

电子电路模块化设计 7(传感器，运放采集电路)

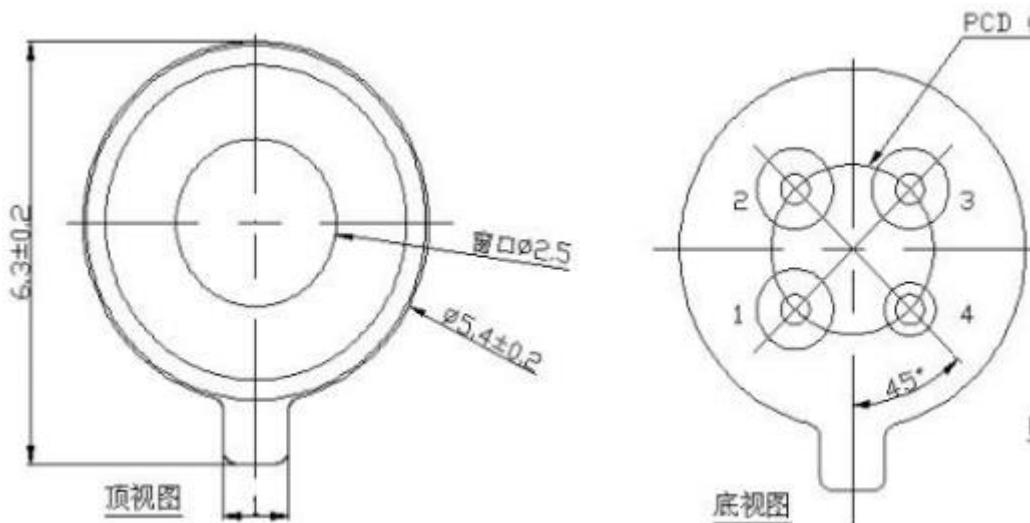
作者:向仔州

热电堆信号采集(做测温枪的), 重点介绍.....	3
热电堆介绍.....	3
电路错误设计 1	5
电路设计错误 2	7
将电路 1 和电路 2 进行改正后得到正确的电路.....	9
热电堆基准源选择问题	11
下面来讲讲热电堆工频干扰问题	13
热电堆测温标定算法	16
NTC 电阻计算	17
NTC 电阻检测电路	18
放大电路运放选型设计实例	19
运放实现线性电源	20
反向比例运放电路要不要加平衡电阻？	21
特殊同相比例放大器，放大倍数可以设置成小于 4 倍吗？	21
任何运放都可以接成电压跟随器吗？	22
运放加法电路使用.....	23
反向加法电路案例.....	23
同相加法电路.....	24
专用减法电路.....	25
仪表放大器应用.....	26
差分输入滤波电路.....	28
可编程仪表放大器.....	28
跨导放大器.....	29
二阶低通滤波器.....	32
二阶高通滤波器.....	34
带通滤波器.....	34
带通滤波器做心电信号采集.....	36
带阻滤波器.....	37
如果将上一章节电池供电的心电信号采集，改成市电供电.....	38
电压比较器应用.....	39
比较器应用于 NTC 电阻测温.....	39
比较器光敏灯板应用.....	40
窗口比较器.....	43
比较器做电流大小采样.....	44
比较器做电流大小采样.....	45
比较器频率，相位测量.....	46

比较器应用在超声波距离传感器.....	46
运放振荡电路.....	47
运放输出端接电容负载，振荡问题.....	49
快速峰值检测电路.....	50
这种峰值检测电路有什么用？.....	50
一个 IC 里面多个运放，有几路运放没使用，没使用的运放不要悬空.....	51
运放电流检测.....	52
OPA188 低端电流检测案例.....	53
低端电流检测精度不如高端电流检测.....	54
MAX471 比较高级的电流检测芯片.....	55
INA260 基础了 $2m\Omega$ 电阻，可以检测输入电压，负载电流，功率消耗，和 INA219 类似.....	56
如何减小电源纹波(复习)，方案电路.....	57
电子滤波器.....	57
负压产生电路，电荷泵 ICL7660.....	57
LM5117 同步降压芯片也可以改成负压输出.....	59
Flybuck 电路也可以产生负压.....	60
运放单电源供电两个缺点.....	61
电压反馈型运放和电流反馈型运放的区别.....	61
VFB 和 CFB 使用场合.....	64
宽带直流放大器应用实例.....	64
高速运算放大器 PCB 布线.....	66
仪表放大器偏置电压接法.....	69
运放高频信号放大阻抗匹配输入设计.....	71
交流信号实际值测量电路 AD637.....	71
有效值采样电路分离元件实现.....	72
AGC 自动增益控制电路.....	72
AGC 电路分离元件实现.....	73
模拟乘法器使用.....	77
鉴相器(两个输入之间相位差).....	78
模拟开关.....	79
电流源/恒流源应用.....	80
大电流输出电流源方案.....	86
差动放大器做的电流源.....	86
三线制 PT100 温度探头电流源案例.....	88
TL431 使用注意事项.....	88

热电堆信号采集(做测温枪的)，重点介绍

热电堆介绍



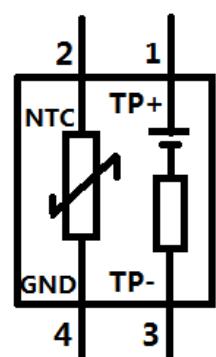
1 脚 : TP+

2 脚 : NTC 电阻

3 脚 : TP-

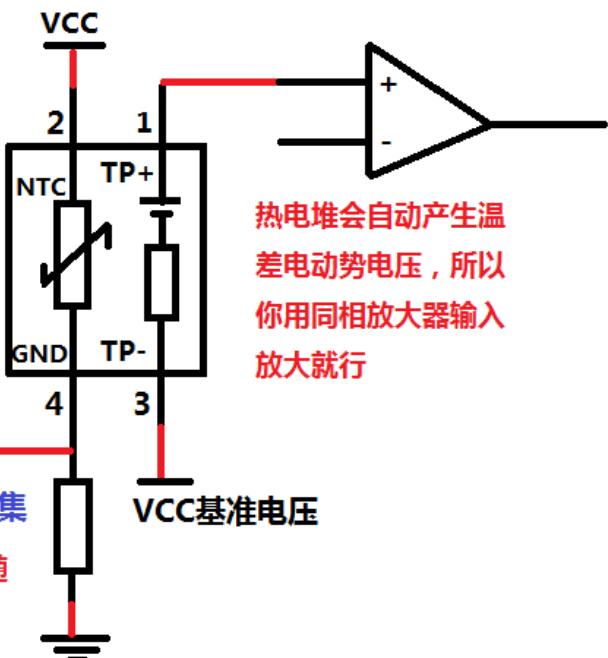
4 脚 : GND

下面我们将这 4 个脚用简易图来说明



这就是热电堆简易结构

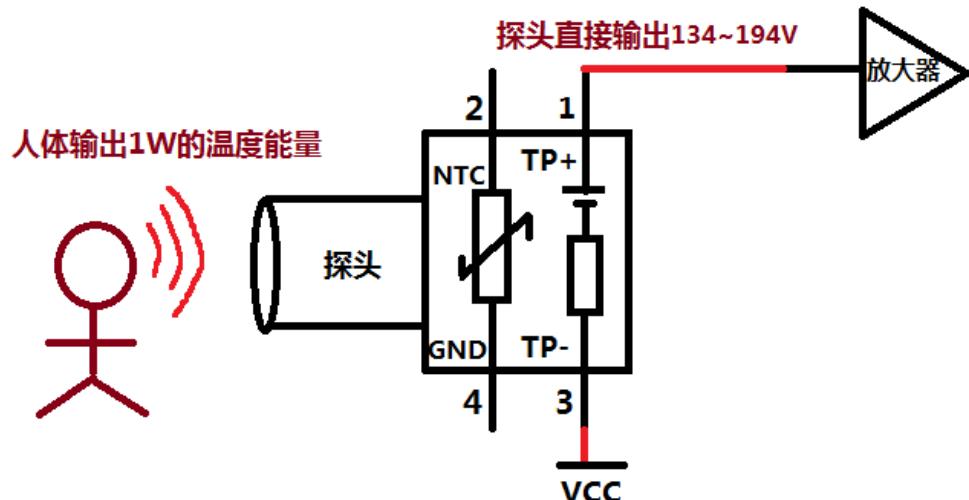
热电堆真正接线方式是这样的



因为热电堆内部NTC电阻做环境补偿，NTC随温度变化相当慢(温度变化了很多度了NTC都还没有反应，要等十几分钟才能到你现在的环境温度) , 所以我一般都不采集NTC电阻值，外接DS18B20之类的温度传感器来做补偿

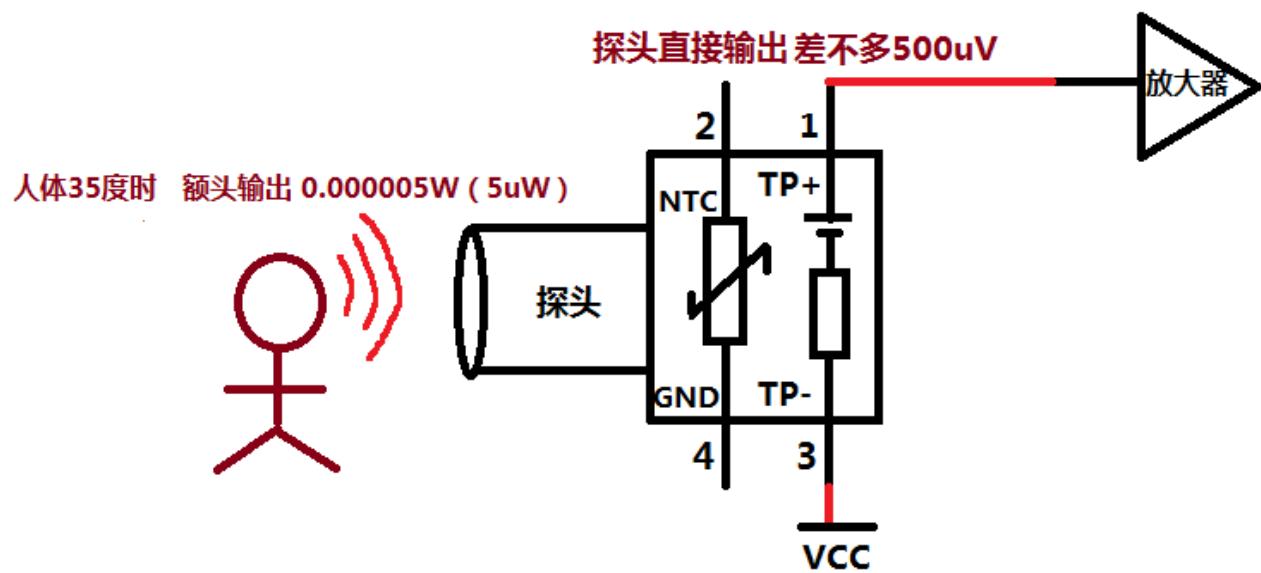
Responsivity 指标

响应度 Responsivity	134	164	194	V/w	Blackbody=500K, 1Hz@25°C
---------------------	-----	-----	-----	-----	--------------------------



你看人体输出1W的能量，那么探头直接输出134~194V电压烧毁放大器的输入

很遗憾，人体额头输出的功率没有 1W，所以你可以用探头测人体温度就是因为这个原因。



当额头温度在35度基础上变化0.1度时，探头输出电压在500uV基础上增加5~10uV

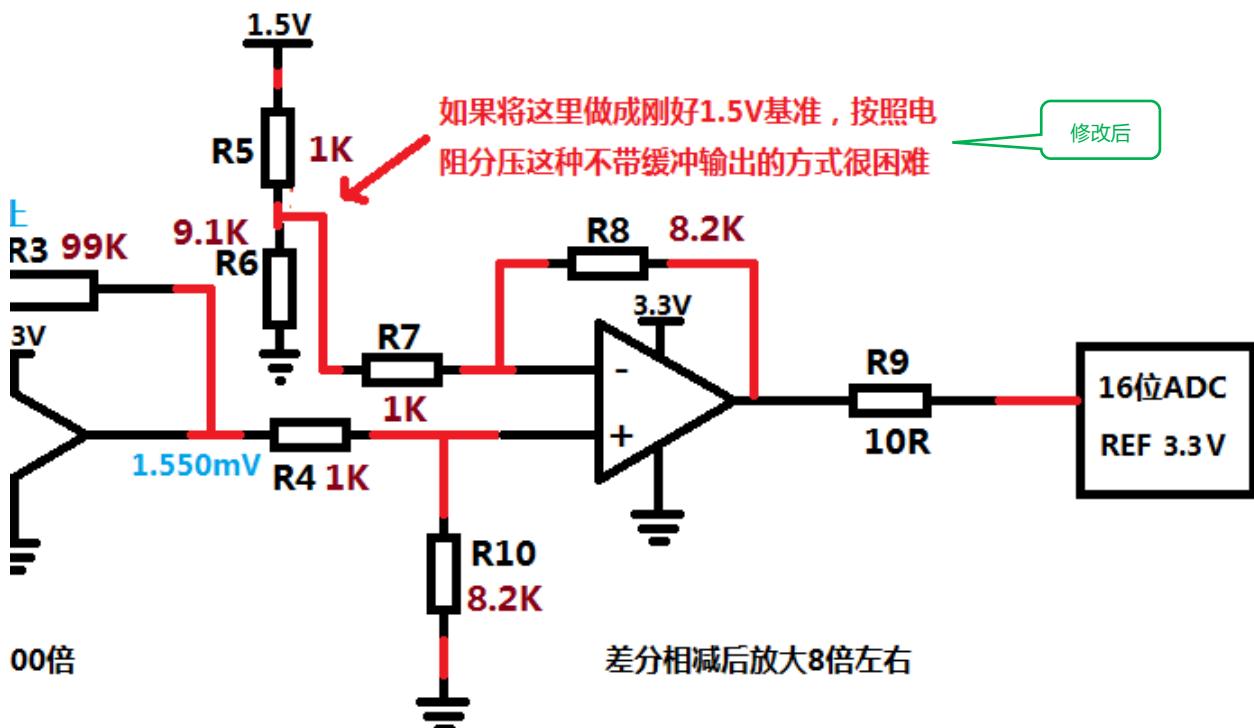
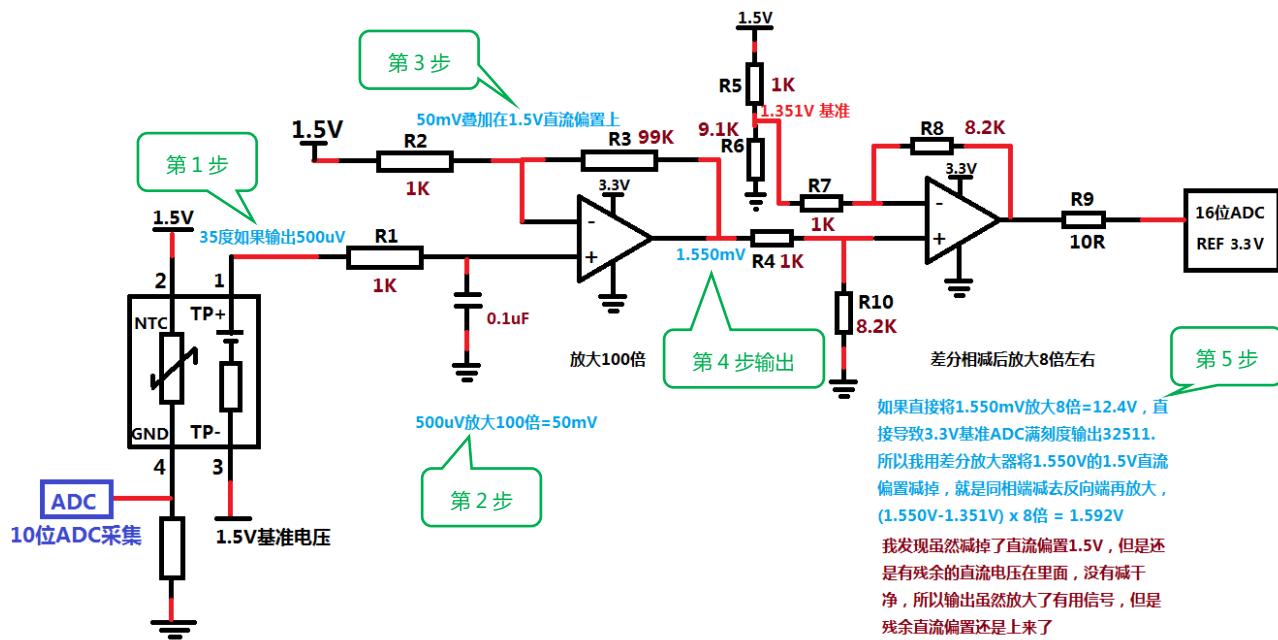
所以我们要放大的就是这个 5~10uV 的变化电压

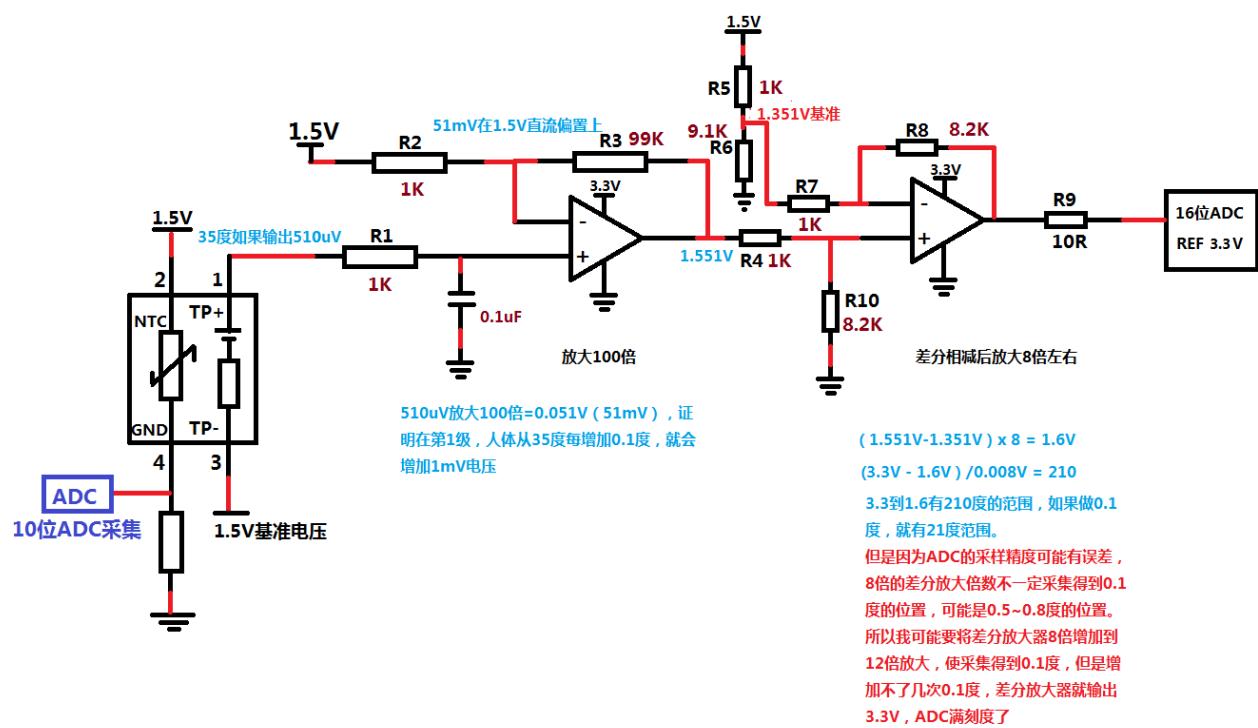
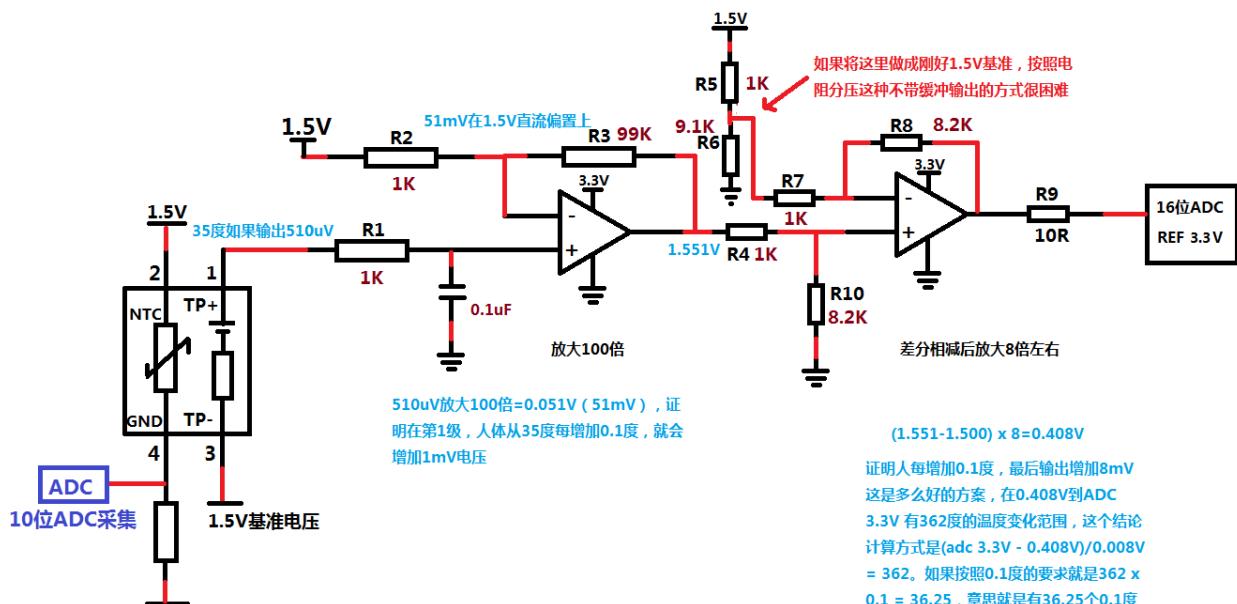
热电堆输出电阻

热电堆电阻 Thermopile resistance	80	98	115	KΩ
--------------------------------	----	----	-----	----

这个就是热电堆输出电阻，这个电阻是越小越好。你发现这个输出电阻有 100K 欧，所以为什么运放必须用同相放大输入就是这个原因，运放输入阻抗必须比这个热电堆输出电阻高，那就只有用同相输入。

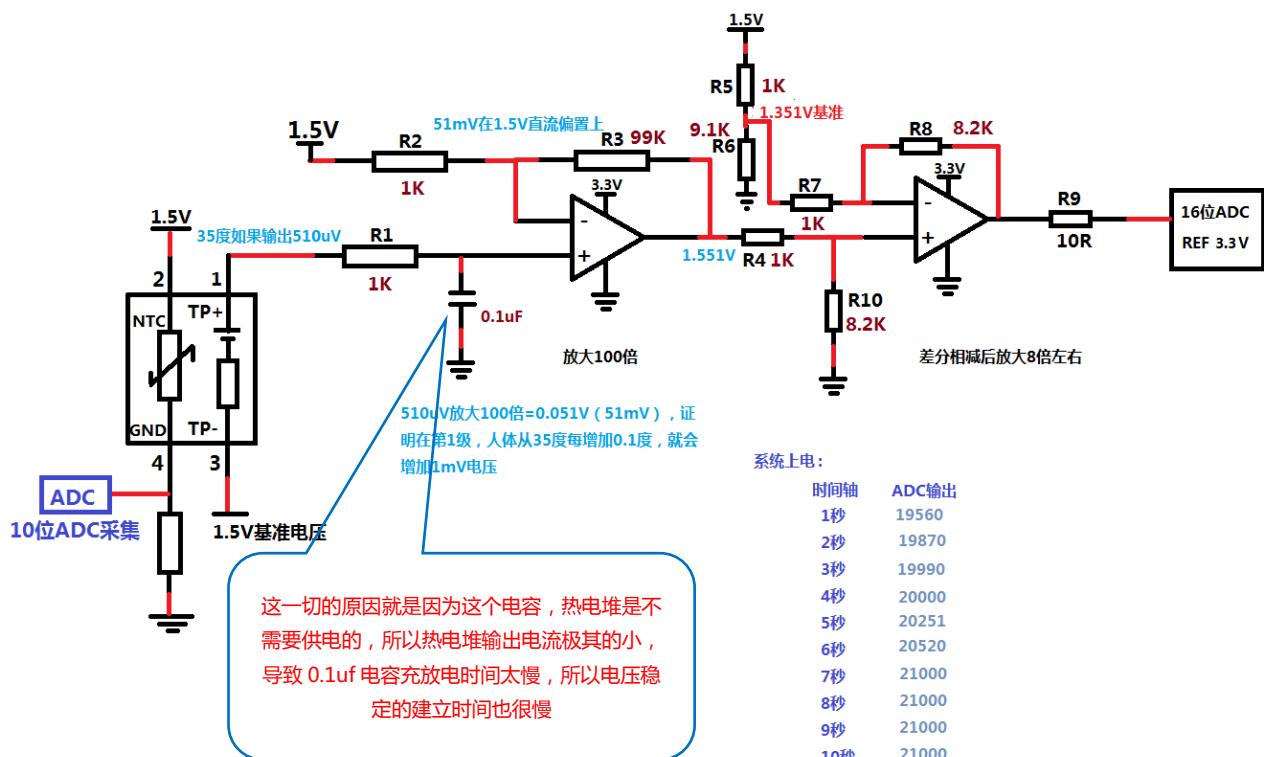
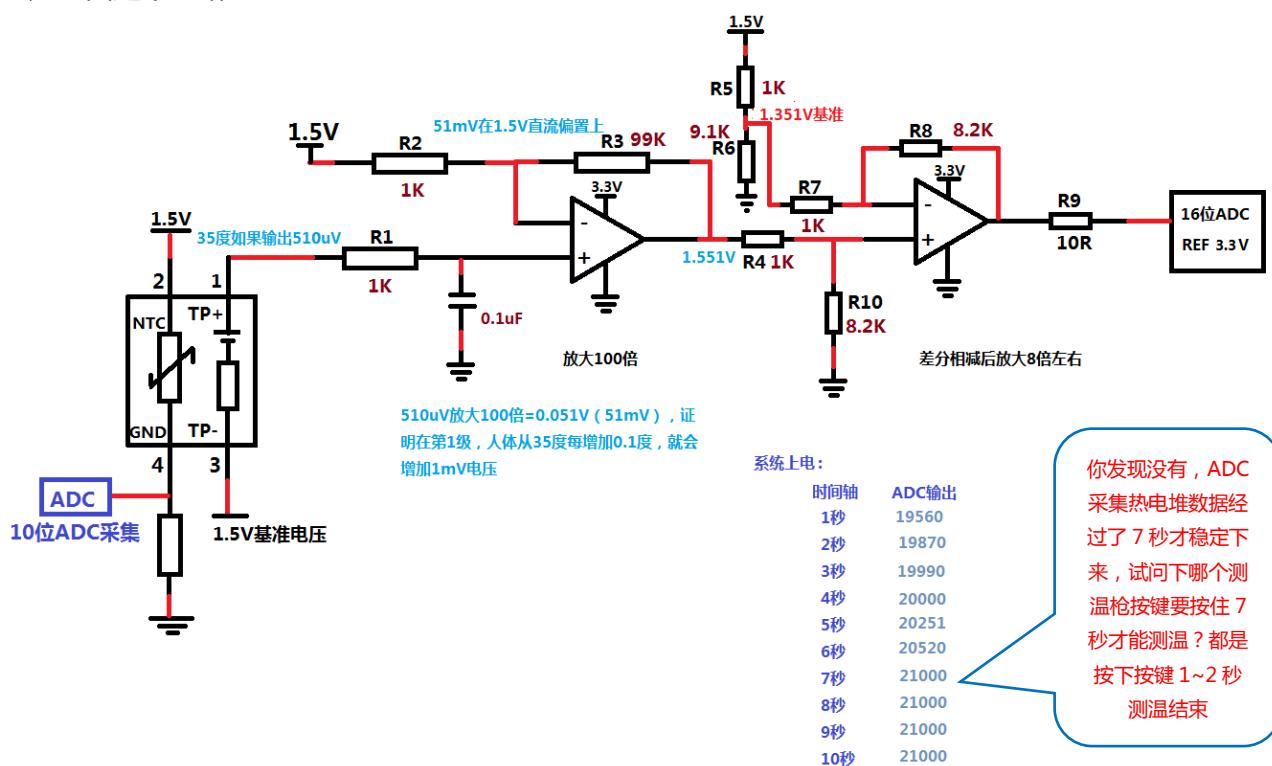
电路错误设计 1



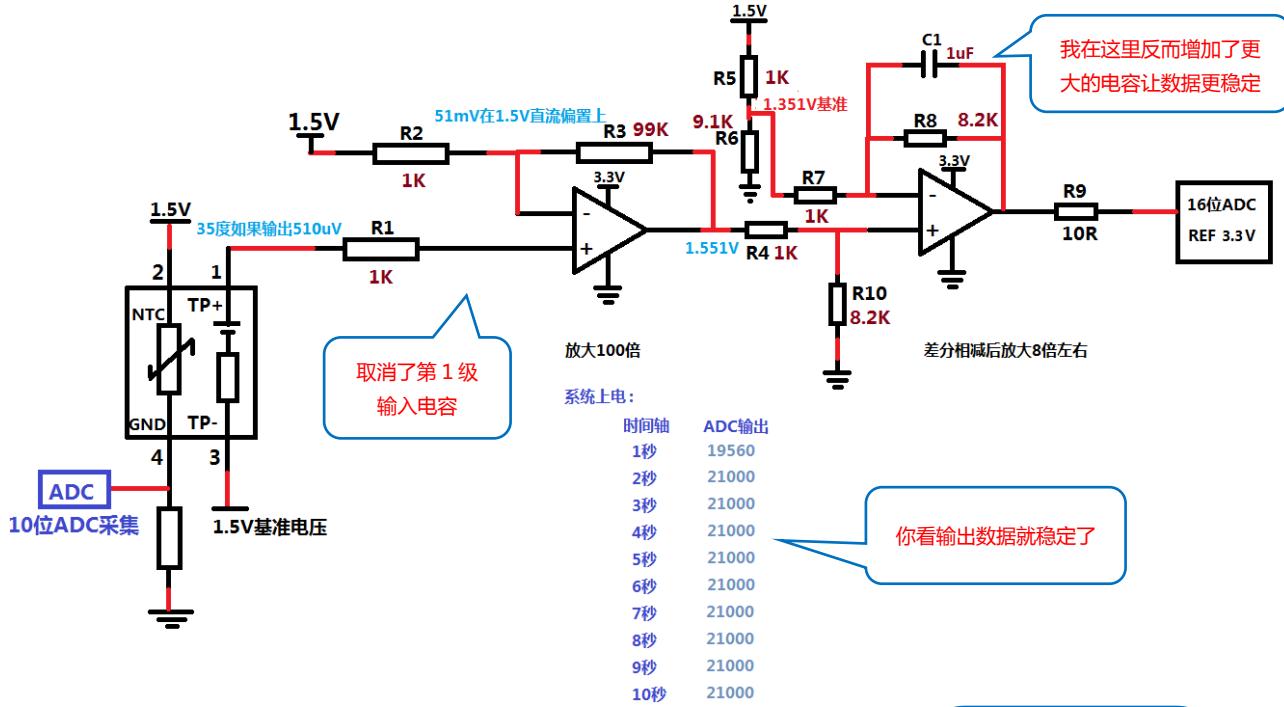


电路设计错误 2

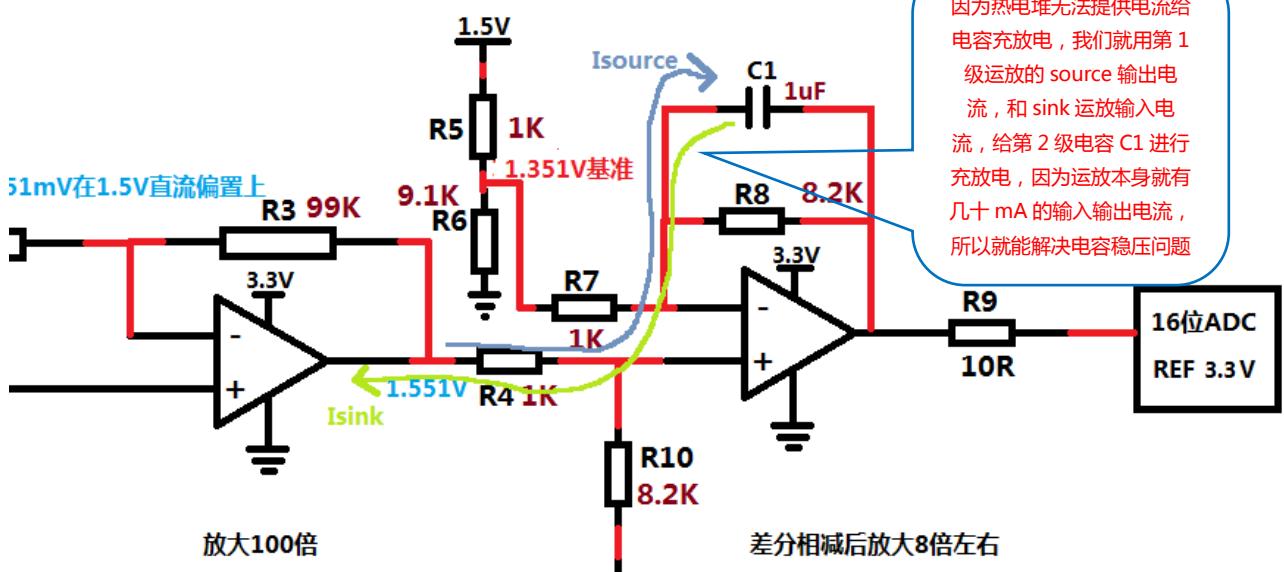
还是上面这个电路



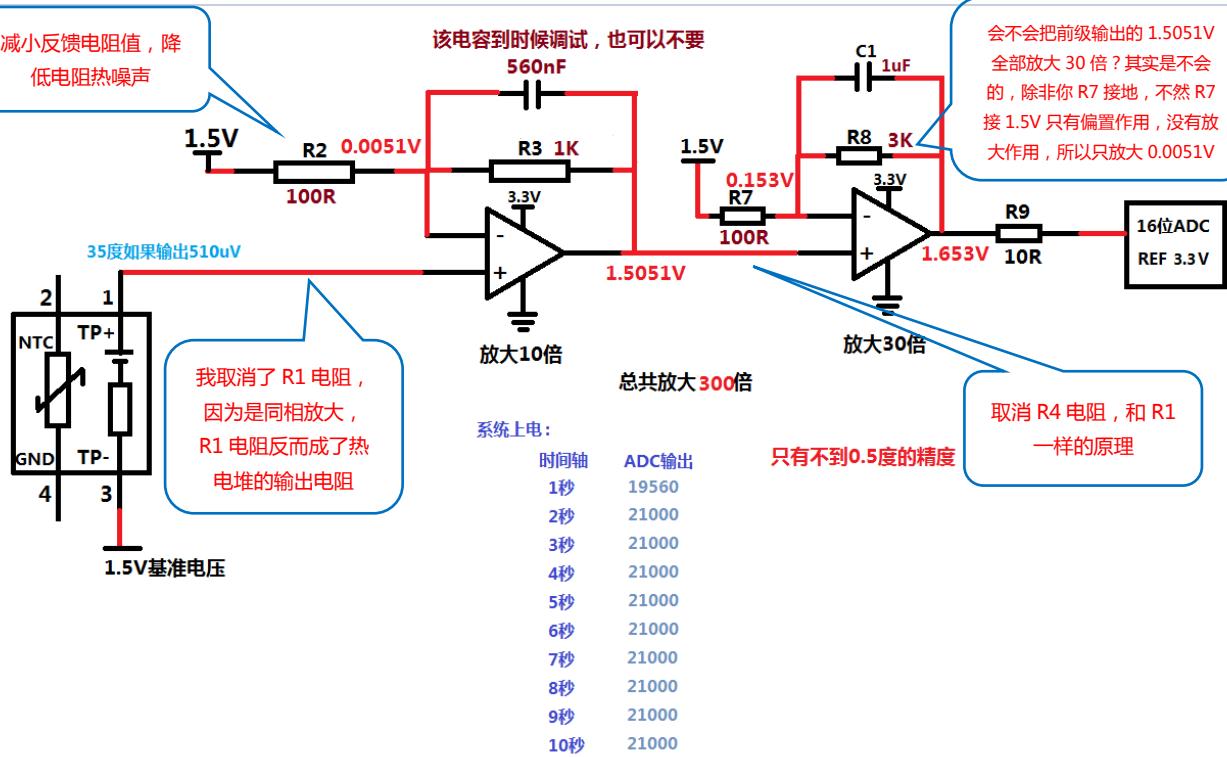
之所以我给热电堆供电 1.5V 基准电压，并不是为了提高热电堆输出电流，而是让热电堆有个稳定的冷端电压参考点。



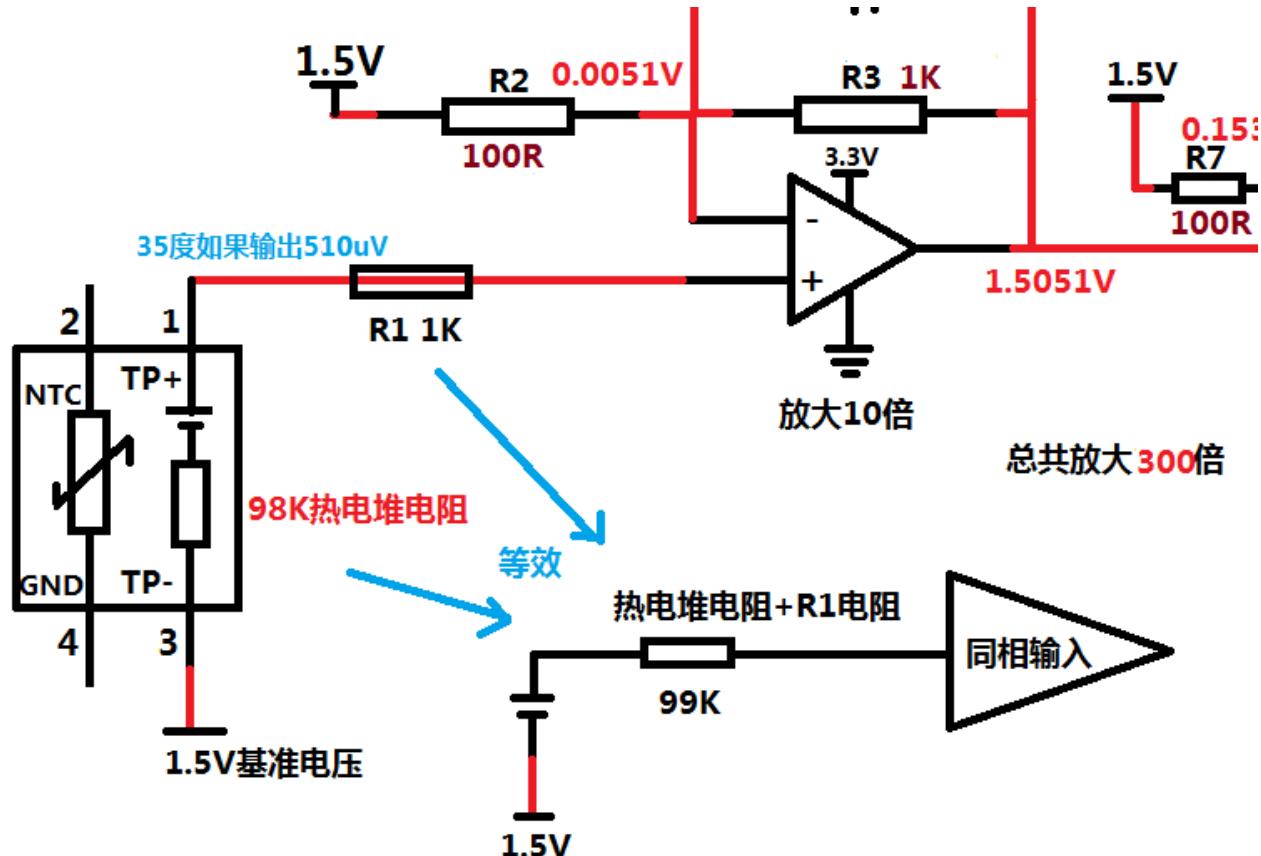
这是为什么呢？



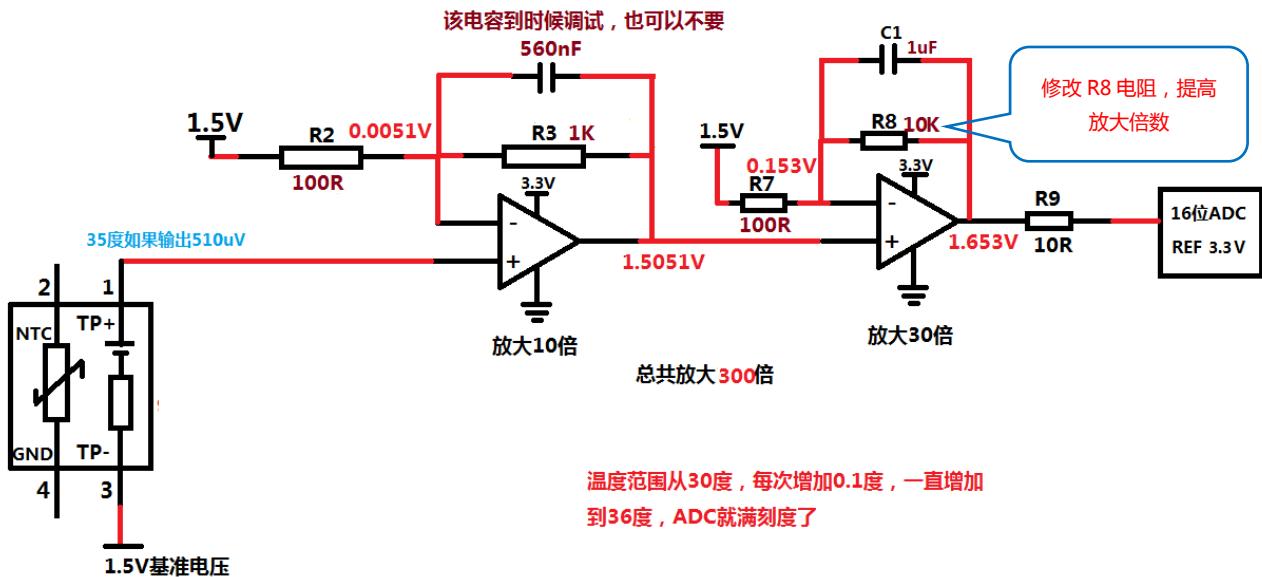
将电路 1 和电路 2 进行改正后得到正确的电路



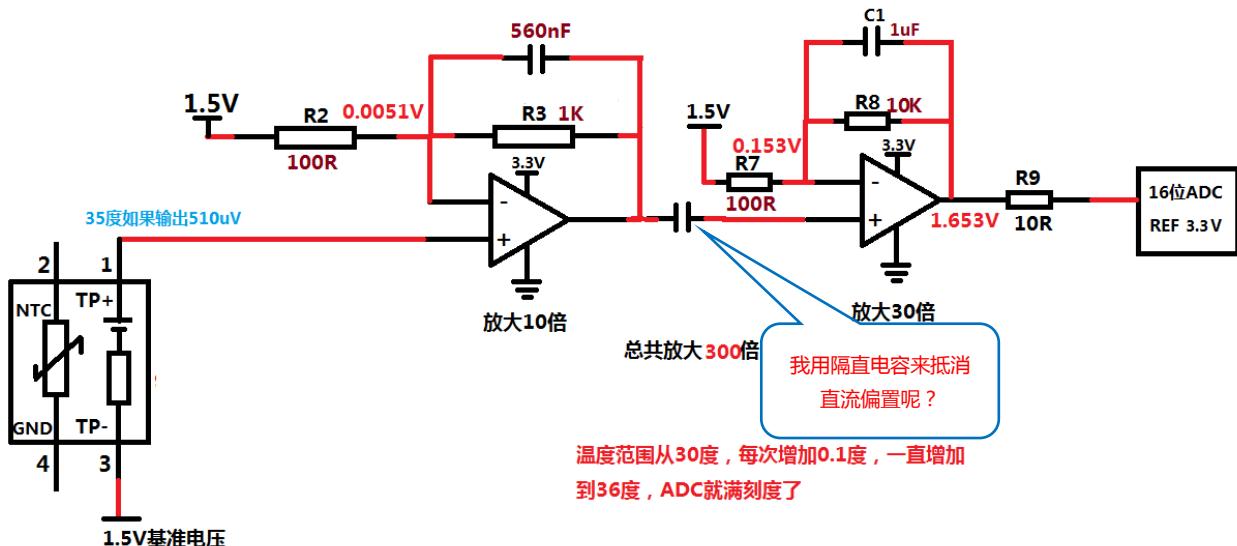
R1 电阻等效图如下



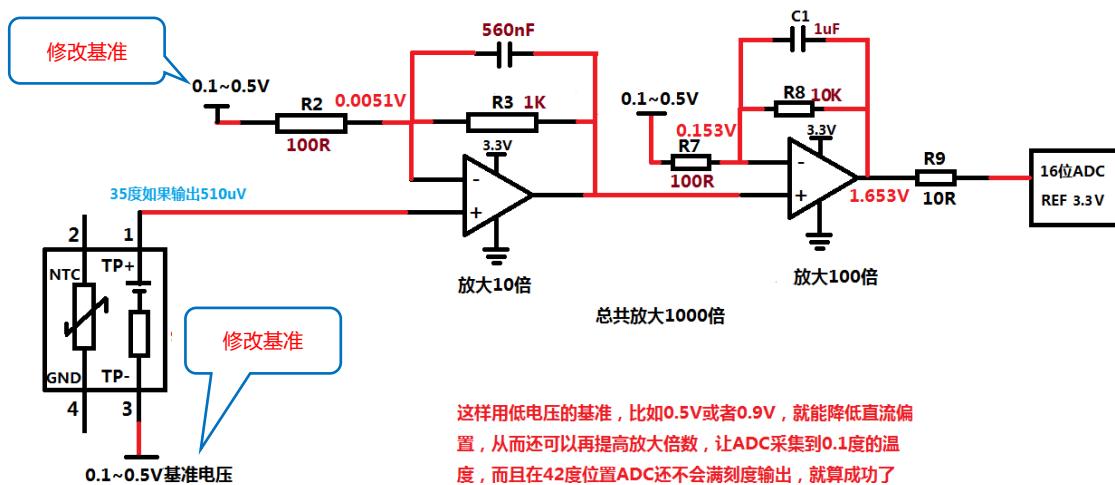
如果想提高精度，采集 0.1 度怎么办？



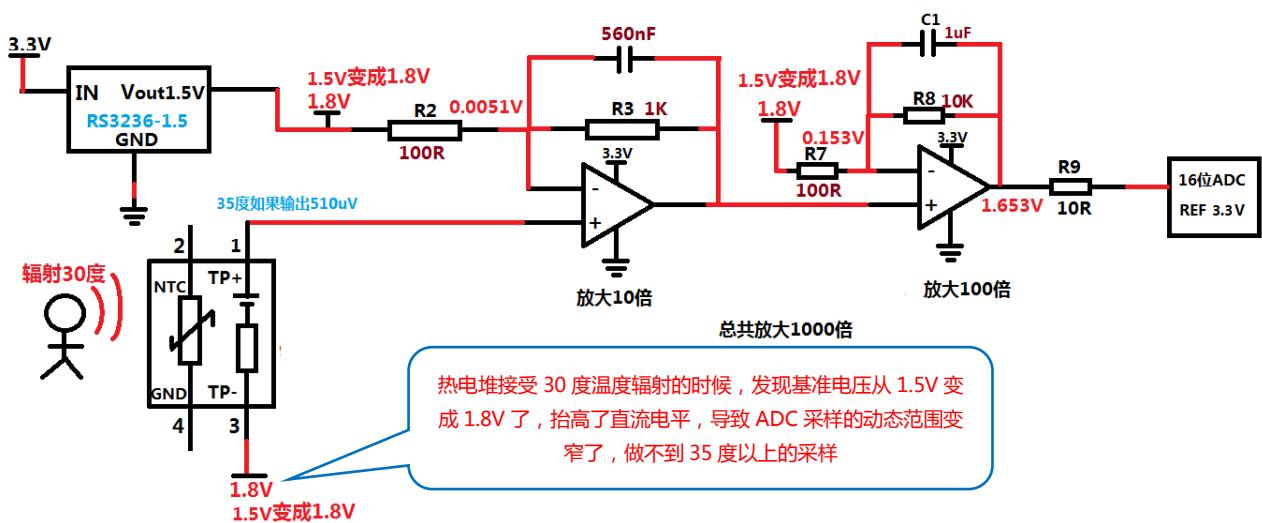
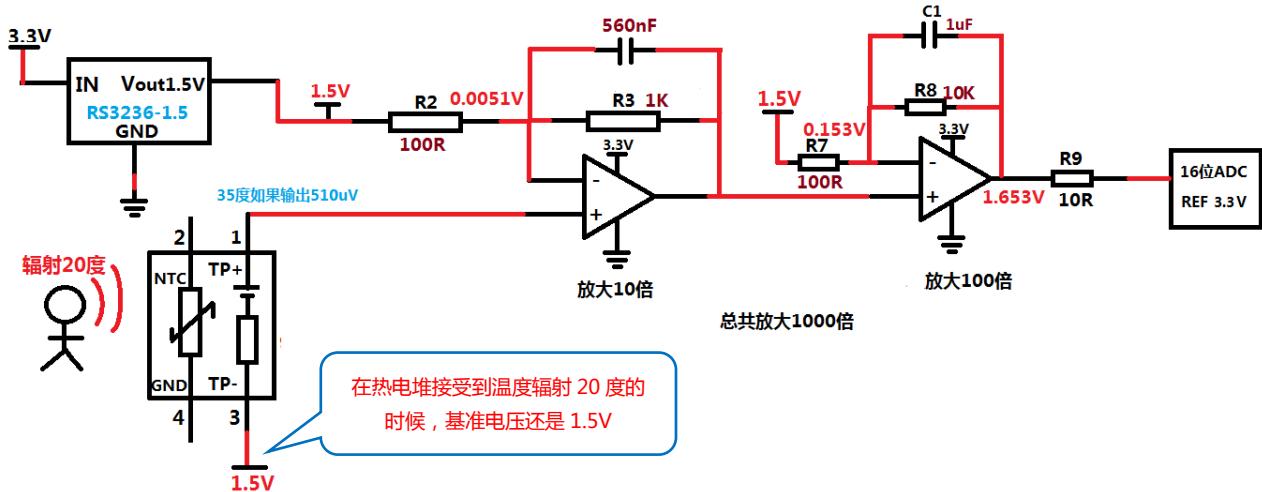
就算这样，也不过接近 0.2 度的精度。而且动态范围(也就是 36 度以上的温度)采集不到了。



