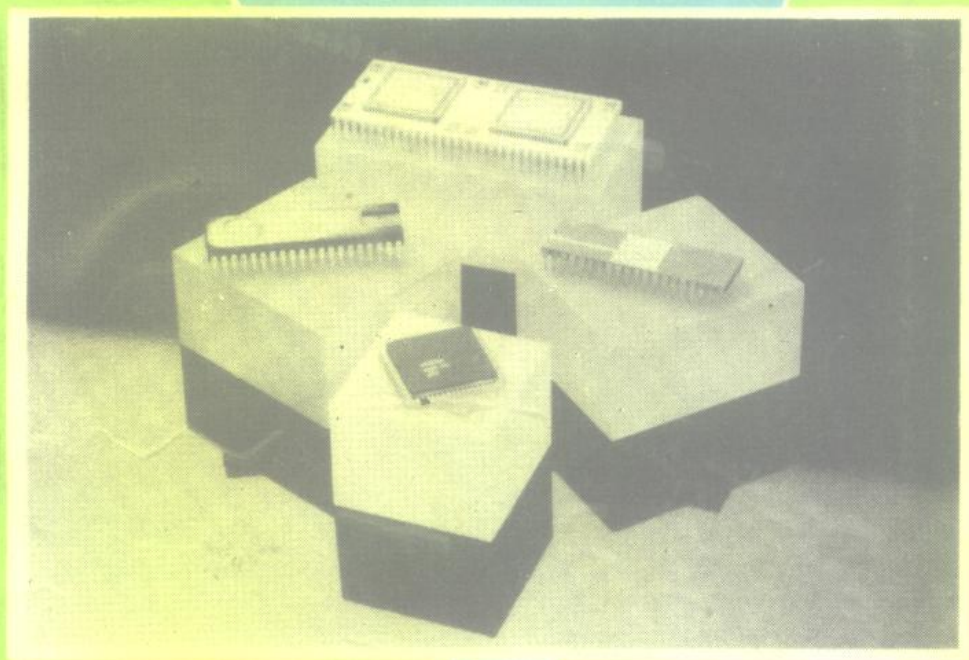


集成运算放大器 分析与应用

严楣辉 杨光壁 编



电子科技大学出版社

集成运算放大器分析与应用

严楣辉 杨光壁 编

电子科技大学出版社

• 1992 •

内 容 提 要

本文系统讲述集成运算放大器的基本原理和应用。全书共七章,内容包括:基本原理;基本放大电路的分析;有源滤波器;非线性应用;信号发生器;变换电路;调节器和交流放大器。

本书着重基本原理的阐述,典型电路的分析,并采用信号流图分析法。此外,还广泛介绍了各种有代表性的实用电路。书末有国产集成运算放大器参数表。

本书可作为大专院校学生的教学用书,也可供广大科技人员自学参考。

集成运算放大器分析与应用

严楣辉 杨光壁 编

*

电子科技大学出版社出版

(中国成都建设北路二段四号)

电子科技大学出版社激光照排中心照排

四川省平武县印刷厂胶印

四川省新华书店经销

*

开本 787×1092 1/16 印张 13.50 字数 326 千字

版次 1988 年 8 月第一版 印次 1992 年 5 月第二次印刷

印数 5001—10000 册

中国标准书号 ISBN 7—81016—062—1/TN·18

[川]016 (15452·44) 定价(压膜)5.40 元

前 言

运算放大器最初是电子模拟计算机的基本组成部分。它本质上是一个高增益的直流放大器,加上外部反馈网络,能完成加、减、乘、除、微分、积分等运算,由此得名。

五十年代的运算放大器由电子管组成,价格昂贵。六十年代改用晶体管,但温度漂移(简称温漂)严重。1964年第一次在硅单晶片上做出了差分对管,接着制成了集成运算放大器,从而大大降低了温漂,减小了功耗,提高了可靠性,降低了成本。使应用范围远远超出了原来数学运算范畴,推广成为一种通用器件,但其名称“运算放大器”仍沿用不变。

当电子技术朝着集成化方向发展之际,数字集成电路发展极为迅速,而模拟集成电路的发展则相对缓慢得多,直到集成运算放大器出现后,才使模拟电路有了一个较为通用的集成化器件,从而形成模拟电路集成化最主要的一大类。用集成运算放大器组成的电路,能完成放大、振荡、稳压、数学运算、信号处理、电压比较、A/D和D/A变换等多种功能,其性能比晶体管电路优越,温漂小、体积小、可靠性高,设计、使用方便,因此,应大力推广集成运算放大器的应用。

为了适应新技术的发展,对大专院校电子类专业学生,有必要将集成运算放大器的应用列为一门独立的课程来进行讲授。目前有关集成运算放大器的书籍虽然很多,但适宜作大专院校教材的却很少。为此,本书作者对曾在成都电讯工程学院为本科生讲授《集成运算放大器分析与应用》课程的讲义,进行整理、充实和修改写成此书。内容着重基本原理的阐述,典型电路的分析,并采用新的分析方法。此外,还广泛介绍了各种有代表性的实用电路及新的应用技术。本书可作为大专院校学生的教学用书,也可作为广大无线电工程技术人员的自学教材和参考书。

