

第 7 章 集成运算放大器

教学提示：本章首先介绍基本运算放大电路的构成、特点及分析方法；然后重点讨论了集成运算放大电路在基本运算、信号测量、信号处理和波形产生方面的应用；最后介绍了有关集成运放在使用时需注意的问题。

教学要求：通过本章学习，应能掌握集成运算放大电路的主要特点及基本分析和计算方法，并对集成运算放大电路在使用时需注意的问题有一定的了解。

7.1 集成运放简介

运算放大器(简称运放)是具有高开环放大倍数并带有深度负反馈的多级直接耦合放大电路。早期的运放是由分立器件(晶体管和电阻等)构成的，其价格昂贵，体积也很大。在 20 世纪 60 年代中期，第一块集成运算放大器问世，其是将相当多的晶体管和电阻集中在一块硅片上而成的。它的出现标志着电子电路设计进入了一个新时代。由于集成运算放大器具有十分理想的特性，它不但可以作为基本运算单元完成加减、乘除、微分、积分等数学运算。还在信号处理及产生等方面都有广泛的应用。电子工程师们在电子电路设计时需要应用大量的集成运算放大器，这使得各种高性能、低价格的运放应运而生。

7.1.1 运算放大器的端子

从处理信号的观点出发，运算放大器有三个端子，即反相输入端(用符号“-”表示)、同相输入端(用符号“+”表示)和输出端，如图 7.1 所示。考虑到放大器要有直流电源才能工作，大多数集成运放需要两个直流电源供电，如图 7.2 所示。图 7.2 中 7、4 两个端子由运放内部引出，分别连接到正电源 $+U_{CC}$ 和负电源 $-U_{EE}$ 。运放的参考地点就是两个电源公共端——地。

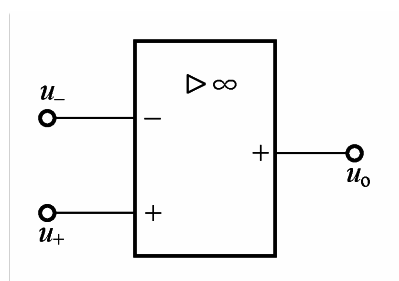


图 7.1 理想运算放大器

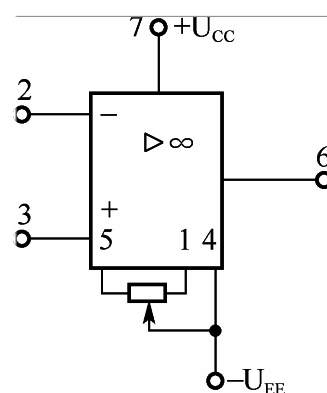


图 7.2 理想运放的供电方式

除了三个信号端和两个电源供给端以外，运算放大器还可能有几个供专门用途的其他端子，如频率补偿端和调零端等，这些端子的功能请读者自行分析。

7.1.2 理想运算放大器

为了建立运算放大器的基本概念，下面先来介绍理想运算放大器。图 7.3 是运算放大器的低频等效电路，其实质为一多级放大电路。图 7.3 中 r_i 和 r_o 分别代表运放本身的输入电阻和输出电阻， A_{uo} 为开环电压增益，而 $A_{ud}u_{id}$ 则是输出端的受控电压源， $u_{id}=u_N-u_P$ 。

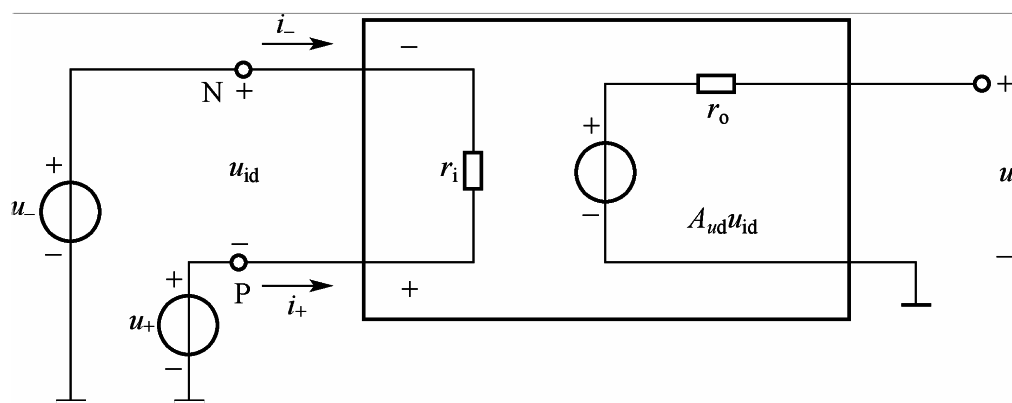


图 7.3 运算放大器的低频等效电路

从上面的描述可见，如果把输入信号电压之差 (u_N-u_P) 定义为差模信号，那么理想运算放大器仅仅响应差模信号 (u_N-u_P)，而与共模输入信号无关。例如， $u_N=u_P=1V$ 是一个共模信号，这时的输出端电压 $u_o=0$ ，称这种特性为共模抑制 (或抑制共模)。由于运算放大器是一个差动输入单端输出放大器，因此 A_{ud} 又称为运算放大器的开环差模电压增益。

为了保证一定的运算精度，理想的运算放大器应具有如下的参数：

- (1) 开环差模电压增益 $A_{ud} \rightarrow \infty$ ；
- (2) 输入电阻 $r_i \rightarrow \infty$ ；
- (3) 输出电阻 $r_o \rightarrow 0$ ；
- (4) 开环带宽 $B_w \rightarrow \infty$ (即以相同的电压放大倍数放大任意频率的信号)；
- (5) 当 $u_N=u_P$ 时， $u_o=0$ ，即共模抑制比 $K_{CMR} \rightarrow \infty$ 。

对于工作在线性区的理想运放，利用它的理想参数可以导出下面两条重要的法则：

(1) 在线性区内，由于 u_o 为有限值，而 $A_{ud} \rightarrow \infty$ ，所以 $u_d=u_N-u_P=u_o/A_{ud} \approx 0$ 或 $u_N \approx u_P$ ，即理想运放两输入端间的电压为零 (但不是短路)，常称为“虚短”。

(2) 因 $r_i \rightarrow \infty$ ，所以运放的输入电流 $i_i=u_d/r_i \approx 0$ ，即理想运放的两输入端不取用电流 (但不是断开)，一般称为“虚断”， $i_i=0$ 。

利用这两条法则来分析各种运放的线性应用电路，将十分简便。

【例 7.1】 电路如图 7.4 所示，被测电压接入运放同相端，设流过动圈的电流为 $100 \mu A$ 时，动圈仪表偏移满刻度。试求使满刻度读取 u_i 为 $10V$ 时的 R 值。

解：应用理想运放的“虚短”和“虚断”概念，可得流过动圈式仪表的电流为 u_i/R ，故有

$$10V/R=100 \mu A$$

$$R=10V/100 \mu A=100k \Omega$$

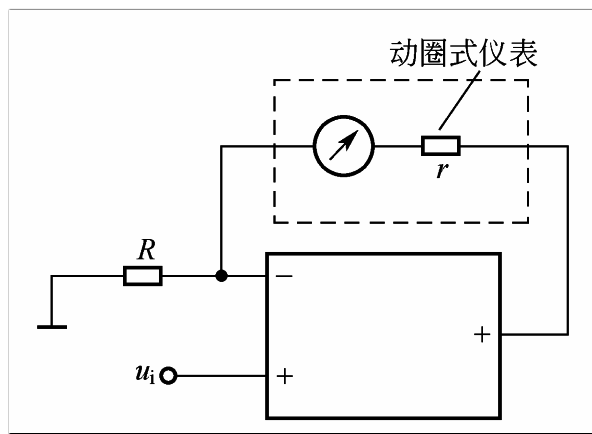


图 7.4 例 7.1 图

可见，这个电压表的读数正比于 u_i ，与动圈仪表内阻 r 无关，这是该表的一个重要优点。

7.2 运放在信号运算方面的应用

7.2.1 基本运算电路

采用集成运放接入适当的反馈电路就可构成各种运算电路，主要有比例运算，加、减法运算和微、积分运算等。由于集成运放开环增益很高，所以它构成的基本运算电路均为深度负反馈电路，运放两输入端之间满足“虚短”和“虚断”，根据这两个特点很容易分析各种运算电路。

