

第 4 章 集成运算放大器的应用

本章学习要求

- 掌握理想运算放大器在线性和非线性应用时的分析方法。
- 掌握集成运算放大器的反相、同相、差动 3 种基本输入方式及其电路的特点。
- 熟悉比例、加减、积分、微分等基本运算电路的结构、工作原理、特点和功能。
- 能分析由基本运算电路组合而成的其他运算电路。
- 熟悉电压比较器的电路结构、工作原理和分析方法。
- 熟悉一阶滤波器的电路结构、工作原理和分析方法。
- 了解采样保持电路、波形发生电路、信号测量电路的结构和工作原理。
- 了解集成运算放大器在实际应用中的一些注意事项。

集成运算放大器具有可靠性高、使用方便、放大性能好（如极高的放大倍数、较宽的通频带、很低的零漂等）等特点，是应用最广泛的集成电路，目前已广泛应用于自动控制、精密测量、通信、信号运算、信号处理及电源等电子技术应用的各个领域。

本章介绍集成运算放大器在信号运算（如比例、加、减、积分、微分等）、信号处理（如滤波、比较、采样保持等）、信号放大（如测量放大器等）、波形产生（如正弦波等）等方面的应用，最后简单介绍了集成运算放大器在使用时应注意的问题。

4.1 模拟运算电路

集成运算放大器外接深度负反馈电路，可以进行信号的模拟运算。正是由于模拟运算电路具有深度负反馈，如果反馈网络是由线性元件组成的，输出信号与输入信号之间就具有线性函数关系，即实现特定的模拟运算，如比例、加法、减法、积分、微分等。所以在分析模拟运算电路时，只要把集成运算放大器看作是理想的，抓住虚短和虚断这两个特点，就能很容易地求得输出与输入的函数关系。

4.1.1 比例运算电路

1. 反相输入比例运算电路

反相输入比例运算电路如图 4.1 所示，输入信号 u_i 经输入电阻 R_1 从反相输入端输入，同相输入端经电阻 R_2 接地，反馈电阻 R_f 跨接在反相输入端与输出端之间。根据第 3 章负反馈放大电路的分析可知，这种连接方式是电压并联负反馈。

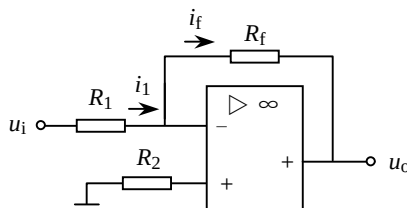


图 4.1 反相输入比例运算电路

根据运放工作在线性区的两条分析依据, 即 $u_- = u_+$, $i_- = i_+ = 0$ 可知, 因 $i_+ = 0$, 故电阻 R_2 上无电压降, 于是得:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_f \\ u_- &= u_+ = 0 \end{aligned}$$

由图 4.1 得:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{u_i - u_-}{R_1} = \frac{u_i}{R_1} \\ i_f &= \frac{u_- - u_o}{R_f} = -\frac{u_o}{R_f} \end{aligned}$$

由此可得:

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

闭环电压放大倍数为:

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

上式表明输出电压 u_o 与输入电压 u_i 是一种比例运算关系, 或者说是比例放大的关系, 比例系数只取决于电阻 R_f 与 R_1 的比值, 而与集成运放本身的参数无关。选用不同的电阻比值, 就可得到数值不同的闭环电压放大倍数。由于电阻的精度和稳定性可以做得很高, 所以闭环电压放大倍数的精度和稳定性也是很高的, 这是运算放大器在深度负反馈条件下工作的一个重要特点。式中的负号表示输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的相位相反, 因此这种运算电路称为反相输入比例放大电路。

图 4.1 中同相输入端的外接电阻 R_2 称为平衡电阻, 其作用是消除静态基极电流对输出电压的影响, 以保证运算放大器差动输入级输入端静态电路的平衡。运算放大器工作时, 两个输入端静态基极偏置电流会在各电阻上产生电压, 从而影响差动输入级输入端的电位, 使得运算放大器的输出端产生附加的偏移电压。亦即当外加输入电压 $u_i = 0$ 时, 输出电压 u_o 将不为零。平衡电阻 R_2 的作用就是当输入电压 $u_i = 0$ 时, 使输出电压 u_o 也为零。因为当输入电压 $u_i = 0$ 时, 输出电压 $u_o = 0$, 所以电阻 R_1 和 R_f 相当于并联, 反相输入端与地之间的等效电阻为 $R_1 // R_f$, 因而平衡电阻 R_2 应为:

$$R_2 = R_1 // R_f$$

在如图 4.1 所示的电路中, 当 $R_f = R_1$ 时, 则有:

$$u_o = -u_i$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -1$$

即输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的绝对值相等, 而两者的相位相反, 这时电路相当于作了一次变号运算。这种运算放大电路称为反相器。

由于反相输入比例放大电路是电压并联负反馈放大电路, 所以其输入电阻和输出电阻都较低。输入电阻为:

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{R_1 i_1}{i_1} = R_1$$

由此可见, 在如图 4.1 所示的反相比例运算电路中, 想要提高输入电阻 r_i , 必须增大 R_1 。再从闭环电压放大倍数的表达式来看, 为了不降低闭环电压放大倍数, 必须同时加大 R_f 。过大的 R_f 将对电路的运算精度和稳定性产生不良影响。为解决这一矛盾, 可以在反馈回路中引入 T 型电阻网络来代替反馈电阻 R_f , 如图 4.2 所示。这个方案的指导思想是利用 R_{f3} 接地, 从中取得电流 i_{f3} , i_{f3} 与 i_{f1} 汇合流向 R_{f2} , 将产生比只有 i_{f1} 流过 R_{f2} 大许多倍的电压降, 因此即使 R_{f1} 和 R_{f2} 的阻值小一些, 也能满足一定放大倍数的要求。

根据运放工作在线性区的虚短和虚断两条分析依据, 可以推出如图 4.2 所示电路的闭环电压放大倍数为:

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{1}{R_1} \left(R_{f1} + R_{f2} + \frac{R_{f1} R_{f2}}{R_{f3}} \right)$$

例 4.1 在如图 4.2 所示的反相输入比例运算电路中, 已知 $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{f1} = 200 \text{ k}\Omega$, $R_{f2} = 50 \text{ k}\Omega$, $R_{f3} = 1 \text{ k}\Omega$ 。

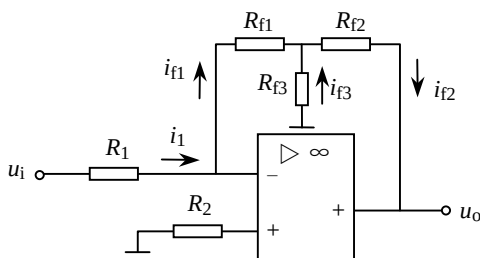


图 4.2 T 型反馈网络反相输入比例运算电路

(1) 求闭环电压放大倍数 A_{uf} 、输入电阻 r_i 及平衡电阻 R_2 。

(2) 如果改用如图 4.1 所示的电路, 要想保持闭环电压放大倍数和输入电阻不变, 反馈电阻 R_f 应该多大?

解 (1) 在如图 4.2 所示的电路中, 闭环电压放大倍数为:

$$A_{uf} = -\frac{1}{R_1} \left(R_{f1} + R_{f2} + \frac{R_{f1} R_{f2}}{R_{f3}} \right) = -\frac{1}{100} \left(200 + 50 + \frac{200 \times 50}{1} \right) = -102.5$$

输入电阻为:

$$r_i = \frac{u_i}{i_1} = \frac{R_1 i_1}{i_1} = R_1 = 100 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

平衡电阻为:

$$R_2 = R_1 // (R_{f1} + R_{f2} // R_{f3}) = 100 // (200 + 50 // 1) = 66.8 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

(2) 如果改用如图 4.1 所示的电路, 由 $A_{uf} = -102.5$, $R_1 = r_i = 100 \text{ k}\Omega$ 及闭环电压放大倍数的公式 $A_{uf} = -\frac{R_f}{R_1}$, 可求得反馈电阻 R_f 为:

$$R_f = -A_{uf} R_1 = -(-102.5) \times 100 = 10250 \text{ (k}\Omega\text{)} \approx 10 \text{ (M}\Omega\text{)}$$

此值过大, 不切实际。

2. 同相输入比例运算电路

同相输入比例运算电路如图 4.3 所示, 输入信号 u_i 经电阻 R_2 从同相输入端输入, 反相输入端经电阻 R_1 接地, 反馈电阻 R_f 跨接在反相输入端与输出端之间。根据第 3 章负反馈放大电路的分析可知, 这种连接方式是电压串联负反馈。

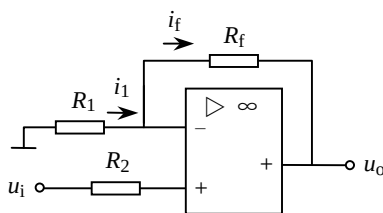


图 4.3 同相输入比例运算电路

根据运放工作在线性区的两条分析依据, 即 $u_- = u_+$, $i_- = i_+ = 0$ 可知, 因 $i_+ = 0$, 故电阻 R_2 上无电压降, 于是得:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_f \\ u_- &= u_+ = u_i \end{aligned}$$

由图 4.3 可得:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{0 - u_-}{R_1} = -\frac{u_i}{R_1} \\ i_f &= \frac{u_- - u_o}{R_f} = \frac{u_i - u_o}{R_f} \end{aligned}$$

由此可得:

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

闭环电压放大倍数为:

