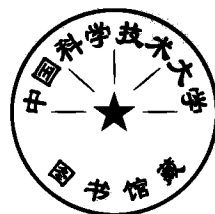


# 线性集成运算放大器 及其应用

机械工业出版社

# 线性集成运算放大器 及其应用

天津大学 王永拱 编



机械工业出版社

## 前 言

本书是根据 1983 年 9 月在长春召开的全国高等工业学校仪器仪表专业教材编审委员会制定的教学计划和 1984 年 4 月在天津召开的教材编写小组会的意见，为精密仪器仪表各专业编写的辅助教材。

线性集成运算放大器是模拟数字计算机的核心部件，也是仪器仪表电路中不可缺少的部件，它已经广泛地应用到自动控制、测量技术、通讯设备、宇航技术和仪器仪表等各个领域。

本书主要阐述运算放大器的开环特性、闭环特性和误差来源，建立线性模型，导出理想运算电路和实际运算电路的运算方程、闭环增益方程、反馈因子的表达式，分析运算电路的不稳定因素、消除自激振荡的方法，介绍和讲述运算放大器的应用基础、选用原则和各种实际单元运算电路；最后一章着重讨论仪器电路的设计方法和实用典型的仪器电路，其中有的仪器电路是一些专家、学者和编者的科研成果。

在编写过程中曾得到孙祖宝副教授的支持和指导，沈生培副教授作了认真的审阅和细致的修改，推荐了电容式数显卡尺的科研成果，介绍了不少新的仪器电路。樊玉铭老师在讨论教学大纲、编写第六章、第八章、第九章的初稿中作了部分工作。

由于编者水平有限，时间仓促，书中的缺点和错误在所难免，希望广大读者批评指正。

编者

1988年3月

# 目 录

第一章 运算放大器的线性模型和开环特性	1
§ 1-1 运算放大器的基本概念	1
§ 1-2 运算放大器的线性模型	2
§ 1-3 运算放大器差模特性参数	3
§ 1-4 运算放大器共模特性参数	6
§ 1-5 运算放大器的误差	7
§ 1-6 运算放大器非线性参数	10
§ 1-7 调整时间和过载恢复时间	12
第二章 运算电路闭环特性	14
§ 2-1 运算电路	14
§ 2-2 运算电路的反馈形式	15
§ 2-3 理想运算放大器等效电路	16
§ 2-4 理想运算电路及运算方程	19
§ 2-5 实际运算电路和反馈因子	25
§ 2-6 实际运算电路的运算方程	29
§ 2-7 实际运算电路的闭环增益	34
§ 2-8 运算电路的动态特性	43
§ 2-9 运算电路的稳定性及其判别	50
§ 2-10 频率补偿	59
第三章 运算放大器的应用基础	70
§ 3-1 负反馈反相输入运算电路	70
§ 3-2 负反馈同相输入运算电路	78
§ 3-3 差模输入负反馈运算电路	82
§ 3-4 运算放大器的选用	86
第四章 线性运算电路	90
§ 4-1 差动直流放大器运算电路	90
§ 4-2 电桥放大器运算电路	96
§ 4-3 模拟积分运算电路	101
§ 4-4 微分运算电路	107
§ 4-5 交流放大器运算电路	111
§ 4-6 驱动放大运算电路与驱动电缆技术	123
§ 4-7 电压电流转换运算电路	126
电荷放大运算电路	131
非线性运算电路	134
线性运算电路的设计	134
器运算电路	137

§ 5-3	绝对值电路与交直流转换电路 .....	146
§ 5-4	函数发生器电路 .....	155
§ 5-5	对数运算电路 .....	163
§ 5-6	模拟乘法运算电路 .....	170
§ 5-7	模拟除法运算电路与平方根运算电路 .....	177
第六章	有源滤波器运算电路 .....	180
§ 6-1	有源滤波器电路概述 .....	180
§ 6-2	有源RC滤波器电路 .....	182
§ 6-3	构成二阶有源滤波器电路的基本方法 .....	186
§ 6-4	低通有源滤波器电路 .....	188
§ 6-5	高通有源滤波器电路 .....	195
§ 6-6	带通有源滤波器电路 .....	199
§ 6-7	带阻有源滤波器电路 .....	204
§ 6-8	积分型有源滤波器电路 .....	207
第七章	RC波形产生器电路 .....	211
§ 7-1	正弦波形产生器电路 .....	211
§ 7-2	三角波和方波产生器电路 .....	221
§ 7-3	多谐振荡器电路 .....	229
§ 7-4	阶梯波产生器电路 .....	233
§ 7-5	相移技术 .....	237
第八章	调制和解调电路 .....	239
§ 8-1	振幅调制电路 .....	239
§ 8-2	频率调制电路 .....	242
§ 8-3	振幅调制的解调电路 .....	246
§ 8-4	频率调制的解调电路 .....	251
§ 8-5	脉冲宽度调制电路的解调 .....	254
§ 8-6	斩波稳零运算放大器 .....	255
第九章	仪器电路设计与实用电路 .....	257
§ 9-1	概述 .....	257
§ 9-2	仪器电路的总体设计 .....	260
§ 9-3	JDC-S型精密电容测微仪 .....	263
§ 9-4	温度自动测量仪 .....	270
§ 9-5	热电偶温控电路 .....	272
§ 9-6	孔中心位置测量电路 .....	273
§ 9-7	有害气体排放浓度测试电路 .....	275
§ 9-8	傅里叶变换红外分光光度计用光检测电路 .....	277
§ 9-9	FXP-1型红外线汽车排气分析仪 .....	278
§ 9-10	汽车排气分析仪自动检测系统 .....	284
§ 9-11	电容式数显卡尺 .....	288
附录	.....	291
参考书目	.....	297

# 第一章 运算放大器的线性模型和开环特性

## § 1-1 运算放大器的基本概念

运算放大器是一种高增益放大器，是模拟计算机的核心部件，它可以对输入信号进行加法、减法、乘法、除法、微分和积分等各种数学运算；它还是一种性能优良的直流放大器，在自动控制、测量技术、仪器仪表等领域都得到广泛的应用。

运算放大器的突出特点是增益高、闭环稳定性好、体积小、重量轻、耗电省、价格便宜。根据不同的应用范围和要求，可以使用高输入阻抗、低温漂、高速型等各种特殊性能的运算放大器。

