

第 3 章 集成运算放大电路

集成运算放大电路(简称集成运放)是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,构成具有特定功能的电子电路。

与分立元件组成的放大电路相比,集成运算放大电路具有体积小、质量轻、功耗低、工作可靠、安装方便而又价格便宜等特点。同时成本低,便于大规模生产,因此其发展速度极为惊人。

集成运放作为通用性很强的有源器件,不仅可以用于信号的运算、处理、变换和测量,还可以用来产生正弦或非正弦信号,不仅在模拟电路中得到广泛应用,而且在脉冲数字电路中也得到了日益广泛的应用。因此,它的应用电路品种繁多,为了分析这些电路的原理,必须了解运放的基本特点、参数及其组成部分。

3.1 集成运算放大电路的特点

模拟运算放大器从诞生至今,已有四十多年的历史了。

第一代集成运放以 $\mu\text{A}709$ (我国的 FC3) 为代表,其特点是采用了微电流的恒流源、共模负反馈等电路,它的性能指标比一般的分立元件要高。其主要缺点是内部缺乏过电流保护,输出短路容易损坏。

第二代集成运放以 20 世纪 60 年代的 $\mu\text{A}741$ 型高增益运放为代表,它的特点是普遍采用了有源负载,因而在不增加放大级的情况下可获得很高的开环增益。电路中还有过流保护措施。但是输入失调参数和共模抑制比指标不理想。

第三代集成运放以 20 世纪 70 年代的 AD508 为代表,其特点是输入级采用了“超 β 管”,且工作电流很低。从而使输入失调电流和温漂等项参数值大大下降。

第四代集成运放以 20 世纪 80 年代的 HA2900 为代表,它的特点是制造工艺达到了大规模集成电路的水平。将场效应管和双极型管兼容在同一块硅片上,输入级采用 MOS 场效应管,输入电阻达 $100\text{M}\Omega$ 以上,而且采取调制和解调措施,成为自稳零运算放大器,使失调电压和温漂进一步降低,一般无须调零即可使用。

集成运放是模拟集成电路中应用最为广泛的一种,它实际上是一种高增益、高输入电阻和低输出电阻的多级直接耦合放大器。之所以被称为运算放大器,是因为该器件最初主要用于模拟计算机中实现数值运算的缘故。实际上,目前集成运放的应用早已远远超出了模拟运算的范围,但仍沿用了运算放大器(简称运放)的名称。

集成电路按其功能来分,有数字集成电路和模拟集成电路。模拟集成电路种类繁多,有运算放大器、宽频带放大器、功率放大器、模拟乘法器、模拟锁相环、模/数和数/模转换器、稳

压电源和音像设备中常用的其他模拟集成电路等。

集成运放的外形通常有三种：双列直插式、圆壳式和扁平式，如图 3-1 所示。

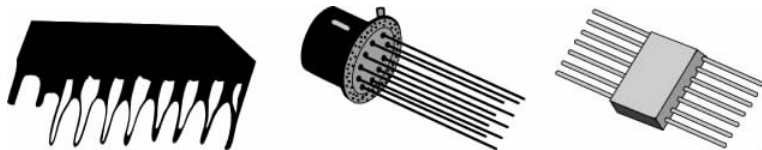


图 3-1 集成运放的外形图

由于受制造工艺的限制，模拟集成电路在电路设计上具有如下特点。

(1) 有源器件代替无源元件

集成电路中制作的电阻、电容，其数值和精度与它所占用的芯片面积成比例，即数值越大，精度越高，则占用芯片的面积就越大。而制作有源器件如三极管却非常方便，同时占用芯片面积小。因此在集成运放中，大电阻、大电容一般都避免使用，如果使用也通常用三极管代替，二极管一般也用集-基短路的 BJT 代替。

(2) 级间采用直接耦合方式

由于集成工艺不易制造大电容，因此集成电路中电容量一般不超过 100pF，而电感，只能限于极小的数值(1 μ H 以下)。因此，在集成电路中，级间不能采用阻容耦合方式，均采用直接耦合方式。

(3) 采用多管复合或组合电路

集成电路制造工艺的特点是晶体管特别是 BJT 或 FET 最容易制作，其他元器件如电阻电容等制作出来误差较大，但同类元器件都经历相同的工艺流程，参数具有良好的一致性。因此在集成运放的电路设计中，尽量使电路的性能由元件参数的比值确定。而复合和组合结构的电路性能较好，因此，在集成电路中多采用复合管(一般为两管复合)和组合(共射-共基、共集-共基组合等)电路。

3.2 集成运算放大电路的组成

集成运放电路的形式是多样的，而且各具特色。但从原理上看，集成运放的内部实质是一个高放大倍数的多级耦合放大电路。它一般都包含输入级、中间级、输出级和偏置电路四个部分，如图 3-2 所示。输入级通常采用差分放大电路，该电路输入电阻大、噪声低、零漂

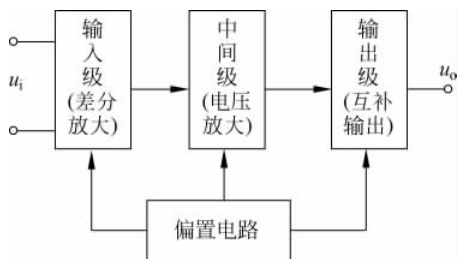


图 3-2 集成运放的组成部分

小；中间级多采用共射放大电路或多级放大电路，其主要作用是提供电压增益；而射极输出器或互补对称电路通常用作输出级，以降低输出电阻，提高带负载能力；偏置电路为各级提供合适的偏置电流。此外还有一些辅助环节，如单端化电路、相位补偿环节、电平移位电路、输出保护电路等。下面将分别介绍各个组成部分的结构和特点。

3.2.1 偏置电路

偏置电路的作用是给各级放大电路提供合适的偏置电流,使各级有合适的静态工作点,以不失真地放大交流信号。放大电路不同,对偏置电流的要求也不同。偏置电路的具体电路形式是电流源电路,常见的电流源电路有镜像电流源、比例电流源、微电流源等。

1. 镜像电流源

镜像电流源是集成运放中应用最广泛的一种电流源,其电路如图 3-3 所示。镜像电流源由 T_1 和 T_2 两个完全一样的三极管构成,其中 T_1 基极和集电极短接,被接成二极管的形式。由图 3-3 可知,基准电流 I_{REF} 为

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R} \quad (3-1)$$

由于两管的发射结连在一起,结构、参数、工艺都完全一样,因此 I_B 和 I_C 均相同。由图 3-3 知

$$I_{C2} = I_{C1} = I_{REF} - 2I_B = I_{REF} - 2 \frac{I_{C2}}{\beta} \quad (3-2)$$

所以

$$I_{C2} = \frac{\beta I_{REF}}{\beta + 2} \quad (3-3)$$

当 $\beta \gg 1$ 时, β 与 $(\beta + 2)$ 近似相等,则 $I_{C2} \approx I_{REF}$ 。上式可简化为

$$I_{C2} \approx I_{REF} = \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R} \quad (3-4)$$

即输出电流 I_{C2} 和基准电流 I_{REF} 基本相等,好似物与镜中的物像一样,故称为镜像电流源。

镜像电流源电路结构简单,由于两个三极管在同一硅片中,因此具有一定的温度补偿作用。但该电路对电压源 V_{CC} 的稳定性要求较高。

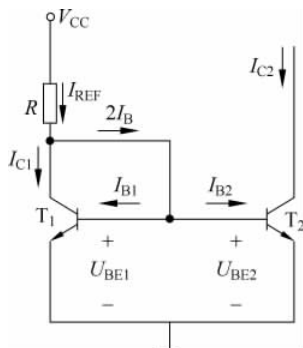


图 3-3 镜像电流源

2. 比例电流源

在镜像电流源的基础上,增加两个射极电阻 R_1 和 R_2 ,就构成了比例电流源,如图 3-4 所示。由图可知

$$U_{BE1} + I_{E1}R_1 = U_{BE2} + I_{E2}R_2$$

由于 T_1 和 T_2 是在同一硅片上的两个相邻三极管,可以认为 $U_{BE1} = U_{BE2}$,因此有

$$I_{E1}R_1 = I_{E2}R_2$$

若 $\beta \gg 1$,则 $I_{E1} \approx I_{REF}$, $I_{E2} \approx I_{C2}$,由此可以得到

$$I_{C2} \approx \frac{I_{REF}R_1}{R_2} \quad (3-5)$$

$$I_{REF} = \frac{I_{C2}R_2}{R_1} = \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R + R_1} \quad (3-6)$$

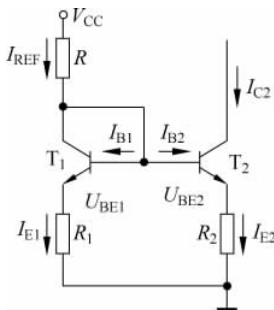


图 3-4 比例电流源

即输出电流 I_{C2} 与基准电流 I_{REF} 有一定的比例关系,其比值由 R_1 和 R_2 确定。故这种电流源称为比例电流源。

3. 多路电流源

将比例电流源推广,可得多路电流源,如图 3-5 所示。图中为三路电流源,设 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 特性相同,则各路输出电流为

$$I_{C2} \approx \frac{I_{REF} R_1}{R_2}, \quad I_{C3} \approx \frac{I_{REF} R_1}{R_3}, \quad I_{C4} \approx \frac{I_{REF} R_1}{R_4} \quad (3-7)$$

各级选择合适的电阻,就可以得到所需的电流源。同理,将镜像电流源推广,也可得输出相同的多路电流源。应该注意的是,随着多路电流源路数增加,各晶体管的基极电流和 $\sum I_B$ 也增加,使得 I_{C1} 和 I_{REF} 之间的差值增大($I_{C1} = I_{REF} - \sum I_B$),而式(3-7)的结论是在 $I_{C1} \approx I_{REF}$ 的条件下得到的。这样一来,各路输出电流 I_C 与基准电流 I_{REF} 的传输比将出现较大误差。为减少这种误差可加 T_5 管,如图 3-6 所示。这样 I_{C1} 和 I_{REF} 之间的差值减小为原来的 $1/(1+\beta)$,即

$$I_{C1} = I_{REF} - \frac{\sum I_B}{1+\beta} \quad (3-8)$$

大大提高了各路电流的精度。

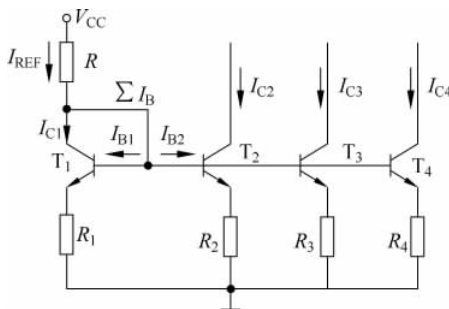


图 3-5 多路电流源

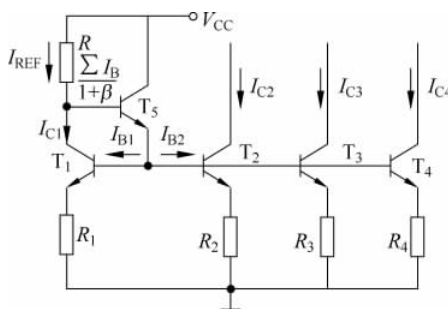


图 3-6 改进后的多路电流源

例 3-1 由电流源组成的电流放大电路如图 3-7 所示,试估算电流放大倍数 $A_i = I_o / I_i = ?$

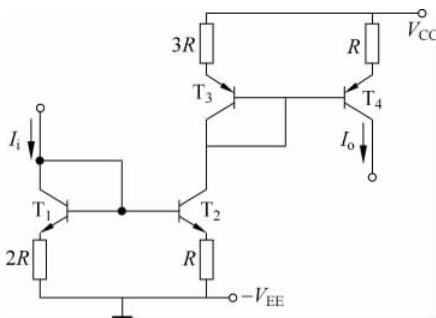


图 3-7 例 3-1 电路图

解：本题用来熟悉电流源电路的分析方法。

T_1 、 T_2 管组成一比例式电流源； T_3 、 T_4 管组成另一比例式电流源。由图可知：

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{C2}}{I_1} &\approx \frac{2R}{R} = 2 \\ \frac{I_o}{I_{C3}} &\approx \frac{3R}{R} = 3 \\ I_{C2} &= I_{C3} \end{aligned} \right\} \rightarrow A_i = \frac{I_o}{I_1} \approx 6$$

