

运算放大器设计及应用

--电子工程师必备手册（下）

目录:

- 一、 运算放大器设计应用经典问答集粹
- 二、 四类运算放大器的技术发展趋势及其应用热点

一、 运算放大器设计应用经典问答集粹

1. 用运算放大器做正弦波振荡有哪些经典电路

问：

用运算放大器做正弦波振荡器在学校时老师就教过，应该是一个常用的电路。现在我做了几款，实际效果都不理想。哪位做过，可否透露些经验或成功的电路？

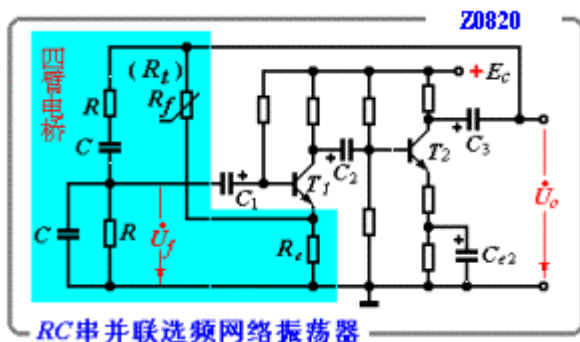
答：

(1) 用以下方法改进波形质量：

选用高品质的电容；对运放的电源进行去耦设计；对振荡器的输出信号进行滤波处理。

(2) 我曾经在铃流源电路用到一种带有 AGC 电路的文氏电桥振荡器，用来产生 25Hz 的正弦波，如图所示。图中使用二极管限幅代替非线性反馈元件，二极管通过对输出电压形成一个软限幅来降低失真。文氏电桥或低失真的特性要求有个辅助电路来调节增益，辅助电路包括从在反馈环路内插入的一个非线性元件，到由外部元件构成的自动增益控制（AGC）回路。通过 D1 对正弦波的负半周取样，且所取样存于 C1 中，选择 R1 和 R2，必须使 Q1 的偏置定在中心处，使得输出电压为期望值时， $(R_G + R_{Q1}) = R_F/2$ 。当输出电压升高时，Q1 增大电阻，从而使增益降低。在上图所示的振荡器中，给运算放大器的正输入端施加 0.833V 电源，使输出的静态电压处在中心位置处 ($V_{CC}/2 = 2.5V$)，这里 Q1 多数用的是小信号的 MOSFET 2N7000 (N 沟道，60V，7.5 欧)，D1 则选用 1N4148。以上供你参考。

(3)



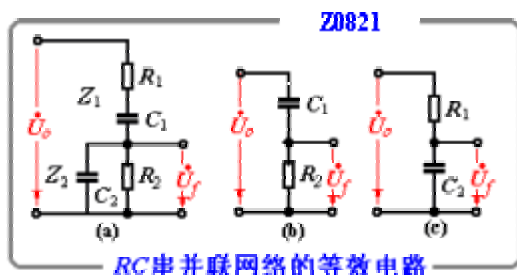
为克服 RC 移相振荡器的缺点，常采用 RC 串并联电路作为选频反馈网络的正弦振荡电路，也称为文氏电桥振荡电路，如图 Z0820 所示。它由两级共射电路构成的同相放大器和 RC 串并联反馈网络组成。由于 $\varphi_A = 0$ ，这就要求 RC 串并联反馈网络对某一频率的相移 $\varphi_F = 2n\pi$ ，才能满足振荡的相位平衡条件。下面分析 RC 串并联网络的选频特性，再介绍其它有关元件的作用。

图 Z0820 中 RC 串并联网络在低、高频时的等效电路如图 Z0821 所示。这是因为在频率比较低的情况下， $(1/\omega C) > R$ ，而频率较高的情况下，则 $(1/\omega C) < R$ ，前者等效于一节超前型移相电路，后者等效于一节滞后型移相电路。显然频率从低到高连续变化，相移从 $+90^\circ$ 到 -90° 连续变化，其中必存在一个中间频率 f_0 ，使 RC 串并联网络的相移为零。于是满足相位平衡条件。对此，可进一步作定量分析，由图 Z0821 (a) 得：

$$\begin{aligned}\dot{\hat{F}} &= \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_0} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}} \\ &= \frac{1}{1 + \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) / \left(\frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \right)} \\ &= \frac{1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1} \right) + j \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right)}\end{aligned}$$

GS0820

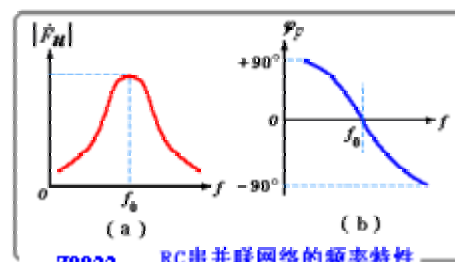
为调节频率方便，通常取 $R_1 = R_2 = R$ ， $C_1 = C_2 = C$ ，如果令 $\omega_0 = 1/RC$ ，则上式简化为：



RC串并联网路的等效电路

$$\dot{\hat{F}} = \frac{1}{3 + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

GS0821



Z0822

RC串并联网路的频率特性

可见，RC 串并联反馈网络的反馈系数是频率的函数。由式 GS0821 可画出的幅频和相频特性，如图 Z0822 所示。由图可以看出：

当 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时， $\dot{\hat{F}}$ 的模最大，且 $|\dot{\hat{F}}| = 1/3$ ， $\varphi F = 0$ ；当 f 大于 f_0 时， $|\dot{\hat{F}}|$ 都减小，且 $\varphi F \neq 0$ 。

这就表明 RC 串并联网路具有选频特性。因此图 Z0820 电路满足振荡的相位平衡条件。如果同时满足振荡的幅度平衡条件，就可产生自激振荡。振荡频率为：

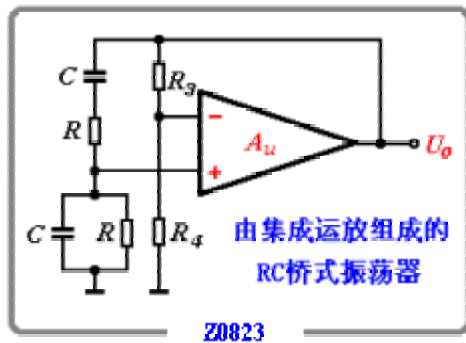
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{GS0822}$$

由 $|\dot{A}\dot{\hat{F}}| > 1$ 知起振条件为：

$$|\dot{A}| > 3 \quad \text{GS0823}$$

一般两级阻容耦合放大器的电压增益 A_u 远大于 3，如果利用晶体管的非线性兼作稳幅环节，放大器件的工作

范围将超出线性区，使振荡波形产生严重失真。为了改善振荡波形，实用电路中常引进负反馈作稳幅环节。图 Z0820 中电阻 R_f 和 R_e 引入电压串联深度负反馈。这不仅使波形改善、稳定性提高，还使电路的输入电阻增加和输出电阻减小，同时减小了放大电路对选频网络的影响，增强了振荡电路的负载能力。通常 R_f 用负温度系数的热敏电阻 (R_t) 代替，能自动稳定增益。假如某原因使振荡输出 U_o 增大， R_f 上的电流增大而温度升高，阻值 R_f 减小，使负反馈增强，放大器的增益下降，从而起到稳幅的作用。



从图 Z0820 可以看出， RC 串并网络 and R_f 、 R_e ，正好组成四臂电桥，放大电路输入端和输出端分别接到电桥的两对角线上，因此称为文氏电桥振荡器。

目前广泛采用集成运算放大器代替图 Z0820 中的两级放大电路来构成 RC 桥式振荡器。图 Z0823 是它的基本电路。

文氏电桥振荡器的优点是：不仅振荡较稳定，波形良好，而且振荡频率在较宽的范围内能方便地连续调节。

2. 如何估算多级放大器的频宽

问：

如果设计一个带宽为 DC-100MHz 的放大器，总增益为 50 倍，共三级放大，运算放大器的单位增益带宽为 1GHz，请问如何估算总带宽？

答：

(1) 运放的增益带宽积=增益 $\times$ (-3dB 带宽)，例如，若三级运放增益分配为：第一级为：+2，那么它的-3dB 带宽=1000MHz/2=500MHz，第二和第三级的增益都为+5，那么它的-3dB 带宽=1000MHz/5/1.4=140MHz，所以系统的总增益为 $2 \times 5 \times 5 = 50$ ，带宽为 140MHz > 100MHz，符合设计要求。

注：这里假设所提的 1000MHz 运放的增益带宽积等于其单位增益时的-3dB 带宽。

(2) 估算放大器的带宽，要用到运放带宽积的概念，带宽积=增益 $\times$ (-3dB 带宽)。按专家所给出的以上计算方法即可估算系统带宽。

(3)

级联运放的-3dB 上限频率带宽 f_h 由如下方法计算：

设第一级放大器的增益表达式： $A_1(j2\pi f) = A_1/[1+j(f/f_1)]$ 其中： f_1 为第一级-3dB 带宽

第二级放大器的增益表达式： $A_2(j2\pi f) = A_2/[1+j(f/f_2)]$ 其中： f_2 为第二级-3dB 带宽

那么级联放大器的总增益表达式： $A(j2\pi f) = A_1(j2\pi f) \times A_2(j2\pi f) = A/[1+j(f/f_1)] \times [1+j(f/f_2)]$,

设： $|A(j2\pi f_h)| = |A|/\sqrt{2}$, 所以： $[1+(f_h/f_1)^2] \cdot [1+(f_h/f_2)^2] = 2$ 其中： f_h 为级联放大器的-3dB 带宽，

$$f_h = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{f_1^2} + \frac{1}{f_2^2}}} , \text{ 因为：} f_1=f_2=200\text{MHz} , \text{ 所以，} f_h = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 200\text{MHz} = 141.4\text{MHz}$$

3. 把负电压转成正值

问：

我需要把负电压转成正值，范围是-0.494 至-0.221V，想接一个反向比例运算电路，但是 LM358 接出来不对，op07 可以，但是 op07 需要正负 15v 供电，比较麻烦。

请各位推荐一个正负 5v 供电的运放，谢谢了。

答：

(1) 不知你要的输出电压是多少，可以用 SGM358 试试电源电压是正负 2.75（最大）

(2) 输出电压就是正的啊，0.221 至 0.494V，就是一个反相比例运算电路。我再重说一下吧，其实很简单，就是把一个-0.494 至-0.221V 的电压转成正的即可，请大家推荐一种正负 5V 供电的运放。之前我在 multisim 上用 LM358 模拟过，但是结果不对。用 op07 可以，但是需要正负 15V 供电，比较麻烦。谢谢各位了！

(3) 楼主的问题，首先需要认真查看商品的技术规范（<http://wwwk.heltech.edu.hk/ideaport/d/lm358.pdf>），问题自然明了。答案是：合格的 LM358 在 +/-5V 电源和 $R_L \geq 10\text{K}\Omega$ 的条件下，能够满足将幅度低于-1V 的低频或直流信号做等幅反向转换或传输。这里，不要被单电源运放的名称所迷惑。单电源运放依然可以很好地工作在双电源供电的工作环境里。不过是因为其比常规/标准运放具有更宽、更接近 Vcc/Vee 电源端电压的输入/输出能力与特性，才有此专称，两者的结构本质上相同。通用运放在线性传输范围，依然有很多实际的单电源供电应用。楼主在模拟/仿真 LM358 时，可能将供电设置成正极性单电源的方式，而一般的仿真软件，可能将输入电压条件内置为 Vcc/Vee 电源端电压的范围，输入电压已经超出限度，结果自然不正常。从 LM358 的 PNP 差分输入结构看，+5V 单电源结构即有可能基本满足（一定条件下）初始的要求；而 CA3140（<http://www.ee.washington.edu/stores/DataSheets/linear/ca3140.pdf>）的 PMOS 差分输入结构在单电源条件下，满足要求的可能性更大。OP-07 运放 +/-5V 也是可正常工作的（<http://www.ortodoxism.ro/datasheets/nationalsemiconductor/OP-07.pdf>）。前期分析极为重要，但还得通过实际验证。一个反向比例器的验证测试，在面包板上极为便捷。若有测量仪器就更为方便与直接（Tek-577-178,BJ4840）。通过测量，还可评估一下所用仿真工具的智能程度与符合实际的概率。供参考。

