

第5章 集成运算放大器及其应用

引言 集成运算放大电路是集成电路家族的重要成员,在电子技术的发展中具有重要的地位。因此,集成运算放大电路及其应用是本课程的重要内容之一。本章主要介绍集成运算放大电路的基础知识和常见应用。首先,介绍集成运放的基本组成;其次,介绍集成运放的主要技术指标,并根据集成运放的特点提出理想运放的概念,讨论集成运放电路的分析方法;然后介绍由集成运放组成的基本运算电路和其他应用;在本章的最后,介绍集成运放使用中的几个具体问题。

5.1 集成运放简介

运算放大器大多被制作成集成电路,所以常称为集成运算放大电器,简称为集成运放。在一个集成芯片中,可以含有一个运算放大器,也可以含有多个运算放大器。集成运算放大器既可作为直流放大器,又可作为交流放大器,其主要特征是电压放大倍数高,输入电阻非常大,输出电阻较小。由于集成运算放大器具有体积小、重量轻、价格低、使用可靠、灵活方便、通用性强等优点,在检测、自动控制、信号产生与信号处理等许多方面得到了广泛应用。

5.1.1 集成运放的组成

集成运算放大器是一种高增益的直接耦合多级放大电路,通常由输入级、中间级、输出级及偏置电路组成,其简化原理框图如图 5.1 所示。其中,输入级通常由双输入差分放大电路构成,主要作用是提高抑制共模信号能力,提高输入电阻;中间级是由带恒流源负载和复合管的差放与共射极电路组成的高增益电压放大级,主要作用是提高电压增益;输出级由互补对称功放或射极输出器组成,主要作用是降低输出电阻,提高带负载能力。偏置电路为输入级、中间级和输出级提供合适的静态电流,从而确定合适的静态工作点,一般采用电流源电路。

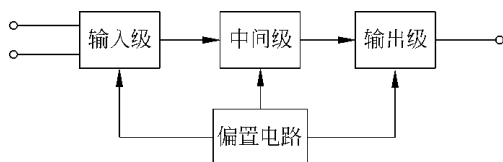


图 5.1 集成运放的组成

5.1.2 集成运放电路的特点

集成运放是一种高增益的电压放大器,它具有电压增益高、输入电阻大及输出电阻小

的特点。基于集成电路制造工艺的要求,集成运放内部电路具有以下特点:

(1) 级间采用直接耦合方式,这主要是因为集成工艺不能制作大的电容和电感元件。

(2) 用有源器件替代无源元件。由于集成电路工艺具有容易加工三极管而难以生产电阻、电容的特点,因此多用三极管等有源器件来代替电阻、电容。电路中的偏置电路主要采用集成电流源电路。

(3) 利用对称结构改善电路性能。由于集成电路中元件性能的一致性,所以电路的设计目标是使电路的性能尽可能取决于元器件的参数比,而不是元器件参数本身。如差分电路、恒流源电路和运放输出级电路都是对称结构,这样就改善了集成运放的各种性能。

(4) 采用复合管结构,提高放大器性能。

集成运放的种类很多,有通用型和专用型两大类。通用型集成运放的各种性能参数取值适中,适用于一般应用场合。专用型集成运放是根据特殊应用场合,突出一项或几项指标要求,如高输入电阻型、低漂移型、高精度型、高速型和低功耗型等。

5.1.3 集成运放的主要参数

集成运放的输入级通常由差分放大电路组成,一般具有两个输入端和一个输出端,还有用于连接电源、补偿电路等的引出端。在单端输入的条件下,输出信号与一个输入端为反相关系,与另一个为同相关系。这两个输入端分别称为反相输入端和同相输入端,分别用符号“-”和“+”标明。

为了描述集成运放的性能,提出了许多技术指标,常用的几项介绍如下。

1. 开环差模电压增益 A_{od}

开环差模电压增益表示运放在无反馈情况下的差模电压放大倍数,描述集成运放工作在线性区时输出电压与差模输入电压之比,即

$$A_{od} = \frac{\Delta u_O}{\Delta(u_P - u_N)} \quad (5.1)$$

通常用 $20\lg|A_{od}|$ 表示,其单位为分贝(dB),称为差模增益。 A_{od} 是决定运放精度的重要因素,理想情况下希望 A_{od} 为无穷大。实际的通用型运放的 A_{od} 可达十万倍左右,即其差模增益达 100dB 左右。高质量集成运放的 A_{od} 可达 140dB 以上。

2. 输入失调电流 I_{IO} 和输入失调电压 U_{IO}

输入失调电流是指运放输入端差放管基极偏置电流之差的绝对值,即

$$I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (5.2)$$

由于信号源内阻的存在, I_{IO} 会转换为一个输入电压,使放大器静态时的输出电压不为零。输入失调电压 U_{IO} 是指为使静态输出电压为零而在输入端所加的补偿电压。 I_{IO} 与 U_{IO} 越小,表明电路输入级的对称性越好。一般运放 I_{IO} 的值为几十至几百纳安, U_{IO} 的值为 1~10mV,高质量运放 I_{IO} 的值低于 1nA, U_{IO} 也在 1mV 以下。

3. 输入失调电流温漂 α_{II0} 与输入失调电压温漂 α_{UI0}

输入失调电流温漂 α_{II0} 的定义为

$$\alpha_{II0} = \frac{dI_{IO}}{dT} \quad (5.3)$$

输入失调电压温漂 α_{UI0} 的定义为

$$\alpha_{U_{IO}} = \frac{dU_{IO}}{dT} \quad (5.4)$$

这两个参数分别指在规定的温度范围内,失调电流和失调电压的温度系数。一般运放的 $\alpha_{I_{IO}}$ 为每度几纳安, $\alpha_{U_{IO}}$ 为每度 $1 \sim 2 \mu V$; 高质量运放的 $\alpha_{I_{IO}}$ 只有每度几十皮安, $\alpha_{U_{IO}}$ 低于每度 $0.5 \mu V$ 。

4. 输入偏置电流 I_{IB}

输入偏置电流 I_{IB} 是指运放输入端差放管的基极偏置电流的平均值,即

$$I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2}) \quad (5.5)$$

I_{IB} 相当于 I_{B1} 和 I_{B2} 中的共模成分,将影响运放的温漂。对于双极型三极管输入级的集成运放,其输入偏置电流约为几十纳安到 $1 \mu A$; 对于场效应管输入级的集成运放,其输入偏置电流在 $1 nA$ 以下。

5. 差模输入电阻 r_{id}

差模输入电阻 r_{id} 反映了运放输入端向差模输入信号源索取的电流大小,其定义是差模输入电压 U_{ID} 与相应的输入电流 I_{ID} 的变化量之比,即

$$r_{id} = \frac{\Delta U_{ID}}{\Delta I_{ID}} \quad (5.6)$$

一般集成运放的差模输入电阻为几兆欧;对于以场效应管作为输入级的集成运放,其差模输入电阻可达 $10^6 M\Omega$ 。

6. 共模抑制比 K_{CMR}

共模抑制比 K_{CMR} 是指开环差模电压放大倍数 A_{od} 与共模电压放大倍数 A_{oc} 之比的绝对值,通常用下式表示:

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{od}}{A_{oc}} \right| \quad (5.7)$$

共模抑制比的单位为分贝(dB)。共模抑制比综合反映了运放对差模信号的放大能力和对共模信号的抑制能力。多数集成运放的共模抑制比在 $80 dB$ 以上,高质量的可达 $160 dB$ 。

7. 最大共模输入电压 $U_{IC(max)}$

最大共模输入电压 $U_{IC(max)}$ 是指运放在正常放大差模信号的条件所能加的最大共模电压,如果超过此值,集成运放的共模抑制性能将显著恶化。 $U_{IC(max)}$ 与运放输入级的电路结构密切相关。

8. 最大差模输入电压 $U_{ID(max)}$

最大差模输入电压 $U_{ID(max)}$ 是输入差模的极限参数,当差模输入电压超过 $U_{ID(max)}$ 时,将导致输入级差放管加反向电压的 PN 结击穿,造成输入级的损坏。

9. 上限截止频率 f_H

上限截止频率 f_H 是指运放差模增益下降 $3 dB$ 时的信号频率。由于集成运放中的晶体管很多,结电容也就很多,故 f_H 一般很低,只有几赫兹到几千赫兹。

10. 单位增益带宽 f_c

单位增益带宽 f_c 是指 A_{od} 下降到 1,即差模增益下降到 $0 dB$ 时,与之对应的信号频

率。 f_c 是集成运放的一项重要品质因数——增益带宽积大小的标志。

11. 转换速率 SR

转换速率 SR 是指在额定负载条件下,输入一个大幅度的阶跃信号时,输出电压的最大变化率,即

$$SR = \left. \frac{du_o}{dt} \right|_{\max} \quad (5.8)$$

这个指标描述集成运放对大幅度信号的适应能力, SR 越大,运放的高频性能越好。在实际应用中,输入信号的变化率一般不要大于集成运放的 SR 值。

5.2 集成运放电路的分析方法

5.2.1 集成运放的电压传输特性

集成运放是一个比较理想的电压放大器,对信号来说,集成运放可以简单地等效为一个高性能的电压控制电压源。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集成运放的电压传输特性。

当集成运放工作在放大状态时,集成运放的输入电压与其两个输入端的电压之间、输入电压与输入电流之间存在着线性放大关系,即

$$u_o = A_{od}(u_P - u_N) \quad (5.9)$$

$$i_P - i_N = \frac{u_P - u_N}{r_{id}} \quad (5.10)$$

如果输入端电压的幅度比较大,则集成运放的工作范围将超出线性放大区域而达到非线性区,此时集成运放的输入、输出信号之间将不能满足式(5.9)所示的关系式。此时的输出电压值只有两种可能:一是等于运放的正向最大输出电压 $+U_{OM}$; 二是等于其负向最大输出电压 $-U_{OM}$ 。由此可得集成运放的传输特性曲线如图 5.2(a)所示,其中过原点的一段为线性区,其他部分为非线性区。观察图 5.2(a)可以看出,当差模输入电压很小时, u_o 与输入电压存在着线性关系,比例系数就是差模电压增益。随着差模输入电压增大,输出电压向正电源电压靠近,最终等于 $+U_{OM}$; 随着输入电压负值的增大,输出电压趋向负电源电压,最终等于 $-U_{OM}$ 。在电路分析时,常使用理想传输特性,如图 5.2(b)所示。

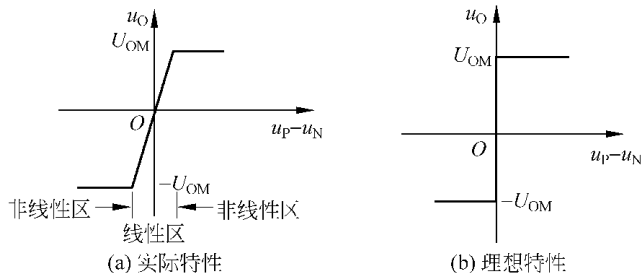


图 5.2 集成运放的电压传输特性

5.2.2 集成运放的线性工作范围

集成运放是一个高增益的电压放大器。典型的集成运放的开环差模电压增益 A_{od} 在 10^5 以上,性能较好的可达 10^7 。由于集成运放的电源电压值有限(一般为正、负十几伏),故最大输出电压值 U_{OM} 只有正、负十几伏。这就是说,集成运放线性放大时的最大输入电压很小,即线性输入范围极窄,而且集成运放的 A_{od} 越高,其线性工作范围越窄。在实际应用中,集成运放的两个输入端的噪声干扰及等效温漂信号就可以超过线性输入范围,使运放输出电压在 $\pm U_{OM}$ 之间随机不定。因此,利用集成运放直接对输入信号进行放大,将出现如下问题:首先,输入信号的大小难以控制,信号过小,将被噪声干扰、温漂所淹没,无法放大;若输入信号稍加大一点,运放又进入正、负饱和状态,产生严重的非线性失真。其次,输入信号的频率受限。集成运放的开环增益带宽很窄,如 F007 的上限频率只有 7Hz,对于频谱宽度大于 7Hz 的信号将产生频率失真。集成运放就像一个灵敏度极高的“天平”,能够直接测量的质量太小,难以选择;又像一个灵敏度极高的电流检流计,必须加“阻尼”环节后才能使用。

综上所述,可得如下结论:高增益的集成运放是不能开环应用于线性放大的,引入负反馈是集成运放进行线性放大的必要条件。

例 5.2.1 已知国产集成运放 F007 的主要参数为:开环差模增益 $A_{od} = 2 \times 10^5$,输入电阻 $r_{id} = 2\text{M}\Omega$,最大输出电压 $U_{OM} = \pm 14\text{V}$ 。试问:为使集成运放工作在线性区,输入电压 $(u_P - u_N)$ 的变化范围应为多少? 其差模输入电流 $(i_P - i_N)$ 的范围是多少?

解 因为输出电压的最大值为 $U_{OM} = \pm 14\text{V}$,所以集成运放工作在线性区的输出电压 $u_O = A_{od}(u_P - u_N)$ 应小于等于 $\pm 14\text{V}$,由此可得

$$|u_P - u_N| \leq \frac{U_{OM}}{A_{od}} = \frac{14}{2 \times 10^5} = 70\mu\text{V}$$

将此差模输入电压代入式(5.10)可得在线性区内,差模输入电流的范围

$$|i_P - i_N| = \frac{|u_P - u_N|}{r_{id}} = \frac{70}{2 \times 10^6} = 3.5 \times 10^{-7}\mu\text{A}$$

从本例可以看出:在实际应用中,集成运放的差模输入电压 $(u_P - u_N)$ 的值很小,与电路中其他电压相比,可以忽略不计;集成运放的差模输入电流 $(i_P - i_N)$ 的值也很小,与电路中其他电流相比,也可以忽略不计。

5.2.3 理想集成运放电路的分析方法

所谓理想运放,就是将集成运放的各项技术指标理想化,即认为集成运放的各项技术指标为:

$$\text{开环差模电压增益} \quad A_{od} = \infty \quad (5.11)$$

$$\text{差模输入电阻} \quad r_{id} = \infty \quad (5.12)$$

$$\text{输出电阻} \quad r_o = 0 \quad (5.13)$$

$$\text{共模抑制比} \quad K_{CMR} = \infty \quad (5.14)$$

$$\text{输入偏置电流} \quad I_{IB} = 0 \quad (5.15)$$

$$\text{上限截止频率} \quad f_H = \infty \quad (5.16)$$

输入失调电压 U_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 以及它们的温漂 α_{UIO} 和 α_{IIO} 均为零。

实际的集成运放当然不可能达到上述理想化的技术指标。但是,由于集成运放制造工艺不断改进,集成运放产品的各项性能指标越来越好。因此,一般情况下,在分析估算集成运放的应用电路时,将实际运放视为理想运放所造成的误差,在工程上是允许的。

根据理想集成运放参数和式(5.9)、式(5.10),容易得到理想运放工作在线性区时有两个重要特点:“虚短”和“虚断”。

因理想运放的 $A_{od} = \infty$, 所以由式(5.9)可得

$$u_P - u_N = \frac{u_O}{A_{od}} = 0 \quad (5.17)$$

即 $u_P = u_N$ 。

式(5.17)表示运放同相输入端与反相输入端两点的电位相等,如同将这两点短路一样。但是,这两点实际上并未真正短路,因而是虚拟的短路,所以将这种现象称为“虚短”。

由于理想运放的差模输入电阻 $r_{id} = \infty$, 因此其输入回路的信号电流为零,或两个输入端均没有电流,即

$$i_P = i_N = 0 \quad (5.18)$$

此时,运放的同相输入端和反相输入端的电流都等于零,如同这两点被断开一样,这种现象称为“虚断”。

“虚短”和“虚断”是理想运放工作在线性区时的两点重要结论。运用理想运放的这两个重要特点来进行电路的分析和计算,可以大大简化分析过程。在后面的运算电路分析中,如无特别说明,均将集成运放视为理想的。

5.3 基本运算电路

集成运放最早的应用是实现模拟信号的运算,至今,完成信号的运算仍然是集成运放的一个重要而基本的应用领域。在理想运放中引入负反馈,以输入电压作为自变量,以输出电压作为函数,利用反馈网络,能够实现模拟信号之间的各种运算。在运算电路中,集成运放工作在线性区,以“虚短”和“虚断”为基本出发点,即可求出输出电压和输入电压的运算关系式。

5.3.1 比例运算电路

输出电压与输入电压之间存在比例关系的集成运放电路称为比例运算电路。比例运算电路是最基本的运算电路,是其他各种运算电路的基础。

根据输入信号接法的不同,比例运算电路有两种基本形式,即反相输入和同相输入。

1. 反比例运算电路

图 5.3 所示为反比例运算电路。集成运放的反相输入端和同相输入端实际上是运放内部输入级的两个差分对管的基极。为使差动放大电路的参数保持对

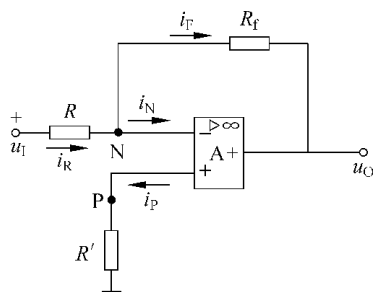


图 5.3 反比例运算电路

称,应使两个差分对管基极对地的电阻尽量一致,以免静态基极电流流过这两个电阻时,在运放输入端产生附加的偏差电压。因此, $R'=R//R_f$,该电阻常称为平衡电阻。

由于理想运放工作在线性区,净输入电压和净输入电流均为零, R' 上的电压为零,因而反相输入端和同相输入端的电位均为“地”电位,即

$$u_P = u_N = 0 \quad (5.19)$$

此时,电路中的 N 点被称为“虚地”。“虚地”是反比例运算电路的一个重要特点。输入电流 i_R 等于电阻 R_f 上的电流,即

$$i_R = i_F \quad (5.20)$$

$$\frac{u_I - u_N}{R} = \frac{u_N - u_O}{R_f}$$

将 $u_N=0$ 代入,整理得出

$$u_O = -\frac{R_f}{R}u_I \quad (5.21)$$

此时,闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_O}{u_I} = -\frac{R_f}{R} \quad (5.22)$$

式(5.22)表明,输出电压和输入电压是反比例运算关系,比例系数为 $-R_f/R$,负号表示 u_O 与 u_I 反相。反比例运算电路因此而得名。比例系数的数值可以是大于、等于或小于 -1 的任意数值。当 $R_f=R$ 时,该电路称为反相器。

