



《晶峰器件应用》丛书(三)

# 运祿放大器应用

上海元件五厂

SHANGHAI No 5 COMPONENT FACTORY

《晶峰器件应用》编辑组

# 目 录

## 第一章 集成运放应用基础

- § 1-1 运放概述——理想运放·····(1)
- § 1-2 实际运放的负反馈特性·····(12)
- § 1-3 实际运放的失调与漂移影响·····(19)
- § 1-4 实际运放的共模误差·····(21)
- § 1-5 实际运放的带宽及相位校正·····(22)

## 第二章 典型运放产品介绍

- § 2-1 5G922低增益运放·····(31)
- § 2-2 5G23中增益运放·····(41)
- § 2-3 5G24高增益运放·····(49)
- § 2-4 5G26低功耗通用型运放·····(56)
- § 2-5 5G28高输入阻抗运放·····(62)
- § 2-6 双运放与四运放·····(66)
- § 2-7 高精度运放5G7650·····(70)
- 附录 典型运放参数表·····(75)

## 第三章 运放的应用

- § 3-1 运放在模拟运算电路中的应用·····(94)
- § 3-2 运放在交流小信号放大电路中的应用  
·····(125)
- § 3-3 运放在变换电路中的应用·····(154)
- § 3-4 运放在波形发生器中的应用·····(179)

§ 3-5	运放在整流和滤波电路中的应用	(201)
§ 3-6	运放在脉冲电路中的应用	(215)
§ 3-7	运放在程控电路中的应用	(230)
§ 3-8	运放功能的扩展方法	(239)

#### 第四章 专用电路及参数测试方法

§ 4-1	晶体管测试电路	(254)
§ 4-2	一般测量电路	(269)
§ 4-3	控制电路	(276)
§ 4-4	运放参数测试方法	(285)

## 第一章 集成运放应用基础

在模拟集成电路发展的历史中，集成运放是最早被提出和研制成产品的电路。自1969年美国仙童公司发表第一种集成运放 $\mu A702$ （即本手册中的5G922）以来，在十几年的时间内，集成运放已取得巨大的进展，其产品和品种在模拟集成电路中居于首位。可以毫不夸张地这样认为：模拟集成电路的一切优点，在运放中被体现得最为充分，最为彻底。在模拟集成电路的整个发展进程中，无论是电路设计技巧，工艺和电路结合的完美性，无不都是从集成运放上被展现出来。集成运放也是模拟集成电路领域中应用得较早和广泛的一种产品，它已是现代电路设计者不可缺少的一种“万用”器件，并已成为LSI模拟电路的基本单元。

国内集成运放最早是在1969年由上海元件五厂首先进行生产的，近几年虽然有不少厂家投入了这方面的生产，但到目前为止，产量居于国内之首的，仍是上海元件五厂，因此了解本厂生产的一些代表产品，对于应用集成运放，了解这种器件的基本性能，是十分有益的。本书的编写目的仅是在于对使用提供必要的的应用数据和技术指南。

### § 1-1 运放概述——理想运放

“运算放大器”（简称运放）最早是被用作模拟计算机系统中的一个部件而产生的。顾名思义，它是能进行“运算”

的一种电子功能部件。简单的说，这种部件在一定的条件下，其输入与输出的关系，可用一定的数学方程来描述，也就是能用加、减、乘、除、乘方、开方、积分、微分、对数、反对数等初等或高等的运算关系来描述。近年来，由于数字计算机的迅速发展，模拟计算机的地位日趋衰落，然而“运算放大器”并不黯然失色，正相反，它几乎是一切电子设备中不可缺少的部件而更加发扬广大。

现代的集成运算放大器，本质上是一种“理想的电子放大器”。当一个实际运放在电学、热学性能上接近“理想”时，它不仅具备“运算”的能力，而且还具有处理各种电信号能力，而名称则沿用“运算放大器”的称呼而已。正因如此，集成运放在模拟运算方面，只是一个应用领域而已。