运算放大器已广泛地应用于国防、生产、科研各个领域。

### 一、运算放大器的描述

常用一个三角形表示运算放大器。三角形内部的网络 and 元件表示运算放大器内部结构及特性参数，内部特性表示运算放大器固有特性。

图 1-1 中三角形的左部表示运算放大器的输入端，其中“-”表示反相输入端，从该端输入的信号与输出信号反相；“+”表示同相输入端，从该端输入的信号与输出信号同相。三角形右部顶端为输出端。

在运算放大器中，信号的传输方向是从输入端流向输出端的。图 a) 为运算放大器的一般表示形式，第四端与地连接；图 b) 和图 c) 表示运算放大器与供电电源连接所构成的完整的电路系统，图 c) 表示浮地情况。

把“地”作为参考点，可以用  $U_i$ 、 $U_o$  或  $u_i$ 、 $u_o$  表示输入电压和输出电压。用  $I_i$ 、 $I_o$  分别表示输入电流和输出电流。

图 1-1 还给出了运算放大器的特性符号，其意义为：  
 $U_i^-$ 、 $U_i^+$  分别表示运算放大器反相输入端对地电压和同相输入端对地电压； $U_d$  表示反相输入端对同相输入端电压，又称差模输入电压； $I_i^-$ 、 $I_i^+$  分别表示运算放大器的反相端输入电流和同相端输入电流； $U_o$  表示输出端对地电压，即输出电压； $I_o$  表示输出电流。

通用型运算放大器的输入电压和输出电压的绝对值，受到供电电源的限制。在一般情况下，经常取  $\pm 15\text{V}$  对电源供电。输入和输出电压信号控制在  $\pm 10\text{V}$  以内。

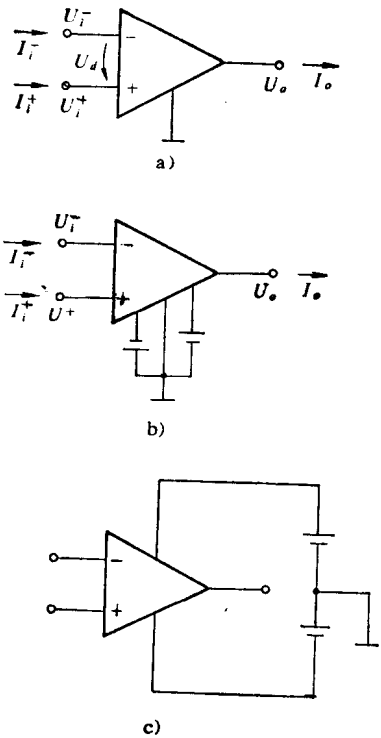


图 1-1 运算放大器的符号标记

- a) 一般情况
- b) 内部地与电源地的连接
- c) 内部浮地

运算放大器的输入电流和输出电流随着型号不同有一定差异。输出电流一般为数毫安。

## 二、差模信号和共模信号

运算放大器的重要特点是对两个输入端的差模信号电压有很高的灵敏度，对共模信号则不敏感。对输入的共模干扰信号具有很强的抑制能力，对输入的差模信号进行充分放大。

差模输入电压为运算放大器的两个输入电压之差，在数学上作如下定义：

$$U_d = U_i^- - U_i^+ \quad (1-1)$$

共模输入电压为同时加到两个输入端的电压，在数学上有如下定义：

$$U_{cm} = U_i^+ + \alpha U_d \quad (1-2)$$

式中， $U_{cm}$  为共模输入电压； $U_i^+$  为同相输入电压； $U_d$  为差模输入电压； $\alpha$  为常数。

显然，共模输入电压依赖于常数  $\alpha$  的选择。在实际工作中，常有两种选择方法： $\alpha = 0.5$  和  $\alpha = 0$ 。

根据第一种选择方法，可以得到共模输入电压为：

$$U_{cm} = \frac{1}{2}(U_i^- + U_i^+) \quad (1-3a)$$

可见，共模输入电压就是两个输入端输入信号电压的平均值，意义十分明显。但这将导致在定义运算放大器参数时产生一定困难。

根据第二种选择方法，共模输入电压可以直接用同相输入端电压  $U_i^+$  来定义：

$$U_{cm} = U_i^+ \quad (1-3b)$$

这种定义在实际应用中非常有用。输入信号  $U_i^-$  和  $U_i^+$  的差值总是非常小的，用两种不同方法所定义的共模输入电压值的差别不大，在理想条件下，两种定义方法是完全相同的。另外，差模电压与共模电压具有不同的意义，因此，尽管其数值相同，但其意义是不同的，把两者在数值上进行比较是没有必要的。因为这是两种完全不同的概念。

## § 1-2 运算放大器的线性模型

图 1-2 给出了运算放大器的线性模型。在这个模型中，还给出了误差信号。运算放大器的误差参数可分为附加误差和复合误差两种。

附加误差包括随机函数  $E_r$ 、 $I_i^-$ 、 $I_i^+$  等效误差源，它们与信号源的大小无关，是运算放大器的固有误差信号。 $E_r$  为误差电压源， $I_i^-$  和  $I_i^+$  为误差电流源。

复合误差参数与差模输入电阻  $R_d$ 、共模输入电阻  $R_{cm}^-$ 、 $R_{cm}^+$ 、输出电阻  $R_o$  和开环增益  $-A$ 、共模抑制比  $X$  有关，各参数已经在图 1-2 中表示出来。其中  $A$  和  $X$  反映了运算放大器的传输特性，也是引起复合误差的参数。

