

第 5 章

集成电路运算放大器及其应用

在半导体制造工艺的基础上,把整个电路中的元器件制作在一块硅基片上,构成特定功能的电子电路,称为集成电路。集成电路按其特点来分,有数字集成电路和模拟集成电路。模拟集成电路按其功能可分为运算放大器、集成稳压电路、集成功率放大器、模拟锁相环、模数和数模转换器以及其他种类的集成电路,也可将几个集成电路和一些元件组合成具有一定功能的模块电路。

模拟集成电路一般是用一块厚为 $0.2\sim 0.25\text{mm}$ 的 P 型硅片制成基片,基片上可以做出包含有数十个或更多的晶体管或场效应管、电阻和连接导线的电路。它的体积小,而性能却很好,其外形一般用金属圆壳或双列直插式结构。与分立元件电路相比,模拟集成电路有以下几方面的特点:

(1) 级间采用直接耦合方式。

电路中的电容量不大,约在几十皮法以下,常用 PN 结电容构成,误差较大。至于电感的制造就更困难了,所以,在集成电路中,级间都采用直接耦合方式。

(2) 电路结构与元件参数具有对称性。

电路中各元件是在同一硅片上,又是通过相同的工艺过程制造出来的,同一片内的元件参数绝对值有同向的偏差,温度均匀性好,容易制成两个特性相同的管子或两个阻值相等的电阻。

(3) 用有源器件代替无源器件。

电路中的电阻元件是由硅半导体的体电阻构成,电阻值一般为几十欧到几十千欧,阻值范围不大。此外,电阻值的精度不易控制,误差可达 $10\%\sim 20\%$,所以在集成电路中,高阻值的电阻多用晶体管或场效应管等有源器件组成的恒流源电路来代替,其特点是动态电阻比静态电阻大。

(4) 采用复合管结构的电路。

由于复合管的电流放大系数和复合管电路的输入阻抗都比单管大得多,而制作又不增加多少困难,因而在集成电路中多采用复合管电路。

(5) 电路大都采用晶体管的发射结构成二极管,用作温度补偿元件或电位移动电路。

在模拟集成电路中,集成运算放大器(简称集成运放)是应用极为广泛的一种器件,是一种高放大倍数的多级直接耦合的放大电路,其电压放大倍数可高达 10^7 。本章首先讨论集成运放的基本单元电路和基本组成,然后介绍集成运算放大器的基本应用。

5.1 差动放大电路

集成运放多采用直接耦合多级放大,从第2章对直接耦合方式的讨论,可以知道直接耦合会给放大电路带来零点漂移(简称零漂),就是说当放大电路的输入端短路时,输出端还有缓慢变化的电压产生,即输出电压偏离原来的起始点而上下漂动。

对直接耦合多级放大电路而言,如果不采取措施,当第一级放大电路的Q点由于某种原因(如温度变化)而稍有偏移时,第一级的输出电压将发生微小的变化,这种缓慢的微小变化就会逐级被放大,致使放大电路的输出端产生较大的漂移电压,放大倍数越高,漂移电压越大。当漂移电压的大小可以和有效信号电压相比时,就无法分辨是有效信号电压还是漂移电压,严重时漂移电压甚至把有效信号电压淹没了,使放大电路无法正常工作。为了解决零漂,人们采取了多种措施,其中最有效的措施之一是采用差动放大电路,因而差动放大电路成为集成运放的基本单元电路。

5.1.1 基本差动放大电路

图5.1所示是一个基本差动放大电路,又称为长尾式差动放大电路。它由两个特性相同的晶体管 T_1 、 T_2 组成对称电路,电路参数也对称,即 $R_{s1}=R_{s2}=R_s$, $R_{c1}=R_{c2}=R_c$ 等。电路中有两个电源 $+U_{CC}$ 和 $-U_{EE}$ 。两管的发射极连接在一起并接 R_e 。这个电路有两个输入端和两个输出端,称双端输入、双端输出电路。下面通过分析电路的工作原理,介绍其抑制零点漂移的作用及电路的主要技术指标。

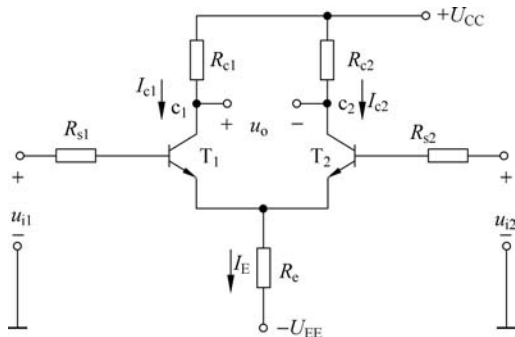


图 5.1 基本差动放大电路

1. 静态分析

当没有输入信号电压,即 $u_{i1}=u_{i2}=0$ 时,由于电路和参数完全对称, $R_{s1}=R_{s2}=R_s$, $R_{c1}=R_{c2}=R_c$, $U_{BE1}=U_{BE2}=U_{BE}$, $\beta_1=\beta_2=\beta$,因而电路有 $I_{C1}=I_{C2}=I_C$, $I_{B1}=I_{B2}=I_B$, $I_{E1}=I_{E2}=\frac{1}{2}I_E$, $U_{C1}=U_{C2}=U_C$,对输入电路应用KVL,有

$$I_{B1}R_s + U_{BE1} + 2I_{E1}R_e = U_{EE}$$

因为 $I_{B1} = \frac{I_{E1}}{1+\beta}$, 所以

$$I_{E1} = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{2R_e + \frac{R_s}{1+\beta}}$$

通常有 $2R_e \gg \frac{R_s}{1+\beta}$, $\beta \gg 1$, 故有

$$I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} \approx \frac{U_{EE} - U_{BE}}{2R_e} \quad (5.1)$$

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{1}{\beta} I_C \quad (5.2)$$

$$U_E = I_E R_e - U_{EE} \approx 2I_C R_e - U_{EE} \quad (5.3)$$

$$U_C = U_{CC} - R_c I_C \quad (5.4)$$

$$u_o = U_{C1} - U_{C2} = 0$$

由以上分析可知,输入信号电压($u_{i1} = u_{i2} = 0$)为零时,输出信号电压 u_o 也为零。如果温度上升使两管的电流均增加,则集电极的电位 U_{C1} 、 U_{C2} 均下降。由于两管处于同一环境温度,因此两管电流的变化量和电压的变化量都相等,即 $\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2}$, $\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2}$, 其输出电压仍然为零。这说明,尽管每一管子的静态工作点均随温度而变化,但 c_1 、 c_2 两端之间的输出电压却不随温度而变化,且始终为零,故有效地消除了零漂。从以上过程可知,电路的对称是差动放大电路消除零漂的最有效的措施之一。另外,在 T_1 与 T_2 的发射极公共支路接入了电阻 R_e , 当温度上升使两管的电流均增加的同时,射极公共端电位也随之增加,即 $\Delta U_e = (\Delta I_{e1} + \Delta I_{e2}) R_e = 2\Delta I_{e1} R_e = 2\Delta I_{e2} R_e$, 此时,相当于在每一个管子的发射极支路中,各自接入一个 $2R_e$ 电阻。由于 $2R_e$ 引入的串联电流负反馈能恒定每一个管子的输出电流,使输出电压不随温度而变化,有效地消除了单管零漂。正是由于这个缘故,使得差动放大电路特别适用于作多级直接耦合放大电路的输入级。

2. 动态分析

差动放大电路的输入信号可以分为两种类型:共模信号和差模信号。

当在电路的两个输入端各加一个大小相等、极性相反的信号电压,即 $u_{i1} = -u_{i2} = u_{id}/2$ 时,一管电流将增加,另一管电流则减小,所以输出信号电压 $u_o = u_{C1} - u_{C2} \neq 0$, 即在两管集电极输出端有差模信号电压输出。 $u_{id} = u_{i1} - u_{i2}$ 称为差模信号。上述输入方式称为差模输入。

当在电路的两个输入端各加一个大小和极性相同的信号电压,即 $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$, 此时的输入信号称为共模信号,其输入方式称为共模输入。在共模信号的作用下,电路中两个管子的电流将同量增加,集电极的电位将同量降低,所以从两管集电极输出的共模电压为零,即 $u_o = u_{C1} - u_{C2} = 0$ 。由以上分析可以看出共模信号的作用与温度影响相似,所以常常用对共模信号的抑制能力来反映电路对零漂的抑制能力,当然,共模电压放大倍数也反映了电路抑制零漂的能力。

当在电路的两个输入端各加一个任意的信号电压 u_{i1} 和 u_{i2} , 这两个输入信号可以分解为差模信号和共模信号,即

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} \quad (5.5)$$

$$u_{ic} = \frac{1}{2}(u_{i1} + u_{i2}) \quad (5.6)$$

就是说,差模信号是两个输入信号之差,而共模信号则是二者的算术平均值。当用共模和差模信号表示任意两个输入电压时,有

$$u_{i1} = u_{ic} + \frac{1}{2}u_{id} \quad (5.7)$$

$$u_{i2} = u_{ic} - \frac{1}{2}u_{id} \quad (5.8)$$

在差模信号和共模信号同时存在的情况下,对于线性放大电路来说,可利用叠加原理来求出总的输出电压,即

$$u_o = A_{ud}u_{id} + A_{uc}u_{ic} \quad (5.9)$$

式中, $A_{ud} = u_{od}/u_{id}$, 为差模电压放大倍数; $A_{uc} = u_{oc}/u_{ic}$, 为共模电压放大倍数。由式(5.9)可知,如果有两种情况的输入信号,一种情况是 $u_{i1} = +50\mu\text{V}$, $u_{i2} = -50\mu\text{V}$; 而另一种情况是 $u'_{i1} = 1050\mu\text{V}$, $u'_{i2} = 950\mu\text{V}$; 那么尽管两种情况下的差模信号 $u_{id} = 100\mu\text{V}$ 是相同的,但其共模信号却不一致,前者 $u_{ic} = 0$, 后者 $u'_{ic} = 1000\mu\text{V}$ 。因而,差动放大电路的输出电压是不相同的。下面讨论主要的技术指标。

1) 共模电压放大倍数

(1) 双端输出的共模电压放大倍数。

当图 5.1 所示电路的两个输入端接入共模输入电压,即 $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$ 时,因两管的电流或是同时增加,或是同时减小,且两管电流的变化量相同,因此有 $u_e = i_e R_e = 2i_{e1} R_e$, 即对每管而言,相当于射极接了 $2R_e$ 的电阻,其信号通路如图 5.2 所示。当从两管集电极输出时,若电路完全对称,其输出电压为 $u_{oc} = u_{c1} - u_{c2} = 0$, 其双端输出的共模电压放大倍数为

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = \frac{u_{c1} - u_{c2}}{u_{ic}} = 0 \quad (5.10)$$

实际上,电路是不可能做到完全对称的,但即使这样,这种电路抑制共模信号的能力还是很强的。如前所述,共模信号就是漂移信号或者是伴随输入信号一起加入的干扰信号(对两边输入相同的干扰信号),因此,共模电压放大倍数越小,说明放大电路的性能越好。

(2) 单端输出共模电压放大倍数。

单端输出共模电压放大倍数是指两个集电极任意一端对地的共模输出电压与共模输入信号之比,即

$$A_{uc1} = \frac{u_{oc1}}{u_{ic}} = A_{uc2} = \frac{u_{oc2}}{u_{ic}} = -\frac{\beta R_c}{R_s + r_{be} + (1 + \beta)2R_e} \quad (5.11a)$$

式(5.11a)说明,单端输出的共模电压放大倍数是共模信号通路中单边放大电路的电压放大倍数。一般情况下, $(1 + \beta)2R_e \gg (r_{be} + R_s)$, $\beta \gg 1$, 式(5.11a)可化简为

$$A_{uc1} \approx -\frac{R_c}{2R_e} \quad (5.11b)$$

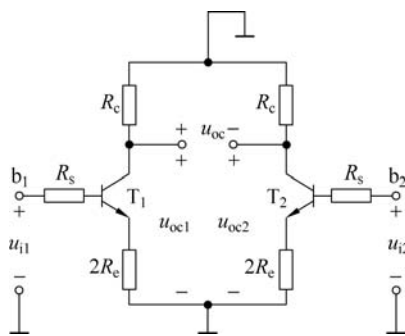


图 5.2 共模输入信号时的信号通路

由图 5.2 和式(5.11)可以看出, R_e 越大, i_e 的恒流性能越好, A_{uc1} 越小, 说明它抑制共模信号的能力越强。

2) 差模电压放大倍数

(1) 双端输入、双端输出的差模电压放大倍数。

在图 5.1 所示的电路中, 若输入为差模方式, 即 $u_{i1} = -u_{i2} = u_{id}/2$, 则因一管的电流增加, 另一管的电流减小, 在电路完全对称的条件下, I_{C1} 的增加量等于 I_{C2} 的减少量, 所以流过 R_e 的电流 I_E 不变, $u_e = 0$, 换句话说, 差模信号对 R_e 不起作用, R_e 在差模信号下可视为短路, 故差模输入信号时的信号通路如图 5.3 所示。当从两管集电极作双端输出时, 其差模电压放大倍数与单边放大电路的电压放大倍数相同, 即

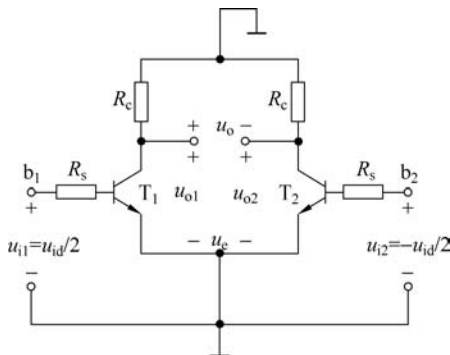


图 5.3 双端输入差模信号时的信号通路

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_{id}} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{id}} = \frac{2u_{o1}}{2u_{i1}} = -\frac{\beta R_c}{R_s + r_{be}} \quad (5.12)$$

