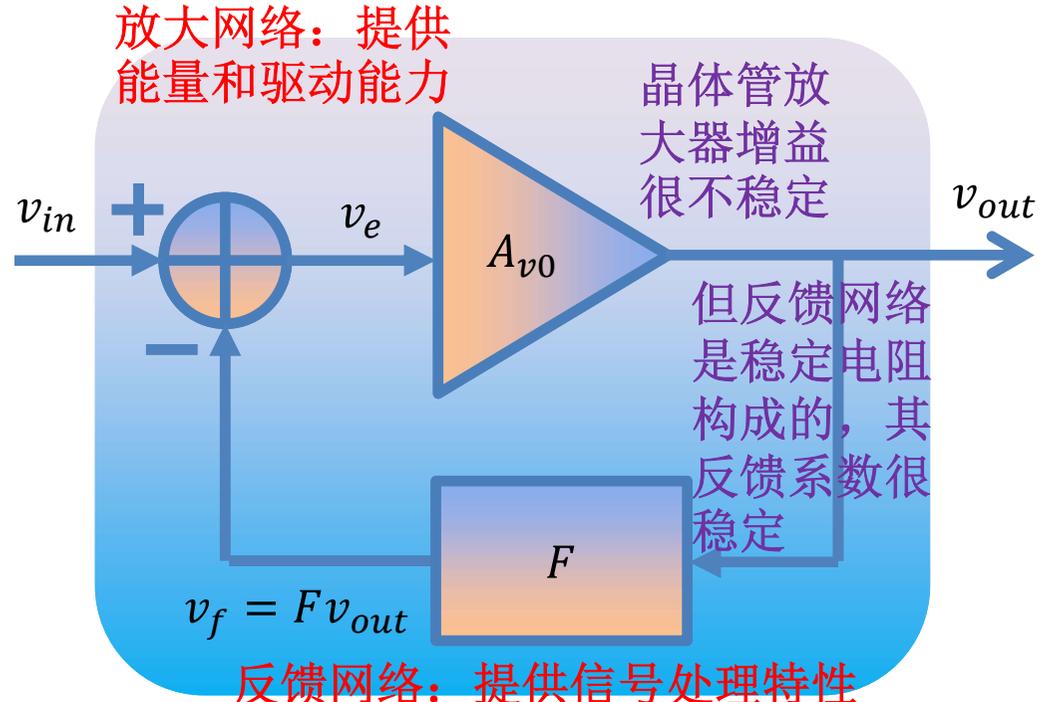
深度负反馈条件

$$A_{vf} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}F} \stackrel{A_{v0}F \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{F}$$

闭环增益完全由反馈系数决定
成本大大降低



放大网络：提供
能量和驱动能力



晶体管放
大器增益
很不稳定

但反馈网络
是稳定电阻
构成的，其
反馈系数很
稳定

反馈网络：提供信号处理特性

$$A_{vf} = \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}F} \stackrel{A_{v0}F \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

深度负反馈条件满足，恰好对应理想
运放虚短虚断分析结果

$$A_{vf} = \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}F} = \frac{1}{F} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{v0}F}} \approx \frac{1}{F} \left(1 - \frac{1}{A_{v0}F} \right)$$

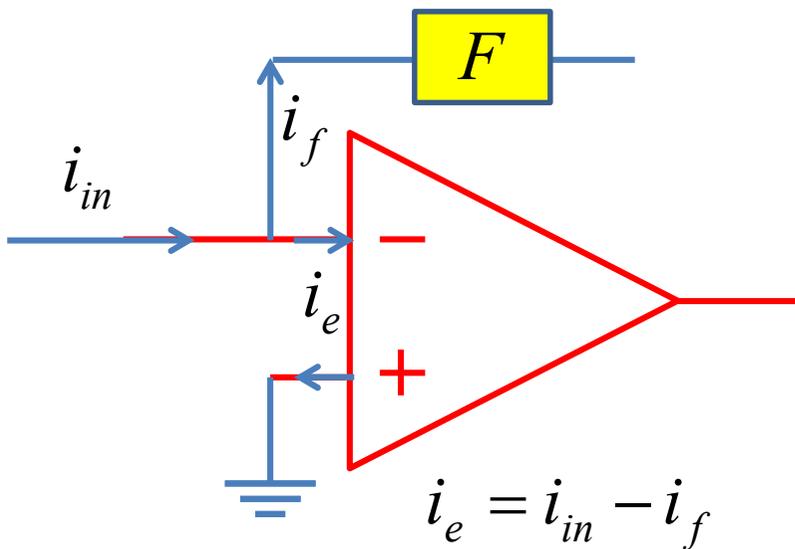
环路增益为1000，误差为1/1000，环路增益为10000，
误差为1/10000，环路增益越高越接近理想

3.2 四种类型的反馈 形成四种接近理想的受控源

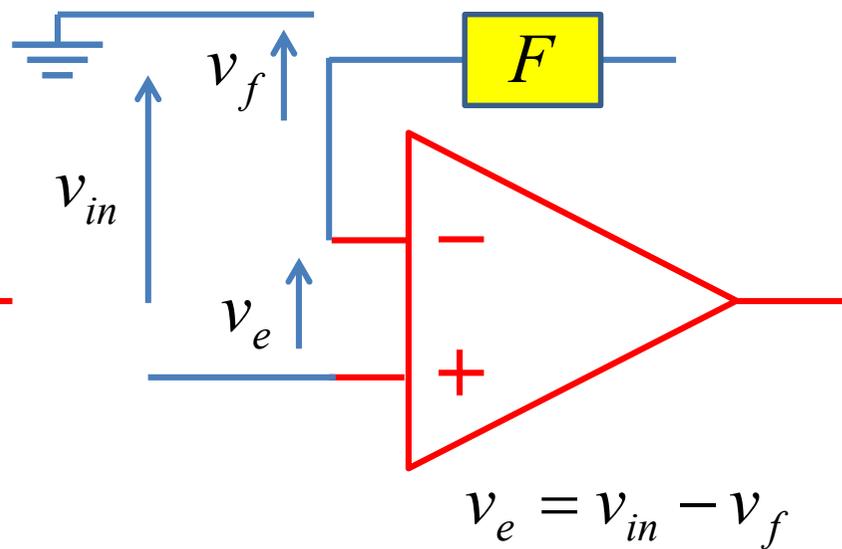
- 串串负反馈
 - 检测输出电流，形成反馈电压，构成压控流源（跨导放大器）
 - 串串连接 z 相加，总 z 矩阵的 z_{12} 是跨阻反馈系数 R_f ，扣除 z_{12} 剩下的是开环跨导放大器的 z 矩阵
 - 开环跨导放大器输入电阻 $r_{ino}=z_{11}$ ，输出电阻 $r_{outo}=z_{22}$ ，开环跨导增益为 $G_{m0}=-z_{21}/(z_{11}z_{22})$
 - 环路增益 $T=G_{m0}R_f$
 - 闭环跨导放大器输入电阻变大 $r_{inf}=r_{ino}(1+T)$ ，输出电阻变大 $r_{outf}=r_{outo}(1+T)$ ，闭环跨导增益变得稳定， $G_{mf}=G_{m0}/(1+T)\approx 1/R_f$
- 并并负反馈
- 串并负反馈
- 并串负反馈
- 当电压增益抽象为无穷大，环路增益为无穷大，必有输入阻抗无穷大（串联）或零（并联），输出阻抗无穷大（串联）或零（并联），闭环增益是反馈系数倒数（完全由反馈网络决定，和运放无关），此时形成的是理想受控源，不必考虑输入输出电阻，只需用虚短、虚断分析传递关系即可