在这里，我们关心的问题是：什么是“理想”运放？什么样的放大器，才能接近于“理想”？“理想”运放与实际运放各有何特点？两者区别何在？

### 1. 理想运放及其主要特性

所谓“理想”运放，是人们臆想出来的一种完美无缺的电子放大器。一般地讲，这种理想运放，是具有两个输入端和一个输出端的“三端”器件，可用图1-1所示的符号来表示。这种器件中，二个输入端中的一个称为同相输入端，即当输入信号从该端加入时，输出端得到与输入同相位的信号，同相位，亦即相差为 $0^\circ$ ，并用“+”加以标志。另

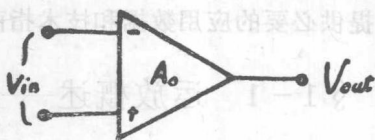


图 1-1

一用“-”加以标志的输入端则称为反相输入端，即当输入号信从这一端加入时，在输出端得到的信号与输入信号反相，即相位差恰为 $180^\circ$ 。很显然，当在二个输入端同时加上不同的输入信号时，放大器输出与二输入信号的差值相关，故这种器件又称为差动（差分）放大器。

一个“理想”的放大器，应具备哪些特性呢？我们说这种放大器应具备表1.1所示的基本特性。也就是这个放大器，作为一个“暗盒”其输入端既不要电压，也不要电流，二输入端始终处于同电位状态，而输出可以任意配置，当然如何配置取决于外回路的设计。对于输出端，它既可是个理想电压源又可是电流源，即可处于“任意”状态。从表1.1我们显然可以将这种放大器的等效电路用图1-2所示的形式来表示。这就是说，“理想”运放的输入端可等效为“零子”，即 $V_{\Sigma} = 0$ ， $I_{\Sigma} = 0$ 。而输出端可用“任意子”来等效。

表1.1 “理想”运放

参数名称	指标	意义
开环电压增益	$G_{OL} \rightarrow \infty$	$V_{\Sigma} = 0$
开环输入电阻	$R_{id} \rightarrow \infty$	$I_{\Sigma} = 0$
开环输出电阻	$R_o \rightarrow 0$	电压源
共模抑制比	$CMRR \rightarrow \infty$	$V_{in} = 0$ 时 $V_o = 0$
频带宽度	$\Delta f \rightarrow \infty$	相移为 $0^\circ$
输入失调电压	$V_{OS} \rightarrow 0$	$V_{i+} = V_{i-}$ 时 $V_o = 0$
温漂	$\rightarrow 0$	与温度无关
时漂	$\rightarrow 0$	与时间无关
输出电压(电流)	任意	与负载无关

只要放大器的基本参数满足表 1.1 要求，并能用图 1-2 电路等效，则这种放大器可称为“理想”运放，这种电路便具有模拟运算，处理各种电信号的能

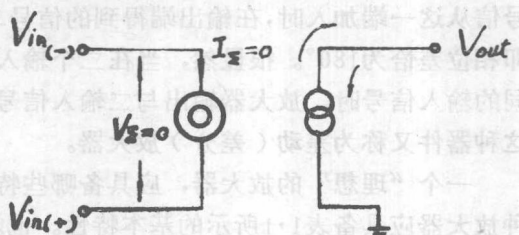


图 1-2

运放来作模拟运算时，只要适当配置反馈回路就可。

### 2. “理想”运放的负反馈特性

如果我们在图 1-2 电路的外部配置上一个由纯电阻  $R_i$  和  $R_f$  组成的负反馈网络，就可得到它的十分有趣的输入输出特性。由图 1-3 可知：

$$i_i = \frac{V_{in} - V_{\Sigma}}{R_i} = \frac{V_{in}}{R_i} \dots\dots\dots(1.1)$$

$$i_f = \frac{V_{\Sigma} - V_{out}}{R_f} = -\frac{V_{out}}{R_f} \dots\dots\dots(1.2)$$

而  $i_i = i_{\Sigma} + i_f = i_f \dots\dots\dots(1.3)$

将上列二式代入(1.3)式得：

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_i} V_{in} \dots\dots\dots(1.4)$$