由式(5.12)可算出图 5.3 的输出电压为

$$u_o = u_{id} A_{ud} = (u_{i1} - u_{i2}) A_{ud} \quad (5.13)$$

从式(5.13)可知, 在电路完全对称、双端输入、双端输出的情况下, $u_o \propto (u_{i1} - u_{i2})$ 即输出电压只正比于差模信号电压, 这正是差动放大电路名称的由来。图 5.3 所示电路的电压放大倍数与单边电路的电压放大倍数相等。可见, 差动放大电路是用成倍的元器件以换取抑制零点漂移的能力。

需要指出的是, 当集电极 c_1 、 c_2 两点间接入负载电阻 R_L 时, 电路的电压放大倍数为

$$A_{ud} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \quad (5.14)$$

式中, $R'_L = R_c // \frac{1}{2} R_L$ 。这是因为输入差模信号时, c_1 和 c_2 点的电位向相反的方向变化, 一边增量为正, 另一边增量为负, 并且大小相等, 可见负载电阻 R_L 的中点是信号地电位, 所以在差动输入的半边等效电路中, 负载电阻是 $\frac{1}{2} R_L$ 。

(2) 双端输入、单端输出的差模电压放大倍数。

若输出电压取自图 5.3 其中一管的集电极 (u_{o1} 或 u_{o2}), 则称为单端输出, 此时由于只取出一管的集电极电压变化量, 如 u_{o1} , 而 $u_{o1} = u_o/2$, 与 u_o 同相位, 所以这时的电压放大倍数 A_{ud1} 只有双端输出时的一半, 即

$$A_{ud1} = \frac{u_{o1}}{u_{id}} = \frac{1}{2} A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_c}{R_s + r_{be}} \quad (5.15)$$

若从集电极 c_1 或 c_2 点与地之间接入负载电阻 R_L 时, 式(5.15)中的 R_c 改为 $R'_L = R_c // R_L$ 。

如果从 T_2 管的集电极取输出电压 u_{o2} , 因 u_{o2} 与 u_o 相位相反, 所以这时的电压放大倍数 $A_{ud2} = -A_{ud1}$, 即

$$A_{ud2} = \frac{u_{o2}}{u_{id}} = -A_{ud1} = \frac{1}{2} \frac{\beta R_c}{R_s + r_{be}} \quad (5.16)$$

双端输入、单端输出的这种接法常用于将双端输入信号转换为单端输出信号,集成运放的中间级有时就采用这样的接法。

(3) 单端输入的差模电压放大倍数。

在实际系统中,有时要求放大电路的输入电路有一端接地,另一端接输入信号。这时可在图 5.1 所示的电路中,令 $u_{i1} = u_{id}$, $u_{i2} = 0$,就可实现。这种输入方式称为单端输入(或不对称输入)。按式(5.5)、式(5.6),可得

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

$$u_{ic} = \frac{1}{2}(u_{i1} + u_{i2}) = \frac{1}{2}u_{i1}$$

若电路完全对称,忽略电路对共模信号的放大作用,由式(5.7)、式(5.8),可得

$$u_{i1} = u_{ic} + \frac{1}{2}u_{id} \approx \frac{1}{2}u_{id}$$

$$u_{i2} = u_{ic} - \frac{1}{2}u_{id} \approx -\frac{1}{2}u_{id}$$

单端输入就可等效为双端输入情况。但是,实际电路中不可能做到完全对称,图 5.4 表示单端输入时的信号通路。若 R_e 的阻值很大,满足 $R_e \gg r_{be}$ (发射结电阻)的条件,这样就可认为 R_e 支路对信号通路相当于开路,输入信号电压 u_{id} 近似地均分在两管的输入回路上,如图中所示。将图 5.4 与图 5.3 作一比较可知,两电路中作用于 be 结上的信号分量基本上是一致的。

由以上分析得知,当电路对称性好、 R_e 对信号通路的阻值很大,单端输入时电路的工作状态与双端输入时近似一致。因此,电路由双端输出时,其差模电压放大倍数与式(5.14)近似一致;而由单端输出时则与式(5.15)或式(5.16)近似一致;其他指标也与双端输入电路相同。

综上所述,差动放大电路的差模电压放大倍数仅与输出形式有关,只要是双端输出,其差模电压放大倍数与单管基本放大电路相同;如为单端输出,它的差模电压放大倍数是单管基本放大电路电压放大倍数的一半,而输入电阻都是相同的。

例 5.1 在图 5.5 所示的差动放大电路中, $U_{CC} = 6V$, $U_{EE} = 6V$, $R_c = 5.1k\Omega$, $R_b = 10k\Omega$, $R_e = 5.1k\Omega$, 晶体管的参数 $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.7V$, 输入电压 $u_{i1} = 1mV$, $u_{i2} = 3mV$, $R_L = 10k\Omega$ 。

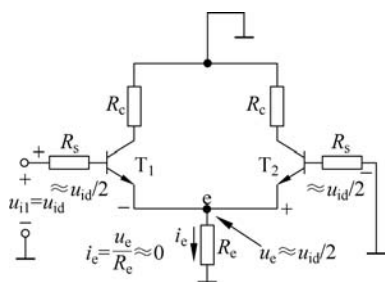


图 5.4 单端输入差动放大电路的信号通路

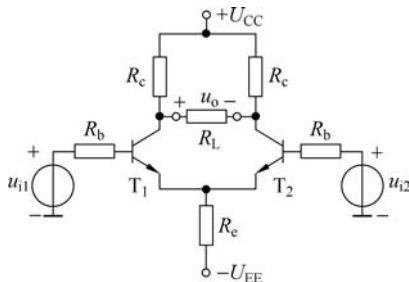


图 5.5 例 5.1 用图

- (1) 求放大电路的静态值 I_B 、 I_C 及各点的电位 U_E 、 U_C 、 U_B 。
- (2) 把输入电压 u_{i1} 、 u_{i2} 分解为共模分量 u_{ic1} 、 u_{ic2} 和差模分量 u_{id1} 、 u_{id2} , 它们的值分别为多少?
- (3) 单端共模输出 u_{oc1} 、 u_{oc2} 分别为多少?
- (4) 单端差模输出 u_{od1} 、 u_{od2} 分别为多少?

(5) 单端总输出 u_{o1} 、 u_{o2} 各为多少?

(6) 双端共模输出 u_{oc} 和双端差模输出 u_{od} 的幅值分别为多少?

解 (1) 静态工作点 ($u_{i1} = u_{i2} = 0$)。由式(5.1)~式(5.4)得

$$I_C \approx \frac{U_{EE} - U_{BE}}{2R_e} = \frac{6 - 0.7}{2 \times 5.1} \approx 0.5(\text{mA})$$

$$I_B = \frac{1}{\beta} I_C = 10\mu\text{A}$$

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - R_c I_C = 6 - 5.1 \times 0.5 \approx 3.45(\text{V})$$

$$U_E = I_E R_e - U_{EE} \approx 2I_C R_e - U_{EE} = 2 \times 0.5 \times 5.1 - 6 = -0.9(\text{V})$$

所以

$$U_B = U_E + U_{BE} = -0.2(\text{V})$$

(2) u_{i1} 、 u_{i2} 分解为共模分量和差模分量的大小分别为

$$u_{ic1} = u_{ic2} = u_{ic} = \frac{1}{2} \times (u_{i1} + u_{i2}) = \frac{1}{2} \times (1 + 3) = 2(\text{mV})$$

$$u_{id1} = -u_{id2} = \frac{1}{2} u_{id} = \frac{1}{2} \times (u_{i1} - u_{i2}) = \frac{1}{2} \times (1 - 3) = -1(\text{mV})$$

(3) 计算单端共模输出 u_{oc1} 、 u_{oc2} 。对共模输入信号,有 $u_{oc1} = u_{oc2}$,所以 R_L 中没有共模信号电流,可视为开路,因而共模信号通路与图 5.2 所示相同,按式(5.11)计算单端输出的共模电压放大倍数

$$A_{uc1} = \frac{u_{oc1}}{u_{ic}} = A_{uc2} = \frac{u_{oc2}}{u_{ic}} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_e}$$

式中,

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \times \frac{26}{\frac{I_E}{2}} \approx 300 + 51 \times \frac{26}{0.5} = 2.95(\text{k}\Omega)$$

所以

$$A_{uc1} = A_{uc2} = -\frac{50 \times 5.1}{10 + 2.95 + 51 \times 2 \times 5.1} = -0.48$$

故得

$$u_{oc1} = u_{oc2} = u_{ic1} A_{uc1} = -0.48 \times 2 \approx -1(\text{mV})$$

(4) 计算单端差模输出 u_{od1} 、 u_{od2} 。按双端输入、单端输出电路,由式(5.15)和式(5.16)计算得

$$A_{ud1} = \frac{u_{o1}}{u_{id}} = \frac{1}{2} A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta[R_c // (R_L/2)]}{R_b + r_{be}} = -\frac{1}{2} \frac{50 \times (5.1 // 5)}{10 + 2.95} = -4.87$$

$$A_{ud2} = \frac{u_{o2}}{u_{id}} = -A_{ud1} = 4.87$$

所以

$$u_{od1} = A_{ud1} u_{id} = A_{ud1} (u_{i1} - u_{i2}) = -4.87 \times (-2) = 9.74(\text{mV})$$

$$u_{od2} = A_{ud2} u_{id} = A_{ud2} (u_{i1} - u_{i2}) = 4.87 \times (-2) = -9.74(\text{mV})$$

(5) 单端总输出 u_{o1} 和 u_{o2} 分别为

$$u_{o1} = u_{oc1} + u_{od1} = 8.74(\text{mV})$$

$$u_{o2} = u_{oc2} + u_{od2} = -10.74(\text{mV})$$

(6) 双端共模输出和双端差模输出分别为

$$\begin{aligned} u_{oc} &= u_{oc1} - u_{oc2} \approx 0(\text{V}) \\ u_{od} &= u_{od1} - u_{od2} = 19.48(\text{mV}) \end{aligned}$$

3) 共模抑制比 K_{CMR}

为了说明差动放大电路抑制共模信号的能力,常用共模抑制比作为一项技术指标来衡量,其定义为放大电路差模信号的电压放大倍数 A_{ud} 与共模信号的电压放大倍数 A_{uc} 之比的绝对值,即

$$K_{\text{CMR}} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (5.17a)$$

差模电压放大倍数越大,共模电压放大倍数越小,则共模抑制能力越强,放大电路的性能越优良,因此希望 K_{CMR} 值越大越好。共模抑制比有时也用分贝(dB)数来表示,即

$$K_{\text{CMR}} = 20 \lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \text{dB} \quad (5.17b)$$

共模抑制能力是指差动电路在共模干扰下,正常放大差模信号的能力。当不同电路的 A_{ud} 相同时, A_{uc} 可以表明差动电路的共模抑制能力,但是,当电路的 A_{ud} 不同时,其共模抑制能力就无法用 A_{uc} 的大小来比较。例如,放大器 A 的 $A_{uc} = A_{ud} = 5$; 放大器 B 的 $A_{uc} = 10, A_{ud} = 100$ 。当 $u_{ic} \geq u_{id}$ 时,放大器 A 的共模输出大于差模输出,差模信号无法分离出来,此时放大器 A 已不能正常放大差模信号。但是,对于放大器 B,只要 u_{ic} 不超过 $10u_{id}$,其共模输出就小于差模输出,差模信号可以很容易地分离出来,实现对差模信号的正常放大。虽然放大器 A 的 A_{uc} 小于放大器 B 的 A_{uc} ,但是放大器 A 的共模抑制比 $K_{\text{CMRA}} = 5/5 = 1$ 小于放大器 B 的共模抑制比 $K_{\text{CMRB}} = 100/10 = 10$,因而,对共模信号抑制能力放大器 A 却不如放大器 B。可见只有用 K_{CMR} 才能确切地表明差动电路的共模抑制能力。

4) 输入电阻

差动放大器的输入电阻分为差模输入电阻 r_{id} 和共模输入电阻 r_{ic} 。

r_{id} 是差动放大器对差模信号源呈现的等效电阻,在数值上等于差模输入电压 u_{id} 与差模输入电流 i_{id} 之比,即

$$r_{id} = \frac{u_{id}}{i_{id}} \quad (5.18)$$

对图 5.3 所示的差模信号通路,无论是双端输入还是单端输入($u_{i2} = 0$),都有

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} = i_{b1}(R_s + r_{be}) - i_{b2}(R_s + r_{be})$$

而差模信号作用下

$$i_{id} = i_{b1} = -i_{b2}$$

所以

$$r_{id} = \frac{u_{id}}{i_{id}} = 2 \times \frac{u_{id}/2}{i_{b1}} = 2(R_s + r_{be}) \quad (5.19)$$

式(5.19)说明,在差动放大电路对称的条件下,无论是双端输入还是单端输入,差模输入电阻 r_{id} 是其单边差模信号通路输入电阻的 2 倍,即为两单边差模输入电阻的串联阻值。

r_{ic} 是差动放大器对共模信号源呈现的等效电阻,在数值上等于共模输入电压 u_{ic} 与共模输入电流 i_{ic} 之比。按图 5.2 所示的共模信号通路, $u_{ic} = u_{i1} = u_{i2} = i_{b1}(R_s + r_{be}) + (1 + \beta)(i_{b1} + i_{b2})R_e$, 而共模信号作用下, $i_{b1} = i_{b2}, i_{ic} = i_{b1} + i_{b2}$, 所以

$$r_{ic} = \frac{u_{ic}}{i_{ic}} = \frac{u_{i1}}{2i_{b1}} = \frac{1}{2} [R_s + r_{be} + (1 + \beta)2R_e] \quad (5.20)$$

式(5.20)表明,在差动放大电路对称的条件下,共模输入电阻 r_{ic} 是其单边共模信号通路输入电阻的 $\frac{1}{2}$ 倍,即为两单边共模输入电阻的并联阻值。