本书的特点是:对线性电路的分析采用信号流图法。这种方法直观、灵活、简便,特别是对分析多环反馈系统,它是一种强有力的分析工具,避免了烦琐的推演,具有明显的优越性。

全书共分七章,书末附有一个介绍国产集成运算放大器参数的附录。第一章讲述集成运算放大器的基本原理,为合理地应用集成运算放大器奠定必要的基础。第二章分析集成运算放大器基本电路及其误差,用运算放大器的理想模型分析基本放大电路,通过误差分析,使读者了解集成运算放大器各主要参数对电路性能的影响,从而能根据对电路不同精度的要求,合理地选用运算放大器。由此也可看出,用理想运算放大器模型的分析方法是一个简单而实用的方法。第三章至第七章广泛介绍集成运算放大器的各种应用。第三章分析基本类型有源滤波器电路。简单介绍单运算放大器三阶低通滤波器的设计并给出了计算机辅助设计程序。最后引出了双二次型通用滤波器。第四章讨论几种应用广泛的非线性电路,如精密二极管检波电路、限幅电路和各类电压比较器电路。第五章介绍常用波形(如正弦波、方波、三角波等)发生器电路的基本工作原理,并着重分析文氏电桥正弦波发生器的原理与计算方法。第六章介绍各种阻抗变换电路,并引进了回转器,负阻变换器等近代新技术,为电路设计,尤其是有源滤波器的设计开拓了视野,使有源滤波器的工作频率及 Q 值都有很大的提高。同时,本章还对模-数变换器等电路进行了分析,为进一步学习研究各种数字仪表和数字系统打下一定的基础。第七章讨论有源调节电路的工作原理及在交流放大器中作为音调提升及音调调节的应用。本章最后还介绍了目前在通信、电视系统中用得很多的自动增益控制电路。

本书在编写过程中,得到了成都电讯工程学院教务处领导同志的热情关怀和大力支持;同时,该院自动化系模拟电路教研室的同志们又给予了诚挚的帮助,提出了宝贵的意见;杨国雄教授、廖长英副教授审阅了全书。在此表示衷心的感谢。

本书一至四章由严楣辉编写,五至七章及附录由杨光璧编写。由于作者水平有限,必定存在不少缺点和错误,恳切希望广大读者批评指正。

作者 1987年6月

目 录

第一章 集成运算放大器的基本原理

§ 1-1	集成电路特点简介	(1)
§ 1-2	集成运算放大器的基本组成电路	(2)
1-2-1	差动输入电路	(2)
1-2-2	镜像恒流源电路和有源负载放大器	(12)
1-2-3	双端变单端和直流电平位移电路	(15)
1-2-4	互补推挽输出电路	(16)
§ 1-3	集成运算放大器内部电路分析举例	(19)
§ 1-4	集成运算放大器的主要性能参数	(21)
习 题		

第二章 运算放大器基本放大电路的分析

§ 2-1	信号流图简介	(26)
2-1-1	名词定义和运算规则	(26)
2-1-2	梅森公式——直接求解信号流图传递函数的规则	(28)
§ 2-2	理想运算放大器基本放大电路	(33)
2-2-1	理想运算放大器	(33)
2-2-2	反相放大器	(34)
2-2-3	同相放大器	(37)
§ 2-3	非理想运算放大器电路分析	(39)
2-3-1	运算放大器频率特性、闭环工作稳定性和相位补偿技术	(40)
2-3-2	运算放大器失调及其漂移产生的误差	(50)
2-3-3	运算放大器 K_d 、 r_i 和 r_o 不理想对反相放大器引起的误差	(52)
2-3-4	运算放大器的 CMRR 不理想对同相放大器引起的误差	(57)
2-3-5	运算放大器增益-带宽积对同相放大器带宽的影响	(59)
§ 2-4	广义反相型和同相型放大电路	(60)
2-4-1	差动放大器	(60)
2-4-2	积分器和微分器	(65)
2-4-3	对数和反对数放大器、乘法器的应用	(72)
习 题		

第三章 有源滤波器

§ 3-1	概述	(78)
3-1-1	运算放大器有源滤波器的特点	(78)
3-1-2	有源滤波器的分类	(78)
3-1-3	典型滤波器传递函数	(79)
§ 3-2	低通滤波器	(80)
3-2-1	一阶低通滤波器电路	(80)
3-2-2	二阶低通滤波器电路	(81)
3-2-3	二阶低通滤波器参数对滤波特性的影响	(83)
3-2-4	高阶低通滤波器	(85)
3-2-5	单运算放大器三阶低通滤波器	(88)
§ 3-3	高通滤波器	(92)
3-3-1	一阶高通滤波器电路	(92)
3-3-2	二阶高通滤波器电路	(93)
3-3-3	二阶高通滤波器参数对滤波特性的影响	(95)
§ 3-4	带通滤波器	(97)
3-4-1	基本特性	(97)
3-4-2	二阶带通滤波器电路	(99)
§ 3-5	带阻滤波器	(101)
§ 3-6	移相滤波器	(103)
§ 3-7	双二次型电路	(107)
3-7-1	电路的构成	(107)
3-7-2	二阶通用滤波器电路	(108)
3-7-3	前馈双二次型电路(三个运算放大器的双二次型电路)	(109)

