

第10章 集成运算放大器

第10章 集成运算放大器

- 1 集成运算放大器概述
- 2 集成运放中的负反馈
- 3 运算放大器的应用
- 4 正弦波振荡电路
- 5 集成运算放大器的选择和使用

第10章 集成运算放大器

本章要求

1. 了解集成运算放大器的基本组成及主要参数的意义；
2. 理解运算放大器的电压传输特性，理解理想运算放大器，并掌握其基本分析方法；
3. 理解用集成运算放大器组成的比例、加减、微分和积分运算电路的工作原理，了解有源滤波器的工作原理；
4. 理解电压比较器的工作原理和应用。

10.1 集成运算放大器概述

集成运算放大器是一种具有很高放大倍数的多级直接耦合放大电路。是发展最早、应用最广泛的一种模拟集成电路。

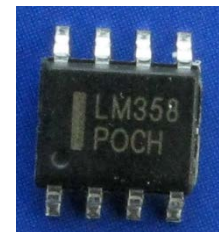
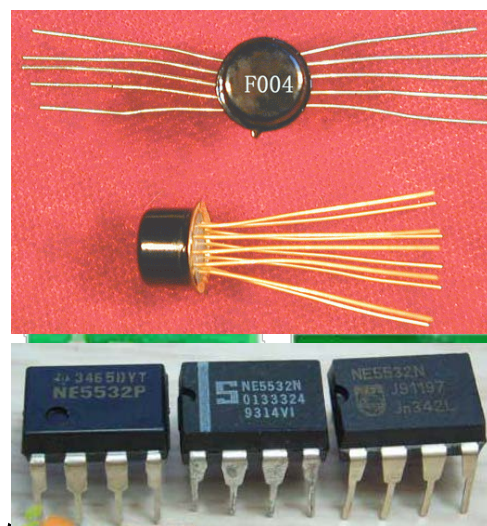
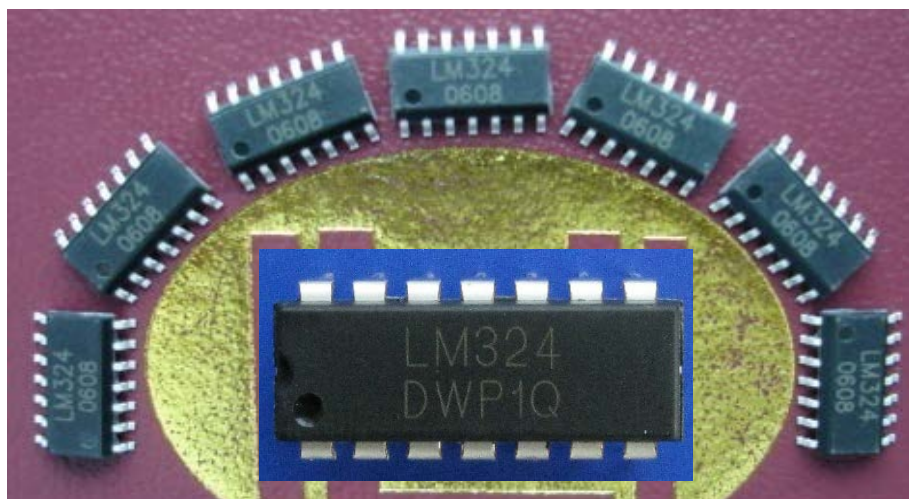
集成电路 是把整个电路的各个元件以及相互之间的联接同时制造在一块半导体芯片上, 组成一个不可分的整体。

集成电路特点: 体积小、重量轻、功耗低、可靠性高、价格低。

集成电路分类	{	按集成度	小、中、大和超大规模
		按导电类型	双、单极性和两种兼容
		按功能	数字和模拟

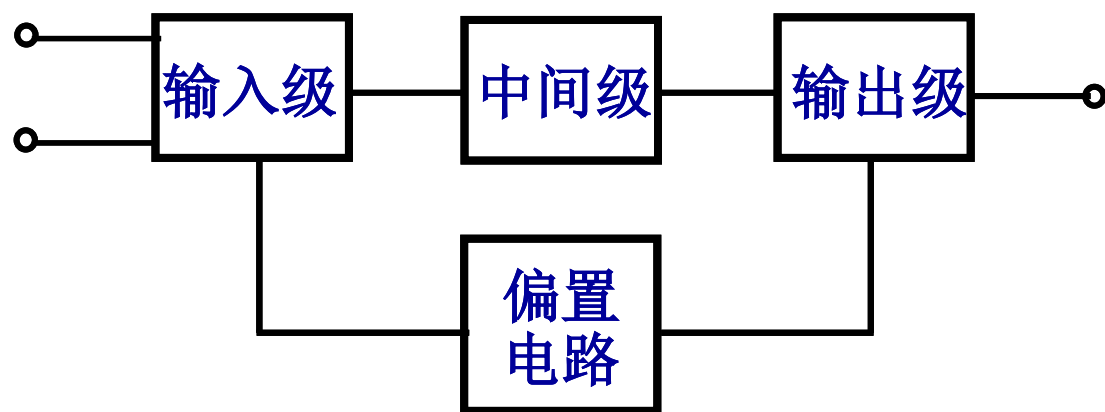
1 集成运算放大器的特点

1. 元器件参数的一致性和对称性好；
2. 电阻的阻值受到限制，大电阻常用三极管恒流源代替，电位器需外接；
3. 电容的容量受到限制，电感不能集成，故大电容、电感和变压器均需外接；
4. 二极管多用三极管的发射结代替。



各类型号集成运算放大器

2 电路的简单说明



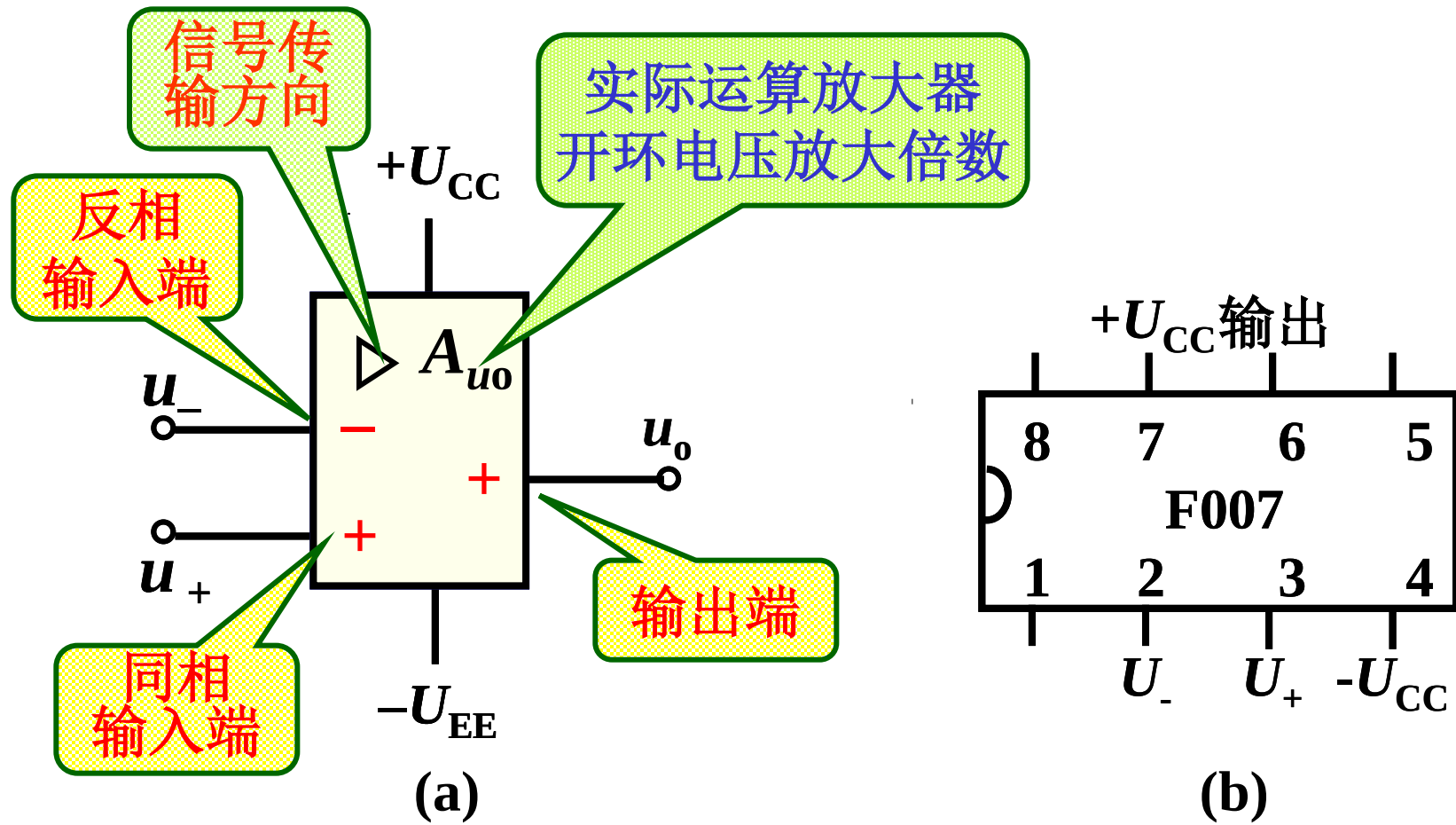
运算放大器方框图

输入级：输入电阻高，能减小零点漂移和抑制干扰信号，都采用带恒流源的差分放大器。

中间级：要求电压放大倍数高。常采用带恒流源的共发射极放大电路构成。

输出级：与负载相接，要求输出电阻低，带负载能力强，一般由互补功率放大电路或射极输出器构成。

偏置电路：一般由各种恒流源等电路组成



集成运算放大器的管脚和符号

(a) 符号; (b) 引脚

3 主要参数

1. 最大输出电压 U_{OM}

能使输出和输入保持不失真关系的最大输出电压。

2. 开环差模电压增益 A_{uo}

运算放大器没有接反馈电路时的差模电压放大倍数。
 A_{uo} 愈高，所构成的运算电路越稳定，运算精度也越高。

3. 输入失调电压 U_{IO}

4. 输入失调电流 I_{IO}

5. 输入偏置电流 I_{IB}

} 愈小愈好

6. 共模输入电压范围 U_{ICM}

运算放大器所能承受的共模输入电压最大值。超出此值,运算放大器的共模抑制性能下降,甚至造成器件损坏。

4 理想运算放大器及其分析依据

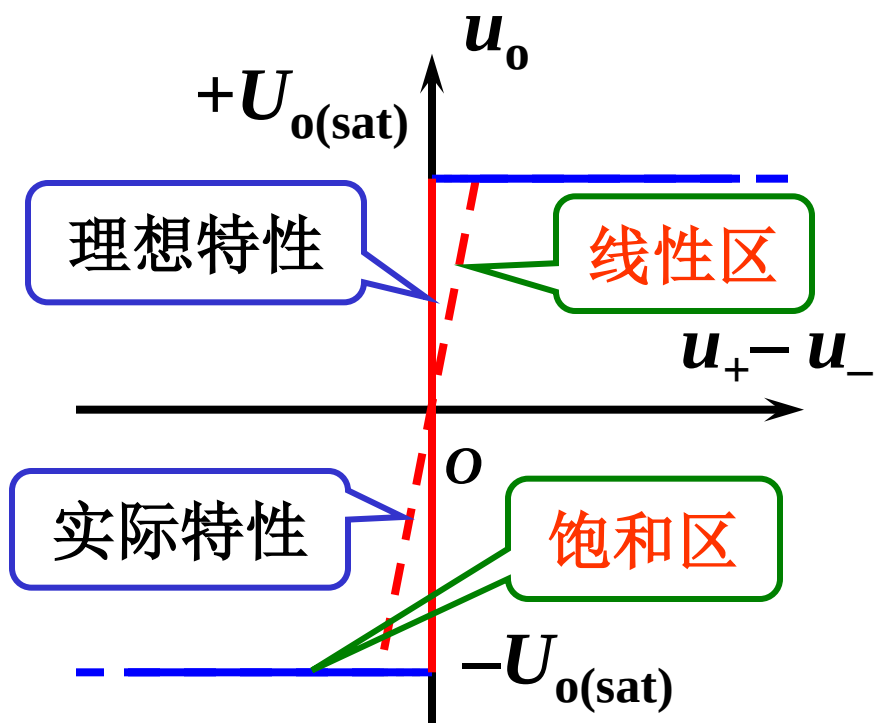
在分析运算放大器的电路时，一般将它看成是理想的运算放大器。理想化的主要条件：

1. 开环电压放大倍数 $A_{u0} \rightarrow \infty$
2. 开环输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$
3. 开环输出电阻 $r_o \rightarrow 0$
4. 共模抑制比 $K_{CMRR} \rightarrow \infty$

由于实际运算放大器的技术指标接近理想化条件，用理想运算放大器分析电路可使问题大大简化，为此，后面对运算放大器的分析都是按其理想化条件进行的。

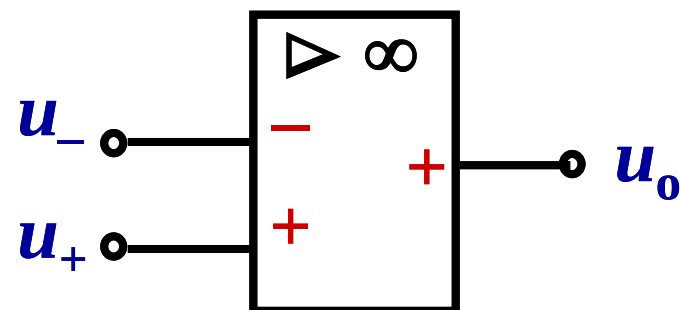
4 理想运算放大器及其分析依据

2. 电压传输特性 $u_o = f(u_i)$



线性区:

$$u_o = A_{u0} (u_+ - u_-)$$



理想运算放大器图形符号

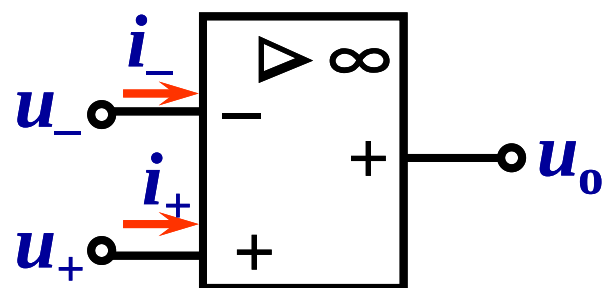
非线性区:

$$u_+ > u_- \text{ 时, } u_o = +U_{o(sat)}$$

$$u_+ < u_- \text{ 时, } u_o = -U_{o(sat)}$$

$U_{o(sat)}$ 与运算放大器的电源电压有关, 一般较电源电压低 $1 \sim 2V$ 。

3. 理想运算放大器工作在线性区的特点

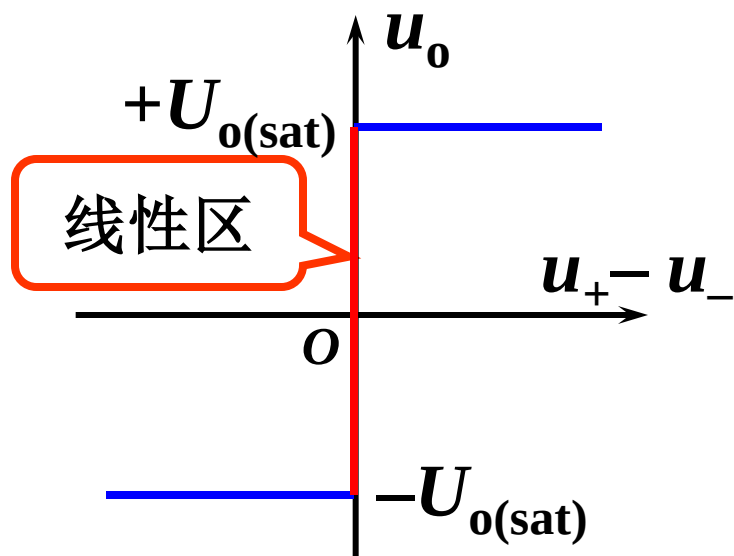


因为 $u_o = A_{uo}(u_+ - u_-)$

所以(1) 差模输入电压约等于 0

即 $u_+ = u_-$, 称“虚短”

电压传输特性



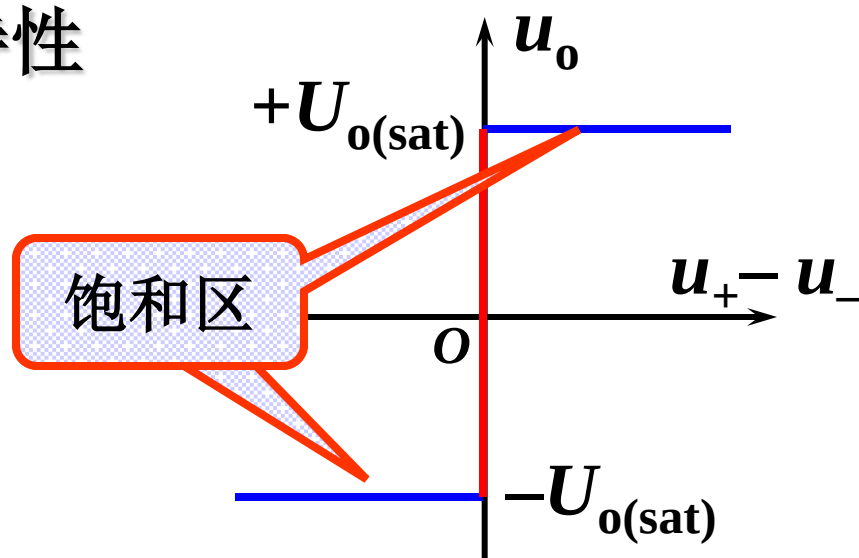
(2) 输入电流约等于 0

即 $i_+ = i_- \approx 0$, 称“虚断”

A_{uo} 越大, 运算放大器的线性范围越小, 必须加负反馈才能使其工作于线性区。

4. 理想运算放大器工作在饱和区的特点

电压传输特性



(1) 输出只有两种可能, $+U_{o(sat)}$ 或 $-U_{o(sat)}$

当 $u_+ > u_-$ 时, $u_o = +U_{o(sat)}$

$u_+ < u_-$ 时, $u_o = -U_{o(sat)}$

不存在“虚短”现象

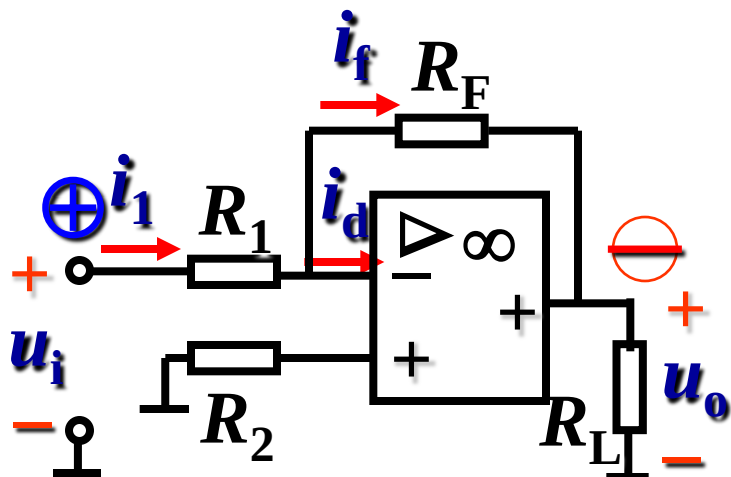
(2) $i_+ = i_- \approx 0$, 仍存在“虚断”现象

5. 运算放大器电路中的负反馈

运算放大器电路反馈类型的判别方法:

1. 反馈电路直接从输出端引出的，是电压反馈；
从负载电阻 R_L 的靠近“地”端引出的，是电流反馈；
2. 输入信号和反馈信号分别加在两个输入端（同相和反相）的，是串联反馈；
加在同一个输入端（同相或反相）的，是并联反馈；
3. 对串联反馈，输入信号和反馈信号的极性相同时，是负反馈；极性相反时，是正反馈；
4. 对并联反馈，输入信号和反馈信号的极性相同时，是正反馈；极性相反时，是负反馈。

(1) 并联电压负反馈



设输入电压 u_i 为正，
各电流的实际方向如图

差值电流 $i_d = i_1 - i_f$

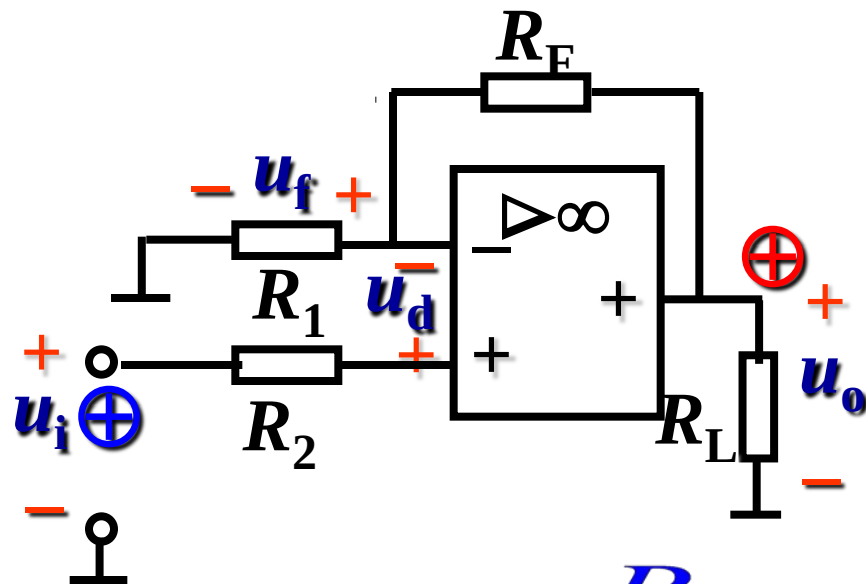
i_f 削弱了净输入电流(差值电流)——**负反馈**

反馈电流 $i_f = -\frac{u_o}{R_f}$ 取自输出电压——**电压反馈**

反馈信号与输入信号在输入端以电流的形式比较——**并联反馈**

特点：输入电阻低、输出电阻低

(2) 串联电压负反馈



设输入电压 u_i 为正，
各电压的实际方向如图

差值电压 $u_d = u_i - u_f$

u_f 削弱了净输入电压
(差值电压) —— 负反馈

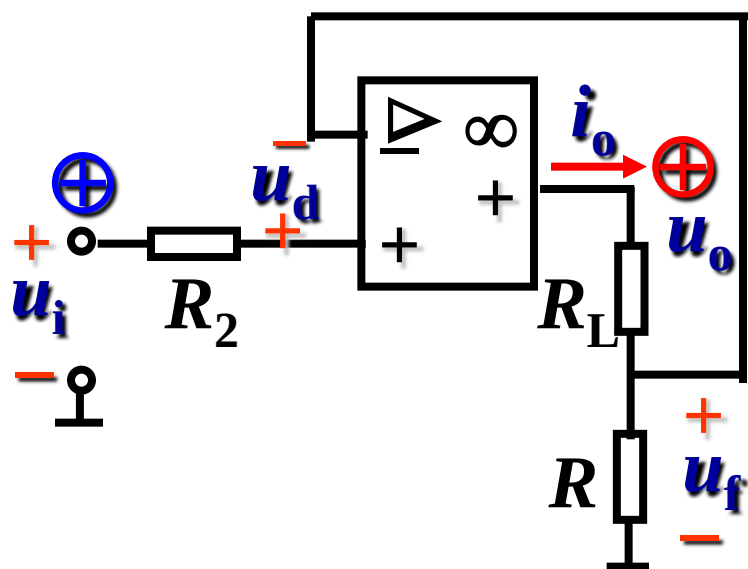
反馈电压 $u_f = \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o$ 取自输出电压 —— 电压反馈

反馈信号与输入信号在输入端以电压的形式比较

—— 串联反馈

特点：输入电阻高、输出电阻低

(3) 串联电流负反馈



设输入电压 u_i 为正，
各电压的实际方向如图

差值电压 $u_d = u_i - u_f$

u_f 削弱了净输入电压
(差值电压) —— 负反馈

反馈电压 $u_f = Ri_o$ 取自输出电流 —— 电流反馈

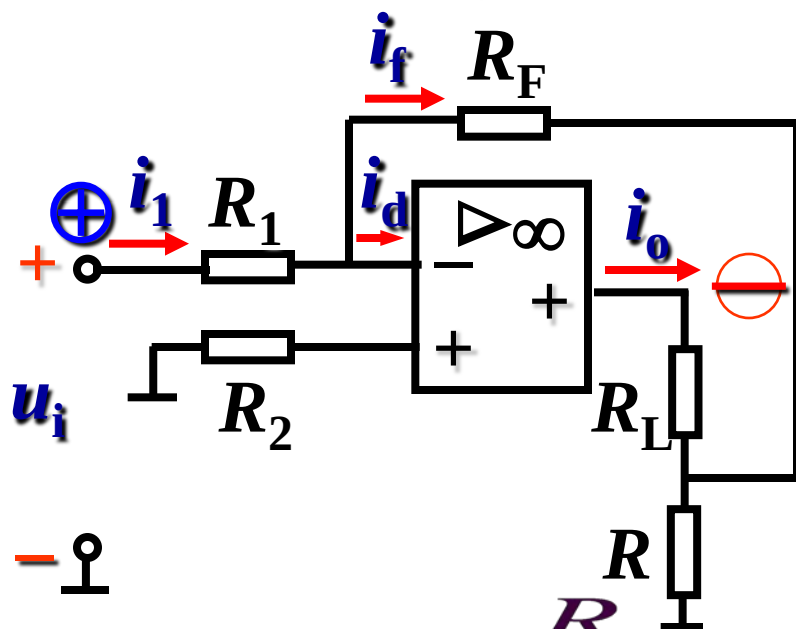
反馈信号与输入信号在输入端以电压的形式比较
—— 串联反馈

$$i_o = \frac{u_f}{R} = \frac{u_i}{R}$$

特点：输出电流 i_o 与负载电阻 R_L 无关

—— 同相输入恒流源电路或电压-电流变换电路

(4) 并联电流负反馈



设输入电压 u_i 为正，
各电流的实际方向如图

差值电流 $i_d = i_1 - i_f$

i_f 削弱了净输入电流
(差值电流) —— 负反馈

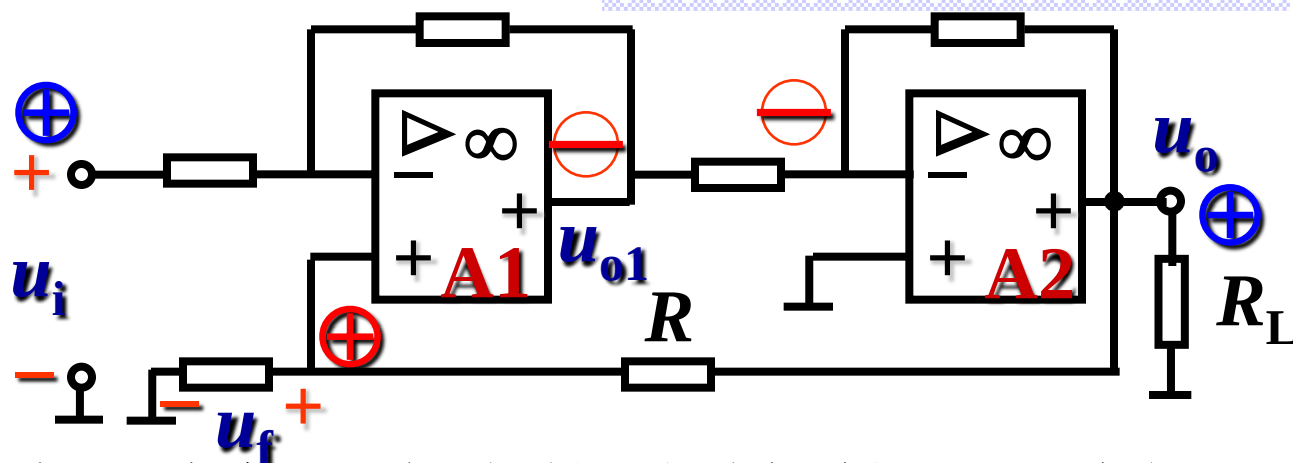
反馈电流 $i_f = \frac{R}{R+R_F} i_o$ 取自输出电流 —— 电流反馈

反馈信号与输入信号在输入端以电流的形式比较
—— 并联反馈

$$i_1 = \frac{u_i}{R}, i_1 = i_f \quad \text{故 } i_o = -\frac{1}{R} \left(\frac{R_F}{R} + 1 \right) u_i$$

特点：输出电流 i_o 与负载电阻 R_L 无关
—— 反相输入恒流源电路

例1: 试判别下图放大电路中从运算放大器A2输出端引至A1输入端的是 **串联电压负反馈**。



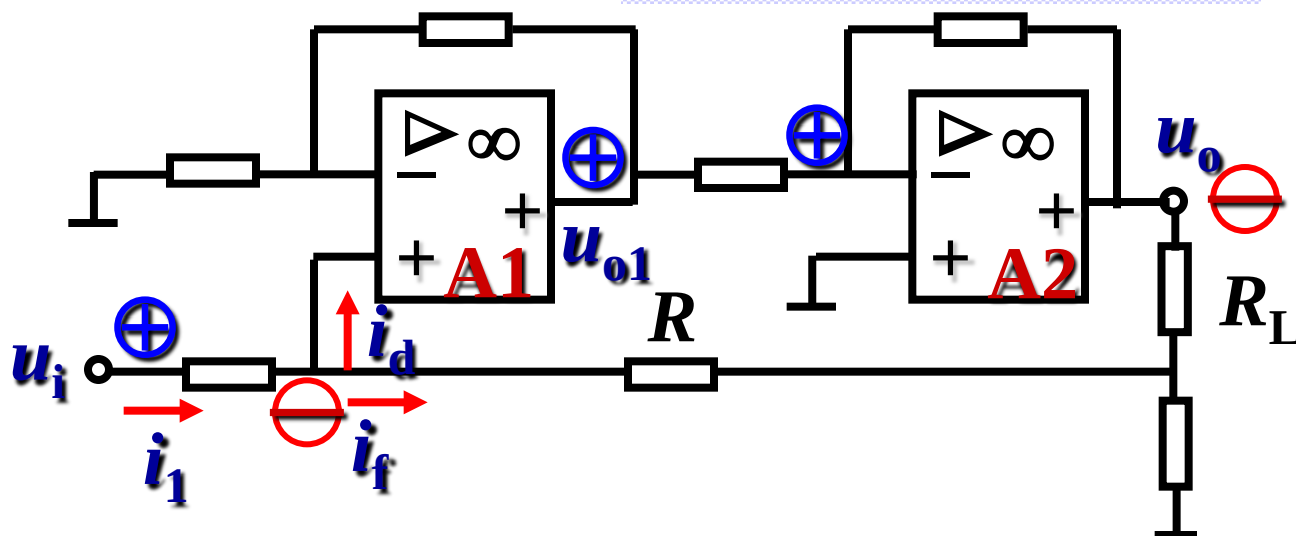
解: 先在图中标出各点的瞬时极性及反馈信号;

因反馈电路直接从运算放大器A2的输出端引出, 所以**是电压反馈**;

因输入信号和反馈信号分别加在反相输入端和同相输入端上, 所以**是串联反馈**;