3.2.2 差分放大输入级

差分放大电路(简称差放)是集成运放电路中重要的基本单元电路,它的很多指标如输入电阻、输出电阻、共模抑制比等,对集成运放的性能起着决定性的作用。

1. 零点漂移现象

零点漂移是指当放大电路输入信号为零时,由于受温度变化、电源电压不稳等因素的影响,使静态工作点发生变化,并被逐级放大和传输,导致电路输出端电压偏离原固定值而上下漂动的现象。在阻容耦合电阻中,由于耦合电容的存在,使得前一级工作点的漂移很难传到下一级。而集成运放是直接耦合的多级放大电路,这时候这种漂移会像输入信号一样,直接被送到后级电路中并被逐级放大。显然,放大电路级数越多、放大倍数越大,输出端的漂移现象就越严重。严重时,有可能使输入的微弱信号湮没在漂移之中,无法分辨,从而使得整个放大电路无法正常工作,因此,提高放大倍数、降低零点漂移是直接耦合放大电路的主要矛盾。

产生零点漂移的原因有很多,如电源电压不稳、元器件参数变值、环境温度变化等。其中最主要的因素是温度的变化,因为晶体管是温度的敏感器件,当温度变化时,其参数 U_{BE} 、 β 、 I_{CBO} 都将发生变化,最终导致放大电路静态工作点产生偏移。由于温度变化产生的零点漂移,也称为**温漂**。

抑制零点漂移的措施,除了精选元件、对元件进行老化处理、选用高稳定度电源以及稳定静态工作点的方法外,在实际电路中常采用补偿和调制两种手段。补偿是指用另外一个元器件的漂移来抵消放大电路的漂移,如果参数配合得当,就能把漂移抑制在较低的限度之内。在分立元件组成的电路中常用二极管补偿方式来稳定静态工作点。在集成电路内部应用最广的单元电路就是基于参数补偿原理构成的差分放大电路。

差分放大电路常见的形式有两种:长尾式和恒流源式。下面以长尾式为例对差分放大电路进行分析。

2. 差分放大电路的构成与差模和共模信号

1) 长尾差分放大电路构成

长尾式差分放大电路如图 3-8 所示。它由两个性能参数完全相同的共射放大电路组成,通过两管射极连接并经

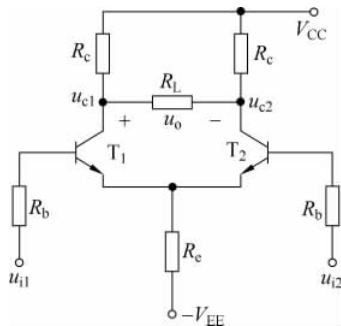


图 3-8 长尾式差分放大电路

过公共电阻 R_e 将它们耦合在一起,这个电阻一般称为“长尾”。输入电压加在两管的基极,输出电压等于两管的集电极电位差。

由图中参数可知,电路中左右两部分的电路完全对称,则当输入电压为零时,电路处于静态,此时 $U_{C1Q} = U_{C2Q}$, 输出 $U_o = 0$ 。如果温度变化,由于左右两边参数完全相同,变化量也会完全相同,输出端的零点漂移将互相抵消。

2) 差模与共模信号概念

差分放大电路有两个输入端,其输入电压分别为 u_{i1} 和 u_{i2} 。如果加入的信号大小相等,极性相反,则这种形式的信号称为**差模信号**,如图 3-9(a)所示。通常两个输入端之间加入的信号差称为**差模输入电压**,用符号 u_{id} 表示。如果两个输入信号大小相等、极性相同,这种形式的信号称为**共模信号**,如图 3-9(b)所示。共模输入信号用 u_{ic} 表示。

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} \quad (3-9)$$

$$u_{ic} = \frac{1}{2}(u_{i1} + u_{i2}) \quad (3-10)$$

由式(3-9)和式(3-10)可以得到图 3-8 的两个输入电压 u_{i1} 和 u_{i2} 的表达式。

$$u_{i1} = \frac{u_{id}}{2} + u_{ic} \quad (3-11)$$

$$u_{i2} = -\frac{u_{id}}{2} + u_{ic} \quad (3-12)$$

即图 3-8 所示长尾差分放大电路可以分解为图 3-9(a)与图 3-9(b)电路的叠加。**求解长尾差分放大电路的响应,就是将差模信号单独作用求得的响应与共模信号单独作用求得的响应进行叠加。**

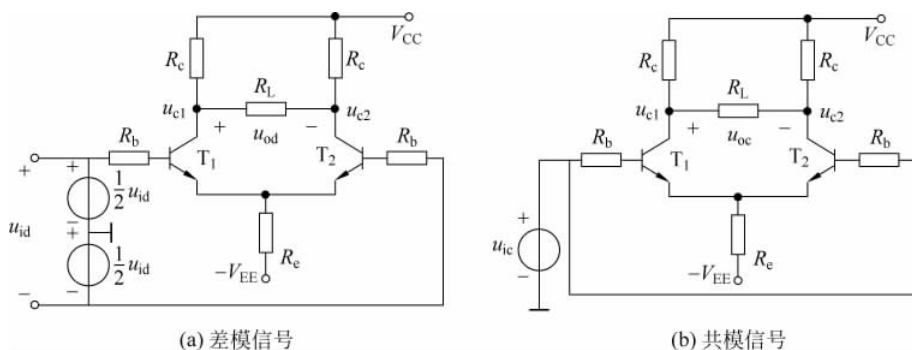


图 3-9 差模信号和共模信号

例如,一个长尾差分放大电路,其输入信号 $u_{i1} = 7\text{mV}$, $u_{i2} = 3\text{mV}$, 此时 $u_{id} = 7 - 3 = 4\text{mV}$, $u_{ic} = (7 + 3)/2 = 5\text{mV}$ 。

在图 3-9(a)中,差模输出电压用 u_{od} 表示,即

$$u_{od} = u_{c1} - u_{c2} \quad (3-13)$$

差模电压放大倍数用 A_{ud} 表示,半边共射放大电路的放大倍数用 A_1 和 A_2 表示, $A_1 = A_2$, 则

$$A_{ud} = \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{u_{c1} - u_{c2}}{u_{id}} = \frac{A_1 \frac{1}{2} u_{id} - (-A_2 \frac{1}{2} u_{id})}{u_{id}} = A_1 \quad (3-14)$$

式(3-14)表明,双端输入双端输出的差分放大电路的差模电压放大倍数等于半边共射电路的电压放大倍数。

图 3-9(b)中,共模输出电压用 u_{oc} 表示,由于电路完全对称,双端输入相同,则输出也相同,即

$$u_{oc} = u_{c1} - u_{c2} = 0 \quad (3-15)$$

共模电压放大倍数用 A_{uc} 表示,则

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = 0 \quad (3-16)$$

式(3-16)表明,双端输入双端输出的差分放大电路的共模电压放大倍数等于 0。这说明,差分放大电路对共模信号有很强的抑制作用。

通常情况下,认为差模输入反映了有效的信号,环境温度变化产生的温度漂移,折算到输入端,就相当于在输入端引入了共模信号,共模信号也可以理解为随着有效信号一起进入放大电路的某种噪声信号。差分放大电路对共模信号的抑制作用,也就是对零点漂移的抑制,正因为如此,差分放大电路被广泛用于各种模拟集成电路中作输入级或级联。

一般说来,差分放大电路很难做到完全对称,故 $A_{uc} \neq 0$ 。即零点漂移不能完全克服,但会受到很强的抑制,并且希望抑制能力越强越好。为了衡量差分放大电路对差模信号的放大和对零点漂移的抑制能力,引入了一项技术指标,称为共模抑制比,用 K_{CMR} 表示,其定义为差模电压放大倍数与共模电压放大倍数之比,一般用对数表示,单位为 dB,即

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (3-17)$$

式(3-17)表明,该项技术指标越大,说明差分放大电路抑制零点漂移的能力越强。

3. 差分放大电路的输入和输出方式

由图 3-8 可知,差分放大电路有两个输入端,两个输出端,根据输入和输出的连接方式,差分放大电路有 4 种不同的接法,即双入双出、双入单出、单入双出、单入单出。双入时, $u_{i1} \neq 0$ 、 $u_{i2} \neq 0$; 单入时, $u_{i1} \neq 0$ 、 $u_{i2} = 0$ 。不论双入单入,在分析时均需要将输入信号分解为差模信号和共模信号的叠加,对电路的结构并不影响。因此,双入和单入的差模和共模特性及其分析完全相同。

双出时,负载接在 c_1 和 c_2 之间;单出时,负载接在 c_1 和地之间,或者 c_2 与地之间。图 3-8 为双出。双出和单出电路的结构发生了变化。因此,输出方式不同,共模和差模特性及其分析明显不同。

4. 差分放大电路的静态分析

当图 3-8 的输入 $u_{i1} = u_{i2} = 0$ 时,得到差分放大电路的直流通路如图 3-10 所示。其中电路完全对称,三极管的放大倍数均为 β , $U_{BE1Q} = U_{BE2Q}$, $I_{E1Q} = I_{E2Q} = I_{EQ}$, $I_{C1Q} = I_{C2Q} = I_{CQ}$, $I_{B1Q} = I_{B2Q} = I_{BQ}$, $U_{CE1Q} = U_{CE2Q} = U_{CEQ}$, 由回路 1 有

$$I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ}R_e = V_{EE}$$

得到基极电流

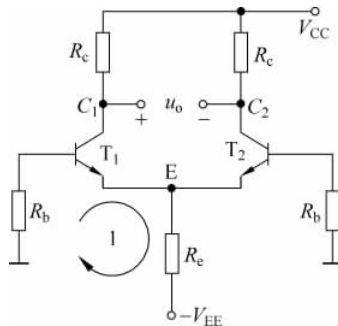


图 3-10 差分放大电路的直流通路

$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{R_b + 2(1 + \beta)R_e} \quad (3-18)$$