习 题

第四章 运算放大器的非线性应用

§ 4-1	精密二极管检波电路	(112)
4-1-1	理想二极管检波电路	(112)
4-1-2	绝对值电路	(113)
4-1-3	有效值电路	(114)
§ 4-2	限幅电路	(115)
4-2-1	二极管双向限幅电路	(115)
4-2-2	双向稳压管限幅电路	(117)
4-2-3	稳压管桥式限幅电路	(117)
§ 4-3	电压比较器	(118)
4-3-1	单限比较器	(118)
4-3-2	迟滞比较器	(121)

4-3-3 窗口比较器	(125)
-------------------	-------

习 题

第五章 信号发生器

§ 5-1 正弦波发生器	(128)
5-1-1 正弦波发生器的振荡条件	(128)
5-1-2 移相式正弦波发生器	(129)
5-1-3 文氏电桥正弦波发生器	(131)
5-1-4 正交正弦波发生器	(138)
§ 5-2 方波及矩形脉冲发生器	(140)
5-2-1 方波发生器	(140)
5-2-2 矩形脉冲发生器	(141)
§ 5-3 三角波、锯齿波发生器	(143)
5-3-1 三角波发生器	(143)
5-3-2 方波和三角波发生器	(144)
§ 5-4 阶梯波发生器	(147)
5-4-1 采用二极管复位的阶梯波发生器	(147)
5-4-2 高精度阶梯波发生器	(148)

习 题

第六章 变换电路

§ 6-1 阻抗变换电路	(151)
6-1-1 负阻变换器	(151)
6-1-2 回转器	(152)
6-1-3 模拟电感器	(155)
6-1-4 电容倍增器	(158)
§ 6-2 电压-频率变换电路	(161)
6-2-1 压-控振荡器	(161)
6-2-2 压-频变换器	(164)
§ 6-3 模-数变换器	(168)
6-3-1 单斜坡模-数变换器	(169)
6-3-2 双斜坡模-数变换器	(171)

习 题

第七章 调节器和交流放大器

§ 7-1 调节器	(176)
7-1-1 比例-积分调节	(176)

7-1-2	比例-微分调节	(182)
7-1-3	比例-积分-微分调节(PID)	(187)
§ 7-2	交流放大器	(193)
7-2-1	反相交流放大器	(194)
7-2-2	同相交流放大器	(196)
7-2-3	功率放大器	(197)
§ 7-3	自动增益控制	(198)
7-3-1	自动增益控制基本原理	(198)
7-3-2	宽动态范围的增益控制电路	(201)
7-3-3	具有 50dB 动态范围的自动增益控制电路	(202)
7-3-4	具有 40dB 动态范围的自动增益控制电路	(203)

习 题

附录:部分国产集成运算放大器参数表

参考资料

第一章 集成运算放大器的基本原理

§ 1-1 集成电路特点简介

集成电路就是在硅单晶片上采用硅平面技术制造出各种元器件,并将它们连接成具有完整功能的电路。通常是在P型硅衬底上外延生长一层N型硅,再在其上氧化生成一层 SiO_2 ,然后光刻出窗口,在N型层上扩散P型掺杂物形成P区,使之与P衬底相连,这样便将外延N型层分隔成一个个独立的“小岛”,再在N型小岛上经氧化、光刻、扩散制作元器件。例如,在一个N型小岛上先扩散出 N^+ 区作为集电极,再扩散出P区作为基极,并在该P区中扩散一小点 N^+ 区作为发射极,便制造出一个NPN三极管,如图1-1(a)所示。又如,在一个N型小岛上扩散出一个P区,两端加引出线,利用P型半导体的体电阻便构成了一个电阻元件,如图1-1(b)所示。最后各元件之间用淀积铝膜作为电路连接线,这样便制造出一个完整的集成电路。

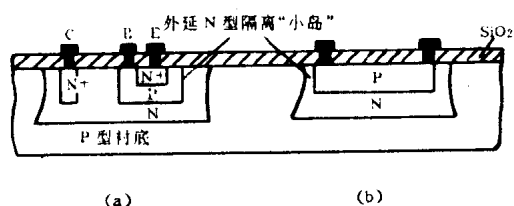


图1-1 隔离“小岛”上的NPN晶体管和电阻

集成电路中的晶体管多用NPN型,因为NPN型晶体管制造工艺简单,性能优良,但有时也需用到下述几种晶体管。

衬底PNP管和横向PNP管如图1-2所示。

图1-2(a)衬底PNP管以P衬底作为集电极,它必须接在电路中最低电位上(因为N型小岛是用反向PN结作隔离)。因其载流子呈纵向运动,所以又称为纵向PNP管。由于其基区不可

能做得很薄,所以这种晶体管 β 低,一般 $\beta < 20$ 。

图1-2(b)横向PNP管,因其载流子呈横向运动而得名。由于扩散时横方向的厚度难以控制不易做薄,所以 β 很低,一般 β 约2~5,其频率特性也较差。但是正因为基区较厚,所以横向PNP管的BE结和BC结具有较高的反向击穿电压。

