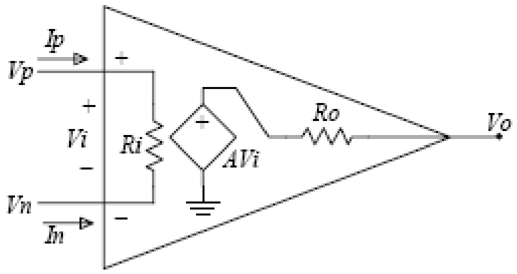
运算放大器电路

复习：

开环理想运算放大器:



理想运算放大器的开环放大倍数是无穷大的。

其它理想运算放大器的条件：

1. $Ip = In = 0$

2. $Ri = \infty$

3. $Ro = 0$

理想运算放大器带负反馈电路:

当理想运放带负反馈时有：

1. $Ip = In = 0$ ：输入电流约束

2. $Vn = Vp$ ：输入电压约束

这些规则都与理想运放的高开环放大倍数(A 趋向无穷大)有关。以上几点就是我们用来分析运算放大器电路的基本原则。

输入电压 *Vn* 随电压 *Vp* 变化而变化，而对 *Vn* 的控制是通过反馈网络实现的。

理想运放构成运算电路：

到目前为止，我们已经研究过了如何利用运放将一个信号放大固定倍数。对于反相放大器，它的放大倍数为-*R*1/*R*2。对于同相放大器，它的放大倍数为 1+*R*1/*R*2。理想运算放大器同样可以实现其他数学计算。从加、减到积分、微分到指数等数学运算。下面我们就来研究这些基本的运算电路。

加法器：

电路如下：

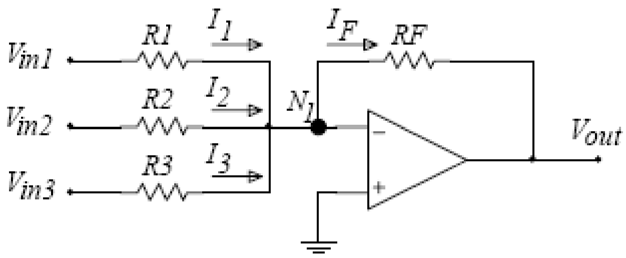


图 1　加法器

结点*N*1处电流方程为：

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_F \tag{1.1}$$

把电流I_1、I_2、I_3分别用相应的电压表示(欧姆定律)。并且注意到*N*1点的电压为0(理想运放)方程变为：

$$\frac{V_{in1}}{R1} + \frac{V_{in2}}{R2} + \frac{V_{in3}}{R3} = -\frac{V_{out}}{RF} \tag{1.2}$$

输出电压 Vout 为：

$$V_{out} = -\left(\frac{RF}{R1}V_{in1} + \frac{RF}{R2}V_{in2} + \frac{RF}{R2}V_{in3}\right) \quad (1.3)$$

输出电压 Vout 为三个输入电压分别乘上相应的系数。 如果输入电阻的阻值相等的话，则方程变为 ：

$$V_{out} = -\left(\frac{RF}{R1}V_{in1} + \frac{RF}{R2}V_{in2} + \frac{RF}{R2}V_{in3}\right) \quad (1.4)$$

输出电压 *Vout* 就是三个输入电压的和再乘上一个由 *RF* 和 *R* 组成的比例系数。这个放大系数的范围非常大，特殊情况下，当$RF = R$，这时输出电压就是输入电压的和。

$$V_{out} = -\left(V_{in1} + V_{in2} + V_{in3}\right) \quad (1.5)$$

与加法运算放大器相连的每个源端所看进去的输入阻抗是所对应的源端阻抗的串联。所以电源之间是互不干扰的。

减法运算放大电路

图 2 的基本放大电路是用来放大两个输入信号的差值。从电路结构上可以看出下面的电路可以实现减法运算功能。

即一个信号接到反相输入端，另一个信号接到同相输入端。

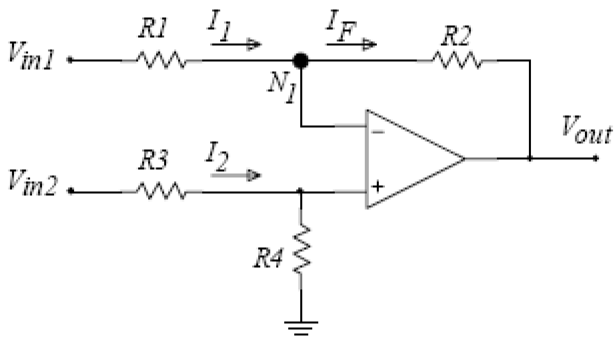


图 2. 减法运算电路

在我们分析差频信号放大器之前我们先来看一下整个电路要实现的功能。我们的目标是要得到两个输入信号的差值$\left(V_{in2} - V_{in1}\right)$。由于我们的系统是线性的，所以可以利用叠加原理来得到输出结果。当我们意识到V_{in2} 对输出电压的贡献为：

$$V_{out2} = V_{in2}\left(\frac{R4}{R3+R4}\right)\left(1+\frac{R2}{R1}\right) \tag{1.6}$$

同理，V_{in1} 对输出电压的贡献：

$$V_{out1} = -V_{in1}\left(\frac{R2}{R1}\right) \tag{1.7}$$

则输出电压为：

$$V_{out} = V_{out2} - V_{out1} = V_{in2}\left(\frac{R4}{R3+R4}\right)\left(1+\frac{R2}{R1}\right) - V_{in1}\frac{R2}{R1} \tag{1.8}$$