由于 $u_P=u_N=0$,说明集成运放的共模输入电压为零。

由于反相输入端“虚地”,显而易见,电路的输入电阻为 $R_i=R$ 。

该电路的输出电阻 $R_O=0$,因而具有很强的带负载能力。

例 5.3.1 电路如图 5.4 所示,试分别计算开关 S 断开和闭合时的电压放大倍数 A_{uf} 。

解 (1) 当 S 断开时

$$A_{uf} = -\frac{R_f}{R} = -\frac{10}{1+1} = -5$$

(2) 当 S 闭合时,因 $u_P=u_N=0$,故在计算时可将两个 $1k\Omega$ 的电阻看做是并联的。于是得

$$i_1 = \frac{u_I}{1 + \frac{1}{2}} = \frac{2}{3}u_I$$

$$i'_1 = \frac{1}{2}i_1 = \frac{1}{3}u_I$$

$$i_F = \frac{u_N - u_O}{10} = -\frac{u_O}{10}$$

因 $i'_1=i_F$,故

$$\frac{1}{3}u_I = -\frac{u_O}{10}$$

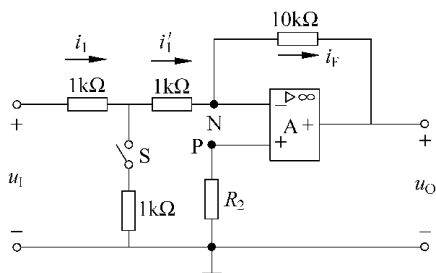


图 5.4 例 5.3.1 电路图

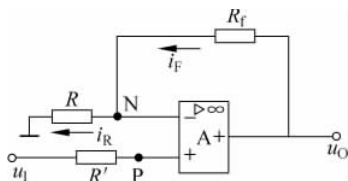
$$A_{uf} = \frac{u_O}{u_I} = -\frac{10}{3} = -3.3$$

2. 同相比例运算电路

将反相比例运算电路的输入端和“地”互换,则可得同相比例运算电路,如图 5.5 所示。同理, $R' = R // R_f$ 。由于集成运放的净输入电压和净输入电流均为零,电阻 R' 上的电压为零,所以

$$u_N = u_P = u_I \quad (5.23)$$

$$i_R = i_F \quad (5.24)$$



即

$$\frac{u_N - 0}{R} = \frac{u_O - u_N}{R_f}$$

图 5.5 同相比例运算电路

整理可得

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) u_I \quad (5.25)$$

式(5.25)表明,输出电压和输入电压同相,比例系数 $(1 + R_f/R)$ 大于 1。这里,由于同相比例运算电路的输入电流为零,故输入电阻为无穷大。若比例系数要求小于 1,可在 P 与地之间用一个电阻分压,或者采用两级反相比例运算组合的办法。只是需要注意:在反相比例运算和同相比例运算电路中,所引入的负反馈组态不一样,因而电路的性能有差别。

图 5.6 所示电路为同相比例运算电路的一个特例,电路将输出电压全部引回到集成运放的反相输入端,使比例系数等于 1。由于集成运放的净输入电压和净输入电流均为零, $u_O = u_N$, $u_N = u_P = u_I$, 所以

$$u_O = u_I \quad (5.26)$$

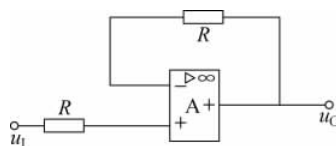


图 5.6 电压跟随器电路

即电路输出电压跟随输入电压的变化而变化,该电路被称为电压跟随器。

例 5.3.2 在图 5.5 所示电路中,已知集成运放的最大输出电压幅值为 $\pm 14V$, $R = 10k\Omega$,在 $u_I = 1V$ 时, $u_O = 11V$ 。问

(1) R_f 应取值多少?

(2) 若 $u_I = -2V$,则 $u_O = ?$

解 (1) 根据 $u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) u_I$ 可得: $11 = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \times 1$, 即 $1 + \frac{R_f}{R} = 11$ 。将 $R = 10k\Omega$ 代入,可得 $R_f = 100k\Omega$ 。

(2) 当 $u_I = -2V$ 时,如果集成运放工作在线性区,则 $u_O = 11u_I = -22V$,超出其能够输出的最大幅值 ($-14V$),说明此时集成运放工作在非线性区,而且 $u_O = -14V$ 。

5.3.2 加法运算电路

加法运算电路的输出量反映多个模拟输入量相加的结果。用运放实现加法运算时,可以采用反相输入方式,也可以采用同相输入方式。

1. 反相输入加法运算电路

图 5.7 所示为 3 个输入端的反相加法运算电路,可以看出,这个电路实际上是在反比例运算电路的基础上扩展而得到的。

为了保证集成运放两个输入端对地的电阻平衡,同相输入端的电阻 R' 应为

$$R' = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_f$$

利用反相运放的“虚地”特点和基尔霍夫电流定律,可以得到反相端的结点方程为

$$\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} + \frac{u_O}{R_f} = 0$$

整理后可得输出电压为

$$u_O = -R_f \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right) \quad (5.27)$$

若 $R_1 = R_2 = R_3 = R$, 则式(5.27)成为

$$u_O = -\frac{R_f}{R} (u_{11} + u_{12} + u_{13}) \quad (5.28)$$

可见,电路的输出电压是各个输入电压之和再乘以一个比例系数。按同样的分析方法,可以将电路的输入端扩充到 3 个以上。

这种反相求和电路的优点是,当改变某一输入回路的电阻时,仅仅改变输出电压与该路输入电压之间的比例关系,对其他电路没有影响,因此调节比较灵活、方便。

例 5.3.3 一个测量系统的输出电压和某些输入量的关系为 $u_O = -(4u_{11} + 2u_{12} + u_{13})$, 试求图 5.7 中各输入电路的电阻和平衡电阻。设 $R_f = 100\text{k}\Omega$ 。

解 由式(5.27)可得

$$R_1 = \frac{R_f}{4} = \frac{100}{4} = 25\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_f}{2} = \frac{100}{2} = 50\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_f}{1} = \frac{100}{1} = 100\text{k}\Omega$$

平衡电阻

$$R' = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_f = 12.5\text{k}\Omega$$

2. 同相输入加法运算电路

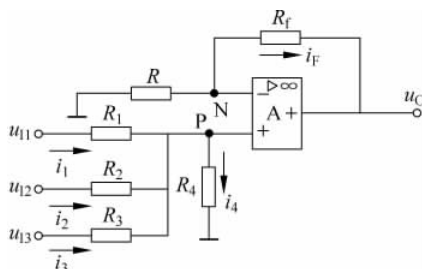


图 5.8 同相求和运算电路

图 5.8 所示是同相输入加法运算电路,它是同相比例运算电路的扩展结果。电路中,反相输入端总电阻 $R_N = R \parallel R_f$, 同相输入端总电阻 $R_P = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4$, 而且 $R_N = R_P$ 。利用“虚短”的特点和基尔霍夫电流定律,可以得到其运算关系。

列 P 点的结点电流方程为

$$\frac{u_{11} - u_P}{R_1} + \frac{u_{12} - u_P}{R_2} + \frac{u_{13} - u_P}{R_3} = \frac{u_P}{R_4}$$

整理后可得

$$\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} = u_P \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{u_P}{R_P}$$

$$u_P = R_P \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right)$$

所以

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) R_P \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right) \quad (5.29)$$

将上式变换可得

$$u_O = \frac{R + R_f}{RR_f} R_f R_P \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right) = \frac{R_f R_P}{R_N} \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right) \quad (5.30)$$

通常要保持电路平衡,即 $R_N = R_P$, 所以

$$u_O = R_f \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right) \quad (5.31)$$

式(5.31)表明,各输入电压可以以不同的比例相加,所以该电路也称为同相比例运算电路。若 $R_N \neq R_P$, 则应采用式(5.29)来进行运算。

例 5.3.4 求解图 5.9 所示电路的运算关系。

解 图 5.9 所示电路是运算放大器的串级应用,在这种电路中,由于前级电路的输出电阻均为零,其输出电压仅受控于它自己的输入电压,因而后级电路并不影响前级电路的运算关系。所以,分析整个电路的运算关系时,每一级电路的分析方法与没有级联时相同,逐级将前级电路的输出电压作为后级电路的输入电压代入后级电路的运算关系式,就可以得出整个电路的输出电压与输入电压的运算关系式。

在图 5.10 所示电路中,前级电路为反相比例运算电路,后级电路为反相加法运算电路。因此

$$u_{O1} = -\frac{R_{f1}}{R_1} u_{11} = -\frac{100}{10} u_{11} = -10u_{11}$$

$$u_{O2} = -\left(\frac{R_{f2}}{R_3} u_{12} + \frac{R_{f2}}{R_4} u_{13} + \frac{R_{f2}}{R_5} u_{O1} \right)$$

$$= -\left(\frac{100}{20} u_{12} + \frac{100}{50} u_{13} + \frac{100}{100} u_{O1} \right) = -(5u_{12} + 2u_{13} + u_{O1})$$

将 u_{O1} 代入 u_{O2} 的表达式,得出图 5.9 所示电路的运算关系式为

$$u_{O2} = 10u_{11} - 5u_{12} - 2u_{13}$$

可见,利用两级运放电路实现了 u_{11} 、 u_{12} 和 u_{13} 的加、减运算。

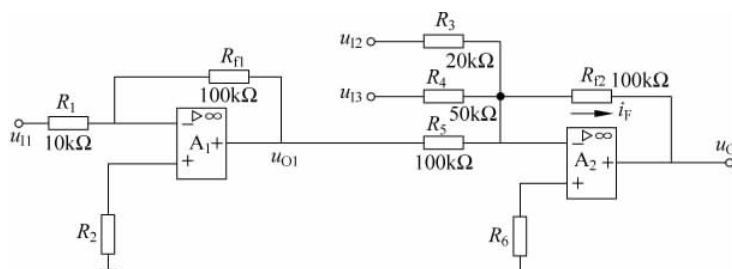


图 5.9 例 5.3.4 电路图

5.3.3 减法运算电路

由前面的分析可以看到,当输入正信号加到同相输入端时,输出为正;当输入正信号加到反相输入端时,输出为负。因此,当信号分别加到同相端和反相端时,便可实现减法运算。

1. 减法运算电路

图 5.10 所示是减法运算电路。图中,输入电压 u_{11} 和 u_{12} 分别加在集成运放的反相输入端和同相输入端, u_o 通过反馈电阻 R_f 接回到反相输入端。外接电路参数具有对称性, $R_N = R_1 // R_f = R_P = R_2 // R_3$ 。利用叠加原理可以求出该电路的运算关系。

首先令 $u_{12} = 0$, u_{11} 单独作用,成为反相比例运算电路,输出电压为

$$u'_o = -\frac{R_f}{R_1} u_{11}$$

其次令 $u_{11} = 0$, u_{12} 单独作用,成为同相比例运算电路,输出电压为

$$u''_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{12}$$

所以电路的运算关系为

$$u_o = u'_o + u''_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{12} - \frac{R_f}{R_1} u_{11} \quad (5.32)$$

可见,这一电路可以用来进行减法运算。

在该电路中,当 $R_1 = R_2$ 和 $R_f = R_3$ 时,式(5.32)变为

$$u_o = \frac{R_f}{R_1} (u_{12} - u_{11}) \quad (5.33)$$

即输出电压 u_o 对 u_{11} 和 u_{12} 的差值进行比例运算,比例系数为 R_f/R_1 ,所以减法运算电路也称为差动比例运算电路。

减法运算电路的差模输入电阻为

$$R_{id} = R_1 + R_2$$

2. 加、减运算电路

综合前面介绍的加法和减法运算电路,可以得到加、减运算电路,如图 5.11 所示。在

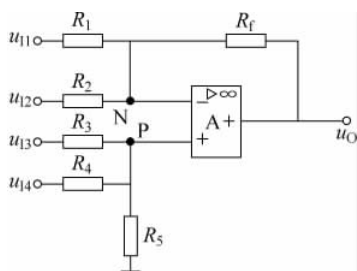


图 5.11 加、减运算电路

该电路中,集成运放的同相输入端和反相输入端各加多个输入信号,集成运放两个输入端外接的电阻应对称,即 $R_N = R_P$,其中 $R_N = R_1 // R_2 // R_f$, $R_P = R_3 // R_4 // R_5$ 。

该电路的求解可以利用叠加原理的方法,即分别求解反相输入端的信号作用时和同相输入端的信号作用时的输出电压,然后进行叠加。

首先令 $u_{13} = u_{14} = 0$,输出电压为 u'_o ,此时,该电路为一个反相求和电路,即

$$u'_O = -\left(\frac{R_f}{R_1}u_{11} + \frac{R_f}{R_2}u_{12}\right)$$

然后令 $u_{11}=u_{12}=0$, 输出电压为 u''_O 。此时, 该电路为一个同相求和电路, 即

$$u''_O = \frac{R_f}{R_3}u_{13} + \frac{R_f}{R_4}u_{14}$$

应用叠加原理, 输出电压 u_O 为 u'_O 与 u''_O 之和, 即

$$u_O = \frac{R_f}{R_3}u_{13} + \frac{R_f}{R_4}u_{14} - \frac{R_f}{R_1}u_{11} - \frac{R_f}{R_2}u_{12} \quad (5.34)$$

在实际应用中, 若集成运放两个输入端所接的电阻难以匹配, 而要求运算精度高, 可采用两级电路来实现加、减运算电路, 如例 5.3.4 所示。下面再举一个例子加以说明。

例 5.3.5 试用集成运放实现以下运算关系:

$$u_O = 0.4u_{11} - 10u_{12} + 1.3u_{13}$$

解 在给定的运算关系中既有加法, 又有减法, 可以利用两个集成运放达到要求。采用如图 5.12 所示的电路图, 首先将 u_{11} 与 u_{13} 通过集成运放 A_1 进行反相加法运算, 使得

$$u_{O1} = -(0.4u_{11} + 1.3u_{13})$$

然后将 A_1 的输出与 u_{12} 通过 A_2 进行反相加法运算, 可得

$$u_O = -(u_{O1} + 10u_{12}) = 0.4u_{11} - 10u_{12} + 1.3u_{13}$$

将以上两个表达式分别与式(5.27)对比, 可得

$$\frac{R_{f1}}{R_1} = 0.4, \quad \frac{R_{f1}}{R_3} = 1.3, \quad \frac{R_{f2}}{R_4} = 1, \quad \frac{R_{f2}}{R_2} = 10$$

可选 $R_{f1}=20\text{k}\Omega$, 得

$$R_1 = \frac{R_{f1}}{0.4} = \frac{20}{0.4} = 50\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_{f1}}{1.3} = \frac{20}{1.3} = 15.4\text{k}\Omega$$

若选 $R_{f2}=100\text{k}\Omega$, 则

$$R_4 = \frac{R_{f2}}{1} = \frac{100}{1} = 100\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_{f2}}{10} = \frac{100}{10} = 10\text{k}\Omega$$

还可求得

$$R'_1 = R_1 \parallel R_3 \parallel R_{f1} = 7.4\text{k}\Omega$$

$$R'_2 = R_2 \parallel R_4 \parallel R_{f2} = 8.3\text{k}\Omega$$

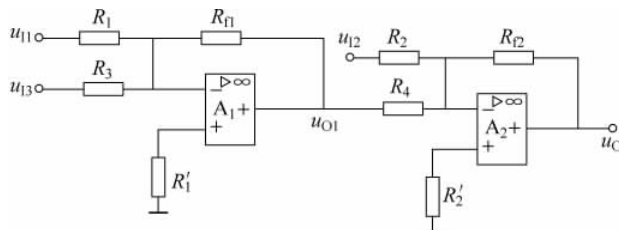


图 5.12 例 5.3.5 电路图

5.3.4 积分运算电路

积分运算电路是一种应用比较广泛的模拟信号运算电路。在自动控制系统中,常用积分电路作为调节环节。此外,积分运算电路还可以应用于延时、定时以及各种波形的产生或变换。

1. 电路组成

图 5.13 所示为积分运算电路,输入电压通过电阻 R 加在集成运放的反相输入端,在输出端和反相输入端之间通过电容 C 引回一个深度负反馈。为使集成运放两个输入端对地的电路平衡,通常使同相输入端的电阻为 $R=R'$ 。

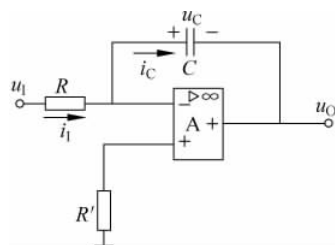


图 5.13 积分运算电路

2. 输入、输出关系

可以看出,这种反相输入积分电路实际上是在反比例电路的基础上将反馈回路中的电阻 R_f 改为电容 C 而得到的。

根据反相集成运放的“虚短”、“虚地”的特点和电容器的电流、电压关系,有

$$u_c = -u_o, \quad i_i = i_c, \quad u_i = i_i R = i_c R, \quad i_c = C \frac{du_c}{dt}$$

整理可得

$$u_o = -u_c = -\frac{1}{C} \int i_c dt = -\frac{1}{RC} \int u_i dt \quad (5.35)$$

在式(5.35)中,电阻与电容的乘积称为积分时间常数,通常用符号 τ 表示,即 $\tau=RC$ 。式(5.35)说明输出电压与输入电压之间存在着积分关系,故称这种电路为积分电路。

利用积分运算电路能够将输入的正弦电压变换为余弦电压,实现了函数的变换;能够将输入的方波电压变换为三角波电压,实现了波形的变换;由于积分运算电路对低频信号增益大,对高频信号增益小,当信号频率趋于无穷大时增益为零,从而实现滤波功能。可见,利用积分运算电路可以实现多方面的功能。

例 5.3.6 电路如图 5.13 所示,已知 $R=100\text{k}\Omega$, $C=0.01\mu\text{F}$ 。 $t=0$ 时,电容两端的电压为 0,即 $u_o(0)=0$; 输入电压 u_i 为方波,幅值为 $\pm 2\text{V}$,频率为 500Hz ,如图 5.14(a)所示。试画出输出电压 u_o 的波形。

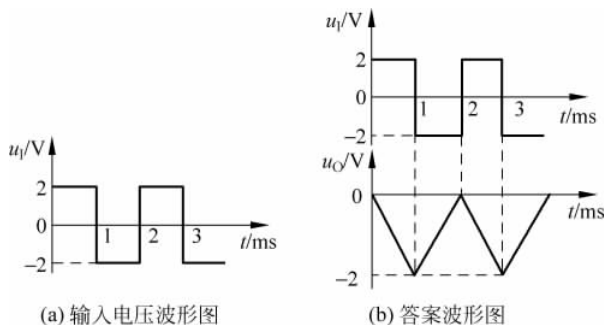


图 5.14 例 5.3.6 波形图

解 因为输入电压为方波,频率为 500Hz,所以在一个周期内, $u_1=2\text{V}$ 和 $u_1=-2\text{V}$ 的时间相等,均为 1ms。从 $t_0=0$ 到 $t_1=1\text{ms}$,由于 $u_1=2\text{V}$,所以 u_o 线性下降,其终值为

