

第二章

运算放大器

2010年6月4日

引言

- ❖ 集成运放的基本应用电路主要有信号的运算、处理和产生电路等。
- ❖ 模拟信号运算电路包括加法、减法、微分、积分、对数、反对数运算电路以及乘法和除法运算电路等。
- ❖ 集成运算放大器两个输入端之间的电压通常接近于零， $v_I = v_P = v_N \approx 0$ ，但不是短路，故称为虚短。
- ❖ 集成运放两输入端几乎不取用 currents，即 $i_I = 0$ ，但不是断开，故称虚断。

§ 2-1 基本运算电路

- ❖ 基本数学运算有：加、减、积分和微分等四种运算，由集成运放外加反馈网络所构成的运算电路来实现。在分析这些电路时，需要注意输入方式，判别反馈类型，并利用虚短、虚断的概念，得出近似的结果。
- ❖ 比例运算电路是最基本的运算电路，有同相输入和反相输入两种，分别属于电压串联负反馈和电压并联负反馈电路，其比例系数即为反馈放大电路的增益。

同相放大器

- ❖ 若运放器开环增益为 A_{VO} ，则：

$$v_O = A_{VO}(v_P - v_N)$$

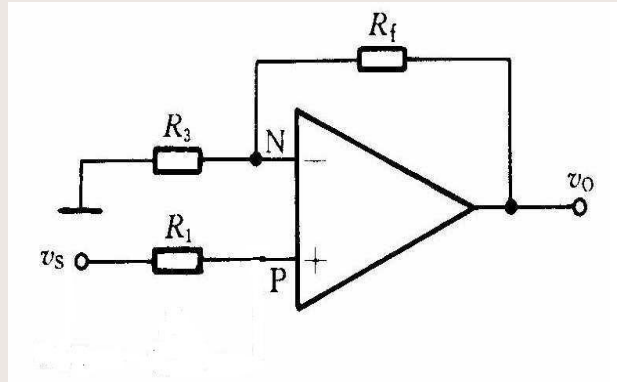
- ❖ A_{VO} 通常比较大， $A_{VO} > 5000$ ，可以近似认为

$$v_P - v_N = \frac{v_O}{A_{VO}} \approx 0$$

- ❖ 同相放大器闭环增益 A_{VF} 为

$$\frac{v_O - v_N}{R_f} = \frac{v_N}{R_3} \quad v_N \approx v_P = v_S$$

$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_S} = 1 + \frac{R_f}{R_3}$$



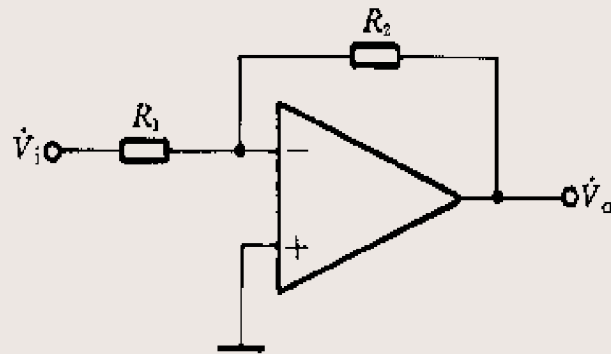
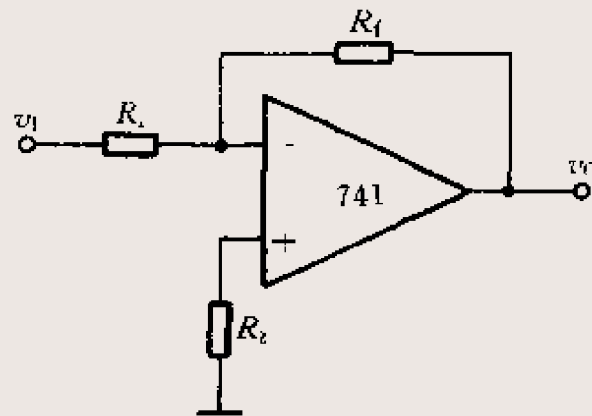
反相放大器