为了使减法电路的输出电压为 0，则必须有两个输入信号的大小相等。
所以有：

$$\left(\frac{R4}{R3+R4}\right)\left(1+\frac{R2}{R1}\right)=\frac{R2}{R1} \tag{1.9}$$

当且仅当

$$\frac{R4}{R3}=\frac{R2}{R1} \tag{1.10}$$

时成立。

现在的输出电压为

$$V_{out}=\frac{R2}{R1}(V_{in2}-V_{in1}) \tag{1.11}$$

这个电路就是对差摸输入信号增益为 *R2/R1*，对共模输入信号增益为零的差分放大器。通常我们选取 *R4=R2*，*R3=R1*。

这个电路的主要问题是两个电源的入端电阻不平衡。输入端 A 和 B 之间的输入阻抗：即差分输入电阻为：

$$R_{id}\equiv\frac{V_{in}}{I}$$

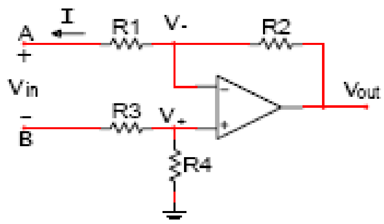


图 3.差分放大电路

由于 $V_+=V_-$，$V_{in}=R1\,I+R3\,I$，因此 $R_{id}=2R1$，所以想要得到高输入阻抗就成了这个电路主要的问题。这个问题可以用下面即将分析的仪用放大器解决。

仪用放大器

图 4 是经过改进后的差分放大器，叫做仪用放大器（IA）。集成运放 *U1* 和 *U2* 作为电压跟随器使用，并且 *U1*，*U2* 的输入阻抗趋向无穷大。

假设是理想运放，则运放 *U1*，*U2* 反向输入端的电压就等于相应的输入电压。则流过 *R1* 的电流为：

$$I_1 = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{R1} \tag{1.12}$$

因为流入运放输入端的电流为 0，所以流过 *R2* 的电流等于流过 *R1* 的电流。

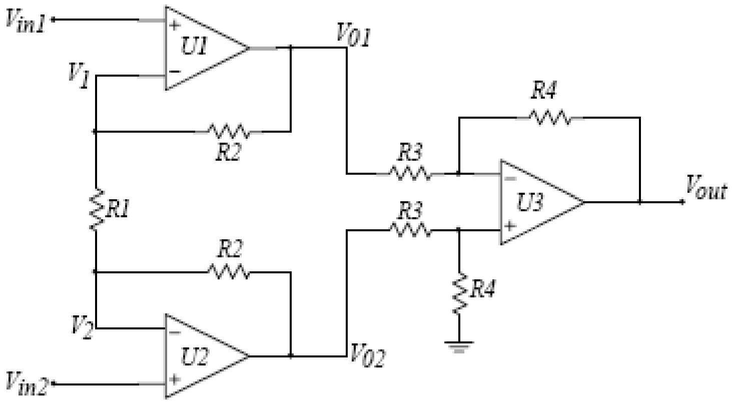


图 4. 仪用放大器电路

因为电路是线性的，由叠加定理得运放 *U1* 和 *U2* 的输出电压分别为：

$$\mathrm{V_{01}} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)\mathrm{V_{in1}} - \frac{R2}{R1}\mathrm{V_{in2}} \tag{1.13}$$

$$\mathrm{V_{02}} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)\mathrm{V_{in2}} - \frac{R2}{R1}\mathrm{V_{in1}} \tag{1.14}$$

可以看出运放 *U3* 接成差分放大形式。

差分放大器的输出电压为：

$$\mathrm{V_{out}} = \frac{R4}{R3}\left(1 + \frac{2R2}{R1}\right)\left(\mathrm{V_{in2}} - \mathrm{V_{in1}}\right) \tag{1.15}$$

微分放大的增益为 $\frac{R4}{R3}\left(1 + \frac{2R2}{R1}\right)$ ，只需改变电阻 *R1* 就可以改变增益。

电流-电压转换器

许多传感器在不同环境条件下产生电流。光电二极管和光电倍增管就是这种类型的传感器，他们能够对从红外线、可见光到γ射线等不同频率范围的电磁辐射产生反映。

一个电流-电压转换器其实就是一个运算放大电路。接收输入电流信号，并输出与该电流信号成比例的电压信号。基本的电流-电压转换器如图 5。这个电路也被称为互阻放大器。

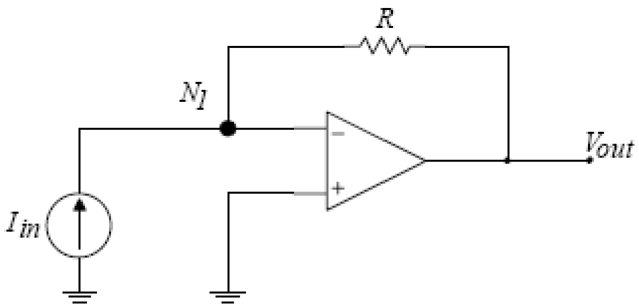


图 5. 电压-电流转换器

Iin 代表传感器产生的电流。我们假设集成运放是理想的，*N1*点的KCL公式为

$$I_1 + \left(\frac{V_{out} - 0}{R}\right) = 0 \Rightarrow \boxed{V_{out} = -RI_1} \tag{1.16}$$