加隔直电容没有用，因为第二级的 1.5V 直流偏置还在，而且隔直电容是解决交流信号直流偏置的，热电堆属于直流信号，所以还是要降低基准电压最稳妥。

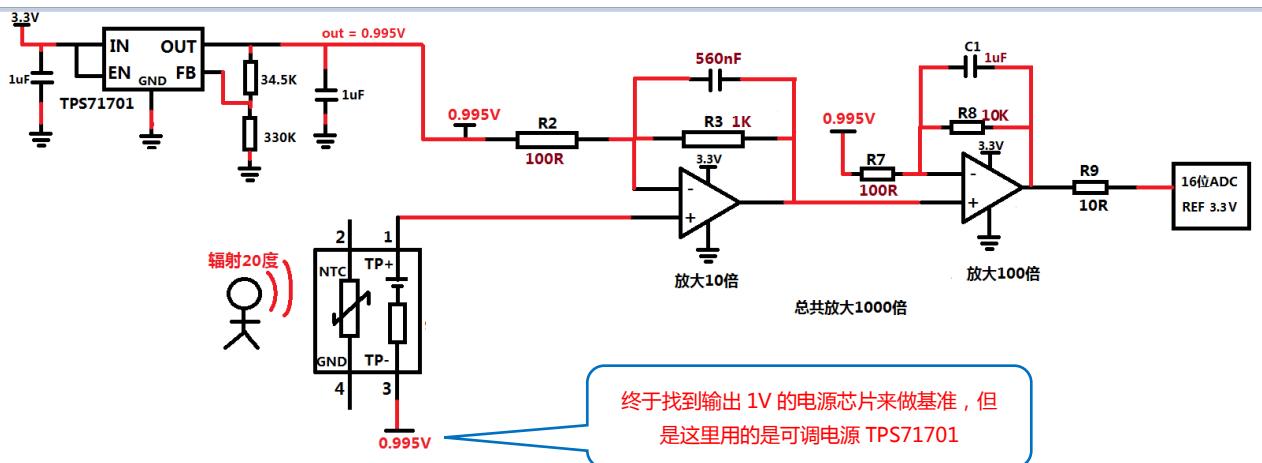


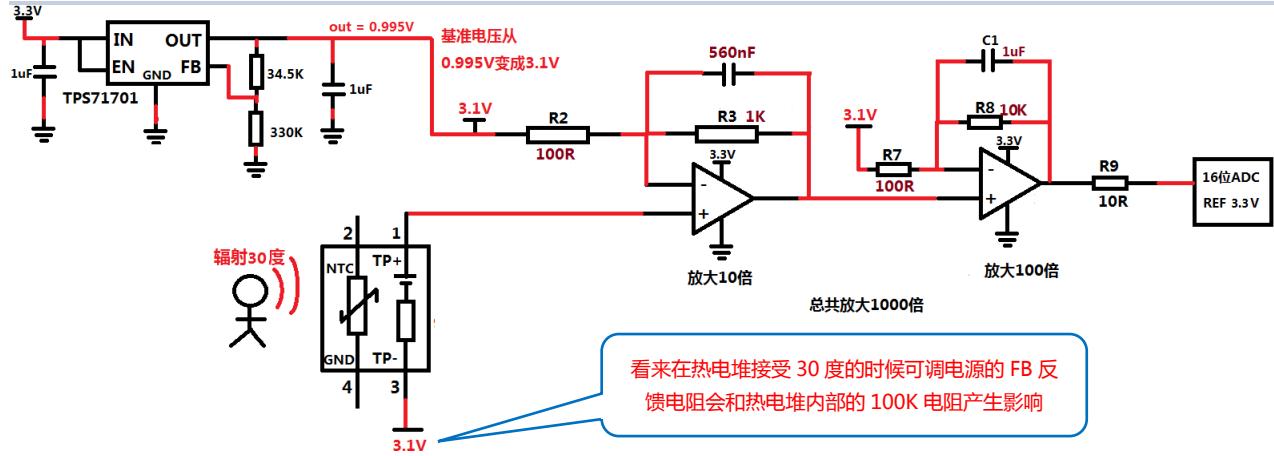
热电堆基准源选择问题



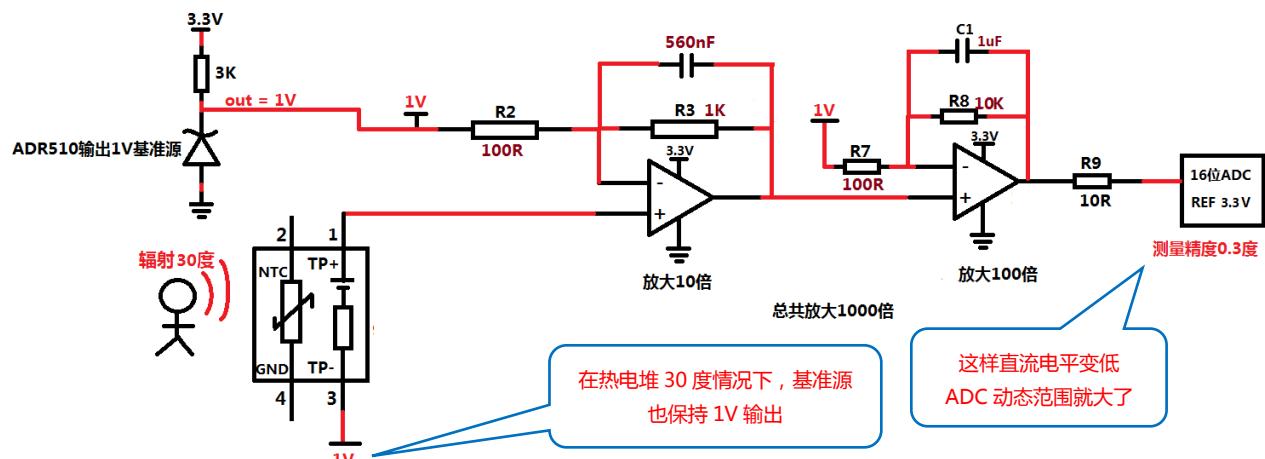
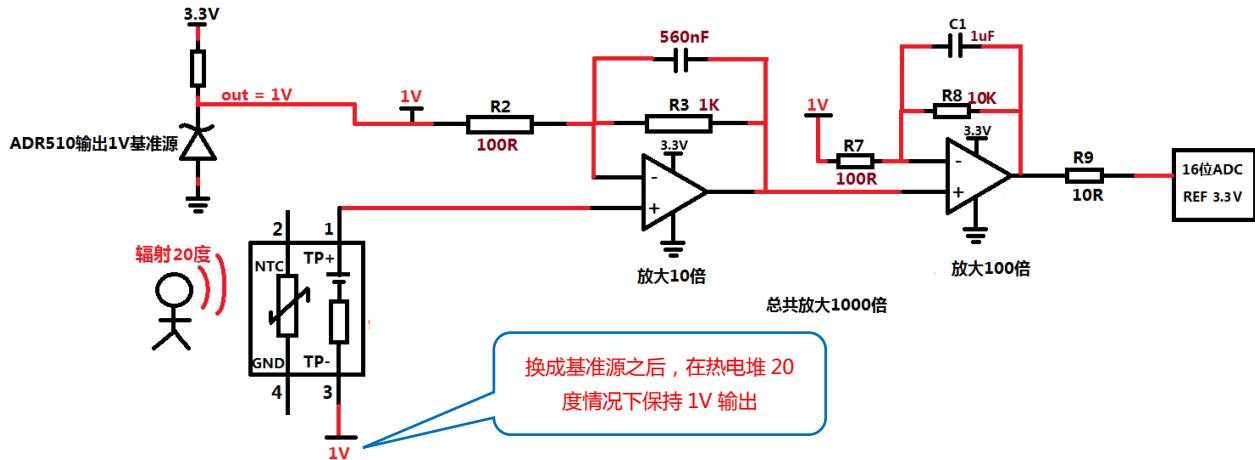
这个原因是因为 RS3236-1.5 这颗电源芯片造成的，因为热电堆内阻很大，100 多 K，所以导致了 RS3236-1.5 这个电源无法稳住原来的 1.5V 电压，至于为什么稳不住，我也不知道。

现在要用低压基准源来提高 ADC 动态范围





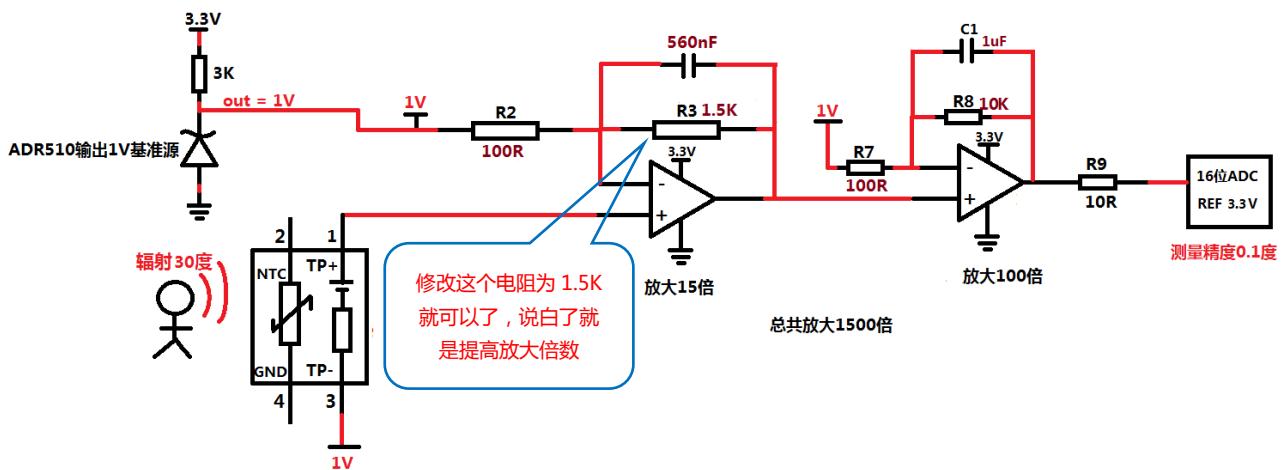
这样看来可调电源和 RS3236 固定电源都不行，怎么办呢？



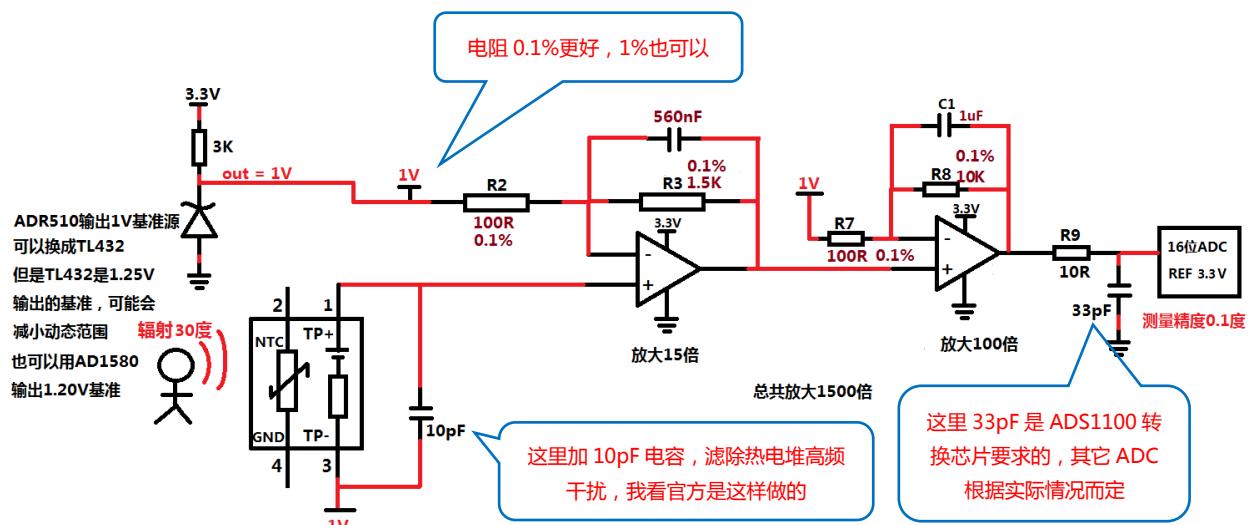
为什么基准电压源就比固定稳压芯片和可调稳压芯片稳定呢？

这可能是只有基准源才能满足热电堆这种高内阻元器件的供电。

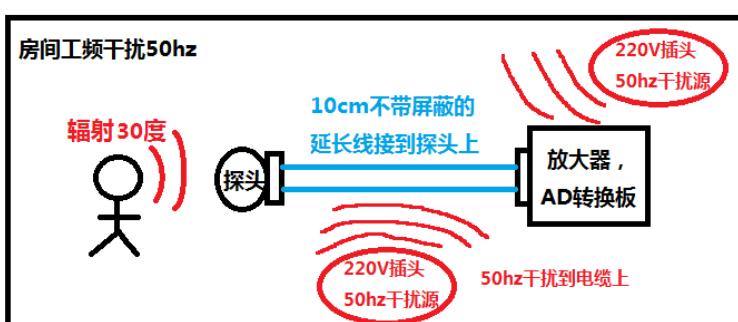
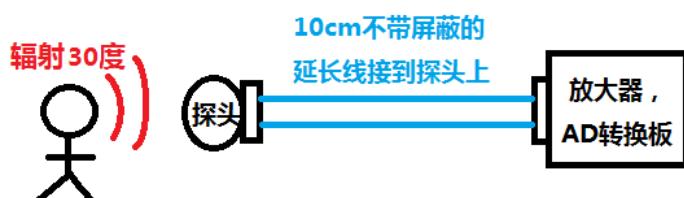
我想测量精度在 0.1 度的范围怎么办？

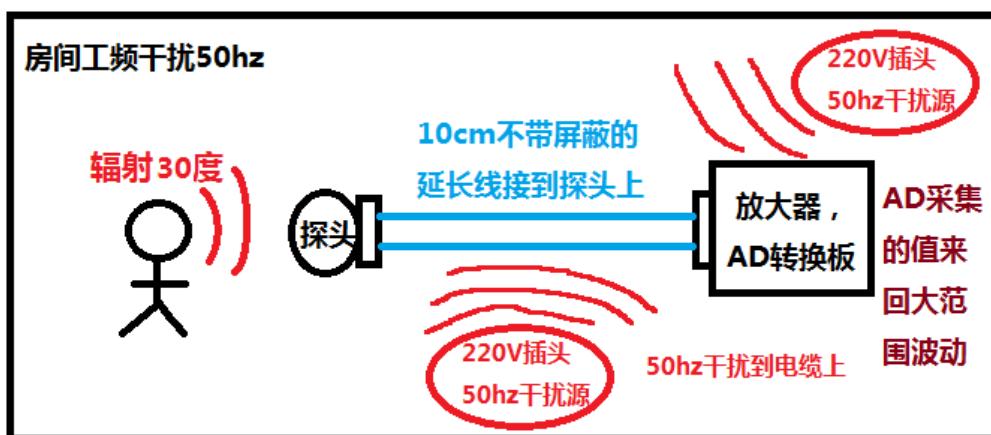
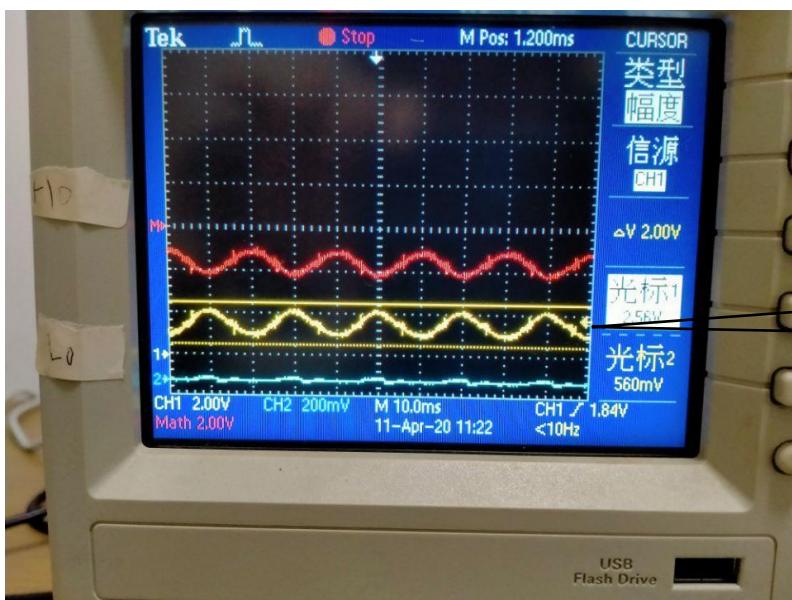
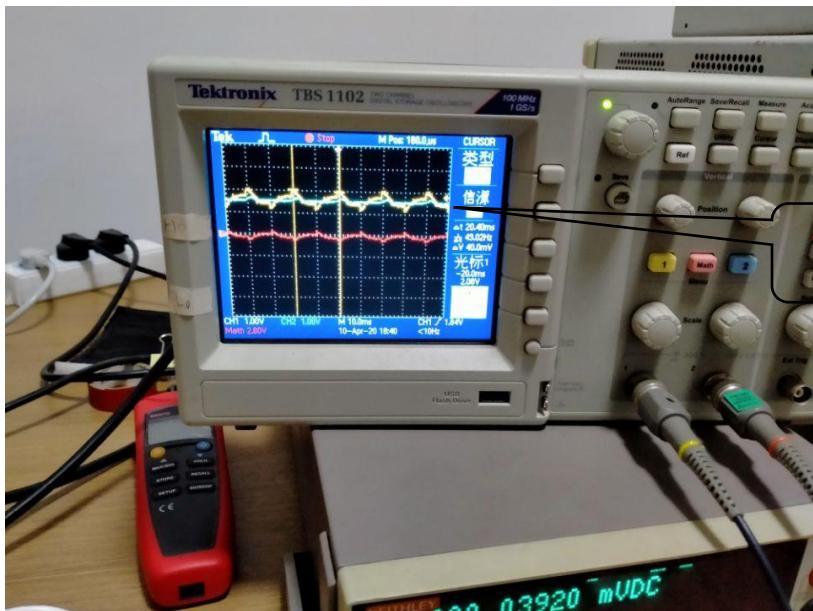


下面来完善热电堆电路



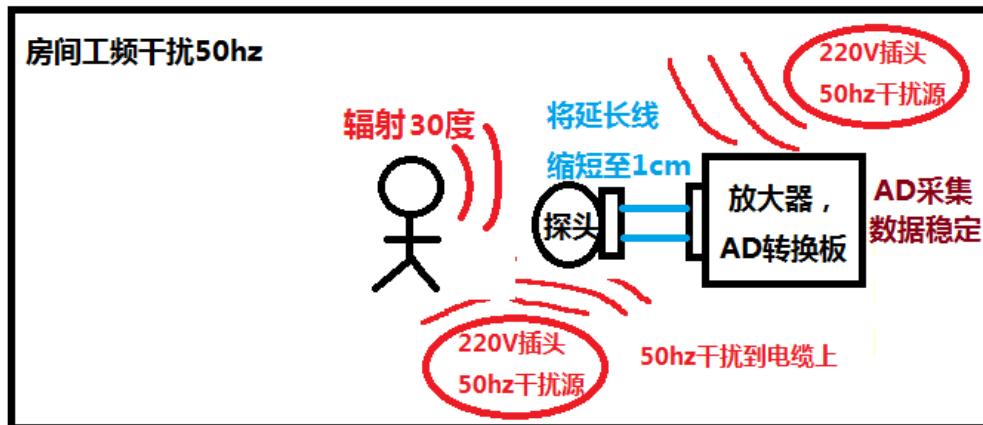
下面来讲讲热电堆工频干扰问题





ADC值
30度 1秒 23011
2秒 23511
3秒 24000
4秒 24511
5秒 23511
6秒 23011
7秒 29511
8秒 29011
9秒 23511

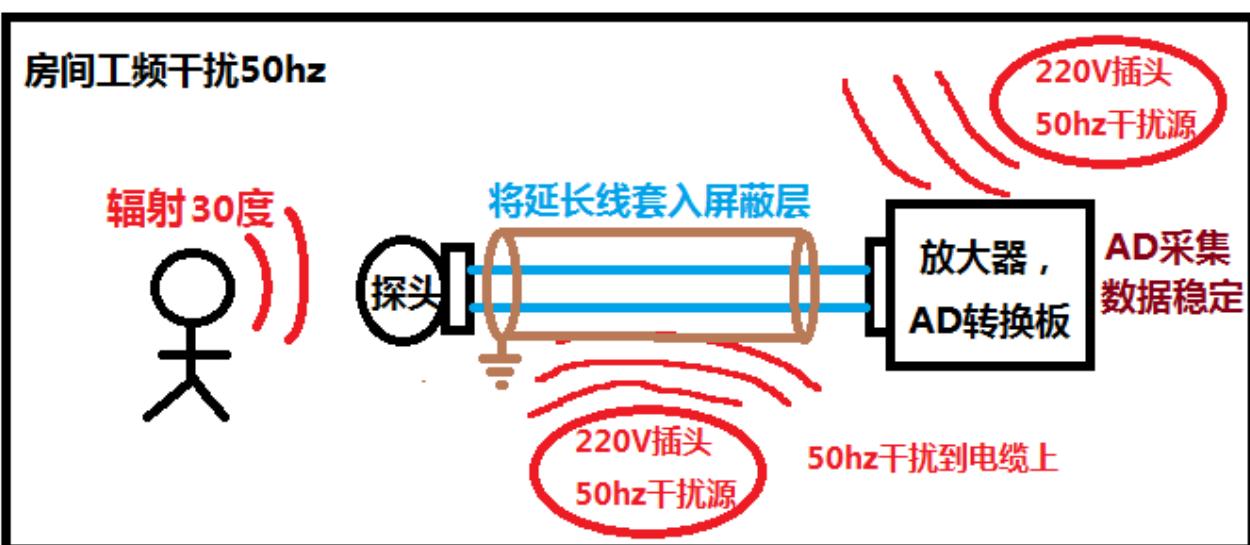
改进工频干扰方法 1



	ADC值
30度 1秒	23011
2秒	23511
3秒	23011
4秒	23511
5秒	23011
6秒	23511
7秒	23011
8秒	23511
9秒	23011

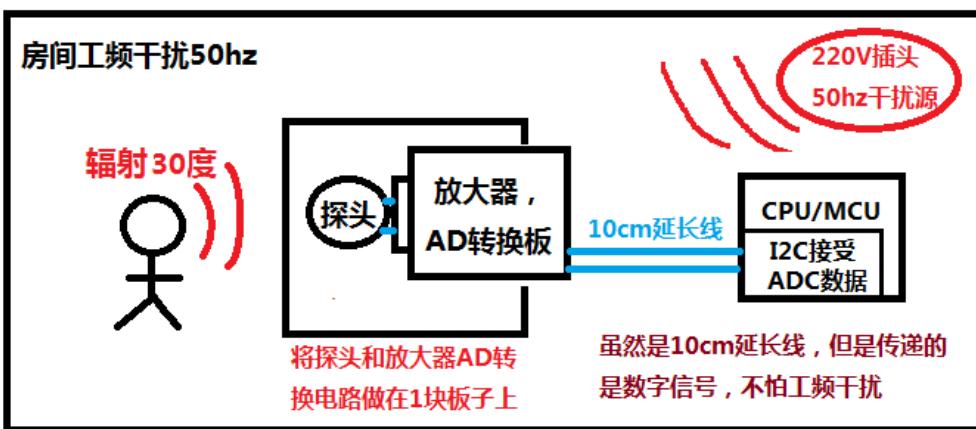
缩短延长线，发现数据 ADC 值稳定了

改进工频干扰方法 2



给电缆加屏蔽层，这种效果如何我还没有试过

改进工频方法 3



	ADC值
30度 1秒	23011
2秒	23511
3秒	23011
4秒	23511
5秒	23011
6秒	23511
7秒	23011
8秒	23511
9秒	23011

除了上面这三种，还有一种就是前级探头的电路板只负责把模拟信号放大，将放大后的信号经过延长线传递给 CPU/MCU 主板上的 AD 采集，这种没试过，不晓得效果如何。

热电堆测温标定算法

热电堆测量温度公式:

$$\begin{aligned} V_{out} &= K \times [(T_t + 273.13)^4 - (T_a + 273.13)^4] \\ &= K \times f(T_t, T_a) \\ &= K \times [f(T_t, T_{ref}) - f(T_a, T_{ref})] \end{aligned}$$

我们一般就用第1条公式

$$V_{out} = K \times [(T_t + 273.13)^4 - (T_a + 273.13)^4]$$

V_{out} : 热电堆输出电压值

K : 灵敏度系数(是常数)

T_t : 目标物体温度

T_a : 环境温度

使用方法:



先将黑体设置成你想要的温度，比如30度

$$V_{out} = K \times [(30 + 273.13)^4 - (25 + 273.13)^4]$$

已知黑体温度30度代入公式

温度传感器检测这时候环境温度，比如检测出来是25度，代入公式 T_a

$$V_{out} = K \times [(30 + 273.13)^4 - (25 + 273.13)^4]$$

根据ADC输出的数字量，转换成电压，得到 V_{out} 电压值

$$V_{out} = K \times [(30 + 273.13)^4 - (25 + 273.13)^4]$$

根据ADC输出的数字量，转换成电压，得到 V_{out} 电压值

这样就求得了K的系数

将K值保存在单片机存储区

标定完成后，实际使用时将K值和 V_{out} 值和 T_a 环境

温度值代入公式，就能得到目标温度

$$\text{已知} = K \times [(? + 273.13)^4 - (\text{已知} + 273.13)^4]$$

已知

目标温度未知

所以目标温度就是这样算出来的

一个优秀的热电堆传感器要求 $T_t = T_a$ 的时候， $V_{out} = 0$
K为常数，不随温度环境而改变

NTC 电阻计算

NTC 电阻测量环境温度公式：

$$R_{th}(T) = R_{25} \times e^{\{B \times [(\frac{1}{T+273.13}) - (\frac{1}{25+273.13})]\}}$$

$R_{th}(T)$: NTC 变化电阻值

B : NTC 热敏电阻 B 值

R_{25} : NTC 在 25°C 时候的电阻值

如何实际使用这个公式呢？

例如：买了个 NTC 电阻，环境温度 25°C 时，阻值为 100kΩ

该 NTC 常数 B 值为 3950

根据公式 $R_{th}(T) = R_{25} \times e^{\{B \times [(\frac{1}{T+273.13}) - (\frac{1}{25+273.13})]\}}$

$$R_{th}(T) = 100K \times e^{\{3950 \times [(\frac{1}{T+273.13}) - (\frac{1}{25+273.13})]\}}$$

↑
在 25 度环境下测量出 $T = 25$ 度

$$R_{th}(T) = 100K \times e^{\{3950 \times [(\frac{1}{T+273.13}) - (\frac{1}{25+273.13})]\}}$$

↑
25 度阻值 100K 是常数 B 值也是常数

变化成其他环境温度，NTC 阻值会变，将阻值代入 R_{th} ，计算出 T ， T 就是测量出来的环境温度

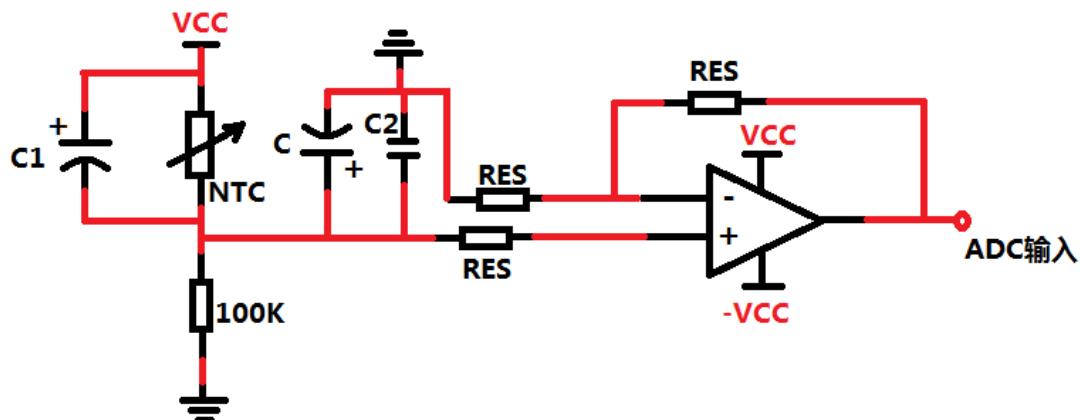


购买时，这里 100K 就是 NTC 25 度时的阻值，3950 就是 B 值



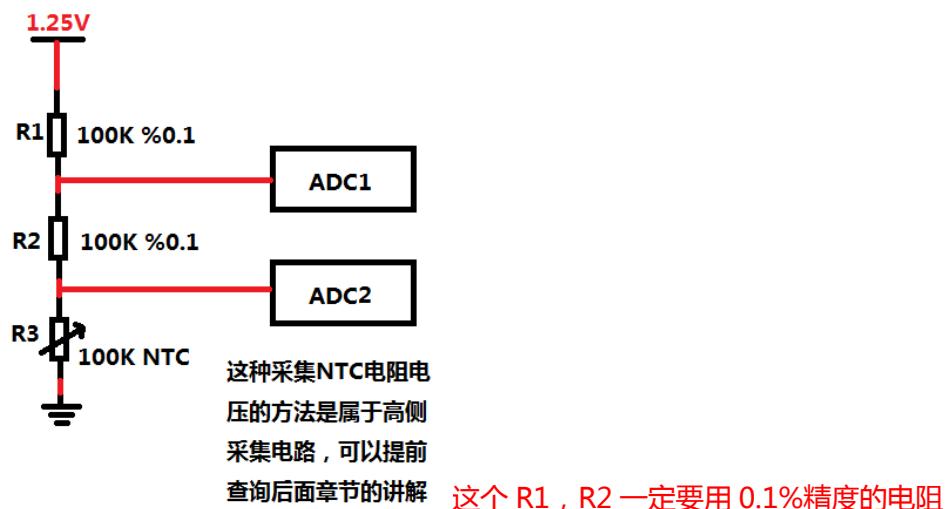
购买时，这里 50K 就是 NTC 25 度时的阻值，4050 就是 B 值

NTC 电阻检测电路

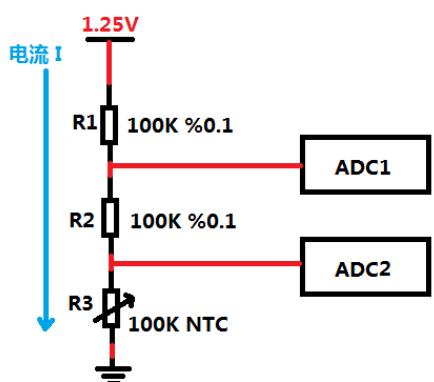


这是直接分压采集，同相放大。

NTC 电阻检测第 2 种方法



ADC 双通道采集 NTC 电路原理分析



$$\text{电流 } I = \frac{\text{ADC1电压} - \text{ADC2电压}}{R2} = \frac{\text{ADC2}}{R3}$$

因为等式两边都要相等才能满足电流 I

$$\text{那么 } \frac{\frac{\text{ADC2}}{\text{ADC1电压} - \text{ADC2电压}}}{R2} = R3$$

这个求出的 R3 就是 NTC 电阻值，根据查表就知道 NTC 阻值对应的环境温度

放大电路运放选型设计实例

设计要求：

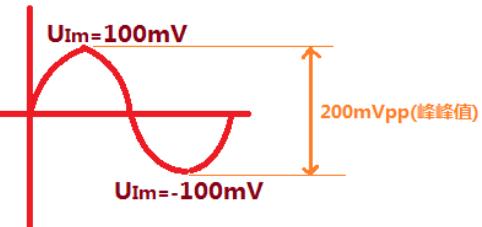
负载 $1\text{ k}\Omega$

主要看运放的 I_{sc} 指标

放大倍数128倍

$$\text{主要看 } A_u = \frac{U_o}{U_i} = 128$$

输入 1 kHz , 200 mVpp 正弦波，要求增益精度 1% \Rightarrow



那么最大值(U_{Im}) 100 mV 放大128倍就是 12.8 V (V_{om})

两边峰峰值就是 25.6 V

我需要选择个正负 15 V 供电的运放，也就是 30 V 的电源范围

100 mV 直流电平，放大128倍，增益精度在 1%

$$V_{os} \times 128 < V_{\Delta} = 100\text{ mV} \times 128 \times 1\% = 12.8\text{ mV}$$

这就要求运放的 $V_{os} < 1\text{ mV}$

1 Khz 信号，放大128倍，GBW要求是多少？

运放最小 GBW > 128 khz (根据 $1\text{ khz} \times 128$ 倍放大来的)

实际中还需要留余量 $10\sim 100$ 倍，所以 GBW 最好选大于 5 M 的运放

运放放大后输出电压在 25.6 Vpp ，那么运放压摆率 SR 如何选？

$$SR = 2\pi V_{pk} f = 2 \times 3.14 \times 25.6\text{ Vpp} \times 1\text{ khz} = 0.16\text{ V/us}$$

实际应用中留 $10\sim 100$ 余量，因此最好选择 2 V/us SR 的运放

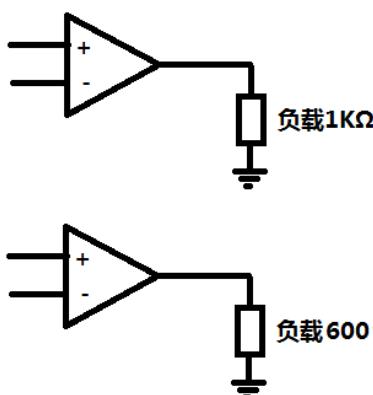
所以根据 $V_s > 30\text{ V}$, $V_{os} < 1\text{ mV}$, $GBW > 5\text{ Mhz}$, $SR > 2\text{ V/us}$ 这些已知参数

可以选择 OPA227, OPA209.....

我们在来看负载要求：

如果 负载 $1\text{ k}\Omega$

主要看运放的 I_{sc} 指标



运放供电 $V_{CC} > U_{om} + 2\text{ V}$

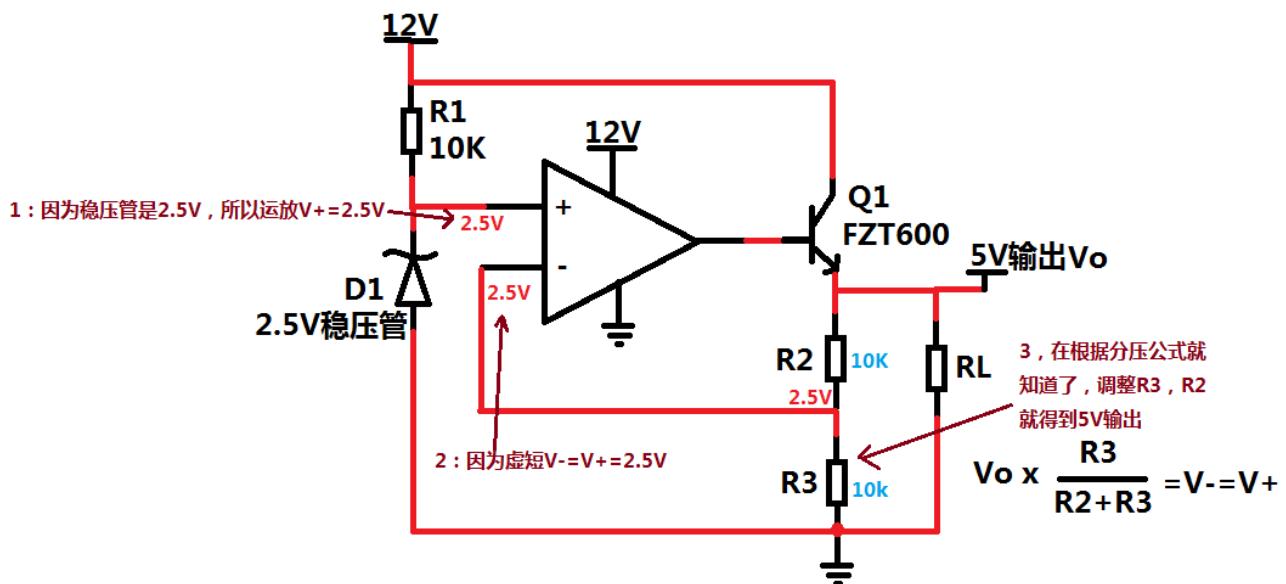
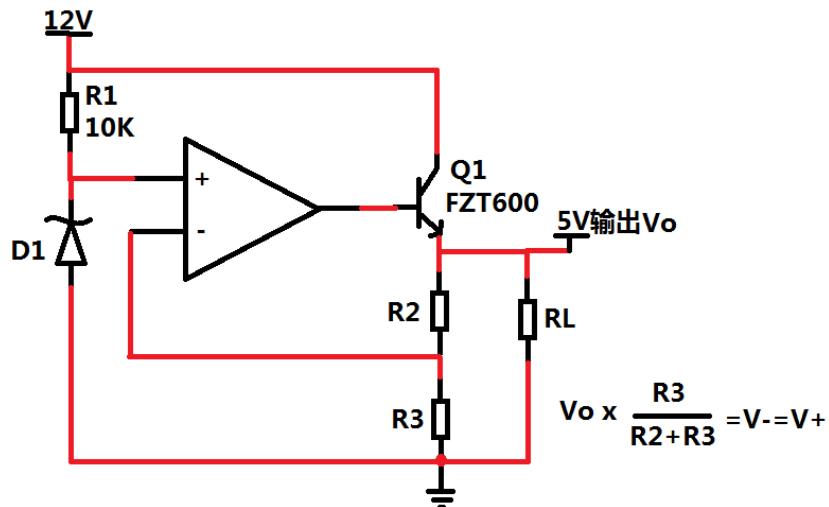
所以运放接不同的负载不同的供电电压是根据运放手册来的

OUTPUT		(V-) + 2	(V+) - 2
V_{o} Output	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		
	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	(V-) + 2	(V+) - 2
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C		
	$R_L = 600\text{ }\Omega$	(V-) + 3.5	(V+) - 3.5
	$R_L = 600\text{ }\Omega$	(V-) + 3.5	(V+) - 3.5
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C		

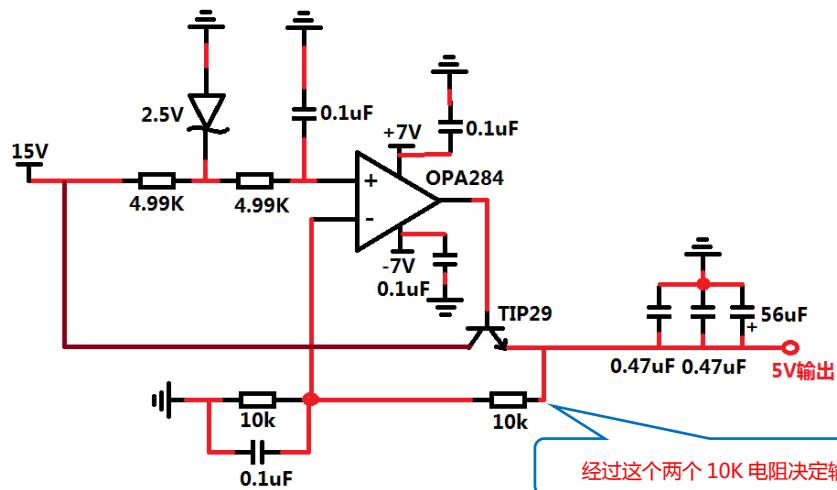
负载 600Ω 运放供电 $V_{CC} > U_{om} + 3.5\text{ V}$

运放实现线性电源

12V 降压 5V 输出的线性电源

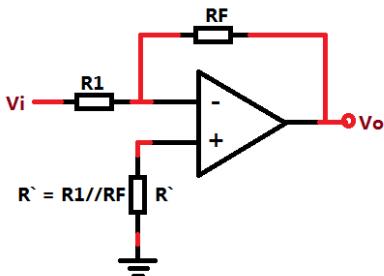


经过计算， $R_2=10K$, $R_3=10K$, $V_- = 2.5V$ 得到输出电压 5V

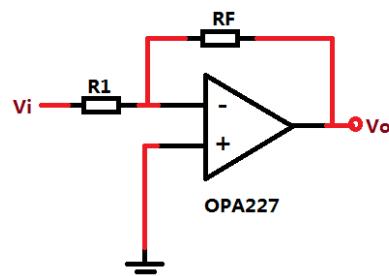


这就是工程中实际使用的电路，电容是必须要加的，为了稳定电源和抑制高频噪声。

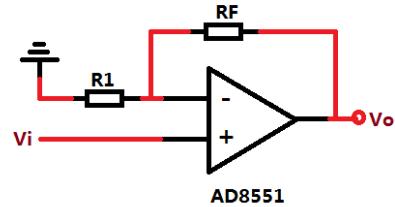
反向比例运放电路要不要加平衡电阻？



你看，在其它《电子电路模块化设计》文档里面都要求反向比例运放加平衡电阻 R' ，来解决输入偏置电流

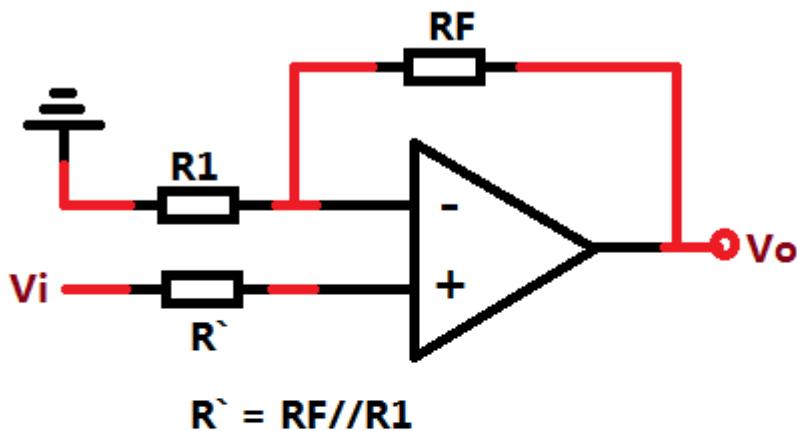


但是像OPA227这种运放内部集成了平衡补偿电路，那你就不需要外加平衡电阻 R' ，如果你外加了 R' ，反而会增加误差，所以用运放前，要看该运放手册和应用电路



像AD8551做同相输入，也是不需要加平衡输入电阻的，加了反而引起电阻误差

特殊同相比例放大器，放大倍数可以设置成小于 4 倍吗？



$$R' = RF//R_1$$

如果同相比例放大器要加平衡电阻，平衡
电阻 R' 公式和反向比例一样
常规运放同相比例放大倍数可以<4倍，但是有些运
放不允许同相比例放大倍数小于4倍

OPA847

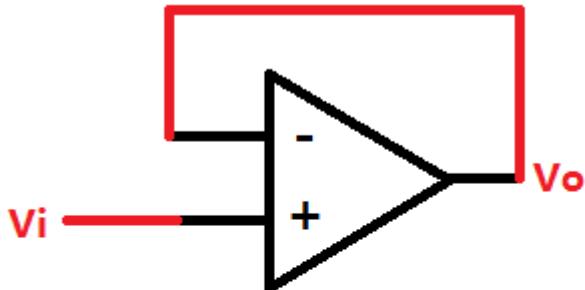
比如

FEATURES

- HIGH GAIN BANDWIDTH: 3.9GHz
- LOW INPUT VOLTAGE NOISE: 0.85nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- VERY LOW DISTORTION: -105dBc (5MHz)
- HIGH SLEW RATE: 950V/ μs
- HIGH DC ACCURACY: $V_{IO} < \pm 100\mu\text{V}$
- LOW SUPPLY CURRENT: 18.1mA
- LOW SHUTDOWN POWER: 2mW
- STABLE FOR GAINS ≥ 12

OPA847 要求使用该运放的电路中，放大倍数必须>12 倍，运放才稳定，不然运放会振荡。

任何运放都可以接成电压跟随器吗？

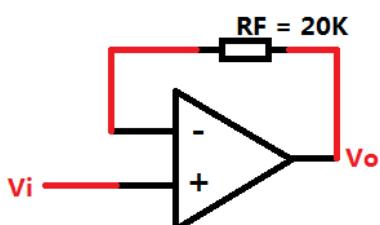


一般运放不能直接这样接，只有那些
数据手册写明了Unity-Gain Stable
(单位增益稳定)才能这样接

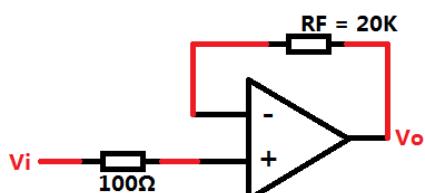
OPA627 and OPA637 Precision

1 Features

- Very Low Noise: $4.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 10 kHz
- Fast Settling Time:
 - OPA627—550 ns to 0.01%
 - OPA637—450 ns to 0.01%
- Low V_{OS} : 100- μV maximum
- Low Drift: 0.8- $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ maximum
- Low I_B : 5-pA maximum
- **OPA627: Unity-Gain Stable** 做跟随，可以让反向端和输出端短路
- **OPA637: Stable in Gain ≥ 5** 做放大，电路放大倍数必须大于 5 倍

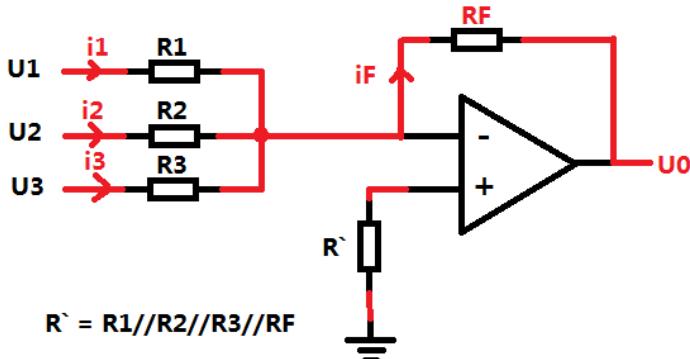


如果没有指明单位增益稳定的运放，就需要在反馈接入RF电阻，阻值在20K左右就可以了，如果是电流反馈型运放，就必须接RF电阻，才能做跟随器。当然你也可以买已经做成跟随器的运放

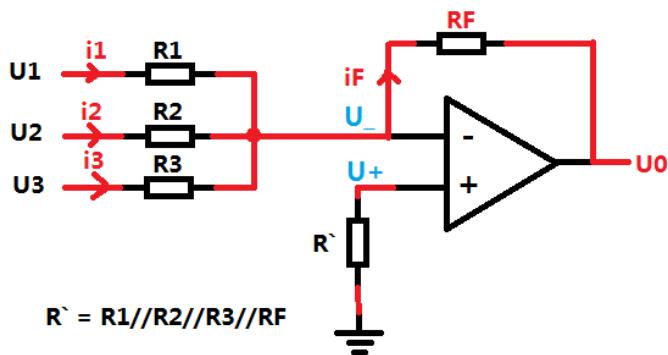


有些情况，做跟随的运放还需要在输入端串联100R的电阻

运放加法电路使用



这就是加法电路



根据虚短，虚断：

$$U_- = U_+ = 0$$

$$i_F = i_1 + i_2 + i_3$$

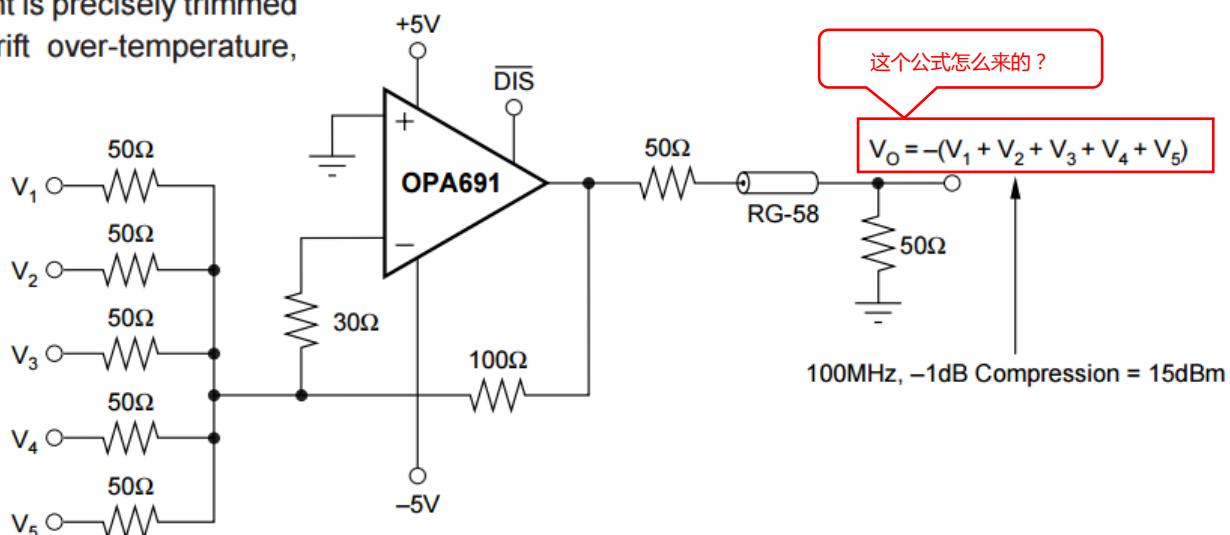
用电压表示如下：

$$\frac{-U_o}{RF} = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3}$$

$$\text{结论 } U_o = -\left(\frac{RF}{R_1}U_1 + \frac{RF}{R_2}U_2 + \frac{RF}{R_3}U_3\right)$$

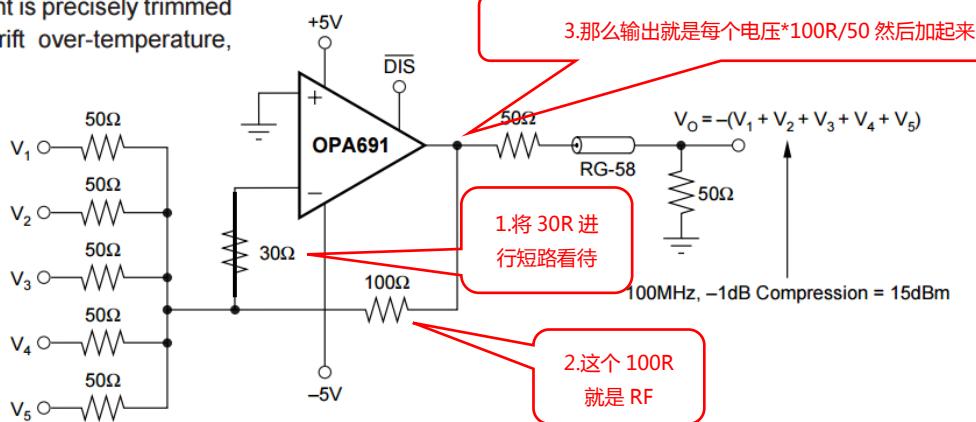
反向加法电路案例

nt is precisely trimmed
lrift over-temperature,



200MHz RF Summing Amplifier

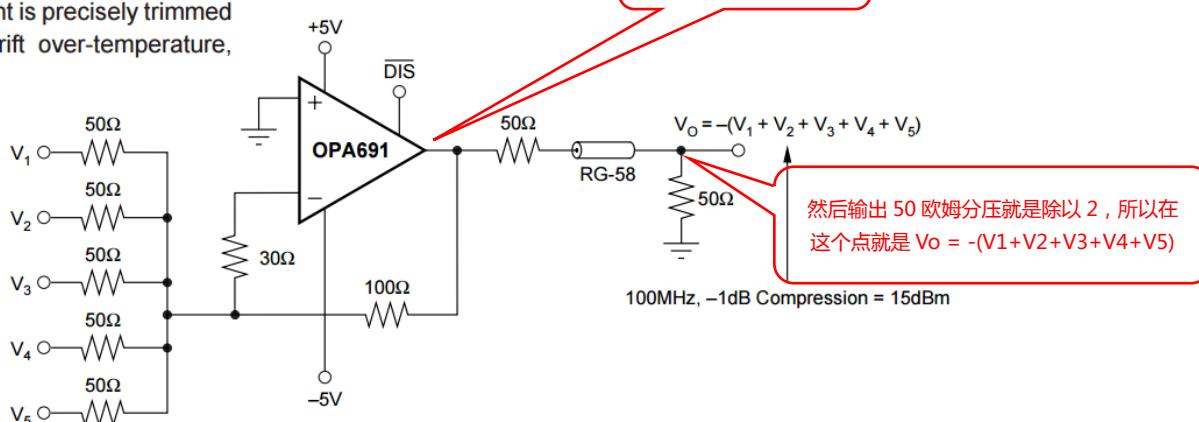
nt is precisely trimmed
l drift over-temperature,



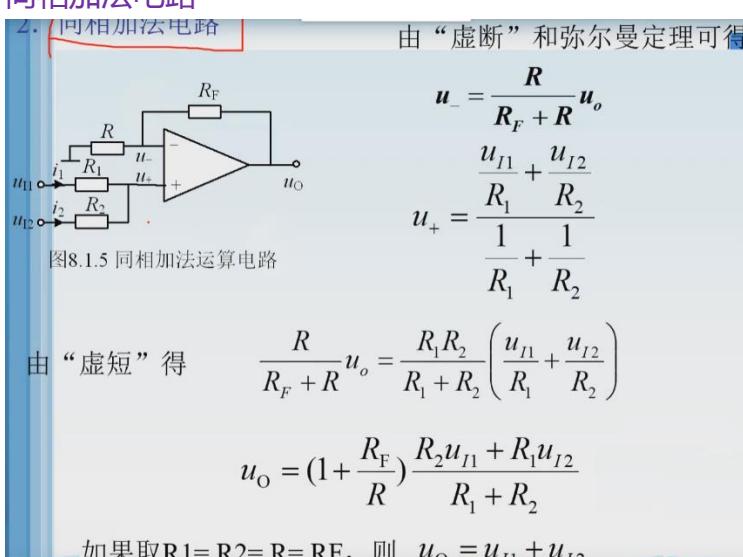
$$U_o = - \left(V1 \times \frac{100R}{50R} + V2 \times \frac{100R}{50R} + V3 \times \frac{100R}{50R} + V4 \times \frac{100R}{50R} + V5 \times \frac{100R}{50R} \right)$$