5) 差模输出电阻

差模输出电阻 r_o 是在差模信号作用下从 R_L 两端向放大器看去的等效电阻。因为差动放大电路由两边对称的共射极电路组成,可用共射极电路来分析,所以差模双端输出和单端输出的电阻分别为

$$r_o = 2R_c \quad (5.21)$$

$$r_o = R_c \quad (5.22)$$

例 5.2 电路如图 5.6 所示,已知晶体管 T_1 和 T_2 的电流放大系数均为 $\beta=50$, $U_{BE}=0.6\text{V}$, $r_b=200\Omega$ 。

(1) 估算晶体管 T_1 和 T_2 的静态参数 I_{C1} 、 I_{C2} 、 U_{C1} 、 U_{C2} ;

(2) 分别画出差模和共模输入信号下的半边信号通路;

(3) 求差模电压放大倍数 $A_{ud2} = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}}$, 共模电压放大倍数 A_{uc2} 及共模抑制比 K_{CMR} ;

(4) 若 $u_{i1}=0.1\text{V}$, $u_{i2}=0.1\sin\omega t(\text{V})$, 认为电路的共模抑制比为无穷大, 写出输出电压 u_o 的表达式(包括静态电压)。

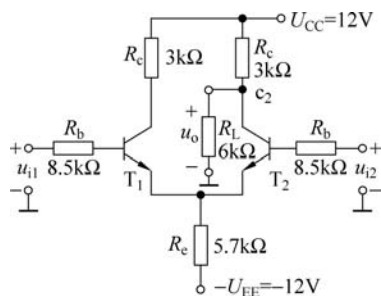


图 5.6 例 5.2 用图

解 (1) 静态工作点($u_{i1}=u_{i2}=0$), 忽略晶体管的基极电流, 则

$$U_{B1}=U_{B2} \approx 0, U_E = -U_{BE} = -0.6(\text{V})$$

$$I_{C1}=I_{C2} \approx \frac{1}{2}I_E = \frac{U_{EE}-U_{BE}}{2R_e} = \frac{12-0.6}{2 \times 5.7} = 1(\text{mA})$$

$$U_{C1}=U_{CC}-I_{C1}R_c=9(\text{V})$$

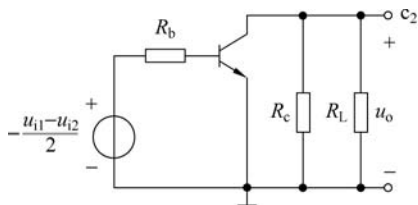
对于 U_{C2} , 显然有

$$\frac{U_{C2}}{R_L} + I_{C2} = \frac{U_{CC}-U_{C2}}{R_c}$$

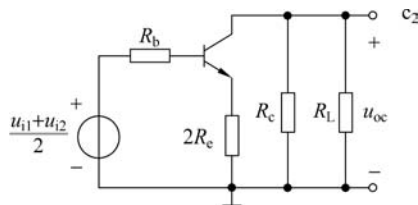
所以

$$U_{C2} = \frac{R_L}{R_c + R_L}U_{CC} - I_{C2} \times (R_c // R_L) = 6(\text{V})$$

(2) 等效电路如图 5.7 所示。



(a) 差模半边等效电路



(b) 共模半边等效电路

图 5.7 差模和共模半边等效电路

(3) 由静态参数可计算出

$$r_{be} = r_b + (1 + \beta) \times \frac{26 \text{ mV}}{\frac{I_E}{2}} \approx 200 + 50 \times 26 = 1500 (\Omega)$$

所以,电压放大倍数为

$$A_{u d2} = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{1}{2} \frac{u_o}{\frac{u_{i1} - u_{i2}}{2}} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}} = 5$$

$$A_{u c2} = \frac{u_{oc}}{\frac{u_{i1} + u_{i2}}{2}} = - \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e} = -0.17$$

共模抑制比为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{u d2}}{A_{u c2}} \right| \approx 30 (\text{dB})$$

(4) 输出电压表达式

$$u_o = U_{C2} + u_{o2} = U_{C2} + (u_{i1} - u_{i2})A_{u d2} = 6.5 - 0.5 \sin \omega t (\text{V})$$

5.1.2 恒流源差动放大电路

长尾式差动放大电路,由于接入 R_e 提高了共模信号的抑制能力,且 R_e 越大,抑制能力越强。若 R_e 增大,则 R_e 上的直流压降增大,为了保证管子正常工作,必须提高 U_{EE} 值,这是不合算的。为此希望有这样一种器件:交流电阻 r 大,而直流电阻 R 小。恒流源即有此特性。将长尾式差动放大电路中 R_e 用由晶体管 T_3 组成的恒流源代替,即得恒流源差动放大电路,如图 5.8(a)所示。

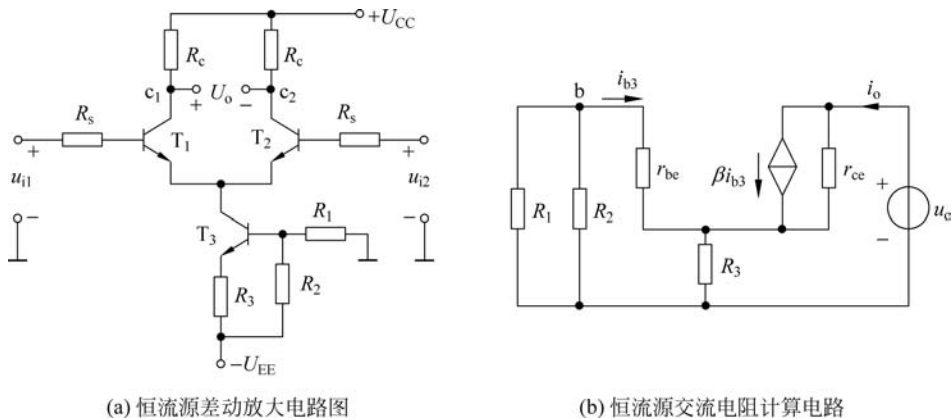


图 5.8 恒流源差动放大电路

恒流源电路的等效电阻就是 T_3 构成的放大电路的输出电阻,计算方法与放大电路输出电阻的计算方法相同,其等效电路如图 5.8(b)所示,按输入短路,输出加电源 u_o ,求出 i_o ,则恒流源等效电阻为

$$r_{o3} = \frac{u_o}{i_o}$$

5.2 复合管电路

为了获得集成运放的高放大倍数,除了采用电流源作有源负载外,还可以利用多个晶体管组成复合管,以得到较大的电流放大系数。

1. 复合管的组成形式

一般复合管由两个晶体管组成,两个晶体管的类型可以相同,也可以不同。但是,组成后的复合管应满足复合起来的管子都处于导通状态的条件,即满足发射结正向偏置、集电结反向偏置。复合管的类型与第一个晶体管的类型相同。常见的几种复合管的组成形式如图 5.9 所示。

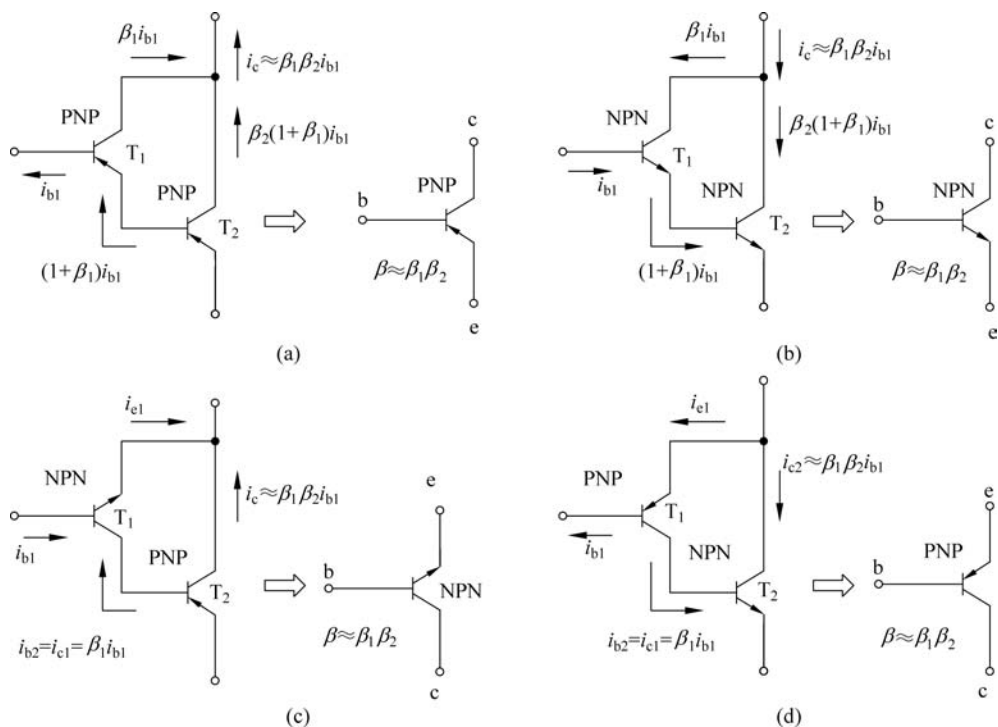


图 5.9 复合管的组成形式

2. 复合管的主要参数

复合管的主要参数是等效电流放大系数 β 和等效输入电阻 r_{be} 。

由图 5.9 所示的四种接法的复合管中各极电流的关系可以推出:复合管的等效电流放大系数是两管电流放大系数的乘积,即 $\beta \approx \beta_1\beta_2$ 。

在图 5.9(a)、(b)所示的两种接法的复合管中, T_1 管是共集电极组态,而 r_{be2} 是 T_1 管的射极电阻,所以复合管等效输入电阻为 $r_{be} = r_{be1} + (1+\beta)r_{be2}$ 。而图 5.9(c)、(d)所示的两种接法的复合管中, $r_{be} = r_{be1}$ 。

复合管因其等效电流放大系数很高,而等效输入电阻亦可很高,特别是它容易集成,因而在集成电路中得到广泛采用。复合管又称为达林顿管(Darlington)。

5.3 集成运算放大器

5.3.1 集成运算放大器组成

集成运算放大器是一种高放大倍数、高输入电阻、低输出电阻的多级直接耦合放大电路,它的类型很多,电路也不尽相同,但结构具有共同之处,图 5.10 表示集成运放的内部电路组成原理框图。图中输入级毫无例外地采用了由晶体管或场效应管组成的差动放大电路,利用它的对称特性可以提高整个电路的共模抑制比和其他方面的性能,它的两个输入端构成整个电路的反相输入端和同相输入端;电压放大级的主要作用是提高电压放大倍数,它可由一级或多级有源负载的复合管放大电路组成;输出级的主要作用是提高电路的输出功率和效率,多采用甲乙互补对称功率放大电路;偏置电路的任务是为各级放大电路提供合适的静态工作电流。

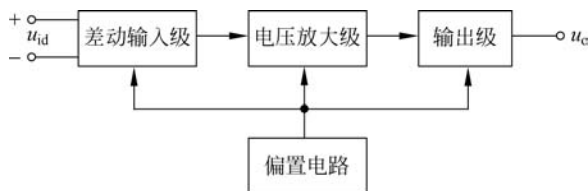


图 5.10 集成运算放大器内部电路原理框图

通用型 741 型集成运算放大器是模拟集成电路的典型例子,其原理电路如图 5.11 所示,图中各引出端所标数字为组件的管脚编号。741 型集成运放由 24 个晶体管、10 个电阻和一个电容所组成,内部包含四个基本组成部分,即偏置电路、输入级、电压放大级和输出级。它有 8 个引出端,其中 2 端为反相输入端,3 端为同相输入端;6 端为输出端,7 端和 4 端分别接正、负电源,1 端与 5 端之间接调零电位器。

运算放大器的代表符号如图 5.12 所示,其中反相输入端用“-”号表示,同相输入端用“+”表示,输出端用“+”表示。利用瞬时极性法分析图 5.11 可知:当输入信号电压从反相输入端 2 输入时($u_{i3}=0$),如 u_{i2} 的瞬时变化极性为(+)时,各级输出端的瞬时电位极性为 $U_{E2}(+) \rightarrow U_{C4}(+) \rightarrow U_{C16}(-) \rightarrow U_{B20}(-) \rightarrow u_o(-)$,则输出信号电压 u_o 与 u_{i2} 反相;同理,当输入信号电压从同相端 3 输入($u_{i2}=0$)时,可以检验,输出电压 u_o 与 u_{i3} 同相。

5.3.2 集成电路运算放大器的主要参数

集成电路运算放大器的主要参数反映了集成运放的性能特点,是正确地挑选和使用集成运放的依据,现分别介绍如下。

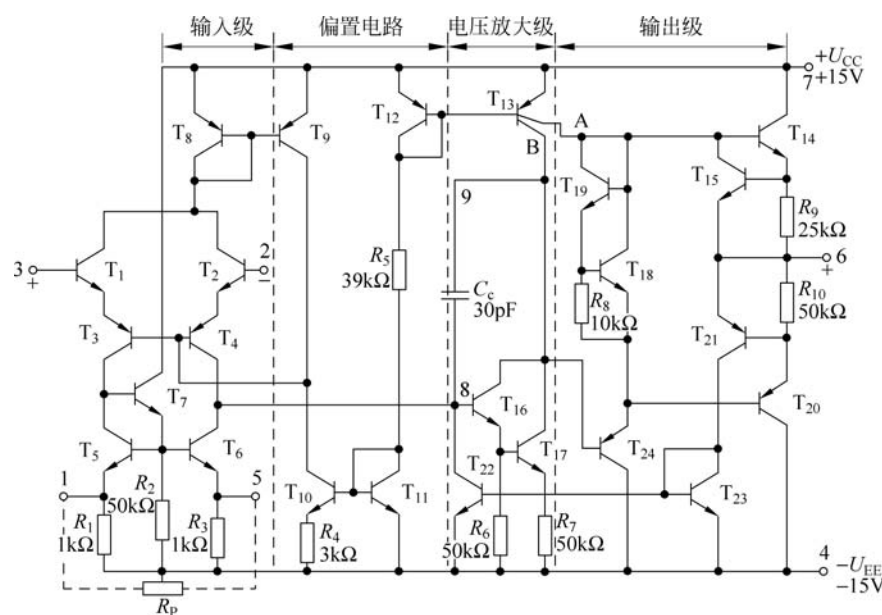


图 5.11 741 型集成运算放大器

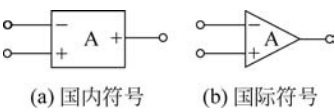


图 5.12 运算放大器的代表符号

1. 开环差模电压放大倍数 A_{od}

这是指集成运放工作在线性区,接入规定的负载,无负反馈情况下的直流差模电压放大倍数。 A_{od} 与输出电压 U_o 的大小有关。通常是在规定的输出电压幅度(如 $U_o = \pm 10V$)测得的值。 A_{od} 又是频率的函数,频率高于某一数值后, A_{od} 的数值开始下降。图 5.13 表示 741 型运放 A_{od} 的频率响应,低频时 $A_{od} = 2 \times 10^5$, $20\lg A_{od} = 106dB$ 。

