

模拟集成电路是采用一定的工艺将整个电路中的元器件集成在半导体基片上,封装在一个管壳内,构成一个完整的具有特定功能的器件。集成电路可分为数字集成电路、模拟集成电路和数模混合集成电路三大类。模拟集成电路种类繁多、应用广泛,本章主要介绍集成电路中常用的差分放大电路、恒流源电路和功率放大电路等。

本章重难点: 集成运放中的电流源; 差分放大电路; 功率放大电路; 集成运放的性能指标、类型及使用注意事项等。

5.1 集成运算放大器概述

集成运算放大电路简称集成运放,是一个高性能的直接耦合多级放大电路。因首先用于信号的运算,故而得名。

5.1.1 集成运放的特点

集成运放采用一定的工艺将大量的半导体三极管、场效应管、电阻、电容等元件集成在一块半导体基片上。模拟集成电路有以下特点:

- (1) 集成电路中不能制作大电容,故采用直接耦合方式。
- (2) 用复杂电路实现高性能的放大电路,因为电路的复杂化并不带来工艺的复杂性。
- (3) 用有源元件替代无源元件,如用晶体管取代难以制作的大电阻。
- (4) 集成运放相邻元件参数具有很好的一致性,故可构成较理想的差分放大电路和电流源电路。

5.1.2 集成运放的结构框图

典型的集成运算放大器的结构框图如图 5.1.1 所示,一般由 4 部分构成: 输入级、中间级、输出级和偏置电路。

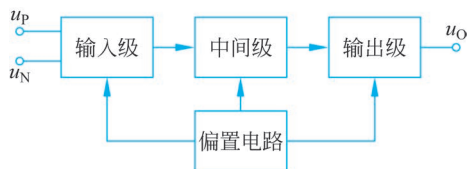


图 5.1.1 集成运放的结构框图



集成运放的输入级又称前置级,要求输入电阻高,放大倍数大,抑制温漂能力强。多采用差分放大电路;中间级又称主放大级,主要作用是提高电压放大倍数,由一级或多级放大电路组成,多采用共射(共源)放大电路;输出级又称为功放级,多采用准互补输出级电路,要求输出电阻小(带负载能力强),最大不失真输出电压尽可能大;偏置电路为各级放大电路提供合适的静态电流,确定合适的静态工作点,多采用电流源电路。此外电路中还有一些保护电路和补偿等辅助环节。

5.2 集成运放中的电流源

由于电流源能够输出稳定的直流电流,也称为恒流源。在集成运放中,电流源主要有两个作用:一是用作直流偏置电路来设置放大电路的静态电流,确定各级静态工作点;二是取代大电阻作为有源负载,以增强电路的放大能力。本节主要介绍常见的电流源电路和有源负载的应用。

5.2.1 基本电流源电路

1. 镜像电流源

如图 5.2.1 所示为镜像电流源电路, T_1 和 T_2 由集成电路工艺制造,具有完全相同的输入、输出特性。由于两管的基极和发射极分别相连,所以

$$U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE}$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \beta I_B$$

流经电路中电阻 R 的电流称为基准电流,其表达式为

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} = I_C + 2I_B = I_C + 2 \frac{I_C}{\beta} \quad (5.2.1)$$

所以输出电流为

$$I_O = I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot I_R \quad (5.2.2)$$

当 $\beta \gg 2$ 时,有

$$I_O = I_C = I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \quad (5.2.3)$$

式(5.2.3)表明,输出电流 I_O 与基准电流 I_R 呈镜像关系, I_O 随着 I_R 的变化而变化,因而该电路称为镜像电流源。电路中一般有 $V_{CC} \gg U_{BE}$,故 $I_R \approx \frac{V_{CC}}{R}$,即基准电流仅取决于 V_{CC} 和 R ,因而镜像电流 I_O 受环境温度变化的影响很小,温度特性好。但是,该电路受电源电压 V_{CC} 变化的影响较大。故电路对电源 V_{CC} 的稳定性要求较高。

镜像电流源的优点是电路结构简单,并且具有一定的温度补偿作用。缺点是当直流电源 V_{CC} 变化时,输出电流几乎按相同的变化规律波动,因而不适用于直流电源在大范围内变化的集成运放。此外,在直流电源 V_{CC} 一定的情况下,若要求输出电流 I_O 较大,则 I_R 必然较大,电阻 R 上的功耗增大,在集成电路中应避免;若要求输出电流较小(在微安级),则所用的电阻 R 将非常大(达兆欧级),这在集成电路中是难以实现的。因此,需要研究改进型的电流源电路。

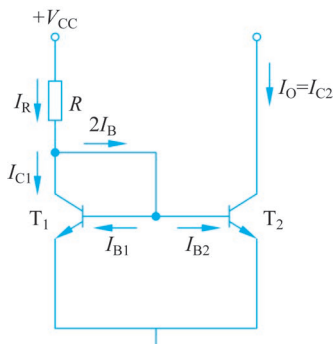


图 5.2.1 镜像电流源



视频 25
电流源
电路

2. 比例电流源

将镜像电流源的 T_1 和 T_2 (特性完全相同) 接入射极电阻 R_{e1} 和 R_{e2} 就构成了比例电流源电路, 使得输出电流 I_O 与基准电流 I_R 呈一定的比例关系, 从而克服镜像电流源的缺点。由图 5.2.2 可知:

$$U_{BE1} + I_{E1}R_{e1} = U_{BE2} + I_{E2}R_{e2} \quad (5.2.4)$$

由于 T_1 和 T_2 特性相同, 则 $U_{BE1} = U_{BE2}$, 所以

$$I_{E1}R_{e1} = I_{E2}R_{e2} \quad (5.2.5)$$

忽略 T_1 和 T_2 管的基极电流, 可得

$$I_R \approx I_{C1} \approx I_{E1} \quad (5.2.6)$$

$$I_O = I_{C2} \approx I_{E2} \quad (5.2.7)$$

则

$$\frac{I_O}{I_R} \approx \frac{R_{e1}}{R_{e2}} \quad (5.2.8)$$

式中, 基准电流 I_R 为

$$I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R + R_{e1}} \quad (5.2.9)$$

式(5.2.8)表明, 改变射极电阻 R_{e1} 和 R_{e2} 的比值, 就可以改变 I_O 与 I_R 的比值, 即 I_O 与 I_R 呈比例关系, 所以称为比例电流源。在温度变化情况下, R_{e1} 和 R_{e2} 具有一定的稳定静态工作点的能力, 因此与镜像电流源比较, 比例电流源的输出电流 I_O 具有更高的温度稳定性。

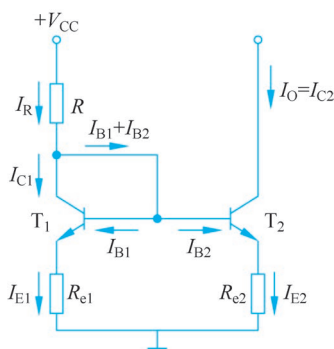


图 5.2.2 比例电流源

3. 微电流源

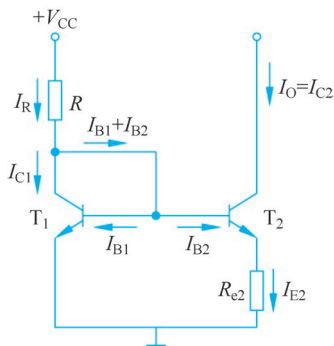


图 5.2.3 微电流源

微电流源电路如图 5.2.3 所示。与比例电流源相比, 将 R_{e1} 的阻值减为零, 以获得一个比基准电流小许多的微电流源 (微安级), 适用于低功耗的集成电路。

由图 5.2.3 可知:

$$U_{BE1} = U_{BE2} + I_{E2}R_{e2} \quad (5.2.10)$$

$$I_O = I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_{e2}} \quad (5.2.11)$$

基准电流为

$$I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R} \quad (5.2.12)$$

在式(5.2.11)中, $U_{BE1} - U_{BE2}$ 只有几十毫安或更小, 只要 R_{e2} 有几千欧, 就可以得到微安级的小电流 $I_O = I_{C2}$, 所以称如图 5.2.3 所示电路为微电流源电路。

5.2.2 多路电流源

集成运放是多级放大电路, 因而需要多路电流源分别给各级提供合适的静态电流。图 5.2.4 为在比例电流源基础上得到的多路电流源, 通过一个基准电流 I_R 就可以得到所需要的多路电流源。

根据 $T_0 \sim T_3$ 的接法, 可得

$$U_{BE0} + I_{E0}R_{e0} = U_{BE1} + I_{E1}R_{e1} = U_{BE2} + I_{E2}R_{e2} = U_{BE3} + I_{E3}R_{e3} \quad (5.2.13)$$

由于各管 b-e 间电压基本相等, 所以可以近似认为

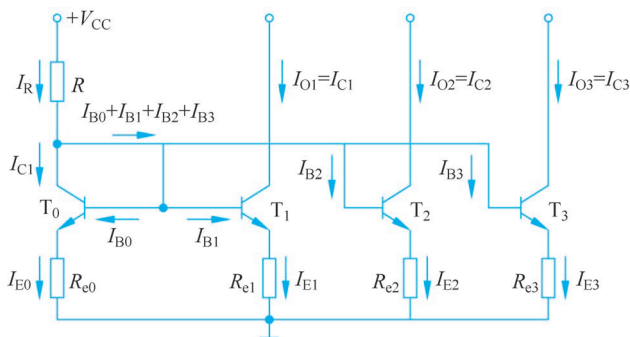


图 5.2.4 多路电流源

$$I_{E0} R_{e0} \approx I_{E1} R_{e1} \approx I_{E2} R_{e2} \approx I_{E3} R_{e3} \quad (5.2.14)$$

如果电流放大系数 β 足够大,则有

$$I_R R_{e0} \approx I_{O1} R_{e1} \approx I_{O2} R_{e2} \approx I_{O3} R_{e3} \quad (5.2.15)$$

式中,基准电流为

$$I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R + R_{e0}} \quad (5.2.16)$$

由式(5.2.15)可知,利用一个基准电流 I_R ,通过调整电阻 R_{e1} 、 R_{e2} 、 R_{e3} ,就可以得到需要的电流 I_{O1} 、 I_{O2} 、 I_{O3} 。

5.2.3 改进型电流源

1. 威尔逊电流源

在基本电流源电路中,只有在 β 很大时式(5.2.3)、式(5.2.7)、式(5.2.11)才成立,也就是说,在上述电路的分析中忽略了基极电流对 I_{C2} 的影响。但如果电路中 β 比较小,则基极电流对输出电流的影响较大,不能忽略。为减小基极电流的影响,提高输出电流与基准电流的传输精度,对电路进行了进一步的改进,由此提出了威尔逊电流源。

威尔逊电流源也称为高输出阻抗电流源,如图 5.2.5 所示。

由图 5.2.5 可知,晶体管 T_1 、 T_2 、 T_3 之间的电流关系如下:

$$\begin{cases} I_R = I_{C1} + I_{B3} = I_{C1} + \frac{I_{C3}}{\beta_3} \\ I_{C1} = I_{C2} \\ I_{C3} = \frac{\beta_3 I_{E3}}{1 + \beta_3} \\ I_{E3} = I_{C2} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2} \end{cases} \quad (5.2.17)$$

式中,基准电流为

$$I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE3} - U_{BE1}}{R} \quad (5.2.18)$$

如果 3 个晶体管参数对称,有 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta$,解方程组(5.2.17),可得