4. 微弱交流信号的提取与放大的问题

问：我的有用信号是 1~100nA 频率 1k~10kHz 的交流信号，但是接收信号中又存在 1uA 左右的直流电流，我

应该如何把我要的交流电流提取出来然后放大呢？另外放大部分有什么好的实现方法么？大概 1nA 要转换成 10mV。

答：(1) 解决问题时，需要提取焦点的“差异”，从而找出解决问题的钥匙。这里的关键就是：实现 10M 欧姆跨阻比例器的直流调零。关于电路的具体参数设计，有时常与工艺考查紧密相关。根据经验推算：4MHz 增益带宽乘积的运放与 10M 欧姆的普通反馈电阻 R_f 实现的跨阻比例器的信号带宽可达到 40KHz。因此，对于频率上限边界的 10KHz 的正弦频率分量，会有 -1.83% 的最大频率响应衰减。主因就是与 R_f 等效并联的总分布电容 C_f （电阻的封装结构电容+工艺装配结构电容--包括运放封装和 PCB 等空间结构电容）。若此结果为不可接受的瓶颈，可考虑用两个 5M 欧姆电阻串联成一个 10M 电阻，等效 C_f 约可减半。接近 80KHz 的电路带宽产生的最高频响衰减的影响，将减少到约 -0.0335% 了。运放宜选用 $I_b < 0.1nA$ （全工作温度范围内）和高带宽的产品，以保证零点的稳定和高频响应的要求。或者对后续电路的传输采取交流隔直方式--以消除零点漂移的影响。运放工作电源的交流纹波电压应 $< 2mV_{p-p}$ ，不宜采用开关电源供电。整个电路需要采取电场屏蔽措施——安装在屏蔽接地的金属盒子之中。设计的前期考虑越细致、投入越多，研制进程中翻案、返工、打补丁的机会就越少，设计质量、产品质量才能更高，设计成本反而减少，生产的后期成本也越少。反之，结果趋势相反。这些思想，就是那个著名的前期高设计投入、后期低生产消耗的“投入-消耗成本时间反比曲线族”的具体体现。确实反映出设计、生产实践中的一些客观规律。

(2) 谢谢你给我建议，它对我有很大的帮助，但是还是有个问题我搞不懂，怎么实现你说的“直流调零”呢？另外能不能推荐几款合用的运放，再次感谢你。

(3) 1uA 直流通过 10M 欧姆在运放输出端通常产生 +10V 的输出电压。也因此限制了交流信号的动态范围，并形成诸多不便。将一个稳定的 +10V（可用 3296 电位器微调）电压串接一个 10M 电阻连接到运放的反向输入端，形成一个相反的 1uA 抵消电流，10M 反馈电阻中没有电流，输出直流电压也因此为零了。LF356、LF411（+/-12V~15V 双电源供电），OPA655（+/-5V 双电源供电）。

5. 紫外线传感器输出的电流放大问题

问：

传感器输出的电流大概是几十 nA 左右，但小弟在前面的放大问题上就碰到问题了，特向高手们请教芯片应该怎样选择，电路应该怎样设计才更好，先谢谢了。

答：

(1) 你可选用 FET 输入级的 OP 如 LF356A；LF351 连接成倒相型 OP 电路；反馈电阻 100M 欧姆在 10V 输出时相当于 100nA/1V 输出时相当于 10nA，你的传感器就是输入端的串联电阻；反馈电阻可以不并电容，有屏蔽即可稳定工作。

(2) 选输入阻抗大的，温漂小的运放如 AD8551。注意输入信号的屏蔽，可用屏蔽线或双绞线。可以将运放的输入脚在印板的上方与输入线连接（不要在印板上走线）。这么小信号，你的传感器的温漂会影响很大。

(3) 你的信号刚好允许《在无离子污染的》PCB 上走线，用 129 成本稍高，LF351 是较经济的，他的 I_b 小于 0.01nA 刚好合你使用！

6. 关于单电源运放应用

问：

如果输入信号以系统地作为参考，必须加电容耦合吗？我实际测试，无论是正，反相输入，运算都不工作。不理解。

答：

(1) 电容耦合是隔离直流分量的，不工作可能是没有静态工作点造成的。

(2) 这个问题我正好遇到过，我是这样理解的：

a、一般地，噪声电压与参考电压成正比，噪声则随参考电流的增加而减小，因此，降低噪声的有效途径是采用外部噪声滤波器，对电压参考进行滤波以获得低噪声性能。

b、交流信号放大电路或音频放大电路中，也可采用电源偏置电路，将静态直流输出电压降为电源电压的一半，基于单电源工作，但输入和输出信号都需要加交流耦合电容。

c、采用单电源供电是要付出一定代价，一些输出参数势必会变差，可能出现失真或饱和。因此需要酌情考虑。以上供你参考。

(3) 一般运放以双电源工作时是以 $((V+) + (V-)) / 2 = 0V$ 作为参考电压的，运放工作在中间的线性区。运放若以单电源供电，仍应当将电压参考点设置在 $((V+) - 0V) / 2 = (V+) / 2$ 处。若是反相放大器，应当将同相输入端的参考电压设为 $V+/2$ ，反相输入端的输入信号也应当以 $V+/2$ 作为参考点。当输入信号接近 $0V$ 或 $V+$ 时，会使运放工作在非线性区，放大器输出会出现饱和和失真或截止失真。

7. 如何测试运放的驱动能力？

问：

根据我现有的设备，示波器的探头 $R=10M\ \Omega, C=15pF$ ，实际上我们设计的运放的驱动能力最大才 $1M\Omega, 5pF$ ，用现有的示波器发现很难测试。不知道一般有些什么方法。谢谢！

答：

要解决这个问题比较简单，根据信号带宽和噪声要求，你可以在示波器探头和运放输出端之间加入一个放大器就可以了，你只要选择好正确的放大器来完成这个中间级放大器。

7. 请教小信号放大问题

问：

我现在遇到一个信号放大问题，具体信号如下：

没有信号时是 $7mV$ 的直流电压，有信号时是 $7mV$ 为 0 ， $12mV$ 为 1 的方波（ $100k$ ， 20% 占空比，上升下降沿小于 $0.3\mu s$ ），输出阻抗 $3k$ 。

我想放大成 TTL 电平，请问如何搭建电路？用什么运放？

我原来用的是 $sgm8052$ 和 8552 ，采用反向放大，单电源。但是不行。因此我想请教一下，应该采用什么运放？什么电路。最好能够有一个电路图，谢谢了。

答：

解决这个问题有两种方法：

a、用交流耦合放大器提取出 $+5mV$ 的方波，然后进行限幅放大器放大，即可得到没有相位移动的 TTL 方波信号。b、用交流耦合放大器提取出 $+5mV$ 的方波，并放大到一定信数，然后用比较器去完成方波信号到 TTL 方波信号的变换。

8. 用单电源做高低通滤波器

问：

双电源做高低通滤波器，那是一点问题都没，但要在单电源中做好好像不是很好，曲线老是不好，有高手可以帮忙吗？

答：

(1) 单电源供电有源滤波器的确很麻烦，关键问题是一个滤波器往往不只一节，各节的直流工作点很难协调。双电源就无此问题。但是，有些情况下也是可以解决的，从末极开始，工作点取在 $1/2$ 电源电压处，往前推，

逐渐降低工作点电压，并使无信号输入时，末级不要处于饱和或截至状态。

(2) 还不是很明白您说的方法，为什么需要从末级向前逐级下调呢？如果单电源时输入输出的静态工作点都稳定在 $V_{dd}/2$ ，和双电源有什么区别呢？是因为考虑 offset 的影响？

请指教！

(3) 滤波器响应曲线和供电方式联系并不大，只是电路形式需改变而已，主要是改进偏置电压和电流，电平移动。当然选择滤波器类型最重要。

9. AD620 可变增益电路设计的问题

问：

我最近想用 Ad620 作一个可调节增益的放大电路，后面接 16 位的 ADC，所以对放大电路的精度要求挺高。使用模拟开关调节增益电阻达到增益倍数的改变。问题是：

Ad620 的输入不为差分信号。我测量的信号输入为单端信号，我将 IN+接“单端信号的信号端”，IN-接“传感器 GND”，输出为单端电压信号，ref 输出接地(和传感器 GND 连接)。但是我不知道这样接是不是不好？可能共模误差大。有没有更好的设计方案。如何降低共模误差？输入就是两根线，一个是传感器信号线，另一根是传感器地线。如果 IN-接地，则 IN-上的共模干扰信号会直接接到地上减弱，而 IN+上的共模干扰信号依然存在，则 AD620 输出不能降低共模噪声。

可不可以将输入浮空，也就是将 IN+接“单端信号的信号端”，IN-接“传感器 GND”，但是“传感器 GND”和 Ad620 供电的地相互隔离，ref 输出接电源地。这样输出信号为 IN+和 IN-的差值，如同差分信号一样可以降低共模干扰。但是两个地电位不同，应该会出现问题，如何才能实现如上的思路。如何保证 IN-接的地和真正的电源地接近，同时 IN-上的共模噪声依然存在(IN-地和 ref 引脚接地之间“隔离”)，这样 AD620 的输出可以最大限度的降低共模噪声。

这种设计需要注意什么？如何才能提高信号精度，因为后面是 16 位的 AD。

答：

楼主提的问题实质上是如何实现一个单端信号与差分信号的转换问题。这个问题非常普遍。问题的关键楼主已经清楚地表述了：“如果 IN-接地，则 IN-上的共模干扰信号会直接接到地上减弱，而 IN+上的共模干扰信号依然存在，则 AD620 输出不能降低共模噪声。”

仔细分析这个问题，发现我们只要搞清楚 AD620 是否可以单端使用就可以了。可以把问题分成两种情况看一下：

a) 如果 AD620 的 IN-可以直接接地使用。因为传感器输出是一个单端信号，本来就有一端是地，如此接法，实质上就是把传感器和测量电路这两个系统共地而已，不存在不能降低共模噪声这样的问题。当然前提确认是 IN-引脚是否能够直接接地就可以了，这是 AD620 自身的问题，与传感器无关。

b) 如果 AD620 的 IN-不能接地使用。可以考虑把传感器的单端信号通过一个差分放大器转换为差分信号即可。因此，我觉得只要测量电路可以接收单端信号就可以了，接法不是问题的关键。

