

集成运算放大器及其  
在电子线路中的应用

周守华编著

# 集成运算放大器及其在 电子线路中的应用

周宁华 编著

## 内 容 简 介

本书以当前应用面最广的第二代通用型集成运算放大器为主线，对电路指标、运算特性、基础的电路原理、相位补偿技术以及运算在若干重要领域中的应用范例进行了系统的论述。为了便于读者自学和运用基本原理去分析问题、解决问题，书中尽量反映国内外有关集成运算放大器的最新论点并侧重于基础电路原理的剖析。

本书可供从事集成运算放大器生产的工人、技术人员以及该专业的高等和中专院校师生阅读。

## 集成运算放大器及其在电子线路中的应用

周宗华 编著

国防工业出版社出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

850×1168<sup>1</sup>/<sub>32</sub> 印张 18<sup>1</sup>/<sub>16</sub> 464千字

1980年10月第一版 1980年10月第一次印刷 印数：0,001—8,200册

统一书号：15034·2017 定价：2.20元

## 前 言

随着集成技术的突破，作为线性集成电路最有代表性和通用性的器件——集成运算放大器——从六十年代中期开始得到迅速发展。十余年来，不但集成运算放大器的电路类型已从通用型发展成为能够满足多方面应用要求的特殊型电路；例如低功耗、低漂移、高速、高压、高阻抗以及功率型集成运放等等，而且通用型运算放大器本身也已经历了好几代的演变。目前国外生产的第四代运算放大器的全面技术指标已经更加接近于理想放大器，从而为高精度应用开辟了广阔的前景。

本书的目的是对集成运算放大器的基本电路原理以及它在若干重要领域中的范例作扼要和系统的介绍。全书共分十一章：前四章主要讨论与集成运算放大器本身有关的一些问题，其中包括基本的反馈原理、运算放大器的技术指标及运算特性、运算放大器电路的基础原理以及相位补偿技术；第五章到第十章则着重讨论集成运算放大器在各种电子线路中的典型应用；最后一章扼要介绍集成运算放大器技术功能的扩展方法。

本书的内容在很大程度上可以说是作者近年来在集成运算放大器这一领域中的学习和工作的一个小结。虽然作者的目的是从电路原理的角度向广大的使用者提供关于集成运算放大器的基本概念，但由于集成运算放大器电路的迅速发展和应用面的急速扩展，要全面地跟上时代前进的步伐并不是一件容易的事。因此在内容的组织上侧重于电路基础原理及典型应用范例的剖析，希望借此收到举一反三之效。然而，限于作者的水平，究竟能在多大程度上实现这个愿望则有待于不断地经受实践的检验，同时也期待读者的批评指正。

一九七八年十二月

# 目 录

## 第一章 基本的反馈原理

§ 1-1	概述	1
§ 1-2	开环系统	3
§ 1-3	闭环系统	4
§ 1-4	在闭环反馈系统中的干扰	7
§ 1-5	反馈对非线性畸变的影响	9
§ 1-6	反馈对阻抗水准的影响	15
§ 1-7	反馈对放大器带宽的影响	18
§ 1-8	反馈放大器的瞬态响应	23

## 第二章 集成运放的技术指标及运算特性

§ 2-1	集成运放的基本原理	31
§ 2-2	集成运放的主要技术指标	36
§ 2-3	理想的集成运算放大器	50
§ 2-4	集成运放的直流等效模型	54
§ 2-5	闭环输入阻抗	66
§ 2-6	集成运放的闭环频率响应及瞬态响应	74
§ 2-7	闭环输出阻抗	78
§ 2-8	共模特性的考虑	85

## 第三章 集成运放电路的基础原理

§ 3-1	概述	90
§ 3-2	双极型晶体管的小信号低频等效模型	94
§ 3-3	双极型晶体管的低频大信号模型	111
§ 3-4	双极型晶体管的小信号高频 $D\pi$ 模型	116
§ 3-5	共射差分放大级的低频差模特性	119
§ 3-6	共射差分级的高频差模特性	124
§ 3-7	共射差分级的直流转移特性	129
§ 3-8	双极型晶体管偏置电流源	135