放大器的增益由 *R* 决定的，这个增益也被称为转换器的灵敏度，如果需要很高的灵敏度，比如 1V/μV 。那么 *R* 的阻值就应该是 1 MΩ。如果要更高的灵敏度，则阻值需要更大。

高灵敏度的电流-电压转换器可以借助 T 型反馈拓扑网络实现。如图 6 所示。
这种情况下 *Vout* 和 *I1* 的关系为

$$V_{out} = -\left(1 + \frac{R2}{R1} + \frac{R2}{R}\right) I_1 \tag{1.17}$$

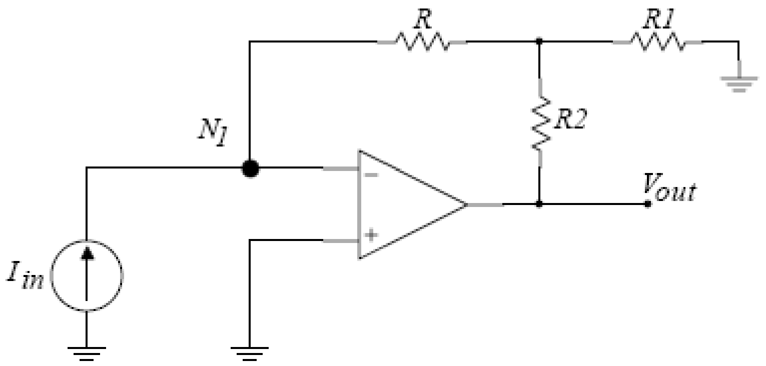


图6.　T型网络电压-电流转换器

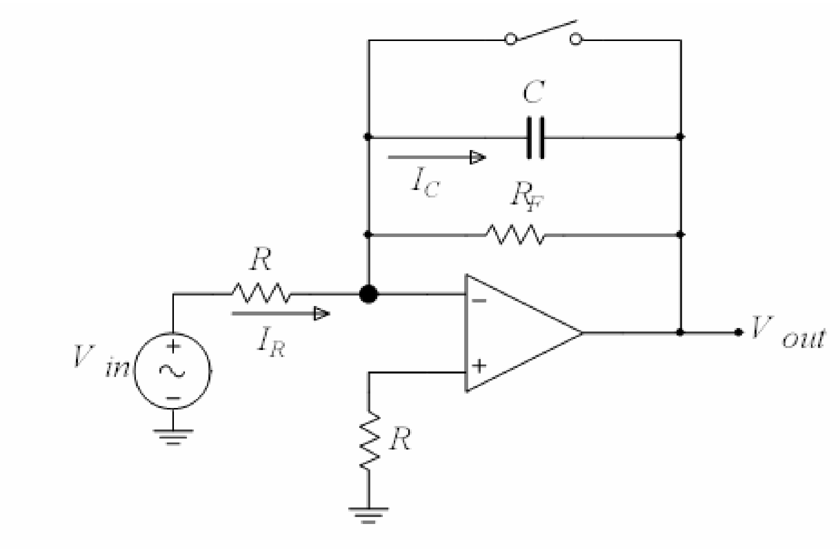


图 12 积分电路（带复位按键）

微分电路：有源高通滤波器

微分电路可以通过把图 9 中的电容用电感替换，但在实际应用中很少这样使用，因为电感是价格昂贵，体积大，效率较低的器件。图 13 是由电容和电阻组成的基本微分电路。

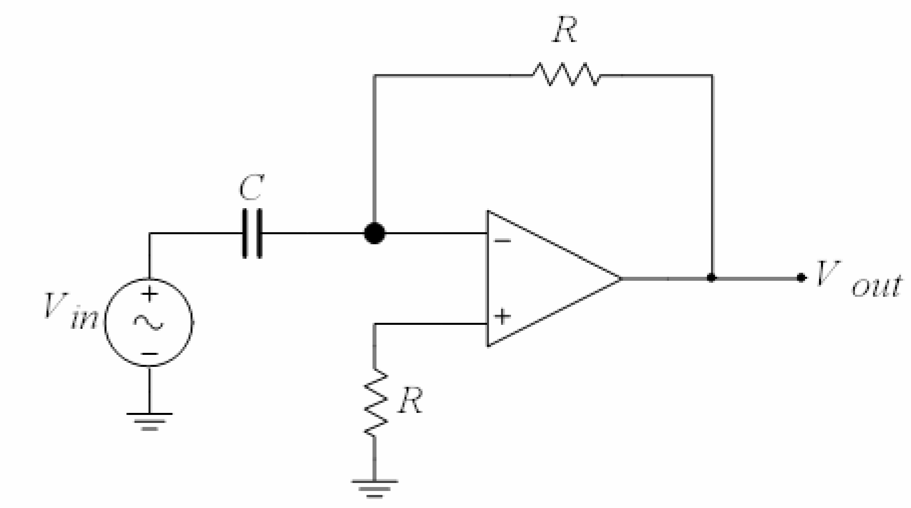


图 13 微分电路

对理想运算放大电路而言，通过电容的电流，$C\dfrac{dV_{in}}{dt}$，等于通过电阻的电流，$\dfrac{V_{out}}{R}$，所以可以得到

$$V_{out} = -RC\frac{dV_{in}}{dt} \tag{1.26}$$

由上式可见,输出电压与输入电压的微分成比例。

由于积分电路容易造成直流漂移，微分电路对高频干扰极为敏感，所以微分电路是研究暂态极为有用的方式，但同时也会引入干扰。积分电路可以减少干扰。以上论断都是在假定干扰情况比信号的频率高的情况下得出的。