其他静态值为

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (3-19)$$

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - U_{EQ} \quad (3-20)$$

其中, $U_{EQ} = -U_{BEQ} - I_{BQ}R_b$, 由于 $U_{BEQ} \gg I_{BQ}R_b$, 所以一般取 $U_{EQ} \approx -U_{BEQ} = -0.7V$ 。

5. 差分放大电路的动态分析

1) 差模放大特性

在差分放大电路的两个输入端钮加上一对大小相等、极性相反的差模信号, 如图 3-9(a) 所示。此时 R_e 上的电流是两个大小相等、极性相反的电流的代数和, 即流过 R_e 的电流始终为零。当直流置零, 仅有交流信号作用时, R_e 相当于对地短路, 得到长尾式差分放大电路的差模交流通路如图 3-11 所示。图中 R_L 是接在 T_1 和 T_2 集电极间的负载电阻, 当输入差模信号时, 一管输出端电位升高, 另一端则降低, 且升高量与降低量相等。因此双端输出时, 可以认为 R_L 中点处电位保持不变, 视为差模地端。

利用图 3-11 的交流通路, 可以得到差分放大电路的各项差模性能指标。

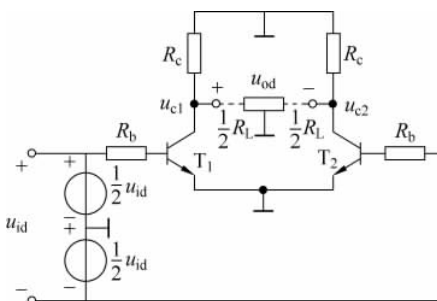


图 3-11 差分放大电路的差模交流通路

双端输出时, 由式 (3-14) 可知差分放大电路

双端输出的差模电压放大倍数 A_{ud} 与半边共射电路的电压放大倍数 A_1 相同, 差模电压放大倍数、输入电阻和输出电阻用符号 A_{ud} , R_{id} , R_{od} 。其表达式为

$$A_{ud} = \frac{u_{od}}{u_{id}} = A_1 = -\frac{\beta R'_L}{R_b + r_{be}} \quad (3-21)$$

$$R_{id} = 2(R_b + r_{be}) \quad (3-22)$$

$$R_{od} = 2R_c \quad (3-23)$$

式 (3-21) 中, $R'_L = R_c // \frac{1}{2}R_L$ 。

单端输出时, 负载接在 C_1 和地之间, 此时输入电阻 R_{id} 不变, 依然是 $R_{id} = 2(R_b + r_{be})$ 。差模电压放大倍数和输出电阻用符号 $A_{ud(单)}$, $R_{od(单)}$ 表示, 其值为

$$A_{ud(单)} = \frac{u_{od1}}{u_{id}} = \frac{u_{od1}}{2 \times \frac{1}{2}u_{id}} = \frac{1}{2}A_{ud} = -\frac{\beta R'_L}{2(R_b + r_{be})} \quad (3-24)$$

$$R_{od(单)} = R_c \quad (3-25)$$

式 (3-24) 中, $R'_L = R_c // R_L$ 。这时的差模电压放大倍数为双端输出时的一半。如果负载接在 C_2 端与地之间, 则输入和输出同相, $A_{ud(单)} = -\frac{1}{2}A_{ud}$ 。

2) 共模抑制特性

在差分放大电路的两个输入端钮加上一对大小相等、极性相同的共模信号, 如图 3-9(b)

所示。此时 R_e 上的电流是两个大小相等、极性相同的电流的代数和,即流过 R_e 的电流为 $2i_e$,此时发射极的电位为 $2i_e R_e$,根据等效的概念,可以认为每管的射极都接了 $2R_e$ 的电阻。当直流置零,仅有交流信号作用时,得到长尾式差分放大电路的共模交流通路如图 3-12 所示。

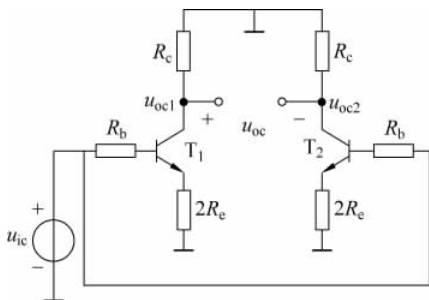


图 3-12 差分放大电路的共模交流通路

根据图 3-12,可以分析差分放大电路的共模指标。

双端输出时,由式(3-16)可知双端输入双端输出的差分放大电路的共模电压放大倍数 A_{uc} 等于 0。共模电压放大倍数、输入电阻和输出电阻用符号 A_{uc} 、 R_{ic} 、 R_{oc} 表示。其表达式为

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = 0 \quad (3-26)$$

$$R_{ic} = \frac{u_{ic}}{i_{ic}} = \frac{u_{ic}}{2i_{ic1}} = \frac{1}{2} [R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e] \quad (3-27)$$

$$R_{oc} = 2R_c \quad (3-28)$$

单端输出时,输入电阻 R_{ic} 不变,依然是 $R_{ic} = \frac{u_{ic}}{i_{ic}} = \frac{u_{ic}}{2i_{ic1}} = \frac{1}{2} [R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e]$ 。共模电压放大倍数和输出电阻用符号 $A_{uc(\text{单})}$ 、 $R_{oc(\text{单})}$ 表示,其值为

$$A_{uc(\text{单})} = \frac{u_{oc1}}{u_{ic}} = - \frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_e} \quad (3-29)$$

$$R_{oc(\text{单})} = R_c \quad (3-30)$$

式(3-29)是空载时的放大倍数,如果带载,表达式的分子变为 $\beta(R_c \parallel R_L)$ 。当 $(R_b + r_{be}) \ll (1 + \beta)2R_e$ 时式(3-29)简化为

$$A_{uc(\text{单})} = - \frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_e} \approx - \frac{R_c}{2R_e} \quad (3-31)$$

根据以上分析可以知道,射极电阻 R_e 对差模信号没有影响,却极大地影响了共模电压放大倍数, R_e 越大, A_{uc} 越小,说明对共模干扰的抑制能力越强。采用恒流源负载代替 R_e ,可以获得更大的共模抑制电阻,即用恒流源的交流电阻取代 R_e 。常见的恒流源式差分放大电路如图 3-13(a)所示。由于恒流源的交流电阻非常大,因此无论是双端输出还是单端输出,都可以认为共模电压放大倍数为 0,从而使得共模抑制比趋于无穷大。当实际电流源近似为理想电流源时,常用 3-13(b)所示简化电路来表示电流源式差分放大电路。

根据前面的分析,下面将长尾差分放大电路输出方式不同时的性能特点进行了总结,为了便于比较,将它们的性能特点列于表 3-1 中。

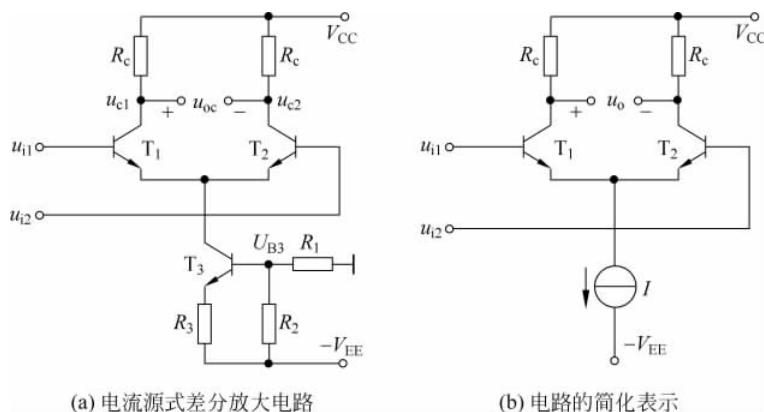


图 3-13 电流源式差分放大电路及其简化画法

表 3-1 长尾式差分放大电路两种输出方式性能比较

两端输出差分放大电路		单端输出差分放大电路	
差模性能	共模性能	差模性能	共模性能
$R_{id} = 2R_{i1} = 2r_{be}$	$R_{ic} = \frac{1}{2}[r_{be} + 2(1+\beta)R_e]$	$R_{id} = 2R_{i1} = 2r_{be}$	$R_{ic} = \frac{1}{2}[r_{be} + 2(1+\beta)R_e]$
$R_{od} = 2R_{o1} \approx 2R_c$	$R_{od} = 2R_{o1} \approx 2R_c$	$R_{od1} = R_{o1} \approx R_c$	$R_{oc} = R_{o1} \approx R_c$
$A_{ud} = A_1 = -\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{r_{be}}$	$A_{uc} \rightarrow 0$	$A_{ud1} = -A_{ud2} = \frac{1}{2}A_{u1}$ $= -\frac{\beta(R_c // R_L)}{2r_{be}}$	$A_{uc1} = A_{uc2}$ $= A_1 \approx -\frac{R_c // R_L}{2R_e}$
$K_{CMR} = \left \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right \rightarrow \infty$		$K_{CMR} = \left \frac{A_{ud1}}{A_{uc1}} \right \approx \frac{\beta R_e}{r_{be}}$	
$u_o = u_{o1} - u_{o2} = A_{ud} u_{id}$		$u_{o1} = u_{oc1} + u_{od1} = A_{uc1} u_{ic} + A_{ud1} u_{id}$ $u_{o2} = u_{oc2} + u_{od2} = A_{uc2} u_{ic} + A_{ud2} u_{id}$	
抑制零漂的原理： (1) 利用电路的对称性； (2) 利用 R_e 的共模负反馈作用		抑制零漂的原理： 利用 R_e 的共模负反馈作用	

例 3-2 差分放大电路如图 3-14 所示, 已知 $\beta=100$ 、 $U_{BEQ}=0.7\text{V}$, 若 $R_L=10\text{k}\Omega$ 。①双端输出时, 求 R_{id} 、 R_{od} 、 A_{ud} ; ②单端输出时, 求 R_{ic} 、 R_{oc} 、 A_{uc} 及 K_{CMR} 。

解: 本题用来熟悉差分放大电路的分析方法。

差分放大电路的交流性能分析基于静态分析之上, 首先计算该电路的静态电流。

$$I_{EQ} = \frac{V_{EE} - V_{BEQ}}{R_e} = \frac{6 - 0.7}{5.1} \approx 1.04\text{mA}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} \approx \frac{I_{EQ}}{2} = 0.52\text{mA}$$

所以有

$$\begin{aligned} r_{be1} &= r_{be2} \approx (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{CQ1}} \\ &= (1 + 101) \times \frac{26}{0.52} = 5.05\text{k}\Omega \end{aligned}$$

① 双端输出时:

$$R_{id} = 2r_{be1} = 2 \times 5.05 = 10.1\text{k}\Omega$$

$$R_{od} = 2R_c = 2 \times 5.1 = 10.2\text{k}\Omega$$

$$A_{ud} = - \frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{r_{be1}} \approx -50$$

② 单端输出时

$$R_{ic} = \frac{1}{2}[r_{be1} + (1 + \beta) 2R_e] = [5.05 + (1 + 100) \times 2 \times 5.1] \times \frac{1}{2} \approx 0.52\text{M}\Omega$$

$$R_{oc} = R_c = 5.1\text{k}\Omega$$

$$A_{uc1} = - \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be1} + (1 + \beta) \times 2R_e} \approx - \frac{R_c // R_L}{2R_e} \approx -0.33$$

$$A_{ud1} = - \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be1}} = 33.5$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud1}}{A_{uc1}} \right| \approx \frac{\beta R_c}{r_{be1}} \approx 101$$