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

上式表明输出电压 u_o 与输入电压 u_i 也是一种比例运算关系, 或者说是比例放大的关系。

与反相输入比例放大电路一样,当运算放大器在理想化的条件下工作时,同相输入比例放大电路的闭环电压放大倍数也仅与外部电阻 R_1 和 R_f 的比值有关,而与运算放大器本身的参数无关。选用不同的电阻比值,就能得到不同大小的电压放大倍数,因此电压放大倍数的精度和稳定性都很高。电压放大倍数为正值,表明输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的相位相同,因此这种运算电路称为同相输入比例放大电路。同时,同相输入比例放大电路的闭环电压放大倍数总是大于或等于 1,不会小于 1。

由于同相输入比例放大电路是电压串联负反馈放大电路,所以它具有较高的输入电阻,约在 $10\text{M}\Omega$ 以上,甚至可达 $100\text{M}\Omega$ 左右。而其输出电阻与反相输入比例放大电路基本相同。所以同相输入比例放大电路的主要优点是输入电阻高,输出电阻低。

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 $R_2 = R_1 // R_f$ 。

在如图 4.3 所示的同相输入比例运算电路中,如果将反相输入端的外接电阻 R_1 去掉(即 $R_1 = \infty$),或者再将反馈电阻 R_f 短接(即 $R_f = 0$),如图 4.4 所示,则有:

$$u_o = u_i$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1$$

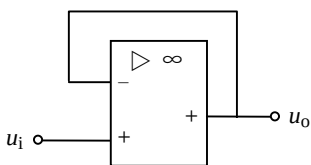


图 4.4 电压跟随器

输出电压 u_o 与输入电压 u_i 大小相等,相位相同,所以这种电路称为电压跟随器。它与第 2 章讨论的射极输出器的性能相似,是同相比例放大器的一个特例,通常用作缓冲器。

例 4.2 在如图 4.5 所示的电路中,已知 $R_1 = 100\text{ k}\Omega$, $R_f = 200\text{ k}\Omega$, $u_i = 1\text{ V}$, 求输出电压 u_o , 并说明输入级的作用。

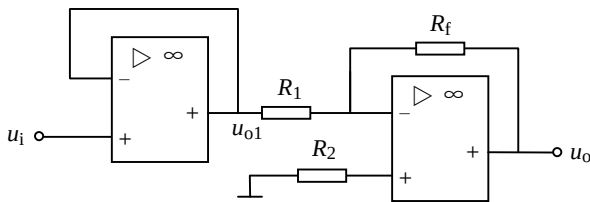


图 4.5 例 4.2 的电路

解 输入级为电压跟随器,由于是电压串联负反馈,因而具有极高的输入电阻,起到减轻信号源负担的作用,且 $u_{o1} = u_i = 1\text{ V}$, 作为第二级的输入。

第二级为反相输入比例运算电路,因而其输出电压为:

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} u_{o1} = -\frac{200}{100} \times 1 = -2 \text{ (V)}$$

例 4.3 在如图 4.6 所示的电路中, 已知 $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_f = 200 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 200 \text{ k}\Omega$, $u_i = 1 \text{ V}$, 求输出电压 u_o 。

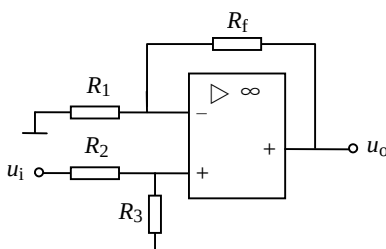


图 4.6 例 4.3 的电路

解 根据虚断, 由图 4.6 可得:

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

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

又根据虚短, 有:

$$u_- = u_+$$

所以:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_f} u_o = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_i$$

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_i$$

可见如图 4.6 所示的电路也是一种同相输入比例运算电路。代入数据得:

$$u_o = \left(1 + \frac{200}{100} \right) \times \frac{200}{100 + 200} \times 1 = 2 \text{ (V)}$$

4.1.2 加法和减法运算电路

1. 加法运算电路

如图 4.7 所示是实现两个信号相加的反相加法运算电路, 它是在如图 4.1 所示反相比例运算电路的基础上增加了一个输入回路, 以便对两个输入电压实现代数相加。

在图 4.7 的电路中, 先将输入电压转换成电流, 然后在反相输入端相加。由于反相输入端为虚地, 所以:

$$i_1 = \frac{u_{i1}}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{u_{i2}}{R_2}$$

$$i_f = -\frac{u_o}{R_f}$$

因为:

$$i_f = i_1 + i_2$$

由此可得:

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

若 $R_1 = R_2$, 则:

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

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 $R_3 = R_1 // R_2 // R_f$ 。

2. 减法运算电路

减法运算电路如图 4.8 所示, 由叠加定理可以得到输出与输入的关系。

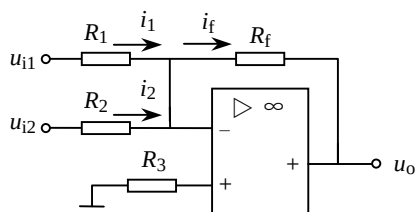


图 4.7 加法运算电路

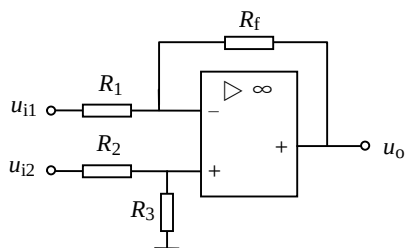


图 4.8 减法运算电路

u_{i1} 单独作用时成为如图 4.1 所示的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} 单独作用时成为如图 4.6 所示的同相输入比例运算电路, 其输出电压为:

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

根据叠加定理, 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 4.4 减法运算电路也可由反相器和加法运算电路级联而成，如图 4.9 所示，试推导输出电压 u_o 与输入电压 u_{i1} 、 u_{i2} 的关系。

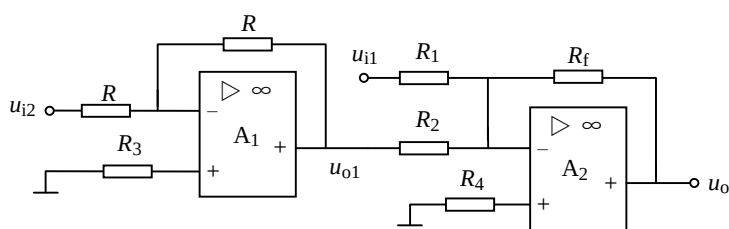


图 4.9 例 4.4 的电路

解 由于理想运放的输出电阻为零，故其应用电路输出电压的大小与负载电阻的大小无关。由图 4.9 可知，第一级运放 A_1 构成反相器，故：

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

第二级运放 A_2 构成加法运算电路，故：

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

例 4.5 写出如图 4.10 所示运算电路的输出电压 u_o 与输入电压 u_{i1} 、 u_{i2} 的关系。

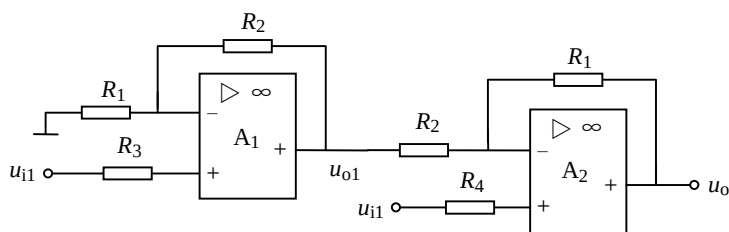


图 4.10 例 4.5 的电路

解 在图 4.10 中，第一级运放 A_1 构成同相比例运算电路，故：

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

第二级运放 A_2 构成减法运算电路，故：

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

例 4.6 试用两级运算放大器设计一个加减运算电路, 实现以下运算关系:

$$u_o = 10u_{i1} + 20u_{i2} - 8u_{i3}$$

解 由题中给出的运算关系可知 u_{i3} 与 u_o 反相, 而 u_{i1} 和 u_{i2} 与 u_o 同相, 故可用反相加法运算电路将 u_{i1} 和 u_{i2} 相加后, 其和再与 u_{i3} 反相相加, 从而可使 u_{i3} 反相一次, 而 u_{i1} 和 u_{i2} 反相两次。根据以上分析, 可画出实现加减运算的电路图, 如图 4.11 所示。由图可得:

$$u_{o1} = -\left(\frac{R_{f1}}{R_1}u_{i1} + \frac{R_{f1}}{R_2}u_{i2}\right)$$

$$u_o = -\left(\frac{R_{f2}}{R_4}u_{i3} + \frac{R_{f2}}{R_5}u_{o1}\right) = \frac{R_{f2}}{R_5}\left(\frac{R_{f1}}{R_1}u_{i1} + \frac{R_{f1}}{R_2}u_{i2}\right) - \frac{R_{f2}}{R_4}u_{i3}$$

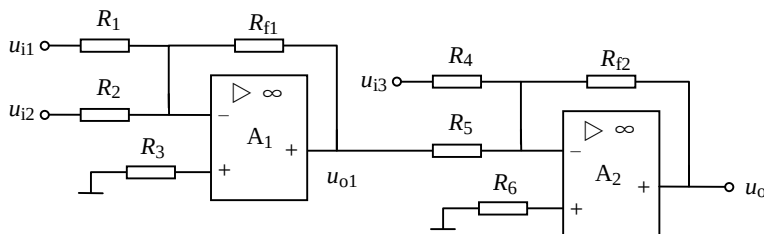


图 4.11 例 4.6 的电路

根据题中的运算要求设置各电阻阻值间的比例关系:

$$\frac{R_{f2}}{R_5} = 1, \quad \frac{R_{f1}}{R_1} = 10, \quad \frac{R_{f1}}{R_2} = 20, \quad \frac{R_{f2}}{R_4} = 8$$

