

第3章

集成运算放大电路

3.1 集成运算放大电路概述

集成运算放大电路是一种高电压放大倍数、高输入电阻和低输出电阻的多级直接耦合放大电路,因其最初多用于模拟信号的运算,所以被称为集成运算放大电路,简称集成运放。随着集成电路技术的不断发展,集成运放的性能不断改善,种类也越来越多,现在集成运放的应用已远远超出了信号运算的范围,在电子技术的许多领域都有广泛的应用。

集成运放的电路结构特点如下:

- (1) 硅片上不能制作大电容,所以集成运放均采用直接耦合方式。
- (2) 集成电路内部相邻元件具有良好的对称性,受环境温度和其他干扰等影响时的变化趋势相同,所以集成运放中大量采用各种差动放大电路(作输入级)和恒流源电路(作偏置电路或有源负载)。
- (3) 硅片上不宜制作高阻值电阻,所以在集成运放中常用有源元件(晶体管或场效应管)取代高阻值电阻。
- (4) 集成晶体管和场效应管因制作工艺不同,性能上有较大差异,所以在集成运放中常采用复合管结构来改善性能。

3.1.1 集成运放的电路组成及其各部分的作用

集成运放是一种高电压放大倍数的多级直接耦合放大电路,由4部分组成:输入级、中间级、输出级和偏置电路,原理框图如图3-1所示。它有两个输入端,一个输出端,图中标标 u_P 、 u_N 、 u_O 均以“地”为公共端。

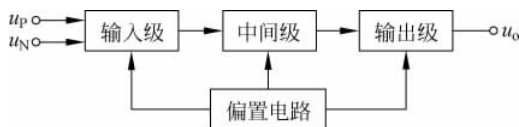


图 3-1 集成运放原理框图

1. 输入级

输入级往往是一个高性能的双端输入差动放大电路。一般要求其输入电阻高,差模电

压放大倍数大,抑制共模信号的能力强,静态电流小。输入级的好坏直接影响集成运放的大多数性能参数,如输入电阻、共模抑制比等。

2. 中间级

中间级的作用是使集成运放具有较强的放大能力,多采用共射(或共源)放大电路。而且为了提高电压放大倍数,经常采用复合管作放大管,以恒流源作集电极负载。其电压放大倍数可达千倍以上。

3. 输出级

输出级应具有输出电压线性范围宽、输出电阻小(即带负载能力强)、非线性失真小等特点。集成运放的输出级多采用互补对称功率放大电路。

4. 偏置电路

偏置电路用于设置集成运放内部各级电路的静态工作点。与分立元件不同,集成运放通常采用电流源电路为各级提供合适的集电极(或发射极、漏极)静态工作电流,从而确定了合适的静态工作点。

3.1.2 集成运放的主要性能指标

在考察集成运放的性能时,常用下列参数来描述。

1. 开环差模电压放大倍数 A_{od}

开环差模电压放大倍数 A_{od} 指的是运放在没有外接反馈时的差模电压放大倍数。即 $A_{od} = \Delta u_O / \Delta(u_P - u_N)$, 常用分贝数(dB)表示,其分贝数为 $20\lg|A_{od}|$, 通用型集成运放的 A_{od} 通常在 10^5 左右,即 100dB 左右。一般 F007 的 $A_{od} > 94\text{dB}$ 。理想条件下,可以认为 $A_{od} \approx \infty$ 。

2. 共模抑制比 K_{CMR}

共模抑制比 K_{CMR} 等于差模放大倍数与共模放大倍数之比的绝对值,即 $K_{CMR} = |A_{od}/A_{oc}|$, 也常用 dB 表示,其数值为 $20\lg K_{CMR}$ 。 K_{CMR} 值越大,集成运放抑制共模信号的能力越强。F007 的 $K_{CMR} > 80\text{dB}$ 。理想条件下,可以认为 $K_{CMR} \approx \infty$ 。

3. 差模输入电阻 r_{id}

集成运放的差模输入电阻 r_{id} 是指集成运放在输入差模信号时的输入电阻。 r_{id} 值越大,运放向信号源获取的电流越小。F007 的 $r_{id} > 2\text{M}\Omega$ 。理想条件下,可以认为 $r_{id} \approx \infty$ 。

4. 输入失调电压 U_{IO}

理想的集成运放在输入电压为 0 时,输出电压也应为 0。但由于输入级电路参数不可能绝对对称等原因,实际的集成运放输入为 0 时输出并不为 0。输入失调电压 U_{IO} 的数值等于为使输出为 0 在输入端所要加的补偿电压,其数值是 $u_1 = 0$ 时,输出电压折合到输入端电

压的负值,即 $U_{IO} = -\frac{u_O|_{u_i=0}}{A_{od}}$ 。 U_{IO} 反映了输出失调的程度,因而 U_{IO} 的值越小越好。F007的 $U_{IO} < 2\text{mV}$ 。理想条件下,可以认为 $U_{IO} \approx 0$ 。

5. 输入失调电流 I_{IO}

输入失调电流 I_{IO} 的值等于运放的输入级差动放大电路两个静态输入电流的差值,它反映了运放两个静态输入电流的不对称程度。 I_{IO} 的存在会产生输出失调,因而 I_{IO} 的值越小越好。理想条件下,可以认为 $I_{IO} \approx 0$ 。

6. 最大共模输入电压 $U_{IC\max}$

集成运放对共模信号有抑制作用,但当共模输入电压超过一定极限数值时,运放将不能正常工作甚至损坏,共模输入电压的这一极限数值就是集成运放的最大共模输入电压 $U_{IC\max}$ 。

除上述主要参数外,集成运放的参数还有输入偏置电流 I_{IB} 、最大差模输入电压 $U_{Id\max}$ 等。有关参数测试条件和性能指标可参考有关的电子产品手册。

3.1.3 集成运放的电压传输特性

集成运放的两个输入端分别为同相输入端 u_P 和反相输入端 u_N ,这里的“同相”和“反相”是指运放的输入电压与输出电压之间的相位关系,集成运放的符号如图 3-2(a)所示。从外部看,可以认为集成运放是一个双端输入、单端输出、具有高差模放大倍数、高输入电阻、低输出电阻、能较好地抑制温漂的差动放大电路。

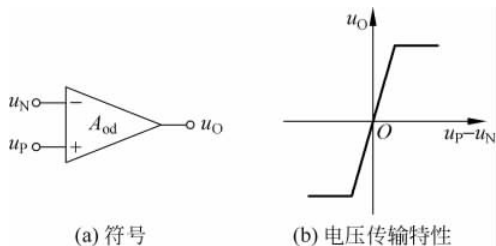


图 3-2 集成运放的符号和电压传输特性

集成运放的输出电压 u_O 与输入电压(即同相输入端与反相输入端之间的差值电压)之间的关系曲线称为电压传输特性,即

$$u_O = f(u_P - u_N)$$

对于正、负两路电源供电的集成运放,其电压传输特性如图 3-2(b)所示。从图示曲线可以看出,集成运放有线性放大区域(称为线性区)和饱和区域(称为非线性区)两部分。在

线性区,曲线的斜率为电压放大倍数;在非线性区,输出电压只有两种可能的情况,即 $+U_{OM}$ 或 $-U_{OM}$ 。

由于集成运放放大的对象是差模信号,而且没有通过外电路引入反馈,因而集成运放工作在线性区时 $u_O = A_{od}(u_P - u_N)$ 。通常 A_{od} 在 10^5 左右,因此集成运放的线性区非常狭窄。

3.1.4 理想集成运放

为便于分析,通常将集成运放看成理想集成运放。所谓的理想集成运放就是将实际的集成运放性能指标理想化,以便于电路的分析计算。由于实际集成运放的性能指标与理想

运放比较接近,所以用理想运放代替实际运放所引起的误差并不大,在工程计算中是允许的,而且可以使运放应用电路的分析简化。具体地说,这些理想化的性能指标为:

开环差模电压放大倍数 $A_{od} \approx \infty$;

差模输入电阻 $r_{id} \approx \infty$;

输出电阻 $r_o \approx 0$;

共模抑制比 $K_{CMR} \approx \infty$ 等。

1. 理想集成运放在线性区的特点

设集成运放同相输入端和反相输入端的电位分别为 u_P 和 u_N , 电流分别为 i_P 和 i_N 。当集成运放工作在线性区时,输出电压应与输入差模电压呈线性关系,即应满足

$$u_O = A_{od}(u_P - u_N)$$

由于 u_O 为有限值,对于理想集成运放 $A_{od} \approx \infty$,因而净输入电压 $u_P - u_N = 0$,即 $u_P = u_N$ 。

这个结论称两个输入端“虚短路”。所谓“虚短路”是指集成运放的两个输入端电位无穷接近,但又不是真正短路的特点。

因为净输入电压为 0,又因为理想集成运放的输入电阻为无穷大,所以两个输入端的输入电流也均为 0,即 $i_P = i_N = 0$ 。

换句话说,即从集成运放输入端看进去相当于断路,称两个输入端“虚断路”。所谓“虚断路”是指集成运放两个输入端的电流趋于 0,但又不是真正断路的特点。

应当特别指出,“虚短”和“虚断”是非常重要的概念。对于集成运放工作在线性区的应用电路,“虚短”和“虚断”是分析其输入信号和输出信号关系的两个基本出发点。

2. 集成运放工作在线性区的电路特征

对于理想集成运放,由于 $A_{od} \approx \infty$,因而若两个输入端之间加无穷小电压,则输出电压就将超出其线性范围,不是正向最大电压 $+U_{OM}$,就是负向最大电压 $-U_{OM}$ 。因此,只有电路引入负反馈,才能保证集成运放工作在线性区,集成运放工作在线性区的特征是电路引入了负反馈。

对于单个的集成运放,通过无源的反馈网络将集成运放的输出端与反相输入端连接起来,就表明电路引入了负反馈,如图 3-3 所示。因此,可以通过电路是否引入了负反馈来判断电路是否工作在线性区。

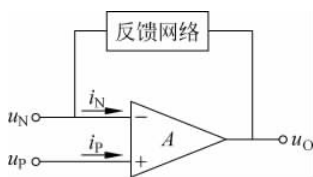


图 3-3 集成运放引入负反馈

3. 理想集成运放的非线性工作区

在电路中,若集成运放处于开环状态(即没有引入反馈),或是只引入了正反馈,则表明集成运放工作在非线性区。

对于理想集成运放,由于差模增益无穷大,只要同相输入端与反相输入端之间有无穷小的差值电压,输出电压就将达到正的最大值或负的最大值,即输出电压 u_O 与输入电压 $(u_P - u_N)$ 不再是线性关系,称集成运放工作在非线性工作区,其电压传输特性如图 3-4 所示。

理想集成运放在非线性区的两个特点如下:

(1) 输出电压 u_O 只有两种可能的情况,分别为 $+U_{OM}$ 或 $-U_{OM}$ 。当 $u_P > u_N$ 时, $u_O = +U_{OM}$; 当 $u_P < u_N$ 时, $u_O = -U_{OM}$ 。

(2) 由于理想集成运放的差模输入电阻无穷大,故净输入电流为 0,即 $i_P = i_N = 0$ 。

可见,理想集成运放仍具有“虚断”的特点,但其净输入电压不再为 0,而取决于电路的输入信号。对于集成运放在非线性区的应用电路,上述两个特点是分析其输入信号和输出信号关系的基本出发点。

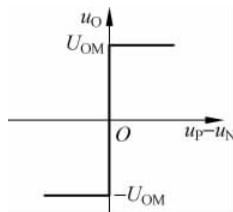


图 3-4 理想集成运放在非线性区的电压传输特性

3.2 集成运放在信号运算方面的应用

3.2.1 比例运算电路

1. 反比例运算电路

在反比例运算电路中,电路输入信号 u_i 总是经过一个电阻 R_1 接到反相输入端,输出信号 u_O 经过一个电阻如 R_F 反馈到反相输入端,如图 3-5(a)所示。图中电路是一个用国产芯片 F741 接成的反比例运算电路,图中同时给出了电源连接及调零电路,并在同相输入端对地串了一个电阻 $R_2 = R_1 // R_F$,目的是使两个输入端对地的等效电阻相同。需要强调的是,今后除特殊情况外,电源及调零等电路均为默认,不再画出,从而图 3-5(a)所示电路将简化为图 3-5(b)所示。

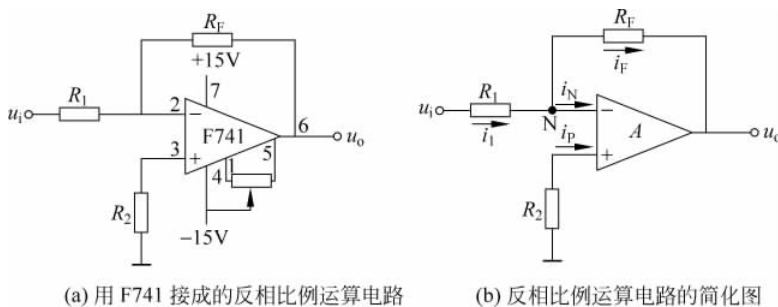


图 3-5 反比例运算电路

对于图 3-5(b),由于理想运放的净输入电流为 0,所以 $i_P = i_N = 0$ 。由于运放的同相和反相输入端“虚短路”,反相输入端(标注 N 处)电位近似为 0,所以 $u_P = u_N = 0$ 。

节点 N 的电流方程为 $i_1 = i_F$

$$\frac{u_i - u_N}{R_1} = \frac{u_N - u_O}{R_F}$$

则有

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

所以

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

上式表明,反相比例放大电路的电压放大倍数仅仅取决于反馈电阻 R_F 与输入电阻 R_1 之比。式中负号“ $-$ ”表示输出电压的相位与输入电压相位相反,即“反相”。

反相放大器的输入电阻为 $R_i = \frac{u_i}{i_1} = R_1$ 。

2. 同相比例放大电路

同相比例放大电路如图 3-6 所示,输入信号 u_i 加在同相输入端,输出信号 u_o 仍经电阻 R_F 反馈到反相输入端,形成负反馈。

由于理想集成运放的净输入电流为 0,所以 $i_P = i_N = 0$,所以 $u_P = u_i$,且 $i_1 = i_F$,即 $\frac{u_N - 0}{R_1} = \frac{u_o - u_N}{R_F}$,整理得

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_N \quad (3-1)$$

由于同相和反相输入端虚短路,反相输入端(标注 N 处)的电位与同相输入端相同,即

$$u_N = u_P = u_i \quad (3-2)$$

将式(3-2)代入式(3-1)得

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_i \quad (3-3)$$

所以

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (3-4)$$

上式表明,输出电压与输入电压成比例运算关系而且同相。电阻 R_2 是平衡电阻, $R_2 = R_1 // R_F$ 。

由式(3-3)知,如果使 $R_1 = \infty$ 或使 $R_1 = \infty$ 且 $R_F = 0$,电路就变成了图 3-7 或图 3-8 所示的样子,这时的电压放大倍数 $A_{uf} = 1$,即 $u_o = u_i$,电路的输出电压和输入电压相同,这样的电路称为电压跟随器。

