

第5章

运算放大器



运算放大器(Operational Amplifier, OPA)是一种具有特殊性质的电压放大器。我们可以通过恰当地选择 OPA 的外围连接器件,构造出各种各样的运算单元,包括放大器、振荡器、触发器、比较器、加法/减法器、积分/微分器、对数/指数运算等,其运放名称亦源于此,它是模拟集成电路应用最广泛的单元电路。运算放大器在 1947 年被命名,1968 年仙童公司推出 $\mu\text{A}741$,通过添加一个 30pF 补偿电容替代外部补偿,使得它稳定可靠而成为之后运算放大器设计的一个参照标准。

运算放大器的特殊性体现在该电压放大器具有足够高的电压增益(如 741 运放,电压增益典型值为 20 万倍),足够高的输入电阻($2\text{M}\Omega$)和足够小的输出电阻(75Ω),尤其是高电压增益,使得它在负反馈线性应用中,具有足够高的环路增益,很容易形成深度负反馈,故而整个电路的放大性能几乎完全由负反馈电阻网络决定:当负反馈电阻网络和运放为串联连接关系时,总网络呈现出接近理想的压控流源特性,相应地,并连接关系形成接近理想的流控压源特性,串并连接关系形成接近理想的压控压源特性,并串连接关系形成接近理想的流控流源特性。正是负反馈连接的运放具有接近理想受控源特性,从而运放的诸多负反馈结构以强大的运算能力和级联驱动能力面目呈现。

固然可以采用二端口网络在不同连接关系下对应网络参量相加这一规范方法对负反馈进行分析,但是考虑到运放具有的极高电压增益导致的极深负反馈,故而只要确保运放工作在线性区,运放的负反馈应用分析就可以进一步抽象出更加简单的黄金分析法则:“虚短”和“虚断”。虚短源于将运放电压高增益极致化为无穷大,故而输入差分电压为零,同相输入端和反相输入端电压相等犹如短接;虚断则源于将大的输入电阻极致化为无穷大,故而两个输入端电流为零,犹如断路;同时将小输出电阻极致化为零电阻,那么运放负反馈线性应用分析时不必过多顾忌外接负载大小,因为零输出电阻的电压源具有无限驱动能力。正是这三个极致化抽象,使得运放负反馈线性分析变得极度简化。虚短、虚断是运放电路抽象精髓的体现,同学应把握这种极致化抽象实现的简化分析,但牢记黄金法则应用的限定性条件是确保运放工作于线性区。

除了线性器件负反馈网络使得运放负反馈应用闭环系统整体呈现线性网络特性之外,运放还有很多非线性应用,包括非线性负反馈应用、开环应用和正反馈应用,这些电路从整体外端口看都呈现出强烈的非线性特性。

本章首先由运放的外端口电压转移特性曲线的分段折线化电路模型入手,之后重点考察工作在线性区运放的负反馈线性应用,多采用虚短、虚断进行简化分析,最后讨论运放的非线性应用。

5.1 电压转移特性曲线的分段折线化模型

5.1.1 运放二端口网络封装与外端口特性

第4章4.7节对741运算放大器的内部电路工作进行了简要说明:图4.7.1给出了741运放内部的晶体管连接关系,图4.7.5(a)给出了运放的三级放大级联结构的各级等效电路,图4.7.5(b)给出了运放的外端口等效电路,这两个等效电路都是线性化电路模型,它们的有源性来自直流偏置电压源的供能(见3.6.3节)。

下面考察实际运放的外端口特性,这个外端口特性包含了直流偏置电压源的供能,如图5.1.1所示。741运放有7个对外端点,其中 v_{ip} 是同相输入(noninverting input)端点, v_{in} 是反相输入(inverting input)端点, v_o 是输出端点。图4.7.1中的 R_1 、 R_2 两个电阻的两个上端点连出芯片外部,这两个外端点可以连接一个电位器,调节电位器则相当于调节 R_1 、 R_2 两个电阻的阻值,使得运放输入级等效电桥平衡,确保当输入 $v_{id}=v_{ip}-v_{in}=0$ 时, $v_o=0$,即调零电路使得运放二端口网络戴维南等效中输入端口的等效独立源被外加补偿置零,因而这两个端点被称为调零端,实现失调调零(offset null)。所谓失调(offset),就是 $v_{id}=0$ 时, $v_o \neq 0$,它是由运放内部电路差分输入级两条支路晶体管电路的不平衡导致的,见4.6.2节分析。调零电路则是通过外在不对称抵偿或平衡内部不对称。

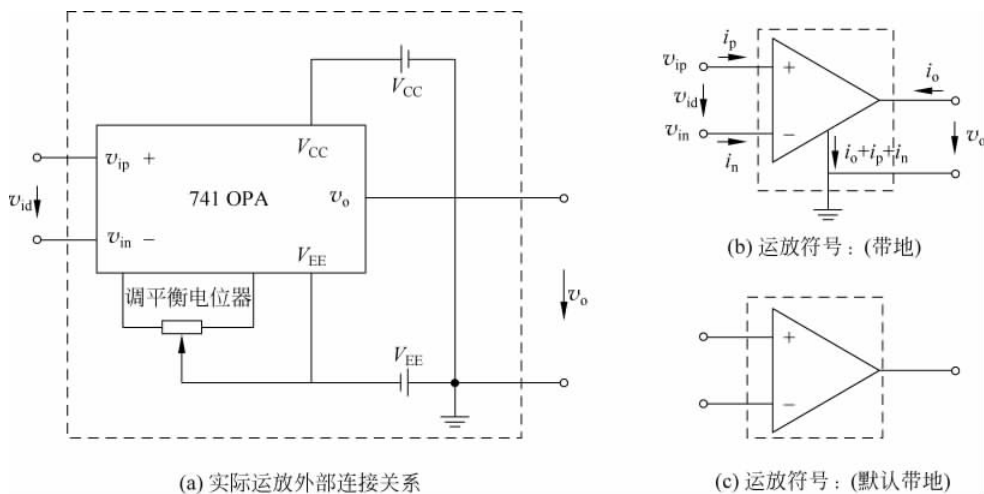


图 5.1.1 运放端口定义

两个电压源端点, $+V_{CC}$ 用来接正电源电压, $-V_{EE}$ 用来接负电源电压, 芯片本身不提供地端点, 但两个电压源提供参考地端点。如是可以将图5.1.1(a)虚框视为图5.1.1(b)的放大器, 该放大器本质上是三端口网络, 但为了简化分析, 两个输入端点被建模为一个差分输入端口, 即假设 $i_p = -i_n$ 。如是运放电路就被等效为一个二端口网络, 这个二端口网络的输入电压和输出电压之间的转移关系是非线性的, 如图5.1.2(a)所示: 当同相输入端电压 v_{ip} 小于反相输入端电压 v_{in} 稍多时, 输出为负饱和电压 $-V_{sat}$, 当 v_{ip} 比 v_{in} 稍大时, 输出则为正饱和电压 $+V_{sat}$ 。当 v_{ip} 和 v_{in} 十分接近差不多相等时, 输出输入转移特性变化剧烈且是非线性的, 在 $v_{id}=v_{ip}-v_{in}=0$ 位置的微分斜率大约有20万倍。可以如是三段折线化描述其特性: 在 $v_{id}=v_{ip}-v_{in}=0$ 附近, 输出电压和输入电压具有线性转移关系, 斜率也就是电压增益 $A_{v0}=200\,000$,

当输出电压达到 $\pm V_{\text{sat}}$ 时,则进入饱和区,如图 5.1.2(b)所示。所谓饱和区,就是当输入电压再增加时,输出电压却不再变化。正负饱和电压由正负电源电压和内部晶体管结构决定。741 运放用 BJT 晶体管实现,其饱和电压比电源电压低 $1\sim 2\text{V}$,本书计算中在正负电源电压为 $\pm 15\text{V}$ 时取饱和电压为 $\pm 13\text{V}$ 。

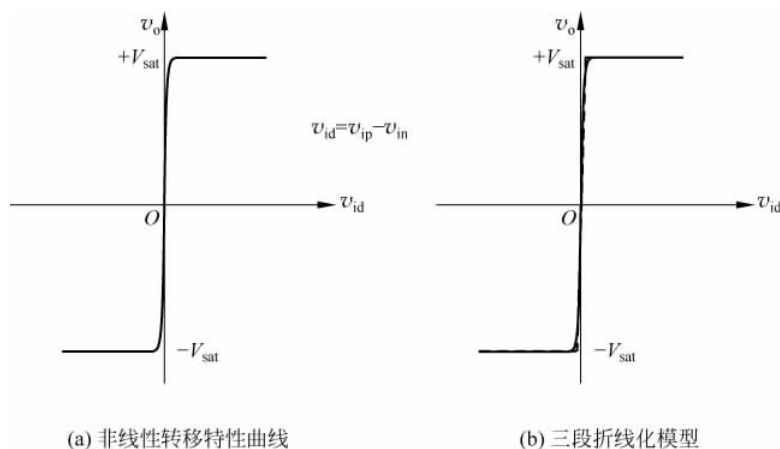
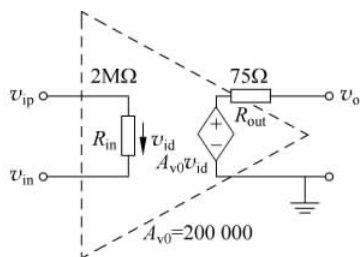


图 5.1.2 运放输入电压输出电压转移特性曲线

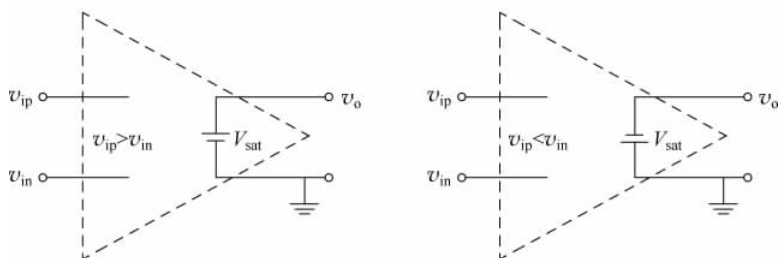
练习 5.1.1 假设运放的电压增益为 200000,饱和电压为 $\pm 13\text{V}$,请给出其三段折线化电压转移特性曲线描述方程。

5.1.2 分段折线电路模型

图 4.7.5(b)给出的运放外端口等效电路模型可以视为三段折线化中间线性区的等效电路,重画如图 5.1.3(a)所示,电路元件参数取 datasheet 给的典型值数据。



(a) 线性区运放: 电压放大器模型



(b) 饱和区运放: 恒压源模型

图 5.1.3 运放等效电路

TEXAS INSTRUMENTS 提供的 $\mu A741$ datasheet(数据手册)中的相关参量如下: ①差分电压放大倍数 A_{VD} , 就是这里定义的 A_{v0} , 其典型值为 200000, 741C 的电压增益最小值为 20000, 数据手册中没有给最大值, 这是由于我们希望运放的电压放大倍数越大越好, 于是给定最小值限制, 低于该最小值则意味着芯片为不合格产品。②输入电阻的典型值是 $2M\Omega$, 最小值是 $300k\Omega$, 这个值也很大, 对于运放电路而言, 输入电阻越大则越接近理想压控压源。③输出电阻只给了典型值 75Ω 。由于输出为 AB 类缓冲器, 大信号输出时, 其输出电阻随信号幅度变化而变化, 故而是非线性的, 75Ω 只是对非线性电阻的一种平均线性描述。

当处于饱和区时(非线性工作区), 由于输出为恒定的饱和电压, 因而可等效为恒压源, 如图 5.1.3(b)所示。注意由于输入电阻比较大, 为了简化分析, 输入电阻往往被抽象为无穷大电阻(开路); 输出电流在其短路保护电流 $23mA$ 范围以内, 输出端口被抽象为内阻等于 0 的恒压源, 电压为 $\pm V_{sat}$ 。

5.1.3 线性区电压放大器模型

例 5.1.1 如图 E5.1.1 所示, 这是用运放实现的反相电压放大电路, 请分析其电压放大倍数。

分析: 图 E5.1.1 电路中运算放大器的输出端点和反相输入端点之间连接了一个 R_2 电阻, 这是一个负反馈连接方式: 假设反相输入端有一个向上的电压扰动, 经放大器作用, 其输出端电压必然向下, 通过 R_2 电阻作用后, 反馈到反相输入端是向下的电压波动, 和初始的向上电压扰动方向相反, 故而为负反馈连接。确认负反馈连接后则可假设运放工作在线性区, 用线性区电压放大器模型替代运放进行分析, 分析结果如果确认运放输出电压在正负饱和电压之间, 则分析无误, 如果发现运放输出电压超过正负饱和电压, 则取运放输出电压等于正负饱和电压即可给出最终的分析结果。下面的分析均假设信号足够小, 从而运放输出始终在正负饱和电压之间, 或者说运放始终工作在线性区。

解: 由于是负反馈连接, 故而假设运放工作在线性区, 采用线性区电压放大器模型替代运放符号, 如图 E5.1.2 所示, 将 v_{in} 和 R_1 视为一条支路, 将 $A_{v0}v_i$ 受控源和 R_{out} 视为一条支路, 则该电路结构具有 4 条支路, 3 个结点, 以 A(反相输入端)、B(输出端)的结点电压 v_A, v_B 为未知量, 可列写结点电压法方程如下,

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{in}} & -\frac{1}{R_2} \\ -\frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{out}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{R_1} \\ -\frac{A_{v0}v_A}{R_{out}} \end{bmatrix} \quad (E5.1.1a)$$

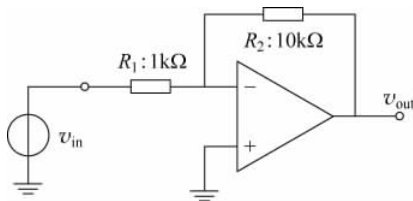


图 E5.1.1 反相电压放大电路

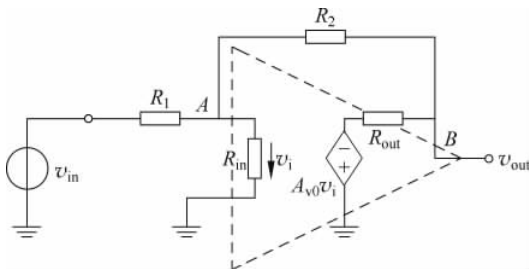


图 E5.1.2 结点电压法列写方程

注意到, v_A 为未知量, 将方程右侧的未知量全部移到方程左侧, 为

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{in}} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{A_{v0}}{R_{out}} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{out}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{R_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{E5.1.1b})$$

代入具体数值, $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_{in} = 2\text{M}\Omega$, $R_{out} = 75\Omega$, $A_{v0} = 200000$,

$$\begin{bmatrix} 0.0011005 & -0.0001 \\ 2666.6666 & 0.0134 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.001 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}$$

矩阵求逆, 有

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.0001 \\ -9.9994 \end{bmatrix} v_{in}$$

故而输出电压为

$$v_{out} = v_B = -9.9994 v_{in}$$

故可知这是一个电压放大倍数为 9.9994 的反相电压放大器。

分析上述结点电压法给出的数值解, 发现结点 A (反相输入端) 电压很小, 只有 $0.5\text{‰}v_{in}$, 四舍五入为 $1\text{‰}v_{in}$, 而结点 B (输出端) 电压 v_{out} 大约为输入电压 v_{in} 的 -10 倍左右, 这些具体的数值只是一个直观的数值印象, 其电路原理性理解的关键还需解析表述。直接对式 (E5.1.1b) 导纳矩阵符号求逆表达式很复杂, 但是注意到外围电阻的配置使得 $R_{in} \gg R_1, R_2$ 且 $R_{out} \ll R_2$, 因而导纳矩阵可以化简为

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{in}} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{A_{v0}}{R_{out}} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{out}} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{A_{v0}}{R_{out}} & \frac{1}{R_{out}} \end{bmatrix} \quad (\text{E5.1.2})$$

由结点 B 的 KCL 方程 $\frac{A_{v0}}{R_{out}}v_A + \frac{1}{R_{out}}v_B \approx 0$, 易得

$$v_A \approx -\frac{1}{A_{v0}}v_B \quad (\text{E5.1.3a})$$

代入结点 A 的 KCL 方程 $\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)v_A - \frac{1}{R_2}v_B \approx \frac{1}{R_1}v_{in}$, 可得

$$v_B \approx -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{v0}}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)} v_{in} \quad (\text{E5.1.3b})$$

注意到 $A_{v0} = 200000 \gg 11 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, 因而

$$v_B \approx -\frac{R_2}{R_1} v_{in} = -10 v_{in} \quad (\text{E5.1.4a})$$

$$v_A \approx -\frac{1}{A_{v0}}v_B \approx 0.00005 v_{in} \quad (\text{E5.1.4b})$$

这正是数值分析结果的近似公式表述。

线性区运放采用电压放大器模型分析, 除了结点电压法之外, 另外一种常用的方法是利用二端口网络参量。如图 E5.1.3(a) 所示, 将 R_2 两个端点和地端点形成的两个端口视为二端口网络的两个端口, 图中两个虚框则分别对应电阻反馈网络和放大网络, 这两个二端口网络则是以并并负反馈连接方式连接的。并并连接 y 相加, 其后的分析如例 3.11.4 所示, 其

中图 E3. 11. 17 给出了对该并并负反馈连接分析流程的电路示意图。分析可知, 由于运放电压增益很高, 从而它是一个深度负反馈连接方式, 可形成接近于理想的流控压源, 如图 E5. 1. 3(b) 所示。故而该反相电压放大器从 v_{in} 输入到 v_{out} 输出的等效电路可如图 E5. 1. 3(d) 所示, 整体上它可视为一个输入电阻为 R_1 , 跨阻增益为 $-R_2$ 的跨阻放大器, 显然其电压增益为 $-R_2/R_1$ 。

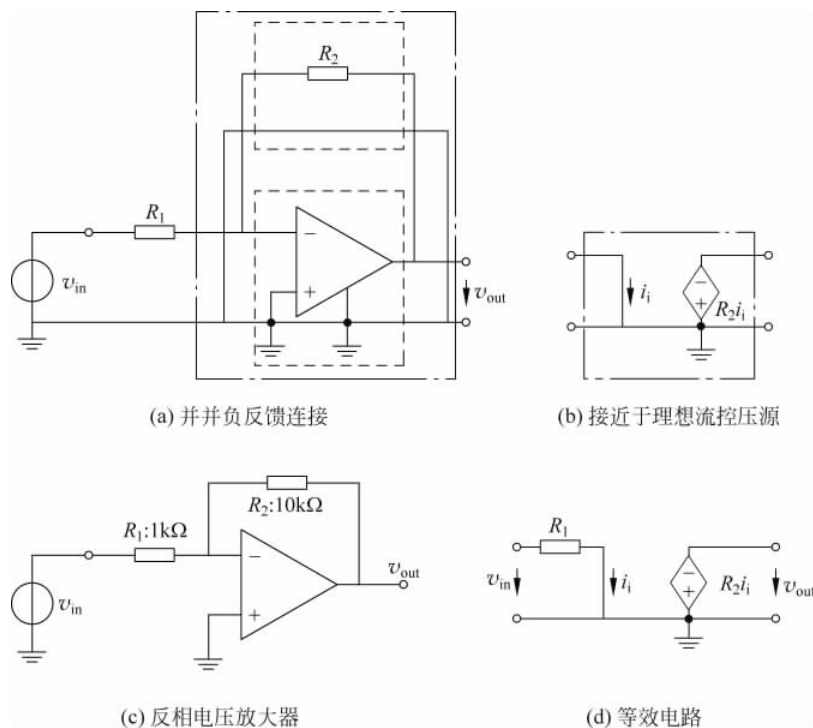


图 E5. 1. 3 反相电压放大器的等效电路

5.1.4 理想运放模型

1. 线性区: 虚短和虚断

前述结点电压法和二端口网络参量法对运放电路的分析固然有效, 但是显得较为烦琐, 原因在于线性区运放的电压放大器电路模型考虑的因素太多。事实上, 运放 20 万倍的电压增益使得负反馈连接很容易形成深度负反馈, 从而使得负反馈电路接近理想受控源, 故而可将电压增益抽象为无穷大。同时, 考虑到运放 $2\text{M}\Omega$ 的大的输入电阻, 只要运放外接电阻远小于它, 其影响和开路相当, 故而可抽象为无穷大, 运放 75Ω 左右的小的输出电阻, 只要运放外接电阻远大于它, 其影响则可忽略不计, 进而可抽象为零电阻。如是或零或无穷的极致化抽象, 运放负反馈应用电路的分析将变得极度简单。

(1) 虚短特性抽象: 运放工作在线性区时, 其输出电压在 $\pm V_{\text{sat}}$ 之间, 其电压增益一旦抽象为无穷大, 那么其差分输入电压就只能为 0, 即图 5. 1. 2(b) 所示的中间线性区的转移特性曲线为垂直线。由于 $v_{id} = 0$, 意味着 $v_{ip} = v_{in}$, 同相输入端电压等于反相输入端电压, 两个端点犹如短接, 但实际并未短接, 称之为虚短。

(2) 虚断特性抽象: 运放输入电阻很大, 远远大于运放外围电阻, 故而运放输入电阻可被抽象为无穷大, 于是运放输入端口电流为 0, 即同相输入端和反相输入端电流均为 0, 两个端点

犹如开路,称之为虚断。

(3) 无限驱动能力抽象: 运放输出电阻远远小于运放外围电阻,故而运放输出电阻可抽象为 0,于是运放输出受控源具有无限的驱动能力,从而我们不再关注运放外围电阻大小。当然这个所谓的“无限驱动能力”并不存在,只要外围电阻远大于运放输出电阻、远小于运放输入电阻,在一定的信号范围内,我们就不特意关注它们到底有多大。

理想受控源可以驱动任意负载,但是由运放负反馈形成的受控源,由于运放自身的限制,运放输出电压不能超过 $\pm V_{\text{sat}} (= \pm 13\text{V})$,输出电流不能超过短路电流 $\pm I_{\text{sc}} (= \pm 23\text{mA})$,因此对激励源、负载电阻 R_L 和反馈网络的电阻阻值,都会提出一定的适用范围,超出这个范围,将严重偏离理想受控特性。

例 5.1.2 对图 E5.1.1 所示的反相电压放大器,假设运放为理想运放,用虚短、虚断特性分析该电路的电压放大倍数。

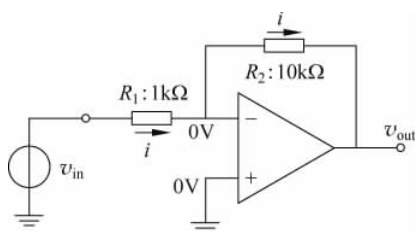


图 E5.1.4 反相电压放大电路的虚短虚断分析

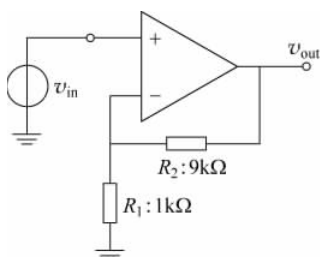
解: 如图 E5.1.4 所示,注意到运放同相输入端接地(电压为 0),根据虚短特性,运放反相输入端电压为 0,显然流过电阻 R_1 的电流为 $i = v_{\text{in}}/R_1$ 。考虑到运放虚断特性,没有电流可以流入流出运放的反相输入端,故而流过 R_1 电阻的电流全部流过 R_2 电阻,从而产生输出电压为 $0 - v_{\text{out}} = iR_2 = (R_2/R_1)v_{\text{in}}$,我们直接就获得了输出电压和输入电压之间的简单关系,为 $v_{\text{out}} = (-R_2/R_1)v_{\text{in}}$,显然这是一个反相电压放大器,电压放大倍数为 $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ 。

练习 5.1.2 由式(E5.1.1b)给出反相电压放大器输出电压的相对精确的表达式,由此说明如下的极致化抽象条件:

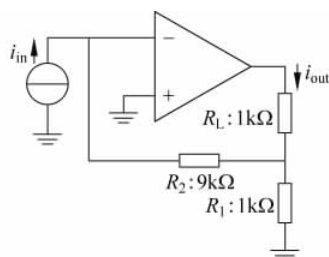
- (1) 当 $R_{\text{in}} \gg R_1, R_2$ 时, R_{in} 可抽象为无穷大。
- (2) 当 $R_{\text{out}} \ll R_2$ 时, R_{out} 可抽象为零。
- (3) 当 $A_{v0} \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$ 时, A_{v0} 可抽象为无穷大。

练习 5.1.3 用理想运放的虚短、虚断特性,证明图 E5.1.5 所示三个放大电路的增益分别为:

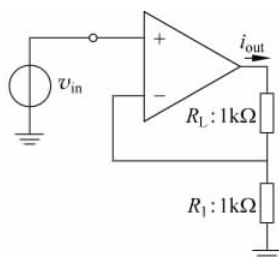
图(a),串并负反馈连接: 电压放大倍数 $A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$