§ 3-9	有源负载的共射差分级 .....	143
§ 3-10	共射差分级的输入失调特性及其温度漂移 .....	158
§ 3-11	集成运放的共模抑制比及共射差分级的共模特性 .....	170
§ 3-12	共模输入电阻及共模负反馈 .....	189
§ 3-13	5G24 通用型集成运放的分析计算 .....	194
<b>第四章 集成运放的相位补偿技术</b>		
§ 4-1	集成运放的闭环稳定性 .....	211
§ 4-2	改变集成运放传递函数的相补方法 .....	228
§ 4-3	滞后补偿 .....	230
§ 4-4	超前补偿 .....	231
§ 4-5	滞后-超前补偿 .....	235
§ 4-6	内部反馈补偿 .....	246
§ 4-7	双极点、单零点补偿 .....	256
§ 4-8	引进一个零点的补偿方法 .....	260
§ 4-9	正馈补偿法 .....	266
§ 4-10	再论集成运放的闭环频率响应及瞬态响应 .....	269
§ 4-11	当集成运放传递函数固定时的补偿方法 .....	278
<b>第五章 集成运放在模拟运算电路中的应用</b>		
§ 5-1	加法、减法器 .....	290
§ 5-2	微分、积分器 .....	296
§ 5-3	对数、反对数放大器 .....	310
§ 5-4	乘、除器 .....	325
§ 5-5	函数发生器 .....	331
<b>第六章 集成运放在模拟变换电路中的应用</b>		
§ 6-1	概述 .....	338
§ 6-2	电压-电压变换器; 高精度参考电源 .....	338
§ 6-3	电压电流转换器-电流源 .....	348
§ 6-4	电压-时间及电压-频率变换 .....	360
<b>第七章 集成运放在低电平数据放大器中的应用</b>		
§ 7-1	概述 .....	370
§ 7-2	集成运放对称组装式数据放大器 .....	371
§ 7-3	射极反馈式数据放大器 .....	377

§ 7-4	动态校零数据放大器 .....	389
§ 7-5	高共模抑制比数据放大器 .....	395
<b>第八章 集成运放在脉冲数字电路中的应用</b>		
§ 8-1	概述 .....	401
§ 8-2	自激多谐振荡器 .....	401
§ 8-3	单稳及双稳电路 .....	404
§ 8-4	施密特触发器 .....	407
§ 8-5	采样-保持器 .....	409
§ 8-6	比较器与数字接口电路 .....	420
§ 8-7	模/数变换技术 .....	428
§ 8-8	数/模变换技术 .....	436
<b>第九章 集成运放在有源滤波器中的应用</b>		
§ 9-1	概述 .....	454
§ 9-2	理想滤波特性的数学模拟 .....	455
§ 9-3	滤波器的有源实现 .....	462
§ 9-4	由单个运放构成的单端正反馈式有源滤波器 .....	467
§ 9-5	由单个运放构成的多端负反馈式有源滤波器 .....	477
§ 9-6	有源带阻滤波器及全通滤波器 .....	480
§ 9-7	集成运放的非理想性对有源滤波器性能的影响 .....	485
<b>第十章 集成运放在测量电路中的应用</b>		
§ 10-1	概述 .....	492
§ 10-2	常用的电与非电参量的测量 .....	492
§ 10-3	晶体管直流与低频参量的测量 .....	504
§ 10-4	集成运放直流参数的测量 .....	515
<b>第十一章 集成运放技术功能的扩展</b>		
§ 11-1	低漂移高精度功能的扩展 .....	528
§ 11-2	输入偏置电流的补偿方法 .....	541
§ 11-3	高阻抗功能的扩展 .....	543
§ 11-4	斩波器稳零的低漂移功能的扩展 .....	547
§ 11-5	高速功能的扩展 .....	557

