

第 1 章 集成运放的基础知识

集成运算放大器(Integrated Operational Amplifier, 缩写为 Op-Amp) 简称为集成运放, 是 20 世纪 60 年代发展起来的一种高增益直接耦合放大器。随着集成电路的发展, 集成运放与其他集成电路一样, 经历了小规模、中规模、大规模和超大规模集成电路的发展阶段。集成运放是目前模拟集成电路中发展最快、品种最多、应用最广泛的一种模拟集成电子器件。集成运放配上不同的外围器件, 可以构成功能和特性完全不同的各种集成运放电路, 简称为运放电路, 运放电路是各种电子电路中最基本的组成部分。集成运放及运放电路在电子技术、计算机技术、测量技术、自动控制、广播通信、仪器仪表、雷达电视、航空航天等各个领域中有其极广泛的用途, 而且集成运放性能的不断改进、品种的不断增多, 将会使某些领域的面貌焕然一新。

全面了解集成运放需要涉及半导体材料、微电子技术和集成电路制造工艺等许多方面的知识。集成运放电路的设计和制造是一个专业性很强的技术领域, 对于大部分从事集成运放应用的工作人员来说, 主要是将集成运放作为电路的一个基本器件, 从它的外部特性去了解、掌握和应用它。本章主要介绍有关集成运放的基础知识和基本理论。

1.1 集成运放的基本组成电路

集成运放是由各个单元电路组成的。品种繁多的集成运放内部电路, 不仅结构有很多相似之处, 而且许多集成运放所用的单元电路的性能也很接近。

本节简要介绍差动输入电路、恒流源电路、有源负载电路、双端变单端电路、直流电平位移电路、互补推挽输出电路等单元电路, 它们是集成运放的基本组成电路。

1.1.1 差动输入电路

1. 差动放大电路的基本特性

图 1-1-1 所示为差动放大电路的基本形式。它是由两个完全对称的共射电路组成的, 晶体管 VT_1 和 VT_2 完全匹配, 集电极电阻 $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ 。

当输入状态不同时, 差动放大器的工作情况也有所不同。下面分别予以说明。

(1) 输入差模信号时(即 $u_{i1} = -u_{i2}$)

① 电压增益和输入电阻

这种输入方式的 u_{i1} 与 u_{i2} 相位相反, 所以流经 VT_1 、 VT_2 的电流相位也相反。由于 u_{i1} 与 u_{i2} 幅度相同, 则 VT_1 、 VT_2 两管电流将有相同的变化幅度。因此, 射极电阻 R_e 中的电流变化为零。所以当差模信号输入时, 差动放大器的交流等效电路如图 1-1-2 所示。

此时 VT_1 、 VT_2 均相当于普通的共射单管放大器。显然, 当电路两边完全对称时, 两管输出电压的相位相反, 幅度相等。因此上述电路对称输出(也称差分输出)时的电压增益为

$$A_{ud} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{u_{o1}}{u_{i1}} = A_u \quad (1-1-1)$$

式中, A_u 是单管共射放大器的电压增益。

若是单端输出, 该电路的电压增益将减半。

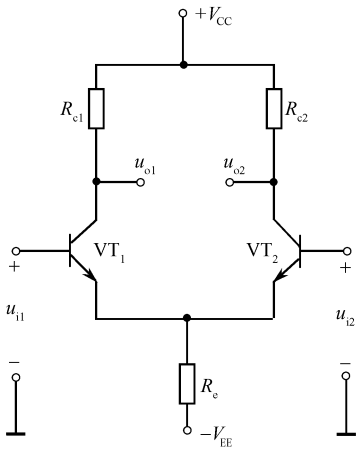


图 1-1-1 差动放大电路的基本形式

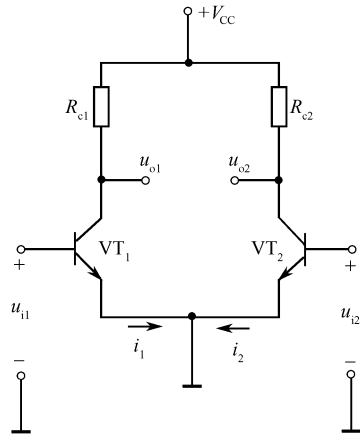


图 1-1-2 差模信号输入时,差动放大器的交流等效电路

图 1-1-3 所示为单管共射放大器的低频小信号等效电路,可求得单管共射放大器的电压增益为

$$A_u = \frac{u_{o1}}{u_{i1}} = \frac{-\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \quad (1-1-2)$$

式中, R_L 是放大器的负载电阻。

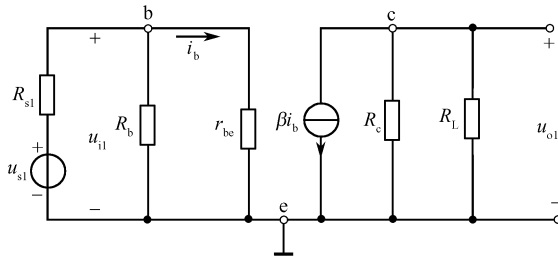


图 1-1-3 单管共射放大器的低频小信号等效电路

单管共射放大器的源电压增益为

$$A_{us1} = \frac{r_i}{R_{s1} + r_i} A_u \quad (1-1-3)$$

$$r_i = R_b // r_{be} = \frac{R_b r_{be}}{R_b + r_{be}} \quad (1-1-4)$$

式中, r_i 是单管共射放大器的输入电阻, R_{s1} 是信号源 u_{s1} 的内阻, R_b 是放大器的基极偏置电阻。

当电路两边不对称时,两边输出信号将不平衡。但可以证明,只要 R_c 取值足够大,就能有效地克服这种不平衡性。

差模输入时,放大器两输入端之间的差模输入电阻 R_d 是单管放大器的 2 倍,即 R_d 为

$$R_d = 2(R_b // r_{be}) \quad (1-1-5)$$

在室温条件下,当 β 很大、信号源内阻很小时, R_d 可近似表示为

$$R_d \approx \frac{52(\text{mV})}{I_B} \quad (1-1-6)$$

式中, I_B 是三极管基极电流。

当三极管工作电流很小时,如在十几微安以下时,上式可改写为

$$R_d \approx \frac{80(\text{mV})}{I_B} \quad (1-1-7)$$

由上述两式,根据晶体管的基极电流值就可以估计放大器的输入电阻。

② 跨导

为了便于估算差动放大器的增益,常引入差动放大器跨导的概念。双极型三极管的跨导定义为三极管输出电流变化量与对应的 e-b 结电压之比。差动放大器的跨导定义为其输出差分电流变化量与对应的差模输入变化量之比。

为了计算跨导,可以利用三极管射极电流与 e-b 结电压的关系式(忽略三极管的基区宽度调制效应)

$$I_E = I_s (e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} - 1) \quad (1-1-8)$$

式中, I_s 是晶体管的反向饱和电流。上式忽略了反偏的 b-c 结对 I_E 的影响。在通常情况下,

$e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} \gg 1$, 故上式可简化为

$$I_E \approx I_s e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} \quad (1-1-9)$$

由此算得晶体管的跨导为

$$g_m = \frac{dI_c}{dU_{BE}} = \frac{qI_s}{kT} e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} = \frac{I_c}{U_T} \quad (1-1-10)$$

式中, U_T 为温度电压当量,其表示式是

$$U_T = \frac{kT}{q} \quad (1-1-11)$$

式(1-1-10)表明三极管的跨导正比于集电极电流。

利用同样的方法,可推导出双极型差动放大器的等效跨导表示式为

$$g_m = \frac{d(I_{c1} - I_{c2})}{d(U_{BE1} - U_{BE2})} \Big|_{(U_{BE1} - U_{BE2})=0} = \frac{I_c}{U_T} \quad (1-1-12)$$

式中, I_c 为每单边三极管的集电极电流($I_c \approx \frac{1}{2} I_o$)。

式(1-1-12)表明,差动放大器在差动输入时,其跨导与单管时相同。由式(1-1-12)还可得

$$g_m = \frac{qI_c}{kT} \quad (1-1-13)$$

由此可得到差动放大器电压增益的近似式为

$$A_{ud} \approx -g_m (r_{oc} // R_c) \quad (1-1-14)$$

式中, r_{oc} 为三极管输入端交流开路时的输出电导的倒数。在室温情况下,可进一步近似为

$$A_{ud} \approx -20I_{o1} (r_{oc} // R_c) \approx -40I_c (r_{oc} // R_c) \quad (1-1-15)$$

