

新概念模拟电路

New Concept Analog Circuits

信号处理电路



代理权声明

Analog Devices, Inc. (简称“ADI公司”)为经本书作者授权的在中国(含港、澳、台地区)唯一享有电子版代理权的主体。未经许可，任何第三方公司、团体及个人不可对该书籍电子版在以上地区做营利性使用，也不可对电子版书籍版面设计、公司标识、文字、图表等内容进行删减修改。特此声明。

亚德诺半导体技术(上海)有限公司

Analog Devices, Inc.

2018年6月

作者简介

杨建国，河南长垣人，乌鲁木齐出生，铁路子弟。1986 年西安交通大学信控系生物医学电子工程专业毕业，获工学学士；1991 年西安交通大学电信学院电磁测量专业毕业，师从何金茂教授，获工学硕士。2005 年西安交通大学电气工程专业毕业，师从王兆安教授，获工学博士。1999 年晋升副教授，2007 年晋升教授，2008 年任博士生导师。



主要教学工作：模拟电子技术，电子技术实验。

代表作：科学出版社 2015 年《你好，放大器》。此书理论扎实严谨，内容先进、实用性强，先以网络下载方式传播，广受好评。后由科学出版社出版。

目前研究方向

- 1) 小信号精细检测。以低噪声、低失真度、低功耗为主要研究方向，对生物电信号、地震信号等实施高质量检测。熟悉模拟前端。
- 2) 新型 ADC 研究。持有转置型 ADC 发明专利 2 项。
- 3) 精细信号产生。宽频范围低噪声信号发生，频率和幅度控制。定频率超低失真度波形发生。

自序

这是一套什么样的书呢？我也在问自己。

先说名字。本书称之为《新概念模拟电路》，仅仅是为了起个名字，听起来好听些的名字，就像多年前我们学过的新概念英语一样。谈及本书有多少能拿到桌面上的新概念，确实不多，但读者会有评价，它与传统教材或者专著还是不同的。

再说内容。原本是想写成模电教材的，对每一个主题，写成一个 Section。但写着写着，就变味了，变成了多达 148 个 Section 的，包罗万象的知识汇总。

但，本书绝不会如此不堪：欺世盗名的名字，包罗万象的大杂烩。本书具备的几个特点，让我有足够的信心将其呈现在读者面前。

内容讲究。本书的内容选择完全以模拟电子技术应涵盖的内容为准，且包容了大量最新的知识。不该涵盖的，绝不囊括。比如，模数和数模转换器，虽然其内容更多与模电相关，但历史将其归属到了数电，我就没有在本书中涉及。新的且成熟的，必须纳入。比如全差分运放，信号源中的 DDS，无源椭圆滤波器等，本书就花费大量篇幅介绍。

描写和推导细致。对知识点的来龙去脉、理论基础，甚至细到如何解题，本书不吝篇幅，连推导的过程都不舍弃。如此之细，只为一个目的：读书就要读懂。看这本书，如果看不懂，只有一种可能，就是你没有好好看。要做到这一点，作者得懂，这很难。

类比精妙。类比是双刃剑：一个绝妙的类比，强似万语千言，而一个蹩脚的类比，将毁灭读者的思维。书中极为慎重的，给出了一些精妙的类比，不是抄的，全是我自己想出来的。这源自作者对知识的爱——爱则想，想则豁然开朗。晶体管中的洗澡器，反馈中的发球规则，魔鬼实验，小蚂蚁实现的蓄积翻转方波发生器，水池子形成的开关电容滤波器等，不知已经让多少读者受益。

有些新颖。反馈中的 MF 法，滤波器中基于特征频率的全套分析方法，中途受限现象，都是作者深思熟虑后提出的。这些观点或者方法，也许在历史文献中可以查到，也许是独创，我不想深究这个，唯一能够保证的是，它们都是我独立想出来的。

电路实用。书中除功放和 LC 型振荡器外，其余电路均为我仿真或者实物实验过，是可行的电路。说的天花乱坠，一用就漏洞百出，这事我不干。

有了这几条，读者就应该明白，本书是给谁写的了。

第一，以此为业的工程师或者青年教师，请通读此书。一页一页读，一行一行推导，花上三年时间彻读此书，必有大收益。

第二，学习《模拟电路技术》的学生，可以选读书中相关章节。本书可以保证你读懂知识点，会演算习题，也许能够知其然，知其所依然。

第三，参加电子竞赛的学生，可以以第三册运放和负反馈、第六、七册信号处理电路为主阅读。书中大量实用电路，对实施设计是有用的。

此书写到现在，已经近 4 年，我能保证自己是认真的，但无法保证书中没有错误。老杜说，书是改不完的，我听从了，就提交了，且读且改着吧。

读者所有修改建议，可以发信给我的电子邮箱：yjg@xjtu.edu.cn。

声明

书中出现的凌力尔特公司(Linear Technology)于 2017 年被 ADI 公司收购，这是一项战略合并，ADI 公司和凌力尔特公司的合并打造了最具规模的领先模拟技术公司。此书大部分章节写作完成于这项收购发生之前，故书中涉及到的 Linear 产品，仍然沿用原产品名称。特此声明。

杨建国
2018 年 6 月 18 日星期一，于西安

感谢

1000 余页的书稿，共五册，我花费了近 4 年的时间。因为急着给电子竞赛的学生用，才匆忙交付印刷，书中难免有遗漏和错误。

本书绝大部分内容都是我亲手实验或者仿真过的，只有功率放大、LC 型正弦波发生器是我较为生疏的，因此也没有给出举例什么像样的实例。有些遗憾，但万事没有十全的。

感谢我的夫人，在此喧嚣社会中，能一如既往支持我。其实她压根就不懂模拟电路，但她清楚什么是正经事，这就够了。对我来讲，人生一世有此知音足矣。感谢我的儿子，年轻人充满正能量，阳光一样的笑容吸引着我，也督促着我。

感谢西安交通大学、西安交通大学电气工程学院，以及电工电子教学实验中心，给了我良好的工作平台，也给了我足够的施展空间。还有很多支持我工作的领导、同事，还有那些可爱的学生。

感谢 ADI 公司(Analog Devices, Inc.)对本书写作的支持。

2017 年 6 月 14 日

致应劭立

应劭立，是我 2015 年秋季教过的医电专业本科生，于 2016 年夏季不幸因病去世。读书的时候，他就喜欢上我的课，也与其父分享了我们师生之间的快乐。我也一样，喜欢他。想起他的笑容，想起他追问我的样子，又欣慰，又惋惜。

中年丧子，实实彻骨心痛。能为学校再做些什么，以告慰逝者，是其父应先生愿望之一。知此书完稿，应先生全额资助印刷，也替应劭立给母校做一些贡献。

此段文字，写于 2017 年 6 月 25 日，纪念应劭立。



关于 ADI

ADI 公司 (纳斯达克代码 :ADI) 又名亚德诺半导体技术 (上海) 有限公司是高性能模拟、混合信号和数字信号处理 (DSP) 集成电路 (IC) 设计、制造和营销方面世界领先的企业 , 产品涉及几乎所有类型的电子电器设备。自 1965 年成立以来 , 我们一直专注于积极应对电子设备中信号处理的相关工程挑战。全世界有超过 100,000 家客户在使用我们的信号处理产品 , 这些产品在转换、调节、处理物理现象时发挥着十分重要的作用 , 例如将温度、压力、声音、光、速度和运动转换为电信号以用于各种电子设备。我们关注重要的战略市场 , 在这些市场我们的信号处理技术经常是帮助客户产品实现差异化的关键因素 , 如工业、汽车、通信和消费电子市场等。

我们生产各种创新产品——包括数据转换器、放大器和线性产品、射频 (RF) IC、电源管理产品、基于微机电系统 (MEMS) 技术的传感器、其他类型传感器以及信号处理产品 , 包括 DSP 和其他处理器——全部是为满足广大客户的需求而设计。

更多信息请访问 : <http://www.analog.com/cn/> , 或扫描关注下方二维码。

如需联系 ADI 大学计划 , 请发邮件至 : univ.program.China@analog.com



扫描关注 ADI 官方微信



扫描关注 ADI 校园计划

目录

5. 信号处理电路.....	1
5.1. 峰值检测和精密整流电路.....	1
Section108. 峰值检测电路和精密整流电路.....	1
5.2. 功能放大器.....	6
Section109. 有效值检测芯片.....	6
Section110. 程控增益放大器.....	11
Section111. 压控增益放大器.....	17
5.3. 比较器.....	22
Section112. 运放实现的比较器.....	22
Section113. 集成比较器及其关键参数.....	29
Section114. 比较器的应用.....	39
5.4. 功率放大电路.....	57
Section115. 功放电路的功率和效率.....	58
Section116. 甲类功放.....	60
Section117. 乙类功放和甲乙类功放.....	63
Section118. 关于功放的其它知识.....	70
5.5. 测量系统的前端电路.....	83
Section119. 仪表放大器及其应用电路.....	83
Section120. 仪表放大器使用注意事项.....	93
Section121. 多种类型的仪表放大器.....	112
Section122. 其他常见传感器前端电路.....	124
Section123. 电阻一二三.....	130
5.6. ADC 驱动电路.....	133
Section124. 为什么要给 ADC 前端增加驱动电路.....	133
Section125. 单电源标准运放 ADC 驱动电路.....	138
Section126. 全差分运放形成的 ADC 驱动电路.....	165
Section127. 基于全差分运放的滤波器.....	188
5.7. 杂项.....	194
Section128. 复合放大器.....	194
Section129. 用程序控制增益和自动增益控制.....	207
Section130. 电荷放大器和锁定放大器.....	231
Section131. 继电器和模拟开关.....	243

5. 信号处理电路

本章讲述一些信号处理电路。它们很常用，但是很杂乱，难以独立成章。因此集合到一起，形成一章。

5.1. 峰值检测和精密整流电路

Section108. 峰值检测电路和精密整流电路

峰值检测定义

所谓的峰值检测电路，是及时发现被测波形的正峰值（或者负峰值），且能立即输出一个与正峰值完全相等的直流电压。理论上的峰值检测电路，应不受被测信号幅度大小、频率高低影响，输出如图 Section108-1 中绿色线所示。它包括峰值识别、峰值采样和峰值保持电路，而峰值识别一般依赖于对波形的求导，导数为 0 包含正峰值和负峰值，因此要区别当前状态属于正峰值还是负峰值。这样一来，电路就变得极为复杂。

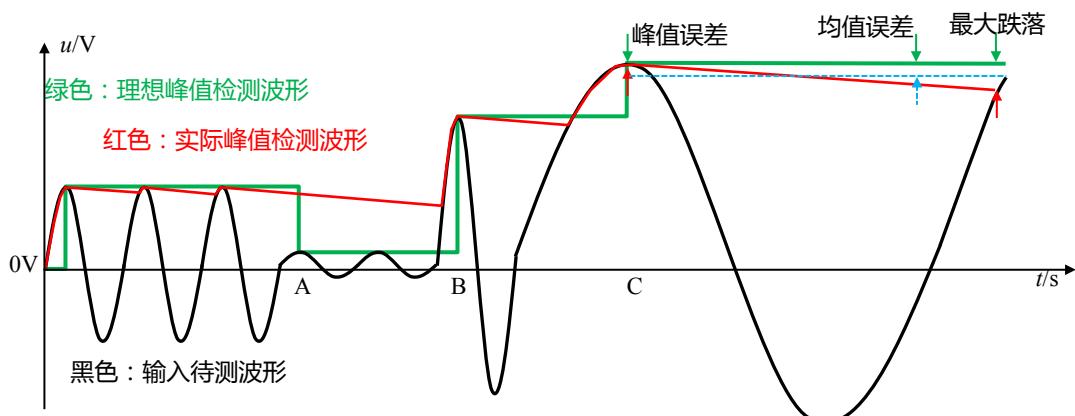


图 Section108-1 峰值检测示意图

多数情况下，峰值检测电路并不要求对立即降低的峰值实现准确识别，如图 Section108-1 中的 A 位置，而是期望从一段能够接受的时间内找到最大值，这样的话，电路将变得较为简单。因此，实际中我们见到的多数峰值检测电路，其实就是“规定时间内最大值检测电路”。如图中红色线输出，它几乎不理睬峰值的突然降低，而仅对突然增加的峰值敏感。

最简单的峰值检测电路

这种最大值检测电路，或者说峰值检测电路，通常可以用图 Section108-2 所示的二极管加电容实现。它的基本思想是，如果输入电压的正峰值高于电容上电压，就会通过二极管给电容充电，一次不行两次，直到输入电压的正峰值等于电容上的电压。理论上，电容没有放电回路，它的电压应该是此前若干个峰值电压中的最大值。

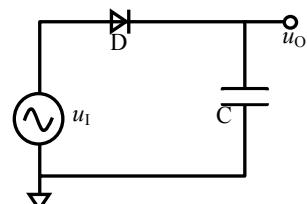


图 Section108-2 最简单的峰值检测

这种电路最大的问题在于，输出的最大值总是小于输入峰值。比如输入一个幅度为 1V 的正弦波，输出电压可能维持在 0.98V 左右。

理论上，即便存在二极管导通压降 0.7V，输出最大值与输入峰值之间的差异也不是 0.7V，而是 0V。原因是，二极管是逐渐导通的，只要输出电容电压小于 1V，那么二极管两端就具有压差，就会产生哪怕很微小的充电电流，迫使电容电压上升，直到为 1V。

但是，实际情况是，二极管不是反向完全截止的，它总是存在或多或少的反向漏电流，电容自身也存在电流泄露，在非充电时段，电容电压会缓慢下降。当输出电压在 0.98V 时，二极管两端的正向压降产生的充电电流，会引起电容电压上升，在非充电阶段，电容两端电压会下降，当两者达到平衡时，即充电电荷数等于放电电荷数时，电容电压将维持在一个均值上，一会儿充，一会儿放。

因此，此电路要想实现输出电压等于输入峰值，必须保证二极管的反向漏电流很小。并且，这种电路的输出准确性，还与输入信号幅度、频率密切相关。

改进的峰值检测电路

对上述电路实施适当改进，可以有效提高测量准确性。如图 Section108-3，Section108-4 电路所示为两种改进电路，还有很多种改进电路本书未收录。这类电路的核心设计思想是，将二极管至于反馈环中，尽量减小其导通电压对输出值的影响。

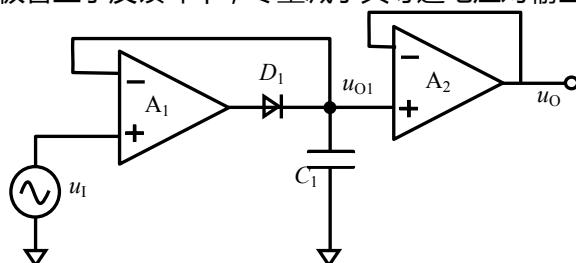


图 Section108-3 峰值检测改进电路 1

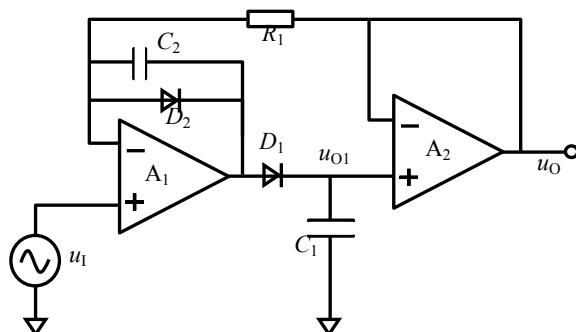


图 Section108-4 峰值检测改进电路 2

但是，这类电路有以下缺点：

- 1) 具体电路的性能，与所选择的运放、二极管、电容都有密切关系，仅凭本书给出的原理图是难以达到最优效果的。
- 2) 无法测量高频输入信号的峰值。理论上单向导电的二极管，在高频时会丧失这个性能，因此这类电路一般仅能够对小于 100kHz 以下的波形实施峰值检测。

精密整流定义

精密整流电路，也称为精密检波电路、或者绝对值电路，具体怎么称呼，取决于应用场合不同，习惯叫法不同。其特点均为，将含有正负极性的交流信号，转变成只有单一极性的直流信号。它与一般整流电路的主要区别在于，输入和输出之间没有二极管产生的压降。这有助于用后级的低通滤波器准确识别信号的大小。

精密整流电路分为半波整流、全波整流、非等权整流三种。

黑色：输入信号，红色：输出信号

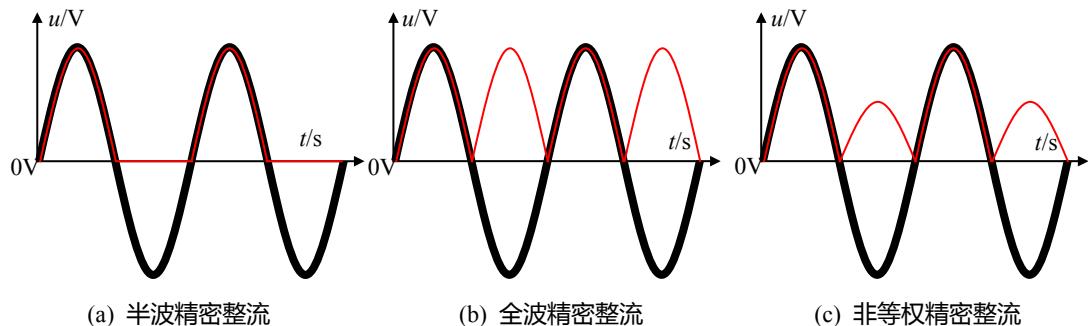


图 Section108-5 精密整流输入输出示意图

半波精密整流

半波精密整流电路如图 Section108-6a 所示。它有两个输出，根据自己的需要，可以选择使用。图 Section108-6b 为两个输出端的输出波形。

可以看出，电路的反馈网络中，由两个反向的二极管和电阻串联，形成了两个并联的反馈支路。在输入信号大于 0 或者小于 0 时，信号的反馈路径不同。

当输入信号为正值时，瞬间加载到运放的负输入端一个正值，则输出一定为负值，这会让上面的反馈通路，即 D_A 支路导通，信号路径为绿线所示，使得运放工作于负反馈状态。此时，如果 $R_{2A}=R_1$ ，则根据虚短、虚短原则，输出端 u_{OA} 处为输入的反相，即：

$$u_{OA} = -\frac{R_{2A}}{R_1} u_I = -u_I$$

此时，由于运放负输入端为虚短接地，电位为 0V，而运放的输出一定是负值，则下面的支路，即 D_B 支路是不导通的， R_{2B} 上没有电流，因此 u_{OB} 与运放负输入端等电位，均为 0V。

当输入信号小于 0 时，这个过程刚好相反，信号路径为电路图中红线所示。这就得到了图 Section108-2b 的两个输出端波形。

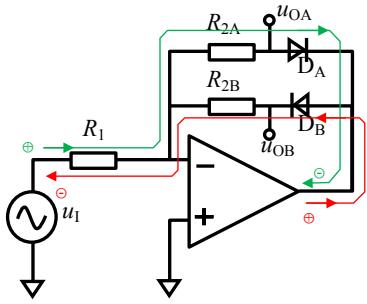


图 Section108-6a 半波精密整流

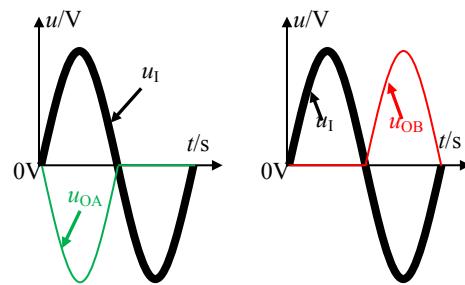


图 Section108-6b 半波精密整流输入输出波形

全波精密整流和非等权精密整流

在半波整流电路中，利用其中一个半波输出信号 u_{OA} 或者 u_{OB} ，与原始输入信号进行加权相加，可以得到可控制权重的整流信号，合理选择权重，可以实现全波精密整流，以及非等权精密整流，原理如图 Section108-7 所示。

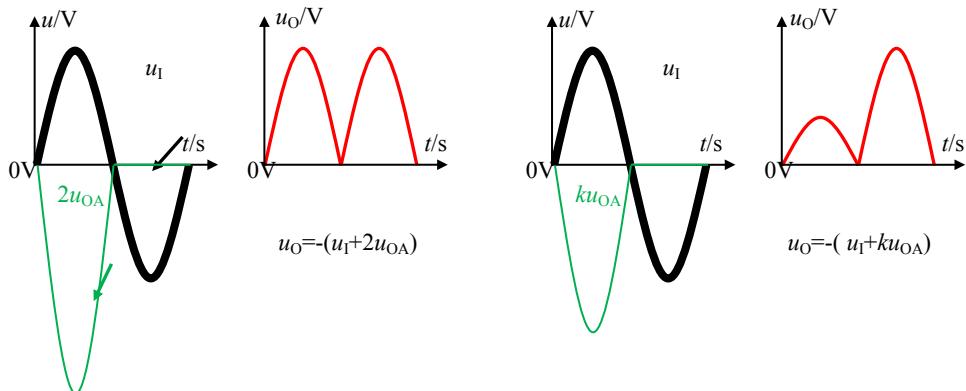


图 Section108-7 全波精密整流和非等权整流的形成原理

电路如图 Section108-8 所示。

$$u_{OA} = \begin{cases} -\frac{R_{2A}}{R_1} u_I & ; u_I > 0 \\ 0 & ; u_I \leq 0 \end{cases}$$

$$u_O = -\frac{R_5}{R_4} u_I - \frac{R_5}{R_3} u_{OA} = \begin{cases} \left(\frac{R_5}{R_3} \times \frac{R_{2A}}{R_1} - \frac{R_5}{R_4} \right) u_I & ; u_I > 0 \\ -\frac{R_5}{R_4} u_I & ; u_I \leq 0 \end{cases}$$

合理选择电路中的电阻值，可以实现等权或者不等权的精密整流。比如， $R_1 = R_{2A} = R_{2B} = R_4 = R_5 = R$ ，而 $R_3 = 0.5R$ ，则输出为全波精密整流。改变 R_3 可以改变正半周权重，以实现非等权整流。

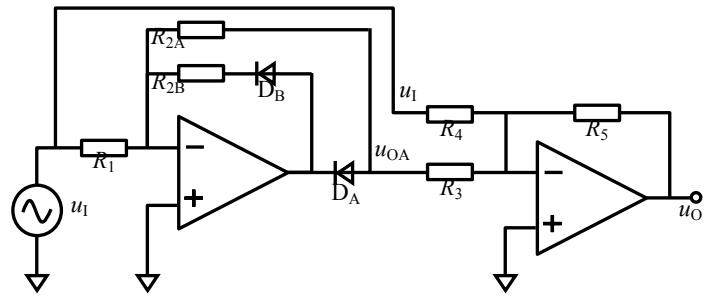


图 Section108-8 全波精密整流（含非等权）电路

利用这种思路，通过选择 R_{2A} 和 R_{2B} ，先实现两个幅度不同的半波整流，然后将结果实施相加，就可以得到正半周和负半周增益不同的效果。请读者自行设计完成。

5.2. 功能放大器

放大器分为晶体管、运算放大器和功能放大器三类。其中，能够实现对信号的放大和信息提取，又不是单独晶体管和运放的，称为功能放大器。比如程控增益放大器，首先它是一个集成放大器芯片，可以对输入信号实施不同增益的放大，但它又不属于独立的晶体管，也不属于标准的运放，因此将其归属于功能放大器(Function Amplifier)之列。

功能放大器种类繁多，一般包括如下：

- 1) 仪表放大器：两个高阻输入 $IN+, IN-$ ，一个或者两个输出，高共模抑制比。
- 2) 程控增益放大器：放大器的增益可由外部数字量设置，或者由软件写入。
- 3) 压控增益放大器：放大器的增益可由外部控制电压改变。
- 4) 差动放大器：由标准运放和若干个精密电阻组成的，类似于减法器电路的集成芯片。
- 5) 电流检测放大器：专门用于检测负载电流，且不影响负载工作。
- 6) 对数放大器：多数实现输出电压为输入电流的对数运算。
- 7) 跨导和跨阻放大器：输入为电压、输出为电流的放大器称为跨导放大器，输入为电流，输出为电压称为跨阻放大器。

其中的仪表放大器、差动放大器和电流检测放大器，本书第 3 章已有部分介绍，而后 2 项超出了本书范围。

特别说明，本节中的有效值检测芯片，严格意义讲，它不属于放大器。但是它太特殊了，应用非常广泛，又没有地方归类，暂放与此。

Section109.有效值检测芯片

有效值检测芯片，也称为 RMS-DC convertor，即输出直流量代表输入信号的有效值。比如，给这个芯片输入一个幅度为 1V 的正弦波，它的输出一定是直流 0.707V。在一定频率范围内，输出直流量不随频率变化，而仅与输入信号的有效值有关。

至少有两家公司生产有效值检测芯片：Analog Devices Inc. (美国模拟器件公司，ADI，也称亚德诺半导体)，Linear Technology (美国凌利尔特公司，LT)。本节以 ADI 公司的 [AD637](#) 和 [AD737](#) 为例，阐述其工作原理。

AD637 内部分析

图 Section109-1 是 [AD637](#) 内部结构，红色为外部连线和作者增加的标注。其内部分为 4 块，分别为输入信号绝对值电压到电流的转换电路（由 A1/A2/Q1/Q2 组成），单象限平方除法电路（A3 和 Q1/Q2/Q3/Q4），低通滤波的流压转换电路(A4)，以及 A5 组成的闲置缓冲放大器——你可以使用，也可以不使用。至于图中的 Q5，则是为 dB 型输出设置的，与主题分析无关。

图中的偏置电路，和失调调整管脚，都与主题分析无关。

首先，输入信号经过 A1/A2/Q1/Q2 组成的电路，将输入信号实现绝对值，并将绝对值

转换成了电流 I_1 ，有

$$I_1 = \frac{\sqrt{u_{IN}^2}}{R_{24k}} \quad (1)$$

根据晶体管伏安特性，Q1 和 Q2 具有相同的发射极电流，因此它们的 u_{BE} 相同，有：

$$I_1 = I_{DSS} e^{-0.5 \frac{u_{X1}}{U_T}} \quad (2)$$

解得：

$$u_{X1} = -U_T \ln\left(\frac{I_1}{I_{DSS}}\right)^2 \quad (3)$$

对晶体管 Q4，同理可解得：

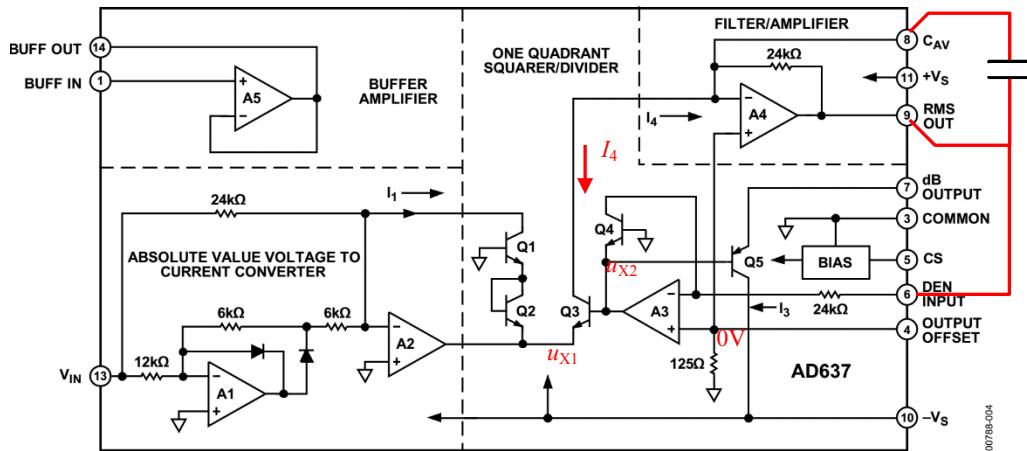


Figure 4. Simplified Schematic

图 Section109-1 AD637 内部结构图

$$u_{X2} = -U_T \ln\left(\frac{I_3}{I_{DSS}}\right) \quad (4)$$

对晶体管 Q3，可以求得其 u_{BE} 为：

$$u_{X2} - u_{X1} = U_T \ln\left(\frac{I_1}{I_{DSS}}\right)^2 - U_T \ln\left(\frac{I_3}{I_{DSS}}\right) = U_T \ln\left(\frac{I_1^2}{I_{DSS} I_3}\right)$$

则可解出图中红色的 I_4 （原图标注方向有误）：

$$I_4 = I_{DSS} e^{\frac{(u_{X2}-u_{X1})}{U_T}} = \frac{I_1^2}{I_3} \quad (5)$$

注意此处，晶体管 Q4 的集电极电流，已经实现了对两个输入信号 I_1 、 I_3 的平方除法运算，因此此电路称为单象限平方除法(one quadrant squarer/divider)电路。

再看运放 A4，配合外部电容，形成了一个具有低通效果的流压转换电路，在电容足够大的情况下，它的输出是一个直流电压，是对变化量 $I_4 R_{24k}$ 的平均值。

$$U_{RMS_OUT} = AVR(I_4 R_{24k}) \quad (6)$$

而对于运放 A3 来说，它是一个压流转换电路：

$$I_3 = \frac{U_{RMS_OUT}}{R_{24k}} \quad (7)$$

也就是流过晶体管 Q3 的集电极电流。

利用式[6]，将式[5]、式[7]代入，得到：

$$U_{RMS_OUT} = AVR(I_4 R_{24k}) = AVR\left(\frac{I_1^2}{\frac{U_{RMS_OUT}}{R_{24k}}} R_{24k}\right) = \frac{1}{U_{RMS_OUT}} AVR(I_1^2 R_{24k}^2)$$

将式[1]代入上式，整理为：

$$U_{RMS_OUT}^2 = AVR(I_1^2 R_{24k}^2) = AVR\left(\frac{u_{IN}^2}{R_{24k}^2} R_{24k}^2\right) = AVR(u_{IN}^2)$$

即有：

$$U_{RMS_OUT} = \sqrt{AVR(u_{IN}^2)} \quad (8)$$

式[8]表明，输出 U_{RMS_OUT} 为输入信号的方均根，即有效值。

从分析过程看，输入信号可以是直流量，也可以是任意变化量，最终的输出一定是输入信号的有效值。它并不要求输入信号必须是正弦波。

[AD637](#) 对不同频率、不同幅度的输入正弦波，具有不同的输出准确性。当输入信号幅度过小，或者输入信号频率过高时，误差会增大。图 Section109-2 描述了这种关系。从图中看出，当输入 $10mV_{RMS}$ 正弦信号时，频率为 $1kHz$ 时，输出为 $0.01V$ ，肉眼看不到误差，但是频率增加到 $10kHz$ 后，输出开始下降，在大约 $80kHz$ 时，下降为原始值的 0.707 倍，图中用一根 $\pm 3dB$ 虚线表明了这个位置——注意图中有错误，最下面那个线的标注应为 $10mV RMS INPUT$ ，而不是 $100mV$ 。

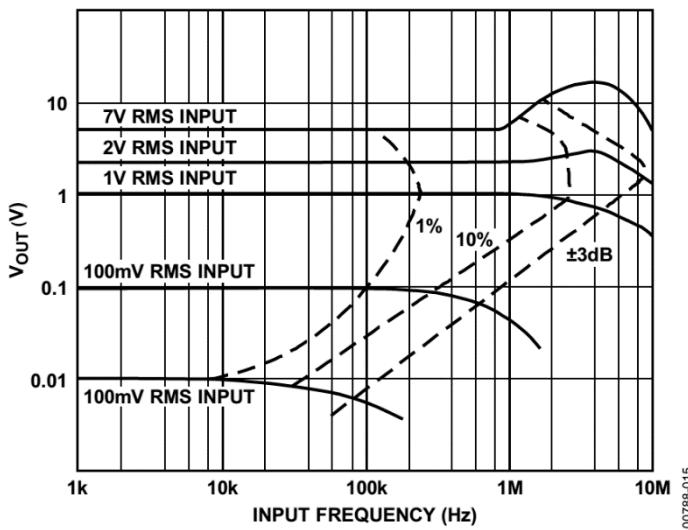


图 Section109-2 [AD637](#) 有效值输出与输入信号频率、幅度的关系

可以看出，当输入信号有效值在 $1V$ 到 $2V$ 时，针对同样的误差范围，[AD637](#) 具有最大的频率范围，比如 $1V$ 输入时， $220kHz$ 以下都具有 1% 以内的误差， $2V$ 输入时， $190kHz$ 以下具有 1% 以内的误差，而在 $100mV$ 输入时，此误差的频率上限为 $100kHz$ 。

比如有一个 $1MHz$ 的正弦信号，要测量其有效值，如果施加给 [AD637](#) 的输入信号幅度为 $100mV$ ，则它测出的结果大约只有 $50mV$ ，而输入为 $1V$ 有效值时，其输出结果会小于 $0.99V$ ，大于 $0.9V$ ，因为这个点介于 1% 误差线和 10% 误差线之间。

AD737 内部分析

[AD737](#) 是 ADI 公司另一种思路的有效值检测电路，其内部结构如图 Section109-3 所示。

第一部分，电流模绝对值电路

一个 FET 输入运放，经过两个互补推挽晶体管，结合电阻 $8k\Omega$ ，形成闭环负反馈。

当输入为正信号时，上面晶体管导通，形成电流 i_P ，此电流经过上面 4 个晶体管组成的威尔逊电流镜，形成 $i_{PM} = i_P$ ，注入 i_{IN} ：

$$i_{IN} = \frac{V_{IN}}{R_{8k}}$$

当输入为负信号时，互补推挽中下面晶体管导通，形成电流 i_N ，直接注入 i_{IN} ：

$$i_{IN} = -\frac{V_{IN}}{R_{8k}}$$

因此，此绝对值电路的输出为 i_{IN} ：

$$i_{IN} = \left| \frac{V_{IN}}{R_{8k}} \right|$$

第二部分，有效值转换核心

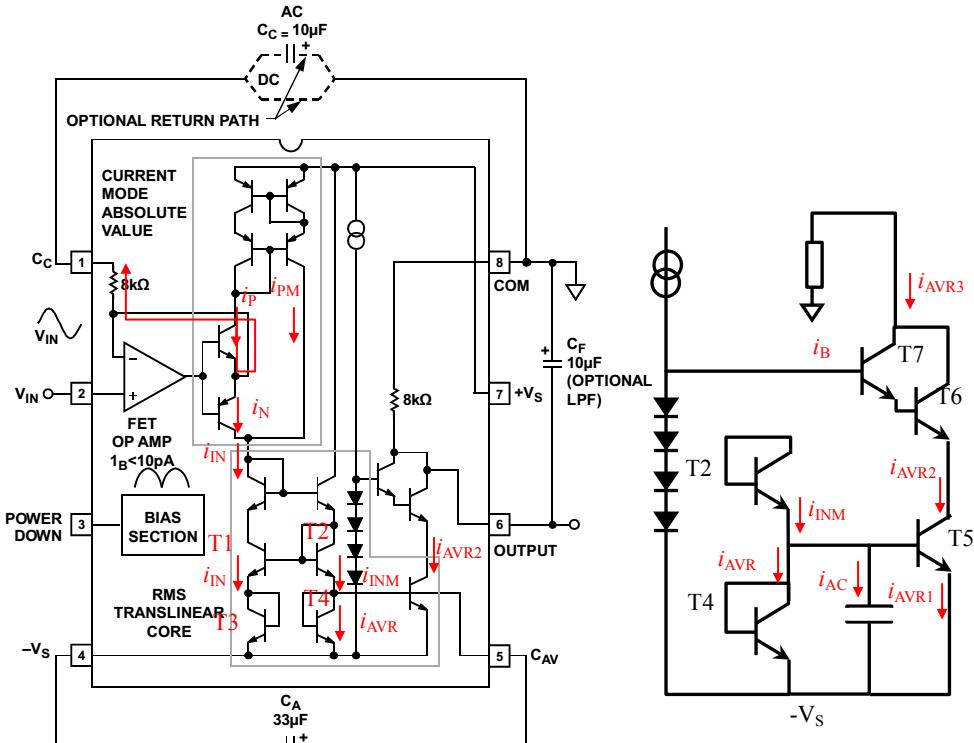


图 Section109-3 AD737 内部结构，右侧为细致图

看左边电路，T1 管发射极电流为 i_{IN} ：

$$i_{IN} = I_{DSS} \times e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}}$$

$$u_{BE1} = U_T \ln\left(\frac{i_{IN}}{I_{DSS}}\right)$$

对 T3 晶体管，由于它的发射极电流等于 T1 的发射极电流，因此它们具有相同的 u_{BE} ，
T1 和 T2 的基极接在一起，有下式成立：

$$u_{BE2} + u_{BE4} = u_{BE1} + u_{BE3} = 2u_{BE1}$$

$$u_{BE2} = 2u_{BE1} - u_{BE4}$$

则 T2 管的发射极电流为：

$$i_{INM} = I_{DSS} \times e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} = I_{DSS} \times e^{\frac{2u_{BE1}-u_{BE4}}{U_T}} = I_{DSS} \times e^{\frac{2U_T \ln\left(\frac{i_{IN}}{I_{DSS}}\right) - u_{BE4}}{U_T}}$$

$$= I_{DSS} \times e^{\ln\left(\frac{i_{IN}}{I_{DSS}}\right)^2} \times e^{\frac{-u_{BE4}}{U_T}} = i_{IN}^2 \times \frac{1}{I_{DSS} e^{\frac{u_{BE4}}{U_T}}}$$

即 i_{INM} 与输入电流的平方相关。

而此时，对于晶体管 4 来说，如果外接电容足够大，电容上电压变化将非常小，近似为固定值 u_{BE4} ，T4 发射极电流为 i_{AVR} ，如图右侧细化图。可知：

$$i_{INM} = i_{AVR} + i_{AC}$$

其中， i_{AVR} 是 i_{INM} 的平均值，因为在稳态时，电容上不存在直流电流，则有：

$$i_{AVR} = AVR(i_{INM}) = AVR(i_{IN}^2 \times \frac{1}{I_{DSS}e^{\frac{u_{BE4}}{U_T}}}) = AVR(i_{IN}^2 \times \frac{1}{i_{AVR}}) = \frac{1}{i_{AVR}} \times AVR(i_{IN}^2)$$

即有：

$$i_{AVR} = \sqrt{AVR(i_{IN}^2)} = \sqrt{AVR\left(\frac{|V_{IN}|^2}{R_{8k}}\right)} = \frac{1}{R_{8k}} \sqrt{AVR(V_{IN}^2)}$$

到此为止，可以得到 T4 管的发射极电流即为输入电流的方均根，即有效值。

第三部分，输出环节

由 T4、T5、T6、T7，恒流源和 4 个二极管，以及 R_{8k} 组成。首先通过 T5 将 T4 管的发射极电流映射出来。因为两个晶体管的 u_{BE} 相同，则它们的 i_B 相同，为了避免两个晶体管由于 u_{CE} 不同而导致 i_E 产生过大的差异，T6 和 T7 组成的复合管电路以及恒流源和 4 个二极管开始发挥作用。

首先，如果 T5 的集电极电位与其基极电位相同，那么它将和 T4 管工作状态完全相同，此时一定有（右边细节图）：

$$i_{AVR1} = i_{AVR}$$

那么，T5 集电极电流将略小于发射极电流：

$$i_{AVR2} = \frac{\beta}{1+\beta} i_{AVR} < i_{AVR}$$

恒流源和 4 个二极管组成的恒压电路，产生了大约 4 倍的 PN 结电压，经过复合管消耗 2 倍 PN 结电压，使得 T5 管的 u_{CE5} 约为 2 倍 PN 结电压，稍高于 T4 管的 u_{CE4} ，以弥补 i_{AVR2} 的减小，使得下式成立：

$$i_{AVR2} = i_{AVR}$$

复合管存在下式：

$$i_{AVR3} + i_B = i_{AVR2}$$

且 $i_B \approx \frac{1}{(1+\beta)^2} i_{AVR2}$ ，特别小。

用复合管可以保证：

$$i_{AVR3} = i_{AVR2} = i_{AVR}$$

而电阻的使用，将此电路演变成电压输出：

$$V_{OUT} = -R_{8k} \times i_{AVR3} = -R_{8k} \times i_{AVR} = -R_{8k} \times \frac{1}{R_{8k}} \sqrt{AVR(V_{IN}^2)} = -\sqrt{AVR(V_{IN}^2)}$$

对于输入信号较低频率时，电容上的电压还是会有一些波动，输出端再使用一个低通滤波电容，可以使得输出电压更为平稳。

Section110. 程控增益放大器

程控增益放大器，英文为 Programmable Gain Amplifier，简称 PGA。它的增益可以由程序控制，一般有两种改变增益的方法：

第一，管脚控制方式：通过程序或者开关，控制 PGA 增益管脚的高低电平，以此形成多种状态，每种状态下，PGA 具有不同的增益。比如某 PGA 具有 3 个控制增益的管脚，通过改变其高低电平，可以产生 $2^3=8$ 种状态，分别为：000 代表增益为 1 倍；001 代表增益为 2 倍；010 代表增益为 4 倍；……111 代表增益为 128 倍。

这种模式的 PGA 一般应用于需要的增益种类不多，或者不需要经常变化增益的场合。

第二，程序写入方式：一般用 SPI 总线，由单片机发出 SPI 命令，将增益控制字写入 PGA 中，PGA 将根据这些命令决定自己的实际增益。

这种模式的 PGA 一般用于需要的增益种类较多，或者需要频繁更换增益的场合。

PGA103

这是一款非常易用的程控增益放大器，它只有一个输入端（输入信号相对于第 3 脚），输出信号相对于地，而增益受控于 1、2 脚相对于第 3 脚的逻辑电平。

逻辑信号来源于数字电路提供的逻辑电压，或者开关提供的逻辑电压，低电平范围为 -5.6V~0.8V，高电平范围为 2.0V~V₊。

两个逻辑电平输入端 1 脚和 2 脚能够产生 4 种逻辑状态，其中前 3 种代表增益为 1 倍、10 倍和 100 倍，第四种状态，即两者都是高电平，属于非正常状态。

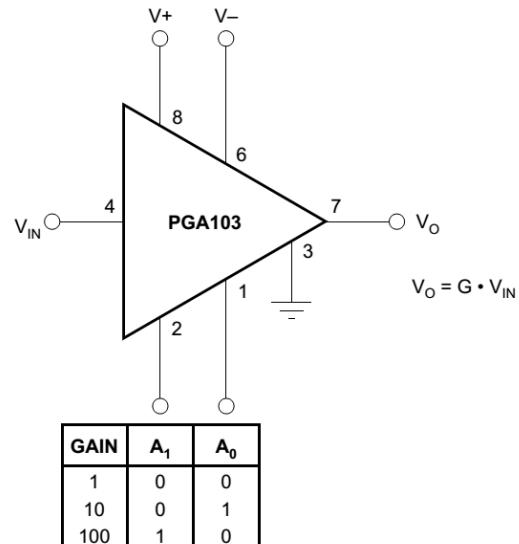


图 Section110-1 PGA103 内部结构图

PGA204

PGA204 既是程控增益放大器，又是仪表放大器。它的内部主体是一个三运放组成的仪表放大器，具有仪表放大器的一切特征。传统的仪表放大器，其增益由用户选择外部电阻实现，而 PGA204 的增益由外部逻辑电平控制，仅此区别。

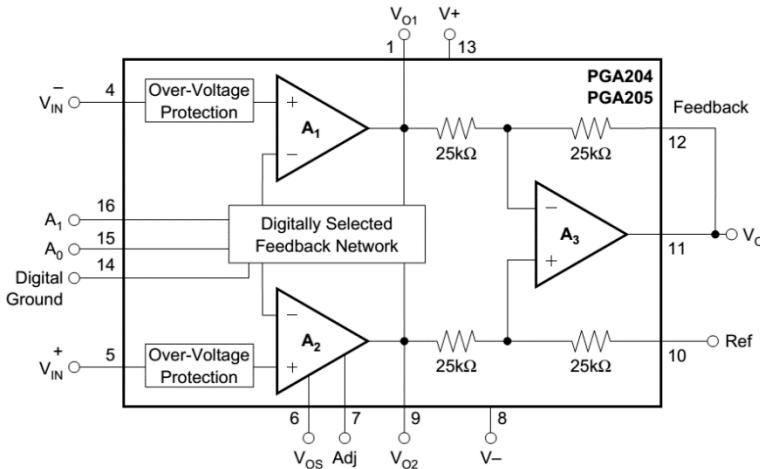


图 Section110-2 PGA204/205 内部结构图

图 Section110-2 是 PGA204/PGA205 内部结构图，注意 PGA205 与 PGA204 的区别在于，PGA205 的增益可选值为 1、2、4、8，PGA204 的可选值为 1、10、100、1000。

从结构图可以看出，它是一个经典的三运放仪表放大器（参见本书第 3 章 Section65 中举例 4），有两点不同之处：第一，它的两个输入端都具有过电压保护电路，第二，它的增益电阻由外部数字逻辑电平决定，进而决定其实际增益。

A_0 和 A_1 是两个数字逻辑电平输入脚，可以形成 4 种不同增益。

PGA204/205 具有一个明显的优点，它的失调电压很小，只有大约 $50\mu\text{V}$ 。

PGA112/113

图 Section110-3 是 PGA112/PGA113 内部结构图，这个芯片看起来复杂一些。PGA112 的可选增益为 1、2、4、8……128 倍，PGA113 为 1、2、5、10……200。它与一般的 PGA 相比，

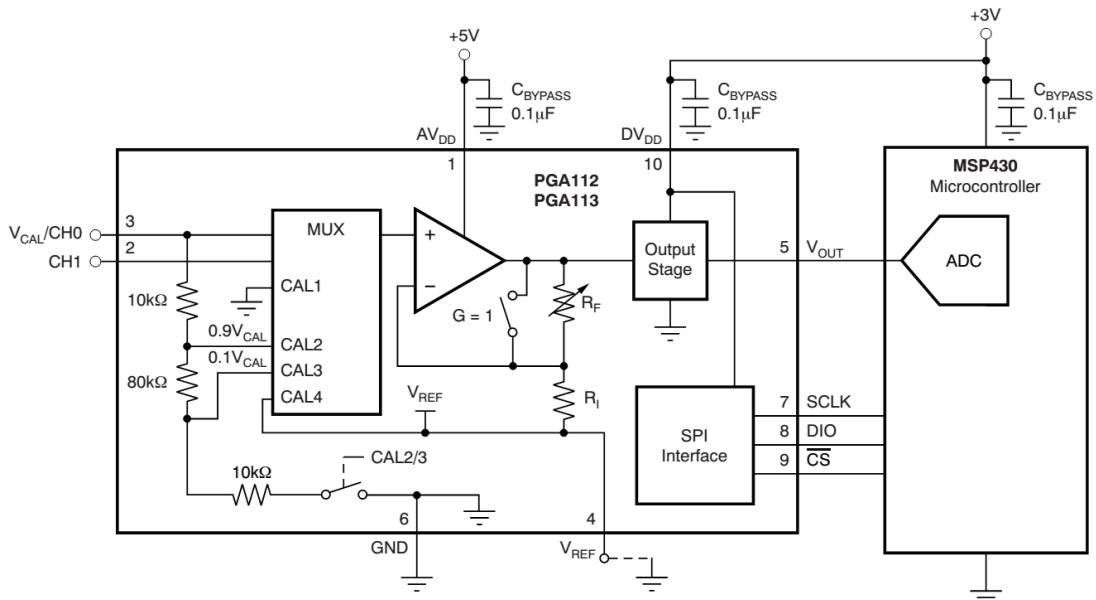


图 Section110-3 PGA112/113 内部结构图

区别如下：

1) 它可以实现较为完善的 ADC 校准，图中 MUX 单元是 6 进 1 出的，从上到下分别为 1 倍校准电压 V_{CAL} ，通道 1， $\text{GND}[\text{CAL1}]$ ，0.9 倍校准电压 $0.9 V_{\text{CAL}}[\text{CAL2}]$ ，0.1 倍校准电压 $0.1 V_{\text{CAL}}[\text{CAL3}]$ ， $0.09 V_{\text{CAL}}[\text{CAL4}]$ ， $0.009 V_{\text{CAL}}[\text{CAL2/3}]$ 。

$V_{CAL}[CAL3]$ ，以及基准电压输入 $V_{REF}[CAL4]$ 。这样的内部结构对于用软件消除 ADC 的增益误差和零点误差，非常有用。如何实施这种校准，请参阅本芯片的数据手册。

- 2) 通过 MUX 选择，它可以实现两路输入信号的分时测量。
- 3) 具有单独的模拟供电和数字供电，最后的输出级以数字系统供电，可以保证它与后级 ADC 较为安全的衔接。
- 4) 具有独立的基准电压输入端，能够方便实现双极信号到单极信号的转变。
- 5) 由于控制量较多，它采用了 SPI 总线实现的程序写入方式，与处理器的数字衔接，而不是前述几种 PGA 的管脚控制方式。
- 6) PGA 的模拟部分，是单一正电源供电的，而不是其它 PGA 采用正负电源供电。

以一个实用电路为例，如图 Section110-4 所示。该电路的输入信号有两个，分别为峰值 200mV 的基于 OV 的双极信号 V_{IN0} ，以及没有告知幅度信息，但也是双极信号的 V_{IN1} ，而 PGA 的输出要供给后级 ADC，要求信号变化范围必须在 0V~5V 之间，否则就会超出 ADC 所能容纳的电压范围，这就需要将输入的双极信号演变成单极信号，且对输入量实施指定倍数的放大。

图中以两种较为常用的方法，实施这种双极到单极的转换。

对于一个满幅输入为 0~5V 的 ADC，一般设定它的中心电位即 2.5V 为 ADC 的信号静默电位——即输入信号为 0 时，ADC 承受的实际电位。这样，当实际输入信号发生正负变化时，ADC 承受的输入电压将围绕着 2.5V 变化，正负变化范围是一致的，且是最大的。因此，为整个电路提供一个 2.5V 电位，是重要的。

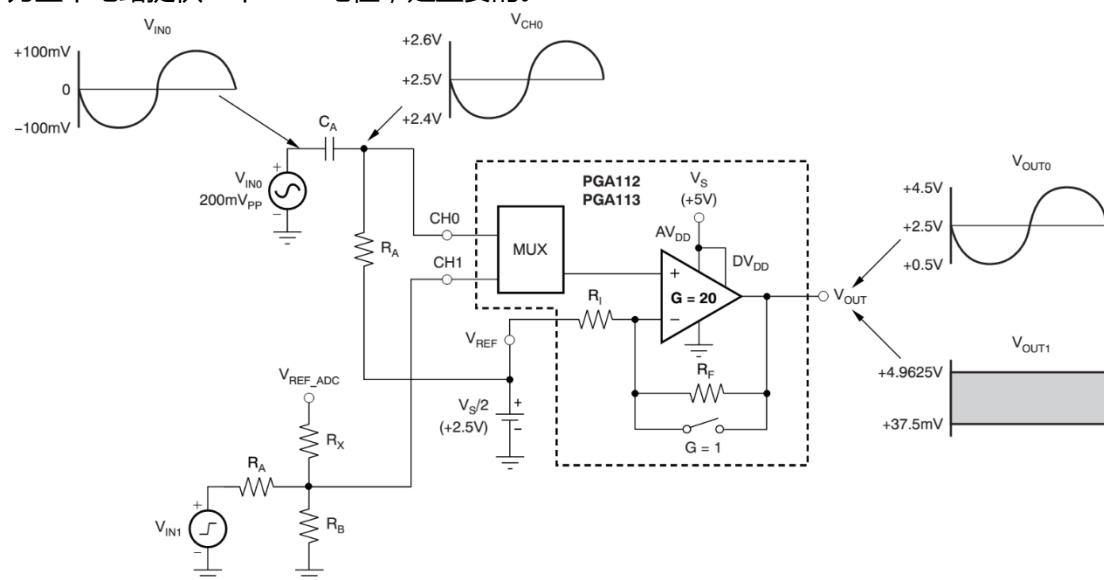


图 Section110-4 PGA113 模拟部分局部电路

本电路中由图中画成一个电池模样的 2.5V 电压源提供稳定的 2.5V。这只是示意图，实际电路中，可以有三种方法实现：2.5V 的电池，其噪声最小但随着长期使用存在电压跌落；2.5V 的基准电压源，或者将 5V 供电电压实施等电阻分压，然后经过一个运放跟随器实现。

第一种方法针对 V_{IN0} 进行。通过 R_A 和 C_A 组成高通阻容耦合，使得 CHO 点在信号静默时保持 2.5V，在信号变化时，只要频率足够高，信号将全部耦合到 CHO 点。如果已知输入信号频率为 f_i ，那么必须有：

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_A C_A} \ll f_i$$

图中显现，输入信号在 CHO 点已经变成 2.4V~2.6V 变化，即一个 200mV 峰峰值的信号骑在 2.5V 的静默电位上，此后 PGA 以 2.5V 静默电位——信号参考地，将输入信号放大指定的倍数（由 SPI 发送命令实现），且输出也骑在 2.5V 上。按照图中显现，输出在 0.5V~4.5V 变化，说明其增益为 20 倍，选用的是 PGA113。

这种方法的缺点是，当输入信号频率过低时，阻容耦合有衰减，它不接受直流信号。

第二种方法针对 V_{IN1} 进行，采用纯电阻耦合，它能实现直流信号放大。利用叠加原理分析，可得：

$$V_{CH1} = V_{IN1} \times \frac{R_B // R_X}{R_A + R_B // R_X} + V_{REF-ADC} \times \frac{R_B // R_A}{R_X + R_B // R_A}$$

设定其中的 R_A ，根据对 V_{CH1} 的大小、位置要求，可以求解得到另外两个电阻值。当然，其中的 $V_{REF-ADC}$ 是外部引入的，一般来自于供电电压或者其它的电压基准。

AD8253

[AD8253](#) 是美国 ADI 公司生产的程控增益放大器。它具有 10MHz 带宽（1 倍增益时），这在 PGA 中较为优秀。

有两个增益控制脚 A1, A0，可以形成 4 种增益 1、10、100、1000。从图中可以看出，它还具有另一个管脚，WR/，其含义是，该芯片的增益控制具有锁存写入功能，即仅在 WR 脚出现下降沿时，当时的 A1, A0 逻辑电平被 LOGIC 电路锁存，此后如果 WR 没有下降沿出现，A1 和 A0 的变化不会影响 PGA 的增益。

[AD8253](#) 也是仪表放大器结构。[AD8251](#) 与之类似，只是增益选择为 1、2、4、8。

[AD8250](#) 的增益选择为 1、2、5、10。

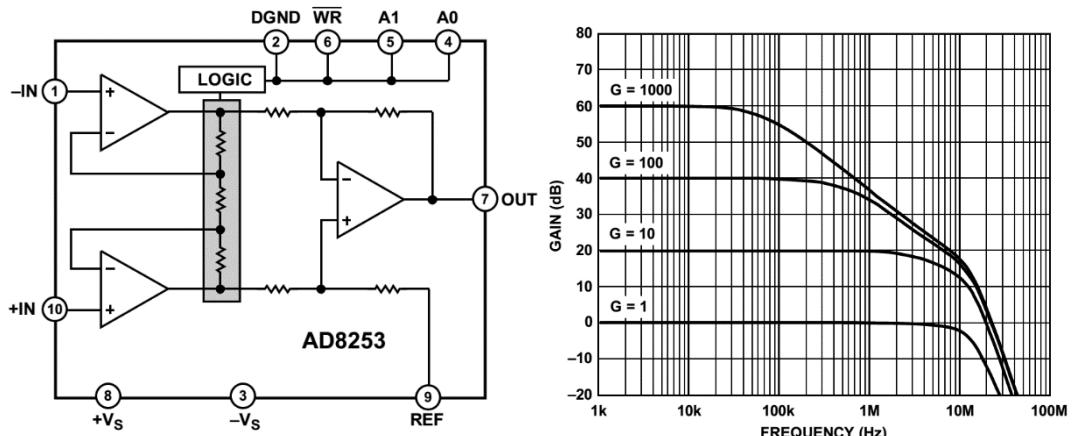


图 Section110-5 AD8253 内部结构图与增益-频率特性

AD8231

[AD8231](#) 具有更多的增益选择，1、2、4、8……128 共 8 种，因此它具有 3 个增益控制管脚，与 [AD8253](#) 类似，它的增益控制也具有锁存写入功能。

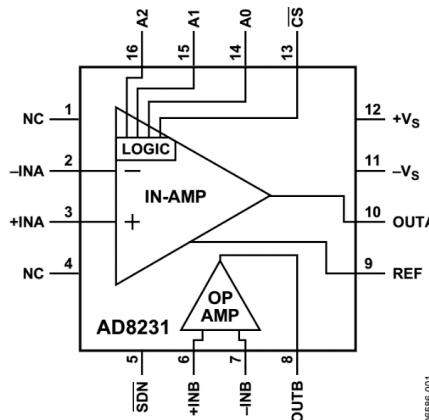


图 Section110-6 AD8231 内部结构图

AD8231 具有极低的失调电压，其输入失调电压 V_{I_OS} 典型值为 $4\mu V$ ，最大值为 $15\mu V$ ，而“输出级失调电压” V_{O_OS} 也只有典型值 $15\mu V$ 。这在程控增益放大器中属于非常优秀的。对于这类放大器，当输入端接地时，其输出电压不为 0，此时的输出电压被称为“输出失调电压”，用 U_{O_OS} 表示，可以按照下式计算：

$$U_{O_OS} = V_{I_OS} \times Gain + V_{O_OS}$$

世上没有完美的东西，如此优秀的失调电压指标，让人羡慕，但是其带宽下降为 $2.5MHz$ 。

LTC6911

LTC6911 是凌利尔特公司生产的程控增益放大器。图 Section110-7 是其数据手册上的部分截图。可以看出，它是双通道的，单端输入、单端输出的，同步增益控制的，尾缀分为-1 和 -2 两种，区别在于两者的增益选择不同。

它的内部不是仪表放大器结构，而是反相比例器结构，因此其输入电阻较小，为 $10k\Omega$ 到 $1.25k\Omega$ ，取决于增益大小。

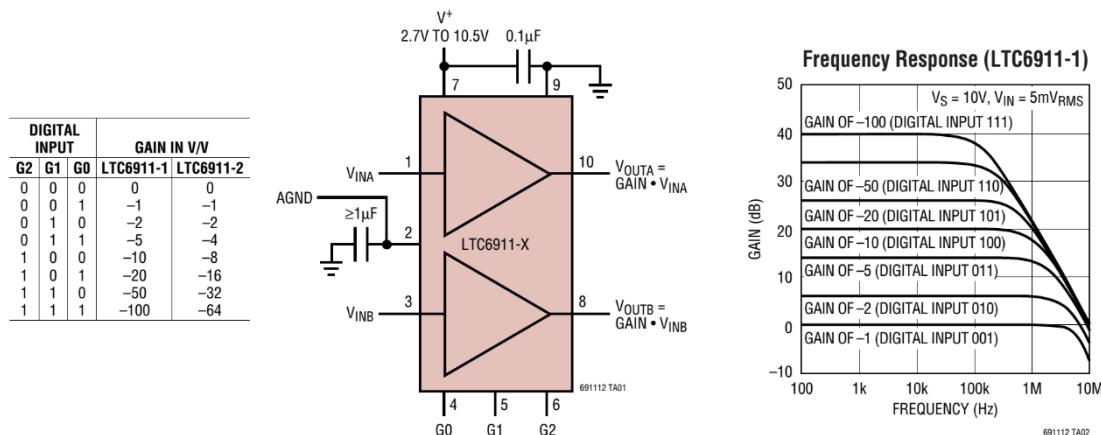


图 Section110-7 LTC6911 部分截图

程控衰减器

前述的程控增益放大器，都是低频段的，其工作频率范围一般在 MHz。在几百 MHz 到 GHz 段，常用一种程控衰减器来实现程序控制的增益改变。

Hittite 公司（已于 2014 年被 ADI 公司收购）生产的 HMC472ALP4E 是一颗 DC~3.8GHz

的衰减器，程控衰减 $0.5\text{dB} \sim 31.5\text{dB}$ ，步进 0.5dB 。

有 6 个数字输入状态——低电平有效，以控制内部的 6 个衰减器是否串联到信号链中。比如 V_6 、 V_4 、 V_1 为低电平（有效），而 V_5 、 V_3 、 V_2 为高电平，则输入 RF_1 的信号，在 RF_2 输出时，会有 $(0.5\text{dB}+2\text{dB}+16\text{dB}) = 18.5\text{dB}$ 的衰减。

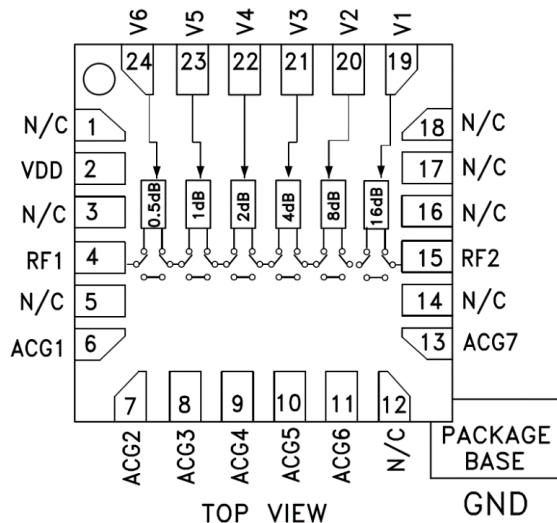


图 Section110-8 HMC472 内部结构

Section111. 压控增益放大器

压控增益放大器是一种集成放大器，它的增益可由外部提供的电压控制，因此它的增益是连续可调的，而不像程控增益放大器的离散可调。不同的公司对其命名稍有区别，TI 将其命名为 VCA，ADI 将其归属于 VGA，这些都不关键，关键的是，它的增益是由一个外部电压连续控制的。

在增益调节结果上，它分为 dB 线性和倍数线性两类。在控制方向上，有些芯片可实现两种方向可选：电压增加—增益增加，或者电压增加—增益减小。在输入和输出结构上，它分为单端或者差动两种。

以压控放大器为核心，衍生出很多使用方便的芯片。有些芯片具有自动增益控制中需要的幅度检测电路，有些芯片具有数字控制的最大增益选择，有些芯片甚至还包括程控增益，配合压控增益实现大范围的连续调节。

压控增益放大器的结构

图 Section111-1 是典型的压控增益放大器结构，它一般包括信号输入端和输出端，以及增益控制电压输入端。不同的放大器在输入、输出结构上有区别，有单端输入、差分输入，单端输出和差分输出不同的组合。图 Section111-2 给出了 VCA810 外形，以及 AD8336 内部结构。

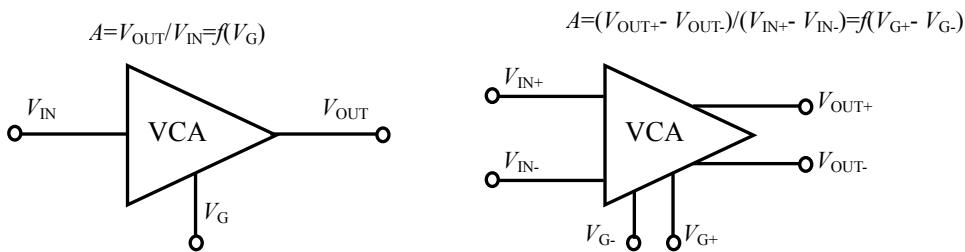


图 Section111-1 压控增益放大器外部结构

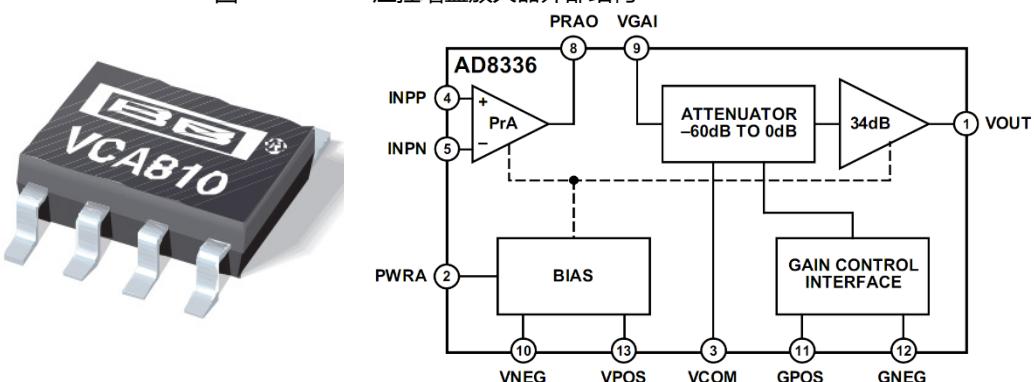


图 Section111-2 VCA810 外型、AD8336 内部框图

以 AD8336 为例，在信号通道上，它分为 3 个部分：前置放大器 PrA，具有两个输入端一个输出端；0dB~60dB 的压控衰减器 ATTENUATOR，以及固定 34dB 的后级放大器。从中可看出，压控增益环节是靠压控衰减器实现的。

dB 线性和倍数线性

所谓的 dB 线性(linear in dB)是指压控增益放大器的增益，以 dB 为单位与外部加载的控制电压 V_G 成线性关系。即

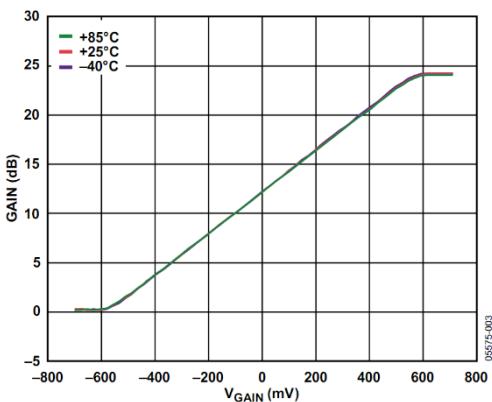
$$A(\text{dB}) = a_0(\text{dB}) + kV_G$$

多数压控增益放大器满足 dB 线性。

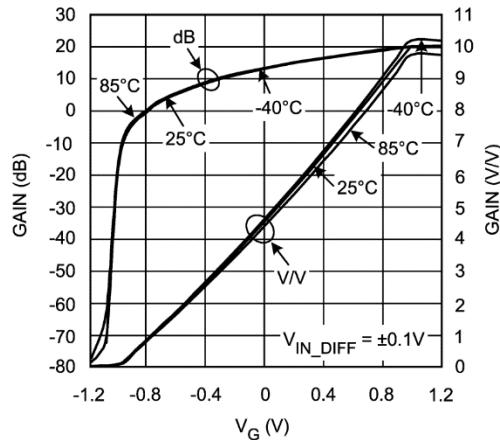
所谓的倍数线性(linear in V/V)是指压控增益放大器的增益，以倍数为单位与外部加载的控制电压 V_G 成线性关系。即

$$A(V/V) = a_0(V/V) + kV_G$$

图 Section111-3 是两种控制关系的示意图。左图是 dB 线性的 AD8337，可看出当控制



(a) AD8337——dB 线性



(b) LMH6503——倍数线性

图 Section111-3 压控增益放大器增益与控制电压关系图

电压 V_{GAIN} 在-600mV~600mV 变化时，它的增益大约变化了 24dB，呈现出一个增益变化比例 Gain Scale=24dB/1.2V=20dB/V，即每 V 电压变化引起 20dB 的增益变化。这是我们估算的，不一定准确，查看 [AD8337](#) 数据手册，Gain Scale=19.7dB/V。据图可以写出增益—电压表达式：

$$A(\text{dB}) = 12\text{dB} + V_{\text{GAIN}} \times 19.7\text{dB/V}$$

而右图是国家半导体公司(National Semiconductor)的 LMH6503，是一款倍数线性的压控增益放大器。从图中可看出，当 V_G 在-1V 到 1V 变化时，增益差不多从 0.1 倍变化到 10 倍。因此它也存在一个增益变化比例 Gain Scale=[10-0.1]/2V=4.95/V。据图可估算出下式成立：

$$A(V/V) = 4.5 + 4.95 \times V_G$$

TI 的 VCA810/820

德州仪器公司生产的 VCA810，是一款输入直接耦合的（可接受直流输入）压控增益放大器，当控制电压在 0V~2V 之间时，它的增益从-40dB 变到 40dB，为 dB 线性类。其结构图如图 Section111-4。

VCA810 为差分输入、单端输出结构，控制电压为单端输入。随着控制电压增加，将使得增益减小，即它属于负控制方向。这有利于实现 AGC 功能——输出幅度越大，会导致

增益越小，迫使输出幅度趋于稳定。

VCA810 具有恒定带宽，约为 35MHz。

VCA820 也是德州仪器产品，它的带宽更宽，约为 150MHz，但是其增益调节范围只有 40dB。图 Section111-5 是包括内部结构的应用电路图。

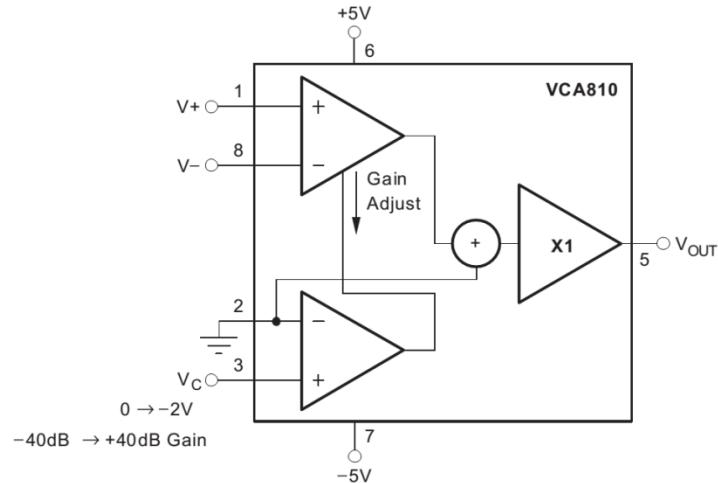


图 Section111-4 VCA810 内部结构图

除了在性能上与 VCA810 有所区别，在使用方法上，VCA820 也有更大的灵活性。最主要的是其增益变化范围是可以由设计者自行设定的。从结构图可以看出，它的工作流程分为如下几步，第一，将差分输入电压，通过外部电阻 R_G ，转变成内部电流 I_{RG} ，第二，经过一个 2 倍电流放大器，进入压控的核心，以电流形式输出 I ，最后经运放和外部电阻 R_F 的配合，

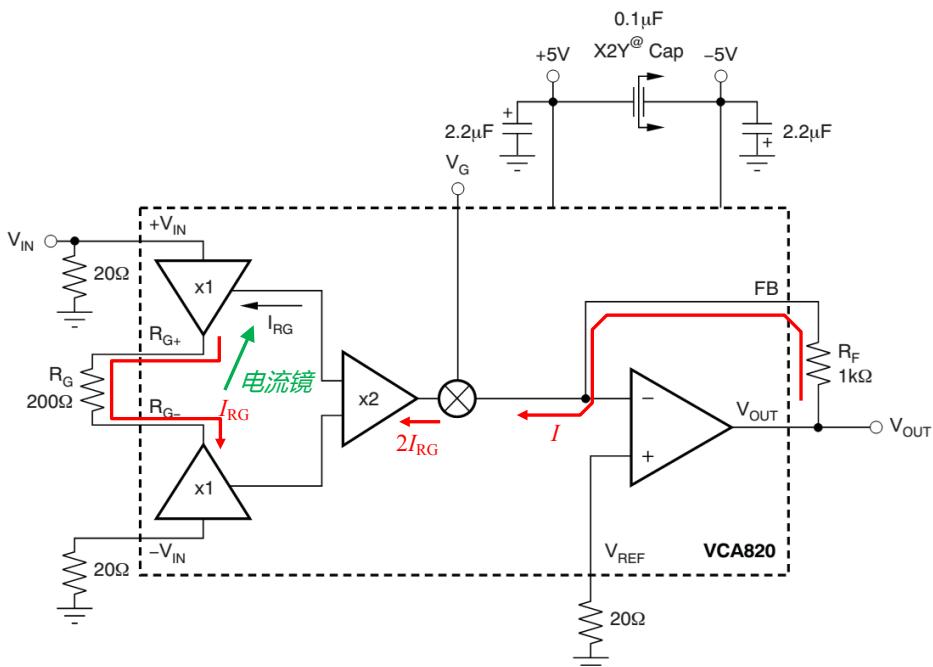


图 Section111-5 VCA820 内部结构图

得到输出电压：

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= I \times R_F = g(V_G) \times 2I_{RG} \times R_F = g(V_G) \times 2 \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{R_G} \times R_F \\ &= g(V_G) \times G_{max} \times (V_{IN+} - V_{IN-}) \end{aligned}$$

其中， G_{\max} 称为最大增益，由两个电阻决定，且范围必须在 2 倍~100 倍之间， $g(V_G)$ 是一个无量纲的， V_G 为自变量的函数，在 V_G 介于 0V~2V 之间时，近似满足：

$$g(V_G) = 0.01 \times 10^{\frac{V_G}{1V}}$$

即， $V_G=2V$ 时，具有最大增益 1 倍， $V_G=0V$ 时，具有最小增益 0.01 倍，电压调节增益的范围为 100 倍，即 40dB。

ADI 的 ADRF6516/6510

[ADRF6516/6510](#) 是双路相同增益差分入一差分出，含 50dB 连续电压控制增益范围、数字增益可选，程控滤波器的压控增益放大器。它们都具有灵活的，可以调节输出共模电压的输出级，有利于直接与 ADC 相连（驱动）。它们的模拟系统都是单电源供电的，可以接受直接耦合，也可以接受交流耦合。

[ADRF6516](#) 有 3 处数字增益控制环节，前置 3dB/6dB，输出级 6dB/12dB，压控级的 50dB 范围最大增益可选为 28dB 或者 22dB；有一个连续电压控制增益的压控级，受压控最大增益控制，其增益调节范围在(-22dB~28dB)或者(-28dB~22dB)。这给增益设置带来了很大的灵活性。图 Section111-6 是 [ADRF6516](#) 的结构图。

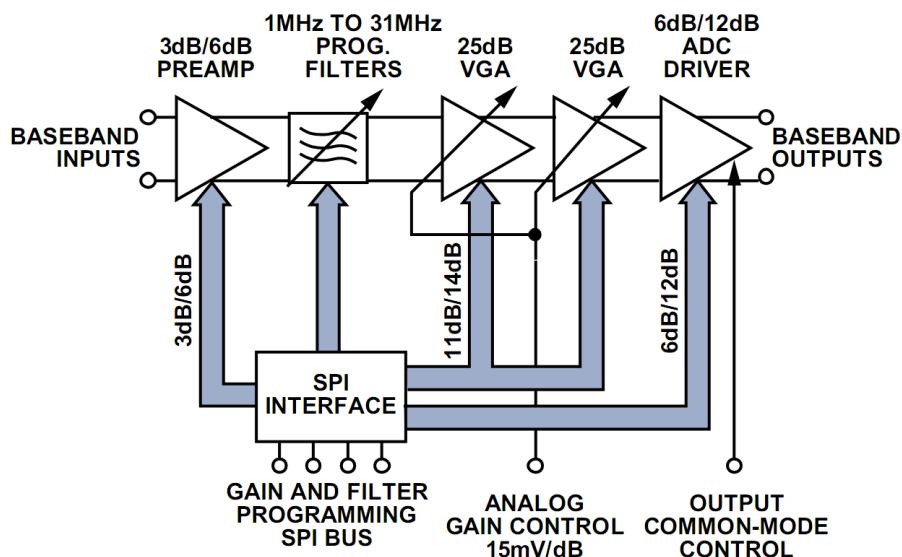


图 Section111-6 [ADRF6516](#) 内部结构图

而 [ADRF6510](#) 只有一处数字控制增益环节，用一个 GNSW 脚的高低电平控制一个前置的 6dB 或者 12dB，连续电压控制增益的压控级产生-5dB 到 45dB，范围为 50dB 的增益调节。这使得其总增益可在 1dB 到 51dB 连续、或者 7dB 到 57dB 连续调节。图 Section111-7 是 [ADRF6510](#) 的内部结构图。

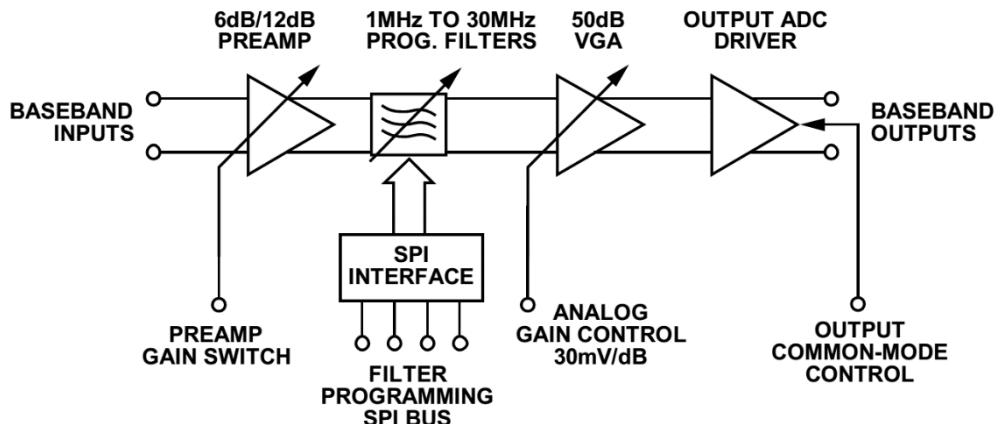


图 Section111-7 ADRF6510 内部结构图

ADRF6516 具有一个 6 阶低通滤波器，截止频率可编程，由 1MHz 开始步进 1MHz 至 31MHz (5 位数字量控制)，而 ADRF6510 从 1MHz 开始步进 1MHz 至 30MHz (5 位数字量控制)，略有差别。

5.3. 比较器

比较器，具有两个模拟电压输入端 U_{IN+} 和 U_{IN-} ，一个数字状态输出端 U_{OUT} ，输出端只有两种状态，用以表示两个输入端电位的高低关系：

$$\begin{cases} U_{OUT} = U_H; & \text{if } u_{IN+} > u_{IN-} \\ U_{OUT} = U_L; & \text{if } u_{IN+} < u_{IN-} \end{cases}$$

其中的 U_H 代表高电平， U_L 代表低电平，具体的电位值，取决于系统的定义。比如常见的数字系统中，有用 3.3V 代表高电平，0V 代表低电平，也有用 +12V 代表高电平，-12V 代表低电平。它们无非就是两个可以明显区分的电位。

Section112. 运放实现的比较器

根据比较器的定义，一般采用两种方法实现比较器的功能：专用的比较器，以及用运放实现的比较器。本节讲述用运放实现的比较器。虽然多数情况下生产厂家不建议用运放做比较器，但在要求不高的场合，以及一些特殊场合，运放是可以作为比较器使用的。

最简单的基于运放的比较器

比较器应用时，一般都是将一个输入端接成固定电位，称为基准，用 U_{REF} 表示，用另一个输入端接被测电位 u_I ，用于衡量被测电位 u_I 到底是大于还是小于 U_{REF} 。如图 Section112-1 是一个比较器的常用连接图，图 Section112-2 是它的输入输出伏安特性曲线。此图中输出只有两种状态，分别为 U_H ，代表输入电压高于基准电压， U_L ，代表输入电压低于基准电压。

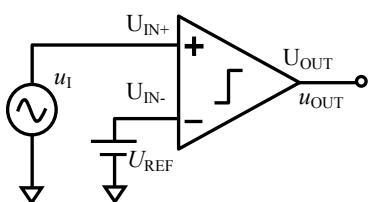


图 Section112-1 理想比较器

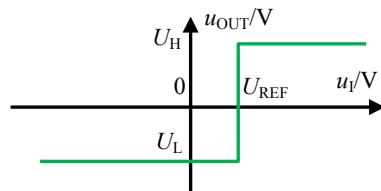


图 Section112-2 理想比较器输入输出伏安特性

图 Section112-3 是一个用运放实现的比较器。实际运放具有极高的开环增益，当输入电压大于基准电压时，两者的差值（正值）乘以极大的开环增益，一般都会超过正电源电压，而使运放实际输出为正电源电压（假设运放为轨至轨运放）。当输入电压小于基准电压时，两者的差值（负值）乘以极大的开环增益，一般都会低于负电源电压，而使运放的实际输出为负电源电压，其伏安特性如图 Section112-4 所示。仅在输入电压非常接近于基准电压时，运放的输出是一个不确定的值（图 Section112-4 中红色虚线内）。这个区域称为比较器的不灵敏区。

很显然，理想运放组成的比较器，不灵敏区为 0。

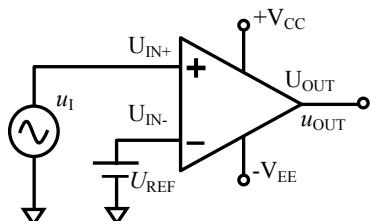


图 Section112-3 运放组成的比较器

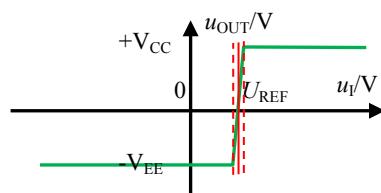


图 Section112-4 运放组成的比较器伏安特性

按照目前这个思路，读者一定会想到，比较器的不灵敏区越小越好，或者说，比较器越灵敏越好。但是，实际应用中，却恰恰相反。

问题来源

过于敏感的人——你原本无意的一个眼神，他就能从中读出你的内心——会给朋友带来很大的交往压力。与此类似，过于灵敏的比较器也会给控制系统带来烦恼。如图 Section112-5 所示，我们希望知道红色信号中，有多少个较大的涌动，图中可见有两个，用一个比较器以绿色电压作为基准，可以在输出端得到两个明显的数字电平脉冲。但是，红色的输入信号中不可避免的包含噪声波动，如果将其接入一个电压增益为无穷大的，无比灵敏的比较器，输出的数字量脉冲就不再是 2 个，而是非常多。图中右侧，是对浅蓝色区域实施时间轴放大后的波形，可见红色波形中的噪声，围绕着基准电压来回翻转，由于比较器非常灵敏，这些翻转都被输出呈现出来——6 个小脉冲，加上一个宽脉冲。

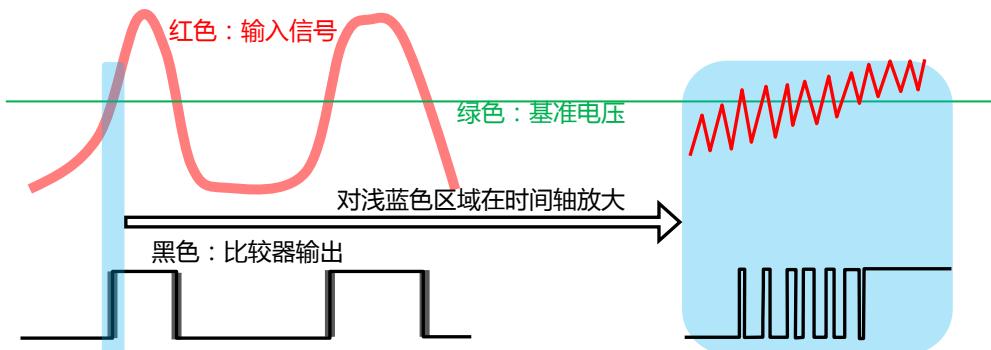


图 Section112-5 过于敏感的比较器产生的后果

我们其实不需要这些灵敏的输出翻转。怎么办呢？有很多其它方法可以解决这个问题，比如在后期的软件处理中，剔除掉过于频繁的翻转。而在硬件上，有一种新的比较器结构——迟滞比较器，可以解决这类过于灵敏带来的问题。

迟滞比较器工作原理

前面所述的比较器，只有一个固定的基准电压，称为单门限比较器。而迟滞比较器如图 Section112-6 所示，它具有随输出状态变化的两个比较基准，这是它最为奇妙的地方。

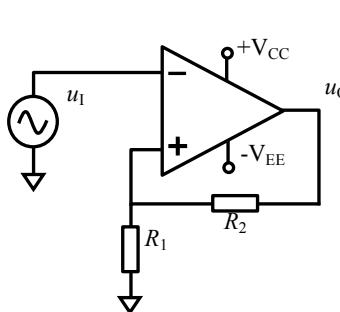


图 Section112-6 迟滞比较器

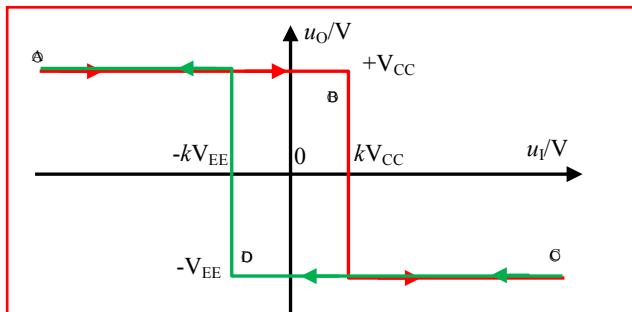


图 Section112-7 迟滞比较器工作原理

迟滞比较器的工作原理如图Section112-7 所示。让我们从输入输出伏安特性来分析：不管当前比较器的输出是什么状态，当输入电压足够负时，运放的负输入端（接输入）总是小于正输入端电压，因此输出一定是正电源电压 $+V_{CC}$ ，输入输出工作点如图Ⓐ点，此时运放的正输入端作为比较基准，为 kV_{CC} ：

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

随着输入电压逐渐增大，工作点沿着红色线一直向右移动，比较器一直维持着 $+V_{CC}$ 输出，直到Ⓑ点，输入电压大于 kV_{CC} ，此时运放的正输入端电压小于负输入端电压，输出变为 $-V_{EE}$ ，即图中Ⓑ点处的红色跌落。此时，奇妙的是，比较基准立即改变：由原先的 kV_{CC} 变为 $-kV_{EE}$ ，其含义是，即便此时输入电压发生轻微的逆向翻转，比较器也不翻转。因此，从Ⓑ点到Ⓒ点，红色线一直向右，然后以绿色线回转，到达 kV_{CC} 处，比较器并不翻转，而要沿着绿色线一直到Ⓓ点，即 u_I 小于 $-kV_{EE}$ ，比较器才重新回到高电平。

这个比较器的输出状态，并不仅仅与输入状态相关，还与当前的输出状态有关，使得输入输出伏安特性曲线，呈现出一种类似于磁滞回线的形态，因此称之为迟滞比较器。

举一个例子：你是普通班的学生，你的成绩作为输入，比较基准为 90 分，如果你成绩大于等于 90 分，就可以进入拔尖班，成绩低于 90 分就得回到普通班——这就是普通的单门限比较器。如果你不幸，平均考试水准就是 90 分左右，那么你惨了，今天进拔尖班，明天被踢出来，后天又进去了。这会造成每次考试都有大量的学生进出拔尖班，很混乱。而迟滞比较器是这样的：要想进入拔尖班，考试成绩得大于等于 95 分，要想离开，成绩得小于等于 85 分。这样，就诞生了两个比较点，高点 95 分，低点 85 分。这样就会使得班级比较稳定。

为了谋求稳定，生活中与此类似的事情很多。空调机的控制来源于室内温度与设定温度的比较，热了，就打开制冷机，冷了，就关闭。但是它一定有至少两个设定基准温度，否则制冷机就会频繁关闭、启动，因此它内部也是一个迟滞比较器。

迟滞比较器，看起来比较迟钝，但带来的好处是，只有明确的、强有力的输入，才能引起输出改变，而一旦改变，想要回去，得特别厉害的反向动作，才能实现。因此，图 Section112-5 的那些小扰动，就不再会引起输出的频繁变化，如图 Section112-8 所示。

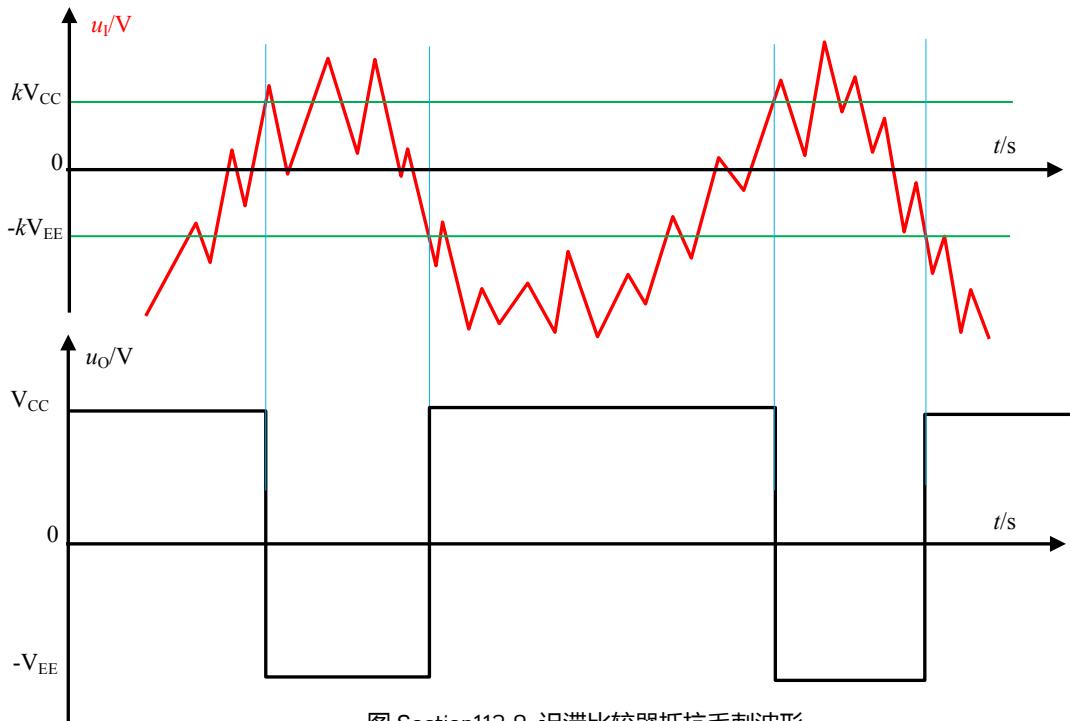


图 Section112-8 迟滞比较器抵抗毛刺波形

但是，这种对小扰动的不敏感是有限度的。如上图，当一个毛刺的幅度超过两个基准电压（也称为阈值电压）的差值时，即图中两根绿线之间的电压，仍会引起不期望的输出翻转。

多种形态的迟滞比较器

图 Section112-6 仅是迟滞比较器的一种。第一，它的伏安特性曲线是顺时针旋转的；第二，它的两个阈值电压是基于 OV 对称的。

当把图中 R_1 下端不接地，而接一个基准电压 U_{REF} 时，就变成了更为通用的迟滞比较器，如图 Section112-9 所示，它的伏安特性如图 Section112-11 所示，可以看出这是一个顺时针迟滞比较器。图 Section112-10 是逆时针迟滞比较器，它的伏安特性如图 Section112-12 所示。

以图 Section112-9 为例分析其关键值：

假设运放输出高电平为 U_{OH} （对理想运放来说，此值为 V_{CC} ），输出低电平为 U_{OL} ，那么对输入信号，电路有两个比较翻转点，较大的一个称为 U_{R+} ，较小的称为 U_{R-} 。

设正反馈系数为 k ， k 值越接近于 1，说明反馈越强烈，迟滞窗口越宽：

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(Section112-0)

当输出为高电平时，翻转点为：

$$U_{R+} = U_{OH}k + U_{REF}(1 - k) \quad (\text{Section112-1})$$

当输出为低电平时，翻转点为：

$$U_{R-} = U_{OL}k + U_{REF}(1 - k) \quad (\text{Section112-2})$$

如果 $U_{OH} = -U_{OL}$ ，即输出对称，可以得到更为直观的表达，如图 Section112-11 所示：

$$U_{R+} = (1 - k)U_{REF} + 0.5U_{WD}, \quad U_{R-} = (1 - k)U_{REF} - 0.5U_{WD}$$

其中， U_{WD} 代表两个比较阈值之间的电压宽度，或者叫窗口电压。

$$U_{WD} = U_{REF+} - U_{REF-} = (V_{CC} + V_{EE}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

[Section112-3]

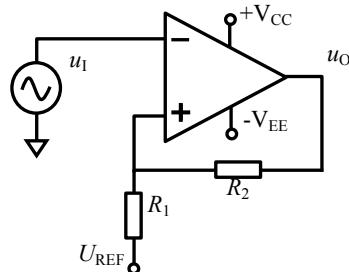


图 Section112-9 顺时针迟滞比较器

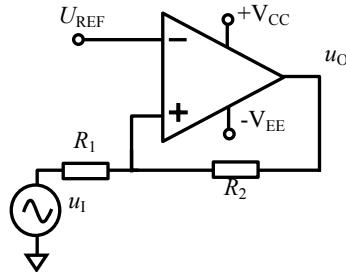


图 Section112-10 逆时针迟滞比较器

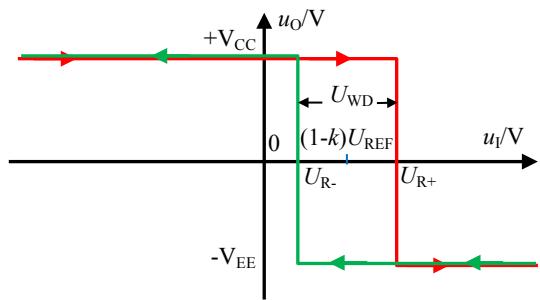


图 Section112-11 顺时针迟滞比较器伏安特性

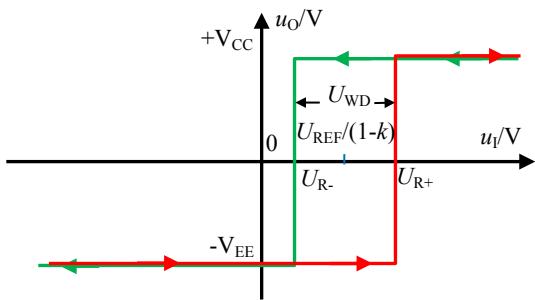


图 Section112-12 逆时针迟滞比较器伏安特性

合理的选择电路结构，选择电阻值，可以做出符合设计要求的迟滞比较器：可改变顺逆结构，可以改变中心阈值，可以改变阈值窗口电压。

举例 1：

输入信号在 0V~5V 之间，含有单次幅度最大 1V 的噪声。设计一个比较器电路，要求当输入信号较低时，输出 0V，输入信号较高时，输出 5V，能抑制噪声引起的误翻转。

解：首先确定电路结构，有两个选择：顺时针或者逆时针迟滞比较器。从伏安特性可以看出，逆时针电路中，当输入信号很小时，其输出为低电平，输入信号较大时，输出高电平，而顺时针电路刚好相反。因此选择逆时针电路。

其次，决定运放的供电电压。从题目要求看，输出高电平为 5V，低电平为 0V，因此运放的供电电压应确定为+5V 和 0V。至此，电路结构如图 Section112-13 所示。

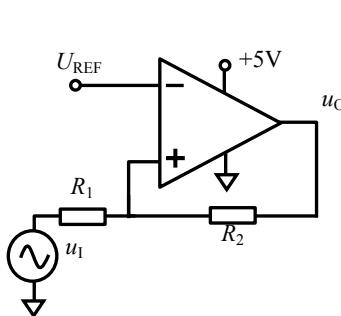


图 Section112-13 举例 1 电路结构

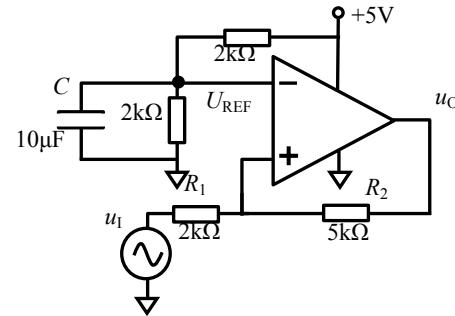


图 Section112-14 举例 1 实际电路

第三，求解关键值，包括电阻值和基准电压值。因电路结构不同于前述顺时针电路，必须重新分析。

电路的两个比较阈值电压均发生在使得运放正输入端电位等于 U_{REF} 处，因此有：

$$U_+ = U_{R-} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + 5V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{REF}$$

$$U_+ = U_{R+} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + 0V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{REF}$$

解得两个关键阈值电压为：

$$U_{R-} = (U_{REF} - 5V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}) \frac{R_1 + R_2}{R_2} = U_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - 5V \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{Section112-4})$$

$$U_{R+} = U_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (\text{Section112-5})$$

根据题目要求，输入信号中存在 1V 噪声，因此两个阈值电压之差至少为 1V。为保险起见，选择 $U_{WD}=2V$ 。而中心阈值一般选择信号的中心，为 2.5V。所以有：

$$U_{R+} - U_{R-} = U_{WD} = 2V = 5V \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{U_{R+} + U_{R-}}{2} = 2.5V = U_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - 2.5V \frac{R_1}{R_2}$$

据此，解得：

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{2}{5}; U_{REF} = 3.5V \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.5V$$

取 $R_2=5k\Omega$ ， $R_1=2k\Omega$ ， $U_{REF}=2.5V$ ，完成电路设计。如图 Section112-14 所示。其中基准电压 2.5V 依靠两个 $2k\Omega$ 电阻分压实现，并联的 $10\mu F$ 电容可以降低电源噪声的影响。

举例 2：

输入信号在 0V~5V 之间，含有单次幅度最大 1V 的噪声。设计一个比较器电路，要求当输入信号较低时，输出 5V，输入信号较高时，输出 0V，能抑制噪声引起的误翻转。

解：此例与上例唯一的区别在于输入输出关系刚好相反。因此，必须选择顺时针迟滞比较器。根据前述分析，可知两个比较阈值电压分别为：

$$U_{R+} = 3.5V ; U_{R-} = 1.5V$$

设

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = k$$

利用式(Section112-1)和式(Section112-2)：

$$U_{R+} = V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5k + U_{REF}(1 - k) = 3.5$$

$$U_{R-} = -V_{EE} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0 + U_{REF}(1 - k) = 1.5$$

解得， $k=0.4$ ， $U_{REF} = 2.5V$ 。取电阻 $R_1=2k\Omega$ ，根据 $k=0.4$ ，计算出 $R_2=3k\Omega$ ，据此设计电路如图 Section112-15 所示。但是这个电路还不实用。第一，图中的 2.5V 还需要另外制作一个电源来提供。第二，没有选择合适的 E 系列电阻值。为此，修改电路如图 Section112-16 所示。

电路中用戴维宁等效原理，将 2.5V 串联 2kΩ 变为 5V 经两个分压电阻 R_{1A} 和 R_{1B} 提供。要求 R_{1A} 等于 R_{1B} ，且它们的并联值等于 2kΩ。同时，对所有计算电阻实施 E96 系列选择，得到如图所示的电阻值。

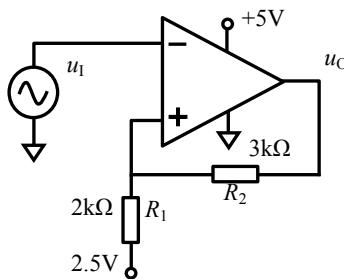


图 Section112-15 举例 2 电路

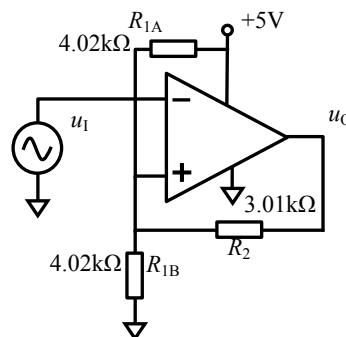


图 Section112-16 举例 2 实用电路

Section113. 集成比较器及其关键参数

使用运放做比较器，是教科书中常见的。但是在实际应用中，一般很少使用运放作为比较器，而使用专门生产的集成比较器。

几款常见的集成比较器

1) LM393：这是德州仪器公司(TI)生产的一款双比较器，一套电源服务于内部两个独立的比较器，其管脚顶视如图 Section113-1 所示。每个比较器有两个输入端，一个输出端，

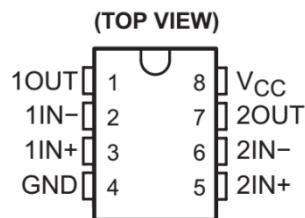
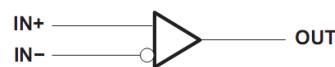


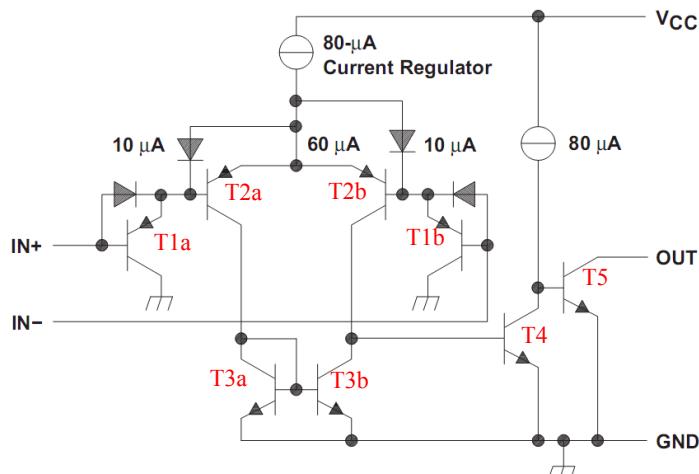
图 Section113-1 LM393 管脚图

其简化结构如图 Section113-2 所示。

symbol (each comparator)



schematic (each comparator)



Current values shown are nominal.

图 Section113-2 LM393 简化结构图

从图中可以看出，该比较器分为输入级差动放大电路（图中前 6 个晶体管 T1a~T3b 和一个 $80\mu\text{A}$ 恒流源），为双入单出型，其输出为晶体管 T3b 的集电极；此后为第二级单入单出放大电路，由 T4 和 $80\mu\text{A}$ 恒流源负载组成，为共射极高增益放大；输出级由 T5 组成，为一个集电极开路晶体管。集电极开路的晶体管，主要用于灵活设定输出电平，必须外接直流电压和电阻，才能正常工作。其正常使用方法如图 Section113-3 所示，在集电极输出端外接了一个电阻 R_C ，一个直流电源 V_{CC} ，其原理如下：

当受前级影响，T5 可能工作于两种状态：饱和状态，或者截止状态。当 T5 处于饱和状态时，CE 之间电压为晶体管饱和压降，约为 $0.1\sim0.3\text{V}$ ，此时输出电压 u_0 即为此值，即所

谓的低电平输出。当 T5 处于截止状态，电阻 R_C 上只有极为微小的漏电流，不足以产生明显的压降，此时输出电压 u_O 为 V_{CC}，由用户自行选定。

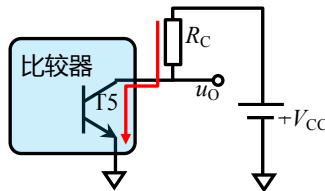


图 Section113-3a 集电极开路输出低电平

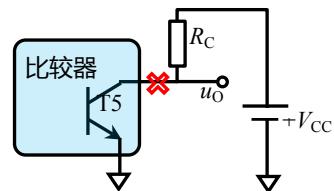


图 Section113-3b 集电极开路输出高电平

这样做，可以灵活的，由用户自行设定输出电平大小。常见的方法是将后级数字电路的供电电压作为 V_{CC}，这样，输出的高低电平就自然与后级匹配。

举例 1：

输入信号为 10kHz 正弦波，幅度为 10V，直流偏移量 0V。要求设计一个比较电路，不考虑噪声抑制，后级数字电路输入电阻为无穷大。要求当输入信号为正半周时，输出为高电平，在 2.5V~5V 之间，当输入信号为负半周时，输出为低电平，在 0V~0.5V 之间。正弦信号过零点与输出数字信号的变化点之间延迟不超过 2μs。

解：对最后一条要求，即延迟时间小于等于 2μs，这涉及到比较器的一个关键参数：传输延迟，t_{pd}。具体介绍在本节后半部分讲解，对 LM393 来说，在大幅度输入信号情况下，此值为典型值 0.3μs。符合本例要求。同时，LM393 的供电电压可以高达 30V 以上，输入电压范围可以在 0V~V_{CC}-1.5V，当 30V 供电时，可以高达 0V~28.5V。如果将输入幅度为 10V 的正弦波实施 15V 提升，那么输入信号范围为 5V~25V，满足 LM393 的要求。

因此，可以采用 LM393 实现本例要求。设计电路如图 Section113-4 所示。

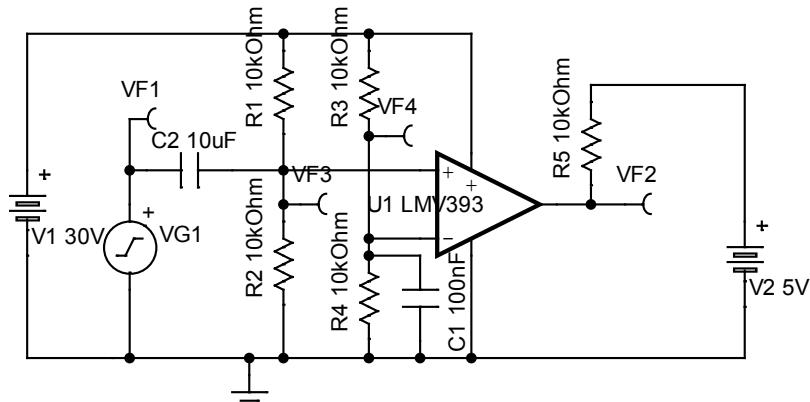


图 Section113-4 举例 1：LM393 典型应用电路

图中，直流电源 V1 为 30V，给比较器供电，以保证比较器的输入端可以承载 0V~28.5V 的模拟电压输入。直流电源 V2 为 5V，配合电阻 R5，给集电极开路结构供电，当输出晶体管饱和导通时，输出电压 VF2 小于 0.3V，晶体管截止时，输出电压接近 5V。

图中电容 C2 和电阻 R2、R1 实现了 15V 提升电路，将原本基于 0V 的幅度 10V 的正弦波，移位到 15V 为直流偏移量，幅度为 10V 的正弦波。这是一个高通电路，截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(R_1//R_2)C_2} = 3.183\text{Hz}$$

当 10kHz 信号输入时，据式(Section79-5)，此电路的增益为：

$$|A(f)| = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f_0}{f})^2}} = 1 \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{3.183}{10000})^2}} = 0.99999995$$

相移为式(Section79-6)，超前的：

$$\varphi(f) = \tan^{-1} \frac{f_0}{f} = \tan^{-1} \frac{3.183}{10000} = 0.018237^\circ$$

换算成时间，约为：

$$\Delta t = T \times \frac{\varphi(f)}{360^\circ} = 100\mu s \times \frac{0.018237}{360} \approx 5ns$$

由此可见，此高通电路在完成 15V 提升的同时，对信号幅度和相移，几乎没有影响。

图中电阻 R3 和 R4 完成一个 15V 分压，作为比较电压基准，并联电容 C1 起到低通滤波作用，以保证基准电压尽量少受到电源波动的影响。

至此，该电路仿真得到的各点波形如图 Section113-5 所示。从图中可以测得，输出信号高电平为 5V，低电平为 0.15V，延迟时间为 0.3μs。整体符合设计要求。

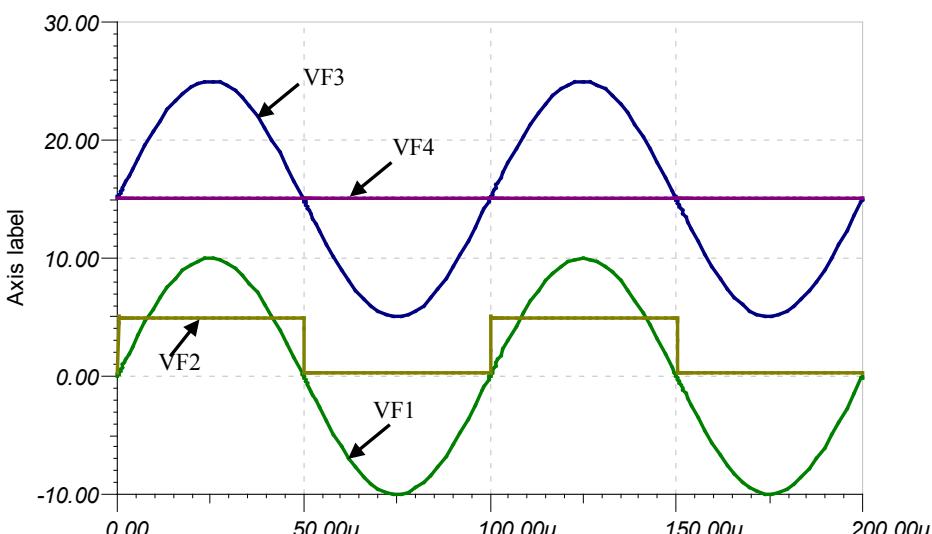


图 Section113-5 举例 1 各关键点波形

2) AD790

AD790 是美国 ADI 公司的一款经典比较器，它具有灵活的两组电源：模拟输入环节可以单电源+5V，也可以双电源 $\pm V_S = \pm 15V$ ；输出电源 V_{LOGIC} 一般为+5V，以保证输出数字量电平与后级数字电路匹配。这种结构，对比较器来说，是最为理想的。因为多数模拟量，可能是正负信号，且范围较大，而数字量输出一般均为 0/5V，或者 0/3.3V。AD790 的管脚图和内部结构简化示意如图 Section113-6 所示。

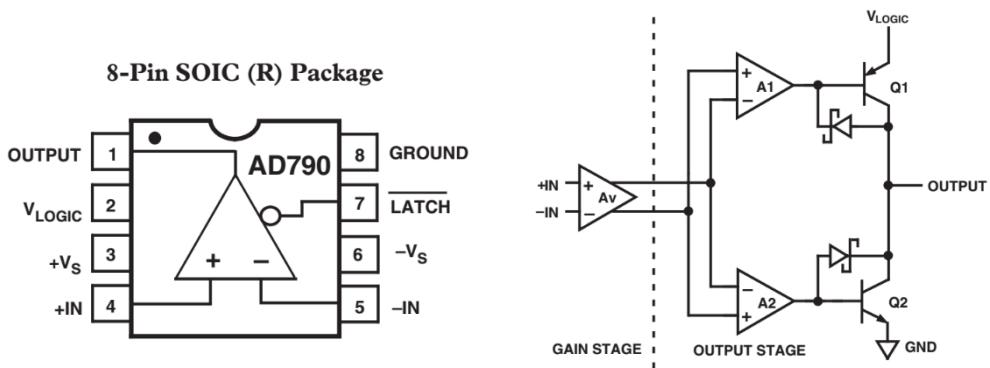


图 Section113-6 AD790 管脚和内部结构框图

AD790 具有较为适中的传输延迟，约为 45ns。它的输入失调电压较小，约为 $250\mu V$ ，这在比较器中属于优秀的。另外，AD790 还具有一个锁存脚，可以将此前的数字量输出状态保存住，而不再受输入信号变化的影响。这个功能可以在 Σ - Δ ADC 的调制器中得到应用。

特别的，AD790 内部具备较为有效的迟滞和低毛刺输出级，可以大幅度提供比较器输出稳定性。

3) LT1394

这是一款延迟时间约为 7ns 的高速比较器，与此类似的有 TI 公司的 TL3016；Linear Technology 公司的 LT1016 和 LT1116。

LT1394 的管脚分布如图 Section113-7 所示。它只有一套电源，其中 V^+ 脚（正电源）一般为 +5V，这也决定了输出高电平约为 3V 左右，而 V^- 脚（负电源）有两种选择：可以为 -5V，此时两个输入脚 +IN 和 -IN 输入电压范围则为 -5V~+3.5V；也可以为 0V，此时两个输入脚 +IN 和 -IN 输入电压范围则为 0V~+3.5V。

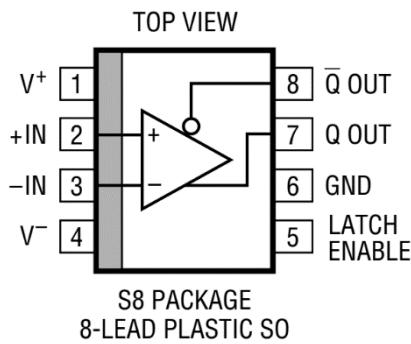


图 Section113-7 LT1394 管脚图

LT1394 有两个互补的输出 Q 和 \bar{Q} ，还有一个锁存脚。

4) LTC6752

LTC6752 是一个家族(Family)，包括 LTC6752，LTC6752-1，LTC6752-2，LTC6752-3，LTC6752-4 共 5 种芯片，其传输时延均为 2.9ns，属超高速比较器。不同的尾缀，主要区别在于：数字电源和模拟电源是否分离；迟滞阈值是否可调或者是否具备锁存功能；是否具备低功耗模式，以及是否具备互补输出等。当然，这也导致不同尾缀的型号，具有不同的封装。

这特别像一个新车问世，具有基础版、运动版、豪华版等不同版本一样。图 Section113-8 是其典型应用电路。从图中可以看出，两个输入信号具有比较大的共模成分，

又有细微的差模，比较器可以灵敏发现这些差异，并在输出端呈现 50ns 内翻转 10 次左右的结果。

TYPICAL APPLICATION

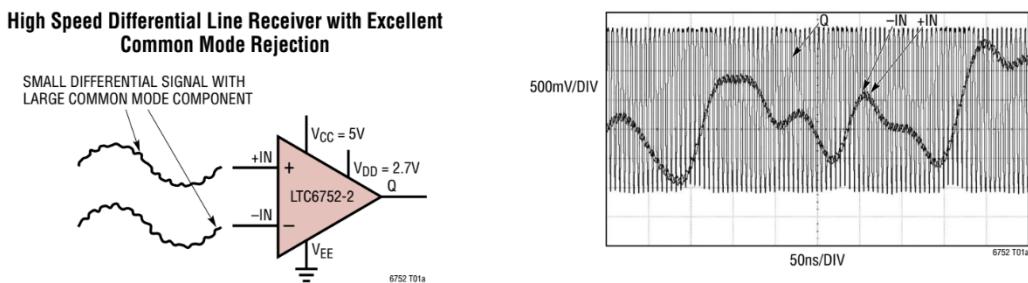


图 Section113-8 LTC6752 典型应用

集成比较器与运放的区别

与运放相比，集成比较器有以下不同：

1) 灵敏度较低

为保证速度快，集成比较器内部的电压增益级数一般很少，其开环增益大约在几万倍到几十万倍，远小于运放的开环增益，大约为几十万倍到几千万倍。这导致它的灵敏度更低——对微小信号的反应比较迟钝。但是，前面学过的内容告诉我们，其实我们并不介意比较器迟钝一些。

2) 失调电压较大

像运放一样，比较器也有失调电压。当一个输入端接 OV 时，另一个输入端引起输出翻转的电压并不是 OV，而是输入失调电压 V_{OS} ，对比较器来说， V_{OS} 一般是 mV 数量级。而精密运放的 V_{OS} 可以小至 $1\mu V$ 以下。

3) 速度快

前面列出了几种常见比较器，其传输时延从 $0.3\mu s$ 到 $2.9ns$ ，其实还有更快的，比如 [ADCM572/573](#)，传输时延低至 $150ps$ ，即 $0.15ns$ 。而运放的至稳时间，特别是考虑到运放从一端饱和进入另一端饱和需要的恢复时间，多数都在 $10ns$ 以上甚至 $100ns$ 以上，根本无法与比较器相比。

4) 输入结构适合于宽范围输入

运放天生就是为放大电路设计的，它默认两个输入端不会存在过大的电位差——因为虚短——因此，在两个输入端存在较大电位差时，运放内部的晶体管会进入深度的饱和状态，而要摆脱这种状态需要花费很长时间，这会进一步增大延迟时间。在实际应用中，比较两个信号的大小，不可避免会出现两者差异较大的情况，而集成比较器在设计时就考虑到了这点，并采取了措施，使其能够接受较大的输入电位差。

另外，很多运放在输入电位接近于电源轨时，会发生工作异常，而多数集成比较器能够承受超过电源轨的输入电位。

5) 丰富的输出结构

理论上说，比较器的输出已经属于数字域，多数情况下，比较器的输出状态会被数字电路读取并用于执行后续动作。因此，比较器的输出电平，应该与后级的数字电路相匹配。

现有的集成比较器考虑到了这一点，一般都能为用户设计好输出电路，满足上述要求——它可能具有用于输入端的正负电源，还具有用于输出的数字电源，或者将输出端设计成集电极开路、发射极开路、推挽输出、TTL/CMOS 输出、LVDS（低压差分）等结构，以方便用户自己选择合适的芯片，以产生合适的输出类型。

而运放，它压根就不赞成用户将其用于比较器，因此不会考虑这么周到。

集成比较器的关键参数

以 ADI 公司的 AD790，TI 公司的 TLV3501 为例。其中，对参数的定义符号各公司可能有不同，本书以通用符号为准。Section113-9 为 AD790 数据手册截图局部。

AD790—SPECIFICATIONS

DUAL SUPPLY (Operation @ 25°C and $+V_S = 15$ V, $-V_S = -15$ V, $V_{LOGIC} = 5$ V unless otherwise noted.)