$U_o = - (2V1 + 2V2 + 2V3 + 2V4 + 2V5)$ 这个公式的结论在这个点的输出端

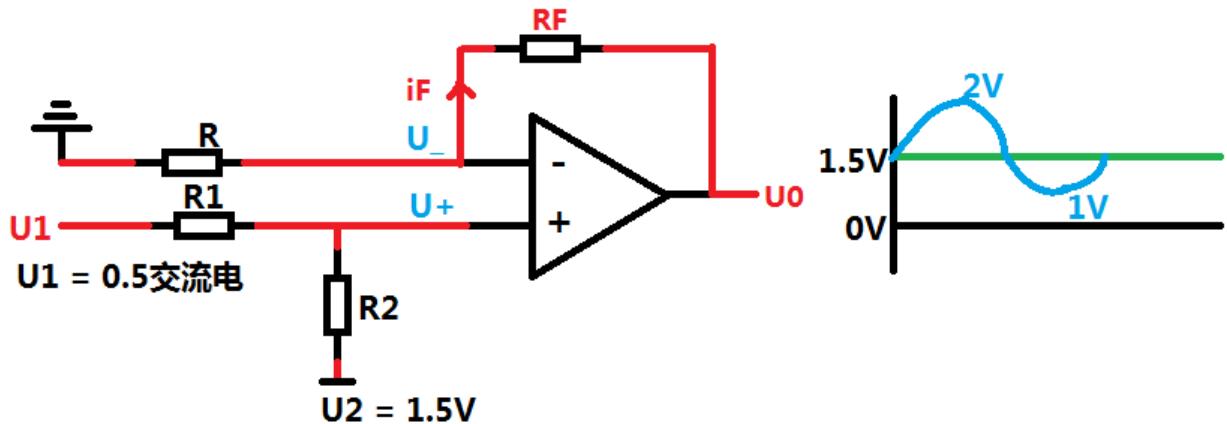
nt is precisely trimmed
l drift over-temperature,



同相加法电路

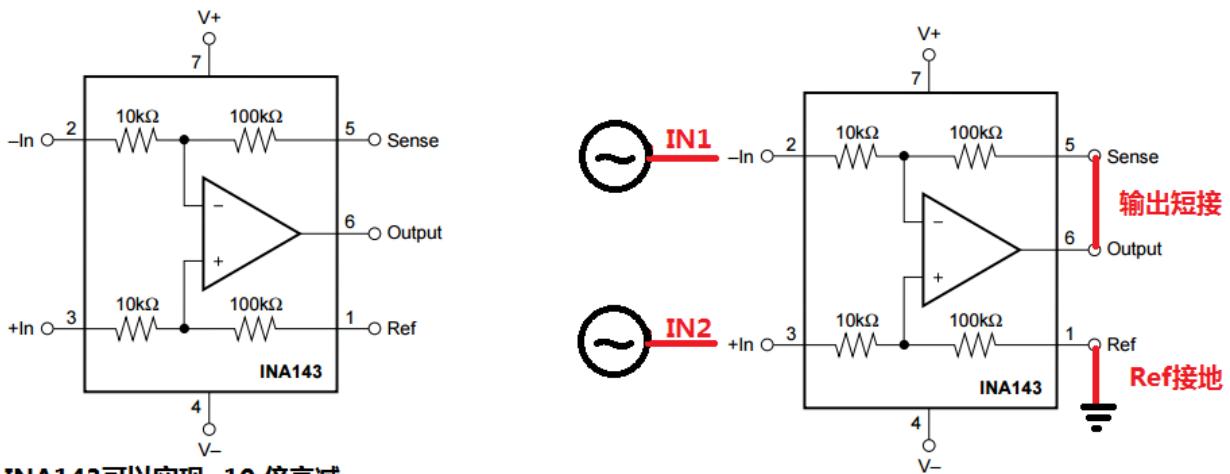


107 同相加法电路可以做直流偏置电路



所以同相加法电路其实可以做成直流偏置电路

专用减法电路

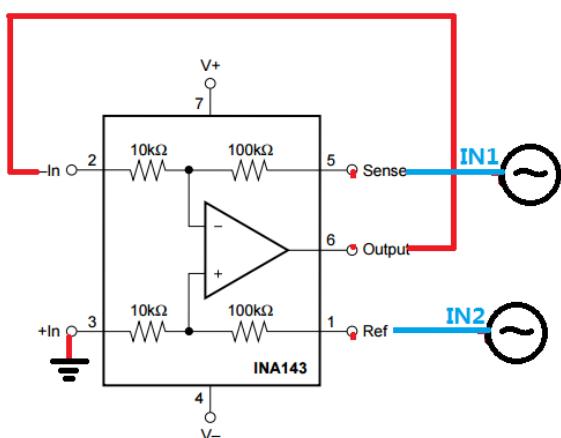


INA143可以实现 -10 倍衰减

可以实现 $-\frac{1}{10}$ 衰减

INA143内部电阻精度高于0.1%

$$\text{Output电压 } U_o = (IN2 - IN1) \times 10$$

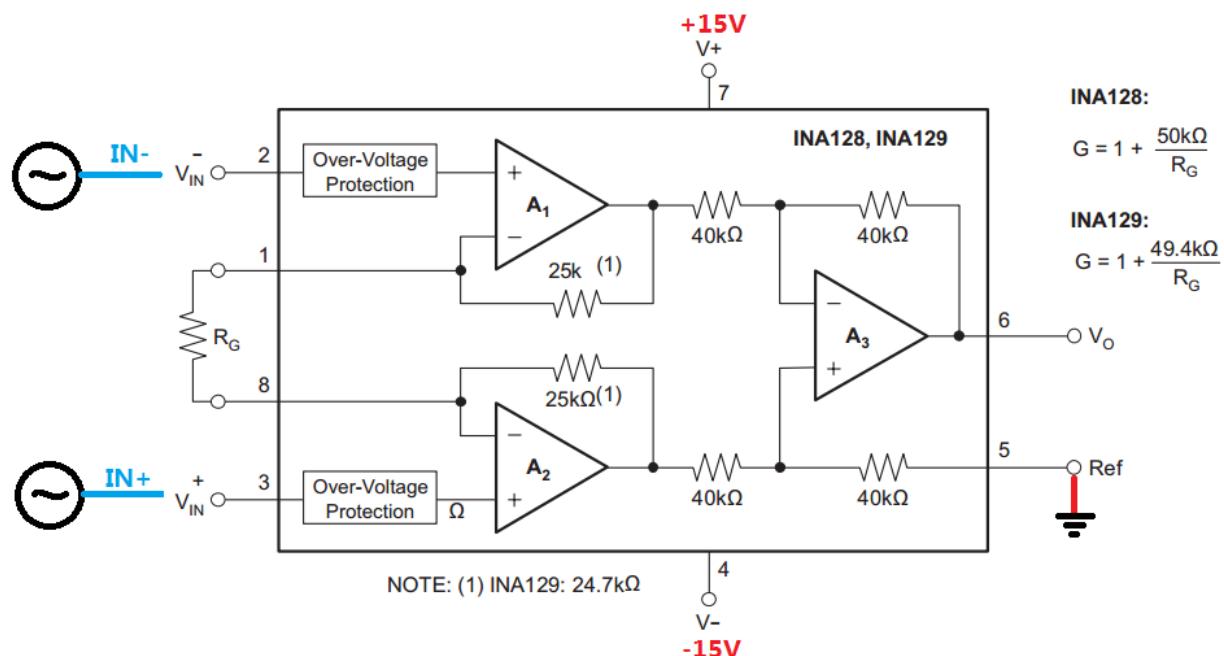


这就形成了差分放大器，你自己想想这个线路逻辑看看

$$U_o = (IN2 - IN1) \times \frac{1}{10}$$

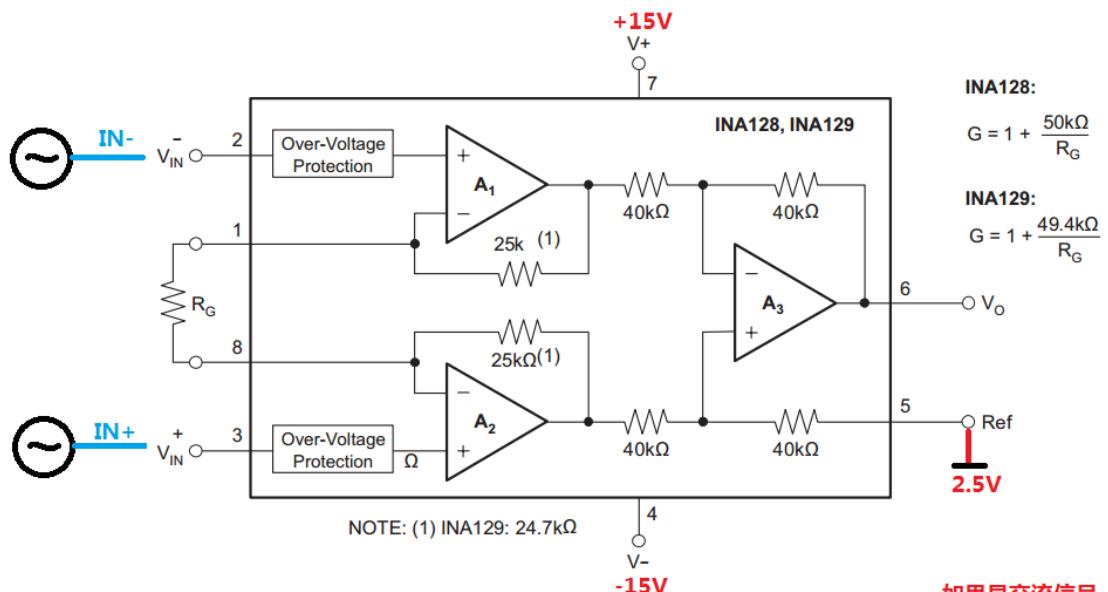
这就是衰减电路

仪表放大器应用



在Ref接地的情况下：

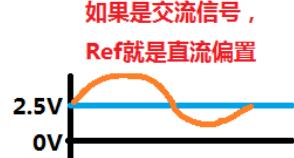
$$U_o = \left(1 + \frac{50K}{R_G} \right) \times (IN+ - IN-)$$



在Ref接2.5V情况下：

$$U_o = \left(1 + \frac{50K}{R_G} \right) \times (IN+ - IN-) + V_{ref}(2.5V)$$

$$\text{等同于 } U_o = \left(1 + \frac{50K}{R_G} \right) \times (IN+ - IN-) + 2.5V$$



INA128 心电信号采集

Low Voltage Operation (continued)

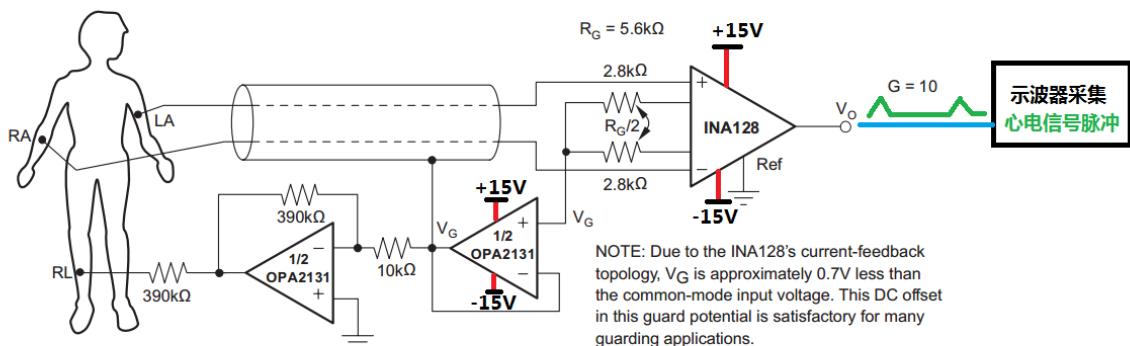


Figure 35. ECG Amplifier With Right-Leg Drive

如果想通 STM32 的正电压来采集心电信号

Low Voltage Operation (continued)

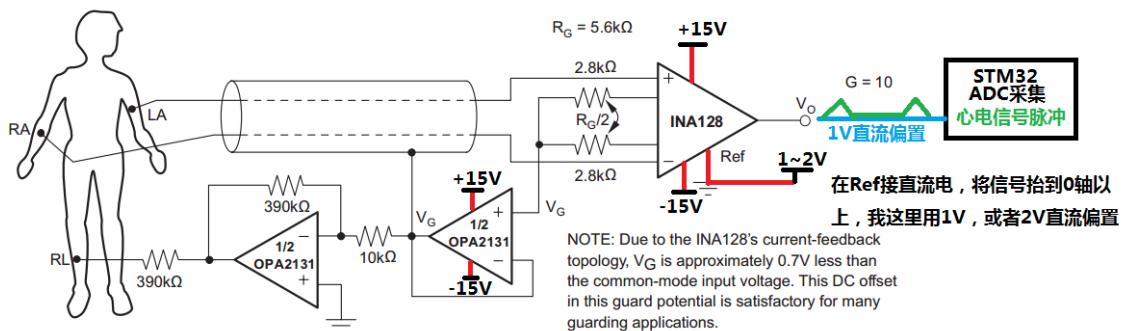
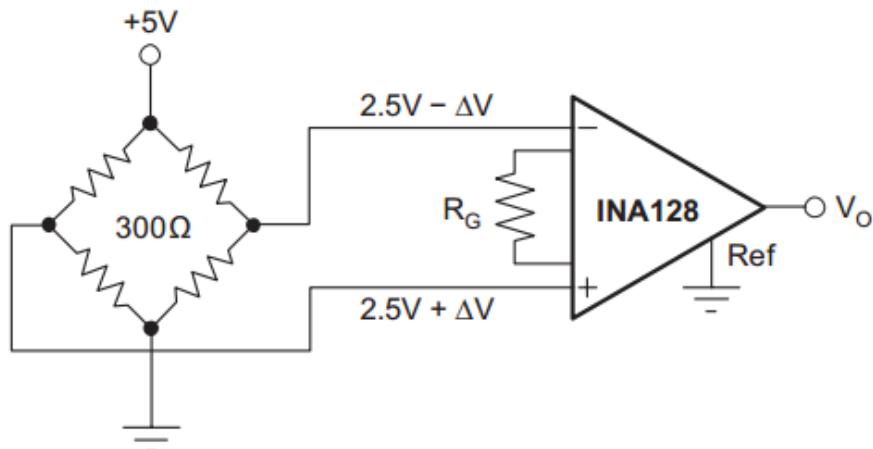
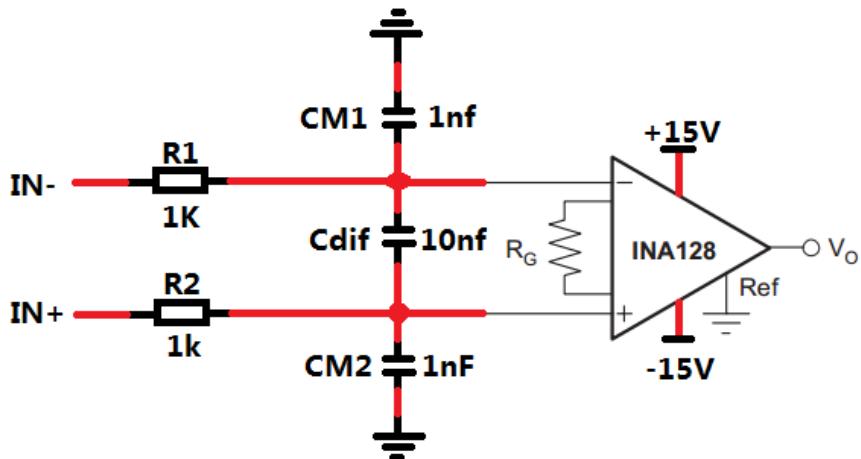


Figure 35. ECG Amplifier With Right-Leg Drive

INA128 单电源供电，压力传感器/电阻桥传感器采集



差分输入滤波电路



Cdif 容值 > 10倍CM1

R1 = R2

CM1 = CM2

$$f_{cm} = \frac{1}{2 \pi \times R1 \times CM1}$$

$$f_{dif} = \frac{1}{2\pi(2 \times R1)(\frac{1}{2} C_{dif} + \frac{1}{2} CM1)}$$

Cdif 差分滤波电容

R1 , R2输入电阻

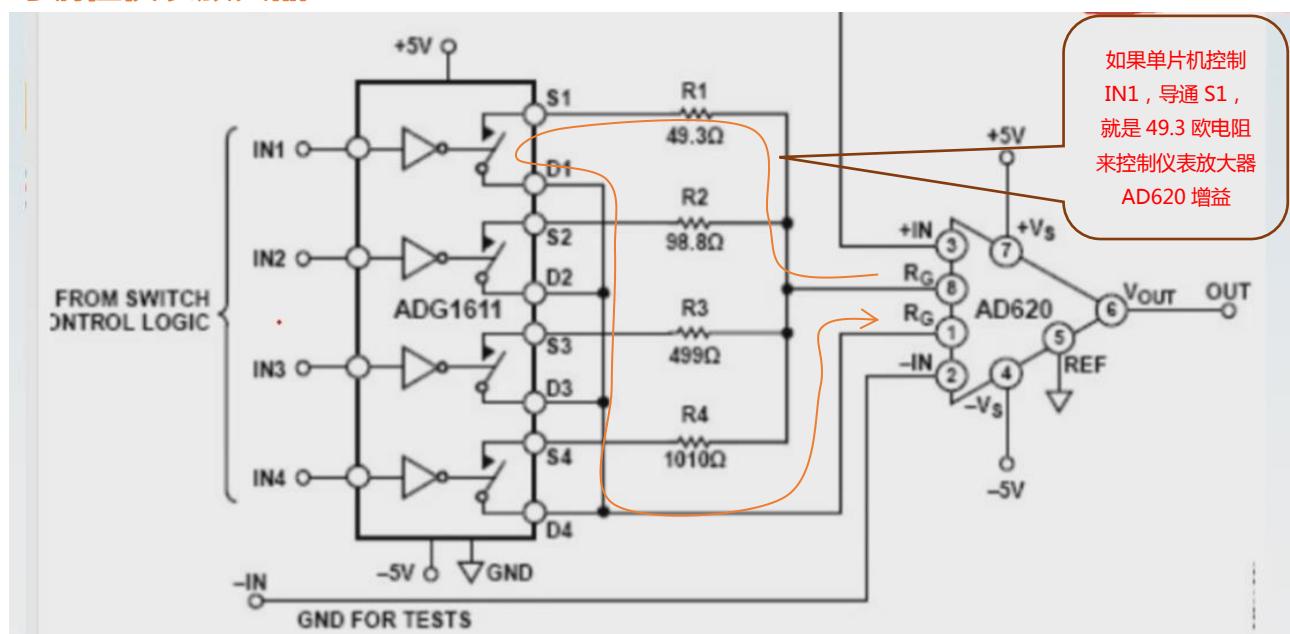
CM1 , CM2共模滤波电容

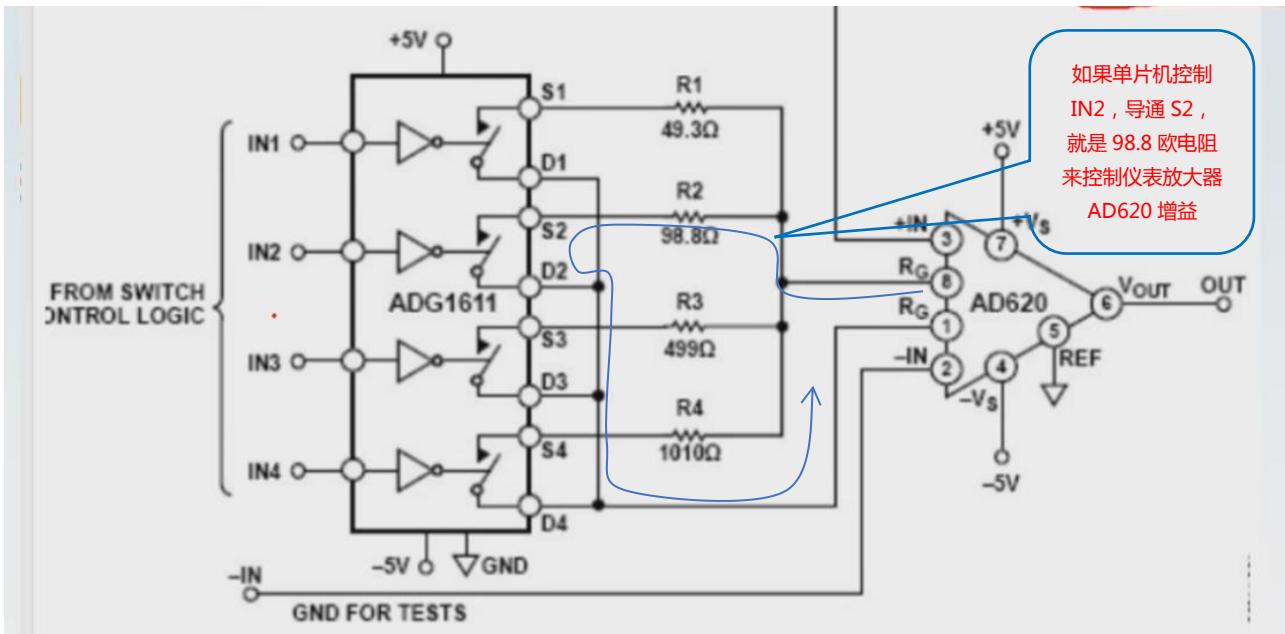
fcm共模截止频率

f dif 差分截止频率

将差分截止频率设置得比共模截止频率低10倍，
是为了防止因元件误差导致将共模噪声转换为差模噪声，
所以CM1 , CM2比Cdif小10倍

可编程仪表放大器



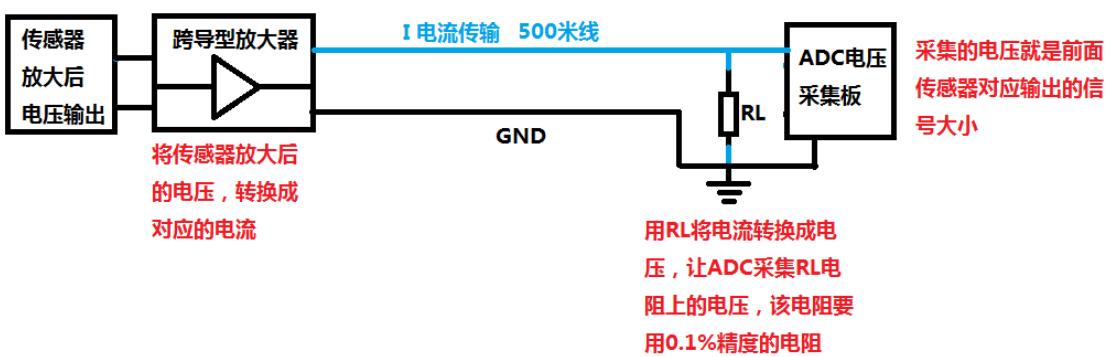


跨导放大器

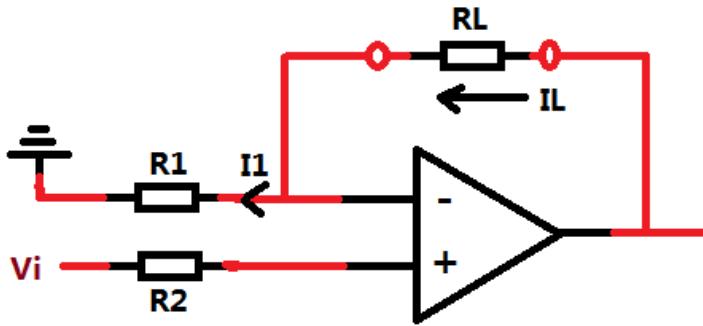


所以电压信号是极容易受到外接高频磁场电压，工频50hz电压和强电压干扰的

电压信号不能在这么长(500米电缆中进行传输)，除非有屏蔽双绞线，但是也不建议这样做

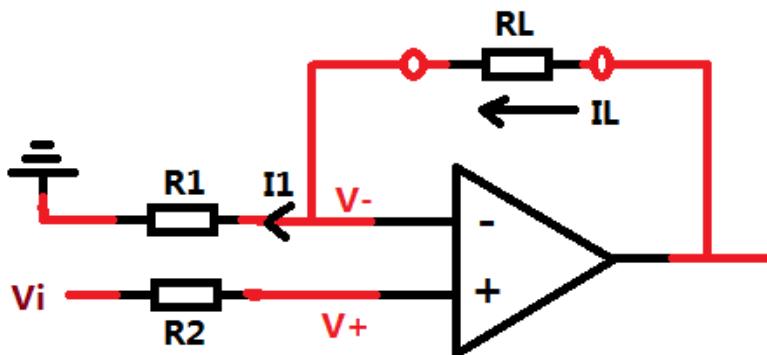


电流信号在长距离电缆中传输，不会受到太大的外接干扰



这就是将输入电压转换成恒流源(电流)输出电路

简称跨导放大器

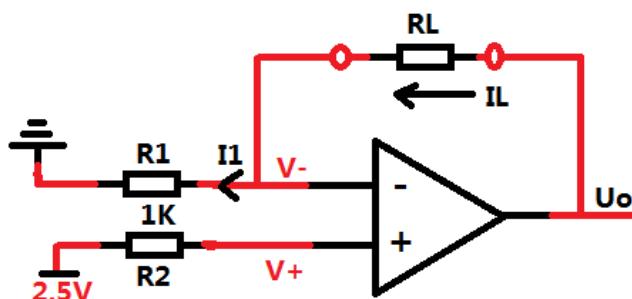


$$V_i = V_+$$

$$V_+ = V_-$$

$$I_1 = \frac{V_-}{R_1} = \frac{V_i}{R_1} = I_L$$

我可以根据这个公式测量电阻RL大小

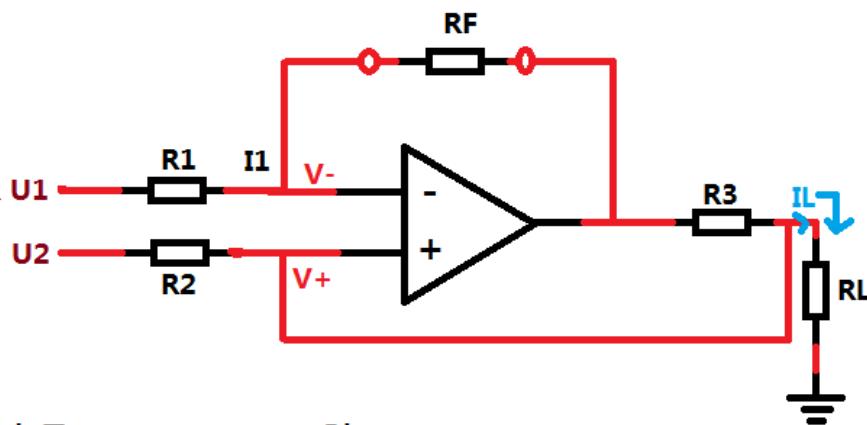


$$V_+ = V_- = 2.5V$$

$$I_1 = \frac{V_-}{R_1} = \frac{2.5V}{1K} = 0.0025A (2.5mA)$$

$$I_1 = I_L = 2.5mA$$

$I_L = \frac{U_o - 2.5V}{R_L}$ 为了让IL电流不变，那么RL的变化
只有改变Uo输出电压的大小才能达到欧姆定律平衡
所以根据Uo和IL就可以算出RL大小

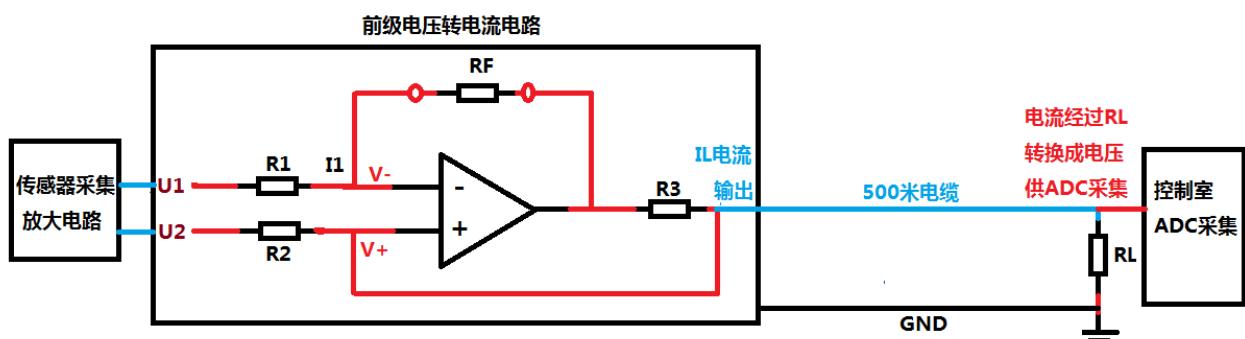


如果 $RF \times R2 = R1 \times R3$ 时

$$IL = \frac{1}{R2} (U2 - U1)$$

这个IL就是将输入电压转换成电流，然后电流输出到500米电缆上

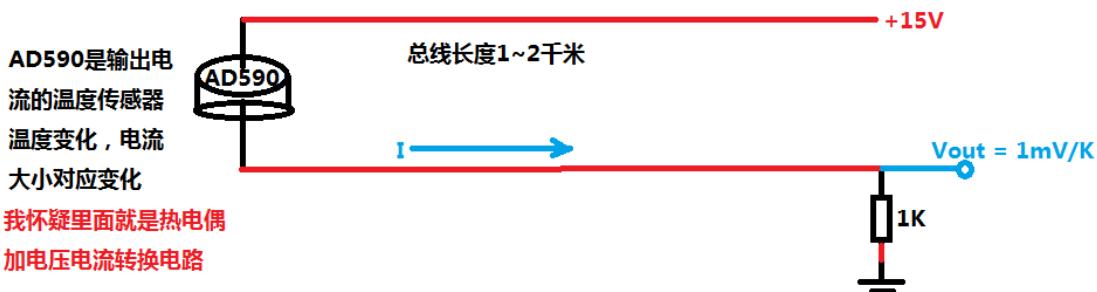
下面给出电路的简化图



如果 $RF \times R2 = R1 \times R3$ 时

$$IL = \frac{1}{R2} (U2 - U1)$$

这个IL就是将输入电压转换成电流，然后电流输出到500米电缆上



AD590 可以测量 $-55^{\circ}\text{C} \sim 150^{\circ}\text{C}$

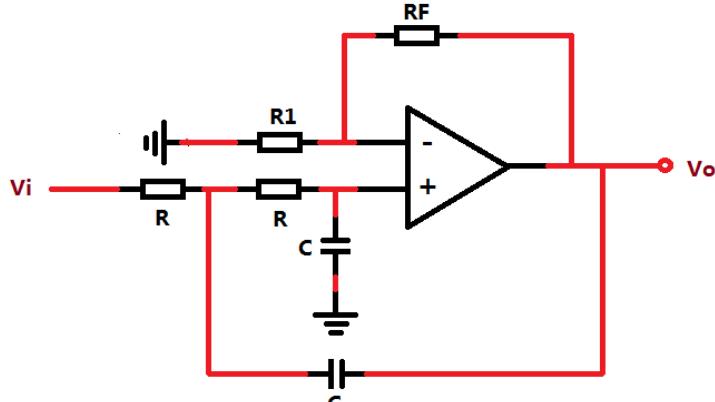
每增加1度会增1uA输出电流

供电电压4V~30V

其输出电流以绝对温度(-273°C)为基准

在室温 25°C 时，输出电流 $I_{out} = (273 + 25) = 298\mu\text{A}$

二阶低通滤波器



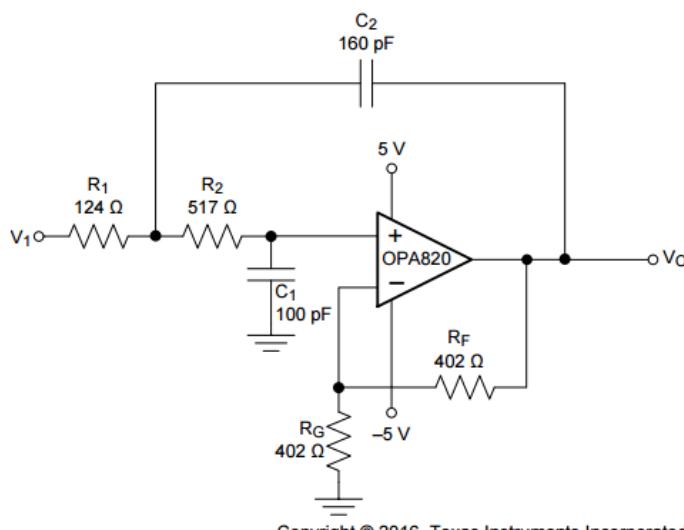
$$A_o(\text{放大倍数}) = 1 + \frac{RF}{R_1}$$

$$\text{截止频率 } f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_o} \quad (\text{Q} > 0, \text{即 } A_o < 3 \text{ 电路能稳定工作, 最好直接做成跟随器) 其实就是 } RF < 2 R_1$$

($Q < 0, A_o > 3$ 电路发生振荡, 所以这种形式的二阶滤波器不能做放大)

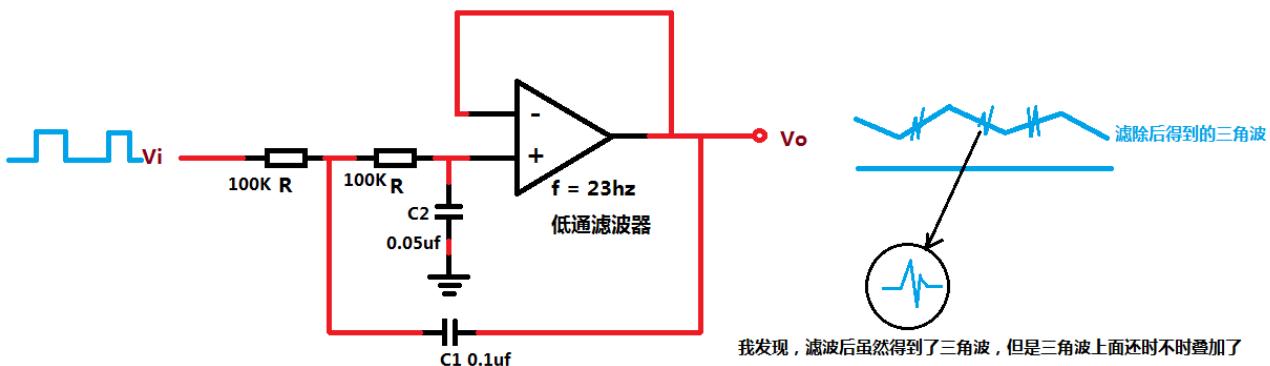
二阶滤波器20db/十倍频：意思是截止频率之后每十倍频信号呈现20db衰减



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

Figure 59. 5-MHz Butterworth Low-Pass Active Filter

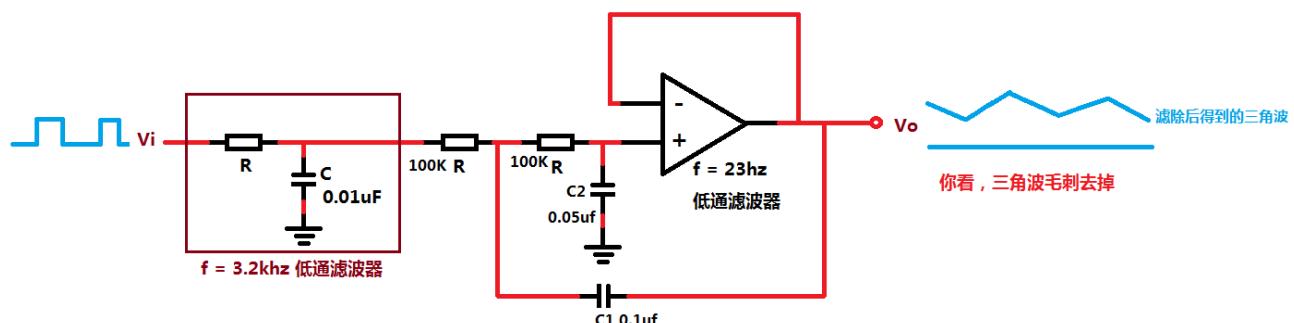
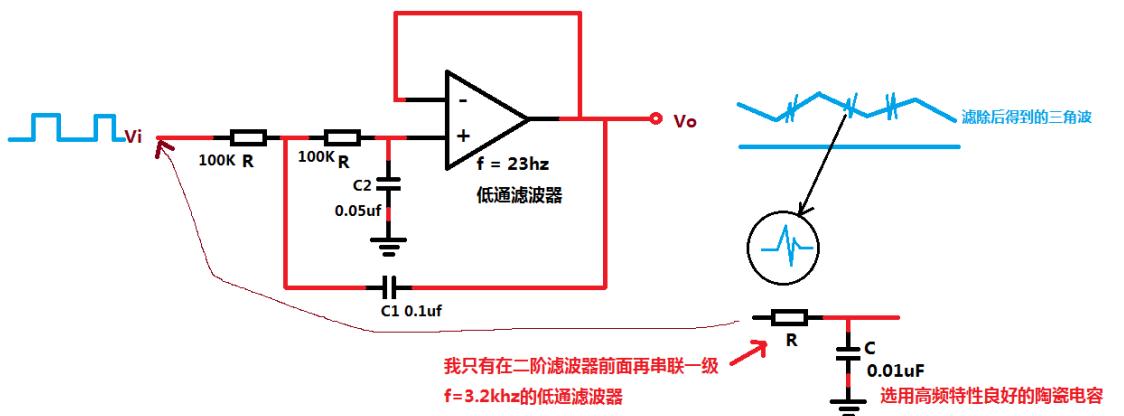
这就是 TI 的 5M 低通滤波器电路图



我发现，滤波后虽然得到了三角波，但是三角波上面还时不时叠加了23khz的高频噪声(毛刺)

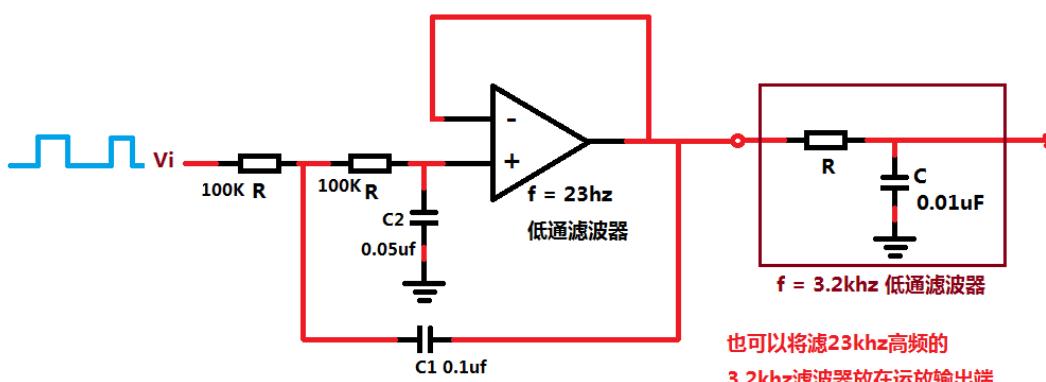
我思考，不应该啊？，我23hz低通滤波器截止频率很低了，为什么会有23khz的毛刺呢？如果说有50hz或者100hz的毛刺我还信，毕竟斜率不够，但是这么高的频率怎么会有毛刺呢？

第1种解决方法：



其实这个毛刺只有在 Sallen-Key 型二阶低通滤波器才会出现，这个毛刺就是所谓的高频馈通。

第2种解决方法：



第3种解决方法：

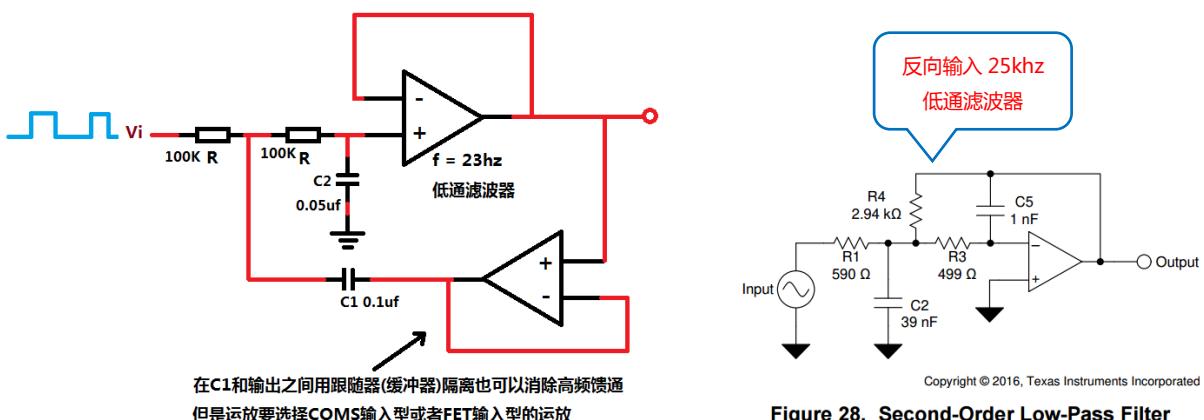
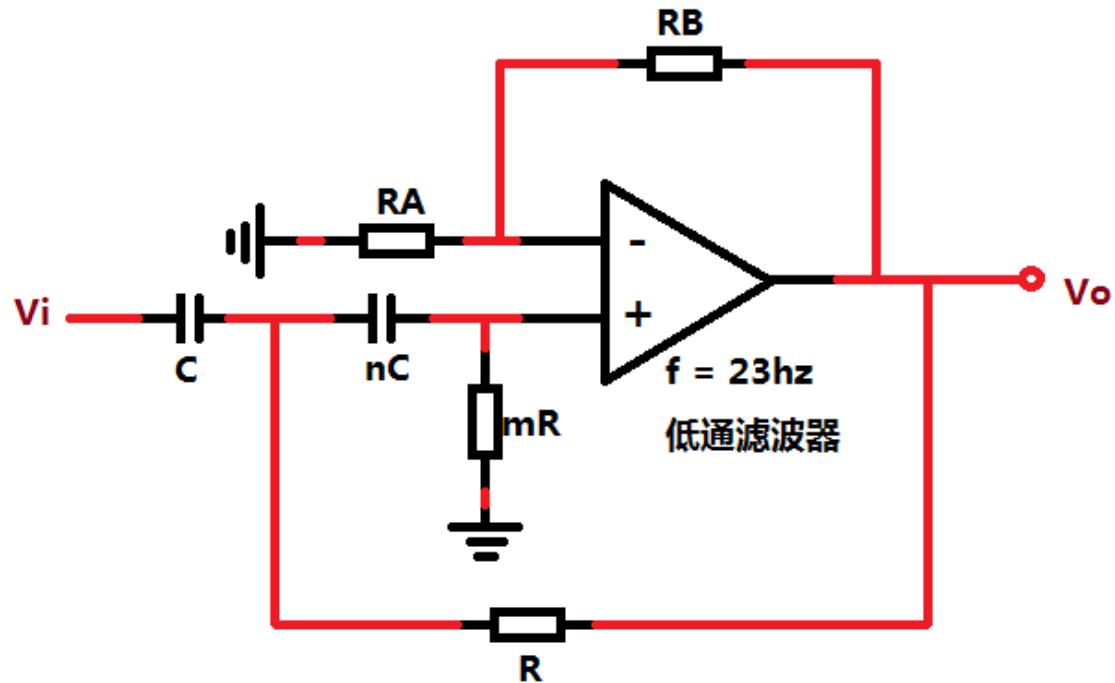


Figure 28. Second-Order Low-Pass Filter

二阶高通滤波器

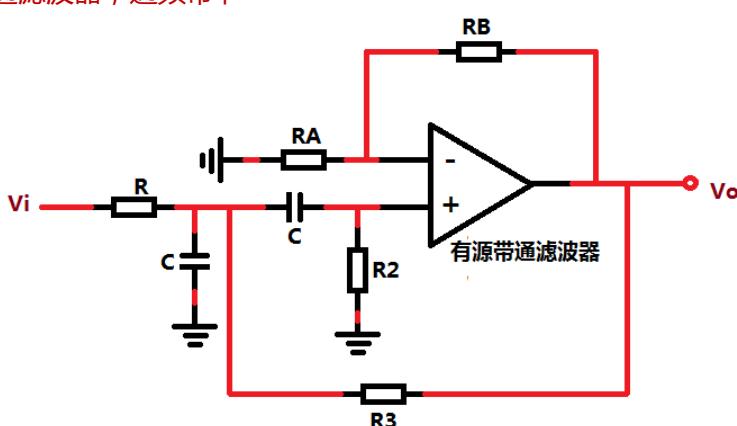


$$A_o(\text{放大倍数}) = 1 + \frac{RB}{RA}$$

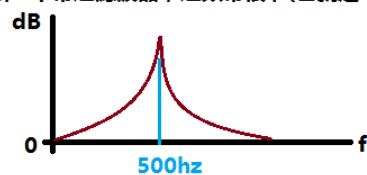
$$\text{截止频率 } f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{m^*n}} \quad m = \frac{C}{nc} \quad n = \frac{R}{mR}$$

带通滤波器

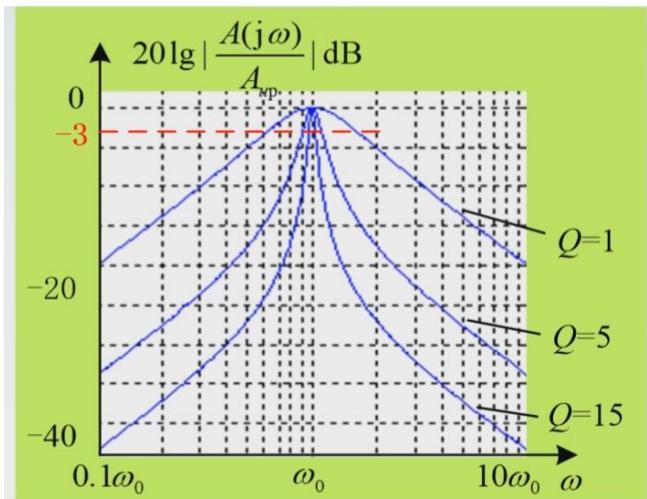
第1种带通滤波器，通频带窄



带通滤波器有两种，以上电路是第1中带通滤波器，通频带很窄(也就是Q值高)，只允许一个频率点通过



我这里只允许500hz频率通过，其它频率都不准通过，那么就用这种带通滤波器



这种高 Q 值，频带窄的滤波器用来通过你想通过的某 1 个频率点的信号，比如收音机选台应用。

第 2 种带通滤波器，通频带宽

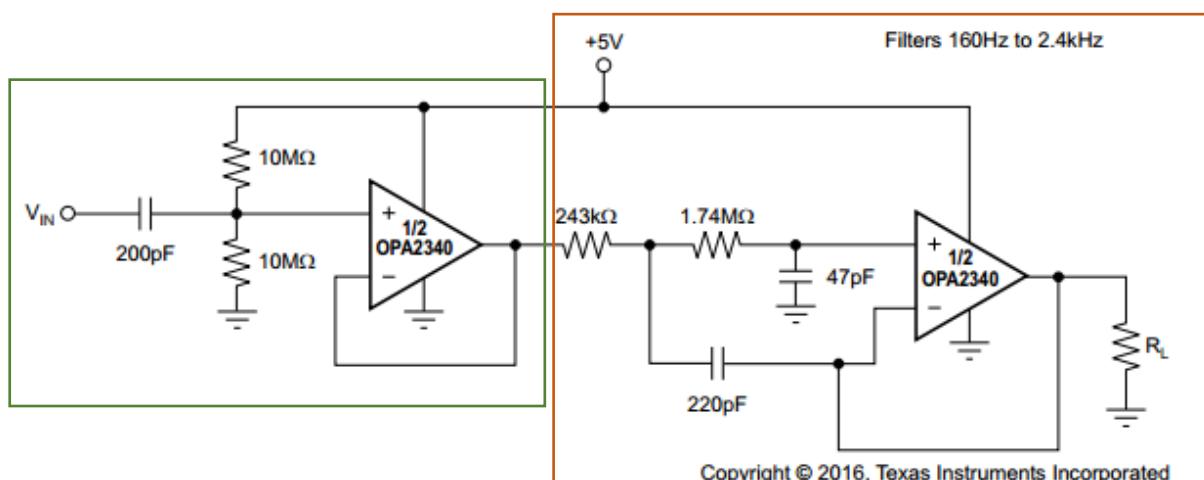
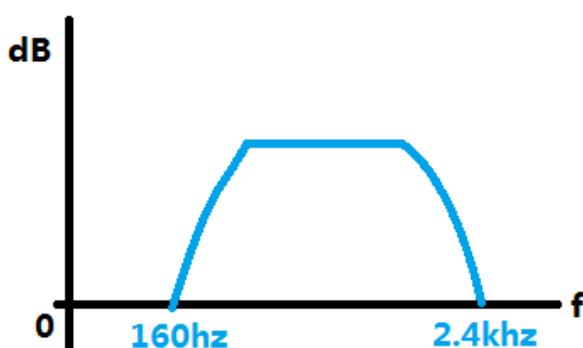


Figure 28. Speech Bandpass Filter

绿色框高通，棕色框低通，高通和低通滤波器串联，就得到了带宽比较宽的滤波器。



这就是频带宽的带通滤波器，这种频带宽的滤波器是用来通过你想通过的某几个频率的信号。

DAPF 型带通滤波器

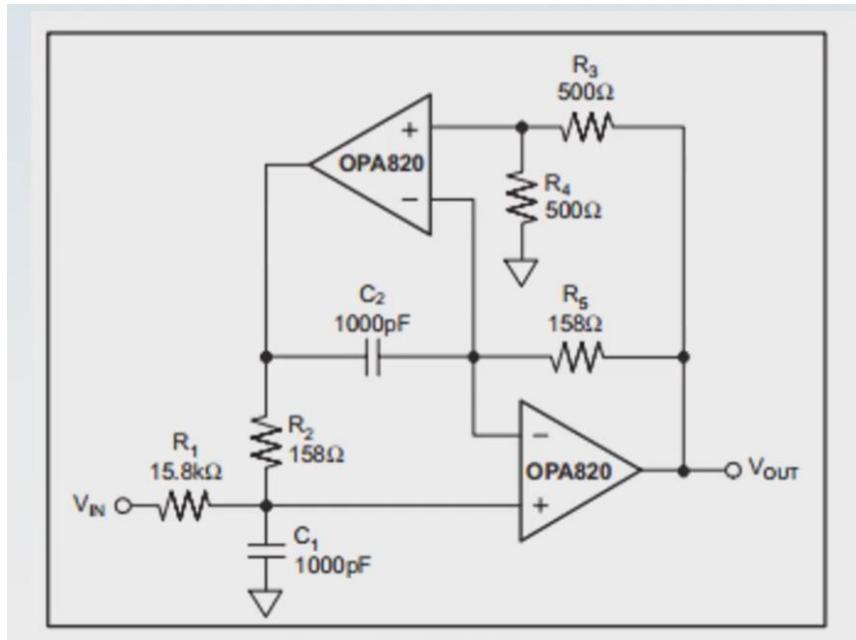


Figure 10. High-Q 1MHz Bandpass Filter

高 Q 值提取 1M 频率的带通滤波器

这种 DAPF 型带通滤波器就是 Q 值很高，计算方法请看我买的《OP 放大器应用技巧 100 例》书 P164 页我记得滤波器设计书籍里面也有这种 DAPF 滤波器的计算方法。

带通滤波器做心电信号采集

Low Voltage Operation (continued)

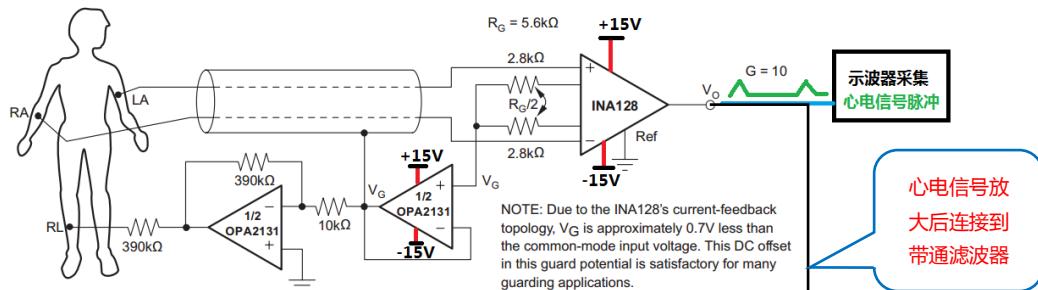
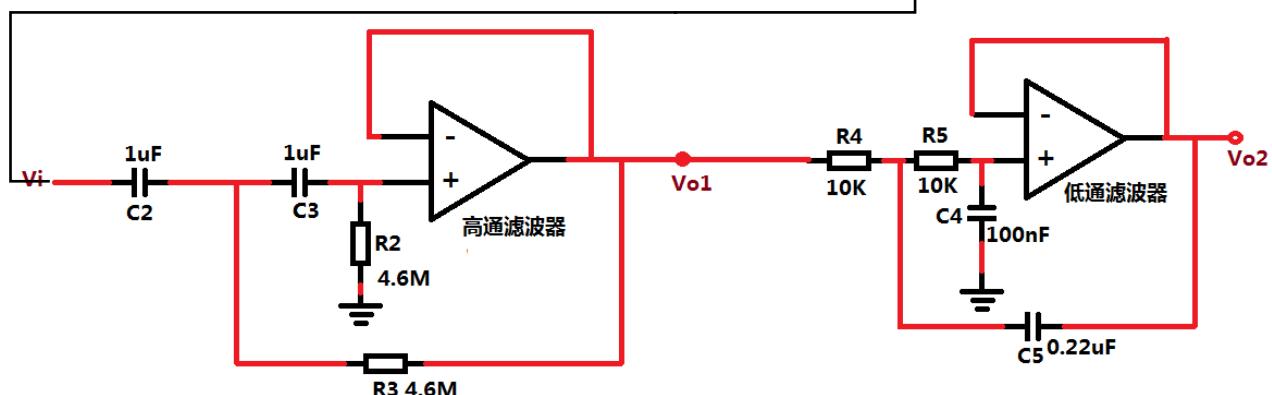