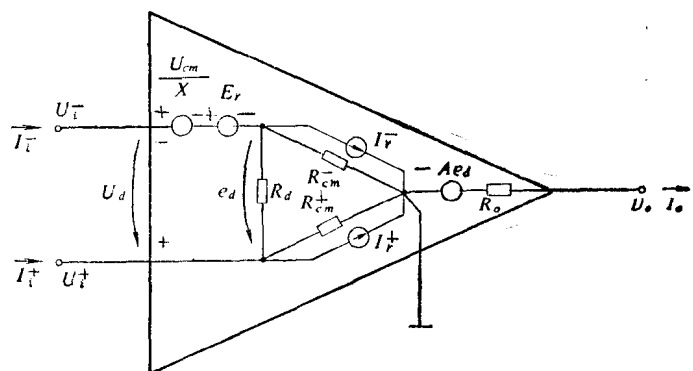


图 1-2 运算放大器的线性模型

图 1-2 给出了实际运算放大器内部参数及网络简图。运算放大器的基本传输方程可由式 (1-4) 定义:

$$e_d = -\frac{U_o + R_o I_o}{A} \quad (1-4)$$

式中,  $U_o$  为输出端电压;  $R_o$  为输出电阻;  $I_o$  为输出电流;  $A$  为开环增益;  $e_d$  为运算放大器内部差模输入电压, 即在差模输入电阻  $R_d$  上的压降。

由图 1-2 不难计算出反相输入端的输入电流  $I_i^-$ 。

$$I_i^- = I_i^- + \frac{U_{cm} + e_d}{R_{cm}^-} + \frac{e_d}{R_d}$$

经过整理可以得到:

$$I_i^- = I_i^- + \frac{U_{cm}}{R_{cm}^-} + \frac{e_d}{R_d // R_{cm}^-}$$

式中,  $I_i^-$  为反相输入端的误差电流;  $U_{cm}$  为共模输入电压;  $R_{cm}^-$  为反相输入端共模输入电阻;  $R_d // R_{cm}^-$  表示两个电阻  $R_d$  与  $R_{cm}^-$  的并联形式。

根据同样道理, 可以求出同相端输入电流  $I_i^+$ , 差模输入电压  $U_d$  的表达式。由  $I_i^-$ 、 $I_i^+$  和  $U_d$  所表示的方程组, 就可以定义实际运算放大器。

$$\left. \begin{aligned} U_d &= E_r + \frac{U_{cm}}{X} - \frac{U_o + R_o I_o}{A} \\ I_i^- &= I_i^- + \frac{U_{cm}}{R_{cm}^-} - \frac{U_o + R_o I_o}{A(R_d // R_{cm}^-)} \\ I_i^+ &= I_i^+ + \frac{U_{cm}}{R_{cm}^+} + \frac{U_o + R_o I_o}{AR_d} \end{aligned} \right\} \quad (1-5)$$

式中,  $E_r$  为等效电压误差源;  $R_{cm}^+$  为同相输入端的共模输入电阻;  $I_i^+$  为同相输入电流误差源。

式 (1-5) 中的三个数学模型, 可以充分描述实际运算放大器状态。这三个方程显然是根据电路中的欧姆定律和基尔霍夫定律写出来的, 该方程组包括了全部有用信号和误差信号以及共模特性参数。这是运算放大器在开环和闭环应用的基础。

在理想条件下, 即  $E_r$ 、 $I_i^-$ 、 $I_i^+$ 、 $R_o$  均为零时, 并且  $R_{cm}^+$ 、 $R_{cm}^-$ 、 $R_d$ 、 $A$  和  $X$  均为  $\infty$ , 则运算放大器的内部差模电压与外部差模电压相等, 即

$$U_o = -A_o U_d \quad (1-6)$$

式中,  $A_o$  为在低频 (直流) 条件下的开环增益值。将式 (1-1) 代入上式, 则得到

$$U_c = -A_o (U_i^- - U_i^+) \quad (1-7)$$

式 (1-4)~(1-7) 是运算放大器应用的基本传输方程。

### § 1-3 运算放大器差模特性参数

开环增益、差模输入电阻 (阻抗) 和输出电阻 (阻抗) 是运算放大器的三个重要差模参数。它们无论对于开环应用的运算放大器, 还是对于闭环应用的运算电路都有特殊的意义。



从式(1-5)中不难看出对运算放大器特性的影响,特别是开环增益 $A$ 的作用。

### 一、开环增益

运算放大器的开环增益,是在零共模输入电压和零误差信号时,开环电路的输出电压变化对差模输入电压变化的比值,具有负号形式。

开环增益是频率的函数。研究开环增益在频域内的正弦波形,不仅对测量设备具有重要性和普遍性,而且可以立即判断或估计运算放大器的稳定性能及其动态误差的频率响应。

图1-3给出了运算放大器的开环增益典型曲线。其幅频特性曲线以对数形式标度频率和幅值,相频特性单位可分别为dB、10倍频率和( $^{\circ}$ )。 $f_t$ 为零分贝(dB)时的频率,称为单位增益频率。

在低频时,开环增益 $|A|$ 以直流增益 $A_0$ 为渐近线,随着频率的增加迅速下降,且通过零分贝线。该点决定了幅值 $|A| \geq 1$ 时运算放大器的实际频率带宽。

相频特性由角 $\phi$ 表示。其标度用度或弧度表示。在实际频带内,相频特性经常依赖于运算放大器的最小相位特性与相位的关系。这是研究稳定性的重要参数。

大多数现代运算放大器,特别是通用型和高速型运算放大器,都能用简单的单极响应可近似为增益频率响应。这种标准的开环增益可用数学表达式模拟。

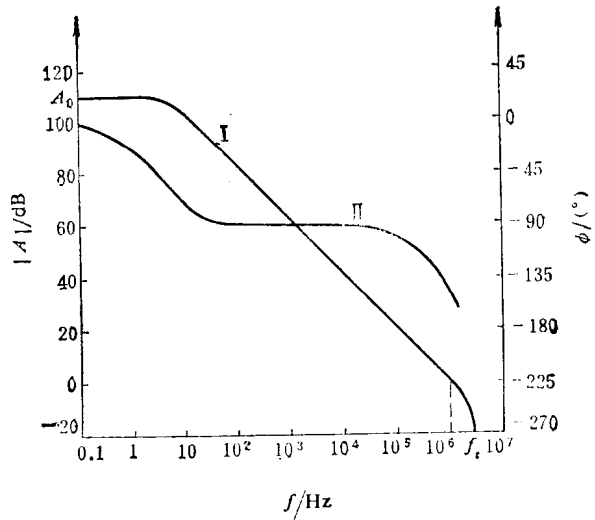


图1-3 开环增益典型曲线 I 与相频关系 I

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}} \\ \frac{1}{A} &= \frac{1}{A_0} + j \frac{f}{f_0 A_0} \end{aligned} \right\} \quad (1-8)$$