式中, I_{o1} 为差动放大器的恒流源电流。

显然,放大器的电压增益与其工作电流成正比。若要提高电压增益,就应适当加大三极管的工作电流。

需要指出的是,差模输入的差动放大器的动态输入范围为 $2U_T$, 室温时其近似为 52mV (单管时 $U_T \approx 26\text{mV}$)。当输入信号大于此范围时,输出信号将出现非线性。

(2) 输入共模信号时(即 $u_{i1} = u_{i2}$)

此时 VT_1, VT_2 的信号电流沿同一方向变化,故流经 R_c 的电流将不为零。当电路完全对称时, VT_1, VT_2 中信号电流的幅值与相位完全相同(设为 i),则流经 R_c 的电流为 $2i$ 。因此,该电路可用图 1-1-4 进行等效,图 1-1-4 所示为共模输入的差动放大器电路。

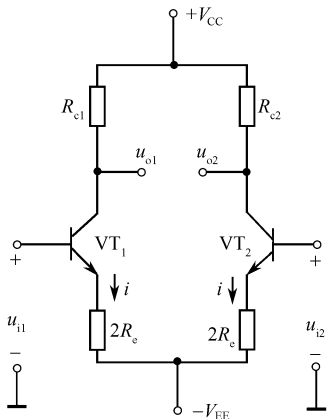


图 1-1-4 共模输入的差动放大器电路

此时,由于 $2R_e$ 的负反馈作用, VT_1, VT_2 的电压增益值将很小。另外, VT_1, VT_2 集电极输出电压的幅值与相位均相同,故该电路差动输出的电压 $u_{o1} - u_{o2} = 0$ 。这表明完全对称的差动放大器,其共模增益为零,因此对各种共模信号具有良好的共模抑制作用(这里的共模信号包括外加的共模输入信号及放大器本身的共模输入等效信号,如温度等原因引起的等效信号等)。

当电路两边不匹配时,差动放大器的共模抑制特性将变差。根据电路的小信号等效电路计算结果,当差动输出时,电路的共模抑制比 CMRR(即差动放大器差模增益与共模增益之比)表示式为

$$\frac{1}{\text{CMRR}} = \frac{\Delta g_m}{2g_m} \cdot \frac{R_c + r_o + 2R_e}{r_o R_e} + \frac{\Delta r_o}{2r_o} \cdot \frac{R_c + 2R_e}{g_m R_e} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \cdot \frac{1}{2R_e g_m} \quad (1-1-16)$$

式中, g_m 为三极管标称跨导值; Δg_m 为 VT_1, VT_2 跨导值之差; R_c 为两边集电极负载电阻的标称值; ΔR_c 为两边集电极负载电阻的差值; r_o 为晶体管标称的输出电阻; Δr_o 为 VT_1, VT_2 输出电阻的差值; R_e 为差动放大器射极的外接电阻值。在上式计算时,忽略了晶体管 β 不对称性的影响。实际情况下,这种忽略是允许的。

分析式(1-1-16)可以得到:

① 当差动放大器两边电路的 g_m, R_c 与 r_o 不对称时,它的 CMRR 从无穷大值降为有限值。 $\Delta g_m/g_m, \Delta R_c/R_c$ 与 $\Delta r_o/r_o$ 越大,则 CMRR 的值也越低。

② R_e 越大,两边电路的不对称性对 CMRR 的影响就越小。这是由于 R_e 越大,每边电路的共模增益越小,则差动输出时的差值就更小。因此在集成运放中,差动放大器中的 R_e 均以恒流源代替。

③ 提高三极管的输出电阻 r_o 及跨导 g_m , 都将提高差动放大器的 CMRR。

2. 差动放大器的输入失调及其漂移

绝大多数集成运放的输入级都采用差动放大器的形式。输入级的失调是整个运放输入失调的主要来源,因此,减小差动放大器的输入失调是很重要的。

(1) 差动放大器的输入失调电压及其漂移

在实际的差动放大器中,当差动输出电压为零时,输入端所加的直流补偿电压的大小称为差动放大器的输入失调电压。

图 1-1-5 所示为分析差动放大器失调电压的示意图。对于差动放大器,当差动输出电压为零时,应有

$$U_o = U_{o1} - U_{o2} = I_{c1}R_{c1} - I_{c2}R_{c2} = 0 \quad (1-1-17)$$

分析上式可以看到,引起差动放大器输出电压不平衡的因素有 3 个。

① VT_1, VT_2 的 U_{BE} 相同时,它们的射极电流不相等。根据式(1-1-8),这是由于 VT_1, VT_2 的反向饱和电流 I_{s1}, I_{s2} 不匹配的结果。

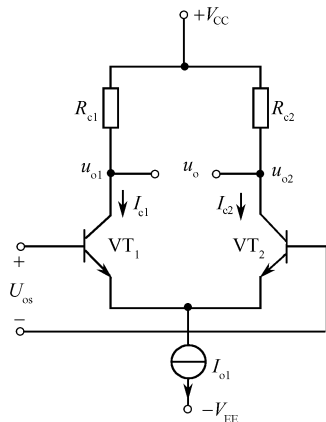


图 1-1-5 分析差动放大器失调电压的示意图

② VT_1, VT_2 的集电极电阻 R_{c1}, R_{c2} 不匹配。

③ VT_1, VT_2 的电流增益 β_1, β_2 不匹配。

计算结果表明,差动放大器的输入失调电压 U_{os} 可表示为

$$U_{os} = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \left(\frac{\Delta I_s}{I_s} + \frac{\Delta R_c}{R_c} + \frac{\Delta \beta}{\beta^2} \right) \quad (1-1-18)$$

式中, I_s 为晶体管反向饱和电流的标称值; ΔI_s 为 VT_1, VT_2 反向饱和电流的差值; R_c 为集电极电阻 R_{c1}, R_{c2} 的标称值; ΔR_c 为 R_{c1}, R_{c2} 的差值; β 为三极管共射电流增益; $\Delta \beta$ 为 VT_1, VT_2 共射电流增益的差值。

式(1-1-18)的三项分别对应于上述3个因素,一般情况下(除去低漂移型运放外), $\frac{\Delta \beta}{\beta^2}$ 很小,其影响可忽略。式(1-1-18)中的第一项可以用相等射极电流时 VT_1, VT_2 的 U_{BE} 之差 ΔU_{BE}^0 (称为差分对管本身的输入失调电压)表示

$$U_{os} \approx \Delta U_{BE}^0 + U_T \frac{\Delta R_c}{R_c} \approx \Delta U_{BE}^0 + \frac{I_{o1}}{2g_m} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_c} \quad (1-1-19)$$

当忽略电阻温度系数的差值时, U_{os} 的温漂主要取决于 ΔU_{BE}^0 的温漂。根据三极管原理分析,三极管 U_{BE} 的温度系数为

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = \frac{U_{BE} - E_{g0}/q}{T} - \frac{3K}{q} \quad (1-1-20)$$

式中, E_{g0} 是硅的禁带宽度。室温时 $\frac{dU_{BE}}{dT}$ 约为 $-2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。由此,差动放大器的输入失调电压的温度系数为

$$\frac{\Delta U_{os}}{\Delta T} \approx \frac{d\Delta U_{BE}^0}{dT} = \frac{d(U_{BE1} - U_{BE2})}{dT} = \frac{U_{os}}{T} \quad (1-1-21)$$

对应于 1mV 的输入失调电压,在室温时它的温度系数约为 $3.3\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。

(2) 差动放大器的输入失调电流及其漂移

差动放大器的输出直流电压等于零时,两输入端所加偏置电流的差值即为其输入失调电流 I_{os} 。引起 I_{os} 的原因是:晶体管的 β 不对称,使基极注入电流产生偏差;由于集电极负载电阻不对称,引起输出电压偏差。为使这些偏差等于零,差分对管的基极注入电流将发生偏差。可以证明 I_{os} 的表示式为

$$I_{os} = I_B \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) \quad (1-1-22)$$

式中, I_B 是三极管 VT_1, VT_2 基极电流的标称值。上式表明, I_{os} 与晶体管的偏置电流 I_B 成正比。

当不考虑电阻温度的偏差时, I_{os} 的温度系数可近似用下式表示

$$\frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} = \frac{dI_{os}}{dT} \approx \left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) \cdot I_B \quad (1-1-23)$$

当工作温度大于 25°C 时, $\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT}$ 约为 $-0.005/^\circ\text{C}$; 当工作温度小于 25°C 时,其值约为 $-0.015/^\circ\text{C}$ 。

注意,上述讨论中均假设差分对管处于同样的温度环境中。在实际的集成运放中,由于电路中有些元件的功耗较大,芯片存在温度梯度,故输入差分对管的温度环境可能有差别,它将使差动放大级的输入失调增加。