负反馈放大器规范性的描述

端口连接方式的判断



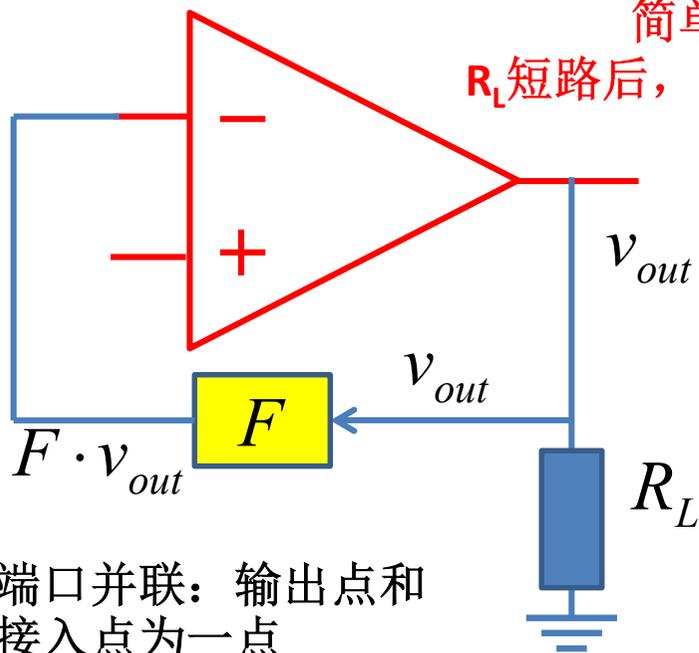
输入端口并联：反馈回馈点和输入点为一点



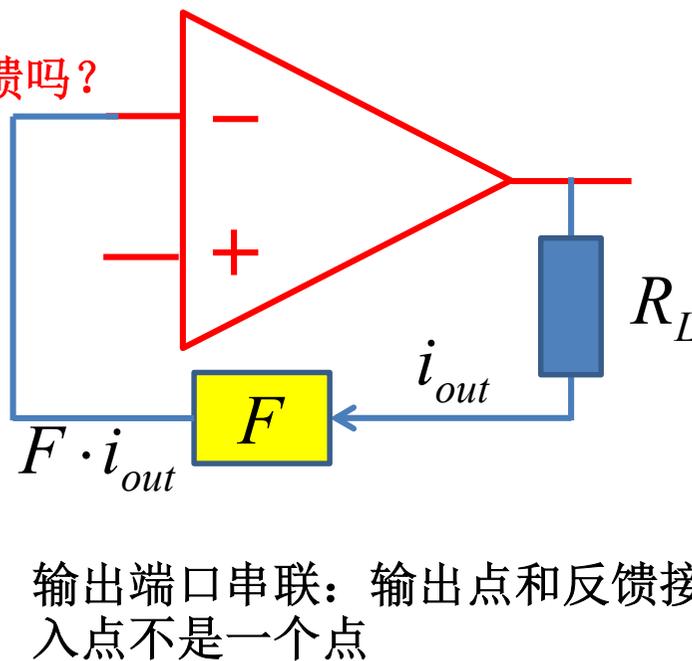
输入端口串联：反馈回馈点和输入点不是一个点

简单判则

R_L 短路后，还有反馈吗？

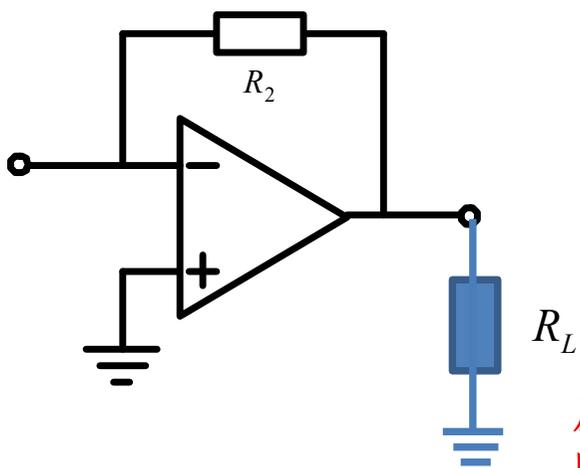


输出端口并联：输出点和反馈接入点为一点

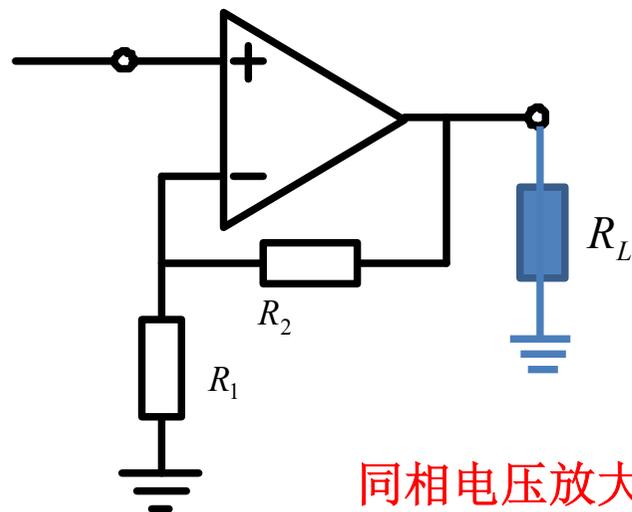


输出端口串联：输出点和反馈接入点不是一个点

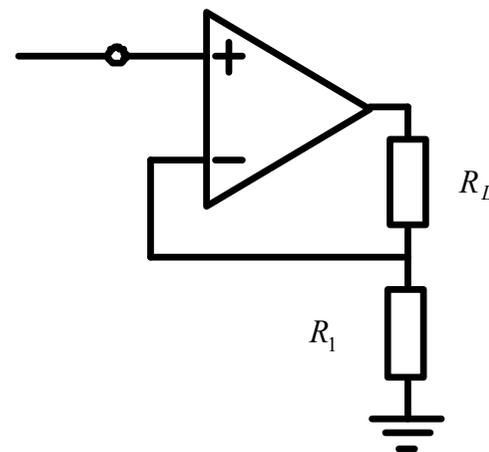
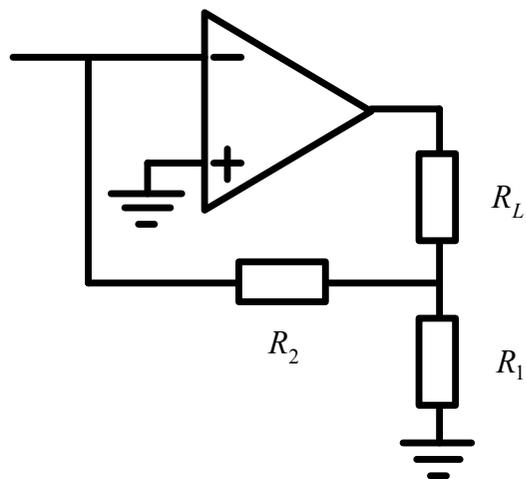
四种反馈连接，四种受控源