10. 运放实现的精密整流电路，仿真和实际电路结果不一致问题

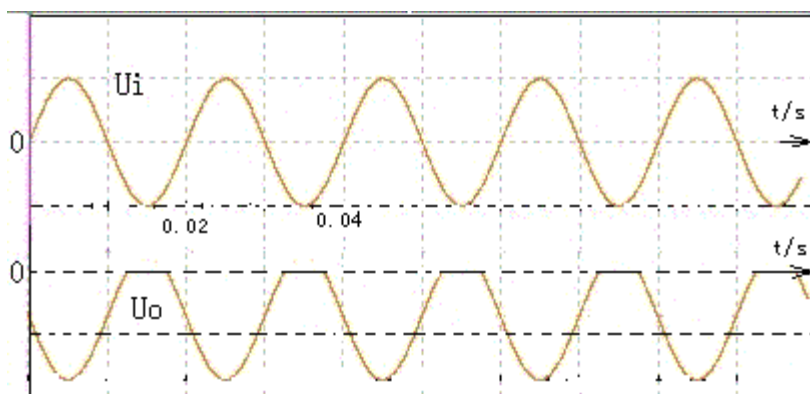
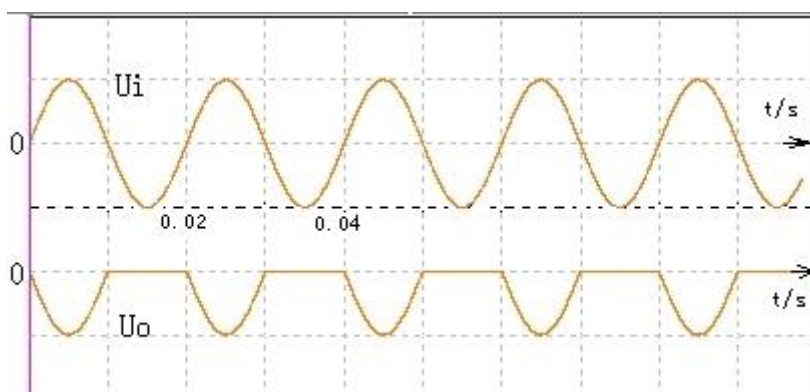
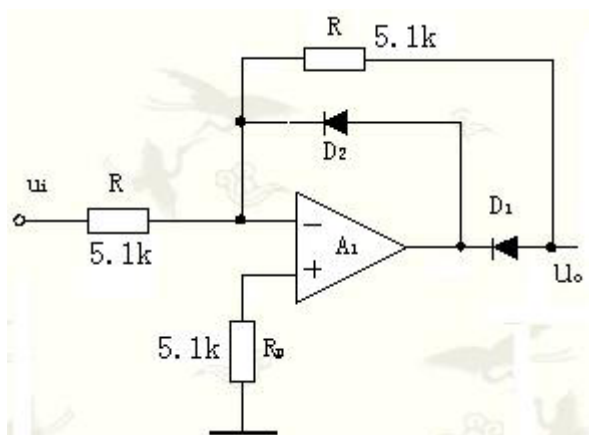
问：

我用运放和二极管实现精密半波整流，电路如图 1 所示。

半波精密整流电路的输入电压是前级电路（运放构成的加法器）的输出信号（峰值为 $\pm 5V$ 、频率为 50Hz 的正弦波），仿真结果如图 2 所示。

实际电路中，运放采用 $\pm 12V$ 供电，运放我用过 LM324 和 OP07，二极管用过 FR103、IN5819、IN4007，最终的结果都一样（直接拿示波器观察）——输出的半波信号向下偏移，如图 3 所示。

我实验过很多次了，都是同样的结果，现在分析不出具体原因，请高手指教，万分感谢。



答:

产生此种现象的原因主要是 D_1 和 D_2 两个二极管反向恢复电荷抽取时间的影响，当输入信号从正电压变成负电压时，放大器输出端会从负电压变成正电压(接近+12V)，此时 D_2 导通，运放提供电流，电流经 D_2 去建立反馈。由于 D_2, D_1 的反向电荷没有办法抽取，或抽取电流大小， D_1 会维持导通一段时间，因此才会看到实验中的现象，建议你在 D_2 正极和运放输出端之间加入一个 K 级电阻值的电阻，运放输出端和整流输出端对地接一个电阻。第二种改进方式是用两个模拟开关来代替两个二极管，增加一个比较器来判别 INPUT 信号的极性并控制模拟开关的闭合，这是最好的设计方式。

11. 关于微弱信号放大

问：

我是做水分析仪器方面的，他们的传感器的输出大多十分微弱，比如拿氧来举例：给传感器供 0.7V 恒压，它会输出一个 20nA~200nA 这样一个电流，这么微弱的电流简直是无法想象的，功耗、速度、带宽之类都次之，我看了一些运放的资料，但是即使最高端的也不能完成这个任务啊。是不是需要一些复合的方法或者手段？

答：

- (1) 你说微弱信号放大应该是先进行 I-V 转换，再进行放大，当然也可一步到位；实现这种目的应该不难，问题在于其 SENSOR 灵敏度和 I-V 转换、放大所产生的噪声电平如何抑制？推荐 NS、AD、BB 公司的 OP，其网站上有详细工程设计手册，应该对你有所帮助。
- (2) 这种情况一般选择 Ib 非常小的高精运放或者 log AMP，对于信号范围较大的，可以在反馈端用模拟开关选择不同的反馈电阻。
- (3) 目前我也一直在解决这个问题：遇到的问题是若直接利用电阻将电流信号转换为电压信号 ($V_{out} = I_{in} \cdot R$ ，如 $R = 1\text{Mohm}$)，后跟一个高输入阻抗的运放跟随，发现由于采样电阻高，而引入了 50HZ 的干扰波
“采用一个电阻（比如 1Gohm）与一个低偏置电流较高输入阻抗的放大器组成一个跨导放大器（transconductance amplifier）即可完成 IV 变换($V_{out} = I_{in} \cdot R_f$ ， R_f 为跨导--就是那个 1Gohm 的电阻， I_{in} 为输入电流， V_{out} 为放大器的输入电压)。”有一个疑问：1Gohm 是否会引入干扰，如 50HZ 的周波。问题：50HZ 的干扰波该如何消除呢？
- (4) a、电路设计时注意平衡的处理，尽量平衡，对于抑制干扰有效，这些在 NS、BB（被 TI 收购了）、ADI 等公司关于运放的设计手册中均可以查到。（电流—电压转换，如光电接收电路等）
b、推荐加金属屏蔽罩，将微弱信号部分罩起来（开个小模具），金属体接电路地，可以大大改善电路抗干扰能力。
c、nA 级电流已经不小了，不要畏难。选择输入电流 pA 级的运放即可。如果对速度没有多大的要求，运放也不贵。仪表放大器当然最好了，就是成本高些，如果普通运放能满足要求，也可以不用，看你们精度要求了。（仪表放大器平衡性最好，见上面第 1 条）
d、若选用非仪表运放，反馈电阻就不要太大了，M 欧级好一些。否则对电阻要求比较高。后级再进行 2 级放大，中间加入简单的高通电路，抑制 50Hz 干扰。
- (5) 50Hz 干扰是经常遇到的，不太清楚你的整个系统（电源，传感器，信号调理电路，等等）的连接关系，各部分供电及接地如何处理的。首先你要找出干扰源头在哪里，是从传感器那里来的，还是在信号调理这边来的，你可以把信号调理电路的输入端对地短路使得输入差分信号为 0，然后观察放大器输出有无干扰。需要注意的是，如果你用示波器测量时使用不当，可能造成测量假象，示波器的地线不能太长，示波器的 220v 电源端地线要接地良好，将示波器探头地线与信号线短路（这样示波器的输入差分信号为 0），然后接到调理电路的地上，看有没有 50Hz 的干扰，如果有，说明示波器的测量受到共模干扰的影响，解决方法：使用 220v 隔离变压器给示波器供电，用短的多股编织铜带连接示波器信号地和被测电路地。通常，如果放大器与传感器之间的电缆较长的话，很容易引入 50Hz 干扰，建议使用屏蔽对称电缆来传送信号。
- (6) 对于微弱信号的放大，只用单个放大器难以达到好的效果，必须使用一些较特别的方法和传感器激励手段。使用同步检测电路结构可以得到非常好的测量效果。这种同步检测电路类似于锁相放大器结构，包括传感器的方波激励，电流转电压放大器，和同步解调三部分。电流转电压放大器需选用输入偏置电流极低的运放。
- (7) 很多传感器都要加变换电路后才可以送去放大，前端是非常重要的。这个案例要先做 I/V 变换后就好处理了。另这种电流的变化对传感技术来说已经很可观的了。
- (8) 对于量程最小为 20nA 的电流测量，张先生建议采用“交流放大-同步检测”的方法。这种方法在弱电测量方面有广泛的应用。在弱电测量领域（行业内称测量弱电流的仪表为静电计），有一种采用振动电容做调

制器’的测量弱电流的方法，用一定频率的交流信号激励振动电容的线圈，调制电容极板上的电场（不影响电荷，极板之间的 DC leakage current 几乎可以忽略不计），将电荷转换为交变电压信号，然后交流放大，再进行相敏检波（或叫做相干解调，跟张先生所述‘同步检测’一个意思，可用 4 个二极管组成双平衡形式，输入的信号一路是携带了输入信号的调制信号，另一路是），检波输出经缓冲后接高电阻连到输入端——所谓‘高绝缘端’或‘高端’，构成一个跨导放大器。这种方法可以取得很高的灵敏度，抗共模干扰能力特别强，最小可测电流几乎只受噪声特性限制。

但是，问题的另外一个方面，采用这种方式需要的电路复杂，器件较多，成本上很不具优势。

实际上，在弱电流领域，20nA 是“非常强”的信号，根本用不着如此大费周折。在所需要的工作温度范围内，根据测量误差限的要求（比如全温范围内小于 0.5%），选用输入失调电流最大为 pA 量级（0.5%误差要求可选 $I_{offset} < 20nA/1000 = 20pA$ ）的运放，再根据运放 datasheet 上的共模抑制比、失调电压（工作温度范围内）、输入阻抗、开环增益，以及传感器输出的 DC 共模电压，进一步核算考虑了这些非理想因素带来的误差影响，看最终的结果能否满足误差要求。一般来说，可以选用低偏置电流的仪表运放，在共模抑制方面能有很好的表现。另外，仪表运放还可以方便地改变‘开环增益’增益而不影响输入阻抗（降低失调电压的影响需要降低开环增益）。

实际电路中，还要加上调零电路，与输入信号相连的 pcb 布线周围要有大面积地包围，如要精益求精的话，还可以考虑设计一个 guard ring，用来降低 pcb 材料带来的额外直流漏电（对这个应用来说可能用不着）。精度高）

(9) 就 low-level measurements area 来说，你的信号并不是很弱的信号。从你的描述来看，sensor 输出的应该是高输出阻抗弱 DC 电流信号，由于信号本身是搞输出阻抗的，所以解决问题的关键在于阻抗变换。阻抗变换有很多种方法，对于处理你这样的信号并不难，关键是第一级的 preampier，有很多种方式：

a、采用 IV 转换将传感器的高输出阻抗电流转换为低输出阻抗电压，然后就可采用传统方式进行后续处理。采用一个电阻（比如 1Gohm）与一个低偏置电流较高输入阻抗的放大器组成一个跨阻放大器（transimpedance amplifier）即可完成 IV 变换（ $V_{out} = I_{in} \cdot R_f$ ， R_f 为跨阻——就是那个 1Gohm 的电阻， I_{in} 为输入电流， V_{out} 为放大器的输入电压）。如果量程较宽（超过 10^3 数量级），可通过高绝缘阻抗继电器对不同的反馈电阻进行切换。具体设计取决于你的量程范围，精度，漂移等要求。

放大器最好用仪表放大器（Instrumentation OP AMP），就是那种内部结构中+、-输入端各有一个独立的放大器的那种。主要根据你的要求看 I_{bias} , I_{offset} , V_{offset} , CMMR（包括温漂）

b、采用直接 IFC 方法，将弱电流直接转换为脉冲频率信号，无需量程切换即可达到很宽量程覆盖。

(10) 当反馈电阻为 1G 欧姆的时候，电阻的热噪音等等参数都是很理想的，所以不要用那么高的反馈电阻。而且电阻精度对电路的影响也很大，可以考虑才用过个 T 型构成反馈网络，但不推荐使用。 R_f 选择不要太大，如果信号幅值不够的话，可以采用二级放大。50HZ 干扰并不是因为你的 R_f 大而引入的。你可以采用屏蔽，接地的方法消除高频干扰，也可考虑二阶低通滤波电路。那要具体看你的信号了。

(11) 关于 PCB 板材选环氧玻璃布板外层涂环氧树脂漆，但一定要求制版商清洗无离子污染，在输入部位，版图上要“画圆圈”接地，防止漏泄电流，要用好的电缆作输入线，超过 100 兆欧才要“架空线”，如果是多量程，那转换开关或继电器也要仔细选择！