3. 集成运放的输入级

集成运放的许多性能指标主要取决于差动输入级。如输入失调及其漂移、输入阻抗、共模抑

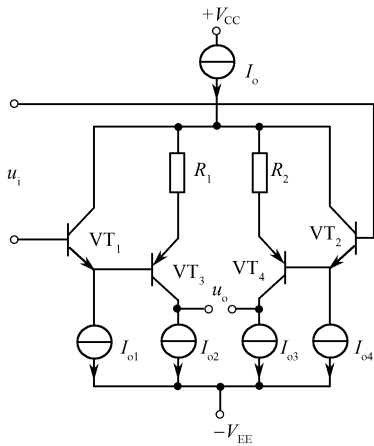


图 1-1-7 超 β 管差动放大电路

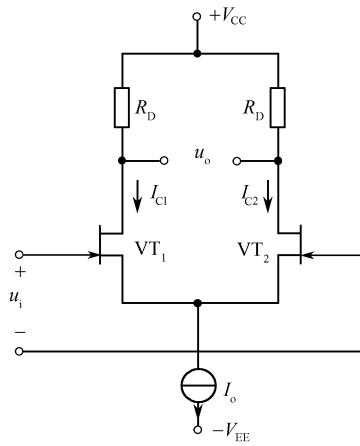


图 1-1-8 场效应管差动放大电路

1. 镜像恒流源基本电路

如图 1-1-9 所示为镜像恒流源的基本电路,其中 VT_1, VT_2 是匹配对管。由图 1-1-9 可知

$$I_r = I_{C2} + I_{B1} + I_{B2}$$

由于 VT_1, VT_2 是对称的,它们的集电极电流与基极电流分别相等,所以有

$$I_r = I_{C2} + 2I_B = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

即

$$I_o = I_r \cdot \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (1-1-24)$$

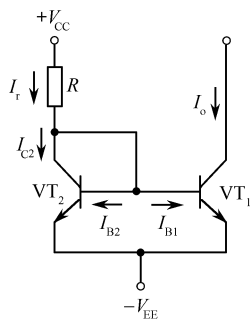


图 1-1-9 镜像恒流源的基本电路

当 I_r 确定后,该恒流源的输出电流 I_o 也确定了。当 β 足够大时, $I_o \approx I_r$, 即输出电流近似等于参考电流,所以该电路常称为电流镜电路。

2. 改进型镜像恒流源电路

(1) 减小 β 对 I_o 影响的恒流源

如图 1-1-10 所示为减小 β 对 I_o 影响的恒流源。此电路的输出电流表示式为

$$I_o = I_r \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_1(1 + \beta_3)}} \quad (1-1-25)$$

若式中 $\beta_1 \approx \beta_3$, 此式与式(1-1-24) 相比,显然此处 β 的变化对 I_o 的影响要小得多。

(2) I_o 与 I_r 不同比例的恒流源

如图 1-1-11 所示为 I_o 与 I_r 不同比例的恒流源。

当 VT_1, VT_2 中电流是同数量级时,其 U_{BE} 可认为近似相等,故有(假设三极管的 β 足够大)

$$I_o R_1 \approx I_{C2} R_2 \approx I_r R_2 \quad (1-1-26)$$

即 I_o 为

$$I_o \approx I_r \frac{R_2}{R_1} \quad (1-1-27)$$

调节 R_1, R_2 的比值,可获得不同的 I_o 输出。

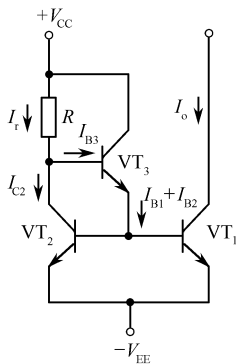


图 1-1-10 减小 β 对 I_o 影响的恒流源

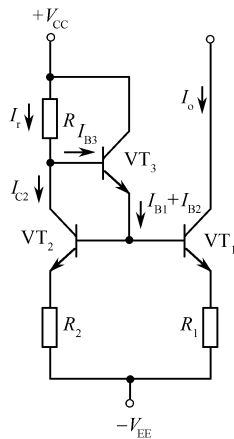


图 1-1-11 I_o 与 I_r 不同比例的恒流源

3. 多路输出的恒流源

如图 1-1-12 所示为多路输出的恒流源。当 VT_1, VT_2, \dots, VT_n 等各三极管完全对称时, 输出电流 I_1, I_2, \dots, I_n 等近似相等。

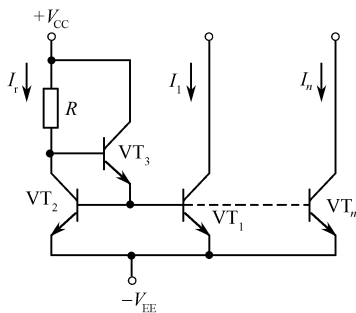


图 1-1-12 多路输出的恒流源

1.1.3 有源负载电路

1. 有源集电极负载电路

单管共发射极放大器的电压增益表达式为 $A_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}$ 。为了提高电压增益, 需要增大负载电阻 R_c 。但在集成电路中制作大电阻很不经济。此外, 若 R_c 太大, 在 R_c 上的压降会上升, 使输出电压的动态范围减小。为克服此缺点, 希望能找到直流电阻小而交流电阻大的器件来代替 R_c 。三极管的输出特性正好能满足上述要求, 所以可利用三极管恒流源来代替集电极负载电阻, 便组成了有源负载集电极放大器。如图 1-1-13 所示为有源集电极负载放大器。

2. 有源负载差动放大电路

为了提高集成运放差动输入级的增益, 其集电极负载电阻 R_c 也可用一对镜像恒流源来代替, 如图 1-1-14 所示为有源集电极负载差动放大器。

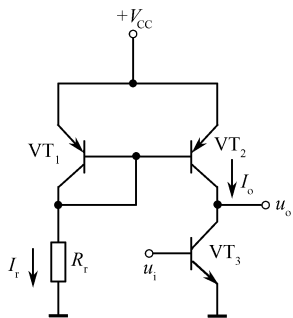


图 1-1-13 有源集电极负载放大器

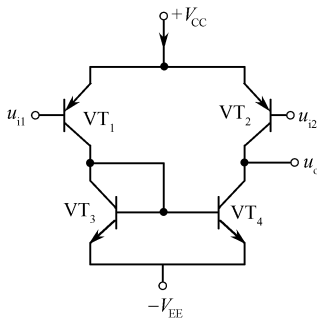


图 1-1-14 有源集电极负载差动放大器

VT_1, VT_2 是一对差动放大管, VT_3, VT_4 组成镜像恒流源。它们的集电极电位均可以浮动, 所以 I_{c3}, I_{c4} 均可变化, 但始终保持相等。常有 VT_4 集电极输出, r_{CE4} 作为差动放大器的负载, 由于

r_{CE4} 很高,所以差动放大器的增益也很高。为了使差动放大器两边的电流更加一致,常采用改进型镜像恒流源作为它的负载。

有源负载的引用大大提高了各级的电压增益,它是第二代集成运放的重要标志。

1.1.4 双端变单端电路

集成运放是一个双端输入、单端输出的器件,所以其内部电路必须有一个由差动放大双端输入转换为单端输出的过程。不能简单地从差动放大器的一边输出,因为这样差动放大器另一边的放大成果将白白地损失掉。如图 1-1-15 所示为双端变单端电路,此电路的功能是将差动放大级的双端输出信号转换为单端输出,而不损失电路的增益。图中利用 VT_3, VT_4 将 VT_1 的电流变化耦合到 VT_2 的输出端,从而实现了双端变单端的功能。

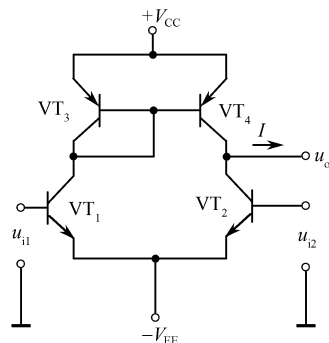


图 1-1-15 双端变单端电路

1.1.5 直流电平位移电路

对集成运放的要求是,输入零电平时,输出也为零电平。集成运放通常采用 NPN 管组成多级直流放大,为保证三极管工作在放大区,集电极的电压总比基极的电压高一些,这样,经过几级放大后,集电极的输出电平将会越来越高,无法满足零输入时零输出的要求。为解决此问题,必须在组成集成运放的中间级插入一个直流电平位移电路,使升高的直流电平降下来。下面介绍两种常用的直流电平位移电路。