反相电压放大器的部分



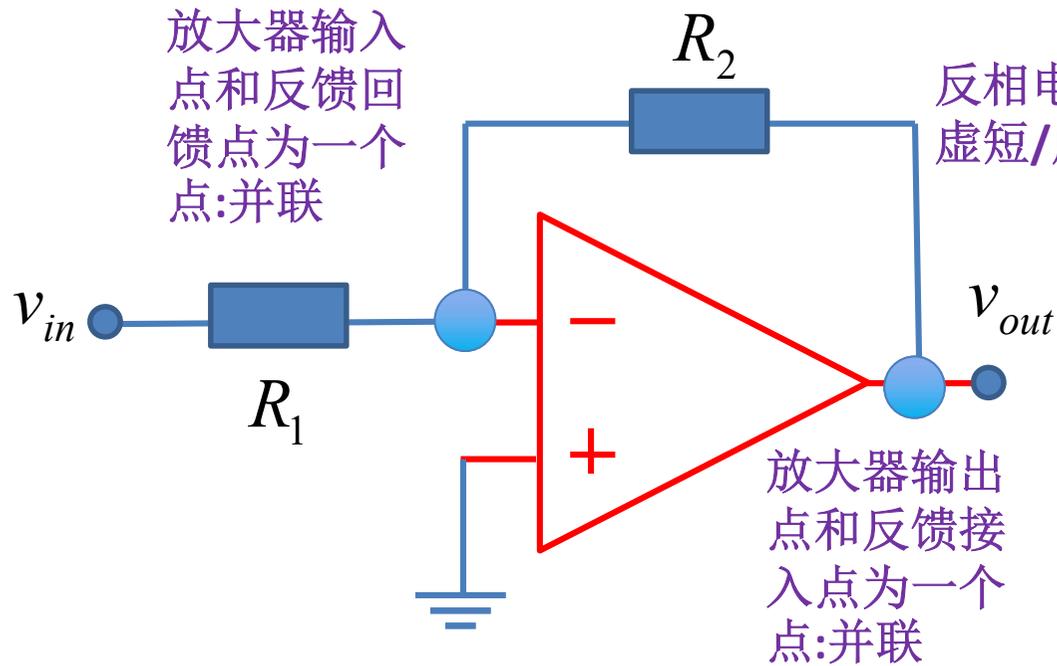
同相电压放大器



负反馈放大器分析流程例

$$\frac{v_{in} - 0}{R_1} = \frac{0 - v_{out}}{R_2}$$

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$$



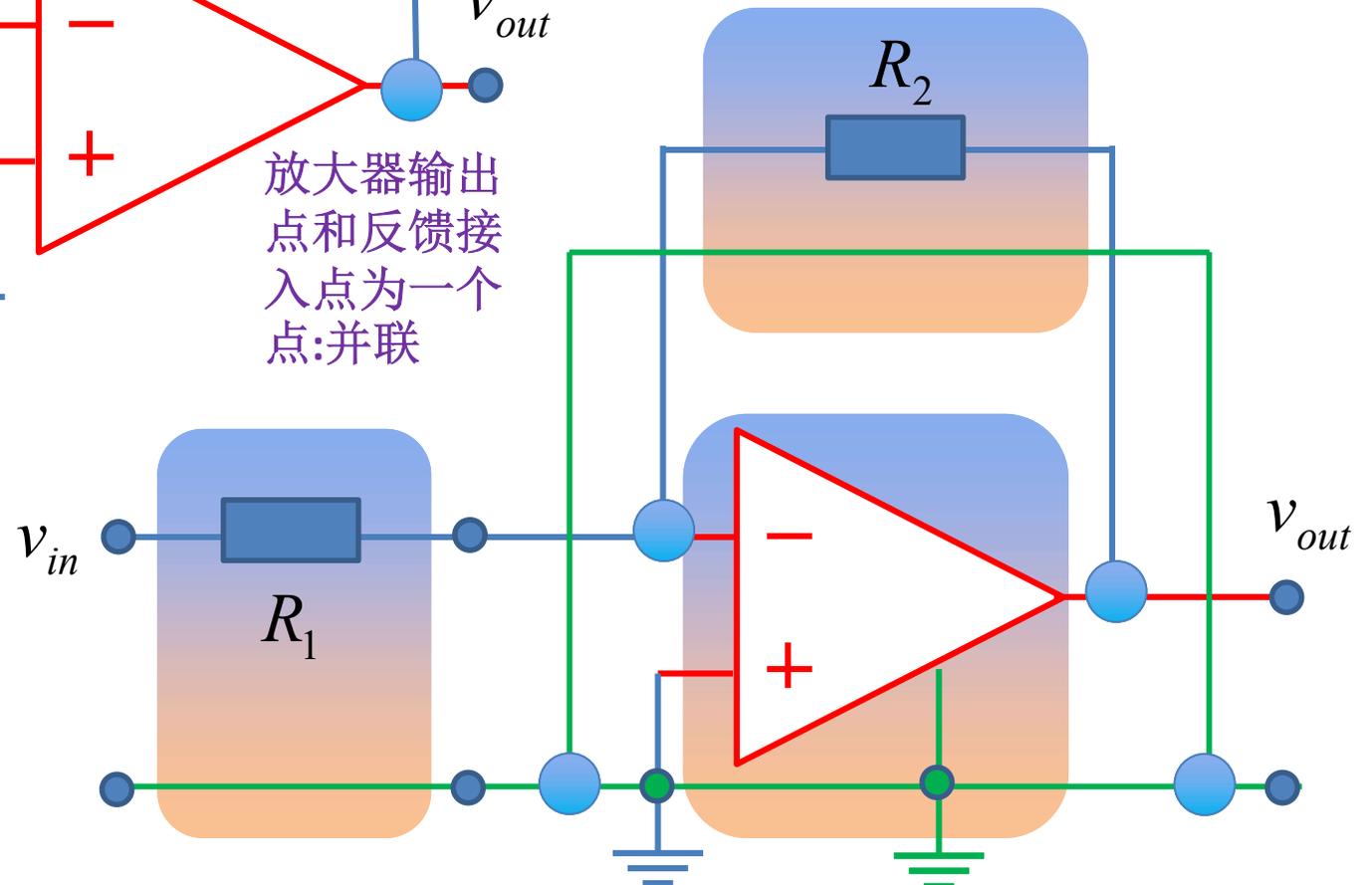
$$R_1 = 1k\Omega$$

$$R_2 = 10k\Omega$$

$$R_{in} = 2M\Omega$$