超 β 管,其 β 值特别高,当基极偏置电流降至纳安量级时,仍有 $\beta \geq 1000$ 。为与一般NPN管区别,该管的基极用双线表示。如图1-3所示。为了提高 β 值,基区做得非常薄,因此导致超 β 管的反向击穿电压很低,所以设计电路时必须采取保护措施,保证它在 $U_{CB} \approx 0$ 和 $U_{CE} < 1\text{V}$ 条件下工作。

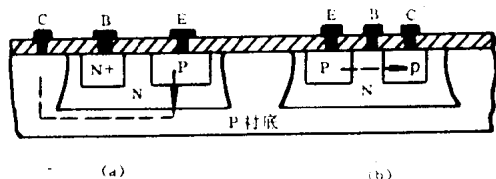


图1-2 衬底PNP管和横向PNP管

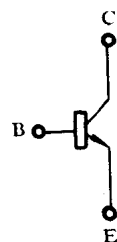


图1-3 超 β 管符号

由于集成电路制造工艺上的特点,决定了设计集成电路与设计分离元件电路应有明显差异。

1. 集成电路内各元器件之间的相对误差小(按相同的扩散工艺同时制成),绝对误差大(扩散等

工艺不可能控制得很准确,集成电路一经制成,就无挑选其他元器件的余地)。为适应这一特点,应尽可能将集成电路设计成使电路性能主要取决于元器件的相对值,而不取决于元器件本身的绝对值,差分放大器就是一个很好的例子。

2. 集成电路中的电阻是利用硅半导体的体电阻作成的。电阻值越大,所占硅片面积越大。故在设计集成电路时,一般宜取 $R < 50\text{k}\Omega$ 。若需要更大的增量电阻,则常采用有源负载,即尽可能用晶体管代替电阻,或采取外接方式。

3. 集成电路中的电容多用 PN 结的结电容代替。其值随所占硅片面积的增加而增加,一般宜取 $C < 100\text{pF}$,为节省硅片面积,提高集成度,集成电路都采用直接耦合放大电路。若必须用较大的电容时,也采用外接方式。

4. 集成电路可采用复合结构以获得高性能的元件或电路。例如,超 β 管的击穿电压很低,横向 PNP 管的击穿电压很高,但 β 很低,如果把它们接成共射共基电路,就能兼取两者之长,使 β 和击穿电压都很高,性能优良。

§ 1-2 集成运算放大器的基本组成电路

1-2-1 差动输入电路

一、差动放大器的基本原理

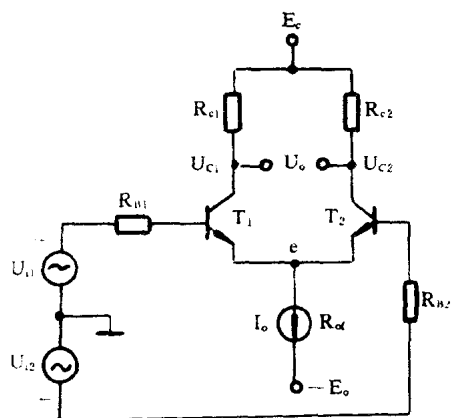


图 1-4 差动放大器

差动放大器的典型电路如图 1-4 所示。它是由两个完全对称的共射电路组成的,晶体管 T_1 和 T_2 完全匹配(即 $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, $U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE}$),集电极电阻 $R_{C1} = R_{C2} = R_C$,基极电阻(包括信号源内阻) $R_{B1} = R_{B2} = R_B$,发射极公共恒流源的输出电阻 R_{of} 是两管的公共发射极增量电阻。

1. 静态情况 ($U_{i1} = U_{i2} = 0$)

恒流源 I_o 确定了 T_1 、 T_2 的静态工作点电流。

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} = I_{CQ} = \frac{1}{2} I_o$$

此时

$$U_{C1Q} = U_{C2Q}$$

输出电压

$$U_o = U_{C1} - U_{C2} = 0$$

2. 外加特殊信号情况(差模输入信号和共模输入信号)

(1) 差模特性

若两个输入信号 U_{i1} 和 U_{i2} 大小相等,极性相反,即

$$U_{i1} = -U_{i2}$$

则称

$$U_{id} = U_{i1} - U_{i2}$$

(1-1)

为差模输入信号。

差模等效电路:

由于

$$U_{i1} = -U_{i2}$$

所以

$$\Delta I_{B1} = -\Delta I_{B2} \quad \Delta I_{C1} = -\Delta I_{C2}$$

因此 $I_o = I_{C1} + I_{C2}$ 不变, 则 e 点电位保持不变, 由此看出, 恒流源的内阻 R_{of} 对差模输入信号不起任何作用, e 点对交流相当于接地, 据此可画出其差模交流等效电路如图 1-5 所示。这时, 差动放大器变为两个完全独立对称的共射放大器, 所以容易求出该等效电路的参数。

单管增益:

$$K_{d1} = \frac{U_3}{U_{i1}} = -\frac{\beta_1 R_{C1}}{R_{B1} + r_{be1}} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \quad (1-2)$$