因输入信号和反馈信号的极性相同, 所以是**负反馈**。

例2: 试判别下图放大电路中从运算放大器A2输出端引至A1输入端的是**并联电流负反馈**。

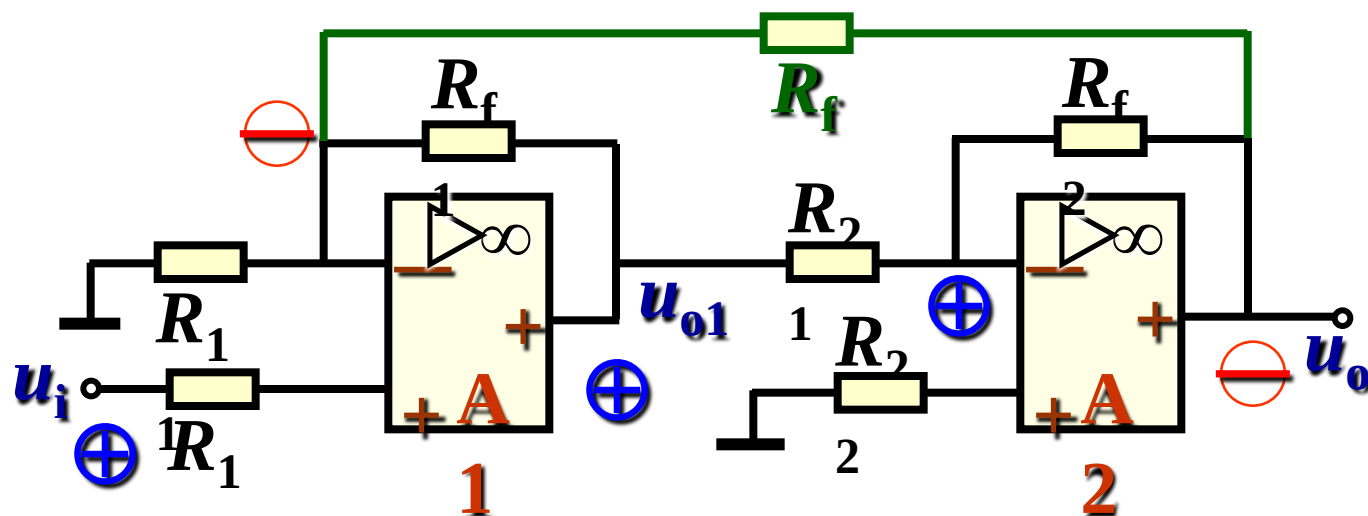


解: 因反馈电路是从运算放大器A2的负载电阻 R_L 的靠近“地”端引出的，所以**是电流反馈**；

因输入信号和反馈信号均加在同相输入端上，所以**是并联反馈**；

因净输入电流 i_d 等于输入电流和反馈电流之差，所以是**负反馈**。

例 3 试判断图示电路中 R_f 所形成 **串联电压正反馈**

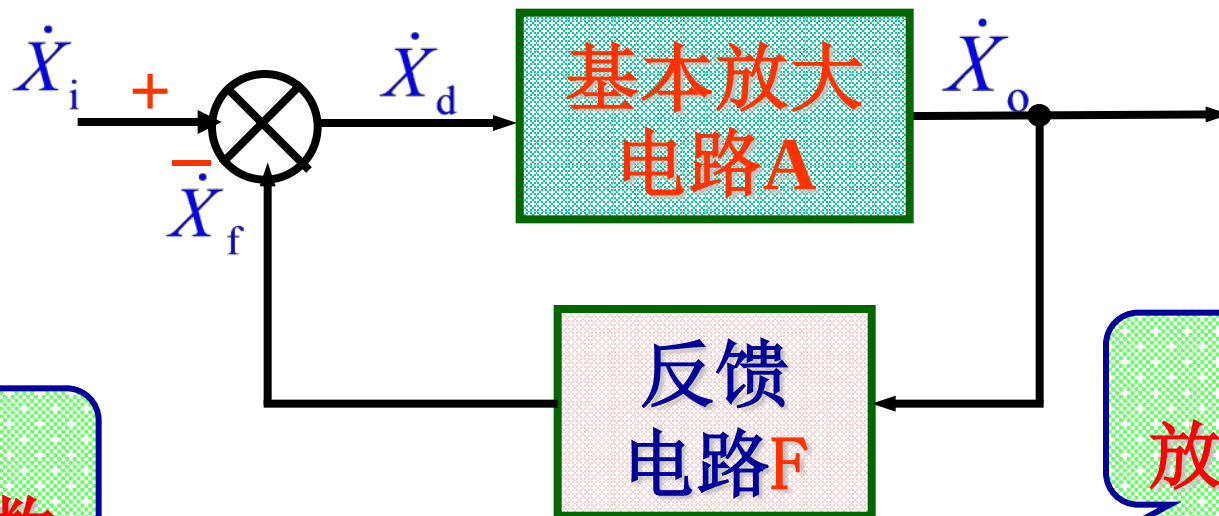


解：先在图中标出各点的瞬时极性及反馈信号；

因反馈电路直接从运算放大器A2的输出端引出，所以**是电压反馈**；

因输入信号和反馈信号分别加在同相输入端和反相输入端上，所以**是串联反馈**；因输入信号和反馈信号的极性相反，所以是**正反馈**。

17.2.2 负反馈对放大电路工作性能的影响



开环
放大倍数

$$A = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d}$$

$$F = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$$

反馈系数

$$\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f$$

净输入信号

反馈放大电路的基本方程

闭环
放大倍数

$$\begin{aligned} A_{\text{闭环}} &= \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d + \dot{X}_f} \\ &= \frac{A}{1 + \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d} \cdot \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}} = \frac{A}{1 + AF} \end{aligned}$$

1. 降低放大倍数

$$\text{在 } A = \frac{A}{1+AF} \text{ 中, } AF = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d} \cdot \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_d}$$

负反馈时， $\dot{X}_f$ 、 $\dot{X}_d$ 同相，所以 AF 是正实数

则有： $|A| < |A|$ 负反馈使放大倍数下降。

$|1+AF|$ 称为反馈深度，其值愈大，负反馈作用愈强， A_f 也就愈小。

射极输出器、不带旁路电容的共射放大电路的电压放大倍数较低就是因为电路中引入了负反馈。

2. 提高放大倍数的稳定性

$$A_f = \frac{A}{1+AF} \quad \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \frac{dA}{A} < \frac{d|A|}{|A|}$$

引入负反馈使放大倍数的稳定性提高。

放大倍数下降至 $1/(1+|AF|)$ 倍，其稳定性提高 $1+|AF|$ 倍。

若 $|AF| \gg 1$ ，称为深度负反馈，此时：

$$A_f \approx \frac{1}{F}$$

在深度负反馈的情况下，闭环放大倍数仅与反馈电路的参数有关。

例： $|A|=300$ ， $|F|=0.01$ 。

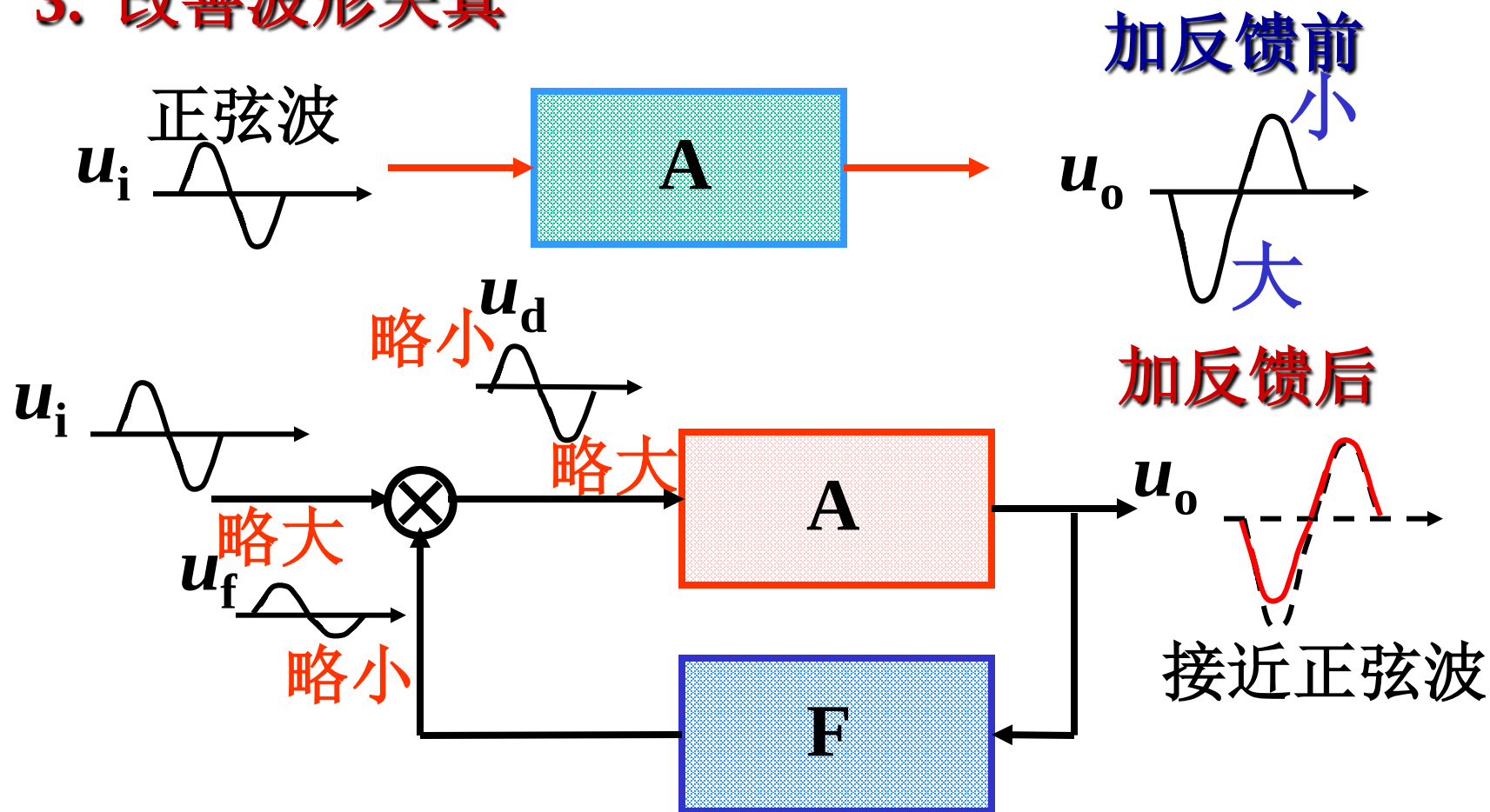
$$\text{则： } |A_f| = \frac{|A|}{1 + |AF|} = \frac{300}{1 + 300 \times 0.01} = 75$$

$$\text{若 } \frac{d|A|}{|A|} = -1\%$$

$$\text{则： } \frac{d|A_f|}{|A_f|} = \frac{1}{1 + |AF|} \frac{d|A|}{|A|}$$

$$= \frac{1}{1 + 300 \times 0.01} \times (-1\%) = -0.3\%$$

3. 改善波形失真

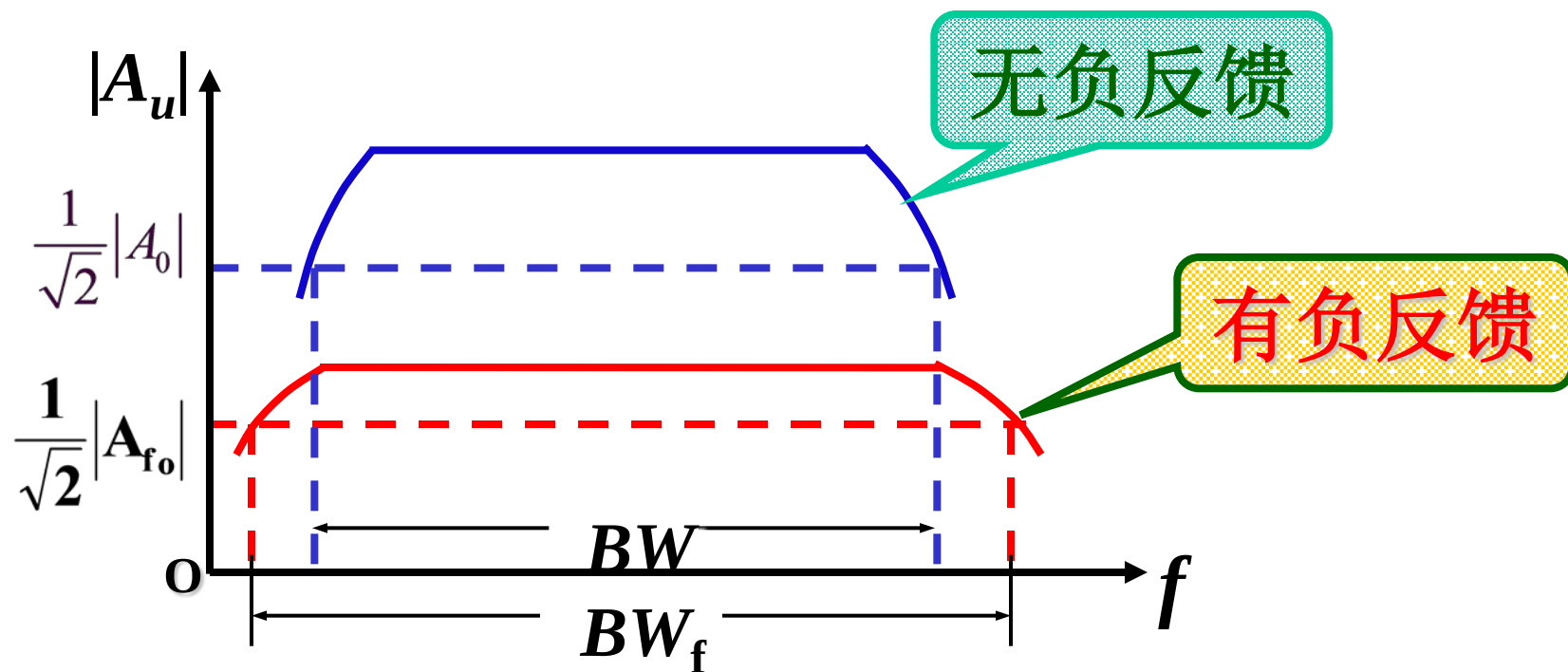


负反馈是利用失真的波形来改善波形的失真，因此只能减小失真，而不能完全消除失真。

4. 展宽通频带

引入负反馈使电路的通频带宽度增加

$$BW_f = (1 + |A_f|) BW$$



16.2 运算放大器在信号运算方面的运用

集成运算放大器与外部电阻、电容、半导体器件等构成闭环电路后，能对各种模拟信号进行比例、加法、减法、微分、积分、对数、反对数、乘法和除法等运算。

运算放大器工作在线性区时，通常要引入深度负反馈。所以，它的输出电压和输入电压的关系基本决定于反馈电路和输入电路的结构与参数，而与运算放大器本身的参数关系不大。改变输入电路和反馈电路的结构形式，就可以实现不同的运算。

10.3 运算放大器的应用

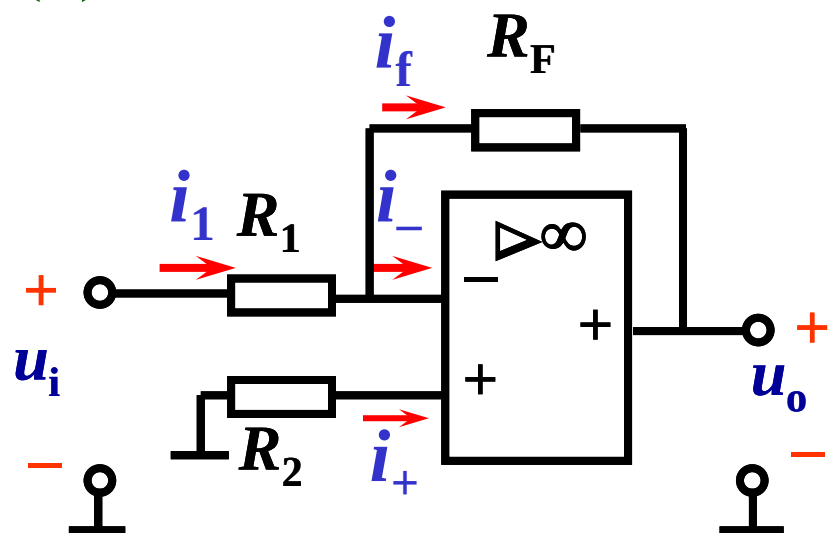
集成运算放大器与外部电阻、电容、半导体器件等构成闭环电路后，能对各种模拟信号进行比例、加法、减法、微分、积分、对数、反对数、乘法和除法等运算。

运算放大器工作在线性区时，通常要引入深度负反馈。所以，它的输出电压和输入电压的关系基本决定于反馈电路和输入电路的结构和参数，而与运算放大器本身的参数关系不大。改变输入电路和反馈电路的结构形式，就可以实现不同的运算。

1 比例运算

1. 反相比例运算

(1) 电路组成



以后如不加说明，输入、输出的另一端均为地(⊥)。

因要求静态时 u_+ 、 u_- 对地电阻相同，
所以平衡电阻 $R_2 = R_1 // R_F$

(2) 电压放大倍数

因虚断， $i_+ = i_- = 0$ ，

所以 $i_1 \approx i_f$

$$i_1 = \frac{u_i - u_-}{R_1} \quad i_f = \frac{u_- - u_o}{R_F}$$

因虚短，所以 $u_- = u_+ = 0$ ，

称反相输入端“虚地”——反相输入的重要特点

$$u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_i$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_F}{R_1}$$

结论:

(1) A_{uf} 为负值, 即 u_o 与 u_i 极性相反。因为 u_i 加在反相输入端。

(2) A_{uf} 只与外部电阻 R_1 、 R_F 有关, 与运算放大器本身参数无关。

(3) $|A_{uf}|$ 可大于 1, 也可等于 1 或小于 1。

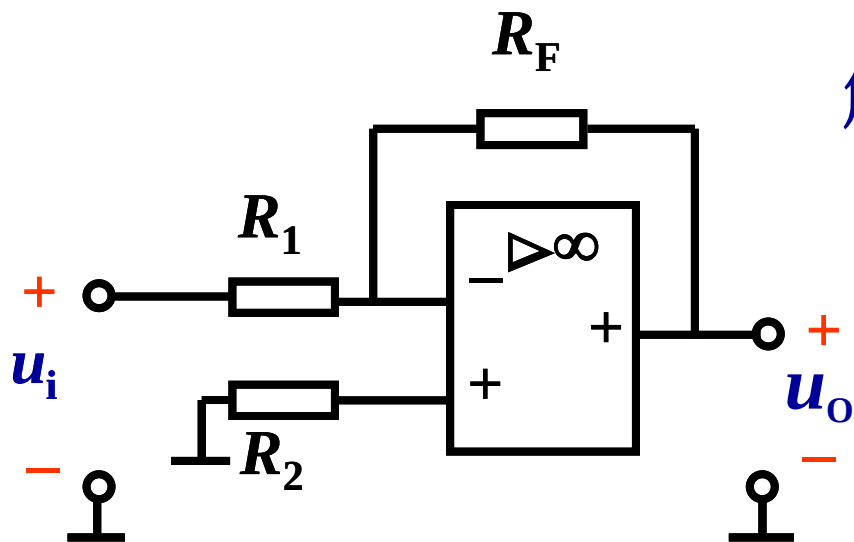
(4) 因 $u_- = u_+ = 0$, 所以反相输入端“虚地”。

(5) 电压并联负反馈, 输入、输出电阻低, $r_i = R_1$ 。
共模输入电压低。

例1: 电路如下图所示, 已知 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_F = 50 \text{ k}\Omega$ 。

求: 1. A_{uf} 、 R_2 ;

2. 若 R_1 不变, 要求 A_{uf} 为 -10 , 则 R_F 、 R_2 应为多少?



解: 1. $A_{uf} = -R_F / R_1$
 $= -50 / 10 = -5$
 $R_2 = R_1 // R_F$
 $= 10 \times 50 / (10 + 50)$
 $= 8.3 \text{ k}\Omega$

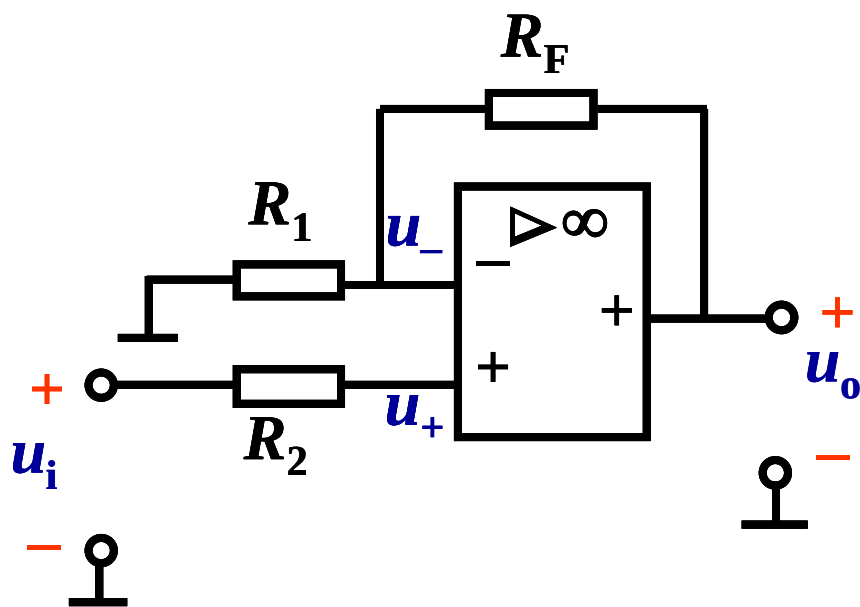
2. 因 $A_{uf} = -R_F / R_1 = -R_F / 10 = -10$

故得 $R_F = -A_{uf} \times R_1 = -(-10) \times 10 = 100 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 10 \times 100 / (10 + 100) = 9.1 \text{ k}\Omega$

2. 同相比例运算

(1) 电路组成



因要求静态时 u_+ 、 u_- 对地电阻相同，
所以平衡电阻 $R_2 = R_1 // R_F$

(2) 电压放大倍数

因虚断，所以 $u_+ = u_i$

$$u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o$$

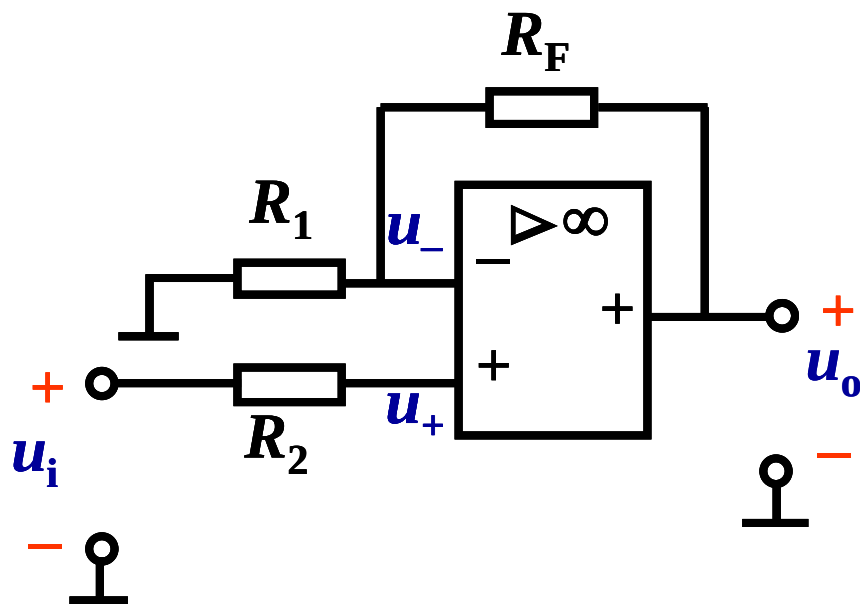
因虚短，所以 $u_- = u_+$ ，
反相输入端不“虚地”

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_i$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

2. 同相比例运算

(1) 电路组成



因要求静态时 u_+ 、 u_- 对地电阻相同，

所以平衡电阻 $R_2 = R_1 // R_F$

(2) 法二：

因虚断， $i_+ = i_- = 0$ ，

所以 $i_1 \approx i_f$

$$i_1 = \frac{0 - u_-}{R_1} \quad i_f = \frac{u_- - u_o}{R_F}$$

因虚短，所以 $u_- = u_i$ ，

$$\therefore \frac{-u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_o}{R_F}$$

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_i$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

结论:

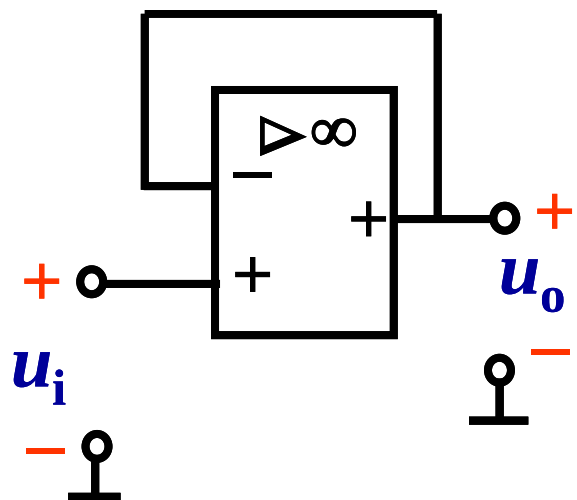
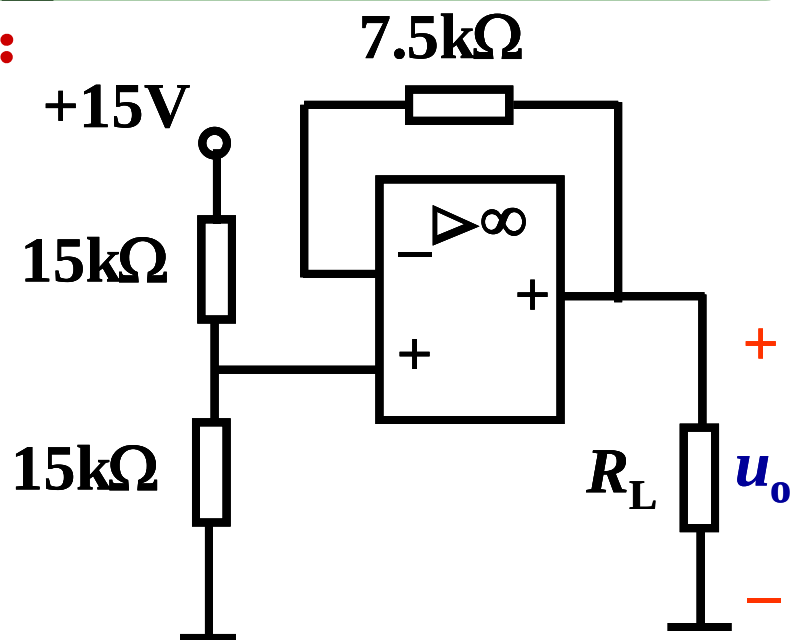
- (1) A_{uf} 为正值, 即 u_o 与 u_i 极性相同。因为 u_i 加在同相输入端。
- (2) A_{uf} 只与外部电阻 R_1 、 R_F 有关, 与运算放大器本身参数无关。
- (3) $A_{uf} \geq 1$, 不能小于 1。
- (4) $u_- = u_+ \neq 0$, 反相输入端不存在“虚地”现象。
- (5) 电压串联负反馈, 输入电阻高、输出电阻低, 共模输入电压可能较高。

当 $R_1 = \infty$ 且 $R_F = 0$ 时, $u_o = u_i$, $A_{uf} = 1$,

称电压跟随器。

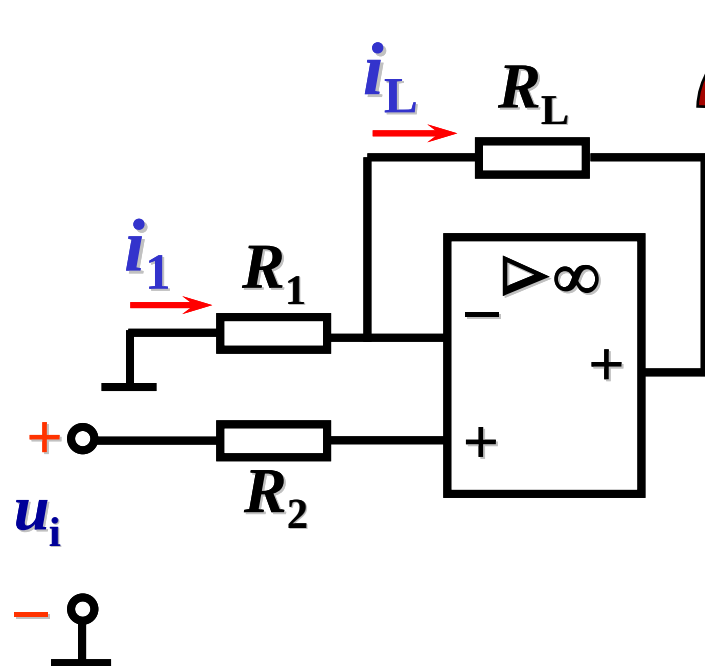
由运算放大器构成的电压跟随器输入电阻高、输出电阻低, 其跟随性能比射极输出器更好。

例:



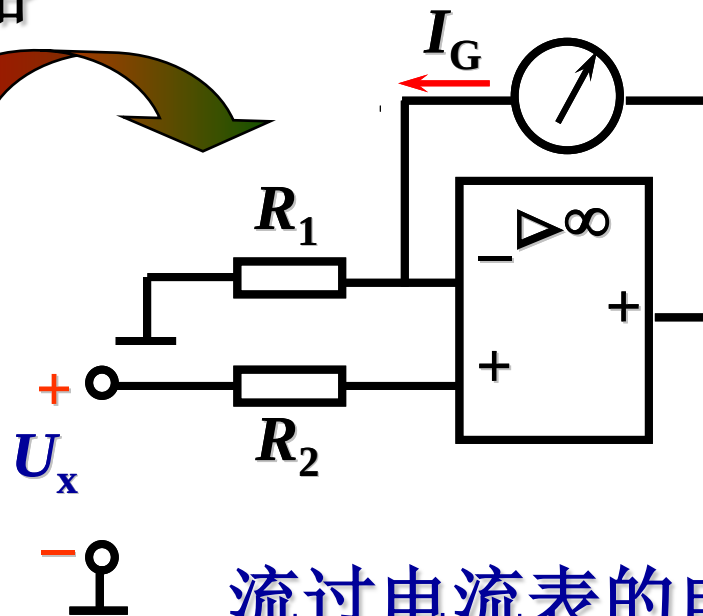
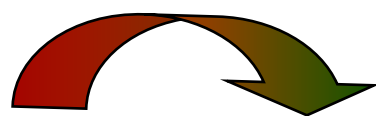
由图可求得: $u_o = 7.5 \text{ V}$, 且输出电压 u_o 只与电源电压和分压有关, 其精度和稳定度较高, 可作为基准电压。

