

第5章

集成运算放大器

内容提要:

集成运算放大器是模拟电路中应用十分广泛的一类器件。本章首先介绍集成运算放大器的基本概念,引出“零点漂移”问题,进而介绍差动放大电路,然后探讨集成运算放大器中的单元电路,尤其是电流源的应用,在此基础上介绍集成运算放大器的工作原理及使用方法、主要参数和不同类型,最后简单讨论了集成运放的电路模型、电压传输特性和理想运放模型。

学习目标:

1. 理解“零点漂移”产生的原因和克服“零点漂移”的方法。
2. 掌握不同差动放大电路的工作原理和指标计算方法。
3. 理解集成运放中各单元电路的作用和工作原理。
4. 了解集成运放的主要参数及其使用方法。
5. 掌握理想运放的指标和模型。

重点内容:

1. 差动放大电路的工作原理和指标计算。
2. 电流源在集成运放中的应用。
3. 理想运放模型。

5.1 概述

前面几章讨论的那些由电阻、电容、二极管、BJT、场效应管等元器件组成的电路,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器件制作在一块半导体硅片上,构成具有特定功能的电子电路,称为**集成电路**。集成电路可分为模拟集成电路和数字集成电路。模拟集成电路的种类很多,有集成运算放大器、集成功率放大器、集成模拟乘法器、集成锁相环、集成稳压器等。集成运算放大器是最重要、用途最广的一种模拟集成电路。实际上,集成运算放大器是一种高增益的直接耦合的多级放大电路。在早期的模拟计算机中广泛使用这种器件来完成诸如比例、求和、积分、微分、对数、反对数、乘法等运算,因而得名**运算放大器**,简称**运放**。虽然现在的运放已经超出了运算的应用范畴,但习惯上仍称为运算放大器。

5.1.1 集成电路的特点

集成电路要将大量的元器件集成在同一片硅片上,其生产工艺及其他各个方面对元器件的要求均比分立元件高得多。与分立元件电路相比,集成电路中的元器件具有以下特点:

(1) 元器件参数一致性好。由于元器件在相同的工艺条件下制成在同一硅片上,虽然元器件参数具有分散性,但同一硅片上的元器件参数具有良好的一致性和同向偏差,容易制成两个特性相同的管子或两个阻值相等的电阻。

(2) 用有源器件代替无源器件。集成电路中的电阻是使用半导体材料的体电阻制成

的,因而很难制造大的电阻。在需要使用几百千欧姆以上的大电阻时,往往使用有源负载电路。

(3) 采用复合结构的电路。由于复合结构电路的性能较佳,因而在集成电路中多采用复合管、共集-共基等组合电路。

(4) 级间采用直接耦合方式。集成电路中的电容是用 PN 结的结电容做的,只能制作几十皮法以下的小电容,因此,在集成电路内部,各级放大电路之间都采用直接耦合方式。如果需要使用大电容,那么只能采用外接方式。

(5) 集成电路中不能制造电感,如果需要也只能采用外接方式。

5.1.2 直接耦合放大电路的零点漂移

集成运放是直接耦合的多级放大电路,在 2.7 节中对直接耦合的特点做了说明,这里主要讨论直接耦合放大电路的零点漂移问题。

当直接耦合放大电路的输入信号为零而输出端不为零时,有缓慢变化的电压产生,即输出电压偏离零点而上下波动,如图 5.1.1 所示,这种现象就称为**零点漂移**,简称**零漂**。



图 5.1.1 直接耦合放大电路的零点漂移

在直接耦合放大电路中,零点漂移往往是由于温度变化引起的,温度变化会使 BJT 的 U_{BE} 、 β 、 I_{CEO} 发生变化,从而引起放大器静态工作点的变化。当第一级放大电路的静态工作点受温度影响发生微小而又缓慢的变化时,这种变化量会被后面的电路逐级放大,最终在输出端产生较大的电压漂移,因而零点漂移也叫**温漂**。当这种漂移电压大到一定程度时,就无法与正常放大的信号加以区别,使得放大电路不能正常工作。

为了克服零点漂移,可以采用多种方法。例如,在第 2 章介绍的使用温度补偿技术和直流负反馈技术稳定静态工作点。再比如,在集成运放中,输入级通常采用差动放大电路来克服零点漂移,这也是诸多方法中最有效的一种方法。

5.1.3 集成运放的基本结构

集成运放的内部电路尽管有很多不同,但从总体结构来看,有着许多共同之处,其内部基本结构示意图如图 5.1.2 所示。



图 5.1.2 集成运放的内部基本结构示意图

从图 5.1.2 中可以看出,集成运放通常由输入级、中间级、输出级和偏置电路四部分组成。

输入级需具有较高的输入电阻和抑制干扰与零点漂移的能力,一般采用高性能的差动放大电路。

中间级的主要任务是实现电压放大,要具有很高的电压增益,因而常采用共射放大电路或共源放大电路,并选用复合管作放大管,使用电流源作有源负载以提高放大能力。

输出级应具有较强的带负载能力,需具有较小的输出电阻和较大的动态输出范围,一般采用甲乙类互补对称功率放大电路,并增加必要的过流保护、过压保护等电路,来提高运放的可靠性。

偏置电路主要为以上各级电路提供必要的直流偏置电流,并使整个运放的静态工作点稳定且功耗较小,大多是由各种电流源组成。

下面将逐一介绍构成集成运放的单元电路,首先从输入级开始探讨差动放大电路的工作原理及其应用。

5.2 差动放大电路

差动放大电路也称为**差分放大电路**,是将放大电路两个输入端信号之差作为输入信号。所谓“差动”,是指只有当两个输入端信号有差别时输出电压才有变动。下面详细讨论差动放大电路的工作原理和主要参数的计算方法。

5.2.1 差动放大电路的工作原理

图 5.2.1 是一个典型差动放大电路。其中, T_1 管和 T_2 管参数对称,即 $U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE}$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, $I_{CEO1} = I_{CEO2} = I_{CEO}$ 。电路两边参数完全对称,即 $R_{b1} = R_{b2} = R_b$, $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ 。两管的发射极连在一起,并接同一个发射极电阻 R_e 。由于 R_e 接负电源 $-V_{EE}$,像是拖着一个长尾巴,因此该电路又称为**长尾式差动放大电路**。

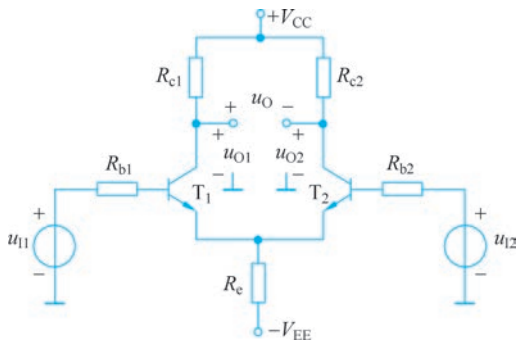


图 5.2.1 基本差动放大电路

1. 差模输入信号和共模输入信号

从图 5.2.1 中可以看到,差动放大电路有两个输入端,两个输入信号分别表示为 u_{11} 和 u_{12} ;有两个输出端,若输出信号分别表示为 u_{O1} 和 u_{O2} ,则 $u_O = u_{O1} - u_{O2}$ 。

在实际应用中,两个输入信号之差是有用信号,称为**差模输入信号**(Difference-mode signal),即



动画

$$u_{Id} = u_{I1} - u_{I2} \quad (5.1.1)$$

两个输入信号的平均值称为**共模输入信号**(Common-mode signal),即

$$u_{Ic} = \frac{1}{2}(u_{I1} + u_{I2}) \quad (5.1.2)$$

这样,用 u_{Id} 和 u_{Ic} 来表示 u_{I1} 和 u_{I2} ,可得

$$u_{I1} = u_{Ic} + \frac{1}{2}u_{Id} \quad (5.1.3)$$

$$u_{I2} = u_{Ic} - \frac{1}{2}u_{Id} \quad (5.1.4)$$

由式(5.1.3)和式(5.1.4)可见,输入信号包括差模信号和共模信号两种类型,差模信号是差动放大电路两个输入端所加的大小相等、极性相反的信号;共模信号是差动放大电路两个输入端所加的相同的输入信号,即大小相等、极性相同。

2. 电路的静态分析

在静态时, $u_{I1} = u_{I2} = 0$, 由于电路两边完全对称,因此 T_1 和 T_2 的静态工作点相同,下面只讨论 T_1 管的静态工作点计算。

对 T_1 管的输入回路列 KVL 方程得

$$V_{EE} - U_{BE} = I_{B1}R_b + 2I_{E1}R_e \quad (5.1.5)$$

由式(5.1.5)可求出 I_{B1} 或 I_{E1} , 从而求出静态工作点。通常情况下, R_b 的阻值很小(很多情况下 R_b 为信号源内阻), 并且 $I_{B1} \ll I_{E1}$, 所以 R_b 上的电压可以忽略不计, 由此可知 $U_{B1} = U_{B2} = U_B \approx 0V$, $U_E \approx -U_{BE}$, 从而求得

$$I_{E1} = I_{E2} = I_E = \frac{V_{EE} - U_{BE}}{2R_e}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx I_E$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B = \frac{I_E}{1 + \beta}$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} = U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c + U_{BE}$$

对于 T_1 和 T_2 的集电极电位有 $U_{C1} = U_{C2} = U_C = V_{CC} - I_C R_c$, 可知输出电压为

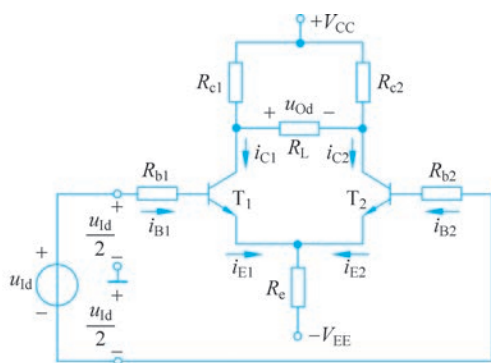
$$u_O = U_{C1} - U_{C2} = 0 \quad (5.1.6)$$

3. 电路的动态分析

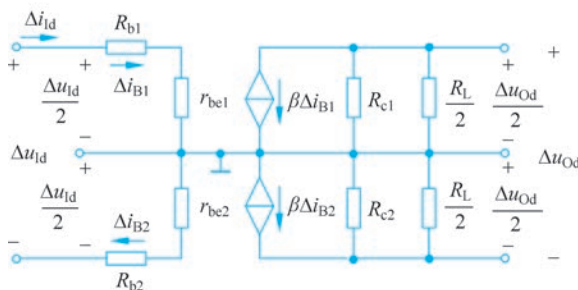
1) 差动放大电路对差模信号的放大作用

差动放大电路如图 5.2.2(a) 所示。当在输入端加一个差模信号 Δu_{Id} 时, 由于电路参数的对称性, Δu_{Id} 经分压后, 加在 T_1 管的输入信号是 $\Delta u_{Id}/2$, 加在 T_2 管的输入信号是 $-\Delta u_{Id}/2$, 即 $\Delta u_{I1} = -\Delta u_{I2} = \Delta u_{Id}/2$ 。

T_1 管在 $\Delta u_{Id}/2$ 的作用下, 发射极电流产生了一个正的增量 ($+\Delta i_{E1}$); T_2 管在 $-\Delta u_{Id}/2$ 的作用下, 发射极电流产生了一个负的增量 ($-\Delta i_{E2}$)。由于这两个增量的大小相等、极性相反, 互相抵消, 因此, 流过电阻 R_e 的电流保持不变, 电阻 R_e 两端的电压也保持不变。所以, 对差模信号而言, R_e 不起作用, 相当于交流短路。由于负载电阻 R_L 中点



(a) 差动放大电路加差模电压信号



(b) 等效电路

图 5.2.2 差动放大电路的动态分析

的电位在差模信号下也保持不变,相当于接“地”,故可将 R_L 分为两个相等的部分。因此,可以画出差模信号作用下的等效电路,如图 5.2.2(b)所示。需要注意的是,在图 5.2.2(b)中,由电路参数对称以及静态电流相同很容易可以推出, $\Delta i_{B1} = \Delta i_{B2} = \Delta i_B$, $r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$ 。

