

本章首先讨论集成运算放大器的基本结构,然后重点介绍集成运算放大器中的主要单元电路——电流源电路和差动式放大电路,并介绍了一种集成运放的简化电路和集成运算放大器的主要性能指标,最后,介绍了理想集成运算放大器的条件及特点。

5.1 集成运算放大器概述

前面讨论的电路都是由单个元件组成的,称为分立元件电路。20 世纪 60 年代,用半导体制造工艺把整个电路中的元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(IC)。它的体积小,但性能却很好。集成电路按其功能来分,有模拟集成电路和数字集成电路。模拟集成电路种类繁多,有集成运算放大器、集成功率放大器、集成稳压电源、集成乘法器、集成锁相环和电视机、音响等电子设备中某些专用集成电路等。而运算放大器(简称运放)是模拟集成电路中应用最为广泛的一种,它是具有高放大倍数的直接耦合放大器。

5.1.1 集成电路的特点

集成电路是采用一定制造工艺将大量半导体三极管、场效应管、电阻、电容等元件组成的电路制作在同一小块单晶硅的芯片上。由于制造工艺上的原因,模拟集成电路和分离元件相比有以下特点。

(1) 电容的值不能做得太大,电路结构上采用直接耦合。在集成电路中电容常用 PN 结的结电容构成,其电容量不大,约为几十皮法。至于电感的制造更为困难了,所以在集成电路中,级间耦合都采用直接耦合方式。

(2) 电阻的值不宜做得太大,集成电路中常用有源器件代替大电阻。集成电路中电阻元件是由半导体的体电阻构成,电阻值的范围一般为几十欧到 $20\text{k}\Omega$,阻值不大。所以在集成电路中,高阻值的电阻多用三极管或场效应管等有源器件组成的电流源电路替代。

(3) 元件参数一致性好。由于在同一硅片上元器件采用同一标准工艺流程制成,虽然元器件参数分散性大,但同一硅片内元件参数绝对值有同向偏差,温度的一致性好,容易制成两个特性相同的管子或两个阻值相等的电阻。为克服直接耦合电路的温度漂移,模拟集成电路的输入级常采用结构对称的差动放大电路。

(4) 采用复合管结构改进单管电路的性能。

5.1.2 集成运算放大器的内部基本结构

典型的集成运算放大器的内部结构框图如图 5.1.1 所示。一般由输入级、中间级、输出级和偏置电路四个部分组成。

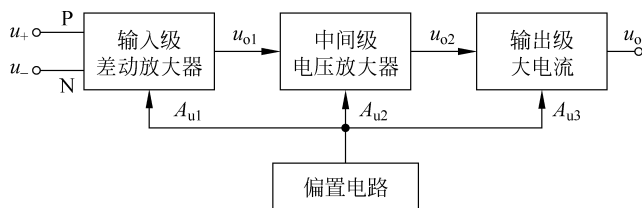


图 5.1.1 集成运算放大器的内部结构框图

输入级由差动放大电路组成,利用电路的对称性可提高整个电路的性能。它的好坏直接影响集成运放性能指标的优劣;中间电压放大级的主要作用是提高电压的放大倍数,它可以由一级或多级放大电路组成,多采用共射(共源)放大电路;输出级要具有输出电压线性范围宽,输出电阻小,非线性失真小,能为负载提供一定的功率,多采用功率放大的输出级;偏置电路是为各级提供合适的工作电流,确定合适的工作点,多采用电流源电路。此外电路中还有一些保护电路和高频补偿等辅助环节。

5.1.3 直接耦合放大电路的零点漂移

集成运算放大器均采用直接耦合方式,在第 2 章多级放大电路的耦合方式这一节中,对直接耦合方式的特点及问题已经作了介绍,这里主要讨论直接耦合放大电路的零点漂移问题。

零点漂移(简称零漂)就是直接耦合放大电路的输入端短路(即不加输入信号)而输出电压不为零,有缓慢变化的电压产生,即输出电压偏离原来的零点上下漂动,如图 5.1.2 所示。

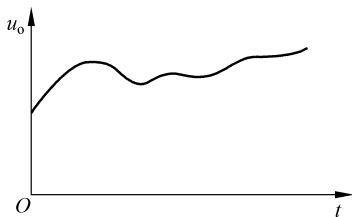


图 5.1.2 零点漂移现象

在放大电路中,任何参数的变化,如电源电压,元件老化,半导体元件参数(如三极管的 β 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ})随温度变化而产生的变化,都会导致输出电压的漂移。将由于环境温度变化引起半导体参数变化产生的零点漂移称为温度漂移(简称温漂),它是零点漂移的主要来源。

在直接耦合多级放大电路中,由于前后级直接相连,当输入级放大电路的工作点因某种

原因(如温度变化)而稍有偏移产生漂移电压时,第一级的漂移电压和有用信号一起被送到下一级,且被逐级放大,致使放大电路在输出端产生较大的漂移电压,严重时漂移电压会把放大的有用信号淹没,使放大电路无法正常工作,由于第一级零漂对放大电路影响最严重,故必须控制第一级的零点漂移。为解决零点漂移问题,人们采用了多种措施,其中最有效的方法是在放大器的第一级采用差动放大电路,差动放大电路将在 5.3 节讨论。

5.2 集成运算放大器中的电流源电路

在模拟集成电路中,广泛使用电流源电路,它为放大电路提供稳定的偏置电流,或作为放大电路的有源负载代替高阻值的电阻,从而提高放大电路的电压放大倍数。

对于集成运算放大器(运放)的不同的放大级,其偏置电流的要求不同,例如对于输入级,通常要求偏置电流不但要十分稳定,而且还要很小(一般为微安级),以便提高集成运放的输入电阻,降低输入失调电流及其温漂。下面介绍集成电路中常用的几种电流源。

5.2.1 镜像电流源

电路如图 5.2.1 所示, T_1 、 T_2 的参数相同,如偏置电路保证两三极管工作在放大区,由于 T_1 、 T_2 管的发射结并联在一起, U_{BE} 相同, I_{C1} 和 I_{C2} 相同, T_2 的 I_{C2} 为

$$I_{C2} \approx I_{C1} = I_R - 2I_B = I_R - \frac{2I_C}{\beta}$$

式中, I_R 为基准电流,当三极管的 β 较大时,基极电流可以忽略,所以 T_2 的集电极电流 I_C 近似等于基准电流 I_R ,即

$$I_o = I_{C2} \approx I_R = \frac{U_{CC} - U_{BE} - (-U_{EE})}{R} \approx \frac{U_{CC} + U_{EE}}{R} \quad (5.2.1)$$

由式(5.2.1)可以看出,当 R 确定后, I_R 就确定了, I_{C2} 也随之而定,常将 I_{C2} 看作是 I_R 的镜像,所以称图 5.2.1(a)所示电路为镜像电流源。在电路中可用图 5.2.1(b)的电路符号表示,图 5.2.1(b)中 $I_o = I_{C2}$, r_o 为电流源的动态输出电阻, $r_o = r_{ce2}$,阻值很大,但 I_R 受电源变化的影响大,故要求电源十分稳定。

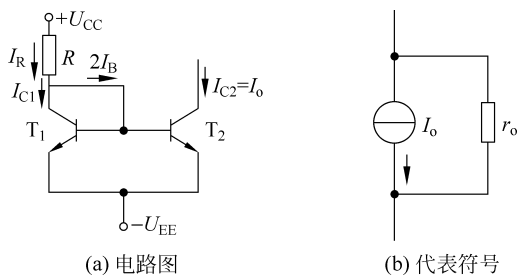


图 5.2.1 镜像电流源电路

图 5.2.1 的电路也有缺点,当 β 值较小时, I_{C2} 与 I_R 的差别较大,为克服这一缺点,在 T_1 的集电极与基极间加一个由三极管 T_3 组成的射级输出器,如图 5.2.2 所示。利用 T_3 的电流放大作用减小了 I_{B1} 和 I_{B2} 对 I_R 的分流。因此有

$$I_{C2} \approx I_{C1} = I_R - I_{B3} = I_R - \frac{I_{E3}}{1 + \beta_3} = I_R - \frac{I_{B1} + I_{B2} + I_{R_{e3}}}{1 + \beta_3}$$

其中电阻 R_{e3} 上的电压为 U_{BE} , 因此 $I_{R_{e3}}$ 很小, 从而 I_{E3} 也较小, 且又缩小 $(1 + \beta_3)$ 倍, 所以

$$I_o = I_{C2} \approx I_R \quad (5.2.2)$$

与图 5.2.1 的电路相比较使 I_{C2} 更接近 I_R 。

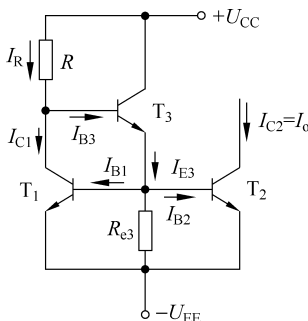


图 5.2.2 加射级输出器的电流源

镜像电流源电路适用于大工作电流(毫安数量级)的场合, 若要减少 I_{C2} 的值(例如微安级), 必要求 R 的值很大, 这在集成电路中很难实现。因此, 需要研究改进型的电流源。

5.2.2 比例电流源

镜像电流源中的输出电流与参考电流镜像。如果希望电流源电流与参考电流成比例关系, 可以采用图 5.2.3 所示的比例电流源电路。

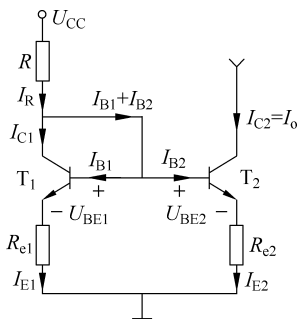


图 5.2.3 比例电流源

先计算参考电流 I_R 。由图 5.2.3 可得

$$I_R R + U_{BE1} + I_{E1} R_{e1} = U_{CC} \quad (5.2.3)$$

当 β 足够大时, I_{E1} 近似等于 I_R , 因此得

$$I_R = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R + R_{e1}} \quad (5.2.4)$$