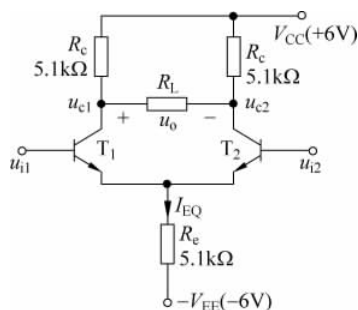


图 3-14 例 3-2 电路

3.2.3 中间级

中间级一般采用共射放大电路或多级放大电路, 以得到足够大的放大倍数。并且, 在得到足够大电压增益的同时, 还要求提高输入电阻以减小对前级的影响。

为了获得高的电压增益, 集成运放的中间级多以电流源作为有源负载, 而且中间级的三极管经常采用复合管方式。

在基本共射(共源)放大电路中, 放大倍数与集电极电阻 R_c (漏极电阻 R_d) 密切相关, R_c 越大, 放大倍数越高。但是, 如果仅仅提高 R_c 的值, 会使得电路的静态工作点发生改变, 进而影响电路的性能; 同时集成电路的工艺也不便于制造大电阻。因此, 在集成运放中, 常用电流源电路来替代 R_c 作为有源负载使用, 如图 3-15(a) 所示。其中 T_1 是放大三极管, T_3 是有源负载, 与 T_4 组成镜像电流源, 给放大电路提供直流偏置。共射放大电路的集电极静态电流等于

电流源的基准电流。有源负载的使用,可以在直流电源电压不变的情况下,既保持了静态工作点的稳定,又可以将交流时共射增益表达式中的 R_c 用 r_{ce3} 替代,达到获得极高增益的目的。

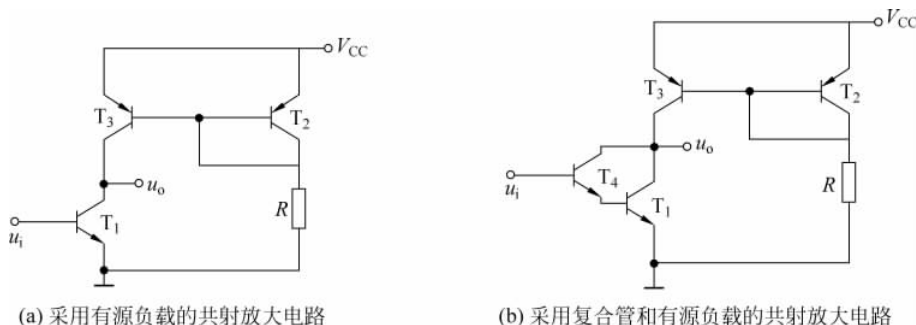


图 3-15 共射放大电路

复合管是由两个或两个以上的三极管组合而成的,常见的组态及等效电路如图 3-16 所示。由图可知,当两个三极管组成复合管时,其特点有:

- (1) 复合管的电流放大倍数约为 $\beta_1\beta_2$ 。
- (2) 复合管等效为一个三极管,该三极管的类型与复合管前级三极管类型相同。

(3) 当两个同类型的三极管组成复合管时,如图 3-16(a)和图 3-16(b)所示,其输入电阻 $r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2}$; 当两个不同类型的三极管组成复合管时,如图 3-16(c)和图 3-16(d)所示,其输入电阻 $r_{be} = r_{be1}$ 。

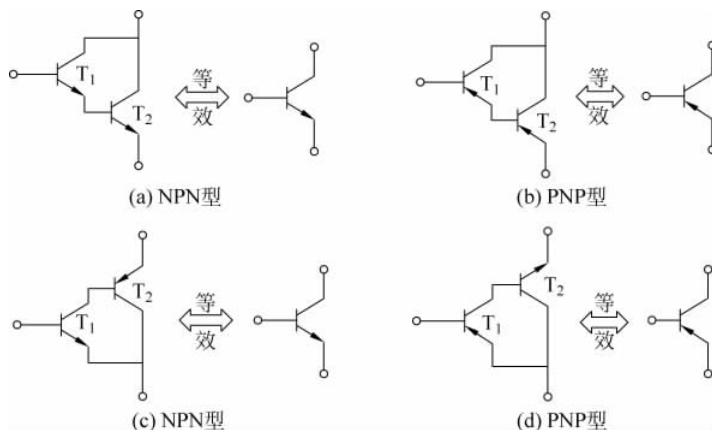


图 3-16 复合管的接法

复合管是达林顿提出的,因此也称为达林顿管。如图 3-15(a)所示的共射放大电路,也可以将放大三极管用复合管代替,如图 3-15(b)所示。复合管不仅常用于集成运放的中间级,在输入级和输出级电路中也经常使用,用于提高集成运放的性能。

3.2.4 输出级

集成运放的输出级要求给负载提供足够大的电压和电流,同时输出电阻较小以提高集

成运放的带载能力。一般说来,输出级常采用射极输出器,其输入电阻较大,能减少对前级电压放大倍数的影响,输出电阻较小,带载能力强。由于集成运放输出级的输入信号是大信号,为了避免失真,同时减少功耗,输出级一般采用互补对称型射极输出器。

图 3-17(a) 所示为互补对称型输出级的基本电路。 T_1 和 T_2 是两个参数完全相同的异型三极管, T_1 为 NPN 型, T_2 为 PNP 型,它们分别与负载构成射极输出器。当输入信号 u_i 为零时,电路为直流通路,此时三极管均处于截止区,输出 u_o 也为零。当输入电压为正弦波时,如图 3-17(b) 所示,若 $u_i > 0$,则 T_1 导通, T_2 截止, T_1 与 R_L 组成射极输出器,产生正半周输出电压 $u_o = u_i$; 若 $u_i < 0$,则 T_1 截止, T_2 导通, T_2 与 R_L 组成射极输出器,产生负半周输出电压 $u_o = u_i$ 。最终在负载 R_L 上形成一个完整的输出信号波形如图 3-17(b) 所示。因此,互补对称输出级电路中, T_1 和 T_2 以互补的方式轮流工作,正负电源轮流供电,实现了双向跟随。如果输入电压的幅值足够大,则输出电压幅度最大可达到 $\pm(V_{CC} - |U_{CES}|)$, U_{CES} 为管子饱和压降。

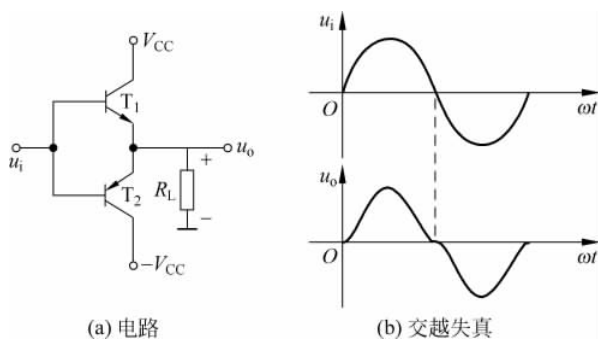


图 3-17 互补对称输出级的基本电路及交越失真

观察图 3-17(b) u_o 的波形可以发现,在两管轮流工作的衔接处,波形出现失真,这种失真通常称为**交越失真**。**交越失真**产生的原因是:晶体管存在开启电压 U_{on} ,硅管的开启电压约为 $0.7V$,锗管的开启电压约为 $0.2V$,只有 $|u_i| > |U_{on}|$,三极管才导通,输出电压才与输入电压跟随,如果输入电压 $|u_i| < |U_{on}|$,则两管均处于截止状态,此时输出为零。

为了克服交越失真,可以分别给两管发射结加偏置电压,偏置电压的值只要稍大于开启电压即可,这样,在静态时,三极管 T_1 和 T_2 均处于微导通状态,当交流信号加入时, T_1 和 T_2 即可轮流导通,从而消除交越失真。图 3-18 所示电路给出了集成运放中常用的偏置方式。

在图 3-18(a) 所示的电路中,静态时由两个二极管给 T_1 和 T_2 提供偏压,其中二极管的材料与三极管相同。

图 3-18(b) 所示的电路中,如果忽略 I_{B3} ,则有

$$U_{MN} = U_{CE3} = I_1 R_3 + U_{BE3} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) U_{BE3} \quad (3-32)$$

选择合适的参数 R_3 和 R_4 ,使得 U_{MN} 是 U_{BE} 的任意倍数,给 T_1 和 T_2 提供合适的偏压,因此该电路又称为 U_{BE} 的**倍增电路**。为了提高集成运放的性能, T_1 和 T_2 常用复合管结构,此时倍增电路通过参数调节也能提供合适的偏压,比图 3-18(a) 所示电路更为方便。

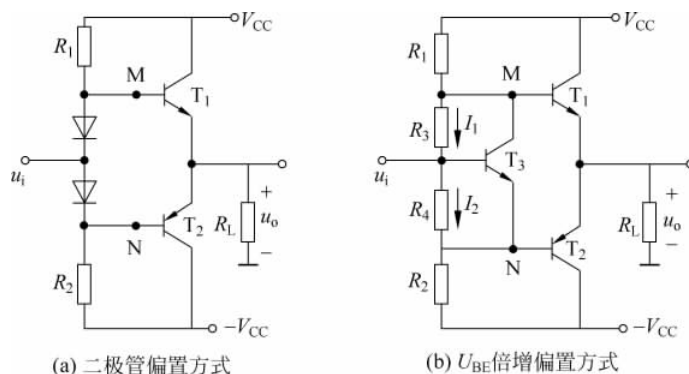


图 3-18 消除交越失真的互补电路

3.3 典型的集成运放电路

F007 属于第二代集成运放,是一种通用型运放,F007 电路的特点是:采用了有源集电极负载、电压放大倍数高、输入电阻高、共模电压范围大、校正简便、输出有过流保护等。由于其性能好、价格便宜,是一种普遍使用的放大电路。它的原理电路如图 3-19 所示。

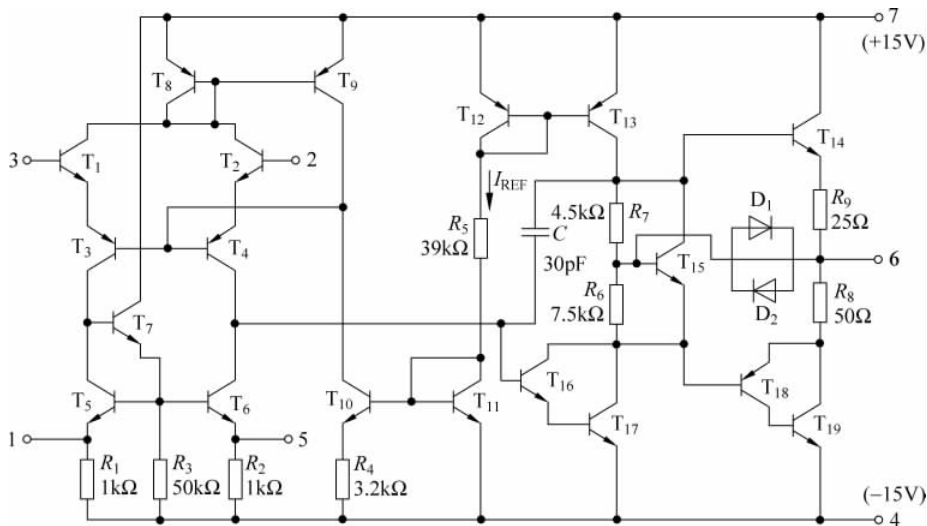


图 3-19 F007 电路原理图

3.3.1 双极型集成运算放大电路 F007

1. 偏置电路

偏置电路的作用是向各级放大电路提供合适的偏置电流,决定各级的静态工作点。参照图 3-19,F007 的偏置电路由 $T_8 \sim T_{13}$ 以及 R_4 、 R_5 等元件组成。整个电路的基准电流 I_{REF}