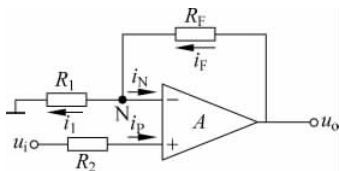


图 3-6 同相比例运算电路

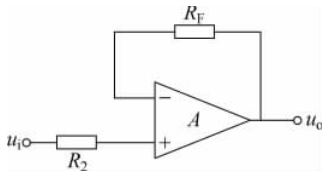


图 3-7 电压跟随器

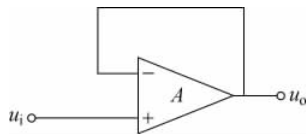


图 3-8 电压跟随器

3.2.2 加减运算电路

1. 反相加法运算电路

加法运算电路能够实现多个模拟量的求和运算。图 3-9 所示为一个三个输入信号的反

相加法运算电路。

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_P = u_N = 0$ 。

节点 N 的电流方程为 $i_{11} + i_{12} + i_{13} = i_F$

$$\frac{u_{i1} - u_N}{R_{11}} + \frac{u_{i2} - u_N}{R_{12}} + \frac{u_{i3} - u_N}{R_{13}} = \frac{u_N - u_o}{R_F}$$

对上式整理得

$$u_o = -R_F \left(\frac{u_{i1}}{R_{11}} + \frac{u_{i2}}{R_{12}} + \frac{u_{i3}}{R_{13}} \right)$$

当 $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_1$, $u_o = -\frac{R_F}{R_1}(u_{i1} + u_{i2} + u_{i3})$

当 $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_F$, $u_o = -(u_{i1} + u_{i2} + u_{i3})$

平衡电阻 $R_2 = R_{11} // R_{12} // R_{13} // R_F$ 。

2. 同相加法运算电路

加法运算电路也可采用同相输入的方式,图 3-10 所示为一个两个输入信号的同相加法运算电路。

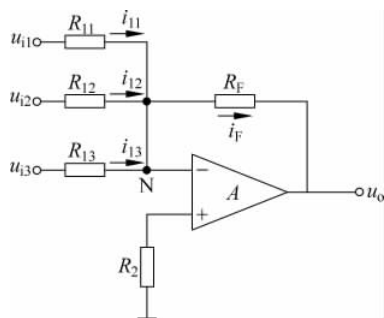


图 3-9 反相加法运算电路

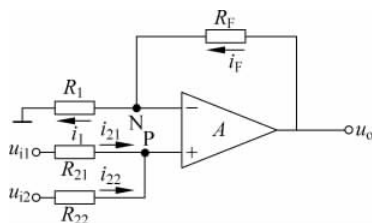


图 3-10 同相加法运算电路

根据“虚断路”的原则, $i_1 = i_F$, 即 $\frac{u_N - 0}{R_1} = \frac{u_o - u_N}{R_F}$, 整理得

$$u_N = \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o \quad (3-5)$$

根据“虚断路”的原则, 节点 P 的电流方程为 $i_{21} + i_{22} = 0$, 即 $\frac{u_{i1} - u_P}{R_{21}} + \frac{u_{i2} - u_P}{R_{22}} = 0$, 整理得

$$u_P = (R_{21} // R_{22}) \left(\frac{u_{i1}}{R_{21}} + \frac{u_{i2}}{R_{22}} \right) \quad (3-6)$$

根据“虚短路”的原则, 并结合式(3-5)和式(3-6)得

$$(R_{21} // R_{22}) \left(\frac{u_{i1}}{R_{21}} + \frac{u_{i2}}{R_{22}} \right) = \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o$$

从而 $u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) (R_{21} // R_{22}) \left(\frac{u_{i1}}{R_{21}} + \frac{u_{i2}}{R_{22}} \right)$

若 $R_{21} = R_{22} = R_1 = R_F$, 则 $u_o = u_{i1} + u_{i2}$ 。

为了提高电路的共模抑制比和减小零漂, 一般要求 $R_{21} // R_{22} = R_1 // R_F$ 。

3. 减法运算电路

减法运算电路如图 3-11 所示,同相和反相输入端都有信号输入,则称为差动输入运算电路。

分析减法运算电路用叠加原理比较简单,图 3-12(a)和图 3-12(b)分别是输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 单独作用时的电路。

由图 3-12(a)可知, u_{i1} 单独作用时电路为反相比例运算电路,输出电压为 $u'_o = -\frac{R_F}{R_1}u_{i1}$ 。

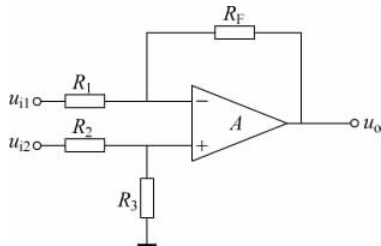


图 3-11 减法运算电路

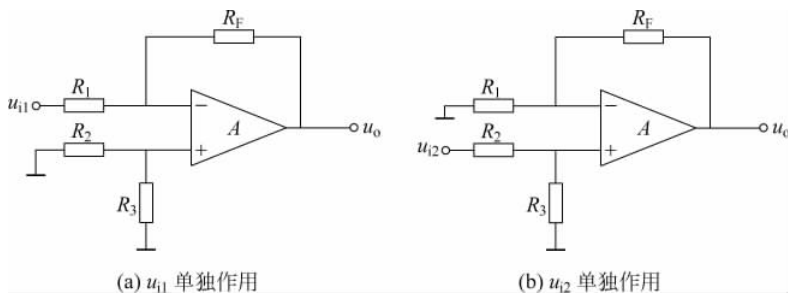


图 3-12 减法运算电路

由图 3-12(b)可知, u_{i2} 单独作用时电路为同相比例运算电路,由于电阻 R_3 的分压作用,使同相输入端电位 $u_P = \frac{R_3}{R_2 + R_3}u_{i2}$, 所以输出电压为

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

因此, u_{i1} 和 u_{i2} 同时作用的输出电压为

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

当 $R_1 = R_2$ 、 $R_3 = R_F$ 时, $u_o = \frac{R_F}{R_1}(u_{i2} - u_{i1})$ 。

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$, $u_o = u_{i2} - u_{i1}$ 。

3.2.3 微分、积分运算电路

1. 积分运算电路

将反相比例运算电路的反馈电阻 R_F 换成电容 C 而得到积分运算电路,如图 3-13 所示。

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_P = u_N = 0$ 。

节点 N 的电流方程为 $i_1 = i_F$, 其中 $i_1 = \frac{u_i - u_N}{R_1} = \frac{u_i}{R_1}$, $i_F = C \frac{du_C}{dt} = -C \frac{du_o}{dt}$, 所以 $\frac{u_i}{R_1} = -C \frac{du_o}{dt}$, 则有

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

上式表明,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 之间为积分运算关系。其中, $\tau = R_1 C$ 为积分时间常数。在求解 $t_1 \sim t_2$ 时间段的积分值时,有

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_1}^{t_2} u_i dt + u_o(t_1)$$

式中, $u_o(t_1)$ 为积分起始时刻 t_1 的输出电压,积分的终值是 t_2 时刻的输出电压。

当输入为阶跃信号 U 时,若 t_0 时刻电容上的电压为 0,则输出电压波形如图 3-14 所示。当输入波形为正弦波和方波时,输出电压波形如图 3-15 和图 3-16 所示。