另一方面, 由图 5.2.3 电路还可以得到

$$U_{BE1} + I_{E1} R_{e1} = U_{BE2} + I_{E2} R_{e2} \quad (5.2.5)$$

由于 $I_{E1} \approx I_R$, $U_{BE1} \approx U_{BE2}$, $I_{C2} \approx I_{E2}$, 因此可得

$$I_o = I_{C2} \approx I_{E2} \approx \frac{R_{e1}}{R_{e2}} I_{E1} \quad (5.2.6)$$

可见, 电流源电流 I_{C2} 与参考电流 I_R 近似为比例关系。

5.2.3 微电流源

图 5.2.4 是集成电路中常用的微电流源, 与图 5.2.3 的比例电流源电路相比, 在 T_1 的射级电路少接入电阻 R_{e1} , 则有 $U_{BE2} < U_{BE1}$, 其输出电流 I_o 即 I_{C2} 为

$$I_o = I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_{e2}} \quad (5.2.7)$$

式(5.2.7)中, 由于两管发射结电压差 $\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2}$ 很小(约为几十毫伏), 因此不需要很大的 R_{e2} 就可以得到几十微安的输出电流 I_{C2} , 故称为微电流源。

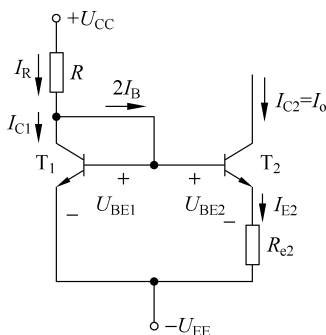


图 5.2.4 微电流源电路

对微电流源的定量分析如下:

由 PN 结电压、电流关系式可知, 三极管发射结电压、电流关系式为

$$I_E = I_S (e^{u_{BE}/U_T} - 1) \approx I_S e^{u_{BE}/U_T}$$

其中, U_T 是温度当量; I_S 为发射结反向饱和电流; I_E 为发射极电流。

在图 5.2.4 所示的微电流源电路中, $I_{E1} \approx I_R$, $I_{C2} \approx I_{E2}$, 则对 T_1 和 T_2 管分别有

$$U_{BE1} \approx U_T \ln \frac{I_R}{I_{S1}} \quad (5.2.8)$$

$$U_{BE2} \approx U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \quad (5.2.9)$$

式中, I_{S1} 和 I_{S2} 分别是 T_1 和 T_2 管的发射极反向饱和电流, 由于 T_1 、 T_2 特性几乎完全相同, 则有 $I_{S1} = I_{S2} = I_S$, 将式(5.2.8)与式(5.2.9)代入式(5.2.7)有

$$I_o = I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_{e2}} \approx \frac{U_T \ln \frac{I_R}{I_{S1}} - U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}}}{R_{e2}}$$

即

$$I_o = I_{C2} \approx \frac{U_T}{R_{e2}} \ln \frac{I_R}{I_{C2}} \quad (5.2.10)$$

由式(5.2.10)知输出电流 I_{C2} 由基准电流 I_R 和电阻 R_{e2} 确定,而基准电流 I_R 为

$$I_R = \frac{U_{CC} + U_{EE} - U_{BE}}{R} \approx \frac{U_{CC} + U_{EE}}{R} \quad (5.2.11)$$

实际上,在设计电路时,首先确定基准电流 I_R 和输出电流 I_{C2} 的数值,然后求出 R 和 R_{e2} 的值。例如,在图 5.2.4 所示电路中,若 $U_{CC}=15\text{V}$, $U_{EE}=15\text{V}$, $I_R=1\text{mA}$, $U_{BE}=0.7\text{V}$, $U_T=26\text{mV}$, $I_o = I_{C2}=20\mu\text{A}$,则根据式(5.2.11)可得 $R=29.3\text{k}\Omega$; 根据式(5.2.10)可得 $R_{e2}=5.09\text{k}\Omega$ 。可见求解过程并不复杂。

5.2.4 电流源电路作为有源负载

在实际集成运放中常用电流源电路作为有源负载,如图 5.2.5 所示。图中三极管 T_1 组成共射极电路中, T_2 与 T_3 构成镜像电流源, T_3 是 T_1 的有源负载,取代原共射极电路中的 R_c 。其电路分析如下:

电流源基准电流为

$$I_R = \frac{U_{CC} - U_{BE3}}{R}$$

T_1 管的静态电流为

$$I_{C1} = I_{C2} \approx I_{C3} \approx I_R$$

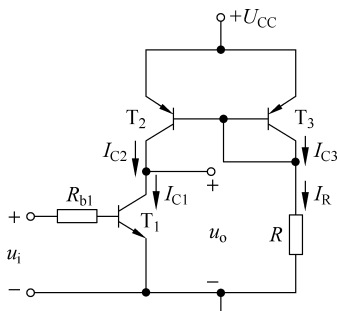


图 5.2.5 电流源作有源负载的共射放大电路

因此对于直流偏置电路, T_2 与 T_3 构成镜像电流源,给 T_1 合适静态电流 I_{C3} ; 对于交流信号,利用电流源作 T_1 的集电极电阻 R_c ,可以有效提高电路的电压放大倍数。在第 2 章的讨论中可知,电压放大倍数正比于 R'_L , 其中 $R'_L = R_c // R_L$ 。由于 R_L 是负载电阻,其大小是确定的,但通过改变 R_c 的大小,就可以改变 R'_L 的大小,当 R_L 较大时,增大 R_c 则 R'_L 增大的效果更明显。由于电流源的动态电阻趋于无穷大,所以 $R_c // R_L \approx R_L$ 。

图 5.2.6 所示电路是带有源负载的差动放大电路,其中 T_1 、 T_2 对管是差动放大管, T_3 、 T_4 对管组成镜像电流源作为 T_1 、 T_2 的有源负载,其作用与图 5.2.5 中有源负载类似。 T_5 、 T_6 对管及 R 、 R_{e6} 和 R_{e5} 组成的电流源电路,静态时为差动电路提供稳定的静态电流,由于 I_{C5} 电流恒定,动态时相当于在差动电路 T_1 、 T_2 的射极上接入充分大的电阻 R_e ,该电阻对差模信号无影响,对共模信号产生很强的负反馈作用,起到抑制共模信号的作用。

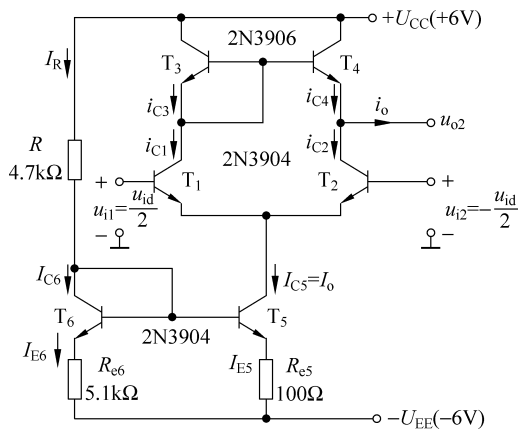


图 5.2.6 带有源负载的差动放大电路

5.3 差动放大电路

差动放大电路就其电路功能来说,是将放大电路两个输入端信号之差作为放大电路的输入信号,由于它在性能方面有许多优点,因而成为集成运放的主要组成单元。

5.3.1 双端输入-双端输出

1. 电路组成

图 5.3.1(a)所示是一个典型的长尾式差动放大电路,它是由两个特性相同的三极管 T_1 、 T_2 组成的结构对称,电路参数也对称的电路,即 $R_{c1}=R_{c2}=R_c$, $R_{b1}=R_{b2}=R_b$ 等。电路中有两个电源 $+U_{CC}$ 和 $-U_{EE}$,其大小相等。两管的发射极连接在一起并接一个阻值很大的电阻 R_e ,由于信号从两管基极输入,从两管集电极输出,故称该电路为双端输入、双端输出的差动放大电路。图 5.3.1(b)是图 5.3.1(a)的等效电路,下面以图 5.3.1(b)为例分析该电路的工作原理,然后计算电路的主要技术指标。

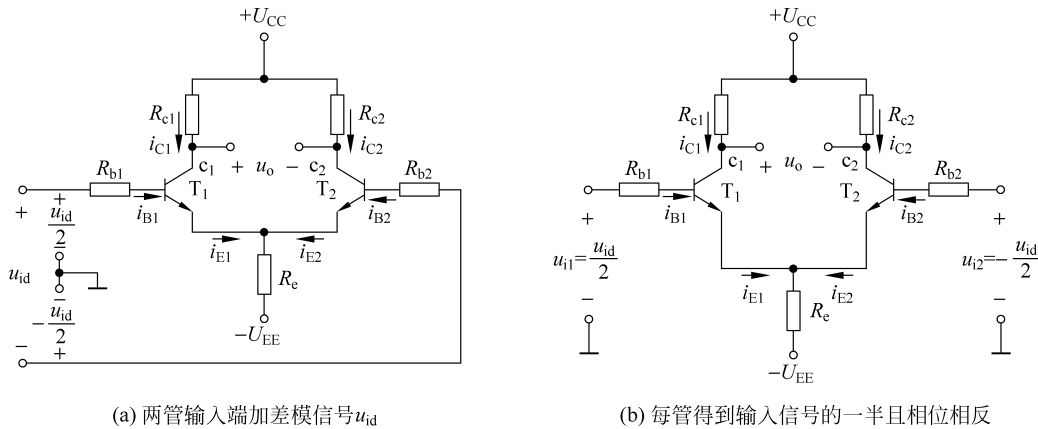


图 5.3.1 基本差动放大电路

2. 工作原理

1) 静态分析

当没有输入信号电压,即 $u_{i1}=u_{i2}=0$ 时,电路的直流通路如图 5.3.2 所示, R_e 上的电流为 I_{E1} 和 I_{E2} 之和。