其相应的幅频特性与相频特性为:

$$\left. \begin{aligned} |A| &= \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \\ \phi &= \arctg \frac{f}{f_0} \end{aligned} \right\} \quad (1-9)$$

图1-4给出了开环增益的幅频特性和相频特性曲线。其中 $f_0$ 为转折频率。 $A_0$ 、 $f_0$ 和 $f_t$ 三个参数是相互关联的。一般情况下具有以下简单关系:

$$f_t = A_0 f_0 \quad (1-10)$$

上式表明，零分贝带宽或单位增益带宽，等于转折频率与直流开环增益  $A_0$  的乘积。

式 (1-10) 在分析电路的动态特性时十分有用，但是更精确的单位增益带宽频率应由下式决定：

$$f_t = \sqrt{A_0^2 - 1} f_0 = A_0 f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{A_0^2}} \quad (1-11)$$

式 (1-10) 是式 (1-11) 的近似表达式。一般情况下，式 (1-9) 的精度已经足够了。使用该公式很容易判断单位增益带宽或者确定转折频率  $f_0$ 。

开环增益的频率特性，是分析和研究运算电路的基础，是运算放大器极其重要的参数。

### 二、差模输入阻抗

差模输入电阻是差模输入电压变化，对在同相输入端接地时，同相输入端输入电流变化比的绝对值。

实际上，在同相端接地时，把反相输入电压变化与反相输入电流变化之比值，应当理解为差模输入电阻  $R_d$  和共模输入电阻  $R_{cm}^-$  的并联。双极性晶体管输入的运算放大器，其  $R_{cm}^-$  超过  $R_d$  几个数量级，因此其不准确度是微不足道的。场效应晶体管输入级的运算放大器， $R_d$ 、 $R_{cm}^+$  和  $R_{cm}^-$  三个输入电阻都非常大，因此也不需知道其精确值。

差模输入阻抗是频率函数，在频率逐渐升高时，其影响逐渐加大。在频域内，运算放大器的差模电阻  $R_d$  常被差模输入阻抗  $Z_d$  代替。

差模输入阻抗是差模输入电阻与电容的并联，显然  $Z_d$  是容性的。图 1-5 给出了双极性晶体管输入运算放大器的差模输入和输出阻抗频率特性曲线。曲线 I 具有以下参数值： $R_d$  为  $500k\Omega$ ，差模电容  $C_d$  为  $2pF$ 。曲线的转折频率为  $1/(2\pi R_d C_d)$  ( $= 150kHz$ )。在低频时，曲线以直流时差模输入电阻  $R_d$  为渐近线，高频时，曲线随着频率的升高迅速下降。对于不同类型的运算放大器， $R_d$  与  $Z_d$  不同，一般在低频时  $R_d$  很高，在高频时  $Z_d$  很低，可根据实际需要选择。

### 三、输出阻抗

运算放大器的输出阻抗是在开路工作中的有效输出源阻抗（电阻），它对增益有直接影响。如果用  $R_o$  表示输出电阻， $R_L$  表示负载电阻，则实际开环增益将变为：

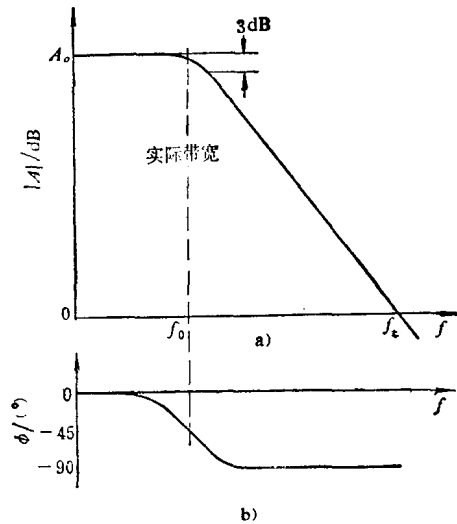


图1-4 一阶标准幅频和相频特性曲线

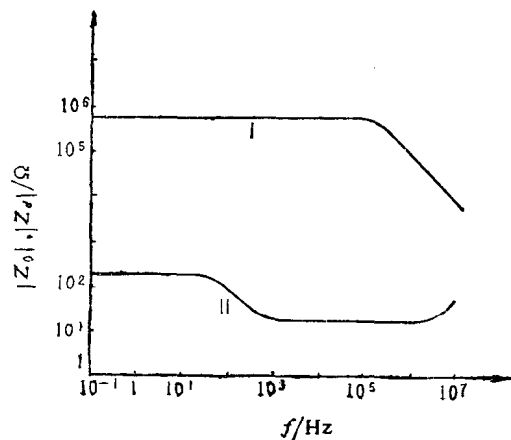


图1-5 差模阻抗频率特性曲线

I—差模输入阻抗频率特性曲线 II—差模输出阻抗频率特性曲线

$$A' = \frac{R_L}{R_o + R_L} A$$

式中,  $A'$  为有负载时开环增益;  $A$  为无负载时的开环增益。

输出阻抗是频率的函数, 在低频时,  $Z_o$  以直流输出电阻  $R_o$  为渐近线, 在高频时  $Z_o$  将由  $Z_o$  代替。曲线 II 给出了输出阻抗的频率特性。在高频时  $Z_o$  变低, 与输出射极跟随器有关的最后“增量”, 常常落在实际频带之外。输出特性还受到补偿电容的影响。

开环增益、差模输入阻抗(电阻)、输出阻抗(电阻)是决定运算放大器差模特性的三个重要参数。在开环和闭环应用中有着十分重要的作用。

## § 1-4 运算放大器共模特性参数

在图 1-2 的线性模型中也给出了共模特性参数, 其中  $X$  共模抑制比,  $R_{ic}^+$  和  $R_{ic}^-$  分别为两个输入端对地电阻, 也即共模输入电阻。在式 (1-5) 中表明了三个参数的作用。

### 一、共模抑制比

共模抑制比是运算放大器开环增益  $A$  与共模增益  $A_{cm}$  的比值, 它对共模输入信号有很强的抑制作用。在没有负载条件下, 输出电压为零时, 共模抑制比  $X$  可以用共模输入电压的变化对由其引起的差模输入电压变化之比来量度。它是抗共模干扰的极重要的参数。