Parameter	Conditions	AD790J/A			AD790K/B			AD790S			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
RESPONSE CHARACTERISTIC Propagation Delay, t_{PD}	100 mV Step 5 mV Overdrive T_{MIN} to T_{MAX}	40 45 45/50			40 45 45/50			40 45 60			ns ns
OUTPUT CHARACTERISTICS Output HIGH Voltage, V_{OH}	1.6 mA Source 6.4 mA Source T_{MIN} to T_{MAX}	4.65 4.3 4.45 4.3/4.3			4.65 4.3 4.45 4.3			4.65 4.3 4.45 4.3			V V V
Output LOW Voltage, V_{OL}	1.6 mA Sink 6.4 mA Sink T_{MIN} to T_{MAX}	0.35 0.44 0.5 0.5/0.5			0.35 0.44 0.5 0.5			0.35 0.44 0.5 0.5			V V V V
INPUT CHARACTERISTICS Offset Voltage ¹	T_{MIN} to T_{MAX}	0.2 1.0 1.5			0.05 0.5 0.25			0.2 1.0 1.5			mV mV
Hysteresis ²	T_{MIN} to T_{MAX}	0.3 0.4	0.6		0.3 0.4 0.5			0.3 0.4 0.65			mV
Bias Current	Either Input	2.5	5		1.8 3.5			2.5 5			μ A μ A
Offset Current	T_{MIN} to T_{MAX}	0.04 0.25	0.25		0.02 0.15			0.04 0.25			μ A μ A
	T_{MIN} to T_{MAX}		0.3					0.2			

图 Section113-9a AD790 数据手册截图局部 1

截图中，第二行给出的基本测试条件为本表范围，为 25°C 以及 ±15V 模拟供电和 +5V 数字供电。在各项中又有不同的测试条件，在 Conditions 列中给出。第一列为参数名称，最后一列为参数单位，中间三列为三种不同性能不同的尾缀器件（当然价格也不同）的参数结果。

1) 失调电压 V_{OS}

在截图中输入特性部分，AD790 将其写作“Offset Voltage”。以 AD790K/B 为例，该值典型值为 0.05mV，最大值为 0.25mV，这都是 25°C 下的测试结果。而下一行 Conditions 列中出现的 T_{MIN} to T_{MAX} ，是指在全部温度范围内，因此只有最大值 0.5mV。

此处的典型值一般指正态分布中的标准差 σ ，指 68.2% (1σ 的包容量) 的被测品，其失调电压小于 0.05mV。而最大值是指厂家的限制：你买到的任何一颗样片，在规定的测试条件和测试方法下，其失调电压“不会”超过 0.25mV。这是厂家给用户的保证。

失调电压对比较器的具体影响，可参见图 Section113-10。

2) 滞回电压 V_{HYS}

在截图中输入特性部分，AD790 将其写作“Hysteresis”（迟滞），其典型值为 0.4mV。其含义是，当比较器负输入端输入电压基准 U_{REF} ，则比较器会产生滞回现象，即它存在两个比较点：

当比较器处于 U_{OL} 低电平输出时，正输入端电压超过 U_{R+} ，才会引起输出变为高电平：

$$U_{R+} = U_{REF} + V_{OS} + 0.5V_{HYS} \quad (\text{Section113-1})$$

当比较器处于 U_{OH} 高电平输出时，正输入端电压低于 U_{R-} ，才会引起输出变为低电平：

$$U_{R-} = U_{REF} + V_{OS} - 0.5V_{HYS} \quad (\text{Section113-2})$$

滞回电压是比较器本身的结构形成的，与外部增加的正反馈产生的滞回电压是两回事（参见 Section112 迟滞比较器工作原理）。与外部正反馈形成的滞回电压相比，比较器的滞回电压一般较小，即，比较器本身有一定的抗干扰能力，如果不满意，用户可以自行设计外部的正反馈迟滞电路。

PARAMETER	CONDITION	TLV3501, TLV3502			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE					
Input Offset Voltage ⁽¹⁾ vs Temperature	V_{OS}	± 1	± 6.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Power Supply	dV_{OS}/dT	± 5	100	400	$\mu\text{V/V}$
Input Hysteresis	PSRR	6			mV

图 Section113-9b TLV3501 数据手册截图局部 1

图 Section113-9b 是 TLV3501 截图显示的输入失调电压和滞回电压参数。

3) 传输时延 t_{PD} (Propagation Delay)

假设输入信号为方波，从输入超过应翻转电压（图 Section113-10 中红色圆点）开始，到输出的改变到达一半时，所花费的时间，称为传输时延，用 t_{pd} 表示，分为上升时延和下降时延。它们不一定相等，且与过驱电压相关。快速比较器目前可以实现小于 1ns 的延迟时间，而运放要达到这个指标，几乎是不可能的——多数是微秒数量级的。

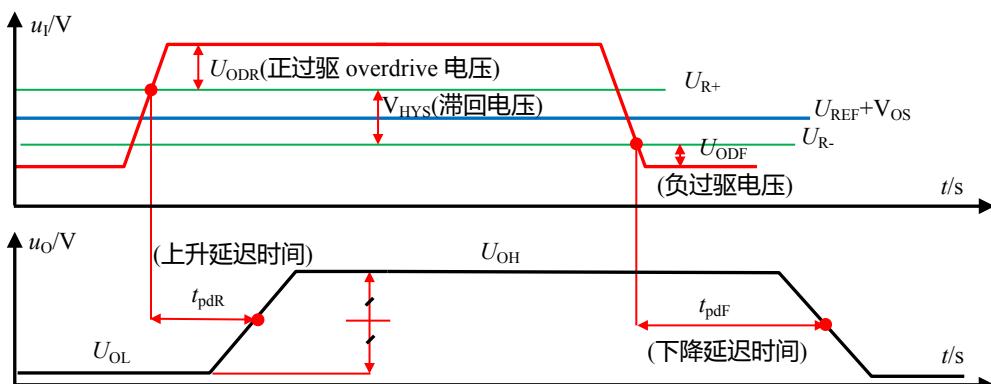


图 Section113-10 集成比较器参数定义

定义中出现的过驱电压，英文为 Overdrive，它不是比较器的参数，而是对输入信号的一种描述：输入电压超过比较点的值，分为正过驱电压和负过驱电压两种，如图

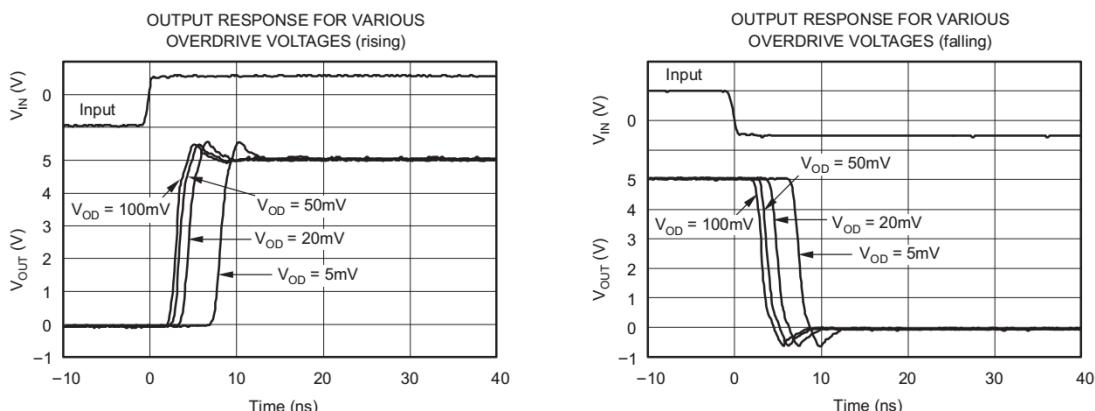


图 Section113-11 TLV3501 的传输时延与过驱电压的关系

Section113-10 所示。过驱电压越小，会导致比较器传输时延越大，当过驱电压超过一定值后，传输时延会逼近最小值。图 Section113-11 为 TI 公司超高速比较器 TLV3501 的数据手册截图，它描述了该比较器的传输时延与过驱电压的关系。以正向过驱（左图，rising）为例，当过驱电压为 50mV 或者 100mV 时，输出曲线已经非常接近，其传输时延大约为 3~4ns，而过驱电压为 5mV 时，其传输时延明显增大，约为 7~8ns。

此时，即可定义另外一个参数，叫传输时延消散(Propagation Delay dispersion)，是指当过驱电压从小（一般为 5mV）到最大，产生的传输时延差值的绝对值。以上述的 TLV3501 为例，该值为 4~5ns 左右。

4) 传输时延偏差(Propagation Delay Skew)和最大开关频率(Maximum Toggle Frequency)

传输时延偏差，是指在相同测试条件下，上升时延和下降时延的差值的绝对值。图 Section113-12 为 TLV3501 数据手册截图，可以看出，其传输时延偏差典型值为 0.5ns，约为传输时延的 1/10。

SWITCHING CHARACTERISTICS					
Propagation Delay Time(3)	T _(pd)	ΔV _{IN} = 100mV, Overdrive = 20mV ΔV _{IN} = 100mV, Overdrive = 20mV ΔV _{IN} = 100mV, Overdrive = 5mV ΔV _{IN} = 100mV, Overdrive = 5mV ΔV _{IN} = 100mV, Overdrive = 20mV ΔV _{IN} = 100mV, Overdrive = 50mV, V _S = 5V	4.5 7 7.5 10 12 0.5 80	6.4 ns ns ns ns ns MHz	ns ns ns ns ns ns ns
Propagation Delay Skew(4)	Δt _(SKEW)				
Maximum Toggle Frequency	f _{MAX}				
Rise Time(5)	t _R				
Fall Time(5)	t _F				

图 Section113-12 TLV3501 数据手册截图局部 2

最大开关频率，是指该比较器的输入信号快速穿越比较点时，其输出能够反应并给出方波输出的最大频率，这一般可以由传输时延算出，因此多数比较器不给这个参数。比如 TLV3501 给出的最大开关频率为 80MHz，对应的输入信号周期为 12.5ns，这基本上就是比两倍的传输时延稍大一些。

5) 输入电压范围(Input Voltage range)

比较器对输入电压有限制，分为共模输入电压范围和差模输入电压范围。

所谓的共模输入电压范围，Common Mode Voltage Range，与我们常规对共模的理解不同，它是指单一输入管脚对地电压的范围，其实就是绝对电压范围。图 Section113-13 为 AD790 数据手册截图，其共模输入电压范围最小值为-V_S，最大值为+V_S-2V，当电源电压为±15V 时，其共模输入电压范围是-15V~+13V，即每个管脚的输入电压都必须在此之内。

Input Voltage Range	V _S ≤ ±15 V				
Differential Voltage		-V _S	±V _S	±V _S	±V _S
Common Mode			+V _S -2 V	-V _S	+V _S -2 V

图 Section113-13 AD790 数据手册截图局部 2

而差模输入电压范围，则是指两个输入端电位差，多数比较器没有这个要求，它们只提供了共模输入电压范围而没有差模输入电压范围。对这类比较器，只要共模输入电压范围满足要求即可。但 AD790 有此要求，如截图所示，Differential Voltage 为±V_S，即在电源电压为±15V 时，其差模输入电压范围是±15V。乍一看，很高兴，差模输入范围很宽吗，和电源电压一样。其实不然，这是一个陷阱。仔细想，它的要求是，两个输入端电压的差值必须大于-15V，小于+15V，这其实只用到了电源整个范围的一半。举例，V_{IN+}=10V，V_{IN-}=-10V，两者都在共模输入电压范围之内，其差值却为 20V，超限了。

比较器还有其他参数，比如输入偏置电流、失调电流、输出电压、功耗等，都与运放

的参数定义一样，在此不赘述。

举例 2：

输入信号为 10kHz 正弦波，幅度为 10V，直流偏移量 0V。要求设计一个比较电路，不考虑噪声抑制，后级数字电路输入电阻为无穷大。要求当输入信号为正半周时，输出为高电平，在 2.5V~5V 之间，当输入信号为负半周时，输出为低电平，在 0V~0.5V 之间。正弦信号过零点与输出数字信号的变化点之间延迟不超过 100ns。

解：此例与举例 1 唯一的区别在于延迟时间，由 2μs 降低为 100ns，显然要求更高了。前述的 LM393，其传输延迟约为 300ns，不能满足要求，而 AD790 传输延迟约为 45ns，基本靠谱，至于是否可行，还得精细计算。

第一步，进行时间估算。题目要求的时间应包括两部分，第一是图 Section113-14 中的 t_1 ，第二为传输时延 t_{PD} ，两者之和不应超过 100ns。所谓的 t_1 ，是考虑到输入失调电压、滞回电压等因素，输入信号过零点后要经过这个时间才能达到比较器的翻转阈值。计算如下：

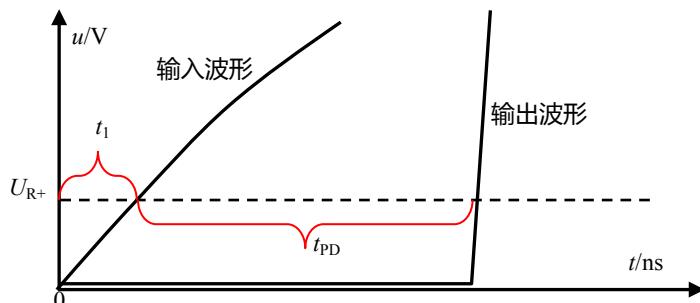


图 Section113-14 过零点时间分析

首先计算阈值电压 U_{R+} ，查阅 AD790 数据手册得 V_{OS} 最大值为 1mV，滞回电压 V_{HYS} 最大值为 0.65mV，将 AD790 负输入端接地，则 $U_{REF}=0V$ ，据式[Section113-1]得：

$$U_{R+} = U_{REF} + V_{OS} + 0.5V_{HYS} = 1.325\text{mV}$$

已知输入信号频率为 10kHz，幅度为 10V，则有：

$$10 \sin(\omega t_1) = 10 \sin(2\pi f t_1) = 1.325\text{mV} \text{, 解得 } t_1 = \frac{\sin^{-1} \frac{0.001325}{10}}{2\pi f} = 2.109\text{ns}$$

可知，选择传输时延最大值为 45ns 的 AD790，加上 t_1 ，也远小于 100ns，符合要求。

第二步，进行输入电压范围判断。AD790 在 ±15V 供电时，可承载共模输入电压范围是 -15V~13V，差模电压范围是 ±15V。当负输入端接地，正输入端接输入信号，则共模输入电压范围是 ±10V，满足共模输入电压范围要求，而差模输入范围也是 ±10V，也满足要求。

第三步，进行输出电压判断。当 AD790 的逻辑电源接 +5V，则其输出高电平最小值为 4.3V，输出低电平最高值为 0.5V，满足设计要求。综上分析结论，可以选择 AD790 实现举例 2 要求。故设计电路如图 Section113-15 所示。

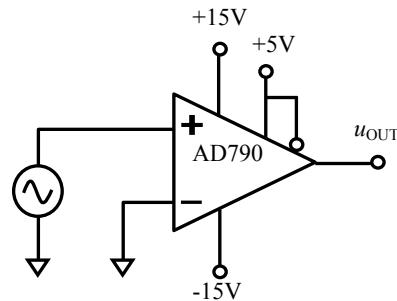


图 Section113-15 举例 2 电路

举例 3：

输入信号为 50MHz 正弦波，输出阻抗为 50Ω ，幅度为 10V，直流偏移量 0V。要求设计一个比较电路，其输出提供给 3.3V 数字系统，用于测量频率。

解：首先，必须使用超高速比较器，且能够接受正负电压输入。LT1715 的传输时延典型值为 4ns，在正负 5V 供电时可以接受-5V~+3.8V 的输入电压。由此例涉及高频正弦信号，需要考虑阻抗匹配，因此整个比较器电路的输入电阻应为 50Ω 。此时考虑使用电阻分压，可以将高幅度输入信号衰减到 $\pm 3.8V$ 之内。

设计电路如图 Section113-16 所示。电阻 R1 为信号源输出电阻，R2 和 R3 之和为 50Ω ，完成阻抗匹配。按照图中分压关系，在比较器的正输入端会得到幅度为 3.5V 的正弦波，没有超过 3.8V 上限。 V_{S+} 接 3.3V 数字电源，可使输出（比较器第 8 脚）与后级数字系统匹配。

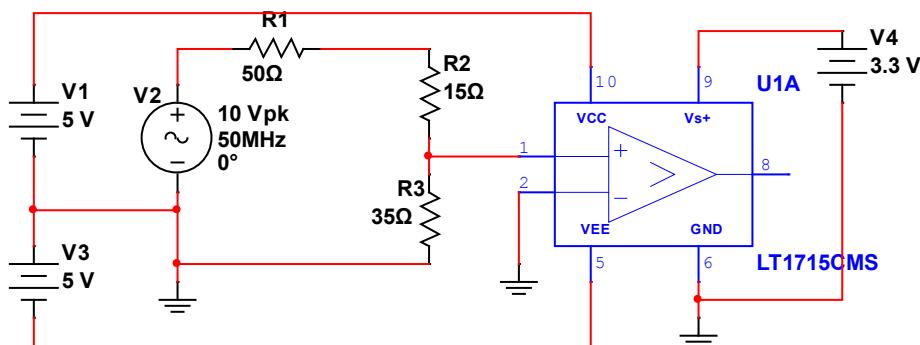


图 Section113-16 举例 3 电路

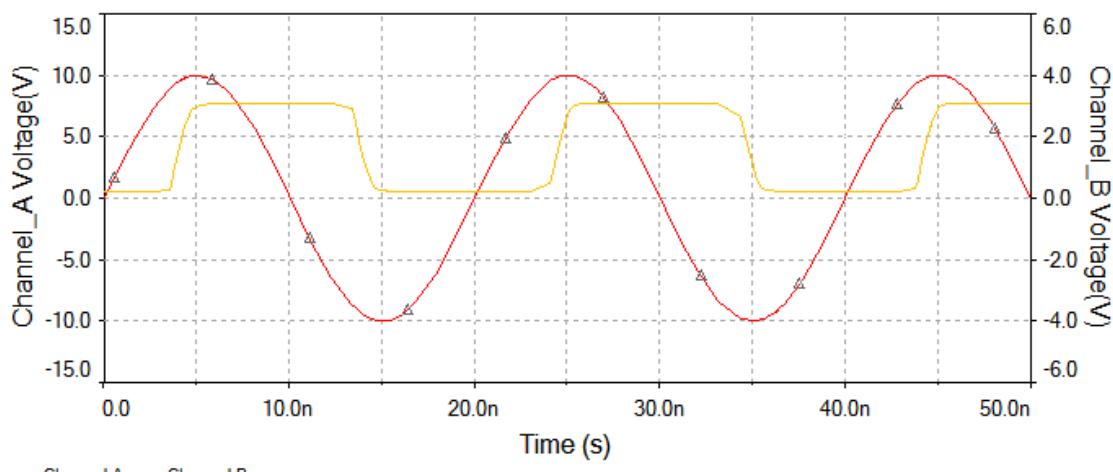


图 Section113-17 举例 3 电路输入输出波形

Section114. 比较器的应用

比较器，是看起来非常简单，但又极为难缠的器件。刚学过模拟电子技术，第一次使用比较器，通常会被其诡异的表现难倒，并百思不得其解：如此简单的一个比较器，怎么这么不听话呢？

翻转抖动及其抑制方法

比较器最常见的诡异现象就是翻转抖动：以一个基准电压为 0V，输入信号为从-1V 到 1V 的三角波为例，当输入信号穿越基准电压点时，理论上，第一，输出信号应该立即翻转，干脆利索。第二，输入信号应该不受任何影响。但实际情况如图 Section114-1 左图所示，第一，输出信号在翻转位置出现了多次抖动，然后才归于平静，第二，输入信号居然也出现了抖动毛刺。

造成这种现象的原因很多，电源稳定性不强、地线稳定性不强，是主要原因。其本质原理是，比较器的输出端突然发生状态变化时，会导致内部工作电流发生脉冲式突变，这个变化电流作用在电源电路上，会导致电源电压出现脉动，作用在地线上，会导致地线电位出现脉动。这种脉动带来的直接后果就是，比较器的输入状态发生变化：原本输入信号已经高于基准电压，却因为地线脉动的存在，出现瞬间的输入信号低于基准电压，比较器出现误翻转。这种误翻转持续作用，就会出现翻转抖动。

翻转抖动的存在，一定是输入信号处于基准电压附近时发生。当输入电压持续增大，以至于地线抖动不足以改变比较器的输入状态，则输出就归于平静了。

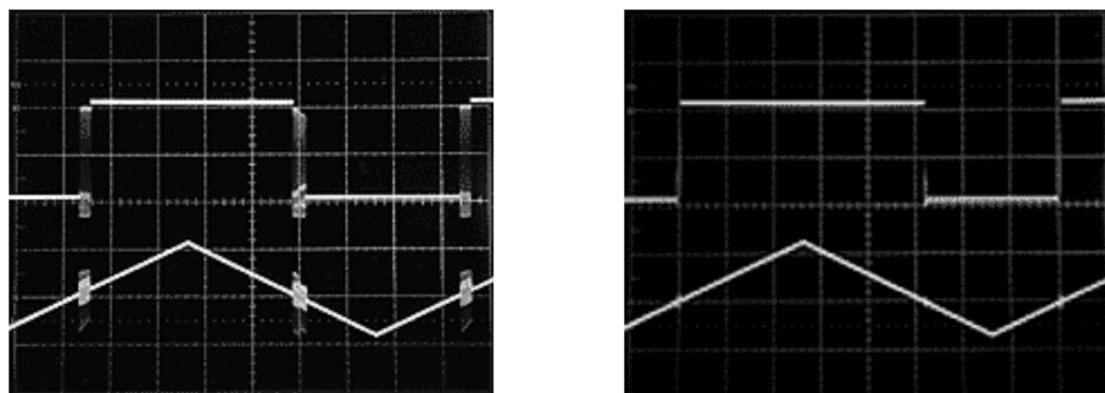


图 Section114-1 比较器的翻转抖动及克服抖动带来的效果

克服翻转抖动的本质方法是加强电源和地线的稳定性，就是想尽一切办法让电源和地线接近理论要求：不管电源、地线上流过多大电流，其电压都是恒定不变的。比如加粗电源线（地线）、缩短电源线（地线）长度，增加合适的电源旁路、去耦电容，使用高质量的地平面，或者将数字地和模拟地分开且实现单点对接。这些，将在下一小节中阐述。

克服翻转抖动的另外一种方法，就是给比较器增加迟滞：用正反馈将原本开环的比较器，改变成迟滞比较器。这种方法在本书 Section112 中已经陈述，请参考。图 Section114-1 右图，即为增加了迟滞后的波形，可见其翻转抖动几乎不存在了。

图 Section114-1 摘自 ADI 公司学习指南《MT-083, Comparator》。

高速比较器应用注意

高速比较器更易出现各种各样的诡异现象。设计之初就必须牢记如下规则，以最大程度的避免出现诡异现象。“高速比较器应用注意”部分内容摘自 Linear Technology 公司 Jim Williams 的技术文章“*A Seven-Nanosecond Comparator for Single Supply Operation*”(AN72)，该文以高速比较器 LT1394 为例，介绍了多种应用中出现的问题，以及克服方法。本书在引用时保留了原图图号和图题。

1) 一定要给比较器电路增加合适的旁路电容

前面我们说过，要想尽一切办法保持电源和地与理论的接近。旁路电容就是其中一个办法：在器件电源管脚的最近处，对地接一个或者两个电容，以避免突变电流在漫长的电源线上——含有电阻和电感——产生的突变压降。

Figure 3 是一个未经旁路的 LT1394 输出波形，可以看出，它是如此混乱不堪。而经过不合适旁路(Poor Bypassing)的如 Figure 4 所示，它看起来好了一些，但仍有过冲和低电平毛刺。文中没有给出完美旁路产生的效果，但我们可以想象。

我们知道，所有的电容器，都不是理想电容。不同种类的电容器，与理想电容的差异也不同。在旁路电容选择上，有很多经验之谈。一个较大的铝电解电容，比如 $10\mu F$ ，与一个较小的陶瓷电容比如 $10nF$ ，两者并联作为旁路电容，是多数情况下较好的配合。并且，这个电容组必须焊接在比较器电源管脚的根部，越近越好。

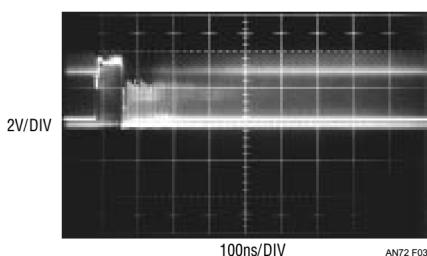


Figure 3. Unbypassed LT1394 Response

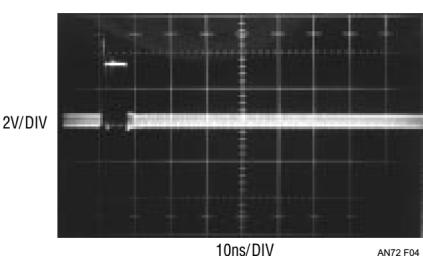


Figure 4. LT1394 Response with Poor Bypassing

2) 一定要给比较器电路使用地平面(Ground Plane)

地平面，是印刷电路板上一大块铜皮形成的区域，直接连接到电源地上。在双层电路板中，它可能占据了绝大部分空闲区域，而在多层电路板中，它通常是一个独立的层，占据该层整个面积。地平面，在电路中表征接地节点。

由于地平面具有极大的面积，直接带来的好处有两点：第一，它具有极低的导通电阻，可以在通过大电流时保持地平面上任意两点之间的电位差足够小，以利于“地”与理论接近。第二，它还具有极低的电感，对高频电流，也不会产生足够大的压降。

在一个电路板中，如果可以将模拟区域和数字区域明确分开，那么地平面有时也会被分成两大块，一块服务于洁净的模拟电路，另一块服务于肮脏的数字电路，两块地平面之间用较细的导线或者 0Ω 电阻联通。

即便使用了地平面，也不能完全保证比较器的地管脚非常稳定，还必须保证比较器的接地引脚与地平面之间的引线足够短，且足够粗。这样说来，对高速比较器而言，用插座是绝对不行的。

3) 用高速布线技术实施 PCB 设计

高速布线技术有别于低速，关键在于考虑了杂散参数。在低频领域，电路板中的两个隔离线，具有足够大的电阻，但在高速领域，它们之间的杂散电容就会起作用。同时，长长的导线存在的电感，也会跳出来破坏正常的工作。因此，走线、位置、间距、方向、粗细、长短、过孔等，都将对高速电路产生不可忽视的影响。此事说来话长，要设计高速比较器电路，必须认真研读相关资料。

4) 使用合适的探头、示波器

如果要观察比较器输入输出状态，则一定要注意，探头和示波器不是理想的，它们会影响电路的正常工作。

Figure 5 是比较器 LT1394 的两个输出波形，A 线来自于使用了正确的探针补偿，B 线则使用了错误的。诡异之处在于，两者的输出供电都是 5V，B 线却具有高达 8V 以上的幅度，这看起来让人匪夷所思。

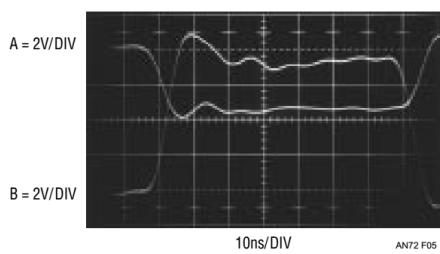


Figure 5. Improper Probe Compensation Causes Seemingly Unexplainable Amplitude Error

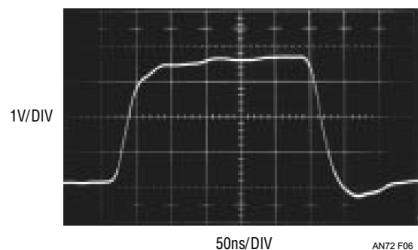


Figure 6. Overcompensated or Slow Probes Make Edges Look Too Slow

要解释这个现象，必须了解示波器探头和探头衰竭补偿，如图 Section114-2 所示。首先，任何一个示波器的输入端都存在输入电阻 R_1 ，约为 $1M\Omega$ ，以及输入电容 C_1 （包括电缆线），约为几十 pF，如图中左上角。VF2 为接入示波器内部测量电路的节点。可以看出，这是一个低通网络，其截止频率约为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_S/R_1)C_1} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 75 \times 10^{-12}} = 21.2\text{MHz}$$

这就是普通 1:1 探头表现出的低通效果，它无法实现高频信号的测量。

其次，我们来看看 1:10 探头，就是常见的 1/10 衰竭探头。它的模型如图中右上角。探头中串联了一个电阻 R_3 和电容 C_3 的并联，这就是衰竭补偿。当低频时，VF3 约为 VF1 的 1/10，示波器会识别目前使用了 1/10 衰竭探头，于是自动将测量结果乘以 10。当频率逐渐增大时，只要满足探头中的 R_3C_3 等于示波器输入端的 R_1C_1 ，就可以实现一个奇妙的效果：VF3 的带宽得以扩大了 10 倍。整个电路中 4 个输出的频率特性如图 Section114-3 所示。从图中可以看出，VF3 的-3dB 带宽为 211MHz，且在此频率内，增益保持在-20dB。

同样的道理，当探头中的串联电阻改为 $99M\Omega$ ，就实现了 1:100 探头，这在 GHz 高频示波器中使用，相应的，它的并联电容也变为 0.7576pF，以满足 $R_4C_4=R_1C_1$ 。从图 Section114-3 看出，VF4 的带宽拓展到 2.11GHz。

现在，让我们看看如果两个 RC 时间常数不一致会带来什么效果。图 Section114-2 右下角电路中，我们将 C_5 由应该的 8.33pF 改为 20pF，在图 Section114-3 中我们看到，VF5 在 10kHz~10MHz 的增益不是-20dB，而是-13.53dB，当示波器将其乘以 10，即得到 6.47dB，约为 2.1 倍，这就是我们看到的波形幅度有原先的 4V 变为 8V 的根本原因。

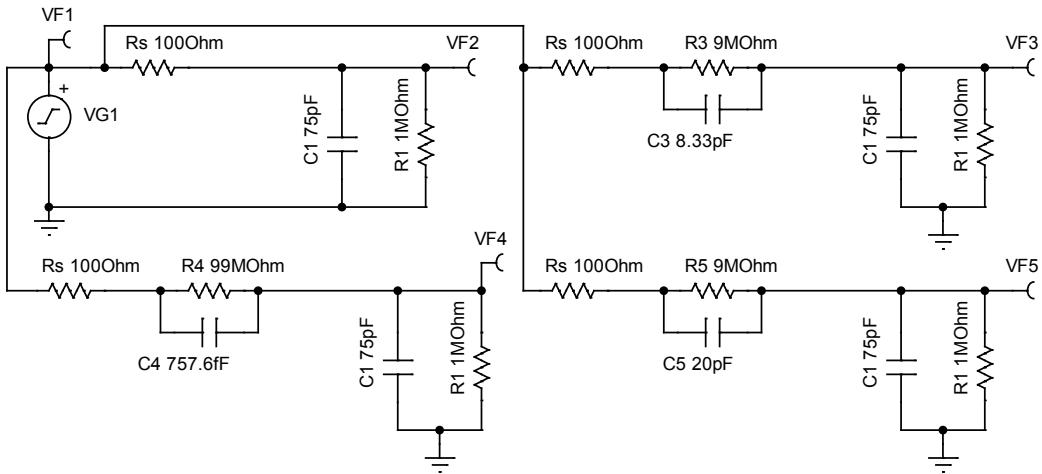


图 Section114-2 示波器探头模型和探头衰减补偿

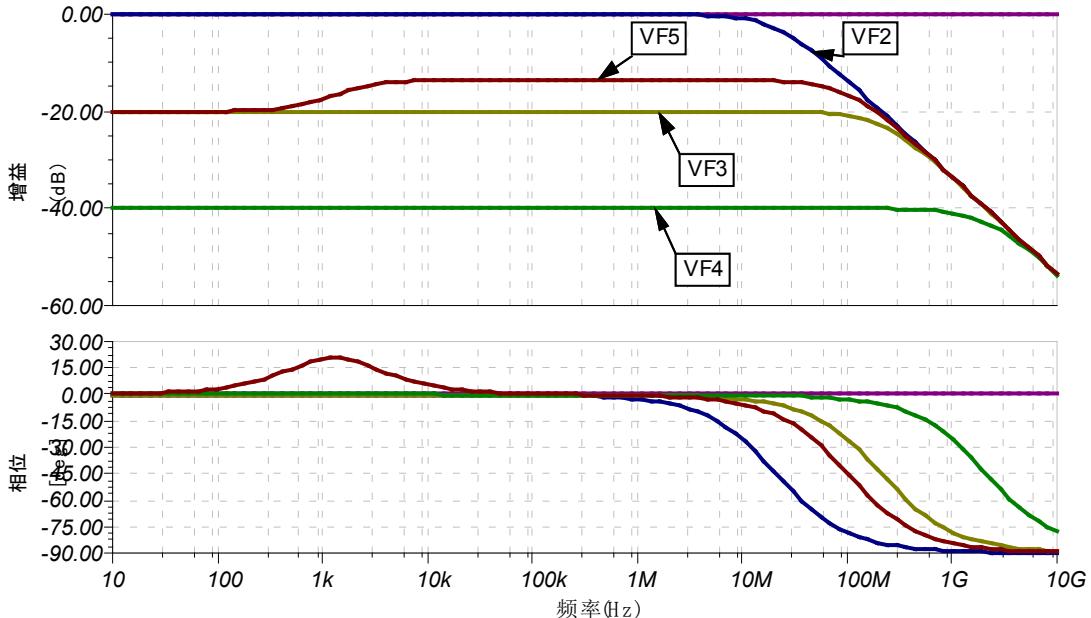


图 Section114-3 示波器探头模型和探头衰减补偿的仿真频率特性

因此，第一，在测量大于 20MHz 信号时，除了选择带宽足够的示波器外，还要使用 1:10 衰竭探头，第二，该探头内部的补偿电容必须和示波器本身的电容相匹配，以满足两个阻容时间常数相等的基本要求。第三，每个示波器内部的电容（加上电缆线的电容）都是存在差异的，一个新探头和示波器对接后，必须完成微调才能达到匹配。

在测量高频信号时，随意更换探头，就如同给近视者随意更换眼镜一样。

探头的补偿状态，一般分为正确补偿、欠补偿，以及过度补偿。对一个方波输入，当欠补偿时，会出现过冲和振铃，当过度补偿时，会引起较大的滞后和明显的爬坡效果。

Figure 6 中，对 LT1394 这样 7ns 传输时延的比较器，其输出波形居然出现了 50ns 的明显爬坡，就是因为过度补偿带来的。

5) 注意降低信号源内阻

高速比较器接收的是高速信号，因此它非常惧怕低通滤波器。信号源电阻，也就是前级信号的输出电阻，会与比较器输入端电容组成低通滤波器。

提高此低通滤波器上限截止频率，是唯一的解决方案。而要如此，则有两条路：第一，降低前级信号源的输出电阻，第二，降低比较器输入端的等效输入电容。一般来说，比较器入端等效电容主要由比较器芯片性能决定，也受线路与周边“地”之间的杂散电容影响。

当选择了输入端电容最小的比较器，又通过优秀的电路板设计，将杂散电容降至最小，此时应重点考虑降低前级信号源内阻。

比较器典型电路

以举例方式，给出一些常见的比较器应用电路。

举例 1：单电源过零比较

过零比较，是比较器最为常见的一个应用。对正弦信号来说，实现过零比较，可以获得信号的 0 度相位和 180 度相位。

有些比较器可以双电源供电，有些则只能单电源供电；对可以双电源供电的比较器，有时受整机设计限制，只能采用单电源供电。此时，面对一个双极性（有正有负）输入信号，就会出现输入信号在负端时超过了比较器的共模输入范围问题。图 Section114-4 是 LT1394 的过零比较电路，这是一个单电源供电电路。它的特点在于，面对负输入信号，肖特基二极管 1N5712 可以起到保护作用。另外，由于信号属于高频，传输线中必须做的阻抗匹配 R_T 示于图中。

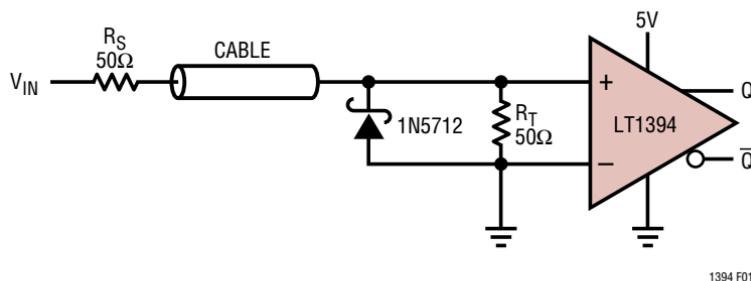


图 Section114-4 举例 1 电路，LT1394 的过零检测电路

在过零比较中，一般不使用迟滞电路，否则过零点将发生偏移。

举例 2：过零比较的动态迟滞

所谓的动态迟滞电路，是指形成迟滞的正反馈电路，由电阻和电容串联形成，在比较器发生翻转后的短暂时间内，比较基准电压存在迟滞效应，随后迟滞效应逐渐消失，回归到 0 电压比较状态。它既能抵抗比较器的误翻转，又能保证比较基准维持在 0V。图 Section114-5 电路为高速比较器 TLV3501 形成的单电源动态迟滞过零比较电路，图中的 V_{out} 是将比较器输出值分压 1/5，其目的只是为了多个波形在同一张图中显示时，其它波形更加清晰。

图中 VG1 为 1MHz 正弦波，幅度为 1V，直流偏移量为 0V；VG2 为叠加的噪声信号，以 30MHz，200mV 幅度，0V 直流偏移量的正弦波模拟之。图中的 TLV3501 是一款 4.5ns 的单电源比较器。电阻 R_3 为输入信号的源电阻， R_4 为电路中与源电阻匹配的电阻，1N5817

为肖特基二极管，保证信号负电压时，加载到比较器输入端的电压不会低于-0.2V：TLV3501 对输入电压的要求正是如此。

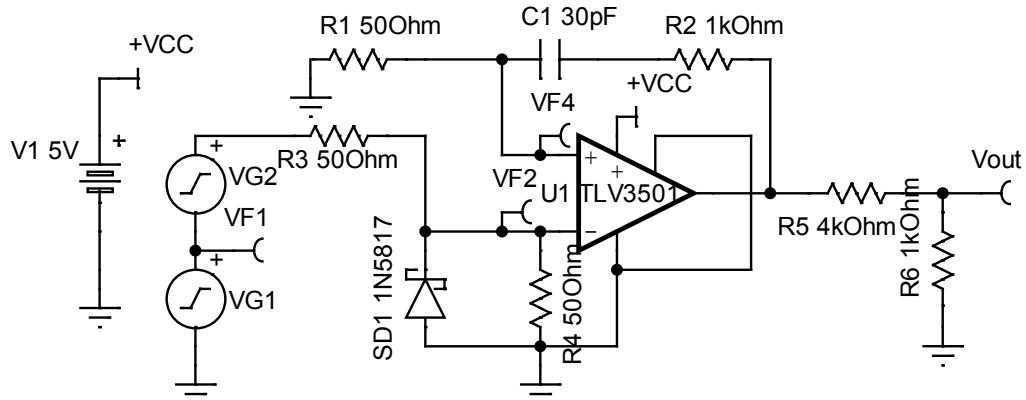


图 Section114-5 举例 2 电路，TLV3501 的过零检测电路

此电路的工作波形如图 Section114-6 所示。我们从图中 t_1 时刻开始分析。 t_1 时刻是比较器电路全部进入稳定的时刻，此时输出电压为 0V，电容放电已经完成，流过电阻 R_1 和 R_2 的电流为 0，比较器正输入端电位为 0V，输入信号经阻抗匹配分压后，到达比较器负输入端约为大于 0V，小于 500mV，这样的输入状态，可保证输出为 0V。这个状态，将一直持续到 t_2 时刻。

t_2 时刻，一个关键动作发生：VF2 第一次小于 0V，比较器立即发生翻转，由 0V 开始变为 5V（经 1/5 分压后即图中 1V）。由于电容 C_1 的电压仍是 0V，且不可能突变，而流经电容的电流会突变为： $5V/(R_2+R_1)=4.762mA$ ，则 VF4 电位会突变为 $4.762mA \times 50\Omega = 0.238V$ 。这个电流将给电容充电，且随着电容电压的上升，电流逐渐减小。VF4 从 0.238V 开始，逐渐下降，成为一条负指数放电曲线，其时间常数为 $\tau=C_1(R_2+R_1)$ ，约为 31.5ns。显然，在 $0 \sim 1\tau$ 内，VF4 尚未归 0，还能保持足够大的正电压，这相当于一个迟滞效应。此时，即便输入信号又发生了大于 0 的情况，但都没有超过 VF4 的瞬时电压，因此也就无法引起比较器的误翻转。

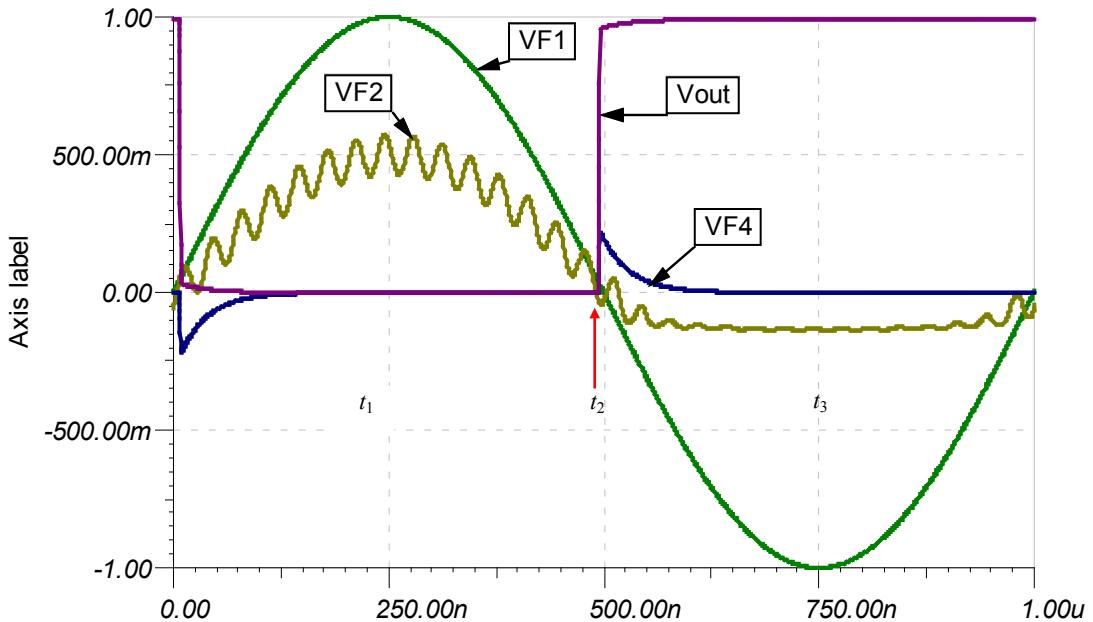


图 Section114-6 举例 2 电路输入输出波形

随着时间的流逝，VF4 逐渐又回归到 OV，进入 t_3 阶段。此时，比较器重新开始以 OV 为基准的比较行为。再次发生翻转时，波形回到了图中的 $t=0$ 时刻，输出由 5V 迅速变为 OV，电容存在一个放电行为，VF4 出现一个-0.238V 的突变，产生了负向的迟滞效果，随后逐渐趋于 OV，进入 t_1 开始的稳态。

动态迟滞的核心是，比较基准仍是 OV，但在翻转后的一个短瞬间，会产生迟滞效果。这个迟滞效果的电压大小，以及持续时间，取决于电阻电容的配合：

- 1) $\tau=C_1(R_2+R_1)$ ，决定了迟滞效果的持续时间。
- 2) R_2 和 R_1 的比值，决定了迟滞突变电压（即例子中的 0.238V）的大小。 R_2 相对越大，该值越大。

举例 3：预放大提高比较器灵敏度

本例的原始变化信号为 1mV 阶跃信号，产生 500μV 过驱，理论波形示意如图 Section114-7 所示，其中假设比较器的失调电压为 0，无迟滞。要求比较器在 18ns 内产生与之对应的翻转，即图中的 t_{pdR} 和 t_{pdF} 的最大值小于 18ns。本例的难度在于输入信号太小。

比较器的灵敏度和反应速度是矛盾的。因此，多数高速比较器为了追求 ns 甚至百 ps 数量级的传输时延，通常会牺牲灵敏度指标，使得比较器的最小差值电压在几 mV 时，才有明确的翻转——从数据手册可以看出，多数比较器的指标测量中，都以 5mV 过驱电压为最小值。因此，对高速比较器来说，一个仅有 500μV 的过驱电压，要想驱动比较器翻转，是极为困难，也是极不可靠的。

因此，要对输入信号进行预放大，然后驱动比较器，才能得到要求的结果。LT1394 数据手册中给出了一个电路，如图 Section114-8 所示。

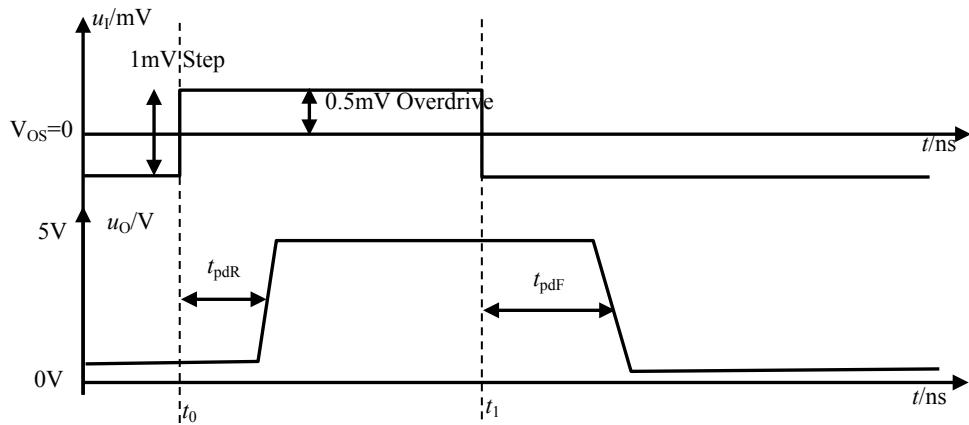


图 Section114-7 举例 3 的输入信号和要求的输出信号

图中，LM733 为一款高速程控增益放大器，原属美国国家半导体(NS)公司，已经停产。它可以实现 3 种增益设定，分别为 400，100 和 10 倍，在 100 倍增益时，具有 90MHz 带宽，6ns 传输时延，以及 4.5ns 上升时间，加上比较器 LT1394 的 7ns 传输时延，基本可以满足题目要求的 18ns 传输时延要求。但是很遗憾，它的直流性能非常差，输出失调电压居然达到 1V 数量级。图中电路为此采用了另外一组电路，由低频精密放大器 LT1126 组成的差动放大器电路，也实现 100 倍，然后将其输出和 LM733 的输出，通过阻容耦合（图中的 $1\mu\text{F}$ 电容和 $1\text{k}\Omega$ 电阻）汇集在一起，起到互相补充的作用。

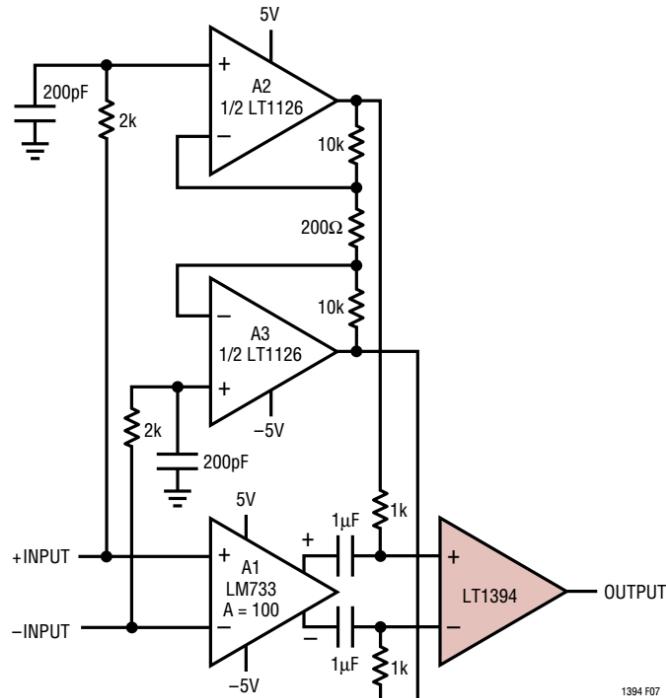


图 Section114-8 基于 LM733 的 LT1394 预放大电路，取自 LT1394 数据手册

以 LT1394 正输入端为例，其表达式为：

$$\begin{aligned} u_{1394_in} &= u_{733_out} \times \frac{R}{\frac{1}{SC} + R} + u_{1126_out} \times \frac{\frac{1}{SC}}{\frac{1}{SC} + R} \\ &= u_{733_out} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SRC}} + u_{1126_out} \times \frac{1}{1 + SRC} \end{aligned}$$

式中，第一项为一个高通表达式，第二项为一个低通表达，其截止频率相同，将 $R=1000$, $C=1\mu F$ 代入，为 159Hz。

对直流信号，LM733 具有不确定的失调，该失调电压在第一项中被抑制为 0。而 LT1126 的失调电压非常小，在第二项中表现为系数 1。因此，加载到比较器输入端的直流信号，完全取决于 LT1126 实现的 100 倍放大，即为输入直流量的 100 倍。

对远大于 159Hz 的信号，LM733 具有准确的 100 倍放大，乘以第一项的系数，应为 1，而第二项的系数近似为 0，因此，加载到比较器输入端的高频信号，完全取决于 LM733，为输入高频信号的 100 倍。

对 0Hz~159Hz 附近的信号，LM733 可以实现 100 倍准确放大，但第一项的系数不为 1，LT1126 也能实现 100 倍准确放大，第二项系数也不是 1。但是请注意，此时 LM733 的输出信号，与 LT1126 的输出信号，是完全相同的，都是 100 倍，无相移。即有：

$$\begin{aligned} u_{1394_in} &= u_{733_out} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SRC}} + u_{1126_out} \times \frac{1}{1 + SRC} \\ &= u_{in} \times 100 \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SRC}} + u_{in} \times 100 \times \frac{1}{1 + SRC} \\ &= u_{in} \times 100 \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{SRC}} + \frac{1}{1 + SRC} \right) = u_{in} \times 100 \end{aligned}$$

这说明，这个频段内的信号，到达 LT1394 的输入端，也是 100 倍放大。综上所述，在 0Hz 到很高频率（LM733 带宽内），这个阻容耦合电路均实现了 100 倍放大，且克服了 LM733 直流失调电压的影响。

这种设计思路，与 Section128 将要介绍的复合放大电路，有异曲同工之妙。LT1394 数据手册中给出了测试电路波形，如图 Section114-9 所示。

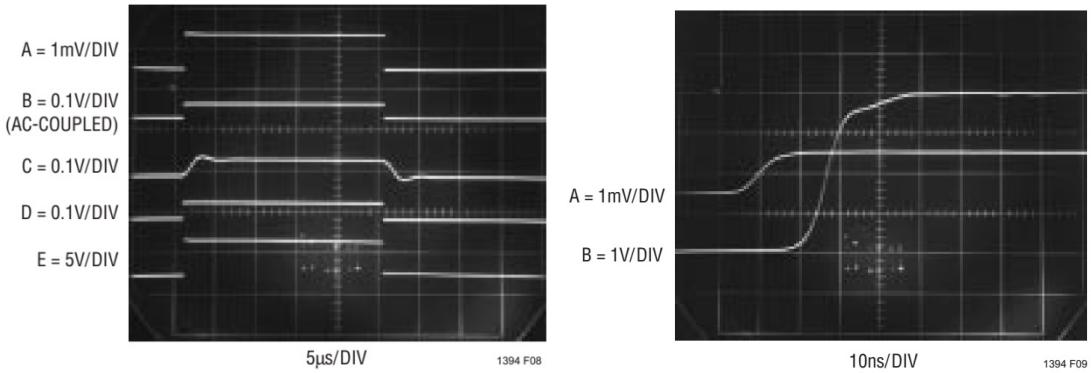


图 Section114-9 举例 3 电路关键点波形，取自 LT1394 数据手册

左图是以较低扫速（5μs/DIV，即每格 5μs）获得的输入输出关系。A 为电路图中 +INPUT 脚波形，而 -INPUT 被接地。可以看出它是一个约为 25μs 宽的 1mV 阶跃信号，B 为 LM733 的正端输出信号经示波器交流耦合获得的波形，可以看出它阶跃明显，幅度约为 50mV，是对输入信号的准确 50 倍放大（LM733 的负输出端也有 -50 倍放大，两者差值为 100 倍放大）。而 C 为 LT1126 的正输出端波形，可以看出它的总体幅度也是 50mV 左右，但上升沿出现了严重的缓慢爬坡，且有抖动，这已经不再是输入信号的 100 倍放大，而是变形结果。D 为比较器 LT1394 的正输入端信号，是 B 和 C 通过阻容耦合叠加的结果。注意，

第一，它阶跃明显，几乎是输入信号的完美 100 倍。第二，它没有采用示波器交流耦合，即它的直流分量几乎为 0，抵抗住了 LM733 的失调电压。 E 为比较器输出，可以看出，它准确的翻转了。这说明，该电路对 1mV 阶跃，500 μ V 过驱电压，具有明确的灵敏。

右腿展示了该电路的传输时延。可以看出，从输入信号的爬坡中点，到输出信号的爬坡中点，约为 16 格，即 16ns，满足了设计要求的 18ns。

本例中采用的 LM733 已经停产，但这种设计思路没有停产。读者可以自行选择合适的放大电路代替 LM733，也可以选用其他精密放大器代替图中的 LT1126。

举例 4：快速事件捕获

一个快速事件，比如一个窄脉冲的出现，可能只有几个 ns，转瞬即逝，处理器可能还来不及看见，它就消失了。本例电路，可以将这个快速事件产生的比较器翻转，延续保持，直到你不需要它的时候。

图 Section114-10 是 LTC6752-2 数据手册给出的一个参考电路。快速事件来自于比较器正输入端，为一个 50mV，10ns 的脉冲。比较器的负输入端为一个来自正电源的分压基准，约为 3.6mV，对地的 0.1 μ F 电容是为了减小电源噪声对基准电压的影响。设计的核心在于对比较器 LE/HYST 管脚的应用。

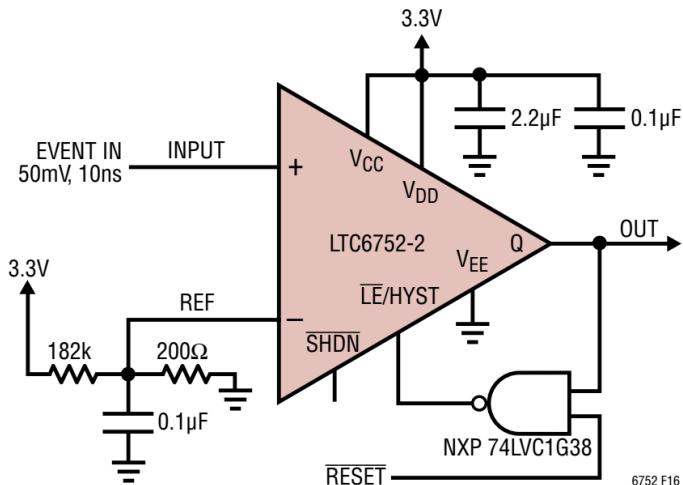


图 Section114-10 举例 4 电路，取自 LTC6752-2 数据手册

LTC6752-2 的 LE/HYST 脚，是一个复用脚，该管脚电压 U_{LH} 对比较器有如下影响：

1) 当 $U_{LH}-V_{EE} < 0.3V$ ，比较器满足锁定条件，进入锁定状态。此时，比较器将此前的输出保持不变，直到前述的锁定条件消失。

2) 当 $U_{LH}-V_{EE} > 0.3V$ ，比较器的输出将跟随输入状态变化，不再锁定，且此时的 $U_{LH}-V_{EE}$ 将直接决定比较器的滞回电压。该值越大，滞回电压越小，直至滞回电压为 0。

粗略看，这是一个反馈系统。图中的 NXP 74LVC1G38，是一个高速漏极开路输出的与非门。当 RESET 脚为低电平时，对与非门来说，输出将是高电平，使得比较器既没有锁定，也没有过大的滞回，就是一个简单的比较器。

当 RESET 脚变高，就进入了快速事件捕获状态。当没有输入快速事件时，比较器正输入端为 0V，负输入端为 3.6mV，输出为 0V，与非门的输出为高电平，比较器处于等待比较的正常工作状态。一旦快速事件发生，比较器输出立即变为高电平，这导致与非门输出

变为低电平，使得比较器进入锁定状态，其原本的输出高电平将被保持住，不管输入快速事件是否消失。此时，比较器就死了，不管输入怎么变化，输出都不变化。

唯一能够救活比较器的，是 RESET 脚。一般来说，快速事件捕获电路，其目的是把输入的短瞬变化“定格”，等待后续的处理器电路处理它。处理器像一个反应迟钝的老人，在慢腾腾读取了快速事件状态后，会将 RESET 脚重新变低，此时的与非门立即变高，比较器又回到了最初的比较状态。

整个过程的输入输出波形示于图 Section114-11。

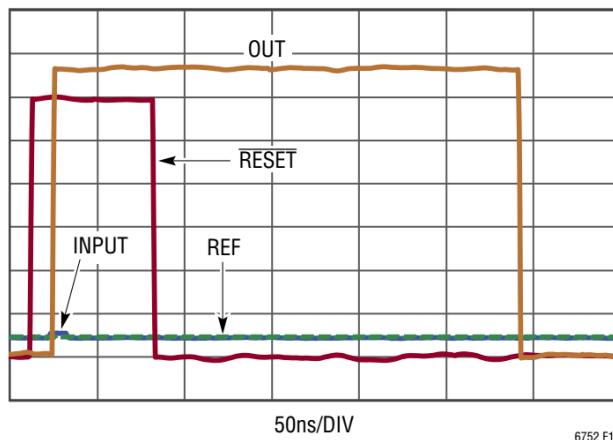


图 Section114-11 举例 4 输入输出波形，取自 [LTC6752-2 数据手册](#)

处理器命令 RESET 变高，进入快速事件捕获状态，在横轴第一个格子中间位置，输入信号发生了一个微小的扰动，这引发了输出变高。变高的输出，迫使 LE/HYST 脚变低，使得比较器保持输出高电平，即使输入扰动消失。这个阶段从横轴 0.5 格到横轴 1.6 格，供处理器读取。第 1.6 格处，RESET 变低，这是处理器完成了读取工作，告知本电路回归原态。但奇怪的是，此时比较器应该立即进入正常比较状态（正输入为 0V，负输入为 3.6mV，输出应为低电平），但可以看出，实际的输出一直持续高电平长达 4 格多，约为 210ns。

要搞懂这是为什么，必须知道比较器的 LE/HYST 内部输入结构，以及 1G38 与非门的内部输出结构。图 Section114-12 画出了两者之间的关系。

对 [LTC6752-2](#) 的 LE/HYST 脚，其内部存在一个基准 1.25V 和一个 $20k\Omega$ 电阻，对芯片状态起作用的是图中的 U_{LH} 。显然，如果它被悬空，芯片默认该脚电压为 1.25V，处于非锁定状态，且具有大约 5mV 的滞回电压。

而 74LVC1G38，可以将其简化成一个与门和一个漏极开路晶体管的串联。在逻辑上，漏极开路晶体管可视为一个非门。当 GT 脚为高电平时，晶体管被导通，输出为低电平，而 GT 脚为低电平时，晶体管阻断，输出状态取决于外部电路。注意，1G38 的输出端具有一个大约为 $4.5pF$ 的输出电容，这来自于它的数据手册。

下面，结合内部结构来分析前述的过程。

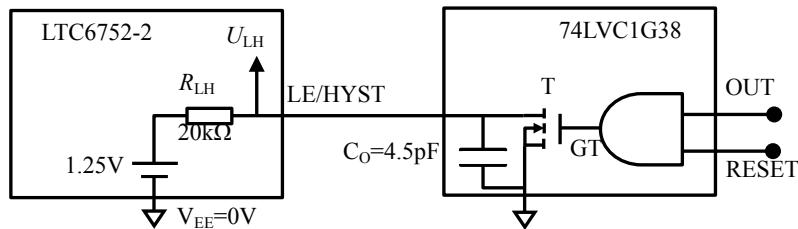


图 Section114-12 LTC6752 的 LE/HYST 脚和 1G38 的输出脚内部结构

在 1.6 格处之前，OUT 为高，RESET 为高，则 GT 为高，晶体管处于导通状态， $U_{LH}=0V$ ，比较器处于锁定状态。

1.6 格处，RESET 突变为 0，导致 GT 立即变低，晶体管立即关闭，此时，1.25V 内部电源开始通过 $20k\Omega$ 电阻给 C_0 充电， U_{LH} 则开始从 0V 向 1.25V 爬升，爬升时间常数为：

$$\tau = R_{LH} \times C_0 = 20000 \times 4.5 \times 10^{-12} = 90\text{ns}$$

随着 U_{LH} 的逐渐上升，比较器开始摆脱锁定状态进入比较状态，但此时的滞回电压仍很大，比较器并不会在 $U_{LH}=0.3V$ 时立即翻转，而会在 $2\tau \sim 3\tau$ 后， U_{LH} 上升到 1.2V 左右时，滞回电压已经足够小时，才发生翻转。实测为 210ns，就是这个原因。

举例 5：脉冲延展电路

前述的快速事件捕获电路，第一依赖于 LTC6752-2 的特殊锁定功能，第二还得用 RESET 复位，麻烦且不通用。而脉冲延展电路，则是将短瞬间变化窄脉冲信号，延展成一个宽度可控的宽脉冲信号，以利用慢速的处理器发现它。这类似于数字电路中的单稳态电路。

图 Section114-13 是 LTC6752-2 数据手册提供的脉冲延展电路。比较器 U1 为主比较器，其负输入端设定为 10mV，以确保在输入信号无效时（悬空）比较器 U1 始终处于 0V 输出。此时，比较器 U2 也是 0V 输出。二极管和 $1k\Omega$ 电阻支路不导通。

当大于 15mV 的输入信号加载到正输入端，U1 翻转为高电平，这个变高的电平作用到 U2 的输入端，立即使得 U2 的输出变高，二极管导通，使得比较器 U1 的正输入端维持为大于 10mV 的状态，即便输入信号变为 0V，由于输入信号含有 50Ω 输出电阻，仍有如下分压关系成立：

$$U_{IN+1} \approx U_{OUT2} \times \frac{Z_{OUT}/49.9}{Z_{OUT}/49.9 + 1000} = 3.3V \times \frac{25}{1025} = 80.49\text{mV}$$

这个电压足以保证比较器 U1 维持输出高电平。如果这个状态能够持续下去，这个电路就相当于一个触发器了——一个微小脉冲的进入，导致输出翻转并持续下去。

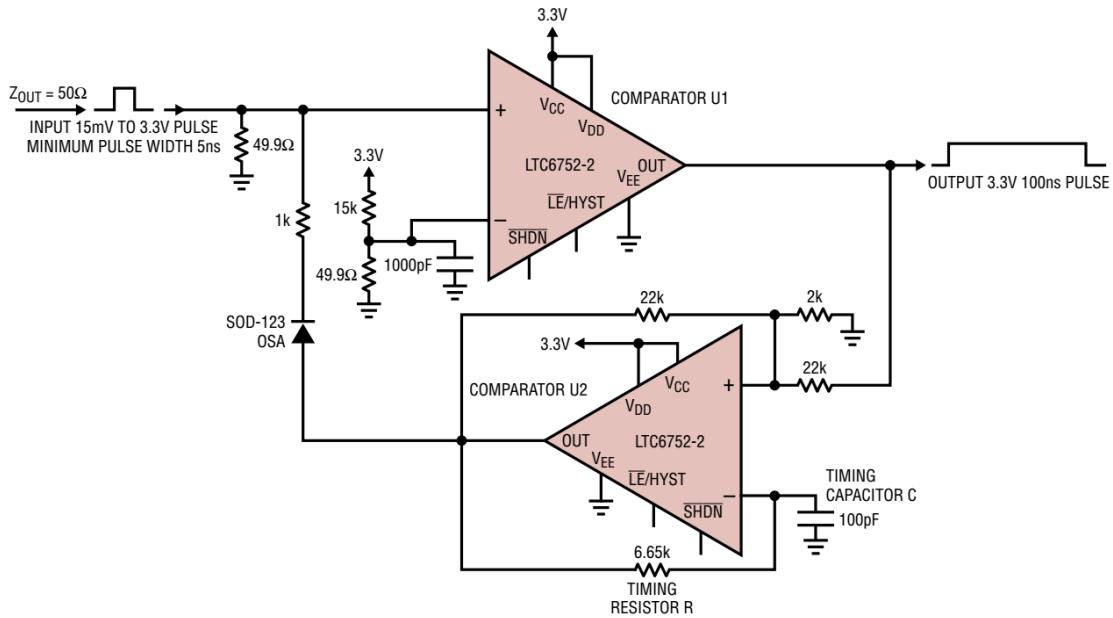


图 Section114-13 LTC6752 实现的脉冲延展电路

但，这个状态不会持久。比较器 U2 在悄悄改变。注意，比较器 U2 在刚变为高电平输出时，其正输入端电压为：

$$U_{IN+2} = 3.3V \times \frac{2000}{11000 + 2000} = 0.508V$$

而比较器 U2 的负输入端刚开始为 0V，U2 输出一旦变为高电平，它就然后通过电阻 $R_T=6.65k\Omega$ 给电容 $C_T=100pF$ 充电，时间常数为 665ns。在电容电压到达 0.508V 之前，比较器 U2 维持输出高电平。在 $t=T$ 时刻，电容被充电到 0.508V，一定会导致比较器 U2 翻转为 0V。此时，对 U1 来说，输入信号已经消失了，U2 也变为 0V 了，输出自然就回归到 0V 了。这样，U1 就出现了一个宽脉冲，其脉冲宽度受充电过程影响。电容充电电压随时间变化关系为：

$$u_{IN-2}(t) = 3.3 \times (1 - e^{-\frac{t}{T}}) = 3.3 \times (1 - e^{-\frac{t}{R_T C_T}})$$

在 T 时刻，被充电到 0.508V，有：

$$3.3 \times (1 - e^{-\frac{T}{R_T C_T}}) = 0.508$$

解得：

$$T = \ln(\frac{3.3}{3.3 - 0.508}) \times R_T C_T = 0.167 \times 665ns = 111ns$$

显然，增大时间常数可以获得更宽的脉冲，改变 0.508V 设置也可以。

举例 6：保险丝电路

图 Section114-14 是 LT1016 数据手册提供的一个保险丝电路，它和交流电过流保护的保险丝、空气开关的功能类似：当负载过重（阻值很小的负载）导致电流过大时，自动阻断供电线路。在人工发现负载已经摘除时，手动复位恢复电路供电——推上空气开关或者更换保险丝。

图中的开关动作来自晶体管 Q1，它能够通过正常工作时足够大的负载电流。而 Q1 的动作，又取决于晶体管 Q2 的状态：

1) 当 Q2 处于截止状态时，就像 Q2 被拔掉一样。28V 电压通过 330Ω 电阻打通晶体

管 Q1 的发射结，导致晶体管 Q1 处于饱和状态，电路给负载正常供电。

2) 当 Q2 处于饱和状态时，Q2 的集电极电位约为 0.3V，即 Q1 的基极电位，这个电位完全无法打通 Q1 的发射结，导致 Q1 处于阻断状态，供电就被切断了。

而导致 Q2 动作的，是比较器 LT1016。下面我们从右侧的 10Ω 碳膜电阻开始，看过流保护是如何实现的。

LT1193 是一款早期的电流检测放大器，它能够将正输入端和负输入端之间的电压，通过外部选定的 900Ω 和 200Ω 增益电阻，实施 $(1+900/200)$ 倍的放大。图中两对 1kΩ 和 9kΩ 电阻，是将 10Ω 检测电阻上的电压，实施 1/10 分压，以避免 28V 供电电压直接接触 LT1193 的输入端：LT1193 的输入电压必须在供电电压之内。

18ns Fuse with Voltage Programmable Trip Point

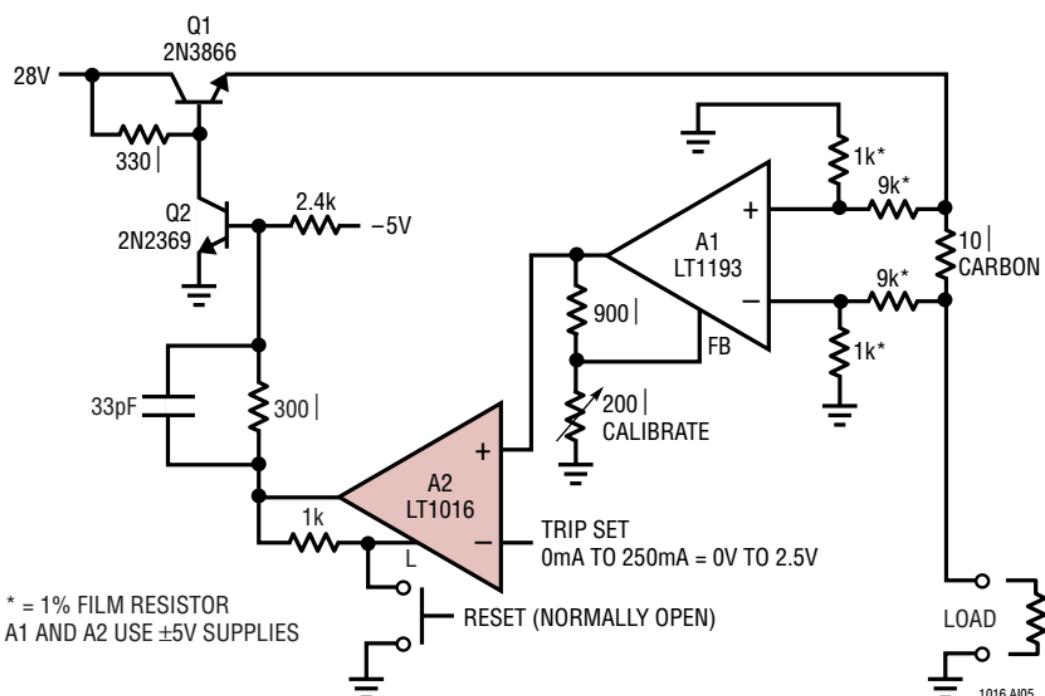


图 Section114-14 LT1016 实现的 18ns 保险丝电路

如果 LT1193 实现 10 倍增益（将 200Ω 可调电阻调为 100Ω），则其输出电压为：

$$u_{OUT_1193} = 10(u_{IN+} - u_{IN-}) = 10(0.1u_{UP} - 0.1u_{DOWN}) = u_{UP} - u_{DOWN} = i_{LOAD} \times 10\Omega$$

其中， u_{UP} 为 10Ω 电阻顶端电位， u_{DOWN} 为 10Ω 电阻底端电位。

这样，在比较器的负输入端设定一个参考电压，就可以作为电流超限的检测，以电流上限为 250mA 为例，则可以将负端电位设定为 $250mA \times 10\Omega = 2.5V$ 。

此时，如果负载流小于 250mA，则 LT1193 的输出电压就会小于 2.5V，比较器 LT1016 输出为低电平，此电平一方面通过 1kΩ 电阻作用到 LT1016 的锁存端，禁止锁存（使得比较器工作在正常状态），另一方面，通过 300Ω 电阻和 2.4kΩ 电阻，在晶体管 Q2 的基极产生大约为 V 的直流电位，保证 Q2 处于截止状态，结合前面分析可知，此时电路可以正常工作。

一旦负载电流超过 250mA，则 LT1193 的输出电压就会大于 2.5V，比较器 LT1016 立即

翻转为高电平，此电平一方面通过 $1k\Omega$ 电阻作用到 LT1016 的锁存端，使得锁存生效，比较器将一直处于高电平输出，另一方面，通过 300Ω 电阻和 $2.4k\Omega$ 电阻，给晶体管 Q2 的基极施加导通条件，迫使 Q2 处于饱和状态。结合前面分析可知，此时 Q1 将被切断，像保险丝被烧断一样。由于 Q1 被阻断，负载电流变为 0， 10Ω 检测电阻上的电压就会变为 0，加载到比较器正输入端的电压也变为 0，按说比较器应该回归到低电平，但由于 LATCH 脚的锁存作用，比较器输出无法变化。即，一旦过流切断 Q1，则 Q1 始终被切断。

除非，在卸掉过重的负载后，人工按下 RESET 开关，LATCH 脚被强制变为 0V，锁存失效，整个电路会回归到最初状态。

如果没有 LATCH 脚的参与，这个电路将处于振荡状态：过流导致比较器变高，Q1 阻断，检流电阻压差为 0，比较器变低，Q1 导通，又过流导致比较器变高，如此往复。这样，在实际工作中是不合理的。

举例 7：峰值检测电路

峰值检测电路，可以采用本书 Section108 中以二极管为核心的电路。这种电路的准确性较好，误差一般在 $1mV$ 左右，但其带宽较小，一般只能做到 $100kHz$ 以下。而本例的电路，不再使用二极管，而以比较器为核心构造，其带宽可以做到 $10MHz$ 左右。

图 Section114-15 电路，以 LM311 数据手册电路为核心修改而成。图中的晶体管都是 LM311 内部的，这是一个集电极开路输出型比较器。左图为正峰值检测电路，右图为负峰值检测电路。以正峰值检测为例，其工作原理如下：

刚上电时，电容 C1 无电荷，其电压为 0V，当输入信号大于 0V 时，比较器输出低电平，意味着内部晶体管处于导通状态，电源 J1 通过晶体管给电容 C1 充电。即，只要输入信号中存在比 C1 电压高的情况，C1 就会被充电。只有 C1 电压升至输入信号的正峰值，充电动作才会结束。此时，C1 的电压就是输入信号的正峰值。当然，在很久没有充电情况下，C1 电荷会通过 R2 电阻放掉，导致电压下降，又会引发充电动作产生。这是一个动态的平衡。

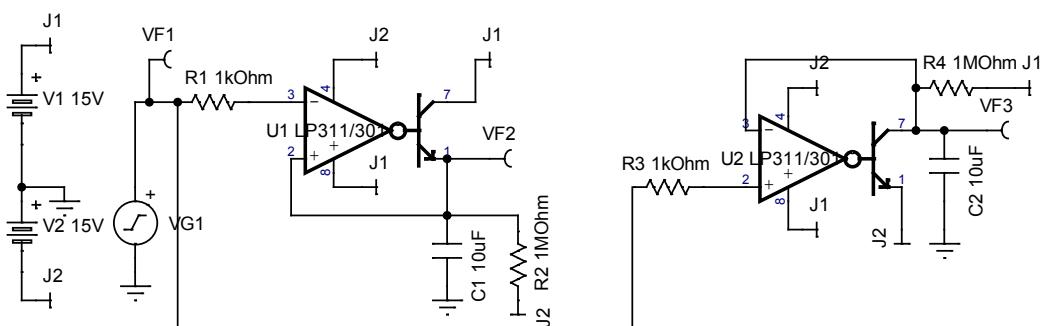


图 Section114-15 LM311 实现的峰值检测电路

由于比较器 LM311 的速度不是很快，这个电路仅能检测信号频率小于 $200kHz$ 的信号。要想实现更高频率信号的峰值检测，需要更高速的比较器。我用 Multisim 实现的基于高速比较器 LT1715 的正峰值检测电路如图 Section114-16 所示。仿真实测表明，在 $1V$, $10MHz$ 输入信号情况下，其检测误差小于 7% 。当然，这个电路只是抛砖引玉，对其中晶体管选择、比较器选择，以及电容值和放电电阻选择，都有进一步研究的可能。

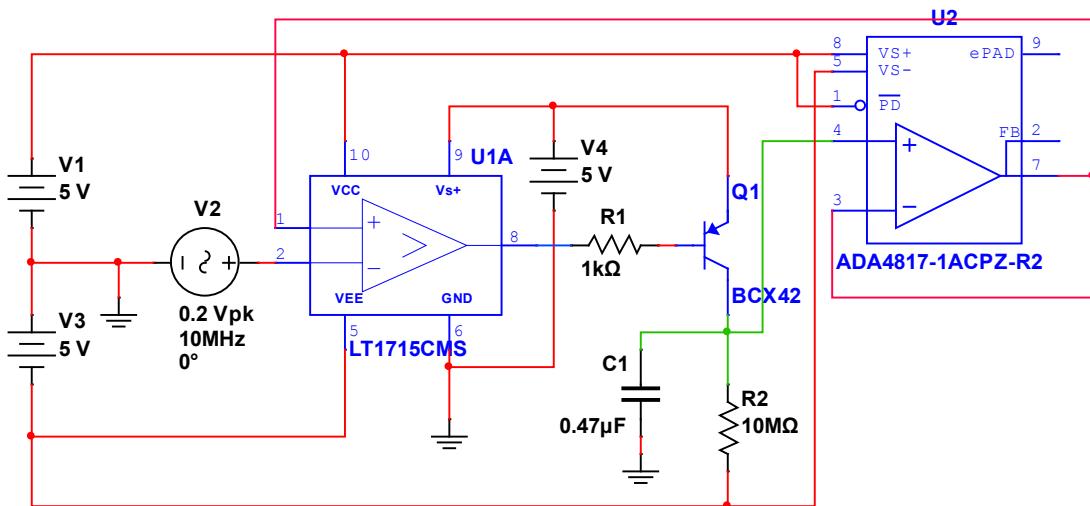


图 Section114-16 高速比较器 LT1715 实现的峰值检测电路

举例 8：可调占空比的方波发生电路

比较器还可以用于波形产生，可以利用晶振，也可以利用阻容元件。图 Section114-17 电路原型来自于 TLV3501 数据手册。本电路有一个特点， V_2 是可变的，可以通过改变该电压，以改变方波的频率和占空比。其余的，这个电路与运放组成的方波发生器原理相同。

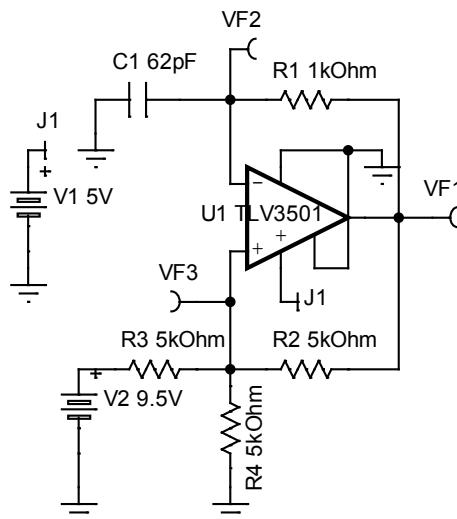


图 Section114-17 高速比较器 TLV3501 实现的方波发生电路

当 V2 电压确定后，假设比较器输出高电平为 $VF1_H$ ，低电平为 $VF1_L$ ，则图中 VF3 测试点就会出现两个电平：

$$VF3_H = \frac{V2 + VF1_H}{3}$$

[Section 114-1]

Section114-2

在比较器高电平阶段， $VF2$ 电压变化与时间的关系为：

$$VF2_H(t) = VF2_H(0) + (VF2_H(\infty) - VF2_H(0))(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = VF3_L + (VF1_H - VF3_L)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

图中 T_H 时刻， $VF2$ 被充电到 $VF3_H$ ，因此得下式：

$$VF3_H = VF3_L + (VF1_H - VF3_L)(1 - e^{-\frac{T_H}{\tau}})$$

[Section114-3]

将式[Section114-1]和式[Section114-2]代入，得：

$$\frac{V2 + VF1_H}{3} = \frac{V2 + VF1_L}{3} + (VF1_H - \frac{V2 + VF1_L}{3})(1 - e^{-\frac{T_H}{\tau}})$$

解得：

$$VF1_H = VF1_L + (3VF1_H - V2 - VF1_L)(1 - e^{-\frac{T_H}{\tau}})$$

$$\frac{VF1_H - VF1_L}{3VF1_H - V2 - VF1_L} = 1 - e^{-\frac{T_H}{\tau}}$$

$$e^{-\frac{T_H}{\tau}} = \frac{3VF1_H - V2 - VF1_L - VF1_H + VF1_L}{3VF1_H - V2 - VF1_L} = \frac{2VF1_H - V2}{3VF1_H - V2 - VF1_L}$$

$$T_H = \tau \ln\left(\frac{3VF1_H - V2 - VF1_L}{2VF1_H - V2}\right)$$

[Section114-4]

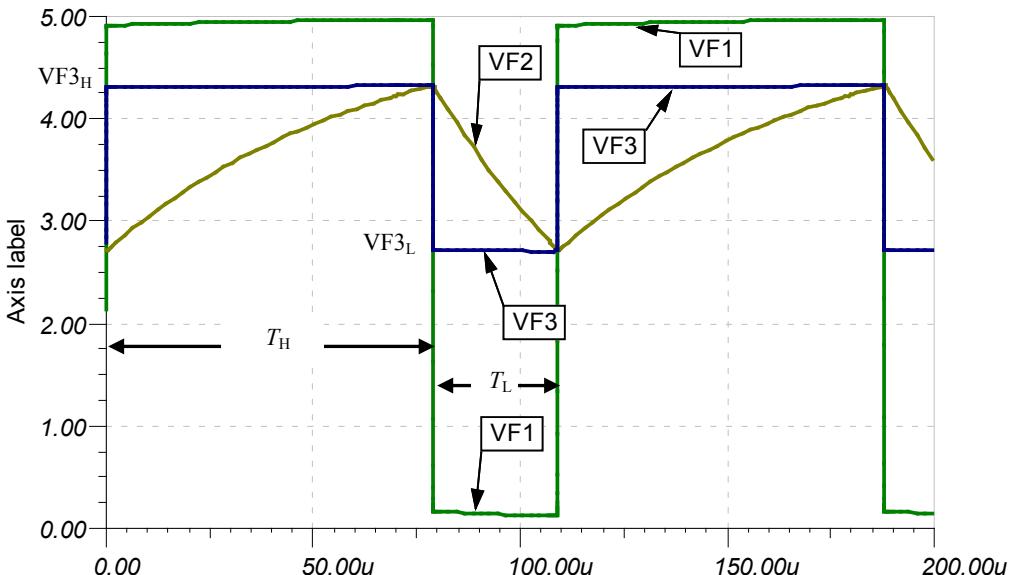


图 Section114-18 举例 8 电路关键点波形

在比较器低电平阶段，以 T_H 点为时间 0 点， $VF2$ 电压变化与时间的关系为：

$$VF2_L(t) = VF2_L(\infty) + (VF2_L(0) - VF2_L(\infty)) \times e^{-\frac{t}{\tau}} = VF1_L + (VF3_H - VF1_L)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

图中 T_L 结束时刻， $VF2$ 被放电到 $VF3_L$ ，因此得下式：

$$VF3_L = VF1_L + (VF3_H - VF1_L)e^{-\frac{T_L}{\tau}}$$

[Section114-5]

将式[Section114-1]和式[Section114-2]代入，得：

$$\frac{V2 + VF1_L}{3} = VF1_L + \left(\frac{V2 + VF1_H - 3VF1_L}{3}\right)e^{-\frac{T_L}{\tau}}$$

解得：

$$T_L = \tau \ln\left(\frac{V2 + VF1_H - 3VF1_L}{V2 - 2VF1_L}\right)$$

[Section114-6]

以图 Section114-18 为例，设 $VF1_H=4.97V$ ， $VF1_L=0.13V$ ，将 $V2=8V$ ， $R1=1k\Omega$ ， $C1=62nF$ ， $\tau=R1C1=62\mu s$ 代入式[Section114-4]、式[Section114-6]，得：

$$T_H = \tau \ln\left(\frac{3VF1_H - V2 - VF1_L}{2VF1_H - V2}\right) = 62\mu s \times \ln\left(\frac{3 \times 4.97 - 8 - 0.13}{2 \times 4.97 - 8}\right) = 77.6\mu s$$

$$T_L = \tau \ln\left(\frac{V2 + VF1_H - 3VF1_L}{V2 - 2VF1_L}\right) = 62\mu s \times \ln\left(\frac{8 + 4.97 - 3 \times 0.13}{8 - 2 \times 0.13}\right) = 30.0\mu s$$

此值与图 Section114-18 显示的仿真实测值基本吻合。

从式[Section114-5]和式[Section114-6]可以看出，输出方波的高电平时间和低电平时间均与 $V2$ 密切相关，调节 $V2$ 可以改变输出频率与占空比。

5.4. 功率放大电路

前面讲述的所有放大电路，都没有涉及大功率输出问题。所谓的功率放大电路，是指输出能够驱动较重的负载（即其阻值较小），能向外提供较大功率输出的放大电路。

能够实现功率放大的电路非常多，包括以电子管加变压器为核心的早期电路，以及以晶体管为核心现代电路。在日新月异的电子世界中，让我们感到奇怪的是，古老的电子管至今还在生产并用于高品质音响放大电路中——在音响发烧友的眼中，胆管（即电子管）制作的功率放大器，就如手工打造的汽车，高质量的胶片相机一般，是顶级奢侈的。而在日常生活中大量存在的功率放大器，都是以晶体管为核心的。这种功率放大电路，以晶体管工作状态为特征，被分为如下五类：

甲类(Class A)：在输入信号的一个周期内，晶体管一直处于放大区，其导通角为 360° 。即便输入信号为 0，晶体管也在燃烧电力。甲类功放是晶体管功率放大电路中最为保真的，其音质最为优美，但功耗也是最大。

乙类(Class B)：在输入信号的一个周期内，晶体管只有一半时间导通，其导通角为 180° 。通常使用两个互补的晶体管，一个 NPN，负责正半周导通，一个 PNP，负责负半周导通。在没有信号输入时，两个晶体管都不导通，能节省电力。乙类功放具有极为严重的交越失真——在两个晶体管交接权力时，会出现两者都不管的区域，虽然它效率较高。这个致命缺点导致它在音响功率放大中处于先天劣势——声音很难听，省电有什么用？

甲乙类(Class AB)：晶体管的导通角大于 180° ，小于 360° 。它是在乙类功放的基础上，适当提高导通角，将两不管区域变为“都管”区域，它带来的好处是，交越失真大幅度减少，而功耗的提高是有限的。在对音质要求不是特别高的场合，这种放大器应用广泛。

丙类(Class C)：晶体管的导通角小于 180° ，大于 0° 。它的效率更高，但失真较之乙类更为严重。这是射频放大电路中的专用电路，并不使用在音频功放中。

丁类(Class D)：这是一种全新的架构，也称为数字功率放大。晶体管在整个工作过程中，只工作在两种状态，或者是饱和导通，流出大电流而 C、E 之间压降近似为 0，导致其功耗近似为 0；或者工作在截止状态，流出电流为 0，而 C、E 之间承受很高电压，导致其功耗仍为 0。控制系统根据输入信号大小，控制晶体管的饱和、截止周期，以形成不同的占空比，输出环节对此不同占空比的方波实施低通滤波，以获得与输入信号成正比的模拟光滑信号。这种方法目前还没有占据主流，但是科学家和工程师都对它充满期望。

上述各类功率放大器，它们绝大多数都是为音响电路服务的——扩音机、汽车音响、手机音响等，虽然设计思路不同，但都有如下 4 个目的：

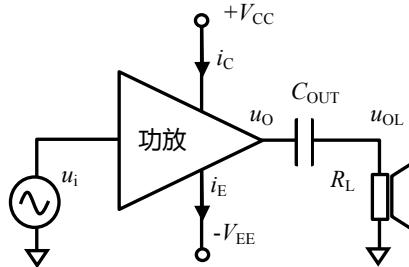
- 1) 能提供足够大的输出功率；
- 2) 具有足够高的效率；
- 3) 具有足够小的失真；
- 4) 尽量低的成本和尽量小的体积。

而上述 4 项，在多数情况下是矛盾的。围绕着功率放大电路，无非就是扬长避短，物尽所能——有点像三国演义，以 A 类、AB 类和 D 类为主的功率放大器，已经持续战斗了几十年。

Section115. 功放电路的功率和效率

任何一个音频功放电路，都可以简化为如图 Section115-1 所示的电路结构。它一般有正负电源供电，放大器本体，输入信号 u_i ，以及负载电阻 R_L 等几个部分。其中，为了保证扬声器在静默时不存在直流电流，隔直电容 C_{OUT} 被置于放大器输出和负载电阻之间。

为了方便计算效率和输出功率，一般均默认输入信号为单一频率正弦波。由于全部信号均以一个周期为重复，因此所有的积分均以一个正弦波周期进行。



Section115-1 功放电路的输出功率和效率计算

输出功率 P_{OUT}

当输入信号为一个单一频率正弦波，理想的功放输出也是一个同频正弦波，但幅度由功放本体决定，因此输出波形为：

$$u_{OL}(t) = U_{om} \sin \omega t$$

其中， U_{om} 为输出正弦波幅度。此时，可得输出功率为：

$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{u_{OL}^2(t)}{R_L} d\omega t = \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \int_0^{2\pi} \sin^2(\omega t) d\omega t = \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} d\omega t \\ &= \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \times \frac{1}{2} \times 2\pi - \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \int_0^{2\pi} \cos(2\omega t) d\omega t = \frac{U_{om}^2}{2R_L} - 0 = \frac{U_{om}^2}{2R_L} \end{aligned}$$

也可以按照有效值标准定义求解，得到相同的结论：

$$P_{out} = \frac{U_{orms}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{\sqrt{2}}{2} U_{om}\right)^2}{R_L} = \frac{U_{om}^2}{2R_L}$$

[Section115-1]

电源消耗功率 P_{PW}

已知正电源流出电流为 $i_C(t)$ ，负电源流入电流为 $i_E(t)$ ，则电源消耗功率为：

$$\begin{aligned} P_{PW+} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CC} \times i_C(t) d\omega t = \frac{V_{CC}}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_C(t) d\omega t \\ P_{PW-} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{EE} \times i_E(t) d\omega t = \frac{V_{EE}}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_E(t) d\omega t \\ P_{PW} &= P_{PW+} + P_{PW-} \end{aligned}$$

[Section115-2]

效率 η

功放的效率是指输出功率和电源消耗功率的比值。

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}}$$

(Section115-3)

晶体管耗散功率或功放耗散功率 P_T

电源消耗功率减去输出功率，剩余的就是功率放大晶体管的耗散功率 P_T 。

$$P_T = P_{PW} - P_{out}$$

(Section115-4)

P_T 的存在，会导致功放晶体管（们）发热。严格说，这个剩余功率还包含组成功放的其它辅助电路消耗的功率，因此也可称之为功放耗散功率。但是，在整个功放中，耗散功率绝大多数是功放晶体管消耗的，辅助电路消耗的功率可以忽略不计。

Section116. 甲类功放

甲类功放的设计思想是最为原始的，也是奢侈品音响电路中最常见的。它最大的优点是，失真极小，可以发出高保真声音信号。它最大的缺点是，效率极低——浪费电能严重，且发热严重。因此，它更多用于高档音响电路中。

甲类功放的特点是，无论有无输入信号，晶体管都处于放大区。其实，本书第2章讲述的晶体管电路，都属于甲类放大电路。

将它们用于功率放大，无非就是解决大功率输出问题，以及由此带来的失真、散热等。

最简单的甲类功放

用本书第2章讲述的最基本的单晶体管放大电路，只要把晶体管换成大功率管，并合理选择电阻和电容值，就可以实现甲类功率放大，如图Section116-1所示。

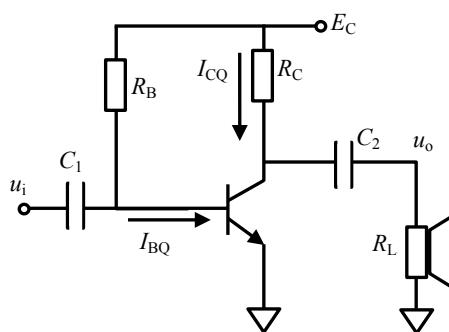


图 Section116-1 最简单的甲类功放

但是这种电路存在很多问题。

首先 R_C 必须很小，至少应该小于负载电阻，也就是扬声器的电阻值，一般为 8Ω ，才能保证与负载相比，电路具有足够小的输出阻抗。假如 R_C 取 4Ω ，为了保证 U_{CEO} 处于电源电压 $20V$ 的中点附近，也就是 $10V$ 左右， R_C 上需要流过 $2.5A$ 的静态电流。此时，无论有无信号输入，电路都消耗着至少 $20V \times 2.5A = 50W$ 的静态功耗。其次，这个电路由于输入伏安特性存在严重的非线性，导致输出也存在很严重的谐波失真。因此，没有人使用这种电路。

电路 J LH1969

J. L. Linsley Hood 在 Wireless World, April 1969 发表的 “Simple Class A Amplifier : A 10-W design giving subjectively better results than class B transistor amplifiers”，给出了第一个成型的晶体管甲类放大器，该放大器至今仍在被使用，并被音响发烧友津津乐道。

电路结构如图 Section116-2 所示。电路中的阻容参数和晶体管型号以及电源电压，均为作者按照需要自行选择的，与原图不同。

电路分为输入和电压放大级 Q4、电压放大和输出级 Q3、Q2、Q1，以及通过电阻 R_9 、 R_8 和 C_4 组成的反馈支路。

首先，各个晶体管的静态通过反馈回路确定。可以看出，利用环路极性法，从

Q2E[Q1C] $\oplus \rightarrow R_9 \oplus \rightarrow Q4E \oplus \rightarrow Q4C \oplus$ (共基极结构，同相) $= Q3B \oplus \rightarrow Q3C \ominus$ (共射极结构，反相) $= Q2B \ominus \rightarrow Q2E \ominus$ ，形成反馈环路，为负反馈。这个负反馈一定能够使得各个晶体管都处于合适的稳定状态下。此时，只要调整 R_6 、 R_7 的电阻比例，就可以确定Q4的基极电位 U_{Q4B} ，则：

$$U_{Q2E} = U_{Q4B} + 0.7V + U_{R9}$$

一般来说， R_9 上的压降并不大，只要让 U_{Q4B} 稍低于供电电压中点(20V)，就可以实现 $U_{Q2E}=20V$ 。图中选择 R_7 等于 $82k\Omega$ ，即可实现。至此，Q2、Q1的静态电位得到了控制。

Q2的静态基极电流由 R_1 与 R_5 之和确定：

$$I_{Q2B} = \frac{E_C - U_{Q2B}}{R_1 + R_5} = \frac{E_C - U_{Q2E} - 0.7V}{R_1 + R_5} = \frac{19.3V}{R_1 + R_5}$$

而Q2的静态发射极电流为：

$$I_{Q2E} = (1 + \beta)I_{Q2B}$$

Q1的集电极静态电流一定等于Q2的发射极静态电流。

其次，对于信号，同样存在上述反馈环路，也是负反馈。唯一的区别是， R_8 和 C_4 介入到了反馈环路中，这稍稍降低了反馈系数。

利用大运放法，可以看出，Q4+Q3+Q1Q2形成了一个开环大增益放大器，其开环增益约为几百倍，经过反馈电阻网络回馈到了Q4的输入端，形成了一个大闭环。因此，总的闭环增益为：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_9}{R_8 + \frac{1}{j\omega C_4}} \cong 1 + \frac{R_9}{R_8} \text{ (在电容 } C_4 \text{ 足够大时)} = 13.27$$

需要稍加说明的是，在Q3处，Q3的输出是一分为二的，反相放大的Q3C进入Q2实施射极跟随器在Q2E输出，同相跟随的Q3E进入Q1实施反相放大在Q1C(也就是Q2E)输出，最终合二为一的。换句话说，Q2支路，是先反相放大，然后同相跟随，Q1支路，是先跟随，然后反相放大，汇总到一起的。这一点，用成语“殊途同归”解释，是恰当的。

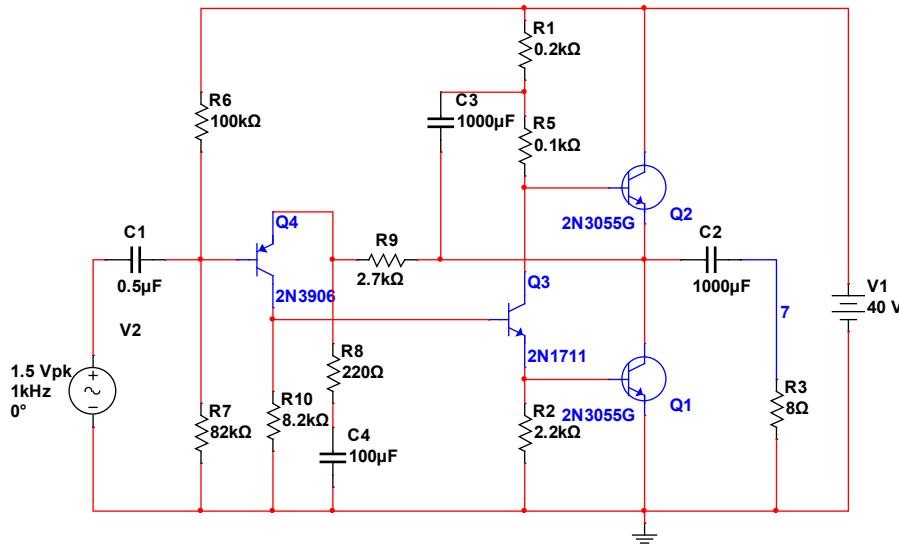


图 Section116-2 JLH1969 电路结构

这个电路仍然具有很大的静态功耗，因此使用散热片给输出晶体管散热，以保持其处于非高温下工作是必须的。它最大的贡献在于输出失真度得到了明显的降低。

第一点，Q1和Q2的协同工作，使得它们在任意时刻都存在一种互补关系，如果

输入是正弦波的正半周，导致 Q1 的 u_{BE1} 减小， i_{E1} 减小，那么 Q2 的 u_{BE} 就一定增大， i_{C2} 增大，输出电流是两者的减法。输入信号负半周持续了一个相反的过程，但是输出电流还是两者的相减。最终导致在正负两个半周，输出波形出现了对称。这客观上降低了偶次谐波的出现。第二点，这个电路在开环失真度下降的基础上，又引入了强烈的负反馈，进一步降低了失真度——参见本书第 3 章内容。

本电路输出失真度可以做到小于 0.05%~0.1%。

Section117. 乙类功放和甲乙类功放

甲类功放消耗的静态功耗非常巨大，通常可以达到几 W，几十 W 甚至几百 W，而其效率一般只能做到 10% 左右，即，有 90% 的功耗都消耗在发热上了。无论强调低功耗（长待机时间）的手机，还是汽车音响、家用音响，这样的消耗都是用户难以忍受的。因此，甲类功放仅用于对音质有特别高要求的用户。

乙类互补功放给出了另外一种方案，用两个互补的晶体管实现推挽输出，在静态时几乎不消耗功率，这大幅度提高了效率，理论上最高效率可以达到 78.5%。

乙类互补功放工作原理

乙类功放电路结构如图 Section117-1 所示。图中 Q1 为 NPN 管，Q2 为 PNP 管，两者均为大功率管。图中正负电源对称。

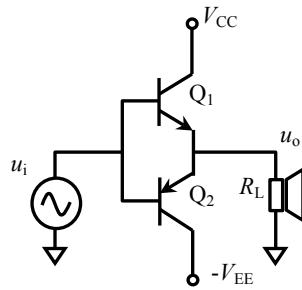


图 Section117-1 乙类功放电路结构

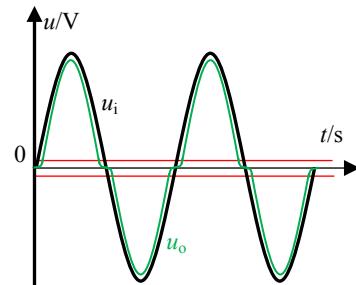


图 Section117-2 乙类功放的输入输出

在输入信号静默时，两个晶体管的基极电位为 0V，它不足以打通过任何一个晶体管的 BE 结，因此两个晶体管均处于截止状态，电源不提供电流，负载电压为 0V。

当输入信号为正弦波的正半周时，且输入电压高于 0.7V 后，Q1 被打通过，输出电压约为输入电压减去 0.7V；当输入信号为正弦波的负半周时，且输入电压低于 -0.7V，Q2 被打通过，输出电压约为输入电压加上 0.7V。遗憾的是，当输入电压介于 -0.7V~0.7V 之间时，两个管子均处于临界或者彻底的不导通状态，输出电压近似为 0。这就造成了输出波形的变形，如图 Section117-2 所示，图中黑色波形为输入正弦波，绿色是输出波形。对这种由正半周过渡到负半周时产生的输出变形，即失真，我们称之为交越失真。交越失真，是乙类功放固有的缺点。

在乙类功放中，每个晶体管负责处理输入信号的半个周期，其导通角近似为 180°。

乙类功放的输出功率

如果考虑到交越失真，输出波形变得非常复杂，难以用简单数学去计算。所幸的是，交越失真给输出波形带来功率影响并不是很大。因此，在计算乙类功放的输出功率和效率时，一般都无需考虑交越失真，即认定输出波形等同于输入波形，为一个标准的正弦波。

设输出波形幅度为 U_{om} ，则根据式[Section115-1]，得到输出功率为：

$$P_{out} = \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{\sqrt{2}}{2} U_{om}\right)^2}{R_L} = \frac{U_{om}^2}{2R_L}$$

[Section117-1]

可知，输出功率正比于输出幅度的平方。

乙类功放的电源消耗功率

此时，电源消耗功率分为正半周和负半周两种情况。在输入信号正半周，正电源 V_{CC} 提供输出电流，而负电源处于休息状态；而在输入信号负半周，负电源提供输出电流，正电源处于休息状态。因此，总的电源耗散功率即为正电源在正半周的耗散功率，或者，也是负电源在负半周的耗散功率。根据式(Section115-2)，得到总电源耗散功率为：

$$\begin{aligned} P_{PW} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{CC} \times i_C(t) d\omega t = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_{om} \sin \omega t}{R_L} d\omega t = \frac{V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} \int_0^{\pi} \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} \end{aligned}$$

(Section117-2)

可知，电源消耗功率正比于输出电压幅度。

乙类功放的效率

由此得到整个电路的效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{\frac{U_{om}^2}{2R_L}}{\frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L}} = \frac{\pi U_{om}}{4V_{CC}}$$

(Section117-3)

可知，在电源电压固定的情况下，输出信号幅度越大，效率越高。一般情况下，乙类放大电路的输出信号幅度可以达到正电源电压减去 Q1 的饱和压降，如果忽略这个差异，可以认为输出幅度最大值为 $+V_{CC}$ ，此时可以达到最大效率：

$$\eta_{max} = \frac{\pi U_{om_max}}{4V_{CC}} \approx \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

(Section117-4)

即在理论分析中，乙类功放的效率最高为 78.5%，这是甲类功放望尘莫及的。

乙类功放的晶体管耗散功率

在乙类放大电路中，晶体管的耗散功率等于电源消耗功率减去输出功率：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} - \frac{U_{om}^2}{2R_L}$$

(Section117-5)

图 Section117-3 绘制了 $V_{CC}=20V$, $R_L=8\Omega$ 时，随着输出幅度的增加，输出功率、电源功率、晶体管耗散功率的变化曲线。可以看出，晶体管耗散功率存在最大值，或者说，并不是喇叭越响，晶体管发热越严重。晶体管最发热的时刻，恰恰发生在输出幅度不是最大的时候，而是在图中 12V 附近。

用数学可以证明这一点，对 P_T 求导，导数为 0 处即为最大值发生处。

$$\frac{dP_T}{dU_{om}} = \frac{2 \times V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{U_{om}}{R_L} = 0$$

解得：

$$U_{om} = \frac{2 \times V_{CC}}{\pi} = 0.6366V_{CC}$$

[Section117-6]

