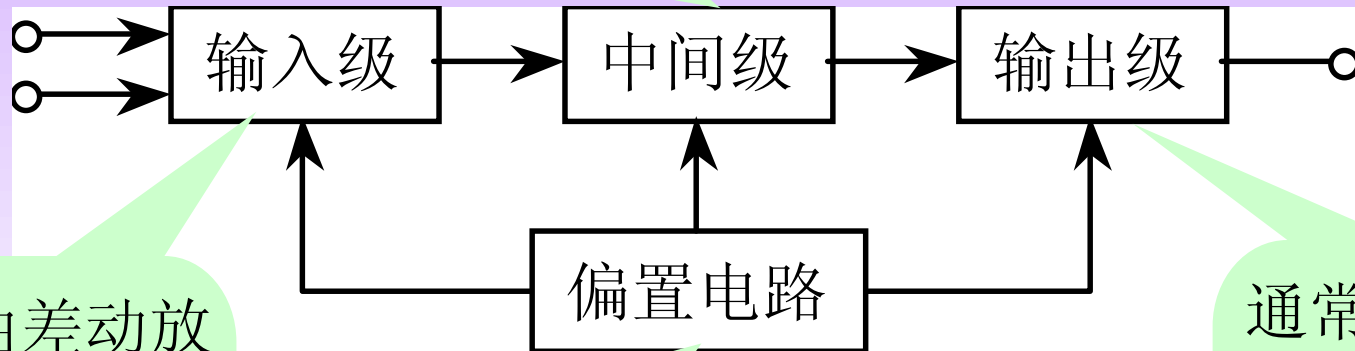


第10章 集成运算放大器

集成运算放大器简介

集成运算放大器的组成

通常由共发射极放大电路构成，目的是为了获得较高的电压放大倍数。

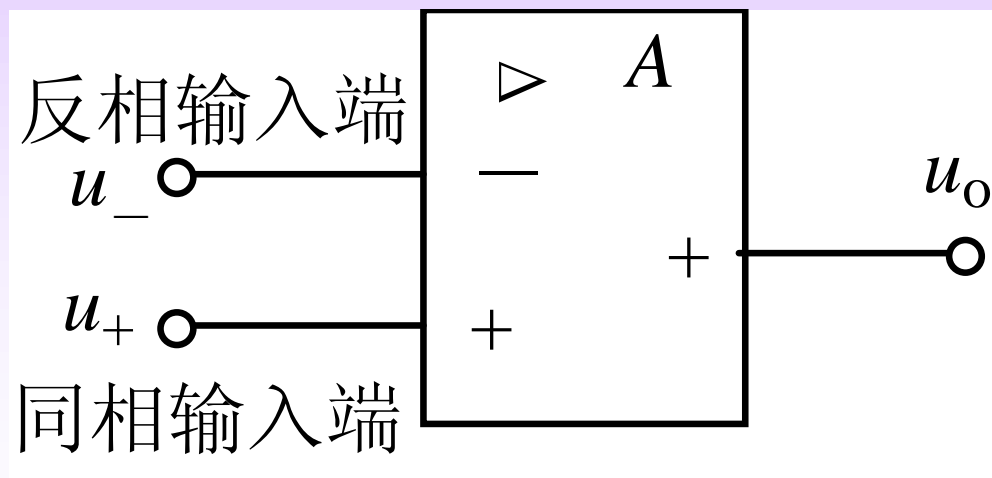


通常由差动放大电路构成，目的是为了减小放大电路的零点漂移、提高输入阻抗。

一般由各种恒流源电路构成，作用是给上述各级电路提供稳定、合适的偏置电流，决定各级的静态工作点。

通常由互补对称电路构成，目的是为了减小输出电阻，提高电路的带负载能力。

集成运放的电路符号如图所示。它有两个输入端，标“+”的输入端称为同相输入端，输入信号由此端输入时，输出信号与输入信号相位相同；标“-”的输入端称为反相输入端，输入信号由此端输入时，输出信号与输入信号相位相反。



集成运算放大器的主要参数及种类

1、集成运放的主要参数

(1) 差模开环电压放大倍数 A_{do} 。指集成运放本身（无外加反馈回路）的差模电压放大倍数，即 $A_{do} = \frac{u_o}{u_+ - u_-}$ 。它体现了集成运放的电压放大能力，一

般在 $10^4 \sim 10^7$ 之间。 A_{do} 越大，电路越稳定，运算精度也越高。

(2) 共模开环电压放大倍数 A_{co} 。指集成运放本身的共模电压放大倍数，它反映集成运放抗温漂、抗共模干扰的能力，优质的集成运放 A_{co} 应接近于零。

(3) 共模抑制比 K_{CMR} 。用来综合衡量集成运放的放大能力和抗温漂、抗共模干扰的能力，一般应大于 80dB。

(4) 差模输入电阻 r_{id} 。指差模信号作用下集成运放的输入电阻。

(5) 输入失调电压 U_{i0} 。指为使输出电压为零，在输入级所加的补偿电压值。它反映差动放大部分参数的不对称程度，显然越小越好，一般为毫伏级。

(6) 失调电压温度系数 $\Delta U_{i0} / \Delta T$ 。是指温度变化 ΔT 时所产生的失调电压变化 ΔU_{i0} 的大小，它直接影响集成运放的精确度，一般为几十 $\mu V / ^\circ C$ 。

(7) 转换速率 S_R 。衡量集成运放对高速变化信号的适应能力，一般为几 $V / \mu s$ ，若输入信号变化速率大于此值，输出波形会严重失真。

2、集成运放的种类

(1) 通用型。性能指标适合一般性使用，其特点是电源电压适应范围广，允许有较大的输入电压等，如 CF741 等。

(2) 低功耗型。静态功耗 $\leq 2\text{mW}$ ，如 XF253 等。

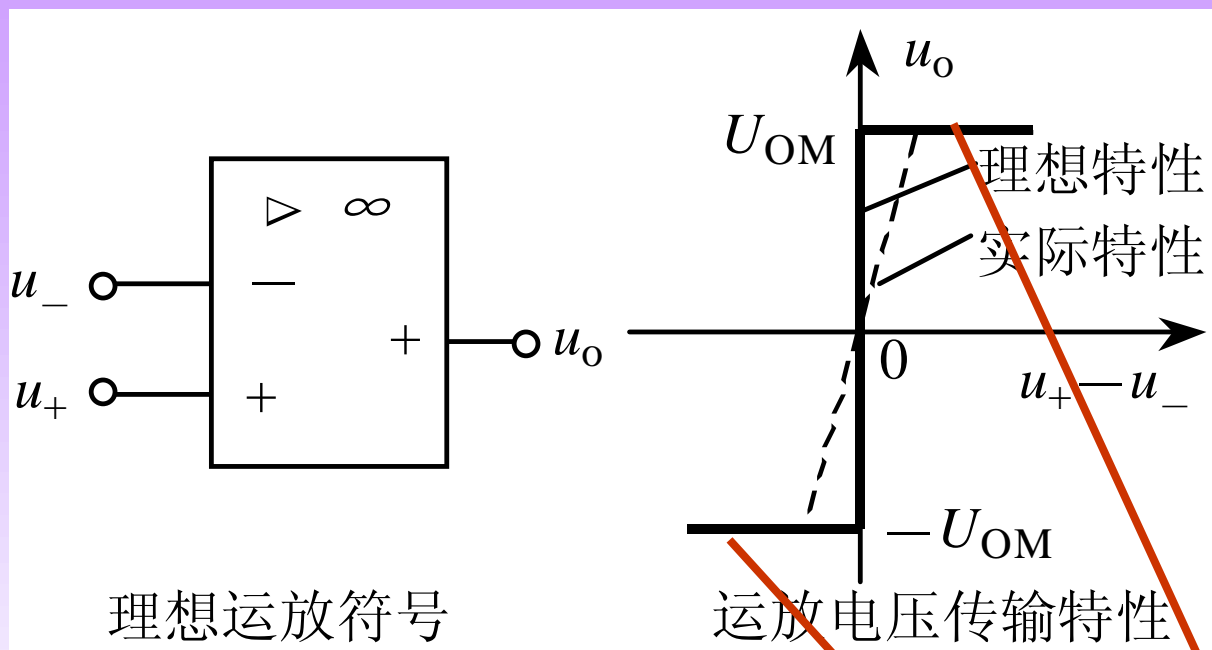
(3) 高精度型。失调电压温度系数在 $1\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 左右，能保证组成的电路对微弱信号检测的准确性，如 CF75、CF7650 等。

(4) 高阻型。输入电阻可达 $10^{12}\ \Omega$ ，如 F55 系列等。

还有宽带型、高压型等等。使用时须查阅集成运放手册，详细了解它们的各种参数，作为使用和选择的依据。

集成运算放大器的理想模型

集成运放的理想化参数： $A_{do}=\infty$ 、 $r_{id}=\infty$ 、 $r_o=0$ 、 $K_{CMR}=\infty$ 、等



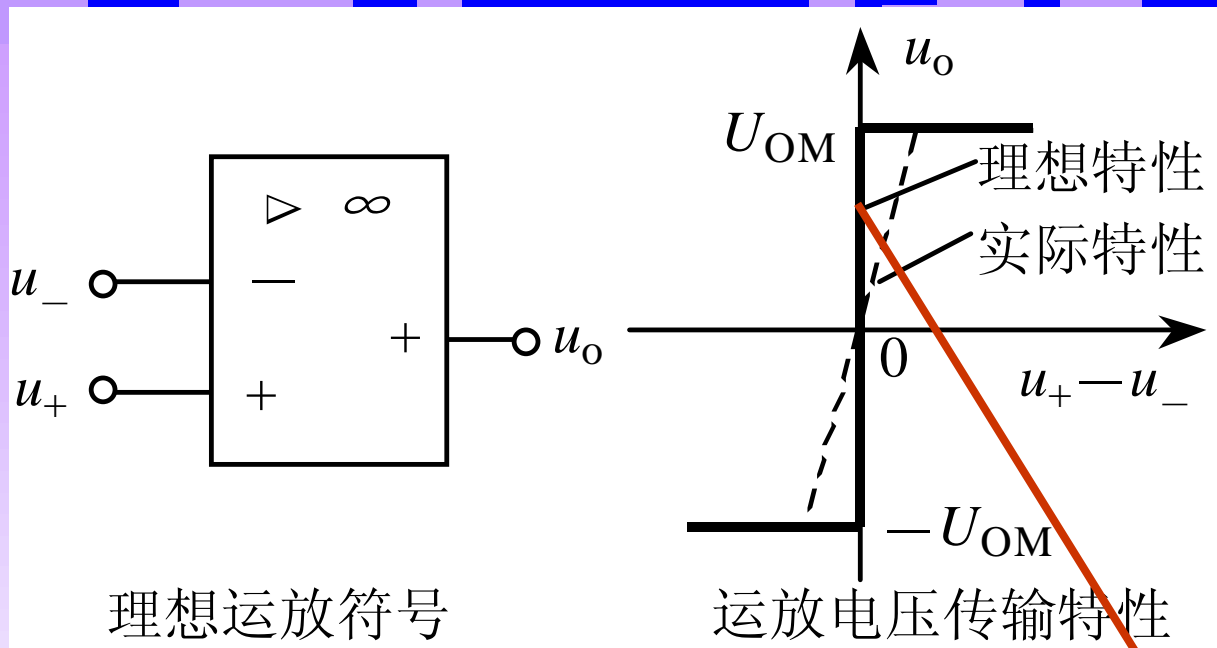
非线性区分析依据:

当 $u_i > 0$, 即 $u_+ > u_-$ 时, $u_o = + u_{OM}$

当 $u_i < 0$, 即 $u_+ < u_-$ 时, $u_o = - u_{OM}$

非线性区 (饱和区)

集成运放的理想化参数： $A_{do}=\infty$ 、 $r_{id}=\infty$ 、 $r_o=0$ 、 $K_{CMR}=\infty$ 、等



线性区（放大区）

线性区分析依

据1) 虚断。由 $r_{id}=\infty$ ，得 $i_+=i_-=0$ ，即理想运放两个输入端的输入电流为零。

(2) 虚短。由 $A_{do}=\infty$ ，得 $u_+=u_-$ ，即理想运放两个输入端的电位相等。若信号从反相输入端输入，而同相输入端接地，则 $u_-=u_+=0$ ，即反相输入端的电位为地电位，通常称为虚地。