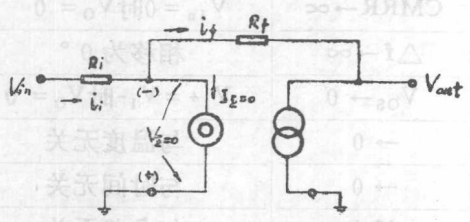


图 1-3

从(1.4)式显然可以看出，当在“理想”运放外部设置反馈网络后，电路的输入输出之间的

关系，只与反馈回路有关，而与放大器本身无关。

同样，如果信号从同相端输入时，则由图 1-4 可以推导出下列关系，并得到上述的同样结论，只是图 1-3 与图 1-4 的输出相位不同，且比例因子略有不同。

由图 1-4 可知：

$$V_A = V_B \quad (\because V_Z = 0)$$

于是： $i_i = \frac{V_{in}}{R_i}$ ，

$$i_f = \frac{V_A - V_{out}}{R_f} = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_f}$$

由于  $i_Z = 0$  故 A 点的电流为零，即  $i_i = i_f$ ，于是：

$$\frac{V_{in}}{R_i} = \frac{V_{in}}{R_f} - \frac{V_{out}}{R_f} \dots\dots\dots(1.5)$$

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) V_{in} \dots\dots\dots(1.6)$$

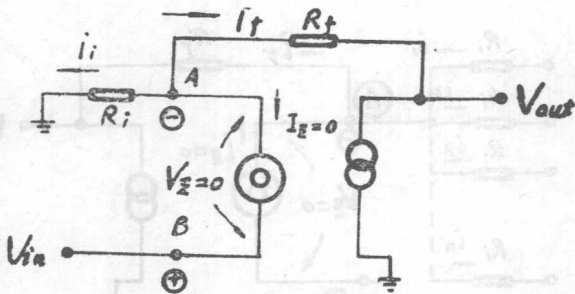


图 1-4

从上面分析可以知道，“理想”运放于负反馈状态时，电路特性只取决于反馈回路本身的特性，而与放大器本身的特性无关，这就可以配置出许多有特色的电路。



### 3. “理想”运放的运算功能

通过上面简单的叙述，一个具有表 1-1 特性的“理想”放大器，它有模拟数学运算的本领，只要外加的反馈回路具有数学中某些特性即可。这里我们从几种人们熟悉的数学关系为例来加以说明。

#### (1) 加法器

利用“理想”运放在负反馈状态下，二个输入端的电位差  $V_2 = 0$  的条件，就可构成图 1-5 的形式，这一结构正好具有加法器的性质。

由图 1-5 知，下式成立：

$$i_f = i_1 + i_2 + \dots + i_n = \frac{V_{i1}}{R_i} + \frac{V_{i2}}{R_i} + \dots + \frac{V_{in}}{R_i}$$

$$\text{而 } V_{out} = -i_f \cdot R_f = -\frac{R_f}{R_i} \sum_{k=1}^n V_{ik} \dots \dots \dots (1.7)$$

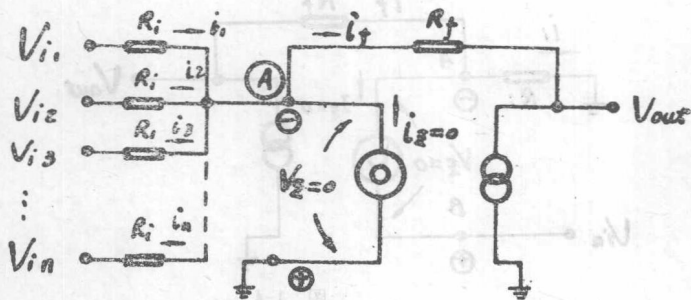


图 1-5

(1.7)式正好说明图 1-5 电路的输出与它的各输入的代数和成比例，且比例常数为  $R_f/R_i$ 。这里由于同相输入端接

地电位，故反相输入端处于虚地状态，这就能将所有输入  $V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{in}$  互相之间隔离，这个性质十分重要，往往将图 1-5 中的 A 点称为相加点，在许多应用场合相加点是十分重要的，它可使许多一般电路无法解决的问题得以迎刃而解。

## (2) 减法器

如果将“理想”运放接成图 1-6 的形式，则不难证明，电路就构成减法器。

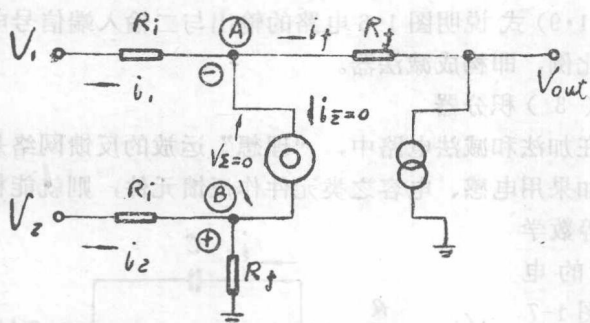


图 1-6

由图 1-6 可知：

$$\left. \begin{aligned} V_B &= \frac{V_2 R_f}{R_f + R_i} \\ V_A &= V_B \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.8)$$