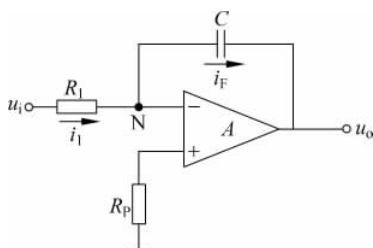


图 3-13 积分运算电路

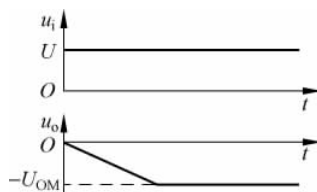


图 3-14 输入为阶跃信号时输出电压波形

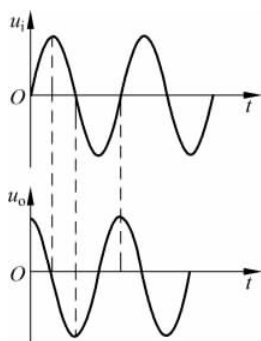


图 3-15 输入为正弦波时输出电压波形

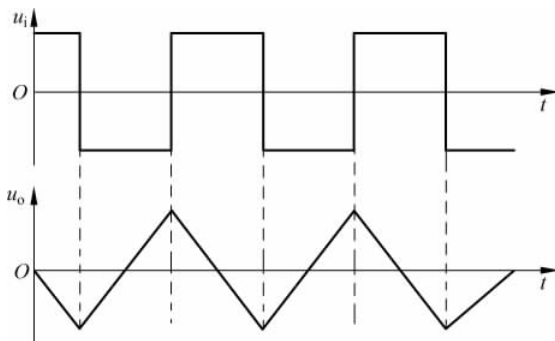


图 3-16 输入为方波时输出电压波形

2. 微分运算电路

将反比例运算电路的电阻 R 和电容 C 的位置互换,就得到了微分运算电路,如图 3-17 所示。

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_p = u_N = 0$ 。

节点 N 的电流方程为 $i_C = i_F$, 其中 $i_C = C \frac{du_C}{dt} = C \frac{du_i}{dt}$, $i_F = \frac{u_N - u_o}{R_1} = -\frac{u_o}{R_1}$ 。所以有

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

上式表明,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 对时间的一次微分成正比。

当 u_i 为矩形波信号时,输出电压为正、负相间的尖脉冲,波形如图 3-18 所示,可见,仅在 u_i 发生跃变时才有尖峰电压输出;而当输入电压不变时,输出将为 0。说明微分运算电

路的输出信号对输入信号的突然变化比较敏感,常用于自动控制中,以提高系统的状态灵敏度。

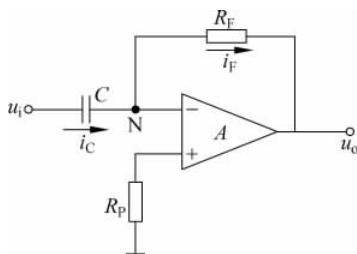


图 3-17 微分运算电路

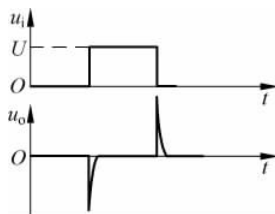


图 3-18 微分电路波形

3.2.4 对数和指数运算电路

1. 对数运算电路

由于 PN 结的伏安特性具有指数规律,因而可以利用二极管或晶体管来实现对数和指数运算。利用二极管的运算电路如图 3-19 所示。为使二极管导通,输入电压 u_i 应大于 0。

二极管在正向偏置的情况下,二极管内电流和电压的关系为

$$i_D \approx I_S e^{\frac{u_D}{U_T}}$$

上式整理得

$$u_D = U_T \ln \frac{i_D}{I_S}$$

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_P = u_N = 0$, 且 $i_R = i_D$, 所以 $i_D = i_R = \frac{u_i - u_N}{R} = \frac{u_i}{R}$, 进而得到输出电压为

$$u_o = -u_D \approx -U_T \ln \frac{u_i}{I_S R}$$

晶体管的对数运算电路如图 3-20 所示。

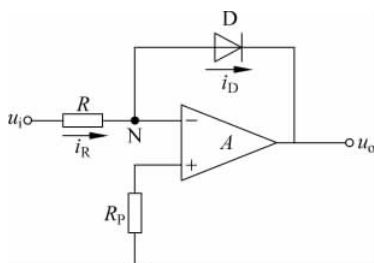


图 3-19 二极管对数运算电路

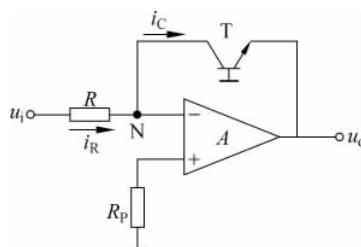


图 3-20 晶体管对数运算电路

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_P = u_N = 0$ 。

节点 N 的电流方程为 $i_R = i_C$, 其中 $i_R = \frac{u_i - u_N}{R} = \frac{u_i}{R}$ 。

根据半导体的基础知识可知,工作在放大区的晶体管电流和电压的关系为 $i_C \approx i_E \approx$

$I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$, 可得 $u_{BE} \approx U_T \ln \frac{i_C}{I_S}$, 所以输出电压为

$$u_o = -u_{BE} \approx -U_T \ln \frac{i_C}{I_S} = -U_T \ln \frac{u_i}{I_S R}$$

2. 指数运算电路

指数运算和对数运算互为反函数。采用二极管的指数运算电路如图 3-21 所示。

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_P = u_N = 0$, 且 $i_R = i_D$, 所以 $u_D = u_i$ 。

由电路可得 $i_D \approx I_S e^{\frac{u_D}{U_T}} = I_S e^{\frac{u_i}{U_T}}$ 和 $i_R = \frac{u_N - u_o}{R} = -\frac{u_o}{R}$, 进而得到电路的输出电压为

$$u_o = -i_R R \approx -R I_S e^{\frac{u_i}{U_T}}$$

图 3-22 是采用晶体管的指数运算电路。

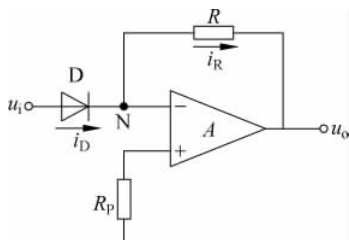


图 3-21 二极管指数运算电路

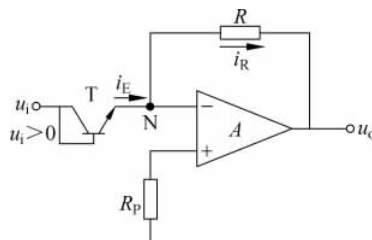


图 3-22 晶体管指数运算电路

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_P = u_N = 0$, 且 $i_R = i_E$, 所以 $u_{BE} = u_i$ 。

由电路可得 $i_E \approx I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} = I_S e^{\frac{u_i}{U_T}}$ 和 $i_R = \frac{u_N - u_o}{R} = -\frac{u_o}{R}$, 进而得到电路的输出电压为

$$u_o = -i_R R \approx -R I_S e^{\frac{u_i}{U_T}}$$

3.2.5 乘法和除法运算电路

实现两个输入信号的乘法运算, 可以先把这两个信号分别取对数, 再进行加法运算, 然后将得到的和进行指数运算。图 3-23 是利用对数运算电路和指数运算电路实现乘法运算的方框图。具体的电路如图 3-24 所示。