例2: 电压-电流的转换电路



$$i_L = i_1 = -\frac{u_-}{R_1} = -\frac{u_i}{R_1}$$

负载电流的大小
与负载无关。



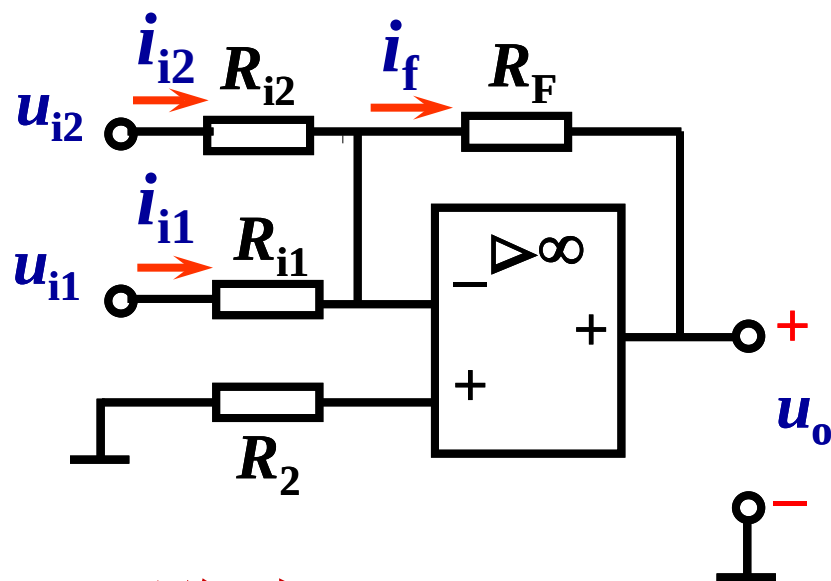
流过电流表的电流

$$I_G = \frac{U_x}{R_1}$$

- (1) 能测量较小的电压;
- (2) 输入电阻高, 对被测电路影响小。

2 加法运算电路

1. 反相加法运算电路



平衡电阻:

$$R_2 = R_{i1} // R_{i2} // R_F$$

因虚断, $i_- = 0$

所以 $i_{i1} + i_{i2} = i_f$

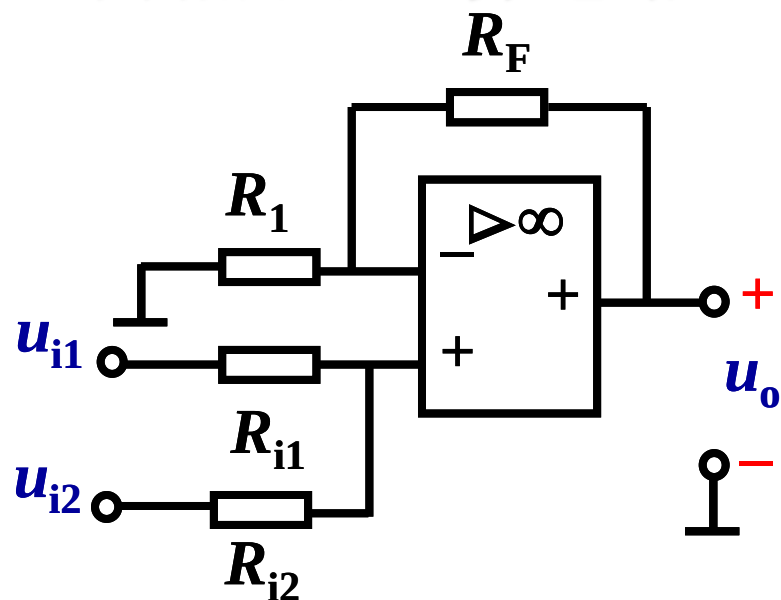
$$\frac{u_{i1} - u_-}{R_{i1}} + \frac{u_{i2} - u_-}{R_{i2}} = \frac{u_- - u_o}{R_F}$$

因虚短, $u_- = u_+ = 0$

$$\text{故得 } \frac{u_{i1}}{R_{i1}} + \frac{u_{i2}}{R_{i2}} = -\frac{u_o}{R_F}$$

$$u_o = -\left(\frac{R_F}{R_{i1}} u_{i1} + \frac{R_F}{R_{i2}} u_{i2}\right)$$

2. 同相加法运算电路



同理， u_{i2} 单独作用时

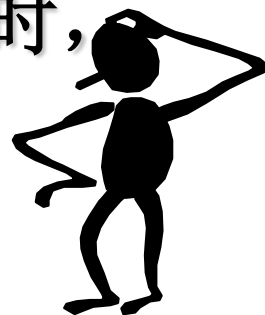
$$u_o'' = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i2}$$

方法1: 根据叠加原理

u_{i1} 单独作用($u_{i2}=0$)时,

$$u'_+ = \frac{R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i1}$$

$$u'_+ = ?$$



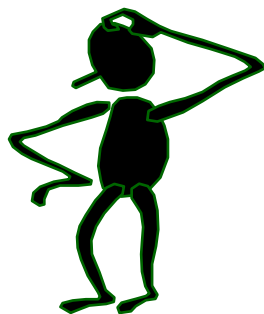
$$u'_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u'_+$$

$$= \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i1}$$

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i1} + \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i2} \right)$$

方法2:

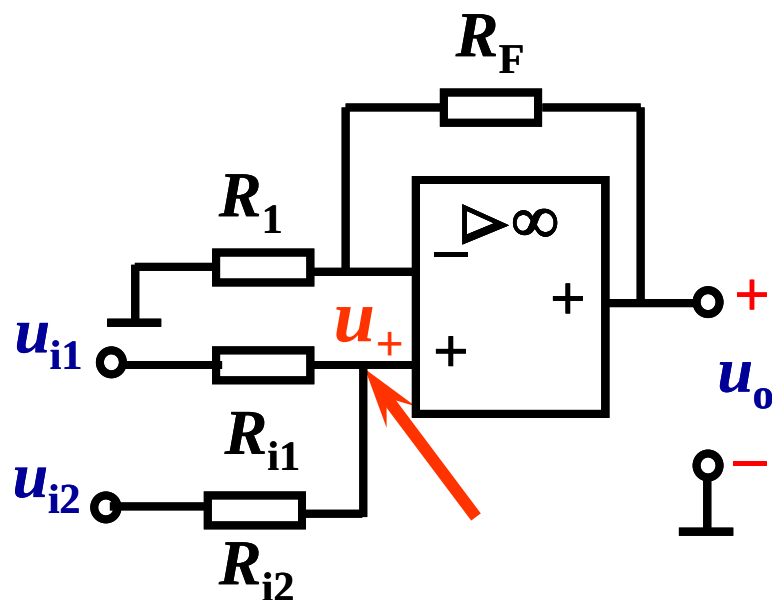
$$u_o = (1 + \frac{R_F}{R_1}) u_+$$



$$u_+ = \frac{R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i1} + \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i2}$$

$$u_o = (1 + \frac{R_F}{R_1}) (\frac{R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i1} + \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i2})$$

也可写出 u_- 和 u_+ 的表达式, 利用 $u_- = u_+$ 的性质求解。



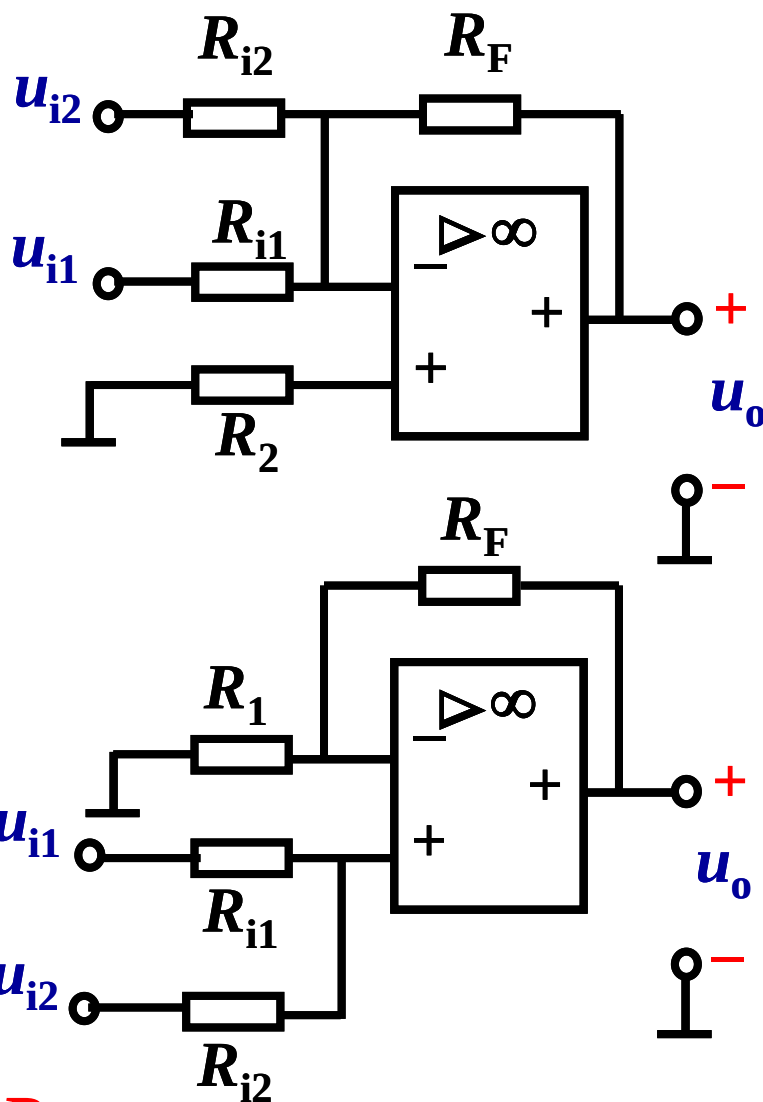
平衡电阻:

$$R_{i1} // R_{i2} = R_1 // R_F$$

反相加法运算电路的特点：

1. 输入电阻低；
2. 共模电压低；
3. 当改变某一路输入电阻时，
对其它路无影响；

$$u_o = -\left(\frac{R_F}{R_{i1}} u_{i1} + \frac{R_F}{R_{i2}} u_{i2}\right)$$

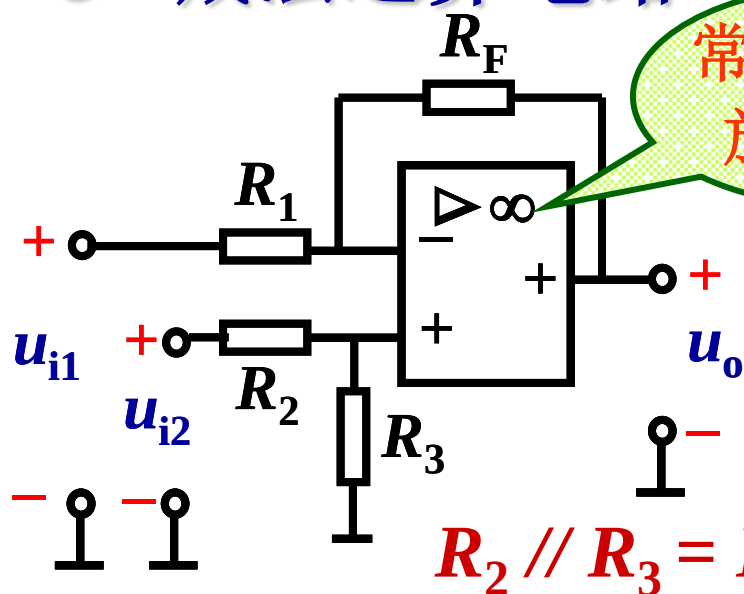


同相加法运算电路的特点：

1. 输入电阻高；
2. 共模电压高；
3. 当改变某一路输入电阻时，
对其它路有影响；

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i1} + \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_{i2}} u_{i2}\right)$$

3 减法运算电路



常用做测量
放大电路

分析方法1:

由虚断可得:

$$u_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2}$$

$$u_- = u_{i1} + u_{R1}$$

$$= u_{i1} + \frac{u_o - u_{i1}}{R_1 + R_F} R_1$$

$$R_2 // R_3 = R_1 // R_F$$

如果取 $R_1 = R_2$, $R_3 = R_F$

$$\text{则: } u_o = \frac{R_F}{R_1} (u_{i2} - u_{i1})$$

由虚短可得: $u_- = u_+$

如 $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$

$$\text{则: } u_o = u_{i2} - u_{i1}$$

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2} - \frac{R_F}{R_1} u_{i1}$$

输出与两个输入信号的差值成正比。

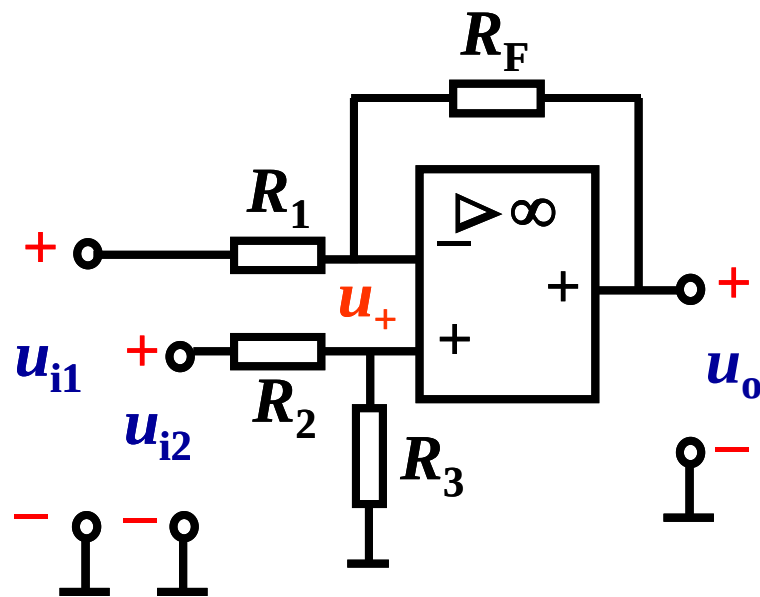
分析方法2：利用叠加原理

减法运算电路可看作是反相比例运算电路与同相比例运算电路的叠加。

$$u'_o = -\frac{R_F}{R_1} u_{i1}$$

$$u''_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_+$$

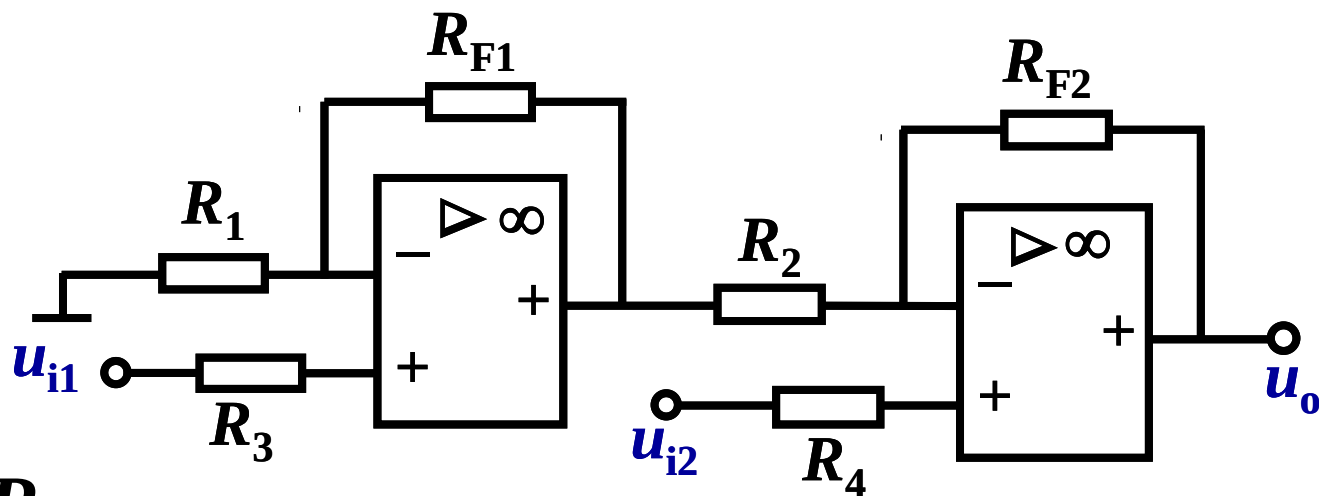
$$= \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2}$$



平衡电阻：

用差分输入方式构成的减法运算电路的输入电阻较低。为了提高减法运算电路的输入电阻，可采用双运算放大器同相输入减法运算电路。

例：同相串联的减法运算电路



解：

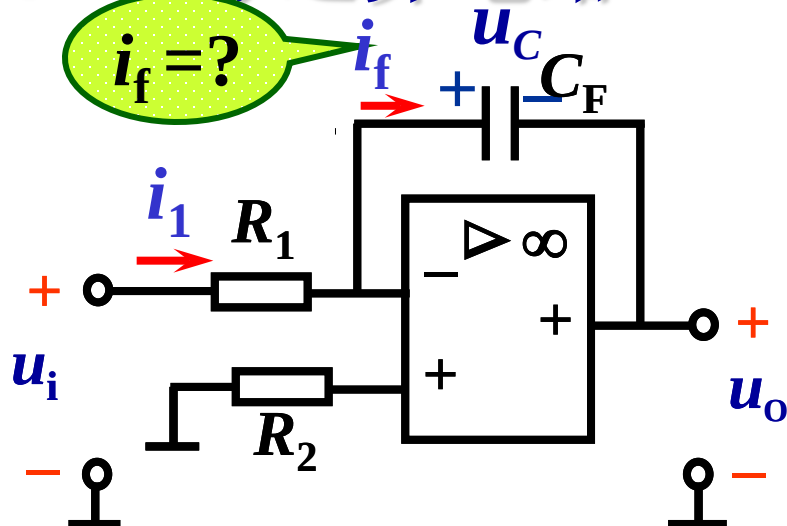
$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_1}\right) u_{i1}$$

$$u_o = -\frac{R_{F2}}{R_2} u_{o1} + \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_2}\right) u_{i2}$$

$$= -\frac{R_{F2}}{R_2} \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_1}\right) u_{i1} + \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_2}\right) u_{i2}$$

该电路具有极高的输入电阻，又可实现两信号相减的运算电路。

4 积分运算电路

[动画](#)


当电容 C_F 的初始电压为 $u_C(t_0)$ 时，则有

$$u_o = - \left[\frac{1}{R_1 C_F} \int_{t_0}^t u_i dt + u_C(t_0) \right]$$

$$= - \frac{1}{R_1 C_F} \int_{t_0}^t u_i dt + u_o(t_0)$$

由虚短及虚断性质可得

$$i_1 = i_f$$

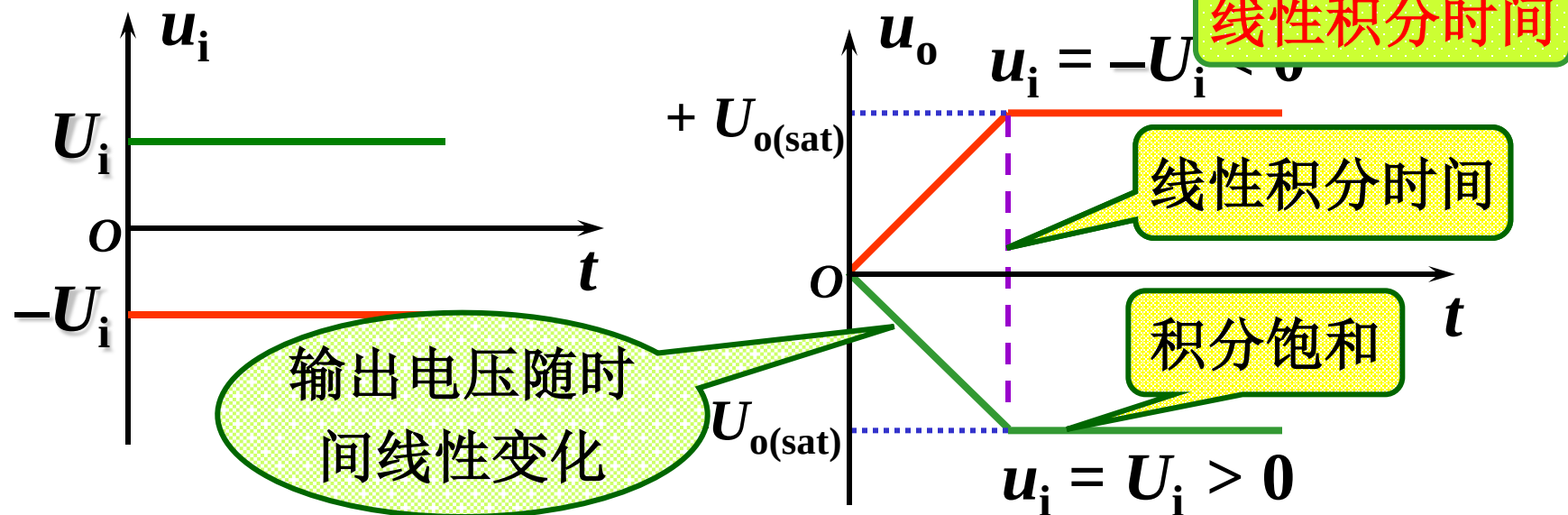
$$i_1 = \frac{u_i}{R_1} \quad i_f = C_F \frac{du_C}{dt}$$

$$\frac{u_i}{R_1} = C_F \frac{du_C}{dt} = -C_F \frac{du_o}{dt}$$

$$u_o = - \frac{1}{R_1 C_F} \int u_i dt$$

若输入信号电压为恒定直流量，即 $u_i = U_i$ 时，则

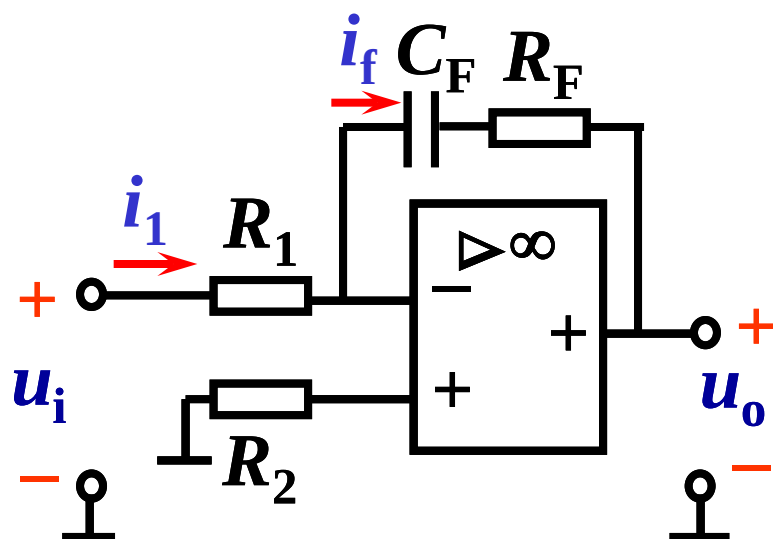
$$u_o = -\frac{1}{R_1 C_F} \int U_i dt = -\frac{U_i}{R_1 C_F} t \quad 0 \leq t \leq \left| \frac{\pm U_{OM}}{U_i} \right| R_1 C_F$$



采用集成运算放大器组成的积分电路，由于电路的 $u_o = -u_c$ ，而电容的充电电流基本上是恒定的，故 u_o 是时间 t 的一次函数，从而提高了它的线性度。

将比例运算和积分运算结合在一起，就组成
比例-积分运算电路。

电路的输出电压

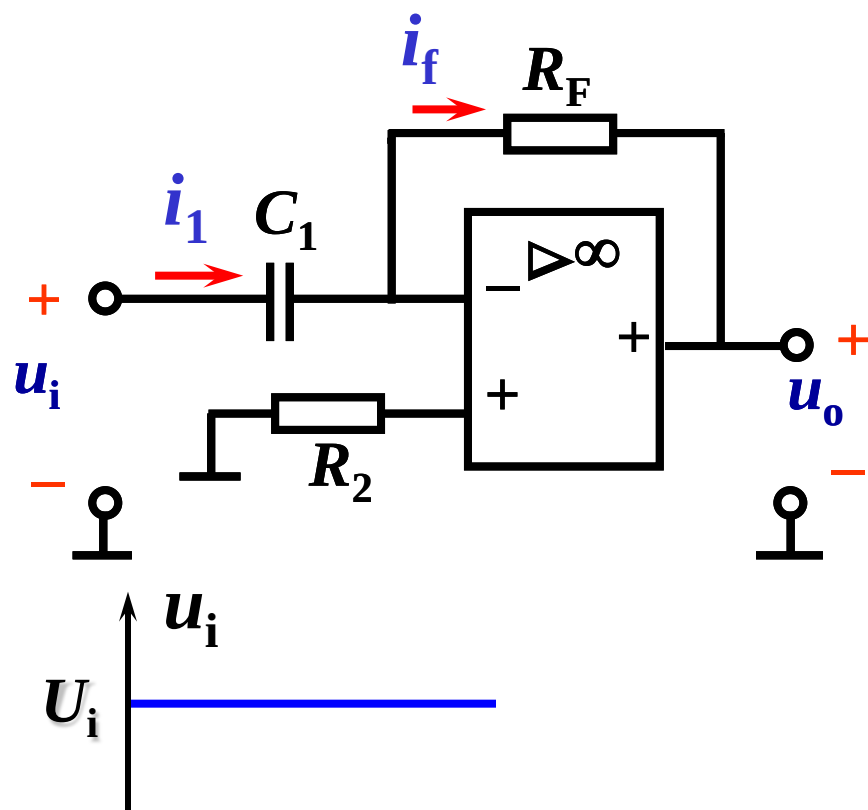


$$\begin{aligned}
 u_o &= -(R_F i_f + u_C) \\
 &= -(R_F i_1 + \frac{1}{C_F} \int i_1 dt) \\
 &= -(\frac{R_F}{R_1} u_i + \frac{1}{R_1 C_F} \int u_i dt)
 \end{aligned}$$

上式表明：输出电压是对输入电压的比例-积分

这种运算器又称 **PI 调节器**，常用于控制系统中，以保证自控系统的稳定性和控制精度。改变 R_F 和 C_F ，可调整比例系数和积分时间常数，以满足控制系统的要求。

5 微分运算电路



由虚短及虚断性质可得

$$i_1 = i_f$$

$$C_1 \frac{du_i}{dt} = -\frac{u_o}{R_F}$$

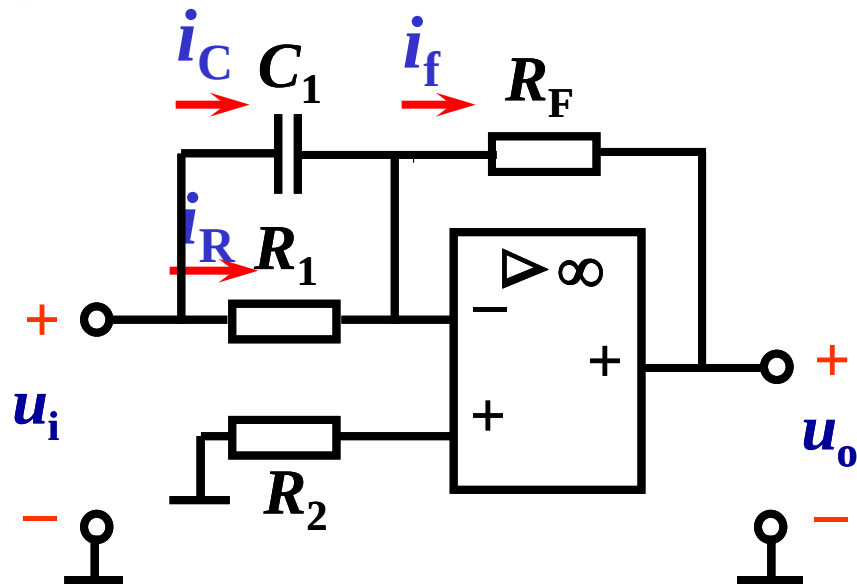
$$u_o = -R_F C_1 \frac{du_i}{dt}$$

由于微分电路的输出电压与输入电压的变化率成比例，而电路中的干扰信号都是迅速变化的高频信号，因此微分器抗干扰能力差。

比例-微分运算电路—PD调节器

$$\begin{aligned} u_o &= -R_F i_f \\ i_f &= i_R + i_C \\ &= \frac{u_i}{R_1} + C_1 \frac{du_i}{dt} \end{aligned}$$

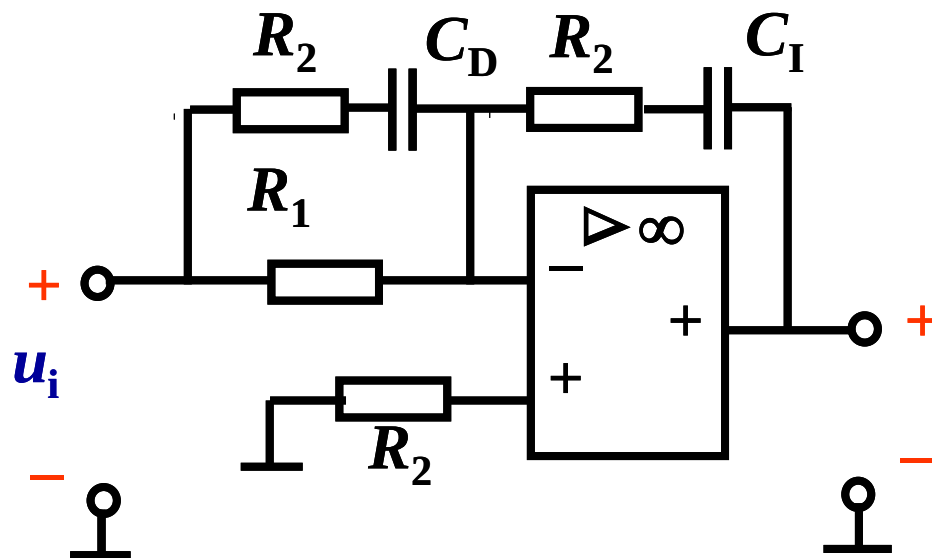
$$u_o = -\left(\frac{R_F}{R_1} u_i + R_F C_1 \frac{du_i}{dt}\right)$$



上式表明：输出电压是对输入电压的比例-微分

控制系统中，PD 调节器在调节过程中起加速作用，即使系统有较快的响应速度和工作稳定性。

比例-积分-微分运算电路 — PID 调节器



PID调节器是一种常见的控制电路，调节器的任务是将一定物理量 (被调节参数 X) 调节到预先给定的理论值(或称而定支 W), 并克服干扰的影响保持这一值。

运算放大器在信号处理方面的应用

1 有源滤波器

滤波器是在无线电通信、测量和控制系统中常用到的一种选频电路。如传感器输出的电量信号，一般都需要经过滤波和放大再送给后续电路。

滤波器的功能是使指定频段的信号通过，而抑制其它频段的信号。

滤波器按工作频率范围,可分为低通、高通、带通和带阻等。

无源滤波器：由电阻、电容和电感组成的滤波器。

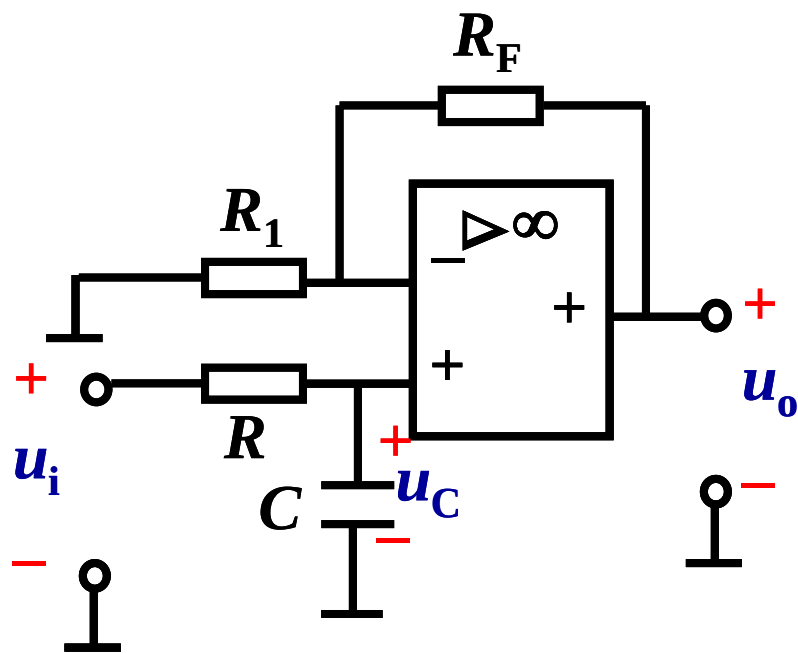
缺点：低频时体积大，很难做到小型化。

有源滤波器：含有有源器件(运算放大器)

