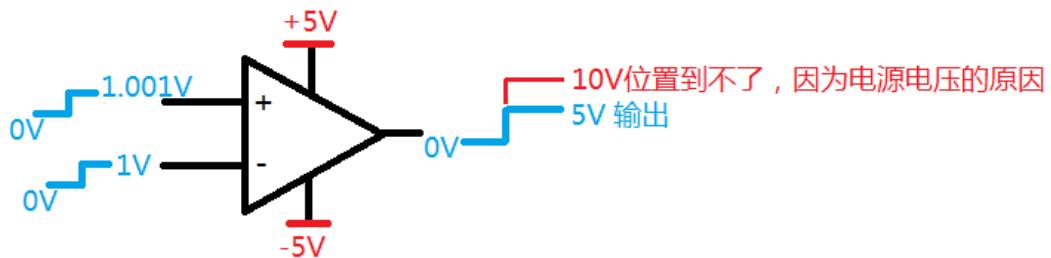


# 电路模块化设计 9 运放部分

作者:向仔州

运算放大器基础理论经典重要部分.....	2
运放负反馈理论.....	3
差分放大器理论分析真正的理解.....	9
运放积分电路的理解.....	11
运放输入偏置电流.....	12
偏置电流在某些情况下无法解决.....	15
运放偏置电流和失调电流实验.....	16
低通无源有源 RC 滤波器深入理解.....	18
Sallen-key 滤波器用法.....	29
有源滤波器实验.....	31
运算放大器振荡及解决方法(深入思考).....	34
示波器探头对高速运放造成振荡.....	36
如果运放电路设计未构成振荡,但是运放输出还是振荡了,运放内部相位延时.....	37
运放同向放大,在同向端加一个电阻消除运放输入偏置电流,真的需要这样做吗?.....	39
运放 T 形网络,减反馈电阻值也可以做到很大的放大倍数,避免放大倍数太大造成反馈电阻噪声.....	41
运放共模抑制比 CMRR 对输入失调电压的影响(运放 CMRR 深入问题).....	44
运放 PSRR 电源抑制比(电源纹波影响运放 $V_{os}$ 失调电压).....	46
交流电压抑制比.....	47
运放输入阻抗和输入电容.....	48
运放反馈极性分析.....	51
运放实现电压电流转换器.....	53
运放实现电平偏移电路.....	60
三运放仪表放大器分析.....	61
双运放仪表放大器.....	63
运放积分器深入理解.....	64
模拟乘法器.....	68
光电放大器原理解析.....	69
电流检测.....	71
差动放大器实现高压电流检测.....	73
高压,信噪比提高电流采集电路.....	74
运放实现负高压电流检测.....	75
大运放分析法.....	77
三极管大运放法电路分析.....	78

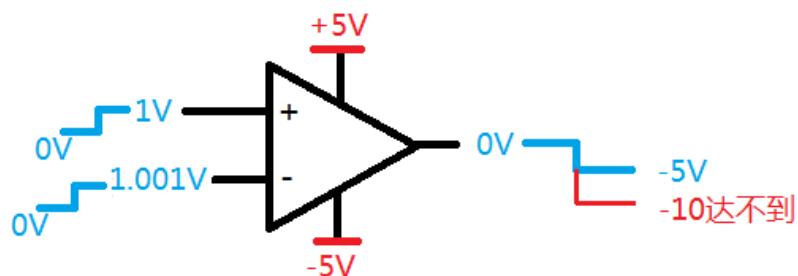
## 运算放大器基础理论经典重要部分



假如运放开环增益(放大)是10000倍，其实理论是无穷的，我们这里就用10000倍

同向端输入1.001V，反向输入端输入1V， $(\text{同向端} - \text{反向端}) * \text{开环增益} = \text{输出}$   
就是 $(1.001V - 1V) * 10000 = 10V$ ，同向端比反向的大那么一点点电压，也就  
1mV，就会输出10V的电压，因为运放是5V供电，直接削波，因为输出电压已  
经超过运放电源电压了

当然这是我们理论认为10000倍开环增益，其实运放开环增益无穷大，所以输  
出电压可能是个天文数字，但是运放电源的关系，你看不到这个天文数字



如果我调过来反向端比同向端大于1mV

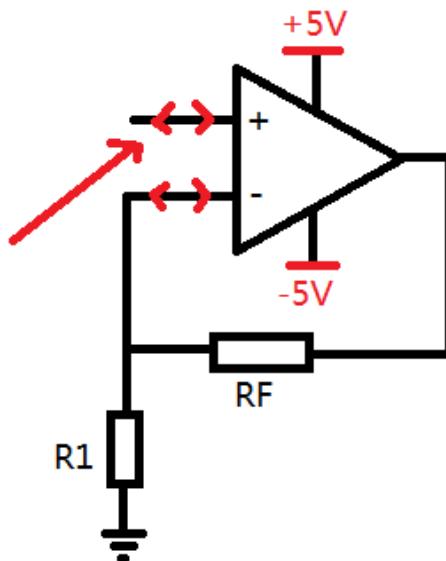
假如运放开环增益(放大)是10000倍，其实理论是无穷的，我们这里就用10000倍

$(\text{同向端}-\text{反向端}) * 10000 = 1V - 1.001 = -0.001$ , 然后在乘以10000倍就是-10V，  
和前面理论一样，只是反过来而已

## 运放负反馈理论

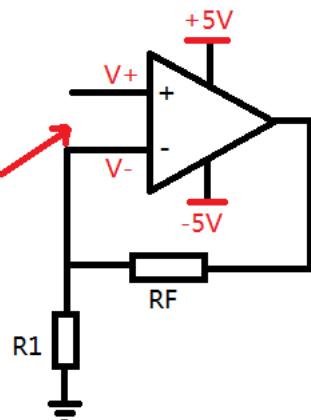
加入电阻负反馈就能控制运放的放大倍数

准则1，运放的输入端几乎不流进运放电流(但是同时注意运放输入端也几乎不出电流，这一点很关键，运放输入端除了不能流入电流以外，运放输入端也不会向外输出电流)

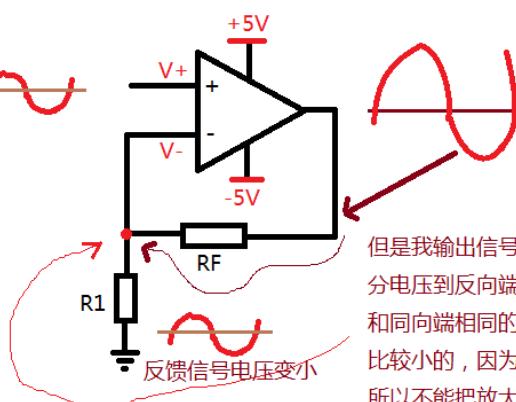


而且注意，准则1只有在电阻反馈的闭环规则里面才成立，如果是比较器接法就不成立。

准则2： $V_+ = V_-$ ，也就是所谓的虚短，运放内部电路会用一切办法让输入端的同向端电压和反向端电压相等

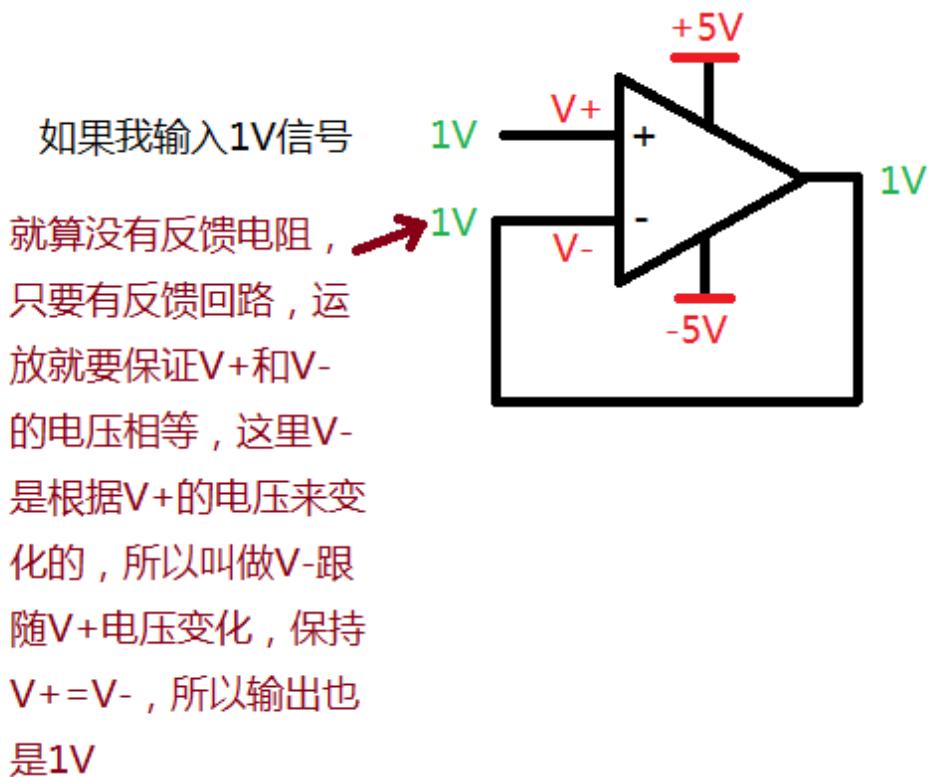


如果我同向端输入一个信号  
同相端是没法保证 $V_+$ 和 $V_-$ 电压相等的，因为同向端电压在不断变化

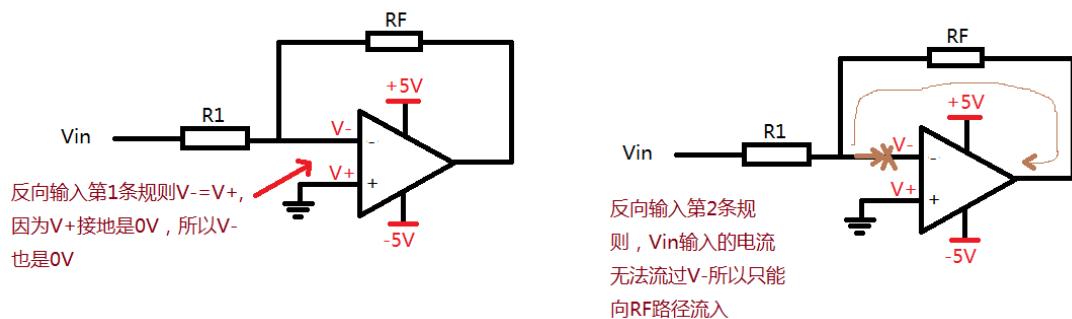
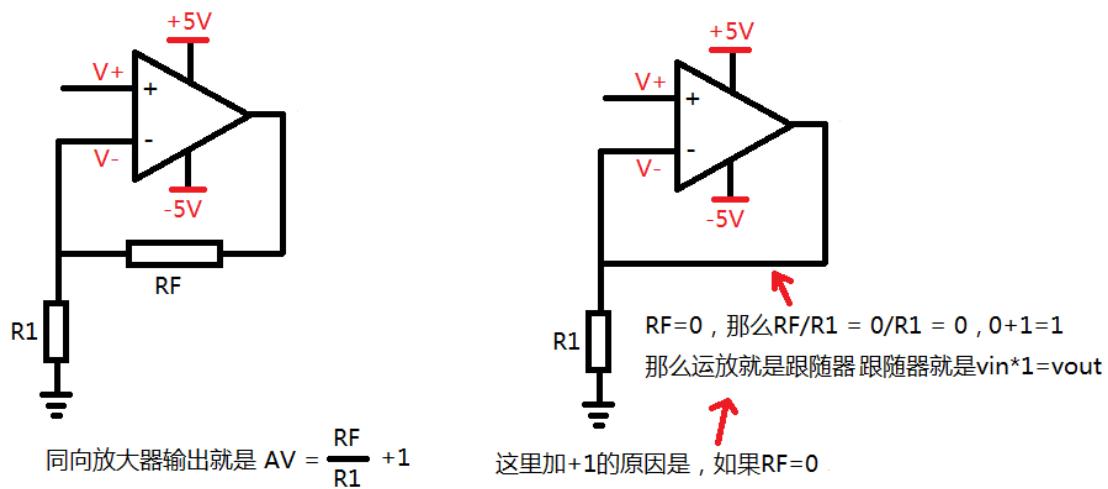


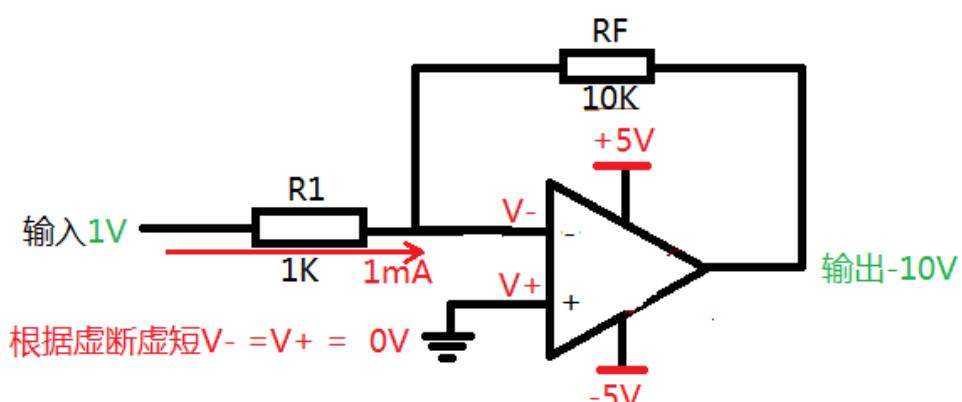
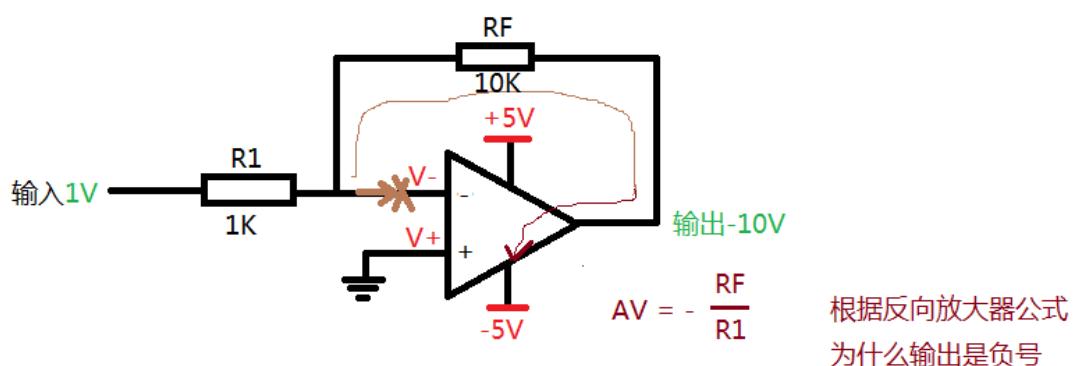
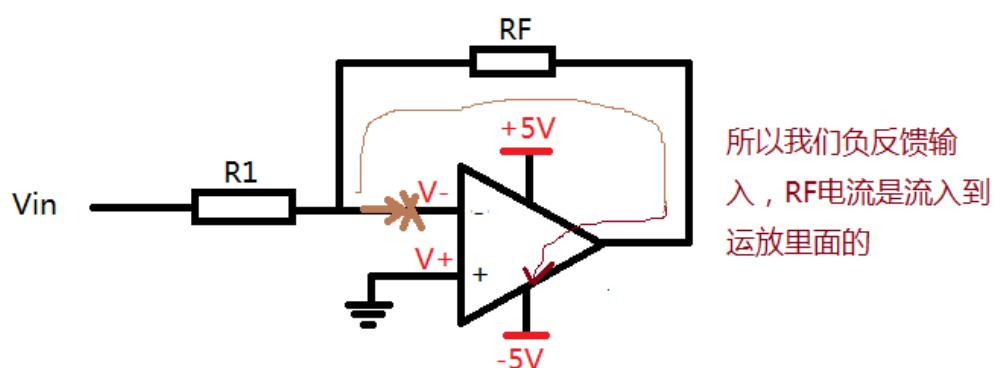
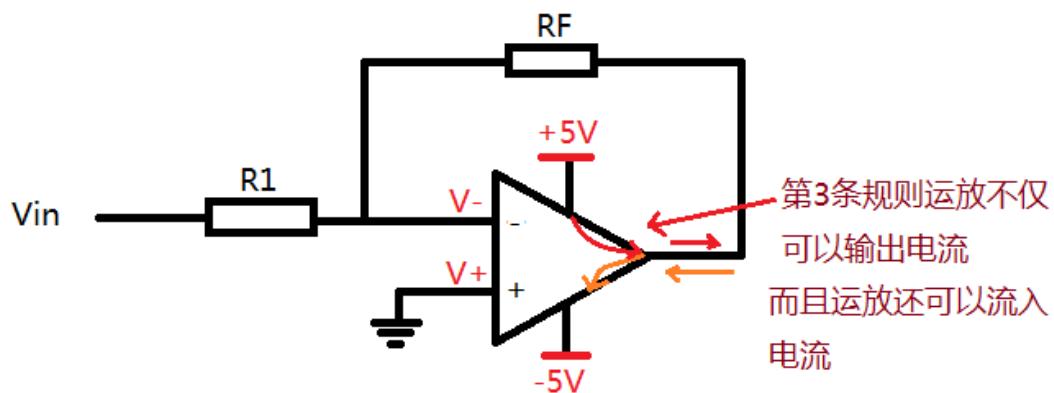
但是我输出信号的反馈电压可以反馈一部分电压到反向端，反馈的这部分电压就是和同向端相同的电压，所以反馈的电压是比较小的，因为同向端电压是比较小的，所以不能把放大后的电压反馈回 $V_-$ ，只能经过电阻衰减和同向端一样的电压反馈到 $V_-$

这就是虚短的真正含义

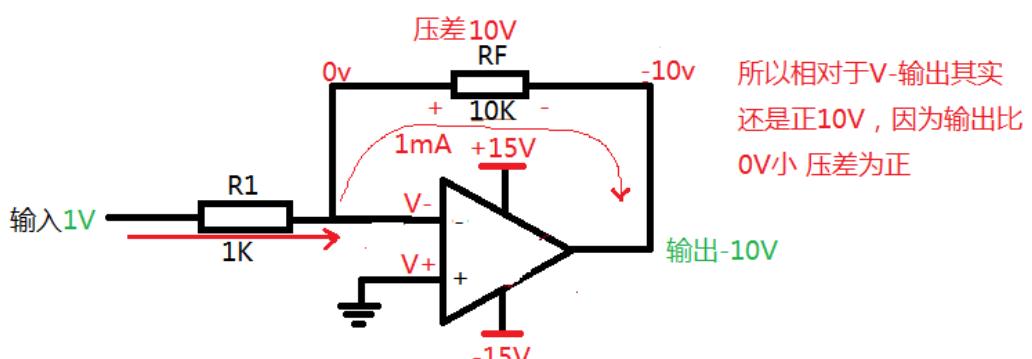
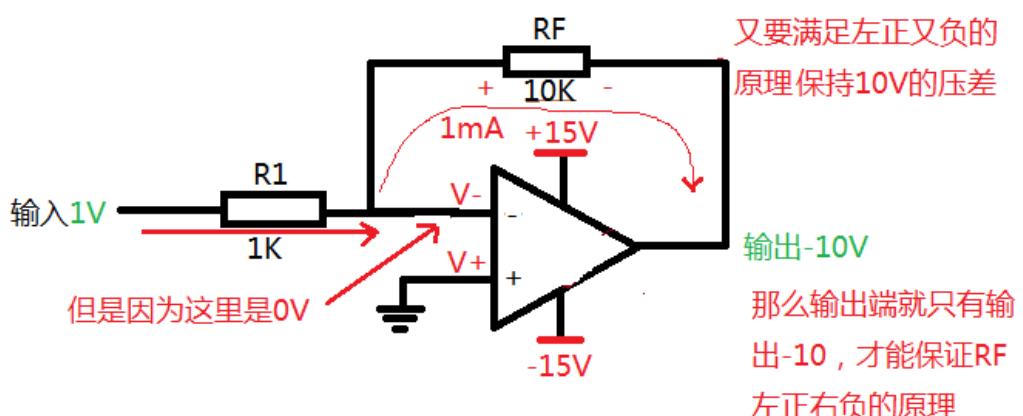
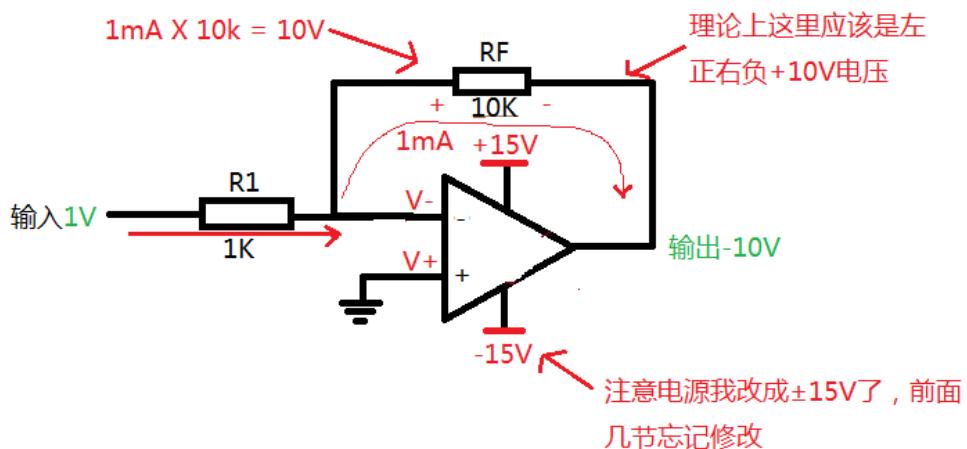


这就是运放跟随器的原理

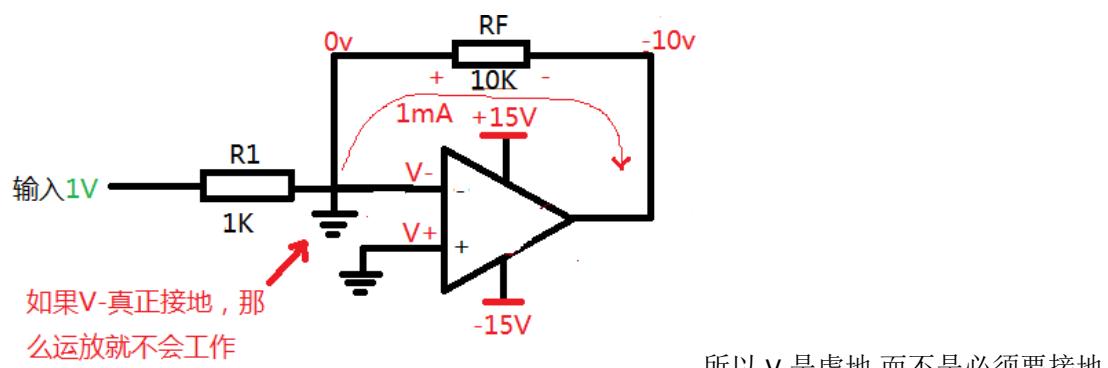


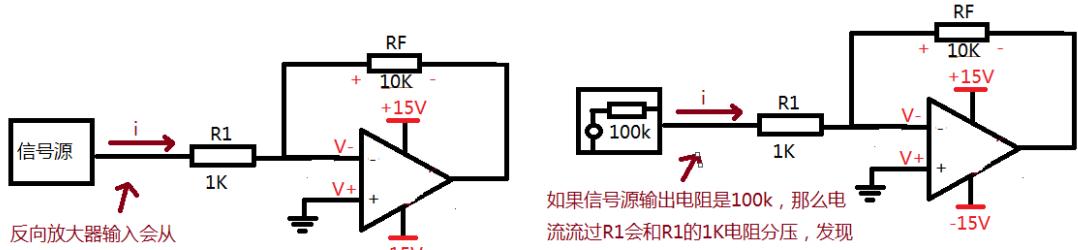


$$\frac{\text{输入}-0V}{1K} = \frac{1V-0V}{1K} = 0.001A = 1mA$$

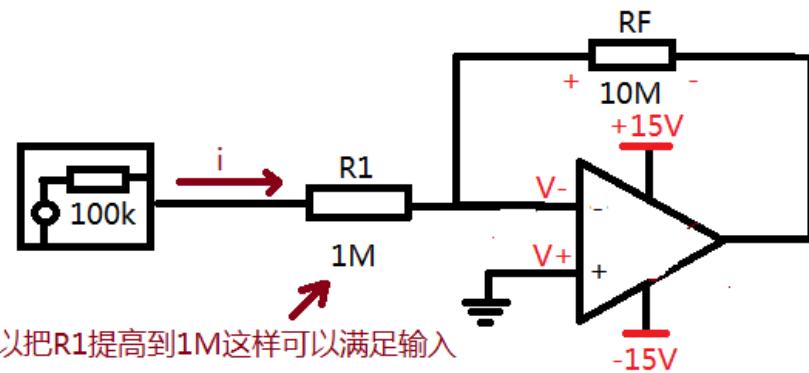


这就是为什么反向放大器输出相反电压的原因

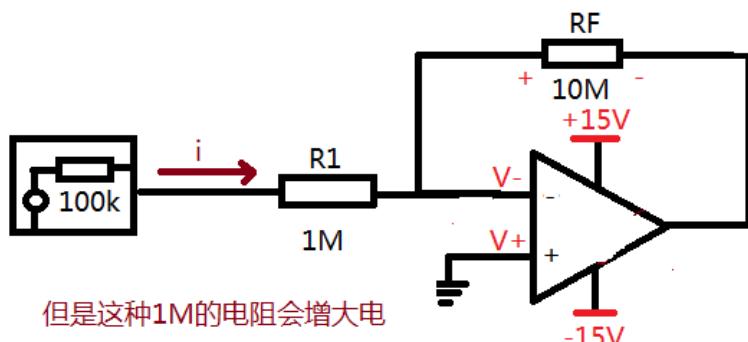




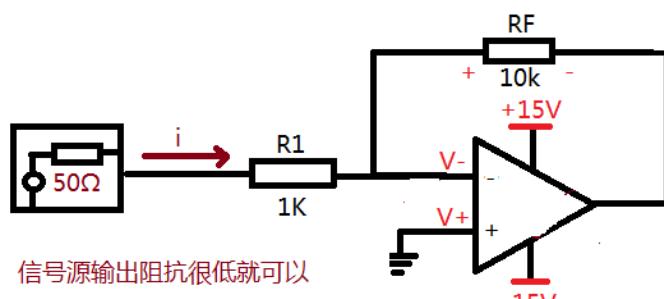
如果信号源输出电阻是100k，那么电流流过R1会和R1的1K电阻分压，发现还没有放大，R1的输入电压就变成了信号源输出电压的1/100，反而输入信号变得很小了



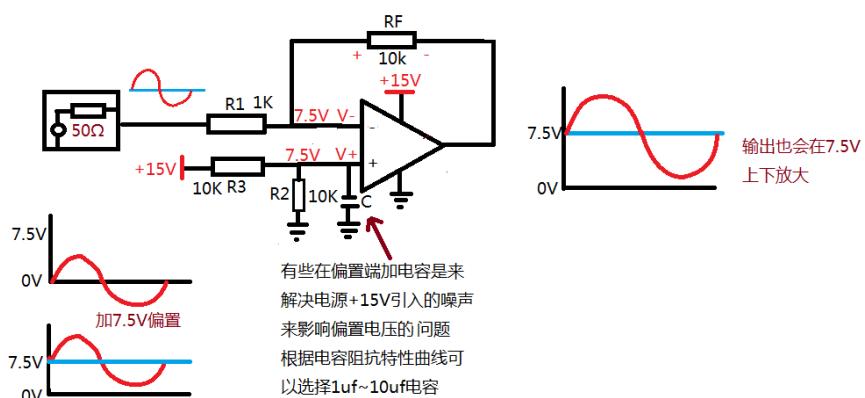
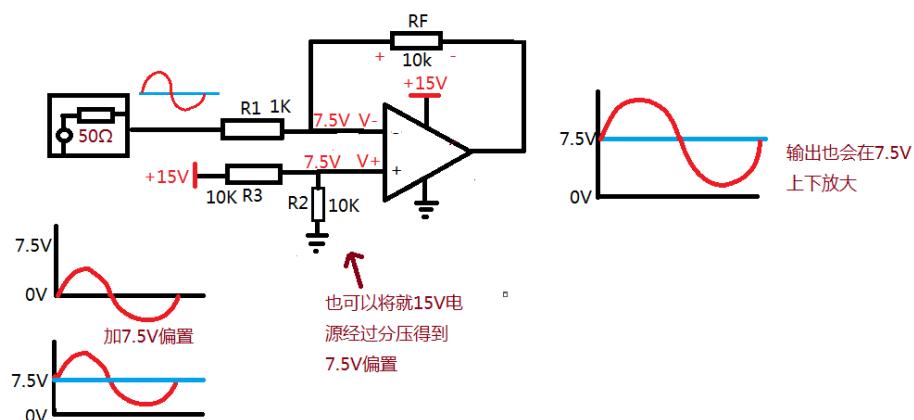
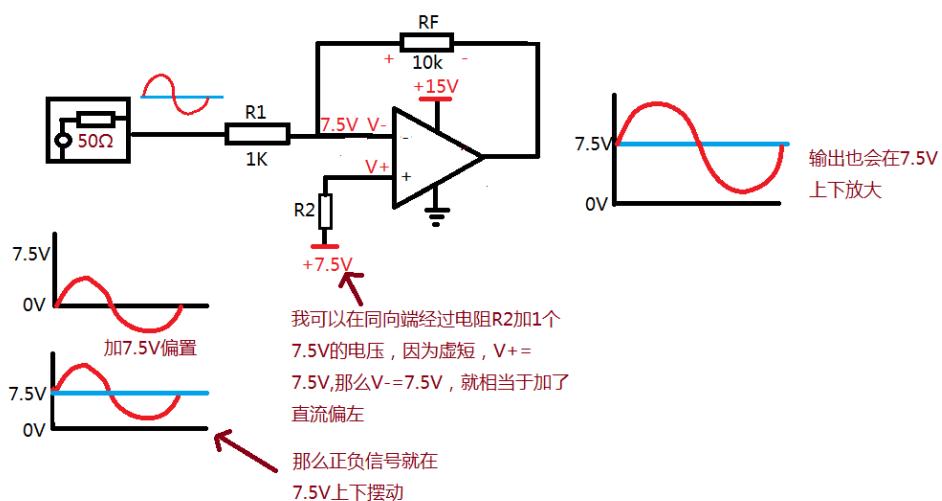
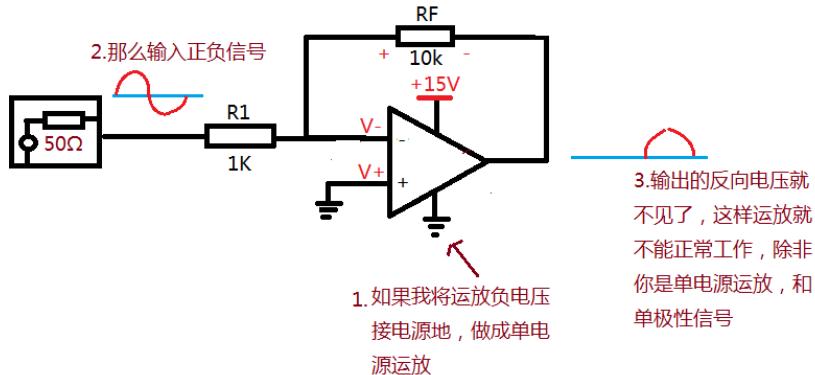
所以把R1提高到1M这样可以满足输入电压过低问题，因为信号源100k和1M分压，1M上面电压还是保持和信号源输出电压差不多，分压公式决定的

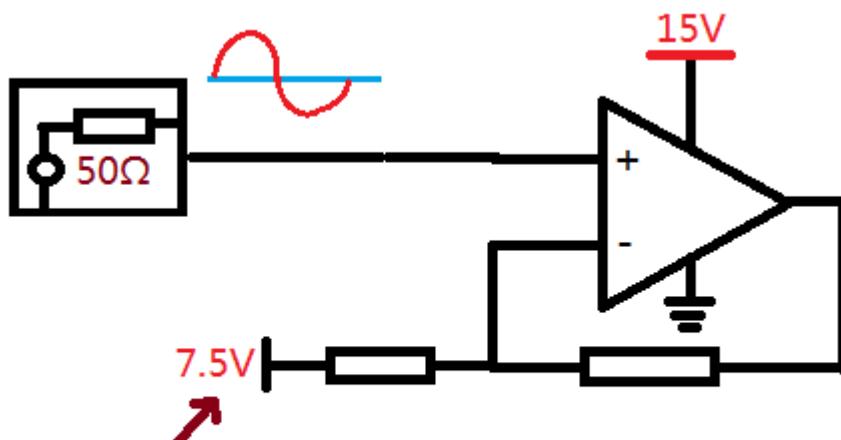


但是这种1M的电阻会增大电阻噪声和运放一起放大所以遇到信号源输出电阻很高的情况，最好用同向放大电路



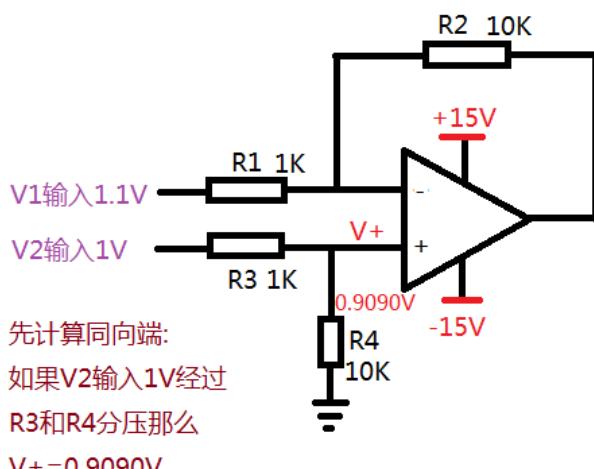
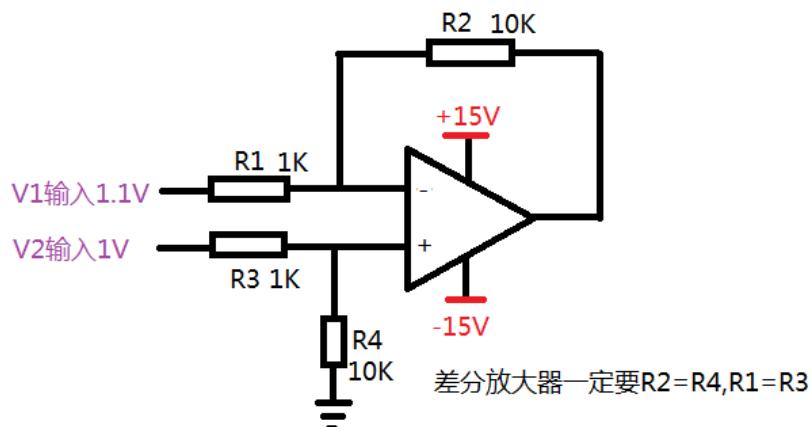
信号源输出阻抗很低就可以用反向放大器，当然也可以用同向，看自己需求

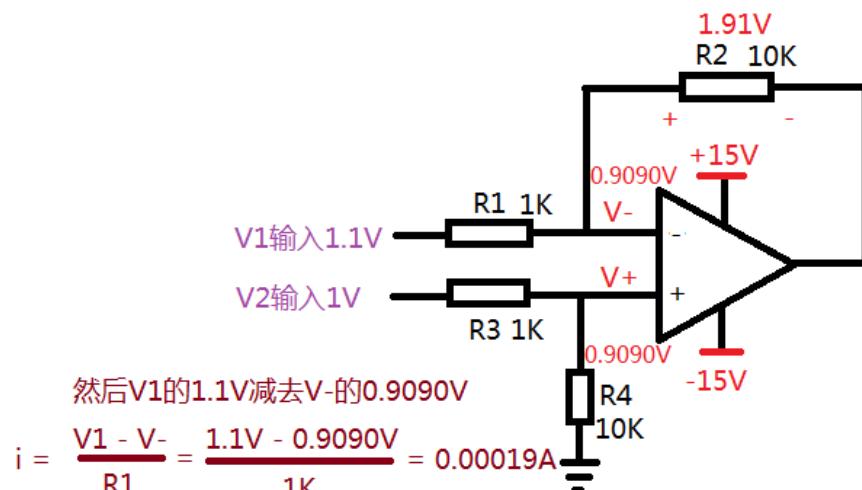
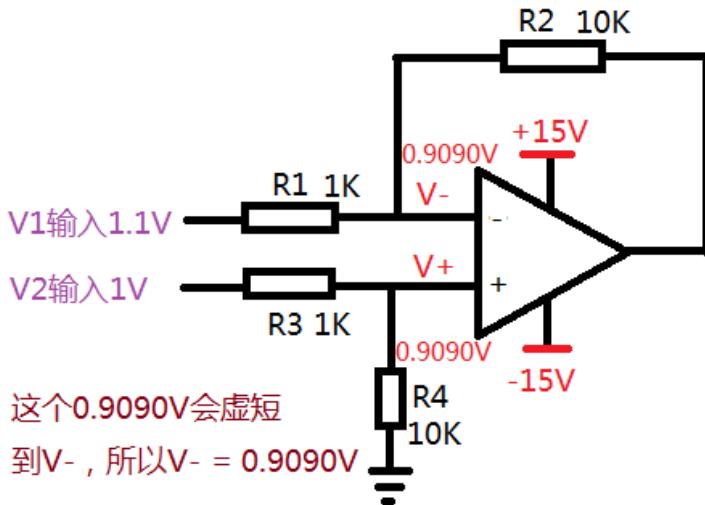




同向放大器是在负端反馈电阻接地位置加入  
7.5V的电压就可以抬升同向端偏置电压

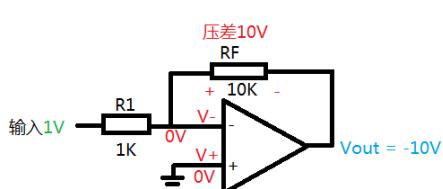
### 差分放大器理论分析真正的理解



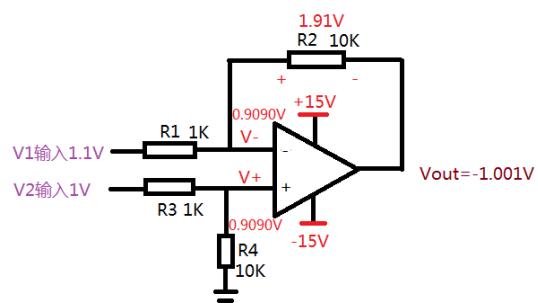


$$R2 \text{压差} = i \times R2 = 1.91V$$

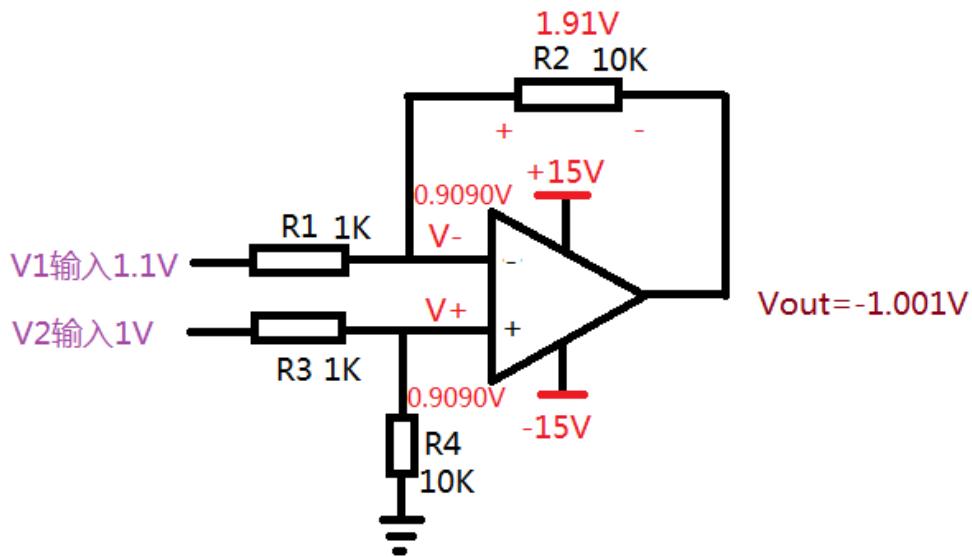
下面关键点来了，R2 的电压 1.91V 不是输出电压，而是 R2 的压差，最后的这一步和反向放大器计算类似。



所以为了满足输出端  $V_{out}$  和  $V-$  的压差是 10V， $V-$  因为虚短电压 0V 是不能变的，所以只有变  $V_{out}$ ，那么  $V-$  电压 0V 减去 RF 压差 10V，就是  $V_{out}$  输出电压，所以  $V_{out}$  为了满足和  $V-$  的压差关系，只有委屈求全，被减掉成了 -10V



那么和反向放大器同理， $V-$  电压是不能变的 0.9090V，所以只要改变  $V_{out}$  端的电压， $V_{out}$  为了保持和  $V-$  的电压差 1.91V， $V_{out}$  只有被减掉， $V- - R2 \text{压差} = 0.9090 - 1.91V = -1.001V$  所以  $V_{out} = -1.001V$



这个 $V_{out} = -1.001V$ 到底对不对呢，我们用标准差分放大公式来看看

$$V_{out} = -(V_1 - V_2) \times \frac{R_2}{R_1} = -(1.1V - 1V) \times \frac{10k}{1k} = -1$$

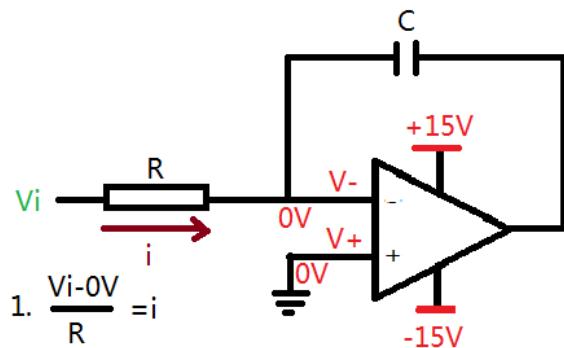
为什么差分公式算出来的是-1V，而我用虚断虚短算出来的是-1.001V

可能是我虚断虚短算 $V_-$ 电压的时候0.9090...后面的小数位数没加进来的原因  
你发现这个电压就是把 $V_1$ 和 $V_2$ 的差值 $(1.1V - 1V) = 0.1(100mV) * 10 = 1V$ 进行