1. 采用恒流源完成电平位移

如图 1-1-16 所示为恒流源电平位移电路。

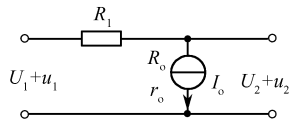


图 1-1-16 恒流源电平位移电路

由于恒流源的直流内阻 R_0 很小,交流内阻 r_o 很大,当 $R_1 \gg R_0$ 和 $R_1 \ll r_o$ 时,输出端的直流电平 U_2 比输入端的直流电平 U_1 降低很多,即 $U_2 \ll U_1$ 。而输出端的交流电压 u_2 只比输入端的交流电压 u_1 减小很少,即 $u_2 \approx u_1$ 。所以,满足了在不损失交流电压的情况下降低了直流电平。

2. 利用 PNP 管完成电平位移

如图 1-1-17 所示为利用 PNP 管完成电平位移的电路。

因为 PNP 管组成共射放大电路时,为保证三极管工作在放大区,其集电极电平必须低于基极电平。所以,在 NPN 管多级直流放大电路中,插入一级 PNP 管共射放大电路,可完成直流电平的位移,并且还具有一定的放大功能。

1.1.6 互补推挽输出电路

对集成运放输出级的要求是:① 具有很低的输出电阻和较高的输入电阻;② 具有一定的输出功率;③ 具有尽可能高的效率;④ 具有过流和过压保护措施等。通常采用射随器作为集成运放输出级。

1. 互补推挽输出电路

如图 1-1-18 所示为基本的互补推挽输出电路。 VT_1 为共射放大器, VT_2, VT_3 组成互补射随器电路, I_o 为 VT_1 的有源集电极负载。

当 $u_i > 0$ 时, VT_3 导通, VT_2 截止,流经 R_L 的电流方向是由下向上,使 $u_o < 0$ 。当 $u_i < 0$ 时, VT_2 导通, VT_3 截止,流经 R_L 的电流方向是由上向下,使 $u_o > 0$ 。 VT_2, VT_3 轮流导通,所以当 u_i

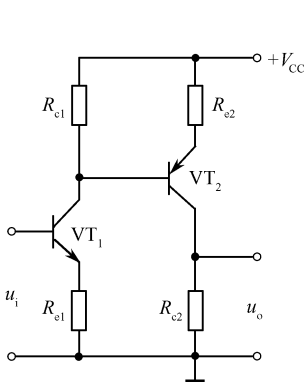


图 1-1-17 利用 PNP 管完成电平位移的电路

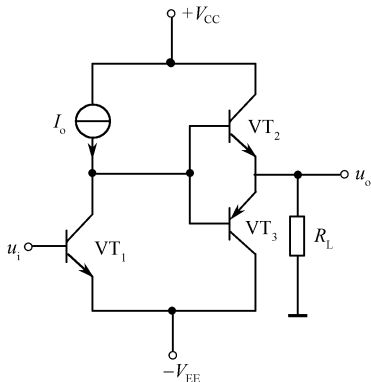


图 1-1-18 基本的互补推挽输出电路

为正弦信号时,输出信号 u_o 也基本为正弦信号。此互补推挽输出电路的优点是:效率高,管耗小,有利于降低结温,延长管子寿命,减小散热器体积;其缺点是:在输出信号 u_o 的波形中带有交越失真。

2. 克服交越失真的互补推挽输出电路

如图 1-1-19 所示为克服交越失真的互补推挽输出电路。

为克服交越失真,需在输出管 VT_2, VT_3 的基极上各加上一个大于等于三极管导通电压的正向偏压(如硅管为 $0.6V$ 或 $0.7V$,锗管为 $0.2V$ 或 $0.3V$)。图 1-1-19 中的 VT_4, R_1, R_2 组成固定恒压偏置电路,可给 VT_2, VT_3 的基极加一个固定偏压,从而保证了输入信号 u_i 为正弦信号时,输出信号 u_o 为不失真的正弦信号,即克服了交越失真。

3. 具有过载保护的互补推挽输出电路

如图 1-1-20 所示为具有过载保护的互补推挽输出电路。

由 $R_{e2}, R_{e3}, VD_1, VD_2$ 组成限流型保护电路。正常工作时, I_{e2}, I_{e3} 都小于额定输出电流, R_{e1}, R_{e2} 上的压降很小, $|U_{AB}|$ 很小, VD_1, VD_2 都不导通,保护电路不工作,输出级正常。当正向输出电流 I_{e2} 超过额定输出电流值时, R_{e2} 上压降增大, U_{AB} 增大到足以使二极管 VD_1 导通,这样就对 U_i' 向 VT_2 提供的基极电流起了旁路作用,从而限制了 I_{e2} 的增长,保护了输出管 VT_2 。同理,当反向输出电流过大时, VD_2 将导通,它限制了 I_{e3} 的增长,保护了输出管 VT_3 。例如,设二极管的正向导通电压 $U_D = 0.6V$,发射极电阻选择 $R_{e2} = R_{e3} = R_e = 30\Omega$,则输出管的最大发射极电流将限制在

$$I_{\max} \approx \frac{U_D}{R_e} = 20\text{mA}$$

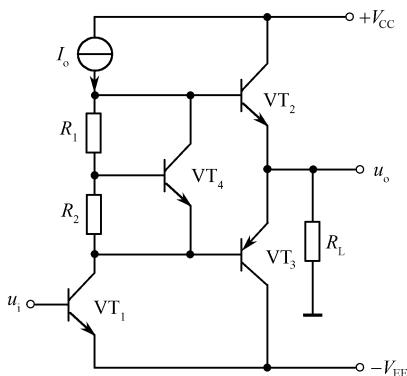


图 1-1-19 克服交越失真的互补推挽输出电路

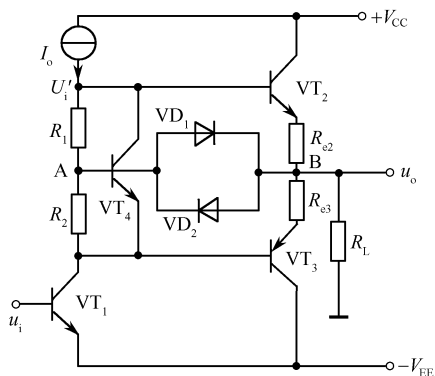


图 1-1-20 具有过载保护的互补推挽输出电路

1.2 集成运放的基本构成和表示符号

1.2.1 集成运放的表示符号及其引出端

1. 集成运放的封装形式及引脚排列

集成运放的封装形式主要有两类:金属圆帽封装和双列直插封装。如图 1-2-1 所示为双列直插封装引脚排列图。双列直插器件的定位标志一般是在器件正表面上的一端设凹坑或标志点,引脚排列顺序是以顶视图,并按逆时针方向,从定位标志开始的第一引脚顺序排列的。如图 1-2-2 所示为金属圆帽封装引脚排列图,金属圆帽封装是以圆帽边缘上的凸点作为定位标志的,一般以对准定位标志的引脚定为最大的引脚号。在早期产品中,有的对准引脚 1 或引脚 1 与最大脚间的空位。引脚排列以底视图顺时针方向顺序编号。

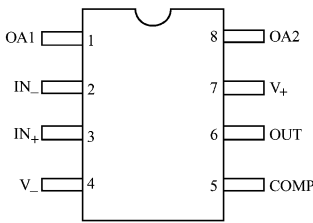


图 1-2-1 双列直插封装引脚排列图
(顶视图)

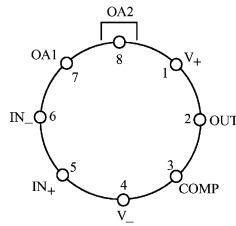


图 1-2-2 金属圆帽封装引脚排列图
(底视图)

2. 集成运放的表示符号及引出端

(1) 集成运放的表示符号

集成运放通常采用图 1-2-3 所示的电路符号和相应的引出端来表示。

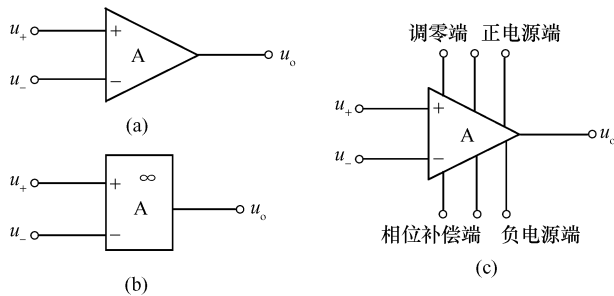


图 1-2-3 集成运放的表示符号

(2) 集成运放的引出端

集成运放共有 5 类引出端。

输入端:即信号输入端,它有两个,通常用“+”表示同相端,用“-”表示反相端。

输出端:即放大信号的输出端,只有一个,通常为对地输出电压。

电源端:集成运放为有源器件,工作时必须外接电源。一般有两个电源端,对双电源的运放,其中一个为正电源端,另一个为负电源端;对单电源的运放,一端接正电源,另一端接地。