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^{t_1} u_1 dt + u_o(0) = -\frac{1}{100 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} \times 2 \times (1-0) \times 10^{-3} + 0 \\ = -2\text{V}$$

从 $t_1=1\text{ms}$ 到 $t_2=2\text{ms}$,由于 $u_1=-2\text{V}$,所以 u_o 线性上升;由于 $t_2-t_1=t_1-t_0$,所以当 $t=t_2$ 时, $u_o=0$ 。因此, u_o 的波形如图 5.14(b)所示。

例 5.3.7 试分析如图 5.15 所示电路的输出电压 u_o 与输入电压 u_1 的关系式。

解 由图 5.15 可得

$$u_o - u_N = -R_f i_F - u_C = -R_f i_F - \frac{1}{C_f} \int i_F dt$$

$$i_1 = \frac{u_1 - u_N}{R_1}$$

因 $u_N \approx u_P = 0$, $i_F = i_1$,故得

$$u_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} u_1 + \frac{1}{R_1 C_f} \int u_1 dt\right)$$

可见,图 5.15 所示的电路是把反比例运算电路和积分运算电路两者结合起来的,所以称它为比例—积分调节器(简称 PI 调节器),它常应用在控制系统中,以保证控制的稳定性和控制的精度。

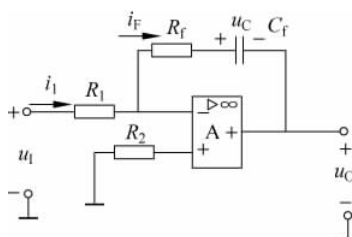


图 5.15 例 5.3.7 电路图

5.3.5 微分运算电路

微分运算电路的应用也很广泛,除了在线性系统中作微分运算外,在脉冲数字电路中,常用来作波形变换。

1. 电路结构

微分运算是积分运算的逆运算,只需将积分电路中反相输入端的电阻和反馈电容的位置互换,就成为微分运算电路,如图 5.16 所示。

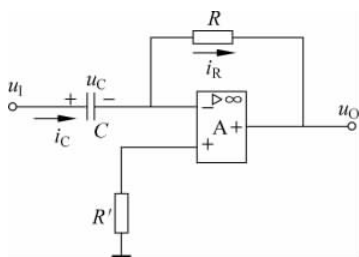


图 5.16 微分运算电路

2. 输入、输出关系

类似于积分电路的分析,根据反相集成运放的“虚短”、“虚地”的特点和电容器电流、电压之间的关系可得

$$i_R = i_C = C \frac{du_C}{dt} = C \frac{du_1}{dt} \quad (5.36)$$

$$u_o = -i_R R = -RC \frac{du_1}{dt} \quad (5.37)$$

在微分电路的输入端,若加正弦电压,则输出为负的余弦波,实现了函数的变换;若加矩形波,则输出为尖脉冲,从理论上讲,若输入矩形波的上升沿和下降沿所用的时间为零,则尖脉冲波的幅值会趋于无穷大,但实际上,由于集成运放工作到非线性区后限制了输出电压的幅值。

例 5.3.8 试求图 5.17 所示电路的输出电压 u_O 与输入电压 u_I 的关系式。

解 由图 5.17 可得

$$u_O = -R_f i_F$$

$$i_F = i_R + i_C = \frac{u_I}{R_1} + C_1 \frac{du_I}{dt}$$

故得

$$u_O = -\left(\frac{R_f}{R_1} u_I + R_f C_1 \frac{du_I}{dt}\right)$$

可见,图 5.17 所示电路是反比例运算和微分运算两者结合起来的,所以称它为比例—微分调节器(简称 PD 调节器),常用于控制系统中,对调节过程起加速作用。

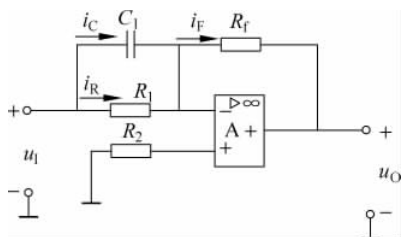


图 5.17 例 5.3.8 电路图

5.3.6 对数运算电路

对数运算电路能对输入信号进行对数运算,它是一种十分有用的非线性函数运算电路。

1. 电路结构

利用半导体 PN 结的指数伏安特性,可以实现对数运算。在实际应用中,若使三极管的 $u_{CB} > 0, u_{BE} > 0$,则在一个相当宽的范围内,集电极电流 i_C 与 u_{BE} 之间有较为精确的对数关系。图 5.18 所示是对数运算电路,与积分电路相比,唯一的区别是将积分电容换成了三极管。

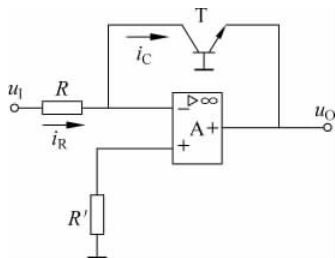


图 5.18 对数运算电路

2. 输入、输出关系

根据反相集成运放的“虚短”、“虚地”的特点和电路结构,有以下关系

$$i_C = i_R = \frac{u_I}{R}, \quad u_O = -u_{BE}$$

而三极管的集电极电流 i_C 与电压 u_{BE} 之间的关系为

$$i_C = I_{ES} (e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

其中 I_{ES} 为三极管发射结的反向饱和电流。在常温下, $U_T = 26\text{mV}$, 故 $u_{BE} \gg U_T$ 。因此上式可近似为

$$i_C = I_{ES} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}, \quad u_{BE} = U_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}}$$

故由 i_C 和 u_O 的表达式可得

$$u_O = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} = -U_T \ln \frac{u_I}{I_{ES} R} \quad (5.38)$$

由式(5.38)可见,输出电压与输入电压的对数成线性关系。必须注意的是,只有当 $u_I > 0$ 时,电路才能正常工作,因而它的运算是单极性的。另外,由于半导体三极管的特性与温度有关,具体地说,就是 U_T 和 I_{ES} 随温度而变,因而对数运算将出现误差。为了克服这个缺点,可以采用各种温度补偿电路以提高运算精度。

5.3.7 指数运算电路

与对数运算电路一样,指数运算电路也是一种十分有用的非线性函数运算电路。把它与对数电路适当组合,可以完成不同功能的非线性运算电路(如乘法、除法运算)。

1. 电路结构

将对数运算电路图中的 R 与三极管 T 的位置互换,便得到图 5.19 所示的指数运算电路。

2. 输入、输出关系

同样利用“虚地”的概念和半导体三极管 i_C 与 u_{BE} 之间的关系,可得

$$\begin{aligned} u_{BE} &= u_1, \quad i_R = i_1 \\ i_1 &= I_{ES} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} = I_{ES} e^{\frac{u_1}{U_T}}, \quad u_O = -i_R R = -RI_{ES} e^{\frac{u_1}{U_T}} \end{aligned} \quad (5.39)$$

由此可见,输出电压与输入电压成指数关系。指数运算也存在运算结果受温度影响的问题,解决的办法与对数运算的类似。目前已有现成的集成对数与指数运算电路。

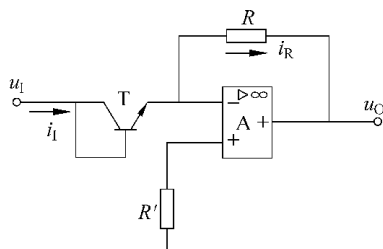


图 5.19 指数运算电路

5.3.8 模拟乘法器

模拟乘法器是实现两个模拟信号乘法运算的非线性电子器件,其性能优越,使用方便,价格低廉,是模拟集成电路的重要分支之一。

1. 电路结构

利用对数、求和以及指数运算电路的组合,可以实现两个模拟信号的乘法运算。模拟乘法器的方框图如图 5.20 所示。



图 5.20 乘法器电路的方框图

由图 5.20 可知,利用对数电路、求和电路和指数电路,可以共同完成乘法运算,实际电路如图 5.21 所示。其中, A_1 、 A_2 为对数电路, A_3 为加法电路, A_4 为指数电路。

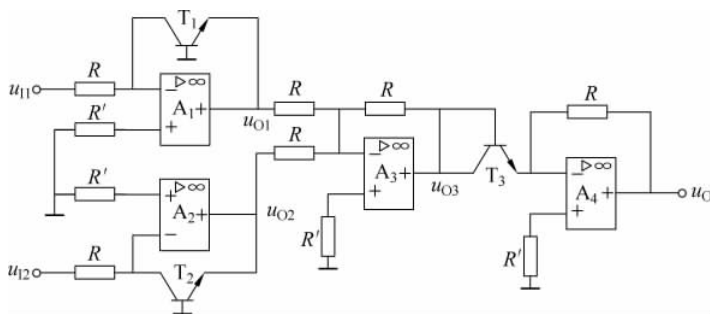


图 5.21 乘法电路

2. 输入、输出关系

在图 5.21 中,取 $I_{ES1}=I_{ES2}=I_{ES3}=I_{ES}$,可得

$$\begin{aligned} u_{O1} &= -U_T \ln \frac{u_{I1}}{I_{ES}R}, \quad u_{O2} = -U_T \ln \frac{u_{I2}}{I_{ES}R} \\ u_{O3} &= -(u_{O1} + u_{O2}) = U_T \ln \frac{u_{I1}}{I_{ES}R} + U_T \ln \frac{u_{I2}}{I_{ES}R} = U_T \ln \frac{u_{I1} u_{I2}}{(I_{ES}R)^2} \\ u_O &= -RI_{ES}e^{\frac{u_{O3}}{U_T}} = -\frac{1}{I_{ES}R} u_{I1} u_{I2} = Ku_{I1} u_{I2} \end{aligned} \quad (5.40)$$

其中, $K = -\frac{1}{I_{ES}R}$ 。

如把图 5.21 中的 A_3 改为减法电路,即可实现除法运算电路。

注意,若将有关基本运算电路组合在一起,可以实现各种代数运算。

5.4 其他应用电路

5.4.1 电压比较器

电压比较器是一种常用的模拟信号处理电路,它将一个模拟量输入电压与一个参考电压进行比较,并输出比较结果,其输出只有两种可能的状态:高电平或低电平。在自动控制及电子测量等系统中,常常将比较器应用于越限报警、模/数转换以及各种非正弦波形的产生和变换等。

由于比较器的输出只有高电平和低电平两种状态,所以集成运放常常工作在非线性区。从电路结构上看,运放经常处于开环状态,有时为了使输入、输出特性在状态转换时更加快速以提高比较精度,也在电路中引入正反馈。

通常,利用输出电压 u_O 与输入电压 u_I 之间的函数关系曲线来描述电压比较器,称为电压传输特性。根据传输特性来分类,常用的比较器有过零比较器、单限比较器、滞回比较器以及双限比较器等。下面分别予以介绍。

1. 过零比较器

所谓过零比较器,就是参考电压为零的比较器。将集成运放的一个输入端接“地”,另一个输入端接输入信号,就构成了过零比较器,其电路和电压传输特性如图 5.22 所示。电路的输出高电平和输出低电平决定于集成运放输出电压的幅值 $\pm U_{OM}$ 。在图 5.22(a)所示的电路中,当 $u_I < 0$ 时, $u_O = +U_{OM}$; 当 $u_I > 0$ 时, $u_O = -U_{OM}$ 。可画出此过零比较器的传输特性如图 5.22(b)所示。

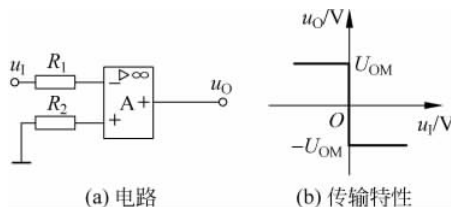


图 5.22 过零比较器

习惯上,我们把比较器的输出电压由一种状态跳变到另一种状态时相应的输入电压称为阈值电压或门限电压。

图 5.22 所示的过零比较器电路简单,但其输出电压幅度较高。有时希望比较器的输出幅度限制在一定的范围内,例如要求与 TTL 数字电路的逻辑电平兼容,此时需要一些

限幅措施。

利用两个背靠背的稳压管 D_Z 实现限幅的过零比较器如图 5.23(a)所示,此时的输出电压被限制在 $\pm U_Z$,而且 $U_Z < U_{OM}$,其电压传输特性如图 5.23(b)所示。图 5.23(c)所示是另一种限幅过零比较器,其限幅功能是由接在集成运放输出端的一个电阻和两个稳压管来实现的,其电压传输特性与图 5.23(a)所示完全相同。这两个电路的不同之处在于图 5.23(a)中,稳压管接在反馈电路中,在稳压管反向击穿时引入一个深度负反馈,从而工作在线性区;而图 5.23(c)所示电路中的集成运放处于开环状态,所以工作在非线性区。

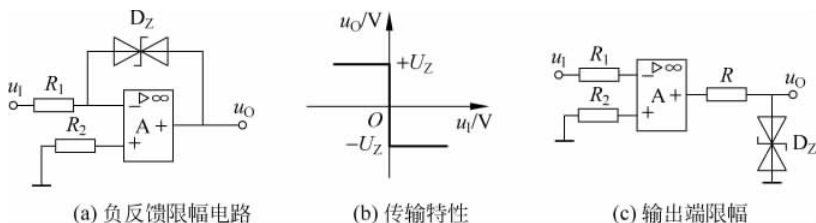


图 5.23 利用稳压管限幅的过零比较器

2. 单限比较器

所谓单限比较器,是指只有一个门限电平的比较器,当输入电压达到此门限电平时,输出端的状态立即发生跳变。单限比较器可用于检测输入的模拟信号是否达到某一给定的电平。可以看出,过零比较器是单限比较器的一个特例。

图 5.24(a)所示电路为一般的单限比较器,其中增加了参考电压 U_{REF} ,实现了阈值电压的调整。根据叠加原理,可以求得集成运放反相输入端电位为

$$u_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}$$

当 $u_N = u_P = 0$ 时,输出电压发生跳变,这时所对应的输入电压即为阈值电压 U_T ,所以

$$U_T = u_1|_{u_N=0} = -\frac{R_2}{R_1} U_{REF} \quad (5.41)$$

当 $u_1 > U_T$ 时, $u_O = -U_{OM}$; 当 $u_1 < U_T$ 时, $u_O = +U_{OM}$,据此可得到图 5.24(b)所示的电压传输特性。只要改变参考电压 U_{REF} 的极性和电阻 R_1 、 R_2 的大小,就能改变阈值电压的大小和极性。若要改变 u_1 过 U_T 时 u_O 的跳变方向,应将反相输入端接地,同相输入端接电阻 R_1 、 R_2 。这样,当 $u_1 > U_T$ 时, $u_O = +U_{OM}$; 当 $u_1 < U_T$ 时, $u_O = -U_{OM}$ 。

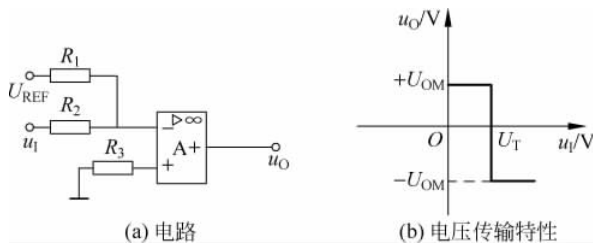


图 5.24 一般单限比较器

单限比较器还可以有其他电路形式。例如,将输入电压 u_1 和参考电压 U_{REF} 分别接到开环工作状态的集成运放的两个输入端,也可组成单限比较器。

例 5.4.1 电路如图 5.25 所示,集成运放的最大输出电压 $\pm U_{OM} = \pm 12V$, $R_1 = R_2$ 。试求:(1)电位器调到最大时电路的电压传输特性;(2)电位器调到最小值时的阈值电压。

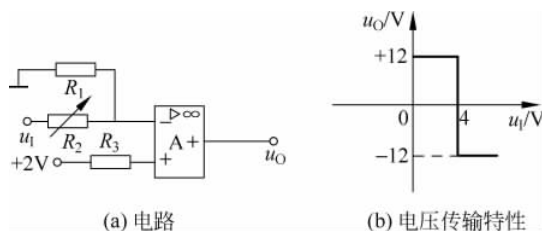


图 5.25 例 5.4.1 图

解 (1) 由图 5.25 可知,基准电压 $U_{REF} = 2V$,写出 u_P 的表达式。令 $u_P = u_N = U_{REF} = 2V$,求出 u_1 ,就是 U_T 。

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_1 = 0.5 u_1 = 2V$$

所以 $U_T = 4V$ 。从集成运放的输出电压可知, $U_{OL} = -12V$, $U_{OH} = +12V$ 。由于输入信号作用于集成运放的反相输入端,因而 $u_1 < 4V$ 时, $u_O = U_{OL} = -12V$;当 $u_1 > 4V$ 时, $u_O = U_{OH} = +12V$ 。所以,传输特性如图 5.25(b)所示。

(2) 当电位器调到最小值时, u_1 直接作用于集成运放的同相输入端,故阈值电压 $U_T = 2V$ 。

3. 滞回比较器

单限比较器具有电路简单,灵敏度高优点,但存在的主要问题是抗干扰能力差。如果输入电压受到干扰或噪声的影响,在门限电平上下波动,则输出电压将在两个电平之间反复跳变。如在控制系统中发生这种情况,将对执行机构产生不利的影响。为了解决以上问题,可以采用具有滞回传输特性的比较器。

反相输入滞回比较器电路如图 5.26(a)所示,输入电压 u_1 加在集成运放的反相输入端,输出电压通过电阻 R_2 引回到同相输入端,即电路引入了正反馈, $u_O = \pm U_{OM}$ 。反相输入端电位 $u_N = u_1$,同相输入端电位为

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_O = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{OM}$$

令 $u_N = u_P$,可得阈值电压为

$$\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{OM} \quad (5.42)$$

设输入电压 $u_1 < -U_T$,则 $u_N < u_P$,因而 $u_O = +U_{OM}$, $u_P = +U_T$ 。此时增大 u_1 ,则只有 u_1 增大至略大于 $+U_T$ 时, u_O 才从高电平 $+U_{OM}$ 跳变为 $-U_{OM}$ 。设输入电压 $u_1 > +U_T$,则 $u_N > u_P$,因而 $u_O = -U_{OM}$, $u_P = -U_T$ 。此时减小 u_1 ,则只有 u_1 减小至略小于 $-U_T$ 时, u_O 才从低电平 $-U_{OM}$ 跳变为 $+U_{OM}$ 。因此,图 5.26(a)所示电路的电压传输特性如图 5.26(b)所示。从传输特性上看,当 $-U_T < u_1 < +U_T$ 时, u_O 可能为高电平,也可能为低电平,这取决于 u_1 是从小于 $-U_T$ 变化而来的,还是从大于 $+U_T$ 变化而来的,即传输特性具有方向性,图中的箭头表明了变化的方向。这种 u_1 变化方向不同,阈值电压不同的特性称为滞回特性,两个阈值电压之差 $\Delta U = |U_{T1} - U_{T2}| = 2U_T$ 称为回差电压(或称为门限宽度)。