模拟运算电路

比例运算电路

1、反相输入比例运算电路

根据运放工作在线性区的两条分析依据可知： $i_1 = i_f$ ， $u_- = u_+ = 0$

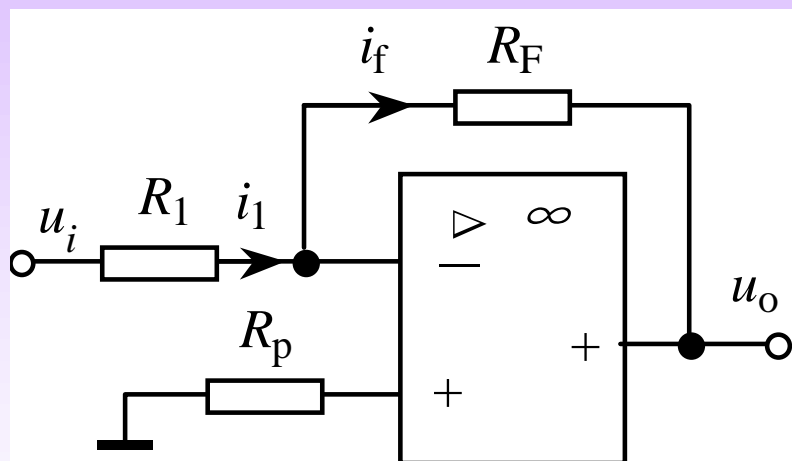
而

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

$$i_f = \frac{u_- - u_o}{R_F} = -\frac{u_o}{R_F}$$

由此可得：
$$u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_i$$

式中的负号表示输出电压与输入电压的相位相反。

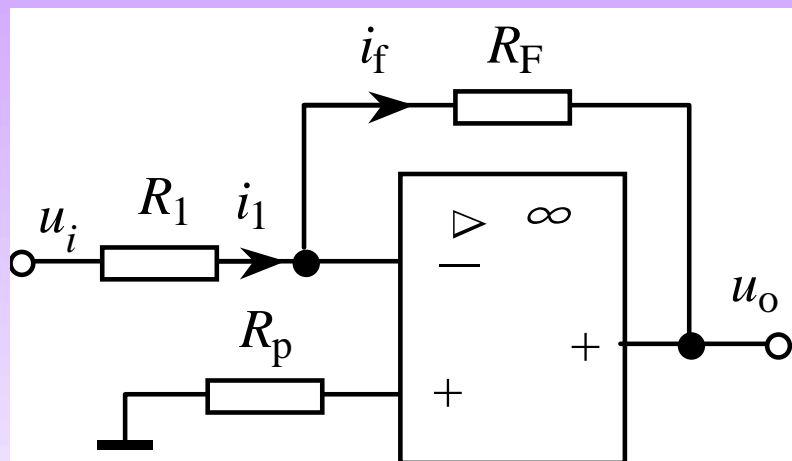


闭环电压放大倍数为：

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

当 $R_F = R_1$ 时， $u_o = -u_i$ ，
即 $A_{uf} = -1$ ，该电路就成了反相器。

图中电阻 R_p 称为平衡电阻，通常取 $R_p = R_1 // R_F$ ，以保证其输入端的电阻平衡，从而提高差动电路的对称性。



2、同相输入比例运算电路

根据运放工作在线性区的两条分析

依据可知：

$$i_1 = i_f, \quad u_- = u_+ = u_i$$

而

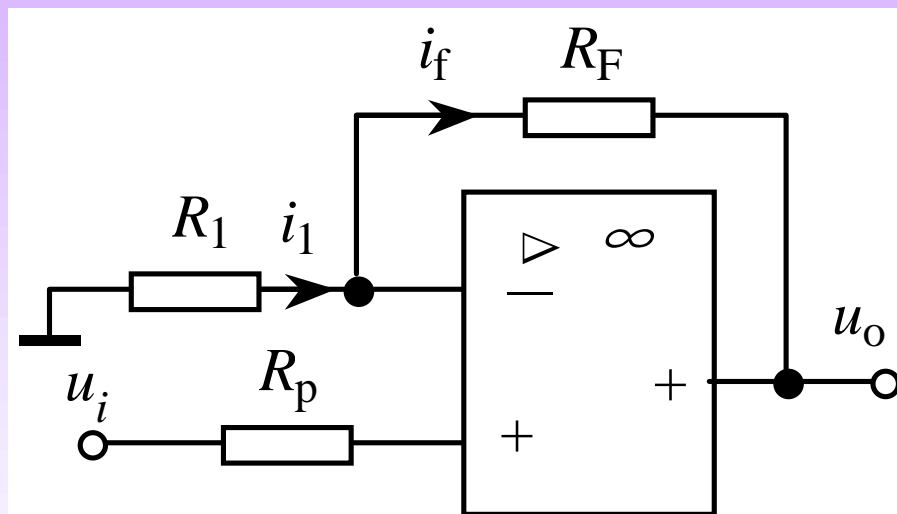
$$i_1 = \frac{0 - u_-}{R_1} = -\frac{u_i}{R_1}$$

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

由此可得：

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

输出电压与输入电压的相位相同。

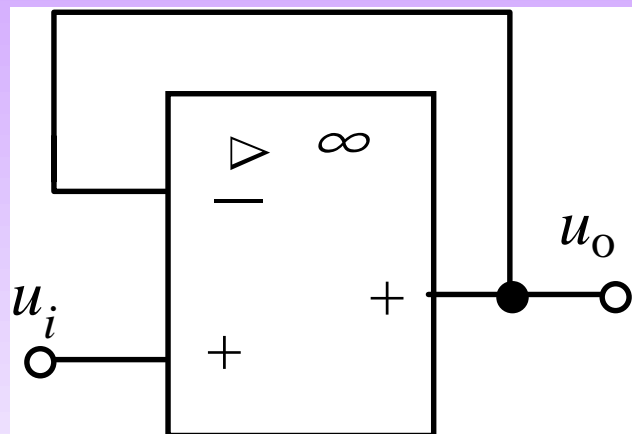


同反相输入比例运算电路一样，为了提高差动电路的对称性，平衡电阻 $R_p = R_1 // R_F$ 。

闭环电压放大倍数为：

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

可见同相比例运算电路的闭环电压放大倍数必定大于或等于 1。当 $R_f = 0$ 或 $R_1 = \infty$ 时， $u_o = u_i$ ，即 $A_{uf} = 1$ ，这时输出电压跟随输入电压作相同的变化，称为电压跟随器。



电压跟随器

加法和减法运算电路

1、加法运算电路

根据运放工作在线性区的两条分析依据可知：

$$i_f = i_1 + i_2$$

$$i_1 = \frac{u_{i1}}{R_1}, \quad i_2 = \frac{u_{i2}}{R_2}, \quad i_f = -\frac{u_o}{R_F}$$

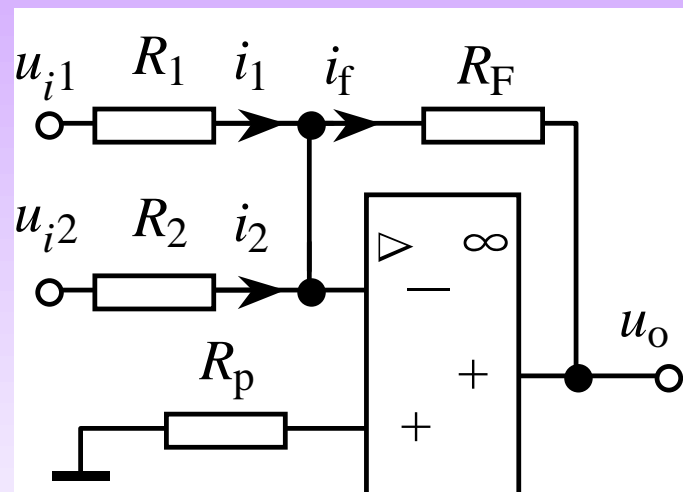
由此可得：

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

若 $R_1 = R_2 = R_F$ ，则：

$$u_o = -(u_{i1} + u_{i2})$$

可见输出电压与两个输入电压之间是一种反相输入加法运算关系。这一运算关系可推广到有更多个信号输入的情况。平衡电阻 $R_p = R_1 // R_2 // R_F$ 。



2、减法运算电路

由叠加定理:

u_{i1} 单独作用时为反相输入比例运算电路, 其输出电压为:

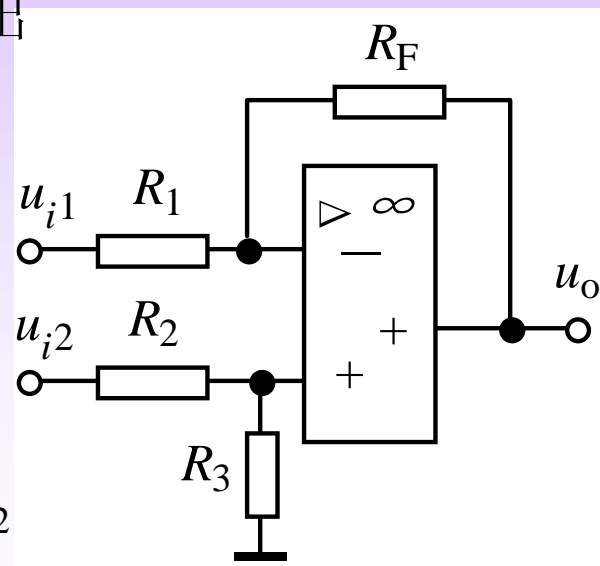
$$u'_o = -\frac{R_F}{R_1} u_{i1}$$

u_{i2} 单独作用时为同相输入比例运算, 其输出电压为:

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

u_{i1} 和 u_{i2} 共同作用时, 输出电压为:

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



若 $R_3 = \infty$ （断开），则：

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

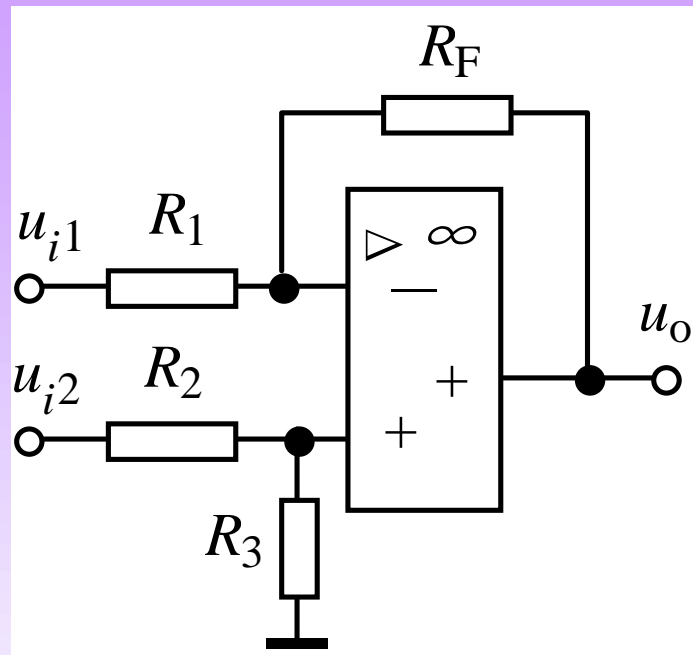
若 $R_1 = R_2$ ，且 $R_3 = R_F$ ，则：

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

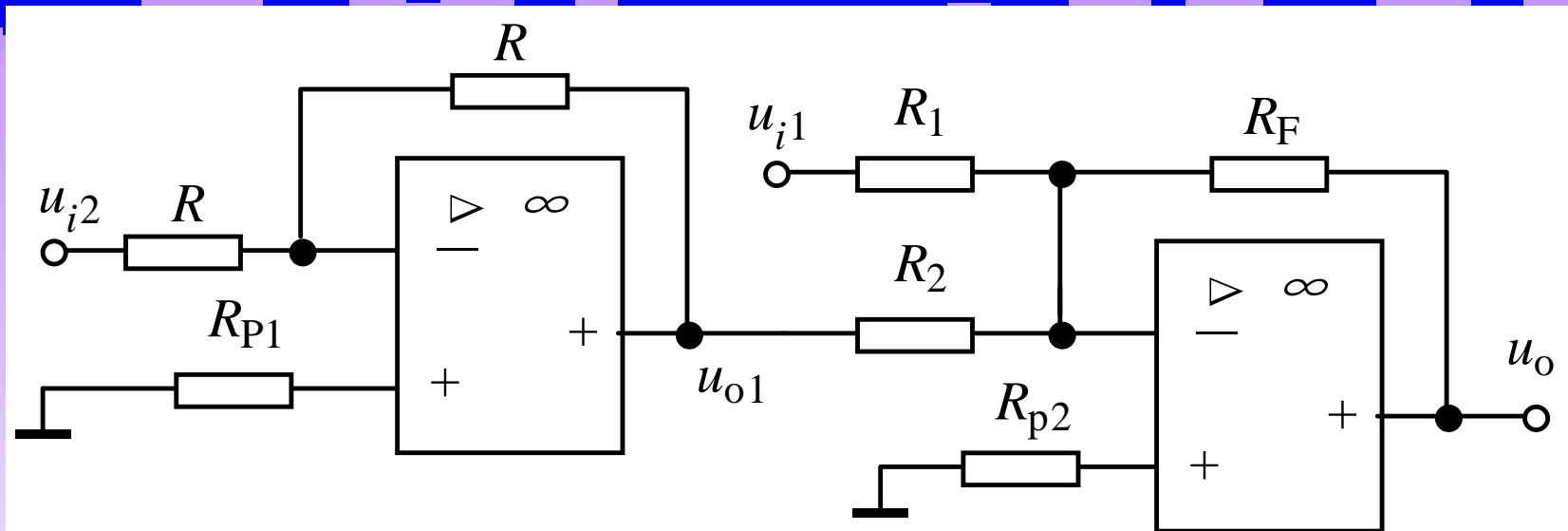
若 $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$ ，则：