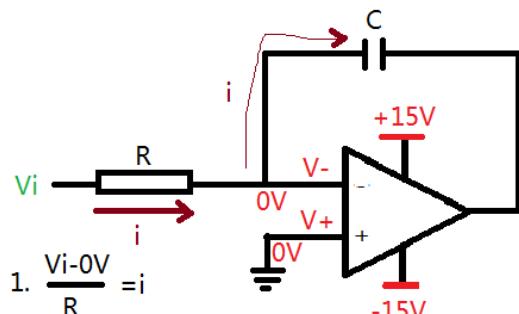
放大了10倍，而不是把某端电压放大了10倍

这就是差分放大器真正的理解

运放积分电路的理解

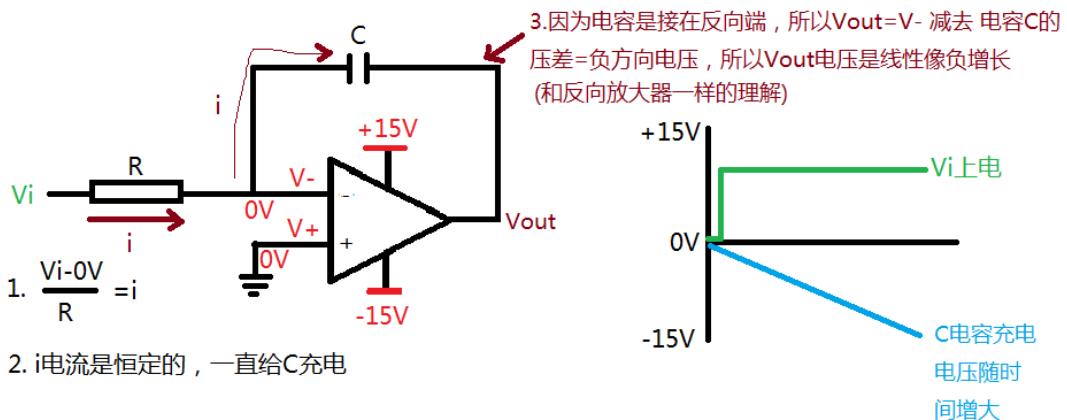


$$1. \frac{Vi - 0V}{R} = i$$



$$1. \frac{Vi - 0V}{R} = i$$

2.  $i$ 电流是恒定的，一直给C充电

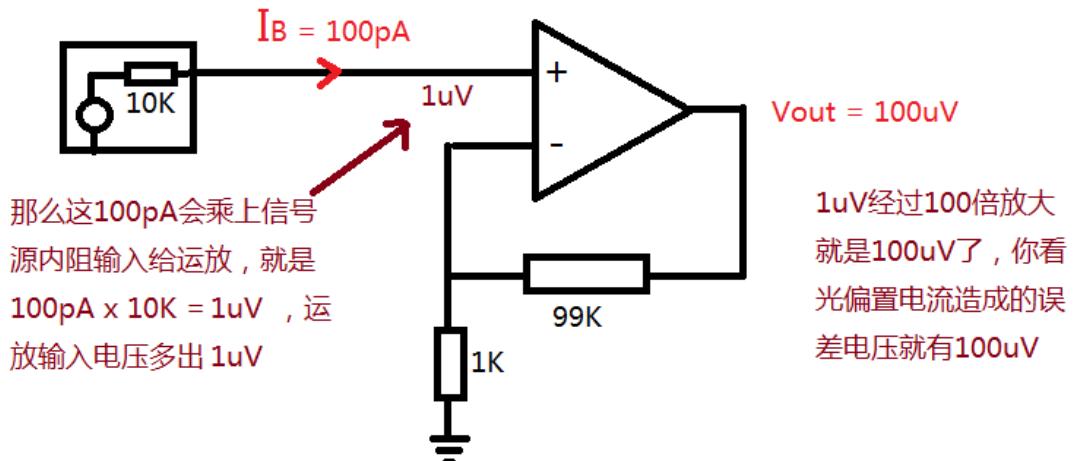


但是积分电路这样接无法实际应用，还需要加入其它电路手段，这里只是帮助理解。

## 运放输入偏置电流

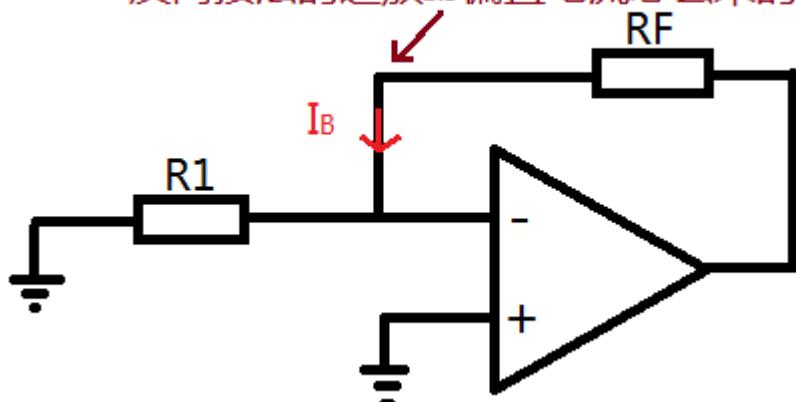
运放输入偏置电路由  $I_b$ (运放本身偏置电流) 和  $I_{os}$  运放失调电流组成

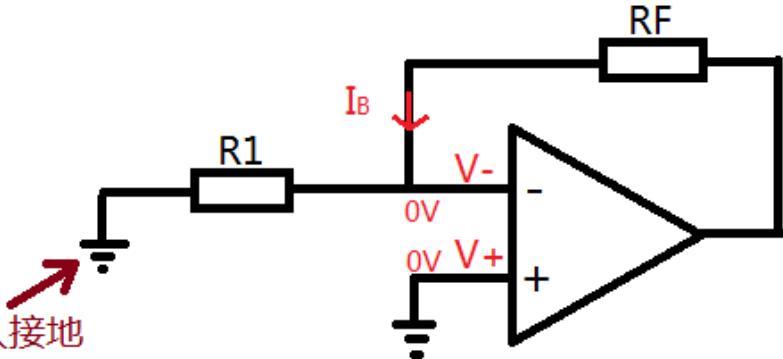
如果运放偏置电流为  $100\text{pA}$



所以运放输入除了失调电压，还会加上偏置电流造成的偏置电压一起输出，这样在高精度传感器采集放大系统里面精度就会降低。

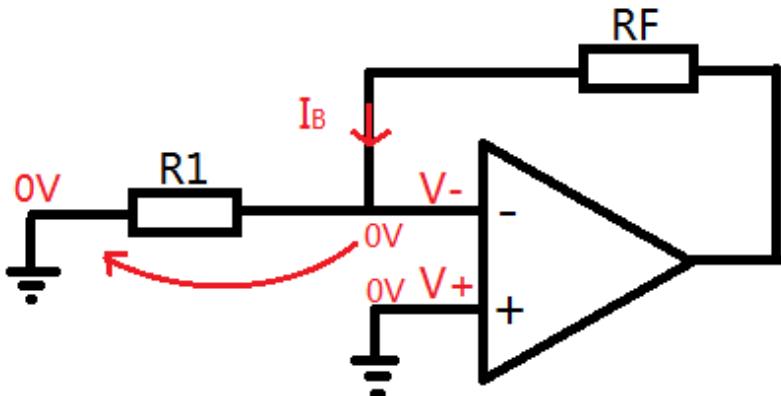
## 反向接法的运放 $I_b$ 偏置电流怎么来的？



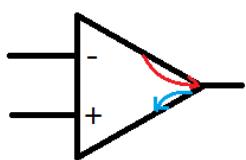


1. 如果我反向输入接地

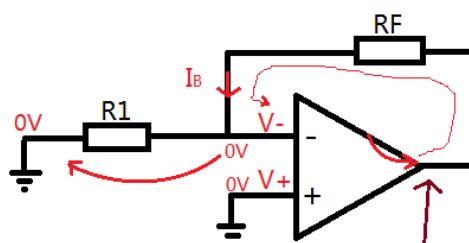
2. 因为虚断虚短， $V_+ = 0V$ ，那么 $V_-$ 也 $= 0V$



3. 理论上 $V_-$ 减去地(0V)，最后R1的压差是0V，那么R1没有电流流过，那么Ib的偏置电流怎么来的？

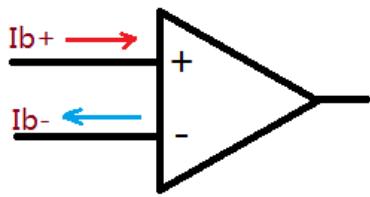


4. 你忘记了运放输出端可以sink流入电流，也可以source流出电流吗？

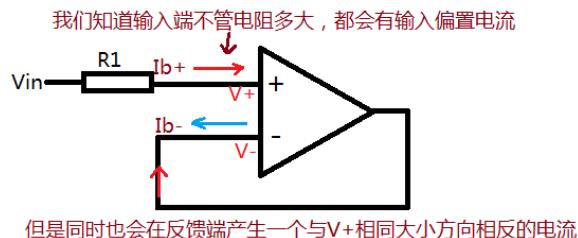


5. 所以这里是运放输出端流出的电流返回到 $V_-$ ，因为是反向比例放大器，那么RF电阻比R1设置得大，因为要放大嘛，RF电阻增大就会导致运放流出的电流在RF上面产生很大的压差，这个压差就是偏置电压，它会加载 $V_{os}$ 失调电压之上

那么怎么处理这种偏置电流，造成的偏置电压呢？

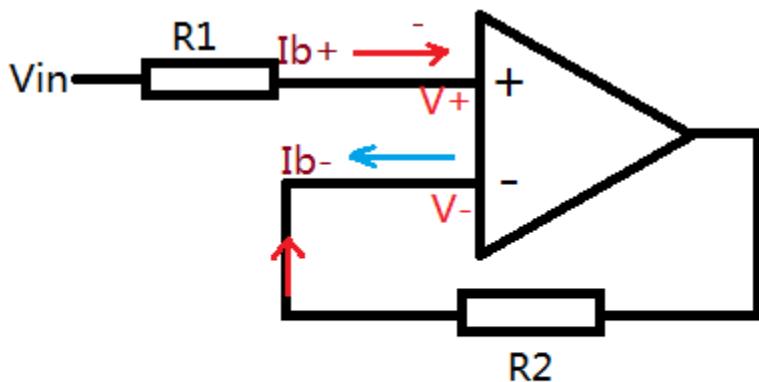


因为  $I_{b+}$  和  $I_{b-}$  电流互为相反，所以是可以相互抵消掉的



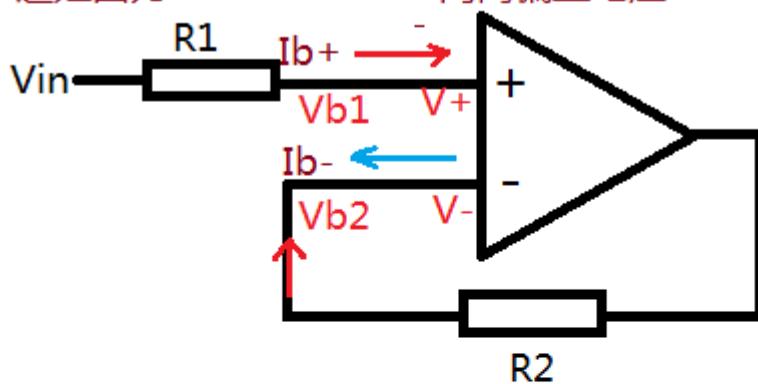
我们知道输入端不管电阻多大，都会有输入偏置电流

但是同时也会在反馈端产生一个与  $V_+$  相同大小方向相反的电流



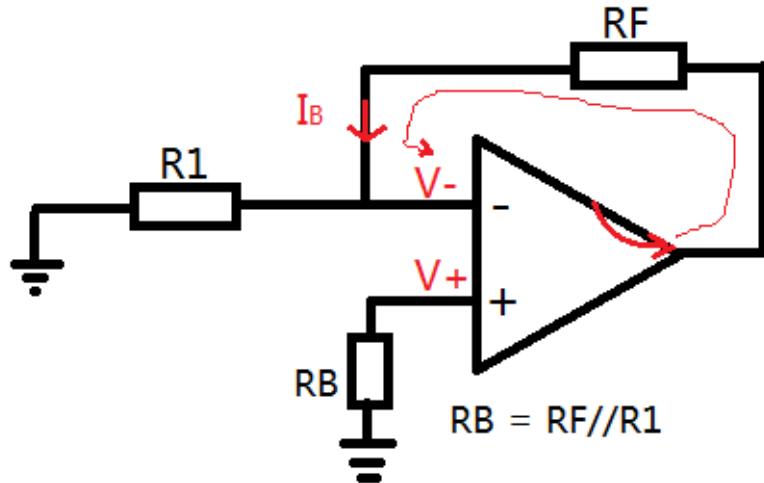
我们只需要在反馈端加一个电阻  $R_2$ ，阻值要和  $R_1$  一样  
这样既解决了偏置电流，也不影响跟随器功能

这是因为  $R_1 \cdot I_{b+} = V_{b1}$  同向偏置电压



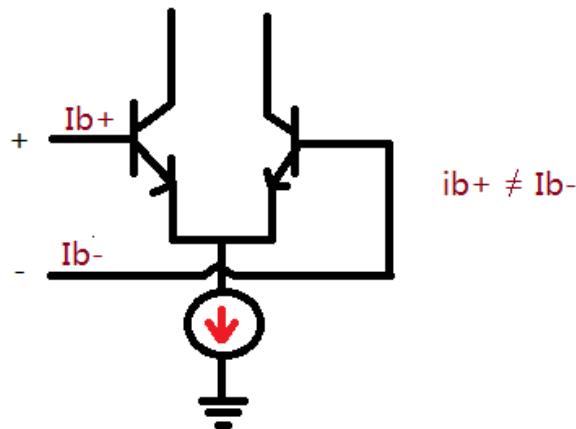
$R_2 \cdot I_{b-} = V_{b2}$ ，相反的偏置电压

但是因为两个电阻  $R_1, R_2$  大小相等，所以  $V_{b1}$  和  $V_{b2}$  电压幅度是相等的，因为  $V_{b1}$  和  $V_{b2}$  电压方向相反，在  $V_+, V_-$  输入端进行相减，就抵消了偏置电流造成的偏置电压



反向放大，解决偏置电流的方式和上一页跟随差不多，在V+接RB电阻到地，RB取值为 $RB = RF//R1$

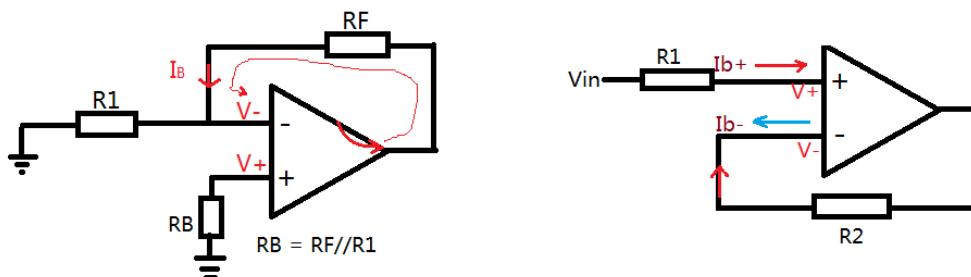
所以两种降低偏置电流的方式，是属于减少偏置电流，而不是将偏置电流消除完，为什么？



因为运放输入级不管是三极管还是MOS管，两个管子绝对不是一致的，所以两个管子的偏置电流也不完全相等

既然  $Ib+$  和  $Ib-$  偏置电流都不相等，又何来完全抵消呢？在加上你的反馈电阻也是有误差的，所以只能降低偏置电流。

偏置电流在某些情况下无法解决



如果失调电流  $Ios$  大于  $Ib$  偏置电流，那么上面这种加电阻  $RB$  或者  $R2$  的方法解决不了任何问题，抵消偏置电流方法失效。如输入偏置电流  $Ib = 10\text{pA}$  但是输入失调电流  $Ios = 100\text{pA}$  那上面电路就完全失效了，所以一定要根据运放手册要求  $Ib$  远远大于  $Ios$

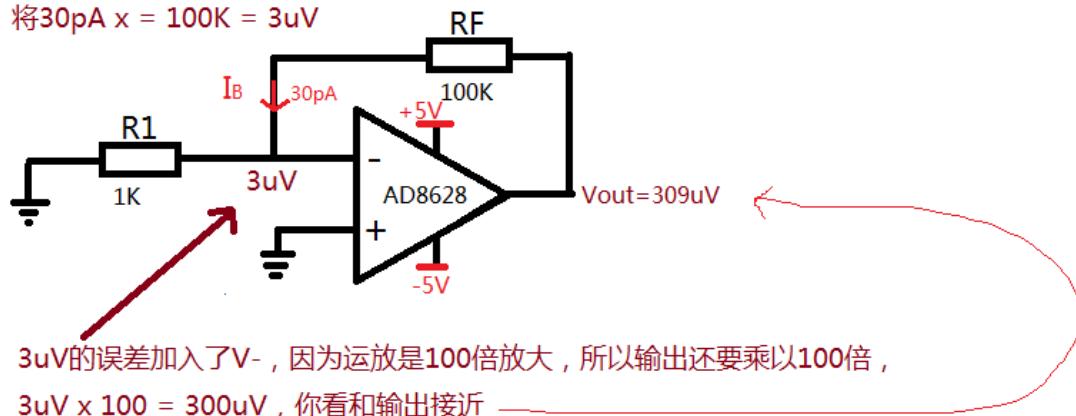
## 运放偏置电流和失调电流实验

AD8628参数  $V_{os} = 1 \sim 5\mu V$

$I_B = 30 \sim 100\text{pA}$

我选择  $I_B = 30\text{pA}$  这个值

将  $30\text{pA} \times 100\text{K} = 3\mu V$

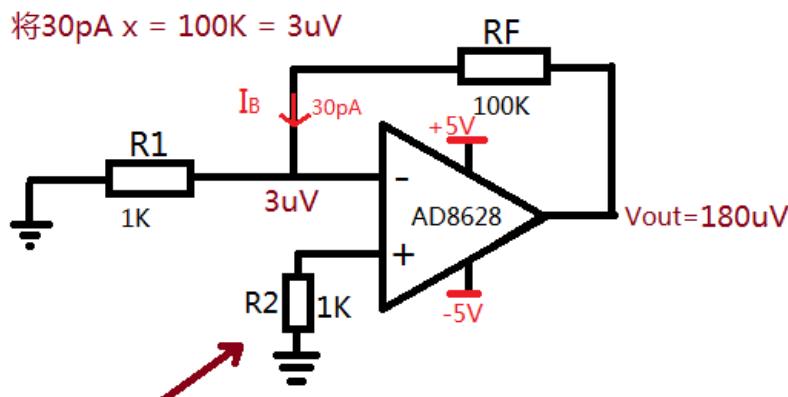


AD8628参数  $V_{os} = 1 \sim 5\mu V$

$I_B = 30 \sim 100\text{pA}$

我选择  $I_B = 30\text{pA}$  这个值

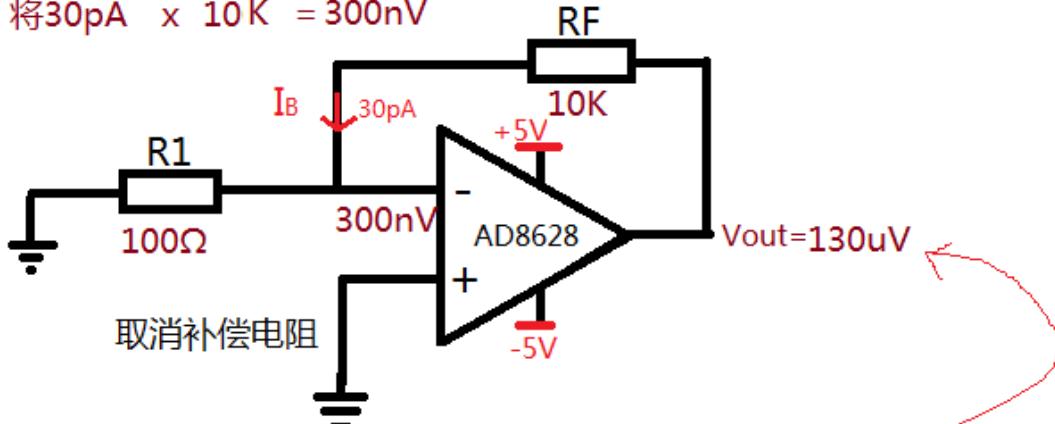
将  $30\text{pA} \times 100\text{K} = 3\mu V$



我们把RF和R1降低1个数量级，让 $30\text{pA} \times \text{RF}$  得

到更小的偏置电压

$$\text{将 } 30\text{pA} \times 10\text{K} = 300\text{nV}$$

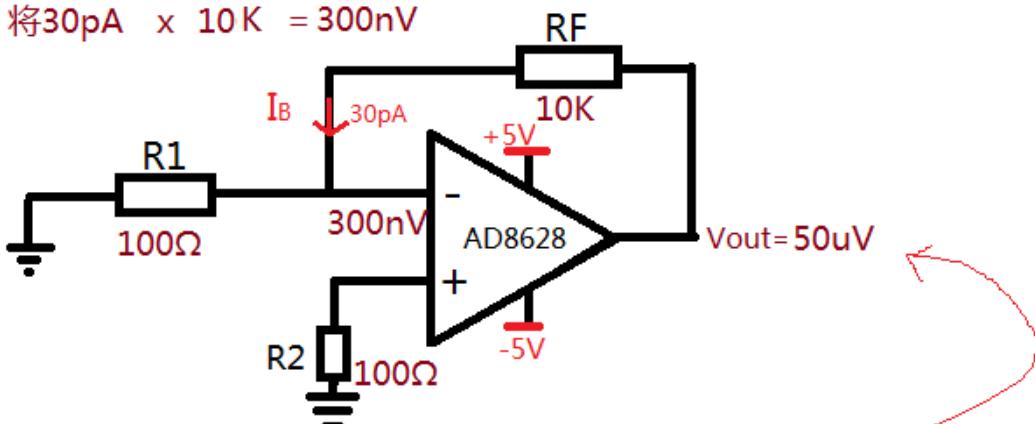


$$300\text{nV} \times 100\text{倍} = 30\text{uV} \text{ 但是我发现这里只降到了 } 130\text{uV}$$

我们知道降低RF可以降低偏置电流，改善输出失调电压，但是补偿电

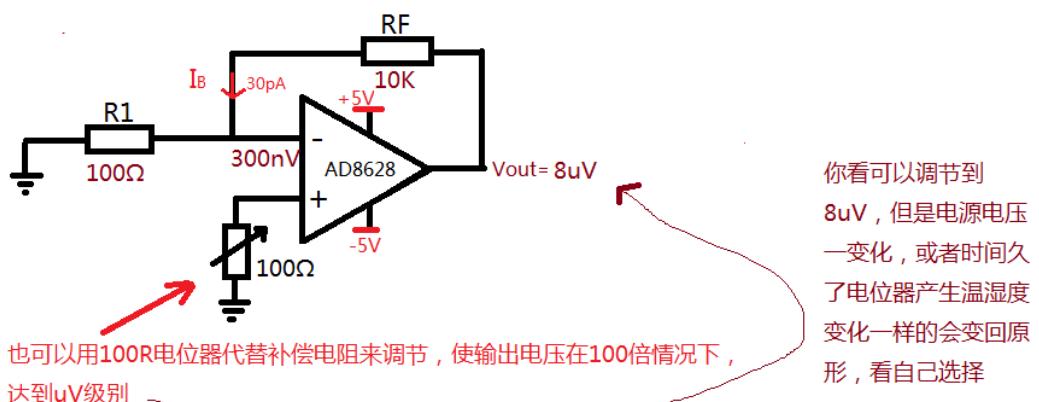
阻可以解决一半的偏置电流问题，所以补偿电阻还是要加上的

$$\text{将 } 30\text{pA} \times 10\text{K} = 300\text{nV}$$



再次加上R2补偿电阻输出变成50uV了

这剩下的  $50\text{uV}$  就是  $V_{os}$  的原因了，这个就自己找失调电压补偿电路来解决，但是大部分都是手动旋转电位器螺丝来补偿失调电压，很麻烦。

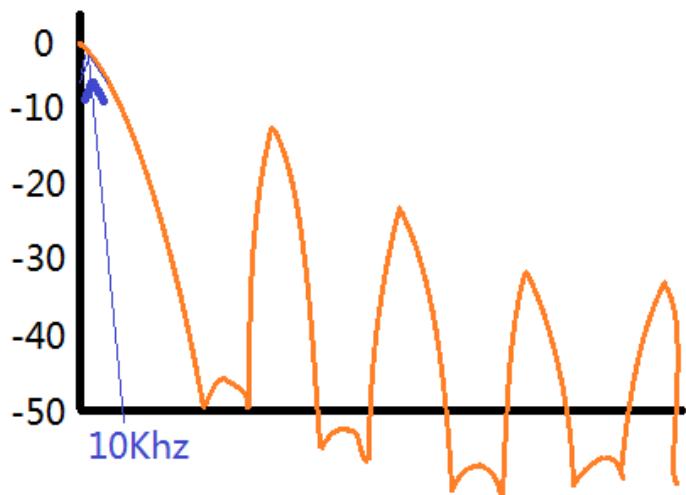


这就是实际的偏置电流和失调电压补偿方法

## 低通无源有源 RC 滤波器深入理解

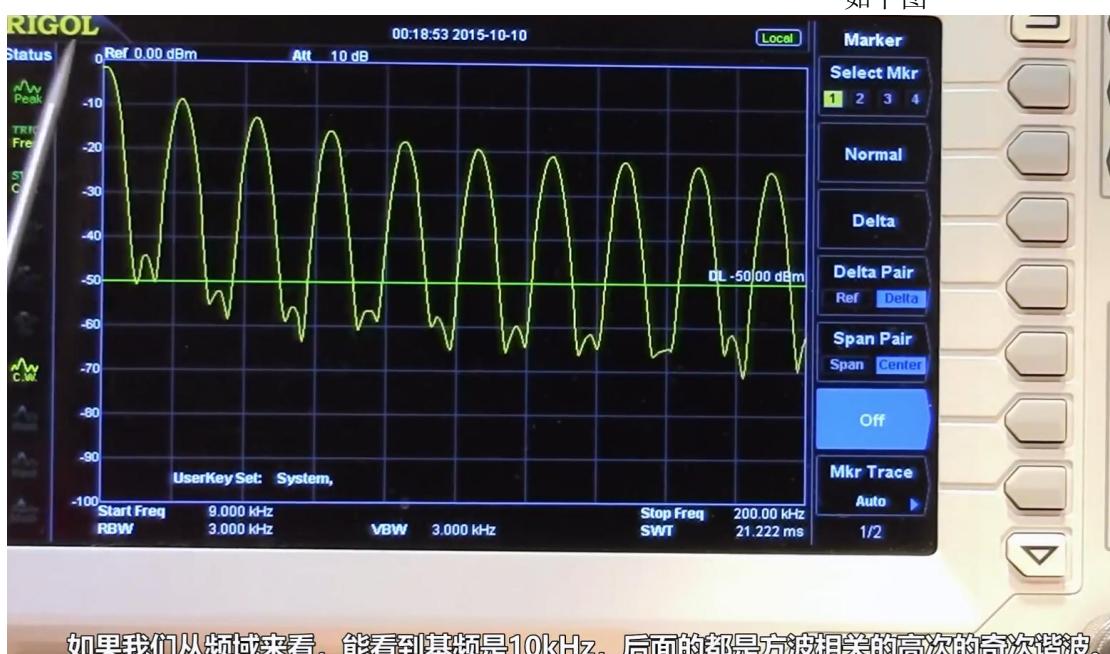


将方波转换成10Khz正弦波，就要用滤波器把方波的高次谐波滤掉，就可以实现了

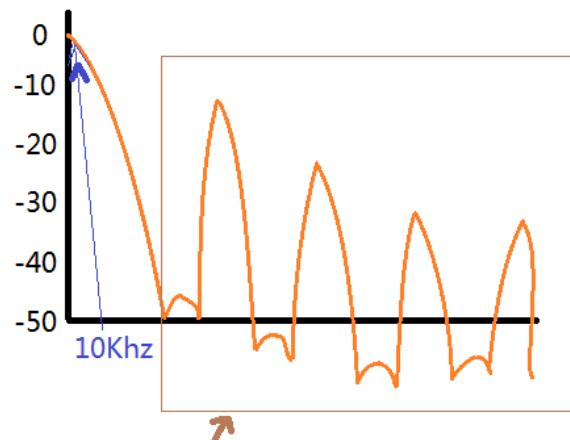


从频域上看我们看到基频也就是方波频率是10kHz

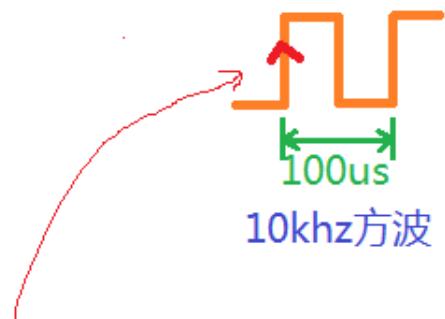
如下图



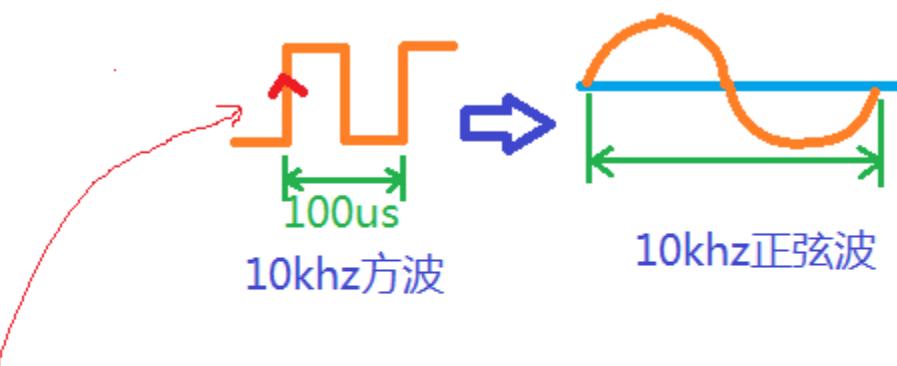
如果我们从频域来看，能看到基频是10kHz，后面的都是方波相关的高次的奇次谐波。



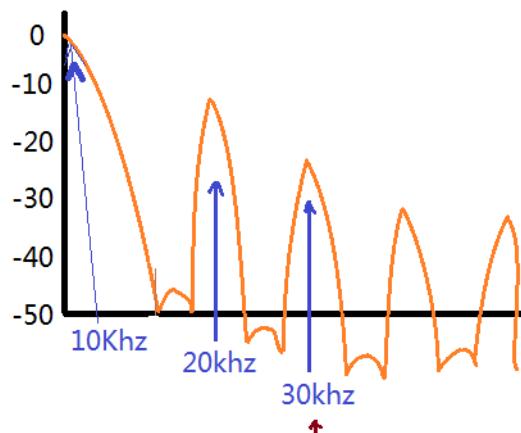
后面这些都是跟10khz方波有关的高频谐波，只要把后面这些高频谐波干掉，就能还原出10khz的正弦波



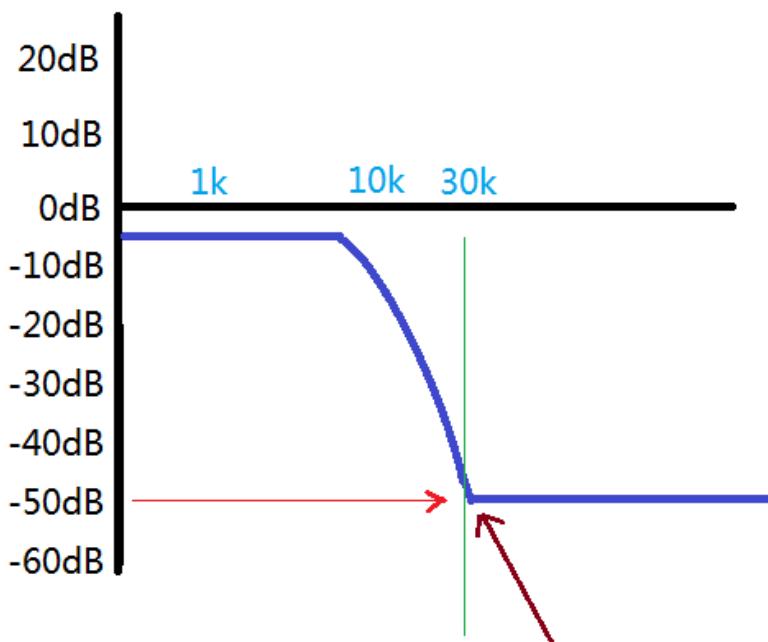
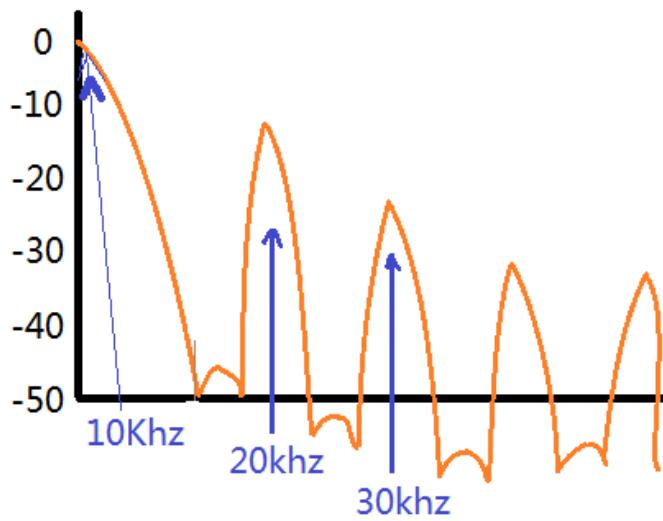
所以在高速电路讲过，不同频率的正弦波加起来就组成了方波，而且方波的边沿是谐波叠加最高的地方(也就是正弦波叠加最多的地方)



因为方波是有基频正弦波+多次谐波组成的，所以把多次谐波干掉，就又变成了单频率的正弦波



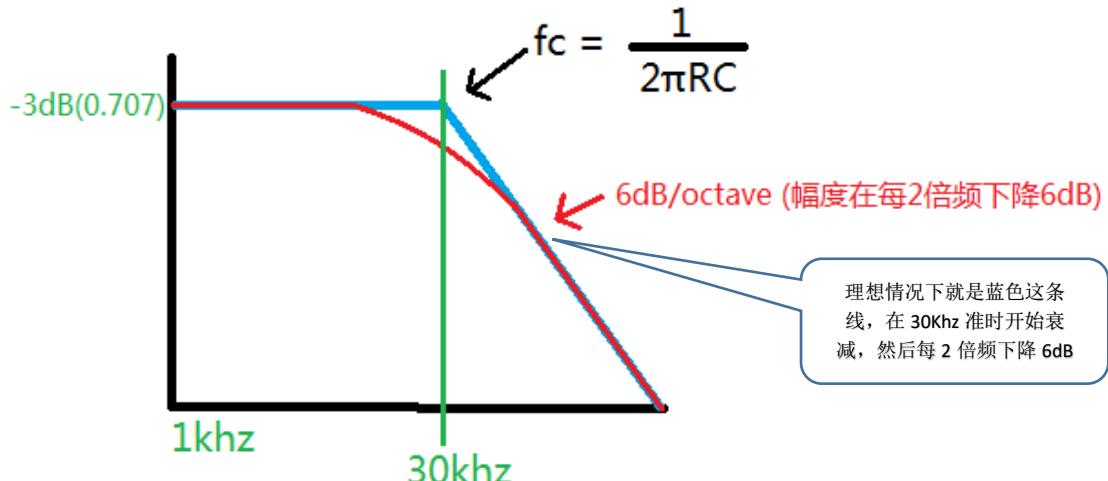
其实我们只要滤掉基波的三次谐波，后面的所有谐波都会自动下降，所以10khz的三次谐波是30khz，做个低通滤波器，滤掉30khz以上的波形就可以了



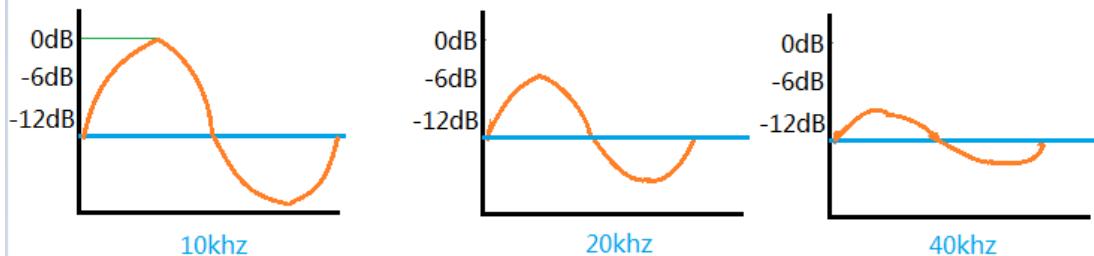
所以我打算让30khz以上的信号全部衰减到50dB以下



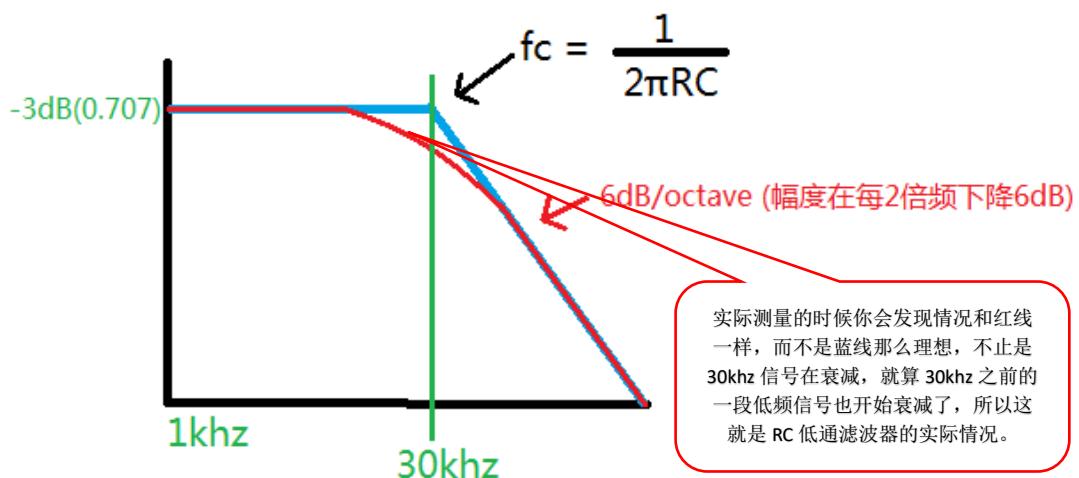
但是我发现10khz，我需要的10khz信号居然也有衰减  
所以这就要在设计滤波器的时候，评估你滤波器带内平坦度指标，下面看波特图来说明



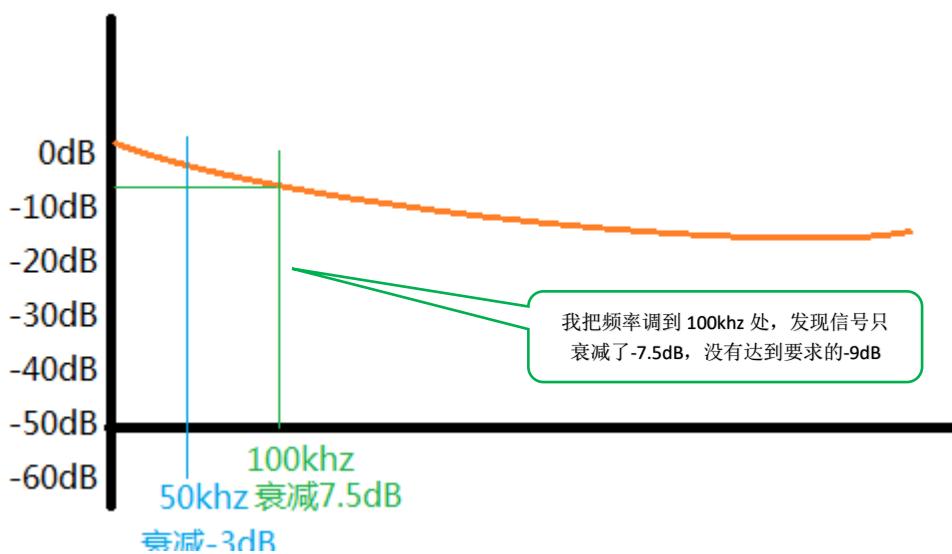
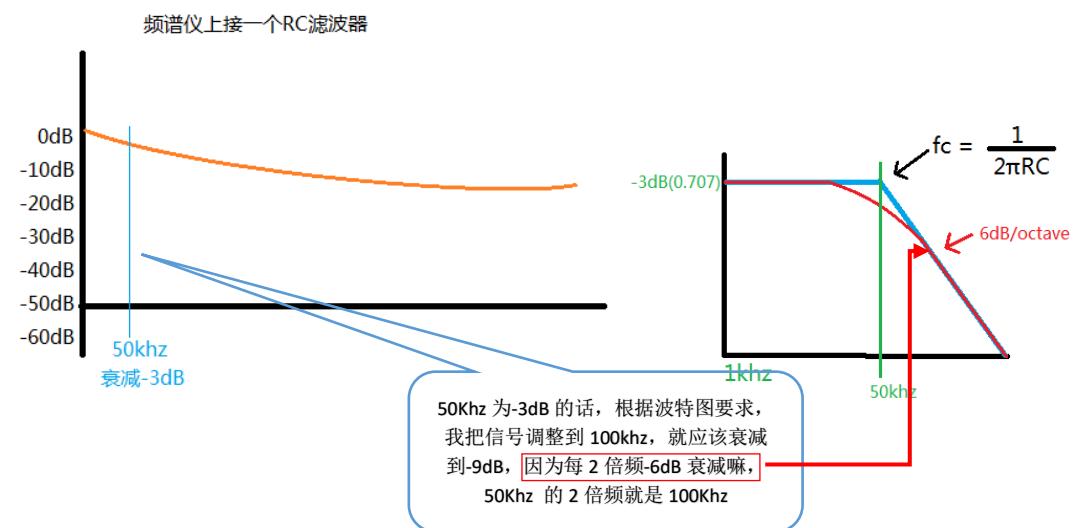
每2倍频衰减6dB什么意思？比如截止频率我设置成10khz，如果我们信号频率修改增加到20khz，20khz信号就会衰减6dB，如果信号频率修改增加到40khz，那么40khz信号会相对于10khz时的信号减小12dB。什么意思呢？你看下面波形就知道了。

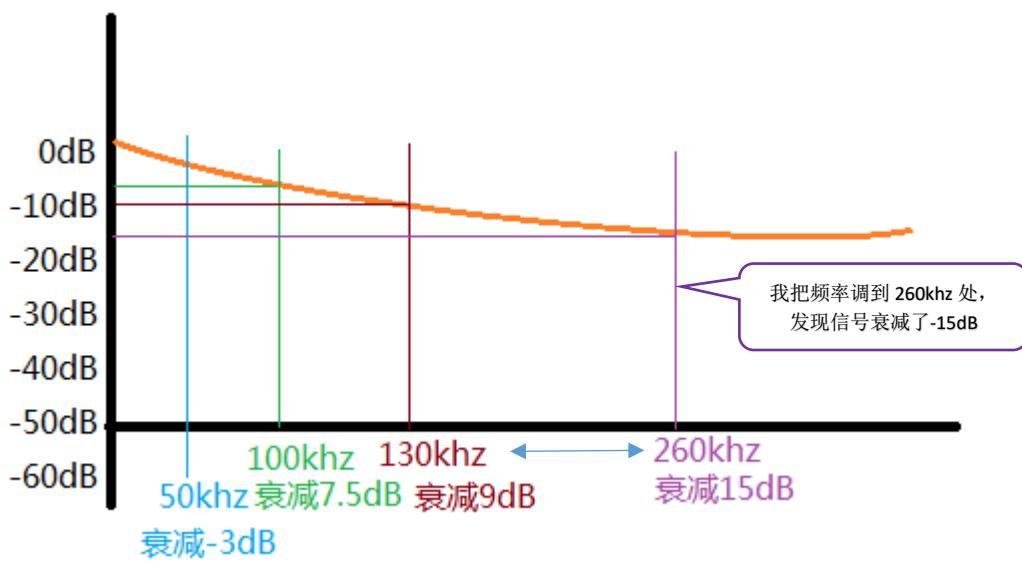
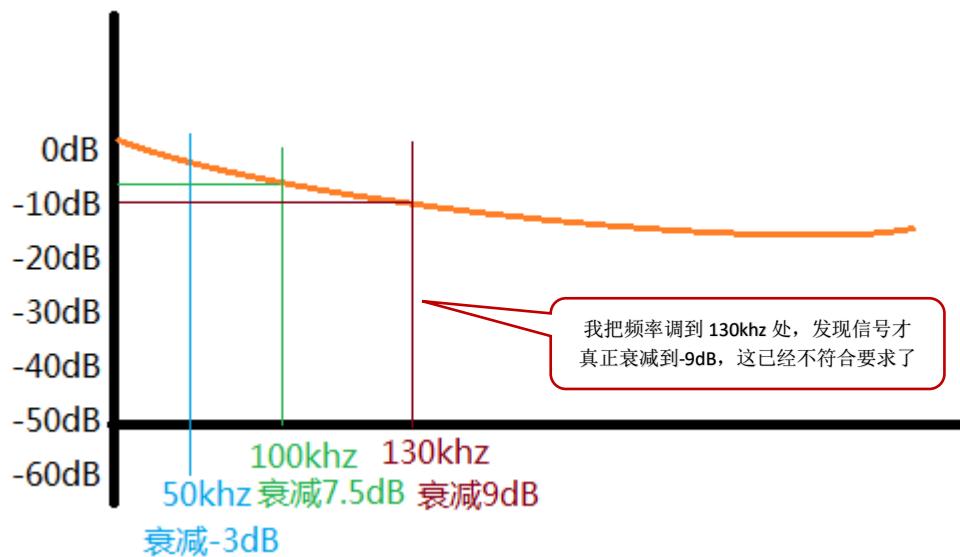