由图 5.2.2(b)可知,因为电路两边完全对称,又有 $\Delta u_{I1} = -\Delta u_{I2}$,所以两管输出电压 Δu_{Od1} 、 Δu_{Od2} 也是大小相等、方向相反,即 $\Delta u_{Od1} = -\Delta u_{Od2}$,故 $\Delta u_{Od} = \Delta u_{Od1} - \Delta u_{Od2} = 2\Delta u_{Od1}$ 。在图 5.2.2(b)中, $\Delta u_{I1} = \Delta i_B (R_b + r_{be})$, $\Delta u_{Od1} = -\beta \Delta i_B (R_c // \frac{R_L}{2})$,因此可求得差模电压放大倍数为

$$A_{ud} = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{Id}} = \frac{2\Delta u_{Od1}}{2\Delta u_{I1}} = \frac{\Delta u_{Od1}}{\Delta u_{I1}} = -\frac{\beta (R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}} \quad (5.1.7)$$

通过分析,可以看出差动放大电路使用了两倍的元器件,只得到了相当于单管共射放大电路的放大倍数。这实质上是通过牺牲一个管子的放大倍数,换得了良好的温度漂移特性。

从图 5.2.2(b)可以看出,电路的差模输入电阻为

$$R_i = \frac{\Delta u_{Id}}{\Delta i_{Id}} = 2(R_b + r_{be}) \quad (5.1.8)$$

电路的输出电阻为

$$R_o = 2R_c \quad (5.1.9)$$

2) 差动放大电路对共模信号的抑制作用

在实际应用中,差模信号是需要被放大的有用信号,而伴随着有用信号同时会有加到放大电路输入端的干扰信号,或者是零点漂移折算到输入端的等效信号,这些信号是需要剔除的共模信号,为了便于分析,看作是给差动放大电路加共模输入信号。当差动放大电路输入端所加的信号为共模输入信号时,即 $\Delta u_{I1} = \Delta u_{I2} = \Delta u_{Ic}$ 。由于电路的对称特性, T_1 和 T_2 管的基极电流和集电极电流的变化量也相等,即 $\Delta i_{B1} = \Delta i_{B2}$, $\Delta i_{C1} = \Delta i_{C2}$, 因此两管的集电极电位产生了相等的增量,即 $\Delta u_{Oc1} = \Delta u_{Oc2}$, 因而共模输出电压 $\Delta u_{Oc} = \Delta u_{Oc1} - \Delta u_{Oc2} = 0V$, 从而求得共模电压放大倍数为

$$A_{uc} = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{Ic}} = 0 \quad (5.1.10)$$

如前所述,温度的变化会使直接耦合放大电路产生严重的零点漂移。对于差动放大电路来说,温度变化对电路左右两边的影响是相同的,可以看成是加了一对共模输入信号,如果电路是完全对称的,那么共模电压放大倍数 A_{uc} 为 0, 其共模输出电压 $\Delta u_{Oc} = 0$ 。也就是说,利用电路的对称特性克服了温度对其产生的不利影响,抑制了零点漂移。当然,这是一种理想情况。实际上电路两边的参数不可能做到绝对对称,共模电压放大倍数 A_{uc} 也不可能为 0, 因此共模输出信号也不可能为 0。如果电路不是完全对称的,由于发射极电阻 R_e 的负反馈作用(参见 2.4 节),也能够减小集电极电位的漂移,即单端输出时的零点漂移也非常小。因此,可以说差动放大电路是利用电路的对称性和发射极电阻 R_e 的负反馈抑制了零点漂移。由于集成电路中相邻元器件的特性一致性很好,因而集成运放中的差动放大电路比较接近理想情况下的对称状态,所以, A_{uc} 的数值一般很小,共模输出电压 Δu_{Oc} 也很小。对于某些外界干扰信号,如果它们对差动放大电路两边的影响相同,则可以看成是一种共模输入信号,差动放大电路对这些信号也有很强的抑制作用。

3) 共模抑制比

差模电压放大倍数 A_{ud} 反映了差动放大电路放大有用信号的能力,当然希望它大一些; 共模电压放大倍数 A_{uc} 反映了抑制共模信号的能力,其值越小越好。为了全面衡量差动放大电路性能的好坏,定义共模抑制比 K_{CMR} 为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (5.1.11)$$

K_{CMR} 的值也可以用对数形式表示为

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (5.1.12)$$

由定义可知, K_{CMR} 的值越大,表明差动放大电路的性能越好。在电路理想对称的情况下,由于 $A_{uc} = 0$, 因此 $K_{CMR} = \infty$ 。

5.2.2 差动放大电路的四种接法

差动放大电路有两个输入端和两个输出端。当信号从两个输入端送入时,称为**双端**

输入方式；如果信号从一个输入端送入，另一个输入端接地，则称为**单端输入方式**。如果输出信号从两个BJT的集电极之间取出，则称为**双端输出方式**；如果信号从一个BJT的集电极对地之间输出，则称为**单端输出方式**。前面所讲电路为双端输入、双端输出方式， A_{ud} 、 A_{uc} 和 K_{CMR} 均是这种方式下的参数。下面介绍其他方式电路的原理与参数计算。

1. 双端输入、单端输出方式

图5.2.3为双端输入、单端输出方式的差动放大电路，与图5.2.1所示的双端输入、双端输出方式相比，不同之处在于只使用一个输出端，即从 T_1 的集电极对地之间输出。

1) 电路的静态分析

从图5.2.3中可以看出，电路的输出回路不再对称，因此，两管的静态工作点也不再完全相同。对于 T_1 管的集电极，使用戴维南定理可以求得等效直流电源 $V'_{CC} = \frac{R_L}{R_c + R_L} V_{CC}$ 和等效电阻 $R'_c = R_c // R_L$ ，从而画出电路的直流通路，如图5.2.4所示。

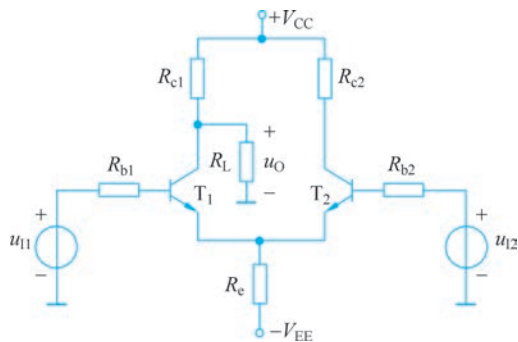


图 5.2.3 双端输入、单端输出方式的差动放大电路

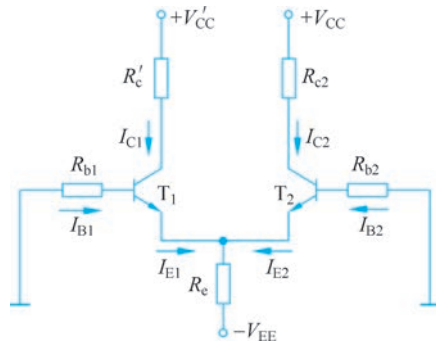


图 5.2.4 图 5.2.3 所示电路的直流通路

由图5.2.4可知，由于电路的输入回路是对称的，因此基极电流和集电极电流是相等的，仍然可以用前面的方法求得，即

$$I_{E1} = I_{E2} = I_E = \frac{V_{EE} - U_{BE}}{2R_e}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx I_E$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B = \frac{I_E}{1 + \beta}$$

可分别求出 U_{CE1} 、 U_{CE2} ，即

$$U_{CE1} = V'_{CC} - I_C R'_c + U_{BE}$$

$$U_{CE2} = V_{CC} - I_C R_c + U_{BE}$$

2) 电路的动态分析

(1) 加入差模输入信号。

根据图5.2.3可画出加入差模信号的等效电路，如图5.2.5所示。当加入差模输入信号时，输入回路的参数与双端输出的电路参数相同，负载电阻仅从 T_1 管的集电极对地

输出,与双端输出相比,差模放大倍数必然会减小。由图 5.2.5 可知, $\Delta u_{id} = 2\Delta i_B (R_b + r_{be})$, $\Delta u_{Od} = \Delta u_{Od1} = -\beta\Delta i_B (R_c // R_L)$, 因此可求得差模放大倍数为

$$A_{ud} = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{id}} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}} \quad (5.1.13)$$

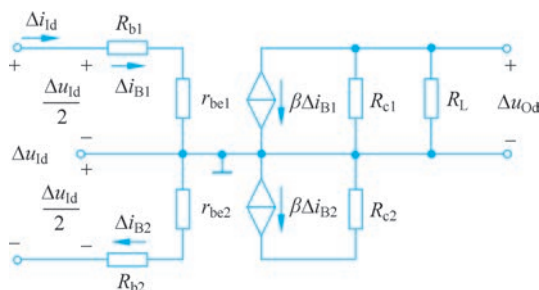


图 5.2.5 图 5.2.3 所示电路加差模信号的等效电路

由此可见,输出电压由 T_1 管的集电极取出,差模电压放大倍数为负值,即输入和输出反相。如果输出电压从 T_2 管的集电极取出,输入信号不变,则 $\Delta u_{Od} = \Delta u_{Od2} = -\Delta u_{Od1}$, 因此差模电压放大倍数为

$$A_{ud} = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{id}} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}} \quad (5.1.14)$$

A_{ud} 为正值,即输入和输出同相。

由于电路的输入回路没有变化,输入电阻没有变化,即

$$R_i = 2(R_b + r_{be}) \quad (5.1.15)$$

电路的输出电阻为

$$R_o = R_c \quad (5.1.16)$$

(2) 加入共模输入信号。

图 5.2.6(a) 是双端输入、单端输出工作方式下加入共模输入信号的差动放大电路。若在 T_1 和 T_2 管的输入端加共模信号 Δu_{ic} , 则产生了相同的发射极电流变化量,即 $\Delta i_{E1} = \Delta i_{E2} = \Delta i_E$, 流过 R_e 的发射极电流变化量为 $2\Delta i_E$, 发射极电位的变化量为 $2\Delta i_E R_e$, 或者说,对每个 BJT 而言,相当于发射极电阻变成了 $2R_e$, 图 5.2.6(b) 给出了与输出电压相关的 T_1 管的等效电路。根据等效电路,可以求得共模放大倍数为

$$A_{uc} = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{ic}} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e} \quad (5.1.17)$$

从式(5.1.17)可以看出,由于 $2(1 + \beta)R_e$ 很大,即 A_{uc} 很小,因此单端输出时的温漂也很小。

(3) 共模抑制比。

由式(5.1.13)和式(5.1.17)可求得共模抑制比为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}{2(R_b + r_{be})} \quad (5.1.18)$$

由式(5.1.17)和式(5.1.18)可以看出,发射极电阻 R_e 越大,则 A_{uc} 越小, K_{CMR} 越

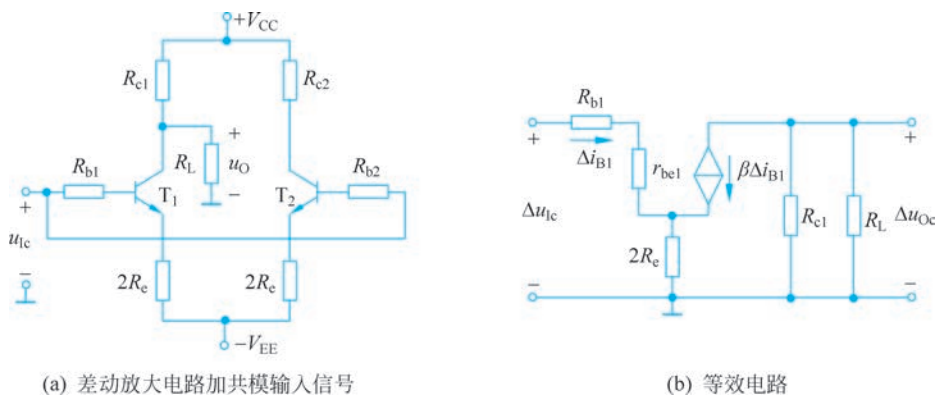


图 5.2.6 图 5.2.3 所示电路加共模信号的等效电路

大,电路的性能也就越好。因此,增大发射极电阻 R_e 可以提高共模抑制能力,改善电路性能,但由于受到静态电流和电源电压的限制, R_e 也不可能取得太大。

2. 单端输入、双端输出方式

在实际工作中,经常需要使差动放大电路采用单端输入方式,即从一个输入端送入输入信号,而另一个输入端接地。图 5.2.7 所示电路就是单端输入、双端输出的差动放大电路。