(a) 同相电压放大器



(b) 电流放大器



(c) 跨导放大器

图 E5.1.5 运放放大电路

图(b),并串负反馈连接: 电流放大倍数 $A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} - 1$

图(c), 串串负反馈连接: 跨导放大倍数 $G_m = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{R_1}$

理想运放的输入电阻被抽象为无穷大, 输入端口被抽象为开路, 故而其元件约束方程之一为“虚断”, 即

$$i_1 = 0 \quad (5.1.1a)$$

线性区理想运放的电压增益被抽象为无穷大, 导致其输出电压位于正负饱和电压之间时, 差分输入电压为 0, 故而其第二个元件约束方程为“虚短”, 即

$$v_1 = 0 \quad (5.1.1b)$$

如是, 线性区理想运放(线性二端口网络)只有零 $ABCD$ 参量矩阵可以描述它,

$$\mathbf{ABCD}_{idealOPA} = \mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.1.2)$$

为了符合实际电路情况, 上述描述必须添加线性区工作条件,

$$v_2 \in (-V_{sat}, +V_{sat}) \quad (5.1.3a)$$

有时可能还会添加实际运放的最大电流条件,

$$i_2 \in (-I_{sc}, +I_{sc}) \quad (5.1.3b)$$

对 741 运放, 本书取饱和电压 V_{sat} 为 13V, 输出短路电流 I_{sc} 为 23mA。

理想运放虚短特性对应的是图 5.1.4(b) 所示的极致化抽象。所谓极致化, 就是推到极端。既然运放的输入电压为 20 万倍, 如此之大则不妨极致化为无穷大, 理想运放由是具有虚短特性。

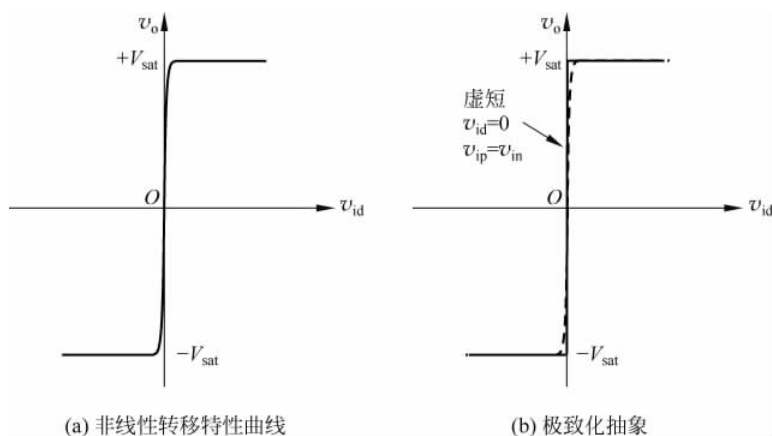


图 5.1.4 运放输入电压输出电压转移特性曲线的极致化抽象

2. 饱和区: 比较器

图 5.1.4(b) 同时给出了极致化抽象后非线性区(饱和区)工作运放的端口 2 描述方程, 为

$$v_2 = \begin{cases} +V_{sat}, & v_1 > 0 \\ -V_{sat}, & v_1 < 0 \end{cases} \quad (5.1.4)$$

这个描述方程表明理想运放同时是一个比较器电路, 例如在反相输入端加电压 V_{TH} , 将正饱和电压视为逻辑 1, 负饱和电压视为逻辑 0, 于是有

$$D_{\text{out}} = \begin{cases} 1, & v_{\text{ip}} > V_{\text{TH}} \\ 0, & v_{\text{ip}} < V_{\text{TH}} \end{cases} \quad (5.1.5)$$

实际比较器电路与运放电路类似,但内部结构略有差别。例如运放电路中的 MILLER 补偿电容确保运放负反馈应用的稳定性,但比较器应用属开环应用,无须这个补偿电容;为了实现快速翻转,比较器还有可能采用正反馈锁存机制。

5.2 运放负反馈线性应用

运放要稳定地工作在线性区,一般都需要采用负反馈措施。如果是正反馈应用,或者开环应用,运放极大可能地工作于饱和区。当运放开环时,很难工作在线性区,因为线性区输入电压范围实在太小了,实际电路的噪声和漂移将导致开环情况下电路难以维持在线性区。当运放正反馈时,闭环中的任意波动都会导致该波动增强,信号越来越大,即使起始假设工作在线性区也不可避免地会跳入到饱和区中,如果正反馈同时还存在电感、电容等元件的延时效应,则有可能导致振荡现象出现。如果电路中同时存在负反馈和正反馈,负反馈高于正反馈,则可视同负反馈进行分析,即可假设运放工作于线性区,如果正反馈高于负反馈,则不能随意假设运放工作在线性区,纯电阻电路分析则直接假定运放工作在正负饱和区,动态电路分析则需更精细的分析才能确定运放工作区情况。

5.2.1 负反馈连接

对于电阻反馈网络,只要反馈点连接到运放的反相输入端,就是负反馈连接。当运放为负反馈连接时,闭环中的任意波动都会被有效抑制,从而放大器可稳定工作于线性区。

1. 负反馈确保运放直流工作点可位于线性区

以如图 5.2.1(a)所示的反相放大器为例,我们考察负反馈网络的作用。为了简单起见,运放假设为理想运放,将这个理想运放从电路中剥离,即可看到包括负反馈网络在内的运放外围电路的作用, $v_{\text{id}} = v_{\text{ip}} - v_{\text{in}} = 0 - \left(\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_o}{R_2} \right) (R_1 \parallel R_2)$, 整理后可描述为

$$v_o = -\frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{\text{id}} - \frac{R_2}{R_1} v_i \quad (5.2.1)$$

注意到包括反馈网络在内的运放外围电路导致的 v_o 和 v_{id} 之间的线性比值系数为负数 $-\frac{R_1 + R_2}{R_1}$, 这正是负反馈在数学描述上的具体体现。

方程(5.2.1)是运放外围电路描述方程,和运放输入输出转移特性方程联立,即可获得运放的输入端口电压 v_{id} 和输出电压 v_o 。我们将这两个方程的联立用图解法画于图 5.2.1(b)位置。图中,粗实线(三段折线)为理想运放输入输出转移特性曲线,细虚线(斜率为负的直线)为运放外围电路描述方程,之所以画 5 条虚线,是由于运放外围电路描述方程中有一个变量 $-\frac{R_2}{R_1} v_i$, 它随输入信号 v_i 的变化而变化:

❶: 当 $v_i = 0$ 时,运放外围电路描述方程 $v_o = -\frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{\text{id}}$ 为过原点的负斜率直线,它和运放转移特性曲线的交点就是原点,该点可视为取 $V_{\text{I.O}} = 0$ 的直流工作点。显然 $v_i = 0$ 时, $v_o = 0$, 即该放大器的直流工作点位于运放线性区,对应的 $v_{\text{id}} = 0$, 故而可以采用虚短特性进行分析

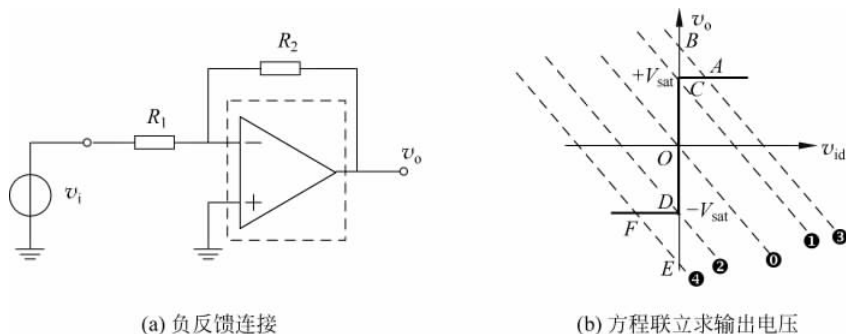


图 5.2.1 负反馈具有唯一解：线性区工作的保证

析；而虚断特性对理想运放而言，无论是线性区还是饱和区，均可直接采用。

①：当 $v_i = -\frac{R_1}{R_2}V_{\text{sat}}$ 时，运放外围电路描述方程和运放特性方程联立后有唯一解，这个解恰好为运放线性区和正饱和区的分界点 C，即 $v_o = +V_{\text{sat}}$ ，同时 $v_{\text{id}} = 0$ 。

②：当 $v_i = +\frac{R_1}{R_2}V_{\text{sat}}$ 时，运放外围电路描述方程和运放特性方程联立后有唯一解，这个解恰好为运放线性区和负饱和区的分界点 D，即 $v_o = -V_{\text{sat}}$ ，同时 $v_{\text{id}} = 0$ 。

前面的分析表明，只要 $-\frac{R_1}{R_2}V_{\text{sat}} < v_i < +\frac{R_1}{R_2}V_{\text{sat}}$ ，运放输出电压则位于正负饱和电压之间，即运放工作在线性区，此时必有 $v_{\text{id}} = 0$ ，于是可采用虚短、虚断特性进行电路分析。如果输入超过这个范围，仍然可以假设运放工作在线性区，用虚短、虚断特性进行分析，分析结果一定会导致输出 v_o 超过正负饱和电压范围，此时说明运放已经进入饱和区。如果分析结果 $v_o > +V_{\text{sat}}$ 则直接设定 $v_o = +V_{\text{sat}}$ ，如果分析结果 $v_o < -V_{\text{sat}}$ 则直接设定 $v_o = -V_{\text{sat}}$ 即可。

③：当 $v_i < -\frac{R_1}{R_2}V_{\text{sat}}$ 时，如果假设运放工作在线性区，采用虚短、虚断进行电路分析，其交点为图 5.2.1(b) 中的 B 点，然而 B 点电压 $v_o > +V_{\text{sat}}$ ，不在运放转移特性曲线上，此时直接设定输出为正饱和电压即可， $v_o = +V_{\text{sat}}$ ，这种设定没有任何疑问，因为真实的交点为图中 A 点，而 A 点电压 $v_o = +V_{\text{sat}}$ 。此时 $v_{\text{id}} > 0$ ，表明运放确实工作在正饱和区。

④：当 $v_i > +\frac{R_1}{R_2}V_{\text{sat}}$ 时，如果假设运放工作在线性区，采用虚短、虚断进行电路分析，其交点为图 5.2.1(b) 中的 E 点，然而 E 点电压 $v_o < -V_{\text{sat}}$ ，不在运放转移特性曲线上，此时直接设定输出为负饱和电压即可， $v_o = -V_{\text{sat}}$ ，这种设定是合理的，因为真实的交点为图中的 F 点，而 F 点电压 $v_o = -V_{\text{sat}}$ 。此时 $v_{\text{id}} < 0$ ，表明运放确实工作在负饱和区。

通过上述分析，可以获得反相电压放大器的输入输出转移特性曲线，如图 5.2.2 所示，可见，在一定范围内，它是一个反相电压放大器，但是当输入信号比较大时，运放则会进入饱和区。无论如何，对于负反馈放大器，我们刚开始都可以假设运放工作在线性区，利用虚短、虚断特性进行分析，分析结果如果表明输出电压超出正/负饱和电压（如图中 B 点和 E 点），则直接设定输出为正/负饱和电压即可（对应图中 A 点和 F 点）。

电路调试中，如果在连线时不小心把运放的同相输入端和反相输入端接反了，设计的反相电压放大器被连接为如图 5.2.3 所示的正反馈形式，电阻网络的反馈点被接在了同相输入端点，那么运放将无法工作于线性区。为什么有这个结论？原因就在于这是一个正反馈连接。

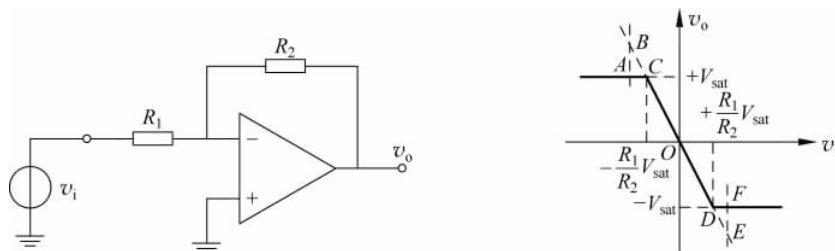


图 5.2.2 反相电压放大器输入输出转移特性曲线

仍然假设运放为理想运放,将这个理想运放从电路中剥离,即可看到包括正反馈网络在内的运放外围电路的作用, $v_{id} = v_{ip} - v_{in} = \left(\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}\right)(R_1 \parallel R_2) - 0$, 整理后可描述为

$$v_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{id} - \frac{R_2}{R_1} v_i \quad (5.2.2)$$

特别注意到包括反馈网络在内的运放外围电路导致的 v_o 和 v_{id} 之间的线性比值系数为正数 $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$, 这恰好就是正反馈在数学描述上的具体体现。

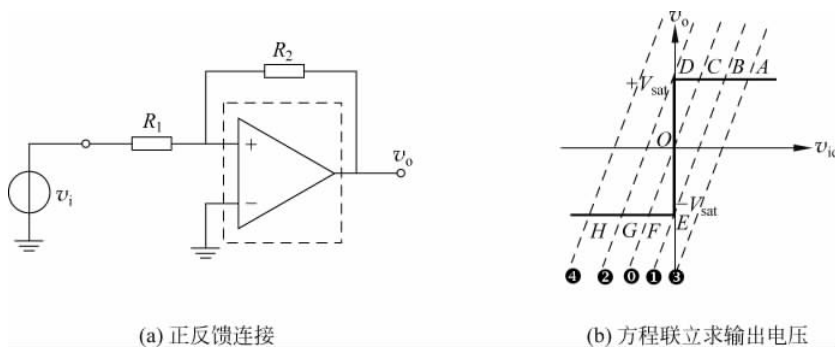


图 5.2.3 正反馈具有多解: 线性区是不稳定区

方程(5.2.2)是运放外围电路描述方程,和运放输入输出转移特性方程联立,即可获得运放的输入端口电压 v_{id} 和输出电压 v_o 。我们将这两个方程的联立用图解法画于图 5.2.3(b)位置。图中,粗实线(三段折线)为理想运放输入输出转移特性曲线,细虚线(斜率为正的直线)为运放外围电路描述方程,5 条虚线代表不同的输入 v_i 变化:

①: 当 $v_i = 0$ 时,运放外围电路描述方程 $v_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{id}$ 为过原点的正斜率直线,它和运放

转移特性曲线的交点有三个,分别为 C、O、F,这三个点均可视为取 $V_{i,0} = 0$ 时的直流工作点,显然该电路有三个直流工作点,也就是说,正反馈连接将导致多解,其中交点 O 说明运放工作在线性区,交点 C 说明运放工作在正饱和区,交点 F 说明运放工作在负饱和区。既然数学分析表明正反馈连接的运放可工作在三个区域,那么实际电路中的运放到底工作在哪个区呢? 毕竟不可能在同一时刻同时位于三个区域。

纯粹从数学方程求解而言,运放可以工作在线性区。然而实际电路却无法观测到该正反馈电路的运放能够停留在线性区,原因在于正反馈导致线性区直流工作点 O 是不稳定平衡点。我们假设运放确实被偏置在 O 点,由于电路器件中不可避免地存在噪声如电阻热噪声,

这里假设该噪声使得运放同相输入端电压微微向上波动,通过运放作用后,运放输出端电压 v_o 向正饱和电压方向移动,考虑到虚断,运放同相输入端没有电流流入流出,故而输出电压的任意波动在同相输入端体现为同相波动, $v_{ip} = \frac{R_1}{R_1+R_2}v_o + \frac{R_2}{R_1+R_2}v_i = \frac{R_1}{R_1+R_2}v_o$, 这种同相波动即正反馈,它将导致运放输出越来越大而最终必将进入正饱和区, $v_o = +V_{sat}$, 而最终稳定在 C 点,即 $v_{id} = v_{ip} - v_{in} = +\frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sat} > 0$, $v_o = +V_{sat}$ 。如果电路器件的噪声使得同相输入端电压微微向下波动,正反馈则促使运放输出电压反方向越来越大而最终稳定在 F 点,即运放进入负饱和区。正是由于正反馈和电路噪声的存在,使得数学上存在三个直流工作点(平衡点),但在物理上却只能观测到两个稳定平衡点 C 或 F 中的一个,而不稳定平衡点 O 则观测不到。

①: 当 $v_i = +\frac{R_1}{R_2}V_{sat}$ 时,运放外围电路描述方程和运放特性方程联立后有两个交点 B 和 E 。其中 B 点表明运放工作在正饱和区, E 点表明运放工作在线性区和负饱和区的交界位置。

②: 当 $v_i = -\frac{R_1}{R_2}V_{sat}$ 时,运放外围电路描述方程和运放特性方程联立后有两个交点 D 和 G 。其中 G 点表明运放工作在负饱和区, D 点表明运放工作在线性区和正饱和区的交界位置。

③: 当 $v_i > +\frac{R_1}{R_2}V_{sat}$ 时,运放外围电路描述方程和运放特性方程联立后有唯一交点 A 点,表明运放工作在正饱和区。

④: 当 $v_i < -\frac{R_1}{R_2}V_{sat}$ 时,运放外围电路描述方程和运放特性方程联立后有唯一交点 H 点,表明运放工作在负饱和区。

上述分析表明,正反馈连接的运放,当其外围电路为电阻电路时,运放输出只能是正饱和电压或负饱和电压。其输入输出转移特性曲线,请同学仔细分析后自行画出,正反馈连接的运放电路显然不能采用虚短、虚断特性进行分析。因而运放电路的分析,请首先确认运放的反馈类型,只有负反馈连接才能确保运放稳定工作于线性区,虚短、虚断特性方可应用。

练习 5.2.1 请分析给出图 5.2.3 所示电路的输入输出转移特性曲线: 以 v_i 为横坐标, 以 v_o 为纵坐标, 画出 v_o 和 v_i 之间的转移关系曲线。

练习 5.2.2 如图 5.2.1(a) 所示反相放大电路, 已知运放饱和电压为 $\pm 13V$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$ 。分别画出如下两种输入信号下的输出信号 $v_o(t)$ 的时域波形。

(a) $v_i(t) = 0.5\cos\omega t$

(b) $v_i(t) = 5\cos\omega t$

其中输入电压信号的单位为伏特。

练习 5.2.3 注意到图 E5.1.5(b) 所示的电流放大器和图 E5.1.5(c) 所示的跨导放大器, 它们的负载都是悬浮的, 不是通常的一端接地的单端负载。而图 E5.2.1 所示的 Howland 电流源, 其负载 R_L 是单端的, 电路中的 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ 。将理想运放剥离后, 其外围电路正反馈和负反馈同存, 即运放输出电压 v_{Ao} 的变化将同时影响运放反相输入端电压 v_{in} 和同相输入端电压 v_{ip} ,

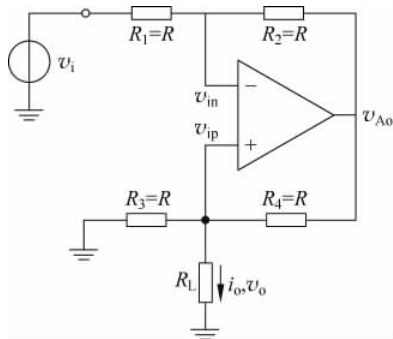


图 E5.2.1 Howland 电流源

$$v_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{Ao} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_i$$

$$v_{ip} = \frac{R_3 \parallel R_L}{R_3 \parallel R_L + R_4} v_{Ao}$$

且影响系数即负反馈系数大于正反馈系数,

$$F_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.5 > F_p = \frac{R_3 \parallel R_L}{R_3 \parallel R_L + R_4}$$

于是整个电路仍然可视为负反馈放大器,从而可假设该电路的工作点稳定工作于线性区,即可用理想运放线性区的虚短和虚断特性进行分析。

(1) 请用理想运放的虚短、虚断性质,推导确认输出电流和输入电压之间的线性跨导系数;

(2) 请分析该电路的输入电阻、输出电阻大小;

(3) 运放本身有两个限制,一是运放输出电压必须在 $\pm V_{sat}$ 之间,二是运放输出电流不能超过短路电流 I_{sc} ,请给出该跨导器的负载限制,即负载满足什么条件时,该电路还具有线性跨导特性?

2. 负反馈判定

负反馈早就为人认识并应用,但是直到1920年反馈(feedback)这个词才正式提出。1927年Harold Black提出了用负反馈设计放大器的想法,并于1928年提交了专利。后来,Nyquist和Bode建立了负反馈放大器稳定性的理论,负反馈得以广泛应用于各种人造系统之中。事实上,真实系统中尤其是大型或复杂系统中,总是存在着某种负反馈,以确保系统的稳定运行。人们在深入理解负反馈运行机制后,有意识地采用负反馈以降低系统中各种非理想因素的影响,通过负反馈的自动调节作用改善系统性能。

如图5.2.4所示,假设系统 h 是一个没有负反馈或者负反馈深度不够的系统,对这个系统加入激励后,系统可能有极为剧烈的响应。我们举一个生活中的例子,比如说我站在公共汽车上,公共汽车向前方行进。突然前面有人横穿马路,公共汽车紧急刹车,车速发生变化,产生一个加速度,站在车上的人受到一个加速度导致惯性力的作用,这个力对人这个系统而言就是一个输入激励。我如果是年轻人,身体系统做出的反应就是伸腿向前稳住、伸手抓竖杆等动作以保持身体的平衡,但是如果我是个老年人,身体系统的反应速度则会比较慢,结果可能就是摔倒在地,甚至推倒前面的人,导致更多的人摔倒在地。图5.2.4(a)中两个差异巨大的输出响应波形代表两个有差异的系统的不同响应:年轻人虽然身体晃了一下,幅度有可能很大,但最终保持了站立的平衡(原平衡态,实线),而老年人则因为摔倒在地而进入倒地的平衡(新平衡态,虚线)。

现在对乘公交车并站立的人统一加一个反馈系统:要求每个站立的人都必须抓住横杠上的把手,这个把手对人的身体系统而言就是一个反馈系统。抓住把手的手及手臂感应人身体的运动,人的身体姿态因此也做出适当调整。如果紧急刹车,人体就会往前倾斜,这个倾斜运动被手感应到,手只要抓的足够紧,就会产生一个反向的力,从而人只是晃一下就回到了原站立的平衡状态。无论是老年人,还是年轻人,只要施加的是相同的反馈系统,他的反应(系统响应)都是差不多的,原因在于反馈系统(把手、臂长等)一致,原系统(老年人、年轻人)即使有巨大的差别,反馈系统的一致性也会导致加了负反馈的新系统的响应基本一致。这里所谓的反馈系统具有一致性,是假定老年人和年轻人具有基本相同长度的胳膊,相当的身高,相同高

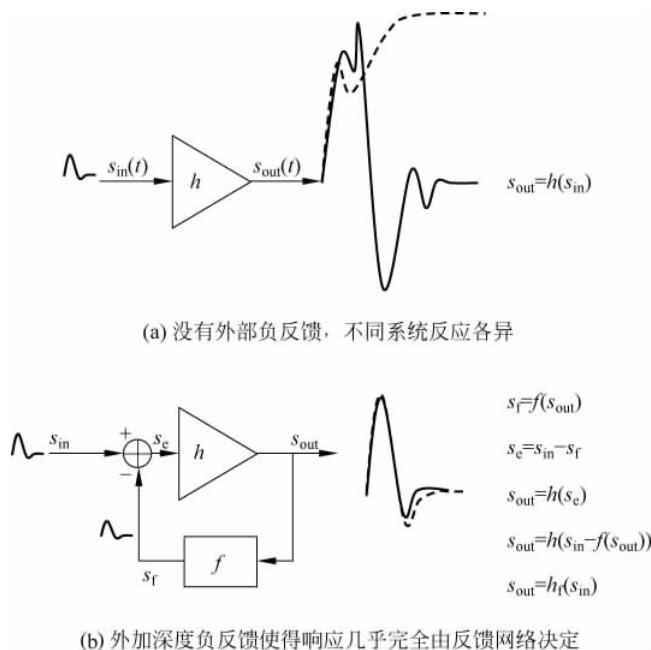


图 5.2.4 负反馈效应

度的把手,因而人的晃动动作、晃动幅度(响应)也会基本保持一致。换句话说,无论原系统如何,只要反馈网络一致,加了负反馈网络的系统就是稳定的,稳定体现在:①响应不再那么剧烈;②只要反馈网络一致,不同系统响应基本一致。如图 5.2.4(b)所示,这是加了负反馈网络的系统,两个输出代表的年轻人和老年人的响应曲线基本一致,这就是负反馈系统对原系统的稳定作用结果。

用数学表达式来描述,原系统函数为 h , $s_{out} = h(s_{in})$, 这里 s 代表信号,对电路而言,可能是电压信号,也可能是电流信号。加了反馈系统后,施加到原系统的输入激励不再是 s_{in} , 而是 $s_e = s_{in} - s_f$, 对车上的人,就是惯性力和把手拉力的合力,这两个力是反向的,因而是一种负反馈。注意,反馈信号 s_f 是输出响应(人体动作)的函数, $s_f = f(s_{out})$, 这里的 f 代表反馈系统的系统函数。于是整个闭环系统,其输出 s_{out} 和输入 s_{in} 之间的关系就是原系统函数 h 和反馈系统函数 f 共同作用的结果, $s_{out} = h(s_{in} - f(s_{out}))$, 简化表述为 $s_{out} = h_f(s_{in})$ 。