一般讲, 运算放大器的误差源可分为固有电压误差  $E_r$  和共模误差  $e_{cm} = U_{cm}/X$ , 设  $A_{cm}$  为共模增益, 则共模抑制比  $X$  为:

$$X = \frac{A}{A_{cm}}$$

假设在图 1-2 中的全部固有误差源  $E_r$ 、 $I_r^+$  和  $I_r^-$  为零, 误差仅由共模特性决定, 则输出为:

$$U_o = -AU_d + A_{cm}U_{cm}$$

式中,  $U_{cm}$  为共模输入信号;  $A_{cm}$  为共模增益, 是在差模信号为零时, 运算放大器的输出对共模输入信号电压之比。

将共模抑制比  $X$  代入上式, 则

$$U_o = -A \left( U_d - \frac{U_{cm}}{X} \right)$$

该式说明, 当有共模信号存在时, 在输出端产生一个误差信号电压  $U_{cm}/X$ , 当  $U_{cm} = 0$ , 或当  $X$  很大时, 该误差可以忽略。因而运算放大器的基本方程式  $U_o = -A \cdot U_d$  可以成立。

共模抑制比间接地说明了运算放大器在反相驱动和同相驱动时的不对称性。共模抑制比的倒数  $1/X$ , 将成为计算同相输入增益和反相输入增益的相对偏差。

在线性模型中, 独立共模信号源  $e_{cm}$  对线性化影响很大。场效应晶体管型运算放大器的共模抑制比, 比双极性晶体管型的低, 因此, 线性化问题尤为突出。

共模抑制比  $X$  是频率函数。在高频范围  $X$  下降, 其规律与  $A$  的响应曲线相近似。图 1-6 给出了共模抑制比  $X$  的特性曲线。

图 1-6 给出了双极性运算放大器的共模特性。它具有直流共模抑制比  $X_0 = 90\text{dB}$ 。低于转折频率时，共模抑制比以  $X_0$  为渐近线，高于转折频率时，以  $-20\text{dB}/10$  倍频程速度衰减。在图 1-6 的转折频率为  $150\text{Hz}$ 。

## 二、共模输入阻抗和电阻

共模输入阻抗（或电阻）是在无负载条件下，当输出电压为零时，共模输入电压的变化与反相（或同相）输入电流变化的比值。

共模输入电阻  $R_{cm}$  和  $R_{cm}^+$  的引入，导致误差电流分解为理想电流源  $I_r^-$  和  $I_r^+$ ，其内阻为无限大，且与共模信号  $U_{cm}$  无关。

共模输入阻抗  $Z_{cm}$  是频率的函数，它是共模输入电阻  $R_{cm}$  和电容  $C_{cm}$  的并联。图 1-6 给出了共模输入阻抗的频率特性曲线。

这个曲线是根据双极性晶体管运算放大器画出的。图中  $R_{cm} \approx 500\text{M}\Omega$ ， $C_{cm} = 2\text{pF}$ ，转折频率为  $1/(2\pi R_{cm} C_{cm}) (150\text{Hz})$ 。在低频时， $Z_{cm}$  以  $R_{cm}$  为渐近线，在高频时， $Z_{cm}$  随着频率的升高迅速下降。

共模特性参数在转折频率附近有一个明显的分界线。当频率高于转折频率时，共模抑制比和共模输入阻抗迅速下降，因此，可能在某一定频率处失去对共模信号的抑制作用。可见，频率对共模特性有较大影响。

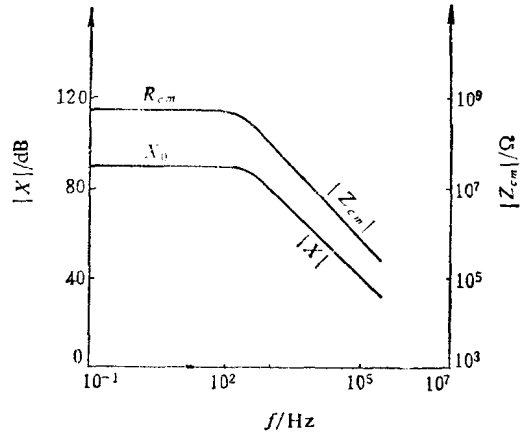


图1-6 共模抑制比  $X$  与共模输入阻抗的频率特性（双极性晶体管型）

## § 1-5 运算放大器的误差

### 一、输入误差源

运算放大器附加误差值决定其优良程度，其内部元件的老化和抗干扰能力，是评估运算放大器特性的因素之一。噪声是影响特性的主要指标，噪声来源于输入回路。等效输入误差源实质上等效于实际运算放大器的噪声特性。

输入误差电压源  $E_r$  是指，在无负载电阻，输入共模电压为零，输出电压为零时差模输入电压值。就是说，在零共模输入和零差模输入的情况下，运算放大器的输出端仍有一输出值。该值反映到输入端就是输入误差电压  $E_r$ 。

图 1-2 给出了误差电压源  $E_r$  的影响，式 (1-5) 给出了  $E_r$  在数学模型中的作用。

输入误差电流  $I_r^-$  或  $I_r^+$  是零共模输入电压、零输出电压和零负载时的反相端或同相端的输入电流值。

由图 1-2 可见，当没有无载电阻时，在输出电阻  $R_o$  上的压降为零。在零输出电压条件下，将导致两个输入端内部差模输入电压  $e_d$  为零和内部电流（通过  $R_d$ ） $e_d/R_d$  为零。把同相端接地时，又导致共模误差源为零，流过  $R_{cm}^-$  和  $R_{cm}^+$  的电流为零。因此，式 (1-5) 各方程简化为：

$$\left. \begin{aligned} U_i &= E_i \\ I_i^- &= I_i^- \\ I_i^+ &= I_i^+ \end{aligned} \right\} \quad (1-12)$$

可见，式(1-12)所表示的意义与输入误差电压和电流的定义完全一致。其条件是  $U_o$ 、 $U_{om}$  和  $I_o$  均为零。

## 二、输入失调与漂移

输入误差电压和电流是输入误差的综合指标。其中直流和缓慢变化成分(甚低频部分)称为失调，该误差对运算放大器精度极重要。其频带范围大约为  $0 \sim 0.01\text{Hz}$ 。