$$u_o = u_{i2} - u_{i1}$$

由此可见，输出电压与两个输入电压之差成正比，实现了减法运算。该电路又称为差动输入运算电路或差动放大电路。



例：求图示电路中 u_o 与 u_{i1} 、 u_{i2} 的关系。

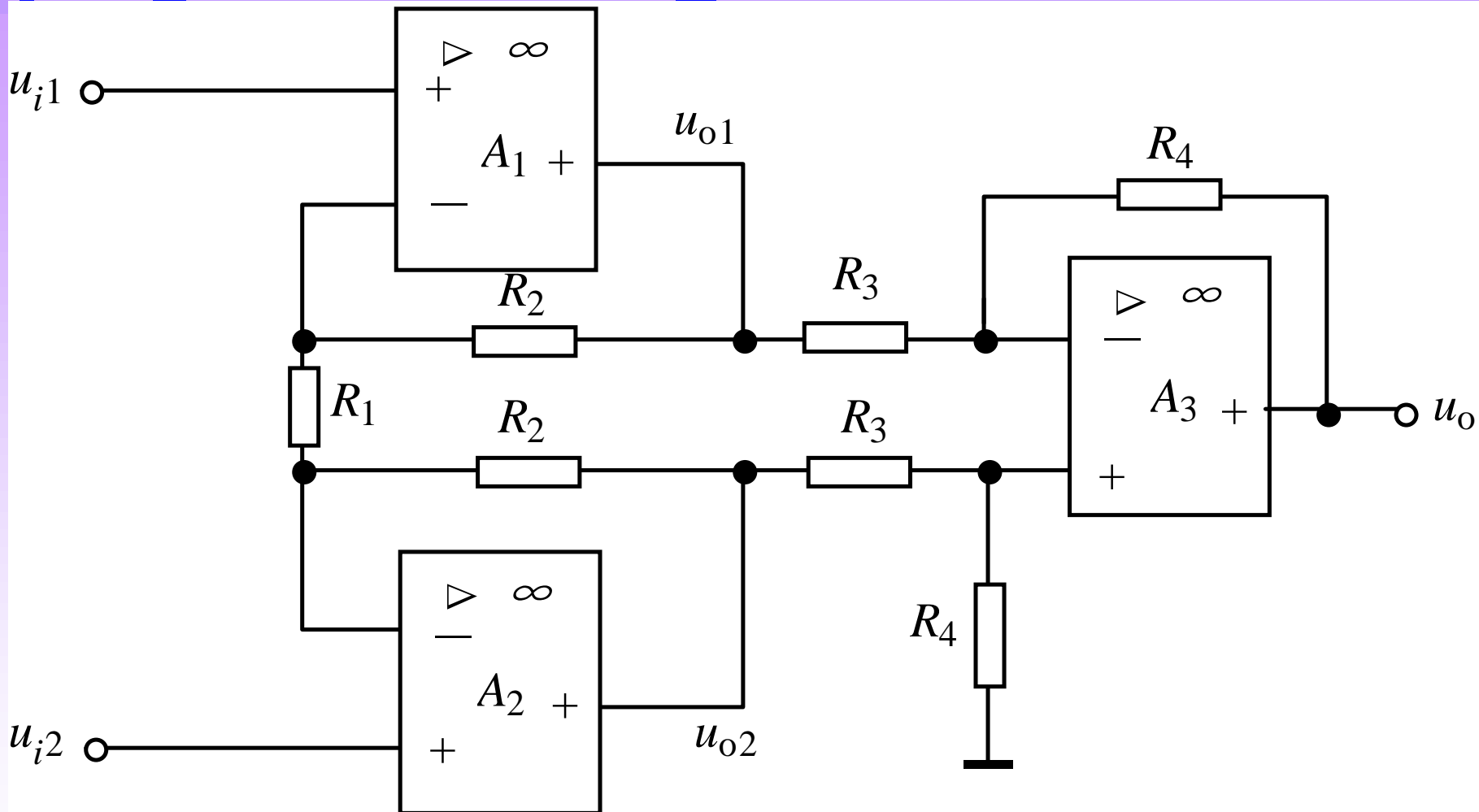


解：电路由第一级的反相器和第二级的加法运算电路级联而成。

$$u_{o1} = -u_{i2}$$

$$u_o = -\left(\frac{R_F}{R_1} u_{i1} + \frac{R_F}{R_2} u_{o1}\right) = \frac{R_F}{R_2} u_{i2} - \frac{R_F}{R_1} u_{i1}$$

例：求图示电路中 u_o 与 u_i 的关系。



解：电路由两级放大电路组成。第一级由运放 A_1 、 A_2 组成，它们都是同相输入，输入电阻很高，并且由于电路结构对称，可抑制零点漂移。根据运放工作在线性区的两条分析依据可知：

$$u_{1-} = u_{1+} = u_{i1}$$

$$u_{2-} = u_{2+} = u_{i2}$$

$$u_{i1} - u_{i2} = u_{1-} - u_{2-} = \frac{R_1}{R_1 + 2R_2} (u_{o1} - u_{o2})$$

故：

$$u_{o1} - u_{o2} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (u_{i1} - u_{i2})$$

第二级是由运放 A_3 构成的差动放大电路，其输出电压为：

$$u_o = \frac{R_4}{R_3} (u_{o2} - u_{o1}) = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (u_{i1} - u_{i2})$$

电压放大倍数为：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

积分和微分运算电路

1、积分运算电路

由于反相输入端虚地，且 $i_+ = i_-$ ，
由图可得：

$$i_R = i_C$$
$$i_R = \frac{u_i}{R}, \quad i_C = C \frac{du_C}{dt} = -C \frac{du_o}{dt}$$

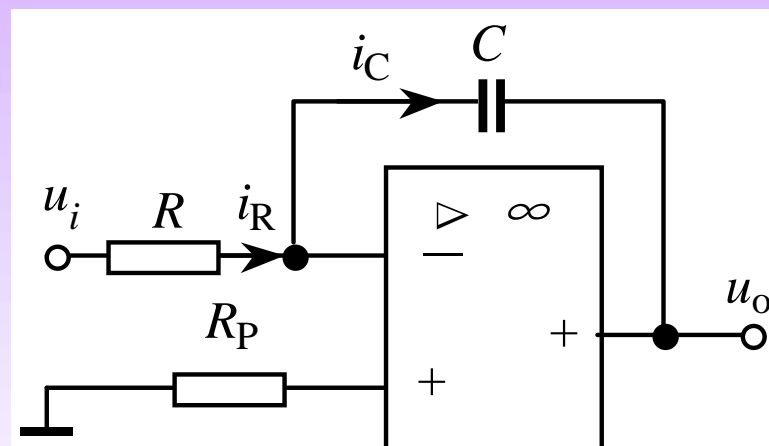
由此可得：

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

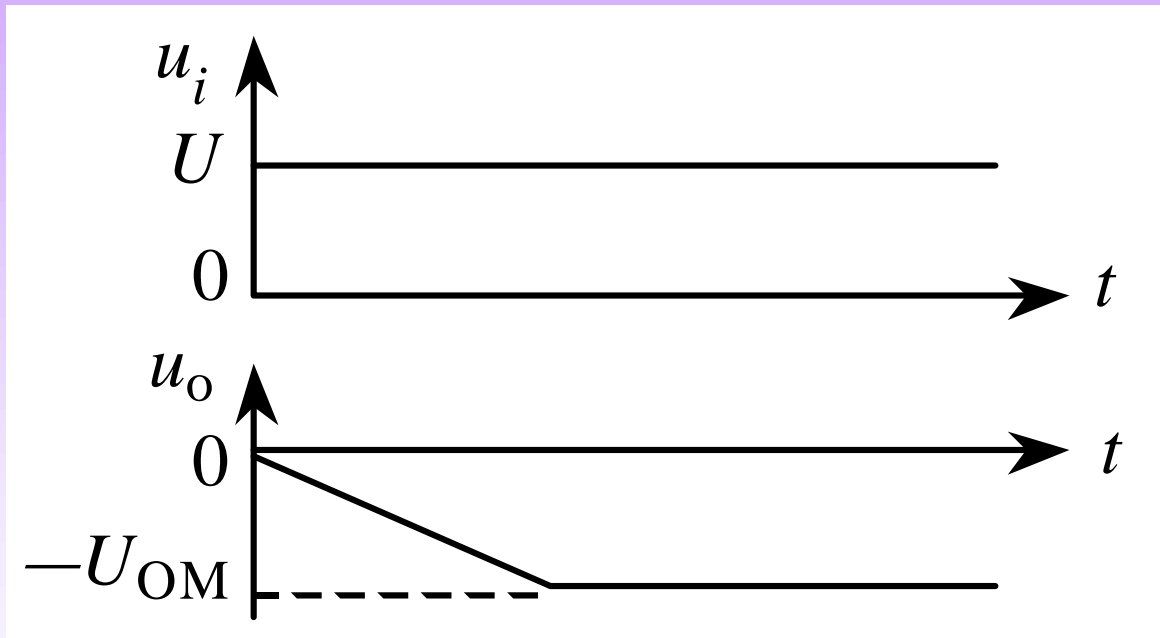
输出电压与输入电压对时间的积分成正比。

若 u_i 为恒定电压 U ，则输出电压 u_o 为：

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



u_i 为恒定电压时积分电路 u_o 的波形



2、微分运算电路

由于反相输入端虚地，且 $i_+ = i_-$ ，由图可得：

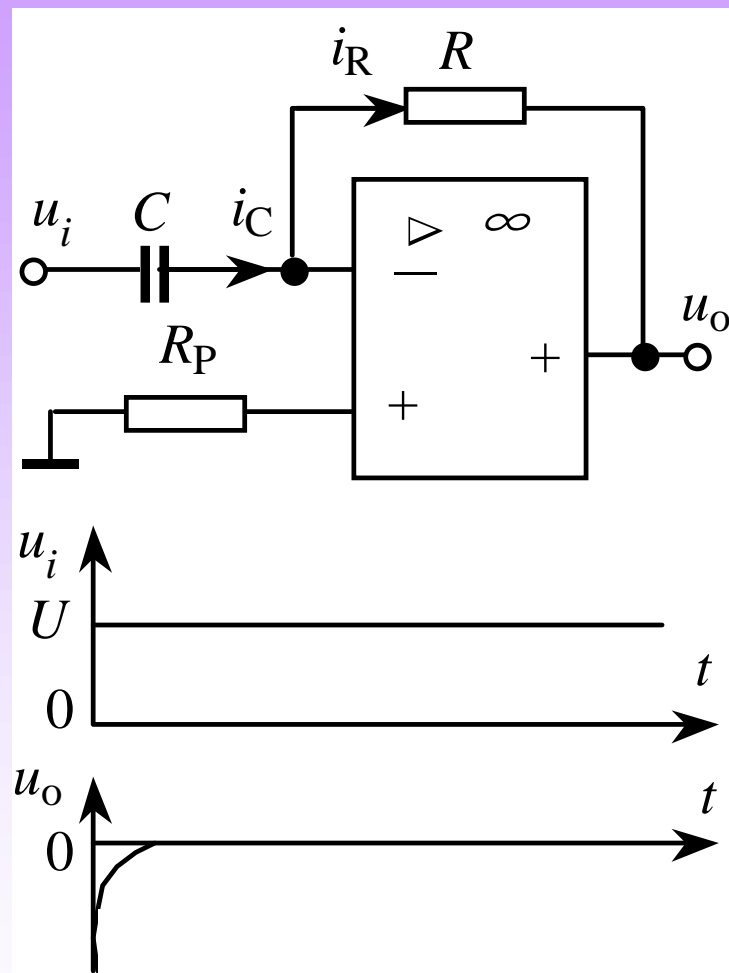
$$i_R = i_C$$
$$i_R = -\frac{u_o}{R}, \quad i_C = C \frac{du_C}{dt} = C \frac{du_i}{dt}$$

