

典型放大电路分析

1. 单电源线性变换电路

本节主要围绕 $y=kx+b$ 进行。

这类电路种类繁多，主要有如下几种：

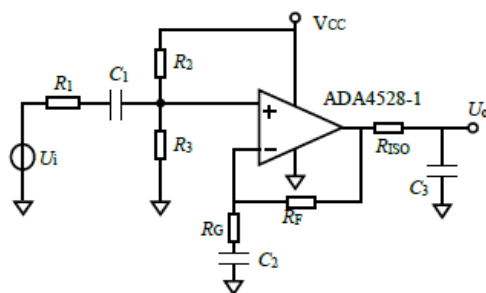
- 1、将双极性信号转变为单极性。当考虑到单极性 ADC，需要增加一个直流分量（b）。
- 2、将宽摆幅的单极性信号转换为窄摆幅的单极性信号，如将 0-20V 的信号转换为 1-6V 的信号。这样有时还需要改变直流分量。
- 3、其他特殊要求的场合

1. 交流耦合

交流耦合只能对交流信号有效，本质上就是一个高通滤波器。因此不适合有直流分量和较低频率的情况。

最大的优点在于，设计简单，可以降低静态功耗，也不会产生直流耦合中出现的“直流意外”

1、同相电路一



这个电路可以实现衰减、放大等功能。

- 1) 短接 R_1 ，此电路是一个含放大作用的电平位移。
- 2) 短接 R_1 ，开路 R_G ，就是一个无放大的电平位移电路。
- 3) 在 2) 的基础上，增加 R_1 ，就可以起到衰减作用。

但是有三个明显的缺点：

- 1) 电源噪声或者纹波通过分压进入了信号链路，会污染信号链路。

- 2) 在要求较高时，需要输出静默电位严格位于 2.5V 时，两个分压电阻难以实现这种准确性要求。
- 3) 分压电阻上回消耗不小的静态电流。

电平移位

即分析电路的直流通路。经过化简，当 C_2 短路时，该放大器形成最基本的放大器，其放大倍数取决于 R_G 和 R_F ；当 C_2 正常时，阻断了直流放大，而形成跟随器。

放大和滤波

根据交流通路可得：

对于 U_+ ，可得：

$$\frac{U_i - U_+}{R_1 + j\omega C_1} = \frac{U_+}{R_2 // R_3}$$

对于 U_- ，可得：

$$\frac{U_-}{R_G + j\omega C_2} = \frac{U_S - U_-}{R_F}$$

因此这个电路的放大倍数为：

$$A = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1 + j\omega C_1}}{1 + \frac{R_F}{R_2 // R_3}}$$

当频率合适时，

$$A = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + \frac{R_F}{R_2 // R_3}}$$

这个频率范围为：

$$f > f_1 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2 // R_3)C_1}$$

$$f > f_2 = \frac{1}{2\pi R_G C_2}$$

考虑到通带内的增益平坦性， $f_1 \gg f_2$ 。

而后面的电阻和电容组成的低通滤波是为 ADC 的输入端服务的。

2、同相电路二

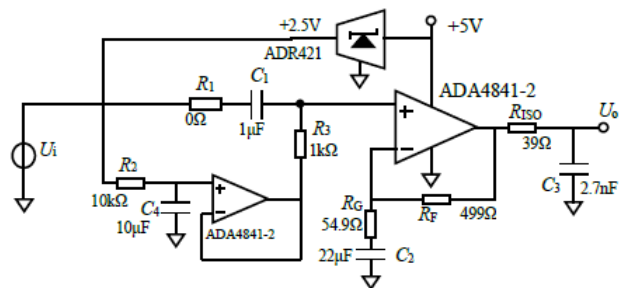


图 5-1b 交流耦合单电源单入单出同相线性变换电路低噪版

为了克服上述的电路的缺点，可以改进为以上电路。

主要的差别在于静默点位不再使用分压电阻，而是用一个电压基准源实现。

ADR421 是一款串联型的低噪声 2.5V 电压基准源。经过时间常数较大的阻容网络 (R_2/C_4)，完成低通滤波，进一步降低噪声，然后进入一个电压跟随器中，提高输出驱动，保证 R_3 下端是一个稳定的 2.5V 电位。