# 第一章 基本的反馈原理

## § 1-1 概 述

线性集成电路是继数字集成电路从六十年代中期开始得到迅速发展的一个崭新技术领域。

线性集成电路通常泛指电路中晶体管工作在其特性曲线的线性区域或整个电路起线性放大功能的一些部件。象运算放大器、差分放大器、电压跟随器、音频、中频及高频放大器等均属此类。但这种概念不够严格。1967年，国际电气技术委员会（IEC）正式提出了模拟电路的概念，即把数字电路以外的电路统称为模拟电路，而把模拟电路区分为线性电路与非线性电路两类。前者指输出对输入信号的变化成线性关系的电路，后者则指输出对输入信号的变化不成线性关系的电路。这样分类，一方面可以使乘法器、调制器以及对数放大器等电路得到了恰当的归属，同时也在广泛的意义上把比较器、稳压器等电路包括在内。

在线性模拟集成电路中，集成运算放大器（以下简称集成运放）由于其技术功能具有很大的通用性而成为最重要的和应用最广的部件。

电子管运算放大器早在四十年代就已制成。当时主要是用于模拟计算机中执行各种线性和非线性运算功能，“运算放大器”由此得名。五十年代后期又广泛制成了晶体管运算放大器，与电子管相比，部件的体积、功耗显著减小，电源电压也相应地降低约一个数量级，给使用者带来很大的方便。但从当时的观点来看，那种通常采用十几个或数十个分立晶体管的运算放大器，尽管具有一系列优良的通用性能，但除了在必须采用的电子模拟计算机以



及信号调节设备中应用之外，无论从体积、成本、功耗以及可靠性等方面来看，人们还很难设想将它当成一种“器件”而广泛地应用于各种技术领域之中。随着集成工艺的突破，单片集成运放的研制成功标志着运算放大器发展史上的一个飞跃。它的出现揭示了这样的前景：（1）过去被称为“部件”的运算放大器的体积与功耗已经减小到与作为“器件”的小功率晶体管相当；（2）运算放大器作为一种高增益直流放大器，集成工艺的优越性得到充分的体现。不仅电路的某些重要性能得到明显的改善，同时可靠性也大大提高了；（3）人们从此跨越了组装、调整颇为复杂的运放电路的阶段，而进入了把它作为通用器件广泛而灵活地加以应用的新阶段。实践表明，集成运放作为一种通用的电路元件几乎可以实现人们过去所知道的各种基本电路功能。例如，借施加线性负反馈，它可以实现相加、相减、微分与积分等运算功能；借施加非线性负反馈，则可以对各种转移特性曲线进行逼近，从而实现了对数放大以及进行乘、除法等运算功能；而当施加线性或非线性正反馈，或将正、负两种反馈相结合，集成运放还能作为标准电压源以及实现像自激多谐振荡器及单稳、双稳电路等基本的开关电路的功能。然而我们看到，除了作为比较器而处于开环状态的特殊情况之外，在绝大多数的应用中集成运放●总是处在具有反馈的闭环系统之中；而它的种种运算功能也总是与反馈系统的特性相联系的。一个完全开环的运放几乎是不可能考虑投入使用的。这是因为在运放电路中起主导作用的有源元件的特性不但要受到版图设计、材料质量、制造工艺等因素的影响，并且由于温度和老化等原因晶体管的参量还将随环境温度和时间而变，从而使集成运放的开环增益有可能作大幅度的变化。同时，通常高达几万到几十万倍的电压增益将使开环放大器在输入失调电压的作用下使输出电压达到饱和。

---

● 在以后的讨论中，“集成运放”在很多情况下进一步简称为“运放”。

采用负反馈可以很理想地解决有源元件的特性变异所带来的种种问题，同时还可以取得其他效益，例如频带展宽；对输入、输出阻抗进行控制；减少畸变以及在某些情况下减小噪声等。