若选取 $R_{f1} = R_{f2} = 100 \text{ k}\Omega$, 则可求得其余各电阻的阻值分别为:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 5 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 12.5 \text{ k}\Omega, \quad R_5 = 100 \text{ k}\Omega$$

平衡电阻 R_3 、 R_6 的值分别为:

$$R_3 = R_1 // R_2 // R_{f1} = 10 // 5 // 100 = 3.2 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_6 = R_4 // R_5 // R_{f2} = 12.5 // 100 // 100 = 10 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

例 4.7 在自动控制和非电测量等系统中广泛使用的测量放大器 (也称数据放大器) 的原理电路如图 4.12 所示, 试推导输出电压 u_o 与输入电压 u_{i1} 、 u_{i2} 的关系。

解 由图 4.12 可知测量放大器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, 可以抑制零点漂移。根据运放工作在线性区的两条分析依据可知:

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

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

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

所以:

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

第二级是由运放 A_3 构成的差动放大电路, 其输出电压为:

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

电压放大倍数为:

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

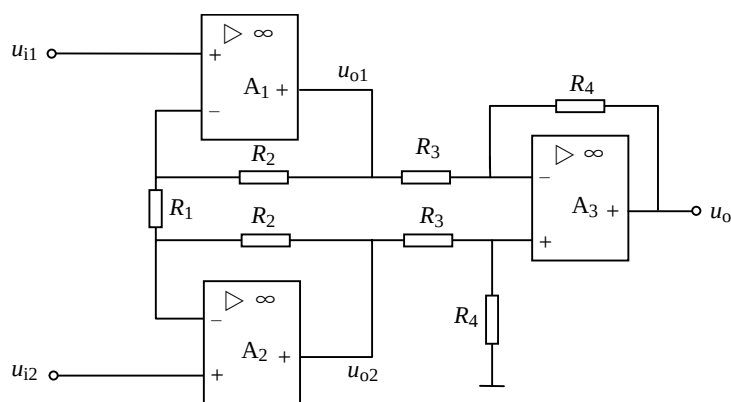


图 4.12 例 4.7 的电路

为了提高测量精度, 测量放大器必须具有很高的共模抑制比, 这就要求电阻元件的精度很高, 输入端的进线还要用绞合线, 以抑制干扰的窜入。

4.1.3 积分和微分运算电路

1. 积分运算电路

将反相输入比例运算电路的反馈电阻 R_f 用电容 C 替换, 则成为积分运算电路, 如图 4.13 所示。由于反相输入端虚地, 且 $i_+ = i_- = 0$, 由图 4.13 可得:

$$i_R = i_C$$

$$i_R = \frac{u_i}{R}$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = -C \frac{du_o}{dt}$$

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：

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

输出电压与时间 t 成正比，设 $t=0$ 时的输出电压为零，则波形如图 4.14 所示。最大输出电压可达 $\pm U_{OM}$ 。

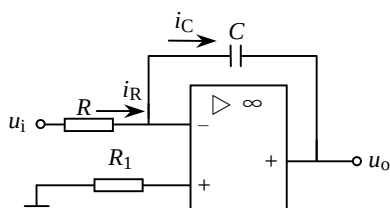


图 4.13 积分运算电路

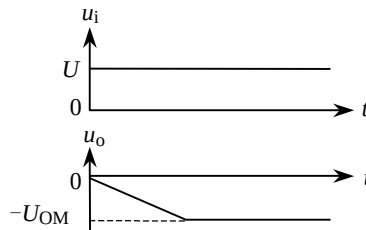


图 4.14 u_i 为恒定电压 U 时积分电路 u_o 的波形

积分电路应用很广，除了积分运算外，还可用于方波—三角波转换、示波器显示和扫描、模数转换和波形发生等。如图 4.15 所示是将积分电路用于方波—三角波转换时的输入电压 u_i （方波）和输出电压 u_o （三角波）的波形。

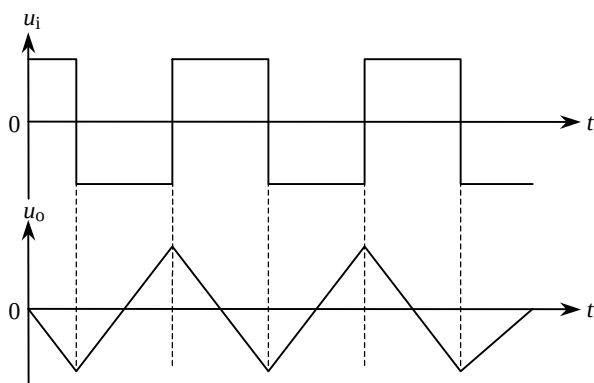


图 4.15 积分电路输入输出波形

2. 微分运算电路

将积分运算电路的 R 、 C 位置对调即为微分运算电路，如图 4.16 所示。由于反相输入端虚地，且 $i_+ = i_- = 0$ ，由图 4.16 可得：

$$i_R = i_C$$

$$i_R = -\frac{u_o}{R}$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = C \frac{du_i}{dt}$$

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 4.17 所示。

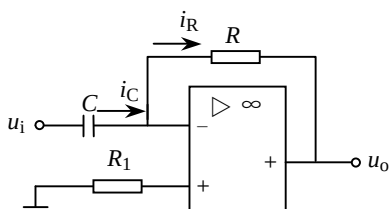
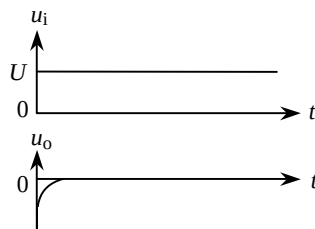


图 4.16 微分运算电路

图 4.17 u_i 为恒定电压 U 时微分电路 u_o 的波形

例 4.8 在如图 4.18 所示的电路中，已知 $R = 1\text{ M}\Omega$ ， $R_2 = R_3 = R_f = 10\text{ k}\Omega$ ， $C = 10\text{ }\mu\text{F}$ 。

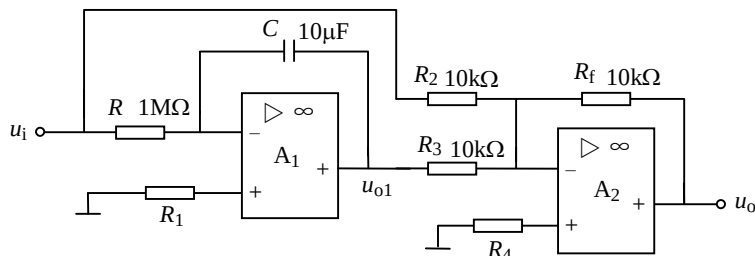


图 4.18 例 4.8 的电路

(1) 写出输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的运算关系。

(2) 若输入电压 $u_i = 1\text{ V}$ ，电容器两端的初始电压 $u_C = 0\text{ V}$ ，求输出电压 u_o 变为 0 V 所需要的时间。

解 (1) 由图 4.18 可知，运放 A_1 构成积分电路， A_2 构成加法电路，输入电压 u_i 经积分电路积分后再与 u_i 通过加法电路进行加法运算。由图可得：

$$u_{o1} = -\frac{1}{RC} \int u_i dt$$

$$u_o = -\frac{R_f}{R_2} u_{o1} - \frac{R_f}{R_3} u_i$$

将 $R_2 = R_3 = R_f = 10\text{ k}\Omega$ 代入以上两式，得：

$$u_o = -u_{o1} - u_i = \frac{1}{RC} \int u_i dt - u_i$$

(2) 因 $u_C(0) = 0\text{ V}$ ， $u_i = 1\text{ V}$ ，当 u_o 变为 0 V 时，有：

$$u_o = \frac{u_i}{RC} t - u_i = 0$$

解得：

$$t = RC = 1 \times 10^6 \times 10 \times 10^{-6} = 10(\text{ s})$$

故需要经过 $t=10\text{s}$ ，输出电压 u_o 变为 0V 。

4.2 信号处理电路

4.2.1 有源滤波器

滤波器是一种选频电路，它对于所需要的频率范围内的信号衰减较小，能使其顺利通过，而对于频率超出此范围的信号则衰减较大，使其不易通过。

不同的滤波器具有不同的频率特性，大致可分为低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器 4 种。各种滤波器的理想幅频特性如图 4.19 所示。

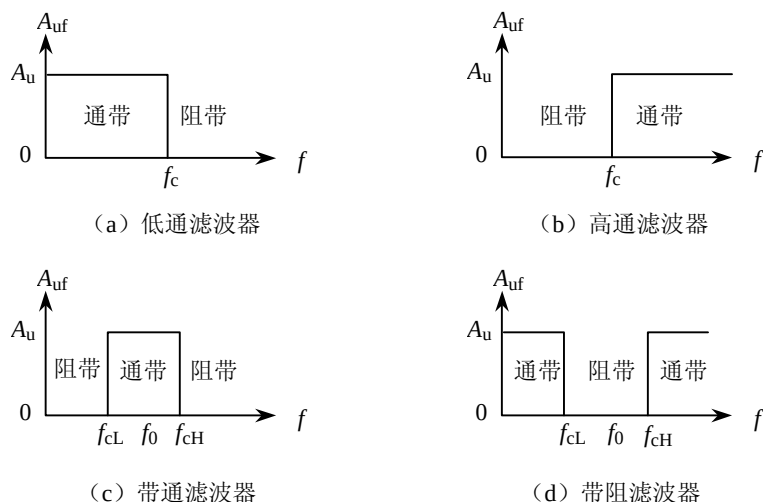


图 4.19 各种滤波器的理想幅频特性

能够通过的信号频率范围称为通带，阻止通过或衰减的信号频率范围称为阻带，通带与阻带分界点的频率 f_c 称为截止频率或转折频率。图 4.19 中的 A_u 为通带的电压放大倍数， f_0 为中心频率， f_{cL} 和 f_{cH} 分别为下限截止频率和上限截止频率。