由此可得：

$$u_o = -RC \frac{du_i}{dt}$$

输出电压与输入电压对时间的微分成正比。

若 u_i 为恒定电压 U ，则在 u_i 作用于电路的瞬间，微分电路输出一个尖脉冲电压，波形如图所示。

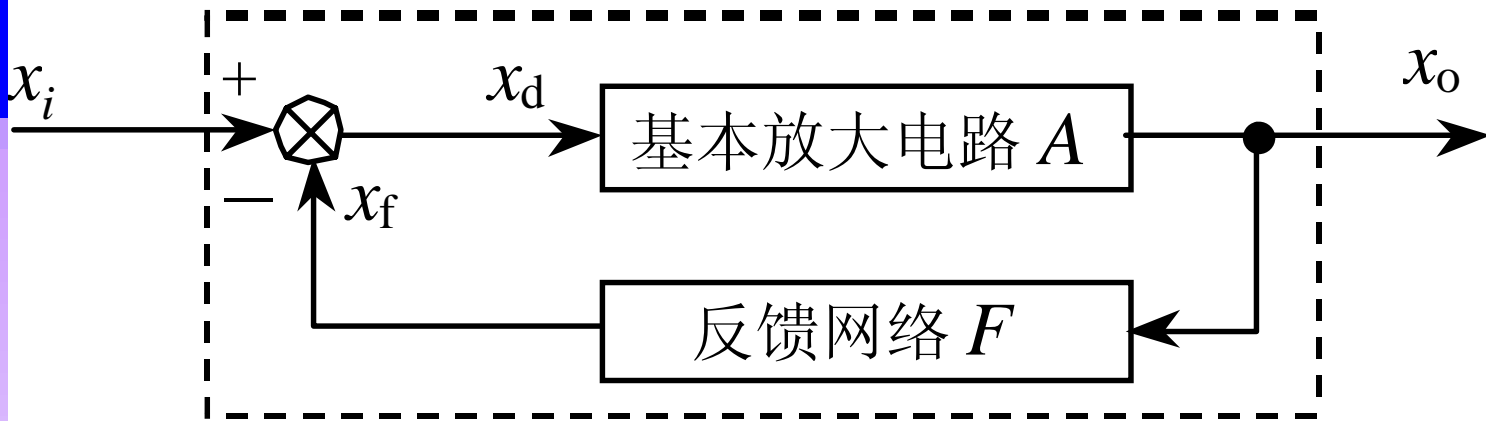


放大电路中的负反馈

反馈的基本概念

反馈：将放大电路输出信号（电压或电流）的一部分或全部，通过某种电路（反馈电路）送回到输入回路，从而影响输入信号的过程。

反馈到输入回路的信号称为反馈信号。根据反馈信号对输入信号作用的不同，反馈可分为正反馈和负反馈两大类型。**反馈信号增强输入信号的叫做正反馈**；**反馈信号削弱输入信号的叫做负反馈**。



负反馈放大电路的原理框图

$$x_d = x_i - x_f$$

$$x_o = Ax_d$$

$$x_f = Fx_o$$

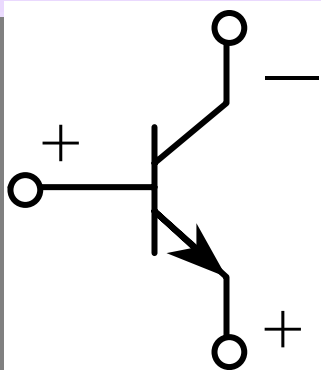
若 x_i 、 x_f 和 x_d 三者同相，则 $x_d > x_i$ ，即反馈信号起了削弱净输入信号的作用，引入的是负反馈。

反馈放大电路的放大倍数为：

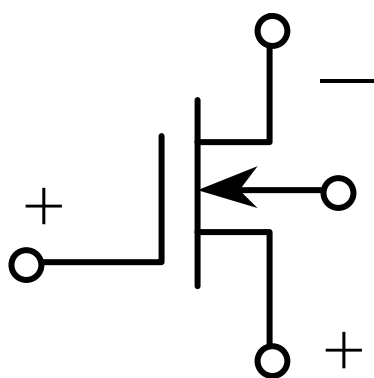
$$A_f = \frac{x_o}{x_i} = \frac{x_o}{x_d + x_f} = \frac{A}{1 + AF}$$

通常称 A_f 为反馈放大器的闭环放大倍数， A 为开环放大倍数， $|1 + AF|$ 为反馈深度。从上式可知，若 $|1 + AF| > 1$ ，则 $A_f < A$ ，说明引入反馈后，由于净输入信号的减小，使放大倍数降低了，引入的是负反馈，且反馈深度的值越大（即反馈深度越深），负反馈的作用越强， A_f 也越小。若 $|1 + AF| < 1$ ，则 $A_f > A$ ，说明引入反馈后，由于净输入信号的增强，使放大倍数增大了，引入的是正反馈。

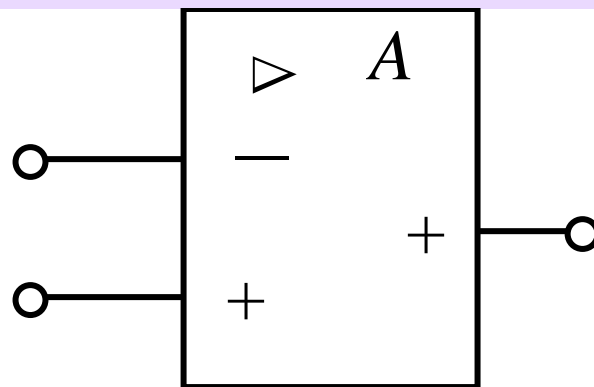
反馈的正、负极性通常采用瞬时极性法判别。晶体管、场效应管及集成运算放大器的瞬时极性如图所示。晶体管的基极（或栅极）和发射极（或源极）瞬时极性相同，而与集电极（或漏极）瞬时极性相反。集成运算放大器的同相输入端与输出端瞬时极性相同，而反相输入端与输出端瞬时极性相反。



(a) 晶体管

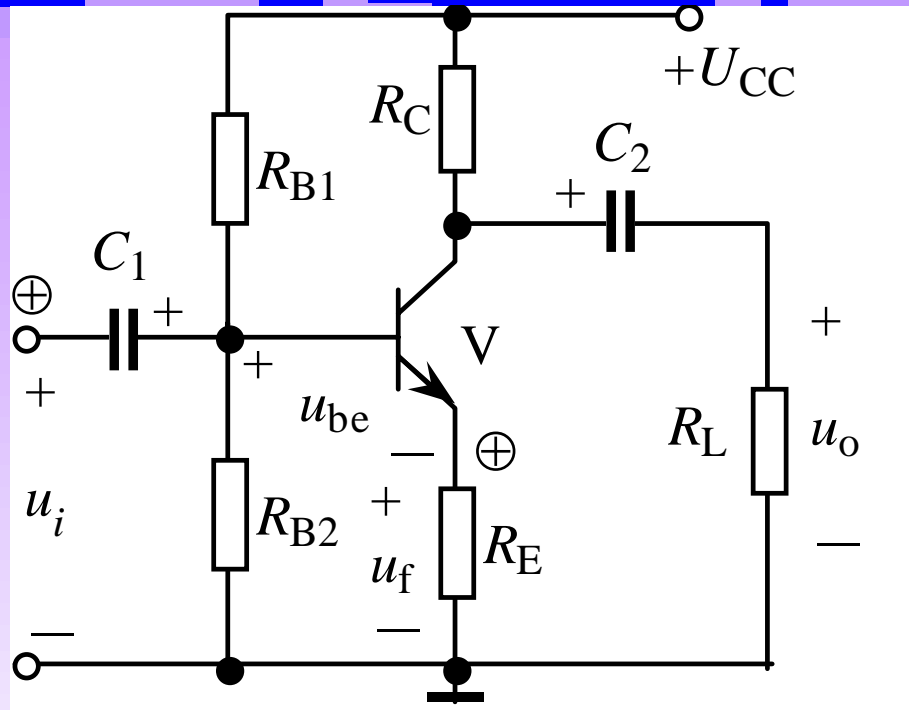


(b) 场效应管



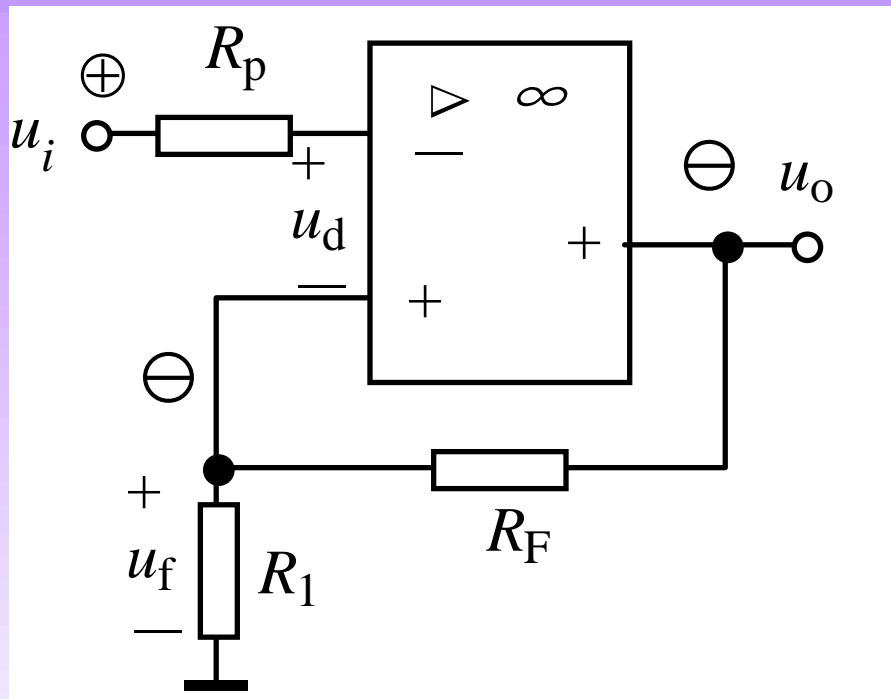
(c) 集成运算放大器

例：判断图示电路的反馈极性。



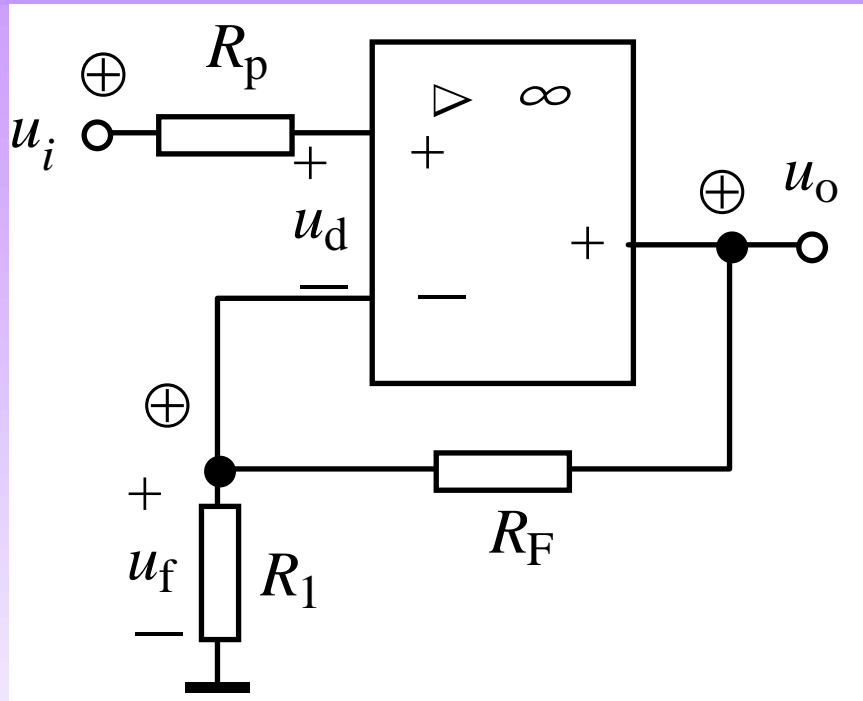
解：设基极输入信号 u_i 的瞬时极性为正，则发射极反馈信号 u_f 的瞬时极性亦为正，发射结上实际得到的信号 u_{be} （净输入信号）与没有反馈时相比减小了，即反馈信号削弱了输入信号的作用，故可确定为负反馈。

例：判断图示电路的反馈极性。



解：设输入信号 u_i 瞬时极性为正，则输出信号 u_o 的瞬时极性为负，经 R_F 返送回同相输入端，反馈信号 u_f 的瞬时极性为正，净输入信号 u_d 与没有反馈时相比增大了，即反馈信号增强了输入信号的作用，故可确定为正反馈。

例：判断图示电路的反馈极性。



解：设输入信号 u_i 瞬时极性为正，则输出信号 u_o 的瞬时极性为正，经 R_F 返送回反相输入端，反馈信号 u_f 的瞬时极性为正，净输入信号 u_d 与没有反馈时相比减小了，即反馈信号削弱了输入信号的作用，故可确定为负反馈。

反馈的类型及其判别

根据反馈信号是取自输出电压还是取自输出电流，可分为电压反馈和电流反馈。**电压反馈**的反馈信号 x_f 取自输出电压 u_o ， x_f 与 u_o 成正比。**电流反馈**的反馈信号 x_f 取自输出电流 i_o ， x_f 与 i_o 成正比。

电压反馈和电流反馈的判别，通常是将放大电路的输出端交流短路（即令 $u_o=0$ ），若反馈信号消失，则为电压反馈，否则为电流反馈。

根据反馈网络与基本放大电路在输入端的连接方式，可分为串联反馈和并联反馈。**串联反馈**的反馈信号和输入信号以电压串联方式叠加， $u_d = u_i - u_f$ ，以得到基本放大电路的输入电压 u_d 。**并联反馈**的反馈信号和输入信号以电流并联方式叠加， $i_d = i_i - i_f$ ，以得到基本放大电路的输入电流 i_i 。