调零端:一般有两个引出端。将其接到电位器的两个外端,而电位器的中心调节端接正电源或负电源端。有些集成运放不设调零端,欲调零时需外设调零电路。

相位补偿(或校正)端;其引出端数目因型号而异,一般为两个引出端,多者3~4个。有些型号的集成运放采用内部相位补偿的方法,所以不设外部相位补偿端。

(3) 说明

集成运放的输入端、输出端、电源端在电路符号上标示的位置比较固定,如图1-2-3所示,而调零端、相位补偿端则不同,可在两斜边的任意位置标出。

为简化电路图,画原理图时,经常只标出两个输入端和一个输出端,而将电源端、调零端、相位补偿端略去。必要时可标出所需说明的引出端,如调零端等。

在用于施工的集成运放电路图中,必须将全部引出端和所连元件、连接方式完整地表示出来,并在相应的引出端标出器件引脚的编号,在其电路符号内标出集成运放的型号和编号。外接的元件也应标出其参数值(或型号)和编号。如图1-2-4所示为BG305用作反相放大器时的实际接线电路图。

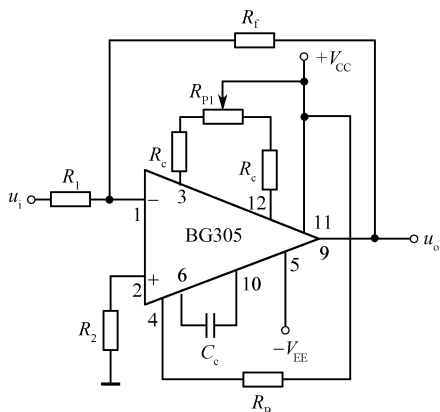


图 1-2-4 BG305 用作反相放大器时的实际接线电路图

1.2.2 集成运放的基本构成

集成运放是以双端为输入,单端对地为输出的直接耦合型高增益放大器,是一种模拟集成电子器件。集成运放内部电路包括4个基本组成环节,分别为输入级、中间级、输出级和各级的偏置电路。对于高性能、高精度等特殊集成运放,还要增加有关部分的单元电路。如温度控制电路、温度补偿电路、内部补偿电路、过流或过热保护电路、限流电路、稳压电路等。如图1-2-5所示为集成运放内部电路方框图。由于三极管容易制造,且它在硅片上占的面积小,所以集成运放内部电路大量采用三极管代替其他元件,如用三极管代替二极管、用有源负载代替电阻负载等。由于三极管是在相同的工艺条件下同时制造的,同一硅片上的对管特性比较相近,易获得良好的对称特性,且在同一温度场,易获得良好的温度补偿,具有很好的温度稳定性。在集成电路中,各元件易于集成的顺序是:三极管、二极管、小的电阻、小的电容等,对于大的电阻或大的电容、电感等难以集成,可采用外接的方法。在集成电路中,不能直接集成电感元件,如在集成电路内部需要电感时,可用其他元件(如三极管、电阻、电容等)模拟出电感元件。

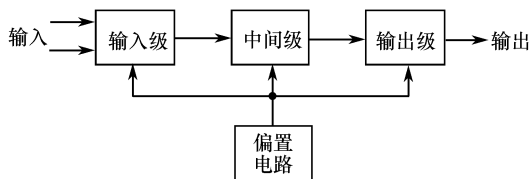


图 1-2-5 集成运放内部电路方框图

1. 输入级

为了提高集成运放的输入电阻、减小失调电压和偏置电流、提高差模和共模输入电压范围等性能,集成运放的输入级的差动输入放大电路常采用超 β 管、达林顿复合管、串联互补复合管、场效应管等。为了获得较高的增益,减少内部电路的补偿要求,在差动输入放大级中,还采用有源负载或恒流源负载。输入级的保护电路也是不可缺少的。

2. 中间级

集成运放的中间级常采用电平位移电路,将电平移动到地电平,其电路多采用恒流源、横向

PNP管、稳压管、正向二极管链、电阻降压电路等。从双端变单端的变换，常采用并联电阻负反馈、有源负载、电流负反馈、PNP管等方法。为了提高共模抑制能力、提高差模增益和提供稳定的内部工作电流，实际电路中广泛采用各种恒流源电路，如稳压管恒流源、镜像恒流源、多集电极恒流源、场效应管恒流源等。

3. 输出级

输出级应输出以零电平为中心、有一定大小电流的正负电压，并能与中间电压放大级和负载进行匹配，所以常采用各种形式的互补推挽输出放大电路。为保证得到大电流和高电压输出，输出级电路中还使用复合三极管结构形式和耐高压的共基-共射电路等。输出级设有保护电路，以保护输出级不致损坏。有些集成运放中还设有过热保护等。

4. 偏置电路

偏置电路的作用是给各级电路提供所需的电源电压。集成运放中的偏置电路除了提供偏置电路外，还包括诸如差动放大电路的发射极恒流源、共射放大器的有源负载及电平移动电路的有源负载和标准恒流源等。

1.3 集成运放的主要参数和分类

在设计运放电路时，必须熟悉实际集成运放的特性参数。正确理解和运用其特性参数，是正确评价和选择集成运放、设计、计算、实验调试运放电路所必需的。集成运放的参数名目很多，各生产单位所给出的参数种类也可能有所不同，但其中都包括了一些最基本的参数。下面仅就这些基本参数做一介绍，其中包括直流特性参数与交流特性参数。

1.3.1 集成运放的主要直流参数

1. 输入失调电压 U_{os}

为了使集成运放在零输入时达到零输出，需在其输入端加一个直流补偿电压，这个直流补偿电压的大小即为输入失调电压，两者的方向相反。输入失调电压一般是毫伏(mV)数量级。采用双极型三极管作为输入级的运放，其 U_{os} 为 $1 \sim 10\text{mV}$ ；采用场效应管作为输入级的集成运放，其 U_{os} 大得多；而对于高精度、低漂移型的集成运放，其 U_{os} 的值一般很小。

2. 输入失调电压的温度系数 $\Delta U_{os}/\Delta T$

在一确定的温度变化范围内，失调电压的变化与温度变化的比值定义为输入失调电压的温度系数。一般集成运放输入失调电压的温度系数为 $10 \sim 20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ；而高精度、低漂移集成运放的温度系数在 $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下。

3. 输入偏置电流 I_{ib}

当集成运放的输入电压为零，输出电压也为零时，其两个输入端偏置电流的平均值定义为输入偏置电流。两个输入端的偏置电流分别记为 I_{ib+} 、 I_{ib-} ，而 I_{ib} 表示为

$$I_{ib} = \frac{I_{ib+} + I_{ib-}}{2} \quad (1-3-1)$$

双极型三极管输入的集成运放，其 I_{ib} 为 $10\text{nA} \sim 1\mu\text{A}$ ；场效应管输入的集成运放，其 I_{ib} 一般小于 1nA 。

4. 输入失调电流 I_{os}

当集成运放的输入电压为零，输出电压也为零时，两个输入偏置电流的差值称为输入失调电

流,即

$$I_{os} = | I_{iB+} - I_{iB-} | \quad (1-3-2)$$

一般来说,集成运放的偏置电流越大,其输入失调电流也越大。

输入偏置电流和输入失调电流的温度系数,分别用 $\Delta I_{iB}/\Delta T$ 和 $\Delta I_{os}/\Delta T$ 来表示。

由于输入失调电压、输入失调电流及输入偏置电流均为温度的函数,所以产品手册中均应注明这些参数的测试温度。此外,需要指出的是,上述各参数均与电源电压及集成运放输入端所加的共模电压值有关。手册中的参数一般是指在标准电源电压值及零共模输入电压下的测试值。

5. 差模开环直流电压增益 A_{ud}

集成运放工作于线性区时,差模电压输入后,其输出电压变化 ΔU_o 。与差模输入电压变化 ΔU_{id} 的比值,称为差模开环电压增益,即

$$A_{ud} = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_{id}} \quad (1-3-3)$$

差模开环电压增益一般以分贝(dB)为单位,则可用下式表示

$$A_{ud}(\text{dB}) = 20\lg\left(\frac{\Delta U_o}{\Delta U_{id}}\right)(\text{dB}) \quad (1-3-4)$$

实际集成运放的差模开环电压增益是频率的函数,所以手册中的差模开环电压增益均指直流(或低频)开环电压增益。大多数集成运放的直流差模开环电压增益均大于 10^4 倍。

6. 共模抑制比 CMRR

集成运放工作于线性区时,其差模电压增益 A_{ud} 与共模电压增益 A_{uc} 之比称为共模抑制比,即

$$\text{CMRR} = \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \quad (1-3-5)$$