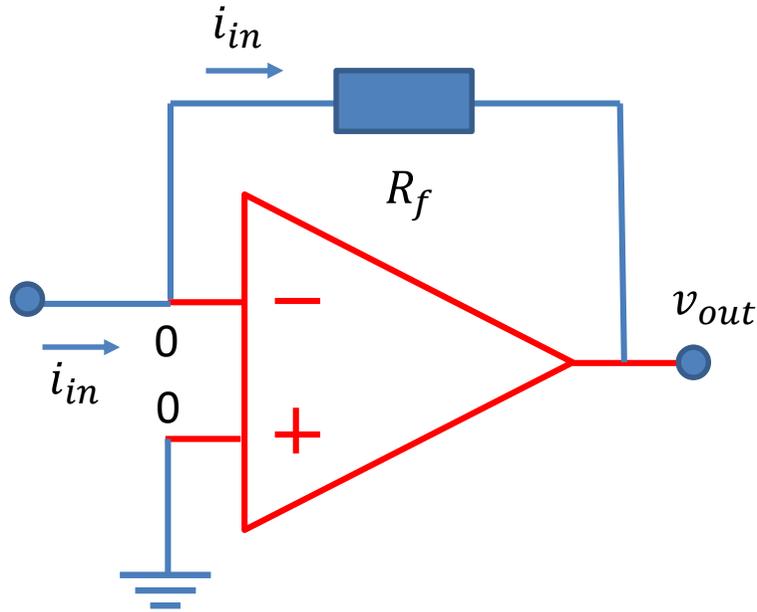
$$R_{out} = 75\Omega$$

$$A_{v0} = 200000$$



因为默认的公共地自然是连在一起的:并联:上端点连上端点,下端点连下端点

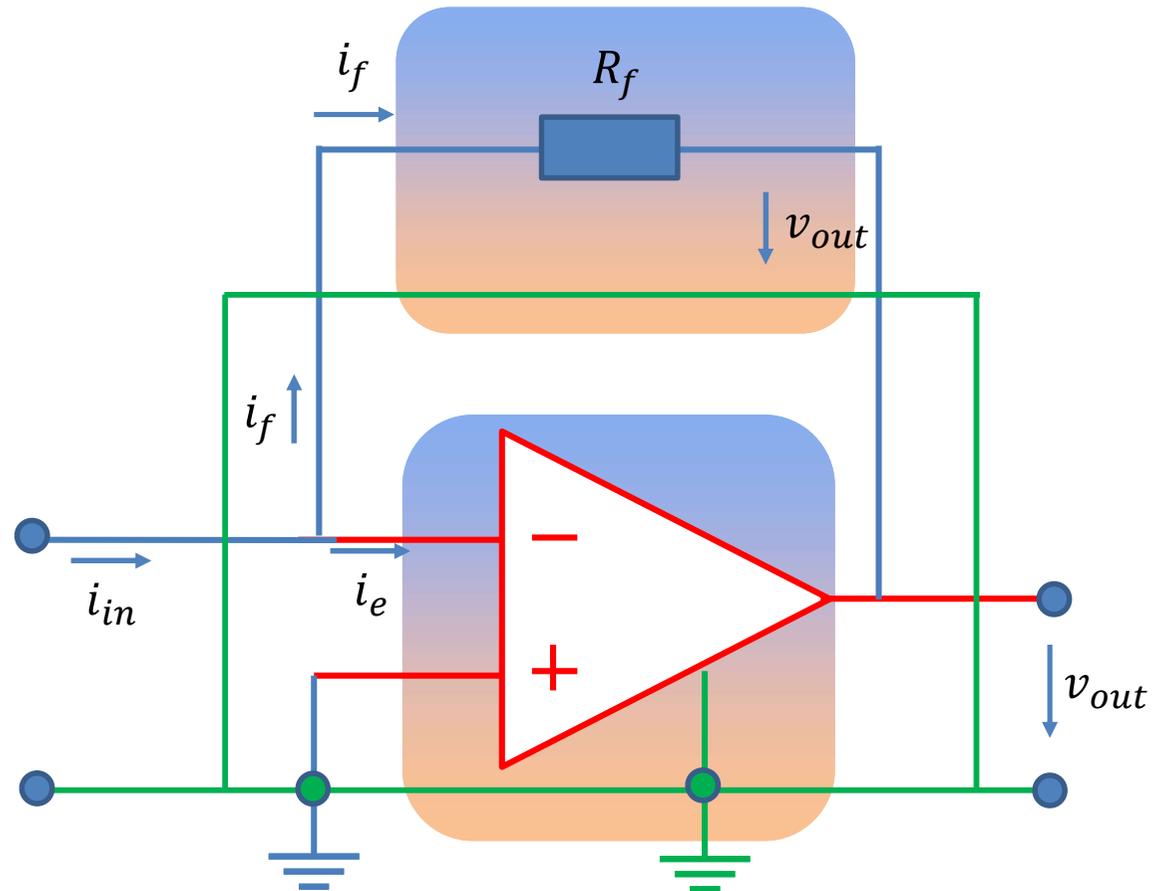
负反馈连接类型 确定放大器类型



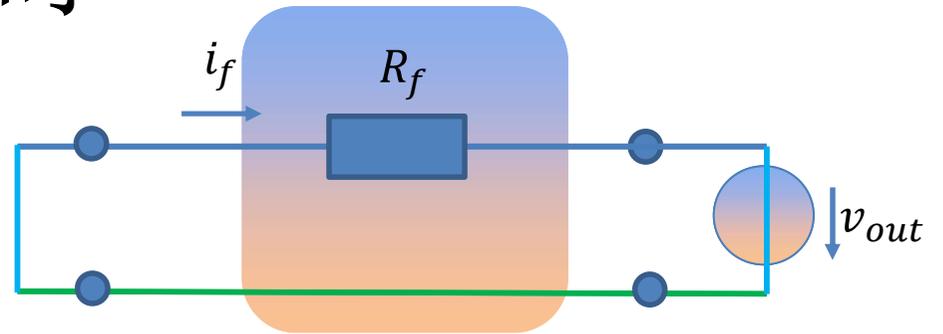
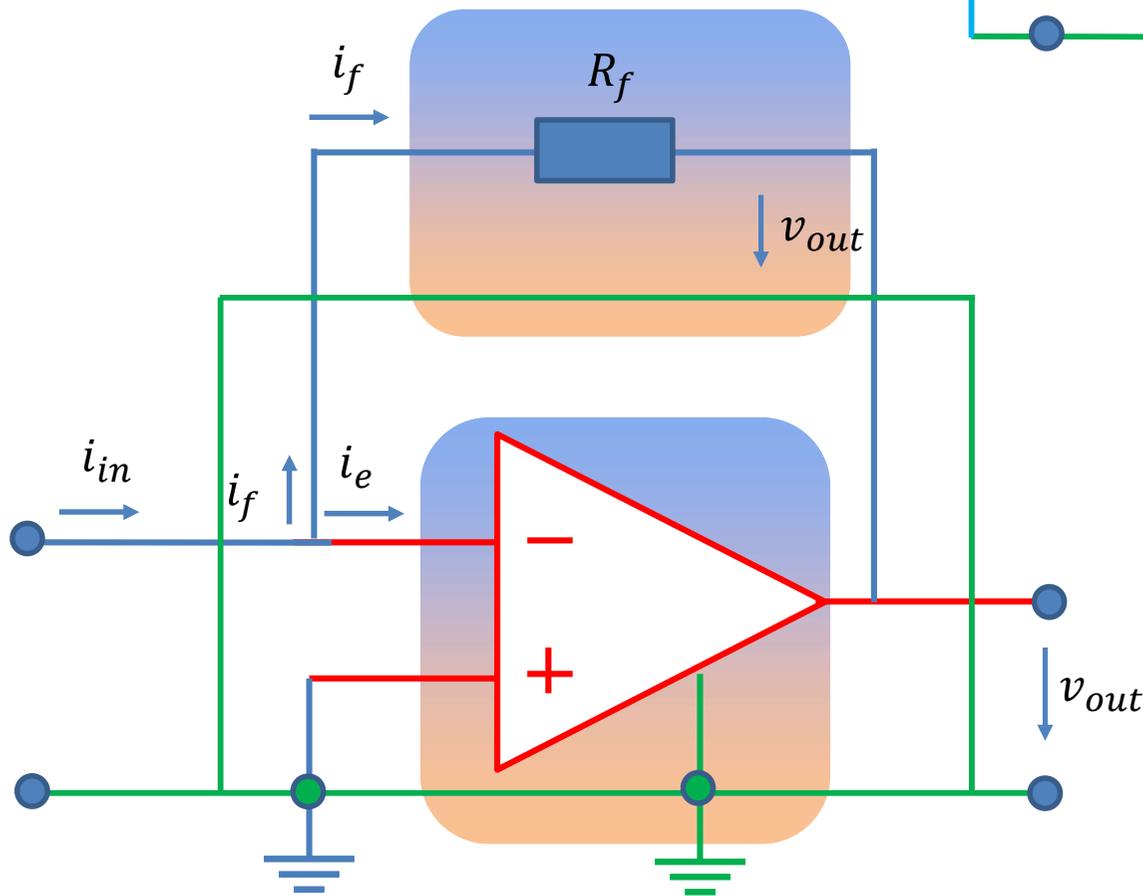
$$0 - v_{out} = i_{in} R_f$$