串联反馈和并联反馈可以根据电路结构判别。当反馈信号和输入信号接在放大电路的同一点（另一点往往是接地点）时，一般可判定为并联反馈；而接在放大电路的不同点时，一般可判定为串联反馈。

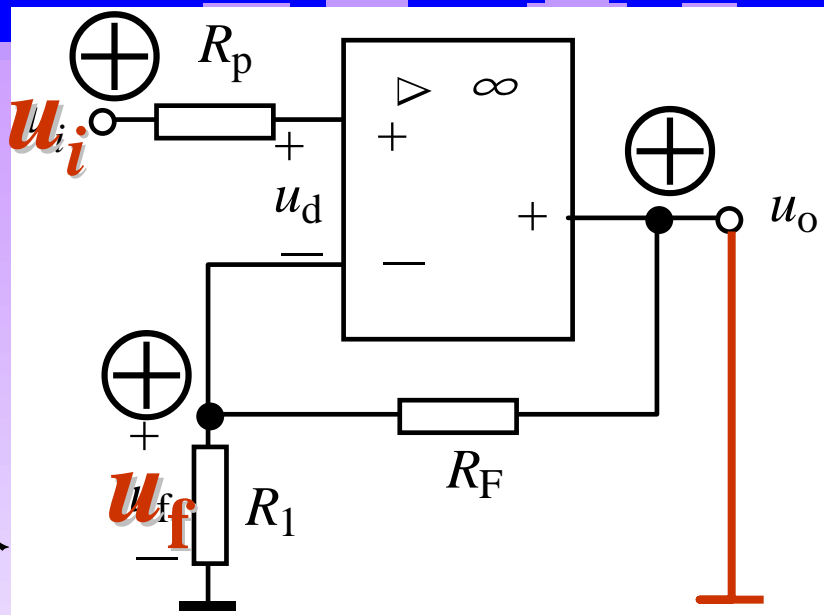
综合以上两种情况，可构成**电压串联**、**电压并联**、**电流串联**和**电流并联**4种不同类型的**负反馈**放大电路。

1、电压串联负反馈

①设输入信号 u_i 瞬时极性为正，则输出信号 u_o 的瞬时极性为正，经 R_F 返送回反相输入端，反馈信号 u_f 的瞬时极性为正，净输入信号 u_d 与没有反馈时相比减小了，即反馈信号削弱了输入信号的作用，故为负反馈。

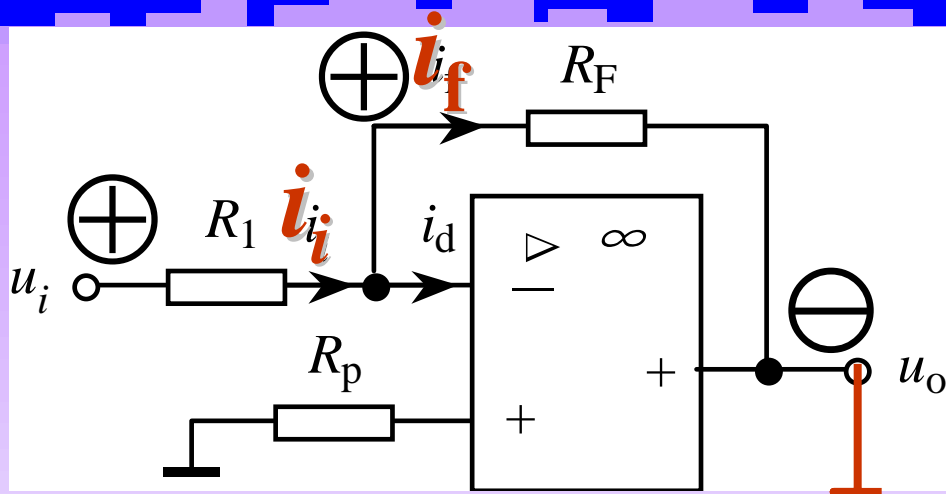
②将输出端交流短路， R_F 直接接地，反馈电压 $u_f=0$ ，即反馈信号消失，故为电压反馈。

③输入信号 u_i 加在集成运算放大器的同相输入端和地之间，而反馈信号 u_f 加在集成运算放大器的反相输入端和地之间，不在同一点，故为串联反馈。



2、电压并联负反馈

①设输入信号 u_i (i_i) 瞬时极性为正，则输出信号 u_o 的瞬时极性为负，流经 R_F 的电流（反馈信号） i_f 的方向与图示参考方向相同，即 i_f 瞬时极性为正，净输入信号 i_d 与没有反馈时相比减小了，即反馈信号削弱了输入信号的作用，故为**负反馈**。



②将输出端交流短路， R_F 直接接地，反馈电流 $i_f=0$ ，即反馈信号消失，故为**电压反馈**。

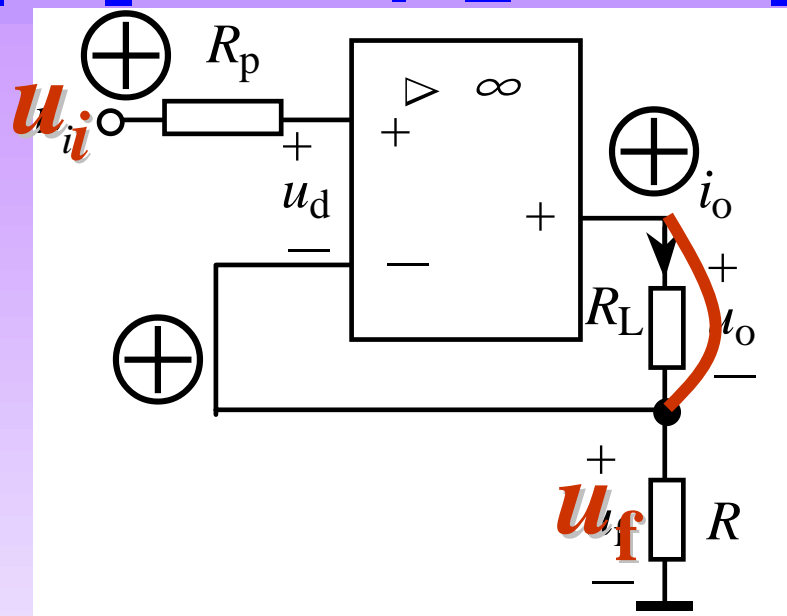
③输入信号 i_i 加在集成运算放大器的反相输入端和地之间，而反馈信号 i_f 也加在集成运算放大器的反相输入端和地之间，在同一点，故为**并联反馈**。

3、电流串联负反馈

① 设输入信号 u_i 瞬时极性为正，则输出信号 u_o 的瞬时极性为正，经 R_F 返送回反相输入端，反馈信号 u_f 的瞬时极性为正，净输入信号 u_d 与没有反馈时相比减小了，即反馈信号削弱了输入信号的作用，故为 **负反馈**。

② 将输出端交流短路，尽管 $u_o=0$ ，但输出电流 i_o 仍随输入信号而改变，在 R 上仍有反馈电压 u_f 产生，故可判定不是电压反馈，而是 **电流反馈**。

③ 输入信号 u_i 加在集成运算放大器的同相输入端和地之间，而反馈信号 u_f 加在集成运算放大器的反相输入端和地之间，不在同一点，故为 **串联反馈**。

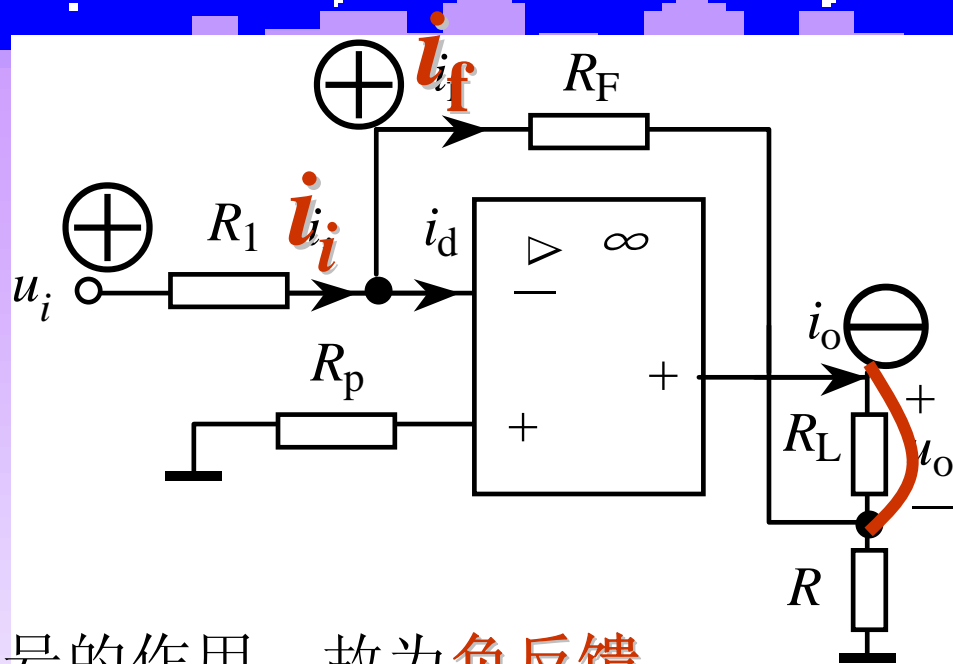


4、电流并联负反馈

①设输入信号 u_i (i_i) 瞬时极性为正，则输出信号 u_o 的瞬时极性为负，流经 R_F 的电流（反馈信号） i_f 的方向与图示参考方向相同，即 i_f 瞬时极性为正，净输入信号 i_d 与没有反馈时相比减小了，即反馈信号削弱了输入信号的作用，故为负反馈。

②将输出端交流短路，尽管 $u_o=0$ ，但输出电流 i_o 仍随输入信号而改变，在 R 上仍有反馈电压 u_f 产生，故可判定不是电压反馈，而是电流反馈。

③输入信号 i_i 加在集成运算放大器的反相输入端和地之间，而反馈信号 i_f 也加在集成运算放大器的反相输入端和地之间，在同一点，故为并联反馈。



负反馈对放大电路性能的影响

1、稳定放大倍数

$$A_f = \frac{A}{1 + AF} \quad \frac{dA_f}{dA} = \frac{1 + AF - AF}{(1 + AF)^2} = \frac{1}{(1 + AF)^2} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{A_f}{A}$$

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A}$$

式中 $\frac{dA_f}{A_f}$ 为闭环放大倍数的相对变化率， $\frac{dA}{A}$ 为开环放大倍数的

相对变化率。对负反馈放大器，由于 $1 + AF > 1$ ，所以 $\frac{dA_f}{A_f} < \frac{dA}{A}$ 。上述结果表明，由于外界因素的影响，使开环放大倍

数 A 有一个较大的相对变化率时，由于引入负反馈，闭环放大倍数的相对变化率只有开环放大倍数相对变化率的 $1 + AF$ 分之一，即闭环放大倍数的稳定性优于开环放大倍数。

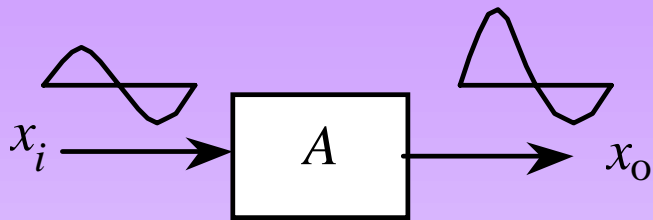
如某放大器的开环放大倍数 $A=1000$ ，由于外界因素（如温度、电源波动、更换元件等）使其相对变化了 $dA/A=10\%$ ，若反馈系数 $F=0.009$ ，则闭环放大倍数的相对变化为 $dA_f/A_f=10\%/(1+1000\times 0.009)=1\%$ 。可见放大倍数的稳定性大大提高了。但此时的闭环放大倍数为 $A_f=1000/(1+1000\times 0.009)=100$ ，比开环放大倍数显著降低，即用降低放大倍数的代价换取提高放大倍数的稳定性。

负反馈越深，放大倍数越稳定。在深度负反馈条件下，即 $1+AF \gg 1$ 时，有：

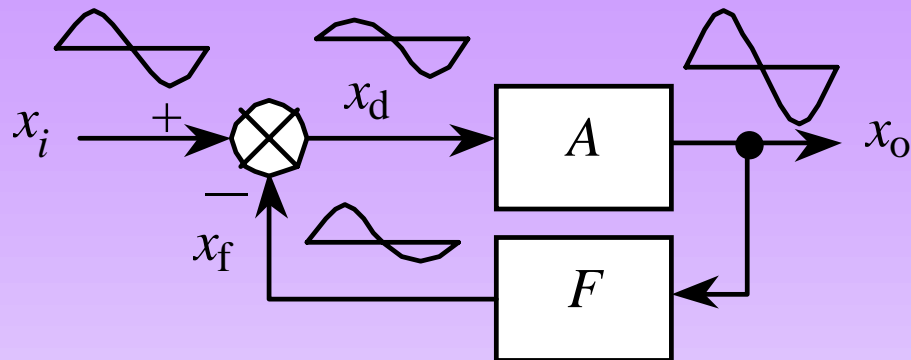
$$A_f = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$$