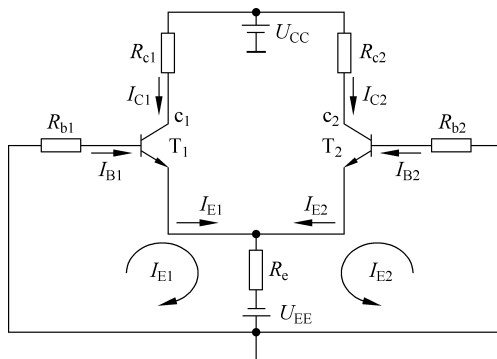


图 5.3.2 基本差动放大电路的直流通路

由于电路完全对称,有 $I_{B1}=I_{B2}=I_B$, $I_{E1}=I_{E2}=I_E$, $I_{C1}=I_{C2}=I_C$, 因此只需讨论 T_1 管对应的电路,对 T_1 的输入回路列 KVL 方程,有

$$U_{EE} - U_{BE1} = I_{B1}R_{b1} + 2I_{E1}R_e = \frac{I_{E1}}{1+\beta}R_{b1} + 2I_{E1}R_e$$

考虑两管基极电流 I_B 远小于发射极电流 I_E ,且 R_e 的阻值也很大,上式中 R_{b1} 上的压降可忽略则有

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{U_{EE} - U_{BE1}}{2R_e + \frac{R_{b1}}{1+\beta}} \approx \frac{U_{EE} - U_{BE}}{2R_e}$$

如果忽略 U_{BE} ,则有

$$I_{E1} = I_{E2} \approx \frac{U_{EE}}{2R_e} \quad (5.3.1a)$$

所以得到

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx I_{E1} = I_E \quad (5.3.1b)$$

对 T_1 的输出回路列 KVL 方程,有

$$U_{CE1} = U_{CC} + U_{EE} - I_{C1}R_c - 2I_{E1}R_e \approx U_{CC} + U_{EE} - (R_c + 2R_e)I_{C1}$$

即

$$U_{CE1} = U_{CE2} \approx U_{CC} + U_{EE} - (R_c + 2R_e)I_C \quad (5.3.1c)$$

由式(5.3.1a)、式(5.3.1b)和式(5.3.1c)可以看出,由于 R_e 的阻值很大, T_1 、 T_2 的发射极与集电极的静态电流与 T_1 、 T_2 的参数几乎无关,所以当 T_1 、 T_2 的参数随温度变化时, T_1 、 T_2 的静态工作点基本稳定。

2) 动态分析

(1) 对共模信号的抑制作用。当在图 5.3.1(b)所示差动放大电路两输入端加上大小相等,极性相同的输入信号(称为共模信号)时,有 $u_{i1}=u_{i2}=u_{ic}$, u_{ic} 称为共模输入信号。由于电路参数对称, T_1 管和 T_2 管中的对应电流相等,即两管的电流或电压是同时增加,或同

时减小的,电路可等效为图 5.3.3(a),有 $i_{b1}=i_{b2}$, $i_{c1}=i_{c2}$,因此两管集电极电位也相等,即 $u_{o1}=u_{o2}$,这样输出电压 $u_o=u_{o1}-u_{o2}=0$ 。所以,在双端输出方式下,利用电路对称性可以抵消共模信号的影响,使共模放大倍数为零。在差动放大电路中,温度变化或电源电压的波动引起的变化对两管的影响是相同的,其效果相当于在两个输入端加入了共模信号 u_{ic} ,因此,只要是双端输出,温度变化等因素的影响基本被抵消。

另外,当电路的两个输入端加上共模输入电压时,即使从单端输出(从其中一个管的集电极输出),因为有阻值很大的电阻 R_e ,有

$$u_e = i_3 R_e = 2i_{e1} R_e$$

即对每管而言,相当于射极接了 $2R_e$ 的电阻,其交流通路的等效电路如图 5.3.3(b)所示。

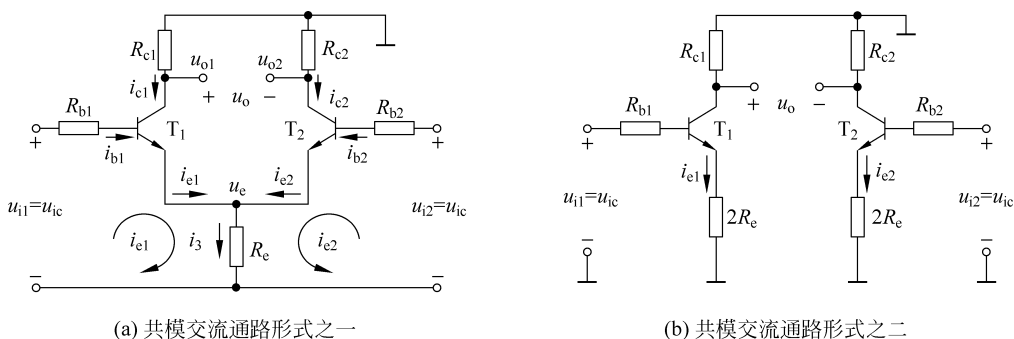
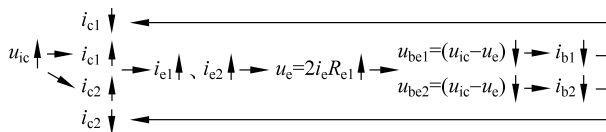


图 5.3.3 基本差动放大电路共模交流通路

由图 5.3.3(b)不难理解,对于共模信号 R_e 的接入,实质是引入了电流串联负反馈,它将抑制集电极电流的变化。当共模信号 u_{ic} 上升时,电路中电流、电压的变化过程如下:



可见, R_e 对共模输入信号起负反馈作用,对每个管子而言其反馈电阻为 $2R_e$, R_e 阻值越大,负反馈作用越强,抑制共模信号的能力也越强。

(2) 对差模信号的放大作用。在图 5.3.1(a)所示的差动放大电路两输入端间加入了差模信号电压 u_{id} ,则三极管 T_1 得到的信号为 $u_{i1} = \frac{u_{id}}{2}$ 、三极管 T_2 得到的信号 $u_{i2} = -\frac{u_{id}}{2}$,如图 5.3.1(b)所示。在差模信号电压作用下,一管电流增加,另一管电流减小。即电流变化大小相等,方向相反,两输出端的电压关系为: $u_{o1} = -u_{o2}$ 。所以在差模输入方式下,输出电压信号为 $u_{od} = u_{o1} - u_{o2} = 2u_{o1} \neq 0$,即差动放大电路能够放大差模输入信号。

(3) 若输入端分别加入任意信号,可将输入信号看成是差模信号与共模信号的叠加。若在差动放大电路两输入端分别加入不相等的输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} ,则两输入端的输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 可用差模信号和共模信号表示,其差模信号为

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} \quad (5.3.2)$$

共模信号为

$$u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} \quad (5.3.3)$$

则两输入信号用差模和共模信号表示为

$$u_{i1} = u_{ic} + \frac{u_{id}}{2} \quad (5.3.4a)$$

$$u_{i2} = u_{ic} + \left(-\frac{u_{id}}{2}\right) \quad (5.3.4b)$$

上面分析说明,差动放大电路的任意输入信号都可按式(5.3.2)和式(5.3.3)分解为差模信号和共模信号,按式(5.3.4a)和式(5.3.4b)将输入信号表示为差模信号和共模信号的叠加。因此在后面只需要重点讨论差模信号输入和共模信号输入两种情况,然后根据叠加定理可求出任意输入信号下的输出电压

$$u_{o1} = u_{oc} + \frac{u_{od}}{2} \quad (5.3.5a)$$

$$u_{o2} = u_{oc} - \frac{u_{od}}{2} \quad (5.3.5b)$$

在双端输出时

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = u_{od} \quad (5.3.6)$$

式(5.3.6)说明双端输出差动放大电路只放大差模信号,而抑制共模信号。

3. 主要性能指标的计算

1) 差模电压放大倍数

在图 5.3.1(b)所示电路中,输入为差模方式,即 $u_{i1} = -u_{i2} = \frac{u_{id}}{2}$,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_{e1} 的增加量等于 i_{e2} 的减小量,即 $i_{e1} = -i_{e2}$,则流过电阻 R_e 的交流电流为

$$i_e = i_{e1} + i_{e2} = 0$$

则电阻 R_e 的交流电压 $u_e = 0$,相当于 e 点接地,故交流通路如图 5.3.4(a)所示。

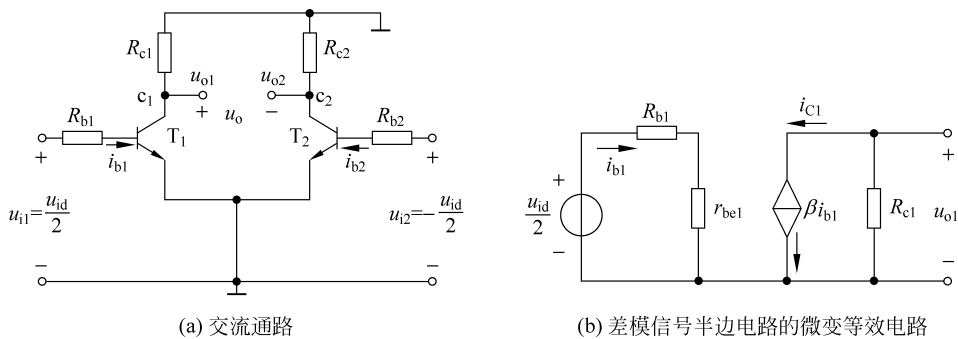


图 5.3.4 长尾差动放大电路的空载等效电路

输入差模信号时的电压放大倍数称为差模电压放大倍数,记为 A_{ud} ,定义为

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_{id}} \quad (5.3.7)$$

式中的 u_o 是在差动放大电路两输入端加差模信号 u_{id} 作用下的输出电压。

由图 5.3.4(a)可知 T_1 、 T_2 构成对称的共射电路,为便于分析可画出对差模信号的半边电路的等效电路如图 5.3.4(b)所示。由该等效电路可知

$$u_{i1} = \frac{u_{id}}{2} = i_{b1}(R_{b1} + r_{be1})$$

$$u_{o1} = -i_{c1}R_{c1} = -\beta i_{b1}R_{c1}$$

双端输出时,其差模电压放大倍数为

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_{id}} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{2u_{o1}}{2u_{i1}} = \frac{-\beta i_{b1}R_{c1}}{i_{b1}(R_{b1} + r_{be1})} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}} \quad (5.3.8)$$