优点：体积小、效率高、频率特性好。

1. 有源低通滤波器

设输入为正弦波信号，则有



$$\begin{aligned}\dot{U}_+ &= \dot{U}_C = \frac{-j \frac{1}{\omega C}}{R - j \frac{1}{\omega C}} \dot{U}_i \\ &= \frac{1}{1 + j\omega RC} \dot{U}_i\end{aligned}$$

根据同相比例运算关系

$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \dot{U}_+$$

式中： $\omega_0 = \frac{1}{RC}$
称为截止角频率

故：

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + j\omega RC} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

若频率 ω 为变量，则电路的传递函数

$$T(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{A_{uf0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

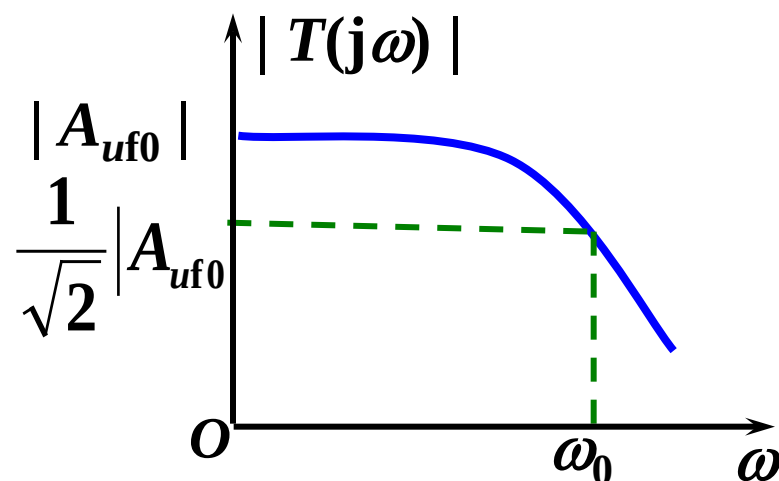
其模为

$$|T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

当 $\omega = 0$ 时, $|T(j\omega)| = |A_{uf0}|$

当 $\omega = \omega_0$ 时, $|T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{2}}$

当 $\omega = \infty$ 时, $|T(j\omega)| = 0$

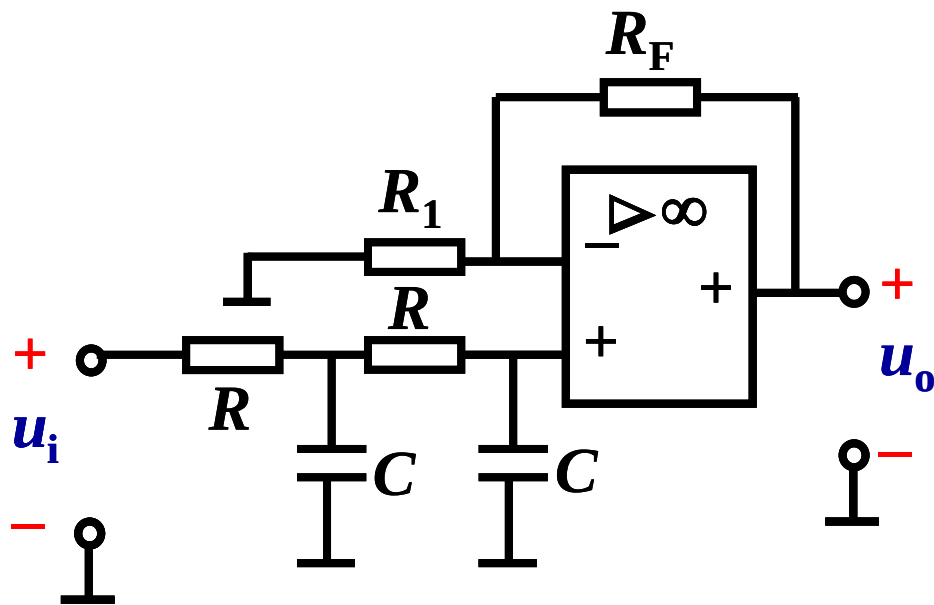
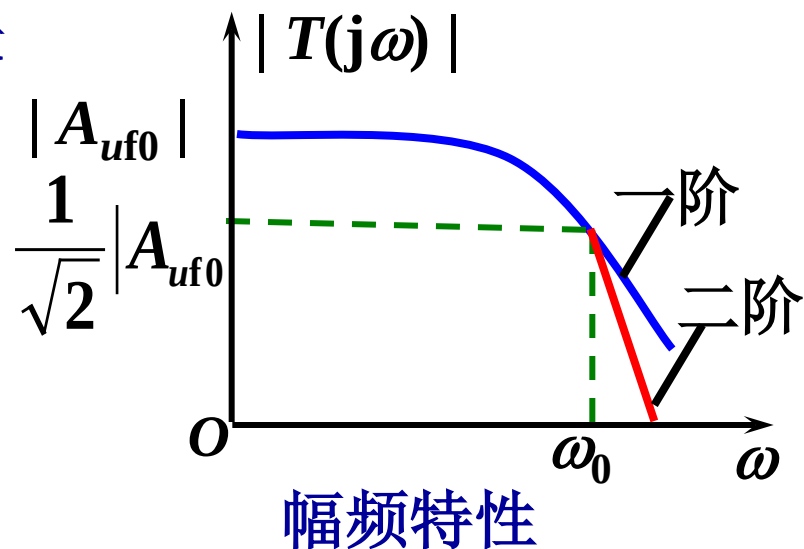


幅频特性

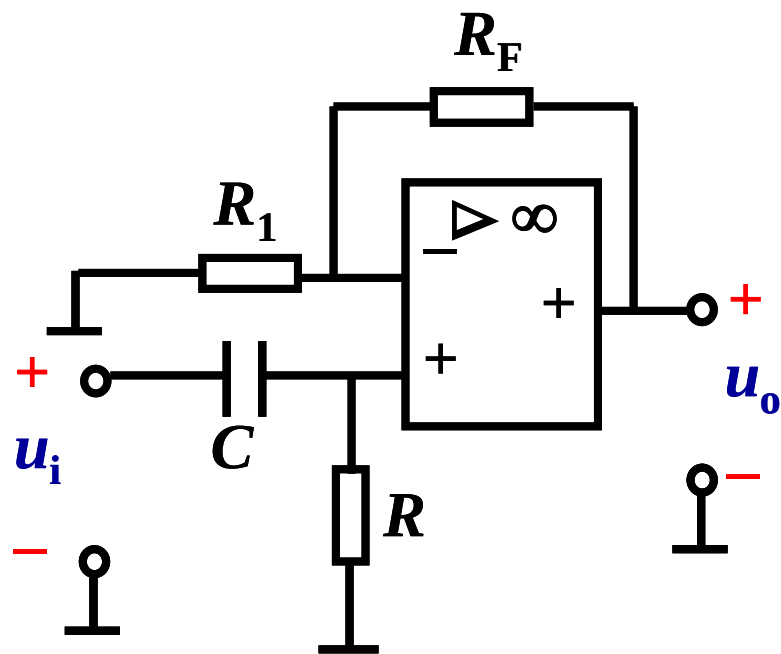
当 $\omega > \omega_0$ 时, $|T(j\omega)|$ 衰减很快

显然, 电路能使低于 ω_0 的信号顺利通过, 衰减很小, 而使高于 ω_0 的信号不易通过, 衰减很大, 称一阶有源低通滤波器。

为了改善滤波效果, 使 $\omega > \omega_0$ 时信号衰减得更快些, 常将两节 RC 滤波环节串接起来, 组成二阶有源低通滤波器。



2. 有源高通滤波器



故：

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}}$$

设输入为正弦波信号，则有

$$\dot{U}_+ = \frac{R}{R - j\frac{1}{\omega C}} \dot{U}_i$$

$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \dot{U}_+$$

式中： $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

称为截止角频率

若频率 ω 为变量，则电路的传递函数

$$T(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{A_{uf0}}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}}$$

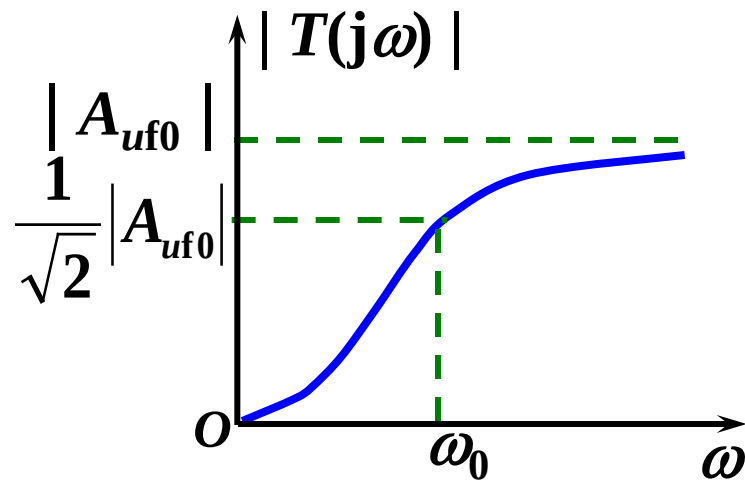
其模为

$$|T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

当 $\omega = 0$ 时， $|T(j\omega)| = 0$

当 $\omega = \omega_0$ 时， $|T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{2}}$

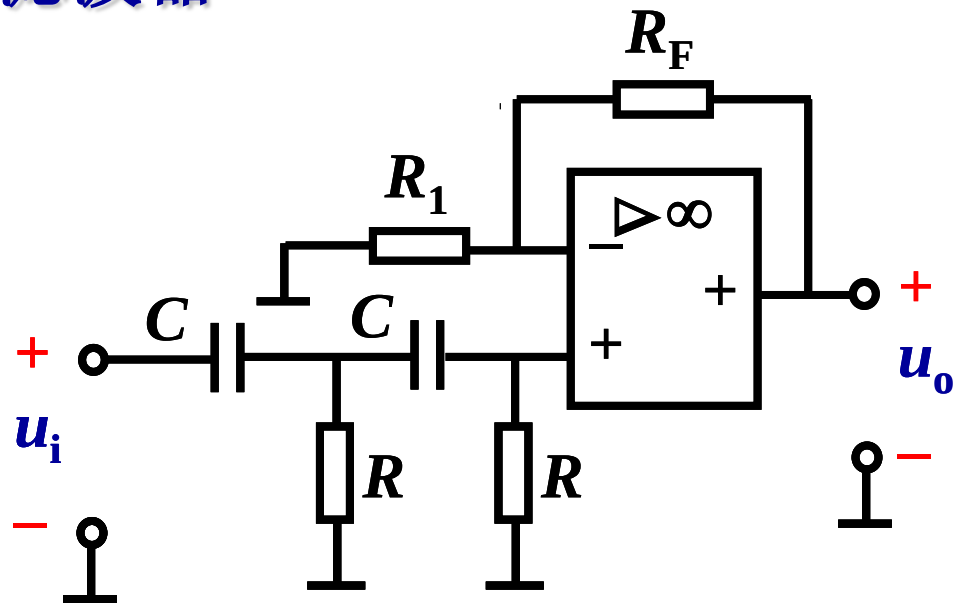
当 $\omega = \infty$ 时， $|T(j\omega)| = |A_{uf0}|$



幅频特性

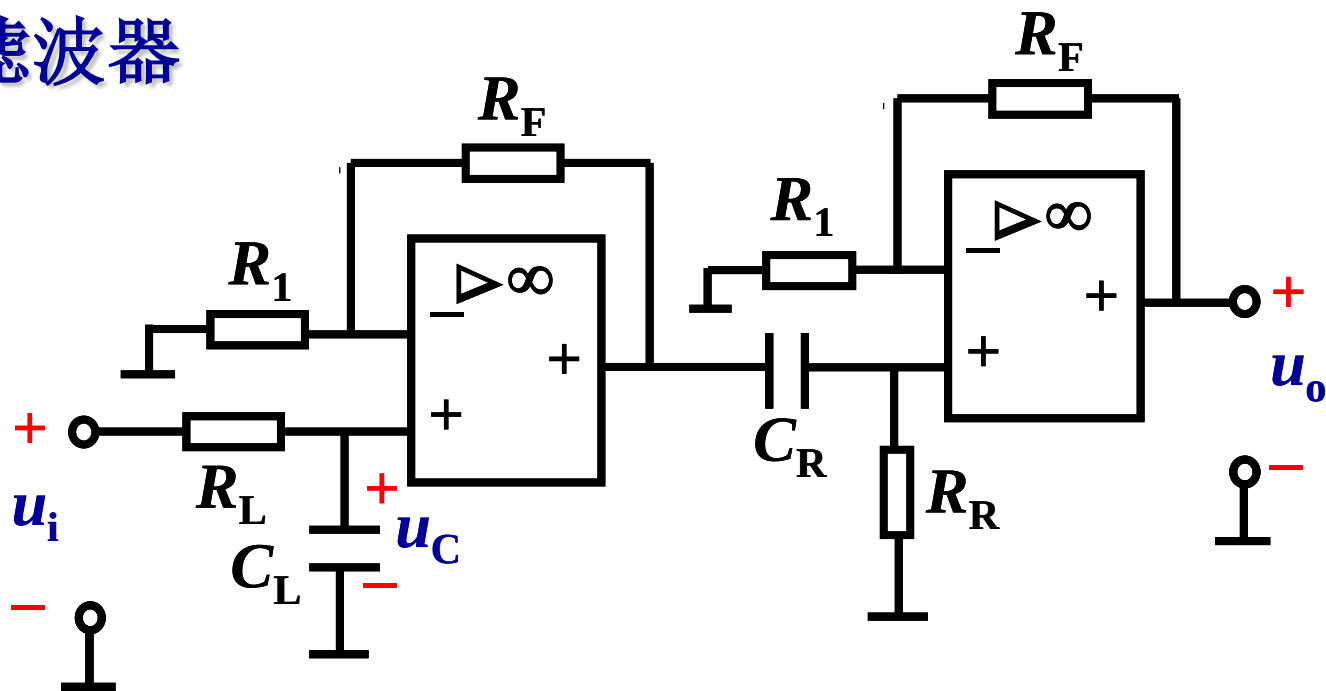
可见，电路使频率大于 ω_0 的信号通过，而小于 ω_0 的信号被阻止，称为有源高通滤波器。

二阶有源高通滤波器



把一个低通滤波器和一个高通滤波器串联（低通滤波器的截止频率应高于高通滤波器的截止频率）就构成**带通滤波器**。低通滤波器与高通滤波器的截止频率之差就是带通滤波器通频带。

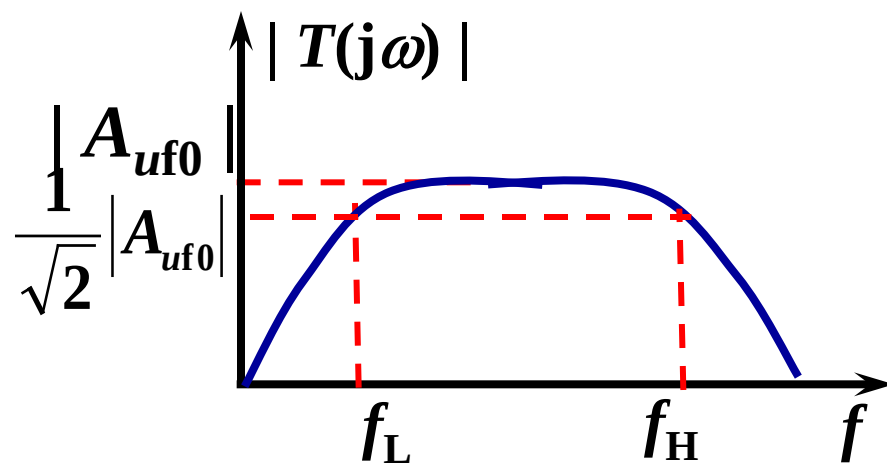
3. 带通滤波器



低频时，幅频特性取决于高通滤波器；

高频时，幅频特性取决于低通滤波器。

优点：通带宽， f_H 、 f_L 易于调节。



2 采样保持电路

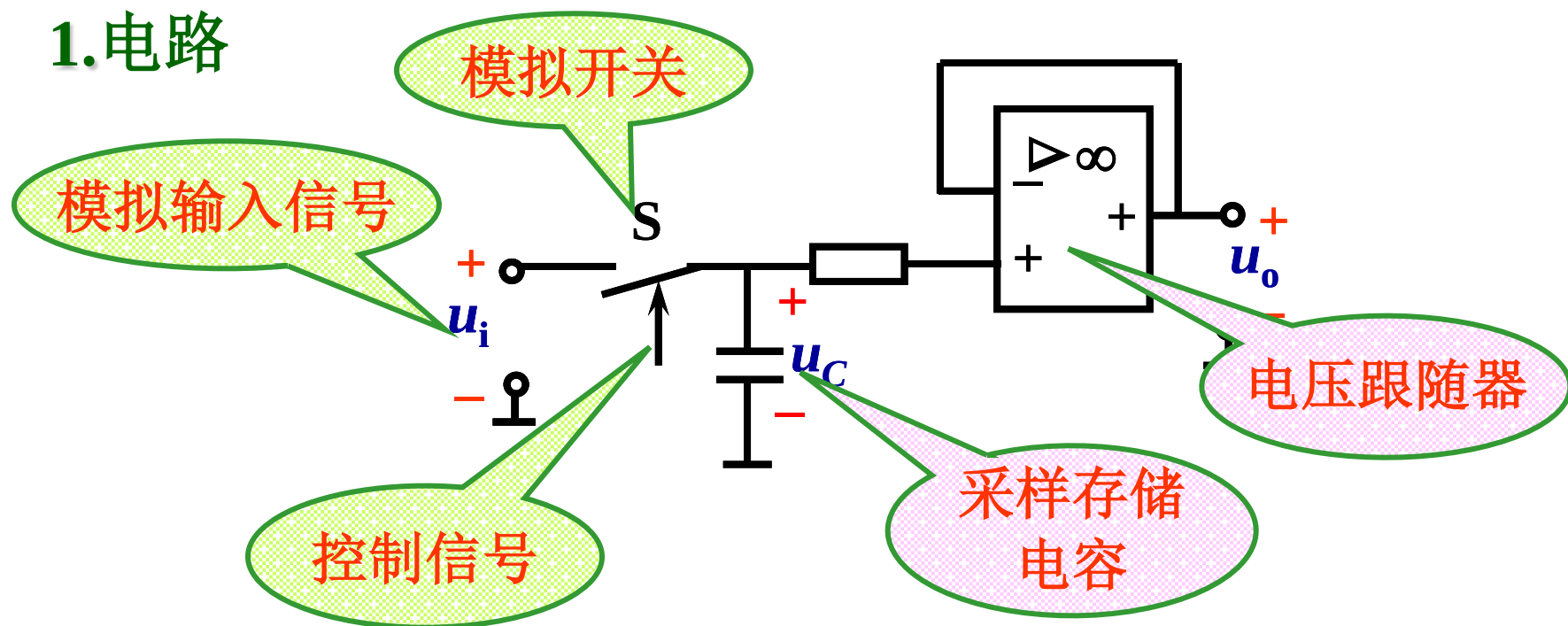
采样-保持电路是数据采集系统的基本部件之一。多用于模 - 数转换电路 (A/D) 之前。A/D转换需要一定时间, 在转换过程中, 如果送给A/D的模拟量发生变化, 则不能保证精度。为此, 在A/D前加入采样保持电路, 在进行A/D转换前对模拟量进行瞬间采样, 并把采样值保存一段时间, 只有保持采样点的数值不变, 才能保证转换的精度, 以解决快速变化的模拟信号与较低A/D转换速度的矛盾(即满足A/D转换电路的需要)。

应用:

用于数字电路、计算机控制及程序控制等装置中。

2 采样保持电路

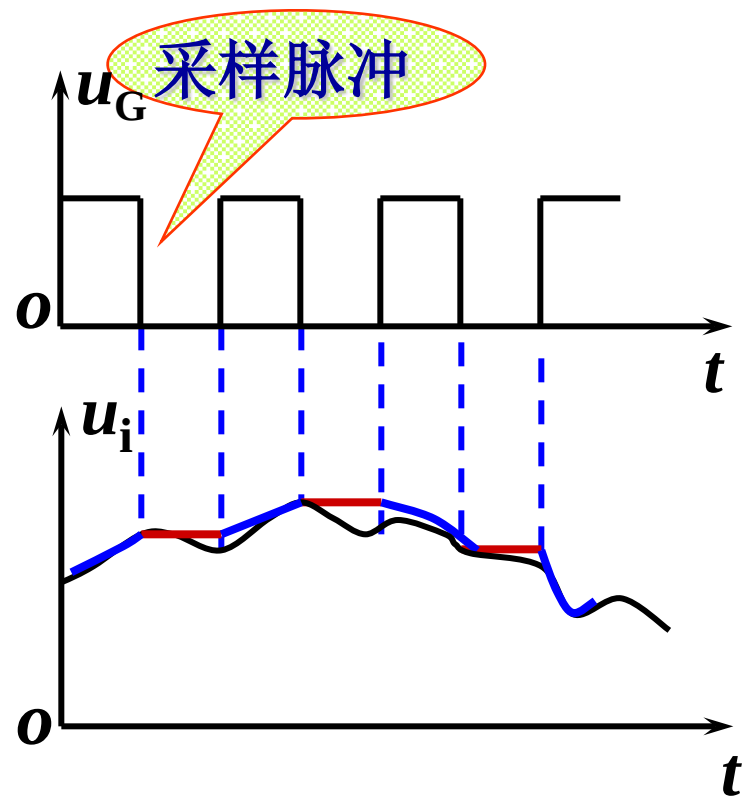
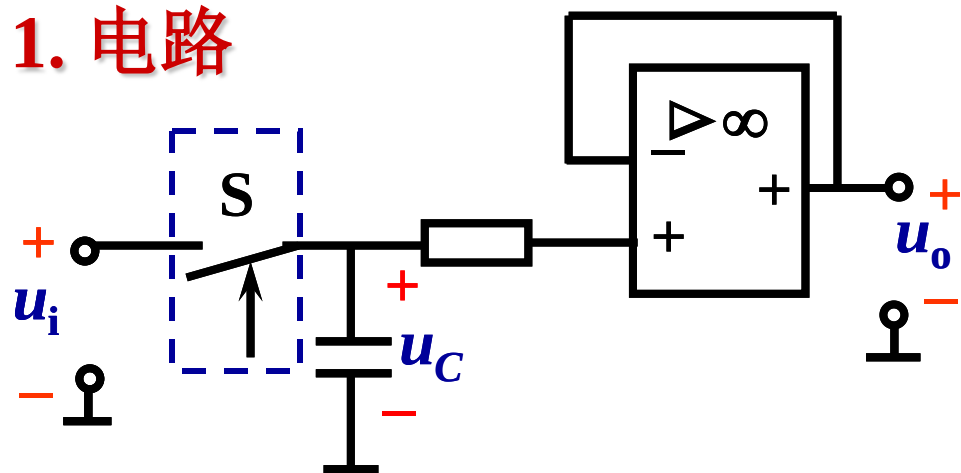
1. 电路



采样-保持电路是一个具有信号输入、信号输出以及由外部信号控制模拟门电路。在控制信号作用下，采样-保持电路跟踪采样，并保持输入信号。

2 采样保持电路

1. 电路



2. 工作原理

采样阶段： u_G 为高电平，S 闭合(场效应管导通)， u_i 对存储电容 C 充电， $u_o = u_C = u_i$ 。

保持阶段： u_G 为 0，S 断开(场效应管截止)，输出保持该阶段开始瞬间的值不变。

采样速度愈高，愈接近模拟信号的变化情况。

运算放大器在信号处理方面的应用

理想运算放大器工作在线性区的

(1) $u_+ = u_-$ ，称“虚短”。

(2) $i_+ = i_- \approx 0$ ，称“虚

断”

理想运算放大器工作在饱和区的特点：电压传输特性

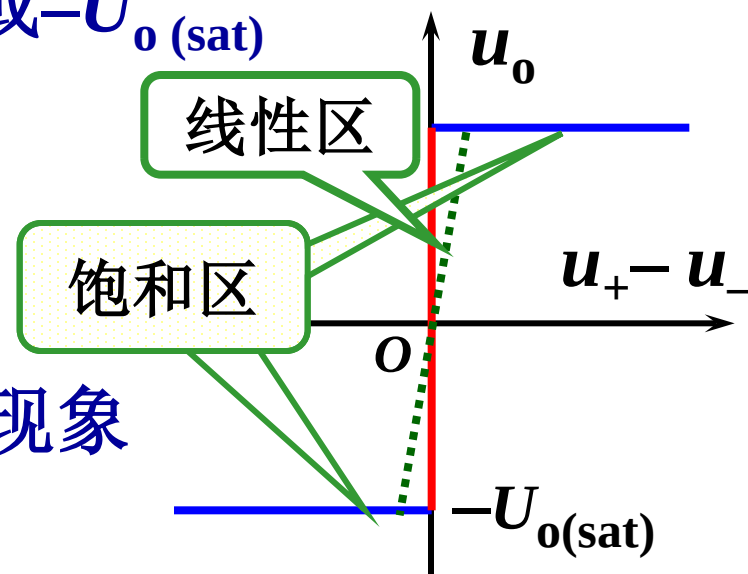
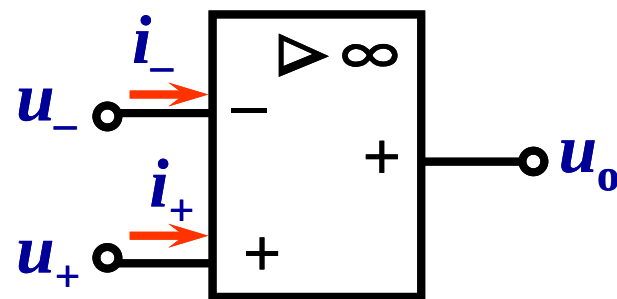
(1) 输出只有两种可能 $+U_{o(sat)}$ 或 $-U_{o(sat)}$

当 $u_+ > u_-$ 时， $u_o = +U_{o(sat)}$

$u_+ < u_-$ 时， $u_o = -U_{o(sat)}$

不存在“虚短”现象

(2) $i_+ = i_- \approx 0$ 仍存在“虚断”现象



运算放大器在信号处理方面的应用

3 电压比较器

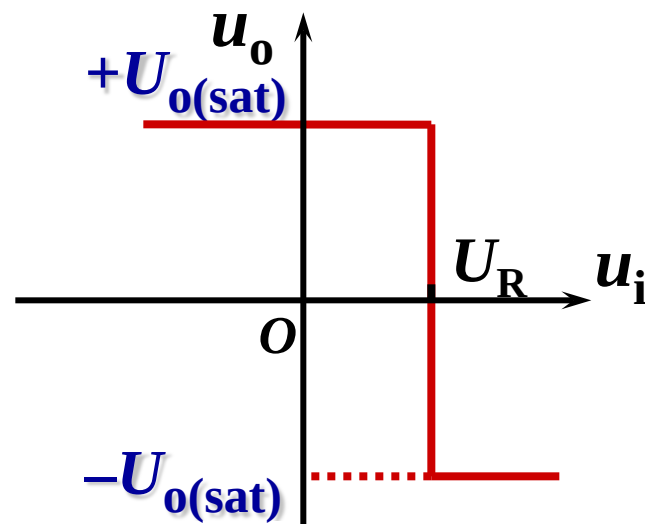
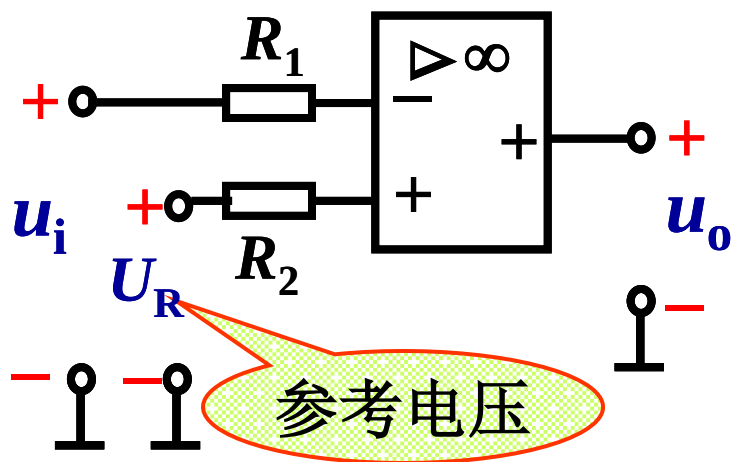
功能：

电压比较器用来比较输入信号与参考电压的大小。当两者幅度相等时输出电压产生跃变，由高电平变成低电平，或者由低电平变成高电平。由此来判断输入信号的大小和极性。电压比较器是一种模拟输入、数字输出的模拟接口电路。

运算放大器工作在开环状态或引入正反馈。

用途：越限报警、波形发生和波形变换以及模数转换等场合。

1. 基本电压比较器



运算放大器处于开环状态

电压传输特性

当 $u_+ > u_-$ 时, $u_o = +U_{o(sat)}$ 即 $u_i < U_R$ 时, $u_o = +U_{o(sat)}$

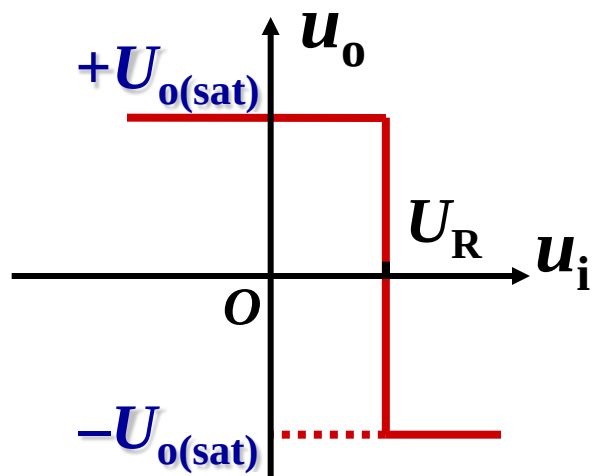
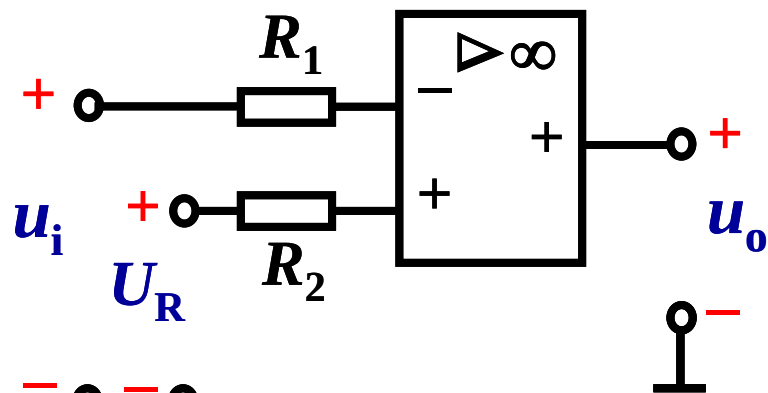
$u_+ < u_-$ 时, $u_o = -U_{o(sat)}$ $u_i > U_R$ 时, $u_o = -U_{o(sat)}$