Figure 35. ECG Amplifier With Right-Leg Drive

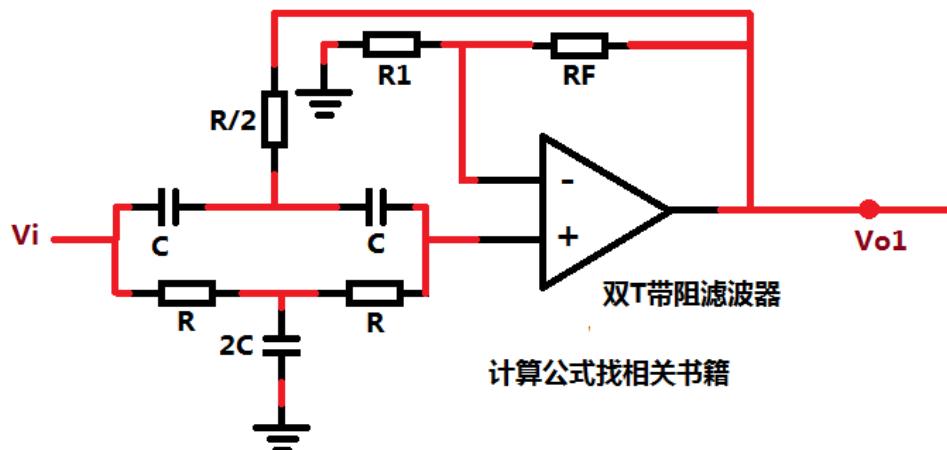
人的心电信号频率范围就在 0.05hz~100hz



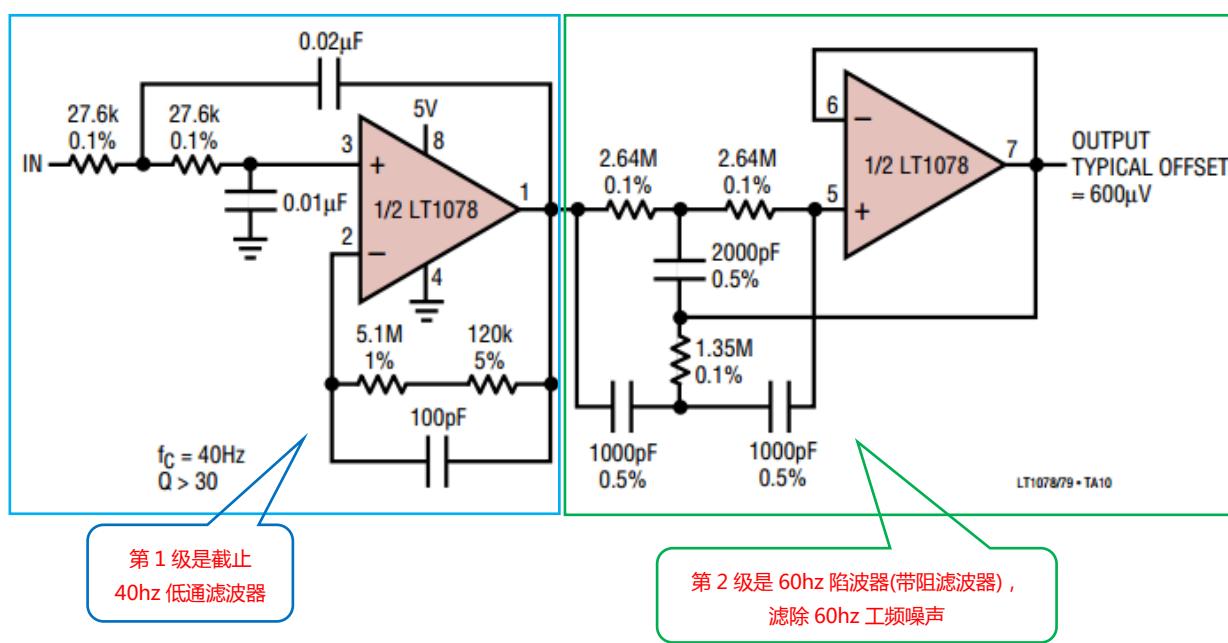
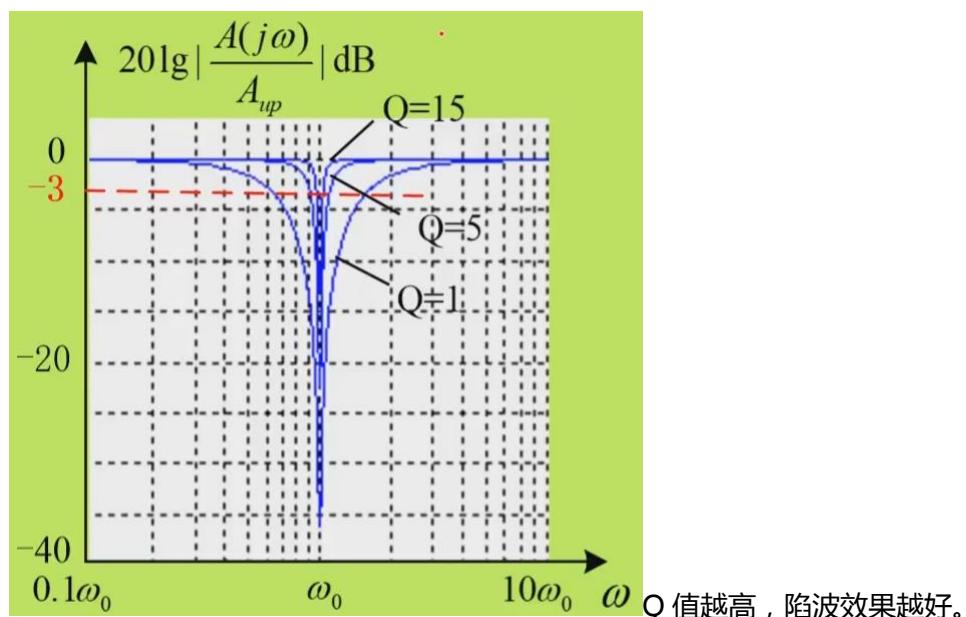
0.05hz ~ 100hz 带宽比较宽的带通滤波器

如果该心电图仪是电池供电，到这里就结束了。

带阻滤波器



计算公式找相关书籍



如果将上一章节电池供电的心电信号采集，改成市电供电

Low Voltage Operation (continued)

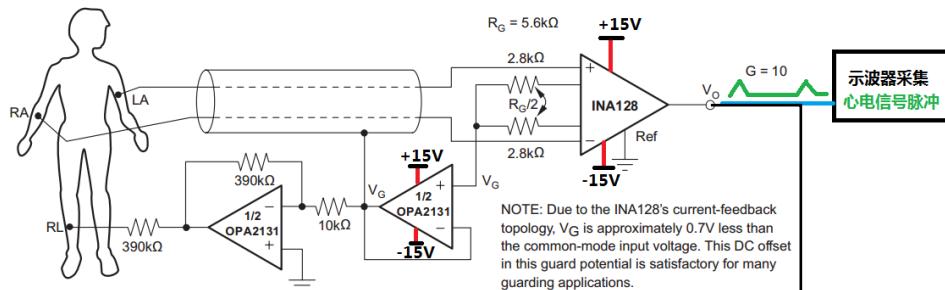
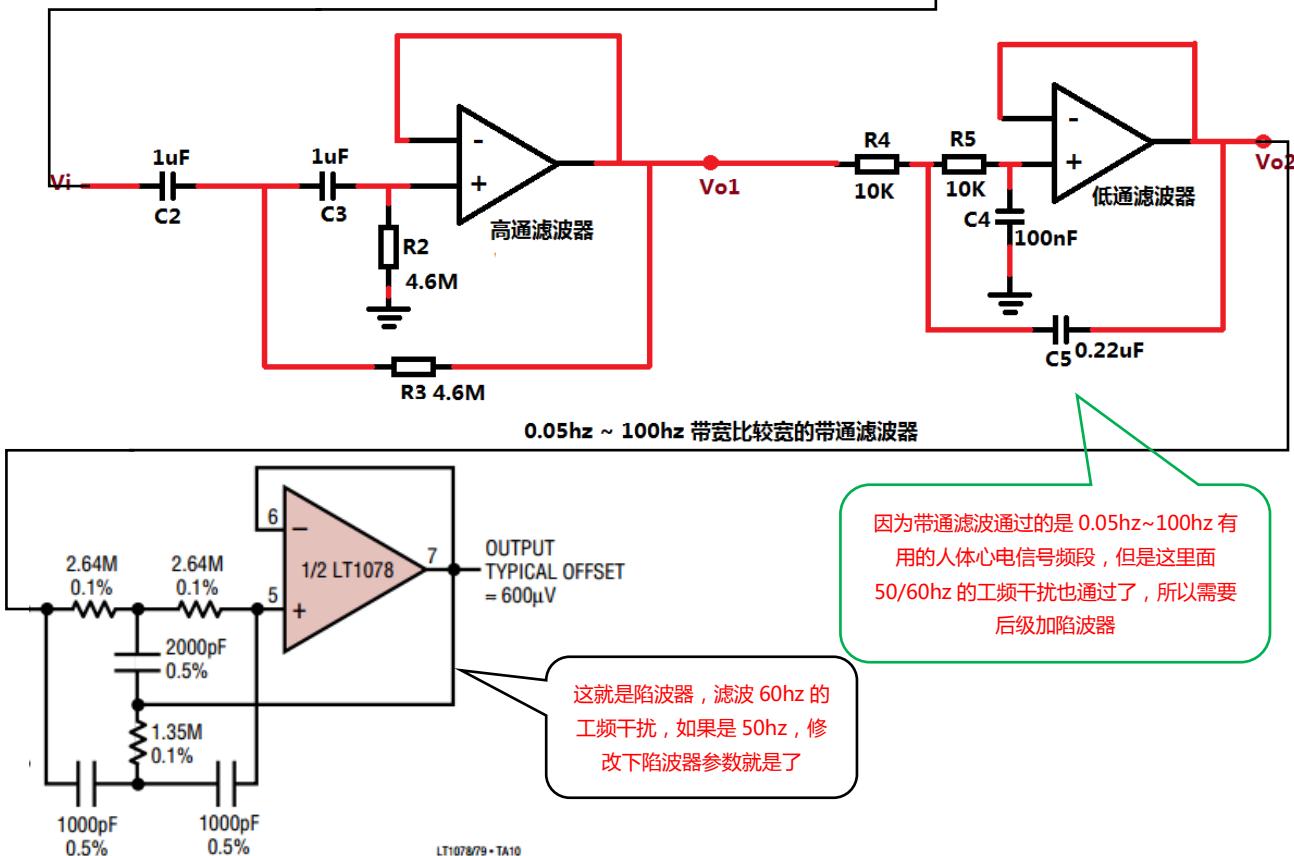


Figure 35. ECG Amplifier With Right-Leg Drive



有源滤波器电容选择排序：聚苯乙烯电容>聚丙乙烯电容>聚四氟乙烯电容>银云母电容>NPO(C0G)电容>聚酯纤维电容>普通陶瓷电容，

不准使用钽电容和电解电容

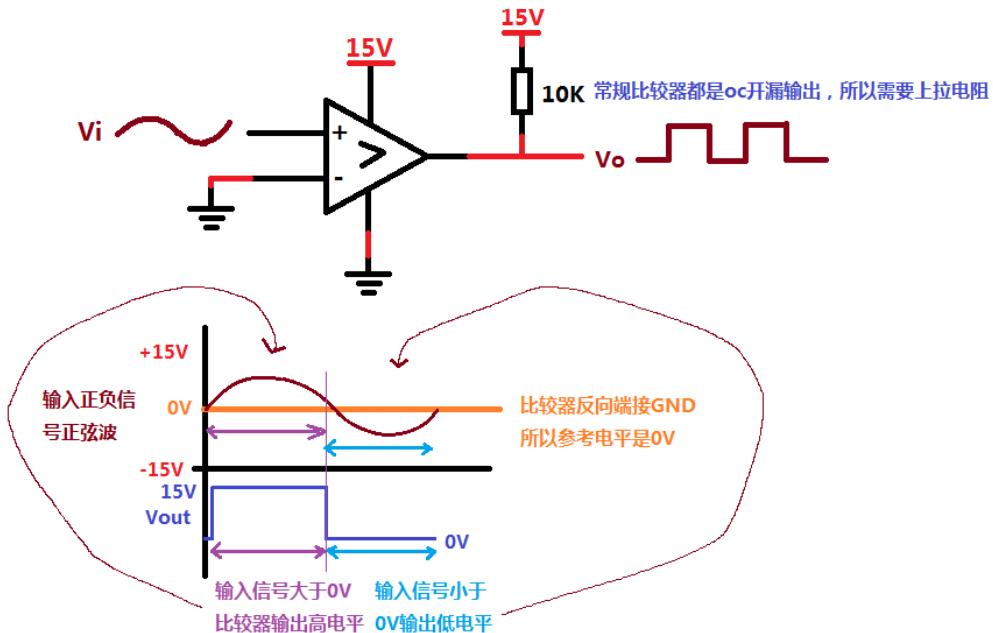
选不到聚苯乙烯，就选 NPO 电容，如果成本不允许，就用陶瓷电容。

电阻选择 0.1%精度，25ppm 以下的精密电阻，如果成本不允许就选 1%精度电阻。

增益带宽积问题补充：

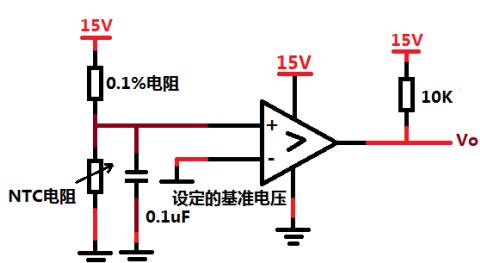
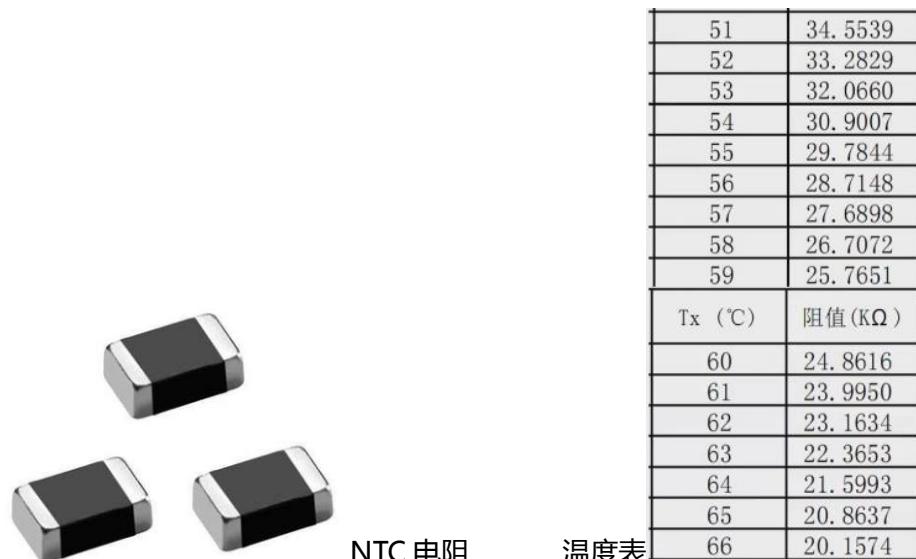
对于 MFB 结构的滤波器，运放的 GBP 最小为 $100 * \text{Gain} * f_c$ (滤波后通过信号的频率)
 对应 salien-key 结构的滤波器，当 $Q <= 1$ 时，运放的 GBP 最小为 $100 * \text{Gain} * f_c$ (滤波后通过信号的频率)，而高 Q 值的 salien-key 结构，需要更高 GBP 运放；当 $Q > 1$ ，运放的 GBP 最小为 $100 * \text{Gain} * f_c * Q^3$ (Q 的 3 次方)

电压比较器应用



这就是比较器原理，就是同相端大于反向端，输出高电平，同相端小于反向端，输出低电平，高电平电压为电源电压，低电平电压为地，或者负电压，看你比较器电源怎么接。

比较器应用于 NTC 电阻测温



测量NTC电阻的温度，如果NTC电阻温度超过某个电压，比较器输出高电平

基准电压就是根据NTC电阻分压对比来设定的
这样NTC电阻分压电压大于反向端基准电压，
比较器输出高电平

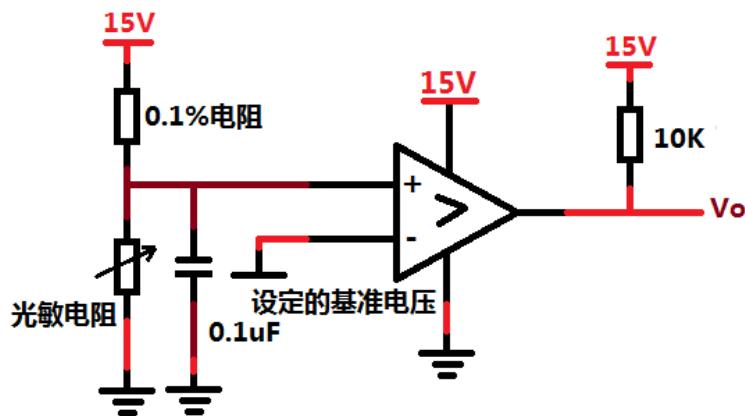
比较器光敏灯板应用



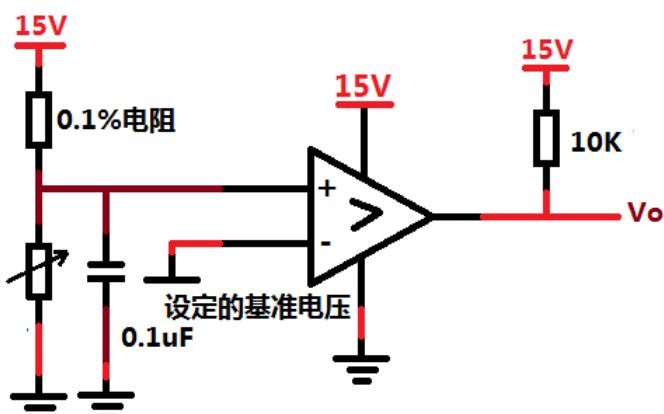
光敏电阻



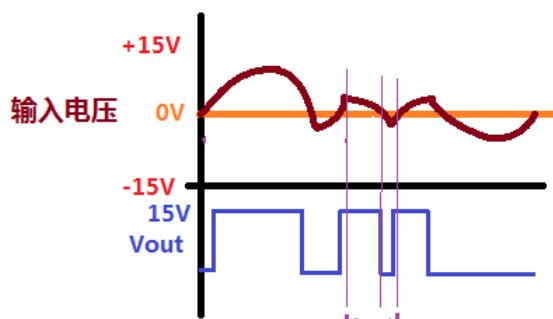
灯板



比较器检测光敏电阻，当光线变弱，比较输出对应的
比较电压(原理和上面NTC一样)，将灯板开启照亮



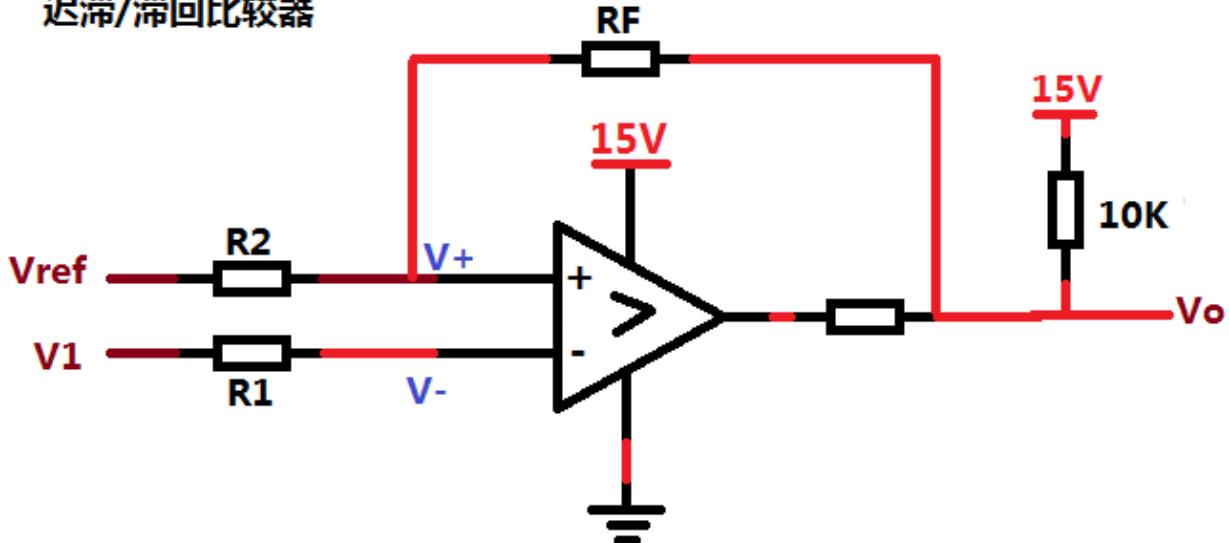
这种单门限比较器，有些场合可以用，比如电压变化间距范围比较宽的场合。比如1V, 2V, 3V这种电压按照每V的梯度在变化，就可以用单门限比较器。但是如果电压是按照1mV, 2mV, 3mV这种变化梯度比较密的场合，就不太适合了。



如果遇到这种电压要下降不下
降的应用场合，单门限比较器
就会出现输出振荡

所以下面要用迟滞/滞回比较器来解决单门限比较器输出振荡问题

迟滞/滞回比较器



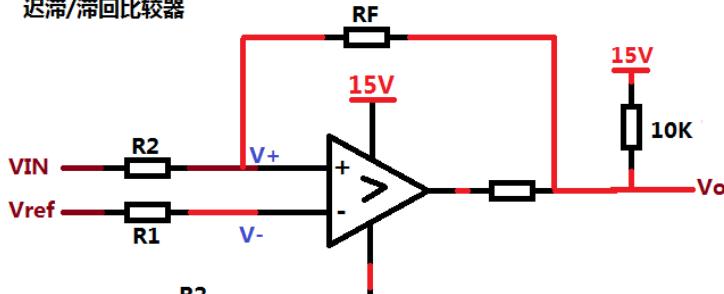
由‘虚断’和叠加原理可得：

$$V_+ = \frac{RF}{R2 + RF} V_{ref} + \frac{R2}{R2 + RF} V_o$$

$$V_- = V_1$$

电路有两个输出电压值，既 V_+ 有两个值
输出跳变时 $V_I = V_- = V_+$

迟滞/滞回比较器

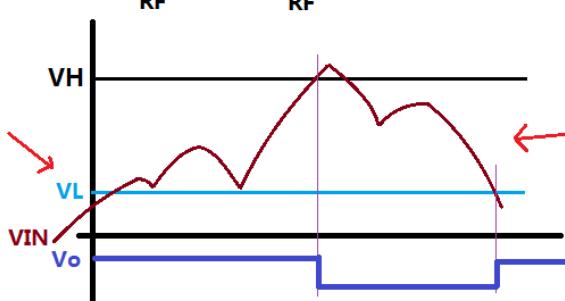


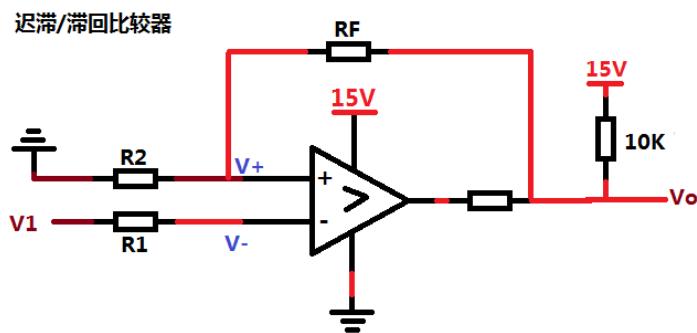
$$V_H = \left(1 + \frac{R2}{RF}\right) \times V_{ref}$$

$$V_L = \left(1 + \frac{R2}{RF}\right) \times V_{ref} - \frac{R2}{RF} \times VCC(15V)$$

滞回比较器好处
就是低于 V_L 输出
高电平，电平固
定，如果有振
荡超过 V_L 了，还
是输出高点平

一旦输入信号超过 V_H
了就输出低电平，然后
出现下降振荡，虽然振
荡低过了 V_L ，但是还
是保持低电平，除非完
全下降到 V_L 才输出高
电平





如果正反馈端的输入接地

$$V_H = \frac{R_2}{R_2 + R_F} \times V_{CC}$$

$$V_L = 0$$

4.4.1 同相比较电路

图 4-3 显示了在单电源供电下仅使用两个电阻构成的同相比较电路，相应的迟滞示意如图 4-4。

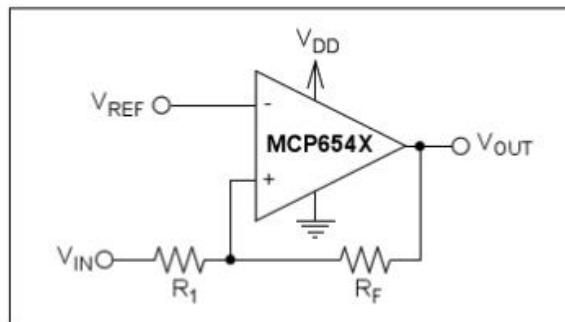


图 4-3：单电源供电下具有迟滞功能的同相比较电路

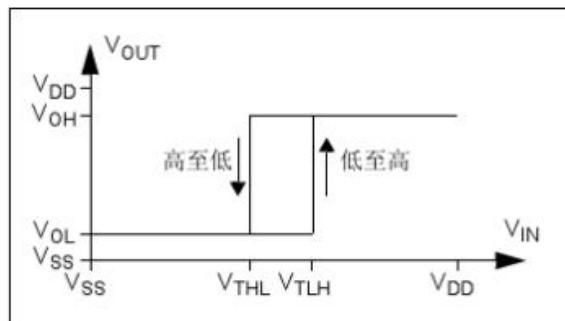


图 4-4：同相比较电路的迟滞示意图

图 4-3 和图 4-4 中的触发点电压为：

公式 4-1：

$$V_{TLH} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_F} \right) - V_{OL} \left(\frac{R_1}{R_F} \right)$$

$$V_{THL} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_F} \right) - V_{OH} \left(\frac{R_1}{R_F} \right)$$

V_{TLH} = 低电平跳变至高电平的触发电压

V_{THL} = 高电平跳变至低电平的触发电压

4.4.2 反相比较电路

图 4-5 显示了在单电源供电下使用三个电阻构成的反相电路，相应的迟滞示意如图 4-6。

图 4-5：具有迟滞功能的反相比较电路

图 4-6：反相比较电路的迟滞示意图

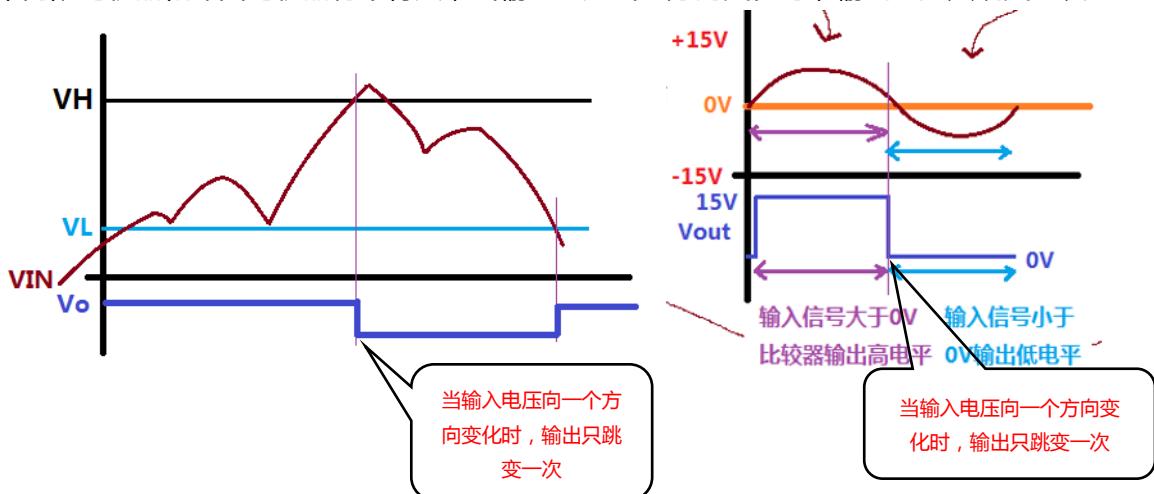
为确定图 4-5 中电路的触发点电压，可以将电路中的 R_2 和 R_3 简化成相对于 V_{DD} 的戴维宁 (Thevenin) 等效电路，如图 4-7 所示。

图 4-7：戴维宁等效电路

42 / 88

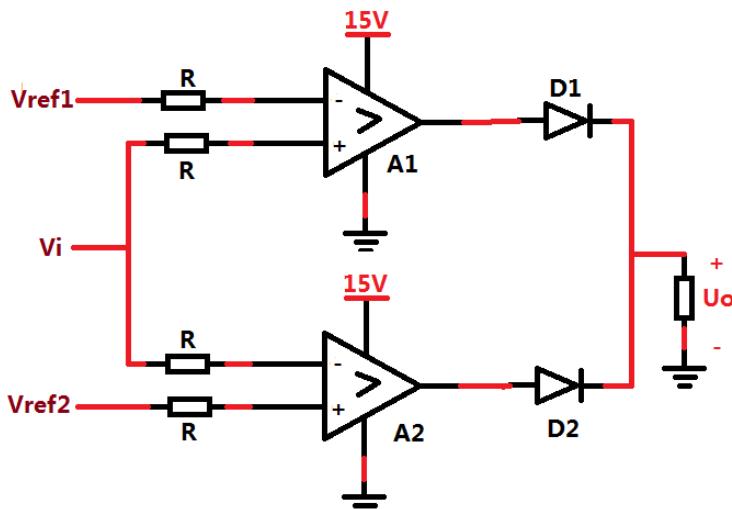
窗口比较器

单门限比较器和滞回比较器有个特点，当输入电压当一方向变化时，输出电压只跳变一次。



如果要检测输入电压是否在两个电压之间，就只能用窗口比较器才能实现。

窗口比较器

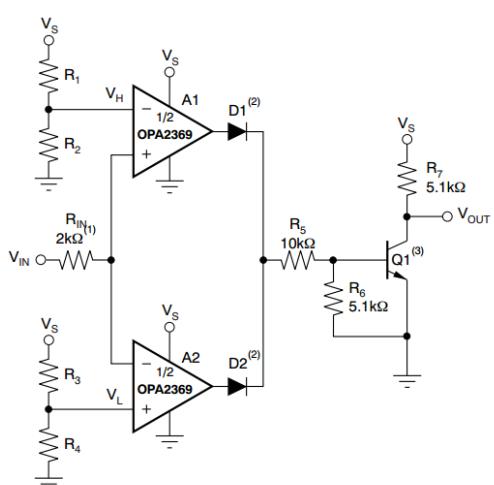


要求 $V_{ref1} > V_{ref2}$

当 $V_i < V_{ref1} < V_{ref2}$ 时
运放 A1 输出低电平，运放 A2 输出高电平
D1 截止，D2 导通， U_o 输出电压为高电平

当 $V_i > V_{ref1} > V_{ref2}$ 时
A1 输出高电平，A2 输出低电平
二极管 D1 导通，D2 截止， U_o 仍然输出高电平

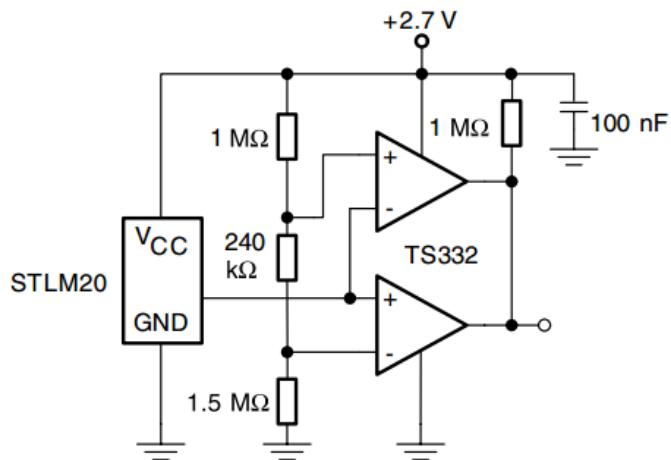
当 $V_{ref2} < V_i < V_{ref1}$
A1, A2 输出低电平， U_o 输出低电平



$$V_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_S$$

$$V_L = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times V_S$$

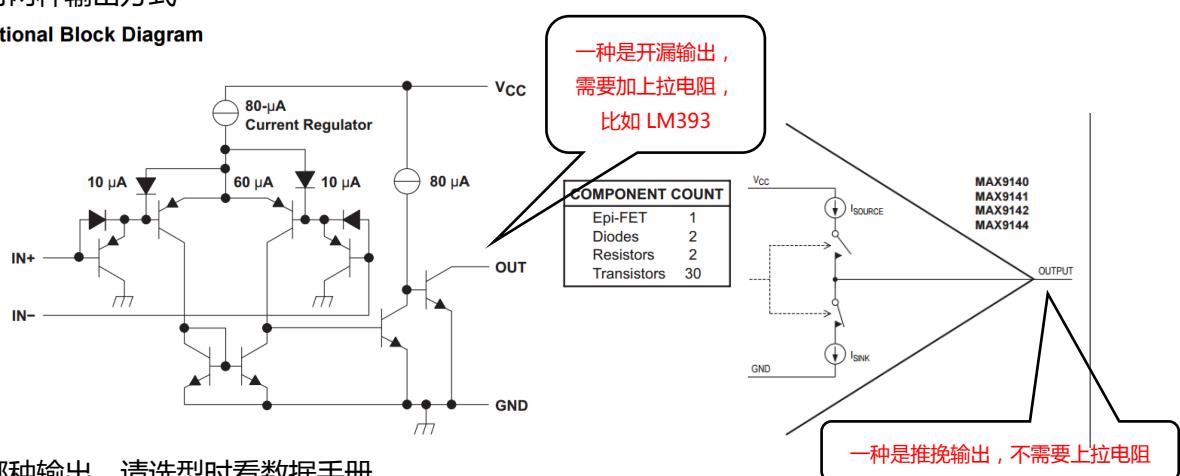
$V_{in} > V_H$ 输出高电平， $V_{in} < V_L$ 输出也是高电平， $V_L < V_{in} < V_H$ 输出低电平。



STLM20 是一个温度传感器，也可以用 NTC 来做，该窗口比较器设置为当环境在 25~30°C 度范围内不报警，当环境<25°C 或者>30°C 就输出报警。

比较器有两种输出方式

7.2 Functional Block Diagram

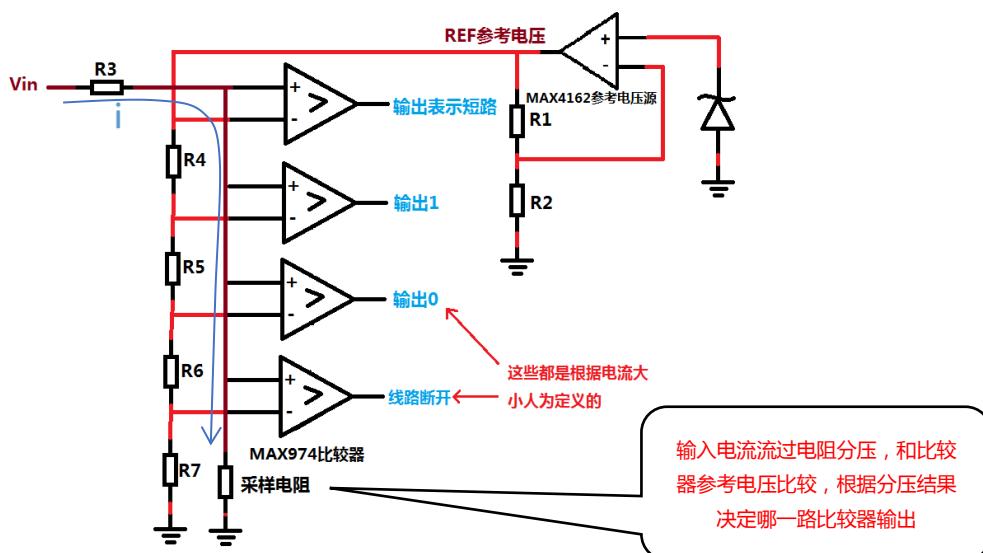


至于是哪种输出，请选型时看数据手册。

开漏输出的好处，你可以选择上拉电阻接什么样的电压，来符合你单片机输入电平要求。

推挽输出高电平电压就比较固定，不能像开漏输出那样经过电阻随意修改输出电压值，推挽输出灵活性差一些，但是推挽也有推挽的好处，比如电流驱动能力强之类的。看你使用场景怎么选择。

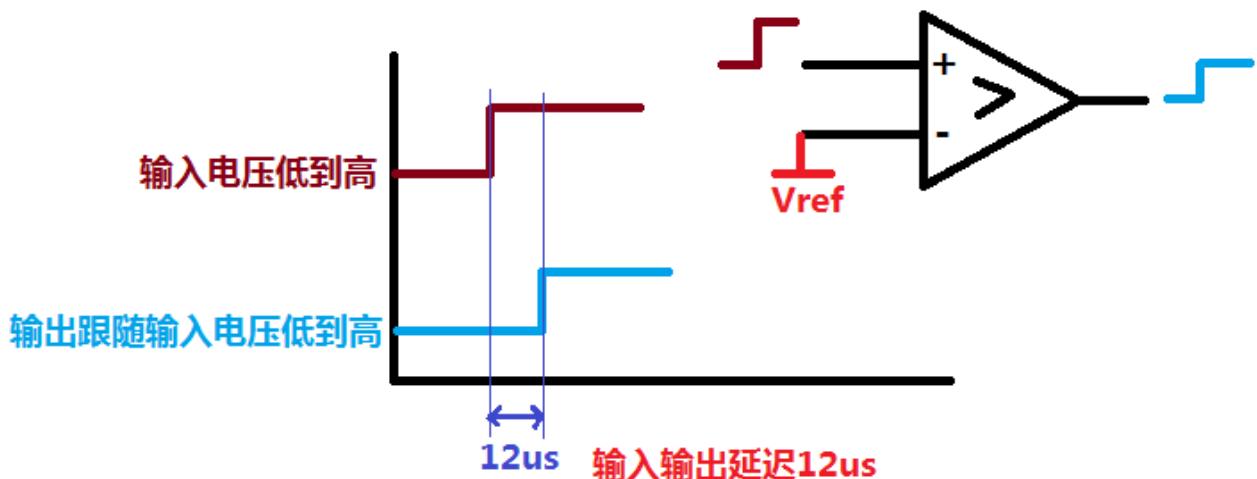
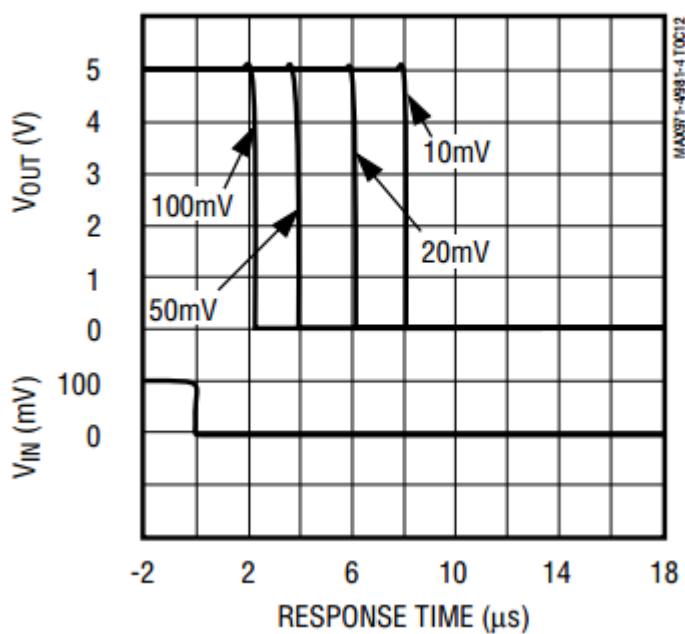
比较器做电流大小采样



比较器反应时间指标

Response Time (High-to-Low Transition)	$T_A = +25^\circ\text{C}$, 100pF load, 1MΩ pullup to V+	Overdrive = 10mV Overdrive = 100mV	12	4	μs
--	---	---------------------------------------	----	---	----

RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES (V_{OHL})



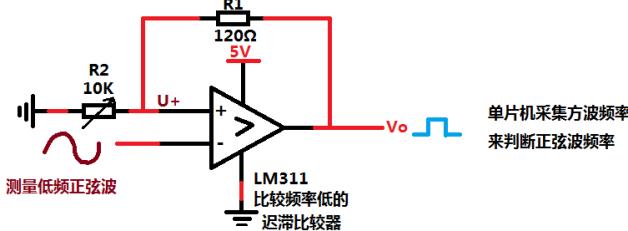
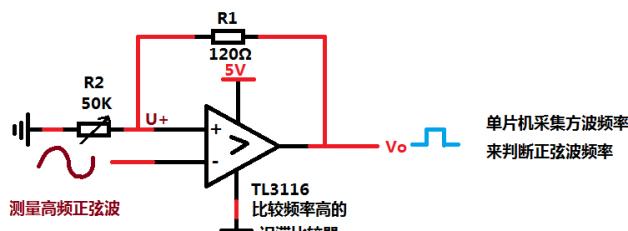
你会发现比较器输出电压不是马上跟着输入电压同时变化的，而是延时一段时间后才变成和输入一样

理论上要求延迟时间越短越好

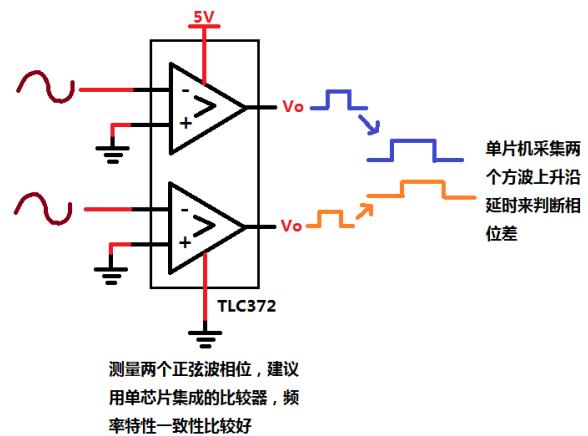
比较器频率，相位测量

测量电压范围 5mV~5V

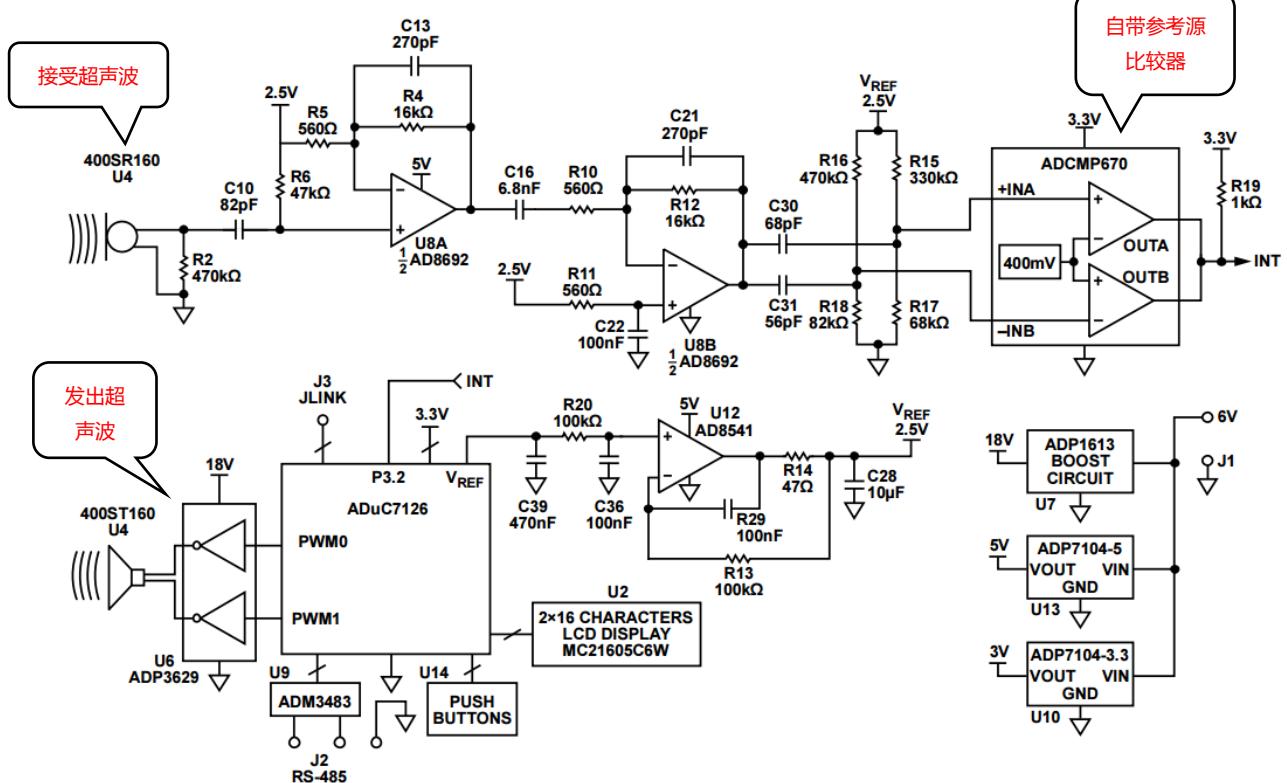
测量频率范围 1hz~35Mhz



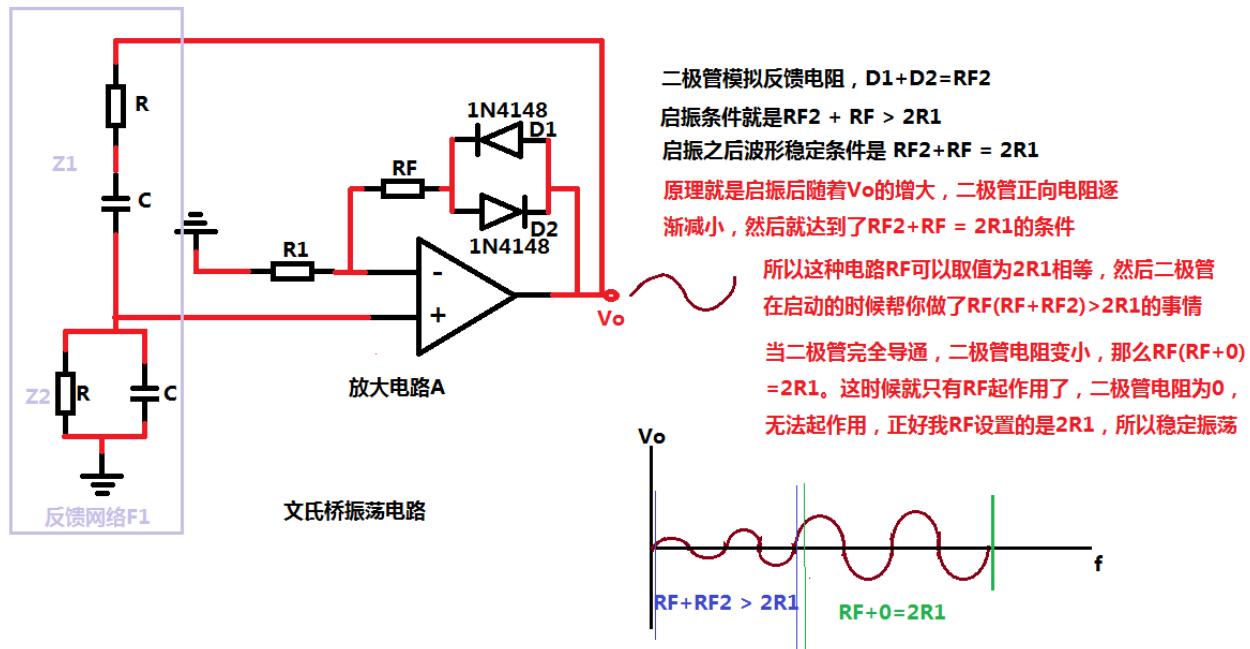
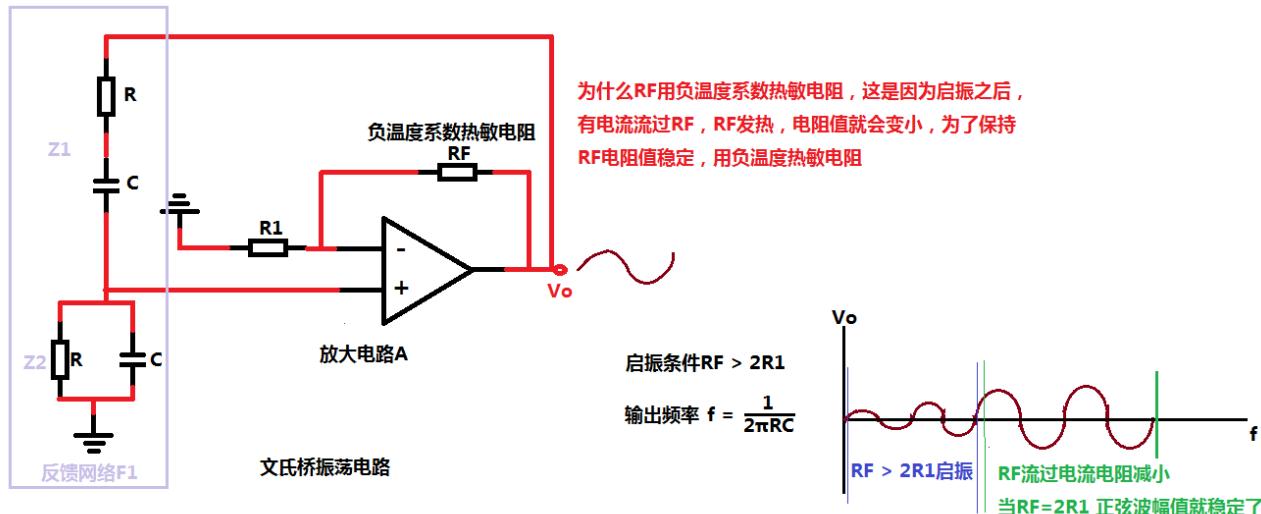
$$\text{在反向输入时, 正向阈值电压} = U_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \times 5V$$