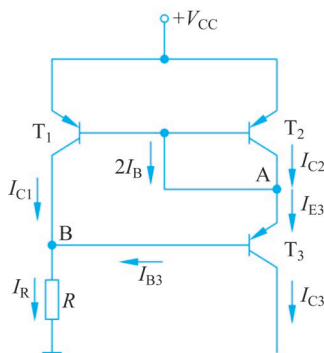


图 5.2.5 威尔逊电流源

$$\frac{I_R}{I_O} = \frac{I_R}{I_{C3}} = 1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta} \quad (5.2.19)$$

对于镜像电流源,可知参考电流 I_R 和输出电流 I_O 的关系为

$$\frac{I_R}{I_O} = 1 + \frac{2}{\beta} \quad (5.2.20)$$

对比式(5.2.19)和式(5.2.20)可知,威尔逊电流源输出电流与基准电流之间的偏差仍然与晶体管的电流放大倍数 β 有关,但是偏差减小,电流精度得到进一步提高。

2. 加射极输出器的电流源

在镜像电流源 T_0 管的集电极与基极之间加一只从射极输出的晶体管 T_2 ,便构成图 5.2.6 所示电路。利用 T_2 管的电流放大作用,减小了基极电流 I_{B0} 和 I_{B1} 对基准电流 I_R 的分流。

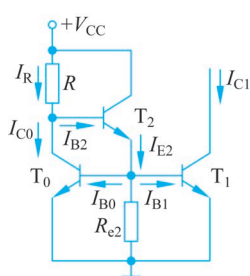


图 5.2.6 加射极输出器的电流源

T_0 、 T_1 、 T_2 特性完全相同, $\beta_0 = \beta_1 = \beta_2 = \beta$, 而由于 $U_{BE1} = U_{BE0}$, $I_{B1} = I_{B0} = I_R$, 因此输出电流为

$$I_{C1} = I_{C0} = I_R - I_{B2} = I_R - \frac{I_{E2}}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_B}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_{C1}}{(1 + \beta)\beta} \quad (5.2.21)$$

整理后可得

$$I_{C1} = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{(1 + \beta)\beta}} = I_R \quad (5.2.22)$$

若 $\beta = 10$, 则代入式(5.2.22)可得 $I_{C1} \approx 0.982I_R$ 。说明即使 β 很小,也可以认为 $I_{C1} = I_R$, I_{C1} 与 I_R 保持很好的镜像关系。

在实际电路中,有时在 T_0 管和 T_1 管的基极与地之间加电阻 R_{e2} (如图 5.2.6 中虚线所画部分),用来增大 T_2 管的工作电流,从而提高 T_2 管的 β 。此时, T_2 管发射极电流 $I_{E2} = I_{B0} + I_{B1} + I_{Re2}$ 。

5.2.4 电流源作有源负载的放大电路

在集成运放电路中,常用电流源作有源负载,如图 5.2.7 所示为有源负载共射放大电路。 T_1 为放大管, T_2 与 T_3 构成镜像电流源,是 T_1 的有源负载。设 T_2 与 T_3 管特性完全相同,因而 $\beta_2 = \beta_3 = \beta$, $I_{C2} = I_{C3}$ 。其基准电流为

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{EB3}}{R} \quad (5.2.23)$$

根据式(5.2.22),得到空载时 T_1 管的静态集电极电流为

$$I_{CQ1} = I_{C2} = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot I_R \quad (5.2.24)$$

可见,合理设置电路中 V_{CC} 与 R ,就可设置合适的集电极电流 I_{CQ1} 。

应当指出,输入端 u_1 的中应含有直流分量,为 T_1 提供静态基极电流 I_{BQ1} , I_{BQ1} 不应与镜像电流源提供的 I_{C2} 产生冲突。应当注意,当电路带上负载电阻 R_L 后,由于 R_L 对 I_{C2} 的分流作用, I_{CQ1} 将有所变化。

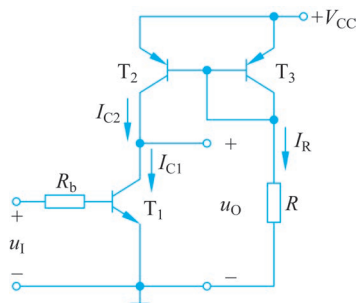


图 5.2.7 有源负载共射放大电路

讨论：

- (1) 简述集成运放中电流源的两个作用。
- (2) 常见的电流源电路有哪些？以电流源为有源负载的放大电路有哪些？
- (3) 列出本节所涉及的电流源电路的输出电流与基准电流关系式。
- (4) 用恒流源作有源负载的优点是什么？

5.3 差分放大电路

5.3.1 基本差分放大电路的组成及输入输出方式

1. 差分式放大电路的组成

图 5.3.1 为常用的差分放大电路,是由两个结构对称、特性相同的三端器件 T_1 、 T_2 组成,并通过射极公共电阻 R_e 耦合而成,因此又称长尾式差分放大电路。电路有两个输入端和输出端。因而电路具有稳定的直流偏置和很强的抑制共模信号的能力。信号可以双端输入,也可以单端输入;可以双端输出,也可以单端输出。

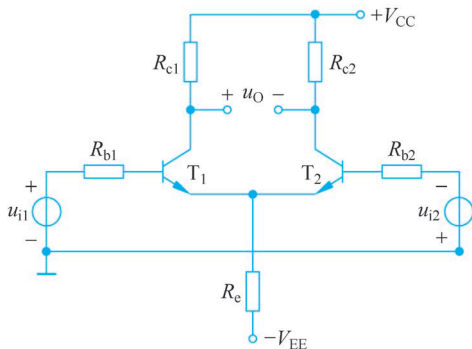


图 5.3.1 差分放大电路

2. 差模信号和共模信号的概念

为了便于分析差分放大电路的性能,通常将双端输入的信号分解为差模信号和共模信号。差模信号是指差分式放大电路两输入端信号的差值部分,在图 5.3.1 中以电压信号为例,两输入端的差模电压信号 u_{id} 定义为

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} \quad (5.3.1)$$

两输入端的共模电压信号 u_{ic} 是两输入端信号相同的公共部分, u_{ic} 是两输入电压 u_{i1} 和 u_{i2} 的算术平均值,称为共模电压,定义为

$$u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} \quad (5.3.2)$$

当用差模和共模电压表示两输入电压时,由式(5.3.1)和式(5.3.2)可得

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

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

由式(5.3.3)、式(5.3.4)可知,两输入端的共模信号 u_{ic} 的大小相等、极性相同,而两输入端的差模电压 $+u_{id}/2$ 和 $-u_{id}/2$ 的大小相等,极性则是相反的。

3. 差分式放大电路的输出

差分放大电路输出电压包含由差模输入信号 u_{id} 产生的差模输出电压 u_{od} 和由共模输入信号 u_{ic} 产生的共模输出电压 u_{oc} 的叠加。单端输出时输出电压分别为

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

$$u_{o2} = u_{oc} - \frac{u_{od}}{2} \quad (5.3.6)$$

双端输出时输出电压为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = u_{od} \quad (5.3.7)$$

差分式放大电路的差模电压增益为

$$A_d = \frac{u_{od}}{u_{id}} \quad (5.3.8a)$$

共模电压增益为

$$A_c = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} \quad (5.3.8b)$$

当差模信号和共模信号同时存在时,对于线性放大电路来说,输出电压 u_o 是 u_{od} 和 u_{oc} 的叠加,用叠加原理求出电路总的输出电压,即

$$u_o = u_{od} + u_{oc} = A_d u_{id} + A_c u_{ic} \quad (5.3.9)$$

放大电路的设计要求差模电压增益 A_d 高,而共模电压增益 A_c 低。

4. 抑制零点漂移的原理

零点漂移(简称零漂),就是当放大电路的输入为零时,输出端电压不为零的现象。在直接耦合多级放大电路中,当第一级放大电路的 Q 点由于某种原因(如温度变化)而稍有偏移时,输出电压会将微小变化逐级放大,致使放大电路的输出端产生较大的漂移电压。放大增益越高,漂移越严重,当输出漂移电压的大小可以和放大的有效信号电压相比时,就无法区分有效信号电压和漂移电压,严重时有效信号电压甚至会被漂移电压淹没,使放大电路无法正常工作。温度变化所引起半导体器件参数的变化是放大电路产生零点漂移的主要原因。

在差分式放大电路中,温度变化、电源电压的波动都会引起两管集电极电流及电压相同的变化,其效果相当于在两个输入端加入了共模信号电压,如果电路绝对对称和采用恒流源偏置,在双端输出的理想情况下,可使输出电压不变,共模输出电压为零,从而抑制了零点漂移。在单端输出时,当采用恒流偏置时有较小的共模输出。所以抑制零漂是由电路对称性和恒流源偏置决定。当然,在实际情况下,要做到两管电路完全对称和理想恒流源偏置是比较困难的,但是输出漂移(共模)电压将大为减小。所以差分式放大电路特别适合于作多级直接耦合

放大电路的输入级。抑制零点漂移除了采用差放电路外,还可在电路中引入直流负反馈或用温度补偿方法,抵消三极管参数变化的影响。

5.3.2 长尾式差分放大电路

如图 5.3.2 所示为典型的长尾式差分放大电路,由于 R_e 接负电源 $-V_{CC}$,拖一个尾巴,故称为长尾式电路,电路参数理想对称,即 $R_{b1} = R_{b2}$, $R_{c1} = R_{c2}$,在任何温度下晶体管 T_1 和 T_2 的特性和参数均完全相同。 R_e

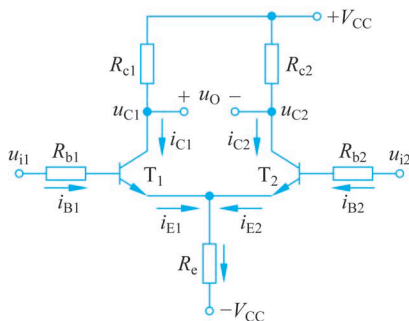


图 5.3.2 长尾式差分放大电路

为公共的发射极电阻。

1. 静态分析

当输入信号 $u_{i1} = u_{i2} = 0$ 时, 电阻 R_e 中的电流等于 T_1 管和 T_2 管的发射极电流之和, 即

$$I_{R_e} = I_{E1} + I_{E2} = 2I_{EQ}$$

输入回路方程为

$$V_{CC} = I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ}R_e \quad (5.3.10)$$

一般 R_b 的值很小, 甚至取值为零, 而基极电流 I_{BQ} 也很小, 因此在式(5.3.10)中可忽略 R_b 电压, 即基极静态电位为 0, 发射极静态电流和基极静态电流分别为

$$I_{EQ} \approx \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{2R_e} \approx I_{CQ} \quad (5.3.11)$$

$$I_{BQ} \approx \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} \quad (5.3.12)$$

$$U_{EQ} \approx -U_{BEQ}$$

所以

$$U_{CEQ} \approx U_{CQ} - U_{EQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}R_e + U_{BEQ} \quad (5.3.13)$$

由式(5.3.13)可知, 差分放大电路是靠选择合适的发射极电源和发射极电阻来确定差分管的静态电流的, 由于 V_{CC} 和 R_e 的参数稳定, 差分放大电路的静态工作点也比较稳定。

2. 差分放大电路在共模信号作用下的分析

若在差分放大电路的两端加入大小相等、相位相同的共模电压信号, 如图 5.3.3 所示。当电路输入共模信号时, 基极电流和集电极电流的变化量相等, 集电极电位的变化也相等, 即 $U_{OC} = U_{C1} - U_{C2} = 0$, 可见, 双端输入, 双端输出的差分放大电路对共模信号有抑制作用。