由 T_{12} 、 R_5 、 T_{13} 和电源 $+15V$ 、 $-15V$ 共同决定。 T_{10} 、 T_{11} 和 R_4 组成微电流源电路,提供输入级所要求的微小而又十分稳定的偏置电流,并提供 T_9 所需的集电极电流; T_8 与 T_9 组成镜像恒流源电路,供给 T_1 、 T_2 所需的集电极电流, T_{12} 与 T_{13} 组成镜像恒流源电路,作为中间放大级的有源负载。

2. 输入级

输入级对集成运放的多项技术指标起着决定性的作用。它的电路形式几乎都采用各种各样的差分放大电路,以发挥集成电路制造工艺上的优势。F007 的输入级电路由 $T_1 \sim T_7$ 组成,为带有恒流源及有源负载的共集-共基差分放大电路。有源负载是由 T_5 、 T_6 、 T_7 及 R_1 、 R_2 、 R_3 组成的改进型镜像恒流源电路。用它作差分放大电路的有源负载。

共集-共基差分放大电路是一种复合组态,其中, T_1 、 T_2 接成共集电极形式,可以提高电路的差模输入阻抗,同时提高共模信号的输入电压范围; T_3 、 T_4 组成共基极电路,具有较好的频率特性,同时还能完成电位移动功能,使输入级输出的直流电位低于输入直流电位,这样后级就可以直接接 NPN 型管;由于 PNP 型管的发射结击穿电压很高,这种差分放大电路的差模输入电压也很高,可达 $30V$ 以上,此外,共基极电路输入电阻较小,而输出电阻较大,有利于接有源负载,并起到将负载与 NPN 管隔离开的作用。

3. 中间级

中间级电路的主要任务是提供足够大的电压放大倍数,并向输出级提供较大的推动电流,有时还要完成双端输出变单端输出、电位移动等功能。F007 的中间级是由 T_{16} 、 T_{17} 复合管和电阻 R_6 组成的共射极放大电路, T_{12} 、 T_{13} 组成镜像恒流源作为它的有源负载,因而可以获得很高的电压增益,而且具有很高的输入电阻。 R_6 起电流负反馈作用可以改善放大特性。 $30pF$ 的电容 C 接在中间级的基极和集电极之间,为校正电容,其作用是防止产生自激振荡。

4. 输出级

输出级的作用是向负载输出足够大的电流,要求它的输出电阻要小,并应有过载保护措施。F007 输出级采用的就是由 T_{14} 和复合管 T_{18} 、 T_{19} 组成的互补对称电路。 R_6 、 R_7 和 T_{15} 组成电压并联负反馈偏置电路,使 T_{15} 的 c、e 两端具有恒压特性,为互补输出管提供合适而稳定的正向偏压,以克服交越失真。

D_1 、 D_2 和 R_8 、 R_9 组成输出级的过载保护电路,正常工作时, R_8 、 R_9 上的压降较小, D_1 、 D_2 均不能导通,即保护电路处于断开状态。当输出电流过大或输出不慎短路时, R_8 、 R_9 上的压降明显增大, D_1 、 D_2 将导通,从而对 T_{14} 和 T_{18} 的基极电流进行分流,限制了输出电流的增加,起到限流保护作用。

5. F007 符号

F007 作为一个有源放大器件,当应用于实际电路时,常用图 3-20 所示符号表示。其中,2 为同相输入端;3 为反相输入端;4 为负电源端;7 为正电源端;6 为输出端;1 和 5 为调零端。

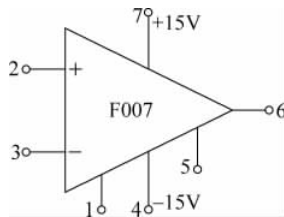


图 3-20 F007 符号

3.3.2 CMOS 集成运算放大电路 C14573

在过去很长一段时间,由于 MOS 工艺的局限性,在模拟集成电路的生产上,双极性工艺一直占有主导地位。随着 MOS 工艺的发展,其工艺简单、集成度高的优势在模拟领域中逐渐表现出来,特别是在集成数字与模拟兼有的混合系统时,MOS 工艺在成本、集成度及性能方面显出极大的优势。MOS 工艺制成的集成运放输入阻抗高、功率低、价格低的优点,使之逐渐成为制造数字集成电路的主流。

C14573 是一种通用型 CMOS 集成运放,它包含有 4 个相同的运放单元。由于 4 个运放按相同工艺流程做在一个芯片上,因此其具有温度一致性和良好的匹配。C14573 中每一个运放单元的电路原理如图 3-21 所示。

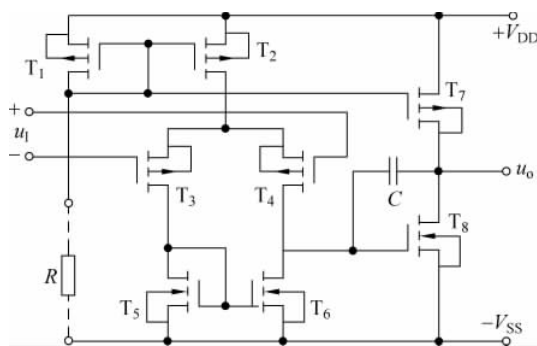


图 3-21 C14573 电路原理图

由图 3-21 可见,每一个运放单元内部由两级放大电路组成,放大电路的核心器件均为增强型 MOS 管。其中第一级由 T_3 和 T_4 组成双入单出的共源极差分放大电路, T_5 和 T_6 构成电流源为有源负载, T_1 和 T_2 构成电流源为放大电路提供直流偏置,同时可以利用外接电阻 R 设置工作电流。第二级由 T_8 构成共源放大电路, T_1 和 T_7 构成电流源为有源负载,电容 C 为校正电容,用于防止产生自激振荡。

3.4 集成运放的主要性能指标

集成运放的参数正确、合理选择是使用运放的基本依据,因此了解其各性能参数及其意义是十分必要的。

在理论分析和计算中,运算放大器的符号通常如图 3-22(a)所示。集成运放由两个输入端和一个输出端组成,其中输入端分别为同相输入端和反相输入端,可以用“ u_P ”和“ u_N ”表示,这里的“同相”和“反相”是指运放的输入电压和输出电压的相位关系。从符号和前面的分析可以看出,集成运放是一个双入单出,具有高差模电压放大倍数、高输入电阻、低输出电阻、抑制零点漂移能力强的差分放大电路。

集成运放的输出电压 u_o 和输入电压 ($u_P - u_N$) 之间的关系曲线称为电压传输特性,集成运放的电压传输特性如图 3-22(b)所示,即

$$u_o = \begin{cases} A_{od}(u_P - u_N) & \text{放大区} \\ U_{oM} \text{ 或 } -U_{oM} & \text{饱和区} \end{cases} \quad (3-33)$$

其中, A_{od} 是差模开环电压增益, 其数值非常高, 可达几十万倍。集成运放有放大区和饱和区两种工作情况, 常常也把这两种情况称为线性区和非线性区。

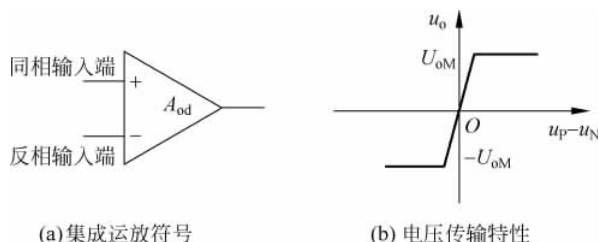


图 3-22 集成运放的符号和电压传输特性

下面给出了集成运放一些常用的技术指标。

1. 开环差模电压增益 A_{od}

开环差模电压增益是指运放在开环、线性放大区并在规定的测试负载和输出电压幅度的条件下的直流差模电压增益(绝对值)。一般运放的 A_{od} 为 $60 \sim 120 \text{ dB}$, 性能较好的运放其 $A_{od} > 140 \text{ dB}$ 。

值得注意的是, 一般希望 A_{od} 越大越好, 实际的 A_{od} 与工作频率有关, 当频率大于一定值后, A_{od} 随频率升高而迅速下降。

2. 失调的温漂

放大电路的零点漂移的主要来源是温度漂移, 而温度漂移对输出的影响可以折合为输入失调电压 U_{I0} 和输入失调电流 I_{I0} , U_{I0} 越小, 表明电路参数对称性越好。可以用以下指标来表示放大器的温度稳定性即温漂指标。

在规定的温度范围内, 输入失调电压的变化量 ΔU_{I0} 与引起 U_{I0} 变化的温度变化量 ΔT 之比, 以 $\Delta U_{I0}/\Delta T$ 表示。 $\Delta U_{I0}/\Delta T$ 越小越好, 一般为 $\pm(10 \sim 20) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

在规定的温度范围内, 输入失调电流的变化量 ΔI_{I0} 与引起 I_{I0} 变化的温度变化量 ΔT 之比, 以 $\Delta I_{I0}/\Delta T$ 表示。

3. 最大差模输入电压 U_{Idmax}

U_{Idmax} 是指集成运放的两个输入端之间所允许的最大输入电压值。若输入电压超过该值, 则可能使运放输入级 BJT 的其中一个发射结产生反向击穿, 输入级将损坏。

4. 最大共模输入电压 U_{Icmx}

U_{Icmx} 是指运放输入端所允许的最大共模输入电压。若共模输入电压超过该值, 则运放不能对差模信号进行放大。

5. 单位增益带宽 f_c

f_c 是指使运放开环差模电压增益 A_{od} 下降到 0 dB (即 $A_{od} = 1$) 时的信号频率, 它与三极

管的特征频率 f_T 相类似,是集成运放的重要参数。

6. -3dB 带宽 f_H

f_H 是指使运放开环差模电压增益 A_{od} 下降为直流增益的 $1/\sqrt{2}$ 倍(相当于-3dB)时的信号频率。

7. 转换速率 SR

SR 是指运放在闭环状态下,输入为大信号时,其输出电压对时间的最大变化速率,即

$$SR = \left| \frac{du_o}{dt} \right|_{\max} \quad (3-34)$$

转换速率 SR 反映了运放对高速变化的输入信号的响应情况,主要与补偿电容、运放内部各管的极间电容、杂散电容等因素有关。SR 越大,则说明运放的高频性能越好。一般运放 SR 小于 $1V/\mu s$,高速运放可达 $65V/\mu s$ 以上。

需要指出的是,转换速率 SR 是由运放瞬态响应情况得到的参数,而单位增益带宽 f_c 和-3dB 带宽 f_H 是由运放频率响应(即稳态响应)情况得到的参数,它们均反映了运放的高频性能,从这一点来看,它们的本质是一致的。但它们分别是在大信号和小信号的条件下列得到的,从结果看,它们之间有一定的差别。