此处的共模电压增益是当共模信号输入时,集成运放输出电压的变化与输入电压变化的比值。

若以分贝为单位,CMRR 由下式表示为

$$\text{CMRR} = 20\lg\left(\frac{A_{ud}}{A_{uc}}\right)(\text{dB}) \quad (1-3-6)$$

与差模开环电压增益类似,CMRR 也是频率的函数。集成运放手册中给出的参数值均指直流(或低频)时的 CMRR。多数集成运放的 CMRR 的值在 80dB 以上。

7. 电源电压抑制比 PSRR

集成运放工作于线性区时,输入失调电压随电源电压改变的变化率称为电源电压抑制比。用以下公式表示

$$\text{PSRR} = \left| \frac{\Delta U_{os}}{\Delta U_s} \right| (\mu\text{V}/\text{V}) \quad (1-3-7)$$

式中, ΔU_s 为电源电压 ΔV_{CC} 或 ΔV_{EE} 。

电源电压抑制比若以分贝为单位,则可用下式表示

$$\text{PSRR} = 20\lg\left(\frac{\Delta U_s}{\Delta U_{os}}\right)(\text{dB}) \quad (1-3-8)$$

若 PSRR 为 100dB,相当于 $10\mu\text{V}/\text{V}$ 。一般低漂移集成运放的 PSRR 为 $90 \sim 100\text{dB}$,相当于 $2 \sim 20\mu\text{V}/\text{V}$ 。需说明的是,对于有些集成运放,其正负电源电压抑制比并不相同,使用时应注意。

8. 输出峰-峰电压 U_{opp}

它是指在特定的负载条件下,集成运放能输出的最大电压幅度。正、负向的电压摆幅往往并

不相同。目前大多数集成运放的正、负电压摆幅均大于 10V。

9. 最大共模输入电压 U_{icM}

当集成运放的共模抑制特性显著变坏时的共模输入电压即为最大共模输入电压。有时将共模抑制比(在规定的共模输入电压时)下降 6dB 时所加的共模输入电压值,作为最大共模输入电压。

10. 最大差模输入电压 U_{idM}

它是集成运放两输入端所允许加的最大电压差。当差模输入电压超过此电压值时,集成运放输入级的三极管将被反向击穿,甚至损坏。

1.3.2 集成运放的主要交流参数

1. 开环带宽 BW

集成运放的开环电压增益下降 3dB(或直流增益的 0.707 倍)时所对应的信号频率称为开环带宽。

2. 单位增益带宽 GW

它是指集成运放在闭环增益为 1 倍状态下,当用正弦小信号驱动时,其闭环增益下降至 0.707 倍时的频率。当集成运放的频率特性具有单极点响应时,其单位增益带宽可表示为

$$GW = A_{ud}f \quad (1-3-9)$$

式中, A_{ud} 是当信号频率为 f 时集成运放的实际差模开环电压增益值。

当集成运放具有多极点的频率响应时,其单位增益带宽与开环带宽没有直接关系,此时采用增益带宽积表示。集成运放闭环工作时的频率响应主要决定于单位增益带宽。

还应注意的是,这两个频率参数均指集成运放小信号工作时的频率特性。此时的小信号输出范围为 100 ~ 200mV。当集成运放处于大信号工作时,其输入级将工作于非线性区,这时集成运放的频率特性将会发生明显变化。下面 3 个参数均用来描述集成运放大信号工作的频率特性。

3. 转换速率(或电压摆率) S_R

在额定的负载条件下,当输入阶跃大信号时,集成运放输出电压的最大变化率称为转换速率,其含义如图 1-3-1 所示。

通常,集成运放手册中所给出的转换速率均指闭环增益为 1 倍时的值。实际上,在转换期内,集成运放的输入级处于开关工作状态,所以集成运放的反馈回路不起作用,也即集成运放的转换速率与其闭环增益无关。一般在集成运放反相和同相应用时的转换速率是不一样的,其输出波形的前沿和后沿的转换速率也不相同。普通集成运放的转换速率约为 1V/ μ s 以下,而高速集成运放的转换速率应大于 10V/ μ s。

4. 功率带宽 BW_p

在额定负载条件下,集成运放闭环增益为 1 倍时,当输入正弦大信号后,使集成运放输出电压幅度达到最大(在一定的失真条件下)的信号频率,即为功率带宽。此频率将受到集成运放转换速率的限制。一般可用下述的近似公式估计 S_R 与 BW_p 之间的关系

$$BW_p = \frac{S_R}{2\pi U_{op}} \quad (1-3-10)$$

式中, U_{op} 是集成运放输出的峰值电压。

5. 建立时间 t_s

集成运放闭环增益为 1 倍时,在一定的负载条件下当输入阶跃大信号后,集成运放输出电压达到某一特定值的范围时所需的时间 t_s 称为建立时间。此处所指的特定值范围与稳定值之间的

误差区,称为误差带,用 2ϵ 来表示,如图 1-3-2 所示为建立时间 t_s 的定义。

此误差带可用误差电压相对于稳定值的百分比(也称为精度)表示。建立时间的长短与精度要求直接有关,精度要求越高,建立时间越长。

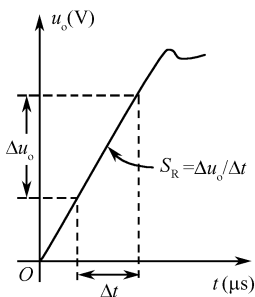


图 1-3-1 转换速率 S_R 的定义

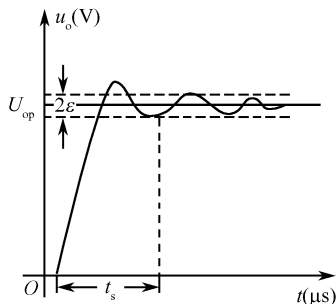


图 1-3-2 建立时间 t_s 的定义

6. 等效输入噪声电压

屏蔽良好的、无信号输入的集成运放,在其输出端产生的任何交流无规则的干扰电压,称为电路的输出噪声电压。此噪声电压换算到输入端时就称为输入噪声电压(有时也用噪声电流表示)。普通集成运放的输入噪声电压的有效值为 $10 \sim 20\mu\text{V}$ 。

7. 差模输入阻抗 Z_{id}

差模输入阻抗有时也称为输入阻抗,是指集成运放工作在线性区时,两输入端的电压变化量与对应的输入电流变化量之比。输入阻抗包括输入电阻和输入电容,在低频时仅指输入电阻 R_{id} 。一般集成运放的参数表中给出的数据均指输入电阻。双极型晶体管的集成运放,其输入电阻一般在几十千欧至几兆欧的范围内变化;场效应管的集成运放,其输入电阻通常大于 $10^9\Omega$,一般为 $10^{12} \sim 10^{14}\Omega$ 。

8. 共模输入阻抗 Z_{ic}

当集成运放工作在共模信号时,共模输入电压的变化量与对应的输入电流的变化量之比,称为共模输入阻抗。在低频情况下,它表现为共模输入电阻 R_{ic} 。

通常,集成运放的共模输入电阻比差模输入电阻要高得多,其值在 $10^8\Omega$ 以上。

9. 输出阻抗 Z_o

当集成运放工作于线性区时,在其输出端加信号电压后,此电压变化量与对应的电流变化量之比,称为输出阻抗。在低频时,它即为集成运放的输出电阻。

上述几个参数均对应于集成运放开环工作的条件。

1.3.3 集成运放的分类

1. 通用型

这类集成运放具有价格低和应用范围广泛等特点。从客观上判断通用型集成运放,目前还没有明确的统一标准,习惯上认为,在不要求具有特殊的特性参数的情况下所采用的集成运放为通用型。由于集成运放特性参数的指标在不断提高,现在的和过去的通用型集成运放的特性参数的标准并不相同。相对而言,在特性参数中具有某些优良特性的集成运放称之为特殊型或高性能型。由于各生产厂家或公司的分类方法不同,在这个厂定为特殊型的,而在另一个厂家可能定为通用型。且特殊型性能标准也在不断提高,过去定为特殊型的,现在可能定为通用型。下面介绍的方法只是作为大致的标准,在选用器件时,还是应该以特性参数值作为选择器件的标准。根据增

益的高低可分为:低增益(开环电压增益在 60 ~ 80dB)的通用 I 型,主要产品有 F001,4E314, X50, BG301, 5G922, FC1, FC31, μ A702 等;中增益(开环电压增益在 80 ~ 100dB)的通用 II 型,主要产品有 F709, F004, F005, 4E304, 4E320, X52, 8FC2, 8FC3, SG006, BG305, FC52, μ A7093 等;高增益(开环电压增益大于 100dB)的通用 III 型,主要产品有 F741, F748, F101, F301, F1456, F108, XFC77, XFC81, XFC82, F006, F007, F008, 4E322, 8FC4, 7XC141, 5G24, XFC51, 4E322, μ A741 等。