有源带阻滤波器

积和微分电路的演示说明了运算放大电路与频率相关。带阻滤波器衰减或抑制某一频率范围内的信号，而允许此频率范围以外的频率的信号通过。在前面我们见过用电感 L、电容 C 组合构成的无源滤波器和有源滤波器的设计并不复杂。简单的选择性滤波器可以通过反馈环路中接入与频率相关的阻抗器件构成。

考虑图 14 所示的带阻滤波器

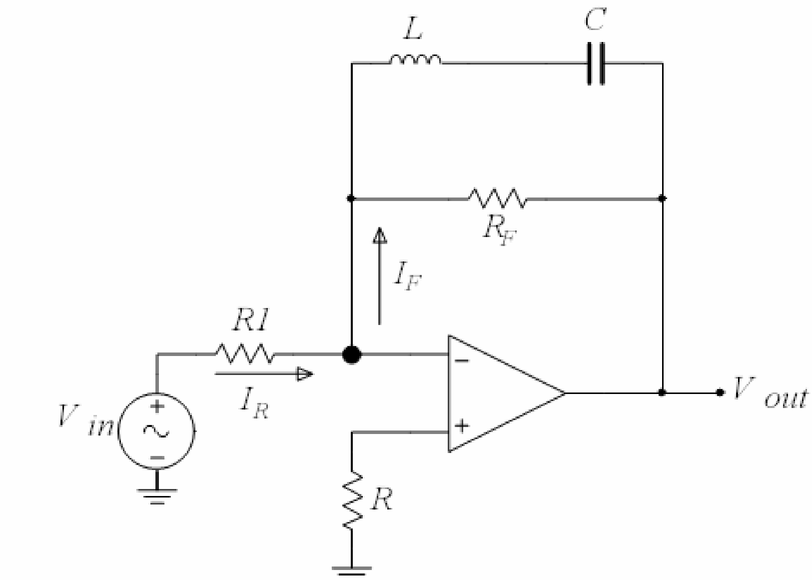


图 14 有源带阻滤波器

我们可以很容易的理解这个电路是如何工作的，我们只需要观察反馈环，即反馈环的其中二条路径，通过 R_F 的一条，和另一条，阻抗如下

$$Z_{\varpi}=j\left(\varpi L-\frac{1}{\varpi C}\right) \tag{1.27}$$

让我们看看电路的频率特性。

对直流信号（$\varpi=0$）而言，电容相当于开路，所以等效电路如图 15 所示

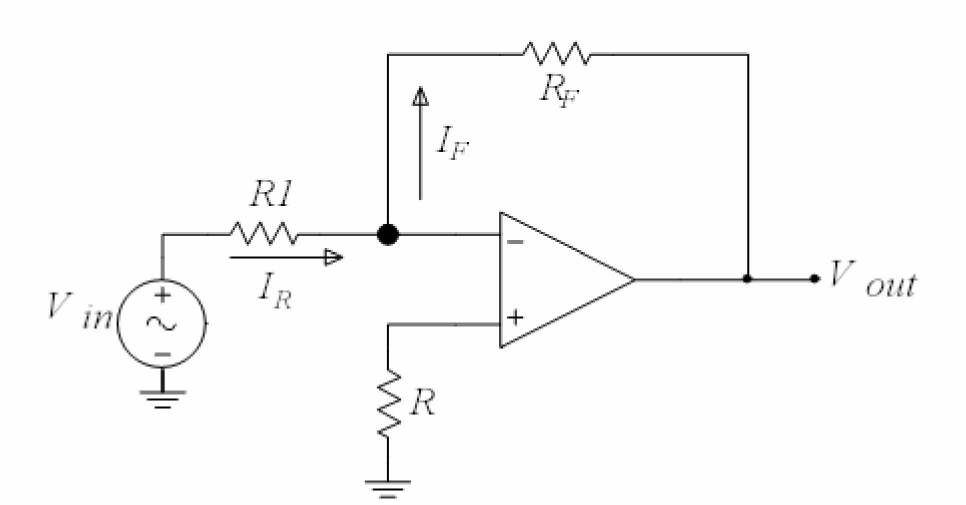


图 15

相似的，在高频$\varpi \to \infty$时，电感相当于开路，所以等效电路如图 15 所示因此，在直流和高频时，电压转换特性可获得相同的增益，如下所示：