$$R_{mf} = \frac{v_{out}}{i_{in}} = -R_f$$

并并负反馈连接：反馈网络检测输出电压，形成反馈电流，从输入电流中扣除，形成的误差电流稳定输出电压，故而形成接近理想的流控压源



只对闭环增益感兴趣时 只需求反馈系数



$$G_F = \frac{i_f}{v_{out}} = -\frac{1}{R_f}$$

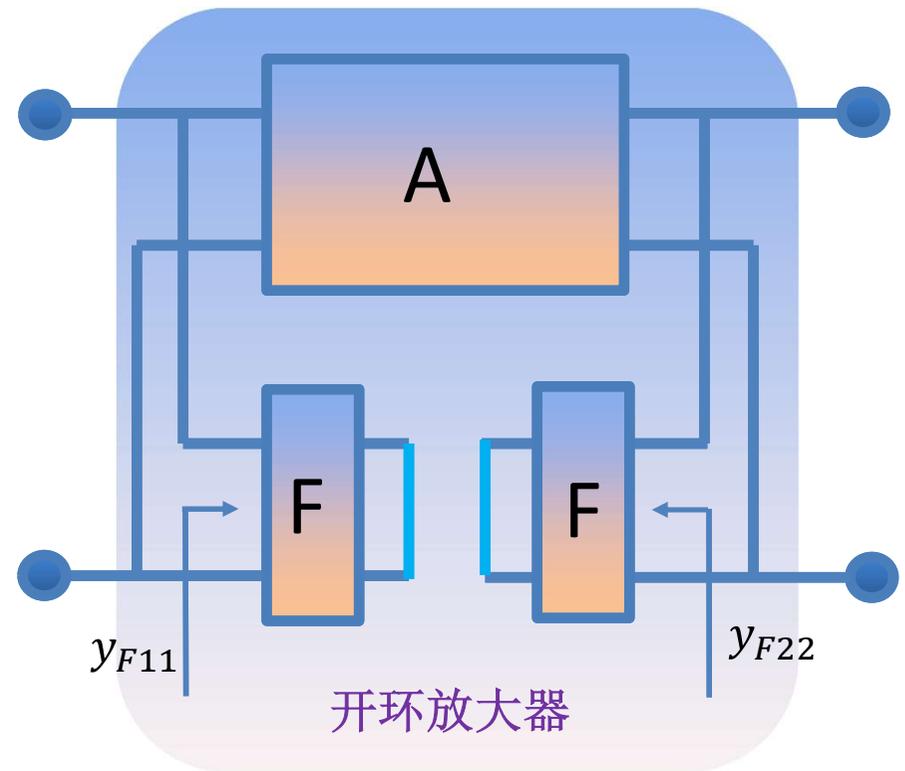
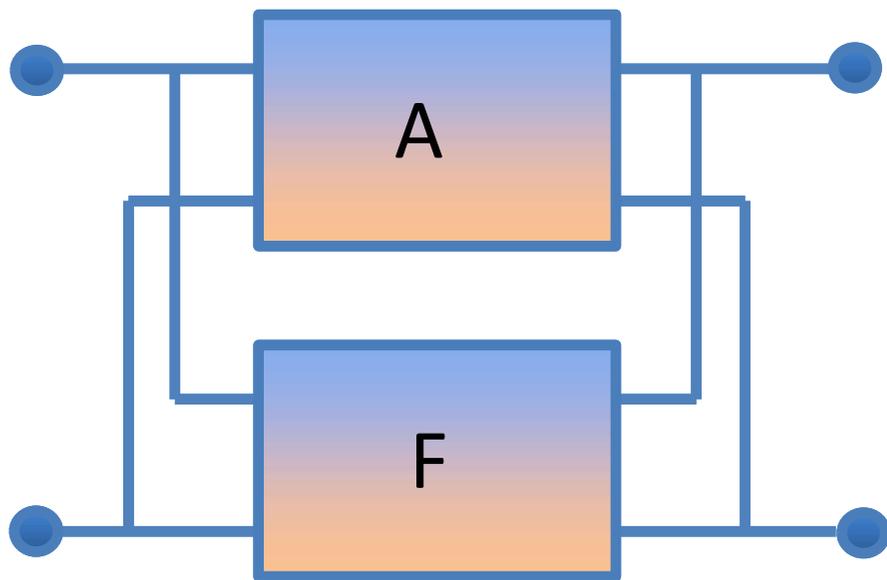
$$R_{mf} = \frac{R_{m0}}{1 + R_{m0}G_F}$$

$$\stackrel{R_{m0}G_F \gg 1}{\approx} \frac{1}{G_F} = -R_f$$

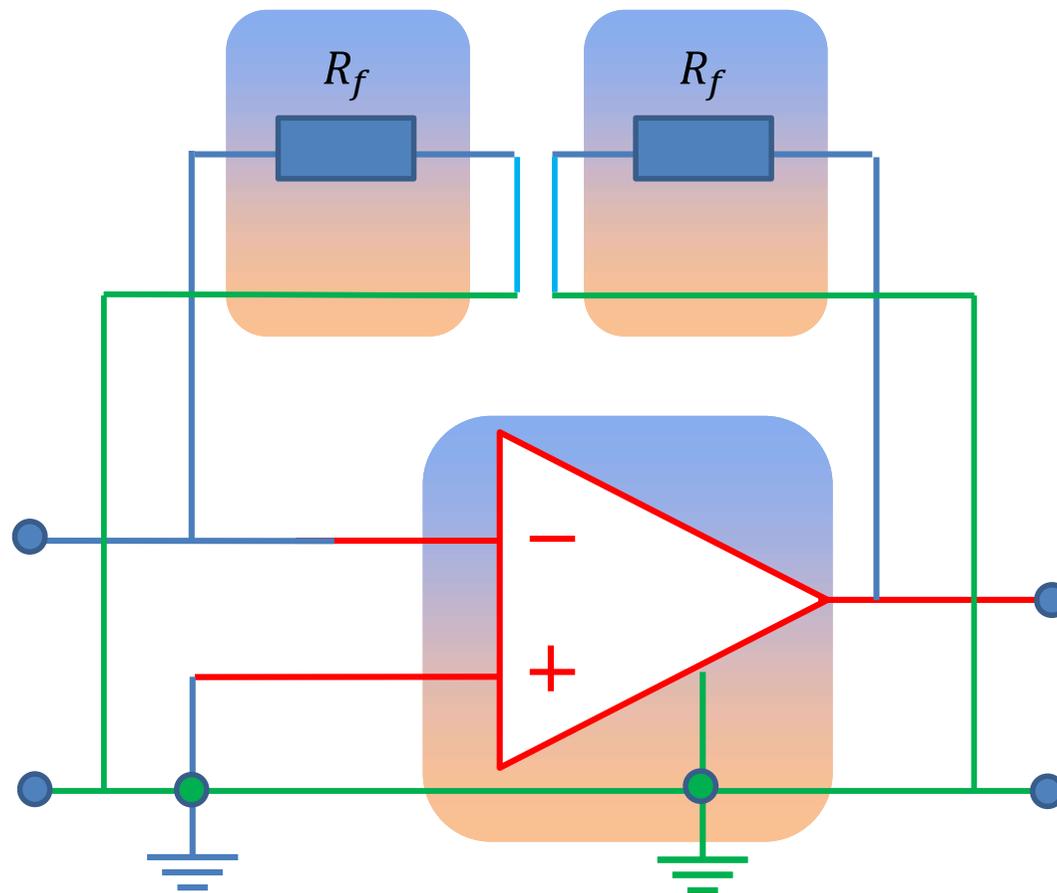
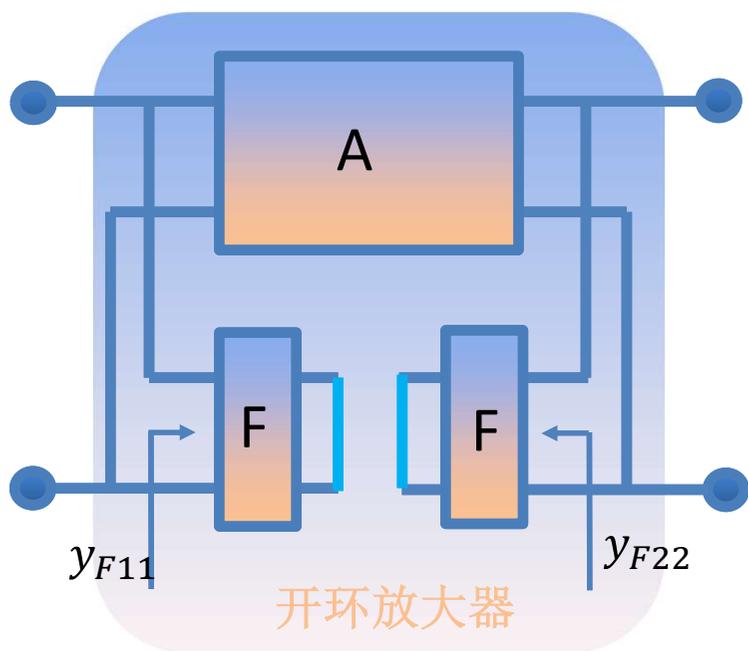
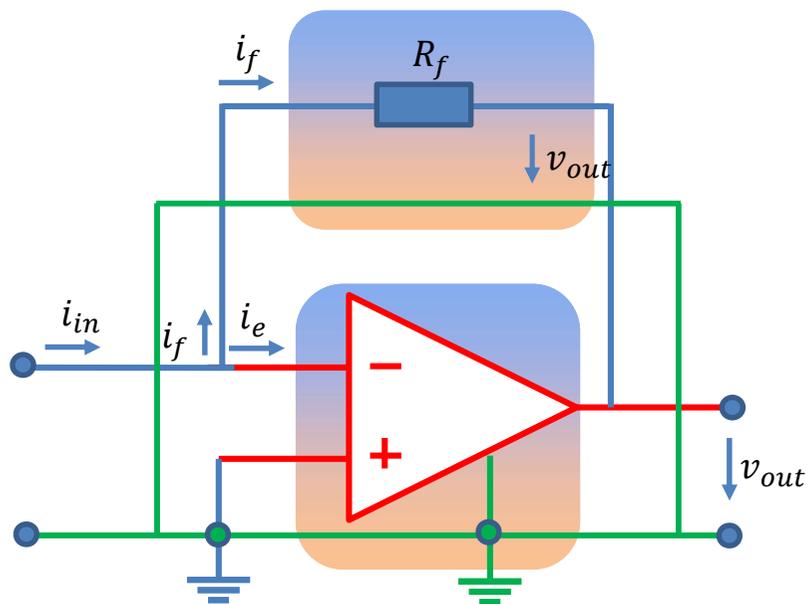
此分析结果和虚短、
虚断分析结果相同，
因为理想运放意味
着无穷大环路增益