2. 低输入偏置电流、高输入阻抗型

在有些应用场合,如小电流测量电路、高输入阻抗测量电路、积分器、光电探测器、电荷放大器等电路,要求集成运放具有很低的偏置电流和高的输入阻抗。场效应管型集成运放具有很低的输入偏置电流和很高的输入阻抗,其偏置电流一般为 0.1 ~ 50pA,其输入阻抗一般为 $10^{12} \sim 10^{14} \Omega$ 。高输入阻抗运放一般指输入阻抗不低于 10M Ω 的器件。对于国外高输入阻抗运放,其输入阻抗均在 1000G Ω 以上,如 μ A740, μ PC152, 8007 等。国内产品 5G28 的输入阻抗大于 10G Ω , F3103 的输入阻抗达到 1000G Ω 。

3. 低输入失调电压型

输入失调电压是造成直流放大电路零位输出的主要原因之一。通常输入失调电压在 1mV 以下者为低输入失调电压型,一般为 50 μ V ~ 1mV。

4. 低漂移高精度型

低漂移型集成运放是指性能稳定,输入失调电压和输入失调电流及其漂移都非常小的集成运放。这类集成运放,一般输入失调电压的温度系数小于 5 μ V/ $^{\circ}$ C。除了满足以上指标的集成运放属于低漂移型外,一般采用 MOS 工艺的第四代集成运放——斩波稳零式集成运放均属于低漂移型,如 HA2900(HARRIS 公司), ICL7600, ICL7560(INT 公司)和 SN62088/72088(TI 公司)等。

高精度型的集成运放一般包括几项主要参数,如输入失调电压、输入失调电流及其温漂非常低,输入偏置电流很小,开环增益和共模抑制比很高。它综合衡量以上几项性能指标,相对比较优越。在要求精度比较高的场合,需选用高精度型集成运放。高精度型集成运放的主要产品有 μ A725, μ PC154, μ A726, AD504, μ PC254, SN72088, HA2905 等,它们的失调电压温漂为 0.2 ~ 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C,增益大于 120dB,共模抑制比大于 110dB。

5. 高速型和宽频带型

高速型集成运放具有快速跟踪输入信号电压能力,常用摆率大小来衡量。一般摆率在 5V/ μ s 以上者为高速集成运放,通常为 5 ~ 70V/ μ s。高速集成运放的转换速率通常比通用型集成运放的转换速率高 10 ~ 100 倍。高速型集成运放的主要产品有 F715, F722, 4E321, F318, μ A207 等。其中,国产的 F715 的转换速率达到 100V/ μ s, F318 的转换速率达到 70V/ μ s,国外的 μ A207 的转换速率达到 500V/ μ s,个别产品已达到 1000V/ μ s。

宽频带型集成运放是以最高工作频率来划分的。通常,在小信号条件下用单位增益带宽来衡量,在大信号条件下用全功率带宽或用摆率来衡量。宽频带型集成运放的增益带宽一般为几十兆赫兹。这类集成运放既能做直流放大器、低中频放大器,又能做高频放大器。例如, F507 的单位增益带宽为 35MHz,带宽运放的低频性能与通用型集成运放相当,而高频特性比高速集成运放还要好。

6. 高压型

工作电源电压越高,输出电压的动态范围越宽。一般电源电压在 ± 20 V 以上者称为高压型集成运放。采用场效应管作为输入级的集成运放,转换速率较高,其电源电压范围一般为

±15 ~ ±40V。最高的电源电压可达 ±150V，最大输出电压可达 ±145V，如 BB 公司生产的 3580J 即是此类集成运放的典型产品。国内高压运放有 F1536, BG315, F143 等。

7. 低功耗型

一般集成运放的静态功耗在 50mW 以上，而低功耗型集成运放的静态功耗在 5mW 以下，在 1mW 以下者称为微功耗型。一般在便携式仪器或产品、航空航天仪器中应用。

8. 高输出电流型和功率型

一般集成运放输出电流能力有限，通常在 10mA 以下。当输出电流在 50mA 以上者称为高输出电流型。输出电流在 1A 以上者通常称为功率型集成运放。大电流集成运放实际上是一级电流放大器，此类集成运放的输出电流通常为 ±200 ~ ±600mA，输出电阻约为 1Ω。电流放大器的典型应用是串接在通用型集成运放之后进行扩展。这类产品有 F3401, MC3401, LM3900 等。

9. 低噪声型

在对微弱信号进行放大时，集成运放的噪声特性就是一项重要的特性参数。一般等效输入电压在 2μV 以下者为低噪声型。这类产品有 F5037, XFC88 等。

10. 多元型

多元集成运放也叫复合集成运放，它是在一个芯片上同时集成 2 个或 2 个以上独立的集成运放。主要产品有 F747, F1437, F1537, F1558, F347, F4558, XFC80, BG320, 5G353 等。

11. 单电源型

一般集成运放都是采用双电源工作的，若用单电源，则需在电路上采取分压的办法。双电源集成运放有正、负供电系统，必然增加设备的体积和重量，因此在某些场合需要单电源工作的运放，如航空航天及野外使用。主要产品有 F3140, F124, F158, F358, 7XC348, SF324 等。

12. 跨导型

这是利用输入电压来控制输出电流的集成运放，跨导可以通过外加偏置的方法来改变，输出电流能够在很宽范围内变化。主要产品有 F3401, MC3401, LM3900 等。

13. 程控型

程控型集成运放能用外部电路控制其工作状态。这种集成运放当偏置电流值改变时，它的参数也将随着变化，使用灵活，特别适用于测量电路。

14. 组件型

组件型集成运放是利用单片式集成电路和分立元件组合而成的一种具有独特性能的电电路，其电气性能可远远超过同类型的产品，因此是一种品种发展很快，而又具有广阔前景的一类电路。比较常见的品种有：低漂移集成运放组件 ZF03, OP3 等，比普通低漂移集成运放的失调电压低一个数量级，广泛用于直流微弱信号的放大，如各种低漂移传感器的前置放大。静电型放大器 ZF310J, AD310J 等，其输入偏流极小，比 MOS 型场效应管做差分放大器的输入偏流还低 1 ~ 2 个数量级。这样微小的输入电流可与静电放大用的电子管相比拟，广泛用于离子流检测、微电流放大器、电流 / 电压变换器、长周期保持电路、高输入阻抗缓冲放大器等。数据放大器采用两个低漂移运放作为差分输入级，然后将其输出信号加到做差分放大器的第三只运放上进行放大后输出信号，其闭环增益固定为 10 倍、100 倍、1000 倍等，也可用外接的电位器进行调整，它的失调电压温漂小，共模抑制比高，广泛用于仪器仪表中作为前置放大器，主要产品有 AD605 等。

1.3.4 通用型集成运放内部电路简介

下面以 741 型通用集成运放和 14573CMOS 程控四运放为例，简单介绍集成运放的构成原理。

1.741 型通用集成运放简介

741 型集成运放如 F741, F007, 5G24, μ A741, AD741 等, 是第二代集成运放的典型代表。下面以 μ A741 为例, 简单介绍集成运放的构成原理。

(1) μ A741 集成运放内部电路图

如图 1-3-3 所示为 μ A741 型通用集成运放的内部电路图。图中 $VT_1 \sim VT_{10}$ 和电阻 $R_1 \sim R_4$ 组成输入级。 VT_1, VT_2 (NPN 管) 和 VT_3, VT_4 (PNP 管) 组成互补差分输入放大级。 VT_1, VT_2 为共集电极组态, 其 β 值很大, 具有很小的基极偏置电流和高的差模输入电阻。 VT_3, VT_4 为横向 PNP 管, 采用共基极组态, 以改善输入频率响应特性。由于 VT_3 和 VT_4 基射结可耐受较大的反压, 则可承受较大的差模输入电压。 $VT_5 \sim VT_7$ 管和电阻 $R_1 \sim R_3$ 构成电流镜恒流源, 它们是 VT_3, VT_4 集电极有源负载, 并完成从双端输出到单端输出的转换, 同时提高输入级的增益。 VT_5, VT_6 组成电流镜恒流源, 再配合 VT_{10} 恒流源, 完成输入级共模电流负反馈, 以稳定输入级工作电流, 提高输入级共模抑制比和共模输入电阻。在共模输入电压作用或由于温升而使 I_{c3}, I_{c4} 增大时, 电流负反馈的作用则是: 通过 I_{c3}, I_{c4} 增大, 使 I_{c8} 增大, 根据电流镜的关系, I_{c9} 也增大, 而 VT_{10} 为恒流源, 则 VT_3, VT_4 的基极电流 I_{b3}, I_{b4} 必然同时减小, 达到稳定工作点, 提高共模特性。

