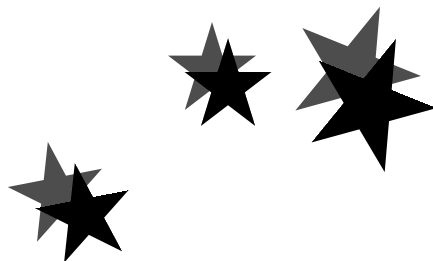




第七章 集成运算放大电路

北京邮电大学电子工程学院



退出

开始

第七章 集成运算放大电路

本章主要内容：

- 介绍了集成运算放大器的组成、特点及传输特性；
- 运放的性能指标及低频电路；
- 基本运算电路；
- 有源滤波电路；
- 电子系统中的放大电路；

本章重点：

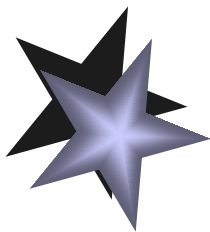
- 掌握运放的性能指标和低频等效电路；
- 掌握基本运算电路的分析方法，会通过基本运算电路构造较复杂的电路。

第七章 集成运算放大电路

- §7-1 集成运算放大电路概述◇
- §7-2 集成运放的性能指标及低频等效电路◇
- §7-3 集成运放的基本运算电路◇
- §7-4 有源滤波电路◇
- §7-5 电子系统中的放大电路◇
- §7-6 集成运放的选择与使用注意事项◇



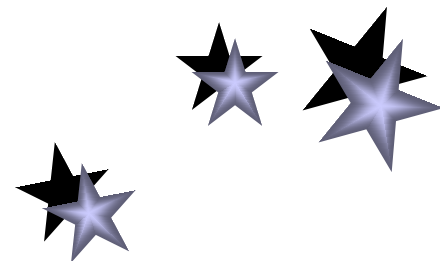
第七章 集成运算放大器简介



7-1 集成运放概述

电路与电子学基础

BUPT
EE



退出 开始

集成电路概述



分立元件电路：是由各种单独元件连接而成的分立元件电路。

集成电路 (integrated circuit, IC) :

是相对分立电路而言，采用半导体工艺，将大量的晶体管、电阻、电容等电路元件及其导线制作在一小块半导体材料上，形成具有特定功能的单元电路。

集成电路的特点：

密度大、体积小、成本低、性能好、功耗低、可靠性高。

集成运算放大电路概述

集成放大运算器：

将各种不同的电子管元件，如晶体管、场效应管、二极管、电阻、电容等，与电路导线集成在一小块硅片上作为一个整体，形成具有特定功能的单元，通过外部电路的设计能完成特定功能与运算的器件。

集成放大运算电路：

集成运算放大器与外部电路的总称，最初多用于各种模拟信号的运算（如比例、求和、求差、积分、微分等），因此也称为运算放大电路，简称集成运放。

集成运放的种类

按照集成运放的制造工艺分：

- 双极型
- 单极型
- 单双混合极型

按照集成运放的供电方式分：

- 双电源供电
- 单电源供电

- 正负电源对称型供电
- 正负电源不对称型供电

按照一个集成芯片上运放个数分：

- 单运放
- 双运放
- 四运放
- ...

集成运放的种类

按照集成运放的工作原理分：

- 电压放大型
- 电流放大型
- 转移电导型
- 转移电阻型

按照集成运放的控制类型分：

- 可变增益运放
- 选通控制运放

- 外加电压控制开环差模增益的放大电路
- 数字编码信号控制开环差模增益的放大电路

按照集成运放的性能指标分：

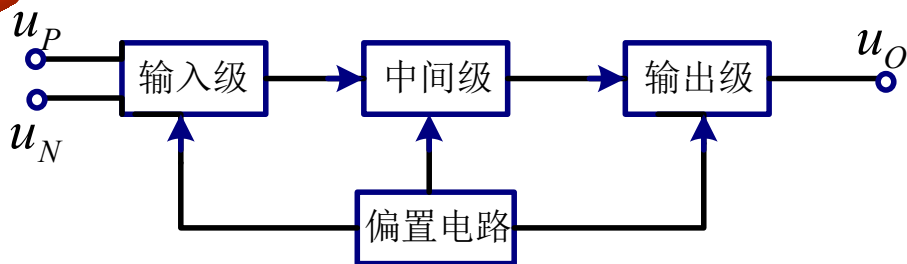
- 通用型
- 特殊型

- 高阻型
- 高速型
- 高精度型
- 低功耗与微功耗型

集成运放的特点

1. 硅片不能制作大电容，故集成运放多采用**直接耦合方式**；
2. **采用相同的放大元件进行组合**，这样相邻元器件的参数具有良好的一致性，可以减少环境温度和干扰的影响；
3. 因为制作不同形式的集成电路，只是所用掩模不同，增加元器件并不增加制造工序，所以集成运放允许采用复杂电路形式，以得到各方面性能俱佳的效果；
4. 集成运放中常用**有源元件来替代电阻**。

集成运放的组成



输入级（前置级）

一般要求其**输入电阻高**，抑制共模信号的能力强，所以输入级常是一个**双端输入的高性能差分放大电路**，差模放大倍数大，静态电流小。

中间级

要求具有**较强的放大能力**，多采用**共射(或共源)放大电路**。而且为了提高电压放大倍数，经常采用复合管作放大管，以恒流源作集电极负载。其电压放大倍数可达千倍以上。

输出级

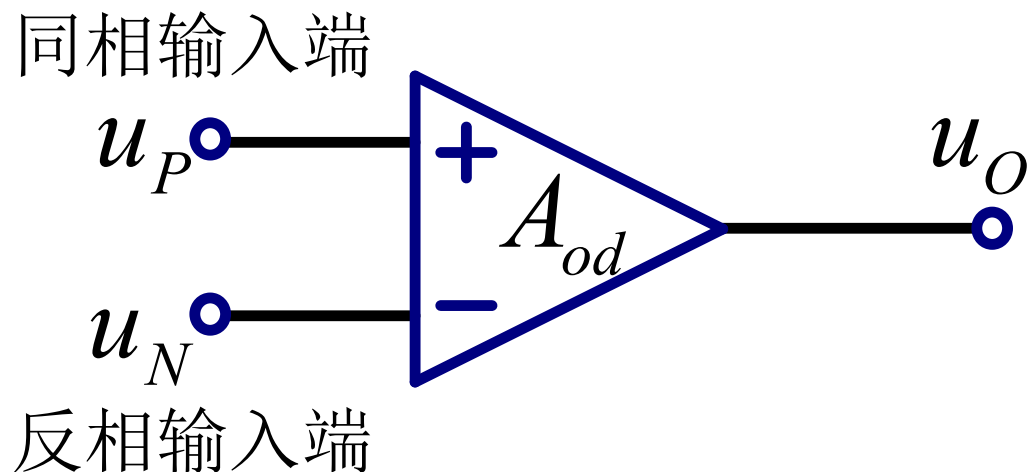
输出级具有输出电压线性范围宽、输出电阻小(即带负载能力强)、非线性失真小等特点。集成运放的输出级多采用**互补输出电路**。

偏置电路

偏置电路用于**设置集成运放各级放大电路的静态工作点**。与分立元件不同，集成运放采用**电流源电路**为各级提供合适的集电极(或发射极、漏极)静态工作电流，从而确定了合适的静态工作点。

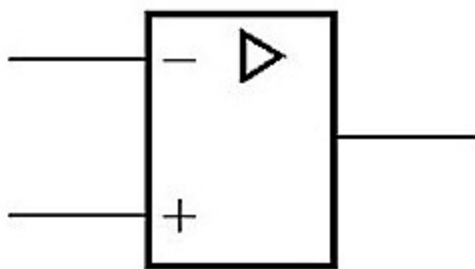
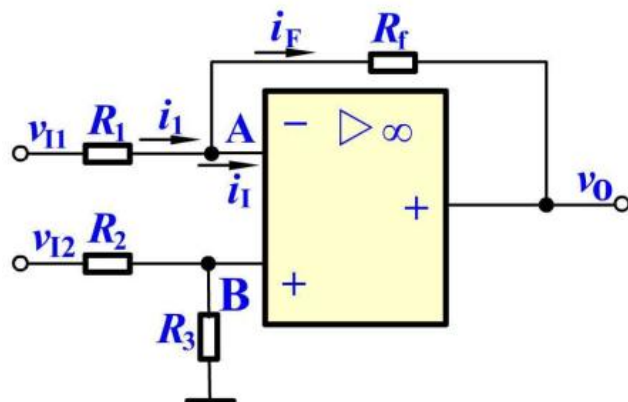
集成运放的符号

集成运放有**同相输入端**和**反相输入端**，“同相”和“反相”是指运放的输入电压与输出电压之间的相位关系。

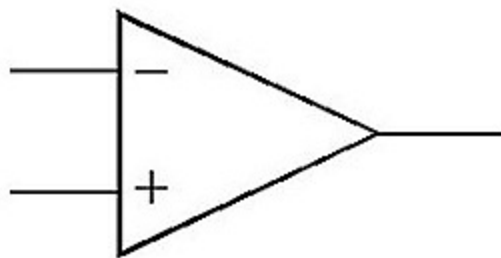


由于集成运放放大的是差模信号，且没有通过外电路引入反馈，故称其电压放大倍数为差模开环放大倍数，记作 A_{od} 。

集成运放的符号



(a)



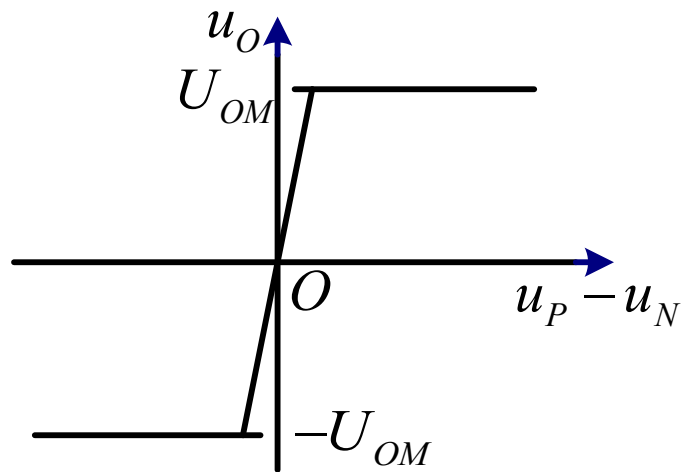
(b)

图2.1.2 运算放大器的代表符号

(a) 国家标准规定的符号 (b) 国内外常用符号

集成运放的电压传输特性

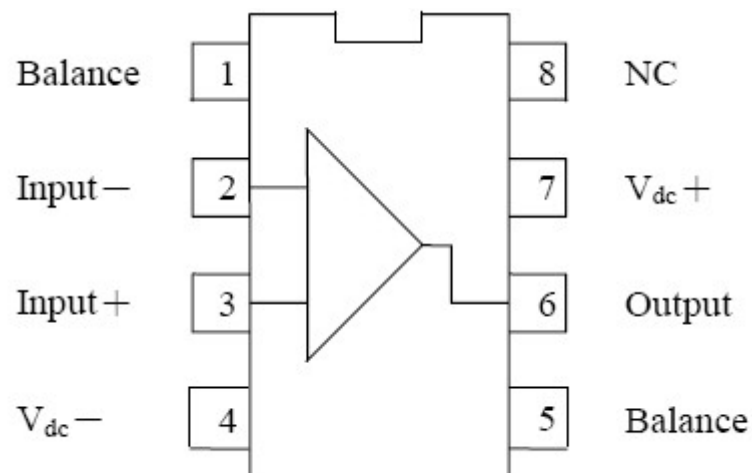
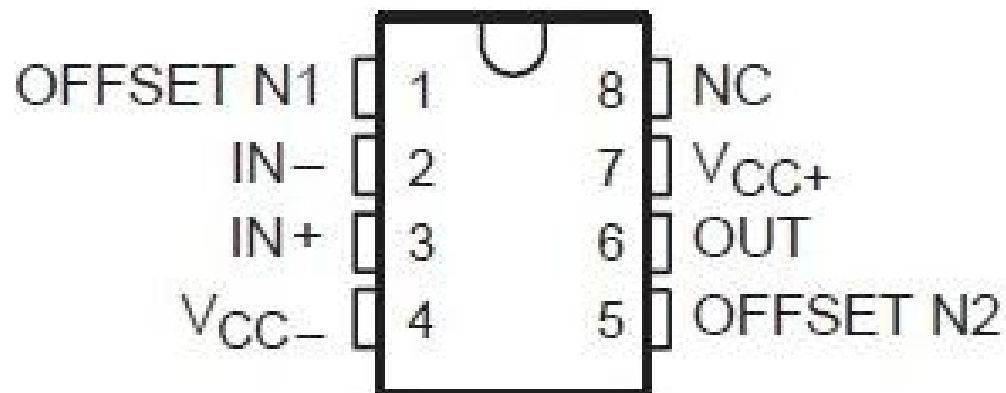
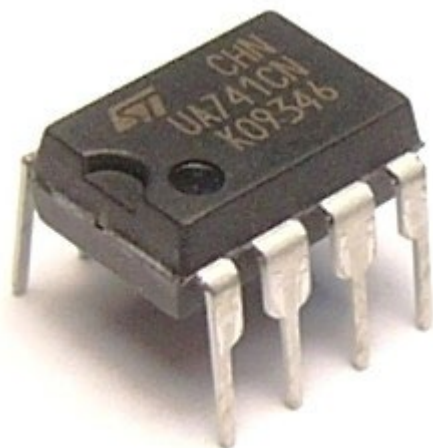
集成运放的输出电压 u_O 与输入电压(即同相输入端与反相输入端之间的电位差)($u_P - u_N$)之间的关系曲线称为**电压传输特性曲线**: $u_O = f(u_P - u_N)$ 。对于正、负两路电源供电的集成运放, 电压传输特性如图所示。