图 3-23 利用指数和对数运算电路实现乘法运算的电路框图

$$u_{o1} \approx -U_T \ln \frac{u_{i1}}{I_S R}$$

$$u_{o2} \approx -U_T \ln \frac{u_{i2}}{I_S R}$$

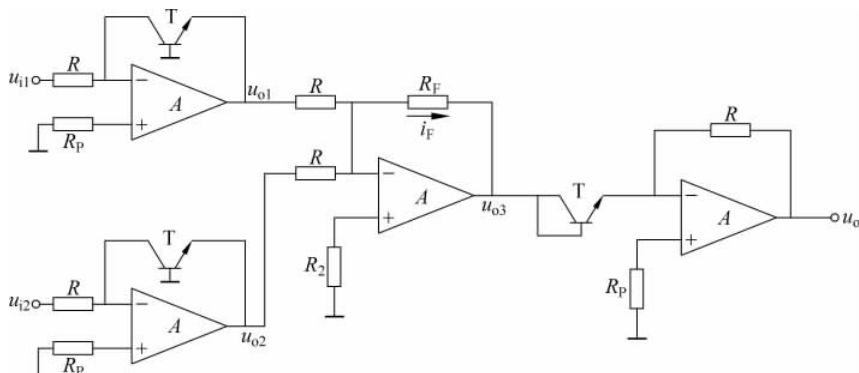


图 3-24 乘法运算电路

$$u_{o3} = -(u_{o1} + u_{o2}) = U_T \ln \frac{u_{i1}}{I_S R} + U_T \ln \frac{u_{i2}}{I_S R} = U_T \ln \frac{u_{i1} u_{i2}}{(I_S R)^2}$$

$$u_o \approx -RI_S e^{\frac{u_{o3}}{U_T}} = -\frac{1}{I_S R} u_{i1} u_{i2}$$

同理,要实现两个输入信号的除法运算,可将图 3-24 所示电路中的求和运算电路用求差运算电路取代,则可得到除法运算电路,这里不再叙述。

目前实际应用中已有多种集成模拟乘法器可以选用。图 3-25 所示为集成模拟乘法器的符号。

集成模拟乘法器有两个输入端和一个输出端,其输入输出关系为 $u_o = k u_X u_Y$, 式中 k 为比例系数。

应用集成模拟乘法器可以方便地实现乘法、除法、开方运算电路。图 3-26 所示为用模拟乘法器实现立方运算电路。电路的输出电压为 $u_o = k^2 u_i^3$ 。



图 3-25 集成模拟乘法器符号

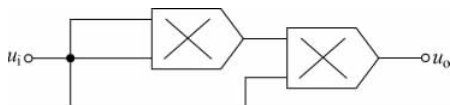


图 3-26 3次方运算电路

例 3-1 求图 3-27 所示电路的输出电压 u_o 与输入电压 u_{i1} 和 u_{i2} 的关系。

根据“虚短路”和“虚断路”的原则, $u_P = u_N = 0$, 且

$$i_1 = i_2, \text{ 所以 } \frac{u_{i1} - u_N}{R_1} = \frac{u_N - u_{o1}}{R_2}, \text{ 即 } \frac{u_{i1}}{R_1} = -\frac{u_{o1}}{R_2}.$$

图 3-27 中集成模拟乘法器的两个输入信号 u_o 和 u_{i2} , 所以其输出 $u_{o1} = k u_o u_{i2}$, 整理以上两式得 $u_o = -\frac{R_2}{k R_1} \frac{u_{i1}}{u_{i2}}$, 从而可以实现除法运算。

集成模拟乘法器除了用于信号运算外,还在自动控制、仪器仪表等方面有广泛的应用。

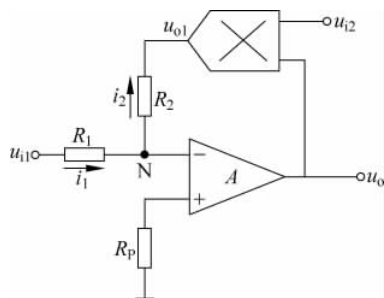


图 3-27 除法运算电路

3.3 理想集成运放的非线性应用——电压比较器

电压比较器是对输入信号进行鉴幅和比较的电路,在测量和控制中有广泛的应用。利用集成运放工作在非线性区的特性,可以构成多种电压比较电路。

3.3.1 单限电压比较器

图 3-28 是一种最简单的单限电压比较器,其同相输入端接地即参考电压为 0。图中运放处于开环状态(没有反馈),由于集成运放开环电压放大倍数很高,即使输入端有一个非常微小的差值信号,也会使输出达到饱和值,因此集成运放工作在非线性区。集成运放工作在非线性区时,输出电压 u_o 只有高电平、低电平两种可能。当输入信号 $u_i > 0$,则 $u_o = -U_{OM}$; 当输入信号 $u_i < 0$,则 $u_o = +U_{OM}$ 。输入信号每次经过零点时输出都要跳变,因而称为过零比较器。

若电压比较器的参考电压不为 0,而是某一数值 U_{REF} ,则构成图 3-29(a)所示的一般单限电压比较器。若将参考电压接在反相输入端,输入信号接在同相输入端,则当输入信号 $u_i > U_{REF}$,则 $u_o = +U_{OM}$; 当输入信号 $u_i < U_{REF}$,则 $u_o = -U_{OM}$ 。需要指出的是,电压比较器中,使输出电压 u_o 从高电平跃变为低电平或者从低电平跃变为高电平的输入电压称为阈值电压,或转折电压,记作 U_T 。例如,图 3-29(a)所示电路的阈值电压即为 $U_T = U_{REF}$ 。这种电压比较器的特点是输入信号每次经过参考电压 U_{REF} 时输出要跳变,也称为一般单限电压比较器。

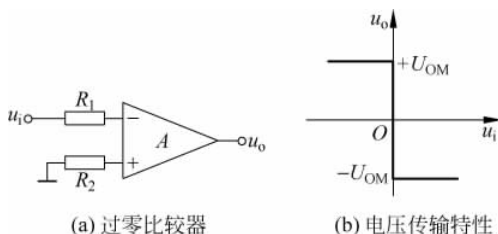


图 3-28 过零比较器及其电压传输特性

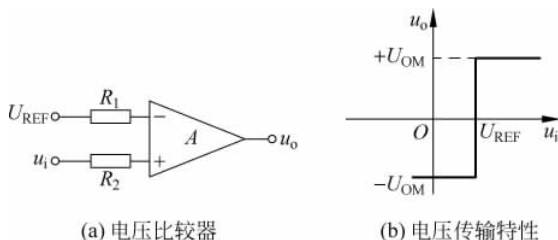


图 3-29 一般单限电压比较器及其电压传输特性

实际应用中,为了限定运放输出电压的幅值,以便与输出端所接负载电平相配合,一般在电压比较器的输出端接入双向稳压管 D_Z 进行双向限幅,如图 3-30(a)所示。 R 是限幅电阻,当输入信号 $u_i > U_{REF}$,则 $u_o = +U_Z$; 当输入信号 $u_i < U_{REF}$,则 $u_o = -U_Z$,电压传输特性如图 3-30(b)所示。

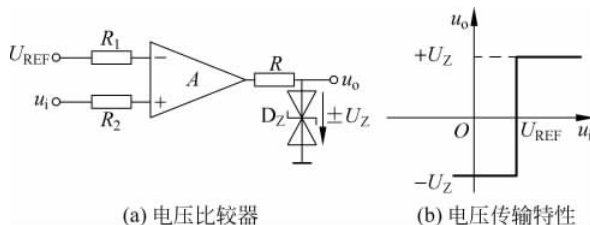


图 3-30 具有输出限幅功能的电压比较器

3.3.2 滞回比较器

单限电压比较器电路简单,灵敏度高,但抗干扰能力差。当输入电压信号接近阈值电压时,很容易因微小的干扰信号而发生输出电压的误跳变。为了克服这一缺点,应使电路具有滞回的输出特性,提高抗干扰能力。图 3-31(a)是一个滞回比较器电路,图 3-31(b)是其电压传输特性。

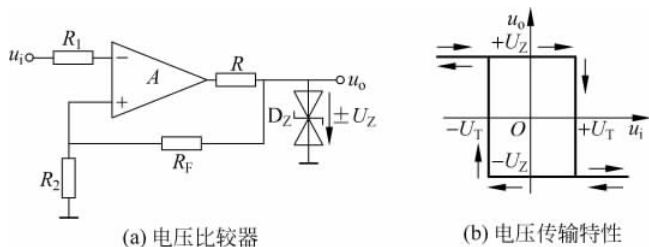


图 3-31 滞回电压比较器及其电压传输特性

电路中引入了正反馈,运放工作在非线性区,电路的输出电压有两种取值,即 $u_o = \pm U_Z$,根据电路可以得出同相输入端电压为

$$u_P = \frac{R_2}{R_2 + R_F} u_o = \pm \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$$