1. 比例运算

比例运算包括同相比例运算和反相比例运算，它们是最基本的运算电路，也是组成其他各种运算电路的基础。下面将分析它们的电路构成和主要工作特点。

1) 反相比例运算

如图 7.5 所示为反相比例运算电路，输入信号 u_i 通过电阻 R_1 加到集成运放的反相输入端，而输出信号通过电阻 R_F 为反馈电阻，构成深度电压并联负反馈。同相端通过电阻 R_2 接地， R_2 称为直流平衡电阻，其作用是使集成运放两输入端的对地直流电阻相等，从而避免运放输入偏置电流在两输入端之间产生附加的差模输入电压，故要求 $R_2 = R_1 / R_F$ 。

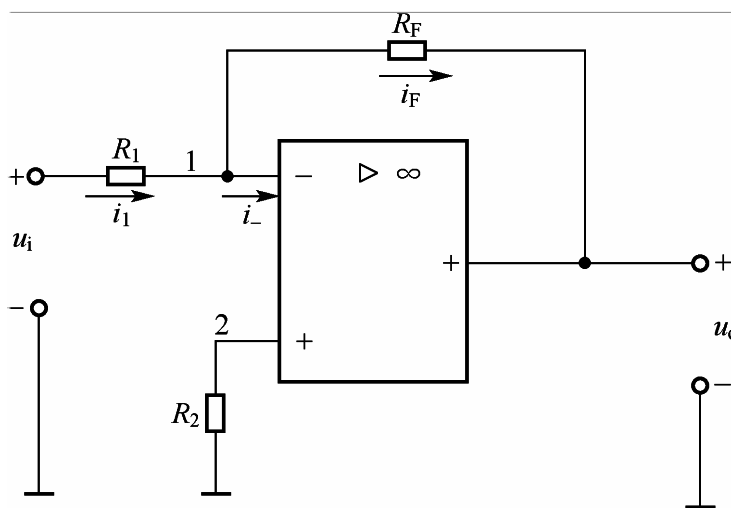


图 7.5 反相比例运算电路

根据运放输入端“虚断”可得 $i_+ \approx 0$, 故 $u_+ \approx 0$, 根据运放两输入端“虚短”可得 $u_- \approx u_+ \approx 0$, 因此由图 7.5 可得

$$i_1 = \frac{u_- - u_+}{R_1} \approx \frac{u_-}{R_1}$$

$$i_F = \frac{u_- - u_o}{R_F} \approx \frac{u_-}{R_F}$$

根据运放输入端“虚断”, 可知, $i_- \approx 0$ 故有 $i_1 \approx i_F$, 所以

$$\frac{u_-}{R_1} \approx \frac{u_-}{R_F}$$

故可得输出电压与输入电压的关系为

$$u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_i \quad (7-1)$$

可见, u_o 与 u_i 成比例, 输出电压与输入电压反相, 因此称为反相比例运算电路, 其比例系数为

$$A_{uF} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_F}{R_1} \quad (7-2)$$

由于 $u_- \approx 0$, 由图可得该反相比例运算电路的输入电阻为

$$R_{iF} \approx R_1 \quad (7-3)$$

因此, 反相比例运算电路主要有如下工作特点:

(1) 它是深度电压并联负反馈电路, 可作为反相放大器, 调节 R_F , R_1 比值即可调节放大倍数 A_{uF} ; A_{uF} 值可大于 1 也可小于 1。

(2) 输入电阻等于 R_1 , 较小。

(3) $u_- \approx u_+ \approx 0$, 所以运放共模输入信号 $u_{IC} \approx 0$, 对集成运放 K_{CMR} 的要求较低。这也是所有反相运算电路的特点。另外, 根据反相运算电路中 $u_- \approx u_+ \approx 0$ 这种情况, 常将集成运放输入端称为“虚地”。

2) 同相比例运算

图 7.6 所示为同相比例运算电路, 输入信号 u_i 通过电阻 R_2 加到集成运放的同相输入端, 而输出信号通过反馈电阻 R_F 回送到反相输入端, 构成深度电压串联负反馈, 反相端则通过电阻 R_1 接地。 R_2 同样是直流平衡电阻, 应满足 $R_2 = R_1 / R_F$ 。

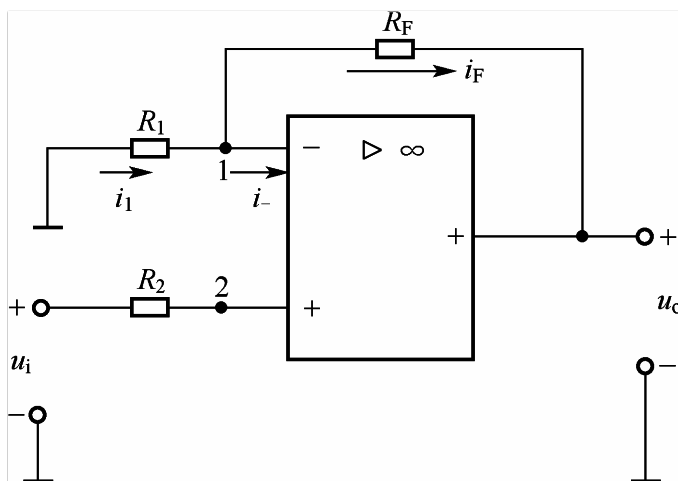


图 7.6 同相比例运算电路

根据运放正输入端“虚断”可得 $i_- \approx 0$ ，故有 $i_1 \approx i_F$ ，因此由图 7.6 可得

$$\frac{0 - u_-}{R_1} \approx \frac{u_- - u_o}{R_F}$$

由于 $u_- \approx u_+ \approx u_i$ ，由此可求得输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的关系为

$$u_o = 1 + \frac{R_F}{R_1} u_i = 1 + \frac{R_F}{R_1} u_i \quad (7-4)$$

可见 u_o 与 u_i 同相且成比例，故称为同相比例运算电路，其比例系数为

$$A_{uF} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (7-5)$$

若取 $R_1 = \infty$ 或 $R_F = 0$ ，则由式 (7-5) 可得 $A_{uF} = 1$ ，这种电路称为电压跟随器，如图 7.7 所示。

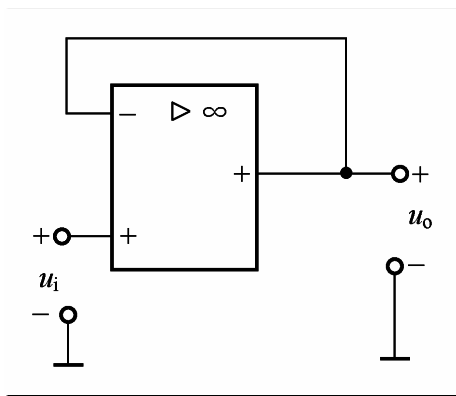


图 7.7 电压跟随器

根据运放同相输入端“虚断”，可得同相比例运算电路的输入电阻为

$$R_{iF} \approx \infty \quad (7-6)$$

综上所述，同相比例运算电路主要有如下工作特点：

(1) 它是深度电压串联负反馈电路，可作为同相放大器，调节 R_F 、 R_1 比值即可调节放大倍数 A_{uF} ，电压跟随器是它的应用特例。

(2) 输入电阻趋于无穷大。

(3) $u_- \approx u_+ \approx u_i$ ，说明此时运放的共模信号不为零，而等于输入信号 u_i ，因此在选用集成运放构成同相比例运算电路时，要求运放应有较高的最大共模输入电压和较高的共模抑制比。其他同相运算电路也有此特点和要求。