线性区（放大区）：曲线的斜率为电压放大倍数, 即输出电压 $u_O = A_{od}(u_P - u_N)$ 。通常 A_{od} 非常高, 可达几十万倍, 因此线性区非常窄。

非线性区（饱和区）：输出电压只有两种可能的情况: $+U_{OM}$ 或 $-U_{OM}$ 。

741 集成运放



通用型集成运放LM741

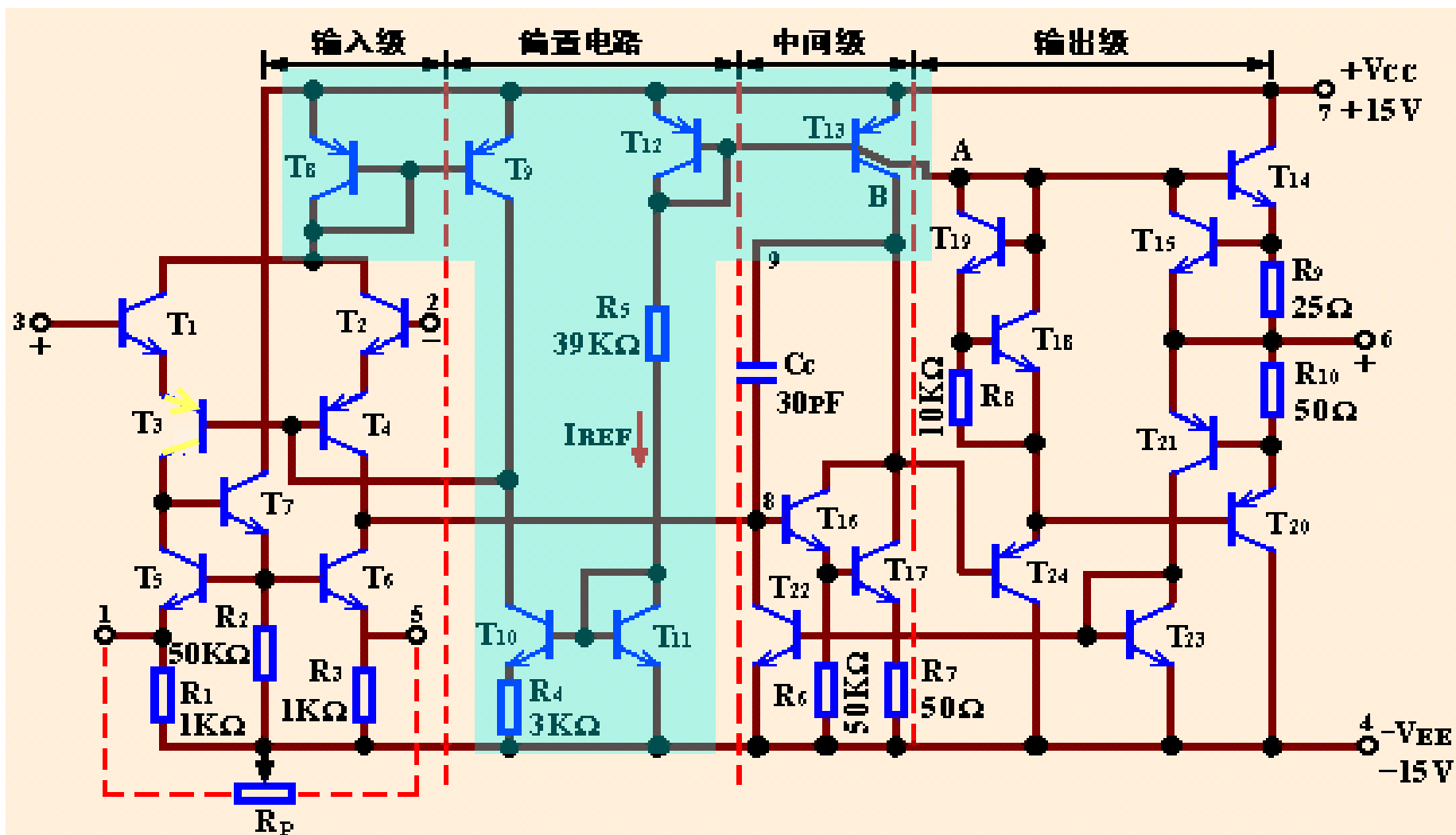
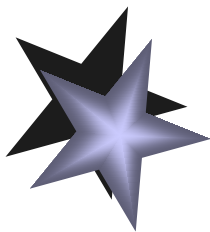


图 6.3.3 741 型集成运算放大器 (a) 原理电路



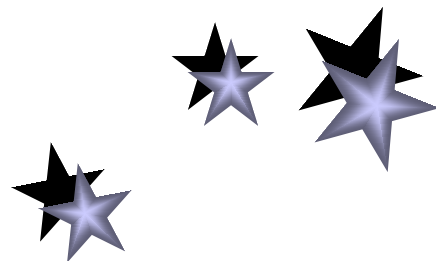
第七章 集成运算放大器简介



7-2 集成运放的性能指标及 低频等效电路

电路与电子学基础

BUPT
EE



退出 开始

7-2-1 集成运放的主要性能指标

一、开环差模增益 A_{od}

集成运放无外加反馈时的差模放大倍数。

$$A_{od} = \Delta u_O / \Delta(u_P - u_N) \quad \text{分贝表示 } 20\lg |A_{od}|$$

通用型集成运放的 A_{od} 通常在 100dB 左右。

二、共模抑制比 K_{CMR}

集成运放开环时，差模放大倍数与共模放大倍数之比的绝对值，反映了集成运放对共模信号的抑制能力，其值越大越好。

$$K_{CMR} = |A_{od} / A_{oc}| \quad \text{分贝表示 } 20\lg K_{CMR}$$

理想运放的共模抑制比为无穷大。

7-2-1 集成运放的主要性能指标

三、差模输入电阻 r_{id}

集成运放在开环时对输入差模信号的输入电阻，愈大越好，差模电阻大则从信号源索取的电流愈小。

理想运放的 r_{id} 为无穷大

四、输入失调电压 U_{IO} 及其温漂 dU_{IO} / dT

集成运放的输入级电路参数不可能绝对对称，即当输入电压为零时， u_o 并不为零，因此在集成运放的两个输入端外加补偿电压 U_{IO} ，使运放输出电压为零。 U_{IO} 越小，表明电路参数对称性愈好。

$$U_{IO} = -\frac{U_o|_{u_i=0}}{A_{od}} \text{ (运放工作在线性区)}$$

dU_{IO} / dT 是衡量运放温漂的重要参数，其值愈小，表明运放的温漂愈小。

7-2-1 集成运放的主要性能指标

五、输入失调电流 I_{IO} 及其温漂 dI_{IO} / dT

在常温下输入信号为零时，集成运放输入级两个差放管的基极静态偏置电流之差： $I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}|$

I_{IO} 反映输入级差放管输入电流的不对称程度，越小差放管的对称性越好。

六、输入偏置电流 I_{IB}

在常温下输入信号为零时，集成运放输入级差放管的基极(栅极)偏置电流的平均值： $I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2})$

反映集成运放输入电阻和输入失调电流大小，其值越小，信号源内阻对集成运放静态工作点的影响也越小。

7-2-1 集成运放的主要性能指标

七、最大共模输入电压 $U_{Ic\max}$

指允许加在集成运放两个输入端的最大电压。共模输入电压高于此值，集成运放的共模抑制比将明显下降。

八、最大差模输入电压 $U_{Id\max}$

当集成运放所加差模信号大到一定程度时，输入级至少有一个PN结承受反向电压， $U_{Id\max}$ 是不至于使PN结反向击穿所允许的最大差模输入电压。当输入电压大于此值时，输入级将损坏。

九、开环 - 3dB带宽 f_H

电压放大倍数下降为最大值的0.707 倍所对应的截止频率。

7-2-1 集成运放的主要性能指标

十、单位增益带宽 f_c

使 A_{od} 下降到零分贝（即 $A_{od} = 1$ ，失去电压放大能力）时的信号频率。

十一、转换速率SR

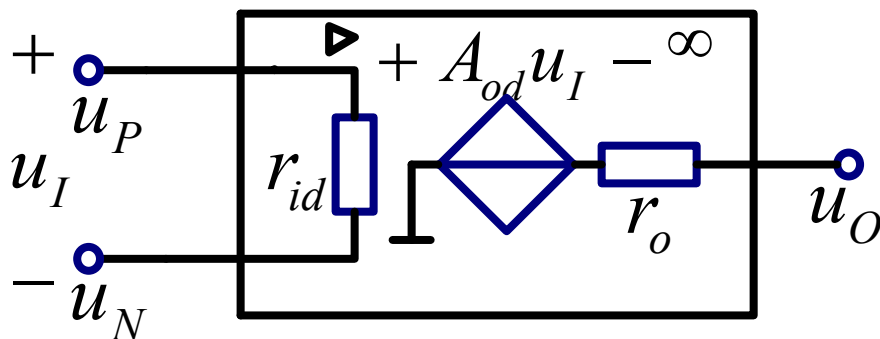
集成运放在闭环工作状态下，输入阶跃大信号时，输出电压在单位时间变化量的最大值。

$$SR = \left| \frac{du_o}{dt} \right|_{\max}$$

SR表示集成运放对信号变化速度的适应能力。信号幅值愈大、频率越高，要求集成运放的SR也越大。

7-2-2 集成运放的低频等效电路

若仅研究对输入信号(即差模信号)的放大问题, 而不考虑失调因素对电路的影响, 那么可用简化的集成运放低频等效电路, 如图所示。



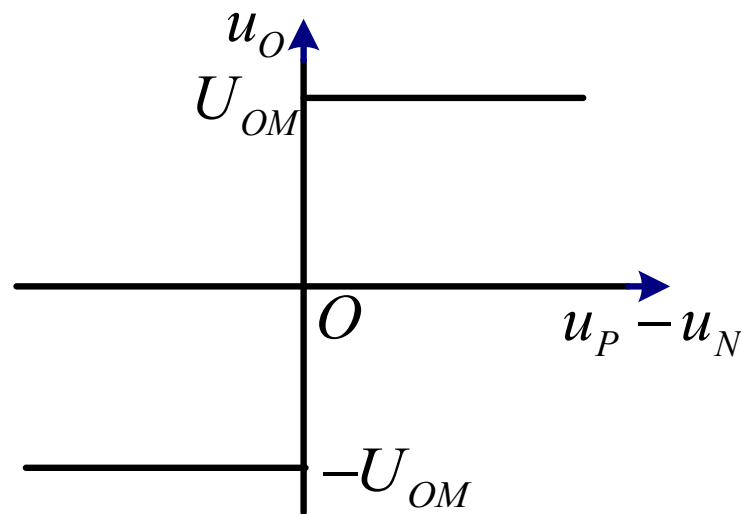
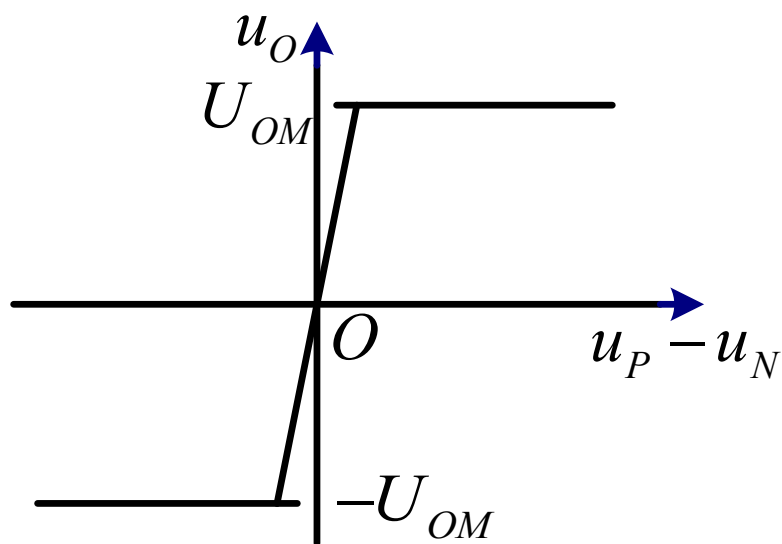
从运放输入端看进去, 等效为一个电阻 r_{id} ;
从运放输出端看进去, 等效为一个电压 u_I (即 $u_P - u_N$) 控制的电压源 $A_{od} u_I$, 内阻为 r_o 。