也就是在同相电路一的基础上，用电压跟随器和电压基准源形成一个稳定的 2.5V 电位。

3、同相电路三

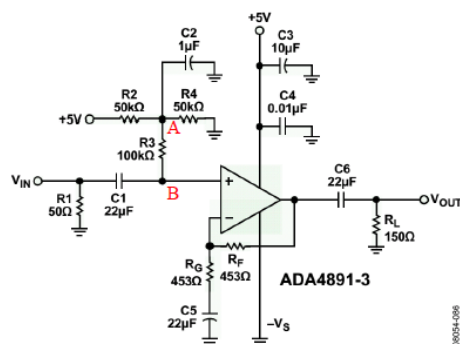


Figure 61. Single-Supply Video Driver Schematic

这个电路是 ADA4891-3 数据手册中给出的参考电路。主要的修改在静默电位上。

画出带电路的直流通路，可以明显的看到，该电路通过 R_2 和 R_4 分压，可以得到一个 2.5V 的电平，并通过 R_3 和 C_1 实现了信号的耦合。

而为了应对电源内的噪声，该电路与 R_4 并联了一个电容。

4、反相电路

如图是一个反相电路。

直流通路：

显然这个电路通过 R_1 的分压可以得到 2.5V 的偏置电压。

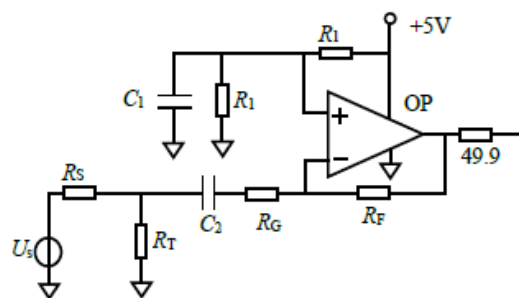
交流通路：

分析可知，交流通路中， V_+ 接地。 R_G 和 R_T 并联，通常为了阻抗匹配，会使得 $R_G // R_T = R_S$ 。

49.9 Ω 的电阻是为了阻抗匹配。

电路的两个电容 C_1 和 C_2 分别组成了低通滤波器和高通滤波器。其中 C_2 决定了电路的下限截止频率：

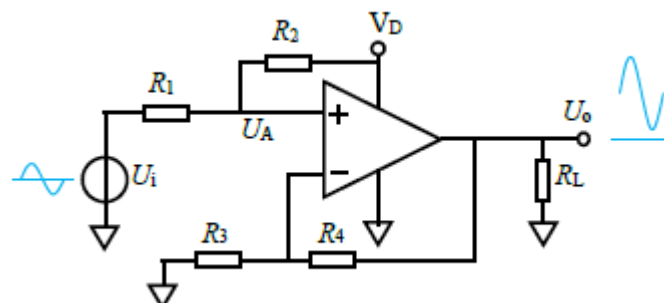
$$f = \frac{1}{2\pi(R_G + R_G // R_T)C_2}$$



2. 直接耦合

1、同相增益大于 0.5

下图和交流耦合中的同相电路一非常接近，只是去掉了电容。



显然可以得到：

$$U_o = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_D + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i \right)$$

具体的推导过程如下：

$$U_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_D - U_i) + U_i$$

$$U_A = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_o$$

联立，可得

$$U_o = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_D + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i \right)$$

因此增益倍数为：

$$G = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

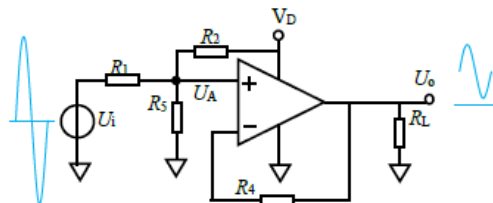
偏置电压为：

$$U = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_D$$

若想避免偏置电流引起的直流意外，则需要有 $R_1 || R_2 = R_3 || R_4$ 。

2、同相增益小于 0.5

上述电路只能实现 $G \geq 0.5$ 的增益，为了实现 $G < 0.5$ 则需要对电路进行修改。具体的电路图如下：



显然可得：

$$\frac{U_i - U_A}{R_1} + \frac{V_D - U_A}{R_2} = \frac{U_A}{R_5}$$

另有 $U_o = U_A$ 。

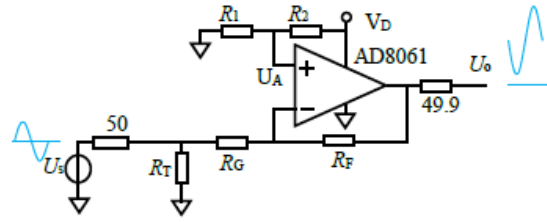
因此有：

$$G = \frac{R_1 // R_2 // R_5}{R_1}$$

$$U_{oz} = \frac{R_1 // R_2 // R_5}{R_2} V_D$$

如果考虑偏置电流，应使 $R_4 = R_1 // R_2 // R_5$

3、反相



可得：

$$U_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_D$$

$$\frac{U_A - U_i}{R_G} = \frac{U_O - U_A}{R_F} = \frac{U_i - U_S}{50} + \frac{U_i}{R_T}$$