在静态时,图 5.2.7 和图 5.2.1 的电路相同,其分析方法和静态工作点的计算结果都是一样的,此处不再赘述。

在动态时,单端输入方式可以看成双端输入方式的一种特殊情况,可以将输入信号进行等效变换。在加信号的输入端,将输入信号 Δu_1 等效为两个极性相同、电压值为 $\Delta u_1/2$ 的信号源串联;在另一接地输入端,输入信号则等效为两个极性相反、电压值为 $\Delta u_1/2$ 的信号源串联,如图 5.2.8 所示。可以看出,同双端输入时一样,两个输入端的差模信号仍为 $\pm \Delta u_1/2$,但同时输入了 $\Delta u_1/2$ 的共模信号。因此,在共模放大倍数不为零时,输出端不仅有差模输出电压,还有共模输出电压,即输出电压为

$$\Delta u_O = \Delta u_{Od} + \Delta u_{Oc} = A_{ud} \Delta u_1 + A_{uc} \frac{\Delta u_1}{2} \quad (5.1.19)$$

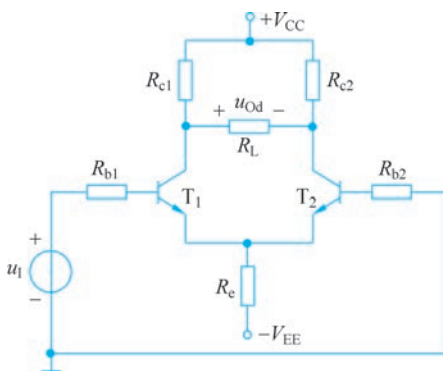


图 5.2.7 单端输入、双端输出差动放大电路

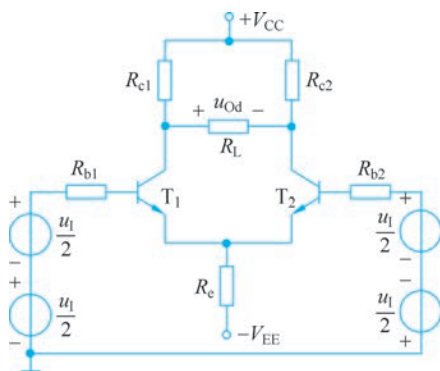


图 5.2.8 图 5.2.7 所示电路的等效电路



视频

在电路理想对称的情况下,由于 $A_{uc}=0$,因此 $\Delta u_O=A_{ud}\Delta u_I$,此时 $K_{CMR}=\infty$ 。

由以上分析可知,单端输入、双端输出方式与双端输入、双端输出方式完全一样, A_{ud} 、 R_i 、 R_o 的计算方法也完全相同,在此不再详述。

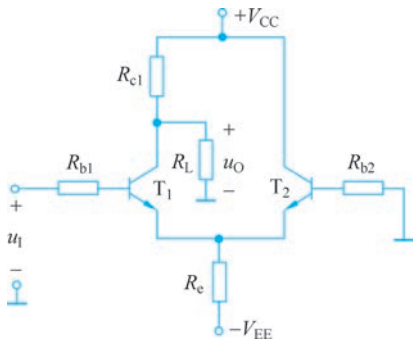


图 5.2.9 单端输入、双端输出差动放大电路

3. 单端输入、单端输出方式

图 5.2.9 所示电路为单端输入、单端输出方式的差动放大电路。由于可以等效为双端输入、单端输出方式,该电路的静态分析和动态分析与图 5.2.3 所示的双端输入、单端输出方式的差动放大电路分析方法相同,主要参数的计算结果也是相等的,在此不再重复说明。需要指出的是,对于单端输出方式,由于不影响电路性能参数,常将不输出信号的 BJT 的集电极电阻省掉,例如,图 5.2.9 所示电路省去了 T_2 的集电极电阻。

综上,对于四种接法电路的动态参数,归纳总结

如下:

(1) 差模电压放大倍数 A_{ud} 仅与输出方式有关,与输入方式无关。双端输出时,

$A_{ud} = -\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}$; 单端输出时, $A_{ud} = \pm \frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$ 。需要注意的是,单端输出时,从不同的 BJT 集电极输出,放大倍数的符号不同。

(2) 共模电压放大倍数 A_{uc} 也仅与输出方式有关。双端输出时, $A_{uc}=0$; 单端输出

时, $A_{uc} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}$ 。

(3) 差模输入电阻 R_i 都是相等的, $R_i = 2(R_b + r_{be})$ 。

(4) 输出电阻 R_o 与输出方式有关,双端输出时, $R_o = 2R_c$; 单端输出时, $R_o = R_c$ 。

(5) 共模抑制比 K_{CMR} 仅与输出方式有关。双端输出时, K_{CMR} 等于无穷大(理想差动放大电路); 单端输出时, $K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}{2(R_b + r_{be})} \approx \frac{(1+\beta)R_e}{R_b + r_{be}}$ 。

5.2.3 差动放大电路的改进

通过前面的分析可以看出,增大发射极电阻 R_e 可以提高电路的共模抑制能力,尤其是对应单端输出方式的差动放大电路。但是, R_e 的增大是有限度的。如果 R_e 增大得太多,电源电压不变,则静态电流 I_C 、 I_B 太小,会影响电路的正常工作;如果要保持 I_C 、 I_B 不变,则电源电压就很高。因而希望用一种直流电阻不大、但交流电阻很大的电路来代替 R_e 以解决以上问题,具有这样特点的电路就是恒流源。

图 5.2.10(a)是一种带有恒流源的差动放大电路。根据第 2 章介绍的内容,三极管 T_3 管和电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 组成了电流源,它的直流电阻很小而交流电阻很大。电路中,电

流 $I_{C3} \approx i_{C1} + i_{C2}$, 由于 I_{C3} 保持不变, $i_{C1} = i_{C2} = \frac{I_{C3}}{2}$ 也为恒定值。在静态时, 合理选择 R_1 、 R_2 、 R_3 的阻值以及 T_3 的参数, 使差动放大电路有合适的静态工作点; 在动态时, 恒流源的交流等效电阻代替了原来的 R_e , 由于恒流源的交流电阻很大, 因此这种带恒流源的差动放大电路具有更高的共模抑制比。电流源的具体电路有很多种, 常用恒流源符号取代电路, 如图 5.2.10(b) 所示。

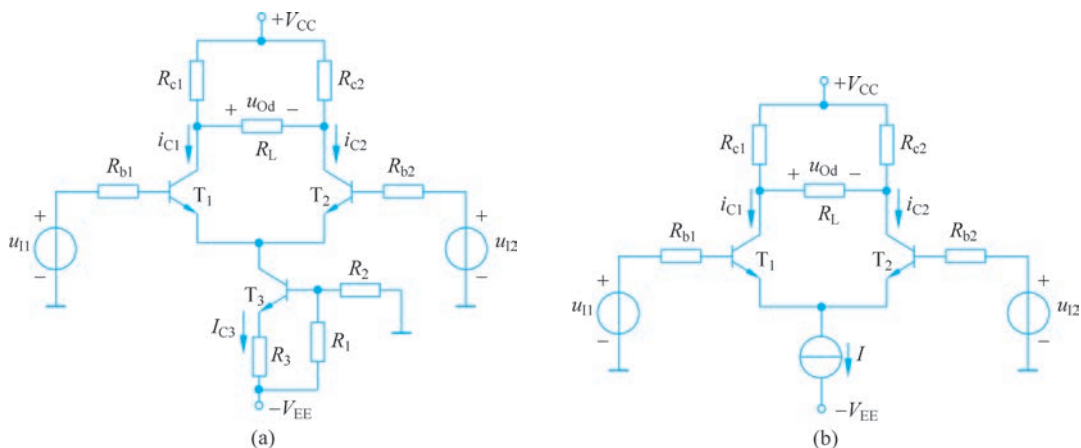


图 5.2.10 带恒流源的差动放大电路

【例 5.2.1】 差动放大电路及其参数如图 5.2.11 所示, T_1 管和 T_2 管的特性一致, $r_{bb'} = 200\Omega$, $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.7V$, $R_{b1} = R_{b2} = R_b = 1k\Omega$, $R_{c1} = R_{c2} = R_c = 5.1k\Omega$, $R_e = 5.1k\Omega$, $R_w = 100\Omega$, $R_L = 100k\Omega$, 总的差模输入信号 $u_{Id} = 50mV$, 共模干扰信号 $u_{Ic} = 1V$, 试求:

- (1) T_1 管和 T_2 管的静态工作点。
- (2) 输出电压信号 Δu_O 和共模抑制比 K_{CMR} 。
- (3) 差模输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: 图 5.2.11 中 R_w 是调零电位器, 如果电路完全对称, 那么 R_w 可以不要, 实际上电路两边参数不可能完全对称, 因此, 需要利用 R_w 调整静态工作点, 使输入电压信号为零时输出电压也为零。为了便于计算, 在计算电路各项指标时, 一般设 R_w 的滑动端在中间位置。

(1) 由 T_1 管的输入回路可得

$$V_{EE} - U_{BE} = I_{B1} \left[R_b + (1 + \beta) \frac{R_w}{2} + 2(1 + \beta)R_e \right]$$

因 $R_b + (1 + \beta) \frac{R_w}{2}$ 远小于 $2(1 + \beta)R_e$, 故

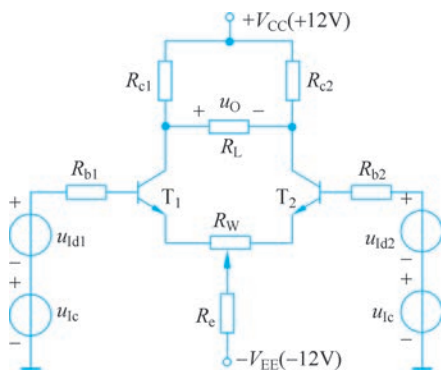


图 5.2.11 例 5.2.1 图

$$V_{EE} - U_{BE} = 2(1 + \beta)R_c I_{B1}$$

因电路两边完全对称,所以可求得

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B \approx 21.7(\mu\text{A})$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C = \beta I_B \approx 1.1(\text{mA})$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} = U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c + U_{BE} \approx 7.1(\text{V})$$

(2) 根据题意可得

$$I_{E1} = I_{E2} = I_E \approx I_C = 1.1(\text{mA})$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} \approx 1.4(\text{k}\Omega)$$

$$A_{ud} = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{Id}} = - \frac{\beta \left(R_c // \frac{R_L}{2} \right)}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_w}{2}} \approx -46.7$$

$$A_{uc} = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{Ic}} = 0$$

$$\Delta u_O = A_{ud} \Delta u_{Id} + A_{uc} \Delta u_{Ic} \approx -2.34(\text{V})$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = \infty$$

(3) 差模输入电阻和输出电阻分别为

$$R_i = 2 \left[R_b + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_w}{2} \right] = 9.9(\text{k}\Omega)$$

$$R_o = 2R_c = 10.2(\text{k}\Omega)$$

5.3 集成运放中的单元电路

多年来,集成运算放大器一直向着高精度、高速度和多功能的方向发展。早期的运放全部由 BJT 构成,以后又出现了 MOS 集成运放,以及双极型工艺和 MOS 工艺相结合的集成运放。随着半导体生产工艺水平的提高,品种繁多、性能优异的运放大量推出。本节主要讨论集成运放内部的单元电路。因中间级的放大电路已经在第 2 章及第 3 章详细讨论过,故本节不再赘述。