可见, 在 $u_i = U_R$ 处输出电压 u_o 发生跃变。

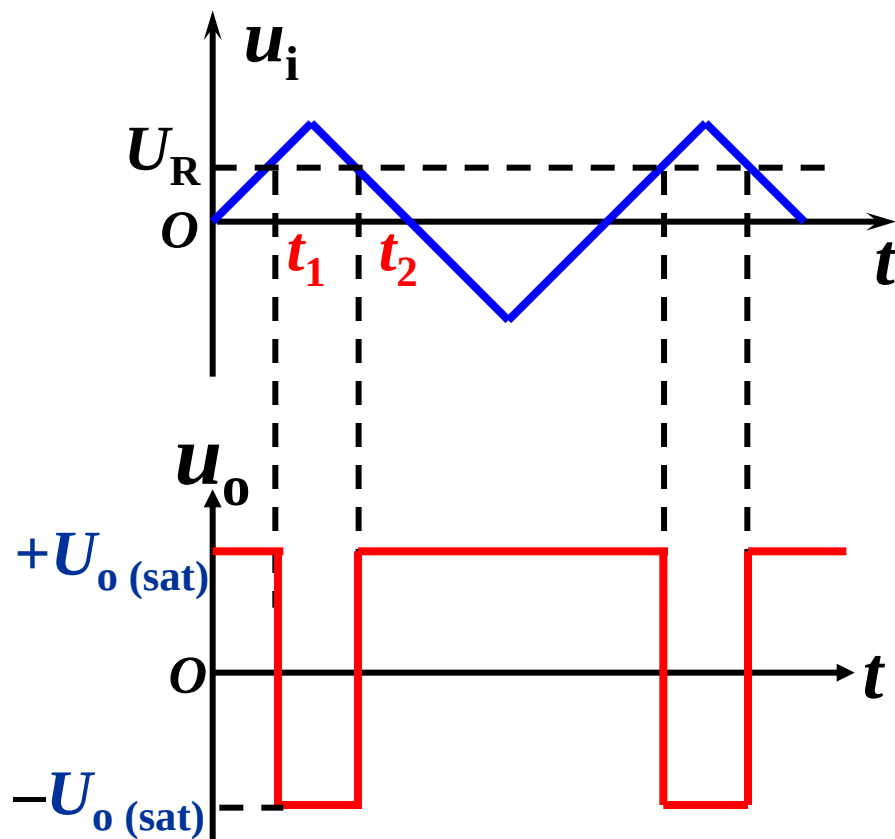
阈值电压(门限电平): 输出跃变所对应的输入电压。

单限电压比较器:

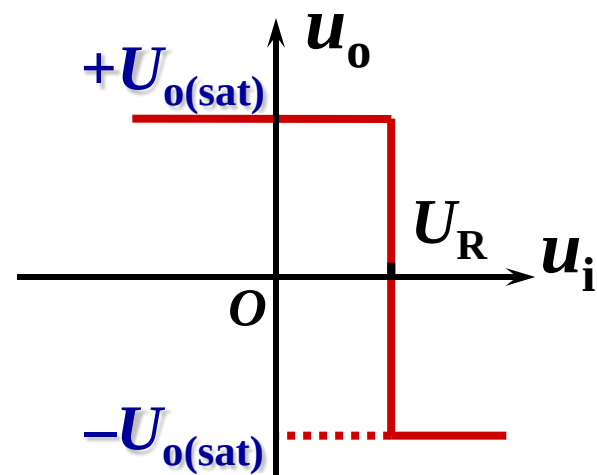
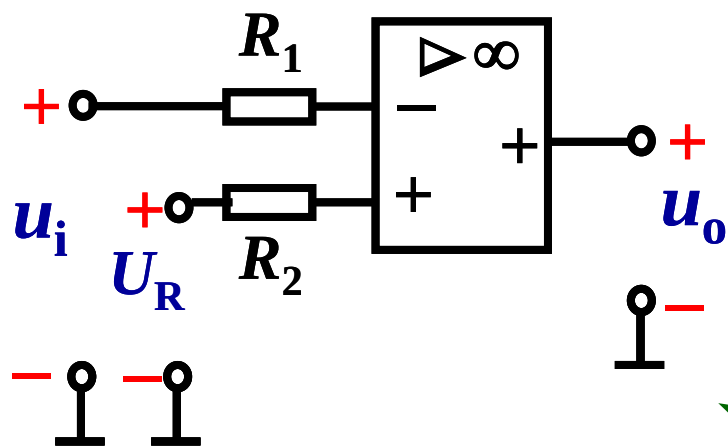
当 u_i 单方向变化时, u_o 只变化一次。



电压传输特性



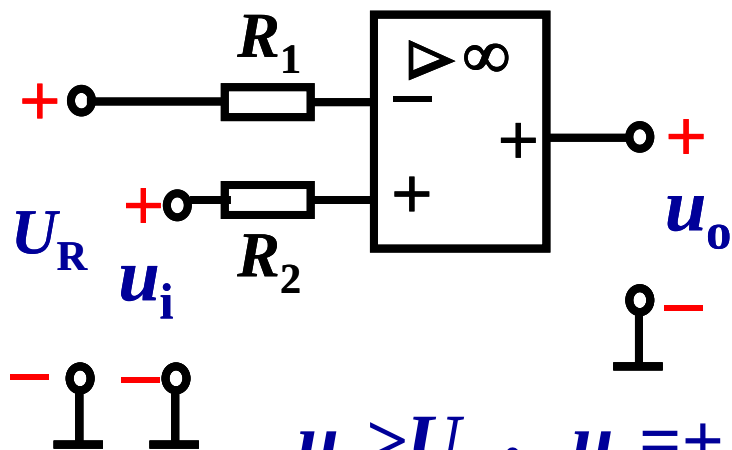
输入信号接在反相端



思考

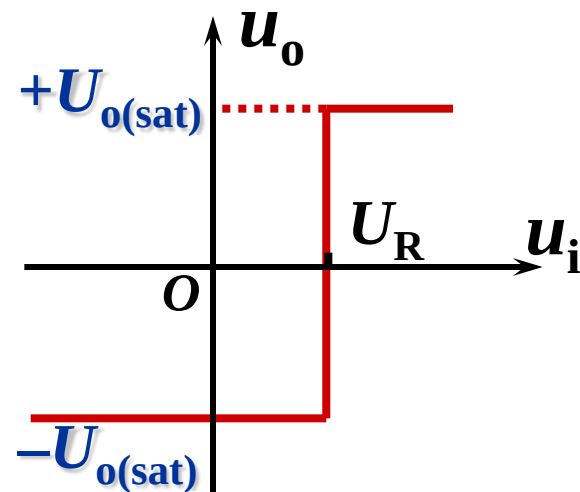
电压传输特性

输入信号接在同相端

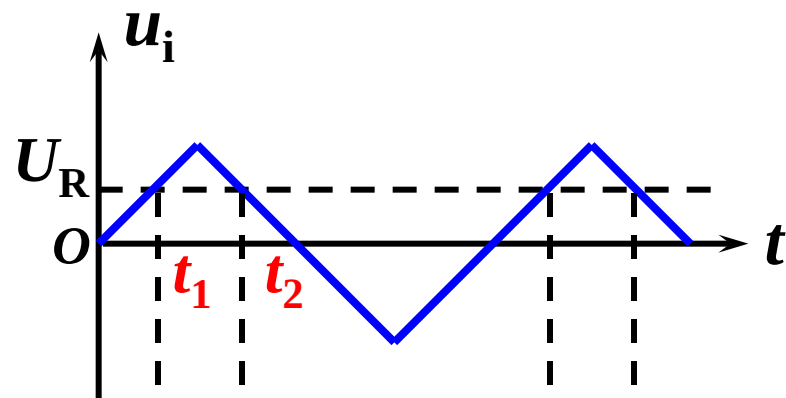
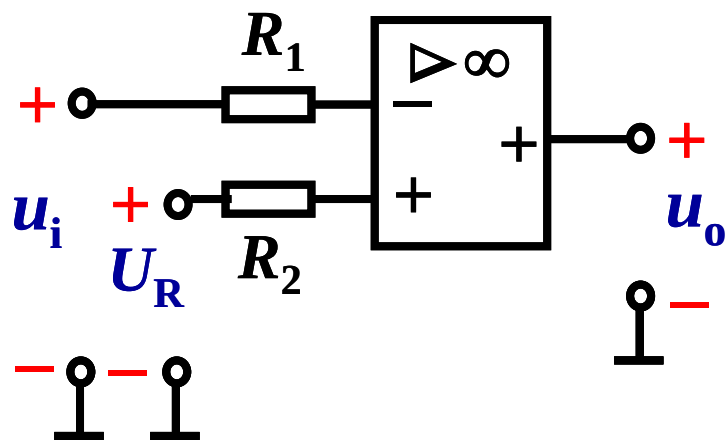


$$u_i > U_R, \quad u_o = +U_{o(sat)}$$

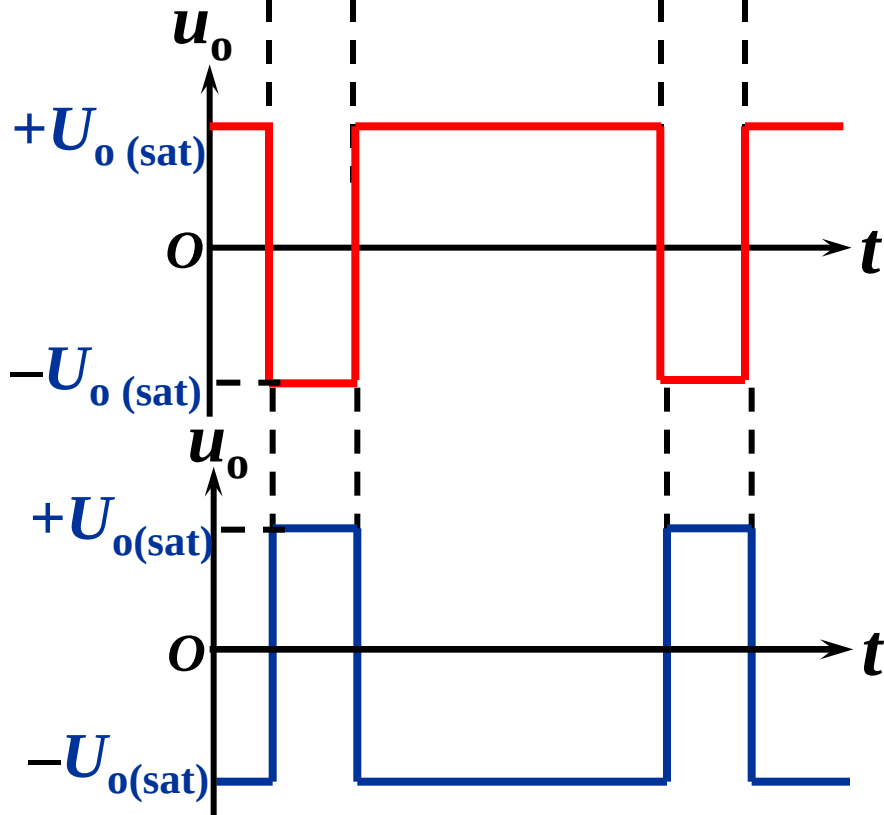
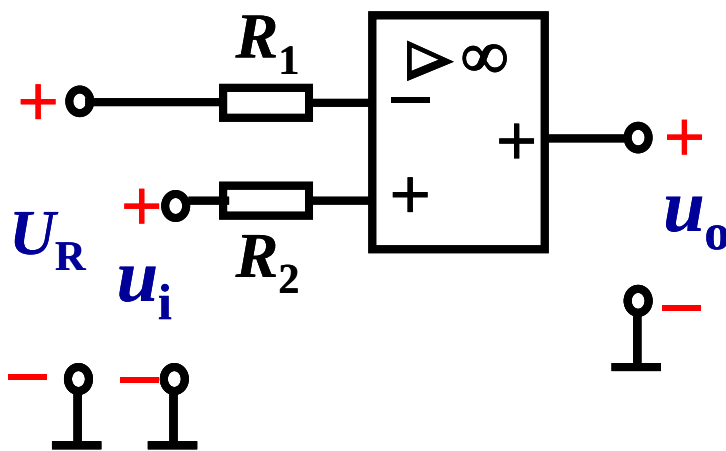
$$u_i < U_R, \quad u_o = -U_{o(sat)}$$



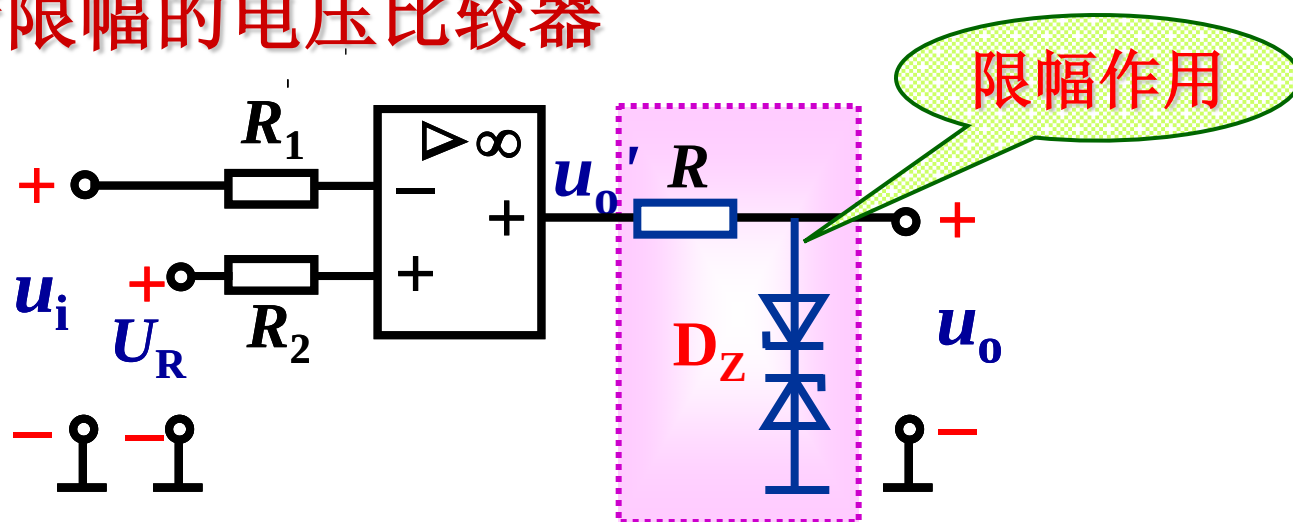
输入信号接在反相端



输入信号接在同相端



➤ 输出带限幅的电压比较器



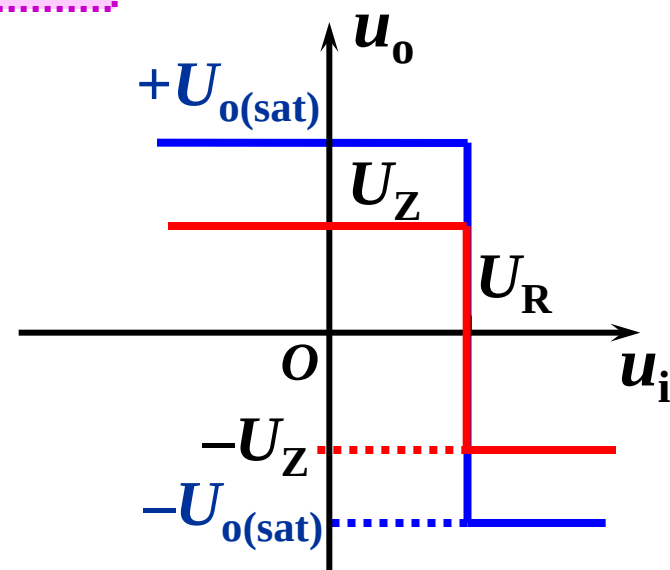
$u_i < U_R$ 时, $u_o' = +U_{o(sat)}$

$u_i > U_R$ 时, $u_o' = -U_{o(sat)}$

设稳压管的稳定电压为 U_Z ,
忽略稳压管的正向导通压降

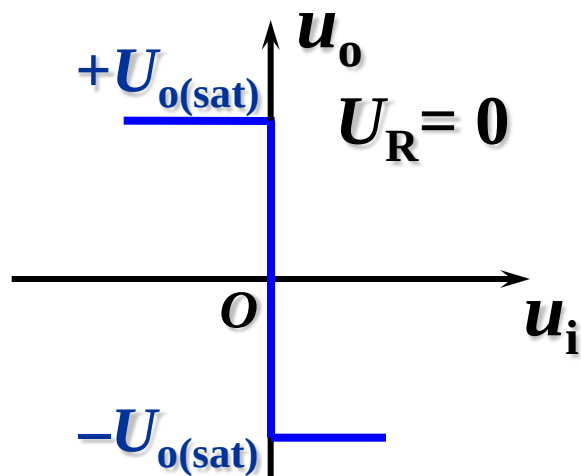
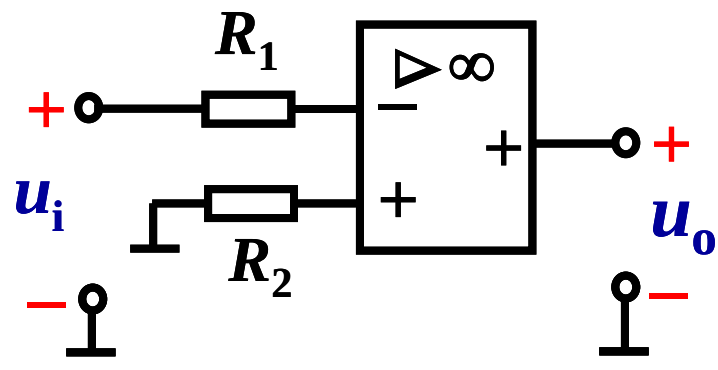
则 $u_i < U_R$, $u_o = U_Z$

$u_i > U_R$, $u_o = -U_Z$

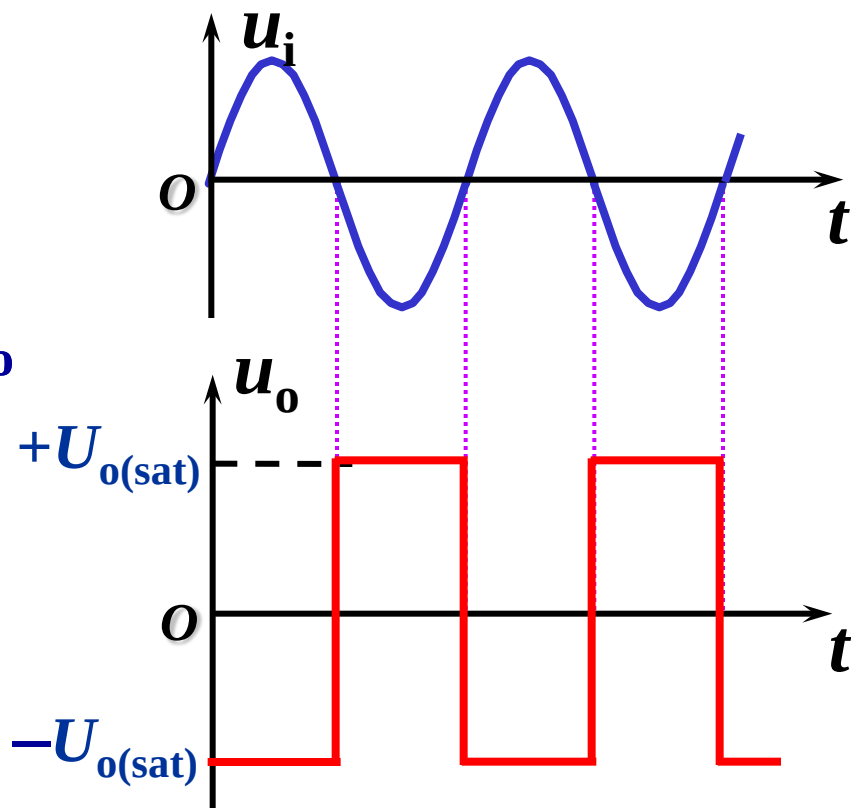


电压传输特性

➤ 过零电压比较器

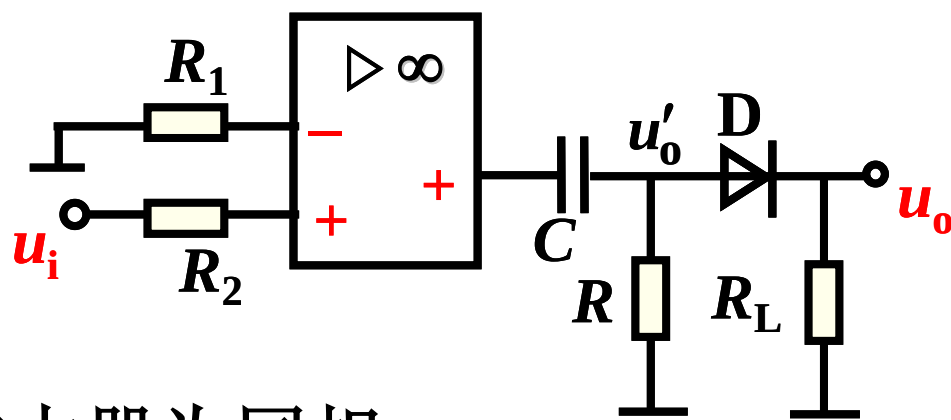


电压传输特性

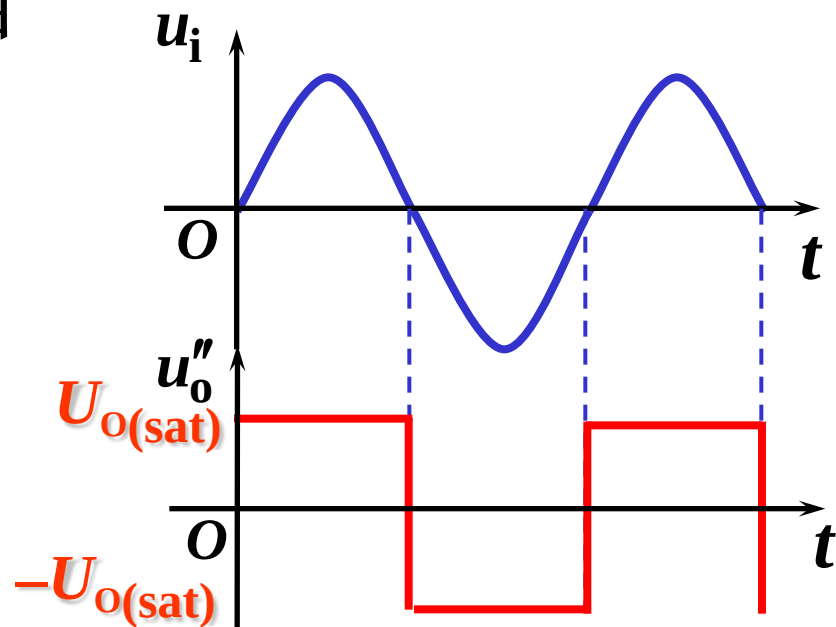
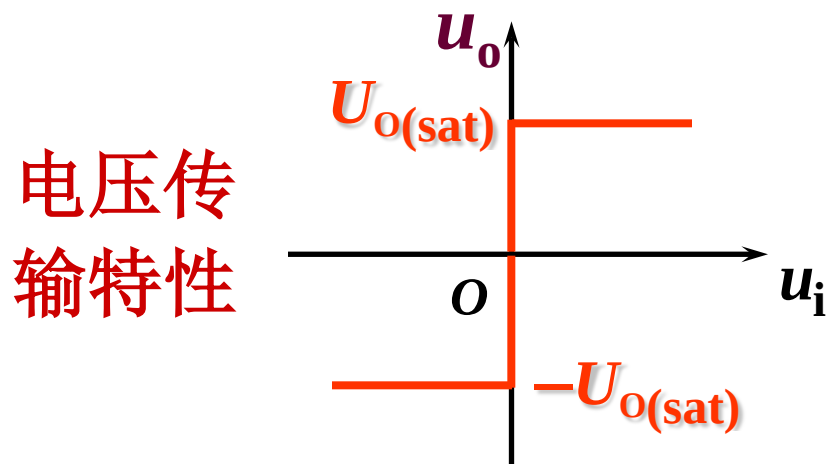


过零比较器用途非常广泛，在交流调压、电气控制系统中经常使用。

例：电路如图所示， u_i 是一正弦电压，画出 u_o 的波形。

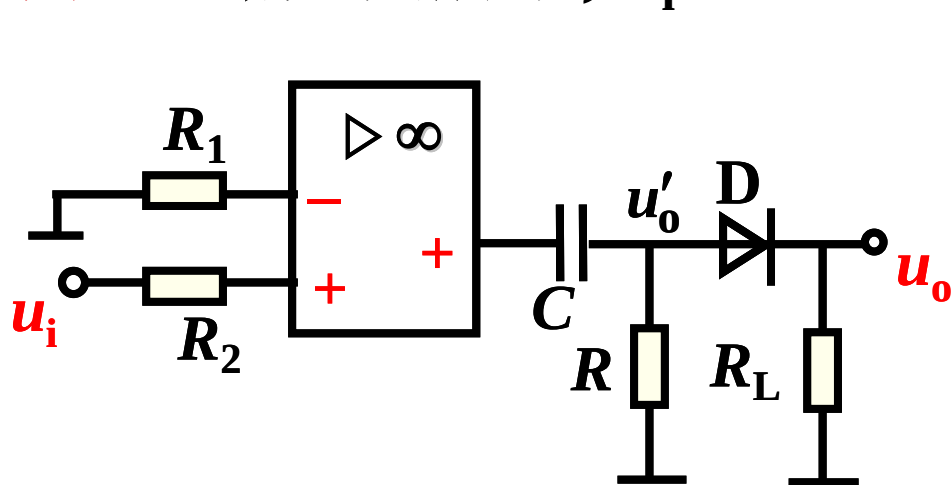


解：(1) 运算放大器为同相
输入过零电压比较器



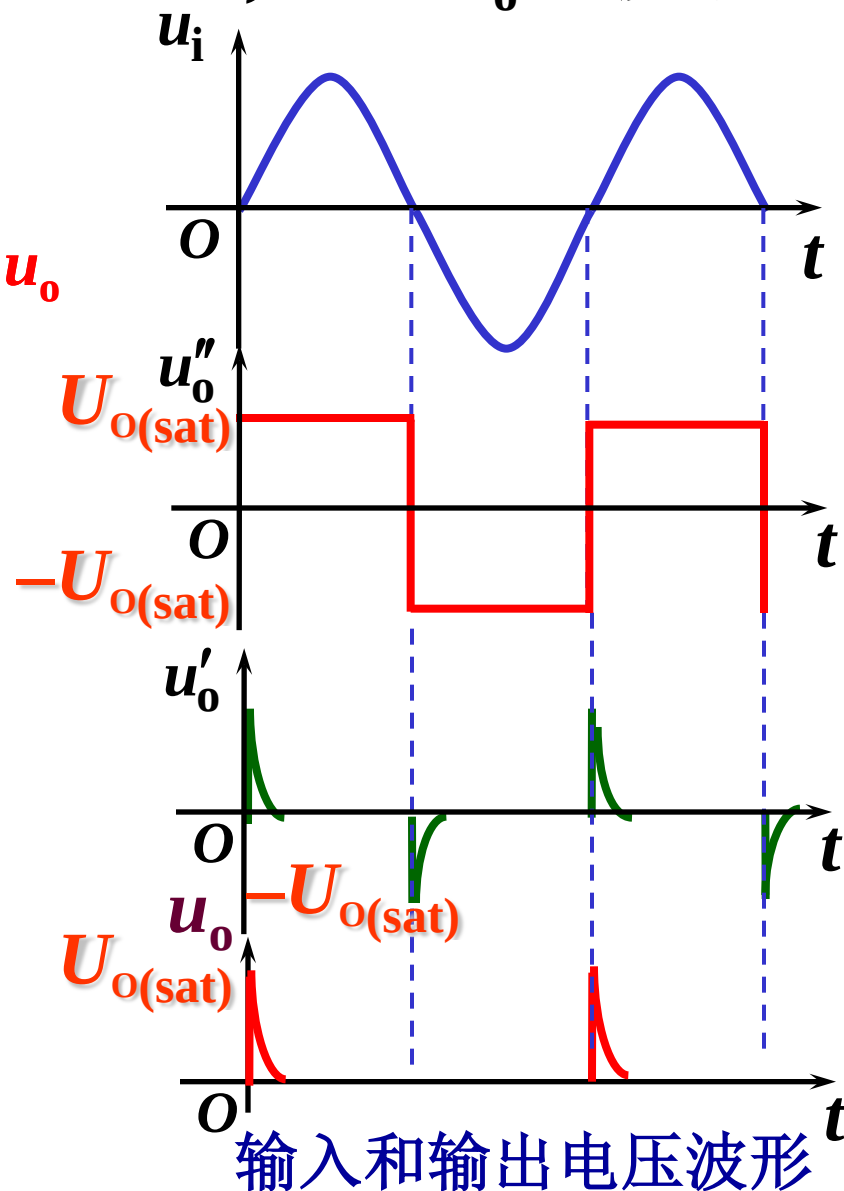
输入和输出电压波形

例：电路如图所示， u_i 是一正弦电压，画出 u_o 的波形。



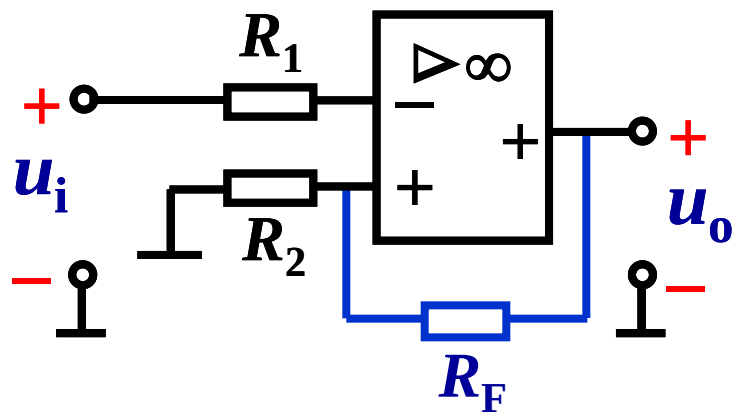
(2) 经 RC 微分电路输出正负尖脉冲；

(3) 二极管 D 和 R_L 构成限幅电路。利用二极管的单向导电性，削去负向尖脉冲，输出仅为正向尖脉冲。



2. 滞回比较器

电路中引入正反馈



- (1) 提高了比较器的响应速度;
- (2) 输出电压的跃变不是发生在同一门限电压上。

$$u_- = u_i \quad u_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_F} u_o$$

当 $u_o = +U_{o(sat)}$, 则

$$u_+ = u'_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_F} (+U_{o(sat)})$$

门限电压受输出电压的控制

$$U'_+ > U''_+$$

上门限电压

当 $u_o = -U_{o(sat)}$, 则

$$u_+ = u''_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_F} (-U_{o(sat)})$$

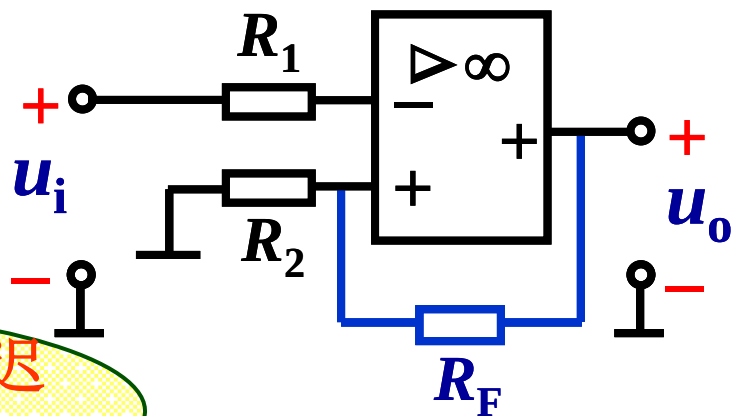
下门限电压

上门限电压 U'_+ :