8. 共模抑制比 K_{CMR}

共模抑制比等于运放差模放大倍数与共模放大倍数之比的绝对值,用 K_{CMR} 表示,常以分贝(dB)为单位。

9. 差模输入电阻 r_{id}

r_{id} 是集成运放两个输入端加载差模信号时的等效电阻。 r_{id} 越大,从信号源索取的电流越小。

除上述指标外,集成运放的参数还有输入偏置电流 I_{IB} 、共模输入电阻 R_{ic} 、输出电阻 R_o 、电源参数、静态功耗 P_c 等,其含义可查阅相关手册,这里不再赘述。

3.5 集成运放使用中的几个具体问题

1. 选择合适的运放

运放有通用型、高速型、宽带型、高增益型等种类,每种运放各有特点,同一个种类的运放有不同型号的运放芯片,同一型号的芯片又有不同的系列;在实际电路设计中,要根据放大电路的参数选择合适的运放型号。通过查手册,了解该类型运放的技术指标是否满足电路的要求,同时熟悉运放的封装及引脚排列,以避免画电路图及焊接电路板时出错。

2. 运放使用中的保护

集成电路在使用中若不注意,可能会使它损坏。例如:电源电压极性接反或电压太高;

输出端对地短路或接到另一电源造成电流过大;输入信号过大,超过额定值等。针对以上情况,通常可采取下面的保护措施。

1) 输入保护

输入级的损坏是因为输入的差模或共模信号过大而造成的,可采取如图 3-23(a)所示的利用二极管和电阻构成的限幅电路来进行保护。

2) 输出保护

针对输出端可能接到外部电压而过流或击穿的情况,可在输出端接上稳压管,如图 3-23(b)所示。当输出端电压超标时,总有一只稳压管反相击穿,从而将输出电压限制为稳压管的稳压值,对放大电路起到了保护作用。

3) 电源端保护

为了防止电源极性接反,可利用二极管单向导电性,在电源连接中串接二极管来实现保护,如图 3-23(c)所示。由图可见,如果电源极性接错,则二极管不能导通,从而避免芯片的损坏。

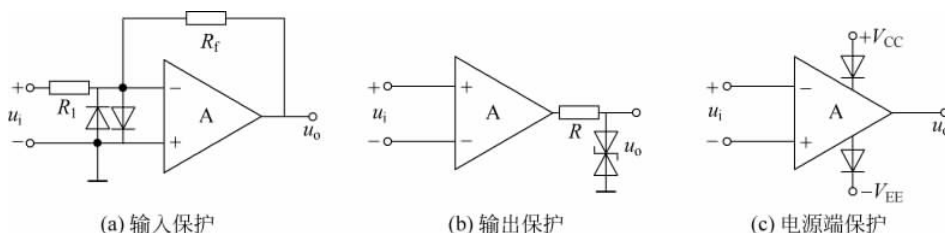


图 3-23 运放保护电路

3.6 Multisim 仿真例题

1. 题目

集成运算放大器参数测试。

2. 仿真电路

采用通用运算放大器 $\mu A741$ 。

3. 仿真内容及仿真结果分析

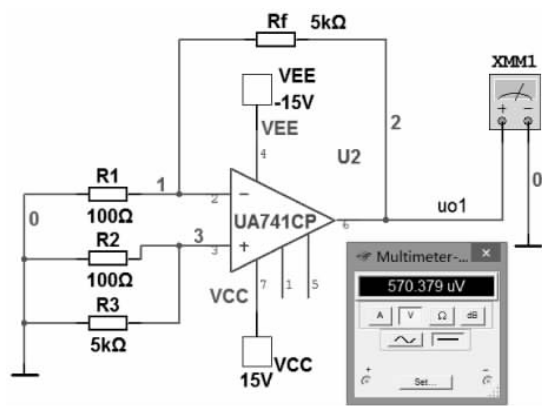
对集成运放的主要特性参数进行仿真。

(1) 输入失调电压 U_{IO} 的测量仿真。

测试电路如图 3-24 所示。

测试电路图 3-24 中的电阻 R_1 和 R_2 、 R_3 和 R_f 的参数要严格对称,并且 R_1 的值应尽可能小,可取几十至几百欧。输出电压 U_{o1} 测量为 $570.379\mu V$,输入失调电压根据下面的公式可求出约为 $11.18\mu V$ 。

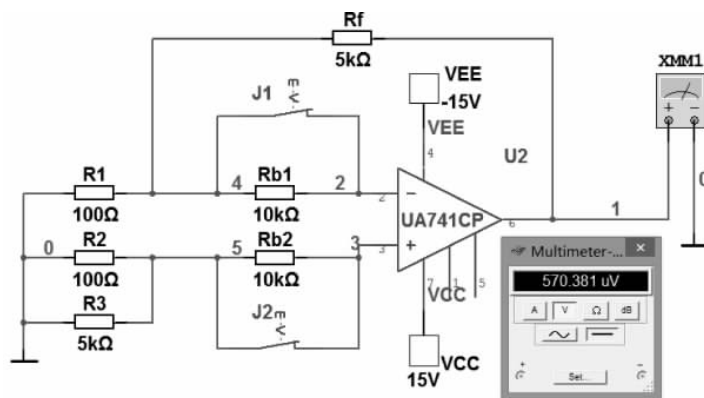
$$U_{IO} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_{o1} \approx 11.18(\mu V)$$

图 3-24 输入失调电压 U_{IO} 测量电路

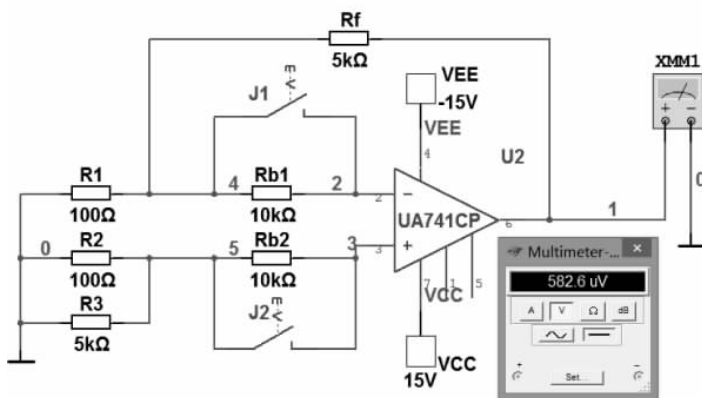
(2) 输入失调电流 I_{IO} 的测量仿真。

输入失调电流 I_{IO} 定义为：当输入信号为零时，运放的两个输入端的基极偏置电流之差，即 $I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}|$ 。

测试电路如图 3-25 所示。



(a) 开关 J1、J2 合上



(b) 开关 J1、J2 断开

图 3-25 输入失调电流测试电路

图 3-25 测试电路中 $R_1=R_2=100\Omega$, $R_{b1}=R_{b2}=10k\Omega$, $R_3=R_f=5k\Omega$ 。测量步骤如下:

① 接通开关 J1、J2, 测量输出电压, 得到 $U_{o1}=570.381\mu V$ 。

② 断开开关 J1、J2, 再测量输出电压, 得到 $U_{o2}=582.6\mu V$ 。

根据输入失调电流的定义, 忽略输入失调电压的影响, 可求出输入失调电流。即

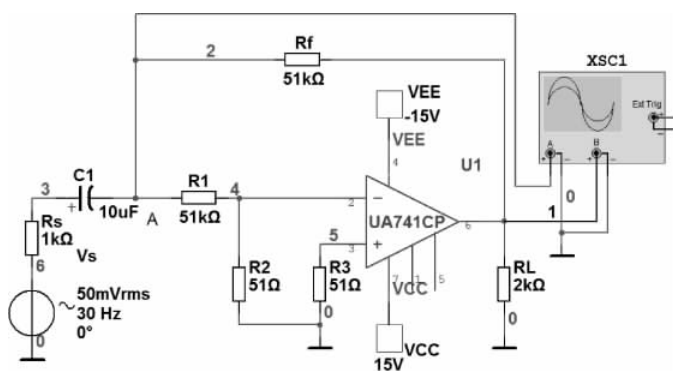
$$I_{I0} = |I_{B1} - I_{B2}| = |U_{o2} - U_{o1}| \cdot \frac{1}{R_b} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_f} \approx 0.24 \times 10^{-10} (A)$$

测试中应注意: ① 将运放调零端开路; ② 两输入端电阻 R_B 必须精确配对; ③ I_{B1} 和 I_{B2} 本身的数值很小(微安级)。

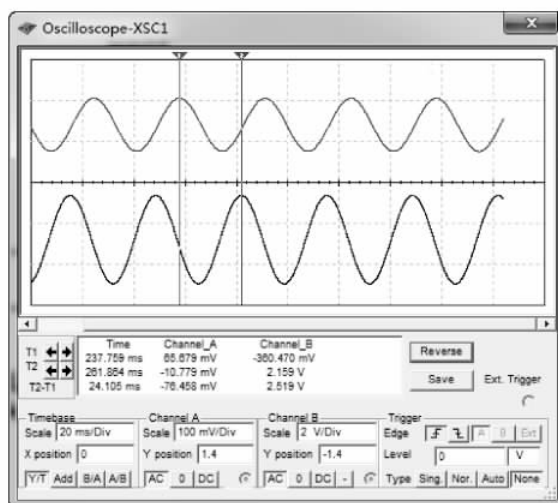
(3) 开环差模电压增益 A_{od} 测量。

开环差模放大倍数 A_{od} 定义为集成运放在没有外部反馈时的直流差模电压放大倍数, 即开环输出电压 U_o 与两个差分输入端之间所加信号电压 U_{id} 之比。

为了测量方便, 加在输入端的直流信号通常都用低频(如几十赫兹以下)交流信号代替, 只要信号频率低于集成运放的开环带宽, 就不会引起明显的测量误差。开环增益的测量方法有很多, 本实验采用的是闭环测量方法, 测量电路如图 3-26 所示。电路中 $R_1=R_f=51k\Omega$, $R_2=R_3=51\Omega$, $R_L=2k\Omega$ 。



(a) 开环电压测量电路



(b) 仿真图

图 3-26 开环电压测量电路及仿真图

在测量电路中, R_f 为反馈电阻, 通过隔直电容 C_1 与 R_s 构成交流反馈支路, 实现闭环工作。又通过隔离电阻 R_1 和 R_2 构成直流反馈支路, 用来减小集成运放输出端的电压漂移。

开环差模电压增益 A_{od} 的测量步骤如下。

① 在输入交流信号源作用下, 测得集成运放的不失真输出电压 u_o 。

② 测量电路中经过电容后(即 A 点)的输入电压为 u_i , 则经电阻 R_1 和 R_2 分压, 集成运放反相输入端的电压为

$$u_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_i$$

因此开环差模电压增益为

$$A_{od} = \frac{u_o}{u_+ - u_-} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left| \frac{u_o}{u_i} \right| \approx 0.33 \times 10^5$$