上述描述中指出:为了稳定系统,要求反馈信号和原信号反向,这就是负反馈。对负反馈的基本判定方法如下:闭合环路中任意位置的信号波动,经环路作用(转一圈)后,其方向和初始波动方向相反,则为负反馈。如果波动方向和初始方向相同,则为正反馈。

3. 深度负反馈

我们希望闭环系统函数 h_f 比原系统函数 h 更加稳健,那么就必须满足一定的条件,如深度负反馈条件。下面以运放实现的反相放大器为例进行说明。

表 5.2.1 是从商用 741 运放数据手册(datasheet)中摘录的运放参量,其中, $\mu A741C$ 运放的电压放大倍数的最小值是 2 万,典型值是 20 万,我们购买到手的运放,电压增益只要高于 2 万就是合格产品,因而其增益有可能是 2 万,有可能是 20 万,假设甚至还有可能是 30 万。现在对这三个运放施加相同的电压激励,假设第一个运放输出为 1V,那么第二个运放则输出 10V,第三个运放呢? 15V? 注意电源电压只有 $\pm 15V$, 因此输出电压只能到达其饱和电压

13V。完全相同的外在条件和激励,不同的运放具有完全不同的输出,因而直接用运放作为放大器是不能实用化的,因为大批量生产时,运放参量是不确定的。而且运放内部都是晶体管电路,它们对环境温度十分敏感,当温度发生变化时,放大倍数、直流工作点等都会随之改变。一句话,运放增益很不确定!怎么办才能获得稳定增益的放大器?加负反馈网络。只要运放增益足够高,反馈深度就会足够的深,放大器的增益则几乎完全由外部元件决定,只要外部元件是稳定的,放大器就是稳定的。

表 5.2.1 741 数据手册提供的 μA741C 参量

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	μA741C			$\mu\text{A741I}, \mu\text{A741M}$			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$	25°C	20	200		50	200		V/mV
	$V_O = \pm 10\text{V}$	Full range	15			25			
r_i Input resistance		25°C	0.3	2		0.3	2		$\text{M}\Omega$
r_o Output resistance	$V_O = 0$, See Note 5	25°C		75			75		Ω

为了单独考察运放增益对具有负反馈网络的反相放大器增益的影响,这里忽略运放输入电阻和输出电阻的影响,如式(E5.1.3b)所示,由于将非无穷大运放增益考虑在内,该反相放大倍数将不仅由 R_2/R_1 决定了,而是

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{v0}} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)} \tag{5.2.3}$$

例如我们要实现一个 10 倍增益的放大器,对于理想运放,则应取 $R_2/R_1 = 10$ 。但是实际选用的运放其增益则并非无穷大,比如说选用的运放增益只有 2 万倍,反相放大器的增益则为 9.9945;如果选用的运放其增益达到 20 万倍,反相放大器增益则为 9.99945;如果选用运放增益高达 30 万倍,反相放大器增益则为 9.99963。这三个放大倍数数值和理想运放抽象下的设计值 10 有多大区别呢?可见,加了稳定的反馈网络后,深度负反馈条件下,反馈放大器的增益由于几乎完全由反馈网络决定,故而变得十分的稳定,即使原运算放大器的增益十分的不确定,但反馈放大器的增益基本确定在设计值附近仅有些许可忽略的微小变化。

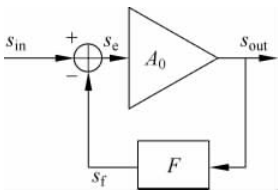


图 5.2.5 负反馈放大器原理

对于放大器而言,什么是深度负反馈?如图 5.2.5 所示,这是一个反馈放大器的原理框图。注意,原理框图中只考虑了两个端口之间的作用系数(对应于 z, y, g, h 参量的 21 元素和 12 元素),没有考虑输入电阻和输出电阻(z, y, g, h 参量的 11 元素和 22 元素)的影响。

开环放大器的增益为 A_0 ,这个增益可能是电压增益 A_{v0} ,可能是电流增益 A_{i0} ,可能是跨导增益 G_{m0} ,也可能是跨阻增益 R_{m0} 。显然,反馈网络反馈回到输入端的信号 s_f 必须和 s_{in} 同属电压或同属电流,故而对应上述四种放大器的四个反馈系数 $F = s_f/s_{out}$ 分别为电压反馈系数 F_v ,电流反馈系数 F_i ,跨阻反馈系数 R_F ,跨导反馈系数 G_F ,对应的环路增益 $T = A_0 F$ 分别等于 $A_{v0} F_v, A_{i0} F_i, G_{m0} R_F, R_{m0} G_F$,它们都是无量纲的纯倍数关系,环路增益 T 代表信号经过放大网络和反馈网络一圈后的增益,

$$T = \frac{s_f}{s_e} = A_0 F \tag{5.2.4}$$

如是,闭环放大器增益为

$$A_f = \frac{s_{out}}{s_{in}} = \frac{A_0 s_e}{s_f + s_e} = \frac{A_0 s_e}{T s_e + s_e} = \frac{A_0}{1 + T} = \frac{A_0}{1 + A_0 F} \quad (5.2.5)$$

该表达式说明,只要环路增益远远大于1,

$$T = A_0 F \gg 1 \quad (5.2.6)$$

反馈放大器的增益则几乎完全由反馈网络决定,大体等于反馈系数的倒数,

$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F} \stackrel{A_0 F \gg 1}{\approx} \frac{1}{F} \quad (5.2.7)$$

式(5.2.6) $A_0 F \gg 1$ 被称为负反馈放大器的深度负反馈条件。

当满足深度负反馈条件时,反馈放大器的增益则几乎完全由反馈系数 F 决定,与放大器增益 A_0 几乎无关。如果希望运放具有一致的放大倍数 A_{v0} ,这是不可实现的目标,成本过高了,但是反馈网络仅仅是由低成本元件如电阻、电容实现的,有了深度负反馈,则可用具有高精度的低成本的电阻器件配合确定性不高的低成本的集成运放来实现高精度的低成本的放大器。

式(5.2.7)表明,深度负反馈放大器的信号转换关系几乎完全由反馈网络决定,但需要特别提示的是,放大器输出端口向外界释放的能量是由放大网络提供的。放大网络将直流功率转化为交流功率,最后输出到负载上,这是能量转换关系,而信号传递关系则由反馈网络决定,放大网络和反馈网络缺一不可,两者的配合实现了性能良好的负反馈放大器。

深度负反馈放大器的性能几乎由反馈网络决定,但是如果反馈深度不够深,就会带来误差,这里的误差指的是实际增益和理想增益之间的差别。理想增益就是理想运放增益,如果不考虑放大器输入阻抗、输出阻抗的影响,只考虑增益带来的误差,则有

$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F} = \frac{1}{F} \frac{1}{1 + \frac{1}{T}} \approx \frac{1}{F} \left(1 - \frac{1}{T}\right) = A_{f,ideal} (1 - \epsilon) \quad (5.2.8)$$

也就是说,环路增益 T 非无穷大带来的增益误差大略为 $100\%/T$,显然要降低增益误差,就需要足够高的环路增益。

这里对前面讨论的负反馈放大器中出现的数学符号、术语进行规范:

(1) 开环增益 A_0 。负反馈构成的是一个闭环,将环路打开,从输入到输出的增益就是开环增益, $A_0 = s_{out}/s_e = s_{out}/s_{in}$ 。

(2) 闭环增益 A_f 。负反馈环路闭合后,从输入到输出的增益为闭环增益, $A_f = s_{out}/s_{in}$ 。

(3) 反馈系数 F 。以输出信号 s_{out} 为输入,以反馈信号 s_f 为输出的反馈网络的线性转换系数, $F = s_f/s_{out}$ 。放大网络和反馈网络在端口1并联则 s_f 为短路电流,串联则 s_f 为开路电压,放大网络和反馈网络在端口2并联则 s_{out} 为输出电压,串联则 s_{out} 为输出电流。反馈系数的量纲和开环增益量纲互为倒数,闭环增益和开环增益具有相同的量纲。

(4) 环路增益 T 。自反馈信号位置将环路打开,以 s_{in} 作为输入,以 s_f 作为输出,代表信号转一圈后的增益,显然环路增益是开环放大器增益和反馈系数之积, $T = A_0 F$ 。环路增益是一个无量纲的纯倍数。

(5) 输入信号 s_{in} , 输出信号 s_{out} , 反馈信号 s_f , 误差信号 s_e 。

4. 负反馈好处

以负反馈放大器为例,负反馈可带来如下好处:

(1) 降低增益灵敏度,系统稳定性增强。没有负反馈网络作用的运放,其电压增益 A_{v0} 有剧烈的变化,是不确定参量,并不适合直接使用它的电压增益对电压信号进行放大。加上负反

馈网络之后,闭环增益 A_{vf} 则几乎完全由反馈网络决定,只要反馈网络是稳定的,整个反馈放大器就是稳定的。

(2) 加了负反馈网络后,放大器更接近于理想受控源。放大网络和反馈网络端口 2 并联,反馈网络则检测放大网络的输出电压,负反馈网络稳定输出电压,故而形成受控电压源;放大网络和反馈网络端口 2 串联,反馈网络则检测放大网络的输出电流,负反馈网络稳定输出电流,故而形成受控电流源。放大网络和反馈网络端口 1 并联,反馈网络引回的是反馈电流,从输入电流扣除,形成的误差电流作用到放大网络,故而形成流控作用;放大网络和反馈网络端口 1 串联,反馈网络引回的是反馈电压,从输入电压扣除,形成的误差电压作用到放大网络,故而形成压控作用。故而串串负反馈形成压控流源,并并负反馈形成流控压源,并串负反馈形成流控流源,串并负反馈形成压控压源。

(3) 非线性失真降低,线性度提高。只要反馈网络是线性的,闭环后放大器的线性范围可提高,如 4.6.3 节考察的差分放大器的源极负反馈电阻的作用。

(4) 带宽增加。只要负反馈网络是理想线性电阻网络(其寄生效应远小于晶体管),闭环系统的带宽就可大大提高。构成运放的晶体管有很大的寄生电容效应,当运放闭环时存在不稳定性,因而运放电路中添加了 MILLER 补偿电容,导致运放带宽由 MILLER 补偿电容决定,开环运放的带宽很窄,在 Hz 量级,闭环后可高达“MHz”量级或更高,见 10.5.3 节讨论。

负反馈带来的诸多好处,都是负反馈网络自身良好性质的体现,线性度提高,系统稳定,带宽提高,但性能的提高是有代价的,代价就是放大倍数下降了很多,负反馈网络还可能增加部分噪声,但这个代价是我们愿意付出的,它可以换来很多其他的优良特性。

5.2.2 负反馈应用

1. 理想受控源

图 E5.1.4、图 E5.1.5 给出的四种连接方式的负反馈放大器,由于运放电压增益 A_{vo} 极高,使得环路增益远大于 1, $T \gg 1$, 从而串联端口的阻抗变得极大,是开环放大器端口阻抗的 $(1+T)$ 倍,并联端口的阻抗变得极小,是开环放大器端口阻抗的 $1/(1+T)$ 倍,这都使得负反馈放大器具有接近于理想受控源的端口阻抗特性。

理想受控源可以作为放大器、缓冲器或者压流、流压转换器使用。

1) 电压放大器例

虽然四种受控源对应四种基本放大器,但是我们更习惯于电压放大,这是由于用电压信号表述信息具有更好的可测性,因而目前大部分电路都属于电压模电路。所谓电压模电路,就是以电压信号为处理对象(输入、输出)的电路。

四种受控源中,压控压源和流控压源是电压输出,因而这两种受控源实际应用最为广泛。我们经常使用的同相电压放大器和反相电压放大器,就是基于这两种受控源分别实现的,分别对应于图 E5.1.5(a)串并负反馈连接方式和图 E5.1.1 并并负反馈连接方式。在并并负反馈连接形成的流控压源前串接电阻 R_1 ,输入电压首先通过 R_1 形成输入电流,该电流再通过流控压源形成输出电压,如图 E5.1.3(d)所示,最终则形成了反相电压放大功能。

这两种放大器还可以换一个角度理解,如图 5.2.6 所示,它们可以视为同一结构的两种应用,只是激励源位于不同位置而已:同相电压放大器的激励位于同相输入端和地之间,反相电压放大器的激励位于 R_1 左端和地之间。

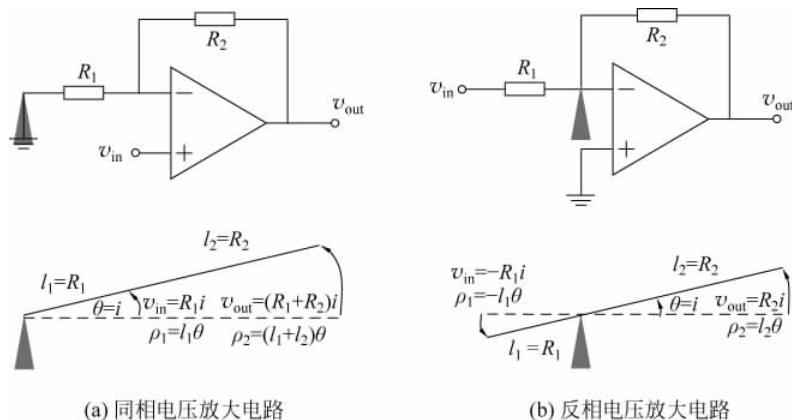


图 5.2.6 运放实现的电压放大器与两种类型杠杆的对比

由于虚短,故而反相输入端电压和同相输入端电压相等,由于虚断,流经 R_2 的电流和流经 R_1 的电流相等,由此易得两个放大器的电压增益分别为

同相电压放大电路:

$$\frac{v_{out} - v_{in}}{R_2} = i_2 = i_1 = \frac{v_{in}}{R_1} \Rightarrow A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.2.9a)$$

反相电压放大电路:

$$\frac{v_{out} - 0}{R_2} = i_2 = i_1 = \frac{0 - v_{in}}{R_1} \Rightarrow A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.2.9b)$$

对于这两个放大器,我们可以用两类杠杆的运动来理解和记忆,如图 5.2.6 所示:我们用电阻阻值比拟杠杆长度,用电压比拟杠杆端点移动距离(弧长),用电流比拟杠杆转角,用不变的地电压比拟不动的杠杆支点,虚断、虚短比拟杠杆的刚性运动。那么对于同相电压放大器,杠杆支点位于左端点,中间力作用点即输入端位置(电压)抬升,导致右端点输出位置(电压)的同向比例上升,比例系数为作用点到支点距离之比 $(R_2 + R_1)/R_1$; 对于反相电压放大器,杠杆支点位于中间位置,左端点的力作用点输入端位置(电压)下压,导致右端点输出端位置(电压)的反向比例上抬,比例系数为端点到支点距离之比 R_2/R_1 。之所以是比例关系,在于杠杆是刚性的(虚短+虚断),杠杆绕支点旋转的角度(电流)对两个作用点而言是同一角度,因而位置(电压)变化是角度(电流)乘以半径(电阻),故而两个作用点位移(电压)变化关系就是绕支点旋转的半径(电阻)之比。

2) 电压缓冲器例

如图 5.2.7(a)所示的用运放实现的电压缓冲器是同相电压放大器的变形:只需令 R_2 短路即可,此时 R_1 则变化为缓冲器输出端的一个负载,这种负反馈被称为单位增益负反馈,这是由于其电压反馈系数和闭环电压增益为 1 的缘故,

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \xrightarrow{R_2=0} 1 \quad (5.2.10)$$

这也是电压跟随器名称的来源,输出电压跟随输入电压的变化而变化,输出完全跟随输入。

用负反馈原理分析可获得电压跟随器输入电阻 r_{inf} 为运放输入电阻 R_{in} 的 $(1 + A_{v0})$ 倍,如果代入 $R_{in} = 2\text{M}\Omega$, $A_{v0} = 200000$, 则有 $r_{inf} = 400\text{G}\Omega$ 。这个结果并不真实,我们在分析运放电路时,忽略了很多非理想因素,这些非理想因素包括失调、噪声、共模抑制等。这里的输入电阻仅

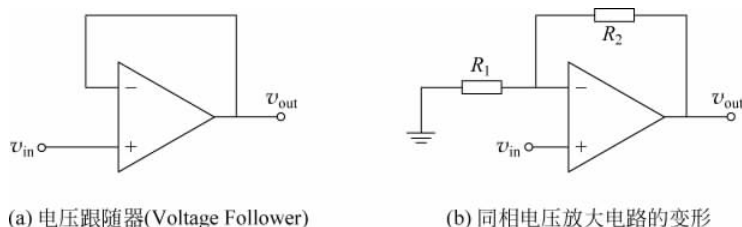


图 5.2.7 电压缓冲器(Voltage Buffer)

仅是输入差模电阻,并没有考虑输入共模电阻,如果考虑两个输入端对地存在的共模输入电阻,那么运放输入电阻将是 r_{inl} 和共模电阻 R_{inc} 的并联,从而使得电压缓冲器的输入电阻最终实际受限于共模电阻大小。关于共模电阻,见习题 5.14 图 E5.4.14 运放模型。

跟随器的输出电压始终等于输入电压,那么跟随器有什么用处?把输入、输出直接连在一起不就可以了吗?如图 5.2.8(a)所示,对于负载和电压源直接连接,负载电压为信源电压的分压,

$$v_L = \frac{R_L}{R_s + R_L} v_s \quad (5.2.11)$$

有时我们需要原样保留源电压,当负载电阻比较小时,输出电压会很小,不足以满足要求。同时式(5.2.11)表述的是线性电阻情况,负载对源电压的信号形态没有影响,然而很多情况下,源内阻或负载电阻或者其一,或者全部都存在非线性,源和负载的直接连接,会导致输出电压中产生源电压中不存在的非线性失真分量。对于有些信源,例如振荡器电路,它们对负载很敏感,当负载很重时,输出信号可能出现变形,甚至停振而不再有信号输出。当出现上述情况时,则需要在信源和负载中间加入缓冲器,如图 5.2.8(b)所示,加入电压缓冲器后,负载电压等于源电压,

$$v_L = v_s \quad (5.2.12)$$

这是由于缓冲器本身的输入电阻极大,故而信源电压几乎原样出现在缓冲器输入端,缓冲器电压增益为 1,故而该电压再次转移到输出端,而缓冲器输出电阻极小,其驱动能力极大,故而源电压信号几乎原样不动地反映到负载电阻上,即使源内阻和负载电阻都是非线性的,负载电阻较小(负载较重),负载电压相对源电压而言也几乎没有失真,缓冲器隔离了负载对源的影响。

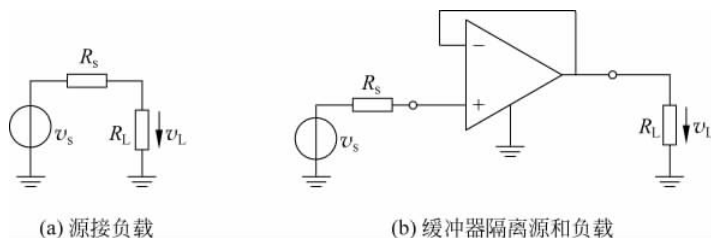


图 5.2.8 电压缓冲器应用: 隔离源和负载

3) 流压转换例: 光传感器

用深度负反馈实现的接近理想的压控压源、流控流源、压控流源、流控压源都具有缓冲作用,可分别实现电压缓冲、电流缓冲、压流线性转换、流压线性转换功能。下面举一个流压转换的例子。

例 5.2.1 如图 E5.2.2 所示,这是一个光传感器电路。已知光信号变化频率在 100kHz~10MHz 范围之内,光电二极管产生的电流有效值为 $1\mu\text{A}$,跨阻放大器跨阻增益为 $10\text{k}\Omega$ 。请分析跨阻放大器造成的噪声恶化情况,假设运放电路的噪声特性如图 E5.2.3 所示。

分析: 首先对图 E5.2.3 进行说明。在第 3 章讨论用 $ABCD$ 参量表述线性二端口网络的等效电路时,我们举了一个例子,说明如何将一个线性二端口网络内部的噪声源等效到二端口网络的输入端。事实上,任何线性二端口网络,只要内部存在噪声源,如工作在线性区的运算放大器,其内部的电阻和晶体管都会产生噪声,这些噪声源都可以如例 3.7.4 那样,被折合到二端口网络的输入端,如图 E5.2.4 所示,实际运放内部存在的噪声,被折合为输入端的噪声电压源和噪声电流源后,剩下的就是无噪声的理想运放。

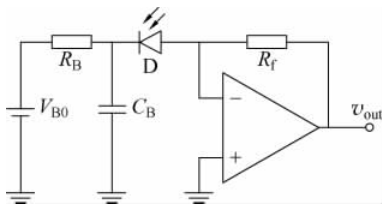


图 E5.2.2 光传感器例

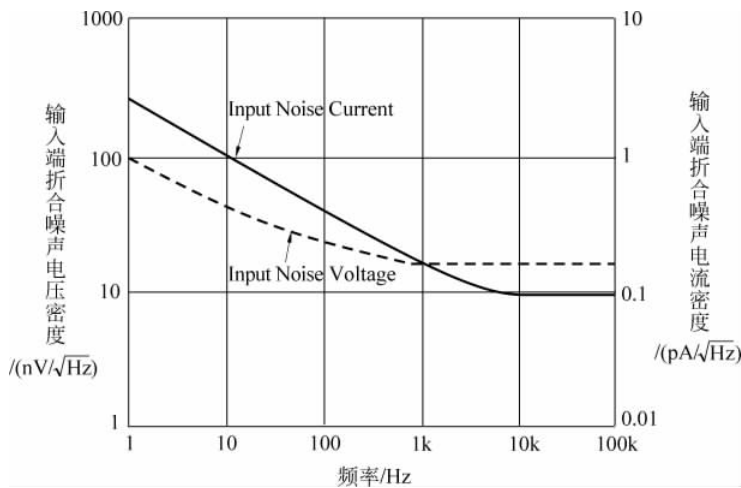


图 E5.2.3 运放噪声密度-频率曲线

由于噪声是随机的,因而很多文献中的等效噪声源都不做方向性标记,如图 E5.2.4 所示的那样,只是在噪声源上标记 v_n 、 i_n 说明这是噪声电压源和噪声电流源。这种标记本身假设两个噪声源之间不相关,如果考虑两个等效噪声源之间的相关性,则有必要将源的参考方向标记清楚。

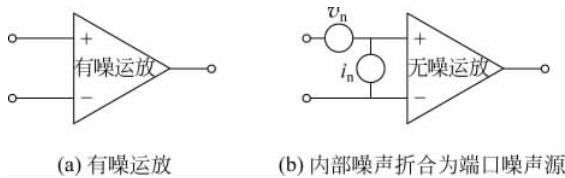


图 E5.2.4 运放噪声模型

如果运放电路处理的信号比较大,噪声影响可以忽略不计,但是如果运放电路处理的信号比较小,则必须考虑运放在处理信号时附加的额外噪声,因而在低噪声设计中,商用的低噪声运放应提供如图 E5.2.3 所示的运放噪声特性。

图 E5.2.3 中有两条曲线,分别代表折合到输入端的噪声电压源和输入噪声电流源大小。

我们注意到电阻热噪声 $\overline{v_{n,R}^2} = 4kTR\Delta f$ 和带宽 Δf 成正比,因而单位带宽内的热噪声,也就是热噪声密度为 $\frac{\overline{v_{n,R}^2}}{\Delta f} = 4kTR$ 。图 E5.2.3 给出的就是运放的输入噪声电压密度和噪声电流密度,分别记为

噪声电压密度 $\sqrt{\frac{d\overline{v_n^2}}{df}}$, 图 E5.2.3 中给出的单位为 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$;

噪声电流密度 $\sqrt{\frac{d\overline{i_n^2}}{df}}$, 图 E5.2.3 中给出的单位为 $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

对于热噪声而言,噪声密度是与频率无关的常量,这种噪声被称为白噪声。图 E5.2.3 中水平曲线部分对应的就是电路中的白噪声,包括电阻热噪声及 PN 结散粒噪声。与频率相关的噪声被称为有色噪声,图中低频部分随频率降低而升高的噪声被称为闪烁噪声,或者 $1/f$ 噪声,这部分噪声与频率成反比关系。闪烁噪声和电阻热噪声一样,存在于所有电路器件中。