因此，在进入对集成运放及其应用的实质性讨论之前，有必要对基本的反馈原理作扼要的介绍。

## § 1-2 开环系统

图 1-1 示出了电压增益为  $A_{od}$  的一个放大器接成的开环系统。所谓开环系统，是指净输入信号——它直接出现在放大器的输入端子上——完全是由输入电压  $V_{in}$  而不是由输出电压  $V_o$  的任何分量所产生的。

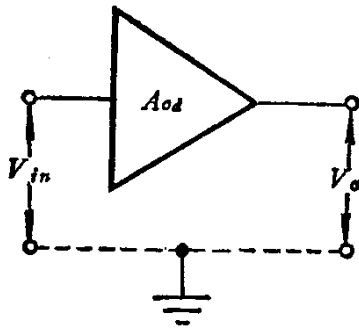


图 1-1

根据图 1-1，我们可以分析增益变化  $\Delta A_{od}$  对  $V_o$  的影响：

$$V_o = A_{od} V_{in} \quad (1-1)$$

现如  $A_{od}$  改变  $\Delta A_{od}$ ，则  $V_o$  将改变  $\Delta V_o$ ：

$$V_o + \Delta V_o = (A_{od} + \Delta A_{od}) V_{in} = V_{in} A_{od} + V_{in} \Delta A_{od} \quad (1-2)$$

$$\text{可见} \quad \Delta V_o = \Delta A_{od} V_{in} \quad (1-3)$$

进一步可以写成：

$$dV_o = V_{in} dA_{od} \quad (1-4)$$

式 (1-3) 指出，对于恒定的输入电压，开环系统的输出电压与增益变化成正比。联立 (1-1)、(1-3) 两式得到关系：

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta A_{od}}{A_{od}} \quad (1-5)$$

上式表明输出电压  $V_o$  的百分变化完全与增益的百分变化相等。可见一个开环系统对于不管什么原因所造成的增益变化是没有抑制能力的。

### § 1-3 闭环系统

一个具有负反馈的闭环系统可以较理想地消除输出电压  $V_o$  随开环增益的变化。图 1-2 示出了这样的闭环系统。闭环系统的原理是基于误差检测。在此系统中，直接作用于放大器的信号  $V_e$  是  $V_{in}$  与  $V_o$  或其分量  $V_f$  之差。产生出  $V_{in}$  与  $V_f$  之间差值的网络则称为误差检测器  $\Sigma$ 。图中  $\beta$  则是指反馈网络的传递系数，简称反馈系数。这样一种基于误差检测原理的闭环系统实际上是有差系统。

我们可以看到，系统的一个明显的特性是输出电压  $V_o$  将相当紧密地跟随输入电压  $V_{in}$  而变化。因为在  $V_o$  与  $V_{in}$  之间的任何偏差都将趋于产生出一个误差电压的变化，而它又起着校正  $V_o$  与  $V_{in}$  之间的偏差的作用。

例如，为简单起见，设  $\beta = 1$ ，则可将图 1-2 简化为图 1-3。

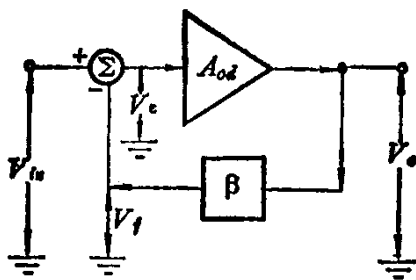


图 1-2

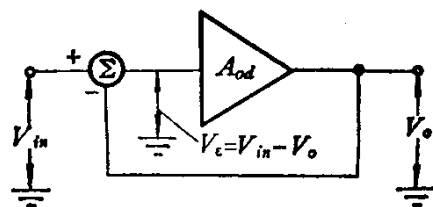


图 1-3

再设  $A_{od} = 100$  及所需的  $V_o = 10$  伏，这样一来，驱动放大器输入端的误差信号必须是  $V_o/A_{od} = 0.1$  伏。现因  $\beta = 1$ ， $V_o$  将全部反馈到误差检测器  $\Sigma$ ，即  $V_f = V_o = 10$  伏；因此为建立这个状态所需的输入电压将为  $V_{in} = V_f + V_e = 10.1$  伏。而其性质为负反馈的系统的总闭环增益为；