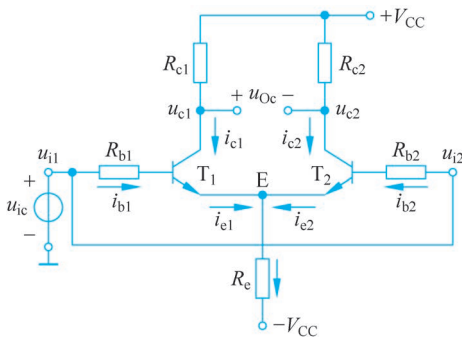


图 5.3.3 差分放大电路加共模信号

3. 差分放大电路在差模信号作用下的分析

当在电路的两个输入端各加一个大小相等、极性相反的差模电压信号, 即 $u_{ic} = 0, u_{i1} = -u_{i2} = u_{id}/2$, 信号源的中点公共端, 如图 5.3.4(a) 所示。

由于电路的对称性, T_1 、 T_2 管的对应电流一管增加, 另一管减少, 且增加的量等于减少的量, 即 $i_{e1} = -i_{e2}$, 流过电阻 R_e 交流电流为

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

则电阻 R_e 的交流电压为 0, 相当于 E 点交流接地, 故交流小信号模型如图 5.3.4(b) 所示。

差模电压增益为

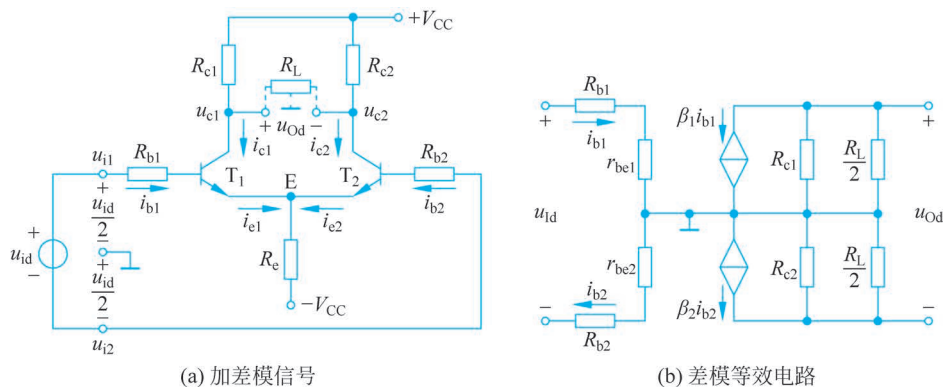


图 5.3.4 差分放大电路加差模信号

$$A_d = \frac{u_{od}}{u_{id}} = - \frac{\beta \left(R_c // \frac{R_L}{2} \right)}{R_b + r_{be}} \quad (5.3.14)$$

由式(5.3.14)可以看出,电路对称的差分放大电路在双端输入、双端输出的情况下,其差模增益与单管共射极放大电路相当。可见,该电路用双倍的器件换取了抑制零点漂移的能力。

输入电阻为

$$R_{id} = 2(R_b + r_{be}) \quad (5.3.15)$$

输出电阻为

$$R_o = 2R_c \quad (5.3.16)$$

5.3.3 差分放大电路的 4 种接法

在如图 5.3.2 所示的电路中,输入端与输出端均没有接“地”点,称为双端输入、双端输出电路。在实际应用中,为了防止干扰和负载的安全,常将信号源的一端接地,或者将负载电阻的一端接地。根据输入端和输出端接地情况不同,除上述双端输入、双端输出电路外,还有双端输入、单端输出,单端输入、双端输出和单端输入、单端输出,共 4 种接法。下面分别介绍其电路的特点。

1. 双端输入、单端输出电路

图 5.3.5(a)所示为双端输入、单端输出差分放大电路。与如图 5.3.2 所示的电路相比,只在输出端不同,其负载电阻 R_L 的一端接 T_1 管的集电极,另一端接地。其输出回路不对称,因此影响静态工作点和动态参数。画出图 5.3.5(a)所示电路的直流通路如图 5.3.5(b)所示,其中 V'_{CC} 和 R'_c 是利用戴维南定理进行变换得出的等效电源和电阻,其表达式分别为

$$V'_{CC} = \frac{R_L}{R_c + R_L} \cdot V_{CC} \quad (5.3.17)$$

$$R'_c = R_c // R_L \quad (5.3.18)$$

输入回路参数对称,使静态电流 $I_{BQ1} = I_{BQ2}$, 从而 $I_{CQ1} = I_{CQ2}$; 但是,由于输出回路的不对称性,使 T_1 管和 T_2 管的集电极电位 $U_{CQ1} \neq U_{CQ2}$, 从而使管压降 $U_{CEQ1} \neq U_{CEQ2}$ 。由图 5.3.5(a), 可得

$$U_{CQ2} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \quad (5.3.19)$$

$$U_{CQ1} = V'_{CC} - I_{CQ} R'_c \quad (5.3.20)$$

因为在差模信号作用时,负载电阻仅取得 T_1 管集电极电位的变化量,所以与双端输出电



视频 26
差分放大
电路的 4
种接法

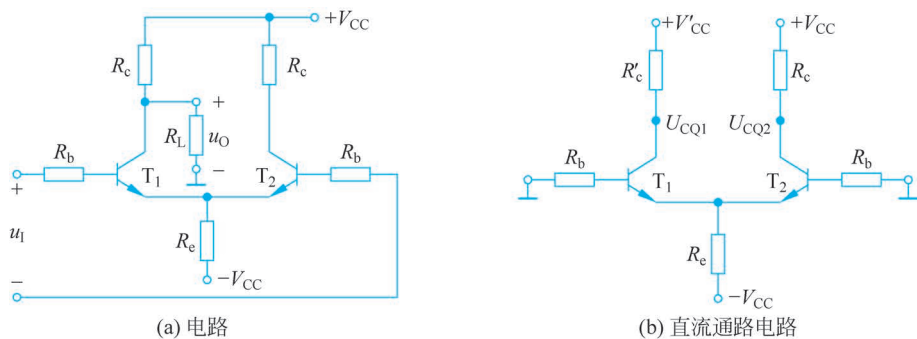


图 5.3.5 双端输入、单端输出差分放大电路

路相比,差模放大倍数的数值减小。画出如图 5.3.5(a)所示电路对差模信号的等效电路,如图 5.3.6 所示。在差模信号作用时,由于 T_1 管与 T_2 管中电流大小相等且方向相反,所以发射极相当于接地。输出电压为 $u_{od} = -i_c(R_c // R_L)$, 输入电压为 $u_{id} = 2i_b(R_b + r_{be})$, 因此差模放大倍数为

$$A_d = \frac{u_{od}}{u_{id}} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}} \quad (5.3.21)$$

电路的输入回路没有变,所以输入电阻 R_i 仍为 $2(R_b + r_{be})$ 。

电路的输出电阻 R_o 为 R_c , 是双端输出电路输出电阻的一半。

如果输入差模信号极性不变,而输出信号取自 T_2 管的集电极,则输出与输入同相。

当输入共模信号时,由于两边电路的输入信号大小相等且极性相同。所以发射极电阻 R_e 上的电流变化量 $\Delta i_e = 2i_e$, 发射极电位的变化量 $\Delta u_E = 2i_e R_e$; 对于每只管子而言,可以认为是 i_e 流过阻值为 $2R_e$ 所造成的,如图 5.3.7(a)所示。因此,与输出电压相关的 T_1 管一边电路对共模信号的等效电路如图 5.3.7(b)所示。从图 5.3.7 可以求出

$$A_c = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e} \quad (5.3.22)$$

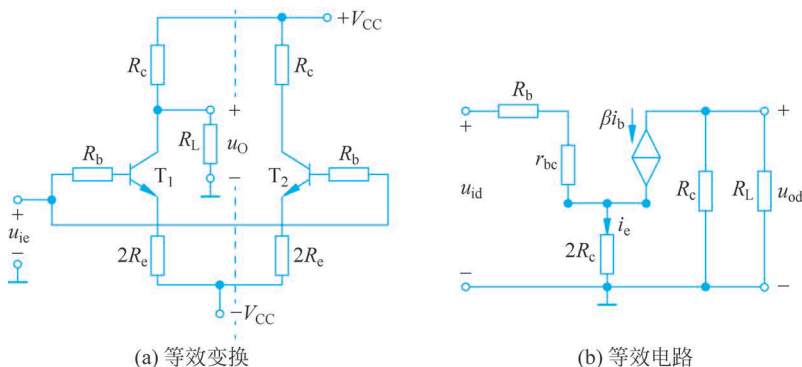


图 5.3.7 如图 5.3.5(a)所示电路对共模信号的等效电路

2. 单端输入、双端输出电路

图 5.3.8(a)所示为单端输入、双端输出电路,两个输入端中有一个接地,输入信号加在另一端与地之间。因为电路对于差模信号是通过发射极相连的方式将 T_1 管的发射极电流传递到 T_2 管的发射极的,故称这种电路为射极耦合电路。

为了说明这种输入方式的特点,不妨将输入信号进行如下的等效变换。在加信号一端,可将输入信号分为两个串联的信号源,数值均为 $u_1/2$,极性相同;在接地一端,也可等效为两个串联的信号源,数值均为 $u_1/2$,但极性相反,如图 5.3.8(b)所示。不难看出,同双端输入时一样,左右两边获得的差模信号仍为 $\pm u_1/2$;但是与此同时,两边输入了 $u_1/2$ 的共模信号。可见,单端输入电路与双端输入电路的区别在于:在输入差模信号的同时,伴随着共模信号的输入。因此,在共模放大倍数 A_c 不为零时,输出端不仅有差模信号作用而得到的差模输出电压,而且还有共模信号作用而得到的共模输出电压,即输出电压为

$$u_o = A_d u_1 + A_c \cdot \frac{u_1}{2} \quad (5.3.23)$$

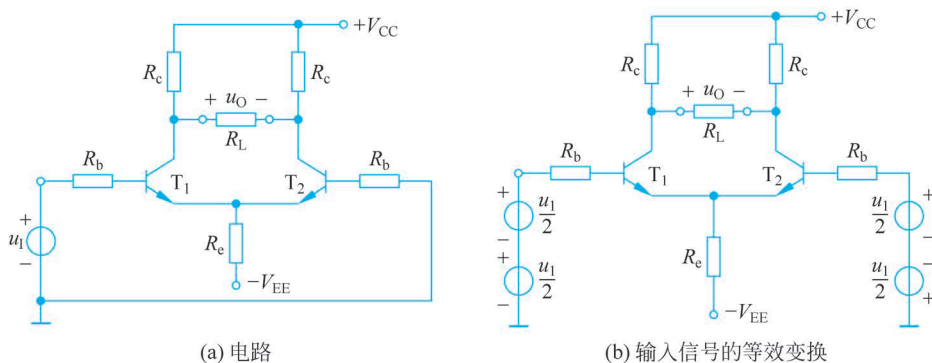


图 5.3.8 单端输入、双端输出电路

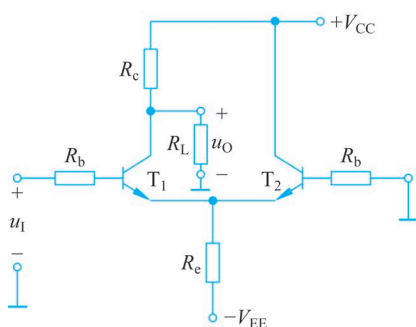


图 5.3.9 单端输入、单端输出电路

当然,若电路参数理想对称,则 $A_c = 0$,即式中的第二项为 0,此时 K_{CMR} 将为无穷大。单端输入、双端输出电路与双端输入、双端输出电路的静态工作点以及动态参数的分析完全相同,此处不再赘述。

3. 单端输入、单端输出电路

图 5.3.9 所示为单端输入、单端输出电路,对于单端输出电路,常将不输出信号一边的 R_c 省掉。该电路对 Q 点、 A_d 、 A_c 、 R_i 和 R_o 的分析与如图 5.3.5 所示电路相同,对输入信号作用的分析与如图 5.3.8 所示电路相同。