输入电阻

$$R_{id1} = R_B + r_{be} \quad (1-3)$$

输出电阻

$$R_{o1} = R_C \quad (1-4)$$

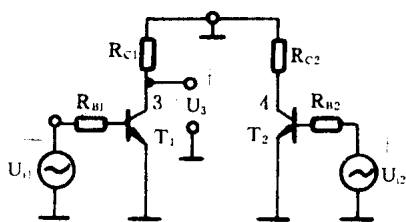


图 1-5 差模交流等效电路

因为 $U_{i1} = -U_{i2}$, 所以 $U_3 = -U_4$ 。下面分别讨论两种情况。

① 双端输入、双端输出 (从 3、4 端输出)。

差模增益:

$$K_d = \frac{U_{3-4}}{U_{1-2}} = \frac{U_3 - U_4}{U_{i1} - U_{i2}} = \frac{2U_3}{2U_{i1}} = K_{d1} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \quad (1-5)$$

由上可看出, 双端输出的差模增益与差模等效电路的单管增益相同。

双端输入时的差模输入电路是从 1 和 2 端看入的差模等效电阻, 它是两个单管等效电路输入电阻的串联。即

$$R_{id} = 2(R_B + r_{be}) = r_d \quad (1-6)$$

输出电阻是从 3 端和 4 端看入的电阻, 即

$$R_o \approx 2R_C \quad (1-7)$$

② 双端输入、单端输出 (从 3 端输出)

差模增益:

$$K_{d\text{单端}} = \frac{U_3}{U_{1-2}} = \frac{U_3}{2U_{i1}} = \frac{1}{2} K_{d1} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \quad (1-8)$$

由此可看出, 单端输出的差模增益是等效电路单管增益的一半。此时的差模输入电阻仍然是从 1 和 2 端看入的电阻, 即

$$R_{id} = 2(R_B + r_{be}) \quad (1-9)$$

输出电阻是从 3 端看入的电阻, 即

$$R_o = R_C \quad (1-10)$$

由以上所得的差模增益和差模输入电阻的式子看出, 它们都与 r_{be} 有关。而 r_{be} 是与晶体管的静态工作点电流 I_{EQ} 紧密相关的, 可依此求得 K_d 、 R_{id} 与 I_{EQ} 的直接关系。

因为

$$I_E \approx I_{EQ} e^{(q/kT)U_{BE}}$$

$$\frac{dI_E}{dU_{BE}} = \frac{q}{kT} I_{EQ}$$

室温 (25°C) 下有

$$\frac{kT}{q} = 26\text{mV}$$

所以

$$r_e = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E} \Big|_Q = \frac{kT/q}{I_{EQ}} = \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}}$$

晶体管的

$$r_{be} = (1 + \beta)r_e \approx \beta r_e = \beta \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}\text{mA}}$$

当 $R_B \ll r_{be}$ 时, R_B 可以略去, 这时双端输出的增益为

$$K_d = \frac{\beta R_C}{r_{be}} = - \frac{1}{26\text{mV}} I_{EQ} R_C \approx - 40 I_{EQ} R_C = - 20 I_O R_C \quad (1-11)$$

$$K_{d\text{单端}} = \frac{1}{2} K_d = - 10 I_O R_C \quad (1-12)$$

$$R_d = 2r_{be} = 2(1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}\text{mA}} = \frac{2 \times 26\text{mV}}{I_{EQ}/(1 + \beta)} \approx \frac{50\text{mA}}{I_{EQ}\mu\text{A}} (\text{k}\Omega) \quad (1-13)$$

上列关系式可用来方便地估算差动放大器的差模增益 K_d 和差模输入电阻 R_d 。由上列式子可以看出, 为了提高差动放大器 K_d 和 R_d , 需要选用高 β 晶体管, 并尽量减小基极静态工作点电流 I_{EQ} 。

(2) 共模特性

若两个输入信号 U_{i1} 和 U_{i2} , 大小相等、方向相同, 即

$$U_{i1} = U_{i2} = U_{ic}$$

则称 U_{ic} 为共模输入信号。

共模等效电路:

由于

$$U_{i1} = U_{i2} = U_{ic} \quad (1-14)$$

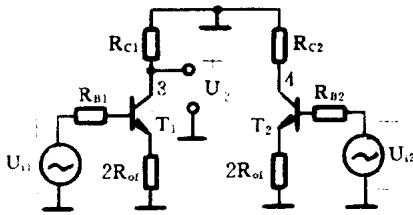


图 1-6 共模交流等效电路

所以

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2} = \Delta I_C$$

因此流经发射极公共电阻 R_{of} 的电流为 $2\Delta I_C$ 。此时, 若将两管的公共发射极电阻 R_{of} 折合为每管的单独发射极电阻, 保持 $\Delta U_e = 2\Delta I_C R_{of}$ 不变, 则每边的发射极电阻应为 $2R_{of}$ 。这样就得到了共模交流等效电路, 如图 1-6 所示。

这时, 差动放大器变为两个完全独立对称的共射放大器。容易求出该等效电路的参数。

单管增益

$$K_{c1} = \frac{U_{o1}}{U_{ic}} = - \frac{\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \cdot 2R_{of}} \approx - \frac{R_C}{2R_{of}} \quad (1-15)$$