(12) 采用反馈系数为 1（反馈电阻直接串接在-输入端和输出之间）的电压并联负反馈电路，跟采用反馈系数小于 1（所谓 T 网络反馈，其实是输出电压经过分压后，再串联一个比分压网络阻值高得多的电阻连到-输入端）的电压并联负反馈，在通带一致的情况下其噪声特性是相同的。

电阻具体用多大，要依据最大输入电流信号和运放最大输出电压（跟运放供电的电源电压密切相关）确定，如果采用 $\pm 3V$ 对运放供电，考虑运放线性输出区为 $\pm 2V$ ，那么，对于反馈系数 1 的电路，电阻最大可以用： $2V/200nA = 10M\Omega$ ；对于采用反馈系数小于 1 的电路，电阻最大可以用： $2V/200nA \cdot y$ ，y 为反馈系数。

实用的电路，在反馈电阻两端都要并联 pf 级的电容，构成低通滤波器（当然不加电容也是低通，因为有高电阻的寄生电容，运放的低通频率特性），用这个低通特性衰减低频噪声。低通截至频率越小，输出信噪比越高，但是得到稳定读数时间变长，实际需要在 2 者间求平衡。

考虑到运放的失调电压和输入共模干扰电压的影响，反馈电阻在满足上面最大电阻和本身稳定性前提下，尽量取较大值。

至于电路板， 20nA 最小电流并不需要特殊板材，普通 FR4 足够了，这种板材干燥情况下的绝缘电阻不低于 $10\text{e}13\text{ ohms}$ ，足够了。只是如果不采用高端（所有与运放-输入端相连的点）浮空的方法，则在焊接完元器件后，要对电路板表面作防潮处理（涂覆绝缘漆）。

(13) 传感器如果离开电路在 10 米左右，用屏蔽的聚乙烯介质电缆足够，最好不要摇晃电缆，传感器附近不能有电场干扰。如果有，后面要加条件处理，不知道你的“测试源”条件如何？传输距离很远，也可以将前级用锂电池供电，安放在传感器附近，甚至可以加用一个 V-I 变换器输出 4-20mA，传输距离更远。

(14) 1 千兆级的取样电阻肯定引入了干扰，除了屏蔽输入及和输入电缆外还要仔细屏蔽信号源，这里有技巧！如果干扰不太大，后面好歹加一些条件处理即可。

(15) 你肯定可以用电缆传输，关键是你的“采样点”是敞开的吗？可以加一个金属网罩吗？如果传感器“夹在电机绕组内”还要想办法“隔离”电场干扰，或者你全部用电池供电，再屏蔽，输出信号用光-电耦合器传输至 A-D；电位差计时低阻抗信号源，没问题！但是你要创造的是电流源，小电流源是需要屏蔽的！

(16) 采用 AD 方法当然没有问题。

0.1nA 的分辨率问题也不大（如果是准确度的话就是极大挑战了）。要做到 6 个数量级的宽量程覆盖，进行量程切换无疑是准确度最好的方法。至于 IV 之后进行 VF 还是直接 AD，都可以，VF 本身也是一种特殊形式的 AD（输出的数字量是单位时间内的脉冲个数-脉冲频率）。

量程切换有其固有缺点，比如需要低漏电的切换开关，如果是电子开关的话对开关本身的漏电流要求比运放偏置电流要求还要高（多个开关并联漏电加大）；如采用机械开关（如簧继电器），则存在体积大、切换时会有较大静电荷冲击等缺陷。

以本人浅见，直接进行弱电流到频率的转换，是进行宽量程覆盖的较好方式。

(17) 前面的帖子已经说明了，这些形式的 AD 本身都没有。有问题的焦点是：IV 变换难以做到 6 个或以上数量级的动态范围，所以你在后面的 AD 动态范围再大，也无帮助。一个数据，本人当年采用的直接 IF 转换（没有 IV 的中间环节）弱电流测量，其动态范围超过 8 个数量级，测量下限 1fA ，分辨率 0.1fA

(18) I-C 变换器的确是测量 PA 级以下电流的“计量”的好方法（如果你不是“514”所的，可否回复我的疑问），那个 I-C 变换器是为“计量”所用（适当的范围不是不能实用），在“现场测试”工作中它的工作成本；实用安全性-特别是那个“C”在生产中挑选的难度恐怕只有你和我知道-电容的残余电荷的问题，恐怕难于在推广中实际检测小电流的可靠性！难道现场信号能够等待 C 用“毫 HZ”级别的时间去测量过时的信号，除此以外，在已经解决好高阻标准之后，I-V 变换器具有实际的可靠的（20 年）重复性—KEITHLEY 的 617 型仪器便是一例，动态范围是由模拟器件决定的，I-C 的——“I”是何物！只要测量模拟信号当今的数字信号如何自己检测模拟信号！I-C 的输入级是模拟器件，所以 I-C；I-V；动态范围是等同的！（除非特意延长时间）。

我在回复 SANMING 先生问题时是考虑他的实用特性，I-C 变换器确是很理想的方法，“高电阻”器件本身的计量也是使用此法！

(19) “电容的残余电荷”在弱电流测量中是一个大的问题。Keithley 公司的“low level measurements handbook”中有系统的描述。

对于非常弱的电流测量（ 10fA 以下），所需要的测量时间比较长才能达到稳定状态，电流越弱，达到一定准确度需要的测量时间越长。在非常小的弱电流测量实践中往往需要小时数量级的测量时间才能得到稳定的读数。

换句话说，需要测量的电流越弱，测量系统的带宽越小，因为系统中的热噪声是确定存在的，信号越弱只能降低测量带宽换取信噪比。

12. 为什么信号频率增加，共模抑止比（CMRR）和电源抑止比（PSRR）就会下降呢？

问：

请教：为什么信号频率增加，共模抑止比（CMRR）和电源抑止比（PSRR）就会下降呢？谢谢高人解答：

(1) 提供共模和电源抑制比性能的电路结构是恒流源，即差分放大器共源（对于 MOS 电路）或共射（对于双极电路）结点的恒流源，或作为放大器负载的恒流源。这些恒流源中的晶体管或 MOS 管的参数会随着信号频率的升高而变化，引起恒流作用的劣化和内阻的降低，甚至引起相位失真，使抑制比下降。如果这些恒流源都用电阻替代有源电路，就不会太受频率的影响，但是其抑制比参数和增益也不会很高。

(2) 将问题反过来，首先区分出 CMRR 和 PSRR 的影响因素，就会明白其中有一个就是频率问题。

13. 运放工作在弱反型区的问题？

问：

我在设计一个音频功率放大器时，为了提高 SNR，让放大器输入管的宽长比做得很大，导致输入差分对管工作在弱反型区，这样做是否对性能有什么影响？

答：

(1) 宽长比增大为何会进入弱反型？弱反型的效果大致可以用三极管特性模拟 g_m 变小，小信号阻抗也变小，会导致增益下降 f_t 下降吧，书上说适用于低功耗低频电路

(2) 输入管 G_m 增大可减小噪声。由 EKV-model，弱反型区 $G_m = I_d / (n \cdot V_t)$ ，强反型区 $G_m = 2 \cdot n \cdot I_d / V_{eff}$ ，例如典型的 $V_{eff} = 300mV$ ，则可得弱反型与强反型下的 G_m 之比为 5.6，因此可用于提高 SNR。弱反型的同时适用于低压低功耗设计。

所引起的问题，我想是因为输入管的尺寸可能会很大。一方面 W/L 很大；另一方面为了抑制 $1/f$ 噪声， L 也需要很大，以使沟道面积 WL 增加。两方面结合起来使得在差分对管上出现大的电容，增加了零极点，对相位裕度带来一定难度。

事实上，为了人为地使管子工作于弱反型区，而且通过所需的电流，因此管子的尺寸就必须要比强反型的情况下大很多。而此时的问题，一方面 V_{ds} 会很大，可能会为后级工作点的选取带来不便，令一方面，和之前提到的一样，管子尺寸变大导致节点电容加大，在输入差分对管上引入新的低频零点极点，使相位裕度变差。

14. 双电源运放改单电源，为什么要取其中点电压供电？

问：

能否从原理角度详细分解？还有怎么选择此电压对幅度的限制？还有 -3dB 的概念怎么解释？

答：

(1) 因为一般的运算放大器是用来对交流信号作放大作用的，交流信号在经过运放时如果只是和地电平做比较的话，将会把交流信号的下半部分“吞噬”掉。

所以我们采用电源的中点电压作比较的话，负半周的交流信号可以几乎没有损耗的被放大。

这也就是大家常说的抬高交流信号的直流电平。

(2) 如果只是对直流信号放大(正电压)，我觉得可以不加中点啊，如果加电源远远大于输出要求电压，也可不必将中点电位抬到一半，可以这样理解：运放加的两电压(+15V +15V 和 0V -15V 和 0V 等)根据输出要求不同，中点电位只要在两电压之间就可以，中点电位与上下电源差值决定输出大小(不失真时的)。以我的经验，单电源的中点电位是针对运放的所有输入和输出脚的，要求高点的场合还要求相位不能偏移(如高档的低音炮

等), 也就是说用电容隔直还满足不了要求。

(3) 这要看 ICMR (input common mode voltage range) 了, 如果输入范围很宽比如 rail-to-rail, 那未必需要将输入钳制在 $v_{dd}/2$ 。

15. 关于弱信号提取和放大

问:

我要做一个弱信号的提取和放大电路, 问题在于我的弱交流信号是叠加在一个强直流信号之上的。弱信号为 10nA、8Hz 交流电流, 直流信号强度为 1.4mA, 请问各位大侠, 我如何才能把交流信号提取、放大呢?

答:

你好, 可用一个由积分器等构成的调零反馈电路将跨阻放大器输出的大直流信号稳定地消除。根据交流信号的传输准确性要求, 可适当选择积分器通带频率 f_L 为 8Hz 的 $1/n$, 既: $8\text{Hz}=n*f_L$, 通常选 n 为 4-7。有许多 70 年代的调零应用和文献, 得查一下。此状况与一些微弱光信号检测极为相似。

16. 请问运放上的+15V 电压不稳定是不是也影响输出波形?

问:

请问运放上的+15V 电压不稳定是不是也影响输出波形?

答:

(1) 电源电压的波动会影响到输出的, 但是对于输出能影响到多少, 运放中有个参数 PSRR 可以体现出来, 例如 $\text{PSRR}=80\text{dB}$ 就是说电源每变化 1V 输出变化 100uV。

(2) 不稳定的电压当然会影响输出波形, 影响幅度取决于运放的 PSRR。要解决这个问题, 需要加强运放的去耦设计和电源的设计(一般用 LDO 线性电源给运放供电)。

(3) 你好! PSRR 是电源抑制比的总称。一般有 3 个具体参数: +PSRR, -PSRR, +/-PSRR。表示从某个电源端或两个电源端分别或同时异向低频变化, 在运放差分输入端引入的传输或影响量值。如所分析的: $\Delta V_{ps}=1\text{V}$ 的电源变化, 在 $\text{PSRR}=80\text{dB}$ 运放输入端, 导致 $\Delta V_{di}=100\text{uV}$ 的变化 ($\text{PSRR}=20\log\Delta V_{ps}/\Delta V_{di}$)。

于是运放输出电压产生的变化: $\Delta V_o=\Delta V_{di}(1+R_f/R_i)$; R_f --反馈电阻, R_i :输入电阻。供参考。

17. AD 采样中运放的运用

问:

如果我用于采样的信号的电压范围正好和 AD 的输入电压范围相同, 我是否可以不用运放直接连接? 为什么要用运放来进行阻抗匹配? 怎么匹配? 运放怎么选择? 先连接运放然后用 RC 滤波还是直接将运放做成有源滤波器?