现将 4 种接法的动态参数归纳如表 5.3.1 所示,便于对比。

表 5.3.1 差分放大电路 4 种接法动态参数

输入输出方式	差模电压放大倍数	差模输入电阻	差模输出电阻	共模抑制比
双入双出	$-\frac{\beta\left(R_c//\frac{R_L}{2}\right)}{R_b+r_{be}}$	$2(R_b+r_{be})$	$2R_c$	∞
单入双出				
双入单出	$-\frac{\beta(R_c//R_L)}{2(R_b+r_{be})}$		R_c	很大
单入单出				

5.3.4 具有恒流源的差分放大电路

在如图 5.3.5 所示的差分放大电路中,电阻 R_e 越大,抑制零点漂移的能力越强,共模抑制比越高,但在集成电路中很难集成大电阻,并且 R_e 太大,如果电源电压不加大,则三极管 T_1

和 T_2 的动态范围会减小。为了克服上述弊端,采用恒流源电路替代射极电阻 R_e ,既能设置合适的静态工作点,又能对共模信号呈现很大的等效电阻。具有恒流源的差分放大电路如图 5.3.10 所示。

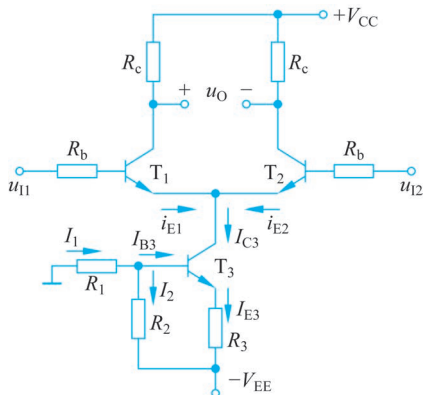


图 5.3.10 具有恒流源的差分放大电路

电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 T_3 组成工作点稳定电路。当 T_3 工作在放大区时,其集电极电流基本决定于基极电流,而与压降无关。若电阻 R_2 中的电流远远大于 T_3 的基极电流时,电阻 R_2 的电压为

$$U_{R_2} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{EE} \quad (5.3.24)$$

T_3 管的集电极电流为

$$I_{C3} \approx I_{E3} = \frac{U_{R_2} - U_{BE3}}{R_3} \quad (5.3.25)$$

所以 T_3 管的集电极电流在温度变化时基本不变,可将其视为恒流源。 T_3 表现出很大的动态电阻,对共模信号起到负反馈作用,可以抑制共模信号的放大。但对差模信号不起作用,因而恒流源式差动放大电路的交流电阻与带 R_e 电阻的差分放大电路完全相同,电路交流参数的计算也相同。

讨论:

- (1) 什么是差模信号和共模信号?
- (2) 放大电路产生共模信号的主要原因是什么? 请举例说明。
- (3) 差分放大电路共有几种输入/输出方式?

5.4 功率放大电路

5.4.1 功率放大电路概述

1. 功率放大电路的特点及主要研究对象

集成运放及多级放大电路的输出级要直接驱动负载,能够为负载提供足够大功率的电路称为功率放大电路。功率放大电路从结构、工作原理、能量关系等方面都不同于电压放大电路,要求获得一定的不失真(或失真较小)的输出功率,因此功率放大电路包含着一系列在电压放大电路中没有出现过的特殊问题,具体如下。

1) 输出功率大

为了获得大的输出功率,器件往往在接近极限运用状态下工作,这样功率放大电路的电压和电流才能有足够大的输出幅度。

2) 效率更高

输出功率大,直流电源消耗的功率也大,这就要考虑效率的问题。所谓效率,就是负载得到的有用信号功率和电源提供的直流功率的比值。

3) 非线性失真要小

工作在大信号状态下的功率放大电路不可避免地会产生非线性失真,而且同一功放管输出功率越大,非线性失真往往越严重,这就使输出功率和非线性失真成为一对主要矛盾。要根据不同场合进行取舍。

4) 功率器件的散热问题

在功率放大电路中,电源提供的功率除了消耗在负载上外,其余的功率消耗在管子的集电结上,使结温和管壳温度升高。因此放大器件的散热就成为一个重要问题。还要注意功率管的损坏与保护问题。

由于功放管在大信号状态下工作,需要同时考虑直流和交流对管子工作状态的影响,故通常采用图解法。

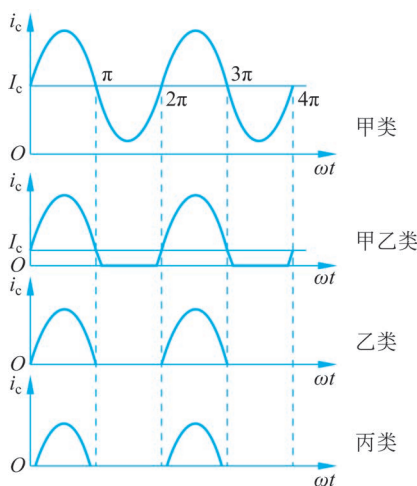


图 5.4.1 低频功率放大电路的分类

2. 功率放大电路提高效率的主要途径

根据放大管在输入正弦波时导通角的不同可将其分为甲类、甲乙类、乙类及丙类。如图 5.4.1 所示,输入信号在整个周期内,功放管都导通,导通角 $\theta = 360^\circ$, $i_c > 0$,这种工作方式通常称为甲类放大;输入信号在大于半个周期内 $i_c > 0$, $\theta > 180^\circ$,称为甲乙类功率放大;输入信号只在半个周期内 $i_c > 0$, $\theta = 180^\circ$,称为乙类放大。丙类导通角 $\theta < 90^\circ$,输入信号只在小半周期内有电流通过。

甲类放大的优点是波形失真小,静态工作电流大,管耗大,放大电路效率较低。因此甲类放大电路主要用于小功率放大电路中。

怎样才能使电源供给的功率大部分转化为有用的信号功率输出呢?由甲类放大电路的特点可知,静态电流是造成管耗的主要因素。如果把静态工作点 Q 向下移动,使信号等于零时电源供给的功率也减小,甚至为零,信号增大时电源供给的功率也随之增大,这样电源供给功率及管耗都随着输出功率的大小而变,从而改变了甲类放大时效率低的问题。

虽然甲乙类和乙类放大减小了静态功耗,提高了效率,但都出现了严重的波形失真,因此,既要保持静态时管耗小,又要使失真不太严重,就需要在电路结构上采取措施。

5.4.2 甲类功率放大电路

第 3 章介绍的射极输出器的电压增益虽然近似为 1,但有较强的电流放大能力,可在负载上获得较大的功率增益。由于该电路输出电阻小,带负载能力强,因而常用作集成放大器的输出级。



视频 27
功率放大
电路



视频 28
甲类功率
放大电路

1. 电路结构及工作原理

用电流源作射极偏置和负载的射极输出器简化电路如图 5.4.2 所示。下面分析其工作原理。

设 u_i 为正弦波, T 工作在放大区, 其基射极间电压近似为 0.6V , 因此输出电压与输入电压的关系为

$$u_o \approx u_i - 0.6\text{V} \quad (5.4.1)$$

当 u_i 为正半周, T 进入临界饱和时, u_o 正向振幅达到最大值。设 T 的饱和压降 $V_{\text{CES}} \approx 0.2\text{V}$, 则有

$$V_{\text{om}+} = V_{\text{CC}} - 0.2\text{V} \quad (5.4.2)$$

当 u_i 为负半周, 加在 T 基射极间电压 u_{BE} 将减小, 如 u_i 幅值太大, 将导致 T 出现截止, u_o 出现削波。在临界截止时由于 $i_{\text{C}} \approx i_{\text{E}} = 0$, 输出的(负向)电流和电压的振幅分别为

$$I_{\text{om}-} = |-I_{\text{bias}}| \quad (5.4.3)$$

和

$$V_{\text{om}-} = |-I_{\text{bias}} R_{\text{L}}| \quad (5.4.4)$$

2. 功率及效率的计算举例

例 5.4.1 设电路如图 5.4.2 所示。 $V_{\text{CC}} = V_{\text{EE}} = 15\text{V}$, $I_{\text{bias}} = 1.85\text{A}$, $R_{\text{L}} = 8\Omega$ 。 $V_{\text{bias}} = 0.6\text{V}$, $u_i = V_{\text{bias}} + u_i$, 在基极回路设置一偏置电压源, 当 $u_i = 0$ 时, 输出电压 $u_o \approx 0$ 。若 u_i 为正弦信号电压, 试计算最大输出功率 P_{om} 、直流电源供给的功率和效率。

解: (1) 求最大输出功率 P_{om} 。

由式(5.4.2)和式(5.4.4)分别可求出

$$V_{\text{om}-} \approx V_{\text{CC}} - 0.2\text{V} = 14.8\text{V}$$

和

$$V_{\text{om}-} \approx |-I_{\text{bias}} R_{\text{L}}| = |-1.85 \times 8| = 14.8(\text{V})$$

因此输出电压是正负最大幅值均为 $V_{\text{om}} = 14.8\text{V}$ 的正弦波, 最大输出功率为

$$P_{\text{om}} = \left(\frac{V_{\text{om}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{L}}} = \left(\frac{14.8}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{8} \text{W} \approx 13.69\text{W}$$

(2) 求直流电源供给的功率。

输出电压和负载电流分别为

$$u_o = 14.8 \sin(\omega t)$$

和

$$i_o = \frac{V_{\text{om}}}{R_{\text{L}}} \sin(\omega t) = \frac{14.8}{8} \sin(\omega t) \text{A} = 1.85 \sin(\omega t) \text{A}$$

T 的集电极电流近似为

$$i_{\text{C}} = i_o + I_{\text{bias}} = (1.85 \sin(\omega t) + 1.85) \text{A}$$

考虑到正弦信号的平均值是 0, i_{C} 的平均值 $I_{\text{cav}} = I_{\text{bias}} = 1.85\text{A}$ 。因此正电源 V_{CC} 提供的功率为

$$P_{\text{VCC}} = V_{\text{CC}} I_{\text{cav}} = 15 \times 1.85 \text{W} = 27.75\text{W}$$

负电源 $-V_{\text{EE}}$ 提供的功率 P_{VEE} 也是电流源消耗的功率 P_{bias} , 即

$$P_{\text{VEE}} = P_{\text{bias}} = V_{\text{EE}} I_{\text{bias}} = 27.75\text{W}$$

而直流电源供给的总功率为

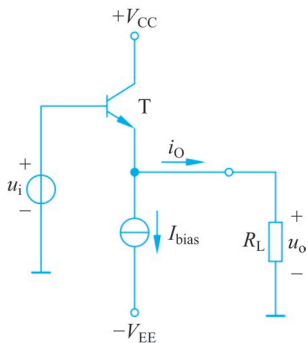


图 5.4.2 射极输出器简化电路

$$P_V = P_{VCC} + P_{VEE}$$

(3) 求放大器的效率 η 。

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_{VCC} + P_{VEE}} \times 100\% = \frac{13.9}{27.75 + 27.75} \times 100\% \approx 24.7\%$$

可见,工作在甲类的如图 5.4.2 所示射极输出器的效率小于 25%。可以证明,即使在理想情况下,甲类放大电路的效率最高也只能达到 50%。



视频 29
甲乙类功率
放大电路

5.4.3 乙类互补对称功率放大电路

1. 电路组成

乙类的放大电路,虽然管耗小,效率高,但动态时,放大电路只工作在输入信号的正半周,使得输出信号的半个波形被削掉了,存在严重的失真。如果用两个管子,使之都工作在乙类放大状态,一个在正半周工作,另一个在负半周工作,同时使这两个输出波形都能加到负载上,从而在负载上获得一个完整的波形,这样就能解决效率与失真的矛盾。