于是可得：

$$i_i = \frac{V_1 - V_B}{R_i} = \frac{V_1 - \frac{R_f}{R_f + R_i} V_2}{R_i}$$

$$\text{而 } i_f = \frac{V_A - V_{\text{out}}}{R_f} = \frac{R_f}{R_f + R_1} \frac{V_2 - V_{\text{out}}}{R_f}$$

又由于  $i_1 = i_f$  故可得:

$$\frac{R_f V_2 - V_{\text{out}}(R_f + R_1)}{R_f(R_f + R_1)} = \frac{V_1(R_f + R_1) - R_f V_2}{R_1(R_f + R_1)}$$

整理可得:

$$V_{\text{out}} = \frac{R_f}{R_1} (V_2 - V_1) \dots\dots\dots(1.9)$$

(1.9) 式说明图 1-6 电路的输出与二输入端信号电压的差成比例, 即构成减法器。

### (3) 积分器

在加法和减法电路中, “理想”运放的反馈网络是纯电阻。如果用电感、电容之类元件作反馈元件, 则就能构成进行高等数学

运算的电路。图 1-7 是一个输出与输入呈积分关系的电路, 即积分器, 这里用电容 C 取代

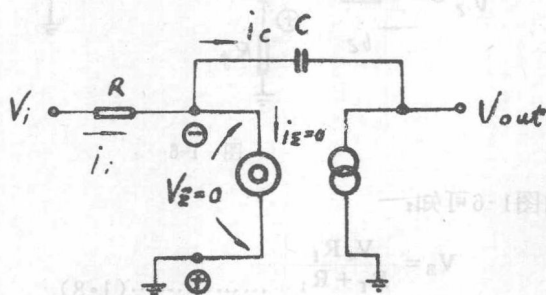


图 1-7

反馈 R 电阻  $f$ 。对于电容 C 上电流和电压的关系, 显然有:

$$V_{\text{out}} = -V_c(t) = - \int_0^t \frac{i_c(t)}{C} dt$$

由于  $i_c(t) = V_i(t)/R$  代入上式得:

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int_0^T V_i(t) dt \dots\dots\dots (1.10)$$

(1.10)式说明图 8 电路是一个积分电路。

#### (4) 微分器

将图 1-7 电路中电阻和电容的位置互换，则就构成具有微分运算的电路——微分器。图 1-8 即是这种电路。

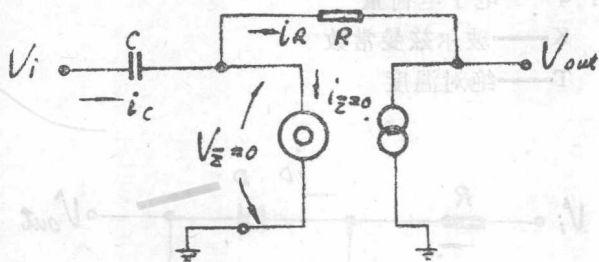


图 1-8

从图 1-8 显然可得：

$$V_{out} = -i_R \cdot R = -i_o(t) \cdot R$$

而 
$$i_o = \frac{dV_i(t)}{dt} \cdot C$$

于是有：
$$V_{out} = -RC \frac{dV_i(t)}{dt} \dots\dots\dots (1.11)$$

#### (5) 对数电路

上面提到的例子中，所有反馈元件均是线性元件，因此完成的电路功能都是线性功能或线性运算。如果用非线性元件作反馈元件，则情况又如何呢？回答是便能构成具有反馈元件有同样性质的电路功能和运算。