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_F}{R_1} \quad (1.28)$$

谐振频率是式(1.27）Z_{ϖ}=0 时的情况，谐振频率定义如下：

$$\varpi_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.29)$$

变换后的电路如图 16 所示

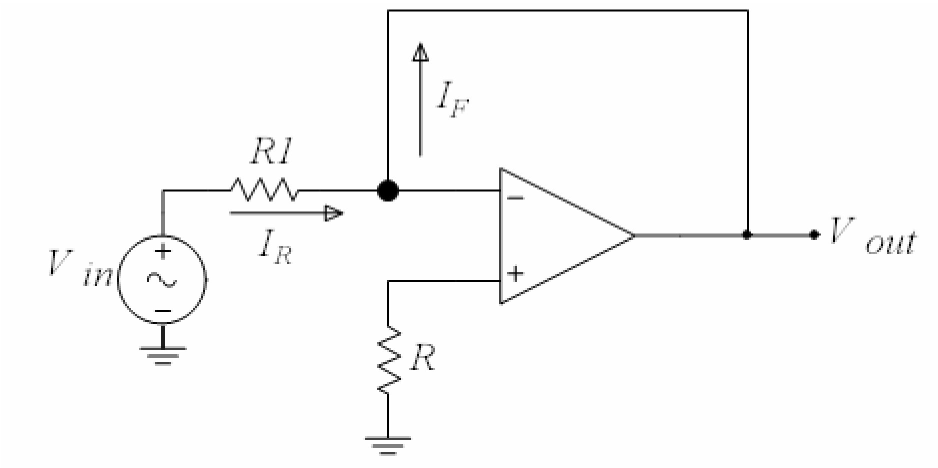


图 16

当$\varpi = \varpi_0$时令V_{out}=0。

此时滤波器可以通过和放大除了谐振频率外的所有频率。

仔细分析有源滤波器后，可写下反馈环的阻抗表达式：

$$Z_F = Z_\varpi // R_F = \frac{j(\varpi L - \frac{1}{\varpi C})R_F}{R_F + j(\varpi L - \frac{1}{\varpi C})} = \frac{j(\varpi^2 LC - 1)R_F}{\varpi R_F C + j(\varpi^2 LC - 1)} \qquad (1.30)$$

滤波器的传递函数为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_F}{R_1} = \frac{j(\varpi^2 LC - 1)R_F}{R_1\left[\varpi R_F C + j\left(\varpi^2 LC - 1\right)\right]} \qquad (1.31)$$

运算放大器中的二极管和晶体管

二极管和晶体管在运算放大器中经常使用，这些元件的非线形特性非常有意义，可以组成有用的非线形运算放大电路。

对数运算放大器

如果我们想处理一个有更广阔的动态区间的信号我们可以利用二极管的电流电压特性并设计一个输出和输入的对数成比例的放大器。

在实际中，我们常用电压信号与化学特性对应。在这种情况下，电压值是与 pH 有关的指数

$$Vi = Vok\ln(pH) \tag{1.32}$$

如果我们使用这种信号作为反相放大器的输入端，我们可以通过使用放大器反馈回路中的二极管来将信号线性化

回顾二极管的电流电压关系

$$\begin{aligned} I &= Io\left\lfloor e^{qV/kT} - 1\right\rfloor \\ &\simeq Ioe^{qV/kT} \end{aligned} \tag{1.33}$$

考虑图 17 所示电路

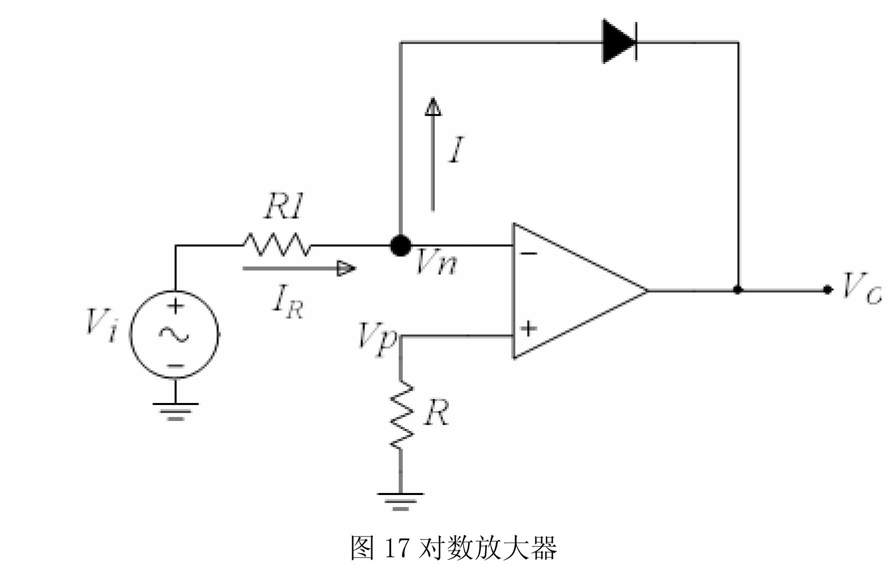


图 17 对数放大器

对指定结点应用基尔霍夫电流定律(KCL)

$$\frac{Vi-Vn}{R1}=Ioe^{q(Vn-Vo)/kT} \tag{1.34}$$

当$V_n=V_p=0$时我们可以得到

$$\frac{Vi}{R1}=Ioe^{q(-Vo)/kT} \tag{1.35}$$

可以求得V_0的关系表达式

$$Vo=-\frac{kT}{q}\ln\frac{Vi}{Io\,R1}$$

$$Vo=-\underbrace{\frac{kT}{q}}_{a}\ln(Vi)+\underbrace{\frac{kT}{q}\ln(IoR1)}_{b}$$