你看同一个波形，频率不一样幅度就不一样，这里用dB表示，你实际测试的时候可以测量这三个频率的波形电压衰减情况。

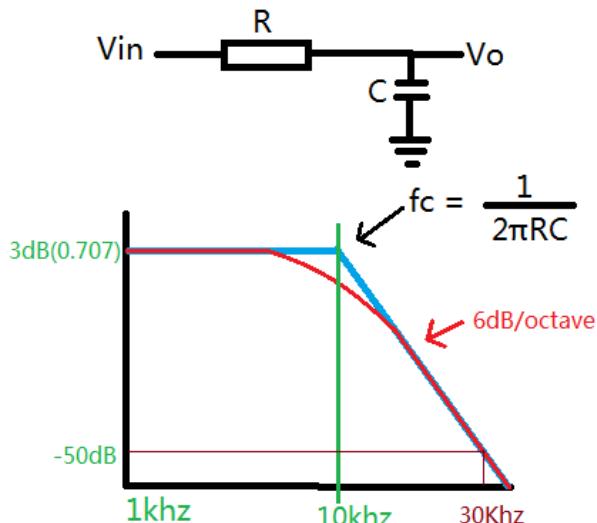


下面随便接一个 RC 滤波器用频谱仪测量下





所以我发现 130khz 的倍频 260khz 处,这两个频率满足 2 倍频 6dB 衰减要求, 130khz 之前的频率都不满足。



我现在设计个10khz的低通滤波器，要求30khz位置的信号要衰减50dB

那么实际RC滤波器在30khz处信号，真的能做到50dB衰减吗

下面用公式来证明

因为与倍频程有关，底数为

2，n为倍频程数

$$2^n = \frac{F}{F_{3dB}}$$

F是频率分量  
F<sub>3dB</sub>是截止频率

如果我截止频率是10Khz，要求30khz处衰减多少dB，那么这个30khz就是频率分量

$$2^n = \frac{30\text{khz}}{10\text{khz}}$$

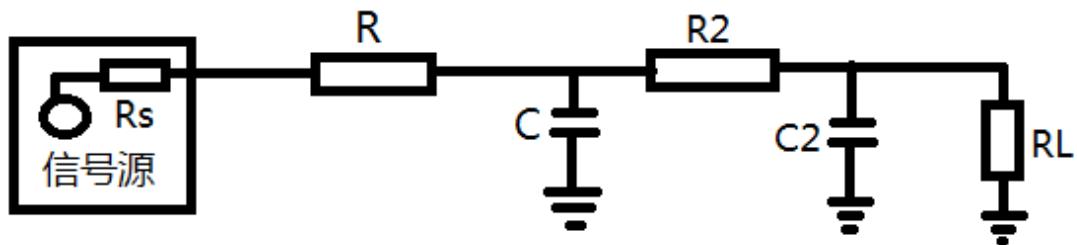
根据30khz/10khz 我们发现30khz并不是10khz的倍频程关系，如果要做到倍频程关系那么就是40khz/10khz = 4，就是  $2^2 = 4$  n=2 就是2倍频程

$$n = \frac{\ln(\frac{F}{F_{3dB}})}{\ln(2)}$$

$$\text{dB} = 6n + 3$$

如果n=2 那么  $6*2+3 = 15\text{dB}$

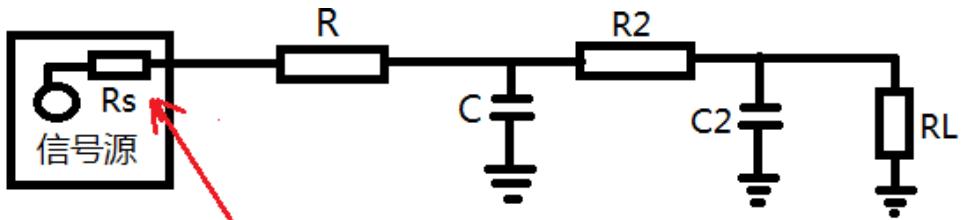
所以这在30khz处衰减是不符合我们要求的



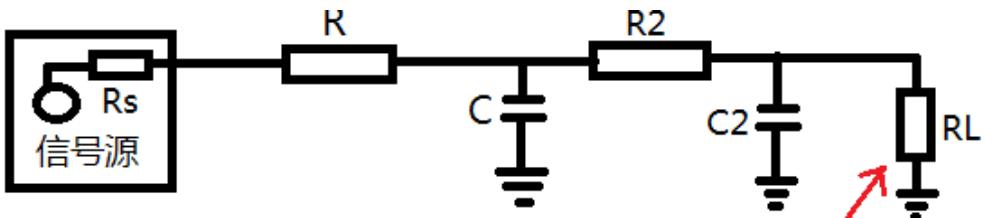
我们是否可以用2阶滤波器呢？

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

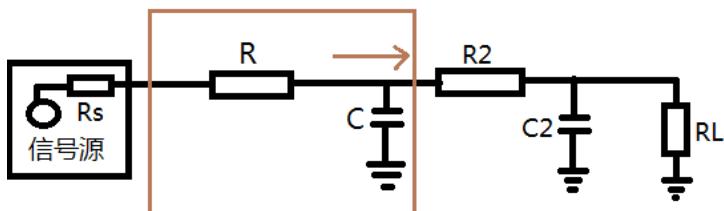
可以用二阶滤波，但是你要保证负载RL和信号源Rs阻抗匹配



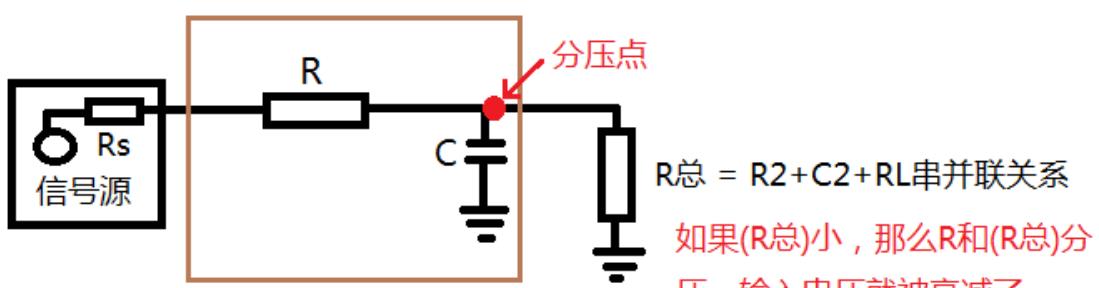
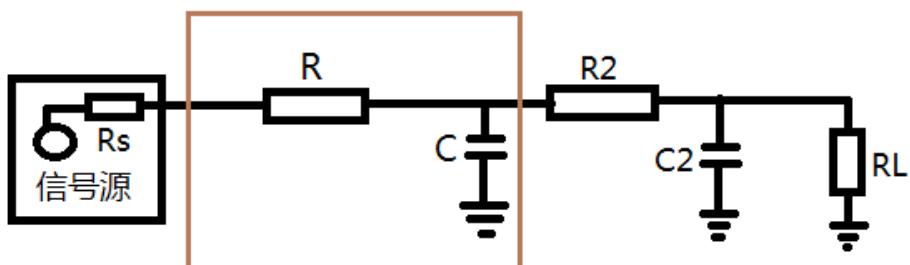
Rs输出阻抗要低，这样后面的R,R2串联电阻分压后得到的电压才大



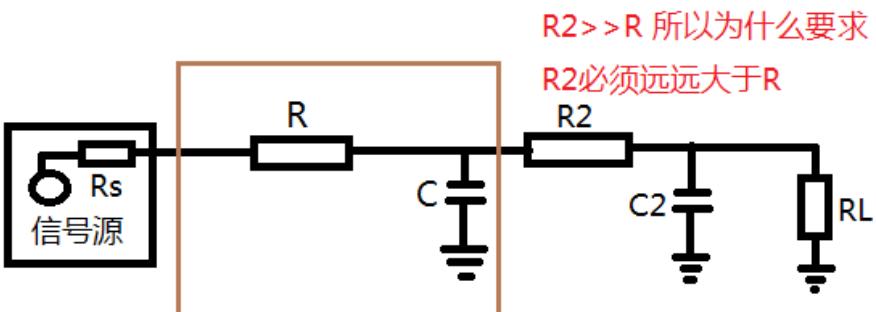
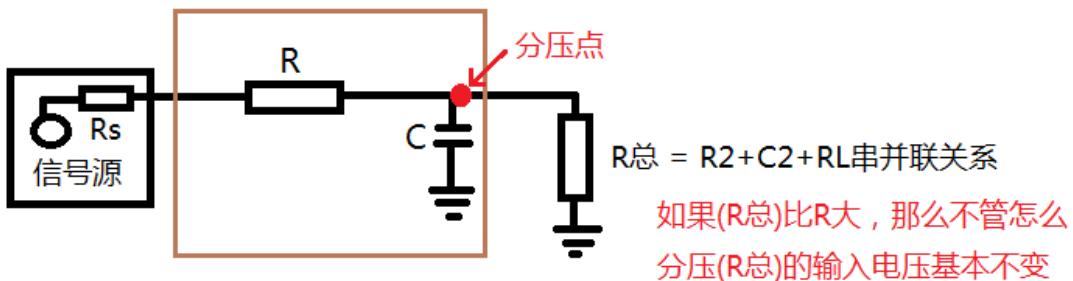
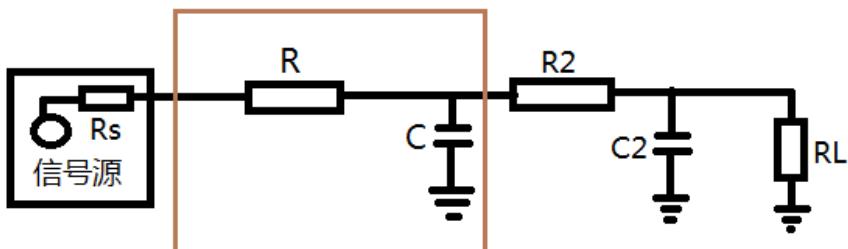
RL负载电阻要大，如果RL负载电阻小了，C2就会和RL分流，导致RL得到的原始电压下降



第1级滤波器RC把后面的R2,C2都会看成1个负载，所以R2,C2,RL的串并联关系决定了后级这个总负载的大小，那么为了不受后级影响，R2电阻一定要远远大于前级R，这样R向后级看就是高输入阻抗，输入电压不会被衰减

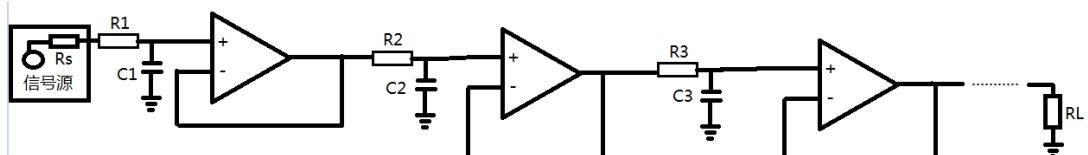


$R_{\text{总}} = R2 + C2 + RL$  串并联关系  
如果( $R_{\text{总}}$ )小，那么R和( $R_{\text{总}}$ )分压，输入电压就被衰减了



R2 只要比 R 大一个数量级，就基本能解决这个问题，比如 R=1k 那么 R2 就必须是 10K 以上。一般这种无源滤波器不建议阶数太多，二阶就差不多了，如果阶数太多会导致电阻变大，那么后级的滤波电容就要小很多才能满足截止频率。

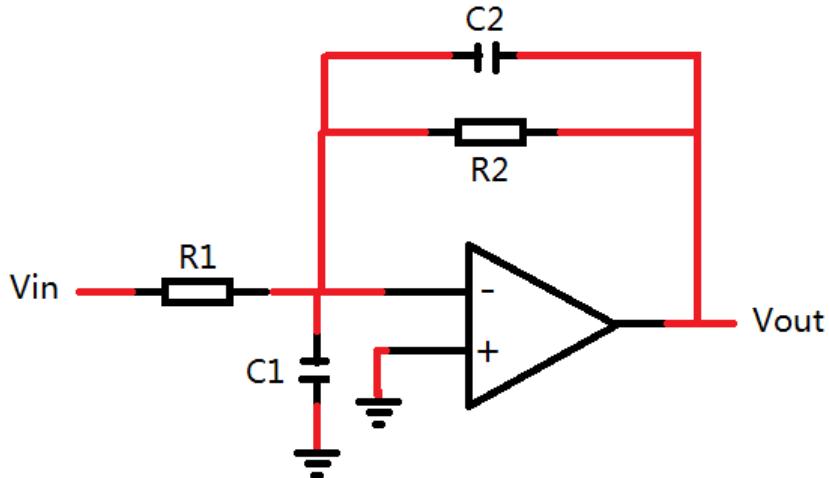
如果级数太多，比如 R 是 100K，R2 是 1M，那么后面 R3,R4....就是 10M，100M，如果这时候接的 RL 负载只有 200K，就会分压过多的输入信号，导致输入信号被衰减掉很多很多。



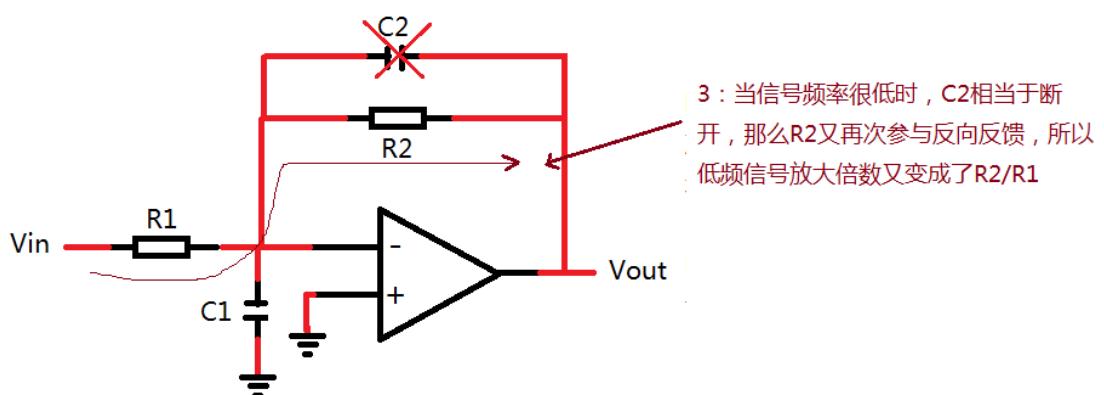
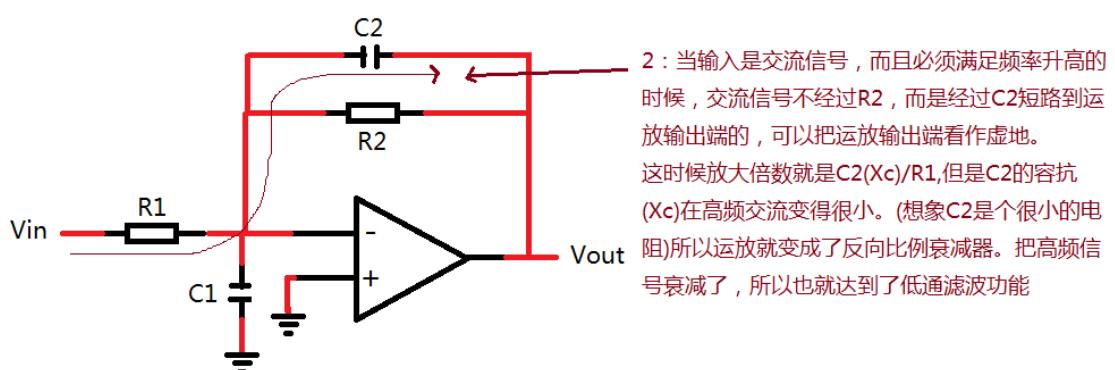
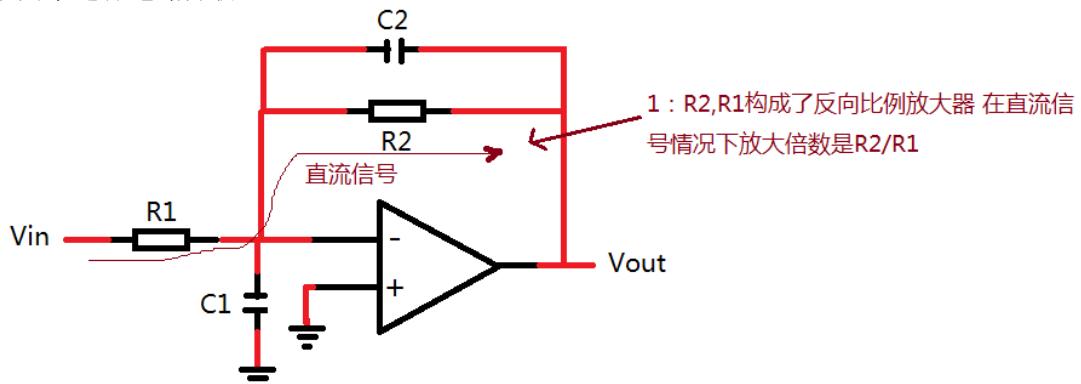
有源滤波器就可以解决这个问题，因为运放输入阻抗大，输出阻抗小，所以每一级都可以隔离开，就不会出现 R1 电阻影响 R2 电阻的情况，因为每一个电阻接入的都是输入阻抗大的运放，每一个电阻接收的都是输出阻抗小的运放。

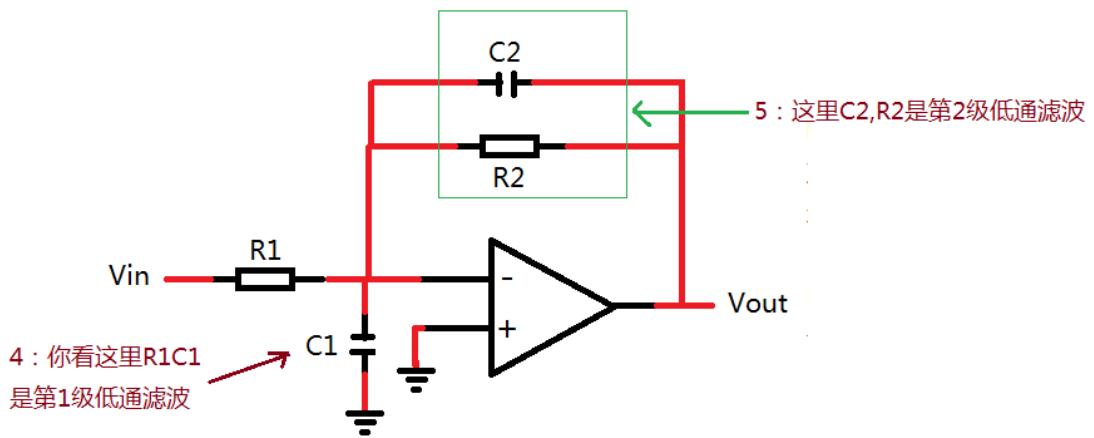
这样的做法虽然没有错，但是成本上升了，意思就是每一级滤波都需要加运放跟随，如果两级滤波就需要两个运放，成本变得有点高。

下图这种单运放二阶滤波器就解决了跟随器每一级滤波都要加运放的高成本问题



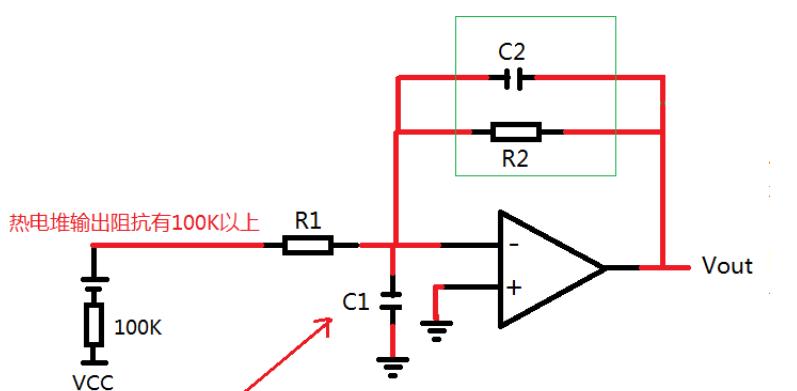
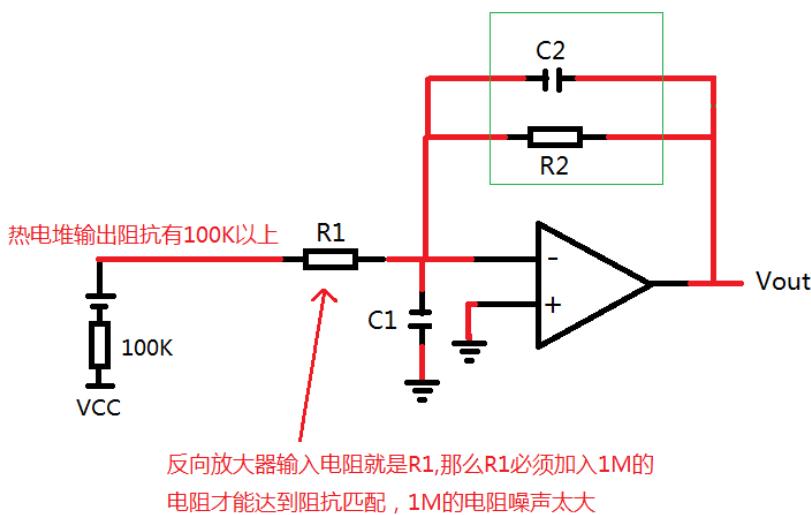
下面来进行电路分析





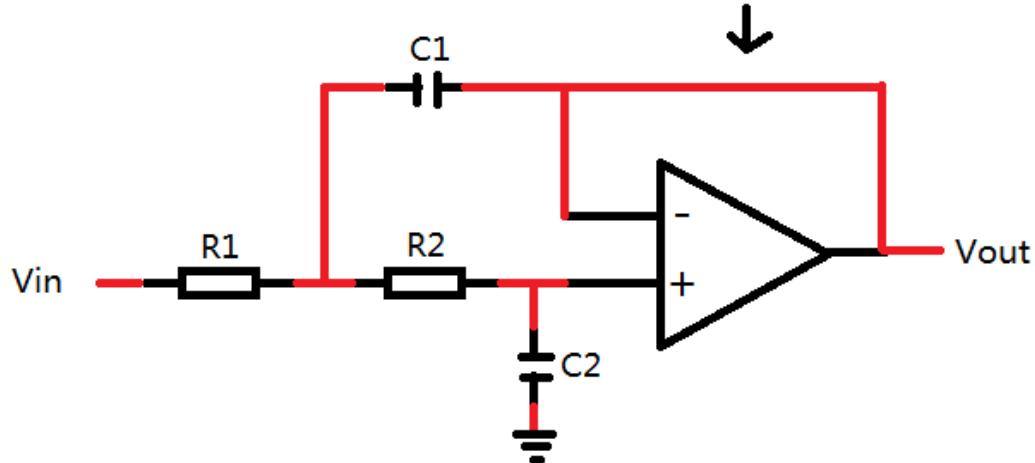
6 : 这就是单个运放实现了-12db/倍频的滤波器

这种滤波器只能进行交流信号放大和滤波，有些直流信号源也可以用这种滤波器。  
但是!! 但是!!，在热电堆这种传感器电路中，第 1 级放大千万不能用这种电路，第 2 级可以用这种电路

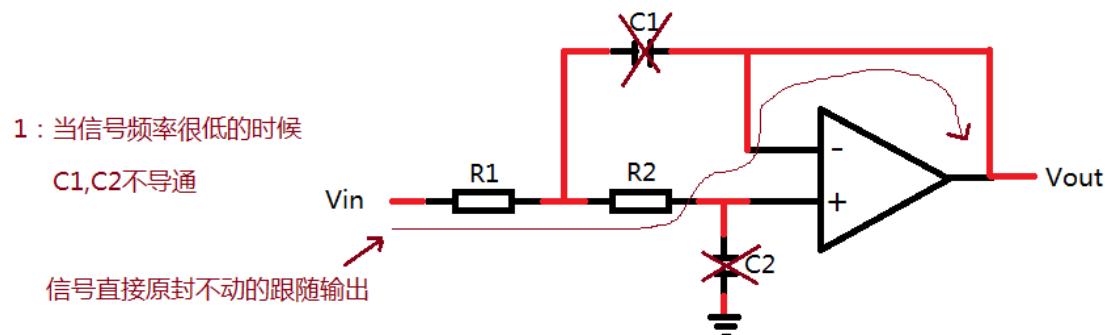


## Sallen-key 滤波器用法

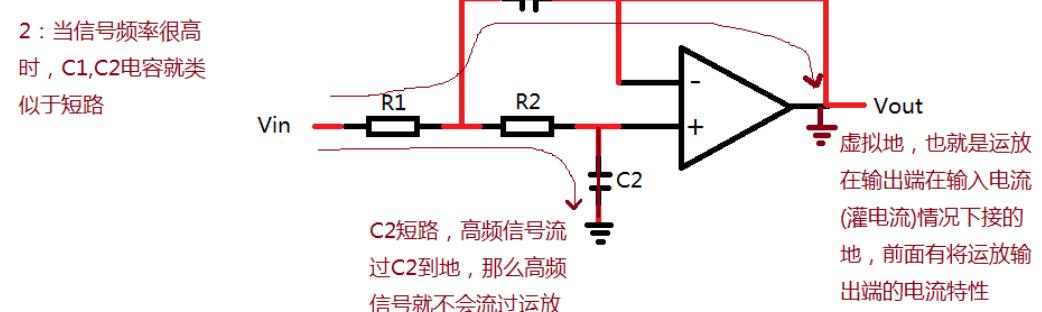
sallen-key滤波器一定要注意运放型号能不能做单位增益为1的放大(也就是跟随)，如果不能，那么这个运放型号就不能做sallen-key滤波器的电路，换运放型号。



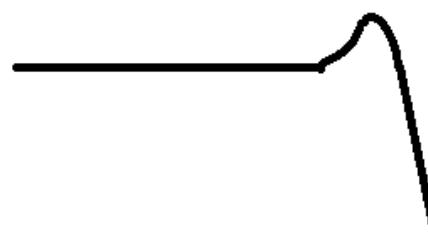
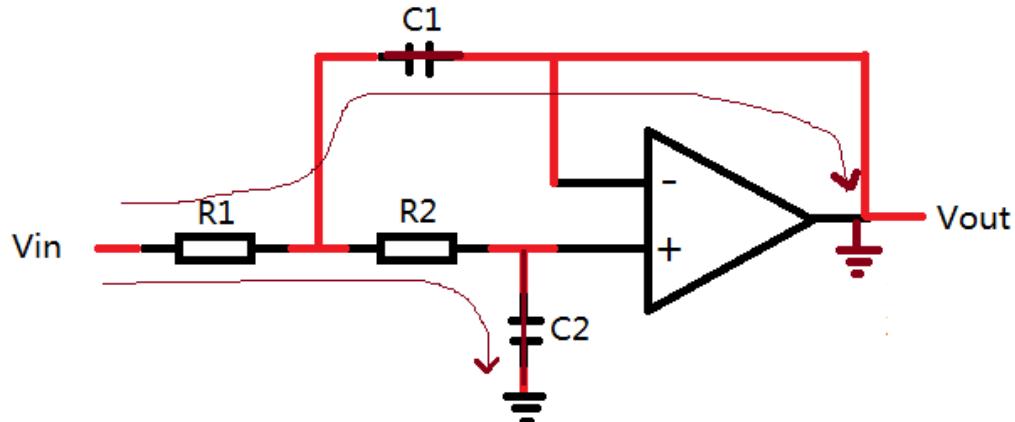
这就是sallen-key滤波器



C1也和运放输出的虚地短路，那么高频电流也不会流过运放同向输入端



这也和上一节二阶低通滤波器一样，实现了-12dB/倍频的低通滤波器

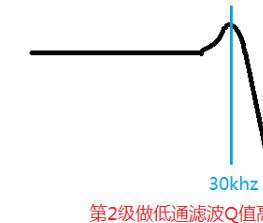


因为电容C1造成的正反馈，  
所以在截止频率附近会产生  
一点信号增益(也就是这个  
频率附近的信号反而被放大  
了)

所以C1越大，增益就越大，尖峰就更尖，正反馈更强

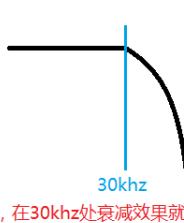


第1级做低通滤波Q值低的电路



第2级做低通滤波Q值高的电路

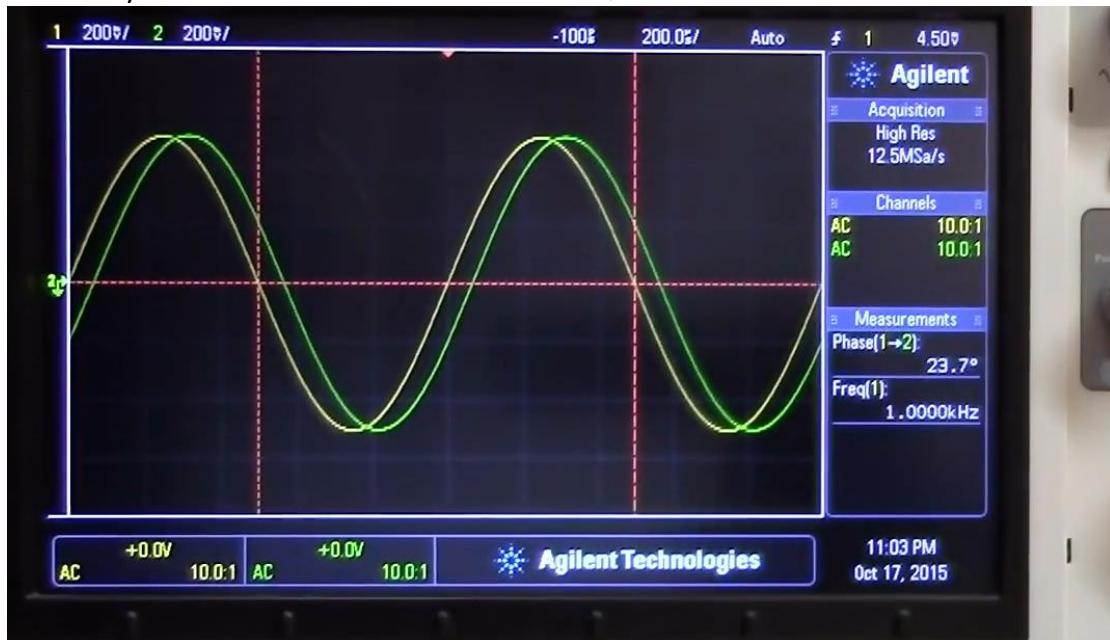
将两个滤波电路串联起来 =



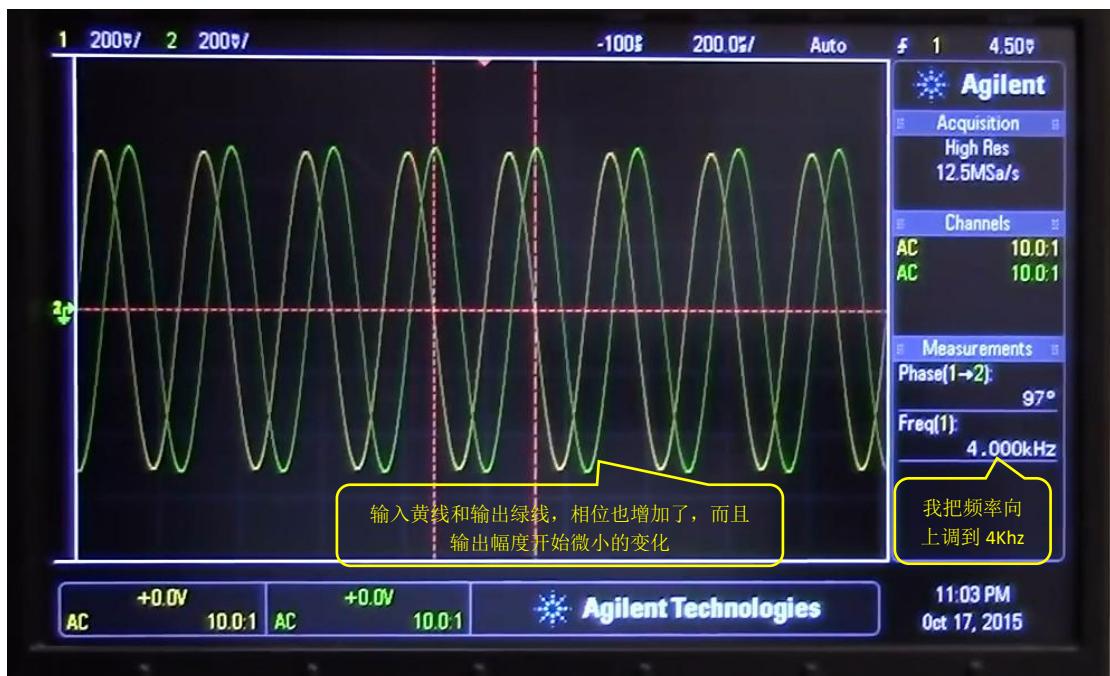
你看，在30khz处衰减效果就很好

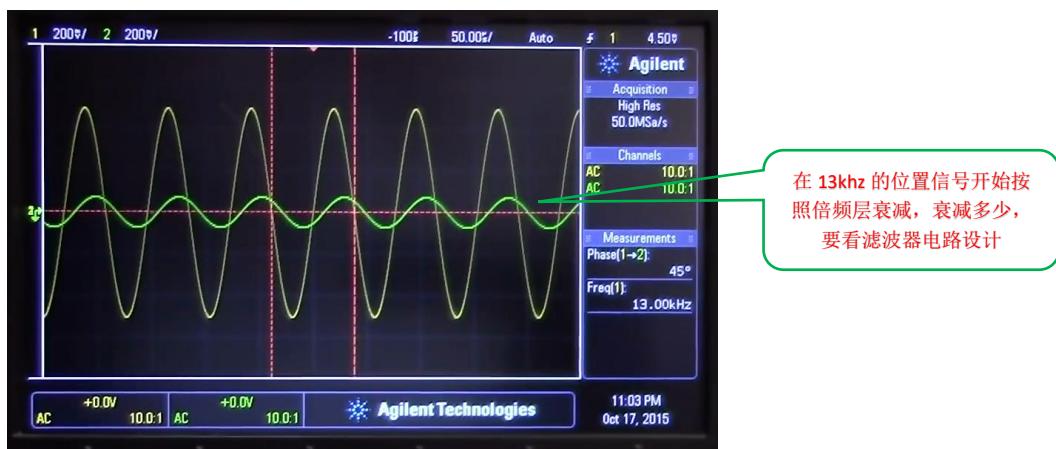
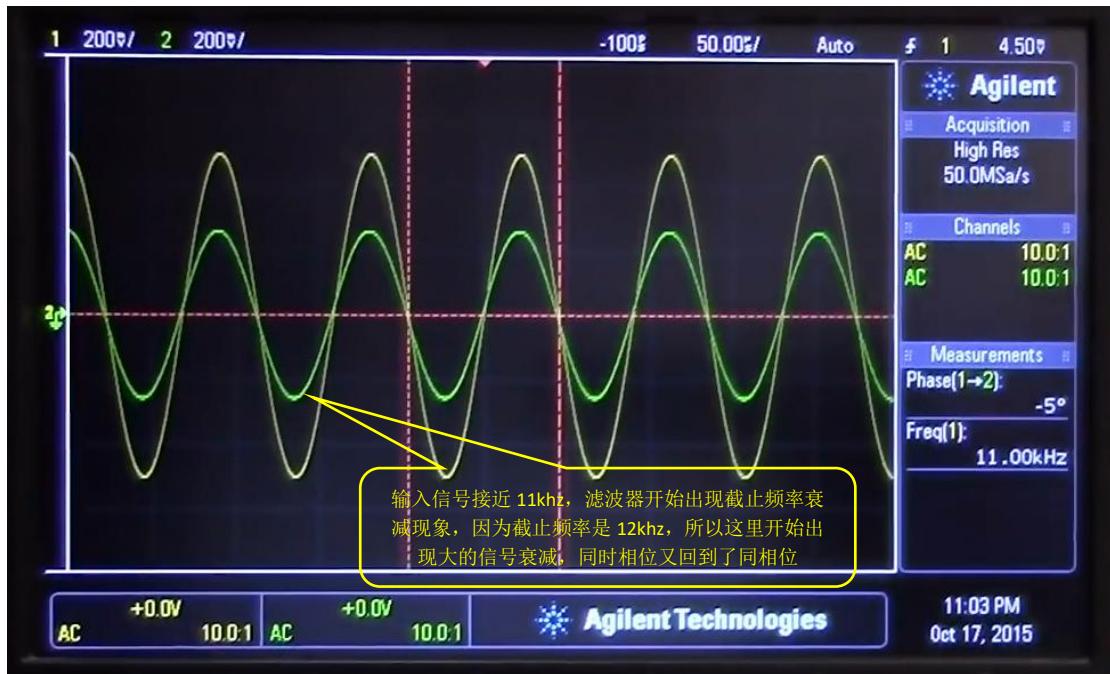
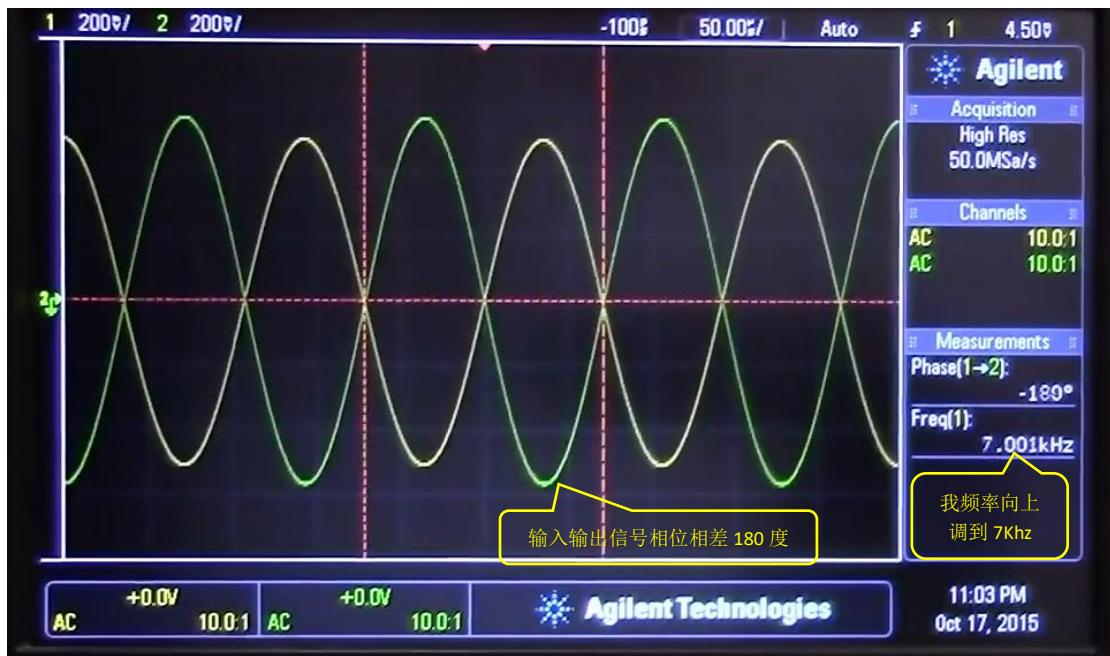
## 有源滤波器实验