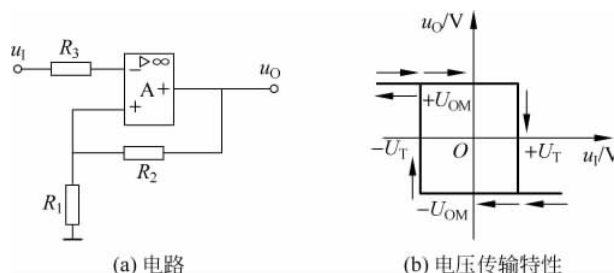


图 5.26 反相输入滞回比较器

图 5.26(b)所示滞回比较器的电压传输特性是轴对称的,为使电压传输特性曲线横向平移,可在 R_1 的接地端改接外加基准电压 U_{REF} ,如图 5.27 所示。

此时,电位

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(\pm U_{OM}) + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{REF}$$

因为 $u_N = u_P$,求得阈值电压为

$$U_{T1} = +\frac{R_1}{R_1 + R_2}U_{OM} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{REF} \quad (5.43)$$

$$U_{T2} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}U_{OM} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{REF} \quad (5.44)$$

若 U_{REF} 为正且足够大,可使两个阈值电压均大于零,此时的电压传输特性如图 5.27(b)所示。

为了改变电压传输特性的跳变方向,可将图 5.26(a)所示电路的输入端和 R_1 的接地端互换,构成同相输入滞回比较器,其电压传输特性请读者自行分析。

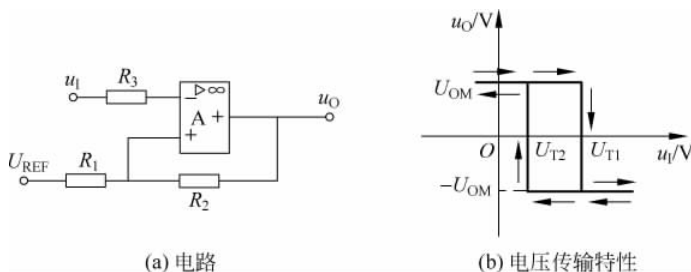


图 5.27 横向平移电压传输特性的方法

例 5.4.2 电路如图 5.27(a)所示,已知 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 50\text{k}\Omega$, $\pm U_{OM} = \pm 12\text{V}$, $U_{REF} = 6\text{V}$ 。试画出其电压传输特性。

解 输出高、低电平为

$$U_{OH} = U_{OM} = +12\text{V}, \quad U_{OL} = -U_{OM} = -12\text{V}$$

而

$$u_P = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2}U_{OM} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{REF}$$

根据 $u_N = u_P$,并将 $u_N = u_i$, $u_O = \pm U_Z = \pm 12\text{V}$, $U_{REF} = 6\text{V}$ 代入上式,得出阈值电压为

$$U_{T1} = \left(\frac{10}{10+50} \times 12 + \frac{50}{10+50} \times 6 \right) = 7V$$

$$U_{T2} = \left[\frac{10}{10+50} \times (-12) + \frac{50}{10+50} \times 6 \right] = 3V$$

其电压传输特性如图 5.28 所示。

4. 双限比较器

前面介绍的单限比较器可以检测输入信号的电平是否达到某一给定的门限电平,但是在实际的工作中,有时需要检测输入模拟信号的电平是否处在给定的两个门限电平之间,这就要求比较器有两个门限电平。这种比较器称为双限比较器。

图 5.29(a)所示是一种典型的双限比较器电路。该电路在例 3.1.6 中已详细描述。设 A_1 和 A_2 的输出高电平为 U_{OM} ,输出低电平为零,若输入某信号 u_i ,则对应的输出为 u_o ,如图 5.29(b)所示。

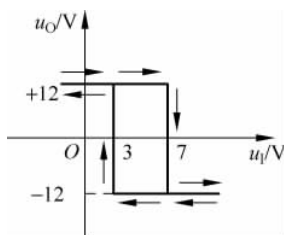


图 5.28 例 5.4.2 的图

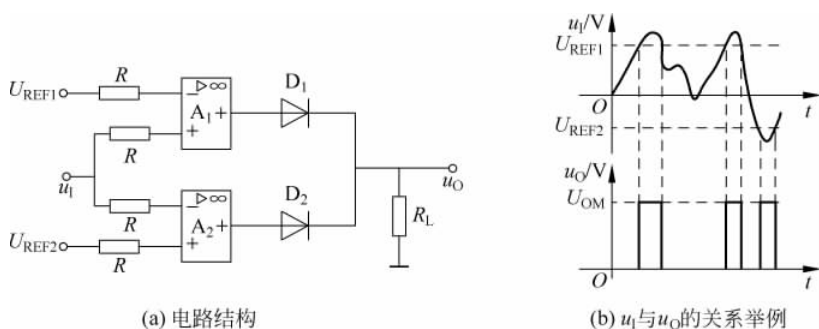


图 5.29 双限比较器

双限比较器常用于自动控制系统,指示控制系统自身的状态或被控参数的大致范围。

5.4.2 预处理放大器

在电子系统中,通过传感器或其他途径所采集的信号往往很小,不能直接进行运算、滤波等处理,必须首先进行放大。本节将介绍几种常用的放大电路和预处理中的一些实际问题。

1. 测量放大器

测量放大器是一种具有较高共模抑制比,适用于弱信号检测的专用运算放大器。通用的运算放大器对单纯的微弱信号可以进行信号放大,并具有一定的抗干扰能力。但对于通常处于恶劣环境下的传感器,不仅输出信号微弱,输出端还常常受到较大噪声的干扰,而且这种噪声通常以共模噪声的形式出现。因此,在这种情况下,一般是由一组运算放大器构成测量放大器来对传感器信号进行放大,传感器的输出信号直接接到测量放大器的同相输入端和反相输入端上,如图 5.30 所示。测量放大器因其同相输入端和反相输入端直接与信号源相接,故有较高的抗共模干扰能力。放大倍数在 $1 \sim 1000$ 之间,由外接电阻 R_g 进行增益调节, R_s 用于增益微调。

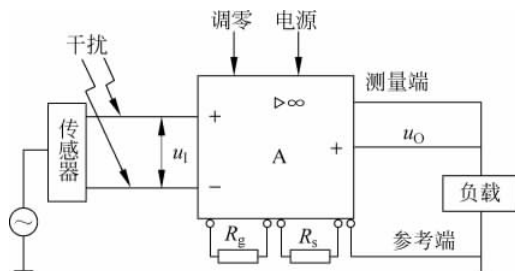


图 5.30 测量放大器结构

测量放大器主要有 3 种功能：

- ① 信号放大：提供高增益，可用外接电阻或软件编程进行调节。
- ② 输入缓冲：为信号源提供一个很高的输入阻抗。
- ③ 共模抑制：用于差动输入时，具有很高的共模抑制比。

测量放大器又称仪用放大器，或数据放大器。常见的测量放大器由 3 个运算放大器构成。如图 5.31 所示， A_1 、 A_2 组成同相并联差动放大器，且共模增益均为 0dB，与 R_g 和 R_1 的数值无关。 A_3 是起减法作用的差动放大器。设 A_1 与 A_2 对称，而且 $R_2 = R_5 = R$ ，则测量放大器的理想差动输入闭环放大倍数由式(5.45)确定：

$$K = - \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) \quad (5.45)$$

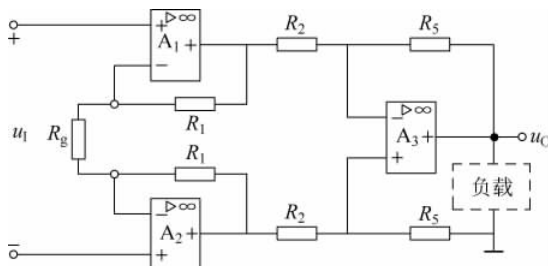


图 5.31 通用测量放大器

常用的集成测量放大器芯片有 AD521、AD522 等。下面就 AD521 作一简单介绍。

AD521 是 AD 公司的第二代放大器，具有高输入阻抗、低失调电流、高共模抑制比等特点，增益可调范围为 $-20 \sim 60$ dB，增益的调整不需要精密的外接电阻，有较强的过载能力，其使用温度范围为 $-25 \sim +85^\circ\text{C}$ 。

图 5.32 所示为 AD521 使用时的一种典型接法。放大器的 4、6 两脚接 $10\text{k}\Omega$ 电位器，用于零点调整；放大倍数由 R_s 与 R_g 之比决定。其中，10 脚和 13 脚为外接反馈电阻，一般为 $100\text{k}\Omega \pm 15\%$ ；14 脚和 2 脚为外接增益电阻。需要注意的是，在使用 AD521 时，必须给其偏置电流提供返回通路。具体做法是将放大器两个输入端之一与电源的地线相连构成回路，可以直接相连，也可以通过电阻相连。如果没有这一回路，偏流就会对杂散电容充电，使输出电压漂移得不到控制或处于饱和。因此，如果应用场合不能为偏置电路提供直流通路，就需要改用隔离放大器。

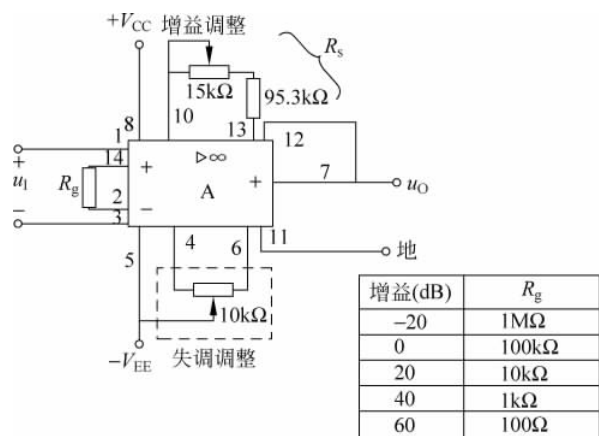


图 5.32 AD521 典型接线图

2. 程控增益放大器

在微机测控系统中,对测量放大器除了要求共模抑制能力强、高增益、低零漂、宽频带之外,还要求放大器具有增益可调的功能。当多路输入信号源电平相差较大时,用同一增益的放大器去放大高电平和低电平信号,就有可能使低电平信号测量精度降低,高电平则可能超出 A/D 转换器的输入范围。因此,工程上常采用改变放大器增益的方法,来实现不同幅度信号的放大。而且,一般总不希望用手动方法(如万用表、示波器那样)来实现增益变换,而是用微机软件控制的办法来实现增益的自动变换。具有这种功能的放大器就叫做程控增益放大器。

采用程控增益放大器可使 A/D 转换器的满量程信号达到规格化,因而可以大大提高系统的测量精度。由图 5.31 和式(5.45)可知,欲调整测量放大器的放大倍数,可通过改变电阻 R_g 来实现。用程序去控制 R_g 的大小变化,即可构成程控增益放大器。图 5.33 所示为一个实用程控增益放大器电路。图 5.33 中,相对图 5.31 所示的电路增加了一个电压跟随器 A_4 。 A_4 的输入取自放大器的屏蔽保护端 P,它对共模电压 u_{CM} 也起着抑制作用。 A_4 的输出近似于 u_{CM} ,并与 A_1 、 A_2 的电源地相连,以使 A_1 、 A_2 的电源电压波动与 u_{CM} 相同,从而大大削弱共模干扰的影响。

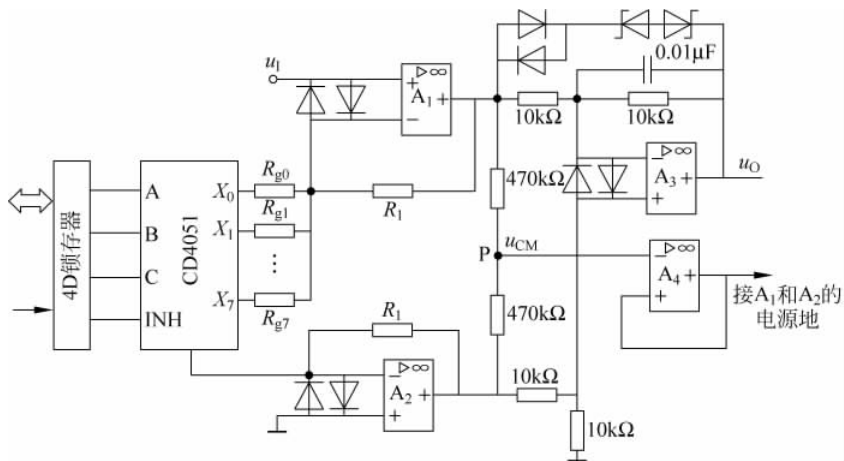


图 5.33 实用程控增益放大电路

该电路中的 8 个电阻($R_{g0} \sim R_{g7}$)分别等效于图 5.31 中的 R_g , 它们的阻值可以根据不同放大倍数的要求, 按式(5.45)来选取。多路开关 CD4051 选通哪一路电阻, 可以由 CPU 通过程序进行控制。

程控增益放大器集成芯片有多种类型, 下面就实际应用中常见的 AD612/614 程控增益放大器作一介绍。

图 5.34 所示为 AD612/614 程控增益测量放大器结构框图。这是一个典型的三运放结构, 其增益控制有两种不同的方式: 一种是程控增益, 通过选择片内精密电阻网络来获得; 另一种是外接电阻可调增益。

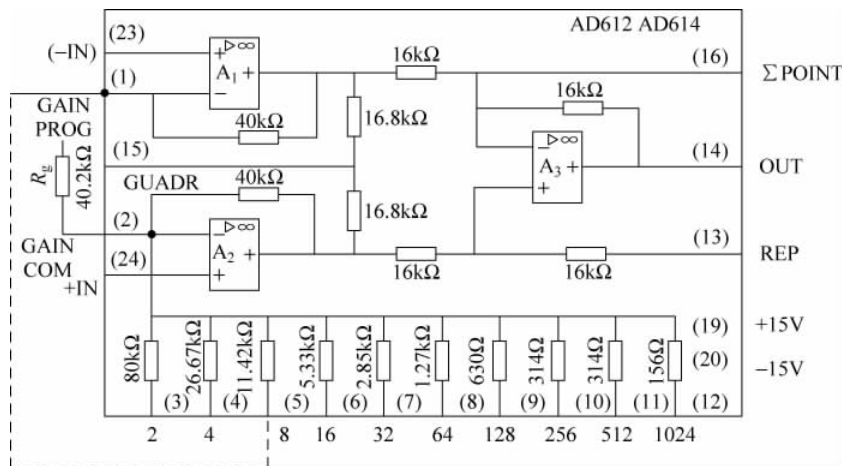


图 5.34 AD612/614 程控增益测量放大器

① 程控增益

当片内精密电阻网络引出端 3~10 分别与 1 端相连时, 按二进制关系建立增益, 增益范围为 $2^1 \sim 2^8$; 10、11 端与 1 端相连时, 增益为 2^9 ; 10、11、12 端均与 1 端相连时, 增益为 2^{10} ; 当电阻网络 3~12 端均不与 1 端相连时, 增益为 1。因此, 只要在 1 端和 2~12 端之间加一个多路开关, 就可方便地进行增益程控。

② 外接电阻可调增益

将一个可调电阻 R_g 跨接在 1、2 两端, 则增益为 $K_f = 1 + \frac{80\text{k}\Omega}{R_g}$; 如要求 $K_f = 10$, 则

$$R_g = \frac{80\text{k}\Omega}{9} = 8.89\text{k}\Omega。$$

该程控放大器还有一个特点, 其 15 端为“输入保护”点, 该点取自 A_1 、 A_2 输出端的中点, 为保护电位点。当该点通过跟随器与输入电缆的屏蔽层相连后, 可屏蔽输入共模电压, 提高共模抑制比, 降低输入噪声。

3. 隔离放大器

测量放大器因必须对输入偏流提供一条返回通路, 因而在使用上受到限制。在有强电或强电磁干扰的环境中, 为了防止电网电压损坏测量回路, 其信号输入通道常采用隔离措施。在医疗仪器上, 为防止漏电流、高电压等对人体的意外伤害, 也常采用隔离放大技术, 以确保人身安全。此外, 在许多其他必须使输入电路和输出电路彼此隔离的场合, 都

必须使用隔离放大器。

隔离放大器采用的耦合方式有变压器耦合和光电耦合两种。变压器耦合方式的隔离放大器一般由高性能输入运放、调制解调器、信号耦合变压器、输出运放和电源等几个部分组成。利用变压器耦合实现载波调制,具有较高的线性度和隔离性能,但带宽一般都在1kHz以下。光耦合隔离放大器具有体积小、偏移电压低、漂移小、频带宽、漏电流极小、成本低等特点,广泛适用于各种输入电路和其他需要隔离的场合。隔离放大器的具体电路及工作原理可参见其他文献。

5.5 滤波器

5.5.1 滤波器的分类

按照所处理信号形式不同,滤波器可分为模拟与数字两大类。二者在功能特性方面有许多相似之处,但在结构组成方面又有很大差别。前者处理对象为连续的模拟信号,后者为离散的数字信号。

按照所选择的频率,滤波器可分为四种不同的基本类型:高通、低通、带通和带阻滤波器。以理想滤波器为例,其幅频特性曲线如图5.35所示。理想的高通滤波器允许高于截止频率 f_x 的所有频率无衰减地通过,而不让低于 f_x 的频率通过。低通滤波器则相反。带通滤波器只允许以中心频率为 f_0 、带宽为 Δf_0 的频率通过。带阻滤波器(或陷波器)则与带通滤波器相反。非理想滤波器在截止频率处并不呈现无限陡峭的过渡特性,但近于理想的实际滤波器是可以做到的。实际上,对于大多数应用来说,宽度等于或大于十倍频程的过渡带完全够了。

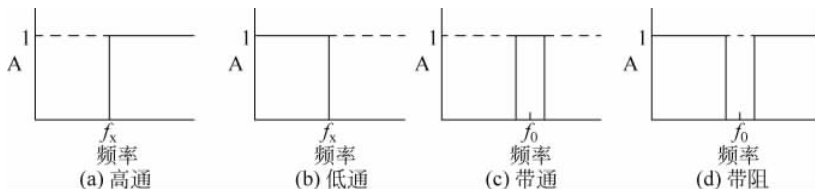


图 5.35 理想滤波器的频率响应

此外还有一种全通滤波器,各种频率的信号都能通过,但不同频率信号的相位有不同变化,它实际上是一种移相器。所有的实际滤波器都有相移。根据网络理论,无源滤波器增益响应(对数-对数刻度)的斜率与滤波器相移(弧度)的关系为

$$\psi = \frac{\pi}{2} \frac{d(\log |A|)}{d(\log f)} \quad (5.46)$$

式中, $|A|$ 是滤波器响应的幅值,即 $|u_0|/|u_i|$ 。如果滤波器(或任意网络)的频响已知,就可以导出其相移。在确定控制系统或其他反馈网络的稳定性时,相位响应是重要的,但因为很多仪器应用中,只对信号幅度感兴趣,所以通常不考虑相位响应。