此时，输出功率恰好等于晶体管耗散功率，且均为电源耗散功率的一半，即效率为50%。

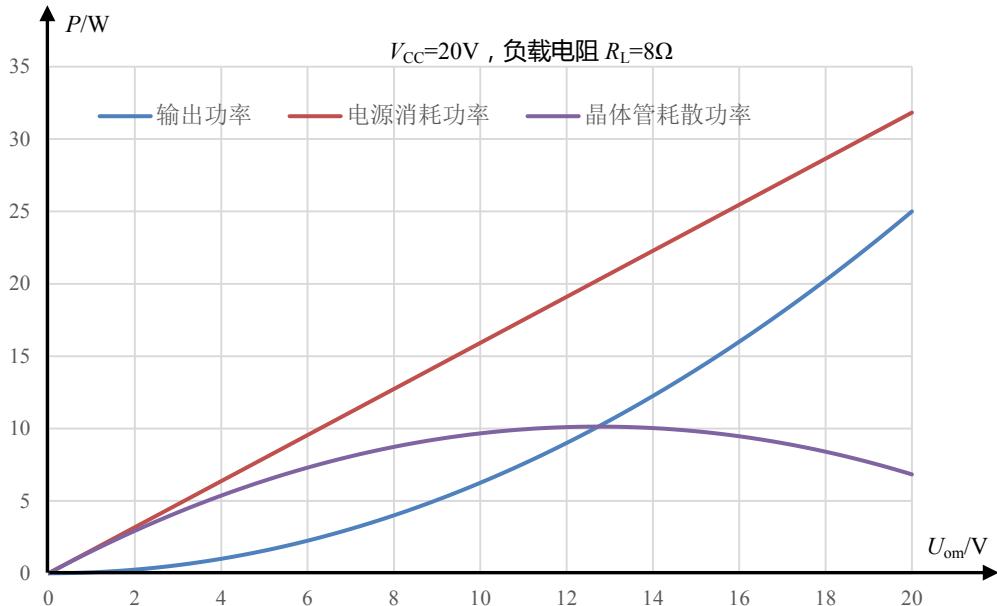


图 Section117-3 乙类功放的功率随输出幅度的变化

甲乙类功放工作原理

在乙类功放的基础上，为了减小交越失真，电路中增加了两个电阻和两个二极管，形成一种新的电路结构，称之为甲乙类功放，如图 Section117-4 所示。

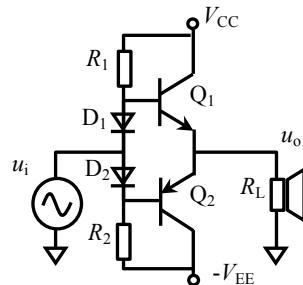


图 Section117-4 甲乙类功放电路结构

甲乙类功放的工作原理类似于乙类功放。新增加的支路，使得输入信号静默时，两个晶体管不再处于截止状态，而处于可控的微导通状态：Q1 的基极电位约为 0.7V，有能力打通 Q1，Q2 的基极电位约为 -0.7V，也有能力打通 Q2，此时 Q1 和 Q2 均处于微弱导通状态，从 VCC 到 -V_{EE} 存在静态电流。这个静态电流是可控的，当两个电阻选择较小值时，D1 和 D2 的导通压降将比较大，Q1 和 Q2 就流过较大的电流值。

这样，看起来静态功耗将不再是 0，效率比乙类降低了，但是它带来了失真较小的好处：

Q1 的基极电位为：

$$u_{BQ1} = u_i + u_{D1}$$

而输出电位为：

$$u_o = u_{BQ1} - u_{BEQ1} = u_i + u_{D1} - u_{BEQ1}$$

二极管的导通压降 u_{D1} 近似为 0.7V，而 Q1 的发射结压降 u_{BEQ1} 也近似为 0.7V，如果忽略它们的差别，而认为它们近似相等，则有：

$$u_o = u_i + u_{D1} - u_{BEQ1} \approx u_i$$

即输出近似为输入，因此也就不存在交越失真了。

这只是理论分析，实际上，上述的两个压降并不是严格相等，交越失真仍是存在的，只是远比乙类放大电路小得多。

因此，在实际的乙类放大电路中，使用标准乙类的电路非常少见，而大量采用了甲乙类电路。或者说，甲乙类电路就是乙类电路的实用性选择。很多标记为 Class B (乙类) 的电路，细看都是甲乙类。

功放的单电源供电

功放电路可以用正负电源供电，这样可以获得良好的对称性，以最大程度降低失真。但是在很多便携设备中，为了降低体积、重量和成本，也采用单一电源供电。

图 Section117-5 是两个单电源供电的功率放大器，采用单一 20V 供电。[a]图的输入信号，通过一个隔直电容耦合到图中 VF2 点。静态时，VF2 点的上下电路是相同的，从 T1 基极流进多少电流，就有多少电流从 T2 基极流出，因此 VF2 点静态电位是 20V 的一半，10V。而 VF3 的静态电位只能是 10V——如果比 10V 高，那么 T1 的 BE 电压将小于 T2 的 EB 电压，T2 就会产生较大的电流，导致电容 C1 被放电（电流从右向左流），VF3 电位就下降；反之则 VF3 电位上升。最终的结果是，静态时电容上没有电流，VF3 保持 10V 电位。

这个电路的好处是，对输入信号的静态电位没有要求，只要不击穿 C2 即可。缺点是需要增加一个大电容，以保证其低频相应。

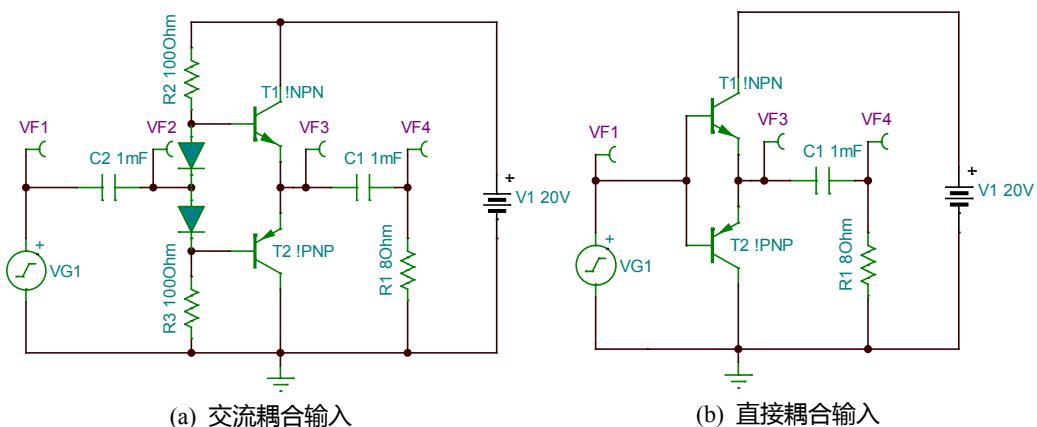


图 Section117-5 功放的单电源供电

[b]图电路的输入是直接耦合型的，输入信号必须具备合适的静态直流电平，比如 10V。此时，VF3 则一定是 10V。如果 VF3 小于 10V，那么 T1 就会导通——哪怕是微弱导通，给电容 C1 充电，导致 VF3 电位上升。而一旦 VF3 大于 10V，T2 就会导通，给电容 C1 放电。总之，VF3 只有等于 10V，静态才会出现。

上述电路在动态时，与双电源电路基本一致。

降低失真度的基本原理

仅仅依靠二极管压降去抵消 PN 结压降，是无法将失真度降低到设计要求范围内的。为了进一步降低失真度，必须使用其它方法。

要想让输出波形失真很小，以下的思路是必须的。

1) 让放大器的开环增益是尽量线性的。要实现这一点，必须知道产生开环增益非线性的原因是什么，然后一一消除。

原因之一：交越失真。目前的处理方法，就是引入甲乙类放大电路结构，除此之外还没有更好的方法。

原因之二：晶体管输入伏安特性的非线性。它是一条类似于指数的曲线，第一它不是直线，第二它的斜率是上大下小的，第三，它的非线性是随着幅度的增加而增加的。对于第一条，目前没有办法。对于第二条，目前的方法是使用对称设计，使其相互抵消。对于第三条，很简单，让输入信号足够小。

2) 如果实在不能保证开环增益的线性度，那么引入强烈的负反馈会削弱非线性，这在本书第 3 章有描述。因此，在相同的非线性情况下，负反馈越强烈，对失真的消除就越有效，而负反馈的强弱，完全取决于 AF 的大小，提高开环增益 A，提高反馈系数 F（也就是降低闭环增益）是可行的两个根本策略。

功率管置于反馈环内的功率放大电路

图 Section117-6 电路中，两个功率管 T_1 和 T_2 被放置在了大反馈环内，此时交越失真就很难发生了。解释如下：

两个晶体管只要有一个处于放大状态，则从运放输出 $u_{O1} \rightarrow u_O \rightarrow u_{in-} \rightarrow u_{O1}$ 的负反馈环路就是通的，在满足负反馈条件下，运放 A_1 的两个输入端虚短，则可解出：

$$u_O = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)u_I \quad (1)$$

此时不存在交越失真。

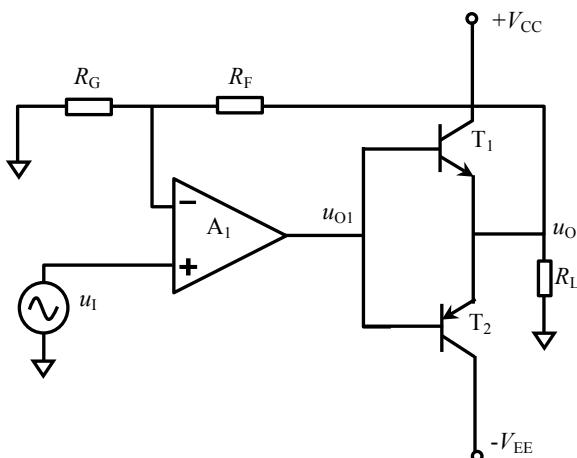


图 Section117-6 将功率管至于反馈环内

我们先假设输入电压为 0，则 u_{O1} 为 0，两个晶体管均不导通，处于截止状态， u_O 为 0，输入变化无法引起输出 u_O 变化，存在交越失真。当输入电压为 $u_{I_{min}}$ 时，使得：

$$|(u_{I_min} - u_{IN-}) \times A_{uo}| = |u_{I_min} \times A_{uo}| = |u_{O1}| \geq 0.7 \quad [2]$$

则运放的输出足以打通两个晶体管中的一个，使其工作于放大状态，负反馈环就建立了，而负反馈环路一旦建立，式[1]就成立了，交越失真也就消失了。因此，式[2]是交越失真存在与否的分界条件，当 $A_{uo}=10^5$ ：

$$|u_{I_min}| \geq \frac{0.7}{A_{uo}} = 70\mu V$$

就不再出现交越失真。

换句话说，当输入信号大于 $70\mu V$ ，输出就不再出现交越失真。

需要注意的是，当输出信号与输入信号一致，是一个标准正弦波，那么运放的输出端 u_{O1} 就一定不是正弦波，而是一个正半周加 $0.7V$ ，负半周减 $0.7V$ 的奇怪波形。

图 Section117-7 是一种进一步改进的电路，它在前述电路基础上，又增加了串联二极管的甲乙类措施，试图进一步降低交越失真。

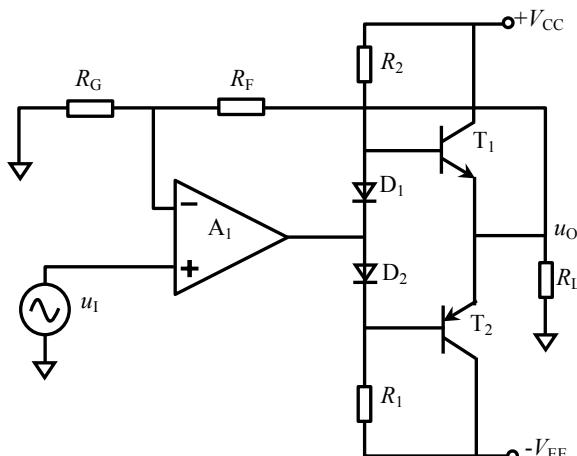


图 Section117-7 将功率管至于反馈环内——含二极管

举例 1

电路如图 Section117-7 所示。电源电压为 $V_{CC} = V_{EE} = 20V$ 。假设电阻 R_2 、 D_1 、 D_2 、 R_1 支路的功耗很小，运放功耗很小。图中 $R_F=10k\Omega$ ， $R_G=1k\Omega$ ， $R_L=16\Omega$ ，晶体管输出功率和耐压足够大，运放和晶体管的频率响应足够。

1) 当输入为幅度 $1V$ ，频率为 $1kHz$ ，直流偏移量为 $0V$ 的正弦波，求此时的输出功率、电源功率、效率，以及晶体管耗散功率。

2) 假设两个晶体管具有相同的 $2V$ 饱和压降，求正弦波输入时，最大不失真输出电压有效值，以及此时的输出功率、电源功率、效率和晶体管耗散功率。

3) 当输入为幅度 $1V$ ，频率为 $1kHz$ ，直流偏移量为 $0V$ 的方波，求此时的输出功率、电源功率、效率，以及晶体管耗散功率。

解：首先，整个电路的电压增益为：

$$A_u = \frac{u_O}{u_I} = 1 + \frac{R_F}{R_G} = 11$$

1) 当输入为 $1V$ 正弦波时，输出幅度为：

$$U_{om} = A_u U_{im} = 11V$$

根据式[Section117-1]，得输出功率为：

$$P_{out} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{121}{2 \times 16} = 3.78125W$$

根据式[Section117-2]，得电源功率为：

$$P_{PW} = \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} = \frac{2 \times 20 \times 11}{3.1416 \times 16} = 8.7535W$$

则效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{3.78125W}{8.7535W} = 43.197\%$$

也可根据式[Section117-3]，得效率为：

$$\eta = \frac{\pi U_{om}}{4V_{CC}} = \frac{3.1416 \times 11}{4 \times 20} = 43.197\%$$

根据式[Section117-5]，得晶体管耗散功率为：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = 8.7535 - 3.78125 = 4.97225W$$

2) 当晶体管具有 2V 饱和压降时，最大不失真输出幅度为 20V 减去 2V，即 18V。此时输出幅度为：

$$U_{om} = 18V$$

根据式[Section117-1]，得输出功率为：

$$P_{out} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{324}{2 \times 16} = 10.125W$$

根据式[Section117-2]，得电源功率为：

$$P_{PW} = \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} = \frac{2 \times 20 \times 18}{3.1416 \times 16} = 14.3239W$$

则效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{10.125W}{14.3239W} = 70.686\%$$

根据式[Section117-5]，得晶体管耗散功率为：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = 14.3239 - 10.125 = 4.1989W$$

注意，此时输出幅度比前一问时更大了，但晶体管耗散功率却减小了。

3) 对于幅度 1V 方波输入，可知其输出幅度仍为 11V，但前述公式都不能直接使用，需要重新分析。

由于是方波输出，正负是对称的，对电阻来说无所谓正负，其功率是相同的。因此有：

$$P_{out} = \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{121}{16} = 7.5625W$$

此时电源消耗功率为：

$$P_{PW} = V_{CC} \times i_C = 20 \times \frac{U_{om}}{R_L} = 13.75W$$

效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{7.5625W}{13.75W} = 55\%$$

可知此时的效率即为输出幅度和电源电压的比值。

晶体管耗散功率为：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = 13.75 - 7.5625 = 6.1875W$$

Section118. 关于功放的其它知识

“玄妙”的高品质功放

很多大功率高品质功率放大电路，目前仍采用分立晶体管实现，甚至使用电子管实现。后者称为胆机——电子管看起来像个玻璃吹造的暖瓶胆，而前者称为石机——半导体硅来源于砂石。这类功放多数采用甲类功放实现，也就是A类功放。

研究功放、扬声器、耳机等组成的高品质音响系统，是有趣的，也是极为困难的，这里面蕴含着丰富的研究内容。

这个领域中，用户的参与度非常高，产品的细微差别都会被用户发现，甚至改进。一个高质量的音响系统，不仅与纸面设计、实际用料相关，还与调试、预热、老化等诸多因素相关，最终靠听者的听觉感悟来决定。因此不可避免的，这个领域中除一般性的科学定义外，还有很多“玄妙”的名词被广大“发烧友”接受并津津乐道，比如某个声音听起来比较“暖”。

他们花费大量的金钱，购买奢侈品级别的功放、导线、扬声器，利用业界传播的方法，对产品进行“摩机”，并相互交流经验，展示自己的成果。

本书不介绍这种高品质功放。

在要求不是很高，且对体积、成本有一定限制的音响中，功放多数采用集成功率放大器——生产厂家将复杂的功率放大电路集成在一个芯片内，设计者只需要给外部配置少量的无源部件，比如电阻、电容或者电感，就可以组成一个性能还说得过去的功放。这就是集成功率放。这类产品包括手机音响、汽车音响，以及其他便携式设备的音响。

集成功率放主要分为两种：AB类，也就是我们此前讲过的甲乙类；以及本节即将讲述的D类。在介绍这类集成功率放之前，我们先了解一些关于功放的其它知识。

Hi-Fi 音响

Hi-Fi 是 High Fidelity（高保真）的缩写，读音为 Haifai。所谓的高保真，是指音响系统能够使听者获得与原音几乎完全一致的听觉感受，而音响系统包括原始音响文件，数模转换器，基本信号链路，以及功率放大电路和扬声器，甚至包括听音室内的回声系统等。

评价一个音响系统是否达到 Hi-Fi 级别，需要两方面的衡量，一个是仪器测量得出的指标，属于客观评价，另一个是听者群体给出的主观评价。

目前有些手机的音效已经号称达到了 Hi-Fi 级别。

类似的这种缩写，还有 Wi-Fi，是 Wireless Fidelity（无线保真）的缩写，它是一个有商标性质的无线传输方法，广泛应用于很多便携式设备中。此段乃题外话。

功放的输出类型

功率放大电路具有多种输出类型，各有优缺点。

变压器型

功放的输出信号加载到一个音响变压器的原边，扬声器接在变压器的副边上，这种类

型称为变压器输出型。目前使用较少。

优点：

- 1) 低压下可以发挥电源电流能力，在负载阻抗不变的情况下，提供大功率输出。
- 2) 副边可以有极低的输出阻抗，在电子管本身输出阻抗较大的情况下，实现与负载的阻抗匹配，以驱动 4Ω 或者 8Ω 的低阻扬声器。

缺点：

- 1) 本身频响平坦度不够，与制作工艺密切相关。
- 2) 体积大，成本高，重量大。

但是，因其阻抗转换功能，在电子管音响电路中应用广泛。

OTL 型

输出无变压器型(Output TransformerLess)，用一个电容将直流电压输出隔离，而仅输出交变信号。应用非常广泛。著名的 JLH1969 电路就属于 OTL 型。

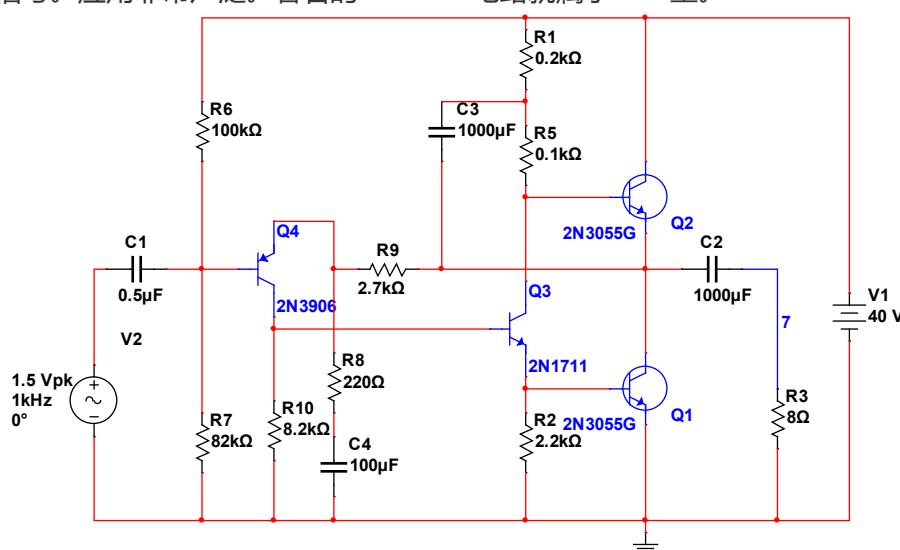


图 Section116-2 JLH1969 电路结构

它的优点是省去了昂贵沉重的变压器，并且使用单电源供电。但是，由此带来的问题是，电容必须很大才能保证功放的低频性能，另外电路的对称性也相应下降。

OCL 型

输出无电容型(Output CapacitorLess)，将输出直接与扬声器相连。

它的优点是省去了大电容，改善了功放低频特性。缺点是必须使用双电源供电，电路复杂程度提高。下图就是一个典型的甲乙类 OCL 型功放，输出端没有电容。

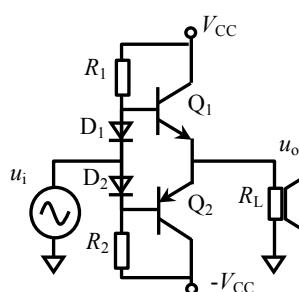


图 Section117-4 甲乙类功放电路结构

看起来这个电路非常简单，为什么要说这种电路的复杂程度提高了呢？原因之一是，这种电路中，理论上 0 输入时，扬声器上应该是 0 电压输出，但是要做到这点非常困难，两个晶体管的不对称会导致输出达不到 0 电压，必须增加必要的反馈或者其它调节环节才能解决。由于没有隔直电容，导致静态直流量和动态交变量混在一起，处理起来就更加困难。

BTL 型

对 BTL 有两个解释，一是 Bridge Tied Load（桥接负载），一是 Balanced TransformerLess（平衡式无变压器），实际上说的是一回事。前述输出结构中，扬声器都是一端接地，另外一端接功放的输出信号。对扬声器来讲，这是不平衡的。在 BTL 中，扬声器的两个端子分别接两路功放的输出，并且要求两路功放的输出，是相对于一个固定电压互反的。换句话说，BTL 中的扬声器，是由一对儿差分信号驱动的，这既类似于电桥，也就是桥接负载，又属于平衡接法，也就是 Balanced。

图 Section118-1 是 OTL 电路与 BTL 电路的简化结构图。可以看出，右侧的 BTL 电路，是用两个功率放大器，对输入信号进行不同极性的放大，一个是同相放大，另一个是反相放大。在输入信号正峰值时， u_{o+} 可以达到的最大值为 $+V_{CC}$ ，而此时， u_{o-} 可以达到 $-V_{CC}$ ，负载上得到的峰值电压为 $2V_{CC}$ ；同样的分析原理，当输入信号负峰值时，负载上可以得到 $-2V_{CC}$ 的峰值电压。

而左侧的 OTL 电路， u_o 的正峰值电压为 $+V_{CC}$ ，负峰值电压为 $-V_{CC}$ 。两者相比可知，在电源供电完全相同的情况下，BTL 的负载上可以获得比 OTL 电路大 1 倍的输出电压，进而能够使得输出功率是 OTL 电路的 4 倍。

这是 BTL 电路的最大优点，特别在便携式设备的低电源电压情况下，这个优点非常珍贵。

当然，BTL 需要两套功率放大器，而且最好具有良好的对称性，就是它的缺点了。

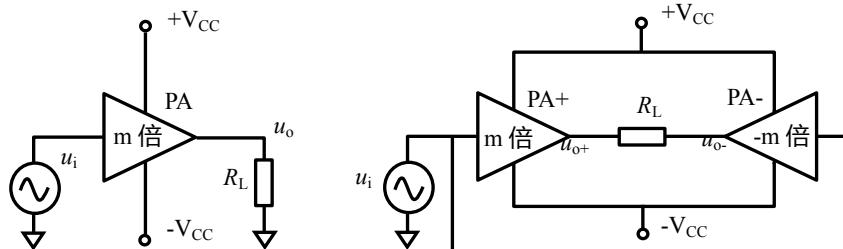


图 Section118-1 OCL 和 BTL 功放电路结构区别

D 类功放原理

前述的全部功率放大器，当输入信号为正弦波时，其功率晶体管或者全部处于放大区——甲类，或者 50% 时间处于放大区——乙类，或者大于 50% 时间处于放大区——甲乙类。当一个管子工作于放大区时，其 u_{CE} 不为 0， i_C 也不为 0，势必造成晶体管存在自身的功率耗散，其瞬时功率就是 $u_{CE} \times i_C$ 。这样，电源提供的功率中，有一部分就被晶体管耗散掉了。导致其效率无法再提高。

D 类功放，思路非常妙：它首先把输入信号调制成与信号幅度相关的方波——或者 0，或者 1，比如用 1 的占空比代表原输入信号幅值，这叫 PWM(Pulse Width Modulation) 调制，

然后用 PWM 波去驱动功率晶体管，此时，功率晶体管或者完全导通——电流 i_C 很大，但电压 u_{CE} 就是晶体管的饱和压降，非常小，瞬时功率为两者的乘积也就很小；功率晶体管或者完全关断——电流 i_C 很小，但电压 u_{CE} 可以很大，瞬时功率为两者的乘积也很小。理论上，功率晶体管无论通还是断，几乎都不消耗功率。

最后，利用 LC 组成的二阶低通滤波器，将经过功率管驱动的 PWM 波实施低通滤波，将占空比变化的方波信号重新解调成与输入信号幅度相关的输出波形。由于 LC 本身在理论上不消耗功率，这样就会大幅度提高功率放大器的效率。

将输入信号加载到一个高速比较器的正输入端，将高频三角波（PWM 载波）加载到该比较器的负输入端，就可以形成如图 Section118-2 所示的 PWM 波形。为了清晰表示该过程，图中高频三角波的频率并不是很高——只是输入信号频率的 8 倍，实际中三角波频率一般是输入信号频率的几十倍甚至上百倍——但是那样会让读者看不清楚。

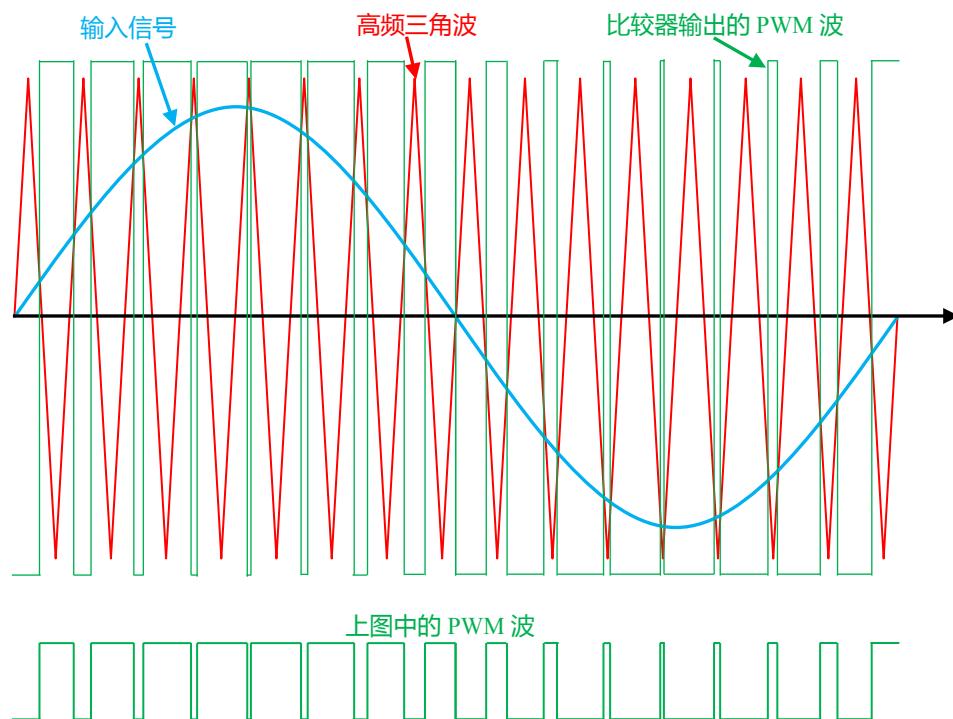


图 Section118-2 PWM 调制的波形生成示意图

一个简易 D 类放大器（纯粹为说明原理而设计，不能实用）如图 Section118-3 所示。图中，输入正弦波为 50Hz, 1V，输入三角波为 5kHz, 1.2V，考虑到后级功率管 T1 和 T2 实际组成的是一个 CMOS 反相器，本例中比较器的接法和上述原理刚好相反，在音频电路中这不影响什么。VF3 点输出即为 PWM 波，当输出为高电平时，T1 完全导通而 T2 完全截止，当 VF3 输出低电平时，结果刚好相反，在此期间两个晶体管均不消耗功率。L1 和 C1 组成的二阶低通滤波器负责将 PWM 信号实施低通滤波，以呈现出与输入信号相同的正弦波。

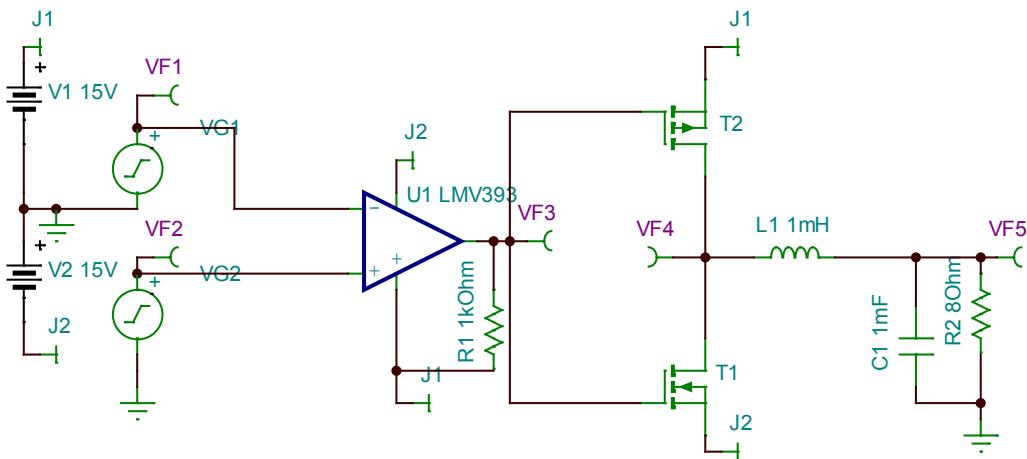


图 Section118-3 一个简易 D 类功放，非实用电路

结合负载情况合理选择 LC 滤波器的参数，对输出波形影响很大。或者说，在 D 类功放中，如何设计输出滤波器，是相当复杂的。本书不深入探讨，只做简单描述。

理论上，低通滤波器的截止频率应该介于输入信号频率和三角波频率之间，才可以保留输入信号，而滤除 PWM 波中的载波。

图 Section118-4 是电感为 100nH ，电容为 $100\mu\text{F}$ 带来的滤波效果。显然，PWM 波频率为 5kHz ，而 LC 滤波器的特征频率为 $50.35\text{kHz}[1/(2\pi\sqrt{LC})]$ ，滤波器无法将载波滤除，导致输出波形中包含巨大的 PWM 痕迹。

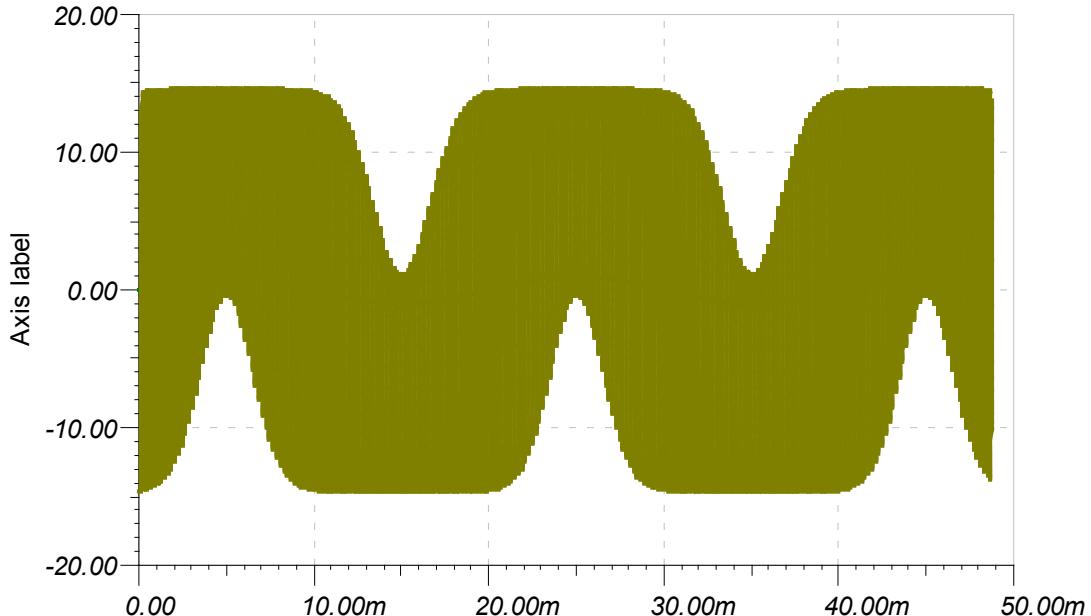
图 Section118-4 100nH , $100\mu\text{F}$ 滤波效果图——VF5 输出端

图 Section118-5 是电感为 $10\mu\text{H}$ ，电容为 $1000\mu\text{F}$ 带来的滤波效果。此时 LC 滤波器的特征频率为 $1592\text{Hz}[1/(2\pi\sqrt{LC})]$ ，滤波器可以将相当程度的 5kHz 载波滤除，导致输出波形在保持输入信号的情况下，尚有部分 PWM 痕迹。

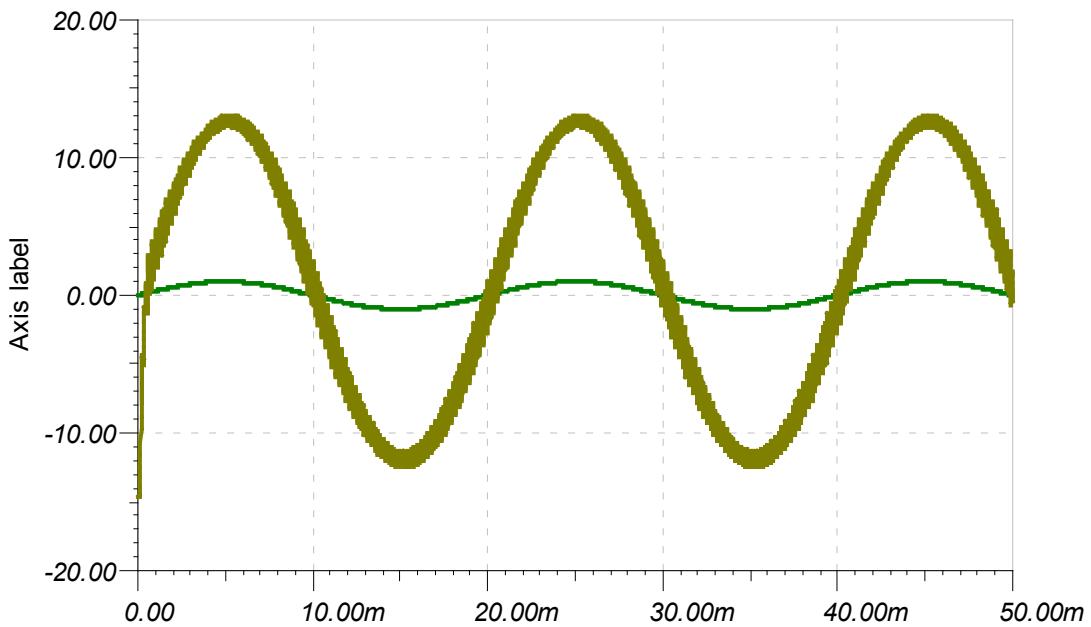
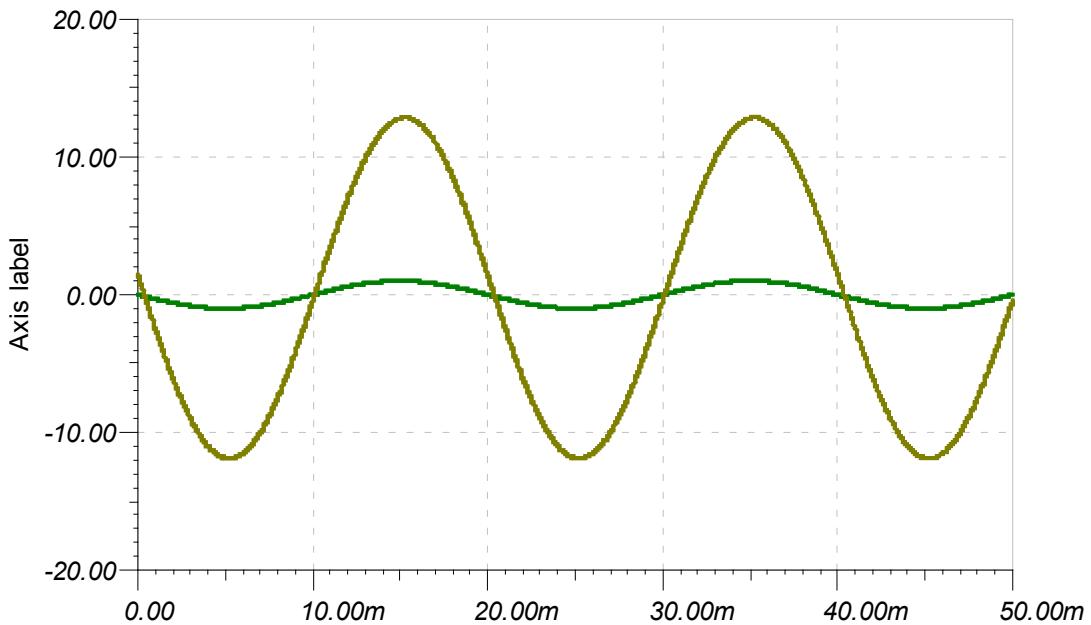
图 Section118-5 $10\mu\text{H}$, $1000\mu\text{F}$ 滤波效果图——VF5 输出端

图 Section118-6 是电感为 $1000\mu\text{H}$ ，电容为 $1000\mu\text{F}$ 带来的滤波效果。此时 LC 滤波器的特征频率为 $159.2\text{Hz}(1/(2\pi\sqrt{LC}))$ ，滤波器将 PWM 波几乎完全滤除，呈现出与原输入波形几乎一致的输出波形。

图 Section118-6 $1000\mu\text{H}$, $1000\mu\text{F}$ 滤波效果图——VF5 输出端

无输出滤波器型 D 类功放

传统 D 类功放的输出必须增加储能性质的 LC 低通滤波。原因是，当输入信号为 0 时，PWM 波是一个占空比为 50% 的方波，此时，两个功率管将交替导通，给负载施压。如果没有 LC 滤波器的储能，负载将不断消耗电源功率。而经过 LC 滤波器储能后，实际加载到负载电阻上的电压近似为 0，导致负载不消耗功率，而 LC 本身也不消耗功率，类似于正电

源付出的功率经 LC 储能后，被负电源吸收，或者相反。

而无输出滤波器型 D 类功放 (Filterless CLASS D , 或者 Filter-Free™ CLASS D) , 采用一种特殊的调制方法，且使用 BTL 桥接负载形式，会产生一种奇妙的效果：它不需要 LC 低通滤波，也能够保证在 0 输入时电源不提供功率输出，进而降低了功放的静默损耗。当然，为了将输入信号从 PWM 波中提取出来，采用铁氧体磁珠配合扬声器本身的电感和电容，也能达到相同的滤波效果。

按照常规思路，将单端输出接负载的形式改为桥接负载形式，可以将 PWM 波实施反相处理，然后分别接到两个功率驱动晶体管对儿中，负载桥接在两个输出端之间即可。但是这种方法就会存在上述问题：当 0 输入时，如果没有 LC 储能滤波，就会导致电阻负载不断消耗功率。无滤波器 D 类功放的妙处在于，它将输入信号反相，如图 Section118-7 所示，然后对两个互反的输入信号分别进行 PWM 调制，调制后信号无需再经过反相器，直接驱动两个功率管对儿。

当输入为 0 时，VF2 占空比 50%，VF3 占空比 50%，且两者同相，实际输出为两者的差值，如图中的 VF4，一定为 0，即使没有 LC 滤波，负载两侧的压差也是 0，不会消耗功率，如(a)图。

当输入为 0.1V 时，加载给左侧比较器的是 0.1V，而加载给右侧比较器的是 -0.1V，因此它们的占空比就不一样了，两者出现了相位的差异，相减为 VF4，即实际加载到负载的电压，就出现了一个窄的正向脉冲，如图(b)。图(c)是输入 1V 时情况，可以看出它是一个较宽的正脉冲。而图(d)是输入 -1V 情况，出现的是较宽的负脉冲。

这种方式，在目前的 CLASS D 功放中经常使用。在实际电路中，输出端一般要经过铁氧体磁珠，配合扬声器实现低通滤波。本书不做更深入介绍。

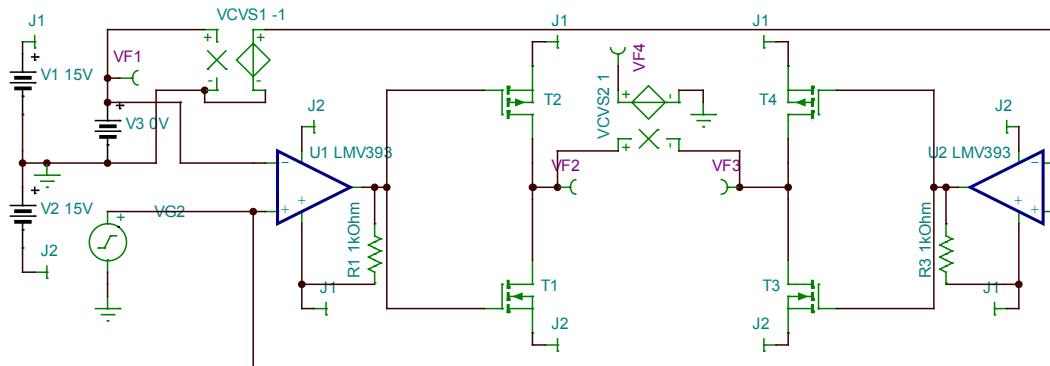


图 Section118-7 无滤波器 CLASS D 功放中的 PWM 波形成电路

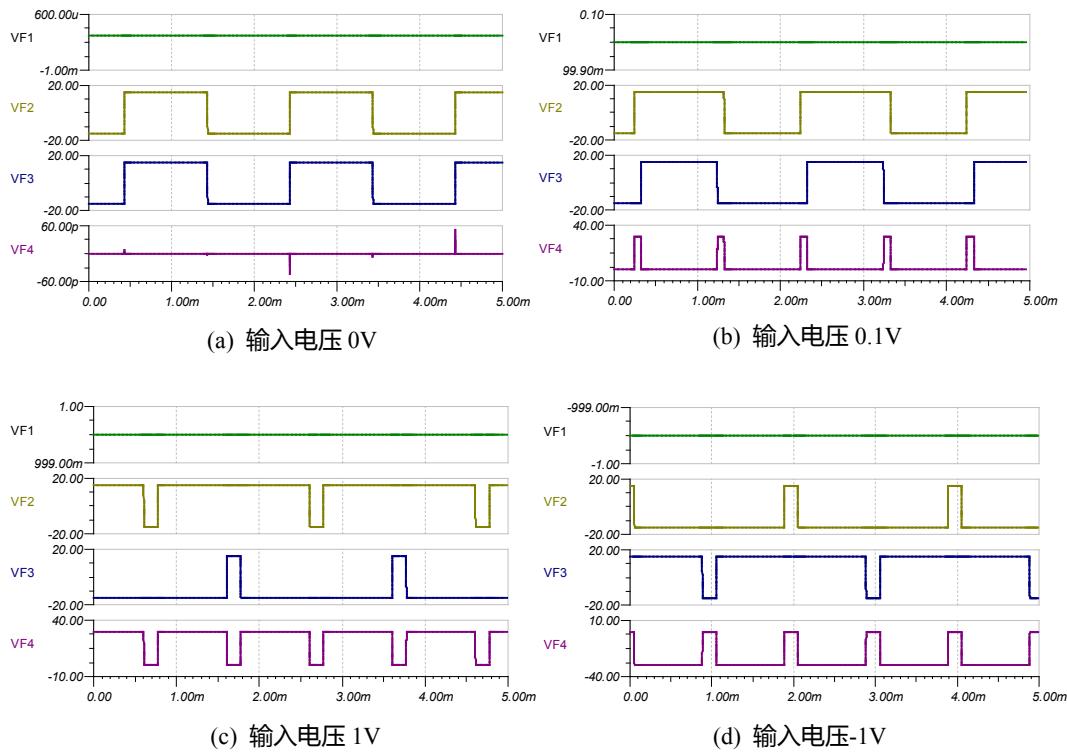


图 Section118-8 无滤波器 CLASS D 功放中的 PWM 波形成示意

D 类功放的优缺点和发展前景

D 类功放一诞生，就带着高效率的特点。如果不考虑晶体管饱和压降、漏电流，以及从截止区进入饱和区的过渡时间，还有 LC 本身非理想带来的功率耗散，那么理论上 D 类功放可以实现 100% 的效率，而考虑到上述诸多因素，现在的 D 类功放通常可以达到 90% 以上的效率，这是其它功放望尘莫及的。

在强调能源效率的场合，这种优点是极为突出的，因此 D 类功放的发展前景是可观的。

D 类功放也有其缺点，就是载波带来的输出波形失真，在失真度指标上，多数 D 类功放在-40dB~-60dB 附近，它目前还难以与甲类功放、甲乙类功放相比。

但是，科学的发展总是让人难以捉摸，当大批科学家和资金投入到 D 类功放的失真度指标上，而不是甲类和甲乙类的效率指标上，那么几年或者几十年后，鹿死谁手，难以预料。

目前，也就是 2015 年，A 类、AB 类和 D 类的三国演义激战正酣。

AB 类集成放大器举例

图 Section118-9 是德州仪器公司生产的 LM386 的内部结构图，这是一款较早期的 AB 类功率放大器。它属于单电源供电低压功放，适合于便携式设备的音频输出，在 16V 供电情况下可以达到最大 1W 的输出，多数情况下应工作于百 mW 状态。

LM386 具有半电源电压输出，即其输出静态电压一般为电源电压的 1/2，同时它具有 20~200 倍的电压增益，在单电源供电情况下，可以接受基于 0V 的输入信号。换句话说，此时，它的输入电压可以小于 0V。这看起来很奇妙，一般情况下，我们总是认为当电源供

电电压为 0V~5V 时，输入信号应在 0V~5V 之间，最好在 2.5V 上下摆动。但 LM386 不是这样，它希望你输入基于 0V 的信号。

让我们花点时间分析一下这个奇妙的功放。

粗看电路以了解信号大致走向

T_1 和 T_2 晶体管对组成输入级，而 T_3 对组成的电流镜，作为 T_{2A} 的有源负载，以提供巨大的单级电压增益，从 T_{3A} 的集电极输出，这样，输入级就形成了差分、共射极放大电路，其输出驱动 T_4 ，而 T_4 的头顶（集电极）是一个恒流源，具有极高的等效电阻，这使得 T_4 组成共射极放大电路，也具有极高的电压增益。此后，两个二极管的介入，配合 T_5 、 T_6 、 T_7 组成的互补推挽电路，实现了减少交越失真、低阻、大电流输出的射极跟随器。这是不考虑反馈情况下的信号走向，看懂这个非常重要。同时注意，电路中从输出第 5 脚，接了一个 $15k\Omega$ 电阻回送到 GAIN1 脚（即图中 u_y 处），显然这形成了反馈。

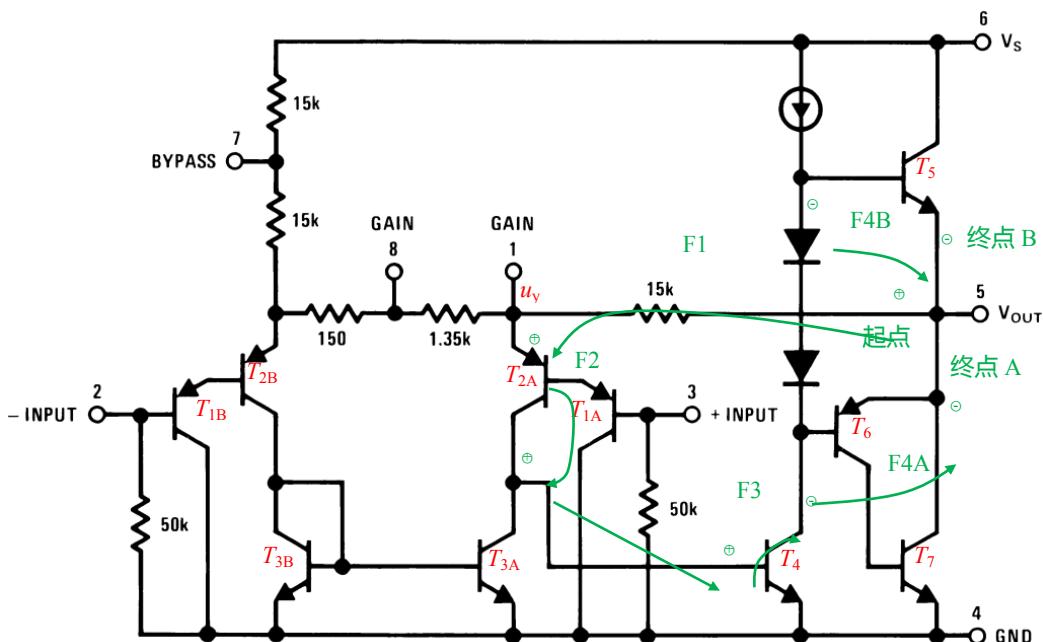


图 Section118-9 AB 类集成功放 LM386——结构和反馈极性

分析电路中的反馈性质。

图中以绿色为标记。从起点出发，设为 \oplus ， F_1 为第一段反馈传递过程，因为是电阻分压传递，因此极性不变化， u_y 处仍为 \oplus ， F_2 是一个发射极输入、集电极输出的共基极传递，同相，因此 T_{3A} 集电极，也就是 T_4 基极仍为 \oplus ， F_3 为基极输入，集电极输出的共射极传递，反相，因此 T_4 集电极为 \ominus ，此后，信号可以经过两个分支， F_{4A} 和 F_{4B} 均为射极跟随器传递，同相，导致输出端仍为 \ominus ，即终点为 \ominus ，这就形成了负反馈。这很好。

分析电路的静态

静态分析是指两个输入端均接地时（等效于输入信号接入，但输入信号幅度为 0，LM386 接受的是基于 0V 的输入，因此要接地），电路的工作状态。分析过程看图 Section118-9a。

1) $U_x=U_y \approx 1.4V$ ，这是两个 PN 结的导通电压。因此，图中 150Ω 和 $1.35k\Omega$ 上没有静态电流。

2) 由于 T_{3A} 和 T_{3B} 组成的是电流镜，其 BE 电压相等，可知静态的 $I_1=I_2$ 。相应的，可以得到， $I_{1A}=I_{2B}$ 。这样， I_{1B} 全部来源于第 7 脚旁边的两个 $15k\Omega$ 电阻，而 I_{2A} 全部来源于输出脚和 U_Y 之间的 $15k\Omega$ 电阻。由此，有下式成立：

$$I_{1B} = \frac{V_S - U_X}{30k\Omega} = \frac{V_S - 1.4}{30k\Omega}$$

$$I_{2A} = \frac{V_{OUT} - U_Y}{15k\Omega} = \frac{V_{OUT} - 1.4}{15k\Omega}$$

由于前述分析，两者相等，则有：

$$2(V_{OUT} - 1.4) = V_S - 1.4$$

解得：

$$V_{OUT} = 0.5 \times V_S + 0.7$$

即静态时，输出电位约为电源电压的一半，稍高一点。

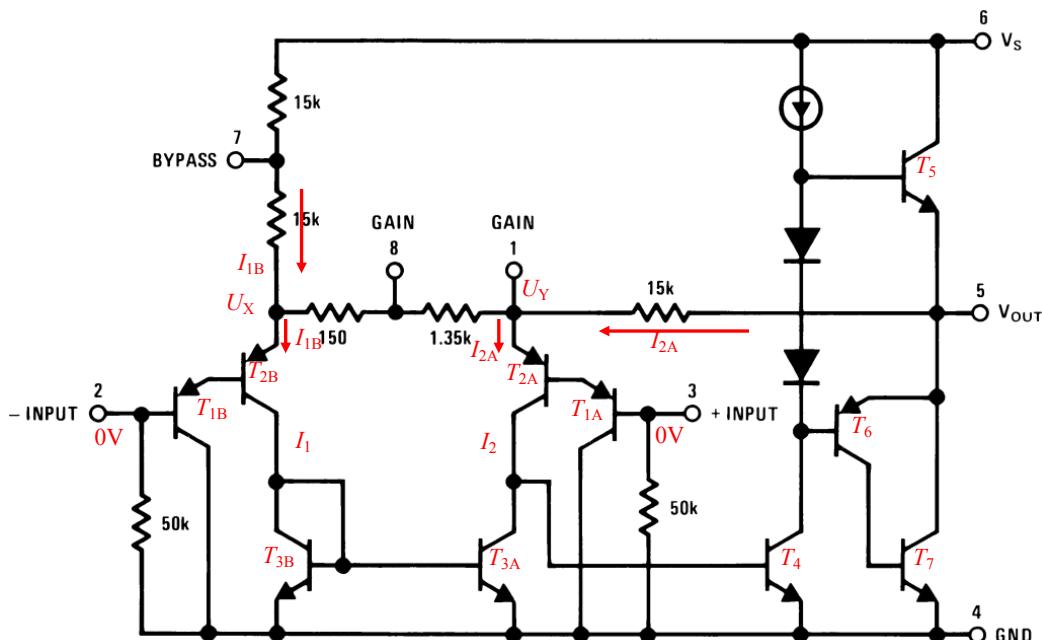


图 Section118-9a AB 类集成功放 LM386——静态分析

分析电路的动态

重点分析电路增益，以负输入端输入信号 u_i （基于 0V 的纯动态量）为例，因此正输入端接地，使用图 Section118-9b。

1) 图中所有标注的量，均为纯粹的动态量，即变化量，因此下标为小写。

2) 图中所有成对晶体管（下标分别为 A、B）均具有相同的性质。

3) T_{2B} 的 r_{be2} ，和 T_{1B} 的 r_{be1} 的求解过程为（ T_{2A} 、 T_{1A} 对应相等）：

$$r_{be2} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{E2B}} \approx \frac{(1+\beta)U_T}{\frac{V_S - 1.4}{30k\Omega}} = \frac{(1+\beta)U_T \times 30k\Omega}{V_S - 1.4} \quad [1]$$

$$r_{be1} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{E1B}} \approx \frac{U_T}{\frac{I_{E2B}}{(1+\beta)(1+\beta)}} \approx \frac{(1+\beta)(1+\beta)U_T \times 30k\Omega}{V_S - 1.4} = (1+\beta)r_{be2} \quad [2]$$

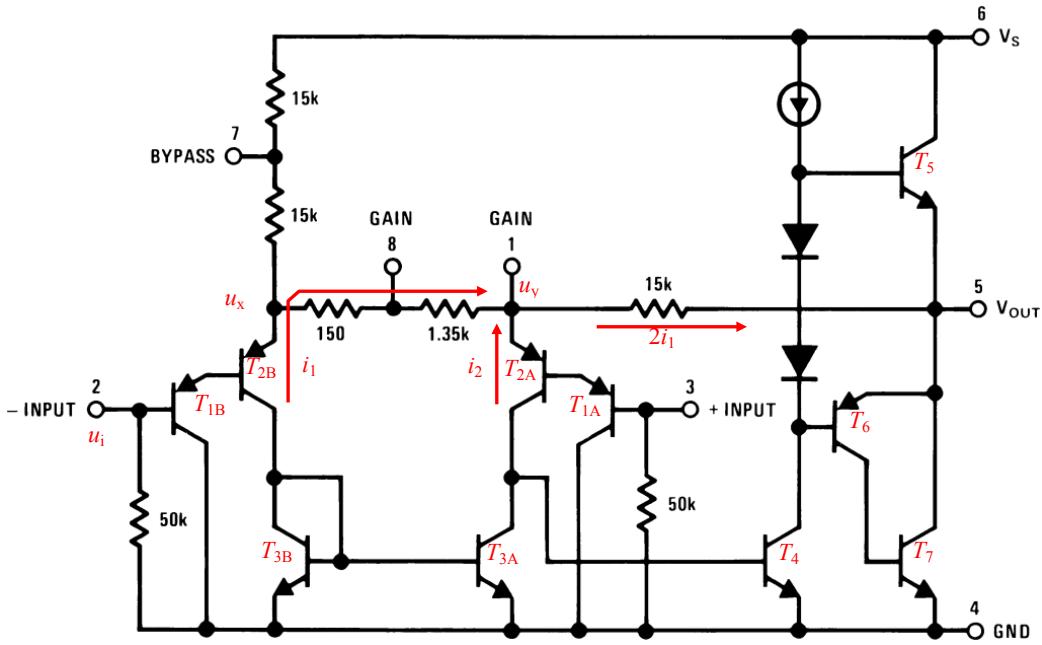


图 Section118-9b AB 类集成功放 LM386——动态分析

4) 设图中输入为动态量 u_i ，以及两个未知动态量 u_x , u_y ，从右侧 T_{1A} 、 T_{2A} 入手，列出动态量基尔霍夫电压方程，可以得到：

$$\frac{i_2}{(1+\beta)r_{be2}} + \frac{i_2}{(1+\beta)(1+\beta)}(r_{be1} + 50k) = 0 - u_y$$

根据式(2)，将 r_{be1} 用 r_{be2} 表示：

$$\frac{i_2}{(1+\beta)r_{be2}} + \frac{i_2}{(1+\beta)(1+\beta)}((1+\beta)r_{be2} + 50k) = -u_y$$

化简得式(3)：

$$\begin{aligned} i_2 \left(\frac{2(1+\beta)r_{be2} + 50k}{(1+\beta)(1+\beta)} \right) &= -u_y \\ i_2 &= \frac{-u_y(1+\beta)(1+\beta)}{2(1+\beta)r_{be2} + 50k} \end{aligned} \quad [3]$$

5) 从左侧 T_{1B} 、 T_{2B} 入手，考虑到从 BYPASS 上下共 $30k\Omega$ 电阻上流过的动态电流远小于流过 R_G (即 150Ω 和 $1.35k\Omega$ 串联或者外部并接一个电阻形成的总阻值) 的电流，因此 i_1 流向如图所示，列出动态量基尔霍夫电压方程，可以得到：

$$i_1 R_G + \frac{i_1}{(1+\beta)r_{be2}} + \frac{i_1}{(1+\beta)(1+\beta)}(1+\beta)r_{be2} = u_i - u_y$$

对上式化简，得到式(4)：

$$\begin{aligned} i_1 \left(\frac{(1+\beta)R_G + 2r_{be2}}{(1+\beta)} \right) &= u_i - u_y \\ i_1 &= \frac{(u_i - u_y)(1+\beta)}{(1+\beta)R_G + 2r_{be2}} \end{aligned} \quad [4]$$

6) 由于电流镜的存在， T_{2A} 和 T_{2B} 不仅静态电流相同，动态电流也相同，即 $i_1 = i_2$ ：

$$\frac{(u_i - u_y)(1+\beta)}{(1+\beta)R_G + 2r_{be2}} = \frac{-u_y(1+\beta)(1+\beta)}{2(1+\beta)r_{be2} + 50k}$$

右式分母上 $50k\Omega$ 远小于 $2(1+\beta)r_{be2}$ ，对上式化简过程如下，得到式(5)：

$$\begin{aligned}
 \frac{(u_i - u_y)(1 + \beta)}{(1 + \beta)R_G + 2r_{be2}} &= \frac{-u_y(1 + \beta)}{2r_{be2}} \\
 (u_i - u_y)(1 + \beta) \times 2r_{be2} + u_y(1 + \beta)((1 + \beta)R_G + 2r_{be2}) &= 0 \\
 (1 + \beta) \times 2r_{be2} \times u_i - (1 + \beta) \times 2r_{be2}u_y + u_y(1 + \beta)((1 + \beta)R_G + 2r_{be2}) &= 0 \\
 (1 + \beta) \times 2r_{be2} \times u_i = ((1 + \beta) \times 2r_{be2} - (1 + \beta)((1 + \beta)R_G + 2r_{be2}))u_y \\
 u_y = u_i \frac{(1 + \beta) \times 2r_{be2}}{(1 + \beta) \times 2r_{be2} - (1 + \beta)((1 + \beta)R_G + 2r_{be2})} &= -u_i \frac{2r_{be2}}{(1 + \beta)R_G}
 \end{aligned} \tag{5}$$

之所以推导出式[5]，是想说明一个事实：此电路在工作时， u_y 处的动态电位是与输入信号 u_i 反相的，这才营造出左侧 i_1 与右侧 i_2 如图所示的电流方向。

7) 将式[5]代入式[4]，得式[6]：

$$i_1 = \frac{(u_i - u_y)(1 + \beta)}{(1 + \beta)R_G + 2r_{be2}} = \frac{(u_i + u_i \frac{2r_{be2}}{(1 + \beta)R_G})(1 + \beta)}{(1 + \beta)R_G + 2r_{be2}} = u_i \frac{\frac{(1 + \beta)R_G + 2r_{be2}}{(1 + \beta)R_G}(1 + \beta)}{(1 + \beta)R_G + 2r_{be2}} = \frac{u_i}{R_G} \tag{6}$$

8) 由此可以得到输出电压的表达式：

$$u_{out} = u_y - 2i_1 \times 15k\Omega = -u_i \frac{2r_{be2}}{(1 + \beta)R_G} - \frac{2u_i}{R_G} \times 15k\Omega = -u_i \left(\frac{30k\Omega}{R_G} + \frac{2r_{be2}}{(1 + \beta)R_G} \right)$$

即，电压增益为：

$$A_u = \frac{u_{out}}{u_i} = -\left(\frac{30k\Omega}{R_G} + \frac{2r_{be2}}{(1 + \beta)R_G} \right)$$

由于后一项远小于前一项，近似得出式[7]：

$$A_u = \frac{u_{out}}{u_i} = -\frac{30k\Omega}{R_G} \tag{7}$$

当 GAIN8 和 GAIN1 之间没有任何连接时， $R_G=15k\Omega$ ，此时 $A_u = -20$ ，当 GAIN8 和 GAIN1 之间短路时， $R_G=0.15k\Omega$ ，此时 $A_u = -200$ ，因此 LM386 可以实现 20 倍到 200 倍的电压增益。为了不影响电路的静态工作，一般在 GAIN8 和 GAIN1 之间，不会直接短路，而是使用一个电容短路，在保持静态分析不变的基础上，改变电路动态增益。

如果想实现介于 20~200 的电压增益，可以在 GAIN8 和 GAIN1 之间并联一个电阻和电容的串联体。

仿真实例验证

利用 TINA-TI 仿真软件，绘制 LM386 仿真电路如图 Section118-9c 所示。图中 NPN 管对电路分析影响不大，PNP 晶体管参数如下： $\beta=567$ ， $r_{bb}=10\Omega$ 。

第一步，进行静态验证：按照估算，图中 VF7 应为 1.4V，VF4 也为 1.4V，而 VF2 应为 10.7V，仿真实测结果为：VF7 为 1.12V，VF4 也为 1.12V，而 VF2 为 10.37V，总体稍有误差。造成误差的主要原因有两个：第一，假设晶体管 BE 导通压降为 0.7V 是比较冒失的；第二，图中 T5 和 T6 组成的电流镜，存在电流误差，即 AM1 静态电流要大于 AM2 静态电流（这个结论是正确的，可以参考本书第 2 章电流镜部分）。这会导致 VF2 电位要比粗略估算稍低一些。仿真实测发现， $AM1=628.58\mu A$ ， $AM2=617.2\mu A$ ，与分析吻合。按此计算有：

$$VF2 = 1.12V + 0.6172 \times 15 = 10.378V$$

第二步，进行动态分析准备，即求解出图中 T1 管的 r_{be1} ，按照 $AM1=628.58\mu A$ ，得：

$$r_{be1} = r_{bb'} + \frac{U_T}{AM1} = 23.5k\Omega$$

此处的 r_{be1} 即前述分析中的 r_{be2} ，总之是上面那个 PNP 管的，请勿混淆。

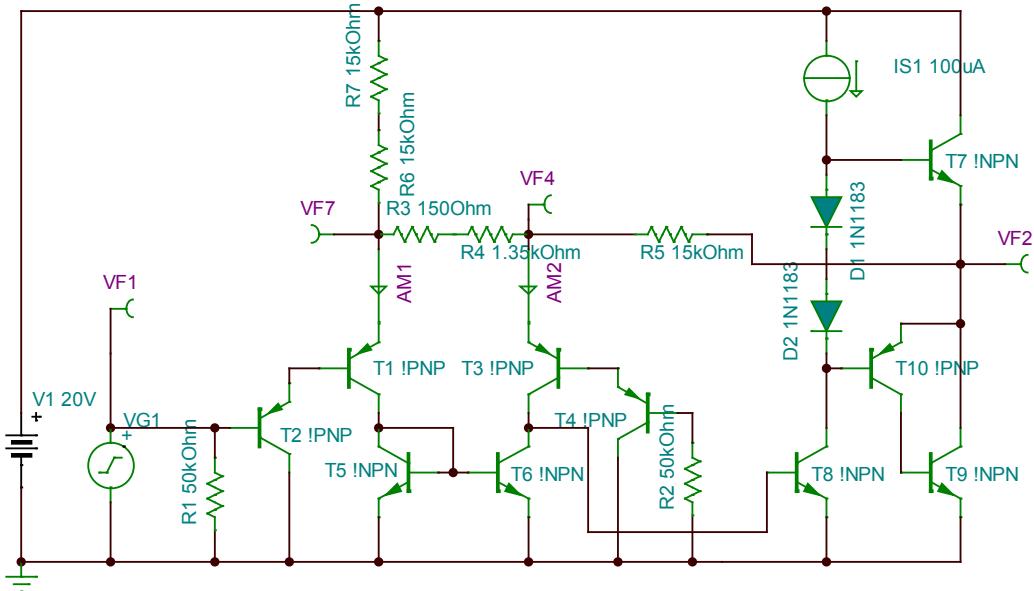


图 Section118-9c AB 类集成功放 LM386——TINA-TI 仿真

第三步，求解电压增益。在仿真环境中，设 VF1 为直流分量 0V，幅度 14.142mV (AC 测量有效值应为 10mV)，频率为 1kHz 的正弦波。对比结果为：

理论估算输出， $VF2_AC=10mV \times 20$ 倍=200mV，仿真实测为 203.21mV，基本吻合。

理论估算 VF4，利用式(5)和前述计算的 r_{be} ：

$$u_y = -u_i \frac{2r_{be2}}{(1 + \beta)R_G} = -10mV \times \frac{2 \times 23.5}{568 \times 1.5} = 0.55mV$$

仿真实测为 0.596mV，基本吻合。

第四步，改变电压增益。保持输入信号不变，仍为有效值 10mV 的 1kHz 正弦波，将图中的 R4 两端并联一个较大电容，以保持静态不变情况下，将电压增益改为 200 倍。

理论估算输出， $VF2_AC=10mV \times 200$ 倍=2V，仿真实测为 1.99V，基本吻合。

理论估算 VF4，利用式(5)和前述计算的 r_{be} ，得 $u_y = 5.5mV$ ，仿真实测为 5.71mV，基本吻合。

5.5. 测量系统的前端电路

大千世界的物理量，有些能够被人类感知，这需要我们的五官和皮肤，比如温度、湿度、光强、声音、重量、气味等；有些不能被人类直接感知，比如红外光、次声波、无味气体浓度，这就需要专门的传感器。但是在电学测量系统中，人工是不能介入的，因此无论能否被人类感知，我们都需要专门的传感器，将这些物理量转变成电量——电压、电流或者电荷，然后利用现有的测量技术，对这些电压或者电流信号（多数情况下是电压信号）实施放大、滤波等处理，最终通过 AD 转换器将其变成数字量，进行更为复杂的分析，以得出我们需要的结论。

测量系统的前端电路(front-end)，就是和传感器首次接触的电路。不同的传感器，具有不同的输出性质，电压型、电流型或者电荷型，也具有不同的输出结构和输出阻抗。因此，不存在“万用”的前端电路，或者说，针对不同的传感器，就会有不同的前端电路。多数情况下，前端电路是一个有源器件组成的放大电路或者转换电路，负责将传感器输出的电量，转换成合适的、正比于传感器输出的电压信号，以供后级电路使用。前提是，前端电路不能影响传感器的正常工作。

前端电路的好与坏，是决定整个测量系统的关键。

Section119. 仪表放大器及其应用电路

让我们从一个称重传感器入手，看前端电路的作用。

入门：仪表放大器及其在称重中的应用

电阻应变片式称重传感器

一个重物有多重？拿在手里掂量一下，可以估计出大致重量。但是，交给测量系统，要得出准确的重量，我们该怎么办呢？有很多种办法，但最为常见的方法是电阻应变式：它将四个应变片电阻固定在横梁上，当重物压迫横梁时，横梁会发生弯曲，导致应变片变形，变形的应变片电阻值会发生相应改变——被拉长的应变片电阻变大，被缩短的应变片电阻变小，如图 Section119-1 所示。随着重力的增加，电阻减小的称为 R_D ，也就是图中横梁上方的应变片电阻，有两个，图中只画了一个，横梁下方的，随重力增加而电阻值变大的称为 R_U ，也有两个。将这四个电阻构成图 Section119-2 所示的电路，就形成了电阻应变片式称重传感器。

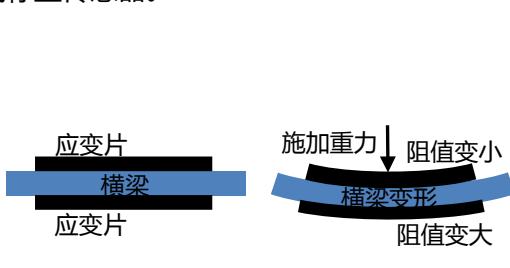


图 Section119-1 电阻应变式结构

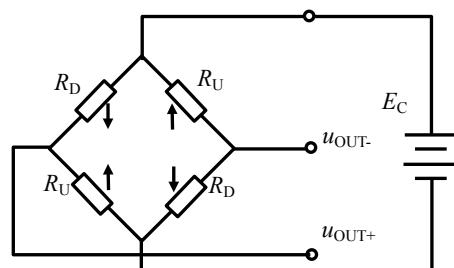


图 Section119-2 桥式接法等效电路

假设外接电压 $E_C=5V$ ，在没有重物施加时，4个电阻相等均为 R 。则有：

$$u_{OUT+} = u_{OUT-} = 2.5V$$

此时，差分输出电压为两者之差，等于 0。

当某个固定质量为 $Weight$ 的重物施加时，应变片电阻发生大小相同，方向相反的变化：

$$R_D = R - \Delta R(Weight), R_U = R + \Delta R(Weight)$$

导致差分输出电压发生变化：

$$u_{OUT+} = E_C \times \frac{R_U}{R_D + R_U} = E_C \times \frac{R + \Delta R(Weight)}{2R} = 0.5E_C + E_C \times \frac{\Delta R(Weight)}{2R} \quad [1]$$

$$u_{OUT-} = E_C \times \frac{R_D}{R_D + R_U} = E_C \times \frac{R - \Delta R(Weight)}{2R} = 0.5E_C - E_C \times \frac{\Delta R(Weight)}{2R} \quad [2]$$

而两者的差值为：

$$u_{OUT+} - u_{OUT-} = E_C \times \frac{\Delta R(Weight)}{R} \quad [3]$$

此时，只要对传感器的两个输出信号实施减法，就可以得到与重物质量 $Weight$ 成正比的输出电压。

减法器不能直接用于称重检测

首先想到的应该是减法器。但是，它有问题。图 Section119-3 是一个使用减法器实现的称重检测电路。让我们分析一下这个电路存在的问题。

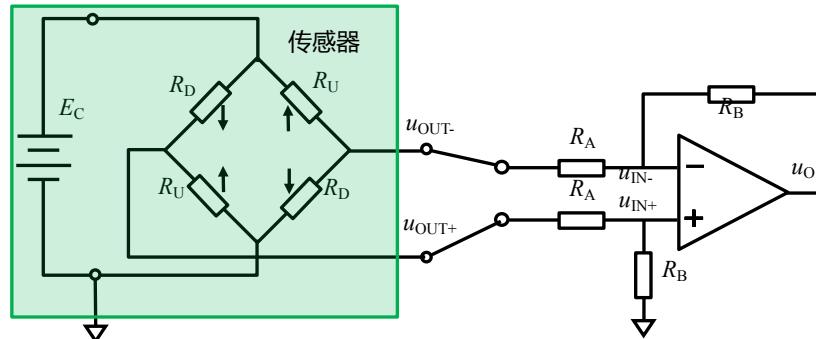


图 Section119-3 桥式接法电路

图中绿色部分为传感器。图 Section119-4 是对电路的等效：电阻的变化产生分压比变化，即 E_1 和 E_2 都发生了变化，同时传感器还有两个输出电阻 R_1 和 R_2 ，它们也是随重物的施加而变化的：

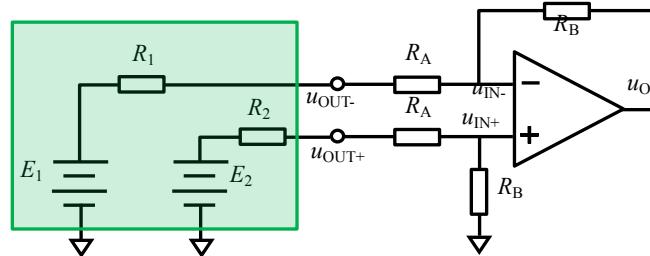


图 Section119-4 桥式接法的等效电路

$$R_1 = R_2 = R_U // R_D = \frac{R^2 - (\Delta R)^2}{2R} = 0.5R - \frac{(\Delta R)^2}{2R}$$

根据减法器公式：“在上下支路电阻比相等情况下，输出等于正输入减去负输入，乘以电阻比”，由于 $R_1=R_2$ ，有：

$$u_O = (E_2 - E_1) \times \frac{R_B}{R_A + R_1} \quad (4)$$

注意，式(3)表明，传感器的两个空载电压输出相减，正比于重物质量，而式(4)中，前一项正是这个与重物质量成正比的量，而另一项却不是固定的，随着重物的增加， R_1 会越来越小，导致减法器的增益越来越大，这就导致输出呈现出与输入不成正比的“非线性”现象。

可以看出，问题的核心在于传感器的输出电阻，也就是 R_1 ，是随着重物的变化而变化的。要抵抗这个变化对输出的影响，唯一的方法就是让后级放大电路具有无穷大的输入电阻。但是，减法器的输入电阻很小，不满足这个要求。这时候，我们想到了仪表放大器，它具有极大的输入电阻。

重温仪表放大器

仪表放大器，在本书第 3 章 Section65 略有涉及。仪表放大器有 3 个最主要的特点：

第一，它一定是差分输入的，具有两个完全对称的正负输入端，它的输出正比于两个输入端的差值电压。

第二，它的两个输入端都具有极高的输入阻抗。

第三，它具有极高的共模抑制比，理论上，其输出表达式为：

$$u_{OUT} = G \times (u_{IN+} - u_{IN-}) \quad (5)$$

从这个表达式可以看出，两个输入端的共模量被完全减掉。例如，两个输入端分别为 0.1V 和 0V，与两个输入端分别为 2.1V 和 2V，其输出结果是完全一致的。

图 Section119-5 是一个三运放组成的仪表放大器内部结构简图。从中可以得出：

$$u_{OUT} = \left(\frac{R_G + 2R_1}{R_G} \times \frac{R_3}{R_2} \right) \times (u_{IN+} - u_{IN-})$$

其增益为一个与外接电阻 R_G 相关的值，因此用户可以通过选择 R_G 来决定电路增益。

图 Section119-6 是仪表放大器(INA)的电路符号。

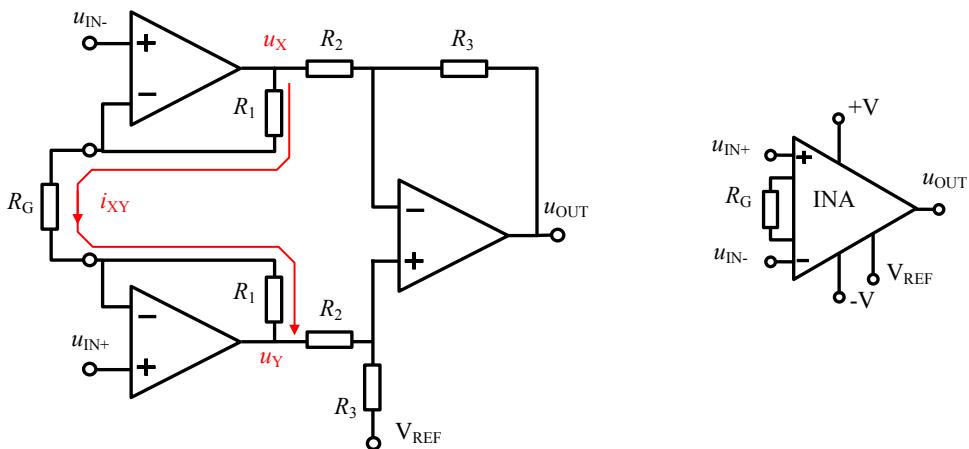


图 Section119-5：三运放仪表放大器内部简图

图 Section119-6：仪表放大器电路符号

仪表放大器有很多吸引人的地方：首先，只需选择一个电阻即可决定电路增益；第二，

如果是单端输入信号，把 u_{IN} 接地，输入接 u_{IN+} ，它是同相放大器；把 u_{IN} 接地，输入接 u_{IN-} ，它就是反相放大器；第三，也是最重要的一点，在使用过程中完全不需要考虑对传感器的影响问题，因为它具有足够大的输入阻抗，几乎不从传感器取用电流。

仪表放大器可以直接用于称重检测

将称重传感器和仪表放大器直接相连，就构成了称重检测电路，如图 Section119-7 所示。图中设计没有考虑供电最优化问题，使用了三套电源：传感器电源 E_C 、仪表放大器正电源 $+V$ ，仪表放大器负电源 $-V$ 。

此电路中，传感器有两个输出节点 u_{OUT+} 和 u_{OUT-} ，含有输出电阻（变化的），但是仪表放大器的 u_{IN+} 和 u_{IN-} 端具有极高的输入电阻，就消除了传感器输出电阻变化对电路增益的影响。且仪表放大器也实现了两个输入端电压的相减。

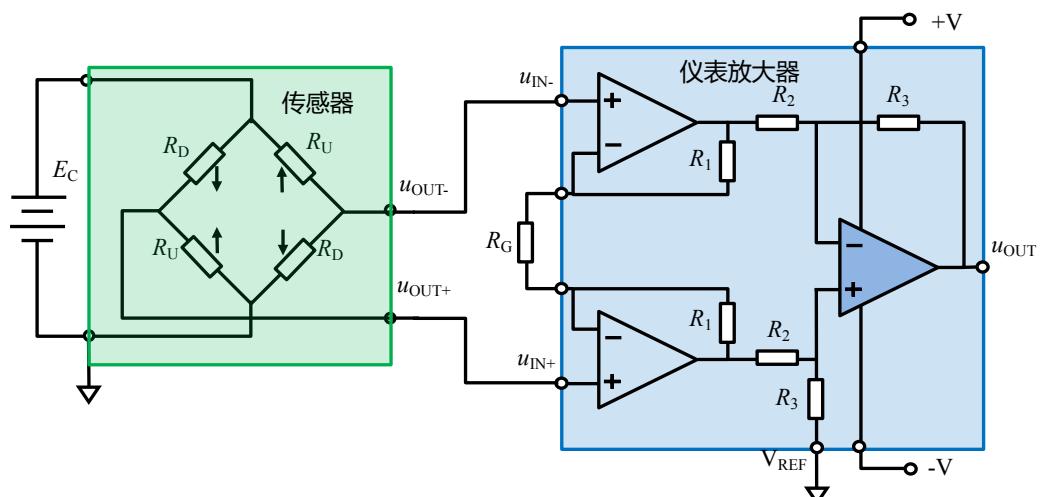


图 Section119-7 称重传感器与仪表放大器（内核）的完整接法

仪表放大器在其它信号检测中的应用

仪表放大器具有极高的共模抑制比、极高的双端输入电阻，对两个输入实现精准减法，使得它几乎不会受到传感器输出电阻的影响，且能够抑制信号线存在的共模干扰，因此在信号检测领域获得了广泛应用。

心电检测

人体存在多种电活动。从心脏窦房结发出的心电信号，在体表和肌肉中传播，在身体的不同位置，会有不同的电位变化。心电图(electrocardiogram-ECG)是描述这种电位随时间变化的波形图，1885 年荷兰生理学家 W.Einthoven 首次记录并命名了心电图，此后 100 多年来，利用心电图对心脏健康状况进行评估并做出诊断，已经成为一种常见手段。1924 年 W.Einthoven 因此而获得诺贝尔医学或生理学奖。

心电信号的定义分为双极信号和单极信号两种，所谓的双极心电信号，是指体表两个具有不同电位的位置之间的电位差，而单极信号则定义一个电位不变点作为放大器的一个输入，另一个输入则来源于某个体表位置的变化电位。

在人体的体表，不仅存在心电信号，还有肌肉活动引起的肌电，以及周边电磁波引起的各种共模干扰（即在各个体表处均存在的干扰信号），要准确提取其中的心电信号，需要

电极片与皮肤紧密接触，还需要后级检测电路通过不同的方法，将不需要的干扰信号滤除掉。其中重点要将共模干扰信号滤掉。

心电信号的幅度约为 1mV 数量级，而人体存在的共模信号（多数来源于 50Hz 工频）可以高达 V 数量级。有两种方法对抗如此大的共模干扰：第一，高共模抑制比的前级放大器，第二，对消驱动。

所谓的对消驱动，是将人体上的共模信号取出，经过高倍数反相放大后再回送到人体——一般是右腿，进而使得人体的共模信号大幅度下降的措施，下面解释其原理：

我们用一个示波器的探头接触人体，会在示波器上观察到很难看的 50Hz 波形，幅度约为几 V 甚至更高。这就是人体上的共模干扰，它来源于周边 220V 交流电。图 Section119-8 的(a)图通过电容模型解释了人体的工频共模干扰来源，图中 C_1 是人体与交流电之间存在的微小电容，约为 1pF 数量级，而 C_2 是人体与大地之间的等效电容，约为 10pF 或者更大。而人体内部本身是低阻的，约为百 Ω ，在此可视为一个节点，则有：

$$\dot{U}_2 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \times \dot{U}_1 = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \times \dot{U}_1 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \dot{U}_1 \quad [6]$$

当 $C_1=1\text{pF}$, $C_2=50\text{pF}$, $U_1=220\text{V}$, 可知 $\dot{U}_2=4.3\text{V}$, 也就是我们在示波器上看到的共模干扰。如此之大的干扰电压，把 mV 数量级的心电信号完全淹没了。这不好。

引入图(b)所示的对消电路后——把人体共模信号实施-A 倍放大（也就是反相放大），通过一个电阻 R_1 回送到人体，则会出现下式（放大器入端高阻，不存在电流）：

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_3$$

即：

$$\frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_3}{\frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{\dot{U}_3}{\frac{1}{j\omega C_2}} + \frac{\dot{U}_3 - (-A\dot{U}_3)}{R_1}$$

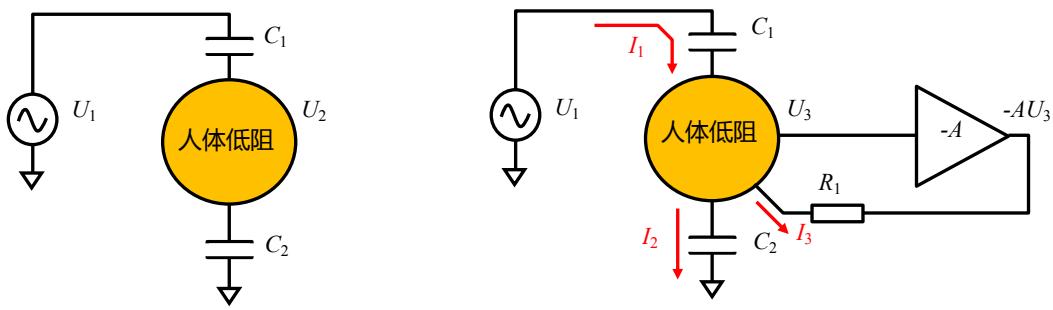


图 Section119-8 右腿对消驱动原理

化简过程及结论为：

$$\begin{aligned} (\dot{U}_1 - \dot{U}_3)j\omega C_1 &= \dot{U}_3 j\omega C_2 + (1 + A) \frac{\dot{U}_3}{R_1} \\ \dot{U}_1 &= \dot{U}_3 \frac{j\omega(C_1 + C_2) + \frac{(1 + A)}{R_1}}{j\omega C_1} \end{aligned}$$

$$\dot{U}_3 = \frac{j\omega C_1}{j\omega(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{R_1}} \dot{U}_1 = \frac{C_1}{(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{j\omega R_1}} \dot{U}_1$$

[7]

将 $\omega = 2\pi f = 314.16$, $R_1=100k$, $A=100$ 倍代入, 得:

$$\begin{aligned} \dot{U}_3 &= \frac{1 \times 10^{-12}}{51 \times 10^{-12} + \frac{101}{j \times 314.16 \times 100 \times 10^3}} \dot{U}_1 = \frac{10^{-12}}{51 \times 10^{-12} - 3.2 \times 10^{-6}j} \dot{U}_1 \\ &\approx 3.11 \times 10^{-7} j \times \dot{U}_1 = j68.4 \mu V_{rms} \end{aligned}$$

即引入对消驱动后, 人体上实际存在有效值为 $68.4\mu V$ 的工频干扰, 且有 90 度超前相移。我们先不管相移, 至少知道, 此时人体上的工频干扰确实下降了很多, 由原先的 $4.3V$ 变为 $68.4\mu V$ 。

对比式(7)和式(6), 可以得到减少的倍数, 简称对消衰减比:

$$K = \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_2} = \frac{\frac{C_1}{(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{j\omega R_1}} \dot{U}_1}{\frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \dot{U}_1} = \frac{C_1 + C_2}{(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{j\omega R_1}} \approx \frac{\frac{R_1}{1}}{\frac{1}{j\omega(C_1 + C_2)}} = \frac{Z_R}{Z_C} \times \frac{1}{1+A}$$

[8]

从式(8)可知, 引入对消驱动后, 衰减比 K 与如下因素有关, A 越大衰减越厉害, 电阻越小衰减越厉害, 容抗越大(即电容越小)衰减越厉害。

图 Section119-9 是德州仪器公司的仪表放大器 INA333 数据手册提供的一个 ECG 前端电路。明白了对消驱动原理, 看图就简单了。

首先, 从测量原理看, 图中 RA(右臂)和 LA(左臂)代表两个输入信号节点, 一般用金属夹子夹在左右手腕上, 而 RL(右腿)则是金属夹子夹在右脚踝上, 所有做过心电图检测的人都见过这个过程。RA 和 LA 之间存在电位差, 此信号为差分信号, 属于双极导联, 即心电图中的 I 导联。仪表放大器 INA333 以 10 倍差模增益, 以及高达 $100dB$ 的共模抑制比, 将差模信号放大, 将共模信号抑制, 形成 V_o , 供后级实施其它处理。

其次, 为了降低人体上的 $50Hz$ 工频共模干扰, 引入了对消驱动: INA333 的增益电阻被拆分成两个 $2.8k\Omega$, 中点电位就是 RA 和 LA 的共模信号, 此共模信号经过图中右下方的 OPA2333 组成一个跟随器, 再经过一个 $A=-39$ 的电压放大, 通过一个 $390k\Omega$ 电阻加载到右腿上, 完成了对消驱动。按照式(8)估算, 对消抑制比 K 约为 0.000156 倍, 即 $-76dB$ 。

因此, 此电路在处理共模信号上采取了两个措施: 对消驱动对人体原本存在的共模量实施了 $-76dB$ 衰减, 再经过高 CMRR 的仪表放大器, 共模量得以进一步衰减。

第三, 图中 OPA2333 跟随器的输出, 除给后级-39 倍放大之外, 还驱动了屏蔽层。屏蔽的核心是, 用一个极低输出电阻的源, 给屏蔽层一个固定电位, 就能够保证外部的干扰难以突破这个坚实的电位, 也就无法影响 RA 和 LA。那么, 坚实的固定电位取什么呢? 可以是信号地线, 但最好是 RA 和 LA 的共模, 这样的话, 能够保证该电位与 RA 和 LA 之间的电位差最小。图中取的屏蔽层电位, 就是 RA 和 LA 的共模。

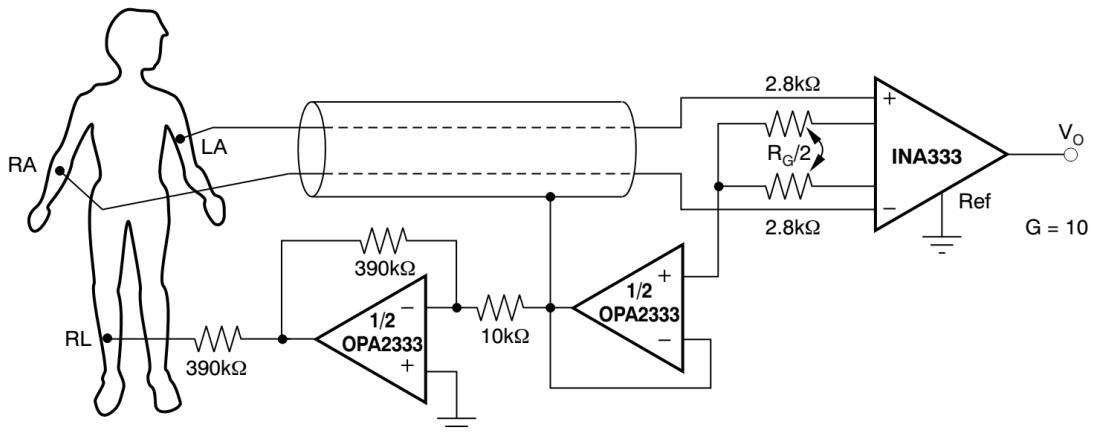


图 Section119-9 使用仪表放大器 INA333 构成的 ECG 前端电路

仪表放大器用于麦克风信号检测

有些麦克风需要高压电源，有些不需要。此电源被称为幻影电源(Phantom Power)。图 Section119-10 是一个可选择电源的麦克风前端电路。图中 R_1 和 R_2 和麦克风的两个差分输出端相连，给麦克风提供可选的 48V 幻影电源。当有声音出现时，传感器 3 脚和 2 脚之间存在 48V 的共模电压，又存在随声音变化的差模信号。经过 $C_1 \sim R_5$ 、 $C_2 \sim R_4$ 组成的高通滤波器，到达 INA217 的正输入端、负输入端，实现了隔直和低频信号的滤除，其下限截止频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_5 C_1} = \frac{1}{6.2832 \times 2200 \times 47 \times 10^{-6}} = 1.54\text{Hz}$$

差模的音频信号[20Hz~20kHz]送达 INA217 的输入端，仪表放大器通过调节电位器 R_7 对其实施可变的电压增益，根据 INA217 的增益公式 (见图 Section119-11)：

$$G = 1 + \frac{10k\Omega}{R_G} = 1 + \frac{10k\Omega}{R_6 + R_7}$$

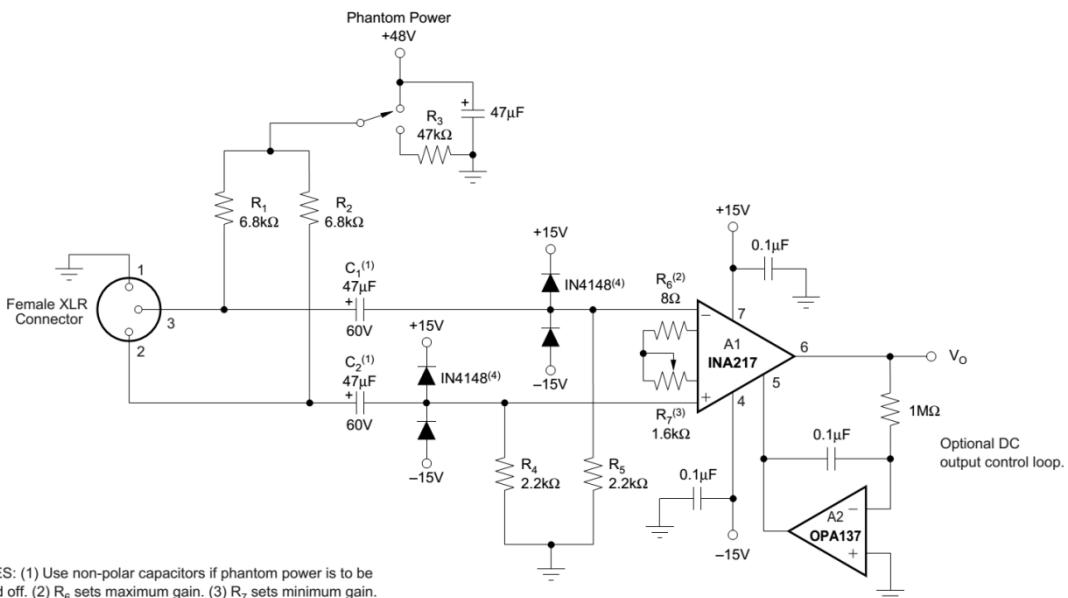


图 Section119-10 使用仪表放大器 INA217 构成的麦克风前端电路

因此，最大增益为 R_7 等于 0 时，为 1251 倍，这取决于 R_6 ；最小增益发生在 R_7 等于最大值即 $1.6\text{k}\Omega$ 时，为 7.219 倍，这主要取决于 R_7 。

电路图中，4 个 1N4148 起到保护仪表放大器输入端的作用。

由 OPA137 组成的反馈电路，将输出经过一个积分器后回送到 REF 端，总体是一个高通作用，起到了降低输出失调电压的目的，在本书 Section120 详细讲解。

INA217 在 1000 倍放大时，仍具有超过 80kHz 的-3dB 带宽，能够满足一般音频放大的要求。

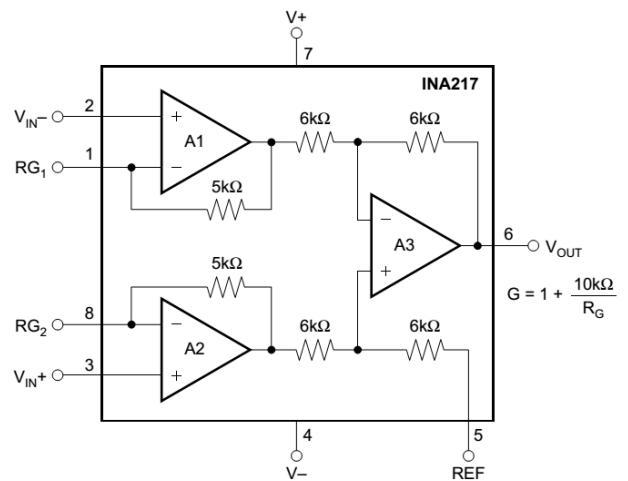


图 Section119-11 INA217 内部构造

仪表放大器用于 PLC 中的信号转换

在较远距离传输模拟信号时，以电流信号传输比电压信号传输，有更强的抵抗干扰能力：干扰信号一般具有较高的电压值，却不能提供较大的干扰电流。前面我们已经见过，人体上具有高达几 V 的电压，但我们却不能使用这个电压给手机充电。根本原因在于这个干扰电压具有较高的输出电阻，一旦要求它提供大电流输出，它就不行了，像一个虚张声势的人。

因此，在工业环境中经常使用电流来传递模拟信号，4~20mA 电流是一个规范。

PLC (Programmable Logic Controller 可编程控制器) 是工业环境中较为常用的标准仪器，它有数字量输入和输出，也有模拟量输入和输出，在核心控制器和标准化编程输入的控制策略指挥下，完成用户设定的任务。其中，模拟量的输出可以选择采用 4~20mA 实施，而检测另外一个 PLC 发出的模拟电流信号，就由本 PLC 内部的仪表放大器来实现。图 Section119-12 为 4~20mA 电流接收器标准电路。

AD8420 是一个电流模仪表放大器，其输出表达式为：

$$u_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times (u_{IN+} - u_{IN-})$$

图中 i_{IN} 是前级转换器发出的模拟电流信号，范围在 4~20mA，由此得到：

$$u_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times i_{IN} \times 5\Omega = i_{IN} \times 200.1\Omega$$

即 AD8420 组成的电路，实现了 200.1Ω 的流压转换系数。当输入为 4mA 电流时，输出近似为 800mV，输入为 20mA 时，输出近似为 4V。

在此使用仪表放大器，可以消除长线传输时引入的共模干扰。

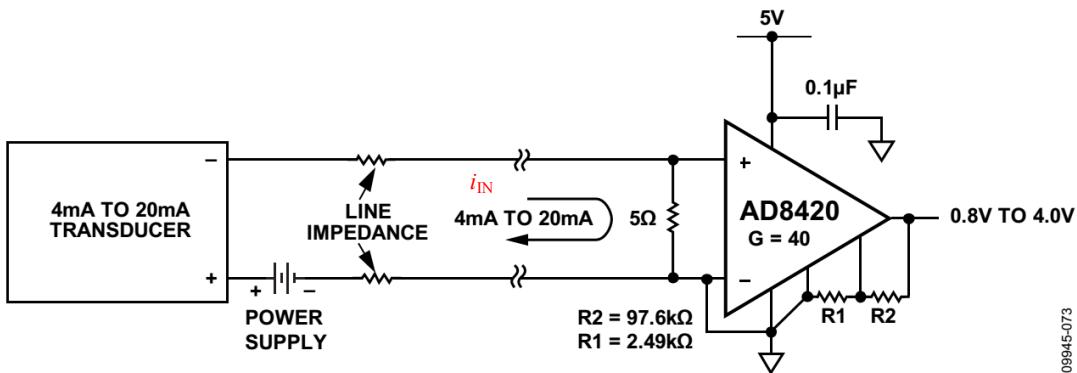


图 Section119-12 AD8420 组成的 4~20mA 接收器

图 Section119-13 是过程控制中更为常用的一种模拟量接收电路，它不仅能够检测电流输入，也能检测电压输入。

首先，仪表放大器 AD8422 被接成正负 15V 供电，它具有较为宽泛的输入电压范围（从-13.8V 到+13.8V）和输出范围（从-14.8V 到+14.8V），这为各种不同范围的输入提供了广阔的空间。

其次，在终端模块后面，用一个电阻分压网络帮助输入信号实现不同的转换。注意，仪表放大器输入端前方串联的两个 1kΩ 电阻，在一般分析中并不起作用，它们没有任何电流流过，也不会产生电压跌落，只是负责将左侧电压传递到右侧而已。然而它们是有用的，利用仪表放大器输入端内部固有的电容，它们组成了一个低通滤波器，用以滤除高频的干扰。

第三，仪表放大器被接成了 2.5 倍差模放大。其负输入端接地，因此 $u_{IN-}=0V$ ，而且其 REF 端接成 2.5V，根据不同的接法，有如下关系：

1) 对于最高端的±10V 输入：

$$u_{OUT} = 2.5V + u_I \times \frac{8.45 + 0.049}{42.2 + 34 + 8.45 + 0.049} \times 2.5 = 2.5V + 0.2508u_I$$

2) 对于±5V 输入，有：

$$u_{OUT} = 2.5V + u_I \times \frac{8.45 + 0.049}{34 + 8.45 + 0.049} \times 2.5 = 2.5V + 0.4999u_I$$

3) 对于±1V 输入，有：

$$u_{OUT} = 2.5V + u_I \times 2.5 = 2.5V + 2.5u_I$$

4) 对于±20mA 输入，图中的 8.45kΩ 同 1kΩ 电阻一样不起作用，有：

$$u_{OUT} = 2.5V + i_I \times 49.9 \times 2.5 = 2.5V + 124.75i_I$$

根据前述分析，可以得到 AD8422 的输出是骑在 2.5V 上的，变化范围为±2.5V，因此最大值为 5V，最小值为 0V，这个范围对于±15V 供电的 AD8422，毫无输出压力。

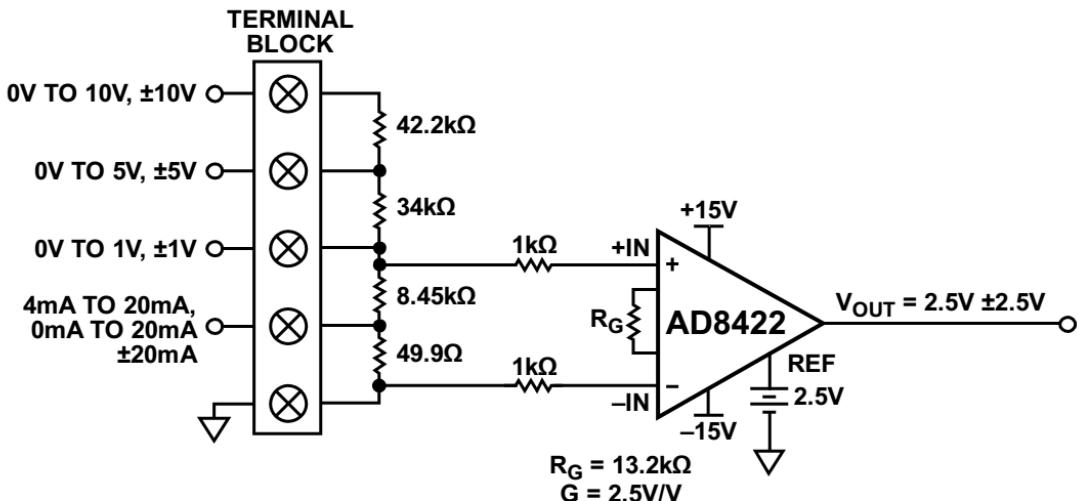


图 Section119-13 AD8422 组成的过程控制模拟量接收器

学习任务和思考题

1) 图 Section119-9 心电图电路中，为什么右腿驱动电路的输出要经过一个 $390\text{k}\Omega$ 电阻加载到右腿上。按照理论分析，此电阻越小对共模干扰的抑制能力越强，为什么要用这么大的电阻？请从以下几个角度分析此问题：

(1) 电极与皮肤之间的接触电阻通常有多大？有多大的变化范围？选取 $390\text{k}\Omega$ 电阻是否会降低接触电阻变化带来的不确定影响？

(2) 整个右腿对消驱动，是一个闭环电路，其稳定性是否受到此电阻的影响？

2) 在 ADI 公司官网(<http://www.analog.com/cn>)上，找到仪表放大器，统计仪表放大器种类的数量，随机下载一些芯片的数据手册，应用指南等，结合前述讲解内容，学习之。

Section120. 仪表放大器使用注意事项

仪表放大器看起来很简单，像一个自动档汽车。它只需要一个电阻就可以实现期望的电压增益，这导致很多人无论什么情况只要是放大，就使用仪表放大器，即便是简单的10倍放大器。这肯定不对，因为它远比普通运放贵得多，且高频性能很差。

另外，仪表放大器也不是你想象的那么简单。有很多轻视它而导致的错误，本节细述之。

仪表放大器输入端不能承载高共模电压

图 Section120-1 左侧是一个 100V 高电压用电回路，负载 R_L 不确定，要求测量流过负载的电流。为此，常见的方法是串入一个已知阻值的 R_{SENSE} ，通过测量 R_{SENSE} 两端的电位差 $(u_+ - u_-)$ ，就可以换算出流过负载的电流 i_{LOAD} 。

$$i_{LOAD} = \frac{u_+ - u_-}{R_{SENSE}}$$

测量电位差可以用减法，一种是标准减法器，一种是仪表放大器。先看减法器：

图 Section120-1 右侧是标准减法器，为了避免高共模电压击毁运放输入端，图中采用了 900kΩ 和 100kΩ 串联分压，使得达到运放正输入端的电压只有 10V，负输入端也是 10V（因为虚短）。也就是说，高共模电压 100V 只是加载到了减法器的输入端，并没有加载到运放的两个输入端上，运放是安全的。

当 R_{SENSE} 远小于 R_A 时，近似有：

$$u_o = \frac{100k\Omega}{900k\Omega} (u_+ - u_-) = 0.1(u_+ - u_-)$$

可知，减法器可以承受高达 100V 的共模信号输入，也测量出 R_{SENSE} 两端电位差，只是衰减到原先的 0.1 倍。

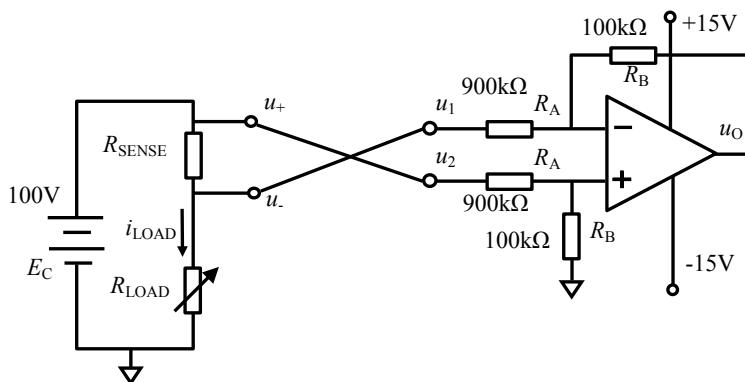


图 Section120-1 减法器能接受高共模输入电压

而仪表放大器则不同。图 Section120-2 是一个错误电路，照此连接会烧毁仪表放大器。可以看出，左侧没有变化，右侧的减法器被换成仪表放大器，也是实现减法。此时，100V 的共模信号直接加载到了仪表放大器的输入端，也就是加载到了内部运放的正输入端上，没有电阻分压，在 15V 供电下，仪表放大器一定会被烧毁。

特别需要注意的是，仪表放大器具有极高的共模抑制比，但这并不代表它能承受高共模输入。就如一个放大器的放大倍数很大，并不代表它能输出高电压，是一个道理。

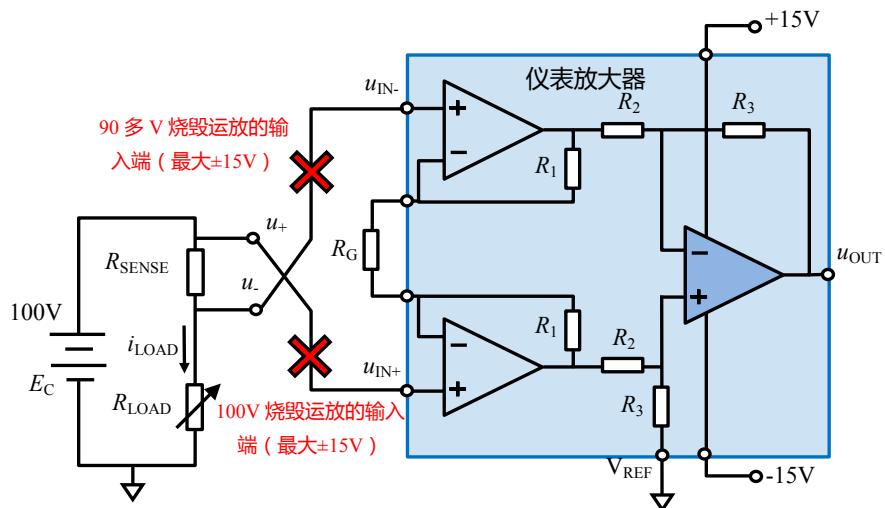


图 Section120-2 仪表放大器不能接受高共模输入电压

读懂失效图

从一个实际问题说起

问题描述：电路如图 Section120-3 所示，设计 INA 放大倍数为 5 倍，输入差压为 0.2V，期望输出-1V，为什么仿真输出只有-800 多 mV？

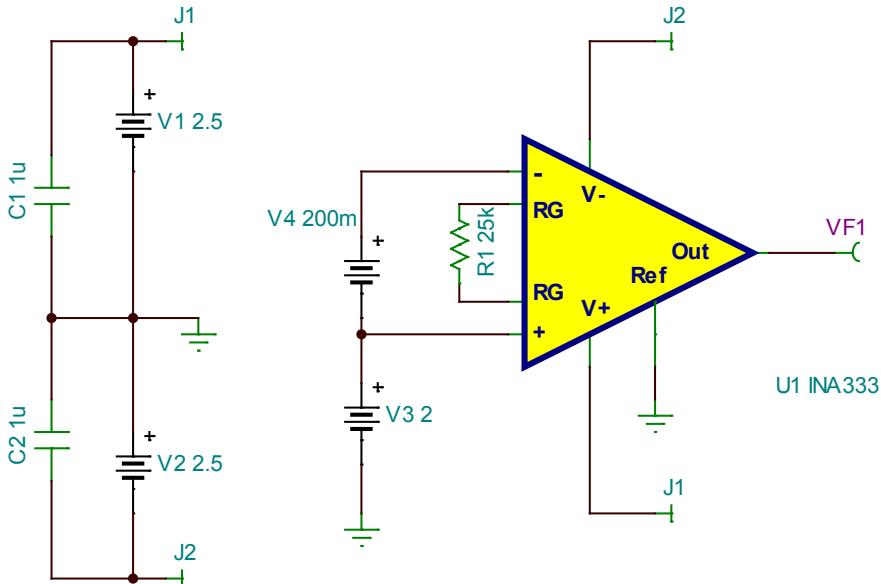


图 Section120-3 仪表放大器 INA333 的一个故障电路

可以看出，INA333 的正输入端电压为 2V，负输入端电压为 2.2V，差值为-0.2V，如果仪表放大器的差模增益为 5 倍 ($G=1+100k\Omega/R_G$, $R_G=25k\Omega$)，理论上输出应为-1V，但是为什么输出电压只有-800 多 mV 呢？而且我们发现，供电电压为±2.5V，输入和输出的范围都没有超过电源范围。很奇怪吧。

其实一点都不奇怪，将 INA333 内部电路画出，如图 Section120-4 所示。按照虚短虚断法进行分析，得到红色的理论分析电压值。很明显，运放 A_1 的输出电压理论值为 2.6V，这已经超过了供电电压 2.5V，因此运放 A_1 处于饱和输出状态，输出最大电压假设为 2.5V

(实际情况只能输出 2.45V，本分析中暂视为 2.5V)，且 A_1 的虚短不再成立。而运放 A_2 的理论输出电压为 1.6V，没有超限，因此 A_2 仍能够保持虚短成立——INA333 的第 8 脚，也就是运放 A_2 的负输入端仍为 2V。

运放 A_1 入端高阻仍成立，据此，可得 INA333 的第 1 脚，即运放 A_1 的负输入端电压为：

$$U_1 = U_8 + R_G \times I_{RG} = 2 + 25k\Omega \times \frac{U_{A1OUT} - U_8}{50k\Omega + 25k\Omega} = 2.1667V$$

$$U_{A2OUT} = U_8 - 50k\Omega \times I_{RG} = 2 + 50k\Omega \times \frac{U_{A1OUT} - U_8}{50k\Omega + 25k\Omega} = 1.6667V$$