$$A_{CL} = V_o / V_{i_n} = 0.99$$

现设  $A_{od}$  由 100 变到 10, 在一个开环系统中这将使输出电压也减小到 1/10; 但在负反馈闭环系统中变化就没有那么大了。其原因是: 虽然  $A_{od}$  的减小也趋于使  $V_o$  下降, 但与此同时反馈电压也随同下降, 而在误差检测器上的较小的负反馈信号将具有增大实际的误差信号  $V_e$  的效应, 这样一来, 放大器就将被较大的输入电压所驱动, 从而对开环增益  $A_{od}$  的下降有某种程度的补偿。

由图 1-3 可以确定出在  $A_{od}$  变化以后的新的输出电压值。由于  $\beta = 1$ , 则:

$$V_o = A_{od} V_e = A_{od} (V_{i_n} - V_o) = 10(10.1 - V_o)$$

即 
$$V_o = 9.2 \text{ 伏}$$

因此, 这时的闭环增益  $A_{CL} = V_o / V_{i_n} = 0.91$ ; 而在  $A_{od} = 100$  时  $A_{CL} = 0.99$ 。可以看出: 闭环系统的输出电压当开环增益  $A_{od}$  改变 10 倍时仅由原来的 10 伏变为 9.2 伏。而在开环系统中对于同样的  $A_{od}$  变化  $V_o$  将从 10 伏变成 1 伏。这个简单的例子表明了闭环系统对于改善  $A_{od}$  的变化对  $V_o$  影响的能力。

普遍地, 根据图 1-2 所示的闭环系统可以作出分析:

$$V_o = A_{od} V_e$$

$$V_f = \beta V_o$$

$$V_e = V_{i_n} - V_f = V_{i_n} - \beta V_o$$

则: 
$$V_o = A_{od} (V_{i_n} - \beta V_o)$$

$$V_o = \frac{A_{od}}{1 + A_{od}\beta} V_{i_n} \quad (1-6)$$

因此闭环增益  $A_{CL}$  为:

$$A_{CL} = V_o / V_{i_n} = \frac{A_{od}}{1 + A_{od}\beta} \quad (1-7)$$

通常称  $A_{od}\beta$  为系统的“回路增益”。由上式不难看出, 如果回路增益  $A_{od}\beta \gg 1$ , 则  $A_{CL} \approx 1/\beta$ , 即闭环增益将与  $A_{od}$  及其变化  $\Delta A_{od}$  无关。

还可将 (1-7) 式改写成更为普遍的形式:

$$A_{CL} = V_o / V_{i_n} = \frac{A_{od}}{1 - A_{od}\beta} \quad (1-8)$$

这种写法就不局限于规定误差检测器为负反馈的状态, 因而就可以简单地用相加点来代替误差检测器。

图 1-4 指出了  $V_{i_n}$  与  $V_i$  在相加点作代数相加。如  $A_{od}$  是负量而  $\beta$  是正量, 则  $V_i$  就是负的, 从而实现了负反馈所需的相减功能。如果  $A_{od}\beta$  的相移不是  $180^\circ$  而是  $360^\circ$ , 则反馈将是正的。