将集成运放理想化的条件

差模输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$

开环输出电阻 $r_o \rightarrow 0$

开环电压放大倍数 $A_o \rightarrow \infty$

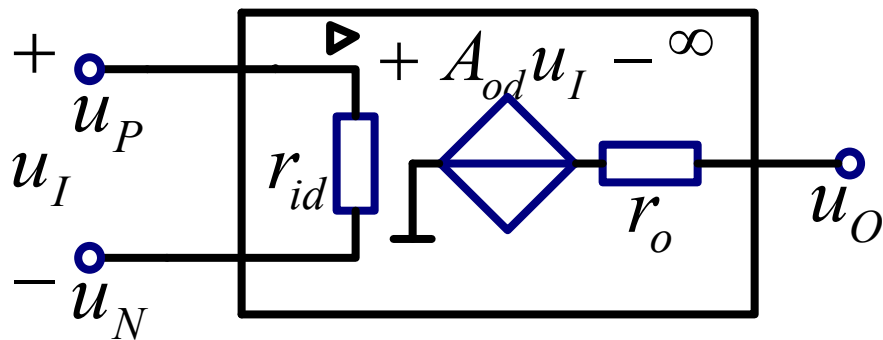


实际运放/理想运放的电压传输特性

理想集成运放

$$r_{id} \rightarrow \infty$$

$$i_- = i_+ = \frac{u_i}{r_i} \rightarrow 0$$



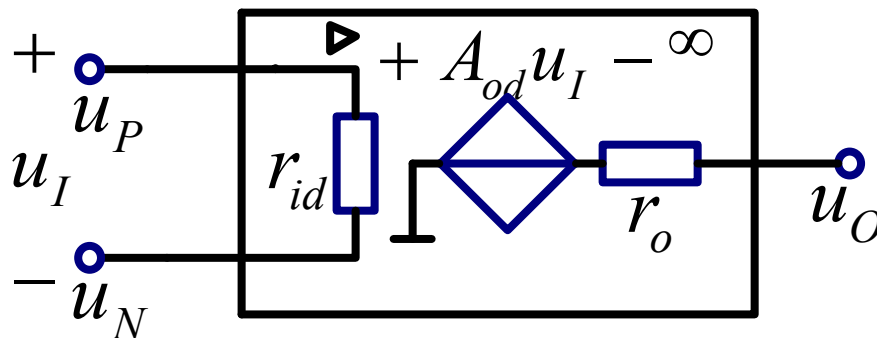
由于运放的差模输入电阻很大，流入运放输入端的电流就非常小，远小于输入端外电路的电流，所以通常可把运放的两输入端近似开路，即从运放输入端看运放近似开路，这一特性称为虚假开路，简称“虚断”。

理想集成运放

$$A_{od} \rightarrow \infty$$

$$u_I = u_P - u_N = \frac{u_O}{A_{od}} \rightarrow 0$$

$$u_P = u_N$$



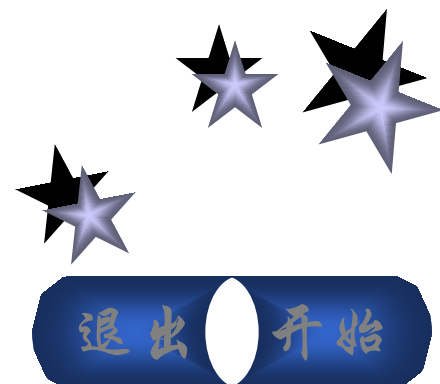
因为理想运放的电压放大倍数很大，所以运算放大器同相输入端与反相输入端的电位十分接近相等，近似短路，这一特性称为虚假短路，简称“虚短”。显然不能将两输入端真正短路。

★ 第七章 集成运算放大器简介

★ ★ 7-3 集成电路的基本运算电路

电路与电子学基础

BUPT
EE





分析运放电路时设集成运放为理想运放，因而其两个输入端的净输入电压和净输入电流均为零，即具有“虚短路”和“虚断路”两个特点，这是分析运算电路输出电压与输入电压运算关系的基本出发点。

- **比例运算电路**
- **加减运算电路**
- **积分运算电路**
- **微分运算电路**

一.比例运算电路

1.反相比例运算电路

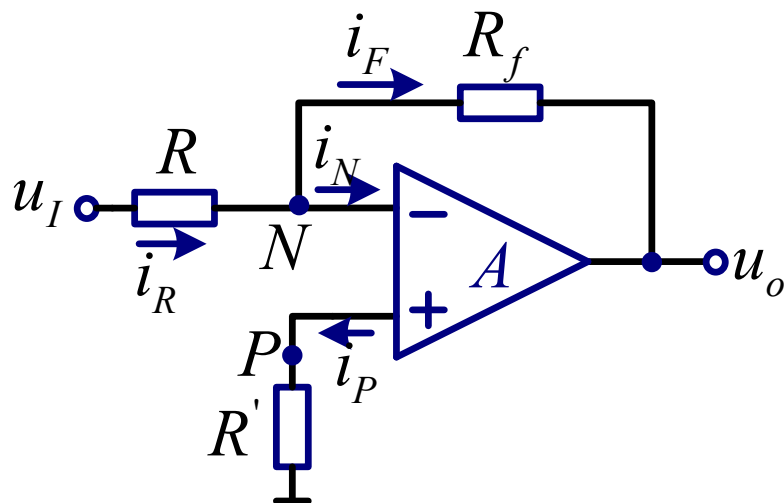
R ——输入信号电阻

R_f ——负反馈电阻

R' ——平衡电阻

$R' = R // R_f$, 保证了集成运放输入级差分放大电路的对称性。

电压并联负反馈



反相输入运算关系

理想运放的“虚断路”： $i_N = i_p = 0$

理想运放的“虚短路”： $u_N = u_p = 0$;

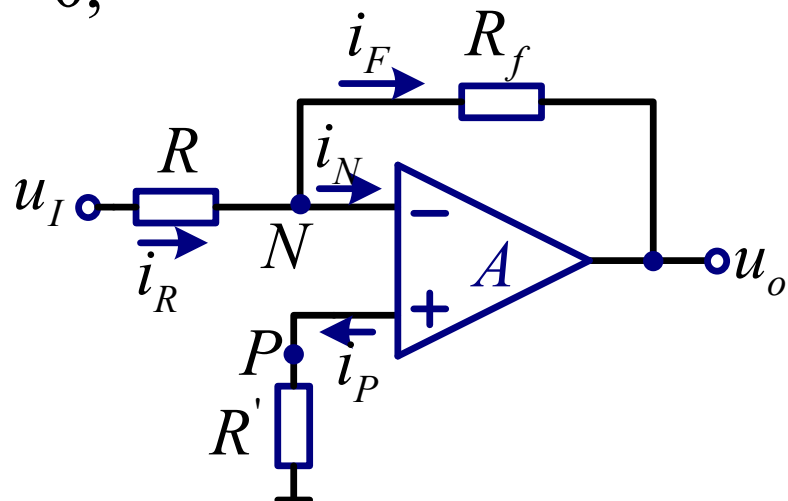
节点N的电流方程为

$$i_R = i_F \Rightarrow \frac{u_I - u_N}{R} = \frac{u_N - u_O}{R_f}$$

由于 $u_N = 0$ ，N点为虚地，所以：

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

u_O 与 u_I 成比例关系，比例系数为 $-R_f/R$ ，负号表示 u_O 与 u_I 反相。比例系数的数值可以任何值。

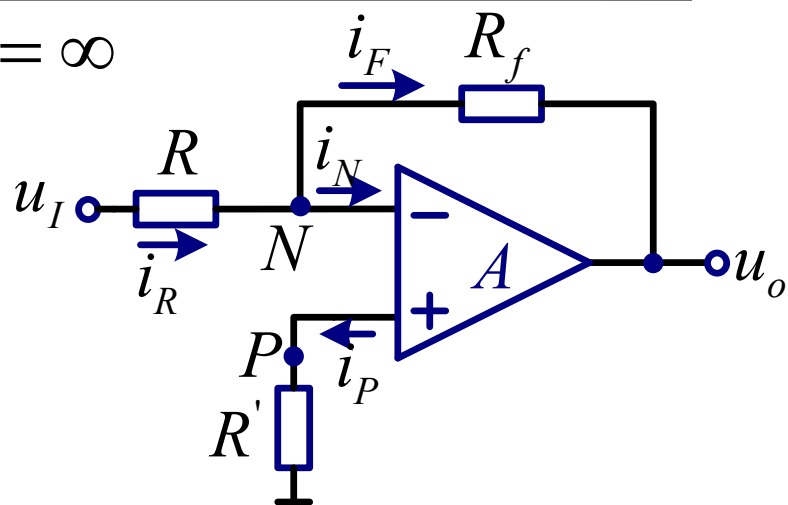


反相输入运算关系

电路引入深度电压负反馈： $1 + AF = \infty$

输出电阻 $R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF} = 0$

电路带负载后运算关系不变。



电路的输入电阻为电路输入端和地之间看进去的等效电阻，其值等于输入端和虚地之间看进去的等效电阻： $R_i = R$ 。

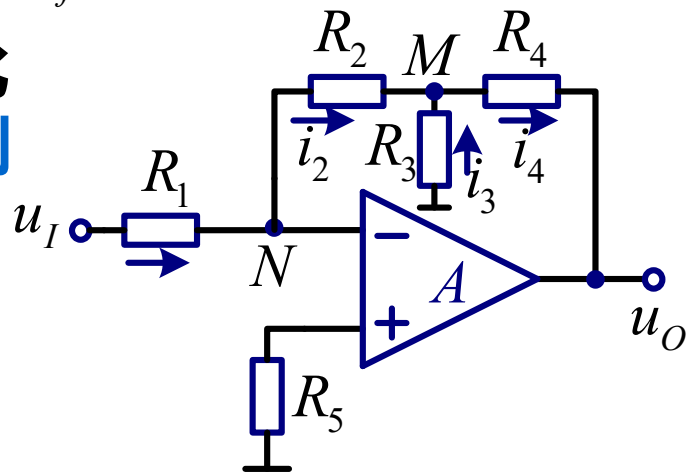
由此可见，尽管理想运放的输入电阻为无穷大，但是反相比例运算电路的输入电阻却不是无穷大，其值大小决定于电阻 R 。

反相比例运算电路的改进

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

反相比例运算电路存在一个问题：为了增大输入电阻，且保持或得到更大的比例系数（即 u_O 与 u_I 的比例关系）， R_f 必须是很大的电阻。例如，在比例系数为-50的情况下，若要求 $R_i = 10k\Omega$ ，即 $R = 10k\Omega$ ，则 $R_f = 500k\Omega$ 。

由此，我们提出另一种反相比例运算电路，即T型网络反相比例运算电路，可达到上述目的。



T型网络反相比例运算电路

理想运放的“虚断路”： $i_N = i_p = 0$

理想运放的“虚短路”： $u_N = u_p = 0$;