按照电路组成滤波器又可以分为以下几种。

1. LC 无源滤波器

由电感 L 、电容 C 组成的无源电抗网络具有良好的频率选择特性,并且因其信号能量

损耗小、噪声低、灵敏度低,曾广泛应用于通信及电子测量仪器领域。其主要缺点是电感元件体积大,在低频及超低频频带范围品质因数低(即频率选择性差),不便于集成化,现在一般测试系统中应用不多。如图 5.36(a)所示,当高频信号通过 LC 滤波电路时,电感的感抗增加,电容的容抗减小,使负载两端得到的电压幅值下降,高频信号被衰减;当低频信号通过该电路时,感抗很小,容抗很大,输入信号通过该电路时损失很小,因此,该电路是一个低通滤波电路。但是,当通带的截止频率很低时,高于截止频率附近的信号频率并不高,为了能滤掉这些信号,增强滤波效果,必须加大电感量,使得线性电感的体积和重量比较大,不但成本高,也不便于集成化。若采用 RC 滤波电路,可以克服这个缺点,将图 5.36(a)中 LC 滤波电路中的电感换成电阻,就构成了 RC 低通滤波电路,如图 5.36(b)所示。如将图 5.36(b)中 RC 滤波电路中的电阻和电容互换就构成了 RC 高通滤波电路,如图 5.36(c)所示,当低频信号通过 RC 滤波电路时,电容的容抗很大,低频信号被衰减;当高频信号通过该电路时,容抗很小,输入信号通过该电路时损失很小,因此,该电路是一个高通滤波电路。

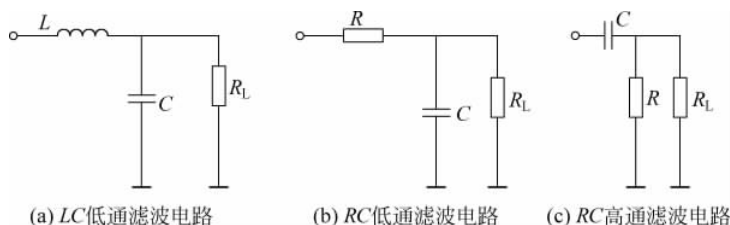


图 5.36 无源滤波电路

2. RC 无源滤波器

由于电感元件有很多不足,人们自然希望实现无感滤波。由电阻 R 、电容 C 构成的无源网络,其中的电阻不但消耗不需要信号的电能,也消耗有用信号的电能,使有用信号在输出端被衰减,其频率选择特性较差,带负载能力也很弱,一般只用作低性能滤波器。

3. 由特殊元件构成的无源滤波器

这类滤波器主要有机械滤波器、压电陶瓷滤波器、晶体滤波器、声表面波滤波器等。其工作原理一般是通过电能与机械能、分子振动能的相互转换,并与器件固有频率谐振实现频率选择,多用作频率选择性能很高的带通或带阻滤波器,其品质因数可达数千至数万,并且稳定性也很高,具有许多其他种类滤波器无法实现的特性。由于其品种系列有限,调整不便,一般仅应用于某些特殊场合。

4. RC 有源滤波器

RC 无源滤波器特性不够理想的根本原因是电阻元件对信号功率的消耗,如在电路中引入具有能量放大作用的有源器件(如电子管、晶体管、运算放大器等),补偿损失的能量,可使 RC 网络像 LC 网络一样,获得良好的频率选择特性,称为 RC 有源滤波器。

RC 有源滤波器体积小、质量轻、信号选择性好,尤其是集成放大器可加电压串联负反馈,使电路输入阻抗高,输出阻抗低,输入与输出之间具有良好的隔离,便于实现高阶滤波。它的缺点是在大信号作用下,容易产生饱和或截止失真,使输出电流受到限制。

滤波器还可以按照许多其他的特征分类。

可用三种方式来描述滤波器的响应：在时域中用微分方程描述；在频域中用频率响应描述；在 s 域中用拉普拉斯变换或传递函数描述，传递函数是输出与输入信号电压（或电流）拉普拉斯变换之比。

5.5.2 模拟滤波器的频率特性

在单位信号输入情况下的输出信号随频率变化的关系，称为滤波器的频率特性函数，简称频率特性。频率特性 $H(j\omega)$ 是一个复函数，它的幅值 $A(\omega) = |H(j\omega)|$ 称为幅频特性，滤波器的频率选择特性主要由其幅频特性决定。对于理想滤波器通带内信号应完全通过，即 $A(\omega)$ 在通带内应为常数，在阻带内应为零，没有过渡带。实际滤波器不可能具有理想特性，只能通过选择适当的电路阶数和零、极点分布位置向理想滤波器逼近。

频率特性复函数 $H(j\omega)$ 的幅角表示输出信号的相位相对于输入信号相位的变化，称为相频特性 $\phi(\omega) = \arctan H(j\omega)$ 。对于理想滤波器，为使信号无失真地通过，即输出信号与输入信号具有同样波形， $\phi(\omega)$ 应为 ω 的线性函数，即 $\phi(\omega) = \omega T_0$ ，这样输出信号中各种谐波成分相对输入只有一个固定延迟 T_0 ，否则输出信号波形相对输入将产生相位失真。实际滤波器也无法实现这种线性的相频特性，如果对信号保真度要求比较高，或滤波器相位失真比较严重，可以利用全通滤波器，即移相器进行相位修正。

5.5.3 滤波器的主要特性指标

1. 谐振频率与截止频率

一个没有衰减损耗的滤波器，谐振频率就是它自身的固有频率。截止频率也称为转折频率，它是频率特性下降 3dB 那一点所对应的频率。

2. 通带增益

通带增益是指选通的频率中，滤波器的电压放大倍数。

3. 频带宽度

频带宽度是指滤波器频率特性的通带增益下降 3dB 的频率范围，这是指低通和带通而言。高通和带阻滤波器的频带宽度，是指阻带宽度。

4. 品质因数与阻尼系数

这是衡量滤波器选择性的一个指标。品质因数 Q 定义为谐振频率与带宽之比。阻尼系数定义为 $\xi = \frac{1}{2}Q^{-1}$ 。

5. 滤波器参数对元件变化的灵敏度

滤波器中某无源元件 x 变化、必然会引起滤波器某 y 参数的变化。则 y 对 x 变化的灵敏度定义为

$$S_x^y = \frac{dy/y}{dx/x} \quad (5.47)$$

在滤波器设计的工具书中，给出了各类滤波器各种灵敏度的具体表达式。灵敏度是电路设计中的一个重要参数，可以用来分析电路元件实际值偏离设计值时电路实际性能与设计性能的偏离；也可以用来估计在使用过程中元件参数值变化时电路性能变化情况。该灵敏度与测量仪器或电路系统灵敏度不是一个概念，该灵敏度越小，标志着电路容

错能力越强,稳定性也越高。

6. 群时延函数

当滤波器幅频特性满足设计要求时,为保证输出信号失真度不超过允许范围,对其相频特性 $\phi(\omega)$ 也应提出一定要求。在滤波器设计中,常用群时延函数

$$\tau(\omega) = \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (5.48)$$

评价信号经滤波后相位失真程度。 $\tau(\omega)$ 越接近常数,信号相位失真越小。

5.5.4 二阶滤波器

目前由各种形式一阶与二阶有源滤波电路构成的滤波器应用最为广泛,它们结构简单,调整方便,也易于集成化。实用电路多采用运算放大器作有源器件,几乎没有负载效应,利用这些简单的一阶与二阶电路级联,也很容易实现复杂的高阶传递函数,在信号处理领域得到广泛应用。由于一阶电路比较简单,也可由 RC 无源网络实现,性能不够完善,应用不多,常用的有压控电压源型、无限增益多路反馈型与双二阶环型。

压控电压源型结构是把运算放大器构成一闭环反馈放大器,无源元件均接在放大器的同相输入端,使用元件数目较少,对有源器件特性理想程度要求较低,结构简单,调整方便,对于一般应用场合性能比较优良,应用十分普遍。但它利用正反馈补偿 RC 网络中能量损耗,反馈量过强将降低电路稳定性,导致电路自激振荡。此外这种电路灵敏度较高,如果电路在临界稳定条件下工作,还会导致自激振荡,如图 5.37(a)所示。由运算放大器与电阻 R_1 和 R_f 构成的同相放大器称为压控电压源,压控电压源也可由任何增益有限的电压放大器实现,如使用理想运算放大器,压控增益 $A_f = 1 + R_f/R_1$,该电路传递函数为

$$\frac{U_o(p)}{U_i(p)} = \frac{A_f y_1 y_4}{y_5(y_1 + y_2 + y_3 + y_4) + [y_1 + (1 - A_f)y_2 + y_3]y_4} \quad (5.49)$$

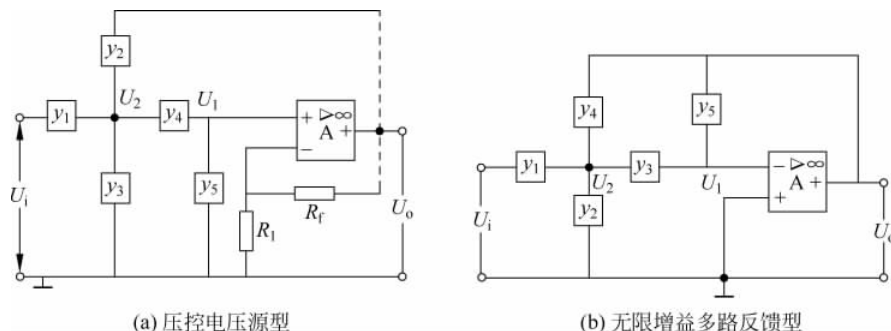


图 5.37 二阶滤波电路

图 5.37 中 $y_1 \sim y_5$ 分别表示所在位置的无源元件的导纳。 $y_1 \sim y_5$ 中有任何两个是电容,其他是电阻。选用适当的电阻、电容元件,该电路可构成低通、高通、带通与带阻四种二阶有源滤波电路。

无限增益多路反馈型滤波电路是由一个理论上具有无限增益运算放大器赋以多路反馈构成的滤波电路,其中无源元件是接在运算放大器的反相输入端。由于没有正反馈,故稳定性较高,其不足之处是对有源器件特性要求较高,而且调整不如压控电压源型滤波电

路方便。此外这种电路要求的 Q 值一般不超过 10。该电路传递函数为

$$\frac{U_o(p)}{U_i(p)} = \frac{-y_1 y_2}{y_5(y_1 + y_2 + y_3 + y_4) + y_3 \cdot y_4} \quad (5.50)$$

如图 5.37(b)所示, $y_1 \sim y_5$ 中,有任意两个是电容,其他是电阻。选用适当的电阻、电容元件,该电路可构成低通、高通和带通三种二阶有源滤波电路,但不能构成带阻滤波电路。

双二阶环电路利用两个以上由加法器、积分器等组成的运算放大电路,使用元件数目稍多。根据所要求的传递函数,引入适当的反馈构成滤波电路。其突出特点是电路灵敏度低,因而特性非常稳定,并可实现多种滤波功能,经过适当改进还可将运算放大器数目减少到两个。高性能有源滤波器及许多集成的有源滤波器,多以双二阶环电路为原型。

5.5.5 契比雪夫及其他有源滤波器

理想滤波器要求幅频特性在通带内为一常数,在阻带内为零,没有过渡带,还要求群时延函数在通带内为一常量,这在物理上是无法实现的。理论上可以通过增加电路阶数,以及选择适当的分子分母系数,即选择电路元件参数值,使其频率特性向理想滤波器逼近。如果单纯增加电路阶数,不仅增加了电路的复杂性,而且也难以全面达到理想要求。实践中往往侧重于滤波器某一方面性能要求与应用特点,选择适当逼近方法,实现对理想滤波器的最佳逼近。原则上对低通滤波器传递函数进行频率变换可以得到高通、带通与带阻滤波器的传递函数。

有一种有源滤波器即契比雪夫滤波器,与巴特沃斯滤波器相似,只是契比雪夫滤波器在给定阶数时有较好的锐截止特性。这种滤波器也可以用串联的二次滤波器构成。契比雪夫滤波器的缺点是在低于截止频率时增益出现最大值和最小值,即增益呈脉动状,如图 5.38 所示。与此相反,巴特沃斯滤波器的增益随频率的增加单调下降,在低于截止频率时有最大的平坦响应。设计契比雪夫滤波器时,与平坦响应的偏差大小是一个可调整参数,一般用增益起伏的分贝数来表示。巴特沃斯与契比雪夫两种滤波器都有较大的相移,尤其在接近或高于截止频率时更为明显。在相位是一个重要参数的应用场合,最好使用有最小相移的滤波器(如贝塞尔滤波器),虽然其频率截止特性不很尖锐。某些滤波器,尤其是全通滤波器,只是专用来进行相移而允许所有的信号频率通过。三种滤波器比较如下。

(1) 巴特沃斯逼近的原则是使滤波器的幅频特性在通带内最为平坦,并且单调变化。但这种滤波器在阻带的衰减较为缓慢,选择性较差。巴特沃斯滤波器的相频特性是非线性的,如图 5.38 所示。所以,不同频率的信号通过滤波器后会有不同的相移,而且随着电路阶数的增加,相频特性的非线性逐渐增加,相频特性变坏。

(2) 契比雪夫逼近的原则是允许滤波器的幅频特性在通带内有一定的波动量,所以

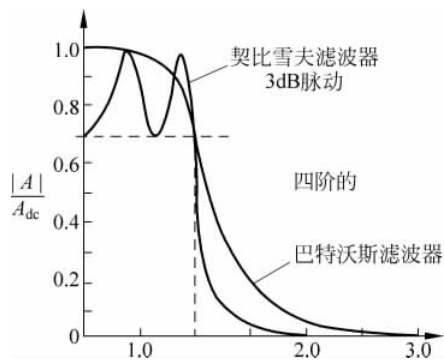


图 5.38 四阶的契比雪夫滤波器(3dB 脉动)与巴特沃斯滤波器的比较

在电路阶数一定的情况下,其幅频特性更接近理想的矩形。契比雪夫滤波器的幅频特性在阻带内具有较陡的衰减特性,选择性好,且波动越大,选择性越好。由于契比雪夫滤波器的幅频特性在通带内存在纹波,所以又称为纹波型滤波器。

(3) 与前两种不同,贝赛尔逼近的原则是使滤波器的相频特性在通带内具有最高的线性度。群时延函数最接近于常量,从而使因滤波器的相频特性引起的失真最小。这种滤波器通常用于要求信号失真小、信号频率较高的场合。

5.6 有源滤波器的分析

5.6.1 有源一阶高通、低通滤波器

任何复杂的滤波网络,可由若干简单的一阶与二阶滤波电路级联构成。一阶滤波电路只能构成低通和高通滤波器,而不能构成带通和带阻滤波器。

1. 单级高通与低通电路

在电子仪器中有很多单级的 RC 高通与低通滤波器(如图 5.39 所示)。这种滤波器可以使高频分量与低频或直流分量分开。如果输出不接负载,这种电路的分析并不复杂。图 5.39(a)中,对低频成分,电容 C 所呈现的容抗较大,所示信号能通过;对高频成分,电容 C 的容抗较小,信号的消耗较大,不易通过。同理,可对图 5.39(b)进行类似分析。在这两种电路中,输入电流都是 $i = u_i / (R + 1/j\omega C)$,低通滤波器的输出电压是 $i/j\omega C$,高通滤波器的输出电压则为 iR ,其增益($A = u_o/u_i$)为

$$|A_L| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_x)^2}} \quad (\text{低通}) \quad (5.51)$$

$$|A_H| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_x/\omega)^2}} \quad (\text{高通}) \quad (5.52)$$

式中, $\omega_x = \frac{1}{RC}$ 或 $f_x = \frac{1}{2\pi RC}$ 。

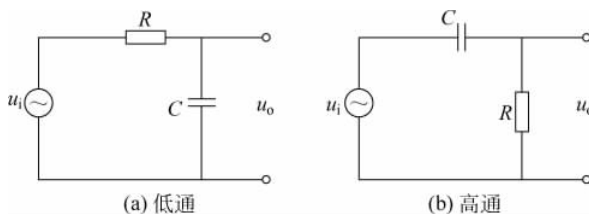


图 5.39 单级 RC 滤波器

单级 RC 高通与低通滤波器的频率响应如图 5.40 所示,从曲线上来看,截止频率 f_x 的意义是很明显的。

高通电路通常用于交流放大器的级间耦合,如图 5.41 所示。因为级间耦合隔断了直流通路,这就不需要补偿直流偏置。在该例中,各级增益均为 10,两级高通滤波器的截止频率都是 17Hz。

高通和低通的另一种解释分别为积分网络和微分网络,在脉冲应用中尤其如此。积

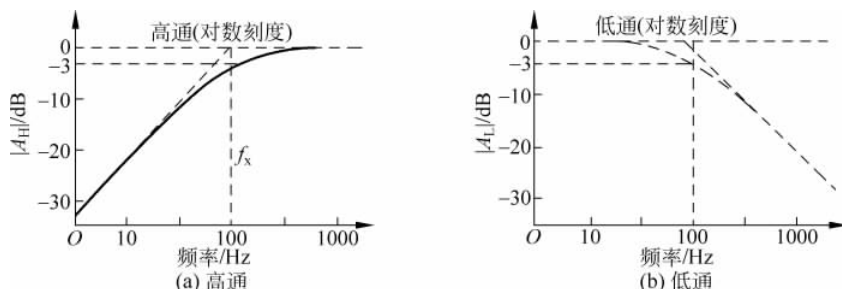


图 5.40 高通与低通滤波器的频率响应

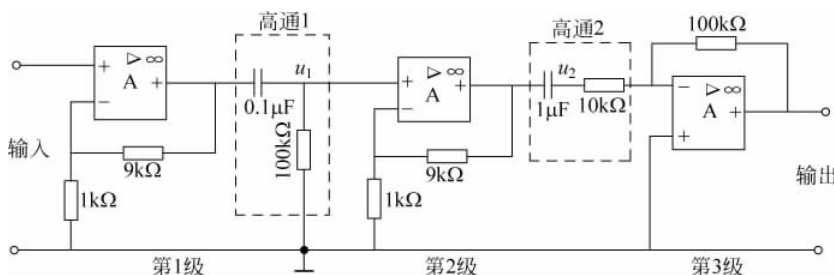


图 5.41 级间耦合的高通滤波器

分电路会在一个时间周期内,将被测量连续累加起来。当输入恒定时,其输出波形与输入波形的时间间隔成正比。在图 5.42(a)中,输出信号取自电容器的两端,电容器两端电压的建立时间取决于 RC 时间常数。由于电容器的充电电流逐渐减小,电容器两端的电压以指数形式上升,表现为弯曲的波形,即

$$u_o = u_i(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (5.53)$$

在图 5.42(b)中,电阻 R 通过电容 C 接入电压信号(或阶跃信号)。在突然接上信号的瞬间, $t = t_0$, 电容电压 $u_C = 0$, 电容相当于短路,充电电流最大,输出电压几乎等于输入电压, $u_R = u_i$ 。随着电容的充电, u_C 逐渐增加,充电电流逐渐减小, u_R 也逐渐减小。当达到稳定状态时, $u_C = u_i$, 电容相当于开路,此时 $i = 0$ 、 $u_R = 0$ 。实际上这个过程反映了电路中电流的变化过程。输出电压可按下式标出

$$u_o = RC \frac{du_i}{dt} \quad (5.54)$$

当单级高通电路用做微分网络时,截止频率 f_x 通常这样设置:使时间常数 $\tau = RC$ 小于脉冲宽度 t_x ,如图 5.42 所示。在这种情况下,只有脉冲的前后沿能通过。当单级低通电路作为积分网络工作时,时间常数 $\tau = RC$ 要远大于脉冲宽度。