其次再对图 E5.2.2 所示的光传感器进行说明。图中的二极管为光电二极管,直流偏置电压源 V_{B0} 通过偏置电阻 R_B 对它进行直流偏置。注意到运放是负反馈连接方式,故而运放工作在线性区,根据虚短特性,运放反相输入端电压等于同相输入端电压为零电压,显然光电二极管是反偏偏置的。正如 2.6.3 节所示,反偏的光电二极管可等效为电流源,电流源输出电流变化由 PN 结接收的光强变化决定。图中 C_B 为交流接地的旁路电容,因而该光传感器的等效电路如图 E5.2.5(a)所示,为电流源驱动跨阻器。由于我们习惯于处理电压信号,对于电流型的光传感器,则需要通过一个线性流压转换器将电流信号线性转换为电压信号,运放和负反馈电阻 R_f 形成接近理想的流控压源,也就是接近理想的线性流压转换器。

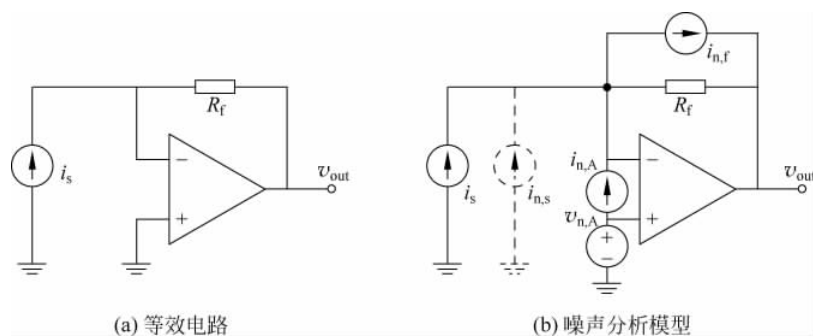


图 E5.2.5 光传感器等效电路

解: 描述信号质量的指标为信噪比,因而需要计算输出信号中的有用信号功率与噪声功率之比。如图 E5.2.5(b)所示,电路中除了信号源外,还有 4 个噪声源:

(1) 信源内部的噪声 $i_{n,s}$: 这是 PN 结光电二极管自身产生的噪声,由于题目中没有给出这一项,故而用虚线表述;

(2) 反馈电阻的噪声 $i_{n,f}$: 它是反馈电阻的热噪声电流,其有效值为 3.98nA :

$$\begin{aligned}\overline{i_{n,f}^2} &= 4kTG_f\Delta f = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times \frac{1}{10^4} \times 9900 \times 10^3 \\ &= 15.85 \times 10^{-18} \text{A}^2 = (3.98\text{nA})^2\end{aligned}\quad (\text{E5.2.1})$$

其中, $\Delta f = 10\text{MHz} - 100\text{kHz} = 9.9\text{MHz}$ 为信号带宽。这里的噪声源采用的是诺顿形式,也可采用戴维南形式。

(3) 运放内部噪声折合到输入端的噪声电流源 $i_{n,A}$: 由图 E5.2.3 可知, 在 100kHz 以上, 噪声电流密度为常值 $0.1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, 可知该噪声电流的有效值为 0.315nA :

$$\begin{aligned}\overline{i_{n,A}^2} &= \left[\sqrt{\frac{d\overline{i_{n,A}^2}}{df}} \right]^2 \Delta f = (0.1 \times 10^{-12})^2 \times 9900 \times 10^3 \\ &= 9.9 \times 10^{-20} \text{A}^2 = (0.315\text{nA})^2\end{aligned}\quad (\text{E5.2.2})$$

(4) 运放内部噪声折合到输入端的噪声电压源 $v_{n,A}$: 由图 E5.2.3 可知, 在 100kHz 以上, 噪声电压密度为常值 $20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 可知该噪声电压的有效值为 $62.9\mu\text{V}$:

$$\begin{aligned}\overline{v_{n,A}^2} &= \left[\sqrt{\frac{d\overline{v_{n,A}^2}}{df}} \right]^2 \Delta f = (20 \times 10^{-9})^2 \times 9900 \times 10^3 \\ &= 39.6 \times 10^{-10} \text{V}^2 = (62.9\mu\text{V})^2\end{aligned}\quad (\text{E5.2.3})$$

噪声本身是随机信号, 因而其方向可以随意。为了方便计算, 图中任意定了方向, 如图 E5.2.5(b) 所示。运放内部折合到输入端的两个噪声源是相关源, 但是这里没有给出任何相关信息, 为了计算能够进行下去, 这里假设它们不相关。运放工作在线性区, 所有源都是小信号源, 因而整个电路属于线性电路, 可利用叠加定理: 分别计算每个源单独作用时的输出, 其他源不起作用(电流源开路, 电压源短路), 同时利用理想运放的虚短、虚断特性, 可得

$$v_{\text{out},s} = -R_f i_s \quad (\text{E5.2.4a})$$

$$v_{\text{out},n,s} = -R_f i_{n,s} \quad (\text{E5.2.4b})$$

$$v_{\text{out},n,f} = R_f i_{n,f} \quad (\text{E5.2.4c})$$

$$v_{\text{out},n,A,i} = -R_f i_{n,A} \quad (\text{E5.2.4d})$$

$$v_{\text{out},n,A,v} = v_{n,A} \quad (\text{E5.2.4e})$$

由叠加定理可知, 输出电压为

$$\begin{aligned}v_{\text{out}} &= v_{\text{out},s} + v_{\text{out},n,s} + v_{\text{out},n,f} + v_{\text{out},n,A,i} + v_{\text{out},n,A,v} \\ &= -R_f i_s - R_f (i_{n,s} - i_{n,f} + i_{n,A}) + v_{n,A}\end{aligned}\quad (\text{E5.2.5})$$

输出信号中包含有用信号和无用的噪声, 有用信号被无用噪声污染, 信号质量下降。下面计算的输出电压均方值代表信号功率, 包括有用信号功率和噪声功率,

$$\begin{aligned}\overline{v_{\text{out}}^2} &= \overline{(-R_f i_s - R_f (i_{n,s} - i_{n,f} + i_{n,A}) + v_{n,A})^2} \\ &= R_f^2 \overline{i_s^2} + \overline{(R_f (i_{n,s} - i_{n,f} + i_{n,A}) - v_{n,A})^2} \\ &= R_f^2 \overline{i_s^2} + R_f^2 \overline{i_{n,s}^2} + R_f^2 \overline{i_{n,f}^2} + R_f^2 \overline{i_{n,A}^2} + \overline{v_{n,A}^2} \\ &= (10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6})^2 + R_f^2 \overline{i_{n,s}^2} + (10 \times 10^3)^2 (15.85 \times 10^{-18} + 9.9 \times 10^{-20}) \\ &\quad + 39.6 \times 10^{-10} \\ &= (0.0001 + R_f^2 \overline{i_{n,s}^2} + 55.549 \times 10^{-10}) (\text{V}^2) \\ &= (10\text{mV})^2 + (v_{n,s,\text{rms}})^2 + (74.5\mu\text{V})^2\end{aligned}\quad (\text{E5.2.6})$$

上述计算中假设所有信号之间都是不相关的, 由此可以确认: 输出电压中的有用信号的有效值为 10mV , 源噪声在输出电压中的有效值 $v_{n,s,\text{rms}}$ 未知。激励源后面的跨阻器实现流压线性转换, 它将在输出信号中额外附加噪声, 额外附加的噪声电压有效值为 $74.5\mu\text{V}$, 于是因跨阻器额外附加噪声使得输出信噪比不可能高于 42.6dB ,

$$\text{SNR}_{o,\text{max}} = 20\log_{10} \frac{10\text{mV}}{74.5\mu\text{V}} = 42.6\text{dB} \quad (\text{E5.2.7})$$

跨阻器的作用是将光电二极管的电流线性转换为电压,但它在有用信号上额外附加了 $74.5\mu\text{V}$ 的噪声。如果源内部噪声在输出端的有效值 $v_{n,s,rms} \ll 74.5\mu\text{V}$,则输出信噪比几乎完全由跨阻器附加噪声决定,大约在 42dB;如果源内部噪声在输出端的有效值 $v_{n,s,rms} \gg 74.5\mu\text{V}$,则说明跨阻器附加的额外噪声对信号质量影响不大,信号质量由光电二极管自身决定。

本例中假设等效输入噪声谱密度在高频段是平坦的,实际在高频段存在其他的有色噪声机制会导致噪声密度变大,这将导致信号中附加更多的噪声。

4) 信号相加例: 调音器

并负反馈实现的流控压源除了可以用来实现上述反相电压放大器、流压线性转换光传感器外,还有很多其他应用中也采用该电路,其原因之一在于实现电流相加极为简单,只需将需要相加的信号转换为电流信号后并接于一点,KCL 决定了这些并接于一点的电流只能相加,将相加后的电流信号导入流控压源输入端,流控压源将其转换为电压信号输出,即可实现期望的信号相加功能。图 5.2.9 所示电路就是这样一个信号相加电路:它的 4 路输入电压信号通过 4 个电阻连接到由运放和 R_f 电阻形成的流控压源输入端,由于理想流控压源输入端短接于地,故而 4 路电压信号首先被电阻转化为电流,这些电流在跨阻器输入端自然合成相加,之后被跨阻器(流控压源)转化为输出电压,即

$$\begin{aligned} v_{out} &= -R_f \cdot i_{\Sigma} = -R_f \left(\frac{v_{in1}}{R_1} + \frac{v_{in2}}{R_2} + \frac{v_{in3}}{R_3} + \frac{v_{in4}}{R_4} \right) \\ &= -\frac{R_f}{R_1} v_{in1} - \frac{R_f}{R_2} v_{in2} - \frac{R_f}{R_3} v_{in3} - \frac{R_f}{R_4} v_{in4} = \sum_{k=1}^4 a_k v_{ink} \end{aligned} \quad (5.2.13)$$

上述结论也可直接利用理想运放的虚短、虚断特性分析获得:由于虚短,故而运放反相输入端电压为 0,于是 4 路电压信号产生 4 路电流,在反相输入端汇聚后,由于虚断,没有分流进入运放,只能全部流过反馈电阻 R_f ,从而在输出端形成反相合成电压信号。

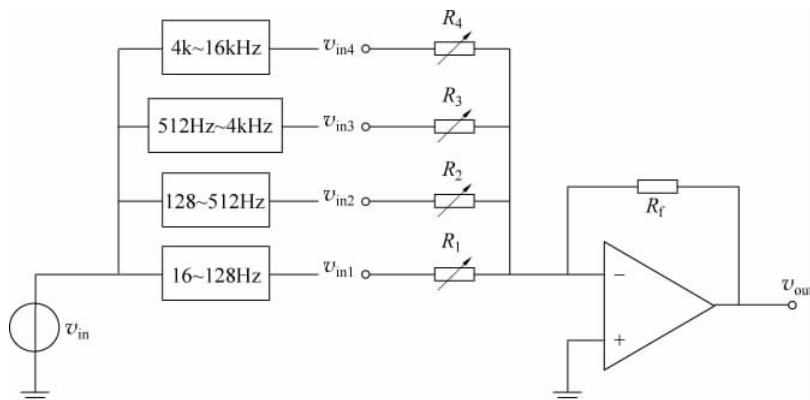


图 5.2.9 信号相加电路的调音器应用

图中还同时给出了这个信号相加电路的一种应用——调音器(Mixer)应用:将频带为 20Hz~15kHz 的音乐信号,首先经过 4 个滤波器分解为位于不同频段的 4 路信号,这 4 路信号分别从低音到高音分布,之后令这 4 路信号通过信号相加电路再合成。四个电阻 $R_1 \sim R_4$ 用 4 个电位器实现,即可实现求和系数的手工旋钮调整,于是可以增强或降低音乐信号中的低音、中音或者高音部分。

5) 数模转换例

例 5.2.2 如图 E5.2.6 所示电路完成 4 路信号的相加, 请分析其功能。

分析: 图中 4 个开关受 4 路信号控制, 这里假定控制信号高电平(逻辑 1)则开关闭合, 控制信号低电平(逻辑 0)则开关断开, 为了方便起见, 记 $D_i = 1$ 则第 i 个开关闭合, $D_i = 0$ 则第 i 个开关断开。第 i 路开关闭合则接恒压 V_0 , 第 i 路则向跨阻器输入端贡献 V_0/R_i 的电流, 如果该路开关断开, 这条支路则不贡献电流, 故而第 i 支路向运放反相输入端点贡献的电流可记为 $D_i V_0/R_i$ 。注意到 4 条支路的电阻 R_i 具有 2 等比关系, 故而 4 条支路贡献的总电流为

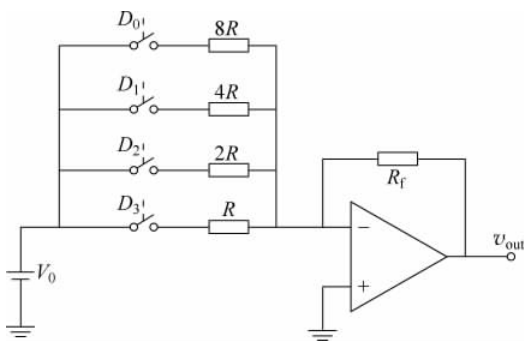


图 E5.2.6 信号相加电路的 DAC 应用

$$\begin{aligned} i_{\Sigma} &= i_0 + i_1 + i_2 + i_3 = \frac{D_0 V_0}{8R} + \frac{D_1 V_0}{4R} + \frac{D_2 V_0}{2R} + \frac{D_3 V_0}{R} \\ &= \frac{V_0}{8R} (D_0 + 2^1 D_1 + 2^2 D_2 + 2^3 D_3) \end{aligned} \quad (\text{E5.2.8})$$

这个合成电流被之后级联的跨阻器转化为输出电压,

$$\begin{aligned} v_{\text{out}} &= -R_f i_{\Sigma} = -\frac{R_f}{8R} V_0 (D_0 + 2^1 D_1 + 2^2 D_2 + 2^3 D_3) \\ &= V_{\text{REF}} (D_0 + 2^1 D_1 + 2^2 D_2 + 2^3 D_3) \end{aligned} \quad (\text{E5.2.9})$$

显然, 这是一个 4bit 的数模转换电路, 将数字信号 $D_3 D_2 D_1 D_0$ 线性转换为模拟电压信号。

图 E5.2.6 电路被称为二进制加权 DAC(Binary-weighted D/A converter), 它要求各条数模支路的电阻具有精密的 2、4、8、16、... 倍关系, 工艺上严格做到这一点相对比较困难, 于是就有了如图 E5.2.7 所示的 $R/2R$ 梯形网络 DAC 电路($R/2R$ Ladder DAC), 这里只需两类电阻, R 和 $2R$, 工艺上相对比较容易实现。

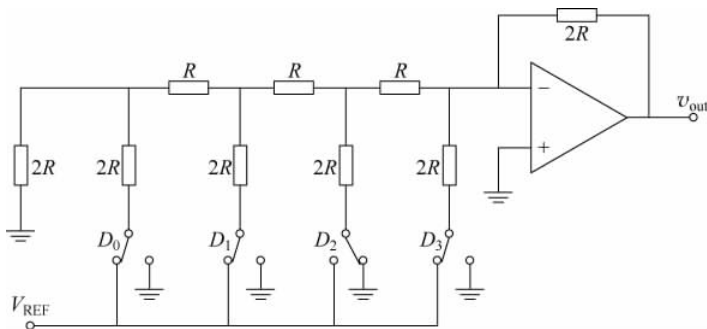


图 E5.2.7 $R/2R$ Ladder DAC(通过电阻网络实现信号的加权相加)

练习 5.2.4 请分析确认图 E5.2.7 所示电路具有 4bit DA 转换功能。

提示: 数字量 D_i 为 1 开关 i 则接通参考电压源 V_{REF} , 数字量 D_i 为 0 开关 i 则短接于地。可以采用戴维南等效方法自左向右依次完成等效, 考察数字量 $D_3 D_2 D_1 D_0$ 在戴维南等效源表中的权重, 确认其 DAC 功能。

图 5.2.10 是将二进制加权和 $R/2R$ 梯形电阻网络结合的实用 4bit DAC 芯片内部电路的

一个例子。四个晶体管(电流源)下方的电阻可以是二进制加权电阻,如最高位 D_3 开关下方的晶体管电流源接负反馈电阻 R ,次高位 D_2 则接 $2R$,如此类推,最低位 D_0 支路则需接 $2^{n-1}R=8R$ 的电阻,对应的四个晶体管电流源的 PN 结面积则分别取 $A, A/2, A/4, A/8$,如是可确保每个晶体管的 PN 结电流密度相同,故而它们将具有完全相同的 V_{BE} 电压。然而图 5.2.10 实际电路中的电阻网络并没有采用二进制加权电阻,而是采用更为容易实现的 $R/2R$ 梯形网络,它们具有和二进制加权电阻网络相同的功能。假设 D_0 支路晶体管电流源的电流为 I_0 ,那么 D_1 支路晶体管电流源电流一定是 $2I_0$,其后依此递增, D_3 支路对应的晶体管电流源电流则为 $8I_0$,原因在于这些晶体管的基极连接在一起,具有相同的 V_{BE} 电压,这些晶体管面积具有 2 倍关系,因而电流是 2 倍关系,以确保整个电路的平衡。

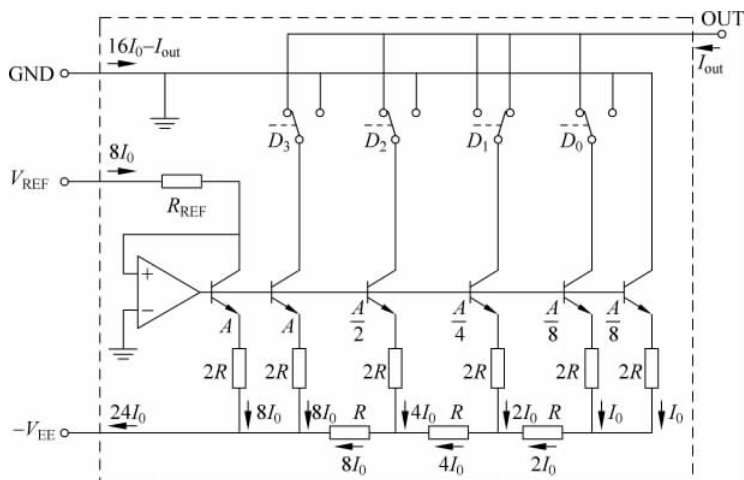


图 5.2.10 4bit DAC(通过电阻网络实现信号的加权相加)

练习 5.2.5 请标注图 5.2.10 电路中各个结点的电压,确认每个晶体管的 V_{BE} 结电压相同。

上述电路中,参考电流的确定通过一个负反馈运放来实现:如图 5.2.10 所示,运放反相输入端接地,同相输入端则虚地,故而 R_{REF} 两端电压为 V_{REF} ,于是参考电流 $I_{REF} = V_{REF}/R_{REF}$,这个参考电流和前面论述的 I_0 具有 8 倍关系, $I_{REF} = 8I_0$,于是整个系统电流则可被确定下来。

4 位数字输入导致四个单刀双掷开关拨向不同,最终输出电流恰好是二进制加权电流之和。电流输出端 OUT 可以外接跨阻器(并负反馈实现的流控压源)将电流输出线性转换为电压输出。

图 5.2.11 是单刀双掷开关的设计方案,它就是差分对结构,其中晶体管 $Q_{2k} (k=0,1,2,3)$ 的基极接固定偏置电压 V_B ,晶体管 Q_{1k} 的基极则接数字逻辑电平 V_{Dk} ,当逻辑 $D_k = 1$ 时, $V_{Dk} >$

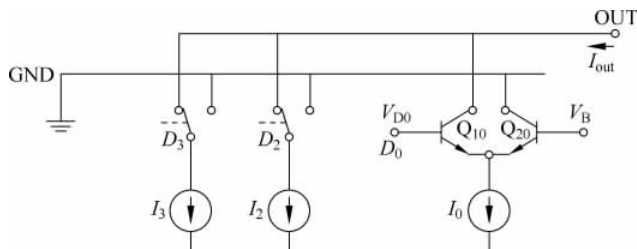


图 5.2.11 单刀双掷开关方案

V_B , 从而晶体管 Q_{1k} 恒流导通, 晶体管 Q_{2k} 截止, 于是开关拨向输出端, 输出电流中包括 I_k , 当逻辑 $D_k=0$ 时, $V_{Dk} < V_B$, 从而 Q_{2k} 恒流导通, Q_{1k} 截止, 于是开关拨向地端, 输出中没有 I_k 分量。

练习 5.2.6 请标注图 E5.2.8 所示电路各支路电流, 说明它实现的是 8bit DAC 功能。

提示: 图 E5.2.8 用两个 4bit DAC 的连接形成一个 8bit DAC, 对于低 4 位, 其权重比高 4 位低 16 倍, 故而两个 4bit DAC 之间的电流基准差 16 倍。

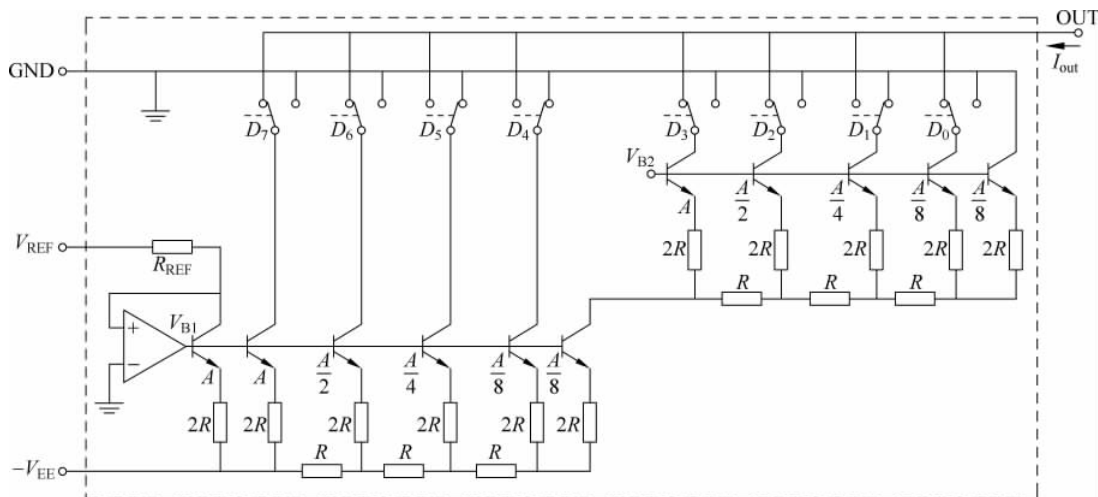


图 E5.2.8 8bit DAC

2. 差模放大与共模抑制

例 5.2.3 如图 E5.2.9 所示, 请分析证明该放大器完成差分放大功能

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1}(v_{in2} - v_{in1}) \quad (\text{E5.2.10})$$

其中, $R_3 = R_1, R_4 = R_2$ 。

分析: 注意到图示电路为负反馈连接方式, 故而可假设运放工作在线性区, 该电路则是一个线性电路, 故而对两个输入信号可利用叠加定理。

首先仅 v_{in1} 起作用, v_{in2} 不起作用(短路), 则是一个反相放大电路。虽然和经典的反相放大电路结构不全一样, 这里的同相输入端不是直接接地, 但是由于虚断, 同相输入端没有电流流入流出, 故而同相输入端电压只能为 0, 直接用地替代即可(替代定理), 故而仅 v_{in1} 起作用时, 输出为

$$v_{out1} = -\frac{R_2}{R_1}v_{in1} \quad (\text{E5.2.11})$$

然后令 v_{in1} 短路, 仅 v_{in2} 起作用, 则是一个同相放大电路。虽然与经典的同相放大电路结构不全一样, 这里的同相输入端不是直接接恒压源, 但是由于虚断, 同相输入端没有电流流入流出, 故而同相输入端电压为向源端看入的戴维南电压, $v_p = \frac{R_4}{R_3 + R_4}v_{in2}$, 用具有该电压的恒压源替代戴维南源(替代定理), 即可获得 v_{in2} 单独起作用时的输出,

$$v_{out2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_p = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4}v_{in2} \quad (\text{E5.2.12a})$$

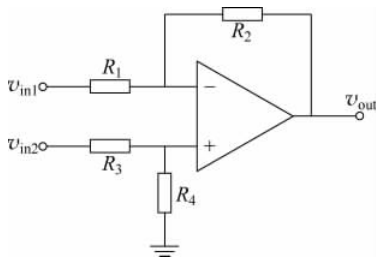


图 E5.2.9 差分放大电路

只要满足 $R_3=R_1, R_4=R_2$, 则有

$$v_{\text{out}2} = \frac{R_2}{R_1} v_{\text{in}2} \quad (\text{E5.2.12b})$$

由线性电路的叠加定理可知, 当两个输入同时作用时, 输出为两个输入单独作用时两个输出的叠加, 为

$$v_{\text{out}} = v_{\text{out}1} + v_{\text{out}2} = \frac{R_2}{R_1} (v_{\text{in}2} - v_{\text{in}1}) \quad (\text{E5.2.13})$$

解: 由于虚断, 运放同相输入端无电流流入流出, 故而

$$v_p = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{\text{in}2} \quad (\text{E5.2.14})$$