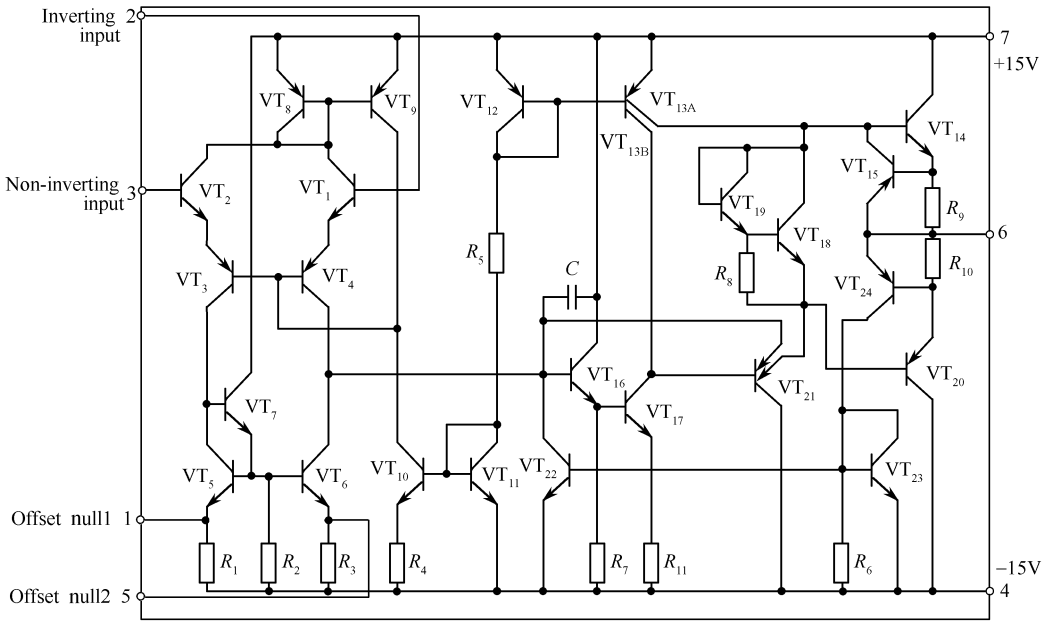


图 1-3-3 μ A741 型集成运放的内部电路图

VT_{16}, VT_{17} 和它的有源负载 VT_{13B} 组成中间放大级, 同时完成电平移动。这一级具有较高的增益。为了运放闭环工作的稳定性, 在 VT_{16} 集电极和基极间接入 30pF 积分校正电容。 VT_{11}, VT_{12} 两个二极管和电阻 R_5 为 $VT_{10}, VT_{13A}, VT_{13B}$ 的电流镜恒流源的偏置电路。

输出级由 VT_{14}, VT_{20} 和 VT_{21} 及偏置电路、输出保护电路构成。 VT_{14}, VT_{20} 组成互补输出级, VT_{21} 为激励级。 VT_{18}, VT_{19} 两个二极管为 VT_{14}, VT_{20} 提供初始偏置电压, 以减小交越失真。 VT_{13A} 为 VT_{21} 射极有源负载。为了避免输出级接地过载引起的损坏, 由 VT_{15} 和电阻 R_9 构成正向电流过载保护电路。当 VT_{14} 输出电流增大到使 R_9 上的电压大于 0.6V 时, VT_{15} 导通, 将分流 VT_{14} 部分基极电流, 使正向输出短路电流限制在 $0.6\text{V}/27\Omega = 22\text{mA}$ 。负向输出电流保护电路由 $VT_{22}, VT_{23}, VT_{24}$ 和电阻 R_{10} 构成。当电阻 R_{10} 上电压超过 0.6V 时, VT_{24}, VT_{23} 和 VT_{22} 相继导通, 分去 VT_{16} 管的基极电流, 限制了输出级 VT_{20} 输出电流, 使负向输出短路电流限制在 $0.6\text{V}/22\Omega = 27\text{mA}$ 。

(2) F741 型集成运放的性能特点

以 F741 为例,通用型 F741 集成运放是采用硅外延平面工艺制作的单片式高增益运放,它有很宽的输入共模电压范围,不会在使用中出现“阻塞”,在诸如积分电路、求和电路及通常的反馈放大电路中使用,都不需要补偿电容。

其特点是:① 采用频率内补偿;② 具有短路保护功能;③ 具有失调电压调整能力;④ 具有很高的输入差模电压和共模电压范围;⑤ 无阻塞现象;⑥ 功耗较低,电源电压适应范围较宽。

2. '14573CMOS 程控四运放简介

'14573CMOS 程控四运放如 5G14573,MC14573 等,是一种 CMOS 通用四运放。

(1) '14573 集成运放简化电路图

图 1-3-4 所示为 '14573CMOS 集成四运放的简化电路图。

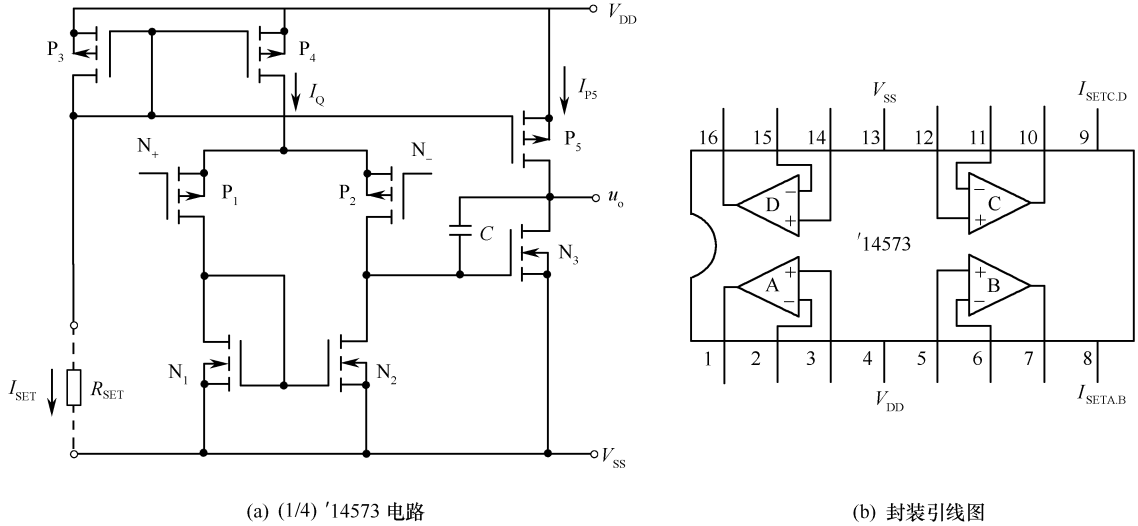


图 1-3-4 '14573CMOS 集成四运放的简化电路图

在图 1-3-4 中,第一级由差分电路、有源负载电路和偏置电路组成。 P_1, P_2 组成输入差分对, N_1, N_2 是有源负载, P_3, P_4 是电流源偏置电路,其基准电流由外接电阻 R_{SET} 设定,基准电流一般为 $20 \sim 200 \mu A$ 。第二级由 N_3, P_5 组成,是放大级,也是输出级。 N_3 是放大管, P_3, P_4 和 P_5 组成比例电流源, P_5 是 N_3 的有源负载,同时也给 N_3 提供直流偏置。此电路的优点是放大能力很强,缺点是输出电阻大,带载能力差。但这种电路一般所带负载多是同类 CMOS 电路,CMOS 电路的输入电阻大,且多数 CMOS 集成运放主要用作 LSI 电路的片上电路,只需具有带几皮法的小电容负载的能力即可,有的输入端甚至无须引出外线,所以输入保护电路也无必要。

(2) '14573CMOS 程控四运放的性能特点

'14573CMOS 程控四运放具有以下特点:输入电阻大;差模输入电压范围大,一般为 $-0.5 \sim V_{DD} + 0.5V$;电源电压范围大,既可以单电源供电 ($3.0 \sim 15V$),也可以双电源供电 ($\pm 1.5 \sim \pm 7.5V$),且正负电源可以不对称;具有良好的匹配和温度跟踪特性;电流源电路可以由外部程控;当恒流源有电流时,电路进入工作状态,改变偏置电流,可以改变运放参数,没有偏置时便处于截止状态。因为 '14573CMOS 程控四运放具有以上特点,所以应用非常方便。