图1-7给出了输入误差源的分类、名称和符号。

输入失调包括输入失调电压  $E_{os}$  ( $E_i$  的直流成分) 和输入偏置电流  $I_b^-$  和  $I_b^+$  ( $I_i^-$  和  $I_i^+$  的直流成分)。输入失调也可以用失调电压  $E_{os}$ 、失调电流  $I_{os}$  和偏置电流三个参数表示。

两个输入偏置电流之间只有微小差别，常取两者的平均值作为平均偏置电流  $I_b$ ，取两者差值作为输入失调电流。

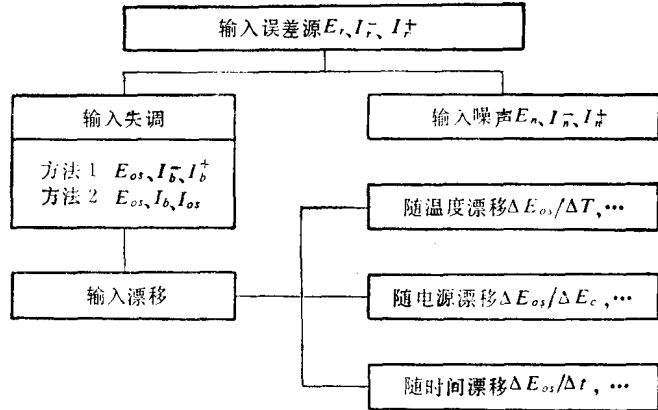


图1-7 输入误差源分类、名称和符号

$$\left. \begin{aligned} I_b &= \frac{1}{2}(I_b^- + I_b^+) \\ I_{os} &= I_b^- - I_b^+ \end{aligned} \right\} \quad (1-13)$$

用失调电压  $E_{os}$ 、失调电流  $I_{os}$  和平均偏流  $I_b$  表示输入失调，与用  $E_{os}$ 、 $I_b^-$  和  $I_b^+$  表示是完全等效的，其间的关系由式(1-13)决定。

由输入失调引起的误差，可以用调整运算放大器参数或调整反馈网络的方法解决，即使输出置零。

漂移是输入失调不稳定的结果。初始失调电压是指在温度为  $+25^\circ\text{C}$ 、电源电压为  $\pm 15\text{V}$  时的失调电压。漂移常指输入失调变化与引起变化的原因(环境温度、电源、时间)之比率。由外界温度变化所引起的漂移称温度漂移，用  $\Delta E_{os}/\Delta T$  表示；由电源电压变化引起的漂移称为电源漂移，用  $\Delta E_{os}/\Delta E_c$  表示；由时间流逝引起的漂移称时间漂移，用  $\Delta E_{os}/\Delta t$  表示。 $\Delta t$  的单位可以是[小]时、日、月、周或年。

图1-8给出了输入失调电压与温度的关系曲线，常用在温度间隔内输入失调随温度变化的情况。用  $\Delta E_{os}/\Delta T$  表示平均漂移，其温度低限为  $T_L$ ，高限为  $T_H$ ，平均漂移可以归结为下式：

$$\left. \frac{\Delta E_{os}}{\Delta T} \right|_{LH} = \frac{E_{osH} - E_{osL}}{T_H - T_L}$$

式中,  $LH$  表示低限温度和高限温度范围;  $E_{o,L}$  和  $E_{o,H}$  分别表示低限和高限温度的失调值。

为了更接近实际, 将“U”型曲线分成两部分, 以温度  $T_0$  为分界线, 可分别求出两个温度间隔的平均值。

$$\left. \frac{\Delta E_{o,s}}{\Delta T} \right|_{LO} = \frac{E_{o,s0} - E_{o,sL}}{T_0 - T_L}$$

$$\left. \frac{\Delta E_{o,s}}{\Delta T} \right|_{OH} = \frac{E_{o,sH} - E_{o,s0}}{T_H - T_0}$$

式中,  $E_{o,s0}$  为  $T_0$  时的失调值。

在图 1-8 中,  $POQ$  和  $MON$  构成温度漂移的边界线, 常把两条边界线交叉部分作为确定失调随温度变化的终点, 所有的  $E_{o,s}(T)$  曲线一般均落在这个范围之内, 该边界定义为特定漂移。

图中的“U”型曲线  $b$ , “S”型曲线  $a$  都落在该边界范围之内。但曲线  $c$  则超出了这个范围, 这也是客观存在的。

平均漂移只考虑端点, 只有接近线性关系才有意义。它忽略了间隔点之间的性质。具有不同曲线形状的  $a$  和  $b$  的运算放大器, 在  $T_0 \sim T_H$  之间其平均漂移大致相同, 但曲线  $c$  在  $T_L \sim T_0$  之间的平均漂移是零。实际上该运算放大器对温度十分敏感, 这就导出了错误结果。所以在实际测量时, 应取较多的点, 以确定可能的最大漂移。

输入偏置电流的温度漂移和失调电流的温度漂移同样用平均漂移表示。两者分别用平均输入偏置电流漂移和平均失调电流漂移确定。但由于其温度变化的非线性很大, 所以应当注意避免出现错误结果。这两个参数往往确定在室温条件和工作温度范围内的极大标称值。当然这也是不全面的。

运算放大器的关键部件由于外热与自热(内热), 其温差可能较小。然而, 电源闭合、负载变化、超负荷驱动等因素可能会有更大的影响。温度变化将会影响差模放大器固有的温度自动补偿, 还可能在接点产生温差电压, 因而使运算放大器性能变坏。

输入失调随电源电压变化仍由平均失调表示。由电源电压变化所引起的失调, 分别称为平均输入失调电压偏差、平均输入偏置电流偏差和平均输入失调电流偏差。一般这种偏差不大, 经常用电源电压抑制比表示电源电压变化的影响。

对于运算放大器来讲, 普通电源的精度已经足够。如果电源电压不作为参考电压源使用, 那么只要有 1% 的稳定性就可以使运算放大器正常工作。

由于老化, 输入失调随时间的自然变化是不可逆的、不重复的。输入失调随时间的漂移称为时漂。时间漂移不是累加的, 无论短时间间隔还是长时间间隔的数据, 都不能作为线性的标度。