上式表明深度负反馈时的闭环放大倍数仅取决于反馈系数 F ，而与开环放大倍数 A 无关。通常反馈网络仅由电阻构成，反馈系数 F 十分稳定。所以，闭环放大倍数必然是相当稳定的，诸如温度变化、参数改变、电源电压波动等明显影响开环放大倍数的因素，都不会对闭环放大倍数产生多大影响。

2、减小非线性失真

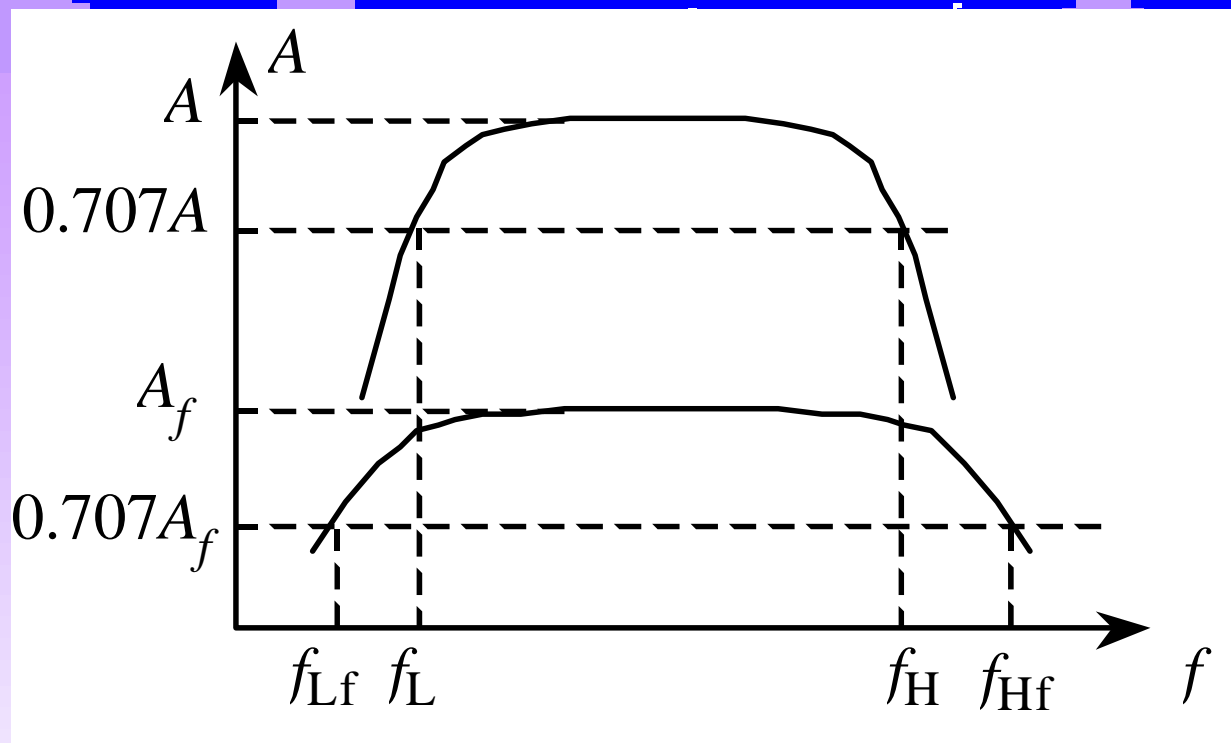


无负反馈时产生正半周大负半周小的失真。



引入负反馈后，失真了的信号经反馈网络又送回到输入端，与输入信号反相叠加，得到的净输入信号为正半周小而负半周大。这样正好弥补了放大器的缺陷，使输出信号比较接近于正弦波。

3、展宽通频带



引入负反馈可以展宽放大电路的通频带。这是因为放大电路在中频段的开环放大倍数 A 较高，反馈信号也较大，因而净输入信号降低得较多，闭环放大倍数 A_f 也随之降低较多；而在低频段和高频段， A 较低，反馈信号较小，因而净输入信号降低得较小，闭环放大倍数 A_f 也降低较小。这样使放大倍数在比较宽的频段上趋于稳定，即展宽了通频带。

4、改变输入电阻

对于串联负反馈，由于反馈网络和输入回路串联，总输入电阻为基本放大电路本身的输入电阻与反馈网络的等效电阻两部分串联相加，故可使放大电路的输入电阻增大。

对于并联负反馈，由于反馈网络和输入回路并联，总输入电阻为基本放大电路本身的输入电阻与反馈网络的等效电阻两部分并联，故可使放大电路的输入电阻减小。

5、改变输出电阻

对于电压负反馈，由于反馈信号正比于输出电压，反馈的作用是使输出电压趋于稳定，使其受负载变动的影响减小，即使放大电路的输出特性接近理想电压源特性，故而使输出电阻减小。

对于电流负反馈，由于反馈信号正比于输出电流，反馈的作用是使输出电流趋于稳定，使其受负载变动的影响减小，即使放大电路的输出特性接近理想电流源特性，故而使输出电阻增大。

信号处理电路

有源滤波器

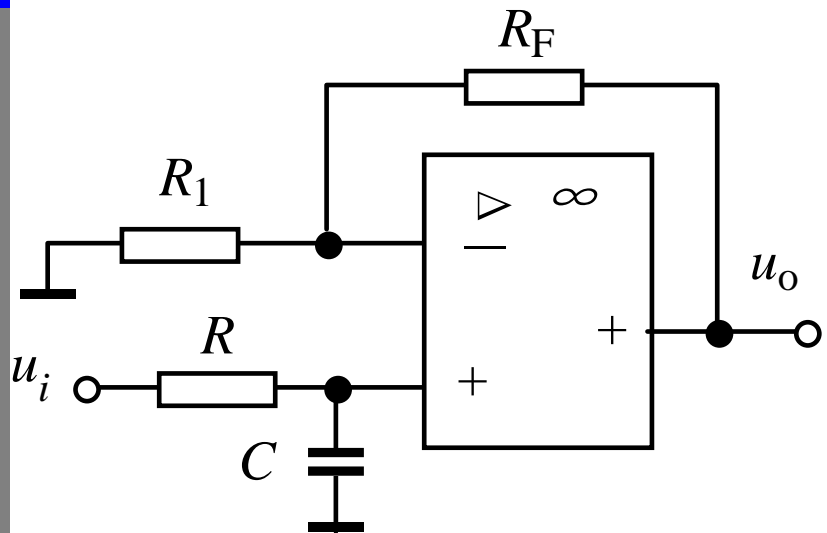
滤波器：选出所需要的频率范围内的信号，使其顺利通过；而对于频率超出此范围的信号，使其不易通过。

不同的滤波器具有不同的频率特性，大致可分为**低通**、**高通**、**带通**和**带阻**四种。

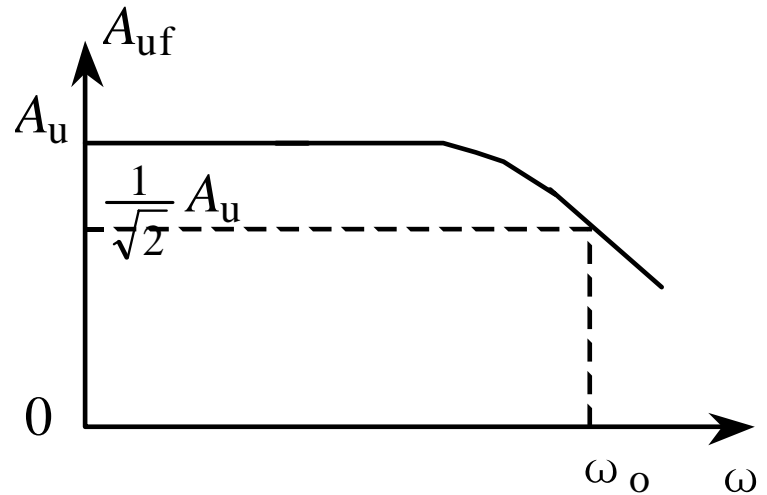
无源滤波器：仅由无源元件 R 、 C 构成的滤波器。无源滤波器的带负载能力较差，这是因为无源滤波器与负载间没有隔离，当在输出端接上负载时，负载也将成为滤波器的一部分，这必然导致滤波器频率特性的改变。此外，由于无源滤波器仅由无源元件构成，无放大能力，所以对输入信号总是衰减的。

有源滤波器：由无源元件 R 、 C 和放大电路构成的滤波器。放大电路广泛采用带有深度负反馈的集成运算放大器。由于集成运算放大器具有高输入阻抗、低输出阻抗的特性，使滤波器输出和输入间有良好的隔离，便于级联，以构成滤波特性好或频率特性有特殊要求的滤波器。

一阶低通滤波器



(a) 电路



(b) 幅频特性

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

$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \dot{U}_+ = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{\dot{U}_i}{1 + j\omega RC}$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{A_u}{1 + j\frac{\omega}{\omega_o}}$$

式中 $A_u = 1 + \frac{R_F}{R_1}$ 为通频带放大倍数， $\omega_o = \frac{1}{RC}$ 称

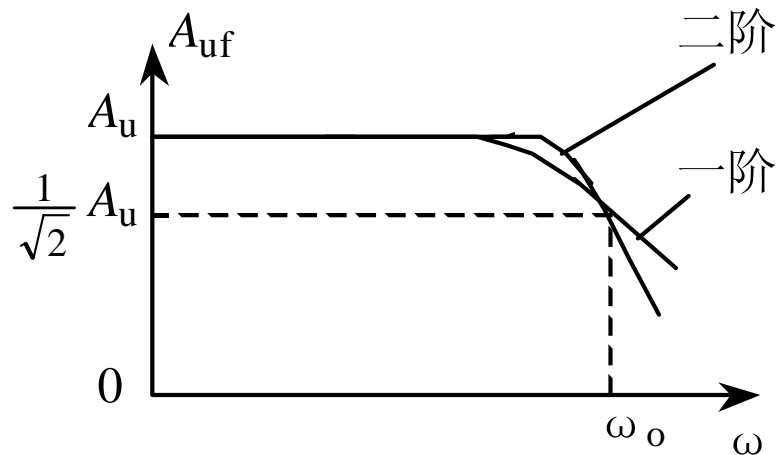
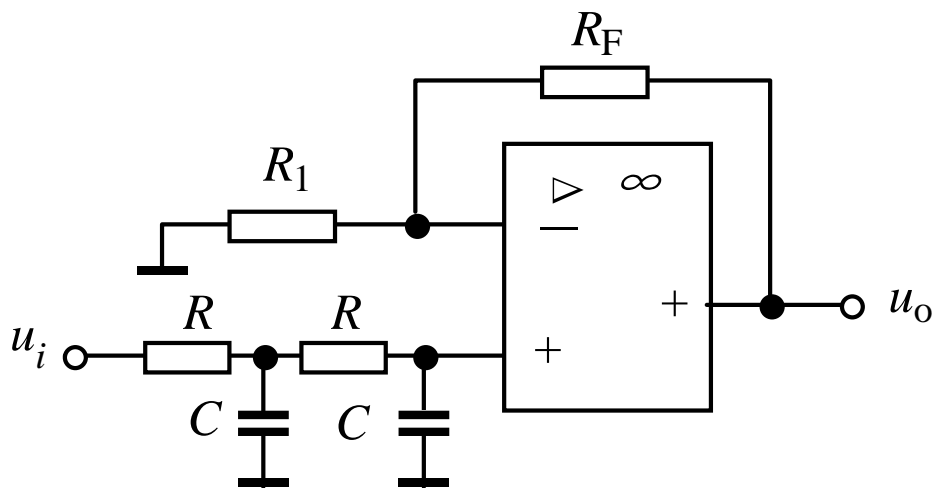
为截止角频率。电压放大倍数的幅频特性为：