比较器应用在超声波距离传感器



运放振荡电路



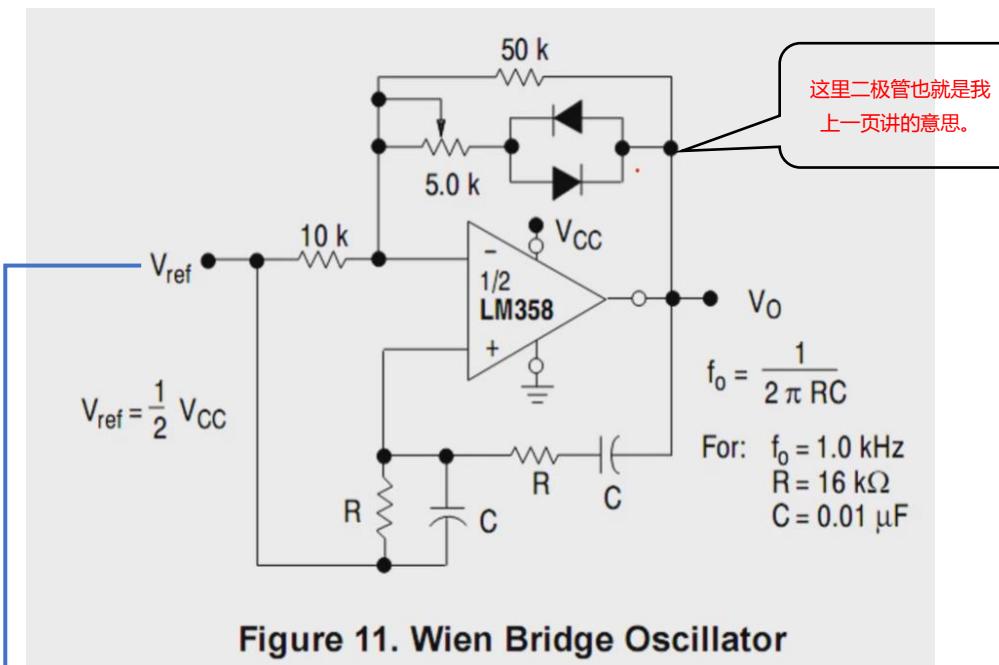
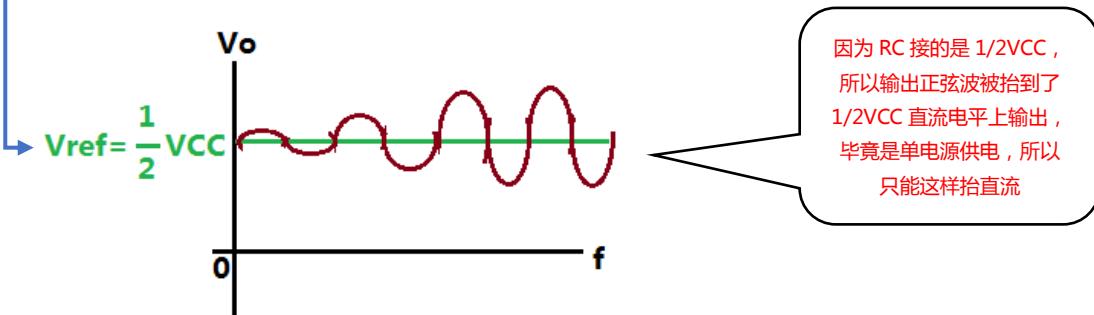
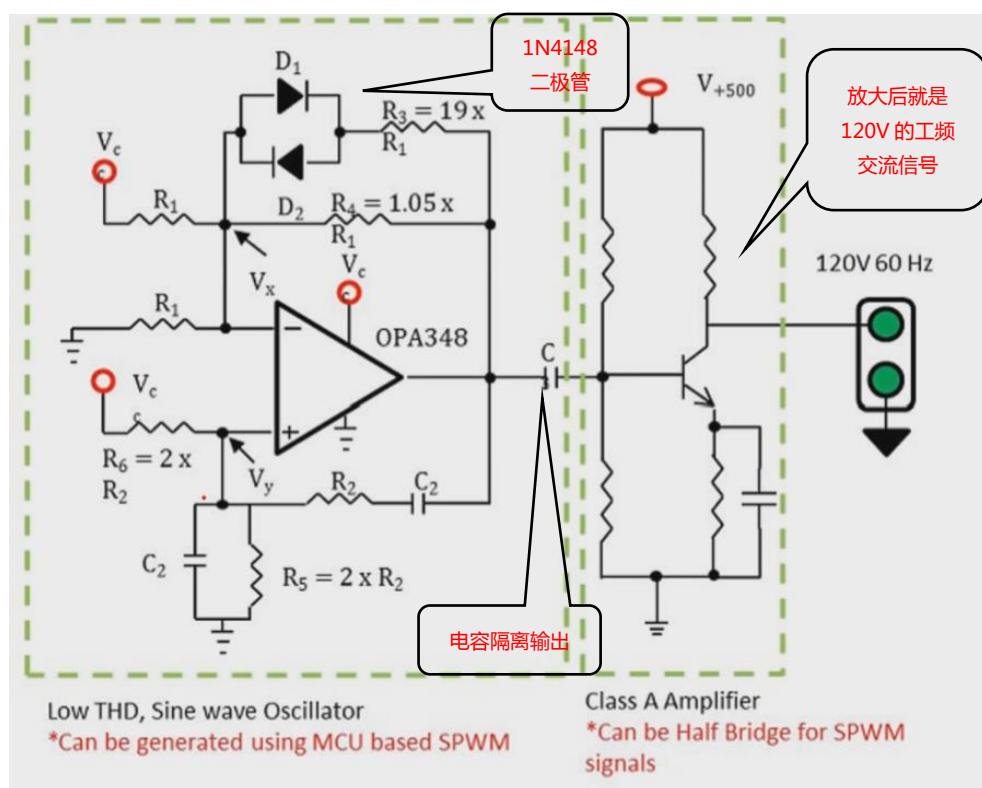


Figure 11. Wien Bridge Oscillator



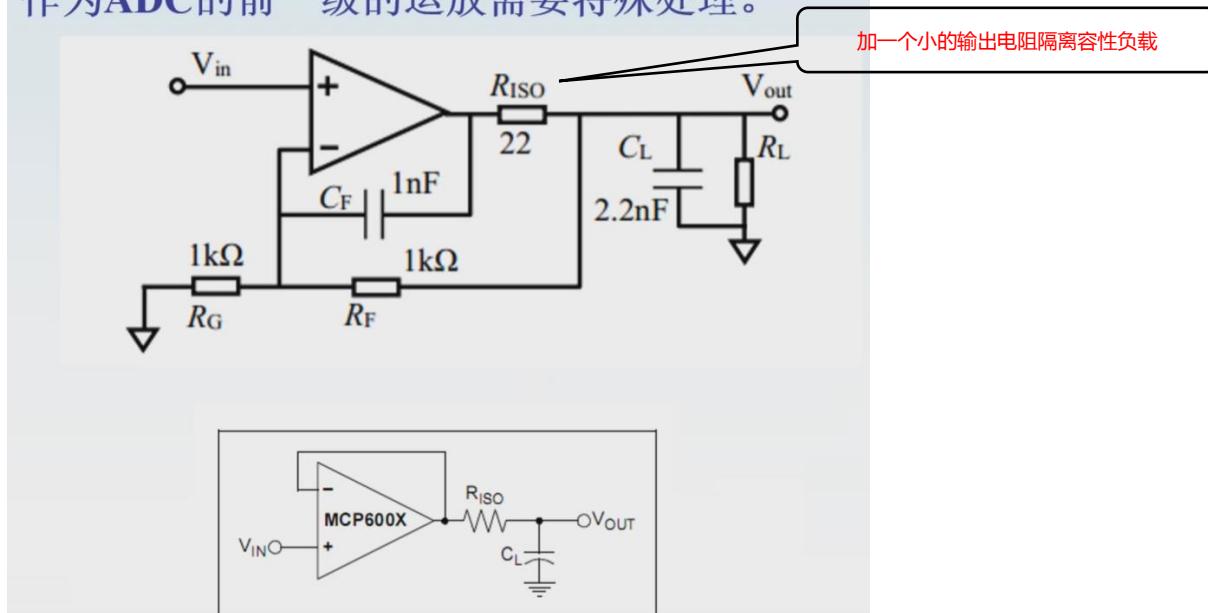
如果输出端不想有这个直流偏置，可以在运放输出端加电容进行隔离。比如下面 OPA348 就是电容隔离输出



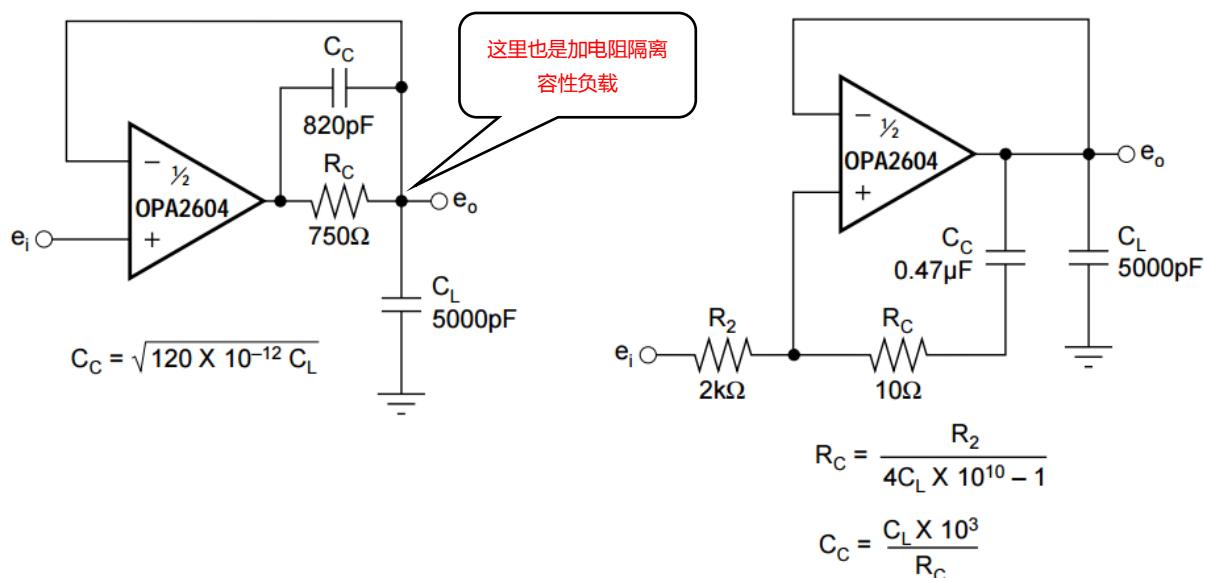
运放输出端接电容负载，振荡问题

电容式负载有哪些？

主要是有些ADC内部输入端有一个大电容，作为ADC的前一级的运放需要特殊处理。



OPA2604 专业音频运放



驱动容性负载的运放，像 OPA350 这种驱动容性负载的运放就很牛，你看输出接 100uf 电容都不会振荡。

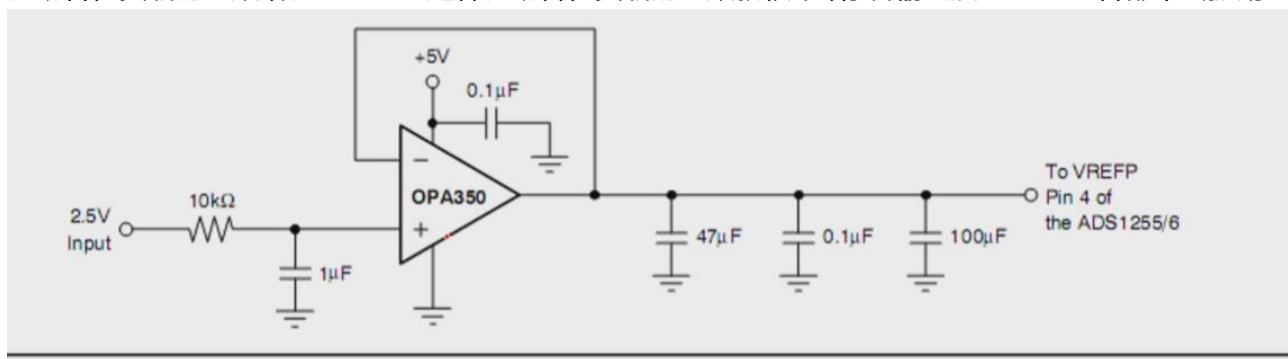
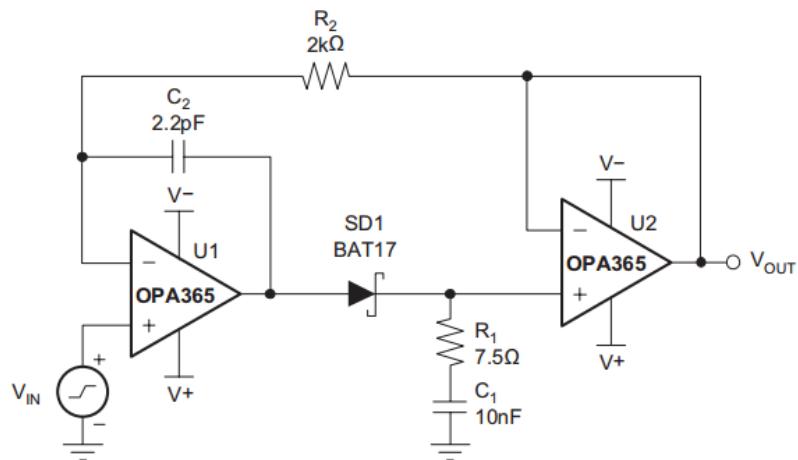


Figure 26. Recommended Voltage Reference Buffer Circuit

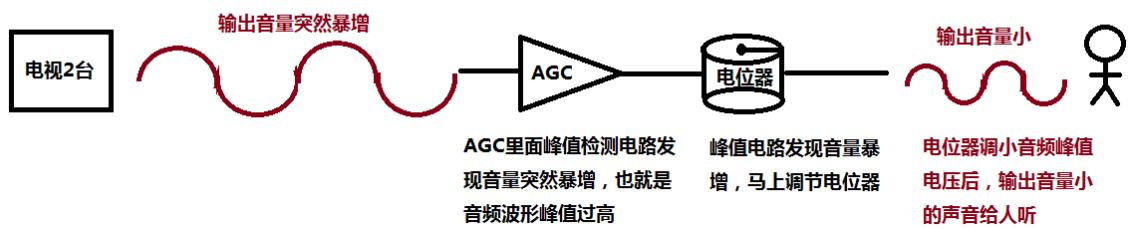
快速峰值检测电路

快速趋稳峰值检测器

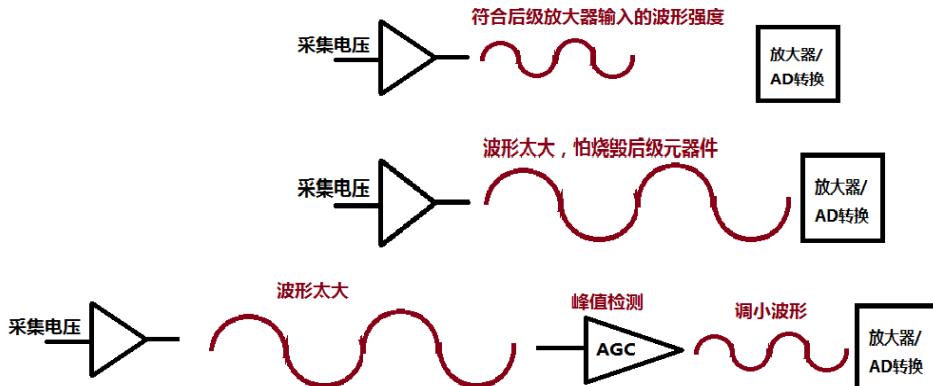


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

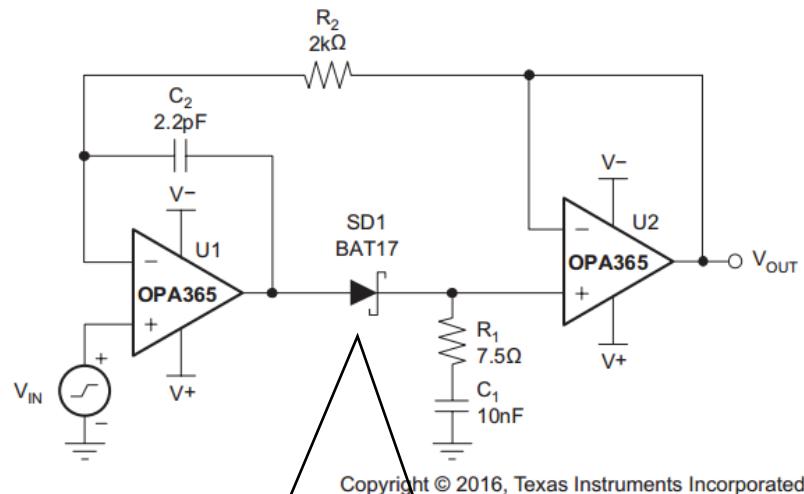
这种峰值检测电路有什么用？



峰值检测电路还可以检测波形太大，怕烧毁元器件，所以对波形幅度进行调节。



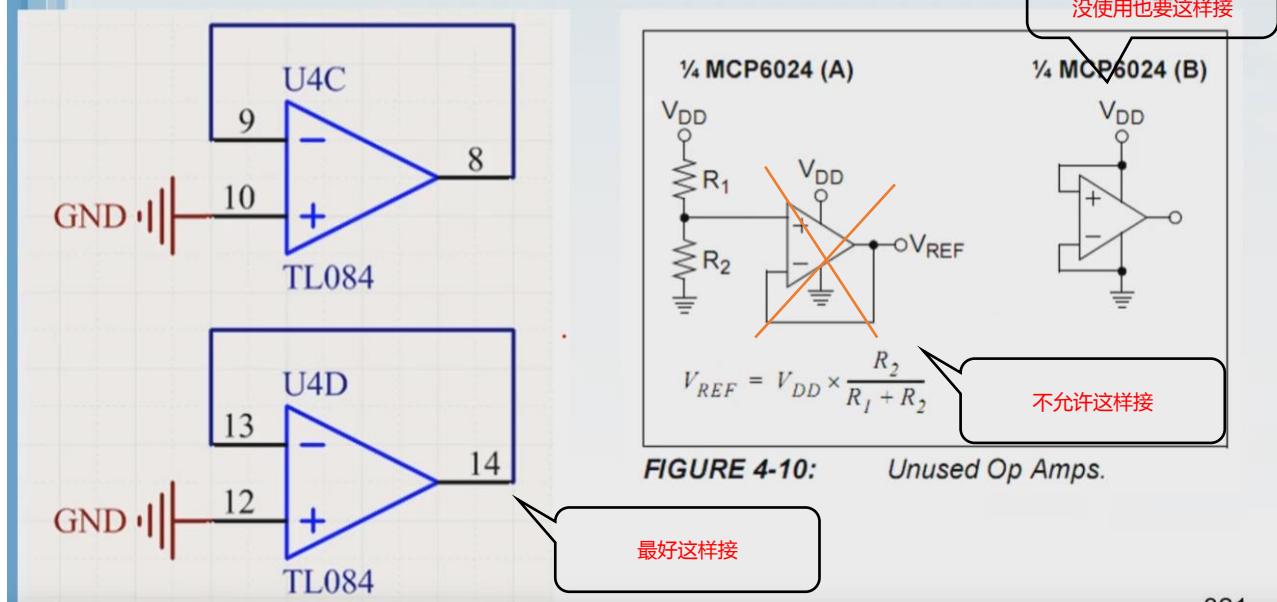
快速趋稳峰值检测器



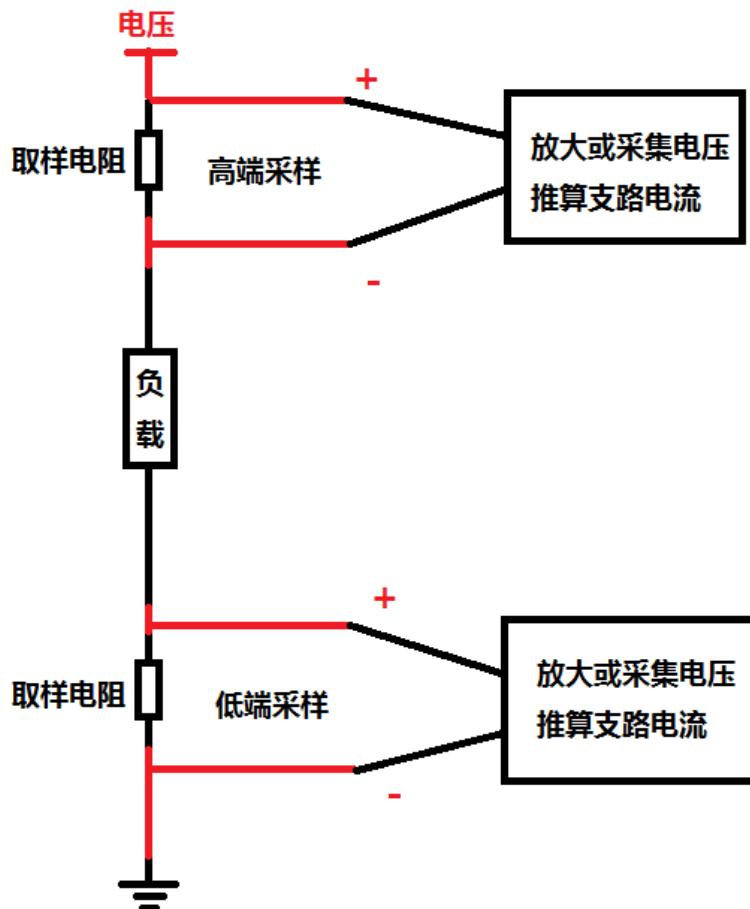
这个二极管很重要，一定要选择快速二极管，根据波形频率来选择二极管速度

一个IC里面多个运放，有几路运放没使用，没使用的运放不要悬空

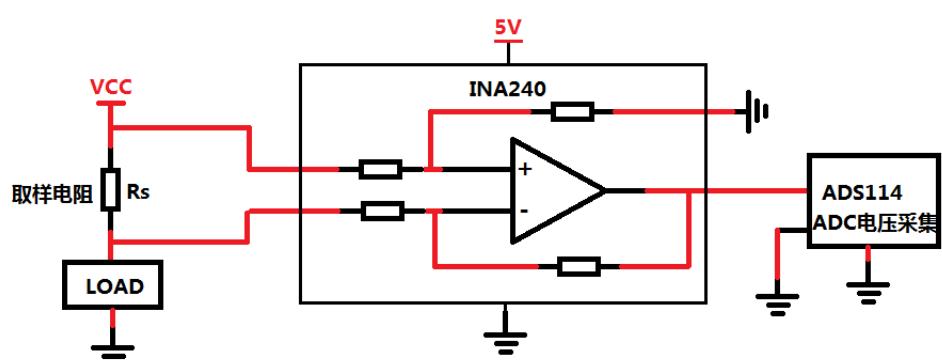
比如TL084是一个4运放，如果只使用了其中的两个，剩下两个未使用的运放如何处理呢？如果不处理就埋下了不稳定的隐患。处理方法如下。也可以在反馈回路中串联一个几千欧的电阻。



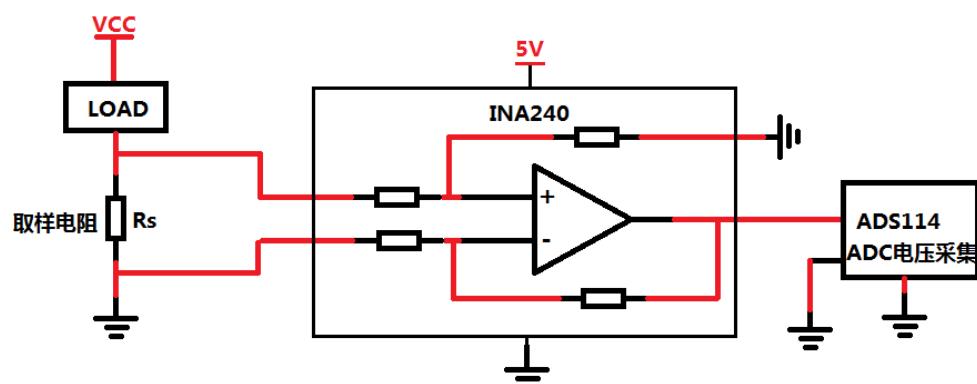
运放电流检测



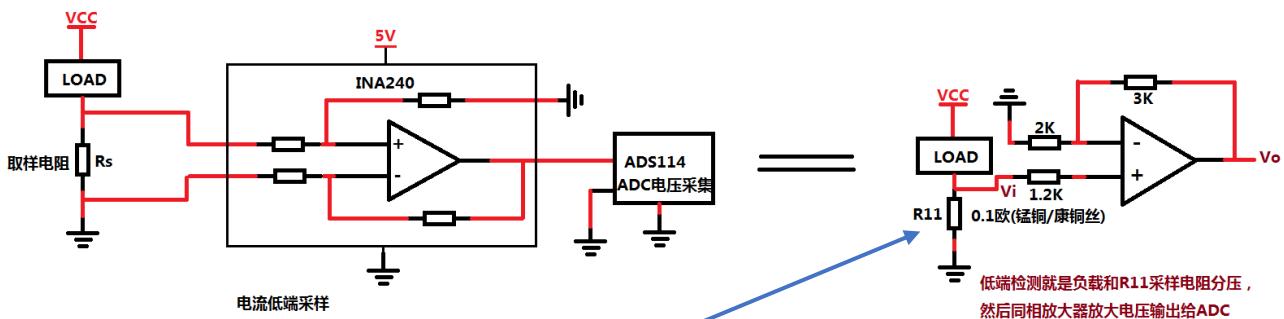
电流采集就是采集流过负载的电流在取样电阻上产生的压降，所以这个取样电阻必须很小，不能太大，不然导致负载得不到需要的电流，然后将电流 \times 取样电阻 = 采样电压，根据电压反算电流，高端采样或者低端采样接线方式都可以



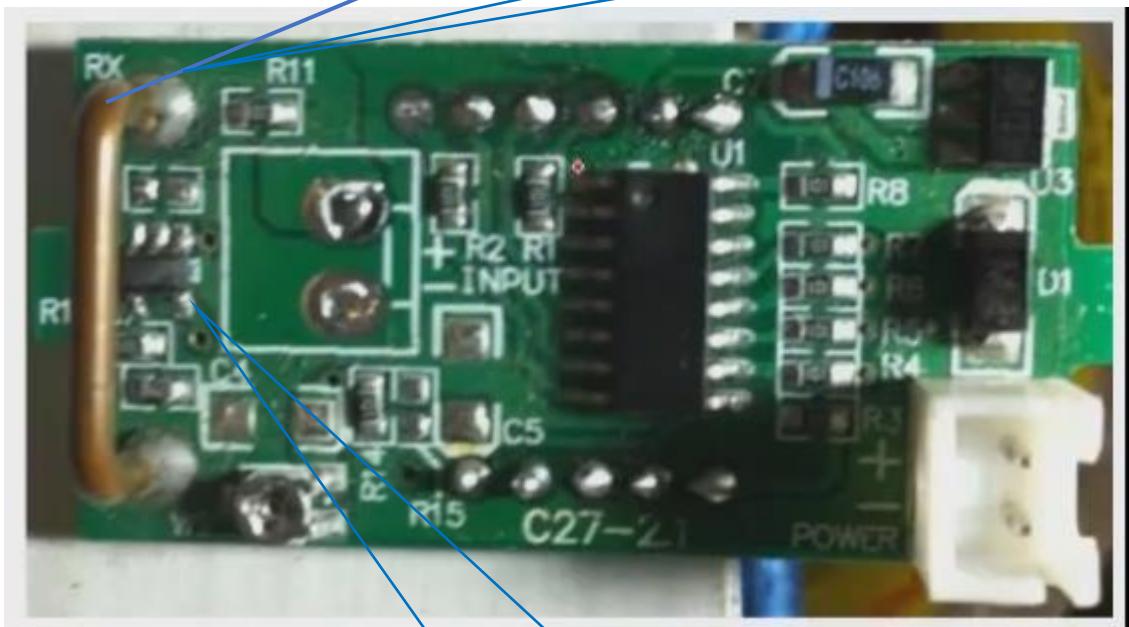
电流高端采样



电流低端采样



这个金属就是采样电阻，采样电阻的温飘最好是打火机烧这个金属，电阻都不变，最好



这个运放是国产 LN8541，是用来替代 AD8541 的

采样电阻材料最好的是锰铜，第 2 是康铜。上面取样电阻采用 0.1Ω 都比较大了，最好使用 $10m\Omega$ 或者 $5010m\Omega$ 最好。

OPA188 低端电流检测案例

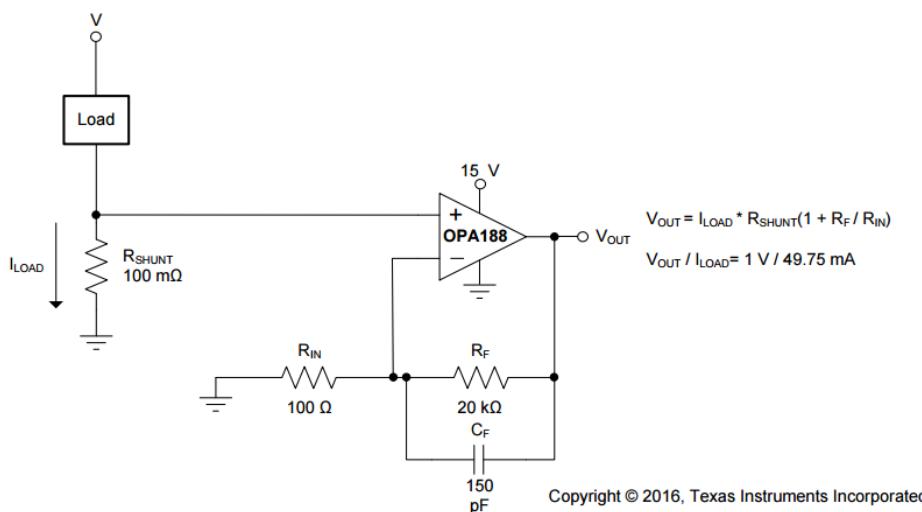


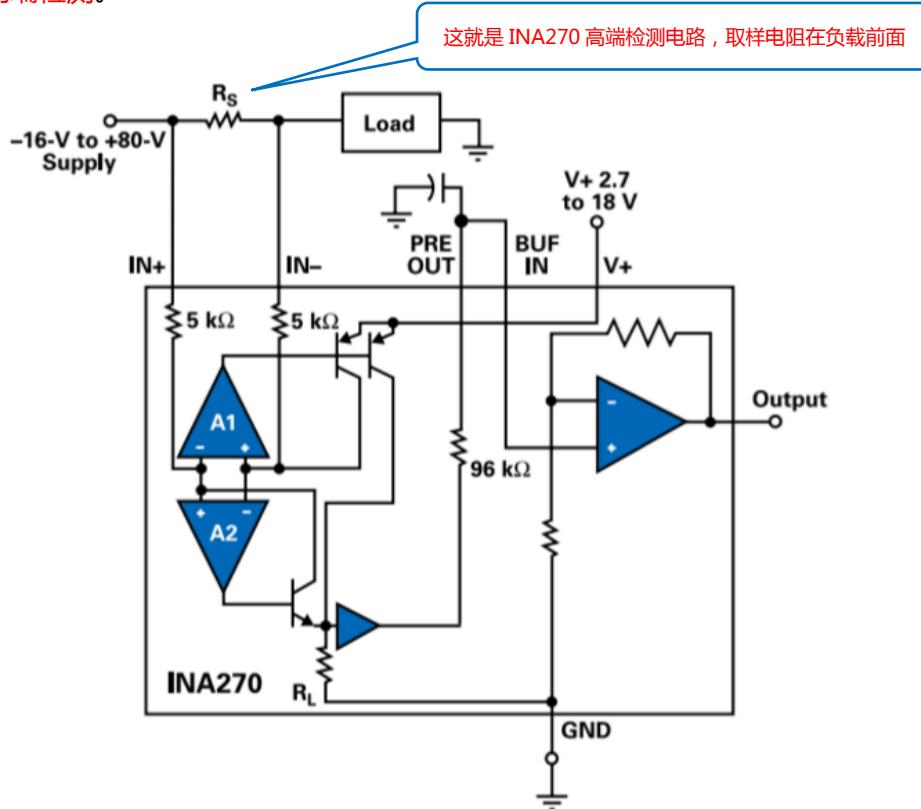
图 48. 低侧电流监控器

低端电流检测精度不如高端电流检测

低端电流检测是直接方便，用1个运放就能完成电流检测，且非常准确。

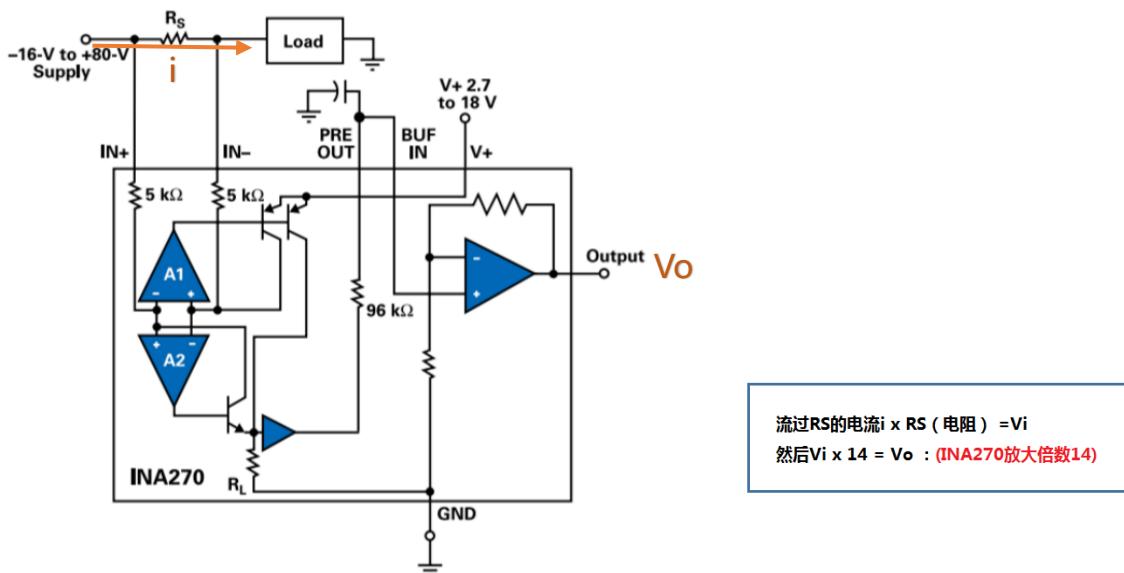
但是低端电流检测在接地路径上加入了阻值，这样非常不利于高精度电流测量，因为流入地平面的电流将在感应电阻上产生电压，这个电压以地平面噪声的形式出现在其它芯片的地平面上。

地平面又有数字电路0,1高频切换，导致地平面流过的电流是动态的，将在地平面形成高频噪声，影响模拟部分的测量精度。如果能接受地平面噪声，那么可以直接用低端检测，如果不能接受地平面噪声，**就用高端检测**。

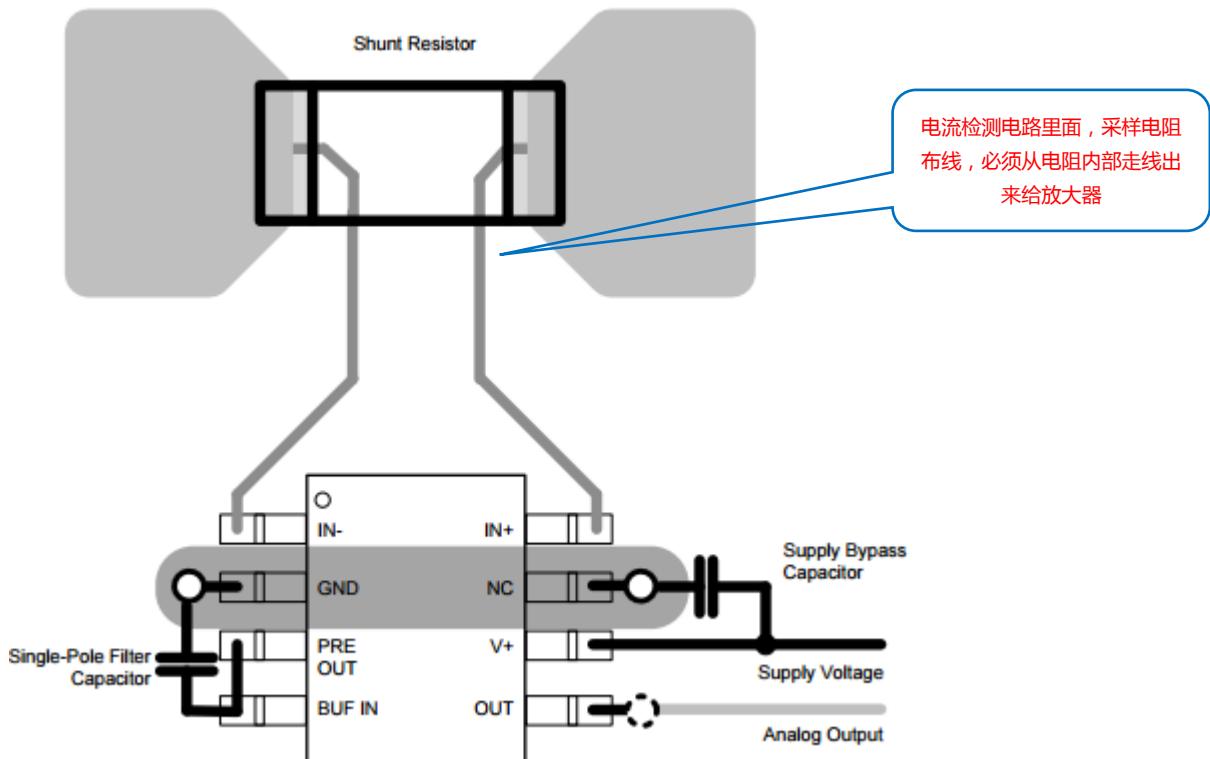


INA270 内部原理图

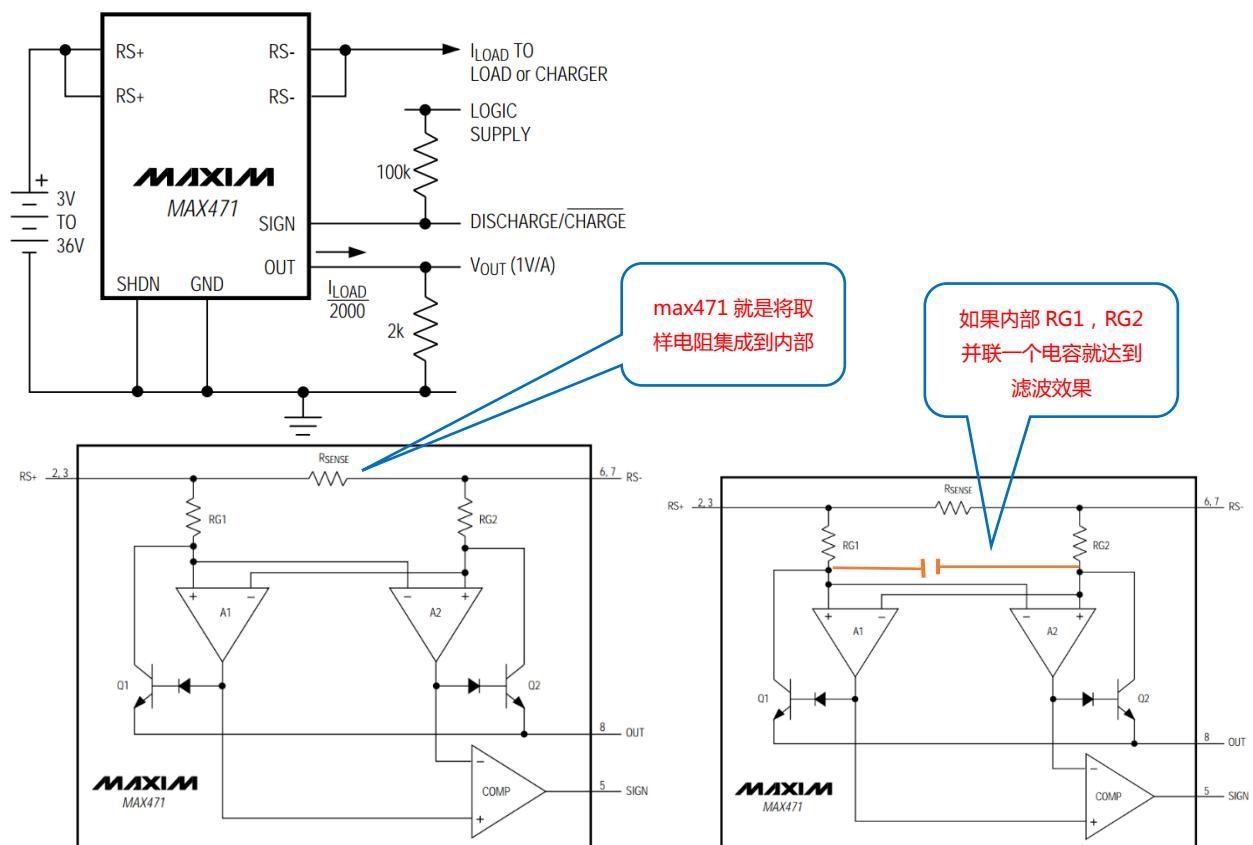
如何计算INA270输出电压？，首先INA270固定放大倍数是14倍。



INA270 内部原理图



MAX471 比较高级的电流检测芯片



下面看看 INA219 就有输入电容滤波

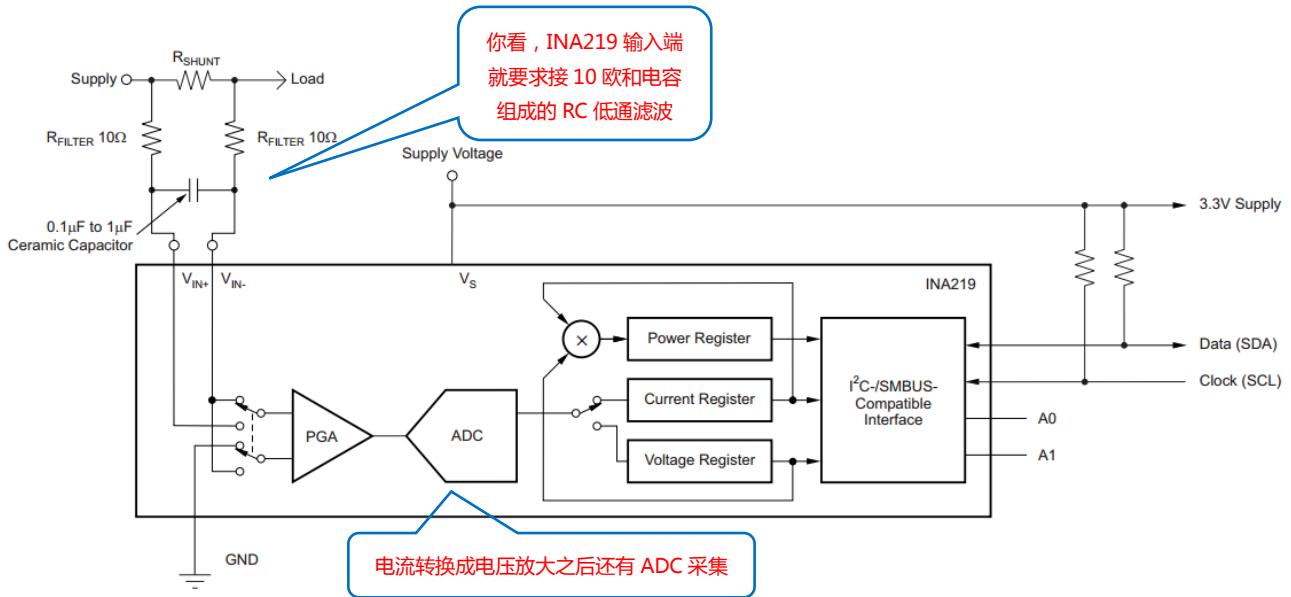
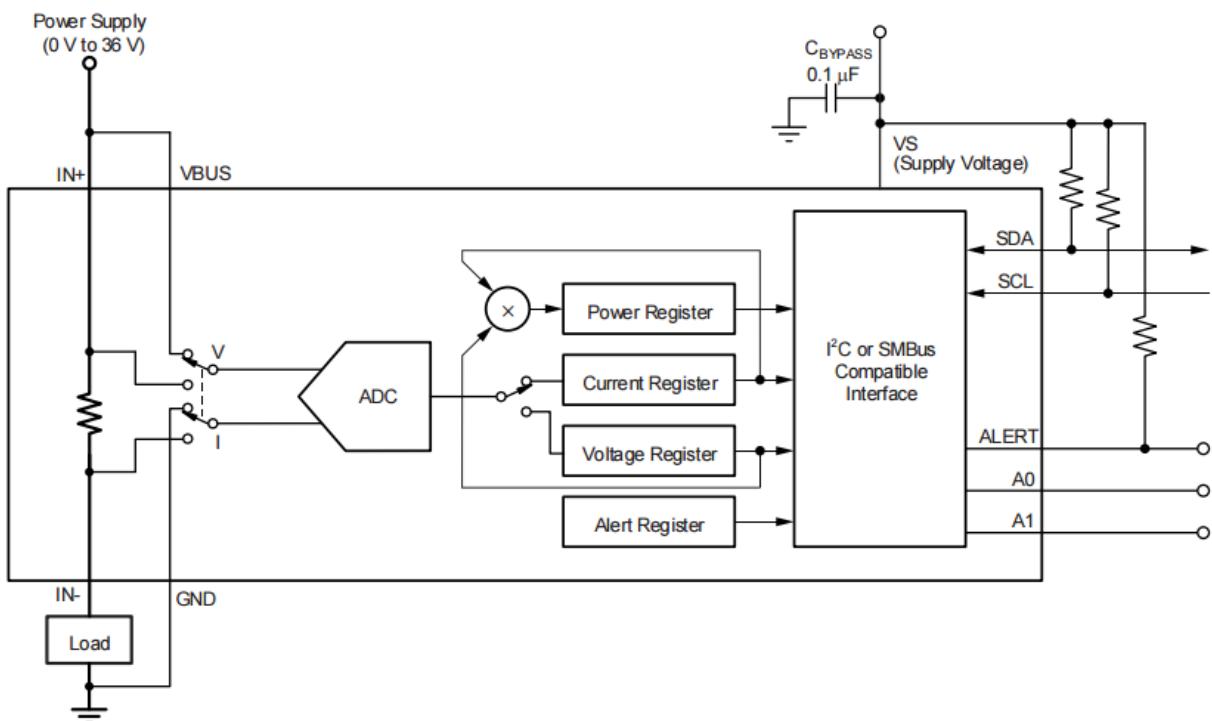


Figure 14. INA219 With Input Filtering

这个 INA219 可以检测电流，还可以检测 supply 电压，还可以检测 supply 电压 * Io = 功率

INA260 基础了 $2\text{m}\Omega$ 电阻，可以检测输入电压，负载电流，功率消耗，和 INA219 类似

高侧感测应用

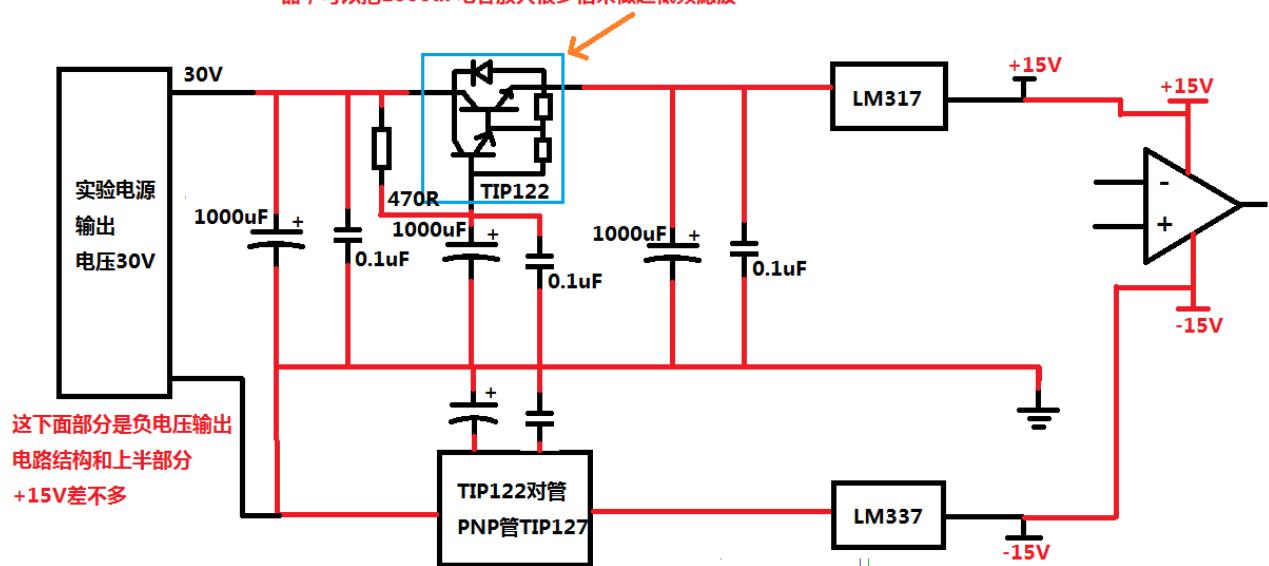


用 I²C 控制双刀切换开关，切换到电压端就是采集输入电压，切换到采样电阻端就是采集负载电流，两个相乘就是功率损耗。

如何减小电源纹波(复习) , 方案电路

电子滤波器

这个电路不完整，但是想说的就是用达林顿管来做电子滤波器，可以把 $1000\mu F$ 电容放大很多倍来做超低频滤波



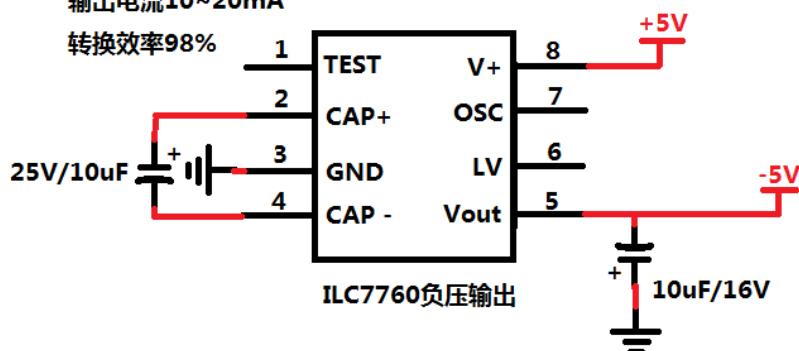
负压产生电路，电荷泵 ICL7660

ICL7660 : 输入 1.5~10V 电压

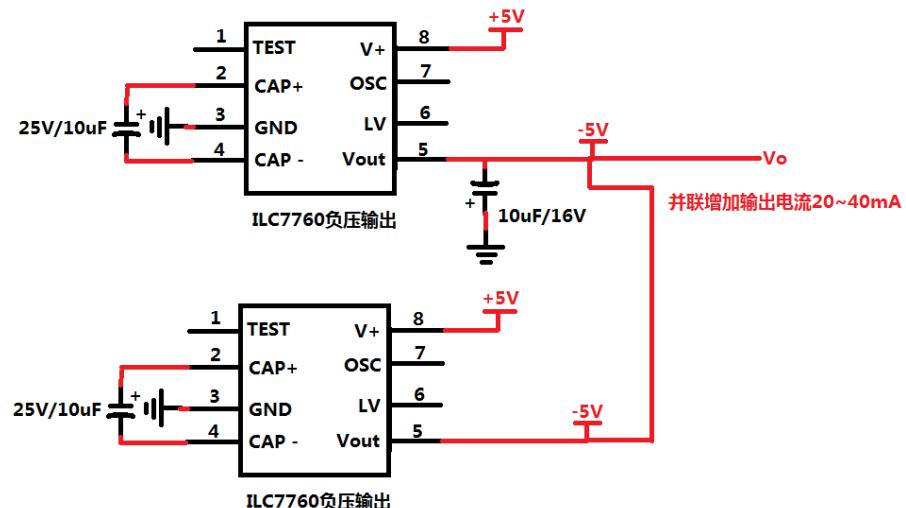
输出-1.5~-10V电压

输出电流10~20mA

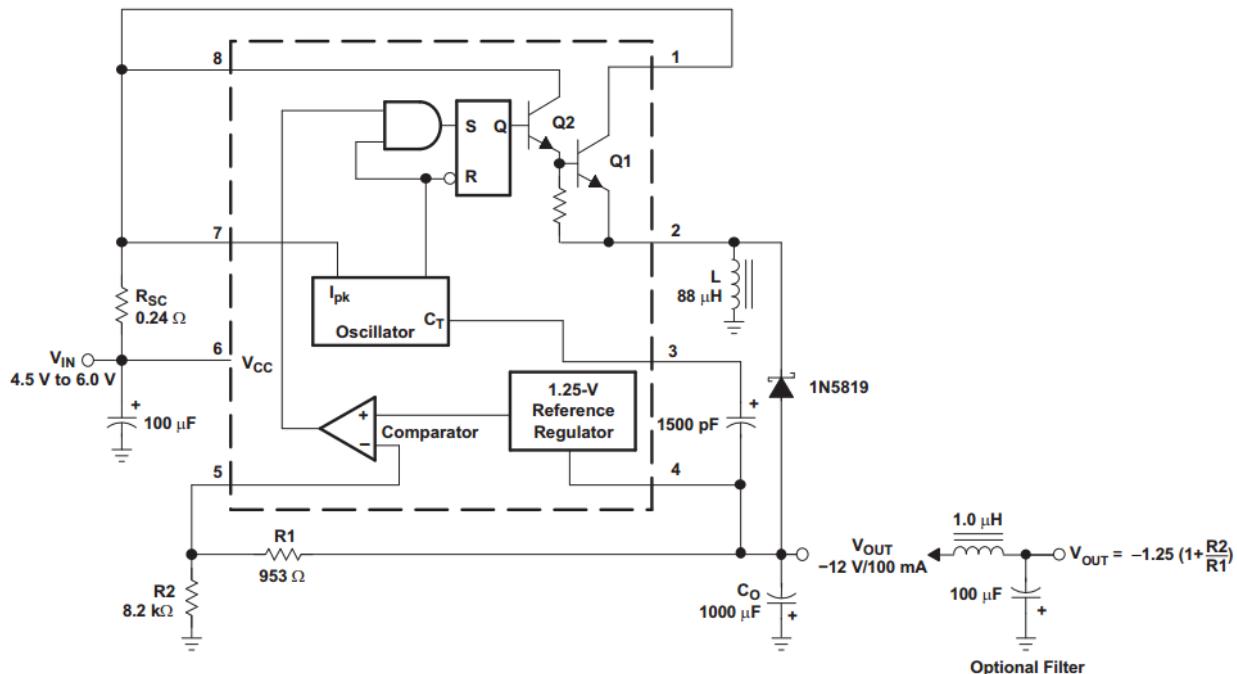
转换效率98%



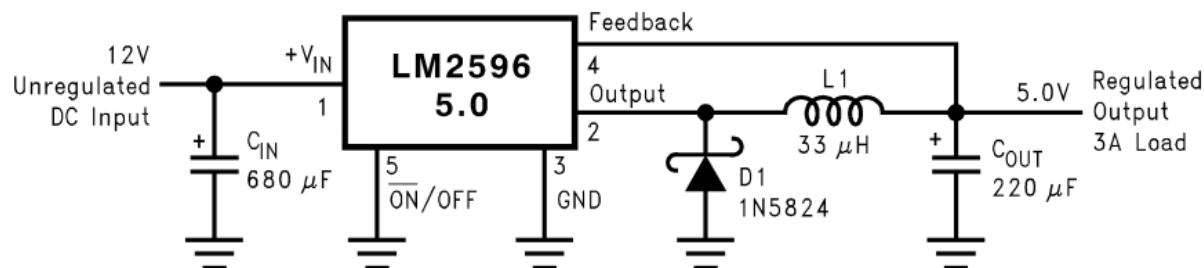
也可以并联增加输出电流



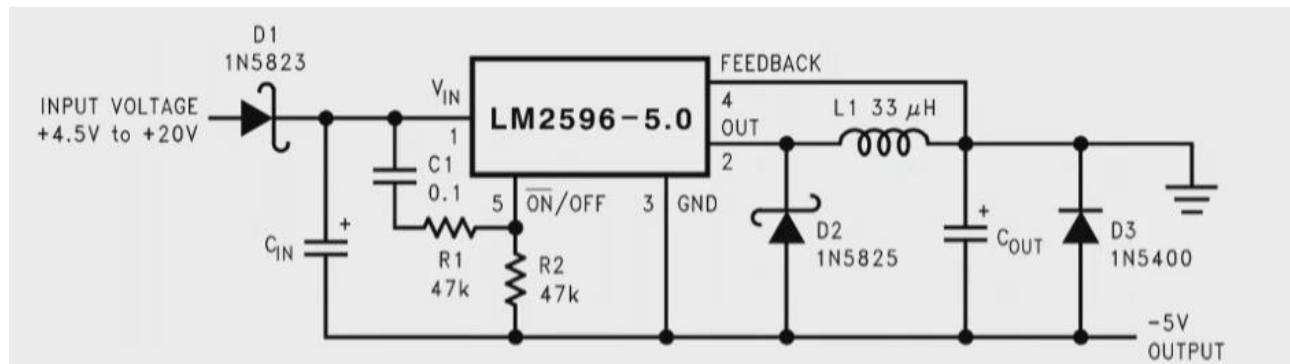
摩托罗拉的 MC34063 也是不错的负压产生芯片



这里有个技巧，记住 !!，所有的 BUCK 结构的电源芯片，都可以把正电压转换成负电压。

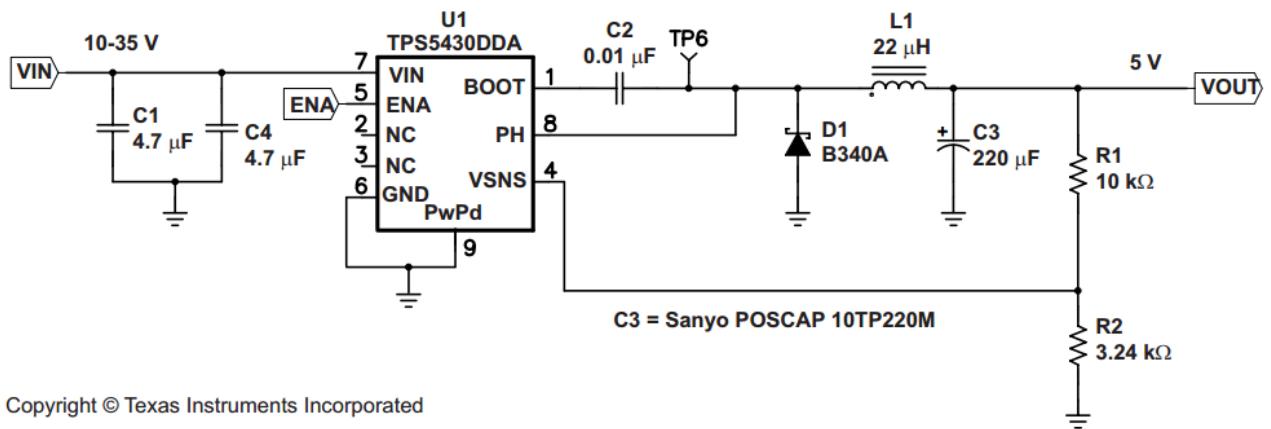


比如 LM2596 是正电压的 buck 开关电源芯片



你看，把 LM2596 输出的电源和 GND 调换一下位置就可以了，但是不要用 LM2596 做负压输出，因为很多人发现，才上电的时候 LM2596 输出电压会冲到-18V，所有这里只是介绍，不要这样做。