因此

$$U_O = \frac{R_F}{R_F // R_G} \times U_A - \frac{R_F}{R_G} U_i$$

$$U_S = \frac{50}{50 // R_T // R_G} U_i - \frac{50}{R_G} U_A$$

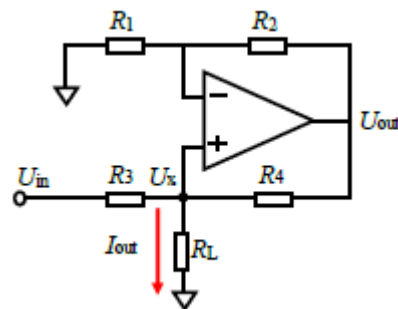
另外这个电路又阻抗匹配的要求，因此 $R_T // R_G = 50$ ，而

$$G = -\frac{R_F}{2R_G}$$

$$U_A = \frac{R_G + R_F // 50}{R_G + R_F + R_F // 50} \times U_{OZ}$$

2. 电流源电路

1. Howland 电流源



这个电路除了有正反馈，还有负反馈。但是，通常 $R_1=R_2=R_3=R_4$ ，因此负反馈的反馈系数为 $A_-=R_1/(R_1+R_2)$ 。而正反馈的反馈系数为 $A_+=(R_3//R_L)/(R_3//R_L+R_4)$ 。因此，负反馈的反馈系数通常要比正反馈要大，电路最终呈现出负反馈，因此可以使用虚短虚断的结论。

由此可以得出

$$U_x = U_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$
$$\frac{U_{in} - U_x}{R_3} + \frac{U_{out} - U_x}{R_4} = \frac{U_x}{R_L}$$
$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

可以推出

$$I_{out} = \frac{U_{in}}{R_3} = \frac{U_x}{R_L}$$

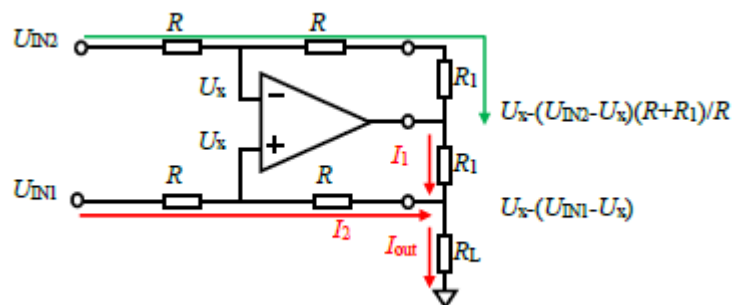
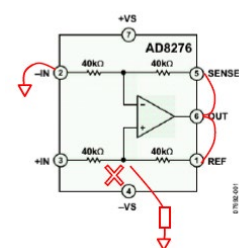
Howland 电流源的主要问题有

- 1、稳定性问题。当负载去掉后，运放将进入饱和状态，这会引发一系列问题。
- 2、电流限制问题。负载电流的来源只有两个，一个是运放输出端提供，第二是输入电压源提供，因此不能出现较大的电流。
- 3、效率问题。标准电路中输出电压是负载电压的两倍，效率不高。
- 4、运放偏置电流的影响在分析中没有考虑。
- 5、电阻要求相等，很难达到这样的精度。

2. 利用差动放大器实现的电流源

针对 Howland 电路中 4 个电阻匹配问题，自然会想到差动放大器。差动放大器中有四个精密调节好的电阻，且有相等的，例如右图的 AD8276。

但是 AD8276 无法完全还原 Howland 电路。为此对原电路进行修改。修改后的电路如下图所示。



根据虚短虚断可以得到

$$\begin{aligned}\frac{U_{IN2} - U_x}{R} &= \frac{U_x - U_{out}}{R_1 + R} \\ \frac{U_{IN1} - U_1}{2R} + \frac{U_{out} - U_1}{R_1} &= \frac{U_1}{R_L} \\ \frac{U_{IN1} - U_1}{2R} &= \frac{U_{IN1} - U_x}{R}\end{aligned}$$

可以推出：

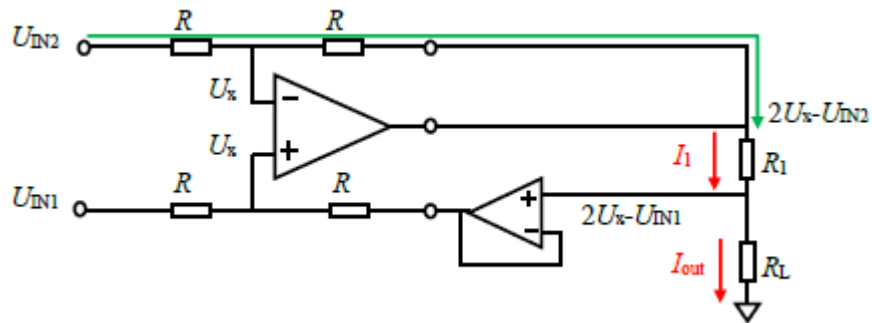
$$I_{out} = \frac{U_{IN1} - U_{IN2}}{R || R_1}$$

这个电路具有如下优缺点：

- 1、对于 Howland 电路中的前 4 个缺点都没有克服。
- 2、唯一的优点在于，当 $R_1 \ll R$ 时，电路对 R_1 的一致性要求不太高。
- 3、电路输出电流的准确性将几乎唯一取决于电路中紧挨着 R_L 的那个 R_1 。