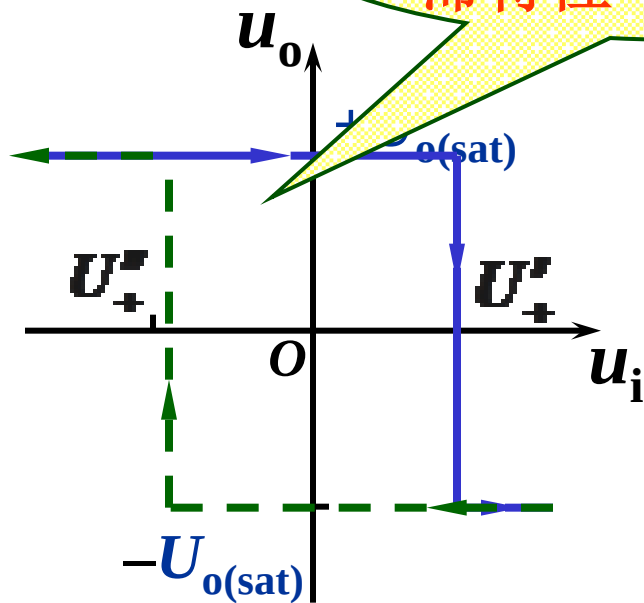
u_i 逐渐增加时的门限电压

下门限电压 U''_+ :

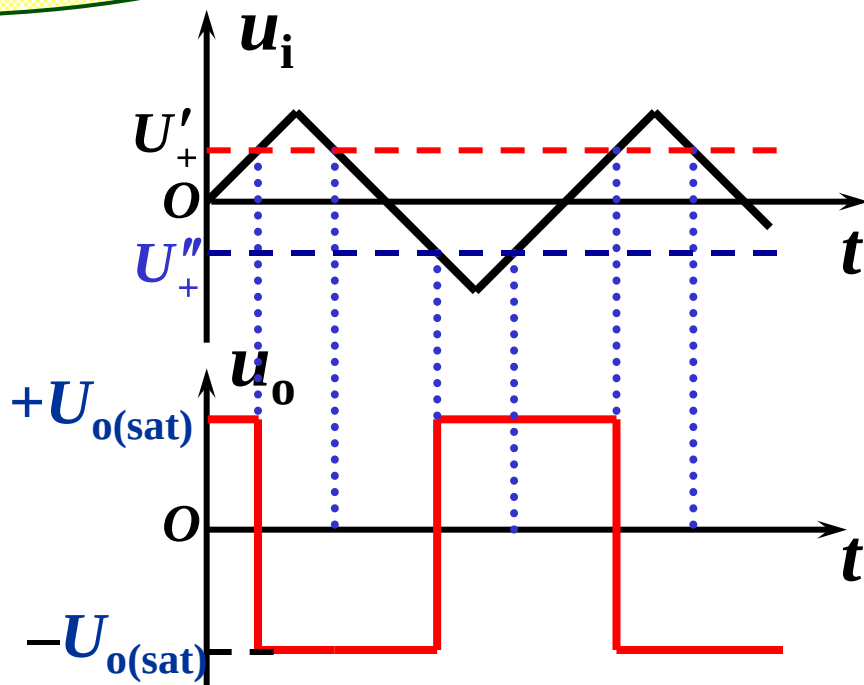
u_i 逐渐减小时的门限电压

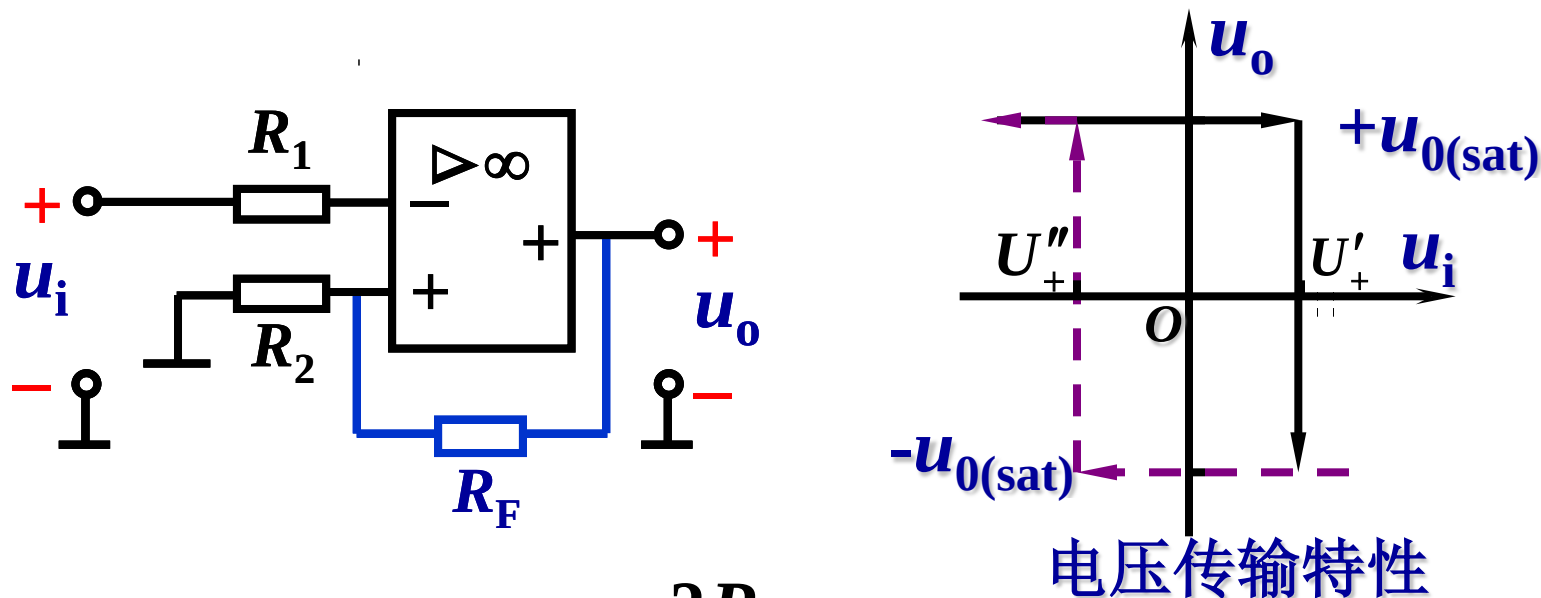


两次跳变之间具有迟滞特性——滞回比较器



电压传输特性





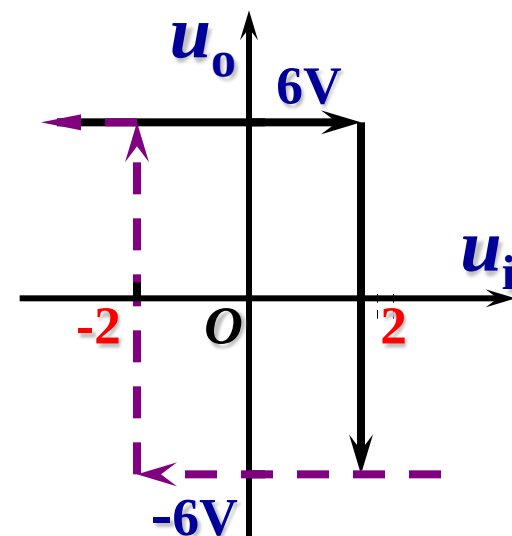
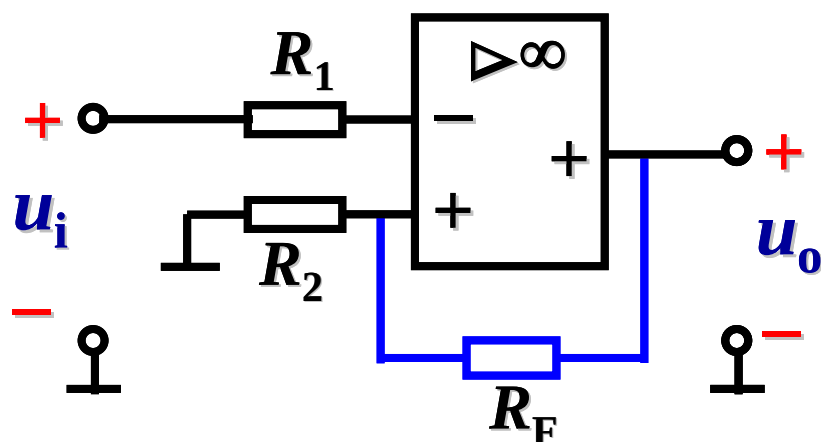
回差:
$$\Delta U = U'_+ - U''_+ = \frac{2R_2}{R_2 + R_F} U_{o(sat)}$$

调节 R_F 或 R_2 可以改变回差电压的大小。

优点:

1. 改善了输出波形在跃变时的陡度。
2. 回差提高了电路的抗干扰能力, ΔU 越大, 抗干扰能力越强。

例1: 电路如图所示, 若 $R_F = 20\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $\pm U_{o(\text{sat})} = \pm 6\text{V}$, 输入电压 $u_i = 3\sin 314t$, 试画出对应的输出电压 u_o 波形。



解: (1) 求上、下门限电压

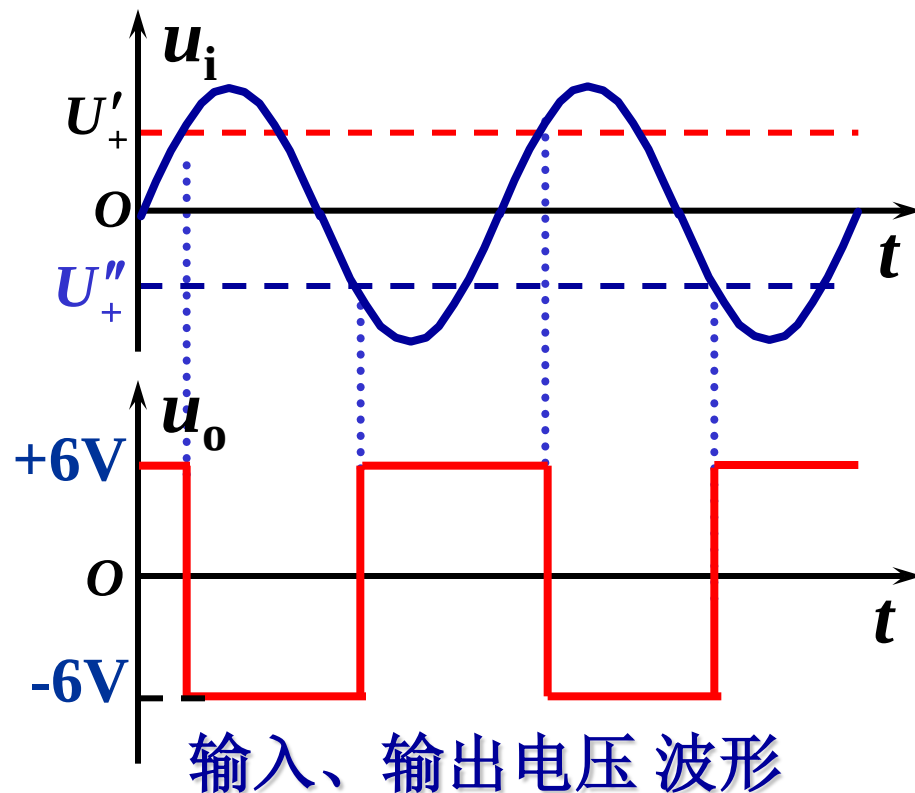
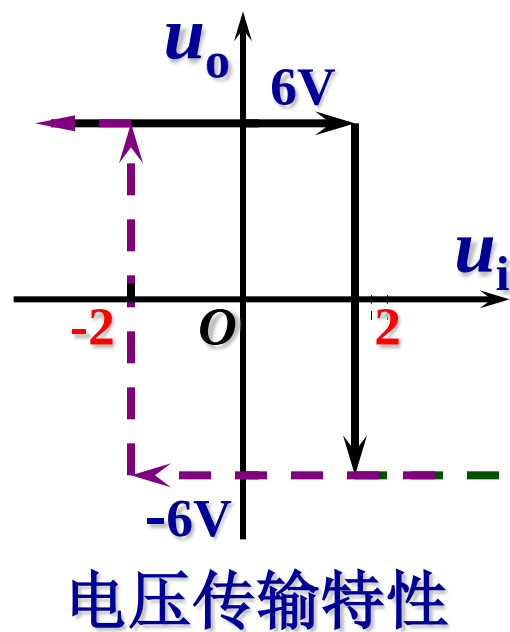
上门限电压
$$U'_+ = \frac{10}{10 + 20} \times 6\text{V} = 2\text{V}$$

下门限电压
$$U''_+ = \frac{10}{10 + 20} \times (-6)\text{V} = -2\text{V}$$

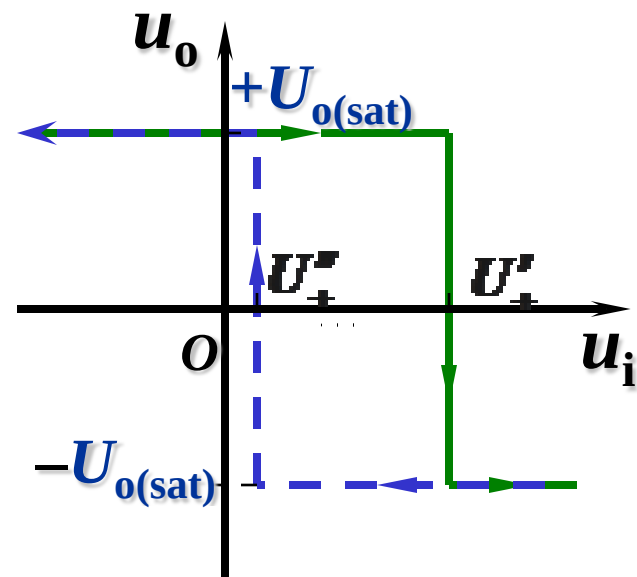
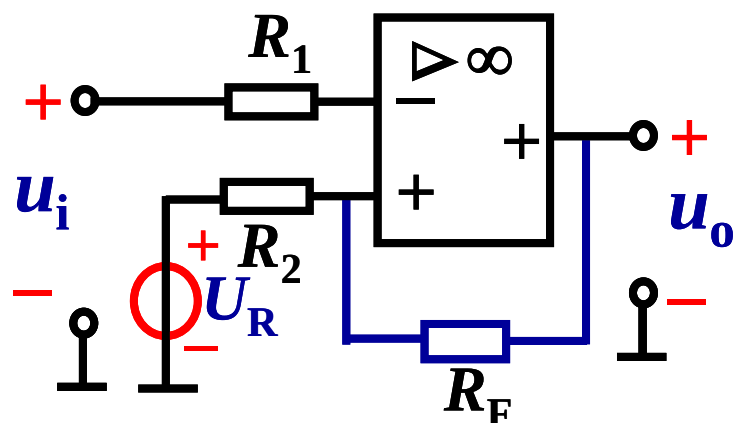
电压传输特性

例1: 电路如图所示, 若 $R_F = 20\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $\pm U_{o(\text{sat})} = \pm 6\text{V}$, 输入电压 $u_i = 3\sin 314t$, 试画出对应的输出电压 u_o 波形。

解: (2) 电压传输特性及输出电压 u_o 波形



➤ 当参考电压 U_R 不等于零时



电压传输特性

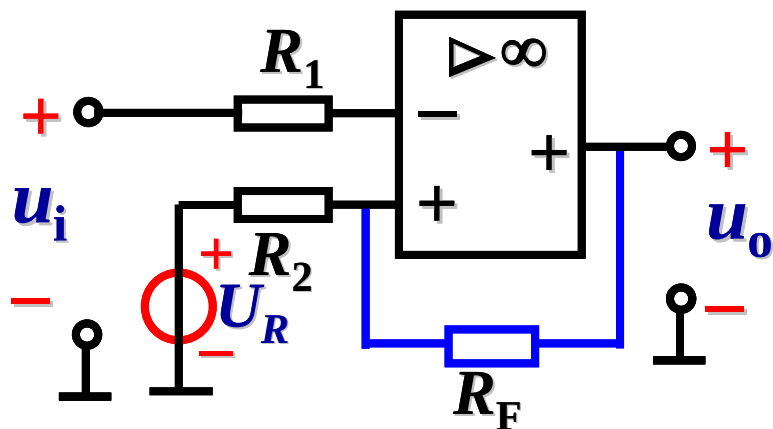
根据叠加原理，有

$$u'_+ = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_R + \frac{R_2}{R_2 + R_F} (+U_{o(sat)})$$

$$u''_+ = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_R + \frac{R_2}{R_2 + R_F} (-U_{o(sat)})$$

可见： $|U'_+| \neq |U''_+|$ 传输特性不再对称于纵轴，
改变参考电压 U_R ，可使传输特性沿横轴移动。

例2： 图示电路， $\pm U_{o(\text{sat})} = \pm 6\text{V}$, $U_R = 5\text{V}$, $R_F = 20\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, 求上、下门限电压及回差电压。

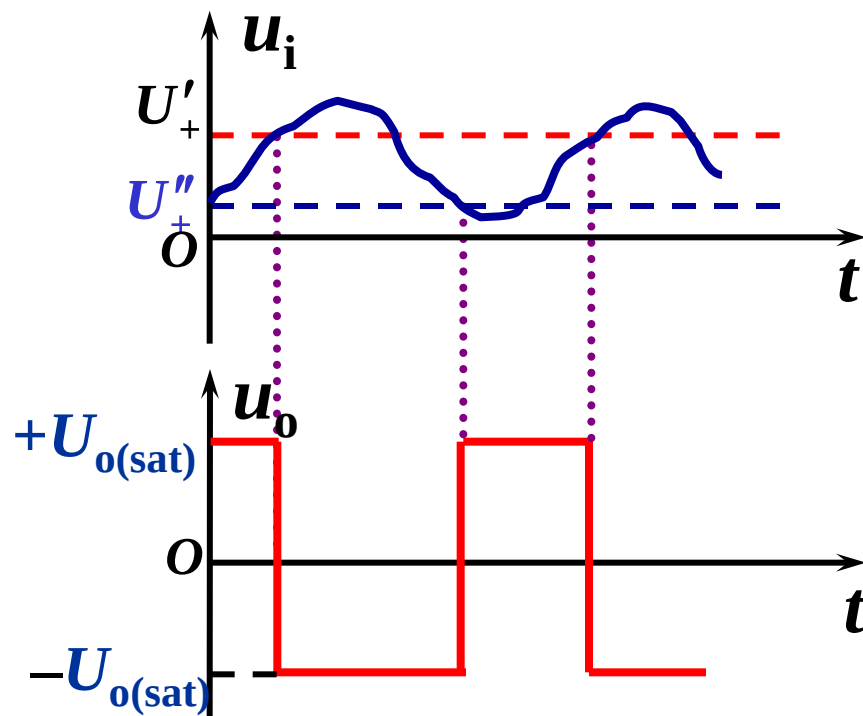
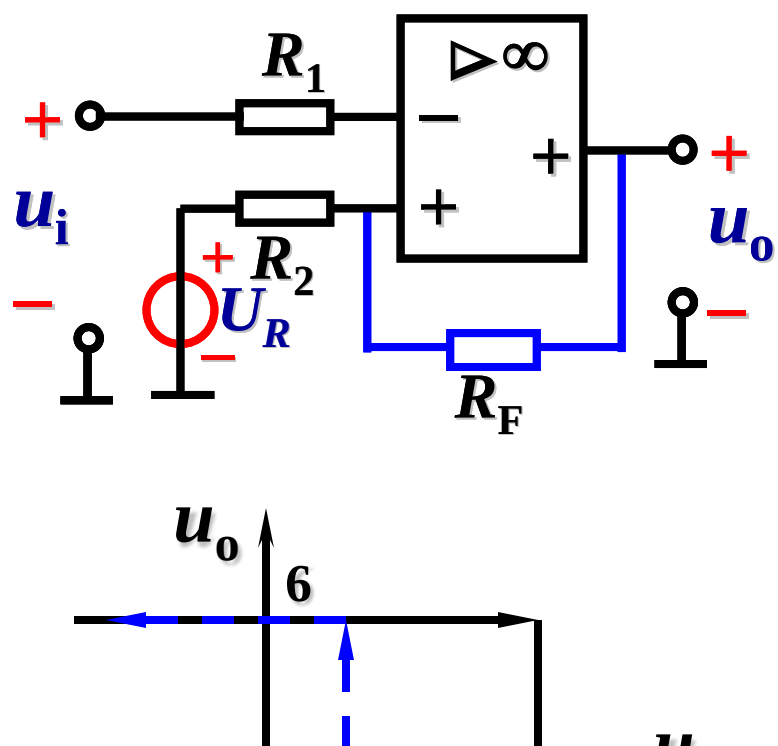


解： 对图 (2)

$$U'_+ = \frac{20}{10 + 20} \times 5 + \frac{10}{10 + 20} \times 6\text{V} = 5.33\text{V}$$

$$U''_+ = \frac{20}{10 + 20} \times 5 + \frac{10}{10 + 20} \times (-6)\text{V} = 1.33\text{V}$$

回差电压 $\Delta U = 5.33 - 1.33 = 4\text{V}$



利用滞回特性可构成多种实用电路。如用作越限报警器。如图示电路，当电压高于5.33V或低于1.33V时，电路输出电压 u_o 的跳变可作为报警信号。如 u_i 表示温度，则可用于控制温度，改变参考电压 U_R ，可改变控温的范围。

运算放大器在波形产生方面的应用



波形发生器的作用:

产生一定频率、幅值的波形(如正弦波、方波、三角波、锯齿波等)。

特点：不用外接输入信号，即有输出信号。

1 矩形波发生器

1. 电路结构

由滞回比较器、
 RC 充放电电路组成。

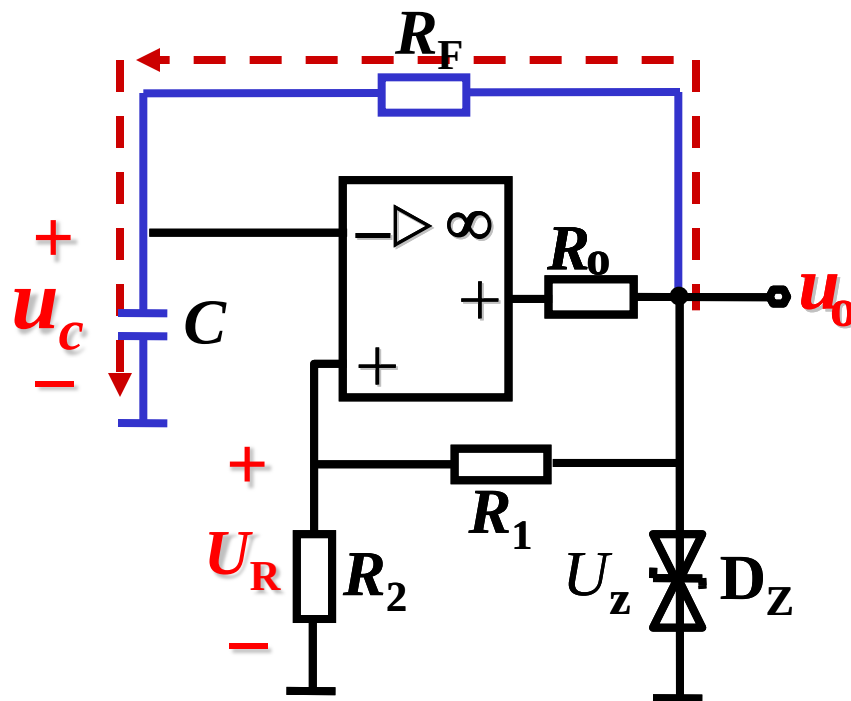
电容电压 u_c 即是比较器的
输入电压，

电阻 R_2 两端的电压 U_R 即
是比较器的参考电压。

2. 工作原理

设电源接通时， $u_o = +U_Z$ ， $u_c(0) = 0$ 。

u_o 通过 R_F 对电容 C 充电， u_c 按指数规律增长。



矩形波产生电路

2. 工作原理

当 $u_o = +U_Z$ 时,

电容充电, u_c 上升,

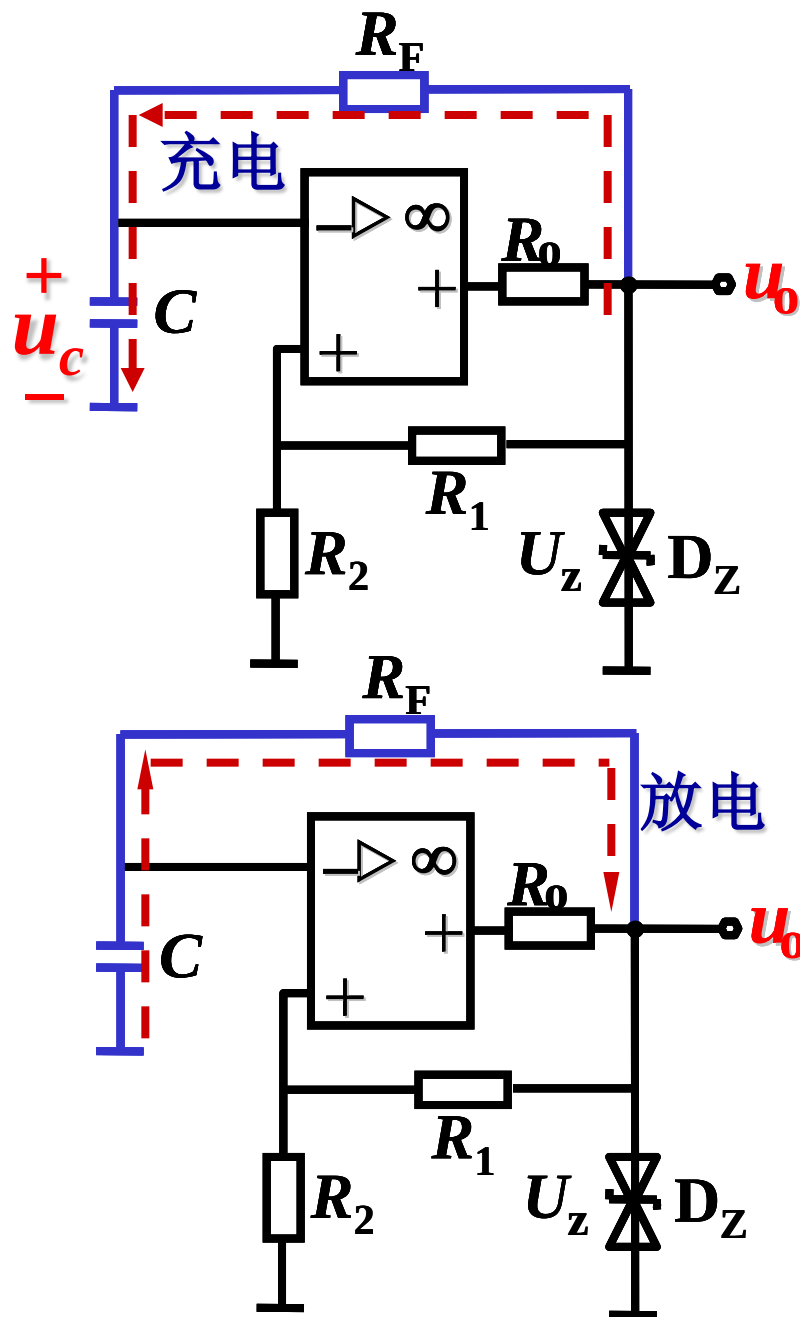
$$U_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

当 $u_c = U_R$ 时, u_o 跳变成 $-U_Z$

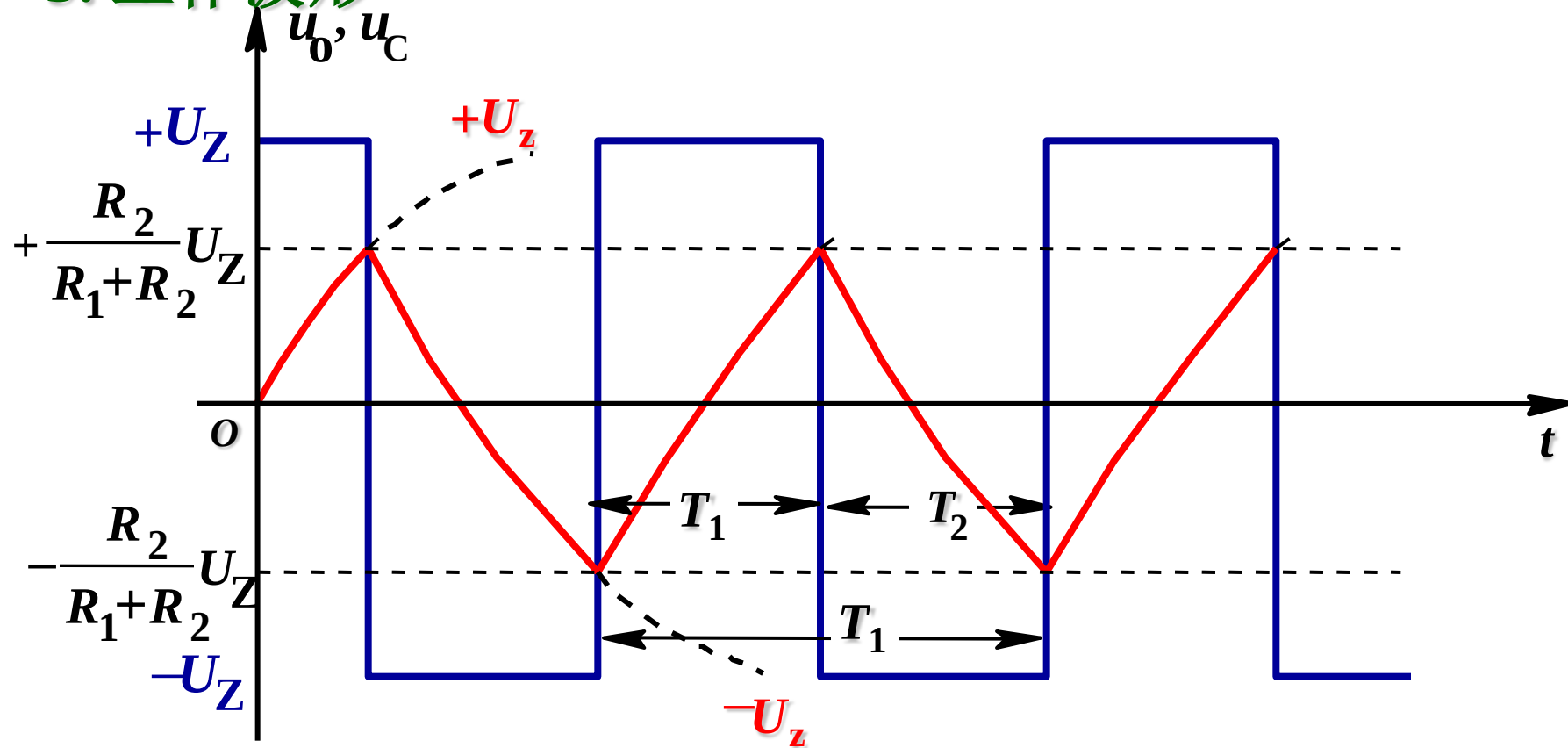
电容放电, u_c 下降,

$$-U_R = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

当 $u_c = -U_R$ 时, u_o 跳变成 $+U_Z$, 电容又重新充电。



3. 工作波形



4. 周期与频率 $T = T_1 + T_2$

电容充放电过程， u_c 的响应规律为

$$u_c(t) = u_c(\infty) + [u_c(0_+) - u_c(\infty)]e^{-\frac{t}{RC}}$$

在充电过程中

$$u_c(0_+) = -U_R = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

$$u_c(\infty) = +U_Z$$

$$u_c(t_2) = U_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

在放电过程中

$$u_c(0_+) = U_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

$$u_c(\infty) = -U_Z$$

$$u_c(t_3) = -U_R = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

充放电时间常数相同: $\tau = RC$

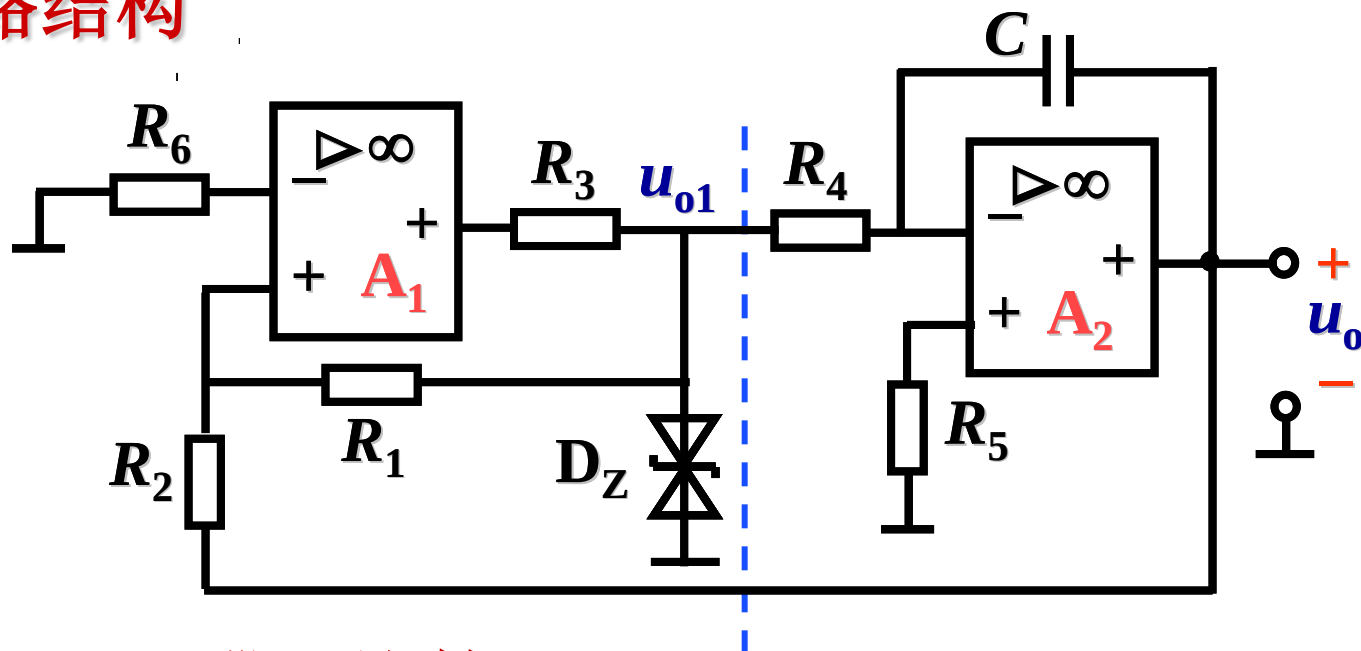
矩形波的周期 $T = T_1 + T_2 = 2R_F C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$