节点N的电流方程为 $\frac{u_I}{R_1} = \frac{-u_M}{R_2}$

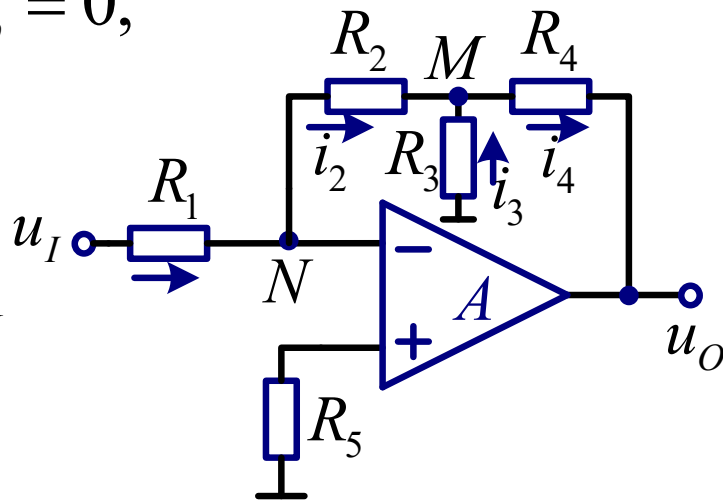
因而节点M的电位 $u_M = -\frac{R_2}{R_1} u_I$

R_3 和 R_4 的电流分别为

$$i_3 = -\frac{u_M}{R_3} = \frac{R_2}{R_1 R_3} u_I \quad i_4 = i_2 + i_3$$

输出电压 $u_o = -i_2 R_2 - i_4 R_4$

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

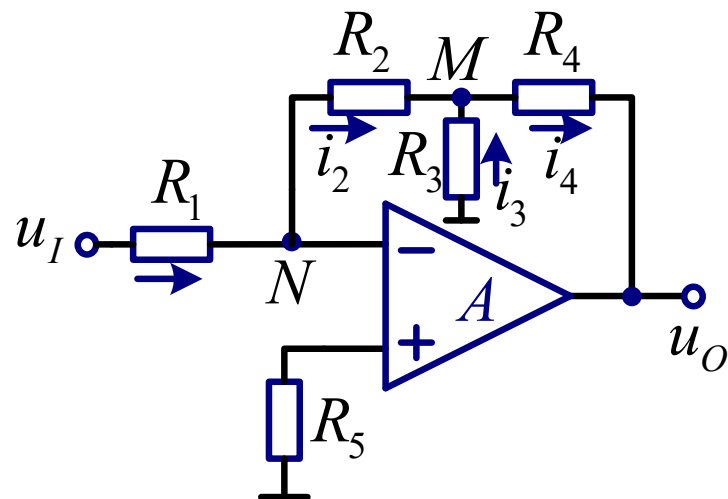


T型网络反比例运算电路

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

当 $R_3 \rightarrow \infty$ ，比例关系与反向比例运算电路相同：

$$u_o = -\frac{R_2 + R_4}{R} u_I = -\frac{R_f}{R} u_I$$



比例系数为-50，若要求 $R_i = 10k\Omega$ ，即 $R = 10k\Omega$ ，则需要 $R_f = 500k\Omega$ 。而改进后，取 R_2 和 R_4 为 $10k\Omega$ ，有

$$\frac{u_o}{u_I} = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 // R_4}{R_3}\right) = -50 \quad \Rightarrow R_3 = 208\Omega$$

2.同相比例运算电路能·

由理想运放的“虚短”和“虚断”，电路有共模输入电压：

$$u_P = u_N = u_I$$

净输入电流为零，所以：

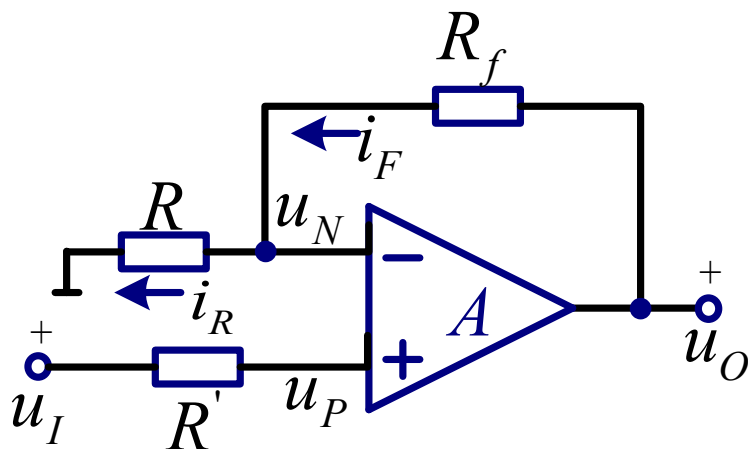
$$i_R = i_F$$

$$\frac{u_N - 0}{R} = \frac{u_O - u_N}{R_f}$$

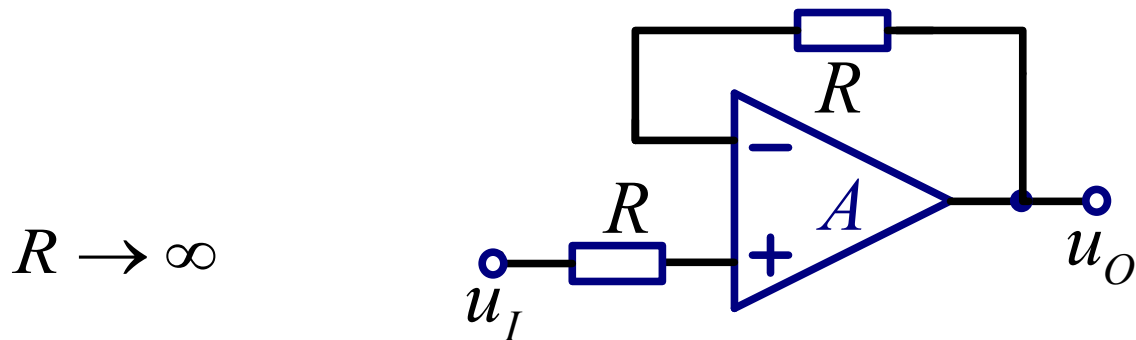
$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)u_N = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)u_I$$

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)u_I \quad (u_O \text{与} u_I \text{同相且} u_O \text{大于} u_I)$$

前面电路的输入端和接地端互换



3.电压跟随器



由于 $u_O = u_N = u_P$, 故输出电压与输入电压的关系为 $u_O = u_I$ 。

理想运放的输入电阻无穷大，输出电阻无穷小，因而电压跟随器具有比射极输出器好得多的跟随特性。

小结



分析单一信号作用的运算电路的运算关系：

- 首先列出关键节点的电流方程。所谓关键节点是指那些与输入电压和输出电压产生关系的节点，如N和P点；**
- 然后根据“虚短”和“虚断”的原则，进行整理，即可得输出电压和输入电压的运算关系。**

例1

如下图所示, 已知 $R_2 \gg R_4$, $R_1 = R_2$ 。

试问: (1) u_O 与 u_I 的比例系数为多少?

(2) 若 R_4 开路, 则 u_O 与 u_I 的比例系数为多少?

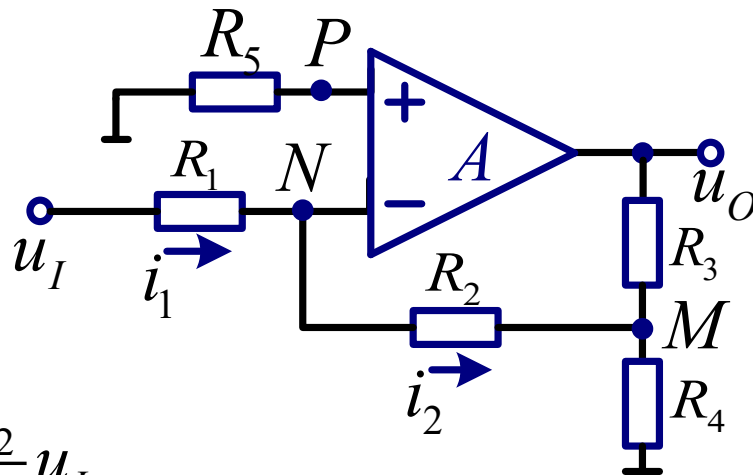
解:

(1) 由于 $u_N = u_P = 0$

$$i_2 = i_1 = \frac{u_I}{R_1}$$

M点的电位:

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



解 (续)

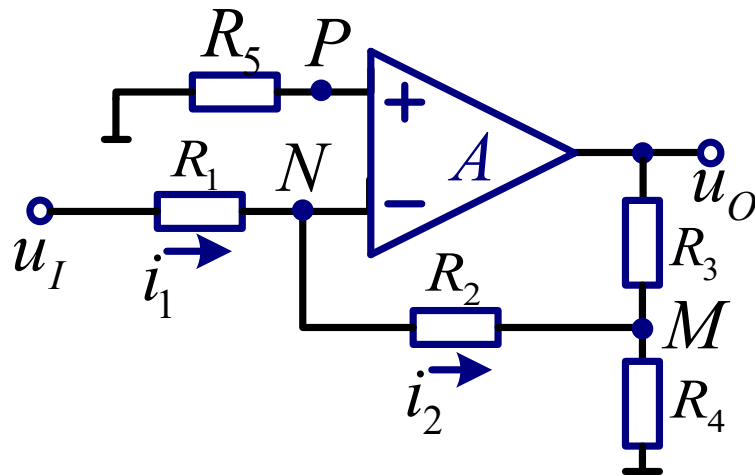
由于 $R_2 \gg R_4$, 可以认为

$$u_M \approx \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_O$$

即

$$u_O \approx \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) u_M$$

$$\Rightarrow u_O \approx -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) u_I$$



在上式中, 由于 $R_1 = R_2$, 故 u_O 与 u_I 的关系式为

$$u_O \approx -\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) u_I$$

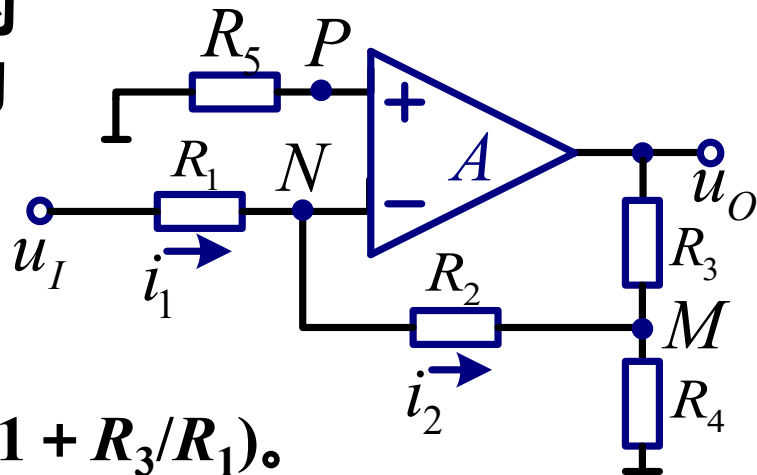
所以, 比例系数约为 $-(1 + R_3/R_4)$ 。

解 (续)

(2) 若 R_4 开路, 则电路变为典型的反相比例运算电路, u_O 与 u_I 的运算关系式为

$$u_O = -\frac{R_2 + R_3}{R_1} u_I$$

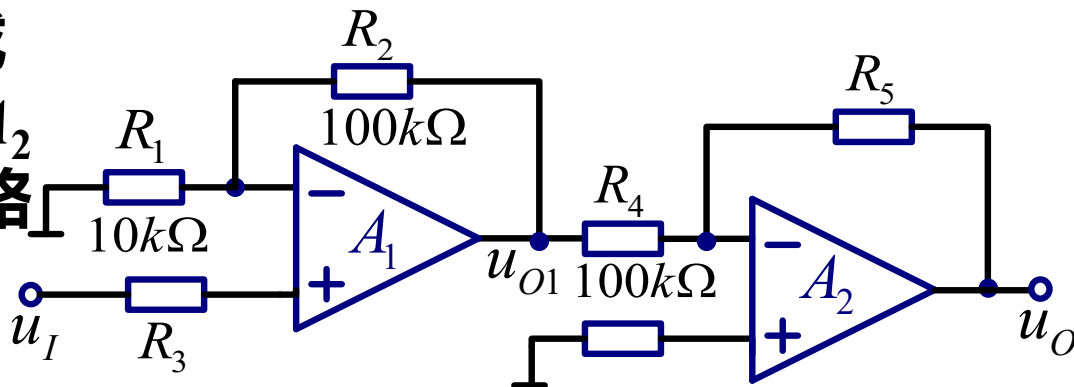
由于 $R_1 = R_2$, 故比例系数为 $-(1 + R_3/R_1)$ 。



例2

电路如右图所示，已知 $u_O = -55u_I$ ，其余参数如图中所标注。试求出 R_5 的值；并说明若 u_I 与地接反，则输出电压与输入电压的关系将产生什么变化。