3. 改进电路

针对上述问题，可以进一步进行改进。结果如下图所示，增加了一个电压跟随器。这样只需要一个 R_1 即可。



显然有

$$I_{out} = \frac{U_{IN1} - U_{IN2}}{R_1}$$

4. 用晶体管增加输出电流

下图是一个用基准电压源 ADR821、差动放大器 AD8276、晶体管 2N3904 组成的一个输出电流较大的恒压源。

晶体管构成了一个射极跟随器，保证信号传递极性不改的情况下，使 AD8276 的第六脚只需要输出较小的晶体管基极电流，即可使射极有较大的负载电流。

如果输出电流需要双极性时，可以用互补推挽，依靠正负电源驱动方式实现。

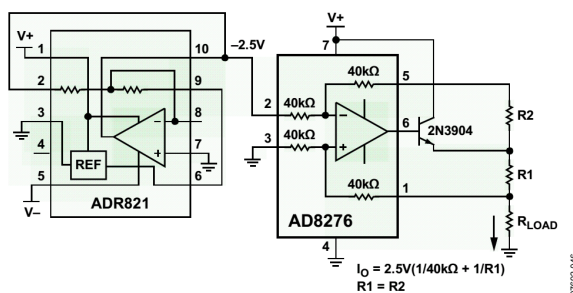
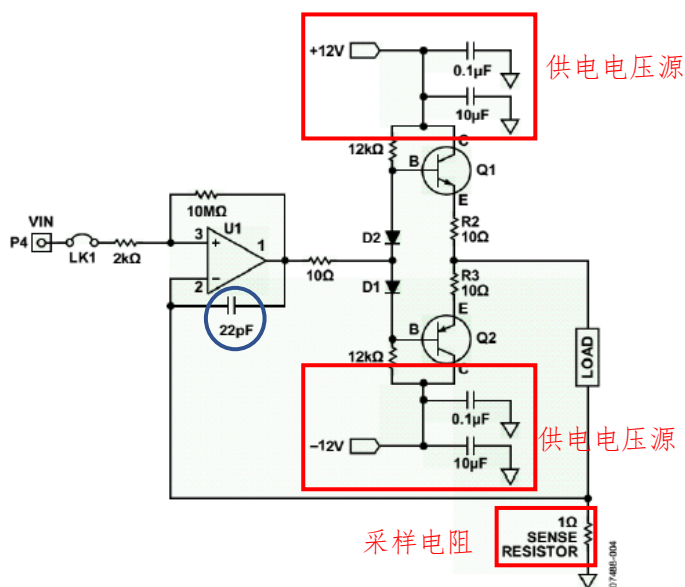


Figure 49. Constant Current Source

5. 以 R_{SENSE} 为核心的电流源一

下面是另一种思路的电流源。它的构造更加直接。一般由供电电压源、可控电流环节、电流采样环节、放大环节组成闭环，直接采样输出电流，用负反馈强迫输出电流成为指定值。



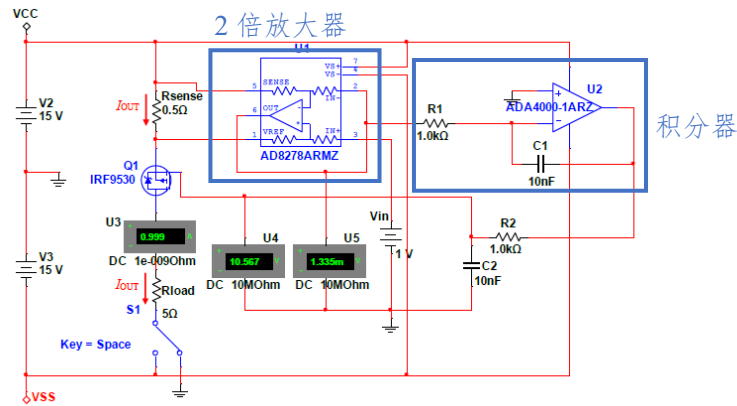
这种思路设计的电流源，最大可能存在的问题是稳定性。为了避免振荡等稳定性问题，22pF 的电容至关重要。

中间的二极管、晶体管、电阻都是为了提高输出电流能力的标准驱动电路。其中二极管的引入会进一步降低交越失真的影响。

6. 以 R_{SENSE} 为核心的电流源二

AD8278 可以实现 0.5 和 2 倍放大。如果将 V_{IN+} 和 V_{IN-} 作为输入，将构成一个 0.5 倍的衰减器；将 U_{out} 和 V_{REF} 作为输入，则可以形成 2 倍的放大器。

如下图连接，可以形成一个电流源。



标准差动放大器的输出为：

$$V_{IN-} = V_{IN+} + A(V_{REF} - U_{out})$$

当 U_2 的输入电压增大，积分器的输出将增大，带动输入 V_{REF} 也随之增大，AD8278 的输入将减小，从而实现平衡，直到输入的 $V_{REF}=0$ 。此时

$$0 = V_{IN+} - 2I_{out}R_{SENSE}$$

$$I_{out} = \frac{V_{IN+}}{2R_{SENSE}}$$

R2 和 C2 组成了低通滤波，可以减小晶体管 G 极电压波动，减小输出电流噪声。

7. 用仪表放大器实现的电流源

结合 3 中电路的思想, 用仪表放大器也可以实现相同的电压-电流转换, 形成电流源。右图中 AD620 是一款广泛使用的低成本仪表放大器, 配合运放 AD705 就可以实现低电流输出精密电流源。

