



# 第七章 集成运放 应用电路

郭圆月

2022年11月29日





# 目录

§7.1 理想运放特性及分析方法

§7.2 比例运算和加减运算电路

§7.3 积分运算电路和微分运算电路

§7.4 对数运算电路和指数运算电路

§7.5 实际运放的误差分析

§7.6 差动运放电路

§7.7 实际运放的频率特性及补偿





# § 7.1 理想运放特性及分析方法

## ■ 研究的 **问题**

- (1) 运算电路：运算电路输出电压是输入电压某种运算的结果，如加、减、乘、除、乘方、开方、积分、微分、对数、指数等。
- (2) 描述方法：运算关系式  $u_O = f(u_I)$
- (3) 分析方法：“**虚短**”和“**虚断**”是基本出发点。

## ■ 学习运算电路的基本要求

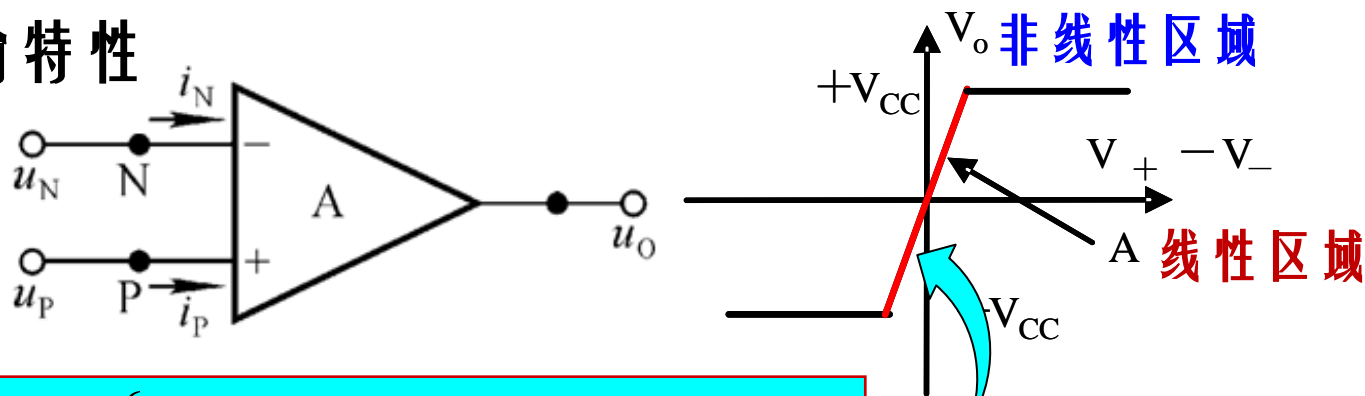
- (1) 识别电路；
- (2) 掌握输出电压和输入电压运算关系式的求解方法。





# 一、集成运放的电压传输特性

## ■ 差动电压传输特性



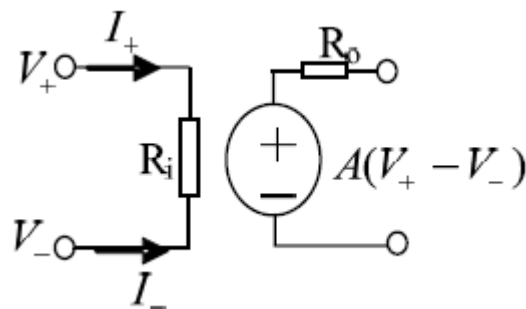
### ➤ 工作区：

$$\text{线性区: } \begin{cases} V_o = A_{od} (V_+ - V_-) \leftarrow \text{差动放大} \\ |V_o| < V_{CC} \end{cases}$$

$$\text{饱和区: } \begin{cases} V_+ > V_- \Rightarrow V_o = +V_{CC} \\ V_+ < V_- \Rightarrow V_o = -V_{CC} \end{cases}$$

### ➤ 交流小信号模型 **线性工作模型**

- ✓ 一般外加反馈网络，闭环工作；
- ✓ 模型用起来比较麻烦，很少使用。





# 一、集成运放的理想模型

## 1. 理想运放的参数特点

a)  $A_{od}$ 、 $r_{id}$ 、 $f_H$ 、 $CMRR$  均为  $\infty$ ；输出  $r_o$  为 0。

b) 输入失调电压  $V_{os}$ ：零输入时，非零输出。

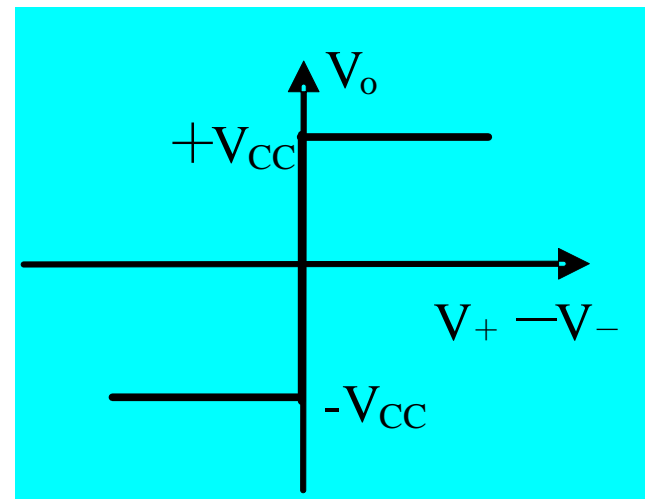
非零输出电压折合（除以电压增益）到输入端的电压； $V_{os}=0$

c) 输入失调电流  $I_{os}$ ：零输入时，两个输入端

基极偏置电流之差。 $I_{os}=|I_{B+}-I_{B-}|=0$

d) 温漂、噪声均为 0。

理想化处理



线性工作范围： $V_+ = V_-$

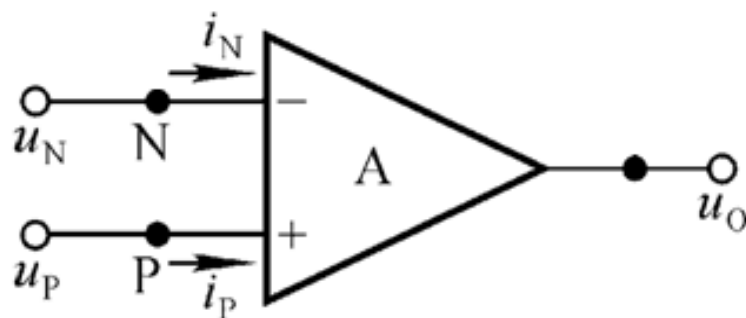
即没有线性工作区





# 一、集成运放的理想模型

## 2. 理想运放的分析方法：



因为  $u_O$  为有限值， $A_{od} = \infty$ ，所以  
 $u_N - u_P = 0$ ，即

$u_N = u_P$ .....虚短路

因为  $r_{id} = \infty$ ，所以

$i_N = i_P = 0$ .....虚断路

→ 线性运放应用电路分析出发点！



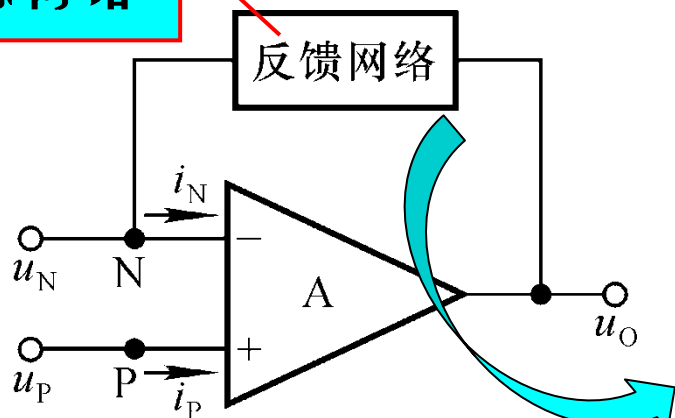


# 一、集成运放的电压传输特性

■ **电路特征**：引入电压负反馈。

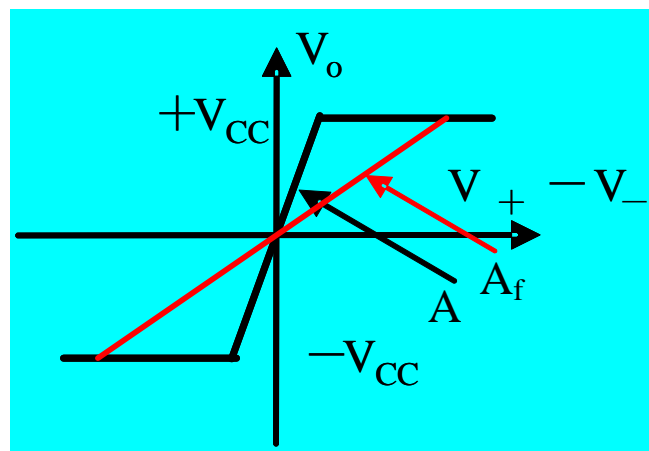
➤ 集成运放增益较高，线性区差模输入电压动态范围极小，不能**开环直接使用**，必须外加**负反馈网络**构成闭环系统，才能实现对集成运放的线性应用；

无源网络



开环应用呢？

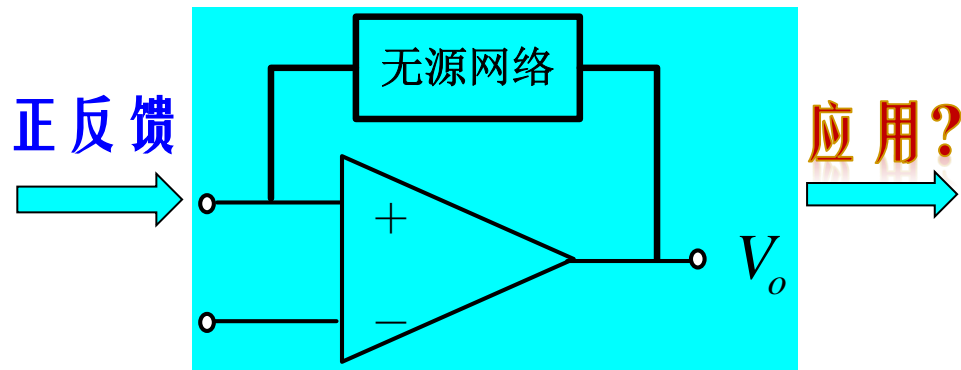
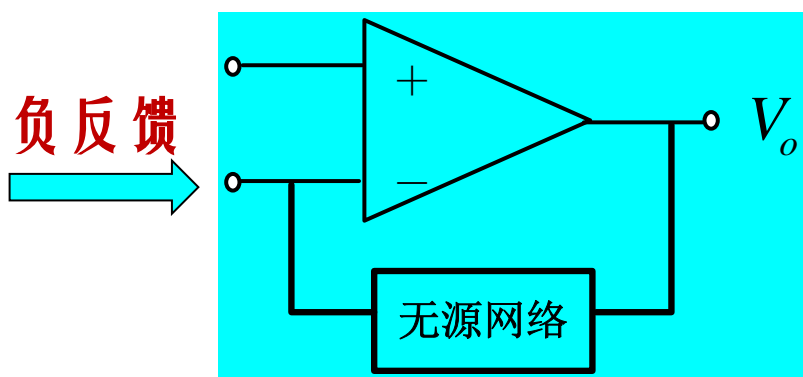
负反馈展宽线性区





# 一. 理想运放反馈极性判断

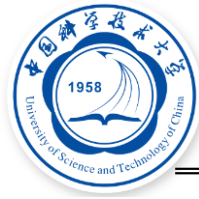
- **负反馈**：通过无源网络连接理想运放的输出和**反相输入端**；
- **正反馈**：通过无源网络连接理想运放的输出和**同相输入端**；



深度负反馈放大器：集成运放工作在线性区时，满足深度负反馈条件，则利用反馈网络能够实现各种数学运算；



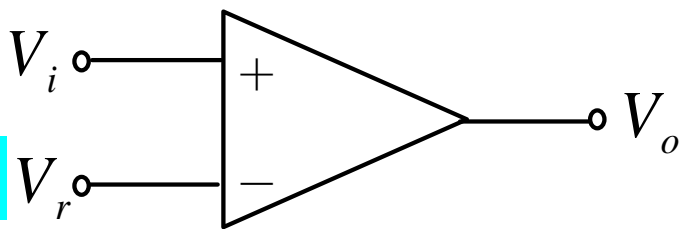




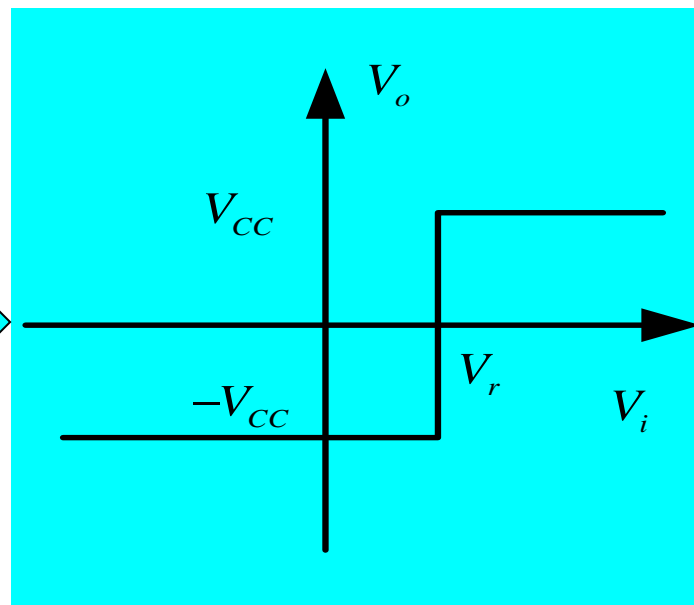
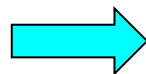
## 二. 开环应用——单门限电压比较器