### Sallen-key 滤波器设计的切比雪夫型拓扑电路实验



黄线输入信号，绿线输出信号。切比雪夫滤波器截止频率-3dB 设置的是 12khz





切比雪夫滤波器就是这样的，频响和相位都不是很完美。

如果是贝塞尔滤波器就有比较完美的平坦幅度和比较完美的相位响应

切比雪夫主要是滤出无用信号的衰减能力强，因为斜率很陡，所以衰减很强。

如果切比雪夫用于方波输入就很麻烦



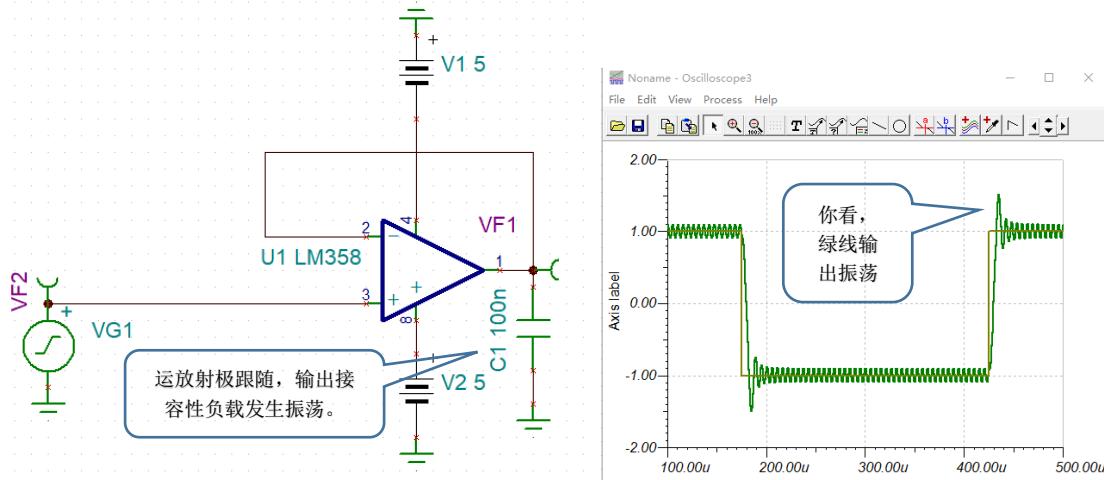
所以切比雪夫滤波器不能用于方波处理电路。

如果你只需要干掉高频信号，比如刚才 12kHz 的高频信号，相位延时我不在乎，那么可以用切比雪夫滤波器。

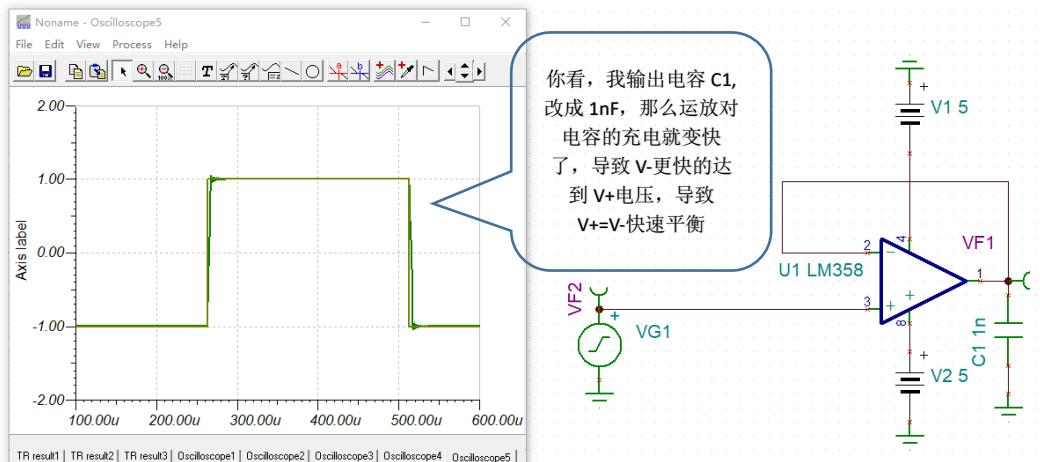
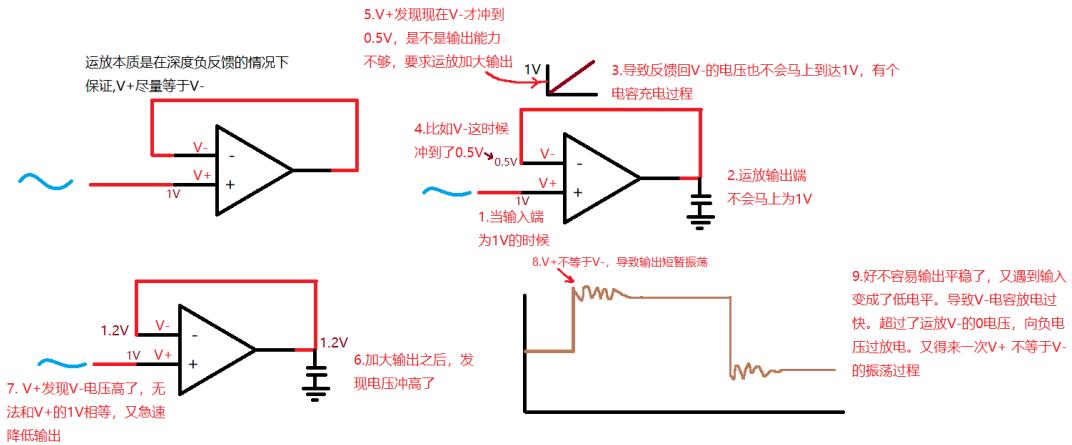
做信号源(任意波形发生器)的电路都是用的椭圆滤波器来做波形处理。

如果想要做通过低频方波的滤波器，那么用巴特沃斯或者贝塞尔是很好的选择。

## 运算放大器振荡及解决方法(深入思考)

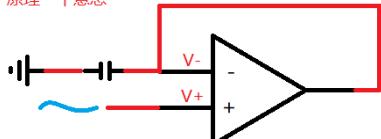


这个振荡起因是什么？

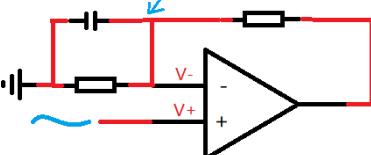


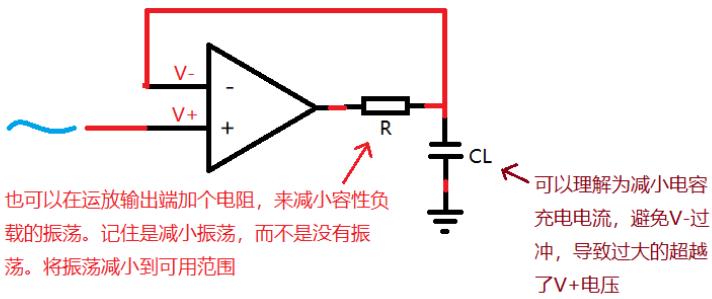
根据前面 $V_+$ 和 $V_-$ 不平衡导致振荡的情况，如果在运放反馈端， $V_-$ 直接接电容到GND，也会造成振荡。

原理一个意思

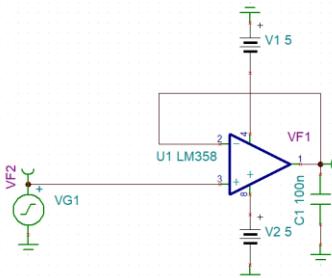
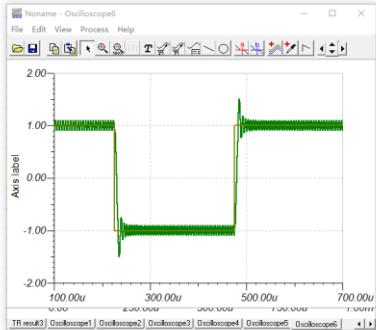


就算是反向比例放大，用 $V_-$ 接电容到GND方式做交流放大，也会振荡。因为同样无法满足 $V_+$ 和 $V_-$ 的快速平衡

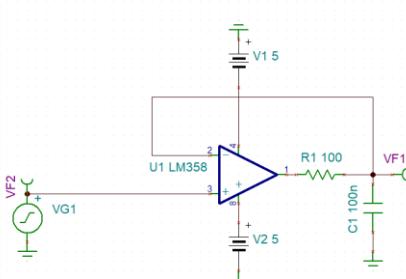
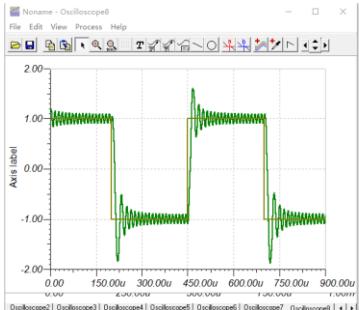




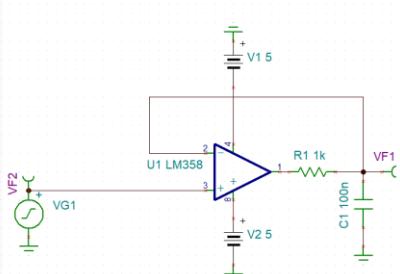
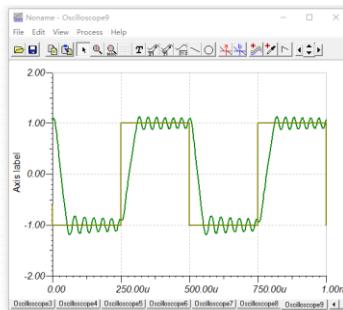
可以理解为减小电容充电电流，避免V-过冲，导致过大的超越了V+电压



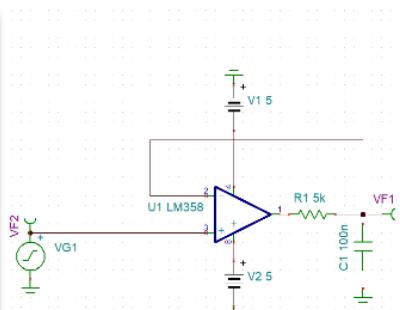
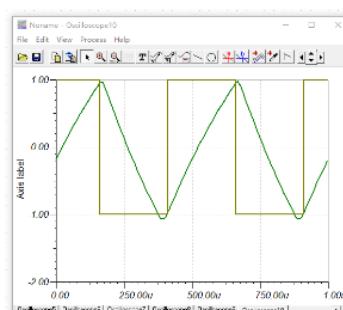
振荡严重



加 100 欧电阻，振荡改善

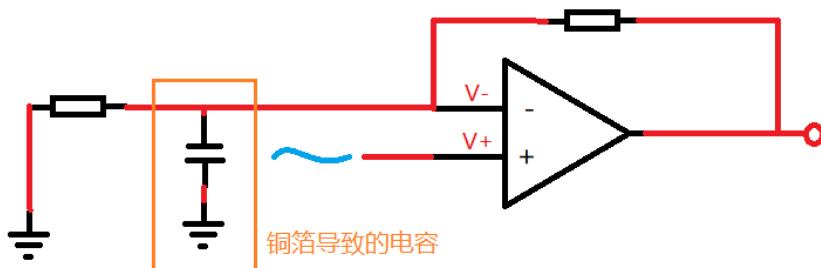
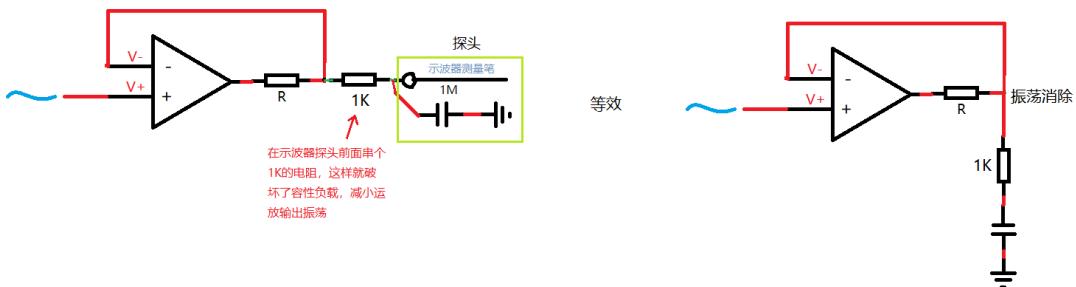
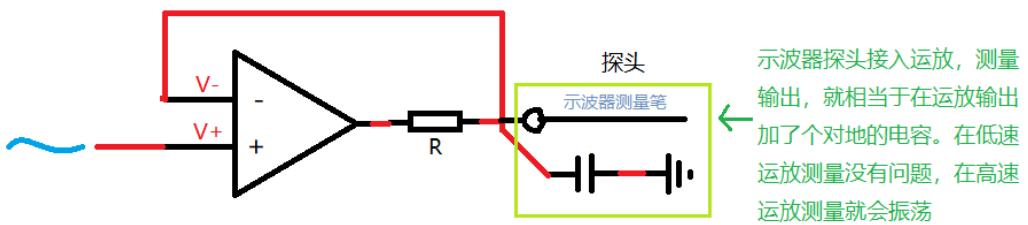


加 1K 电阻振荡明显改善。

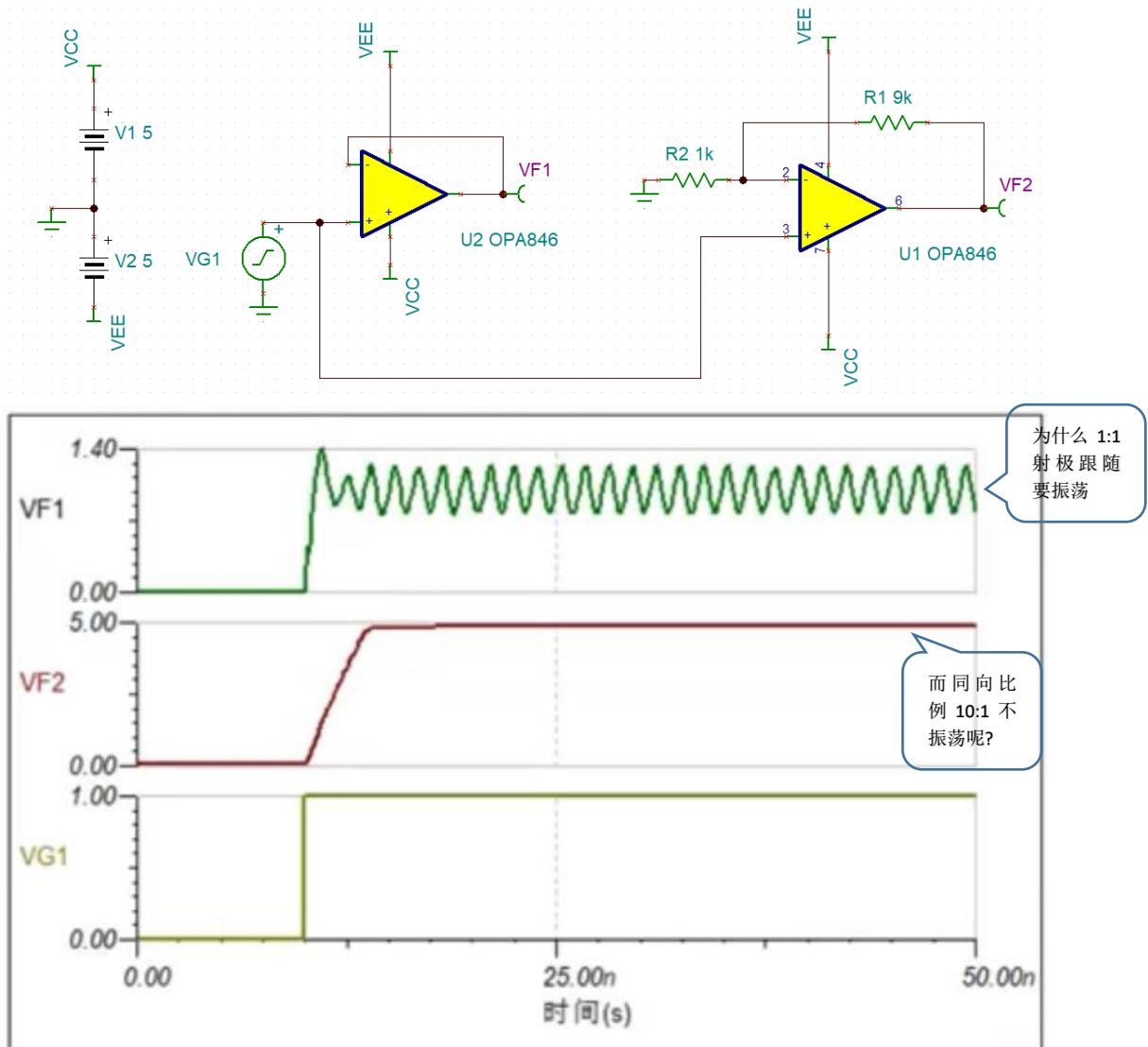


加 5K 电阻，振荡消除，但是波形变形，所以还是得根据自己应用的实际情况修改电阻大小。

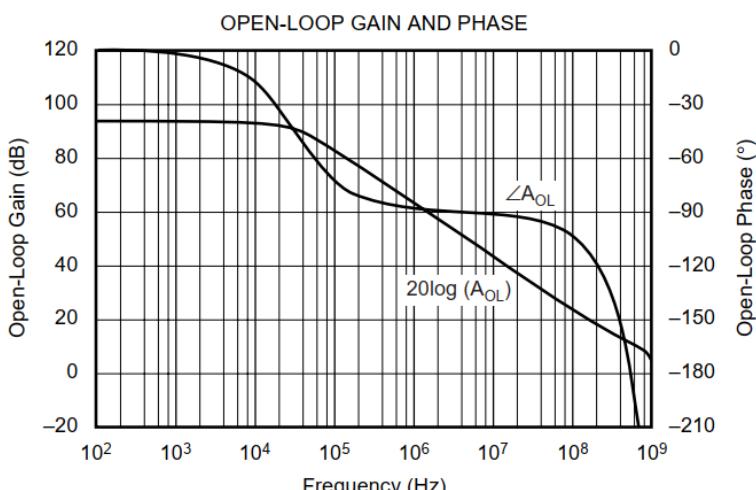
## 示波器探头对高速运放造成振荡



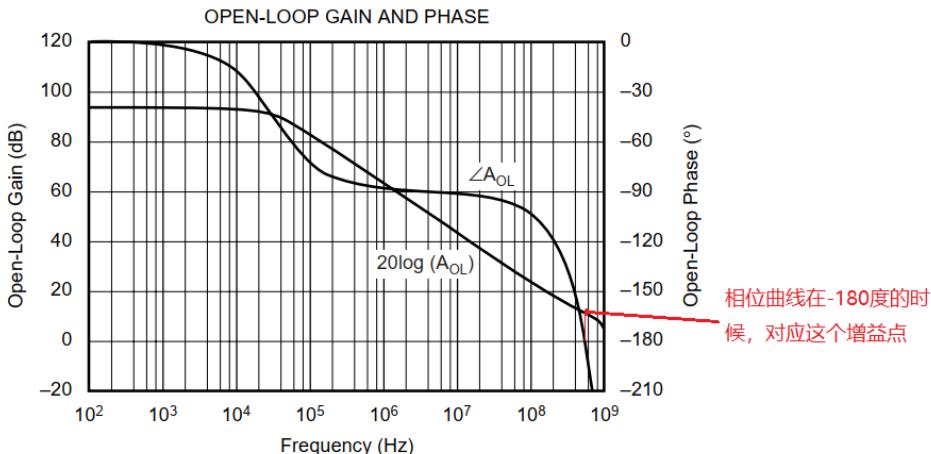
如果运放电路设计未构成振荡，但是运放输出还是振荡了，运放内部相位延时  
以 OPA846 为例



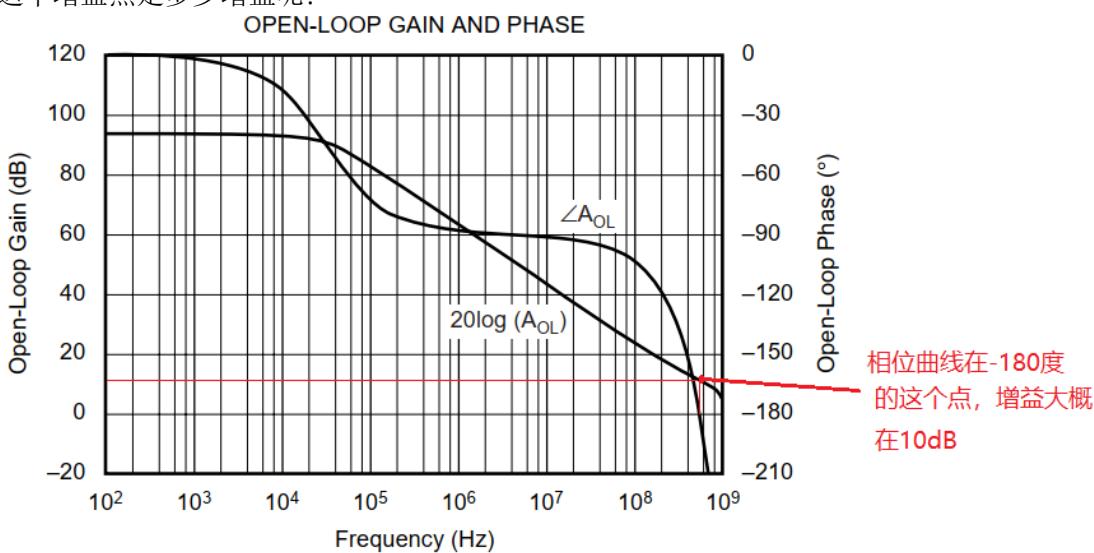
下面从开环增益来分析问题。



这是运放开环增益图



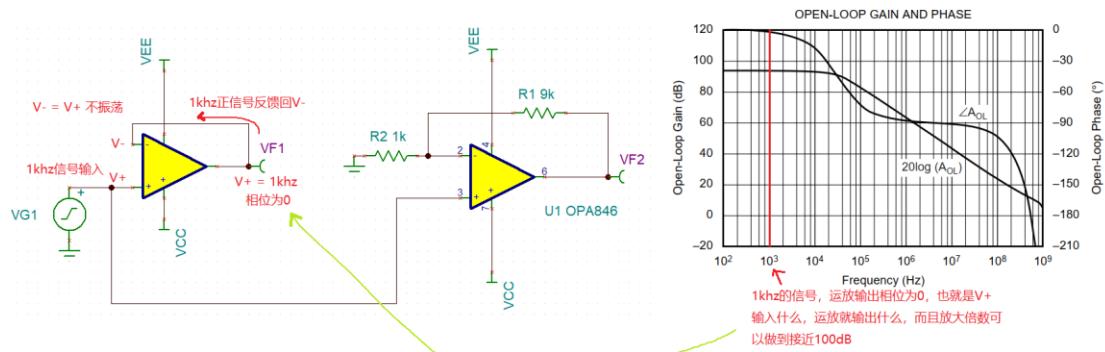
这个增益点是多少增益呢？

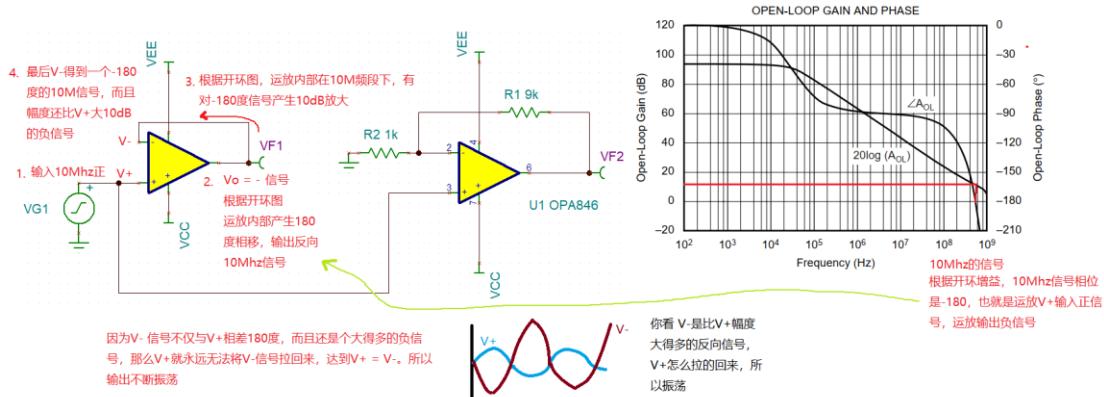


意思就是运放在-180 度的时候，还追加了一个 10dB 的放大倍数

根据开环图分析，运放输入10MHz以上的信号，会在输出产生-180度的相移，这个-180度相移还要追加一个10dB放大，这个问题先放在这里

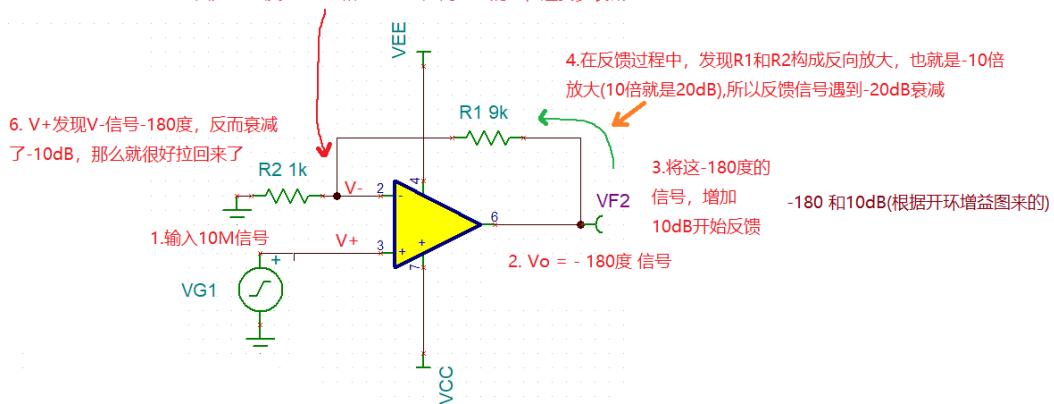
现在我假设输入1kHz的信号



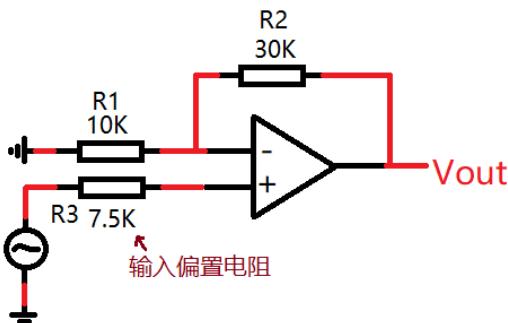


那么为什么同向比例放大器可以保持输出稳定呢？

5. 反馈信号本来是放大了正10dB的，但是遇到了-20dB的电阻网络衰减，所以-180度信号到达V-时，反而还变小了10dB。因为-180度正10dB和-20db电阻网络抵消了，还要多衰减-10dB

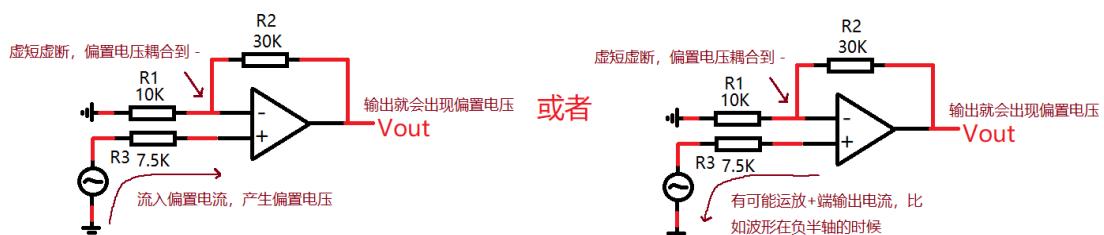


运放同向放大，在同向端加一个电阻消除运放输入偏置电流，真的需要这样做吗？



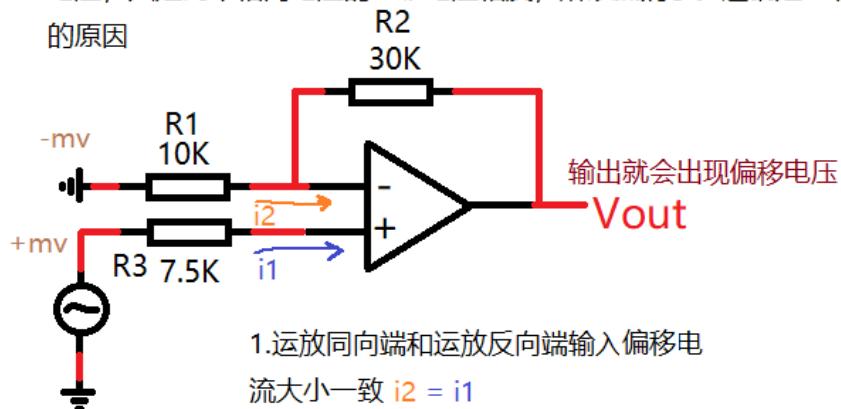
$R_3 = R_1 // R_2$  平时课本都是要求  $R_3$  的大小要和  $R_1 R_2$  并联值一样，才能消除输入偏置电流

这个说法没有问题，但是是不是任何时候都需要呢？



说错了，不是偏置电压，而是偏置电流造成的偏移电压，这个偏移电压是我们不需要的  
加  $R_3$  电阻的一个先决条件如下：

2. 因为  $R_3$  电阻 =  $R_1 // R_2$ , 那么  $i_1$  电流在  $R_3$  上产生的偏移电压 =  $i_2$  在  $R_1 R_2$  上产生的偏移电压, 只是两个相同电压的偏移电压相反, 所以抵消了。这就是  $R_3$  能消除输入偏移电流的原因

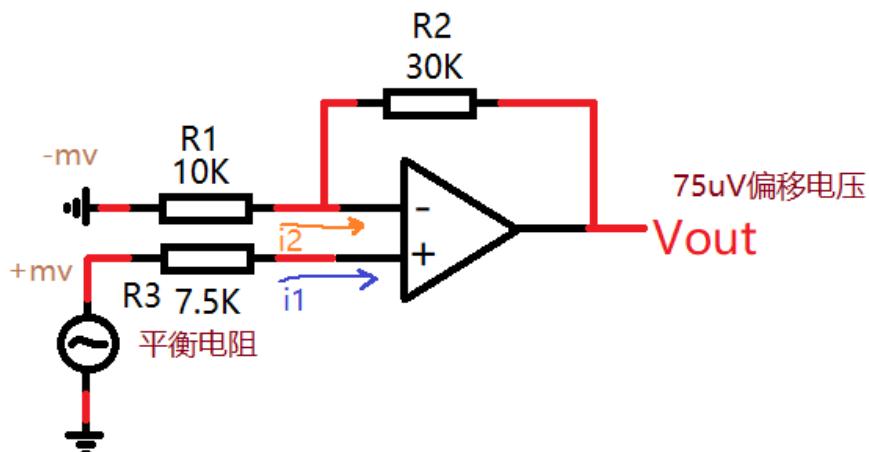


$$3. -mv(\text{反向偏移电压}) = +mv(\text{同向偏移电压})$$

偏移电流被抵消

假设运放输入偏置电流为 10nA

$$i_1 \text{ 输入偏移电压} = (10\text{nA}) \times 7.5\text{K} = 75\mu\text{V}$$

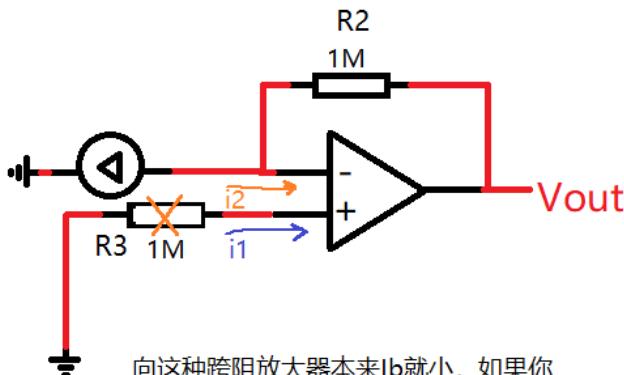


那么这个75uV偏移电压是否能接受呢?

如果你的运放输入失调电压是1mV, 证明你做的小信号最低就1mV, 而你的偏移电压才75uV, 比1mV偏移小太多, 那么这75uV的偏移就可以忽略不计

这种应用场景就不需要加R3平衡电阻

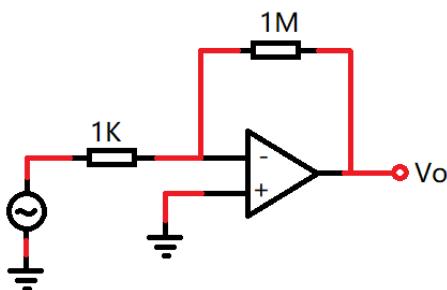
比如一些跨阻放大器的应用中，跨阻放大就是利用高反馈电阻来对非常小的电流进行放大处理。采用的都是FET或者CMOS工艺，这种放大器本来输入偏置电流就很低。



向这种跨阻放大器本来 $i_b$ 就小，如果你为了平衡反馈电阻R2,加入1M的平衡电阻在同向端，反而会引入电阻噪声，运放应用中，电阻上M会产生热噪声。这时候反馈电阻R2又是个高阻抗采集电流的方式，也就会把热噪声耦合进来，让性能反而下降。

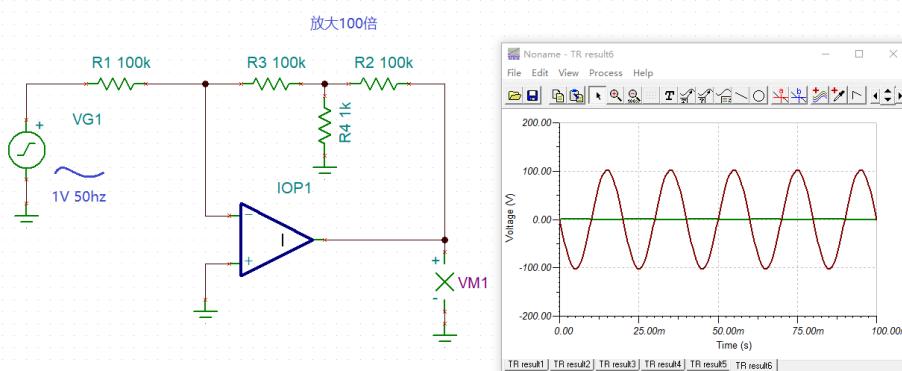
这种跨阻放大器也不需要加平衡电阻。

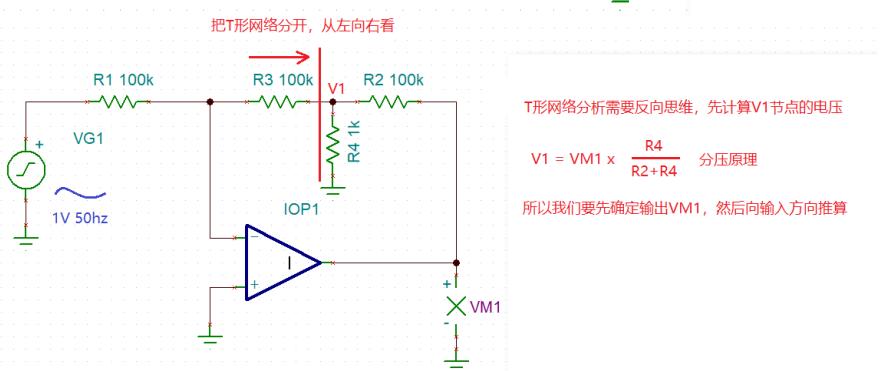
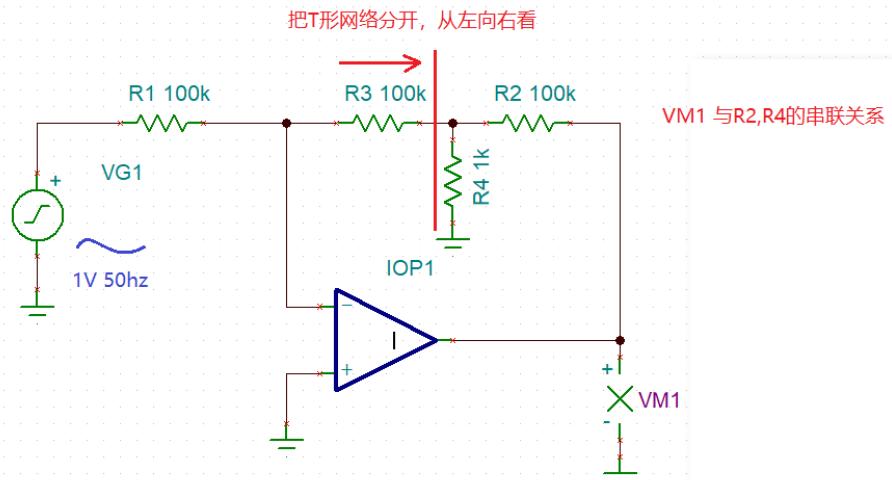
**运放 T形网络，减反馈电阻值也可以做到很大的放大倍数，避免放大倍数太大造成反馈电阻噪声**



比如我要放大小信号1000倍  
就的用1M的电阻，这样会引  
入1M电阻的噪声

为了解决放大1000倍必须用很大的电阻产生热噪声问题。下面我们采用T形网络。  
我们改用放大100倍来做演示。

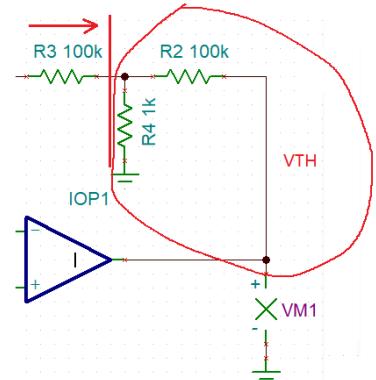




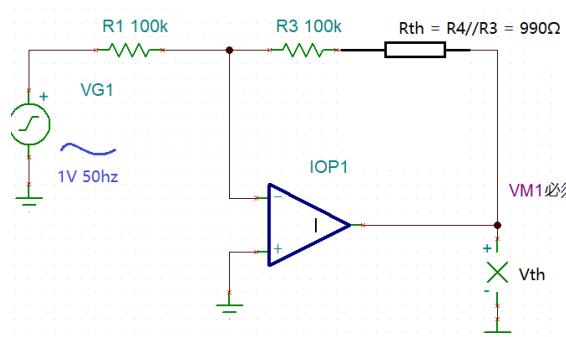
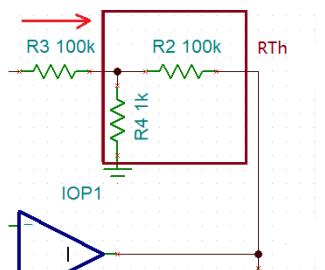
$$V1 = VM1 \times \frac{R4}{R2+R4} \text{ 分压原理}$$

我们认为  $V1 = V_{th}$

从左向右看等效电压就是  $V_{th}$

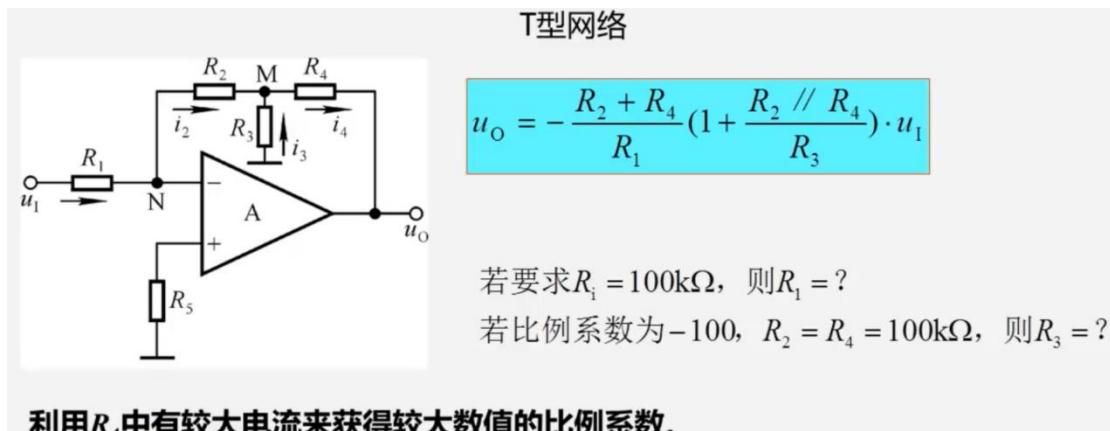


2. 输出 VM1 (电源) 为地的话, 那么  
 $R4, R2$  等效电阻就是  $R4$  和  $R2$  并联,  
 $R_{th} = R4//R3$



现在等效电路就是个反向比例放大器, 记住这是等效状态, 算完之后还要还原输出端 VM1

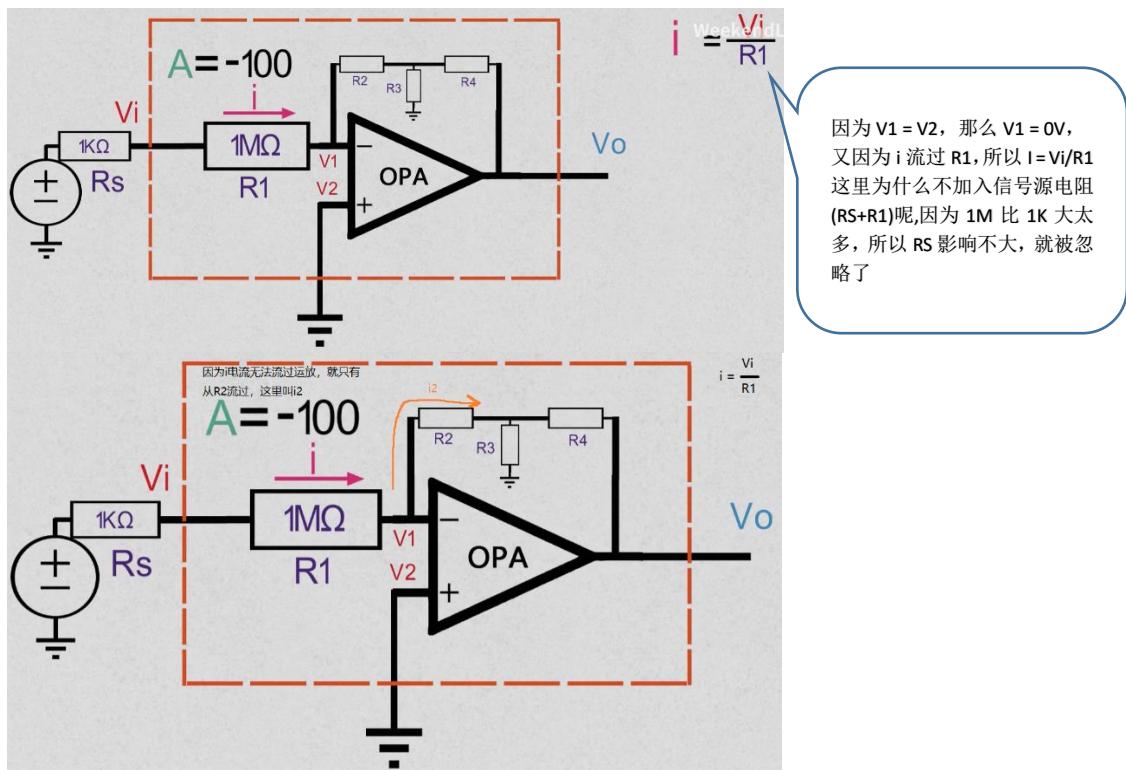
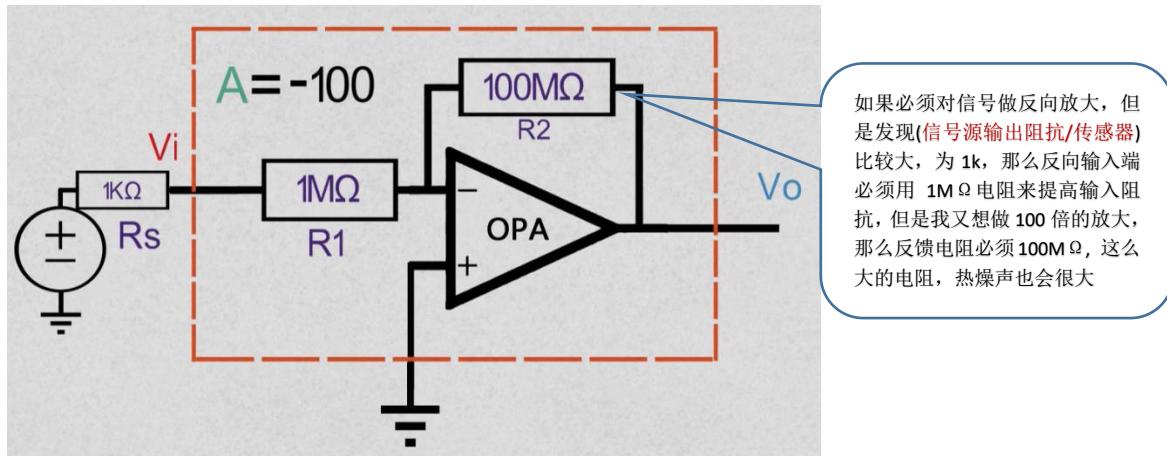
没推到完...