此时，进入减法器的电位差为 $2.5V - 1.6667V = 0.8333V$ ，因此仪表放大器的输出为：

$$V_{OUT} = U_6 = U_{A2OUT} - U_{A1OUT} = -0.8333V$$

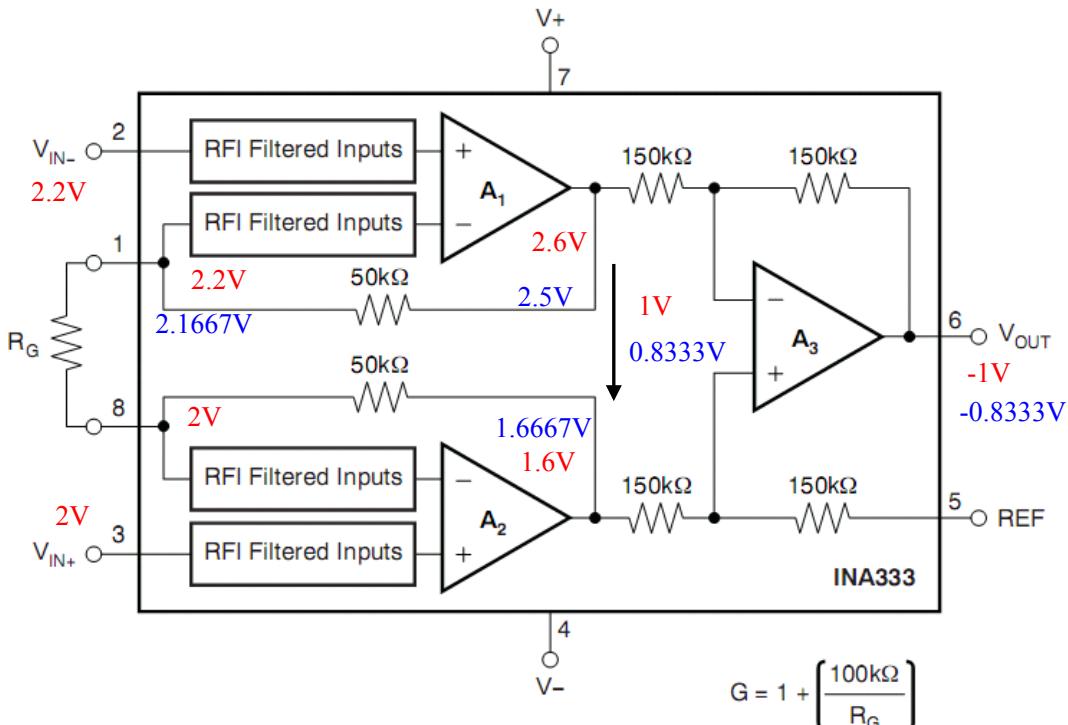


图 Section120-4 INA333 内部电路

这就是故障的根源——由于共模电压的不合适，加之输入差模电压比较大，导致其中一个运放已经工作于非线性的饱和状态。

试试看，当输入电压为 0V~0.2V 时，这个情况就不会发生。当输入电压为 2V~2.1V，这种情况也不会发生。

从中我们可以得出一个结论：面对同样的差模输入，当共模电压不同时，能够正常输出的范围会发生变化。

仪表放大器的失效图

为此，生产厂家在仪表放大器的数据手册中，都会给出一张图，有人将其称为“钻石图”但目前没有明确名称，本书称之为失效图。INA333 的失效图如图 Section120-5 所示。

失效图的横轴是输出电压，纵轴是共模输入电压，图中有一个黑线围成的封闭框。在框内的输出值是可以正常工作的，超出了就会出现前述的故障。比如，前述故障输入时，我们可知其共模输入为 2.1V，那么就请在纵轴上找到 2.1V，画一根横线，与黑线框出现 2 个交点，其横轴值分别为 -0.8V 和 0.8V，如图中的绿色线。这说明如果此时输出在 -0.8V~0.8V 之间，

才能保证仪表放大器正常工作。

要想让输出等于 1V，从图中可以看出，输入共模电压的绝对值必须小于 1.9V 才行。如图中红色线形成轨迹。

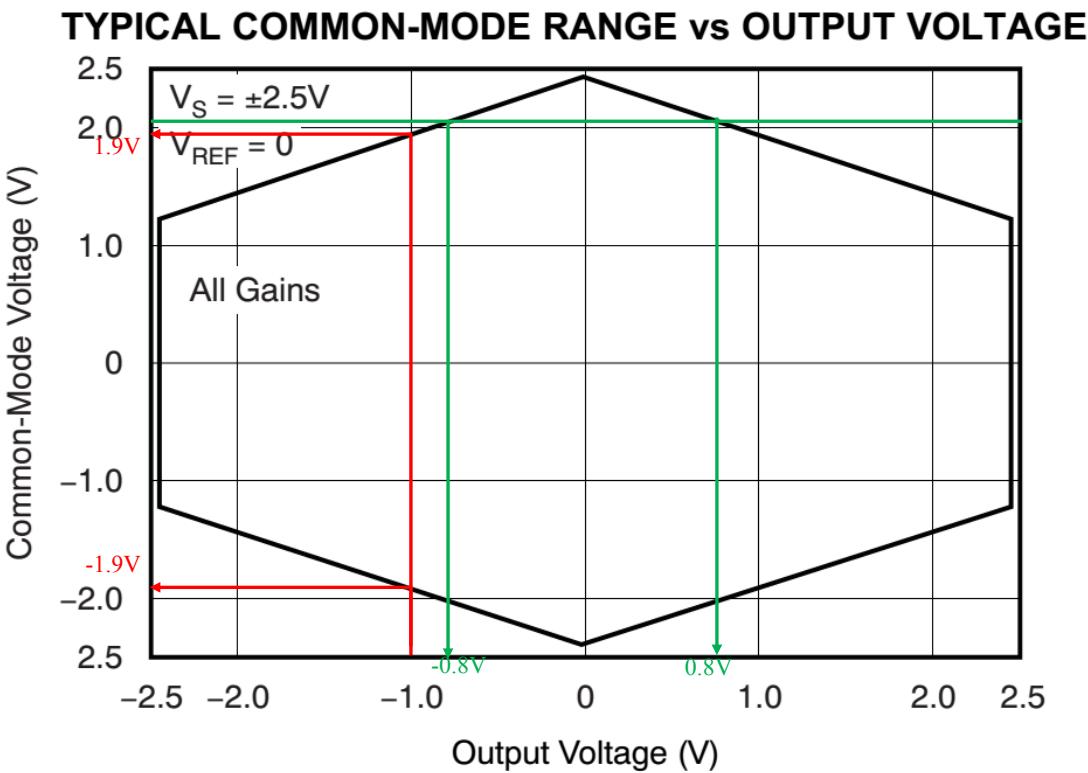


图 Section120-5 INA333 的失效图

举例 1：

电路如图 Section120-6 所示，被测信号一端为 3.7V，另一端在 3.69V~3.60V 变化，表征负载电流的变化。仪表放大器为低压低功耗的 INA333，请选择电阻 R_G ，使得仪表放大器能最大限度对输入差模电压进行放大。

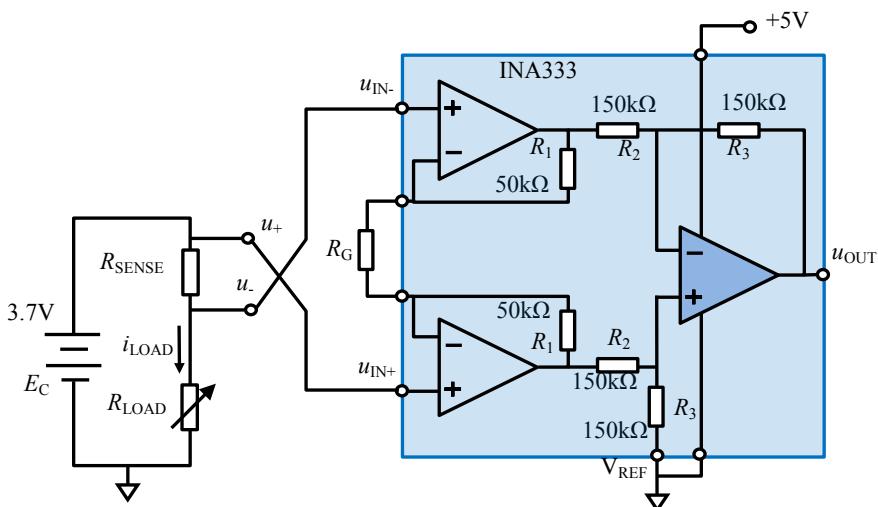


图 Section120-6 仪表放大器失效图举例

解：此例中的关键是知道“仪表放大器的输出最大电压，受共模输入电压的限制”，即失效

图。在输入共模电压确定后（按照最恶劣情况，共模电压约为 3.695V，近似为 3.7V），根据失效图找到其输出最大电压，然后据此计算最大增益——即便输入存在最大的差模，其输出电压也在输出最大值之内。

1) 首先找到 INA333 的失效图。此电路是单电源+5V 供电，其失效图就不能用 Section120-5 了，因为图中已经标注了供电是 $\pm 2.5V$ 。查阅 INA333 数据手册，得到 5V 供电时的失效图，如图 Section120-7 所示。图中标注供电电压刚好为+5V，基准输入端接地。我在失效图中填充了浅绿色，表明这个浅绿色区域是仪表放大器可以正常输出的范围，数据手册中没有填充，读者得学会自己看懂。

2) 根据失效图，确定最大输出电压。根据图中红线标注轨迹，由纵轴的 3.7V 找到横轴的 2.6V，这就是 5V 供电下 INA333 的最大输出电压。

3) 输入电压最小值为 $3.7V - 3.69V = 0.01V$ ，输入电压最大值为 $3.7V - 3.60V = 0.1V$ 。

4) 当输入电压最大时，乘以仪表放大器的增益，输出应小于 2.6V。即

$$u_{OUT_max} = V_{REF} + Gain \times u_{IN_max} = 0 + Gain \times 0.1V \leq 2.6V$$

可得：

$$Gain \leq 26$$

5) 为减少读图视觉误差带来的选择风险，可适当降低最大增益选择。根据情况，可选最大增益为 20~25。我更倾向于选择为 21。

TYPICAL COMMON-MODE RANGE vs OUTPUT VOLTAGE

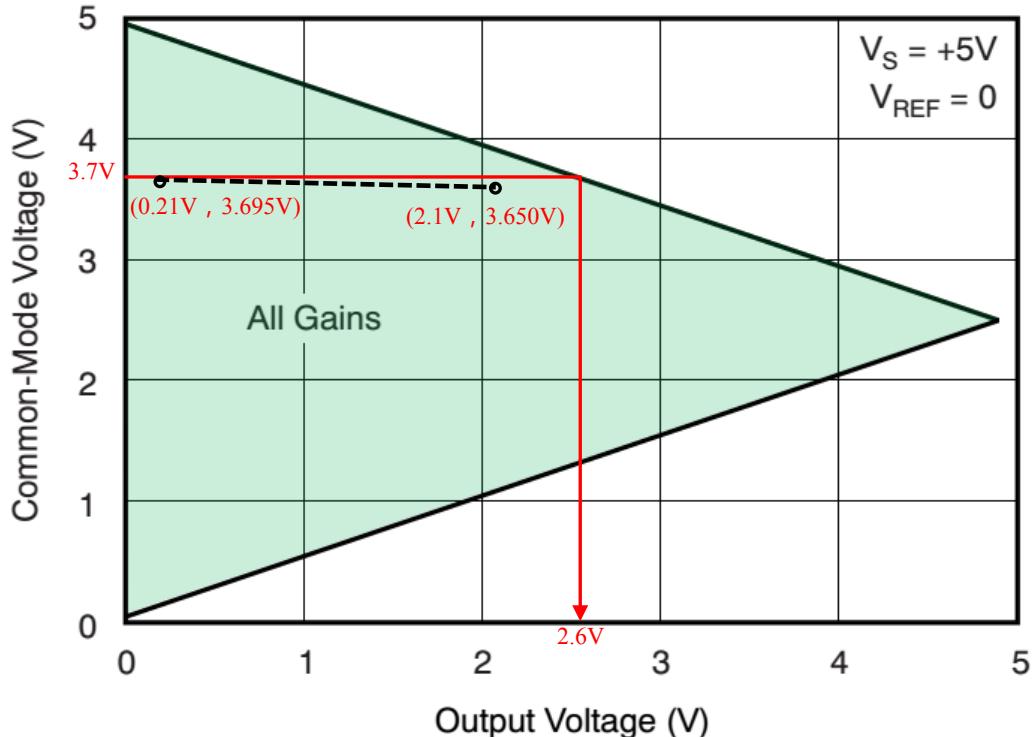


图 Section120-7 仪表放大器失效图举例

6) 根据 INA333 增益计算公式：

$$Gain = 1 + \frac{100k\Omega}{R_G} = 21$$

解得 $R_G=5k\Omega$ 。如果按照 E96 系列电阻，应选在阻值为 $4.99k\Omega$ ，按照 E24 系列，则选择 $5.1k\Omega$ 。此时，既能保证差模电压得到了最大程度的放大，又能保证仪表放大器不出现失效。

必须有合适的输入端直流通路

虽然仪表放大器的功能是对两个输入端电位实施减法，但是它对输入端电位有明确的要求：相对于仪表放大器的供电系统，输入端必须有确定的电位，也就是说，它必须能够和仪表放大器本身的电源系统构成直流回路，或者说，它不允许任何一个输入端处于浮空状态。根本原因在于，仪表放大器内部的输入级是一个运放的正输入端，当运放正输入端浮空时，该运放内部的输入级晶体管就不存在合适的静态工作点，处于不正常状态，导致其无法正常工作。

图 Section120-8 是两种常见的错误，以及应有的正确电路。上面的变压器输入中，变压器副边确实存在电位差信号，但是每个端子都是浮空的，导致 AD8222 的两个输入端不存在确定的，基于 $+V_S/-V_S$ 的电位。当改成右上图后，变压器副边中心点接地，静态时 AD8222 的两个输入端都是基于 $+V_S/-V_S$ 的 0 电位，就不再浮空，而存在直流通路了。

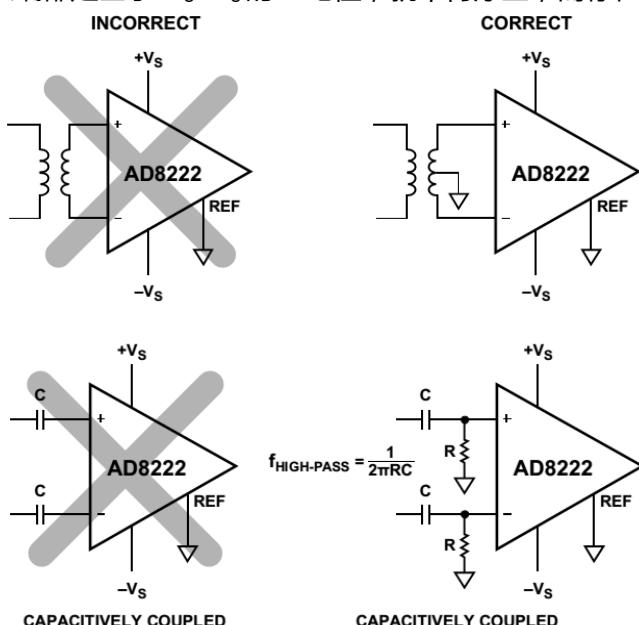


图 Section120-8 仪表放大器输入端必须有直流通路

下图电容耦合电路也是一样。按照左图连接时，电容上的电压是不确定的，导致电容右侧相对于 $+V_S/-V_S$ ，也是浮空的。而接成右下图，通过电阻接地后，AD8222 的输入端就有了直流通路，其静态电位为 0V。

交流耦合

图 Section120-8 电路的右下角图是一个正确的电路。它的入端是由电容、电阻组成的高通电路，可以实现输入信号的交流耦合。但是这个电路也有明显的缺点：在通带内，电容相当于短接，电路的输入电阻就是图中的 R。除非这个电阻非常大，否则，仪表放大器输入阻抗高的优点，就被这个电路弄丢了。

有没有一个仪表放大器电路，既能保持输入阻抗高的优点，又能实现交流耦合——隔直流、通交流呢？有，图 Section120-9 就是。

图中，仪表放大器的输入端没有做任何改变，保持了较大输入阻抗的优点。电路的核心是引入了另外一个反馈支路：输出经过运放 AD8603 组成的积分器，回送到了仪表放大

器 AD8236 的 V_{REF} 端。积分器是一个类似于低通的环节，将积分器置入反馈环内，终将形成一个高通效果。为了分析方便，我画出了包含仪表放大器内部结构的完整电路图，如图 Section120-10 所示。图中，我使用了双电源供电，因此运放 A4 的正输入接地，而不是原图中 AD8603 正输入端接另外一个基准电压。

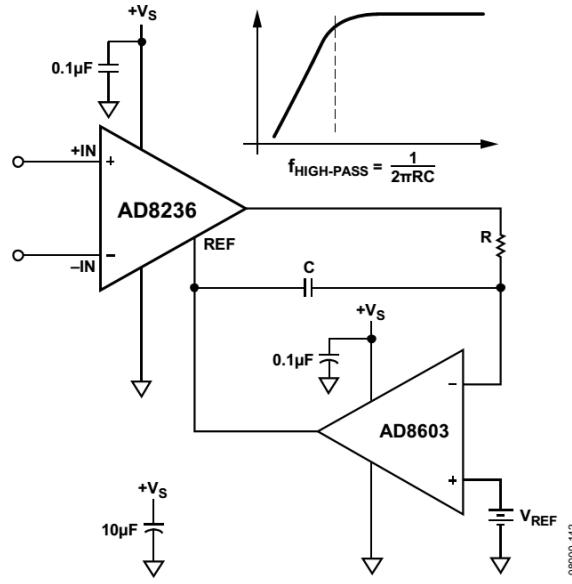


Figure 41. AC-Coupled Circuit

图 Section120-9 交流耦合的仪表放大器电路

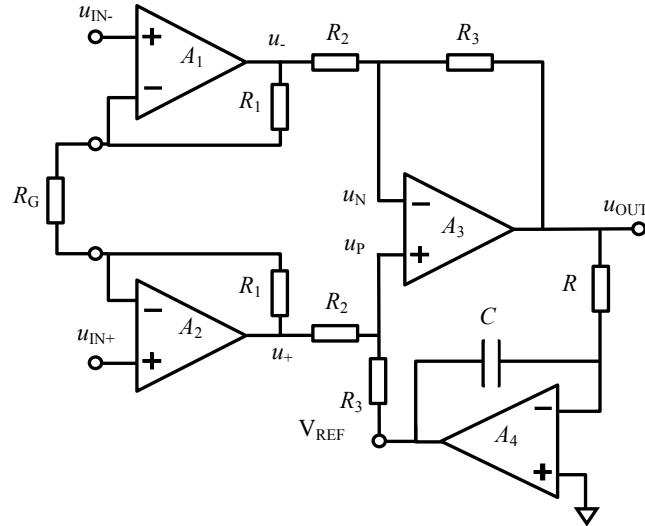


图 Section120-10 含内部电路的交流耦合仪表放大器

图 Section120-10 中，反馈的引入丝毫不影响前两个放大器 A1 和 A2 的工作，而只影响减法器的频率特性，因此我们从图中 u_+ 和 u_- 处作为输入，求解输出电压 u_{OUT} 与这两个输入之间的关系，包括频率特性。

本书 Section60 讲述的负反馈方框图法，在此很好用。只要求解出衰减系数 M 和反馈系数 F ，就可以得到输入输出之间的关系：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{u}_{OUT}}{u_+ - u_-} = \frac{M \times \dot{A}_{uo3}}{1 + F \times \dot{A}_{uo3}} \approx \frac{M}{F}$$

首先求解 M ，它的定义是，单纯考虑输入信号 $u_+ - u_-$ ，在 A3 运放的两个输入端之间

产生的电压 $\dot{u}_M = \dot{u}_P - \dot{u}_N$ ，与 $u_+ - u_-$ 的比值，立即可以得出，为：

$$\dot{M} = \left. \frac{\dot{u}_M}{u_+ - u_-} \right|_{u_{OUT}=0} = \left. \frac{\dot{u}_P - \dot{u}_N}{u_+ - u_-} \right|_{u_{OUT}=0} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

其次求解 \dot{F} ，它的定义是，单纯考虑输出信号 u_{OUT} ，在 A₃ 运放的两个输入端之间产生的电压 $\dot{u}_F = \dot{u}_N - \dot{u}_P$ ，与 u_{OUT} 的比值，即：

$$\dot{F} = \left. \frac{\dot{u}_F}{u_{OUT}} \right|_{\substack{u_+=0 \\ u_-=0}} = \left. \frac{\dot{u}_N - \dot{u}_P}{u_+ - u_-} \right|_{u_{OUT}=0} = \left. \frac{\dot{u}_N}{u_+ - u_-} \right|_{u_{OUT}=0} - \left. \frac{\dot{u}_P}{u_+ - u_-} \right|_{u_{OUT}=0} = \dot{F}_N - \dot{F}_P$$

注意，在求解反馈系数时，是运放负输入端电压 \dot{u}_N 减去正输入端电压 \dot{u}_P ，这是因为在方框图中已经考虑到了极性，反馈信号在进入加法器时，是以被减去的方式介入的。因此，分别求解输出信号在运放 A₃ 的负输入端反馈系数 \dot{F}_N ，和正输入端反馈系数 \dot{F}_P ，两者相减即可。

负输入端反馈系数很好求解，只是两个电阻的分压：

$$\dot{F}_N = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

正输入端反馈系数，是经过了一级反相积分器后，又经过一个电阻分压：

$$\begin{aligned} F_P &= -\frac{1}{SRC} \times \frac{R_2}{R_2 + R_3} \\ F &= F_N - F_P = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{1}{SRC}\right) = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \left(\frac{1 + SRC}{SRC}\right) \end{aligned}$$

因此，闭环增益表达式约为：

$$A_{uf}(S) = \frac{M}{F} = \frac{R_3}{R_2} \times \frac{SRC}{1 + SRC} = \frac{R_3}{R_2} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SRC}}$$

写出频域表达式为：

$$A_{uf}(j\omega) = \frac{R_3}{R_2} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{R_3}{R_2} \times \frac{1}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}}$$

显然这是一个标准高通表达式，其特征角频率和特征频率分别为：

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

读者也可以利用其它方法，对电路进行分析。比如，写出图中 \dot{u}_P 与 \dot{u}_{OUT} 、 \dot{u}_+ 、 \dot{u}_- 的关系，再写出图中 \dot{u}_N 与 \dot{u}_{OUT} 、 \dot{u}_+ 、 \dot{u}_- 的关系，让两者相等，也可以得出相同的结论。

此电路在完成高通滤波后，造成的效果是：输入信号中的低频分量将被衰减，且两个输入端存在的直流电压差将完全被剔除，即 DC 增益为 0。客观上，它也起到了降低输出失调电压的作用。

调零

所谓的调零，是指一个放大电路，我们期望它在 0 输入时，输出也是 0 或者一个期望的直流电压。但是，由于运放内部的失调电压存在，以及偏置电流等影响，导致 0 输入时，输出不是我们期望的 0V。这就需要增加外部电路，以使其输出达到 0V。

多数仪表放大器具有很小的输出失调电压，满足用户的一般性设计要求不在话下，因此不需要外部调零。但是，你的失调电压再小，也会有人不满意，那就需要在电路中额外增加调零电路了，它可以通过调节外接电位器，在 0 输入（比如接地）时，强制使得输出

等于 0V。

但是我们不得不在此提醒，不要迷信调零电路。很多调零电路看似完美，但不实用。原因是温度变化对失调电压的影响很大。一个本身失调电压较大的仪表放大器，经过精细调节确实可以使得其输出为 0V，但是这是在某一确定温度下进行的，温度引起的失调电压漂移，才是难以克服的——刚刚费劲调好的电路，温度一变，输出又不是 0V 了，这不白搭吗。

因此，选择本身失调电压足够小，失调温漂足够小的仪表放大器，才是王道。

可是说归说，我们还是讲讲这个调零电路吧，如图 Section120-11 所示。

根据仪表放大器的输出表达式，可知 REF 端的电压将直接呈现在输出端：

$$V_O = V_{Ref} + Gain \times (V_{IN+} - V_{IN-}) + V_{O_os}$$

其中， V_{O_os} 是仪表放大器的输出失调电压，它与器件本身参数有关，也与 Gain 有关，且可能随着温度、时间产生漂移。

在无需调零的电路中，图中的 REF 端一般接地，此时输出电压中一定包含失调电压，理论上不是 0V。之所以无需调零，是设计者认定这个电压比较小，可以忽略不计。

在调零电路中，通过改变 V_{Ref} ，可以将原本存在的输出失调电压抵消掉。图中，就采用了一个电位器，使得 V_{Ref} 能够从-10mV 调节到+10mV，完成了调零的目的。

图中的 REF200 是德州仪器公司生产的一个集成恒流源，内部包含两个 $100\mu A$ 的恒流源，当两端压差介于 2.5V~40V 之间时，能够保证流出电流恒等于 $100\mu A$ 。电位器是 $10k\Omega$ 的，几乎不会从恒流源取用电流，因此 $100\mu A$ 电流几乎全部流过 100Ω 电阻，使得上面的 100Ω 电阻的头顶电位是 10mV，下面 100Ω 电阻的脚底电位是-10mV。通过电位器调节，可以使得运放 OP177 组成的跟随器输出，在 $\pm 10mV$ 之内选择。

此电路使用了 2 个恒流源，在 100Ω 电阻上形成 10mV 电压。在多数情况下无需如此奢侈，毕竟 REF200 恒流源还是比较昂贵的，千片报价为 \$2.6/片，人民币购买每片得花几十块。可以用两个电阻实现类似的功能，如图 Section120-12。注意，此图是我自己设计的。

另外，在电位器的中心抽头处，已经获得了 $\pm 10mV$ 之内的电压变化，为什么还要增加一个运放 OPA177 呢？原因在于，REF 端子内部有一个电阻，是和反馈电阻完全一样大的，这样就保证了内部是一个标准的减法器，当 OPA177 组成的跟随器接入时，跟随器输出电阻几乎等于 0，不会影响减法器工作。但是如果这个跟随器，电位器的中心抽头处是有输出电阻的，它等于电位器上半阻值和下半阻值的并联，此电阻和 REF 端子内部电阻串联，将影响减法器工作，客观上输出将不再是两个输入的相减，直接降低了共模抑制比。

因此，当给 REF 脚施加不等于 0V 的输入时——也叫驱动 REF 脚，必须经过跟随器等输出电阻极小的电路。图 Section120-13 是错误电路和正确电路。

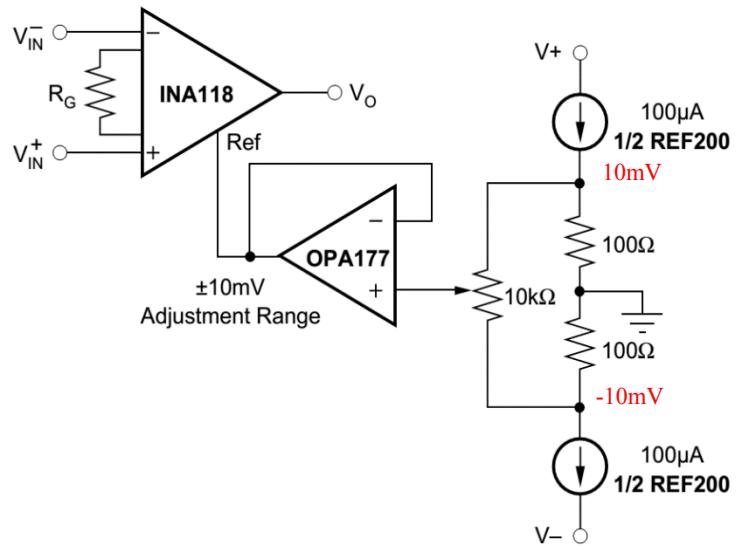


图 Section120-11 仪表放大器外部调零电路 1

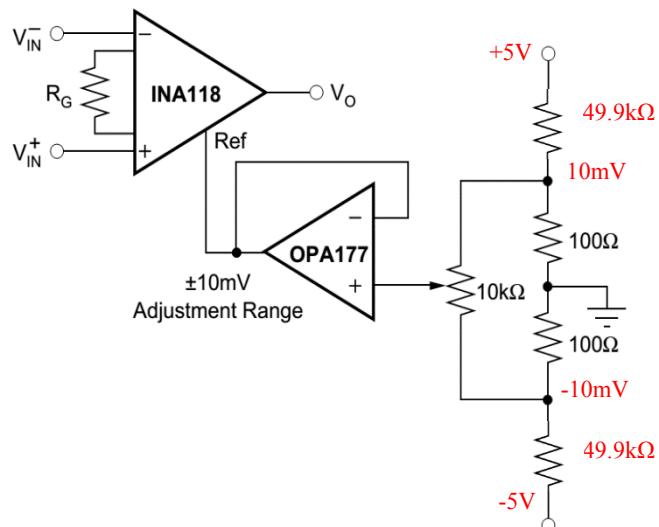


图 Section120-12 仪表放大器外部调零电路 2

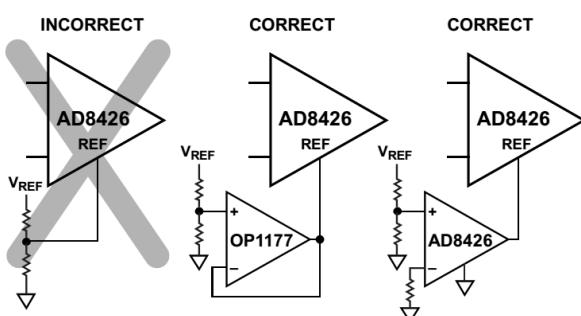


图 Section120-13 仪表放大器 REF 脚驱动电路

单电源应用

多数情况下，本书讲述的电路都是双电源供电——信号地一般处于正负电源的中心。而便携式设备，包括手机、相机、手持式仪表等，都用电池供电，此时构造双电源系统就比较麻烦：

- 1) 用两组电池串联，中心点作为系统地，就构成了 $\pm V_{BAT}$ 的双电源系统。但是这种方

法有缺点：第一需要两块电池，第二，多数情况下两块电池耗电是不同步的，导致更换电池时只能浪费掉还有残留电的电池——因为用户只知道电池电压低，并不清楚哪个电池没电了。

2) 用一组电池，负极作为系统地，正极作为 $+V_{BAT}$ ，在系统中增加一套负压转换电路，用于产生 $-V_{BAT}$ ，这会增加成本和重量、体积。

因此，便携式设备中，都尽量采用单电源供电。对于仪表放大器来说，采用单电源供电，就是一个崭新的挑战，几乎所有电路，都需要重新设计。本书第8章会单独讲解单电源应用，此处暂不展开，先初步认识一下。

单电源心电放大电路

图 Section120-14 是低功耗仪表放大器 INA333 的单电源应用电路，ECG 心电图检测。图中供电 $+V_S=2.7V\sim 5.5V$ ，可以采用 3.7V 锂离子电池。此时电池的负极即为本电路的地。

第一步，先粗略看，本电路分为如下模块：

1) 三个 OPA2333 组成三路跟随器 (A1、A2、A3)，实现了人体信号与后级测量电路的分隔，它具有高阻输入、低阻输出的特点，将人体上 RA (右臂)、LL (左腿)、LA (左臂) 信号驱动输出。

2) 这三个信号传递给 R7、R6、R8 三个电阻上，其中心点就是共模信号。此共模信号经过 A4(OPA2333) 跟随器后，又经过 A5(OPA2333) 组成的-19.5 倍($390k\Omega/20k\Omega$)反相器，回送到 RL (右腿)，完成右腿对消驱动。

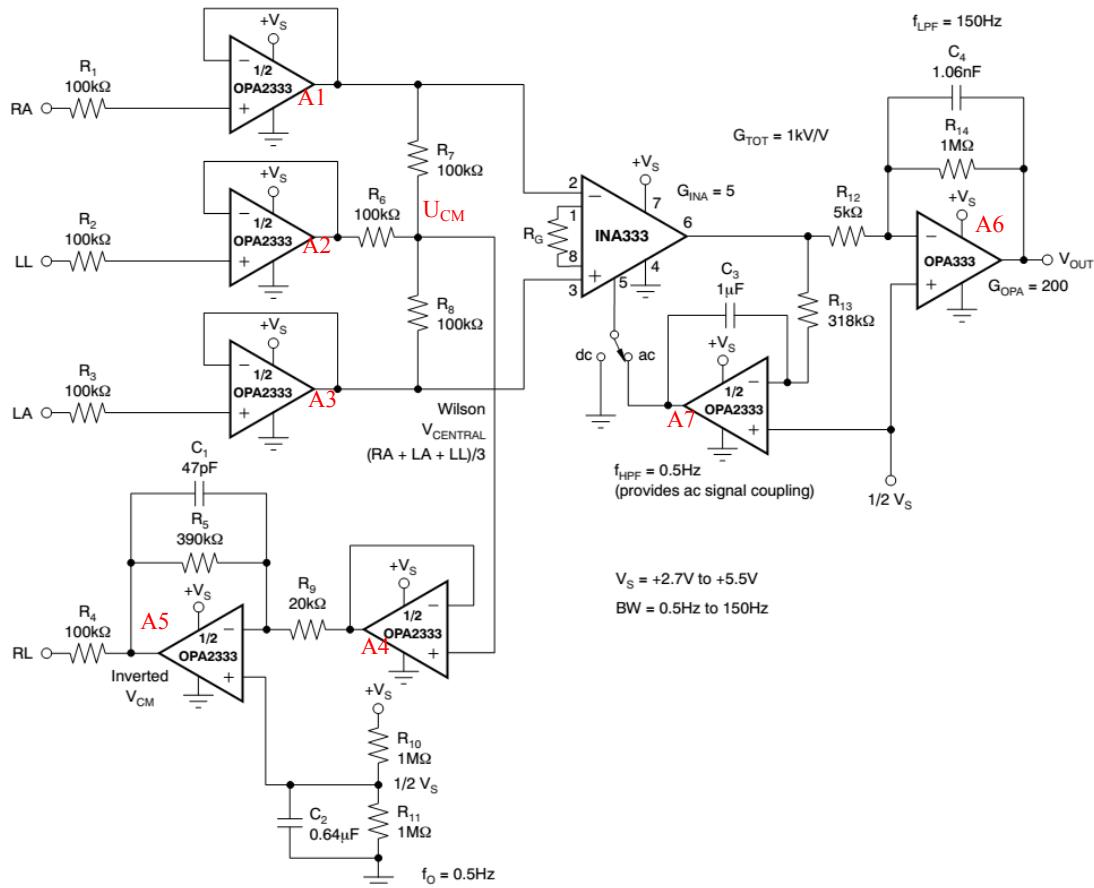


图 Section120-14 单电源 INA333 心电检测电路

3) 这三个信号中的两个，RA 和 LA，被加载到仪表放大器 INA333 上，被放大 5 倍，

然后经 A6(OPA333)实现的 200 倍反相放大，得到 $V_{OUT}=-1000(V_{LA}-V_{RA})$ 。在医学上，根据这三个信号的两两相减，可以产生三种差分信号，被命名为不同的导联。

导联 I : $V_{LA}-V_{RA}$ ，左臂正，右臂负。

导联 II : $V_{LL}-V_{RA}$ ，左腿正，右臂负。

导联 III : $V_{LL}-V_{LA}$ ，左腿正，左臂负。

另外两个导联电路与导联 I 完全相同，图中没有画出。

4) A7 组成的电路，是为了配合 INA333 本节中“交流耦合”的高通电路，其下限截止频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_{13}C_3} = \frac{1}{6.2832 \times 318 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} = 0.5004Hz$$

此值略大，一般的心电放大器中，都将下限截止频率设为 0.1Hz 以下。

5) A6 除了是一个负 200 倍放大器外，还具有低通滤波功能，其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{14}C_4} = \frac{1}{6.2832 \times 1 \times 10^6 \times 1.06 \times 10^{-9}} = 150.146Hz$$

电信号的主要成分，一般不超过几十 Hz，选择上限截止频率为 150~250Hz 是常见的。

6) A4 外围增加电容 $C_1=47pF$ ，使得 A4 电路起到了低通滤波器的作用，上限截止频率按照理论计算应为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_1} = \frac{1}{6.2832 \times 390 \times 10^3 \times 47 \times 10^{-12}} = 8682.7Hz$$

这个低通滤波器接在右腿对消驱动的环路中，主要作用并不是低通滤波，而是增强整个环路的稳定性，此知识点本书不深入介绍。

第二步，重点关注单电源应用：

图中 R_{10} 和 R_{11} 组成了一个分压电路，产生了 $V_S/2$ ，是电路的核心。该点电位是电源的 1/2，假设 3.7V 供电，此电位就是 1.85V。此电位介于供电电压中心，是运放较为舒服的输入静态值——输入信号可以有足够大的摆幅，也是输出较为舒服的静态值——输出信号也可以实现最大程度的摆幅。就像双电源供电时，输入静态值和输出静态值一般都是 0V，一样。

旁边的电容 $C_2=0.64\mu F$ ，形成了低通滤波效果，其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_{10}/R_{11})C_2} = \frac{1}{6.2832 \times 0.5 \times 10^6 \times 0.64 \times 10^{-6}} = 0.4974Hz$$

此低通滤波，把电源上可能存在的高频噪声滤除，以保证 $V_S/2$ 处尽量干净。

$V_S/2$ 电位一方面加载到 A5 的正输入端，使得 A5 的输出静态电压为 $V_S/2$ ，即 1.85V。这就使得人体表面电位会在 1.85V 上有微弱的摆动——电信号有多大，就摆动多大。注意，此时 A1、A2、A3 这三个运放就比较舒服了：供电是 0V~3.7V，输入信号为 1.85V 上下微弱摆动，输出也是如此，它们的变化范围完全在 OPA2333 的有效范围内（从 OPA2333 数据手册可以查到，在 3.7V 供电情况下， V_{in} 范围：-0.1V~3.8V， V_{out} 范围：0.03V~3.67V）。

运放 A1、A3 的输出静态电位为 1.85V，也使得 INA333 比较舒服。回头看看图 Section120-7，INA333 的单电源失效图，可以发现，当输入共模电压在单电源的 1/2 处时，INA333 具有最大的输出摆幅。

$V_S/2$ 电位同时又加载到 A7 的正输入端，使得 A7 的输出静态也是 1.85V，这导致

INA333 的 REF 端为 1.85V，迫使 INA333 的输出是骑在 1.85V 上的变化心电信号。此时再看 A6，一个-200 倍的反相放大器，其正输入端也是 1.85V，就可以顺利将 INA333 的输出实现反相放大，A6 输出也是骑在 1.85V 上的心电信号。

需要特别注意的是，原电路中有一个开关：dc 和 ac，其电路原意是，当选择 ac 时，高通电路介入，使得 INA333 具有 0.5Hz 的高通效果，以滤除心电信号中可能存在的体位移动、电极接触变化引起的超低频干扰。当选择 dc 时，INA333 是一个下限截止频率等于 0 的直流放大器，不再滤除超低频干扰。但我觉得这个电路是错误的。要想实现这个功能，原图中 dc 处将 REF 接地，应改为接一个输出电阻为 0 的 1.85V，方法是将图中 $V_s/2$ 增加一个跟随器驱动，然后接入 REF 脚即可。

单电源桥式传感器到电流输出

图 Section120-15 是一个桥式传感器检测电路，其输出为 4-20mA 电流。一般来说，负载 R_L 在本电路的远端，图中负载电阻顶端的虚线，可以理解为一根长线。注意，负载电阻底端的三角地，与本测量电路的三角地必须是同一个地，这样，输出的电流才能流回来。

图中浅蓝色区域中包含 AD8276，它是一个标准减法器。将这一部分电路包括 AD8276 的内部结构，放大绘出在图中下半部分。

首先粗看电路：一个单一 5V 供电的桥式传感器，经过 AD8422 仪表放大器，再经过 AD8276 减法器，配合晶体管、124Ω 电阻，以及运放 ADA4096，共同构成一个压流转换电路，最终以电流形式输出。图中有两套电源，都是单电源，一个+5V，一个+24V。

其次，需要仔细研究的有三部分：第一，AD8422 如何单电源工作，其输出范围是否与图中标注一致。第二，压流转换电路，即图中浅蓝色区域的工作原理。第三，为什么要使用两套电源。下面逐个分析：

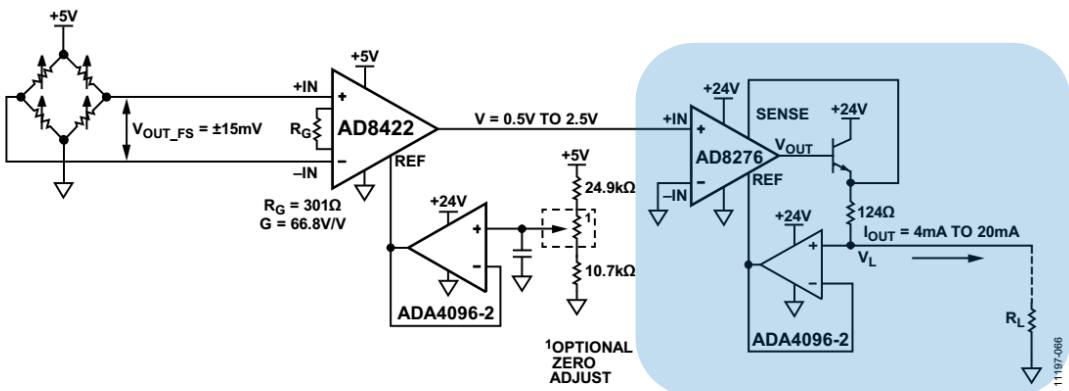


Figure 63. Bridge Circuit with 4 mA to 20 mA Output

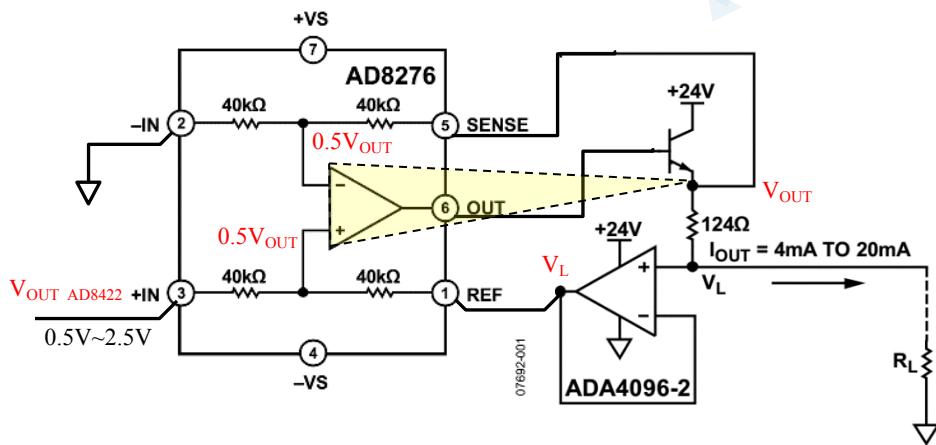


图 Section120-15 单电源桥式传感器转 4-20mA 输出

1) AD8422 的单电源工作分析：

图中标注 $V_{OUT_FS} = \pm 15mV$ ，且 4 个应变片电阻均为可变的，就说明当 AD8422 的+IN 脚电位变高时，-IN 脚电位会变低。因此+IN 脚和-IN 脚的静态电位均为 2.5V，最高电位是 2.5V+7.5mV，最低电位是 2.5V-7.5mV，即每个管脚的电位变化范围是 2.5V±7.5mV。这样才能使得满幅变化量为±15mV。两个极端情况是：

$$V_{+IN8422} = 2.5V + 7.5mV, V_{-IN8422} = 2.5V - 7.5mV, V_{IN_MAX} = V_{+IN8422} - V_{-IN8422} = 15mV;$$

$$V_{+IN8422} = 2.5V - 7.5mV, V_{-IN8422} = 2.5V + 7.5mV, V_{IN_MIN} = V_{+IN8422} - V_{-IN8422} = -15mV;$$

由于 AD8422 是单电源供电，当输入共模是 5V 的 1/2 时，它很舒服，输出摆幅最大。此时，需要关注它的输出基准，即 REF 输入脚。从电路可以看出，一个分压电路 24.9kΩ 和 10.7kΩ，在没有电位器的情况下，分压值为 1.5028V，经过一个 ADA4096 跟随器驱动，加载到 AD8422 的 REF 端，因此仪表放大器输出为：

$$V_{OUT_AD8422} = V_{REF} + G \times V_{IN}, G = 66.8$$

将传感器输出——即 AD8422 的输入——的最大值和最小值分别代入，可得输出范围：

$$V_{OUT_AD8422_MAX} = V_{REF} + G \times V_{IN_MAX} = 1.5028 + 66.8 \times 0.015 = 2.5048V$$

$$V_{OUT_AD8422_MIN} = V_{REF} + G \times V_{IN_MIN} = 1.5028 + 66.8 \times (-0.015) = 0.5008V$$

因此，可以近似认为 AD8422 的输出范围是 0.5V~2.5V。

2) 压流转换器工作原理分析：

这个电路中增加的晶体管，可以视为内部运放的扩流电路，它是共集电极的，没有改变运放的输出极性，因此可以将其视为一个大运放（图中黄色三角）的输出级。这样的话，设晶体管发射极电位为 V_{OUT} ，根据虚短虚断原则，形成图中红色标注，在大运放的正输入端可以写出如下表达式：

$$\frac{V_{OUT_AD8422} - 0.5V_{OUT}}{40k\Omega} = \frac{0.5V_{OUT} - V_L}{40k\Omega}$$

解得：

$$V_L = V_{OUT} - V_{OUT_AD8422}$$

而输出电流为：

$$I_{OUT} = \frac{V_{OUT} - V_L}{124\Omega} = \frac{V_{OUT_AD8422}}{124\Omega}$$

将两个极限值代入，得：

$$I_{OUT_MIN} = \frac{V_{OUT_AD8422_MIN}}{124\Omega} = \frac{0.5008V}{124\Omega} = 4.039mA$$

$$I_{OUT_MAX} = \frac{V_{OUT_AD8422_MAX}}{124\Omega} = \frac{2.5048V}{124\Omega} = 20.2mA$$

因此，此电路顺利实现了输出 4~20mA 的功能。

3) 供电分析

首先，为什么在输出部分要使用+24V 电源？根据电路结构，输出端 124Ω 电阻上可能存在最大 $124\Omega \times 20.2mA = 2.5048V$ 的压降，而负载电阻上存在的压降却是不确定的，这取决于负载电阻的大小。随着负载电阻的越来越大， V_L 电位会越来越高。假设 R_L 为 $1k\Omega$ ，在输出最大电流时， V_L 会达到 $20.2V$ ，而 V_{OUT} 会达到 $20.2V + 2.5048V = 22.7048V$ 。而 AD8276 内部运放的输出脚将比 V_{OUT} 还要高出 $0.7V$ ，即 $23.4048V$ 。

此时，如果没有 $24V$ 供电，会导致内部运放输出脚无法提供 $23.4048V$ 输出，同时晶体管也会处于饱和状态。

因此，使用 $+24V$ 给输出级供电，是为了保证给负载端提供足够的高电位，以保证负载电阻较大时，电路也能正常工作。这也叫“电流源具有较高的顺从电压”，读者可以参阅本书 Section38 内容。

当然，你也可以将 $+24V$ 更换成 $+30V$ ，这是 AD8276 和 ADA4096-2 都能承受的最大电压，这样，负载电阻就可以更大一些。同时，需要使用能够承受 $30V$ 电压的晶体管。

其次，电路中左侧的 ADA4096-2 为什么也用 $+24V$ 供电呢？可以看出，这个运放是将 $1.5V$ 的分压电压进行跟随驱动的，供电电压只要高于 $2V$ 就足够了。但是为什么连 $+5V$ 都不使用，而使用 $+24V$ 呢？没有别的道理，是不得不这样。因为 ADA4096-2 是一个片内含有 2 个运放的集成芯片，它是统一供电的，如右图。而电路中右侧的 ADA4096-2 运放需要 $+24V$ ，就满足它吧。



仪表放大器的差分输出

绝大多数仪表放大器都是单端输出的。而双端差分输出具有三个显著的好处：第一，在相同供电电压下，差分输出具有比单端输出大一倍的输出摆幅，而输出摆幅越大，越容易提高信噪比，或者动态范围。第二，差分输出可以明显减小信号中产生的偶次谐波。这

点本书不详述。第三，如果存在长线传输信号，差分输出可以明显抑制共模干扰。

因此，如果能将原本单端输出的信号，转变成差分输出，就再好不过了。试试看。

最简单的电路

图 Section120-16 是我们最先想到的，给输出信号增加一个 1 倍反相器即可。图中如果是双电源供电， $V_{REF\ INPUT}$ 接地即可。如果是+5V 供电， $V_{REF\ INPUT}$ 需要无输出电阻的+2.5V，可以通过分压电阻加跟随器实现。

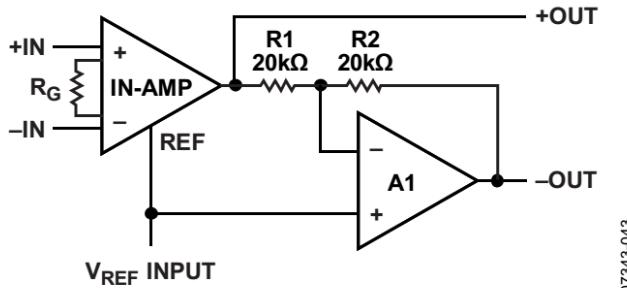


图 Section120-16 仪表放大器的差分输出电路一

这个电路的优点是，在原有仪表放大器基础上，增益变为原先的 2 倍。如果还要原先的增益，可以将仪表放大器增益减至原先的 1/2，这样给仪表放大器的增益压力就小了，对扩展带宽是有利的。但是它的缺点也是明显的，-OUT 完全依赖于后级放大器的电阻选择，很容易出现正输出和负输出幅度不对称，且总增益不是 2 倍原增益的情况。

两个仪表放大器组成含反馈的电路

图 Section120-17 利用两个仪表放大器，形成反馈回路，也能实现差分输出，而且它克服了前述单一反相器带来的正负幅度不对称现象。

图中+INX 代表共模输入，它决定了两个输出端 V_{OUT+} 和 V_{OUT-} 的共模电压。

根据第一个仪表放大器，列出输出表达式：

$$V_{OUT+} = V_{REF} + Gain \times (IN_+ - IN_-)$$

第二个仪表放大器的输出，就是第一个仪表放大器的 V_{REF} ，其表达式为：

$$V_{REF} = V_{REF2} + INX - V_{OUT+} \times \frac{1}{1 + SRC} = V_{OUT-}$$

将上述两式合并，得到下式，并继续化简：

$$V_{OUT+} = V_{REF2} + INX - V_{OUT+} \times \frac{1}{1 + SRC} + Gain \times (IN_+ - IN_-)$$

$$V_{OUT+} \left(\frac{1}{1 + SRC} \right) = V_{REF2} + INX + Gain \times (IN_+ - IN_-)$$

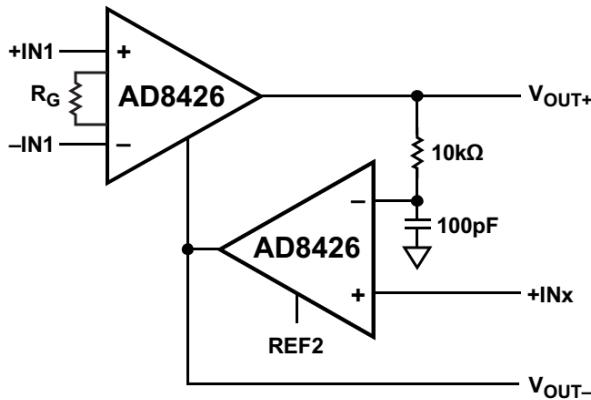


图 Section120-17 仪表放大器的差分输出电路二

化简结果为：

$$V_{OUT+} = \frac{1 + SRC}{2 + SRC} \times (V_{REF2} + INX) + \frac{1 + SRC}{2 + SRC} Gain \times (IN_+ - IN_-)$$

上式为两项之和。对第一项来说，它是两个直流电压之和，与一个拉氏变换表达式相乘。对于稳态分析，在物理含义上，可以理解为两个直流电压相加后，经过一个随频率变化的传递函数。而直流电压的频率为 0，则有稳态表达式为：

$$\frac{1 + j\omega RC}{2 + j\omega RC} \times (V_{REF2} + INX) = \frac{1}{2} \times (V_{REF2} + INX)$$

因此有：

$$V_{OUT+} = 0.5(V_{REF2} + INX) + \frac{1 + SRC}{2 + SRC} Gain \times (IN_+ - IN_-) \quad [1]$$

V_{OUT-} 就是前述的 V_{REF} ，将 V_{OUT+} 代入 V_{REF} 表达式，对直流量同上述处理，得：

$$\begin{aligned} V_{OUT-} &= V_{REF2} + INX - (0.5(V_{REF2} + INX) + \frac{1 + SRC}{2 + SRC} Gain \times (IN_+ - IN_-)) \times \frac{1}{1 + SRC} \\ &= 0.5(V_{REF2} + INX) - \frac{1}{2 + SRC} Gain \times (IN_+ - IN_-) \end{aligned} \quad [2]$$

可以看出，两个输出端的表达式是不一样的。但是如果频率较低，SRC 远小于 1，就呈现出下式：

$$V_{OUT+} = 0.5(V_{REF2} + INX) + 0.5 \times Gain \times (IN_+ - IN_-) \quad [1a]$$

$$V_{OUT-} = 0.5(V_{REF2} + INX) - 0.5 \times Gain \times (IN_+ - IN_-) \quad [2a]$$

此时，两个输出信号拥有完全相同的直流电平 $0.5(V_{REF2} + INX)$ ，且正输出为输入差模信号的 0.5 Gain 倍，负输出为输入差模信号的负 0.5 Gain 倍，两者完全基于直流电平对称，实现了 Gain 倍的差分放大。合理选择 RC，可以让信号带宽内式(1a)和式(2a)成立。

需要注意的是，在 SRC 远小于 1 不成立的时候，两个输出的频率响应会出现明显的差异。正输出增益会逐渐上升，并最终逼近 Gain 倍增益，而负输出则会从 0.5 Gain 倍增益开始，逐渐下降到 0。我们需要做的，就是保证有效信号频率尽量低，使得 SRC 远小于 1。

请读者思考，本电路中为什么要加入一个 $10k\Omega$ 和 $100pF$ 的低通环节？第一，请推导没有低通环节时，两个差分输出的表达式。第二，你会发现，没有低通环节，表达式变得更加清晰简单，也实现了对称的差分输出。那么为什么还需要这个低通环节呢？

提醒一下，请从环路稳定性上进行分析。

仪表放大器加运放组成含反馈电路

图 Section120-18 是实现仪表放大器差分输出的另外一种电路。它使用了一个运放，以反相器的形式，形成闭环负反馈。为书写方便，图中的 $+IN1$ 、 $-IN1$ 改为 IN_+ 、 IN_- 。

对 AD8426，列出其输出表达式为：

$$V_{OUT+} = V_{OUT-} + Gain(IN_+ - IN_-) \quad [3]$$

运放处于负反馈状态，虚短虚断成立。有：

$$\frac{V_{OUT+} - V_{BIAS}}{R} = \frac{V_{BIAS} - V_{OUT-}}{R}$$

解得：

$$V_{OUT-} = 2V_{BIAS} - V_{OUT+} \quad [4]$$

将此结果代入式[3]，得：

$$V_{OUT+} = 2V_{BIAS} - V_{OUT-} + Gain(IN_+ - IN_-)$$

解得：

$$V_{OUT+} = V_{BIAS} + 0.5Gain(IN_+ - IN_-)$$

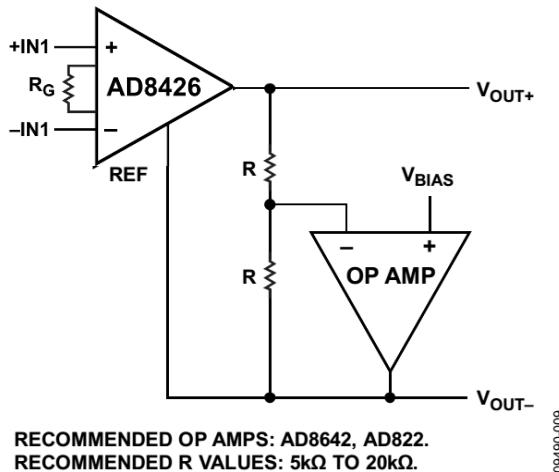


图 Section120-18 仪表放大器的差分输出电路三

[5]

将此结果代入式[4]，得：

$$V_{OUT-} = V_{BIAS} - 0.5Gain(IN_+ - IN_-) \quad [6]$$

可知， V_{BIAS} 决定了两个差分输出的共模电压，且两个输出信号相位相反，各自增益为0.5 Gain，总增益为Gain。

让我们看看图中这两个电阻如果不一致，会出现什么情况。假设图中上边电阻为 R_1 ，下边电阻为 R_2 ，式[4]变为：

$$V_{OUT+} - V_{BIAS}R_2 = (V_{BIAS} - V_{OUT-})R_1$$

$$V_{OUT-} = \frac{V_{BIAS}(R_1 + R_2) - V_{OUT+} \times R_2}{R_1}$$

[4a]

将此结果代入式[3]，得：

$$V_{OUT+} = \frac{V_{BIAS}(R_1 + R_2) - V_{OUT-} \times R_2}{R_1} + Gain(IN_+ - IN_-)$$

解得：

$$V_{OUT+}(R_1 + R_2) = V_{BIAS}(R_1 + R_2) + R_1 \times Gain(IN_+ - IN_-)$$

$$V_{OUT+} = V_{BIAS} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times Gain(IN_+ - IN_-)$$

[5a]

将此结果代入式[4a]，得：

$$V_{OUT-} = \frac{V_{BIAS}(R_1 + R_2) - (V_{BIAS} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times Gain(IN_+ - IN_-)) \times R_2}{R_1}$$

$$= \frac{V_{BIAS}(R_1 + R_2) - V_{BIAS}R_2 - \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \times Gain(IN_+ - IN_-)}{R_1}$$

化简得：

$$V_{OUT-} = V_{BIAS} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times Gain(IN_+ - IN_-)$$

(6a)

这是一个非常好的结果。第一，正输出和负输出具有相同的偏置电压 V_{BIAS} ，其共模电压就是 V_{BIAS} ，第二，虽然两个输出的增益不相等，一个大于 $0.5 Gain$ ，一个小于 $0.5 Gain$ ，但：
 $V_{OUT} = V_{OUT+} - V_{OUT-} = Gain(IN_+ - IN_-)$

这说明，总增益仍然是 $Gain$ 倍。对比图 Section120-16，我们称之为无反馈电路，能够看出，都是使用运放，但无反馈电路对电阻的依赖性很强，电阻稍有不一致，就会引起后级增益变化，进而导致总增益变化。而本电路将运放置于反馈环中，就带来了好处——两个电阻即便不一样大，也不会影响总增益。

由于这种电路存在的好处，ADI 公司专门生产了一个仪表放大器 AD8295，内部除标准仪表放大器外，还包含了两个运放，以及两个匹配的电阻——专门为用户使用图 Section120-18 电路提供了方便。图 Section120-19 是其应用电路。

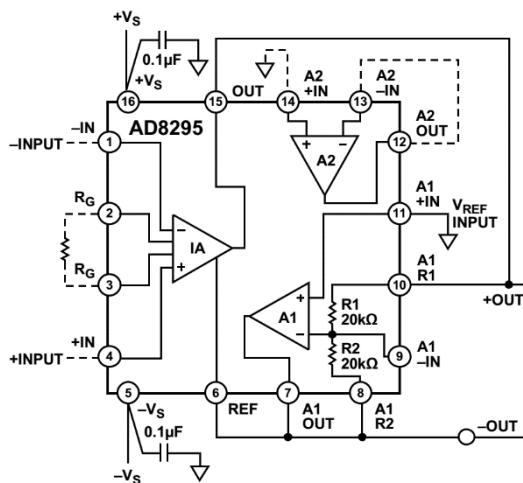


图 Section120-19 仪表放大器 AD8295 组成的差分输出

学习任务和思考题

1) 减法器之所以能够承载高共模电压输入，是因为它的内部存在分压电阻，导致实际加载到内部运放的共模电压已经被衰减到合适的范围，而仪表放大器内部不存在分压电阻，实际的输入端只能承受最高不超过电源电压的共模电压。为什么不能在仪表放大器外部，也接两套分压电阻，将共模电压降低，然后实施差分放大？

Section121. 多种类型的仪表放大器

本书此前出现的仪表放大器，我们都假设它是三个运放组成的：前端两个平行的跟随器，接后级的减法器。其实，仪表放大器远不止此一类。为了实现各种不同的特点，各个集成电路生产厂家开发了多种类型的仪表放大器，它们具有完全不同的结构。

本书在此介绍多种类型的仪表放大器，一方面帮助读者开阔眼界，更重要的是，利用这些仪表放大器内部结构，帮助大家习惯于分析电路：分析的案例多了，也就习惯成自然了，面对更加复杂的电路，也就敢于动手分析了。

一分析，就透彻了。

三运放型

多数仪表放大器都是三运放型。

INA141

图 Section121-1 是德州仪器公司的 INA141 内部简化结构。它有一个好处，常用的两种增益 10 倍和 100 倍，无需用户选择电阻。将 1、8 脚开路，为 10 倍增益，将 1、8 脚短路，为 100 倍增益。很显然，当给 1、8 脚接入一个电阻，增益将在 10~100 倍之间变化。

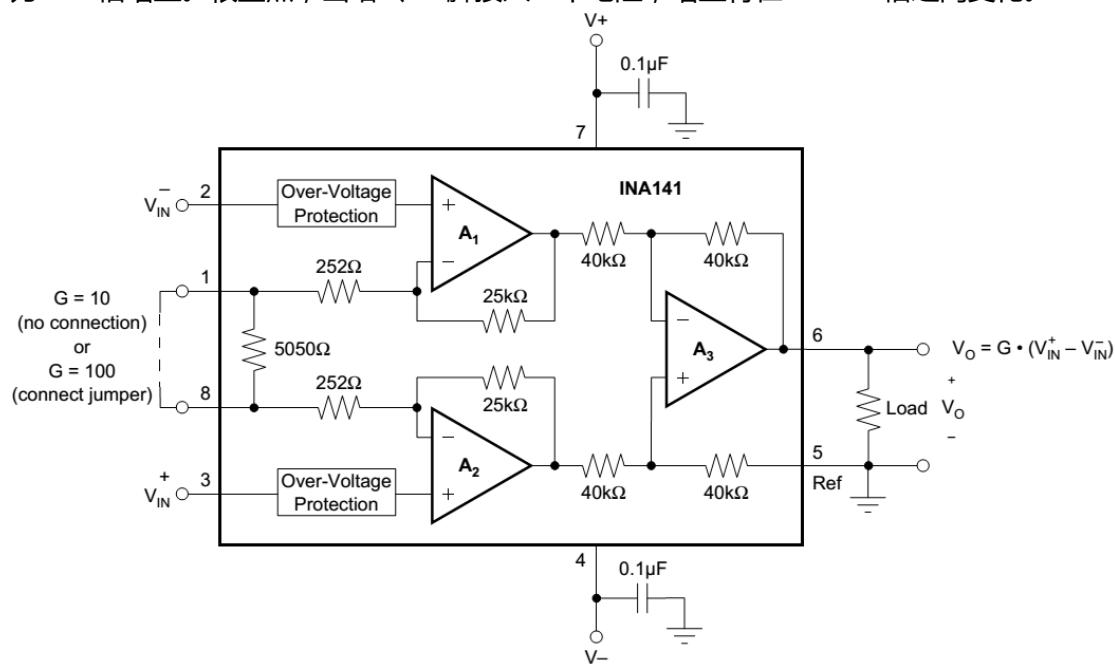


图 Section121-1 仪表放大器 INA141 内部简化结构

AD8224

AD8224 也是三运放型。图 Section121-2 是其简化结构图。从 ADI 公司提供的内部结构简图看，比德州仪器的 INA141 显得复杂一些。其实，厂家给的电路结构图简单，并不代表产品实际结构简单，关键看厂家在保密基础上，愿意给读者提供什么。在关键的设计中，请一定不要过份依赖于厂家给的结构图，确实需要了解完整内部，可以咨询厂家的技术人员。

图中分为 A1/A2、J1/J2、Q1/Q2 组成的前级放大器，以及 A3 组成的减法器。

前级放大器是对称的，因此我们只分析左侧电路，其输出为图中 NODE C。

首先，粗略看电路结构：输入信号加载到 J1 的栅极，J1 是一个 N 沟道结型场效应管，其输出是源极，因此它组成了一个由恒流源 I 做源极负载的源极跟随器，它具有输入阻抗极高，电压增益为 1 的特点。此信号加载到 Q1 的基极，输出是 Q1 的集电极，Q1 也有一个恒流源负载，此时 Q1 组成共射极放大电路，它是反相的，且增益非常大。Q1 的集电极输出，加载到运放 A1 的负输入端，经过 A1 反相放大后，通过电阻 R1，到达 Q1 的发射极，此信号又经过 Q1 到达 Q1 的集电极，我们注意到，此时，反馈环路形成了，如图中绿色环线。而图中的红色曲线，是输入信号进入回环的过程。利用本书介绍的环路极性法，环路中有两个可能改变极性的部件：A1 是反相的，Q1 是共基极接法，是同相的，两者相串联，总体是反相的。可以得出绿色环路是负反馈。

只要是深度负反馈，就很容易建立起输入信号与本级输出信号（图中 NODE C 点）的关系，一会儿再细细分析。

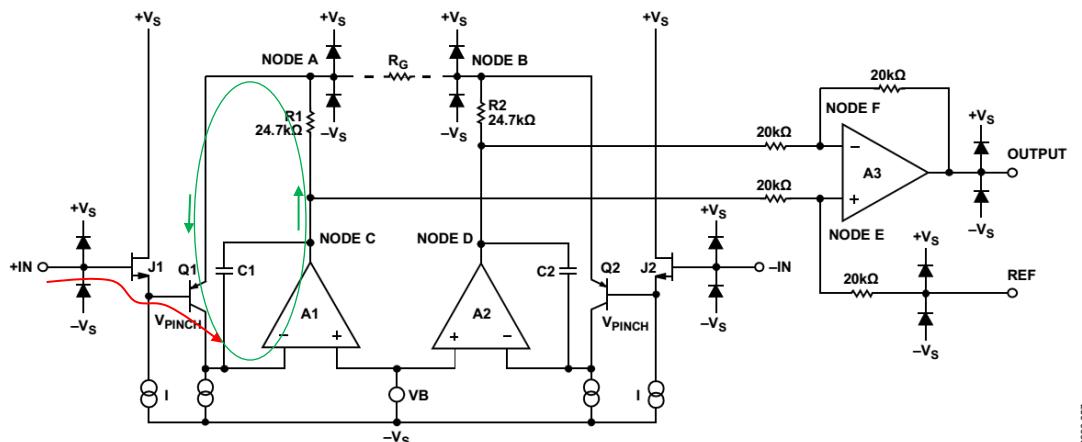


图 Section121-2 仪表放大器 AD8224 内部简化结构

其次，我们进行静态分析，以确保整个有源部件工作在合适的工作点。

静态时，假设+IN 电位为 0V，对 J1，恒流源会改变图中 V_{PINCH} 电位，迫使 U_{GSQ} 等于某个值，以使 J1 的 I_{DQ} 等于恒流源电流。假设恒流源电流为 $10\mu A$ ，某个结型场效应管 2N3370，其夹断电压为 $-0.65V$ ， $K=766.8\mu A/V^2$ ，则有：

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTD})^2$$

$$U_{GSQ} = \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K}} + U_{GSTD} = \sqrt{\frac{10 \times 10^{-6}}{766.8 \times 10^{-6}}} - 0.65 = -0.5358V$$

由于 $U_{GQ}=0V$ ，则知 $U_{SQ}=0.5358V$ ，也就是 V_{PINCH} 电位。

图中的 VB 为一个直流电压源，一般为 $1V$ 或者附近，这有助于让 A1 的输入电压在允许的范围内：VB 如果是 $0V$ ，那么 A1 的正输入的电位就是 $-V_s$ ，即输入为负轨，这对多数运放来说，是不允许的。为了描述方便，我们先假设整个仪表放大器的供电电压为 $\pm 15V$ 。此时如果 $VB=1V$ ，那么运放 A1 正输入端电压就是 $-14V$ 。

由于虚短，则运放 A1 的负输入端静态电位也是 $-14V$ 。此时双极型晶体管 Q1 的集电极电位就是 $-14V$ ，其下端也是一个恒流源，假设也是 $10\mu A$ 。注意此时恒流源两端电压只要 $1V$ ，按说是能够保证其正常工作的。

此时运放一定会好好工作，使得晶体管 Q 保持发射极导通，让其产生集电极电流为

10μA。如此小的电流，就不能用一般的 0.7V 估计了。我估计 U_{BE} 约为 -0.46V（这是一个 PNP 管，如此估计也是为了简单）。因此有：

$$U_{SQ}=0.5358V=U_{BQ} , U_{BEQ}\approx-0.46V , 得出 : U_{EQ}=U_{BQ}-U_{BEQ}\approx0.5358V+0.45V\approx1V。$$

此时流过电阻 24.7kΩ 的电流近似为 10μA 稍大一点点（因为 $I_{EQ}=I_{CQ}(1+\beta)/\beta$ ），在电阻上产生的压降约为 0.25V，这导致运放的静态输出电压约为 1.25V。

到此为止，我们发现各个有源部件的静态均处于一个合适的工作状态。很好。

第三，我们来分析动态。假设输入端 IN+ 施加了一个幅度为 u_i 的正弦波。

1) 对 J1 来说，它组成了一个源极跟随器，其增益约为：

$$A_{J1} = \frac{g_m r_{L1}}{1 + g_m r_{L1}}, r_{L1} = r_I // r_i$$

其中 r_I 是恒流源的等效动态电阻，取决于这个恒流源的性能，一般可以做到 MΩ 级甚至更大。而 r_i 是 Q1 基极看进去的等效动态电阻，一会儿我们会知道，这个电阻更大。因此， $g_m r_{L1}$ 远大于 1， A_{J1} 几乎等于 1，即

$$u_s = u_i$$

其中， u_s 为 JFET 的 S 极信号幅度，也就是 Q1 的基极信号幅度。

下面就需要使用虚短了。注意晶体管 Q1，它的集电极电位是确定的 -14V——因为虚短，它的集电极电流是恒定的 10μA，因此它的集电极变化电流几乎为 0，进而基极变化电流也应几乎为 0，而决定基极电流变化的是基极、发射极之间的变化电压 u_{be} ，它也应该是 0，因此当基极存在 $u_s = u_i$ 的幅度，那么发射极也必须是 u_i 的幅度，且相位必须完全相同。即：

$$u_e = u_i$$

单纯分析左侧电路时，我们假设图中虚线的增益电阻 R_6 没有连接。此时由于 Q1 发射极几乎不存在变化电流，因此流过 24.7kΩ 电阻上的变化电流也是 0，因此没有动态压降，那么输出电压，也就是 NODE C 的变化电压也是 u_i 。

此时我们回头看看 Q1 基极看进去的等效动态电阻，可以发现，由于前述的基极变化电流为 0，可知从基极看进去的电阻几乎为无穷大。

因此这个电路的左侧，实现了对输入 IN+ 的 1:1 放大，且相位相同。同样的分析，也适用于右侧电路。

此后电路就不用分析了，一个减法器实现了对 NODE C，NODE D 之间变化量的 1 倍放大。注意 NODE C、D 的输出电阻非常小，是因为运放强大的负反馈能力，这才能保证减法器正常工作。

下面看看当增益电阻接入后，出现的变化。此时我们假设左侧输入信号为 u_{IN+} ，右侧为 u_{IN-} ，可以看出，由于 J1 的漏极电流为 10μA，因此其 u_{GS} 是几乎不变的，Q1 集电极电流是确定的，因此其 u_{BE} 也是几乎不变的。而且，左右两侧电路是对称的，则有：

$$u_{NODE_A} = u_{IN+} - u_{GS1} - u_{BE1} \approx u_{IN+} - U_{GSQ} - U_{BEQ}$$

$$u_{NODE_B} = u_{IN-} - u_{GS2} - u_{BE2} \approx u_{IN-} - U_{GSQ} - U_{BEQ}$$

根据电阻 R_G 两端节点电流关系，列出流进 R_G 电流关系：

$$\begin{aligned} \frac{u_{NODE_C} - u_{NODE_A}}{24.7k\Omega} - 10\mu A &= \frac{u_{NODE_A} - u_{NODE_B}}{R_G} = \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G} \\ u_{NODE_C} &= (10\mu A + \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G})24.7k\Omega + u_{IN+} - U_{GSQ} - U_{BEQ} \\ &= \frac{24.7k\Omega}{R_G}(u_{IN+} - u_{IN-}) + u_{IN+} - U_{GSQ} - U_{BEQ} + 0.247 \end{aligned}$$

流出 R_G 电流关系：

$$\begin{aligned} \frac{u_{NODE_B} - u_{NODE_D}}{24.7\text{k}\Omega} + 10\mu\text{A} &= \frac{u_{NODE_A} - u_{NODE_B}}{R_G} = \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G} \\ u_{NODE_D} &= (10\mu\text{A} - \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G})24.7\text{k}\Omega + u_{IN-} - U_{GSQ} - U_{BEQ} \\ &= -\frac{24.7\text{k}\Omega}{R_G}(u_{IN+} - u_{IN-}) + u_{IN-} - U_{GSQ} - U_{BEQ} + 0.247 \end{aligned}$$

后级减法器输出为：

$$\begin{aligned} u_{OUTPUT} &= U_{REF} + (u_{NODE_C} - u_{NODE_D}) = U_{REF} + 2 \times \frac{24.7\text{k}\Omega}{R_G}(u_{IN+} - u_{IN-}) + (u_{IN+} - u_{IN-}) \\ &= U_{REF} + (u_{IN+} - u_{IN-}) \times (1 + \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G}) \end{aligned}$$

图中两个电容，是为了避免环路自激振荡而设置的。

双运放型

双运放型仪表放大器，也属种类较多的。多数情况下，它们的性能不如三运放结构，同时价格较低。

AD627

在学习完 AD8224 结构后，再看图 Section121-3 电路，就简单多了。静态分析不赘述，负反馈结构也不用再分析，直接进行瞬时信号分析。

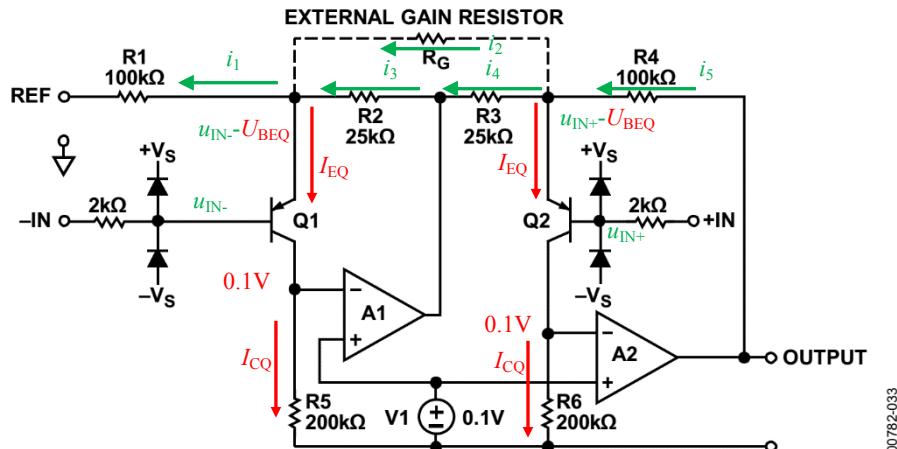


图 Section121-3 仪表放大器 AD627 内部简化结构

设两个输入端的瞬时电压分别为 u_{IN+} 、 u_{IN-} ，图中红色量为恒定不变量，绿色为瞬时值，包含直流成分和信号交变成分。

由于两个运放均为深度负反馈，则虚短成立，其负输入端电压均为 0.1V（注意，这里面还包含有极其微弱的电压变化，才会导致运放输出有明显的变化，否则反馈环路就死掉了），假设晶体管 $\beta=100$ ，解得：

$$I_{CQ} = \frac{0.1V}{200\text{k}\Omega} = 500n\text{A} ; I_{EQ} = \frac{1+\beta}{\beta} I_{CQ} = 505n\text{A} , I_{BQ} = 5n\text{A}$$

经过运放的负反馈调节，两个晶体管实际处于恒流状态。查阅 AD627 数据手册，其输入偏置电流约为 2nA，最大 10nA，与我们分析的 5nA 基本吻合。

I_B 在 2kΩ 电阻上的压降约为 10μV，可忽略不计。因此图中将 u_{IN+} 、 u_{IN-} 标注在了基极。

因 Q1 和 Q2 为恒流源，其具有恒定不变的 U_{BEQ} ，约为 0.5V 左右。所以，晶体管发射

极电压分别为 $u_{IN+}-U_{BEQ}$ 、 $u_{IN-}-U_{BEQ}$ 。据此，可以求得 i_1 、 i_2 ：

$$i_1 = \frac{u_{IN-} - U_{BEQ} - U_{REF}}{R_1}; i_2 = \frac{u_{IN+} - U_{BEQ} - (u_{IN-} - U_{BEQ})}{R_G} = \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G}$$

利用 Q1 发射极电流之和为 0，得到：

$$\begin{aligned} i_3 &= i_1 + I_{EQ} - i_2 = \frac{u_{IN-} - U_{BEQ} - U_{REF}}{R_1} + I_{EQ} - \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G} \\ u_{A1_OUT} &= u_{IN-} - U_{BEQ} + i_3 R_2 \\ i_4 &= \frac{u_{IN+} - U_{BEQ} - u_{A1_OUT}}{R_3} \\ i_5 &= i_4 + i_2 + I_{EQ} \end{aligned}$$

至此，可以得到输出电压表达式，并将上述结果依次代入，注意 $R_3 = R_2$ ， $R_4 = R_1$ ，得：

$$\begin{aligned} u_{OUT} &= u_{IN+} - U_{BEQ} + i_5 \times R_4 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \frac{R_1}{R_2} (u_{IN+} - U_{BEQ} - u_{A1_OUT}) + \frac{R_1}{R_G} (u_{IN+} - u_{IN-}) + I_{EQ} R_1 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \frac{R_1}{R_2} (u_{IN+} - u_{IN-} - i_3 R_2) + \frac{R_1}{R_G} (u_{IN+} - u_{IN-}) + I_{EQ} R_1 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_G} \right) (u_{IN+} - u_{IN-}) - \left(\frac{u_{IN-} - U_{BEQ} - U_{REF}}{R_1} + I_{EQ} \right. \\ &\quad \left. - \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G} \right) R_1 + I_{EQ} R_1 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_G} \right) (u_{IN+} - u_{IN-}) - (u_{IN-} - U_{BEQ} - U_{REF}) \\ &= U_{REF} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_G} \right) (u_{IN+} - u_{IN-}) \end{aligned}$$

将 $R_1=100\text{k}\Omega$ ， $R_2=25\text{k}\Omega$ 代入，得：

$$u_{OUT} = U_{REF} + \left(5 + \frac{200\text{k}\Omega}{R_G} \right) (u_{IN+} - u_{IN-})$$

INA122

INA122 是德州仪器公司生产的双运放仪表放大器。图 Section121-4 是其内部简化结构。与 AD627 相比，它的结构更加清晰简单：A1 和 A2 组成一个标准的仪表放大器，这在本书 Section65 的第 5 例子中介绍过，唯一需要注意的是进入运放前的，晶体管组成的电路。

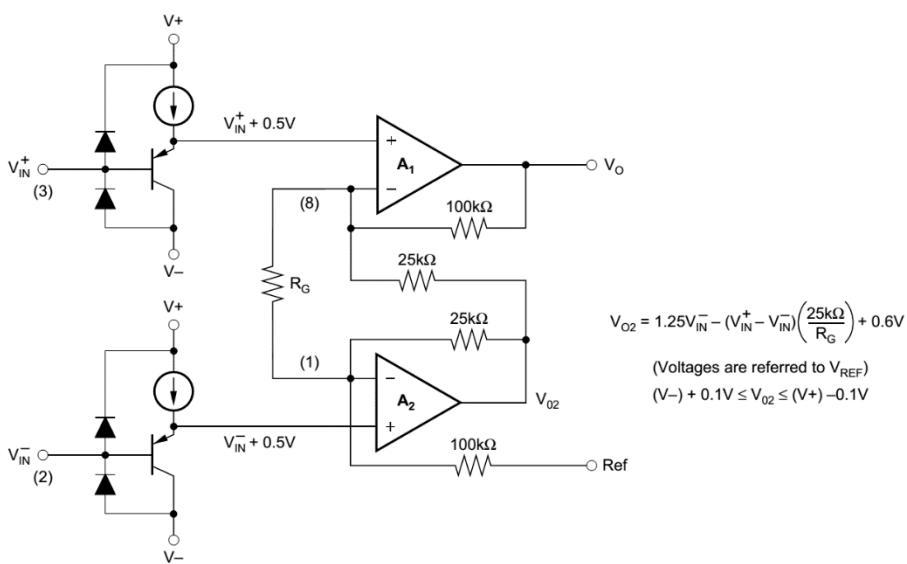


图 Section121-4 仪表放大器 INA122 内部简化结构

每一个输入端，都有一套双二极管、晶体管、恒流源组成的电路。这个电路有两个功能：输入过电压保护，以及信号移位(shift)。

先说过压保护。当输入信号幅度超过电源轨，无论是正向还是负向，必然有一个二极管发生导通，以使输入端被电源轨钳位到不超过电源轨 0.7V。当然，为了让过压保护二极管发挥作用，用户一般需要在输入端串联一个限流电阻。同时注意，正电源必须能够吸纳电流，而负电源则需要能够吐出电流，才能实施有效保护。而一般的 LDO 是难以实现的。但是，在输入信号瞬间超限，而电源又有足够大的库电容时，这样也是有效的。

再说移位电路。这个移位电路其实就是一个 PNP 管组成的射极跟随器，其增益逼近 1 倍——几乎就是 1，原因在于恒流源具有足够大的电阻。同时，输入信号电平被上拉了 0.5V 左右。

当输入端不存在变化量，即静态时，关系如下：

$$U_{EQ} = U_{IN} - U_{BEQ}$$

其中， U_{BEQ} 约为-0.5V，这取决于恒流源电流大小，电流越大，此值越接近于-0.7V。一般情况下，恒流源维持几 μA 即可。此时，输入偏置电流，也就是 I_{BQ} ，约为恒流源电流除以 $(1+\beta)$ ，在几十 nA 量级，从基极流出。查阅 INA122 数据手册，得输入偏置电流为-10nA~-50nA (负电流代表流出输入端)，与我们的分析吻合。

当输入端存在变化量，动态时，关系如下：

$$A_u = \frac{(1 + \beta)(r_s // r_{A1})}{r_{be} + (1 + \beta)(r_s // r_{A1})} \approx 1$$

因此当既有静态输入，又有动态输入时，瞬时表达式为：

$$u_{EQ} = A_u \times u_{IN} - U_{BEQ} \approx u_{IN} + 0.5V$$

这样就完成了不衰减信号情况下的电平提升。

提升电平的目的在于，允许输入信号非常靠近负电源轨。INA127 的数据手册阐明，在单电源+5V 供电时，它的输入电压范围可以在 0V~3.4V。如果没有电平提升电路，0V 输入直接加载到运放的输入端，多数运放不能承受。而现在，0V 输入时，真正加载到运放正输入端的电平为 0.5V，运放就可以接受了。

但是很显然，这样做，满足了负电源轨的轨至轨输入，却伤害了正电源轨至轨电压，大于 3.4V 以上的电压就不能输入了。不过，多数情况下，在单电源供电时，用户更关心的是，接近 0V 的信号能否输入，而不甚关心较大的信号。因此，多数放大器都以“能够输入负电源轨信号”而自豪。

后面的电路很简单，此处不赘述，请参考 Section65 中的举例 5。

INA331

INA331 内含 3 个运放，却是双运放结构。简化结构如图 Section121-5 所示。单独看 A1 和 A2 组成电路，是一个标准双运放仪表放大器 (5 倍增益)，因此有：

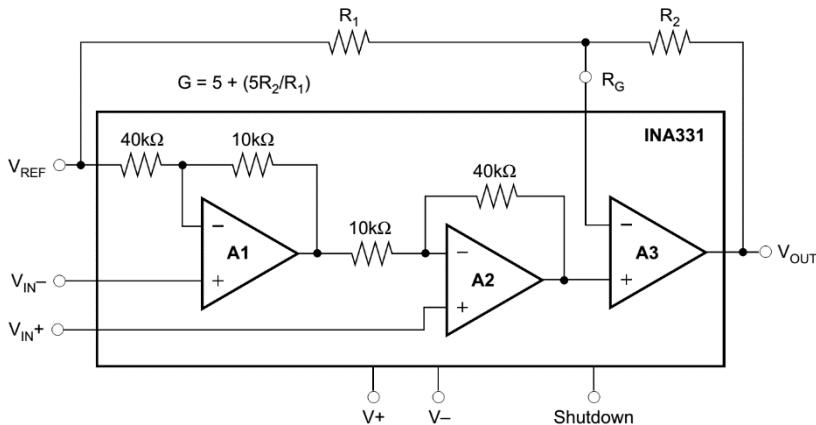


图 Section121-5 仪表放大器 INA331 内部简化结构

$$V_{OUT_A2} = V_{REF} + 5(V_{IN+} - V_{IN-})$$

A3 处于虚短状态，对运放 A3 的负输入端列出电流关系，为：

$$\frac{V_{OUT} - V_{OUT_A2}}{R_2} = \frac{V_{OUT_A2} - V_{REF}}{R_1}$$

解得：

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= V_{OUT_A2} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{REF} \frac{R_2}{R_1} = (V_{REF} + 5(V_{IN+} - V_{IN-})) \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{REF} \frac{R_2}{R_1} \\ &= V_{REF} + 5(V_{IN+} - V_{IN-}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \end{aligned}$$

最终的结果，与双运放结构完全一致。它使用两个电阻决定增益，且增益计算公式与同相比例器一致。INA331 属于低功耗、低电压仪表放大器，可以接受负电源轨信号，输出轨至轨。

电流型

AD8420

AD8420 是一款低功耗、宽电源范围、轨至轨输出的仪表放大器，采用了独特的间接电流反馈结构。图 Section121-6 是其内部结构。

ESD 是指静电放电，特殊的 ESD 防护在图中以一个模块标出。随后是一个过压保护电路，由 P 沟道 JFET 和双路二极管、稳压管串联电路组成。注意，JFET 被接成 $U_{GS}=0$ 。当输入电压较小，双路二极管和稳压管串联电路没有被击穿时，场效应管处于可变电阻区中电流极小的位置，其 u_{DS} 近似为 0V，信号被无伤害地送到了 g_{m1} 模块的输入；当输入电压过大，某路被击穿时，JFET 工作点移至恒流区，SD 之间承受击穿之外的全部电压，以保证 g_{m1} 模块的输入端电压不超过规定值。

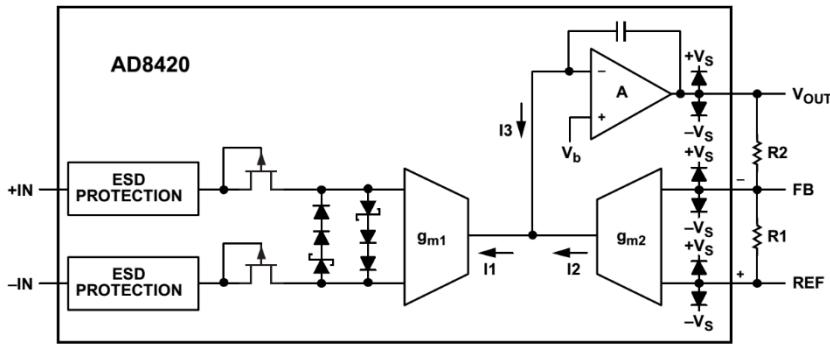


图 Section121-6 仪表放大器 AD8420 内部结构

此后，就进入了后级电流反馈部分。图中， i_1 来自于输入电压， i_2 来自于输出电压，它们的差值为 i_3 ，进入积分器。注意积分器稳态电流平均值必须为 0，否则积分器输出将持续变高或者变低。

$$\begin{aligned} \dot{i}_1 &= -g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-}) \\ \dot{i}_2 &= g_{m2}(U_{REF} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\dot{U}_{OUT}) = g_{m2}\frac{R_1}{R_1 + R_2}(U_{REF} - \dot{U}_{OUT}) \\ \dot{U}_{OUT} &= V_b + (\dot{i}_1 - \dot{i}_2)\frac{1}{SC} = V_b + (-g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-}) - g_{m2}F(U_{REF} - \dot{U}_{OUT}))\frac{1}{SC} \\ &= V_b + \frac{-g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-})}{SC} - \frac{g_{m2}FU_{REF}}{SC} + \frac{g_{m2}F\dot{U}_{OUT}}{SC} \\ \dot{U}_{OUT}(\frac{SC - g_{m2}F}{SC}) &= \frac{V_bSC - g_{m2}FU_{REF} - g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-})}{SC} \\ \dot{U}_{OUT} &= \frac{V_bSC - g_{m2}FU_{REF} - g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-})}{SC - g_{m2}F} \\ &= V_b\frac{SC}{SC - g_{m2}F} + U_{REF}\frac{g_{m2}F}{g_{m2}F - SC} + (U_{IN+} - U_{IN-})\frac{g_{m1}}{g_{m2}F - SC} \end{aligned}$$

式中， V_b 和 U_{REF} 是直流量，面对电容，频率应取 0Hz，因此得到了频域表达式为：

$$\dot{u}_{OUT}(f) = U_{REF} + (u_{IN+} - u_{IN-})\frac{g_{m1}}{g_{m2}F} \times \frac{1}{1 - 2\pi f\frac{C}{g_{m2}F}}$$

可知，这是一个低通表达式，其截止频率为：

$$f_H = \frac{g_{m2}F}{2\pi C}$$

AD8420 的数据手册没有说明两个跨导放大器的具体值，也没有给出电容值。我认为两个跨导放大器增益应满足 $g_{m1} = g_{m2}$ ，只有这样，才能得出与数据手册吻合的结论：

$$\dot{u}_{OUT}(f) = U_{REF} + (u_{IN+} - u_{IN-})\frac{1}{F} \times \frac{1}{1 - j\frac{f}{f_H}}$$

在通带内，有：

$$u_{OUT} = U_{REF} + (u_{IN+} - u_{IN-}) \times G$$

其中，

$$G = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

AD8420 这种电流型仪表放大器，最大的特点是，它能够允许更高的共模电压输入。大家回忆一下，我们在讲失效图时，阐述了这样一种现象：2V 和 2.2V 输入，放大 5 倍，理论上输出应为-1V，实际情况是，在到达减法器之前，某个中间运放的输出已经饱和了。罪魁祸首是中间的运放，这导致出现了一张奇怪的失效图，6 边形或者三角形的，它告诉

我们，一般的仪表放大器，要输出一定幅度的摆幅，那么输入共模电压就不能大于多少。一旦超过，中间某个运放就会出现饱和，连带输出也就失真了。

而电流反馈型仪表放大器则不同，它的中间信号是电流型的，不是电压，因此不会受到电源轨的限制，也就可以在相同的输出摆幅下，承受更大的共模输入。

AD8290 和 AD8553

AD8290 和 AD8553 是另外一种电流反馈型仪表放大器，图 Section121-7 是 AD8290 的简化结构。两者的主要区别在于，前者是固定增益的，且基准电压固定为 0.9V。而后的两个电阻 R_1 和 R_2 由用户在外部连接，且基准电压由用户输入。

M_1 和 M_2 是 P 沟道 MOSFET，在此实现了两个源极跟随器。这个电路有三个功能：第一它实现了两个输入端的高阻抗，第二，它将两个输入信号完整传递到了 R_1 两端——源极跟随器的电压增益几乎为 1。第三，在 R_1 上的电流只与两个输入信号电位差、电阻 R_1 有关。

$$I_{R1} = \frac{V_{INP} - V_{INN}}{R_1}$$

此电流来自于左侧的电流为 I 的恒流源，因此流过晶体管 M_1 的电流为 $I - I_{R1}$ ， M_2 的电流为 $I + I_{R1}$ 。由于下边有两个电流等于 $2I$ 的恒流源，因此，流过晶体管 M_3 的电流为 $I - I_{R1}$ ， M_4 的电流为 $I + I_{R1}$ 。

此时， M_5 和 M_6 组成的电流镜发挥了重要作用。 M_5 电流等于 M_3 电流，为 $I - I_{R1}$ ，电流镜导致 M_6 电流也是 $I - I_{R1}$ 。此时， M_6 的漏极、 M_4 的漏极、运放的负输入端（运放是高阻的，因此也就是电阻 R_2 ），三条之路上的电流关系为：

$$I_{R2} + I_{M6} = I_{M4}$$

即：

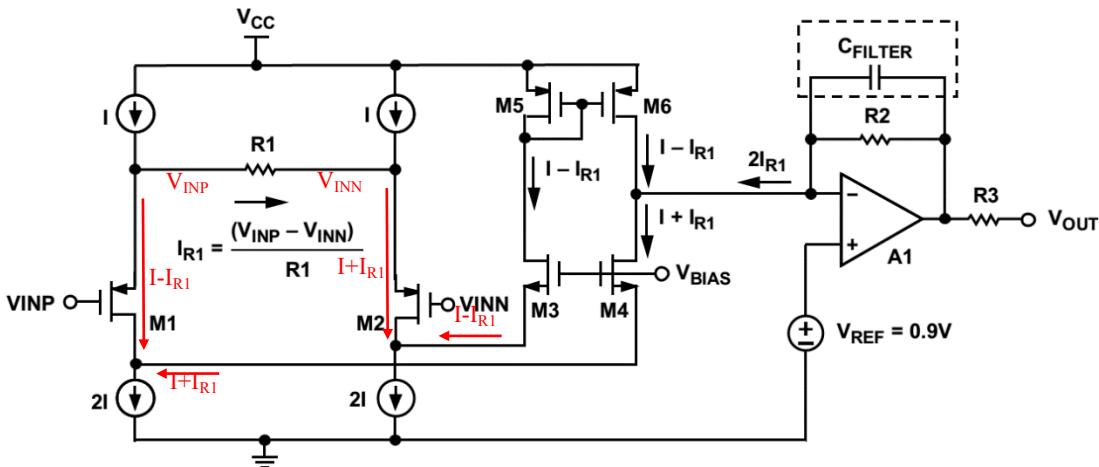


图 Section121-7 仪表放大器 AD8290 内部简化结构

$$I_{R2} = I + I_{R1} - (I - I_{R1}) = 2I_{R1} = 2 \frac{V_{INP} - V_{INN}}{R_1}$$

对于运放来说，其输出电压表达式为：

$$V_{OUT} = V_{REF} + I_{R2}R_2 = V_{REF} + \frac{2R_2}{R_1}(V_{INP} - V_{INN})$$

在电阻 R_2 两端并接电容 C_{FILTER} ，可使输出呈现低通效果，其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C_{FILTER}}$$

除了前述优点（无中间运放饱和问题），这种电流反馈型仪表放大器还有一个重要优点，

它的减法功能不是靠标准减法器实现的，而是靠恒流源分支、汇流配合实现的，也就不需要减法器中 4 个电阻的精密匹配。而减法器中 4 个电阻的精密匹配，直接决定了仪表放大器的共模抑制比。因此它能够很轻松实现极高的共模抑制比，这两款仪表放大器的 CMRR 都在 120dB 以上。

INA326 和 INA337

与前述电路类似，INA326 和 INA337 也是电流型仪表放大器，图 Section121-8 是其简化结构图。到达输出级运放前，电流也是 $2I_{R1}$ ，这与前述电路完全一致，区别在于，本电路将电流信号转成电压信号时，用了一个外部电阻 R_2 ，然后用跟随器输出。因此，输出为：

$$V_o = -2I_{R1} \times R_2 = -2 \times \frac{V_{IN-} - V_{IN+}}{R_1} \times R_2 = \frac{2R_2}{R_1} (V_{IN+} - V_{IN-})$$

图中电容 C_2 与电阻 R_2 组成一个低通网络，决定了输出信号的上限截止频率：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

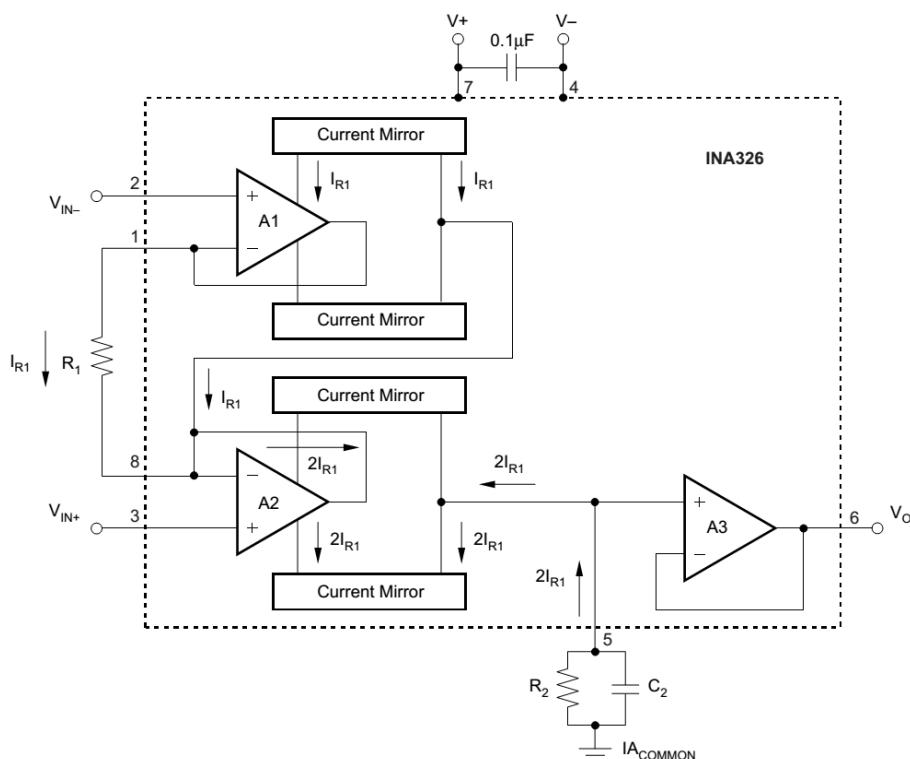


图 Section121-8 仪表放大器 INA326 内部简化结构

差分电容型

差分电容型仪表放大器种类不多。它的基本思想是，先用一个电容搭接在被测差分输入信号的两个端子上，此时电容上电压是两个输入端的电位差，同时电容上保留了被测信号的共模电压。然后，将此采样电容的两端，同时和被测信号断开，并转移接至后级，那么后级接收到的就只有电容两端的电位差——差模量得以被传递，而共模量被丢弃。

可以这么理解，你在高山上取了一桶水，然后把这桶水拎到山脚，此时被传递回来的只有一桶水，而没有高山的高度。

AD8230

AD8230 内部由采样电容、前级放大器、保持电容、后级放大器，节拍发生器和若干开关组成。图 Section121-9 为其简化结构。其中节拍发生器没有被画出，它产生 6kHz 节拍，即每 133.33μs 完成一个完整的周期性动作。每个周期由两个相位 A、B 组成。图中上图是 A 相位，下图是 B 相位。

1) 在 A 相位，也就是采样相位中，前级放大器和后级放大器断开，而采样电容被搭接在输入端上，两个采样电容电压均为 u_{DIFF} ，方向如图红色箭头所示。

$$u_{DIFF} = u_{IN+} - u_{IN-}$$

2) 在 B 相位，也就是输出相位中，采样电容被接入前级放大器环路中，同时前级放大器的输出保留在保持电容 C_{HOLD} 上，且被后级 INA 放大指定的倍数。对 B 相位，需要一些分析：

图中的梯形模块，是一个全差分放大器，双入、双出。有如下关系：

$$\begin{cases} u_{O+} = U_{REF} + 0.5A_{ud}u_{ID} \\ u_{O-} = U_{REF} - 0.5A_{ud}u_{ID} \end{cases}$$

据此可得到：

$$u_{OD} = u_{O+} - u_{O-} = A_{ud}u_{ID}$$

[1]

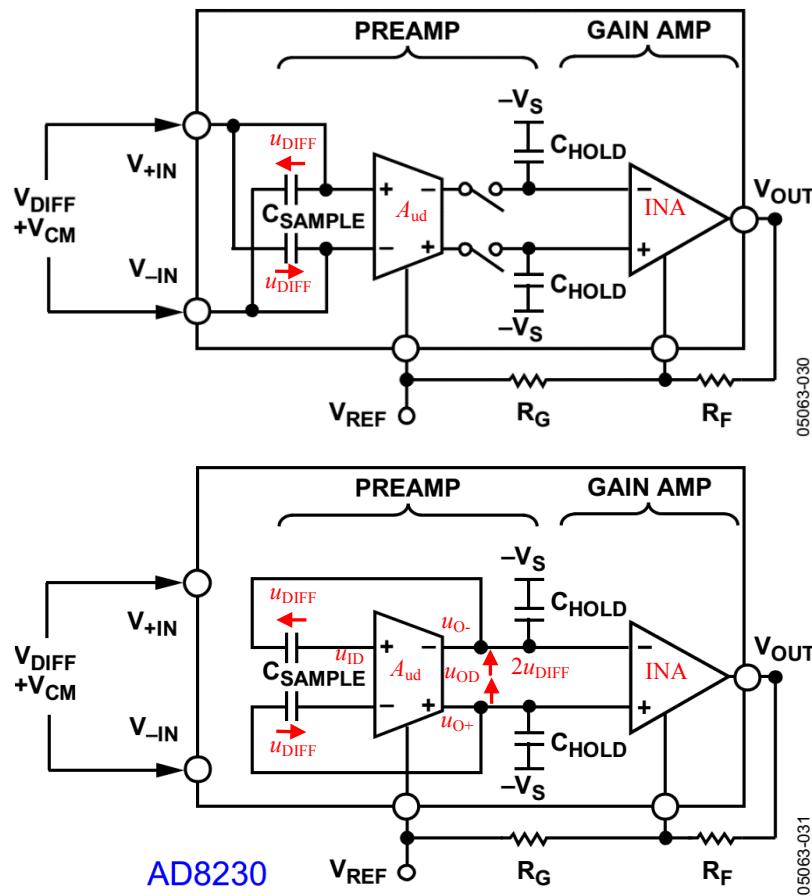


图 Section121-9 仪表放大器 AD8230 内部简化结构

看整个环路，存在另一个等式：

$$u_{OD} = u_{DIFF} + (-u_{ID}) + u_{DIFF}$$

即，

$$u_{ID} = 2u_{DIFF} - u_{OD} \quad [2]$$

将式[2]代入式[1]，得：

$$u_{OD} = A_{ud}u_{ID} = A_{ud}(2u_{DIFF} - u_{OD}) = 2A_{ud}u_{DIFF} - A_{ud}u_{OD}$$

$$u_{OD} = \frac{2A_{ud}}{1 + A_{ud}} \times u_{DIFF} \approx 2u_{DIFF} = 2(u_{IN+} - u_{IN-}) \quad [3]$$

式[3]解释了图中标注的 $2u_{DIFF}$ 的来源。

此后，后级放大器输出为：

$$u_{OUT} = U_{REF} + (1 + \frac{R_F}{R_G})u_{OD} \approx U_{REF} + 2(1 + \frac{R_F}{R_G})(u_{IN+} - u_{IN-})$$

至此，电路实现了仪表放大器功能，且增益由外部电阻确定。

3) 重新回到 A 相位，此时后级放大器的 C_{HOLD} 上仍保留 B 相位时的电压，输出为平直线。而采样电容则开始新一轮对输入信号的采样。

此类放大器不能对接近于采样频率（本例中为 6kHz）的信号进行放大，一般情况下，待测信号频率应远小于采样频率。

LTC6800

[LTC6800](#) 是美国凌力尔特公司(Linear Technology)生产的仪表放大器，其内部简化结构如图 Section121-10 所示。它由放大器、采样电容、保持电容、开关以及节拍发生器组成，注意它只有一个放大器。

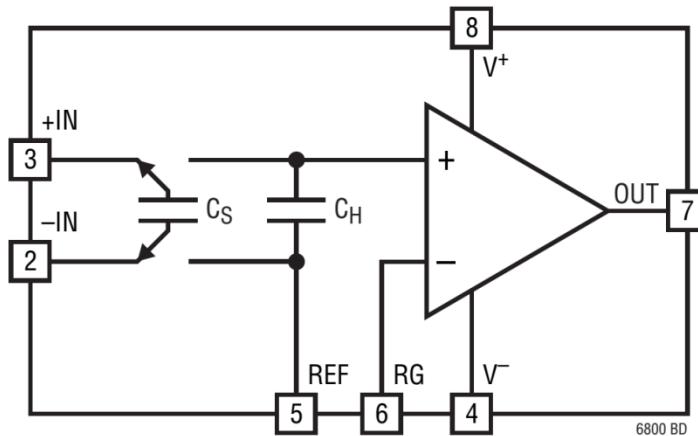


图 Section121-10 仪表放大器 [LTC6800](#) 内部简化结构

Section122. 其他常见传感器前端电路

传感器种类繁多，其应用电路也不胜枚举。本节挑选光敏、温度作为主要对象，介绍一些常见传感器前端电路。

光敏检测

回顾光敏管基本特性

光敏二极管用于检测光强：在不同的光照强度下（如图中的暗光、光照1、光照2），二极管表现出不同的伏安特性曲线。每种光敏管都对不同波长光线敏感，因此有红外光、紫外光、不同波段自然光等不同类型。图中所示曲线都是针对光敏管自身敏感波长而言的。

光电二极管符号如图 Section122-1 所示。[\(a\)](#)图是将其视为一般二极管看待，但光电管一般工作于反压状态，且电流也是反相流动的，传统的二极管伏安特性方程不再适用。因此，一般都将光电二极管的电压、电流定义为**(b)**图，我们更关心其反压是多少，反相电流是多少，如果按照[\(a\)](#)图，这两个值都将是负值，麻烦而且别扭。所以用**(b)**图。



图 Section122-1 光电二极管符号

据此画出的光电二极管伏安特性如图 Section122-2(b)所示。如果按照传统的定义，获得的伏安特性如[\(a\)](#)图。这两个图在横向和纵向均相反。

需要特别注意的是，当传统二极管两端电压为 0V 时，其电流也为 0。但光电二极管不同，当两端电压为 0 时，存在一个电流，从负极流向正极，而这个电流大小，与光照强度密切相关——光照越强，电流越大。

因此，在正常测光中，我们都是给光电二极管保持固定的反压 V_R （有时可以是 0V），然后检测其电流（一定是从负极流向正极），用此电流表征光照强度。

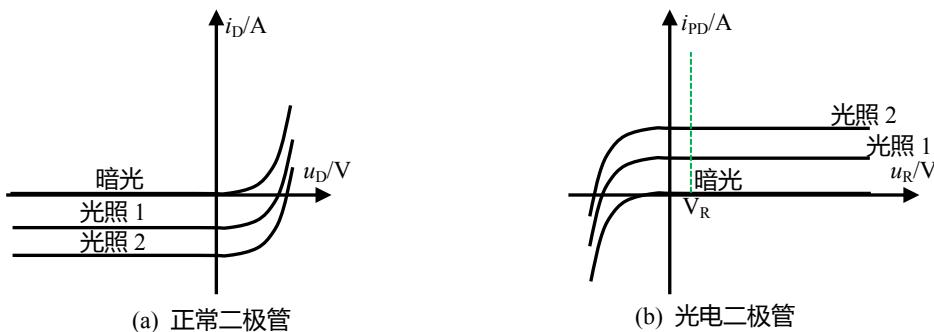


图 Section122-2 光电二极管伏安特性曲线示意图

最简单的光敏检测电路

图 Section122-3 是一个最简单的光敏检测电路，它使用一个运放，通过负反馈保持运放负输入端（也就是光敏管的负极）为 0V，因此可以保持光敏二极管两端电压始终为 0V。

此时，光照变化会引起光敏管电流变化，由于虚断，此电流只会流过 $1M\Omega$ 电阻，因此输出为：

$$u_{OUT} = i_{PD} \times 1M\Omega$$

而式中的 i_{PD} 与外部光强成正比关系。

Photodiode Amplifier

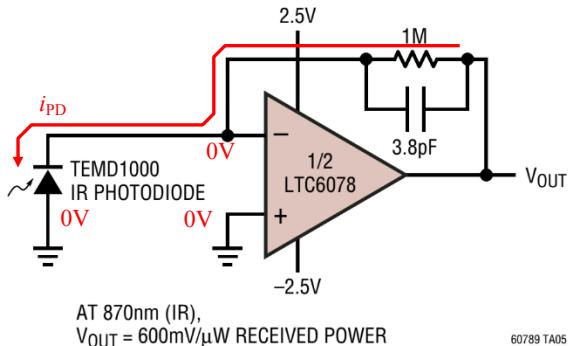


图 Section122-3 最简单的红外光检测放大器

电路中的 $3.8pF$ 电容起到了抑制高频干扰的作用，其截止频率约为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.2832 \times 1 \times 10^6 \times 3.8 \times 10^{-12}} = 41.9\text{kHz}$$

电路中关键在于运放的选择，一定要选择偏置电流小的运放。很显然，要将微弱的电流演变成输出电压，反馈电阻必须很大。此时，一旦有明显的偏置电流存在，就会在反馈电阻上产生我们不期望有的，明显的电压。图中 LTC6078，在常温下偏置电流为 1pA 左右，在 $1M\Omega$ 电阻上产生的电压约为 $1\mu\text{V}$ ，与该运放的最大失调电压 $25\mu\text{V}$ 相比，这是微不足道的。

单电源光敏检测电路

图 Section122-4 是一个单电源光敏检测电路，由单一 5V 供电。

两个分压电阻 R_1 和 R_2 ，在运放正输入端获得一个大于 0V 的静态电位 U_{IN+} ，以保证满足运放单电源供电下的输入电压范围。此时，由于虚短，运放负输入端电位 $U_{IN-}=U_{IN+}$ ，那么加载到光敏二极管的反向电压 $V_R=U_{IN-}$ ，它工作于正常状态，如果忽略运放的输入偏置电流（即虚断），形成如下关系：

$$u_{OUT} = U_{IN-} + i_{PD} \times R_F$$

无论光照强度如何，我们知道电流 i_{PD} 都是大于 0 的，因此输出电压不会比 U_{IN-} 低。在此情况下，一般可以把 U_{IN-} 设置成接近于 0V 的值，以保证输出电压有足够大的变化范围。

图中的 C_1 作用是低通滤波，保证 U_{IN+} 处噪声足够小。而 C_F 对信号实施低通滤波，以最大程度降低输出噪声。

热电偶测温

测量温度的方法很多。比如一个热敏电阻，当温度变化时，它的阻值会发生改变，如

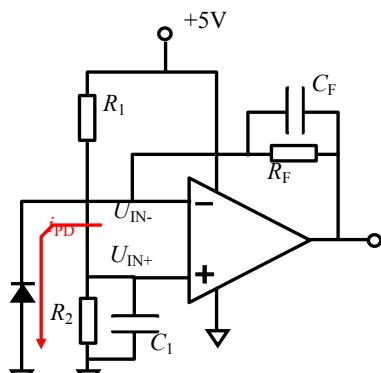


图 Section122-4 单电源光敏检测电路

果给该热敏电阻施加一个恒流源，测量电阻两端的电压，就可以反映温度的变化；比如一个二极管，当温度改变时，其伏安特性曲线会发生偏移，即恒流下二极管两端电压会发生变化；还有常见的水银（酒精）温度计，则利用了热胀冷缩原理。

当被测温度很高，比如上千摄氏度时，包括热敏电阻、二极管等传感器会被烧坏，这就限制了它们的测量范围。热电偶(Thermocouple)是一种特殊的温度传感器，由两根不同材料的金属线单点接触组成，它可以耐受很高的温度，因此常用于炉膛、发动机内部等超高温的检测。

热电偶工作原理

热电偶的基本原理建立在如下结论上：

对一根金属导线来说，两端温度差会造成金属线两端存在电位差（电压），它正比于温度差(T_1-T_2)，且与金属材质相关。

$$U = \int_{T_2}^{T_1} SdT \approx S(T_1 - T_2)$$

其中 S 称为泽贝克常数(Seebeck coefficient)，其单位为 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，它与材料相关，也与温度相关。在简单分析时，可以视 S 在一定范围内为常数，而精确分析时，则需要获得 S 随温度变化的曲线，用随温度变化的多项式表达。

据此，以 S 为常数分析，热电偶结构和测温原理如图 Section122-5 所示。图中 T_1 是高温， T_2 和 T_3 是常温，其中 T_3 一般是仪器内部温度，与 T_2 仪器外接头处温度稍有不同。

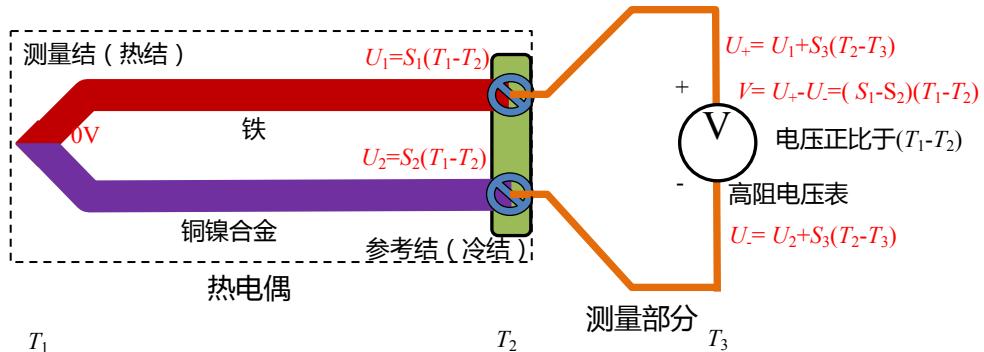


图 Section122-5 热电偶测温原理（以 J 型为例）

铁组成的正热电元件 (positive thermoelement，图中红色线) 和铜镍合金组成的负热电元件 (negative thermoelement，图中紫色线)，在图中左侧连接在一起，形成结 (junction)，称为测量结(measurement junction)。留下分开的两根线，线头处称为尾端(tail end)，这就组成了 J 型热电偶。其它类型的热电偶如常见的 K 型、E 型等，组成形式与此相同，区别在于它们会使用不同的金属材料。

在使用过程中，测量结（也称热结 hot junction）被置于高温中，而两个尾端被引出到安全的温度范围内。近似计算则有：

$$\begin{cases} U_1 = \int_{T_2}^{T_1} S_1 dT \approx S_1(T_1 - T_2) \\ U_2 = \int_{T_2}^{T_1} S_2 dT \approx S_2(T_1 - T_2) \end{cases}$$

此时，用普通金属导线（铜）和尾端连接，形成参考结（reference junction，也称冷结 cold junction），并用标准测量电路测量金属导线两端存在的电压。即便图中 T_2 与 T_3 温度不同，由于使用了相同的金属铜导线，从参考结到测量电路之间产生的热电压是相等的：

$$U_+ - U_- = (U_1 + U_{\text{铜}}) - (U_2 + U_{\text{铜}}) = \int_{T_2}^{T_1} S_1 dT - \int_{T_2}^{T_1} S_2 dT = \int_{T_2}^{T_1} (S_1 - S_2) dT = \int_{T_2}^{T_1} S_{12} dT \\ \approx S_{12}(T_1 - T_2)$$

其中， S_{12} 是热电偶的泽贝克常数，不同的金属组合有不同的泽贝克常数。

如果已知不同类型热电偶的泽贝克常数，则可以通过上式解出 T_1 与 T_2 的温度差。那么，用其他手段测得参考结温度 T_2 ，即可求得测量结温度 T_1 。

冷结补偿（参考结补偿）

很显然，参考结处于一个确定的温度中，将帮助我们获得测量结的温度。常见的已知确定温度有：沸腾的水大约为 100°C（摄氏度），由碎冰和水形成的稳态冰浴[ice bath]大约为 0°C。因此，标准的热电偶测温方法如图 Section122-6 所示。

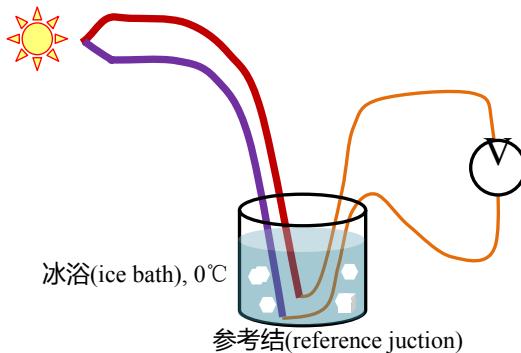


图 Section122-6 热电偶标准测温方法

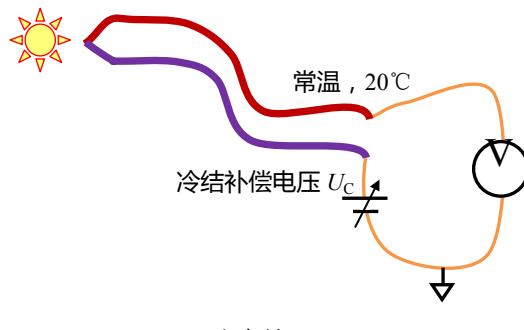


图 Section122-7 冷结补偿测温方法

但是这种方法并不实用，要求每个测量系统都具备稳态冰浴是困难的。因此，多数热电偶测温系统都采用冷结补偿（也叫冷端补偿、参考结补偿）方法，如图 Section122-7 所示。图中 U_c 是一个冷结补偿电路，能够产生与环境温度成正比的电压，用于弥补因环境温度不是 0°C 带来的热电偶电压变化。 U_c 通常用一个适应常温的热敏元件配合外部电路实现。

很显然，要补偿这个电压变化，必须让 U_c 的变化规律与热电偶的变化规律完全相同：你欠了多少，我就补偿多少。但是这也是困难的，因为热电偶的规律是非线性的，而 U_c 产生电路中的热敏元件，具有自己的非线性规律，让这两个非线性的东西保持一样，有点做梦的感觉。因此，我们只能尽量让它们保持一致，并包容由此带来的误差。

冷结补偿电路

有专门的集成电路来实现冷结补偿功能，比如 LT1025，见图 Section122-8。



FEATURES

- 80 μ A Supply Current
- 4V to 36V Operation
- 0.5°C Initial Accuracy (A Version)
- Compatible with Standard Thermocouples (E, J, K, R, S, T)
- Auxiliary 10mV/°C Output
- Available in 8-Lead PDIP and SO Packages

特性

- 80 μ A 供电电流
- 4V 到 36V 正常工作
- 0.5°C 初始精度 (A 版本)
- 适用于标准热电偶(E,J,K,R,S,T)
- 辅助的 10mV/°C 输出
- 8 脚 PDIP 和 SO 封装

DESCRIPTION

The LT®1025 is a micropower thermocouple cold junction compensator for use with type E, J, K, R, S, and T thermocouples. It utilizes wafer level and post-package trimming to achieve 0.5°C initial accuracy. Special curvature correction circuitry is used to match the "bow" found in all thermocouples so that accurate cold junction compensation is maintained over a wider temperature range.