❖ 若运算放大器开环增益为 A_{VO} ，且 A_{VO} 很大，则

$$v_N \approx v_P = 0$$

$$\frac{v_O - v_N}{R_f} = \frac{v_N - v_I}{R_1}$$

$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_f}{R_1}$$



电压跟随器

- ❖ 若运放开环增益为 A_{VO} ，且 A_{VO} 很大，则

$$v_N \approx v_P$$

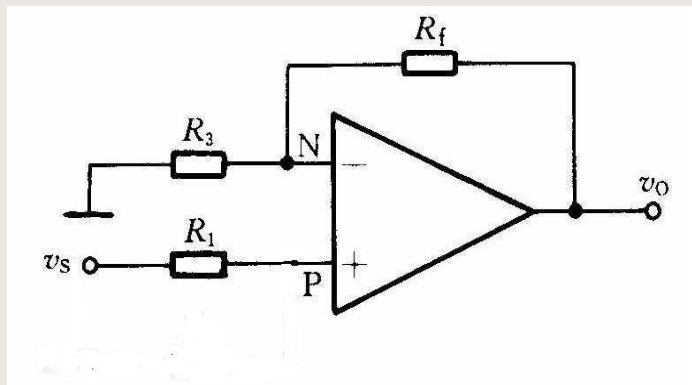
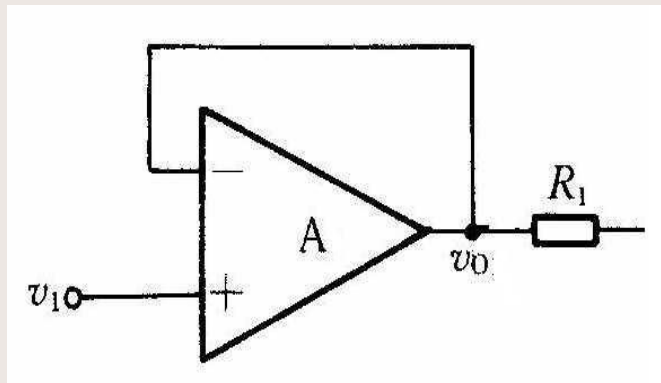
$$v_N = v_O \quad v_P = v_I$$

$$v_O = v_I$$

$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_I} = 1$$

- ❖ 与同相放大器相比

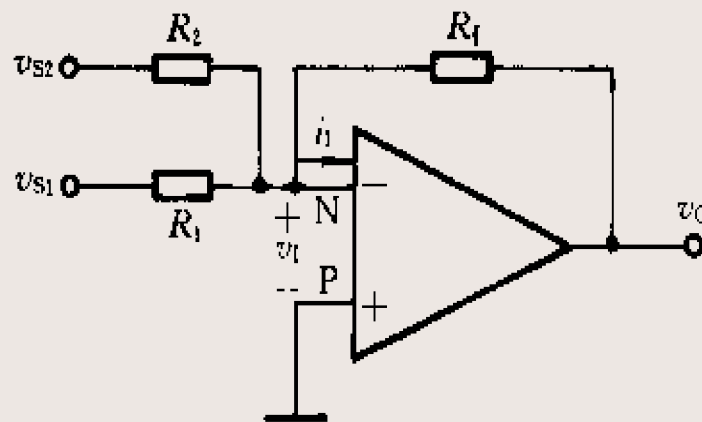
$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_S} = 1 + \frac{R_f}{R_3}$$



加法电路

- ❖ 在P端接地时， $v_N=0$ ，N点为虚地。
- ❖ 属于多输入端的电压并联负反馈电路。利用 $v_i=0$ ， $i_I=0$ 和 $v_N=0$ 的概念，对反相输入节点可写出下面的方程式：

$$\frac{v_{S1} - v_I}{R_1} + \frac{v_{S2} - v_I}{R_2} = \frac{v_I - v_O}{R_f}$$
$$-v_O = \frac{R_f}{R_1} v_{S1} + \frac{R_f}{R_2} v_{S2}$$