### ■ 同相输入单门限电压比较器：

- 理想运放开环时，一定工作于饱和区；
- 理想运放在饱和区的应用属于非线性应用；



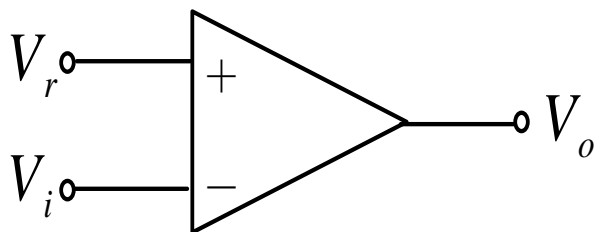
$$\begin{cases} V_i < V_r \Rightarrow V_o = -V_{CC} \\ V_i > V_r \Rightarrow V_o = +V_{CC} \end{cases}$$



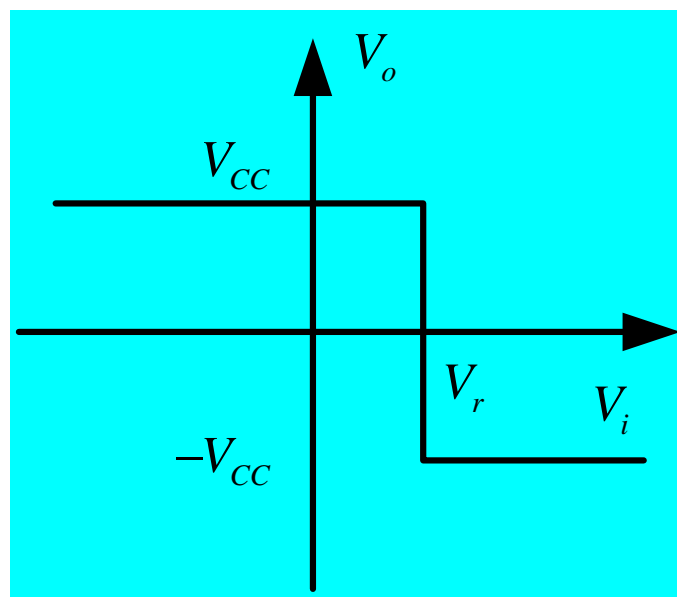


## 二. 开环应用--单门限电压比较器

### ■ 反相输入单门限电压比较器



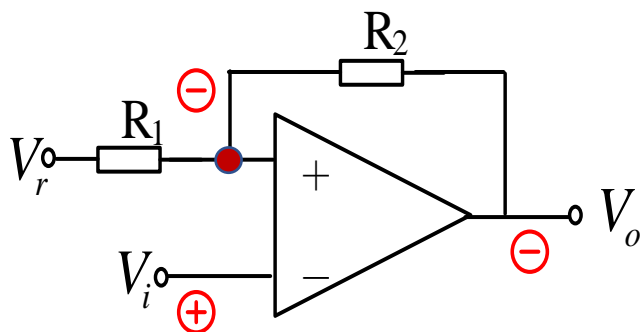
$$\begin{cases} V_i < V_r \Rightarrow V_o = +V_{CC} \\ V_i > V_r \Rightarrow V_o = -V_{CC} \end{cases}$$



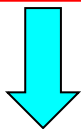


## 二. 正反馈应用——迟滞比较器

### 1) 上行迟滞比较器



电压串联正反馈

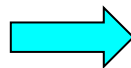
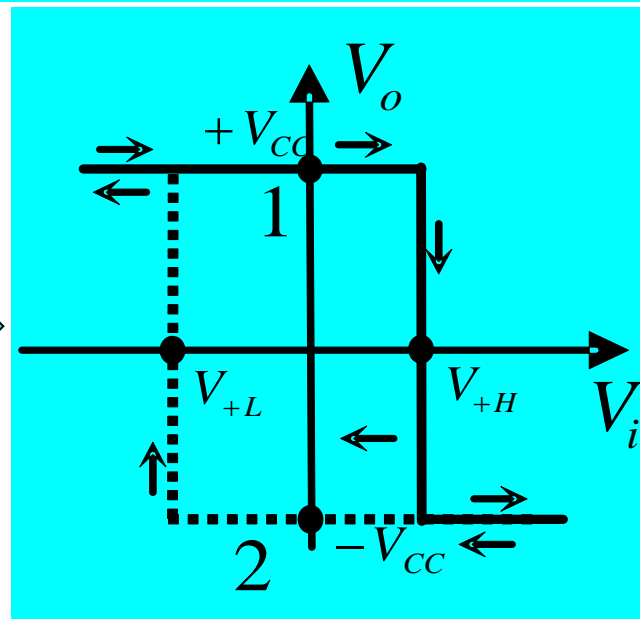


理想运放仅引入正反馈，  
一定工作于正或负饱和区！

同相端的比较基准电压

$$V_{+H} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_r$$

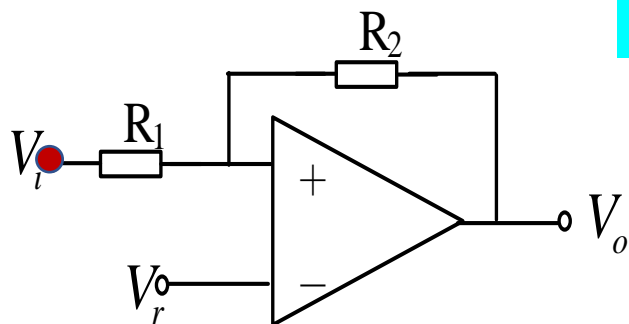
$$V_{+L} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_r$$



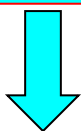


## 二. 正反馈应用——迟滞比较器

### ■ 下行迟滞比较器



电压并联正反馈

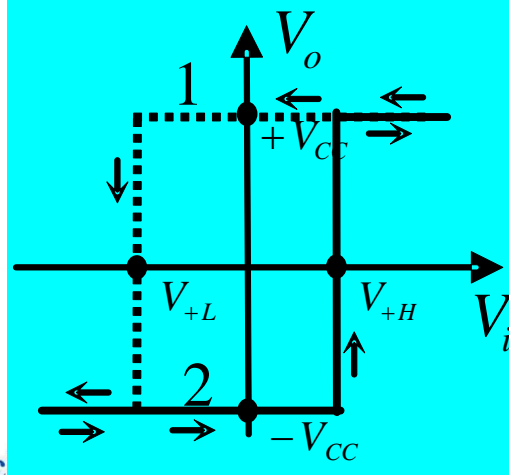


理想运放仅引入正反馈，  
一定工作于**正或负饱和区**！

$$V_+ = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i = V_- = V_r$$

$V_i$ 对应的比较基准电压

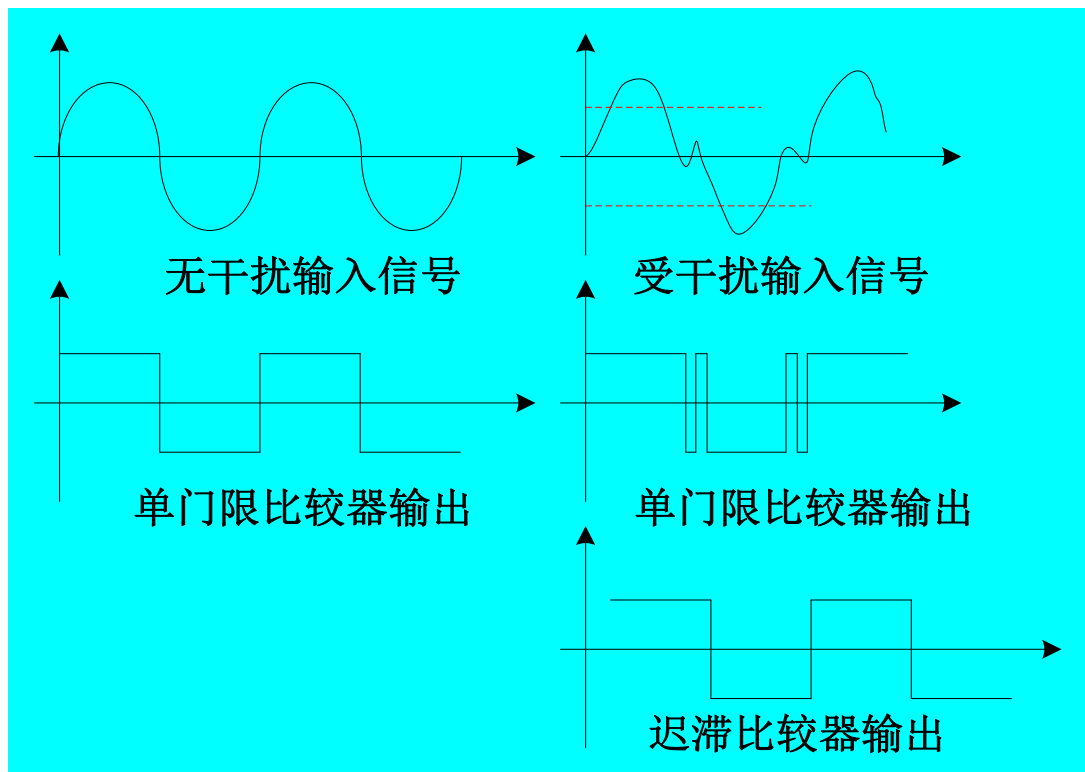
$$\begin{cases} V_{+L} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r - \frac{R_1}{R_2} V_{CC} (+V_{CC}) \\ V_{+H} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r + \frac{R_1}{R_2} V_{CC} (-V_{CC}) \end{cases}$$





## 二. 非线性应用——比较器性能对比

- 单门限电压比较器：电路结构简单、灵敏度高，但抗干扰能力差；
- 迟滞比较器：两个电压比较门限，结构相对复杂，但具有良好的抗干扰能力；





## § 7.2 比例运算和加减运算电路

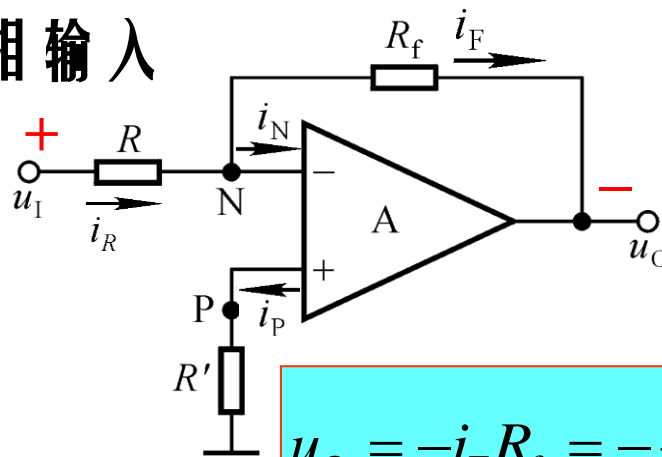
### 一、比例运算电路

#### 1. 反相输入

$$i_N = i_P = 0 \quad \text{-- 虚断}$$

$$u_N = u_P = 0 \quad \text{-- 虚短、虚地}$$

在节点N: 
$$i_F = i_R = \frac{u_I}{R}$$



$$u_O = -i_F R_f = -\frac{R_f}{R} \cdot u_I$$

1) 电路引入了哪种组态的负反馈？有无共模信号？

1) 电路的输入、输出电阻为多少？

3)  $R' = ?$  为什么？  $R' = R // R_f$

保证输入级的对称性

4) 若要  $R_i = 100\text{k}\Omega$ ，比例系数为  $-100$ ， $R = ?$   $R_f = ?$

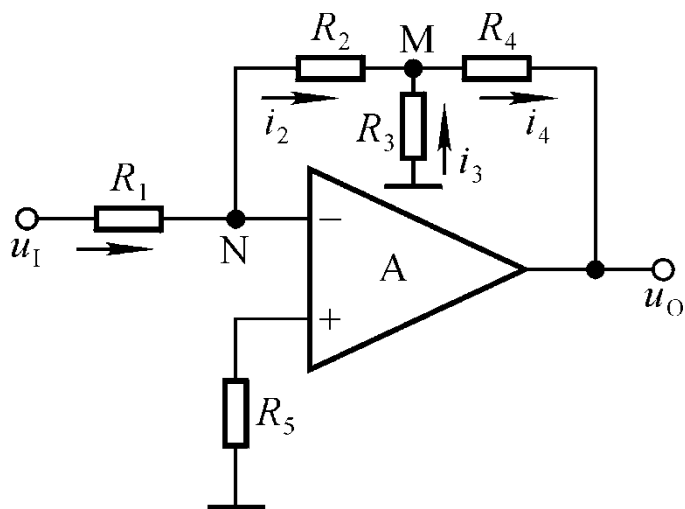
$R_f$  太大，噪声大。如何利用相对小的电阻获得  $-100$  的比例系数？





# 1. T形反馈网络反比例运算电路

■ 利用 $R_4$ 中有较大电流来获得较大数值的比例系数。



$$i_2 = i_1 = \frac{u_I}{R_1} \quad u_M = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I$$

$$u_o = u_M - (i_2 + i_3)R_4 \quad i_3 = -\frac{u_M}{R_3}$$

$$u_O = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 // R_4}{R_3}\right) \cdot u_I$$

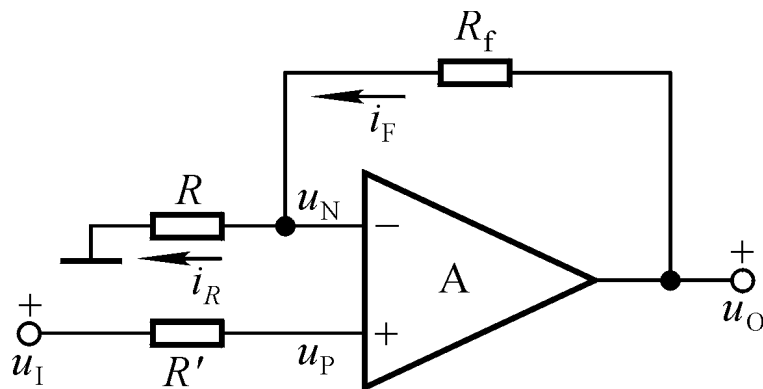
若要求 $R_i = 100\text{k}\Omega$ ，则 $R_1 = ?$

若比例系数为 $-100$ ， $R_2 = R_4 = 100\text{k}\Omega$ ，则 $R_3 = ?$





## 2. 同相输入



$$u_N = u_P = u_I$$

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot u_N$$

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot u_I$$

- 1) 电路引入了哪种组态的负反馈? **电压串联负反馈**
- 2) 输入电阻为多少?
- 3) 电阻  $R' = ?$  为什么?  **$R' = R \parallel R_f$**
- 4) 共模抑制比  $K_{CMR} \neq \infty$  时会影响运算精度吗? 为什么?