输入电阻

$$R_{ic} = R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \cdot 2R_{of} \approx 2\beta R_{of} \quad (1-16)$$

输出电阻

$$R_{o1} = R_C \quad (1-17)$$

因为 $U_{i1} = U_{i2} = U_{ic}$, 所以 $U_3 = U_4$ 。下面分别讨论两种情况。

① 双端输入、双端输出 (从 3、4 端输出)

共模增益:

$$K_c = \frac{U_{3-4}}{U_{ic}} = \frac{U_3 - U_4}{U_{ic}} = 0 \quad (1-18)$$

由此可看出, 当电路两边完全对称时, 双端输出时的共模增益为零。从 1、2 端每边看入的共模输入电阻等于单管等效电路的输入电阻, 即

$$r_c = R_{ic1} \approx 2\beta R_{of} \quad (1-19)$$

双端输入时的共模输入电阻, 是将 1、2 端连接在一起时看入的等效电阻, 也就是两个单管输入电阻

的并联。

$$R_{ic} = \frac{1}{2}r_c = \frac{1}{2}R_{ic} \approx \beta R_{of} \quad (1-20)$$

输出电阻是从 3、4 端看入的电阻

$$R_o \approx 2R_c \quad (1-21)$$

②双端输入、单端输出(从 3 端输出)

共模增益:

$$K_{c\text{单端}} = \frac{U_3}{U_{ic}} = K_{c1} \approx -\frac{R_c}{2R_{of}} \quad (1-22)$$

由上式得出,单端输出的共模增益等于等效电路的单管增益。通常 $R_{of} \gg R_c$, 所以差放单端输出共模增益很小。因为输入 1、2 端并接, 所以共模输入电阻仍为

$$R_{ic} = \frac{1}{2}R_{ic1} \approx \beta R_{of}$$

输出电阻是从 3 端看入的电阻

$$R_o \approx R_c \quad (1-23)$$

由以上差模、共模特性分析的结果看出,差动放大器的 $K_d \gg K_c$, 这表明,差动放大器对放大差模信号十分有效,而对共模信号则起抑制作用。

由温度变化引起的 I_{c1} 、 I_{c2} 的变化相同, 所以它相当于共模信号, 可见差动放大器对抑制温漂十分有效。这是差动放大器的重要特性。为了反映差动放大器对共模信号的抑制能力, 特别定义一个重要参量——共模抑制比(CMRR)为

$$\text{CMRR} = \left| \frac{K_d}{K_c} \right|$$

差动放大器在理想对称情况下

双端输出时

$$\text{CMRR}_R = \left| \frac{K_d}{K_c} \right| \rightarrow \infty \quad (1-24)$$

而实际电路不可能做到绝对对称, 使得 $\text{CMRR}_R \neq \infty$, 但 CMRR_R 的数值仍然很大, 一般情况下 $\text{CMRR}_R > 10^5$ 。

单端输出时

$$\text{CMRR}_{\text{单端}} = \left| \frac{K_{d\text{单端}}}{K_{c\text{单端}}} \right| = \frac{\frac{1}{2}\beta R_c / (R_B + r_{be})}{R_c / 2R_{of}} = \frac{\beta R_{of}}{R_B + r_{be}} \quad (1-25)$$

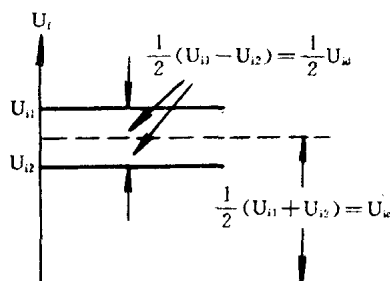


图 1-7 一对任意信号分解为共模、差模信号

通常 $\text{CMRR}_{\text{单端}} \ll \text{CMRR}_{\text{双端}}$

为了提高差动放大器的共模抑制比, 必须尽量使电路对称, 并提高恒流源的内阻 R_{of} 。

3. 输入任意信号情况

实际上, 差动放大器两个输入端上所加的输入信号常常是两个任意数值的信号。

$$U_{i1} \neq U_{i2}$$

这既不是差模输入信号 U_d , 也不是共模输入信号 U_c 。但可将这两个输入信号组合, (参看

图 1-7)表示为

$$\begin{cases} U_{i1} = \frac{1}{2}(U_{i1} + U_{i2}) + \frac{1}{2}(U_{i1} - U_{i2}) \\ U_{i2} = \frac{1}{2}(U_{i1} + U_{i2}) - \frac{1}{2}(U_{i1} - U_{i2}) \end{cases}$$

可以看出,它们的第一项分量,大小相等,方向相同,所以是共模信号,它们的第二项分量,大小相等、方向相反,所以是差模信号。

$$\begin{cases} U_{ic} = \frac{1}{2}(U_{i1} + U_{i2}) \\ U_{id} = U_{i1} - U_{i2} \end{cases} \quad \begin{cases} U_{i1} = U_{ic} + \frac{1}{2}U_{id} \\ U_{i2} = U_{ic} - \frac{1}{2}U_{id} \end{cases}$$