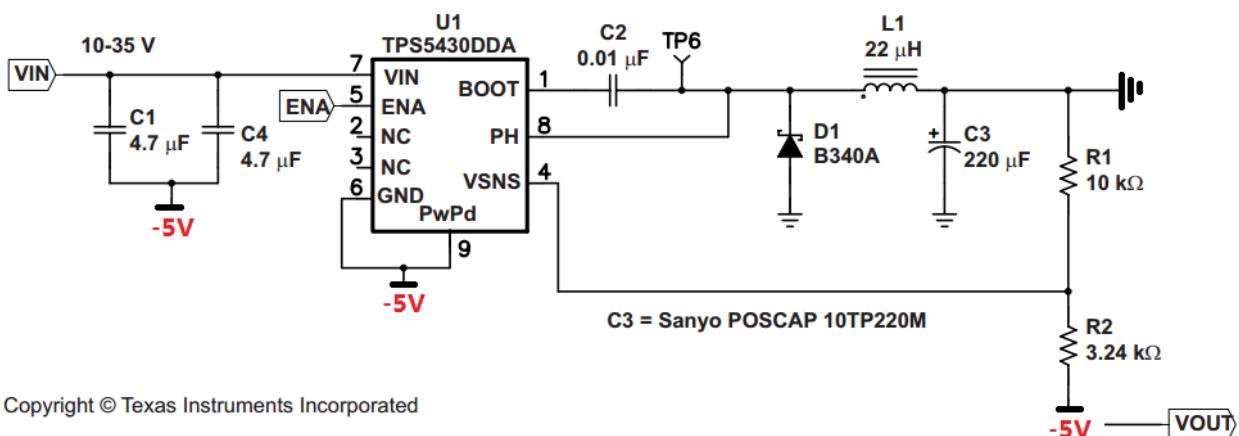
所以我建议用 TPS5430 系列的 buck 电路来做负压输出方案。



Copyright © Texas Instruments Incorporated

Figure 17. 10 V–35 V Input to 5 V Output Application Circuit

先设计的时候将 35V 转换成正 5V 进行电压检测，发现电压检测没有问题了，正 5V 输出接 GND，然后 GND 接 -5V，这样就达到负压输出了。

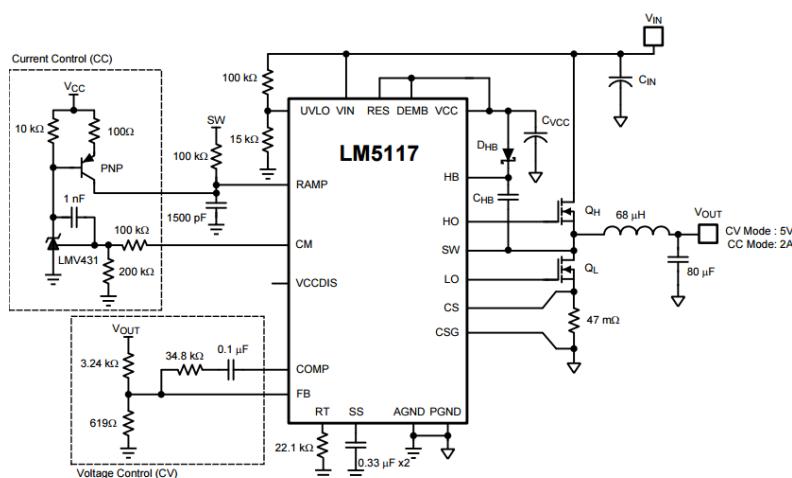


Copyright © Texas Instruments Incorporated

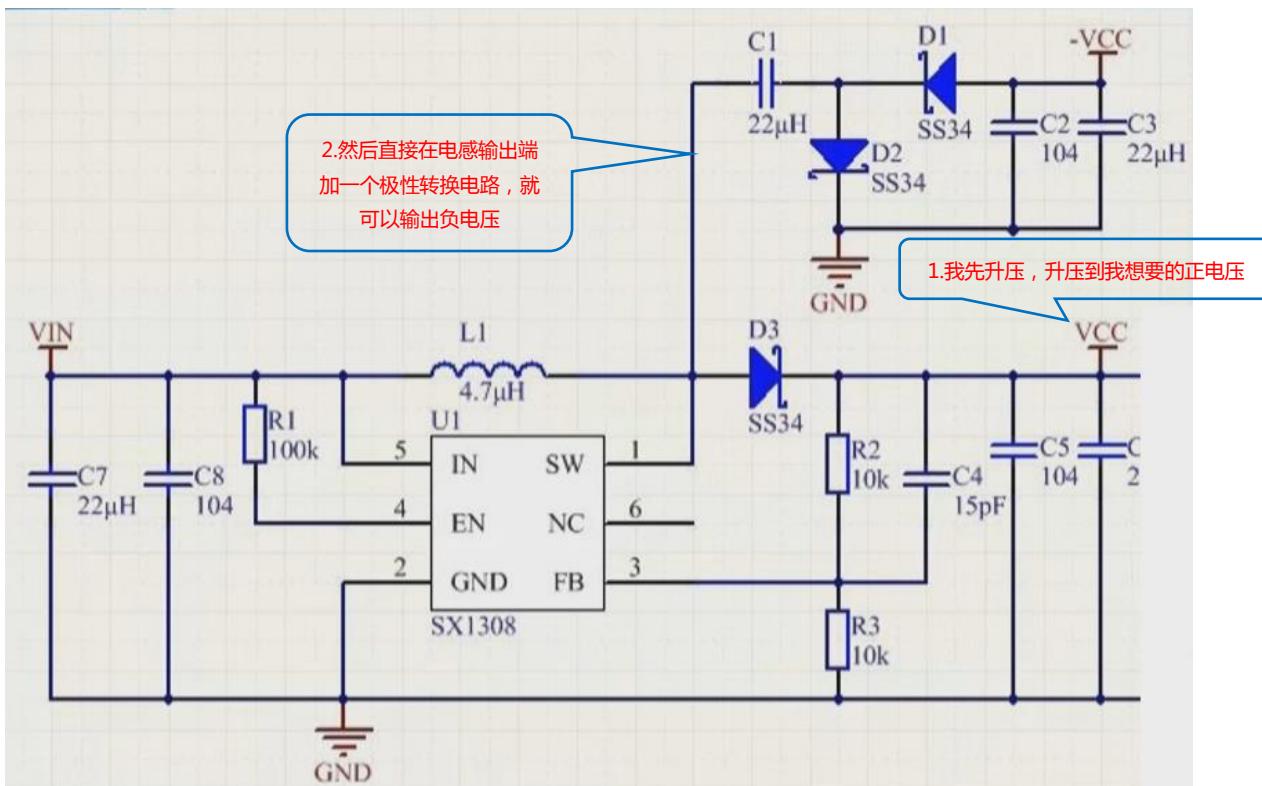
Figure 17. 10 V–35 V Input to 5 V Output Application Circuit

这就是修改后的负压输出电路

LM5117 同步降压芯片也可以改成负压输出



就算调换输出 Vout 和 GND 的极性就可以了。



这就是 boost 升压电路，反极性输出负压的方案。

Flybuck 电路也可以产生负压

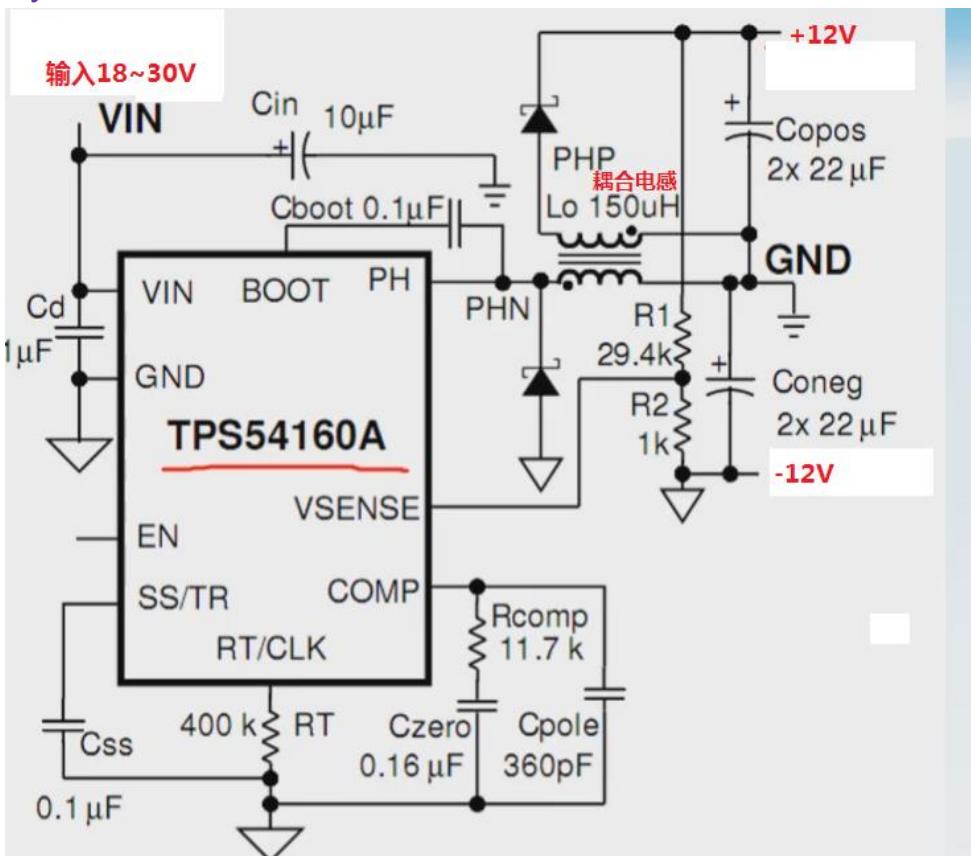
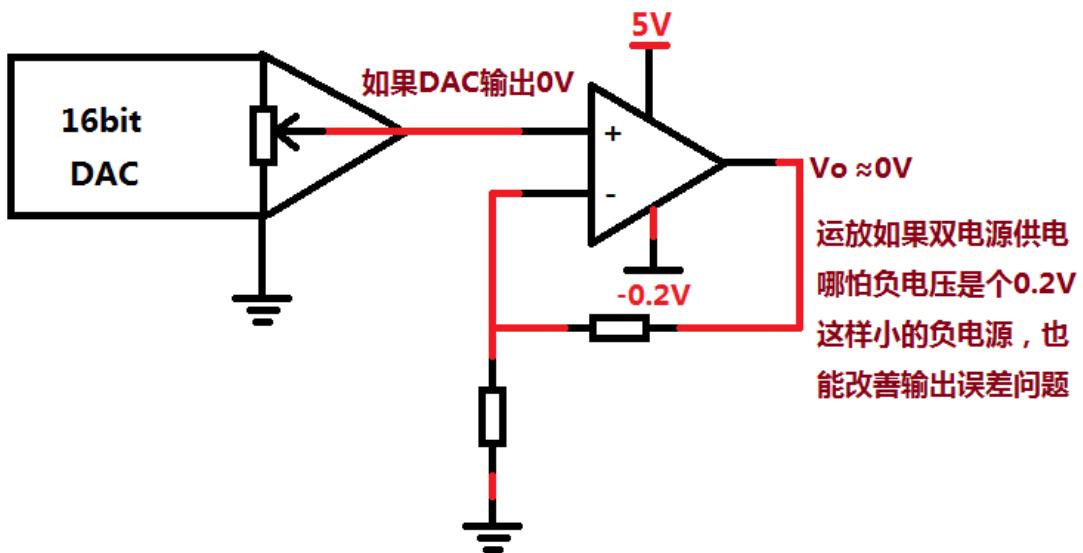
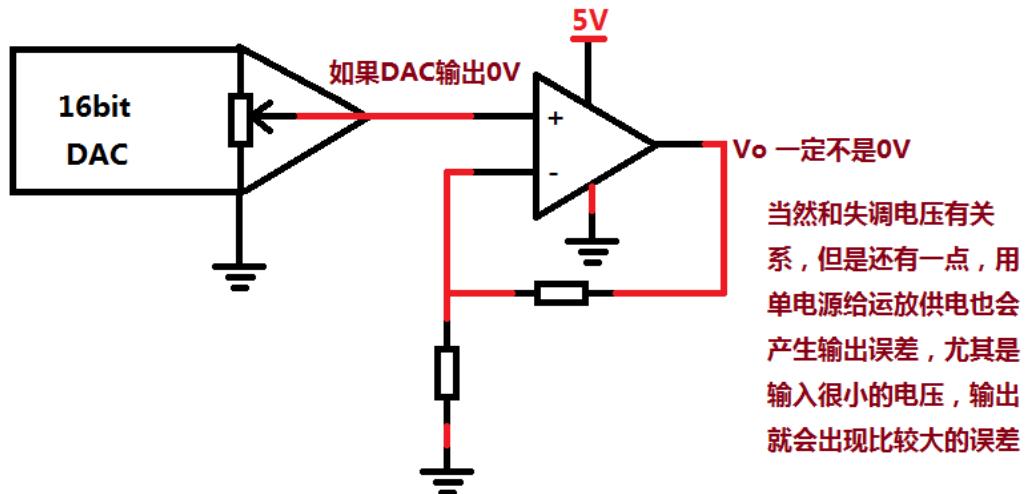


Figure 3. 24-V to ±12-V/0.3-A Power Supply

这个 flybuck 就是耦合电感比较贵，一般 5 元一个。

运放单电源供电两个缺点

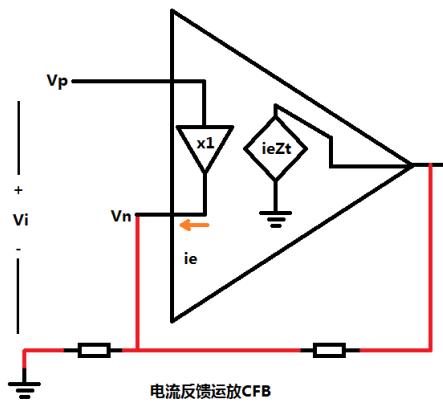
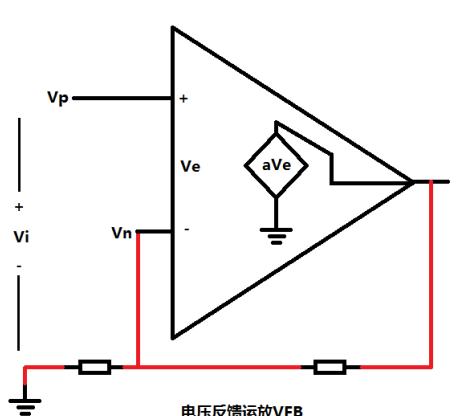
1.输出小信号时误差较大

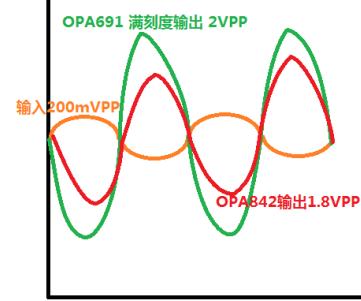
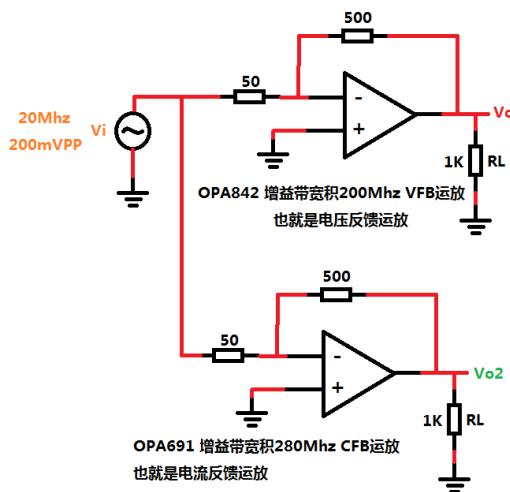


所以要求特别高的情况下，可以考虑双电源运放

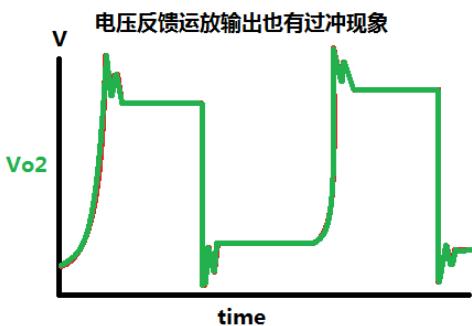
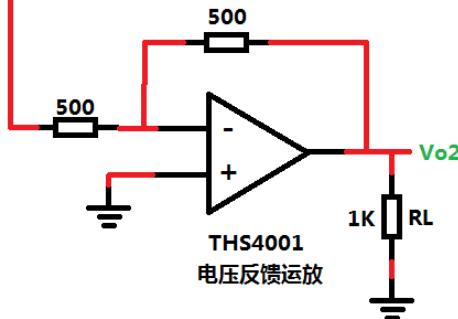
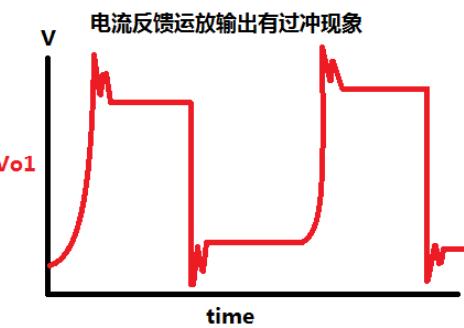
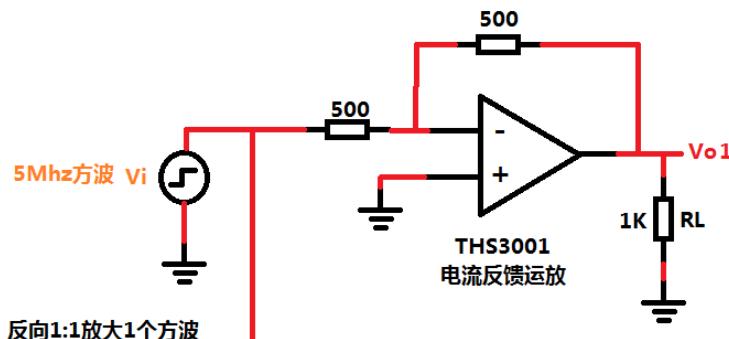
2.能处理的频率较低<100khz

电压反馈型运放和电流反馈型运放的区别

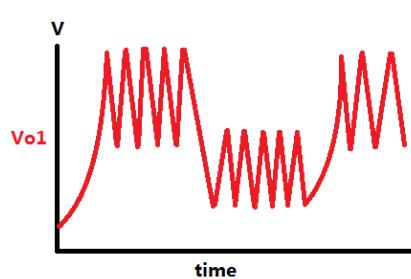
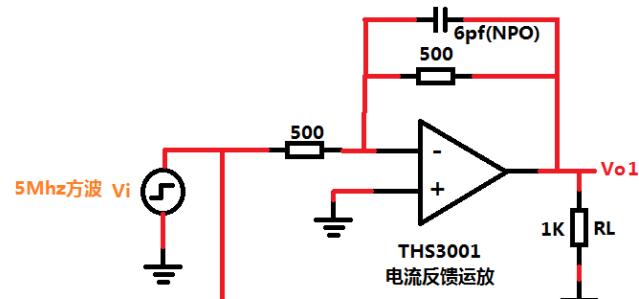




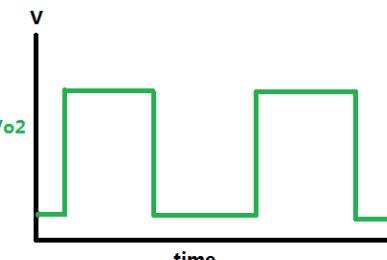
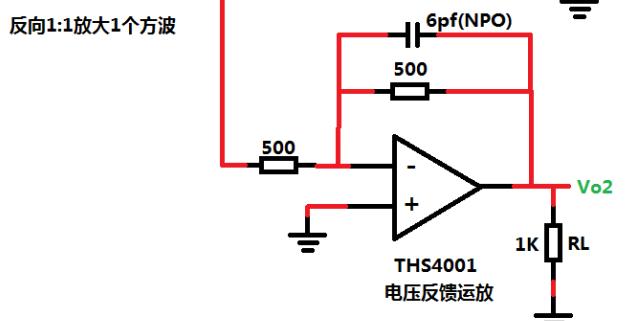
你看OPA842电压反馈运放就无法满足20Mhz信号的20倍满幅度输出
必须按照前面介绍的公式 $(10\sim100) \times \text{放大倍数} \times \text{频率} = \text{增益带宽积}$ ，这公式算出来就要选择高出200Mhz很多的运放
但是电流反馈OPA691就不一样，直接选择跟输入信号频率差不多增益带宽积的运放就行，(这是预估)



解决这种过冲的方法就是在运放反馈电阻端并联电容

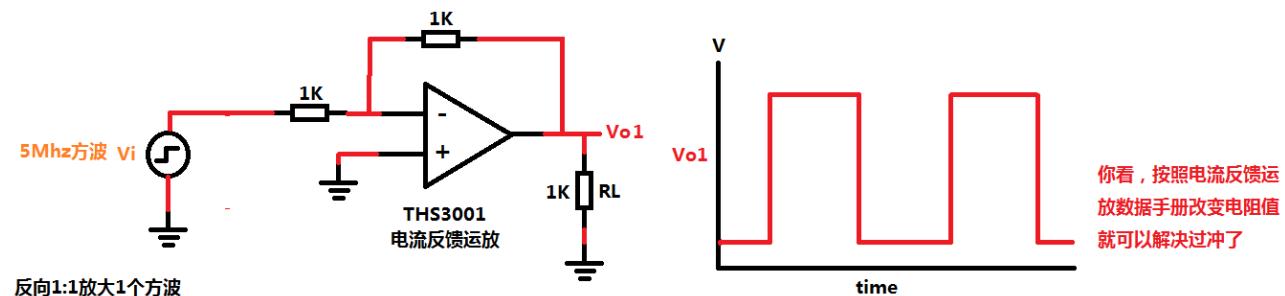
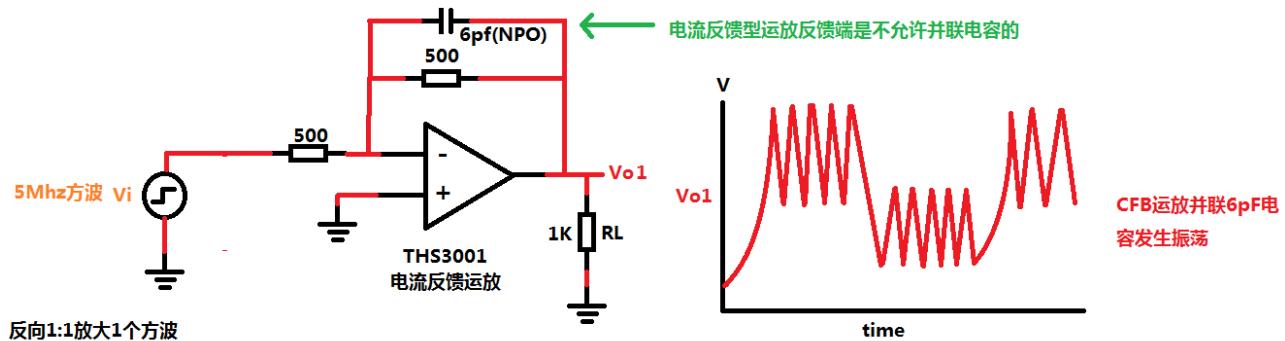


CFB运放并联6pF电容发生振荡



VFB并联6p电容形成低通滤波器，把高频尖峰脉冲去掉了

为什么 CFB 电流反馈运放并联电容就会振荡呢？那该如何解决 CFB 的过冲呢？



记住电流反馈运放的反馈电阻很关键，不能太大，也不能太小，一定按照数据手册来

THS3001 电流反馈运放简介

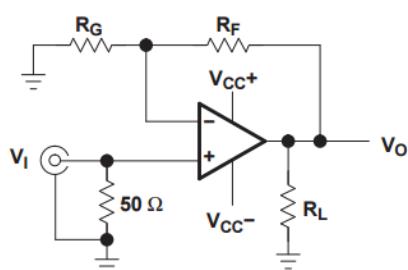


Figure 1. Test Circuit, Gain = $1 + (R_F/R_G)$

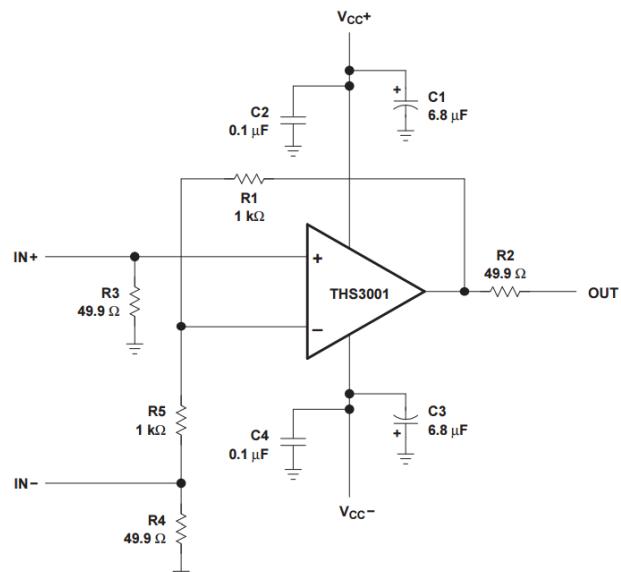


Figure 61. THS3001 Evaluation Board Schematic

THS3001 运放电路可以这样画，但是电阻是不能随便算的，不能像电压反馈运放那样随便计算电阻值。必须按照下面这个表来选择电阻。

Table 1. Recommended Resistor Values for Optimum Frequency Response

GAIN	R_F for $V_{CC} = \pm 15 V$	R_F for $V_{CC} = \pm 5 V$
1	1 kΩ	1 kΩ
2, -1	680 Ω	750 Ω
2	620 Ω	620 Ω
5	560 Ω	620 Ω

VFB 和 CFB 使用场合

放大倍数(Gain) ≤ 3 : 通常选用VFB

由于反向电流噪声低，VFB在低增益时拥有更低的噪声

VFB的单位增益带宽会限制高频的操作

VFB在低增益时拥有更小的失真



放大倍数(Gain) = > 4 选择CFB 主要是高频使用

在高增益时，CFB有更低的Rg电阻值使得CFB拥有更低的噪声

CFB没有单位增益带宽限制

CFB高增益拥有更小失真

在低频 $< 10\text{Mhz}$ 的场合，VFB 失真度更小

如果在频率 $> 10\text{Mhz}$ 的场合，选择 CFB 运放

宽带直流放大器应用实例

输入阻抗 $> 1\text{M}\Omega$ (选择高输入阻抗宽带放大器)

输入信号：正弦波，频率 10Mhz ，输入电压有效值 $<= 10\text{mV rms}$

增益：0dB ~ 60dB (选择电压控制增益或者软件控制增益的放大器)

输出信号：10Vrms (高压摆率 和 高输出功率)

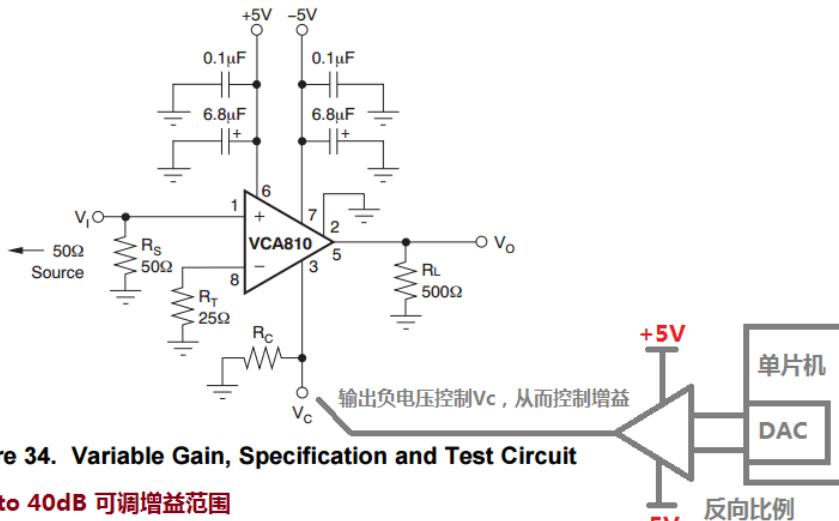


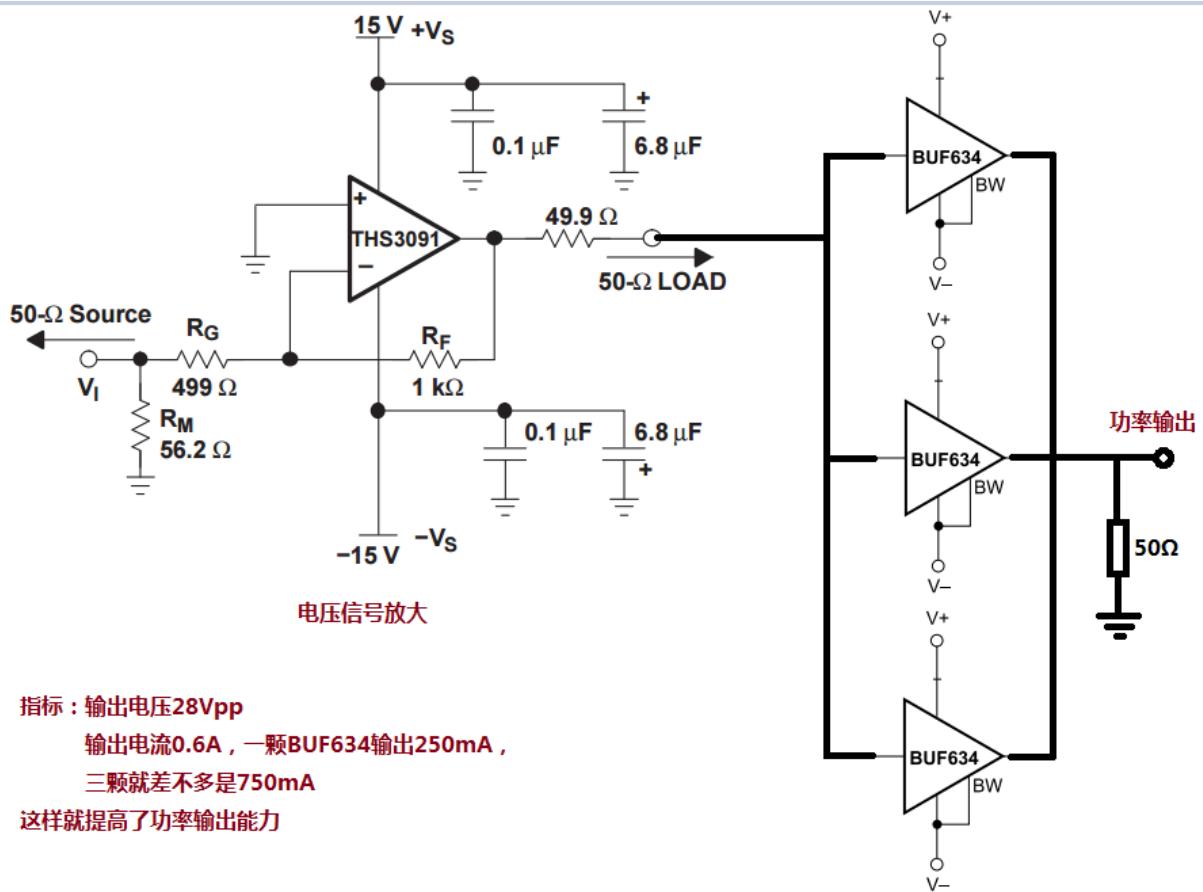
Figure 34. Variable Gain, Specification and Test Circuit

-40 to 40dB 可调增益范围

用于 35Mhz 带宽

输出失调电压 4mV

这就是电压控制增益的放大器VCA810



也可以并联两个 THS3091 同时提高电压和电流的输出能力

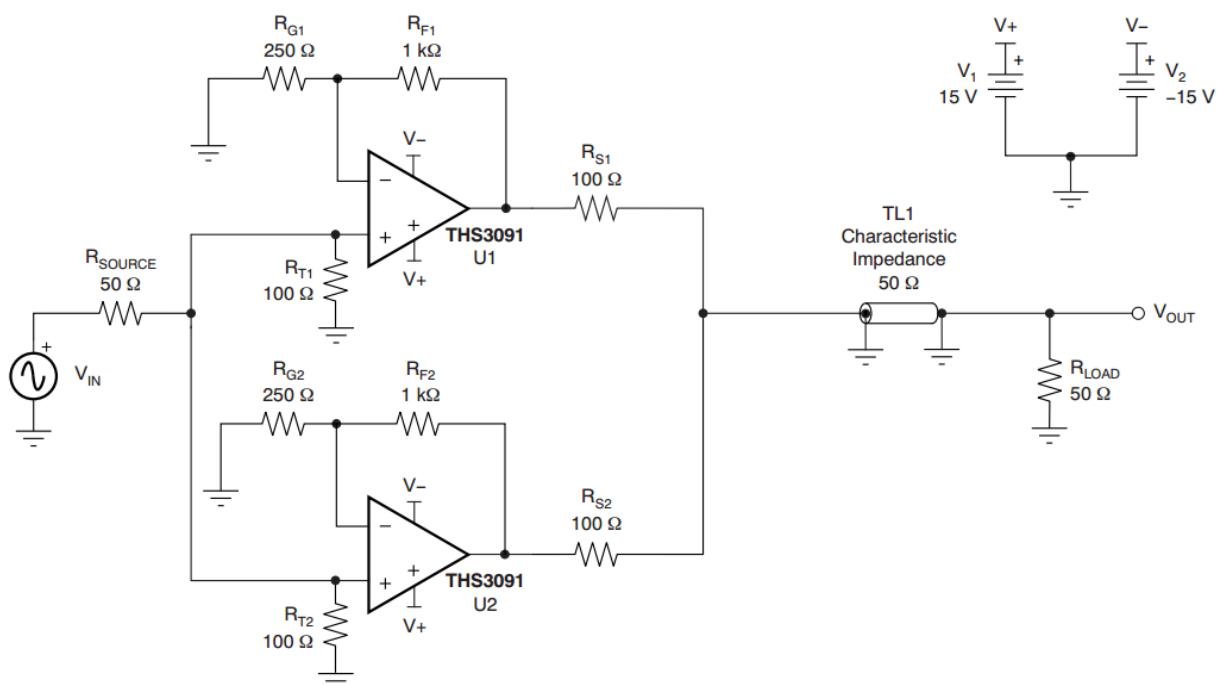
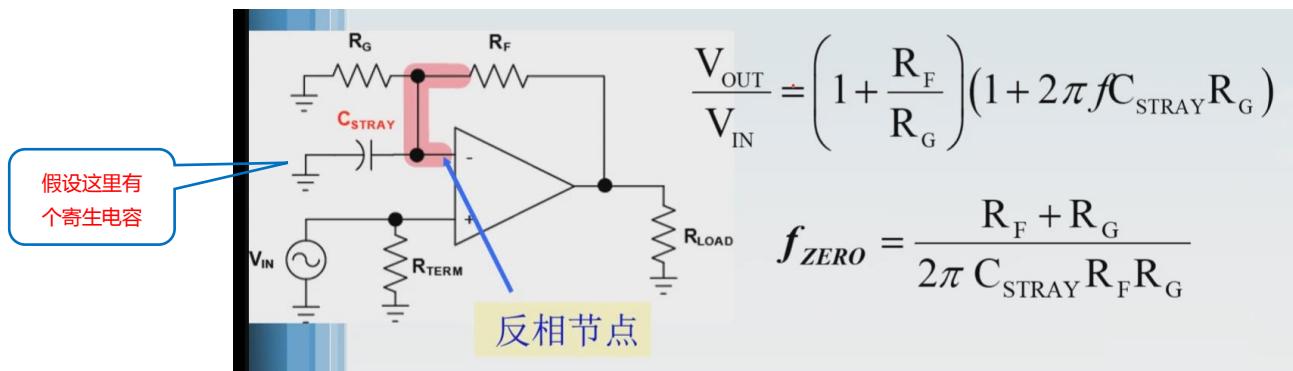


Figure 71. Reference THS3091 and THS3091 Load Sharing Test Configurations

高速运算放大器 PCB 布线

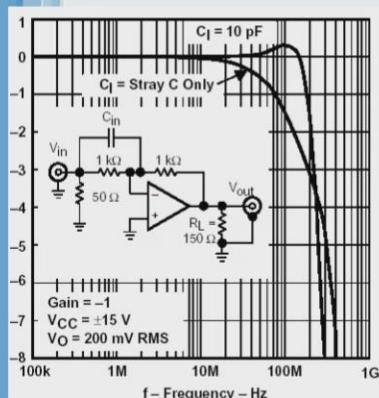


在高速运放进行高频放大的时候，如果是同相输入，那么在反向端如果 PCB 布局不好就会产生 1pF 的寄生电容，哪怕 1pf 寄生电容也会造成运放振荡。

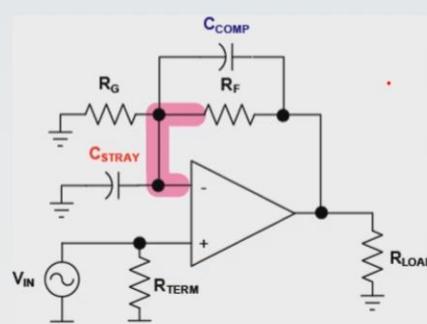
- 运算放大器的反相节点对寄生电容(C_{STRAY})非常的敏感
- R_F, R_G 及 C_{STRAY} 在反馈通路上会带来零点，从而导致放大器的不稳定
- 1pF 大小的 C_{STRAY} 就能使得放大器不稳定
- 图中所提到的节点包括了反相输入端通路上的 R_F, R_G 等所有元件

减小输入端的寄生电容的方法

1. 将反相输入端附近的地层和电源层挖空
2. 将电阻电容等元件尽量靠近反相输入端，减少线的长度
3. 减小 R_F 和 R_G 的大小
4. 增大噪声增益
5. 在 R_F 两端增加补偿电容



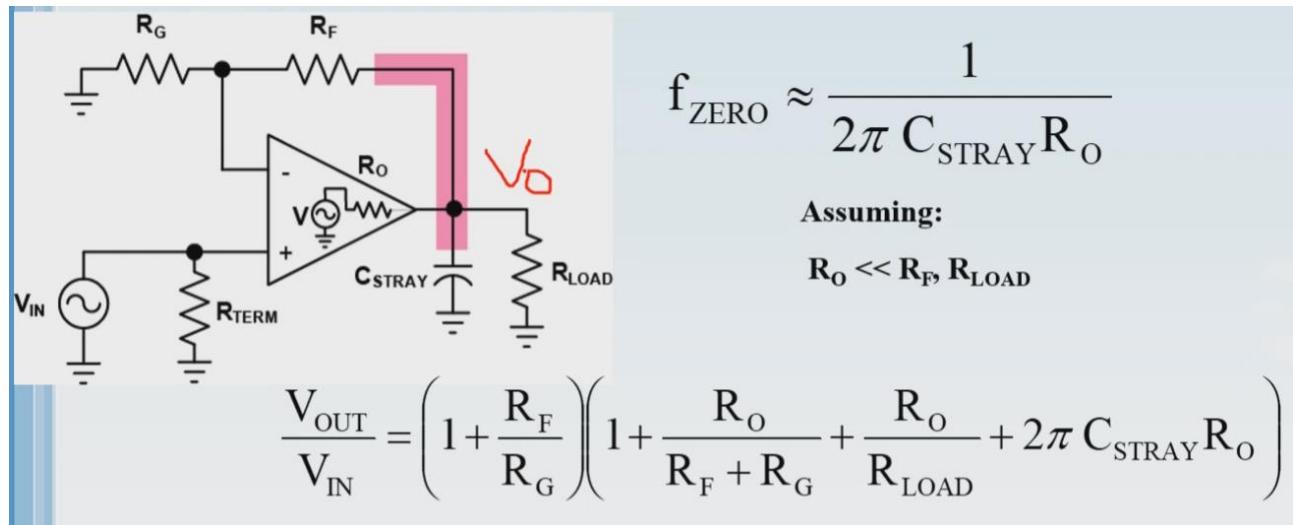
Inverting Mode



Compensation

这里的 C_{COMP} 是针对电压反馈运放(VFA)，如果是电流反馈运放(CFA)那么不能接 C_{COMP} 反馈电容。

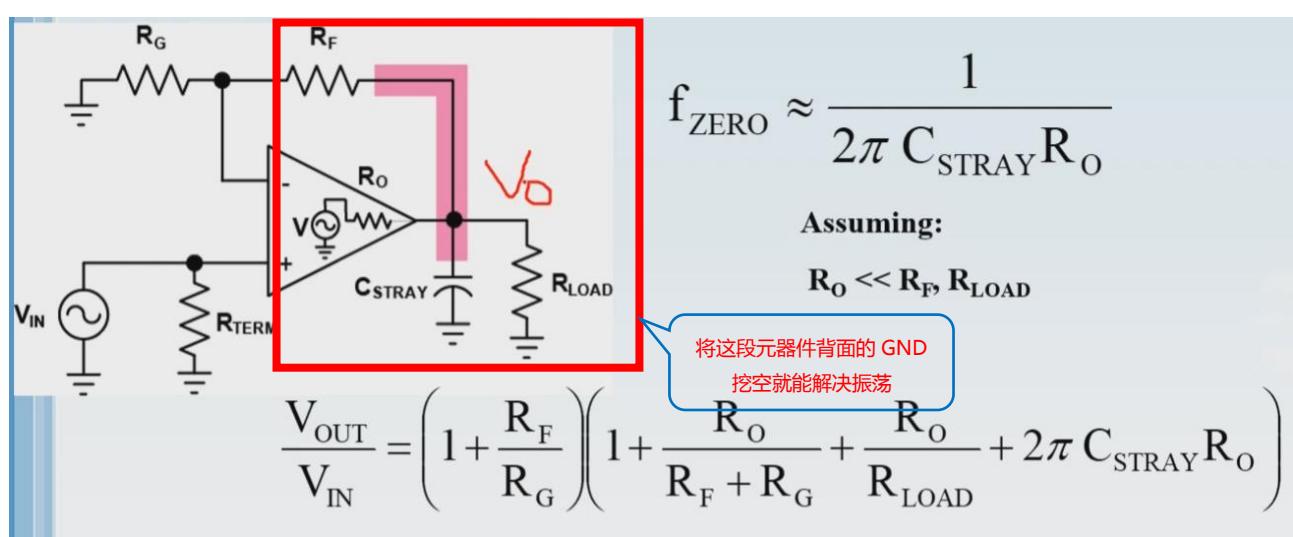
输出寄生电容也会导致运放振荡



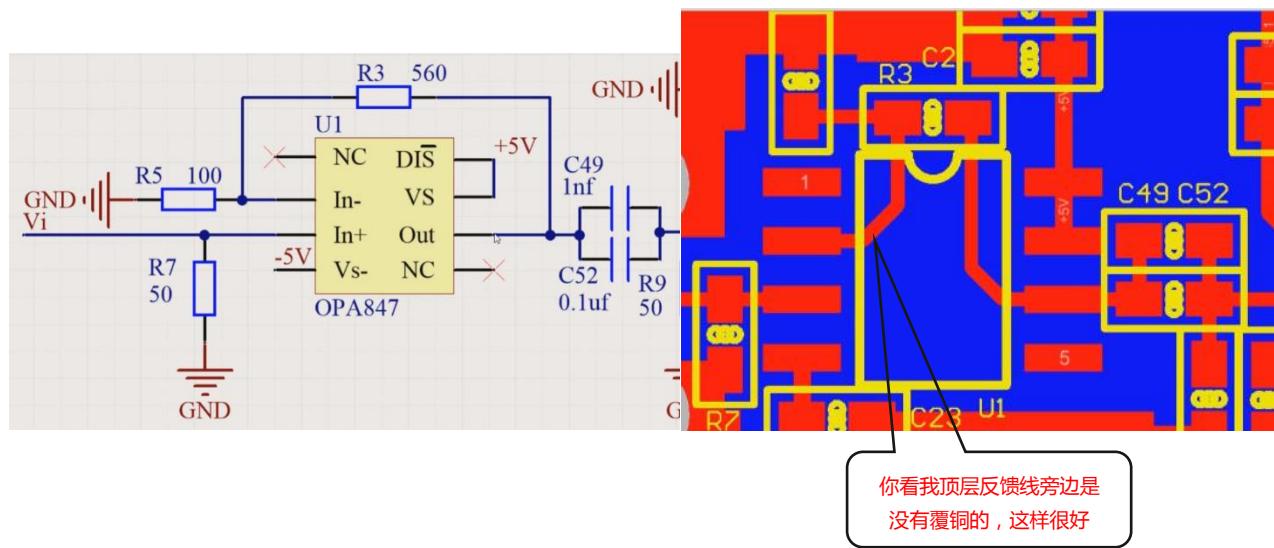
V_o 端如果出现很小的寄生电容 C_{STRAY} ，那么运放也会发生振荡。

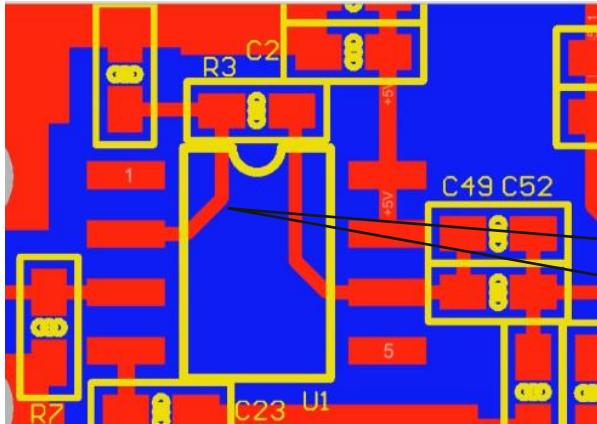
实际运算放大器是有很小的输出阻抗 R_O 的

R_O 和 C_{STRAY} 也会在反馈系数 $1/\beta$ 上带来零点，从而导致系统不稳定。



下面我们来看看实际运放的布局

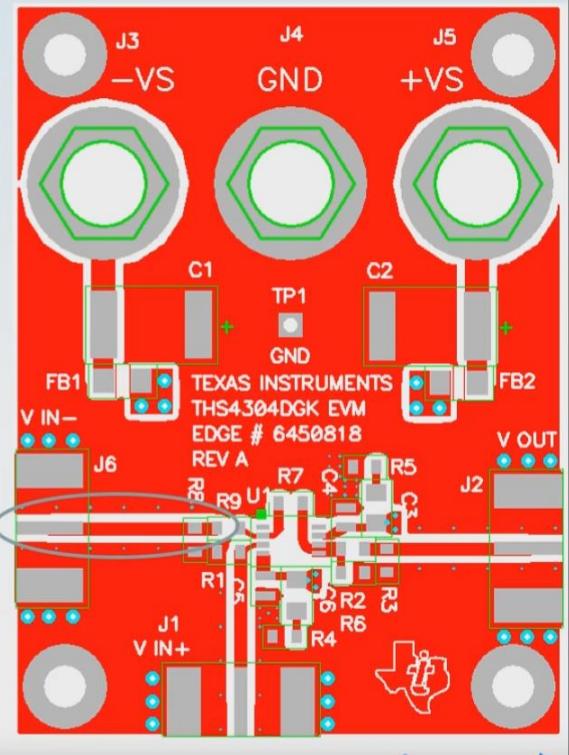




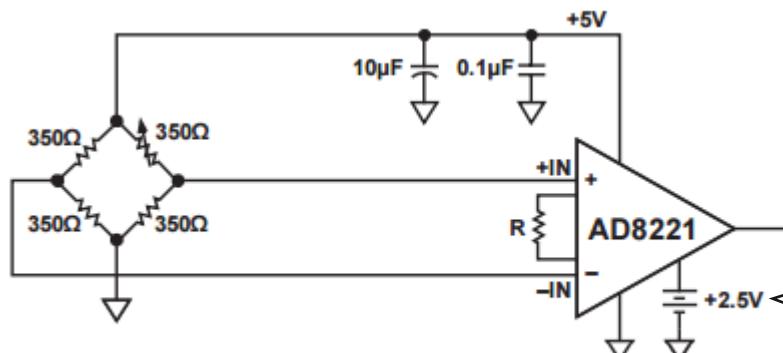
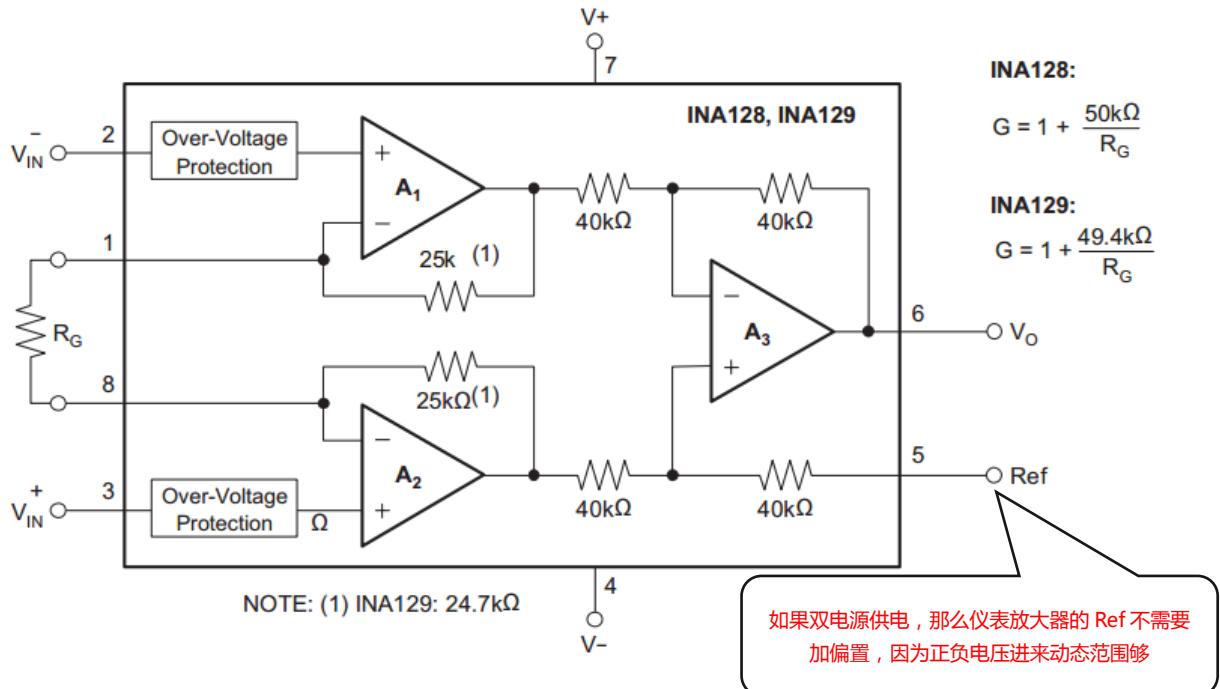
但是我顶层反馈线背面底层是
完全覆铜的，所以记得在底层
把反馈线对应的位置挖空