因为电路中 $u_P = u_N$,所以 u_P 就是电路的阈值电压 U_T ,即 $\pm U_T = \pm \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$ 。

假设 $u_i < -U_T = -\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$,无论同相输入端电压为 $u_P = +\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$ 或 $u_P = -\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$,那么 $u_N (= u_i)$ 一定小于 u_P ,因而 $u_o = +U_Z$,所以此时 $u_P = +U_T = +\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$ 。只有当输入电压 u_i 增大到 $+U_T$,再增大一个无穷小量时,输出电压 u_o 才会从 $+U_Z$ 跃变为 $-U_Z$ 。同理,假设 $u_i > +U_T = +\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$,无论同相输入端电压为 $u_P = +\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$ 或 $u_P = -\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$,那么 $u_N (= u_i)$ 一定大于 u_P ,因而 $u_o = -U_Z$,所以此时 $u_P = -U_T = -\frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z$ 。只有当输入电压 u_i 减小到 $-U_T$,再减小一个无穷小量时,输出电压 u_o 才会从 $-U_Z$ 跃变为 $+U_Z$ 。可见, u_o 从 $+U_Z$ 跃变为 $-U_Z$ 与 u_o 从 $-U_Z$ 跃变为 $+U_Z$ 的阈值电压是不同的,电压传输特性如图 3-31(b)所示。

从电压传输特性曲线上可以看出,当 $-U_T < u_i < +U_T$ 时, u_o 可能是 $+U_Z$,也可能是 $-U_Z$ 。如果 u_i 是从小于 $-U_T$ 的值逐渐增大到 $-U_T < u_i < +U_T$,那么 u_o 应为 $+U_Z$;如果 u_i 是从大于 $+U_T$ 的值逐渐减小到 $-U_T < u_i < +U_T$,那么 u_o 应为 $-U_Z$ 。曲线具有方向性,如图 3-31(b)中所标注。

3.3.3 窗口比较器

单限电压比较器和滞回电压比较器在输入电压 u_i 单一方向变化时,输出电压 u_o 只跃变一次,因此只能检测出 u_i 与一个参考电压值的大小关系。如果要判断 u_i 是否在两个给定

的电压之间,就要采用窗口比较器。图 3-32(a)是一种窗口比较器,外加参考电压 $U_{RH} > U_{RL}$, R_1 、 R_2 和稳压管 D_Z 构成限幅电路。

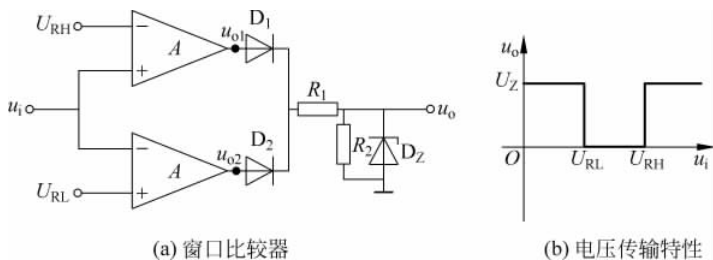


图 3-32 窗口比较器及其电压传输特性

当输入电压 $u_i > U_{RH}$ 时, $u_{o1} = +U_{OM}$, $u_{o2} = -U_{OM}$, 因而二极管 D_1 导通, D_2 截止, 所以电路的输出电压 $u_o = U_Z$ 。

当输入电压 $u_i < U_{RL}$ 时, $u_{o1} = -U_{OM}$, $u_{o2} = +U_{OM}$, 因而二极管 D_1 截止, D_2 导通, 所以电路的输出电压 $u_o = U_Z$ 。

当输入电压 $U_{RL} < u_i < U_{RH}$ 时, $u_{o1} = -U_{OM}$, $u_{o2} = -U_{OM}$, 因而二极管 D_1 和 D_2 都截止, 所以电路的输出电压 $u_o = 0$ 。

窗口比较器的电压传输特性如图 3-32(b)所示。

通过以上三种电压比较器的分析可得出以下结论:

(1) 在电压比较器中, 集成运放多工作在非线性区, 输出电压只有高电平和低电平两种可能的情况。

(2) 一般用电压传输特性来描述输出电压与输入电压的函数关系。

(3) 电压传输特性的三个要素是输出电压的高电平、低电平, 阈值电压和输出电压的跃变方向。输出电压的高电平、低电平决定于限幅电路; 阈值电压是使输出电压 u_o 从高电平跃变为低电平或者从低电平跃变为高电平的某一输入电压; u_i 等于阈值电压时输出电压的跃变方向决定于输入电压作用于同相输入端还是反相输入端。

习题 3

3.1 已知图 T3.1 所示各电路中的集成运放均为理想运放, 模拟乘法器的乘积系数 k 大于 0。试分别求解各电路的运算关系。

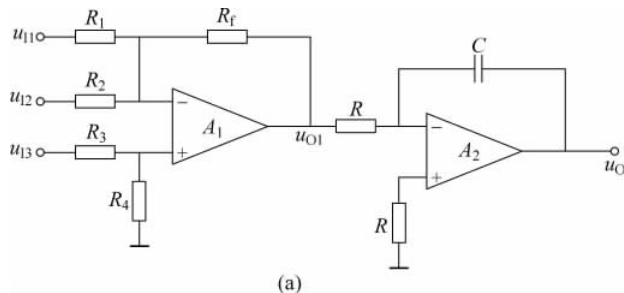


图 T3.1

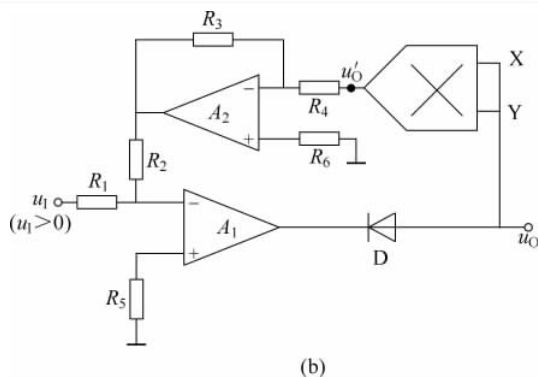


图 T3.1(续)