仅由无源元件构成的滤波器称为无源滤波器。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。

由无源滤波器和放大电路构成的滤波器称为有源滤波器。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，使滤波器的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。

1. 低通滤波器

如图 4.20 (a) 所示为同相输入的一阶低通有源滤波器，由无源一阶低通滤波器和同相

输入比例运算电路组成。

设输入 u_i 为正弦信号，由图 4.20 (a) 可得：

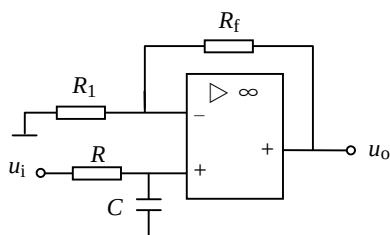
$$\dot{U}_+ = \dot{U}_C = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_i = \frac{\dot{U}_i}{1 + j\omega RC}$$

根据同相输入比例运算电路的结论可得：

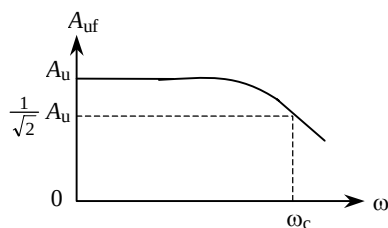
$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \dot{U}_+ = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{\dot{U}_i}{1 + j\omega RC}$$

所以，电路的电压放大倍数为：

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



(a) 一阶低通有源滤波器电路



(b) 一阶低通有源滤波器的幅频特性

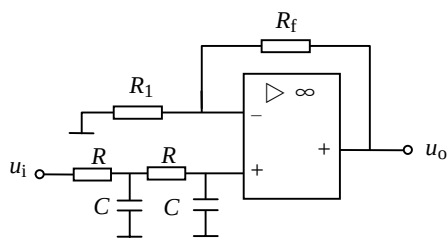
图 4.20 一阶低通有源滤波器及其幅频特性

式中， $A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 为通带电压放大倍数， $\omega_c = \frac{1}{RC}$ 为截止角频率。电压放大倍数的幅频特性为：

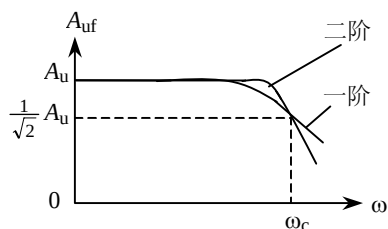
$$A_{uf} = \frac{A_u}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}$$

幅频特性曲线如图 4.20 (b) 所示。可见如图 4.20 (a) 所示电路具有低通滤波特性，即 $\omega < \omega_c$ 的信号可以通过，而 $\omega > \omega_c$ 的信号被阻止，所以如图 4.20 (a) 所示电路是一个低通滤波电路。

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。如图 4.21 所示为用二级 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。



(a) 二阶低通有源滤波器电路



(b) 二阶低通有源滤波器的幅频特性

图 4.21 二阶低通有源滤波器及其幅频特性

2. 高通滤波器

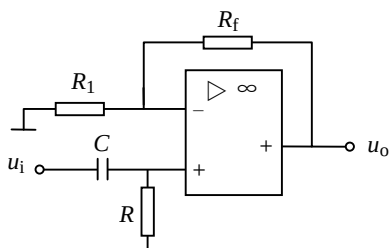
高通滤波器和低通滤波器一样，有一阶和高阶滤波器。将低通滤波器中的电阻 R 和电容 C 对调即成为高通滤波器。如图 4.22 (a) 所示为一阶有源高通滤波器，由图可得：

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

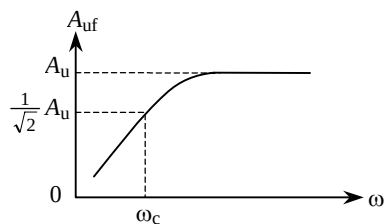
式中， $A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 为通带电压放大倍数， $\omega_c = \frac{1}{RC}$ 为截止角频率。电压放大倍数的幅频特性为：

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

幅频特性曲线如图 4.22 (b) 所示。可见如图 4.22 (a) 所示电路具有高通滤波特性，即 $\omega < \omega_c$ 的信号被阻止，而 $\omega > \omega_c$ 的信号可以通过，所以如图 4.22 (a) 所示的电路是一个高通滤波电路。



(a) 一阶高通有源滤波器电路



(b) 一阶高通有源滤波器的幅频特性

图 4.22 一阶高通有源滤波器及其幅频特性

4.2.2 采样保持电路

在计算机实时控制和非电量的测量系统中，通常要将模拟量转换为数字量。但因转换

不能瞬间完成,需要一定的时间,所以不可能将随时间连续变化的模拟量的每一个瞬间值都转换为数字量,而只能将某些选定时刻的量值进行转换。这就需要对连续变化的模拟量进行跟踪采样,并将采集到的量值保持一定的时间,以便在此时间内完成模拟量到数字量的转换,能完成这一功能的电路称为采样保持电路。

采样保持电路如图 4.23 (a) 所示,图中的场效应晶体管用作电子开关, C 为保持电容。电压跟随器具有很高的输入电阻和很小的输出电阻。输入端的跟随器用于减小信号源供出的电流,同时也降低保持电容的充电电阻,改善了采样电路的电压跟随特性。输出端的跟随器用于减小保持电容的放电电流,增强了保持电路的带负载能力,使输出电压 u_o 基本上不受负载的影响。

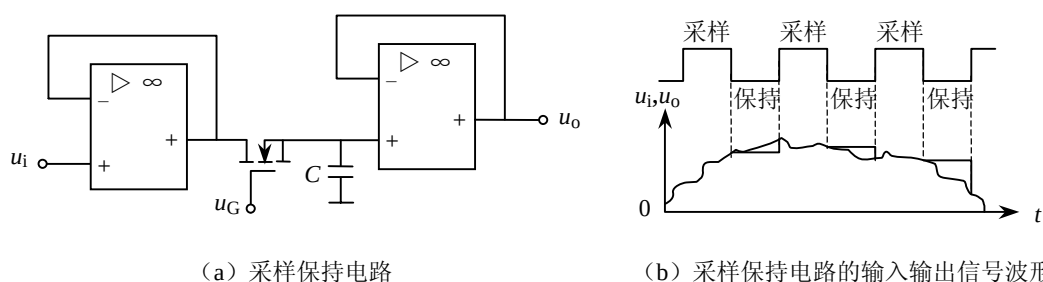


图 4.23 采样保持电路及其输入输出信号波形

采样保持电路的工作过程可分为采样和保持两个阶段。

在采样阶段,当控制信号 u_G 出现时,使电子开关接通,输入模拟信号 u_i 经电子开关使保持电容 C 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。

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

采样保持电路的工作波形如图 4.23 (b) 所示。

4.2.3 电压比较器

电压比较器的基本功能是对输入端的两个电压进行比较,判断出哪一个电压大,在输出端输出比较结果。输入端的两个电压,一个为参考电压或基准电压 U_R ,另一个为被比较的输入信号电压 u_i 。作为比较结果的输出电压 u_o ,则是两种不同的电平,高电平或低电平,即数字信号 1 或 0。

1. 简单比较器

如图 4.24 (a) 所示为一简单的电压比较器,参考电压 U_R 加在运算放大器的同相输入端,输入电压 u_i 加在运算放大器的反相输入端。图中的运算放大器工作于开环状态,由于开环电压放大倍数极高,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,使输出电压饱和,即当 $u_i < U_R$ 时, $u_o = U_{OM}$; 当 $u_i > U_R$ 时, $u_o = -U_{OM}$ 。如图 4.24

(b) 所示是电压比较器的电压传输特性。根据输出电压 u_o 的状态,便可判断输入电压 u_i 是否大于参考电压 U_R 。

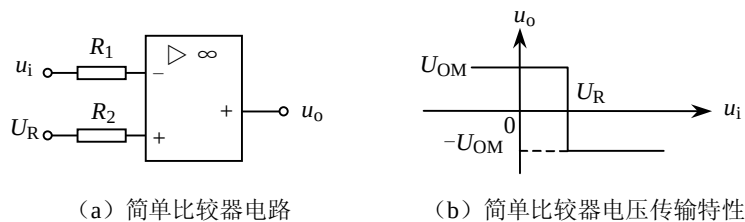


图 4.24 简单比较器及其电压传输特性

当基准电压 $U_R = 0$ 时, 称为过零比较器, 输入电压 u_i 与零电位比较, 电路图和电压传输特性如图 4.25 所示。

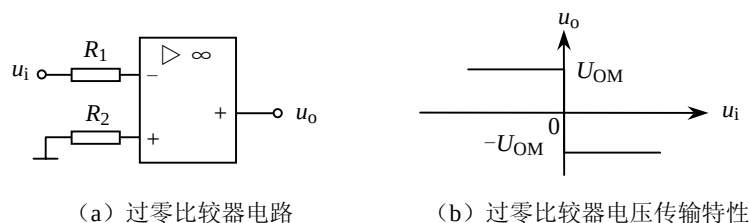


图 4.25 过零比较器及其电压传输特性

为了限制输出电压 u_o 的大小, 以便和输出端连接的负载电平相配合, 可以在输出端用稳压管进行限幅, 如图 4.26 (a) 所示, 图中稳压管的稳定电压为 U_Z 。由于参考电压 U_R 加在运算放大器的反相输入端, 输入电压 u_i 加在运算放大器的同相输入端, 所以当 $u_i < U_R$ 时, 稳压管正向导通, 忽略正向导通电压, 则 $u_o = 0$; 当 $u_i > U_R$ 时, 稳压管反向击穿, $u_o = U_Z$, 电压传输特性如图 4.26 (b) 所示。