由虚短知

$$v_n = v_p = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{\text{in}2} \quad (\text{E5.2.15})$$

由于虚断, 运放反相输入端无电流流入流出, 故而

$$\frac{v_{\text{in}1} - v_n}{R_1} = \frac{v_n - v_{\text{out}}}{R_2} \quad (\text{E5.2.16})$$

将式(E5.2.15)代入, 有

$$v_{\text{out}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{\text{in}2} - \frac{R_2}{R_1} v_{\text{in}1} \quad (\text{E5.2.17})$$

将 $R_3=R_1, R_4=R_2$ 代入, 则有

$$v_{\text{out}} = \frac{R_2}{R_1} (v_{\text{in}2} - v_{\text{in}1}) \quad (\text{E5.2.18})$$

得证。

第4章考察晶体管差分放大电路时, 我们定义了共模抑制比 CMRR, 它与失调(offset)一样, 都是由差分输入端的不对称性导致的(见4.6.2节)。运放输入为差分输入, 差分输入级的不对称性导致的 CMRR 属于运放内部的 CMRR。如果差分放大器外围网络有不对称性, 这种不对称性同样会导致外部 CMRR。一般而言, 内外 CMRR 共同作用, 差分放大器总的共模抑制制度一般情况下会变差。

对于如图 E5.2.9 所示的差分放大器, 如果外部电路对称, 也就是 $R_1=R_3, R_2=R_4$, 同时又假设运放内部电路完全对称, 内部 CMRR 为无穷, 那么外部的对称性可以确保外部 CMRR 也是无穷大, 于是整体 CMRR 无穷大, 此时输出只是输入差分电压的放大, $v_{\text{out}} = (R_2/R_1) * (v_{\text{in}2} - v_{\text{in}1})$, 与共模输入电压 $0.5(v_{\text{in}2} + v_{\text{in}1})$ 无关。

实现完全对称的电路是不太可能的, 标称值一样的两个电阻总是存在差异, 既然电阻并不能保证严格相等, 那么输出就不仅与差分电压有关, 与共模电压也必然有关系。下面我们假设运放内部是绝对对称的, 只分析考察外部电阻不对称性导致的 CMRR 有多大。由于外围电阻不太可能完全一致, 这里假设

$$\begin{aligned} R_1 &= R_{10}(1 + \delta_1), & R_3 &= R_{10}(1 + \delta_3) \\ R_2 &= R_{20}(1 + \delta_2), & R_4 &= R_{20}(1 + \delta_4) \end{aligned} \quad (\text{E5.2.19})$$

其中, R_{10} 是 R_1 和 R_3 的标称值, R_{20} 是 R_2 和 R_4 的标称值, 但是实际电阻偏离标称值, $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ 则代表随机取用电阻的随机偏差。由于随机取用的电阻不再满足 $R_3=R_1, R_4=R_2$, 因而输出表达式只能用式(E5.2.17)而不是式(E5.2.18)。将两个输入用共模信号和差模信号表述为

$$v_{in2} = v_{ic} + 0.5v_{id} \quad (\text{E5.2.20a})$$

$$v_{in1} = v_{ic} - 0.5v_{id} \quad (\text{E5.2.20b})$$

和式(E5.2.19)一起代入式(E5.2.17),即可求出

$$v_{out} = A_{dd}v_{id} + A_{dc}v_{ic} \quad (\text{E5.2.21})$$

也就是说,输出电压不仅与差模输入信号 v_{id} 有关,还与共模输入信号 v_{ic} 有关,由此可计算获得 CMRR,为

$$\text{CMRR} = 20\log_{10} \left| \frac{A_{dd}}{A_{dc}} \right| \quad (\text{E5.2.22})$$

练习 5.2.7 假设图 E5.2.9 差分放大电路中的运放是理想运放,只有电阻反馈网络的非对称导致 CMRR,请证明 CMRR 的最小值由外围电阻的最大偏差决定,

$$\text{CMRR}_{\min} = 20\log_{10} \frac{1}{4\delta_{\max}} \quad (\text{E5.2.23})$$

其中,选用电阻阻值偏离标称值的偏差 $|\delta_1|, |\delta_2|, |\delta_3|, |\delta_4| < \delta_{\max}$ 。如果希望获得超过 80dB 的 CMRR,请问对外部电阻提出怎样的精度要求?

我们可以通过选用高精度的电阻,只要电阻阻值的最大偏差 $\delta_{\max}$ 足够小,就可以确保运放外围电阻导致的 CMRR 足够大。事实上,我们可以通过外围电路的不对称性抵偿内部不对称性造成的失调和 CMRR,如调零电路那样。然而这种补偿往往只针对特定环境,当环境温度发生变化时,由于运放内部晶体管对温度的高度敏感性,在某温度下调零好的电路,在另外一个温度下则失效。

练习 5.2.8 图 E5.2.10 是在差分放大器的基础上增加了一个可变电阻器 R_G ,请说明该电路功能。

提示 1: 由于增加了 R_G 支路,使得该电路负反馈和正反馈同时存在,应首先说明负反馈大于正反馈,否则不能随意应用理想运放的虚短、虚断特性进行电路分析。

提示 2: 当电路结构比较复杂,平面上画电路图时会出现线的交叉现象,图 E5.2.11 的几种画法分别代表了两条连线是短接的(连在同一结点上)或者是交叉而过的两条线(分属两个不同的结点)。

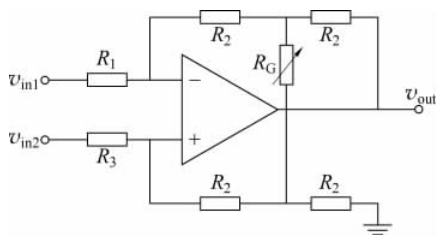


图 E5.2.10 差分放大电路：可调



图 E5.2.11 交叉的两条线的连接关系

对称性良好的差分放大器可有效抑制共模信号,然而对于单端输出,如果地上有强干扰,输出电压中仍然存在较大的共模信号,因而在共模干扰严重的数模混合电路中,差分放大器多采用全差分结构(输入信号和输出信号均为双端信号)。图 5.2.12 为全差分运放实现的负反馈放大器,其差分输出电压和差分输入电压之间是线性比值关系,这里同样要求 $R_3 = R_1$, $R_4 = R_2$ 。

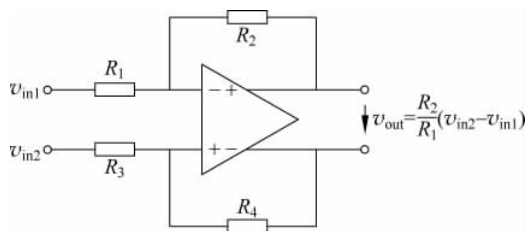


图 5.2.12 全差分放大电路

3. 多运放负反馈应用

前述电路多为采用单运放负反馈实现的功能电路，有时需要多个运放配合形成某种功能电路。如果每个运放都是各自负反馈的，则可直接假设运放工作在线性区。如果多个运放首尾环接在一个闭合环路中，则首先应判断这个闭合环路整体为负反馈环路，然后才能运用线性区理想运放的虚短、虚断性质进行分析。为了简化问题，这里建议不要试图分析负反馈的连接方式，而是在判断为负反馈连接后直接利用虚短、虚断性质给出分析结果即可。

例 5.2.4 如图 E5.2.12 所示，这是一个双运放实现的差分放大电路，请分析其差分放大功能。

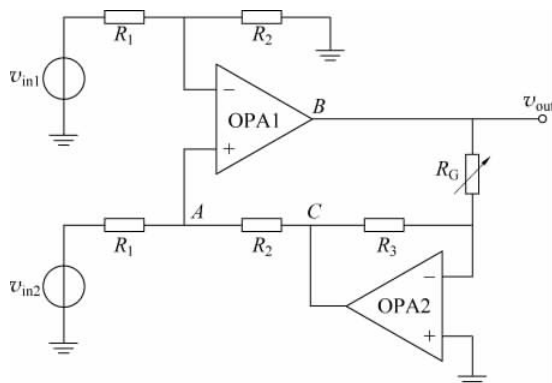


图 E5.2.12 双运放差分放大器

解：首先确认两个运放都是负反馈连接的。

OPA2 自身由负反馈电阻 R_3 形成负反馈连接，因而可以假设其工作在线性区，于是从 B 点到 C 点，OPA2 和 R_G 、 R_3 构成一个反相电压放大器。对于 OPA1，如图所示，A-B-C-A 形成一个闭环，假设 A 点有向上的扰动电压，通过 OPA1 的作用 B 点电压上升，通过 OPA2 形成的反相电压放大器作用，C 点电压下降，A 点电压是 C 点电压的分压（负反馈环路判断时，可假设输入激励不起作用， v_{in2} 短路处理），故而 A 点电压下降，闭环一周分析可知，OPA1 也是负反馈连接关系，从而可以假设它也工作在线性区。由于两个运放均是负反馈连接，均可假设工作于线性区，因而可采用运放的虚短、虚断性质分析如下：

$$\text{OPA1 反相输入端电压: } v_{n1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in1} \quad (\text{OPA1 反相端虚断})$$

$$\text{OPA1 同相输入端电压: } v_A = v_{p1} = v_{n1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in1} \quad (\text{OPA1 输入端虚短})$$

$$\text{AC 支路电流: } i = \frac{v_A - v_{in2}}{R_1} = \frac{v_C - v_A}{R_2} \quad (\text{OPA1 同相端虚断})$$

故而有

$$v_C = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_A - \frac{R_2}{R_1} v_{in2} = \frac{R_2}{R_1} (v_{in1} - v_{in2})$$

从 B 点到 C 点通过 OPA2 形成反相电压放大, 故而

$$v_C = -\frac{R_3}{R_G} v_B = -\frac{R_3}{R_G} v_{out} \quad (\text{OPA2 虚短、虚断分析结果})$$

上述两方程联立, 有

$$v_C = \frac{R_2}{R_1} (v_{in1} - v_{in2}) = -\frac{R_3}{R_G} v_{out}$$

故而输出为两个输入的差分放大,

$$v_{out} = \frac{R_G}{R_3} \frac{R_2}{R_1} (v_{in2} - v_{in1}) \quad (\text{E5.2.24})$$

由于 R_G 可调, 故而此为可调增益差分放大电路。

例 5.2.5 分析图 E5.2.13 所示三运放电路功能, 说明构成该电路各个电路器件的作用。

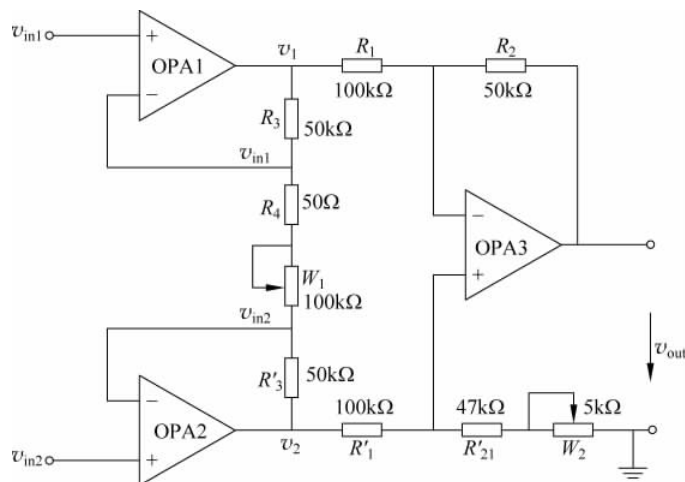


图 E5.2.13 仪表放大器 (Instrumentation Amplifier, INA)

分析: (1) 这个电路显然是一个两级级联网络, 第一级输入为 v_{in1} 和 v_{in2} , 输出为 v_1 和 v_2 , 第二级输入为 v_1 和 v_2 , 输出为 v_{out} , 第二级明显是一个差分放大器。

(2) 每一个运放都是通过电阻从输出端反馈到其反相输入端, 故而都是负反馈连接, 所以可以假设它们都工作在线性区, 即可以运用理想运放的虚短、虚断特性进行分析。

(3) 假设 OPA1 的输出电压为 v_1 , OPA2 的输出电压为 v_2 , 由于运放输入端虚断, 故而 OPA1 输出端点到 OPA2 输出端点这一条支路上的所有电阻上的电流都是一个电流, 将 R_4 电阻和 W_1 电位器视为一个可变电阻 R_G , 由于虚短, R_G 两端电压分别为 v_{in1} 和 v_{in2} , 故而这条支路上的电流为

$$i = \frac{v_{in1} - v_{in2}}{R_G} = \frac{v_1 - v_2}{R_3 + R'_3 + R_G} = \frac{v_1 - v_2}{2R_3 + R_G}$$

故而第一级差模输出电压和差模输入电压之间的关系为线性放大关系

$$v_1 - v_2 = \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_G}\right) (v_{in1} - v_{in2})$$

(4) 第二级为差分放大器,输出电压和输入电压之间的关系为

$$v_{\text{out}} = -\frac{R_2}{R_1}(v_1 - v_2) = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + 2\frac{R_3}{R_G}\right)(v_{\text{in}2} - v_{\text{in}1}) \quad (\text{E5.2.25})$$

可见该电路整体为可变增益的差分放大器。

(5) 组成该电路的器件作用:第一级电路中 OPA1 和 OPA2 的输入端负反馈连接关系是串联关系,故而输入电阻极大,使得本电路对前级电路的负载效应(相当于开路)可以忽略不计;第二级是差分放大器,OPA3 的输出端负反馈连接关系是并联关系,故而输出电阻极小,使得本电路对后级电路的驱动能力很强,后级电路对本电路的负载效应在一定程度上可忽略不计。两级级联总效果,该电路是一个接近于理想压控压源的电压放大器,差分输入电阻极大,输出电阻极小,放大倍数可调整。由于深度负反馈,运放外部电阻负反馈网络决定了电压放大倍数,也就是说,电路外部电阻阻值决定了放大倍数。由于 W_1 可以在 $0\Omega \sim 100\text{k}\Omega$ 之间调整,也就是说, R_G 可以在 $50\Omega \sim 100.05\text{k}\Omega$ 之间调整,故而电压放大倍数的调整范围为 $1 \sim 1000$ 之间,

$$\frac{R_2}{R_1}\left(1 + 2\frac{R_3}{R_G}\right) = \frac{50\text{k}}{100\text{k}}\left(1 + 2\frac{50\text{k}}{0.05\text{k} \sim 100.05\text{k}}\right) = 1000.5 \sim 0.99975$$

由于电路器件参数不可避免地存在不确定性,使得两路信号之间的对称性遭到破坏,通过电位器 W_2 的微调,人为附加的这个外部不对称性可以抵偿运放、其他电阻不对称性导致的 CMRR 恶化,使得整个电路的 CMRR 提高。

图 E5.2.13 所示电路具有如下特点:①极高的输入阻抗;②极低的输出阻抗;③精确而稳定的大范围可调的增益;④高共模抑制比(CMRR)。这种放大器又被称为仪表放大器(INstrumentation Amplifier, INA)。

练习 5.2.9 分析图 E5.2.14 所示双运放仪表放大器输入输出转移关系式。

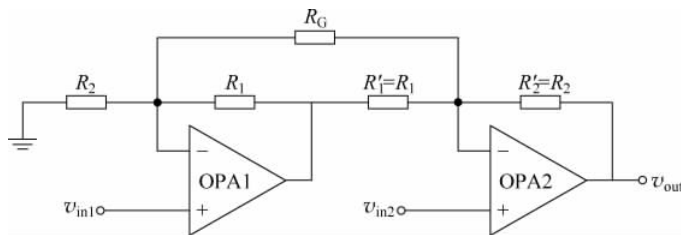


图 E5.2.14 双运放仪表放大器

5.3 运放非线性应用

前面的运放应用例中,运放均采用负反馈连接方式,并且包括负反馈网络在内的运放外部器件均为线性电阻器件,因而在信号没有大到超出运放线性区的情况下,电路整体上呈现出线性电路特性。而运放电路的非线性应用有如下三种情况:

(1) 负反馈:通过负反馈连接方式使得运放工作在线性区,但是运放外围器件含有非线性器件,从而电路整体上呈现出非线性特性;这类电路包括指数、对数运算电路,输出限幅电路,半波信号产生电路等。

(2) 开环:由于运放线性范围很窄,开环应用时运放基本上不太可能持续稳定地停留在线性区,因而开环应用情况下,我们往往使得输入信号幅度很大,使得运放稳定地在正负饱和

电压之间来回转化,在线性区停留的时间极短可抽象为 0 或不关注。开环应用时,运放多被建模为比较器。

(3) 正反馈:当正反馈运放被设置在线性区工作时,运放可等效为线性负阻,当然需要负反馈同时存在才能稳定地待在线性区。如果去掉这些负反馈,仅正反馈的正向促进作用,运放一般都会自行脱离不稳定的线性区进入到稳定的饱和区,此时则形成状态记忆,如施密特触发器。等效负阻也可以和外部动态器件构成振荡电路从而周期性地向外释放能量,如 RC 张弛振荡器等。本章只讨论到电阻电路如施密特触发器和等效负阻,而振荡电路的讨论见第 9、10 章。

5.3.1 负反馈结构

1. 对数运算

图 5.3.1 是实现了对数运算的运放电路,又被称为对数放大器(Logarithmic Amplifier)。图 5.3.1(a)是由运放和二极管形成的基本结构,图 5.3.1(b)则是由运放和 BJT 晶体管组成的转移二极管结构(transdiode configuration)。这两种结构,都是将非线性电阻置于负反馈通路中,运放由于负反馈通路的存在而工作在线性区,于是可以利用运放的虚短和虚断特性进行分析。

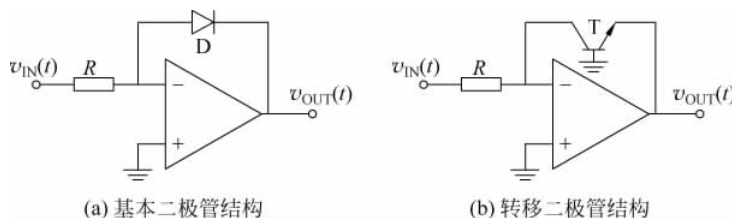


图 5.3.1 对数放大器

当输入信号 $v_{IN}(t) > 0$ 时,二极管正向导通,形成运放负反馈通路,此时利用虚短、虚断特性,有

$$\frac{v_{IN} - 0}{R} = i = I_{S0} (e^{\frac{0 - v_{OUT}}{v_T}} - 1) \approx I_{S0} e^{\frac{-v_{OUT}}{v_T}} \quad (5.3.1)$$

即

$$v_{OUT} = -v_T \ln \frac{v_{IN}}{I_{S0} R} = -v_T \ln \frac{i_{IN}}{I_{S0}} \quad (5.3.2)$$

对上述分析有如下说明:

(1) 式(5.3.1~2)是针对基本二极管结构进行的推导,请同学自行分析转移二极管结构,两者具有相同的对数运算结论。

(2) 获得对数运算表达式(5.3.2)的前提假设是二极管电压、电流具有指数律关系,在 $0.1\text{nA} \sim 0.1\text{mA}$ (近 120dB) 二极管正向电流范围内,二极管伏安特性和指数律关系公式吻合得都很好。

(3) 对数放大器可以应用于动态范围极大的信号处理中,如数据压缩。例如光传感器输出电流在 $10\text{nA} \sim 100\mu\text{A}$ 之间变化,变化范围 80dB,假设我们要求 ADC 引入的量化误差小于 1%,那么就要求 ADC 能够区分 $0.1\text{nA} \sim 100\mu\text{A}$ 的电流变化,对 ADC 的动态范围要求高达 120dB,由于 1bit 对应 6dB 动态范围 ($20\log_{10} 2 = 6\text{dB}$),因而 ADC 的位数则需要达到 20bit 才

能满足要求。如果将光传感器输出电流经过转移二极管对数放大器,那么输出电压变化范围被压缩为 $v_T \ln \frac{i_{IN,max}}{i_{IN,min}}$,而 1% 的误差则要求采样步长为 $v_T \ln \frac{1+0.01}{1}$,故而只需 $\frac{\ln i_{IN,max}/i_{IN,min}}{\ln 1.01/1} = \frac{\ln 10000}{\ln 1.01} = 926 = 2^{9.85} < 2^{10}$ 个间隔即可,也就是说,需要 10bit ADC 即可完成满足系统需求的模数转换要求。

练习 5.3.1 二极管正向导通时,运放负反馈通路才能建立,这要求输入电压必须大于 0。为了确保这一点,有必要在输入端加入整流电路,使得只有大于 0 的信号才能通过,小于 0 的信号不能通过。分析当输入信号 $v_{IN}(t) < 0$ 时的运放工作状态,并考察当信号从大于 0 到小于 0、从小于 0 到大于 0 转换时,运放工作状态的变化情况。

例 5.3.1 由式(5.3.2)可知,温度对对数放大电路的影响很大:不仅热电压 $v_T = kT/q$ 和温度相关,反向饱和电流也和温度相关。可以通过补偿措施消除温度的影响。如图 E5.3.1 所示,这是一个有温度补偿的对数放大器。请分析它是如何补偿使得对数运算中的温度影响被消除。

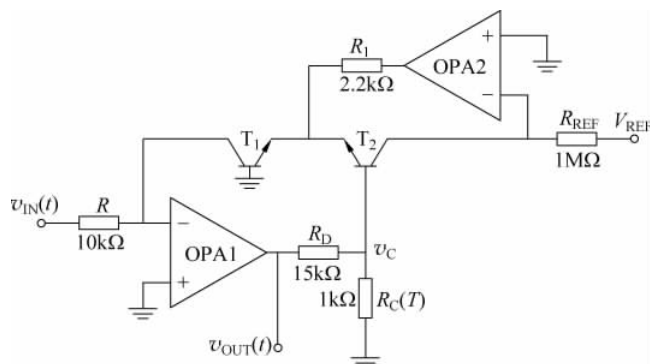


图 E5.3.1 温度补偿对数放大器

分析: (1) 原理上讲,OPA1 和 T_1 构成一个对数放大结构,OPA2 和 T_2 构成一个对数放大结构,两个对数放大结构可以相互补偿。

(2) 首先确认两个运放都是负反馈连接的,确认正负反馈连接时,激励源可置零或接固定不变的电压,为了确保 T_1 导通,接固定正压,接 $v_{IN}(t) = V_0$: 假设 OPA1 反相输入端有一个向上的扰动,经 OPA1 作用后, v_{OUT} 下降,其分压 v_C 下降, T_2 射极电压下降, T_1 共基组态为同相电压放大器,故而 T_1 集电极电压下降,可见环路一周后,向上的扰动被抑制,故而 OPA1 属负反馈连接关系。假设 OPA2 反相输入端电压有一个向上的扰动,经 OPA2 作用后,OPA2 输出电压下降,故而 T_2 射极电压随之下降,注意到 $v_{IN}(t) = V_0$ 不变 v_C 不变,故而可视 T_2 为基极电压不动的 CB 组态同相电压放大器, T_2 射极电压的下降将导致 T_2 集电极电压的下降,可见环路一周后,向上的扰动被抑制,故而 OPA2 也属负反馈连接关系。由于两个运放均是负反馈连接方式,故而可利用虚短、虚断特性进行分析。

(3) 考察图中的 v_C 电压,它为输出电压的分压,

$$v_C = \frac{R_C}{R_C + R_D} v_{OUT}$$

这里假设 T_2 基极电流影响可以忽略不计。 v_C 电压作用到两个晶体管的 BE 结上,

$$v_C = V_{BE2} - V_{BE1} = v_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{CS0}} - v_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{CS0}} = v_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

两个 PN 结的级联消除了反向饱和电流 I_{CS0} 的影响, 这里假设两个晶体管具有相同的 I_{CS0} 。

(4) 由于运放工作在线性区, 虚短和虚断分析表明,

$$I_{C2} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = I_{REF}, \quad I_{C1} = \frac{v_{IN}}{R} = i_{IN}$$

故而有

$$v_{OUT} = -\frac{R_C + R_D}{R_C} v_T \ln \frac{i_{IN}}{I_{REF}} \approx -R_D \frac{v_T}{R_C} \ln \frac{i_{IN}}{I_{REF}} \quad (E5.3.1)$$

上式约等于号来自 $R_D \gg R_C$ 。如果希望消除 v_T 中温度的影响, 只需热敏电阻 R_C 在一定温度范围内与绝对温度 T 成正比关系即可。

对比式 (E5.3.1) 和式 (5.3.2) 可知, 温度的影响被有效抵偿。

和对数放大器功能相逆的电路被称为反对数放大器, 它完成的是指数运算。图 5.3.2 是实现指数运算的基本电路结构, 请同学自行完成其功能分析。

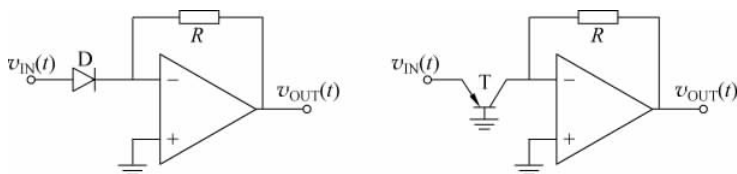


图 5.3.2 反对数放大器的基本形态

练习 5.3.2 请给出图 5.3.2 所示电路输出电压和输入电压之间的关系式, 说明该电路实现的是指数运算, 并说明对输入信号的限制。

提示: 反对数放大器首先通过二极管将输入电压转化为输入电流, 电流是电压的指数运算关系, 之后再经跨阻器线性转化为输出电压, 使得输出电压和输入电压之间具有指数运算规律。