2. 加法运算

加法运算即对多个输入信号进行求和，根据输出信号与求和信号反相还是同相分为反相加法运算和同相加法运算两种方式。

1) 反相加法运算

如图 7.8 所示为反相输入加法运算电路，它是利用反相比例运算电路实现的。图中，输入信号 u_{i1} 、 u_{i2} 分别通过电阻 R_1 、 R_2 加至运放的反相输入端， R_3 为直流平衡电阻，要求 $R_3 = R_1 / R_2 / R_F$ 。

根据运放反相输入端虚断可知 $i_F \approx i_1 + i_2$ ，而根据运放反相运算时输入端虚地可得 $u_- \approx 0$ ，因此由图 7.8 可得

$$\frac{u_o}{R_F} \approx -\frac{u_{i1}}{R_1} - \frac{u_{i2}}{R_2}$$

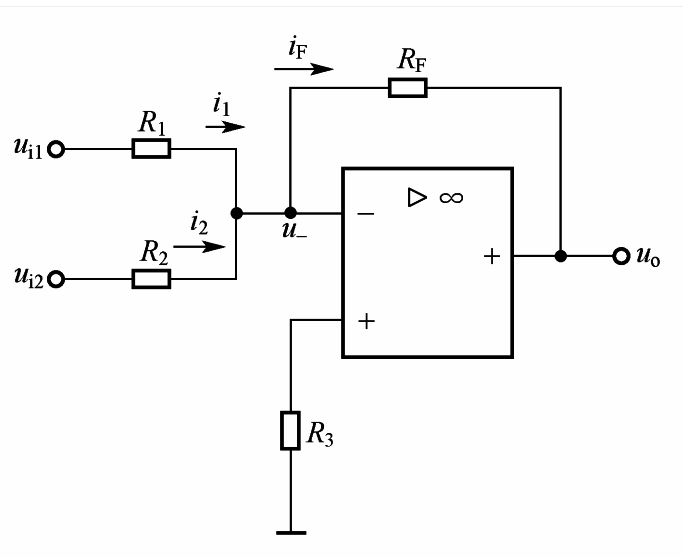


图 7.8 反相输入加法运算电路

故可求得输出电压为

$$u_o = -R_F \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right) \quad (7-7)$$

可见实现了反相加法运算。若 $R_F = R_1 = R_2$, 则 $u_o = -(u_{i1} + u_{i2})$ 。

由式(7-7)可见, 这种电路在调一路输入端电阻时并不影响其他路信号产生的输出值, 因而调节方便, 使用得比较多。

2) 同相加法运算

如图 7.9 所示为同相输入加法运算电路, 它是利用同相比例运算电路实现的。图中, 输入信号 u_{i1} 、 u_{i2} 均加至运放同相输入端。为使直流电阻平衡, 要求 $R_2/R_3/R_4 = R_1/R_F$ 。

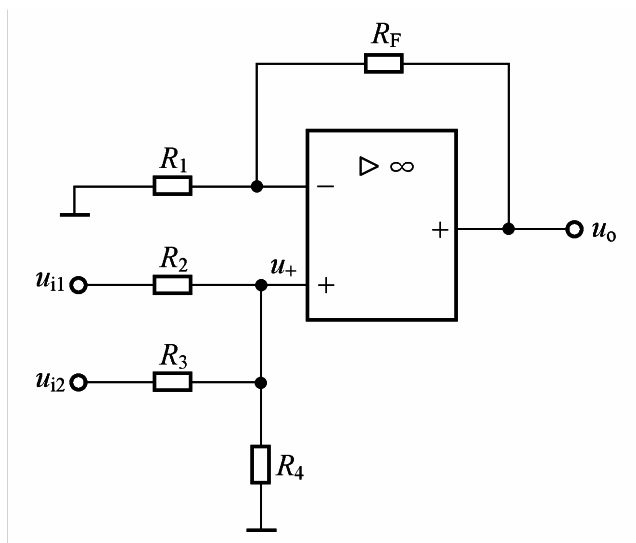


图 7.9 同相输入加法运算电路

根据运放同相端虚断, 对 u_{i1} 、 u_{i2} 应用叠加原理可求得 u_+

$$u_+ \approx \frac{\frac{R_2/R_3}{R_2 + R_3/R_4} u_{i1} + \frac{R_2/R_3}{R_3 + R_2/R_4} u_{i2}}{1} \quad (7-8)$$

根据同相输入时输出电压与运放同相端电压 u_+ 的关系式可得

$$\begin{aligned} u_o &= 1 + \frac{R_F}{R_1} u_+ \\ &= 1 + \frac{R_F}{R_1} \left(\frac{R_2/R_3}{R_2 + R_3/R_4} u_{i1} + \frac{R_2/R_3}{R_3 + R_2/R_4} u_{i2} \right) \end{aligned} \quad (7-9)$$

可见实现了同相加法运算。若 $R_2=R_3=R_4$, $R_F=2R_1$, 则式(7-9)可简化为 $u_o=u_{i1}+u_{i2}$ 。

由式(7-9)可见, 这种电路在调一路输入电阻时会影响到其他路信号产生的输出值, 因此调节不方便。

3. 减法运算

如图 7.10 所示为减法运算电路, 图中, 输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 分别加至反相输入端和同相输入端, 这种形式的电路也称为差分运算电路。对该电路也可用“虚短”和“虚断”来分析, 下面应用叠加定理根据同、反相比例电路已有的结论进行分析, 这样可使分析更简便。

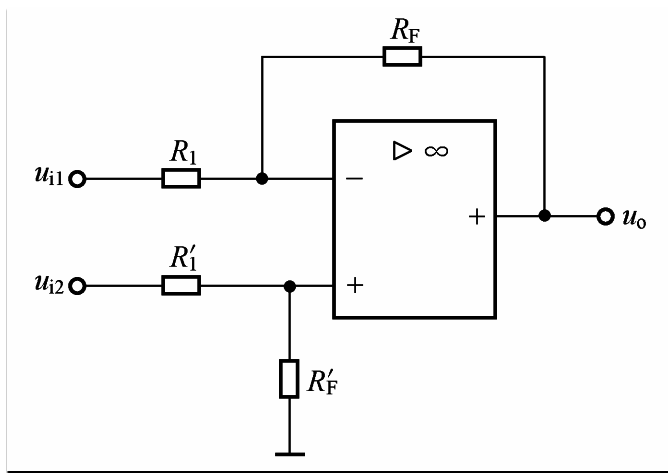


图 7.10 减法运算电路

首先, 设 u_{i1} 单独作用, 而 $u_{i2}=0$, 此时电路相当于一个反相比例运算电路, 可得 u_{i1} 产生的输出电压 u_{o1} 为

$$u_{o1} = -\frac{R_F}{R_1} u_{i1}$$

再设由 u_{i2} 单独作用, 而 $u_{i1}=0$, 则电路变为一同相比例运算电路, 可求得 u_{i2} 产生的输出电压 u_{o2} 为

$$u_{o2} = 1 + \frac{R_F}{R_1} u_{i2} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \frac{R'_F}{R'_F + R'_F} u_{i2}$$