实际上,单级低通电路中,只在充电曲线的起始部分,输出电压与输入波形的时间间隔成线性关系。随着时间的增加,积分误差将逐步增大。为了实现比较理想的积分运算,就需要使电容两端电压在增长时,流过它的电流仍基本维持恒定。为了获得理想的微分关系,电阻 R 的数值要取得较小,但这样就会使输出的幅度变小。可以采用运算放大器和微、积分网络解决上述问题。

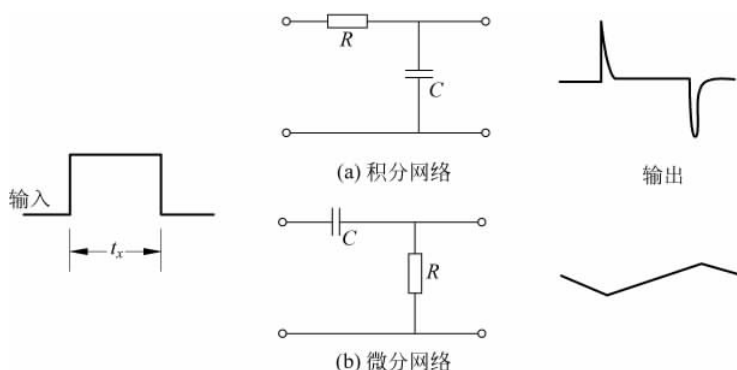


图 5.42 用做微分、积分器的单级高、低通滤波器

2. 有源一阶高通、低通电路

(1) 一阶低通有源滤波电路

由一个 RC 低通滤波电路与一个同相放大器可以组成简单一阶低通有源滤波电路, 不仅可以使低频信号通过, 还可以使该信号得到放大, 电路如图 5.43(a) 所示。

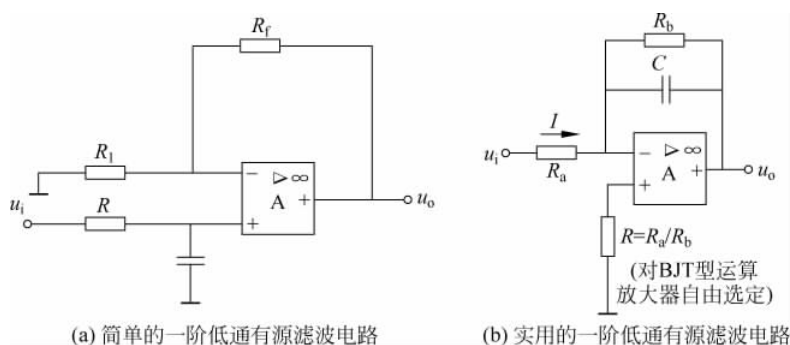


图 5.43 一阶低通有源滤波电路

一阶有源低通滤波器的实用电路如图 5.43(b) 所示。这个电路与简单的积分电路相同, 只是多加了一个数值较大的电阻 R_b 。这个电阻可以想象为一个时间常数很大的复位机构。该电路可以在足够低的频率或直流上作为放大器, 分析如下。

$$i = \frac{u_i}{R_a} = \frac{-u_o}{R_b} - \frac{Cdu_o}{dt} \quad (5.55)$$

$$I(s) = \frac{u_i(s)}{R_a} = \frac{-(1 + sCR_b)}{R_b} u_o(s) \quad (5.56)$$

在这种情况下, 如果输入为正弦波, 且不考虑相移, 则其增益为

$$A = \frac{|u_o|}{|u_i|} = \frac{R_b/R_a}{\sqrt{1 + (f/f_x)^2}} \quad (5.57)$$

对应的传递函数 $H(s)$ 为

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{-1/R_a C}{s + 1/R_b C} \quad (5.58)$$

从式(5.58)可以看出, 这个电路的作用相当于一个反相放大器与低通滤波器的串联。

其频响与图 5.40(b)的低通滤波器的频响相同,只是由于考虑放大器的增益,需要移动增益轴(在直流时增益为 R_b/R_a)。

也可以这样分析:

$$\frac{u_i}{R_a} = \frac{0 - u_o}{R_b} + (0 - u_o)j\omega C \quad (5.59)$$

则

$$A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_b}{R_a} \times \frac{1}{1 + j\omega C} \quad (5.60)$$

该低通滤波器能起时间平均器的作用。在此,取平均值的这段时间大致等于电路的时间常数 $R_b C$ 。而一个积分器理想地能在无限长的时间内取平均值。

显然,这种频率特性的形状与理想的矩形(图 5.35(b))相差很远,超过截止频率的信号衰减的速度比较慢($-20\text{dB}/十倍频$),使得在截止频率附近的信号滤波效果不够好,一般一阶低通有源滤波电路用于对滤波精度要求不高的场合。如果希望大于截止频率的信号很快被衰减,得到更好的滤波效果,一般采用二阶、三阶或更高阶次的滤波电路。

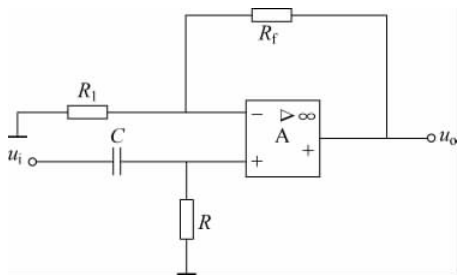


图 5.44 简单一阶高通有源滤波电路

(2) 一阶高通有源滤波电路

由一个 RC 高通滤波电路与一个同相放大器组成简单一阶高通有源滤波电路如图 5.44 所示,即将低通滤波电路中的 R 和 C 调换一下位置。

还有一种一阶有源高通滤波器也很常用到。它的电路如图 5.45(a)所示。其输出 u_o 与输入信号 u_i 的导数成正比,即 $u_o = -R_b C \frac{du_i}{dt}$,应该指出,系数 $R_b C$ 起增益的作用,其输出被反相。

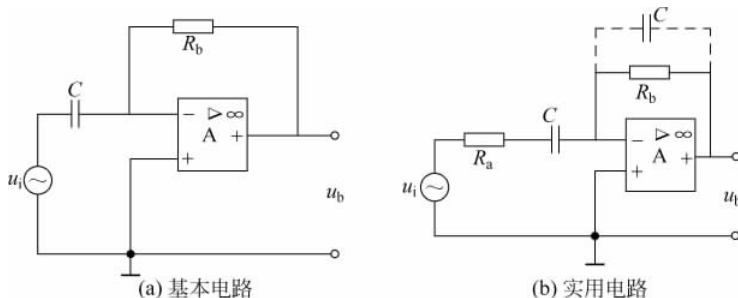


图 5.45 微分器或有源高通滤波器

如果 u_i 是正弦量($u_i \sin \omega t$),其输出与 ωu_i 成正比,即增益随频率的提高而线性增加。从信号质量来看,输入信号中往往存在高频噪声,它将被大大地放大,也许会淹没掉有用信号。为了使噪声最小,这个电路的实际形式是附加一个串联输入电阻 R_a ,以便将高频增益限制为 $-R_b/R_a$ 。有时,也可如图 5.45(b)所示的那样加一个小电容 C' ,以进一步降

低高频增益。其频率响应如图 5.46 所示。与处理有源滤波器一样,对于正弦输入信号进行增益分析(没有 C')可以得到

$$|A| = \frac{|u_o|}{|u_i|} = \frac{2\pi f C R_b}{\sqrt{1 + (f/f_x)^2}} \left(f_x = \frac{1}{2\pi R_a C} \right) \quad (5.61)$$

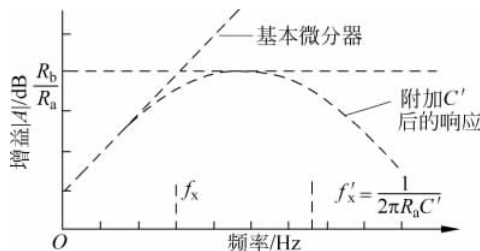


图 5.46 微分器频率响应

用传递函数表示,这个式子变为

$$H(s) = -\frac{R_b C_s}{1 + R_a C_s} \quad (5.62)$$

5.6.2 有源高通、低通、带通和带阻滤波器

1. 有源高、低通滤波电路

设计滤波器时,一般都希望大于截止频率的信号能被很快衰减,使所设计的滤波器更接近理想滤波器。由巴特沃斯设计的多阶有源滤波器是一种比简单滤波器的特性更陡峭的高通或低通滤波器。一般来说,特性的截止陡度随滤波器阶数的增加而趋于理想特性(如图 5.44 所示)。为了简便,这里的讨论仅限于某些通用的偶数阶的巴特沃斯滤波器。

(1) 二阶巴特沃斯低通滤波器

在图 5.47(a)中,由流入结点的电流等于流出结点的电流可得

$$\frac{u_2 - u_i}{R} + \frac{u_2 - u_3}{R} + (u_2 - u_o)sC = 0 \quad (5.63)$$

$$\frac{u_3 - u_2}{R} + u_3 sC = 0 \quad (5.64)$$

$$u_o = u_3 K = (3 - b)u_3 \quad (5.65)$$

式中, $s = j\omega$, $K = 3 - b$ 。从以上 3 个等式中,可以得出二阶低通有源滤波器同相接法的传递函数

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{3 - b}{1 + b(s/\omega_x) + (s/\omega_x)^2} \quad (5.66)$$

式中, $\omega_x = \frac{1}{RC}$ 。

在图 5.47(b)中,有

$$\frac{u_2 - u_i}{R} + \frac{u_2 - u_o}{R} + \frac{u_2 3sC}{b} + \frac{u_2}{R} = 0 \quad (5.67)$$

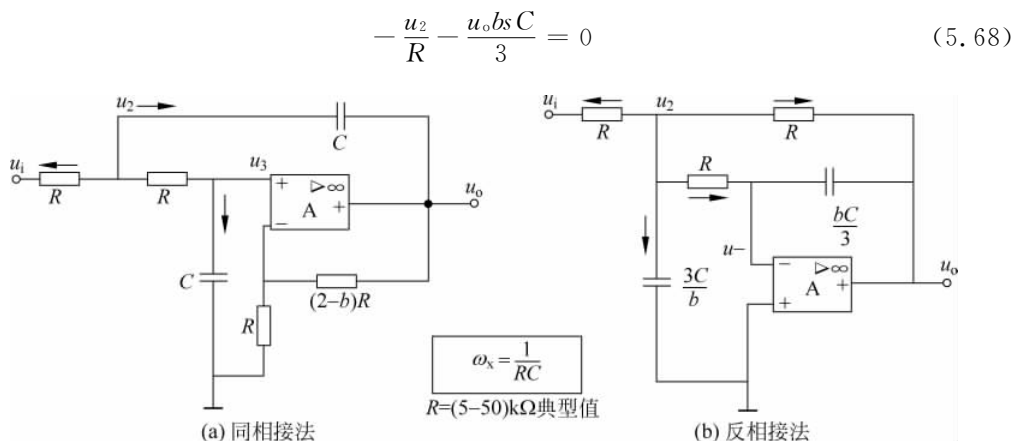


图 5.47 二阶低通有源滤波器

从以上两个等式中,可以得出二阶低通有源滤波器反相接法的传递函数

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{-1}{1 + bs/\omega_x + (s/\omega_x)^2} \quad (5.69)$$

式中, $\omega_x = \frac{1}{RC}$ 。

在图 5.47(a)和(b)中,当参数 $b=\sqrt{2}$ 时,此时的滤波器叫做二阶巴特沃斯低通滤波器。为了得到传递函数的幅值,利用关系式 $|A|^2 = AA^*$, 首先求出其模的平方 $|A|^2$, 这里 A^* 是 A 的共轭复数。

$$|A|^2 = AA^* = \frac{1}{1 - (\omega/\omega_x)^2 + jb(\omega/\omega_x)} \times \frac{1}{1 - (\omega/\omega_x)^2 + ib(\omega/\omega_x)} \quad (5.70)$$

$$|A|^2 = \frac{1}{[1 - (\omega/\omega_x)^2]^2 + b^2(\omega/\omega_x)^2} \quad (5.71)$$

将上式展开,令 $b=\sqrt{2}$, 合并同类项,取其平方根,就得到下式。

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_x)^4}} \quad (5.72)$$

在设计中,参数 ω_x 和 b 是独立进行调整的。因为电容器只能在有限的范围内取值,因此通常是先选择电容器的值,然后再根据 $R=1/\omega_x C$ 计算出 R 值, R 典型值为 $5 \sim 50 \text{ k}\Omega$ 。一般来说需要高精度的元件,因为滤波器的特性和稳定性完全取决于每个元件的精度。

高阶的巴特沃斯滤波器由两个或多个二阶滤波器串联组成,如图 5.48 所示。尽管每个滤波器的形式相同, ω_x 相等,但它们的 b 值不同。总的增益函数变为

$$A = \frac{1}{1 + jb_1\omega/\omega_x - (\omega/\omega_x)^2} \times \frac{1}{1 + jb_2\omega/\omega_x - (\omega/\omega_x)^2} \cdots \quad (5.73)$$

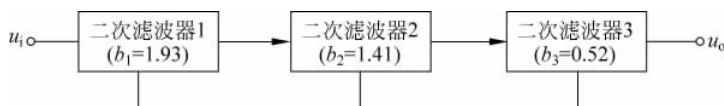


图 5.48 三个二阶滤波器串联的巴特沃斯滤波器

如果根据表 5.1 来选择 b 值。增益(数值)可表示为

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_x)^{4n}}} \quad (5.74)$$

式中, n 是二阶滤波器的数目, $2n$ 是巴特沃斯滤波器的阶数。尽管步骤冗长, 但对任何偶数阶的巴特沃斯滤波器都可将公式代入 $|A|^2 = AA^*$ 中, 以导出其 b 值, b 的解就是这一多项式的根。因为滤波器的陡度要求通常不超过六阶, 或者最多不超过十阶, 因而表 5.1 的数据足够用了。图 5.49 为不同阶数的巴特沃斯低通滤波器的频率响应, 一个二次滤波器的频响与一个二阶巴特沃斯滤波器的特性相同。

表 5.1 巴特沃斯滤波器常数表

阶 数	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5
2	1.414				
4	1.845	0.7654			
6	1.932	1.414	0.5176		
8	1.962	1.663	1.111	0.3896	
10	1.976	1.783	1.414	0.9081	0.3128

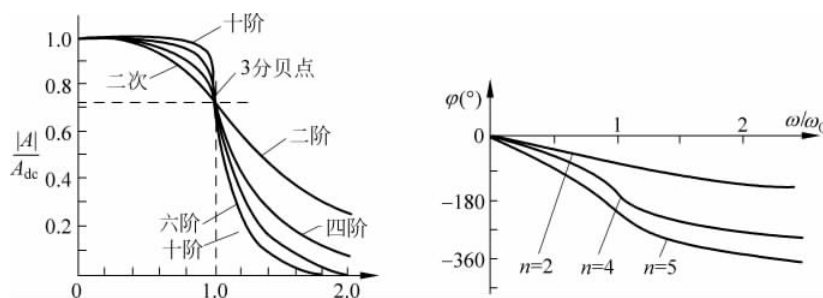


图 5.49 不同阶数的巴特沃斯低通滤波器的频率响应 (A_{dc} 为直流增益)

(2) 二阶巴特沃斯高通滤波器

利用同样的设计规范, 也可以设计出高通巴特沃斯滤波器, 只是把变量 ω/ω_x 颠倒, 也就是说, 在表示 A 的公式中用 ω_x/ω 代替 ω/ω_x 。表 5.1 中的 b 值仍然适用。当然, 高通滤波器的电路连接不同, 如图 5.50 所示。第一个电路的高频增益大于 1, 第二个电路的增益为 1, 但其缺点是在高频时的输入阻抗低。

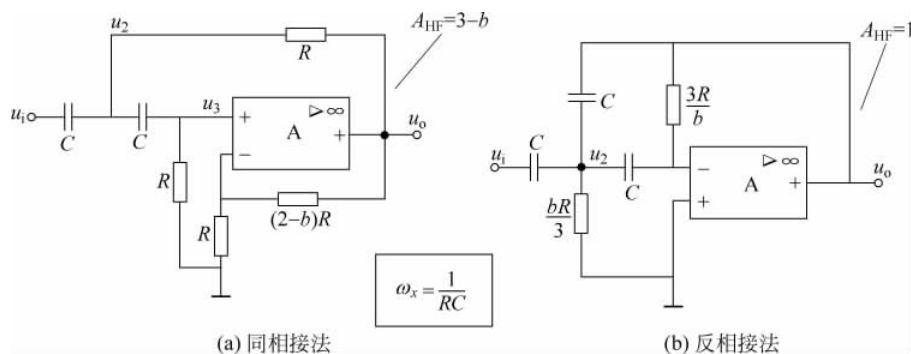


图 5.50 二阶高通有源滤波器

2. 带通滤波器

电感—电容谐振电路组成的带通滤波器广泛应用于高频通信电路。在频率较低时, LC 网络是不令人满意的, 因而不常使用。主要是因为在低频时需要带铁芯的大电感, 形体笨重, 成本高且为非线性。因此, 关于 LC 网络的讨论将从简, 主要分析由 RC 组成的带通有源滤波电路。它可以由一个低通有源滤波电路和一个高通有源滤波电路串联组成, 并且, 低通有源滤波电路的截止频率 f_{PH} 要求比高通有源滤波电路的截止频率 f_{PL} 大, 如图 5.51 所示。