练习 5.3.3 分析图 E5.3.2 所示电路的电路功能。

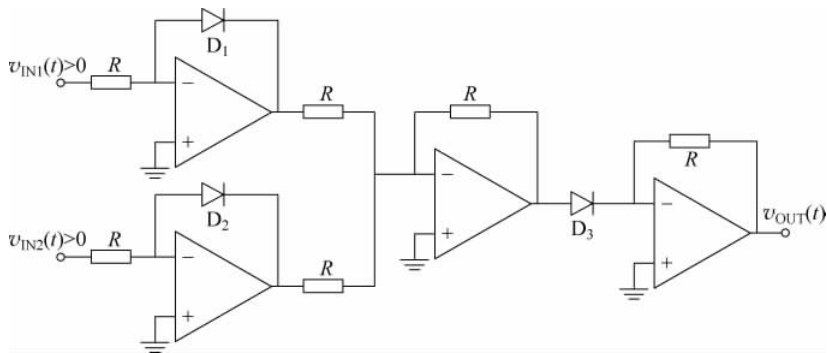


图 E5.3.2 运放负反馈非线性应用

练习 5.3.4 请给出图 E5.3.3 所示电路输出电压和输入电压之间的关系式, 说明该电路实现的是指数运算, 并说明它是如何通过温度补偿消除温度影响的。

2. 限幅电路

如图 5.3.3 所示, 这是一个限幅电路, 面对面串接的两个稳压二极管作为运放的负反馈通

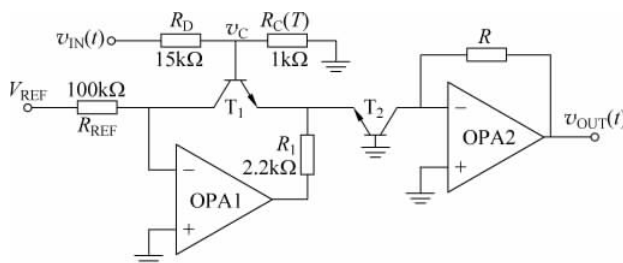


图 E5.3.3 具有温度补偿措施的对数放大器

路。这里不妨假设二极管正向导通电压为 0.7V，反向击穿电压为 4.3V，则当对接二极管支路两端电压低于 5V 时，该支路开路，当对接二极管两端电压高于 5V，该支路二极管击穿，支路两端电压被钳制在 5V。对接二极管支路伏安特性方程可描述如下

$$\begin{cases} v_D = +5\text{V}, & i_D > 0 \\ i_D = 0, & |v_D| < 5\text{V} \\ v_D = -5\text{V}, & i_D < 0 \end{cases} \quad (5.3.3)$$

于是对于图 5.3.3 所示电路，当输入信号 $v_{IN} > 0$ 或 < 0 时，对接二极管支路必然导通，因为如果不导通则无电流，运放反相输入端电压则等于输入电压， $v_{in} = v_{IN}$ ，而运放同相输入端接地，故而运放输出端电压或者负饱和或者正饱和，这都将使得对接二极管支路击穿，从而形成负反馈通路。负反馈通路形成后，运放分析可采用虚短、虚断特性，由运放反相输入端电压虚短为 0，可知运放输出电压为 -5V 或 $+5\text{V}$ ，于是将获得如图 5.3.3 所示的输入输出信号波形对应关系。

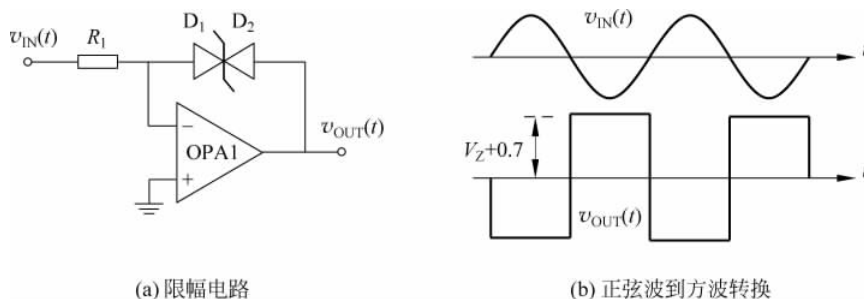


图 5.3.3 限幅电路

练习 5.3.5 如图 E5.3.4 所示，将图 5.3.3 所示的正弦波到方波转换电路的非线性元件抽出，从虚线包围的线性单端口网络端口看入，其等效电路是什么？用图解法说明 $v_{OUT}(t)$ 只能是 $\pm 5\text{V}$ 。提示：可加压求流获得虚框单端口网络伏安特性关系且同时保持运放负反馈通路存在。齐纳二极管可采用三段折线模型：正偏导通则 0.7V 恒压，反偏截止则开路，反向击穿则 4.3V 恒压。

3. 半波信号产生电路

图 5.3.4(a) 是二极管半波整流电路，可以使得

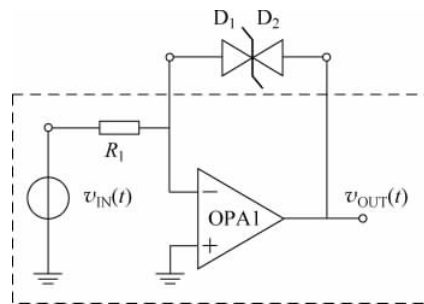


图 E5.3.4 限幅电路的线性网络与非线性网络对接分解

输出电压波形是输入正弦波的半个周期(半波信号),这是理想整流二极管的结论。而实际二极管存在 0.7V 的导通电压,故而输出信号并非真正的半波信号,只有输入信号大于 0.7V 才能导通,输出电压等于输入电压减去二极管导通电压 0.7V ,显然导通角小于半个周期。而图 5.3.4(b)电路则通过运放的深度负反馈作用,使得二极管的正向导通和反向截止特性接近理想整流二极管,从而可获得接近理想的半波信号。

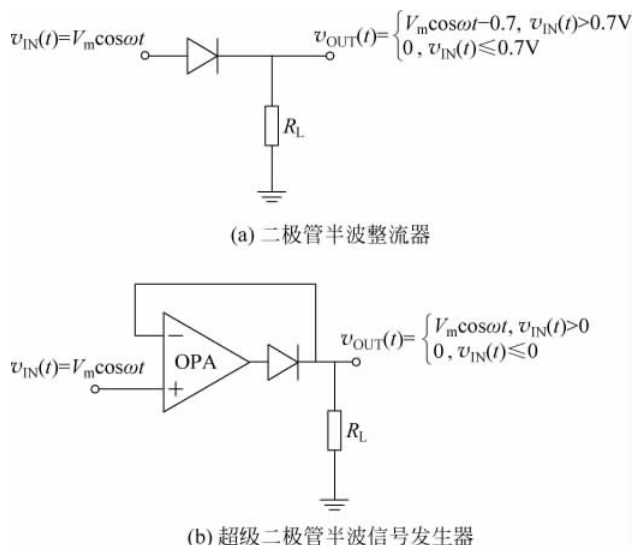


图 5.3.4 半波信号产生电路

对含有二极管在负反馈通路内的运放电路,如果二极管采用正偏导通 0.7V 恒压源开关模型时,基于负反馈连接情况下解的唯一性,对这种电路的分析步骤如下:首先假设二极管截止,二极管支路做开路处理,如是分析运放电路;分析结果表明断开的二极管支路正向电压 $<0.7\text{V}$,则说明二极管截止这个假设是成立的,分析就此可以结束;分析结果表明断开的二极管支路正向电压 $>0.7\text{V}$,则说明二极管截止这个假设不成立,则需重新假设二极管导通,以 0.7V 恒压源替代二极管,再进行分析并给出相应的分析结果。

对图 5.3.4(b)所示电路,利用上述步骤分析如下:假设二极管截止,二极管支路开路断开处理,注意到运放输入端虚断,故而整个电路没有为负载电阻提供驱动电流的源,于是负载电阻上的电压为 0 , $v_{\text{OUT}}=0$,进而运放反相输入端电压为 0 。于是,当输入电压 $v_{\text{IN}}>0$ 时,运放输出则为正饱和电压,二极管截止的假设不成立,二极管应正向导通处理,从而形成负反馈通路,利用运放虚短特性,知此时 $v_{\text{OUT}}=v_{\text{IN}}$ 。而当输入电压 $v_{\text{IN}}<0$ 时,运放输出则为负饱和电压,二极管截止假设是成立的,此时 $v_{\text{OUT}}=0$ 。上述分析表明,当输入为正弦信号时,输出为理想半波信号。

由于图 5.3.4(b)所示电路可以形成理想的正向导通、反向截止特性,运放和二极管的这种组合又被称为超级二极管。但是我们同时注意到,图 5.3.4(a)所示的普通二极管半波整流,负载电阻获得的功率源自输入信号,故而该电路可实现交流能量到直流能量的转换获得整流应用;而图 5.3.4(b)所示的超级二极管半波“整流”电路,负载电阻获得的功率则源自运放输出,因而这个电路无法实现输入交流能量到输出直流能量转换的整流功能,它仅仅应用于半波信号的产生,或者用来实现对输入信号的留正去负信号削平功能。

练习 5.3.6 (1) 对图 5.3.4(b)所示的半波信号产生电路,说明二极管两种状态下,运放

分别处于什么工作状态？其输出电压分别为多少？

图 5.3.4(b)所示半波电路有一个缺点,就是当输入信号由负变正瞬间,运放从开环负饱和区进入闭环线性区,运放输出电压瞬间从 $-V_{\text{sat}}$ 跳变到 $v_{\text{IN}} + 0.7\text{V} \approx 0.7\text{V}$,如果是理想运放,这种跳变是成立的,但是实际运放内部有电容的充放电过程,这个过程需要一定的时间才能完成,因而输出信号在这个位置会不可避免地出现较大的失真,需要一段时间后输出信号才能跟上输入信号的变化。图 E5.3.5 电路通过增加一个二极管 D_1 ,使得运放输出电压不会降低到负饱和电压 $-V_{\text{sat}}$,运放输出低于 -0.7V 则 D_1 导通,形成负反馈通路使得运放输出的负电压被钳制在 -0.7V ,于是在输出 v_{OUT} 由 0 变化为正值时,运放输出仅由 -0.7V 跳变为 $+0.7\text{V}$,由于运放输出电压变化很小,且运放始终工作在线性区,故而这个过程中 741 运放内部 MILLER 补偿电容可以很快完成充放电过程,于是输出半波信号的失真较小。

练习 5.3.7 (1) 分析图 E5.3.5 电路工作原理,说明它可以产生反相的半波信号。(2)画出图 E5.3.5 所示电路输入电压输出电压转移特性曲线。(3)画出运放输出电压随输入电压的变化情况。

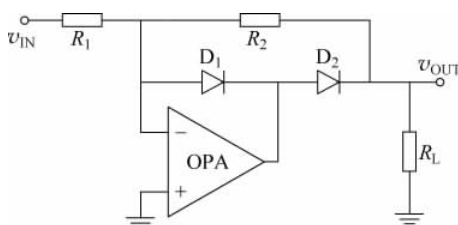


图 E5.3.5 改进后的半波整流电路

提示 1: 分析时,首先假设两个二极管截止,……

提示 2: 当存在负反馈通路时,可虚短、虚断分析,但虚短、虚断的前提是运放工作在线性区,因而当虚短、虚断分析表明运放输出电压超出正负饱和电压,运放输出电压则只能等于正负饱和电压,此时负反馈的作用则不复存在,运放输出端口以正负饱和电压恒压源模型对电路进行分析。

练习 5.3.8 分析说明图 E5.3.6 所示电路完成了什么功能:

(1)画出输入电压输出电压转移特性曲线;(2)假设输入为正弦波信号,输出是什么信号?(3)说明两个运放输出电压随输入信号的变化情况。(4) R_4 在这里起什么作用?

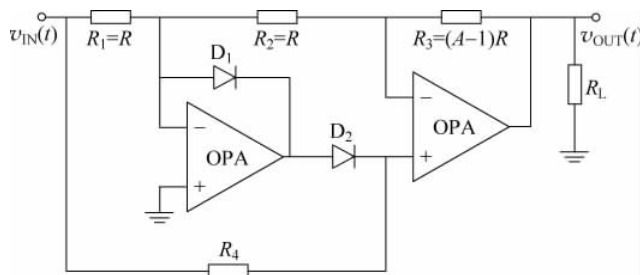


图 E5.3.6 双二极管双运放电路

4. PSK 调制电路

如图 5.3.5 所示,这是一个数字调制电路的简单实现方案,调制的完成是通过开关改变电路结构实现的。输入数字信号控制开关的通断,因而开关在这里归类为非线性器件:当输入信号是逻辑 1(高电平)时,开关闭合,运放同相输入端接地,于是输出 v_{out} 等于载波信号 v_c 的反相信号;当输入信号是逻辑 0(低电平)时,开关断开,同相输入端虚断,故其电压为 v_c ,虚短故而反相输入端也是 v_c ,因而上支路无电流,输出 v_{out} 也必然是 v_c ,可见,输出 v_{out} 要么是 $+v_c$,要么是 $-v_c$,视输入信号 v_{in} 而定,于是就完成了正弦载波的相位调制。图 5.3.5 中表明:

输入为逻辑 1 时,正弦载波相位 180° ,输入为逻辑 0 时,正弦载波相位为 0° ,这种调制被称为 PSK(移相键控,Phase Shift Keying)调制,即 0、1 逻辑代表的数字信号被调制到了正弦载波的相位上。

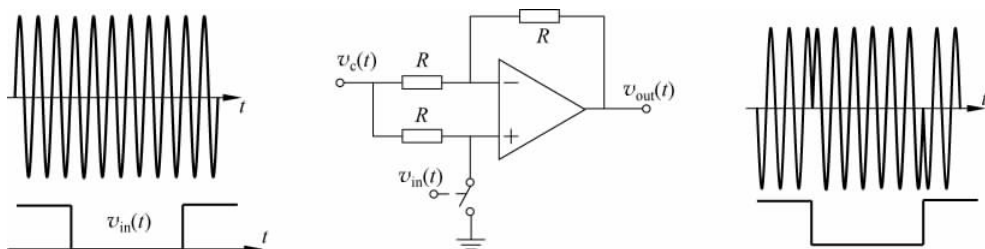


图 5.3.5 PSK 调制电路

练习 5.3.9 理解图 5.3.5,请给出 PSK 解调电路原理框图。

提示: 对于尚不知道其具体电路实现方案的功能电路,如滤波器,只需画出其符号说明其功能即可,也就是说,在更高一层次完成电路设计即可。如果不知道功能电路对应的电路符号,只需画出方框,内部标记功能电路名称亦可。

5.3.2 开环结构: 比较器

前面的运放非线性例子中大多都存在着负反馈通路,分析时则可利用理想运放的虚短、虚断特性。但有的应用中运放是开环的,开环运放可视为比较器。比较器内部电路和静态转移特性曲线和运放的都差不多,转移特性曲线的原点位置具有足够高的微分电压增益,因而输入信号稍微偏离原点大于零,输出就正饱和,输入信号稍微偏离原点小于零,输出就负饱和。如图 5.3.6 所示,由于增益极大,因而只要比较器的一个输入端接地,运放输出电压则随另一个输入信号的正负或者正饱和或者负饱和,故而可以认为这是一个过零比较器,输入电压过零输出就发生正负饱和电压之间的翻转。

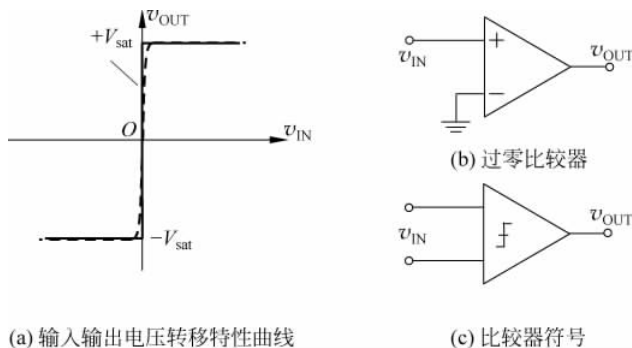


图 5.3.6 比较器

实用的比较器和负反馈应用的运放,对两者提出的要求很不一致。虽然开环运放可以用来做比较器使用,但实用的比较器一般都是专门设计的,这是由于运放设计主要是为了闭环负反馈的线性应用,而比较器应用则属开环结构,其设计是为了在正负饱和电压之间实现快速转换,两者的设计理念不同,内部电路大体一致,但细节上可能有较大的差异,例如 741 运放内部电路中的 30pF MILLER 补偿电容,在比较器中则不会出现,这个电容使得运放单位负反馈是

稳定的,但它严重限制了运放的响应速度。用普通运放电路做比较器使用,在速度、灵敏度等方面都没有专用比较器好。为了区分,比较器符号一般在运放符号上添加一个比较的符号,如图 5.3.5(c)所示。

1. Flash ADC 例

比较器是 ADC 电路的核心电路,如 3.11.1 节所描述的那样。

练习 5.3.10 图 E5.3.7 所示为 2bit Flash ADC,请分析其 AD 功能的实现,画出 3-2 编码器的码表,画出输入模拟电压到输出数字二进制代码之间的转移关系图表。

2. PWM 调制例

例 5.3.2 已知比较器同相输入端信号是频率为 1kHz 幅度为 $\pm 2\text{V}$ 的正弦波信号,反相输入端是频率为 10kHz 幅度为 $\pm 3\text{V}$ 的三角波信号,比较器输出高电平为 $+5\text{V}$,输出低电平为 -5V ,如图 E5.3.8 所示,请画出其输出信号的时域波形。

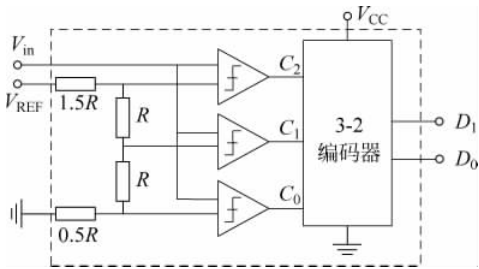


图 E5.3.7 2bit Flash ADC

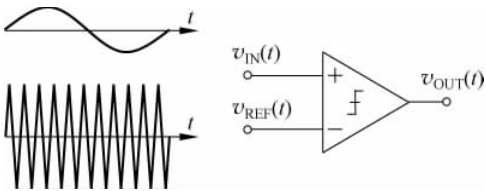


图 E5.3.8 PWM 调制

解: 这里直接用 MATLAB 进行作图,作图结果见图 E5.3.9。

```
F = 1E3; % 输入信号频率
fc = 10E3; % 载波信号频率
Omg = 2 * pi * F; % 输入信号角频率
Tc = 1/fc; % 载波信号周期

deltat = 1E-6; % 时间步长
N = Tc/deltat; % 一个周期的分析点数

for k = 1:3000
    t(k) = k * deltat; % 时间步长
    vin(k) = 2 * cos(Omg * t(k)); % 正弦波输入信号大小

    tt = mod(k, N); % 三角波载波信号大小
    if tt < N/2
        vref(k) = + 3 - 12 * tt/N;
    else
        vref(k) = - 9 + 12 * tt/N;
    end

    if vin(k) > vref(k) % 比较器输出
        vout(k) = + 5;
    else
        vout(k) = - 5;
    end
end
```

```
figure(1)
hold on
plot(t,vin)
plot(t,vref)
plot(t,vout)
```

% 把时域波形画在一张图上

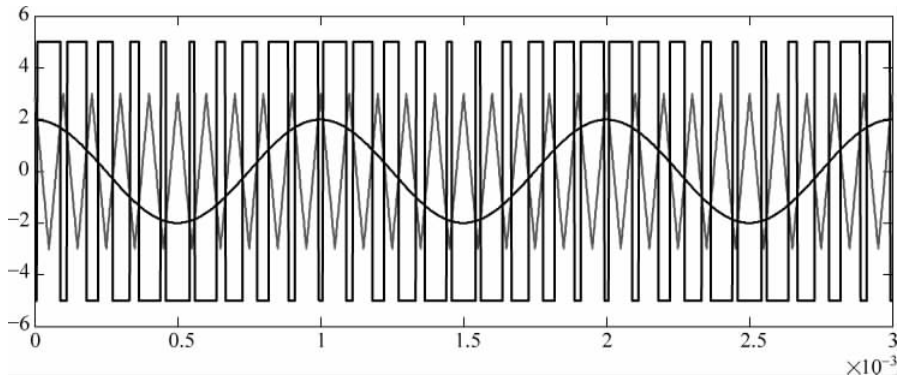


图 E5.3.9 PWM 调制波形

直接传输模拟信号容易受到噪声污染,接收端无法区分有用信号和噪声信号,但是通过脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation,PWM)将低频模拟信号转换为高频 0、1 变化的数字信号,对噪声的抵抗能力将大大增加,接收端只需通过比较器判断 0、1 即可,只有噪声很大时,才会出现误判。之后再通过一个低通滤波器即可还原低频模拟信号,因为脉冲宽度平均值大小代表了低频模拟信号大小,而低通滤波器实现的正是信号求平均功能。

5.3.3 正反馈结构

在数字信号传输过程中 0、1 电平信号受到噪声污染,接收信号则会出现波形失真和严重的杂散,此时如果直接采用过零比较器判断数字 0、1,输出中将会出现很多的毛刺,如图 5.3.7 所示,这些毛刺将使得 0、1 判断错误,进而获得错误的数字信号,很多情况下这是接收端无法接受的。采用具有滞回特性的施密特触发器(Schmitt Trigger)做比较器可消除这些毛刺。

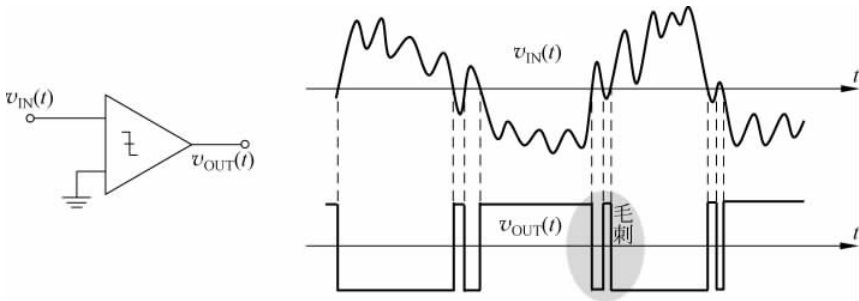


图 5.3.7 过零比较器的毛刺问题

1. 施密特触发器：滞回比较器

图 5.3.8(a)所示反相施密特触发器,采用正反馈连接方式,输出端和同相输入端通过电阻 R_2 连接,反相输入端作为信号输入端,形成了如图 5.3.8(b)所示的反相滞回比较特性。

正反馈连接使得运放难以稳定工作于线性区: 如果假设运放工作在线性区,则可虚短、虚

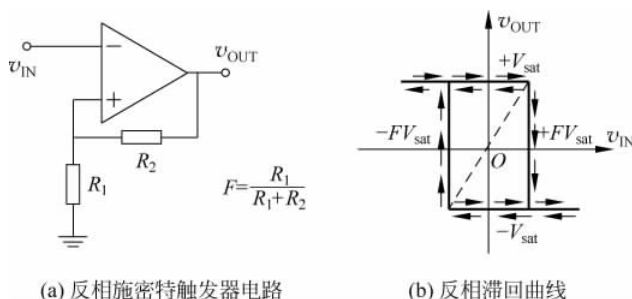


图 5.3.8 反相施密特触发器

断分析,此时运放的输入输出转移特性曲线与同相电压放大器完全相同

$$\frac{v_{OUT}}{R_1 + R_2} = \frac{v_{IN}}{R_1} \Rightarrow v_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{IN} \quad (5.3.4)$$