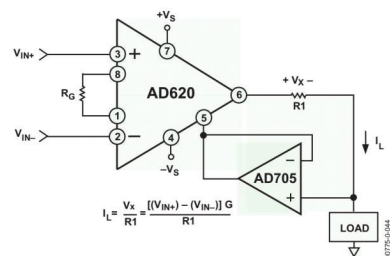


图42. 精密电压电流转换器(工作电流1.8 mA, 工作电压 ± 3 V)

仪表放大器的标准输出为:

$$U_{out} = V_{REF} + G(V_{IN+} - V_{IN-})$$

输出的电流为

$$I = \frac{U_{out} - V_{REF}}{R_1} = \frac{G(V_{IN+} - V_{IN-})}{R_1}$$

需要注意的是，这个电路需要增加晶体管以提高输出电流是有困难的。因此一般用于低电流输出场合。

3. 电流检测

1. 检测电流的基本方法

检测电流的方法有很多，常见的有霍尔传感器、罗氏线圈、电流互感器、光纤电流传感器、磁通门、分流电阻等。其中罗氏线圈和电流互感器之恩呢用于交流电路检测。

多数情况下，需要检测较大电流时，用霍尔传感器较多。而小信号领域，分阻电流应用较多。

分阻电流是指，将固定阻值的感应电阻串联在被测支路中，采用不同的方法测量感应电阻的电压差，从而表征被测电流。

2. 低侧/高侧检测

高侧电流检测好处在于保证了负载具有稳定的 GND，其顶端电压稍微下降一般不会影响正常工作。但是这样会给测量电路带来了较大的问题：测量放大器必须承受较高的共模电压。很多放大器无法承受这样的共模电压，需要另想办法。

低侧电流检测容易引起负载脚底不稳，影响负载正常工作。

多数情况下会选用高侧检测避免对负载的影响。

3. 分流电阻

感应电阻，又称分流电阻，一般阻值较小。多数分流电阻是四触点。如下图所示。宽焊点用于流过被测电流，而窄焊点用于将压降提供给放大器。这样的设计能够有效的避免焊点和焊料的影响。

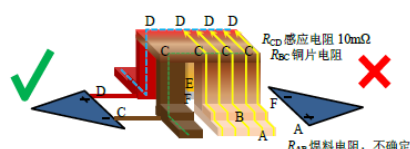


图 5-13 4 触点电阻回避焊料问题的效果示意

需要注意的是，多数感应电阻都有 $0.5\text{nH}\sim 5\text{nH}$ 的内部串联等效电感，当被测电流频率很高时，是不能忽略的。

4. 运放检测电流

下图是一个单运放高侧电流检测电路，主要用于低压负载电流的检测。

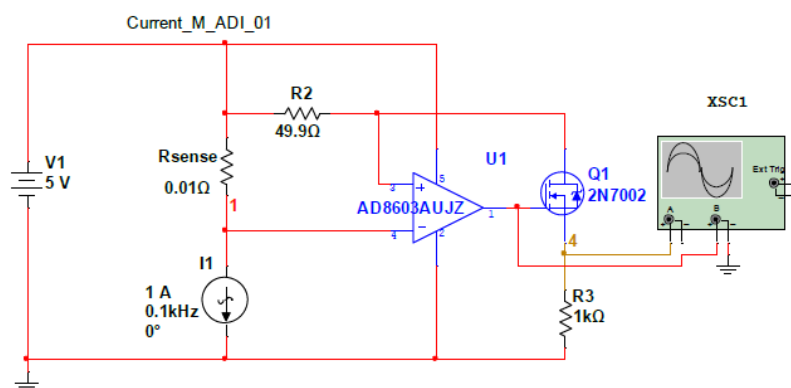


图 5-14 单运放高侧检测负载电流

其工作原理为，这是一个深度负反馈电路，因此虚短成立。当 Q_1 导通时，

$$U_{out} = I_3 R_3$$

$$I_2 = I_3$$

$$I_2 R_2 = I_{load} R_{SENSE}$$

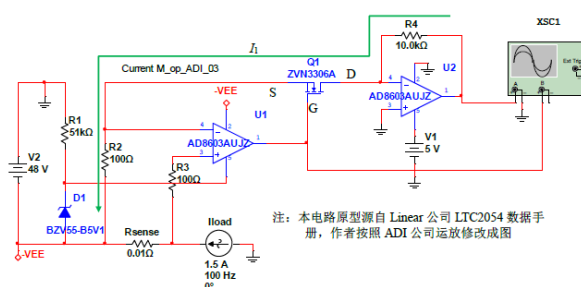
因此，可以通过 U_{out} 表征电流。但是这个电路有如下问题：

1、理论上 R_2 两端的电压差和 R_{sense} 两端的电压差是相等的。但是实际情况下还会收到器件失调电压的干扰。

2、 Q_1 开启电压 U_{GS} 约为 $1\text{V}\sim 2.5\text{V}$ ，因此运放输出端必须低于 1V 以保证晶体管关断，因此 Q_1 能通过的最大电流为 $2\text{A}/4990=0.4\text{mA}$ 。