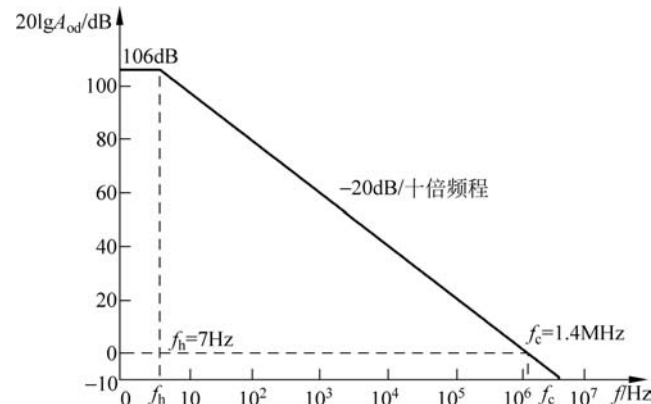


图 5.13 741 型运放 A_{od} 的频率响应

2. 最大输出电压 U_{op-p}

最大输出电压是指在额定的电压下,集成运放的最大不失真输出电压的峰-峰值。如果741型运放电源电压为 $\pm 15\text{V}$ 时的最大输出电压为 $\pm 10\text{V}$,按 $A_{od} = 10^5$ 计算,输出为 $\pm 10\text{V}$ 时,输入差模电压 U_{id} 的峰-峰值为 $\pm 0.1\text{mV}$ 。输入信号超过 $\pm 0.1\text{mV}$ 时,输出恒为 $\pm 10\text{V}$,不再随 U_{id} 变化,此时集成运放进入非线性工作状态。用集成运放的传输特性曲线表示上述关系,如图5.14所示。

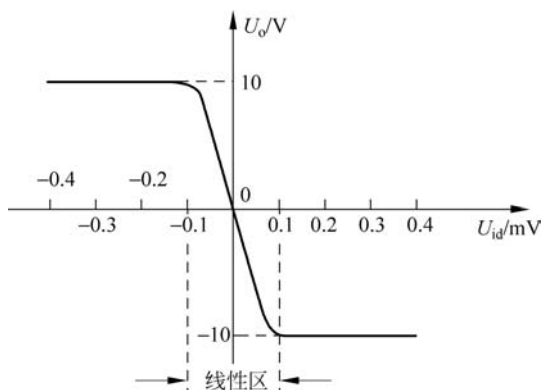


图 5.14 集成运放的传输特性曲线

3. 最大差模输入电压 $U_{id\max}$

最大差模输入电压指的是集成运放的反相和同相输入端所能承受的最大电压值。超过这个电压值,运放输入级某一侧的晶体管将出现发射结的反向击穿,而使运放的性能显著恶化,甚至可能造成永久性损坏。利用平面工艺制成的 NPN 管其最大差模输入电压约为 $\pm 5\text{V}$,而横向晶体管可达 $\pm 30\text{V}$ 以上。

4. 最大共模输入电压 $U_{ic\max}$

这是指运放所能承受的最大共模输入电压。超过 $U_{ic\max}$ 值,它的共模抑制比将显著下降。高质量的运放其最大共模输入电压可达 $\pm 13\text{V}$ 。

5. 输入失调电压 U_{io}

该电压是指为了使输出电压为零而在输入端加的补偿电压(去掉外接调零电位器),它的大小反映了电路的不对称程度和调零的难易。对集成运放,要求输入信号为零时,输出也为零,但实际上往往输出不为零,将此电压折合到集成运放的输入端的电压,常称为输入失调电压 U_{io} 。其值为 $1\sim 10\text{mV}$,要求越小越好。

6. 输入偏置电流 I_B

晶体管集成运放的两个输入端是差动放大电路管子的基极,因此两个输入端总需要一定的输入。输入偏置电流是指集成运放输出电压为零时,两个输入端静态电流的平均值。

7. 输入失调电流 I_{IO}

输入失调电流 I_{IO} 是指在晶体管集成电路运放中,当输出电压为零时流入放大器两输入端的静态基极电流之差。

除上述参数外,还有共模抑制比 K_{CMR} 、差模输入电阻 r_{id} 、共模输入电阻 r_{ic} 、输出电阻 r_o 、电源参数(电源电压范围 $U_{CC}+U_{EE}$ 、电源电流 I_{oc})和功耗 P_{co} (指运放有输入信号和接上负载时,运放允许耗散的最大功率)等,这些参数的含义在前面已经介绍过,这里不再赘述。

5.3.3 集成运算放大器的低频等效电路

1. 简化低频等效电路

在分析各种放大电路时,往往将集成运算放大器作为一个功能器件处理。在低频信号下,集成运算放大器的等效电路如图 5.15 所示。

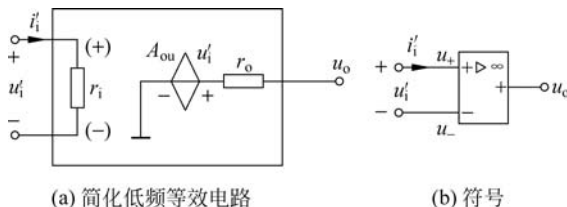


图 5.15 简化低频等效电路及符号

2. 集成运算放大器的理想模型

在分析讨论由集成运算放大器组成的各种电路时,通常将实际的集成运算放大器理想化处理,构成集成运算放大器的理想模型。其特点是:

- (1) 开环电压放大倍数为无穷大 $A_u \rightarrow \infty$;
- (2) 输入电阻为无穷大 $r_i \rightarrow \infty$;
- (3) 输出电阻为零 $r_o = 0$;
- (4) 共模抑制比为无穷大 $K_{CMR} \rightarrow \infty$;
- (5) 开环带宽为无穷大 $BW \rightarrow \infty$;
- (6) 失调电压和失调电流为零 $U_{IO} = 0, I_{IO} = 0$;
- (7) 没有温漂。

由于实际集成运算放大器的参数和理想模型的特点很接近,进行理想化处理后产生的误差很小,在允许范围之内。所以在以后的章节中,均将集成运算放大器的参数理想化处理。只有在讨论运算误差时,才提及实际参数。

5.4 集成电路运算放大器的应用

集成运放在应用时可分为线性电路和非线性电路。在线性电路中,输出信号处在集成运算放大器的线性工作范围内,整个放大器处于线性放大状态;而在非线性电路中,集成运

算放大器工作在开关状态,输出信号仅有两种可能:高电位或低电位。

集成运算放大器工作在线性放大状态时,根据运算放大器理想模型的特点,可得出以下两个重要结论:

(1) 由于运放的输出电压幅值有限,如果其开环电压放大倍数为无穷大时,则输入端所需的净输入电压(即同相输入端与反相输入端的电位差)约为零, $u'_i = u_+ - u_- \approx 0$; 两输入端的电位相等,同相输入端和反相输入端好像短路了一样,但又不是真正的短路,这一概念称为“虚短”,即

$$u_+ \approx u_-$$

(2) 由于运放的净输入电压约等于零,而输入电阻又为无穷大,故输入端取用的净输入电流 i'_i 约为零,输入端好像断开了一样,但又不是真正的断开,这一概念称为“虚断”,即

$$i'_i \approx 0$$

“虚短”和“虚断”的概念是分析集成运算放大器线性应用的理论根据。由于集成运算放大器的开环电压放大倍数很大,当集成运算放大器工作在线性放大状态时,必须引入负反馈电路。

5.4.1 比例运算电路

对输入信号实现比例运算的电路称为比例运算电路。根据输入信号加在不同的输入端,比例运算电路可分为反相比比例运算电路和同相比比例运算电路。

1. 反相比比例运算电路

反相比比例运算电路如图 5.16 所示。电压 u_i 通过 R_1 从反相输入端输入,同相输入端通过 R_2 接地。输出端通过反馈电阻 R_f 接入反相输入端,构成电压并联负反馈。

因“虚断”, $i'_i = 0$, 同相输入端接地使得 $u_+ = 0$ 。因“虚短”, $u_- \approx u_+ = 0$, 即反相输入端的电位约为零,但并没有真正接地,故将反相输入端称之为“虚地”。“虚地”这一概念是分析所有反相输入运算放大电路的基础。

下面具体讨论输出电压与输入电压的关系。根据“虚断”的概念,有

$$i'_i = i_1 - i_f \approx 0 \quad i_1 = i_f$$

由电路结构可知,即

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

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

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

反相比比例运算电路输出电压与输入电压的关系为

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

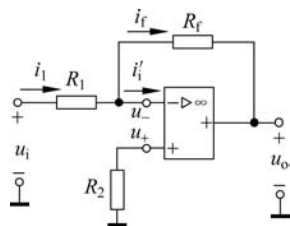


图 5.16 反相比比例运算电路

电路的闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (5.23)$$

式中,负号表示输出电压与输入电压相位相反。

反相比例运算电路可以进行 $y = ax$ 的运算,运算式中的系数 $a < 0$ 。当 $R_1 = R_f$ 时, $u_o = -u_i$,此电路称为反相器。

由于集成运放的开环放大倍数非常大,只要引入负反馈,反馈深度 $1 + AF \gg 1$,均是深度负反馈。通过判断,此电路引入的是深度电压并联负反馈。由前面的分析可知,反相输入运算电路的闭环输入电阻为

$$r_{if} = \frac{u_i}{i_i} = R_1$$

输出电阻为 $r_o = 0$ 。

实际的集成运放的参数与理想集成运放的参数是有差别的。所以,集成运算放大电路的运算精度与集成运放的自身参数有很大关系。当 A_u 和 r_i 越大时,运算精度越高。这是因为 A_u 越大,公式 $u_- = u_+$ 引起的误差越小; r_i 越大,公式 $i_i' = 0$ 引起的误差越小,而基于这两个公式推导出的其他运算式越精确的缘故。当然,由式(5.23)还可以看出,反相比例运算电路的闭环电压放大倍数 A_{uf} 仅与外接电阻 R_1 与 R_f 有关,所以,外接电阻元件的阻值的精确度和稳定性也直接影响到电压放大倍数的运算精度和稳定性,必须加以考虑。

图 5.16 中 R_2 为平衡电阻,为保证集成运算放大器第一级差动放大电路中结构的对称性,在选择参数时应使 $R_2 = R_1 // R_f$ 。

2. 同相比例运算电路

同相比例运算电路如图 5.17 所示。电压 u_i 通过 R_2 从同相输入端输入,反相输入端通过 R_1 接地。输出端仍然通过反馈电阻 R_f 接入反相输入端,构成负反馈。

根据“虚短”的概念可知,从同相输入端输入信号时,实际上是对集成运放输入一对接近共模的输入信号,则

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

由“虚断”的概念,则

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

整理得输出电压与同相输入端电位的关系为

$$u_o = u_+ \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \quad (5.24)$$

式(5.24)表明了输出电压 u_o 与同相输入端电位 u_+ 之间有一个固定的关系。因此,准确地确定 u_+ ,是确定同相输入运算电路输出电压 u_o 的关键。

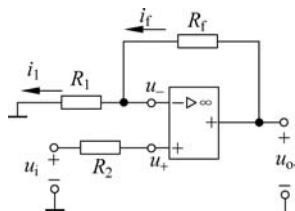


图 5.17 同相比例运算电路

在图 5.17 所示电路中, $u_+ = u_i$ 。因此, 同相比例运算放大电路的闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (5.25)$$

由式(5.25)可知, 同相比例运算放大电路的电压放大倍数不小于 1, 而且输出电压与输入电压同相。

同相比例运算电路可以进行 $y = ax$ 的运算, 且运算式中的系数 $a \geq 1$ 。当 $R_1 \rightarrow \infty$ 或 $R_f = 0$ 时, $A_{uf} = 1$, 此电路称为跟随器。其性能和用途与前面所介绍的分立元件组成的射极跟随器完全相同。

同相输入运算电路属于深度电压串联负反馈。故同相输入运算电路的闭环输入电阻为

$$r_{if} = \frac{u_i}{i_i} \rightarrow \infty$$

输出电阻为 $r_o = 0$ 。

同相输入运算电路的运算精度除了考虑影响反相输入运算电路的所有因素外, 由于同相输入运放相当于输入一对接近共模的输入信号, 对集成运放的共模抑制比 K_{CMR} 的要求较高, 这一特点限制了同相输入运算电路的使用场合。因此, 同相输入运算电路的应用没有反相输入运算电路广泛。