如图 5.3.8(b)中的虚线所示,但是这个虚线在真实电路中测量不到,根本原因在于正反馈导致线性区变成不稳定区。实际电路中总是存在噪声,如电阻热噪声,噪声的存在将导致电路中的结点电压出现微小波动。假设噪声波动导致运放同相输入端电压略有上升,运放放大作用下运放的输出电压将上升,通过电阻分压器的正反馈作用,运放同相输入端将进一步上升,这种正反馈机制导致运放输出端急剧变化迅速进入正饱和电压区而无法待在线性区。同理,如果噪声波动导致运放同相输入端电压略有下降,正反馈作用将进一步使其下降,最终运放必将快速进入负饱和区。换句话说,当输入电压 v_{IN} 位于 $(-F \cdot V_{sat}, +F \cdot V_{sat})$ 区间时,其中 $F = R_1 / (R_1 + R_2)$ 为电阻分压器的分压系数,它同时也是正反馈的电压反馈系数,求解图 5.3.7(a) 的电路方程,在数学上存在三个解, $v_{OUT} = -V_{sat}$ 、 v_{IN}/F 或 $+V_{sat}$ (练习 5.3.11),分别对应运放工作于负饱和区、线性区和正饱和区。这三个电路解也被称为系统的平衡点,但三个平衡点中有两个是稳定平衡点, $v_{OUT} = -V_{sat}$ 、 $+V_{sat}$,系统位于稳定平衡点时,外来扰动消失后,系统将会回到初始平衡点位置,而 $v_{OUT} = v_{IN}/F$ 则是不稳定平衡点,电路中的噪声扰动将导致电路自行脱离不稳定平衡点而进入其中的某个稳定平衡点。故而实际电路无法测量到图 5.3.8(b) 所示的虚线(这个数学上存在的解是不稳定平衡点),而只能测量到图 5.3.8(b) 所示的滞回曲线(稳定平衡点),分析如下:前述分析说明了运放无法在线性区停留,因而这里假设运放工作在正饱和区或负饱和区。当运放工作在正饱和区时,其输出电压为正饱和电压,运放同相输入端电压为 $+F \cdot V_{sat}$,此时只要输入信号低于该电压, $v_{IN} < +F \cdot V_{sat}$,运放反相输入端电压低于同相输入端电压,运放则维持工作在正饱和区。只有当输入电压升高超越 $+F \cdot V_{sat}$,在超越瞬间,运放反相输入电压高于同相输入端电压,运放瞬间(不考虑动态效应)从正饱和区跳变到负饱和区,于是运放输出电压从正饱和电压跳变为负饱和电压,此时运放同相输入端电压也跳变为 $-F \cdot V_{sat}$,此时只要输入信号高于该电压, $v_{IN} > -F \cdot V_{sat}$,运放反相输入电压则高于同相输入端电压,运放将维持工作在负饱和区。只有当输入电压降低并超越 $-F \cdot V_{sat}$,在超越瞬间,运放反相输入端电压低于同相输入端电压,运放瞬间从负饱和区跳变到正饱和区。如是,形成了如图 5.3.8(b) 所示的滞回比较特性曲线,图中箭头表示输入电压变化时,输出电压随之变化的方向。

练习 5.3.11 对于图 E5.3.10(a)所示的反相施密特触发器电路,采用类似图 5.2.3 所示的图解法,说明在数学上求解电路方程,该电路的输入输出转移特性曲线将是如图 E5.3.10(b) 所示的 Z 形特性曲线,但物理上形成的却是如图 E5.3.10(c)所示的反相滞回比较特性曲线,

原因在于 Z 形特性曲线中间段是不稳定区。

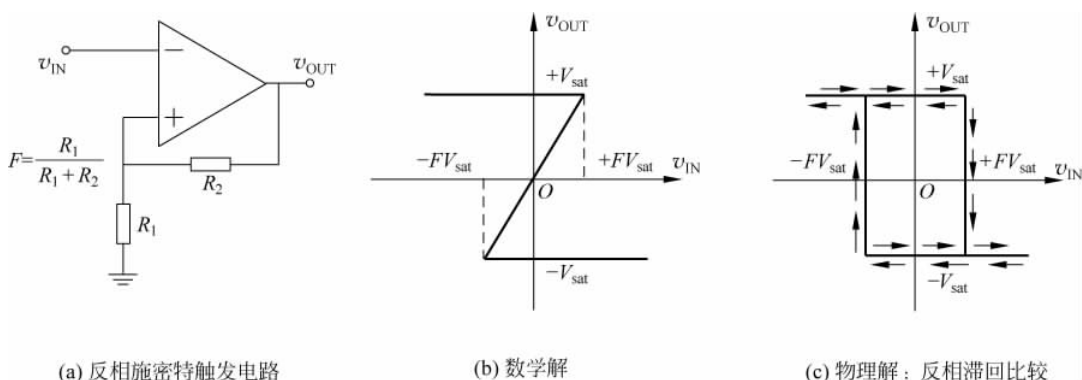


图 E5.3.10 反相施密特触发器输入输出转移特性曲线

练习 5.3.12 如图 E5.3.11(a)所示,这是同相施密特触发器电路,请对照图 5.2.3 所示的图解法,说明在数学上求解电路方程,该电路的输入输出转移特性曲线将为如图 E5.3.11(b)所示的反 Z 形特性曲线,但物理上形成的却是如图 E5.3.11(c)所示的同相滞回比较特性曲线。

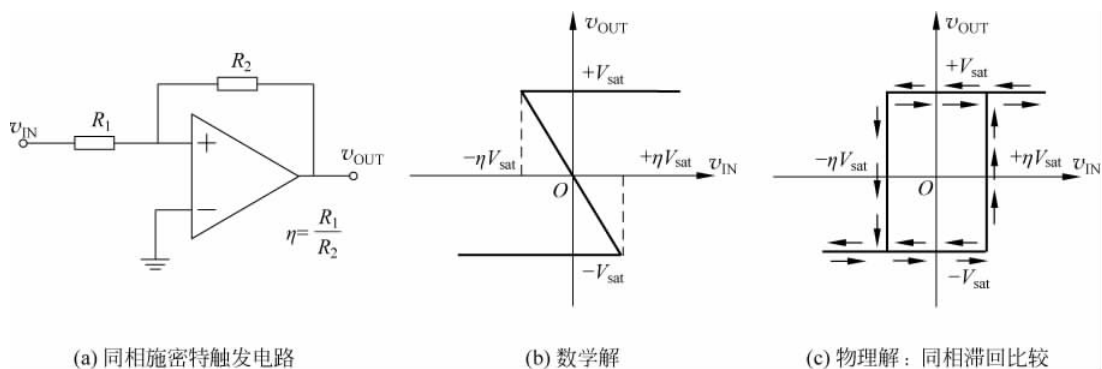


图 E5.3.11 同相施密特触发器

练习 5.3.13 画出同相电压放大器和反相电压放大器的输入输出转移特性曲线,与反相施密特触发器和同相施密特触发器的输入输出转移特性曲线进行比对。说明前两者是负反馈应用,数学解具有唯一性,后两者是正反馈应用,数学解不具唯一性;前者形成单调的转移特性曲线,后者形成滞回比较特性曲线;前两者作为放大器使用,后两者作为滞回比较器或双稳记忆单元使用。注:所谓双稳,就是具有两个稳定状态,在两个稳定状态之间,还有一个不稳定状态。双稳器件具有记忆功能,可用来实现状态记忆单元。

练习 5.3.14 图 E5.3.12 所示施密特触发器的滞回曲线位置由 V_{BIAS} 电压调整,假设运放线性区电压增益无穷大,饱和电压为 $\pm 12V$,偏置电压 $V_{BIAS} = 4V$,外围电阻分别为 $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 2k\Omega$ 。请分析输出 v_{OUT} 输入 v_{IN} 关系, $v_{OUT} = f(v_{IN})$, 并画出输入输出转移特性曲线 $v_{OUT} = f(v_{IN})$ 。

具有滞回比较特性曲线说明了施密特触发器具有记忆能力,当输入信号在零附近时,输出保持原状态不变,故而如果用施密特触发器替代过零比较器,仍然是相同的带噪声输入,但此时输

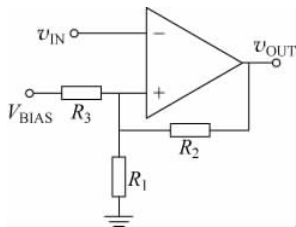


图 E5.3.12 滞回偏移施密特触发器

出中没有了毛刺,如图 5.3.9 所示。施密特触发器消除毛刺的原因在于它有记忆功能,它记住了之前的状态,只有信号变化超过滞回范围时,状态才会改变。

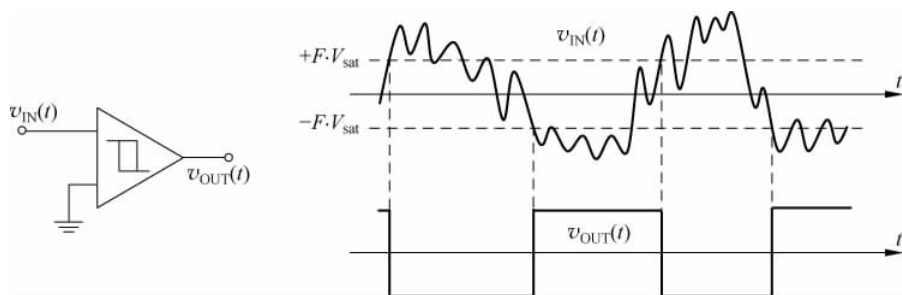


图 5.3.9 施密特触发器做比较器可消除毛刺

2. 等效负阻

施密特触发器的记忆功能来自正反馈,正反馈配合负反馈可形成等效负阻。如图 5.3.10 所示虚框所围单端口网络中,如果没有负反馈电阻 R ,它可形成如图 E5.3.10(a)所示的反相施密特触发器或者如图 E5.3.11(a)所示的同相施密特触发器。然而当我们添加了负反馈电阻 R 后,如果是加流测试,反馈网络形成的负反馈将大于正反馈

$$v_{in} = i_{test}R + v_{out} \quad (5.3.5a)$$

$$v_{ip} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out} \quad (5.3.5b)$$

可见,运放输出电压 v_{out} 的任意变化将导致运放反相输入端电压 v_{in} 和同相输入端电压 v_{ip} 随之

变化,但变化系数 $F_n = 1 > F_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$,说明负

反馈大于正反馈,故而运放可以稳定工作在线性区。

于是不妨假设运放就工作在线性区,从而可运用理想运放的虚短、虚断性质分析其端口伏安特性:在端口加测试电流 i_{test} 确保负反馈高于正反馈,假设该测试电流在端口产生了 v_{test} 的测试电压。由于虚断,故而测试电流 i_{test} 将全部流过电阻 R ,在电阻 R 上形成 $i_{test}R$ 的分压,故而运放输出端电压为 $v_{test} - i_{test}R$ 。由虚短可知,运放同相输入端电压等于反相输入端电压 v_{test} ,可知电阻 R_2 两端电压为 $i_{test}R$,故而其上形成 $i_{test}R/R_2$ 的电流,由于虚断可知该电流全部流过 R_1 电阻,在 R_1 电阻两端形成 $(i_{test}R/R_2)R_1$ 的电压,这个电压由地指向同相输入端,即 $(i_{test}R/R_2)R_1 = 0 - v_{ip} = -v_{test}$,从而可知该单端口网络的端口伏安特性关系为线性负阻关系,

$$R_{in} = \frac{v_{test}}{i_{test}} = -\frac{R_1}{R_2} R \quad (5.3.6)$$

练习 5.3.15 图 5.3.10 虚框二端口网络上端点流入电流 i_{test} ,下端点必流出 i_{test} 电流,然而 R_1 电阻电流为 $i_{test}R/R_2$ 且方向朝里,为何? 请分析该电路中的 KCL 关系。

练习 5.3.16 (1) 上述分析假设运放工作在线性区,请继续用加流求压法分析,并假设运放分别工作在负饱和区和正饱和区情况,综合运放在三个区工作情况,说明图 5.3.9 所示二端口网络为一个 S 型负阻。

(2) S 型负阻是流控网络,因而用加流求压法可以获得完整的 S 型负阻特性曲线。如果

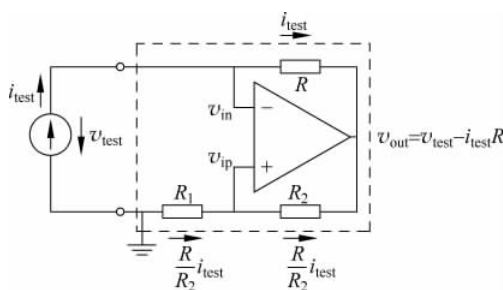


图 5.3.10 因正反馈存在而形成 S 型负阻

对该 S 型负阻用加压求流法获取其端口伏安特性,请分析获得的伏安特性曲线是怎样的?提示:加压求流,测试电压源的存在使得正反馈高于负反馈,S 型负阻的负阻区无法测量获得,只能测得具有滞回特性的转移特性曲线。

练习 5.3.17 图 E5.3.13 虚框二端口网络将形成 N 型负阻,它与图 5.3.10 所示的 S 型负阻的区别在于运放的两个输入端接反了。请用加压求流法(确保负反馈高于正反馈)确认它是一个 N 型负阻。同时分析如果用加流求压法,导致正反馈高于负反馈,将测量获得怎样的端口伏安特性曲线?

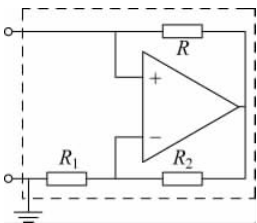
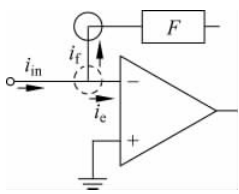
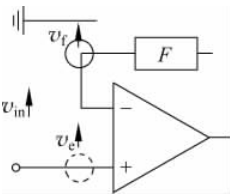
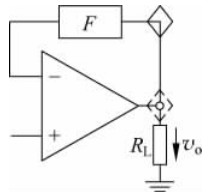
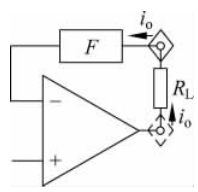


图 E5.3.13 因正反馈存在而形成 N 型负阻

5.4 习题

习题 5.1 运放负反馈连接方式的简单判断。四种负反馈连接方式将形成四种接近理想的受控源,这里假设运放电路的负反馈网络是纯线性电阻网络,显然正确判断反馈网络和运算放大器网络的端口连接关系是判断负反馈放大器受控源性质的第一步。下表给出了单运放和电阻反馈网络端口连接情况的判断方法。

	并 联	串 联
输入端口	 输入点和反馈点连在一个端点,KCL 决定反馈回去的是电流	 输入点和反馈点不是一个端点,KVL 决定反馈回去的是电压
输出端口	 输出点和反馈接入点连在一个端点,KVL 决定检测的是输出电压	 输出点和反馈接入点不是一个端点,KCL 决定检测的是输出电流

对照上表,很容易判定图 E5.4.1 所示四种负反馈放大器的负反馈类型:

对图 E5.4.1(a)而言,放大器输出端点和反馈网络输入端点是同一个点,属并联连接,因此反馈网络检测放大器的输出电压;放大器输入端点和反馈网络输出端点是同一个点,属并联连接,因此反馈网络形成的是反馈电流,从而这是一个并并连接的负反馈,检测输出电压,形成反馈电流,故而负反馈放大器将形成接近理想的流控压源。

对图 E5.4.1(b)而言,放大器输出端点和反馈网络输入端点是同一个点,属()连接,

因此反馈网络检测放大器的(),放大器输入端点和反馈网络输出端点不是同一个点,属串联连接,因此反馈网络形成的是反馈电压,从而这是一个串并连接的负反馈,检测(),形成反馈电压,故而负反馈放大器将形成接近理想的压控()。

对图 E5.4.1(c)而言,放大器输出端点和反馈网络输入端点()同一个点,属()连接,因此反馈网络检测放大器的(),放大器输入端点和反馈网络输出端点()同一个点,属()连接,因此反馈网络形成的是(),从而这是一个()连接的负反馈,检测(),形成(),故而负反馈放大器将形成接近理想的()。

对图 E5.4.1(d)而言,放大器输出端点和反馈网络输入端点()同一个点,属()连接,因此反馈网络检测放大器的(),放大器输入端点和反馈网络输出端点()同一个点,属()连接,因此反馈网络形成的是(),从而这是一个()连接的负反馈,检测(),形成(),故而负反馈放大器将形成接近理想的()。

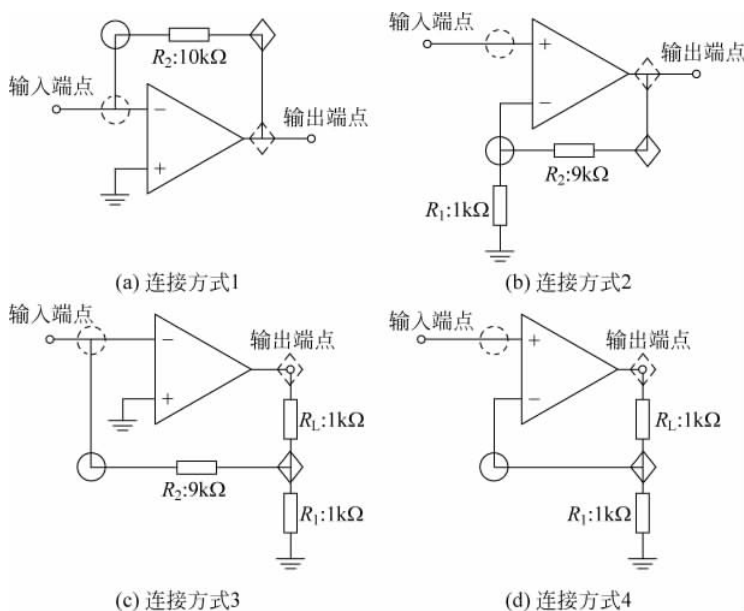


图 E5.4.1 运放的四种负反馈连接方式典型形态

如果不关注深度负反馈放大器的输入电阻、输出电阻,只关注闭环增益,则只需获得反馈系数,反馈系数的倒数就是闭环增益。反馈系数求取规则为:

并负反馈:在反馈网络右侧输入端加激励电压源,求左侧输出短路电流,左侧短路电流和右侧激励电压源之比为跨导反馈系数 G_F ,其倒数为闭环跨阻增益 R_{mf} 。对图 E5.4.1(a),跨导反馈系数为 $G_F = i_F/v_o = -1/R_2$,故而闭环跨阻增益 $R_{mf} = -R_2$ 。

串并负反馈:在反馈网络右侧输入端加激励电压源,求左侧输出开路电压,左侧开路电压和右侧激励电压源之比为电压反馈系数 F_v ,其倒数为闭环电压增益 A_{vf} 。对图 E5.4.1(b),电压反馈系数为 $F_v = v_F/v_o = R_1/(R_1 + R_2)$,故而闭环电压增益 $A_{vf} = 1 + R_2/R_1$ 。

并串负反馈:在反馈网络右侧输入端加激励电流源,求左侧输出短路电流,左侧短路电流和右侧激励电流源之比为电流反馈系数 F_i ,其倒数为闭环电流增益 A_{if} 。对图 E5.4.1(c),电流反馈系数为 $F_i = i_F/i_o = -(G_2/(G_2 + G_1))$,故而闭环电流增益 $A_{if} = -1 - G_1/G_2 = -1 - R_2/R_1$ 。

串串负反馈：在反馈网络右侧输入端加激励电流源，求左侧输出开路电压，左侧开路电压和右侧激励电流源之比开跨阻反馈系数 R_F ，其倒数为闭环跨导增益 G_{mf} 。对图 E5.4.1(d)，跨阻反馈系数为 $R_F = v_F / i_o = R_1$ ，故而闭环跨导增益 $G_{mf} = 1/R_1$ 。

根据上述描述，请在图 E5.4.1 上标注输入电压 v_{in} 或输入电流 i_{in} ，反馈电压 v_f 或反馈电流 i_f ，输出电压 v_o 或输出电流 i_o ，其参考方向和符号。

习题 5.2 虚短和虚断。事实上，对于运放电路，只要判定其为负反馈连接，即可假设运放工作于线性区，进而可利用虚短、虚断性质进行分析。(1) 请用虚短、虚断性质分析图 E5.4.1 四种放大器的增益，确认和前述分析结果完全一致。(2) 对图 E5.4.2 所示电路，说明 OPA2 和 OPA1 都是负反馈连接的，之后则可假设信号有限的情况下两个运放均工作于线性区，如是可以直接利用理想运放的虚短、虚断特性进行分析，并请给出图示 6 个电阻上的电流大小，填在图示空中。(3) 检查该电路图上每个结点上的 KCL。

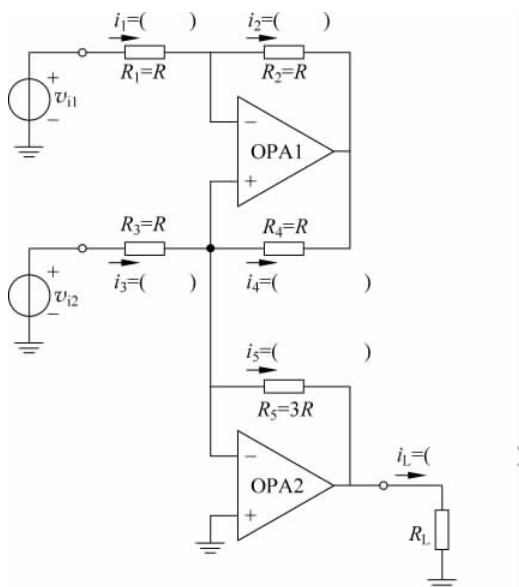


图 E5.4.2 运放电路的负反馈判断与分析

习题 5.3 反相电压放大器输入电阻的调整。同相电压放大器由于采用了串并负反馈故而形成了接近理想的压控压源，其输入电阻极大，其输出电阻极小。而反相电压放大器则采用了并并负反馈首先形成流控压源，在流控压源前级串联臂电阻 R_1 ，如图 E5.1.3(d) 所示，故而反相电压放大器的输入阻抗就是串臂电阻 R_1 ，它并非无穷大。

作为电压放大器，如果我们希望反相电压放大器能够接近于理想压控压源，有一种方案可以将反相电压放大器的输入阻抗变成无穷大，如图 E5.4.3(a) 所示，只需在反相放大器输入端另外添加一条支路，这条支路提供 v_{in}/R_1 大小的电流，使得激励源 v_{in} 无须提供任何电流，于是反相放大器输入端口加 v_{in} 电压求得零电流，说明这个反相放大器的输入端阻抗为无穷大。如何让这条支路提供 v_{in}/R_1 大小的电流呢？可以先用压控压源产生一个 αv_{in} 的电压，其输出和反相放大器输入端串接 $R_3 = (\alpha - 1)R_1$ 大小的电阻，则 R_3 上必然产生 v_{in}/R_1 大小的电流。图 E5.4.3(b) 给出了一种产生压控压源的方案，它将 $v_{out} = (-R_2/R_1)v_{in}$ 再次反相放大， $v_3 = (-2R_1/R_2)v_{out} = 2v_{in}$ ，显然如果 $R_3 = R_1$ 则必有 $R_{in} = \infty$ 的结论。

(1) 分析图 E5.4.3(b) 所示反相电压放大器的输入电阻 R_{in} 表达式，由表达式说明当 $R_3 = R_1$ 时， $R_{in} = \infty$ 。

(2) 你是否可以提出其他方案产生期望的压控压源？分析你的设计方案确实可以使得反相电压放大器的输入阻抗变成无穷大。

习题 5.4 双运放实现的一个电流源。图 E5.4.4 是一个用双运放实现的电流源电路，请分析 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 电阻有何约束，可使得电流源内阻为无穷大？此时，双端输入电压转换为单端电流输出的跨导系数为多少？

习题 5.5 接单端负载的电流放大器。图 E5.4.1(c) 电流放大器的负载电阻 R_L 为悬浮

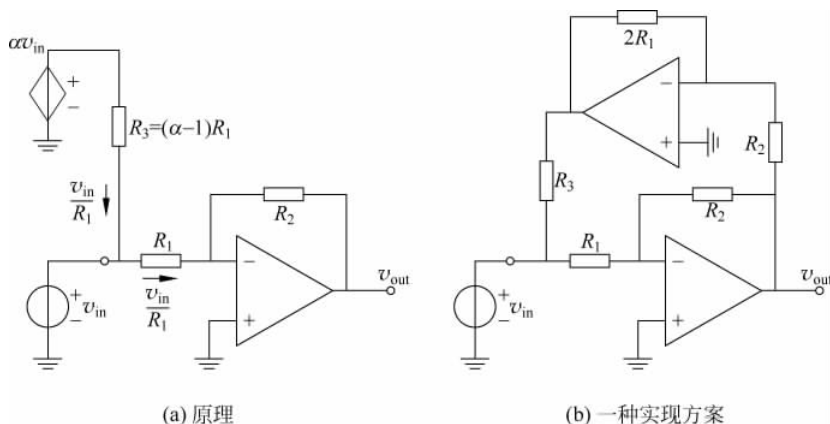


图 E5.4.3 调整反相电压放大器的输入阻抗

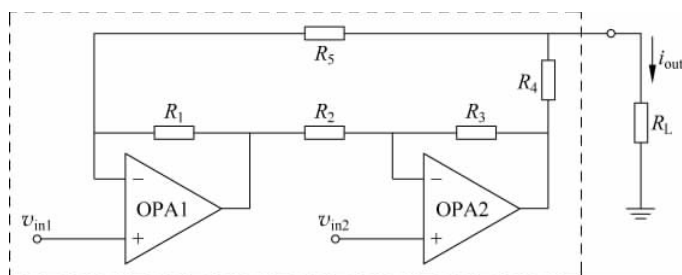


图 E5.4.4 电流源输出阻抗

负载,图 E5.4.5 所示电流放大器可接单端负载。请分析该电流放大器的电流放大倍数、输入电阻和输出电阻。

习题 5.6 单电源供电。本章默认运放都是双电源供电, $+V_{CC}$ 和 $-V_{EE}$, 如图 E5.4.6(a) 所示, 但是在没有负电源只有正电源的情况下, 运放是否就不能使用了呢? 并非如此, 如果只有正电源 $+V_{CC}$, 可以如图 E5.4.6(b) 所示的电源接法, 为了与双电源有所区别, 其电路符号上应将单电源端点也同时标上。那么单电源供电与双电源供电的区别在哪里?