**运算关系的分析方法：虚短+虚断+节点电流法**

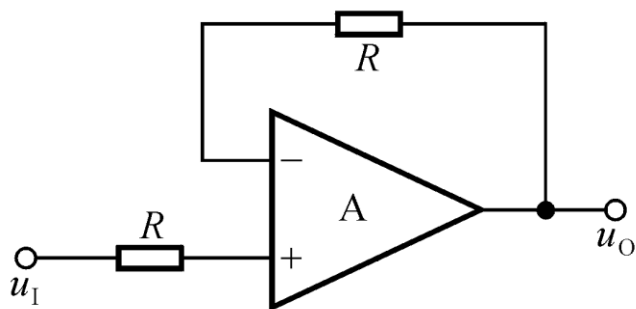




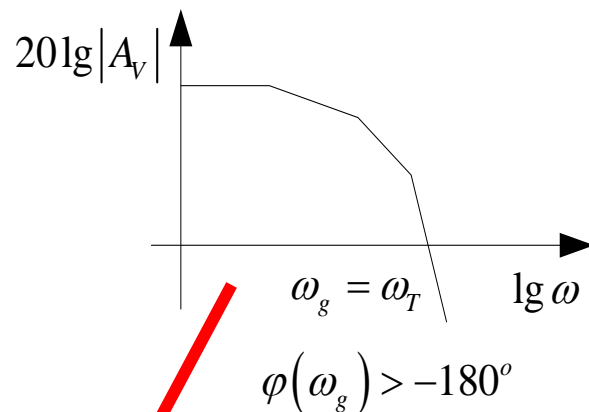
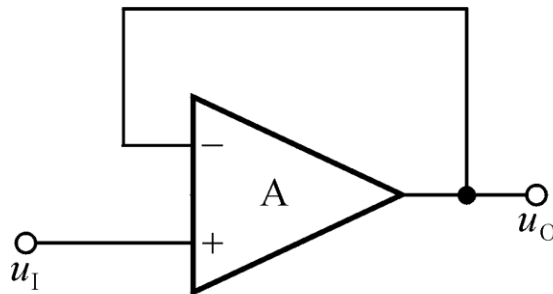


## 2. 特例：电压跟随器

■ 同相输入比例运算电路的特例：



$$u_O = u_N = u_P = u_I$$



1)  $\dot{F} = ?$

2)  $R_i = ? R_o = ?$

3)  $u_{Ic} = ?$

$$\begin{cases} F = 1 \\ R_i = \infty \\ R_o = 0 \\ u_{Ic} = u_I \end{cases}$$

该电路很容易满足自激振荡的幅度和相位条件，需加相位补偿以防自激！

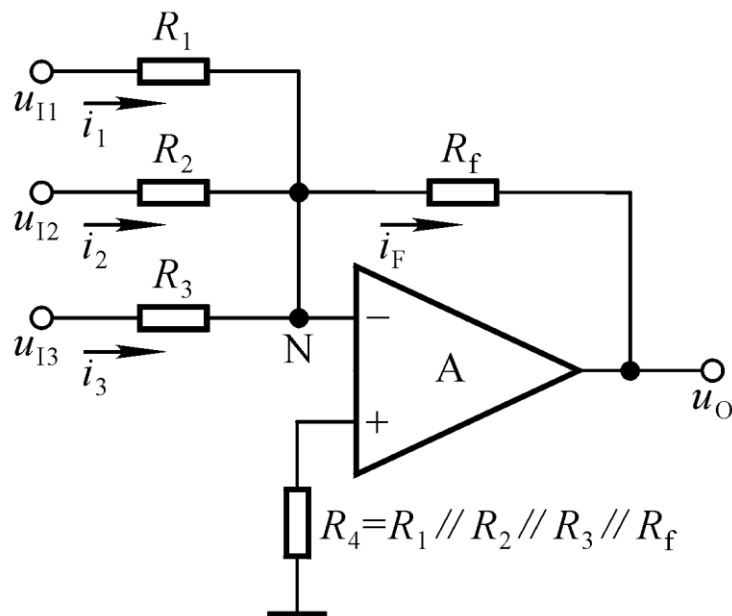




## 二、加减运算电路

### 1. 反相求和

#### 方法一：节点电流法



$$u_N = u_P = 0$$

$$\begin{aligned} i_F &= i_{R1} + i_{R2} + i_{R3} \\ &= \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \end{aligned}$$

$$u_O = -i_F R_f = -R_f \left( \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$$

该电路实现了对多路输入信号的反相比例相加，比例系数可由各电阻决定

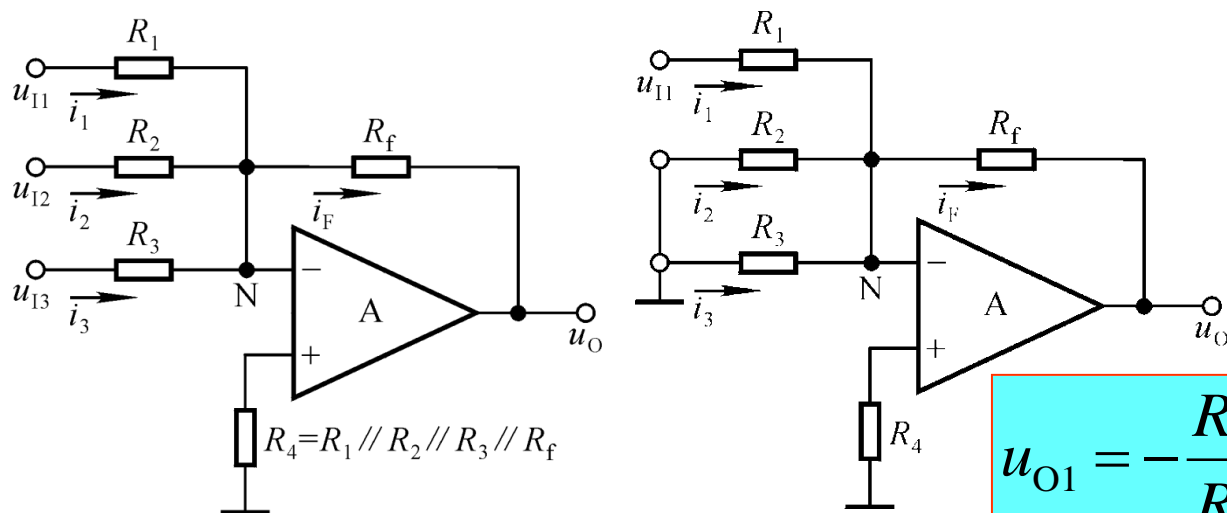




# 1. 反相求和

方法二：利用**叠加原理**

首先求解每个输入信号单独作用时的输出电压，然后将所有结果相加，即得到所有输入信号同时作用时的输出电压。



同理可得

$$u_{O2} = -\frac{R_f}{R_2} \cdot u_{I2}$$

$$u_{O3} = -\frac{R_f}{R_3} \cdot u_{I3}$$

$$u_{O1} = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u_{I1}$$

$$u_O = u_{O1} + u_{O2} + u_{O3} = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u_{I1} - \frac{R_f}{R_2} \cdot u_{I2} - \frac{R_f}{R_3} \cdot u_{I3}$$

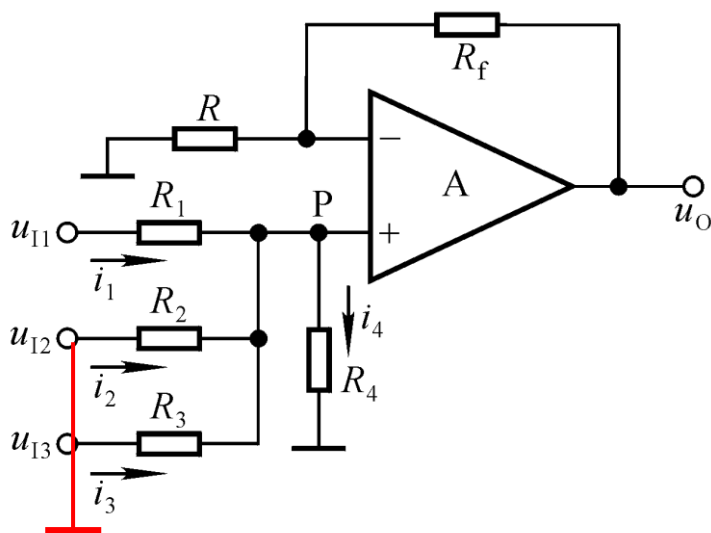




## 2. 同相求和

设  $R_1 // R_2 // R_3 // R_4 = R // R_f$  利用叠加原理求解：

令  $u_{I2} = u_{I3} = 0$ ，求  $u_{I1}$  单独作用时的输出电压



$$u_{O1} = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot \frac{R_2 // R_3 // R_4}{R_1 + R_2 // R_3 // R_4} \cdot u_{I1}$$

同理可得， $u_{I2}$ 、 $u_{I3}$  单独作用时的  $u_{O2}$ 、 $u_{O3}$ ，形式与  $u_{O1}$  相同， $u_O = u_{O1} + u_{O2} + u_{O3}$ 。物理意义清楚，计算麻烦！

在求解运算电路时，应选择合适的方法，使运算结果简单明了，易于计算。

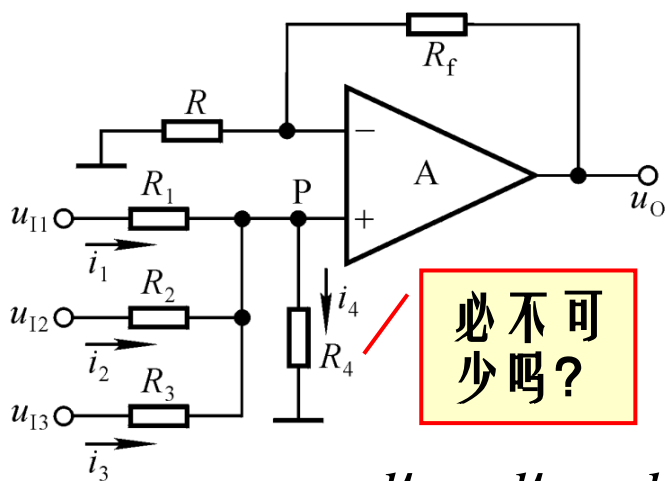




## 2. 同相求和

设  $R_1 // R_2 // R_3 // R_4 = R // R_f$

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_4$$



$$\frac{u_{I1} - u_P}{R_1} + \frac{u_{I2} - u_P}{R_2} + \frac{u_{I3} - u_P}{R_3} = \frac{u_P}{R_4}$$

$$\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} = \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) u_P$$

$$u_P = R_P \left( \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right) \quad (R_P = R_1 // R_2 // R_3 // R_4)$$

$$u_O = \left( 1 + \frac{R_f}{R} \right) \cdot u_P = \frac{R + R_f}{R} \cdot R_P \left( \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right) \cdot \frac{R_f}{R_f}$$

$$u_O = R_f \cdot \left( \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$$

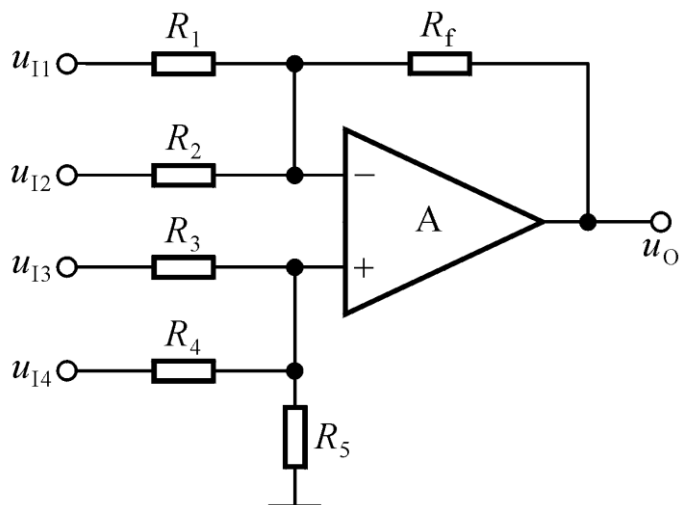
与反相求和运算电路的结果差一负号





### 3. 加减运算

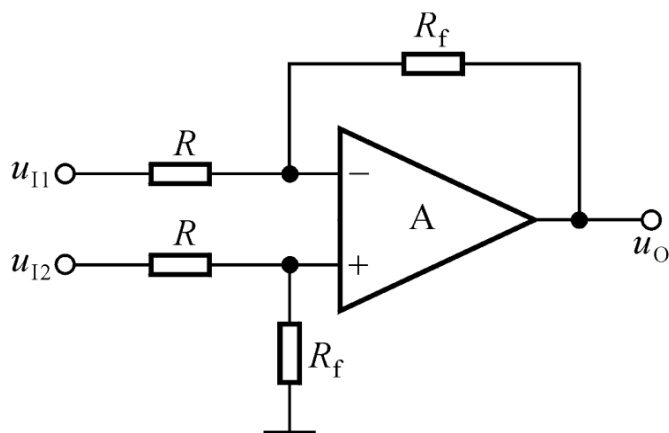
利用求和运算电路的分析结果 设  $R_1 // R_2 // R_f = R_3 // R_4 // R_5$



利用叠加原理

$$u_O = R_f \cdot \left( \frac{u_{I3}}{R_3} + \frac{u_{I4}}{R_4} - \frac{u_{I1}}{R_1} - \frac{u_{I2}}{R_2} \right)$$