对输入电阻输出电阻感兴趣 则需分析开环放大器

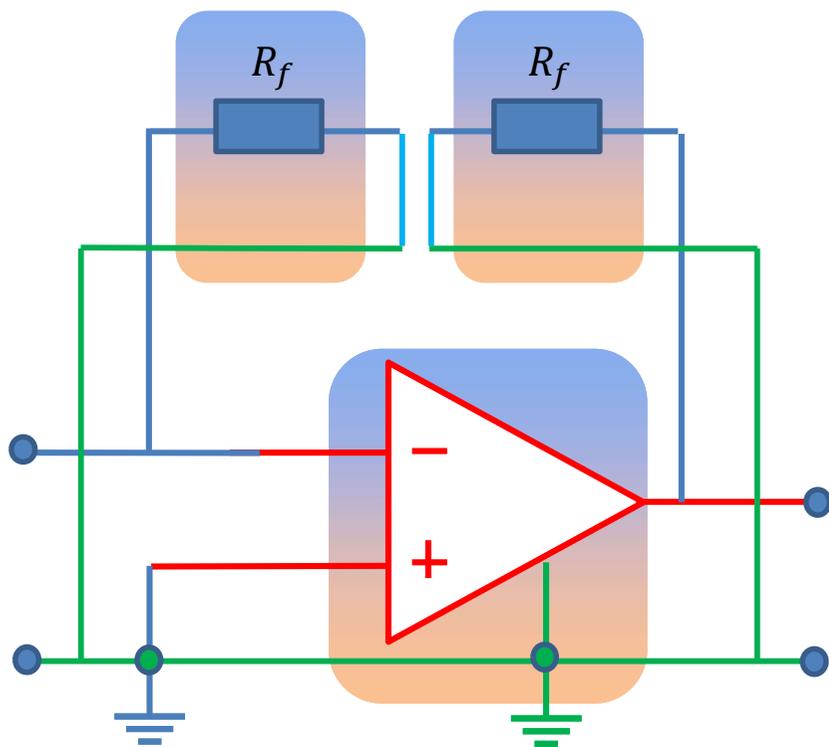
$$y_{AF,OpenLoop} \approx \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & 0 y_{F12} \\ y_{A21} + y_{F22} & y_{A22} + y_{F22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{A11} & 0 \\ y_{A21} & y_{A22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{F11} & 0 \\ 0 & y_{F22} \end{bmatrix}$$