$$Vo=\boxed{-a\ln(Vi)+b} \tag{1.36}$$

同理，反对数运算放大器可通过将对数运算电路中的二极管与输入电阻交换位置来构成，如图 18 所示

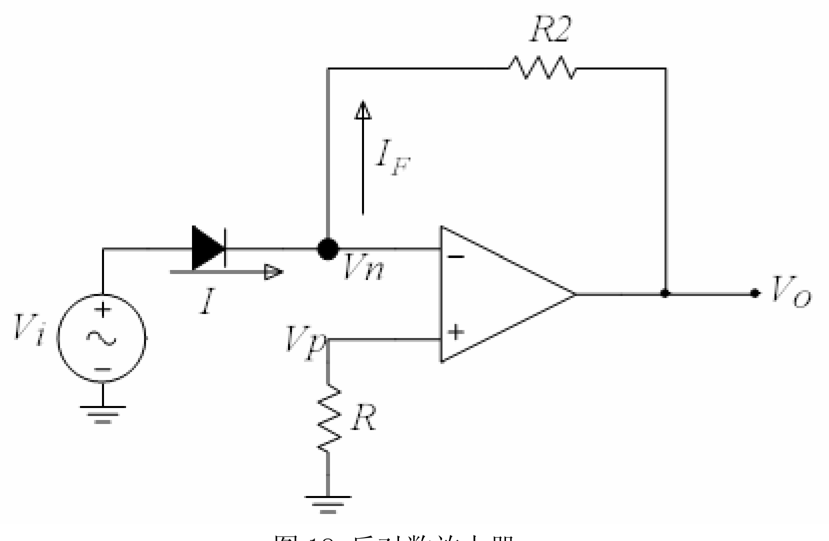


图 18 反对数放大器

图中 $$Vo=-IoR2e^{qVi/kT} \tag{1.37}$$

精密半波整流电路

这种二极管整流电路和相关电压传输特性曲线如图 19(a)和(b)所示

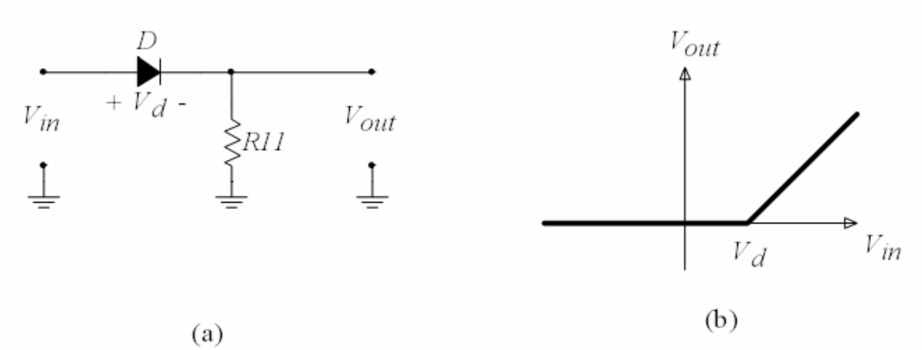


图 19 二极管整流电路(a)和电压传输特性(b)

偏移电压V_d为 0.7 伏特，这种偏移值在实际应用中是不能接受的。运算放大器和图 20 中所示二极管可构成理想二极管，精密半波整流电路，所以它们可以消除理想半波整流电路的电压转换曲线中的偏移电压V_d。

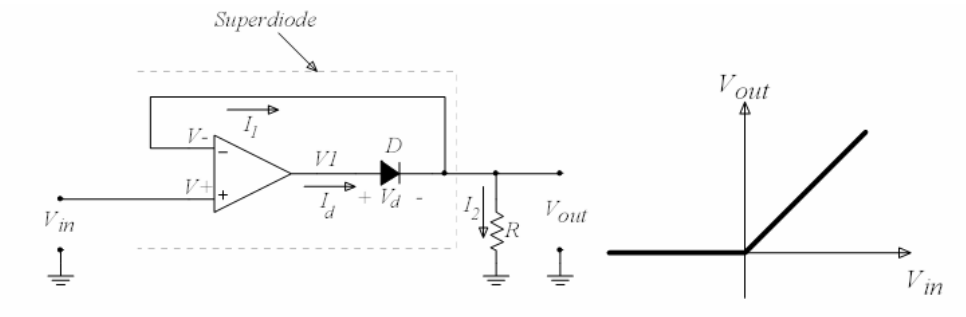


图 20 精密半波整流电路和它的电压传输特性曲线

现在我们通过考虑以下 2 种情况(V_{in}>0 和V_{in}<0)，来分析电路

对V_{in}<0 而言，电流I_2和I_d将是负值。但是，负电流不能通过二极管，由此二极管是反向偏置，反馈电路断开。所以电流值I_2为零，输出电压也是零，即$V_{out}=0$，由于反馈环路是运算放大器输出端的开路电压$V1$将趋向负的饱和电压。