典型的非线性元件可以 P—N 结二极管为例来加以说

明。当P—N结上施加正向电压时，流过P—N结的电流与所施加的正向电压存在如下关系，即所谓P—N结整流方程：

$$i_D = I_{s0}(\exp(qV_D/KT) - 1) \dots \dots \dots (1 \cdot 12)$$

在  $i_D > 10\text{nA}$  时，由于  $I_{s0}$  仅PA数量级，即  $I_{s0}$  是P—N结反向饱和电流，它与  $V_d$  无关，仅与温度  $T$  有关，故(12)式可简化成：

$$i_D = I_{s0} \exp(qV_D/KT) \dots \dots \dots (1 \cdot 13)$$

式中： $q$ ——电子电荷量  
 $K$ ——玻尔兹曼常数  
 $T$ ——绝对温度

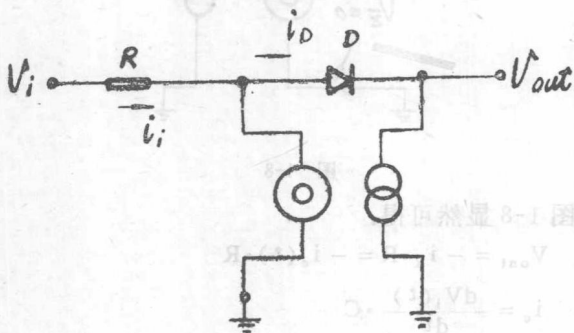


图 1-9

现在将二极管D取代反馈元件  $R_f$ ，我们来看一下图 1-9 有些什么性质？很显然利用  $V_{\Sigma} = 0$  和  $I_{\Sigma} = 0$ ，可得如下关系式：

$$i_i = i_D = \frac{V_i}{R} = I_{s0} \exp(qV_D/KT)$$

而  $V_{out} = -V_d$

于是可得：
$$V_d = \frac{KT}{q} \ln \frac{V_i}{R \cdot I_{s0}}$$

即得：
$$V_{out} = -V_d = -\frac{KT}{q} \left[ \ln V_i - \ln R \cdot I_{s0} \right] \dots (1 \cdot 14)$$

(1·14)式说明，图1-9电路输出与输入呈对数关系，而

$\frac{KT}{q} I_{s0} R$ 是一个固定常数。当然实际使用时，由 $I_{s0}$ 的

存在给设计带来不便，因此图1-9电路还无法实用，故要另外加以用电路技巧克服（这在以后介绍），但从原理上却说明，只要用具有指数特性的元件取代 $R_f$ ，即可构成对数电路。

### (6)反对数电路（指数电路）

同样原理，用二极管作反馈网络中的 $R_f$ ，同样可以组成反对数电路见图1-10。很明显：

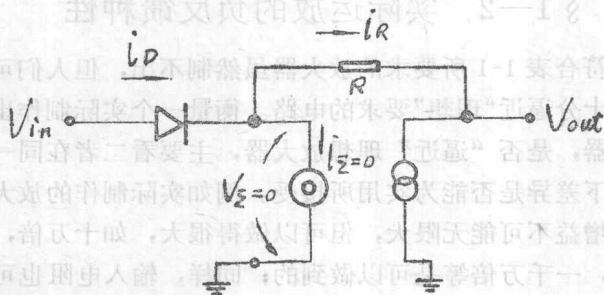


图 1-10

而  $V_{out} = -i_R \cdot R$

而  $i_R = i_D = I_{s0} \cdot \exp(qV_D/KT)$

且  $V_D = V_{in}$

于是有：

$$V_{out} = -I_{s0} \cdot \exp(qV_{in}/KT) \dots \dots \dots (1 \cdot 15)$$

上面我们列举了几个运算器的例子，目的是要说明一个

“理想”运放只要配置以适当的反馈网络，则形成的负反馈系统（或反馈环路）的特性只取决于外部元件的特性，而与运放本身无关，而且网络上的损耗将完全由放大器来弥补，可组成比较完美的电路。这种特性，给电路的设计与使用，带来极大的便利，这就是运算放大器在模拟计算机遭到冷遇以后的今天被越来越受到欢迎的根本原因所在。

然而不幸的是满足上述表 1-1 所要求的放大器，在今天电子技术如此飞速发展的世界里，是无论如何不可能制出来的。不过，人们经过努力，还是能制造出许多从实际应用上能非常接近“理想”的实际放大器。