答:

(1) 本人看法: 为交流或直流信号, 有必要加运放, 可有隔离, 滤波作用。

顺便讨论一个问题: 若一个 ADC 的速度为 200KSPS, 那是说明它的采样频率为 200KHz 吗? 那根据奈奎斯特定理, 能采的信号最高频为 100KHz, 不知这么理解对不对?

(2) 对的, ADC 的速度为 200KSPS, 根据奈奎斯特定理, 能采的信号最高频为 100KHz, 已经到极限。

不过我认为: 如果待测电压的内阻远小于测量电路输入端的内阻, 且待测电压小于测量电路允许值时不需要加运放, 优点是电路简洁, 免调整, 减小累计误差。滤波可根据需要考虑。

(3) 多谢回复！再问一下您，若被采集信号为交流量，那么输出的数据应该是瞬时值吧，那这些值是再输入到比如 DSP 中，通过软件计算出有效值呢？还是通过什么数字滤波器之类的，滤出有用频段的信号？

(4) 这个问题应该从你设计产品的要求来确定，如果要求输出图形你的滤波器频带宽度必须放宽，特别是高频段，保证图形不失真。如果要求测量并实时显示数值，应该保证在视觉观察无闪烁的时间内计算信号最精确的平均值，滤波器频带宽度可以窄到滤除你不想要的信号。如果不需要显示单纯做记录仪，最好完整的保存数据，滤波器应该滤除理论上信号源不可能产生的频率。以上谈的其实也是数字技术在电子测量方面的优势。

(5) 多谢回复，还想跟您讨论一下，比如 ADC 采样交流信号后，仅要求显示，不输出图形，若以 T 秒采样，那么得到的信号就会以 $1/T$ 的频率重复原始频谱，那么是否需要一个数字滤波器滤掉与原信号频谱不同的频率，还是是否应该计算的是有效值呢？若为平均值，那么比如正弦信号则为 0。

(6) 逐次逼近型 A/D 变换的输入阻抗一般都较低，为避免对信号的影响和对前端信号的调理往往在输入要增加一级缓冲或可变增益放大器。所有对信号的模拟处理都要在前面完成，让调理过的信号峰-峰值尽量到 A/D 的满档值。既然将模拟信号数字化了，如果时间容许最好用数字方式处理采集的信号，这样可以减少额外的开销和模拟系统对信号的畸变。如果 A/D 采样仅仅只显示有效值没有必要这么做，有其他许多简单廉价的方法(有效值测试可以直接用 RSM/DC 变换器芯片。AD 公司的 AD536, AD636, AD637 等都可以，如果是简单测试要求不高可以利用二极管整流后得到有效值。在小信号或高频时误差大。还有非线性问题，如果后续有单片机可以用软件校正)。无论前级加了什么性质的运放或缓冲器都要满足被采集信号对带宽和压摆率的要求。对 16 位的 A/D 选择时运放时还要考虑与温漂有关的参数。对高速的 A/D 最好选择电流型运放，因为建立电压需要时间。

18. 一路分多路芯片

问：

一些重要控制信号，一方面要进采集做控制用，另一方面希望可以在计算机上显示。有没有这样的芯片或电路，可以将一路信号输入转换成多路的输出，而且各路输出间互不干扰，相互独立。

答：

(1) a、若是数字信号,用多个缓冲器就可以解决问题。

b、若是模拟信号,用多个足够带宽的运放做缓冲器就可以解决问题。

(2) 我的是模拟信号，有的模拟信号在下位机做控制信号，同时又希望在上位机检测这路信号，在上位机上显示。故希望能有一路模拟信号分出两路的电路或芯片。请多指教。

(3) 采用 LM324 不知道和不和你用——此电路可将输入交流信号分成三路输出，三路信号可分别用作指示、控制、分析等用途。而对信号源的影响极小。因运放 A_i 输入电阻高，运放 $A1-A4$ 均把输出端直接接到负输入端，信号输入至正输入端，相当于同相放大状态时 $R_f=0$ 的情况，故各放大器电压放大倍数均为 1，与分立元件组成的射极跟随器作用相同。

19. D 类音频功率放大器的背景噪声问题

问：

请教大侠，做的是手机，可以放 mp3 的，用 D 类音频功率放大器，播放铃声和 mp3 的时候，都有明显的背景噪声，问过供应商，他们说放大器本身的噪声很小，应该是电源的噪声。如果是电源的噪声，应该怎么消除呢？

答：

(1) 第一：电路设计有问题，很多电路设计的时候由于过多顾忌成本的问题，导致本来应该加上的腿耦电容，旁路电容或者是一些电感就被当作可有可无的东西给去掉了，看起来没有什么问题，但是等到产品出来了，

问题也就出来了。

第二：元器件的选择，很多 mp3 里面会有一些电感元件什么的，有些元器件是比较便宜，但是漏磁也是严重的，造成对住 IC 或者是周边电路的干扰过大，导致静噪声出现。

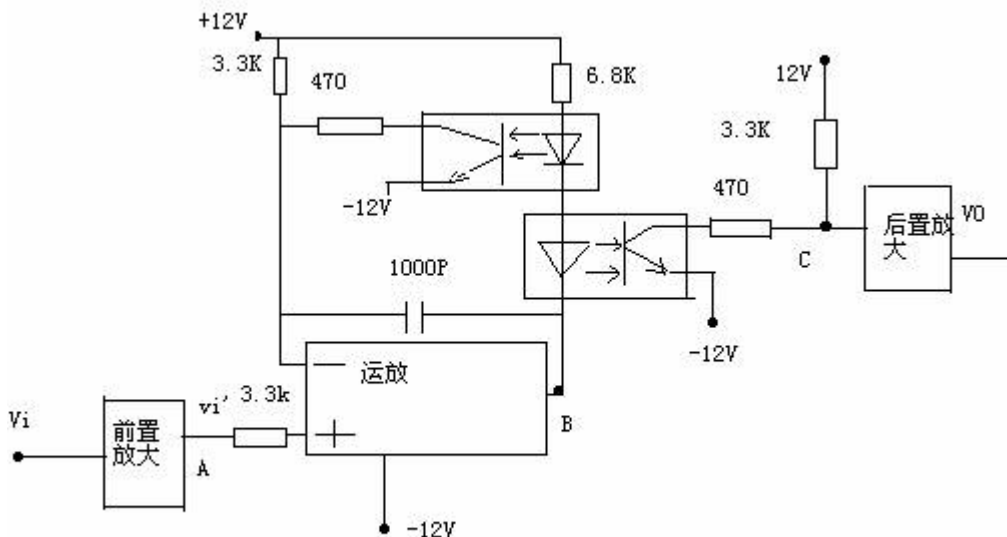
第三：电路板的排布也会导致噪声的出现。

第四：软件设计的时候没有考虑到，在静音的情况下，主 IC 还是在做音频输出的工作，尽管声音似乎是被静止了，但是电流还是一点点的流向输出端子，造成静噪声。还有一种就是对于声音的大小在软件中的定义的步伐有问题，步长过大也会导致看起来静音但是电流还是在流向耳机输出端。

(2) 解决噪声一定要找出噪声源，可用示波器类的仪器检查，也可用不同的信号源、放大器、电源互换比较，找出问题才有解决的办法。

20. 有关光耦放大器问题

问：在这个光耦放大器中，在 B 实际电位 2.3V 左右，因此光耦基极静态电流约 1.4mA，输入信号放大后经 A 点进入，经光耦输出一个较大电流，再经电阻输出电压，然后进入后置放大输出。电流转移比约 150。请问在理论为何上 A、B 能测到波形而在 C 点测不到波形呢。另外电路频率响应应该如何分析呢？



答：

答：

粗看此电路，逻辑上是通的。欲得等比/线性传输，两光耦的电流传输比与两边的等值标称元件的参数需要线性匹配——简单地讲：就是各工作点参数相等，对偶元件数值相等或等比。整个电路必须工作在线性区域内。一般，信号通带不会超过 200KHz。光耦的典型开关上升时间： $t_r \geq 5\mu s$ ，它的非推挽的电阻上拉输出结构，运放带宽和运放的反馈电容 C 构成了限制带宽的主要因素。验证时，建议先（施加）直流--便于测量各点工作电压，工作状态正常后再施加交流信号。供参考。

21. 信号调理方案

问：

我要进行材料应变测量，采用的信号调理方案如下：

一、设计初期，通过低通滤波器，滤波，信号受系统的温度漂移 影响较大。无法检测有用的信号。

二、由于电桥输出电压大约 5 毫伏 (0~100HZ)，采用 AD620 前置放大，用 MAX038 提供方波参考信号，通过乘法器 AD534 将被测信号调制成 10K 的交流信号，交流放大 (AD620)，通过带通滤波器 MAX275 滤除高次谐波，最后进行相敏检波。同时，我还用铁丝网将电路板屏蔽 (屏蔽网接地) 起来。但是，输出信号不稳定，达不到测量精度。

第一个方案，已被否决，现在请各位高手指点第二方案的问题出在哪里，是否还有其他的方案？

答：

电桥输出 5 毫伏信号，按理说不算太小，直接用仪器放大器，不用交流调制，也应可以。以下几点可注意，a. 电源需要很稳，波纹系数要小。b. 第一级放大不要太大，小于 100 吧，然后再加第二级放大。c. 先把第一级放大后的信号质量搞好，再看后面的电路。对于这样的信号，在电路侧信号两端并一个高质(漏电小)的几 uF 的无极性的电容会有很大好处。第一级输出信号可以有些噪声，但不应漂移。经过第二级带有低通放大后，噪声就会改善。你目前的问题可能发生在第一级。供参考。

22. 电荷放大器的零漂问题

问：

压电加速度传感器一般会接一级电荷放大器来实现电荷——电压转换，可是在传感器动态工作时，电荷放大器的输出电压会有不归零的现象发生，如何解决？

我的加速度传感器量程大约在 30000g 左右，被测信号频率在 30kHz 以下；压电传感器和电荷放大器连接后，静态时 (传感器未受冲击) 电荷放大器的归零非常好，当传感器受到冲击后会产生零漂，按您说的调节反馈电阻的方法有一些作用，我想知道调节反馈电阻这种方法有没有定量的推导？

答：

(1) 有几种可能性会导致零漂：a、反馈电容 ESR 特性不好，随电荷量的变化而变化。b、反馈电容两端未并上电阻，为了放大器的工作稳定，减少零漂，在反馈电容两端并上方电阻，形成直流负反馈可以稳定放大器的直流工作点。c、可能挑选的运算放大器的输入阻抗不够高，造成电荷泄露，导致零漂。

(2) 不知道你所说的不归零是怎样一个具体的情况，你的输入信号的频率多高？静态时能归零吗？也许你应该把示波器观察到的波形贴上来才好分析。

电荷灵敏放大器跨接在放大器两端的电容准确叫法是“积分电容”而不是“反馈电容”，它的 ESR 并不会随着电荷的多少而发生显著的改变。毫无疑问，积分电容上的电荷应该有泄放通道，通常简单起见可以并联一个高阻值的电阻，但会恶化噪声特性。发生不归零，可能的情况可以是：

a、输入信号频率太高，造成积分器电荷堆积，因为积分器放电需要一定时间。尝试降低输入信号频率试一下看能否改善，如果是这个原因，可以降低反馈电阻的值应该能改善

b、积分器的静态偏置有问题，比如没有考虑失调电流 I_{offset} ，失调电压 V_{offset} 的影响。可以接上传感器但是使传感器处于无信号输出状态，观察放大器输出是否归零。

不归零还可能。

(3) 对于电荷放大器输出电压不归零的现象，一般采用如下办法来解决：a、采用开关电容电路的技巧，使用 CDS 采样方式可以有效消除 $offset$ 电压。b、采用同步检测电路结构，可以有效消除 $offset$ 电压。

(4) 电荷放大器的零漂主要来自输入电路的失调电压、失调电流及输入反馈电阻，当信号频率趋于 0 时，漂移干扰源 e_N 与输出漂移 e_O 之间有如下关系：

$$e_O/e_N = 1 + (g_t + g_c + g_i) / g_f$$

其中 g_t 、 g_c 、 g_i 、 g_f 分别为传感器、传输电缆，信号输入端的电导及反馈电阻的电导。由此可以看出：为了使输出漂移小，除了使干扰源漂移小以外还必须使传感器、缆线电阻要大，运放的开环输入阻抗要高、运放的反馈电阻要小，即反馈电阻的作用是为了防止漂移，稳定直流工作点。但是反馈电阻太小的话，根据 $f_L =$

$1/2PI \cdot R_f \cdot C_f$, 又会影响到放大器的频率下限。所以必须综合考虑。

23. 音频电路开关机冲击声的解决

问:

一些音频设备在开关机常有“啪”的冲击噪声, 请教专家这种噪声产生原因是否与音频放大电路有关系? 克服这类的问题有没有什么可行的办法?