3.2 电路如图 T3.2 所示,集成运放输出电压的最大幅值为 $\pm 14\text{V}$,填下表。

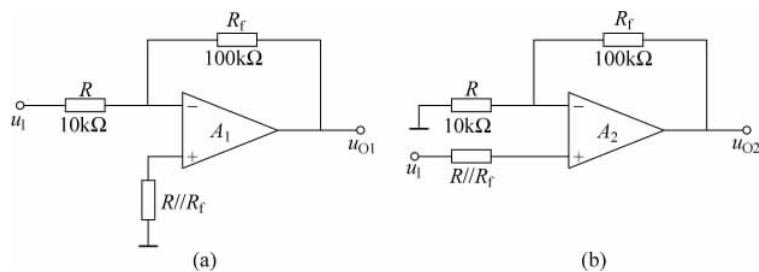


图 T3.2

u_1/V	0.1	0.5	1.0	1.5
u_{O1}/V				
u_{O2}/V				

3.3 试求图 T3.3 所示各电路输出电压与输入电压的运算关系式。

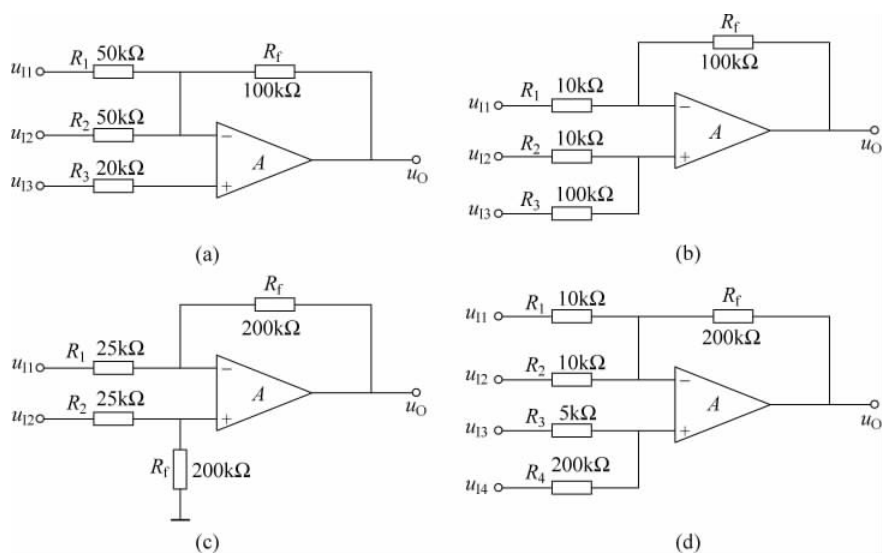


图 T3.3

3.4 分别求解图 T3.4 所示各电路的运算关系。

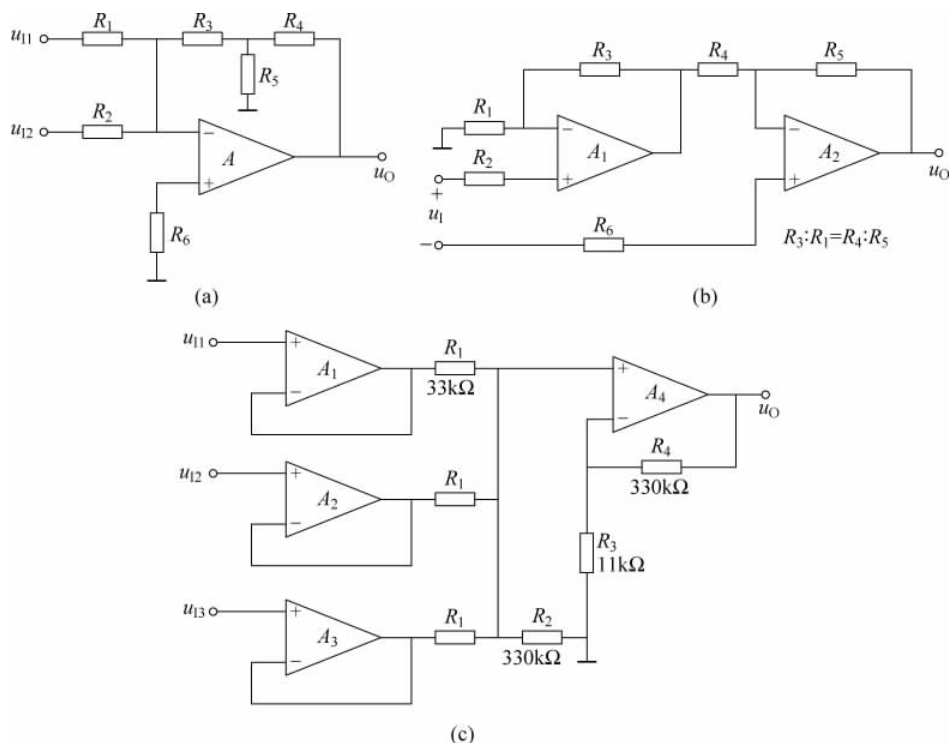


图 T3.4

3.5 在图 T3.5(a)所示电路中,已知输入电压 u_i 的波形如图 T3.5(b)所示,当 $t=0$ 时 $u_O=0$ 。试画出输出电压 u_O 的波形。

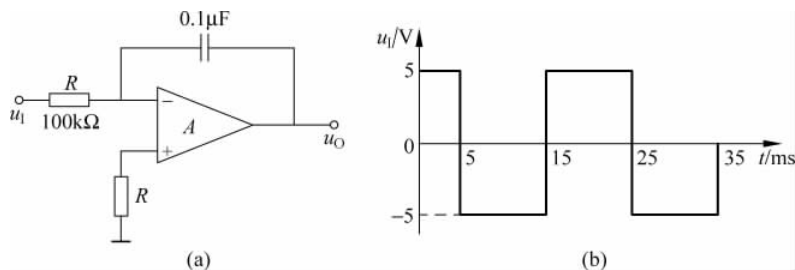


图 T3.5

3.6 已知图 T3.6(a)所示电路输入电压 u_i 的波形如图 T3.6(b)所示,且当 $t=0$ 时 $u_O=0$ 。试画出输出电压 u_O 的波形。

3.7 试分别求解图 T3.7 所示各电路的运算关系。

3.8 在图 T3.8 所示电路中,已知 $R_1=R=R'=100\text{k}\Omega, R_2=R_f=100\text{k}\Omega, C=1\mu\text{F}$ 。