由式(5.3.8)可看出:双端出差模电压放大倍数与将 u_{id} 加在单管共射放大电路的电压放大倍数相同。

当集电极 c_1 、 c_2 两点间接入负载电阻 R_L 时,电路如图 5.3.5 所示。当电路输入的是差模信号时, 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,且大小相等,即负载电阻 R_L 的中点电位不变,可视为地电位,其负载电阻是 $R_L/2$,有

$$A'_{ud} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + R_b} \quad (5.3.9)$$

其中, $R'_L = R_c // \frac{R_L}{2}$ 。

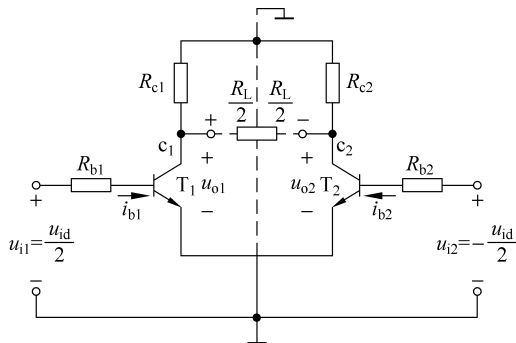


图 5.3.5 基本差动放大电路的带负载时的交流通路

综上所述可知,在电路完全对称、双端输入、双端输出的情况下,图 5.3.1 的电路与单级共射电路的电压放大倍数形式相同(只是 R'_L 不同),可见该电路是用失去一只管子的放大倍数为代价从而换取抑制共模信号的能力。

2) 共模电压放大倍数

为了反映电路对共模信号的放大能力,引入共模放大倍数,定义为

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} \quad (5.3.10)$$

在图 5.3.3 所示电路中,双端输出时,在电路参数完全对称的情况下,共模放大倍数

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc1} - u_{oc2}}{u_{ic}} = 0 \quad (5.3.11)$$

实际上,要达到电路完全对称是不可能的,但即使这样,由于 R_c 对共模信号形成负反馈,只要 R_c 足够大,仍有 $A_{uc} \rightarrow 0$,因此这种电路抑制共模信号的能力是很强的。

3) 共模抑制比 K_{CMRR}

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

$$K_{\text{CMRR}} = \left| \frac{A_{\text{ud}}}{A_{\text{uc}}} \right| \quad (5.3.12)$$

由此可见,差模电压放大倍数越大,共模电压放大倍数越小,则抑制共模信号的能力越强,放大电路的性能越优良,共模抑制比是衡量差动放大电路的一项重要的技术指标,因此希望共模抑制比 K_{CMRR} 的值越大越好。共模抑制比有时也用分贝(dB)来表示,即

$$K_{\text{CMRR}} = 20 \lg \left| \frac{A_{\text{ud}}}{A_{\text{uc}}} \right| \text{dB} \quad (5.3.13)$$

差动放大电路中若电路完全对称,如由双端输出,则共模电压放大倍数 $A_{\text{uc}} = 0$,其共模抑制比在理想情况下为无穷大。

4) 差模输入电阻

差模输入电阻 r_{id} 是差动放大器对差模信号源呈现的输入等效电阻,其值为

$$r_{\text{id}} = \frac{u_{\text{id}}}{i_{\text{b}}} \quad (5.3.14)$$

对图 5.3.4(a)所示电路,差模输入电阻为

$$r_{\text{id}} = 2(R_{\text{b}} + r_{\text{be}})$$

5) 输出电阻

输出电阻 r_{o} 是差动放大电路对于负载 R_{L} 而言的等效戴维南电路的内电阻。对于图 5.3.5 所示电路,差动放大器输出电阻为

$$r_{\text{o}} = 2R_{\text{c}} \quad (5.3.15)$$

5.3.2 差动放大电路的四种接法

在图 5.3.1(a)所示电路中,输入端和输出端均没有接地点,称为双端输入-双端输出电路,在实际应用中,常需要将信号源一端接地,称为单端输入。或从差放电路的一个输出端接负载或电阻,称为单端输出。因此,根据输入端和输出端接地情况不同,除了双端输入-双端输出外,还有双端输入-单端输出,单端输入-双端输出和单端输入-单端输出共四种接法。下面介绍其他三种接法的电路特点和性能指标的计算。

1. 双端输入-单端输出

如图 5.3.6 所示电路,其输出电压取自其中一管的集电极(u_{o1} 或 u_{o2}),则称单端输出,由于负载电阻 R_{L} 的一端接 T_1 管的集电极,所以负载电压只反映 T_1 管的集电极电压的变化量。

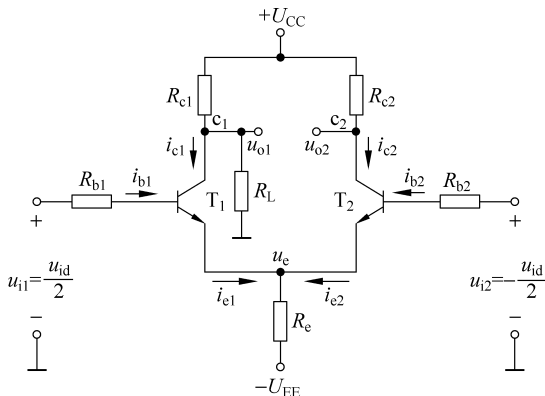


图 5.3.6 双端输入-单端输出差动放大电路

1) 差模电压放大倍数、输入电阻、输出电阻

当信号从 T_1 的集电极输出, 这时的电压放大倍数只有双端输出的一半, 即

$$A_{ud} = \frac{u_{o1}}{u_{id}} = \frac{u_{o1}}{2u_{i1}} = -\frac{1}{2} \times \frac{\beta R'_L}{r_{be} + R_b} \quad (5.3.16)$$

当信号从 T_2 的集电极输出时, 电压放大倍数的计算只需将式(5.3.16)中的负号去掉即可。需要指出的是, 要注意式(5.3.16)中 R'_L 的含义: 当空载(不接 R_L)时, $R'_L = R_c$; 当电路接有负载 R_L 时, $R'_L = R_c // R_L$, 而双端输出中, $R'_L = R_c // \frac{R_L}{2}$ 。

因电路的输入回路没有变, 所以输入电阻

$$r_i = 2(R_b + r_{be})$$

电路的输出电阻

$$r_o = R_c$$

2) 共模电压放大倍数

当接入共模信号 $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$ 时, 流过电阻 R_e 的电流为 $2i_{e1}$, 对每管而言, 相当发射极接入 $2R_e$ 的电阻, 其交流通路如图 5.3.7 所示。

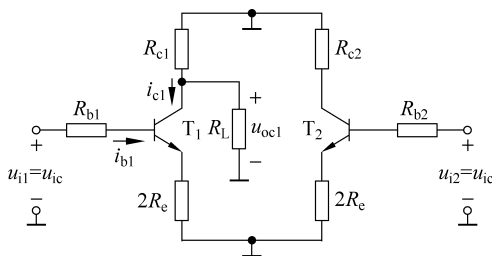


图 5.3.7 双端输入-单端输出在共模输入时的交流通路

单端输出的共模电压放大倍数表示两个集电极任一端对地的共模输出电压与共模输入信号之比, 由图 5.3.7 可知

$$A_{uc} = A_{uc1} = A_{uc2} = \frac{u_{oc1}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc2}}{u_{ic}} = \frac{-\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_e} \quad (5.3.17)$$

由式(5.3.17)可见, 只要 R_e 充分大, 即使从单端输出(即不通过两管对共模电压的抵消作用), 仍可以使共模电压放大倍数趋于 0。

3) 共模抑制比

从单端输出时, 根据式(5.3.16)和式(5.3.17)可得共模抑制比的表达式为

$$K_{CMRR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}{2(R_b + r_{be})} = \frac{1}{2} + (1 + \beta) \frac{R_e}{R_b + r_{be}} \quad (5.3.18)$$

由式(5.3.18)可知, R_e 的数值越大, 抑制共模信号的能力越强, 这与前面分析的结论是一致的。单端输出时总的输出电压为

$$u_{o1} = A_{ud}u_{id} + A_{uc}u_{ic} \quad (5.3.19)$$

2. 单端输入-双端输出

图 5.3.1(b)中, 两个输入端有一个接地, 输入信号 u_{id} 加在另一输入端, 令 $u_{i1} = u_{id}$, $u_{i2} = 0$, 就可以实现。这种输入方式称为单端输入, 是实际电路中常用的一种输入方式。图 5.3.8 是单端输入时的交流通路。

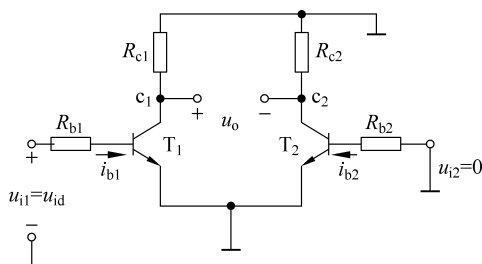


图 5.3.8 单端输入差动放大电路的交流通路

由图 5.3.8 可见,电路差模信号 $u_{id} = u_{i1} - 0 = u_{i1}$,即每管得到的信号为 u_{i1} 的一半,且相位相反与双端输入效果相同。

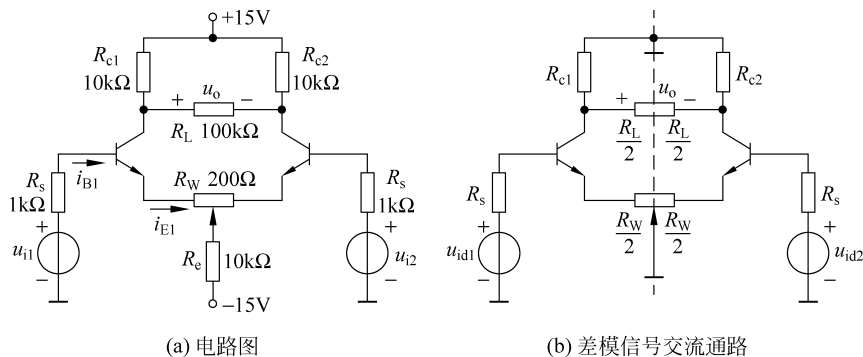
因此单端输入-双端输出的分析方法与双端输入-双端输出类同。对于差模输入信号而言,单端输入就可以等效为双端输入的情况,所以,双端输入-双端输出电路的结论均适用于单端输入-双端输出的电路,这里不再赘述。