若  $R_1 // R_2 // R_f \neq R_3 // R_4 // R_5$ ,  $u_O = ?$



$$u_O = \frac{R_f}{R} \cdot (u_{I2} - u_{I1})$$

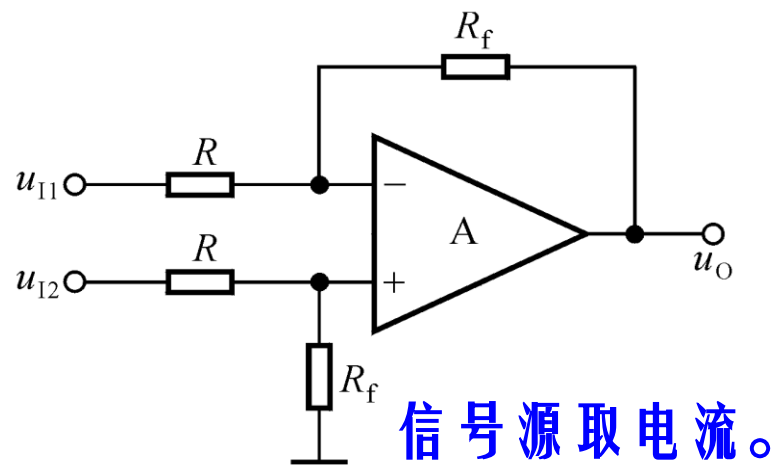
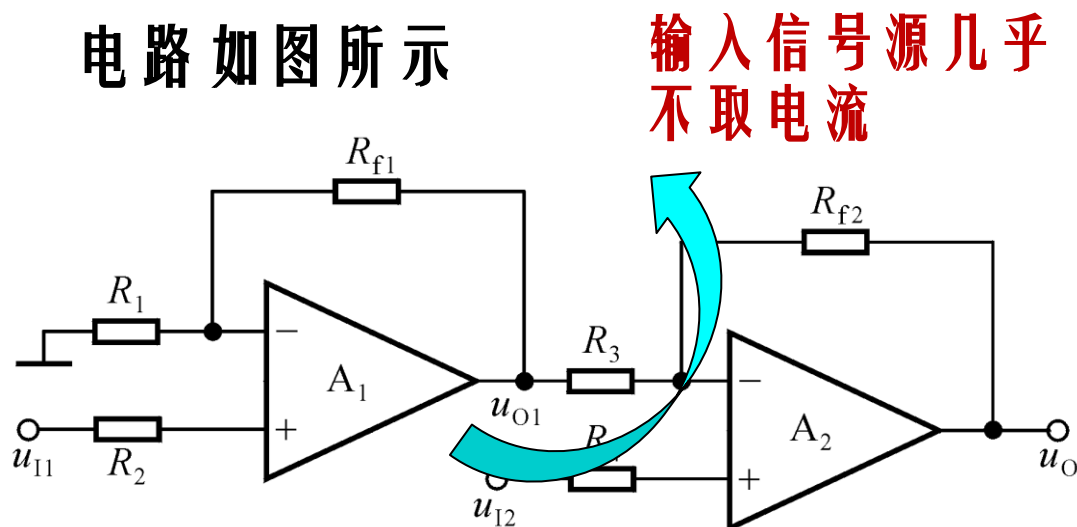
实现了差分  
放大电路





# 讨论一

电路如图所示



(1) 组成哪种基本运算电路？与用一个运放组成的完成同样运算的电路的主要区别是什么？

(2) 为什么在求解第一级电路的运算关系时可以不考虑第二级电路对它的影响？

第一级是第二级的理想电压源。





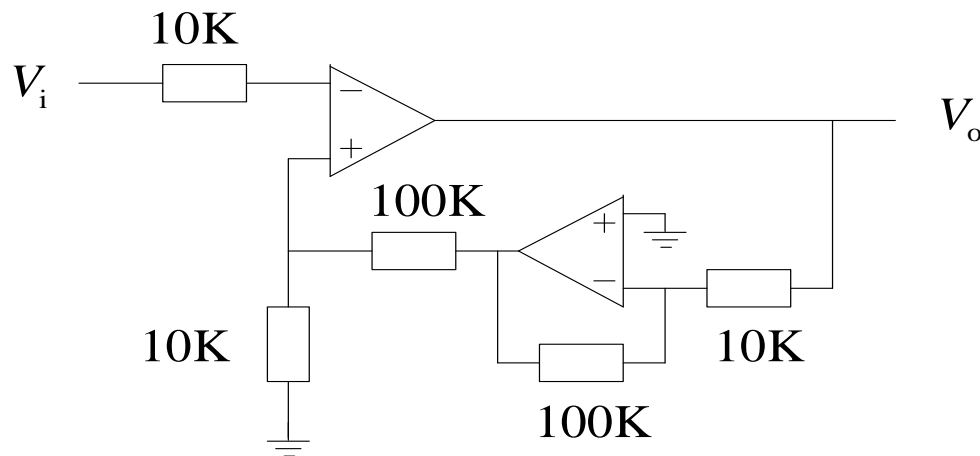
# 例题

例：理想运放电路如图所示，当 $V_i = 1V$ ，求 $V_o$ 。

解：1) 运放状态分析：

⇒ 两运放工作于线性区

⇒ 电压串联负反馈



$$2) V_P = -V_o \frac{100}{10} \cdot \frac{10}{100+10} = -V_o \cdot \frac{10}{11} = V_i$$

$$\Rightarrow V_o = -1.1V$$

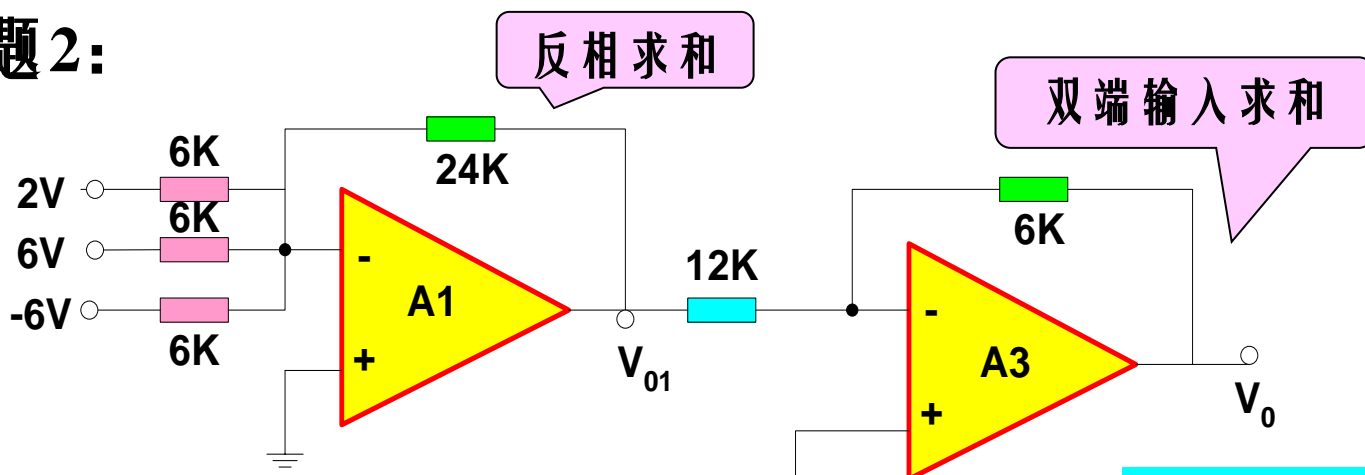






# 例题

## 例题2:



$$\frac{2}{6} + \frac{-6}{6} + \frac{6}{6} = \frac{-V_{01}}{24}$$

$$V_{01} = -8V$$

$$V_{02} = \left(1 + \frac{4}{2}\right) \times (-3) = -9V$$

$$\frac{V_{01} - V_{02}}{12} = \frac{V_{02} - V_0}{6} \quad V_0 = -9.5V$$

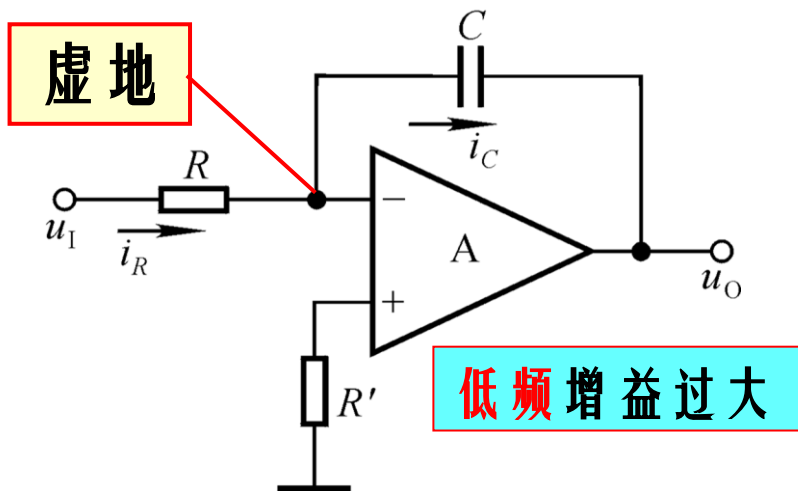
同相比例





## §7.3 积分运算电路和微分运算电路

### 1. 反相积分运算电路 (C取代 $R_f$ )

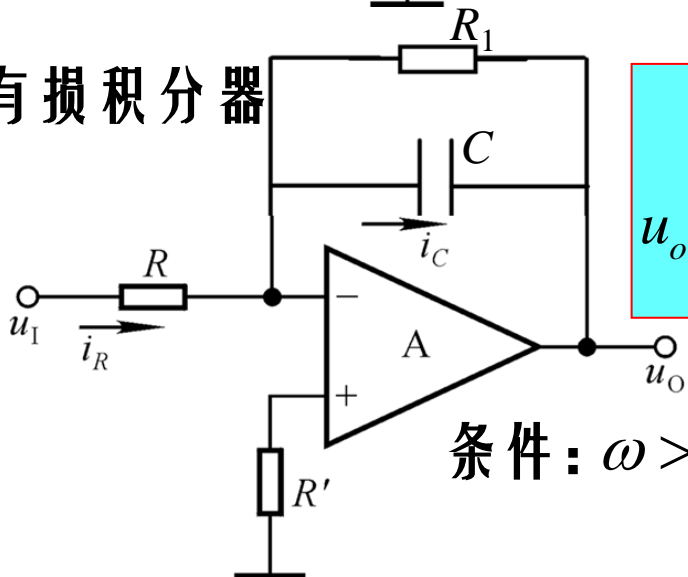


$$u_o = -\frac{SC}{R} u_I = -\frac{1}{RC} \bullet \frac{u_I}{S}$$

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int u_I(t) dt$$

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_I dt + u_o(0)$$

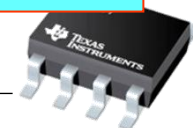
### ■ 有损积分器



$$u_o = -\frac{R_1 \parallel \frac{1}{SC}}{R} u_I = -\frac{\frac{R_1}{1+SR_1C}}{R} u_I = \frac{R_1}{R(1+SR_1C)} u_I$$

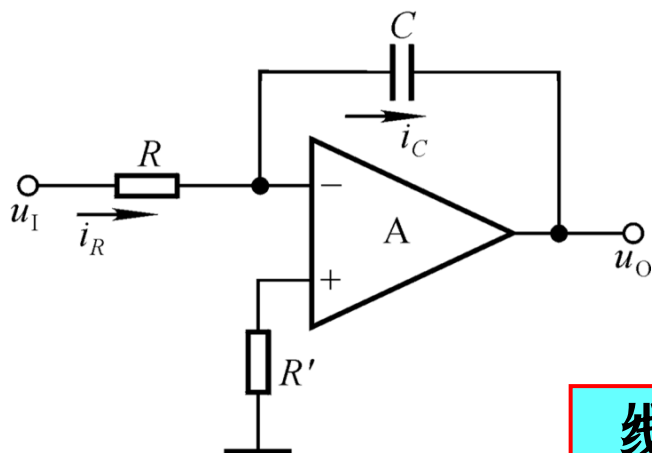
条件:  $\omega > \frac{1}{R_1 C}$

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_I(t) e^{-\frac{t}{R_1 C}} dt + u_o(0)$$





# 1. 利用积分运算基本关系实现不同功能



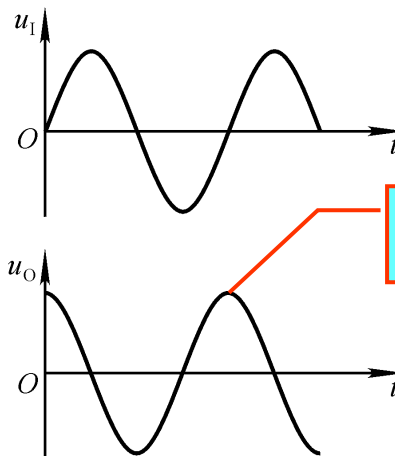
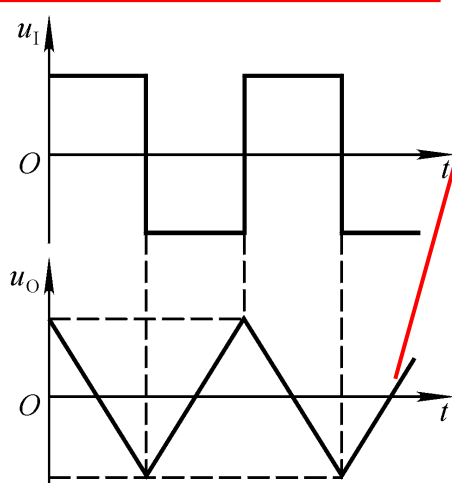
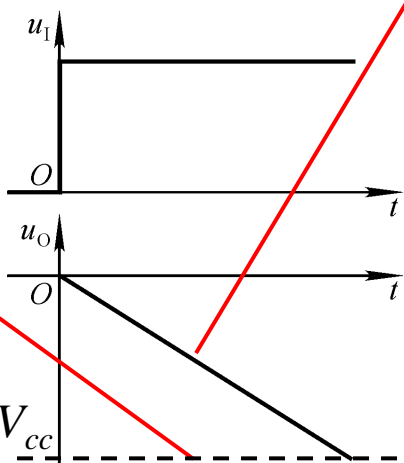
1) 输入为阶跃信号时的输出电压波形?