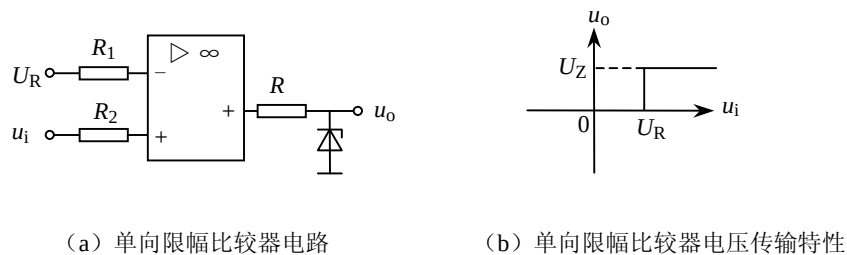


图 4.26 单向限幅比较器及其电压传输特性

图 4.27 所示为双向限幅比较器, 其电压传输特性请读者自行分析。

集成电压比较器是把运算放大器和限幅电路集成在一起的组件, 与数字电路 (如 TTL) 器件可以直接连接, 广泛应用于模数转换器、电平检测及波形变换等领域。如图 4.28 所示为由如图 4.25 (a) 所示的过零比较器把正弦波变换为矩形波的例子。

2. 滞回比较器

如果在简单比较器电路中引入正反馈, 这时比较器的电压传输特性具有迟滞回线形状, 这种比较器称为滞回比较器或迟滞比较器。如图 4.29 (a) 所示为一种滞回比较器的电

路图, 输入电压 u_i 通过电阻 R_1 从反相输入端输入, 同相输入端通过电阻 R_2 接地, 反馈电阻 R_f 跨接在同相输入端与输出端之间, 根据瞬时极性法可知电路引入了正反馈。

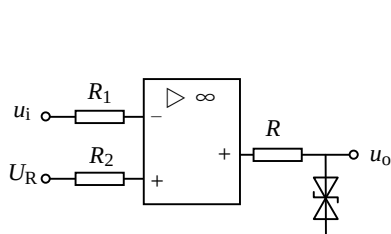


图 4.27 双向限幅比较器

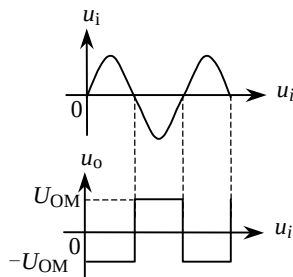


图 4.28 波形变换

设比较器初始状态 $u_o = +U_{OM}$, 此时同相输入端的电压为:

$$u_{H1} = \frac{R_2}{R_2 + R_f} u_o = \frac{R_2}{R_2 + R_f} U_{OM}$$

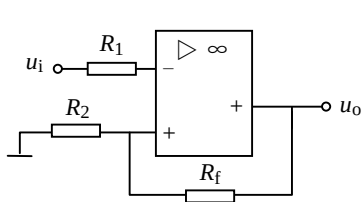
当 u_i 由低向高变化直至 $u_i > u_{H1}$ 时, 比较器的输出电压 u_o 由 $+U_{OM}$ 跳变至 $-U_{OM}$, 其转换过程如图 4.29 (b) 中传输特性的实线 abc 所示, 此时同相输入端的电压为:

$$u_{H2} = \frac{R_2}{R_2 + R_f} u_o = -\frac{R_2}{R_2 + R_f} U_{OM}$$

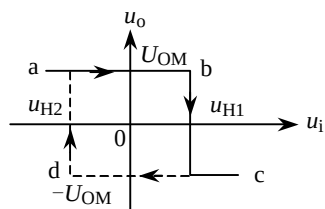
当 u_i 由高向低变化直至 $u_i < u_{H2}$ 时, 比较器的输出电压 u_o 由 $-U_{OM}$ 跳变至 $+U_{OM}$, 其转换过程如图 4.29 (b) 中传输特性的虚线 cda 所示, 此时同相输入端的电压又变为 u_{H1} 。 u_{H1} 称为上门限电压, u_{H2} 称为下门限电压, 两者的差值称为回差电压, 用 u_H 表示, 即:

$$u_H = u_{H1} - u_{H2} = \frac{2R_2}{R_2 + R_f} U_{OM}$$

由此可见, 只有输入电压超过上下门限电压时, 输出电压 u_o 才会改变极性。



(a) 滞回比较器电路



(b) 滞回比较器电压传输特性

图 4.29 滞回比较器及其电压传输特性

与简单比较器相比, 滞回比较器具有以下两个优点:

- (1) 引入正反馈后能加速输出电压的转变过程, 改善输出电压在跳变时的波形。
- (2) 提高了电路的抗干扰能力。由于回差电压的存在, 输出电压 u_o 一旦转变为 $+U_{OM}$ 或 $-U_{OM}$ 后, 运算放大器同相输入端的电压 u_+ 随即自动变化, 因此, 输入电压 u_i 必须有较大的反向变化才能使输出电压 u_o 转变。

4.3 波形发生电路

在测量、自动控制、无线电等技术领域中，常常需要各种类型的信号源。用于产生信号电子电路称为信号发生器或波形发生电路。由于信号发生器是依靠电路本身的自激振荡来产生输出信号的，因此又称为振荡器。

按产生的波形不同，波形发生电路可分为正弦波发生电路和非正弦波（如方波、三角波等）发生电路。

4.3.1 正弦波发生电路

1. 自激振荡条件

一个放大电路的输入端不外接输入信号，在输出端仍有一定频率和幅值的信号输出的现象称为自激振荡。放大电路必须引入正反馈并满足一定的条件才能产生自激振荡。

放大电路产生自激振荡的条件可以用如图 4.30 所示反馈放大电路的方框图说明。在无输入信号（ $x_i = 0$ ）时，电路中的噪声电压（如元件的热噪声、电路参数波动引起的电压及电流的变化、电源接通时引起的瞬变过程等）使放大电路产生瞬间输出 x'_o ，经反馈网络反馈到输入端，得到瞬间输入 x_d ，再经基本放大电路放大，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（如图极性所示）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。

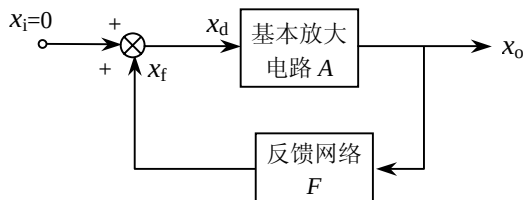


图 4.30 振荡器的原理框图

可见产生自激振荡必须满足 $\dot{X}_f = \dot{X}_d$ 。由于 $\dot{X}_f = F\dot{X}_o$ ， $\dot{X}_o = A\dot{X}_d$ ，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：

$$\dot{A}\dot{F} = A\angle\varphi_A F\angle\varphi_F = AF\angle\varphi_A + \varphi_F = 1$$

于是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。

幅值条件表明反馈放大电路要产生自激振荡，还必须有足够的反馈量。事实上，由于电路中的噪声信号通常都很微弱，只有使 $AF > 1$ ，才能经过反复的反馈放大，使幅值迅速

增大而建立起稳定的振荡。随着振幅的逐渐增大,放大电路进入非线性区,使放大电路的放大倍数 A 逐渐减小,最后满足 $AF=1$, 振幅趋于稳定。

2. RC 正弦波振荡器

在上述振荡器中,作为激励信号的噪声电压是非正弦信号,包含有极丰富的谐波成分,所以振荡器的输出也是非正弦的。为了使振荡器输出单一频率的正弦波,必须对这些信号加以选择,即仅使某个特定频率的谐波成分能满足自激振荡的条件,在反复的反馈中,使振幅逐渐增大;而其他成分都不满足自激振荡的条件而受到抑制,振幅逐渐减小直至为零。这就要求基本放大电路或反馈网络必须具有选频作用,由此而构成正弦波振荡器。

在正弦波振荡器中,选频网络可以由 R 、 C 元件构成,称为 RC 正弦波振荡器;也可以由 L 、 C 元件构成,称为 LC 正弦波振荡器。

如图 4.31 所示电路为 RC 正弦波振荡器,又称为文氏电桥振荡器。电路由两部分组成,其一为带有电压串联负反馈的放大电路,其电压放大倍数为:

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

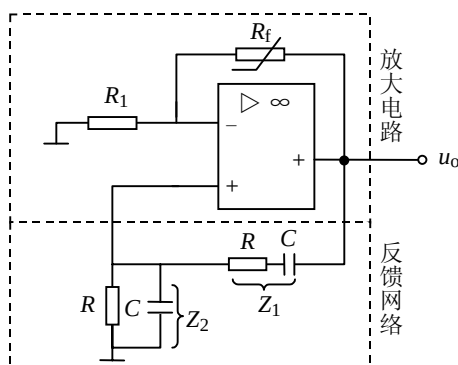


图 4.31 文氏电桥振荡器

其二为具有选频作用的 RC 反馈网络,其反馈系数为:

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

因此:

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

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:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

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

$AF = 1$ ，因为当 $\omega = \omega_0$ 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 $A > 3$ 。在图 4.31 中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，放大电路的放大倍数 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，由于放大电路始终工作在线性区，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，均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。

4.3.2 非正弦波发生电路

1. 方波发生电路

方波（矩形波）发生电路常用于数字电路中作为信号源。如图 4.32（a）所示为由集成运算放大器组成的最简单的方波发生电路。该电路是由滞回比较器和 RC 充放电回路两部分组成的，图中 VD_Z 是双向稳压管，起限制输出电压幅值的作用， R_3 是 VD_Z 的限流电阻。电路的工作原理如下：