解：如图所示， A_1 构成同相比例运算电路， A_2 构成反相比例运算电路。因此有



$$u_{O1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)u_I = \left(1 + \frac{100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}\right)u_I = 11u_I$$

$$u_O = -\frac{R_5}{R_4}u_{O1} = -\frac{R_5}{100\text{k}\Omega} \times 11u_I = -55u_I$$

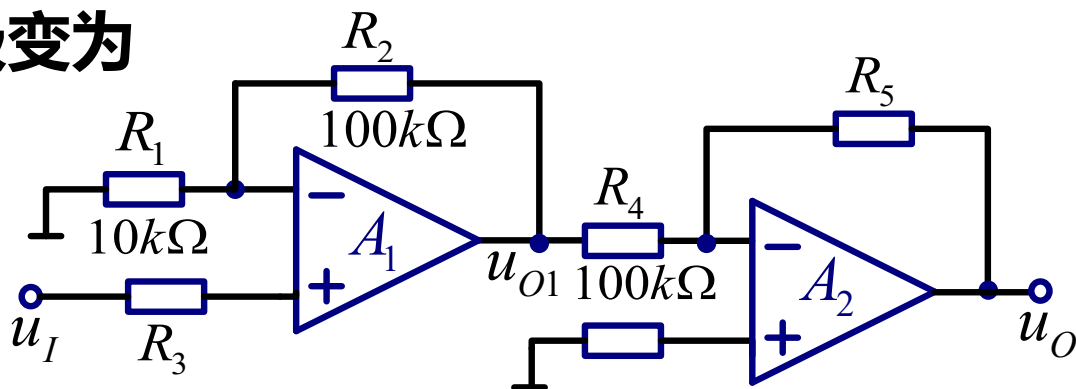
得出 $R_5 = 500 \text{ k}\Omega$ 。

解 (续)

若 u_I 与地接反，则第一级变为反相比例运算电路。

$$\Rightarrow u_{O1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I$$

$$u_{O1} = -\frac{100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} \cdot u_I = -10u_I$$



由于第二级电路的比例系数仍为 - 5，所以输出电压与输入电压的比例系数变为50。

二. 加减运算电路

1. 求和运算电路

(1) 反相求和运算电路

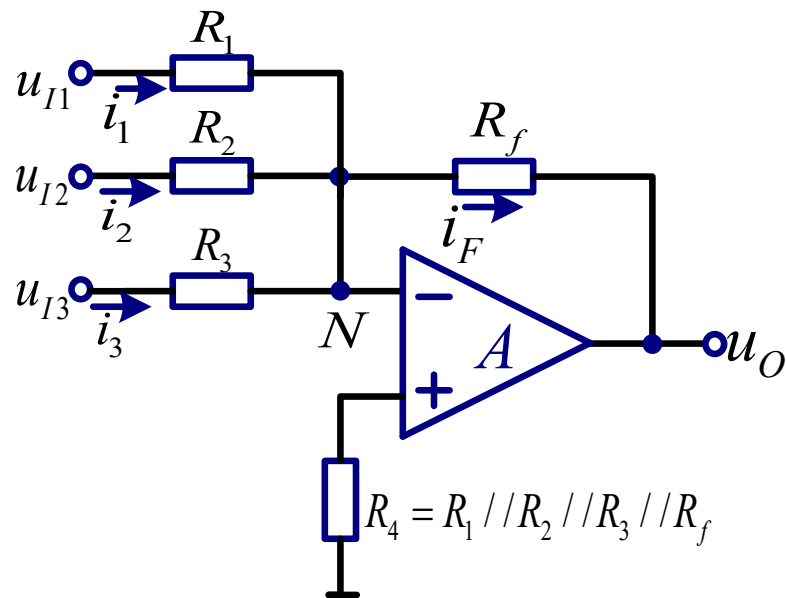
由“虚短”和“虚断”有

$$u_N = u_P = 0$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_F$$

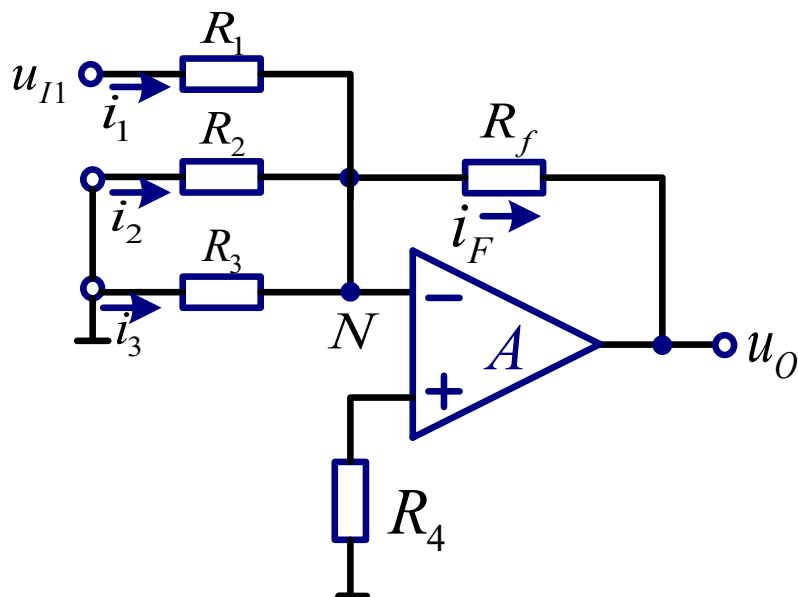
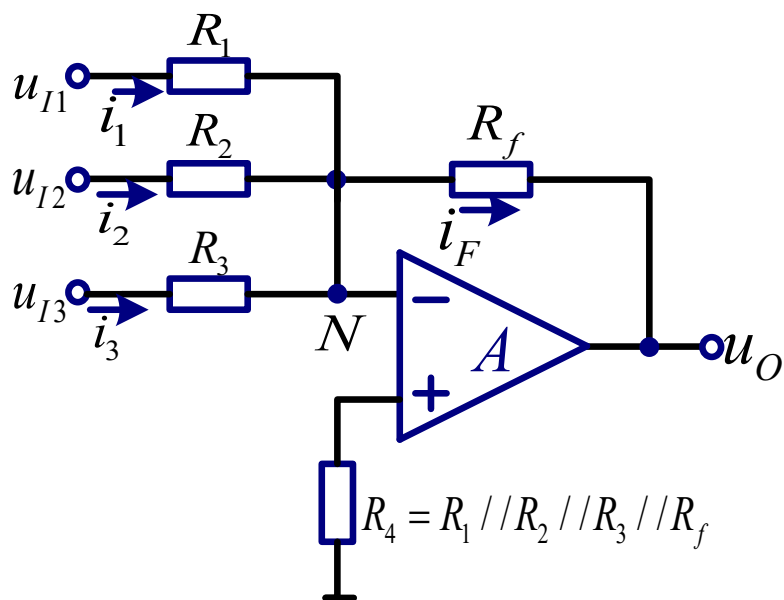
$$\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} = -\frac{u_O}{R_f}$$

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



利用叠加原理求解运算关系

对于多输入的电路除了用上述节点电流法求解外，还可利用叠加原理得到同样的结果。



(2) 同相求和运算电路

节点P的电流方程为：

$$\dot{i}_1 + \dot{i}_2 + \dot{i}_3 = \dot{i}_4$$

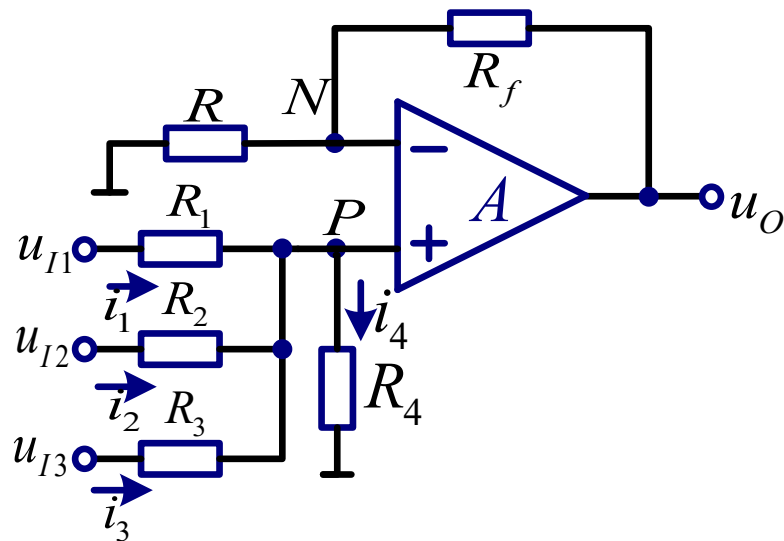
$$\frac{u_{I1} - u_P}{R_1} + \frac{u_{I2} - u_P}{R_2} + \frac{u_{I3} - u_P}{R_3} = \frac{u_P}{R_4}$$

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

所以同相输入端电位为：

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

$$R_P = R_1 // R_2 // R_3 // R_4$$



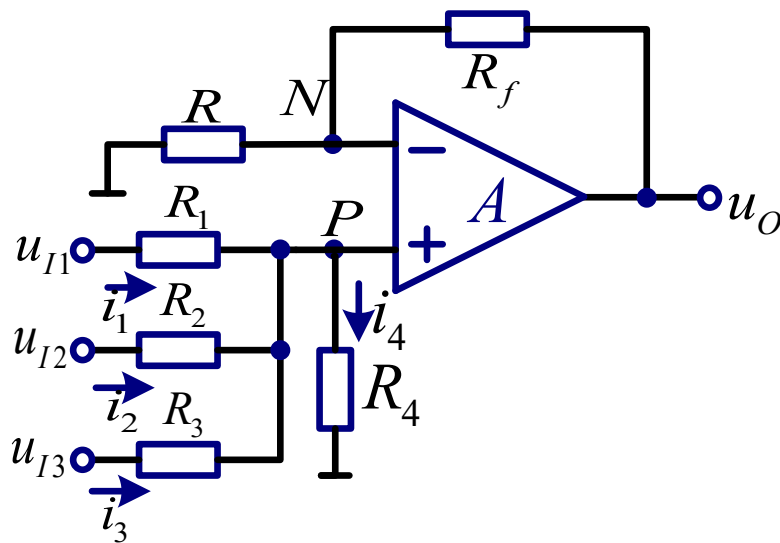
(2) 同相求和运算电路

$$\frac{u_N - 0}{R} = \frac{u_O - u_N}{R_f} \quad u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)u_N = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)u_P$$

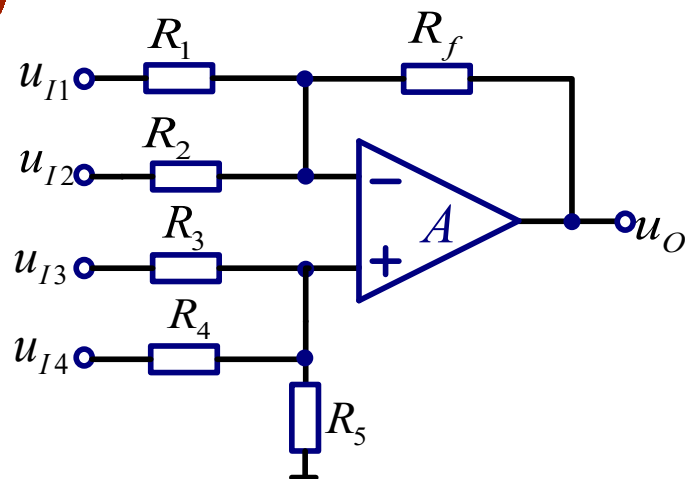
$$\begin{aligned} u_O &= \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot R_P \cdot \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3}\right) \\ &= \frac{R + R_f}{R} \cdot \frac{R_f}{R_f} \cdot R_P \cdot \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3}\right) \\ &= R_f \cdot \frac{R_P}{R_N}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

式中 $R_N = R // R_f$, 若 $R_N = R_P$, 则:

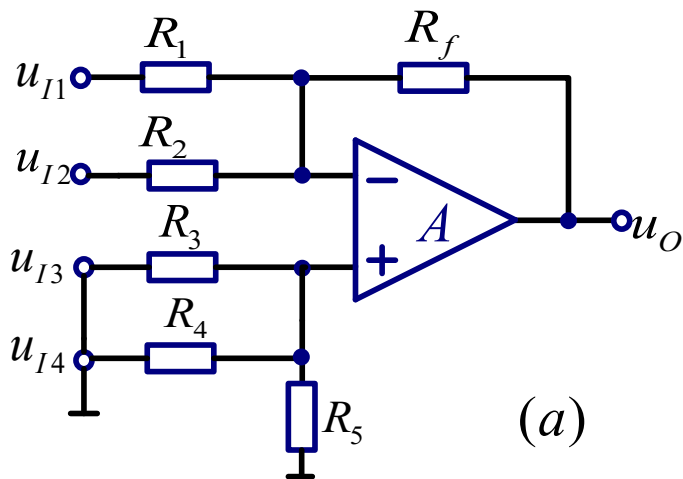
$$u_O = R_f \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$$