当V_{in}>0，$V_{out}=V_{in}$，$I_2=I_d$，二极管正向偏置，通过二极管的反馈环路是闭环反馈。

调整通过二极管的压降V_d和运算放大器的输出电压$V1$，使$V1$=V_d+V_{in}

问题

P1

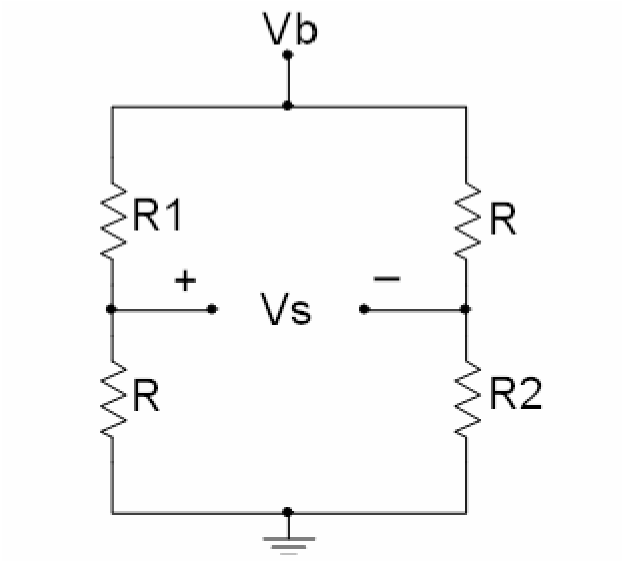


图 P1

设计一个放大器，满足如下条件：

当参数 δ 变化区间为（$-0.01,+0.01$）时，输出电压的变化区间为（$-10V,+10V$）。

偏置电压 $V_b=+10V$， $R=10k\Omega$。

P2 图 P2 中运算放大器的电阻的标准公差为 $\pm\delta\%$

1 已知 V_{in}，计算输出端的电压偏差 V_{out}

2 当 R1=15 $k\Omega$ $\pm5\%$，R2=200 $k\Omega$ $\pm5\%$， V_{in} =100 mV $\pm1\%$ 时计算输出电压值

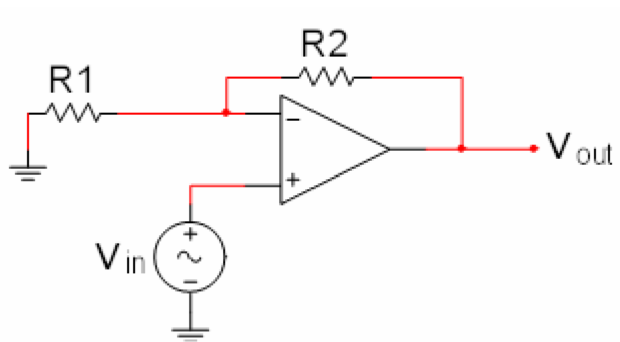
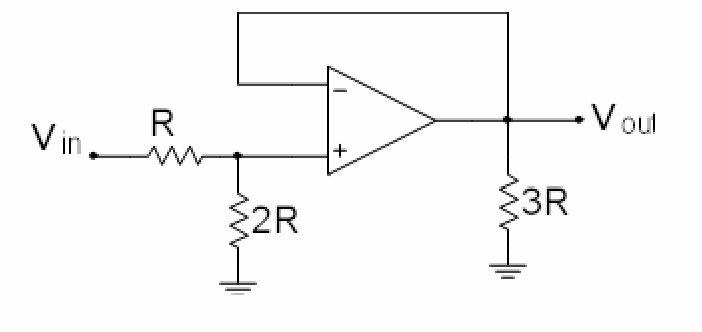