设 $t = 0$ 时电容上电压 $u_C = 0$ ，滞回比较器的输出电压 $u_o = +U_Z$ ，则集成运放同相输入端的电压为：

$$u_{H1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

此时输出电压 u_o 通过电阻 R 向电容 C 充电，使电容两端的电压 u_C 按指数规律上升。由于电容 C 接在集成运放的反向输入端，所以，只要 $u_C < u_{H1}$ ，比较器的输出电压 u_o 仍维持 U_Z 。一旦 u_C 上升至 $u_C > u_{H1}$ ， u_o 即由 $+U_Z$ 跳变至 $-U_Z$ ，于是集成运放同相输入端的电压立即变为：

$$u_{H2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

输出电压 u_o 变为 $-U_Z$ 后，电容 C 通过电阻 R 放电，使电容两端的电压 u_C 按指数规律下降。 u_C 下降到零后，电容 C 反方向充电。直至 $u_C < u_{H2}$ 时，比较器的输出电压 u_o 又立即由 $-U_Z$ 跳变至 $+U_Z$ 。如此周而复始，便在输出端得到方波电压，而电容两端则得到三角波电压，如图 4.32（b）所示。

2. 三角波发生电路

如图 4.33（a）所示为由集成运算放大器组成的三角波发生电路。该电路是在滞回比较器的输出端再接了一个积分电路组成的，滞回比较器中的 R_1 没有直接接地，而是接到了积分电路的输出端。电路的工作原理如下：

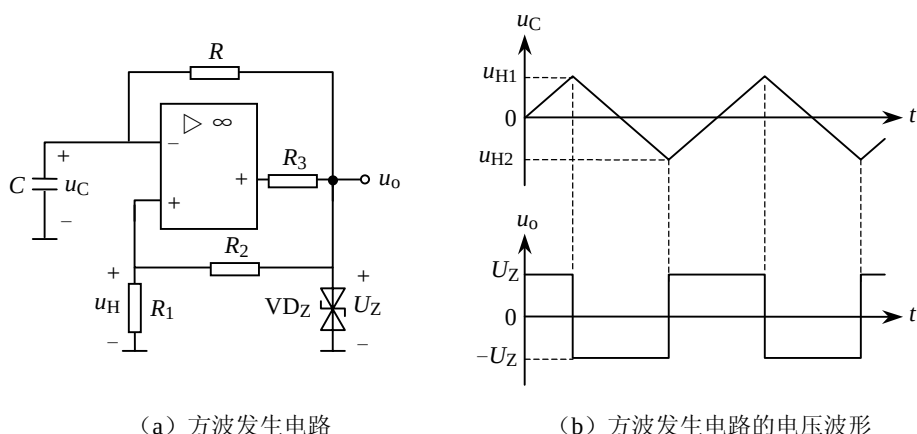


图 4.32 方波发生电路及其电压波形

由于虚断，运放 A_1 反相输入端的电压为零，而同相输入端的电压 u_H 同时与滞回比较器的输出电压 u_{o1} 和积分电路的输出电压 u_o 有关，根据叠加定理，可得：

$$u_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{o1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_o$$

设 $t=0$ 时滞回比较器的输出电压 $u_{o1} = -U_Z$ ，积分电路的输出电压 $u_o = 0$ （即此时电容上的电压 $u_C = 0$ ），根据上式可知此时 $u_H < 0$ 。由于 $u_{o1} = -U_Z$ ，所以此后 u_o 将随时间按线性规律上升，于是 u_H 也随时间按线性规律上升，当上升到 $u_H = 0$ 时， u_{o1} 将发生跳变，即由 $-U_Z$ 跳变至 $+U_Z$ ，同时 u_H 也发生跳变，成为一个正值。在此之后， u_o 将随时间按线性规律下降，使 u_H 也随时间按线性规律下降。当下降到 $u_H = 0$ 时， u_{o1} 再次发生跳变，即由 $+U_Z$ 跳变至 $-U_Z$ ，同时 u_H 也跳变为一个负值。然后重复以上过程，于是在滞回比较器的输出端得到的电压 u_{o1} 为方波，而在积分电路的输出端得到的电压 u_o 则为三角波，如图 4.33 (b) 所示，其中三角波电压 u_o 的幅度可由 $u_H = 0$ （此时 $u_{o1} = -U_Z$ 或 $u_{o1} = +U_Z$ ）根据上式求出，为：

$$U_M = \frac{R_1}{R_2} U_Z$$

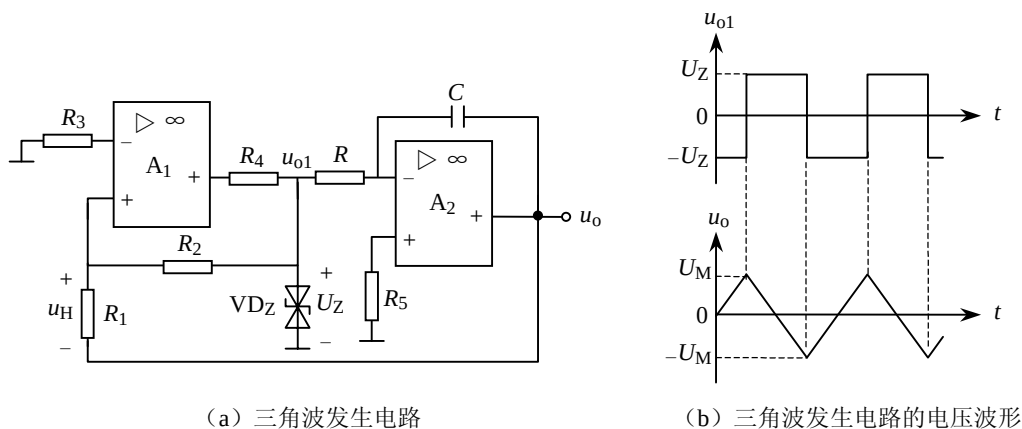


图 4.33 三角波发生电路及其电压波形

4.4 使用运算放大器应注意的几个问题

4.4.1 选用元件

集成运算放大器按其技术指标可分为通用型、高速型、高阻型、低功耗型、大功率型、高精度型等；按其内部电路可分为双极型（由晶体管组成）和单极型（由场效应管组成）；按每一集成芯片中运算放大器的数目可分为单运放、双运放和四运放。

通常是根据实际要求来选用运算放大器。如测量放大器的输入信号微弱，它的第一级应选用高输入电阻、高共模抑制比、高开环电压放大倍数、低失调电压及低温度漂移的运算放大器。选好后，根据管脚图和符号图连接外部电路，包括电源、外接偏置电阻、消振电路及调零电路等。

4.4.2 消振

由于运算放大器内部晶体管的极间电容和其他寄生参数的影响，很容易产生自激振荡，破坏正常工作，为此，在使用时要注意消振。通常是外接 RC 消振电路或消振电容，用它来破坏产生自激振荡的条件。是否已消振，可将输入端接地，用示波器观察输出端有无自激振荡。目前由于集成工艺水平的提高，运算放大器内部已有消振元件，毋须外部消振。

4.4.3 调零

由于运算放大器的内部参数不可能完全对称，以致当输入信号为零时，仍有输出信号，为此，在使用时要外接调零电路。调零时应将电路接成闭环。调零分两种：一种是在无输入时调零，即将两个输入端接地，调节调零电位器，使输出电压为零；另一种是在有输入时调零，即按已知输入信号电压计算输出电压，而后将实际值调整到计算值。

4.4.4 保护

1. 输入端保护

当输入端所加的差模或共模电压过高时会损坏输入级的晶体管，为此，在输入端接入反向并联的二极管，如图 4.34 所示，将输入电压限制在二极管的正向压降以下。

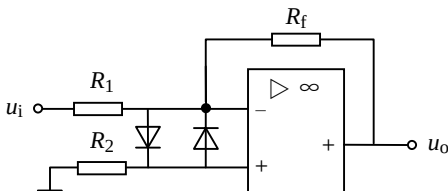


图 4.34 输入端保护

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 4.35 所示,将两个稳压管反向串联,使输出电压限制在 $(U_Z + U_D)$ 的范围内。 U_Z 是稳压管的稳定电压, U_D 是稳压管的正向压降。

3. 电源保护

为了防止正、负电源接反,可以用二极管来保护,如图 4.36 所示。

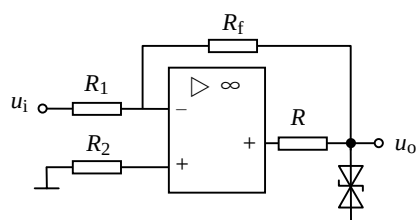


图 4.35 输出端保护

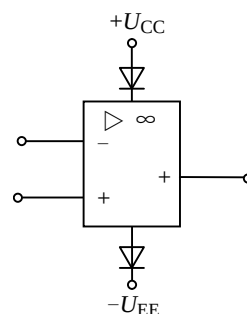


图 4.36 电源保护

4.4.5 扩大输出电流

由于运算放大器的输出电流一般不大,如果负载需要的电流较大,可以在输出端加接一级互补对称电路来扩大输出电流,如图 4.37 所示。

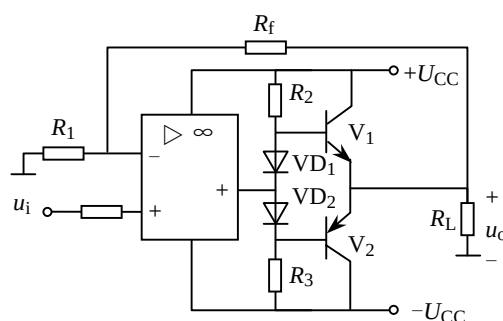


图 4.37 扩大输出电流

本章小结

(1) 模拟运算电路的输出电压与输入电压之间有一定的函数关系,如比例运算、加减运算、积分、微分运算以及它们的组合运算等。

(2) 信号处理电路包括有源滤波器、电压比较器和采样保持电路等。有源滤波器由无源滤波网络和带有深度负反馈的放大电路组成,具有高输入阻抗,低输出阻抗和良好的滤波特性等特点。电压比较器是一种差动输入的开环运算放大器,对两个输入电压进行比