同样由于最大电流为 0.4mA ，以千分之一计算，所以最小分辨电流为 $0.4\mu\text{A}$ 。

下图是另一种电流检测电路。



这个电路的共有两个电源，测量电路的供电仍是 0V 和+5V.而感应电路则选用了 48V。

R_{sense} 两端的电压为-48V 和-47 左右。为了保证感应电路的供电问题，添加了一个 5V 的稳压管，使 U1 的供电稳定在-48V 和-43V。需要注意的是，这个稳压管的击穿电压约为 5.1V，为了保证运放工作消耗的电流，稳压管击穿电流需要留有裕量，但又要足够小。以图中的 AD8603 为例，需要的静态电流是 50uA，电路中稳压管击穿电流约为 840uA(43V/51k Ω)。如果测量电路需要更小的功耗，可以考虑进一步提高 R_1 。

这个电路形成了负反馈。因此可以实现虚短虚断。和上面的电路类似此处有

$$I_2 R_2 + V_{os1} = I_{load} R_{SENSE}$$

R_3 的作用是抵消直流意外中的偏置电流

$$U_{out} = I_2 R_4 + V_{os2} = V_{os2} + \frac{R_4}{R_2} (I_{load} R_{SENSE} - V_{os1})$$

因此输出电压和负载电流成正比，且与两个运放的失调电压有关。且第一个运放的失调电压更大。

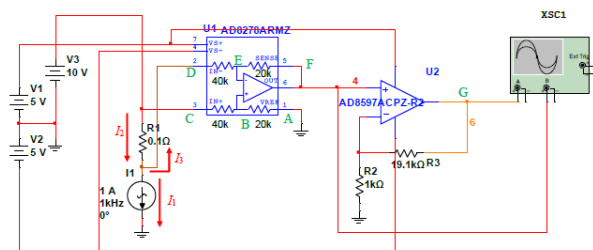
5. 差动放大器检测电流

高侧检测负载电流最大的问题就是感应电阻两端对地电位都处于高位，即其被测位置具有较高共模电压。

仪表放大器也会遇到相同的问题，因此很少用仪表放大器实施高侧电流检测。但是差动放大器不同，它可以检测共模电压超过供电电压很多的高侧负载电流。因为差动放大器输入管脚上的电压并不直接加载到内部运放的输入端，而是先进行分压。而这个衰减比取决于差动放大器内部的电阻。

以下是三个推荐的检测电路。

1、差动放大器 AD8278



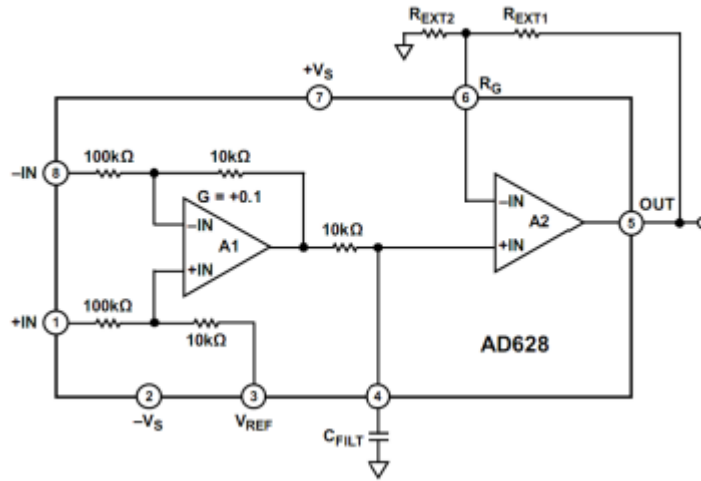
对于 AD8278 而言，

$$U_{out} = 0.5I_2R_1 \approx 0.5I_1R_1$$

后级则实现了 20 倍放大。

2、AD628

AD628 是一款内部衰减为 1/10 的差分放大器，可以承受 110V 的输入。



为了衰减差模，AD628 在内部嵌入了一个单独的放大器 A2，从而能够实现放大。

3、AD8479、AD629

AD629 可以承受 280V，且没有衰减。

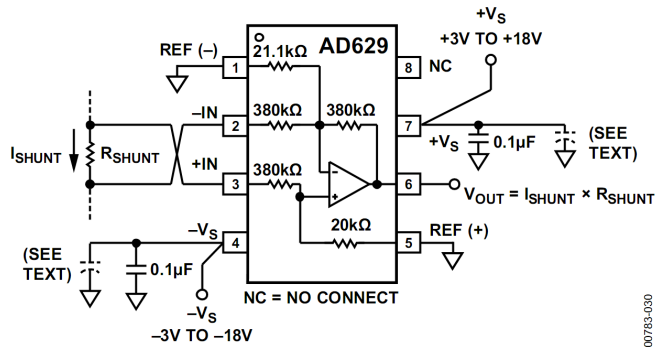


Figure 32. Basic Connections

$$U_Q = \frac{20k\Omega}{20k\Omega + 380k\Omega} (V_{IN+} - V_{REF+}) + V_{REF+}$$

$$U_{out} = 380k\Omega \left(\frac{(U_Q - V_{REF-})}{21.1k\Omega} + \frac{(U_Q - V_{IN-})}{380k\Omega} \right) + U_Q$$