由此可求得总输出电压为

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = -\frac{R_F}{R_1} u_{i1} + \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \frac{R'_F}{R'_F + R'_F}\right) u_{i2} \quad (7-10)$$

当 $R_1=R'_1$, $R_F=R'_F$ 时, 则

$$u_o = \frac{R_F}{R_1} (u_{i2} - u_{i1}) \quad (7-11)$$

假如式(7-11)中, $R_F=R_1$, 则 $u_o=u_{i2}-u_{i1}$ 。

4. 微分运算

如图 7.11 所示为微分运算电路, 它和反相比例运算电路的差别是用电容 C_1 代替电阻 R_1 。为使直流电阻平衡, 要求 $R_2=R_F$ 。

根据运放反相虚地可得

$$i_i = C_1 \frac{du_i}{dt}, \quad i_F = \frac{u_o}{R_F}$$

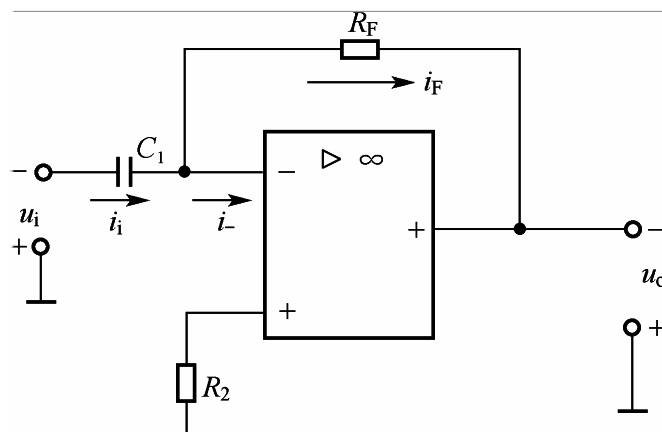


图 7.11 微分运算电路

由于 $i_1 \approx i_F$ ，因此可得输出电压 u_o 为

$$u_o = -R_F C_1 \frac{du_i}{dt} \quad (7-12)$$

可见输出电压 u_o 正比于输入电压 u_i 对时间 t 的微分。从而实现了微分运算。式中 $R_F C_1$ 即为电路的时间常数。

5. 积分运算

将微分运算电路中的电阻和电容位置互换，即构成积分运算电路，如图 7.12 所示。

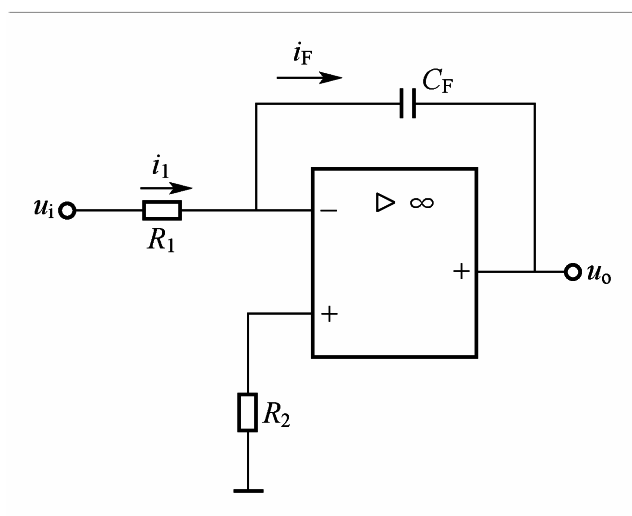


图 7.12 积分运算电路

由图 7.12 可得

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1}, \quad i_F = C_F \frac{du_o}{dt}$$

由于 $i_1 = i_F$ ，因此可得输出电压 u_o 为

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C_F} \int u_i dt \quad (7-13)$$

可见输出电压 u_o 正比于输入电压 u_i 对时间 t 的积分，从而实现了积分运算。式中 $R_1 C_F$ 为电路的时间常数。

微分和积分电路常常用以实现波形变换。例如，微分电路可将方波电压变换为尖脉冲电压，积分电路可将方波电压变换为三角波电压，如图 7.13 所示。

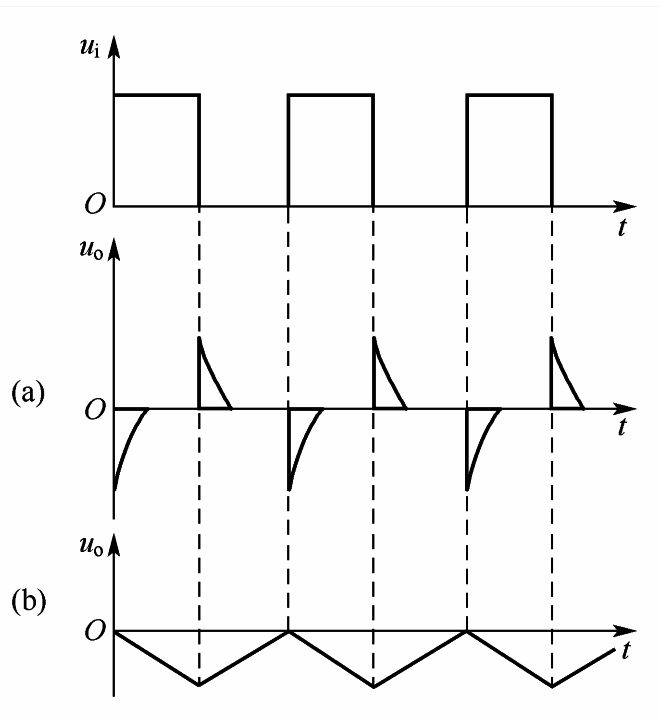


图 7.13 波形变换

7.2.2 基本运算电路应用举例

基本运算电路除了用作线性运算外，还可实现其他很多功能。应用“虚短”、“虚断”概念和电路分析的各种定理可以方便地对集成运放的线性应用电路进行分析，分析时若能应用基本运算电路的已有结论，往往更简便。下面讨论几个典型例子。

【例 7.2】图 7.14 所示电路通常称为仪用放大器或数据放大器，它在测量、数据采集、工业控制等方面得到广泛应用。试证明

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

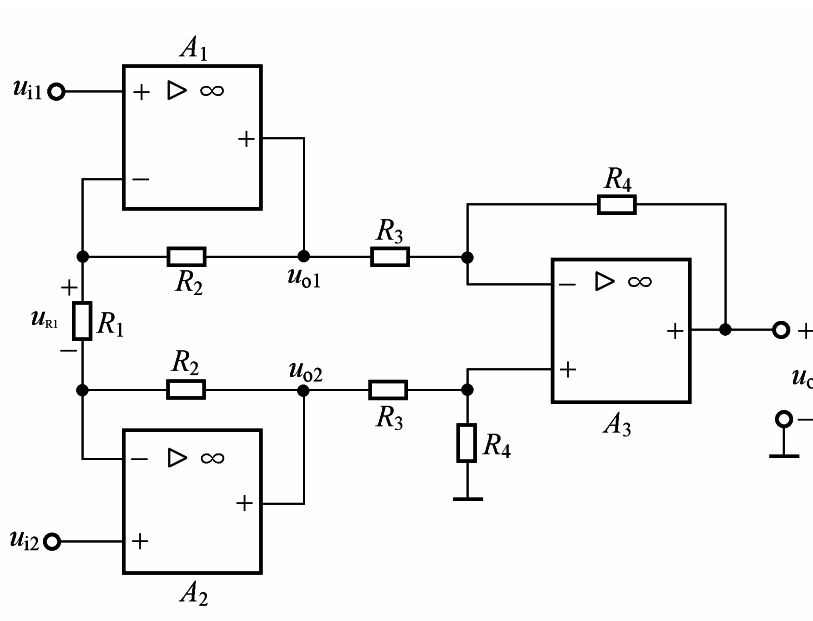


图 7.14 例 7.2 图

解：该放大电路由运放 A_1 、 A_2 组成第一级差分放大电路，运放 A_3 组成第二级差分运算电路，三个运放电路引入了深度负反馈。根据运放 A_1 、 A_2 输入端分别虚短可得

$$u_{R_1} = u_{i1} - u_{i2}$$

根据运放 A_1 、 A_2 反相端虚断可知，流过电阻 R_1 、 R_2 的电流相等，因此第二级电路的差模输入电压为

$$u_{o1} - u_{o2} = \frac{R_1 + 2R_2}{R_1} u_{i1} - \frac{2R_2}{R_1} u_{i2} \quad (7-14)$$