描述

LT1025 是微功耗热电偶冷结补偿器，适用于 E,J, K,R,S,T 型热电偶。它利用晶片级封装后微调技术以达到 0.5°C 初始精度。特殊的曲线修正电路，用来匹配所有热电偶都具备的弯曲（现象），因此可以在很宽的温度范围内保证精确的冷结补偿。

图 Section122-8 LT1015 数据手册截图以及作者给出的汉语翻译

LT1015 的内部结构如图 Section122-9 所示。可以看出，它是一个温度—电压转换器：温度传感器加上弯曲修正电压，形成一个 10mV/°C 的电压，经过运放(BUFFER)组成的跟随器输出。此输出电压经过 5 个电阻组成的分压网络，针对不同种类的热电偶，在不同分压位置输出，形成热电偶需要的补偿电压。

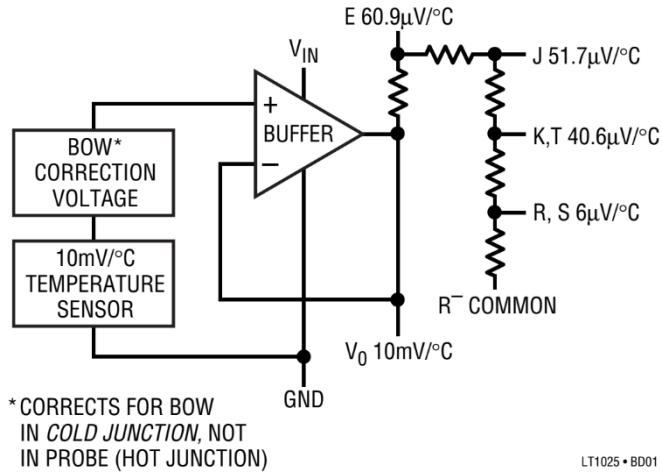


图 Section122-9 LT1015 内部结构

利用 LT1025 组成的热电偶测温电路如图 Section122-10 所示。可以看出，对 K 型热电偶，其 S 约为 40.6 μ V/°C，而电路的输出为 10mV/°C，这需要放大 $10mV/40.6\mu V=246.3$ 倍。而图中的同相放大器，其增益范围为：

$$232.8 = 1 + \frac{255000}{1000 + 100} \leq G \leq 1 + \frac{255000 + 100}{1000} = 256.1$$

因此，精细调节图中 100Ω 的电位器 R2，可以实现 246.3 倍放大。

图中两个电容 C1 和 C2，是实施低通滤波的，以保证输出端信号中尽量少的高频噪声。

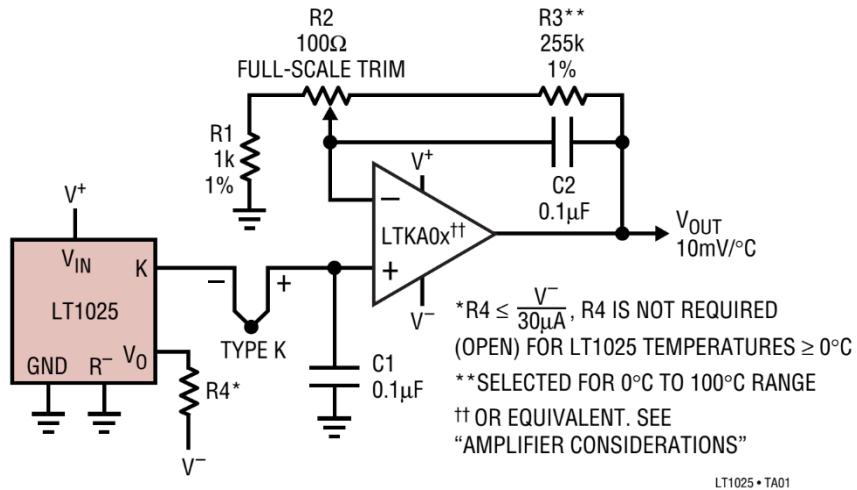


图 Section122-10 LT1015 应用电路

专用热电偶放大器

热电偶测温系统中，也可以使用专用热电偶放大器，比如 ADI 公司的 [AD8495](#)。

Section123. 电阻一二三

电阻(Resistor)是我们的老朋友了，从初中就认识。但到目前为止，我们却并不深入了解它——全面了解它，其实是很费劲的。可是随着课本内容的深入，我们不得不重视电阻。本节对其进行简略介绍，以满足常见需求。因本节内容仅为电阻的冰山一角，故名电阻一二三。

电阻的大小选择

多数运放电路的功能，只受外部电阻比值的影响，而与电阻值本身无关。比如一个增益为-10 倍的反相比例器，两个电阻取 $1k\Omega/100\Omega$ ，或者 $100k\Omega/10k\Omega$ ，其分析结果都是一致的。但是，到底选择多大电阻合适呢？

电阻的阻值选择，有一些不能太小的限制，也有更多不能太大的限制。知道这些限制，并在选择电阻中，满足这些限制条件，就可以了。因此，电阻值的选择，实际是一个区间。你知道的限制条件越多，说明你水平越高，自然的，这个区间也就越小。

在每一个电路中，都考虑全部这些限制，是不现实的。因此本书只能告诉大家这些限制的道理，具体操作还得根据实际情况作出良好的选择。

在运放电路中，有多个电阻需要选择。对每个电阻都做限制因素考虑，将吓跑很多读者，也使得我们的电路设计变得特别枯燥和无趣。因此，我们建议，找到理论计算中的最大电阻，暂标注为 R_{max} ，对其进行如下的限制选择，就可以了。

电阻不能太小的原因

只有一个重要因素，限制电阻值不能选择太小，那就是电阻太小，会导致电流太大。这会引起电阻自身发热，或者运放输出电流超限。

任何一个运放，其输出电流都是有限的。电路中的最大电阻越小，会导致运放的输出电流越大。因此，查找运放的数据手册，得到其最大输出电流 I_{O_M} ，然后分析电路，得出其瞬时最大输出电压 U_{O_M} ，则有：

$$R_{min} = \frac{U_{O_M}}{I_{O_M}}$$

(Choice-1)

考虑到还有其它电阻串联作用，这样选择会给运放输出电流留下一定的裕量。

电阻不能太大的原因一

运放外部电阻过大，运放偏置电流就会在电阻上产生压降。为保险起见，当这个压降超过了运放的输入失调电压，设计者就不会容忍了。客观存在的失调电压、偏置电流，是设计者无法彻底克服的，这属于“天灾”。而由于选择电阻失当导致新的误差，就属于“人祸”了。

$$I_B \times R_{max} < V_{OS}$$

即

$$R_{max} < \frac{V_{OS}}{I_B}$$

(Choice-2)

其中， V_{OS} 为运放的输入失调电压，取典型值或者最小值。 I_B 为运放的输入偏置电流，取最大值。

电阻不能太大的原因二

电阻自身供电时会产生热噪声，在常温下阻值为 R 的电阻，其热噪声电压密度约为：

$$D_{U_R} = 0.128 \sqrt{\frac{R}{1\Omega}} (\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})$$

当电阻的噪声电压密度高于运放的白噪声电压密度 K 时（详见本书式(Section 71-5a)），说明电阻太大了。因此有如下限制：

$$0.128 \sqrt{\frac{R_{max}}{1\Omega}} (\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}) < K$$

$$R_{max} < 1\Omega \times \frac{K^2}{0.0164 \times 10^{-18} \text{V}/\text{Hz}}$$

[Choice-3]

电阻的 E 系列选择

计算电阻值，只是理论值。在实际应用中，你很难找到与理论值完全相等的电阻，这就需要找最接近的电阻值。就像你买鞋，或者买 40 码，或者买 41 码，你难以买到 40.3 码的鞋子。我们买过鞋子，知道没有 40.3 码的。选电阻是，你得知道电阻生产厂家到底出产那些电阻值。这就是 E 系列。

常见的 E 系列分为 E24 系列和 E96 系列。所谓的 E24 系列，是指在 1Ω ~ 10Ω 之间，生产厂家会给出 24 种电阻值，每种之间按照等比例递增。其它大小的电阻，参照此表，乘以相应的 0.1 倍、10 倍、100 倍等即可。其计算来源是：

$$x^{24} = 10, \text{ 解得 } x = 1.10069.$$

那么，第 1 个电阻为 1Ω ，则第 2 个电阻为 $x \approx 1.1\Omega$ ，第三个电阻为 $x^2 \approx 1.2\Omega$ ，……第 24 个电阻为 $x^{23} \approx 9.1\Omega$ 。所有阻值按照 2 位有效数字标注。

E96 系列，是指在 1Ω ~ 10Ω 之间，生产厂家会给出 96 种电阻值，每种之间按照等比例递增。其计算来源是：

$$x^{96} = 10, \text{ 解得 } x = 1.02428.$$

那么，第 1 个电阻为 1Ω ，则第 2 个电阻为 $x \approx 1.02\Omega$ ，第三个电阻为 $x^2 \approx 1.05\Omega$ ，……第 96 个电阻为 $x^{95} \approx 9.76\Omega$ 。所有阻值按照 3 位有效数字标注。

下表为 E24 系列和 E96 系列标称电阻值。最下一行是 E96 系列电阻序号，即该列中最后一个电阻在整个电阻中的排序，这个序号对于另外一种标注方法很有用。

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
E3	1								2.2									4.7						
E6	1								1.5								2.2							6.8
E24	1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0	3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1
E96	1.00	1.10	1.21	1.30	1.50	1.62	1.82	2.00	2.21	2.43	2.74	3.01	3.32	3.65	3.92	4.32	4.75	5.11	5.62	6.34	6.81	7.50	8.25	9.31
	1.02	1.13	1.24	1.33	1.54	1.65	1.87	2.05	2.26	2.49	2.80	3.09	3.40	3.74	4.02	4.42	4.87	5.23	5.76	6.49	6.98	7.68	8.45	9.53
	1.05	1.15	1.27	1.37	1.58	1.69	1.91	2.10	2.32	2.55	2.87	3.16	3.48	3.83	4.12	4.53	4.99	5.36	5.90	6.65	7.15	7.87	8.66	9.76
	1.07	1.18		1.40			1.74	1.96	2.15	2.37	2.61	2.94	3.24	3.57		4.22	4.64		5.49	6.04		7.32	8.06	8.87
				1.43			1.78			2.67								6.19					9.09	
				1.47																				
	4	8	11	17	20	25	29	33	37	42	46	50	54	57	61	65	68	72	77	80	84	88	93	96

电阻的阻值读取

E24 系列

E24 系列用 3 个数字（或者含字母）表示电阻大小，以在很小的电阻体上印刷清晰。

大于等于 10Ω 的电阻，前两位数字是电阻有效位数，后一位数字是幂次。比如：

100 代表 10Ω 后面补 0 个 0，即 10Ω 。123 代表 12Ω 后面补 3 个 0，即 $12000=12k\Omega$ 。

理论上最大可以表达为 919，代表 91Ω 后面 9 个 0，即 $91G\Omega$ ，这太大了。

小于 10Ω ，就需要小数点介入，用字母 R 表示小数点位置。比如：

1R0，代表 1.0Ω 。4R7 代表 4.7Ω 。R10 代表 0.10Ω ，R33 代表 0.33Ω 。更小的电阻比如 0.01Ω ，用 R01 表示。我没有见过 0.011Ω 电阻，也不知道它怎么标注。

对于 E24 系列，也有用 4 位表示的，用 R 代表小数点，K 表示 1000，M 表示 $1M\Omega$ ，但这需要特殊说明。另外，对于超小电阻，一般都用于电流检测，它们不受 E24 约束，多数都是直接写明电阻值。

E96 系列

E96 系列一般用 4 个数字（或者含字母）表示电阻大小。

大于 100Ω 的电阻，前 3 位数字是电阻有效位数，后一位数字是幂次。比如：

1000 代表 100Ω 后面补 0 个 0，即 100Ω 。4990 代表 499Ω 后面补 0 个 0，即 499Ω 。5114 代表 511Ω 后面补 4 个 0，即 $5110000\Omega=5.11M\Omega$ 。理论上最大可以表达为 9769，代表 976Ω 后面 9 个 0，即 $976G\Omega$ ，这实在太大了。

小于 100Ω ，就需要小数点介入，用字母 R 表示小数点位置。比如：

97R6，代表 97.6Ω 。10R0 代表 10.0Ω 。

9R76，代表 9.76Ω 。1R00 代表 1.00Ω 。

R976，代表 0.976Ω 。R100 或者 00R1 代表 0.100Ω 。

E96 系列的另一种标注方法

E96 系列还有另外一种标注方法，用 2 个数字和一个字母。前两位数字表示电阻在整个表格中的序号，根据序号查找出三位电阻值(100Ω ~ 976Ω)。因为只有 96 个电阻，两位数字就够了。最后一个字母表示该阻值乘以的幂次。

字母	A	B	C	D	E	F	G	H	X	Y	Z
含义	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}

比如 01D，找到第 1 个阻值，为 1.00 ，取无小数值为 100Ω ，D 代表乘以 1000 ，因此阻值为 $100k\Omega$ 。

43A，找到第 43 个阻值，为 2.74 ，取无小数值为 274Ω 。A 代表乘以 1 ，因此阻值为 274Ω 。

96Y，找到第 96 个阻值，为 976Ω ，Y 代表乘以 10^{-3} ，则电阻值为 0.976Ω 。

这种表示方法，最小值为 $100m\Omega$ ，最大值为 $9760M\Omega$ 。

5.6. ADC 驱动电路

模数转换器 (Analog to Digital Convertor, ADC) 将模拟量转变成数字量，是电学测量、控制领域一个极为重要的部件。

一个模拟电压信号，在进入 ADC 的输入端之前，一般都需要增加一级驱动电路(Driver)。但是，也有一些 ADC，它具有“设计极为贴心”的输入端，就无需在前级增加驱动电路了。因此：给 ADC 输入端增加驱动电路是必须的，除非你确保驱动电路是不必要的。

Section124. 为什么要给 ADC 前端增加驱动电路

以下 5 点，是给 ADC 增加驱动电路的理由。一般来说，只要有一条是必要的，就必须使用 ADC 驱动电路。

输入范围调整

任何一个 ADC，都有输入电压范围。当实际输入电压超出此范围，将引起 ADC 转换失效。而被转换的信号，并不能保证在此范围内，这就需要 ADC 驱动电路将其调整到合适的范围之内。

输入范围调整，包括对信号的增益改变，以及直流电平移位两个功能。数学表示为：

$$y = kx + b$$

其中 x 为原始输入信号（就是没有增加驱动电路之前的）——它的变化范围一定不是 ADC 期望的，或者超出了范围，或者太小，让 ADC 使不出全部力量。 y 为驱动电路产生的信号。而 k 和 b ，则是驱动电路实现的功能，对原始信号实施 k 倍放大，然后移位 b 。

例如，原始输入信号骑在 0V 上，幅度为 0.1V，而 ADC 的输入电压范围是 0~5V。则原始输入信号最大值为 0.1V，最小值为 -0.1V，需要驱动电路实施如下功能：放大 $5V/[200mV]=25$ 倍，移位 2.5V，即：

$$y = 25x + 2.5$$

此时，驱动电路输出的最大值为 5V，最小值为 0V，信号既不超限，又能最大限度发挥 ADC 的能力。当然，为了更加保险，一般会留有一些裕量，可以将 25 倍改为 20 倍，则最大值变为 4.5V，最小值为 0.5V，ADC 会感觉舒服，并且足够安全。

在双电源供电情况下，前级信号输出一般都会骑在 0V 之上，这导致 x 信号有正有负。而绝大多数 ADC 不能接受负输入信号——如果可以，一般价格都比较高。此时，驱动电路就充满了存在价值。

对原始输入信号实施 $y = kx + b$ 的驱动，一般可以采用电阻阵列、运算放大器，或者全差分放大器实现。下面两节会见到很多这样的电路。

输入类型转换

原始输入信号的输出类型有两种：单端型、差分型，而 ADC 的输入类型有三种：单端型、全差分型和伪差分型。如果两者不一致，会影响 ADC 性能发挥。这就需要类型转换电

路，将信号类型演变成与 ADC 一致的类型。

一个电压信号，如果用两根线传输，且两线电位做相反变化，则此信号为差分信号。
一个电压信号，如果用一根线传输，且默认地线为参考点，则此信号为单端信号。

ADC 的输入端类型则稍复杂一些：

- 1) 单端型：它只有一个输入端 A_{IN} ，实际输入信号为此输入端电压 u_{IN} 。
- 2) 全差分型：它有两个完全对称的输入端 A_{IN+} 、 A_{IN-} ，对应的电压为 u_{IN+} 、 u_{IN-} ，则实际输入电压为， u_{IN+} 减去 u_{IN-} 。
- 3) 伪差分型：它有两个不对称的输入端 A_{IN+} 、 A_{IN-} ，对应的电压为 u_{IN+} 、 u_{IN-} ，则实际输入电压为， u_{IN+} 减去 u_{IN-} 。关键是， A_{IN+} 端，允许输入信号满幅度变化，而 A_{IN-} 端，像受欺负一样，只被允许小幅度变化。

本节重点阐述单端型和全差分型 ADC，暂不涉及伪差分型 ADC。

图 Section124-1 是常见的两种输入类型转换。左边将差分信号转换成单端信号，适应于单端型 ADC，右边电路将单端信号转换成差分信号，适应于后面的全差分 ADC。

有两点注意：第一，左边电路可以用另外一种方法实现，即将差分信号的一个端子直接接入单端 ADC。第二，两个电路中，可以发现，输入都是骑在 OV 上的信号，而输出都变成了大于 OV 的信号（骑在某个正电压上），以适应于多数只能接受正电压输入的 ADC。

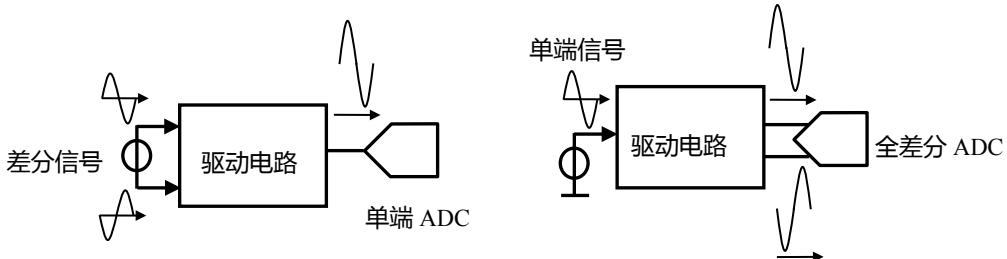


图 Section124-1 驱动电路实现信号和 ADC 之间的输入类型转换

低阻输出，以减小测量误差

有些原始信号，具有一定阻值的输出电阻。将这样的信号直接接入 ADC，会带来测量误差。误差的根源是：

多数 ADC 内部都有采样电容，以实现采样保持功能。这种 ADC 的内部结构一般如图 Section124-2 和-3 所示。它由两组开关，一个采样电容 C_{SAM} ，以及后续没有画出的转换电路组成。ADC 整个工作分为两个阶段(phase)，以下以一个直流电压输入 U_I 为例。

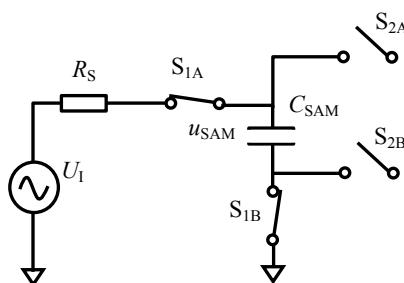


图 Section124-2 ADC 采样阶段

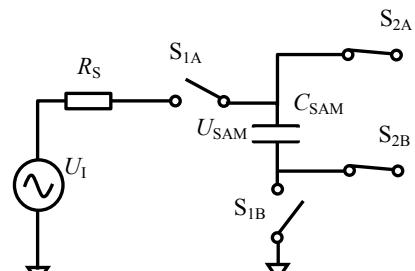


图 Section124-3 ADC 转换阶段

- 1) 采样阶段：开关 S_{1A} 、 S_{1B} 闭合，开关 S_{2A} 、 S_{2B} 断开，输入信号通过电阻 R_S 给电容

充电，以完成对输入信号的采样。此时电容电压用 $u_{SAM}[t]$ 表示，它将越来越逼近于 U_I 。采样阶段持续时间为 T_{SAM} 。

2) 转换阶段

采样阶段结束，立即进入转换阶段，此时开关 S_{1A} 、 S_{1B} 断开，开关 S_{2A} 、 S_{2B} 闭合，电容上保持有 T_{SAM} 时间内充电的结果，用 U_{SAM} 表示，有：

$$U_{SAM} = u_{SAM}(t = T_{SAM})$$

后续的转换电路，将对 U_{SAM} 实施模数转换。因此， U_{SAM} 是否足够接近于 U_I ，就成了转换成败的关键。

通过图 Section124-2 可知， U_{SAM} 是否足够接近于 U_I ，取决于采样时间 T_{SAM} ，以及电阻电容的大小：当 T_{SAM} 远大于阻容时间常数时，误差会非常小。具体分析为：

$$u_{SAM}(t = T_{SAM}) = U_{SAM} = U_I(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = U_I(1 - e^{-\frac{T_{SAM}}{R_S C_{SAM}}})$$

T_{SAM} 时刻， U_{SAM} 与 U_I 的绝对误差为：

$$\text{ERR} = \left| U_I(1 - e^{-\frac{T_{SAM}}{R_S C_{SAM}}}) - U_I \right| = U_I e^{-\frac{T_{SAM}}{R_S C_{SAM}}}$$

假如 U_I 为满幅度输入直流量，ADC 的分辨率为 N 位，我们一般会要求这个误差要小于 ADC 的最小分辨的一半，即 0.5 个 LSB，相当于满幅度的 $1/2^{N+1}$ ，因此有：

$$e^{-\frac{T_{SAM}}{R_S C_{SAM}}} \leq \frac{1}{2^{N+1}}$$

解得：

$$T_{SAM} \geq \ln(2^N) R_S C_{SAM} = 0.69314 \times (N + 1) \times R_S C_{SAM} \quad [1]$$

式[1]结论为：当确定了 ADC 的位数，且要求由于采样阻容造成的误差小于 0.5LSB，那么采样时间就必须大于 $0.69314 \times (N + 1) \times R_S C_{SAM}$ 。

当采样时间确定，有：

$$R_S C_{SAM} \leq \frac{T_{SAM}}{0.69314 \times (N + 1)} \quad [2]$$

式[2]结论为：当确定了 ADC 的位数，且要求由于采样阻容造成的误差小于 0.5LSB，且采样时间已经确定，那么阻容时间常数必须小于 $\frac{T_{SAM}}{0.69314 \times (N + 1)}$ 。

而 ADC 内部的采样电容是确定的，一般都是 10pF 数量级。这就要求外部串联的源电阻不得大于某个值。源电阻包括 ADC 内部开关的导通电阻，以及信号源的输出电阻。

当信号源内阻较大时，形成的时间常数可能不满足式[2]要求，直接接入 ADC 一定会造成采样误差。这就需要增加一级驱动电路，比如电压跟随器，以达到信号输出电阻很小的目的。

抗混叠滤波

当输入被测信号频率为 f_i ，那么按照奈奎斯特定律，要想完整采集信号，采样率 f_s 必须大于 $2f_i$ 。当采样率小于 $2f_i$ 时，一定会出现混叠现象，即采集的波形中出现很低的混叠频率。图 Section124-4 演示了混叠频率的出现原因。图中输入信号为黑色的高频信号，当采样率小于 $2f_i$ 时，我们获得的采样点形成了红色的波形，其频率不是信号频率，而是混叠频率，很低。混叠现象欺骗了我们，因此我们不希望出现这种现象。一旦在数据中出现混

叠频率，后期即便增加软件滤波，也是难以剔除的。

唯一的方法就是让大于 $f_s/2$ 的频率信号，不要出现在 ADC 的入端，或者这种频率分量在 ADC 入端只有很小的幅度。因此，增加驱动电路，以滤除或者减小高于 $f_s/2$ 的频率信号，就成为必须。

常见的方法是，给 ADC 入端之前，增加一级截止频率为 f_H 的无源低通电路，以实现抗混叠滤波。

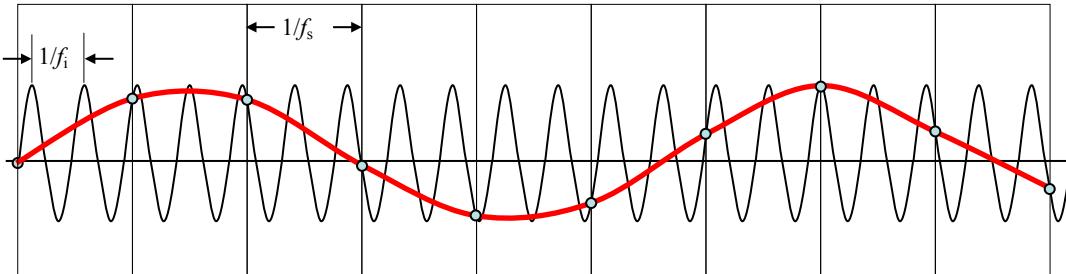


图 Section124-4 采样率低于最低采样率 $[2f]$ 时产生的混叠现象

抗混叠滤波器的截止频率选择，有如下要求：

$$f_{signal} \ll f_H \ll \frac{f_s}{2} \quad (3)$$

其中， $f_H \gg f_{signal}$ ，是让有用信号 f_{signal} 尽量不被伤害。而 $f_H \ll \frac{f_s}{2}$ 是为了将大于 $\frac{f_s}{2}$ 的信号尽量滤除干净。对于无法实现砖墙式滤波（非 1 即 0 式的，小于截止频率，系数为 1；大于截止频率，系数为 0）的一阶 RC 低通滤波器来说，这是一个矛盾，顾此就会失彼。在此情况下，截止频率到底取多少，取决于你到底重视哪一项：你侧重于保护被测有用信号不被伤害，就尽量增大截止频率，而你倾向于剔除混叠信号，就尽量减小截止频率。

这样看起来， f_H 像个夹板丈夫，左边是媳妇，右边是母亲……，有时候，严谨枯燥的科学设计，也需要一些艺术。

言归正传，信号在进入 ADC 之前，做必要的低通滤波，以避免混叠现象，是必要的。低通滤波的截止频率选择，请参照式(3)，自己斟酌吧。

电源级保护

一般来说，ADC 的价格（几美元到几十美元甚至更高）会高于前端放大器价格。用廉价的东西保护昂贵的东西，是一个常用的方法。而 ADC 的前级驱动电路，就可以实现这种保护。

将 ADC 前端的驱动电路，用一个安全的供电电压，就可以实现对 ADC 的电源级保护。所谓的电源级保护，是指驱动电路的输出，不可能超过电源电压。这样，只要选择电源电压在 ADC 输入端认可的安全范围内，就可以保证 ADC 的输入端不会超限。

多数 ADC 输入端承受最高电压，就是其电源电压。因此，将 ADC 的供电电压与前端驱动电路的供电电压，选择成一致的，就可以实现对 ADC 入端的电源级保护。如图 Section124-5 所示。

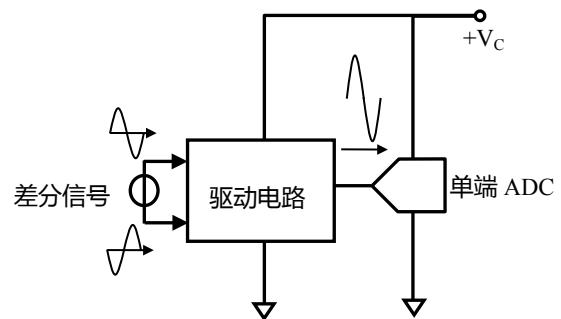


图 Section124-5 驱动电路实现对 ADC 的电源级保护

Section125. 单电源标准运放 ADC 驱动电路

本节电路，讲述用标准运放实现的 ADC 驱动电路，下一节讲述用全差分运放实现的 ADC 驱动电路。本节电路，不再依赖于前述 5 个理由来展开，因为一个完整电路中，通常具备多种功能，在遇到电路后，我们会细述。

在电平移位上，我们假设全部 ADC 只接受单极性信号，即输入信号在 0V~5V 之间，以适应绝大多数 ADC 的输入范围。而原始输入信号的电平位置则分为两种，一种是双极性信号，这需要驱动电路实现电平移位，我们称之为移位型；另一种原始输入本来就是单极性信号，驱动电路应保持其直流电平，我们称之为传递型。

所有电路，都考虑到了运放与 ADC 使用相同的单一正电源，以实现电源级保护。

移位型：直接耦合同相放大

本小节电路，输入信号均为骑在 0V 上的，有正有负的信号，且整个电路中没有隔直电容，属于 DC 放大器，可以放大直流量。

图 Section125-1 是一个常用的 ADC 驱动电路，它包含前述 5 个原因中的 4 个：大于 0.5 倍的信号增益调整和输出电平移位，低输出阻抗，抗混叠滤波，以及电源级保护功能。

首先图中的供电电压 V_D 必须是 ADC 的供电电压，这样才能实施有效的电源级保护。

其次，电阻 R_{ISO} 和 C_L 实现了一阶无源低通滤波，也就是一个抗混叠滤波器。在通带范围内，图中 u_{o1} 和 u_o 的波形是相同的，因此，在分析电路时，我们只分析 u_o 。

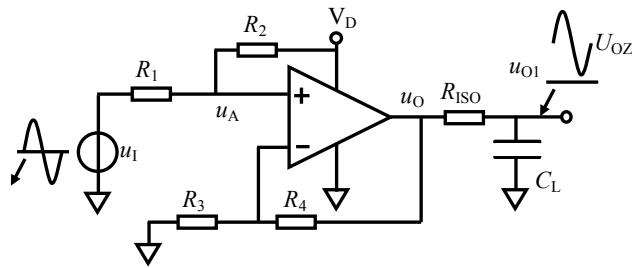
鉴于前述原因 3： R_{ISO} 的存在会造成 ADC 采样保持的误差，因此 R_{ISO} 不能太大，越大误差越大。同时， R_{ISO} 又不能太小，否则：1) 运放稳定性会受到影响，甚至会产生自激振荡；2) 如果抗混叠滤波器截止频率确定，减小 R_{ISO} 的同时，势必要求电容 C_L 很大，这又会加重运放的不稳定。注意，运放的输出端直接驱动电容器，会引起运放的不稳定，因此要驱动电容器，运放输出端必须串联一个小电阻，实现输出端与电容的隔离，此电阻也称为隔离电阻，下标为 ISO，即 isolate 的缩写。

在此要求下，一般取 R_{ISO} 为 10Ω ~ 100Ω ，据此再根据抗混叠滤波器截止频率要求，选择合适的电容 C_L 即可。

第三，分析电路的运算功能。

当输入信号为 0V 时，输出信号是一个固定直流电压，此值称为输出静默电压，用 U_{OZ} 表示。多数情况下， U_{OZ} 为电源电压的一半。另外，输出信号的变化量除以输入信号的变化量，称为增益，用 G 表示。因此有：

$$u_o = U_{OZ} + G \times u_i \quad [1]$$

图 Section125-1 移位型直接耦合同相放大， $G \geq 0.5$

下面我们分析，如何选择 4 个电阻，以实现上述运算功能。

可以看出，由于运放的两个输入端均为高阻（虚断），而输出端为极低电阻，因此电路中所有关系都是分压，与电阻值大小没有关系，只与两组电阻比值有关。这 4 个电阻可以被演变成互不影响的两组： R_1 和 R_2 一组，两者的比值为 k_1 ， R_3 和 R_4 一组，两者的比值为 k_2 ，只要求解出两个未知量 k_1 、 k_2 ，就能够实现式[1]功能。

$$\begin{cases} R_2 = k_1 R_1 \\ R_4 = k_2 R_3 \end{cases} \quad [2]$$

要求解两个未知量，必须列出两个独立方程。

输出静默电压等于 U_{OZ} ，这来源于已知的 V_D 被 R_1 和 R_2 分压，然后经过 R_3 和 R_4 放大得到，因此有下式成立：

$$U_{OZ} = V_D \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times \frac{R_3 + R_4}{R_3} = V_D \frac{1 + k_2}{1 + k_1} \quad [3]$$

信号增益为 G ，这来源于 u_i 被 R_1 和 R_2 分压，然后经过 R_3 和 R_4 放大得到，因此有下式成立：

$$G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{k_1(1 + k_2)}{1 + k_1} \quad [4]$$

联立求解式[3]、式[4]，得：

$$k_1 = \frac{G \times V_D}{U_{OZ}} \quad [5]$$

$$k_2 = \frac{U_{OZ}(1 + \frac{G \times V_D}{U_{OZ}})}{V_D} - 1 = \frac{U_{OZ} + G \times V_D}{V_D} - 1 = \frac{U_{OZ}}{V_D} + G - 1 \quad [6]$$

任选 R_1 ，根据式[5]和式[2]，可得 R_2 。任选 R_3 ，根据式[6]和式[2]，可得 R_4 。

第四，尽量抵消输入偏置电流影响的电阻选择附加条件。

有些运放的输入偏置电流较大。为了尽量减小输入偏置电流对电路性能的影响，在选择电阻时，还需要增加一项附加条件，以使 2 个输入端的输入偏置电流在外部电阻上产生相同的电压。

假设正输入端偏置电流，与负输入端偏置电流方向一致，大小相同。那么，单纯流入正输入端的电流为 I_{B+} ，在正输入端产生的电压为：

$$U_{IN+} = -I_{B+} \times (R_1 // R_2)$$

单纯流入负输入端的电流为 I_{B-} ，在负输入端产生的电压为：

$$U_{IN-} = -I_{B-} \times (R_3 // R_4)$$

因此可以得到，对 4 个电阻又多了一个约束条件：

$$R_1 // R_2 = R_3 // R_4$$

[7]

在没有这个约束条件前，我们是任选 2 个电阻，确定另外两个电阻。现在多了一个条件，只能是任选一个电阻，来确定另外三个电阻。我们假设 R_1 是任选的，根据式[7]，有：

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

将式[2]、式[5]、式[6]代入上式，得：

$$\frac{k_1 \times R_1}{1 + k_1} = \frac{k_2 \times R_3}{1 + k_2}$$

解得：

$$(1 + k_1)k_2 \times R_3 = (1 + k_2)k_1 \times R_1$$

$$R_3 = \frac{(1 + k_2)k_1}{(1 + k_1)k_2} R_1$$

[8]

此时有：

$$R_4 = k_2 R_3 = k_2 \frac{(1 + k_2)k_1}{(1 + k_1)k_2} R_1 = \frac{(1 + k_2)k_1}{(1 + k_1)} R_1 = \frac{\frac{(U_{OZ} + GV_D)}{V_D} G \times V_D}{\frac{U_{OZ} + GV_D}{U_{OZ}}} R_1 = GR_1$$

[9]

至于 R_1 如何选择，可以参考本书 Section123。

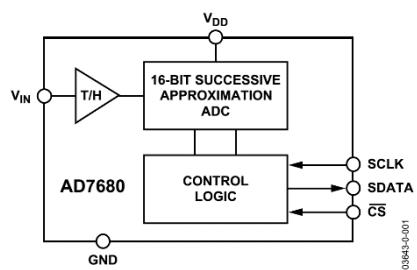
举例 1：

为 16 位 SAR 型模数转换器 AD7680 设计一个驱动电路，要求供电电压为+5V。输入信号为骑在 0V 上的，幅度为 0.5V 的信号，信号频率范围为 DC-1kHz。

解：首先，查找 AD7680 数据手册，得到如下关键信息：

1) AD7680 是一款 16 位 ADC，只有 6 个管脚，三个数字控制管脚用于控制 ADC 转换进程和读取数据，一个输入脚接收外部模拟输入电压。它的输入为单端型，内含电容组成的采样保持电路。结构如左图。

- 2) 供电电压为+2.5V~+5.5V，用+5V 供电满足条件。
- 3) 它的模拟输入电压范围是 0V~ V_{DD} 。
- 4) 它的最高转换速率为 100ksps (sample per second，每秒样点数)，对最高频率 1kHz 信号采集绰绰有余。
- 5) 它的输入端内部存在 25pF 的采样电容，以及 25Ω 的开关导通电阻。



03643-0001

其次，输入信号幅度为 0.5V，而 ADC 能够承载的信号幅度为 2.5V (最小值 0V，最大值 5V)，因此信号应是骑在 2.5V 上，幅度不超过 2.5V)。考虑到裕量，设计建议加载到 ADC 入端的电压最好在 0.5V~4.5V 之间，即将原始信号 0V 静默电压移位到 2.5V，将原始信号 0.5V 幅度放大到 2V。因此，确定电路结构如图 Section125-2，且知：

$$\begin{cases} V_{DD} = 5V \\ U_{OZ} = 2.5V \\ G = 4 \end{cases}$$

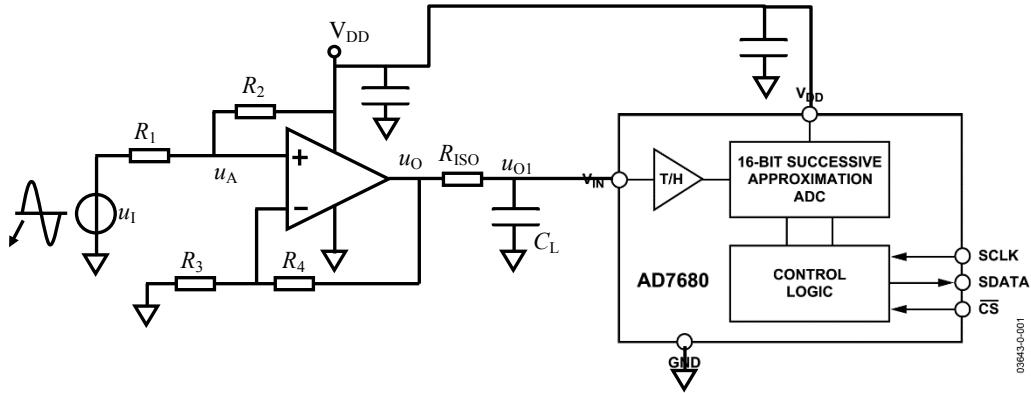


图 Section125-2 AD7680 驱动电路 1

第三，根据上述要求，确定 $R_1 \sim R_4$ 。

根据前述的式(5)和式(6)，得：

$$k_1 = \frac{G \times V_D}{U_{OZ}} = 8$$

$$k_2 = \frac{U_{OZ}}{V_D} + G - 1 = 3.5$$

根据式(8)：

$$R_3 = \frac{(1 + k_2)k_1}{(1 + k_1)k_2} R_1 = \frac{4.5 \times 8}{9 \times 3.5} R_1 = 1.143 R_1$$

设 $R_1=1\text{k}\Omega$ ，则：

$R_2=k_1 R_1=8\text{k}\Omega$ (E96 取值 8.06kΩ)，

$R_3=1.143 R_1=1.143\text{k}\Omega$ (E96 取值 1.15kΩ)，

$R_4=k_2 R_3=4\text{k}\Omega$ (E96 取值 4.02kΩ)。

第四，完成输出低通滤波器设计。

AD7680 的最高采样率为 100kHz，而输入信号频率不超过 1kHz，因此根据 Section124 中式(3)，可知：

$$1\text{kHz} < f_H < \frac{f_S}{2} = 50\text{kHz}$$

在没有其它已知条件下，我建议将 f_H 选为两者的乘法平均数 7.071kHz，即

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{ISO} C_L} = 7071\text{Hz}，即 R_{ISO} C_L = 22.52\mu\text{s}$$

同时，兼顾到采样误差对电阻的要求，查阅 AD7680 数据手册，在最快吐出速率下，它具有至少 4 个周期的采样时间（从第 21 个 SCLK 到第 24 个 SCLK），即 $T_{SAM} > 4/FSCLK = 1.6\mu\text{s}$ 。

考虑到采样过程中，除采样电容 30pF 外，还有前级负载电容 C_L ，以最为苛刻的要求，则 Section124 中式(2)写作：

$$R_S \times (30\text{pF} + C_L) \leq \frac{T_{SAM}}{0.69314 \times (N + 1)} = \frac{1.6\mu\text{s}}{0.69314 \times (16 + 1)} = 0.136\mu\text{s}$$

设 $C_L=220\text{nF}$ ，解得：

$$R_S \leq 544\Omega$$

即前级驱动电路输出电阻，加内部开关电阻（数据手册显示为 25Ω），不得超过 544Ω。可以选择 $R_{ISO}=100\Omega$ 。这样，即保证了 $R_{ISO}C_L$ 约为 22μs，又保证了 R_{ISO} 远小于 544Ω。当然，为了降低前级运放的输出压力，也可以考虑适当增加电阻值，同时减小电容值。

至此，设计结束。

移位型：直接耦合同相衰减

已知输入为基于 0V 变化的信号，要求输出静默电压为 U_{OZ} （一般为 $0.5V_D$ ），且信号增益 G 小于 0.5，则电路如图 Section125-3 所示。

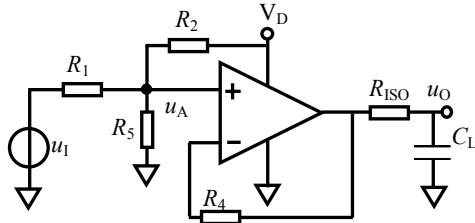


图 Section125-3 移位型直接耦合同相放大， $G \leq 0.5$

读者可自行分析过程，结论如下。确定 R_1 ，有：

$$R_2 = \frac{G V_D}{U_{OZ}} R_1 \quad (10)$$

$$R_5 = \frac{G V_D}{V_D - G V_D - U_{OZ}} R_1 \quad (11)$$

为达到两个输入端电阻匹配，以减少输入偏置电流带来的影响，一般要求 R_4 为：

$$R_4 = R_1 // R_2 // R_5 \quad (12)$$

抗混叠低通滤波器中 R_{ISO} 和 C_L 的设计与前述相同，不赘述。

举例 2：

为 16 位 SAR 型模数转换器 AD7680 设计一个驱动电路，要求供电电压为 +5V。输入信号为骑在 0V 上的，幅度为 16V 的信号，信号频率范围为 DC~1kHz。同时要求整个电路的静态工作电流小于 $100\mu A$ 。

解：

此题与举例 1 最大的区别在于输入信号幅度变为 16V。因其峰峰值为 32V，而 AD7680 的输入信号最大范围是 0~5V，考虑到裕量，可以选择安全输入范围是 0.5V~4.5V，峰峰值为 4V，因此，信号增益必须是 $G=4V/32V=0.125$ 。

电路的输出静默电压仍为 $U_{OZ}=2.5V$ 。

按说确定了 G 和 U_{OZ} ，只要按照式(10)~式(12)，即可完成设计。但是，最后一句话“同时要求整个电路的静态工作电流小于 $100\mu A$ 。”可能会难住大家。这句话是什么意思呢？

整个电路的静态工作电流，由运放静态电流 I_{OP} ，加上流过 R_2 的电流 I_{R2} 组成。这就要求两者之和小于 $100\mu A$ ，如此小的电流，这不是件容易的事情。

一般来说，在要求两者之和不要超过某个值时，理论分析，无论怎么分配都有道理，比如 $I_{OP}<1\mu A$, $I_{R2}<99\mu A$ ；或者 $I_{OP}<80\mu A$, $I_{R2}<20\mu A$ ；但是最好的选择是，给每一个项的要求是 0.5 倍。这就是说， $I_{OP}<50\mu A$, $I_{R2}<50\mu A$ ，然后独立设计。除非出现特殊情况，可以适当调整。

这与我们在日常生活中的抉择是非常像的。两个县的二氧化碳排放总和不得超过某个值，怎么分配呢，在没有特殊情况下，最好的选择是二一添作五，一家一半。除非出现特殊需求，咱们再说。

首先计算电阻。要求 $I_{R2} < 50\mu A$ 。在选择电阻时，我们要求大家先确定 R_1 ，然后依次得到其它电阻值。此时，流过电阻 R_2 的电流为：

$$I_{R2} = \frac{V_D}{R_2 + R_1 // R_5} = \frac{V_D}{\frac{GV_D}{U_{OZ}} R_1 + \frac{\frac{GV_D}{V_D - GV_D - U_{OZ}} R_1 \times R_1}{R_1 + \frac{GV_D}{V_D - GV_D - U_{OZ}} R_1}}$$

将 $V_D = 5V$, $U_{OZ} = 2.5V$, $G = 0.125$ 代入，得：

$$I_{R2} = \frac{10}{R_1}$$

因此，为了保证 $I_{R2} < 50\mu A$ ，应取 $R_1 > 200k\Omega$ 。我建议将 R_1 取 E96 系列的 $249k\Omega$ 。

然后根据式[10]~[12]得：

$$R_2 = \frac{GV_D}{U_{OZ}} R_1 = \frac{0.125 \times 5}{2.5} \times 249k\Omega = 62.25k\Omega$$

取 E96 系列值， $R_2 = 61.9k\Omega$ 。

$$R_5 = \frac{GV_D}{V_D - GV_D - U_{OZ}} R_1 = \frac{0.625}{5 - 0.625 - 2.5} \times 249k\Omega = 83k\Omega$$

取 E96 系列值， $R_5 = 82.5k\Omega$ 。

$$R_4 = R_1 // R_2 // R_5 = 30.05k\Omega$$

取 E96 系列值， $R_4 = 30.1k\Omega$ 。

其次选择运放。

选择运放是一件头疼的事情，因为世上运放种类太多了，而且运放的参数也很多。但是，就像买一辆车一样，挑来挑去，其实你关心的，可能就是几个指标。在本题中，必须的要求是：

- 1) 必须能够承受+5V 单一电源工作，静态电流小于 $50\mu A$ 。
- 2) 必须能够对 $1kHz$ 信号实施处理，对带宽和压摆率有要求。

随着输入信号频率的上升，由于运放带宽的限制，输出信号幅度会下降。如果要求 $1kHz$ 信号的放大倍数不小于 0.707 倍。那么简单分析，运放的增益带宽积大于 $1kHz$ 即可。这个要求很宽松，多数运放都能满足。

问题是压摆率。输出信号的幅度为 $2V$ ($2.5V$ 到 $4.5V$)，频率为 $1kHz$ ，则根据式[Section70-1]，有：

$$SR \geq 2\pi U_{max} f_{out} = 12560V/s = 0.01256V/\mu s$$

- 3) 在+5V 单电源供电下，能够输出 $0.5V$ ~ $4.5V$ 的正弦波，对输入输出至轨电压有要求。
因运放处于跟随器状态，输入电压范围和输出电压范围完全相同，至轨电压均应小于 $0.5V$ 。

本题对噪声、输出失调电压等均无要求。

根据上述要求，对 ADI 公司生产的全部运放进行筛选，满足功耗要求，且压摆率满足要求的单运放有：[ADA4051-1](#), [OP281](#), [AD8505](#), [OP193](#), [AD8613](#), [AD8603](#) 等。其中，[OP193](#) 不满足输出至轨电压（高电平输出最大 $4.4V$ ），[OP281](#) 不满足输入至轨电压($0V$ ~ $4V$)。其余均可实现题目要求。

[ADA4051](#) 增益带宽积 $115kHz$ ，压摆率为 $0.03V/\mu s$ ，输入输出均为轨至轨，静态工作电

流仅为 $15\mu A$ ，完全满足本题要求。另外，它的失调电压仅为 $2\mu V$ （典型值），属于极小。

用 Multisim12.0 设计仿真电路如图 Section125-4 所示。将输入信号设为 $0V$ （图中是我懒得将其改为 $0V$ ，直接将 $16V$ 改为 $16nV$ 了，这么小应该没有什么影响），以表示静态。万用表测得静态电流为 $53\mu A$ ，说明运放的实测电流只有 $13\mu A$ （因电阻电流为 $40\mu A$ ）。这是合理的，与分析较为吻合。

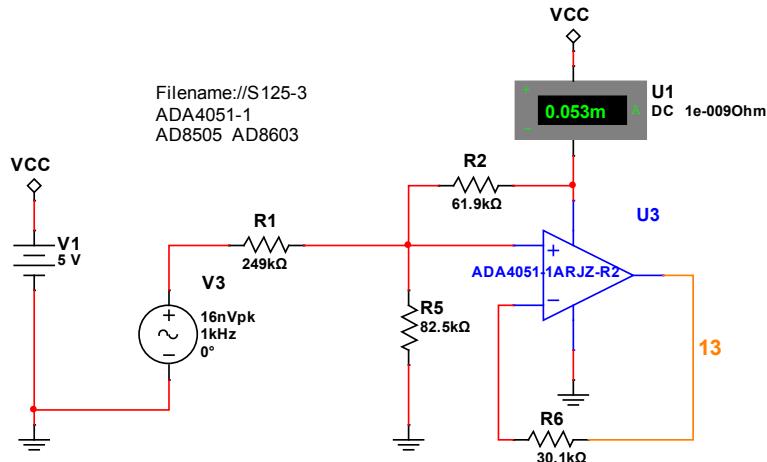


图 Section125-4 举例 2 仿真电路

将输入信号变为 $16V$ ， $1kHz$ 的正弦波，用仿真软件中的示波器观察输入输出波形，结果如图 Section125-5 所示。其中黄色为输出波形，其坐标刻度在图中右侧，结果显示，正峰值约为 $4.5V$ ，负峰值约为 $0.5V$ ，设计基本正确。

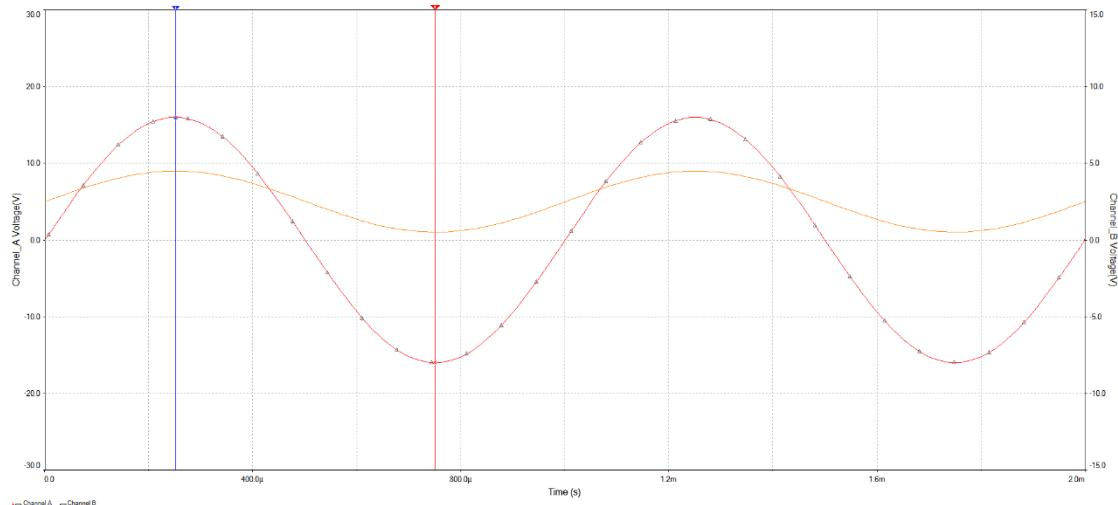


图 Section125-5 举例 2 输入输出波形（仿真）

移位型：直接耦合反相电路

已知输入为基于 $0V$ 变化的信号，要求输出静默电压为 U_{OZ} （一般为 $0.5V_D$ ），反相放大或者衰减，则电路如图 Section125-4 所示。

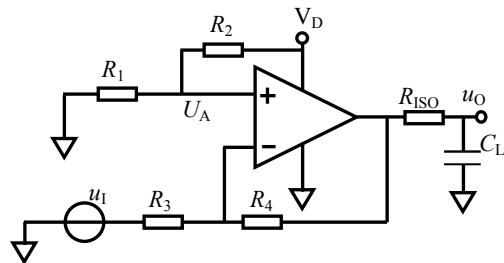


图 Section125-4 移位型直接耦合反相电路

按照电阻选择的一般性规则确定 R_3 ，则有：

$$R_4 = G R_3 \quad [13]$$

其中 G 为反相增益的绝对值。

此时，运放的正输入端通过 R_1 和 R_2 分压，产生一个稳定的直流电压，经 R_3 、 R_4 放大后，保证输出静默电位等于 U_{OZ} ，因此可以得到对 R_1 和 R_2 分压的要求，结合运放两个输入端电阻匹配，得到如下结论：

$$R_2 = \frac{G V_D}{U_{OZ}} R_3 \quad [14]$$

$$R_1 = \frac{G V_D}{(1 + G) V_D - U_{OZ}} R_3 \quad [15]$$

在实际应用中，为了降低电源噪声对信号的影响，通常会在 R_1 两端并接一个电容器。理论上此电容越大，滤波效果越好，同时也导致输出到达稳定的时间越长。

移位型：交流耦合同相电路

直接耦合电路的优点是无需电容器介入，可以实现低至 0Hz 的信号放大。但相应的也带来计算复杂，多级静态动态相互影响，调整较为困难等缺点。而交流耦合电路，优缺点刚好相反。在不要求直流放大的情况下，更多用户愿意选择交流耦合电路，毕竟不是所有一切都是学霸，前面的计算还是比较累人的。

当要求电路的输出静默电位为 U_{OZ} ，电路的信号增益为 G ，如果采用交流耦合方式，则电路如图 Section125-5a 所示。左图能实现 1 倍以上的放大，而右图能实现 1 倍以下的衰减。注意以下各个电路图中，不再强调抗混叠滤波，输出端只用一个负载电阻表示，读者在实际设计中可以参考前述电路，自行设计抗混叠滤波电路。

此时，设计将变得非常简单。

先看左图。

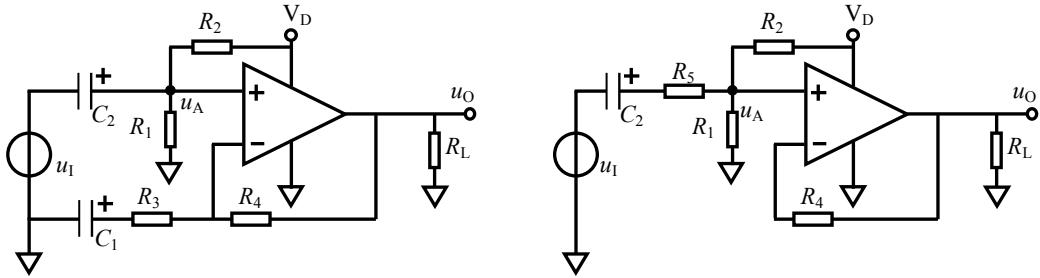


图 Section125-5a 交流耦合同相电路

静态分析。由于 C_2 的隔直作用，运放正输入端静默电位只取决于 R_1 、 R_2 对 V_D 的分压，此电位等于运放负输入端静默电位。同时，由于 C_1 的隔直作用， R_3 和 R_4 上均不存在静态电流，因此输出端静默电位就等于运放正输入端静默电位。因此，只要满足下式即可：

$$U_{OZ} = U_- = U_A = V_D \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [16]$$

动态分析。输入信号经过 C_2 耦合到 u_A 处，没有衰减（在通带内可以忽略 C_2 的容抗），此信号经过 R_3 和 R_4 组成的同相比例器放大（在通带内可以忽略 C_1 的容抗），得到输出信号。因此有：

$$G = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad [17]$$

如果要兼顾运放两个输入端外部电阻匹配，则有如下要求：

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_4 \quad [18]$$

注意，在兼顾外部电阻匹配时，只考虑静态的运放偏置电流，由于电容 C_2 的隔直作用，偏置电流不会流过 R_3 ，而只流过 R_4 ，因此有式[18]。

根据式[16]~[18]三个方程，根据电阻选择的一般性规律，确定 R_3 ，可以解出其它电阻：

$$R_4 = (G - 1)R_3 \quad [19]$$

$$R_2 = \frac{V_D}{U_{OZ}} R_4 = \frac{V_D}{U_{OZ}} (G - 1)R_3 \quad [20]$$

$$R_1 = \frac{U_{OZ}}{V_D - U_{OZ}} R_2 = \frac{V_D}{V_D - U_{OZ}} (G - 1)R_3 \quad [21]$$

剩下的问题就是电容选择了。

两个电容在此的主要作用都是隔直——高通滤波（ C_1 不是标准高通），但是它又不能伤害有用信号。因此，要给出有用信号的最低频率 f_{min} ——对此频率信号，电路增益不得小于通带增益的 0.707。可以证明，只要保证每个电容产生的下限截止频率都小于 $0.643f_{min}$ 即可。

$$\begin{cases} \frac{1}{2\pi(R_1//R_2)C_2} \leq 0.643f_{min} \\ \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \leq 0.643f_{min} \end{cases}$$

(22)

据此选择电容最小值即可。有了电容最小值，难道是越大越好吗？也不是。选择过大的电容会带来一些问题：1) 整个电路的至稳时间将变得很长。2) 体积增大、成本上升。因此，合适即可。

再看右图。

静态分析。由于电容 C1 的隔直作用，参与静态的只有电阻 R₁ 和 R₂ 分压，因此有：

$$U_{OZ} = U_- = U_A = V_D \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [23]$$

动态分析。运放正输入端信号，经运放的 1 倍放大后形成输出。而运放正输入端信号，来自于输入信号通过三个电阻的分压——通过 R₅，分到 R₁ 和 R₂ 的并联上，因此有：

$$G = \frac{R_1 // R_2}{R_5 + R_1 // R_2} \times 1 \quad [24]$$

根据电阻选择的一般性规律，确定 R₁，再根据式[22]~[23]两个方程，可以解出其它电阻：

$$R_2 = \frac{V_D - U_{OZ}}{U_{OZ}} R_1 \quad [25]$$

$$R_5 = \frac{1 - G}{G} (R_1 // R_2) \quad [26]$$

如果要求运放两个输入端外部电阻匹配，则有：

$$R_4 = R_1 // R_2 \quad [27]$$

电容最小值的约束条件为：

$$\frac{1}{2\pi(R_5 + R_1 // R_2)C_2} \leq f_{min} \quad [28]$$

移位型：交流耦合反相电路

电路如图 Section125-5b 所示。它可以放大，也可以衰减，信号增益绝对值为 G ，输出静默电压为 U_{OZ} 。结论为：

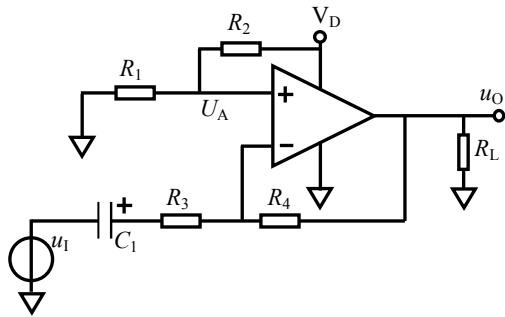


图 Section125-5b 交流耦合反相电路

根据电阻选择的一般性规律，确定 R_3 ，则：

$$R_4 = GR_3 \quad [29]$$

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_D &= U_{OZ} \\ \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} &= R_4 \end{aligned}$$

解得：

$$R_2 = \frac{V_D}{U_{OZ}} R_4 = \frac{GV_D}{U_{OZ}} R_3 \quad [30]$$

$$R_1 = \frac{U_{OZ}}{V_D - U_{OZ}} R_2 = \frac{GV_D}{V_D - U_{OZ}} R_3 \quad [31]$$

关于电容的选择，有如下约束：

$$\frac{1}{2\pi R_3 C_1} \leq f_{min} \quad [31a]$$

传递型：反相电路

前述 ADC 驱动电路，都是假设输入信号为双极性信号（即有正有负），而输出信号为单极性信号[0~5V]，以适应多数 ADC 仅能接受正输入电压的情况。这，属于移位型电路，即将骑在 0V 上的双极性信号，移位到骑在某个直流电压上的单极性信号。

另有一种情况，驱动电路的输入信号，已经是单极性信号，那么就不再需要移位了。这种电路称为传递型驱动电路。

对于交流耦合电路，移位型和传递型没有区别。因此，本节仅讲述直接耦合。特别提醒，在传递型电路中，我们没有设置输出端的一阶抗混叠滤波，读者可以自己增加。

反相电路设计要求如下：

要求输入为基于 $V_D/2$ 的信号，输出也为基于 $V_D/2$ 的信号，具有增益为 $-G$ 的反相放大。电路结构如图 Section125-6a 所示，设计方法很简单：

1) 根据电阻的一般性选择原则，确定 R_3 ，电阻 R_4 计算如下：

$$R_4 = GR_3$$

[32a]

2) 根据电阻的一般性选择原则，确定 R_2 ，电阻 R_1 计算如下：

$$R_1 = R_2$$

[32b]

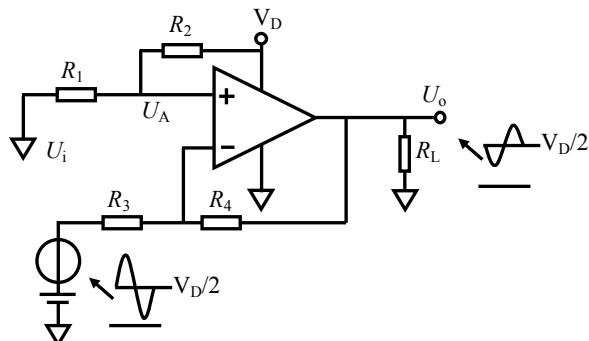


图 Section125-6a 传递型反相放大电路

3) 如果要求更高，期望抵消运放偏置电流带来的静态失调，则可以在选择电阻时要求：

$$R_1//R_2 = R_4//R_3$$

传递型：同相放大电路

要求输入为基于 $U_{IZ} = V_D/2$ 的信号，输出为基于 $U_{OZ} = V_D/2$ 的信号，当输入有变化量时，输出具有增益为 G 的同相变化量，即信号增益为 G 。电路结构如图 Section125-6b 所示。

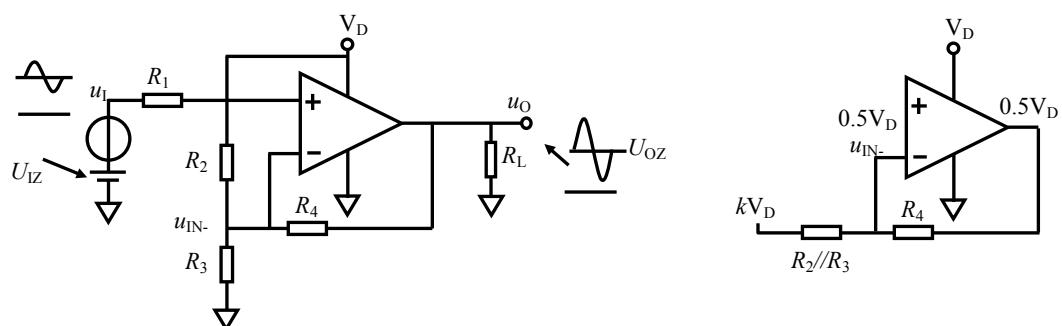


图 Section125-6b 传递型同相放大电路

图 Section125-6c 静态等效电路

该电路的工作原理如下：

1) 静态时，输入信号没有变化量，则运放正输入端为 $0.5V_D$ ，要求电路正常工作，则运放的负输入端电位必须等于 $0.5V_D$ 。将图中 V_D 、 R_2 、 R_3 实施戴维宁等效，画出静态等效电路如图 Section125-6c 所示，其中， $k = R_3/(R_2 + R_3)$ 。可以看出，当输出确定为 $0.5V_D$ ，而负输入端也为 $0.5V_D$ ，则 k 只能等于 0.5，这就像一个跷跷板，中间是 $0.5V_D$ ，右端是 $0.5V_D$ ，则左端必须是 $0.5V_D$ 。因此可得： $R_2 = R_3$ 。

2) 动态时，将电压不变点接地，则电阻 R_2 和 R_3 视为并联，其动态等效如图 Section125-6d 所示。有：

$$G = 1 + \frac{R_4}{R_2//R_3}$$

由于 $R_2 = R_3$ ，则有：

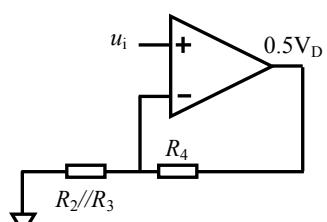


图 Section125-6d 动态等效电路

$$R_2//R_3 = 0.5R_2 = 0.5R_3 = \frac{R_4}{G - 1}$$

因此，设计该电路方法如下：

1) 根据选择电阻的一般性规则，选择 R_4 ；

2) 根据下式计算电阻 R_2 、 R_3 ；

$$R_2 = R_3 = \frac{2R_4}{G - 1} \quad [32c]$$

3) 根据下式计算电阻 R_1 ；

$$R_1 = R_2//R_3//R_4 \quad [32d]$$

注意，式[32d]并不是必须的。从上述电路分析可以看出，由于运放的虚断，电阻 R_1 并没有在分析中起到什么作用。它可以被短接为 0。之所以使用式[32d]确定电阻 R_1 ，也是为了在理论上抵消运放偏置电流带来的影响。

举例 3：

设计一个传递型 ADC 驱动电路，输入为基于 2.5V 的幅度为 1V 的正弦波，输出为基于 2.5V 的幅度为 2V 的正弦波。

解：可知 $G=2$ ，确定 $R_4=500$ ，根据式[32c]、[32d]计算得： $R_2=1000$ ， $R_3=1000$ ， $R_1=250$ ，仿真电路和仿真波形如图 Section125-6e。

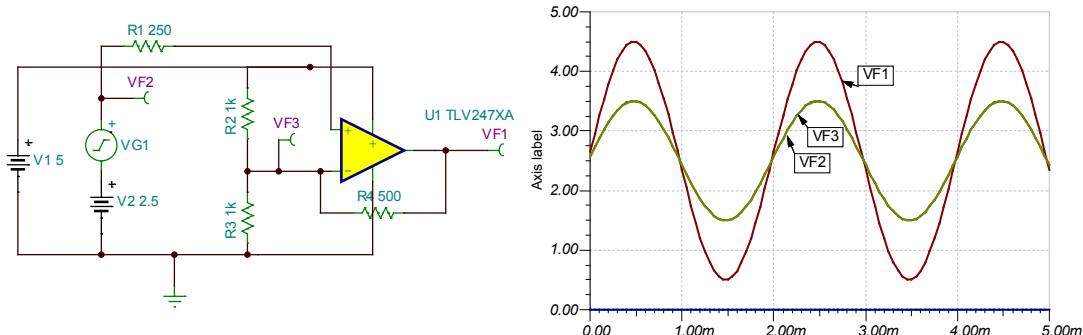


图 Section125-6e 传递型同相放大仿真电路及结果

传递型：同相跟随器和衰竭器

上述电路改造后可以实现 1 倍放大，即跟随器形式，如图 Section125-6f。其中，多数情况下，电阻 R_1 和 R_4 都不是必须的，可以为 0Ω 。

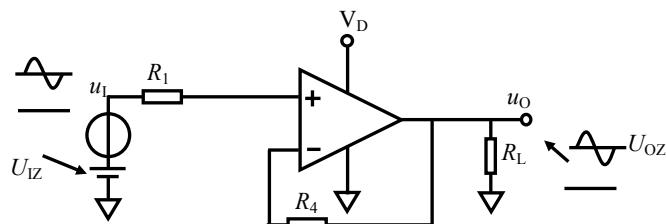


图 Section125-6f 传递型跟随器

传递型电路实现的衰减器如图 Section125-6g。基本要求是，输入为基于 $U_{IZ} = 0.5V_D$ 的信号，输出为基于 $U_{OZ}=0.5V_D$ 的信号，当输入有变化量时，输出具有增益为 G 的同相变化量，即信号增益为 G ，且 G 小于 1。

其基本思想是，在静态电位上， V_D 通过两个电阻 R_2 和 R_5 的分压，得到一个 $0.5V_D$ 的戴维宁等效电压源，与输入信号本身具备的 $0.5V_D$ 静态电位配合，以保证 U_A 的静态电位仍为 $0.5V_D$ 。在动态上， R_2 和 R_5 的并联，与 R_1 配合，将输入信号幅度实施衰竭。因此，有如下关系成立：

$$\begin{aligned} R_2 &= R_5 \\ G &= \frac{R_2//R_5}{R_1 + R_2//R_5} = \frac{R_2}{2R_1 + R_2} \\ 2R_1G + R_2G &= R_2 \\ R_2(1 - G) &= 2R_1G \end{aligned}$$

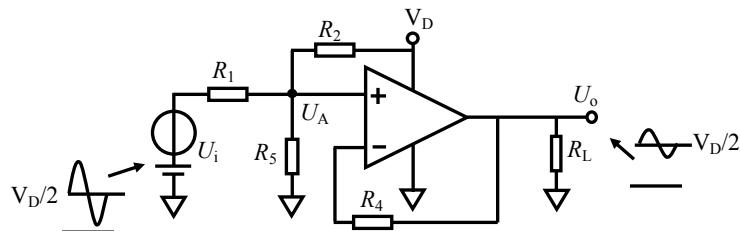


图 Section125-6g 传递型同相衰减电路

因此，设计此电路方法如下：

- 1) 根据电阻选择的一般性规则，选择合适的 R_1 ；
- 2) 根据下式求解 R_2 和 R_5 ；

$$R_2 = R_5 = \frac{2R_1G}{(1 - G)} \quad [32e]$$

- 3) 对电阻 R_4 ，可以采用下式计算：

$$R_4 = R_2//R_5//R_1 \quad [32f]$$

和式(32d)一样， R_4 也不是必须的，在两种情况下需要：第一种，所用运放具有输入端保护，比如 OPA277，此类运放用作跟随器时，必须用电阻实现反馈。第二种，对偏置电流产生的输出失调电压极为敏感，希望消除它。

举例 4：

要求设计一个 ADC 驱动电路，输入电阻大于 $4k\Omega$ ，输入信号为基于 $2.5V$ 的幅度 $8V$ 正弦波，要求输出为基于 $2.5V$ 的幅度 $2V$ 正弦波。

解：首先，这个电路的基线电压是 $2.5V$ ，最好用 $5V$ 供电。

其次，从题目要求可知 $G=0.25$ ，可采用传递型衰竭电路。由于要求输入电阻大于 $4k\Omega$ ，可选择电阻 $R_1=4k\Omega$ 。据式[32e]：

$$R_2 = R_5 = \frac{2R_1G}{(1 - G)} = \frac{2 \times 4k\Omega \times 0.25}{1 - 0.25} = 2.667k\Omega$$

据式[32f]，得 $R_4=1000$ ，仿真电路如图 Section125-6h。

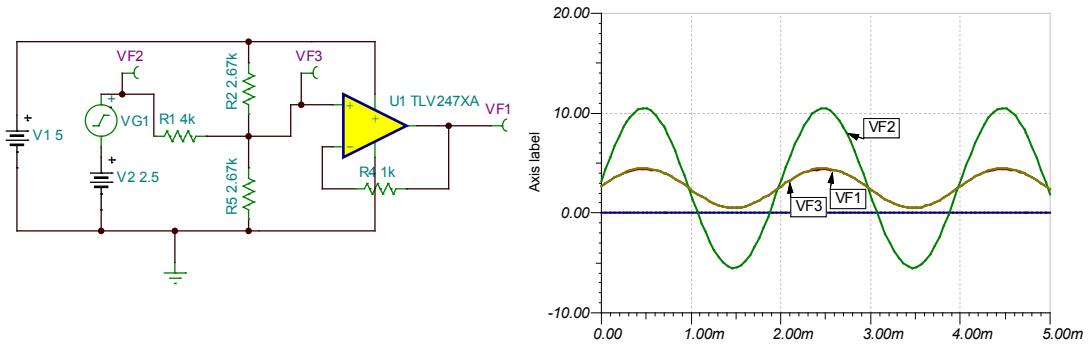


图 Section125-6h 举例 4 电路，传递型同相衰减仿真电路及结果

举例 5：

为 12 位 PL (Pipe Lined , 流水线) 型模数转换器 ADS807 设计一个驱动电路 , 要求供电电压为 +5V 。输入信号为骑在 0V 上的 , 幅度为 0.2V 的单端信号 , 信号频率范围为 1kHz~10MHz 。

解 :

首先要对 ADS807 做初步了解。查阅数据手册 , 得到以下关键信息。

- 1) 最高采样率为 53Msps [sample per second] 。
- 2) 5V 供电 , 两个全差分输入端 , 每个输入端在 $2V_{pp}$ 模式下 , 能够接受的输入电压范围是 2V~3V 。 ADS807 的简化结构如图 Section125-7 。
- 3) ADS807 内部向外提供了一个 2.5V 共模电压输出 CM 端。可以给单电源驱动电路提供静默电位。

其次 , 确定电路结构。根据以上信息 , 基本确定驱动电路的结构如下 :

- 1) 必须将单端输入信号转变成两个互为相反的差分信号 , 且每路信号都骑在 2.5V 上 , 幅度为 0.4V , 这可以保证每路信号的变化范围在 2.1V~2.9V 之间 , 与 ADC 的输入范围有 0.1V 的裕量。因此 , 采用一路同相放大器 , 将幅度为 0.2V 的输入信号放大到 0.4V , 且输出静默电位为 2.5V , 同相增益为 2 。采用一路反相放大器 , 将幅度为 0.2V 的输入信号放大到 0.4V , 且输出静默电位为 2.5V , 反相增益绝对值也为 2 。
- 2) 为了保证每路信号静默电位都是 2.5V , 利用交流耦合驱动电路较好。

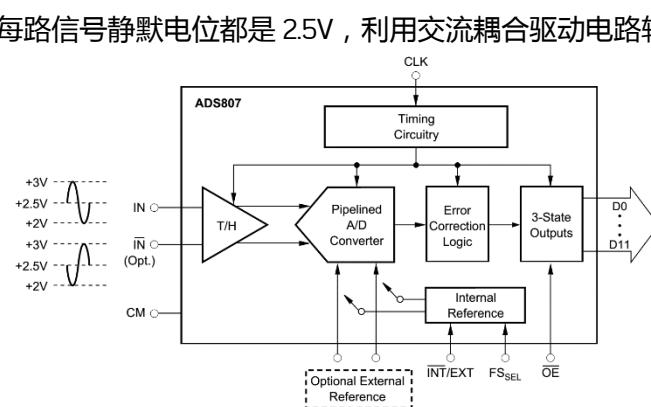


图 Section125-7 ADS807 简化结构

先设计反相放大电路 :

来自于图 Section125-6 , 为了保证两路信号具有完全相同的输出静默电位 , 利用

ADS807 提供的 2.5V 电压 CM 端 , 将电路改造成图 Section125-8 , 图中增加了抗混叠滤波环节。为了避免和同相电路的符号重复 , 本电路重新对元器件进行了标号。

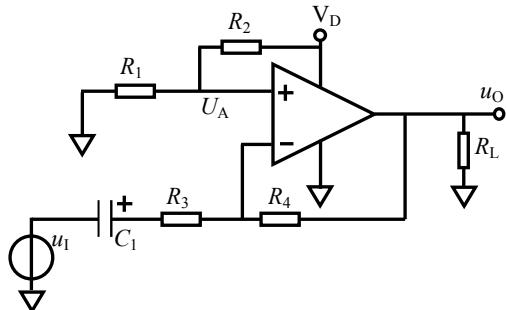


图 Section125-6 交流耦合反相电路

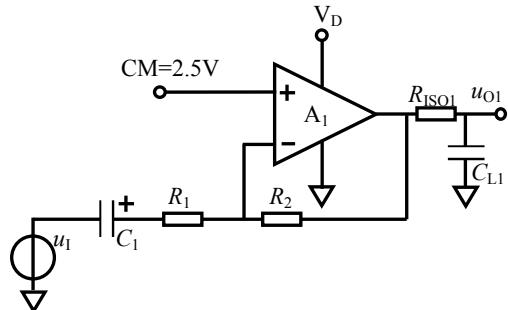


图 Section125-8 用 CM 端提供 2.5V 反相

再设计同相放大电路结构 :

电路来自于图 Section125-5 , 为了保证两路信号具有完全相同的输出静默电位 , 利用 ADS807 提供的 2.5V 电压 CM 端 , 将电路改造成图 Section125-9 , 图中增加了抗混叠滤波环节。图中 R_5 和 C_2 组成了交流阻容耦合。

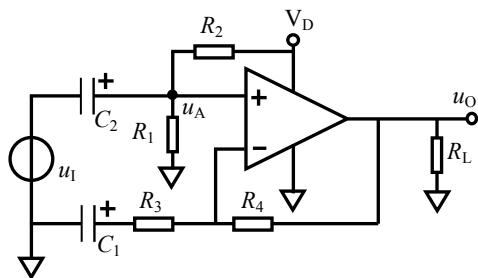


图 Section125-5 交流耦合同相电路

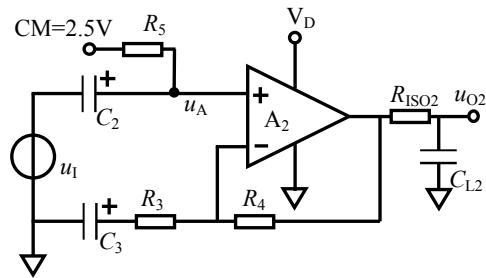


图 Section125-9 用 CM 提供 2.5V 同相

第三 , 整理计算 , 形成最终电路。

我们先给出最终电路 , 如图 Section125-10 , 然后慢慢分析设计过程。

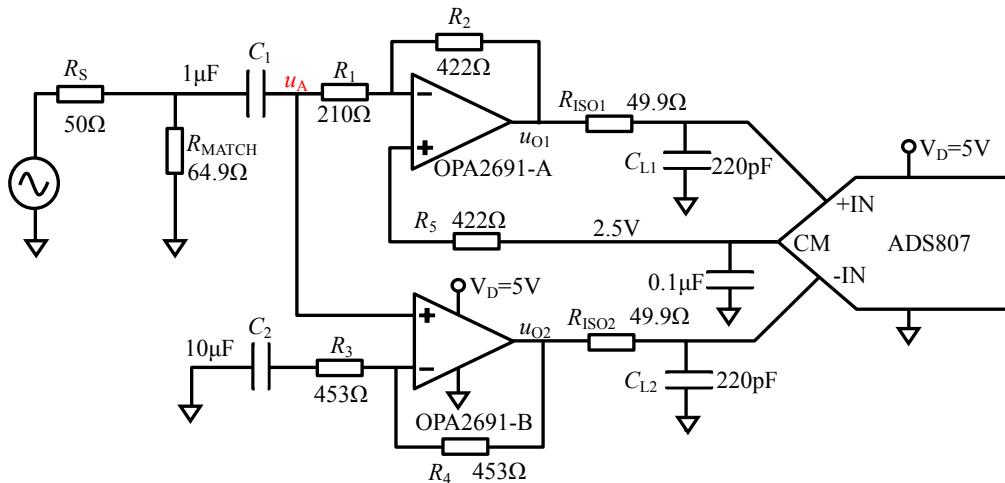


图 Section125-10 ADS807 驱动电路

1) 电路只使用一个电容 C_1 , 就完成了输入信号到两个放大电路的交流耦合。图中 , 在不考虑运放偏置电流情况下 , R_5 上没有静态电流 , 这导致运放 A 的正输入端为 2.5V , 由于虚短 , 同时 , R_1 上也没有静态电流 (一边是电容 C_1 隔直 , 一边是运放 B 的正输入端高阻) 则 u_A 点的静默电位也是 2.5V , 这导致运放 A 和 B 的输出静默电位都是 2.5V 。当输入信号加载后 , 电容 C_1 足够大 , 其两端电压不变 , 靠电阻 R_1 的吸纳电流 , u_A 点会在 2.5V 基础上 ,

出现与电容 C_1 左侧幅度完全相同的正弦波。这就实现了交流阻容(R_1C_1)耦合。此后， u_A 一方面通过运放 A 实现反相放大，另一方面通过运放 B 实现同相放大。

2) 在输入端有一个 R_s ，而且多了一个电阻 R_{MATCH} ，这叫匹配电阻。

插话：匹配电阻简介

前级信号源到达后级输入端，总是需要 PCB 走线，或者实体的传输线，也必然存在传输距离。信号频率越高，其波长越短，如下表所示。当传输距离太长，以至于接近于信号波长的 $1/4$ ，回波反射就会影响到源波形。在高频信号链路中，为了减少回波反射对信号的影响，通常要求全程阻抗匹配，即：前级输出阻抗=传输线特征阻抗=后级输入阻抗。

多数高频链路中，传输距离一般在几厘米到几十厘米。因此 100MHz 级别的信号链路，就必须考虑阻抗匹配。本题要求上限为 10MHz，介于可考虑边缘。

频率	1MHz	10MHz	100MHz	1GHz	10GHz
波长	300m	30m	3m	0.3m	3cm
1/4 波长	75m	7.5m	0.75m	0.75cm	0.75cm

常见的传输线有 4 种：特征阻抗为 50Ω 的同轴电缆，特征阻抗为 75Ω 的电视电缆，特征阻抗为 100Ω 的双绞线，以及特征阻抗随布线有关的 PCB 走线。特别注意，实体传输线的特征阻抗，与线的长度无关。选用不同的线，其特征阻抗就确定了。

因此，只要知道了传输线特征阻抗，就可以在电路中通过设计，来实现阻抗匹配：

- 让前级输出电阻等于传输线特征阻抗。这很容易，比如前级放大器原来的输出阻抗为低阻 0Ω ，就给它串联一个 50Ω 实体电阻。如图 Section125-11。
- 让后级电路的输入阻抗等于传输线特征阻抗。这也容易，比如图 Section125-11 中，输入端原本是一个 OPA842 组成的高阻同相比例器，那就给它对地接一个 50Ω 实体电阻。图 Section125-10 中，原输入电阻等于 R_1 ， 210Ω ，那就给它对地接一个 64.9Ω 的匹配电阻，使得两者的并联约等于 50Ω 。

图 Section125-11 中，前级输出提供给一个 SMA 铜座，后级输入也是一个 SMA 铜座，中间靠一个特征阻抗为 50Ω 的同轴电缆传输。这样连接后，源信号只有一半到达后级输入端。在电路图上，传输线并不体现出来，就形成了如图 Section125-10 中只有两个电阻 R_s 和 R_{MATCH} 的样子。

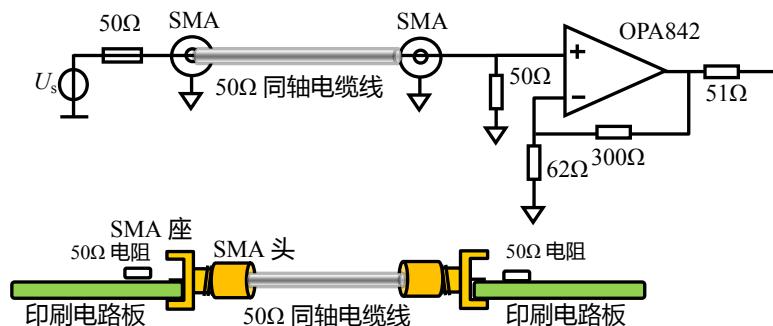


图 Section125-11 高频链路中的阻抗匹配，下图是实物图

3) 运放选择。

图 Section125-10 中，选用的运放是 OPA2691。这是一款电流反馈型双运放，内部含

有两个完全相同的运放。关于电流反馈型运放，请参阅本书 Section67 中举例 2。

对 10MHz 的输入信号实施 2 倍放大，无论同相还是反相，很多运放都可以实现。在此不一一分析，OPA2691 仅是一种选择。

4) 放大器设计。

电流反馈型运放实现放大电路，对外部电阻选择有严格要求，需要按照该运放的数据手册严格执行。在 OPA2691 的数据手册中，有下图，可以帮助用户选择反馈电阻。它的横轴是 Noise Gain，纵轴则是不同供电电压下的反馈电阻值。

图中 Noise Gain，指噪声增益。所谓的噪声增益，是指无论电路结构是反相比例，还是同相比例，都将其视为同相比例，计算得到的增益，就是噪声增益。对同相比例器，就是该比例器的增益，对反相比例器，则是反相增益的绝对值+1。图 Section125-10 中，运放 A 是反相比例器，其增益为-2，则其噪声增益为 3。运放 B 是同相比例器，其增益为 2，则其噪声增益是 2。

知道了电路的噪声增益，就可以在下图中找到反馈电阻的建议值，如图中红色圆点。可知，对运放 A，其反馈电阻约为 420Ω，取 422Ω。而对运放 B，其反馈电阻约为 460Ω，取 453Ω。然后，按照实际增益大小，选择合适的增益电阻即可。

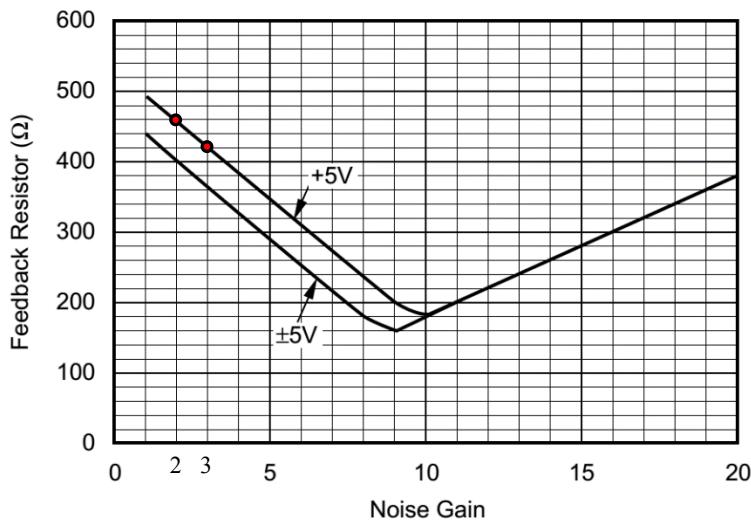


图 Section125-12 OPA2691 数据手册中的电阻选择建议

5) 抗混叠滤波器设计。

题目要求信号频率范围是 1kHz~10MHz，是暗指-3dB 带宽。因此，抗混叠滤波器的上限截止频率应稍大于 10MHz 即可。ADS807 数据手册建议，隔离电阻不要大于 100Ω，可以选为 49.9Ω，按照 10MHz 计算，有：

$$C_L < \frac{1}{2\pi R_{ISO} f_H} = \frac{1}{6.28 \times 49.9 \times 10 \times 10^6} = 319 \text{ pF}$$

取 $C_L=220 \text{ pF}$ ，则有：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{ISO} C_L} = \frac{1}{6.28 \times 49.9 \times 220 \times 10^{-12}} = 14.5 \text{ MHz}$$

此频率较为合适。

6) 交流耦合电容的选择。

图中 C_1 实现交流耦合，它和三个电阻共同形成下限截止频率，请参阅本书 Section48。

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_S//R_{MATCH} + R_1)C_1}$$

因此，要保证 $f_L < 1\text{kHz}$ ，则：

$$C_1 > \frac{1}{2\pi(R_S//R_{MATCH} + R_1)f_L} = \frac{1}{6.28 \times (28.24 + 210) \times 1000} = 0.668\mu\text{F}$$

取 $C_1=1\mu\text{F}$ ，则有：

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_S//R_{MATCH} + R_1)C_1} = 668\text{Hz}$$

将图 Section125-10 电路用 TINA-TI 进行仿真，得到输入输出波形如图 Section125-13。

频率特性如图 Section125-14。其中，VF1 为输入波形，0.4V 幅度，在进入放大器前经过阻抗匹配，已经衰减到 0.2V。VF2 和 VF3 是两路输出波形，都骑在 2.5V 上，幅度大约为 0.35V，这是因为 10MHz 信号在 14.5MHz 低通滤波器中已经出现了衰减。而 VF4 是两者的减法。

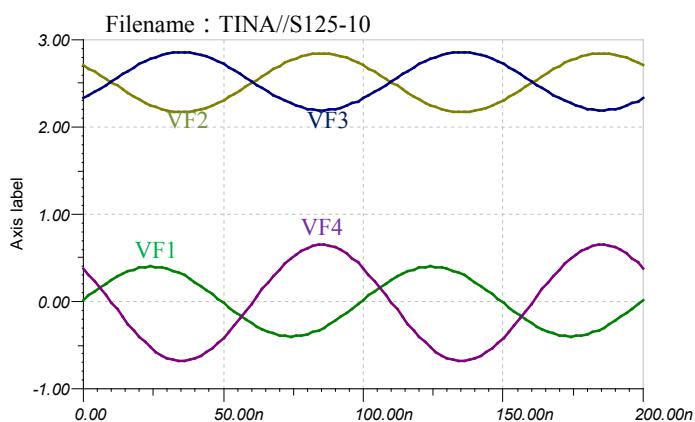


图 Section125-13 以 OPA2691 为核心的 ADS807 驱动电路 10MHz 波形

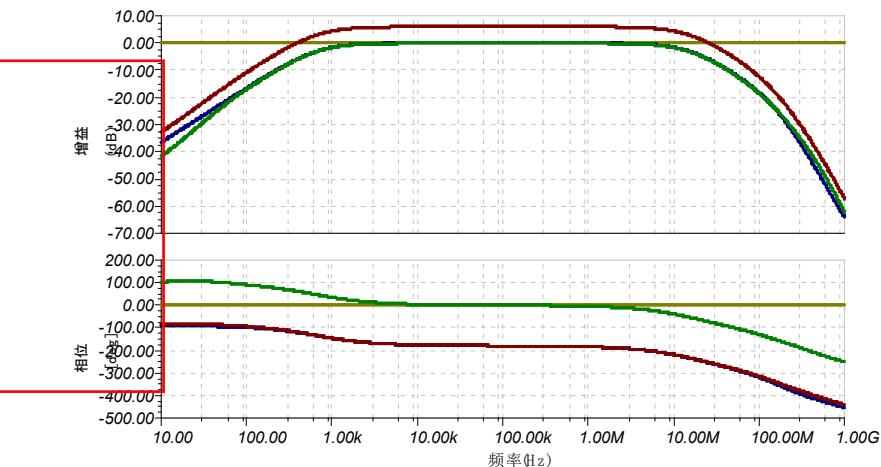


图 Section125-14 以 OPA2691 为核心的 ADS807 驱动电路频率特性

ADC 的输入端，为什么要增加电容

图 Section125-15 是 CIRRUS LOGIC 公司生产的 24 位音频 ADC，CS5368 的典型驱动电路。请注意，在 ADC 的差分输入端 AIN1+ 和 AIN1- 之间，有一个 2700pF 的电容 C101。这个电容，在电路中起到什么作用呢？有人说，这是低通滤波器电容，作用是滤波。其实，不是那么简单。

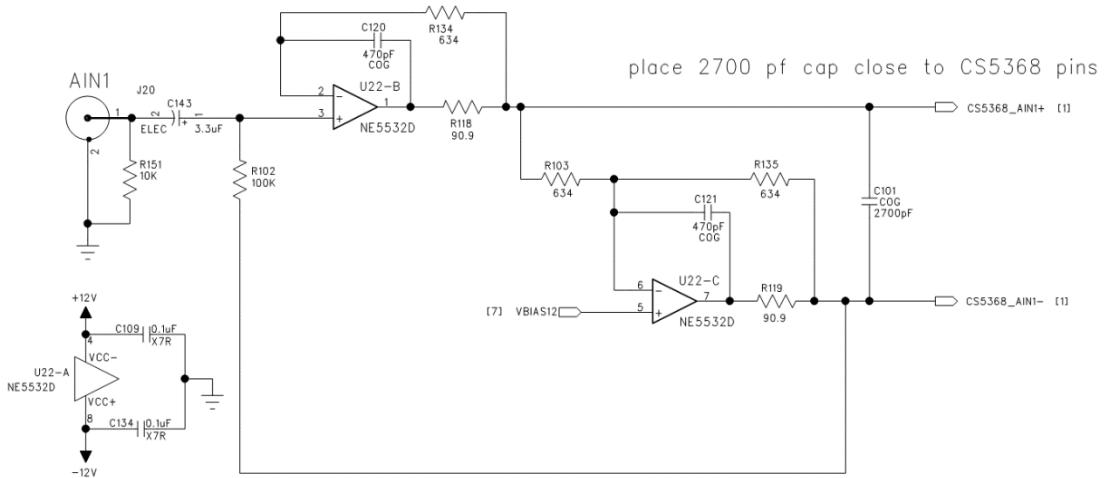


图 Section125-15 音频 24 位 ADC-CS5368 的典型驱动电路

很多 ADC 内部，没有隔离驱动器，从输入端进去就是开关控制的采样电容，如图 Section125-16 所示。该电容不断在采样、保持两种状态间来回切换：当开关接通外部输入信号时，电容被充电，外部信号被采样到采样电容上。当开关与外部输入信号断开，电容上保持着刚才的采样电压，用于 ADC 实施转换。请注意，在采样刚一开始的瞬间，电容电压与外部输入信号电压一定不相同（如果相同，则属偶然），则电容一定会被立即充电，充电的快慢，取决于充电网络的时间常数——采样电容值乘以充电回路电阻。显然，回路电阻就是开关的导通电阻，它非常小，也就是几 Ω ，面对几十 pF 的电容，其时间常数约为几十 ps。因此，提供前级输入信号的运放，必须吐出足够陡峭的快速充电电流。

绝大多数运放，无法在瞬间提供如此陡峭的电流输出。因此，可以考虑在 ADC 的输入端对地接一个电容 C_I ，如图 Section125-17 所示。此时， C_I 一直跟踪着输入信号的变化，且内部保有大量的电荷。当开关突然切换到采样状态时，给采样电容充电的电荷，主要来自于输入端电容 C_I ，而运放只需要提供微弱的电流。这样，一切就 OK 了。

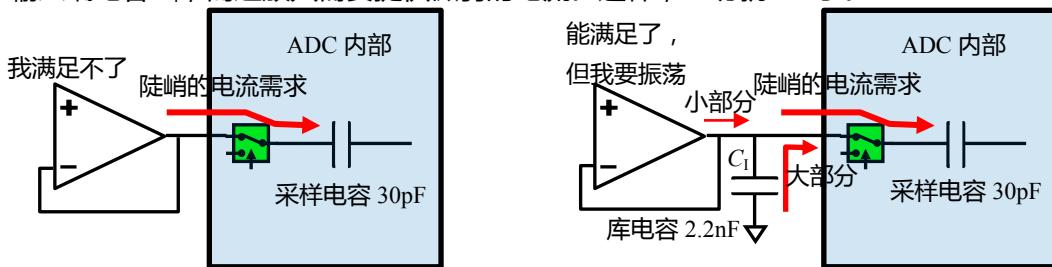


图 Section125-16 运放输出直接接入 ADC

图 Section125-17 运放输出并接对地电容接入 ADC

但是，这只是美丽的幻想。一旦这样连接，多数运放都会出现不稳定甚至自激振荡。在电容前端增加一个隔离电阻 R_{ISO} ，可以解决此问题，如图 Section125-18。具体原因，参

见本书 Section75。

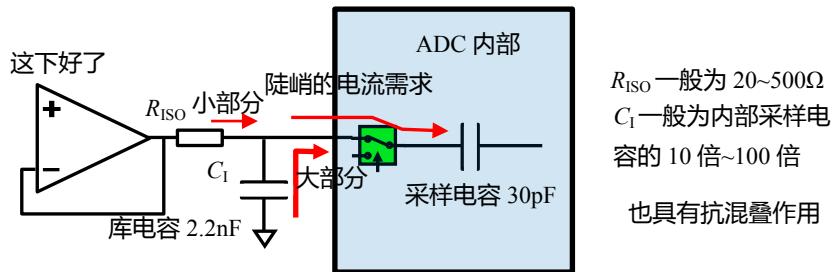
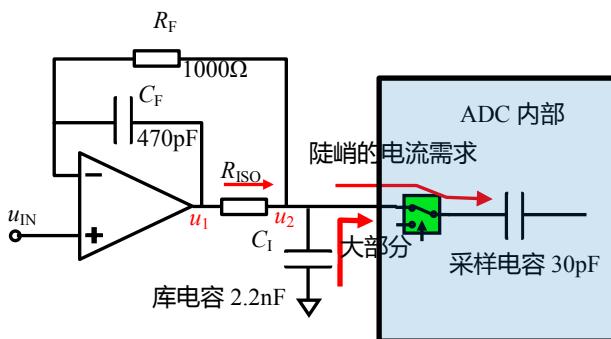


图 Section125-18 正确且简单的 ADC 驱动电路

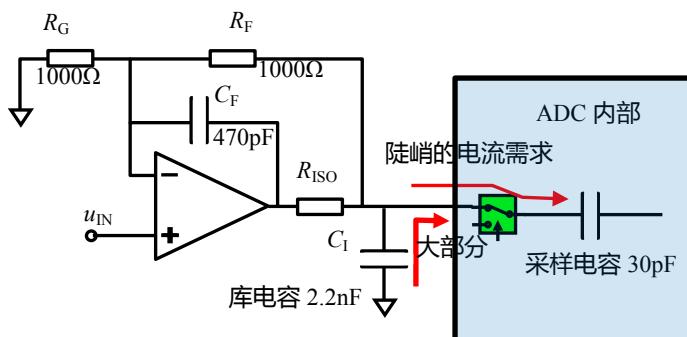
驱动 ADC 入端电容的典型电路

图 Section125-18 已经能够实现含输入端电容的 ADC 驱动，在精度要求不高的场合已经足够。但是，可以看出，在采样阶段隔离电阻 R_{ISO} 上流过小部分电流，也就会产生一定的压降。使得采样电压值略小于运放的输出电压。这不好。

图 Section125-19~20 电路是驱动含输入端电容 ADC 的典型电路，在高精度 ADC 中应用极为广泛。



Section125-19 典型的 1 倍 ADC 驱动电路



Section125-20 典型的 2 倍 ADC 驱动电路

典型电路工作原理

以图 Section125-19 为例讲述原理。

此电路利用隔离电阻实现了对大电容 C_1 的驱动，思路与 Section75 完全相同。它与图 Section125-18 的区别在于，第一，反馈信号取自电阻 R_{ISO} 右侧，即真正的输出端。这使得 ADC 的入端电压 u_2 ，在负反馈有效的情况下，为准确的 u_{IN} ，这克服了采样阶段 C_1 电压略小于 u_{IN} 的问题。或者说，将隔离电阻置于反馈环内后，采样阶段隔离电阻上仍有小部分电

流，但负反馈一定会使 $u_1 > u_2$ ，而 u_2 等于 u_{IN} ，再或者说，将反馈信号取自电阻 R_{ISO} 右侧，将使得 C_1 头顶处的输出电阻大幅度下降。

但是如果只做这个改变，没有电容 C_F 的介入，此电路仍存在不稳定问题。回顾 Section 7.5 内容我们发现，单纯这样的改动，其实就是一个运放直接驱动大电容电路，只是运放输出电阻变为 $r_o + R_{ISO}$ ，它仍是一个一阶低通网络，只是时间常数变得更大了，一般来说这更容易引起不稳定问题。

第二点改动至关重要，就是增加了反馈电容 C_F 。这相当于在反馈环中引入了一个高通网络，抵消了部分低通引起的滞后相移，进而增强了系统稳定性。具体表现可以在传函推导中体现。

典型电路传函推导

以图 Section 12.5-21 为例推导其传函。

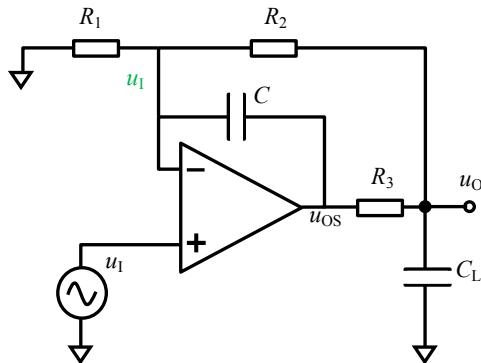


图 Section 12.5-21 典型的 n 倍 ADC 驱动电路

利用虚短、虚断，在运放负输入端列出电流方程：

$$\frac{U_I}{R_1} = \frac{U_O - U_I}{R_2} + \frac{U_{OS} - U_I}{\frac{1}{SC}}$$
(33)

根据式(33)，化简得：

$$\begin{aligned} R_2 U_I &= R_1 U_O - R_1 U_I + SCR_1 R_2 U_{OS} - SCR_1 R_2 U_I \\ U_{OS} &= \frac{U_I(R_2 + R_1 + SCR_1 R_2) - U_O R_1}{SCR_1 R_2} \end{aligned}$$
(33a)

在图中 u_O 点列出电流方程：

$$\frac{U_{OS} - U_O}{R_3} = \frac{U_O - U_I}{R_2} + \frac{U_O}{\frac{1}{SC_L}}$$
(34)

化简得：

$$R_2 U_{OS} - R_2 U_O = R_3 U_O - R_3 U_I + SC_L R_2 R_3 U_O$$
(34a)

将式(33a)代入式(34a)，得：

$$\frac{U_I(R_2 + R_1 + SCR_1 R_2) - U_O R_1}{SCR_1} = U_O(R_2 + R_3 + SC_L R_2 R_3) - R_3 U_I$$

化简得：

$$\begin{aligned}
U_I(R_2 + R_1 + SCR_1R_2) - U_O R_1 &= U_O(SCR_1R_2 + SCR_1R_3 + S^2 C_L CR_1 R_2 R_3) - SCR_1 R_3 U_I \\
U_O(SCR_1R_2 + SCR_1R_3 + S^2 C_L CR_1 R_2 R_3 + R_1) &= U_I(R_2 + R_1 + SCR_1 R_2 + SCR_1 R_3) \\
A(S) = \frac{U_O}{U_I} &= \frac{R_2 + R_1 + SCR_1 R_2 + SCR_1 R_3}{SCR_1 R_2 + SCR_1 R_3 + S^2 C_L CR_1 R_2 R_3 + R_1} \\
&= \frac{R_2 + R_1}{R_1} \times \frac{1 + SC(R_2 + R_3) \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 + SC(R_2 + R_3) + S^2 C_L CR_2 R_3}
\end{aligned} \tag{35}$$

将传函写成频域表达式：

$$\begin{aligned}
\dot{A}(j\omega) &= \frac{R_2 + R_1}{R_1} \times \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3) \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L CR_2 R_3} \\
&= A_m \times \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3) \frac{1}{A_m}}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L CR_2 R_3} \\
&= A_m \times \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} C(R_2 + R_3) \frac{1}{\sqrt{C_L CR_2 R_3}} \frac{1}{A_m}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} C(R_2 + R_3) \frac{1}{\sqrt{C_L CR_2 R_3}} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \\
&= A_m \times \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{C}(R_2 + R_3)}{\sqrt{C_L R_2 R_3}} \frac{1}{A_m}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{C}(R_2 + R_3)}{\sqrt{C_L R_2 R_3}} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{QA_m}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}
\end{aligned} \tag{35a}$$

其中：

$$A_m = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \tag{36}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_L CR_2 R_3}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_L CR_2 R_3}} \tag{37}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_L R_2 R_3}}{\sqrt{C}(R_2 + R_3)} = \sqrt{\frac{C_L}{C}} \times \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_2 + R_3} \tag{38}$$