3. 单端输入-单端输出

从上面讨论可见,采用单端输入时,各三极管得到的信号与采用双端输入时效果是相同的。因此,双端输入-单端输出的分析方法对单端输入-单端输出完全适用。

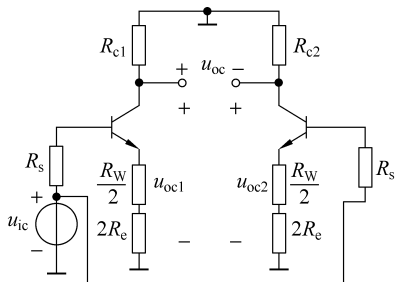
现将四种典型电路的性能指标和用途归纳为表 5.3.1,以便比较和应用。

例 5.3.1 在图 5.3.9(a)所示的差动放大电路中,为了克服两管参数的差异,使两管输入电压为零时,输出电压也为零,加入了调零电位器 R_W 。已知 $\beta_1 = \beta_2 = 150$, $U_{BE1} = U_{BE2} = 0.7\text{V}$,且 $r_{bb'} = 200\Omega$,其他参数如图所示。



(a) 电路图

(b) 差模信号交流通路



(c) 共模信号交流通路

图 5.3.9 例 5.3.1 的图

表 5.3.1 四种典型的差分放大电路的性能指标

输出方式	双端输出		单端输出		单端输入	
输入方式	双端输入		单端输入		双端输入	
电路模型						
差模电压增益	$A_{ud} = -\frac{\beta(R_c // R_L / 2)}{R_b + r_{be}}$				$A_{ud} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{2(R_b + r_{be})}$	
共模电压增益	$A_{uc} \rightarrow 0$				$A_{uc} = \frac{-\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_c}$	
共模抑制比	$K_{CMRR} \rightarrow \infty$				$K_{CMRR} \approx \frac{1}{2} + (1 + \beta) \frac{R_c}{R_b + r_{be}}$	
差模输入电阻	$r_{id} = 2(R_b + r_{be})$					
输出电阻	$r_o = 2R_c$					$r_o = R_c$
用途	适用于输出不需要一端接地,对称输入,对称输出的场合			适用于单端输入转换为双端输出的场合		适用于双端输入转换为单端输出的场合
						适用于输入,输出电路均需要有一端接地的电路中

(1) 求差模输入电阻 r_{id} 、输出电阻 r_o 及差模电压增益 A_{ud} ;

(2) 求共模电压增益 A_{uc} 以及共模抑制比 K_{CMRR} 。

解 计算时,为方便起见,假定调零电位器 R_w 的动端在中点位置时,电路对称,对直流偏置电路 $u_{i1} = u_{i2} = 0$,则

$$U_{EE} - U_{BE} = I_{B1}R_S + I_{E1} \times \frac{R_w}{2} + 2I_{E1}R_e \approx I_{E1} \times \frac{R_w}{2} + 2I_{E1}R_e$$

$$I_{E1} \approx \frac{U_{EE} - U_{BE}}{\frac{R_w}{2} + 2R_e} = \frac{14.3}{0.1 + 20} (\text{mA}) = 0.71 (\text{mA})$$

$$r_{be1} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 (\text{mV})}{I_{E1} (\text{mA})}$$

$$= \left[200 + 151 \times \frac{26}{0.71} \right] \Omega \approx 5730 \Omega = 5.73 \text{k}\Omega$$

(1) 求差模微变等效电路及性能指标: 由于电路完全对称,在差模信号作用下, T_1 、 T_2 两管集电极电位一个上升,另一个下降,且变化量值相等,则负载 R_L 的中点为交流“地”电位,电阻 R_e 中电流为零, R_e 两端可以看成短接,差模信号下的交流通路如图 5.3.9(b)所示,有

$$r_{id} = 2 \left[R_s + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_w}{2} \right]$$

$$= 2 \left[1 + 5.73 + 151 \times \frac{0.2}{2} \right] \text{k}\Omega = 43.66 \text{k}\Omega$$

双端输出时的差模输出电阻

$$r_o = 2R_e = 2 \times 10 \text{k}\Omega = 20 \text{k}\Omega$$

双端输出时的差模电压增益

$$A_{ud} = \frac{-\beta \left(R_c // \frac{R_L}{2} \right)}{R_s + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_w}{2}}$$

$$= \frac{-150 \times (10 // 50) \text{k}\Omega}{[1 + 5.73 + 151 \times 0.1] \text{k}\Omega} = -57$$

(2) 求共模等效电路及性能指标: R_L 断开,在共模输入信号作用下,电路对称,两管集电极电位变化量相等、极性相同,射极电阻 R_e 折合到每管射极回路上的电阻值为 $2R_e$,便可得出共模信号交流通路如图 5.3.9(c)所示。

双端输出时的共模电压增益

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc1} - u_{oc2}}{u_{ic}} = 0$$

双端输出时的共模抑制比

$$K_{CMRR} = \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \rightarrow \infty$$

例 5.3.2 在上例图 5.3.9(a)中,当负载 R_L 接在 T_2 的集电极和地之间如图 5.3.10 所示,求:

- (1) 差模输入电阻 r_{id} , 输出电阻 r_o 及差模电压增益 A_{ud} ;
 (2) 共模电压增益 A_{uc} 以及共模抑制比 K_{CMRR} 。

解 (1) 图 5.3.10 所示电路是双端输入, 单端输出方式, 因此差模输入电阻的值与上例相同。单端输出, 其输出电阻与双端输出不同, 其值为

$$r_{o(\text{单})} = R_c = 10\text{k}\Omega$$

单端出差模电压增益为

$$\begin{aligned} A_{ud} = A_{ud2} &= \frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_s + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_w}{2}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{150 \times (10 // 100)\text{k}\Omega}{[1 + 5.73 + 151 \times 0.1]\text{k}\Omega} = 31.23 \end{aligned}$$

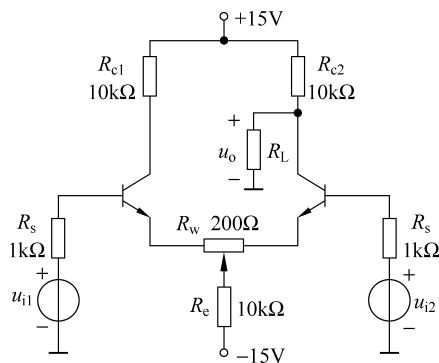


图 5.3.10 例 5.3.2 的图

计算表明, 当电路接有相同负载时, 双端输出的电压增益不是单端输出的两倍, 因为双端输出时, 半边等效电路的负载为 $R_L/2$; 调零电阻 R_w 数值虽小, 但对差模输入电阻和差模电压增益影响很大。

(2) 共模电压增益为

$$A_{uc2} = \frac{u_{oc2}}{u_{ic}} = \frac{-\beta(R_c // R_L)}{R_s + r_{be} + (1 + \beta) \left(\frac{R_w}{2} + 2R_e \right)}$$

因为 $2R_e \gg \frac{R_w}{2}$, $(1 + \beta)2R_e \gg R_s + r_{be}$

所以 $A_{uc2} \approx -\frac{R_c // R_L}{2R_e} = -\frac{(10 // 100)\text{k}\Omega}{2 \times 10\text{k}\Omega} = -0.45$

共模抑制比为

$$K_{CMRR} = \left| \frac{A_{ud2}}{A_{uc2}} \right| = \frac{31.23}{0.45} = 69.4$$

5.3.3 恒流源差动放大电路

在差动放大电路中, 增大发射极电阻 R_e 的阻值, 能有效地抑制电路的温漂, 提高电路的共模抑制比。这一点对单端输出电路更为重要, 然而, 要使 R_e 做得足够大是不现实的,

由于半导体工艺条件的限制,在集成电路中电阻不可能做得很大,而且,即使 R_e 做得很大,若电源电压不加大,则三极管 T_1 和 T_2 的动态范围会减小,为使 T_1 和 T_2 得到一定的工作电流和较大的动态范围,只有加大电源电压,但电源电压太高也不安全。因此,可以考虑用由三极管放大电路组成的恒流源电路代替电阻 R_e ,具有恒流源的差动放大电路如图 5.3.11(a)所示。当三极管 T_3 工作在放大区时,具有恒流源特性,即当 u_{CE} 在较大的范围内变化时,集电极电流 i_C 基本不变,如图 5.3.11(b)所示。

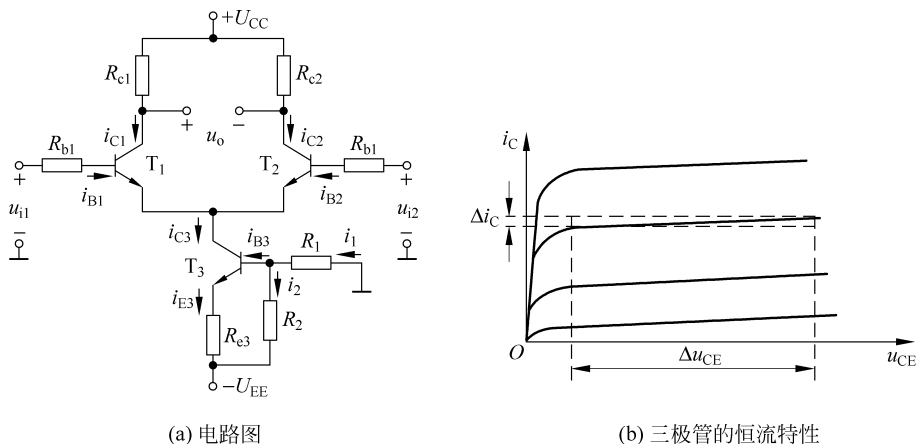


图 5.3.11 具有恒流源差动式放大电路

在图 5.3.11(a)中, R_1 、 R_2 、 R_{e3} 和 T_3 组成工作点稳定电路。静态时,只要让 T_3 工作在放大区, i_{C3} 就是恒定的。当温度变化时, T_3 的发射极电位和发射极电流也基本保持稳定,而 T_1 、 T_2 的集电极电流 i_{C1} 和 i_{C2} 之和近似等于 i_{C3} ,所以 i_{C1} 和 i_{C2} 将不会因温度的变化而同时增大或减小。可见,接入 T_3 后,共模信号得到了抑制。