较, 输出规定的高、低电平。

(3) 正弦波振荡器是一种带有正反馈的放大电路, 由反馈网络、选频网络和放大电路组成。当某一频率满足自激振荡条件(幅值条件为 $AF=1$, 相位条件为 $\varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$) 时, 便可输出该频率的正弦波。

(4) 使用运算放大器时要根据实际要求来选用, 必要时还要注意对运算放大器采取消振、调零、保护(包括输入端保护、输出端保护、电源保护)等措施, 如果负载需要的电流较大, 可以在运算放大器的输出端加接一级互补对称电路来扩大输出电流。

习题 4

4.1 在如图 4.38 所示的电路中, 稳压管稳定电压 $U_Z = 6\text{V}$, 电阻 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, 电位器 $R_f = 10\text{k}\Omega$, 试求调节 R_f 时输出电压 u_o 的变化范围, 并说明改变电阻 R_L 对 u_o 有无影响。

4.2 在如图 4.39 所示的电路中, 稳压管稳定电压 $U_Z = 6\text{V}$, 电阻 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, 电位器 $R_f = 10\text{k}\Omega$, 试求调节 R_f 时输出电压 u_o 的变化范围, 并说明改变电阻 R_L 对 u_o 有无影响。

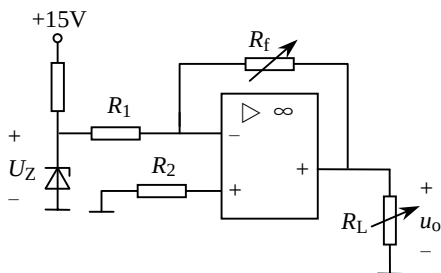


图 4.38 习题 4.1 的图

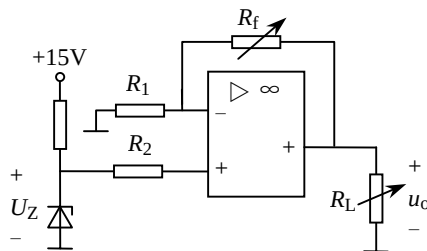


图 4.39 习题 4.2 的图

4.3 如图 4.40 所示是由集成运算放大器构成的低内阻微安表电路, 试说明其工作原理, 并确定它的量程。

4.4 如图 4.41 所示是由集成运算放大器和普通电压表构成的线性刻度欧姆表电路, 被测电阻 R_x 作反馈电阻, 电压表满量程为 2V 。

(1) 试证明 R_x 与 u_o 成正比。

(2) 计算当 R_x 的测量范围为 $0\sim 10\text{k}\Omega$ 时电阻 R 的阻值。

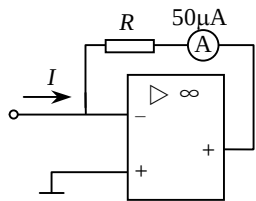


图 4.40 习题 4.3 的图

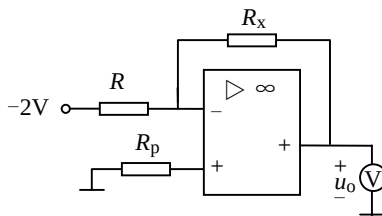


图 4.41 习题 4.4 的图

4.5 如图 4.42 所示为一电压—电流变换电路, 试求输出电流 i_o 与输入电压 u_i 的关系, 并说明改变负载电阻 R_L 对 i_o 有无影响。

4.6 如图 4.43 所示也是一种电压—电流变换电路, 试求输出电流 i_o 与输入电压 u_i 的关系, 并说明改变负载电阻 R_L 对 i_o 有无影响。

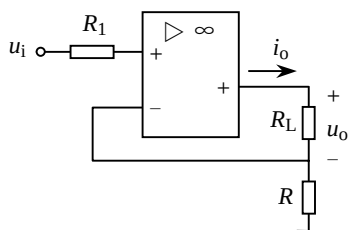


图 4.42 习题 4.5 的图

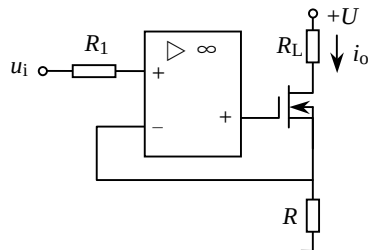


图 4.43 习题 4.6 的图

4.7 如图 4.44 所示为一恒流电路, 试求输出电流 i_o 与输入电压 U 的关系。

4.8 求如图 4.45 所示的电路中 u_o 与 u_i 的关系。

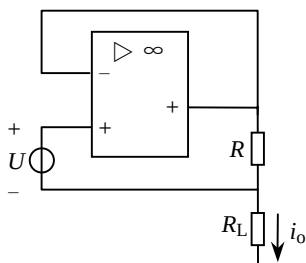


图 4.44 习题 4.7 的图

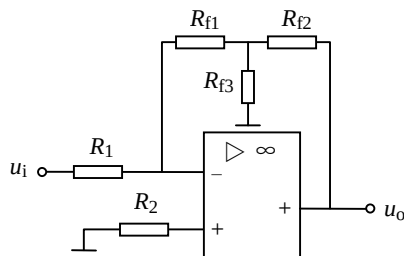


图 4.45 习题 4.8 的图

4.9 电路及 u_{i1} 、 u_{i2} 的波形如图 4.46 所示, 试对应画出 u_o 的波形。

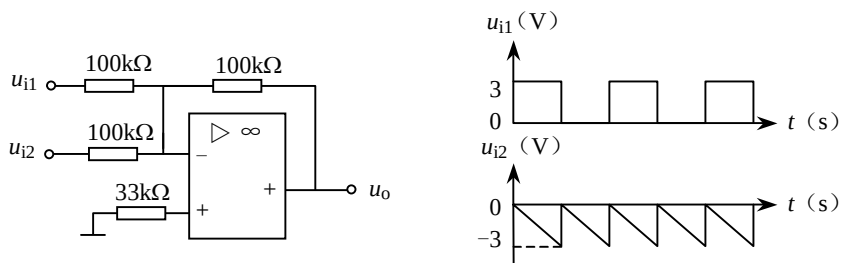


图 4.46 习题 4.9 的图

4.10 电路及 u_{i1} 、 u_{i2} 的波形如图 4.47 所示, 试对应画出 u_o 的波形。

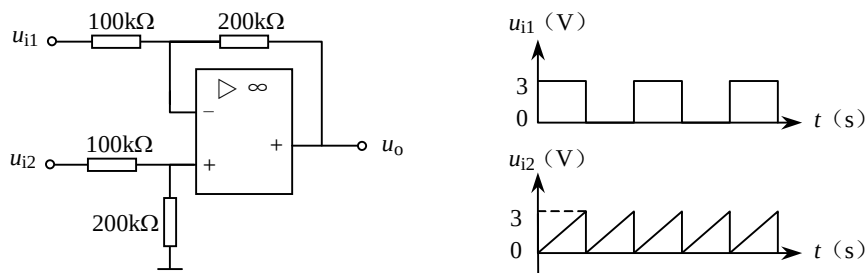


图 4.47 习题 4.10 的图

4.11 求如图 4.48 所示的电路中 u_o 与 u_i 的关系。

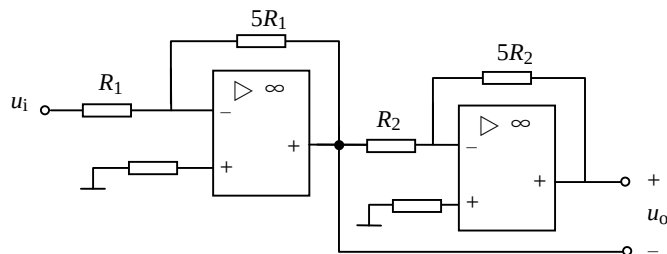


图 4.48 习题 4.11 的图

4.12 求如图 4.49 所示的电路中 u_o 与 u_i 的关系。

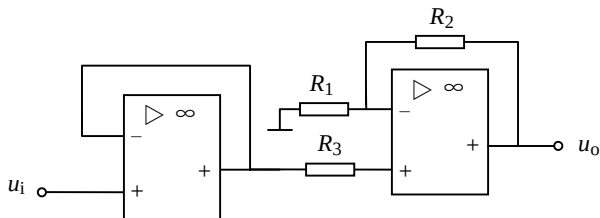


图 4.49 习题 4.12 的图

4.13 按下列运算关系设计运算电路，并计算各电阻的阻值。

- (1) $u_o = -2u_i$ (已知 $R_f = 100\text{ k}\Omega$)。
- (2) $u_o = 2u_i$ (已知 $R_f = 100\text{ k}\Omega$)。
- (3) $u_o = -2u_{i1} - 5u_{i2} - u_{i3}$ (已知 $R_f = 100\text{ k}\Omega$)。
- (4) $u_o = 2u_{i1} - 5u_{i2}$ (已知 $R_f = 100\text{ k}\Omega$)。
- (5) $u_o = -2\int u_{i1}dt - 5\int u_{i2}dt$ (已知 $C = 1\mu\text{F}$)。