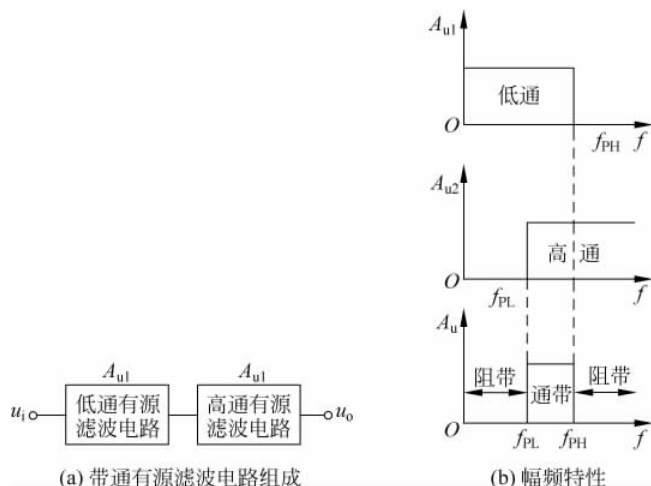


图 5.51 带通有源滤波电路理想的幅频特性

用上述方法串联组成的带通滤波器, 通频带宽的调节很方便, 只需改变低通有源滤波电路和高通有源滤波电路的截止频率即可。但这样组成的电路, 元件太多。电路如图 5.52 所示的是几种良好的有源带通滤波器中的一种。为了调整到所规定的频率 f_0 上, 首先需要选择(数值相等的)电容器, 然后根据所给的关系式计算出电阻 R 及其他电阻。通常, C 要选择合适的标称值, 以避免 R 过大或过小。为避免振荡, 需要高精度的元件。为了获得所要求的 Q 值, 应该正确选择放大器的增益 K 。在峰点 ($f=f_0$) 上, 级增益为 A_r , 见表 5.2。

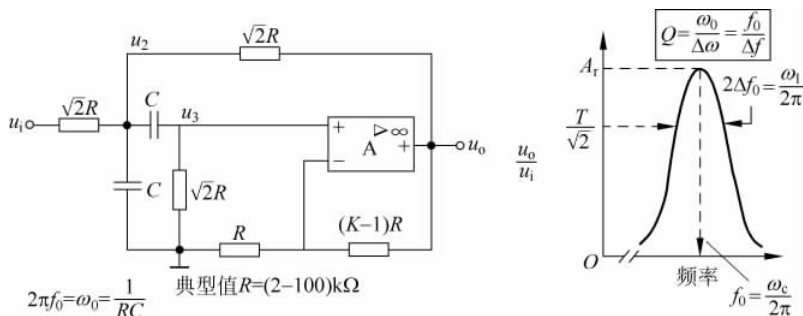


图 5.52 有源带通滤波器

表 5.2 有源带通滤波器的带宽 $2\Delta f/f_0$ 、级增益 A_R 与放大器增益 K 的函数关系

K	$2\Delta f/f_0$	Q	A_R
2.00		0.7	1.0
3.00	0.71	1.4	3.0
3.50	0.35	2.8	7.0
3.70	0.21	4.7	12.3
3.80	0.14	7.1	19.0
3.85	0.12	9.4	25.7
3.90	0.07	14.1	39.0

在图 5.52 中的带通滤波器可以认为是由一个 RC 网络和一个增益为 K 的同相放大器构成。利用结点分析法解这个电路,由流入结点的电流等于流出结点的电流可得

$$u_2 sC + \frac{u_2 - u_i}{\sqrt{2}R} + \frac{u_2 - u_o}{\sqrt{2}R} + (u_2 - u_3)sC = 0 \quad (5.75)$$

$$(u_3 - u_2)sC + \frac{u_3}{\sqrt{2}R} = 0 \quad (5.76)$$

$$u_o = Ku_3 \quad (5.77)$$

由此可以得到传递函数

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{s\tau K / \sqrt{2}}{1 + (s\tau)^2 + s\tau(4 - K) / \sqrt{2}} \quad (5.78)$$

式中, $\tau = RC$, 用 $A(\omega)$ 表示为

$$A(\omega) = \frac{u_o(\omega)}{u_i(\omega)} = \frac{j\omega\tau K / \sqrt{2}}{1 - (\omega\tau)^2 + j\omega\tau(4 - K) / \sqrt{2}} \quad (5.79)$$

谐振时($\omega = \omega_0 = 1/\tau$)

$$A(\omega_0) \equiv A_R = \frac{K}{4 - K} \quad (5.80)$$

A_R 是谐振的增益,在接近谐振时($\omega = \omega_0 + \Delta\omega$)增益近似为

$$A(\omega) = \frac{A_R}{1 - j\sqrt{2}y/(4 - K)\omega C} \quad (5.81)$$

$$\approx \frac{A_R}{1 - j2\sqrt{2}R \frac{(\Delta\omega)}{(\omega_0)} / (4 - K)} \quad (5.82)$$

式中, $y = 1 - (\omega RC)^2$ 。若 $\Delta\omega = \omega_b/2$, 相对带宽(两个半功率点之间)是

$$\frac{\omega_b}{\omega_0} \equiv \frac{1}{Q} \approx \frac{4 - K}{\sqrt{2}} \quad (5.83)$$

式中, ω_b 是通带的整个宽度(在 $\omega_0 - \omega_b/2$ 与 $\omega_0 + \omega_b/2$ 处的 -3dB 点之间)。 Q 值越大, 通频带宽越窄, 信号的选择性越好。

3. 带阻有源滤波器

带阻有源滤波电路的作用与带通滤波电路相反,它是阻止某一频段的信号通过,而让该频段之外的所有信号通过,常用于抗干扰的设备中。

带阻滤波电路可以由一个低通滤波电路和一个高通滤波电路并联组成,并且,低通有源滤波电路的截止频率 f_{pH} 要求比高通有源滤波电路的截止频率 f_{pL} 小,如图 5.53 所示。

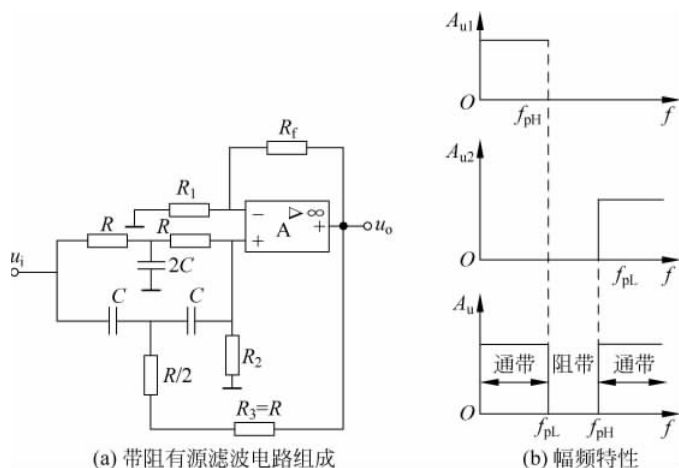


图 5.53 带阻有源滤波电路理想的幅频特性

由图 5.53(b)可知,低于 f_{pH} 频率的信号由低通有源滤波电路通过,高于 f_{pL} 频率的信号由高通有源滤波电路通过,在 f_{pH} 与 f_{pL} 之间的信号同时为低通有源滤波电路和高通有源滤波电路的阻带,带阻有源滤波电路的阻带宽度为 $(f_{pL} - f_{pH})$,除了这一频段的信号不能通过滤波电路,其他信号都能通过,所以带阻有源滤波电路又称为陷波器。

图 5.53(a)中,两个 R 和 $2C$ 组成低通有源滤波电路,两个 C 和 $R/2$ 组成高通有源滤波电路,其中, $R/2$ 接输出端,引入适当的正反馈,由于低通有源滤波电路和高通有源滤波电路都接成 T 字型,所以该电路又叫双 T 型网络带阻滤波电路,双 T 陷波滤波器是在低频应用中首先考虑用来代替 LC 网络的 RC 网络。图 5.54 为中心频率 $f_0 = 100\text{Hz}$, $Q = 4$, C 选定为 $0.05\mu\text{F}$ 时的陷波器的幅频特性曲线。在图中,通带增益 A_t 是同相放大器的电压放大倍数,即 $A_t = 1 + \frac{R_f}{R_1}$, A 为输出电压与输入电压之比。

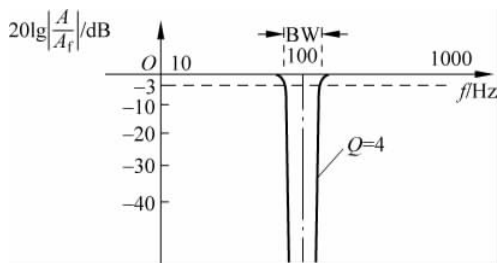


图 5.54 陷波器的幅频特性

除此之外,双 T 陷波滤波器还常可以见到另一种接法,这种滤波器的响应如图 5.55 所示。必须仔细调整元件,使其数值与图中标注相符。这种网络必须由低阻信号源驱动,其输出端必须接高输入阻抗放大器,如增益为 1 的放大器。如果不满足这些条件,在谐振点 f_0 处,增益 $|A|$ 就不为零。若电容与电阻有 1% 的调整量,在 f_0 处的 $|A|$ 将低于 0.01。

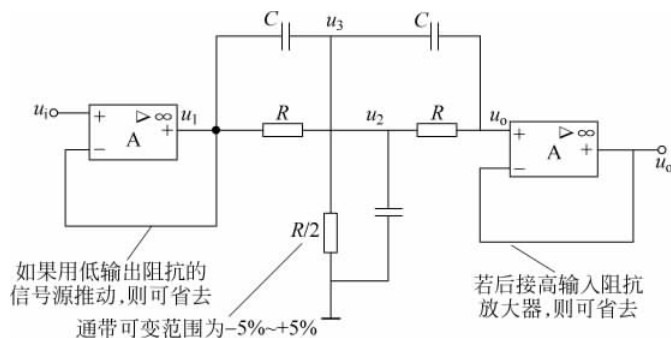


图 5.55 双 T 型陷波器

由流入结点的电流等于流出结点的电流可得

$$sC(u_3 - u_i) + sC(u_3 - u_o) + \frac{2u_3}{R} = 0 \quad (5.84)$$

$$\frac{(u_3 - u_i)}{R} + \frac{(u_2 - u_o)}{R} + 2sCu_2 = 0 \quad (5.85)$$

$$sC(u_o - u_3) + \frac{u_o - u_3}{R} = 0 \quad (5.86)$$

可以得出该滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{1 + (sCR)^2}{1 + (sCR)^2 + 4sC} \quad (5.87)$$

也可用 ω (设 $s = j\omega$) 表示

$$|A(\omega)| = \frac{|y|}{\sqrt{y^2 + (4\omega RC)^2}} \quad (5.88)$$

式中, $y = 1 - (\omega RC)^2$ 。

应当注意,在陷波频率上, $y = 0$ 。

在使用 RC 元件的陷波器中,用文氏电桥组成的电路也许是最容易调整的,它的电路如图 5.56 所示。在陷波频率 f_0 处,串联阻抗 Z_s 等于(数值和相位)并联分支阻抗 Z_p 的两倍,于是 $u_2 = u_i/3$ 。在反相端的电阻应该这样选择:使得反相端与同相端的增益(在 f_0)配合适当,使输出电压 u_o 为零,元件的精度要高,但数值并不要求太准确,因为在 RC 臂中加了个电阻,可以对陷波频率进行辅助性调整。改变接在反相端上的任一电阻,可以使在陷波频率上的输出非常接近于零。

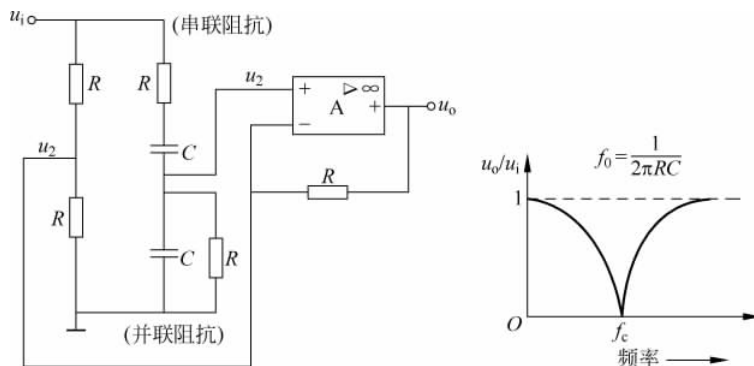


图 5.56 文氏电桥陷波滤波器

5.7 有源滤波器的设计

在设计滤波器之前,首先要确定滤波器的如下性能。

(1) 滤波器的类型。包括所设计的滤波器为低通、高通、带通或者带阻和滤波器的逼近函数:是巴特沃斯、契比雪夫或是贝塞尔。

(2) 滤波器的通带截止频率和阻带截止频率及通带增益和阻带衰减。

(3) 滤波器的阶数。

(4) 滤波器的其他要求,如通带纹波、线性相频特性等。

由于高阶的滤波器可以由若干二阶或三阶有源滤波电路构成,而用一个运算放大器专门构成一个一阶的滤波器不划算(在同相或反相放大器中加一个电容就可实现具有一定增益的一阶滤波器,或者说放大器和滤波器合二为一)。因此,在设计时主要考虑二阶、三阶或以上的有源滤波电路的设计。

有源滤波器的设计方法通常有公式法、(归一化)图表法、计算机辅助设计法和类比法。公式法概念清晰明确;图表法简单易行;计算机辅助设计法可以反复优化,直到获得满意的滤波器为止;类比法经常在实际工作中采用。下面主要介绍公式法。

有源滤波器的公式法设计主要包括确定传递函数、选择电路结构、选择有源器件与计算无源元件参数四个过程。

1. 传递函数的确定

确定电路传递函数应首先按照应用特点,选择一种逼近方法。在电路复杂性一定的条件下,各方面特性难以兼顾。在一般电路中,巴特沃斯逼近与契比雪夫逼近的应用比贝塞尔逼近更多。当阶数一定时,契比雪夫逼近过渡带最为陡峭,阻带衰减比巴特沃斯逼近高大约 $6(n-1)$ dB,但信号失真较严重,对元件准确度要求也更高。

电路阶数一般可根据经验确定,对通带增益与阻带衰减有一定要求时,应根据给定的通带截止频率、阻带截止频率、通带增益变化量来确定电路阶数。对于巴特沃斯高低通滤波器可以直接利用公式。

2. 电路结构选择

同一类型的电路,特性基本相近,因此掌握各种基本电路性能特点对于滤波电路设计是十分重要的。可以根据压控电压源型、无限增益多路反馈型与双二阶环型滤波电路的具体特点而进行选择。

电路结构类型的选择与特性要求密切相关。特性要求较高的电路应选择灵敏度较低的电路结构。设计实际电路时特别应注意电路的品质因数,因为许多电路当 Q 值较高时灵敏度也比较高。即使低灵敏度的电路结构,如果 Q 值过高,也难以保证电路稳定。一般来说,低阶的低通与高通滤波电路 Q 值较低,灵敏度也较低。高阶的低通与高通滤波电路某些基本环节 Q 值较高,如特性要求较高,必须选择灵敏度较低的电路结构。窄带的带通与带阻滤波电路 Q 值较高,也应选择灵敏度较低的电路结构。从电路布局方面考虑,多级级联应将高 Q 值级安排在前级。

3. 有源器件的选择

有源器件是有源滤波电路的核心,其性能对滤波器特性有很大影响。上述电路均采用运算放大器做有源器件,被认为具有无限大的增益,其开环增益在传递函数中没有体现。实际应用时应考虑以下两个方面:器件特性不够理想,如单位增益带宽太窄,开环增益过低或不稳定,这些将会改变其传递函数性质,一般情况下会限制有用信号频率上限;有源器件不可避免会引入噪声,降低信噪比,从而限制有用信号幅值下限。有时还应考虑运放的输入/输出阻抗。

目前受有源器件自身带宽的限制,有源滤波器只能应用于较低的频率范围,但对于多数实用的电子系统,基本能够满足使用要求。随着集成电路制造工艺的进步,这些限制也会不断得到改善。

4. 无源元件参数计算

当所选有源器件特性足够理想时,滤波电路特性主要由 R 、 C 元件值决定。由传递函数可知,电路元件数目总是大于滤波器特性参数的数目,因而具有较大的选择余地,但实际设计计算时往往非常复杂。传统上,滤波器设计计算一般基于图表法,即由图决定电路结构,由表决定元件值。虽然现在可利用计算机进行优化设计,但在一般电路设计中,利用图表仍不失为一种方便实用的方法。

例 5.7.1 设计一个通带增益为 2,截止频率 $f=650\text{Hz}$ 的无限增益多路反馈二阶低通滤波器,画出电路图并计算相关元件参数。

首先在给定的 f 条件下,参考表 5.3 选择电容 C_1 。设计其他各种二阶滤波器时,也可参考下表。

表 5.3 二阶有源滤波器设计电容选择用表

f/Hz	<100	$100\sim1000$	$(1\sim10)\times10^3$	$(10\sim100)\times10^3$	$>100\times10^3$
$C_1/\mu\text{F}$	$10\sim0.1$	$0.1\sim0.01$	$0.01\sim0.001$	$(1000\sim100)\times10^{-6}$	$(100\sim10)\times10^{-6}$

其次根据所选择电容 C_1 的实际值,按照下式计算电阻换标系数 K

$$K = \frac{100}{fC_1} \quad (5.89)$$

再次按表 5.4 确定电容 C_2 与归一化电阻值 $r_1\sim r_3$,最后将归一化电阻值乘以换标系数 K , $R_i = Kr_i (i=1,2,3)$,即可得到各电阻实际值。设计过程非常简单。

表 5.4 二阶无限增益多路反馈低通滤波器设计用表

A_f	1	2	6	10
$r_1/\text{k}\Omega$	3.111	2.565	1.697	1.625
$r_2/\text{k}\Omega$	4.072	3.292	4.977	4.723
$r_3/\text{k}\Omega$	3.111	5.130	10.180	16.252
C_2/C_1	0.2	0.15	0.05	0.033

电路如图 5.57 所示。取 $C_1=0.01\mu\text{F}$, 即 103, 电阻换标系数 $K=\frac{100}{fC_1}=\frac{100}{650\times 0.01}=15.38$, 对归一化电阻值 $r_1=2.565\text{k}\Omega$, $r_2=3.292\text{k}\Omega$, $r_3=5.130\text{k}\Omega$ 分别乘以电阻换标系数可以得到实际电阻值 $R_1=39.46\text{k}\Omega$, $R_2=50.65\text{k}\Omega$, $R_3=78.92\text{k}\Omega$, C_2 为 1500pF 。在实际电路中, R_1, R_2 与 R_3 可选用容差为 5% 的金属膜电阻, 即选用标称值为 $39\text{k}\Omega$ 、 $51\text{k}\Omega$ 、 $82\text{k}\Omega$ 的电阻; C_1 和 C_2 分别选用标称值为 $0.01\mu\text{F}$ 和 1500pF , 容差为 5% 的电容。