高速放大器PCB布线示例

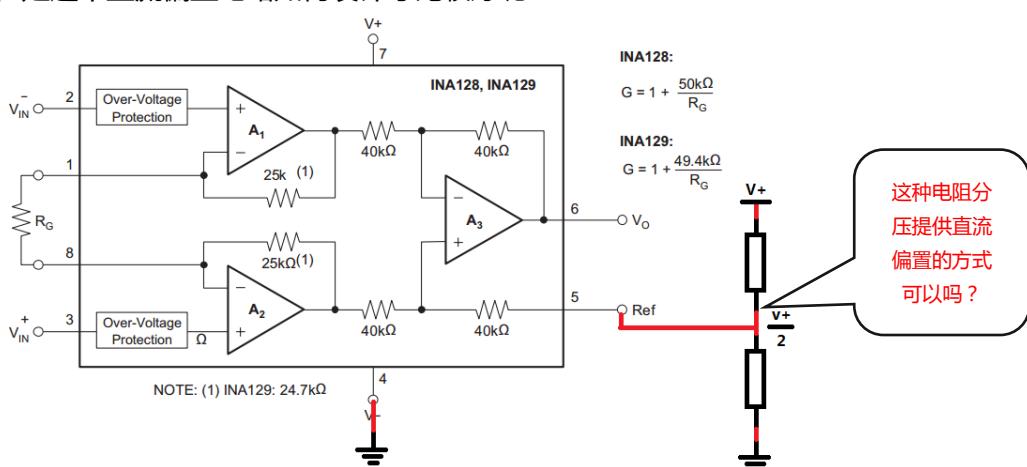
1. 根据线宽、板厚等进行阻抗匹配，有时需要加串联或并联电阻进行匹配。
2. 输出串联匹配电阻尽量靠近放大器。
3. 100pF旁路电容靠近放大器。
4. 大的旁路电容尽量远离放大器，达到高频电流隔离
5. 多点接地，减少电流流过的区域
6. 采用短而扁平的导线，减小接线阻抗
7. 采用大面积无分割的地线层，减小接地阻抗，减小信号干扰和辐射
8. 信号输入端采用SMA接头，保证输入信号的干净度
9. 避免导线90度转弯，采用圆弧型连接



仪表放大器偏置电压接法



但是这个直流偏置电路如何设计才比较好呢？



这种方式加偏置电压是不行的。

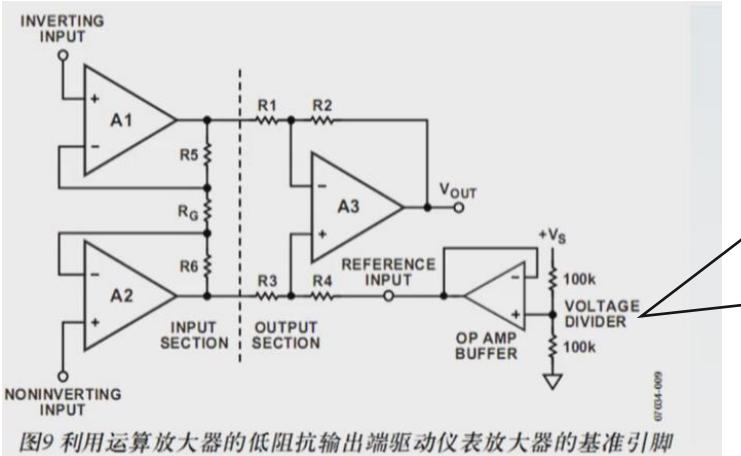
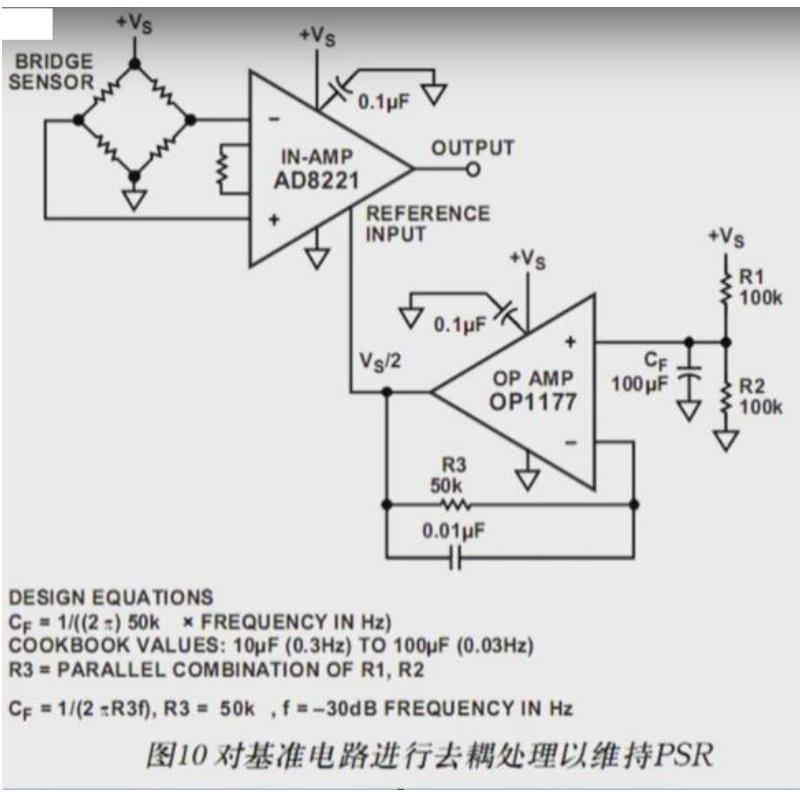
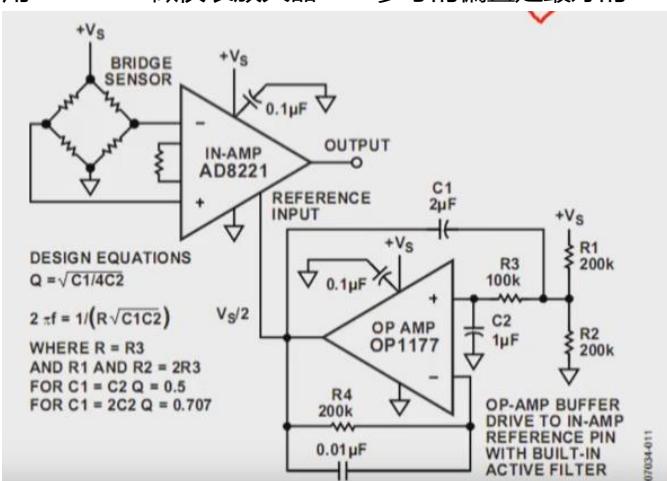


图9 利用运算放大器的低阻抗输出端驱动仪表放大器的基准引脚

这种方式是可以的，但是这不是最好的方法。



用 OP1177 做仪表放大器 Ref 参考的偏置是最好的



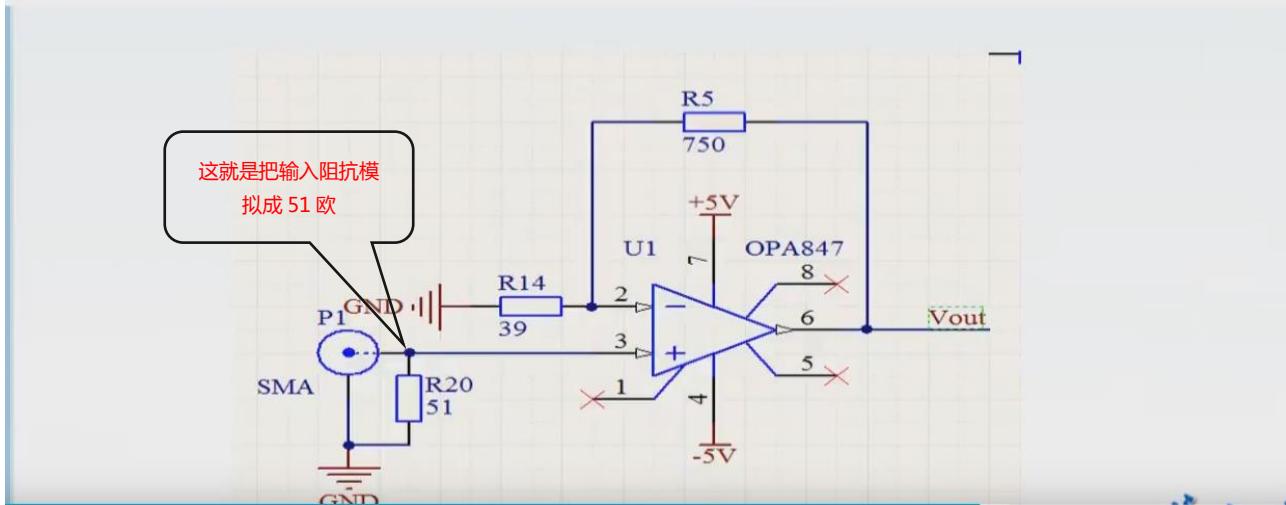
用有源滤波器给仪表放大器 Ref 加偏置，完美。

运放高频信号放大阻抗匹配输入设计

系统总体设计主要包括三个模块，现在就这三个主要模块作简要介绍。

一、前级小信号放大电路

考虑到系统要求输入信号有效值不大于1mv，因此需要在前级对小信号进行预放大。因为此运放在整个系统的前级，因此应尽量减少噪声，防止在后级被放大。本设计选用的OPA847是一款低噪声去补偿电压反馈型运放，其在增益G=12时带宽达到600MHz，噪声系数为 $0.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，完全符合系统要求。具体电路如下图：



交流信号实际值测量电路 AD637

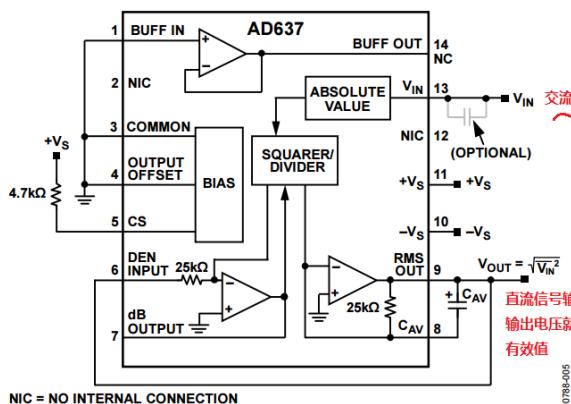


Figure 5. Standard RMS Connection

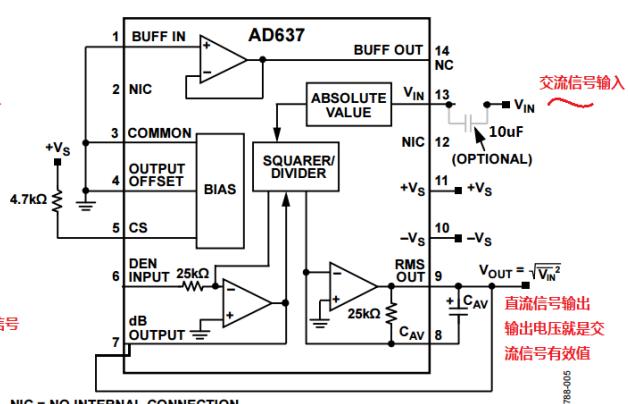
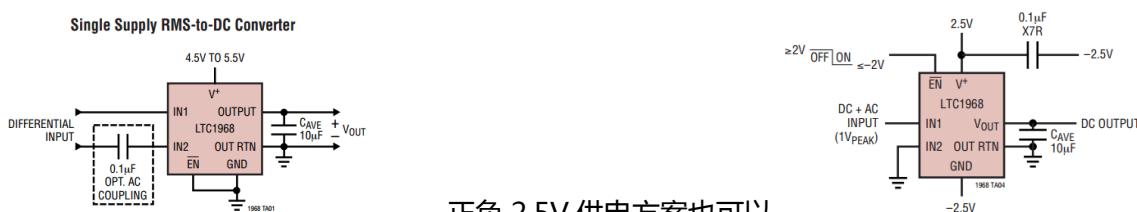


Figure 5. Standard RMS Connection

优先选用右边这种电路

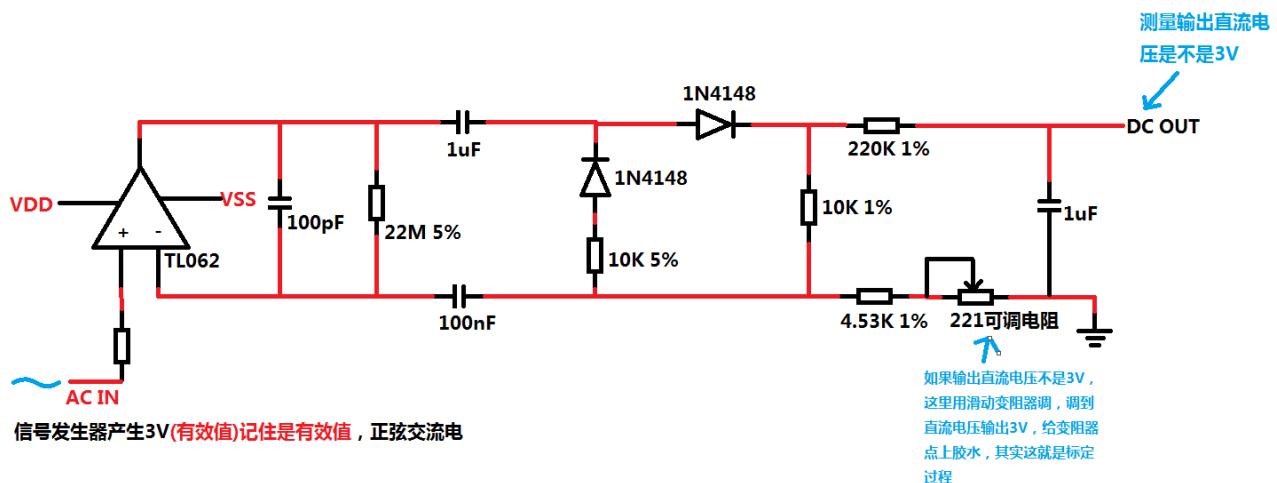
实际测试发现就算输入 5000hz 交流信号，效果依然很好。

LTC1968 也可以做有效值电路



正负 2.5V 供电方案也可以

有效值采样电路分离元件实现



如果测量有效值信号的频率比较高，就必须换高速运放。

AGC 自动增益控制电路

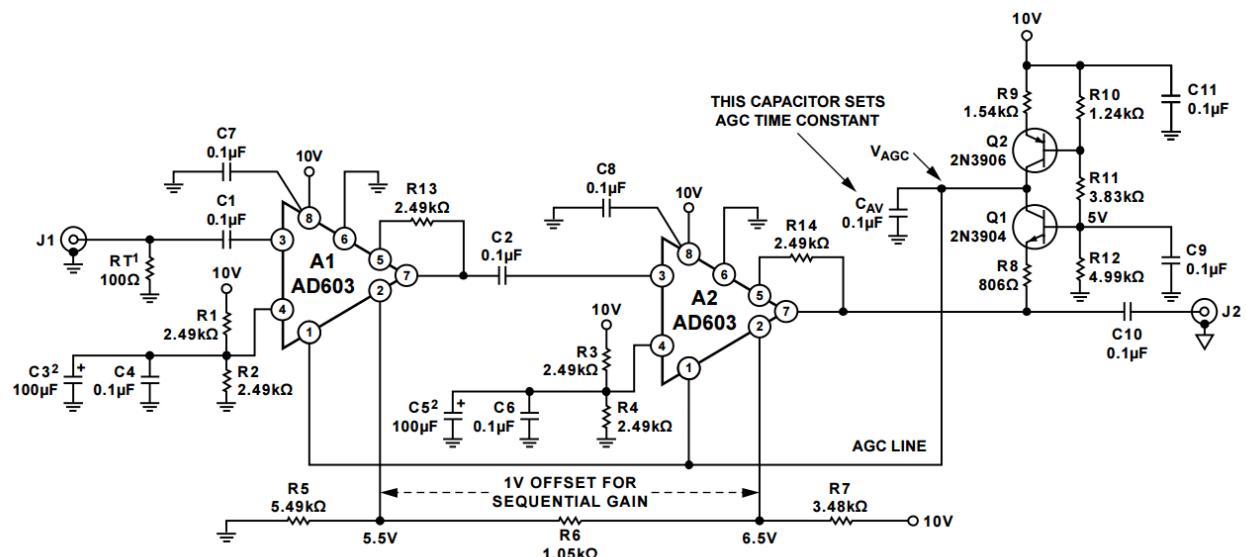


Figure 49. A Low Noise AGC Amplifier

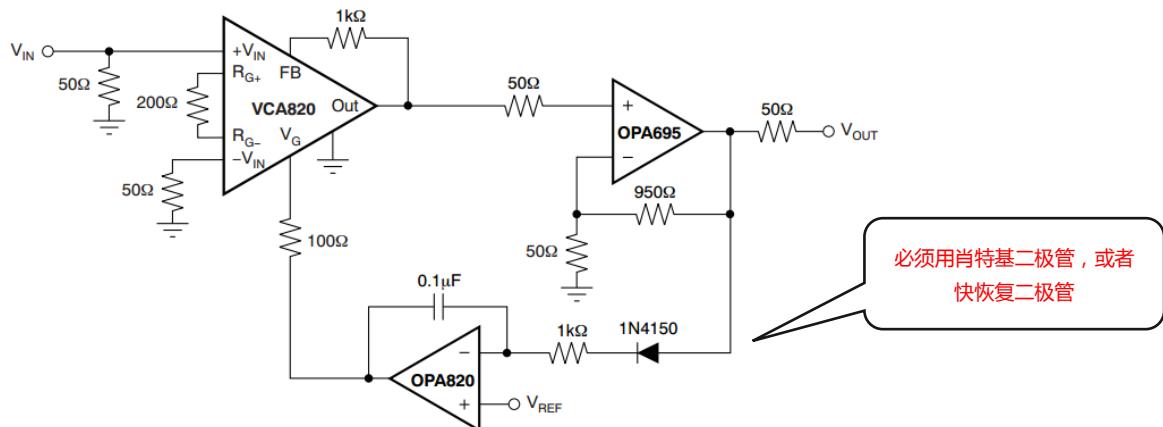
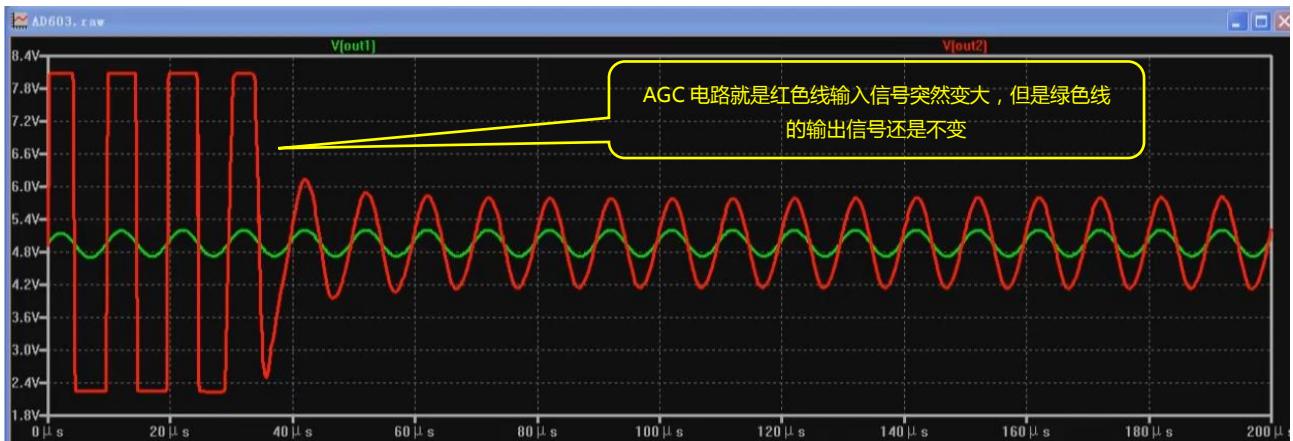
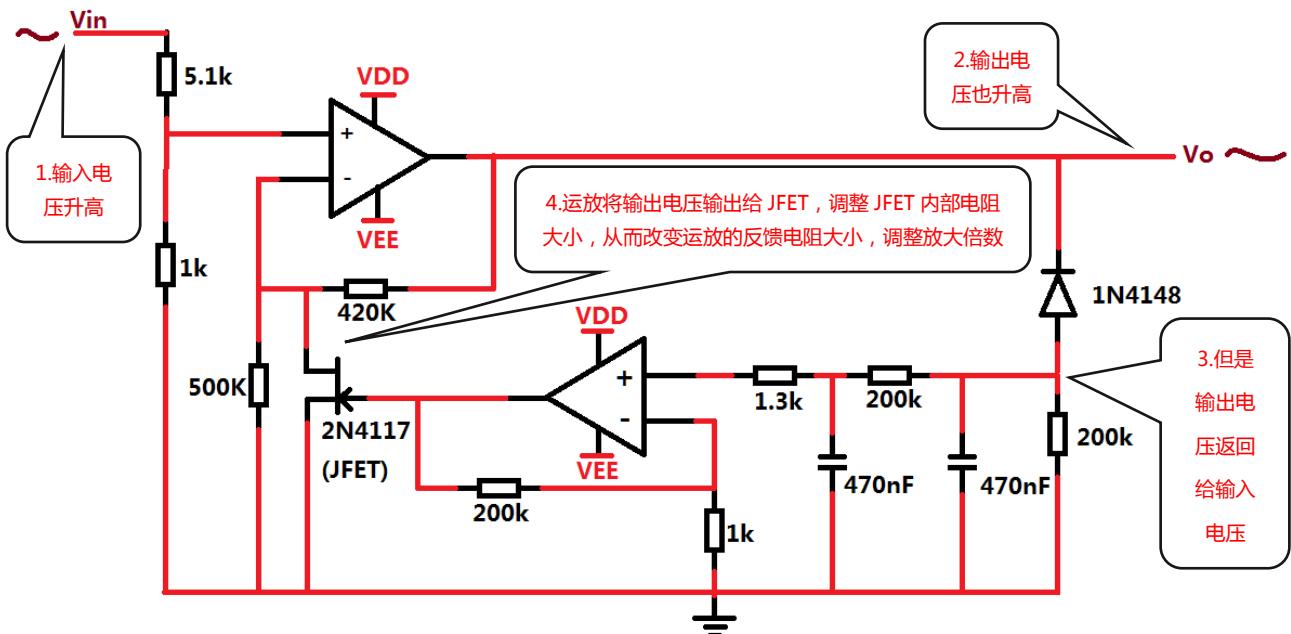


Figure 85. AGC Loop



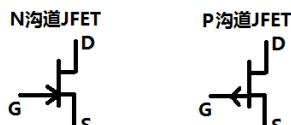
当然输入信号如果变小，AGC 也可以让输出信号自动调整变大到规定值。

AGC 电路分离元件实现

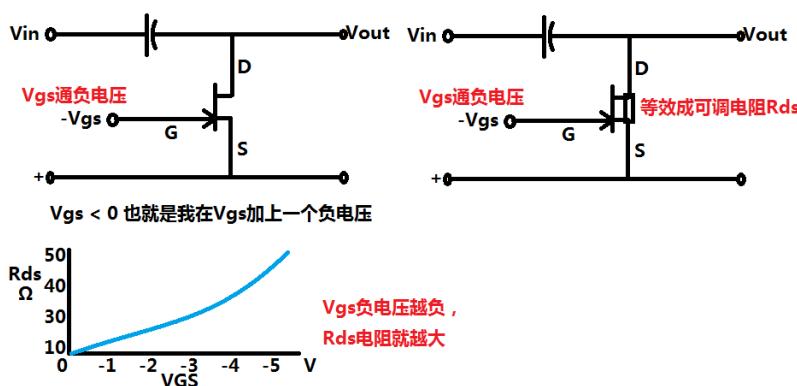


以上是初步分析，下面来做更精细的分析

JFET 管的作用，和 MOS 管类似，只是驱动电压方向不一样

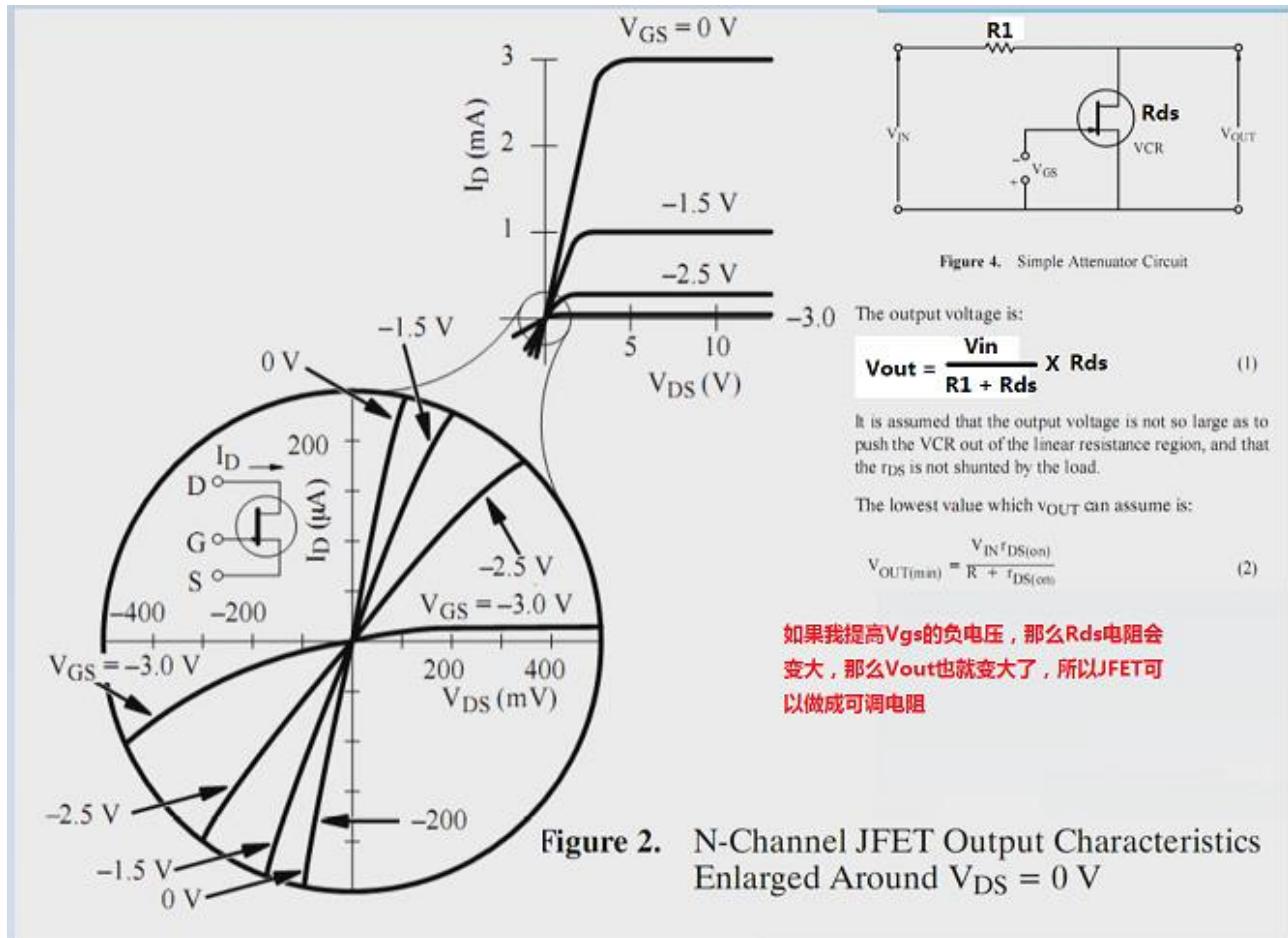


JFET具体细节，请看铃木雅成的书，我这里只做基本使用介绍

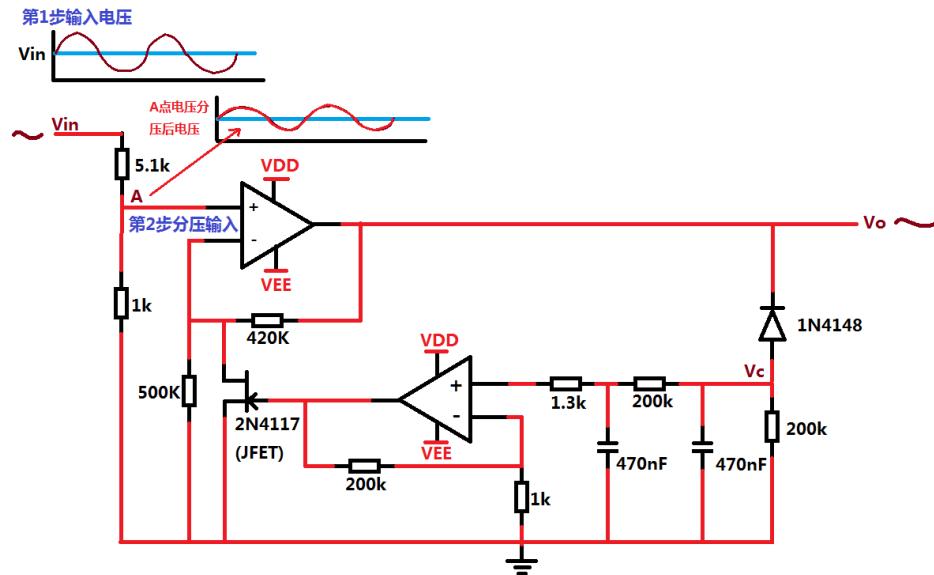


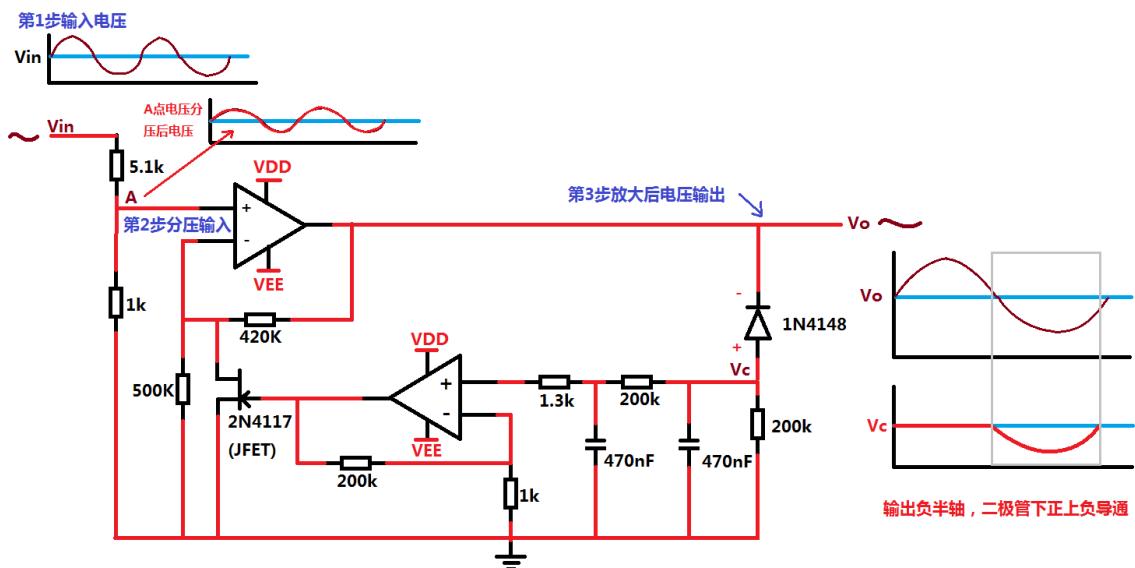
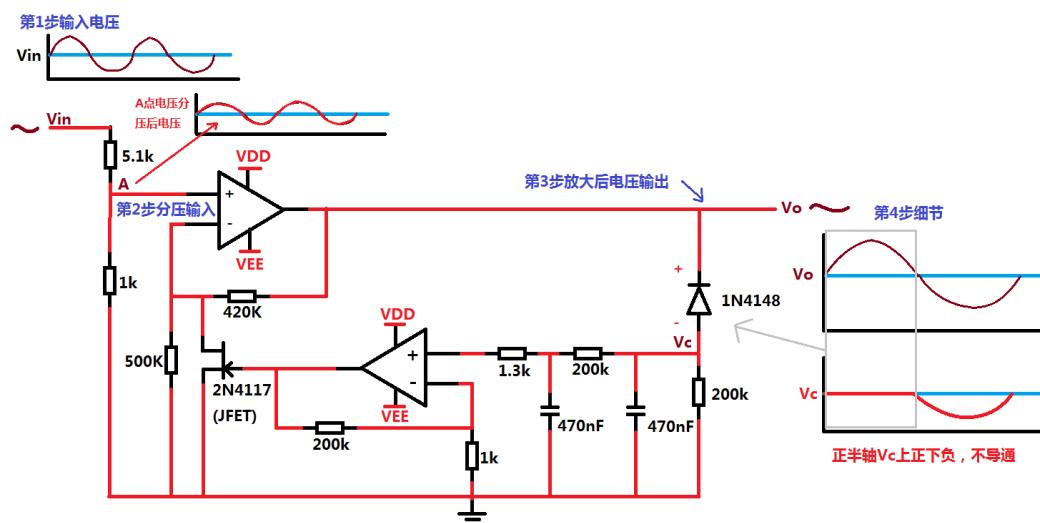
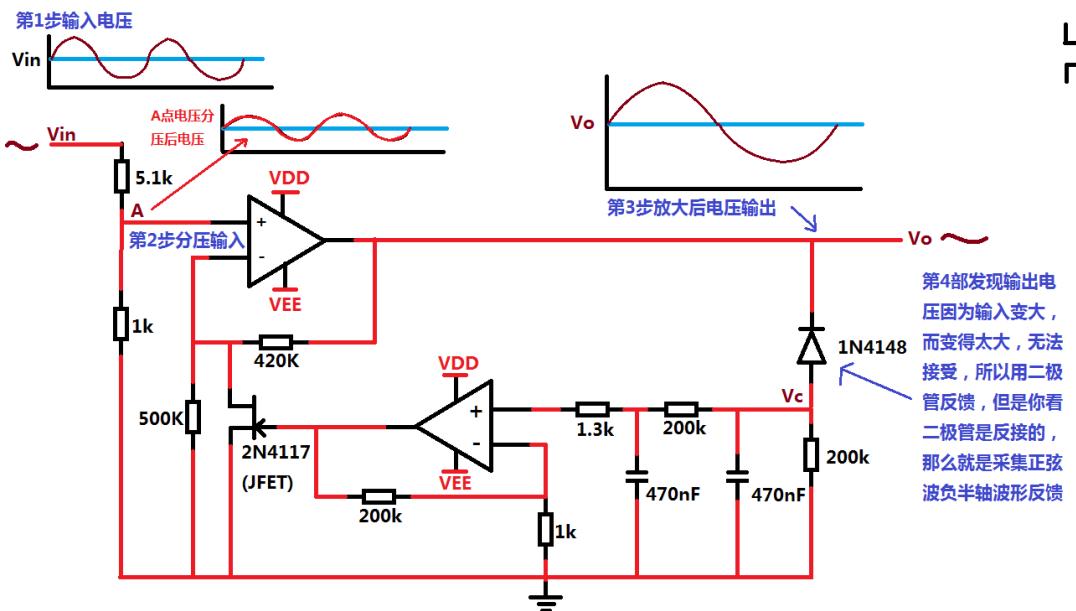
N型JFET型号

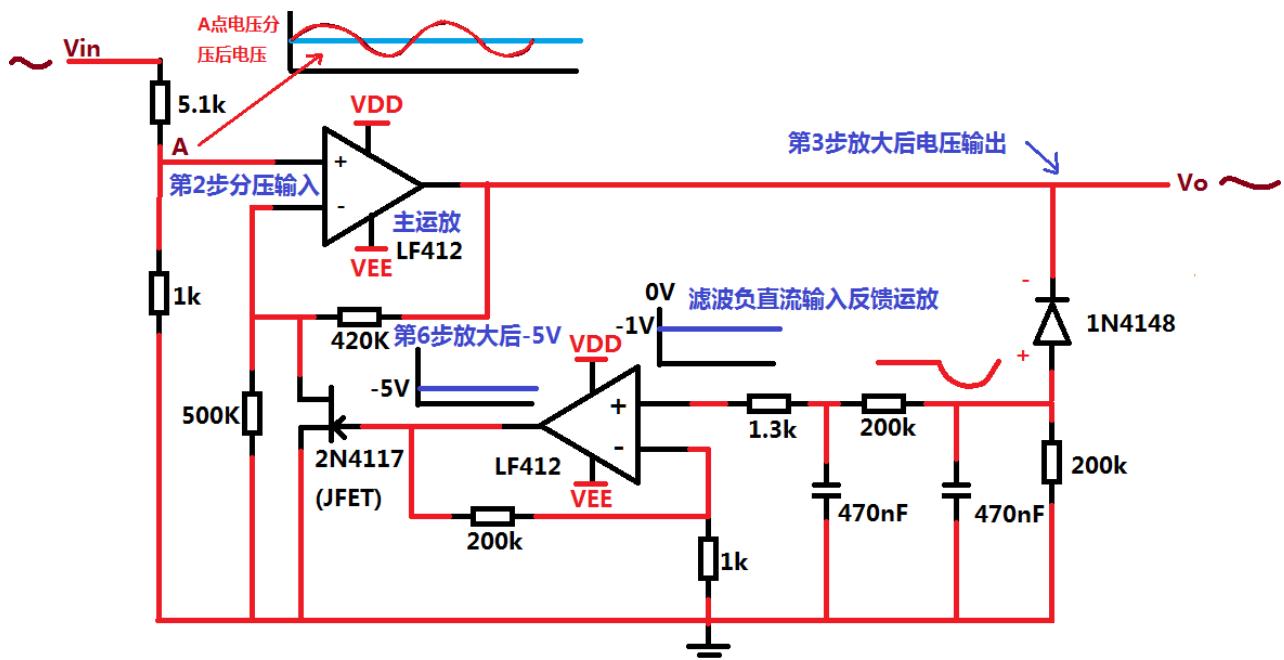
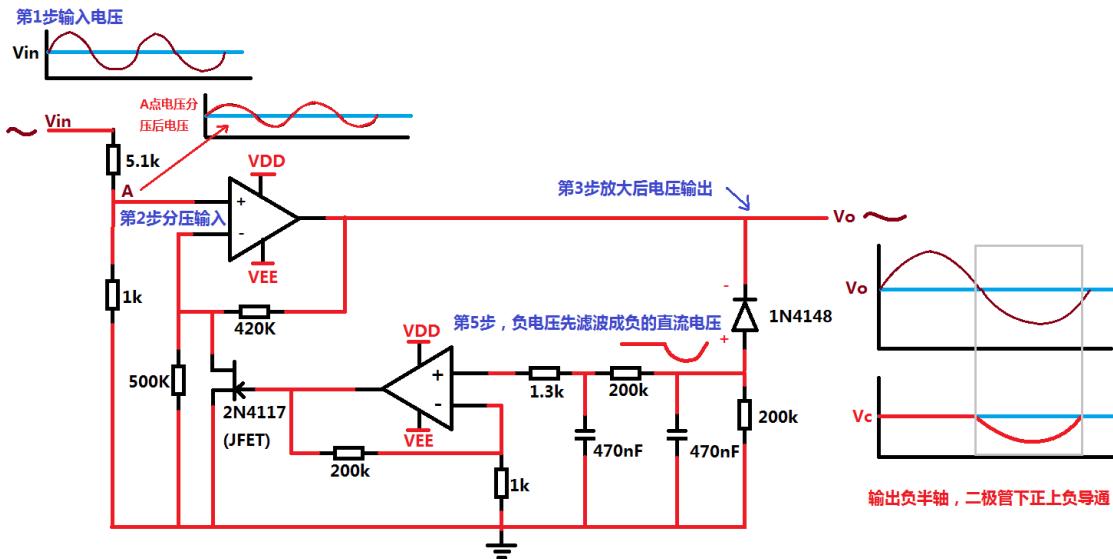
Range $r_{DS(on)}$ (Ω)	M/C – Hermetic	Plastic Thru Hole*	Surface Mount*
20 – 60	VCR2N	J111	SST111
100 – 600	VCR4N	2N5486	SST5486
4 k – 8 k	VCR7N	PN4119A	SST4119



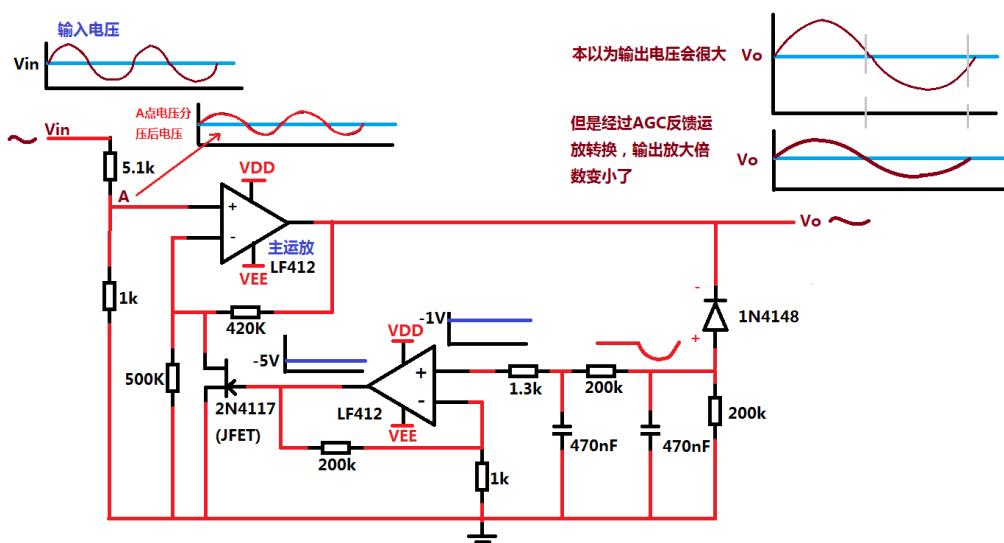
下面我们又重新分析下分离元件的AGC电路





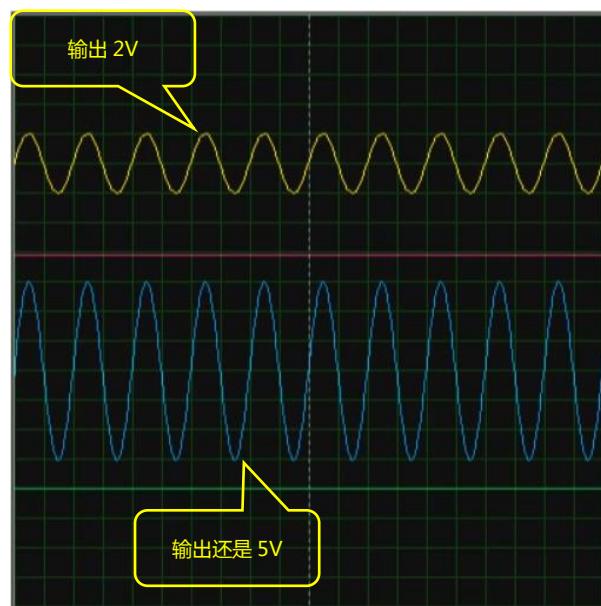
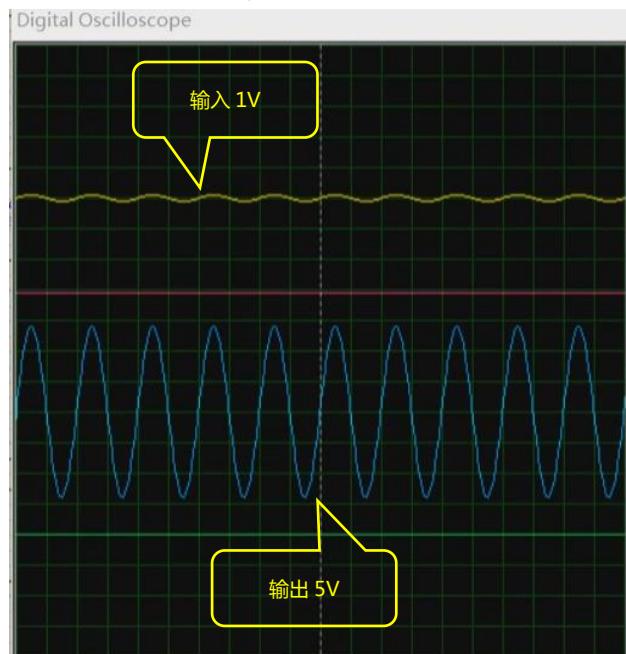


-5V去驱动JFET 让Rds变大 , 这里Rds和500K并联后电阻变大 , 使其主运放放大倍数变小 , 控制输出正弦波



这就是 AGC 自动控制的原理。

AGC 分离电路仿真测试



其实这只实现了 AGC 的一部分功能，其实 AGC 要求的是输出电压随输入电压变化而翻倍变化，但是输出电压最大输出到人为设定的某个值后，输入再无限增大，输出电压也不应该发生增大的变化。

我这里是输入电压不管从小到大，还是从大到小，输出都是固定值。

模拟乘法器使用

AD534 模拟乘法器

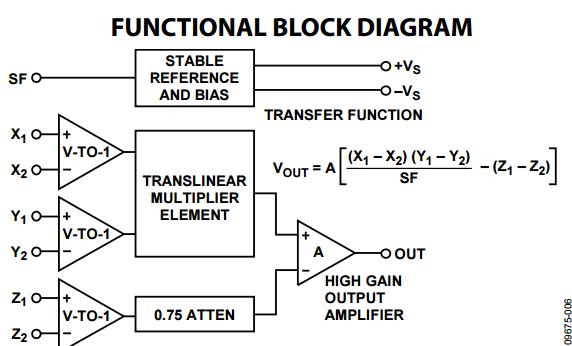


Figure 1.

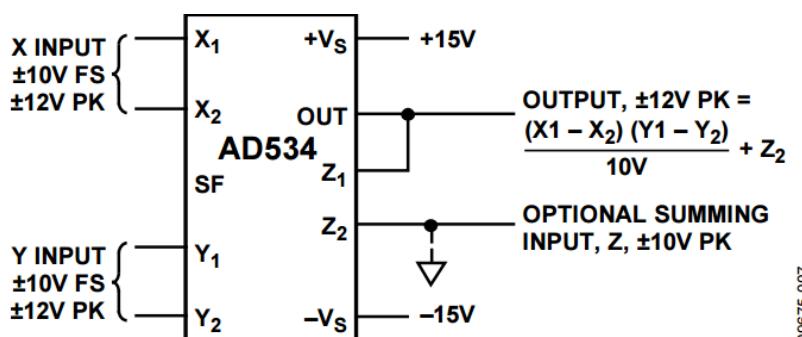
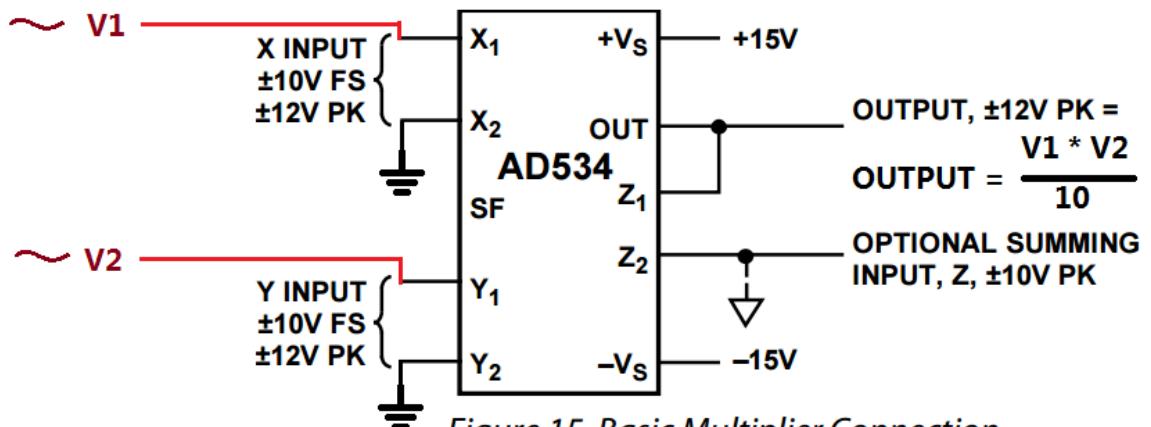


Figure 15. Basic Multiplier Connection

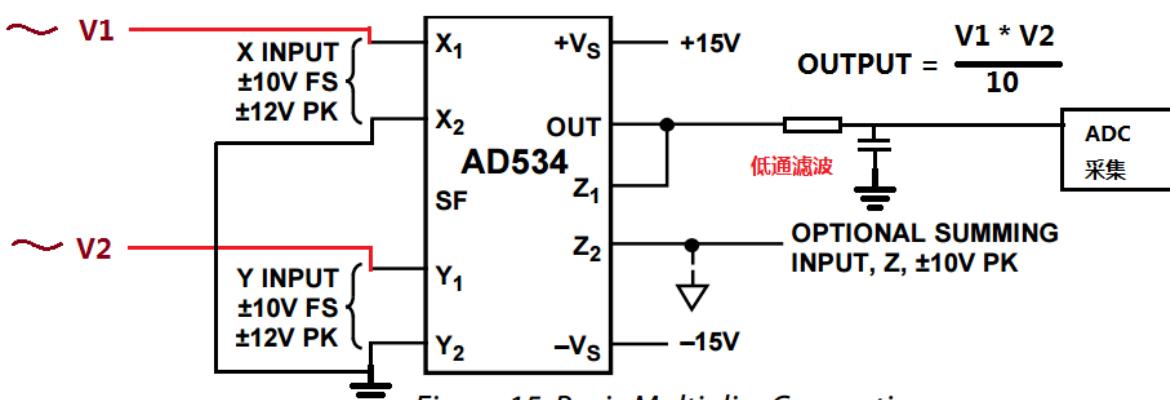
基本乘法器接法，就是将 SF 悬空，Z2 接地那么 Z2 就等于 0.