当 $V_{REF+} = V_{REF-} = 0$ 时，可得：

$$U_{out} = V_{IN+} - V_{IN-} = I_{SHUNT} \times R_{SHUNT}$$

另外还有 AD8479 可以承受 600V。

6. 电流检测放大器

ADI 为了简化电流检测设计，推出了多款专用的电流检测放大器用于高端检测电流。他们可以承载远高于供电电压的共模输入电压，且差模输入电压实施有效的放大。有的能够检测双向电流，有的只能检测单一方向电流。但他们都有较高的共模抑制比。

如何实现在高共模输入中检测出较小的差压信号，ADI 给出了两种思路，一种是用晶体管较高的 CE 耐压，实现高压侧和低压侧的隔离；一种是类似于 AD629 词用分压电阻和反馈。

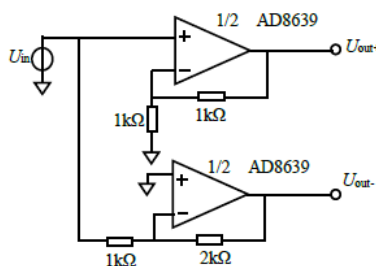
4. 单端转差分电路

任何电压信号都是两个节点之间的电位差。所谓的单端信号是指，一端接地另一端电位发生变化代表要表征的信息。而差分信号则两端均不接地，当一端发生变化时，另一端出现反相变化。需要注意的是，经过差分并不要求实现 1:1 增益，可以根据需要自行设置。

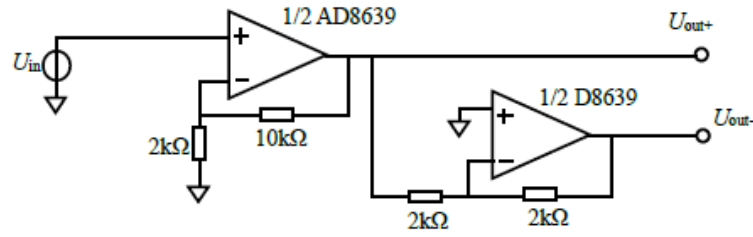
常用的方法有三种：基本电路、交叉反馈电路以及全差分运算放大器。

1. 基本电路

最基本的单端差分电路即用一个同相比例器和反相比例器并列组成。但它有一个缺点：收到反向比例器的影响，输入阻抗小。

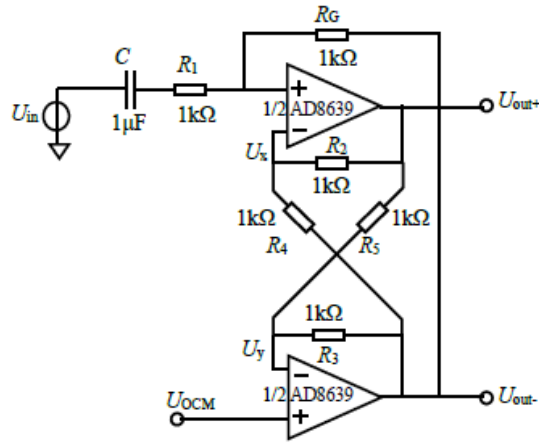


另一种基本电路如下所示，只不过将同相器和反相器串联。但是这样会导致信号之间有偏移。



2. 交叉反馈电路

交叉反馈电路是一种特殊的结构，两个运放的输出互相做了对方的输入。



1、 静态分析

本电路可以用一个输入实现对两个输出端静态电位的调整，当 U_{OCM} 改变时，输出端 U_{OUT+} 和 U_{OUT-} 的静态电位将随着 U_{OCM} 改变，这对于调整差分输出信号的静态电位极为方便，可以作为 ADC 的前端驱动电路。

2、 动态分析

本电路还能通过一个电阻实现增益调节和高通截止频率调节。当满足 $R_2=R_3=R_4=R_5$ 时，可以得到如下表达式。

$$\begin{cases} U_{out+} = U_{OCM} + \frac{R_G}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} U_{in} = U_{OCM} + \frac{R_G}{R_1(1 - \frac{\omega_0}{j\omega})} U_{in} \\ U_{out-} = U_{OCM} - \frac{R_G}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} U_{in} = U_{OCM} - \frac{R_G}{R_1(1 - \frac{\omega_0}{j\omega})} U_{in} \end{cases}$$