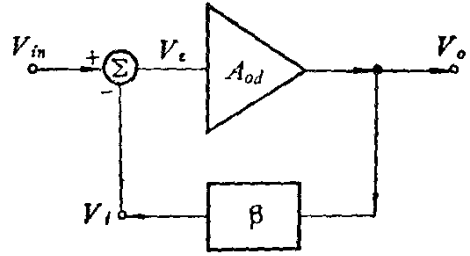


图 1-4

如上所述, 式 (1-7) 的重要性是指出了闭环增益  $A_{CL}$  将与可能作很大变化的开环增益  $A_{od}$

无关。如  $\beta = 1$  而  $A_{od}\beta \gg 1$ , 则  $A_{CL} \approx 1$ , 即  $V_o \approx V_{i_n}$ 。如果为实现负反馈所需的  $180^\circ$  相移是由  $A_{od}$  而不是由  $\beta$  网络所提供的, 则  $V_o$  将与  $V_{i_n}$  反相。

需要注意的是, 作为一个有差系统  $V_o$  总是不能精确地与  $V_{i_n}$  相等。因为如果这样的话误差信号  $V_e$  就将等于零; 而如  $V_e = 0$  也就没有电压再来驱动放大器产生  $V_o$  了。因此, 客观上总是存在着某一小的误差。但只要  $A_{od}$  越大, 为产生给定的  $V_o$  所需的  $V_e$  也就越小, 使得  $V_o$  对  $V_{i_n}$  的跟随也就越好。极端时, 如  $A_{od} \rightarrow \infty$ , 则  $V_e \rightarrow 0$ 。

只要使  $\beta < 1$  ( $1/\beta > 1$ ) 就可以得到比  $V_{i_n}$  大的  $V_o$ 。通常  $\beta$  是指电阻分压器 (或分流器) 的传递系数, 因此小于 1。如果分压器由精密电阻所构成,  $\beta$  以及  $A_{od}\beta \gg 1$  时的  $A_{CL}$  就将是稳定和确定的。

下面再来研究  $A_{od}$  的变化对  $A_{CL}$  的影响。  
对 (1-8) 式微分:

$$dA_{CL} = \frac{1}{(1 - A_{od}\beta)^2} dA_{od} \quad (1-9)$$

上式可以写成:

$$\frac{dA_{CL}}{A_{CL}} = \frac{1}{(1 - A_{od}\beta)^2} \frac{dA_{od}}{A_{od}} \quad (1-10)$$

将 (1-7) 式代入上式右侧:

$$\frac{dA_{CL}}{A_{CL}} = \frac{1}{(1 - A_{od}\beta)} \frac{dA_{od}}{A_{od}} \quad (1-11)$$

上式指出, 在负反馈的闭环系统中, 如回路增益  $A_{od}\beta$  很大,  $A_{od}$  的百分变化将只对闭环增益有很小的影响; 反之, 也可以根据对  $A_{CL}$  的稳定性要求来确定  $A_{od}$  和  $\beta$ 。例如, 需要一个闭环增益  $A_{CL} = -100$  的放大器, 在  $A_{od}$  作 10% 的相对变化时  $A_{CL}$  的相对变化不应大于 1%。则由 (1-11) 式可求出  $|A_{od}| \geq 1000$ ,  $\beta \leq 0.009$ 。

有时也用分贝数  $N$  来表征反馈量:

$$N = \text{反馈的分贝数} = 20 \lg \left| \frac{A_{od}}{A_{CL}} \right| = 20 \lg |1 - A_{od}\beta| \quad (1-12)$$

在上例中, 反馈量  $N = 20 \lg \frac{1000}{100} = 20$  分贝。我们不难看出, 如果将  $A_{od}$  增大到  $10^5$  而  $\beta$  值保持不变, 则当  $A_{od}$  作 10% 的变化时, 由于反馈量已增大到 60 分贝, 将可以保证  $A_{CL}$  的变化不大于 0.0111%。这就说明为什么集成运放必须具有很高的开环增益的原因所在。