根据差分运算电路输出电压的计算公式(7-11)可得

$$u_o = \frac{R_3}{R_3} (u_{o2} - u_{o1})$$

将式(7-14)代入上式, 可得

$$u_o = \frac{R_3}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (u_{i1} - u_{i2}) \quad (7-15)$$

因此该放大电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{R_3}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (7-16)$$

改变 R_1 可调节放大倍数 A_u 的大小。

【例 7.3】 工程应用中, 为抗干扰、提高测量精度或满足特定要求等, 常常需要进行电压信号和电流信号之间的转换。如图 7.15 所示电路称为电压-电流转换器, 试分析输出电流 i_o 与输入电压 u_s 之间的函数关系。

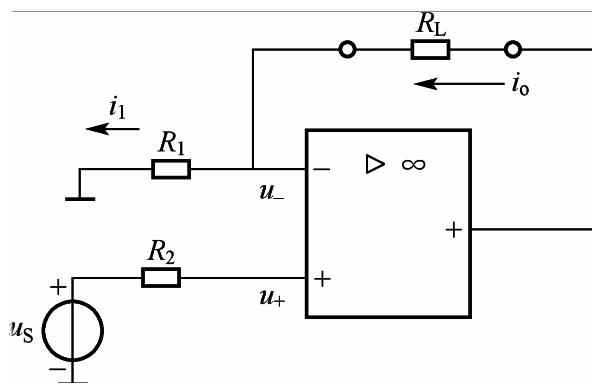


图 7.15 电压-电流转换器

解: 根据虚断和虚短可知 $u_+ = u_- = u_s$, $i_o = i_1$, 因此由图 7.15 可得

$$i_o = \frac{u_- - 0}{R_1} = \frac{u_s}{R_1} \quad (7-17)$$

式(7-17)表明, 该电路中输出电流 i_o 与输入电压 u_s 成正比, 而与负载电阻 R_L 的大小无关, 从而将恒压源输入转换成恒流源输出。

【例 7.4】 基本积分电路如图 7.16(a)所示, 输入信号 u_i 为一对称方波, 如图 7.16(b)所示, 运放最大输出电压为 $\pm 10V$, $t=0$ 时电容电压为零, 试画出理想情况下的输出电压波形。

解: 由图 7.16(a)求得电路时间常数为

$$\tau = R_1 C_f = 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-12} = 0.1 \text{ms}$$

根据运放输入端为虚地可知, 输出电压等于电容电压, $u_o = -u_c$, $u_o(0) = 0$ 。因为在 $0 \sim 0.1 \text{ms}$ 时间段内 u_i 为 $+5V$, 根据积分电路的工作原理, 输出电压 u_o 将从零开始线性减小, 在 $t=0.1 \text{ms}$ 时达到负峰值, 其值为

$$u_o \Big|_{t=0.1 \text{ms}} = \frac{1}{R_1 C_f} \int_0^t u_i dt + u_o(0) = \frac{1}{0.1} \int_0^{0.1} 5 dt = -5V$$

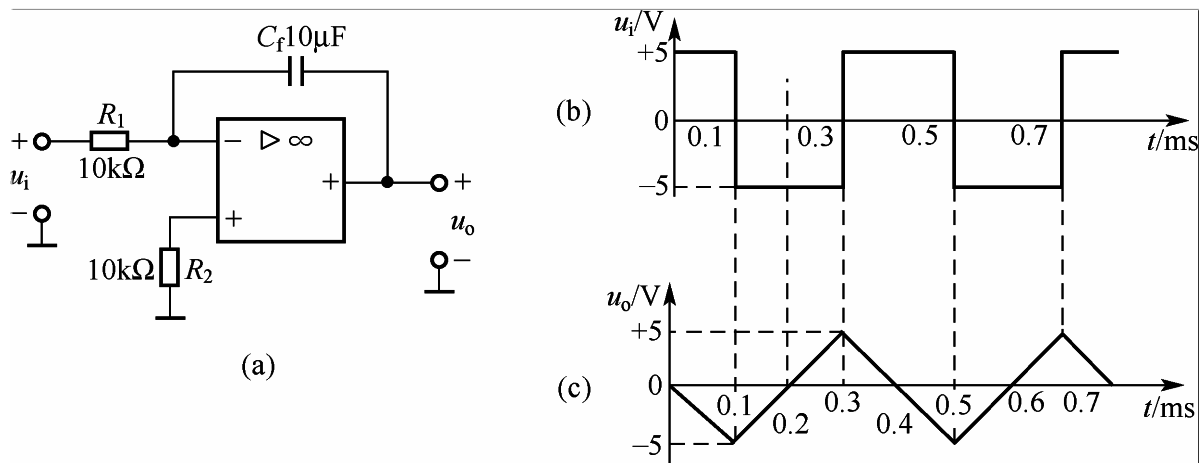


图 7.16 例 7.4 图

而在 0.1~0.3ms 时间段内 u_i 为 -5V，所以输出电压 u_o 从 -5V 开始线性增大，在 $t=0.3\text{ms}$ 时达到正峰值，其值为

$$u_o \Big|_{t=0.3\text{ms}} = \frac{1}{R C} \int_{0.1}^{0.3} u_i dt + u_o \Big|_{t=0.1} = \frac{1}{0.1} \int_{0.1}^{0.3} (-5V) dt + (-5V) = -5V$$

上述输出电压最大值均不超过运放最大输出电压，所以输出电压与输入电压间为线性积分关系。由于输入信号 u_i 为对称方波，因此可做出输出电压波形如图 7.16(c) 所示，为一三角波。

【例 7.5】若给定反馈电阻 $R_f=10\text{ k}\Omega$ ，试设计实现 $u_o = u_{i1} - 2u_{i2}$ 的运算电路。
解：根据题意，对照运算电路的功能可知：可用差分运算电路实现之，将 u_{i1} 从同相端输入， u_{i2} 从反相端输入，电路如图 7.17 所示。

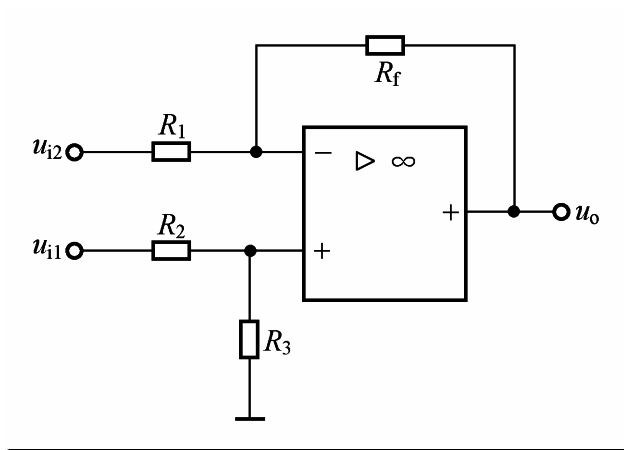


图 7.17 例 7.5 图

根据式 (7-10) 可求得图 7.17 中输出电压 u_o 的表达式为

$$u_o = \frac{R_f}{R_1} u_{i2} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) u_{i1} \quad (7-18)$$