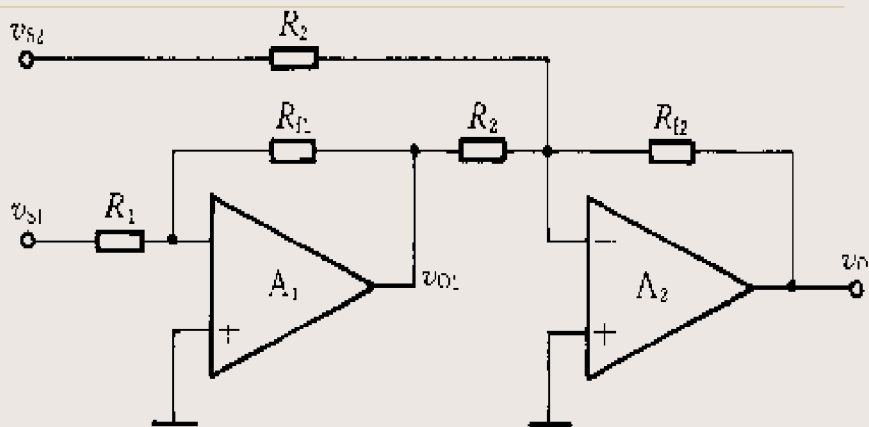


这就是加法运算的表达式，式中负号是因反相输入所引起的。若 $R_1=R_2=R_f$

$$-v_O = v_{S1} + v_{S2}$$

减法电路

- ❖ 利用反相信号求和，实现减法运算。
- ❖ 第一级为反相比例放大电路，若 $R_{f1}=R_1$ ，则 $v_{O1}=-v_{S1}$ 。
- ❖ 第二级为反相加法电路，则可导出

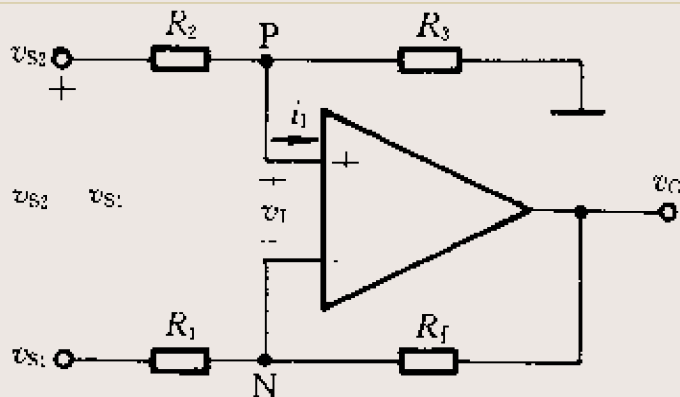


$$v_o = -\frac{R_{i2}}{R_2} (v_{O1} + v_{S2}) = \frac{R_{i2}}{R_2} (v_{S1} - v_{S2})$$
$$R_2 = R_{i2} \quad v_o = v_{S1} - v_{S2}$$

- ❖ 由于出现虚地，放大电路没有共模信号，故允许 v_{S1} 、 v_{S2} 的共模电压范围较大，且输入阻抗较低。

减法电路

- ❖ 利用差分式电路以实现减法运算。
- ❖ 电路的反相输入和同相输入相结合。在理想运放的情况下，有 $v_P=v_N$ ，伴随 $v_I=0$ ，也有 $i_I=0$



$$\frac{v_{S1} - v_N}{R_1} = \frac{v_N - v_O}{R_f} \quad \frac{v_{S2} - v_P}{R_2} = \frac{v_P}{R_3}$$

$$v_O = -\left(\frac{R_1 + R_f}{R_1}\right)\left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)v_{S2} - \frac{R_f}{R_1}v_{S1}$$