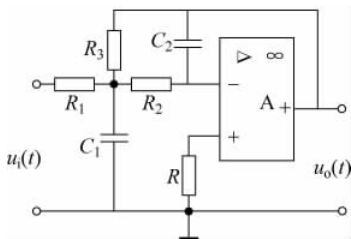


图 5.57 二阶无限增益多路反馈低通滤波器

实际设计中, 电阻、电容设计值很可能与标称系列值不一致, 而且标称值与实际值也会存在差异。对灵敏度较低的低阶电路, 元件参数相对设计值误差不超过 5% 一般可以满足设计要求; 对五阶或六阶电路, 元件误差应不超过 2%; 对于七阶或八阶电路, 元件误差应不超过 1%。如对滤波器特性要求较高或滤波器灵敏度较高, 对元件参数精度要求还应进一步提高。

例 5.7.2 设计一个通带增益为 1 或 10, 截止频率为 1kHz 的四阶低通巴特沃斯滤波器, 画出电路图并计算相关元件参数 ($b_1=1.845$, $b_2=0.7654$)。

电路如图 5.58 所示。当开关闭合时 $A_3=\frac{R_{f1}}{R_1}=1$; 当开关打开时, $A_3=\frac{R_{f1}+R_{f2}}{R_1}=10$ 。

$$A_1 A_2 A_3 = (3 - b_1)(3 - b_2) A_3 = (3 - 1.845)(3 - 0.7654) A_3 = 2.58 A_3$$

当总增益=1 时, $A_3=1/2.58\approx 0.4=R_{f1}/R_1$, 令 $R_1=1\text{k}\Omega$ 则 $R_{f1}=0.4\text{k}\Omega$ 。

当总增益=10 时, $G_3=10/2.58\approx 4=(R_{f1}+R_{f2})/R_1$ 。

令 $R_1=1\text{k}\Omega$ 则 $R_{f2}=3.6\text{k}\Omega$ 。

$$f=\frac{1}{2\pi RC}=1\text{kHz}, \text{ 则 } RC=\frac{1}{2\pi}\text{k}\Omega\cdot\mu\text{F}=0.16\text{k}\Omega\cdot\mu\text{F}。$$

可取 $C=0.01\mu\text{F}$ 即 103, $R=16\text{k}\Omega$ 。

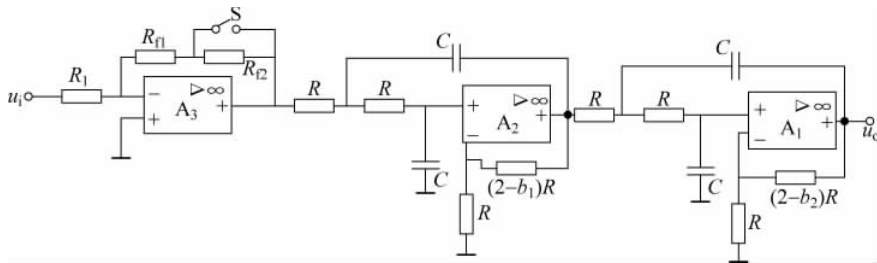


图 5.58 四阶低通巴特沃斯滤波器

例 5.7.3 设计一个带通滤波器, 能通过频率为 2kHz 的信号且增益为 1 (-3dB 点在 $1.6\sim 2.4\text{kHz}$)。画出电路图并计算相关元件参数。

电路如图 5.59 所示。

$$f_0 = 2\text{kHz}, \quad f_L = 1.6\text{kHz}, \quad f_H = 2.4\text{kHz}$$

$$\Delta f = f_H - f_L$$

$$Q = \frac{\sqrt{2}}{4 - k} = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{2}{0.8} = 2.5$$

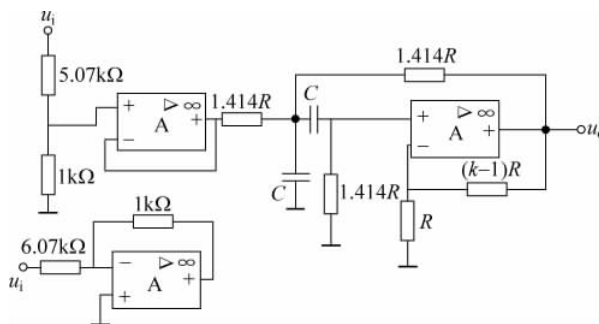


图 5.59 带通滤波器的设计

所以

$$k = 3.43$$

$A_r = \frac{k}{4-k} = 6.07$, 在第一级加上增益为 $\frac{1}{6.07}$ 的放大器即可实现总增益为 1。

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0} = 0.08k\Omega \cdot \mu F$$

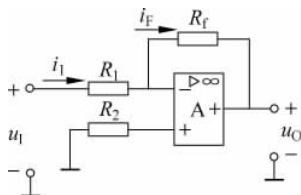
可取 $R=8k\Omega, C=0.01\mu F$ 。

必须认识到,多阶或高阶 RC 滤波器的设计有很大的灵活性。为使锐截止特性的滤波器设计条件最小,有多种电路接法,元件值也有多种组合。有经验的设计人员很重视并利用这种灵活性,但对那些不熟练的设计者来说,很可能被多个设计条件搞糊涂。设计时,首先要确定某些条件(任意选择),以便简化滤波器的设计过程,尽管这样会使所得结果对于某种特殊应用不是最佳的。通常所选择的参数是截止频率和截止的锐度。锐度决定于滤波器的级数和与某种频响条件有关的参数。在满足了这些主要条件之后,仍然存在一些灵活性,要附加一些次要条件,如相等的电阻值、取标称的电容值或级增益为 1 等。但并不是所有这些次要条件都能同时得到满足。

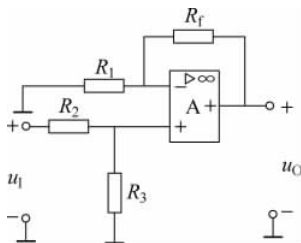
习题

5.1 在图题 5.1 所示的反相比例运算电路中,设 $R_1=10k\Omega, R_f=300k\Omega$ 。试求闭环电压放大倍数 A_f 和平衡电阻 R_2 。若 $u_i=10mV$,则 u_o 为多少?

5.2 在图题 5.2 所示的同相比例运算电路中,已知 $R_1=2k\Omega, R_f=10k\Omega, R_2=2k\Omega, R_3=18k\Omega, u_i=1V$ 。求 u_o 。



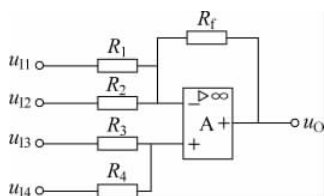
图题 5.1



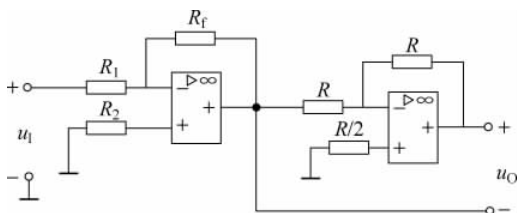
图题 5.2

5.3 电路如图题 5.3 所示,已知 $u_{i1}=1V, u_{i2}=2V, u_{i3}=3V, u_{i4}=4V, R_1=R_2=2k\Omega, R_3=R_4=R_f=1k\Omega$ 。试计算输出电压 u_o 。

5.4 求图题 5.4 所示电路的 u_O 与 u_I 的运算关系式。



图题 5.3

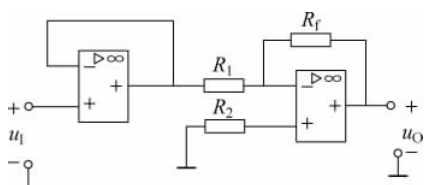


图题 5.4

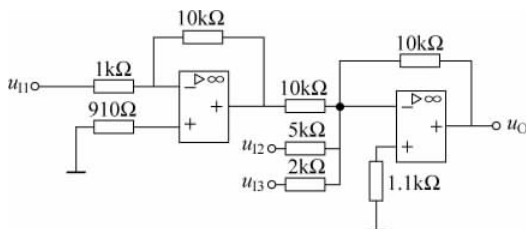
5.5 在图题 5.5 中,已知 $R_f = 2R_1$, $u_I = -2V$ 。试求输出电压 u_O 。

5.6 求图题 5.6 所示的电路中, u_O 与各输入电压的运算关系式。

5.7 求图题 5.7 所示电路中, u_O 与 u_{I1} 和 u_{I2} 的运算关系式。

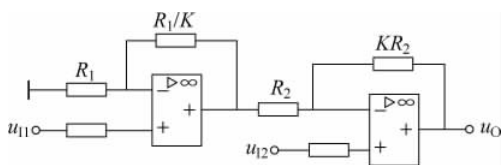


图题 5.5

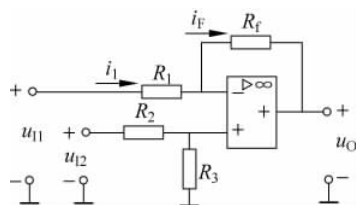


图题 5.6

5.8 在图题 5.8 所示的差动运算电路中, $R_1 = R_2 = 4k\Omega$, $R_f = R_3 = 20k\Omega$, $u_{I1} = 1.5V$, $u_{I2} = 1V$ 。试求输出电压 u_O 。



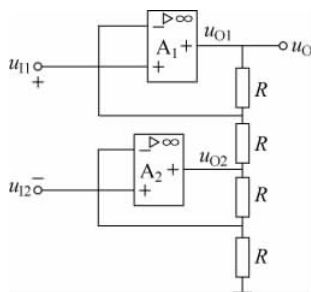
图题 5.7



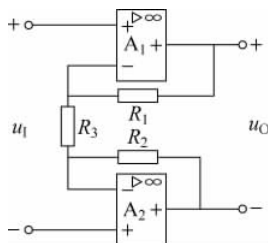
图题 5.8

5.9 电路如图题 5.9 所示,试求输出电压 u_O 与 u_{I1} 和 u_{I2} 的运算关系。

5.10 电路如图题 5.10 所示,已知 $u_I = 0.5V$, $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 2k\Omega$ 。试求 u_O 。

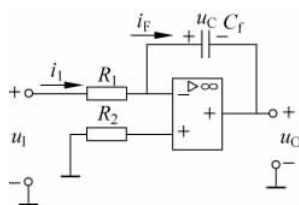


图题 5.9



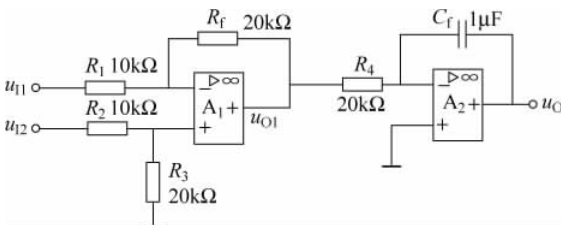
图题 5.10

5.11 在图题 5.11 所示积分运算电路中,如果 $R_1=10\text{k}\Omega$, $C_f=1\mu\text{F}$, $u_1=-1\text{V}$,求 u_O 由起始 0V 达到 $+10\text{V}$ (设为运算放大器的最大输出电压)所需要的时间是多少?超出这段时间后,输出电压会呈现什么样的规律?如果要把 u_O 与 u_1 保持积分运算关系的有效时间增大 10 倍,应如何改变电路参数值?



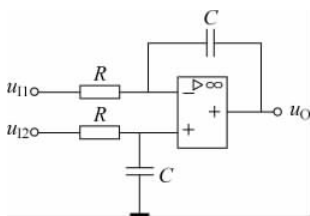
图题 5.11

5.12 在图题 5.12 所示的电路中,电源电压为 $\pm 15\text{V}$, $u_{11}=1.1\text{V}$, $u_{12}=1\text{V}$ 。试问接入输入电压后,输出电压 u_O 由 0 上升到 10V 所需的时间。



图题 5.12

5.13 按下列各运算关系式画出运算电路,并计算各电阻的阻值。括号中的反馈电阻 R_f 和电容 C_f 是已知值。(1) $u_O = -(u_{11} + 0.2u_{12})(R_f=100\text{k}\Omega)$; (2) $u_O = 2u_{12} - u_{11}(R_f=10\text{k}\Omega)$; (3) $u_O = -10 \int u_{11} dt - 5 \int u_{12} dt (C_f = 1\mu\text{F})$ 。



图题 5.14

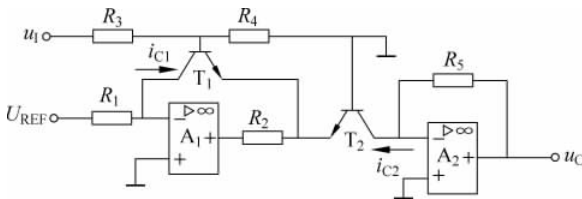
5.14 电路如图题 5.14 所示,试求 u_O 与 u_{11} 和 u_{12} 的关系式。

5.15 在图题 5.15 所示电路中,已知 A_1 、 A_2 均为理想集成运放, T_1 、 T_2 是参数完全相同的对管,其集电极电流可表示为 $i_C \approx I_S e^{u_{BE}/U_T}$, $u_{11} > 0$, $u_{12} > 0$ 。

(1) 分别求出 i_{C1} 与 u_{11} 、 i_{C2} 与 u_{12} 的关系表达式;

(2) 求 u_O 与 u_{BE1} 和 u_{BE2} 的关系表达式;

(3) 求 u_O 与 u_{11} 和 u_{12} 的运算关系,并说明电路实现何种运算功能。



图题 5.15

5.16 在图题 5.16 所示电路中,已知 A_1 、 A_2 均为理想集成运放, T_1 、 T_2 是参数完全相同的对管,其集电极电流可表示为 $i_C \approx I_S e^{u_{BE}/U_T}$,基极电流 $i_B \approx 0$, $u_1 > 0$ 。

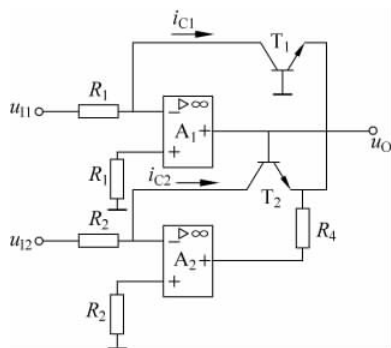
(1) 分别求出 i_{C1} 与 U_{REF} 、 i_{C2} 与 u_O 的关系表达式;

(2) 求 u_{BE1} 、 u_{BE2} 与 u_1 之间的关系表达式;

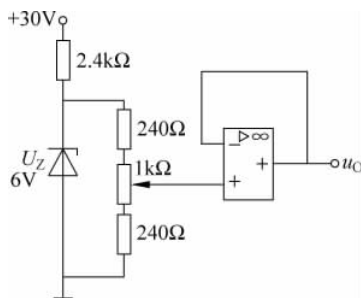
(3) 求 u_o 与 u_i 的运算关系,并说明电路实现何种运算功能。

5.17 图题 5.17 所示是一个基准电压电路, u_o 可作基准电压用。试计算 u_o 的调节范围。

5.18 图题 5.18 所示是应用运算放大器测量电压的原理电路,共有 0.5V、1V、5V、10V 和 50V 5 种量程。试计算电阻 $R_{11} \sim R_{15}$ 的阻值。输出端接满量程 5V、500 μ A 的电压表。

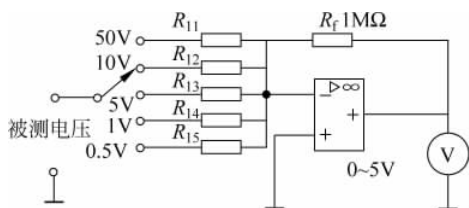


图题 5.16

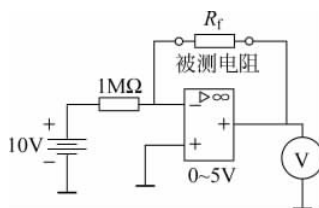


图题 5.17

5.19 图题 5.19 所示是应用运算放大器测量电阻的原理电路,输出端接的电压表同上题。当电压表指示 5V 时,试计算被测电阻 R_f 的阻值。



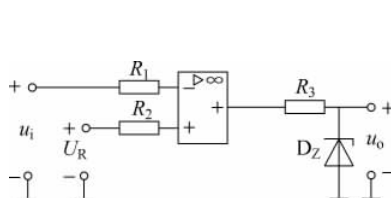
图题 5.18



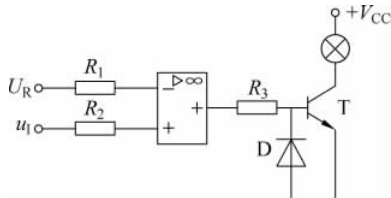
图题 5.19

5.20 在图题 5.20 中,运算放大器的最大输出电压 $U_{OM} = \pm 12V$,稳压管的稳定电压 $U_Z = 6V$,其正向压降 $U_D = 0.7V$, $u_i = 12\sin\omega t V$ 。在参考电压 $U_R = +3V$ 和 $U_R = -3V$ 两种情况下,试画出传输特性和输出电压 u_o 的波形。

5.21 图题 5.21 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,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,试说明其工作原理。二极管 D 和电阻 R_3 在此起何作用?

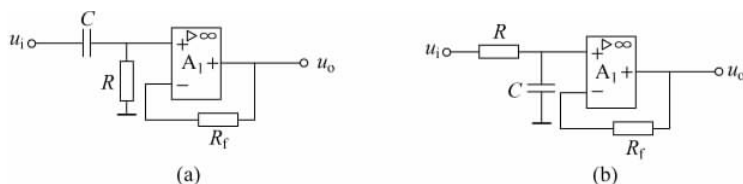


图题 5.20



图题 5.21

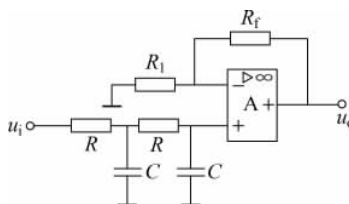
5.22 分别推导出图题 5.22 所示各电路的电压放大倍数,并说明它们是哪种类型的滤波电路,是几阶的。



图题 5.22

5.23 在图 5.38 所示的带阻滤波器中,已知 $C_2 = C_3 = C$, $C_1 = 2C$, $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R/2$, 中心频率 $f_0 = 50\text{Hz}$ 。试确定 R 和 C 以及电路中其他各电阻的阻值(要求电阻不能超过 $100\text{k}\Omega$, 电容不能超过 $1\mu\text{F}$)。

5.24 在图题 5.24 所示的二阶低通有源滤波电路中,设 $R = R_1 = 10\text{k}\Omega$, 电容 $C = 0.1\mu\text{F}$, $R_f = 10\text{k}\Omega$ 。(1)估算通带截止频率 f_0 和通带电压放大倍数 A_{up} ; (2)画出滤波电路的对数幅频特性; (3)如将 R_f 增大到 $100\text{k}\Omega$,是否可改善滤波特性?



图题 5.24