矩形波的频率 $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_F C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)}$

矩形波常用于数字电路中作为信号源

2 三角波发生器

1. 电路结构



A_1 : 滞回比较器

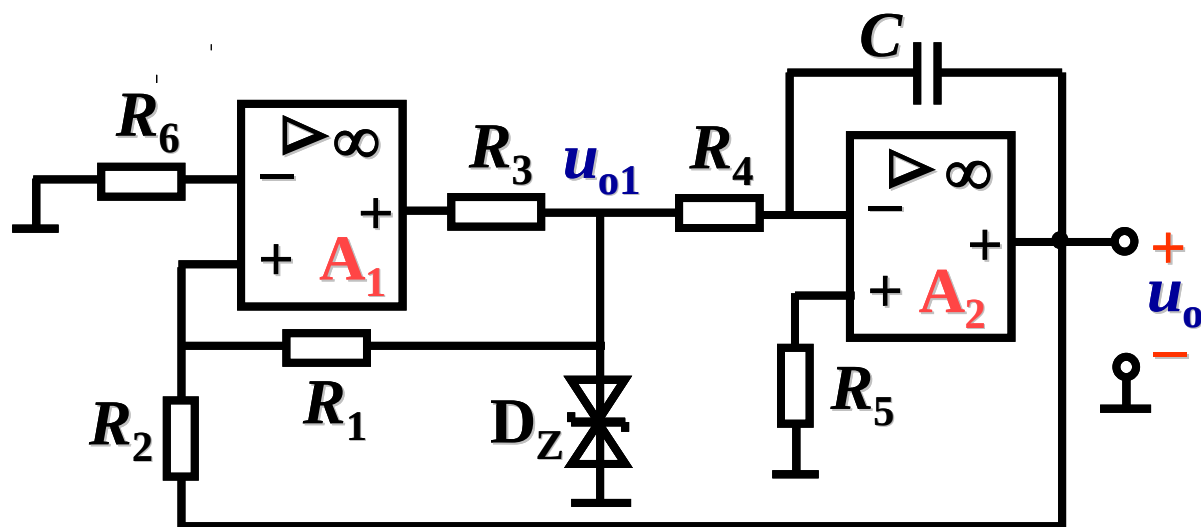
A_2 : 反相积分电路

因 $u_- = 0$,

当 $u_+ = 0$ 时, A_1 状态改变

2. 工作原理

A_1 : 滞回比较器
因 $u_- = 0$, 所以
当 $u_+ = u_- = 0$ 时,
 A_1 状态改变。



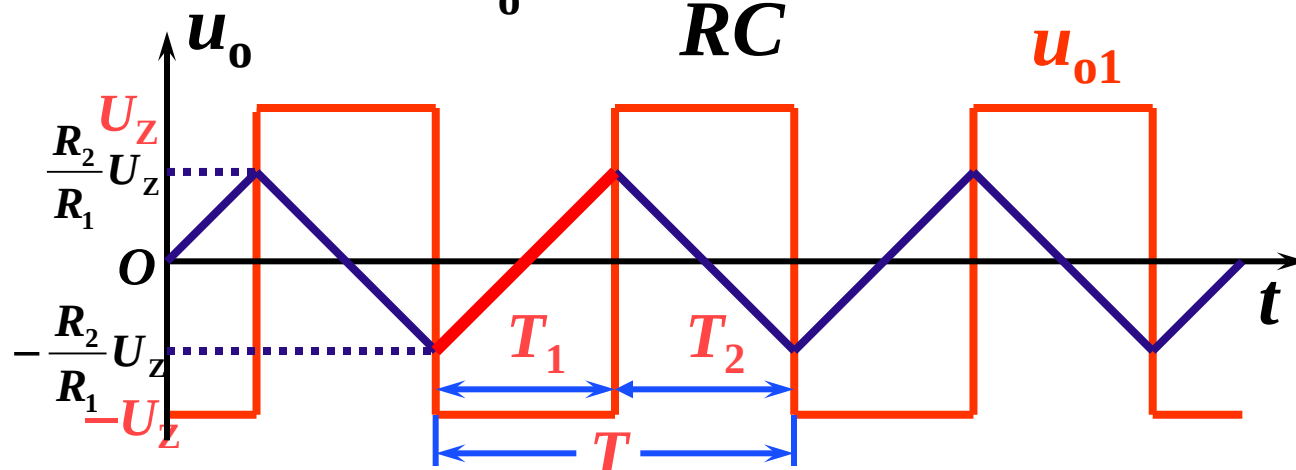
$$\text{当 } u_{+1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_Z + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_0 = 0$$

$$\text{可得: } u_0 = -\frac{R_2}{R_1} (\pm U_Z)$$

即当输出电压 u_0 达到 $\frac{R_2}{R_1} (\pm U_Z)$ 时, u_{01} 跃变, 同时
积分电路的输入、输出电压也随之改变。

3. 工作波形

$$u_o = -\frac{U_i}{RC}t$$



4. 周期与频率

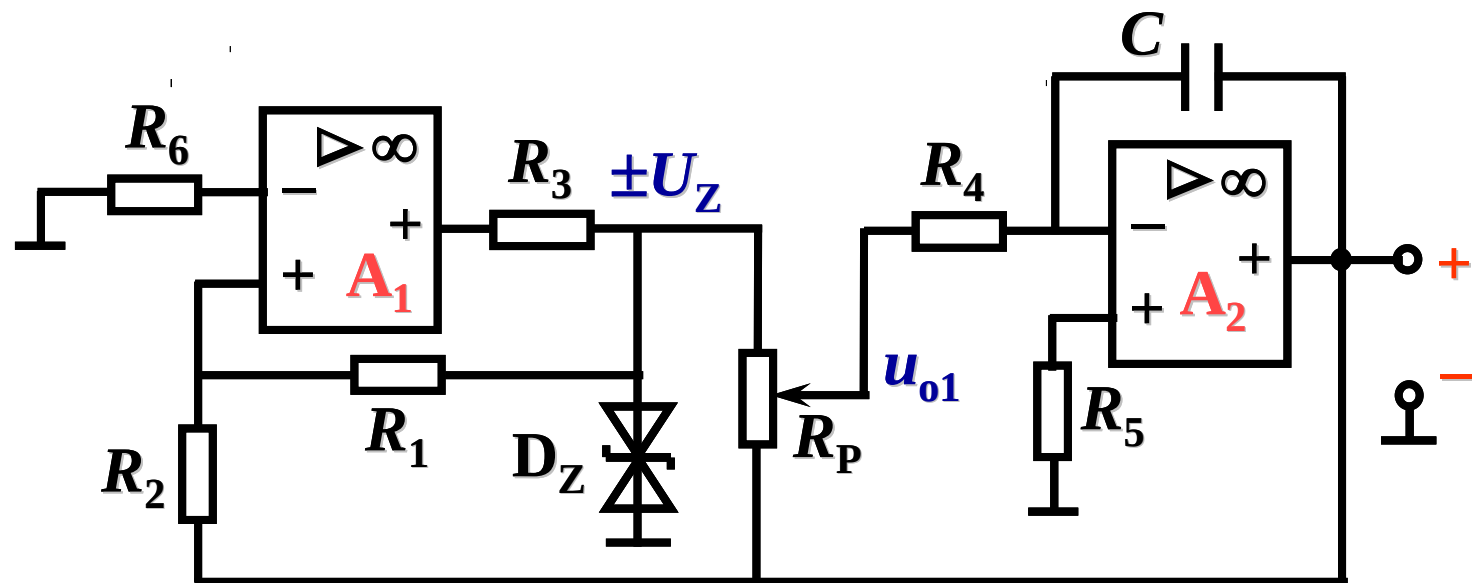
$$T = T_1 + T_2 = 2T_1 = 2T_2$$

$$T_1 = T_2 = 2 \frac{R_2}{R_1} U_Z / \frac{U_Z}{RC} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{R_1}{4R_2RC}$$

(1) 改变比较器的输出 u_{o1} 及电阻 R_1 、 R_2 即可改变三角波的幅值。

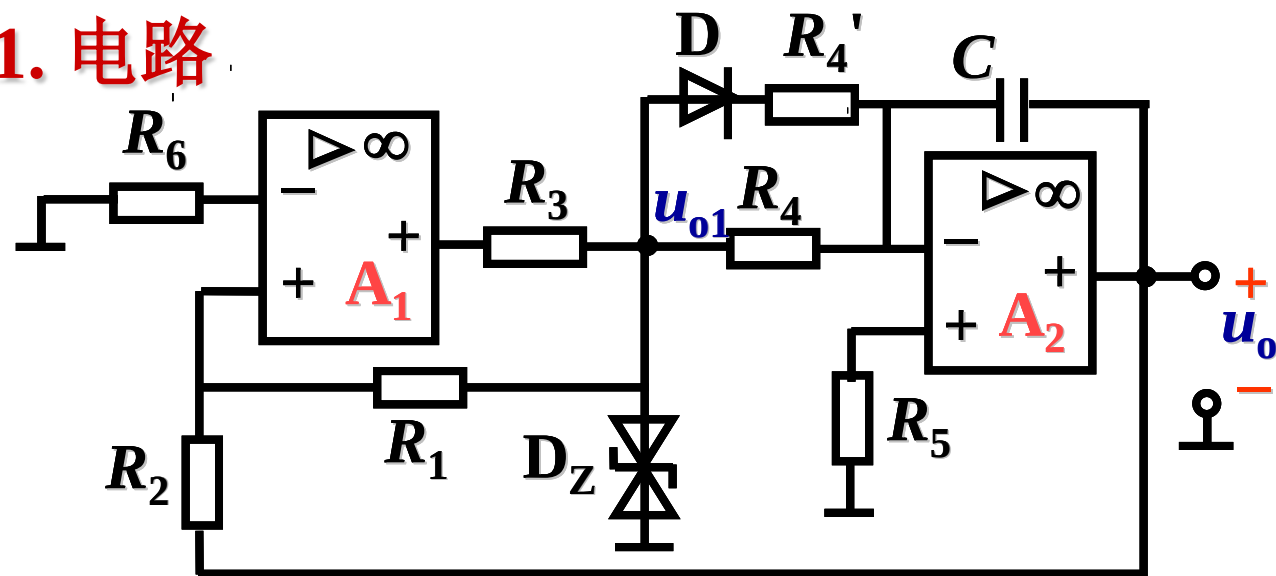
(2) 改变电路电阻 R_1 与 R_2 的比值，或改变积分常数 RC ，均可改变三角波的频率。

频率可调的三角波发生器



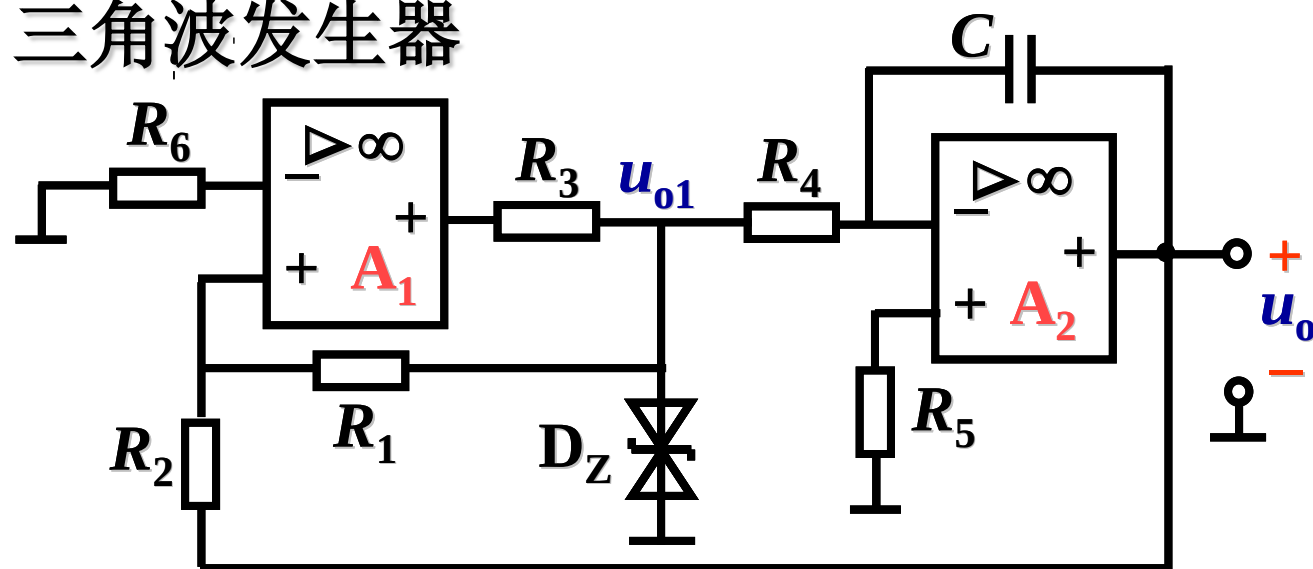
3 锯齿波发生器

1. 电路



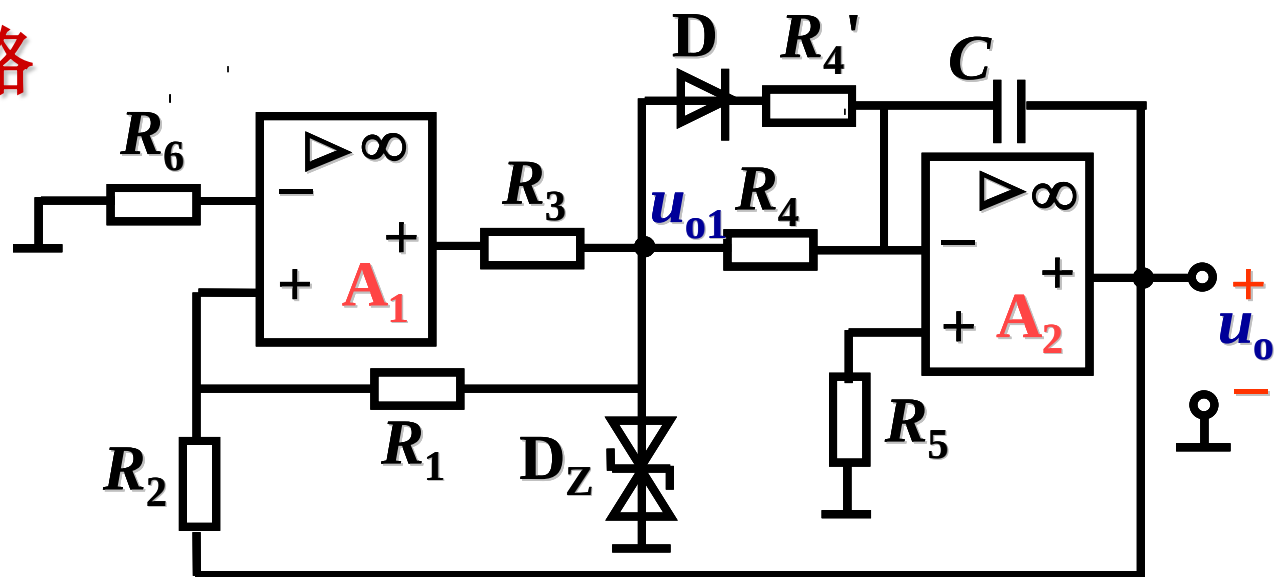
在三角波发生器的电路中，使积分电路的正、反向积分的时间常数不同，即可使其输出锯齿波。

三角波发生器

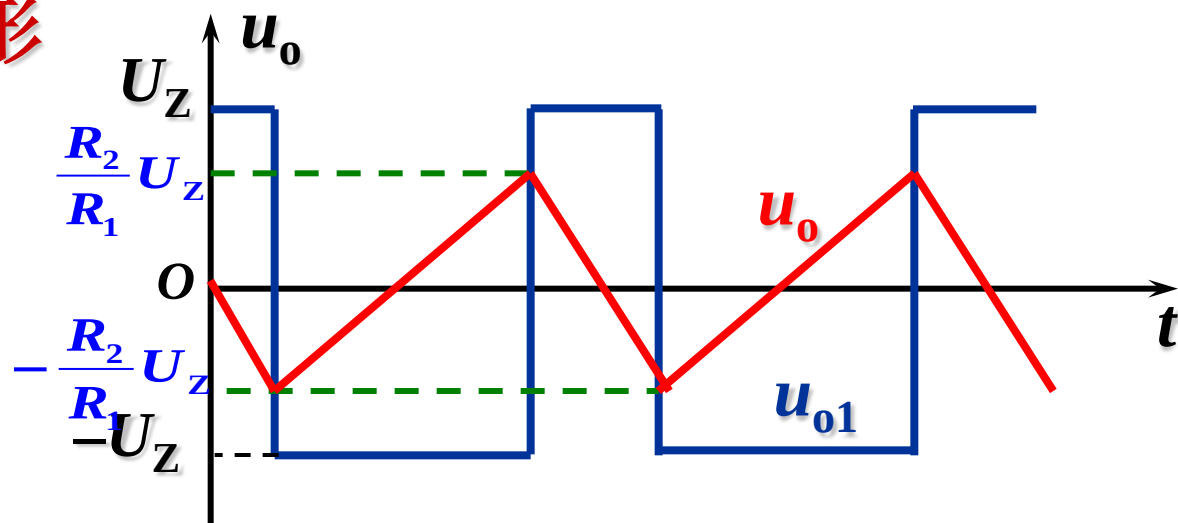


3 锯齿波发生器

1. 电路



2. 波形



10.4 正弦波振荡电路

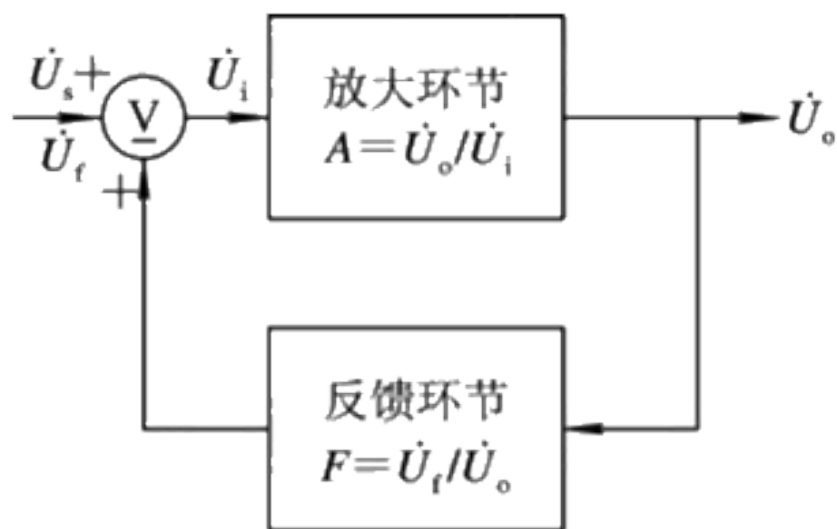
正弦波振荡电路能将直流电能转换成频率和幅值一定的正弦交流信号。由放大、反馈、选频和稳幅环节组成，属于正反馈电路。探讨正弦波振荡电路原理的关键就是要找到保证振荡电路从无到有地建立起振荡的起振条件，保证振荡电路产生等幅持续振荡的平衡条件，以及如何确定振荡电路的振荡频率。

10.4.1 正弦波振荡电路的基本原理

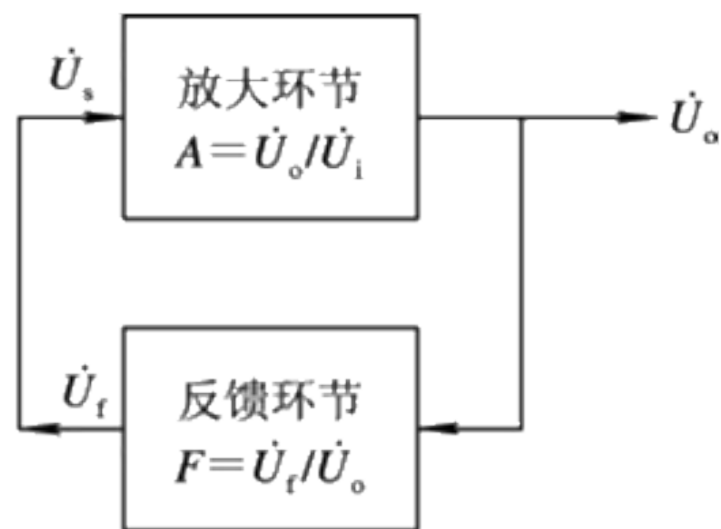
1. 自激振荡条件

图10.4.1(a)是正反馈放大电路的原理方框图。电路在输入端接入一定频率和幅值的正弦信号 $\dot{U}_s$ ，反馈信号 $\dot{U}_f$ 的极性和 $\dot{U}_s$ 相同(正反馈)，故净输入 $\dot{U}_i = \dot{U}_s + \dot{U}_f$ 。如果增大 $\dot{U}_f$

$\dot{U}_s$ 、减少 $\dot{U}_s$ ，最终达到 $\dot{U}_s = 0$ ， $\dot{U}_f = \dot{U}_i$ ，即 $\dot{U}_f$ 与 $\dot{U}_i$ 大小相等且相位相同，那么此时撤去 $\dot{U}_s$ 后，放大电路仍保持输出电压不变。这时正反馈放大电路就变成自激振荡电路，其原理框图如图10.4.1(b)所示。



(a) 正反馈放大电路



(b) 自激振荡电路

图 10.4.1 正反馈放大电路和自激振荡电路的原理框图

显然，电路要维持自激振荡，就必须做到

$$\dot{U}_f = \dot{U}_i$$

而

$$\dot{U}_i = \frac{\dot{U}_o}{A}, \quad \dot{U}_f = \dot{U}_o F$$

故

$$\dot{U}_o AF = \dot{U}_o$$

因 $\dot{U}_o$ 不等于0，所以维持自激振荡的平衡条件为

$$AF=1 \quad (10.4.1)$$

由于 $A=|A|\angle\varphi_A$, $F=|F|\angle\varphi_F$, 故从式(10.4.1)可得出两个平衡条件。

(1) 相位平衡条件:

$$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi, \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (10.4.2)$$

(2) 幅值平衡条件:

$$|AF|=1 \quad (10.4.3)$$

相位平衡条件可保证反馈极性为正反馈，而幅值平衡条件则保证反馈有足够的强度。这两个平衡条件是指振荡已经建立，输出的正弦波已经产生，电路已经进入稳态的情况下，为维持等幅自激振荡所必须满足的条件。它是必要条件，但不是充分的。因为在电路刚接通电源，又无输入 $\dot{U}_s$ 的作用时，由于 $\dot{U}_i$ 、 $\dot{U}_o$ 、 $\dot{U}_f$ 均近似为0，在 $|AF|=1$ 的条件限制下，电路就会维持这个初始的状态而不能起振。因此，电路接通电源时，要保证电路从小到大建立起振荡的幅值条件是

$$|AF| > 1 \quad (10.4.4)$$

而相位条件不变。将式(10.4.2)、式(10.4.4)称为振荡电路的起振条件。对图10.4.1(b)所示电路在满足起振条件和平衡条件的状况下，若放大环节或反馈环节中含有选频电路，则可产生某一频率的正弦波。

2. 振荡的建立和稳定

在接通电源后，电路中总会出现一些噪声或瞬时的扰动。这些微弱的信号，在满足起振条件时，便会通过放大—正反馈—再放大的循环过程而不断加强，振荡幅度不断增大。这个过程不会无限制地持续下去，最终会因放大环节的电子器件进入到非线性区而使 $|AF|=1$ ，或因电路外加稳幅措施，使 $|A|$ 随振荡的加大而减小至 $|AF|=1$ ，而电子器件仍工作在线性区。此时整个电路维持稳定的等幅振荡。

刚开始起振时，电路中的噪声或扰动信号含有丰富的频谱成分，不同频率的信号只要满足振荡条件，都可以产生自激振荡，这样输出端就不是单一频率的正弦波了。由于正弦波振荡电路含有选频电路，可将某一频率的正弦信号挑选出来，使其满足振荡条件，其他频率成分因不满足振荡条件而被衰减，因此振荡电路只产生单一频率的正弦波。 晶

按振荡电路中选频电路的不同，正弦波振荡电路可分为RC振荡电路和LC振荡电路。

10.4.2 RC正弦波振荡电路

图10.4.2是一个用集成运放组成的RC串并联正弦波振荡电路。电阻 R 和电容 C 构成串并联选频网络； Z_1 、 Z_2 连接到集成运放同相输入端，提供正反馈。电阻 R_f 、 R_1 连接到集成运放反相输入端，引入负反馈，作为稳幅环节。由于RC串并联网络中的 Z_1 、 Z_2 和负反馈网络中的 R_f 、 R_1 构成电桥，电桥的输入是集成运放的输出 $\dot{U}_o$ ，电桥的输出分别与集成运放的两个输入端相连，因此这种电路也称为文氏电桥正弦波振荡电路。

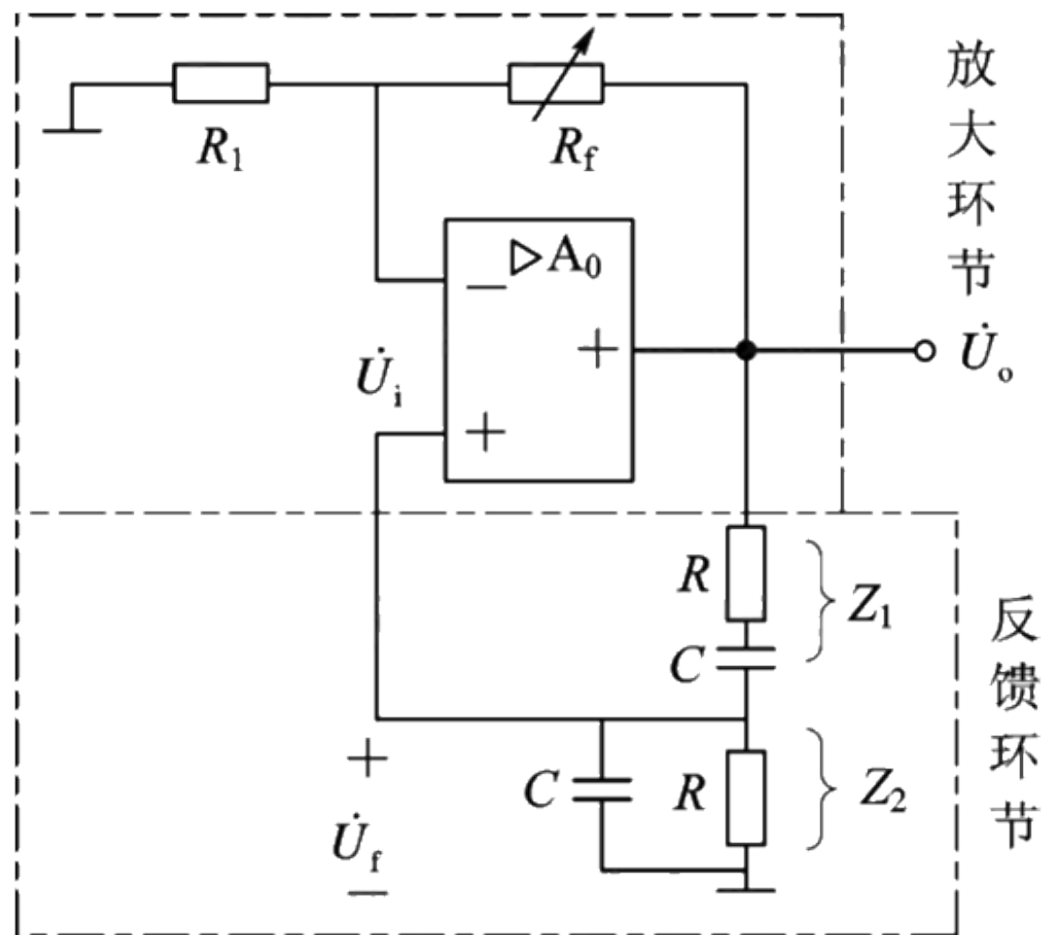


图 10.4.2 RC串并联正弦波振荡电路

RC 串并联网络既控制着集成运放正反馈量的大小，又决定了电路的振荡频率，当信号频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (10.4.5)$$

时， Z_2 的电压 $U_f = \frac{1}{3}U_o$ ，且 $\dot{U}_f$ 与 $\dot{U}_o$ 同相。从图10.4.2可以看出， $\dot{U}_f$ 即为 $\dot{U}_i$ 。显然，频率为 f_0 的信号满足自激振荡的相位平衡条件。而当反馈系数 $F = \frac{U_f}{U_o} = \frac{1}{3}$ 时，能够满足幅值平衡条件。由于放大电路接成同相输入比例放大形式，故电压放大倍数 $A = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 。因此为了满足自激振荡的幅值平衡条件，应有 $A=3$ ，故 $R_f=2R_1$ 。

考虑到起振条件 $|AF|>1$ ，一般选取 R_f 略大于 $2R_1$ 。如果这个比值取得过大，则会引起振荡波形严重畸变。

实际电路中，稳定振荡幅度的方法有多种。其中一种是 R_f 采用负温度系数的热敏电阻。它的工作原理是：刚接通电源时 R_f 略大于 $2R_1$ ， $|AF|>1$ ，负反馈较弱，随着振荡幅度的不断加强， U_o 增大，流过 R_f 的电流也增加， R_f 的温度上升，电阻值下降，负反馈加强，使得 A 下降，最后稳定于 $|AF|=1$ ，不再增大。