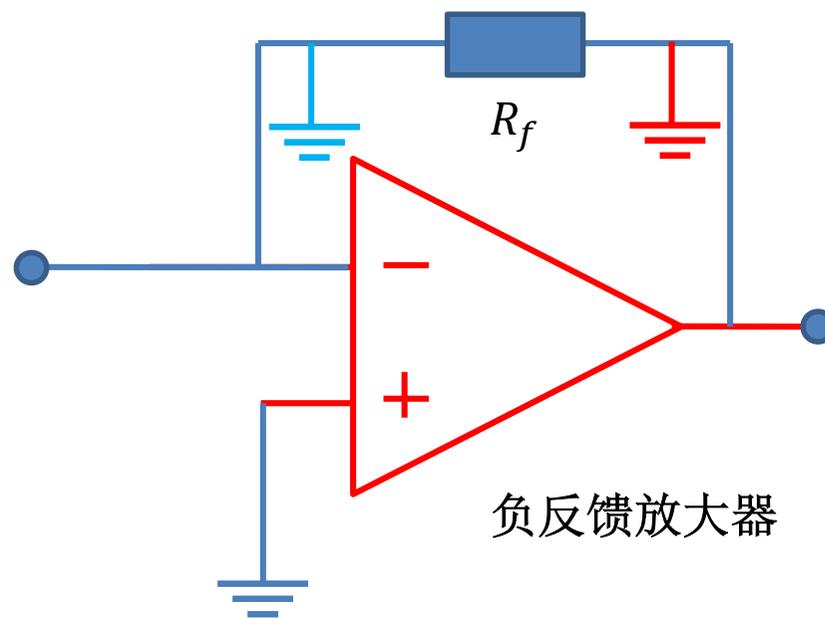
开环放大器



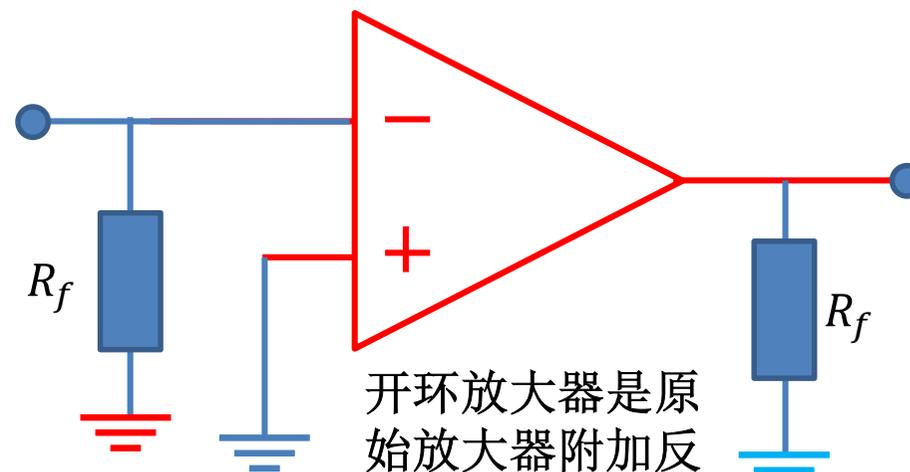
开环放大器



开环放大器原理图



负反馈放大器

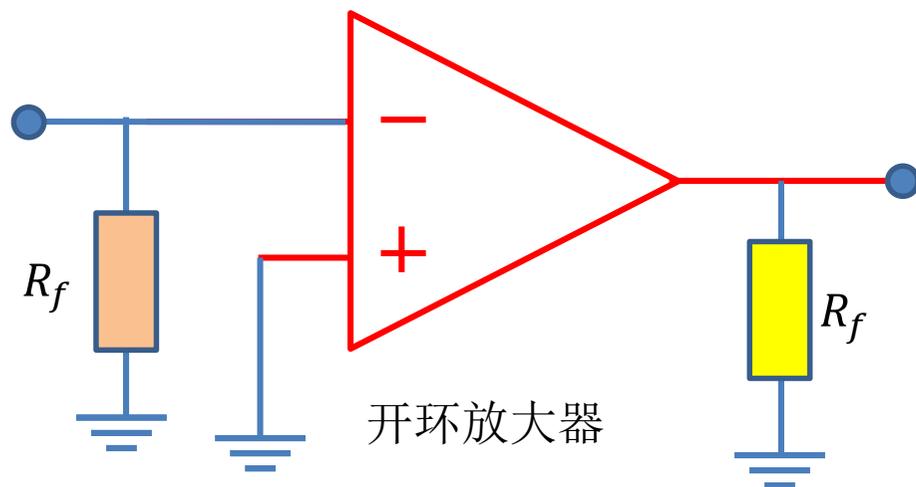


开环放大器是原始放大器附加反馈网络负载效应

开环放大器参量

$$r_{in0} = R_{in} \parallel R_f = 2M \parallel 10k = 9.95k\Omega$$

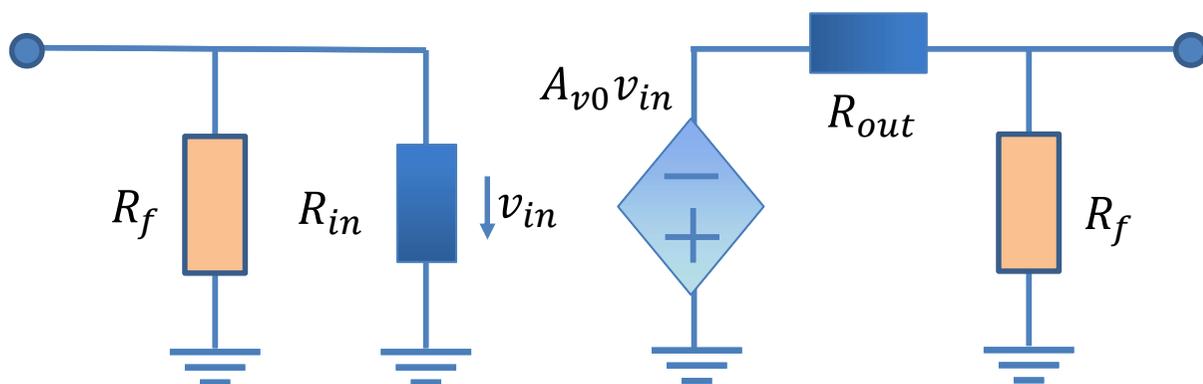
本例中，负反馈网络在输入端的负载效应强烈，闭环放大器输入电阻几乎由负反馈网络决定



$$r_{out0} = R_{out} \parallel R_f = 75\Omega \parallel 10k = 74.44\Omega$$

本例中，负反馈网络在输出端的负载效应微弱，闭环放大器输出电阻几乎就是原始放大器输出电阻

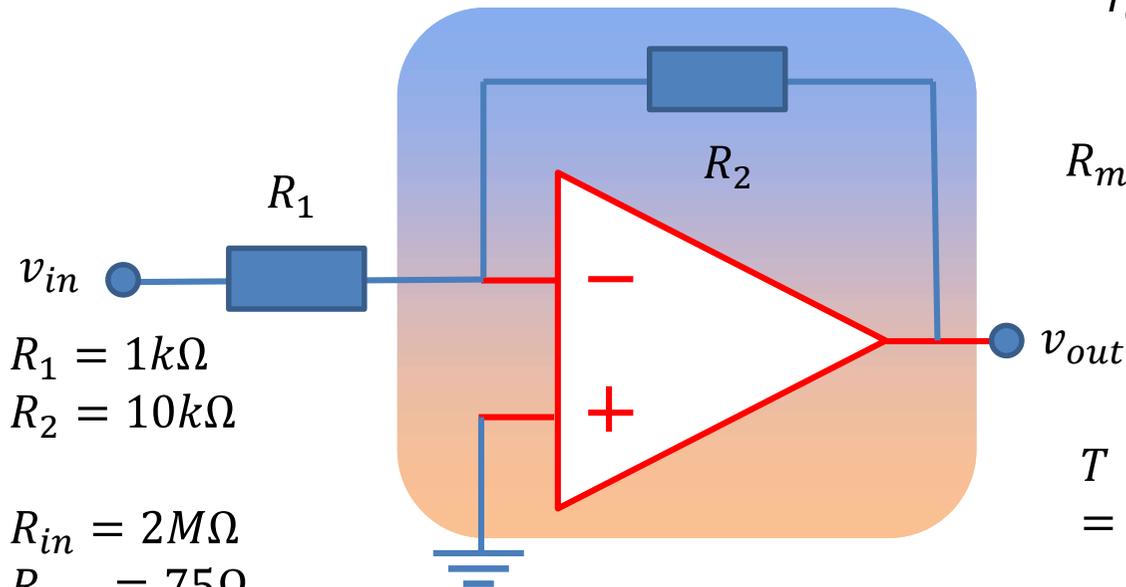
$$R_{m0} = \frac{v_{out,open}}{i_{in}}$$



$$= \frac{R_f}{R_{out} + R_f} (-A_{v0}) r_{in}$$

$$= -1.975G\Omega$$

闭环放大器参量



$R_1 = 1k\Omega$
 $R_2 = 10k\Omega$
 $R_{in} = 2M\Omega$
 $R_{out} = 75\Omega$
 $A_{v0} = 200000$

$$r_{in0} = R_{in} || R_2 = 2M || 10k = 9.95k\Omega$$

$$r_{out0} = R_{out} || R_2 = 75 || 10k = 74.44\Omega$$

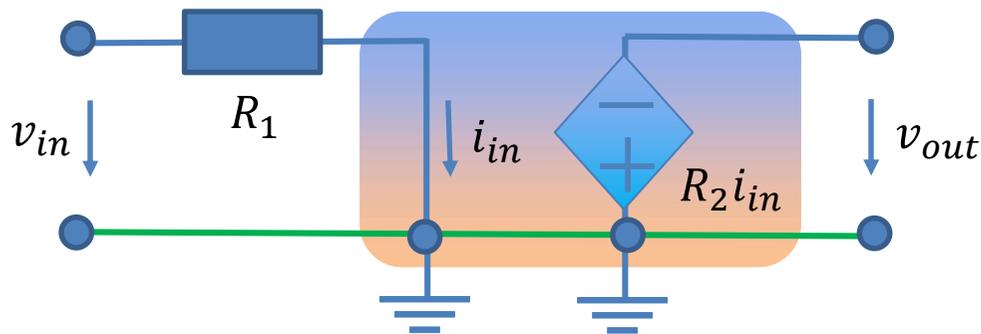
$$R_{m0} = -A_{v0} \frac{R_2}{R_{out} + R_2} r_{in} = -1.975G\Omega$$

$$G_F = -\frac{1}{R_2} = -0.1mS$$

$$T = R_{m0} G_F = (-1.975G\Omega) \times (-0.1mS) = 19.75 \times 10^4 \gg 1$$

深度负反馈可使得负反馈放大器接近理想流控压源

$m\Omega$ 量级 r_{inf} 、 r_{outf} 被视为短路



反相电压放大器等效电路

$$r_{inf} = \frac{r_{in0}}{1 + T} = 50m\Omega \approx 0\Omega$$

$$r_{outf} = \frac{r_{out0}}{1 + T} = 0.38m\Omega \approx 0\Omega$$

$$R_{mf} = \frac{R_{m0}}{1 + T} \approx -10k\Omega = -R_2$$

3.3 负反馈带来的好处

- 降低增益灵敏度，系统稳定性增强
 - A_{v0} 有剧烈的变化，放大器增益灵敏度高，不利应用
 - A_{vF} 几乎没有变化，放大器增益灵敏度低，易于设计和应用
- 放大器更接近理想受控源
 - 放大倍数稳定
 - 输入阻抗和输出阻抗都更接近理想受控源
- 非线性失真降低
- 可增加带宽