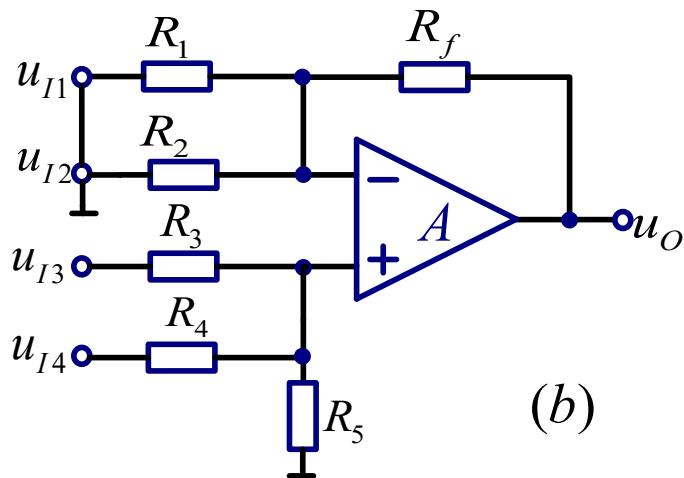
2. 加减运算电路



左图为四个输入的加减运算电路；
下图所示的(a)和(b)表示反相输入端
各信号作用和同相输入端各信号作
用的电路，然后通过叠加定理
求解加减运算电路。



(a)



(b)

2. 加减运算电路

由图(a)的反相求和运算电路，得输出电压为：

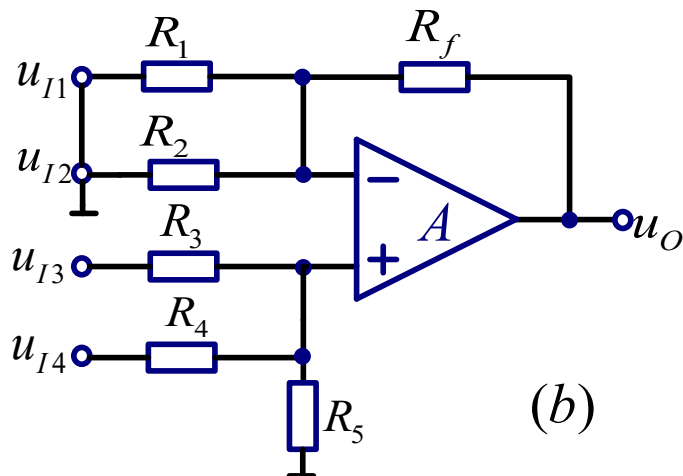
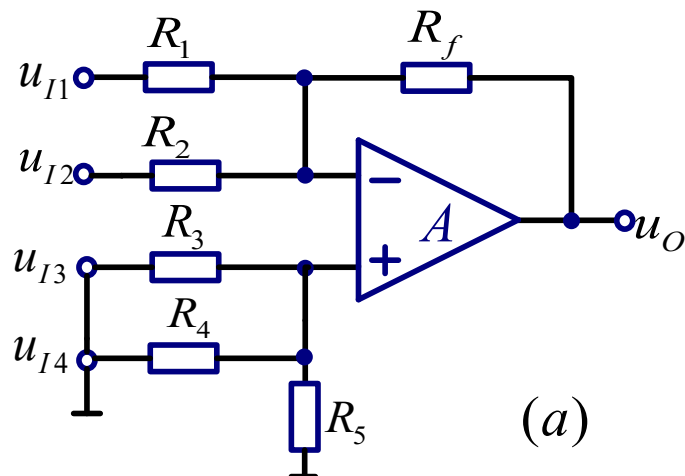
$$u_{O1} = -R_f \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} \right)$$

由图(b)的同相求和运算电路，若 $R_1 // R_2 // R_f = R_3 // R_4 // R_5$ ，则输出电压为：

$$u_{O2} = R_f \left(\frac{u_{I3}}{R_3} + \frac{u_{I4}}{R_4} \right)$$

因此，所有输入信号同时作用时的输出电压为：

$$u_O = u_{O1} + u_{O2} = R_f \left(\frac{u_{I3}}{R_3} + \frac{u_{I4}}{R_4} - \frac{u_{I1}}{R_1} - \frac{u_{I2}}{R_2} \right)$$

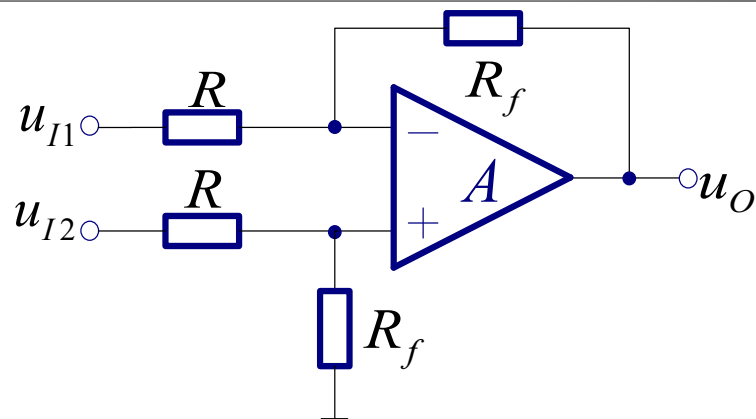


2. 加减运算电路

若电路只有两个输入，且参数对称，如图所示，则

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

电路实现了对输入差模信号的比例运算。

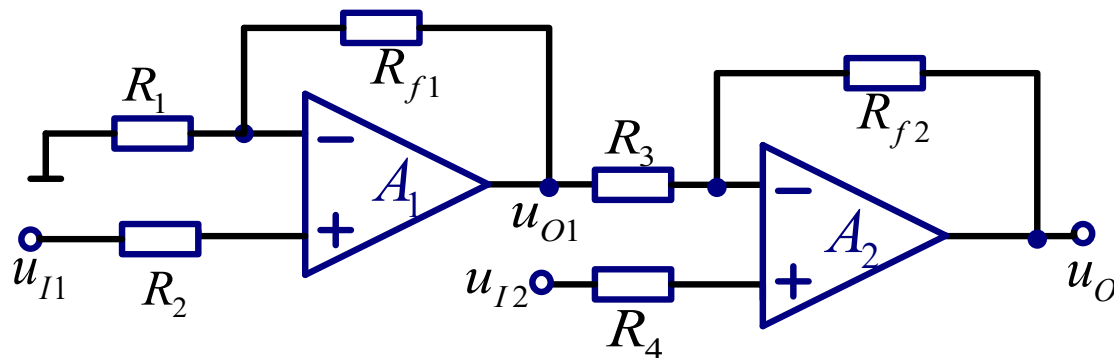


2. 加减运算电路

使用单个集成运放构成加减运算电路时存在两个缺点：

- 1) 电阻的选取和调整不方便；
- 2) 对于每个信号源的输入电阻均较小。

因此，必要时可采用两级电路。



第一级电路为同相比例运算电路：
$$u_{O1} = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_1}\right) u_{I1}$$

利用叠加定理，第二级输出为：
$$u_O = -\frac{R_{f2}}{R_3} u_{O1} + \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_3}\right) u_{I2}$$

若 $R_1 = R_{f2}$, $R_3 = R_{f1}$ ，则
$$u_O = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_3}\right) (u_{I2} - u_{I1})$$

实现差分比例运算。

例3

设计一个运算电路，要求输出电压和输入电压的运算关系式为 $u_O = 10u_{I1} - 5u_{I2} - 4u_{I3}$ 。

解：根据已知的运算关系式可知，当采用单个集成运放构成电路时， u_{I1} 应作用于同相输入端，而 u_{I2} 和 u_{I3} 应作用于反相输入端，如下图所示。

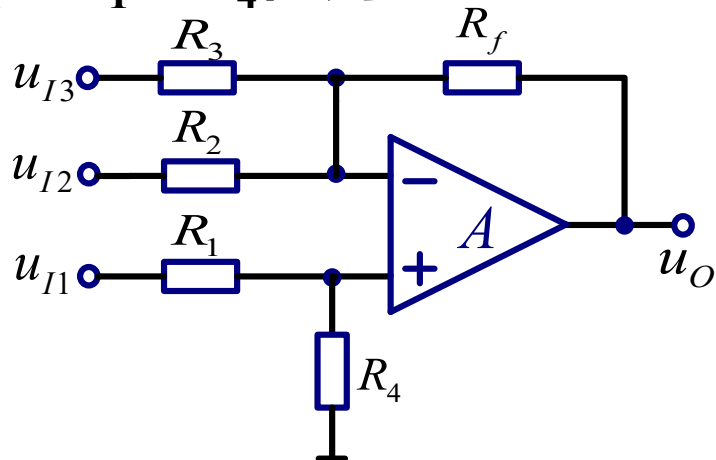
选取 $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ ，若 $R_3 // R_2 // R_f = R_1 // R_4$ ，则

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

因为 $R_f/R_1 = 10$ ，故 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ；

因为 $R_f/R_2 = 5$ ，故 $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ ；

因为 $R_f/R_3 = 4$ ，故 $R_3 = 25 \text{ k}\Omega$ 。

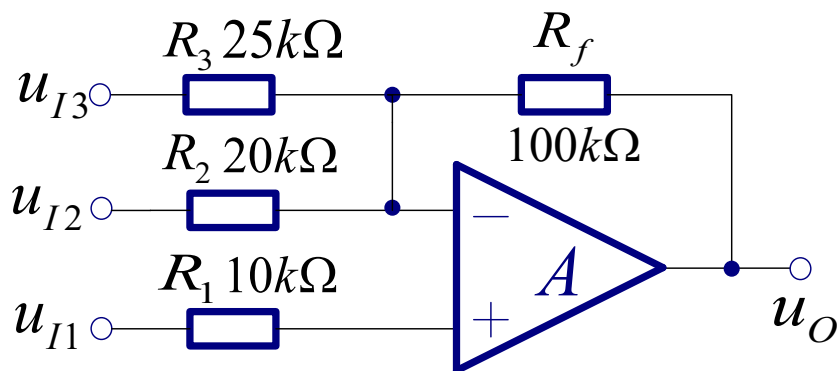
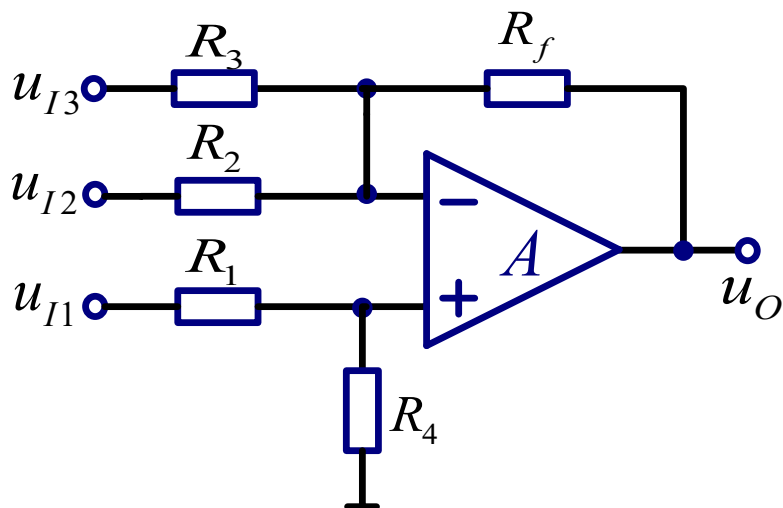


解 (续)

$$\frac{1}{R_4} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_f} - \frac{1}{R_1} = \left(\frac{1}{20} + \frac{1}{25} + \frac{1}{100} - \frac{1}{10} \right) \text{k}\Omega^{-1} = 0 \text{k}\Omega^{-1}$$