4.14 求如图 4.50 所示的电路中 u_o 与 u_{i1} 、 u_{i2} 的关系。

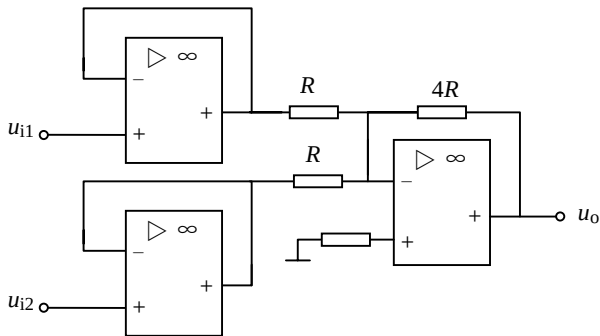


图 4.50 习题 4.14 的图

4.15 求如图 4.51 所示的电路中 u_o 与 u_{i1} 、 u_{i2} 的关系。

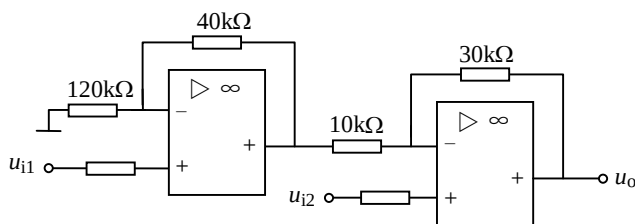


图 4.51 习题 4.15 的图

4.16 求如图 4.52 所示的电路中 u_o 与 u_{i1} 、 u_{i2} 的关系。

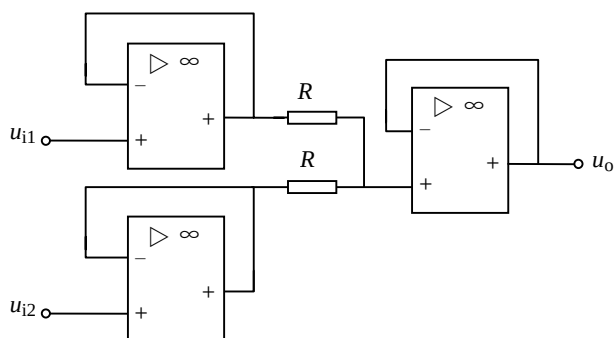


图 4.52 习题 4.16 的图

4.17 求如图 4.53 所示的电路中 u_o 与 u_{i1} 、 u_{i2} 、 u_{i3} 的关系。

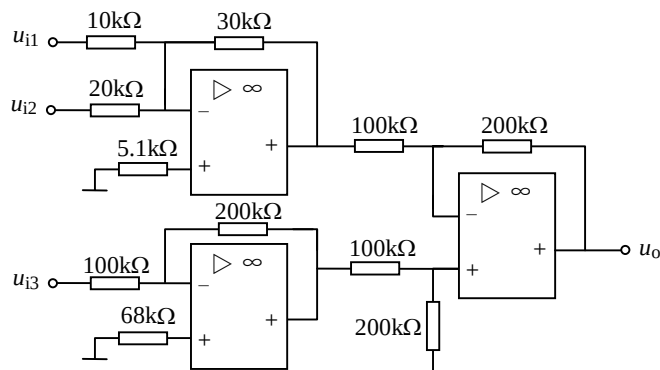


图 4.53 习题 4.17 的图

4.18 电路如图 4.54 所示，运算放大器最大输出电压 $U_{OM} = \pm 12\text{V}$ ， $u_i = 3\text{V}$ ，分别求 $t = 1\text{s}$ 、 2s 、 3s 时电路的输出电压 u_o 。

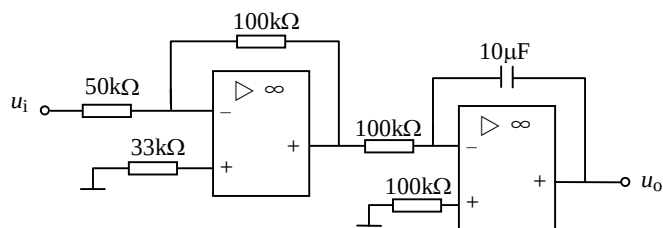


图 4.54 习题 4.18 的图

4.19 在自动控制系统中需要有调节器(或称校正电路),以保证系统的稳定性和控制的精度。如图 4.55 所示的电路为比例—积分调节器(简称 PI 调节器),试求 PI 调节器的 u_o 与 u_i 的关系式。

4.20 如图 4.56 所示的电路为比例—微分调节器(简称 PD 调节器),也用于控制系统中,使调节过程起加速作用。试求 PD 调节器的 u_o 与 u_i 的关系式。

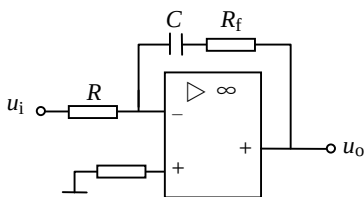


图 4.55 习题 4.19 的图

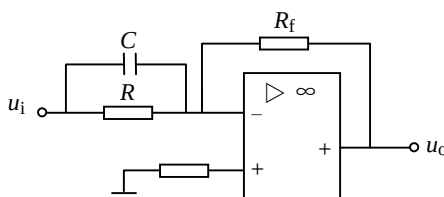
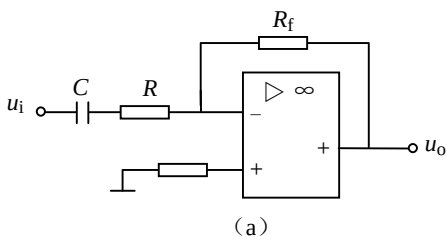
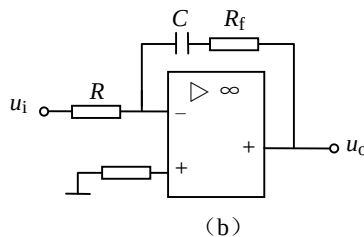


图 4.56 习题 4.20 的图

4.21 求如图 4.57 (a) 和图 4.57 (b) 所示有源滤波电路的频率特性,说明两个滤波电路各属于何种类型,并画出幅频特性曲线。



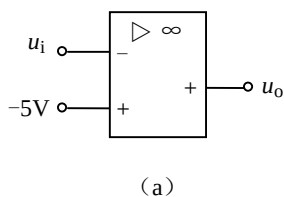
(a)



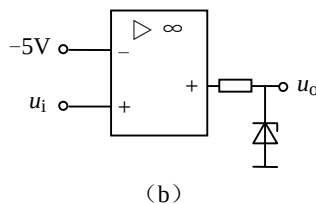
(b)

图 4.57 习题 4.21 的图

4.22 在如图 4.58 所示的各电路中,运算放大器的 $U_{OM} = \pm 12\text{ V}$,稳压管的稳定电压 U_Z 均为 6 V ,正向导通电压 U_D 均为 0.7 V ,试画出各电路的电压传输特性曲线。



(a)



(b)

图 4.58 习题 4.22 的图

4.23 在如图 4.59 (a) 所示的电路中,运算放大器的 $U_{OM} = \pm 12\text{ V}$,双向稳压管的稳定电压 U_Z 为 6 V ,参考电压 U_R 为 2 V ,已知输入电压 u_i 的波形如图 4.56 (b) 所示,试对应画出输出电压 u_o 的波形及电路的电压传输特性曲线。

4.24 如图 4.60 所示是监控报警装置,如需对某一参数(如温度、压力等)进行监控时,可由传感器取得监控信号 u_i , U_R 是参考电压。当 u_i 超过正常值时,报警灯亮,试说明电路的工作原理及二极管 VD 和电阻 R_3 的作用。

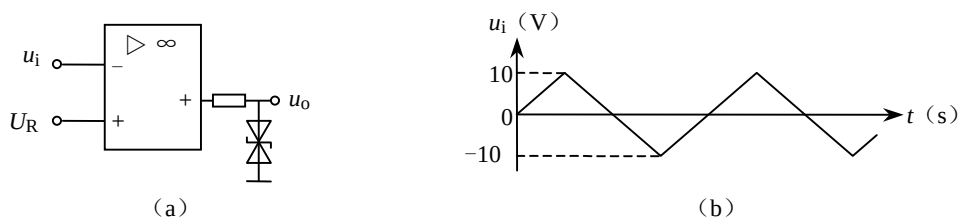


图 4.59 习题 4.23 的图

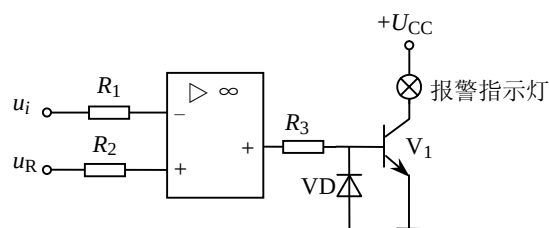


图 4.60 习题 4.24 的图

4.25 电路如图 4.61 所示, 在正弦波振荡器的输出端接一个电压比较器。问 a、b、c、d 四点应如何连接, 正弦波振荡器才能产生正弦波振荡? 画出正弦波振荡器输出 u_{o1} 和电压比较器输出 u_{o2} 的波形。若已知 $C = 0.1 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$, $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, 求正弦波振荡频率并确定反馈电阻 R_f 的值。

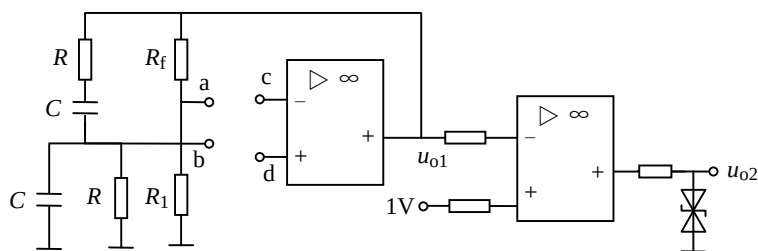


图 4.61 习题 4.25 的图