在电路中, 当 $R_1 = 51\text{k}\Omega$, $R_2 = 51\Omega$ 时, 因为 $R_1 \gg R_2$, 则有

$$A_{od} \approx \frac{u_o}{u_i} \times 10^3 \quad \text{或} \quad A_{od} \approx 60 + 20\lg \frac{u_o}{u_i} (\text{dB})$$

测量时应注意:

① 从 A 点到反相端之间的连线应尽可能短, 以免引入交流干扰。

② 通过示波器监视输出端的波形, 确认运放工作在线性放大区, 而且在没有自激振荡的状态下进行测量。

(4) 输出电压最大动态范围的测量

测试电路如图 3-27 所示。

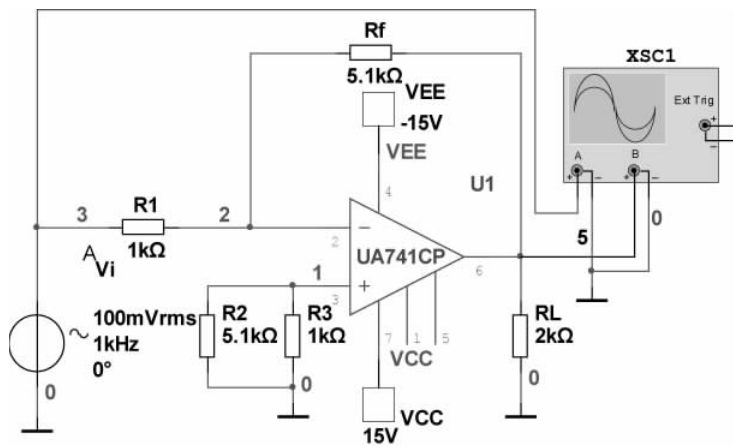


图 3-27 输出电压最大范围测试电路

测试电路中 $R_1 = R_3 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = R_f = 5.1\text{k}\Omega$ 。在输入端输入频率为 1kHz 的交流正弦小信号, 用示波器观测输出, 在输出无失真的情况下, 逐步加大输入信号的幅度直至输出波形产生顶部和底部削波失真为止, 此时输出电压的峰峰值即为最大动态范围如表 3-2 所示。

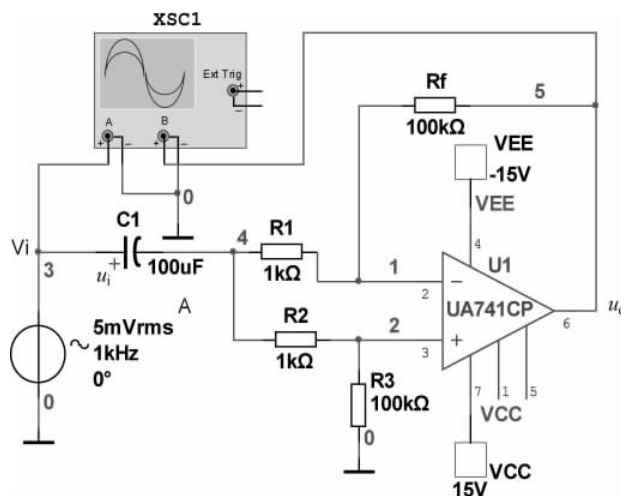
动态范围的大小与电源电压、外接负载的大小及频率有关。改变电源电压的大小或外接负载的大小或输入信号频率的大小后重新测量其相应条件下的动态范围, 所得结果如表 3-2 所示。观察输出结果可以看到, 当加大输入信号频率, 在输出无失真的情况下输入信号幅度将变小; 当负载电阻 R_L 变小到一定程度时, 输出将产生波形失真。

表 3-2 输出电压最大动态范围的测量值

输入信号 u_i		负载电阻 / Ω	最大不失真输出 波形幅度 /有效值 V	备 注
幅度/有效值 V	频率/Hz			
1.8	1000	2000	9.1	1kHz 频率下最大不失真输出波形对应的输入信号幅度为 1.8V
1.8	7000	2000	9.1	保证输出波形不失真,加大输入信号频率可至 7kHz
1.8	1000	600	9.1	负载电阻大于等于 600 Ω ,可保持输出波形不失真,当小于 600 Ω 时输出波形失真
0.6	20 000	2000	2.8	如果输入信号频率变大为 20kHz,对应最大不失真输出波形输入信号幅度为 0.6V

(5) 共模抑制比 K_{CMR} 的测量

测试电路如图 3-28 所示。测试电路中 $R_1=R_2=1\text{k}\Omega$, $R_3=R_f=100\text{k}\Omega$ 。

图 3-28 共模抑制比 K_{CMR} 测量电路

由测量电路可以得到

$$\frac{U_i - U_-}{R_1} \approx \frac{U_- - U_o}{R_f}$$

从而

$$U_- \approx \frac{R_f U_i + R_1 U_o}{R_1 + R_f}$$

当 $R_1=R_2$, $R_3=R_f$ 时

$$U_+ \approx \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_i \approx \frac{R_f}{R_1 + R_f} U_i$$

而测量电路的输出电压 U_o 为

$$U_o = \frac{U_+ + U_-}{2} A_{\text{OC}} + (U_+ - U_-) A_{\text{Od}}$$

将 U_+ 及 U_- 的关系式代入上式, 可得

$$U_o \approx A_{oc} \left(\frac{R_f R_1 U_o}{R_1 + R_f} U_i + \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_o \right) - A_{od} \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_o$$

一般情况下, 满足下列近似关系

$$A_{od} \frac{R_1}{R_1 + R_f} \gg 1, \quad \frac{R_f}{R_1 + R_f} U_i \gg \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_o$$

由此得到共模抑制比近似表达式

$$K_{CMR} = \frac{A_{od}}{A_{oc}} \approx \frac{R_f}{R_1} \frac{U_i}{U_o}$$

也可以用如下形式, 当运算放大器工作在闭环状态时, 差模信号的电压放大倍数 $A_{od} = R_f/R_1$, 共模电压放大倍数 $A_{oc} = u_o/u_i$, 所以只要测出 u_o 和 u_i , 即可求出

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{od}}{A_{oc}} \right| = 20 \lg \left| \frac{R_f}{R_1} \frac{u_i}{u_o} \right|$$

输入的共模电压 u_i , 必须小于被测量的集成运放的最大共模输入电压 u_{icmax} , 否则运放的共模抑制比将显著下降。

4. 结论

用理想化的条件进行分析, 可使得各种运放功能电路的分析变得非常简便和实用, 但在实际的应用中, 由于运放的非理想特性会对电路产生影响, 因此在实际应用中需要掌握集成运放的特性参数, 进行合理地选择。

(1) 输入失调电压 U_{IO} 。由于集成运放的输入级电路参数不可能绝对对称, 所以当输入电压为零时, 输出电压并不为零。往往需要在输入端加补偿电压, 才能使输出电压为零, 这个补偿电压称为输入失调电压。

输入失调电压 U_{IO} 越小, 表明电路参数对称性越好。对于有外接调零电位器的运放, 可以通过改变电位器, 使得零输入时输出为零。

(2) 输入失调电流 I_{os} 。当输入电压为零时, 两个输入电流之差, 称为输入失调电流, 即 $I_{os} = I_{B1} - I_{B2}$ 。输入失调电流 I_{os} 反映了输入级差放管输入电流的不对称程度。它的大小与输入偏流有关, 输入偏流越小, 输入失调电流也就越低。

(3) 开环差模电压增益 A_{od}

A_{od} 是集成运放在开环 (无外接反馈电路) 情况下对差模信号的电压增益。 $A_{od} = \Delta u_o / \Delta(u_P - u_N)$, 常用分贝 (dB) 表示, 其分贝数为 $20 \lg |A_{od}|$ 。通用型集成运放的 A_{od} 通常在 10^5 左右, 即 100dB 左右。

(4) 输出电压最大动态范围。运放工作在线性工作区, 其不失真波形的输出与电源电压、带宽、增益及输入信号幅度有关。

(5) 共模抑制比 K_{CMR} 。 K_{CMR} 是集成运算放大器开环差模电压放大倍数 A_{od} 与其共模电压放大倍数 A_{oc} 之比值的绝对数值, 即 $K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{od}}{A_{oc}} \right|$ (dB)。

其中, 最大共模输入电压 U_{icmax} , 是运算放大器所能承受的最大共模输入电压。若共模输入电压超过此规定值, 则集成运放便不能对差模信号进行放大, 因而使运算放大器的共模抑制比显著下降, 甚至不能正常工作。因此, 实际应用时应特别注意输入信号中共模信号部

分的大小。

本章小结

本章主要讨论集成运放的组成,以及在实际电路设计中最典型的集成运放电路。并对集成运放在使用中需要注意的问题进行了简单介绍。

(1) 集成运放实质是一种高增益直接耦合多级放大电路。该放大电路由差动输入级、互补输出级、中间放大级和偏置电路4个部分组成。

(2) 集成运放输入级通常采用差分放大电路形式,差分放大电路有4种接法,分别为双入双出、双入单出、单入双出、单入单出。实际的差分放大电路输入级经常采用恒流源式或长尾式差分放大电路,其主要作用是提高共模抑制比,减小温度漂移。差分放大电路的4种接法及其性能比较见表3-1。

(3) 集成运放的输出级通常采用互补对称功率放大电路。该电路能够向负载提供足够的功率。

(4) 集成运放的中间级通常采用共射放大电路,以提供足够大的增益。为了获得大电压增益和输入电阻,中间级放大电路会采用有源负载和复合管等结构形式。

(5) 集成运放的偏置电路通常采用镜像电流源、比例电流源、微电流源等电路。电流源电路用在集成运放中通常有两个作用:一是为集成运放提供合适而稳定的静态工作点;二是作为放大电路的有源负载。

(6) 简要介绍了两种集成运放的典型产品:双极型集成运放F007和CMOS四运放C14573。

(7) 简要介绍了集成运放的主要性能指标。

(8) 在实际的电路设计中,集成运放的使用应该注意的几个具体问题。

习题

3-1

(1) 什么是差分放大电路?为什么在直接耦合放大电路中经常采用差分放大电路?

(2) 集成运放在电路工艺和结构上有什么特点?

(3) 集成运放由哪几个部分组成?简要叙述每个组成部分的特点和作用。

(4) 差分放大电路有哪些基本形式?各有什么特点?

(5) 什么是共模抑制比?共模抑制比对电路的稳定性有何影响?

(6) 放大电路产生零点漂移的主要原因是什么?有甲、乙两个直接耦合放大电路,它们的电压增益分别为 10^3 和 10^5 ,如果测出甲、乙两放大电路输出端的漂移电压都是200mV,那么它们的漂移指标是否相同?两个放大电路是否都可放大0.1mV的信号?

(7) 如何定义共模抑制比 K_{CMR} ?在差分放大电路中,为什么用 K_{CMR} 作为它的重要性能指标之一。 K_{CMR} 值的高低各代表什么物理意义?

(8) 差分放大电路的差模小信号特性与差模大信号特性有何不同? 什么是差分放大电路的电压传输特性?

(9) 双端输入、双端输出差分式放大电路如图 3-8 所示。在理想条件下, 当 $u_{i1} = 25\text{mV}$, $u_{i2} = 10\text{mV}$, $A_{ud} = 100$, $A_{uc} = 0$ 时, 求差模输入电压 u_{id} 、共模输入电压 u_{ic} 和输出电压 $u_o = u_{o1} - u_{o2}$ 各是多少。

(10) 什么是镜像电流源? 差分放大电路采用镜像电流源负载有何优越性?