故可省去 R_4 。

所设计电路如下图所示。



三.积分运算电路和微分运算电路

1.积分运算电路

R' 接地, $u_P = u_N = 0$ 为“虚地”。

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

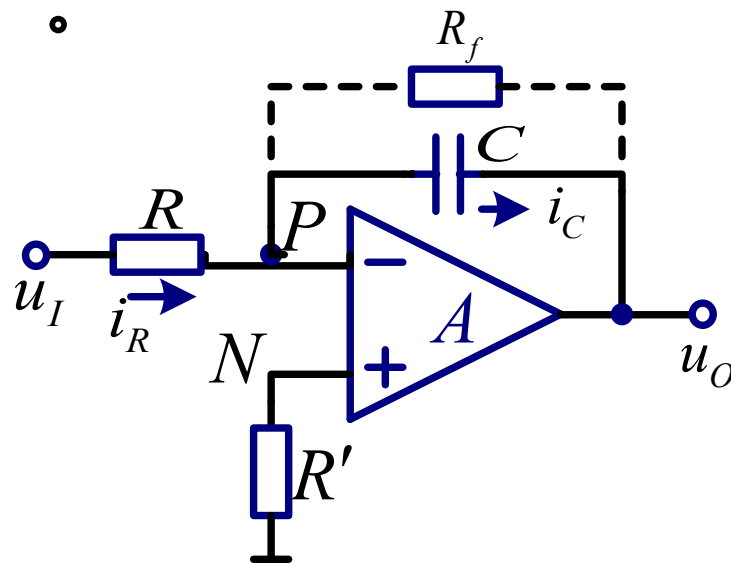
$$u_O = -u_C$$

$$u_O = -\frac{1}{C} \int i_C dt = -\frac{1}{RC} \int u_I dt$$

在求解 t_1 到 t_2 时间段的积分值时

$$u_O = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_I dt + u_O(t_1)$$

当 u_I 为常量时, 输出电压 $u_O = -\frac{1}{RC} u_I(t_2 - t_1) + u_O(t_1)$



2.微分运算电路

(1) 基本微分运算电路

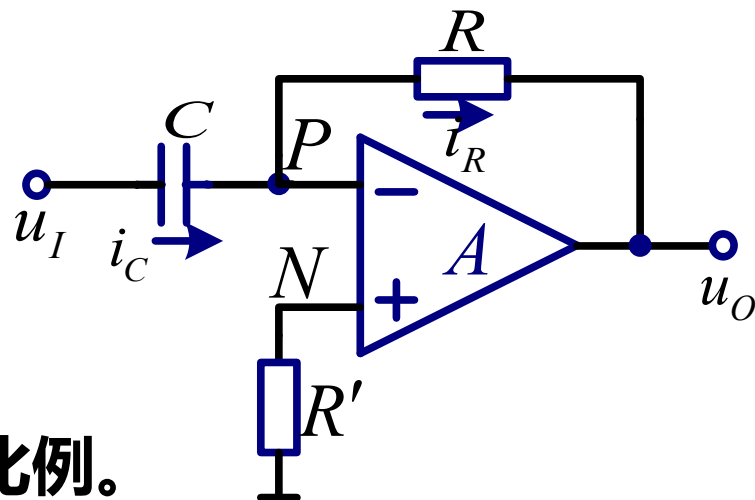
由“虚短”和“虚断”可知， $u_P = u_N = 0$ 为“虚地”。

$$u_C = u_I$$

$$i_R = i_C = C \frac{du_I}{dt}$$

$$u_O = -i_R R = -RC \frac{du_I}{dt}$$

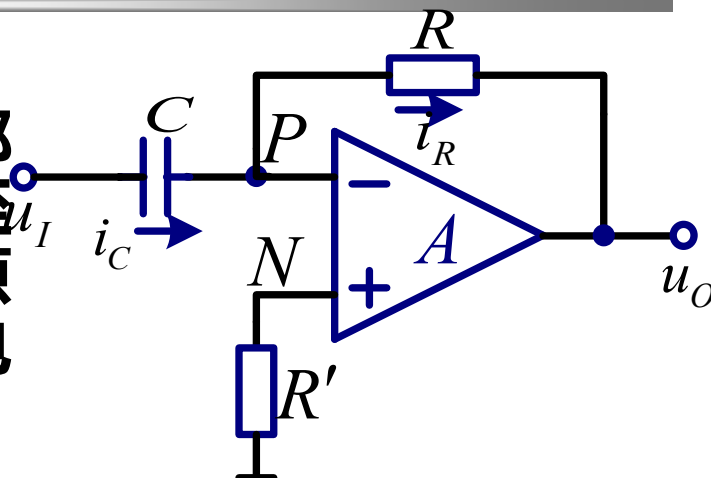
输出电压与输入电压的变化率成比例。



基本微分运算电路的缺点

若输入电压产生阶跃变化，或脉冲式大幅值干扰，会使得集成运放内部的放大管进入饱和或截止状态，以至于即使信号消失，管子还不能脱离原状态回到放大区，出现阻塞现象，电路不能正常工作；

同时由于反馈网络为滞后影响，当它与集成运放内部的滞后影响相叠加，可能满足自激振荡的条件，从而使电路不稳定。

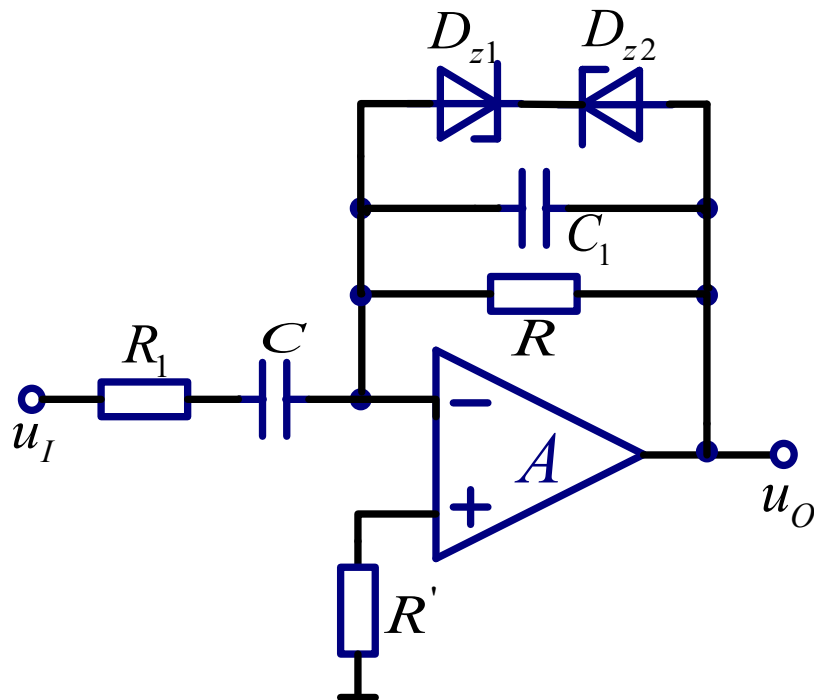
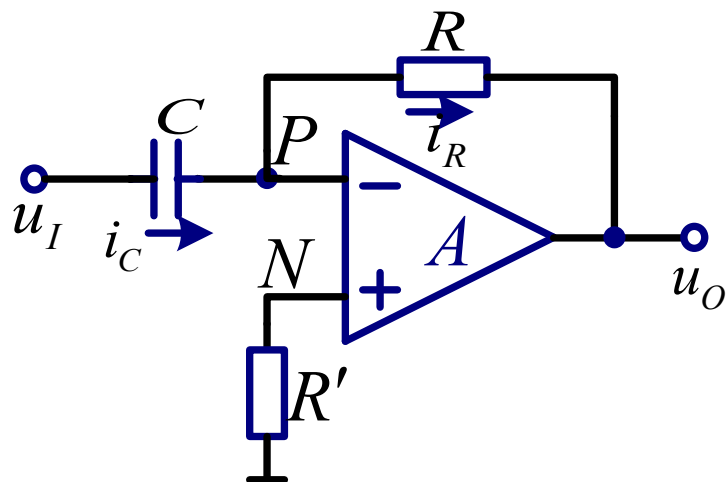


基本微分运算电路的改进

为了解决上述问题，可在输入端串联一个小阻值的电阻 R_1 ，以限制输入电流，也就限制了 R 中电流；

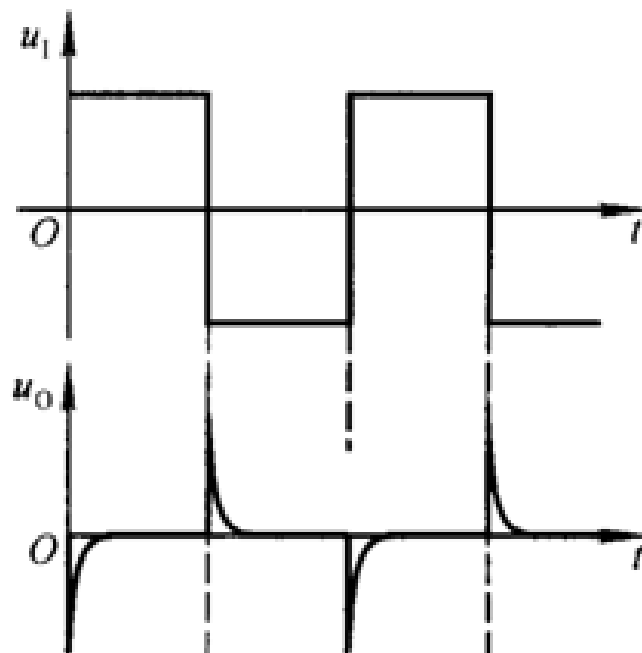
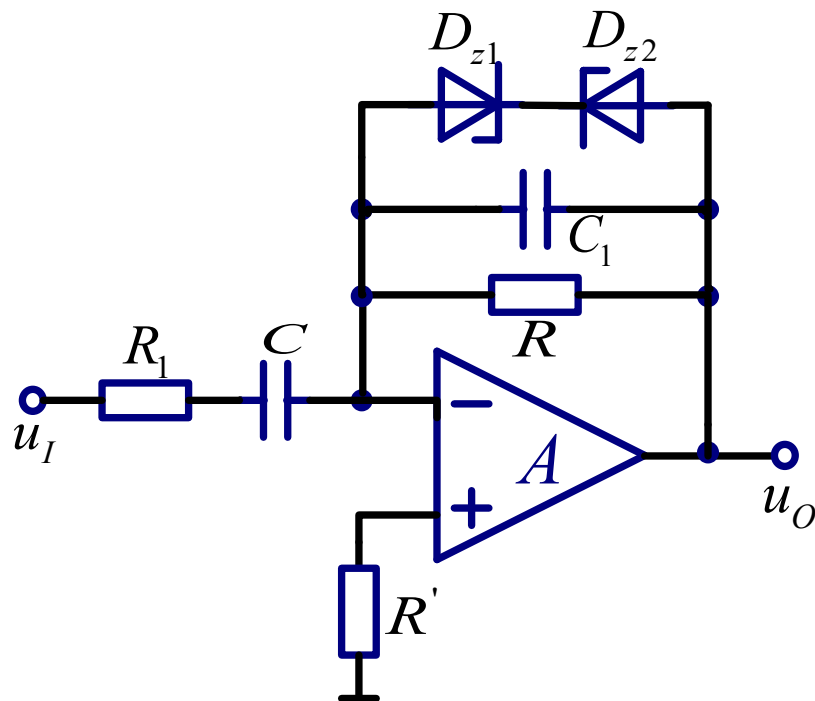
在反馈电阻 R 上并联稳压二极管，以限制输出电压幅值，保证集成运放中的放大管始终工作在放大区；

在 R 上并联小容量电容 C_1 ，起相位补偿作用，提高电路的稳定性。



实际微分运算电路

该电路的输出电压与输入电压成近似微分关系。若输入电压为方波，且 $RC \ll \frac{T}{2}$ (T 为方波的周期)，则输出为尖顶波。



例4

电路如图所示, $C_1 = C_2 = C$ 。试求出 u_O 与 u_I 的运算关系式。

解: 因“虚短”和“虚断”, 在结点N上, 电流方程为 $i_1 = i_{C1}$

$$-\frac{u_N}{R} = C \frac{d(u_N - u_O)}{dt} = C \frac{du_N}{dt} - C \frac{du_O}{dt} \Rightarrow C \frac{du_O}{dt} = C \frac{du_N}{dt} + \frac{u_N}{R}$$

在结点P上, 电流方程为 $i_2 = i_{C2}$

$$\frac{u_I - u_P}{R} = C \frac{du_P}{dt} \quad \frac{u_I}{R} = C \frac{du_P}{dt} + \frac{u_P}{R}$$