$$A_{uf} = \frac{A_u}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2}}$$

截止角频率：

$$\omega_o = \frac{1}{RC}$$

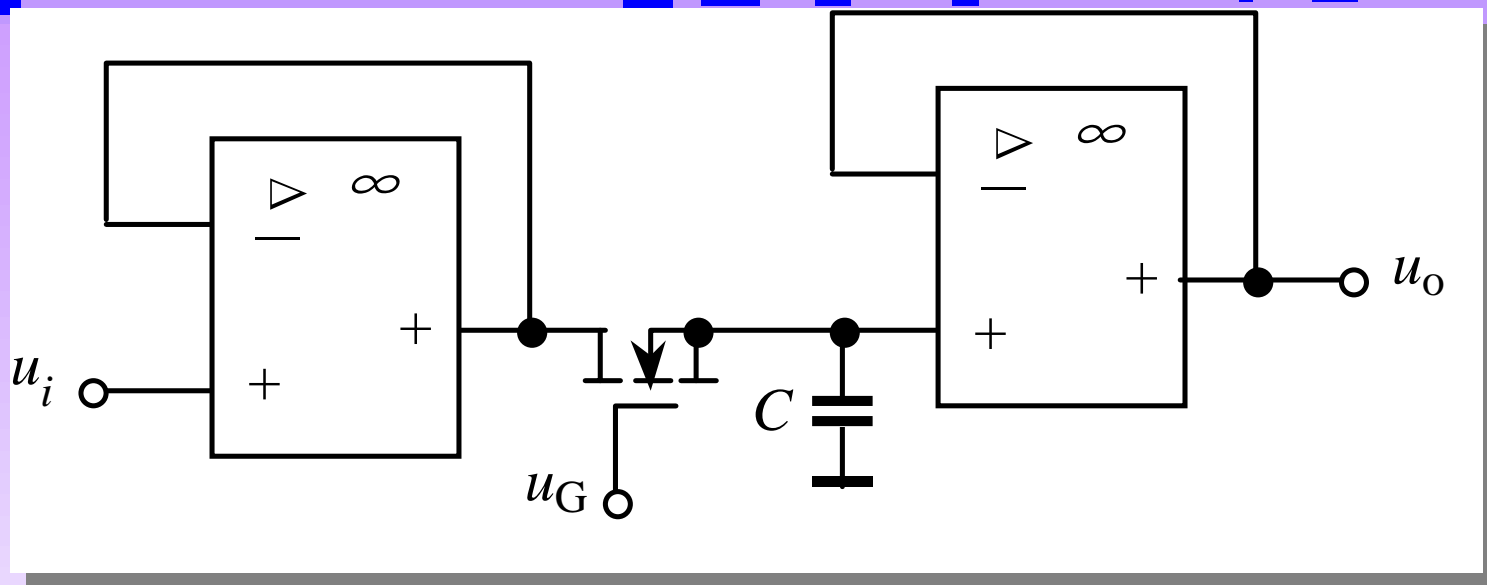
一阶有源低通滤波器的幅频特性与理想特性相差较大，滤波效果不够理想，采用二阶或高阶有源滤波器可明显改善滤波效果。图示为用二级 RC 低通滤波电路串联后接入集成运算放大器构成的二阶低通有源滤波器及其幅频特性。



二阶低通有源滤波器及其幅频特性

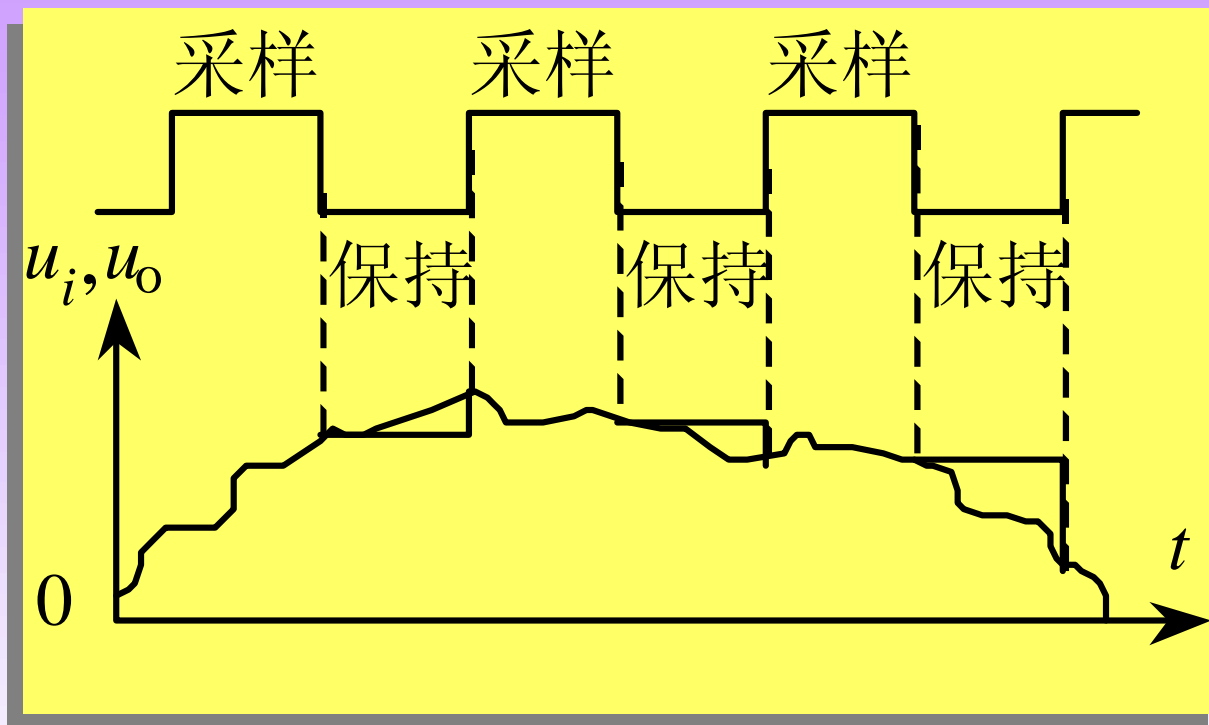
高通滤波器和低通滤波器一样，有一阶和高阶滤波器。将低通滤波器中的电阻 R 和电容 C 对调即成为高通滤波器。

采样保持电路

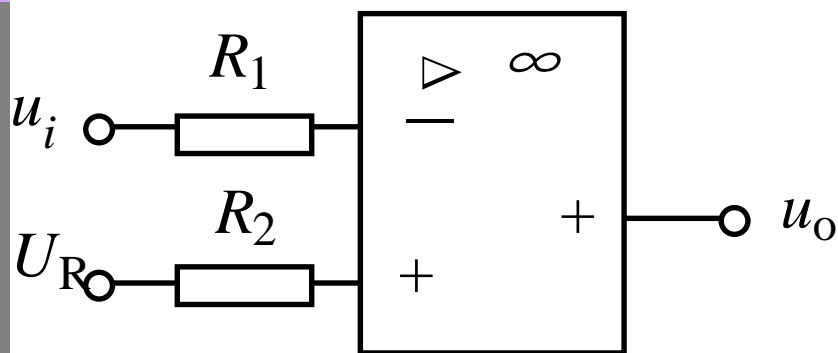


采样阶段：控制信号 u_G 出现时，电子开关接通，输入模拟信号 u_i 经电子开关使保持电容 C 迅速充电，电容电压即输出电压 u_o 跟随输入模拟信号电压 u_i 的变化而变化。

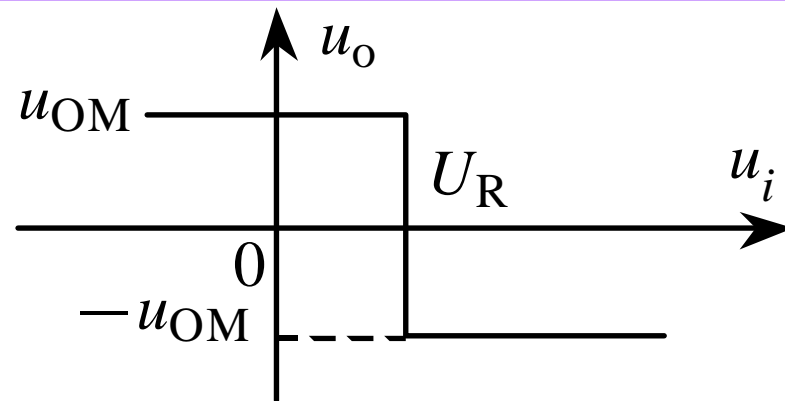
保持阶段： $u_G=0$ ，电子开关断开，保持电容 C 上的电压因为没有放电回路而得以保持。一直到下一次控制信号的到来，开始新的采样保持周期。



电压比较器



(a) 电路

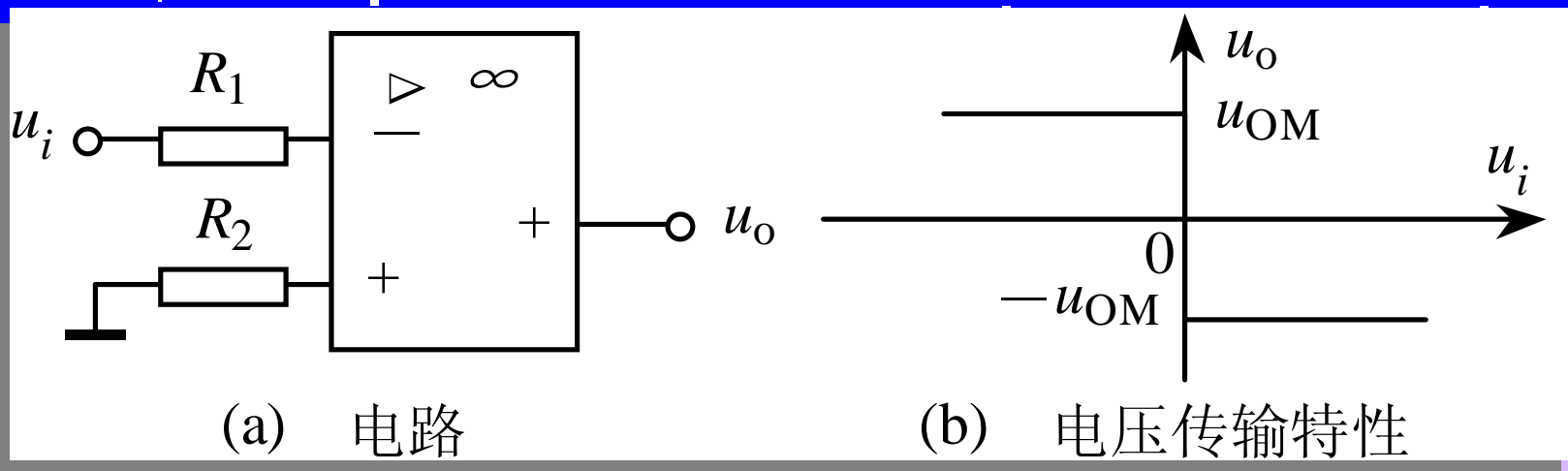


(b) 电压传输特性

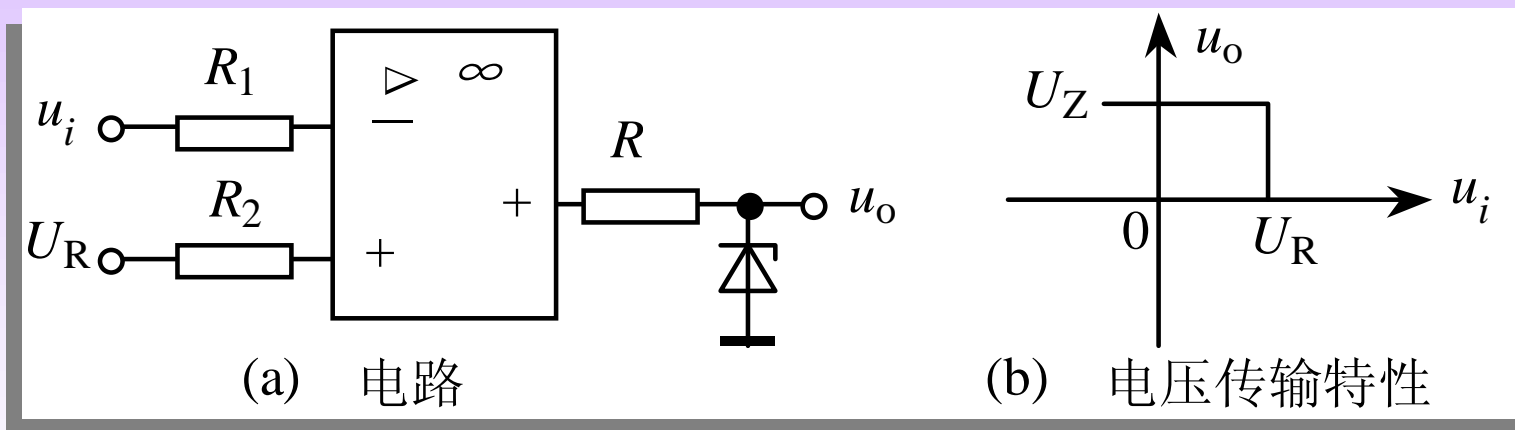
运算放大器处在开环状态，由于电压放大倍数极高，因而输入端之间只要有微小电压，运算放大器便进入非线性工作区域，输出电压 u_o 达到最大值 U_{OM} 。

$$u_i < U_R \text{ 时, } u_o = U_{OM} ;$$

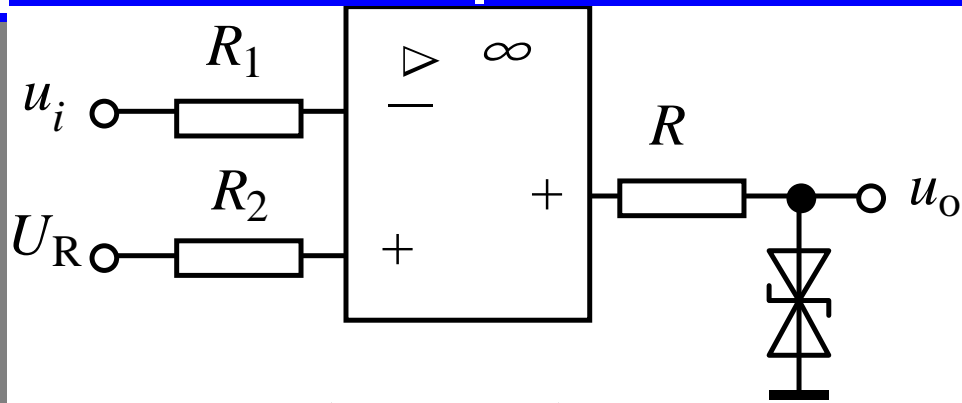
$$u_i > U_R \text{ 时, } u_o = -U_{OM} \text{。}$$