5.3.1 电流源电路

电流源电路在集成运放和其他模拟电路中起到相当重要的作用。它一方面可以为各级电路提供合适的静态电流,另一方面可以作为放大电路的有源负载,提高放大电路的放大能力。

1. 镜像电流源

镜像电流源电路如图 5.3.1 所示, T_1 和 T_2 是具有完全相同特性的两个管子,即

$U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE}$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, 两管的基极接在一起并与 T_1 管的集电极相连, 集电结零偏置, 保证 T_1 管工作在放大状态, 而不会进入饱和状态, 故 $I_{C1} = \beta I_{B1}$ 。同时, 两管的发射极都接地, 因此, 两管基极与发射极之间的电压相等, 从而基极电流和集电极电流也相等, 即 $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, $I_{C1} = I_{C2} = I_C = \beta I_B$ 。

从图 5.3.1 中可以看出, 流过 R 的基准电流为

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \quad (5.2.1)$$

$$I_R = I_C + 2I_B = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \quad (5.2.2)$$

所以

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} I_R \quad (5.2.3)$$

当 $\beta \gg 2$ 时, 有

$$I_{C2} = I_C \approx I_R \quad (5.2.4)$$

这说明, 镜像电流源的输出电流 I_{C2} 与基准电流 I_R 相等, 如同“镜子”一样, 因而称为镜像电流源, 其大小仅仅取决于 V_{CC} 和 R 。

在上述镜像电流源电路中, 当 $\beta \gg 2$ 时式(5.2.4)才成立, 即忽略了基极电流对 I_{C1} 的影响, 若 β 不够大, 例如, 若 $\beta = 10$, 则根据式(5.2.3)可求得 $I_{C2} \approx 0.833I_R$, 与式(5.2.4)相差比较大, 为了减少基极电流的影响, 提高输出电流的精度, 可以对图 5.3.1 所示电路进行改进。

图 5.3.2 是通过增加射极输出器对镜像电流源进行改进的, T_1 、 T_2 和 T_3 是具有完全相同特性的管子, $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta$, 利用 T_3 管的电流放大作用, 减小了基极电流对基准电流 I_R 的分流。

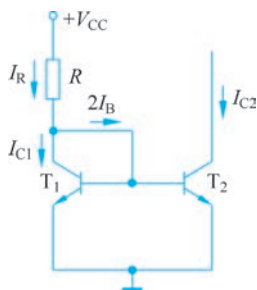


图 5.3.1 镜像电流源

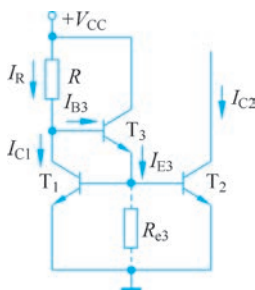


图 5.3.2 加射极输出器的镜像电流源

由于 $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, 因此输出电流为

$$I_{C2} = I_{C1} = I_R - I_{B3} = I_R - \frac{I_{E3}}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_B}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_{C2}}{\beta(1 + \beta)} \quad (5.2.5)$$

由式(5.2.5)求得

$$I_{C2} = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta(1 + \beta)}} = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta^2 + \beta}} \approx I_R \quad (5.2.6)$$

从式(5.2.6)中可以看出,由于 $\beta^2 + \beta \gg 2$,因此可以大大提高输出电流的精度。若 $\beta = 10$,则可求得 $I_{C2} \approx 0.982I_R$,与 I_R 相差很小。如图5.3.2中虚线标注部分所示,在实际电路中,有时加一电阻 R_{e3} 来增大 T_3 管的工作电流,从而增大 β ,使输出电流的精度更高。

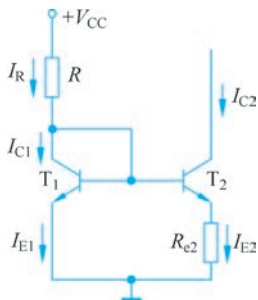


图 5.3.3 微电流源

2. 微电流源

在模拟集成电路中,器件的工作电流很小,往往在微安级以下。如果使用镜像电流源,则要求电阻 R 达到几百千欧以上,如此大的电阻在集成电路中是很难做到的。如果在图5.3.1中 T_2 管的发射极接一个几千欧的电阻,就能够得到产生这种微电流的电流源,称之为微电流源,电路如图5.3.3所示。

对BJT来说,发射极电流

$$I_E \approx I_{ES} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (5.2.7)$$

其中, I_{ES} 为流过发射结的反向饱和电流,由式(5.2.7)可知, $U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{ES1}}$, $U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{E2}}{I_{ES2}}$ 。因为 T_1 和 T_2 两管对称,可以认为 $I_{ES1} = I_{ES2}$,所以可求得

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \quad (5.2.8)$$

电路中 $I_R \approx I_{E1}$, $I_{C2} \approx I_{E2}$,因此可得

$$R_{e2} = \frac{\Delta U_{BE}}{I_{E2}} = \frac{U_T}{I_{C2}} \ln \frac{I_R}{I_{C2}} \quad (5.2.9)$$

根据 I_R 和 I_{C2} 的值,由式(5.2.9)可以计算出 R_{e2} ,由此可见,电阻 R_{e2} 与电流比值的对数成比例,因此就能够使用小阻值的电阻得到很小的电流。例如,已知 $I_R = 0.72\text{mA}$, $R_{e2} = 3\text{k}\Omega$,则可使用试探法求得 $I_{C2} \approx 28\mu\text{A}$ 。

另外,由于

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R} \quad (5.2.10)$$

所以式(5.2.9)还可写成

$$I_{C2} = \frac{U_T}{R_{e2}} \ln \frac{V_{CC}}{I_{C2} R} \quad (5.2.11)$$

可以看出,微电流的输出电流 I_{C2} 受电源电压 V_{CC} 的变化影响很小。

3. 多支路比例电流源

在实际应用中,有时需要两个或两个以上电流值相差较大,但又有一定比例关系的电流源。在镜像电流源的基础上,给BJT增加发射极电阻,在满足一定条件时,集电极输出电流与基准电流 I_R 呈一定的比例关系,从而得到比例电流源。在此基础上稍加扩展,就可以构成多支路比例电流源,如图5.3.4所示。

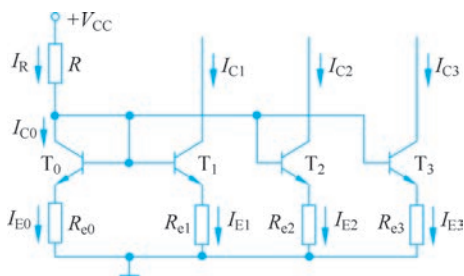


图 5.3.4 多支路比例电流源

在图 5.3.4 中, T_0 、 T_1 管和电阻 R 、 R_{e0} 、 R_{e1} 构成了比例电流源。由 KVL 定律可得

$$I_{E0}R_{e0} + U_{BE0} = I_{E1}R_{e1} + U_{BE1} \quad (5.2.12)$$

当 BJT 的 β 足够大时, $I_{E0} \approx I_{C0} \approx I_R$, $I_{E1} \approx I_{C1}$, $U_{BE0} = U_{BE1}$, 因此可求得

$$I_{C1} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}} I_R \quad (5.2.13)$$

从式(5.2.13)可以看出, 比例电流源的输出电流 I_{C1} 与参考电流 I_R 呈线性关系, 其比例系数由两个电阻的比值确定。以此类推, 可求得其他支路上与 I_R 成比例的电流 I_{C2}

和 I_{C3} , $I_{C2} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e2}} I_R$, $I_{C3} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e3}} I_R$ 。只要选择合适的电阻, 就可以得到所需的电流。

除了使用 BJT 构成多支路比例电流源外, 还可以使用多发射极三极管。

图 5.3.5 所示电路为多发射极三极管构成的多支路比例电流源, T 为横向 PNP 管。集电极电流之比等于集电区面积之比, 可通过设计不同的集电区面积实现不同的多路电流输出。设各集电区面积分别为 S_0 、 S_1 、 S_2 , 则

$$\frac{I_{C1}}{I_{C0}} = \frac{S_1}{S_0}, \frac{I_{C2}}{I_{C0}} = \frac{S_2}{S_0}, \text{ 因此可得}$$

$$I_{C1} = \frac{S_1}{S_0} I_{C0}, \quad I_{C2} = \frac{S_2}{S_0} I_{C0} \quad (5.2.14)$$

在电路中, $I_{C0} \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R}$, 故式(5.2.14)可写为

$$I_{C1} = \frac{S_1}{S_0} \frac{V_{CC}}{R}, \quad I_{C2} = \frac{S_2}{S_0} \frac{V_{CC}}{R} \quad (5.2.15)$$

除了前面介绍的由 BJT 构成的电流源, 还可以采用 MOS 管构成电流源。例如, 图 5.3.6(a) 所示电路是由增强型 NMOS 管构成的镜像电流源, 图 5.3.6(b) 所示电路是由增强型 NMOS 管构成的多支路比例电流源。

在图 5.3.6(a) 中, 如果 T_0 和 T_1 是对称的, 则有

$$I_{D1} = I_R = \frac{V_{DD} - U_{GS}}{R} \quad (5.2.16)$$

即构成了 MOS 管镜像电流源。对于 NMOS 管, 有

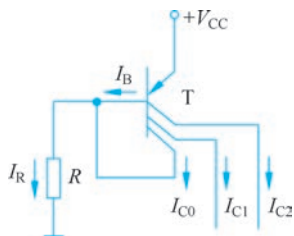


图 5.3.5 多发射极 BJT 多支路比例电流源

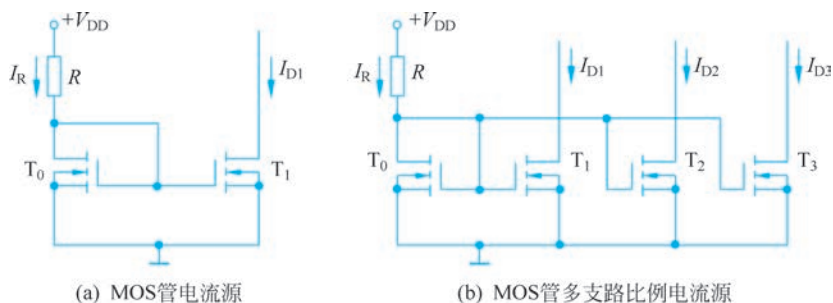


图 5.3.6 由 MOS 管构成的多支路比例电流源

$$I_D = \frac{\mu C_0}{2} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)^2 \quad (5.2.17)$$

式中, μ 为多数载流子的迁移率, C_0 为单位面积的栅极电容, L 为沟道长度, W 为沟道宽度, U_{GS} 为 NMOS 管栅源间电压, U_T 为 NMOS 管的开启电压。

如果 T_0 和 T_1 参数不对称, 则在 U_{GS} 和 U_T 相同的条件下, 有

$$\frac{I_{D1}}{I_{D0}} = \frac{\frac{W_1}{L_1}}{\frac{W_0}{L_0}} = \frac{S_1}{S_0} \quad (5.2.18)$$

其中, $S_1 = \frac{W_1}{L_1}$, $S_0 = \frac{W_0}{L_0}$, 分别为 T_0 和 T_1 的导电沟道宽长比。由此可见, I_{D1} 与 I_{D0} 成比例关系, 改变管子导电沟道的宽长比 S_1 和 S_0 , 很容易就得到了不同输出的比例电流源。在这个电路的基础上稍加扩展, 就可以构成 MOS 多支路比例电流源, 如图 5.3.6(b) 所示, 此处不再赘述。