答:

(1) 通过音频功放的软启动即可解决

(2) 通常是开机瞬间功放电路的偏置电路尚未完全建立, 造成的瞬态冲击电流对扬声器的冲击所产生。解决的办法: **a** 是调整各级偏置的时间常数; **b** 是增加延时开通输出的电路; **c** 是让功放电路的偏置电压缓慢上升。

(3) 这是由于电源噪声导致音频性能变差。故应采用独立稳压块为音频部分单独供电, 以保证电源质量。另外, 音频在需要时方可允许输出。有些音频 IC 有一个 SHUTDOWN 或者 MUTE 引脚, 可以实现该控制功能。如果没有这一控制引脚, 则需要增加额外的电平开关电路来控制音频信号。同时, 在程序设计时有一个使能的时机问题, 上电时应适当延迟后再打开, 以避免串入音频电路的令人讨厌的电源噪声, 一般延迟 100ms-500ms 左右。一旦音频输出完毕, 还应再延迟 100-500ms 后关闭(屏蔽)输出, 不只节省了不必要的消耗电流(因为大多数的音频 IC 的工作电流较大, 发热较高), 而且还有效降低了噪声干扰。

(4) click-pop 声和音频功率放大电路具有直接的联系, 产生 click-pop 声的原因在于放大器和喇叭负载之间的耦合电容以及反馈回路中的电容。在开机和关机过程中, 运算放大器建立自己的相应工作状态, 会对这些电容进行充电或放电。由于电容两边的电压不能突变, 当电容一边的电压突然变化时, 在电容的另一边的电压也会突然变化, 这个变化的电压尖脉冲传到喇叭时, 就会产生 click-pop 声。这种 click-pop 声, 在使用单电源放大器时更需要特别注意。为了克服 click-pop 声, 人们常采用如下方法: **a**、使用 click-pop 声抑制功能的音频放大器; **b**、对于单电源放大器, 放大器输出和喇叭之间采用差分互连直接耦合; **c**、对于单电源音频放大器, 常常采用负电压电荷泵技术来产生负电压, 这样放大器和喇叭负载之间可以直接耦合 **d**、采用双电源供电的音频放大器并注意反馈回路中的电容取值 **e**、对放大器上电顺序进行适当的控制。

24. 运放单电源电路的偏置问题

问:

我想请教一下, 双电源运放在接成单电源电路时, 作为偏置的直流电压是用电阻分压好还是接参考电压源好?

答:

(1) 接参考电压源比较好, 电阻分压偏置会随温度的变化而飘移, 但参考电压源成本高。

(2) 一般来讲, 双电源运放改成单电源电路时, 如果采用基准电压的话, 效果最好。这种基准电压使系统设计得到最小的噪声和最高的 PSRR。若采用电阻分压方式, 必须考虑电源纹波对系统的影响, 这种用法噪声比较高, PSRR 比较低。

(3) 如果电源本身就很稳定, 采用电阻分压网络无疑是最廉价、最简单的。如果采用基准电压, 效果最好, 典型的基准电压器件可用 TL431。

25. 运算放大器的静态电流大小测量问题

问:

请问: 运算放大器的静态电流大小怎样测出来的啊?

答:

(1) 关于集成运算放大器的静态(电源电流: I_{cc}/I_{ee})电流的测量方法, 在行业标准: SJ-XXXX (具体标准

代码忘记了。但可联系电子部 4 所查询) 有详细的定义与规定。估计在 IEC 和 MIL 标准中也有。

简单并基本符合原则要求的测量方法如下: 双电源情况时, 将被测运放搭接成一个“地电位跟随器”。既: 其输出端与反向输入端短路连接, 同向输入端接地(既: 正负电源的公共端--线路中的参考电位端); 运放对地不接负载电阻--既负载电阻无穷大。分别测量在规定的输入电源电压条件下的流入或流出电源端子的电源电流--在电源与运放电源端子之间串入(低内阻的)电流表。通常, $I_{cc}=I_{ee}$ 。单电源测量时, 仅需将运放同向输入端连接到一个由另一独立电源形成的 $(V_{cc}-V_{ee})/2$ 的独立电位端点(以 V_{ee} 为参考点), 其它不变。供参考。(2) 可以选用圣邦微电子的 SGM8524, SGM8524 为 4 通道低功耗运放, 静态电流每通道 4.7uA, 带宽 150KHz, 轨到轨输入输出, 工作电压 2.1~5.5V, 工作温度 -40~125 摄氏度。应该可以满足你的要求。

(2) 谢谢! 想再一下, 如果双电源供电, 电源不对称, 静态电流会怎样的变化呢?

(3) 通用电压型运算放大器的内部结构主要由: 输入差分级、中间增益级和输出缓冲级组成。三级均需设置稳定的静态工作点。为此, 前级、中间级与末级的偏置电路多采用恒流源结构--以获得稳定的静态工作点和优异的 PSRR(电源抑制比)等特性--并由此形成静态电流的主部随电源电压变化不大的高阻特点。静态电源电流随电源电压的改变部分, 主要由跨接在 V_{cc} 到 V_{ee} 之间、设置恒流源大小的电阻分压与基准等部分构成, 数值通常约在: 15K~2M 欧姆之间。

通过上述分析, 可得出如下结论: 双电源供电、不论两电源电压是否一致, 其两电源端子之间的静态伏-安特性基本与单电源的特性一致, 并在一定的区间内与晶体管输出特性曲线一致, 呈现高阻特性--即曲线斜率较小。也可由此看出, 使用晶体管曲线特性图示仪(C+连接 V_{cc} , E-连接 V_{ee} , 扫描极性: NPN+, 运放其余端子均开路)也可测出近似等效单电源的静态电源电流。由此, 可以了解电源电压改变时, 运放电源电流的变化特性。

26. 反相比例放大电路不能工作

问:

我现在电路中用运放是 TLV2772, 反相端输入电阻是 10K, 反馈电阻用的是 100K, 输出竟然是 VCC, 变成了比较电路。把反馈电阻变成 10K 后, 结果正常了(能实现反相比例运算)。请各位前辈帮我看看问题出在哪里?

答:

(1) 如果反相输入电阻一直是 10K 而反馈电阻改变为 100K 和 10K 时, 电路的放大倍数应分别为 10 倍和 1 倍, 如果输入相同的电压值, 10 倍时输出电压可能大于电源电压, 放大器饱和。所以请你同时说明输入电阻的值有否改变, 以及输入电压的变化范围, 以便分析。

(2) 谢谢各位前辈们的指导, 问题查出来了, 的确是输出饱和了。运放工作在线性状态。刚开始我有个错误理解: 那就是只要构成负反馈, 运放就工作在线性状态。所以当时测量运放输入两脚, 发现不是虚短, 以为运放坏了。

27. 不共地对测量的影响

问:

我需要采集一电桥输出的差分信号, 该电桥由一 15V 电源供电, 输出差模电压 30mV 左右, 我的采集系统由另一 20V 电源供电, 此时采集系统放大器输入端的会可能承受多大共模电压? 由于这个采集精度要求为万分之三, 在两电源不共地的情况下, 是否会影响采集精度。

答:

(1) 你的理解基本正确。这种应用最好信号调理和传感器部分使用不共地的电源, 可以极大减小共模电压的影

响。

在两边共地的情况下，如果共模电压是 $15\text{V}/2$ （具体取决于你的传感器），共模抑制比为 100dB ，则有效的（与差分信号同样被放大）共模输入信号为： $15/2/100000=75\mu\text{V}$ ，由于共模电压引起的误差为： $75\mu\text{V}/30\text{mV}=0.25\%$ ，达不到你要求的 0.03% 的要求。

(2) 多些楼上的回答，但是还有一点，就是如果传感器和信号调理电路不共地的话，传感器输出电压相对于信号调理电路的绝对值（即共模电压）就不能确定是多少了（而且这个值是不是应该还会随外界情况变化吧），就好像用电压表去量两个电源负极的电压差，这个值是不固定的，受外界影响很大，这种情况引起的误差就不可补偿了（应该可以这么表述吧）。如果这个共模电压低于 1V 则我以 100dB 的共模抑制比将差模电压放大 100 倍就可以误差仍然在范围以内，显然是有可能超过 1V 。所以在两边不共地情况下希望高手给我点提示看可以怎么解决这个问题。题外话，如果采用两边共地的情况这是虽然相对有较高共模电压 但是由于其是以固定值，所以要补偿的话相对容易 可惜我的电路不能采用这种共地的形式。

(3) 共地情况下，传感器输出信号是差分与共模成分并存的，二者同时被调理电路放大，前面已经说过，你的具体例子不能满足精度要求，你不可能只放大差分信号而不放大共模信号，所能做的就是选用 CMMR 高的放大器，加上共模补偿电路（使得差分信号输入为 0 时调理电路输出也为 0 ）。在不共地情况下，设两个地之间的隔离电阻是 Z_{iso} ，传感器输出阻抗 Z_o ，调理电路输入共模阻抗 Z_i ，则输入到调理电路的共模电压为： $\text{IN}_{\text{comm}}=\text{Vsense_out_cmm}*[Z_i/(Z_o+Z_i+Z_{\text{iso}})]$ ，如果你的信号是 DC 或者很低频信号，很容易实现 $Z_{\text{iso}}\gg Z_i$ ，比如说 $Z_{\text{iso}}=100Z_i$ ，则调理电路输入端的等效共模电压为 $\text{IN}_{\text{comm}}=1/100 * \text{Vsense_out_cmm}$ ，即有效共模电压成分被压缩为共地情况的 $1/100(40\text{dB})$ ，从而无需对共模成份进行补偿。

(4) 多谢帮忙， 令我对这个问题的看法已经清晰多了，有一点再请教一下，一般为使测量部分电路对传感器影响较小，都必须用较大的输入阻抗，不然像桥式电路这样的会出现分流影响了结果 比如我选用的仪用差分放大器为 BB 的 INA118，其共模输入阻抗为 $10\text{e}+10$ 欧姆 这么高的输入阻抗我想应该比两地隔离电阻 Z_{iso} 高吧，这个 Z_{iso} 我想可以理解为绝缘电阻吧，在不同环境下（温度、湿度）为兆欧级的变化，所以可以说是 $Z_i\gg Z_{\text{iso}}$ ，根据那个公式 $\text{IN}_{\text{comm}}=\text{Vsense_out_cmm}*[Z_i/(Z_o+Z_i+Z_{\text{iso}})]$ ， IN_{comm} 近似为 Vsense_out_cmm ，则其情形与共地测量情况一样了，仍需作共模补偿。