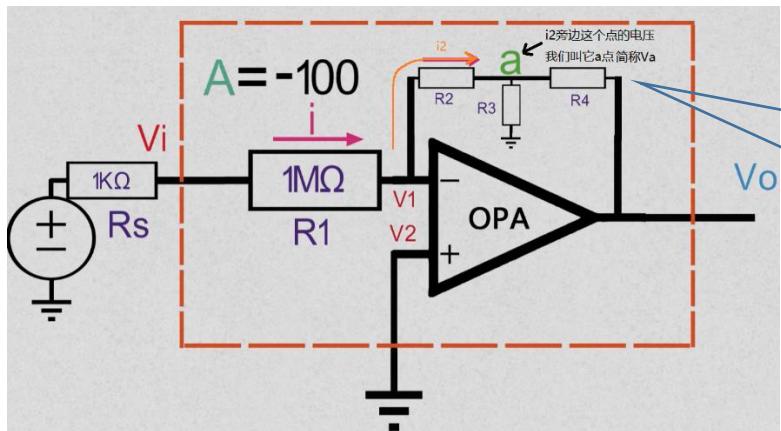


**利用  $R_4$  中有较大电流来获得较大数值的比例系数。**

运放 T 型网络目的就是要达到，反相放大，大输入电阻( $R_1$  大小决定运放输入电阻大小)，减小电阻噪声，提高放大倍数。

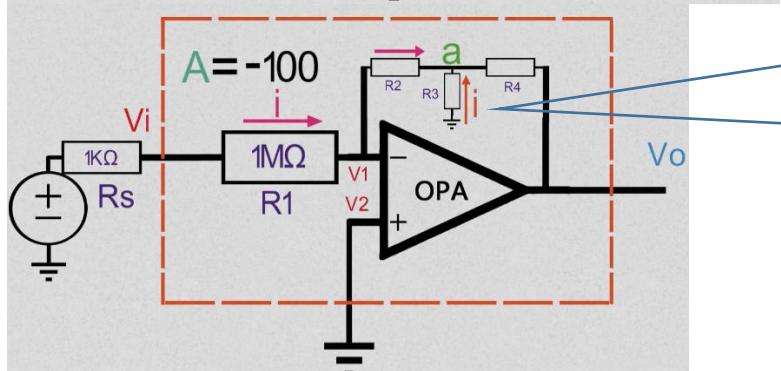
有一个更简单的计算方式，如下：





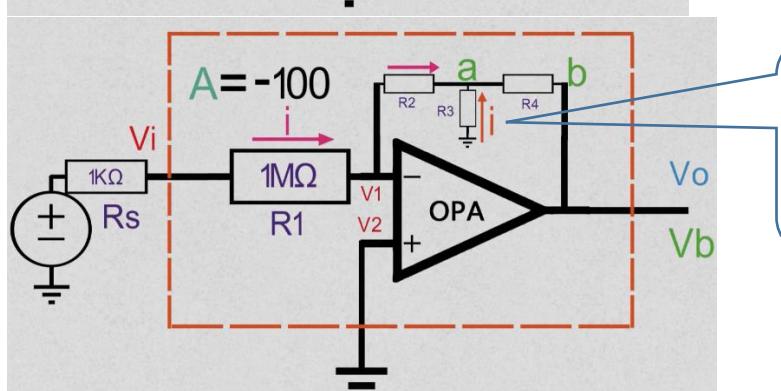
我们认为将 R3 和 R4 断开，那么 Va 就只有来自于 R2 的电流，Va 电压如下计算

$$V_a = -i \times R_2$$

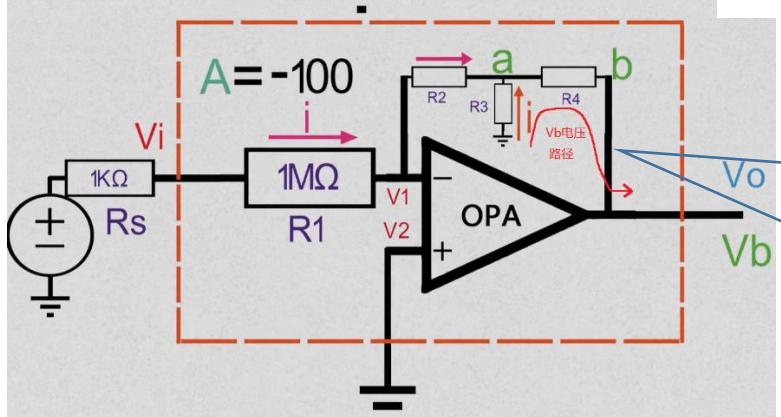


现在引入 R3，因为 R3 接的地，但是 a 点(Va)电压是负得，所以电流是从地流向 a 点。那么 R3 电流就是

$$i = \frac{0 - V_a}{R_3}$$



因为 R3 电流是地流向 a 点，a 点是负电压，所以 R3 电流方向为正，R2 电流方向为负，根据 KCL 定律 R3 和 R2 电流都流向 R4，那么 ab 点的压差为  
 $-(i + i) R_4$



那么 Vb 电压就是 ab 电压加上地到 a 电压

$$V_b = -(i + i) R_4 - V_a$$

为什么是 -Va 而不是 +Va 呢？  
因为 a 点的电压到地也是负得，  
因为  $-a - 0 = -a$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}\right)$$

这就是最终输入输出公式，为了简化可以将  $R_1=R_2$

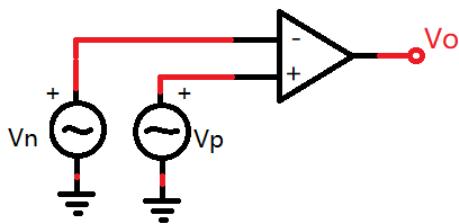
$$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}\right)$$

如果选择  $R_4 = 100k$

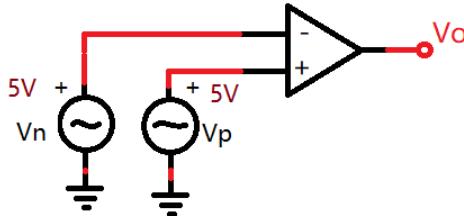
$$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}\right)$$

最后放大倍数就是控制  $R_4$  和  $R_3$  来解决。

## 运放共模抑制比 CMRR 对输入失调电压的影响(运放 CMRR 深入问题)



$$\text{共模抑制比(CMRR)} = \frac{V_n \text{输入电压} + V_p \text{输入电压}}{2}$$



如果  $V_n$  和  $V_p$  都输入 5V 那么共模电压就是  $(5V + 5V)/2 = 5V$

如果  $V_n = 10V$ ,  $V_p = 0V$  共模电压  $(10V + 0V)/2 = 5V$

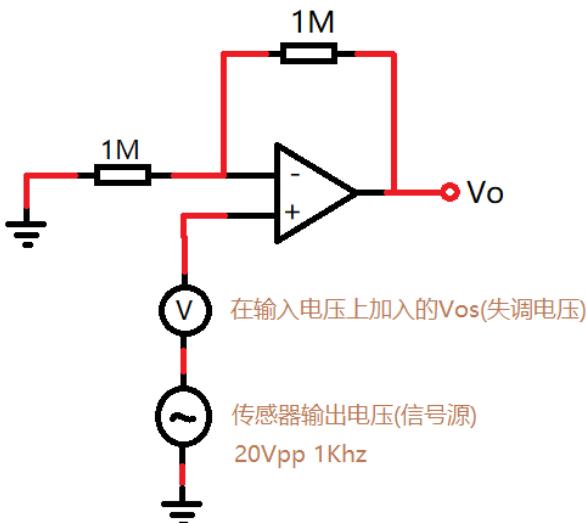
理想运放只对  $V_n$  和  $V_p$  的差值进行放大，对  $V_n$  和  $V_p$  的共模电压(如  $(V_n + V_p)/2$ )不进行放大，所以上面的 5V 共模电压是不该被放大的

根据输入运放信号的频率不同，CMRR 会有所变化，CMRR 的变化会影响输入失调电压，从而影响运放的输出电压。

以 Tle2142 举例

CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\min}, R_S = 50\Omega$	25°C		85		118		85		118		dB
		Full range	80	80	80	80	80	80	80	80	80	

这是运放电源等于 5V 时的共模抑制比



$$\text{按照 } 118 \text{ dB 计算 } 10^{(118 \text{ dB}/20)} = 10^{(5.9)} = 794328$$

CMRR DC =  $0.794 \mu V / V$  (我也不知道为什么要将 dB 计算出来的 794328 向后移动小数点变成  $\mu V$ ，官方是这样操作的)

$V_{os}$  输入失调电压就会加上  $0.794 \mu V/V$  的失调，如果输入电压是 5V 就是  $5V * 0.794 \mu V = 3.97 \mu V$ ，你看失调变大了

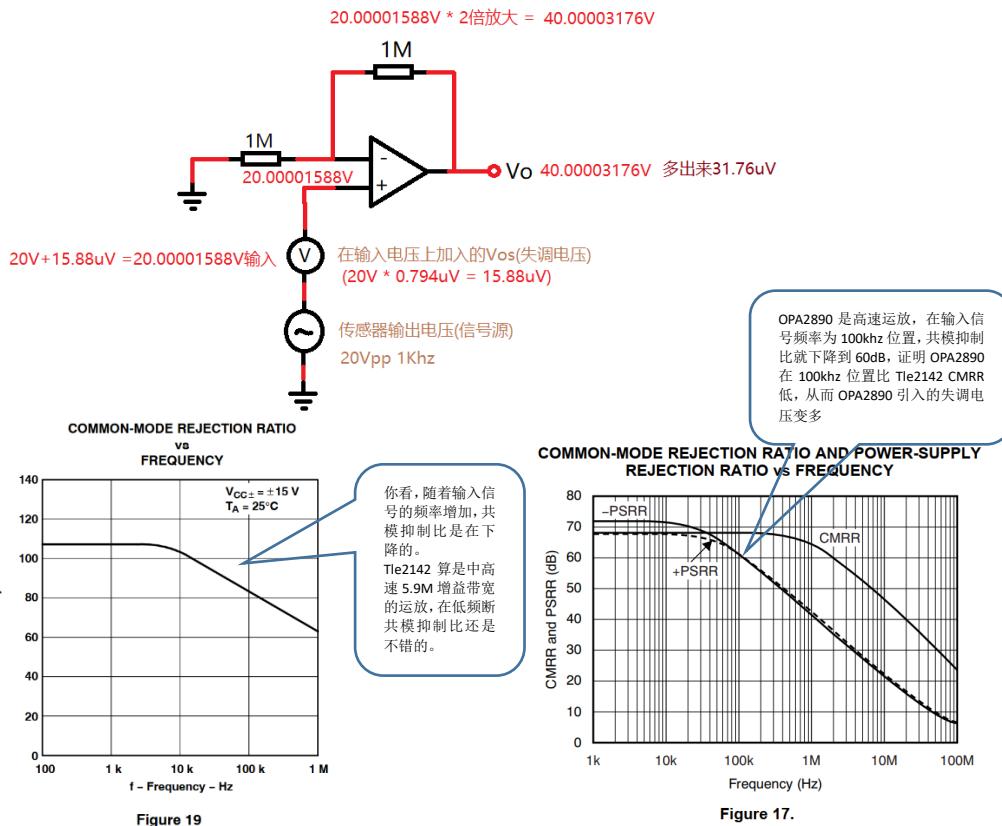


Figure 19

Figure 17.

## 运放 PSRR 电源抑制比(电源纹波影响运放 Vos 失调电压)

运放 PSRR 有两个电压抑制比，直流电压抑制比和交流电压抑制比。

### 直流电压抑制比

$$\text{PSRR} = \frac{\Delta V_{\text{Supply}}}{\Delta V_{\text{los}}} = \frac{\text{电源输出电压微小变化(如 } 5V \pm 500mV \text{ 波动)输出}}{\text{运放输入失调电压}}$$

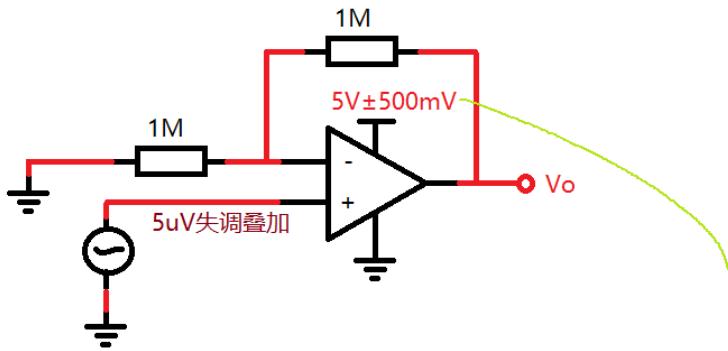
以上公式发现，运放供电电源波动会影响Vos，但是PSRR越大，电源波动影响Vos越小

电源抑制比可以用  $\mu\text{V}/\text{V}$  这种方式表示，意思运放电源每变化 1V，会引起多少个  $\mu\text{V}$  的失调电压变化。OPA365 运放就是用  $\mu\text{V}/\text{V}$  表示的电源抑制比。

电源抑制比也可以用 dB 表示

下面我们用 OPA365 的 PSRR 来计算输入失调

PSRR	Input offset voltage versus power supply	$V_S = 2.2 \text{ V to } 5.5 \text{ V,}$ $\text{at } T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	10	$\mu\text{V}/\text{V}$
------	--	---	----	------------------------



我们知道OPA365的PSRR是 $10\mu\text{V}/\text{V}$

但是我电源供电有 $\pm 500\text{mV}$ 波动，那么根据PSRR要求，输入失调电压会产生一半的波动， $1\text{V}$ 是 $10\mu\text{V}$ 的PSRR，那么 $500\text{mV}$ 波动， $V_{os}$ 就会产生 $5\mu\text{V}$ 失调

你看，运放失调有多重要，CMRR造成的失调，PSRR造成的失调，本身的 $V_{os}$ ，一起叠加放大到输出。  
交流电压抑制比

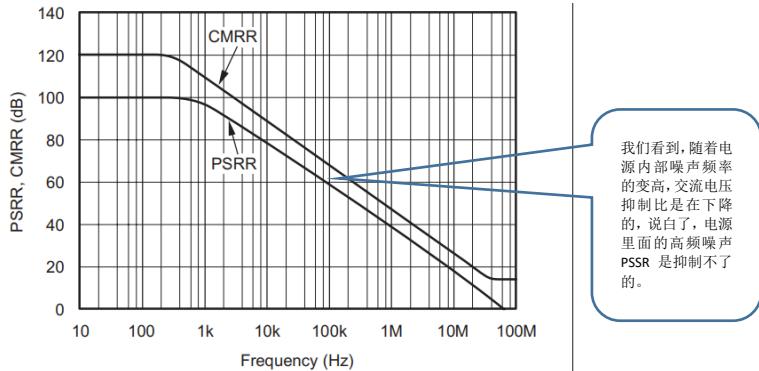


Figure 2. Power-Supply and Common-Mode Rejection Ratio vs Frequency

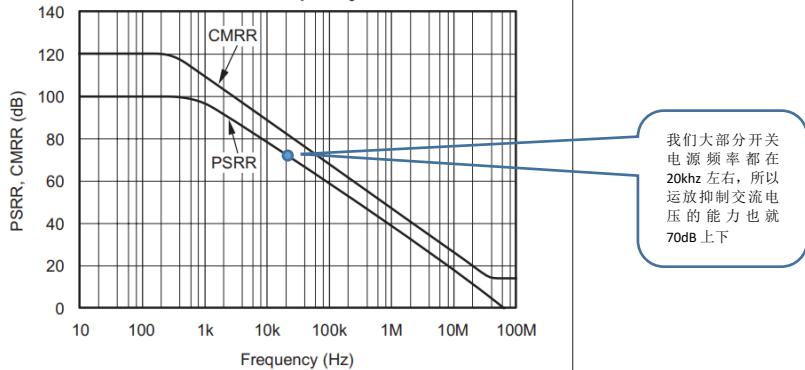
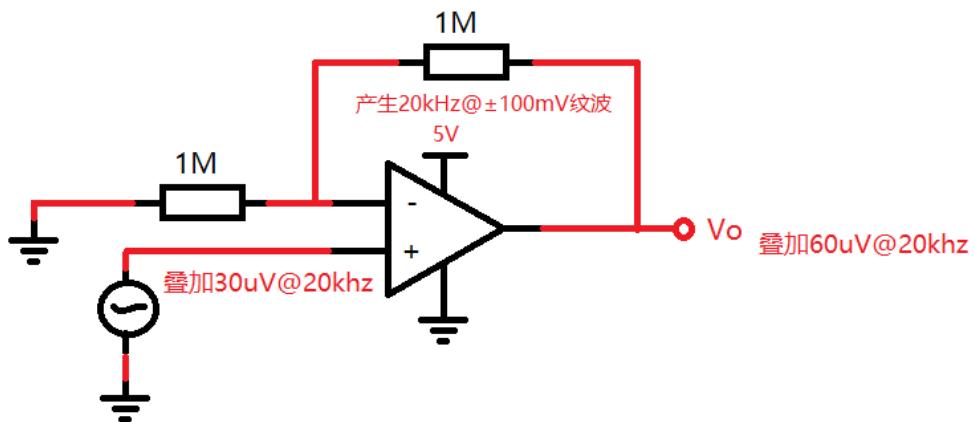


Figure 2. Power-Supply and Common-Mode Rejection Ratio vs Frequency

所以提高开关电源频率，对运放是有恶劣影响的。这就是为什么很多运放需要线性稳压电源 LDO 供电的原因了。



上图已经说明了 在20khz处 能抑制开关电源交流电压(纹波)范围为70dB

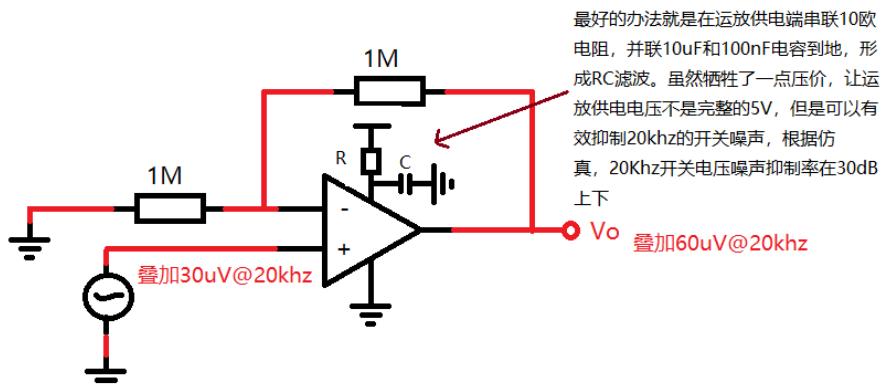
$$70 = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{CC\text{变化}}}{V_{OS\text{变化}}} \right)$$

$$70/20 = 3.5$$

以10为低 PSRR AC =  $10^{3.5}$

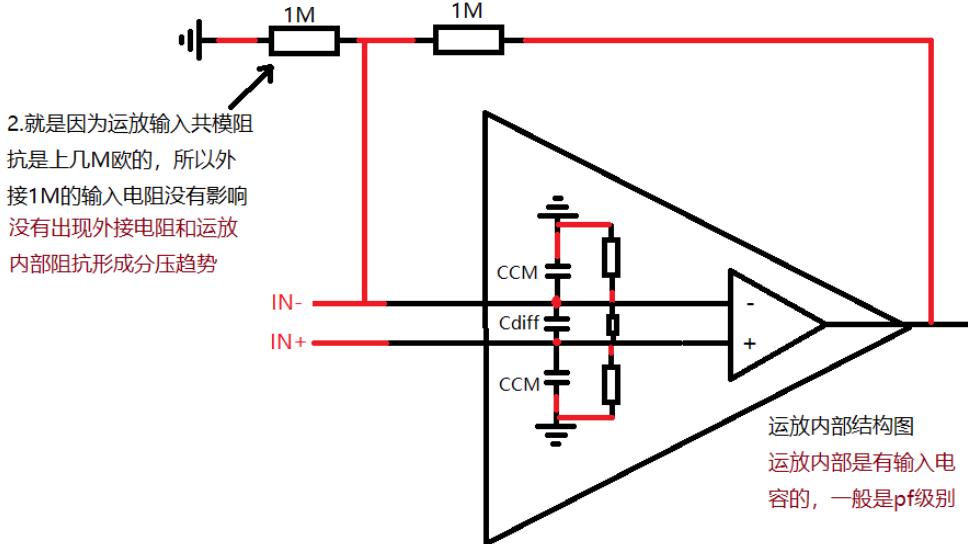
$$\text{也就是 } \frac{V_{CC\text{变化}}}{10^{3.5}} = V_{OS\text{ 失调电压}} = \frac{100mV(\text{纹波})}{3162} = 0.0000316V(30uV)$$

输入失调电压叠加30uV开关噪声



如果你想运放电源滤波效果更好，可以用穿心电容来滤波([穿心电容引线没有电感成分](#))，但是价格很贵，普通应用每这个需求

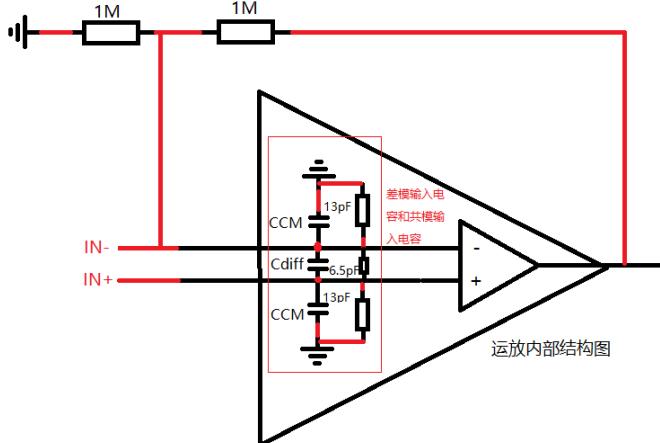
## 运放输入阻抗和输入电容



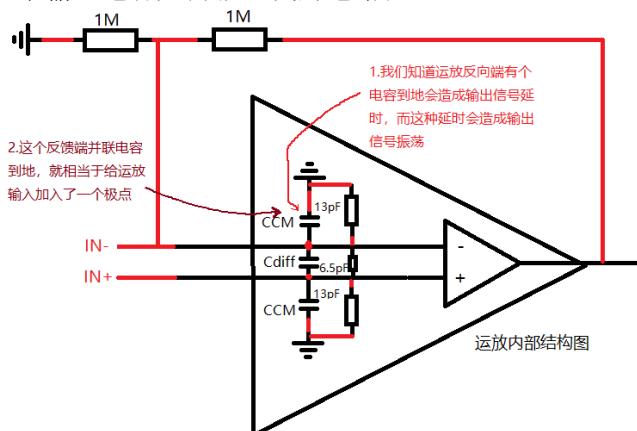
1. 运放输入电容分共模输入电容CCM和差模输入电容Cdif  
运放的差模输入阻抗都是上G欧姆的  
运放的共模输入阻抗一般都是几M欧

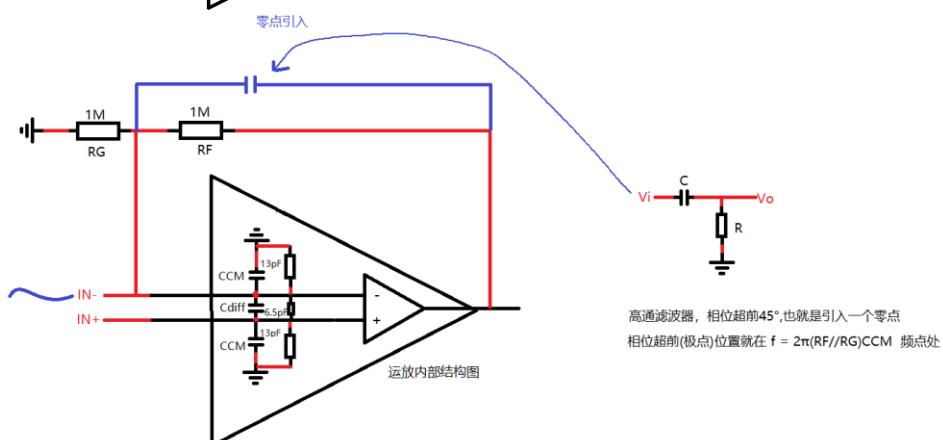
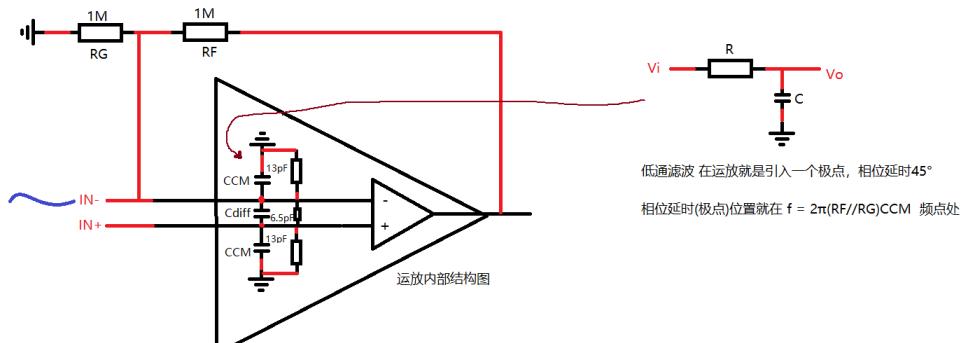
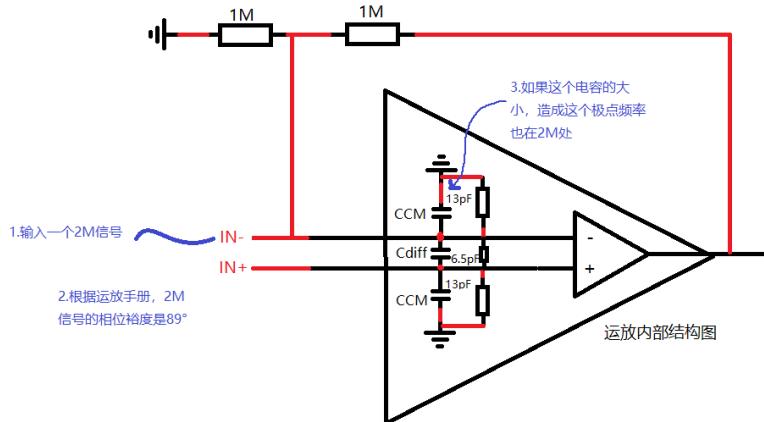
INPUT CAPACITANCE		6.5	pF
Differential		13	pF
Common-mode			

这是 OPA376 差模输入电容 6.5pF，共模输入电容 13pF



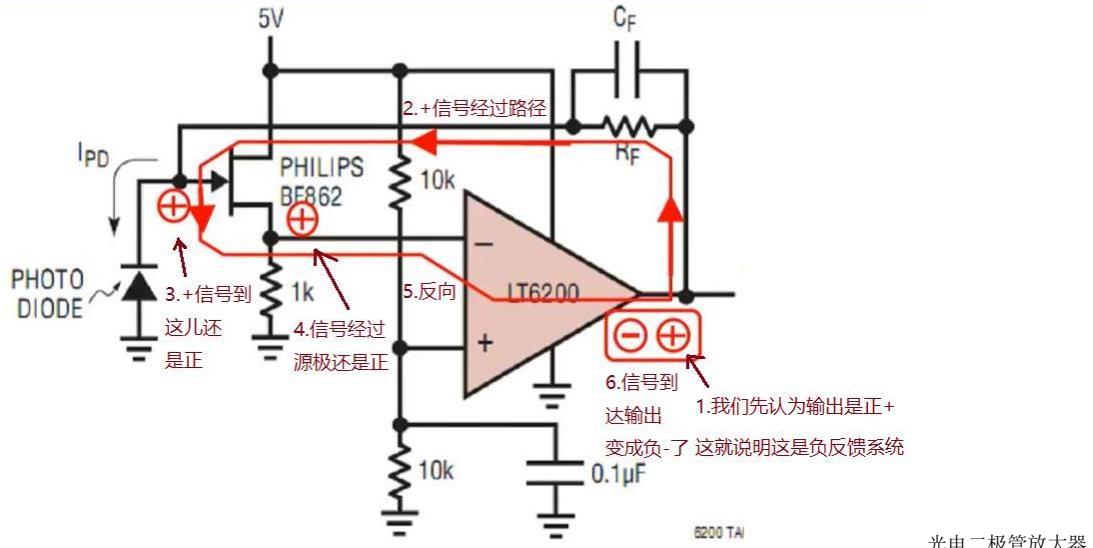
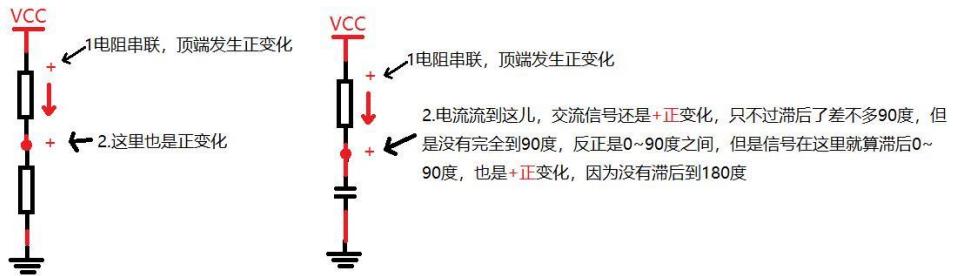
这个输入电容如何影响我的电路呢？



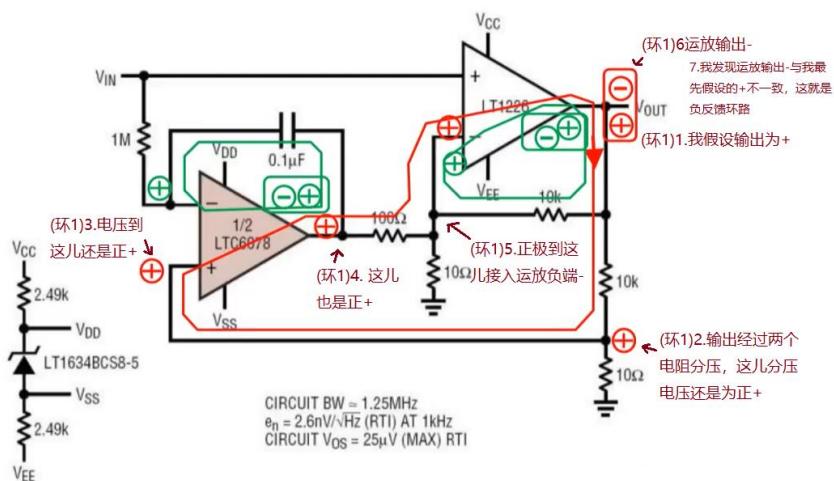


也就是输入电容极点，造成的滞后45°，用零点的超前45°来相互抵消，从而达到平衡

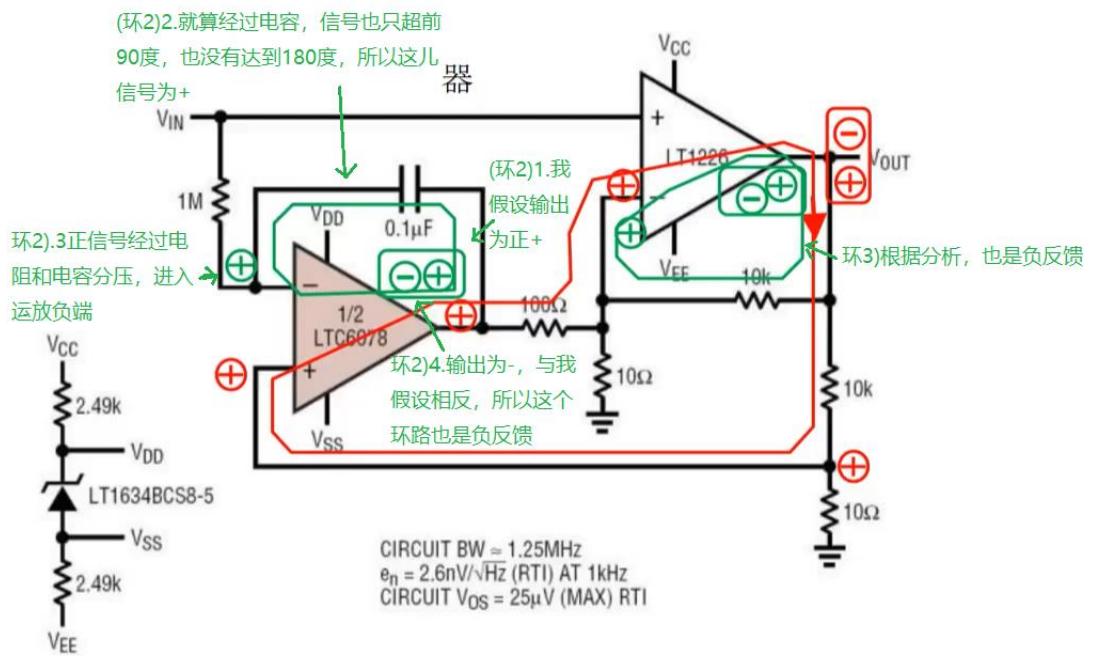
## 运放反馈极性分析



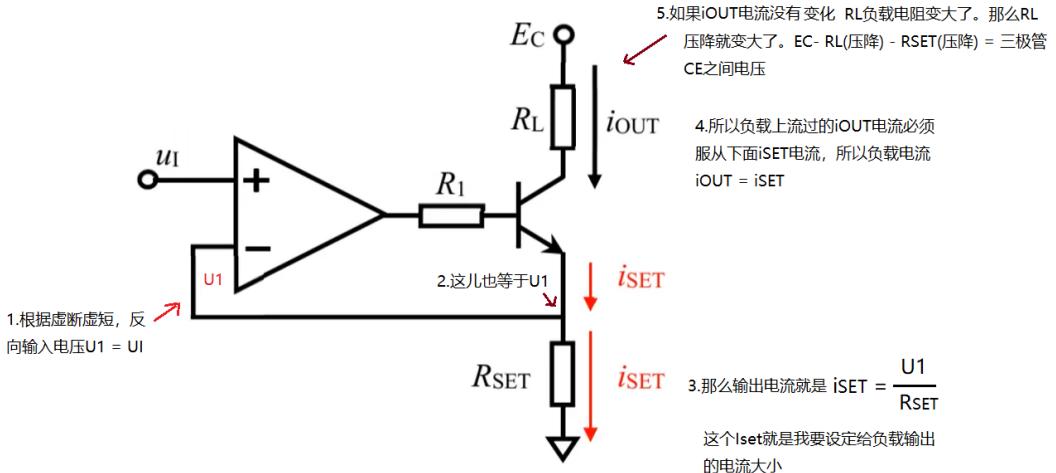
这个电路有三个环路



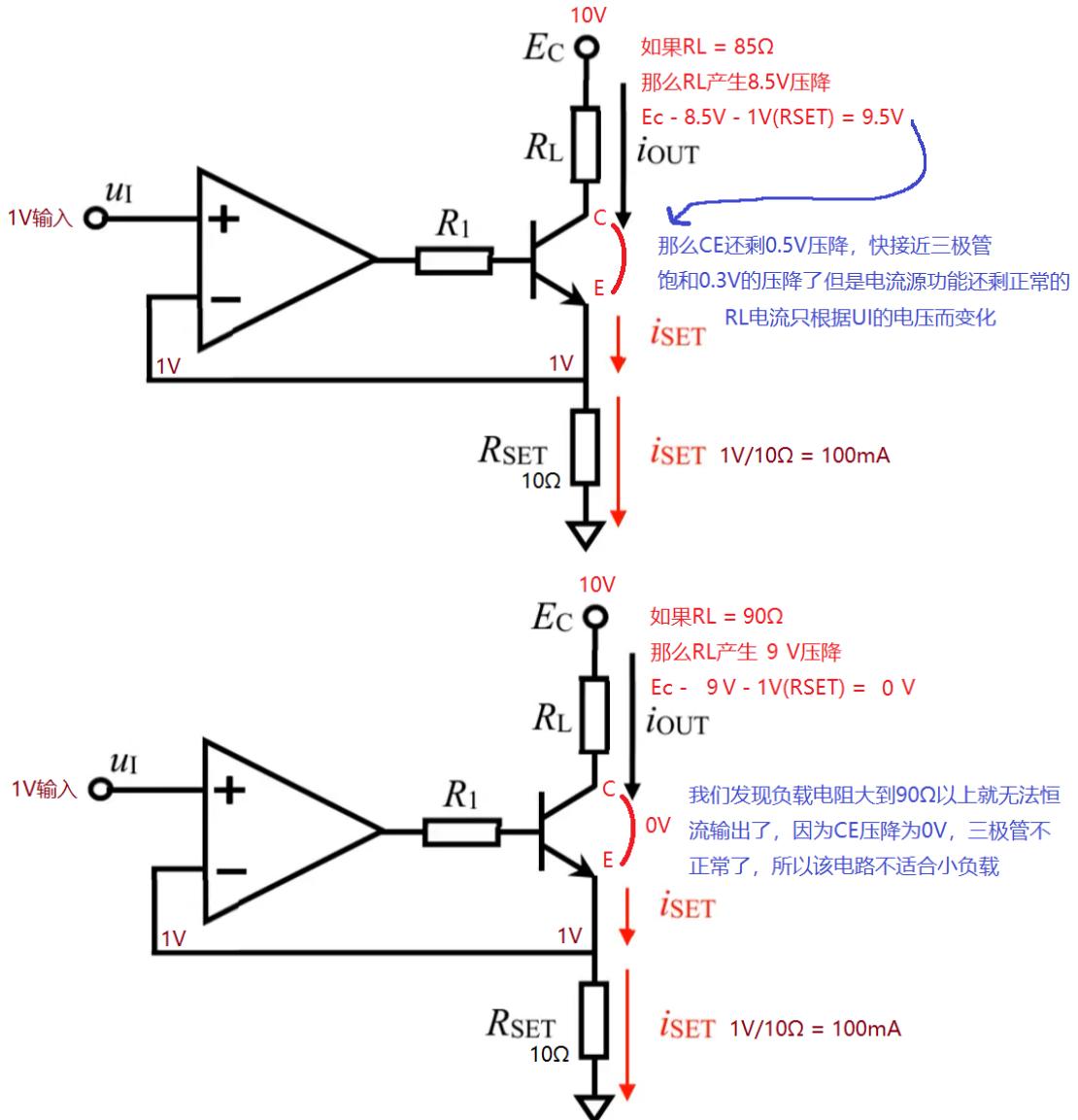
所以你发现, 就算经过同向正+放大, 然后第2个运放反向放大, 居然得到相反的 - 信号, 那么这个环1就是负反馈

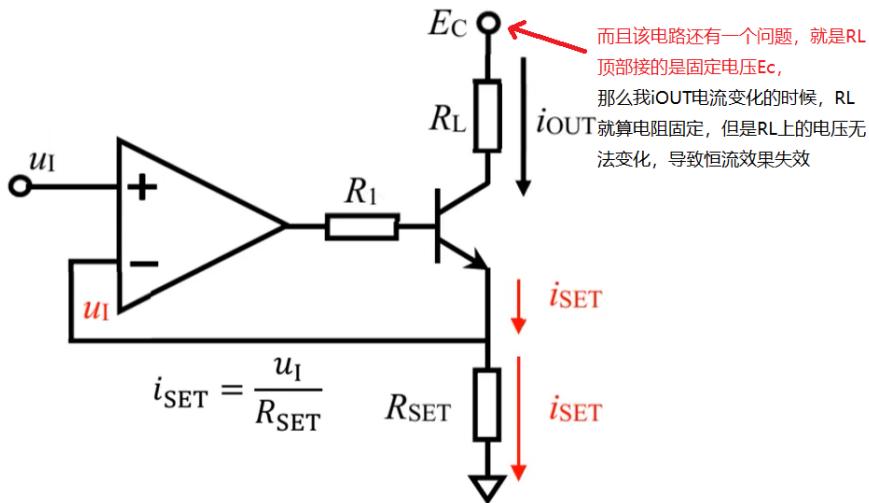


## 运放实现电压电流转换器

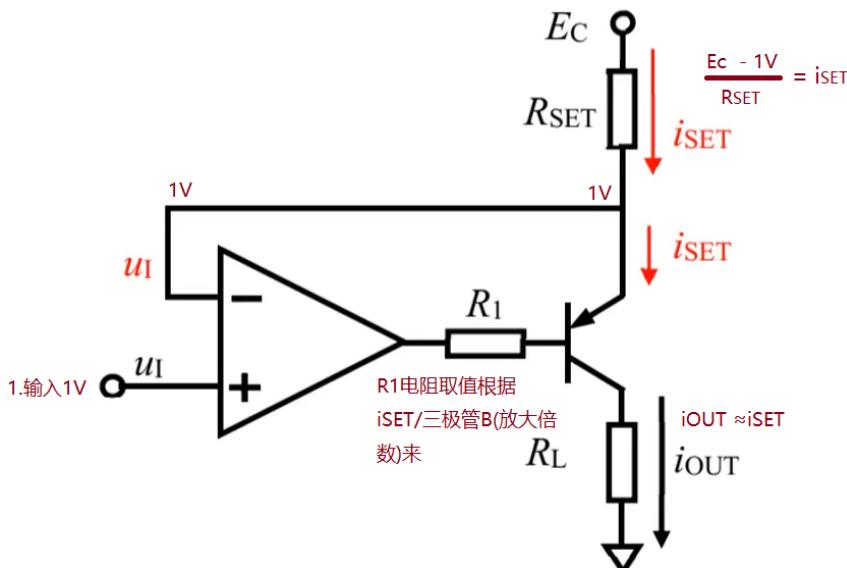


以上电路有个问题，就是  $R_L$  电阻如果无限增大，那么这个恒流源电路就失效了，为什么？





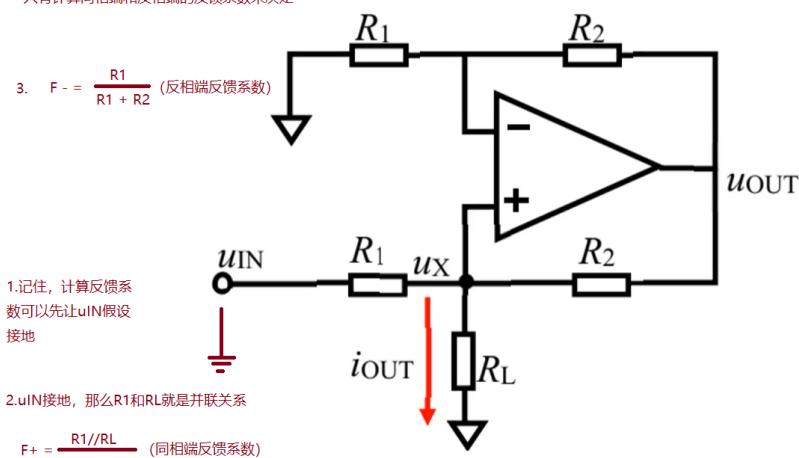
下面进行电路改进



恒流源改进电路1

这个电路没有任何问题，就是有一点不舒服，输入电压  $U_I$  越大，三极管恒流输出的  $i_{SET}$  越小。这是输入反方向设定输出电流的方法。让人感觉不爽。

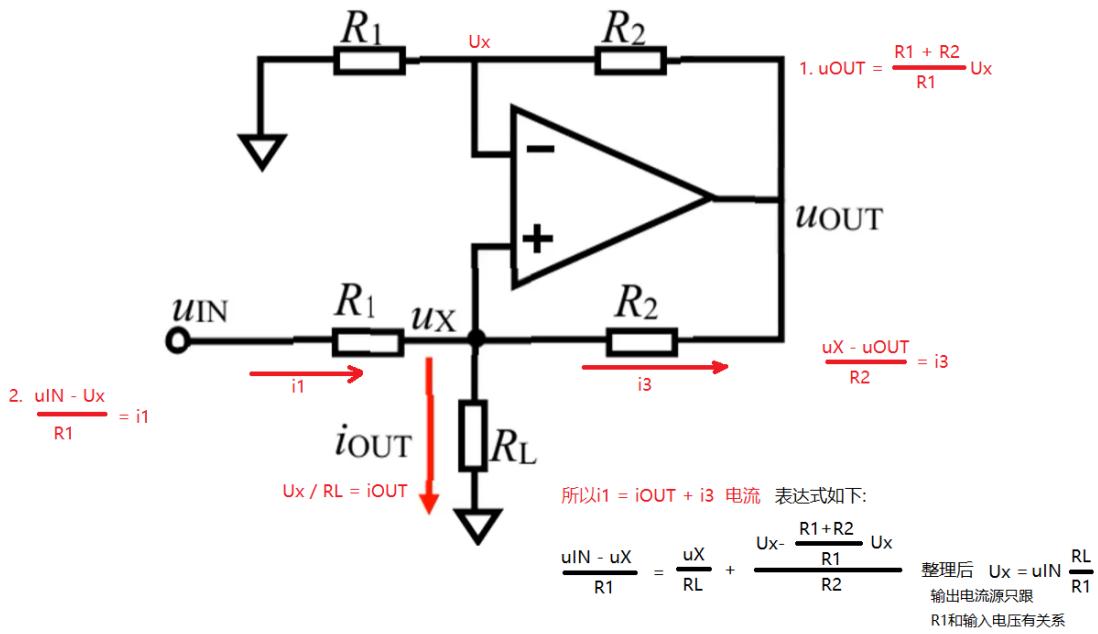
如何确定 howland 电流源是正反馈还是负反馈  
只有计算同相端和反相端的反馈系数来决定



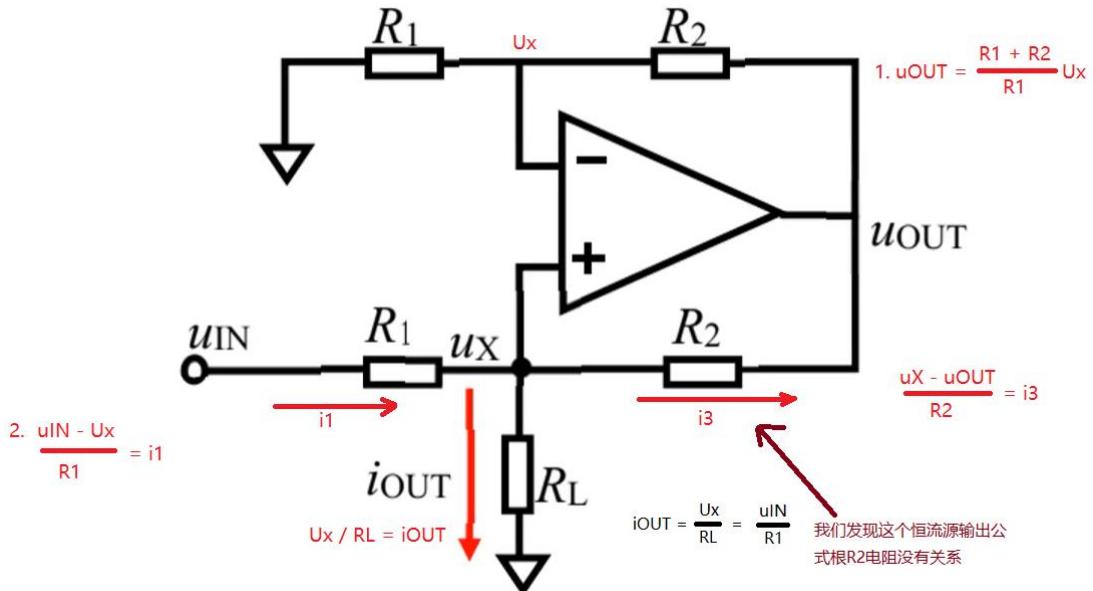
4. 根据公式看得出来  $F^+$  是  $< F^-$  的，所以同相端 < 反相端，整个电路是负反馈  
那么我们就可以使用虚断虚短来计算电路各点电压

恒流源改进电路2 howland电流源

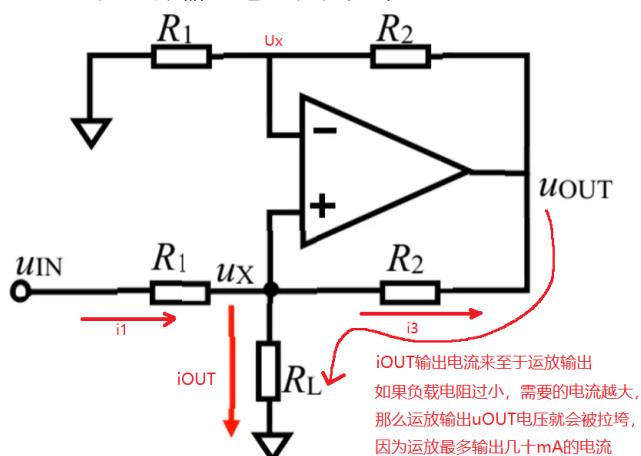
改进电路



只要运放正负输入的  $R_1$  电阻相同,  $i_{OUT} = u_x/R_L = u_{IN}/R_1$



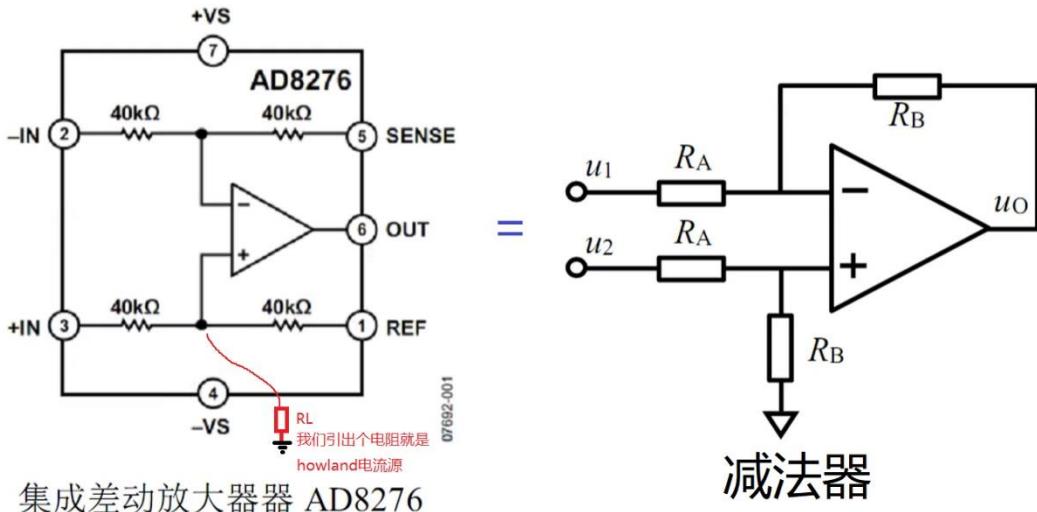
Howland 恒流源输出电流从哪儿来?