2) 输入为方波时的输出电压波形?

3) 输入为正弦波时的输出电压波形?

线性积分，延时

波形变换



$$\left. \begin{array}{l} u_I(t) = E > 0 \\ u_O(0) = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow u_O(t) = -\frac{1}{RC} \int u_I(t) dt = -\frac{E}{RC} t$$

时间常数  $\tau = RC$





# 典型题解

题：已知  $V_{O(0)}=0$ ，画  $V_{01}$ 、 $V_{02}$  波形。

$$V_{01} = -4V_s$$

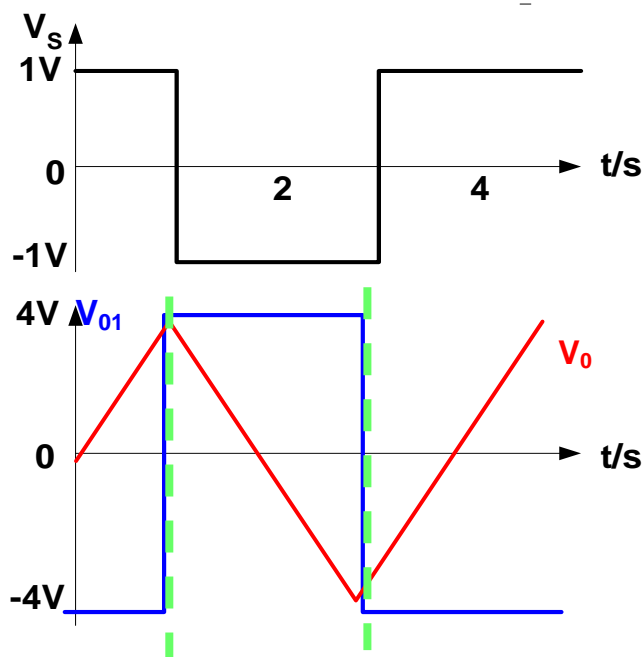
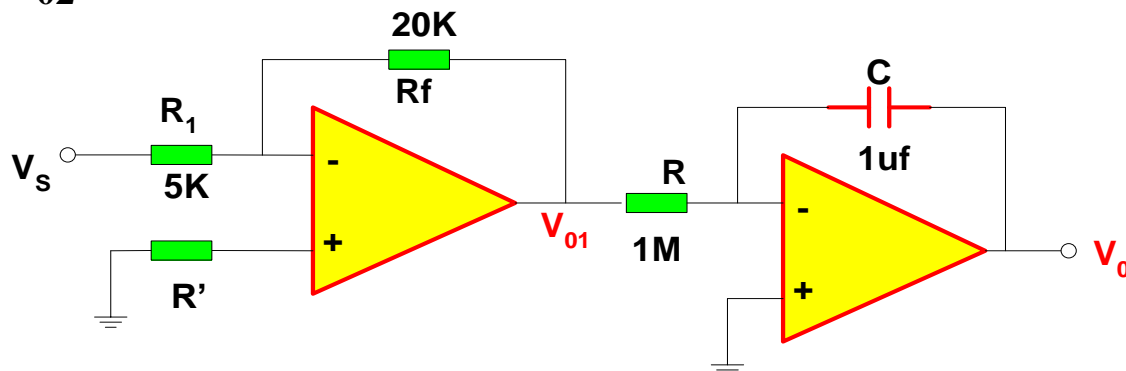
$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int V_{01} dt$$
$$= -\int V_{01} dt$$

$t=0$  时， $V_0=0$

$t=1$  时， $V_0=4V$

$t=3$  时， $V_0=-4V$

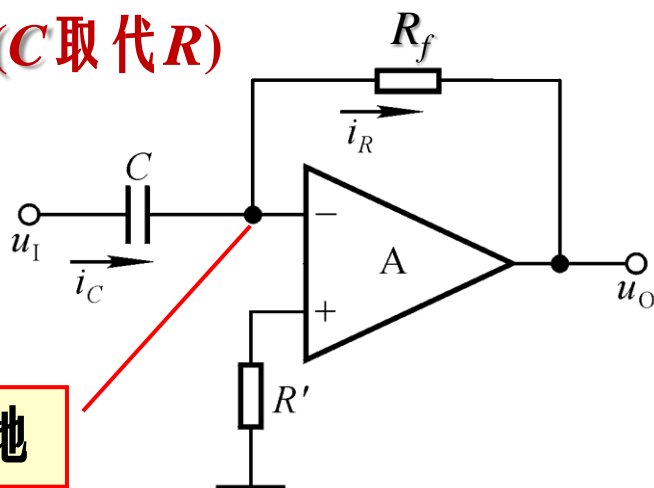
$t=5$  时， $V_0=4V$





## 2. 微分运算电路

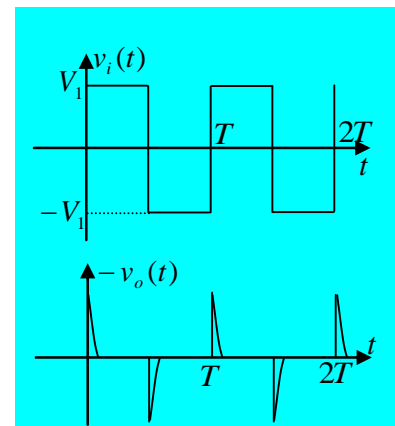
→(C取代R)



虚地

$$u_O = -\frac{R_f}{\frac{1}{SC}} u_1 = -R_f C \cdot S \cdot u_1$$

$$u_O(t) = -R_f C \frac{du_1(t)}{dt}$$

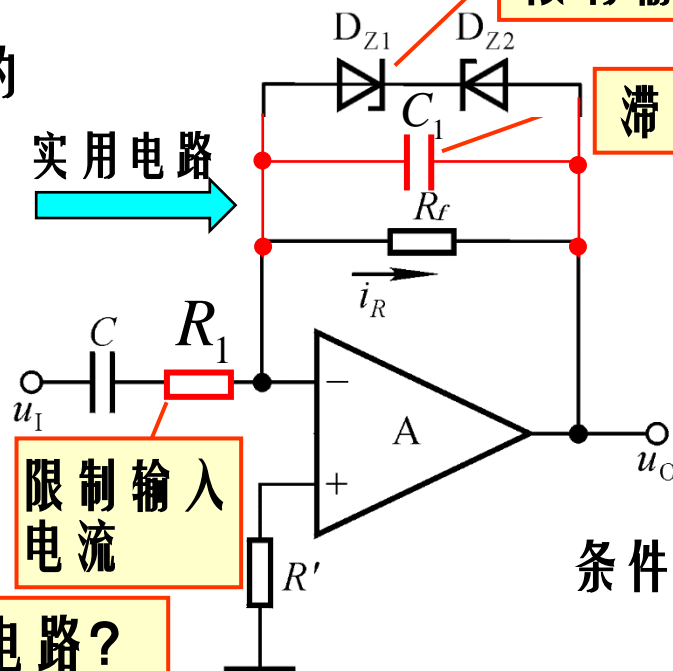


为了克服集成运放的  
阻塞现象和自激振荡，  
实用电路应采取措施。

运放由于某种原因  
进入非线性区而不能  
自动恢复的现象

怎么识别微分运算电路？

实用电路



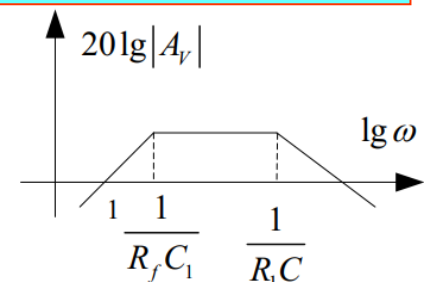
限制输出电压幅值

滞后补偿

限制输入  
电流

$$u_O = -\frac{R_f \parallel \frac{1}{SC_1}}{R_1 + \frac{1}{SC}} u_1$$
$$= -\frac{SR_f C}{(1 + SR_f C_1)(1 + SR_1 C)} u_1$$

条件： $\omega < \frac{1}{R_f C_1}$

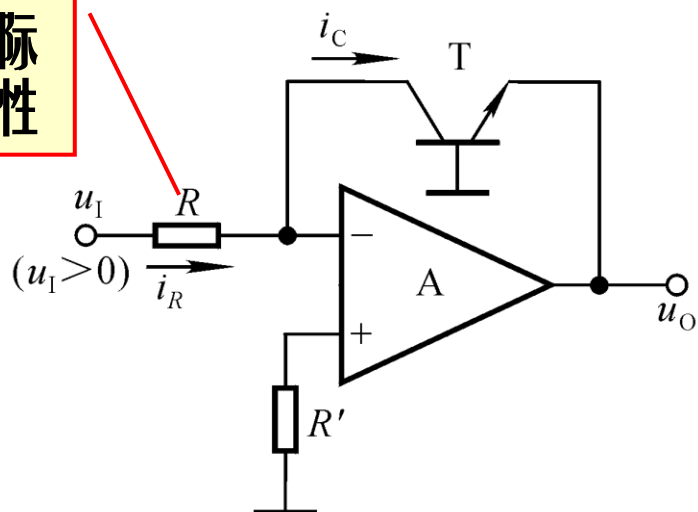




# §7.4 对数运算电路和指数运算电路

## 1. 对数运算 (PN结取代 $R_f$ )

实际极性



$$i_C = i_R = \frac{u_I}{R}$$

利用PN结端电压与电流的关系

$$i_C \approx i_E \approx I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

$$u_O = -u_{BE} \approx -U_T \ln \frac{u_I}{I_S R}$$

实用电路中常常采取措施消除 $I_S$ 对运算关系的影响

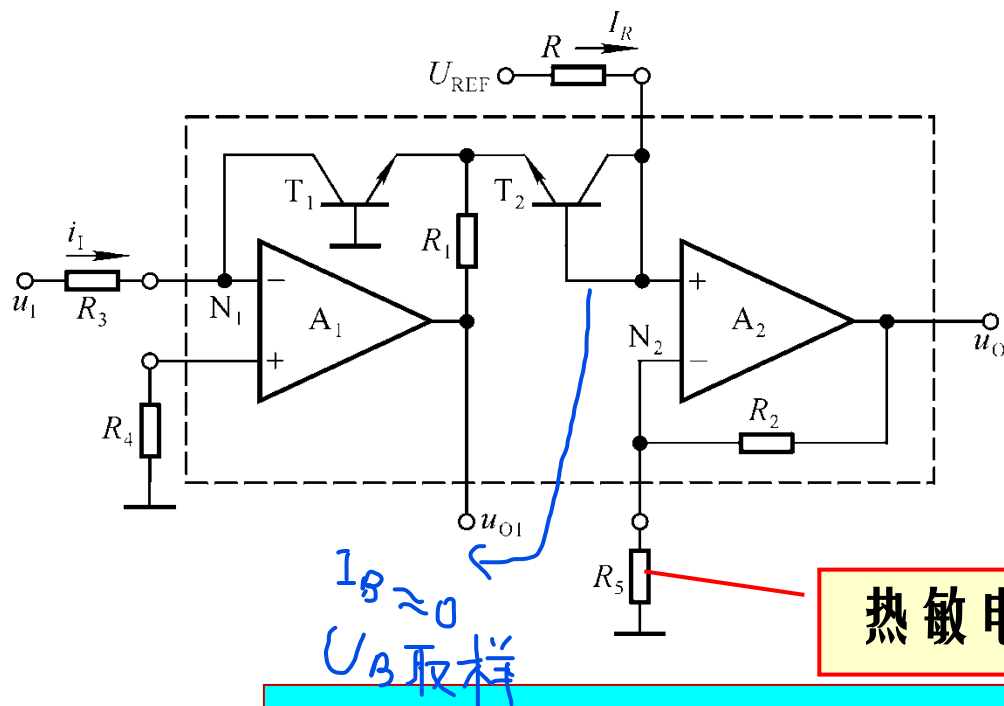
对输入电压的极性和幅值有何要求?