从式(35a)可看出，电路的增益大致呈现低通、高不通的特性：当 $\omega=0$ 时，增益为 A_m ，当 ω 为无穷大时，增益为0，但是在中间频率段，此表达式呈现出比较复杂的规律。有两种情况必须分清，第一种类似于贝塞尔滤波器，增益随着频率的增加单调下降。第二种类似于切比雪夫滤波器，增益随着频率的上升，出现先增后减，最终持续下降，即存在增益峰值。我们必须找出这个规律：即在 A_m 给定的情况下， Q 怎样取值会产生增益峰值。

列出增益随频率变化的表达式：

$$|\dot{A}(j\omega)| = \left| A_m \times \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{QA_m}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \right|$$

设 $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ ，则有：

$$|\dot{A}(j\omega)| = y(\Omega) = \left| A_m \times \frac{1 + j\Omega \frac{1}{QA_m}}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2} \right| = A_m \times \frac{\sqrt{1 + (\frac{\Omega}{QA_m})^2}}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + (\frac{\Omega}{Q})^2}}$$

以 Ω^2 为自变量 x ，研究增益的模是否出现极值，只需要研究 $m(x)$ 是否出现极值即可。

$$\begin{aligned} m(x) &= \frac{1 + (\frac{\Omega}{QA_m})^2}{(1 - \Omega^2)^2 + (\frac{\Omega}{Q})^2} = \frac{1 + \frac{x}{Q^2 A_m^2}}{(1 - x)^2 + \frac{x}{Q^2}} = \frac{\frac{Q^2 A_m^2 + x}{Q^2 A_m^2}}{1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2} \\ &= \frac{1}{Q^2 A_m^2} \frac{Q^2 A_m^2 + x}{1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2} \end{aligned}$$

极值点出现在：

$$\frac{dm(x)}{dx} = \frac{1}{Q^2 A_m^2} \times \frac{1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2 - (Q^2 A_m^2 + x)(\frac{1}{Q^2} - 2 + 2x)}{(1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2)^2} = 0$$

即

$$\begin{aligned} 1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2 - (Q^2 A_m^2 + x)(\frac{1}{Q^2} - 2 + 2x) \\ = 1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2 - Q^2 A_m^2 \frac{1}{Q^2} + 2Q^2 A_m^2 - 2Q^2 A_m^2 x - (\frac{1}{Q^2} - 2)x - 2x^2 \\ = 1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2 - 2Q^2 A_m^2 x - x^2 = 0 \end{aligned}$$

即：

$$x^2 + 2Q^2 A_m^2 x - (1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2) = 0$$

$$x = \frac{-2Q^2 A_m^2 \pm \sqrt{4Q^4 A_m^4 + 4(1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2)}}{2}$$

为保证 x 解为正值，上式必须保证：

$$\begin{aligned} 4(1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2) &\geq 0 \\ 1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2 &\geq 0 \end{aligned}$$

解得：

$$Q \geq \sqrt{\frac{A_m^2 - 1}{2A_m^2}} = \sqrt{0.5 - \frac{1}{2A_m^2}} = \frac{\sqrt{A_m^2 - 1}}{\sqrt{2}A_m} = Q_B$$

为临界有解。

这说明，当 $Q < Q_B$ ，增益不存在峰值（类似于贝塞尔滤波器），当 $Q > Q_B$ ，增益存在峰值（类似于切比雪夫滤波器）， Q 越大，峰值位置越靠近特征频率。当 $Q = Q_B$ ，增益峰值出现在 0Hz 处，为最大平坦情况（类似于巴特沃斯滤波器）。

特别的，当 $A_m=1$ ，即 $R_1=\infty$ ，电路主体变为跟随器时，解得 $Q_B=0$ ，这说明此时任何 Q 值都会引起增益存在峰值。

这个电路的基本结构是一个同相比例器。利用这个电路的基本思想，还可以形成反相比例器型的 ADC 驱动典型电路，如图 Section125-22 所示。

其传函推导过程如下：

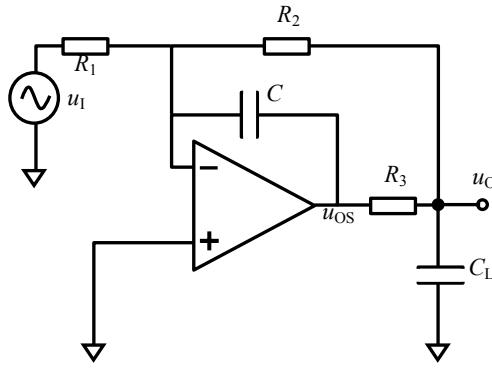


图 Section125-22 典型的-n 倍 ADC 驱动电路

对 u_0 点列出电流方程：

$$\frac{u_{OS} - u_0}{R_3} = \frac{u_0}{R_2} + SC_L u_0$$

可得：

$$u_{OS} = \frac{u_0}{R_2} R_3 + SC_L R_3 u_0 + u_0$$

对运放负输入端列出电流方程，并将上式结论代入：

$$\begin{aligned} \frac{u_I}{R_1} &= -\frac{u_0}{R_2} - SC u_{OS} = -\frac{u_0}{R_2} - SC \left(\frac{u_0}{R_2} R_3 + SC_L R_3 u_0 + u_0 \right) \\ &= -\frac{u_0}{R_2} - SC \frac{u_0}{R_2} R_3 - SCSC_L R_3 u_0 - SC u_0 \\ &= -u_0 \left(\frac{1}{R_2} + SC \frac{R_2 + R_3}{R_2} + S^2 C C_L R_3 \right) \end{aligned}$$

可得：

$$A = \frac{u_0}{u_I} = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + SC(R_2 + R_3) + S^2 C C_L R_2 R_3} \right) \quad [40]$$

将其写成频域表达式，为：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\ &= A_m \times \frac{1}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\ &= A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} C(R_2 + R_3) \frac{1}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \\ &= A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{C}(R_2 + R_3)}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned} \quad [40a]$$

挺奇妙的，它不同于同相结构，而是一个标准低通滤波器，其中：

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1} \quad [41]$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_L C R_2 R_3}} \quad [42]$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_L R_2 R_3}}{\sqrt{C}(R_2 + R_3)} = \sqrt{\frac{C_L}{C}} \times \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_2 + R_3}$$

[43]

特征频率与品质因数的表达式，与同相结构完全相同。

举例 6

对图 Section125-23 电路，求关键指标，并做分析。

解：这是 24 位 ADC，ADS1298 数据手册中的一个电路。以 5V 直流电压为根源，通过基准电压芯片 REF5025，给出 2.5V 基准电压，然后经过 OPA211 组成的电路，在图中 To VREFP Pin 处，形成 2.5V 超低噪声基准电压。

很显然，OPA211 组成电路为一个 ADC 驱动典型电路，其中 R_1 为无穷大，则根据式 [35a] 得到其输出随频率变化的表达式为：

$$\begin{aligned} A(j\omega) &= \frac{R_2 + R_1}{R_1} \times \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3) \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\ &= \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3)}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

其中：

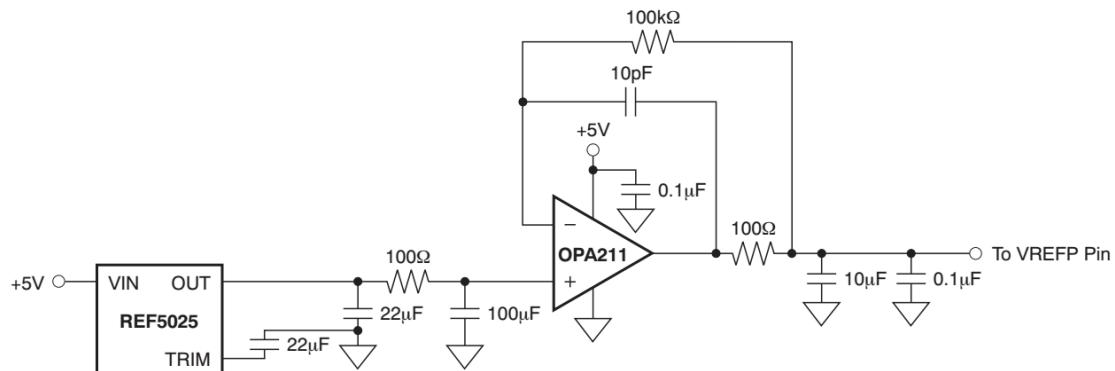


Figure 32. External Reference Driver

图 Section125-23 ADS1298 中将 ADC 驱动电路用于基准源驱动

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{C_L C R_2 R_3}} = 5033\text{Hz} \\ Q &= 31.6 \end{aligned}$$

这个电路表现出一个类似于低通的效果，通带截止频率大约在 5kHz 左右，用于抑制基准电压中存在的高频噪声，但，为什么不用一个标准低通呢？原因是，它需要在输出端存在一个 10μF 大容量库电容，以满足 ADC 在采样过程中对基准电压的瞬间采样。同时，又需要一个极低的输出阻抗。标准低通电路输出阻抗非常小，但是无法驱动一个大电容。而这种 ADC 典型驱动电路，能同时满足上述两个要求，还兼具低通效果。

OPA211 左侧的 100Ω 和 100μF，形成一个截止频率为 15.9Hz 的一阶低通网络，主要抑制 REF5025 输出端存在的高频噪声。

读者可能会问，前面已经有了 15.9Hz 的低通网络，为什么还需要 5kHz 的低通？请注意

意，ADC 典型电路由 OPA211 运放组成，运放本身具有等效输入噪声，会在其输出端产生广谱噪声。对这部分噪声，前级的无源 15.9Hz 低通，是无能为力的，只能依赖于 OPA211 本身电路，减小自己的输出噪声。

而 OPA211 则是 TI (美国德州仪器) 公司最为经典的超低噪声运放，其平坦区噪声电压密度仅有 $1.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (参见本书运放指标中噪声一节)，属于极其优秀的。

Section126. 全差分运放形成的 ADC 驱动电路

目前，越来越多的 ADC 具备全差分输入结构，即 ADC 转换的模拟量，是两个输入端之间的电压差值，这正好为全差分运放提供了用武之地。因此，大量 ADC 的数据手册给出的驱动电路，都是基于全差分运放的。

本节讲述基于全差分运放的 ADC 驱动电路。

全差分运放回顾

全差分运放在本书 Section73 有初步的讲解，本节摘录该节两个图如下。在分析全差分运放组成的电路中，可以利用如下三个结论：

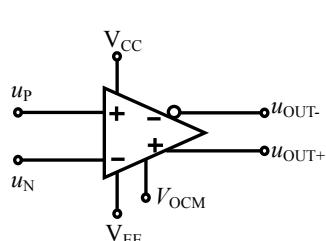


图 Section73-2 全差分运放管脚结构图

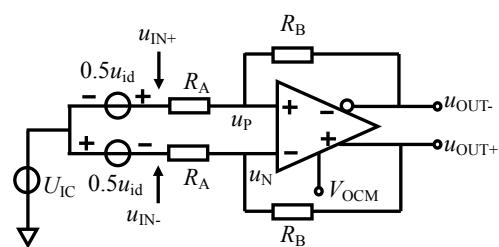


图 Section73-3 全差分放大对称输入

1) 输出始终受到 V_{OCM} 控制：

$$\frac{u_{OUT+} + u_{OUT-}}{2} = V_{OCM}$$

[Section126-1]

2) 两个输入端虚短：

$$u_P = u_N$$

3) 两个输入端虚断，即流入流出输入端的电流始终为 0。

由此三个法则，任何全差分运放组成的放大电路，均可得到顺利分析。

单转差单电源电路——直接耦合

原始输入信号为基于 OV 的双极性信号，而 ADC 为全差分输入，只接受单极性输入时，应用本电路，如图 Section126-1。

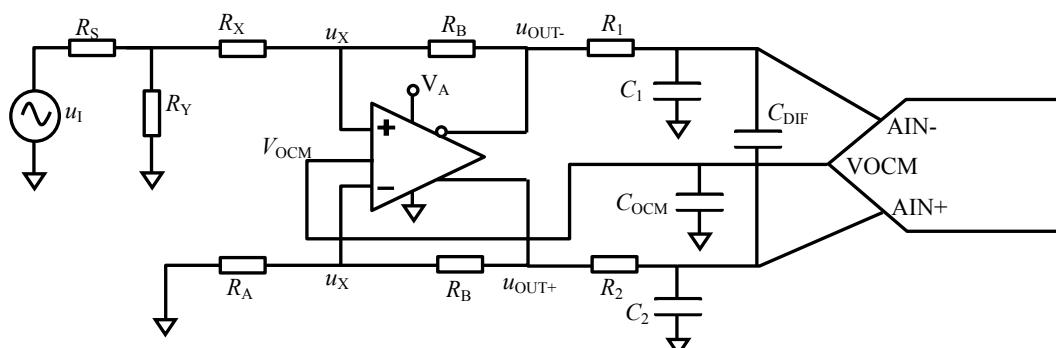


图 Section126-1 单转差单电源直接耦合

电路的核心为全差分运放，配合外部的 5 个电阻： R_X 、 R_Y 、 R_A 、 R_B 、 R_1 ，实现全差分放大和电平移位。然后在两个输出端，分别接 R_1 和 C_1 、 R_2 和 C_2 组成的一阶低通无源滤波

器，对两个输出信号分别实施抗混叠低通滤波，这称之为共模滤波器。以及 R_1 、 R_2 和 C_{DIF} 组成的一阶低通无源滤波器，对两个输出之间的差值实施抗混叠滤波，这称之为差模滤波器。

这类 ADC 一般都提供一个基线输出电压，如图 Section126-1 中 ADC 的 V_{OCM} 脚。比如 ADC 的供电为单一 5V，输入电压范围为 0V~5V，则 V_{OCM} 脚一般输出一个非常稳定的 2.5V，以帮助全差分驱动电路的两个输出信号，都骑在 2.5V 上。当然，如果 ADC 不厚道，不提供这个输出电压，你可以自己做一个基线电压，加载到全差分运放的 V_{OCM} 管脚。

ADC 的 V_{OCM} 脚输出，接一个电容 C_{OCM} ，其目的是进一步降低该基线电压的噪声。

这个电路的设计计算是麻烦的，设计之前必须给出如下要求：

1) 前级信号含有阻值为 R_s 的输出电阻，一般为 50Ω 。要求驱动电路的输入电阻也是 50Ω ，即，从电阻 R_s 右侧节点，向右看进去的等效电阻为 R_s ，以便与前级输出电阻实现阻抗匹配（见本书 Section125 中举例 5 的插话部分）。

2) 要求输出信号实现指定的增益：

$$G = \frac{u_{\text{OUT}+} - u_{\text{OUT}-}}{u_i}$$

3) 静态时两个输出电压相等，为 V_{OCM} 。

按照上述要求，开始设计。假设电阻 R_B 是已知的，电阻 R_s 为前级设定的，也是已知的，我们的任务是求解另外 3 个电阻 R_A 、 R_X 和 R_Y 的值。

1) 先分析静态条件。为保证静态时两个输出电压均为 V_{OCM} ，可将电路中输入电压 u_i 设为 0V。此时，两个输出端电位相等，且全差分运放两个输入端均为 U_X ，可知，流过两个 R_B 的电流相等，均为 I 。由于虚断，此电流，在上面部分流过 R_X 和 R_Y 、 R_s 组合，在下面部分流过 R_A ，且，电阻 R_X 和电阻 R_A 的右侧电位均为 U_X ，可得到：

$$\begin{aligned} I \times R_A &= I \times (R_X + R_s // R_Y) = U_X \\ R_A &= R_X + R_s // R_Y \end{aligned} \quad [1]$$

此式表明，全差分运放组成的放大电路，在直接耦合电路中，要想实现静态输出相同，必须具有上侧与下侧电阻的对称性。

2) 再分析动态条件。画出动态等效图如图 Section126-2 所示。为保证输入电阻为 R_s ，则实体电阻 R_s 右侧动态电位应为 $0.5u_i$ ，且两个输出端动态电位分别为 $0.5Gu_i$ 和 $-0.5Gu_i$ 。为了进一步简化求解过程，设：

$$k = \frac{R_Y}{R_Y + R_s} \text{，则有：} R_s // R_Y = kR_s \quad [2]$$

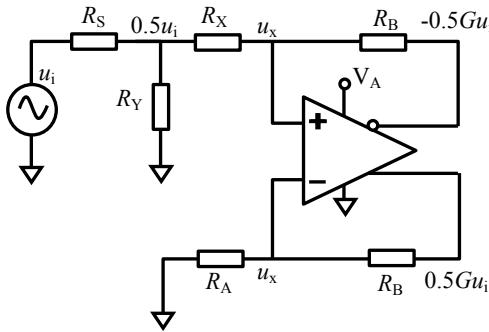


图 Section126-2 动态等效图

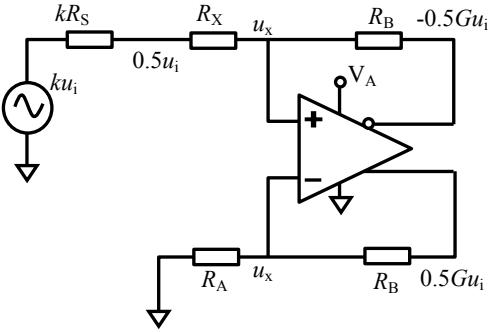


图 Section126-3 动态等效图变形

利用戴维宁等效，将电路等效为 Section126-3 所示。由于式(1)，此电路就成了一个标准 4 电阻全差分单转差电路，参照本书 Section73 结论，电路增益为 R_B/R_A ，即有：

$$\frac{R_B}{R_A} = \frac{0.5Gu_i - (-0.5Gu_i)}{ku_i} = \frac{G}{k} \quad \text{则有, } k = G \frac{R_A}{R_B} \quad [3]$$

对电阻 R_X 左侧节点，列电流方程：

$$\frac{ku_i - 0.5u_i}{kR_S} = \frac{0.5u_i + 0.5Gu_i}{R_B + R_X} \quad [4]$$

目标是只保留 R_A 待求，为 x 。将式中 k 用式(3)代入， R_X 用式(1)代入，且将 u_i 消掉，则有：

$$\frac{k - 0.5}{kR_S} = \frac{0.5 + 0.5G}{R_B + (R_A - kR_S)} \quad [4a]$$

$$\frac{G \frac{R_A}{R_B} - 0.5}{G \frac{R_A}{R_B} R_S} = \frac{0.5 + 0.5G}{R_B + (R_A - G \frac{R_A}{R_B} R_S)} \quad [4b]$$

$$\frac{G \frac{x}{R_B} - 0.5}{G \frac{x}{R_B} R_S} = \frac{0.5 + 0.5G}{R_B + (x - G \frac{x}{R_B} R_S)} \quad [4c]$$

求解此方程，步骤为，首先交叉相乘：

$$(0.5 + 0.5G)G \frac{R_S}{R_B} x = GR_B \frac{x}{R_B} - 0.5R_B + G \frac{x^2}{R_B} - 0.5x - G \frac{x}{R_B} G \frac{x}{R_B} R_S + 0.5G \frac{x}{R_B} R_S$$

然后合并同类项：

$$\begin{aligned} & (G^2 \frac{R_S}{R_B^2} - \frac{G}{R_B})x^2 + (0.5G^2 \frac{R_S}{R_B} - G + 0.5)x + 0.5R_B = 0 \\ & (\frac{G^2 R_S - GR_B}{R_B^2})x^2 + (0.5G^2 \frac{R_S}{R_B} - G + 0.5)x + 0.5R_B = 0 \end{aligned}$$

这是一个一元二次方程，设：

$$\left\{ \begin{array}{l} a = \frac{G^2 R_S - GR_B}{R_B^2} \\ b = 0.5G^2 \frac{R_S}{R_B} - G + 0.5 \\ c = 0.5R_B \end{array} \right. \quad [5]$$

则有：

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = R_A$$

(Section126-1)

其后，一切都迎刃而解。据式(3)可解得 k ，然后利用式(2)反解出 R_Y ：

$$R_Y = \frac{k}{1-k} R_S = \frac{G \frac{R_A}{R_B}}{1 - G \frac{R_A}{R_B}} R_S = \frac{GR_A}{R_B - GR_A} R_S$$

(Section126-2)

而据式(1)可以反解出 R_X ：

$$R_X = R_A - R_S // R_Y = R_A - G \frac{R_A}{R_B} R_S$$

(Section126-3)

举例 1

设计一个基于全差分运放的单转差直接耦合单电源驱动电路，不考虑抗混叠滤波。要求前级输出阻抗为 75Ω ，驱动电路实现阻抗匹配，总电压增益为 10 倍，反馈电阻 R_B 大于 100Ω ，尽量小。

解：采用图 Section126-1 结构，不设计后续的抗混叠滤波。已知 $G=10$ ， $R_S=75\Omega$ ，题目中要求电阻 R_B 大于 100Ω ，并且要尽量小，我们就先选择 $R_B=100\Omega$ 。

根据式(Section126-1)得： $R_{A1}=-8.33\Omega$ ， $R_{A2}=-41.2\Omega$ ，均不合理。这说明，电阻 R_B 不能随意设置。那么，我们选择 $R_B=1000\Omega$ 试试看。根据式(Section126-1)得： $R_{A1}=-1228\Omega$ ， $R_{A2}=83.9\Omega$ ，后者合理。根据式(Section126-2)得： $R_Y=390.7\Omega$ 。根据式(Section126-3)得： $R_X=20.97\Omega$ 。据此，设计电路如图 Section126-4 所示。

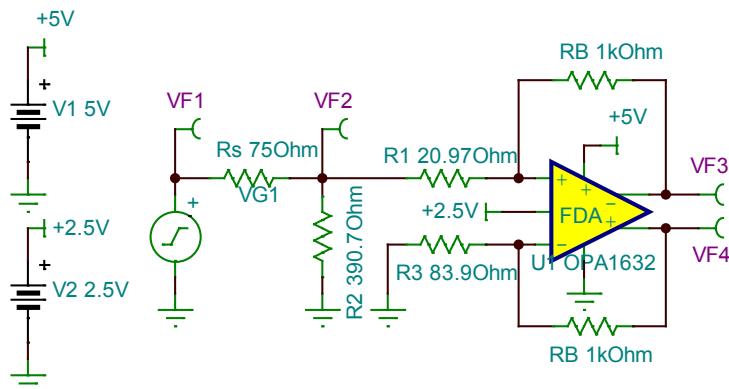


图 Section126-4 举例 1 电路

仿真结果如图 Section126-5 所示，其中 V_F1 为 1kHz ，幅度 141.42mV 正弦波（有效值为 100mV ），可以看出，两个输出信号都骑在 2.5V 上，且相位相反。

用仿真软件中的万用表，测量 V_F2 有效值为 50.02mV ，约为输入信号的 0.5 倍，说明阻抗匹配基本成功。测量 V_F3 有效值为 499.62mV ， V_F4 有效值为 499.62mV ，说明两个输出信号大小相等，均为输入信号的 4.9962 倍。由于两个输出相位相反，因此总增益为 9.9924 倍，与设计 10 倍基本吻合。

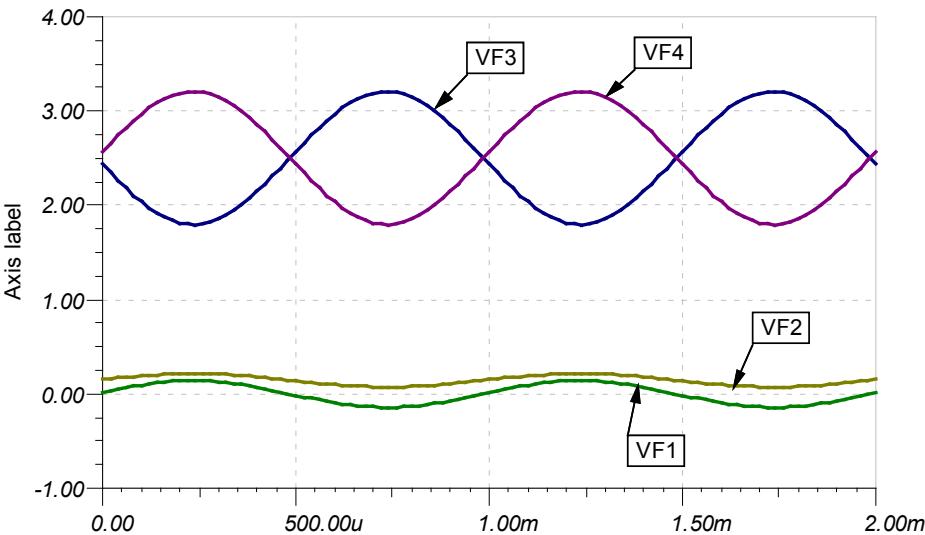


图 Section126-5 举例 1 仿真波形

是否可将电阻 R_B 进一步减小？其减小的极限是多少？请读者根据表达式自己思考。

举例 2

为 16 位模数转换器 AD7625 设计一个基于全差分运放的，单转差直接耦合单电源驱动电路。要求前级输出阻抗为 50Ω ，驱动电路实现阻抗匹配。输入信号为单端双极性信号，空载电压最大 $200mV$ 。要求设计中尽量发挥 ADC 的带宽和输入电压范围。

解：与举例 1 的理论计算完全不同，这是一个实际设计，因此考虑因素将非常多。为了不吓坏读者，本例没有提出更多的技术要求，比如供电电压、功耗、失调、噪声等。

1) 先初步了解 AD7625。AD7625 的结构如图 Section126-6 所示，它是单极性全差分输入的逐次逼近型 ADC，最高采样率 $6Msps$ 。对模拟部分，它采用单一 $+5V$ 供电， $4.096V$ 基准电压（图中 REF 脚，可以外部提供 $4.096V$ ，也可以由内部 $1.2V$ 带隙基准源经 3.4133 倍放大产生）。因此它的每个输入端可以接受 $-0.1V$ 到 $4.196V$ 的模拟量输入，而两个输入端之间可以接受最小 $-4.096V$ ，最大 $4.096V$ 的输入。而输入信号，最好是骑在 $2.048V$ 上的。

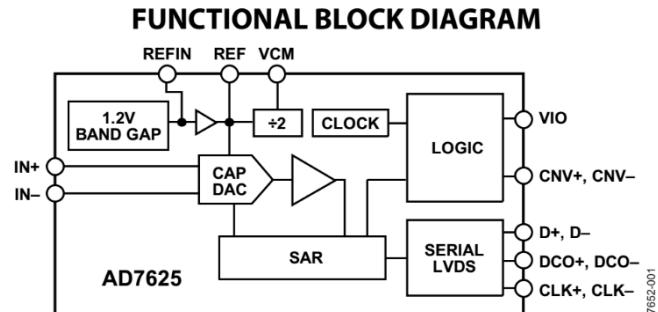


图 Section126-6 AD7625 结构图

2) 据此可知，我们应设计一个全差分驱动电路，其共模输出为 $2.048V$ ，单端最大 $4.096V$ ，最小 $0V$ 。但是，在单一正电源供电情况下，要输出 $0V$ 电压，需要运放输出完全轨至轨，这非常困难。多数轨至轨型全差分放大器，也只能输出 $0.1V$ 最小电压。为保证裕量，兼之好计算，可以考虑将最小输出电压设定在 $0.248V$ 。能满足这个条件的有 ADA4940-1，THS4531，THS4521 等。这样的话，单端输出幅度最大也只能为 $2.048V - 0.248V = 1.8V$ 。

因此，考虑到输入信号幅度最大为 $200mV$ ，应将全差分驱动电路的增益设定为 $G=18$

倍。

3) 此时，需要考虑带宽问题。[AD7625](#) 最高采样率为 6Msps，按照奈奎斯特定律，它不希望高于 3MHz 的信号进入 ADC，同时，它最高也仅能采集 3MHz 的信号。因此，前级驱动电路的带宽，从运放角度应大于 3MHz。

对全差分运放来讲，当增益为 18 倍时，要保证 3MHz 带宽，其本身的增益带宽积就必须大于 54MHz 以上。待选全差分运放中，[THS4531](#) 的增益带宽积只有 27MHz，不合格。

4) 再考虑压摆率。当输出幅度为 1.8V，频率为 3MHz 时，正弦波过零点电压变化率为：

$$SR > 2\pi \times 1.8V \times 3 \times 10^6 \frac{1}{s} = 33.93V/\mu s$$

5) 下面深入调查所选的 [ADA4940-1](#)，[THS4521](#)，看其重要指标是否满足要求。

	供电范围	输出电压范围	增益带宽积	共模输入范围	压摆率
ADA4940-1	3~7V	0.1~4.9V	约大于 95M	0.8V~4.3V	95V/ μ s
THS4521	2.5~5.5V	0.1~4.75V	95M	0.8~4.2V	245 V/ μ s
要求	+5V	0.248~3.848V	57M	2.048V	33.93 V/ μ s

发现，均满足要求。在不考虑其他细节情况下，可以设计电路了。

6) 设计基本驱动电路。以图 Section126-1 为基本结构，已知 $G=18$ ，电阻 $R_s=50\Omega$ ， $R_B=2000\Omega$ ，依据式 (Section126-1, -2, -3) 解得：

$$R_A = 72.42\Omega ; R_Y = 93.58\Omega ; R_X = 39.83\Omega ;$$

7) 设计 2.048V 输入。全差分运放的 VOCM 端，应接入一个稳定的 2.048V 直流电压，才能让两个输出端都骑在 2.048V 上。由于 [THS4521](#) 的 VOCM 端存在 $46k\Omega$ 输入电阻，[ADA4940-1](#) 的 VOCM 端存在 $250k\Omega$ 输入电阻，为保证能够在 VOCM 端得到真正的 2.048V，前级的 2.048V 源，必须具有极小的输出电阻。最好的方法是，无论怎么产生的 2.048V，都经过一个运放组成的电压跟随器，传递 2.048V 的同时，兼具极低的输出电阻。

但是，这个 2.048V 电压从哪里来？方案一，将+5V 电源用两个合适阻值的电阻分压，得到 2.048V，经跟随器驱动输出到 VOCM 端。这种方法选择电阻比较麻烦，另外，+5V 电源的噪声会影响 2.048V 的纯净度。方案二，将+5V 电源用一个 2.048V 的基准电压芯片，比如 ADI 公司的 [ADR420](#)，Linear Technology 公司的 [LTC6652](#)，TI 公司的 [REF3020](#) 等，多数情况下，这些基准电压芯片甚至不用跟随器驱动就可以直接加载到 VOCM 端。但这比较花钱。方案三，直接利用 [AD7625](#) 的基准源 VCM 输出。

从图 Section126-6，[AD7625](#) 结构图中可以看到，上边位置，有一个 VCM 脚，来自于 REF 脚(4.096V)除以 2，即 2.048V，它就是给前级驱动电路提供合适的共模输入控制电压的，该管脚输出电压性能如下截图所示：

VCM PIN	@ 25°C	REF/2	V kΩ
Output Voltage Output Impedance		4 5 6	

可知其电压为 2.048V，输出电阻为 $5k\Omega$ ，直接加载到 [ADA4940-1](#) 的 VOCM 端，或者 [THS4521](#) 的 VOCM 端，都会产生电压跌落。因此必须给它增加一个跟随器。图中采用 OPA350，是一个输出带电容负载能力较强的运放。为了进一步降低噪声，在 OPA350 的输出端，对地接了一个 $0.1\mu F$ 电容。

8) 设计抗混叠滤波器。

[AD7625](#) 的内部采样电容为 $25pF$ ，输入端电容应该比 $25pF$ 大很多，才能起到库电容

的作用（参见本书 Section125，ADC 的输入端为什么要增加电容）。因此，本例选用 2.2nF 电容和一个 33Ω 电阻形成一阶低通环节，作为抗混叠滤波单元。其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.2832 \times 33 \times 2.2 \times 10^{-9}} = 2.19\text{MHz}$$

此低通环节，起到了抗混叠的作用，又充分发挥了 ADC 及驱动电路的带宽。

将前述计算结果，用 TINA-TI 绘制出该电路，如图 Section126-7 所示。图中 VF1 为信号源空载电压，VF2 为信号源接入驱动电路后的电压，在阻抗匹配情况下，应为 VF1 的一半。VF3 和 VF4 是经过抗混叠滤波后的两个输出端，直接接入 AD7625 的模拟输入端。

给 VF1 设定为 1kHz 正弦波，幅度为 141.2mV （有效值约为 100mV ），用 TINA-TI 万用表实测发现，VF2 为 50mV 有效值，VF3 和 VF4 均为 899.97mV ，则电路总增益为：

$$G = \frac{VF4 - VF3}{VF1} = \frac{899.97 - (-899.97)}{100} = 17.9994$$

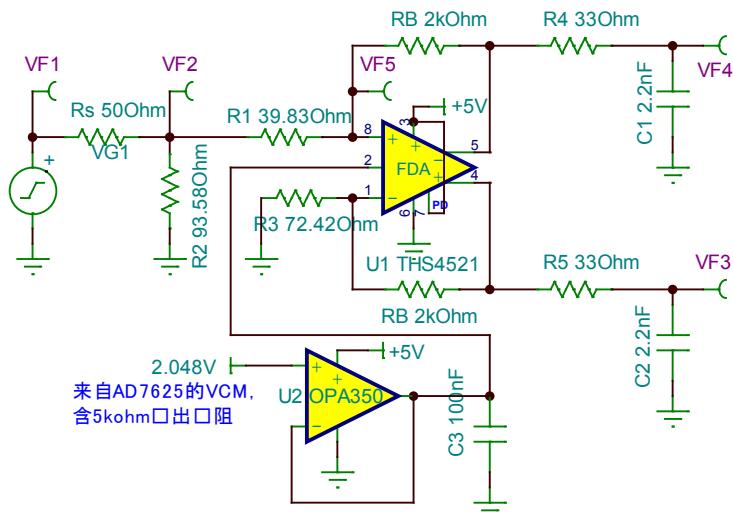


图 Section126-7 举例 2 电路

用 TINA-TI 的示波器观察各关键点波形，如图 Section126-8 所示。可以看出，输入信号是基于 OV 的双极性信号，而输出 VF3 和 VF4 已经变为骑在 2.048V 上的信号，且两个输出信号相位刚好相反。

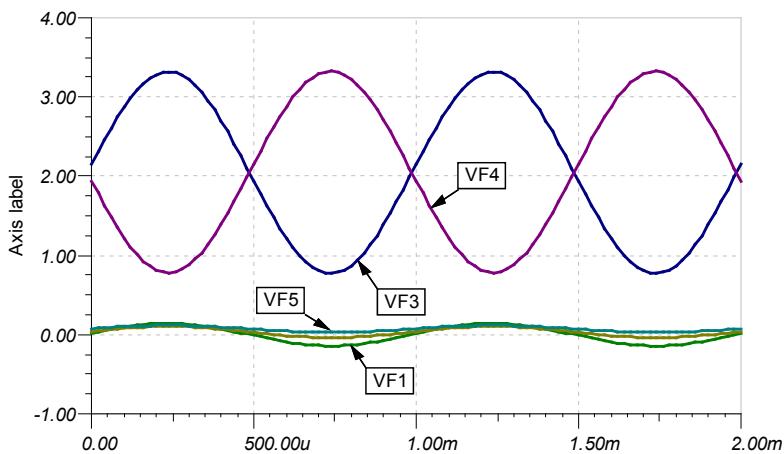


图 Section126-8 举例 2 电路的仿真波形

上述这一类电路，以单电源供电形式，将一个基于 OV 的输入信号，提升到基于某个

共模电压上，适应了 ADC 对输入信号绝对电压范围的要求。看起来是不错的，虽然计算显得麻烦了一些。但这个电路存在较为严重的问题，就是静态时，四个电阻上均有较大的静态电流，特别是电路总增益较小（比如 1 倍），反馈电阻也不大（比如 400Ω ）的时候，可能出现 $10mA$ 以上的静态电流，一方面造成电路功耗很大，发热严重，另一方面，也给前级信号源带来了压力，它必须能够承受很大的灌入电流。

因此，不到万不得已，最好使用下面的交流耦合电路。

单转差单电源电路——交流耦合之一

交流耦合电路如图 Section126-9 所示。与直接耦合电路相比，第一，它增加了两个隔直电容 C_A ，好处是使得整个全差分运放的外电路没有了静态电流——流过电阻 R_A 和 R_B 静态电流为 0，坏处是本电路对低频信号有衰竭。第二，决定增益的电阻 R_A ，变成上下一样

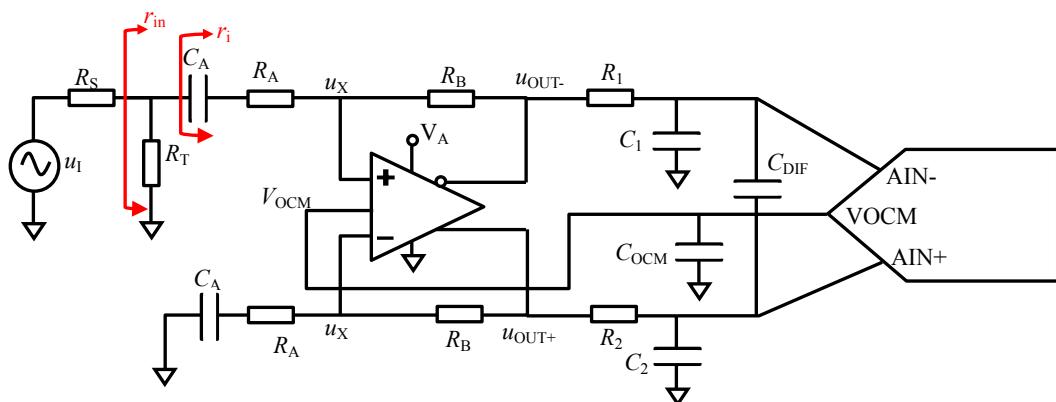


图 Section126-9 单转差单电源交流耦合
了。这使得计算变得非常简单。

在已知增益 G 、前级输出电阻 R_S ，且要求阻抗匹配的情况下，设计方法如下：

1) 根据全差分运放对反馈电阻的要求，合理选择电阻 R_B ；

2) 根据下式计算电阻 R_A ：

$$R_A = \frac{1}{2G} R_B \quad (\text{Section126-4})$$

上式来源为：对高频输入信号， C_A 视同短路，当驱动电路的输入端完成阻抗匹配后，则电阻 R_A 左侧信号大小一定是 $0.5u_i$ ，而此处电路已经变为一个对称的 4 电阻全差分电路，其增益为：

$$\frac{u_{out+} - u_{out-}}{0.5u_i} = \frac{R_B}{R_A} = 2G$$

3) 标准 4 电阻全差分电路的输入电阻，就是从 C_A 左侧向左看进去的等效电阻，其计算方法在本书 Section73 举例 1 中已有结论：

$$r_i = R_A + 0.5(2R_A//R_B) = R_A + R_A//0.5R_B = R_A + R_A//GR_A = R_A + \frac{R_A \times G}{1 + G} = R_A \frac{2G + 1}{G + 1} \quad (\text{Section126-5})$$

而整个驱动电路的输入电阻为 r_{in} ，应与前级输出电阻相等，即阻抗匹配：

$$r_{in} = R_T//r_i = R_S$$

据此可得：

$$R_T = \frac{r_i \times R_S}{r_i - R_S}$$

[Section126-6]

交流耦合电路之一的下限截止频率

下面分析本电路的下限截止频率，将电路的动态等效图画出如图 Section126-10，其中信号源部分用戴维宁等效为一个新源 u_{i1} 和一个新电阻 $R=R_S//R_T$ 。

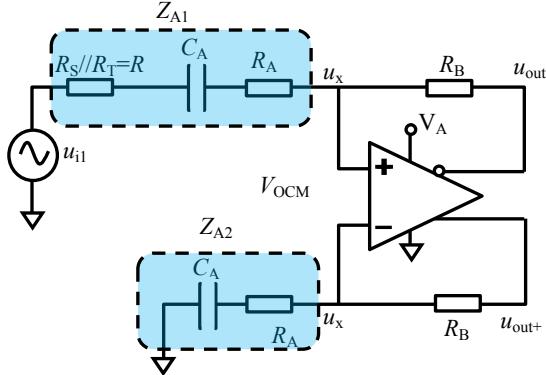


图 Section126-10 交流耦合下限截止频率求解

$$\frac{u_{i1} - u_x}{Z_{A1}} = \frac{u_x - u_{out-}}{R_B} \quad [6]$$

$$u_x = u_{out+} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} = -u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} \quad [7]$$

将式[7]代入式[6]，得：

$$\frac{u_{i1} + u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B}}{Z_{A1}} = \frac{-u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} - u_{out-}}{R_B} \quad [8]$$

化简得：

$$\begin{aligned} u_{i1} R_B + u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} R_B &= -u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} Z_{A1} - u_{out-} Z_{A1} \\ u_{i1} &= -u_{out-} \frac{\left(\frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} Z_{A1} + Z_{A1} + \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} R_B \right)}{R_B} \\ G'(S) &= \frac{-2u_{out-}}{u_{i1}} = \frac{2R_B}{\frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} Z_{A1} + Z_{A1} + \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} R_B} = \frac{2R_B}{\frac{2Z_{A2}Z_{A1} + R_BZ_{A1} + R_BZ_{A2}}{Z_{A2} + R_B} \frac{2R_B}{2R_B}} \\ &= \frac{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B) - R_BZ_{A1} + R_BZ_{A2}}{Z_{A2} + R_B} = \frac{R_B(Z_{A2} - Z_{A1})}{2Z_{A1} + 2Z_{A1} \frac{R_B(Z_{A2} - Z_{A1})}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)}} \\ &= \frac{2Z_{A1}(1 + \frac{R_B(Z_{A2} - Z_{A1})}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)})}{Z_{A1}(Z_{A2} + R_B) - R_BR} = \frac{Z_{A1}(1 - \frac{R_BR}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)})}{R_B} \\ &= \frac{R_B}{Z_{A1}} \times \frac{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B) - R_BR} = \frac{R_B}{Z_{A1}} \times \frac{1}{1 - \frac{R_BR}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)}} \end{aligned} \quad [8a]$$

因：

$$Z_{A1} = R + R_A + \frac{1}{SC_A}; \quad Z_{A2} = R_A + \frac{1}{SC_A}$$

(9)

将式(9)代入式(8a), 得:

$$\begin{aligned} G'(S) &= \frac{R_B}{Z_{A1}} \times \frac{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B) - R_B R} \\ &= \frac{R_B}{R + R_A + \frac{1}{SC_A}} \times \frac{1}{1 - \frac{R_B R}{2(R + R_A + \frac{1}{SC_A})(R_B + R_A + \frac{1}{SC_A})}} \end{aligned}$$

第一项是一个高通因子, 其截止频率为:

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R + R_A)C_A}$$

(Section126-7)

第二项非常复杂, 但可以看出, 随着频率越来越低, 第二项接近于 1, 对第一项高通的影响越来越小, 因此在非常低的频率处, 总的增益表现为一个一阶低通。而在接近于第一项截止频率处, 随着频率越来越低, 第二项加速了增益的下降, 即总的下限截止频率要比第一项的 f_L 稍大一些。因此, 我们应该知道, 严格的计算已经没有太大意义, 按照第一项求解, 且留有一定裕量即可。

举例 3

为 16 位模数转换器 AD7625 设计一个基于全差分运放的, 单转差直接耦合单电源驱动电路。要求前级输出阻抗为 50Ω , 驱动电路实现阻抗匹配。输入信号为单端双极性信号, 空载电压最大 $200mV$ 。要求设计中尽量发挥 ADC 的带宽和输入电压范围。注, 可以采用交流耦合, 但要保证下限截止频率小于 $20Hz$ 。

解: 此例与举例 2 几乎完全相同, 唯一区别在于可以使用交流耦合了, 且有下限截止频率限制。因此, 可以采用图 Section126-9 电路结构。同时, 举例 2 的很多分析结论都可以采用, 比如 G 应为 18 倍。

1) 选择电阻 $R_B=3600\Omega$, 则据式(Section126-4) :

$$R_A = \frac{1}{2G} R_B = 100\Omega$$

2) 据式(Section126-5) :

$$r_i = R_A + 0.5(2R_A//R_B) = 100 + 0.5(200//3600) = 194.74\Omega$$

3) 据式(Section126-6) :

$$R_T = \frac{r_i \times R_S}{r_i - R_S} = \frac{194.74 \times 50}{194.74 - 50} = 67.27\Omega$$

由此, 电阻计算完毕, 开始选择电容 C_A 。

4) 根据式(Section126-7), 反算电容为:

$$C_A = \frac{1}{2\pi(R + R_A)f_L} = \frac{1}{6.2832 \times (R_S//R_T + R_A) \times 20} = 61.8\mu F$$

要保证一定的裕量, 可以考虑将电容选择为 $68\mu F$ 或者 $100\mu F$ 。是否达到 $20Hz$ 截止频率, 还需要实验验证。为安全起见, 本例选择 $100\mu F$, 形成电路如图 Section126-11 所示。

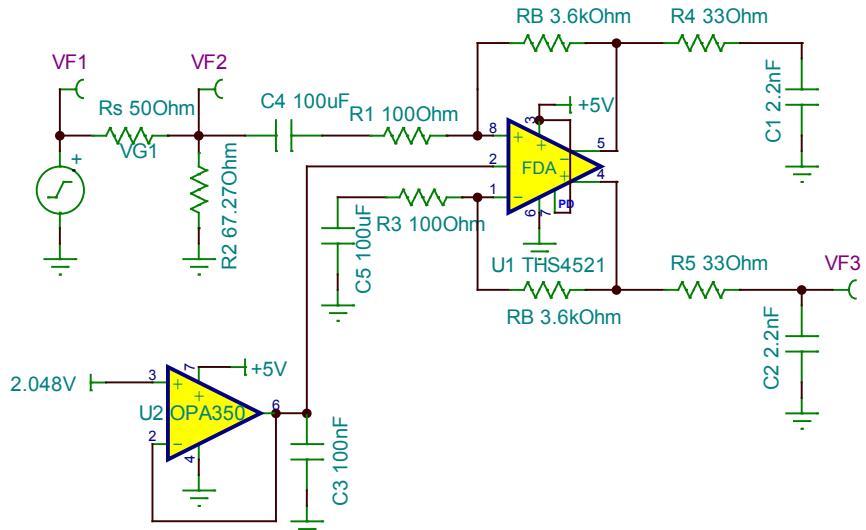


图 Section126-11 举例 3 电路

仿真结果如下：

- 1) 电路实现了将双极性信号放大后，骑在 2.048V 上的主要功能。
 - 2) 幅频特性如图 Section126-12 所示，中频段 VF3 增益为 19.08dB，换算为 8.995 倍。可知总增益等于 17.99 倍，与设计要求 18 倍相差无几。
 - 3) 在幅频特性图中，向低频段找寻增益为 $19.08 - 3.01 = 16.07$ dB 处，即为下限截止频率，结果为 13.91Hz，如图中标线所示。说明我们选择 $100\mu F$ 电容，实现了下限截止频率小于 20Hz 的要求。我又做了 $68\mu F$ 电容实验，发现，下限截止频率为 20.06Hz，刚好不满足要求。这也说明，对这样不好精细计算的电路，仿真实验还是相当重要的。
 - 4) 设置输入信号 VF1 为 1000Hz，幅度 141.42mV（有效值为 100mV），用万用表实测 VF2 处为 50mV，可知其阻抗匹配被完美实现。同时测量 VF3，有效值为 899.89mV，可知总增益为 17.9978，与前述幅频特性中测量结果 17.99 倍近似相等。这说明，在 TINA-TI 中，我们用不同的方法测量，结果是吻合的。

至此，设计完毕。

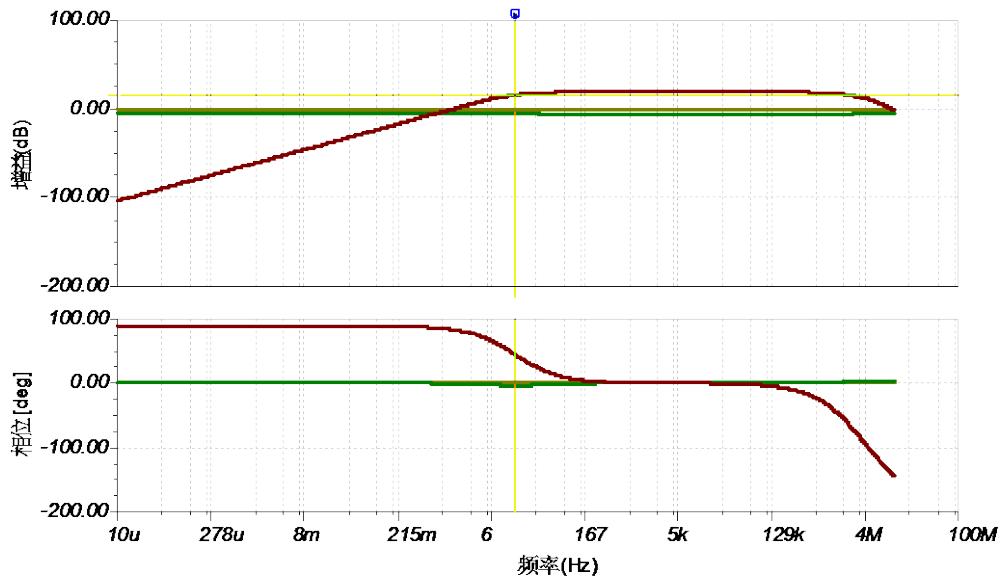


图 Section126-12 举例 3 电路的仿真频率特性

单转差单电源电路——交流耦合之二

另一种交流耦合电路如图 Section126-13 所示。在已知信号源内阻 R_S ，设定增益 G ，要求电路和电缆实现阻抗匹配的情况下，计算电阻 R_A 和匹配电阻 R_T 。

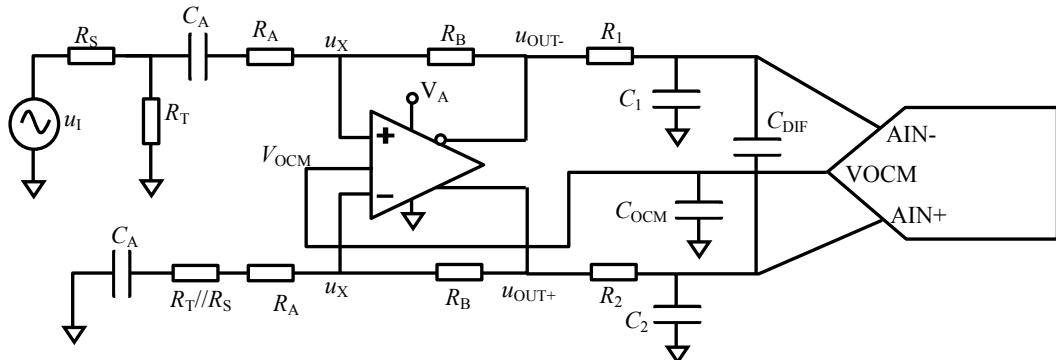


图 Section126-13 单转差单电源交流耦合之二

此电路与“交流耦合之一”电路唯一的区别在于，图中多了一个电阻 $R_T//R_S$ ，这样，电路上下两部分，就有了对称性。

对频率较高的交变信号，图中电容可是视为短路，在此情况下画出电路的动态等效图，以及基于戴维宁等效的变形电路，如图 Section126-14 所示，可以看出，它和本节单转差直接耦合部分完全相同。具体过程可以参阅本节单转差直接耦合部分，求解方法也与该处完全相同。

图中，已经将阻抗匹配和增益表示在关键点处： R_T 头顶必须是 $0.5u_i$ ，否则就不是阻抗匹配；而两个输出端必须是 $0.5Gu_i$ 和 $-0.5Gu_i$ 。

定义一个系数 k ，这次分析过程有别于本节直接耦合部分，试着求解 k ，而不是 R_A 。

$$k = \frac{R_T}{R_S + R_T} \quad (10)$$

可知，

$$R_S // R_T = \frac{R_S \times R_T}{R_S + R_T} = kR_S \quad (10a)$$

据此，写出关键表达式如下：

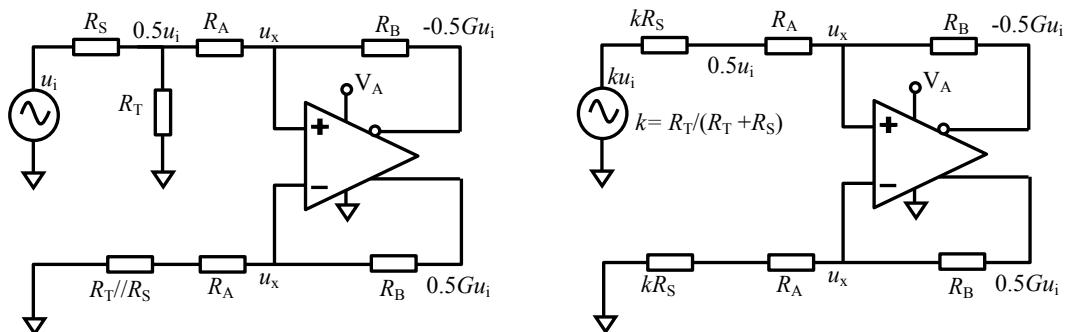


图 Section126-14 动态等效图及其基于戴维宁等效的变形

首先，变形后的电路是一个标准 4 电阻单转差电路，其增益就是两个电阻的比值：

$$\frac{Gu_i}{ku_i} = \frac{G}{k} = \frac{R_B}{R_A + kR_S}$$

(10b)

化简得：

$$R_A = \frac{GR_A + GkR_S}{kR_B - GkR_S} = \frac{k}{G} R_B - kR_S \quad (10c)$$

其次，以上侧电阻 R_A 左侧节点列电流方程为：

$$\frac{ku_i - 0.5u_i}{kR_S} = \frac{0.5u_i - (-0.5Gu_i)}{R_A + R_B} \quad (11)$$

即

$$\frac{k - 0.5}{kR_S} = \frac{0.5 + 0.5G}{R_A + R_B}$$

解得：

$$R_A = \frac{(0.5 + 0.5G)kR_S - R_B(k - 0.5)}{k - 0.5} \quad (11a)$$

式(10c)和式(11a)右侧相等，得：

$$\frac{k}{G} R_B - kR_S = \frac{(0.5 + 0.5G)kR_S - R_B(k - 0.5)}{k - 0.5} \quad (12)$$

化简整理得：

$$\begin{aligned} \frac{k^2}{G} R_B - 0.5 \frac{k}{G} R_B - kR_S k + kR_S 0.5 &= (0.5R_S + 0.5GR_S - R_B)k + 0.5R_B \\ (R_S - \frac{R_B}{G})k^2 + (0.5GR_S - R_B + 0.5 \frac{R_B}{G})k + 0.5R_B &= 0 \end{aligned} \quad (12a)$$

解此一元二次方程，设：

$$\left\{ \begin{array}{l} a = R_S - \frac{R_B}{G} \\ b = 0.5GR_S - R_B(1 - \frac{0.5}{G}) \\ c = 0.5R_B \end{array} \right. \quad (13)$$

解得：

$$k = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (\text{Section 126-8})$$

 k 有两个值，取合理的就行（在 0~1 之间），接下来就简单了。根据 k 的定义，可得：

$$R_T = \frac{k}{1 - k} R_S \quad (\text{Section 126-9})$$

据式(10c)，得：

$$R_A = k(\frac{R_B}{G} - R_S) \quad (\text{Section 126-10})$$

顺便可知，在选择电阻 R_B 时，应保证它比 GR_S 大，否则就无解。

特别提醒，对于交流耦合之二电路，求解方法完全可以采用直接耦合电路的方法。

举例 4

用全差分运放设计一个单转差交流耦合单电源驱动电路，不考虑抗混叠滤波。要求前级输出阻抗为 50Ω ，驱动电路实现阻抗匹配，总电压增益为 1 倍，下限截止频率小于 10kHz 。

解：这其实是 TI 公司全差分运放 THS4541 数据手册中给出的一个例子，如图 Section126-15 所示。它在文字中注明增益为 2V/V ，是差分输出除以 R_T 头顶，在本书中，增益就是 1。

这些公司的手册中，都是用迭代法计算电阻值的，在我看起来这比较麻烦。我们就选取 $R_B=402\Omega$ ，并已知 $G=1$ ， $R_S=50\Omega$ ，开始计算。

1) 根据式[Section126-8]，解得 $k=0.545941$ ，则据式[Section126-9]，解得 $R_T=60.1179\Omega$ ，根据式[Section126-10]，解得 $R_A=192.1714\Omega$ ，图 Section126-14 中的 $R_T//R_S=27.29707\Omega$ 。电阻计算完毕。

2) 根据下限截止频率小于 10kHz 要求，初步估算电容。根据式[Section126-7]，反算电容为：

$$C_A = \frac{1}{2\pi(R + R_A)f_L} = \frac{1}{6.2832 \times (R_S//R_T + R_A) \times 10000} = 72.5\text{nF}$$

按照保守裕量，选取电容为 E6 系列的 100nF 。

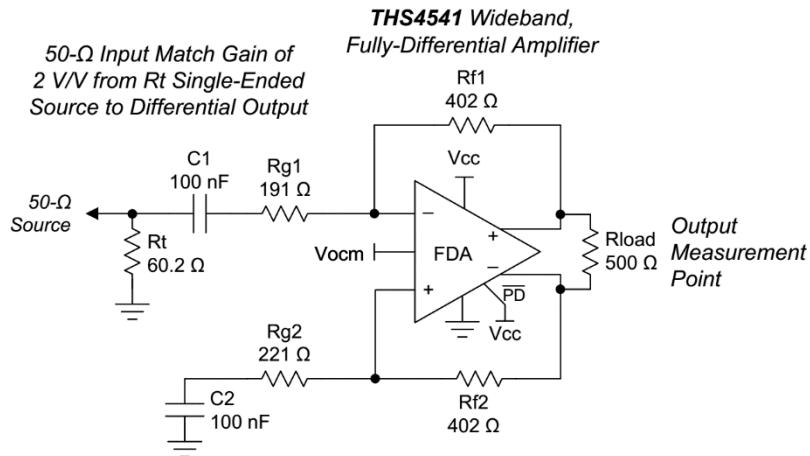


图 Section126-15 全差分运放 THS4541 数据手册中的举例图

3) 按照 E96 系列选取上述电阻。首先选择 $R_B=402\Omega$ ，其次选择 $R_T=60.4\Omega$ ，THS4541 电路中选择 60.2Ω 是令人匪夷所思的，按照 E96 系列，没有这个阻值。第三，选择 $R_A=191\Omega$ 。第四，关于图 Section126-14 中的 $R_T//R_S=27.29707\Omega$ ，一种方法是选取最接近的电阻为 27.4Ω ，那么在电路中就应该存在两个电阻位置。另一种方法，考虑到它是和 R_A 串联的，总电阻理论值为 $192.1714\Omega+27.29707\Omega=219.46847\Omega$ ，则最接近的 E96 系列为 221Ω ，此时电路中只需要一个电阻位置即可。本例采用前者，画出电路图如图 Section126-16 所示。因 TINA-TI 中没有 THS4541 模型，本例用 THS4521 代替。

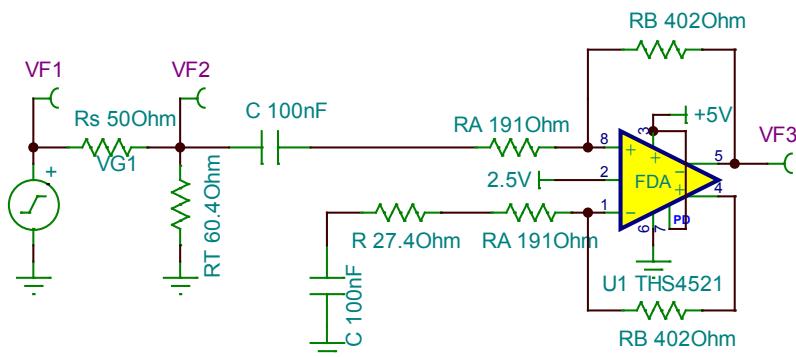


图 Section126-16 举例 4 电路

至此设计完毕。可以看出，除了 $R_T=60.4\Omega$ 与数据手册 60.2Ω 有差异外，其余均可与原电路一模一样。仿真中， VF_1 为 100kHz ，有效值 100mV ，测得 VF_2 有效值为 50.1mV ，基本实现阻抗匹配。而 VF_3 为 50.23mV ，增益大致为 1.0046 ，与 1 倍接近。下限截止频率为 7.29kHz 。测试结果表明，基本达到设计要求。

交流耦合之一，还是交流耦合之二？

ADI 公司、TI 公司的数据手册中，大量推荐的是交流耦合之二电路。但是，读者会发现，直接耦合电路、交流耦合之二电路的计算都比较复杂。而交流耦合之一电路，却非常简单。但是，为什么这些公司还要采用这种电路呢？

核心在于，他们追求了电路的对称性。直接耦合电路具备上下电路的对称性，交流耦合电路之二也具备这种对称性，但交流耦合之一电路不具备。问题是，电路对称性重要吗？

我们知道，在直接耦合电路中，为了保证静态时两个输出都等于 U_{OCM} ，必须保证上下电阻具有对称性——见本节式(1)。而在交流耦合电路中，这个要求完全是没有任何意义的。但是，既然这样，这些厂家的电路分析中为什么舍易求难？

我仔细对比了两种电路的性能，它们几乎毫无差别。如图 Section126-16a 所示，我将这两种电路放在一张图中，为了清晰显示性能，我这次没有采用 E96 电阻，而是采用了精确电阻。仿真结果表明，在静态输出、输入电阻、增益、失真度、频率特性上，它们的结果几乎完全相同。

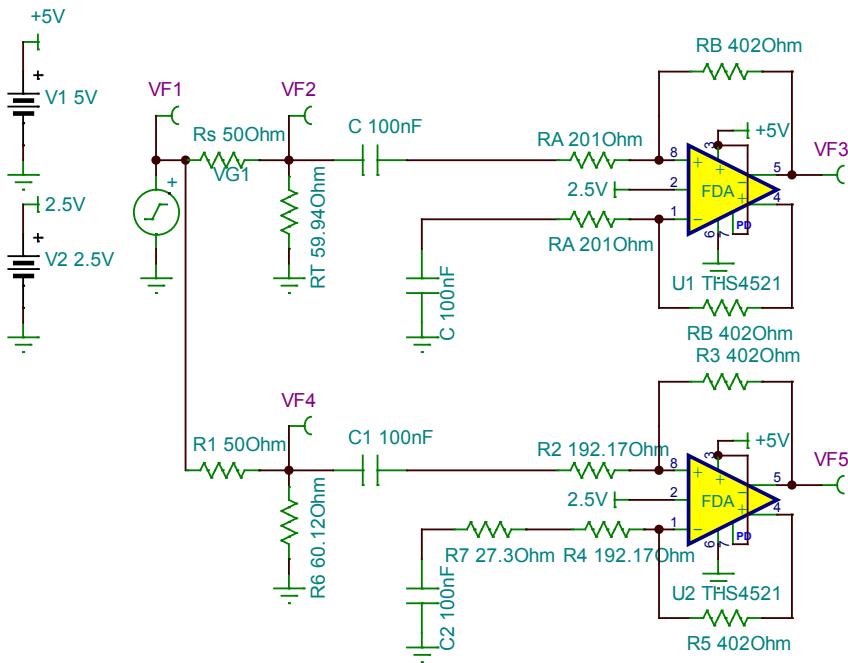


图 Section126-16a 举例 4 的两种交流耦合对比

图中上面电路是交流耦合之一，从运放负输入脚向左边看，电阻为 201Ω ，而从运放正输入脚向左边看，电阻为 $201+27.26=228.26\Omega$ ，显然不对称。但是，它的电阻计算实在太简单了，第一，它是 1 倍增益，那么这两个电阻就取 2 倍，确定了 402Ω ，增益电阻就是 $402/2=201\Omega$ ，然后，只需要计算一个匹配电阻 R_T ，

$$r_i = R_A \frac{2G + 1}{G + 1} = 201 \times \frac{3}{2} = 301.5, R_T \parallel r_i = R_S = 50$$

解得：

$$R_T = \frac{r_i \times R_S}{r_i - R_S} = 59.94$$

这就完成了设计。

下边电路是交流耦合之二，它的负输入端向左看、正输入端向左看，电阻都是 $192.17+27.3=219.47\Omega$ ，是对称的。但是，这阻值计算太复杂了，而且从电路上直接看出增益，也非常困难。实在不好。

我琢磨了很久，估计是这个原因：全差分电路的电阻计算本身就比较复杂，直接耦合电路是最为复杂的，既然学会了直接耦合电路的计算方法，那么在交流耦合中，也就不要学更简单的电路了，记住一种方法，总是比多学一种方法要省事一些：虽然新方法确实很简单。

但本书还是坚定认为，即便是大公司提供的参考电路，也有不合理的地方：本书提供的交流耦合电路之一，是交流耦合中不二的选择。

全差分单电源电路——直接耦合

前述电路，称之为“单转差”，是指输入信号是单端信号源，而输出则是差分形式。前述电路，将这种单端信号源转变成差分输出，以适应全差分输入 ADC。而有些电路或者传感器的输出，本身就是两个端子，是差分输出的，此时要驱动它们，以适应 ADC 的要求，

就必须使用全差分驱动电路，输入是差分信号，输出也是差分信号。

与单转差电路相比，这类电路的计算将变得非常简单。其中，也包括直接耦合型和交流耦合型，直接耦合电路如图 Section126-17 所示。

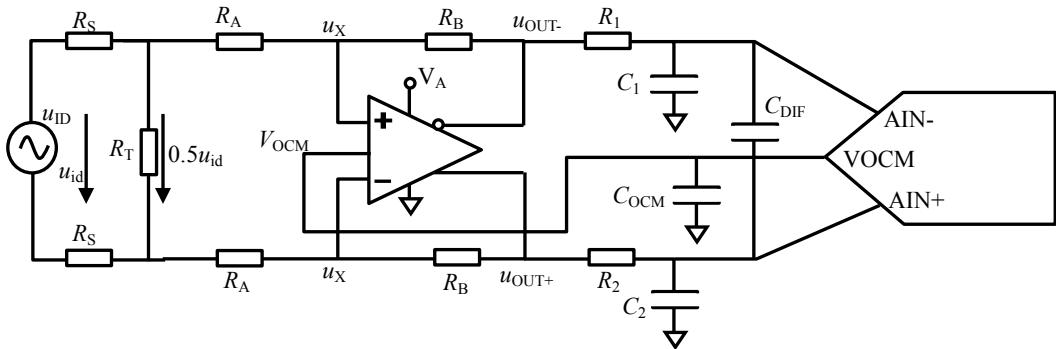


图 Section126-17 全差分单电源直接耦合

首先进行静态分析：

全差分运放的静态，包括输入端静态电压、输出端静态电压，它们受到了两个因素的影响，第一全差分运放的 \$V_{OCM}\$ 端，它直接决定了全差分运放的输出静态电位。第二，输入差分信号的静态电压，它和输出静态电位共同决定了全差分运放输入端的静态电位。

定义差分输入信号 \$u_{ID}\$ 为两个端子的表达式：

$$\begin{cases} u_{IN+} = U_{IC} + 0.5u_{id} \\ u_{IN-} = U_{IC} - 0.5u_{id} \end{cases}$$

[Section126-11]

其中，\$U_{IC}\$ 为输入信号中的共模成分，一般为直流量。据此画出其静态通路如下：

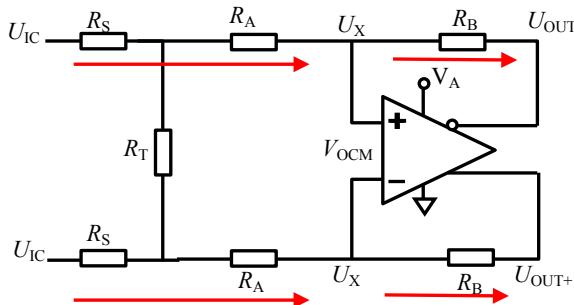


图 Section126-18 全差分单电源直接耦合静态通路

由于全差分运放的虚短成立，两个输入端静态电位一定相等，均为 \$U_X\$，而最左侧施加的电位均为 \$U_{IC}\$，对两个 \$R_S\$，两个 \$R_A\$、一个 \$R_T\$ 组成的“工”字形电阻网络来说，它是上下完全对称的，电阻 \$R_T\$ 上不存在任意压降，也就没有电流，在静态分析时可以视为开路。因此：

对电路上半部分，横向支路有：

$$\frac{U_{IC} - U_X}{R_A + R_S} = \frac{U_X - U_{OUT-}}{R_B} \quad [14]$$

对电路下半部分，横向支路有：

$$\frac{U_{IC} - U_X}{R_A + R_S} = \frac{U_X - U_{OUT+}}{R_B} \quad [15]$$

分析上述两式，可以得到：

$$U_{OUT+} = U_{OUT-}$$

且根据全差分运放的基本性质，有：

$$\frac{U_{OUT+} + U_{OUT-}}{2} = V_{OCM}$$

可得：

$$U_{OUT+} = U_{OUT-} = V_{OCM}$$

(Section126-12)

该式表明，只要全差分运放正常工作，且电阻是对称的，那么输出静态电压均为 V_{OCM} ，与输入静态电压 U_{IC} 无关。而 U_{IC} 只对全差分运放的输入脚静态电位有影响：

将式(Section126-12)代入式(14)，有：

$$\frac{U_{IC} - U_X}{R_A + R_S} = \frac{U_X - V_{OCM}}{R_B}$$

解得：

$$U_X = \frac{U_{IC}R_B + V_{OCM}(R_A + R_S)}{R_A + R_S + R_B}$$

(Section126-13)

上式表明，输入端静态电位是 U_{IC} 和 V_{OCM} 的加权平均值，特别注意，当此电位超过了全差分运放规定的输入端电压范围，全差分运放将失效——不能正常工作，甚至烧毁。

下面进行动态分析，将原电路的动态等效图画出，如图 Section126-18a 所示。

首先是阻抗匹配。一般来说，一个差分信号源 u_{id} ，存在两个输出电阻 R_S ，如图所示，在静态已知的情况下，上侧输入在动态分析中被设定为 $0.5u_{id}$ ，而下侧输入一定是 $-0.5u_{id}$ ，它与后级驱动电路也需要实现阻抗匹配，图中用电阻 R_T 实现。当 R_T 两端的信号为原始输入信号 u_{id} 的一半，即 $0.5u_{id}$ ，就实现了阻抗匹配。此时，由于整个电路是上下对称的， R_T 的顶端动态信号一定是 $0.25u_{id}$ ，而底端则是 $-0.25u_{id}$ 。

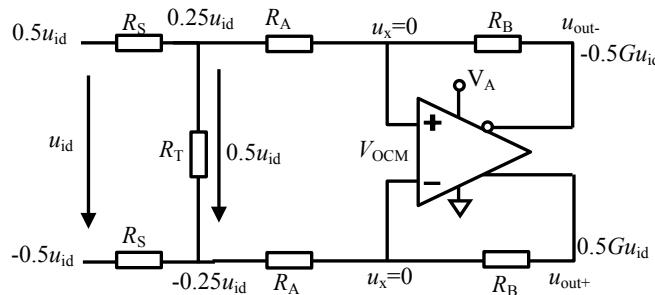


图 Section126-18a 全差分单电源直接耦合动态等效电路

其次分析增益 G ，其定义为：

$$G = \frac{u_{out+} - u_{out-}}{u_{id}}$$

(16)

第一步，证明式(17)成立，即：

$$\begin{cases} u_{out+} = 0.5Gu_{id} \\ u_{out-} = -0.5Gu_{id} \\ u_{out+} = -u_{out-} \end{cases}$$

(17)

据式(Section126-1)，在任何情况下，输出端总满足：

$$\frac{u_{OUT+} + u_{OUT-}}{2} = V_{OCM}$$

(Section126-1)

而

$$\begin{cases} u_{OUT+} = U_{OUT+} + u_{out+} = V_{OCM} + u_{out+} \\ u_{OUT-} = U_{OUT-} + u_{out-} = V_{OCM} + u_{out-} \end{cases} \quad [18]$$

式[16]表明，一个节点的瞬时电位，等于该点的静态电位加上动态变化量。因此，将式[18]代入式[Section126-1]，有：

$$u_{out+} + u_{out-} = 0$$

即：

$$u_{out+} = -u_{out-} \quad [19]$$

将式[19]代入式[16]，得：

$$G = \frac{u_{out+} - u_{out-}}{u_{id}} = \frac{2u_{out+}}{u_{id}}$$

即：

$$u_{out+} = 0.5Gu_{id}$$

说明式[17]是成立的。

第二步，证明两个输入端没有变化量，即输入端动态的 $u_x=0$ ，这一点与单转差电路存在本质区别。在单转差电路中，式[7]表明， u_x 存在动态信号，与输入信号同相，不是 0，或者说，电路的输入电阻不是 R_A ，而是比 R_A 大。而在全差分电路中， $u_x=0$ ，输入电阻就是 R_A 。

以上侧的 R_A ，列出动态的电流方程，并利用式[17]结论：

$$\begin{aligned} \frac{0.25u_{id} - u_x}{R_A} &= \frac{u_x - u_{out-}}{R_B} \\ u_x R_A - u_{out-} R_A &= 0.25u_{id} R_B - u_x R_B \\ u_x(R_A + R_B) &= 0.25u_{id} R_B + u_{out-} R_A = 0.25u_{id} R_B - 0.5Gu_{id} R_A = u_{id}(0.25R_B - 0.5GR_A) \\ u_{id} &= \frac{R_A + R_B}{0.25R_B - 0.5GR_A} u_x = ku_x \end{aligned} \quad [20]$$

以下侧的 R_A ，列出动态的电流方程，并利用式[17]结论，以相同的方法：

$$\begin{aligned} \frac{-0.25u_{id} - u_x}{R_A} &= \frac{u_x - u_{out+}}{R_B} \\ u_{id} &= \frac{R_A + R_B}{0.5GR_A - 0.25R_B} u_x = -ku_x \end{aligned} \quad [21]$$

对比式[20]和式[21]，发现只有当 $u_x=0$ ，上述两式才能成立，因此 $u_x=0$ 。

第三步，利用上述结论，写出增益表达式：

$$\begin{aligned} \frac{0.25u_{id} - 0}{R_A} &= \frac{0 - u_{out-}}{R_B} \\ u_{out-} &= -0.25 \frac{R_B}{R_A} u_{id} = -0.5Gu_{id} \end{aligned}$$

得：

$$G = \frac{-0.25 \frac{R_B}{R_A} u_{id}}{-0.5u_{id}} = 0.5 \frac{R_B}{R_A} \quad (\text{Section126-14})$$

第三，分析阻抗匹配电阻如何计算。

为求解阻抗电阻，画出等效电路如图 Section126-19 所示。可以看出，由于电路具有上下相反的特性，匹配电阻的 $1/2$ 处，动态电位一定是 0，所以将匹配电阻拆分成两个电阻的串联，其中点为 0。这样，可以很清晰看出，为了实现阻抗匹配，必须有：

$$R_A // 0.5R_T = R_S$$

即：

$$R_T = 2 \times \frac{R_A \times R_S}{R_A - R_S}$$

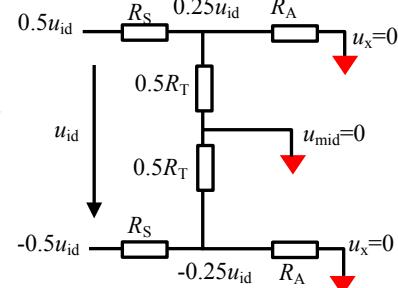


图 Section126-19 求解匹配电阻的电路

[Section126-15]

举例 5

设计一个全差分直流耦合单电源驱动电路，不考虑抗混叠滤波。前级输出阻抗为 50Ω ，驱动电路实现阻抗匹配，总电压增益为 4 倍。前级信号存在共模电压，用 THS4521 实现，供电电压为 $+5V$ ，要求输出共模为 $2.5V$ ，求前级信号共模电压范围。

解：此例求解分为两个部分，第一求解标准电路并实现阻抗匹配，第二分析输入信号共模电压范围。先完成第一步。

1) 确定 $R_S=50\Omega$, $G=4$ 。选择 $R_B=1000\Omega$ ，据式[Section126-14]反算出 $R_A=125\Omega$ ，取 E96 系列最接近阻值 124Ω 。据式[Section126-15]，得 $R_T=166.67\Omega$ ，取最接近值 165Ω 。进而得到整个设计电路如图 Section126-20 所示。

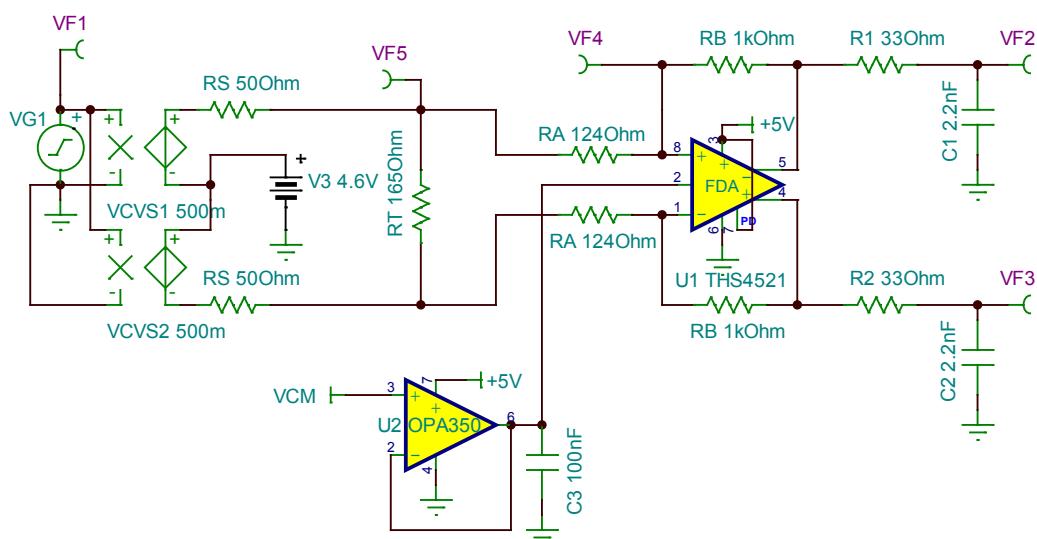


图 Section126-20 举例 5 电路

对此电路，需要一些简单的说明。图中利用 VCVS1 和 VCVS2 两个 0.5 倍压控电压源，将 VF1 处的单端信号源，转变成了差分信号源，各含 50Ω 输出电阻，且它们含有共模直流电压 V_3 ，可调。图中的 $V_{CM}=2.5V$ 。

2) 求解输入信号共模电压范围。

首先，根据式[Section126-13]，将数值代入，有：

$$U_X = \frac{U_{IC}R_B + V_{OCM}(R_A + R_S)}{R_A + R_S + R_B} = \frac{1000}{1175}U_{IC} + \frac{175}{1175}V_{OCM} = 0.851U_{IC} + 0.149V_{OCM}$$

即，全差分运放的输入脚静态电压 U_X ，更多受到输入信号共模电压的影响。当 U_X 不得超过一定范围时， U_{IC} 也会有一定的范围限制。为此，需要先查阅 THS4521 数据手册，看它对 U_X 有何限制，得到如下截图：

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_{S+} - V_{S-} = 5$ V (continued)

At $V_{S+} = +5$ V, $V_{S-} = 0$ V, V_{OCM} = open, $V_{OUT} = 2 V_{PP}$ (differential), $R_F = 1 k\Omega$, $R_L = 1 k\Omega$ differential, $G = 1$ V/V, single-ended input, differential output, input and output referenced to midsupply, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	THS4521, THS4522, THS4524			UNIT	TEST LEVEL ⁽¹⁾
		MIN	TYP	MAX		
INPUT						
Common-Mode Input Voltage Low	$T_A = +25^\circ C$	-0.2	-0.1	V	A	
	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$	-0.1	0	V	B	
Common-Mode Input Voltage High	$T_A = +25^\circ C$	3.6	3.7	V	A	
	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$	3.5	3.6	V	B	

此表格说明，在极端情况（温度从 $-40^\circ C$ 到 $85^\circ C$ ）下，输入端最小电压可以在 0V，最大电压不超过 3.5V。

根据式(Section126-13)反算，得到：

$$U_{IC} = \frac{U_X - 0.149V_{OCM}}{0.851}$$

当 $0 < U_X < 3.5$ ，有：

$$-0.438 < U_{IC} < 3.675$$

即，在极端情况下，只要输入共模电压在 $-0.438V$ ~ $3.675V$ 之间，电路都能正常工作。

在常温下，取典型值则有： $-0.2 < U_X < 3.7$ ，得：

$$-0.673 < U_{IC} < 3.91$$

即，在常温下典型情况，只要输入共模电压在 $-0.637V$ ~ $3.91V$ 之间，电路都能正常工作。

图 Section126-20 中， $V_3=4.6V$ ，是我做实验时设定值，不代表此值能够正常工作。但比较遗憾的是，TINA-TI 中， $V_3=4.6V$ 确实能够工作，而变为 $4.7V$ 就不行了。这说明 TINA-TI 中在此，出现了模型错误。

全差分单电源电路——交流耦合

差转差的全差分单电源电路，也可以用交流耦合，如图 Section126-21 所示。理论上，它与直接耦合最大的区别在于，第一，4 个主电阻上没有静态电流，这有助于降低功耗；第二，理论上它对输入信号共模电压没有要求，只要不击穿电容 C_A 。第三，它对低频输入信号有衰竭，即它是一个高通滤波器，不能放大直流或者低频信号。

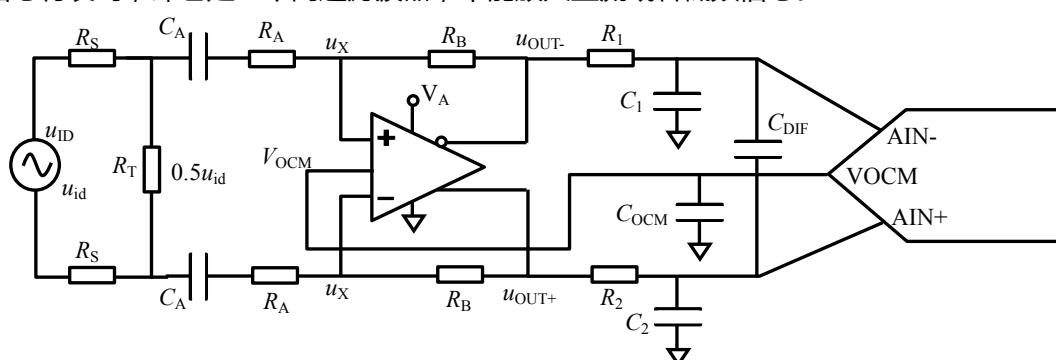


图 Section126-21 全差分单电源交流耦合

电路的静态分析极为简单：当确定 V_{OCM} 后，图中 u_{OUT+} 脚、 u_{OUT-} 脚、两个 u_X 脚，以及

电阻 R_A 左侧，静态电位均为 V_{OCM} 。

电路的动态分析与直接耦合一模一样，可以套用其结论。下面研究下限截止频率 f_L 。

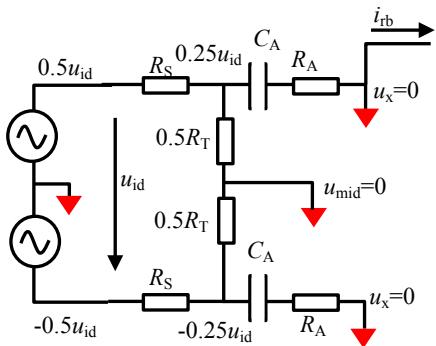


图 Section126-22 求解频率特性的电路

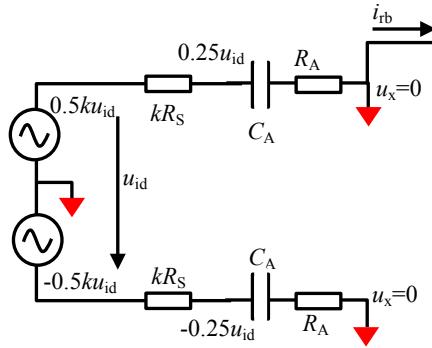


图 Section126-23 戴维宁等效电路

画出求解频率特性的动态电路（与一般动态电路不同，需要保留电容、电感等储能元件），如图 Section126-22 所示，对其进行戴维宁等效，变为图 Section126-23。可以看出，负输出端输出电压为：

$$u_{out-} = -i_{rb}R_B$$

而图中所有红色三角（虚地）均无电流。图中 u_x 点，接高阻虚断的运放输入端，流过电阻 R_A 的电流，一定全部流向了电阻 R_B ，即图中 i_{rb} 。

$$u_{out-} = -i_{rb}R_B = -i_{ra}R_B = -\frac{0.5ku_{id}}{kR_S + R_A + \frac{1}{SC_A}} = -\frac{0.5ku_{id}}{kR_S + R_A} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SC_A(kR_S + R_A)}}$$

显然，这是一个标准一阶高通表达式，其下限截止频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi(kR_S + R_A)C_A}$$

(Section126-16)

举例 6

电路如图 Section126-24 所示， $V_{CM}=2.5V$ 。求，1) 电路的上限截止频率、下限截止频率；2) 电路的中频区增益；3) 如果将两个电容 C_A 短接，会出现什么情况？

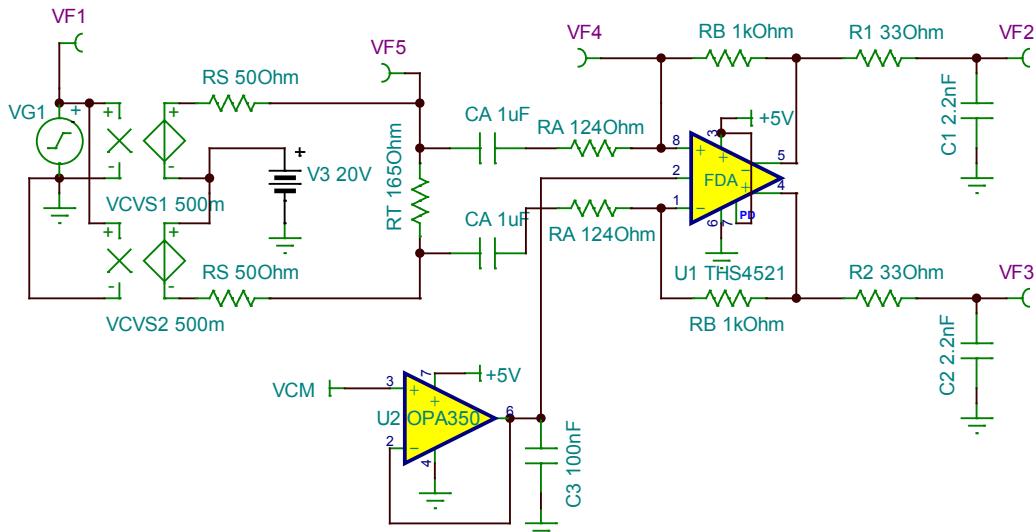


图 Section126-24 举例 6 电路

解：这个电路，其实就是举例 5 电路中增加了两个隔直电容，实现了交流耦合。

1) 关于上限截止频率，就是后级增加的无源一阶低通造成的，因此有：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{6.2832 \times 33 \times 2.2 \times 10^{-9}} = 2.19 \text{ MHz}$$

而下限截止频率，则是由隔直电容引起的。先计算戴维宁等效的因子 k ：

$$k = \frac{0.5R_T}{R_S + 0.5R_T} = \frac{82.5}{50 + 82.5} = 0.62264$$

据式(Section126-16)：

$$f_L = \frac{1}{2\pi(kR_S + R_A)C_A} = \frac{1}{6.2832 \times (31.132 + 124) \times 1 \times 10^{-6}} = 1025.93 \text{ Hz}$$

2) 据式(Section126-14)：

$$G = 0.5 \frac{R_B}{R_A} = 4.03$$

3) 如果将两个隔直电容短接，此电路就变成了直接耦合电路，而我们发现电路中输入信号的共模电压 $V3$ 为 20V，据式(Section126-13)，解得运放输入脚静态电位为：

$$U_X = \frac{U_{IC}R_B + V_{OCM}(R_A + R_S)}{R_A + R_S + R_B} = \frac{20 \times 1000 + 2.5 \times (124 + 50)}{124 + 50 + 1000} = 17.0379 \text{ V}$$

这很恐怖，将引起全差分运放的输入端承受很高的电压，有可能会烧毁运放。

Section127. 基于全差分运放的滤波器

全差分运放在用于 ADC 驱动时，如果还能同时实施滤波行为，则会一举两得。普通的标准运放，可以实现多种多样的滤波器，而全差分运放，也是运放的一种，想想，似乎也可以实现滤波器。因此，本节学习基于全差分运放的滤波器。

基于全差分运放的一阶滤波电路

用全差分运放实现一阶滤波，高通或者低通，都是可行的。图 Section127-1 包含了一阶高通和一阶低通，结论如下：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_B C_B}$$

(Section127-1a)

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_A + R_S//0.5R_T)C_A}$$

(Section127-1b)

其中， $R_S//0.5R_T$ 为等效的前级输出电阻，当前级信号输出电阻为 0 时，此项为 0。

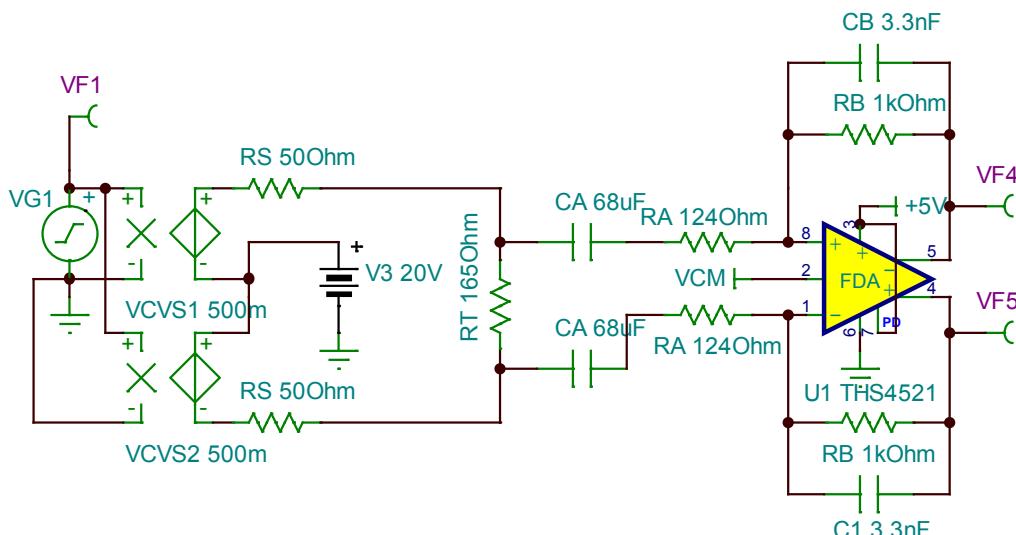


图 Section127-1 举例 1 电路

举例 1

电路如图 Section127-1 所示， $VCM=2.5V$ 。求，1) 电路的上限截止频率、下限截止频率；2) 电路的中频区增益。

解：1) 据式(Section127-1a)：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_B C_B} = \frac{1}{6.2832 \times 1000 \times 3.3 \times 10^{-9}} = 48.23\text{kHz}$$

据式(Section127-1b)：

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_A + R_S//0.5R_T)C_A} = \frac{1}{6.2832 \times (124 + 50//82.5) \times 68 \times 10^{-6}} = 15.087\text{Hz}$$

2) 电路的中频增益与 Section126 举例 6 完全相同，不赘述。

对此电路实施 TINA-TI 仿真，幅频特性如图 Section127-2 所示，实测 VF4 中频增益为 6.05dB，折合 2.0068 倍，这只是单端输出结果，差分输出增益应为 4.0136 倍，与上一节举例 6 结论基本吻合。实测下限截止频率为 15.19Hz，与估算的 15.087Hz 基本吻合。实测的上限截止频率为 48.14kHz，与估算的 48.23kHz 基本吻合。

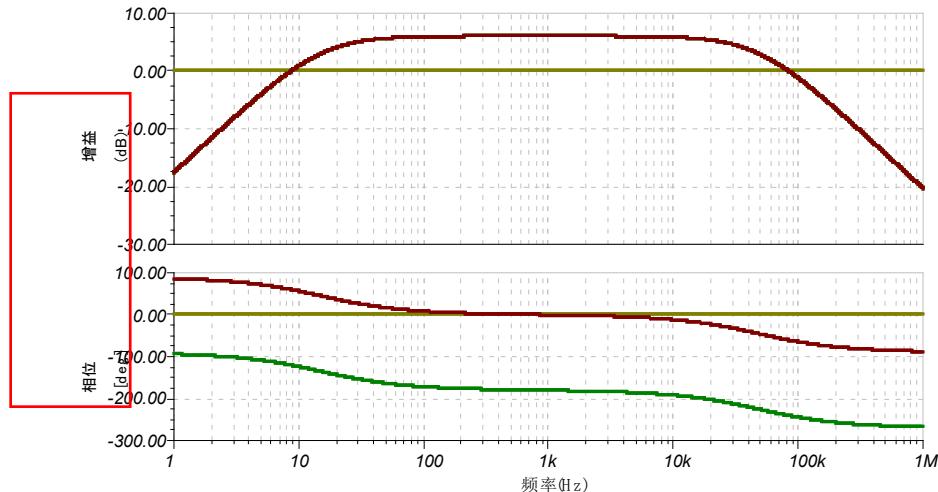


图 Section127-2 举例 1 电路仿真频率特性

基于全差分运放的二阶 MFB 低通滤波器

标准运放中，二阶滤波包含高通和低通、全通、陷波、带通等，全差分运放也有相对应的电路，比如 Akerberg Mossberg Filter 和 FDA Biquid Filter 等。但是，毕竟全差分运放的人气还不旺，知之者少，用者更少。因此，一旦涉及到全通、陷波、带通等，设计者宁愿用标准运放先实现，然后再用全差分运放将其转换成差分信号。

但，有些简单的全差分电路，还是值得使用的，比如前述的一阶滤波器，以及本节讲述的 MFB 型滤波器。

二阶高通或者低通，在标准运放体系，有 MFB 型和 SK 型两种。很遗憾，SK 型在全差分电路中难以实现。MFB 型则很简单，低通二阶 MFB 全差分电路如图 Section127-3 所示。

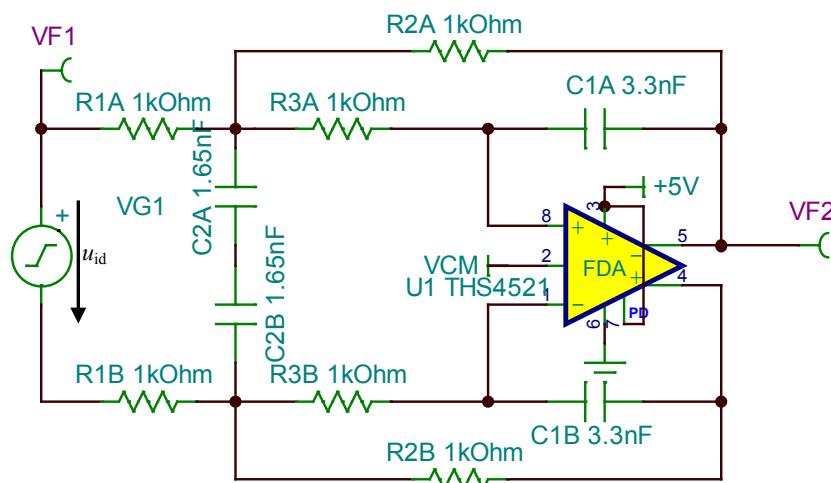


图 Section127-3 全差分 MFB 型低通滤波器

参照本书 Section87 中的标准运放 MFB 二阶低通滤波器，如图 Section87-1，可以看出，

将全差分 MFB 低通滤波器的电路从中间画一条横线，上下一分为二，上半部和下半部都像一个独立的 MFB 电路。事实确实如此，准确的传函推导可以证明这一点。本书不证明，仅给出结论如下：

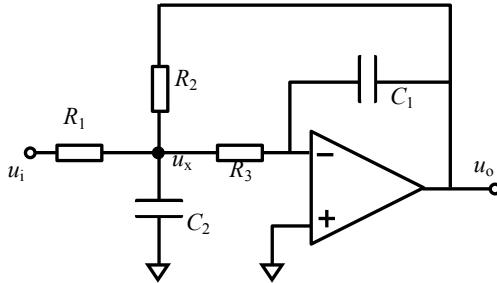


图 Section87-1 MFB 型低通滤波器

$$\hat{A}(j\omega) = \frac{2VF2}{u_{id}} = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

可得：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

[Section127-2a]

$$Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{C_1 (R_2 + R_3 (1 - A_m))}$$

[Section127-2b]

$$A_m = \frac{R_2}{R_1}$$

[Section127-2c]

以图 Section127-3 为例，解得：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} = 68.2 \text{kHz}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{C_1 (R_2 + R_3 (1 - A_m))} = 0.2357, \quad A_m = 1$$

这是随意设置参数带来的结果，没有什么具体意义。

已知设计要求 f_0 、 Q 和 A_m ，求解具体阻容参数的方法与标准运放方法几乎完全一致，只是注意将 A_m 此处为正值即可，相应的公式也做了修改。

1) 根据表格 Section84-1 选择 C_1 ，根据式(Section127-3)对 C_2 的约束，选择合适的 C_2 。

$$C_2 \geq 4(1 + A_m)Q^2 C_1$$

[Section127-3]

2) 根据式(Section127-4)计算电阻 R_3 ：

$$R_3 = \frac{1 \mp \sqrt{1 + \frac{4(-A_m - 1)C_1 Q^2}{C_2}}}{(1 + A_m)4\pi f_0 C_1 Q}$$

[Section127-4]

3) 根据式(Section127-5)计算电阻 R_2 ：

$$R_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 R_3}$$

[Section127-5]

4) 根据式(Section127-6)计算电阻 R_1

$$R_1 = \frac{R_2}{A_m}$$

(Section127-6)

5) 可以考虑将 C_{2A} 和 C_{2B} 合并成一个电容，也可以不合并。

举例 2

用全差分运放设计一个 ADC 驱动电路，要求：

- 1) 供电电压 3.3V，ADC 有经过驱动后的低阻 1.65V 基准电压可以使用。
- 2) 输入信号为差分信号，无输出内阻，频率范围在 0Hz~5kHz 之内，幅度小于 200mV。要求驱动电路的-3dB 带宽为 10kHz，二阶低通滤波，品质因数 $Q=1.2$ 。

解：1) 为保证低压 3.3V 工作，最好选用轨至轨全差分运放，本例选择 TI 公司的 THS4521，将 ADC 的无阻 1.65V 直接给 THS4521 的 VCOM 端使用。

2) 确定特征频率。根据题目要求，选择 MFB 型二阶低通，其 $Q=1.2$ ，且上限截止频率 f_c 为 10kHz，则特征频率要通过公式换算。据式[Section81-7]得：

$$K = \frac{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}}{2Q} = 1.3590$$

据式[Section81-6]得：

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = \frac{10000}{1.3590} = 7358.155\text{Hz}$$

3) 确定增益。THS4521 的至轨电压约为 0.2V，由于供电电压为 3.3V，基准电压为 1.65V，则最大摆幅空间为 1.65V，考虑到至轨电压 0.3V，最大摆幅空间应为 1.35V，保守设定为 1.3V，即输出信号单端不得超过 1.3V 的幅度，差分不应超过 2.6V，则增益不得超过 $2.6/0.2=13$ 倍。选择 $A_m=13$ 。

4) 选择电容 $C_1=1\text{nF}$ ，根据式[Section127-3]， C_2 需大于 80.64nF ，选择 $C_2=100\text{nF}$ 。

5) 按照 $f_0 = 7358.155\text{Hz}$, $Q=1.2$, $A_m=13$ 代入式[Section127-4]~[Section127-6]计算得：

$$R_3 = 926.99\Omega, \quad R_2 = 5046.94\Omega, \quad R_1 = 388.23\Omega,$$

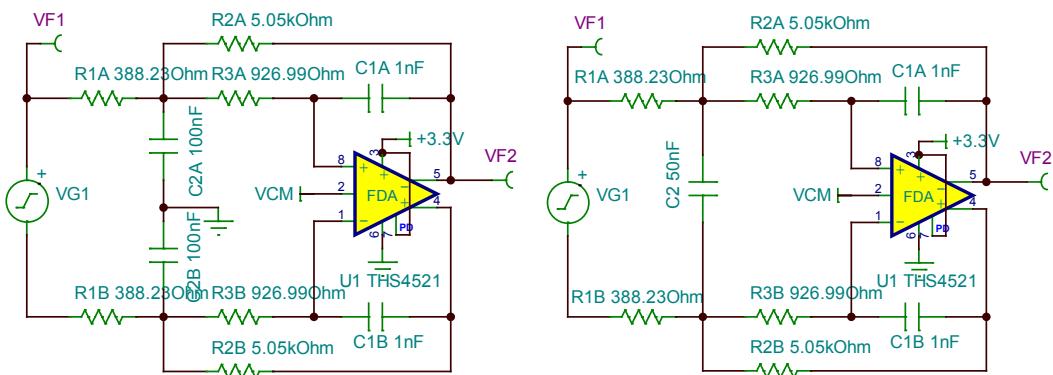


图 Section127-4 举例 2 电路

据此画出电路如图 Section127-4 所示，右边是合并两个电容的。

左图中将 C_2 电容的中点做了接地，是因为 TINA-TI 在遇到两个串联电容时会发生异常，这可能是我不熟练造成的。但是，图中这样处理，并不会过多影响电路性质。对于动态分析来讲，这两个电容的中点其实就是动态 0 电位。

对此电路实施仿真，得到频率特性曲线如图 Section127-5 所示，仿真实测方法如下：

1) 先测特征频率。在相频特性曲线中，设定 90° ，测得频率为 7.35kHz ，与前述分析的 7358Hz 相差无几。

2) 再测中频增益。在 VF2 幅频特性曲线中，找到 10Hz 点，测得增益为 16.26dB ，此为单端输出增益，差分增益应为 $16.26\text{dB}+6.02\text{dB}=22.28\text{dB}$ ，换算成倍数为 13.0017 倍，与设定的 13 倍相差无几。

3) 再测 Q 。在 VF2 幅频特性曲线中，找到 7.35kHz 点，测得增益为 17.85dB ，它与中频增益相差 $17.85-16.26=1.59\text{dB}$ ，此为两者的相对增益，换算成倍数即为 Q ， 1.20088 ，与设定的 1.2 也很吻合。

在图中同相输出端增加一个探针 VF3，用示波器实测波形如图 Section127-6 所示，结果与预期吻合，非常漂亮。

将两个电路对比实测，进一步表明，这两个电路的仿真结果完全一致。

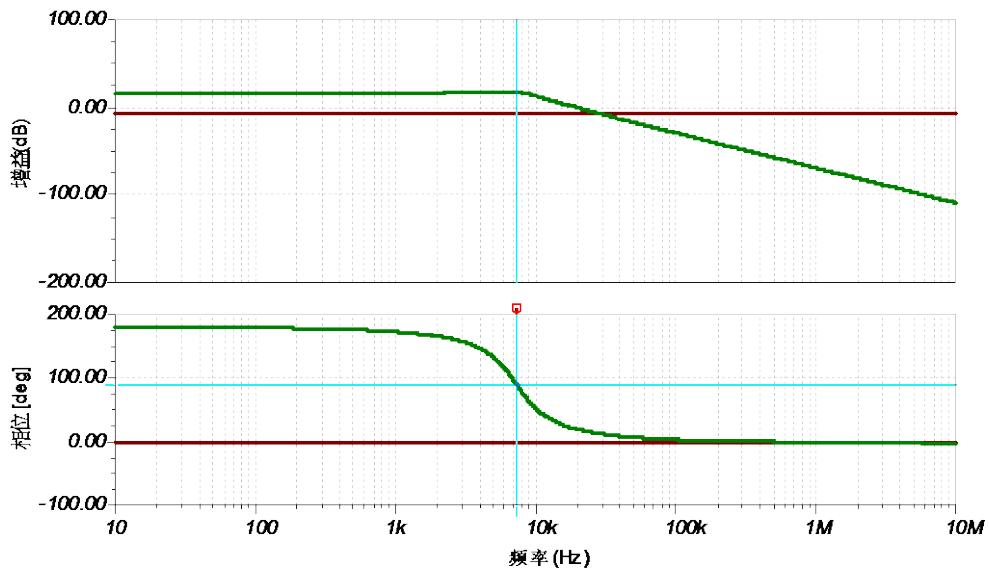


图 Section127-5 举例 2 电路仿真频率特性

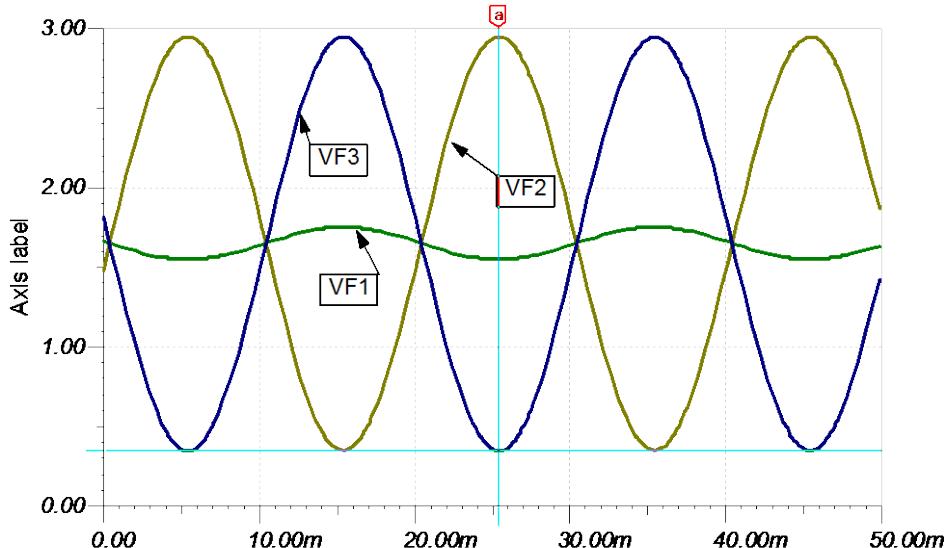


图 Section127-6 举例 2 电路实测波形

基于全差分运放的二阶 MFB 高通滤波器

图 Section127-7 是一个 MFB 高通电路。此电路的增益为 10， $Q=0.7071$ ，下限截止频率为 1kHz。全差分 MFB 高通和标准运放 MFB 高通之间的关系，与前述的低通是一样的。分析和求解方法请参照本书 Section94。

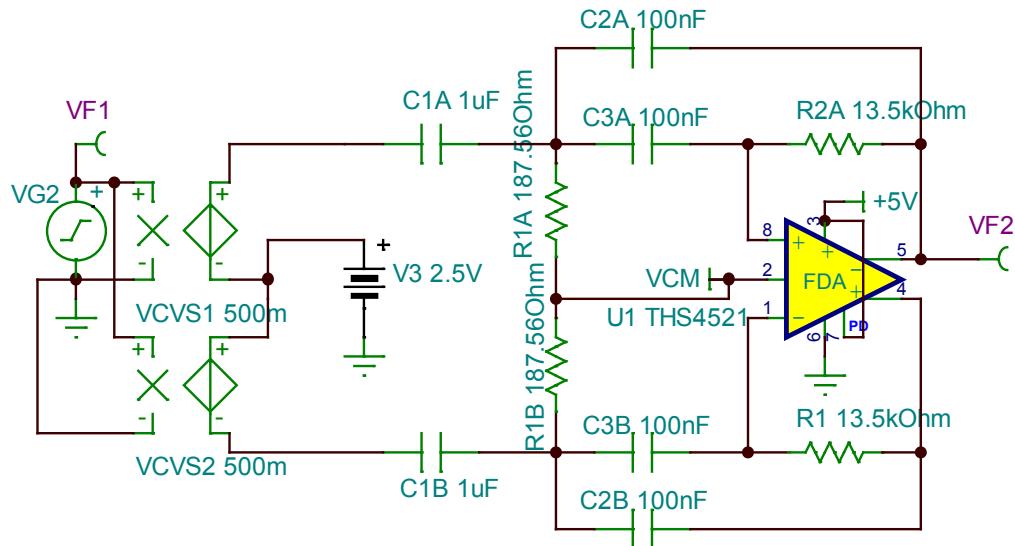


图 Section127-7 MFB 型高通基于全差分运放

基于全差分运放的 ADC 典型驱动电路

Section125 中介绍了一种 ADC 典型驱动电路，如图 Section125-21 所示。这类电路也有全差分型的，如图 Section127-8 所示，广泛用于精密全差分 ADC 的全差分运放驱动电路中。

电路的工作原理与 Section125 中的 ADC 典型驱动电路完全相同，从标准运放到全差分的过渡思想，与前述 MFB 低通类似。设计方法也与标准运放电路相同，只是需要注意的是，电路中 C3，也就是 ADC 的入端电容，在分析时应拆解成两个 10nF 的串联。

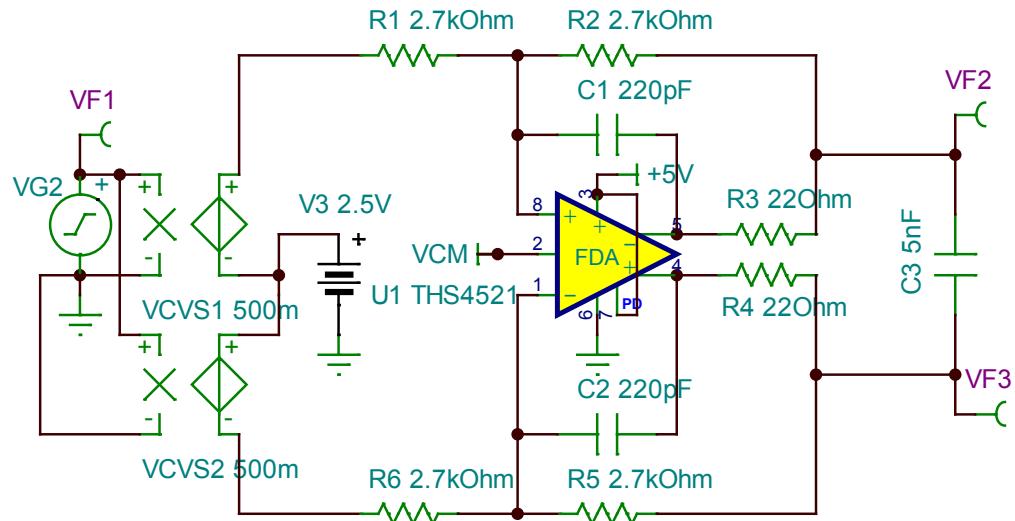


图 Section127-8 基于全差分运放的 ADC 典型驱动电路

5.7. 杂项

Section128. 复合放大器

复合放大器(Composite Amplifier)是一种放大电路，它通常由几个不同类别的运算放大器组合形成，最终达到各类放大器优势互补的效果。比如，由精密运放和高速运放组合后，形成一种新的放大电路，既能实现高速放大，又有精密的输入特性。