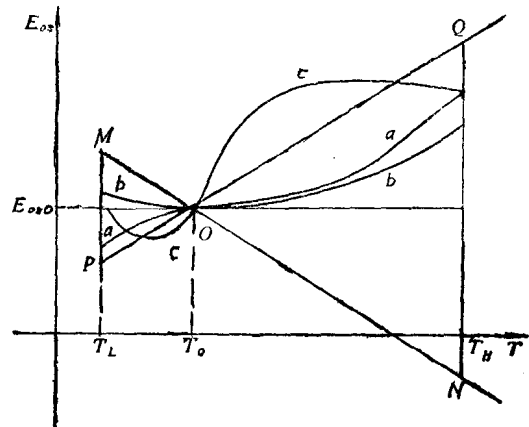


图1-8 输入失调电压的温度漂移

### 三、输入噪声

输入噪声是输入误差的一部分，其中高频部分称为噪声。输入噪声电压和电流分别是输入误差电压  $E_r$  和电流  $I_r$  的噪声成分，两者之间没有联系，这是运算放大器所固有的两种不同的噪声信号，但有时会产生伴随成分，例如在输入端的串联电阻上的噪声电流会伴随产生噪声电压。

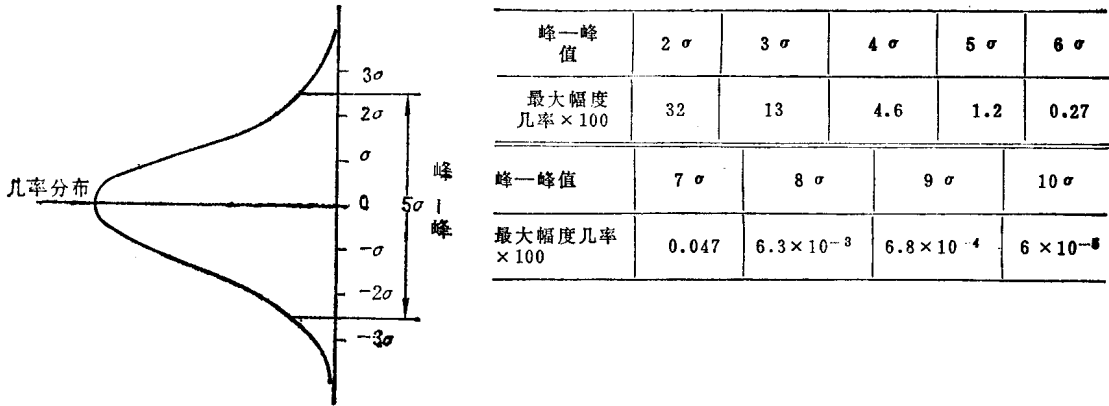


图1-9 噪声电压的高斯分布、峰—峰值、均方根值

噪声源既可以用复合噪声来确定，也可以用噪声谱密度确定。在一定频带范围内，相应的复合噪声既可以用均方根方法表示，也可以取噪声电压和电流的峰—峰值。前者来源于等效热效应。

图 1-9 给出了噪声电压的高斯分布、峰—峰值与均方根的关系，大幅度分布的几率。很多噪声都遵守这个规律。虽然大幅度噪声几率很小，但仍然可能存在。从图表的数值可见，在  $\pm 2.5\sigma$  以内的几率占绝大部分，而大于  $2.5\sigma$  和小于  $-2.5\sigma$  的几率大约为 0.62%。图中的  $\sigma$  是均方根值。

高斯噪声的峰—峰值是用均方根值  $\sigma$  表示的，峰—峰值大约是  $\sigma$  的 5 倍。发生大幅度的几率约为 1%。为了比较，可以研究正弦波和三角波。正弦波的峰—峰是  $2\sqrt{2}\sigma$  (约  $2.8\sigma$ )，三角波为  $2\sqrt{3}\sigma$  (约  $3.5\sigma$ )。

干扰噪声也是影响运算放大器正常工作的因素之一，它不同于固有噪声，主要来源于电源电压纹波、电源噪声等外部因素（如电源引线间的电容和电感、电台干扰、电缆移动、印刷板线间漏电、地线过长而形成地线回路、高频感应电炉、弧光放电、宇宙粒子等），这些因素显然由特定的环境决定，解决办法是采取抗干扰措施。

## § 1-6 运算放大器非线性参数

用线性模型近似实际运算放大器，其误差随着输出信号和输入激励信号的增加而加大。在研究线性模型中，应当注意各个参数的实际形式，超出转折点（拐点）的线性参数将失去

意义，与转折点对应的信号激励确定了线性区范围。

非线性参数描述运算放大器的非线性特性。额定输出电压、电流和共模输入电压是三个静态参数，最大输出和输入摆率是两个动态参数，还有一个输出电流变化率参数，共六个，前五个参数与三个变量 $U_{om}$ 、 $U_c$ 、 $I_o$ 相对应。

1. 额定输出电压是在线性工作区输出电压最大值(极限值)，超过该值将进入非线性状态。

2. 额定输出电流是在线性工作区输出电流最大值(极限值)。

3. 额定共模输入电压是在线性工作区所允许的共模输入电压最大值(极限值)。

4. 最大输出摆率是在线性工作区输出电压最大变化率。超过该值波形将失真，用 $S_R$ 表示，单位为 $[V/\mu V]$ 。

5. 最大输入摆率是在线性工作区所允许的共模输入电压最大变化率。

前三个是表示信号摆动极限的静态参数，后面两个是表示信号速率极限的动态参数。

非线性参数，特别是静态参数，依赖于工作电源电压。因此，它们总与电源电压相对应，而且对信号摆动和信号速率经常极性对称。

全功率频率是当用正弦波信号进行激励时，能够得到额定不失真输出电压幅度所对应的最高频率值。用 $f_p$ 表示。

把摆动速率与正弦波的最大斜率和峰值比较，可以得到 $S_R$ 和 $f_p$ 的数学关系：

$$S_R = 2\pi f_p U_o$$

式中 $U_o$ 为峰值幅度。当 $U_o = 10V$ 时， $S_R = 60f_p$ 。

图1-10给出了运算放大器的非线性特性，以正弦波为例，图中正常线性范围应为 $U_o$ 与 $U_{om}$ 均为 $\pm 10V$ 。

图a)表示输出正弦电压信号幅度超过额定输出电压 $U_{om}$ (10V)值。运算放大器饱和，输出电压被钳制在 $U_{om}$ ( $\pm 10V$ )以内。此时，输出信号频率 $f \ll f_p$ ，输出幅度 $U_o > U_{om}$ ，但实际被钳位。