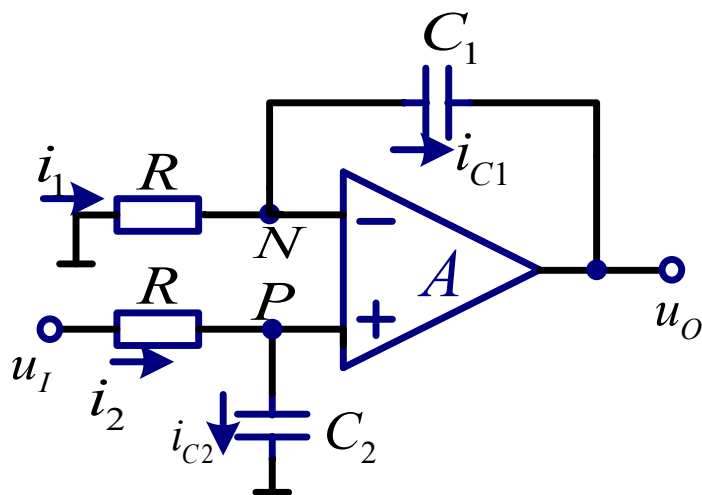
$$\because u_P = u_N \Rightarrow C \frac{du_O}{dt} = \frac{u_I}{R}$$

$$\therefore u_O = \frac{1}{RC} \int u_I dt$$

在 $t_1 \sim t_2$ 时间段中, u_O 的表达式为

电路实现了同相积分运算。

$$u_O = \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_I dt + u_O(t_1)$$



例5

在自动控制系统中，常采用下图所示的PID调节器，试分析输出电压与输入电压的运算关系式。

解：因“虚短”和“虚断”， $u_P = u_N = 0$ 为虚地。

N点的电流方程为： $i_F = i_1 + i_{C1}$

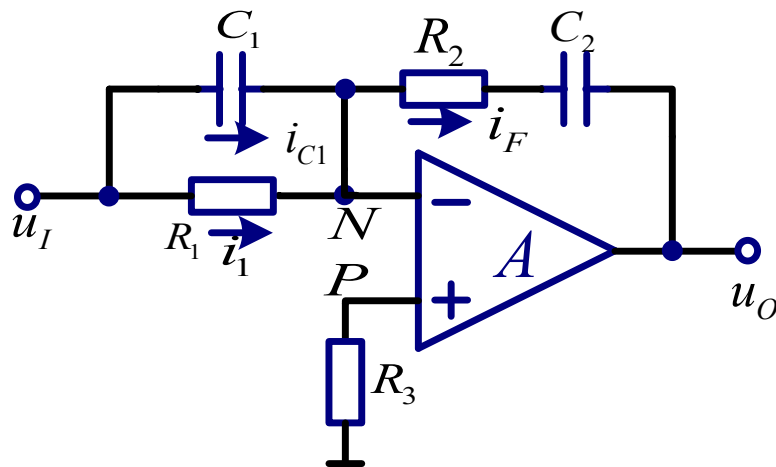
$$i_{C1} = C_1 \frac{du_I}{dt} \quad i_1 = \frac{u_I}{R_1}$$


$$u_O = -(u_{R2} + u_{C2})$$

$$u_{R2} = i_F R_2 = \frac{R_2}{R_1} u_I + R_2 C_1 \frac{du_I}{dt}$$

$$u_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i_F dt = \frac{1}{C_2} \int \left(C_1 \frac{du_I}{dt} + \frac{u_I}{R_1} \right) dt = \frac{C_1}{C_2} u_I + \frac{1}{R_1 C_2} \int u_I dt$$

$$\therefore u_O = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} \right) u_I - R_2 C_1 \frac{du_I}{dt} - \frac{1}{R_1 C_2} \int u_I dt$$





$$u_o = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}\right)u_i - R_2C_1 \frac{du_i}{dt} - \frac{1}{R_1C_2} \int u_i dt$$

因电路中含有比例、积分和微分运算，故称之为PID调节器。

**当 $R_2 = 0$ 时，电路只有比例和积分运算部分，称为PI调节器；
当 C_2 短路时，电路只有比例和微分运算部分，称为PD调节器；
根据控制中的不同需要，采用不同的调节器。**

总结

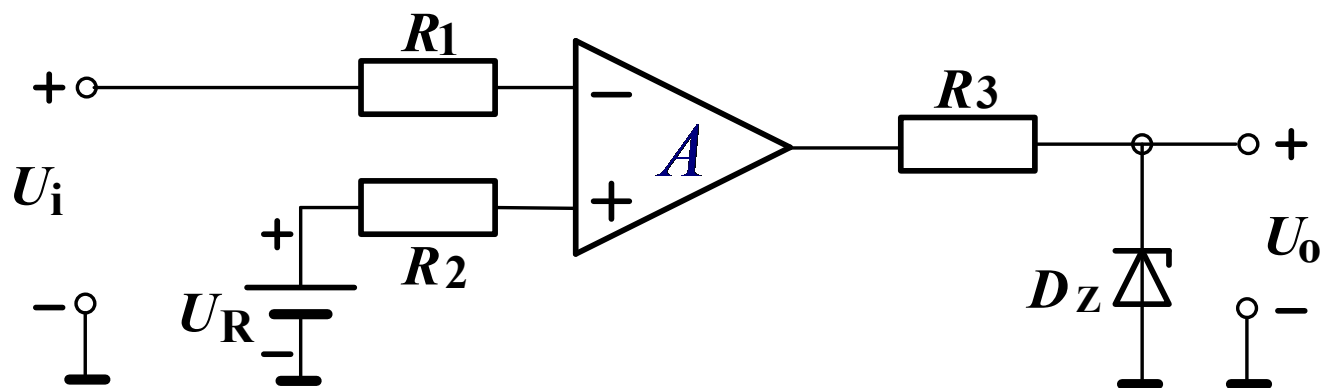
在运算电路中，无论输入电压，还是输出电压，均对“地”而言。在求解运算关系式时，多采用节点电流法；对于多输入的电路，还可利用叠加原理。

为实现输出电压信号与输入电压信号的加、减、乘、除、微分与积分运算关系，运算电路中的集成运放应当工作在线性区。为了稳定输出电压，需引入电压负反馈。由于集成运放优良的指标参数，不管引入电压串联负反馈，还是引入电压并联负反馈，均为深度负反馈。

如图 7 所示电路中，运算放大器的最大输出电压 $U_{OM} = \pm 12\text{V}$ ，稳压管的稳定电压 $U_Z = 6\text{V}$ ，其正向压降 $U_D = 0.7\text{V}$ ，试求如下两种情况下的输出电压 U_O 。

(1) 参考电压 $U_R = +2\text{V}$ ，输入电压 $U_i = 1\text{V}$ ；

(2) 参考电压 $U_R = -2\text{V}$ ，输入电压 $U_i = 1\text{V}$ 。



(1) 参考电压 $U_R = +2V$ ，输入电压 $U_i = 1V$ ，运放输出正的最大值，稳压管二极管反向稳压状态，则输出电压 $U_O = 6V$ ； (3 分)

(2) 参考电压 $U_R = -2V$ ，输入电压 $U_i = 1V$ ，运放输出负的最大值，稳压管二极管正向导通状态，则输出电压 $U_O = -0.7V$ 。 (3 分)

含理想运算放大器的电路如图 5 所示，已知 $U_{i1} = 1\text{V}$, $U_{i2} = 2\text{V}$ ，计算 U_{o1} 和 U_o 的值。

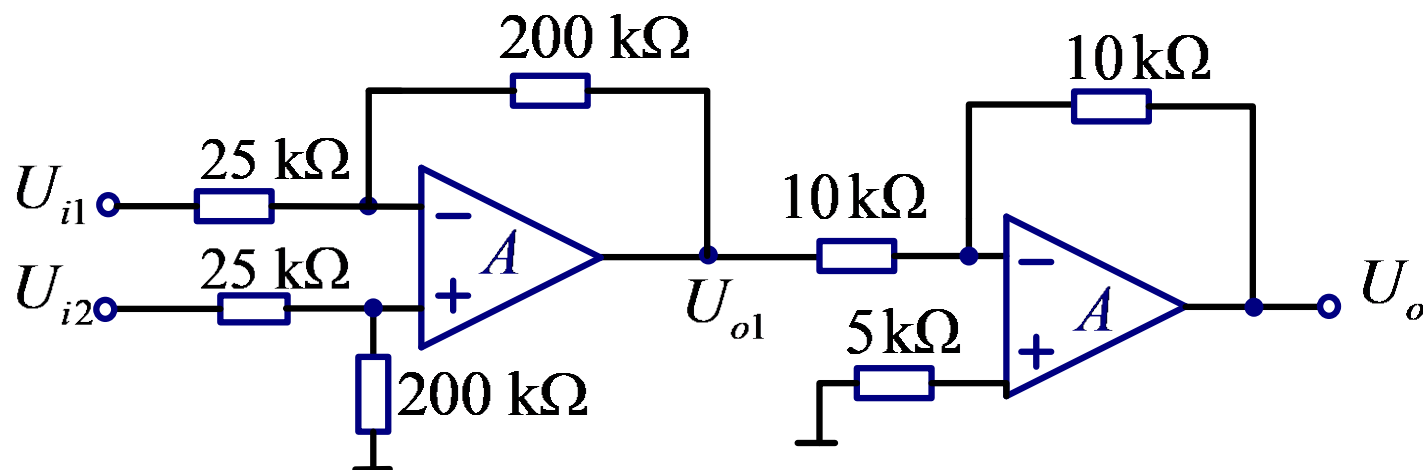


图5

$$\because R_f // R_1 = R_2 // R_f$$

$$\therefore u_{01} = -\frac{R_f}{R_1}u_{i1} + \frac{R_f}{R_2}u_{i2} = -8u_{i1} + 8u_{i2} = 8V$$

(3 分)

$$u_0 = -\frac{10}{10} \cdot u_{01} = -u_{01} = -8V$$

求和积分电路如图 8 (a) 所示, 设电路中所有运放都是理想型的。

(1) 求 u_o 的表达式。

(2) 设两个信号 u_{i1} , u_{i2} 皆为如图 8 (b) 所示的阶跃信号, 画出 u_o 的波形。

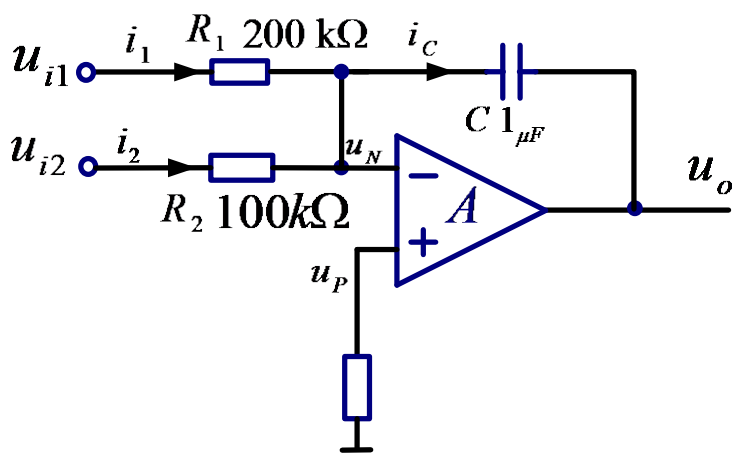


图 8 (a)

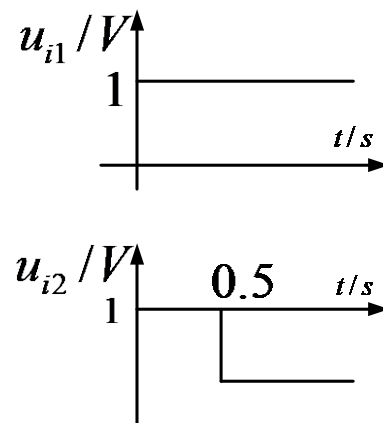


图 8 (b)

(1) 由虚断可以得到 $i_C = i_1 + i_2$, (4 分)

由反向端虚地以及电容的伏安关系可以得到

$$u_o = -u_C = -\frac{1}{C} \int i_C dt = -\frac{1}{C} \int (i_1 + i_2) dt = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{i1} dt - \frac{1}{R_2 C} \int u_{i2} dt$$

(2) 由图 1-1 (b) 可得当 $0 \leq t < 0.5s$, $u_{i1} = 1V$, $u_{i2} = 0$, 则

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{i1} dt = -5tV$$

当 $t \geq 0.5s$ 时, $u_{i1} = 1V$, $u_{i2} = -1V$

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{i1} dt - \frac{1}{R_2 C} \int u_{i2} dt + u_{o1} = 5t + u_{o1}$$

其输出波形如图 所示。