#### § 1-4 在闭环反馈系统中的干扰

反馈可以减小一个系统对于某些类型干扰的灵敏度, 用图 1-5 可以说明这种效益。该图表示对一个系统施加了三种不同的干扰源。干扰  $V_{a1}$  在系统输入端处进入系统, 因此可以看成是与一个放大器的输入级相联系的噪声; 干扰  $V_{a2}$  在中间点进入系统, 因此可以看成是用来对放大器输出级供电的滤波不佳的电源波纹所产生的干扰; 干扰  $V_{a3}$  进入放大器的输出端, 它可以表征负载变化特性。

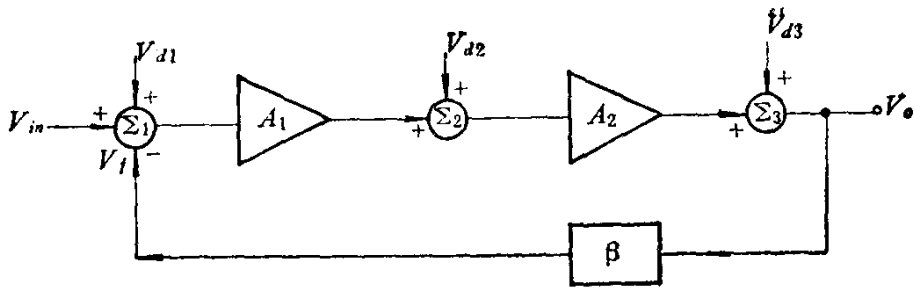


图 1-5

图中存在关系:

$$V_o = [(V_{in} + V_{d1} - V_o\beta)A_1 + V_{d2}]A_2 + V_{d3}$$

由此得出:

$$V_o = \frac{A_1 A_2 [(V_{in} + V_{d1}) + (V_{d2}/A_1) + (V_{d3}/A_1 A_2)]}{1 + A_1 A_2 \beta} \quad (1-13)$$

上式指出相对于输入信号而言干扰  $V_{d1}$  并没有受到衰减, 由于  $V_{in}$  与  $V_{d1}$  在系统的同一点进入, 这个结果是在意料之中的, 可见反馈对于诸如一个放大器的噪声指数等量是没有改善能力的。然而, 在其他点进入放大器的各种干扰相对于输入信号来说将在输入端与干扰施加点之间正向电路的增益量所衰减。

由于在一个闭环放大器中各点的噪声可以当作干扰来处理, 因此以上关于反馈对干扰影响的讨论在原则上也适用于对噪声的分析。然而, 当我们将出现在放大器某一中间环节的噪声电压进行具体考虑时就将出现复杂的情况。因为噪声电压可能包含着远远超出放大器通频带之外的其他重要频率分量, 而放大器对于这类噪声分量的相移 (当集成运放具有两个或更多个极点的响应特性时, 对某些频率的相移可能达到  $180^\circ$  以上) 可能会使负反馈转化为正反馈。可见即使是出现在中间环节上的随机噪声并不一定由于图 1-5 所安排的负反馈而得到改善。但是对于电源波纹等周期性噪声, 只要不是叠加到输入信号之上就将按照 (1-3) 式所示的规律被减小。这个问题在下一章介绍集成运放的“电源电压抑制比”指标时将作进一步讨论。

### § 1-5 反馈对非线性畸变的影响

采用负反馈的闭环系统还可以使由开环增益的非线性所产生的畸变效应显著减小。为了说明这一点，设在系统中的放大器的总增益  $A$  是由两个串联放大器的增益  $A_1$  与  $A_2$  所组成的。由于畸变可以看成是在放大器  $A$  中的某一处（但不在输入端）存在一个等效的畸变电压  $V_d$  所产生，因此可以设在  $A_2$  的输入端注入有一个畸变电压  $V_d$ ，如图 1-6 所示。图中存在关系：

$$\left. \begin{aligned} V_o &= A_2 V_{in2} \\ V_{in2} &= V_d + V_{o1} \\ V_{o1} &= A_1 V_{in1} \end{aligned} \right\}$$