$I_{CM}$  限制其值





# 1. 温度补偿对数运算电路



$$i_{C1} = i_1 = \frac{u_1}{R_3} \approx I_s e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}}$$

$$u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{u_1}{I_s R_3}$$

$$\text{同理, } u_{BE2} \approx U_T \ln \frac{I_R}{I_s}$$

热敏电阻？温度系数为正？为负？

$$u_{N2} = u_{P2} = u_{BE2} - u_{BE1} \approx -U_T \ln \frac{u_1}{I_R R_3}$$

$$U_T = kT/q$$

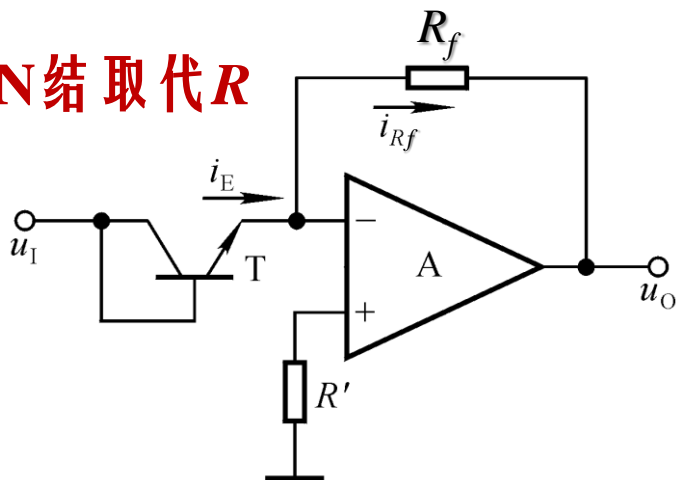
$$u_O = (1 + \frac{R_2}{R_5}) u_{N2} \approx -(1 + \frac{R_2}{R_5}) U_T \ln \frac{u_1}{I_R R_3}$$





## 2. 指数运算电路

→PN结取代R

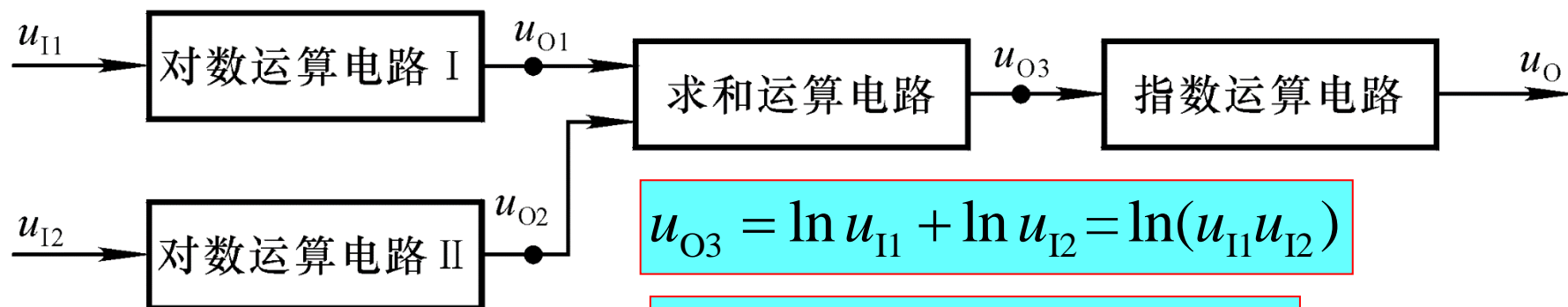


$$u_I = u_{BE} \quad i_{R_f} = i_E \approx I_S e^{\frac{u_I}{U_T}}$$

$$u_O = -i_{R_f} R_f \approx -I_S R_f e^{\frac{u_I}{U_T}}$$

对输入电压的极性和幅值有何要求？

## 3. 乘法、除法运算电路



$$u_{O3} = \ln u_{I1} + \ln u_{I2} = \ln(u_{I1} u_{I2})$$

$$u_O = e^{\ln u_{I1} + \ln u_{I2}} = u_{I1} u_{I2}$$

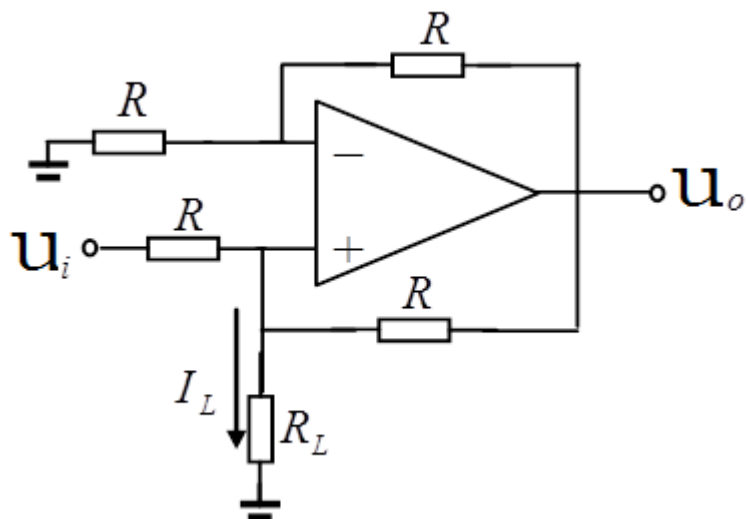






## 4. 电压-电流变换电路

### ■ 电路结构



目的：由输入电压控制输出电流，与负载无关， $R$ 为精密电阻；例如，用电流表测电压。

### ■ 工作原理

$$\frac{u_o - u_N}{R} = \frac{u_N - 0}{R} \Rightarrow u_P = u_N = \frac{1}{2} u_o$$

$$\Rightarrow I_L = \frac{u_i - u_P}{R} + \frac{u_o - u_P}{R} = \frac{u_i}{R}$$

电压控制  
电流源





## 5. 移相电路

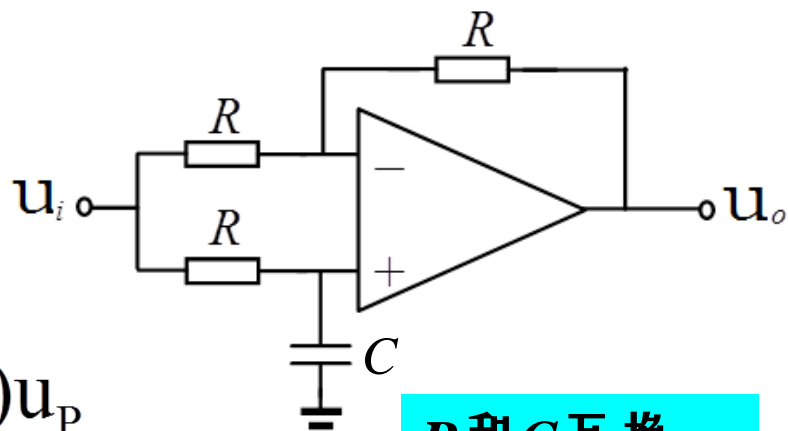
### ■ 电路结构

$$\frac{u_i - u_N}{R} = \frac{u_N - u_o}{R} \Rightarrow u_N = \frac{u_i + u_o}{2}$$

$$\frac{u_i - u_P}{R} = \frac{u_P - 0}{\frac{1}{sC}} \Rightarrow u_i = (1 + sRC)u_P$$

$$\Rightarrow u_i = (1 + sRC) \frac{u_i + u_o}{2}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} = \begin{cases} |A_v| = 1 \\ \varphi_{A_v} = -2 \tan^{-1} \omega RC \end{cases}$$



**R和C互换，  
则相位反相**



$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{1 + sRC}{1 - sRC}$$

→  $U_o$  滞后  $\varphi(j\omega)$ ；频率越高，滞后越大；通过  $R$ 、 $C$ ，可调节滞后大小，实现**全通滤波电路**。





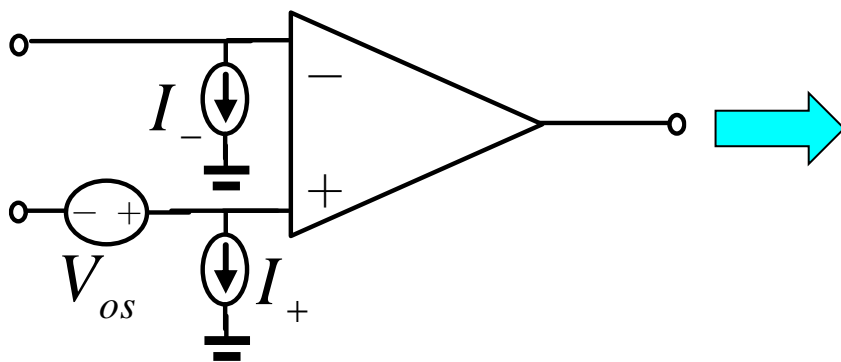
## § 7.5 实际运放的误差分析

### 1. 失调误差：

(1) 失调电压  $V_{os}$       (2) 失调电流  $I_{os}=|I_+-I_-|$

### ■ 分析模型

➤ 采用理想运放，将各种失调参数作为独立输入源，叠加在理想运放的输入端口，其输出满足线性叠加关系；



综合误差输出  
为多少？





# 1. 失调误差

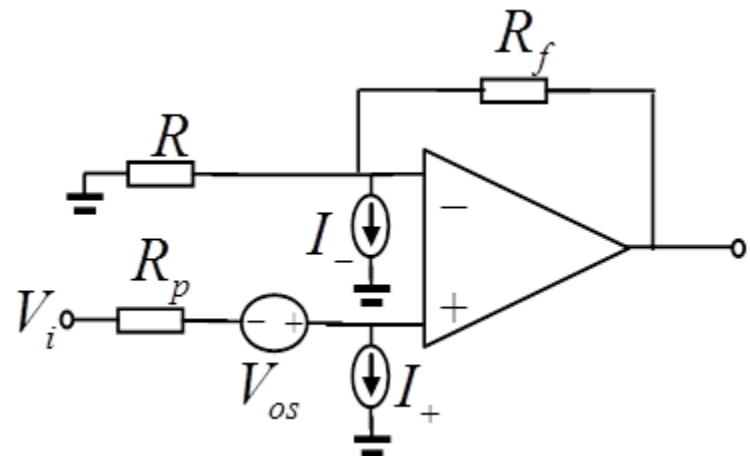
## ■ 同相比例运放电路中的误差分析

$$\Delta V_{o1} = (1 + \frac{R_f}{R}) \cdot V_{os}$$

$$\Delta V_{o2} = -(1 + \frac{R_f}{R}) \cdot I_+ R_p$$

$$\Delta V_{o3} = I_- R_f$$

叠加原理



$$\Rightarrow \Delta V_o = (1 + \frac{R_f}{R}) \cdot V_{os} + I_- R_f - (1 + \frac{R_f}{R}) \cdot I_+ R_p$$

$$R_p = R_f \parallel R \Rightarrow R_f = (1 + \frac{R_f}{R}) R_p$$

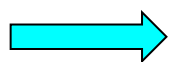
$$\Rightarrow \Delta V_o = (1 + \frac{R_f}{R}) \cdot V_{os} + I_{os} R_f$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \Delta V_i = V_{os} + \frac{R_f}{A_v} I_{os} \\ A_v = (1 + \frac{R_f}{R}) \end{cases}$$

如果  $V_i \gg \Delta V_i$



失调误差的影响忽略!



降低  $I_{os}$  的影响: 较大的  $A_v$ , 较小的  $R_{fo}$



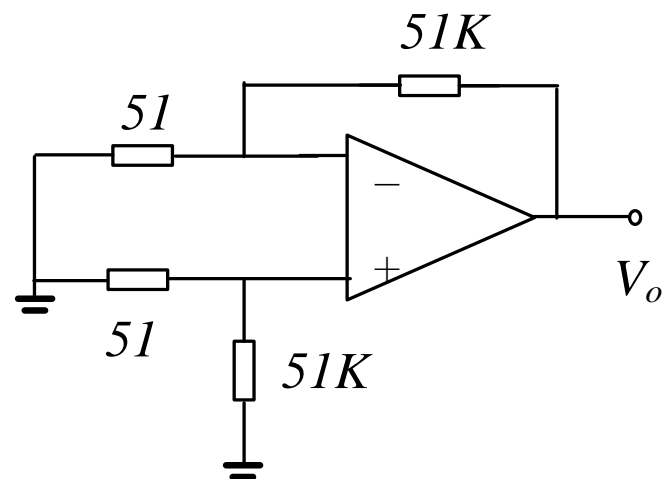


# 举例：失调误差分析

例：测量运放输入失调电压电路如图所示，若测得输出  $V_o = 3V$ ，则求该运放的  $V_{os}$

解：

$$\begin{cases} V_+ = V_{os} \\ V_+ = V_o \frac{51}{51 + 51K} \end{cases} \Rightarrow V_{os} = 3 \times 10^{-3} V$$



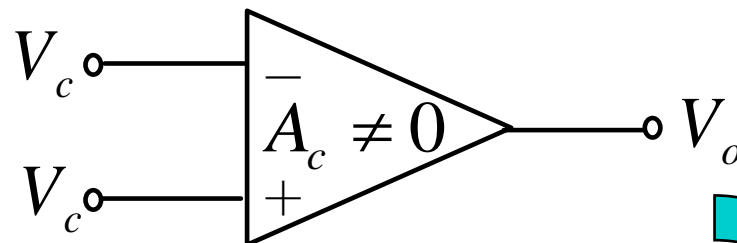


## 2. 有限CMRR

### ■ 非理想运放

$$A_c \neq 0$$

$$V_o = A_c V_c$$

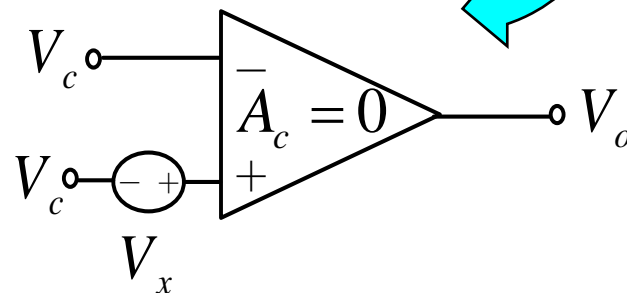


### ■ 分析模型

- 将非理想运放对共模信号的输出折算到理想运放的同相输入端，利用理想运放分析有限CMRR的影响

$$A_c = 0$$

$$V_o = A_d \frac{V_x}{2} = A_c V_c \Rightarrow V_x = 2V_c \frac{A_c}{A_d} = \frac{2V_c}{CMRR}$$