可见,差动放大器加上任意输入信号时,都可以看成是同时加入一组差模信号和一组共模信号。

因为差动放大器是小信号线性放大器,满足线性迭加原理。不论是双端输出还是单端输出,只要 CMRR 足够高,则在输出端由 U_{ic} 产生的分量就远比由 U_{id} 产生的分量小,因此前者可以略去,这时输出信号

$$U_o \approx K_d U_{id} = K_d (U_{i1} - U_{i2}) \quad (1-26)$$

也就是说,差动放大器的输出电压只与两个输入信号的差值成正比,而与输入电压本身的大小无关,这就是差动放大器的差值特性。

差动放大器的这一差值特性,在测量中对抑制两个被测信号中的共模干扰是十分有用的。

二、差动放大器的失调和漂移

运算放大器是一个直流放大器,失调及其漂移是其重要的性能参量,它主要取决于输入差动放大器,所以必须讨论差动放大器的失调和漂移问题。

理想差动放大器,当输入信号为零时,双端输出的电压也应为零。实际的差动放大器,由于晶体管和电阻都不可能做到完全对称,因此,零输入时,输出不为零,称这种现象为差动放大器的失调。

1. 输入失调电压 U_{os} 和输入失调电流 I_{os}

当输入端信号源内阻 $R_s = 0$ 时,可将输出失调电压折合到输入端有一个等效差模电压 U_{os} ,称为输入失调电压,这时,认为差动放大器本身无失调。

此时,若外加恒压源补偿电压 $U_{\#}$,其大小与 U_{os} 相等,方向与它相反,则可抵消 U_{os} 的作用,使输出为零。

据此可测量出输入失调电压 $|U_{os}| = |U_{\#}|$ 。

$U_{\#}$ 之所以能使输出 $U_o = 0$,是因为加到实际差放两个晶体管的基极正向偏置电压 $U_{BE1} \neq U_{BE2}$,从而补偿了两个晶体管的不对称性(设 $R_{c1} = R_{c2}$),因为二晶体管位置的随意性,所以只注意其大小,不注意其方向,故失调电压 U_{os} 只取绝对值表示,

$$U_{os} = |U_{BE1} - U_{BE2}| \quad (1-27)$$

实际产生 U_{os} 的原因,也主要是因为制作晶体管工艺过程中,相邻两个晶体管的 U_{BE} 存在误差 ΔU_{BE} ,一般在 I_c 相等时, $\Delta U_{BE} \approx \pm 2\text{mV}$,因此, U_{os} 的大小也是这个数量级。

当信号源内阻 R_s 很大时,则可在输入端引入一个恒流源补偿电流 $I_{\#}$ 使输出 $U_o = 0$,此 $I_{\#}$ 即抵消了输入端的等效失调电流 I_{os} , $|I_{os}| = |I_{\#}|$ 。

$I_{\#}$ 之所以能使输出 $U_o = 0$,是因为加到实际差放两个晶体管的基极偏置电流 $I_{B1} \neq I_{B2}$,从而补

偿了两个晶体管的不对称性。

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

同样, I_{OS} 也只取绝对值。

实际产生 I_{OS} 的主要原因, 是制作两管时 β 的失配, 设

$$\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1 \quad \beta = \frac{1}{2}(\beta_1 + \beta_2)$$

在 $I_{C1} = I_{C2} = I_C$ 的条件下

$$\Delta I_B = I_{B1} - I_{B2} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_1 \beta_2} I_C \approx \frac{\Delta\beta}{\beta} I_B \quad (1-28)$$

可见, 为了减小 I_{OS} , 必须减小平均偏置电流 I_B

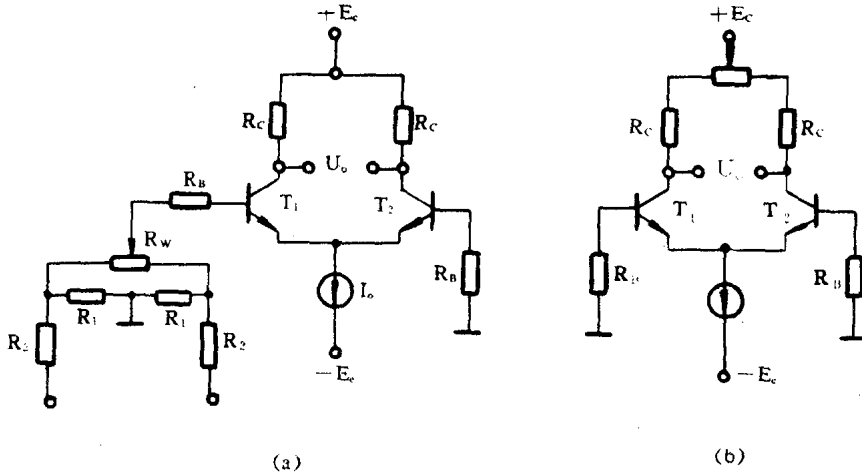


图 1-8 基极调零和集电极调零

差动放大器的失调, 可通过调零装置来补偿。所谓调零, 就是由外电路引入一个 $U_{\text{调}}$ 来补偿差动放大器的失调电压, 以达到放大器零输入时, 输出亦为零。如图 1-8 所示。