图b)表示输出信号频率 $f \ll f_p$ ，输出电压幅度 $U_o < U_{om}$ 。虽然输出电压在线性区，但由于负载电阻 $R_L$ 太小，输出过负荷，输出电压被钳制在 $\pm I_o R_L$ 电平之内。超过该电平时，波形失真或被削顶。仅在输出电压幅度在 $|U_o| \leq I_o R_L$ 时，波形才不失真。

图c)为输出信号频率 $f > f_p$ 情况。此时，运算放大器输出不能够全部跟踪驱动电压的迅速变化，因而在某些特定的频段出现波形失真。只有在两个波形再次相遇后，波形才继

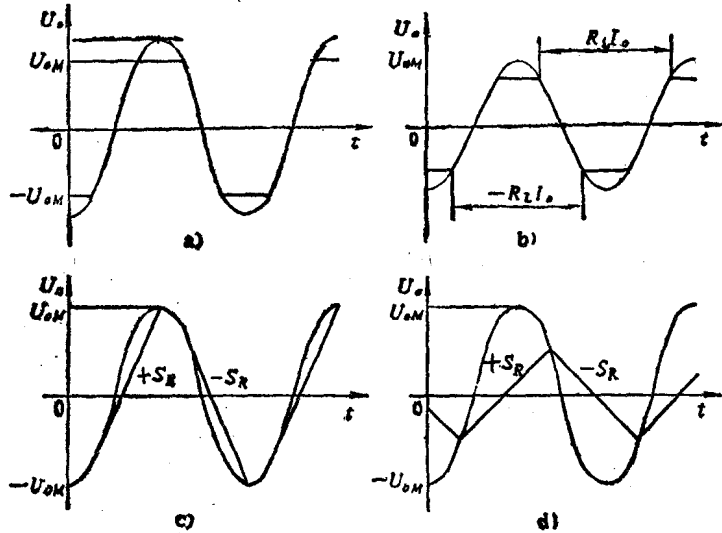


图1-10 运算放大器的非线性特性



续以最大摆动速率 $\pm S_r$ 前进。

图 d) 表示输出信号频率很高的情况。当 $f \gg f_c$ 时, 输出电压甚至达不到额定电压幅度 $U_{om}$  ( $\pm 10V$ )。就严重失真成为三角波形。原因在于在该条件下永远处于过驱动情况。在更低的频率下, 大电容负载也有类似效应。

非线性参数是运算放大器的极限参数。为了合理的使用运算放大器的优良特性, 必须注意这些参数的作用。

## § 1-7 调整时间和过载恢复时间

调整时间和过载恢复时间都不是运算放大器的固有特性参数, 它们表征了在一定的运算电路中, 运算放大器的大信号动态特性, 小信号特性可以完全用线性模型解释。大信号特性受到线性参数和非线性参数的综合控制, 还受到其他作用参数的控制, 诸如增益频率响应的曲线形状, 运算放大器内部电容值和运算电路寄生电容值, 超负荷后的热传输等。就是说, 调整时间和过载恢复时间与特定的电路有关。使用这两个参数, 可以方便地估计运算放大器在实际应用中的性能。

在给定的运算电路中, 运算放大器的调整时间, 是当输入一特定阶跃信号时, 在理想值周围一定的误差带内, 调整输出电压所需要的时间。

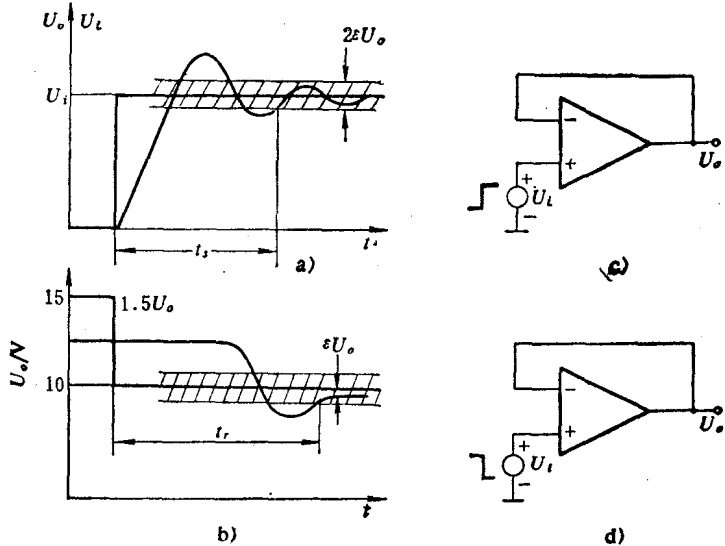


图 1-11 调整时间 $t_s$ 和过载恢复时间 $t_r$  (电压跟随器)

在给定的运算电路中, 运算放大器的过载恢复时间, 是在去掉过驱动信号以后, 在理想值周围一定的误差带内, 调整输出电压所需要的时间。就是说, 在去掉过驱动信号以后, 运算放大器从饱和输出状态恢复到线性工作区所需要的时间, 它在一定的程度上依赖于过载的程度和反馈电阻值。过载恢复时间用 $t_r$ 表示。

图 1-11 给出了调整时间 $t_s$ 和过载恢复时间 $t_r$ 的意义。该图是电压跟随器的动态特性。在第二章中将作详细分析。

图 a) 表示输入信号是阶跃信号, 其电压值从 $0 \sim 10V$ , 根据电压跟随器特性,  $U_o$ 等于 $U_i$ 。而实际阶跃响应则如图 a) 所示。初始时有一延迟, 随着斜率的上升, 从动态的过负荷恢复到振荡的调整, 最终稳定下来。误差带宽度为 $2\epsilon U_o$ , 集中在理想电平 $U_o$ 和 $U_i$ 均为 $10V$ 附近。其宽度按额定输出电压的百分率确定。误差 $\epsilon$ 的标准值是 $0.01\%$ 、 $0.1\%$ , 很少为 $1\%$ 。当输出波形进入误差以内, 且滞留在该误差带内。在输入阶跃信号开始到输出波形进入到误