复合放大器通常分为串联型和并联型两类。

串联型复合放大器基本思想

串联型复合放大器的主要特点是，信号必须串联的，先后通过两个运放。如图 Section128-1 所示，是一个串联型复合放大器。主放大器 A1，在串联体系中排在前面，首先接触输入信号，它一般具有优秀的输入端性能，包括输入失调电压、输入偏置电流、噪声等，但它的输出性能不够，比如压摆率、输出电流、带宽不够，这都可以通过从放大器 A2 给予适当补充。

从工作原理看，A2 组成了一个增益确定的闭环放大器，它串联于 A1 之后，相当于把 A1 的输出扩大了一定的倍数，也就是说，它们共同形成了一个大运放 MA，如图中黄色虚框所示。这样，整个电路就变成了一个大运放 MA，与反馈网络 R_F 、 C_F 、 R_G 形成的同相比例放大器，暂不考虑电容 C_F 的作用，电路的低频区增益为：

$$G = \frac{u_{OUT}}{u_{IN}} = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

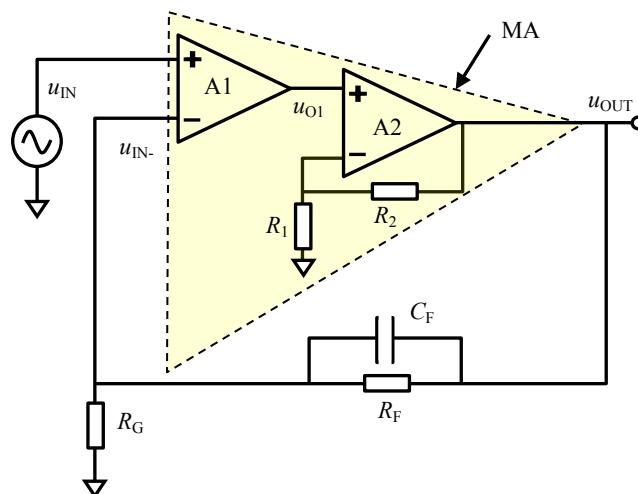


图 Section128-1 串联型复合放大电路

看起来，这个结果与运放 A2 没有什么关系。其实不然。A2 串联于 A1 之后，看似没有改变整个大闭环的反馈关系，但是，真正的输出来自于 A2，很多输出端性能，就取决于 A2 了。而整个电路的输入端性能，则取决于 A1。

这，听起来很妙，世上本无十全十美的人，但如此串联型，似乎可以让两个人合成一个人，扬长避短，择优而用，岂不妙哉。

让我们细致分析如下。

电路的输出失调电压、输出噪声、失真度决定于 A1

首先，A2 组成一个同相比例器，其闭环增益为 G_2 ：

$$G_2 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad [1]$$

其次，运放 A1 的输入失调电压为 V_{OS1} ，运放 A2 的输入失调电压为 V_{OS2} 。其表现均为，在该运放的正输入端串联了一个固定电压源 V_{OS} 。

第三，据此将输入信号短路接地，不考虑输入失调电压之外的影响，求输出电压，即为输出失调电压。列出等式如下：

$$(0 + V_{OS1} - u_{IN-})A_{uo1} = u_{o1} \quad [2]$$

$$u_{OUT} = (u_{o1} + V_{OS2}) \times G_2 \quad [3]$$

$$u_{IN-} = u_{OUT} \frac{R_G}{R_G + R_F} \quad [4]$$

将式[2]、式[4]代入式[3]，得：

$$u_{OUT} = ((V_{OS1} - u_{OUT} \frac{R_G}{R_G + R_F})A_{uo1} + V_{OS2}) \times G_2 \quad [5]$$

化简得：

$$\begin{aligned} u_{OUT} &= V_{OS1}A_{uo1}G_2 - u_{OUT} \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1}G_2 + V_{OS2}G_2 \\ u_{OUT}(1 + \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1}G_2) &= V_{OS1}A_{uo1}G_2 + V_{OS2}G_2 \\ u_{OUT} &= \frac{A_{uo1}G_2}{1 + \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1}G_2} V_{OS1} + \frac{G_2}{1 + \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1}G_2} V_{OS2} \end{aligned} \quad [5a]$$

此值即为输出失调电压。可以看出，上式分母第二项很大，可以忽略 1 的存在：

$$\begin{aligned} u_{OUT} &\approx \frac{A_{uo1}G_2}{\frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1}G_2} V_{OS1} + \frac{G_2}{\frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1}G_2} V_{OS2} = (\frac{R_G + R_F}{R_G})V_{OS1} + \frac{R_G + R_F}{R_G} \times \frac{1}{A_{uo1}} V_{OS2} \\ &= GV_{OS1} + \frac{G}{A_{uo1}} V_{OS2} \approx GV_{OS1} \end{aligned}$$

(Section128-1)

式[5b]说明，电路的输出失调电压，等于 A1 的输入失调电压乘以闭环增益。 V_{OS2} 由于被 A1 的开环增益相除，在输出端几乎没有影响了。

用类似的方法可以证明，整个电路的输出噪声，主要受到运放 A1 的输入端噪声影响，而运放 A2 的输入端噪声，几乎不会对输出产生影响。而整个电路的失真度，也决定与 A1，而与 A2 几乎没有关系。

电路的输入电阻、偏置电流、输入电压范围决定于运放 A1

这很显然，无需证明。

电路的输出电流、输出电压范围决定于 A2

这很显然，无需证明。

电路的输出压摆率，受两个运放综合影响

当要求整个电路的输出压摆率大于 SR 时，运放 A2 的压摆率 SR_{A2} 必须大于 SR，这很显然。同时，运放 A2 的输出幅度是运放 A1 的 G_2 倍，因此运放 A1 也具有压摆率要求：

$$SR_{A1} \geq \frac{SR}{G_2}$$

(Section128-2)

电路的带宽得以拓展

一般来讲，运放 A2 的单位增益带宽是大于运放 A1 的单位增益带宽的。此时，当运放 A2 具有 G_2 的闭环增益，那么将运放 A1 的开环增益——频率曲线，整体上移 $G_2[\text{dB}]$ ，就形成了大运放的开环增益——频率曲线。如图 Section128-2 所示，运放 A1 的开环增益曲线如图中的黑色，其低频增益为 A_{m1} ，大运放的开环增益曲线为红色，其低频增益为 $A_{m1} G_2$ ，整体上移了 $G_2[\text{dB}]$ 。

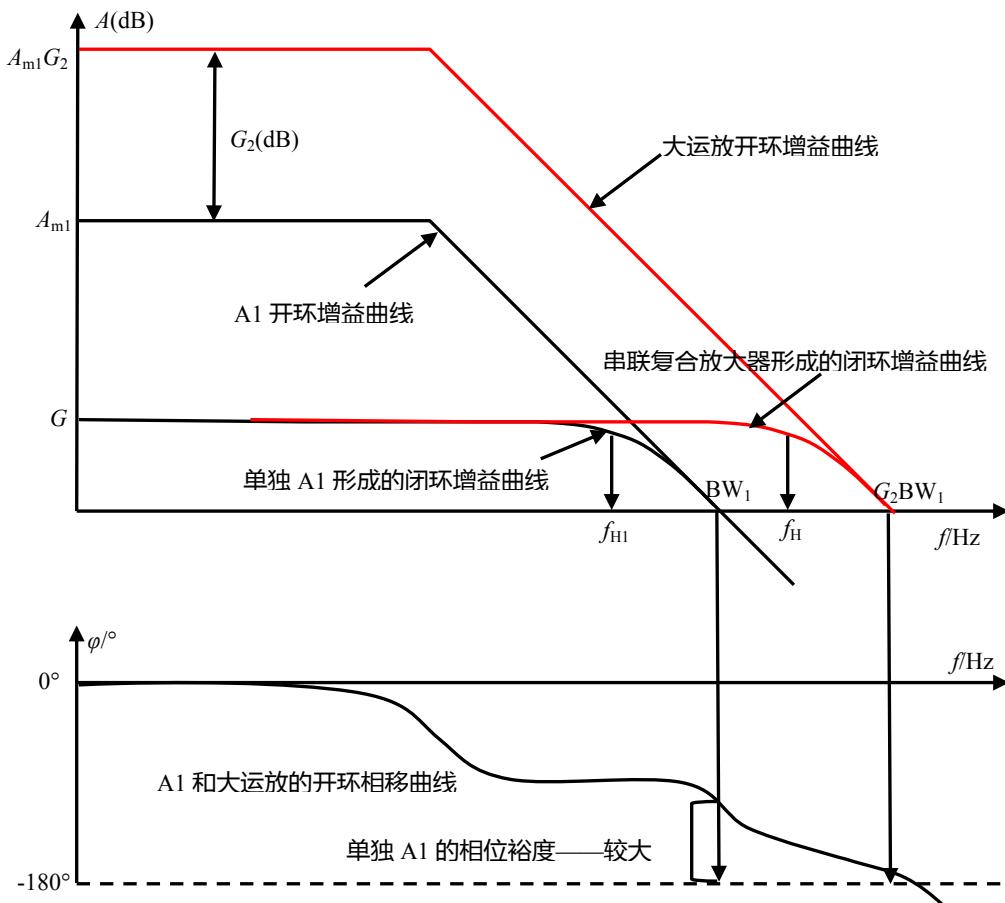


图 Section128-2 开环增益和相移曲线

可以看出，当运放 A1 的单位增益带宽为 BW_1 ，那么大运放的单位增益带宽则是 G_2 倍的 BW_1 。如果由运放 A1 直接组成增益为 G 的闭环电路，其闭环增益曲线如图中黑色所示，在 f_{H1} 处出现上限截止频率。如果将 A1 和 A2 形成前述的串联型复合放大电路，就相当于用大运放组成增益为 G 的闭环电路，其闭环增益曲线如图中红色所示，在 f_H 处出现上限截止频率。从图中可以明显看出， f_H 约为 f_{H1} 的 G_2 倍，即带宽得以拓展。

$$f_H = G_2 f_{H1}$$

[Section128-3]

电路稳定性下降

从运放开环相移曲线可以看出，当给 A1 串联一个增益为 G_2 的放大电路，形成大运放，则大运放的相移曲线与 A1 的近似一致——因为 A2 形成的 G_2 倍放大电路，一般不会产生相移。也就是说，大运放和运放 A1 的开环相移曲线，是重合的。

这样，再看它们的相位裕度，就出现问题了。运放 A1 的相位裕度如图所示，发生在频率 BW 处，即开环增益下降到 1 的地方，此时相移曲线距离 -180° 还有好远，即有很大的相位裕度。而大运放则不同，它的开环增益下降到 1 的地方，发生在 G_2 倍的 BW_1 ，此时相移曲线已经非常接近 -180° ，即其相位裕度大幅度下降。导致稳定性下降。

前面说的万千之好，顿时灰飞烟灭。

不过我们有办法。第一，如果相位裕度仍能保证系统不振荡，凑活可用，那么问题不大，直接用好了。第二，如果不可以考虑在环路中增加一些超前相移环节，以避免稳定性下降。图 Section128-1 电路中的 C_F ，就起到了这个作用。

避免复合放大电路稳定性下降，还有各种不同的方法。本书不赘述。

串联实例 1——精密运放的频带和压摆率拓宽

要求制作一个放大电路，供电电压为 $\pm 2.5V$ ，输入信号幅度小于 $200mV$ ，信号频率范围为 $DC \sim 2MHz$ ，闭环增益为 10 倍，输出失调电压小于 $50\mu V$ 。

由于增益 G 为 10 倍，则要求输入失调电压最大不能超过 $50\mu V / G = 5\mu V$ 。由于闭环带宽大于 $2MHz$ ，则运放单位增益带宽至少大于 $2MHz \times G = 20MHz$ 。由于输出幅度达到 $2V$ ，频率高达 $2MHz$ ，则运放输出压摆率至少大于：

$$SR \geq 2\pi f A_m = 6.28 \times 2MHz \times 2V = 25.12 V/\mu s$$

我查不到同时满足上述条件的运放，相信也确实没有这种运放。

用串联型复合放大器可以实现这个要求。如图 Section128-3 所示。我们发现，输入失调电压要求 $5\mu V$ 以下，属于输入端要求，这可以让主放大器实现。而单位增益带宽、压摆率都属于输出要求，可以用从放大器实现。因此，先选择失调电压小的运放如 OPA335，以 R_2 和 R_1 组成基本的 10 倍同相增益电路。然后考虑从放大器设计。

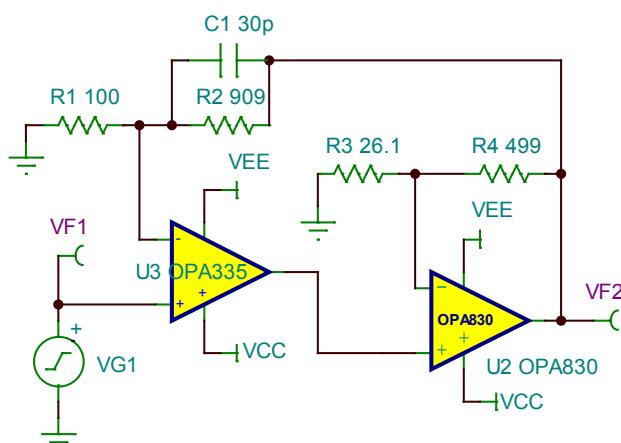


图 Section128-3 串联型复合放大电路实例 1——拓展频带和压摆率

从放大器设计要求为：第一，供电电压 $\pm 2.5V$ 能正常工作。第二，单位增益带宽尽量大，

至少大于 40MHz，压摆率必须大于 $25.12V/\mu s$ 。初步选择 OPA830。

此时需要考虑从放大器组成的同相比例器增益 G_2 的选定。

1) 从带宽拓展来看，OPA335 单独组成 $G=10$ 倍同相比例器，其带宽约为 200kHz，利用式(Section128-3)可知， G_2 需要大于 10 倍。

2) 从压摆率考虑，以下数据手册截图显示，OPA335 的压摆率为 $1.6V/\mu s$ ，则可利用式(Section128-2)得：

$$G_2 \geq \frac{SR}{SR_{A1}} = \frac{25.12}{1.6} = 15.7$$

FREQUENCY RESPONSE						
Gain-Bandwidth Product	GBW	SR	G = +1	2	1.6	MHz V/ μ s
Slew Rate						

综合考虑，选择 $G_2=20$ 。

根据以上分析，设计电路如图 Section128-3。为避免出现系统稳定性问题，在电阻 R_2 上并联小电容 $30pF$ 。

对此电路实施仿真实测，结果如下：

- 1) 输出失调电压为 $3.56\mu V$ ，满足 $50\mu V$ 的设计要求。
- 2) 仿真频率特性如图 Section128-3a，可知其低频增益为 $20.08dB$ ，与设计要求 10 倍吻合。闭环带宽为 $4.89MHz$ ，满足 $2MHz$ 的设计要求。
- 3) 当输入为 $200mV$ ， $2MHz$ 正弦波时，输出波形如图 Section128-3b，可知它工作正常，没有受到压摆率影响。

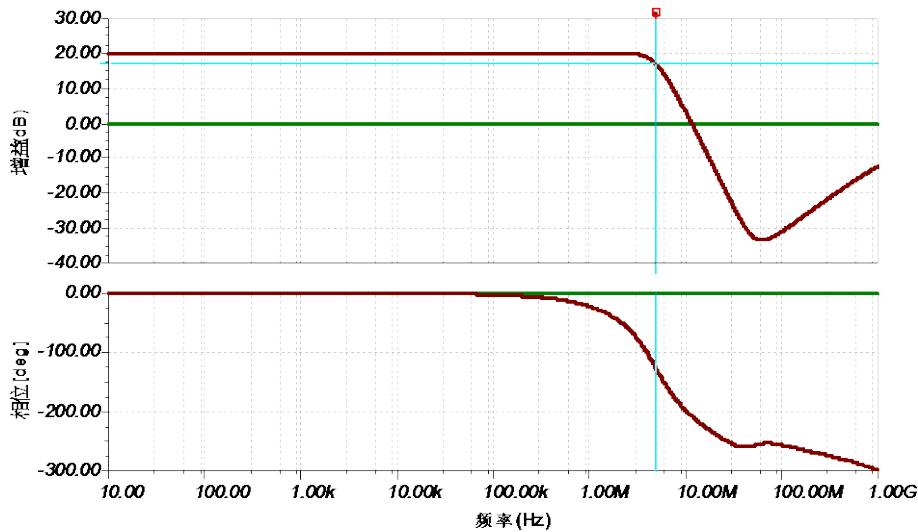


图 Section128-3a 串联型复合放大电路实例 1 的仿真频率特性

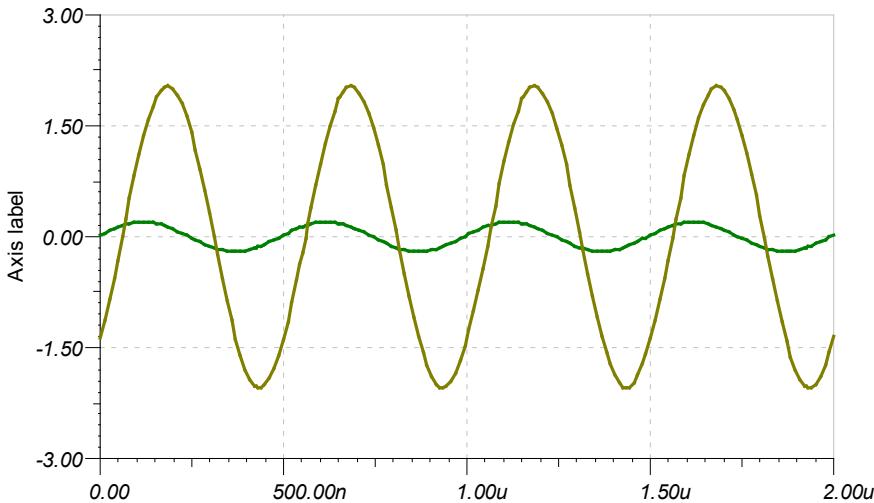


图 Section128-3b 串联型复合放大电路实例 1 的仿真波形

串联实例 2——精密运放的大电流输出

输入信号频率范围为 DC~20kHz，幅度小于 2V。要求设计一个 10 倍电压增益放大器，能对此输入信号进行放大，频带内尽量增益平坦，输出失调电压小于 0.1mV。负载为 8Ω 电阻。可以使用的电源有±2.5V 和±35V。

拿到技术要求，首先要进行初步分析。第一，它的频带不算宽，属于低频放大，10 倍增益的难度也不大。第二，它要求输出失调电压为 0.1mV，这就比较困难了。按照失调电压计算方法，可知运放的输入失调电压应该小于 0.01mV，即 10μV，必须选择超低失调的运放。但是这毕竟是可以实现的。第三，要求输出幅度达到 20V (2V 输入乘以 10 倍增益)，这就必须使用高压运放，而高压运放实现 10μV 的输入失调电压，那基本是梦想。第四，要求带动 8Ω 负载，输出峰值电流就会高达 $20V/8\Omega=2.5A$ ，因此输出必须能够吐出大电流。有没有能够吐出 2.5A 以上电流，20V 以上幅度的运放呢？有，比如 TI 公司的 OPA541。

OPA541 的数据手册截图如下，可以看出，它能够接受±35V 供电，能够输出±30.5V 电压，能够吐出 5A 连续电流，10A 峰值电流，其输出特性完全满足我们的要求。但，它的输入失调电压高达±2mV，与 10μV 的技术要求相差甚远。

PARAMETER	CONDITIONS	OPA541AM/AP			OPA541BM/SM			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT OFFSET VOLTAGE V_{OS} vs Temperature vs Supply Voltage vs Power	Specified Temperature Range $V_S = \pm 10V$ to $\pm V_{MAX}$		± 2 ± 20 ± 2.5 ± 20	± 10 ± 40 ± 10 ± 60		± 0.1 ± 15 * *	± 1 ± 30 * *	mV $\mu V/^{\circ}C$ $\mu V/V$ $\mu V/W$
INPUT BIAS CURRENT I_B			4	50		*	*	pA
GAIN CHARACTERISTICS Open Loop Gain at 10Hz Gain-Bandwidth Product	$R_L = 6\Omega$	90	97 1.6		*	*	*	dB MHz
OUTPUT Voltage Swing Current, Peak	$I_O = 5A$, Continuous $I_O = 2A$ $I_O = 0.5A$	$\pm(V_S - 5.5)$ $\pm(V_S - 4.5)$ $\pm(V_S - 4)$ 9	$\pm(V_S - 4.5)$ $\pm(V_S - 3.6)$ $\pm(V_S - 3.2)$ 10		*	*	*	V V V A
AC PERFORMANCE Slew Rate Power Bandwidth	$R_L = 8\Omega$, $V_O = 20V_{rms}$	6 45	10 55		*	*	*	$V/\mu s$ kHz
POWER SUPPLY Power Supply Voltage, $\pm V_S$	Specified Temperature Range	± 10	± 30	± 35	*	± 35	± 40	V

唯一的解决方案就是使用复合放大电路。我们选择 ADI 公司的运放 ADA4528-1 作为主

放大器，用 OPA541 做从放放大器，设计出复合放大电路如图 Section128-4 所示。

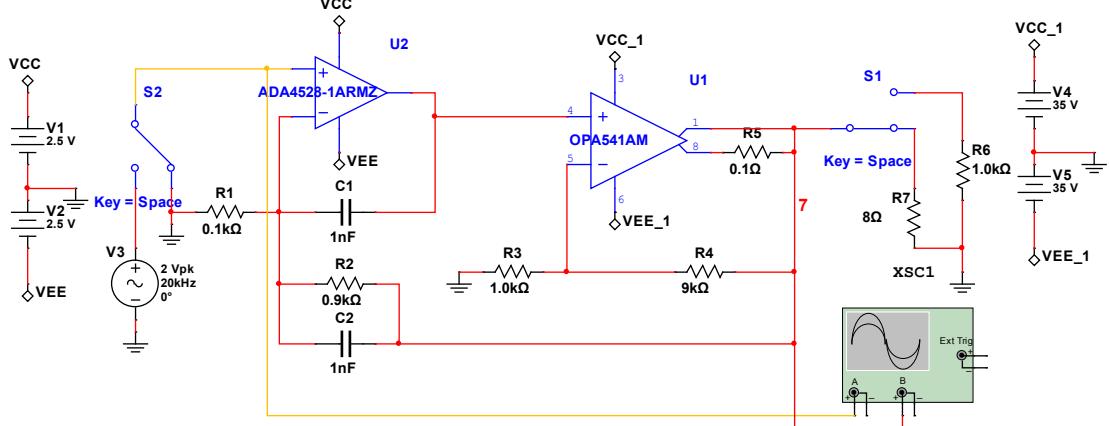


图 Section128-4 串联型复合放大电路实例 2

对此电路，有几个需要讲述的地方。

第一，为了提高电路稳定性，除在电阻 R_2 上并联小电容外，还有一种常见方法，就是给主运放增加一个反馈电容 C_1 。我们知道，复合放大电路的稳态分析，它一定是负反馈结构，但是对于 OPA541 等低速大功率运放来讲，从输入到输出有反应，需要几 μs 的时间，此间 ADA4528 是处于开环状态的。为了避免这种开环导致的问题，一般会让主运放的输出直接回接一个电容到负输入端，就近形成负反馈。这种用法，在大环路负反馈中经常出现，比如本书图 Section66-6 中的 C_1 。

第二，电路中的 R_5 ，是 OPA541 的特殊用法，它是限流检测电阻，用于保护 OPA541 输出电流不要超限。在正常工作时，不会影响电路性能。

第三，就是增益 G_2 的选择。这需要从至少两个方面考虑，第一 ADA4528 的输出幅度，第二 ADA4528 的压摆率。

先说幅度考虑。由于最终输出电压为 20V 幅度，而 ADA4528 的输出幅度最大为 2.49V，因此 G_2 要大于 $20/2.49=8.03$ 倍。

再说压摆率。从题目要求可知，20V 幅度，20kHz 信号，是最苛刻的压摆率要求。此时，输出信号过零点斜率，就是输出压摆率最低要求，为：

$$SR = 2\pi f A_m = 6.28 \times 20\text{kHz} \times 20\text{V} = 2.512 \text{V}/\mu\text{s}$$

从数据手册截图可以看出，OPA541 的最小压摆率为 $6\text{V}/\mu\text{s}$ ，符合要求。查找 ADA4528 的数据手册，知其压摆率为 $SR_{A1}=0.45\text{V}/\mu\text{s}$ ，则根据式[Section128-2]得：

$$G_2 \geq \frac{SR}{SR_{A1}} = \frac{2.512}{0.45} = 5.58$$

综合考虑， G_2 要大于 $20/2.49=8.03$ 倍。选取 10 倍，保险一些。

对此电路在 Multisim12.0 中实施仿真，负载为 8Ω ，输入信号为 2V，20kHz，得到输入输出波形如图 Section128-5 所示。可知其工作正常。用万用表实测输出失调电压，约为 $50\mu\text{V}$ ，满足设计要求。

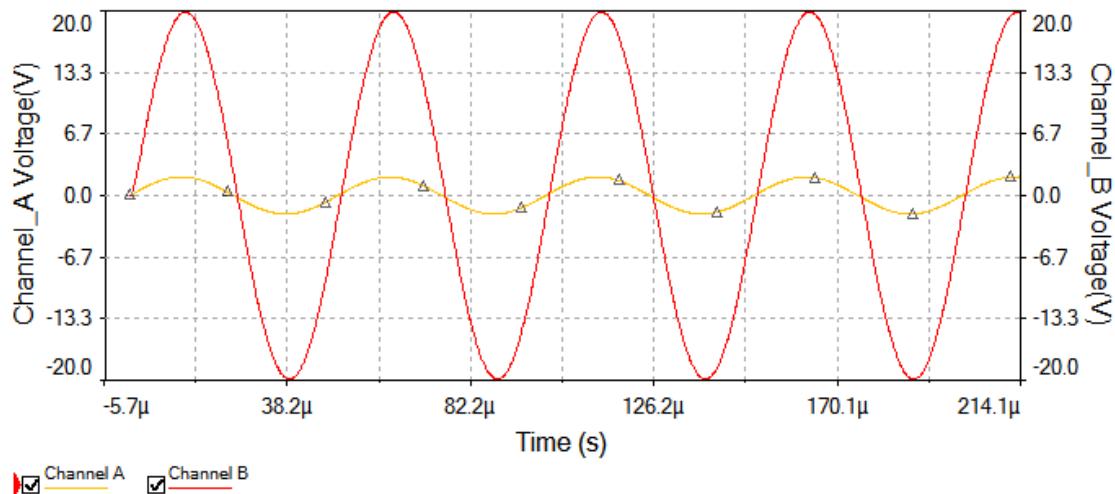


图 Section128-5 串联型复合放大电路实例 2 的仿真波形

串联实例 3——精密运放的高压输出

利用同样的思想，将精密运放和能够承受高电压的晶体管配合，可以形成高电压输出的复合放大电路。

图 Section128-6 是一个高电压精密放大电路，其原型来自 Linear Technology 的 LT1055 数据手册，作者对其进行了修改。

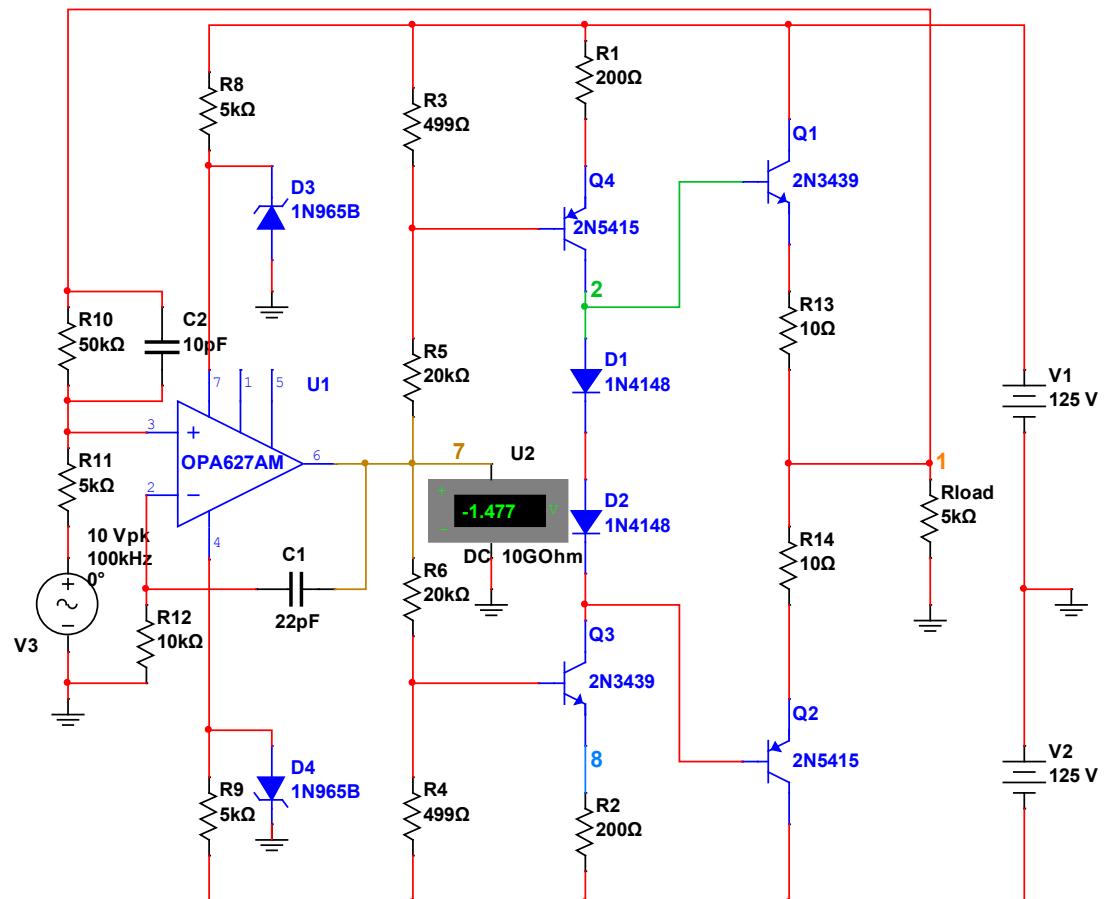


图 Section128-6 串联型复合放大电路实例 3
主放大器使用 OPA627，是一款 $\pm 15V$ 供电的超低噪声放大器，单位增益带宽约为

16MHz，输入失调电压约为 $100\mu\text{V}$ 。后级从放大器从电路节点 7 开始，到节点 1（输出端）结束，包括晶体管 Q_4/Q_3 、 Q_1/Q_2 ，以及相关的电阻，是一个晶体管组成的，可输出高达 100V 以上信号的高增益反相放大电路。由于从放大器为反相，因此，OPA627 和后级放大器组成的大运放，其正输入端等效为 OPA627 的第 2 脚。这样的话，整个电路可以看成一个大运放通过电阻 R_{10} 和 R_{11} ，组成一个反相比例器，增益为 -10 倍。

电容 C_2 和 C_1 均为避免自激振荡，提高电路稳定性的补偿措施。

运放 OPA627 的供电，由两个 15V 击穿电压的齐纳二极管提供，通过电阻 R_8 和 R_9 配合，给运放电源脚施加 $\pm 15\text{V}$ 左右的电压。

Q_3 和 Q_4 组成了一个互为恒流源负载的高增益共射极反相放大电路，其输出为各自的集电极。对此，请参照本书 Section30。其中，电阻 R_3 、 R_5 、 R_1 ，为晶体管 Q_4 提供合适的静态工作点，电阻 R_6 、 R_4 、 R_2 ，为晶体管 Q_3 提供合适的静态工作点，显然，当节点 7 为 0V，让两个型号不同的晶体管实现完全对称，静态 I_{CQ} 相等，且各自均在放大区，是较为困难的。但请注意，由于负反馈的存在，运放输出节点 7 的静态电位不会傻乎乎等在 0V，而任由两个晶体管静态不和谐。它会自适应调整，以保证输出静态即两个二极管 1N4148 的连接处为近似的 0V。图中可以看出，在实际运行时，运放输出脚的静态电位为 -1.477V，才得以保证两个晶体管都工作在放大区的中间位置。

Q_1 和 Q_2 组成了互补推挽的射极跟随器，类似于功率放大电路结构。图中的 1N4148 是为了减小交越失真的，它们的存在使得 Q_3 和 Q_4 在 0 输入时处于微弱导通状态，一旦有正信号进入，则 Q_3 立即导通，而一旦有负信号输入，则 Q_4 立即导通。

四个晶体管均为高压晶体管，2N3439 能承受 350V 的电压，2N5415 能承受 200V 电压。

对此电路实施 Multisim12.0 仿真，实测结果如下：

1) 电路增益为 -10 倍。2) 频带大约为 200kHz 左右，这取决于两个电容的选择。3) 当输入 10V，10kHz 正弦波时，输出为图 Section128-7 中的黄色波形，确实为 100V 正弦波。4) 静态时输出失调电压很小，约为 $22\mu\text{V}$ 。显然，这是 Multisim12.0 中模型的问题，实际的 OPA627 达不到如此小的失调电压。

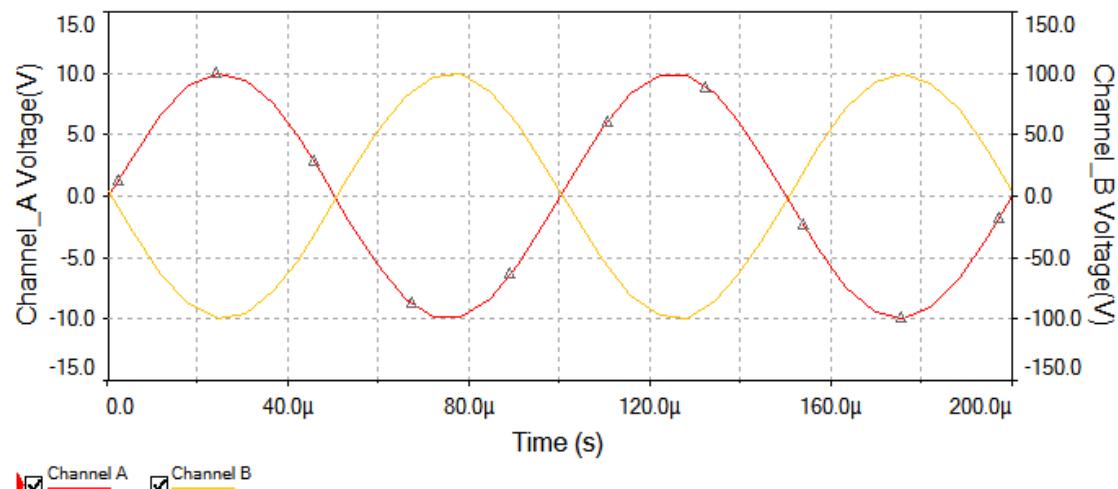


图 Section128-7 串联型复合放大电路实例 3 的仿真波形

并联型复合放大器方法之一

与串联型复合放大电路相比，并联型复合放大器的使用目的更加单一，其实就是高速放大器的输出失调电压自适应调整。

我们知道，绝大多数高速或者宽带运放，追求的是对高频信号的放大能力，因此其带宽要足够宽，压摆率要足够大，但其失调电压、偏置电流等输入端参数，就显得捉襟见肘。幸运的是，绝大多数场合下，既然要放大高频信号，就对低频信号不太关心，可以使用隔直电容将放大器的输出失调电压消除掉。

事情也有例外的时候。当我们要实现 DC~1MHz 内具有平坦的 1000 倍电压增益时，由于不能舍弃直流，就不可能使用隔直电容了，此时如果运放具有 1mV 的输入失调电压，理论上，输出端就会出现高达 1V 的失调电压。这是不能容忍的。

按照传统的思想，只有选择超低失调电压的运放，才有可能有效降低输出失调电压。但非常遗憾，高速放大器中失调电压小的凤毛麟角，我们几乎无计可施。

并联型复合放大器可以解决这个问题。如图 Section128-8 就是一个并联型复合放大电路。图中主放大器为 U1，LT1226 是一款增益带宽积达到 1GHz 的宽带放大器，其压摆率也达到 250V/μs，可以实现单级 1000 倍电压增益，且带宽可以达到 1MHz 以上。但是，它的输入失调电压典型值为 1mV，导致输出失调电压达到 1V。

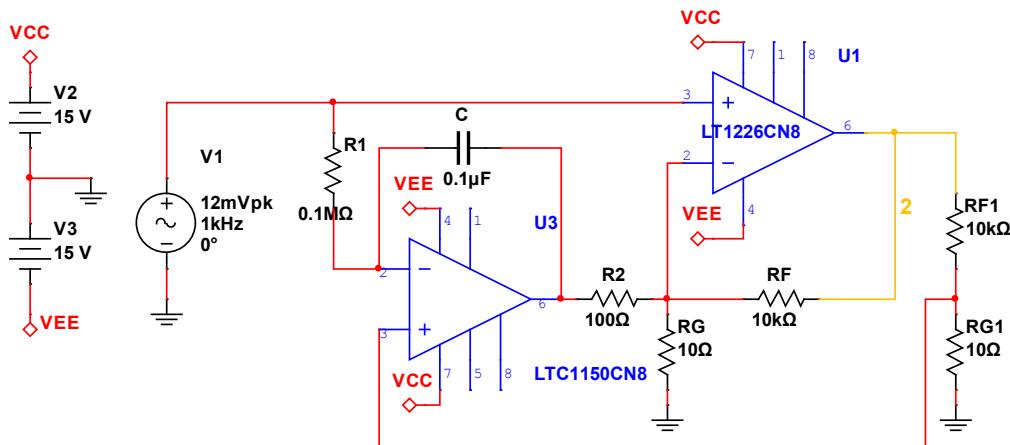


图 Section128-8 并联型复合放大电路实例 1

从放大器为图中的 U3，LTC1150，是一款低速运放，但是其失调电压极低，约为 $0.5\mu V$ ，偏置电流也较小，为 $10pA$ 。将这个运放并联于主放大器旁，可以有效降低输出失调电压。工作原理如下：

先不要理睬 U3 及其外围的 R_1 、 R_2 和 C ，可以看出主放大器依靠电阻 R_F 、 R_G 实现了 1001 倍同相比例器功能。接着我们看看 U3 干了什么。

1) 静态分析。静态时，输入端接地，且电容视为开路，静态等效电路如图 Section128-9 所示。图中运放内部的直流电压源是运放的输入失调电压， V_{OS1} 约为 $10\mu V$ 量级， V_{OS2} 约为 mV 量级。同时，不能忽略运放 A1 具有的输入偏置电流 I_{B1} ，它会在电阻 R_1 上产生压降。

先分析反馈类型，图中有两个反馈环路，一个包括 A1 和 A2 的大环，一个仅有 A2 的小环。对大环，在输出端设定一个 \oplus ，沿着绿色箭头，我们发现，回到输出端的是 \ominus ，说明

大环路是负反馈。而小环，图中没有画，即输出端通过 R_F 到达A2的负输入端，再回到输出，很简单可以看出这也是一个负反馈。

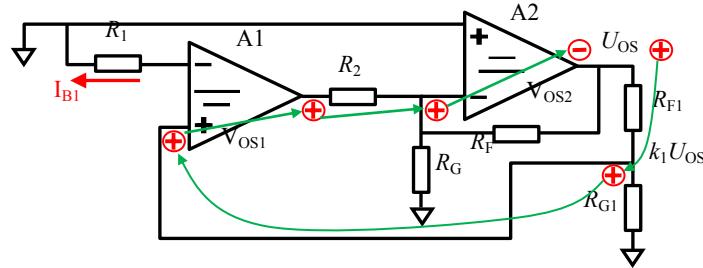


图 Section128-9 并联实例 1 的静态分析

由于这样的负反馈存在，虚短是成立的，因此有：

$$\begin{aligned} U_{A1_IN-} &= I_{B1}R_1 \\ U_{A1_IN+} &= U_{A1_IN-} - V_{OS1} = I_{B1}R_1 - V_{OS1} \end{aligned}$$

以上可以视为运放 A1 的直流意外，包括输入失调电压和输入偏置电流的影响。

$$\begin{aligned} U_{OS} \times k_1 &= U_{OS} \times \frac{R_{G1}}{R_{F1} + R_{G1}} = U_{A1_IN+} \\ U_{OS} &= \frac{U_{A1_IN+}}{k_1} = (I_{B1}R_1 - V_{OS1}) \frac{R_{F1} + R_{G1}}{R_{G1}} \end{aligned}$$

总的输出失调电压，为运放 A1 的直流意外，乘以电路增益，与运放 A2 的高失调电压无关。对图 Section128-8 的 LT1150 来说， $V_{OS}=0.5\mu V$ ， $I_B=10pA$ ，导致输出失调电压为：

$$U_{OS} = (|I_{B1}R_1| - |V_{OS1}|) \frac{R_{F1} + R_{G1}}{R_{G1}} = (1 + 0.5) \times 10^{-6} \times \frac{10010}{10} = 1.5mV$$

对 1001 倍放大器来说，输出失调电压被控制在 1.5mV，实属优秀。

2) 动态分析。

画出动态等效图如图 Section128-10 所示，其实就是原图，只是各参量变成了纯变化量。

先宏观看，输出为 u_i 的 1001 倍，那么经过相同电阻的分压后，图中 k_1u_o 就是 u_i ，此时对 A1 组成的积分器来说，由于虚短其负输入端为 u_i ，因此 R_1 两端动态电压相等，没有动态电流，这就造成电容上没有动态电流，其两端也就不存在动态电压，因此电容右侧，即图中 u_x 的动态电压，将也是 u_i ，这就造成电阻 R_2 两端动态电位相等，不会产生动态电流贡献给 R_F 。这样看，包括 R_2 在内及其左侧电路，对 A2 放大器没有任何影响，与 R_2 断开没有区别。

因此，输出将恒定为输入的 1001 倍，即只有电阻 R_G 、 R_F 决定电路增益。

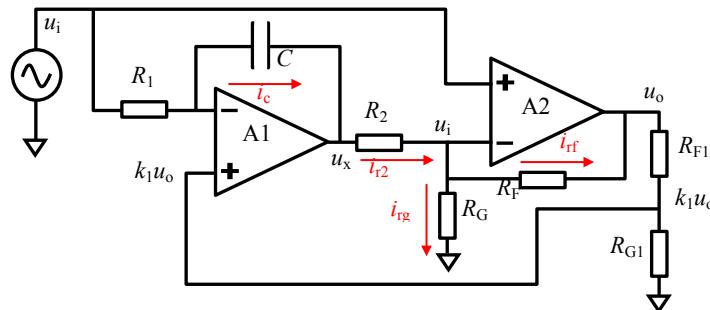


图 Section128-10 并联实例 1 的动态分析

再细致分析。假设运放 A1 是理想的，则虚短成立，引出下式成立：

$$u_x = u_{in-} - i_c \times \frac{1}{SC} = u_{in+} - \frac{u_i - u_{in-}}{R_1} \times \frac{1}{SC} = k_1 u_o - \frac{u_i - k_1 u_o}{R_1} \times \frac{1}{SC} \quad [6]$$

对运放 A2 的负输入端节点，由于虚断，有：

$$i_{r2} = i_{rg} + i_{rf} \quad [7]$$

假设运放 A2 是理想的，则虚短成立，又据式[7]，引出下式成立：

$$\frac{u_x - u_i}{R_2} = \frac{u_i}{R_G} + \frac{u_i - u_o}{R_F} \quad [8]$$

将式[6]代入式[8]，得：

$$\frac{k_1 u_o - \frac{u_i - k_1 u_o}{R_1} \times \frac{1}{SC} - u_i}{R_2} = \frac{u_i}{R_G} + \frac{u_i - u_o}{R_F}$$

化简过程：

$$\begin{aligned} R_G R_F (k_1 u_o - \frac{u_i - k_1 u_o}{R_1} \times \frac{1}{SC} - u_i) &= R_2 R_F u_i + R_2 R_G (u_i - u_o) \\ R_G R_F k_1 u_o + R_G R_F \frac{k_1}{SCR_1} u_o + R_2 R_G u_o &= R_G R_F \frac{1}{SCR_1} u_i + R_G R_F u_i + R_2 R_F u_i + R_2 R_G u_i \\ u_o (R_G R_F k_1 + R_G R_F \frac{k_1}{SCR_1} + R_2 R_G) &= u_i (R_G R_F \frac{1}{SCR_1} + R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G) \\ u_o (R_G R_F k_1 SCR_1 + R_G R_F k_1 + R_2 R_G SCR_1) &= u_i (R_G R_F + R_G R_F SCR_1 + R_2 R_F SCR_1 + R_2 R_G SCR_1) \end{aligned}$$

得：

$$G = \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_G R_F + R_G R_F SCR_1 + R_2 R_F SCR_1 + R_2 R_G SCR_1}{R_G R_F k_1 SCR_1 + R_G R_F k_1 + R_2 R_G SCR_1} = \frac{1}{k_1} \times \frac{1 + SCR_1 (1 + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2}{R_F})}{1 + SCR_1 (1 + \frac{R_2}{k_1 R_F})} \quad [9]$$

当：

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{R_G}{R_G + R_F} \\ G = \frac{u_o}{u_i} &= \frac{R_G R_F + R_G R_F SCR_1 + R_2 R_F SCR_1 + R_2 R_G SCR_1}{R_G R_F \frac{R_G}{R_G + R_F} SCR_1 + R_G R_F \frac{R_G}{R_G + R_F} + R_2 R_G SCR_1} \\ &= \frac{(R_G R_F + SCR_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G)) (R_G + R_F)}{R_G R_F R_G SCR_1 + R_G R_F R_G + R_2 R_G SCR_1 (R_G + R_F)} \\ &= \frac{(R_G + R_F) R_G R_F + SCR_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G) (R_G + R_F)}{R_G R_F R_G + SCR_1 (R_G R_F R_G + (R_G + R_F) R_2 R_G)} \\ &= \frac{R_G + R_F}{R_G} \times \frac{R_G R_F + SCR_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G)}{R_G R_F + SCR_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G)} = \frac{R_G + R_F}{R_G} \end{aligned}$$

这说明，当电路中两个运放均为理想的，并且外环反馈电阻比值(R_{F1} 、 R_{G1})等于内环反馈电阻比值(R_F 、 R_G)时，整个电路就是内环电阻组成的同相比例器，其增益只与内环电阻有关，与 R_2 以及运放 A1 无关。看起来，就像 R_2 断开一样。

3) 综合分析结论

通过静态分析和动态分析，我们看出，信号放大是由主放大器 A2 实现的，其增益由内环电阻决定。而从放大器 A1 并联于其侧，将输出的 $1/G$ 通过外环电阻取回，与输入信号进行比较放大，两者的动态量完全相同，不影响 A2 的主放大功能，但如果输出的静态量

与输入信号静态量不同，就会被 A1 发现，并通过 A1 强有力的调节，通过电阻 R_2 作用到运放 A2，迫使其改变其静态，以满足运放 A1 提出的要求。而运放 A1 在静态（低频）量非常精细，可以发现输出静态量与输入信号静态量（默认为 0V）的微小差别，并实施严苛的纠正。

最终，在不改变主放大器正常放大的基础上，运放 A1 的介入，保证了输出静态，也就是输出失调电压的 $1/G$ ，可以与输入信号的静态（默认 0V）的差值保持在 A1 的输入失调电压范围内。

4) 可能存在的问题

与串联型复合放大器相比，并联复合放大器几乎不存在稳定性问题。从放大器 A1 一般选择失调电压低、偏置电流小的运放，对带宽没有过多要求。

内环增益电阻和外环检测电阻应尽量保证一致。但在实际设计中，两者存在偏差是必然现象。分析和实践均能证明，当两者出现容差范围内的不一致时，仅会引起通带内增益出现微弱的波动，低频段增益取决于外环电阻，而高频段增益取决于内环和外环电阻的综合，整体上并不影响电路的工作。

并联型复合放大器方法之二

还有一种实现并联型复合放大电路的方法，如图 Section128-11 所示。图中 A2 是主放大器，通常为高速或者宽带放大器，当其同相输入端接地时，它就是一个反相比例器，但是它的负输入端存在运放 A2 的失调电压 V_{OS2} ，一个接近 1mV 的值，则导致输出失调电压比较大。用一个从放大器 A1，检测运放 A2 的负输入端，并通过 A1 组成的负反馈，强迫 A2 的负输入端为 V_{OS1} ，一个 $10\mu V$ 左右的电压，最终大幅度降低输出失调电压。

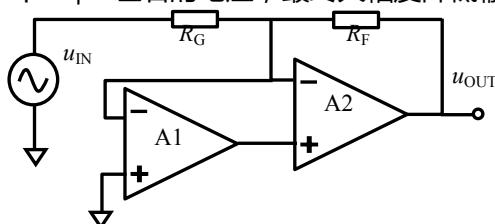


图 Section128-11 并联型复合放大电路实例 2

Section129. 用程序控制增益和自动增益控制

放大电路的增益，有时是需要改变的。而改变放大电路的增益，有机械改变和电控改变两种方法。所谓的机械改变，仅指通过机械扭动或者拉动方法，改变电位器阻值，以实现增益改变，比如老式电视机、收音机的音量调节。所谓的电控改变，则包括有源部件的介入，在电信号的作用下，实现增益的改变。其主要有两种思路：

第一种，离散控制类。用继电器、模拟开关等，选择不同阻值的电阻接入电路，实现不同增益。因此这种增益改变，只能实现若干种，不可能连续改变，因此称为离散型。前面学过的程控增益放大器，就属于这一类。

第二种，连续控制类。利用晶体管的伏安特性曲线，在不同位置具有不同的等效动态电阻思路，通过外部的控制电压连续改变，可以实现连续的增益调节。理论上，它可以实现任意精细的增益改变，因此称为连续型。前面学过的压控增益放大器，就属于这一类。

尽管我们已经学过了程控增益放大器、压控增益放大器，但在实际工作中，要改变电路增益，并不是只能有两个选择：或者使用程控增益放大器，或者使用压控增益放大器，还有其他的方法。本节总结现有的全部方法，供读者参考。

直接使用程控增益放大器的局限性

程控增益放大器，有很多优点。但也有局限性：

- 1) 程控增益放大器是成品，无法改造，且现有的成品种类有限，其增益值是设定好的，几个到几十个增益值，用户无法自行改变。
- 2) 程控增益放大器的带宽，一般都不高。
- 3) 程控增益放大器的失调电压、噪声、失真度、功耗等指标，都是确定的，一般不属
于优秀。当用户对此不满意时，很难挑选出合适的。

因此，当能够接受离散调节增益，却又选不到合适的程控增益放大器时，可以按照程控增益的设计思想，使用继电器、模拟开关等，可以自行选择运放和外部电阻，完成自制“程控增益放大器”。本节后续会讲。

直接使用压控增益放大器的局限性

压控增益放大器的带宽一般较高，适用于高频信号处理。同时，它能够接受模拟电压控制，为其摆脱数字控制带来了可能。但它也有局限性：

- 1) 其静态特性一般较差，如失调电压等。
- 2) 其增益准确性较差，实现精准增益控制较为困难。

用户按照压控增益思想，自行设计符合自己要求的压控增益放大器，一般较为困难。

利用继电器或者模拟开关设置不同的增益，方法之一

在运放组成的反相比例器和同相比例器中，电阻决定着增益。因此，用开关选择不同阻值的电阻，可以实现不同的增益。而这个开关，可以用继电器实现，也可以用模拟开关实现。

图 Section129-1 为最简单的程控增益放大器。图中开关用于选择电阻 R_G ，而反馈电阻 R_F 是固定的。左图有 2 个开关，共 4 种状态：全闭合 $G=-5$ 、全断开 $G=-1$ 、上开下合 $G=-2$ 、上合下开 $G=-3$ ，用户需要哪些增益配置，可以自行选择电阻值实现。右图属于标准化的 2 进展增益模式，可以实现从 -1、-2 一直到 -16 共 16 个增益设置。显然， n 个开关，可以构造出 2^n 种增益。图中，都是反相型电路，读者可以稍作改变，使之变成同相型电路。

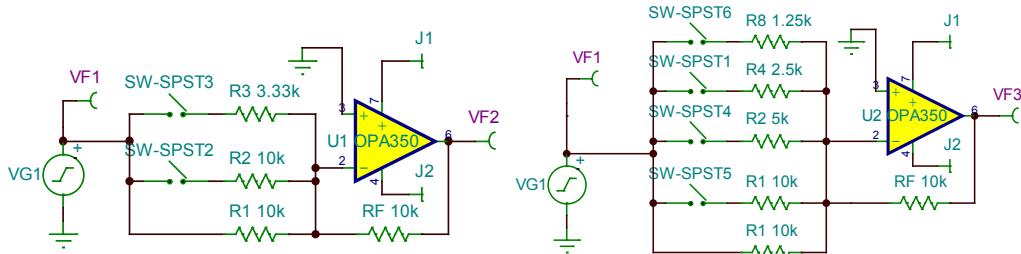


图 Section129-1 支路型反相程控增益放大器

这类电路有一个特点，开关串联于支路中，开关有电流流过，称此类电路为支路型。任何开关在导通时，都不能做到完全的 0 电阻，特别是模拟开关，其导通电阻有时高达 $1\text{k}\Omega$ ，小的也有近百 $\text{m}\Omega$ 量级。因此，此电路中开关导通电阻将影响电阻的实际增益。

为了避免开关导通电阻对电路的影响，一般使用另外一种结构，称之为节点型电路，如图 Section129-2 所示。可以看出，此图中的开关位置变了，它被置于多个串联电阻的不同节点处，只取电位，而由于运放的高阻特性，没有电流流过开关。这样，开关的导通电阻对电路就没有什么影响了。为充分显现此电路优点，图中的开关都包含 100Ω 导通电阻。

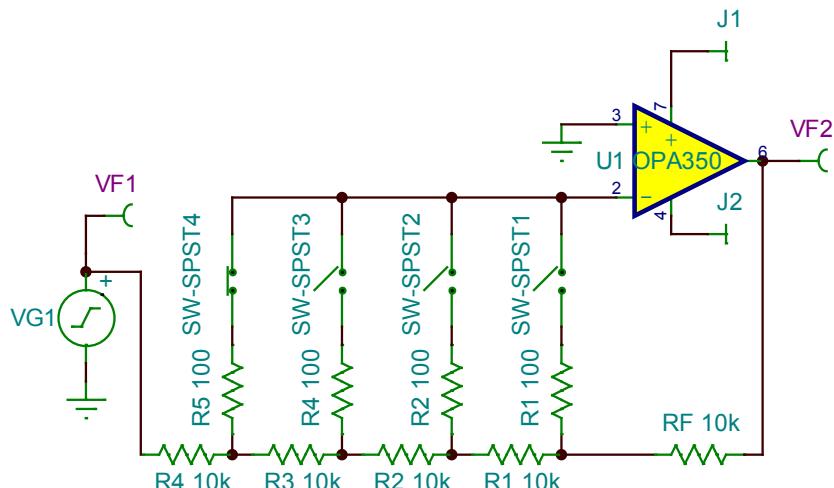


图 Section129-2 节点型反相程控增益放大器

与支路型电路相比，节点型电路的缺点是开关数量多（ n 个开关实现 n 种增益），电阻计算稍显麻烦。但其优势是不考虑开关的导通电阻，因此得以广泛应用。

如果有单刀双掷型开关（或者左边通，或者右边通），取代图中的单刀单掷开关（或者开、或者断），则可以有限减少开关数量。如图 Section129-3 所示，是一个 4 种增益的同相程控放大器，它只使用了 3 个开关。

节点型电路的电阻选择，需要一些计算。以图 Section129-3 为例，设计过程如下：

已知增益为 G_1 、 G_2 、 G_3 、 G_4 ，选定 R_F ，求电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 。

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = \frac{R_F}{G_1 - 1} \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_2 + R_3 + R_4 = \frac{R_F + R_1}{G_2 - 1} \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_3 + R_4 = \frac{R_F + R_1 + R_2}{G_3 - 1} \end{array} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_4 = \frac{R_F + R_1 + R_2 + R_3}{G_4 - 1} \end{array} \right. \quad (4)$$

用式(1)减去式(2)得：

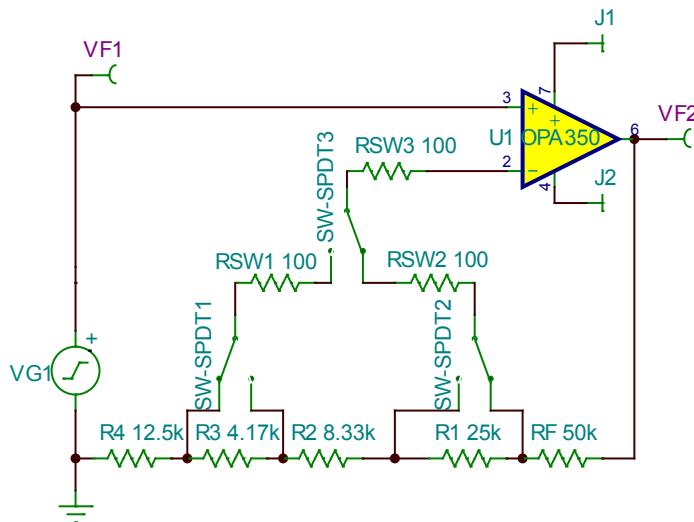


图 Section129-3 节点型同相程控增益放大器

$$R_1 = \frac{R_F}{G_1 - 1} - \frac{R_F + R_1}{G_2 - 1}$$

化简得：

$$\begin{aligned} (G_1 - 1)(G_2 - 1)R_1 &= (G_2 - 1)R_F - (G_1 - 1)(R_F + R_1) \\ &= (G_2 - 1)R_F - (G_1 - 1)R_F - (G_1 - 1)R_1 \\ (G_1 - 1)G_2 R_1 &= (G_2 - G_1)R_F \\ R_1 &= \frac{G_2 - G_1}{(G_1 - 1)G_2} R_F = \left(\frac{1}{G_1 - 1} - \frac{G_1}{(G_1 - 1)G_2} \right) R_F \end{aligned} \quad (5)$$

同理，可求得：

$$R_2 = \frac{G_3 - G_2}{(G_2 - 1)G_3} (R_F + R_1) = \left(\frac{1}{G_2 - 1} - \frac{G_2}{(G_2 - 1)G_3} \right) (R_F + R_1) \quad (6)$$

$$R_3 = \frac{G_4 - G_3}{(G_3 - 1)G_4} (R_F + R_1 + R_2) = \left(\frac{1}{G_3 - 1} - \frac{G_3}{(G_3 - 1)G_4} \right) (R_F + R_1 + R_2) \quad (7)$$

对电阻 R_4 的求解，可以直接采用式(4)，也可按照下述方法实现与式(5)~式(7)完全相同的表达式，以方便编程计算：设 $G_5 = \infty$ ，则有：

$$R_4 = \left(\frac{1}{G_4 - 1} - \frac{G_4}{(G_4 - 1)G_5} \right) (R_F + R_1 + R_2 + R_3) \quad (8)$$

举例 1

用 OPA350 和单刀双掷开关设计一个程控增益放大器，要求增益为 2 倍、4 倍、8 倍和 16 倍。供电电压为 $\pm 2.5V$ ，负载为 $1k\Omega$ 。

解：电路选择图 Section129-3 结构。唯一需要思考的，是 R_F 的选择。我们知道，选择电阻的宗旨是：“越小越好，直到输出电流或者其它问题限制其不能再小”。对运放 OPA350 来说，其输出电流可以达到 $40mA$ ，而 $2.5V$ 供电情况下， $1k\Omega$ 负载最大消耗 $2.5mA$ 电流，因此，在反馈支路增加一个 $100\sim 1k\Omega$ 电阻，会产生 $25mA\sim 2.5mA$ 的额外电流，这对 OPA350 来说，应无大碍。因此，选择 $R_F=1k\Omega$ 。

根据式(5)~式(8)，计算得： $R_1=500\Omega$ ， $R_2=250\Omega$ ， $R_3=125\Omega$ ， $R_4=125\Omega$ 。绘制电路如图 Section129-4 所示。设定输入信号频率为 $10kHz$ ，幅度为 $14.142mV$ ，用 TINA-TI 中的万用表

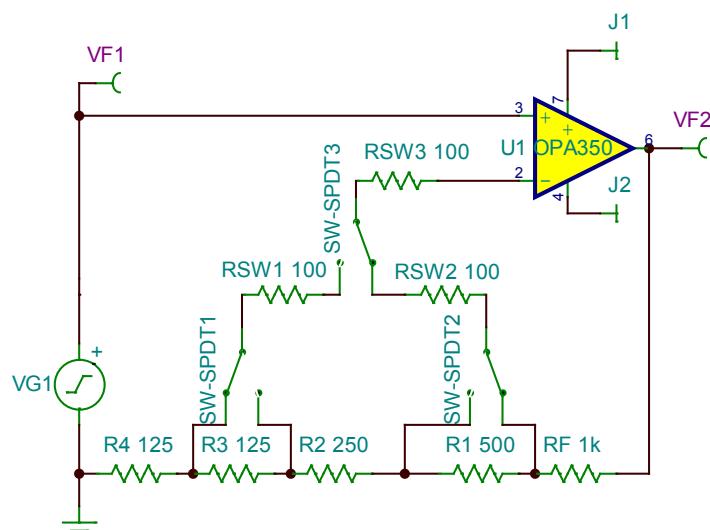


图 Section129-4 举例 1 电路

测量交流有效值，结果如下表。

SW3	SW2	SW1	实测 VF1/mV	实测 VF2/mV	计算 G
右	右	无关	10	20	2
右	左	无关	10	40	4
左	无关	右	10	80	8
左	无关	左	10	160	16

测试结果表明，与设计要求吻合。

举例 2

用模拟开关和待选放大器设计一个直流程控增益放大器，要求增益绝对值为 5 倍、10 倍、20 倍和 50 倍。在全部增益下，DC~5MHz 内，实际增益与设定增益误差不大于 20%，输出失调电压小于 $1mV$ 。供电电压为 $\pm 5V$ ，数字供电 $5V$ 。

解：1) 首先进行难点分析和方案选择

在 50 倍增益下，要求输出失调电压 $1mV$ 以下，则等效输入失调电压为 $20\mu V$ 以下，这比较苛刻。降低输出失调电压有三种方法，一种采用交流耦合，在输出端增加隔直电容，

但一旦涉及到直流放大器，就不能使用电容隔直方法，而只能采用另外两种方法，就是使用超低失调电压运放，或者复合放大器。

如果采用等效输入失调电压为 $20\mu V$ 以下的超低失调电压运放，就需要考虑其带宽是否合格。50 倍增益大于 $5MHz$ ， 20% 带宽，根据式(Section74-6)，运放的 GBW 应大于：

$$GBW = \frac{f_{Hf}}{F} \times \frac{k}{\sqrt{1 - k^2}} = \frac{5MHz}{0.02} \times \frac{0.8}{\sqrt{1 - 0.8^2}} = 333MHz$$

对常见的三大公司 (ADI、TI、Linear Technology) 运放进行挑选，发现没有合适的。最为接近的运放为 [ADA4899-1](#)，其增益带宽积为 $600MHz$ ，输入失调电压典型值 $35\mu V$ ，最大值 $210\mu V$ 。

因此，只能选择复合放大器。由于带宽较大，以精密运放为核心的串联型无法达到，只能选择并联型。而并联型有两种方法，如果用方法一，将输出的 $1/G$ 回送到从放大器中，就会引起很大的麻烦，因为我们设计的是程控增益放大器， G 是可变的，这就需要另外 2 套开关电路，一套负责设置增益，另一套负责将 $1/G$ 回送。剩下只有方法二了，让我们试试看。

因此，初步的方案为：以一款高速运放为核心 A2，用图 Section128-11 架构，将其中的 R_G 用节点型程控增益反相比例器实现，形成如图 Section129-5 所示的方案。

2) 根据初步方案，选择运放，完成设计。

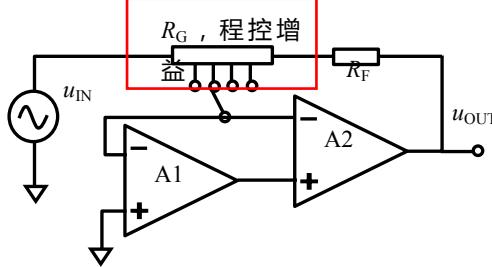


图 Section129-5 举例 2 设计方案

并联型复合放大电路方法二，只能将主放大器 A2 的输入失调电压降至从放大器 A1 的水平，却无法降低由于偏置电流带来的输出失调电压。因此，如果 A2 具有 $1\mu A$ 以上的输入偏置电流，反馈电阻为 $1k\Omega$ ，就会在输出端产生 $1mV$ 的失调电压。因此，对主放大器 A2 提出了一个要求，输入偏置电流必须较小，为保险起见，可以设定为 $0.1\mu A$ 上限。

至此，对运放 A2 提出要求如下： $GBW > 333MHz$ ，输入偏置电流小于 $0.1\mu A$ ，能接受 $\pm 5V$ 供电，最小稳定增益 < 5 ，对输入失调电压无需要求。

挑选运放的方法如下：将各公司运放表格，以带宽从大到小排序，截止到 $500MHz$ ，从中挑选输入偏置电流小于 $100nA$ 的，数量就很少了，然后根据供电电压、最小增益进行二次筛选，一般就所剩无几了。经我挑选，[ADA4817-1](#) 为合适运放。其关键指标如下：

供电电压	GBW	偏置电流	最小增益	输入失调电压
5~10V	410MHz	最大 $20pA$	1	最大 $2mV$

模拟开关选择 ADI 公司的 [ADG411](#)。

从放大器要求供电电压为 $\pm 5V$ ，失调电压小，选择 [AD8638](#) 较为合适。其输入失调电压最大 $9\mu V$ ，正负 $2.5V$ ~正负 $8V$ 供电。

据此，设计完整电路如图 Section129-6 所示。

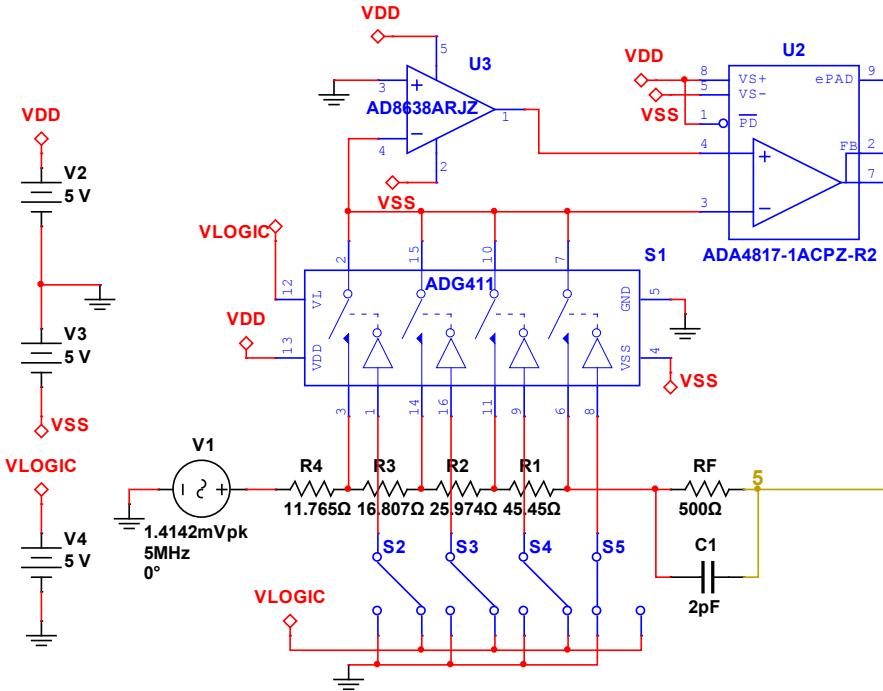


图 Section129-6 举例 2 仿真电路

3) 对上述电路进行仿真实测 , 结果如下表所示。

首先进行静态实测。输入端接地 , 改变增益设定值 , 用直流万用表实测输出端 , 得到第一行数据 , 输出失调电压最大为 0.129mV , 满足要求。

其次 , 设定输入信号为正弦波 , 幅度为 14.142mV , 即有效值为 10mV_{rms} , 分别设定信号频率为 10Hz , 0.1MHz , 1MHz , 3MHz , 4MHz , 5MHz , 用交流万用表实测输出端 , 得到其他行数据。

输入信号	设定 5 倍	设定 10 倍	设定 20 倍	设定 50 倍
$0\text{Hz} , 0\text{V}$	0.015mV	0.028mV	0.053mV	0.129mV
$10\text{Hz} , 10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.050V	0.100V	0.200V	0.500V
$0.1\text{MHz} , 10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.050V	0.100V	0.200V	0.500V
$1\text{MHz} , 10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.050V	0.101V	0.203V	0.519V
$3\text{MHz} , 10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.051V	0.102V	0.209V	0.541V
$4\text{MHz} , 10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.051V	0.102V	0.208V	0.521V
$5\text{MHz} , 10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.051V	0.102V	0.206V	0.498V

同时 , 用示波器观察输出波形 , 一切正常。

可知 , 最大增益误差发生在 3MHz , 设定 50 倍时 , 误差约为 8.2% , 未超过要求的 20% 。

利用继电器或者模拟开关设置不同的增益 , 方法之二

方法一的特点是 , 核心是一个运放 , 因此单级实现不同增益时 , 带宽会有不同。当要求不同增益下 , 带宽大致相同时 , 就需要使用方法二。

方法二的核心是 , 整个程控增益放大电路由多个增益模块组成 , 各增益模块的增益是

固定的，所谓的程控增益，是依靠开关选择不同增益模块投入信号链路，以此决定整个电路增益。其结构有两种：并联型和串联型。

并联型结构如图 Section129-7 所示。它的核心思想为，将输入信号经多个增益模块放大，用多个开关并联，选择不同增益模块的输出进入后级，实现不同的增益。图中整个电路由 4 个增益模块组成，其中 G_4 是为了降低电路输出阻抗，一般为 1 倍或者 2 倍。为了解释方便，假设 $G_1=11$ 倍， $G_2=12$ 倍， $G_3=13$ 倍， $G_4=2$ 倍。此时， u_{01} 为 11 倍， u_{02} 为 11×12 倍， u_{03} 为 $11 \times 12 \times 13$ 倍，三个并联的开关只有一个导通，其余断开，则选择 u_{01} 、 u_{02} 、 u_{03} 之一投入 G_4 的输入端，最终营造出 3 种不同的总增益 G。

只要保证所有的开关都是先断开后闭合，那么图中的 3 个电阻 R_1 并不是必须的，可以短路。而电阻 R_{IN} 也不是必须的，这取决于 G_4 的输入端结构。

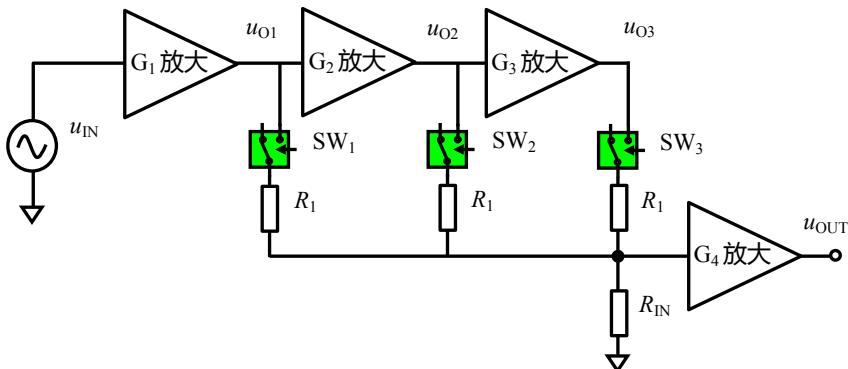


图 Section129-7 并联型多级程控增益电路

这个电路的优点在于使用了最少的开关，图中每个开关都可以使用单刀单掷型。而这个电路的缺点也是明显的：当采用 SW_1 闭合，即最小放大倍数时，通常情况下， u_{02} 或者 u_{03} 已经出现饱和波形，低频时影响不大，但在高频时，此饱和失真波形会通过开关耦合到 G_4 输入端，造成输出波形出现失真。

串联型结构可以最大程度避免此现象，如图 Section129-8 所示。它的核心思想是，通过开关作用，决定信号是通过某级增益模块，还是绕过该增益模块，以此决定整个电路增益。当 G_4 设定为最大增益时，图中任何一个模块都不会出现饱和现象。因此，即便存在开关高频时的耦合现象，也仅是稍稍改变了增益，而不会引起失真。同时，此电路的增益种类可以较多，以图 Section129-8 为例，它可以实现 G_4 、 G_4G_1 、 G_4G_2 、 G_4G_3 、 $G_4G_1G_2$ 、 $G_4G_1G_3$ 、 $G_4G_2G_3$ 、 $G_4G_1G_2G_3$ 共 8 种增益，而使用两个单刀双掷开关，则可以实现 4 种增益。

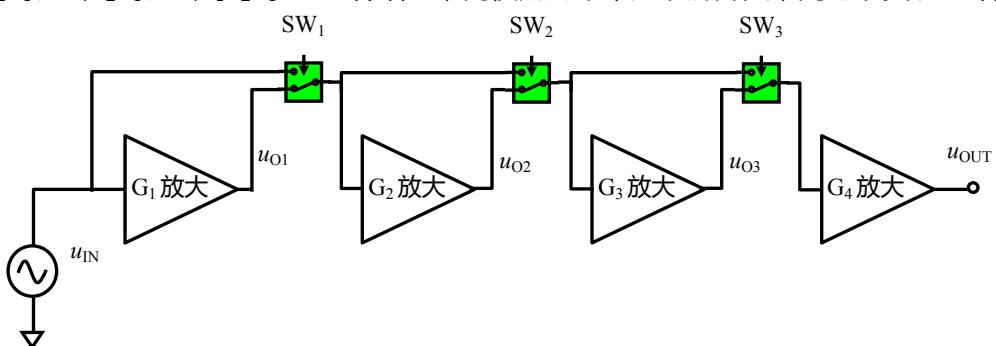


图 Section129-8 串联型多级程控增益电路

举例 3

用模拟开关设计一个程控增益放大器，要求增益为 10 倍、50 倍、100 倍和 500 倍，-3dB 带宽为 100Hz~100MHz。供电电压为 $\pm 15V$ ，负载为 $20k\Omega$ 。

解：为了避免饱和失真问题，选用串联型多级程控增益放大电路如图 Section129-8 所示，因只有 4 种增益，图中的模块数为 3 个，开关使用 2 个。

运放选择 $\pm 15V$ 供电的宽带运放 THS3091，其 10 倍增益带宽可以达到 190MHz，压摆率至少在 $5000V/\mu s$ 以上。但其静态特性较差，失调电压约为 4mV 以下，输入偏置电流高达 $20\mu A$ ，幸亏题目要求中下限截止频率为 100Hz，多个增益模块之间可以采用阻容耦合，消除由此产生的直流意外。模拟开关选择 $\pm 15V$ 供电的 ADG1236，其导通电阻为 260Ω 以下，-3dB 带宽高达 1000MHz，在 100MHz 处隔离约为-45dB，串扰约为-50dB 以下。

首先，通过电阻 R_4 实现和输入信号的阻抗匹配，同时信号被衰减 0.5 倍，最后一级增益模块选择 20 倍增益，这等效于前述的 G_4 等于 10。因 THS3091 为电流反馈型运放，当其 10 倍增益带宽为 190MHz，那么 20 倍增益带宽应该大于 95MHz，有望实现 100MHz。

另外两个增益模块可以选择 5 倍和 10 倍，这样就组合出 10 倍、50 倍、100 倍和 500 倍 4 种增益。据此设计电路如图 Section129-9 所示。

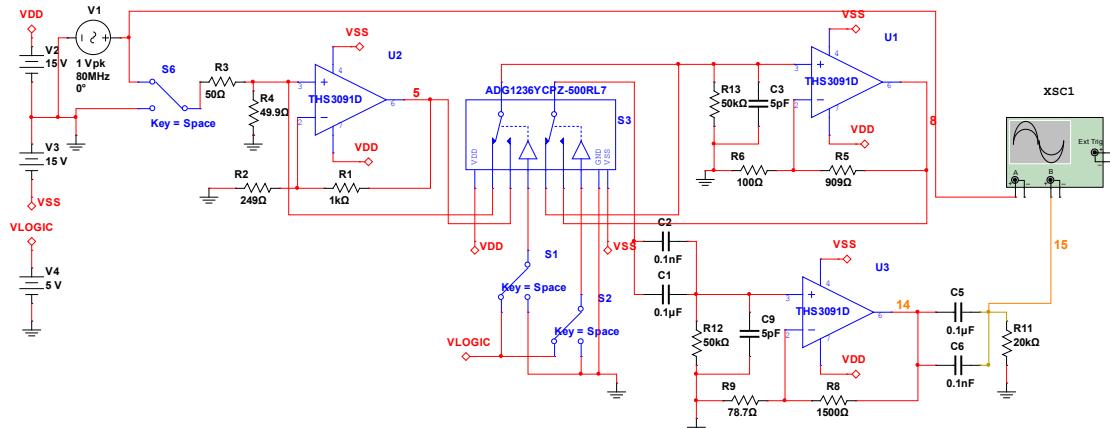


图 Section129-9 举例 3 串联型多级程控增益电路

设计细节分析如下：

1) 各模块增益电阻选择。

THS3091 属于电流反馈型运放，其反馈电阻选择应尽量遵循数据手册建议。数据手册给出了 2 倍、5 倍、10 倍的反馈电阻建议值，如图所示。增益电阻可由此计算获得。

对 20 倍增益，数据手册没有给出建议，综合手册中的描述和其他增益的阻值选择规律，本例中选择为 1500Ω 。

2) 阻容耦合设计。

阻容耦合的目的是消除前级产生的直流意外，即由失调电压、偏置电流等产生的静态电位非零。在输出端增加阻容耦合是必须的，如图中的 C_5 和 C_6 并联，这会使得最终的静态电位为 0。但不要忘记，中间级之间也有可能需要，如图中的 C_1 和 C_2 并联，是否需要，取决于具体电路。本例中使用了中间级的阻容耦合。

阻容耦合电路决定着电路的下限截止频率。图中 C_5 和 C_6 并联形成的下限截止频率为：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi R_{11}(C_5 + C_6)} = 79.58\text{Hz}$$

图中 C_1 和 C_2 并联形成的下限截止频率为：

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi R_{12}(C_1 + C_2)} = 31.83\text{Hz}$$

共同作用形成的下限截止频率应该稍大于其中的最大值，应能满足小于 100Hz 要求。

3) 通带平坦性调整。

图中 C_3 和 C_9 均起到低通滤波作用，其效果使得整个通带内增益平坦性得以保证。

最后，对此电路进行仿真实验。各增益下的幅频特性测试结果如下表所示。

设置增益	中频增益(1MHz)/dB	下限截止频率	上限截止频率	增益隆起
10 倍/20dB	19.955	91.7Hz	103.8MHz	
50 倍/33.98dB	33.95	91.7Hz	102.5MHz	
100 倍/40dB	40.03	91.7Hz	113.3MHz	411dB/63.88MHz
500 倍/53.98dB	54.02	91.7Hz	110.5MHz	54.35dB/63.09MHz

结果表明，电路工作正常，满足设计要求。

需要特别注意的是，本电路没有要求输出摆幅。如果考虑到输出摆幅的最大化，最后一级的静态输出电压一定得很小才行。但本电路最后一级运放的输出静态电压是较大的，实测表明，图中 14 节点处的静态电压高达 4V 左右，在±15V 供电情况下，将严重影响输出摆幅。

这个直流电位的来源主要是图中的 R_{12} 。THS3091 的输入偏置电流典型值为 4μA，最高达 20μA，与 50kΩ 的 R_{12} 相乘，可以产生最大 1V（实测为 0.2V）的静态电压，这是不能忽视的。那么，为什么不将此电阻选择更小一些呢？这主要考虑到模拟开关的导通电阻，约为 120Ω，以及导通电阻的非线性，约为 20Ω。当 R_{12} 很小时，开关导通电阻会产生压降，且引入信号的非线性失真。

因此，如果必要，可以考虑在图中将电阻 R_9 左侧串联一个电容，使其对交变信号实施 20 倍放大，而对静态量不实施放大。

利用乘法型 DAC 实现精细程控增益

前述的程控增益放大，一般只能实现几种增益的设定。当要求的增益种类较多，比如几十种甚至 100 种以上时，这类电路将变得异常复杂。有两种方法可以实现增益种类较多的精细程控增益。方法一是利用乘法型 DAC，方法二是利用压控增益放大器。先说方法一。

DAC (Digital to Analog Convertor，数模转换器) 用于将输入的数字量转换成对应的模拟量，它的种类很多，乘法型 DAC 是其中的一种，其结构如图 Section129-10 所示。

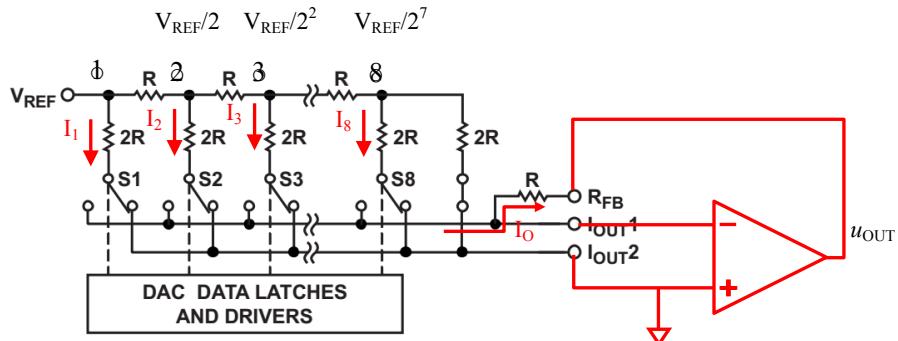


图 Section129-10 乘法型 DAC 结构 (黑色截图于 AD5425)

此电路在外部运放（红色）配合下。图中 I_{OUT2} 点接地，为 $0V$ ， I_{OUT1} 点为虚地，也是 $0V$ ，这导致了一个结果：不论开关 S1~S8 打向何处，电阻网络的下部节点电位均为 $0V$ ，图中两个电阻 R 之间的电位就是固定不变的，且是可以轻易求解的。

图中 8 号节点右下侧的电阻为两个 $2R$ 并联，左侧为 R ，因此可得：

$$U_8 = 0.5U_7$$

同理可得，7 号节点（图中未画出）右下侧电阻为 $2R$ 和 $(R+2R//2R)$ 的并联，仍为 R ，其左侧为 R ，可得：

$$U_7 = 0.5U_6$$

图中的 $R-2R$ 结构营造了这样一种结果，任意节点右下侧电阻均为 R ，左侧电阻也是 R ，因此有：

$$U_i = 0.5U_{i-1}$$

而节点 1 电位为 V_{REF} ，则可以算出节点 i 电位分别为 0.5 倍递减，如图标注。

$$U_i = \frac{1}{2^{i-1}}V_{REF}$$

因此可以求得每个开关支路 $2R$ 电阻上流过的电流也是 0.5 倍递减，为：

$$I_i = \frac{U_i}{2R} = \frac{V_{REF}}{2^i R}$$

而由此产生的，进入 I_o 的电流，取决于开关状态，也就是数字量当前位 D_i ，0 或者 1。

$$I_{oi} = D_i I_i = \begin{cases} \frac{V_{REF}}{2^i R}; & D_i = 1 \\ 0; & D_i = 0 \end{cases}$$

而总输出电流为：

$$I_o = \sum_{i=1}^8 I_{oi} = \frac{V_{REF}}{R} \sum_{i=1}^8 D_i \frac{1}{2^i} = \frac{V_{REF}}{R \times 2^8} \sum_{i=1}^8 D_i 2^{8-i}$$

而后一项求和式，其实就是数字量输入值 D_{in} 。

$$\sum_{i=1}^8 D_i 2^{8-i} = D_{in}$$

以 $D_{in}=D_1D_2D_3D_4D_5D_6D_7D_8=1000\ 0101_B=85_H=133$ 为例，

$$\sum_{i=1}^8 D_i 2^{8-i} = D_1 2^{8-1} + D_6 2^{8-6} + D_8 2^{8-8} = 128 + 4 + 1 = 133$$

由此可知，最终的电压输出为：

$$u_{OUT} = -R \times I_o = -\frac{V_{REF}}{2^8} D_{in}$$

[Section129-1]

此式说明，对于乘法型 DAC 来说，最终的输出电压为输入数字量与基准电压除以 2^8 的乘积。此时我们发现，对一个标准 DAC 来说，将 V_{REF} 设定为一个固定电压，则输出电压正比于输入数字量。但是，如果我们将 V_{REF} 用一个输入信号代替，那么输出将是输入信号的 $D_{in}/2^8$ 倍，改变 D_{in} ，就可以改变增益。

$$u_{OUT} = -\frac{u_{IN}}{2^8} D_{in} = G_{in} u_{IN}$$

D_{in} 有多少个值，就可以设定多少种增益 G_{in} 。对于 8 位 DAC，可以产生 256 种增益，对于 16 位 DAC，则可以产生 65536 种增益。

这看起来比较美妙，它可以产生非常精细的增益调节。但使用乘法型 DAC 实现增益控

制，也有固有的弊端：

1) 实际上，这种增益控制总是衰竭型的，即 G_{in} 总是小于 1 的。理论上，这种增益控制总是会更多引入噪声，降低信噪比。

2) 其带宽是有限的。图 Section129-11 是 AD5449 数据手册中的截图，表明某一数字量位单独作用时，输出幅度受频率的影响。可以看出，对于高位数字量输入（权重较大的），随着频率的上升，在 10MHz 处输出幅度开始明显下降。对于低位数字量输入，随着频率的上升，输出幅度会出现逐渐上升，这源于模拟开关的泄露特性。其原理将在本书 Section131 讲解。

很显然，对增益的精细程度要求越高，就要动用更低的数字量位数，此时，低位数字量单独输入时的较低带宽，就会使得整个程控增益放大器的带宽变窄。图中显示，如果要动用最低位 DBO，则其在 500kHz 处就出现了正 3dB 的变化，其有效带宽也就受限于 500kHz。

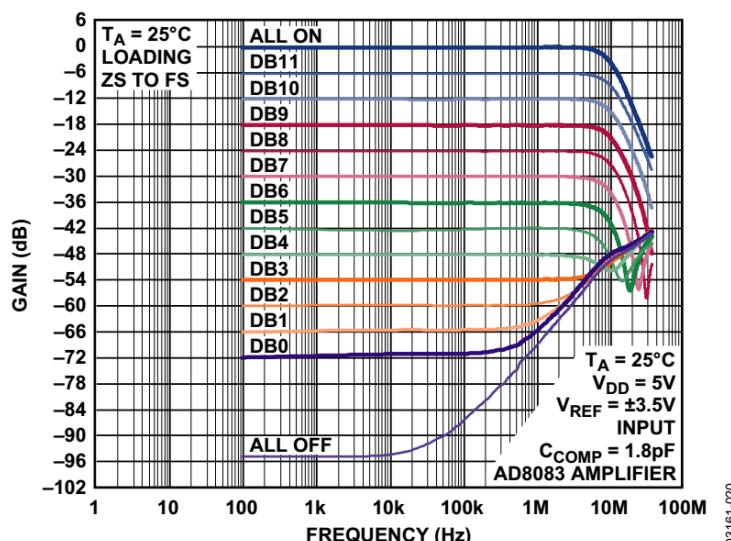


Figure 20. Reference Multiplying Bandwidth vs. Frequency and Code

图 Section129-11 乘法型 DAC 参考输入端的频率特性（截图于 AD5449）

乘法型 DAC 内部的 R-2R 网络，应用非常灵活，前述只是其中之一，可以实现衰减型程控增益。如果将其反接，可以实现放大型增益，如图 Section129-12 所示，分析方法如下：

运放仍处于负反馈状态，因此虚短成立，流过输入信号电阻 R 的电流，等于流过电阻网络的电流，这取决于数字量开关状态提供多少个支路：

$$\frac{u_{IN}}{R} = \sum_{i=1}^8 D_i \frac{0 - \frac{u_{OUT}}{2^{i-1}}}{2R} = -\frac{u_{OUT}}{R} \sum_{i=1}^8 D_i \frac{1}{2^i}$$

即

$$u_{OUT} = -\frac{2^8}{\sum_{i=1}^8 D_i 2^{8-i}} u_{IN} = -\frac{2^8}{D_{in}} u_{IN} = G_{in} u_{IN}$$

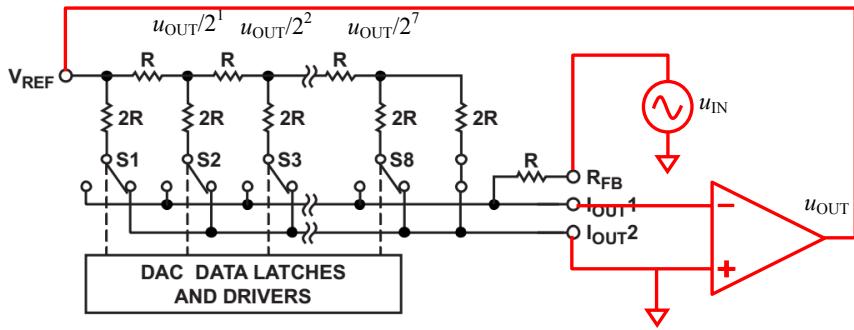


图 Section129-12 乘法型 DAC 反接形成放大型程控增益

这说明，最终的输出电压是输入电压的 G_{in} 倍，而 G_{in} 受输入数据决定，是反比关系。

举例 4

用模拟开关和电阻网络设计一个乘法型 DAC，配合待选放大器设计一个直流程控增益放大器，要求增益绝对值为 16/1 倍、16/2 倍……16/14 倍、16/15 倍。在 Multisim12.0 中实测增益和带宽。

解：根据前述分析，要达到设计要求，需要 4 位数字量输入，即用一个 4 位 DAC 即可实现。设计电路如图 Section129-13 所示，设计过程不赘述。

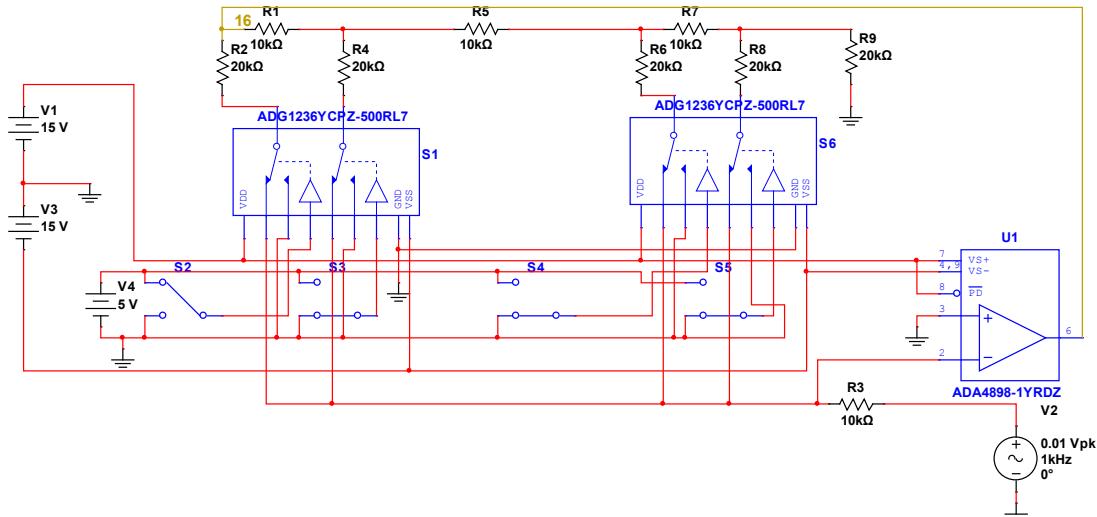


图 Section129-13 举例 4 乘法型 DAC 反接形成放大型程控增益

实测数据如下表：

D _{in}	0	1	2	3	4	5	6	7
G _{in} 设定	∞	16	8	5.333	4	3.2	2.667	2.286
G _{in} 实测		15.98	8.01	5.34	4.01	3.21	2.68	2.29
带宽 MHz		3.5	5.4	6.1	7.8	8.0	8.9	8.9
隆起增益		20.97	13.52	11.08	9.52	7.79	6.65	6.01

D _{in}	8	9	10	11	12	13	14	15
G _{in} 设定	2	1.778	1.6	1.454	1.333	1.231	1.143	1.067
G _{in} 实测	2.01	1.79	1.61	1.46	1.34	1.24	1.15	1.07
带宽 MHz	11.3	10.9	11.5	11.1	12.5	12.0	12.5	12.0
隆起增益	5.30	4.88	4.45	3.98	4.57	4.06	4.11	3.95

可以看出，其增益实测值与设定值基本吻合。在通带内，增益隆起比较明显，比如设定增益为 4，通带内最大增益达到了 9.52。为避免这种现象，通常可以在运放的输出端和负输入端之间并联一个小电容。

程控和压控配合实现宽范围精细程控增益

当要求精细增益，且带宽较高时，可以考虑将开关控制之方法二与压控增益放大器结合。

举例 5 (根据 2009 年全国大学生电子设计竞赛 C 题发挥要求改写)

设计一个直流宽带程控增益放大器，要求以 5dB 步距实现 0dB~60dB 可调。输入电阻等于 50Ω，负载电阻等于 50Ω。

- 1) 输入电压有效值 $V_{in} \leq 10 \text{ mV}$ ，在 60dB 增益时，输出电压无明显失真。
- 2) 3dB 通频带 0 ~ 10MHz；在 0 ~ 9MHz 通频带内增益起伏 $\leq 1\text{dB}$ 。
- 3) 当增益为 60dB 时，输出端噪声电压峰峰值小于 0.3V。
- 4) 放大器带宽可以选择为 10MHz，5MHz 两种。

解：此题实现方法较多，本例选其一。

第一，进行设计思路分析。

1) 程控增益开路对程控增益 5dB 步距实现 0dB~60dB 可调，需要至少 13 个增益点，全部选择开关控制的话，需要较多的模拟开关或者继电器。因此，可以考虑选择压控增益放大器实现。如 TI 的 VCA810，可以在 30MHz 带宽内实现 -40dB~40dB 连续可调。也可使用 ADI 的 AD603，它在 90MHz 带宽内可以实现 -10dB~30dB 连续可调，但无法实现 60dB 全范围覆盖，因此需要一级开关控制的 0dB/20dB 二选一。本例采用后者。

2) 输出幅度问题。题目要求在 60dB 增益时，输入信号最大 10mV 有效值，则输出信号将达到 10V 有效值，同时带载 50Ω，此时应无明显失真。这就要求最后一级放大电路能输出 10MHz，幅度为 14.14V 的无失真正弦信号，且其输出最大电流达到 $14.14V/50\Omega = 0.2828A$ 。考虑到如此大电流下放大器的至轨电压，最后一级的供电电压应考虑在 $\pm 16V \sim \pm 18V$ ，因此输出带载幅度问题，将是本题目的关键。

同时，本题目中最大压摆率发生在最后一级，要求：

$$SR > 2\pi f A = 6.28 \times 10 \times 10^6 \times 14.14 = 888V/\mu s$$

3) 输出噪声问题。题目要求 60dB 下输出噪声峰峰值不超过 300mV，则其有效值不能超过 $300mV/\sqrt{6.6} = 45mV$ (参见本书运放参数之噪声计算一节)，在 60dB 下，第一级的等效输入噪声电压应小于 $45\mu V$ 。考虑到放大器的带宽为 10MHz，估算有效带宽为 15.7MHz，可以估算出第一级放大器的等效输入噪声电压密度应小于：

$$e_n < \frac{U_{n,in}}{\sqrt{BW}} = \frac{45000}{3962} = 11.4nV/\sqrt{Hz}$$

这是一个严肃的要求，不能掉以轻心，但也是可以实现的。

4) 直流放大器的输出失调问题。对直流放大器而言，信号链路中不得使用阻容耦合，那么输入失调电压将会被一级级放大，最终表现在输出信号上。对于输出信号，我们发现最困难的可能就是 14.14V 输出幅度了。如果恰好有可以供电高达 16V 以上的运放，至轨电

压在 15V 之内，可以输出 14.5V 幅度的信号，此时如果输出失调电压高达 1V，那么正信号就只有 13.5V 的摆幅空间，这就糟糕了。我估计，输出失调电压超过 0.2V，可能就会给我们造成比较大的麻烦，因此，粗略估计，最好要求第一级放大器具有极小的输入失调电压，应小于 $0.2V/60dB=0.2mV$ 。

当然，此问题也可以通过在最后一级增加失调电压调零实现。

5) 带宽问题。本题目要求有两个带宽选择，其一是 10MHz，其二是 5MHz，且在 10MHz 带宽下要求 9MHz 内不超过 1dB 增益波动。对此有两种理解：

第一种对-3dB 带宽要求大于 10MHz，此时做到 9MHz 内波动不超过 1dB 难度不大，只要将带宽设计到 10MHz 以上，满足 9MHz 波动很小是容易的。

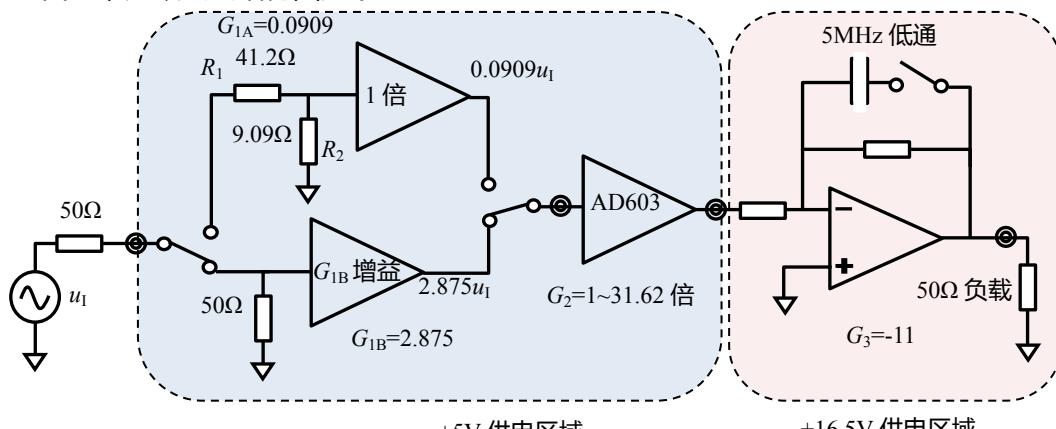
第二种就是要求-3dB 为准确的 10MHz，且 0~9MHz 内增益波动不超过 1dB，这就需要严肃对待，一阶或者二阶低通是无法满足这个要求的，必须有一个高阶低通滤波器，且这个滤波器还可以选择为 5MHz、10MHz 两种截止频率。10MHz 的高阶低通滤波器，是具有设计难度的。

第二，开始设计。设计中本例对带宽理解采用第一种。

1) 结构设计。

选定 AD603 作为核心的精细增益控制环节，而 AD603 的供电和输入输出范围是受到限制的：最高 $\pm 6.3V$ ，输入信号幅度范围 $\pm 1.4V$ ，而输出范围为 $\pm 2.5V$ 。而输入为 $10mV_p \sim 14.14V_p$ （下标 p 表示峰值），输出信号幅度最大为 $14.14V_p$ 。所以，AD603 既不能作为输入第一级，也不能做最后一级输出，只能将其放在中间。

由此，大致画出结构图如下：



◎ : 为测试点

图 Section129-14 举例 5 的初步结构设计

利用继电器实现图中所示开关，其导通电阻一般为 $100m\Omega$ 左右，不会影响信号传递。同时本题中，开关切换频率不会很高，适合使用继电器。

2) 增益配置。多级程控增益放大器中，各级增益配置是一个难点，稍有不慎，就会发生某一级超限问题。这与滤波器一章中讲述的中途受限是一个道理，即理论上可以先放大后缩小，但某一级的输出在缩小之前就已经饱和，即便再缩小，也是失真波形。

本例以倒推方法，提供一种配置思路。

首先，AD603 的增益调整范围是-10dB~30dB，考虑到总增益为 60dB，则确定 AD603

的调整范围为 0dB~30dB，固定增益分为两种：0dB 和 30dB，则整个电路可以实现 0dB~60dB 精细可调。如此，则 AD603 的增益为 1 倍~31.62 倍。

其次，确定最后一级增益。从最后一级看，其最大输出为 14.5V。虽然 AD603 的最大输出为 $\pm 2.5V$ ，且其最大输入为 $\pm 1.4V$ ，考虑到 AD603 可能为 1 倍增益，将 AD603 的电压设定为最大输出 $\pm 1.4V$ 。则最后一级增益为：

$$G_3 \geq \frac{14.5}{1.4} = 10.36$$

考虑到计算方便，设定 $G_3=11$ 倍。

由于除可调的 AD603 外，固定增益有两种，则有：

$$G_{1A} \times G_3 = 0\text{dB} = 1 \text{ 倍}$$

$$G_{1B} \times G_3 = 30\text{dB} = 31.62 \text{ 倍}$$

则有：

$$G_{1A} = \frac{1}{11} = 0.0909$$

$$G_{1B} = \frac{31.62}{11} = 2.875$$

3) 前级放大器 B 设计。

前级放大器 B 设计成同相比例器，有如下几条硬性约束：

(1) 供电电压必须能接受 $\pm 5V$ 。5.75 倍增益稳定。

(2) 压摆率限制：我们知道 AD603 的输入最大值为 $\pm 1.4V$ ，最高频率为 10MHz，则前级放大器作为 AD603 的输入，其输出端具有如下压摆率限制：

$$SR > 2\pi f A = 6.28 \times 10 \times 10^6 \times 1.4 = 87.92V/\mu s$$

(3) 带宽限制：考虑到阻抗匹配，消耗了 0.5 倍增益，因此为了达到 2.875 倍增益，同相比例器应该设计成 5.75 倍增益，且在 10MHz 内足够平坦，以保证 9MHz 处跌落极小。

为此，假设 10MHz 处不得小于 -0.5dB，据式[Section74-6]，其中 $k=10^{-0.5dB/20}=0.944$ ：

$$GBW = \frac{f_{Hf}}{F} \times \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} = 10 \times 5.75 \times \frac{0.944}{\sqrt{1-0.944^2}} = 164.5\text{MHz}$$

(4) 噪声限制：根据前述分析，该运放应有足够的噪声：

$$e_n < \frac{U_{n,in}}{\sqrt{BW}} = \frac{45000}{3962} = 11.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

(5) 输入失调电压限制：根据前述分析，该运放应有足够的输入失调电压：0.2mV。

根据以上要求，能满足条件的运放不多，以 ADA4899-1 为优。其指标如下：

型号	供电	GBW	SR	失调电压	偏置电流	噪声密度	最小增益
ADA4899-1	4.5V~12V	600M	310V/ μ s	35 μ V	-0.1 μ A	1nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1
OPA656	10V~12V	230M	290V/ μ s	250 μ V	2pA	7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1

按照上述分析，选择 ADA4899-1，设计前级电路如图 Section129-15 所示。

4) 前级放大器 A 设计。

首先考虑阻抗匹配。要求输入电阻为 50Ω ，等于前级的源阻抗 R_s ，且实现 0.0909 倍增益，则有：

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = 0.0909$$

$$R_1 + R_2 = 50$$

可以解得：

$$R_2 = 9.09; R_1 = 40.81$$

取最为接近的 E96 系列电阻为：

$$R_2 = 9.09; R_1 = 41.2$$

其次考虑运放选择。本电路中对运放的约束与前级放大器 A 基本一致，唯一的区别在于带宽限制。本电路中的运放带宽，可以稍小一些。但调查结果表明，这个条件的宽松，并没有给我们带来更多的选择余地，我们仍然只能选择 ADA4899-1。

这种情况下，完全可以考虑使用 ADA4899-2，一款 8 脚的双运放。其中的 “-1”代表内含 1 颗运放，“-2”代表内含 2 颗运放。多数情况下，单运放和双运放的性能是近似一致的，有时存在微小的差别，这需要细看数据手册。

使用两颗单运放，与使用一颗双运放，芯片价格后者稍便宜一些，单运放占用 PCB 面积大，两个运放之间的耦合少，更换和调试相对灵活，因此如何选择取决于设计者。

据此，前级放大器 A 设计电路如图 Section129-15 所示。ADA4899-1 数据手册中对跟随器设计给出了串联电阻，如图中的 R_4 。

图中开关 S1 和 S3 合并执行增益粗选，当 S1 和 S3 置于下方（如图），执行增益 B，同时置于上方，执行增益 A。图中的开关，用继电器电控实现，其驱动电路本例未给出。

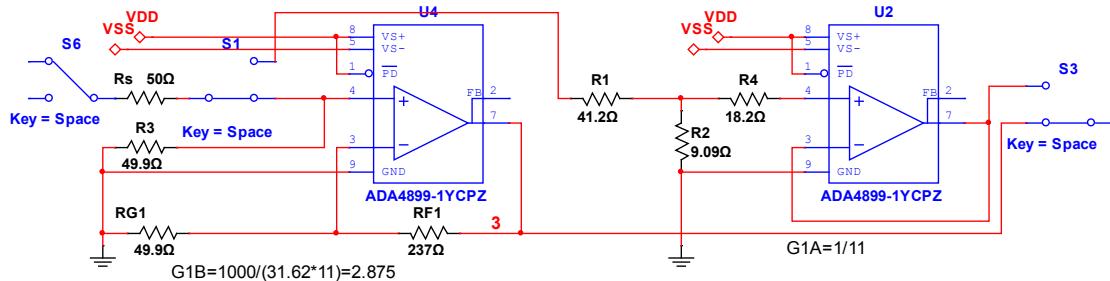


图 Section129-15 举例 5 的前级放大器设计

5) 压控增益放大器设计

按照 AD603 数据手册，压控增益放大器设计如图 Section129-16 所示。图中的 V_{ctr} 为施加给 AD603 的增益控制电压，可以由一个 DAC 电路由软件命令提供，图中未画出。

AD603 的输入电阻约为 100Ω ，板内短距离连接前级输出时，无需增加阻抗匹配。但需要对前级的输出能力进行考察。前级最大输出 $1.4V$ ，因此输出电流会达到 $14mA$ ，ADA4899-1 的输出特性如下截图：

OUTPUT CHARACTERISTICS			
Output Overdrive Recovery Time (Rise/Fall)	$V_{IN} = -2.5 V \text{ to } +2.5 V, G = +2$	$30/50$	ns
Output Voltage Swing	$R_L = 1 k\Omega$	$-3.65 \text{ to } +3.65$	V
Short-Circuit Current	$R_L = 100 \Omega$	$-3.13 \text{ to } +3.15$	V
Off Isolation	Sinking/sourcing $f = 1 MHz, \text{DISABLE} = -V_S$	$160/200$	mA
		-48	dB

可以看出，其短路电流高达 $160mA$ （灌入） $200mA$ （流出），且具备明显的 $R_L=100\Omega$ 测试项，因此我们可以放心让 AD603 的 100Ω 输入电阻作为 ADA4899-1 的负载。

6) 输出级放大电路设计

输出级电路如图 Section129-16 所示。本级电路有如下任务：11 倍增益；能输出 $14.5V$ 以上电压信号；能驱动 50Ω 负载；具有足够的压摆率以保证 $10MHz$ ， $14.5V$ 输出。由于是最后一级，一般对噪声、失调电压等没有过高要求。

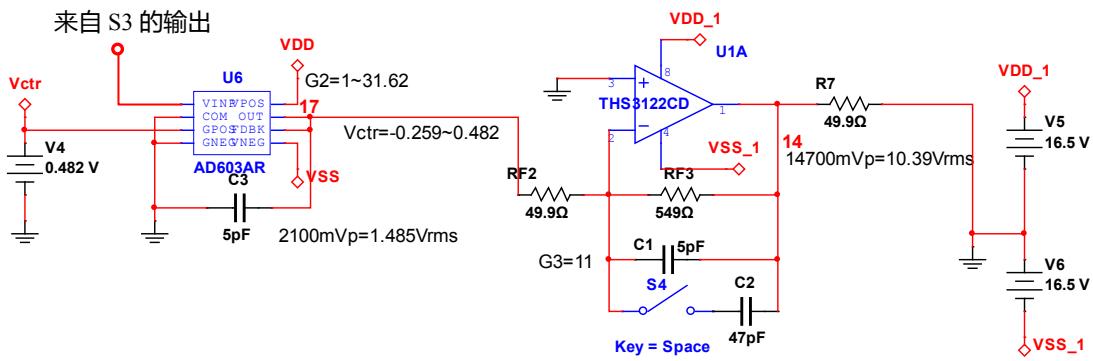


图 Section129-16 举例 5 的压控增益和输出级设计

要实现上述要求，可以有多种方法：

(1) 可以采用输出级晶体管驱动，提高输出电压和输出电流。以图 Section128-6 电路为基础，更换合适的运放和晶体管，可以达到更高的电压输出和电流输出。

(2) 可以采用多颗运放输出并联方法。运放满足高电压输出，但输出电流达不到 290mA，就可以采用此方法。

(3) 可以采用一颗运放实现，本例使用此方法。

方法(3)的核心是选择一款合适的运放。要求如下：

11 倍增益下带宽达到 15MHz 以上；14.5V 输出 10MHz，即 $SR > 910.6V/\mu s$ ；输出摆幅达到 14.5V。经查，TI 公司的 THS3122 具有如下特点：

型号	供电	GBW	SR	失调电压	偏置电流	噪声密度	最小增益
THS3122	10V-33V	/	1550V/ μs	6mV	6 μA	2.2nV/ \sqrt{Hz}	1

THS3122 为电流反馈型运放，不存在 GBW 参数。经查阅数据手册，在 12 倍增益下，它可以达到 100MHz 以上的闭环带宽，因此满足要求。

6) 滤波器设计

对电流反馈型运放，通过反馈电阻上并联电容实现低通滤波，需要谨慎，但并不是禁止。THS3122 如果不并联电容，其 11 倍增益下带宽可以达到 100MHz 以上，因此，给其并联一个小电容，以使其带宽限制在 10MHz 左右，是必要的。

但，此电容的计算，在截止频率与运放闭环带宽接近时，就不再能使用简单的 $1/2\pi RC$ ，而需要实验估计了。经仿真实验，选取 5pF 电容与 549Ω 电阻并联，大致可以达到 20MHz 左右的-3dB 带宽。而经过前级、压控级的增益，总增益-3dB 带宽大约为 18MHz 左右，在 9MHz 处大约具有-1dB 衰竭。这是符合要求的。

用一个开关（继电器）将另一个较大电容并联与此，可以决定是 5MHz 还是 10MHz 以上。实验表明，开关控制的电容选择 47pF 较为合适。

第三，仿真实验。

整个仿真电路如图 Section129-17 所示。其中 S6 用于输入端接地，以便测试输出噪声和输出失调电压；S1 和 S3 配合，选择 G1A 或者 G1B 增益；S4 用于选择带宽，闭合时为 5MHz。

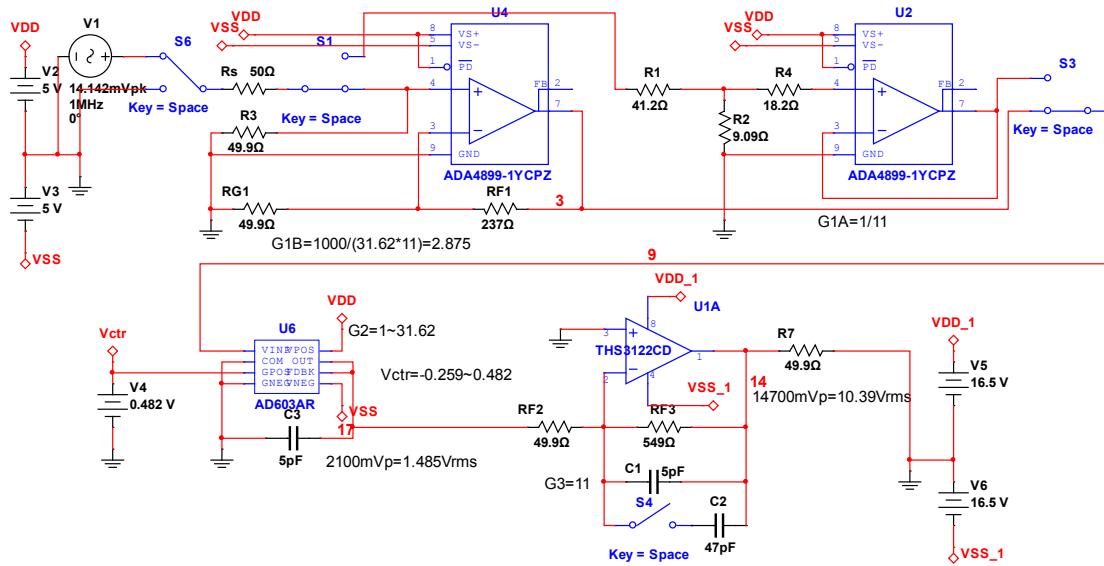


图 Section129-17 举例 5 完整电路

仿真实验分为增益测试、频带测试两部分。

1) 增益测试 :

主要测试几种关键增益下，各环节输出和失真情况。输入信号为 1MHz 正弦波，幅度可变，各测量点用 Multisim12.0 中的电压表 AC 档， $10\text{M}\Omega$ 内阻，在仿真运行后 10s 读取稳定值，而输出是否失真，用示波器观察波形肉眼识别。测试结果如下表所示。

设定增益	G=0dB	G=20dB	G=30dB	G=30dB	G=40dB	G=60dB
开关状态	G1A	G1A	G1A	G1B	G1B	G1B
压控电压/V	-0.259	0.247	0.482	-0.259	-0.008	0.482
期望压控增益	0dB	20dB	30dB	0dB	10dB	30dB
输入信号有效值/V	10	1.0	0.316	0.316	0.1	0.01
AD603 输入有效值/V	0.907	0.091	0.029	0.908	0.287	0.029
AD603 输出有效值/V	0.907	0.912	0.907	0.909	0.909	0.909
输出有效值/V	9.942	9.999	9.951	9.964	9.968	9.963
增益误差/%	-0.58	-0.01	-0.49	-0.36	-0.32	-0.37
输出波形有无失真	无	无	无	无	无	无

结果表明，各关键增益下，输入信号幅度均采用理论上最大输入量——即用最大输出有效值 10V 除以设定增益，发现，全部输出均能无失真，且实测增益与设定增益的相对误差最大为-0.58%，这是非常优秀的。但这个误差均为负值，可以通过适当调节 AD603 的控制电压加以修正。

2) 频率特性测试

理论上 AD603 的控制电压对带宽影响很小，关键看不同的信号链路中带宽的变化。因此，只需要做两种实验：G1 选择 G1A 时的频率特性，以及 G1 选择 G1B 时的频率特性。

(1) 选择 G1A 时，AD603 控制电压设定为 0V，获得频率特性图：

当开关 S4 断开，实测 1MHz 增益为 10.40dB，-3dB 带宽为 20.1MHz，9MHz 处增益为 9.58dB，未超过 1dB。

当开关 S4 闭合，实测 1MHz 增益为 10.21dB，-3dB 带宽为 4.71MHz。

(1) 选择 G1B 时，AD603 控制电压设定为 0V，获得频率特性图：

当开关 S4 断开，实测 1MHz 增益为 40.41dB，-3dB 带宽为 18.3MHz，9MHz 处增益为 39.49dB，未超过 1dB。

当开关 S4 闭合，实测 1MHz 增益为 40.23dB，-3dB 带宽为 4.68MHz。

结果表明，大于 10MHz 带宽的要求均能满足，但设定 5MHz 带宽得到的均为 4.7MHz 左右，稍有误差。这可以通过适当调节并联电容值加以修正。

自动增益控制(AGC)简介

自动增益控制(Automatic Gain Control)是一种自动控制方法。它通过检测输出信号幅度，自动控制信号链路的增益，以使整个放大电路在输入信号幅度发生变化时，维持输出信号幅度不变。

比如录音笔，如果不使用 AGC 功能，就是一个固定增益放大电路，将声音信号转变成电信号并完成录音。假设录音笔摆在一个安静屋子的桌上，第一个人进来，说话 10 分钟，距离桌子 0.2m，录下来的声音比较大。第二个人进来，坐在了距离桌子 2m 的地方，那么录下来的声音就小。

但是，一旦开启录音笔的 AGC 功能，情况就变了。它可以在 1 秒到 10 秒内完成输出幅度检测，当发现幅度较大时，自动降低增益，幅度较小时，自动增加增益，最终保证输出信号幅度基本维持一个合适的值，达到最佳的录音效果。

因此，自动增益控制 AGC，可以理解为“自动稳幅控制”。它可以保证，输入信号幅度在一定范围内变化时，输出信号将保持恒定不变的幅度。

除了录音笔外，电视转播中也有 AGC。1994 年美国世界杯足球赛中，为了照顾欧洲球迷，有些比赛安排在当地时间午后举行。此时，阳光斜射，半个球场在阳光下，半个球场在阴影中，边路进攻球员一个大脚长传，足球就会从刺眼的阳光环境，一下飞到阴影中。如果没有 AGC，电视屏幕将一会儿黑，一会儿亮，晃得观众无法观看比赛。但是，AGC 可以解决这个问题，电视转播中也确实使用了 AGC 思想，效果是：球员带球在阳光下奔跑，屏幕亮度合适，突然一个长传，足球飞到了阴影区，这时候屏幕会立即变暗，短短的 1s 中不到，屏幕亮度自动增强，又变为合适了，阴影下我们也能看清楚球员的动作了。

这，其实是球场摄像机内具备的 AGC 功能（可以是硬件实现，也可以软件实现）在发挥作用，请相信，这不是摄像师在手动调节，如果手动调节，还不得把摄像师累死。

自动增益控制(AGC)的参量定义

自动增益控制中，输入信号幅度值和输出信号幅度值关系曲线如图 Section129-18 所示。针对此曲线，定义其参量如下：

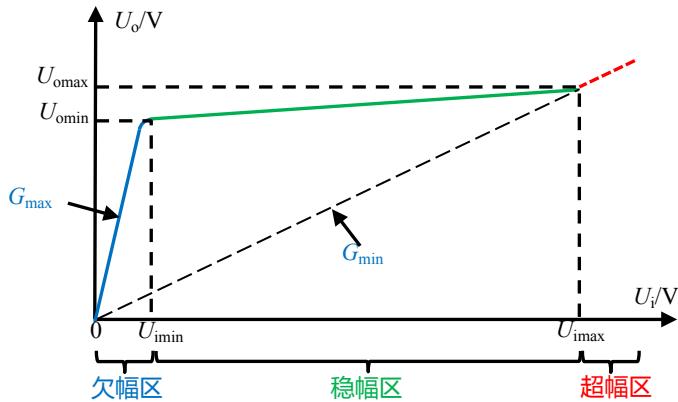


图 Section129-18 AGC 参量定义

1) 欠幅区

当输入信号过小时，压控增益放大器即便达到最大增益 G_{\max} ，其输出信号也达不到 AGC 设定的稳幅电压，此时随着输入信号幅度的增加，输出信号幅度也随之明显增加，输入输出之间的增益为 G_{\max} 。这段区域，被称为欠幅区。

2) 稳幅区

当输入信号增大到一定值后，随着输入信号的增加，输出信号几乎维持不变，这个区域被称为稳幅区。在此区间内，压控增益放大器的实际增益介于 $G_{\min} \sim G_{\max}$ ，整个 AGC 处于有效调控状态——且随着输入信号的不断增大，压控增益放大器实际增益逐渐逼近 G_{\min} 。

稳幅区的左边界输入电压被定义为稳幅最小输入电压 U_{\min} ——可以是有效值，也可以是幅值，还可以是峰峰值。但不管怎么定义，第一需要说明，第二要整体统一。稳幅区的右边界输入电压被定义为稳幅最大输入电压 U_{\max} 。同时定义稳幅动态范围为：

$$DR_{AGC} = 20 \log_{10} \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

(Section129-2)

3) 超幅区

当输入信号继续增大，有如下几种可能使得 AGC 电路离开稳幅区进入超幅区。

(1) 压控增益放大器的实际增益开始接近甚至达到 G_{\min} ，此时随着输入信号的进一步增大，压控增益放大器已经无力通过降低增益来降低输出信号，只能任由输出信号也随之上升。

(2) 输入信号开始超过压控增益放大器的输入电压范围，或者输出信号开始超过压控增益放大器的输出最大值。

4) AGC 输出等幅性

在稳幅区内，受稳幅电路影响，一般来说其输出幅度会随着输入信号幅度增大而微弱增加，导致稳幅出现微小的偏差。定义稳幅区内最大输出电压为 U_{\max} ，最小输出电压为 U_{\min} ，定义输出等幅性为：

$$SM_{AGC} = 20 \log_{10} \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

(Section129-3)

对 AGC 来说，尽量大的稳幅动态范围，尽量小的输出等幅性，是其追求目标。

自动增益控制(AGC)的结构

在电路结构上，AGC 如图 Section129-19a 所示。其中前置级和输出级都不是 AGC 必须的，AGC 的核心在于两部分，第一是幅度检测，可以得到一个与输出幅度成正比的直流电压 V_G ，第二是压控增益放大器，它的增益受控于 V_G ，且一定是负反馈关系： V_G 越大，压控增益放大器的实际增益越小。

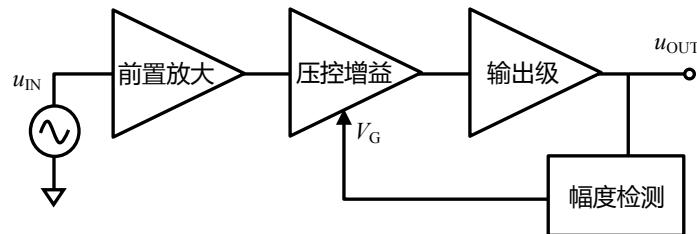


图 Section129-19a 自动增益控制(AGC)结构

实际应用中，更多采用图 Section129-19b 所示的细化结构。即输出信号与设定直流电压 V_{REF} 做比较，当输出幅度大于 V_{REF} 时， V_G 将持续变化以减小增益，进而减小输出幅度；当输出幅度小于 V_{REF} 时， V_G 将持续变化以增大增益，进而增大输出幅度，最终一定会维持输出幅度与设定幅度基本相等。

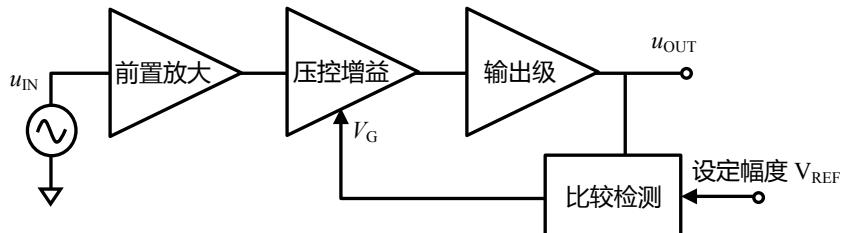


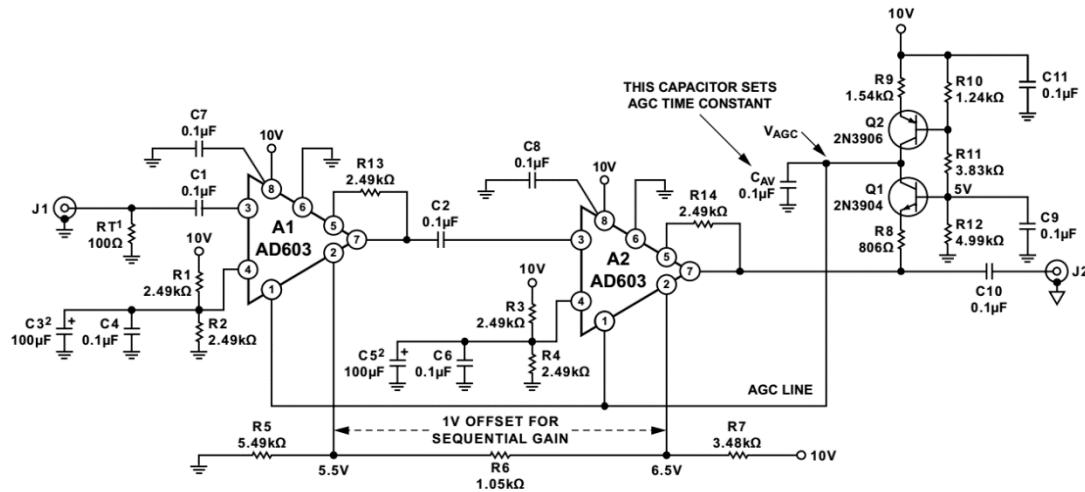
图 Section129-19b 自动增益控制(AGC)结构细化

AGC 中的控制电路一

针对 AD603 的 AGC 电路如图 Section129-20 所示。注意，这是一个单电源电路，其输出信号都是骑在 5V 上的。先看基本电路。

两个 AD603 的供电为 8 脚和 6 脚，均为 10V 加旁路电容。第 4 脚为 COM 脚，输入信号和输出信号都是相对于该管脚的，因此外围一大堆阻容，都是为了给这个管脚提供一个对高频信号非常稳定的+5V。注意，这样提供+5V，对低频信号是无效的。低频时，该节点具有 $1.245\text{k}\Omega$ 的输出电阻，会影响输入和输出。

信号链路是高通阻容耦合的，其下限截止频率约为 11.9kHz ，这来源于 $0.1\mu\text{F}$ 的 C7 及该支路的等效串联电阻 133.3Ω —— 50Ω 源电阻和 100Ω RT 并联再加上 100Ω 输入电阻。注意，两个 AD603 之间耦合的下限截止频率为 15.9kHz ，而输出级的下限截止频率取决于负载电阻的大小。



¹RT PROVIDES A 50Ω INPUT IMPEDANCE.
²C3 AND C5 ARE TANTALUM.