图 P2

P3 计算下面电路的输出电压V_{out}



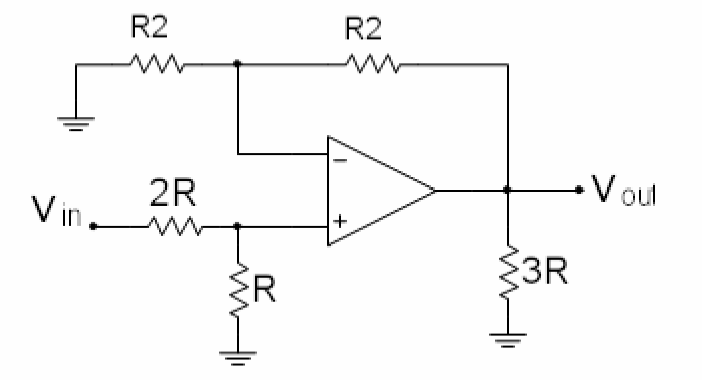


图 P3

P4 确定图 P4 中的电阻 Rx 值以确保输出电压值为 0

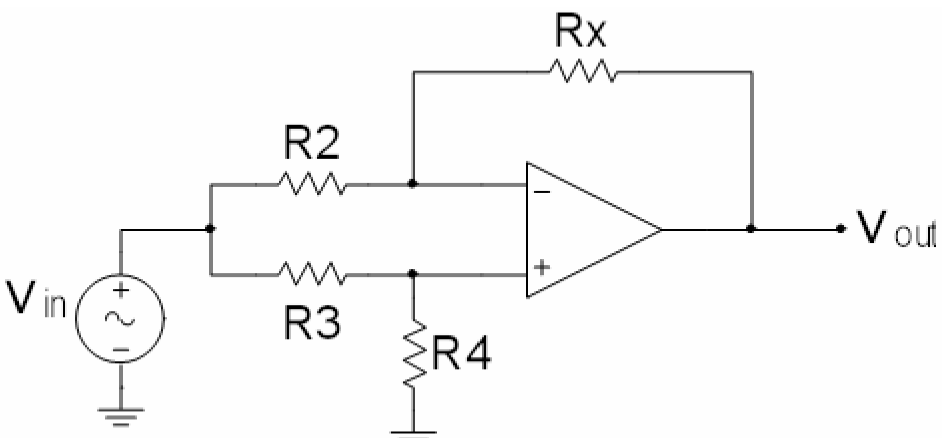


图 P4

P5 图 P5 中是一个电流源。

1 解释负载电流由电阻 $R3$ 所控制

2 计算负载电阻

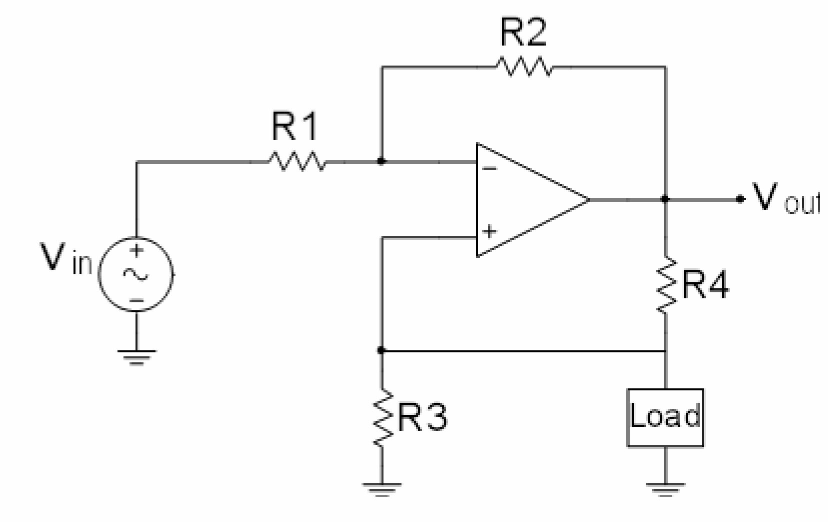


图 P5

P6 计算 P6 所示电路的电流 $i1, i2, i3, i4$ 和电压 $V1$ 和 V_{out}，并指出电流方向

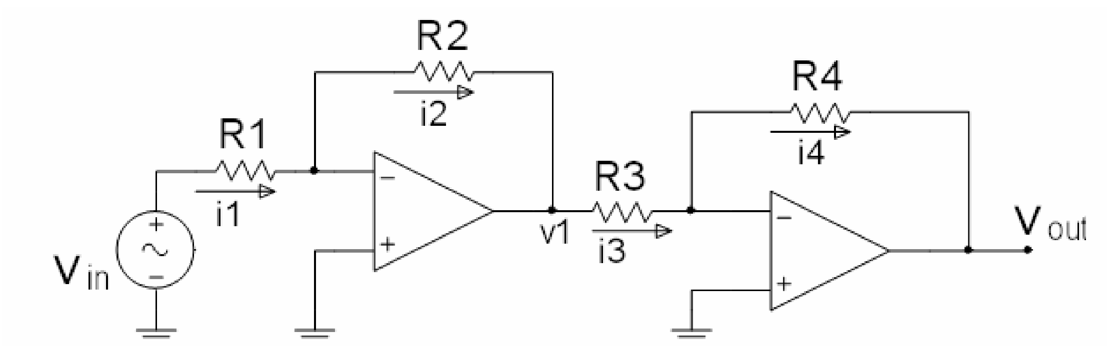


图 P6

P7

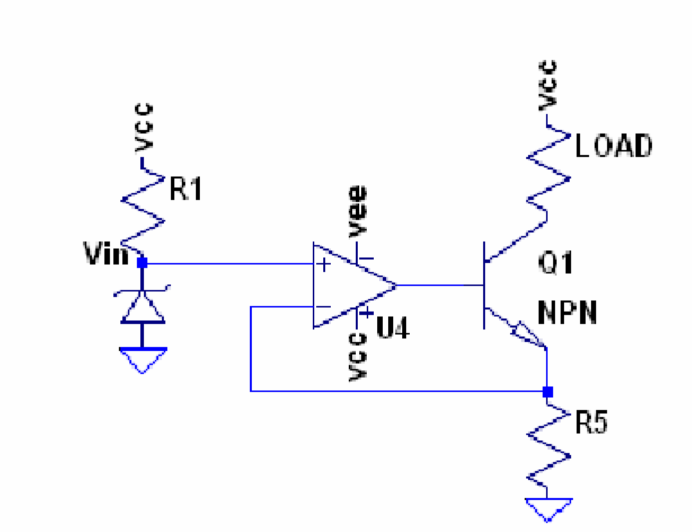


图 P7

对电压/电流变换器而言，当下述错误单独出现时，简要描述将会发生什么情况

a 稳压二极管短路

b R5 虚焊开路

c 负载短路

d 运算放大器的输出端和晶体管基极间断开

P8 运算放大器非理想特性

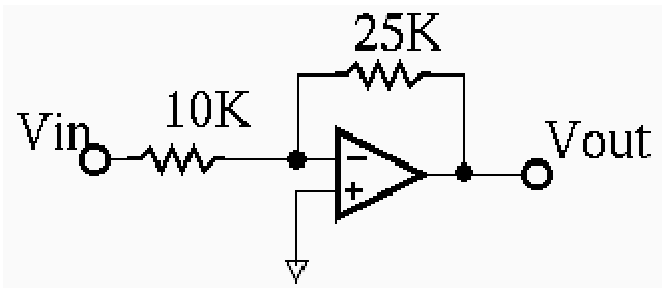


图 P8

a 输入端偏置电流为 1uA 时，运算放大器输出电压有何影响？

b 输入失调电压为 5mV 时，对运算放大器输出端有何影响？