4. 电流源作有源负载

1) 有源负载共射放大电路

由第 2 章的讨论可知, 在共射放大电路中, 电压放大倍数与 R'_L 成正比, $R'_L = R_c // R_L$ 。由于 R_L 是负载电阻, 其大小是确定的, 因此可以通过增大 R_c 来提高电压放大倍数。在集成运放中, 为了获得更大的等效电阻 R_c , 常用电流源电路作为有源负载取代

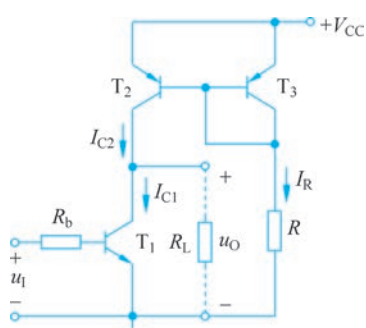


图 5.3.7 有源负载共射放大电路

R_c , 这样既可以获得合适的静态电流, 动态时又可以获得很大的等效电阻 R_c 。

图 5.3.7 所示为有源负载共射放大电路, T_1 组成共射放大电路, T_2 与 T_3 构成镜像电流源, T_2 是 T_1 的有源负载。

在静态时, 电流源基准电流为

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R}$$

空载时 T_1 的静态集电极电流为

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

因此对于直流偏置电路, T_2 与 T_3 构成的镜像电流源给 T_1 提供合适的静态电流 I_{C1} 。在图 5.3.7 中, 输入电压 u_1 中应含有直流分量, 为 T_1 提供静态基极电流 I_{B1} , I_{B1} 应等于 $\frac{I_{C1}}{\beta_1}$, 与电流源提供的 I_{C2} 不产生冲突。需要指出的是, 带负载 R_L 时, 由于 R_L 的分流作用, I_{C1} 将有所减小。

在动态时, 由于电流源的等效电阻非常大, R_L 远小于它, 因此, 如图 5.3.7 所示电路的电压放大倍数为

$$A_u \approx -\frac{\beta_1 R_L}{R_b + r_{be1}} \quad (5.2.19)$$

2) 有源负载差动放大电路

利用电流源作有源负载的放大电路可以得到很高的单级电压增益。在集成运放中, 差动放大电路也常接入有源负载, 它不仅提高了电压增益, 还具有其他功能。

图 5.3.8 所示为有源负载差动放大电路, T_1 、 T_2 和电流源 I_{EE} 构成差动放大电路, T_3 和 T_4 管组成的镜像电流源作为 T_1 、 T_2 的有源负载, 负载电阻 R_L 实际上是下一级的输入电阻。

在静态时, 有

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = I_{EE}/2$$

当输入差模信号 Δu_{id} 时, T_1 管在 $\Delta u_{id}/2$ 的作用下, 基极电流的变化量为 Δi_{B1} , T_2 管在 $-\Delta u_{id}/2$ 的作用下, 基极电流的变化量为 Δi_{B2} , 且 $\Delta i_{B1} = -\Delta i_{B2}$ 。因此, T_1 和 T_2 的集电极电流变化量 $\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}$, 而 $\Delta i_{C3} = \Delta i_{C1}$ 。由于 T_3 和 T_4 的镜像关系, 因而 $\Delta i_{C4} = \Delta i_{C3} = \Delta i_{C1}$ 。所以, $\Delta i_O = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C2} = \Delta i_{C1} - (-\Delta i_{C1}) = 2\Delta i_{C1}$ 。由此可见, 在负载电阻 R_L 上的电流变化量为 $2\Delta i_{C1}$ 。换句话说, R_L 得到的电流变化量是 5.2 节所述单端输出方式的差动放大电路的两倍, 恰好是双端输出电路的电流变化量。这就表明图 5.3.8 中的有源负载差动放大电路可以把原来的双端输出电路转换成单端输出电路, 其增益同双端输出电路相当。又因为 R_L 远小于电流源的等效电阻, 所以电路的电压放大倍数为

$$A_u \approx -\frac{\beta R_L}{r_{be}} \quad (5.2.20)$$

式中, $\beta = \beta_1 = \beta_2$, $r_{be} = r_{be1} = r_{be2}$ 。

在图 5.3.8 中, T_1 和 T_2 的集电极电位仅比电源电压 V_{CC} 低一个管压降, 可以获得较高的共模输入电压范围。差动放大电路的正向共模输入电压要受差动放大管的饱和限制, 两管的集电极电位高, 就可以使电路的正向共模输入电压接近电源电压。

在集成运放中, 一般只有输入级和中间级两级放大, 电压增益要求达到 10 万倍以上。因此, 在这个两级放大电路中, 一般都采用有源负载。级数减少了, 对于提高运放的

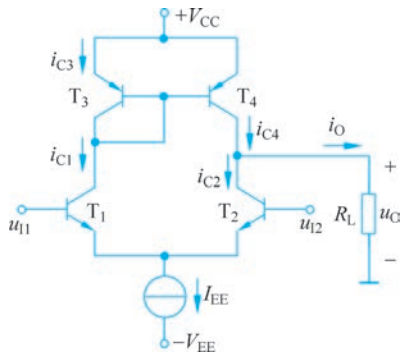


图 5.3.8 有源负载差动放大电路

稳定性、简化校正补偿电路都是有利的。

5.3.2 差动输入级电路

集成运放的性能与输入级有很重要的关系,因此运放输入级都是采用高性能的差动放大电路。除了前面介绍的电路,这里介绍几种在集成运放中常见的差动放大电路。

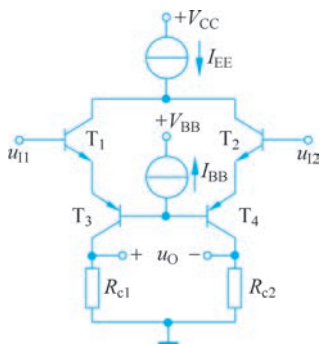


图 5.3.9 共集-共基复合差动放大级

和 R_{c2} 可以进一步提高电路的放大能力。

2. MOS 管差动放大电路

图 5.3.10、图 5.3.11 所示是由 MOS 管组成的差动放大电路,具有很高的输入电阻。

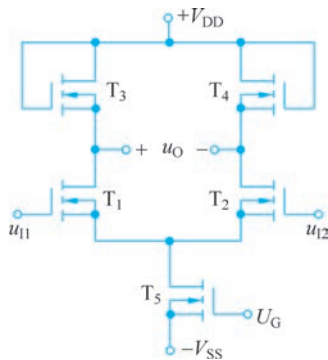


图 5.3.10 MOS 管差动放大电路

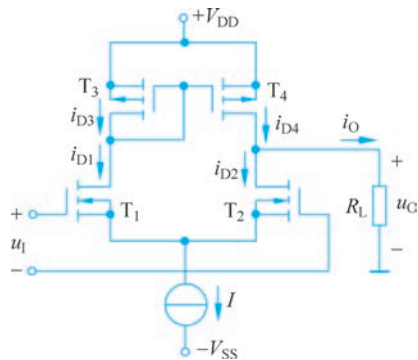


图 5.3.11 MOS 管有源负载差动放大电路

图 5.3.10 所示电路是全部由增强型 NMOS 管组成的。 T_1 、 T_2 管是起放大作用的差动对管。 T_5 是差动放大电路使用的电流源,其栅极接一固定电位 U_G 。 T_3 和 T_4 管分别作 T_1 和 T_2 管的有源负载,这时,它们的漏极和源极分别连接在一起, T_3 和 T_4 管工作在线性放大的饱和区。在这个区域内,FET 具有很好的恒流特性,可以作为电流源,为 T_1 、 T_2 管提供恒定的漏极电流。差动放大电路接上有源负载,可以得到较大的电压放大倍数。

图 5.3.11 所示电路是在 T_1 、 T_2 管构成差动放大电路的基础上,使用 P 沟道增强型 MOS 管 T_3 和 T_4 构成镜像电流源作为有源负载。该电路与前面由 BJT 构成的有源负

载差动放大电路相似,其分析方法也与之相同。需要指出的是,使用镜像电流源作有源负载,该单端输出电路可以获得与双端输出时相同的放大能力。

5.3.3 输出级电路

集成运放输出级的输入电阻应该比较高,以减小对电压放大级输出信号的影响;输出电阻应该比较小,以便能向负载提供足够大的输出信号,提高带负载能力;其输出功率不能太小,输出效率也应该比较高。

在运放中,输出级一般采用甲乙类互补对称功率放大电路,图 5.3.12 就是其中一种电路,该电路的原理与分析方法在第 4 章已详细介绍过,在此不再讨论。

除了由 BJT 构成的互补型功率放大电路,由 P 沟道 MOS 管和 N 沟道 MOS 管也可以组成互补型共漏极功率放大电路,如图 5.3.13 所示,这种电路在由 MOS 管构成的集成运放中具有广泛的应用。在图 5.3.13 中,两 MOS 管的源极相连接在一起作为输出端,由于 MOS 管组成的共漏放大电路与 BJT 组成的共集放大电路相似,因此,该电路对应由射极输出器组成的互补对称功率放大电路,其电压增益、阻抗特性也与由 BJT 组成的甲乙类互补对称功率放大电路相同,故在此不再赘述。

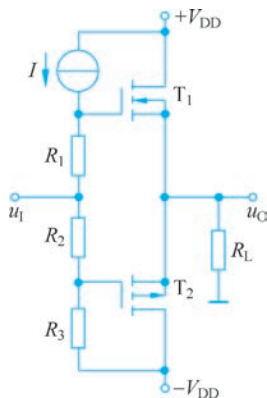
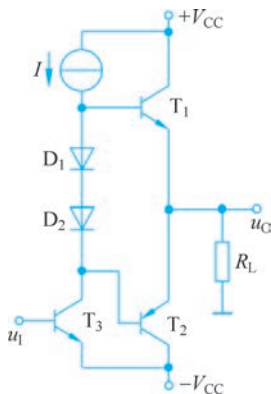


图 5.3.12 甲乙类互补对称功放电路 图 5.3.13 由 MOS 管组成的互补对称功放电路

5.4 集成运放

集成运放是一种最为通用的模拟集成电路,其种类繁多,内部电路结构与性能参数差异较大。本节首先以通用型 BJT 运放和场效应管运放为例分析内部电路,然后对集成运放的主要参数以及特殊类型集成运放的特点进行简单介绍。

5.4.1 通用型集成运放

集成运放包括 BJT 运放、双极型-场效应管组合运放和全 MOS 运放。由于双极型工艺发展较早,非常成熟,在众多型号的运放系列中,BJT 运放占有很大比例,特别是通用型运放大多都是 BJT 运放。国产通用型集成运放 F007,与集成运放 μ A741 的电路结构

相同,是性价比较高的一种 BJT 集成运放,在实际中应用广泛。

F007 集成运放内部有 24 个 BJT、10 个电阻和 1 个电容,图 5.4.1 给出了其内部原理图。从图 5.4.1 中可以看出,整个电路分为偏置电路、输入级、中间级和输出级四个部分,下面分别介绍各部分的电路结构。

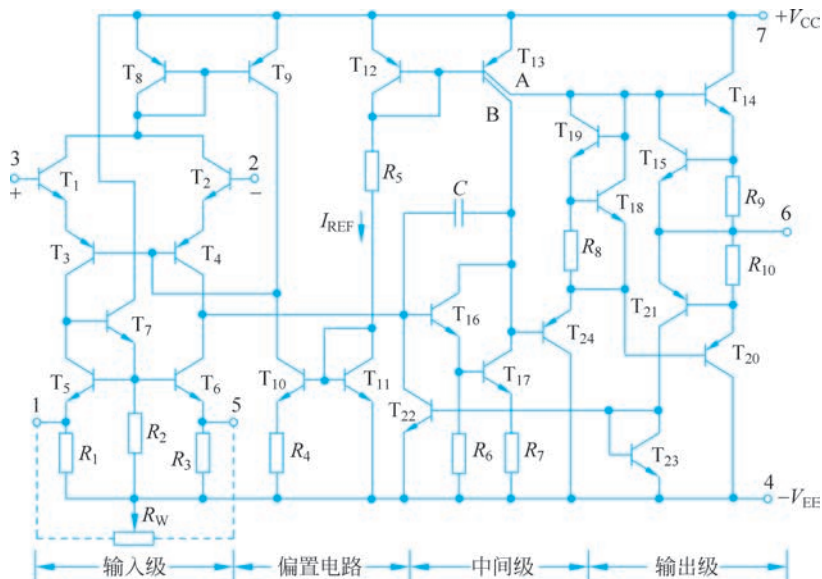


图 5.4.1 F007 内部原理电路

1. 偏置电路

在电路中, T_{12} 、 R_5 和 T_{11} 构成了主偏置电路,主偏置电路的基准电流为

$$I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} - (-V_{\text{EE}}) - U_{\text{BE12}} - U_{\text{BE11}}}{R_5}$$