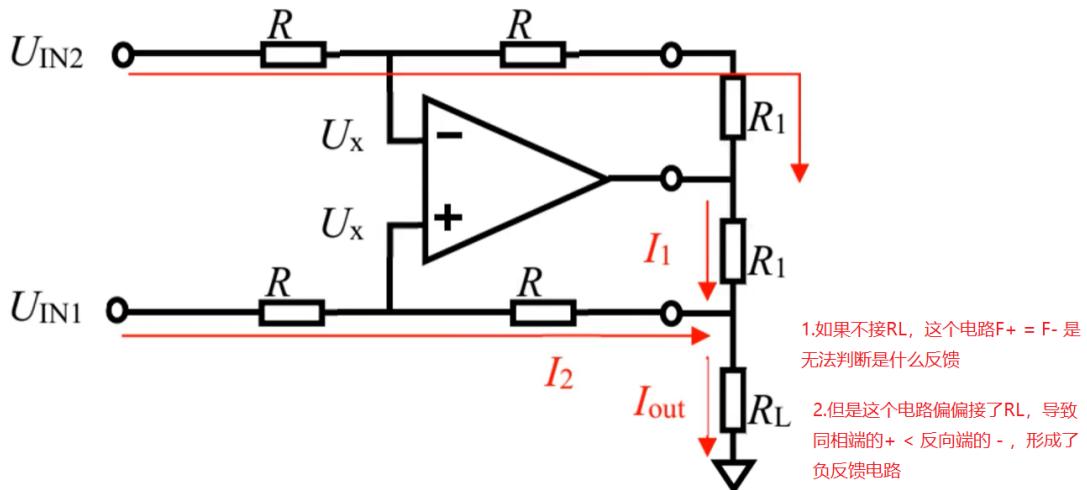
所以howland电流源只符合小电流输出的恒流源场合

howland 要求  $R_1R_2$  电阻实现精准匹配

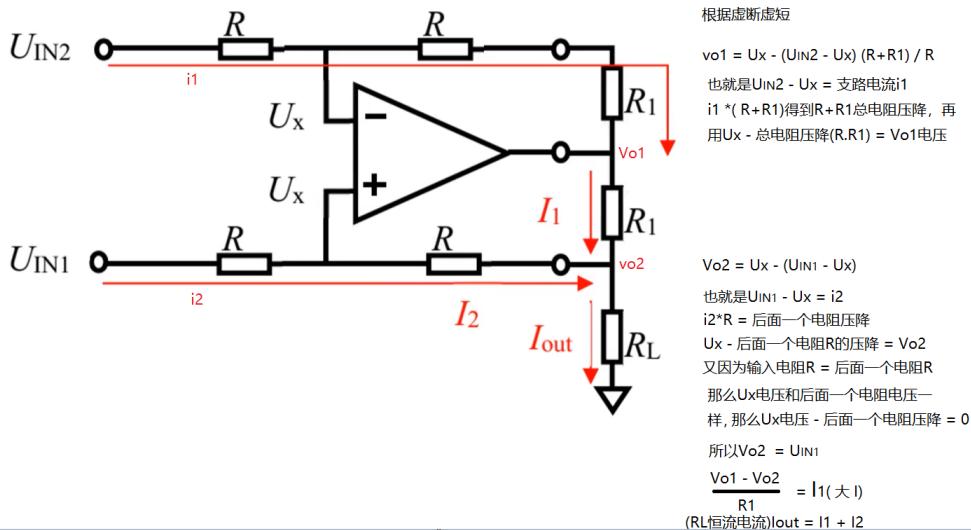
但是普通精密电阻很难完全匹配，所以我们要用集成了电阻进芯片的放大器。

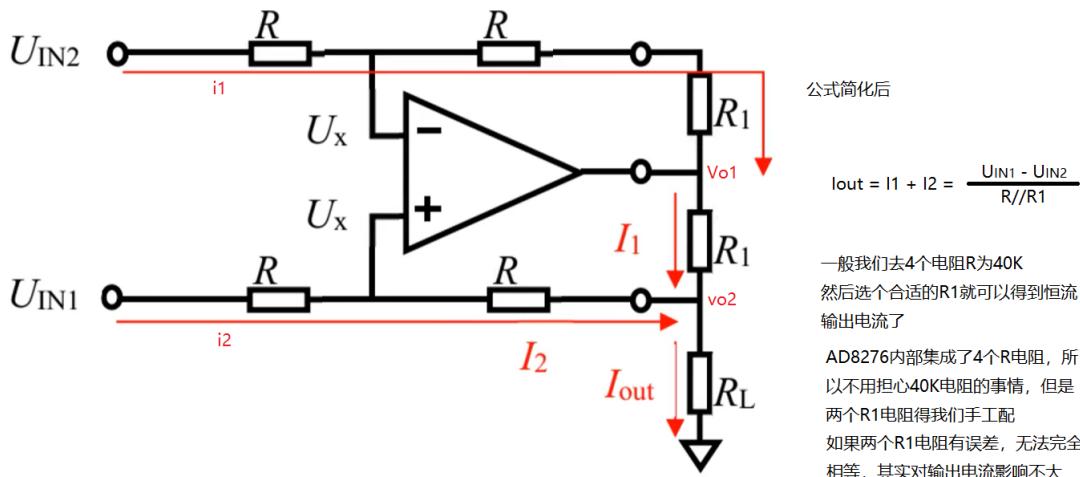


但是这个运放就是不给你引脚引出电阻  
所以我们还要改进这个电流源



记住电流源不允许负载开路，所以电流源使用前必须接负载  
电压源不允许负载短路，一旦短路，电压源被烧





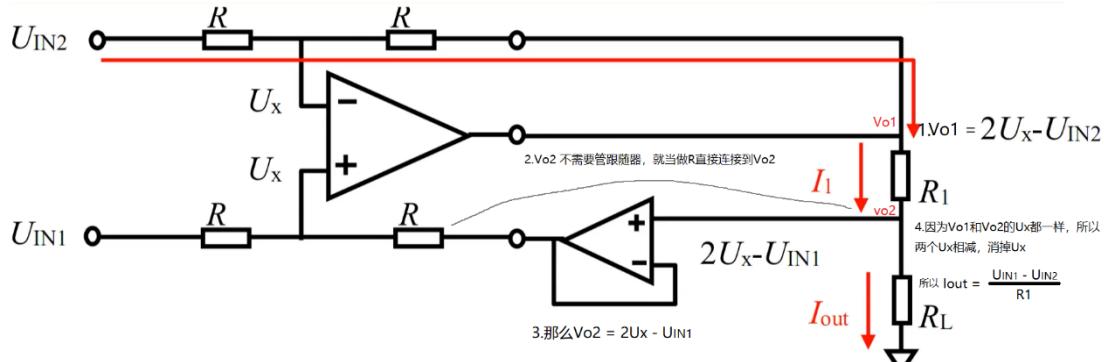
公式简化后

$$I_{out} = I_1 + I_2 = \frac{U_{IN1} - U_{IN2}}{R//R_1}$$

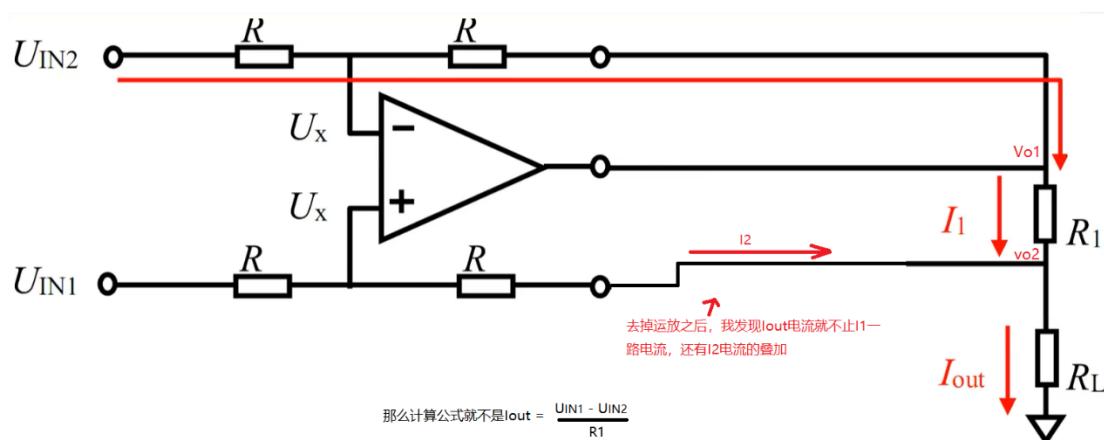
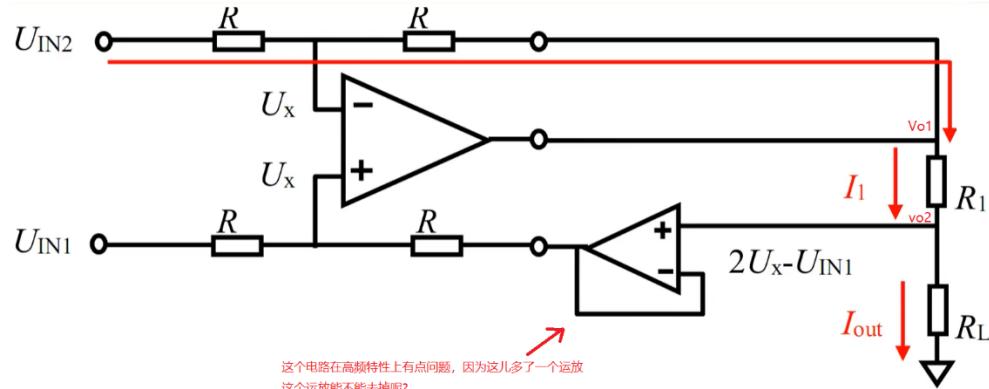
一般我们去4个电阻R为40K  
然后选个合适的R1就可以得到恒流输出电流了

AD8276内部集成了4个R电阻，所以不用担心40K电阻的事情，但是两个R1电阻得我们手工配  
如果两个R1电阻有误差，无法完全相等，其实对输出电流影响不大

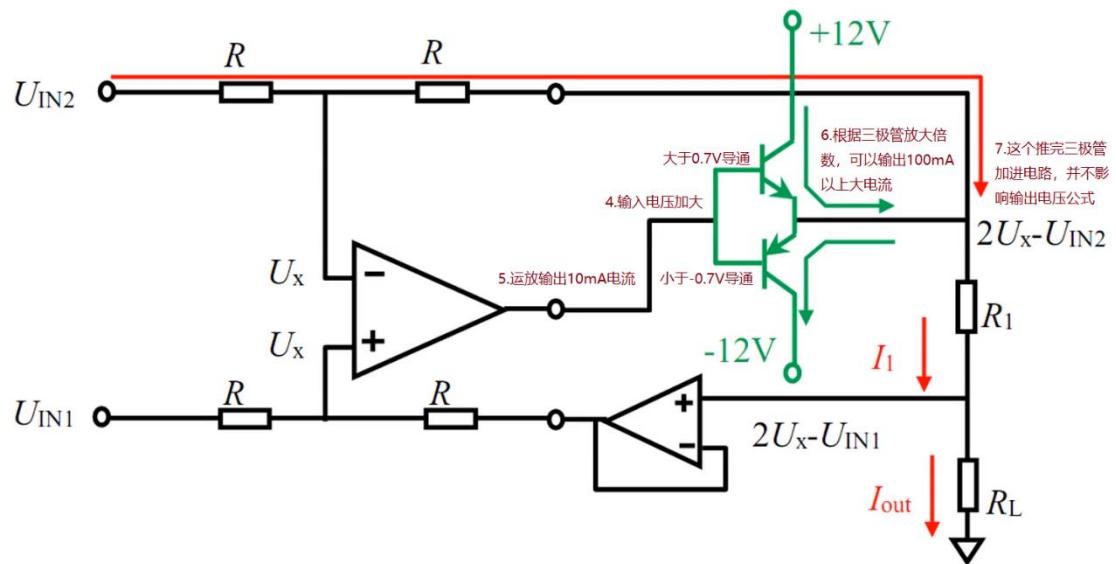
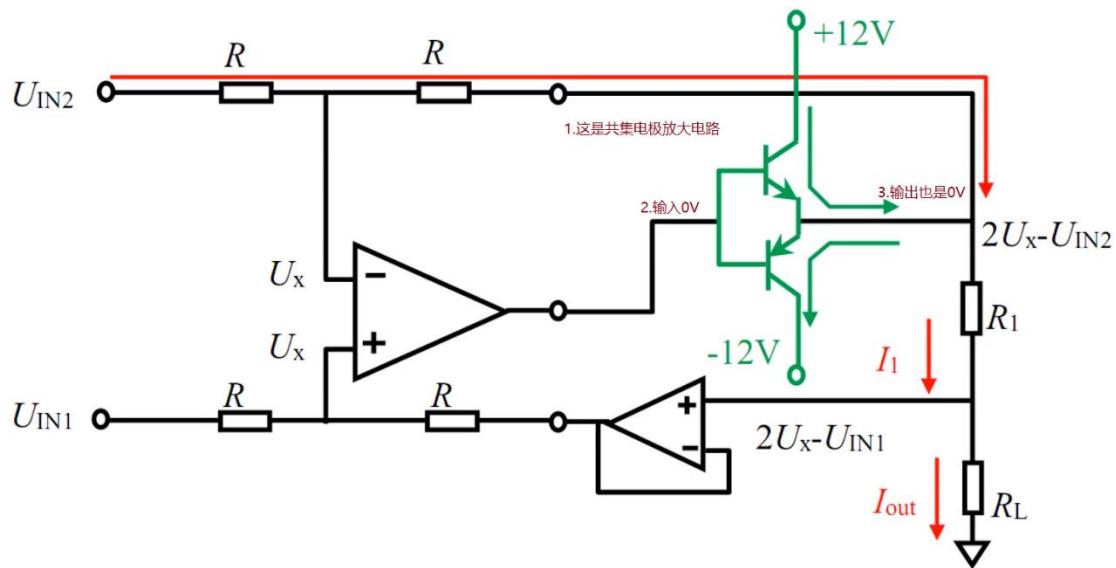
如果觉得这个电路还是不满意，那么看看下面再次改进的电路。



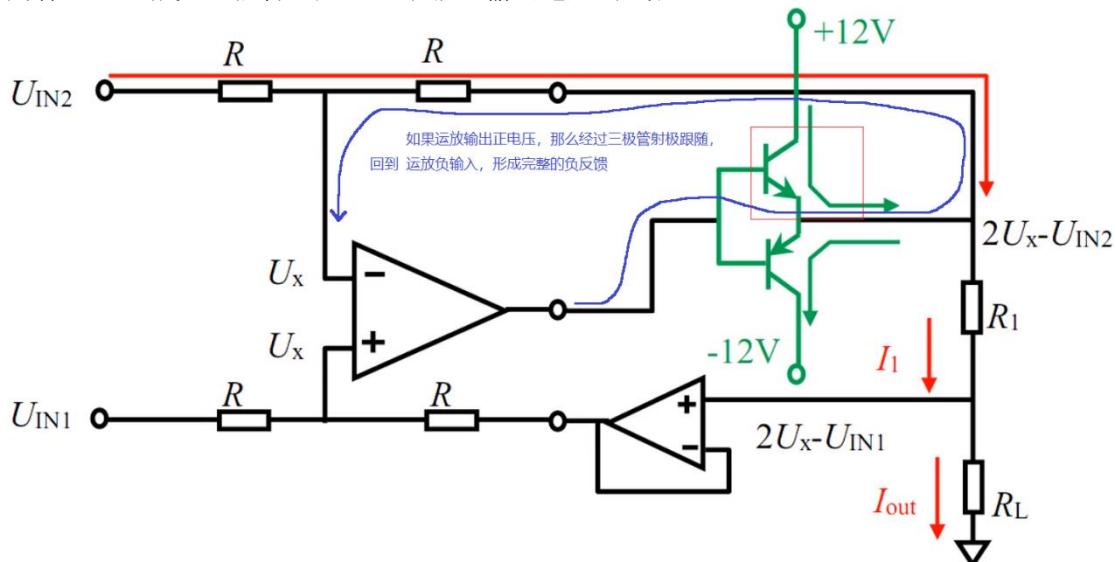
这个电路将两个  $R_1$  变成了 1 个  $R_1$ ，解决了两个  $R_1$  无法完全匹配的问题。

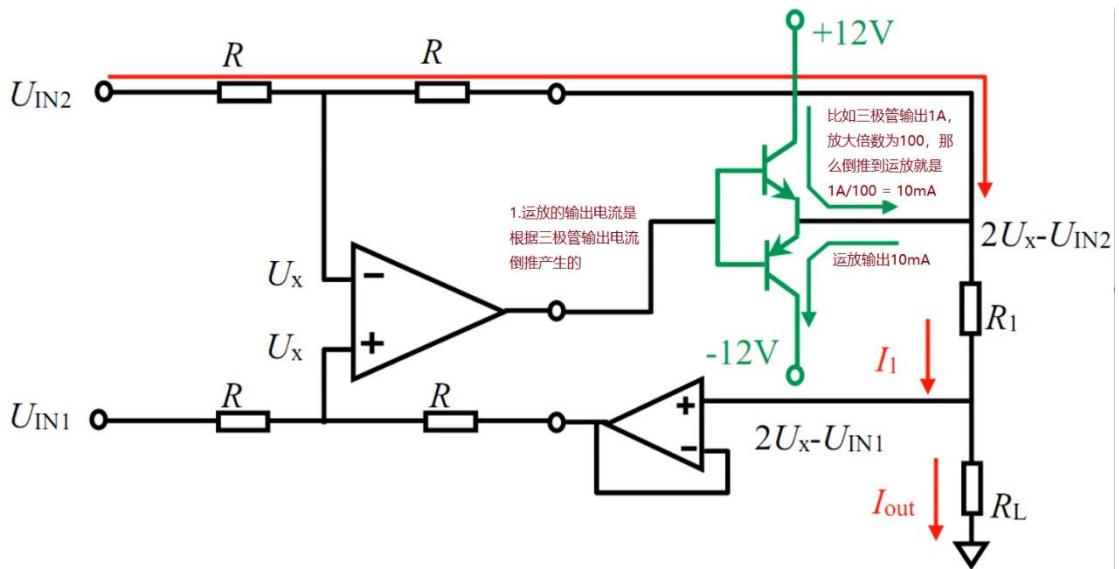
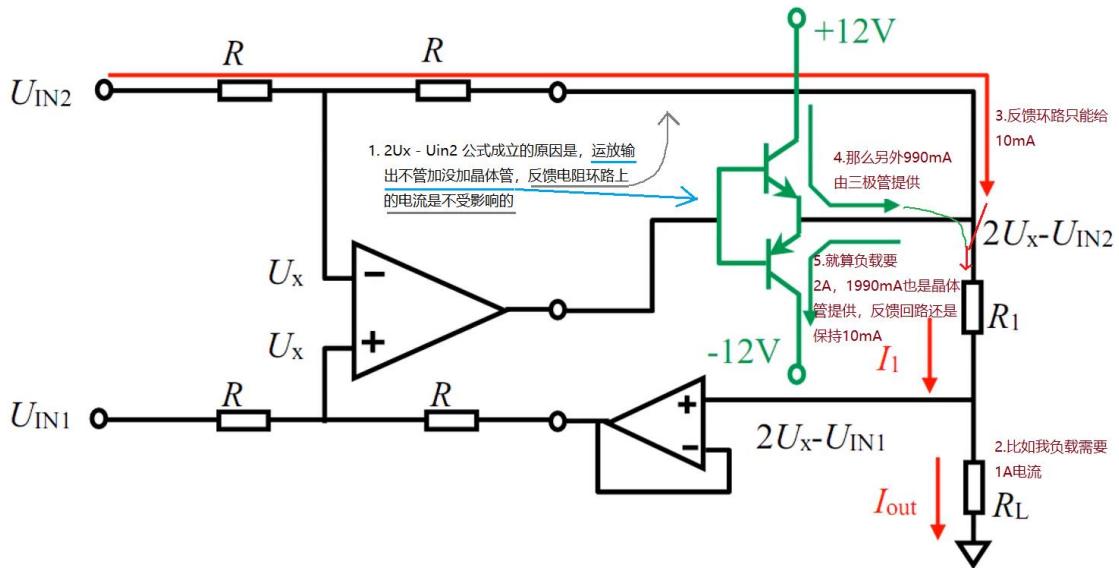


运放输出恒流有个问题，就是无法提供大电流恒流，因为运放输出电流很小。

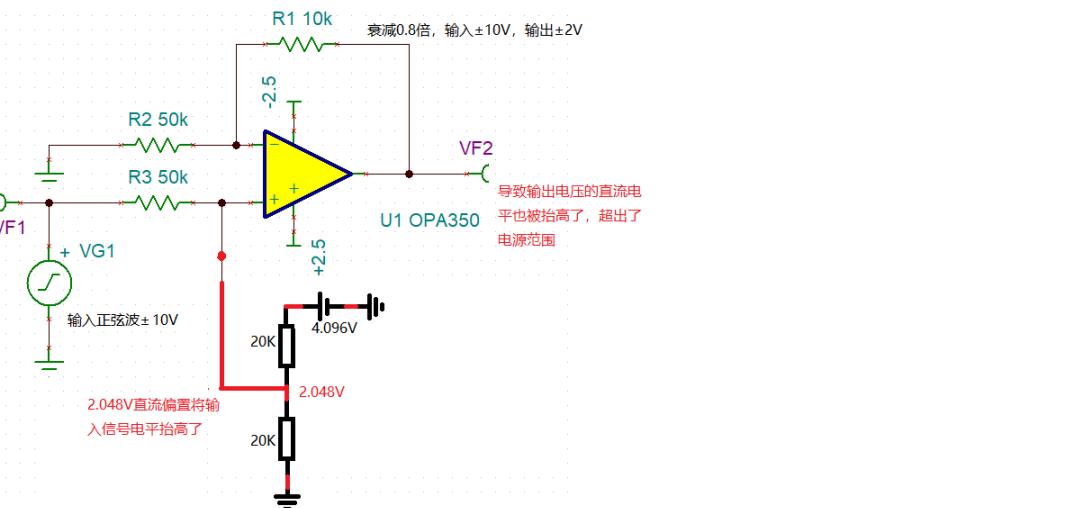
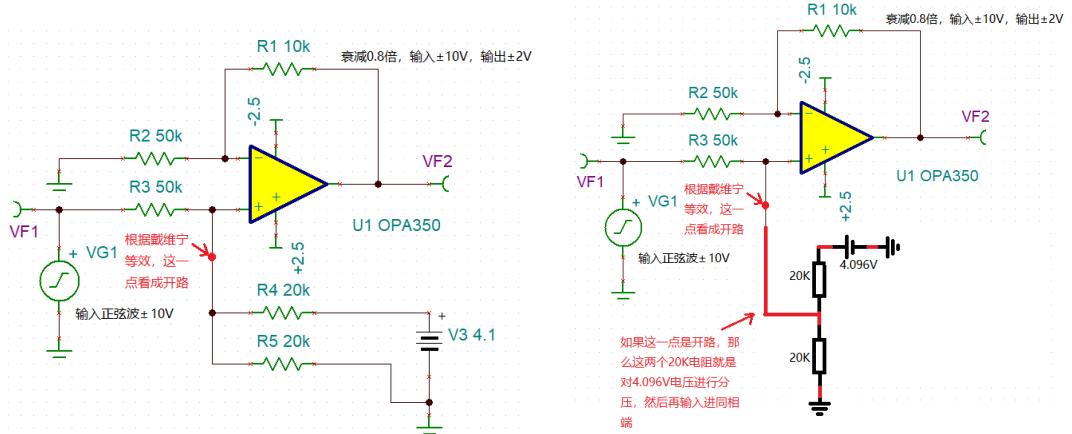
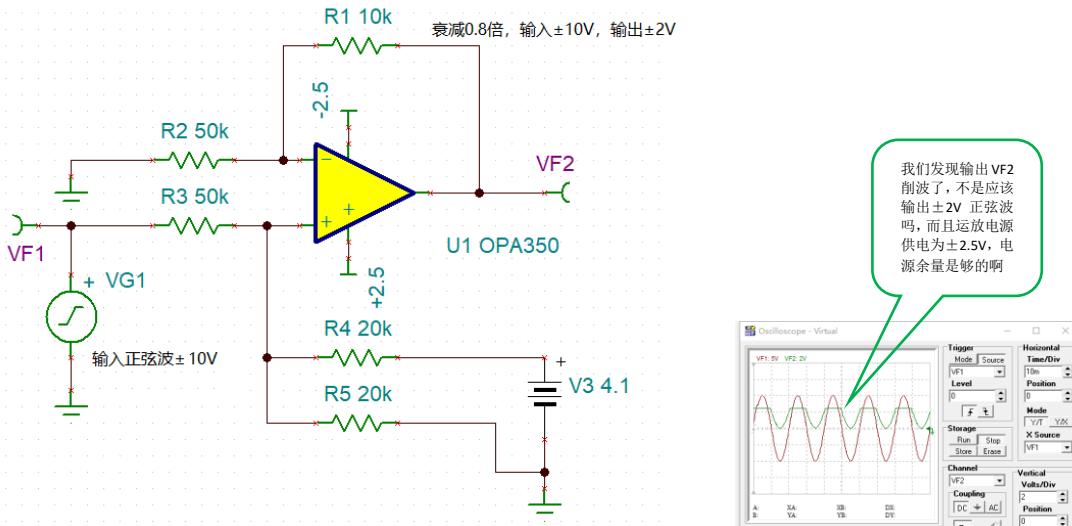


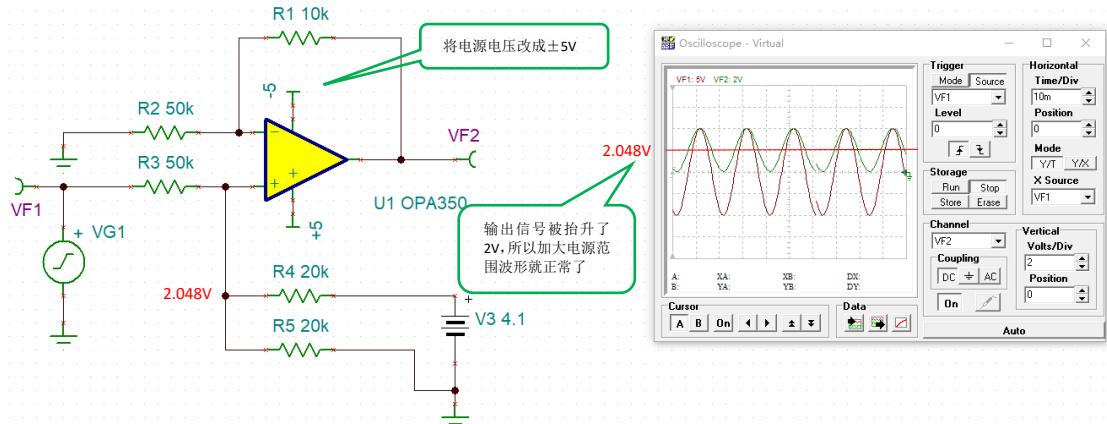
为什么加入推完三极管之后, 还不影响输出电压公式呢?



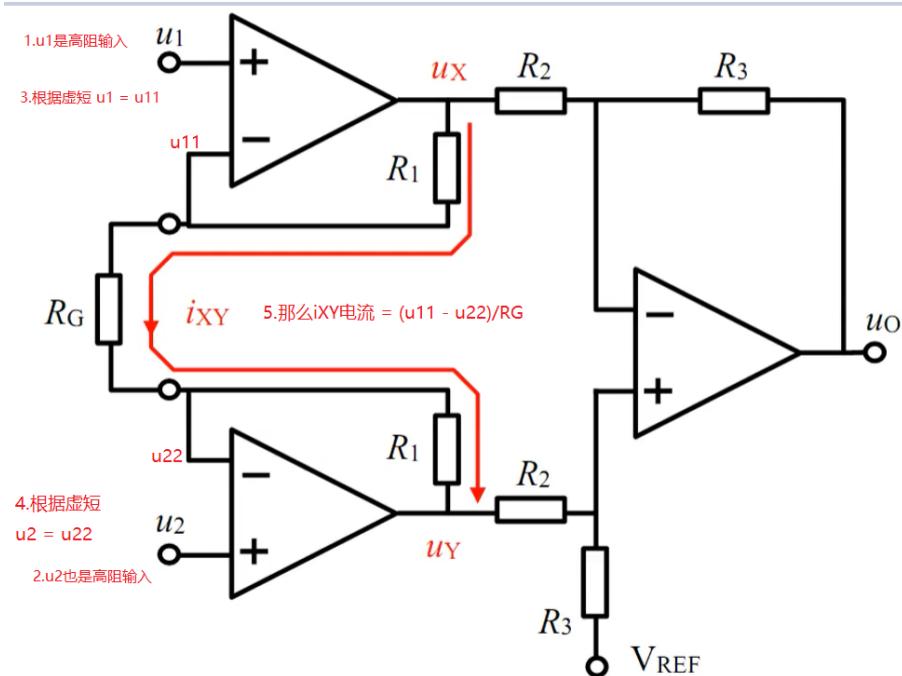
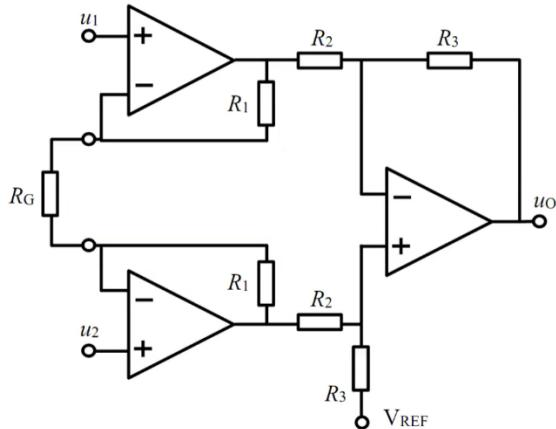


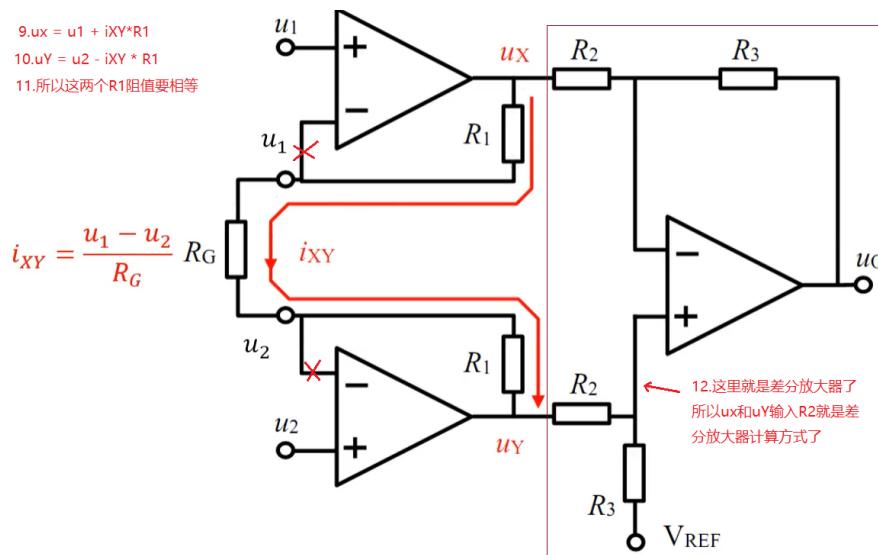
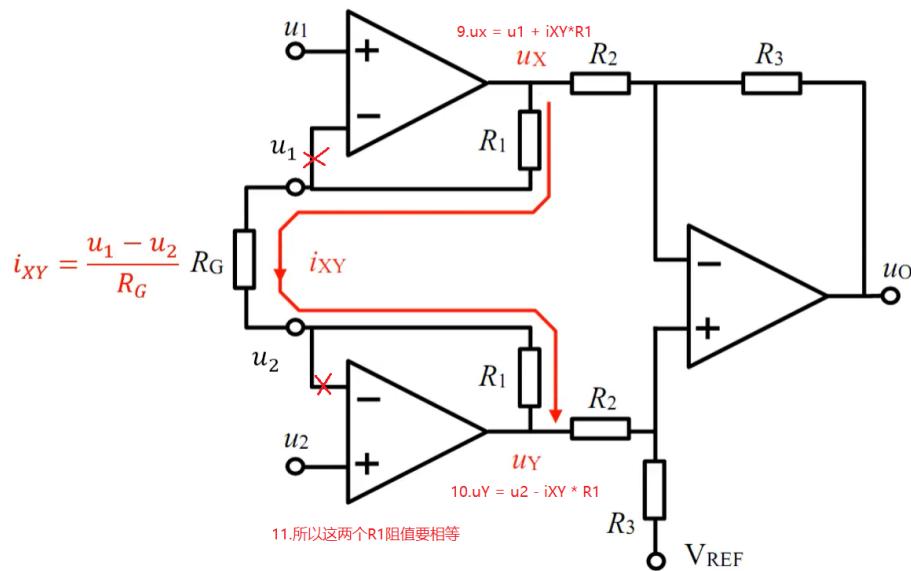
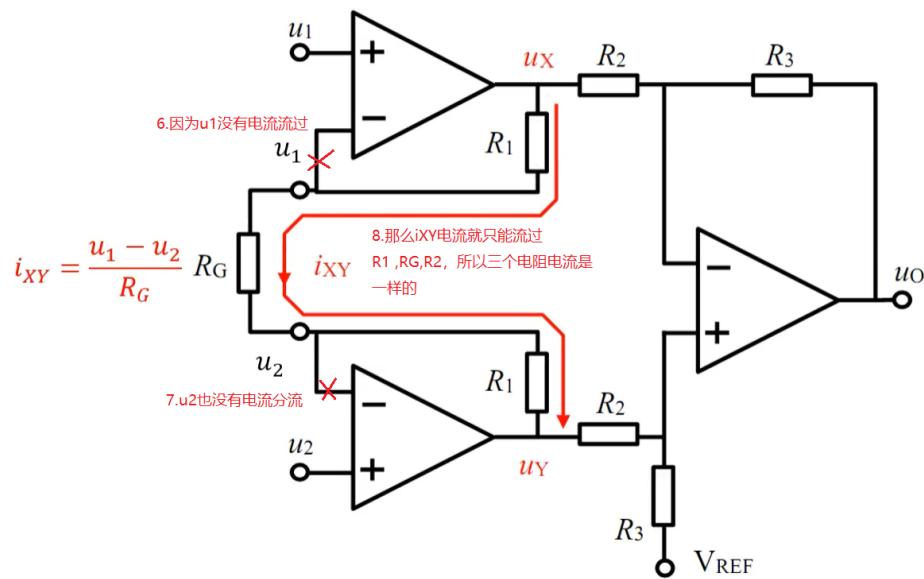
## 运放实现电平偏移电路

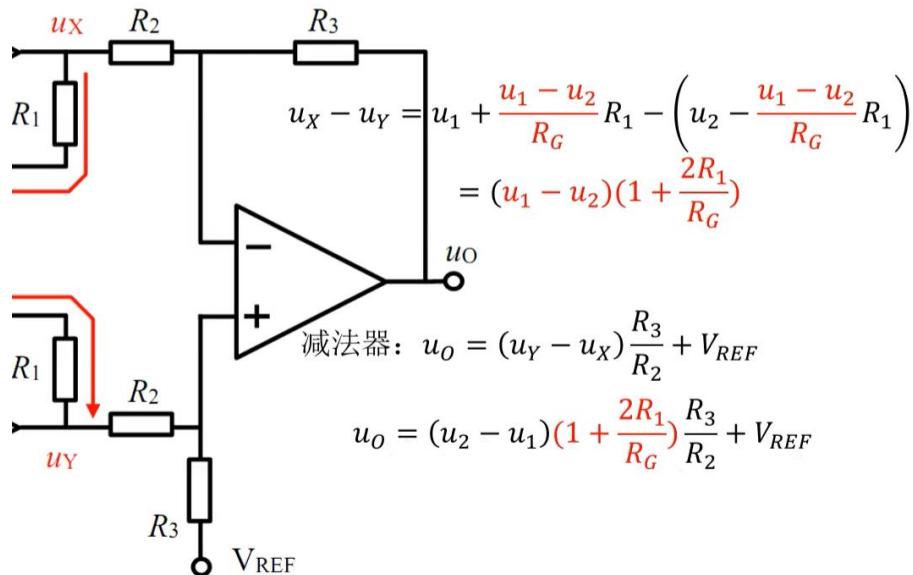
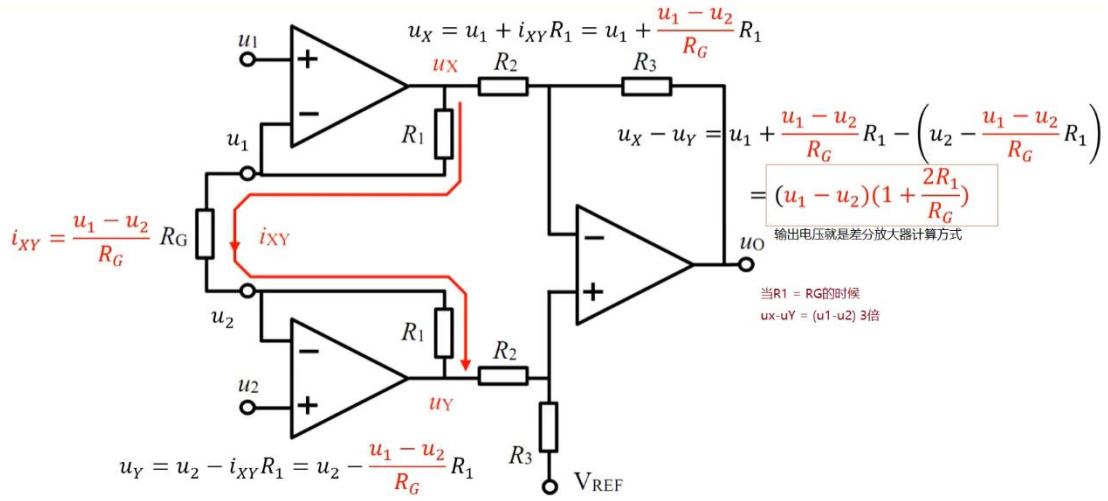