取 $\frac{R_f}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$ $v_O = \frac{R_f}{R_1}(v_{S2} - v_{S1})$

由于存在共模电压，需选用共模抑制比较高的集成运放来保证运算精度。

积分电路

❖ 利用虚地的概念： $v_I=0$ ， $i_I=0$ ，有
 $i_1=i_2=i$ ，电容 C 以电流 $i=v_S/R$ 进行充电。

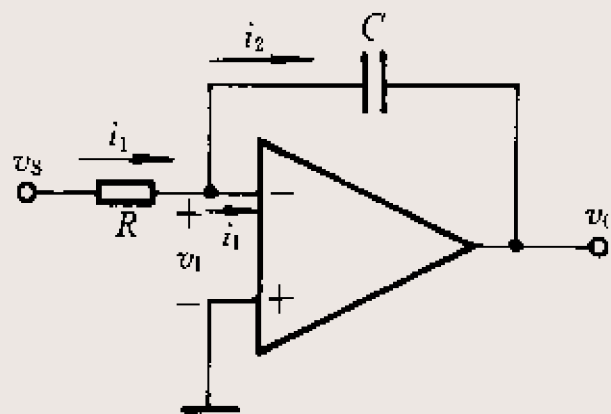
❖ 设电容器 C 初始电压为零，则

$$v_I - v_O = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int i_1 dt = \frac{1}{C} \int \frac{v_S}{R} dt$$

$$v_O = -\frac{1}{RC} \int v_S dt$$

❖ 当输入信号 v_S 为阶跃电压时，在它的作用下，电容将以近似恒流方式进行充电，输出电压 v_O 与时间 t 成近似线性关系。

$$v_O \approx -\frac{V_S}{RC} t = -\frac{V_S}{\tau} t$$



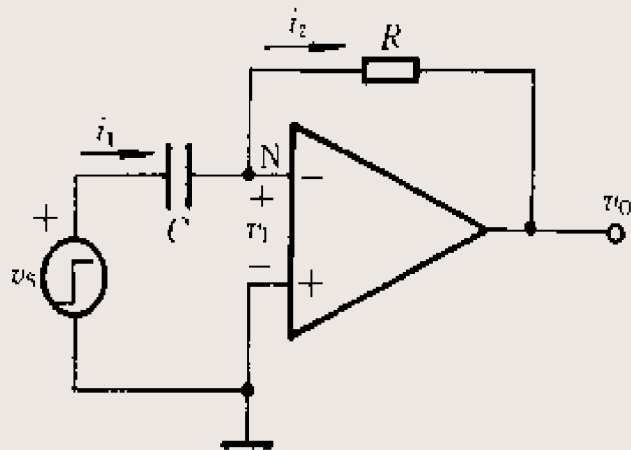
微分电路

- ❖ 将积分电路中的电阻和电容元件对换位置，并选取比较小的时间常数 RC ，即为微分电路。
- ❖ 由于存在虚地， $v_I=0$ ， $i_I=0$ ，因此有 $i_1=i_2=i$ 。
- ❖ 设当 $t=0$ 时，电容器 C 的初始电压 $v_C=0$ ，当信号电压 v_S 接入后，

$$i = C \frac{dv_S}{dt}$$

$$v_I - v_O = iR = RC \frac{dv_S}{dt} \quad -v_O = RC \frac{dv_S}{dt}$$

- ❖ 即输出电压正比于电压对时间的微商。



微分电路

- ❖ 当输入电压 v_s 阶跃信号时，考虑到信号源总存在内阻，在 $t=0$ 时，输出电压 v_o 为一个有限值。随着电容器 C 的充电，输出电压 v_o 将逐渐地衰减，最后趋近于零。