图 5.17 中 R_2 为平衡电阻, $R_2 = R_1 // R_f$, 作用与反相输入运算电路相同。

5.4.2 加法运算电路

1. 反相加法运算电路

在反相比例运算电路的基础上, 增加一条(或几条)输入支路共接于反相输入端, 便组成了反相加法运算电路。图 5.18 所示为具有三个输入支路的反相加法运算电路。

由“虚地”的概念, $u_- \approx 0$, 则

$$i_1 = \frac{u_{i1}}{R_1} \quad i_2 = \frac{u_{i2}}{R_2} \quad i_3 = \frac{u_{i3}}{R_3} \quad i_f = -\frac{u_o}{R_f}$$

由“虚断”的概念, $i_i' \approx 0$, 则

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_f$$

故

$$\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3} = -\frac{u_o}{R_f}$$

整理得

$$u_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}u_{i1} + \frac{R_f}{R_2}u_{i2} + \frac{R_f}{R_3}u_{i3}\right) \quad (5.26)$$

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R$ 时, 则

$$u_o = -\frac{R_f}{R}(u_{i1} + u_{i2} + u_{i3})$$

图中平衡电阻 $R' = R_1 // R_2 // R_3 // R_f$ 。

影响反相加法运算电路运算精度的因素与反相比例运算电路的相同。反相加法运算电路参数调整比较方便, 改变某一输入支路的比例系数时, 对其他支路的比例关系没有影响。

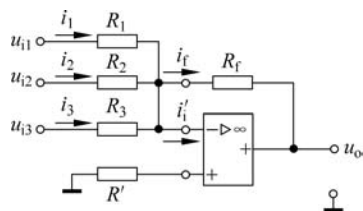


图 5.18 反相加法运算电路

因此,这类加法运算电路应用比较广泛。

例 5.3 在图 5.18 所示电路中,已知 $R_f = 100\text{k}\Omega$, $R_1 = 20\text{k}\Omega$, $R_2 = 40\text{k}\Omega$, $R_3 = 50\text{k}\Omega$, 写出输出电压 u_o 与各输入电压的关系表达式。

解

$$\begin{aligned} u_o &= -\left(\frac{R_f}{R_1}u_{i1} + \frac{R_f}{R_2}u_{i2} + \frac{R_f}{R_3}u_{i3}\right) \\ &= -\left(\frac{100\text{k}\Omega}{20\text{k}\Omega}u_{i1} + \frac{100\text{k}\Omega}{40\text{k}\Omega}u_{i2} + \frac{100\text{k}\Omega}{50\text{k}\Omega}u_{i3}\right) \\ &= -(5u_{i1} + 2.5u_{i2} + 2u_{i3}) \end{aligned}$$

反相加法运算电路可以进行 $y = a_1x_1 + a_2x_2 + a_3x_3$ 的运算。但是,运算式中的系数 a 均为负值,当要求算式中各系数均大于零时,在反相加法运算电路后面还需加入一级反相器。

2. 同相加法运算电路

在同相比例运算电路的基础上,增加一条(或几条)输入支路共接于同相输入端,便组成了如图 5.19 所示的同相加法运算电路。

由同相比例运算电路的推导过程[式(5.22)]已知,则

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

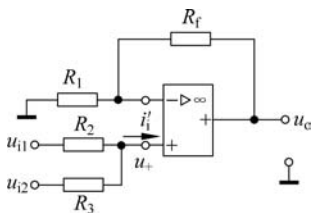


图 5.19 同相加法运算电路

在图 5.19 所示电路中,由于 $i'_i \approx 0$, R_2 与 R_3 串联,同相输入端的电位为

$$\begin{aligned} u_+ &= u_{i1} + (u_{i2} - u_{i1}) \frac{R_2}{R_2 + R_3} \\ &= \frac{R_3}{R_2 + R_3}u_{i1} + \frac{R_2}{R_2 + R_3}u_{i2} \\ &= k_1u_{i1} + k_2u_{i2} \end{aligned}$$

式中,

$$k_1 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad k_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

这样

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)(k_1u_{i1} + k_2u_{i2}) \quad (5.27)$$

同相加法运算电路可以进行 $y = a_1x_1 + a_2x_2$ 的运算,式中系数均为正值。当要求实现各系数均大于零的加法运算时,此电路结构比反相输入加法运算电路简单。但从式(5.27)中可以看出,系数 k_1 、 k_2 均要由电路中所有的电阻值共同决定,在取用电阻值时会相互影响和牵制,不太方便。因此,同相加法运算电路的应用不及反相加法运算电路广泛。

另外,同相输入运算放大电路因存在着共模输入电压,在输入信号时,应注意小于集成运放的共模输入范围,以保证电路能够正常工作。

5.4.3 减法运算电路

集成运算放大电路采用双端输入方式便可实现减法运算。在图 5.20 中,输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 分别从反相输入端和同相输入端输入,输出端仍然通过反馈电阻 R_f 接入反相输入

端,构成负反馈。

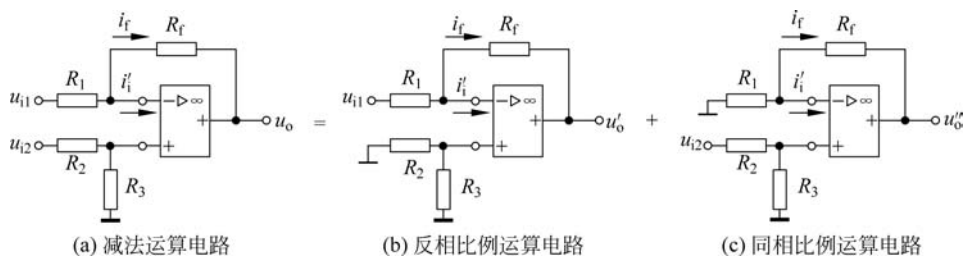


图 5.20 运算电路

由于电路引入深度的负反馈,其闭环电压放大倍数仅与反馈环节有关,输出与输入为线性关系。因此,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的关系可以利用叠加原理求得。

当输入电压 u_{i1} 单独作用时,电路如图 5.20(b)所示,为反相比例运算电路。可得

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

当输入电压 u_{i2} 单独作用时,电路如图 5.20(c)所示,为同相比例运算电路。可得

$$u''_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2}$$

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

根据叠加原理

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) u_{i2} - \frac{R_f}{R_1} u_{i1} \quad (5.28)$$

如选择

$$\frac{R_f}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$$

得

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

当 $R_f = R_1$ 时, $u_o = u_{i2} - u_{i1}$ 。

双端输入电路可以进行 $y = a_1 x_1 - a_2 x_2$ 的运算,故又称减法运算电路。双端输入运算放大电路常作为比较放大器用。其输出电压的大小正比于两输入电压的差值,其极性也由输入电压的差值决定。当 $u_{i2} > u_{i1}$ 时,输出电压极性为正;反之,输出电压极性为负。比较放大器在自动控制中得到广泛应用。

双端输入运算放大电路同样存在共模输入电压,所以,影响其运算精度的因素与同相输入运算放大电路完全相同。同样,输入信号应注意小于集成运放的共模输入范围,以保证电路能够正常工作。

例 5.4 试计算如图 5.21 所示运算放大电路输出电压 U_o 的数值。

解 运算放大电路与分立元件组成的放大电路一样,也可由几级组成,前一级的输出是后一级的输入,以此类推。本例中 A_1 为反相加法运算电路, A_2 为同相比例运算电路, A_1 和 A_2 的输出分别输入 A_3 的反相输入端和同相输入端,故 A_3 为双端输入减法运算电路。

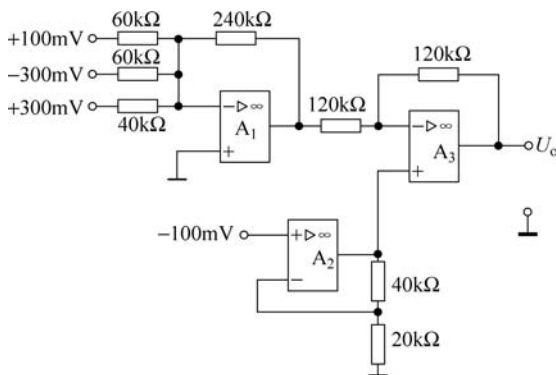


图 5.21 例 5.4 用图

A_1 的输出电压 U_{o1} 为

$$\begin{aligned}
 U_{o1} &= -\left(\frac{R_f}{R_1}u_{i1} + \frac{R_f}{R_2}u_{i2} + \frac{R_f}{R_3}u_{i3}\right) \\
 &= -\left[\frac{240\text{k}\Omega}{60\text{k}\Omega} \times 100\text{mV} + \frac{240\text{k}\Omega}{60\text{k}\Omega} \times (-300\text{mV}) + \frac{240\text{k}\Omega}{40\text{k}\Omega} \times 300\text{mV}\right] \\
 &= -(400\text{mV} - 1200\text{mV} + 1800\text{mV}) = -1000\text{mV}
 \end{aligned}$$

A_2 的输出电压 U_{o2} 为

$$U_{o2} = \left(1 + \frac{40\text{k}\Omega}{20\text{k}\Omega}\right) \times (-100\text{mV}) = -300\text{mV}$$

A_3 的输出电压 U_o 为

$$\begin{aligned}
 U_o &= -\frac{120\text{k}\Omega}{120\text{k}\Omega} \times (-1000\text{mV}) + \left(1 + \frac{120\text{k}\Omega}{120\text{k}\Omega}\right) \times (-300\text{mV}) \\
 &= 1000\text{mV} - 600\text{mV} = 400\text{mV}
 \end{aligned}$$

5.4.4 积分电路与微分电路

1. 积分电路

积分电路如图 5.22 所示。从图中可以看出,积分电路的结构与反相输入运算电路相同,只是用电容器 C_f 代替了反馈电阻 R_f ,由于积分电路也是反相输入运算电路,故“虚地”的概念仍然成立, $u_- = 0$ 。同时,由“虚断”的概念, $i_i' = 0$, $i_1 = i_f$, 则

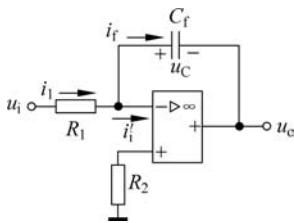


图 5.22 积分电路

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{u_i}{R_1} = i_f \\
 u_c &= u_- - u_o = -u_o \\
 i_f &= C_f \frac{du_c}{dt} = -C_f \frac{du_o}{dt} \\
 u_o &= -\frac{1}{C_f} \int i_f dt = -\frac{1}{C_f} \int i_1 dt = -\frac{1}{R_1 C_f} \int u_i dt
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

由式(5.29)可知,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 为积分关系,故称为积分电路。

例 5.5 在图 5.22 中,如已知 $C_f = 1\mu\text{F}$, $R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega$,试写出输出电压的表达式。

当输入电压为一直流电压 U_i 时,输出电压的表达式又如何?

解

$$\frac{1}{R_1 C_f} = \frac{1}{100 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} = 10$$

得

$$u_o = -10 \int u_i dt$$

当输入电压为直流电压 U_i 时,输出电压是时间的一次函数, $u_o = -10U_i t$, 在 $u_o < U_{om}$ 时, $u_o = -10U_i t$ 。当 $u_o = U_{om}$ 时, u_o 不再增加。其输出电压的波形如图 5.23 所示。

图 5.22 所示的电路在作积分运算时,由于集成运放输入失调电压和失调电流、输入偏置电流、温漂以及电容器漏电等的影响,常出现积分误差。故应选择以上有关参数性能较好的集成运放和漏电较小的电容器,以减小积分误差。

当输入信号是一系列方波时,可采用如图 5.24 所示的电路。利用 R_f 引入的直流负反馈来抑制前述的各种原因引起的积分漂移现象。但积分常数 $R_f C$ 应远远大于方波周期 T 的一半。以减小由 R_f 自身造成的积分误差。

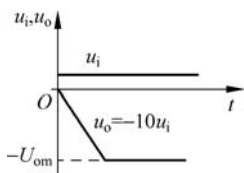


图 5.23 例 5.5 用图

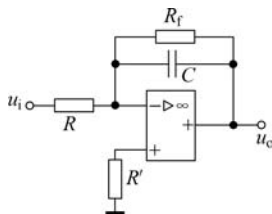


图 5.24 改进后的积分电路

2. 微分电路

将积分电路中的电阻 R 与电容器 C 位置对调,便构成了微分电路。如图 5.25 所示, $u_- = u_+ = 0, i_1 = i_f$ 。

其中,

$$i_1 = C \frac{du_c}{dt} = C \frac{du_i}{dt}, \quad i_f = -\frac{u_o}{R_f}$$

则

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

$$u_o = -R_f C \frac{du_i}{dt} \quad (5.30)$$

即输出电压 u_o 与输入电压 u_i 为微分关系,故称为微分电路。

当输入信号为一列方波时,微分电路可将方波变成尖顶波。输出信号波形如图 5.26 所示。

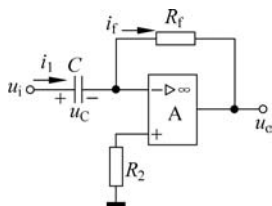


图 5.25 微分电路

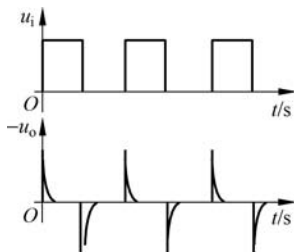


图 5.26 微分电路的输出信号波形

5.4.5 测量放大器

测量放大器是用途很广、精度很高的放大器,常用的测量放大器如图 5.27 所示。

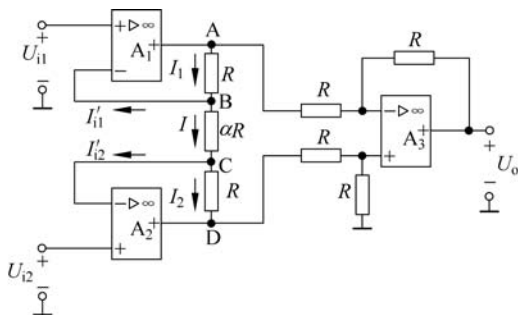


图 5.27 测量放大器

电路工作原理如下:

根据理想集成运放结论: $u_- = u_+$, $i'_i = 0$ 可知,对于 A_1 、 A_2 而言,则

$$U_B = U_{i1} \quad U_C = U_{i2}$$

$$I_1 = I_2 = I = \frac{U_B - U_C}{\alpha R} = \frac{U_{i1} - U_{i2}}{\alpha R}$$

$$U_{AD} = I(R + \alpha R + R) = \frac{U_{i1} - U_{i2}}{\alpha R} (2R + \alpha R) = (U_{i1} - U_{i2}) \left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)$$

A_3 为双端输入运算放大器,当四个电阻均为 R 时,有

$$U_o = \frac{R_f}{R_1} (U_D - U_A) = U_D - U_A = -U_{AD} = \left(1 + \frac{2}{\alpha}\right) (U_{i2} - U_{i1}) \quad (5.31)$$

测量放大器有以下几个特点:

- (1) 当输入电压 U_{i1} 、 U_{i2} 不变时,调节 α 便可调整输出电压 U_o 。
- (2) 此电路具有非常高的输入电阻,对被测量的影响很小。
- (3) 当电路其他参数一定时,输出电压正比于 U_{i1} 与 U_{i2} 的差值。

在测量放大器前面接入一个电桥可构成电桥放大器,如图 5.28 所示。

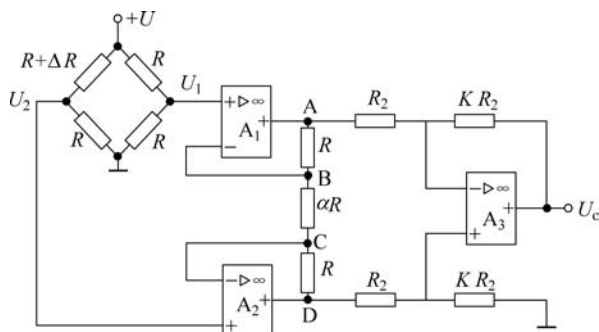


图 5.28 带电桥的测量放大器

在非电测量中,非电量通过传感装置变成电阻(或阻抗),用这个电阻(或阻抗)构成电桥,此电桥与测量放大器一起组成电桥放大器,便很容易实现电阻或阻抗到输出电压的线性转变。在非电量的测量过程中,非电量的变化通过传感装置转换成电阻(或阻抗)的变化(ΔR 或 ΔZ),使电桥失去平衡,而这一变化反映到输出电压($\Delta U = U_2 - U_1$)上,再通过测量放大器放大后以确定非电量的变化情况。

整个电路的工作原理如下:

由前述可知

$$U_o = \frac{R_f}{R_1}(U_D - U_A) = K\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)(U_2 - U_1)$$

式中, K 为电阻 R_f 与 R_1 的比值。

根据“虚断”的概念,集成运放的净输入电流为零。故

$$U_1 = U \frac{R}{R + R} = \frac{1}{2}U$$

$$U_2 = U \frac{R}{R + \Delta R + R} = U \frac{R}{2R + \Delta R}$$

所以

$$U_2 - U_1 = U\left(\frac{R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2}\right) = -\frac{U}{4}\left(\frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}}\right)$$

式中, $\delta = \frac{\Delta R}{R}$ 。

输出电压为

$$U_o = \frac{-K}{4}\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)\frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}}U \quad (5.32)$$

当式(5.22)中 K 、 α 、 U 为常数时, U_o 仅取决于 δ ,若 $\delta \ll 1$,则

$$U_o = \frac{-K}{4}\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)U\delta \quad (5.33)$$

所以在电桥趋于平衡时 $U_o \propto \delta$ 。

值得注意的是,不仅输出电压的大小正比于 δ 值,而且输出电压的极性也取决于 δ 值,由式(5.33)可知,当 $\delta > 0$ 时, $U_o < 0$; 当 $\delta < 0$ 时, $U_o > 0$ 。电桥放大电路在非电测量中应用很广。

5.4.6 电压比较器

电压比较器是用来判断输入电压和基准电压之间数值大小的电路。通常由集成运算放大器组成。

在前面讨论的运算放大电路中,集成运放工作在线性放大状态,运算放大电路处于深度负反馈中,其输出电压与输入电压成正比。作为电压比较器时,集成运放工作在开环状态。由于其自身的电压放大倍数很大,只要有微小的净输入电压就足以使集成运放处于饱和和工作状态,所以它的输出只有两种可能:当 $u_+ > u_-$ 时,输出高电位 U_{OH} ,其极性为正,数值接

近正电源电压值;当 $u_+ < u_-$ 时,输出低电位 U_{OL} ,其极性为负,数值接近负电源电压值。工作时,电压比较器的一个输入端输入基准电压 U_B ,另一端则输入要与基准电压进行比较的电压 u_i 。

电压比较器广泛应用于数字仪表、模/数转换、自动检测、自动控制和波形变换等方面。

1. 单门限电压比较器

1) 过零电压比较器

过零电压比较器的电路如图 5.29(a)所示。同相输入端接地,反相输入端输入信号 u_i 。此时 $u_+ = U_B = 0, u_- = u_i$ 。当输入电压 $u_i < 0$ 时,输出正饱和电压, $u_o = U_{OH} \approx +U_{CC}$,当 $u_i > 0$ 时,输出负饱和电压, $u_o = U_{OL} \approx -U_{CC}$ 。设输入电压 $u_i = U_m \sin \omega t$,可得输出波形在 u_i 过零点时发生变化。从图 5.29(b)所示的波形中可以看出,电压比较器将输入的连续变化量(模拟量)变成跃变的矩形波(数字量)输出。所以它往往作为联系模拟电路与数字电路的桥梁。

从电压比较器的工作原理还可以看出,输出电压的大小仅与输入电压的大小有关,而与输入电压的波形无关。若以输入电压为横坐标、输出电压为纵坐标,可画出输出电压随输入电压变化的关系曲线,称为传输特性。图 5.29 所示的过零电压比较器的传输特性如图 5.30 所示。传输特性实质性地反映了电压比较器的特性,是分析这类电路的依据。

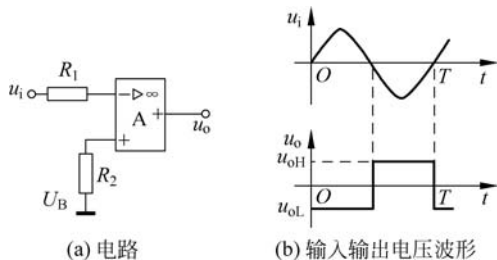


图 5.29 过零电压比较器

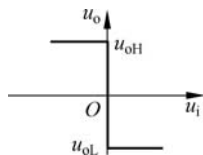


图 5.30 过零电压比较器的传输特性

为了使比较器的输出电压稳定,同时可改变稳定的输出电压值,常在比较器的输出连接一个双向稳压管($D_{Z1} D_{Z2}$),如图 5.31(a)所示。

2) 非零电压比较器

将放大器的一个输入端接入一个非零的基准电压 U_B ,使电路的输出电压在 U_B 处翻转发生变化,就构成非零电压比较器,如图 5.31(a)所示。由于输出端采用双向稳压管 D_Z ,所以输出电压固定在 $\pm U_Z$ 上。当 $u_i > U_B$ 时, $u_o = U_{OL} = -(U_D + U_Z)$,当 $u_i < U_B$ 时, $u_o = U_{OH} = U_D + U_Z$,其传输特性如图 5.31(b)所示。

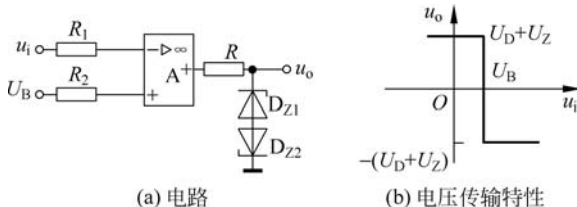


图 5.31 非零电压比较器

前述的电压比较器均为同相输入端接基准电压 U_B , 反相输入端接输入电压 u_i , 当 $u_i > U_B$ 时输出低电位, $u_i < U_B$ 时输出高电位。要想改变输出电压的极性, 即希望 $u_i > U_B$ 时输出高电位, 当 $u_i < U_B$ 时输出低电位, 只需将 u_i 与 U_B 的输入端对调即可。

单门限电压比较器具有结构简单、灵敏度高等优点, 但这类比较器的抗干扰能力差。如果比较器的输入电压在基准电压 U_B 附近受到干扰时, 将使比较器产生误动作, 如图 5.32 所示。这是因为此类比较器只设置了一个比较门限, 不管电压增加还是减小经过此门限时, 电路都要产生动作。为了克服这一缺点, 实际应用常采用多门限电压比较器。最常用的是迟滞比较器。

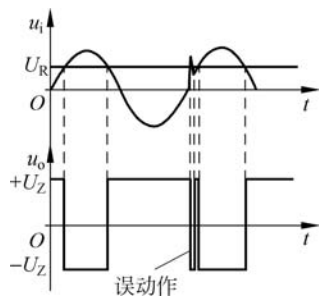


图 5.32 单门限比较器产生误动作

2. 迟滞比较器

单门限比较器抗干扰能力差的原因是在单一的门限值上双向敏感。如电路设置两个门限值, 使输入电压增加时的门限值与输入电压减小时的门限值不同, 电路只对某一个方向变化的电压敏感, 将双向敏感改为单向敏感, 便可提高电路的抗干扰能力。

迟滞比较器在结构上引入了正反馈, 使集成运放不可能工作在线性放大区。这样不仅加快了输出电压的变化过程, 而且还给电路提供了两个不同极性的参考电压, 使电路在参考电压上单向敏感, 产生回环。

1) 反相输入迟滞比较器

待比较的输入电压从反相输入端输入的迟滞比较器电路如图 5.33 所示。由电路结构可得参考电压 U_B 为

$$U_B = u_o \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

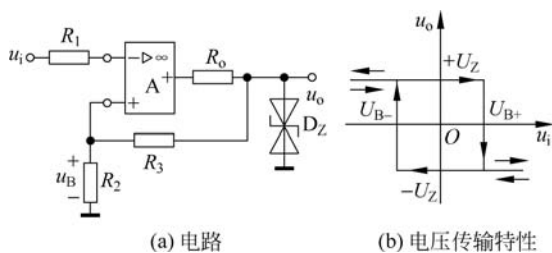


图 5.33 反相输入迟滞比较器

式中, $u_o = \pm U_Z$, 与前面的电路相比, 参考电压 U_B 是变化的。设输入电压 u_i 很小, 电路输出高电位 $U_{OH} = +U_Z$, 此时参考电压 U_{B+} 为

$$U_{B+} = +U_Z \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

输入电压 u_i 增加时, 只要小于参考电压 U_{B+} , 输出电压 u_o 保持 $U_{OH} = +U_Z$ 不变; 当输入电压增加到大于参考电压 U_{B+} 时, 输出电压由高电位 U_{OH} 跃变到低电位 $U_{OL} = -U_Z$, 此

时参考电压也跃变为

$$U_{B-} = -U_Z \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

当电路输出 $U_{OL} = -U_Z$ 后,如输入电压 u_i 减小时,只要大于参考电压 U_{B-} ,输出电压 u_o 保持 $U_{OL} = -U_Z$ 不变;当输入电压减小到小于参考电压 U_{B-} 时,输出电压由低电位 U_{OL} 跃变到高电位 $U_{OH} = +U_Z$,此时参考电压也跃变为 U_{B+} 。以后的过程周而复始。

由以上工作原理得出的电压传输特性如图 5.33(b) 所示。从特性曲线中可清楚地看出,输入电压增加时的门限电压值 U_{B+} 和输入电压减小时的门限电压值 U_{B-} 不同。电路出现干扰时,只要不大于 $2U_{B+}$,电路输出不会发生变化,从而使抗干扰的能力大大增加。从图 5.33(b) 中还可以看出,整个传输特性曲线犹如一个磁滞回线,故迟滞比较器又称滞回比较器。

例 5.6 如图 5.33 所示迟滞比较器中,已知 $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_3 = 20\text{k}\Omega$, $U_Z = \pm 9\text{V}$,试确定其电压传输特性的各点的数值。

解 由比较器的工作原理可知,当 $u_- = u_+ = u_B$ 时输出电压发生变化。图中

$$\begin{aligned} u_B &= \frac{R_2}{R_2 + R_3} u_o = \pm \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z \\ &= \pm \frac{10}{10 + 20} \times 9 = \pm 3(\text{V}) \end{aligned}$$

得

$$U_{B+} = 3\text{V}, U_{B-} = -3\text{V}$$

设开始时输入电压很低,比较器反相输入端电位小于同相输入端电位,此时电路输出高电位 9V ;当输入电压增加到使 $u_i = u_- > U_{B+} = 3\text{V}$ 时,比较器反相输入端电位大于同相输入端电位,电路输出低电位 -9V 。输入电压再增加,输出电压不变。只有当输入电压减小到使 $u_i = u_- < U_{B-} = -3\text{V}$ 时,电路的输出电压才转变为高电位 $+9\text{V}$ 。所以,电压传输特性仍如图 5.33(b) 所示。其对应的各点数值为

$$U_{B+} = 3\text{V}, U_{B-} = -3\text{V}, U_{OH} = +U_Z = +9\text{V}, U_{OL} = -U_Z = -9\text{V}$$