将要求实现的 $u_o = u_{i1} - 2u_{i2}$ 与式 (7-18) 比较可得

$$\frac{R_f}{R_1} = 2 \quad (7-19)$$

$$1 + \frac{R_f}{R_1} \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 1 \quad (7-20)$$

因为给定 $R_f=10\text{ k}\Omega$ ，由式 (7-19) 可得

$$R_1 = 5\text{ k}\Omega$$

将式(7-19)代入式(7-20)可得

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{1}{3} \quad (7-21)$$

根据输入端直流电阻平衡的要求, 由图 7.17 可得

$$R_2/R_3 = R_1/R_f = \frac{5 \times 10}{5 + 10} \text{ k}\Omega = (10/3) \text{ k}\Omega$$

即

$$\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = \frac{10}{3} \text{ k}\Omega \quad (7-22)$$

联立求解式(7-21)和式(7-22)可得

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = 5 \text{ k}\Omega$$

7.3 运放在信号处理方面的应用

在自动化系统中, 在信号处理方面经常遇到的问题是信号幅度的比较、信号幅度的选择、信号的采样和保持、信号的滤波等。

7.3.1 信号幅度的比较

幅度比较就是将一个模拟量的输入信号电压 u_i 去和一个参考电压 U_R 相比较, 在二者幅度相等的附近, 输出电压将产生跃变(图 7.19(a))通常用于越限报警、模数转换和波形变换等场合。在这种情况下, 幅度鉴别的精确性和稳定性以及输出反应的快速性是主要的技术指标。图 7.18 所示为最简单的比较电路。电路中无反馈环节。 U_R 为基准电压, 接在同相输入端。输入信号电压 u_i 加在反相输入端, 与 U_R 进行比较, 当 $u_i > U_R$ 时, 输出电压 u_o 为负饱和值 ($-U_{os}$), 当 $u_i < U_R$ 时, 输出电压 u_o 为正饱和值 ($+U_{os}$)。由于, 当 $u_i = U_R$ 时, 输出电压 u_o 将发生跳变, 因此 U_R 也称阈值电压, 而当 $U_R = 0$ 时比较电路称为过零比较器。如图 7.19(b)所示为比较器的传输特性。

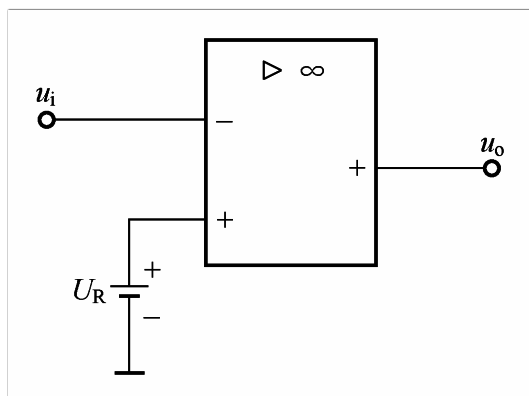


图 7.18 最简单的比较器

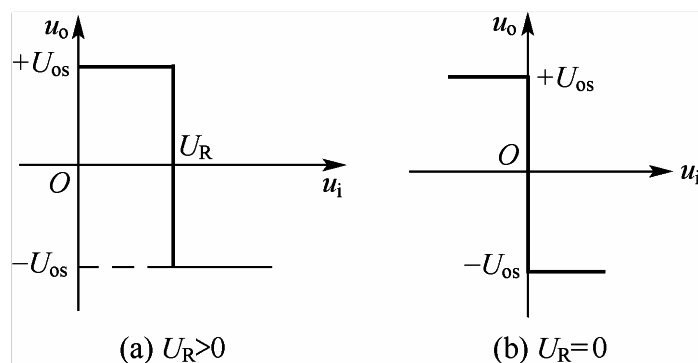


图 7.19 比较器的传输特性

如果参考电压 $U_R = 0$, 当输入信号电压 u_i 每次过零时, 输出电压都会发生突然变化, 其传输特性通过坐标原点, 如图 7.19(b)所示。这种比较器称为过零比较器。利用过零比较器可以实现信号的波形变换。例如, 若 u_i 为正弦波如图 7.20(a) 按上述关系, u_i 每过零一次, 比较器的输出电压就产生一次跳变, 正、负输出电压的幅度决定于运算放大器的最大输出

电压，输出电压 u_o 是与 u_i 同频率的方波，如图 7.20 (b) 所示。上述比较器在 u_i 做单向连续变化的过程中， u_o 只产生一次跳变，故称为单限比较器，它的优点是电路简单，缺点是抗干扰能力差。如果 u_i 值恰好在阈值电压附近，而电路又存在干扰和零漂， u_o 就会不断地发生跳变，从而失去稳定性，不能用于干扰严重的场合。