(11) 如图 3-8 所示的长尾式差分放大电路, 如果把发射极电阻 R_e 换成恒流源, 对电路的特性有何影响? 如果把集电极电阻 R_c 换成恒流源, 对电路的特性有何影响?

3-2 集成运放 F007 的电流源组成如图 3-29 所示, 设 $U_{BE} = 0.7\text{V}$ 。①若 T_3 、 T_4 管的 $\beta = 2$, 试求 $I_{C4} = ?$ ②若要求 $I_{C1} = 26\mu\text{A}$, 则 $R_1 = ?$

3-3 比例式电流源电路如图 3-30 所示, 已知各晶体管特性一致, $U_{BE} = 0.7\text{V}$ 、 $\beta = 100$, 试求 I_{C1} 、 I_{C3} 。

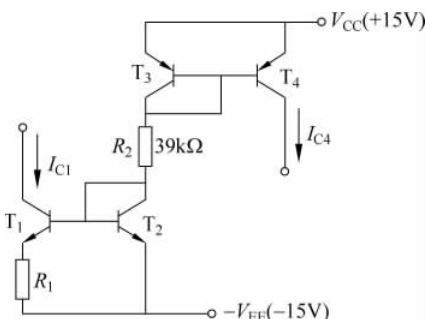


图 3-29 题 3-2 图

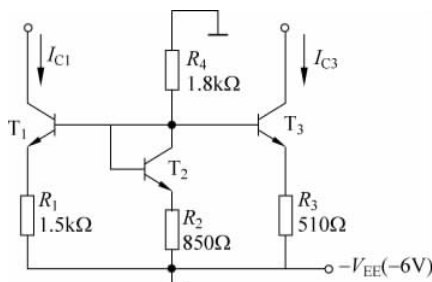


图 3-30 题 3-3 图

3-4 电流源电路如图 3-31 所示, 已知 $\beta = 100$, $U_{BE} = 0.7\text{V}$, 若要求 $I_o = 10\mu\text{A}$, 试确定 R_2 。

3-5 级联型电流源电路如图 3-32 所示, 各管特性相同, 试证明其输出电流 I_o 为

$$I_o = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\beta + 2} I_R \approx \left(1 - \frac{4}{\beta}\right) I_R$$

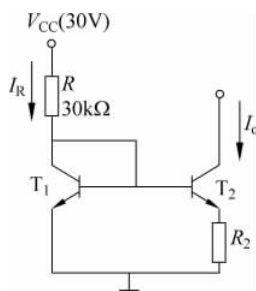


图 3-31 题 3-4 图

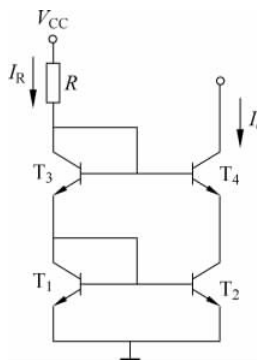


图 3-32 题 3-5 图

3-6 如图 3-33 所示的差分放大电路,其晶体三极管的参数相同, $U_{BE}=0.7\text{V}$, $\beta=100$, $r_{be}=2.4\text{k}\Omega$, $R_S=100\Omega$, $R_C=6\text{k}\Omega$, $R_E=5.6\text{k}\Omega$, $V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$, 试:

- (1) 计算三极管的静态工作点。
- (2) 计算差模源电压放大倍数、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

3-7 如图 3-34 所示的差分放大电路,其三极管的参数相同, $U_{BE}=0.7\text{V}$, $\beta=100$, $r_{be}=2.4\text{k}\Omega$, $R_b=100\Omega$, $R_C=5.9\text{k}\Omega$, $W_1=200\Omega$, $W_2=100\Omega$, $R_E=5.6\text{k}\Omega$, $V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$, 设电位器 W_1 和 W_2 处于中间位置时, 试:

- (1) 计算三极管的静态工作点。
- (2) 计算该差模源电压放大倍数 $A_{ud}=u_o/u_s$ 。
- (3) 计算该放大电路输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

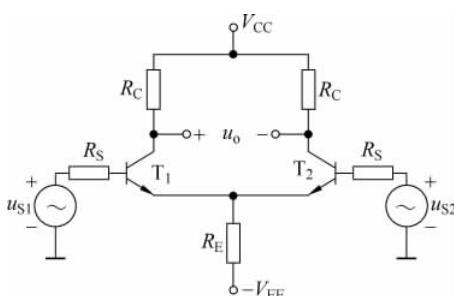


图 3-33 题 3-6 图

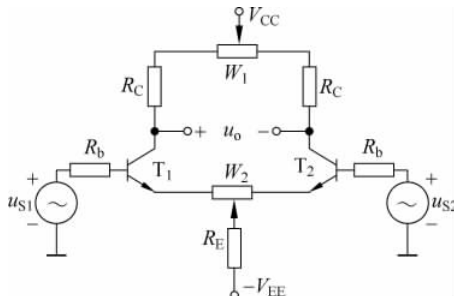


图 3-34 题 3-7 图

3-8 如图 3-35 所示的双端输入、单端输出的差分放大电路中,两个三极管参数相同, $U_{BE}=0.7\text{V}$, $r_{be}=2.5\text{k}\Omega$, $\beta=100$, $R_{S1}=R_{S2}=1\text{k}\Omega$, $R_L=10\text{k}\Omega$, $R_C=R_E=5\text{k}\Omega$, $V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$, 试:

- (1) 计算三极管 T_2 的静态工作点。
- (2) 计算差模源电压放大倍数 A_{ud} 以及输入输出电阻。
- (3) 计算共模放大倍数 A_{uc} 、共模抑制比 K_{CMRR} 。

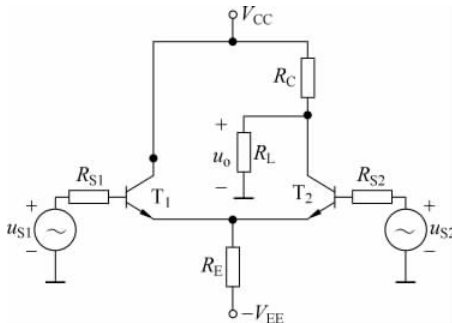


图 3-35 题 3-8 图

3-9 如图 3-36 所示的直接耦合放大电路,图中各晶体三极管的参数相同,导通电压 $U_{BE}=0.7\text{V}$, $\beta=100$, $R_S=100\Omega$, $r_{be}=2.4\text{k}\Omega$, $I_E=2\text{mA}$, $R_C=6\text{k}\Omega$, $R_E=5.3\text{k}\Omega$, $V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$, 试:

- (1) 计算三极管 T_2 、 T_3 的静态工作点。
- (2) 计算差模源电压放大倍数 A_{usd} 。
- (3) 计算该放大电路输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

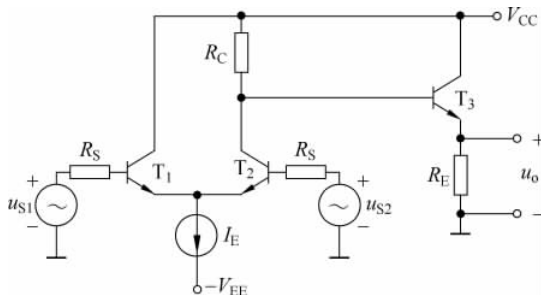


图 3-36 题 3-9 图

3-10 在如图 3-37 所示的有源偏置差分放大电路中,设电路参数都是对称的、三极管发射极的导通电压 $U_{BE}=0.7\text{V}$ 、 $r_{be}=2.4\text{k}\Omega$ 、 $r_{ce}=100\text{k}\Omega$ 、 $\beta=100$,恒流源 $I_E=2\text{mA}$ 、 $V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$ 、 $R_{S1}=R_{S2}=100\Omega$ 、 $R_E=5\text{k}\Omega$,试:

- (1) 计算三极管 T_2 、 T_5 的静态工作点。
- (2) 计算差模源电压放大倍数 A_{ud} 以及输入输出电阻。

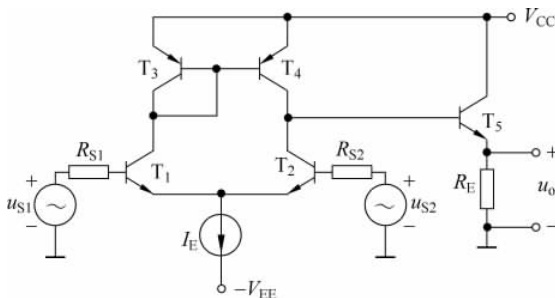


图 3-37 题 3-10 图

3-11 差分放大电路如图 3-38 所示,已知各管 β 值都为 100, U_{BE} 都为 0.7V 。①说明 T_3 、 T_4 管的作用;②求 I_{CQ1} 、 I_{CQ2} ;③求差模电压增益 A_{vd1} 。

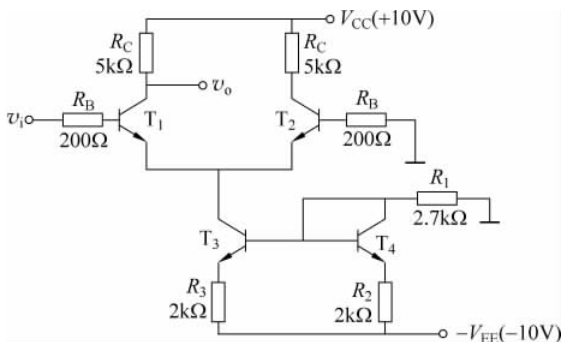


图 3-38 题 3-11 图

3-12 集成运放 5G23 的电路原理图如图 3-39 所示。①简要叙述电路的组成原理；②说明二极管 D_1 的作用；③判断 2、3 端哪个是同相输入端，哪个是反相输入端。

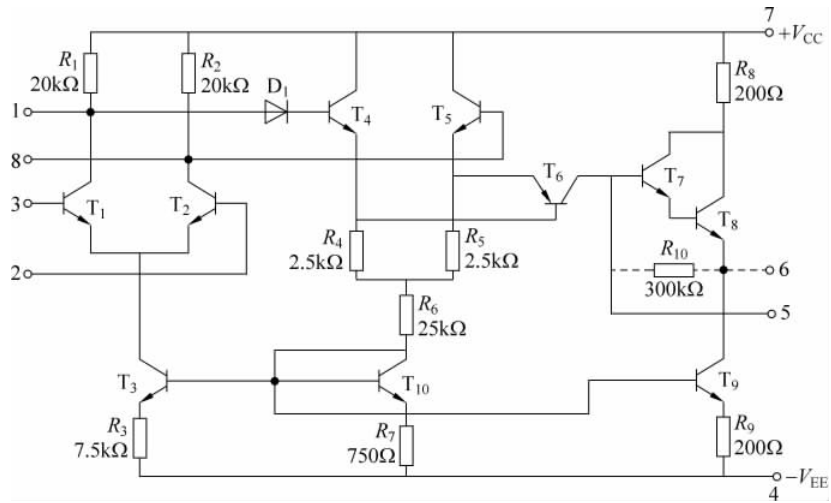


图 3-39 题 3-12 图