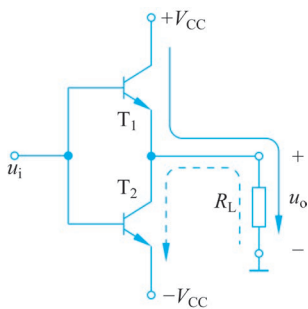


图 5.4.3 乙类互补对称功率放大电路

在如图 5.4.3(a)所示的互补对称电路中, T_1 和 T_2 分别为 NPN 型管和 PNP 型管,两管的基极、发射极分别连接在一起,信号从基极输入、从发射极输出, R_L 为负载。电路相当于由两个射极输出器组合而成。由于 BJT 发射结处于正向偏置时才导电,因此当信号处于正半周时, T_2 截止, T_1 导通,有电流自上而下流过负载 R_L ,如图 5.4.3 中实线标示;而当信号处于负半周时, T_1 截止, T_2 导通,仍有电流自下而上流过负载 R_L 如图 5.4.3 中虚线标示;这样,如图 5.4.3 所示的互补对称电路实现了静态时两管不导电,而在有信号时, T_1 和 T_2 轮流导电,组成推挽式电路。在信号 u_i 变化的整个周期内, u_o 均随 u_i 变化,

在负载上获得了一个完整的正弦电压波形。两管互补对方的不足,工作性能对称,所以这种电路通常称为互补对称电路。又由于两管都为射极输出,所以也称为互补射极输出电路。

2. 主要指标计算

图 5.4.4(a)表示如图 5.4.3 所示电路在 u_i 为正半周时 T_1 的工作情况。图中假定,只要 $u_{BE} > 0$, T_1 就开始导电,则在一周期内 T_1 导电时间约为半周期。 T_2 的工作情况和 T_1 相似,只是在信号的负半周导电。为了便于分析,将 T_2 的特性曲线倒置画在 T_1 的右下方,并令二者在 Q 点,即 $u_{CE1} = -u_{CE2} = V_{CC}$ 处重合($u_i = 0$ 时两管均处于截止状态),形成 T_1 和 T_2 的所谓合成曲线,如图 5.4.4(b)所示。

工作在乙类的互补对称电路的输出功率、管耗、直流电源供给的功率和效率等主要参数计算如下:

1) 输出功率

输出功率用输出电压有效值 U_o 和输出电流有效值 I_o 的乘积来表示。设输出电压的幅值为 U_{om} ,则

$$P_o = U_o I_o = \frac{U_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{om}}{\sqrt{2} R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{om}^2}{R_L} \quad (5.4.5)$$

图 5.3.1 中的 T_1 、 T_2 可以看成工作在射极输出器状态, $A_v \approx 1$ 。当输入信号足够大,使 $U_{im} = U_{om} = V_{CC} - U_{CES} \approx V_{CC}$ 和 $I_{om} = I_{cm}$ 时,可获得最大输出功率

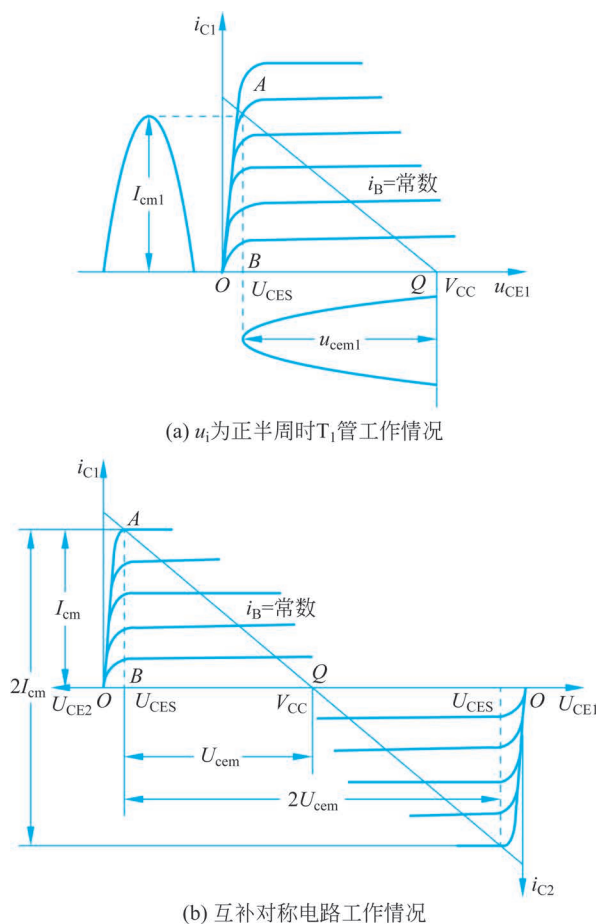


图 5.4.4 互补对称电路图解分析

$$P_{om} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cem}^2}{R_L} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (5.4.6)$$

2) 直流电源供给的功率 P_V

在输出功率最大时,集电极电流最大,直流电源的输出电流也最大,因而在忽略晶体管基极电流的情况下直流电源 $+V_{CC}$ 的最大输出电流为

$$i_{Vmax} = i_{Cmax} = \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{R_L} \quad (5.4.7)$$

在半个周期内提供的平均电流为 $\frac{i_{Cmax}}{\pi}$, 因此两个电源所提供的总功率为

$$\begin{aligned} P_V &= \frac{2}{\pi} V_{CC} \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{R_L} \\ &\approx \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} \end{aligned} \quad (5.4.8)$$

3) 效率 η

电源提供的直流功率转换成有用的交流信号功率的效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{V_{CC}} \quad (5.4.9)$$

忽略管子的饱和压降 U_{CES} 时,有

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (5.4.10)$$

实际上,互补对称功率放大电路的效率总是低于 78.5% 的。因为功率管的忽略,管子的饱和压降 U_{CES} 常为 2~3V,不能忽略。

4) 耗散功率 P_T

电源提供的功率除了输出功率外,剩下的则消耗在两个三极管上。因此管子的耗散功率 P_T 为

$$P_T = P_V - P_o = \frac{2V_{CC}U_{om}}{\pi R_L} - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{om}^2}{R_L} \quad (5.4.11)$$

由式(5.4.11)可知,耗散功率 P_T 与 U_{om} 有关,但并不是 U_{om} 越大, P_T 越大。令

$$\frac{dP_T}{dU_{om}} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{2V_{CC}}{\pi} - U_{om} \right) = 0$$

所以当 $U_{om} = \frac{2V_{CC}}{\pi}$ 时,耗散功率达极大值 P_{Tm} ,将 $U_{om} = \frac{2V_{CC}}{\pi}$ 代入式(5.4.11),得两管总管耗为

$$P_{Tm} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \approx 0.4P_{om}$$

每个管子的管耗为

$$P_{Tm1} = P_{Tm2} \approx 0.2P_{om} \quad (5.4.12)$$

5.4.4 甲乙类互补对称功率放大电路

前面讨论了由两个射极输出器组成的乙类互补对称电路(见图 5.4.5(a)),实际上这种电路并不能使输出波形很好地反映输入的变化。由于没有直流偏置,功率管的 i_B 必须在 $|u_{BE}|$ 大于某一个数值(即门坎电压,NPN 型硅管约为 0.6V)时才有显著变化。当输入信号 u_i 低于这个数值时, T_1 和 T_2 都截止, i_{C1} 和 i_{C2} 基本为零,负载 R_L 上无电流通过,出现一段死区,如图 5.4.5(b)所示。这种现象称为交越失真。

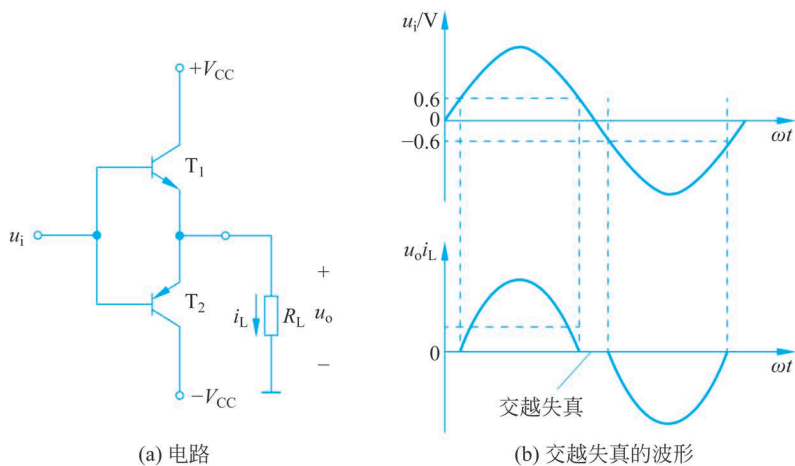


图 5.4.5 工作在乙类的双电源互补对称电路

1. 甲乙类双电源互补对称电路

如图 5.4.6 所示的偏置电路是克服交越失真的一种方法。由图 5.4.6 可见, T_3 组成前置放大级(图中未画出 T_3 的直流偏置电路), 只要 T_3 能正常工作, D_1 、 D_2 就始终处于正向导通状态, 可以近似用恒压降模型代替 D_1 和 D_2 与 T_1 和 T_2 组成互补输出级。静态时, 在 D_1 、 D_2 上产生的压降为 T_1 、 T_2 提供了一个适当的偏压, 使之处于微导通状态。通过适当调整 R_{e3} 和 R_{c3} 可以使输出电路上下两部分达到对称, 静态时 $i_{C1} = i_{C2}$, $i_L = 0$, $u_o = 0$ 。而有信号时, 由于电路工作在甲乙类, 所以即使输入交流信号 u_i 很小, 也可产生相应的输出 u_o 。另外要注意的是, D_1 和 D_2 采用恒压降模型时, T_1 和 T_2 两个基极的交流信号电压完全相同。基本上可线性地进行放大。

上述偏置方法的缺点是, T_1 和 T_2 两基极间的静态偏置电压不易调整。而在图 5.4.7 中, 流入 T_4 的基极电流远小于流过 R_1 、 R_2 的电流, 则由图 5.4.7 可求出 $V_{CE4} = V_{BE4}(R_1 + R_2)/R_2$, 因此, 利用 T_4 管的 V_{BE4} 基本为一固定值(硅管电压为 $0.6 \sim 0.7V$), 只要适当调节 R_1 、 R_2 的比值, 就可改变 T_1 、 T_2 的偏压值。这种方法, 在集成电路中经常用到。

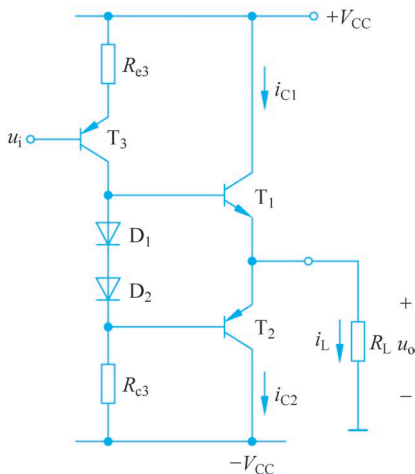


图 5.4.6 利用二极管进行偏置的互补对称电路

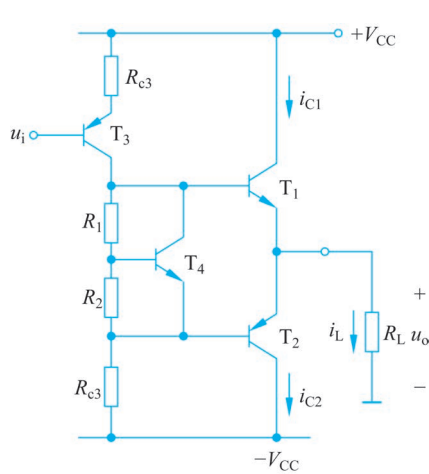


图 5.4.7 利用 V_{BE} 扩大电路进行偏置的互补对称电路

2. 甲乙类单电源互补对称电路

在图 5.4.6 的基础上, 令 $-V_{CC} = 0$, 并在输出端与负载 R_L 之间接入一大电容 C , 就得到如图 5.4.8 所示的单电源互补对称电路。由图 5.4.8 可见, 在输入信号 $u_i = 0$ 时, 由于电路对称, $i_{C1} = i_{C2}$, $i_L = 0$, $u_o = 0$, 从而使 K 点电位 $V_K = V_C$ (电容 C 两端电压) $\approx V_{CC}/2$ 。