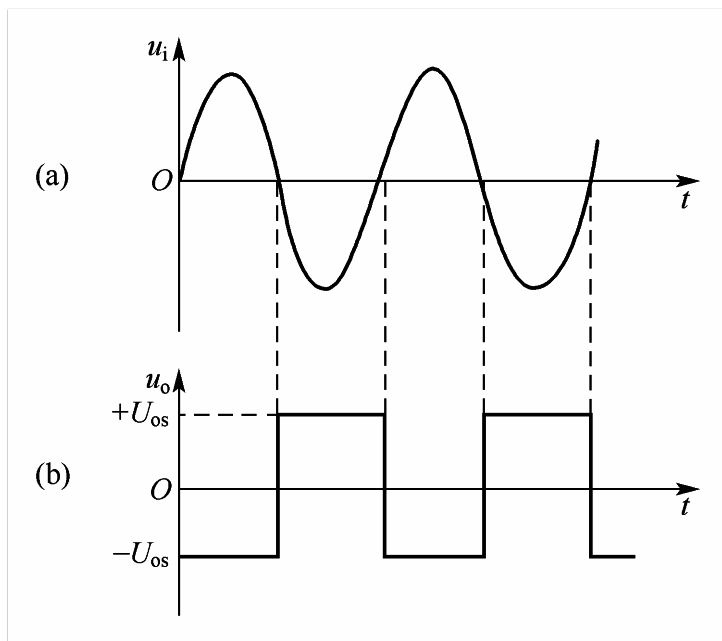


图 7.20 过零比较器的波形变换作用

为了克服单限比较器抗干扰能力差的缺点，可在电路中引入正反馈，构成滞回比较器，如图 7.21 (a) 所示。显然，同相输入端电压为

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

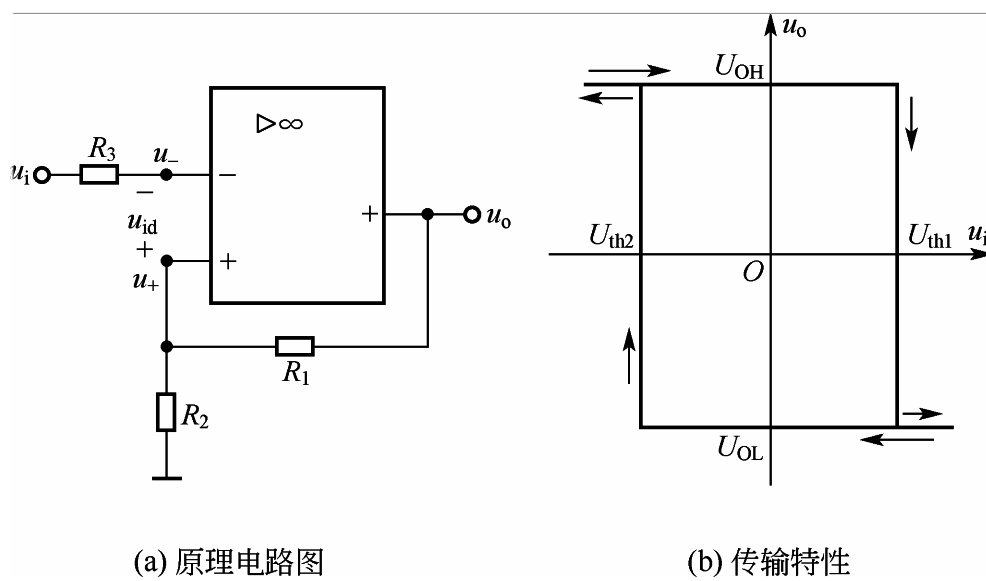


图 7.21 反相滞回电压比较器

由于电路中引入了正反馈，运放工作于非线性状态，稳态时 u_o 可以是高电平 U_{OH} (与正电源电压值相近) 或低电平 U_{OL} (与负电源电压值相近)，因此 u_+ 有相应的两个值：

$$u_{+1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OH} = U_{th1}$$

$$u_{+2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OL} = U_{th2}$$

设输出电平为正值, 即为 U_{OH} 时, 对应的阈值电压为 U_{th1} 。当 u_i 由负值连续向正值增大到等于 U_{th1} 时, u_o 必将从 U_{OH} 向下跳变到 U_{OL} , 这时阈值电压立即变为 U_{th2} 。由于 $U_{th2} < U_{th1}$, 因此当 u_i 再继续增加时 u_o 也不会发生跳变。但当 u_i 由正值向负值的方向减小到 U_{th2} 时, u_o 将从 U_{OL} 向上跳变到 U_{OH} , 阈值电压随之变为 U_{th1} 。由于 $U_{th1} > U_{th2}$, 因此当 u_i 再减小时, u_o 也不会再发生跳变。由此可得出它的传输特性如图 7.21(b)所示。由于 $U_{th1} \neq U_{th2}$, 其传输特性具有滞回的特点, 因此称为滞回比较器, 是一种双限比较器。滞回比较器的主要优点是抗干扰能力强, 缺点是灵敏度较低, 当 u_i 处于两个阈值之间时, u_o 不会产生跳变, 电路不会做出响应。滞回比较器也可以接入参考电压 U_R , 即将图 7.21(a)中的 R_2 接至 U_R (而非接“地”), 此时的阈值电压为

$$U_{th1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OH} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_R$$

$$U_{th2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OL} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_R$$

除了由集成运放组成的比较器外, 目前还生产了许多集成电压比较器, 所需外接元件极少, 使用十分方便, 且其输出电平容易与数字集成元件所需的输入电压相配合, 常用作模拟与数字电路之间的接口电路。除了直接用于电压的比较和鉴别之外, 集成电压比较器还可用于波形发生电路、数字逻辑门电路等场合。集成电压比较器可分为通用型(如 F311)、高速型(如 CJ0710)、精密型(如 J0734, ZJ03)等几大类。在同一块集成芯片上, 可以是单个比较器(如 F311), 也可以是互相独立的两个(如 CJ0393)或四个(如 CJ0339)比较器。

7.3.2 方波发生器

最基本的方波发生器电路如图 7.22(a)所示, 由一个滞回比较器和 $R_F C$ 负反馈网络组成, 输出端接有由稳压管 D_Z 组成的双向限幅器。将输出电压的最大幅度限定为 $+U_Z$ 或 $-U_Z$ 。故比较器的两个阈值电压为

$$U_{B1} = U_{th1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

$$U_{B2} = U_{th2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$$

$R_F C$ 组成一个负反馈网络, u_o 通过 R_F 对电容 C 充电, 或电容通过 R_F 放电, 于是电容 C 上的电压 u_C 的波形便按指数规律变化。运算放大器作为比较器, 将 u_C 与 U_B 进行比较, 根据比较结果决定输出状态: 当 $u_C > U_B$ 时, $u_o = -U_Z$ 为负值; 当 $u_C < U_B$ 时, $u_o = +U_Z$ 为正值。 $U_o = U_Z$, 于是阈值电压为 U_{th1} 。输出电压 u_o 经电阻 R_F 向电容 C 充电, 充电电流方向如图 7.22 中实线箭头所示, u_C 按指数规律增长。当 $u_C = U_{th1}$ 时, 输出电压便由 $+U_Z$ 向 $-U_Z$ 跳变, u_o 跃变为 $-U_Z$, 阈值电压则变为 U_{th2} 。此时电容 C 经 R_F 放电(放电电流方向如图 7.22 中虚线箭头所示), u_C 按指数规律逐渐下降。当 u_C 降到 U_{th2} 值时, 输出电压 u_o 再一次由 $-U_Z$ 翻转到 $+U_Z$, 电容 C 又开始充电, u_C 由 U_{th2} 按指数规律向 U_{th1} 值上升。如此周而复始, 在输出端获得一个方波电压 u_o , 如图 7.22(b)所示。

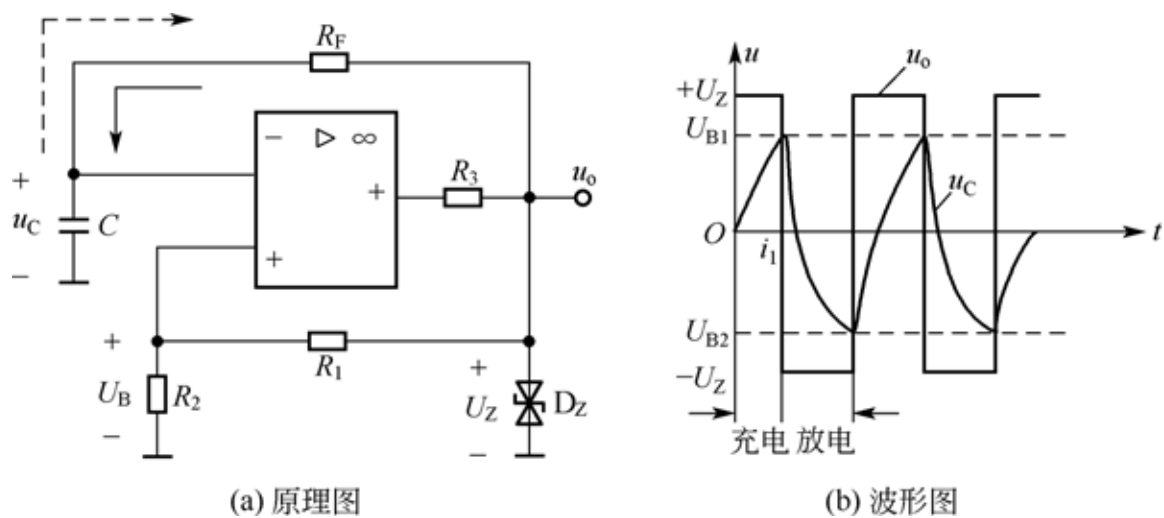


图 7.22 方波发生器

方波的频率为

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

上式表明，方波的频率仅与 R_F 、 C 和 R_2/R_1 有关，而与输出电压幅度 U_Z 无关，因此在实际应用中，通常改变 R_F 阻值的大小来调节频率 f 的大小。