由于 T_3 表现出很大的动态电阻,相当于阻值很大的电阻 R_e ,对共模信号起负反馈作用,从而抑制共模信号的放大。但对差模信号,该电阻不起作用,对差模电压放大倍数没有影响,所以恒流源式差动放大电路的交流通路带 R_e 电阻的差动放大电路完全相同,因而两者的差模放大倍数 A_{ud} 、差模输入电阻 r_{id} 、输出电阻 r_o 也相同。

5.4 集成运算放大器介绍

5.4.1 通用型集成运算放大器

集成运算放大器(运算放大器常简称为运放)是一种高放大倍数、高输入电阻、低输出电阻的直接耦合放大电路。集成运算放大器的种类很多,为了方便将其分为集成运算放大器和特殊用途集成运算放大器两种类型,前者能满足一般应用要求;后者则在前者的基础上在电路上加以改进,使其某些特性比较突出,以适应某些特殊需求。

本节以通用 741 型集成运算放大器作为模拟集成电路的典型例子介绍集成运算放大器的基本组成及其基本工作原理。

741 型集成运算放大器的原理电路如图 5.4.1 所示,它由偏置电路、输入级、中间级和输出级四个基本组成部分。图中各引出端所标的数字为集成电路 741 的管脚编号。它有八

个管脚,其中②端为反相端,③端为同相端,⑥端为输出端,⑦端和④端分别接正、负电源,①端和⑤端之间接调零电位器。

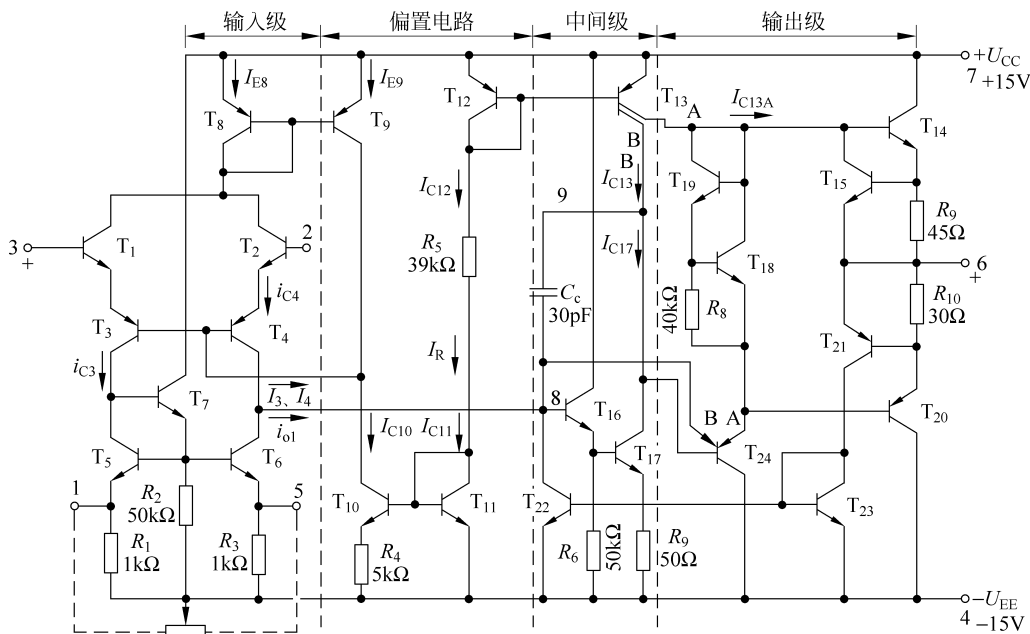


图 5.4.1 741 型集成运算放大器原理电路

1. 偏置电路

741 集成电路的偏置电路由图 5.4.1 中的 $T_8 \sim T_{13}$ 和电阻 R_4 、 R_5 等元件组成。其中基准电流 I_R 是由 $+U_{CC} \rightarrow T_{12} \rightarrow R_5 \rightarrow T_{11} \rightarrow -U_{EE}$ 构成的主偏置电路决定的。图中 T_{11} 和 T_{10} 组成微电流源 ($I_R \gg I_{C10}$)，由 I_{C10} 提供 T_9 的集电极电流和 T_3 、 T_4 的基极电流之和 I_{34} ； T_8 、 T_9 为镜像电流源，为第一级提供工作点电流。

T_{12} 、 T_{13} 构成双端输出的镜像电流源， T_{13} 是一个双集电极的可控电流横向三极管，可视为两个三极管，它们的两个集电极并联。一路输出为 I_{C13B} 供给中间级 T_{16} 、 T_{17} 的偏置电流；另一路输出为 I_{C13A} 供给输出级偏置电流。

2. 输入级

输入级由 $T_1 \sim T_6$ 组成的差动放大电路构成， T_1 、 T_3 和 T_2 、 T_4 组成的共集-共基复合差分电路，电路两边参数对称很好。纵向 NPN 管 T_1 、 T_2 接成共集电极电路有利于提高输入电阻，而横向 PNP 管 T_3 、 T_4 组成的共基电路和 T_5 、 T_6 、 T_7 组成差动放大电路的有源负载，有源负载的动态电阻高可提高输入级的电压放大能力。输入信号从 T_1 和 T_2 的基极输入，从 T_4 的集电极输出。因此，该集成运算放大电路的输入级是一个输入电阻大、对温漂和共模信号抑制能力强，而且有较强的电压放大能力。

3. 中间级

中间级由 T_{16} 和 T_{17} 组成复合管共射极放大电路，集电极电阻由 T_{13B} 组成的有源负载构成，其交流电阻 r_{ce13} 很大，故可获得很高的电压增益，同时也具有较高的输入电阻。

4. 输出级

输出级由 T_{14} 、 T_{20} 和 T_{18} 、 T_{19} 组成的互补推挽放大电路（其具体的电路工作原理将在

功率放大器中介绍),它具有输入电阻大、输出电阻小,非线性失真小、动态范围大、能输出较大的功率等特点。 T_{24} 接成共集电极电路,它具有高输入电阻和低输出电阻,可减少输出级对中间级输出电压的影响。另外,在图 5.4.1 中输出级还有过流保护电路,一旦输出电流超出额定值,保护电路会起作用限制电流,以免运放因过流而损坏。

5.4.2 集成运算放大器的电路符号和电路模型

在集成运算放大器的实际应用中,集成运放被作为一个独立的器件看待,在保证集成运放能正常工作的前提下,人们更关心的不是其内部工作原理,而是它各端钮与外电路的关系及其外特性。在电路中常忽略集成运放的内部结构将其抽象为一个方框(国家标准规定的符号)或三角形符号(国内外常用的符号),图 5.4.2 中所示的是集成运放 741 的电路符号,用此电路符号表示集成运放的外部接线很方便。

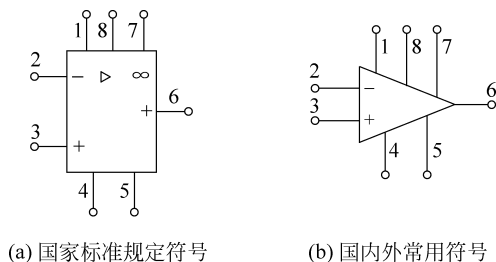


图 5.4.2 集成运放 741 的电路符号

在集成运放 $\mu A741$ 的运放输入级加一调零电位器,即在调零端第 1 引脚与第 5 引脚之间外加调零电位器,调零电位器可使输入电压为零时,输出电压也为零,电路如图 5.4.3 所示。

在实际对运放应用电路的功能分析中,通常省略直流电源和调零电路部分,将运放简化为一个 3 端元件,如图 5.4.4 所示。图中运放有两个输入端和一个输出端,三端的电位分别用 U_+ 、 U_- 、 U_o 表示。P 端称为同相输入端,在图中标有“+”号,意为在同相输入端加信号时,在输出端得到的输出信号 U_o 与它同相;N 端称为反相输入端,在图中标有“-”号,意为在反相输入端加信号时,在输出端得到的输出信号 U_o 与它反相。图 5.4.4(a)是国家标准规定的符号,图 5.4.4(b)是国内外常用的符号。两种符号中的 $\triangleright$ 表示信号从左(输入端)向右(输出端)传输的方向。本书采用图 5.4.4(a)的符号。

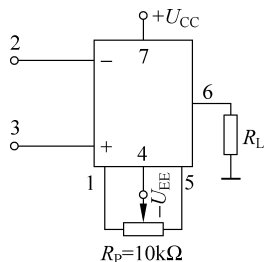


图 5.4.3 集成运放 741 的调零电路

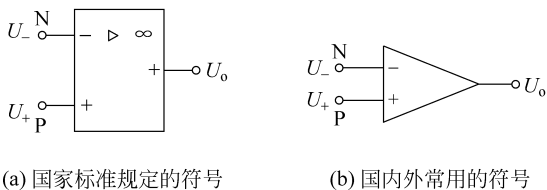


图 5.4.4 运算放大器的代表符号

5.4.3 集成运放的主要性能指标

为了能正确地选择和使用集成运算放大器,就必须正确的理解集成运算放大器的各种参数的含义,这些参数反映在运算放大器性能指标上,评价集成运放的指标很多,现将主要指标的含义介绍如下。

1. 开环差模电压放大倍数 A_{od}

它是指集成运放工作在线性区,且无外加负反馈回路的情况下的差模电压放大倍数,即

$$A_{od} = \frac{U_o}{U_{id}} \quad (5.4.1)$$

对于集成运放而言,希望开环差模电压放大倍数 A_{od} 大且稳定,目前高增益集成运放的 A_{od} 可以高达 10^7 甚至更高,理想集成运放认为 A_{od} 为无穷大。