当有信号时, 在信号 u_i 的负半周, T_3 集电极输出电压为正半周, T_1 导通, 有电流通过负载 R_L , 同时向 C 充电, 负载上获得正半周信号; 在信号的正半周, T_3 集电极为负半周, T_2 导通, 则已充电的电容 C , 通过负载 R_L 放电, 负载上得到负半周信号。只要选择时间常数 $R_L C$ 足够大(比信号的最长周期还大得多), 就可以认为用电容 C 和一个电源 V_{CC} 可代替原来的 $+V_{CC}$ 和 $-V_{CC}$ 两

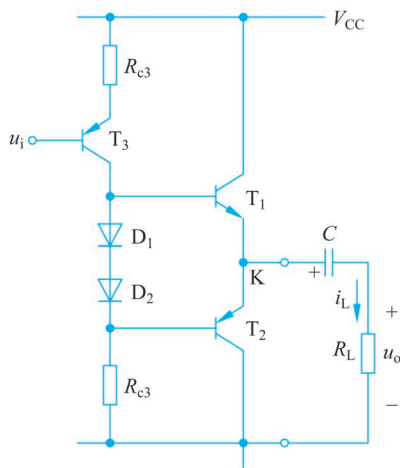


图 5.4.8 采用单电源的互补对称电路

个电源的作用。

值得注意的是,采用单电源的互补对称电路,由于每个管子的工作电压不是原来的 V_{CC} ,而是 $V_{CC}/2$ (输出电压最大也只能达到约 $V_{CC}/2$),所以前面导出的计算 P_o 、 P_T 、 P_V 和 P_{Tm} 的公式,必须加以修正才能使用。修正的方法也很简单,只要以 $V_{CC}/2$ 代替原来的式中的 V_{CC} 即可。

讨论:

(1) 如何区分甲类、甲乙类和乙类功率放大电路? 每种功率放大电路各有什么优缺点?

(2) 乙类互补对称功率放大电路的输出功率越大,功率管的损耗也越大,所以效率也越小。这种说法是否正确? 为什么?

(3) 设放大电路的输入信号为正弦波,输入信号在什么情况下,会使电路的输出出现饱和及截止的失真? 在什么情况下出现交越失真? 用波形示意图说明者两种失真的区别。

(4) 在正弦输入信号作用下,互补对称电路输出波形有可能出现线性(即频率)失真吗? 为什么?

5.5 集成运放的原理电路

从本质上看,集成运放是一种高增益、高输入电阻、低输出电阻的高性能直接耦合放大电路。尽管品种繁多,内部电路结构也不尽相同,但是其基本组成部分、结构形式和组成原则基本一致。本节首先从集成运放电路的原理电路谈起,然后对典型电路进行分析。分析集成运放电路的目的,一是从中更加深入地理解集成运放的性能特点,二是了解复杂电路的分析方法。

1. 双极型集成运放电路

在分析集成运放电路时,首先应将复杂电路“化整为零”,分为偏置电路、输入级、中间级和输出级 4 部分;进而“分析原理”,弄清每部分电路的结构形式和性能特点;最后“通观整体”,研究各部分电路的相互联系,从而理解电路在整体中的作用,及如何实现所具有的功能。

双极型集成运放的原理电路如图 5.5.1(a) 所示,首先将偏置电路分离出来,然后再对放大电路进行分析。

1) 对偏置电路进行分析

在集成运放电路中,若有一个支路的电流可以直接估算出来,通常该电流就是偏置电路的基准电流。在如图 5.5.1(a) 所示的电路中,电阻 R_4 中的电流 I_{R_4} 为电流源的基准电流。

$$I_{R_4} = \frac{2V_{CC} - U_{EB10}}{R_4} \quad (5.5.1)$$

T_{11} 、 R_5 与 T_{10} 构成微电流源, T_{12} 与 T_{10} 构成镜像电流源,故 T_{10} 、 T_{11} 、 T_{12} 和 R_4 、 R_5 构成多路电流源; T_{11} 的集电极电流为输入级提供静态电流, T_{12} 的集电极电流为中间级和输出级提供静态电流。用电流源符号代替两路电流源电路,得到如图 5.5.1(b) 所示的简化后的放大电路部分,差分输入电压为两个输入端的差值($u_{11} - u_{12}$)。

2) 对原理电路进行定性分析

对于如图 5.5.1(b) 所示的电路,按输入信号($u_{11} - u_{12}$)传递的顺序可以看出该集成运放电路由三级放大电路构成。第一级是由 T_1 管和 T_2 管构成的双端输入、单端输出的差分放大电路,以增大共模抑制比,减小整个电路的温漂。第二级是以 T_3 和 T_4 管组成的复合管为放

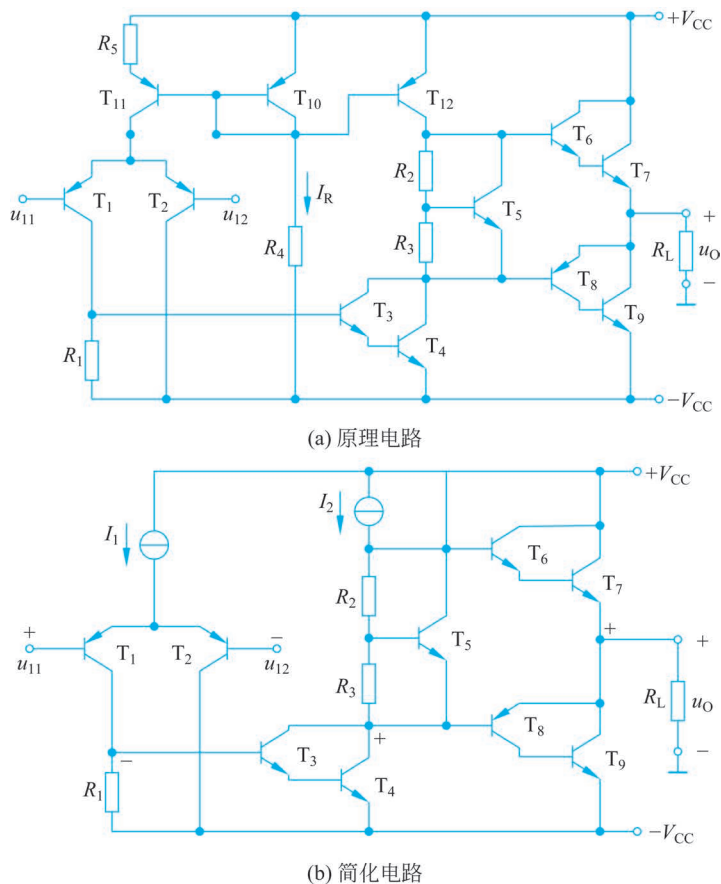


图 5.5.1 双极型集成运放的原理电路和简化电路

大管、以恒流源作有源负载的共射放大电路,可获得很高的电压增益。第三级是准互补电路,带负载能力强,且最大不失真输出电压幅值接近电源电压; R_2 、 R_3 和 T_5 组成 U_{BE} 倍增电路,用来消除交越失真。电路还采用 NPN 和 PNP 型混合使用的方法,以保证各级均有合适的静态工作点,且输入电压为零时输出电压为零。

当输入的差模信号极性 u_{11} 为正、 u_{12} 为负时, T_1 管集电极动态电位的极性为负,即 T_3 管的基极动态电位为负,因而 T_3 和 T_4 管集电极动态电位为正(共射电路输出电压与输入电压极性相反),所以输出电压为正(OCL 电路是电压跟随电路)。因此, u_{11} 与 u_o 极性相同, u_{12} 与 u_o 极性相反。因此, u_{11} 为同相输入端, u_{12} 为反相输入端。

2. 通用型集成运算放大器分析

741 是通用型集成运放,其电路如图 5.5.2 所示,由 $\pm 15V$ 两路电源供电。可以看出,从 $+V_{CC}$ 经 T_{12} 、 R_5 和 T_{11} 到 $-V_{EE}$ 构成主偏置电路, R_5 的电流为偏置电路的基准电流。NPN 管 T_{10} 与 T_{11} 构成微电流源,而且 T_{10} 的集电极电流 I_{C10} 等于 T_9 管集电极电流 I_{C9} 与 T_3 、 T_4 的基极电流 I_{B3} 、 I_{B4} 之和,即 $I_{C10} = I_{C9} + I_{B3} + I_{B4}$; PNP 管 T_8 与 T_9 为镜像关系,为第一级提供静态电流; T_{13} 与 T_{12} 构成镜像电流源,为第二、三级提供静态电流。 T_{13} 为一个双集电极的可控电流增益横向 PNP 型 BJT,两管集电极并联。一路输出为 I_{C13A} 供给输出级偏置电流,另一路输出 I_{C13B} 供给中间级 T_{16} 、 T_{17} 的偏置电流。偏置电路如图 5.5.2 阴影部分所示。

1) 输入级

输入信号 u_1 加在 T_1 和 T_2 管的基极,而从 T_4 管(即 T_6 管)的集电极输出信号,故输入

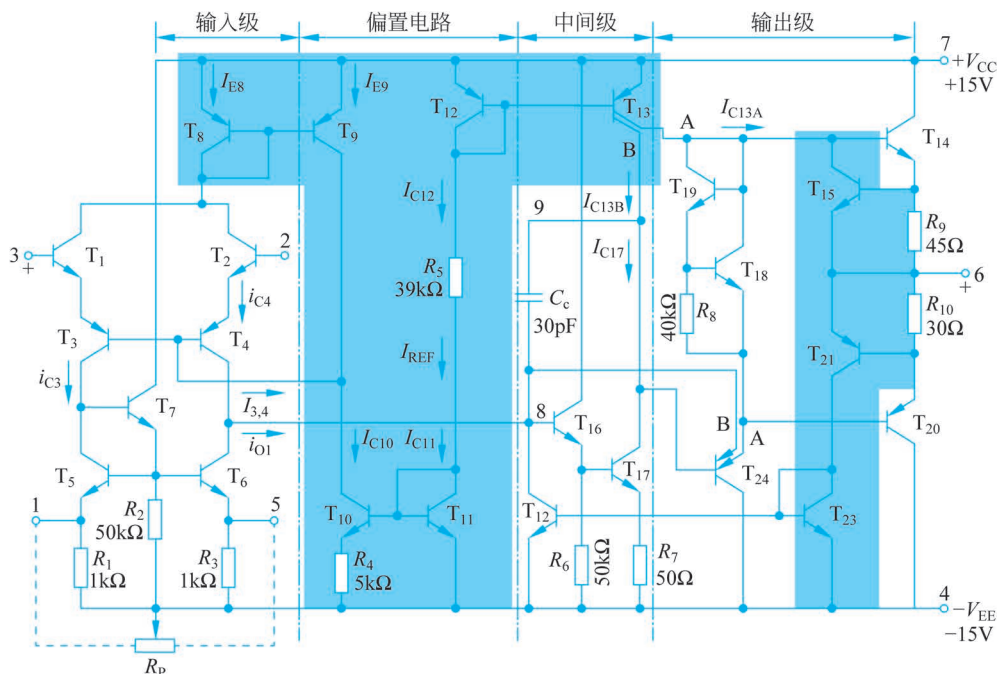


图 5.5.2 741 型运算放大器电路原理图

级是双端输入、单端输出的差分放大电路，完成了整个电路对地输出的转换。 T_1 与 T_2 、 T_3 与 T_4 管两两特性对称，构成共集-共基电路，从而提高电路的输入电阻，改善频率响应。 T_1 与 T_2 管为纵向管， β 大； T_3 与 T_4 管为横向管， β 小但耐压高； T_5 、 T_6 与 T_7 管构成的电流源电路作为差分放大电路的有源负载；因此输入级可承受较高的差模输入电压并具有较强的放大能力。