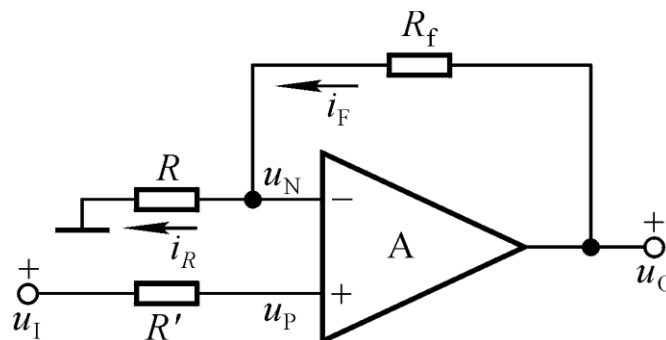




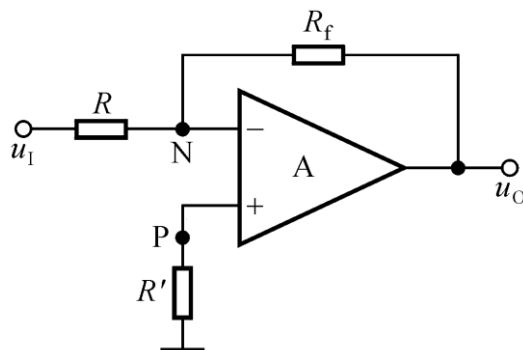
## 2. 有限CMRR

➤ 对同相运放电路，由于  $V_c = V_i$ ，对输入端有影响；

$$\Delta V_i = \frac{2V_i}{CMRR}$$



➤ 对反相运放电路，由于  $V_c = 0$ ，对输入端无影响；

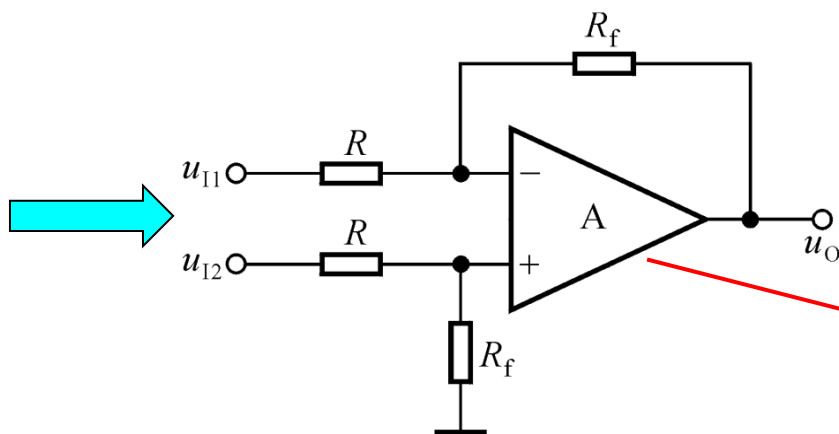




## § 7.6 差动运放电路

- 干扰多为共模形式存在，故将信号按差模方式传输，所以差动电路应用十分广泛；
- 运放本身具有**差动电压传输特性**，因接近理想运放，线性动态范围**太小**，必须加深度负反馈，增益主要取决于反馈网络；

### 1. 基本型差动运放：



$$u_O = \frac{R_f}{R} \cdot (u_{I2} - u_{I1})$$

不足：输入阻抗不高，增益调节很麻烦，两支路必须同步调节。







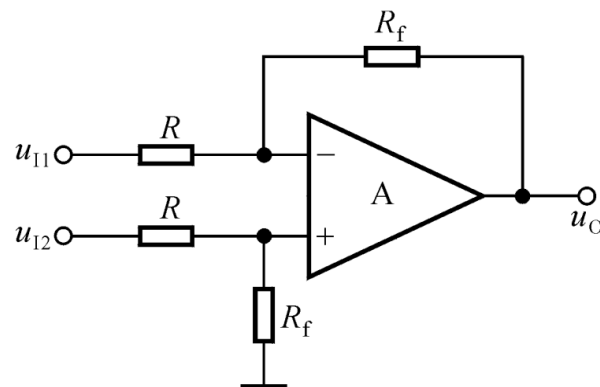
# 1. 基本型差动运放特点

➤ 差动输出是对反相放大和对分压后的同相放大两种信号的**线性叠加**！

➤ 当**电阻完全匹配**时，该电路可以做到  $CMRR$  达到**无穷**，即完全抑制共模信号！

➤ 当**电阻不匹配**时，电路的  $CMRR$  则只能为**有限值**！

➤ 由非理想运放构成的差动运放电路也只能达到**有限的  $CMRR$** ，且该值逼近于非理想运放的  $CMRR$ ！





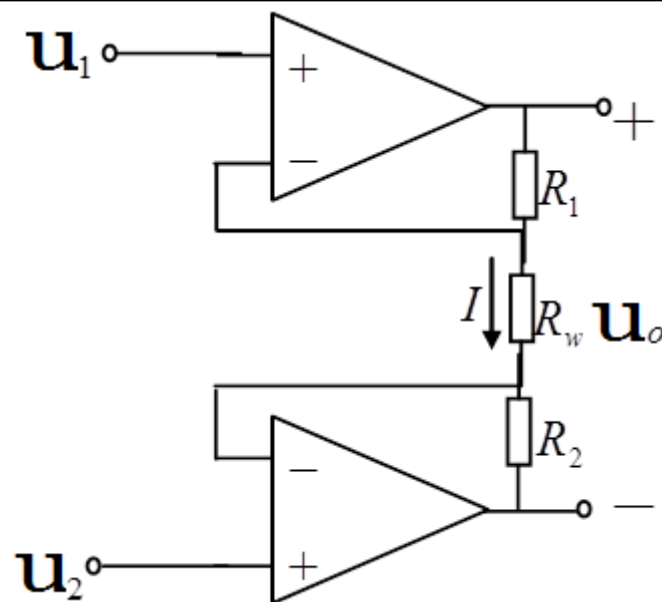
## 2. 同相并联型差动电路

■ 电路结构  $u_P = u_N \Rightarrow I = \frac{u_1 - u_2}{R_w}$

$$\Rightarrow u_o = I(R_1 + R_2 + R_w) \quad A = 1 + \frac{R_1 + R_2}{R_w}$$
$$= \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_w}\right)(u_1 - u_2)$$

理想情况下，该电路的CMRR趋于无穷

- 平衡输出方式，高共模抑制比，低漂移；
- 输入端对地阻抗接近无穷；
- 外部电阻无匹配要求；
- 该电路为悬浮输出，不适合接地负载；





## 2. 同相并联型差动电路

■ 运放为有限 $CMRR$  加入等效源  $\frac{2u_1}{CM_{\text{运放1}}}$  和  $\frac{2u_2}{CM_{\text{运放2}}}$

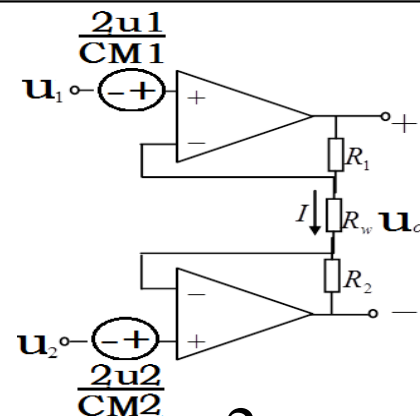
$$I = \frac{u_1(1 + \frac{2}{CM_{\text{运放1}}}) - u_2(1 + \frac{2}{CM_{\text{运放2}}})}{R_w}$$

$$u_o = I(R_1 + R_2 + R_w) = (1 + \frac{R_1 + R_2}{R_w}) [u_1(1 + \frac{2}{CM_{\text{运放1}}}) - u_2(1 + \frac{2}{CM_{\text{运放2}}})]$$

令  $u_1 = u_c + u_d$ ,  $u_2 = u_c - u_d$  带入, 得到

$$A_d = (1 + \frac{R_1 + R_2}{R_w}) (2 + \frac{2}{CM_{\text{运放1}}} + \frac{2}{CM_{\text{运放2}}}) \quad A_c = (1 + \frac{R_1 + R_2}{R_w}) (\frac{2}{CM_{\text{运放1}}} - \frac{2}{CM_{\text{运放2}}})$$

$$CM_{\text{电路}} = \frac{1 + \frac{1}{CM_{\text{运放1}}} + \frac{1}{CM_{\text{运放2}}}}{\left| \frac{1}{CM_{\text{运放1}}} - \frac{1}{CM_{\text{运放2}}} \right|} \approx \frac{1}{\left| \frac{1}{CM_{\text{运放1}}} - \frac{1}{CM_{\text{运放2}}} \right|} = \frac{CM_{\text{运放2}} \cdot CM_{\text{运放1}}}{|CM_{\text{运放2}} - CM_{\text{运放1}}|}$$



结论: 并联电路 $CM$ 比单个运放 $CM$ 大; 若两运放匹配, 整体电路 $CM = \infty$

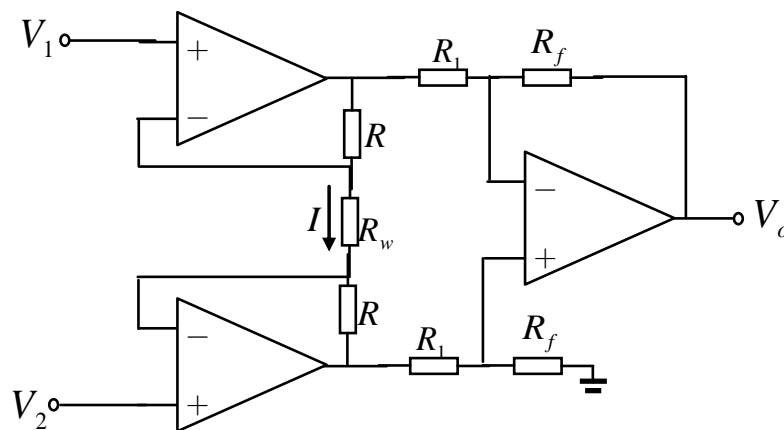


### 3. 仪用三运放电路

■ 电路结构：单端对地输出方式，适合接地负载；

$$V_{o1} = (1 + \frac{2R}{R_w})(V_1 - V_2)$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{R_f}{R_1} (-V_{o1}) = \frac{R_f}{R_1} (1 + \frac{2R}{R_w})(V_2 - V_1)$$



→ 如果前级两运放匹配，后级电阻对匹配；

即使运放CMRR有限，该电路的CMRR仍趋于无穷。

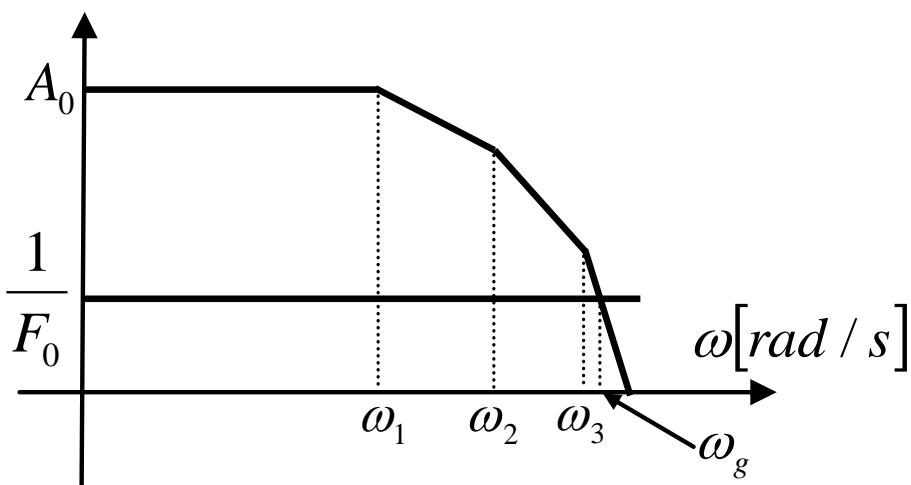




## § 7.7 实际运放的频率特性及补偿

### 1. 稳定性分析：

➤ 开环运放A的频率特性



$$A(j\omega) = \frac{A_0}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_1})(1 + j\frac{\omega}{\omega_2})(1 + j\frac{\omega}{\omega_3})}$$

临界增益  $|A(j\omega_g)| = \frac{1}{|F_0|}$

附加相移  $\varphi_A(j\omega_g) < -180^\circ$  稳定

$\varphi_A(j\omega_g) \geq -180^\circ$  不稳定

集成运放一般为三级以上，导致运放电路附加相移严重，而且运放本身增益很高，应用时为深度负反馈，故很容易自激。





## 2. 频率补偿技术

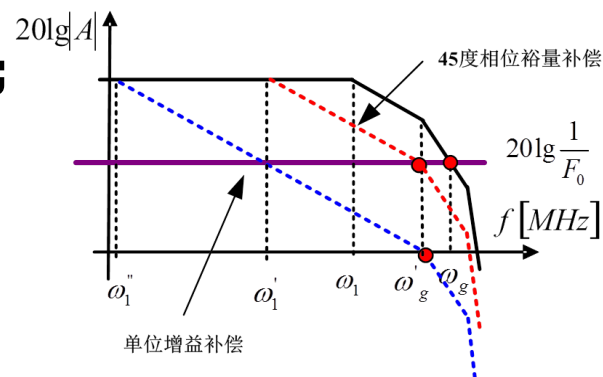
■ 分析方法：三个极点，而反馈网络一般为纯阻，常用 **Bode** 图 + 交界频率法来进行稳定性分析。

■ 运放频率特性修正必要性：

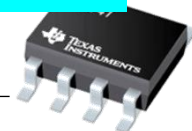
➤ 当运放电路不稳定时，而运放的反馈网络又不能改变，则必须对运放的频率特性进行修正，使增益交界频率减小，最终使附加相移小于-180度，破坏产生自激的幅相条件；

■ 简单电容补偿：

-----设计目标：-20dB/dec的线段变长。



并接  $C_p$ ，调整降低第一极点，使得  $\omega_g' < \omega_g$ ，且  $\varphi_A(j\omega_g') < -180^\circ$