2) 同相输入迟滞比较器

如果将反相输入端接地,待比较的电压从同相输入端输入,则构成同相输入迟滞比较器,如图 5.34 所示。

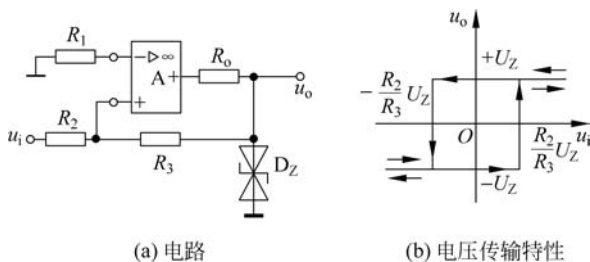


图 5.34 同相输入迟滞比较器

图 5.34 中,反相输入端的电位 $u_- = 0$ 。根据叠加原理,同相输入端的电位 u_+ 可由 u_i 和 u_o 单独作用时的 u_+ 叠加后求得

$$u_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_i + \frac{R_2}{R_2 + R_3} u_o = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_i \pm \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z$$

当 $u_+ = u_- = 0$ 时, 电路输出发生变化。此时对应的输入电压值即为门限值

$$u_i = \mp \frac{R_2}{R_3} U_Z$$

即当输入电压增加时, 只要 $u_i < \frac{R_2}{R_3} U_Z$, $u_+ < u_- = 0$, $u_o = -U_Z$, 只有当 $u_i > \frac{R_2}{R_3} U_Z$ 时,

输出电压跃变为 $u_o = U_Z$; 当输入电压减小时, 只要 $u_i > -\frac{R_2}{R_3} U_Z$, $u_+ > u_- = 0$, $u_o = +U_Z$, 只

有当 $u_i < -\frac{R_2}{R_3} U_Z$ 时, 输出电压跃变为 $u_o = -U_Z$ 。电压传输特性如图 5.34(b) 所示。

如果将反相输入迟滞比较器或同相输入迟滞比较器电路中的电阻 R_2 由接地改为接入一个参考电压 U_B , 如图 5.35 所示。电路的电压传输特性将不是以纵轴对称, 而是将沿横轴左右移动。但工作原理仍然是在同相输入端的电位与反相输入端的电位相等时电路输出电压产生翻转。下面举例加以讨论。

例 5.7 在图 5.35 所示迟滞比较器中, 已知 $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_3 = 20\text{k}\Omega$, $U_B = 3\text{V}$, $U_Z = \pm 9\text{V}$, 试画出其电压传输特性。

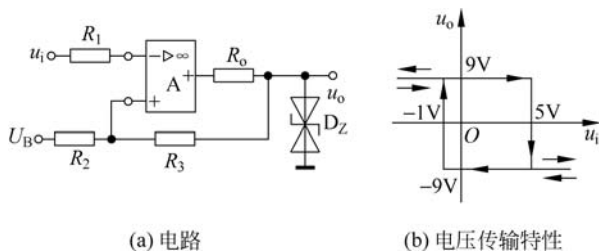


图 5.35 例 5.7 用图

解 由比较器的工作原理可知, 当 $u_- = u_+$ 时输出电压发生变化。应用叠加原理, 同样可求出图中的 u_+ 为

$$\begin{aligned} u_+ &= \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_B + \frac{R_2}{R_2 + R_3} u_o = \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_B \pm \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z \\ &= \frac{20}{10 + 20} \times 3 \pm \frac{10}{10 + 20} \times 9 = (2 \pm 3)(\text{V}) \end{aligned}$$

得

$$U_{+H} = 5\text{V}, \quad U_{+L} = -1\text{V}$$

设开始时输入电压很低, 比较器反相输入端电位小于同相输入端电位, 电路输出高电位 9V; 当输入电压增加到使 $u_i = u_- > U_{+H} = 5\text{V}$ 时, 比较器反相输入端电位大于同相输入端电位, 电路输出低电位 -9V。输入电压再增加, 输出电压不变。只有当输入电压减小到使 $u_i = u_- < U_{+L} = -1\text{V}$ 时, 电路的输出电压才转变为高电位 +9V。电压传输特性如图 5.35(b) 所示。

比较例 5.6 和例 5.7 可知, 例 5.7 的电压传输特性为例 5.6 的电压传输特性向右平移了一段距离所得。此段距离 ΔU 为

$$\Delta U = \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_B = \frac{20}{10 + 20} \times 3 = 2(\text{V})$$

前面讨论到迟滞比较器可以提高抗干扰能力。但是,随着抗干扰能力的提高又带来反应能力降低的问题,如果输入信号的变化范围在 $2U_B$ 之内,输出信号将不会发生变化,因此电路灵敏度降低。所以,抗干扰能力与灵敏度之间是有矛盾的。实际使用时要注意这个问题。

3. 窗口比较器

前述的比较器在输入信号单方向变化时,输出信号仅发生一次跃变,如果需要在单方向变化时输出发生两次跃变时,则需要采用窗口比较器。常见的窗口比较器如图 5.36(a) 所示。

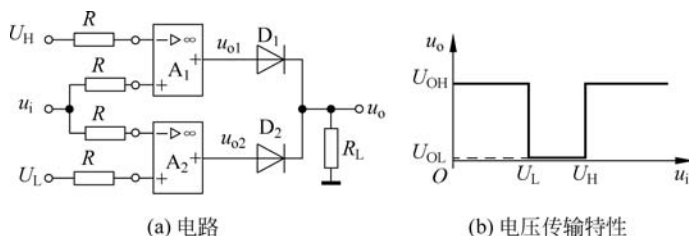


图 5.36 窗口比较器

图中设高门限电压为 U_H , 低门限电压为 U_L , 电路的工作原理如下:

(1) 当 $u_i < U_L$ 时, 比较器 A_1 的 $u_+ < u_-$, 输出电压 u_{o1} 为低电位, 二极管 D_1 截止, 而比较器 A_2 的 $u_+ > u_-$, 输出电压 u_{o2} 为高电位, 二极管 D_2 导通, 输出电压 u_o 为高电位 U_{OH} 。

(2) 当 $u_i > U_H$ 时, 比较器 A_2 的 $u_+ < u_-$, 输出电压 u_{o2} 为低电位, 二极管 D_2 截止, 而比较器 A_1 的 $u_+ > u_-$, 输出电压 u_{o1} 为高电位, 二极管 D_1 导通, 输出电压 u_o 为高电位 U_{OH} 。

(3) 当 $U_L < u_i < U_H$ 时, 比较器 A_1 和比较器 A_2 的 u_+ 均低于 u_- , 输出电压 u_{o1} 和 u_{o2} 均为低电位, 二极管 D_1 和 D_2 均截止, 输出电压 u_o 为低电位 U_{OL} 。其电压传输特性如图 5.36(b) 所示。

从电压传输特性可以看出, 窗口比较器实质上是由两个不同输入方式的、门限值不同的单门限电压比较器并联组成。输入信号同时进入两个比较器, 利用二极管的单向导电作用, 使得电路仅输出同相输入电压比较器中的 $u_i > U_H$ 的部分和反相输入电压比较器中的 $u_i < U_L$ 的部分。而在 $U_L < u_i < U_H$ 的部分将形成窗口。所以, 窗口比较器要能形成窗口, 必须保证同相输入电压比较器中的基准电压 U_H 大于反相输入电压比较器中基准电压 U_L 。否则输出电压将无“窗口”可言, 输出一直为高电位。这是在使用或设计窗口比较器所必须注意的。

当要求在 $U_L < u_i < U_H$ 时输出高电位, 而在输入其他电压时输出低电位时, 可将 U_L 与 U_H 的输入端对调, 并将两个二极管的两个电极对调即可。当然, 在图 5.36(a) 所示电路的输出端后面接入一个反相器也能达到此目的。

小 结

(1) 集成电路运算放大器的特点是具有高电压放大倍数、直接耦合、多级放大。它一般由输入级、中间级、输出级和偏置电路四部分组成。为了抑制温漂和提高共模抑制比, 常采

用差动放大电路作输入极；由有源负载的复合管组成电压放大级；甲乙互补对称功率放大电路常用作输出级。

(2) 差动放大电路是集成电路运算放大器的重要组成部分，它既能放大直流信号，又能放大交流信号；它对差模信号具有很强的放大能力，而对共模信号却具有很强的抑制能力。

(3) 基本差动放大电路(或称为长尾式差动放大电路)是靠以下两方面来抑制零漂：一是利用了电路的对称性，采用双端输出方式，使两个管子的零漂电压在输出端相互抵消；二是射极接了大电阻 R_e ，也就是引进了电流负反馈，从单管着手，稳定静态工作点。

(4) 差动放大电路有两个输入端 u_{i1} 和 u_{i2} ，两个输入信号的差值称为差模输入信号 $u_{id} = u_{i1} - u_{i2}$ ；两个输入信号的算术平均值称为共模输入信号 $u_{ic} = (u_{i1} + u_{i2})/2$ 。任意两个输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 都可用差模信号和共模信号表示，即 $u_{i1} = u_{ic} + u_{id}/2$ ， $u_{i2} = u_{ic} - u_{id}/2$ 。当 $u_{i1} = -u_{i2} = u_{id}/2$ 称为差模输入方式； $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$ 称为共模输入方式。

(5) 差动放大电路的静态分析方法与第2章基本放大电路的分析方法在本质上是一样的，不过要注意以下两点(以长尾式差放为例)：

- ① 静态时 T_1 、 T_2 的输入端应接地；
- ② R_e 应折合到射极支路，其值为 $2R_e$ 。

(6) 在差动放大电路的动态分析中，由于差放电路完全对称，故整个差放电路的放大倍数与半边电路的电压放大倍数完全相同，因此分析时只进行半边电路的分析即可。

(7) 集成运算放大器线性应用时的两个重要概念：①“虚短”， $u_+ \approx u_-$ ；②“虚断”， $i_i' \approx 0$ 。

(8) 集成运算放大器的基本运算放大电路可分为比例运算、加法运算、减法运算、积分与微分运算。其中，比例运算和加法运算又可分为反相输入电路和同相输入电路两种类型。

(9) 反相输入运算放大电路的分析要点为掌握好“虚地”的概念，它是“虚短”的概念在反相输入时的具体体现。

(10) 同相输入运算放大电路的输出电压与同相输入端的电位有一个固定的关系，所以，准确求出同相输入端的电位是求解同相输入运算放大电路的关键。

(11) 对于不同的运算放大电路，应弄清它的电路结构并掌握它的输出与输入的关系。

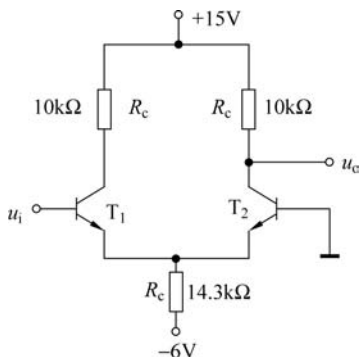
(12) 测量放大器特点是高输入电阻，这样可减小对被测量的影响。此外，测量放大器还应具有高共模抑制比、零点漂移小等特点，以便在有用信号微弱、共模干扰大的场合能较好地工作。

(13) 电压比较器是集成运算放大器工作于非线性状态下的应用。由于输入通常为模拟量，输出为数字量，所以电压比较器往往是联系模拟电路和数字电路的桥梁。由于集成运放工作在开环状态，其自身的电压放大倍数很大，只要有微小的净输入电压就足以使集成运放处于饱和工作状态，所以它的输出只有两种可能：当 $u_+ > u_-$ 时，输出高电位 U_{OH} ，其极性为正，数值接近正电源电压值；当 $u_+ < u_-$ 时，输出低电位 U_{OL} ，其极性为负，数值接近负电源电压值。

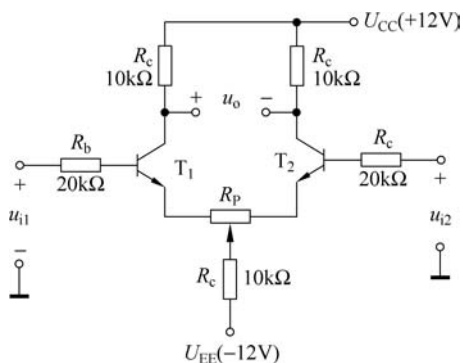
(14) 电压比较器分为单门限比较器和多门限比较器两类。单门限比较器结构简单、方便，但抗干扰能力差。多门限比较器具有抗干扰能力强、翻转速度快等优点。

习 题

- 5.1 直接耦合放大电路产生零点漂移的主要原因是_____。
- 5.2 相同的条件下,阻容耦合放大电路的零点漂移比直接耦合放大电路_____,这是由于_____。
- 5.3 差动放大电路在结构上有什么特点_____。
- A. 两个晶体管的参数对称相等、基极回路和集电极回路的电阻值相等、共用一个发射极电阻;
- B. 两个晶体管的 $\beta_1 = \beta_2$ 、基极回路和集电极回路的电阻值相等、共用一个发射极电阻;
- C. 两个晶体管的参数对称相等、共用一个发射极电阻。
- 5.4 在长尾式差动放大电路中, R_e 的主要作用是_____。
- 5.5 双端输出时,理想的差动放大电路的共模输出等于_____;共模抑制比等于_____。
- 5.6 单端输入差动放大电路,输入信号的极性与同侧晶体管集电极信号的极性_____;与另外一侧晶体管集电极信号的极性_____。
- 5.7 若在差动放大器的一个输入端加上信号 $u_{i1} = 4\text{mV}$,而在另一输入端加入信号 u_{i2} 。当 u_{i2} 分别为
- (1) $u_{i2} = 4\text{mV}$;
 - (2) $u_{i2} = -4\text{mV}$;
 - (3) $u_{i2} = -6\text{mV}$;
 - (4) $u_{i2} = 6\text{mV}$ 。
- 时,分别求出上述四种情况的差模信号 u_{id} 和共模信号 u_{ic} 的数值。
- 5.8 题图 5.8 所示电路是一个单端输入-单端输出差动放大电路。已知 $\beta = 50, U_{BE} = 0.7\text{V}, r_b = 300\Omega$,求电压放大倍数。
- 5.9 某差动放大电路如题图 5.9 所示,设两管的 $\beta = 50, r_b = 300\Omega, U_{BE} = 0.7\text{V}, R_P$ 的影响可以忽略不计,试估算:



题图 5.8



题图 5.9

(1) T_1 、 T_2 的静态工作点；

(2) 差模电压放大倍数。

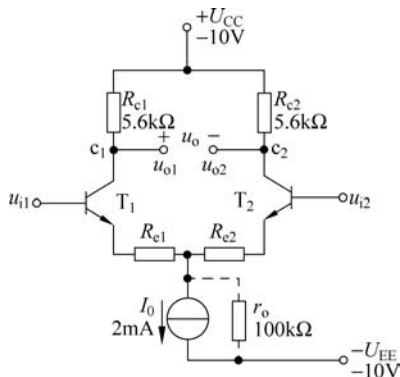
5.10 电路如题图 5.10 所示, $R_{e1} = R_{e2} = 100\Omega$, $\beta = 100$, $U_{BE} = 0.6V$, 求:

(1) 静态工作点 (I_{B1} 、 I_{C1} 、 U_{CE1}) ;

(2) 若 $u_{i1} = 0.1V$, $u_{i2} = -0.1V$, 求输出电压 u_o 的值;

(3) 当 c_1 、 c_2 间接入负载电阻 $R_L = 5.6k\Omega$ 时, 求 u_o 的值;

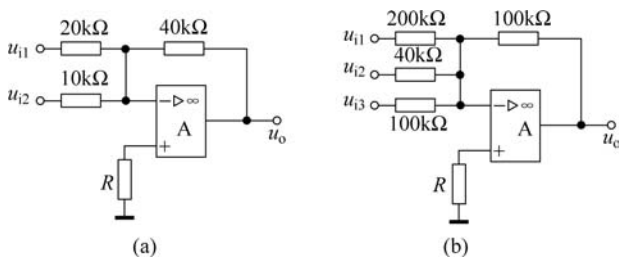
(4) 求电路的差模输入电阻 R_{id} 、共模输入电阻 R_{ic} 和输出电阻 R_o 。



题图 5.10

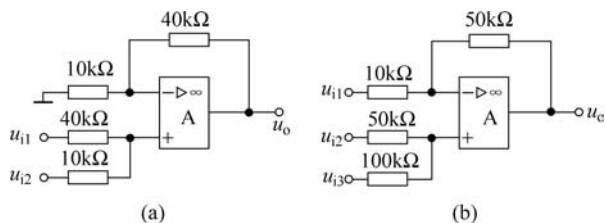
5.11 把两个晶体管按一定方式组合起来构成复合管。组成复合管的条件是使复合起来的管子都处于_____状态, 即满足发射结_____, 集电结_____, 各电极的电流能合理地流动。复合管的类型由第_____个晶体管决定。

5.12 运算放大电路如题图 5.12 所示, 写出输出电压 u_o 的表达式。



题图 5.12

5.13 运算放大电路如题图 5.13 所示, 写出输出电压 u_o 的表达式。



题图 5.13

5.14 试用一个集成运算放大器及电阻元件组成运算放大电路以完成以下运算, 并绘出运算放大电路原理图。设 $R_F = 100k\Omega$ 。

(1) $u_o = -2u_{i1} - 5u_{i2}$;

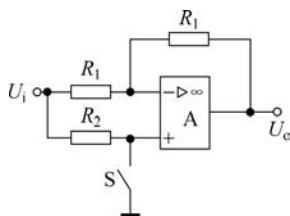
(2) $u_o = 3u_{i1} + 4u_{i2}$;

(3) $u_o = 4(u_{i1} - u_{i2})$ 。

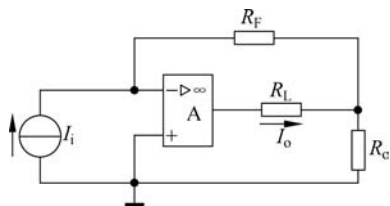
5.15 题图 5.15 所示运算放大电路中, 电压放大倍数由开关 S 控制。试证明: 当开关 S 闭合时, $A_u = \frac{U_o}{U_i} = -1$; 当开关 S 打开时, $A_u = \frac{U_o}{U_i} = 1$ 。

5.16 试证明题图 5.16 所示的电流运算放大电路中的输出电流 $I_o = -I_i \frac{R_F + R_o}{R_o}$ 。

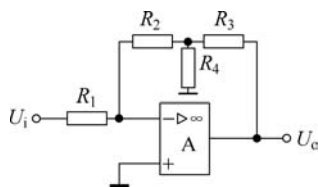
5.17 试求题图 5.17 电路电压放大倍数 $A_u = \frac{U_o}{U_i}$ 的表达式。



题图 5.15

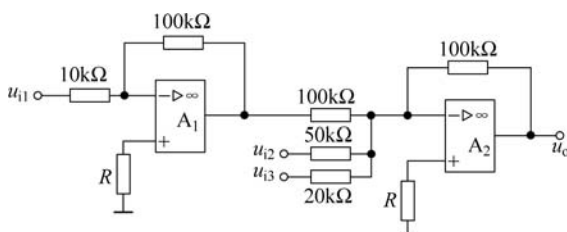


题图 5.16



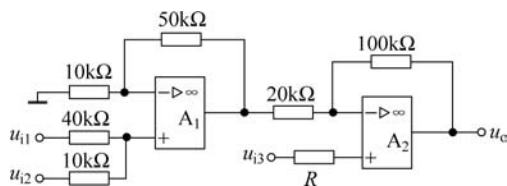
题图 5.17

5.18 电路如题图 5.18 所示,试写出输出电压 u_o 的表达式。



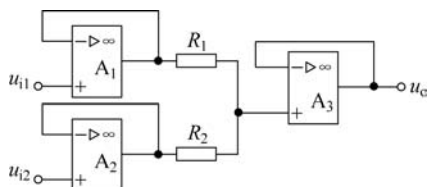
题图 5.18

5.19 电路如题图 5.19 所示,试写出输出电压 u_o 的表达式。

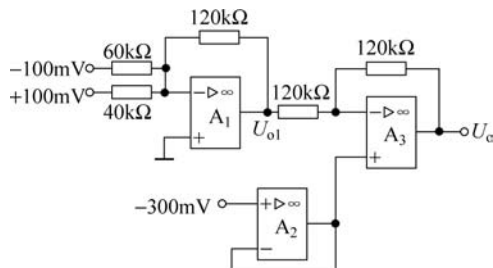


题图 5.19

5.20 电路如题图 5.20 所示,试写出输出电压 u_o 的表达式。



题图 5.20



题图 5.21

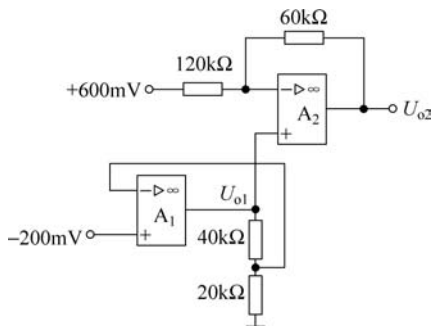
5.22 试计算题图 5.22 所示运算放大电路输出电压 U_{o1} 及 U_{o2} 的数值。

5.23 由理想运放构成的电路如题图 5.23 所示,电路输入为差模信号,求:

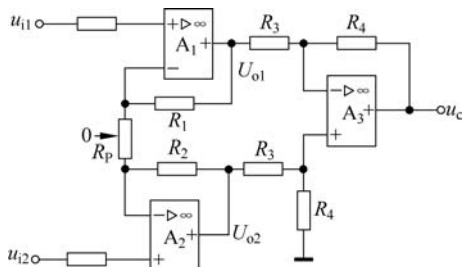
(1) A_1 和 A_2 的电压放大倍数;

(2) 当 $R_1=R_2=R, R_3=R_4$ 时,该电路的差模电压放大倍数。

提示:因输入为差模信号,所以电阻 R_1 、 R_2 和 R_P 支路的中点为交流的零电位点。



题图 5.22



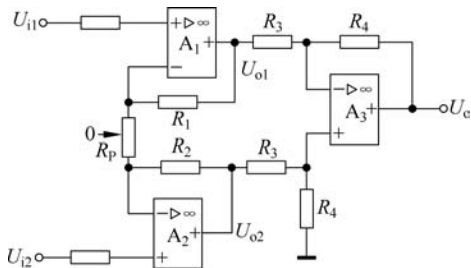
题图 5.23

5.24 有一个由理想运放构成的电路如题图 5.24 所示。输入信号 $U_{i1}=1V, U_{i2}=3V$, 求:

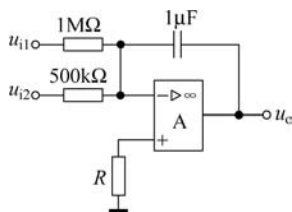
(1) A_1 和 A_2 的输出电压;

(2) 当 $R_1=R_2=R, R_3=R_4$ 时,求 A_3 的输出电压和电路的差模电压放大倍数。

5.25 某运算放大电路如题图 5.25 所示,其输入电压 $u_{i1}=1V, u_{i2}=-1V$, 试写出输出电压 u_o 表达式。

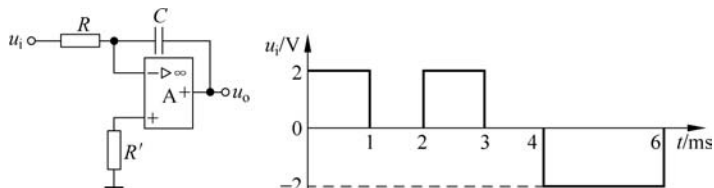


题图 5.24



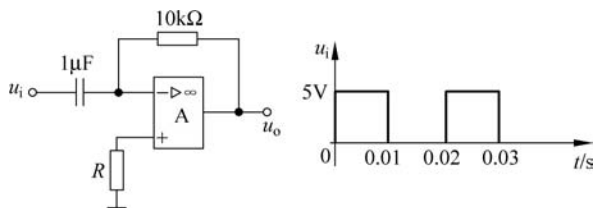
题图 5.25

5.26 有一积分器,电路与输入电压波形如题图 5.26 所示。电容器上的初始电压为 $0V, R=10k\Omega, C=0.1\mu F$, 试画出输出电压 u_o 波形。



题图 5.26

5.27 某运算放大电路与输入电压波形如题图 5.27 所示,试画出输出电压 u_o 的波形,设电容器上的初始电压为 $0V$ 。



题图 5.27

5.28 用理想运算放大器实现如下运算关系。使用的运算放大器的数量尽可能少。

$$u_o = 2u_{i1} + 3u_{i2} - 5 \int_0^t u_{i3} dt$$

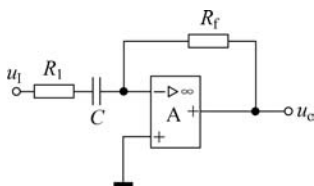
5.29 试用一级成运算放大器及电阻、电容元件组成运算放大电路,以完成以下运算,并画出运算放大电路的原理电路图。

(1) $u_o = -50 \int_0^t u(t) dt$, 设 $C = 1\mu F$, 且 $u_c(t)|_{t=0} = 0V$;

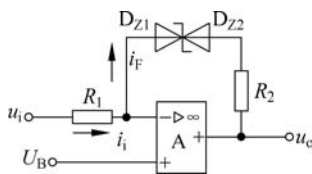
(2) $u_o = -10 \int_0^t u_1(t) dt - \int_0^t u_2(t) dt$, 设 $C = 1\mu F$, 且 $u_c(t)|_{t=0} = 0V$ 。

5.30 设 A 为理想运放,试写出如题图 5.30 所示的电压放大倍数的表达式 $\dot{A}_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_o(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)}$ 。

5.31 在题图 5.31 中, D_{Z1} 和 D_{Z2} 的 $U_{Z1} = 10V$, $U_{Z2} = 4V$, 正向导通时为 $0.7V$, $U_B = -4V$, $R_1 = 2k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, 求 $u_i = -8V$ 和 $-2V$ 时的 u_o 。



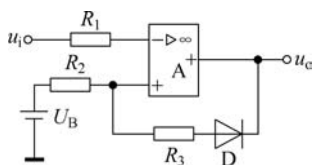
题图 5.30



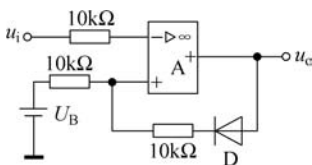
题图 5.31

5.32 在题图 5.32 所示电路中, A 为理想运放, 输出电压的两个极限值为 $\pm U_{om}$, 且 $U_{om} > U_B = 5V$ 。D 为理想二极管, 求输入电压的高、低门限电压值 U_H 、 U_L 。

5.33 已知反相迟滞比较器如题图 5.33 所示, A 为理想运放, 输出电压的两个极限值为 $\pm 5V$, D 为理想二极管。 $U_B = -8V$, 试求 $U_H - U_L$ 的值。提示: 二极管始终导通。

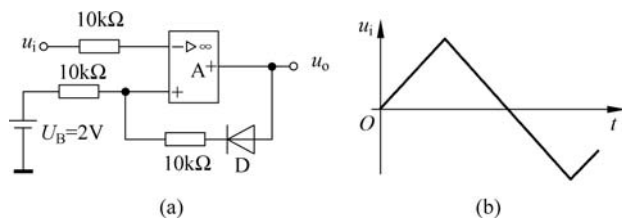


题图 5.32



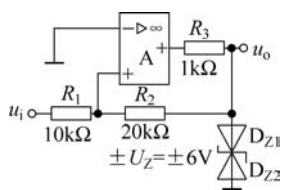
题图 5.33

5.34 已知反相迟滞比较器如题图 5.34(a)所示, A 为理想运放, 输出电压的两个极限值为 $\pm 5\text{V}$, D 为理想二极管, 输入电压 u_i 的波形如题图 5.34(b)所示, 试画出相应的输出 u_o 波形。



题图 5.34

5.35 画出题图 5.35 所示电路的电压传输特性, 并标出有关的电压值。设 A 为理想运放, 电源电压为 $\pm 15\text{V}$, u_i 的幅值足够大。



题图 5.35