2. 最大输出电压 U_{opp}

最大输出电压是指集成运放在特定负载条件下能输出的最大不失真电压的幅值。该值通常与供电电源电压的大小有关,一般其幅值比电源电压的幅值小 $1 \sim 2V$ 。

3. 差模输入电阻 r_{id}

集成运放的差模输入电阻 r_{id} 是运放的反相输入端与同相输入端对差模信号源呈现的输入等效电阻。通常希望 r_{id} 越大越好,一般集成运放 r_{id} 为几百千欧至几兆欧,为获得大的输入电阻常常采用场效应管做输入级。对于理想运放 r_{id} 被视为无穷大。

4. 共模抑制比 K_{CMRR}

共模抑制比 K_{CMRR} 反映了集成运放对共模输入信号的抑制能力,其定义同差动放大电路。该指标是越大越好。一般通用型运放的共模抑制比 K_{CMRR} 为 $80 \sim 120dB$,高精度运放的共模抑制比 K_{CMRR} 可达 $140dB$,理想的集成运放的 K_{CMRR} 被视为无穷大。

5. 输入失调电压 U_{IO}

一个理想的集成运放,当输入电压为零时,输出电压也应为零(不加调零装置)。但实际上它的差动输入级很难做到完全对称,所以通常在输入电压为零时,存在一定的输出电压。在室温($25^\circ C$)及标准电源电压下,输入电压为零时,为了使集成运放的输出电压为零,在输入端加的补偿电压叫作失调电压 U_{IO} 。实际上指输入电压 $U_i = 0$ 时,输出电压 U_O 折合到输入端的电压的负值,即 $U_{IO} = -(U_O |_{U_i=0}) / A_{od}$ 。 U_{IO} 越小,说明电路的对称程度越好,集成运放的性能越好,一般约为 $1 \sim 10mV$ 。

6. 输入偏置电流 I_{IB}

集成运放的两个输入端是差动对管的基极,因此反相输入端和同相输入端总需要一定的输入电流 I_{B-} 和 I_{B+} 。输入偏置电流是指集成运放两个输入端静态电流的平均值,偏置电流为

$$I_{IB} = (I_{B-} + I_{B+}) / 2 \quad (5.4.2)$$

从使用角度来看,偏置电流越小,因信号源内阻变化引起的输入电压变化也越小。以三极管为输入级的运放一般为 $10nA \sim 1\mu A$; 采用 MOS 管输入级的运放 I_{IB} 在 pA 数量级。

7. 输入失调电流 I_{IO}

在三极管集成运放中,输入失调电流 I_{IO} 是指当输入信号源电压为零时流入输入级同

相端与反相输入端的静态基极电流之差,即

$$I_{10} = |I_{B+} - I_{B-}|_{U_i=0} \quad (5.4.3)$$

当信号电压为零时,由于信号源内阻的存在, I_{10} 流过信号源内阻就会在两输入端上产生电压降,该电压降相当于在两输入端上加上了差模电压信号,从而使放大器输出电压不为零。所以,在集成运放的选择时希望 I_{10} 越小越好,它反映了输入级差分对管的不对称程度,一般约为 $1\text{nA} \sim 0.1\mu\text{A}$ 。

8. 温度漂移

温度漂移是指输入失调电压 U_{10} 和输入失调电流 I_{10} 随温度的漂移所引起输入失调电压温漂和输入失调电流温漂。故常用输入失调电压温漂 $\Delta U_{10}/\Delta T$ 和输入失调电流温漂 $\Delta I_{10}/\Delta T$ 来表示。它们分别是 U_{10} 和 I_{10} 的温度系数,是衡量运放温漂的重要指标。其值越小,表明运放的温漂越小。它不能用外接调零装置的办法来补偿。

除了上述参数外,还有输出电阻 r_o 、电源参数(电源电压 U_{CC} 、 $-U_{EE}$ 的范围等)和功耗 P_{CO} 等,这些参数的含义在前面各节已经介绍过,至于其他参数,可查有关文献,这里不再赘述。

5.4.4 集成运放的电路模型和电压传输特性

1. 集成运放的电路模型

集成运放作为一个独立的电子器件出现在电子线路中,在进行电路分析时需要建立合理的电路模型。低频情况下,如果只讨论对信号的线性放大作用,而不考虑偏置电流 I_{IB} 、失调电流 I_{10} 、失调电压 U_{10} 、温漂和共模放大倍数 A_{uc} ($A_{uc} \ll A_{ud}$) 的影响,即只考虑差模信号的线性放大,根据电路理论的知识易知,其输入端口对差模信号源而言可等效为输入电阻 r_i ; 其输出端口对连接在输出端口的负载而言可等效为由差模输出电压 $A_{od}u_{id}$ 构成的受控电压源和输出电阻 r_o 串联的戴维南等效电路,如图 5.4.5 所示。

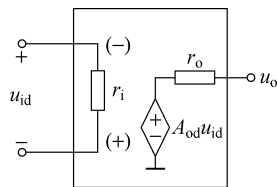
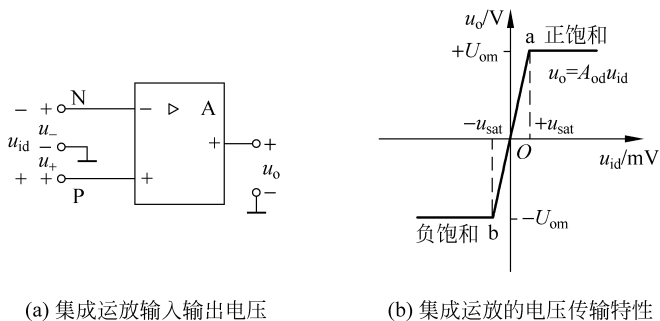


图 5.4.5 集成运放简化低频等效电路

电路模型中的开环电压放大倍数 A_{od} 的值较高,通常可高达 10^6 ,甚至更高。输入电阻 r_i 为 10^6 或更高,而输出电阻 r_o 值较小,通常为 100Ω 或更低, A_{od} 、 r_i 和 r_o 由运放内部电路所确定。

2. 集成运放的电压传输特性

集成运放的输入电压 u_+ 、 u_- 和 u_o 的规定如图 5.4.6(a)所示,输出电压 u_o 与差模输入电压 $u_{id} = (u_+ - u_-)$ 之间的关系曲线称为电压传输特性,即



(a) 集成运放输入输出电压

(b) 集成运放的电压传输特性

图 5.4.6 集成运放的电压传输特性说明

$$u_o = f(u_{id}) \quad (5.4.4)$$

集成运放的电压传输特性如图 5.4.6(b) 所示。从图 5.4.6(b) 所示集成运放的电压传输特性曲线中可以看出输出电压 u_o 不能超越正、负电压 $+U_{om}$ 、 $-U_{om}$, 该正、负电压称为集成运放的正、负饱和电压值, 其值不会超越正、负电源 ($+U_{CC}$ 、 $-U_{EE}$) 值。实际运放的输出电压 u_o 的变化范围, 往往低于 $+U_{om}$ 而又高于 $-U_{om}$, 由集成运放的电压传输曲线, 可将运放的工作区分为如下三个:

当 $-u_{sat} < u_{id} < +u_{sat}$ 时, 运放工作在线性区

$$u_{od} = A_{od} u_{id} \quad (5.4.5)$$

即

$$u_{od} = A_{od} (u_+ - u_-) \quad (5.4.6)$$

当 $u_{id} < -u_{sat}$ 时, 运放工作在负饱和区

$$u_{od} = -U_{om} \quad (5.4.7)$$

当 $u_{id} > +u_{sat}$ 时, 运放工作在正饱和区

$$u_{od} = +U_{om} \quad (5.4.8)$$

图 5.4.6(b) 所示特性曲线上 ab 段为运放的线性工作区, A_{od} 为 ab 直线段的斜率, 因 A_{od} 很大, 所以 ab 直线段几乎是一条垂直线, 所跨越的范围为线性区。如图 5.4.6(a) 中运放的反向输入端接地, 即 $u_- = 0$, 信号从同相输入端输入, 由式 (5.4.6) 知, 则有 $u_{od} = A_{od} u_+$, 输出电压与同相输入端输入电压 u_+ 同相, 当运放的同向输入端接地, 即 $u_+ = 0$, 信号从反相输入端输入, 则有 $u_{od} = -A_{od} u_-$, 输出电压与反相输入电压 u_- 反相, 这就是 u_+ 对应的运放输入端称为同相输入端, u_- 对应的运放输入端称为反相输入端的原因。

在图 5.4.6(b) 所示的电压传输特性中, 上、下两条水平线分别表示输出电压正、负饱和值, 是运放的非线性工作区, 又称限幅区。

应当注意到, 在运放的线性工作区中, 式 (5.4.5) 表示输出电压与差模输入电压之间的关系, 因为 A_{od} 很大, 而 u_{od} 的幅值不会超过正、负饱和电压值。因此输入电压 u_{id} 必须很小 (常常是微伏级的电压), 才能保证运放要工作在线性区, 否则就会进入正、负饱和区。后面将要讨论到, 为使由集成运放所组成的各种应用电路能稳定的工作在线性区, 必须引入负反馈。

5.5 理想运算放大器

在电子信息系统中, 从信号的产生、变换到信号的运算、滤波以及信号的提取都离不开集成运放的应用。在分析含有集成运放的各种实用电路时, 为了方便分析, 在误差允许的情况下常常将集成运算近似用理想器件的电路模型取代, 该理想器件称为理想运算放大器。在电路中理想运算放大器的电路符号如图 5.5.1 所示。



图 5.5.1 理想运算放大器电路符号

5.5.1 理想运算放大器的技术指标

由 5.4.4 节中图 5.4.6(b) 所示的集成运放的电压传输特性可知, 线性区 ab 段斜度很大, 几乎是一条垂直线, 同时考虑到运放的输入电阻值很高, 而它的输出电阻值又很小, 因此集成运放理想化指标如下:

开环放大倍数 $A_{od} \rightarrow \infty$

差模输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$

输出电阻 $r_o \approx 0$

共模抑制比 $K_{CMRR} \rightarrow \infty$

输入失调电流 I_{IO} 、输入偏置电流 I_{IB} 、输入失调电压 U_{IO} 均为零, 等等。

5.5.2 理想运算放大器工作在线性区的特点

1. 在线性区存在“虚短”