其他偏置电流都与 I_{REF} 有关。 T_{10} 、 T_{11} 和 R_4 组成微电流源, T_8 和 T_9 组成的镜像电流源为差动输入级提供偏置电流。 T_{12} 和 T_{13} 构成多支路电流源。 T_{13} 是多集电极三极管,构成多支路比例电流源,其集电极电流 I_{C13A} 和 I_{C13B} 的大小比例为 3 : 1。 I_{C13A} 一路为输出级提供偏置电流, I_{C13B} 一路作为中间级的有源负载。

2. 输入级

T_1 、 T_2 和 T_3 、 T_4 组成共集-共基复合差动输入电路。其中 T_1 和 T_2 作为射极输出器,输入电阻高。 T_3 和 T_4 是横向 PNP 管,发射结反向击穿电压高,可使输入差模信号达到 30V 以上。

T_5 、 T_6 、 T_7 和 R_1 、 R_2 、 R_3 组成镜像电流源,作为差动输入级的有源负载,可以提高差动输入电路的增益。当有差模信号输入时, $\Delta i_{\text{C3}} = -\Delta i_{\text{C4}}$, $\Delta i_{\text{C5}} \approx \Delta i_{\text{C3}}$, $\Delta i_{\text{C5}} = \Delta i_{\text{C6}}$, 因而 $\Delta i_{\text{C6}} \approx -\Delta i_{\text{C4}}$, 所以 $\Delta i_{\text{B16}} = \Delta i_{\text{C4}} - \Delta i_{\text{C6}} \approx 2\Delta i_{\text{C4}}$, 差动输出级的输出电流加倍,从而使输出电压放大倍数增大。由此可见,当输入差模信号时,单端输出方式的放大倍数近似等于双端输出时的放大倍数。当有共模信号输入时, $\Delta i_{\text{C3}} = \Delta i_{\text{C4}}$, $\Delta i_{\text{C6}} = \Delta i_{\text{C5}} \approx \Delta i_{\text{C3}}$,

所以 $\Delta i_{B16} = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C6} \approx 0$, 由此可见, 共模信号对下一级基本没有影响, 电流源电路提高了共模抑制比。

此外, 输入级能够稳定静态工作点。例如, 当某种原因导致输入级静态电流增大时, T_8 与 T_9 的集电极电流会增大, 但 $I_{C10} = I_{C9} + I_{B3} + I_{B4}$, 因 T_{10} 与 T_{11} 组成微电流源, 故 I_{C10} 基本恒定, 所以 I_{C9} 增大将使 I_{B3} 、 I_{B4} 减小, 从而使输入级静态电流 I_{C1} 、 I_{C2} 、 I_{C3} 、 I_{C4} 减小, 使它们保持基本不变。

3. 中间级

T_{16} 、 T_{17} 和 R_6 、 R_7 组成中间电压放大级, T_{16} 和 T_{17} 是复合管, 其输入电阻很高, 对前一级影响小。 T_{13} 管作为这一级的集电极有源负载, 这一级就可以达到 55dB 的增益。中间级同时包含一个约 30pF 的相位补偿电容 C , 用于防止产生自激振荡。 T_{24} 接成共集电路以减小对中间级的负载影响。

4. 输出级

T_{14} 和 T_{20} 组成互补对称输出极, T_{18} 、 T_{19} 和 R_8 为其提供静态偏置以克服交越失真。

T_{15} 和 R_9 保护 T_{14} 管, 使其在正向电流过大时不致烧坏。 T_{21} 、 T_{23} 、 T_{22} 和 R_{10} 保护 T_{20} 管在负向电流过大时不致烧坏。

在集成运放 F007 的 1 脚和 5 脚之间外加一个调零电位器, 可使输入为零时, 输出电压也为零, 电路如图 5.4.2 所示。

在实际电路分析中, 通常省略直流电源和调零电路部分, 将运放简化为一个三端器件, 其符号如图 5.4.3 所示。图 5.4.3(a) 是国家标准规定的符号, 图 5.4.3(b) 是国际通用的符号, 本书采用图 5.4.3(a) 所示的国标符号。可以看出, 运放有两个输入端, 即同相输入端 u_+ 和反相输入端 u_- , 有一个输出端 u_O 。同相输入端标有“+”号, 表示在该端加输入信号时, 输出端得到与它同相的信号; 反相输入端标有“-”号, 表示在该端加输入信号时, 输出端得到与它反相的信号。

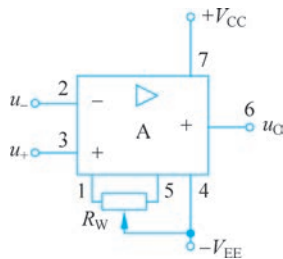


图 5.4.2 运放调零电路

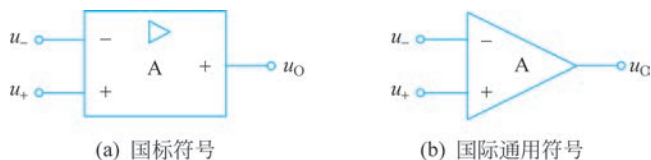


图 5.4.3 集成运放的符号

5.4.2 场效应管集成运放

除了上面介绍的 BJT 集成运放外, 还有数量不少的由 MOS 管构成的集成运放。

MC14573 内部电路如图 5.4.4 所示, 与前面介绍的双极型晶体管集成运放相比, 所用器件较少, 电路相对简单, 但其组成结构是相似的, 分析方法也基本相同。由图 5.4.4

可知,MC14573 全部由增强型的 MOS 管构成。其中,偏置电路主要由 T_5 、 T_6 、 T_8 和电阻 R 组成,它们构成了多支路比例电流源,在已知 T_5 开启电压 U_T 的情况下,通过外接电阻 R 可以确定偏置电路的基准电流 I_{REF} ,进而得到 T_6 漏极和 T_8 源极的电流。其中 T_6 为 T_1 、 T_2 提供偏置电流, T_8 在为 T_7 提供偏置的同时作为 T_7 的有源负载。

MC14573 的放大电路只有两级。第一级为输入级,P 沟道 MOS 管 T_1 、 T_2 为放大管,组成共源差动放大电路,信号由 T_2 的漏极输出,因此输入级是一个双端输入单端输出的差动放大电路。N 沟道 MOS 管 T_3 、 T_4 构成电流源电路,作为差动放大电路的有源负载,从而使单端输出电路的电压增益近似等于双端输出时的情况,同时,第二级的输入为 T_7 的栅极,其输入电阻很大,所以第一级有较强的电压放大能力。第二级为输出级,以 N 沟道 MOS 管 T_7 为放大管构成共源放大电路, T_8 所构成的电流源电路作为有源负载,故也具有较的放大能力。由于 T_8 构成的电流源的动态电阻很大,因此,电路的输出电阻很大,带负载能力较弱,因此 MC14573 是为高阻抗负载而设计的,适用于以场效应管为负载的场合。另外,电容 C 起相位补偿的作用。

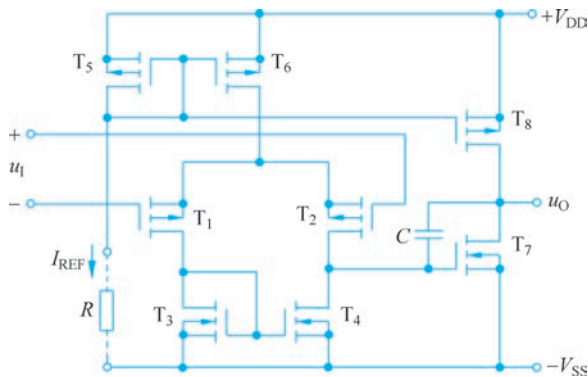


图 5.4.4 MC14573 的内部电路图

基于场效应管的集成运放的特点是输入阻抗高(可达 $10^{10} \Omega$ 以上)、功耗小,可在低电压下工作,因此特别适合于需要高输入电阻、低功耗的测量电路。另外,从工艺上讲,同时制作 N 沟道和 P 沟道互补对管工艺(Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, CMOS)实现容易,且占用芯片面积小、集成度高,因此 CMOS 技术广泛用于集成电路中。

5.4.3 集成运放的主要参数

为了能合理选择和正确使用集成运放,就必须正确理解集成运放的各种参数的含义,下面介绍一些常用的主要参数。

1. 直流参数

1) 输入失调电压 U_{I0}

对于一个理想的集成运放,当输入端为零时,输出电压也应该为零。但实际上它的差动输入级很难做到完全对称,因此使得输入端为零时输出电压不为零。因此,为了使集成运放的输出电压为零,在两输入端之间加一补偿电压,称之为输入失调电压。 U_{I0} 反

映了集成运放输入级的对称程度,其值越小,说明电路参数对称性越好。一般运放的 U_{IO} 为毫伏数量级,对于高精度、低漂移的集成运放,其值为微伏数量级。

2) 输入失调电压的温漂 $\frac{dU_{IO}}{dT}$

输入失调电压 U_{IO} 并不是固定不变的值。当温度发生变化时,它也随之改变。输入失调电压的温漂是指在一定的温度变化范围内,输入失调电压的变化量与温度变化量之比。一般运放的 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 为 $(10\sim 20)\mu\text{V}/^\circ\text{C}$,对于高精度、低漂移运放,其值在 $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下。

3) 输入偏置电流 I_{IB}

当运放的输出电压为零时,两输入端偏置电流的平均值定义为输入偏置电流,即

$$I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{IB1} + I_{IB2}) \quad (5.4.1)$$

式中, I_{IB1} 和 I_{IB2} 分别为两输入端的偏置电流。 I_{IB} 越小,信号源内阻对集成运放的静态工作点的影响越小。而通常 I_{IB} 越小,往往 I_{IO} 也越小。因此, I_{IB} 应该尽量小一些。一般运放的 I_{IB} 为 $10\text{nA}\sim 1\mu\text{A}$,对于高精度、低漂移运放,其值为皮安数量级。

4) 输入失调电流 I_{IO}

当运放输出电压为零时,两输入端偏置电流之差称为输入失调电流,即

$$I_{IO} = |I_{IB1} - I_{IB2}| \quad (5.4.2)$$

产生输入失调电流的主要原因是输入级差动对管的 β 不相等。 I_{IO} 越小越好,典型值为几十纳安左右,对于高精度、低漂移运放,其值为皮安数量级。

5) 输入失调电流的温漂 $\frac{dI_{IO}}{dT}$

$\frac{dI_{IO}}{dT}$ 与 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 的含义类似。它是 I_{IO} 的温度系数,典型值为 $1\text{nA}/^\circ\text{C}$ 数量级,对于高精度、低漂移运放,其值为 $1\text{pA}/^\circ\text{C}$ 数量级。

2. 差模特性参数

1) 开环差模电压放大倍数 A_{od}

运放在没有外加反馈情况下的差模电压放大倍数称为开环差模电压放大倍数。 A_{od} 的大小常用对数形式表示为 $20\lg|A_{od}|(\text{dB})$,一般运放的 A_{od} 为 $100\sim 120\text{dB}$,高增益运放可达 140dB 。

2) 差模输入电阻 r_{id}

运放加差模输入信号时的输入电阻称为差模输入电阻。 r_{id} 越大,对信号源的影响越小。双极型管输入级 r_{id} 为 $10^5\sim 10^6\Omega$,场效应管输入级可达 $10^9\Omega$ 。