联立以上三式得出：

$$V_o = A_1 A_2 V_{in1} + A_2 V_d \quad (1-14)$$

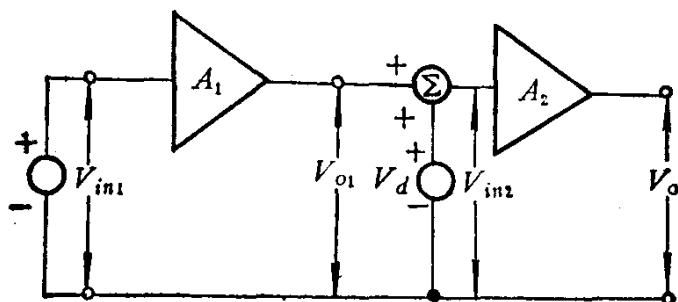


图 1-6

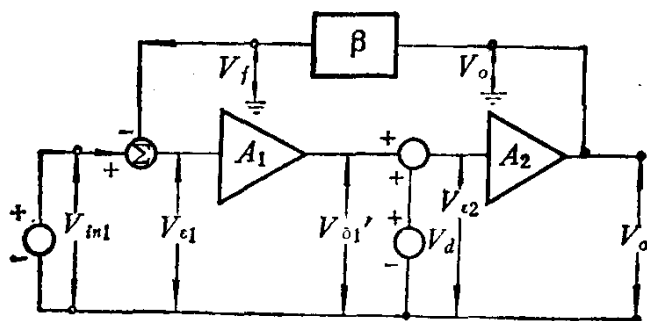


图 1-7

现如按图 1-7 施加负反馈，则相应的关系为：



$$\left. \begin{aligned} V_o &= A_2 V_{e2} \\ V_{e2} &= V'_{o1} + V_d \\ V'_{o1} &= A_1 V_{e1} \\ V_{e1} &= V_{in1} - V_f \\ V_f &= \beta V_o \end{aligned} \right\}$$

联立以上各式可以求出  $V_o$  为:

$$V_o = \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta} V_{in1} + \frac{A_2}{1 + A_1 A_2 \beta} V_d \quad (1-15)$$

式 (1-14) 与 (1-15) 分别表征包括畸变电压  $V_d$  在内的开环及闭环放大器的输出电压。下面来作一些讨论。

从这两个式子可以看出, 在输出电压中畸变电压分量与有用信号分量之比均为  $V_d/A_1 V_{in1}$ 。但在开环情形中, 如前所述, 增益  $A_1 A_2$  是不稳定的, 所以输出电压实际上无法加以利用。在闭环情形中, 只要使回路增益  $A_1 A_2 \beta \gg 1$  就可以得到稳定的  $1/\beta$  倍的增益。这时为要得到同样大小的有用输出电压分量, 唯一的办法是增大输入电压  $V_{in1}$ 。显然, 这将成比例地减小  $V_d$  的效应。而这时如设计很大的回路增益值, 将可在抑制  $V_d$  效应的同时保证总增益 ( $1/\beta$ ) 的稳定, 因此是一种行之有效的减小非线性畸变的方法。

以上对利用负反馈来减小放大器的非线性畸变的机理作了简单的定性讨论。普遍地, 应当进一步作出定量分析来阐明负反馈的效益。

我们知道, 从本质上说, 非线性畸变是指由于放大器的增益非线性, 而在输出端除了基波频率 (输入信号) 以外还产生高次谐波频率这样一种物理现象。

考虑图 1-8 所示的开环放大器。由于存在非线性畸变, 输出电压可以近似地写成:

$$V_o = AV_1 + \eta V_1^2 \quad (1-16)$$

上式等号右边的第一项表示基波频率的幅度, 第二项则表示畸变