前面说过，若在积分器的输入端接一方波，则其输出就是一个三角波。若在上述方波发生器的输出端加一级积分器，如图 7.23 (a) 所示，则成为既可输出方波又可输出三角波的波形发生电路。与图 7.22 (a) 所示方波发生器电路不同的是，此处将 U_{o2} 通过 R_1 反馈到 A_1 的同相端，而 A_1 的反相端则接地。于是由 R_1 引回到 A_1 同相端的信号就是负反馈信号。这样，由 A_1 输出方波，由 A_2 输出三角波。方波的幅值为 U_Z ，三角波的幅值为 $\pm \frac{R_1}{R_2} U_Z$ 。它们的振荡频率 $f = \frac{R_1}{4R_1 R_2 C}$ 。

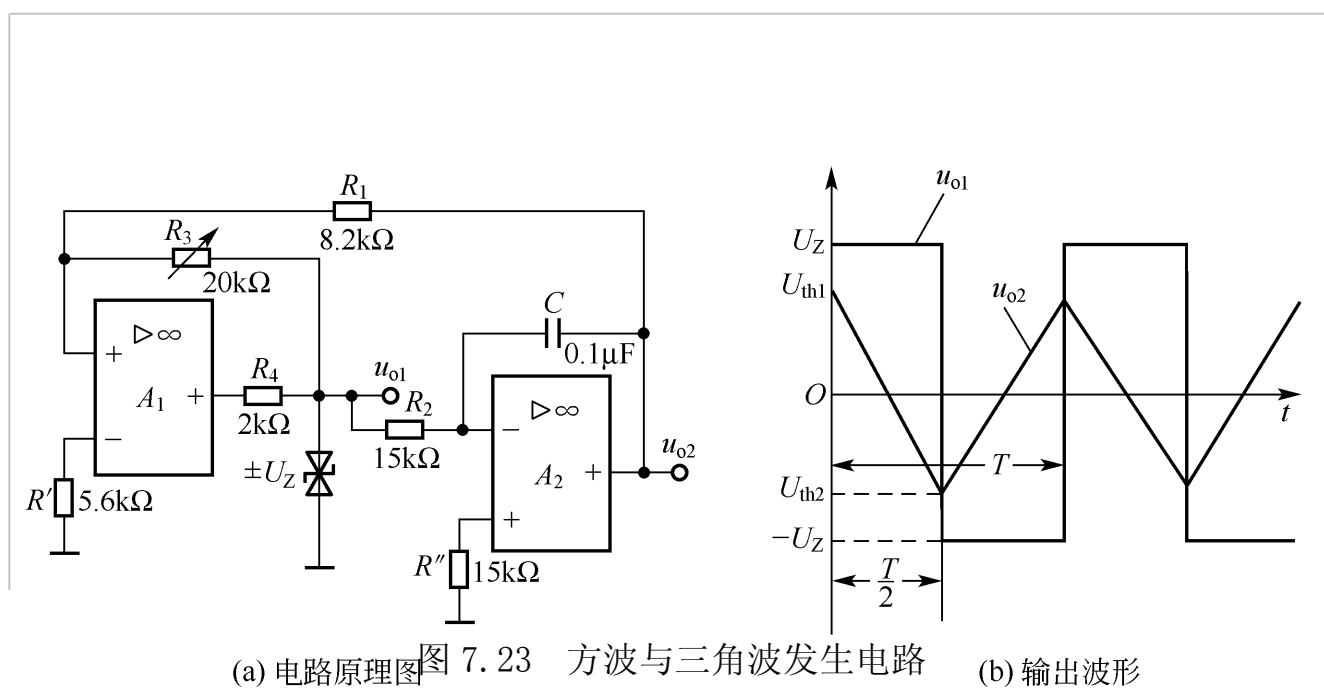


图 7.23 方波与三角波发生电路 (a) 电路原理图 (b) 输出波形

7.4 振荡电路

振荡电路在自动控制、测量设备、通信、无线电广播、工农业和生物医学等领域内都有广泛的应用，在收音机、电视机等生活用品中也离不开它。这里所讨论的信号产生电路包括正弦波振荡电路和非正弦波产生电路，它们不需要输入信号便能产生各种周期性的波形，如正弦波、矩形波、锯齿波等。下面就两类信号产生电路分别加以讨论。

7.4.1 RC 正弦波振荡电路

1. 正弦波振荡电路的振荡条件与分类

1) 振荡条件

从结构上来看，正弦波振荡电路是一个没有输入信号的正反馈放大器，它可以将直流电能转变为交流电能。图 7.24(a)所示为接成正反馈放大器时的框图，改画一下，便得图 7.24(b)。由图 7.24(b)可知，设放大器的输入信号 \dot{X}_d 为正弦波，放大器 \dot{A} 没有非线性失真，则其输出信号为

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

经 \dot{F} 反馈回来的信号为

$$\dot{X}_f = \dot{F} \dot{X}_o = \dot{F} \dot{A} \dot{X}_d$$

式中， $\dot{A} = A / \angle \omega$ ， $\dot{F} = F / \angle \omega$ 。若上式中 $\dot{A} \dot{F} = 1$ ，则得 $\dot{X}_f = \dot{X}_d$ ，即反馈信号不论在幅度上或相位上都和输入信号相同，因此把 \dot{X}_f 接到 \dot{X}_d 处，电路可维持与开环时一样的输出信号，这就是自激。

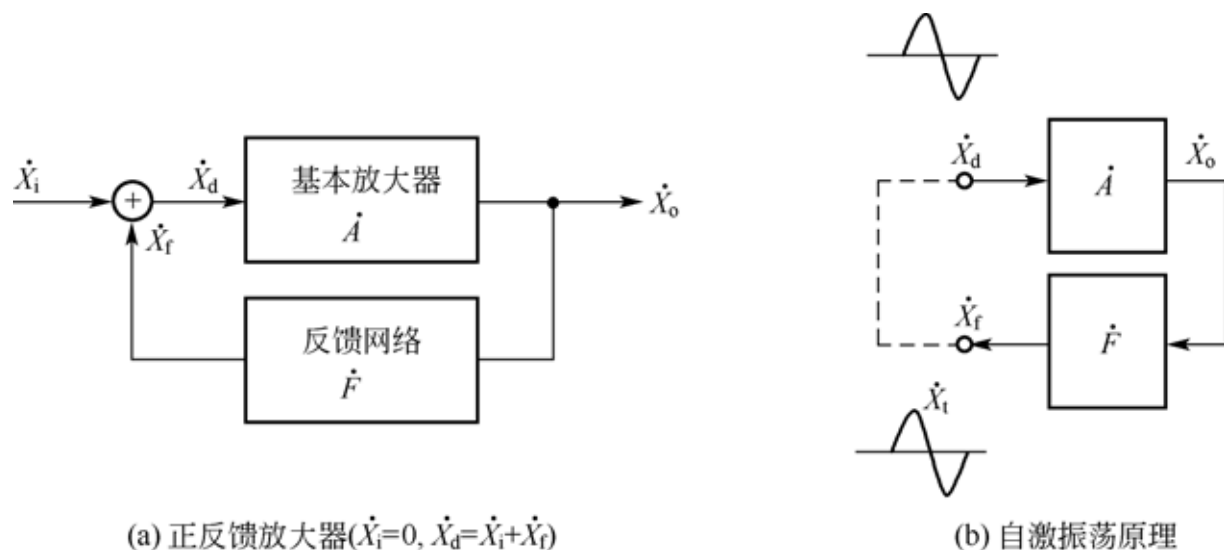


图 7.24 自激振荡原理框图

自激的条件为

$$\dot{A} \dot{F} = 1 \quad (7-23)$$

或

$$AF = 1 \quad (7-24)$$

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/607126036031010004>