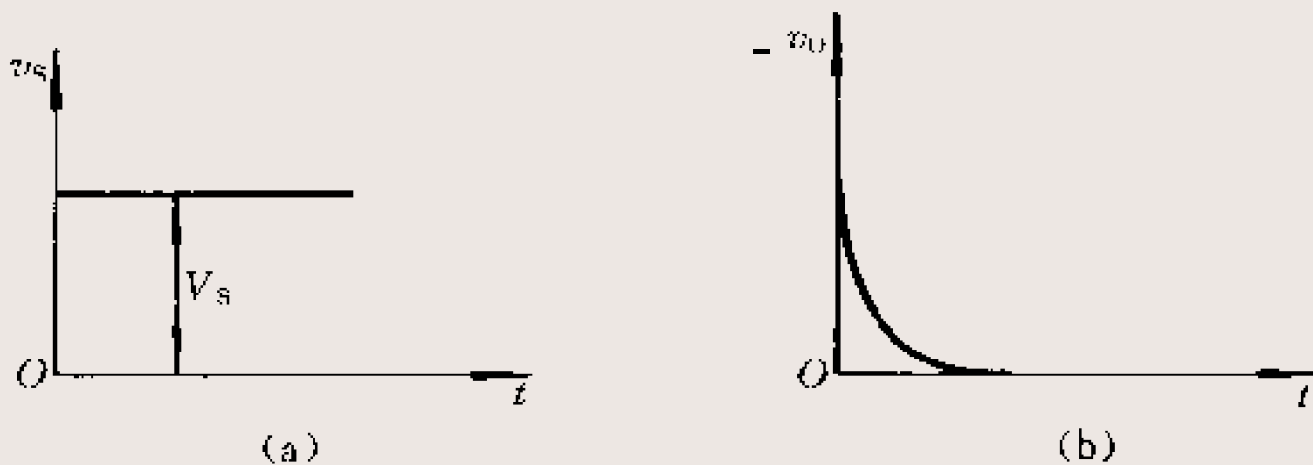


图 8.1.9 微分电路电压波形

(a) 输入 (b) 输出

§ 2-2 对数和反对数运算电路

- ❖ 对数运算电路和反对数运算电路利用半导体PN结的指数型 $V-I$ 特性实现。
- ❖ 对数、反对数运算电路与加、减、比例等运算电路的组合，能实现乘、除和不同阶次的幂(非线性)等函数的运算，因此对数、反对数运算电路得到广泛的应用。

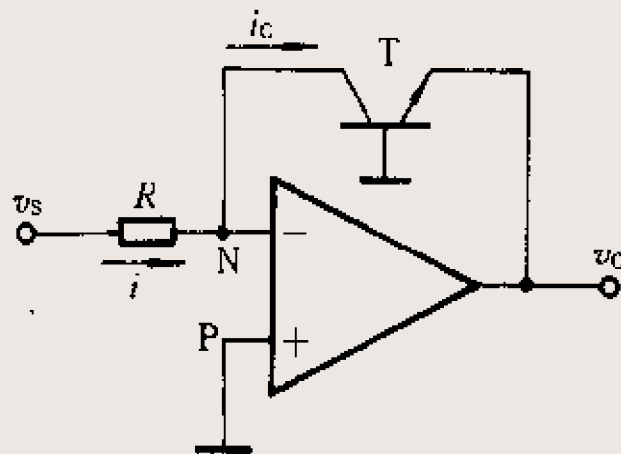
对数运算电路

- ❖ 如使PN型BJT的 $V_{CB} > 0$ (但接近于零)， $V_{BE} > 0$ ，则在一个相当广泛的范围内，集电极电流 I_C 与基-射极电压 V_{BE} 之间具有较为精确的对数关系。它与PN结的理想 V - I 特性方程相同：

$$i_C \approx i_E = I_{ES} \left(e^{v_{BE}/V_T} - 1 \right) \approx I_{ES} e^{v_{BE}/V_T}$$

$$v_{BE} = V_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} \quad i = i_C = \frac{v_S}{R}$$

$$v_O = -v_{BE} = -V_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} = -V_T \ln \frac{v_S}{R} + V_T \ln I_{ES}$$