2. 输入失调电压温漂 (dU_{OS}/dT)

当环境温度、电源电压等外界条件变化时, U_{OS} 和 I_{OS} 都会跟着变化, 这种变化称为漂移, 其中温度变化引起的漂移 (温漂) 最大。失调可以用调零的办法来消除, 温漂则不行。

现在来分析输入失调电压温漂

$$\frac{dU_{OS}}{dT} = \frac{d|U_{BE1} - U_{BE2}|}{dT} = \left| \frac{dU_{BE1}}{dT} - \frac{dU_{BE2}}{dT} \right| \quad (1-29)$$

晶体管的 U_{BE} 与温度 T 之间的关系, 可由结电流方程导出。

因为

$$I_E \approx I_{ES} e^{(q/kT)U_{BE}}$$

其中, 发射结反向饱和电流 I_{ES} 与温度的关系为

$$I_{ES} = AT^3 e^{-(q/kT)U_{go}}$$

式中 A 是与半导体材料有关的常数, $U_{go} = E_{go}/q$, E_{go} 为半导体的禁带宽度, q 为电子电荷量, 对于硅材料, $U_{go} = 1.205V$

所以

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E}{AT^3} + U_{go}$$

在 I_E 不变的条件下,可求出 U_{BE} 对温度 T 的导数

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = \frac{k}{q} \ln \frac{I_E}{AT^3} - \frac{3k}{q}$$

由 U_{BE} 式可得

$$\frac{k}{q} \ln \frac{I_E}{AT^3} = \frac{U_{BE} - U_{g0}}{T}$$

代入 dU_{BE}/dT 式得

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = \frac{U_{BE} - U_{g0}}{T} - \frac{3k}{q}$$

在 $U_{BE} = 0.6V, T = 300K$ 的条件下,上式右边第一项 $(U_{BE} - U_{g0})/T = -2mV/^\circ C$,第二项 $3k/q = 0.26mV/^\circ C$,它比第一项小两个数量级,可以略去,于是得到 U_{BE} 温度系数的近似表达式

$$\frac{dU_{BE}}{dT} \approx \frac{U_{BE} - U_{g0}}{T} \quad (1-30)$$

由经验可知,硅晶体管的导通电压 $U_{BE} \approx 0.6V$, U_{BE} 随温度 T 的变化系数 $dU_{BE}/dT \approx -2mV/^\circ C$,本式从理论上将它们联系起来。

将式(1-30)代入式(1-29),便可得到输入失调电压的温度系数

$$\frac{dU_{os}}{dT} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{T} = \frac{\Delta U_{BE}}{T} \quad (1-31)$$

由此得出一个重要结论,为了减小输入失调电压的温漂,必须尽可能使两只晶体管的 U_{BE} 匹配。室温条件($T \approx 300K$)下,若两管的 U_{BE} 相差 $2mV$ (即 $\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = 2mV$),则输入电压的温漂大致为 $6.6\mu V/^\circ C$ 。若再考虑 R_C 失配产生的温漂,就会使差动放大器的 dU_{os}/dT 增大到 $10\mu V/^\circ C$ 的量级。

3. 输入失调电流温漂 dI_{os}/dT

式(1-28)说明 I_{os} 主要由 β 的不匹配引起,所以 dI_{os}/dT 也主要是由 β 随温度 T 的变化引起。

$$\begin{aligned} \frac{dI_{os}}{dT} &= \frac{d}{dT} |I_{B1} - I_{B2}| = \frac{d}{dT} \left| \frac{I_C}{\beta_1} - \frac{I_C}{\beta_2} \right| \\ &= \left| -\frac{1}{\beta_1^2} \frac{d\beta_1}{dT} I_C + \frac{1}{\beta_2} \frac{d\beta_2}{dT} I_C \right| \\ &= \left| -\frac{1}{\beta_1} \frac{d\beta_1}{dT} I_{B1} + \frac{1}{\beta_2} \frac{d\beta_2}{dT} I_{B2} \right| \end{aligned}$$

当 $\beta_1 \approx \beta_2$ 时,输入失调电流的温漂为

$$\frac{dI_{os}}{dT} \approx \frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} |I_{B1} - I_{B2}| = \frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} I_{os} \quad (1-32)$$

上式表明,当 β 的相对温度系数一定时,要减小输入失调电流的温漂,必须使 I_{os} 减小。晶体管的 β 相对温度系数约等于 $1\%/^\circ C$,一个具有 $I_{os} = 100nA$ 的差动放大器,其输入失调电流温漂 $dI_{os}/dT \approx 1nA/^\circ C$ 。

三、差动放大器的传输特性

前面讨论差动放大器的工作原理,分析差模、共模等效电路,求 K_d 、 K_c 等均采用小信号线性等效电路,那么差动放大器的线性工作范围有多大? 它的极限工作参数又是多少呢? 为此需要讨论差动放大器的传输特性。

1. 差模传输特性

差模传输特性是指差动放大器在输入差模信号时,每管输出电流随输入电压变化的特性。