从输出可以看到,两个输出都围绕 U_{OCM} 发生反相变化,增益为 R_G/R_1 ,且具有 $\omega_0=1/R_1C$ 的一阶高通滤波效果。

这个电路可以实现单电源供电并实现单极性 ADC 的驱动端驱动。但它也有两个缺点:它不能应对低频输入;两个运放输出端的同步性差。

3. 全差分运放和变压器驱动

全差分运放已经在第二章各种运放中介绍过,可以查看那部分的笔记。

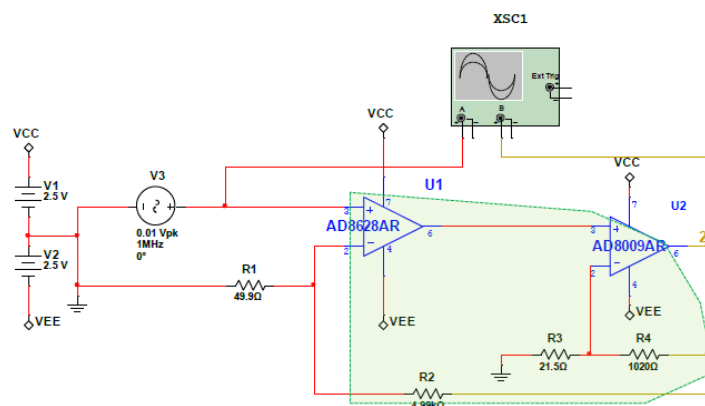
5. 复合放大电路

直流性能优越的精密放大器通常带宽较窄,而高频或带宽放大器其直流性能又不佳。通常两者不同时使用,但是如果有需要,可以采用复合放大电路。它由一个精密放大器和一个高速运放组成。

1. 串联型复合放大电路

如图将 AD8628 作为输入放大器,它具有失调电压低、输入偏置电流小的特点,但它的增益带宽积小,不能满足高频高增益,在 1MHz 时只有 2.5 倍,只有;而 AD8009 作为输出放大器,它具有高速、大输出电流、高压摆率的特点。

最为重要的是,整个电路只形成了一个闭环回路!



需要注意的是,这个电路的实际放大倍数是由 R_1 、 R_2 控制的,但是最大放大倍数是由 U_1 和 U_2 形成的放大倍数控制,在 1MHz 的情况下,

U1 最大只能提供 2.5 倍，而 U2 形成了 48.4 倍的放大，因此电路最大只能放大 $2.5 \times 48.4 = 121$ 倍。

另外，这个电路的输出失调电压和输出级的放大器无关，只与 R1、R2 有关。

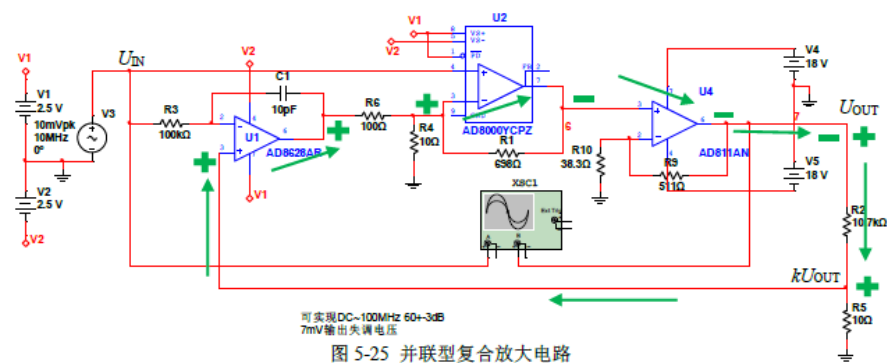
但这个电路的问题在于，输出的压摆率由 U2 确定，需要注意输出能否达到要求。另外，输出级放大器不能引入过大的附加相位，否则新运放的开环相位将大幅度增加，降低相位裕度。

2. 并联型复合放大电路

串联型复合放大电路最大能够将输入级精密运放的带宽拓展几百倍左右。即总的增益带宽积也就几百 MHz。

并联型复合放大电路以一个或多个高速放大器为核心进行高频信号放大，以一个辅助放大器并联于信号链旁，通过负反馈，迫使失调电压维持在 0V 附近，以降低输出失调电压。这样的复合放大电路，其增益带宽积完全取决于高速放大器，可以做到几十个 GHz。

但是这个电路的缺点在于，除输出失调电压被强制降低外，其他输入特性几乎没有改善。



以上是一个并联型复合放大电路。U2 和 U4 是主放大电路，U1 是并联的辅助放大电路。

这个电路中，U2 实现了 70.8 倍的同相比例放大，带宽约为 127MHz。U4 实现了 14.3 倍的反相放大，带宽约为 113MHz。这两个电路串联形成了主放大电路，放大倍数约为 1010 倍，带宽为 101MHz。如果没有 U1，这个电路

将会将 U_2 和 U_4 的失调电压一起放大，在本例中，将达到 $1.5V$ ，必然是不合适的。

但是并联了 U_1 后，将能够帮助失调电压的控制，它将输出的直流电平通过负反馈消除了。

此处要求反馈回 U_1 的 kU_{out} 满足 $kU_{out}=U_{in}$.此时积分器的输出将为 0 。但是如果有失调电压，积分器开始对电容充放电从而改变 U_2 的负输入端电位，从而改变失调电压。