## § 1—2 实际运放的负反馈种性

符合表 1-1 所要求的放大器虽然制不出，但人们可以制出十分逼近“理想”要求的电路。衡量一个实际制作出来的放大器，是否“逼近”理想放大器，主要看二者在同一应用场合下差异是否能为实用所接受。例如实际制作的放大器的电压增益不可能无限大，但可以做得很大，如十万倍，一百万倍，一千万倍等是可以做到的；同样，输入电阻也可做到几兆欧，几百兆欧，甚至几万兆欧，但究竟多大，这要取决于实际应用的要求。其他参数亦是如此。

鉴于这一现实状况，一个实际运放就只能用一个如图 1-11 所示的网络来等效。图中， $R_{id}$  是放大器的差动输入电阻，输出端的发电机受输入端的误差电压  $V_s$  控制， $A_v$  是实际电压增益。显然，这是一个典型的电压控制电压源的等效模型，在不影响输入、输出电阻阻值的频段内，我们来讨论这一模型的反馈特性，并分析它与前节中所讨论的“理想”

运放的差异，指出引入这类差异的主要原因何在？

(a) 运算误差分析

我们将实际运放组成一个类似于图1-12所示加法放大器的特例—比例放大器，来分析它的特性。让我们看一下，由于 $R_i \neq \infty$ ， $G_{OL} \neq \infty$ 造成的运算误差有多大？

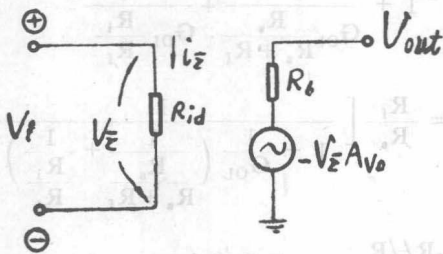


图 1-11

图1-12的电路可假定 $R_f \gg R_o$ （一般射随器输出的运放 $R_o$ 很小，这个要求可满足）这样可用二种方式画出它们的分析电路。

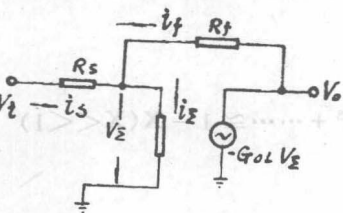


图 1-12

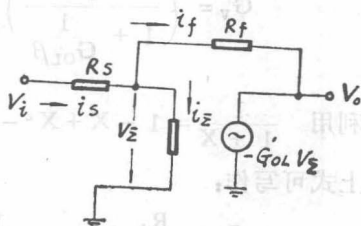


图 1-13

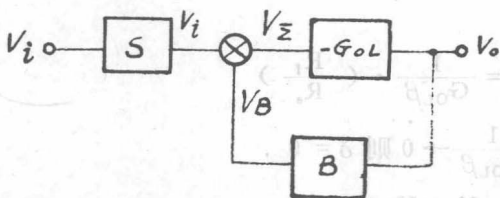


图 1-14



由图1-13可得:

$$\frac{V_i - V_Z}{R_s} = \frac{V_Z - V_o}{R_f} + \frac{V_Z}{R_i}$$

而:  $V_o = -G_{OL}V_Z$

于是: 
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f}{R_s} \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{G_{OL} \frac{R_s}{R_s + R_f}} + \frac{1}{G_{OL} \frac{R_i}{R_f}}} \right]$$

即: 
$$G_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f}{R_s} \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{G_{OL} \left( \frac{1}{\frac{R_s}{R_s + R_f}} + \frac{1}{\frac{R_i}{R_f}} \right)}} \right]$$

令:  $\beta = \frac{R_i R_f / R_s}{R_i / R_s + R_f}$  上式可为:

$$G_V = \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{G_{OL}\beta}} \right)$$

利用  $\frac{1}{1+X} = 1 - X + X^2 - X^3 + \dots \cong 1 - X (X \ll 1)$

上式可写作:

$$G_V = \frac{R_f}{R_s} \left( 1 - \frac{1}{\beta G_{OL}} \right) \dots \dots \dots (1.16)$$

误差项为:

$$\delta = \frac{1}{G_{OL}\beta} \cdot \left( \frac{R_f}{R_s} \right)$$

若:  $\frac{1}{G_{OL}\beta} \rightarrow 0$  则  $\delta = 0$

由图1-14:  $V_Z = V_B + V_i$