### 三运放仪表放大器分析

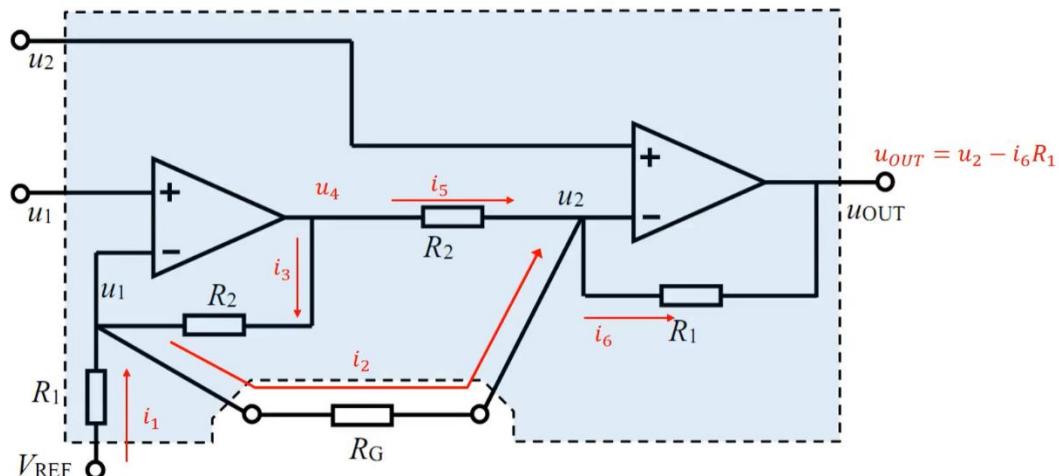






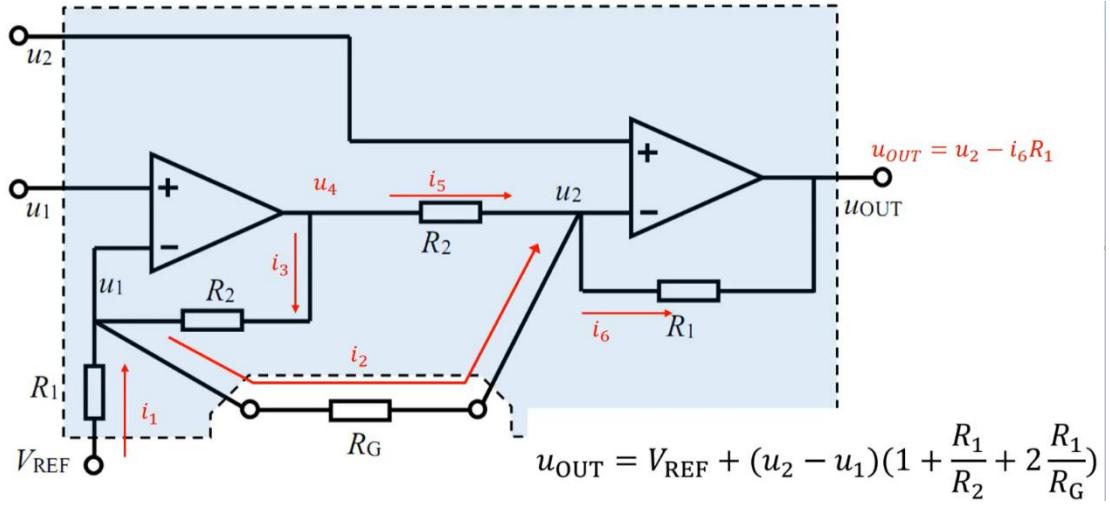
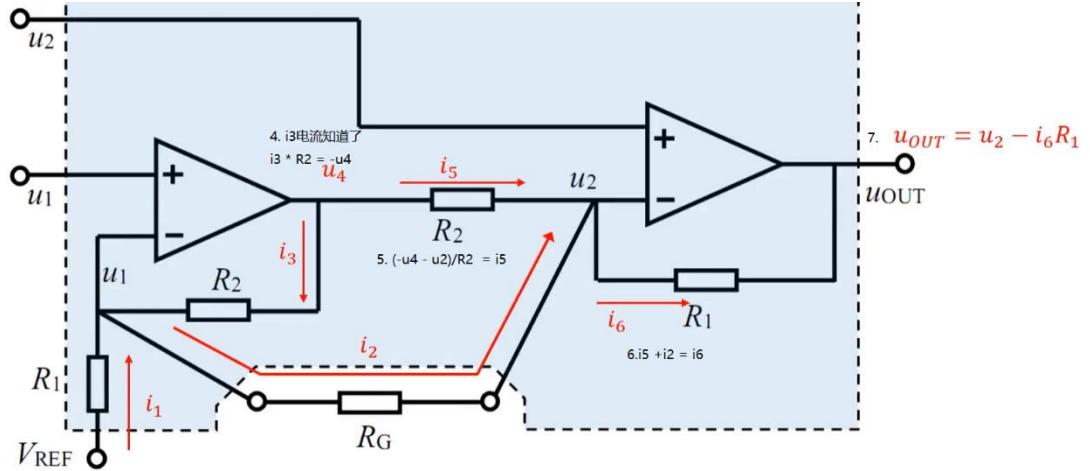
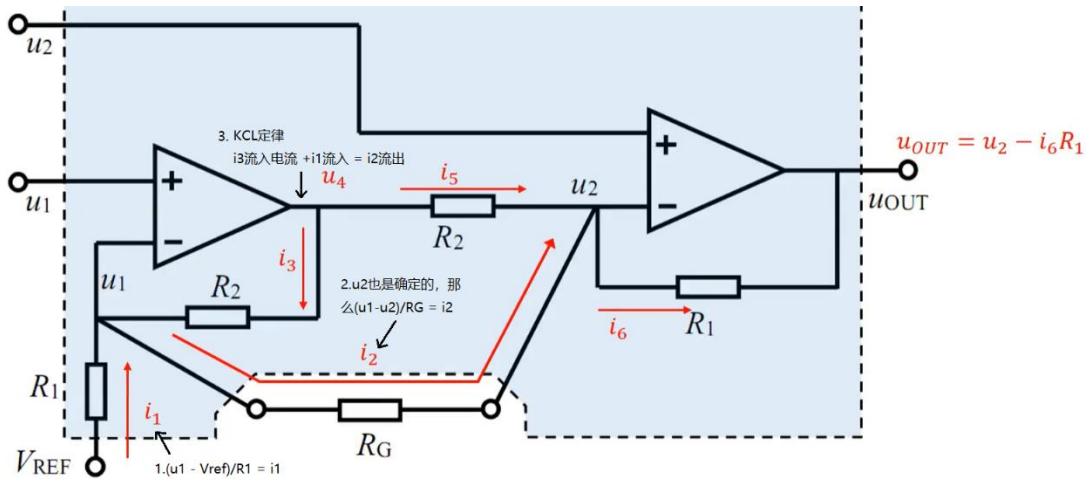
这就是标准仪表放大器的输出

### 双运放仪表放大器

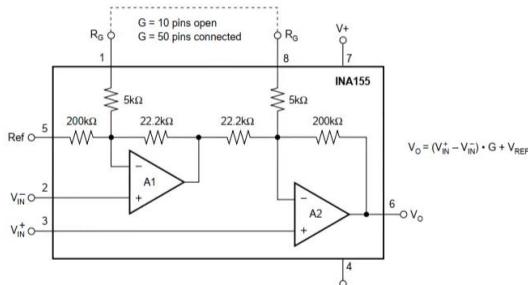


这种电路一种方式是叠加原理，将  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $V_{REF}$  三个输入假想成接地。

第二种方式是直接求解，方式如下：

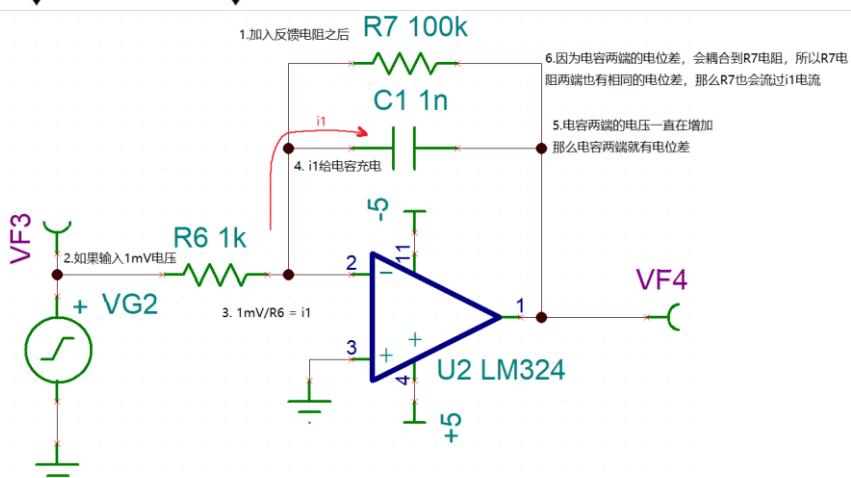
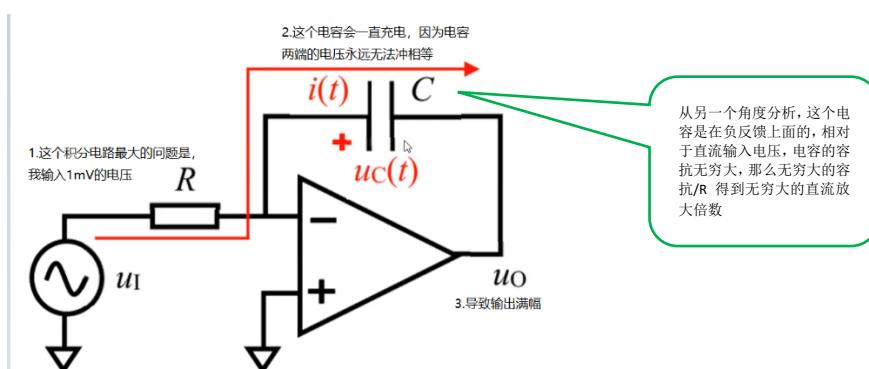
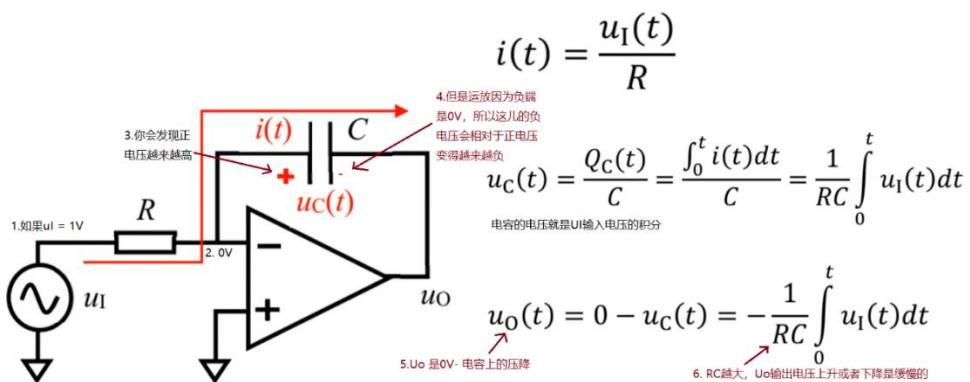
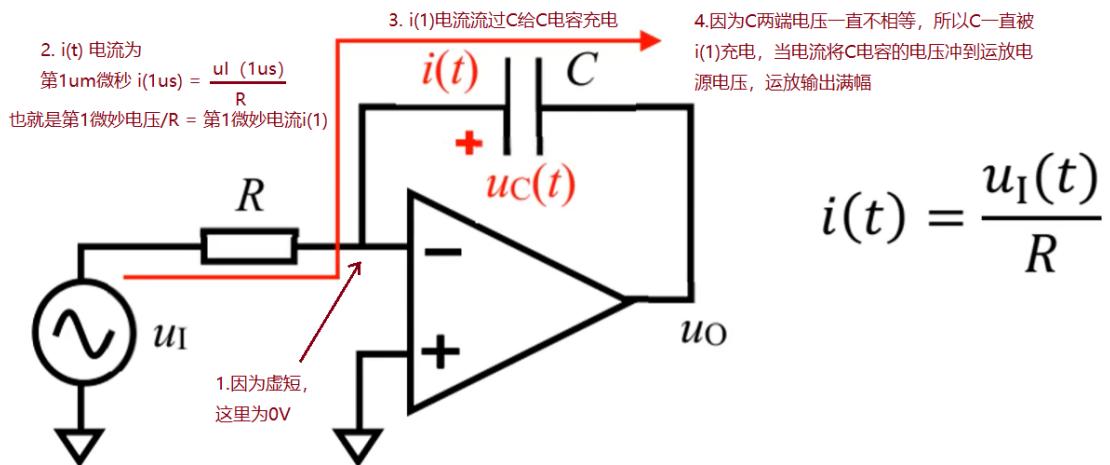


实际工作中有集成好的双运放仪表放大器。

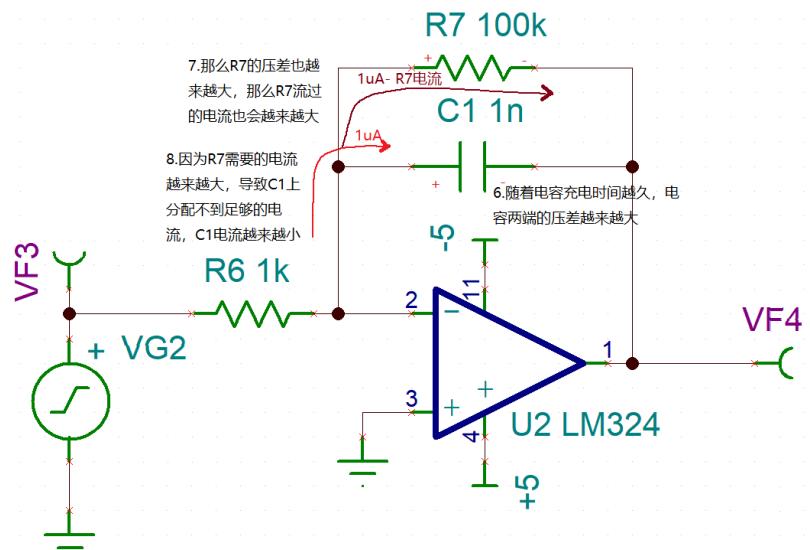
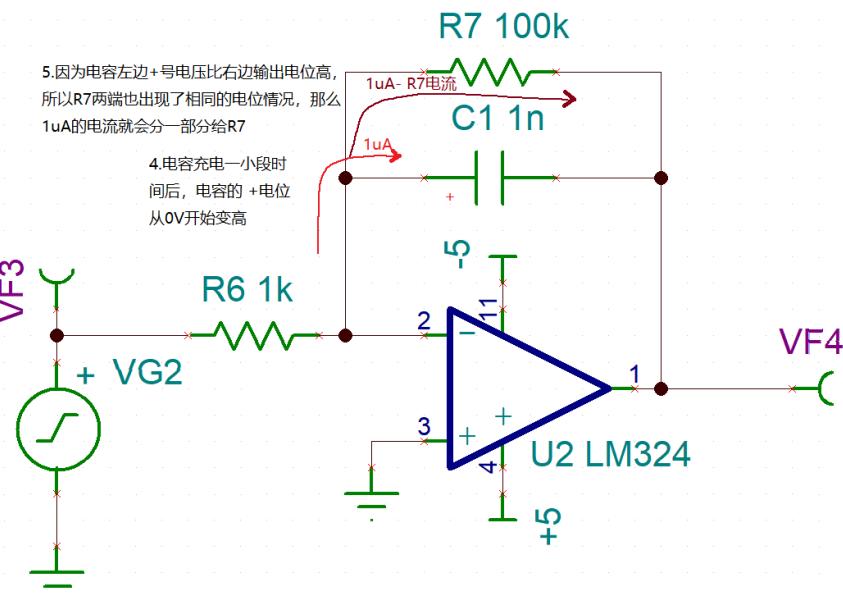
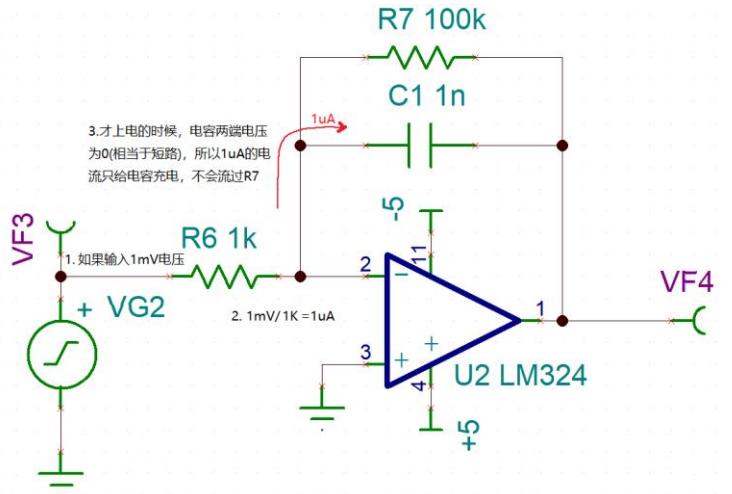


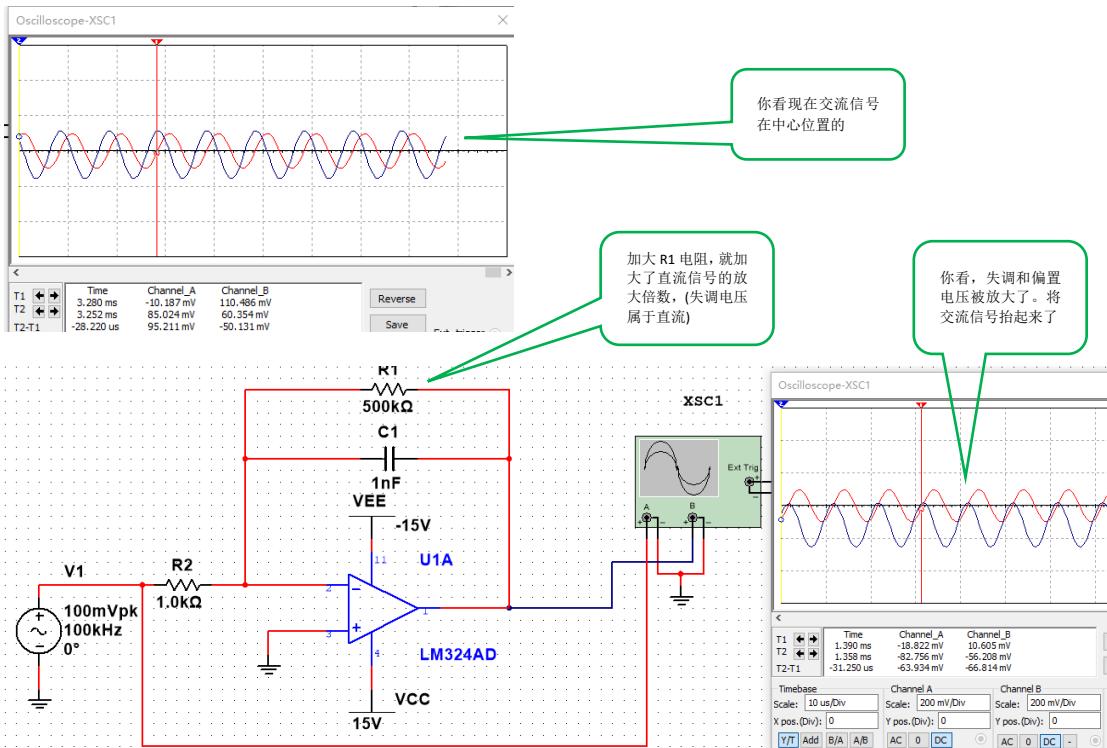
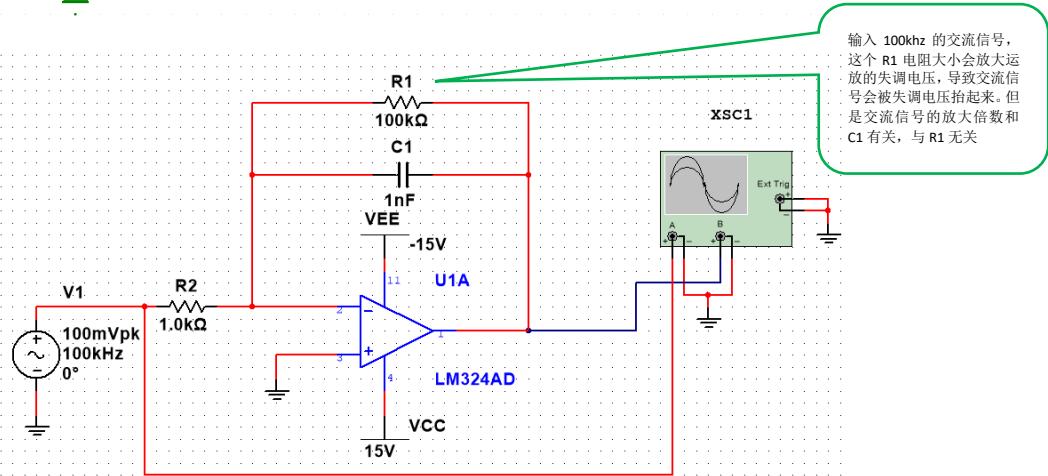
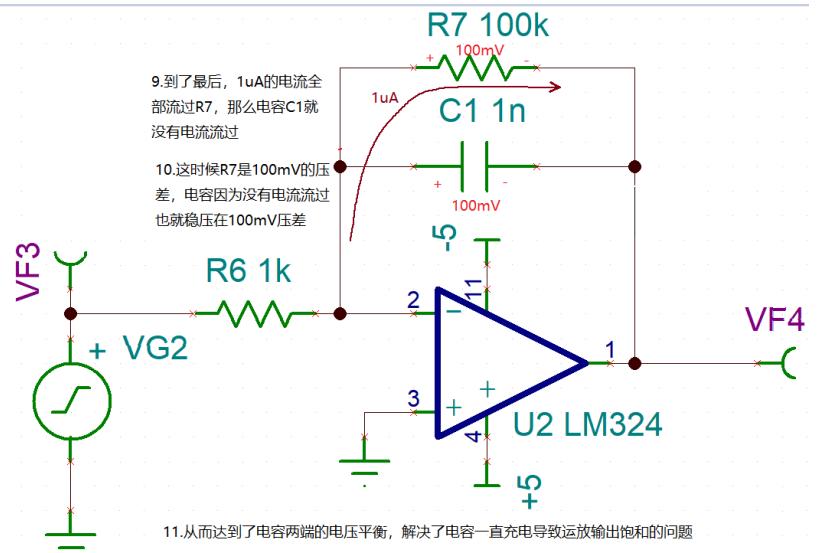
INA155 双运放仪表放大器

## 运放积分器深入理解

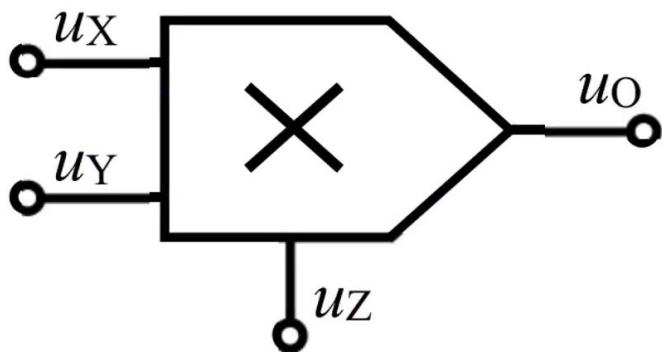


## 详细分析



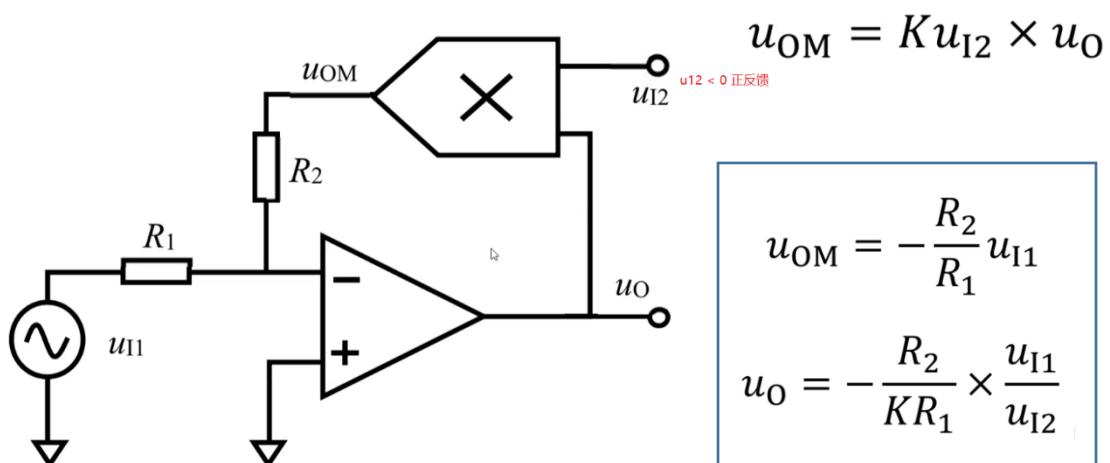
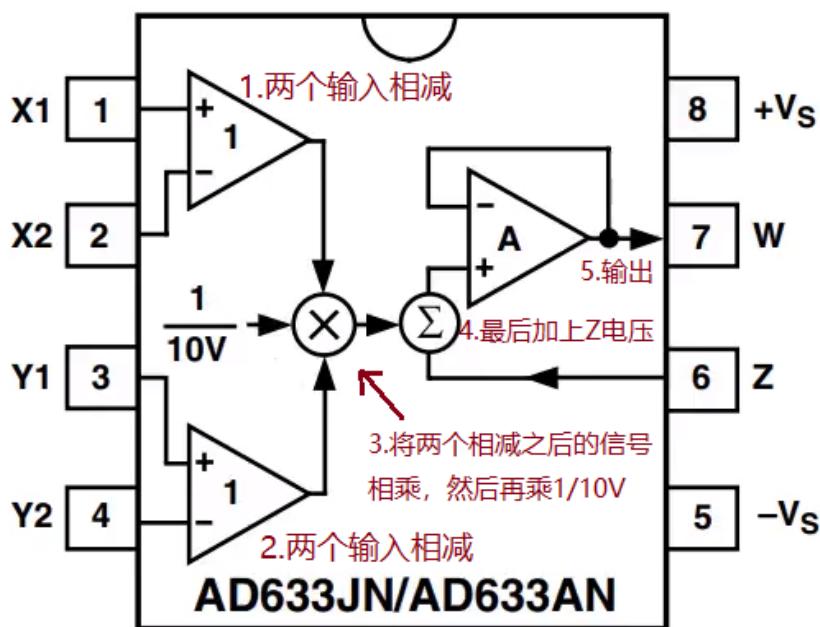


## 模拟乘法器



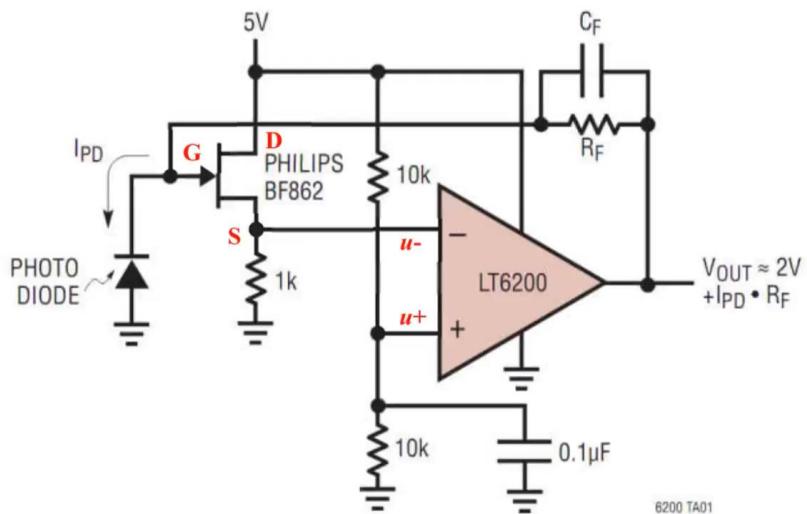
第1种模拟乘法器，两个输入相乘，加上uZ得到uO

$$u_O = K u_X \times u_Y + u_Z$$

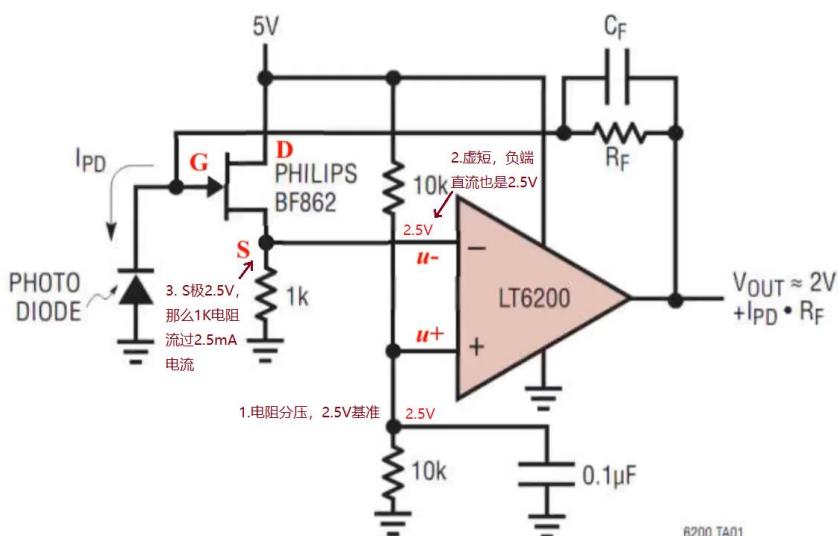
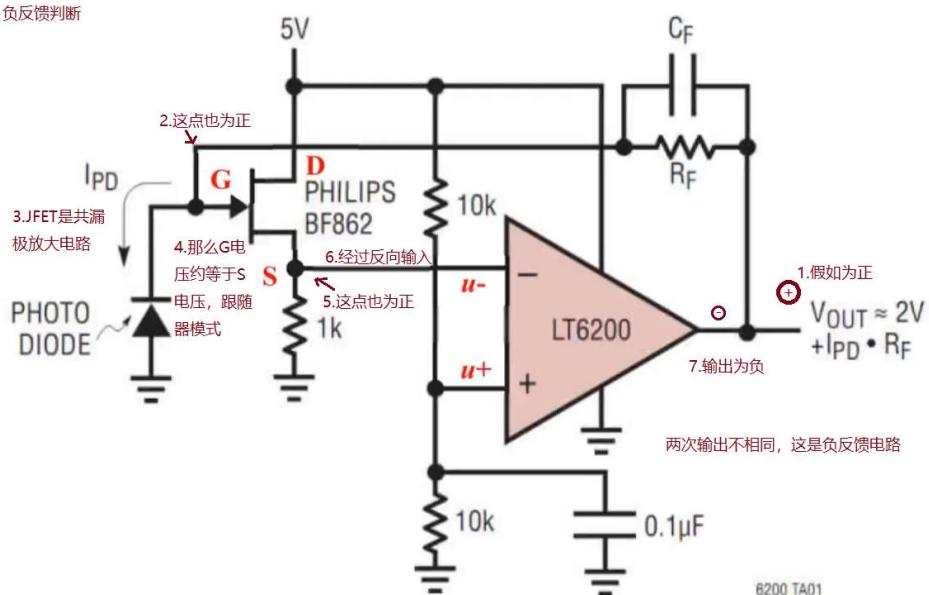


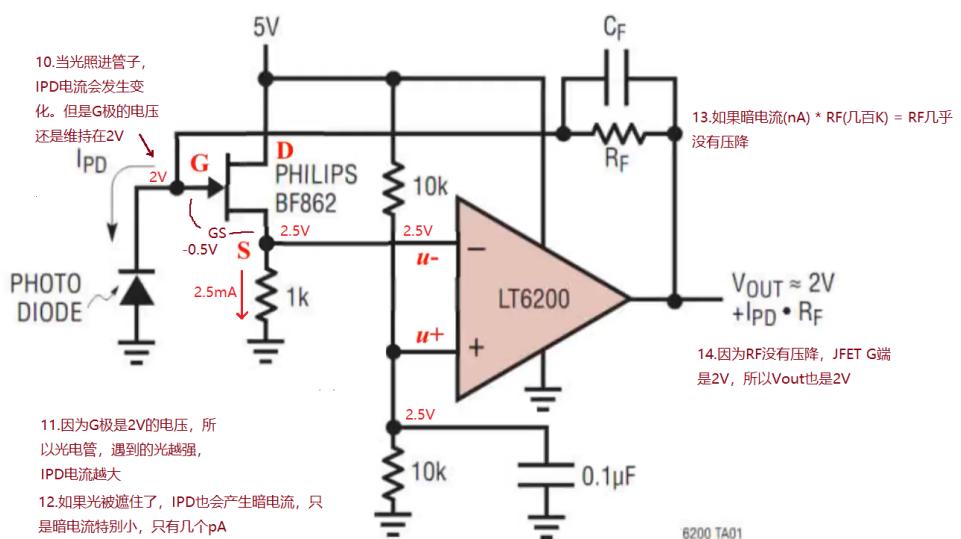
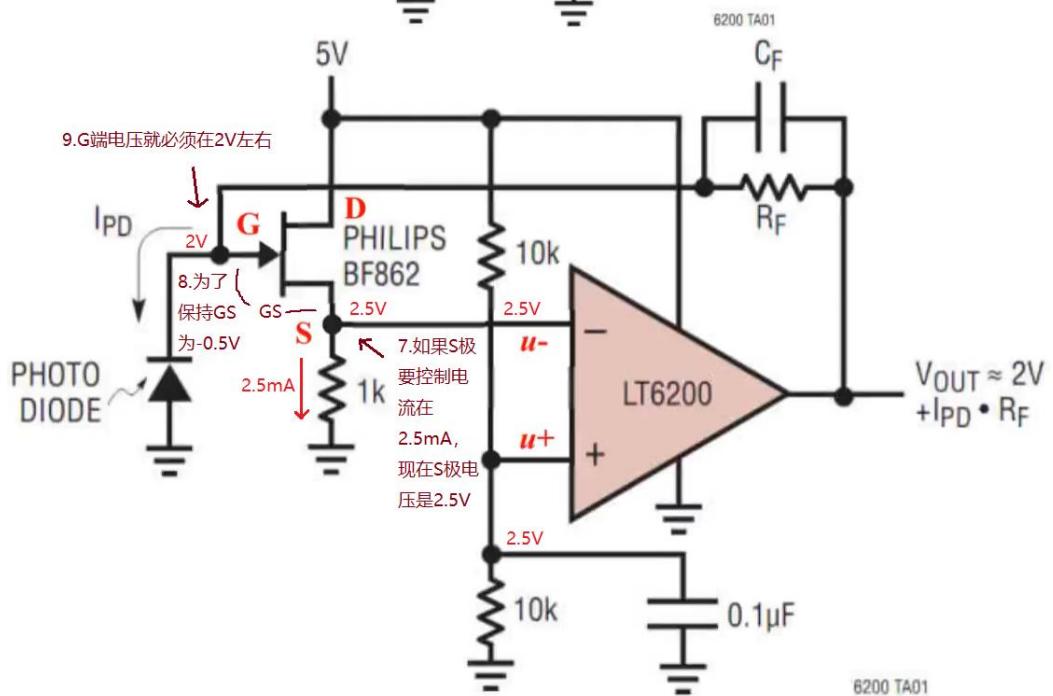
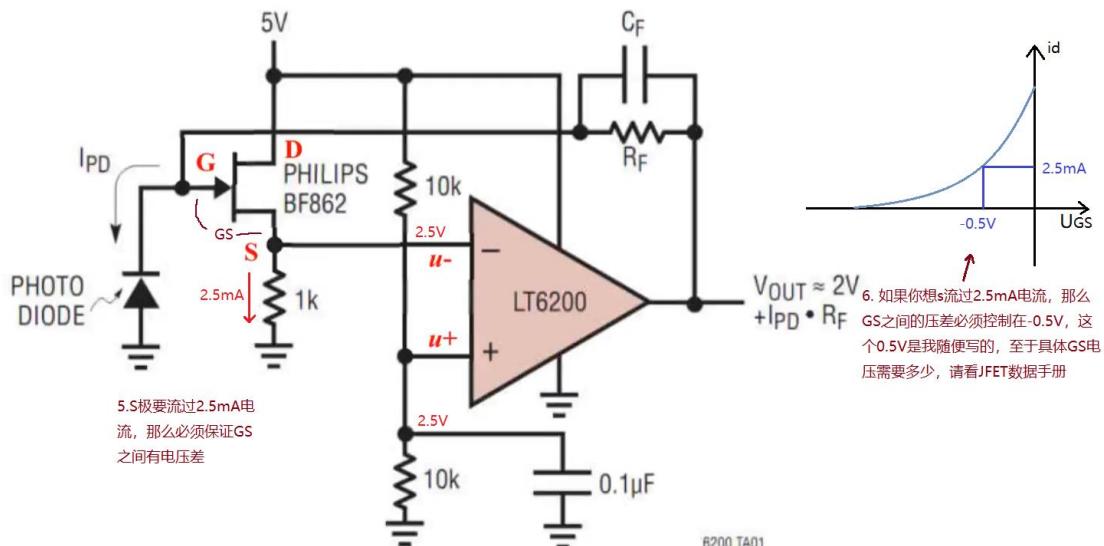
$u_{I2}$  为负值时，此电路呈现为正反馈

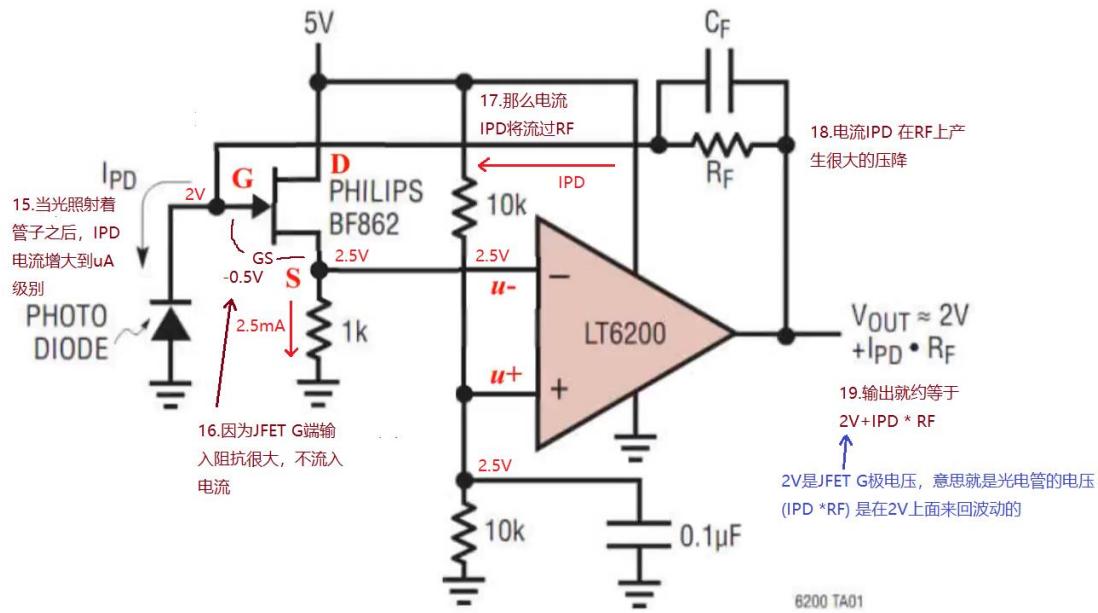
## 光电放大器原理解析



负反馈判断

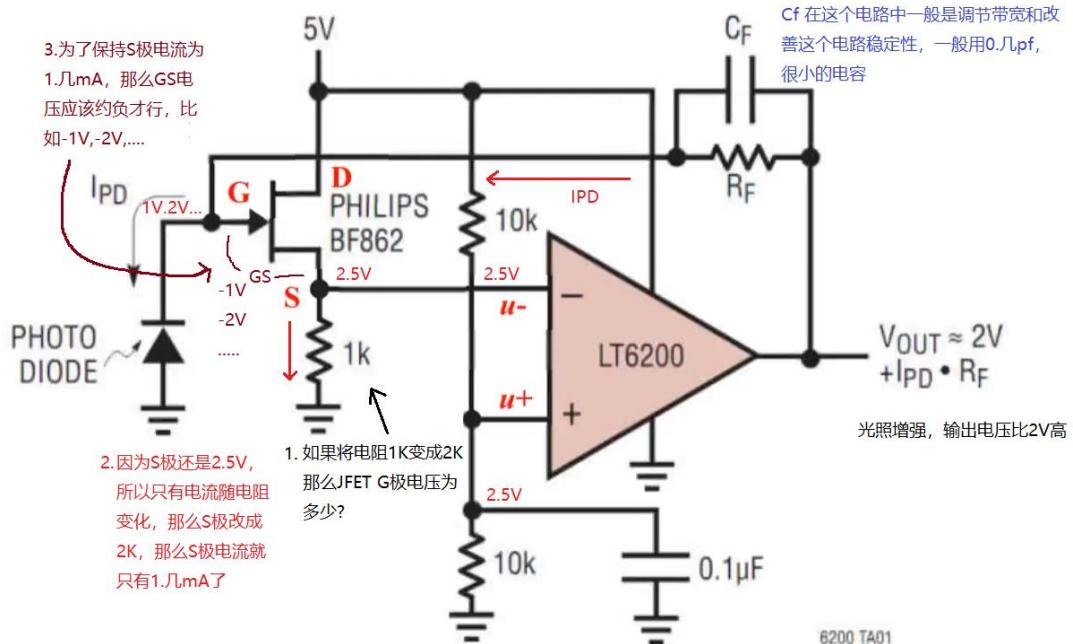






$$V_{OUT} = u_G + i_{PD} R_F$$

光电放大器最终公式。



如果更换了 JFET 管子的型号, G 极还是要求保持 2V。

只有修改 S 端的电阻来讲 G 端调整到 2V。

如果 G 极为 2.2V 了, 就增大电阻

如果 G 极为 1.8V, 就减小电阻。调整到 G 极为 2V 为止。

## 电流检测

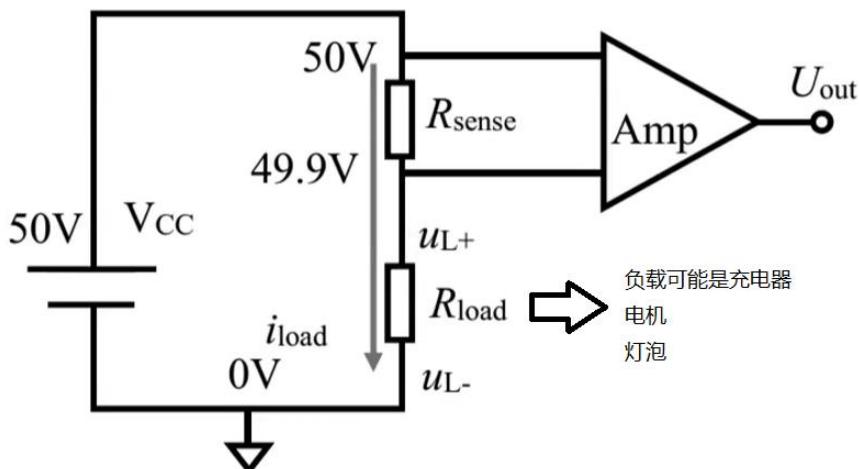
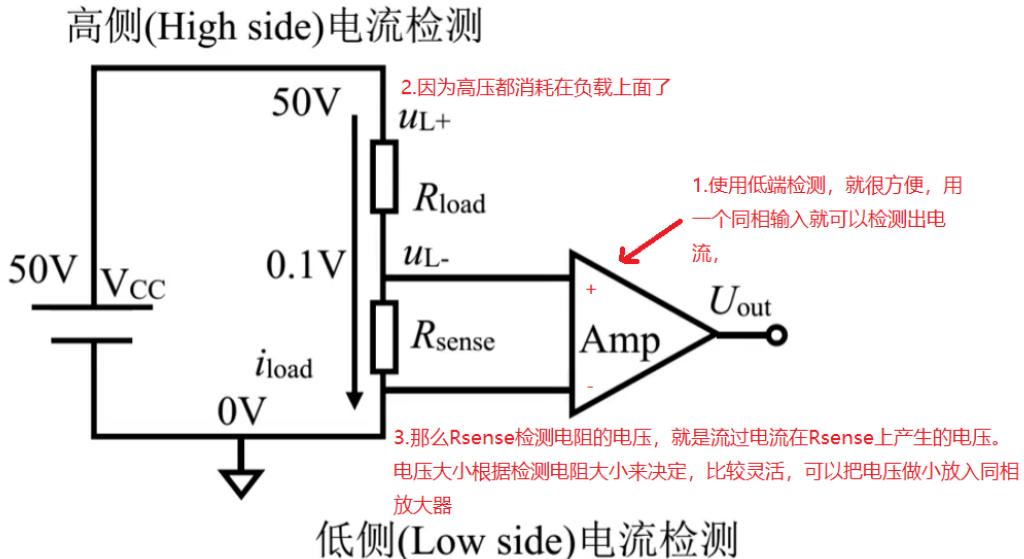
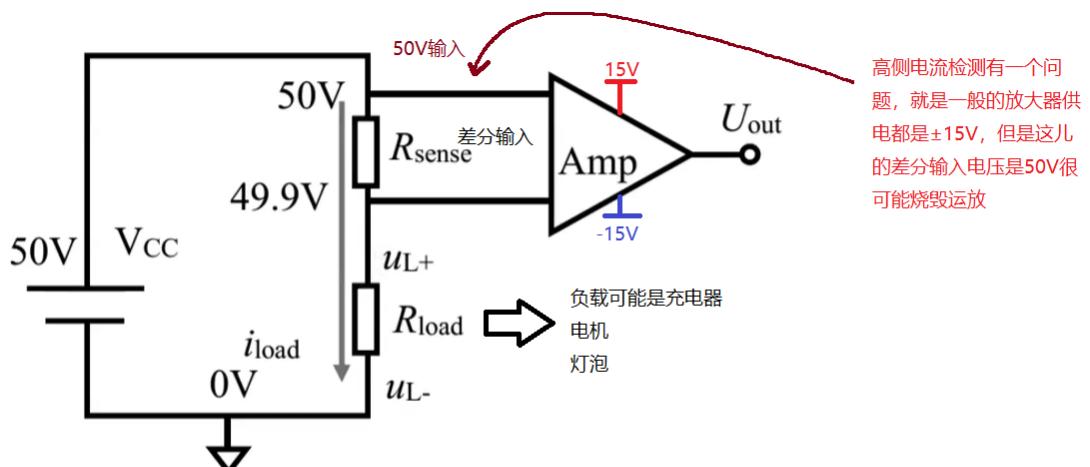