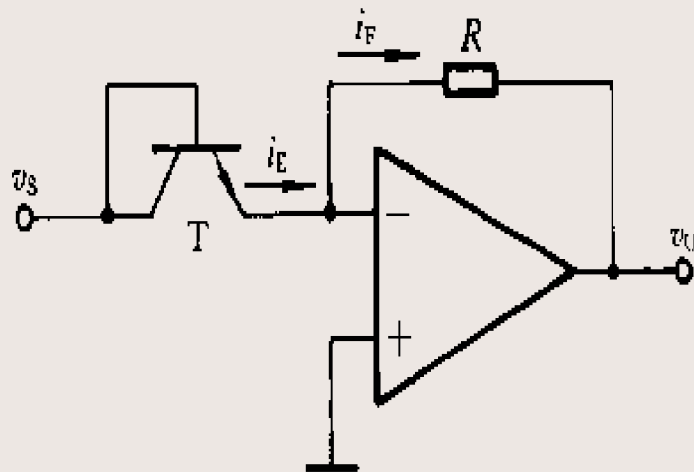
- ❖ 输出和输入电压成对数关系，输出幅值不能超过 $0.7V$ 。

反对数运算电路

- ❖ 如将对数放大电路中的 R 与BJT的位置互换，便得到反对数的电路。
- ❖ 考虑到 $v_{BE} \approx v_S$ ，同样利用BJT的 $i_C - v_{BE}$ 关系，可得

$$i_F \approx i_E = I_{ES} e^{v_S/V_T}$$

$$v_O = -i_F R = -I_{ES} e^{v_S/V_T} R$$



模拟乘法器

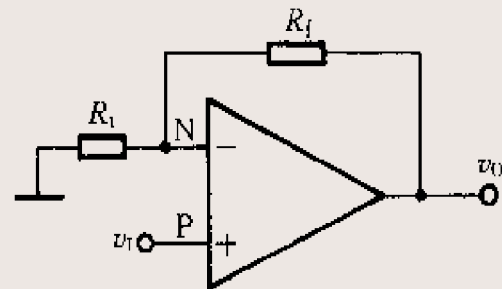
- ❖ 在对数和反对数运算的基础上，可以把乘法和除法的运算化简为对数的加法和减法运算，再进行反对数运算就可以实现乘、除运算的目的。

§ 2-3 运算放大器的误差分析

- ❖ 在前面讨论的基本运算电路中，认为运放是理想的，实际上的集成运放并非如此。
- ❖ 一般讲， A_{VO} 、 r_i 趋向无限大、 r_o 接近于零等所产生的运算误差在工程上可以忽略。
- ❖ 由于 K_{CMR} 为有限值， V_{IO} 、 I_{IO} 、 I_{IB} 、 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 和 $\Delta I_{IO}/\Delta T$ 等失调和偏置不为零，必将在运算电路的输出端产生误差，与有用信号混合在一起，直接影响运算电路的运算精度。

共模抑制比 K_{CMR} 为有限值的情况

❖ 集成运放的共模抑制比 K_{CMR} 为有限值时，对运算电路将引起误差。以同相运算放大电路为例。



$$v_P = v_I \quad v_N = v_O \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$v_{IC} = \frac{v_P + v_N}{2} = \frac{v_I}{2} + \frac{v_O}{2} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_f} \right) \quad v_{ID} = v_P - v_N = v_I - v_O \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