2) 中间级

中间级是以 T_{16} 和 T_{17} 组成的复合管为放大管， T_{16} 为共集电极电路，构成缓冲级，有很高的输入电阻， T_{17} 是以 I_{C13B} 为有源负载的共射放大电路，具有很强的放大能力，故本级具有较高的电压增益，也具有较高的输入电阻。

3) 输出级

输出级是准互补电路， T_{14} 和 T_{20} 构成互补对称功率放大电路， T_{18} 、 T_{19} 和 R_8 组成的电路用于为 T_{14} 和 T_{20} 管提供直流偏置电压，使其工作于甲乙类状态，以克服交越失真。偏置电路由 T_{13A} 构成的电流源供给输出级恒定的工作电流， T_{24A} 为射极输出器，可以作为中间级和输出级的隔离级，减少输出级对中间级的负载效应，保证中间级的高电压增益。

为了防止输入信号过大或输出负载过小造成放器件的损坏，在输出级采用了过流保护电路，当输出电流超过额定值时，保护电路就会启动工作限制电流，避免运放电路因过流受到损坏。

5.6 集成运算放大器的主要技术指标和种类

5.6.1 集成运放的主要技术指标

为了正确选用和安全使用运算放大电路，就应正确理解集成运放的各种参数的含义，运放的性能常用以下参数来描述。

1. 开环差模增益 A_{od}

在集成运放无外加反馈时的差模放大倍数称为开环差模增益,记作 A_{od} 。 $A_{od} = \Delta u_o / \Delta(u_p - u_n)$,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。

2. 共模抑制比 K_{CMR}

共模抑制比等于差模电压放大倍数与共模电压放大倍数之比的绝对值,即 $K_{CMR} = |A_{od} / A_{oc}|$,也常用分贝表示,其数值为 $20\lg K_{CMR}$ 。 K_{CMR} 越大,运放抑制共模信号的能力越强。

3. 差模输入电阻 r_{id}

r_{id} 是集成运放对输入差模信号的输入电阻。 r_{id} 越大,从信号源索取的电流越小。

4. 输入失调电压 U_{IO} 及其温漂 dU_{IO}/dT

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 U_o 并不为零。 U_{IO} 是使输出电压为零时在输入端所加的补偿电压,若运放工作在线性区,则 U_{IO} 的数值是 u_1 为零时输出电压折合到输入端的电压,即

$$U_{IO} = - \frac{U_o |_{u_1=0}}{A_{od}} \quad (5.6.1)$$

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滑动端的位置使得输入为零时输出为零。

dU_{IO}/dT 是 U_{IO} 的温度系数,是衡量运放温漂的重要参数,其值越小,表明运放的温漂越小。

5. 输入失调电流 I_{IO} 及其温漂 dI_{IO}/dT

$$I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (5.6.2)$$

I_{IO} 反映输入级差放管输入电流的不对称程度。 dI_{IO}/dT 与 dU_{IO}/dT 的含义相类似,只不过研究的对象为 I_{IO} 。 I_{IO} 和 dI_{IO}/dT 越小,运放的质量越好。

6. 输入偏置电流 I_{IB}

I_{IB} 是输入级差放管的基极(栅极)偏置电流的平均值,即

$$I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2}) \quad (5.6.3)$$

I_{IB} 越小,信号源内阻对集成运放静态工作点的影响也就越小。而通常 I_{IB} 越小,往往 I_{IO} 也越小。

7. 最大共模输入电压 U_{Icmax}

U_{Icmax} 是输入级能正常放大差模信号情况下允许输入的最大共模信号,若共模输入电压高于此值,则运放不能对差模信号进行放大。因此,在实际应用时,要特别注意输入信号中共模信号的大小。

8. 最大差模输入电压 U_{Idmax}

当集成运放所加差模信号达到一定程度时,输入级至少有一个 R_4 结承受反向电压, U_{Idmax} 是不至于使 PN 结反向击穿所允许的最大差模输入电压。当输入电压大于此值时,输入级将损坏。运放中 NPN 型管的 b-e 间耐压值只有几伏,而横向 PNP 型管的 b-e 间耐压值可达几十伏。

9. $-3dB$ 带宽 f_H

f_H 是使 A_{od} 下降 3dB(即下降到约 0.707 倍)时的信号频率。由于集成运放中晶体管(或

场效应管)数目多,因而极间电容就较多;又因为那么多元件制作在一小块硅片上,分布电容和寄生电容也较多;因此,当信号频率升高时,这些电容的容抗变小,使信号受到损失,导致 A_{od} 数值下降且产生相移。

应当指出的是,在实用电路中,因为引入负反馈,展宽了频带,所以上限频率可达数百千赫以上。

10. 单位增益带宽 f_c

f_c 是使 A_{od} 下降到 0dB(即 A_{od} , 失去电压放大能力)时的信号频率,与晶体管的特征频率 f_T 相类似。

11. 转换速率 S_R

S_R 是在大信号作用下输出电压在单位时间变化量的最大值,即

$$S_R = \left| \frac{du_o}{dt} \right|_{\max}$$

(5.6.4)

表示集成运放对信号变化速度的适应能力,是衡量运放在大幅值信号作用时工作速度的参数,常用每微秒输出电压变化多少伏来表示。当输入信号变化斜率的绝对值小于 S_R 时,输出电压才能按线性规律变化。信号幅值越大、频率越高,要求集成运放的 S_R 也就越大。

在近似分析时,常把集成运放的参数理想化,即认为 A_{od} 、 K_{CMR} 、 r_{id} 、 f_H 等参数值均为无穷大,而 U_{IO} 和 dU_{IO}/dT 、 I_{IO} 和 dI_{IO}/dT 、 I_{IB} 等参数值均为零。

5.6.2 集成运放的种类

集成运放种类很多,按供电方式可将运放分为双电源供电和单电源供电,在双电源供电中又分正、负电源对称型和不对称型供电。按集成度(即一个芯片上运放个数)可分为单运放、双运放和四运放,目前四运放更加常用。按内部结构和制造工艺可将运放分为双极型、CMOS型、Bi-JFET 和 Bi-MOS 型。双极型运放一般输入偏置电流及器件功耗较大,但由于采用多种改进技术,所以种类多、功能强。CMOS 型运放输入阻抗高、功耗小,可在低电源电压下工作,目前已有低失调电压、低噪声、高速度、强驱动能力的产品。Bi-JFET、Bi-MOS 型运放采用双极型管与单极型管混合搭配的生产工艺,以场效应管作输入级,使输入电阻达到 $10^{12}\Omega$ 以上;Bi-MOS 常以 CMOS 电路作输出级,可输出较大功率。目前具有各不相同电参数的产品种类繁多。

除以上几种分类方法外,还可从内部电路的工作原理、电路的可控性和电参数的特点等进行分类,按工作原理分类,可分为电压放大型、电流放大型、跨导放大型、互阻放大型;按可控性分类又可分为变增益运放、选通控制运放;按性能指标可分为通用型和专用型两类。通用型运放用于无特殊要求的电路之中,其性能指标的数值范围见表 5.6.1,少数运放可能超出表中数值范围;专用型运放为了适应各种特殊要求,某一方面性能特别突出,下面作一简单介绍。

表 5.6.1 通用型运放的性能指标

参 数	单 位	数 值 范 围	参 数	单 位	数 值 范 围
A_{od}	dB	65 ~ 100	K_{CMB}	dB	70~90
r_{id}	MΩ	0.5~2	单位增益带宽	MHz	0.5~2
U_{IO}	mV	2 ~ 5			
I_{IO}	μA	0.2~2	S_R	V/μs	0.5~0.7
I_{IB}	μA	0.3~7	功耗	mW	80~120

1. 高阻型

具有高输入电阻(r_{id})的运放称为高阻型运放。输入级多采用超管或场效应管, r_{id} 大于 $10^9 \Omega$,适用于测量放大电路、信号发生电路或采样-保持电路。

2. 高速型

单位增益带宽和转换速率高的运放为高速型运放。产品种类很多,增益带宽多在 10MHz 左右,有的高达千兆赫;转换速率大多在几十伏/微秒至几百伏/微秒,有的高达几千伏/微秒。适用于模数转换器、数模转换器、锁相环电路和视频放大电路。

3. 高精度型

高精度型运放具有低失调、低温漂、低噪声、高增益等特点,其失调电压和失调电流比通用型运放小两个数量级,而开环差模增益和共模抑制比均大于 100dB。适用于对微弱信号的精密测量和运算,常用于高精度的仪器设备中。

4. 低功耗型

低功耗型运放具有静态功耗低、工作电源电压低等特点,其功耗只有几毫瓦,甚至更小,电源电压为几伏,而其他方面的性能不比通用型运放差。适用于能源有严格限制的情况,例如空间技术、军事科学及工业中的遥感遥测等领域。

除了通用型和专用型运放外,还有一类运放是为完成某种特定功能而生产的,例如,仪表用放大器、隔离放大器、缓冲放大器、对数/反对数放大器等。随着 EDA 技术的发展,人们会越来越多地自己设计专用芯片。目前可编程模拟器件也在发展之中,人们可以在一块芯片上通过编程的方法实现对多路信号的各种处理,如放大、有源滤波、电压比较等。

讨论:

- (1) 考查集成运放的性能时,常用的参数有哪些?
- (2) 集成运放如何按照内部电路的工作原理、电路的可控性和电参数的特点进行分类?
- (3) 通用型和专用型运放分别有什么特点?