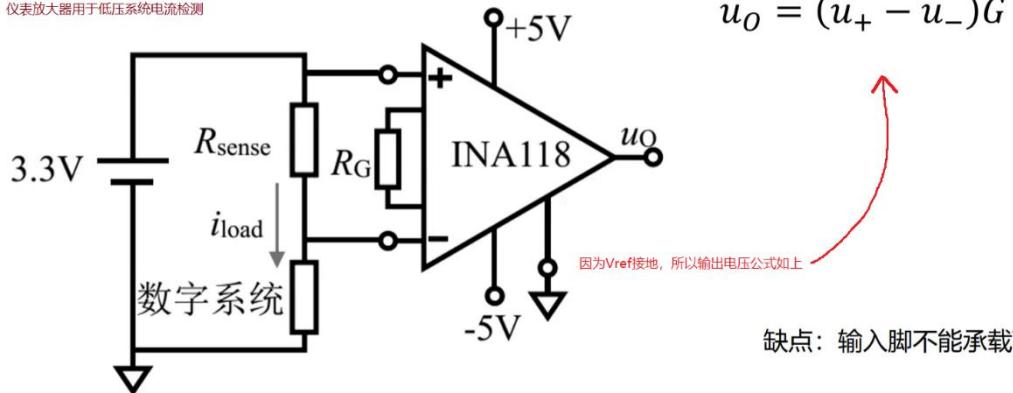
图 Section39-27a 高侧(High side)电流检测



但是这种低端检测，一般没有人用。因为没有人会在负载的接地端去做电阻检测。因为负载电流在变化的时候，Rsense电压也会波动，那么负载相对到地的电压就不稳。如果负载是单片机，单片机GND端因为电阻造成电压波动，那么单片机压差就不稳定，工作不正常。

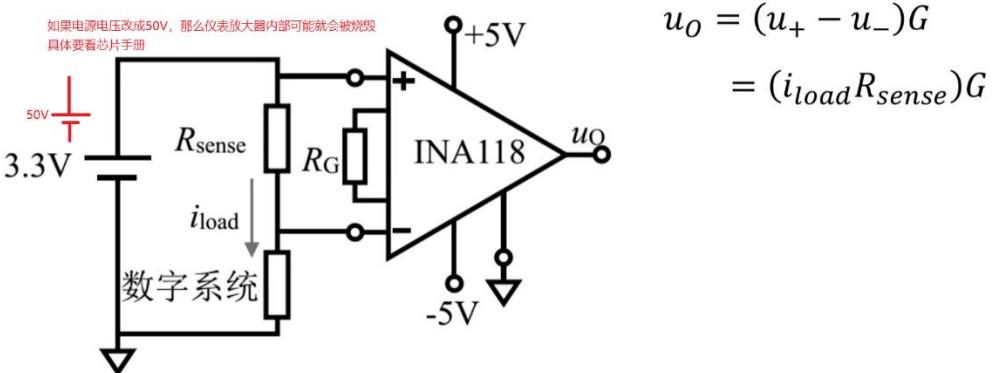
所以用的最多的都是高端检测电流。

仪表放大器用于低压系统电流检测

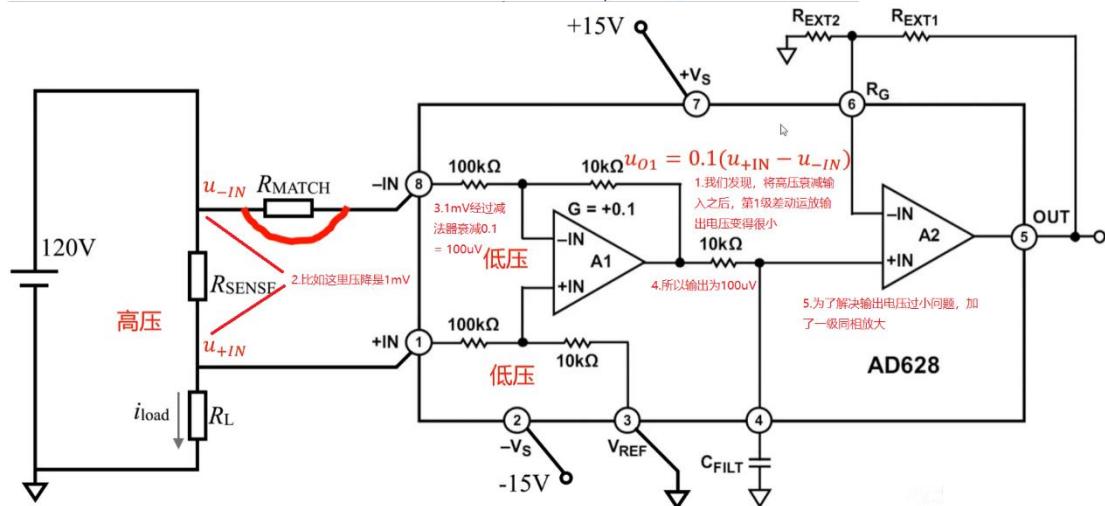
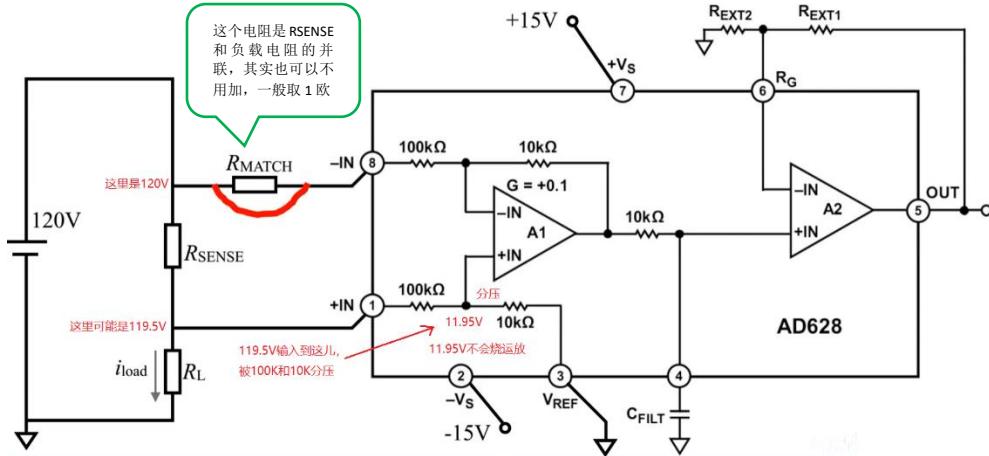


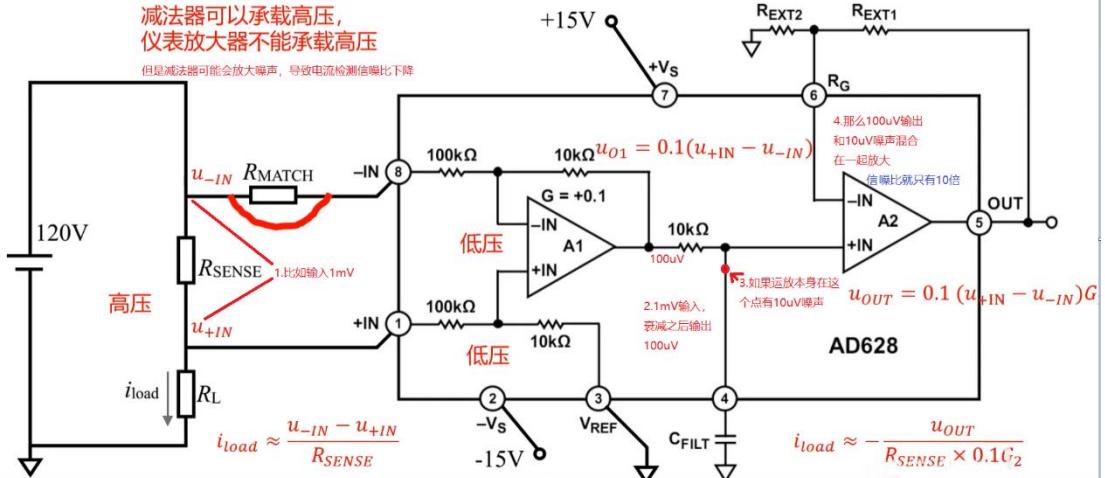
缺点: 输入脚不能承载高电压

### 仪表放大器用于电流测量

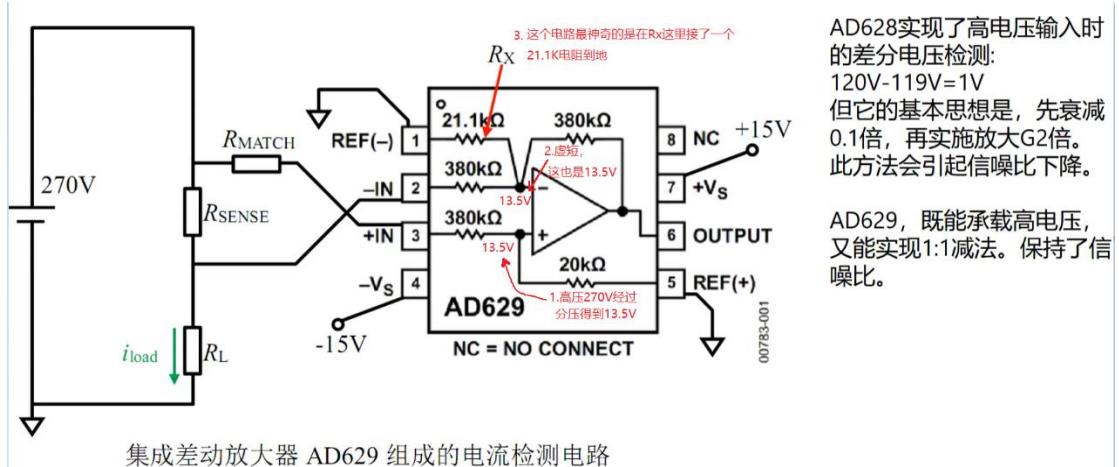


### 差动放大器实现高压电流检测

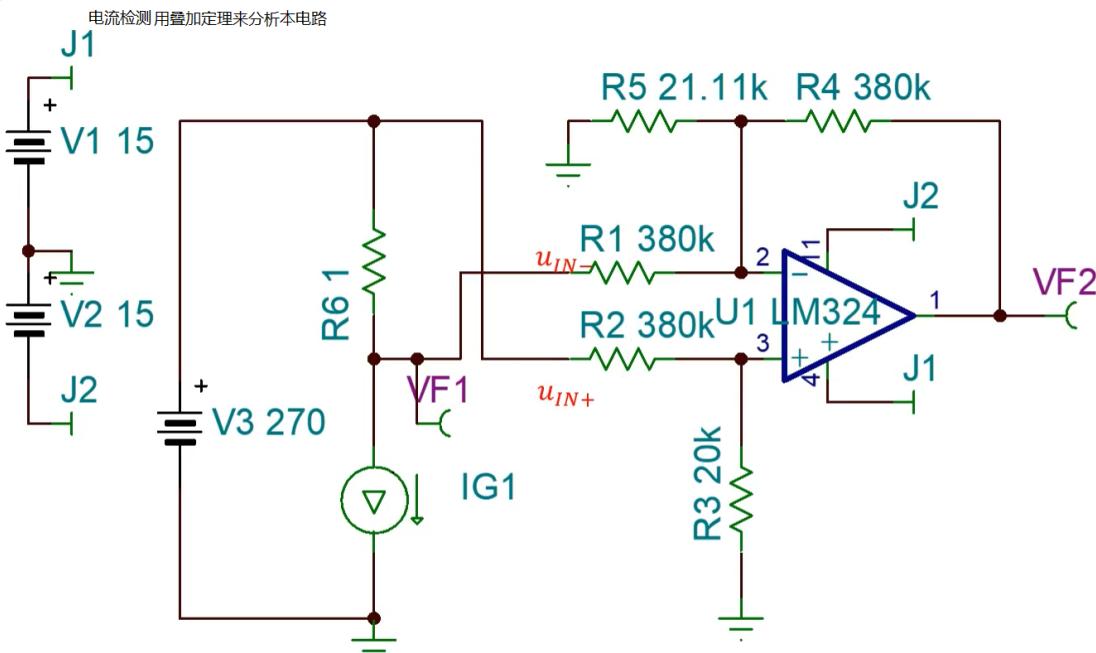


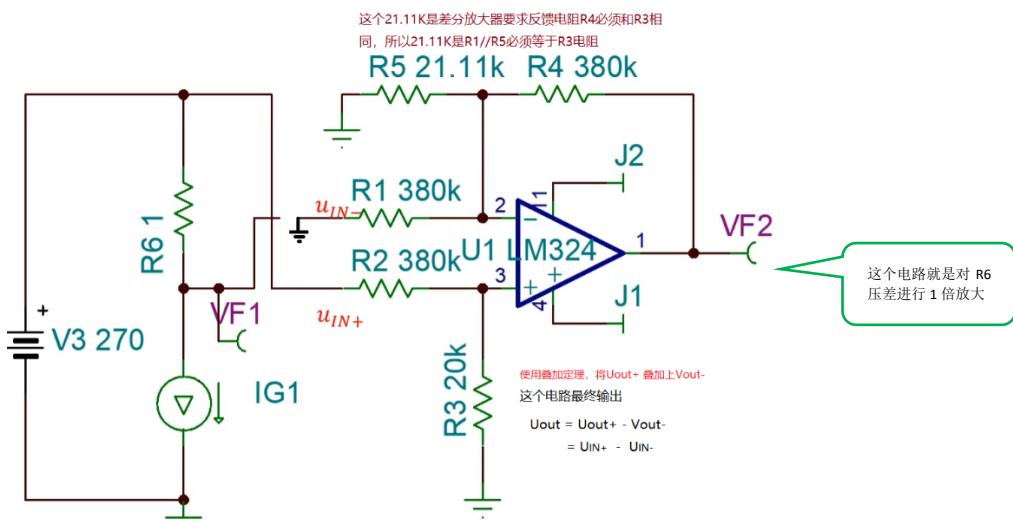
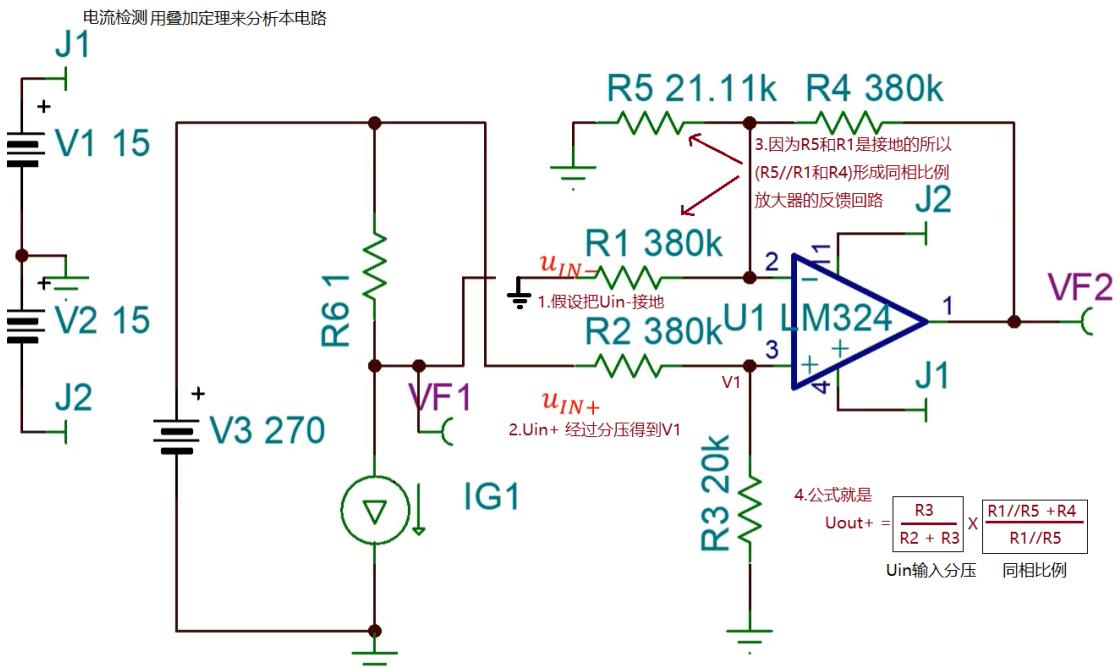
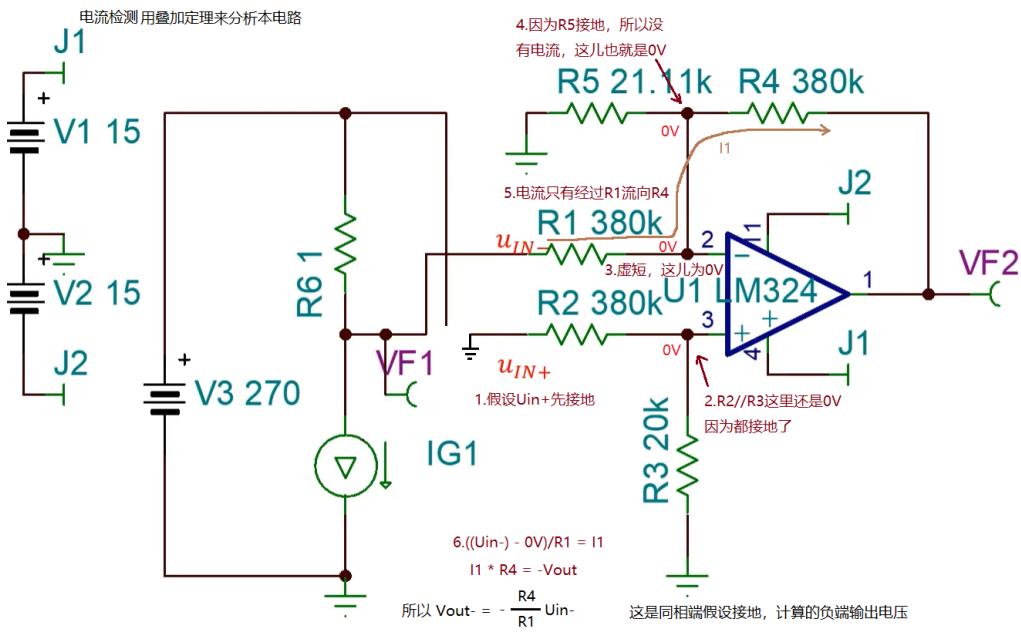


所以信噪比最好大于 100 倍，像这种 10 倍信噪比，干扰信号很容易放大，影响有用信号。  
高压，信噪比提高电流采集电路



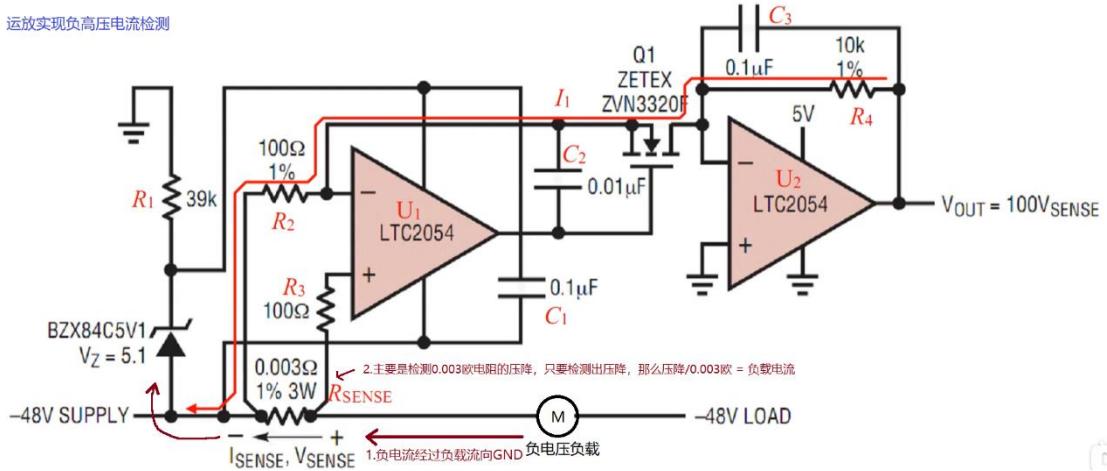
集成差动放大器 AD629 组成的电流检测电路



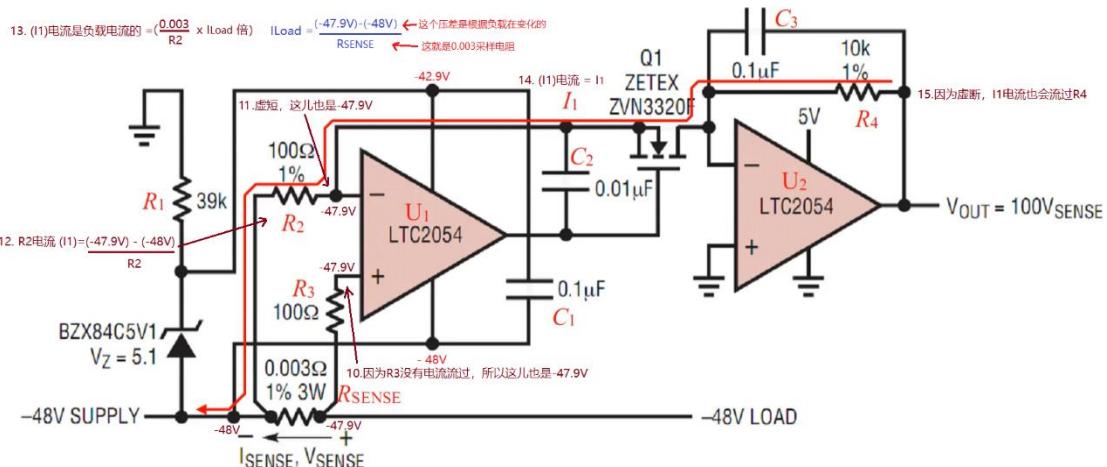
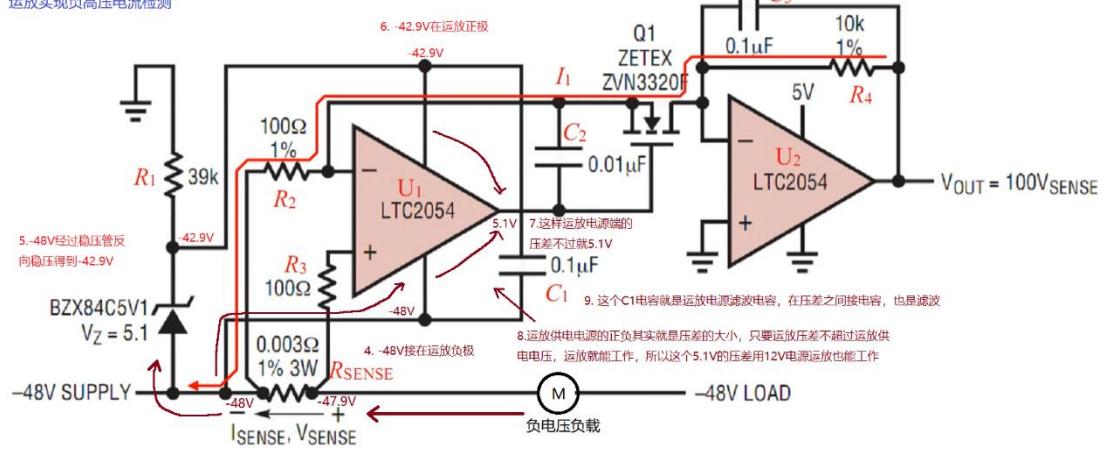


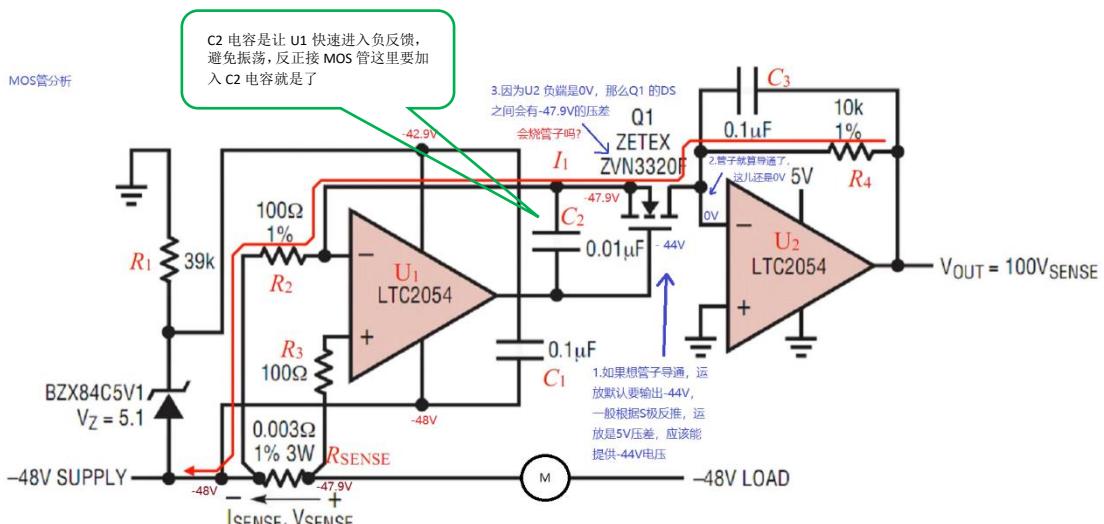
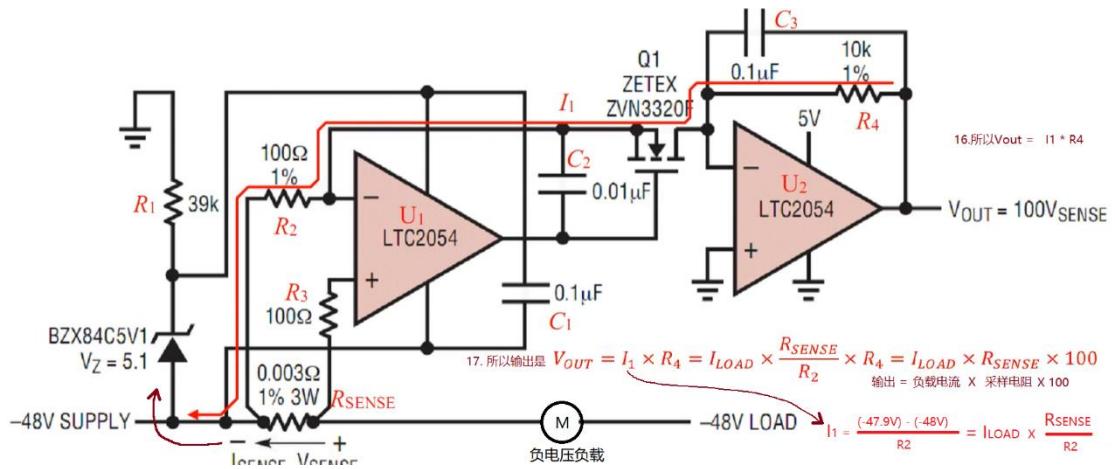
## 运放实现负高压电流检测

运放实现负高压电流检测



运放实现负高压电流检测





烧不烧管子，看数据手册的 D 漏极，S 源极介绍。

## 大运放分析法

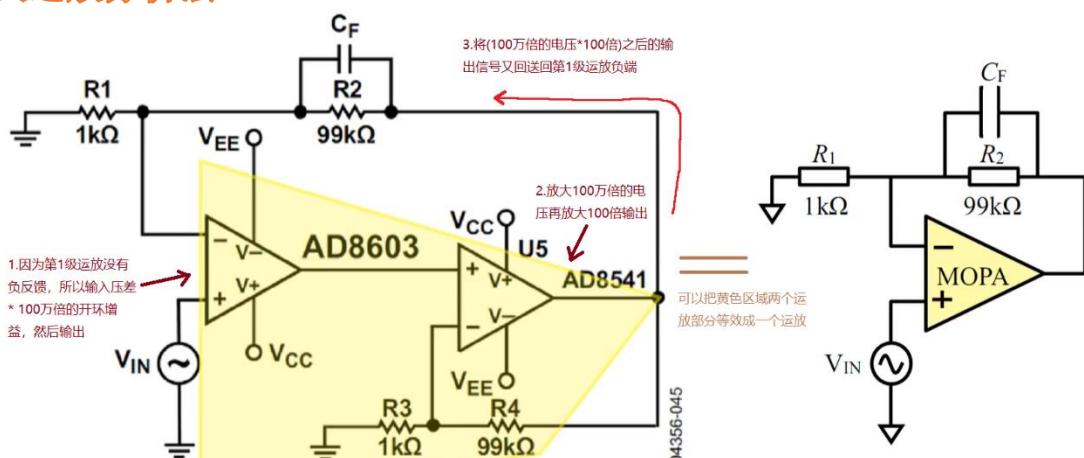


Figure 45. High Gain Composite Amplifier

串联型复合放大器

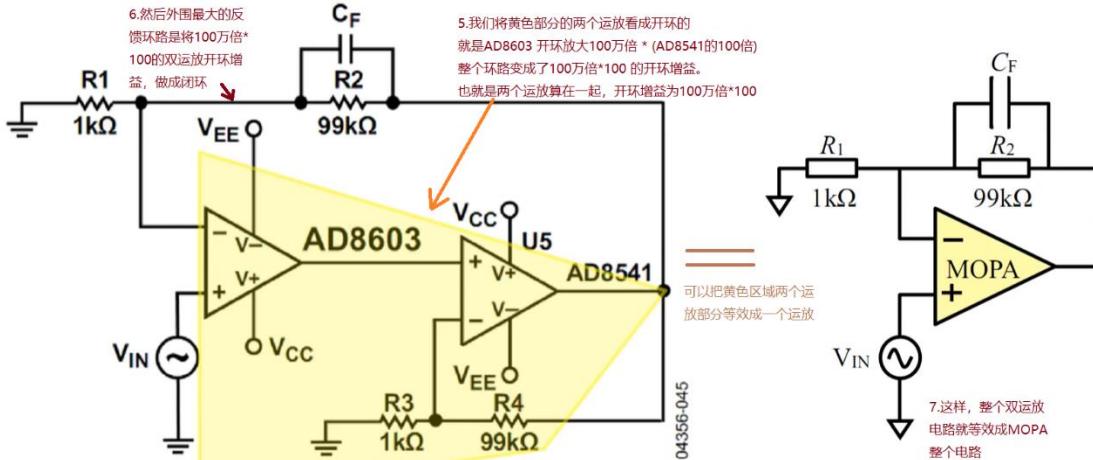


Figure 45. High Gain Composite Amplifier

串联型复合放大器

所以这个串联型复合放大器，放大倍数就是  $R_2/R_1$  关系。

为什么不用一个运放解决同相放大，而用两个运放呢？

因为 AD8603 的带宽不够，所以需要用这种方式提高带宽

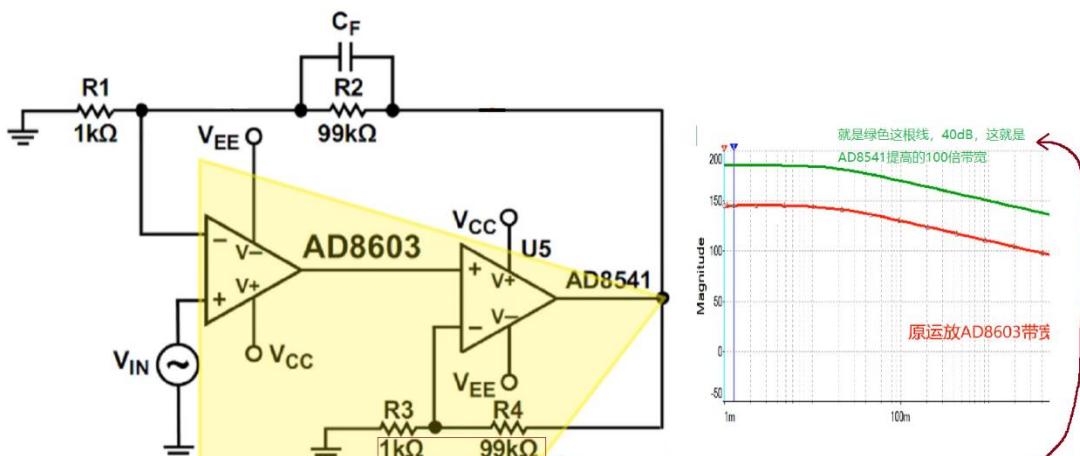
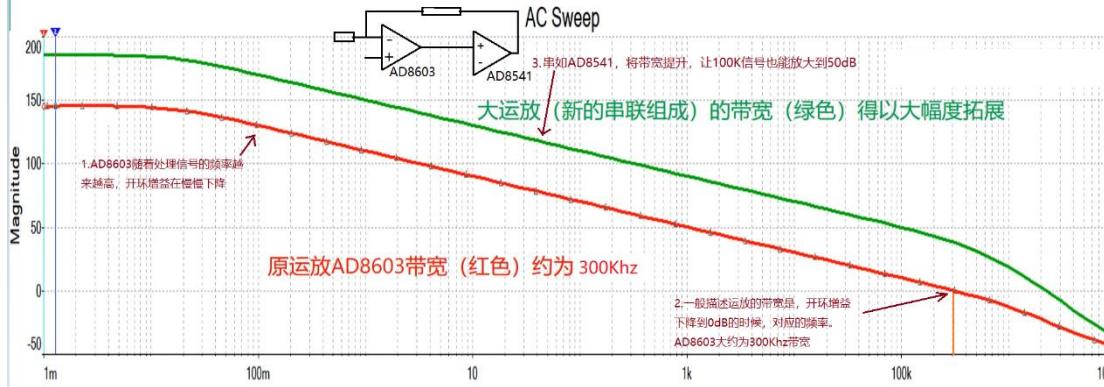


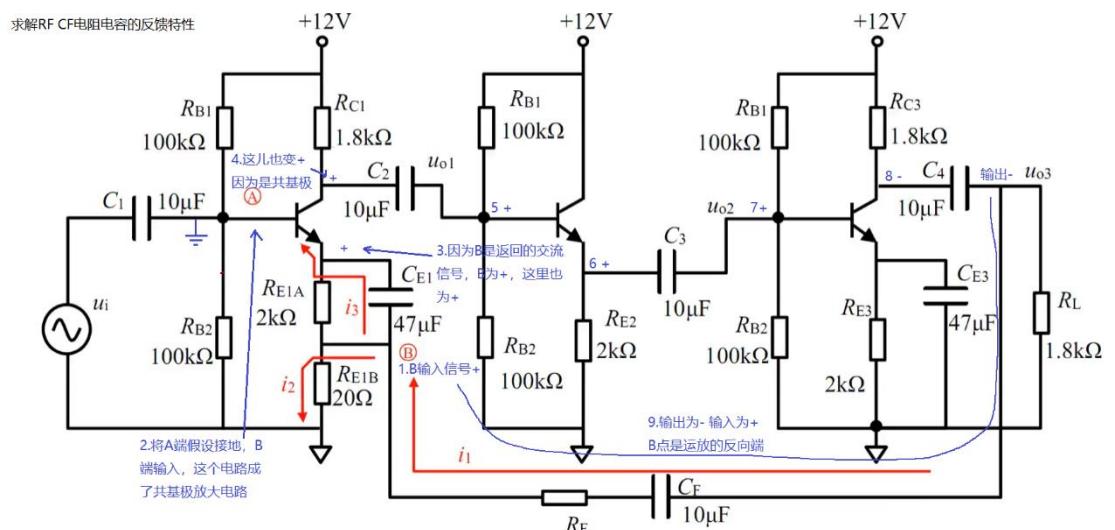
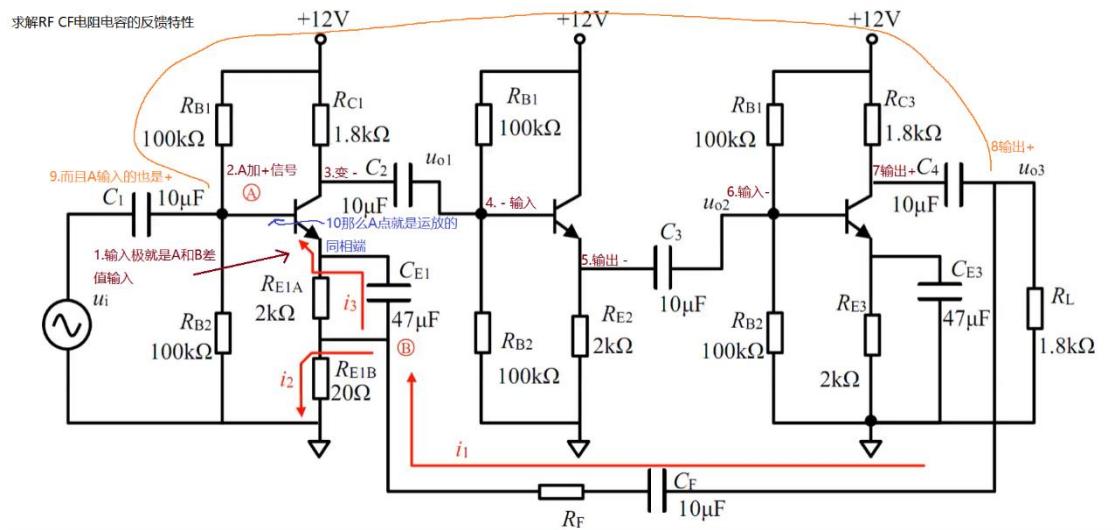
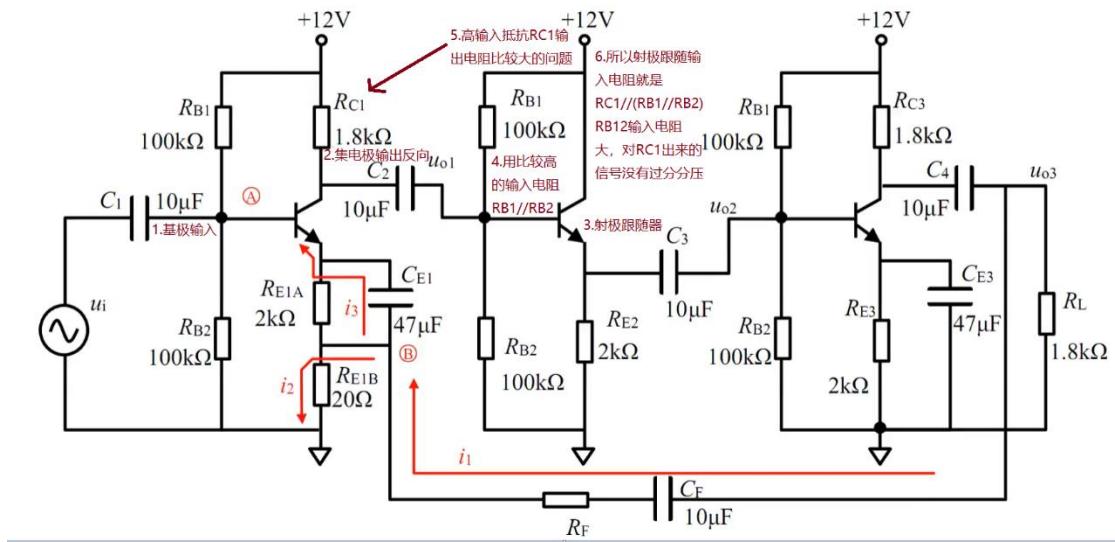
Figure 45. High Gain Composite Amplifier

串联型复合放大器

既然 AD8541 可以提高带宽，为什么还需要 AD8603 呢？因为 AD8603 输入失调电压，失调电流很小。所以复合放大器是利用了 AD8603 的小失调电压电流优点，又用 AD8541 的高带宽特性弥补 AD8603 带宽不足，做成的低失调电压/电流，高频信号放大的电路。

但是记住有一点，AD8541 带宽不是无穷大哦，在高频部分很可能带宽达不到 190dB，因为运放都是随着频率的越高，增益越小，所以折中使用。

## 三极管大运放法电路分析



这样整个电路的放大倍数脉络就很明显了