3) 最大差模输入电压 U_{Idmax}

运放两输入端之间所能承受的最大差模输入电压,主要受输入级差动对管反向击穿电压的限制。 U_{Idmax} 一般为几伏至几十伏。F007 的输入级采用了横向 PNP 管, $U_{Idmax} = \pm 30\text{V}$ 。

3. 共模特性参数

1) 共模抑制比 K_{CMR}

运放共模抑制比 K_{CMR} 的定义与差动放大电路相同。其典型值在 80dB 以上,性能好的高达 180dB。

2) 最大共模输入电压 U_{Icmax}

当运放的共模输入电压大到一定程度时,会使输出级进入饱和或截止状态,共模抑制特性显著下降。一般定义 K_{CMR} 下降 6dB 时的共模输入电压为最大共模输入电压 U_{Icmax} 。F007 的 $U_{\text{Icmax}} = \pm 13\text{V}$ 。

4. 其他动态参数

1) 开环带宽(-3dB 带宽) f_{H}

集成运放是一种高增益的直接耦合的多级放大电路,不但可以放大交流信号,也可以放大直流信号,故其下限截止频率 $f_{\text{L}} = 0$,它的上限截止频率 f_{H} 就是其开环带宽。 f_{H} 是 $20\lg|A_{\text{od}}|$ 下降 3dB(即 A_{od} 下降到约 0.707 倍)时的信号频率。

2) 单位增益带宽 f_{c}

使 A_{od} 下降到 0dB(即 $A_{\text{od}} = 1$)时的信号频率,称为单位增益带宽 f_{c} ,与 BJT 的特征频率 f_{T} 相类似。

3) 转换速率 S_{R}

转换速率 S_{R} 是指运放在额定负载及输入阶跃大信号时,输出电压变化的最大速率,即

$$S_{\text{R}} = \left. \frac{du_{\text{O}}}{dt} \right|_{\text{max}} \quad (5.4.3)$$

S_{R} 也称为压摆率,反映了运放对于高速变化的输入信号的响应程度,常用单位是 (V/ μs)。当输入信号变化率的绝对值小于 S_{R} 时,运放输出才有可能按线性规律变化。

若在运放的输入端加一正弦交流信号 $u_{\text{i}} = U_{\text{im}} \sin(\omega t)$,输出电压 $u_{\text{o}} = U_{\text{om}} \sin(\omega t)$,则输出电压的最大变化速率为

$$\left. \frac{du_{\text{O}}}{dt} \right|_{t=0} = U_{\text{om}} \omega \cos(\omega t) \Big|_{t=0} = 2\pi f U_{\text{om}} \quad (5.4.4)$$

为了使输出电压波形不因转换速率的限制而产生失真,要求 S_{R} 必须满足

$$S_{\text{R}} \geq 2\pi f U_{\text{om}} \quad (5.4.5)$$

以 F007 为例, $S_{\text{R}} = 0.5\text{V}/\mu\text{s}$,当 $U_{\text{om}} = 10\text{V}$ 时,它的最大不失真频率约为 8kHz。

5.4.4 特殊类型的集成运放

反映集成运放性能的好坏有几十个指标参数。由于制造工艺和性价比等方面的原因,一种运放要想在各种指标上都达到很高的性能是不容易的,也是不必要的。通用型运放各种参数指标都不算太高,但比较均衡,适用于量大面广、没有特殊要求的场合。特殊类型的集成运放,在某一个或几个参数上有很高的性能,而其他参数一般。用户可以从特殊类型集成运放的系列中进行选择,以满足某些方面的特殊要求。下面简要介绍几

种特殊类型的集成运放。

1. 高输入阻抗型

在测量电路中,由于许多传感器的输出电阻很大或输出电流很小,要求放大器具有很高的输入阻抗。这种类型的集成运放差模输入电阻往往大于 $10^9 \Omega$,输入偏置电流通常为皮安数量级。

这种类型的集成运放,输入级经常采用结型场效应管 JFET 与 BJT 相结合构成差动输入级,称为 BiFET,或采用超 β 管与 BJT 结合的电路,构成差动输入级。典型产品有 5G28、F3140、ICH8500A、LF356、CA3130、AD515、LF0052 等。

2. 高精度、低漂移型

在高精度模拟信号处理、高精度信号测量领域中,信号一般为毫伏或微伏数量级,要求集成运放具有很低的漂移量和很高的精度。一般 $\frac{dU_{10}}{dT} < 2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $\frac{dI_{10}}{dT} < 200\text{pA}/^\circ\text{C}$, $K_{\text{CMR}} \geq 110\text{dB}$ 。

高精度、低漂移型运放的主要精度指标在很大程度上取决于差动输入级。这一级大多选用匹配特性优良的差动对管,还采用热匹配设计和低温度系数的精密电阻。在工艺上采用精密的光刻和离子注入工艺,尽可能地提高对管的匹配性。典型产品有 LH0044、AD707、OP-77、OPA177 等。

另外,有的运放采用了调制型的斩波稳零技术,以得到更低的漂移特性。典型产品有 ICL7650、AD508、OP-27 等。

3. 高速型

通用型集成运放的转换速度较低,如 $\mu\text{A}741$,其转换速率为 $0.5\text{V}/\mu\text{s}$,单位增益带宽为 10Hz 左右,这种集成运放不能适应信号高速变化的要求。高速运放一般要求转换速率 S_R 大于几十伏/微秒,单位增益带宽大于 10MHz ,主要应用在高速数据采集系统、高速 A/D 和 D/A 转换器、高速锁相环及视频放大系统中,性能优良的高速运放转换速率可达到几千伏/微秒。高速型运放的典型产品有 $\mu\text{A}715$ 、AD845、AD9618、SL541 等。

4. 低功耗型

低功耗型运放一般应用在对电源功率有严格限制的场合,如便携式仪器、遥测遥感、生物医学和外层空间使用的设备等,要求其功耗为微瓦数量级,电流在几十微安以下,电源电压在几伏以下。典型产品有 CA3078、 $\mu\text{PC}253$ 、ICL7641 等。

5. 大功率型

随着半导体工艺的不断发展,集成运放的输出功率范围也在不断扩大。一般大功率型集成运放的电源电压为正负几十伏,输出电流几十安培,输出功率为几十瓦。典型产品有 LH0021、HA2645、LM143 等。

除了上述特殊性能指标的运放,还有为了适应单电源供电的要求而专门设计的单电源运放。典型产品有 LM158/258/358、LM124/224/324、LM2902 等。

5.5 集成运放的模型

集成运放内部的电路结构比较复杂,在分析由运放构成的各种应用电路时,如果直接对运放内部电路及整个应用电路进行分析,是不够简明方便的。一般首先要根据运放的特点建立运放模型,然后在模型的基础上进一步对应用电路进行分析。

5.5.1 集成运放的低频等效电路

集成运放作为一个器件出现在电子电路中,与BJT、场效应管等器件相似,也可根据电路分析的需要建立其等效电路。在低频情况下,如果仅研究差模信号的放大问题,不考虑偏置电流 I_{IB} 、失调电压 U_{IO} 、失调电流 I_{IO} 、温漂和共模放大倍数的影响,差模输入信号 $u_1 = u_+ - u_-$,则运放的输入端口可用差模输入电阻 r_{id} 等效,输出端口可用差模输出电压 $u_O = A_{od}u_1$ 、输出电阻 r_o 等效,如图 5.5.1 所示。

5.5.2 集成运放的电压传输特性

集成运放的输出电压 u_O 与输入电压 u_1 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 5.5.2 所示。

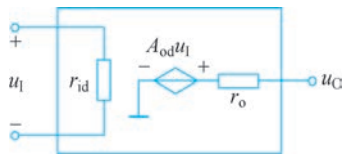


图 5.5.1 集成运放的低频等效电路

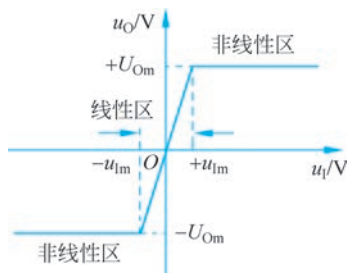


图 5.5.2 集成运放的电压传输特性

从图 5.5.2 可以看出,当 u_1 为小信号,其大小为 $-u_{1m} \sim +u_{1m}$ 时,输出与输入呈线性关系,这时运放工作在线性区域,有

$$u_O = A_{od}u_1 = A_{od}(u_+ - u_-) \quad (5.5.1)$$

当 u_1 超过上述范围时,运放输出级达到饱和,输出分别为正向和负向的最大值 $+U_{Om}$ 和 $-U_{Om}$,这时运放工作在线性区域。

$-u_{1m}$ 与 $+u_{1m}$ 以及 $+U_{Om}$ 与 $-U_{Om}$ 的大小同运放的开环差模电压放大倍数 A_{od} 、电源电压以及运放输出级管子的饱和压降有关。举例来说,如果 $A_{od} = 10^5$,电源电压为 $\pm 12V$,输出级管子的饱和压降等于 $2V$ 。那么,输出电压最大值约为 $\pm 10V$,因此,当 u_1 在 $\pm 0.1mV$ 范围内时,运放工作在线性状态,若超出这个范围,运放就进入了非线性状态了。

5.5.3 理想集成运放模型

集成运放可以构成形式多样、种类繁多的应用电路。在这些应用电路中,有相当一

部分电路对精度的要求并不高。集成运放本身的参数误差与外电路的电压、电流相比很小,对于一般的工程计算来说是可以忽略不计的。这样,就可以进一步简化电路分析,把集成运放的参数理想化,建立起理想集成运放的模型。

1. 理想集成运放的参数特征

理想集成运放具有理想化的技术性能指标,主要参数指标如下:

- (1) 开环差模电压增益 $A_{od} \rightarrow \infty$ 。
- (2) 差模输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$ 。
- (3) 共模抑制比 $K_{CMR} \rightarrow \infty$ 。
- (4) 输出电阻 $r_o \rightarrow 0$ 。
- (5) 开环带宽 $f_H \rightarrow \infty$ 。
- (6) 输入失调电压、输入失调电流及其温漂均为零。

由于理想集成运放的开环差模电压放大倍数为无穷大,所以标注放大倍数时用“ ∞ ”表示,图 5.5.3 所示为理想集成运放的符号。本书后续章节的有关电路分析中,均将集成运放作为理想运放来考虑。

2. 运放的线性工作区

图 5.5.4 所示为理想集成运放的电压传输特性。集成运放工作在线性状态时,可以推出以下两条结论。



图 5.5.3 理想集成运放的符号

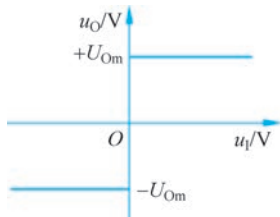


图 5.5.4 理想集成运放的电压传输特性

- (1) 运放两输入端之间的电压为零。

由于运放的输出电压为有限值,而理想运放的 $A_{od} \rightarrow \infty$,因而两输入端之间的电压

$$u_1 = u_+ - u_- \rightarrow 0 \quad (5.5.2)$$

或

$$u_+ = u_- \quad (5.5.3)$$

从式(5.5.3)可以看到,运放两输入端好像短路一样,但并不是真正短路,只是表面上其电性能等效为短路,因而称为“虚短”。实际集成运放的 $A_{od} \neq \infty$,故 u_+ 和 u_- 不可能完全相等,但只要 A_{od} 足够大,运放差模输入电压 u_1 就很小,一般可以忽略不计。运放输入端的线性区域非常小,当开环工作时,是不可能工作在线性状态的,因此,也就不能使用“虚短”进行分析。只有在运放引入负反馈后,保证运放工作在线性放大状态,才能够谈到“虚短”。