(5) 你的理解也不能说错。不过，你忽略了很多其他方面的因素：

针对你具体选用的 INA118，正如你所注意到的那样，他的输入阻抗高达 10Gohm ，但从这点上看似乎对传感器电桥的影响可以忽略不计。但是，运放的使用也有另外一个需要注意的地方，就是它的输入偏置电流， $\text{I}_{\text{bias}}=1\text{nA}(\text{typ.})$ ，如果在 INA118 的输入端与地之间没有电阻，偏置电流没有泄放通道，它将在运放极高的输入阻抗上“产生”显著的电压（ $\text{I}_{\text{bias}}*Z_{\text{in_comm}}$ ），这个等效为输入放大器的额外共模电压。此外，由于仪表运放的非理想对称结构，还存在由失调电流（ $\text{I}_{\text{in_offset}}$ ，+-两输入端的偏置电流差值）在输入阻抗上产生的等效差分输入电压。由于失调电流温漂和时间漂移，最终由它引起的等效差分输入电压也是个变数，所以，实际的应用电路中，必须考虑这些因素。作为一个参考，可以考虑输入失调电流引起的差分电压跟失调电压（ $\text{V}_{\text{in_offset}}$ ）处于同样水平，对于 INA118，可以计算出偏置电流泄放通道的等效直流电阻应满足：

$\text{R}_{\text{bias}}=\text{V}_{\text{in_offset}}/\text{I}_{\text{in_offset}}=10\text{k}\sim 100\text{k}$ 范围。

你可以自己画画在不共地情况下的等效电路图，考虑上面说的引起误差的因素，自然可以评估最后的总误差。在为运放提供了偏置电阻 R_{bias} （+，-对运放地）后，偏置电阻对传感器的等效并联阻抗为： $\text{R}_{\text{bias}}+Z_{\text{iso}}$ ，并非以 R_{bias} 数值直接影响电桥！象你这种较高精度测量要求（误差 $<10\mu\text{V}$ ），还要考虑噪声的影响，需要在运放输入端加低通滤波器限制输入带宽，降低噪声的影响。

28. 运放输入为零，输出问题

问：

我用 HA17741 和 LM358 两个芯片，

正负输入引脚都接地，但输出却是和+VCC，-VEE 相当的电压。

答：

这是失调电压引起的。运放的两个输入端同时接地时，不管其他引脚如何连接，运放处于开环全增益状态。随便拿一个运放举例：LM358 开环增益 100K 输入失调电压 3mV，开环输出失调理论上可达 300V 之多，当然由于正负电源的限制，只能到电源电压。而失调电压在差分输入的两个输入端不一定哪一端是正的，所以可能输出正电源电压，也可能是负电源电压。再说这样大的增益即使输入失调电压为 0，也会产生振荡或干扰。所以任何运放不可在开环下工作或测试，即使测试开环增益/输入失调这些参数，也是连成反馈放大器换算出来的。

29. 如何放大阶梯波电流

问：

请教各位是否有做过阶梯波电流放大的电路，是如何实现的？在此深表感谢！

答：

典型的阶梯波电流的产生与应用，常见于晶体管特性曲线图示仪（通常：1uA/阶--1A/阶）。一般的实现思路是：用标准电压阶梯波信号驱动跨导放大器（ $K=I_o/V_i$ ）。由此，可先将小幅度阶梯波电流通过标准电阻转换成电压阶梯波信号，再经由跨导放大器获得希望幅度的阶梯波电流（ $I_i \cdot R \cdot K$ ）。可参见 JT-1、QT-2、TEK-576、TEK-577-1 等产品的图纸。

30. 积分电路中选择放大器的原则

问：

在高精度积分电路中选用电容器，是考虑失调电压还是失调电流？我认为应该优先考虑失调电流。现在我选用的是 AD 的 OP4177，失调电流为 0.5nA，在没有输入的情况下，会有积分现象发生。我想选用一个低失调电流的，不知道可不可行？

当没有输入时，积分电路出现或正斜率或负斜率的斜坡电压？

答：

总的来说，应选用偏置电流小的，在积分电路正确构造（比如对电压反相端积分，则同相端应该是 R-C 串联，R、C 取值与反相端所接输入电阻、积分电容相等）的前提下，则用考虑失调电流来定量考虑，但需要计算每个输入端是否因为偏置电流在电容上造成的电压超过了共模范围。积分器不可能一直对平均值不为 0 的信号（偏置电流就是）进行无限积分，需要或者加上直流负反馈，或者只工作在断续状态（积分-放电交替进行）。

0.1nA 的偏置电流不小，应根据情况决定是否选用更低的。目前 1pA 以下的运放很多，价格也不贵。

二、 四类运算放大器的技术发展趋势及其应用热点

运算放大器历经数十年的发展，从早期的真空管演变为现在的集成电路，根据不同的应用需求主要分化出通用型、低电压/低功耗型、高速型、高精度型四大类运放产品。一般而言，高速运放主要用于通信设备、视频系统以及测试与测量仪表等产品；低电压/低功耗运放主要面向手机、PDA 等以电池供电的便携式电子

产品；高精度运放主要针对测试测量仪表、汽车电子以及工业控制系统等。通用运算放大器应用最广，几乎任何需要添加简单信号增益或信号调理功能的电子系统都可采用通用运放。

近年来消费电子、通讯、网络等应用领域的发展对运放产品也提出新的技术要求，更低功耗、更小封装以及良好的匹配性能都变得十分重要。为此，设计人员在设计方法上加创新，制造工艺与封装技术的进步也为提升运放性能提供了一定的保证。在多方因素推动下，下一代运算放大器正朝着速度更快、集成度更高、价格更低的方向发展。

从市场需求的角度看，全球对放大器的需求都保持强势增长。中国市场也不例外，尤其在消费和通讯领域。凌特公司信号调理产品线总经理 Erik Soule 表示，“通讯和网络基础设备市场已经开始复苏，未来几年这类设备在中国会有很大增长。而这些应用都需要高速 ADC 驱动器，以及低噪声、低输入偏压运放等产品。”

ADI 公司产品线经理 Curt Ventola 认为，未来放大器市场增长的驱动力主要有三方面：其一，便携式应用的低功耗要求将推动具有低操作电源电压/电流的放大器增长；其二，高分辨率应用需要能降低噪声和失真度的放大器；其三，由于性能和价格压力持续上扬，因此能够集成其他功能的放大器前景乐观。

意法半导体公司(ST)亚太区标准线性 IC 产品行销经理 Leon LEE 也指出，测试和测量、通讯、医疗影像等领域的先进应用是提升放大器性能的主要驱动力；DSL 和消费类视频应用是最大的市场，而且未来将继续此趋势。其中，DSL 运放的增长点主要在于线路驱动器。而整合了滤波、多路技术以及 DC 恢复等功能的消费类视频放大器也被看好。

市场调查公司 Databean 资料显示，高速、低电压/低功耗、高精度三类运算放大器的市场预计在未来的五年会稳步增长，年复合增长率分别达到 13%、8%及 11%，通用运算放大器的年复合增长率预计为 5%。

从应用的角度讲，不同的系统对运放有不同要求，选择合适的运放对于系统设计至关重要。对于通信、高速测量仪表及超声波设备等高速应用，交流特性极为重要。但对于低速的高精度系统，直流方面的特性则通常更为重要。衡量系统在交流特性方面的参数有信号带宽、失真率、噪声等；而衡量系统在直流特性方面的参数有输入补偿电压、开环增益、输入偏置电流及共模抑制比等。

本文将从应用需求、技术特点和工艺封装等方面探讨这四类运放的技术发展趋势和应用热点。

通讯和视频应用使高速运放成为焦点

高速运放泛指频宽高于 50MHz 的运放，而现在为了与信号链后端组件(例如高速 ADC 或处理器)的需求相匹配，运放的频宽记录已突破 GHz。这主要源于后端组件的效能近年来显著提升，因而位居信号链前端的运放为了与后端组件相匹配，以避免拖累信号链的整体效能表现，于是开始向高速化发展，未来高速运放可能跃升为主流运放产品。

据 DataBean 预测，高速运放将逐渐侵占其它运放产品的市场占有率。以出货金额计，到 2009 年，高速运放占整体运放市场规模的比重将达到三成，而通用型运放则下降到两成以下。

Intersil 公司模拟信号处理部行销副总裁 Simon Prutton 指出，驱动高速运放市场增长的主要应用是模拟视频处理和传送以及通讯系统。而且，伴随更高的分辨率显示和射频频谱的有效使用，这两种应用在未来将会给设计人员提出新的挑战。意法半导体公司亚太区标准线性 IC 产品行销经理 Leon LEE 也表示，由于蜂窝电话、数码相机、DVD/TV 和多媒体应用的驱动，视频放大器等高速运放将大幅增长。

总体而言，高速运放主要应用在 xDSL 调制解调器、机顶盒以及视频系统中，或是担任高速 ADC 的前级信号调整角色。这类运放对于信噪比和失真度的要求最为严格，因此半导体厂商在设计这种运放时，普遍采用差动输出的形式。

与传统采用“二入一出”架构的运放相比，“二进二出”的差动输出由于同时输出两个反相的信号，因此系统工程师可以通过两个信号的比较得知输出信号在未受噪声或失真影响前的波形，从而使设计工程师可以及时解决信号链上可能出现的问题。

例如 ADI 公司最新推出的高速运放 AD8045，该器件具有易用的电压反馈结构、归一化增益稳定性，以及专为高性能系统而优化的引脚输出。器件速度达到 1GHz，并具有低噪声和低失真等特性，适用于多种高速应用，包括医疗设备、自动测试设备以及数据采集系统。

针对高速视频和监控应用，Intersil 公布一款三放大器 EL5367，它采用专有的定制结构来隔离其三个放大器，该器件打破了 1GHz 的速率极限。EL5367 的总供电电流仅 25mA，可在 5V 至 12V 的单供电电压范围内工作，能够驱动高于 QXGA(2048×1536 像素)的分辨率应用。

典型的视频驱动架构采用交流耦合或直流耦合方案。采用交流耦合的系统需要大的外部电容，但不需负电源轨。采用支流耦合的系统不需要昂贵的大外部电容，但需要负电源轨。Intersil 的视频放大器 ISL59830 则是在芯片上生成负电源轨并允许视频信号的直流耦合，能用单独 3.3V 电源供电。而凌特的 LT6555/6 是 2:1 多路复用三通道视频放大器，适于 LCD 投影仪和高清晰度视频应用。

便携式应用催生低电压/低功耗运算放大器

随着手机、PMP 等依赖电池供电的便携式产品出现，强调低功耗、低电压的运放应运而生。一般定义下的低电压运放，指工作电压低于 2.5 伏特，而所谓的低功耗运放，通常指供电电流低于 1mA。这类运放大多用在音频系统或是电压比较电路、滤波器等不需要太高频宽的应用。

此外，在测试、测量和医疗系统，工程师也希望在低功耗水平下获得改进的性能(例如，更高的带宽、更快的转换率和更低的失真度)，所以在这些领域低功耗运放也有创新机会。

针对便携式视频应用，ADI 公司推出 ADA4850-X 系列放大器，能提供轨至轨(R-R)输出特性，工作电源电压低于 2.7V。该产品可大幅降低失效电流，能够延长便携式视频应用的电池寿命。

此外，ADI 的 6 通道视频放大器 ADA4410-6 还整合了视频滤波器，是一种单芯片解决方案。该产品能够节省 50% 的功耗同时具有高可靠性。能使用户获得具有最佳高清晰度视频影像质量的低成本方案。

美信的低成本、低功耗、高端功率/电流监视器 MAX4210/MAX4211，提供与负载功耗成正比的模拟输出电压，负载功耗用负载电流乘以源极电压计算。MAX4210/MAX4211 利用高端电流检测放大器来测量负载电流，由于不影响负载的接地通道，因而尤其适合电池供电系统。