5.7 集成运算放大器的使用注意事项

集成运算放大器的应用十分广泛,在设计电路之前,必须学会怎样合理使用,要做好筛选、调零、补偿、保护等几项工作,既要考虑运放的技术指标,又要考虑可靠性、稳定性和价格。一般先选用通用型运放,当通用型运放难以满足要求时,才考虑专用型运放,因为通用型运放各方面性能和参数比较均衡,性价比较高。专用型运放某项参数比较突出,用在对此项目标要求高的特定场合。使用时根据实际情况合理选用,力求设计出来的电路实用、合理、能较好地实现预期的效果。

5.7.1 集成运算放大器的选用

通常情况下,在设计集成运放应用电路时,根据设计需要寻求具有相应性能指标的芯片。可根据运放的类型、主要性能指标的物理意义正确选择运放。具体可根据以下几方面的要求进行选择。

1. 信号源的性质

根据信号源的类型,内阻大小、输入信号的幅值及频率的变化范围等,选择运放的差模输入电阻 r_{id} 、-3dB 带宽(或单位增益带宽)、转换速率 S_R 等指标参数。

2. 负载的性质

根据负载电阻的大小,确定所需运放的输出电压和输出电流的幅值。对于容性负载或感性负载,还要考虑对频率参数的影响。

3. 精度要求

对模拟信号的处理,如放大、运算等,往往提出精度要求。对电压比较,往往提出响应时间、灵敏度要求。根据这些要求选择运放的开环增益 A_{od} 、失调电压 U_{IO} 及转换速率 S_R 等指标参数。

4. 环境条件

根据环境温度的变化范围,可正确选择运放的失调电压及失调电流的温漂 dU_{IO}/dT 等参数;根据所能提供的电源(如有些情况只能用于干电池)选择运放的电源电压。根据对能耗有无限制,选择运放的功耗等。

根据上述分析就可以通过查阅手册等手段选择某一型号的运放,必要时还可以通过各种 EDA 软件进行仿真,最终确定最满意的芯片。目前,各种专用运放和多方面性能俱佳的运放种类繁多,可大大提高电路的质量。

不过,从性能价格比方面考虑,应尽量采用通用型运放,只有在通用型运放不能满足应用要求时,才采用专用型运放。

5.7.2 集成运放的静态调试

在设计和制造集成电路时,需给输入端提供合适的电压,以满足内部各晶体管的偏置要求。因此,在线性应用时,只要按技术要求,提供合适的电源电压,运放内部各级工作点就是正常的。静态调试主要是指单电源供电时的调试和调零等内容。

单电源供电的反相交流放大电路及自举式同相交流放大电路,电路偏置电压设置原则是将 U_+ 、 U_- 、 U_O 三端直流电压调至电源电压的一半。在静态调试时,若用数字万用表测 U_+ 、 U_- 、 U_O 电压等于电源电压的一半,说明静态工作点适合,如果有偏差,应检查偏置电阻阻值是否相等,如果电阻阻值相等且电路装接无误,则说明运放损坏。

在电路工作正常的情况下,当输入端对地短接时,其输出端对地电压应为 0V。对于有外接调零端的运放,可通过外接调零元件进行调零。当集成运放没有调零端时,可采用外加补偿电压的方法进行调零。其基本原理是集成运放输入端施加一个补偿电压以抵消失调电压和失调电流的影响,从而使输出为零。

对于工作在弱信号状态的集成运放电路,电路的电阻应采用金属膜电阻或线绕电阻,以减少电阻本身温漂的影响。对于工作在交流信号处理状态的集成运放,因为电路中有耦合电容隔直,所以可以不进行调零,但耦合电容最好选用无极性电容或性能较好的电解电容。静态调试中可能产生以下两个问题,下面就介绍问题及其解决办法。

(1) 集成运放不能调零,即调零电位器不起作用,其常见原因如下:集成运放处于非线性应用状态,即开环状态或组成正反馈电路,输出电压为正电平或负电平,电压值接近正电源电压或负电源电压,这时调零电位器不起作用属于正常情况。如将集成运放的输出信号引回到

输入端,即接成负反馈电路形式,输出电压仍为某一极限值,调零电位器不起作用,可能是接线有误,接成了正反馈电路,或是负反馈支路虚焊后呈开环状态,也有可能是集成运放组件内部损坏。

(2) “堵塞”现象。所谓“堵塞”现象,是指运放不能正常工作或者不能调零,关断电源一段时间后再重新开机,又可恢复正常工作或者可以调零。产生“堵塞”现象的原因,是输入信号幅度过大或混入干扰,使集成运放输入级晶体管饱和,则集电极由反偏变为正偏,即集电极电压变化的相位和基极电压变化的相位相同,因而使原来引入的负反馈变成正反馈,致使输入电压升至极限值,对输入信号不再响应,即使输入电压减至零,也不能使输出电压回到零,必须切断电源重新开机方能正常。严重堵塞时可能会烧毁运放组件。堵塞现象可以采用加装限幅保护电路来避免。

5.7.3 集成运放的保护电路

集成运放本身的耐功耗能力很低,当电源电压接反、输入电压过大、输出端短路或过载时,都可能造成集成运放的损坏,所以在使用时必须加保护电路。

1. 电源的反接保护

利用二极管的单向导电性可以防止电源极性接反,在电源端串联二极管来实现保护,如图 5.7.1 所示。

2. 输入保护

一般情况下,运放工作在开环(即未引反馈)状态时,易因差模电压过大而损坏;在闭环状态时,易因共模电压超出极限值而损坏。如图 5.7.2(a)所示是防止差模电压过大的保护电路,如图 5.7.2(b)所示是防止共模电压过大的保护电路。

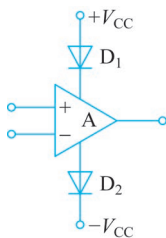
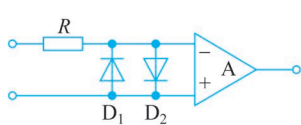
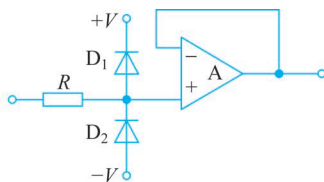


图 5.7.1 电源端保护



(a) 防止差模电压过大的保护电路



(b) 防止共模电压过大的保护电路

图 5.7.2 输入保护电路

3. 输出保护

如图 5.7.3 所示为输出保护电路,稳压管 D_Z 与限流电阻 R 构成限幅电路。可将负载与集成运放输出端隔离开,限制了运放的输出电流和输出电压的幅值。

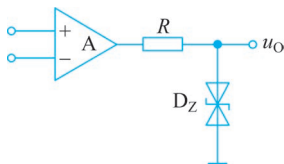
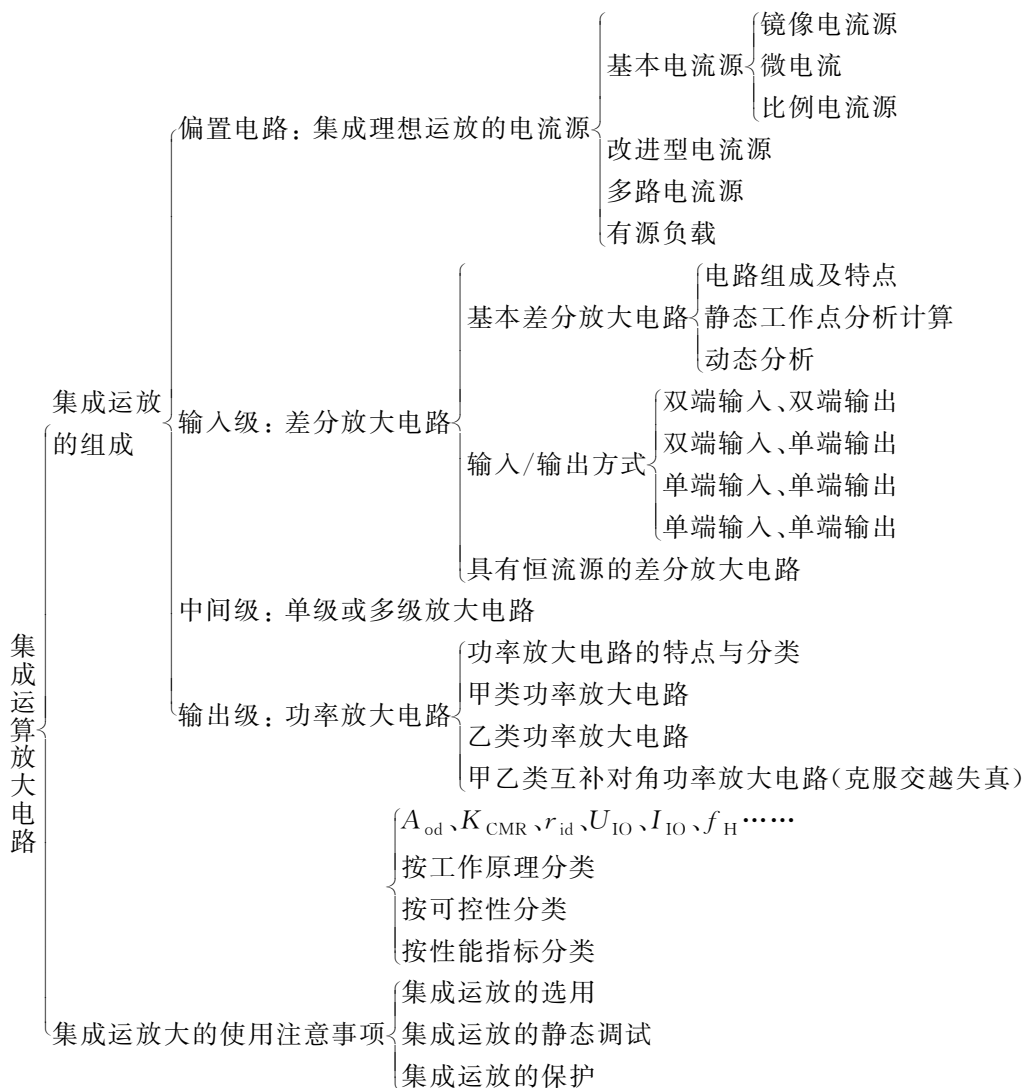


图 5.7.3 输出保护电路

讨论:

- (1) 集成运放在使用中应注意哪些问题?
- (2) 阐述集成运放电路的分析过程。

本章知识结构图



自测题

1. 填空题

- (1) 差分放大电路能够抑制_____信号,放大_____信号。
- (2) 差分放大电路输入端加上大小相等、极性相同的两个信号,称为_____信号,而加上大小相等、极性相反的两个信号,称为_____信号。
- (3) 乙类互补功放存在_____失真,可以利用_____类互补功放来克服。
- (4) 功率放大器按导通角不同,分为_____、_____、_____和_____。
- (5) 集成运算放大电路第一级应采用_____电路,输出级采用_____电路。

2. 判断题

- (1) 乙类对称功率放大电路的最大功耗出现在最大不失真输出时出现。()

- (2) 在晶体管功率放大电路中,甲类放大电路效率最低。()
- (3) 选择集成运放时,一般先选用通用型运放,当通用型运放难以满足要求时,才考虑专用型运放,因为通用型运放各方面性能和参数比较均衡,所以性价比较高。()
- (4) 在镜像电流源和微电流源电路中,半导体管具有理想对称性。()
- (5) 要求输入电阻为 $100\sim 200\text{k}\Omega$,电压放大倍数数值大于 100。第一级应采用共集电极电路,第二级应采用共射电路。()

3. 选择题

- (1) 直接耦合放大电路存在零点漂移的原因是_____。
A. 元件老化
B. 晶体管参数受温度影响
C. 放大倍数不够稳定
D. 电源电压不稳定
- (2) 集成放大电路采用直接耦合方式的原因是_____。
A. 便于设计
B. 放大直流信号
C. 不易制作大容量电容
D. 以上三点综合决定
- (3) 差分放大电路的差模信号是两个输入端信号的, 共模信号是两个输入端信号的_____。
A. 差
B. 和
C. 平均值
D. 乘积
- (4) 用恒流源取代长尾式差分放大电路中的发射极电阻, 将使电路的_____。
A. 差模输入电阻增大
B. 差模放大倍数数值增大
C. 差模输入电阻增大
D. 抑制共模信号能力增强
- (5) 甲乙类功率放大电路可以克服_____。
A. 交越失真
B. 截止失真
C. 饱和失真
D. 频率失真
- (6) 集成运放的末级采用互补输出级是为了_____。
A. 电压放大倍数大
B. 不失真输出电压大
C. 带负载能力强
D. 抑制温漂
- (7) 功率放大电路的最大输出功率是在输入电压为正弦波时, 输出基本不失真情况下, 负载上可能获得的最大_____。
A. 交流功率
B. 直流功率
C. 平均功率
D. 视在功率
- (8) 功率放大电路的转换效率是指_____。
A. 输出功率与晶体管所消耗的功率之比
B. 最大输出功率与电源提供的平均功率之比
C. 晶体管所消耗的功率与电源提供的平均功率之比
D. 晶体管所消耗的功率与输出功率之比
- (9) K_{MCR} 是差分放大电路的一个主要技术指标, 反映放大电路_____能力。
A. 放大差模抑制共模
B. 输入电阻高
C. 输出电阻低
D. 稳定 A_u
- (10) 通用型集成运放的输入级多采用_____。
A. 共基接法
B. 共集接法
C. 共射接法
D. 差分接法