视频

(2) 运放两输入端的输入电流为零。

由于运放的输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$, 因而流入两个输入端的电流为零, 即

$$i_+ = i_- = 0 \quad (5.5.4)$$

式中, i_+ 和 i_- 分别为运放同相端和反相端的电流。从式(5.5.4)可以看到, 运放输入端好像是断路, 但并不是真正断路, 称为“虚断”。

需要指出的是, “虚短”和“虚断”是理想集成运放工作在线性状态的重要性质, 也是后续章节分析由理想集成运放构成的线性电路的重要依据。由于集成运放的开环差模放大倍数通常很大, 为了使运放能够稳定地工作在线性状态, 必须引入深度负反馈, 以减小加在运放输入端的净输入信号。运放的线性应用将在第6章和第7章介绍。

3. 运放的非线性工作区

集成运放工作在线性状态时, 不再满足式(5.5.1)给出的线性关系, 其工作状态有以下两个特点。

(1) 输出电压或者达到 $+U_{Om}$, 或者达到 $-U_{Om}$, 两者必居其一。两个输入端的电压也不相等, 如果 $u_+ > u_-$, 则输出为 $+U_{Om}$; 如果 $u_+ < u_-$, 则输出为 $-U_{Om}$ 。

(2) 由于运放的输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$, 即使运放输出端处于饱和状态, 它的两个输入端的实际电流非常小, 也完全可以忽略不计, 因而输入端依然满足“虚断”特性。

以上两个特点是分析运放工作在线性电路的主要依据。电压比较器中的运放属于非线性应用, 具体将在第8章讨论。

小结

(1) 集成运算放大器是一个高增益的直接耦合的多级放大电路。对于直接耦合的多级放大电路, 一个严重的问题是零点漂移, 差动放大电路可以有效地解决这一问题。差动放大电路主要利用电路的对称性克服零点漂移, 它对差模信号有较大的放大能力, 对共模信号有较强的抑制能力。

(2) 差动放大电路既能放大直流信号又能放大交流信号, 按照输入和输出方式不同分为四种基本电路, 它们都可以等效为两个对称的共射放大电路, 利用半边等效电路来计算静态工作点和动态性能指标。

(3) 电流源是集成运放中的基本单元电路, 其特点是直流电阻小、交流电阻大, 不仅能够给放大电路提供稳定的直流偏置, 而且可作为放大电路的有源负载。常用的电流源有镜像电流源、微电流源和多支路比例电流源。

(4) 集成运放通常输入级采用差动放大电路, 中间级采用共射放大电路, 输出级采用互补对称射极或源极输出电路, 使用电流源电路为各级电路提供偏置电流, 并作为放大电路的有源负载。

(5) 集成运放的主要类型是BJT集成运放、FET集成运放以及由这两种工艺结合而得到的集成运放。集成运放的参数多达几十个, 正确掌握主要参数的物理含义, 才能在使用中恰当地选择元器件。

(6) 集成运放是模拟集成电路的典型组件。在实际的电路分析中, 通常把集成运放

当作理想运放来处理,理想运放工作在线性区时有虚短和虚断的重要特性,工作在线性区时输出只有两种可能: $+U_{Om}$ 或 $-U_{Om}$,输入端依然满足虚断特性。

习题

5.1 选择填空。

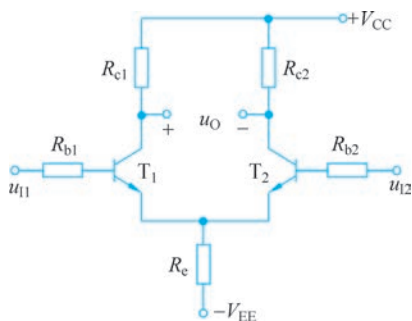
- (1) 放大电路产生零点漂移的主要原因是_____。
- A. BJT 噪声太大
B. 放大倍数太大
C. 环境温度变化引起 BJT 参数的变化
- (2) 直接耦合放大电路放大倍数越大,零点漂移现象就越_____。
- A. 严重 B. 轻弱 C. 与放大倍数无关
- (3) 集成运放使用差动放大电路作为输入级的主要目的是_____。
- A. 稳定放大倍数 B. 克服温漂 C. 提高输入电阻

5.2 差动放大电路如题图 5.2 所示。

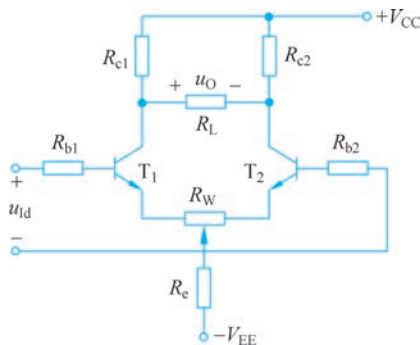
- (1) 若 $|A_{ud}|=100$, $|A_{uc}|=0$, $u_{I1}=10\text{mV}$, $u_{I2}=5\text{mV}$, 则 $|u_O|$ 为多大?
- (2) 若 $A_{ud}=-20$, $A_{uc}=-0.2$, $u_{I1}=0.49\text{V}$, $u_{I2}=0.51\text{V}$, 则 u_O 为多大?

5.3 差动放大电路如题图 5.3 所示。 R_W 起到调电路两边对称程度的作用。已知:

$V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$, $R_{b1}=R_{b2}=R_b=10\text{k}\Omega$, $R_{c1}=R_{c2}=R_c=10\text{k}\Omega$, $R_e=10\text{k}\Omega$, $R_W=200\Omega$, 滑动头位于其中点, $U_{BE}=0.7\text{V}$, $\beta_1=\beta_2=50$, $r_{be1}=r_{be2}=2.5\text{k}\Omega$ 。



题图 5.2



题图 5.3

- (1) 估算电路的静态工作点 I_{B1Q} 、 I_{C1Q} 和 U_{CE1Q} ;
- (2) 求电路的 A_{ud} 和 A_{uc} ;
- (3) 计算电路的差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_{od} 。

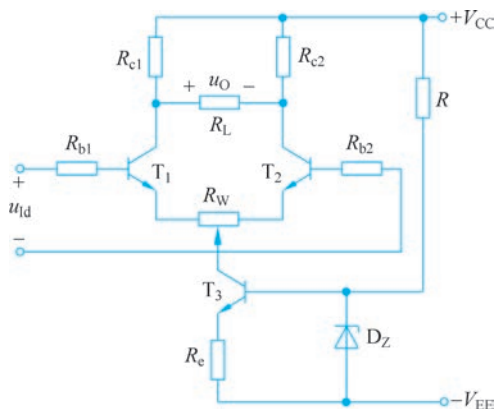
5.4 带恒流源的差动放大电路如题图 5.4 所示。 $V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$, $R_{b1}=R_{b2}=R_b=1\text{k}\Omega$, $R_{c1}=R_{c2}=R_c=5\text{k}\Omega$, $R_W=100\Omega$, 滑动头位于其中间, $R_e=3.6\text{k}\Omega$, $R=3\text{k}\Omega$, $\beta_1=\beta_2=50$, $R_L=10\text{k}\Omega$, $r_{be1}=r_{be2}=1.5\text{k}\Omega$, $U_{BE1}=U_{BE2}=0.7\text{V}$, $U_Z=8\text{V}$ 。

- (1) 估算电路静态工作点的 I_{C1Q} 、 U_{C1Q} 、 I_{C2Q} 和 U_{C2Q} ;

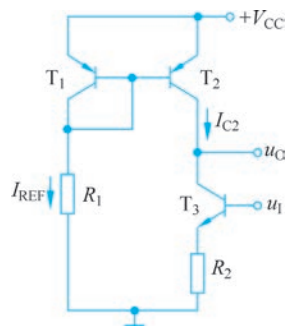
- (2) 计算差模放大倍数 A_{ud} ;
 (3) 计算差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_{od} 。

5.5 电路如题图 5.5 所示。 T_1 和 T_2 参数一致且 β 足够大。

- (1) T_1 、 T_2 和电阻 R_1 组成什么电路,起什么作用?
 (2) 写出 I_{C2} 的表达式。



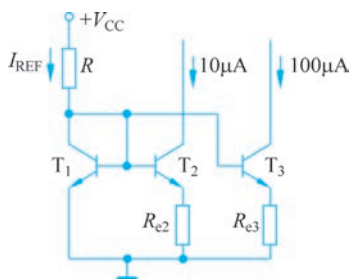
题图 5.4



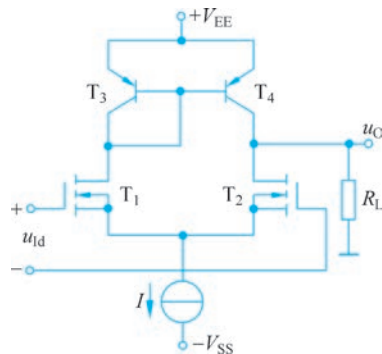
题图 5.5

5.6 多路电流源如题图 5.6 所示。设各管子的 β 值很大且相等。 $V_{CC} = 10V$, $U_{BE1} = 0.7V$, $U_T = 26mV$, I_{C2} 和 I_{C3} 的电流如图 5.6 所示。电阻 $R = 9.3k\Omega$ 。试求电阻 R_{e2} 和 R_{e3} 的数值。

5.7 有源负载差动放大电路如题图 5.7 所示, T_1 、 T_2 管和 T_3 、 T_4 管的特性分别相同,求电路的差模电压放大倍数 A_{ud} 。



题图 5.6



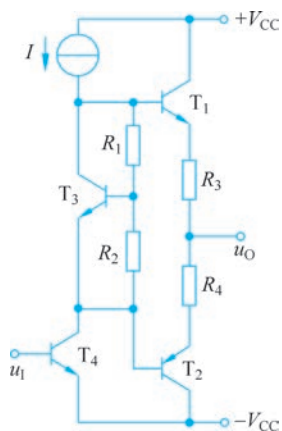
题图 5.7

5.8 某运放输出级的简化电路如题图 5.8 所示。

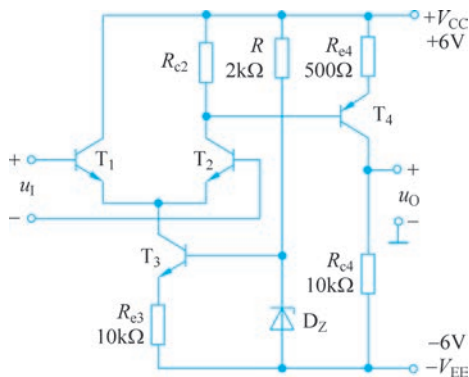
- (1) 电阻 R_1 、 R_2 和 T_3 组成什么电路? 起到什么作用?
 (2) 电流源 I 在电路中起什么作用?

5.9 电路如题图 5.9 所示,所有晶体管均为硅管, β 均为 60, $r_{bb'} = 100\Omega$, $|U_{BE}| = 0.7V$,稳压管的稳定电压 U_Z 为 3.7V,当 $u_1 = 0$ 时, $u_O = 0$,试求:

- (1) 静态时 T_1 管和 T_2 管的发射极电流和 R_{c2} 的值；
 (2) 电路的电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。



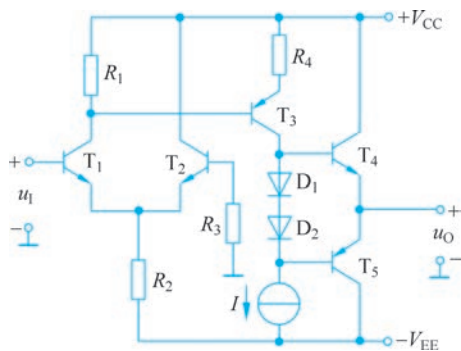
题图 5.8



题图 5.9

5.10 某集成电路内部简化电路如题图 5.10 所示。

- (1) T_1 和 T_2 管构成差动放大电路,为什么 T_2 管的集电极未接电阻?
 (2) R_4 、 T_3 和电流源 I 组成了什么电路? 电流源 I 起什么作用?
 (3) D_1 、 D_2 和 T_4 、 T_5 组成了什么电路? D_1 和 D_2 起什么作用?



题图 5.10