理想运放的开环放大倍数 $A_{od} \rightarrow \infty$, $r_o \approx 0$ 。因为输出电压 u_o 为有限值, 由式(5.4.5)有

$$u_{id} = (u_+ - u_-) = \frac{u_{od}}{A_{od}} \approx 0$$

可推出

$$u_+ \approx u_- \quad (5.5.1)$$

式(5.5.1)表明理想运放两输入端的电位相等即 $u_+ \approx u_-$, 但又不是真正的短路, 故称为“虚短”。理想运放两输入端“虚短”是理想运放工作在线性的重要性质, 也是分析和计算理想运放线性应用的重要依据。

2. 在线性区存在“虚断”

理想运放的差模输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$ 。所以

$$i_+ = i_- = \frac{u_+ - u_-}{r_{id}} = \frac{u_{id}}{r_{id}} \rightarrow 0$$

即

$$i_+ = i_- \approx 0 \quad (5.5.2)$$

式(5.5.2)表明, 运放两输入端电流近似为零, 相当于断路, 但又不是真正的断开, 故称为“虚断”。

应当指出, 应用“虚短”和“虚断”两个重要概念, 对于分析运放工作在线性区的应用电路将十分简便, 很容易求出输出信号与输入信号的关系。值得注意的是, 由于运放的 $A_{od} \rightarrow \infty$, 而容易导致电路性能不稳定, 为使集成运放所组成的各种应用电路能稳定地工作在线性区, 必须引入深度负反馈, 以减小加在运放输入端的净输入电压。运放的线性运用将在 5.6 节和 5.7 节中重点讨论。

5.5.3 理想运算放大器工作在线性区的特点

当运放电路处于开环状态(未引入负反馈或引入正反馈)时, 则运放工作在线性区。

电路有如下重要特性:

(1) 在开环或运放接有正反馈时,式(5.4.5)不再成立,运放的两输入端不再有“虚短”的关系(即 u_+ 和 u_- 不再近似相等),只要 $u_+ - u_-$ 有很小的差值电压, u_o 的变化范围就扩展到正、负饱和值,即

$$u_o = \begin{cases} +U_{om} & (u_+ > u_-) \\ -U_{om} & (u_+ < u_-) \end{cases} \quad (5.5.3)$$

(2) $r_{id} = \infty$, 故净输入电流为零,即 $i_+ = i_- \approx 0$, 运放输入端“虚断”关系仍然成立。

以上两个特点就是分析运放工作非线性应用电路的主要依据。电压比较器中的运放属于非线性运用。

本章小结

本章主要讲述组成集成运放的基本单元电路、主要性能指标、理想运放的特点以及集成运放的基本应用电路——基本运算电路、有源滤波电路和电压比较器。

(1) 集成运放是一种高性能的直接耦合放大电路。通常由输入级、中间级、输出级和偏置电路组成。集成运放的输入级多用差动放大电路,中间级为共射放大电路,输出级多用互补对称输出电路,偏置电路多用电流源电路。

(2) 直接耦合放大电路的零点漂移主要由半导体管参数随温度的变化引起的。

(3) 差动式放大电路是模拟集成电路的重要组成单元,特别作为运放的输入级时,对差模信号有很强的放大能力,即差模放大倍数 A_{ud} 很大,而对共模信号却有很强的抑制能力,即共模放大倍数 A_{uc} 很小,所以共模抑制比 K_{CMRR} 很大。由于电路输入、输出方式的不同,共有四种典型电路。其电路具体指标的计算与共射的单元电路基本一致。它的主要指标 A_{ud} 、 A_{uc} 、 K_{CMRR} 和 r_o 的计算与输出方式有关,即输出方式相同,指标相同。而 r_{id} 则与输入、输出连接方式均无关。

(4) 电流源电路是集成运放的基本单元电路,其特点是直流电阻小,动态电阻很大,常用来作放大电路的有源负载和放大电路的偏置电路。

(5) 集成运放的主要性能指标有 A_{od} 、 r_{id} 、 K_{CMRR} (理想运放趋于无穷); r_o 、 I_{IO} 、 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 、 U_{IO} 、 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ (理想运放都为零)等。

(6) 集成运放引入深度负反馈,则工作在线性区。在线性区时净输入电压 $u_{id} = u_+ - u_- \approx 0$, 称为“虚短”; 输入电流 $i_+ \approx i_- \approx 0$, 称为“虚断”。“虚短”和“虚断”是分析运算电路和有源滤波电路的两个重要概念。

(7) 集成运放开环,或引入正反馈,则运放工作非线性区。运放工作非线性区时,输出电压为饱和值 $\pm U_{om}$,“虚短”不成立。但输入电流仍为零,即“虚断”仍成立。

习题

- 5.1 集成运放电路由哪几部分组成？各部分的作用如何？
- 5.2 直接耦合放大电路的主要特点是什么？该电路产生零点漂移的原因是什么？
- 5.3 A、B 两个直接耦合放大电路，A 放大电路的电压放大倍数为 100，当温度由 20°C 变到 30°C 时，输出电压漂移了 2V；B 放大电路的电压放大倍数为 1000，当温度从 20°C 到 30°C 时，输出电压漂移了 10V，试问哪一个放大器的零漂小？为什么？
- 5.4 差动放大电路能有效地克服温漂，这主要是通过_____实现的。
- 5.5 电流源电路如图 5.1 所示。设两管参数相同， $U_{\text{CC}}=10\text{V}$ ， $R=15\text{k}\Omega$ ，且 $\beta \gg 1$ 。
- (1) 求 $R_1=R_2=1\text{k}\Omega$ 时的 $I_{\text{C}2}$ ；
- (2) 求 $R_1=1\text{k}\Omega$ ， $R_2=5\text{k}\Omega$ 时的 $I_{\text{C}2}$ 。
- 5.6 具有集电极调零电位器 R_p 的差分放大电路如图 5.2 所示。设电路参数完全对称， $r_{\text{be}}=2.8\text{k}\Omega$ ， $\beta=50$ ，当 R_p 置中点位置时，画出差模和共模信号的半边等效电路。试计算：
- (1) 差模电压增益 A_{ud} ；
- (2) 差模输入电阻 r_{id} 和输出电阻 r_o ；
- (3) 当 u_o 从 T_1 的集电极单端输出时，求差模电压增益 $A_{\text{ud}1}$ ，共模电压增益 $A_{\text{uc}1}$ 及共模抑制比 K_{CMRR} 。

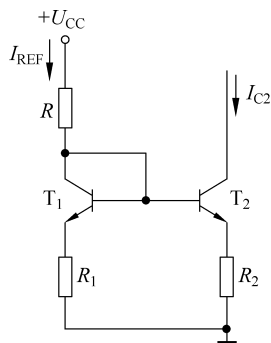


图 5.1 题 5.5 的图

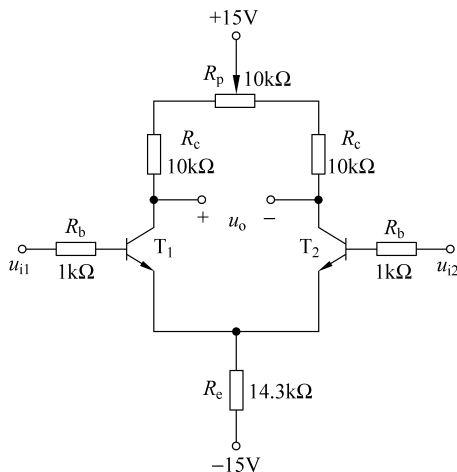


图 5.2 题 5.6 的图

- 5.7 差分放大电路如图 5.3 所示。设两管参数对称， $\beta=80$ ， $r_{\text{be}}=5.4\text{k}\Omega$ 。若 $U_{\text{i}1}=75\text{mV}$ ，问 $U_{\text{i}2}$ 应为多大时，才有 $U_o=570\text{mV}$ ？
- 5.8 具有射极调零电位器 $R_p=200\Omega$ 的差分放大电路如图 5.4 所示。设两管参数对称， $\beta=150$ ， $r_{\text{bb}'}=200\Omega$ ， R_p 置中点位置。
- (1) 当 $R_e=10\text{k}\Omega$ 时，分别计算双端输出和 T_2 集电极输出接 R_L 时的差模输入电阻 r_{id} 、输出电阻 r_o 、差模电压增益 A_{ud} 、共模电压增益 A_{uc} 及共模抑制比 K_{CMRR} 。
- (2) 当 $R_e=100\text{k}\Omega$ 时，重复(1)的计算，并与之比较。

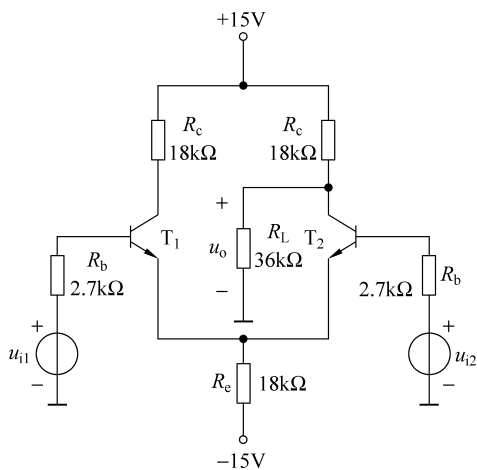


图 5.3 题 5.7 的图

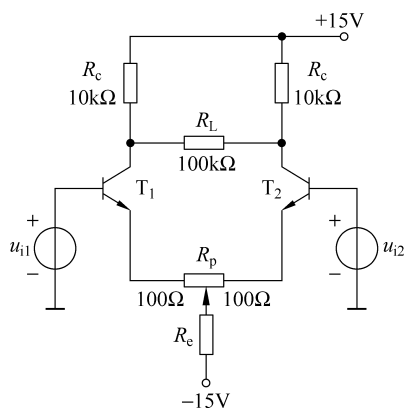


图 5.4 题 5.8 的图

5.9 理想集成运放工作在线性区和非线性区时各有什么特点? 各得出什么重要关系式?