这里以反相电压放大器为例, 如图 E5.4.6(c) 是双电源供电的反相电压放大器, 注意输入 v_i 和输出 v_o 都是以 0 电压为中心上下波动, 同时运放同相输入端

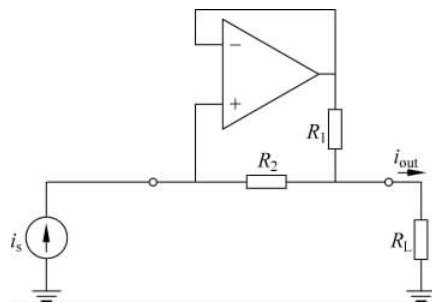


图 E5.4.5 可接单端负载的电流放大器

电压为 0。上述双电源的 0 电压 ($0 = 0.5(V_{CC} - V_{EE})$) 在单电源供电情况下都需平移到半电源电压 ($0.5V_{CC} = 0.5(V_{CC} - V_{EE})$) 上, 因而可在同相输入端加电阻分压网络, 只要 $R_4 = R_3$, 即可确保 $v_{ip} = 0.5V_{CC}$, 由负反馈虚短则可强制使得 $v_{in} = 0.5V_{CC}$, 这显然要求 v_i 和 v_o 中包含 $0.5V_{CC}$ 的直流分量。对于输入信号而言, 或许信号源本身可以自行添加直流分量, 但对于输出信号而言, 其中包含 $0.5V_{CC}$ 的直流分量导致输出端难以接单端负载 R_L , 因为这需要运放同时提供 $0.5V_{CC}/R_L$ 的直流电流, 对运放而言这是一个巨大的压力。因而对图 E5.4.6(d) 所示的单电源供电反相电压放大器, 往往在输入端和输出端接大容值的隔直电容, 以尽可能降低因

隔直电容存在而无法直流放大的低频段损失。

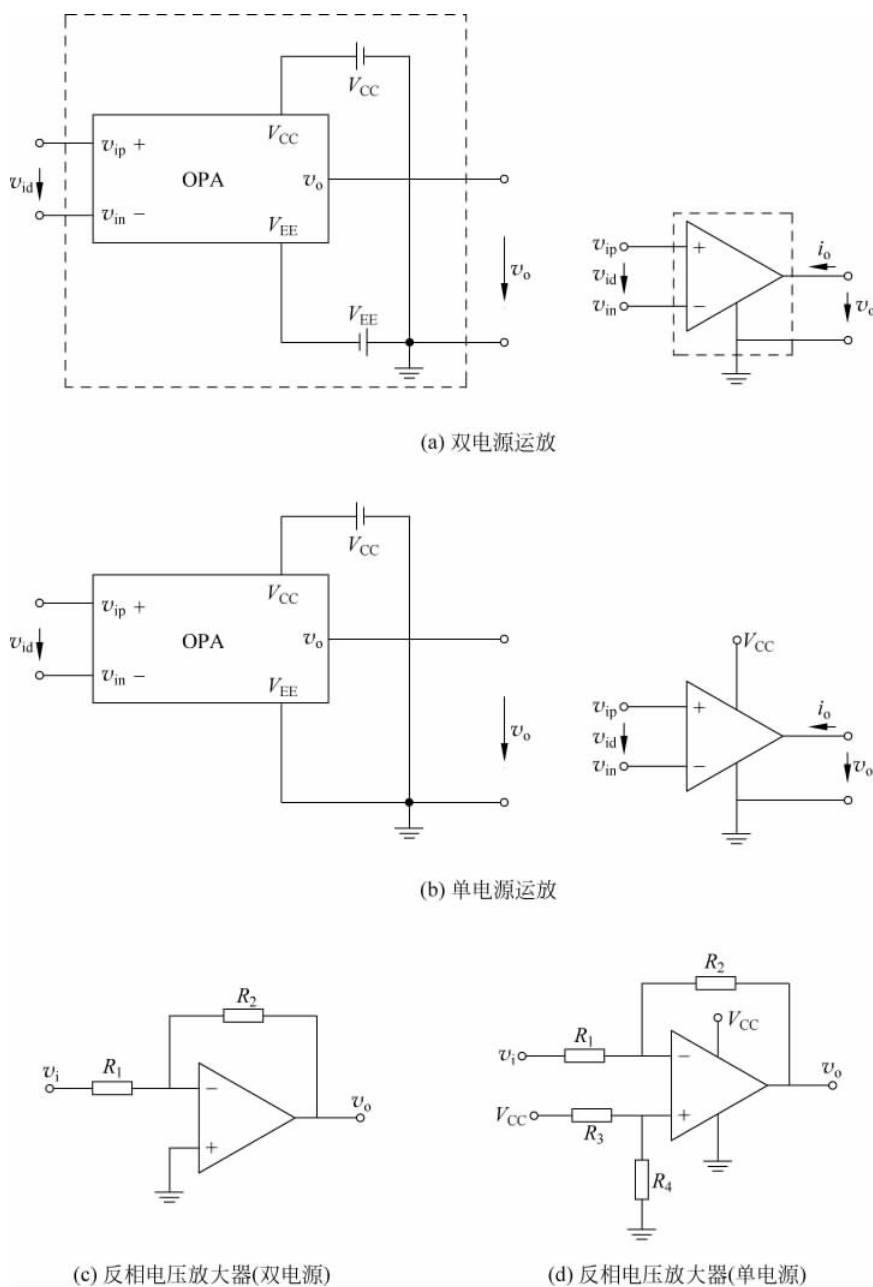


图 E5.4.6 双电源供电和单电源供电

(1) 请在图 E5.4.6(d)基础上,添加隔直电容器件,使得单电源供电的反相电压放大器可以正常工作。

(2) 对图 E5.4.1(b)所示的同相电压放大器,添加必要的外围器件,使得单电源供电的运放可以使用。

习题 5.7 方程列写的练习。如图 E5.4.7 所示,假设运放是理想运放,则该电路为一阶动态电路,请利用理想运放的虚短和虚断特性列写以 $v_{in}(t)$ 为激励量, $v_{out}(t)$ 为响应量的一阶

微分电路方程。对含有动态元件的电路,可以将电路分割为电阻网络和动态网络的对接关系,请将电容之外的电阻电路做戴维南等效或诺顿等效,以等效源驱动电容的形式进行分析,请列写关于电容电压 $v_c(t)$ 的电路方程。

习题 5.8 可变增益差分放大器。图 E5.4.8 是在图 E5.2.9 所示差分放大电路基础上的修改。

- (1) 请确认这是一个可变增益差分放大器,并给出其电压放大倍数。
- (2) 请给出每条支路的电流,确认每个结点的 KCL 方程都是满足的。

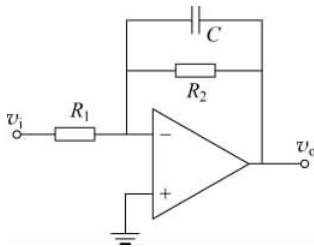


图 E5.4.7 一阶动态电路方程列写

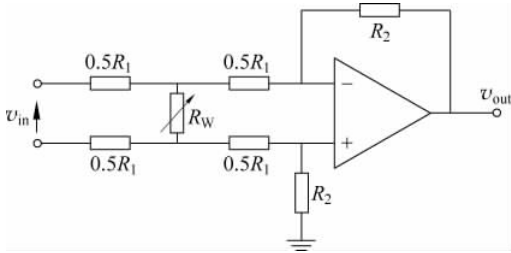


图 E5.4.8 可调增益差分放大电路

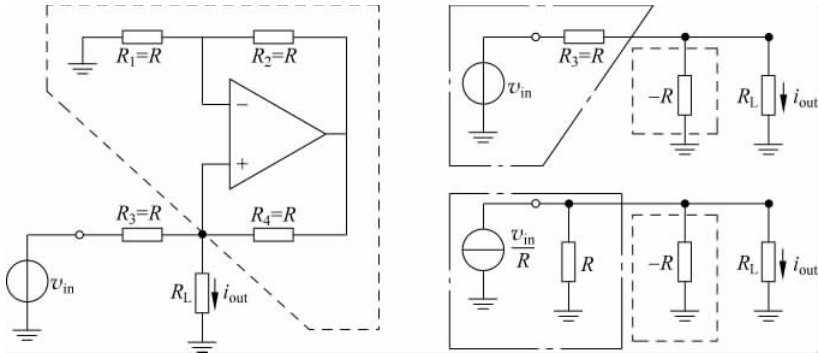


图 E5.4.9 Howland 电流源

习题 5.9 与图 E5.2.1 所示的 Howland 电流源对比,图 E5.4.9 是在运放同相输入端一侧加载输入信号的 Howland 电流源,请说明该电流源输出电阻为无穷大。提示:运放 $+R_1 + R_2 + R_4$ 为 N 型负阻,负反馈大于正反馈时,可工作在 N 型负阻的负阻区,其等效电路为对地的负阻 $-R$ 。其次将 v_{in} 和 R_3 戴维南形式等效为诺顿形式,于是从负载看入等效电流源的内阻,正阻 R 和负阻 $-R$ 抵偿,犹如开路,故而等效电流源内阻为无穷大。

习题 5.10 电流源。图 E5.4.10 是一个电流源,其中晶体管 Q 的作用是提供高等效内阻的恒流特性。(1)说明运放是负反馈连接的,它起到什么作用?(2)输出电流源电流为多少?(3)输出可等效为电流源的负载条件是什么?(4)说明图中所有器件的作用分别是什么?

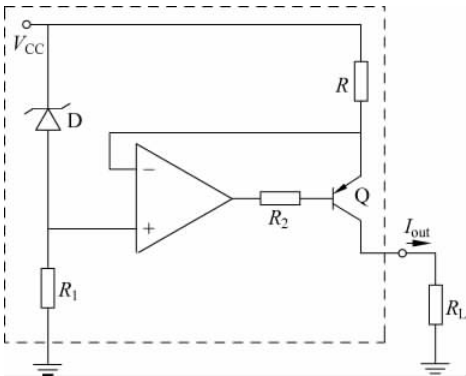


图 E5.4.10 电流源

习题 5.11 线性稳压电源。稳压电源就是可

以输出恒定电压的电压源,有两种常见方式实现它。一种是采用负反馈结构实现的线性稳压电源,一种是采用开关和滤波电容、电感实现的开关稳压电源(见 10.6.2 节),图 E5.4.11 是一个串联型的线性稳压电源。能够提供大电流输出的晶体管,其电流增益一般都较小,故而这里采用达林顿结构以提高电流增益。反馈网络 R_1 和 R_2 对输出电压 V_O 采样,将其反馈回去和基准电压 V_{REF} 进行比较,串并负反馈连接使得我们获得如下的稳压输出

$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{REF} \quad (\text{E5.4.1})$$

其中带隙基准源可提供温度系数很小的高精度基准电压 V_{REF} ,电路中的所有能量均来自不太稳定的输入直流电压 V_I ,经过虚框稳压电源的作用后,输出的是稳定的直流电压。

达林顿结构中的 Q_2 是低功率管,其 BE 结导通电压为 0.7V,CE 端口饱和电压 0.2V, Q_1 是功率管,其 BE 结导通电压为 1V,CE 端口饱和电压 0.6V。由于达林顿管的电流增益很大,因而运放只需提供很小的电流即可驱动达林顿管正常工作,同时假设 R_1 、 R_2 电阻很大,与负载获得功率相比,带隙基准源、运放、分压网络的功率消耗可以忽略不计,请分析图 E5.4.11 稳压电源的电转换效率 η 为多少?

$$\eta = \frac{P_O}{P_I} \quad (\text{E5.4.2})$$

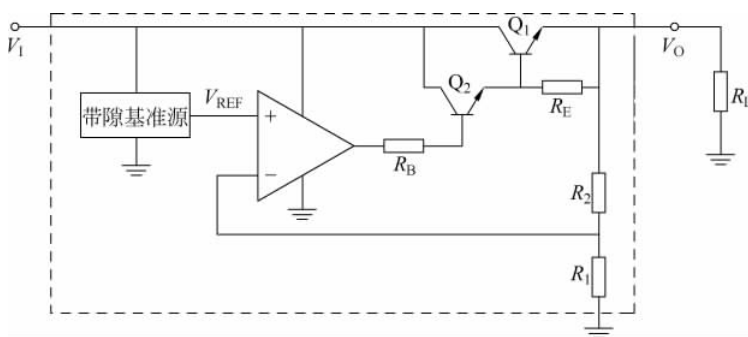


图 E5.4.11 串联型线性稳压电源

习题 5.12 rms 计算电路。图 E5.4.12 电路是 rms 计算电路,其输出为输入的有效值

$$V_O = V_{IN,rms} = \sqrt{v_{IN}^2} \quad (\text{E5.4.3})$$

对该电路,可按如下步骤分析:

(1) 证明 OPA1 及其外围电路实现了全波信号输出,

$$i_{C1} = \frac{|v_{IN}|}{R} \quad (\text{E5.4.4})$$

(2) 四个晶体管的 BE 结构成一个闭环,即 $v_{BE1} + v_{BE2} = v_{BE3} + v_{BE4}$,由此证明

$$i_{C3} = \frac{i_{C1}^2}{i_{C4}} \quad (\text{E5.4.5})$$

(3) OPA3 和 R_5 构成跨阻器,将 i_{C3} 转化为输出电压,电容 C 起到低通滤波作用。低通滤波可理解为求平均,故而

$$V_O = \overline{i_{C3} R_5} = R \overline{i_{C3}} \quad (\text{E5.4.6})$$

(4) 最后请证明该电路实现了求取有效值的功能,

$$V_O = \sqrt{v_{IN}^2} \quad (\text{E5.4.7})$$

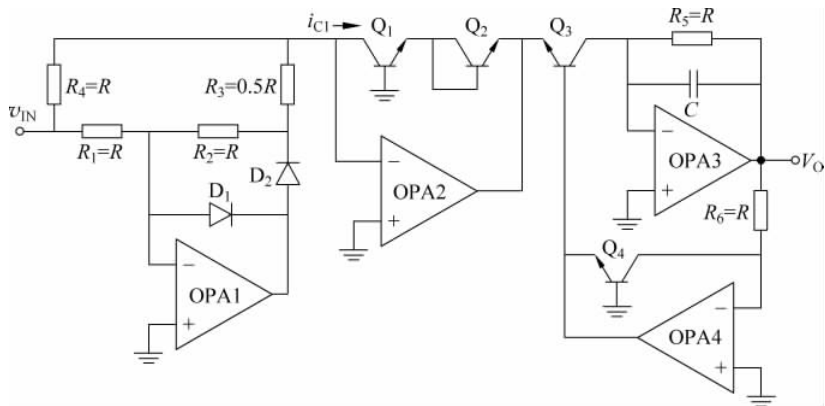


图 E5.4.12 rms 计算电路

(5) 分析四个负反馈运放及其外围电路完成了什么运算功能？

习题 5.13 两个超级二极管。如图 E5.4.13 所示的运放电路,假设所有运放都为理想运放,线性区增益无穷大,设定它们的饱和电压均为 $\pm 13\text{V}$ 。显然,图中两个二极管和运放的负反馈连接方式可形成导通电压为 0 的超级二极管,这两个二极管起到什么作用呢? (1)请分析并给出其输入电压输出电压转移特性表达式,并画出输入输出转移特性曲线; (2)请回答图中 R_3 电阻起什么作用?

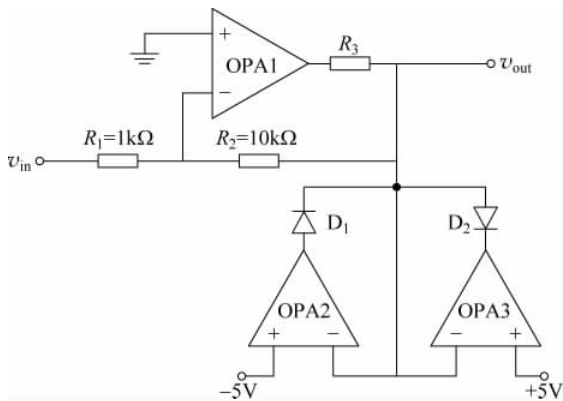


图 E5.4.13 两个超级二极管

习题 5.14 理想运放抽象与运放模型。电路分析中经常采用高度抽象,把复杂问题简单化,使得电路原理可以用极为简单的数学语言或电路语言描述出来,便于人们快速理解和掌握。对于工作于线性区的运放电路,其典型电路模型是输入电阻为 R_{in} ,输出电阻为 R_{out} ,电压增益为 A_{v0} 的电压放大器。这个模型在很多情况下可以进一步抽象为理想运放的虚短、虚断特性,使得分析进一步高度简化。然而当我们购买到一个商用的运放芯片后,生成厂商提供的数据库手册中会提供大量的测试参量供设计参考用,如失调电压、偏置电流、共模抑制比、噪声电压、噪声电流、增益带宽积等,这些参量其实是对运放电压放大器模型的补充,即电压放大器抽象之外在一些高精度应用中还必须考虑的非理想因素。图 E5.4.14 是考虑了部分参量后的线性区电路模型,我们对其中的一些参量予以简要说明。

(1) 噪声参量: 电路内部器件噪声被抽象到二端口网络输入端口,以噪声电压源 v_n 和噪

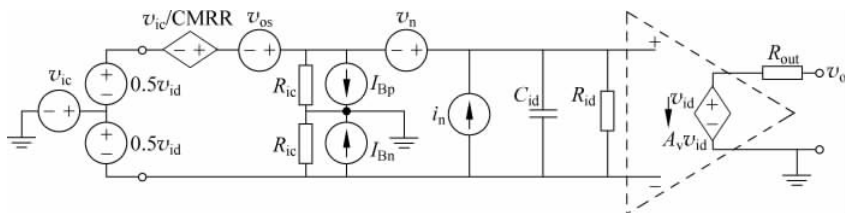


图 E5.4.14 考虑非理想因素的运放线性区电路模型

声电流源 i_n 面目出现,见 3.7 节 $ABCD$ 参量讨论。由于这两个噪声源等效有可能来自电路内部同一噪声源,因而它们是相关噪声,如果考虑相关性能,则需标记清楚参考方向,如果假定这两个噪声源不相关,则无须标记其参考方向,这是由于噪声是随机信号,我们更关注它们的功率而非瞬时波形。

(2) 阻抗参量: 5.1 节线性区模型中给的阻抗参量为 R_{in} 和 R_{out} , 在这里, R_{in} 被重新标记为 R_{id} , 表明这是差模输入电阻, 因为运放还存在共模输入电阻 R_{ic} 。频率较高时, 还应考虑输入电容 C_{id} 的影响。

(3) 失调电压: 运放设计时考虑两个差分输入支路的对称性, 如果严格对称, 则是平衡电桥, 当 $v_{id}=0$ 时, $v_o=0$ 。实际工艺无法确保严格的对称性, 导致 $v_{id}=0$ 时, $v_o \neq 0$, 这是由于非平衡电桥在输入端口等效出了戴维南源, 这个等效戴维南源电压就是失调电压 v_{os} 。失调可以通过调零电路消除, 如 741 运放提供的调零机制是通过外加不对称性抵偿运放内部差分支路不对称性, 以使得等效到输入端口的戴维南源电压调零。如果电路设计严格对称, 实际运放的失调电压则可正可负, 对确定的一个运放, 它可能为正, 但对另外一个运放, 则可能为负。如果电路设计本身存在不对称性, 对某类型的设计, 实际运放的失调电压则基本为正或基本为负。

(4) 偏置电流: 图中的 I_{Bp} 和 I_{Bn} , 是对输入端口输入偏置电流的抽象。对 BJT 晶体管而言, 由于电流增益 β 并非无穷, 因而存在基极电流, 图中的两个偏置电流源是对晶体管基极电流的抽象。如果是 MOSFET 运放, 其栅极为 MOS 电容结构, 偏置电流则极小。如果两个输入晶体管不严格对称, I_{Bp} 和 I_{Bn} 则不相等, 此时定义偏置电流为

$$I_{B0} = 0.5(I_{Bp} + I_{Bn}) \quad (\text{E5.4.8a})$$

它们之间的差值则定义为失调电流,

$$i_{os} = I_{Bp} - I_{Bn} \quad (\text{E5.4.8b})$$

(5) 共模抑制比: 如果差分输入两条支路严格对称, 运放则只放大差模信号, 不放大共模信号, 但是工艺上无法保证两条支路的严格对称, 如 4.6.2 节分析的那样, 输出信号中将会有共模信号的影响。

(6) 增益带宽积: 当考虑了晶体管寄生电容效应后, 运放在高频的增益会严重下降, 增益带宽积是描述运放工作带宽的参量, 见 10.5.3 节。

下面重点考察失调参量的影响。如图 E5.4.15, 这里忽略其他非理想因素的影响, 而只考察失调电压的影响, 请同学给出反相电压放大器的输出电压表达式, 确认输出中除了有 v_{in} 的影响外, 还有 v_{os} 的影响。

图 E5.4.16 是同样的反相电压放大器, 但这里只考虑了偏置电流的影响。为了消除偏置电流影响, 在同相输入端增加了一个电阻 R_p , 下面分析 R_p 如何取值, 可以消除偏置电流的影响。图中运放仍然是理想运放, 由于负反馈, 可以用虚短和虚断进行分析: 同相输入端虚断, 故而同相输入端电压为

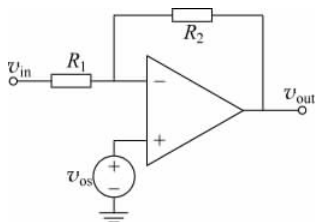


图 E5.4.15 失调电压的影响

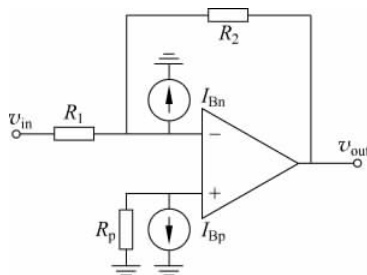


图 E5.4.16 消除偏置电流的影响

$$v_p = -I_{Bp}R_p = -(I_{B0} + 0.5i_{os})R_p$$

由虚短可知,反相输入端电压等于同相输入端电压,

$$v_n = v_p = -I_{Bp}R_p = -(I_{B0} + 0.5i_{os})R_p$$

反相输入端虚断,故而

$$\frac{v_{in} - v_n}{R_1} = \frac{v_n - v_{out}}{R_2} + I_{Bn}$$

代入后可获得如下结论,

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1}v_{in} - \left(\frac{R_p}{R_1 \parallel R_2} - 1\right)R_2I_{B0} - 0.5\left(\frac{R_p}{R_1 \parallel R_2} + 1\right)R_2i_{os} \quad (\text{E5.4.9})$$

显而易见,当 $R_p = R_1 \parallel R_2$ 时,偏置电流的影响可以消除,

$$v_{out} = \frac{R_p = R_1 \parallel R_2}{R_1} \frac{R_2}{R_1} v_{in} - R_2 i_{os} \quad (\text{E5.4.10})$$

这是容易理解的电阻选择:既然反相输入端外接了两个电阻 R_1 和 R_2 ,从差分放大要求的对称性上讲,同相输入端自然也应该外接这两个电阻。外接电阻的对称性虽然消除了偏置电流的影响,但不能消除内部不对称性导致的失调电流的影响,如式(E5.4.10)所示。失调电流和失调电压一样,其消除必须靠外部不对称抵偿内部不对称来消除。741 运放外引了调零管脚用于失调调零,还有很多其他商用芯片没有对外引出失调调零端,因而需要其他的措施调零。请分析图 E5.4.17 的失调调零原理,说明它为什么可以实现失调调零?

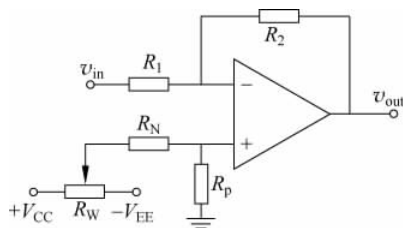


图 E5.4.17 没有调零端的失调调零电路