图10.4.3是采用二极管实现稳幅的电路，它利用二极管伏安特性的非线性特点进行自动稳幅。图中把 R_f 反馈电阻分成 R_{f1} 和 R_{f2} 两部分，它们之和略大于 $2R_1$ 。当振荡幅度较小时，两个二极管基本上不导通，呈现较大的电阻。这时二极管与 R_{f1} 并联后的等效电阻 R'_{f1} 近似等于 R_{f1} 。由于 $R_{f1}+R_{f2}>2R_1$ ， $A>3$ ，满足起振条件，因此电路开始增幅振荡。随着振荡幅度的加大，二极管逐渐导通，流过的电流增加， R'_{f1} 减小， A 自动下降，直到满足维持等幅振荡的幅值条件，达到自动稳幅的目的。 R_{f1} 并联两个极性反接的二极管的目的是保证正弦波正负半周总有一个二极管导通。

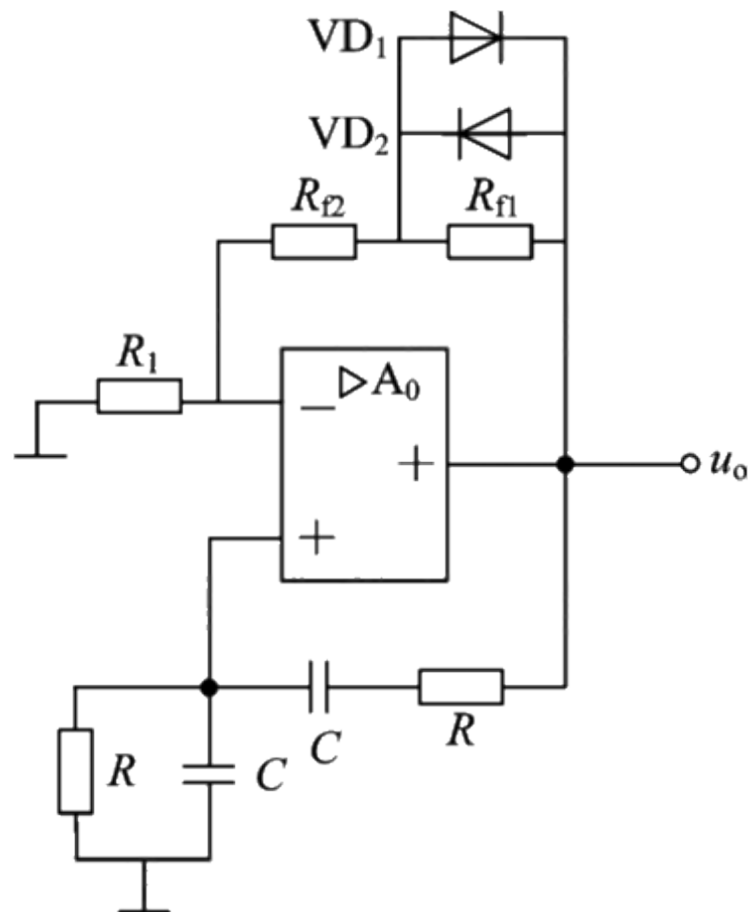


图 10.4.3 用二极管稳幅的振荡电路

RC 串并联正弦波振荡电路不是靠集成运放内部的晶体管进入非线性区域来稳幅的，而是通过在集成运放外部电路引入负反馈来达到稳幅的目的。由于集成运放工作在线性运行区，因此波形失真小，输出电压幅值稳定。但若希望振荡频率 f_0 提高，则要求 R 和 C 数值减少。而 R 过小将使放大电路的输出电流过大， C 过小将使振荡频率易受电路寄生电容的影响而不稳定。此外，普通集成运放的通频带较窄也限制了振荡频率的提高。因此， RC 正弦波振荡电路所产生的频率通常在200 kHz以下。

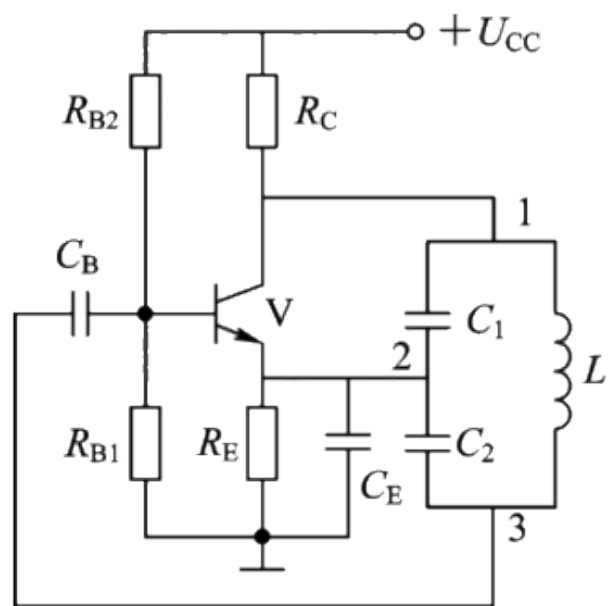
10.4.3 LC 正弦波振荡电路

LC 正弦波振荡电路以 LC 谐振回路作为选频网络，可产生频率高于1 GHz (即1000 MHz)的正弦波形。由于 LC 谐振回路的品质因数高，故振荡频率的稳定性好。 LC 正弦波振荡电路常用分立元件组成，常见的形式有三点式和变压器反馈式两类。这里仅介绍三点式 LC 振荡电路。三点式 LC 振荡电路有电容三点式振荡电路(又称Colpitts振荡电路)和电感三点式振荡电路(又称Hartly振荡电路)两种。

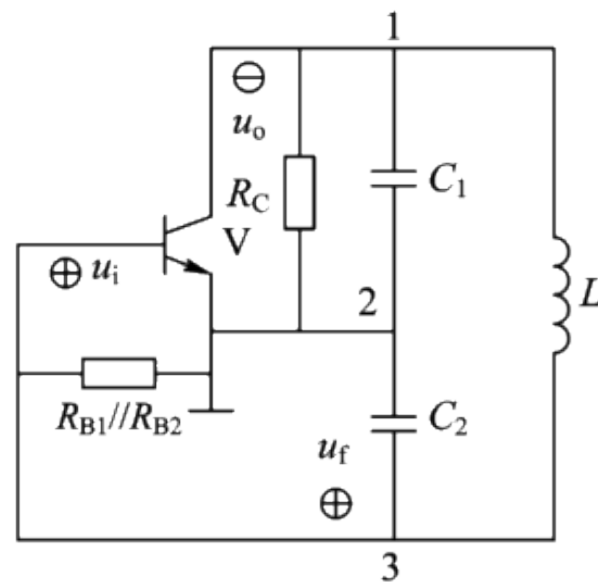
1. 电容三点式振荡电路

电容三点式振荡电路如图10.4.4(a)所示。它是在分压式偏置的共发射极放大电路的基础上，做了如下改动：将放大电路中的负载电阻 R_L 用电感 L 和电容 C_1 、 C_2 组成的谐振回路取代，谐振回路的三个端点1、2、3分别接到晶体管的集电极、发射极、基极(通过耦合电容 C_B)，将电容 C_2 两端的电压作为反馈信号，引入正反馈。图10.4.4(b)是其交流通路(因 C_B 、 C_E 容量比 C_1 、 C_2 大得多，对交流可视为短路)。

根据前面介绍的并联谐振电路的特点，当回路谐振时，电路是电阻性的，总电流很小，且支路电流总比总电流大很多，即流过 L 、 C_1 、 C_2 的电流比晶体管三个电极的电流大得多，因此在分析时可忽略流过晶体管电路的影响。根据图中所标的各电压对地的瞬时极性， u_o 与 u_i 反相， u_f 与 u_i 反相，因此 u_i 与 u_f 同相，满足自激振荡的相位平衡条件。



(a) 基本电路



(b) 交流通路

图 10.4.4 电容三点式正弦波振荡电路

通过选择合适的静态工作点(影响 A)和选取适当的电抗参数(影响 F)，使得起振时 $|AF|>1$ 。随着振荡幅度不断加大，晶体管逐渐进入非线性区， A 下降。当满足幅值平衡条件 $|AF|=1$ 时，振荡稳定下来。若忽略回路中的损耗和晶体管参数的影响，则可认为振荡频率近似等于 LC 回路的谐振频率，设 C_1 与 C_2 串联的等效电容为 C ，即珞

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} \quad (10.4.6)$$

但调节 f_0 要同时调节 C_1 、 C_2 ，并保持 C_1 、 C_2 的比值不变，很不方便，故该电路常用作固定频率输出，频率可达100 MHz。

为了能调节 f_0 ，又能进一步提高振荡频率，有时采用如图10.4.5所示的改进型电容三点式振荡电路(又称Clapp振荡电路)。该电路在电感支路串联一电容 C_3 ，选取 C_3 的容量比 C_1 和 C_2 小得多，所以电容 C_1 和 C_2 主要起分压和反馈作用，而振荡频率主要由 L 和 C_3 决定，故

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \quad (10.4.7)$$

调节 C_3 就可调节输出信号的频率。

另外，图10.4.4和图10.4.5还有一个差别，前者是共发射极接法，后者为共基极接法(在交流通路中基极是公共端)。

由于晶体管在共基极接法时的截止频率是共发射极接法时的 $\beta+1$ 倍，因此改进型电容三点式振荡电路输出的正弦波频率可以很高，能达到1000 MHz以上。

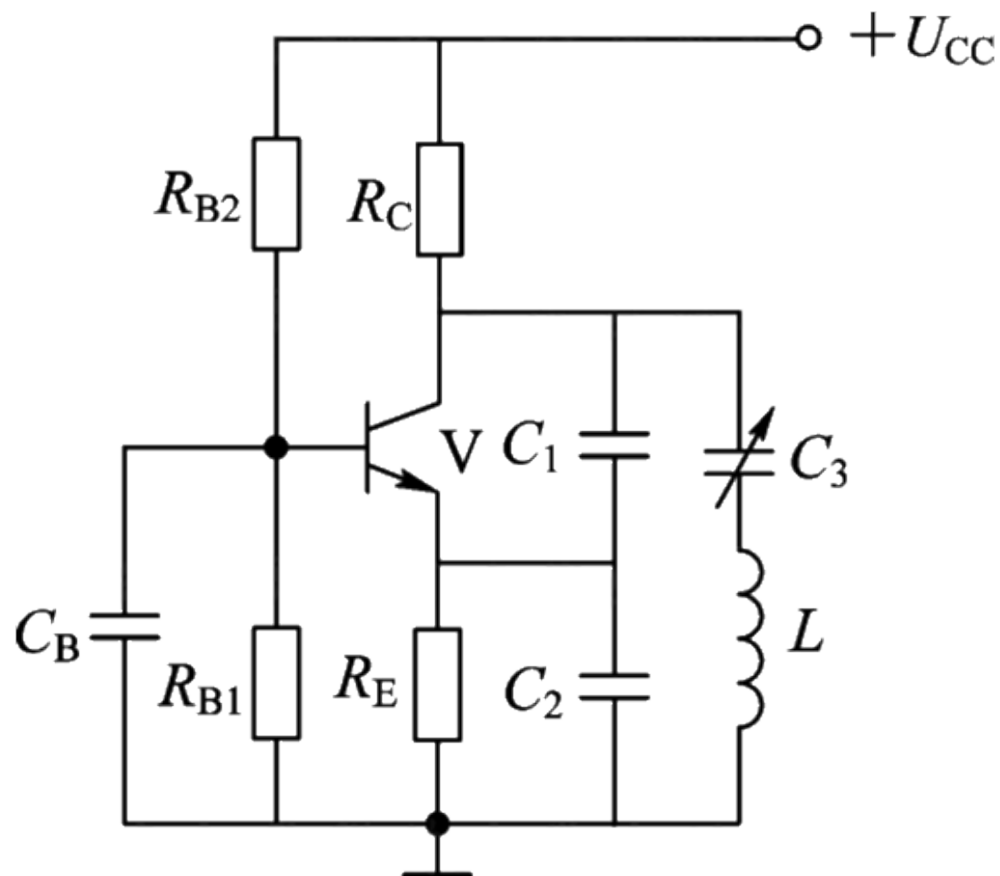


图 10.4.5 改进型电容三点式振荡电路

2. 电感三点式振荡电路

电感三点式振荡电路如图10.4.6(a)所示，图中，谐振回路三个端点中的1、3接晶体管的集电极、基极，而端点2接至直流电源 $+U_{CC}$ 。由于 $+U_{CC}$ 可通过 L_1 流过集电极电流，故不需要接入集电极电阻 R_C 。图10.4.6(b)是它的交流通路，图中端点2是接地的，反馈信号由电感分压后从 L_2 两端获得。若线圈1—2和2—3的自感分别为 L_1 和 L_2 ，两个线圈之间的互感为 M ，则两个线圈的总电感为 $L=L_1+L_2+2M$ 。可以近似认为，电路的振荡频率等于 LC 回路的谐振频率，即

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (10.4.8)$$

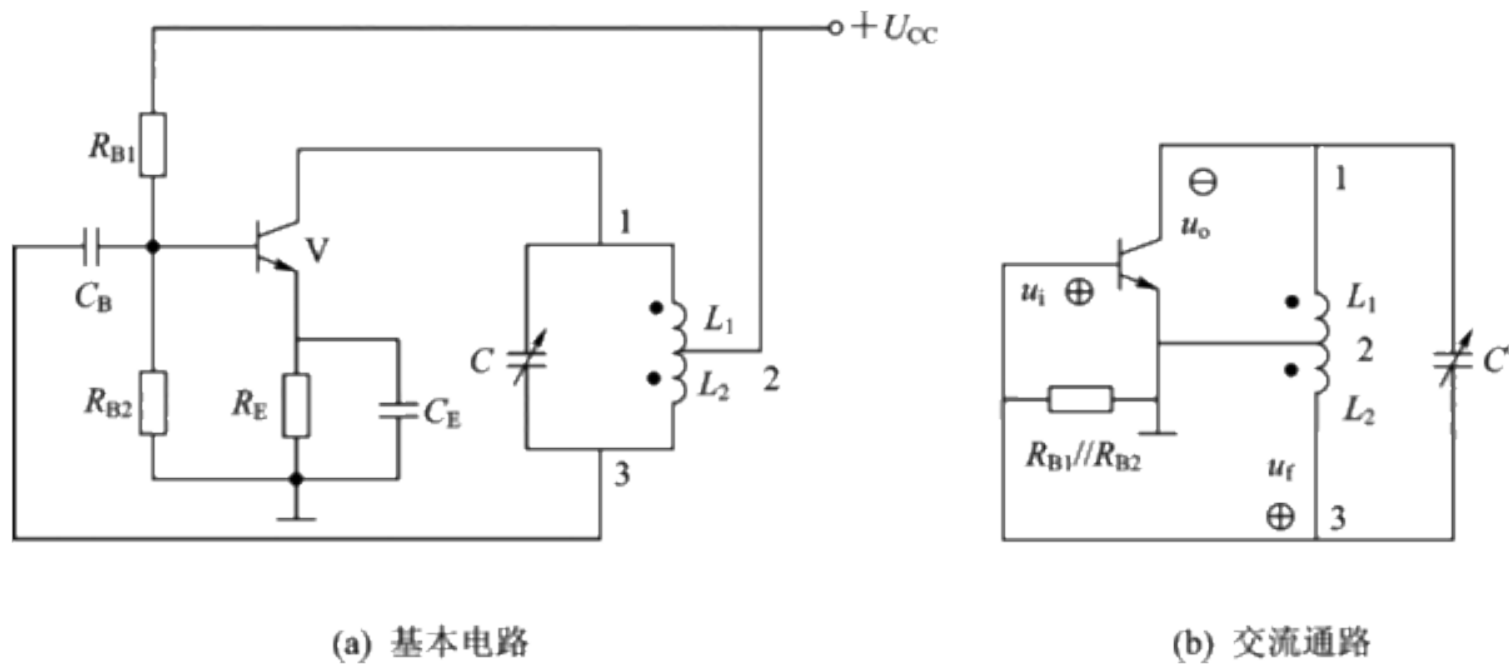


图 10.4.6 电感三点式振荡电路

从图10.4.6和式(10.4.8)可知，电感三点式振荡电路中，通过调节C就可以调节振荡频率。但由于反馈电压取自电感 L_2 ，对高次谐波阻抗大，反馈电压中高次谐波成分大，易产生高次谐波自激振荡，表现为有毛刺叠加在波形上，使输出波形产生失真，故工作频率不宜太高，常在几十兆赫以下。电容三点式振荡电路则不存在上述缺点，因为反馈电路取自 C_2 ，所以高次谐波分量小，输出波形好。

从图10.4.4到图10.4.6可以看出，它们的共同点都是从LC谐振回路引出三个端点，分别与放大管的三个电极相连接，故取名“三点式”。

综上所述，三点式LC正弦波振荡电路的幅值平衡条件主要通过提供合适的直流通路和选取恰当的电抗参数来加以满足。而相位平衡条件的满足必须遵循以下原则：

(1) 发射极两侧支路的电抗应为同一性质(均为感性或均为容性)。

(2) 基极与集电极之间支路的电抗应与发射极两侧支路的电抗不同性质。

任何违背这两个原则的连接，电路都不能满足相位条件，因而也不能成为三点式正弦波振荡电路。

严格地说，三点式 LC 振荡电路的振荡频率不仅与 L 、 C 有关，还与晶体管参数有关。而晶体管参数受温度影响，当温度发生变化时，振荡频率也会变化。



10.5 集成运算放大器的选择和使用

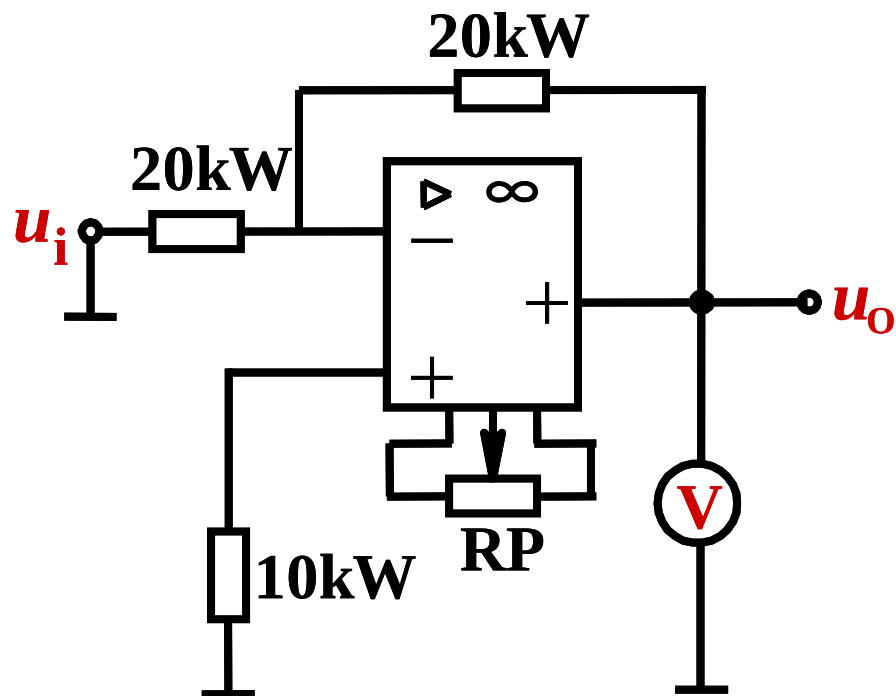
集成运算放大器的用途广泛，在使用前必须进行测试，使用中应注意其电参数和极限参数符合电路要求，同时还应注意以下问题。

1. 选用元件
2. 消振
3. 调零

为了提高集成运算放大器的精度,消除因失调电压和失调电流引起的误差,需要对集成运算放大器进行调零。

集成运算放大器的调零电路有两类，一类是内调零，集成运算放大器设有外接调零电路的引线端,按说明书连接即可，如常用的 $\mu A741$ ，其中电位器RP可选择 $10k\Omega$ 的电位器，如图所示。

3. 调零



$\mu A741$ 的调零电路

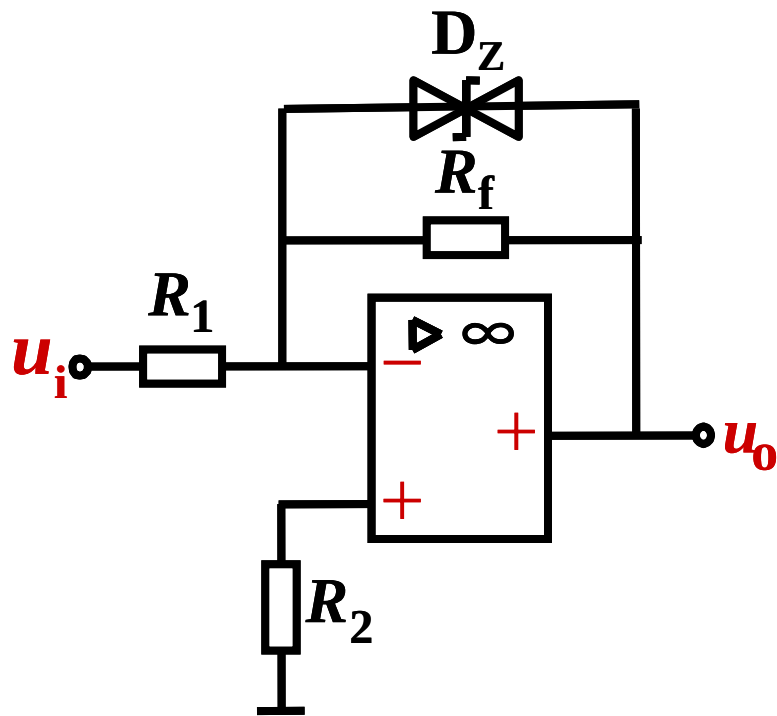
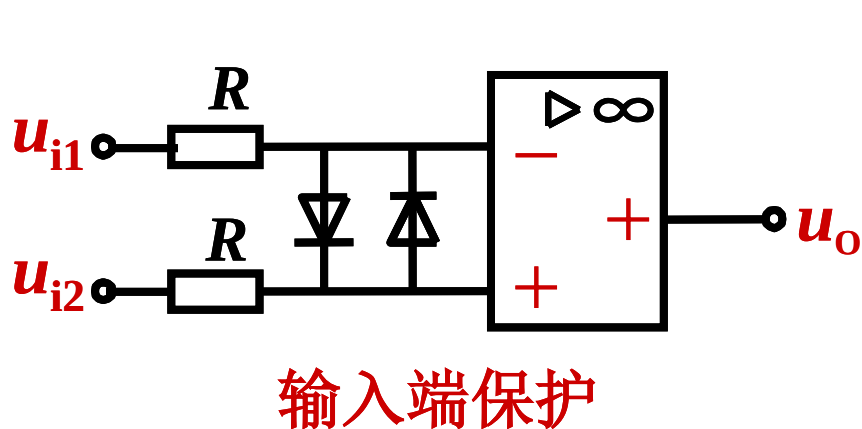
4. 保护

(1) 输入端保护

当输入端所加的电压过高时会损坏集成运算放大器，可在输入端加入两个反向并联的二极管，如图所示，将输入电压限制在二极管的正向压降以内。

4. 保护

(1) 输入端保护



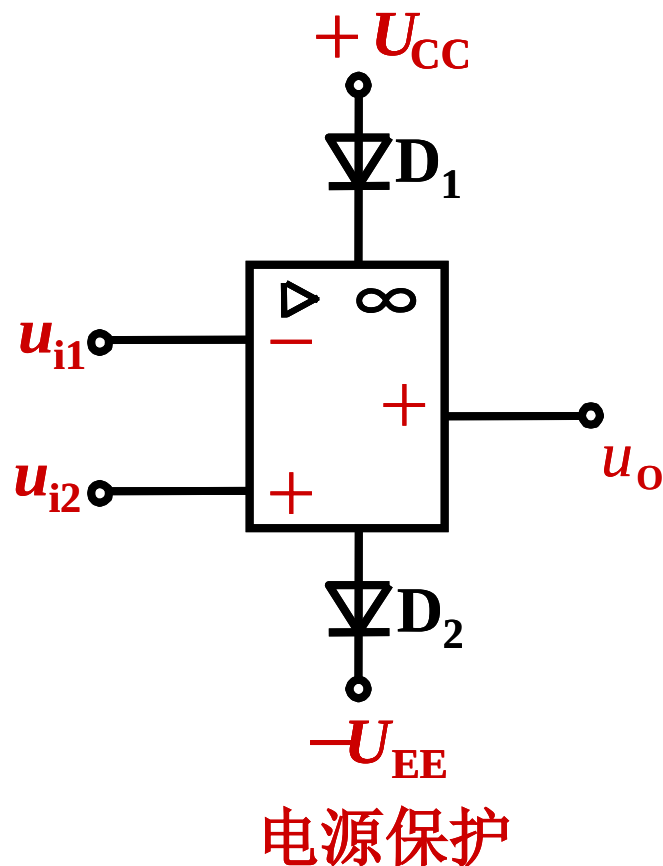
输出端保护

(2) 输出端保护

为了防止输出电压过大,可利用稳压管来保护, 如图所示, 将两个稳压管反向串联, 就可将输出电压限制在稳压管的稳压值 U_Z 的范围内。

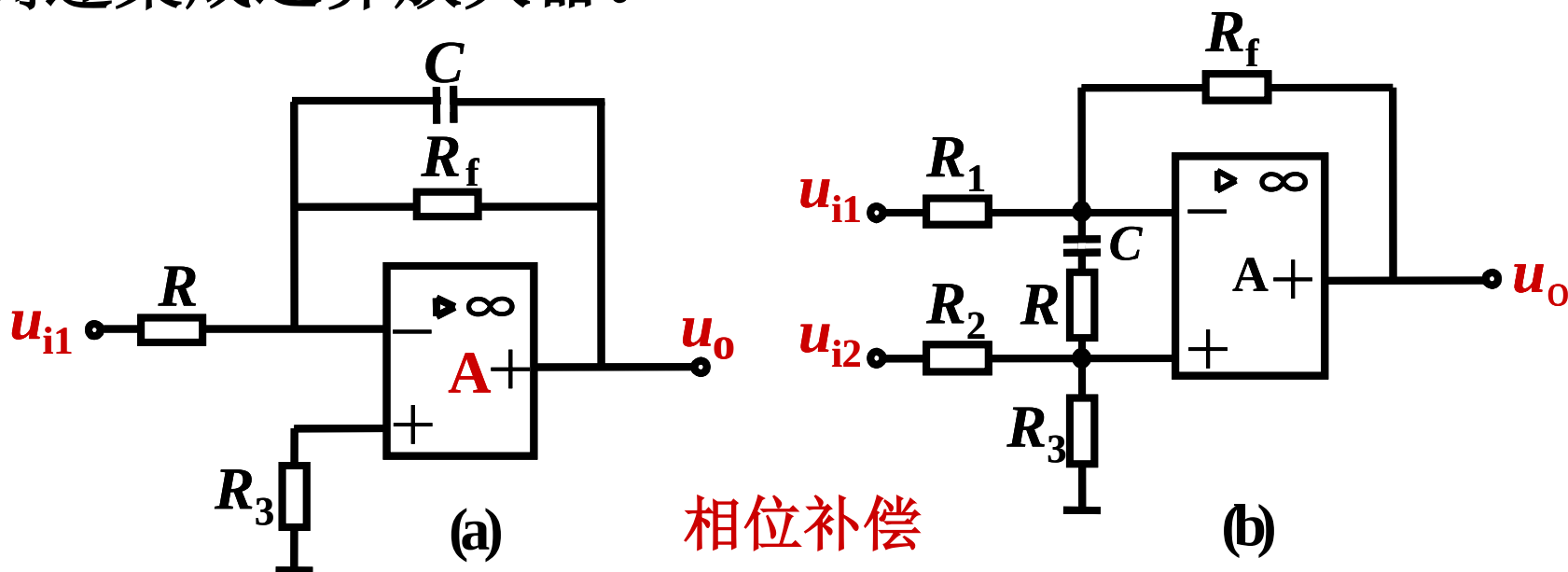
(3) 电源保护

为了防止正负电源接反，可用二极管保护，若电源接错，二极管反向截止，集成运算放大器上无电压，如图所示。

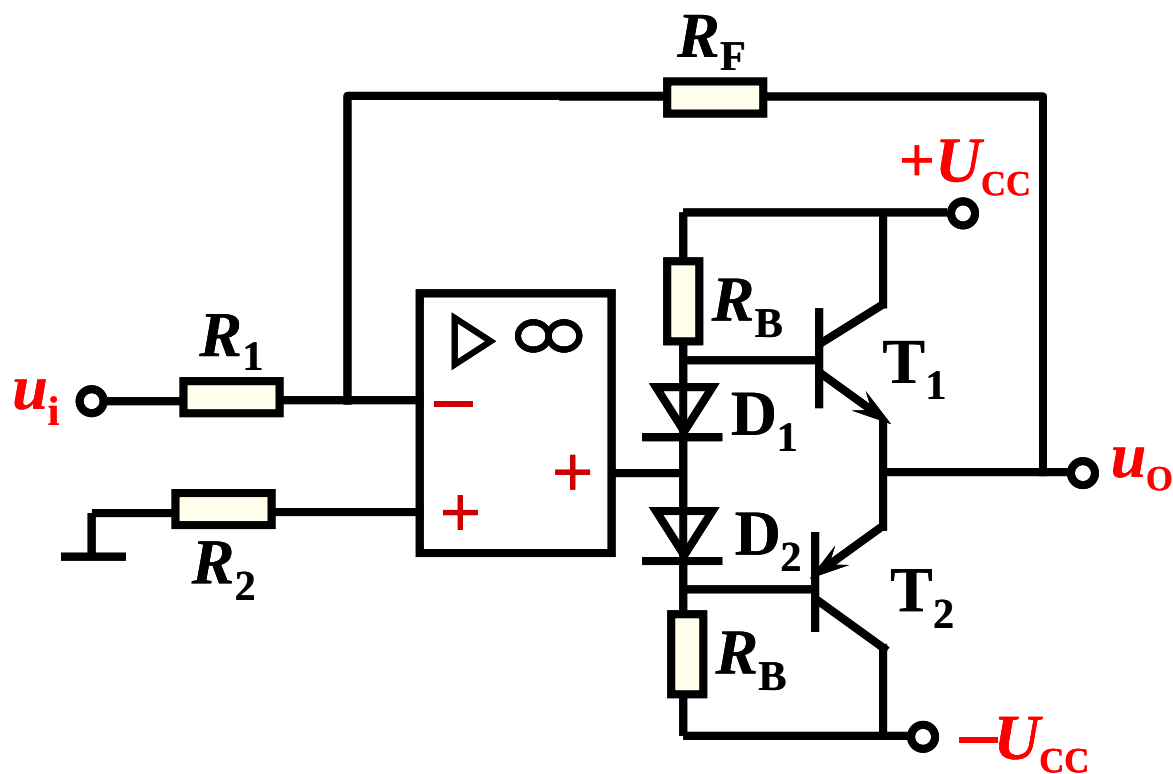


5. 相位补偿

集成运算放大器在实际使用中遇到最棘手的问题就是自激。要消除自激，通常是破坏自激形成的相位条件，这就是相位补偿，如图所示。其中，图(a)是输入分布电容和反馈电阻过大($>1\text{M}\Omega$)引起自激的补偿方法，图(b)中所接的 RC 为输入端补偿法，常用于高速集成运算放大器。



6. 扩大输出电流



在输出端加接一级互补电路扩大输出电流。