测试测量等应用推进高精度运放发展

高精度运放一般指失调电压低于 1mV 的运放。与低电压/低功耗运放不同，这类产品由于对信号精准度的要求极高，如果将这类运放整合到后端芯片中形成 SoC，其它电路的噪声将严重干扰此类运放的正常运作，因此就现阶段的技术来看，这类运放将是最不容易被整合的组件。高精度运放可用于工业自动化、医疗器材、量测仪器、汽车电子、甚至军事国防等不同领域。

不同的应用对放大器提出不同的技术要求。美信公司多媒体业务部应用工程师 Prashanth Holenarsipur 指出，用户在寻求理想的运放，他们希望获得针对特殊应用的附加特性，以及极小的封装和低电源电流，多种需求为制造精密运放带来挑战。

Intersil 的 EL8176 和 EL8178 可实现 100 微伏的最大输入补偿电压，而达到这点只需 75 毫安的电流，并能获得 700 kHz 的增益带宽。

凌特推出的 LT1994 是 3V 和 5V 电源供电的高性能全差分运放，能提供 16 位精度，可驱动高分辨率模数转换器。该器件在电压低至 2.375V 时仍保证工作，并具有轨至轨输出，无需负电源就可直接驱动 2.5V 和 3V 的 SAR ADC。

凌特的 Erik Soule 介绍说：“由于模数转换器向更低电压、单电源和高性能发展，因此需要能够于不降低性能的前提下在共模电源轨上工作的差分放大器。LT1994 满足了这种需求，为客户提供了能够驱动 16 位 ADC 的单电源解决方案。”

此外，凌特还发布了两款高电压(105V)电流检测放大器。其中 LTC6101 采用小型 SOT 封装，具有 1μs 的快速响应时间和高精度；LT6100 结合高精度和管脚配置的特性，不需外部增益设置电阻。

通用运放在传统应用领域仍有发展空间

虽然随着应用需求不断变更，运放供货商必须顺应市场变化推出相应的新产品。然而因为运放在业界已被广泛采用数十年之久，有些应用产品的生命周期也长达十多年，因此很多传统产品仍有其一定的市场需求，例如在汽车与工业自动化领域，就有很多设备还是需要用到传统的通用运放。

通用运放对工程师而言，可以说是最常用的半导体组件之一。通过外部电阻的不同配置，一颗运放可以对输入信号进行各种微调后再输出，以符合信号链后端的 ADC、电源管理芯片等组件的输入信号要求。正因为其简单易用的特性，再加上极为经济实惠的价格，因而使得这类放大器始终在出货量上稳居运放市场的主流地位。

然而，为顺应 PCB 板尺寸不断缩水，以及制造工艺发展所造成的输入电压下降的趋势，通用型运放也必须革新应变。例如凌特推出的 LT1990/1/2/5/6 放大器，就集成了精度匹配电阻，不同型号按照高精度、高速度或高电压应用进行优化，可用作反相、非反相或差分放大器连接。

综上所述，未来高速运放有望取代通用运放成为主流产品，但从整体看，各类运放的市场规模都将呈现增长态势。便携式音频/视频播放器、无线通讯、医疗成像、工业和仪器仪表等应用领域都将为下一代运放创造新的机会。

制造工艺与封装技术进步提升运放性能

新应用对运放提出诸如高速、低功耗、高集成度等新的技术要求。为此，设计人员不断探索新的设计方法，但只从设计着手不足以实现具有竞争力的产品，只有配合适当的制造工艺和封装技术才能将不断优化产品性能，适应新的应用需求。美国国家半导体(NSC)亚太区放大器产品市场经理胡国佳指出，“运放产品的竞争力其实是电路设计、制造工艺技术、封装技术三者的函数，少了任何一个环节，都无法在市场上推出具有竞争力的产品。”

目前运放产品主要采用 CMOS、双极、BiCMOS 等工艺制造。许多运算放大器系列都提供单通道、双通道和四通道三种封装形式，从而为设计提供了最大的灵活性。各种新型封装的电路板占位面积正在日益缩小。单通道运算放大器可采用 SOT23 封装以及结构相似但外形更加小巧的 SC70 封装，双通道器件有 SOT23-8 封装，采用 WCSP 芯片级封装的运算放大器的占位面积更小。此外，领先半导体厂商还在不断研发新的工艺和封装技术以进一步提升运放产品的性能。

NSC 表示已有针对低电压、低成本、高速、低噪声、高集成度等不同需求所设计的五种制造工艺。以低电压、低功耗的运算放大器为例，由于 NSC 拥有先进的 CMOS/BiCMOS 工艺技术，而且可将产品装配在极为小巧的封装之内，因此早在 1994 年 NSC 就推出首款采用 SOT23 封装的单组运算放大器(LMC7101)，并在 1997 年推出采用 SC70“矽尘”封装的运算放大器(LMV321)。目前这两种封装已成为单组运算放大器的业界标准封装。

为顺应新一代通信设备、视频产品及其它高速系统需要较低功耗的趋势，NSC 开发了自有的 VIP10 互补双极工艺技术，这是一种速度快而又以电介质绝缘的互补双极集成电路工艺技术，可以将深沟技术应用到压焊圆片上，以便可以利用电介质实现完全绝缘，确保高速放大器可以充分发挥其性能。NSC 在 2001 年推出首系列采用 VIP10 工艺技术制造的 LMH 系列高速运算放大器。

其中 LMH6738 和 LMH6739, 信号带宽达到 750MHz, 可驱动目前应用中的最高分辨率视频信号, 其应用包括 LCD 投影机、多媒体设备、视频会议系统和 HDTV、xDSL 调制解调器以及机顶盒等高速应用方案。

此外, ADI 公司也利用先进工艺和封装技术积极开辟放大器领域的新天地。该公司产品线经理 Curt Ventola 表示, ADI 将凭借多年的设计经验以及

XFCB(超高速互补双极型)工

艺技术和 WLCSP 封装技术开

发出适合更多新要求的放大器产品。WLCSP 是一种晶圆级芯片封装技术, 可以让芯片面积与封装面积之比超过 1:1.14, 绝对尺寸仅有 32 平方毫米, 约为普通 BGA 封装的 1/3, 仅仅相当于 TSOP 封装内存芯片面积的 1/6。

而 Intersil 则采用互补 BiCMOS 工艺技术制造新型系列运放产品。其中包括电流反馈、电压反馈、精度运放、低噪声运放和各种差分驱动放大器。

设计人员一直在寻求更好的性能, 对于电池驱动系统, 这通常表现在低功耗方面; 而在工业、医疗和感应应用领域, 精度和噪声性能又成为关键指标, 在某些情况下这就驱使采用更小的几何工艺。

对于蜂窝电话和便携式多媒体应用, 要求放大器具有小巧的物理尺寸; 兼容低电压; 待机状态下具有最低的功耗; 抑制电源噪声, 尤其对蜂窝电话而言; 具有高效率, 能提高电池使用寿命。这些特性上的要求需要采用先进的亚微米 CMOS 或 BiCMOS 工艺技术(0.5 μ m to 0.18 μ m)以及先进的封装技术, 例如倒装芯片。

而对于 DVD 和其它视频应用, 带有非常平直的 30MHz 带宽的高速放大器可用于高清数字电视; 在视频放大器中集成重构的滤波器, 可以滤除来自视频数模转换器的噪声; 多输入/输出视频放大器支持不同格式的视频信号, 这就需要采用双极或 BiCMOS 工艺技术。

目前 ST 正以小封装形式提供低成本系列的宽带、负输入轨和输出轨至轨运算放大器。其 TSH8x 器件可满足大批量视频应用要求, 如 RGB 信号驱动和切换, 这些应用需要低成本的高性能信号放大和信号调节。TSH80、TSH81 和 TSH82 分别是单运放、有待机模式的单运放和双电压反馈运放器件。

凌特公司则采用 CMOS、BiCMOS、双极和先进的射频工艺技术, 开发出各类放大器产品。例如该公司针对高性能视频领域推出的型号为 LT6553 的放大器, 分辨率超过了 1600x1200 像素, 适用于 SXGA 和 UXGA LCD 投影机及监视器、扫描仪, 以及车载导航和车内视频系统等汽车显示器系统、数码相机及 CCD 影像

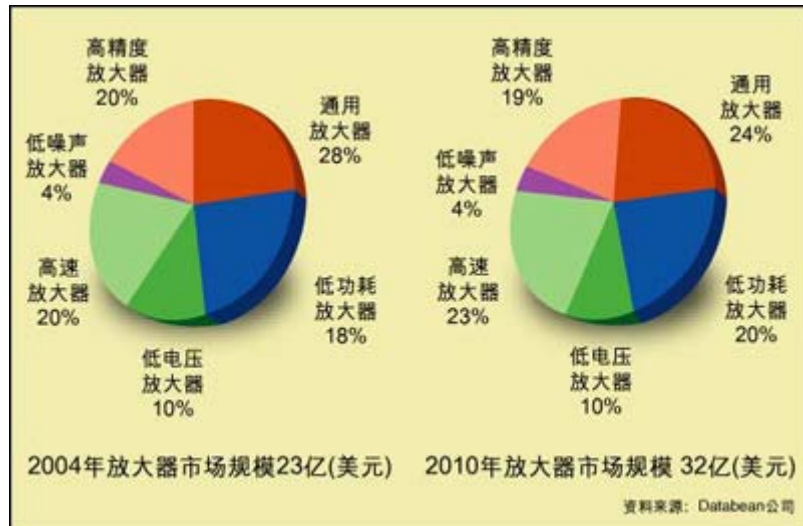


图1：高精度放大器

系统。对于简单的多路复用和信号路由，LT6553 具有关闭功能，能够在 50ns 内启动，适合扩频和便携式应用。

德州仪器公司(TI)高速信号调节产品部战略市场经理 Jim Karki 表示，TI 采用领先的工艺技术可满足高速放大器用户的不同要求。例如，OPA727 就是 TI 采用 e-trim 技术设计的高精度、高速 12V CMOS 运算放大器，该器件属于其 Burr-Brown 产品线。e-trim 是 TI 的一种新型微调技术，能够在制造的最终阶段对失调电压及温度漂移进行校准。

对 DSL 应用而言，快速、高电压处理很关键。目前 TI 正以新的工艺技术拓展在该领域的能力以满足未来的需要。TI 已推出高输出电流、高增益带宽的双运算放大器 OPA2614。该器件具有低输入电压噪声和低谐波失真等特性，可为差动配置的 DSL 驱动器解决方案提供高动态范围。Jim Karki 透露，很快 TI 将发布更多的集成模拟视频处理产品。

降低噪声与提高集成度是未来运放发展的瓶颈

众所周知，噪声对运放是非常关键的指标。在大多数应用中，运放的前面都会有感测组件，其后端则有 ADC 与处理器，这些组件共同构成一个典型的信号传输路径。由于运放周边配置的外部组件会带来噪声，如果运放本身的噪声也很大，那么对 ADC 而言，噪声将会淹没有效信号，这样以来，不管 ADC 的分辨率与频宽有多少，它输出给处理器的就只有噪声，这极大地影响了系统的正常运作。

所以不管是通用型、低电压/低功耗、还是高精度或高速运放，都需要把组件本身的噪声抑制到最低程度，才能有效实现信号路径的整体匹配，达到最佳的应用效果。

此外，为满足日益丰富的应用需求，放大器不再只是单一的产品，而是与其它器件集成在一起以提升性能与产品价值。例如在视频放大器中整合滤波、多路技术以及 DC 恢复等功能。

而且，单一的放大器也需要集成更多特性。正如凌特的 Erik Soule 指出，对运放而言，多重特性集成是很重要的，因为设计人员经常要针对某种应用修改 20 到 30 个参数以优化放大器的特性和功能，这增加了设计复杂性。例如，为满足便携式产品低功耗的要求，新的放大器技术需要减小电压和电流噪声，同时还需要进一步降低成本，在更小的封装中集成更多的性能。

电子工程师必备手册上：《GPS 设计全攻略》

下载地址: <http://www.eetchina.com>