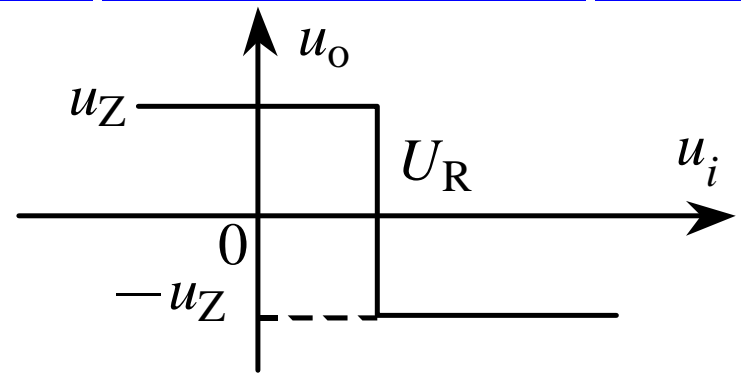
基准电压 $U_R=0$ 时，输入电压 u_i 与零电位比较，称为过零比较器。



输出端接稳压管限幅。设稳压管的稳定电压为 U_Z ，忽略正向导通电压，则 $u_i > U_R$ 时，稳压管正向导通， $u_o=0$ ； $u_i < U_R$ 时，稳压管反向击穿， $u_o=U_Z$ 时。



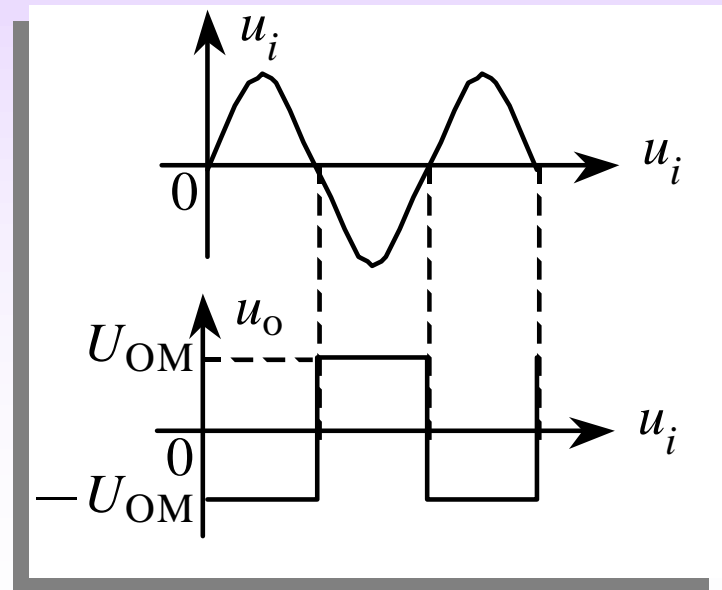
双向限幅比较器



电压传输特性

输出端接双向稳压管进行双向限幅。设稳压管的稳定电压为 U_Z ，忽略正向导通电压，则 $u_i > U_R$ 时，稳压管正向导通， $u_o = -U_Z$ ； $u_i < U_R$ 时，稳压管反向击穿， $u_o = +U_Z$ 时。

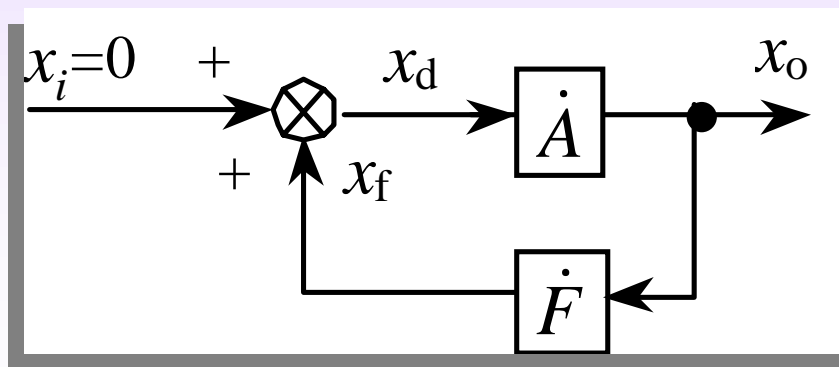
电压比较器广泛应用于模-数接口、电平检测及波形变换等领域。如图所示为用过零比较器把正弦波变换为矩形波的例子。



正弦波振荡器

自激振荡条件

起振过程：在无输入信号 ($x_i=0$) 时，电路中的噪扰电压（如元件的热噪声、电路参数波动引起的电压、电流的变化、电源接通时引起的瞬变过程等）使放大器产生瞬间输出 x'_o ，经反馈网络反馈到输入端，得到瞬间输入 x_d ，再经基本放大器放大，又在输出端产生新的输出信号 x'_o ，如此反复。在无反馈或负反馈情况下，输出 x'_o 会逐渐减小，直到消失。但在正反馈情况下， x'_o 会很快增大，最后由于饱和等原因输出稳定在 x_o ，并靠反馈永久保持下去。



可见产生自激振荡必须满足 $\dot{X}_f = \dot{X}_d$ 。由于 $\dot{X}_f = \dot{F}\dot{X}_o$ ，
 $\dot{X}_o = \dot{A}\dot{X}_d$ ，由此可得产生自激振荡的条件为：

$$\dot{A}\dot{F} = 1$$

由于 $\dot{A} = A\angle\varphi_A$ ， $\dot{F} = F\angle\varphi_F$ ，所以：

$$\dot{A}\dot{F} = A\angle\varphi_A \cdot F\angle\varphi_F = AF\angle(\varphi_A + \varphi_F) = 1。$$

自激振荡条件又可分为：

幅值条件： $AF = 1$ ，表示反馈信号与输入信号的大小相等。

相位条件： $\varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$ ，表示反馈信号与输入信号的相位相同，即必须是正反馈。

起振时必须满足： $AF > 1$ 。

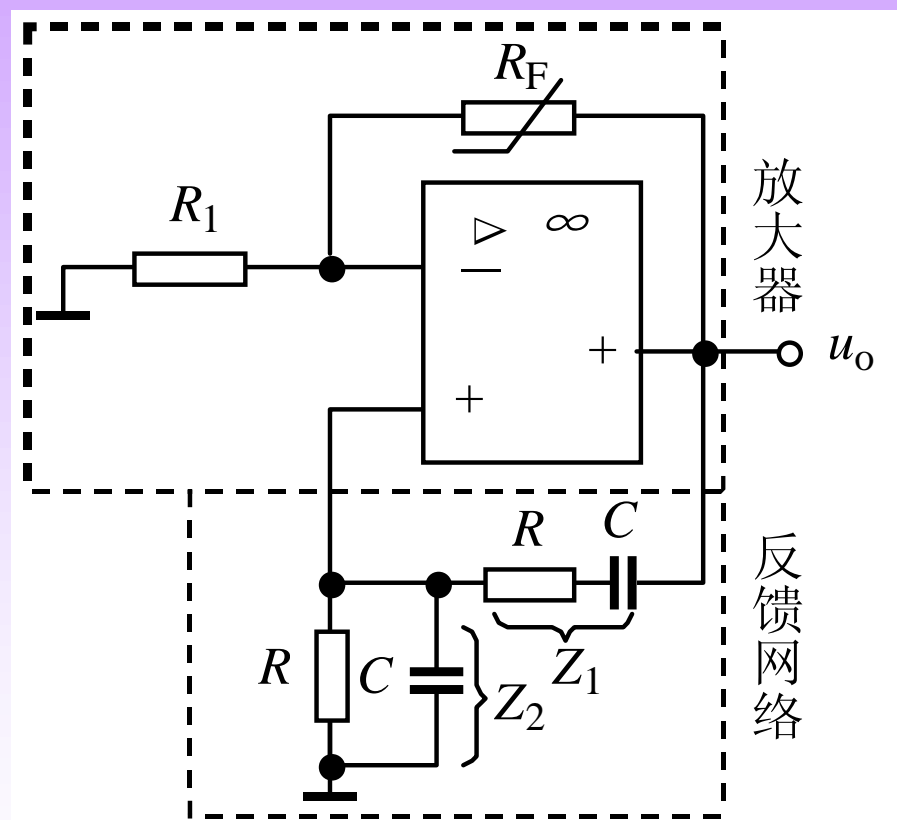
RC正弦波振荡器

正弦波振荡器的基本组成部分：

- ①基本放大电路
- ②正反馈网络
- ③选频网络

正弦波振荡器的分类：

- ①RC正弦波振荡器
- ②LC正弦波振荡器



文氏电桥振荡器

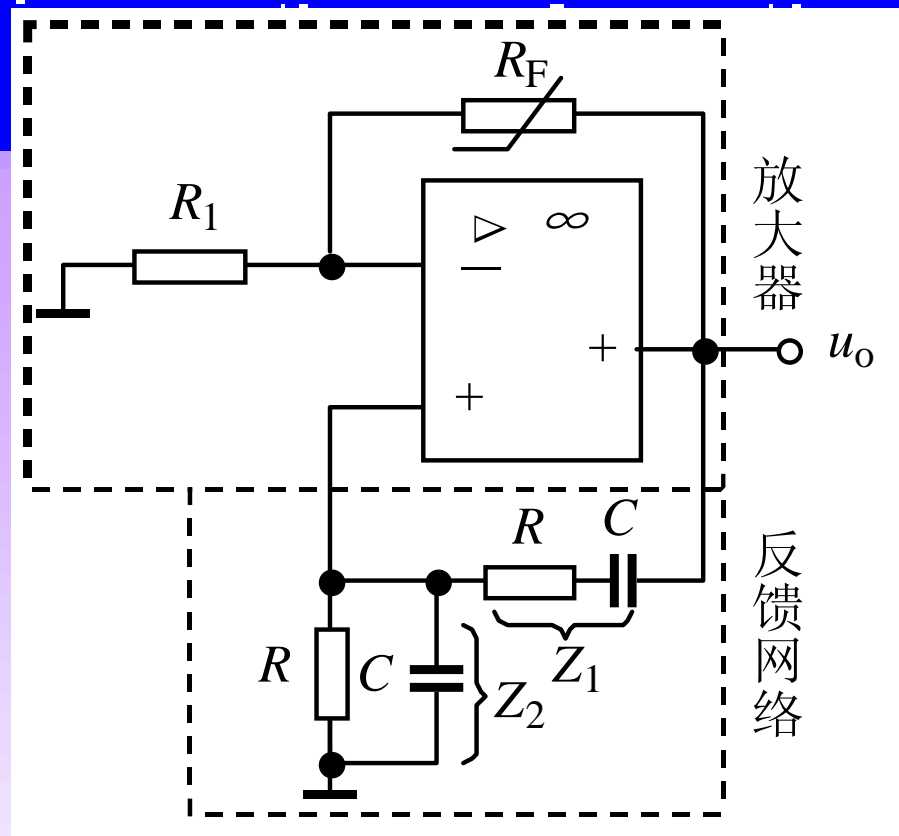
放大器的电压放大倍数为：

$$\dot{A} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

RC反馈网络的反馈系数为：

$$\dot{F} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

反馈网络具有选频作用。



$$\dot{A}\dot{F} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

为满足振荡的相位条件 $\varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$ ，上式的虚部必须为零，即：

$$\omega_o = \frac{1}{RC}$$

可见该电路只有在这一特定的频率下才能形成正反馈。同时，为满足振荡的幅值条件 $AF = 1$ ，因当 $\omega = \omega_o$ 时 $F = \frac{1}{3}$ ，故还必须使：

$$A = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 3$$

为了顺利起振，应使 $AF > 1$ ，即 $A > 3$ 。接入一个具有负温度系数的热敏电阻 R_F ，且 $R_F > 2R_1$ ，以便顺利起振。当振荡器的输出幅值增大时，流过 R_F 的电流增加，产生较多的热量，使其阻值减小，负反馈作用增强，放大器的放大倍数 A 减小，从而限制了振幅的增长。直至 $AF = 1$ ，振荡器的输出幅值趋于稳定。这种振荡电路，由于放大器始终工作在线性区，输出波形的非线性失真较小。

利用双联同轴可变电容器，同时调节选频网络的两个电容，或者用双联同轴电位器，同时调节选频网络的两个电阻，都可方便地调节振荡频率。

文氏电桥振荡器频率调节方便，波形失真小，是应用最广泛的 RC 正弦波振荡器。