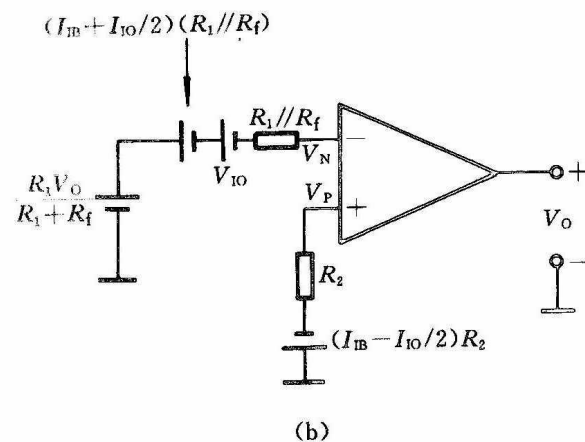
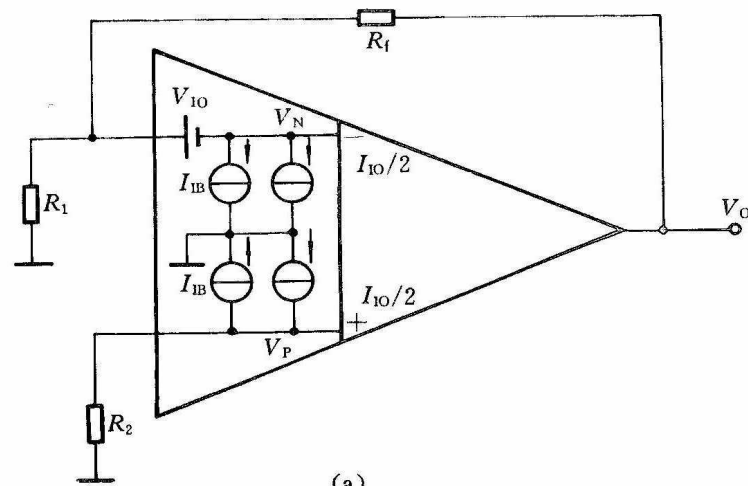
$$v_O = A_{VD} v_{ID} + A_{VC} v_{IC}$$

$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_I} = \frac{A_{VD} + \frac{1}{2} A_{VC}}{1 + A_{VD} \frac{R_1}{R_1 + R_f} - \frac{A_{VC}}{2} \frac{R_1}{R_1 + R_f}} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \frac{1 + \frac{1}{2K_{CMR}}}{1 + \frac{(R_1 + R_f)/R_1}{A_{VD}} - \frac{1}{2K_{CMR}}}$$

❖ A_{VD} 和 K_{CMR} 越大， A_{VF} 越接近理想情况下的值。

输入失调电压、输入失调电流不为零时的情况

- ❖ 输入失调电压 V_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 不为零时，运算电路的输出端将产生误差电压。
- ❖ 设实际运放的等效电路如图的大三角符号。
- ❖ 假设运放的开环电压增益 A_{VO} 和输入电阻 r_i 均趋近于无限大，外电阻 $R_2 = R_1 \parallel R_f$ ，利用戴维南定理可得两输入端的等效电压和等效电阻，如图b所示。



输入失调电压、输入失调电流不为零时的情况

❖ 同相输入 $V_P = -\left(I_{IB} - \frac{I_{IO}}{2}\right)R_2$ 偏置电流

❖ 反相输入 $V_N = V_O \frac{R_1}{R_1 + R_f} - \left(I_{IB} + \frac{I_{IO}}{2}\right)(R_1 \parallel R_f) - V_{IO}$

❖ 因 $A_{VO} \rightarrow \infty$ ，有 $V_P \approx V_N$ ，可求的由 V_{IO} 、 I_{IO} 和 I_{IB} 引起的输出误差为

$$V_O = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left[V_{IO} + I_{IB}(R_1 \parallel R_f - R_2) + \frac{1}{2} I_{IO}(R_1 \parallel R_f + R_2) \right]$$

当

$$R_2 = R_1 \parallel R_f$$

$$V_O = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) (V_{IO} + I_{IO}R_2)$$

$(1+R_f/R_1)$ 和 R_2 越大， V_{IO} 和 I_{IO} 引起的输出误差电压也越大。

作业

习题

2.3.1, 2.4.5, 2.4.8, 2.4.9