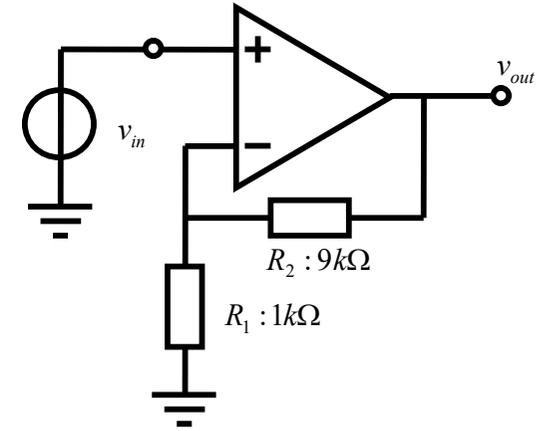
- 代价是放大倍数下降

$$A_{CL} = \frac{A_{OL}}{1+T}$$

本节负反馈要求

- 能够用虚短、虚断特性对线性区运放电路进行分析
 - 极致化抽象使得电路分析变得简单
 - 限定性条件不要忘了，否则虚短虚断分析结果有误
- 能够理解负反馈带来的好处
 - 增益稳定，...
- 反馈网络的分析可用电路分析流程完成

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

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

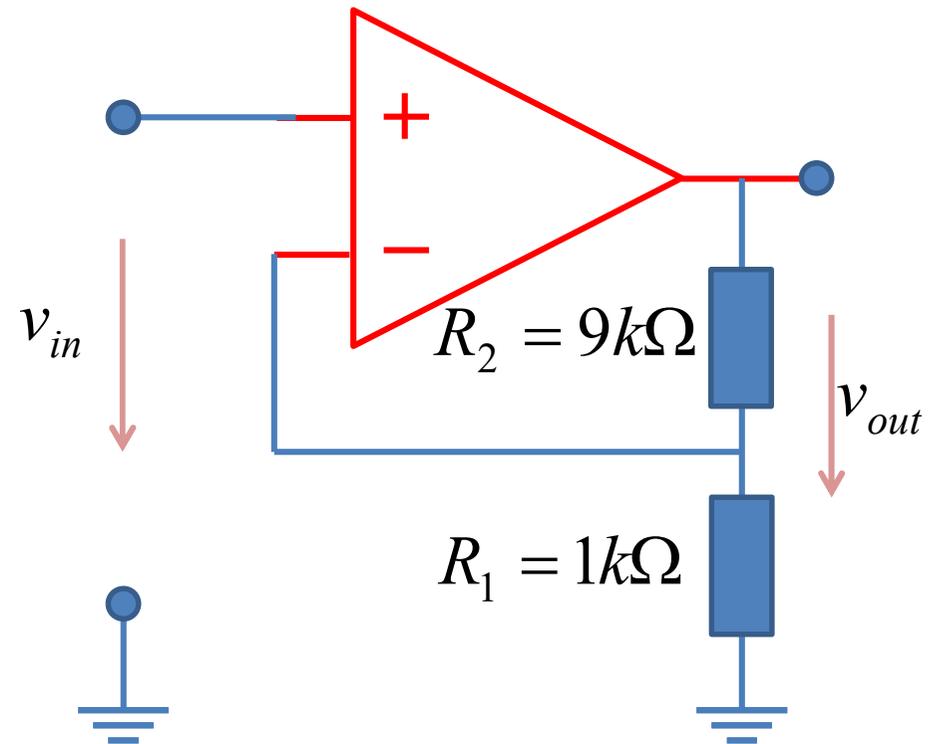
- 用电路流程分析负反馈放大器

- 负反馈连接方式
- 反馈系数
- 开环放大器
- 闭环放大器

- 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 $A_{v0}=200000$ 。

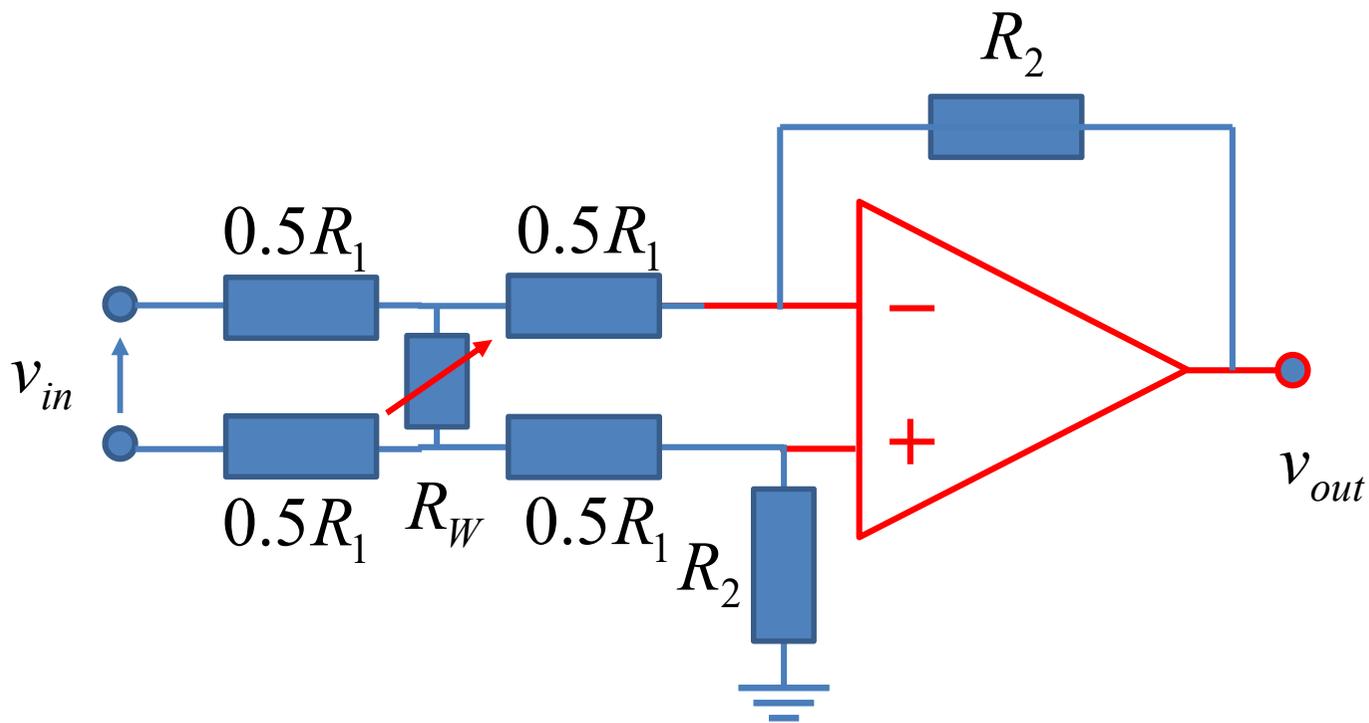
作业

- 2、举出生活中的一个负反馈例子，简要通俗地说明：由于负反馈的存在，使得系统变得稳定了
- 3、已知运放的电源电压为 $\pm 15\text{V}$ ，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



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？



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