(1) 试求出 u_O 与 u_i 的运算关系。

(2) 设 $t=0$ 时 $u_O=0$, 且 u_i 由 0 跃变为 -1V , 试求输出电压由 0 上升到 $+6\text{V}$ 所需要的时间。

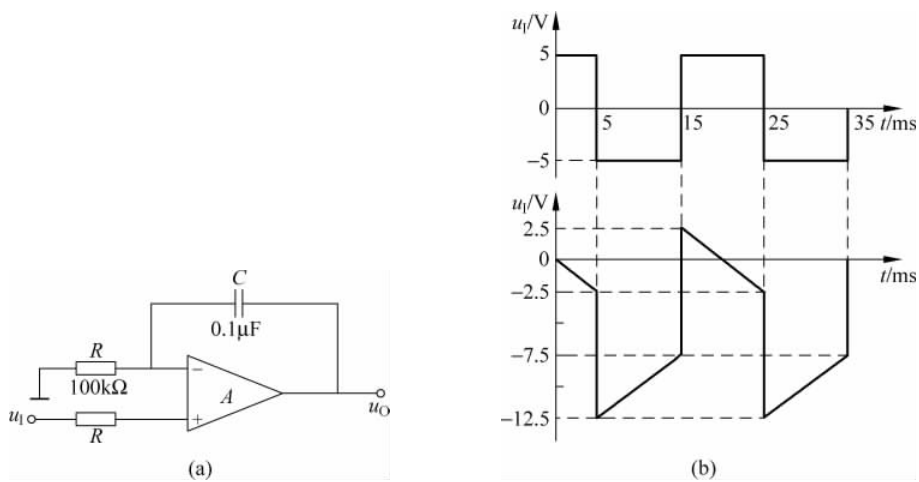


图 T3.6

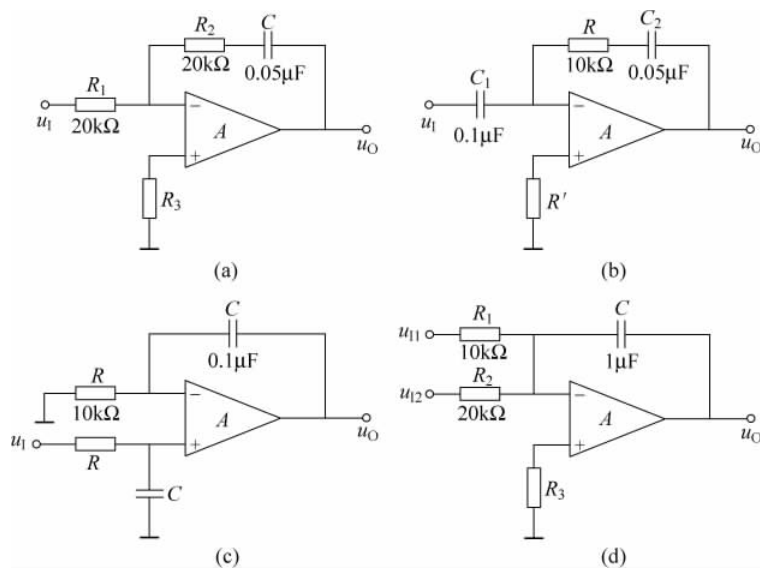


图 T3.7

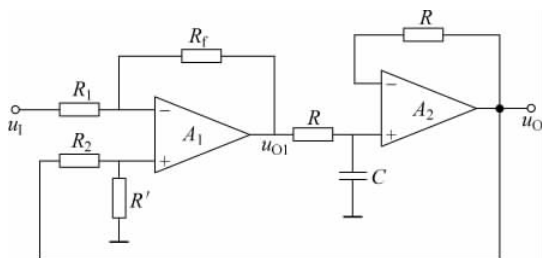


图 T3.8

3.9 为了使图 T3.9 所示电路实现除法运算,则

- (1) 标出集成运放的同相输入端和反相输入端;
- (2) 求出 u_O 和 u_{11} 、 u_{12} 的运算关系式。

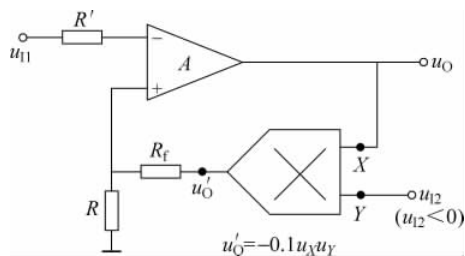


图 T3.9

3.10 求出图 T3.10 所示各电路的运算关系。

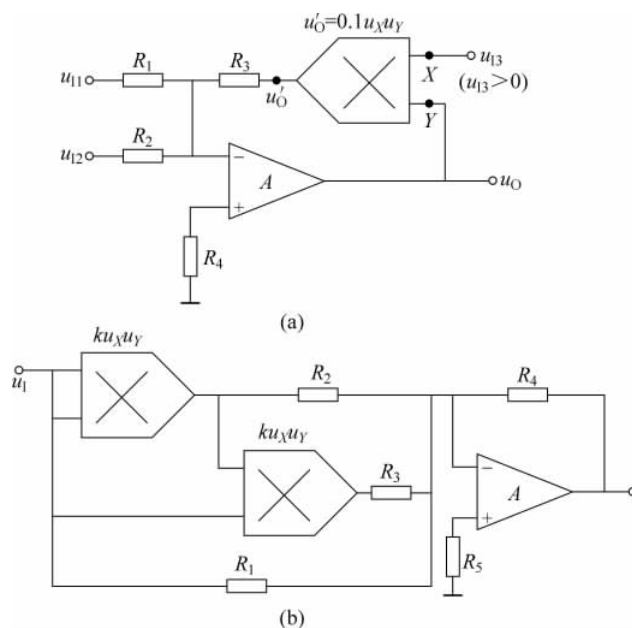


图 T3.10

3.11 试分别求出图 T3.11 所示各电路的电压传输特性。

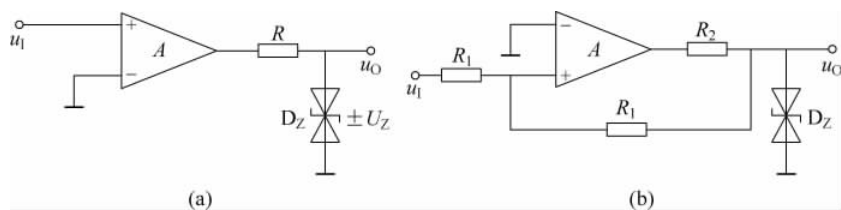


图 T3.11

3.12 电路如图 T3.12 所示。

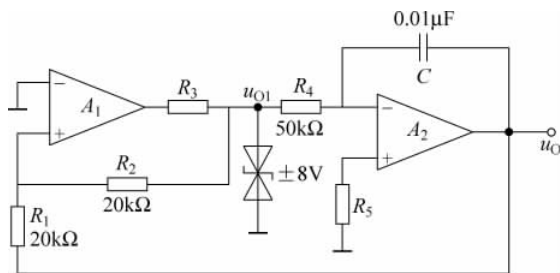


图 T3.12

- (1) 分别说明 A_1 和 A_2 各构成哪种基本电路。
- (2) 求出 u_{O1} 与 u_O 的关系曲线 $u_{O1} = f(u_O)$ 。
- (3) 求出 u_O 与 u_{O1} 的运算关系式 $u_O = f(u_{O1})$ 。
- (4) 定性画出 u_{O1} 与 u_O 的波形。
- (5) 提高振荡频率, 可以改变哪些电路参数? 如何改变?

3.13 试分别求解图 T3.13 所示各电路的电压传输特性。

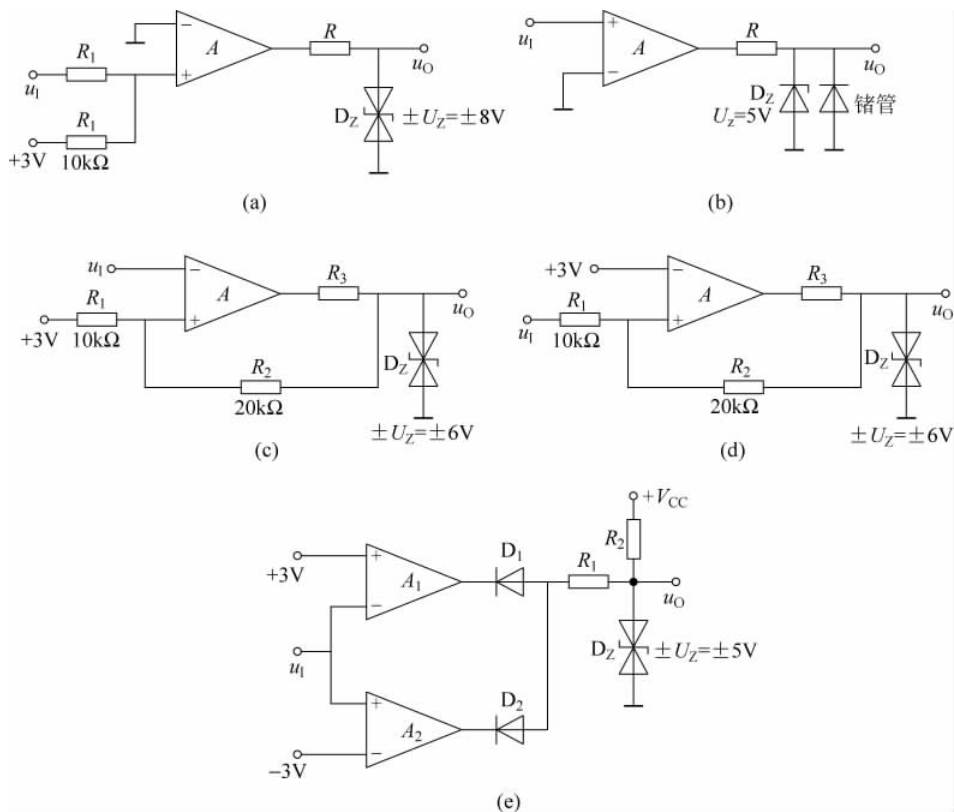


图 T3.13