公式变换为 $(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) / 10 = \text{OUTPUT}$

第2种接法



鉴相器(两个输入之间相位差)



在基本乘法电路中，如果X与Y正弦信号之间相位差为0

$$\text{如 } V1 = A \sin \omega t \quad V2 = B \sin(\omega t + \theta)$$

$$X = X1 - X2 = A \sin \omega t \quad Y = Y1 - Y2 = B \sin(\omega t + \theta)$$

$$V_{out} = \frac{1}{10} [A \sin \omega t \times B \sin(\omega t + \theta)]$$

$$= \frac{AB}{20} [\cos\theta - \cos(2\omega t + \theta)]$$

直流电 — 交流电

如果乘法器输出接一

个低通滤波器 去除高频信号

$$V_{out} = \frac{AB}{20} \cos\theta$$

θ 就是相位差

$$\frac{\text{ADC电压值}}{(AB/20)} = \cos\theta$$

换算 \cos 就把相位求出来了

模拟开关

模拟开关分 JFET 工艺和 CMOS 工艺

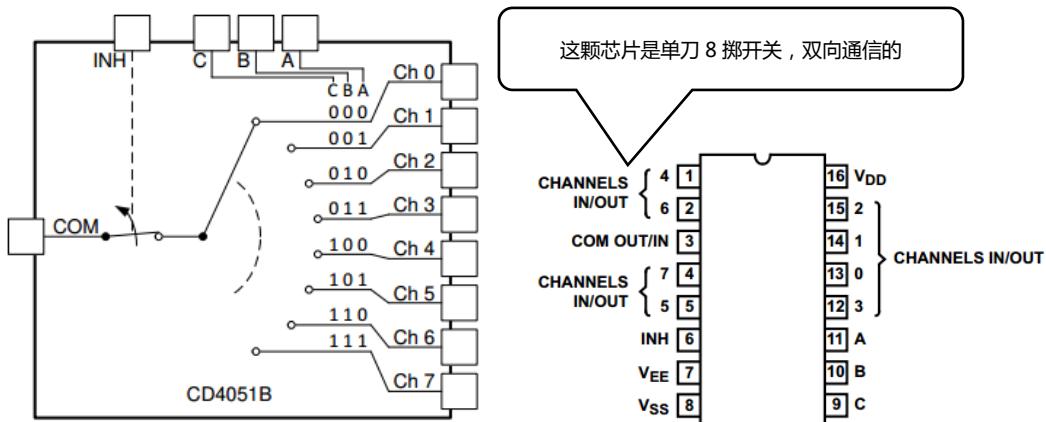


Table 1. Truth Table⁽¹⁾

INPUT STATES				ON CHANNEL(S)
INHIBIT	C	B	A	
CD4051B				
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	X	X	X	None

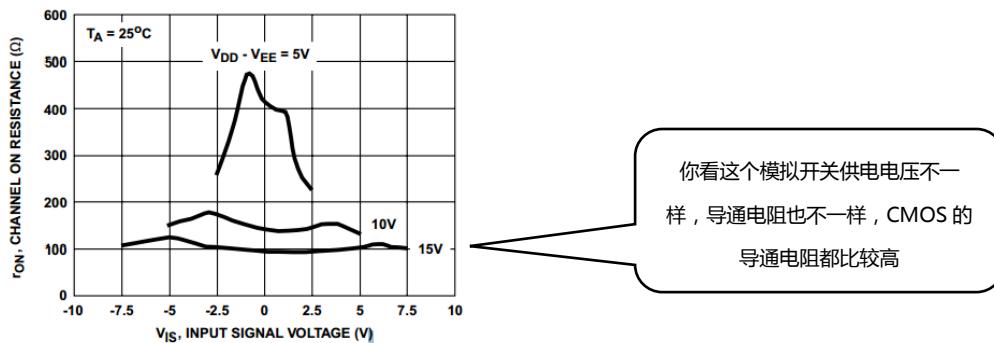
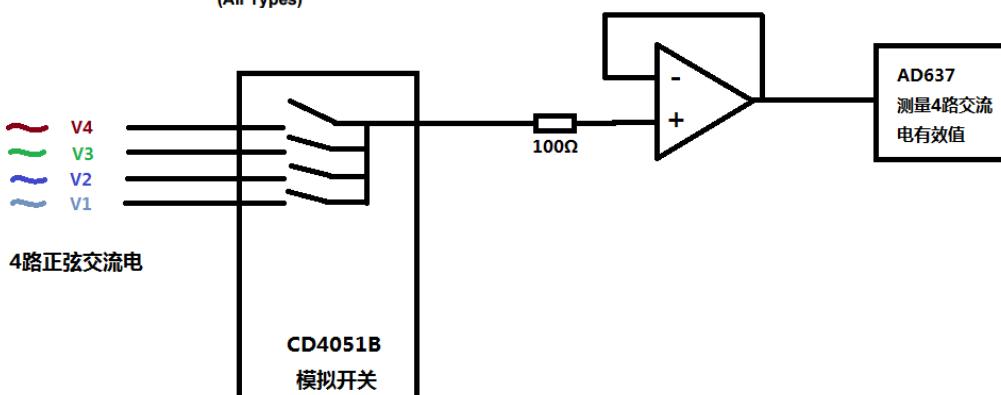
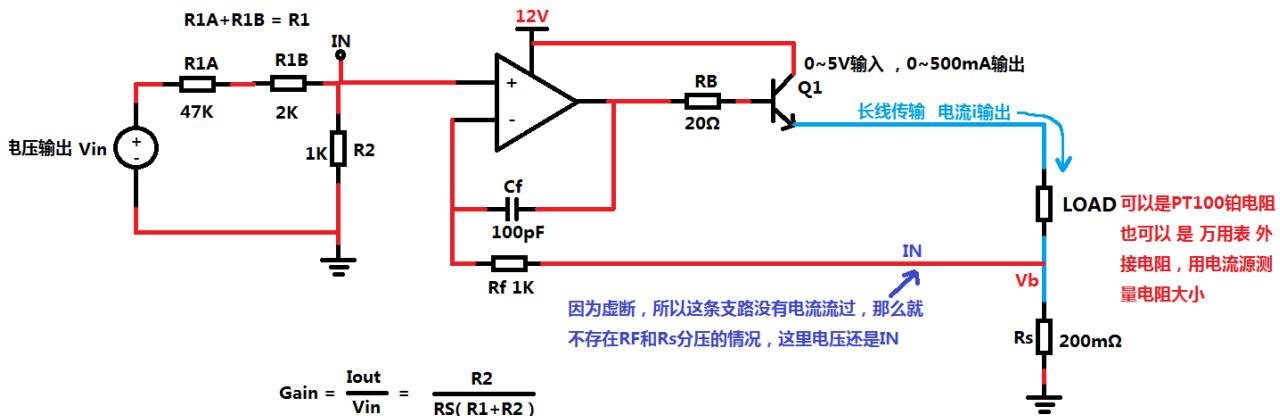


Figure 3. Channel ON Resistance vs Input Signal Voltage
(All Types)



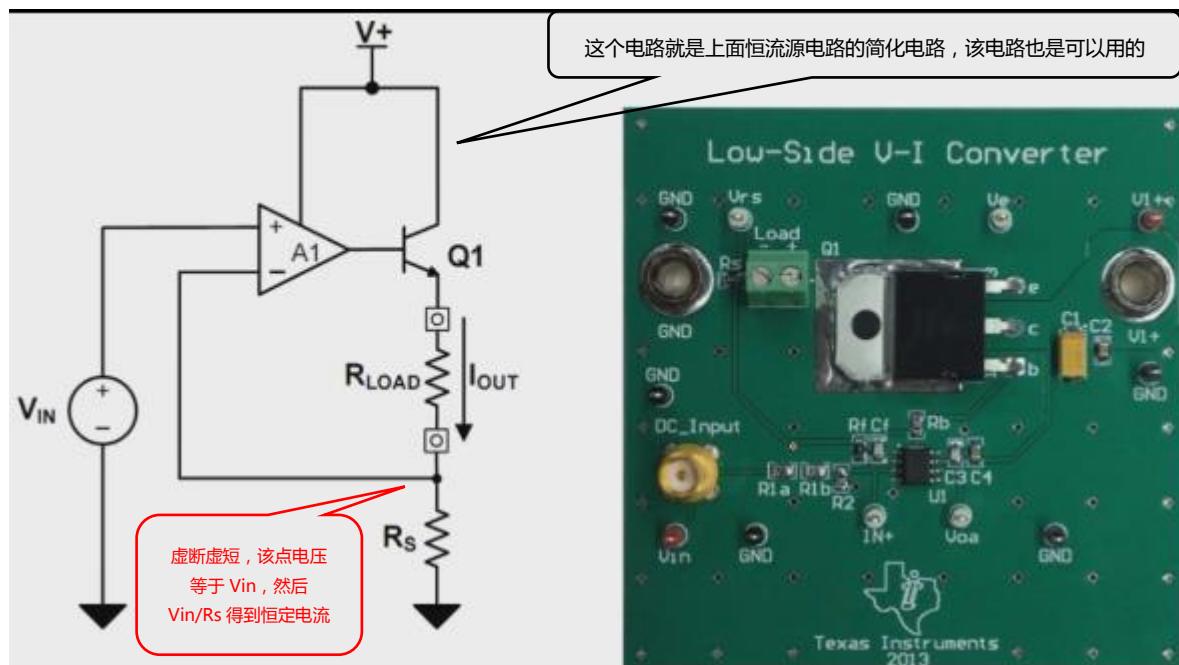
电流源/恒流源应用

输入 0~5V , 输出 0~500mA 电流源方案



根据虚断虚短, Vb 电压 = IN 电压, 这样 Vb 电压经过 Rs 电阻得到了一个输出电流, 该电流是不能随便改变的, 所以LOAD电阻不管怎么变化, 流过LOAD的电流必须满足 Vb/Rs 的电流, 所以LOAD电阻变化只能导致LOAD的压差变化

这就是恒流源输出



6.1 Transfer Function

Data was collected by sweeping V_{IN} from 0-5 V dc while measuring the output current, I_{OUT} . Figure 9 displays a plot of I_{OUT} versus V_{IN} .

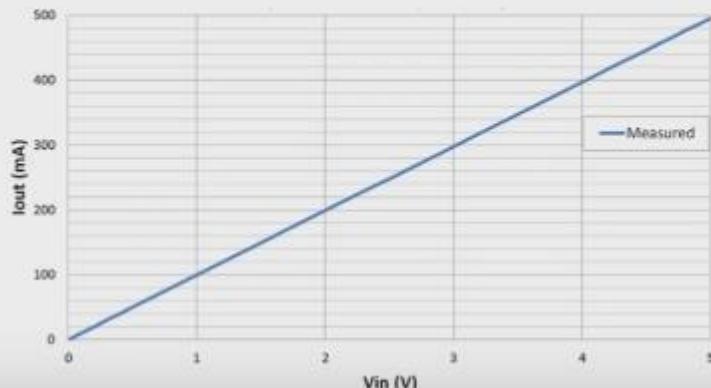
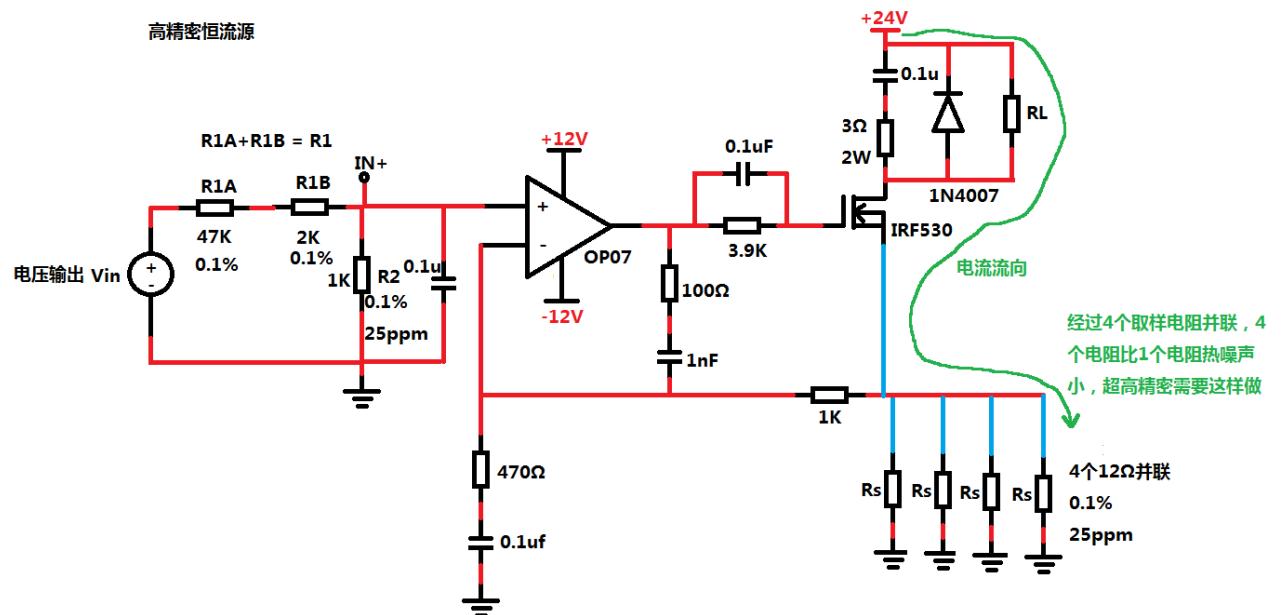
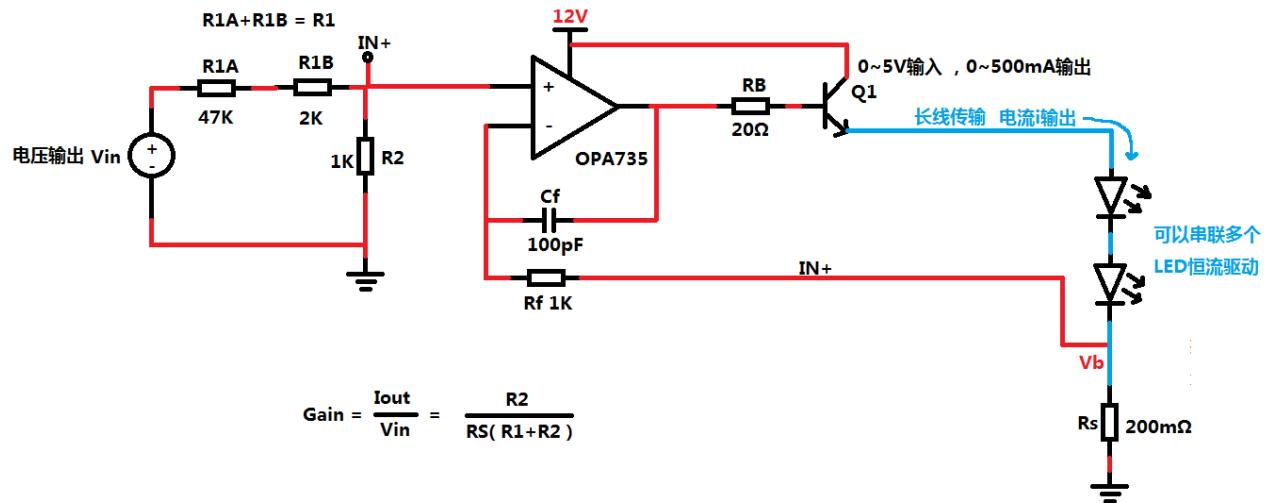
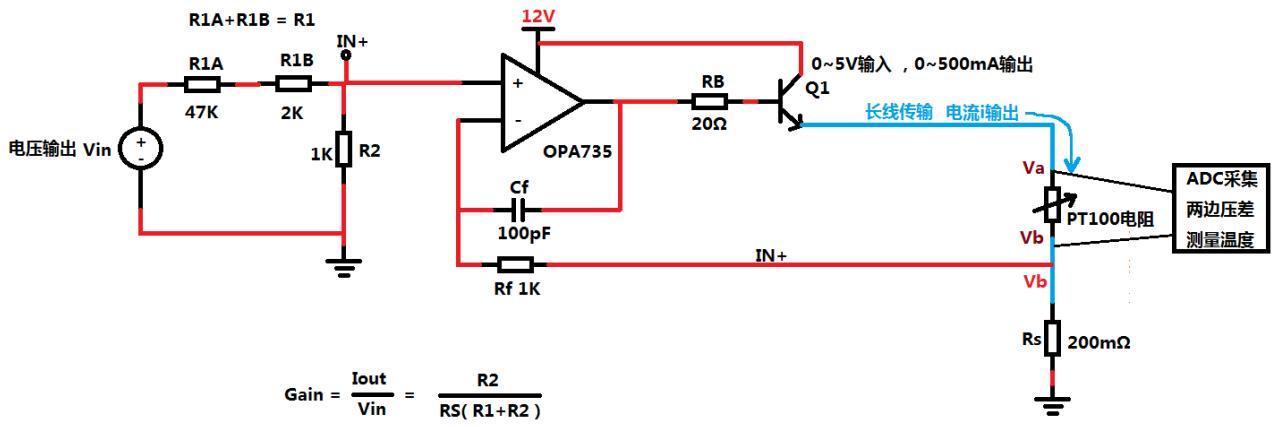
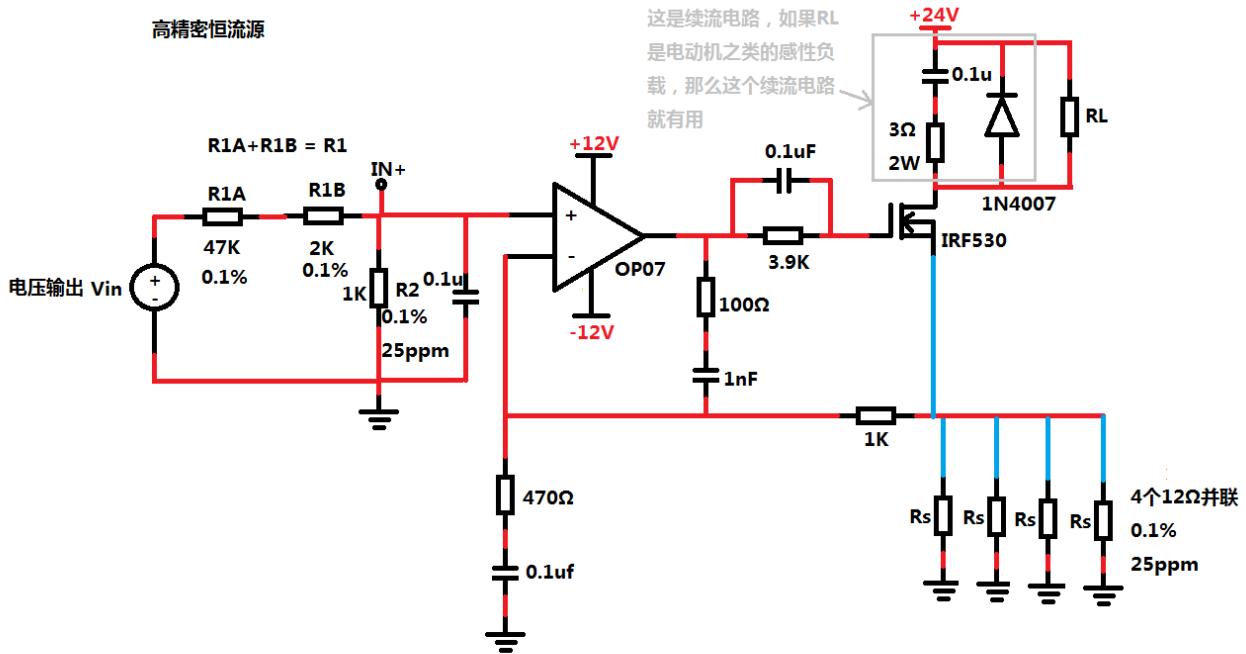


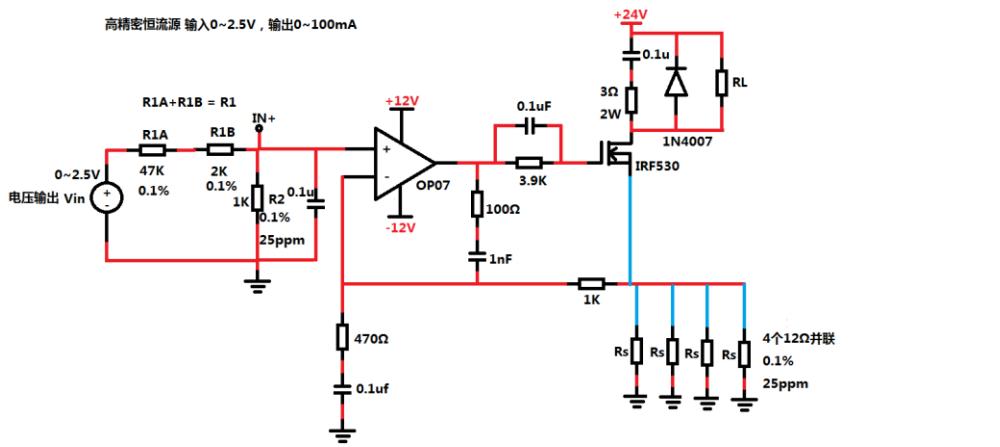
Figure 9: Measured I_{out} vs V_{in}



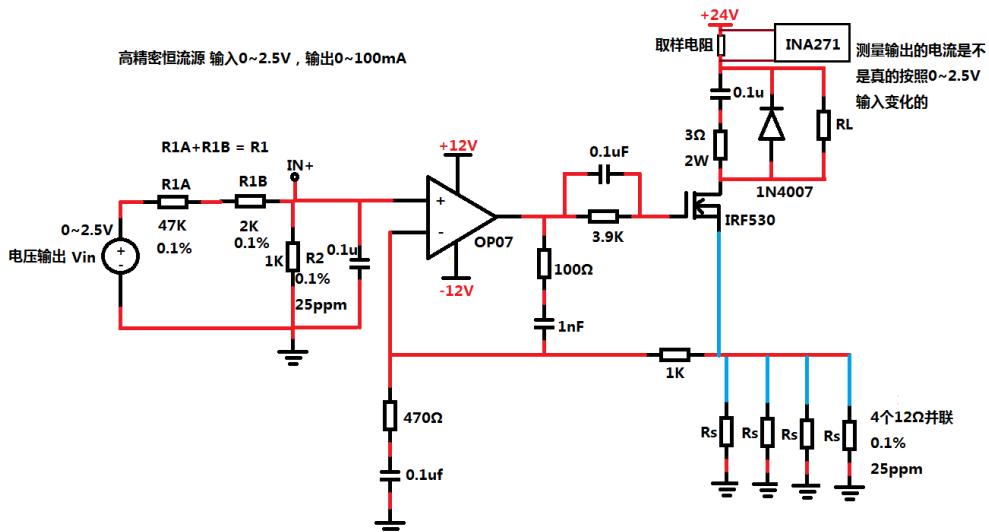
注意：超高精度的电流源，运放一定是正负电源供电



注意：超高精度的电流源，运放一定是正负电源供电

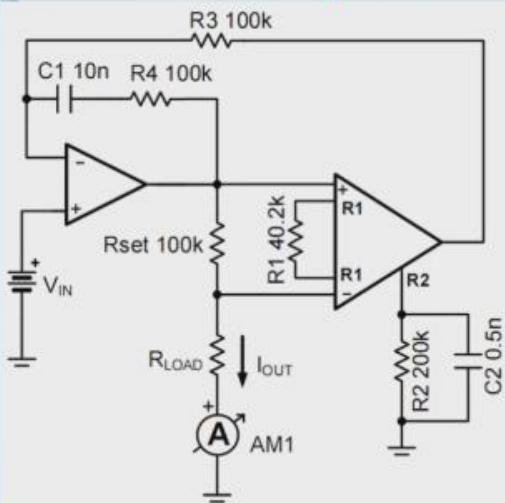


注意：超高精度的电流源，运放一定是正负电源供电



注意：超高精度的电流源，运放一定是正负电源供电

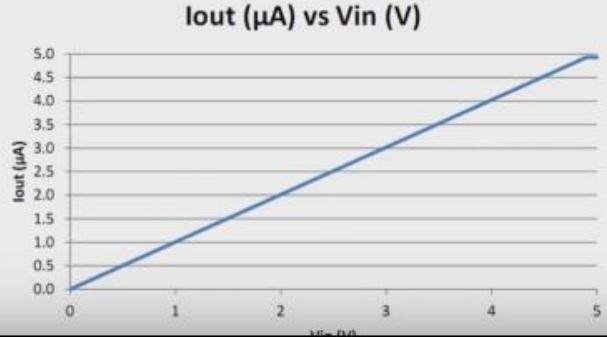
TI: 方案2 0-5V输入, 0-5uA输出的电流源。
Low-Level V-to-I Converter Reference Design, 0V to 5V input to 0uA to 5uA output



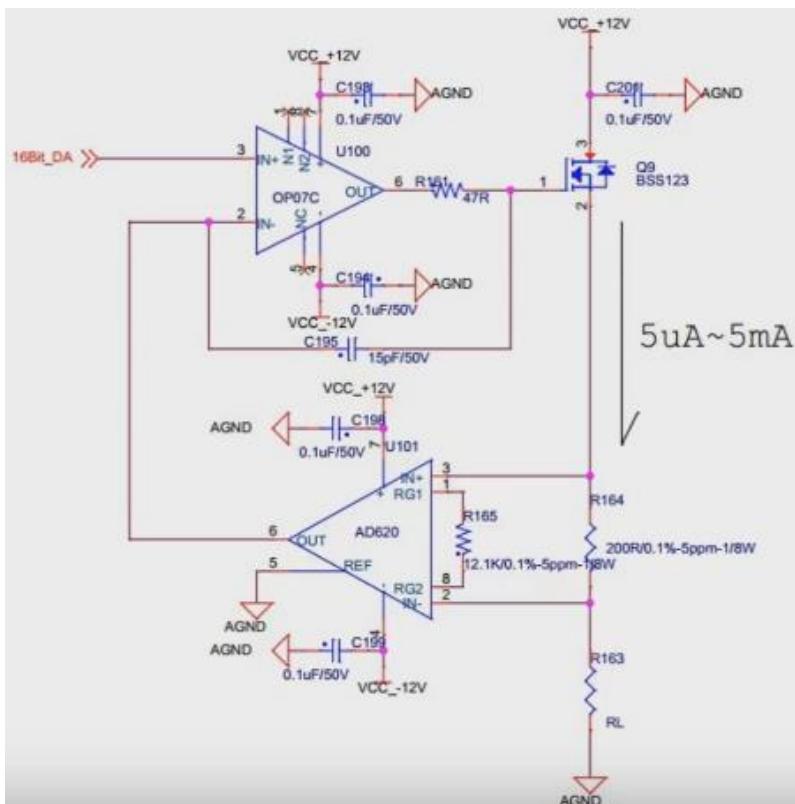
The transfer function for this design is defined as:

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{G_{INA} \times R_{SET}}$$

$$G_{INA} = \frac{2 \times R_2}{R_1}$$

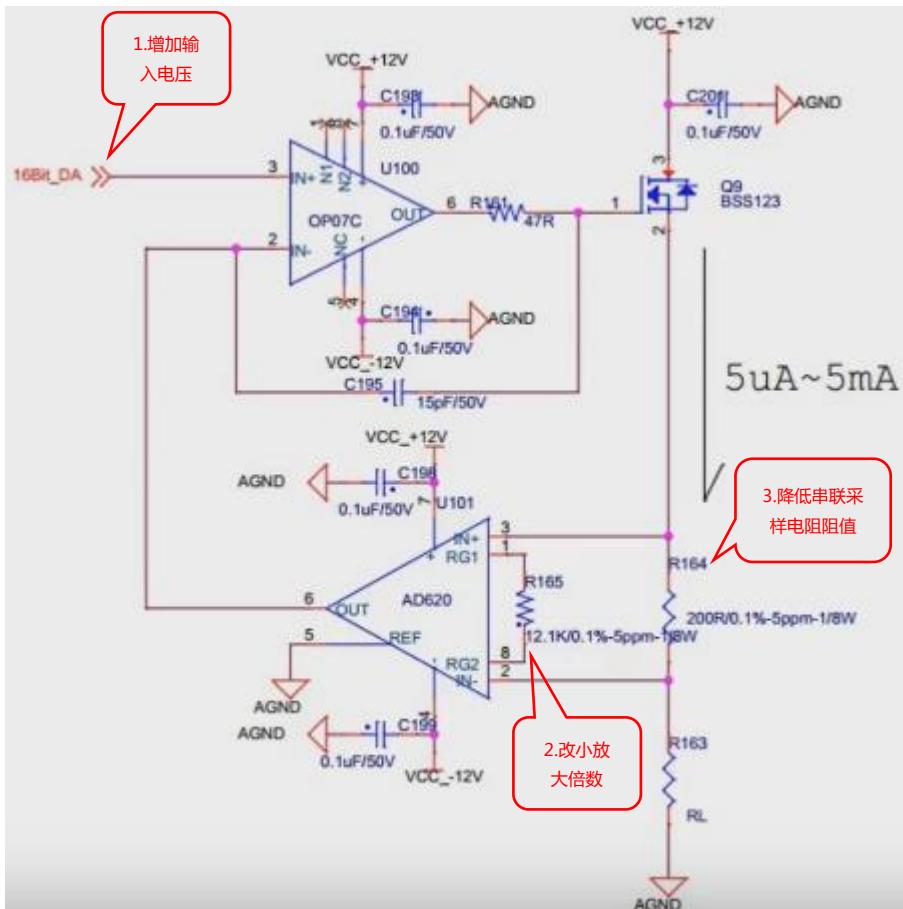


0~5uA 太小了，我想进行改进

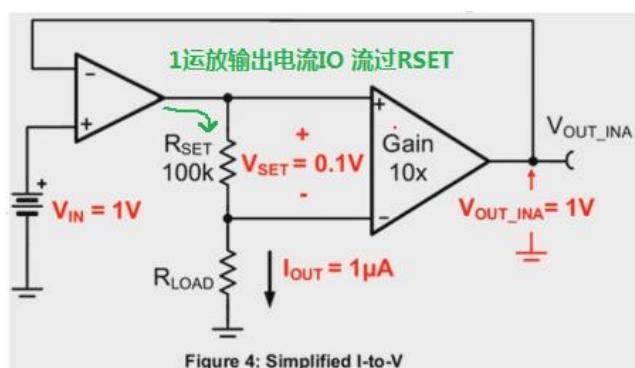
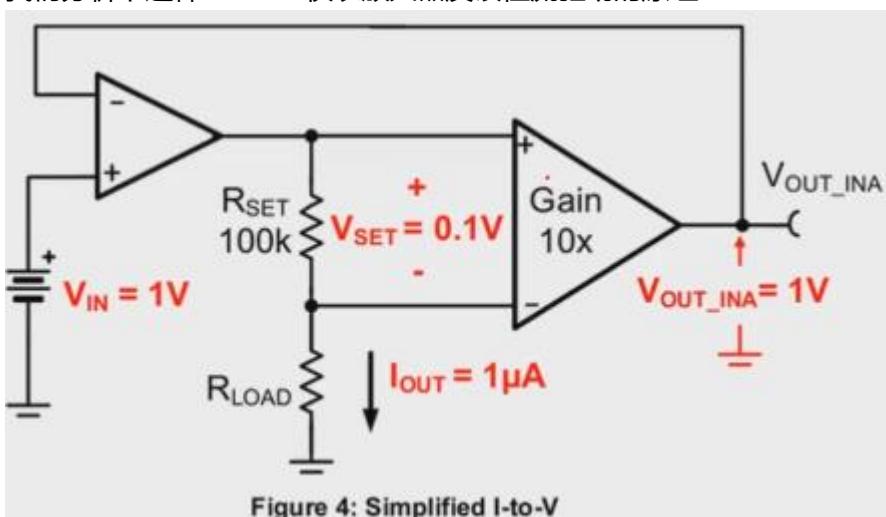


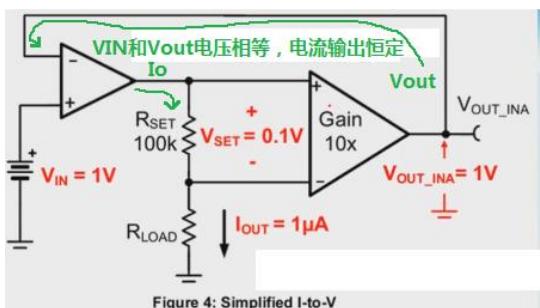
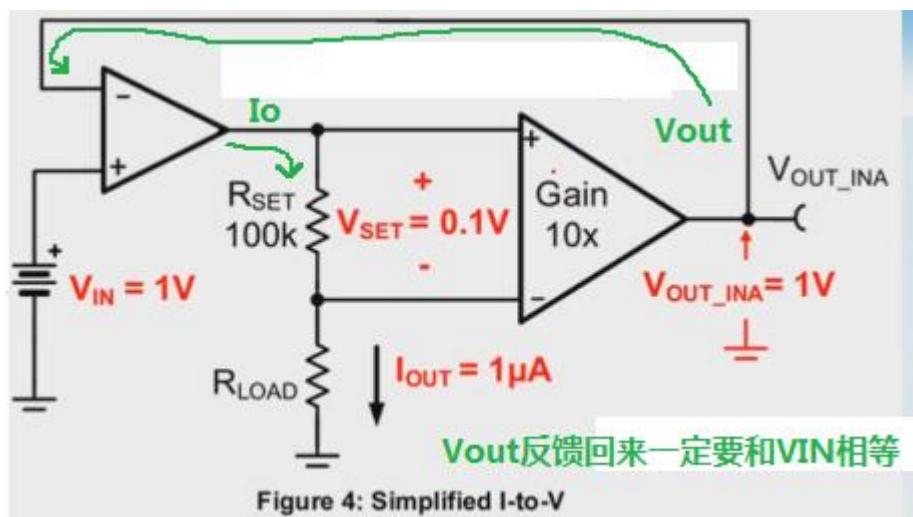
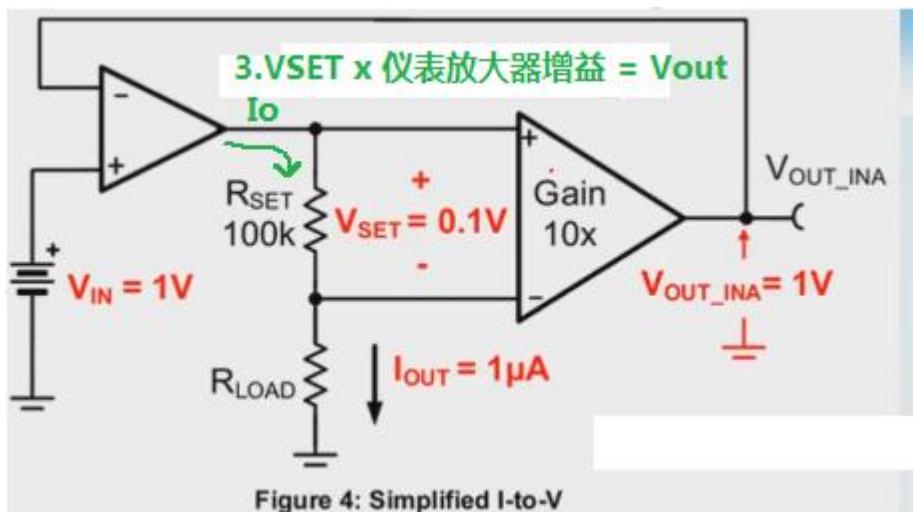
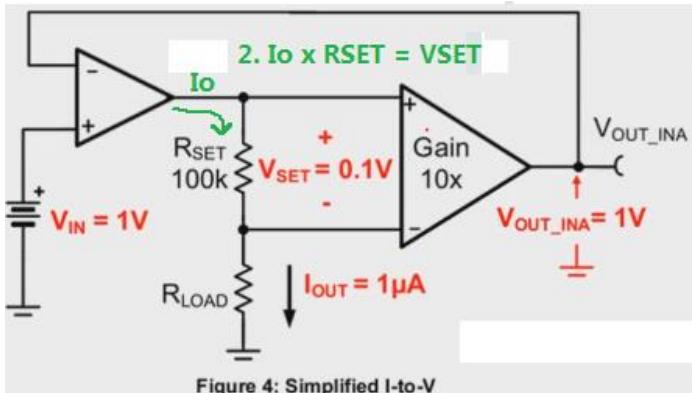
这就是改进后的电路

改进思路



我们分析下这种 AD620 仪表放大器反馈恒流驱动的原理

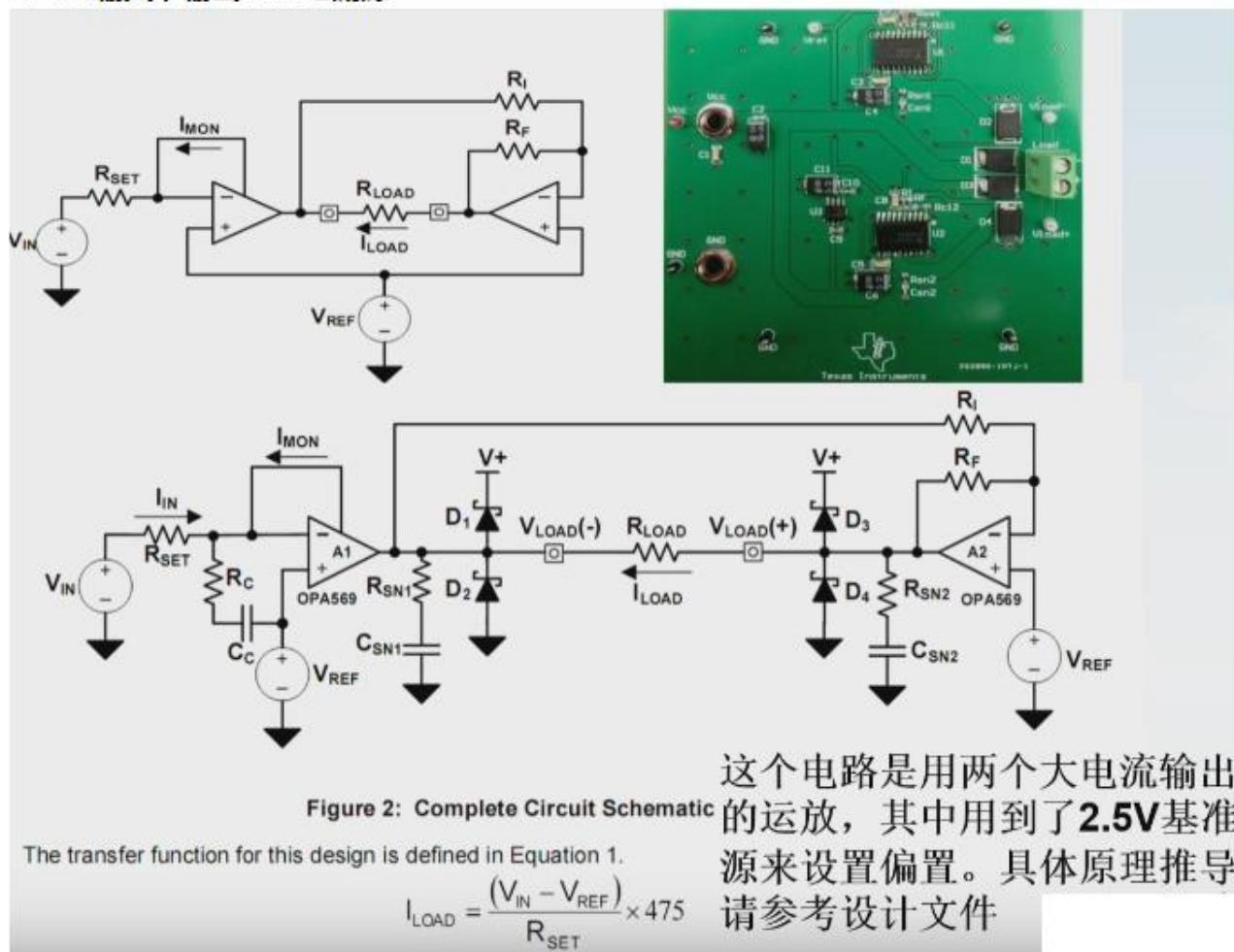




这就是仪表放大器反馈的高精度恒流源做法

大电流输出电流源方案

0~5V输入，输出±2A电流源



差动放大器做的电流源

第1种接法

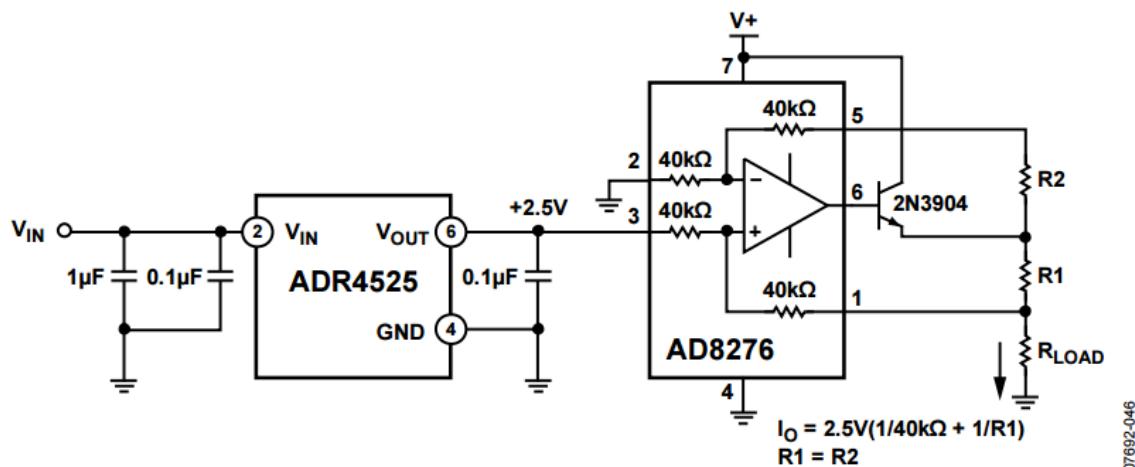
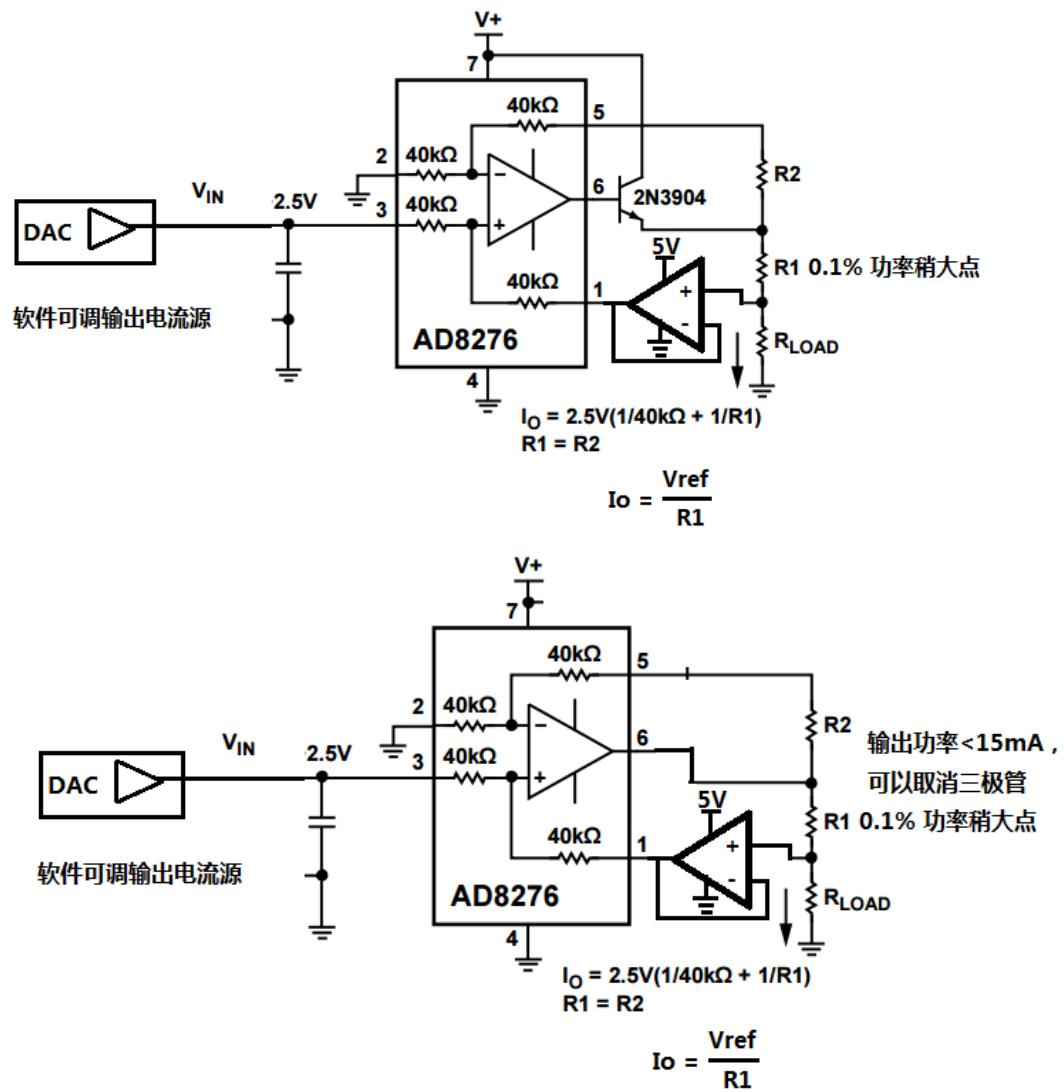
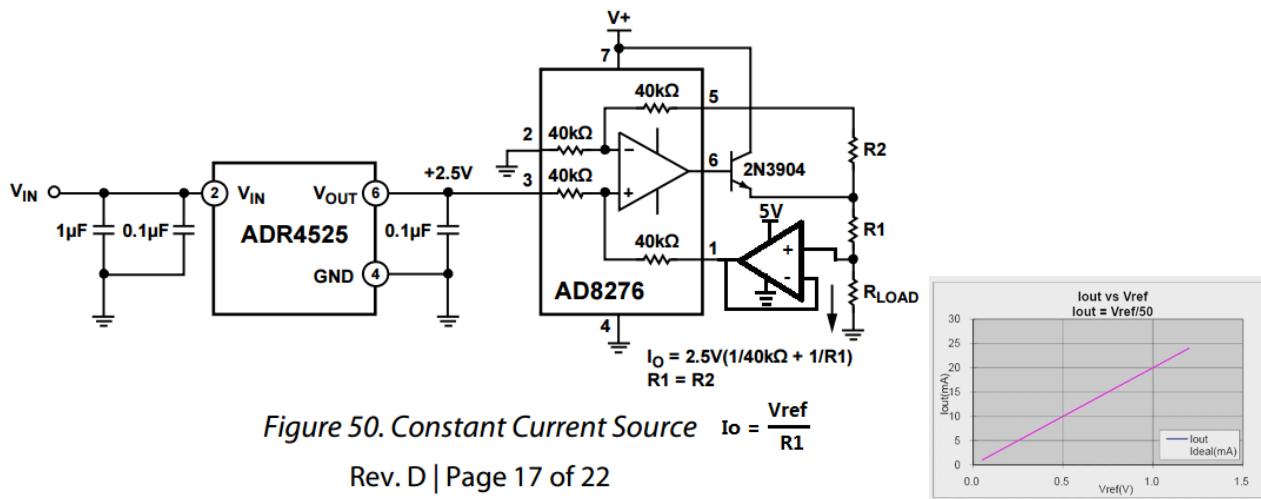


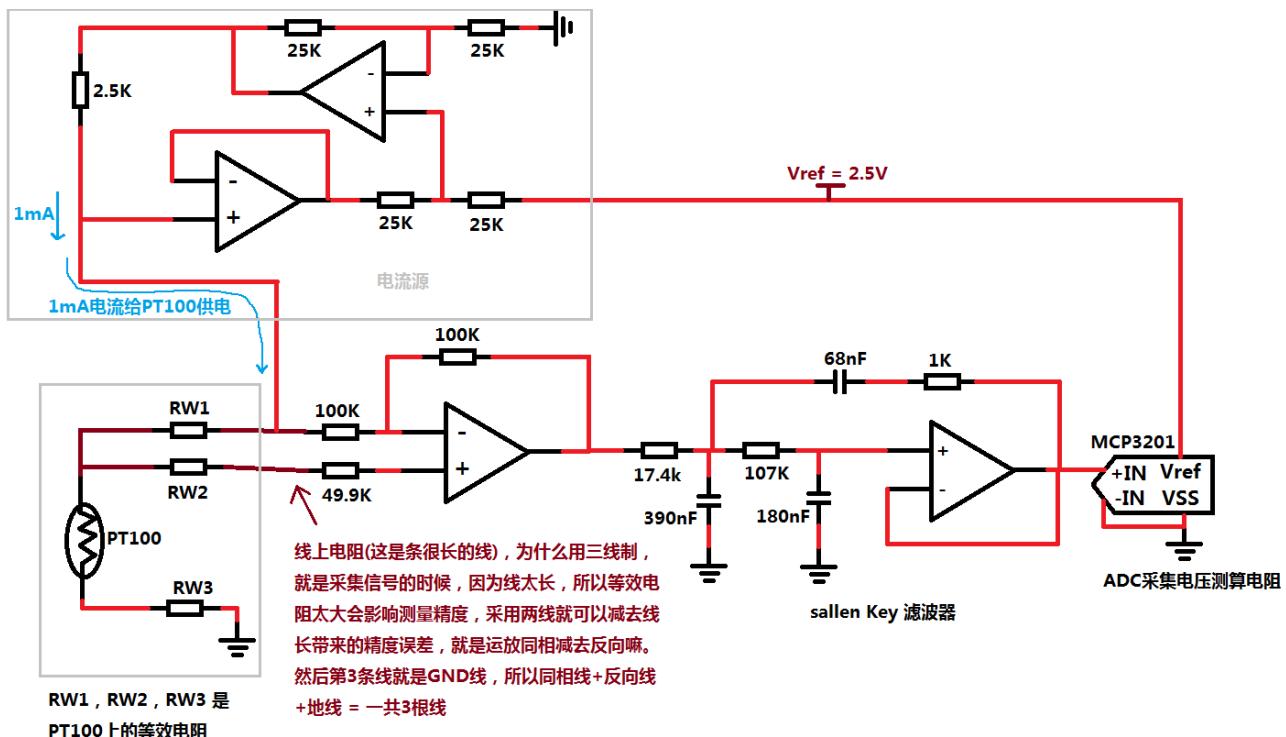
Figure 50. Constant Current Source

Rev. D | Page 17 of 22

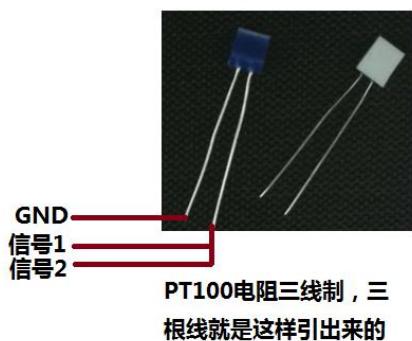
第2种接法



三线制 PT100 温度探头电流源案例



电阻一定要用 1% 精度，如果要求更高请用 0.1% 千分之一精度



TL431 使用注意事项