## 2. 频率补偿技术

### ■ 简单电容补偿电路结构

### ■ 两种具体补偿方式

#### ➤ 45度相位裕量补偿

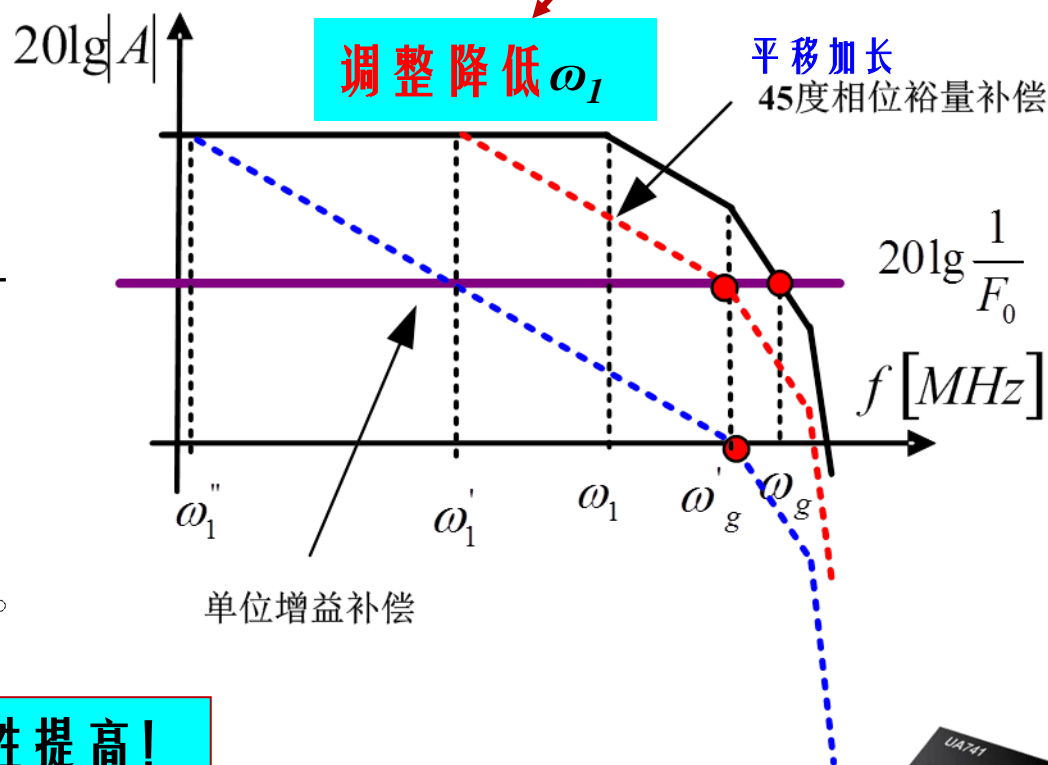
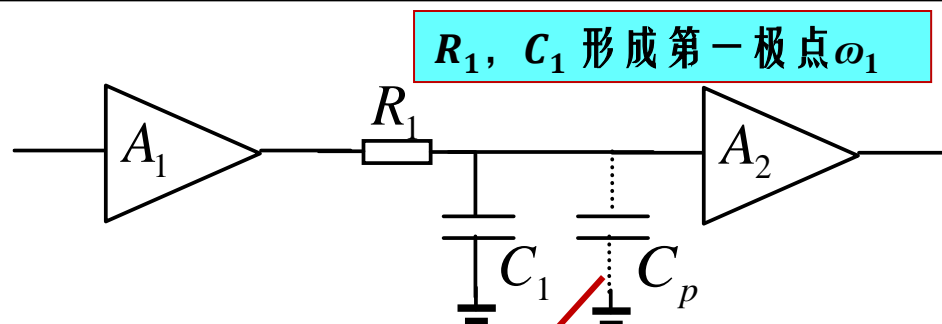
$$\omega_2 = \omega_g' \quad |A(j\omega_g')| = \frac{1}{F_0}$$

$$20\lg A_0 - 20\lg \frac{\omega_2}{\omega_1'} = 20\lg \frac{1}{F_0}$$

$$\rightarrow \omega_1' = \frac{\omega_2}{A_0 F_0} \text{ 或 } = \frac{\sqrt{2}\omega_2}{A_0 F_0}$$

$$\varphi_A(j\omega_g') = -135^\circ \Rightarrow \gamma = 45^\circ$$

代价：以减少带宽，获得稳定性提高！



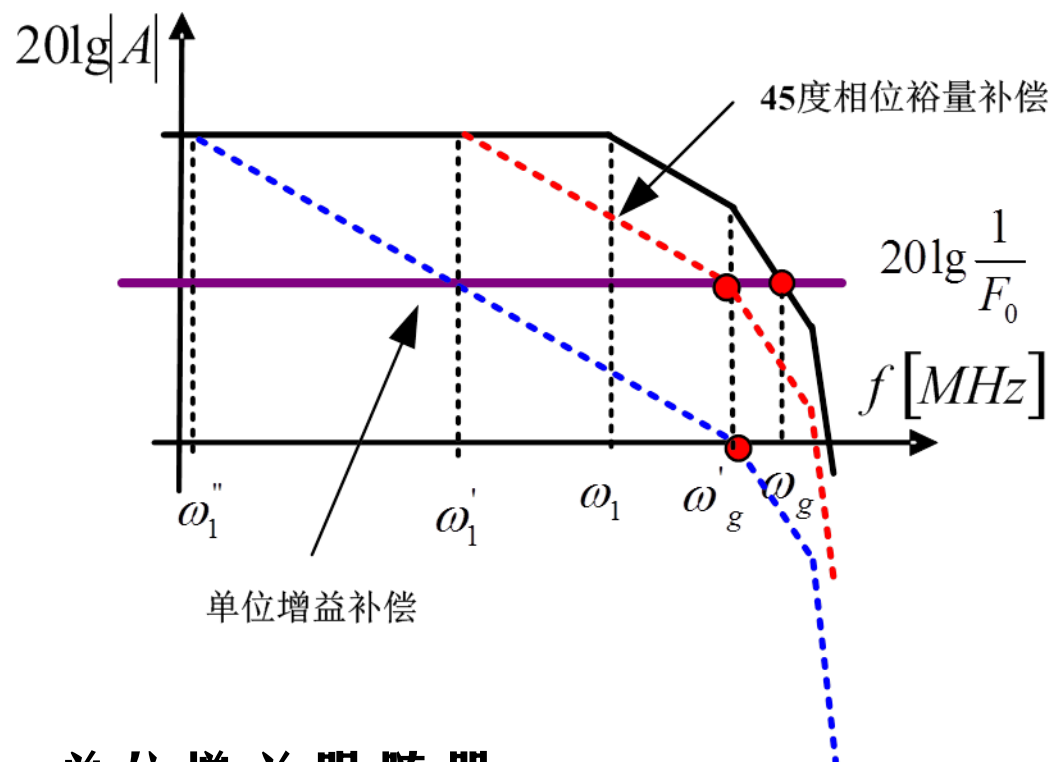


## 2. 频率补偿技术

➤ **单位增益补偿**：取  $F_0=1$  的相位裕量  $\gamma=45^\circ$  的补偿。

$$\begin{cases} |A(j\omega_g')| = 1 \\ \varphi_A(j\omega_g') = -135^\circ \end{cases}$$

$$\omega_1'' = \frac{\omega_2}{A_0} \text{ 或 } = \frac{\sqrt{2}\omega_2}{A_0}$$



$\omega_1''$  很小，适合反馈量较大，单位增益跟随器。







# 例：频率补偿技术-简单电容补偿

例：一个三极点运放， $A_0=2000$ ， $f_1=0.8MHz$ ， $f_2=4MHz$ ， $f_3=40MHz$ ，该运放有频率补偿端，等效的 $C_1=5pF$  ( $R_1$ ， $C_1$  形成极点 $f_1$ )；

(1) 加纯阻负反馈，求使得系统稳定的 $F_{0max}$ ；

(2) 若要求 $F_0=0.0125$ ，相位裕量 $\gamma=45^\circ$ ，求修正电容 $C_p$  及修正后 $f_1'$ 。

解 (1) 依  $\varphi_A(jf_p) = -180^\circ$ ，先求相位交界频率 $f_p$ ，即

$$-45^\circ \left( \lg \frac{f_p}{0.08} + \lg \frac{f_p}{0.4} + \lg \frac{f_p}{4} \right) = -180^\circ \Rightarrow f_p = 10.86MHz$$

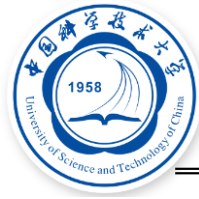
超出0.08-8MHz的线性范围，需要修正：

$$-90^\circ - 45^\circ \left( \lg \frac{f_p}{0.4} + \lg \frac{f_p}{4} \right) = -180^\circ \Rightarrow f_p = 12.65MHz$$

临界自激，令 $f_p = f_g$ ，由 $F_{0max} = \frac{1}{|A(jf_g)|}$  可知：

$$20\lg |A(jf_g)| = 66 - 20\lg \frac{12.65}{0.8} - 20\lg \frac{12.65}{4} = 32(dB) \Rightarrow F_{0max} = 0.025$$





# 例：频率补偿技术-简单电容补偿

例：一个三极点运放， $A_0=2000$ ， $f_1=0.8MHz$ ， $f_2=4MHz$ ， $f_3=40MHz$ ，该运放有频率补偿端，等效的 $C_1=5pF$  ( $R_1$ ， $C_1$  形成极点 $f_1$ )；

(1) 加纯阻负反馈，求使得系统稳定的 $F_{0max}$ ；

(2) 若要求 $F_0=0.0125$ ，相位裕量 $\gamma=45^\circ$ ，求修正电容 $C_p$  及修正后 $f_1'$ 。

解(2)假定  $f_1' \ll f_2$ ，由  $\varphi_A(jf_g') = -135^\circ$  可得：

$$-90^\circ - 45^\circ (\lg \frac{f_g'}{0.4} + \lg \frac{f_g'}{4}) = -135 \Rightarrow f_g' = 4MHz \quad \text{刚好位于 } f_2$$

相位裕度 $45^\circ$ ，由公式：

$$f_1' = \frac{\sqrt{2}f_2}{A_0F_0}$$

求出  $f_1' = 0.226MHz$   
符合  $f_1' \ll f_2 = 4MHz$

于是根据

$$\begin{cases} 2\pi f_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \\ 2\pi f_1' = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_p)} \Rightarrow C_p = 12.7 pF \end{cases}$$

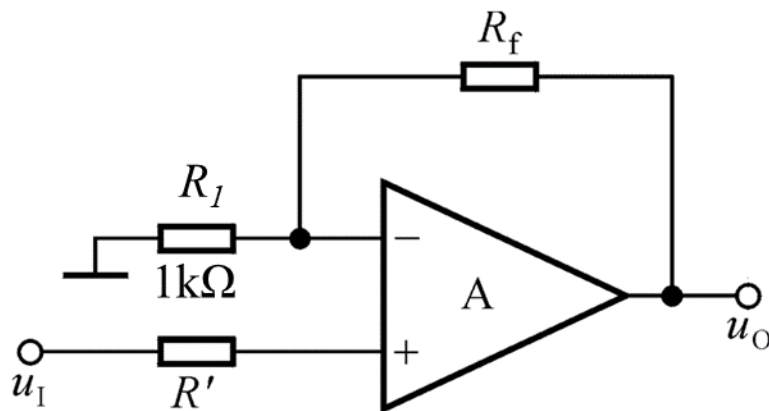




## 举例

例：已知运放内部电路共有三个极点，其角频率分别为 $f_1=0.1\text{MHz}$ ， $f_2=10\text{MHz}$ ， $f_3=100\text{MHz}$ ，其中 $f_1$ 由运放内部 $R$ 、 $C$ 电路确定， $R=30\text{k}\Omega$ ，有频率补偿端。运放的中频开环电压增益为 $100\text{dB}$ 。

- (1) 写出该运放的电压传递函数 $A_v(s)$ 的表达式；
- (2) 将运放接成图示电路，要求电路稳定且有 $45^\circ$ 相位裕量，求 $R_f$ 值；
- (3) 若 $R_f=100\text{k}\Omega$ ，仍要求电路有 $45^\circ$ 的相位裕量，采用简单电容补偿，求补偿电容值。





# 举例

$$\text{解: (1) } A_v(S) = \frac{10^5}{(1 + \frac{S}{2\pi \times 10^5})(1 + \frac{S}{2\pi \times 10^7})(1 + \frac{S}{2\pi \times 10^8})}$$

$$(2) \text{ 令 } -90 - 45 \lg \frac{f_g}{10^6} = -135, \text{ 得 } f_g = 10 \text{ MHz}$$

$$20 \lg A_v(jf_g) = 100 - 20 \lg \frac{10^7}{10^5} - 3 = 57 \text{ (dB)}$$

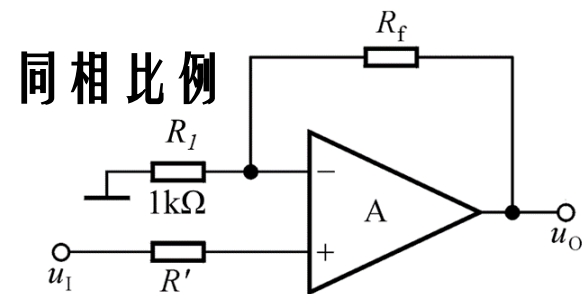
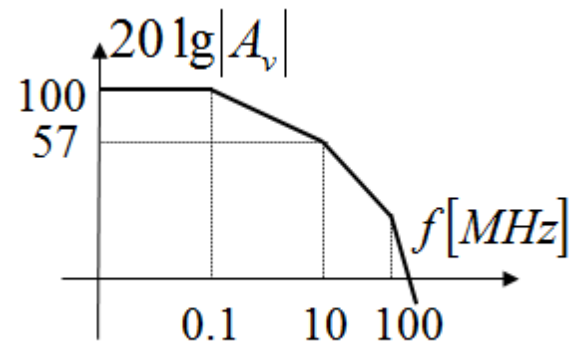
$$\text{由 } 20 \lg \frac{1}{F} = 20 \lg(1 + \frac{R_f}{R_1}) = 57, \text{ 得 } R_f = 707 \text{ k}\Omega.$$

$$(3) R_f = 100 \text{ k}\Omega, f_g' \text{ 仍为 } 10 \text{ MHz},$$

$$20 \lg A_v(jf_g') = 100 - 20 \lg \frac{10^7}{f_1'} - 3 = 20 \lg(1 + \frac{R_f'}{R_1}) \text{ (dB)}$$

$$\text{又 } 2\pi f_1 = \frac{1}{RC}, \quad 2\pi f_1' = \frac{1}{R(C + C_p)}$$

$$\text{求得: } C = 53 \text{ pF}, \quad C_p = 318 \text{ pF}.$$



电压串联  
深度负反馈

$$A_{VF} = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

$$f_1' = 14.3 \text{ kHz},$$





# 本章小结

## ■ 主要内容：

1. 比较器电路，特别是迟滞比较器的电压传输特性；
2. 同相、反相运算电路；
3. 差动运算电路：基本型、同相并联型和仪用三运放电路；
4. 频率补偿、修正；
  - 相位裕量为 $45^\circ$ 的补偿；
  - 单位增益补偿；