Figure 47. A Low Noise AGC Amplifier

图 Section129-20 针对 AD603 的 AGC 电路

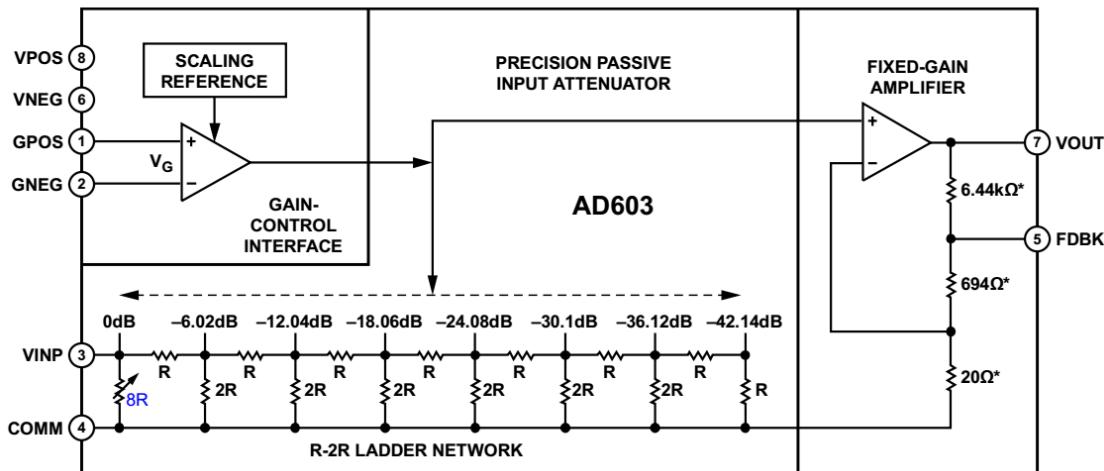
注意第 5 脚和 7 脚之间，串联了一个 $2.49\text{k}\Omega$ 电阻，这使得 AD603 的增益范围变为：

$$G_{FIXED} = 1 + \frac{6440//2490 + 694}{20} = 125.5 = 41.97\text{dB}$$

$$G_{TOTAL} = G_{FIXED} + (0\text{dB} \sim -42.14\text{dB}) = 41.97\text{dB} \sim -0.168\text{dB}$$

上述计算过程可参考 AD603 结构图如下。

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



至此，信号链部分分析完毕，剩下的就是控制电压产生部分，包括与 AD603 第 1 脚和第 2 脚相关的部分。

两个 AD603 串联，可以形成更大的增益范围，一般可达 80dB 以上。在信号链串联后，控制电压如何接，还是有讲究的：一种方式是两者同步模式，即它们的控制电压负输入端（GNEG 端）接地，而将它们的控制电压正输入端（GPOS 端）接到一起，受外部电压同步控制，这最容易理解。但这样做，最终的增益误差、信噪比指标都比较差，唯一的优点是连接极为简单。另一种方式是依序模式，即两个 AD603 的控制电压负输入端电位不同，分别为 V_{N1} 和 V_{N2} ，而正输入端为同一可变电位 V_{AGC} ，这样的结果是，当 V_{AGC} 从左向右（电压横轴）变化过程中，两个 AD603 相继进入增益可变状态，没有进入可变状态的 AD603，

一定是最小增益或者最大增益。这种模式，可以有效减少增益误差，提高信噪比。本例，即采用此模式：两个 AD603 的第 2 脚，分别为 5.5V 和 6.5V。而它们的第 1 脚，则来源于如图 Section129-21 所示的晶体管电路中的 V_{AGC} 。现在看这套电路是如何实现 AGC 的。

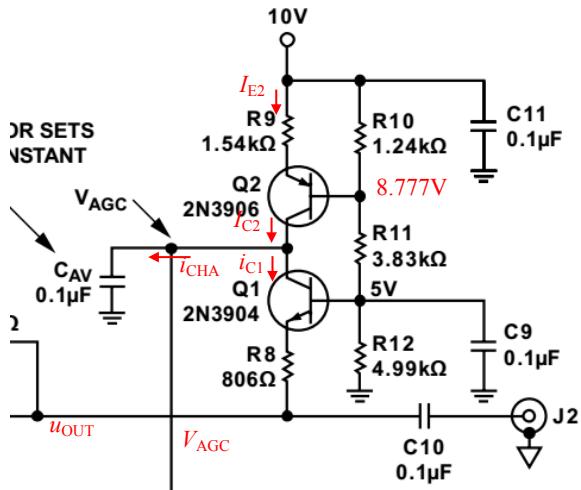


图 Section129-21 针对 AD603 的 AGC 电路控制电压产生部分

首先必须清楚，这是一个单电源电路，其输出信号 u_{OUT} 是骑在 5V 上的正弦波。

Q2 是一个恒流源电路，其输出电流为 I_{C2} ，是一个恒定不变的值，与输出信号无关。R10、R11 和 R12，三个电阻的简单分压，且图中 5V 节点即 Q1 基极接了一个大电容对地，保证了此点没有变化电压，就是 5V。那么可以近似分析出，Q2 基极电位为：

$$U_{Q2B} = 10 - \frac{R_{10}}{R_{11} + R_{10}} \times 5 = 8.777V$$

据此可估算出：

$$I_{E2} = \frac{10 - (U_{Q2B} + 0.7V)}{R_9} = \frac{0.523}{1540} = 339.6\mu A$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} = 339.6\mu A$$

具体是多少，误差有多大都不重要。重要的是，这是一个恒流输出。

I_{C2} 形成后，有两个支路可以接收此电流：或者给电容 C_{AV} 充电，最高可充至 9V 以上；或者通过 Q1 流走，这取决于 Q1 是否导通。

现在看 Q1，它的基极电位是 5V，发射极是输出信号，输出静默时也是 5V，因此输出静默时 Q1 不导通。但是一旦输出存在有效的正弦信号，情况就不一样了。在输出信号正半周，Q1 更加不导通，在负半周，输出电压越是小于 5V，Q1 的导通程度越高，会使得 Q1 的集电极电流 i_{C1} 越大，其最大值发生在输出信号负半周波谷处，AD603 的输出摆幅可以达到 2V 以上，可知其波谷电位为 $5V - 2V = 3V$ 。此时有最大电流产生：

$$i_{C1_max} \approx i_{E1_max} = \frac{5V - 0.7V - 3V}{R_8} = \frac{1.3V}{806} = 1.61mA$$

由于任意时刻，Q2 的集电极电流 I_{C2} 总是等于给电容的充电电流 i_{CHA} 与 Q1 的集电极电流之和：

$$I_{C2} = i_{CHA}(t) + i_{C1}(t) = 339.6\mu A$$

而输出信号谷值时， i_{C1} （谷值时刻）为 1.61mA，大于 0.3396mA，因此可以认定此时，电容 C_{AV} 是被放电的，即 i_{CHA} （谷值时刻）为负值。

既然在信号负半周存在电容放电，而正半周一定是充电，那么要维持电容电压不变，

就必然要求在一个周期内：

$$\int i_{CHA} = 0$$

这样，自动增益控制就形成了：当输入信号确定后， C_{AV} 还没有充电，一定为 0V，此时 AD603 处于某个固定增益，有一个固定幅度的输出信号骑在 5V 上。如果信号幅度比较小，那么负半周放电电量就会小于正半周充电电量，导致电容电压上升，迫使 AD603 增益上升，输出信号幅度也随之上升；如果信号幅度比较大，那么负半周放电电量就会大于正半周充电电量，导致电容电压下降，迫使 AD603 增益下降，输出信号幅度也随之下降。什么时候能稳住呢？就是当电容电压达到某个值，输出信号幅度也达到某个值，此时负半周放电电量恰好等于正半周充电电量，又维持了电容电压的不变。

这是一个负反馈过程，只要在 AD603 的控制范围内，这个平衡总是能够达到的，也就形成了输出幅度的稳定。要改变稳定后的输出信号幅度，一般可以通过调节 806Ω 电阻实现。此电阻越大，输出稳定幅度也越大。

AGC 中的控制电路二

另外一种 AGC 控制电路如图 Section129-22 所示，右图为 VCA810 的压控增益曲线。图中 OPA820 为一款高速运放，在工作中表现为一个比较器。图中的 R_4 和 C_C 是为了提高 OPA820 稳定性而增加的。图中两颗芯片的供电电压均为 $\pm 5V$ 。

首先，在 OPA820 没有介入之前， R_1 、 R_2 、 C_H 和负电源组成了一个分压并且储能保持电路，在 V_C 端形成了一个稳定的 -2.5V 电位。对应 VCA810 增益曲线，它提供一个较大的增益控制电压。

正常工作时，OPA820 的负输入端电位为 V_R ，即设定的输出峰值电压。当输出信号幅度超过设定幅度 V_R 时，OPA820 的正输入端会高于负输入端电位，导致 OPA820 输出正电源电压，此电压通过高速二极管 HP5082 以及 R_3 ，给电容 C_H 充电，导致 V_C 电位上升，迫使 VCA810 的实际增益下降。当输出信号幅度低于设定幅度 V_R 时，OPA820 的正输入端会低于负输入端电位，导致 OPA820 输出负电源电压，由于二极管的阻断作用，电容 C_H 将失去右侧电路的充电，导致 V_C 电位向原先的分压电位回归，即电位下降，迫使 VCA810 的实际增益上升。

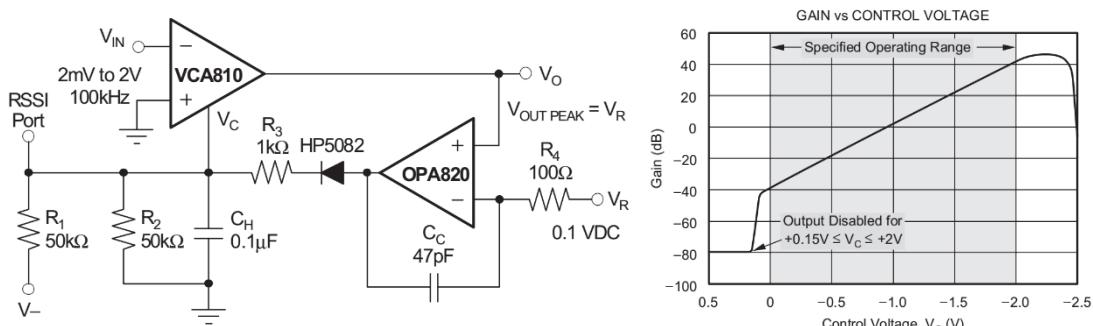


图 Section129-22 VCA810 实现的 AGC

当输出信号幅度恰好比 V_R 高一点点，OPA820 的输出将在波形峰值处有一个正电压，完成给电容短暂的充电动作，其余时刻，OPA820 都将无法给电容充电，电容处于缓慢的放电回归状态。当一个周期内，这个充电动作带来的电量增加，恰好与放大动作带来的电

量减少相等， V_C 将保持稳定，AGC 就实现了。

实践表明，利用高速比较器代替图中的 OPA820，效果更好。

Section130.电荷放大器和锁定放大器

压电传感器等效模型

压电传感器，在受到外力作用下两边会产生与外力成正比的电荷，并将这些电荷在传感器导体极板形成的电容上，以电压的形式表现出来，其模型如图 Section130-1(a)所示。这些电荷的消失有两种情况，第一，当外力撤掉后，它会自然消失；第二，当电荷有泄放回路时。

由于压电传感器极板电容都存在等效的泄放电阻，对压电传感器来说，直流外力会引起电荷产生，而这些电荷随后就通过泄放电阻逐渐泄放完毕，因此，它属于一个隔直传感器。为了方便分析，可将压电传感器等效为(b)图。

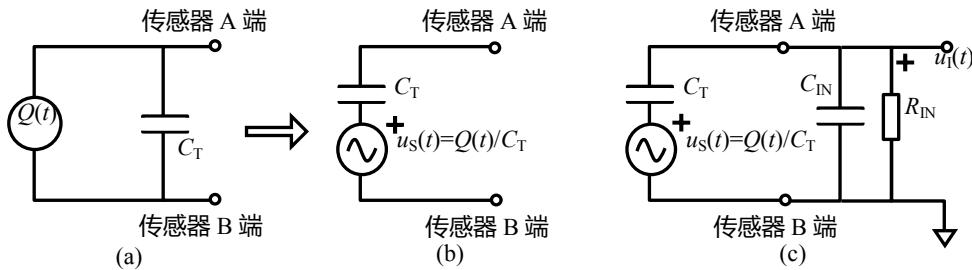


图 Section130-1 压电传感器模型及其测量等效电路

对压电传感器信号的测量，可以采用图(c)所示高阻跟随器电路，图中只画出了跟随器的输入部分，用等效的输入电阻和输入电容表示，其中输入电容 C_{IN} 包括跟随器输入端电容，以及从传感器到跟随器的传输线等效电容。

跟随器测量压电传感器信号的弊端

但这个跟随器电路用于测量压电信号存在固有的问题，那就是 C_{IN} 对测量的影响。本书不探讨对压电传感器的阶跃输入带来的瞬态分析，只研究输入量为一定频率的正弦波。此时据图(c)有：

$$\begin{aligned} u_I &= u_S \times \frac{\frac{1}{SC_{IN}} // R_{IN}}{\frac{1}{SC_T} + \frac{1}{SC_{IN}} // R_{IN}} = u_S \times \frac{\frac{R_{IN}}{1 + SC_{IN}R_{IN}}}{\frac{1}{SC_T} + \frac{R_{IN}}{1 + SC_{IN}R_{IN}}} = u_S \times \frac{1}{\frac{1}{SC_T R_{IN}} + 1} \\ &= u_S \times \frac{SC_T R_{IN}}{1 + S(C_{IN} + C_T)R_{IN}} = u_S \times \frac{C_T}{C_{IN} + C_T} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{S(C_{IN} + C_T)R_{IN}}} \end{aligned}$$

写成频域表达式为：

$$\hat{A}(j\omega) = \frac{\dot{u}_I}{u_S} = \frac{C_T}{C_{IN} + C_T} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(C_{IN} + C_T)R_{IN}}} = A_m \times \frac{1}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}} = A_m \times \frac{1}{1 - j\frac{f_0}{f}}$$

其中：

$$A_m = \frac{C_T}{C_{IN} + C_T}; \quad \omega_0 = \frac{1}{(C_{IN} + C_T)R_{IN}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi(C_{IN} + C_T)R_{IN}}$$

(Section130-1)

可以看出，到达跟随器输入端的信号 u_I ，相对于原始输入信号 u_S ，已经是一个高通表达式，且其中频增益、特征频率，都受到了 C_{IN} 的影响。前面我们刚说过， C_{IN} 由跟随器输入电容、传输线等效电容并联形成，其中传输线等效电容随传输线长度变化，一般是不容易确定的。因此到达跟随器的信号，存在很强的不确定性。这非常不妙。

我们都会想到，将 C_{IN} 弄得很小就可以解决问题，确实如此。因此很多压电传感器的后续测量电路，就直接采用跟随器。但是，我们一旦遇到无法降低 C_{IN} 的情况，或者 C_{IN} 有明显的不确定性，就需要考虑使用电荷放大器。

电荷放大器[Charge Amplifier]基本原理

电荷放大器如图 Section130-2 所示。它将压电传感器接入到一个运放的负输入端，而运放正输入端接地，同时给运放连接反馈电容 C_F 。理论上，图中的 R_F 不是必须的，它仅是为了保证运放电路的正常工作，避免因负输入端持续的偏置电流在电容上累计充电导致电容电压饱和。

电荷放大器的核心思想是，如此连接后，运放负输入端为虚地，导致 C_{IN} 的两端，一端是真正的“地”，另一端是虚拟的“地”，此时，它的两端电位差为 0，无论它多大，都不会产生电流、或者电流变化，即图中 $i_2=0$ ，对整个电路没有影响。

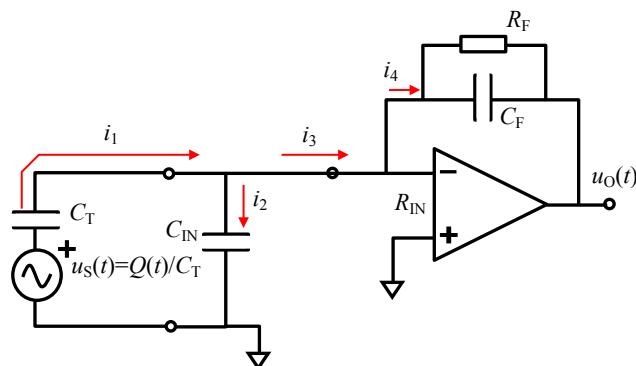


图 Section130-2 电荷放大器

当运放具有足够大的输入电阻 R_{IN} ，分析过程如下：

$$i_1 = \frac{u_S - 0.0}{\frac{1}{SC_T}} = u_S SC_T$$

$$i_4 = i_1 = u_S SC_T$$

$$u_O = 0.0 - i_4(R_F // \frac{1}{SC_F}) = u_S SC_T \frac{R_F}{1 + SC_F R_F} = u_S \frac{C_T}{C_F} \times \frac{SR_F}{\frac{C_F}{C_T} + SR_F} = u_S \times \frac{C_T}{C_F} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_F C_F}}$$

(Section130-2)

将 $u_S = Q/C_T$ 代入，且将其写成频域表达式，得：

$$\dot{u}_O = \frac{Q}{C_F} \times \frac{1}{1 - j \frac{\omega_0}{\omega}}$$

其中：

$$\omega_0 = \frac{1}{R_F C_F}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi R_F C_F}$$

(Section130-3)

这是一个标准高通表达式，其中频增益为 Q/C_F ，只与传感器电量和反馈电容有关，与传感器 C_T 无关，与传输线等效电容 C_{IN} 也无关。且当反馈电阻很大时，此表达式的下限截止频率可以做到很低。

低阻电压输出，与传输线长度带来的电容无关，是电荷放大器的典型优点。

电荷放大器的设计要点

1) 运放选择中，输入端必须是高阻的。典型的运放有 ADI 公司的 ADA4530-1, AD549, TI 公司的 OPA129 等。这些运放都具有 $10^{13}\Omega(10T\Omega)$ 以上的差模输入电阻，ADA4530-1 更是高达 $10^{14}\Omega(100T\Omega)$ 。图 Section130-3 是 TI 公司的 OPA129 数据手册截图。

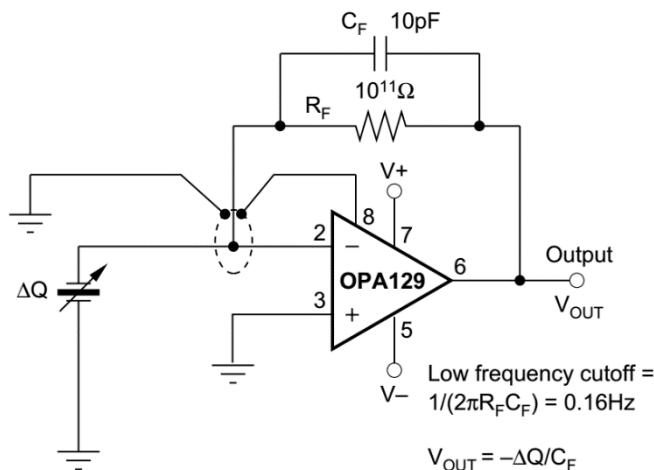


图 Section130-3 OPA129 组成的电荷放大器

2) 为实现真正的高阻，必要的保护环(Guard Ring)布线设计是必须的。所谓的保护环，是在信号线周围用 PCB 走线包裹，而包裹的 PCB 走线，其电位应于信号线电位相等，以防止信号线与周边存在电位差而造成漏电。图中，OPA129 的第 8 脚为基片脚，和地线一起形成一个保护环，将第 2 脚(信号线)及其延长线牢牢包裹。

显然，这个包裹如果能够用立体的管状实现，那是最好。但 PCB 走线难以做到这一点，只好用两侧的平面包裹实现。

3) 反馈电容和反馈电阻选择

首先，反馈电容大小直接决定了中频段增益，如式[Section130-3]，电容越小增益越大。增益大小的确定，主要取决于传感器的动态范围，最佳选择是：当传感器满幅度工作时，电荷放大器的输出不超限，且尽量接近于输出极限。

其次，当确定了反馈电容后，反馈电阻直接决定了电荷放大器的下限截止频率，如式[Section130-3]。为了保证足够小的下限截止频率，反馈电阻应尽量选择大一些。理论上越大越好，但是，增大反馈电阻又会带来如下问题：

(1) 静态偏移问题：运放的输入偏置电流会在反馈电阻上形成静态的输出失调电压。以 1pA 静态偏置电流为例，当反馈电阻选择为 $10^{11}\Omega$ ，则由此产生的静态输出电压会高达 10^{-12}A 乘以 $10^{11}\Omega$ ，等于 0.1V ，这是必须考虑的。此时如果运放选择更优的，偏置电流小于 10fA ，此电压会降低很多。

(2) 较大的反馈电阻也会引起输出噪声增加。

(3) 电阻的可购买性和电路板泄露电阻

不是你想用多大的电阻值，就有多大的。多数市面方便购买的廉价电阻，阻值在 $10\text{M}\Omega$ 一下。 $1000\text{M}\Omega(1\text{G}\Omega)$ 以上的电阻一般需要从专业公司购买。我见过的最大阻值是 $3\text{T}\Omega$ ，也就是 $3000\text{G}\Omega$ 。当然我相信，更大阻值的电阻还是有的，只是，它已经不好用了。

原因是，电路板上金属走线之间是存在泄露电阻的，它与走线之间距离，电路板材料甚至空气湿度等都有关系，它不是无穷大。当实体电阻的阻值大于泄露电阻时，实体电阻再大也没有用了。

一般来说，选择反馈电阻为 $1\text{G}\Omega\sim100\text{G}\Omega$ ，是较为靠谱的。

电荷放大器举例

图 Section130-3 是 Linear Technology 公司（2016 年与 ADI 公司合并）的 LTC6240 数据手册截图，左图是一个典型的压电传感器放大电路，用电荷放大器实现。

图中的压电传感器为村田制作所生产的 PKGS-00LD-P1-R，其灵敏度为 0.840pC/g ，即当加载 1g （标准重力加速度）的加速度时，它会产生 0.84pC 的电荷量，在标准的电荷放大器中，将产生如下的电压输出：

$$U_O = \frac{Q}{C_F} = \frac{0.84 \times 10^{-12}\text{C}}{7.7 \times 10^{-12}\text{F}} = 0.109\text{V} \approx 110\text{mV}$$

它最大能够承载 0.5ms 持续高达 1500g 的加速度。实际工作时， 10g 已经是一个较大的加速度，此电路会产生大约 1.1V 的输出，这是可以接受的。而 LTC6240 属于轨至轨输出运放，在 $\pm 5.5\text{V}$ 供电时，可以输出 $\pm 5.47\text{V}$ 电压，对应的可以接受大约 50g 的加速度。

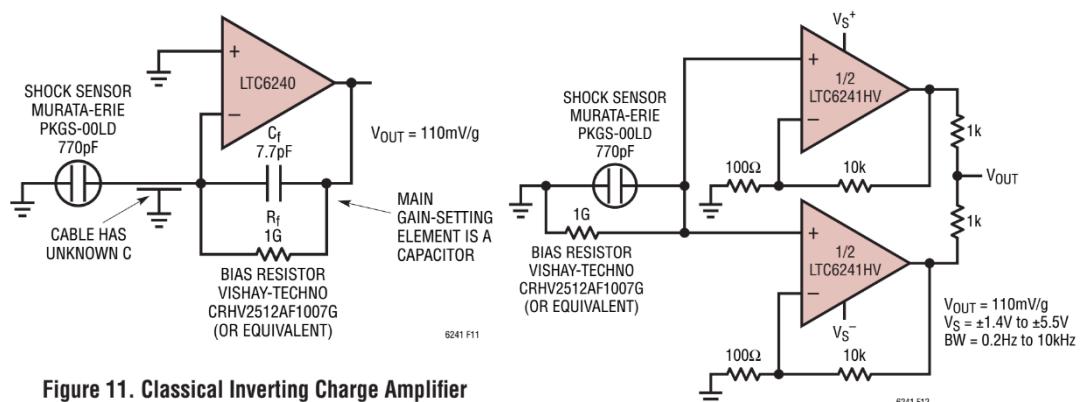


Figure 11. Classical Inverting Charge Amplifier

图 Section130-3 LTC6240 组成的电荷放大器，右图为跟随器型压电放大器

左图电路最大的好处在于图中标注的 CABLE HAS UNKNOWN C，即“电缆具有不确定的电容”，此电路对此电容不敏感。图中电阻选用 VISHAY 公司的 1G 电阻，该系列阻值最大可达 $50\text{G}\Omega$ 。

查阅该传感器数据手册可知，它本身具有的下限截止频率约为 10Hz ，上限 3dB 约为 10kHz 。而电路本身的下限截止频率可用式(Section130-3)估算为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_F C_F} = \frac{1}{6.28 \times 10^9 \times 7.7 \times 10^{-12}} = 20.68\text{Hz}$$

可知电路设计中，电阻选择稍小了一些。从频率特性考虑，可以适当增大反馈电阻到 $2\text{G}\Omega$ ，降低电路的下限截止频率到 10Hz 以下，以匹配传感器下限截止频率。

从偏置电流考虑，[LTC6240](#) 的偏置电流在 25°C时最大为 1pA，由此产生的输出失调电压约为 1mV，这是可以接受的。

当传感器和电路之间的电容很小，无需电荷放大器帮助时，也可以采用跟随器型电路，如右图所示。该电路在运放的正输入端就完成了电荷到电压的转换，同样在 1g 加速度下，在运放的正输入端产生电压为：

$$U_{IN+} = \frac{Q}{C_T} = \frac{0.84 \times 10^{-12} C}{770 \times 10^{-12} F} = 1.09 \text{ mV} \approx 1.1 \text{ mV}$$

此电压经过 101 倍同相比例器（虽然存在增益，在结构上与跟随器无异，因此也可称为跟随器型电路），输出电压也是 110mV 左右。从这点看，两个电路的灵敏度是相同的。

图中的 $1\text{G}\Omega$ 电阻用于给运放正输入端提供静态通路，同样是 $1\text{G}\Omega$ ，但此电阻引起的下限截止频率却比电荷放大器低了很多：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{BIAS} C_T} = \frac{1}{6.28 \times 10^9 \times 770 \times 10^{-12}} = 0.2068 \text{ Hz}$$

因此从频率特性考虑，跟随器型电路更容易产生较低的下限截止频率，原因在于传感器电容 770pF 远大于反馈电容 7.7pF 。

此电路还有一个好处：由于采用了跟随器型，它为并联测量提供了可能，图中采用两个运放并联，然后在输出端用小电阻组合到一起，形成并联输出，这有助于降低输出噪声——参见本书噪声计算一节。

应用跟随器型电路与压电传感器中，唯一的要求是，电缆电容很小且较为固定。否则，还是使用电荷放大器为妙。

锁定放大器(Lock-in Amplifier-LIA)基本思想

让我们忘掉电荷放大器吧，因为锁定放大器与电荷放大器完全没关系。

在微弱信号检测中，遇到的最大问题就是被测信号往往被淹没在广谱的噪声中。从广谱噪声中提取指定频率的待测正弦信号，可以用模拟带通滤波器，也可以用数字带通滤波器，但带通的通带无法做到很窄，提取待测信号就变得异常困难。

锁定放大器的基本思想是，将一个与待测信号同频率的正弦波，称为参考信号，与含有广谱噪声的待测正弦波相乘，乘法器输出就会得到一个含有直流分量的两倍频正弦波，关键是，该直流分量与待测正弦波幅度成正比，与两个正弦波相移差有关。此时，如果用低通滤波器滤除乘法器输出中的两倍频，保留直流分量，就可以得到一个正比于待测信号幅度的直流量。

从一个三角函数积化和差公式入手：

$$\begin{aligned} A_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \times A_{m2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \\ = 0.5 A_{m1} A_{m2} \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2) \\ - 0.5 A_{m1} A_{m2} \sin((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2) \end{aligned} \quad [1]$$

如果 $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ ，即参考信号频率等于待测信号频率，则有：

$$\begin{aligned} A_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) \times A_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2) \\ = 0.5 A_{m1} A_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - 0.5 A_{m1} A_{m2} \sin(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) \end{aligned} \quad [1a]$$

如果再进一步，且有 $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$ ，则有：

$$A_{m1} \sin(\omega t + \varphi) \times A_{m2} \sin(\omega t + \varphi) = 0.5 A_{m1} A_{m2} - 0.5 A_{m1} A_{m2} \sin(2\omega t + 2\varphi)$$

[1b]

此式恰好描述了前述的锁定放大思想：待测信号为 $A_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ ，要求解 A_{m2} 大小。那么就制造一个频率、相位均与待测信号相同的，幅度为 A_{m1} 的参考信号，让其与待测信号相乘，得到式[1b]的两项，其中第一项为直流量，第二项为两倍频信号。用低通滤波器滤除第二项，保留第一项。那么 $0.5A_{m1}A_{m2}$ 中，已知 A_{m1} ，获得 A_{m2} 还不简单吗？

以上是式[1]的第一个功效：经低通滤波后，能够保留与参考信号频率相同的待测信号。式[1]还有另一个功效：经低通滤波后，能够剔除全部与参考信号频率不同的量。我们继续看式[1]，假设某一信号，频率为 $\omega_2 \neq \omega_1$ ，则乘法器输出仍为两项，第一项不再是直流量，而是一个低频正弦波 $0.5A_{m1}A_{m2} \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2)$ ，经低通滤波后，一定为 0。

注意，锁定放大器能够剔除与待测信号频率不同量，而广谱的噪声，正是无穷多种频率分量相加构成，除一个点频与待测信号频率相同外，其余噪声成分的频率，均与待测待测信号，也就是参考信号频率不同，这导致锁定放大器低通滤波后，广谱的噪声均被剔除，而只保留了待测信号。

据此，得出锁定放大器基本结构如图 Section130-4 所示。图中加法器描述了噪声进入信号并将信号淹没的过程，虚线框内才是真正锁定放大器。

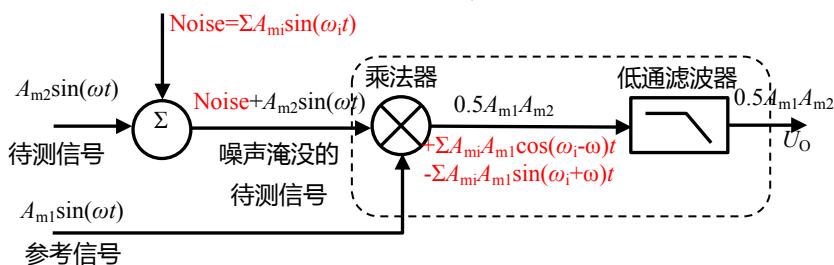


图 Section130-4 锁定放大器基本原理

双相位法

前述的锁定放大器输出结论，建立在参考信号与待测信号同频同相基础上。但在实际工作中，保证两者频率相同时容易的（后续讲解），但要保证两者同相则是非常困难的。且我们知道，低通滤波器输出的直流量与两者的相位差成 \cos 关系，如果不知道相位差，则输出直流量没有任何意义。有两种常见方法可以解决这个问题：

第一种，利用 $\cos 0=1$ 而 $\cos \varphi < 1$ ，在参考信号通路中加入移相环节，不断手动或者自动调节相位，总能找到输出直流量最大值，此时 φ 一定等于 0° ，即同相。这样就可以求得 A_{m2} ，且顺便也知道了待测信号与参考信号的相位差。此方法需要遍历 0° ~ 180° 操作，麻烦。

第二种，即双相位法。它能一次性求解出 A_{m2} ，同时获得两种相位差。如图 Section130-5 所示为双相位法锁定放大器工作原理。

它需要制作两个参考信号，它们同频，但存在 90° 相移。假设待测信号为 $A_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)$ ，参考信号 A 为 $A_{m1} \sin(\omega t + \varphi_{1A})$ ，参考信号 B 为 $A_{m1} \sin(\omega t + \varphi_{1B}) = A_{m1} \sin(\omega t + \varphi_{1A} + \pi/2)$ ，用两个完全相同的乘法器，它们的乘数相同，均为被噪声淹没的待测信号，它们的被乘数则分别为两个相互正交的参考源。这样就得到了两个乘法器输出，经相同的低通滤波器后，输出分别为：

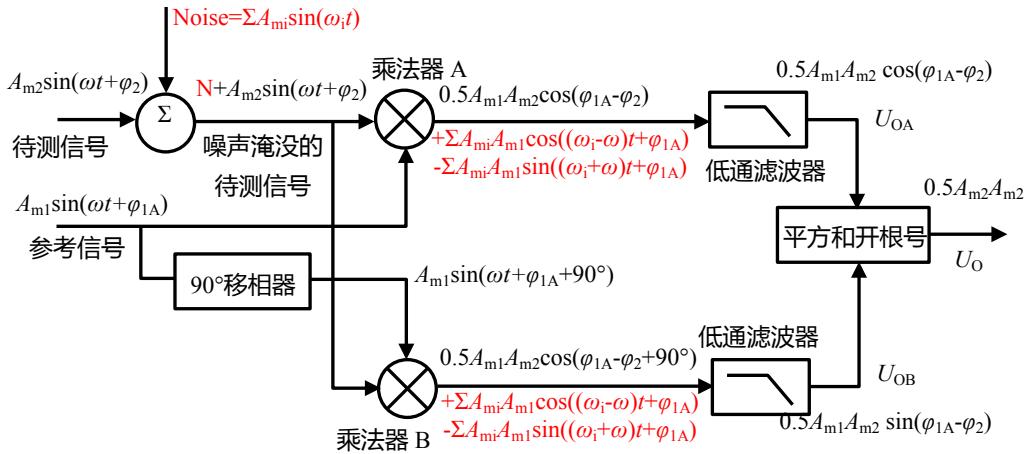


图 Section130-5 双相位锁定放大器基本原理

$$U_{OA} = 0.5A_m1 A_m2 \cos(\varphi_{1A} - \varphi_2)$$

$$U_{OB} = 0.5A_m1 A_m2 \cos(\varphi_{1A} - \varphi_2 + \pi/2) = 0.5A_m1 A_m2 \sin(\varphi_{1A} - \varphi_2)$$

利用 $\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$ 特性，将上述两个输出实施平方和开根号运算，得：

$$U_O = \sqrt{U_{OA}^2 + U_{OB}^2} = 0.5A_m1 A_m2 \sqrt{\sin^2(\varphi_{1A} - \varphi_2) + \cos^2(\varphi_{1A} - \varphi_2)} = 0.5A_m1 A_m2 \quad [2a]$$

至此，我们无需知道待测信号与参考信号的相位关系，就可以获得待测信号的幅度。这就是双相位法的核心思想。

同时，根据 U_{OA} 和 U_{OB} ，可以很方便求得参考信号和待测信号的相位差。

$$\begin{aligned} \tan(\varphi_{1A} - \varphi_2) &= \frac{\sin(\varphi_{1A} - \varphi_2)}{\cos(\varphi_{1A} - \varphi_2)} = \frac{U_{OB}}{U_{OA}} \\ \varphi_{1A} - \varphi_2 &= \tan^{-1} \frac{U_{OB}}{U_{OA}} \end{aligned}$$

[2b]

理论与实践的距离——方波作为参考信号

上述方法，理论分析头头是道，但实现起来很困难。其中最大的难点在于 90° 移相。我们知道，全通滤波器可以实现移相，但它的标准功能是，对不同频率实施不同的移相，而要对任意给定的频率都能实现 90° 相移，且幅度不发生变化，在模拟电路中是很难做到的。

另外，核心芯片乘法器的应用，又贵，可选种类还少。这都引发设计者对此电路原理，产生了改进欲望。以方波为参考信号实现锁定放大就应运而生。原理如下：

1) 使用占空比为 50% 的正负方波，其幅度为 A_{m1} ，角频率为 ω ，相移 φ_1 ，表达式为：

$$u_{REF}(t) = \begin{cases} A_{m1}; & \frac{\varphi_1}{\omega} \leq MOD(t, T = \frac{2\pi}{\omega}) < \frac{\varphi_1}{\omega} + \frac{\pi}{\omega} \\ -A_{m1}; & MOD(t, T = \frac{2\pi}{\omega}) < \frac{\varphi_1}{\omega}; \text{ and } MOD(t, T = \frac{2\pi}{\omega}) \geq \frac{\varphi_1}{\omega} + \frac{\pi}{\omega} \end{cases}$$

2) 此方波与频率相同，相位相同的正弦波相乘，会出现图 Section130-6 所示的波形。其中， u_P 为乘法器的输出波形（图中红色曲线），经低通滤波后得到直流分量（即波形的平均值）为 U_0 ，这通过对波形进行半个周期的积分除以半个周期得到：

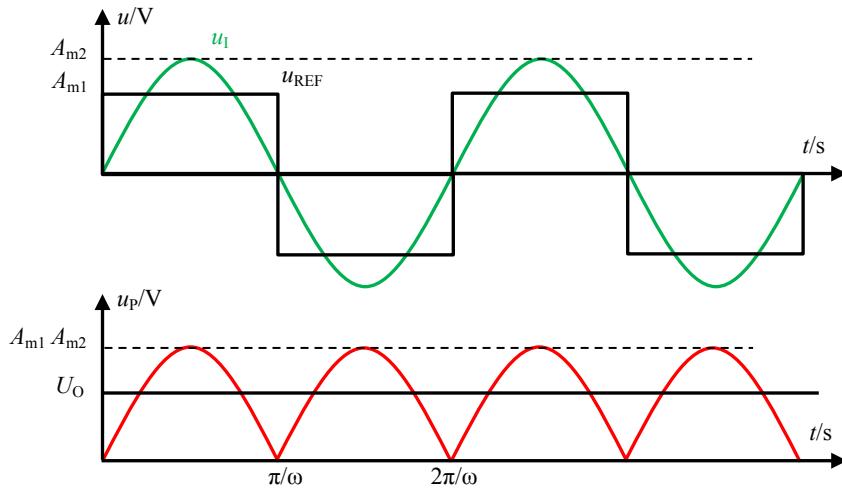


图 Section130-6 以方波作为参考信号实现锁定放大的时域波形——同相位

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} A_{m1} \times A_{m2} \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} A_{m1} \times A_{m2} \approx 0.6366 A_{m1} \times A_{m2} \quad [3]$$

3) 当以待测波形为 0 度相移，而参考波形具有 φ_1 相移，可以得到 Section130-7 所示

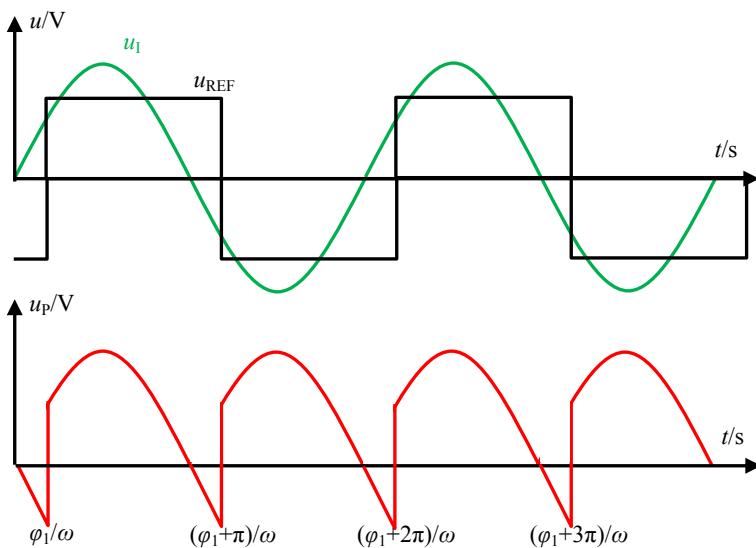


图 Section130-7 以方波作为参考信号实现锁定放大的时域波形——有相位差

的时域波形，可以看出乘法器输出波形仍是周期性的，其周期为待测波形周期的 2 倍。同样，也可以利用半个周期积分除以半个周期的方法，得到乘法器输出波形的平均值，即低通滤波器输出 U_O ：

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_1+\pi} A_{m1} \times A_{m2} \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} A_{m1} \times A_{m2} \cos \varphi_1 \approx 0.6366 A_{m1} \times A_{m2} \cos \varphi_1 \quad [4]$$

由此可知，当参考信号与待测信号同频，且存在 φ_1 相移，则低通滤波器输出正比于两个信号的幅度乘积，且相移越大输出越小，直至相移为 90° 时输出为 0，相移大于 90° 时输出小于 0，直至相移为 180° 时，输出为负值最大。这个结论与参考信号为正弦波完全相

同，它们唯一的区别在于参考信号为方波时，最大值不再是 $0.5A_{m1} \times A_{m2}$ ，而变为 $0.6366A_{m1} \times A_{m2}$ 。

4) 当待测信号频率与参考信号频率不同时，同样可以证明，乘法器输出一定是一个正负对称信号，经低通滤波后结果一定是 0。

因此，我们完全可以利用方波作为参考信号实现锁定放大。这样可以带来如下好处：

1) 可以不再使用乘法器。虽然我们前面的分析，都是利用乘法器进行的，但是可以看出，当参考信号为方波时，它只有两种状态， $\pm A_m$ 。如果设定 $A_m=1$ ，那么它只有 ± 1 两种状态。我们知道，对待测信号乘以 1，就是原信号，乘以-1，就是对原信号取反。这样我们就可以利用模拟开关和反相器，以图 Section130-8 结构实现锁定放大（双相位法）。

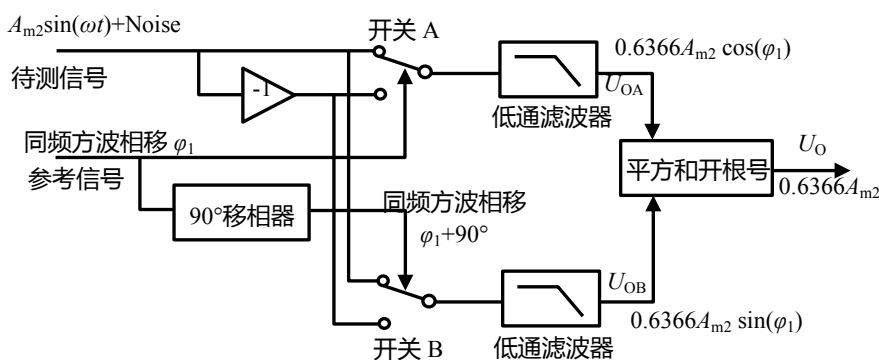


图 Section130-8 以方波为参考信号的双相位锁定放大器基本原理

2) 对方波信号进行 90° 相移变得很容易。图中的方波用于控制开关的导向，因此是数字电平的 0 和 1 即可，这样参考信号就完全可以来自数字电路的方波。而对一个数字方波来说，产生 90° 相移的方法很多。其中，直接用 FPGA 编写程序发出错位 90° 相移的两个数字信号是最为清晰的方法。

锁定放大器的用法

当一个待测信号被广谱噪声淹没，此时用一个频率可变、相位可变的参考信号加载到锁定放大器的参考输入端。如果待测信号与参考信号频率不一样，则输出一定是 0。如果待测信号与参考信号频率相同，但相位相差 90° ，则输出也是 0。如果待测信号与参考信号频率相同，相位也相同($\cos 0=1$)或者相反($\cos 180=-1$)，就一定能够得到一个绝对值最大输出。因此，只要执行扫频、扫相的遍历操作，总能找到待测信号的频率、相位，并根据式(1b)求解处待测信号的幅度。

这样，其实就实现了模拟方式的傅立叶变换。

如此看来，似乎锁定放大器可以用于“扫频、扫相以发现被测信号中各个频率分量的大小”，但是仔细想想，要实现如此功能还是很困难的。毕竟，让参考信号频率与未知的被测信号频率完全相同，且相位同步是极为困难的。一个信号源发出一个 1kHz 的正弦波，另一个完全独立的信号源也发出一个 1kHz 的正弦波，尽管两者在数值上看起来相同，其实它们是不同的，因为你做不到让两个完全独立的信号源频率完全相同——虽然可能刚上电工作的时候，两者很同步，但持续一段时间后，两者的差异就会出现。

因此，多数情况下锁定放大器工作于图 Section130-9 模式下。图中一切频率根源在参考信号，它在给锁定放大器提供参考频率的同时，还给待测网络提供测试信号，因此一定

能够保证待测信号频率与参考信号频率完全一致，这是核心。图中方波/正弦模块是将参考

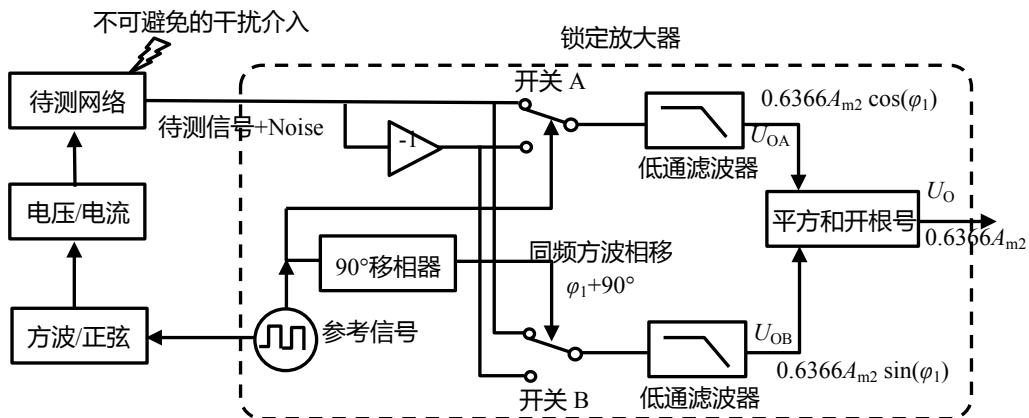


图 Section130-9 常见的锁定放大器工作模式

信号的方波，变换成同频正弦波，可以用带通滤波器实现，也可以用二极管组成的非线性纠正电路实现。图中的电压/电流模块是将电压信号转变成电流信号，用于给待测网络加载，这部分需要与否，取决于具体问题。

AD630 和 ADA2200

AD630 和 ADA2200 都可用于锁定放大。

AD630 内部结构如图 Section130-10 所示，两个平行的放大器 A 和 B，受比较器实现的开关选择，分别接入最后一级放大器中，然后由外部连接负反馈，实现分时增益：比较器高电平期间，整个电路呈现 2 倍放大，低电平期间呈现-2 倍放大。这恰好是锁定放大器的核心动作，实现了方波与待测信号的相乘。

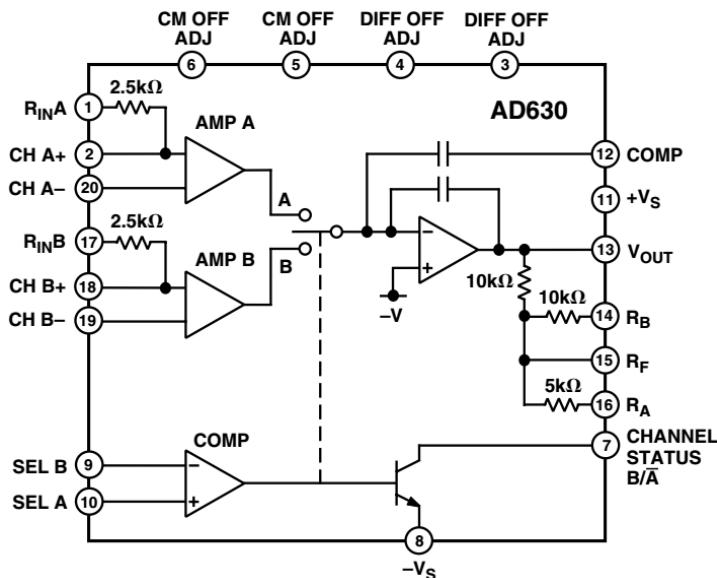


图 Section130-10 AD630 结构图

由 AD630 组成的锁定放大器实例如图 Section130-11 所示。图中，AD630 内部结构被进一步简化，省略了开关部分。此电路中，待测信号为 400Hz 载 0.1Hz 正弦波——即 400Hz 正弦波为待测信号，其幅度以 0.1Hz 为周期做正弦变化，该信号经 100dB 衰减后与白噪声混合，已经混乱不堪。从 AD542 开始，进入锁定放大器，图中的输出可以得到待测

信号 400Hz 的幅度变化。这个电路没有使用双相位法，原因是，从图中 A 点开始到 B 点结束，电路全部由电阻组成，没有储能元件产生相位移动，自然可以保证参考信号（比较器输出）和被测信号相位完全一致。

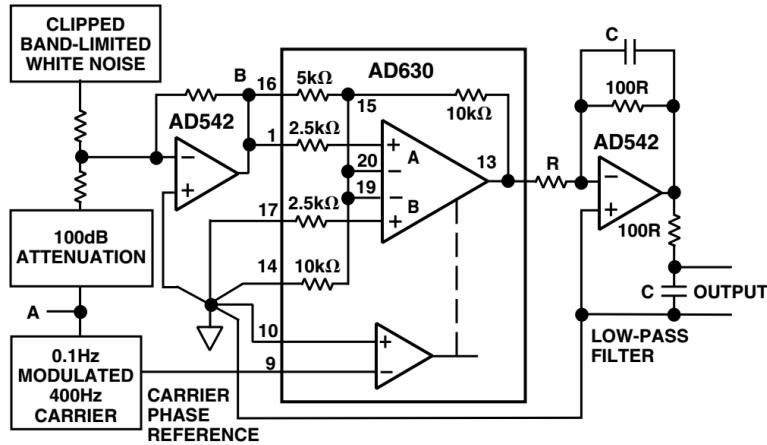


Figure 14. Lock-In Amplifier

图 Section130-11 AD630 组成的锁定放大器

ADA2200 则几乎是专门用于锁定放大器的，称为同步解调器（是锁定放大器的另外一种称呼），它的结构如图 Section130-12 所示。从图中可以看出，它采用的是双相位法。ADA2200 最大的特点在于其内部具有的可编程滤波器，可以看出所有滤波器都由时钟控制，即滤波器的特征频率正比于时钟频率。参考时钟来自于内部时钟的分频（一般为 64 分频）从 RCLK 端输出。以高频为基准，以分配 64 倍为参考信号，更方便实现 90°相移。

用 ADA2200 实现的锁定放大器实例如图 Section130-13 所示。图中核心时钟(MASTER CLK)来自于外部，经 64 分频后从 RCLK 端提供参考信号加载到待测传感器上，图中的 SENSOR EXCITATION CONDITIONING 为传感器激励调节，其实就是可选可不选的方波/正弦波转换器，待测传感器的输出经 AD8227 仪表放大器放大后进入 ADA2200，其输出经外部低通滤波器后进入 ADC[AD7170]中。ADA2200 强大的数字逻辑功能，可以保证 ADC 在最佳位置对 ADA2200 的输出实施模数转换，靠图中 SYNC0 脚控制。

对 ADA2200 和 ADA2200 的进一步了解，可以在 ADI 官网进行。

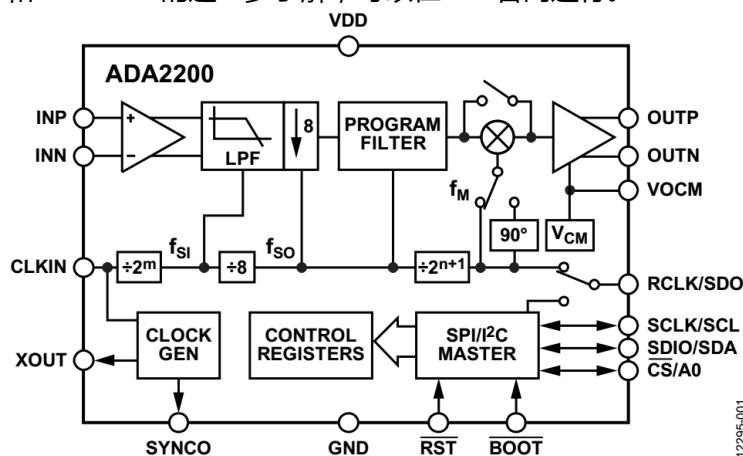
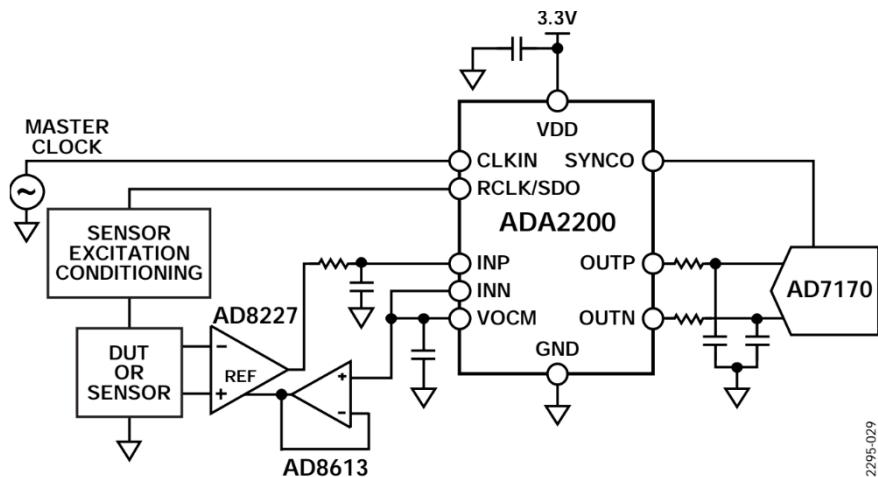


图 Section130-12 ADA2200 内部结构



12295-029

图 Section130-13 ADA2200 组成的锁定放大器

Section131. 继电器和模拟开关

第 5 章是应用章，存在大量理论到实践的过渡。而既然涉及到实践，就会遇到很多非理想的问题，其中对一些常用电子元器件的理解，就可能成为实践成败的关键。

本书 Section129 中，已经涉及到继电器和模拟开关，但当时还是理论分析，没有机会展开对它们的实际讲解，本节专门介绍它们。

初识继电器(Relay)

继电器是一种用电信号控制的开关，它由两部分组成：输入单元和输出单元，输入单元接收前级的开类型电信号（0 和 1 两种状态，通常是小功率的），以控制输出单元做出导通和断开两种电气动作（通常是大功率的），同时输入单元和输出单元在电气上是隔离的，这类似于电信号的中继器或者传递器，因此称为 relay（英文原意为接力、传递、转播、左手接，右手出等）。

继电器分为机械继电器和固态继电器两种。本书讲述机械继电器。

机械继电器由电磁线圈(Coil)驱动和机械触点(Contact)组成。当电磁线圈通电时，产生的力拉动机械触点从一个位置到达另一个位置，实现电控的开关动作。输入单元即电磁线圈驱动装置，而输出单元则是机械的接触式开关。

图 Section131-1 是一个单线圈单刀单掷常开型机械继电器的内部结构，以及用其控制一个 100W 灯泡的亮灭。输入单元只负责控制电磁线圈是否通电，在通电时产生足够的线圈电流（一般为几十 mA，即可产生足够的电磁力以完成吸合动作），而输出单元则负责用机械力方式，让两个金属触点接触或者断开。

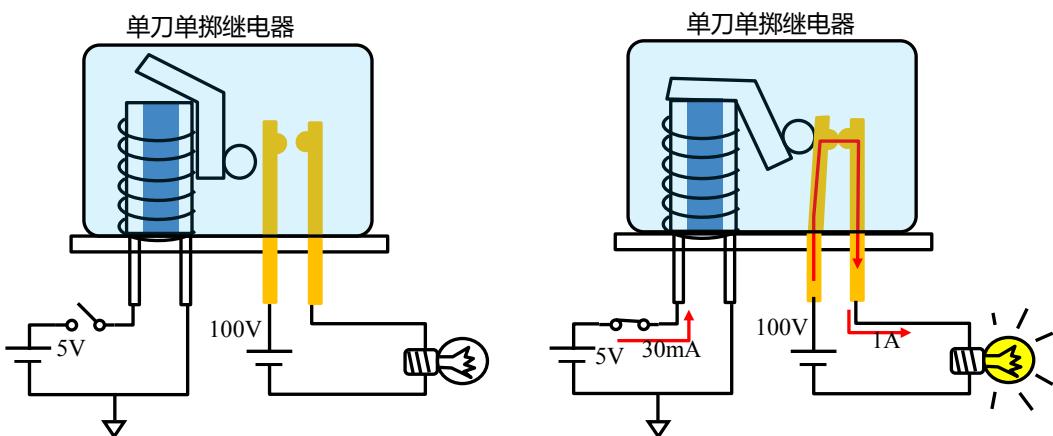


图 Section131-1 单刀单掷继电器 0.15W 控制 100W 灯泡的内部动作结构

机械继电器线圈部分分类和符号

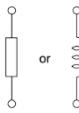
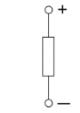
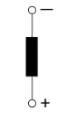
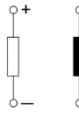
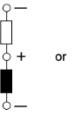
机械继电器的线圈部分分为 2 种：

1) 单稳态型(Single side stable type)

这是最常见的类型。任何继电器的输出都只有两种状态：复位状态或者置位状态，输入单元断电时为复位状态。当线圈通电时，继电器输出为某种状态，一旦线圈不通电，则继电器输出变为另一种状态，就叫单稳态型。图 Section131-1 所示的，就是单稳态型。

单稳态型线圈分为两类，一类是无极性线圈，只要线圈通电电流的绝对值大于某个值，无论是哪个方向，线圈都会执行吸合动作，至于说此吸合动作是断开了触点还是闭合了触点，则取决于输出结构。另一类是有极性线圈，只有按照规定使得线圈电流大于某个值，且方向与规定一致，线圈才执行吸合动作。反方向电流不仅不会导致吸合动作，反而可能损坏继电器。图 Section131-2 为线圈分类和符号。

1. Coil Designation

Single side stable type		1 coil latching type	2 coil latching type	
Non-polarized	Polarized		4-terminal	3-terminal
				
				

摘自松下电器电机公司 DEFINITION OF RELAY TERMINOLOGY

图 Section131-2 机械继电器的线圈分类和符号

2) 闩(shuan1)锁型(Latching type)

单稳态型结构简单，机械部分易于实现。但其功耗较大，特别是在低频变化时，比如白天为线圈不通电状态，夜晚为线圈通电状态，那么整个夜晚线圈都在工作，只为保持一种状态，这很不划算。

闩锁型线圈在机械结构上实现了类似于触发器的功能。它分为单线圈闩锁型和双线圈闩锁型两类，如图 Section131-2 所示。

单线圈闩锁型(1 coil latching type)只使用一个线圈，就能完成两种状态的切换：当施加一个由正端流向负端的足够大的电流，短暂持续（一般为几十 ms），即可完成由置位态向复位态的转变，当施加一个由负端流向正端的足够大的电流，短暂持续（一般为几十 ms），即可完成由复位态向置位态的转变。除此之外，继电器将保持原有状态。

在复位态下，施加复位动作电流，不会改变原状态，同样的，在置位态下，施加置位动作电流，也不会改变原状态。

双线圈闩锁型(2 coil latching type)使用两个线圈才能实现两种状态的切换。在黑色线圈上施加指定方向的电流，会让继电器到达复位态，在空心线圈上施加指定方向电流，会让继电器到达置位状态。

双线圈闩锁型有两个线圈，因此有 4 端型和 3 端型两种。4 端型中，两个线圈的端子是独立的，而 3 端型中，两个线圈的公共端是接在一起的。如图 Section131-2 所示。

单线圈闩锁型结构看起来简单，但由于要控制施加电流的方向，其控制电路要比双线圈闩锁型稍复杂一些。

机械继电器触点部分分类和符号

机械继电器的触点部分分为三类。

1) 复位态下两个金属触点不接触，线圈通电后触点断开，称为常开型，为 a 型，也可用 NO(Normally Open)表示。

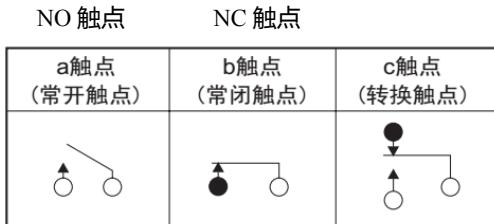
2) 在复位态下两个触点接触，线圈通电后触点断开，称为常闭型，为 b 型，可用 NC(Normally Closed)表示。

上述两类，都可称为单掷(single throw)型。可以这么理解，你只有 1 个朋友，和它好

或者和它断开。

3) 机械继电器的触点结构还有第三种，即转换型，它有 3 个触点，一个动触点 A，两个静触点 B1 和 B2。复位状态下，动触点 A 和静触点 B1 接触，和另外一个静触点 B2 断开，置位状态下，动触点 A 和静触点 B2 接触，和静触点 B1 断开。可以理解为，你有两个朋友，它们俩是永远不接触的，你或者和 B1 接触或者和 B2 接触，必须二选一，且只能二选一。

上述三种分类如图 Section131-3 所示。



摘自松下电器电机公司 **DEFINITION OF RELAY TERMINOLOGY**

图 Section131-3 机械继电器的触点分类和符号

对于转换型触点的转换过程，又分为两种，多数是先和 B1 断开，再和 B2 接触，这就像两个国家的建交过程或者婚姻状态，这符合一般常理。在继电器中，只要不特殊说明，都属于这一种。但也有另外一种，先和 B2 接触上，再与 B1 断开，这称为 make before break—MBB 型，即先合后断。MBB 看起来不太合理，但有它特殊的用途，比如两个源给一个负载供电，如果不采用 MBB 型，在切换供电电源的瞬间，一定会存在短暂的“双不供电”阶段，如果负载是灯泡，问题不大，如果负载是电脑，它可能会被复位。但是，一旦使用具有 MBB 的继电器，就必须考虑到两者同时导通存在的短路问题。

机械继电器总体分类

机械继电器一般分为信号继电器（小于等于 2A）功率继电器（大于 2A）高频继电器（大于 1GHz），以及专用的车载继电器等。各自性能不同，用途也不同。

机械继电器符号举例

图 Section131-4 是欧姆龙公司 G5V-1 继电器。它的线圈是无极性的，其触点类型为 1c，即 1 个 c 型触点——转换型。静触点分别为 1 脚和 10 脚，动触点为内部短接的 5、6 脚。左侧为外形图，我给它标注了管脚号。右侧为内部结构的底视图，图中表示在无励磁情况下，也就是线圈断电情况下，静触点是和 1 号管脚连接的，当线圈流过足够大的电流，无论什么方向，都将使静触点和 10 号管脚相连。

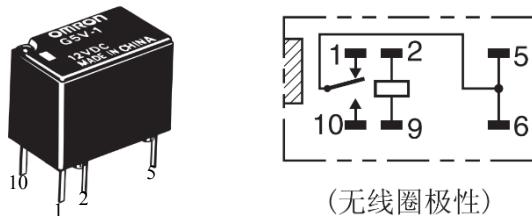


图 Section131-4 欧姆龙公司 G5V-1 图例

图 Section131-5 是欧姆龙公司 G6EU-134 继电器。它的线圈是单线圈闩锁型的，线圈管脚为 1 脚和 6 脚。其触点类型为 1c，即 1 个 c 型触点——转换型。静触点分别为 10 脚和 12 脚，动触点为 7 脚。左侧为外形图，我给它标注了管脚号。右侧为内部结构的底视图，图中表示在复位状态下，动触点 7 脚是和 10 号管脚连接的。要实现复位状态，请按照图中 R(Reset)标注方向，施加 6 脚正、1 脚负的电压；要实现置位状态，按照图中 S (Set)标注方向，施加 6 脚负，1 脚正的电压。注意，这两种电压都不需要持续加载，仅仅需要维持几个 ms 以上即可，具体数值可参考数据手册中的置位时间和复位时间。

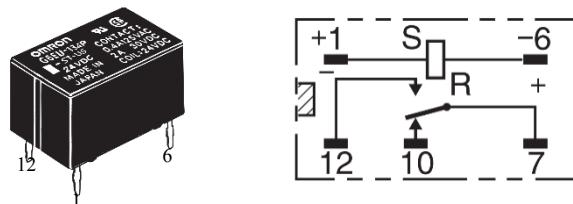


图 Section131-5 欧姆龙公司 G6EU-134P 图例

图 Section131-6 是松下公司 GN 继电器中的单线圈闩锁型，区别于前述的管脚直立，它的管脚是平趴的，这类称为表明安装型，即电路板上不需要打孔。线圈管脚为 1 脚和 8 脚。其触点类型为 2c，即 2 个 c 型触点，2、3、4 脚为一组，7、6、5 脚为另一组。这类两组触点的，也称为双刀型，而 c 型即有两个静触点，也称为双掷型，因此图中此类也可称为双刀双掷型。由此可知，前述的举例都是单刀双掷型。

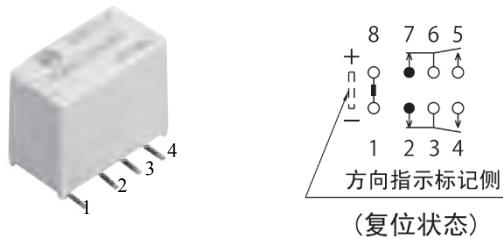


图 Section131-6 松下电器电机公司 GN 继电器表面安装型图例

图中线圈上标注的电压方向，即 8 脚正，1 脚负，是要实现复位状态必须施加的电压方向。图中各触点的位置，也是复位状态下的位置。

图 Section131-7 是松下公司 TQ 继电器的印刷电路板型，即插针型。从图中可以看出，这也是一个 2c 型触点，而线圈分为单稳态型、单线圈磁保持型（即闩锁型）、双线圈磁保持型。对单稳态型，它的线圈是有极性的，必须施加 1 脚正、10 脚负的足够电压，才能让触点 3 和触点 4 接触，一旦电压失效，则立即回归到和触点 2 接触。

对应单线圈磁保持型，图中触点位置为复位状态位置，施加 10 脚正、1 脚负，会使其进入复位状态，施加 1 脚正、10 脚负，会使其进入置位状态，从效果看，这与单稳态是吻合的。

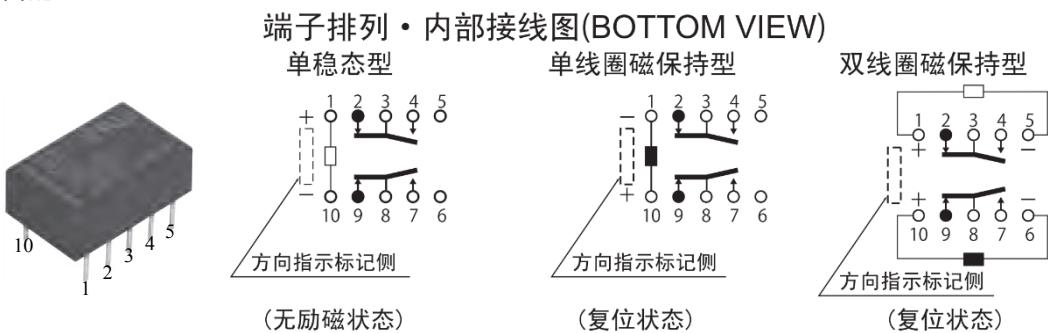


图 Section131-7 松下电器电机公司 TQ 继电器印刷电路板型图例

对应双线圈磁保持型。在黑色线圈上施加指定的电压——10 脚正、6 脚负，会使其进

入复位状态，在空心线圈上施加指定的电压——1脚正、5脚负，会使其进入置位状态。

TQ型继电器具备MBB型，这是不多见的。特别指出，MBB是一种违反常规的效果，仅在特殊需要的场合具备特殊的作用，除非你完全清楚，且就是需要，可以使用之。否则，不该使用MBB型的场合使用了它，是极其危险的。先结婚，后离婚，这是违法的啊。

机械继电器的性能指标——线圈部分

1) 额定电压：为保证线圈正常工作，推荐使用的电压。一般在型号中标注。图Section131-8是欧姆龙公司G5V-1数据手册截图，其中的额定电压分为6种，从3V、5V.....到24V。

2) 线圈电阻：线圈在一定测试条件下的直流电阻，不同规格的继电器具有不同的值。

3) 额定电流：是额定电压与线圈电阻的比值。

4) 额定线圈消耗功率：是额定电压和额定电流的乘积。多数情况下，同一种继电器的不同规格，虽然额定电压不同，但额定线圈消耗功率是相同的。据此可以将继电器分为高灵敏度和低灵敏度，所谓的高灵敏度，是指额定消耗功率较小的。

5) 动作电压或者吸合电压：针对单稳态继电器，指实际工作时，能够让继电器线圈产生吸合动作的电压的最大值，以额定电压的百分比表示。比如一个额定电压为5V的继电器，当给线圈施加一个渐渐增大的直流电压，当电压升到3.6V时，我们听到继电器“啪嗒”一声响，吸合了，这就是该继电器在这次测试过程中的动作电压。对一种继电器的多个样本，实施多次测试，会得到n个数据，这组数据中的最大值为4V，就是动作电压，用额定电压百分比表示，即为<80%。此值的含义是，只要你保证实际施加给线圈的电压大于动作电压，厂家会保证该继电器一定会产生吸合动作。而小于此值，是否吸合取决于你的运气。

6) 恢复电压或者释放电压：针对单稳态继电器，指实际工作时，一个原本吸合状态的继电器，逐渐降低线圈电压，使得继电器由吸合状态变为释放状态的线圈电压的最小值，以额定电压的百分比表示。比如一个额定电压5V的继电器，在吸合状态下，将线圈电压从5V开始下降，当下降到1V时，我们听到“嗒啪”一声响，释放了，此为一个样本值。多个同类继电器，分别多次测试，得到n个数据，其中的最小值为0.5V，那么恢复电压就用大于10%表示。此值的含义是，你想让继电器释放，给线圈施加的电压只要小于0.5V，厂家就一定保证继电器会释放。

7) 最大连续施加电压(最大容许电压)：指给线圈施加电压的最大值，以额定电压的百分比表示。高过这个电压可能造成损坏。注意此值不是持续值。比如图Section131-8中，此值为200%，以额定电压5V为例，即10V。它的含义是，你可以给线圈施加10V电压，让其吸合，这不会损坏，但你要施加11V，一旦损坏了，厂家不负责。但是即便是10V，你也不能持续施加，因为线圈会发热，随环境温度不同，温升效果也不同，有可能在某种环境温度下，持续的施加10V，时间长了就会烧毁它。

总结为：对单稳态继电器，你想让它吸合，给其线圈施加的电压必须大于动作电压，小于等于额定电压。你想让它释放，给其线圈施加的电压必须大于等于0V，小于释放电压。别去考虑最大连续施加电压，这种危险的事情我们最好不要做。

■ 额定值

操作线圈

项目 额定电压(V)		额定电流 (mA)	线圈电阻 (Ω)	动作电压 (V)	复位电压 (V)	最大容许电压 (V)	消耗功率 (mW)
DC	3	50	60	80%以下	10%以上	200% (23℃时)	约150
	5	30	167				
	6	25	240				
	9	16.7	540				
	12	12.5	960				
	24	6.25	3,840				

注1. 额定电流、线圈电阻为线圈温度+23℃时的值，公差为±10%。

2. 动作特性为线圈温度+23℃时的值。

3. 最大容许电压为继电器线圈能够施加的电压的最大值。

4. 作为特殊系列产品，备有动作电压70%以下的G5V-1-2可选。

图 Section131-8 欧姆龙公司 G5V-1 继电器数据手册截图

8) 置位电压和复位电压。针对闩锁型继电器而言。它们的定义与前述的动作电压等完全相同，区别仅在于作用的对象不同、产生的后果不同。

机械继电器的性能指标——触点部分

1) 额定控制容量(额定负载)。是指继电器触点能够顺利通断的最大容量，以电压和电流综合表示，也分为直流容量和交流容量。如 AC125V, 0.5A, DC24V, 1A。这是最简单直观的用数据表示的可通断最大容量，更为复杂的可参考如下的2)、3)、4)。

2) 额定最大触点电压。是指继电器能够顺利通断的触点两侧电压最大值。当实际电压高于此值，可能会发生触电拉弧等击穿现象。

3) 额定最大触点电流。是指继电器能够顺利通断的触点流过电流。当实际电流超过此值，可能会发生触电损坏(如烧结)或者无法断开。

4) 控制容量图。如图 Section131-9，是前述3条的综合曲线表述。它一般由三条线组成，横线为最大电流线，纵线为最大电压线，斜线为最大功率线。同时，最大值与交流、直流有关。

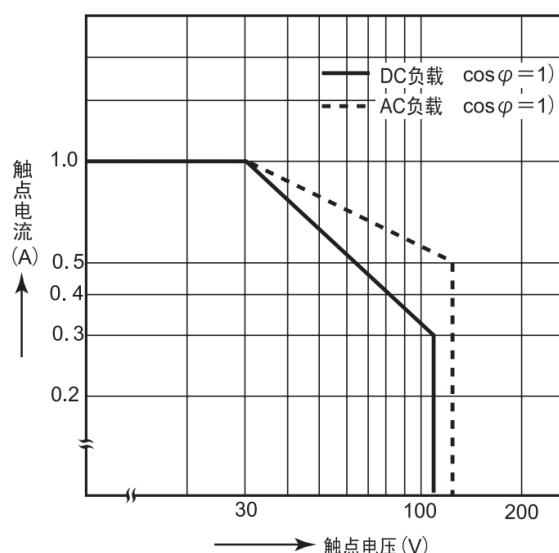


图 Section131-9 松下电器机电公司 TQ 继电器数据手册截图-通断容量最大值

5) 接触电阻。是指继电器触点闭合后，在确定测试条件下两个触点之间的电阻，随

触点材料不同略有区别，一般为 $10\text{m}\Omega$ 到 $100\text{m}\Omega$ 。

6) 绝缘电阻。是指继电器触点断开后，在确定测试条件下两个触点之间的电阻，随测试条件不同而不同，一般为 $1\text{G}\Omega$ 以上量级。

7) 可控最小负载。是指触点能够顺利通断并保证前述性能的最小负载。如 TQ 继电器为 $10\mu\text{A}$, 10mV 。

这一点不容易理解。初学者会认为，继电器触点不能承受过大的电压和电流，是因为烧结、拉弧等，但为什么不能承受过小的电压和电流呢？原因是，当触点控制的负载较小，断开时 $0\mu\text{A}$ ，闭合时 $2\mu\text{A}$ ，很容易出现接触电阻实测值大于指标规定值。因此，将继电器用于特别微弱的负载（阻抗极大）控制时，需要特别注意可控最小负载限制。

8) 高频特性——隔离

当两个触点处于断开状态时，由于杂散电容的存在，对高频信号仍会出现信号泄露，频率越高，泄露越严重。假设源头电压在动触点上，其电压有效值为 U_{IN} ，频率为 f ，从断开的静触点上测量，会得到一个有效值为 U_{OUT} ，频率为 f 的泄露信号。则隔离 ISO 为：

$$\text{ISO} = \left| 20 \times \log_{10} \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right|$$

[Section131-1]

上式为隔离的电压表示方式，其单位是 dB。也可以用能量或者功率表示，单位仍是 dB，但乘积系数应由 20 改为 10。无论怎么表示，数值是完全相同的。此值越大，表明隔离效果越好。由于不同频率信号，其测试值不一样，因此多用曲线表述，如图 Section131-10 所示，为松下公司的 TQ 继电器隔离曲线。它是一款不支持高频工作的通用小型继电器，因此高频性能并不优越。

特别需要注意的是，并不是所有的继电器都会提供这个指标，对于功率继电器来说，高电压大电流情况下，出现高频信号的可能性非常小，多数功率继电器不会关心这个指标，因此也就不提供。

9) 高频性能——插入损耗(Insertion Loss)。隔离是指断开情况下的泄露，而插入损耗则是指闭合情况下的不完全导通。由于触点接触存在电感，在高频时感抗会阻碍信号的通过，造成在触点上产生不应该有的压降，并且在高频时由于阻抗匹配问题带来的反射，也将引起信号的损失。所有这一切的后果都是导致在触点闭合时，源动触点电压为 U_{IN} ，频率为 f ，从闭合的静触点上测量，会得到一个有效值为 U_{OUT} ，频率为 f 的泄露信号。插入损耗为：

$$\text{插入损耗} = \left| 20 \times \log_{10} \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right|$$

[Section131-2]

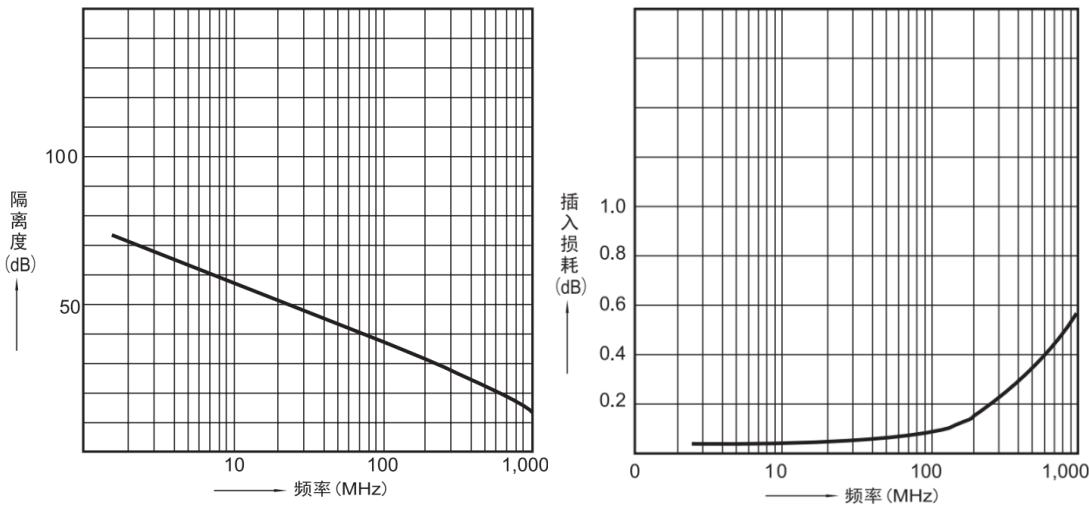


图 Section131-10 松下电器机电公司 TQ 继电器数据手册截图-隔离和插入损耗

很显然，0dB 代表没有插入损耗。

专门用于高频信号的继电器，如欧姆龙公司的 G6K-2F-RF，松下公司的 RJ 继电器，就具有明显优于普通继电器的高频性能。图 Section131-11 是前者的频率特性，后者的 PDF 文件是加密的，我能打开但无法截图，也就不展示了。

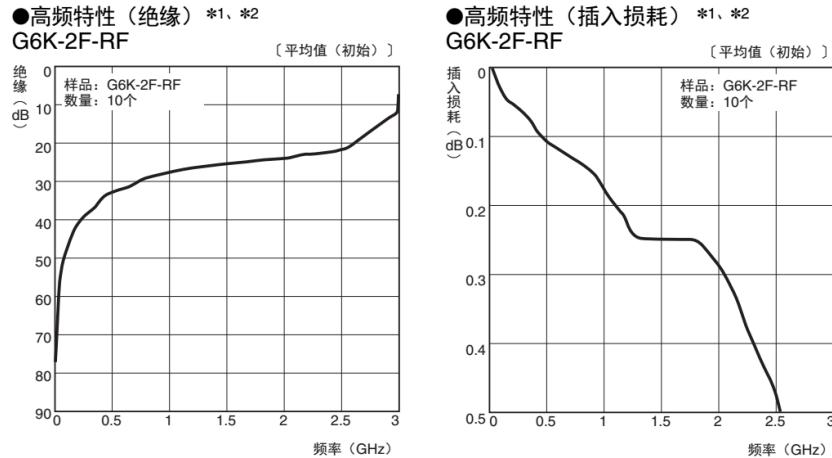


图 Section131-11 欧姆龙公司 G6K-2F-RF 继电器数据手册截图-隔离和插入损耗

除隔离和插入损耗外，高频继电器还有回波损耗、驻波比等参数，本书不赘述。

机械继电器的性能指标——综合部分

1) 单稳态型动作时间和恢复时间

线圈电压有效加载为起点，到终点的时间为动作时间。对常闭型继电器，触点断开为终点，如图 Section131-12 中 t_{ON1} 。对常开型继电器，从触点第一次接触为终点，如图中的 t_{ON2} 。对转换型继电器，从常开触点第一次接触为终点，如图中的 t_{ON2} 。

线圈电压有效撤除为起点，到终点的时间为恢复时间。对常闭型继电器，触点第一次接触为终点，如图 Section131-12 中 t_{OFF1} 。对常开型继电器，从触点断开为终点，如图中的 t_{OFF2} 。对转换型继电器，从常开触点断开为终点，如图中的 t_{OFF2} 。

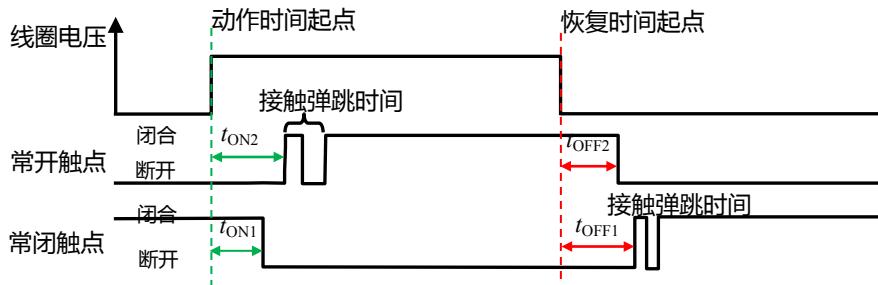


图 Section131-12 动作时间和恢复时间

机械继电器的动作时间、恢复时间、弹跳时间一般均为几 ms 量级。且机械继电器的触点寿命与动作次数相关，因此机械继电器不适合用于快速的、频繁的动作。假设 100ms 完成一次完整的动作，那么一天就要完成 86 万次动作，而其动作寿命一般不超过 1 亿次，也就是说，大约 116 天后，此继电器就会寿终正寝。

2) 闩锁型的置位动作和复位动作

闩锁型继电器与单稳态继电器具有相同动作时间和恢复时间定义，唯一需要说明的是，在执行置位或者复位动作后，闩锁型继电器允许线圈电压撤除。以单线圈型为例，图中以置位电压为正值，则复位电压为负值。当置位脉冲宽度超过继电器的动作时间后，继电器已经完成了动作，此后置位电压就可以变为 0，继电器将保持置位状态。此后再维持置位电压，就没有必要了。如果想复位，只要给线圈施加一个宽度大于恢复时间（复位时间）的负脉冲，就可以实现复位。

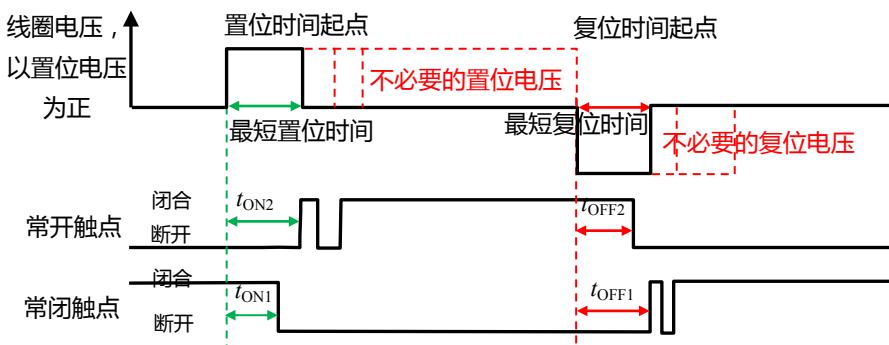


图 Section131-13 动作时间和恢复时间

3) 机械继电器的非电学指标

除前述的电气指标外，机械继电器还有很重要的非电学指标，如抗震、潮湿、灰尘、焊接等，这些指标我也不精通，就不讲了。

单稳态机械继电器的驱动电路

单稳态继电器，是继电器的触点在线圈不加电的情况下，只能保持一种稳态，或者常闭、或者常开。要想让继电器触点达到另外一种状态，线圈必须流过足够大的电流，以便产生足够大的吸力，将触点吸到另一种状态。一旦线圈没有电流，它会自然回到初始的稳态。

因此，这种继电器的驱动电路，就是实现两种状态：第一，让线圈产生足够大的电流以实现非稳态，第二，让线圈没有电流以实现稳态。

驱动电路可以用晶体管实现，如图 Section131-13a 所示。一般来讲，继电器控制的发源，来自于数字电路，比如处理器或者 FPGA，它一定是一个逻辑高低电平，图中用一个非门表示其为数字量，非门的供电电压为 V_{DD} 。其输出电平中，高电平会略低于 V_{DD} ，低电平会略高于 0V，且其输出电流能力有限。关于此段话，可以参考数字电子技术课本。

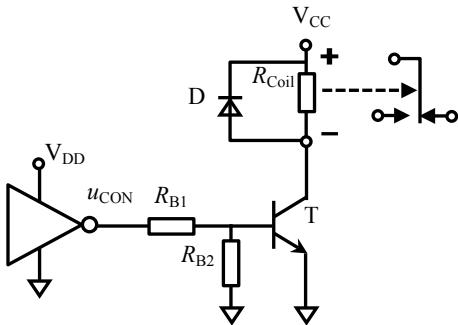


图 Section131-13a 单稳态继电器驱动电路

电路工作原理为：当数字信号 u_{CON} 为低电平，约为 0~0.4V，此电压不足以打通晶体管的发射结，晶体管处于截止状态，图中的 R_{Coil} ，即继电器的线圈，没有电流流过，则继电器的触点保持在自然状态：对单刀单掷型，为常闭或者常开，对单刀双掷型，为接到左边或者右边，如图所示。当数字信号 u_{CON} 为高电平，约为 2.4V 以上，此电压足以打通晶体管的发射结，且 i_B 足够大，使得晶体管处于饱和状态，继电器的线圈上会流过晶体管饱和电流，触点就产生了吸合动作。

为了实现这个电路，我们需要知道继电器的关键参数：额定电压 U_{RT} 和额定电流 I_{RT} 、或者线圈电阻 R_{Coil} 。然后根据晶体管的 β 和集电极最大电流 I_{MAX} ，选择合适的电阻即可。
具体方法是：

- 1) 选择供电电压 V_{CC} =继电器额定电压 U_{RT} ；
- 2) 选择晶体管集电极最大电流 I_{MAX} 远大于继电器额定电流 I_{RT} ，且 C、E 击穿电压 V_{CEO} 大于供电电压 V_{CC} ；
- 3) 计算临界饱和基极电流 I_{Bcrt} ：

$$I_{Bcrt} = \frac{I_{RT}}{\beta}$$

(Section131-3)

- 4) 根据戴维宁等效，可将输入控制电压 u_{CON} 和两个电阻分压演变成开路电压和串联电阻的形式，实际基极电流约为：

$$i_B = \frac{u_{CON} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BEQ}}{R_1 \parallel R_2}$$

- 5) 选择合适的电阻 R_1 、 R_2 ，实现如下要求：

$$i_B > (2\sim 5) I_{Bcrt} = (2\sim 5) \frac{I_{RT}}{\beta}$$

(Section131-4)

即，迫使晶体管进入深度饱和状态。

对此电路，有如下几点解释：

第一，并联于继电器线圈的二极管，叫续流二极管，其作用在于线圈由通电状态突然变为断电状态时，由于线圈存在较大电感，电流不能突变，如果没有二极管，极高的 di/dt

会产生一个较大的电压，引起空间干扰。这对电路周边影响不好。有了这个二极管，在正常工作时，它反接不通，在突变时，能够让线圈中的电流，在无法流过晶体管时，从二极管流回线圈，进而抑制线圈中的电流突变。

第二，电路中选用两个电阻分压驱动发射结。按说，仅使用 R_1 就可以了。增加电阻 R_2 ，能够保证前端控制信号脱接时，即 R_1 左侧浮空时，晶体管基极不会出现浮空。对晶体管来说，浮空的基极是容易引入干扰的。另外，控制器发出的低电平，有时比 0V 要大，比如 0.4V，这样的结构有助于保证低电平时晶体管的完全关断。

举例 1

数字控制信号来自 3.3V 供电的单片机 STM32F103 之 GPIO 口，继电器为 G6A 单稳标准型，5V 额定电压，为它设计一个驱动电路。

解：首先查阅 STM32F103 数据手册，可知在此供电情况下，单片机输出高电平最小值为 2.4V，输出电流不小于 8mA，输出低电平最大值为 0.4V，输出电流不小于 8mA。其次，查阅 G6A 数据手册，可知 5V 额定电压型的额定电流为 40mA，即其线圈电阻为 125Ω 。以下开始设计。

- 1) 选择供电电压为 5V。
- 2) 由于继电器额定电流为 40mA，供电电压为 5V。对绝大多数晶体管来说，都有 100mA 以上最大的最大电流，以及几十 V 的 V_{CEO} ，因此几乎无需选择。

据此设计电路基本结构如图 Section131-13b 所示。

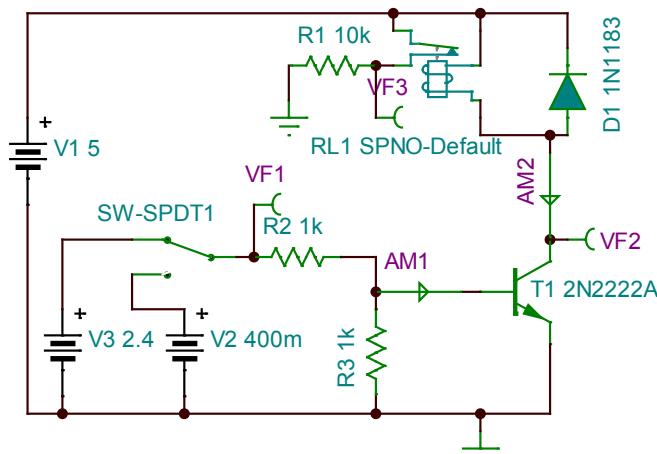


图 Section131-13b 举例 1 驱动电路

图中用开关 SW-SPDT1 表示单片机发出的高低电平。图中选用的晶体管为 2N2222A，这是一个小信号通用晶体管，其数据手册截图如下：

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	50	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	75	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	6.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	800	mA
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	P_T	500	mW

由上面截图可知，反向击穿电压 50V，而供电电压只有 5V，最大电流 800mA，实际额定电流为 40mA，因此安全。晶体管功耗为环境温度 25°C 时不超过 500mW，而实际工作时，晶体管导通时电流为 40mA，C/E 压降约为 0.5V 以下，功耗不超过 20mW，晶体管关断时功耗更小。因此，选择 2N2222A 是合适的。

继续查阅 2N2222A 数据手册，可知其 β 大于 100。据此可选择电路中的电阻。

先根据式(Section131-3)计算临界饱和电流：

$$I_{Bcrt} = \frac{I_{RT}}{\beta} = \frac{40\text{mA}}{100} = 0.4\text{mA}$$

假设两个电阻相等，计算控制电压高电平时的基极电流为：

$$i_B = \frac{u_{CON} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BEQ}}{R_1 \| R_2} = \frac{2.4 \times 0.5 - 0.7}{0.5R} = \frac{1\text{V}}{R}$$

要保证此电流大于 2~5 倍的 I_{Bcrt} ，即 0.8mA~2mA，R 需小于 1250Ω，设计中选择 R=1kΩ。

对此电路实施仿真，测得如下结果。

1) 低电平输入时，VF1=0.4V，VF3=50μV，说明继电器触点处于关断状态（常开型），VF2=5V，AM1=45.2pA，AM2=35.16pA，说明晶体管处于截止状态。

2) 高电平输入时，VF1=2.4V，VF3=5 V，说明继电器触点处于导通状态（常开型吸合状态），VF2=0.144V，AM1=0.823mA，AM2=38.89mA，说明晶体管处于饱和导通状态，而继电器线圈流过电流接近额定电流 40mA。进一步测量控制源输出电流，约为 1.6mA，这说明本电路取用电流小于单片机能够提供的 8mA 输出电流，也是安全的。

至此，设计完毕。

双线圈磁保持继电器的驱动电路

双线圈磁保持继电器，内部含有两个独立线圈 A 和 B，其触点为两种状态，置位状态和复位状态：单刀单掷型为闭合或者断开，单刀双掷型为掷左或者掷右。

当线圈 A 通过额定电流，持续最短置位时间后，继电器开始处于置位状态，无论此后线圈 A 中是否有电流。

当线圈 B 通过额定电流，持续最短复位时间后，继电器开始处于复位状态，无论此后线圈 B 中是否有电流。

因此，对双线圈磁保持继电器的控制驱动，只需要制作两套独立的单稳态驱动电路，用单片机的两个独立 IO 口实施控制即可，唯一的区别在于，双线圈控制电路的控制信号，不需要持续，仅仅是一个短暂的正脉冲即可。

单线圈磁保持继电器的驱动电路

单线圈磁保持继电器，只有一个线圈。给此继电器实施驱动，就是让线圈通过一个达到动作阈值的脉冲电流，且这个电流的方向是左右可控的。最为常见的电路结构为下图所示的 H 桥结构：西北角、东南角两个开关同时导通一个短暂的时刻，则脉冲电流由左至右。东北角、西南角两个开关同时导通，则脉冲电流由右向左。

图中的开关一般用晶体管实现，我估计也有专用的集成电路可以实现，但我没有用过。常见的电路如图 Section131-13c、d 所示，它们都使用了 6 只晶体管，且对高低电平要求不高。

这两个电路均为示意，具体电阻值需要结合继电器、晶体管综合设定。

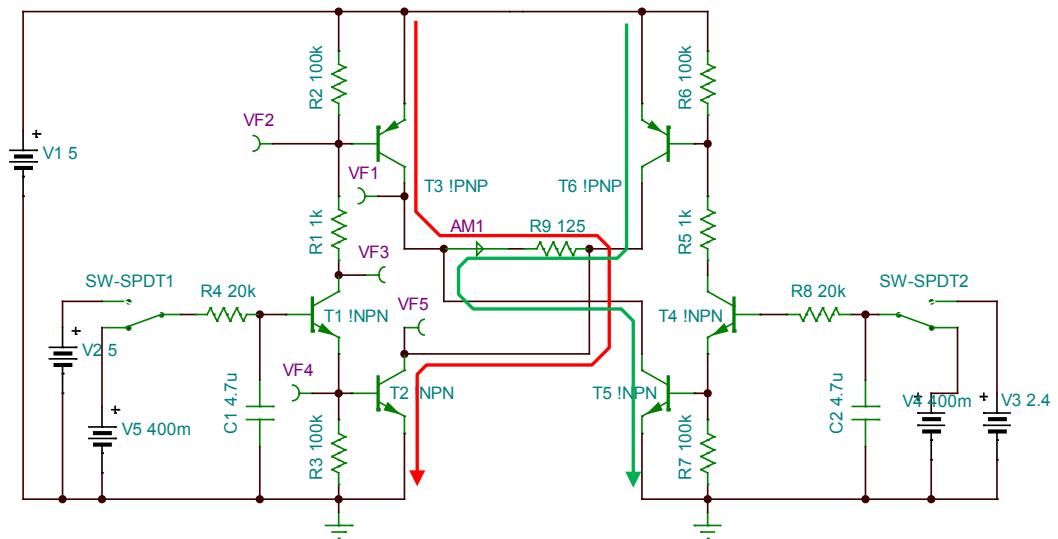
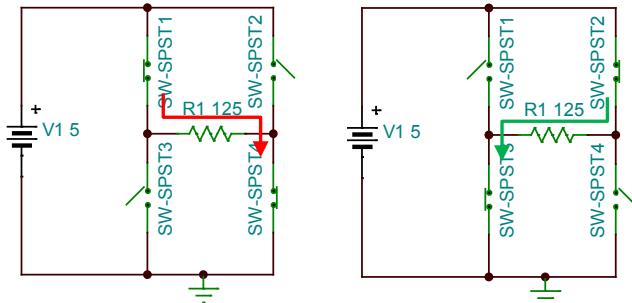


图 Section131-13c 单线圈磁保持驱动电路 1

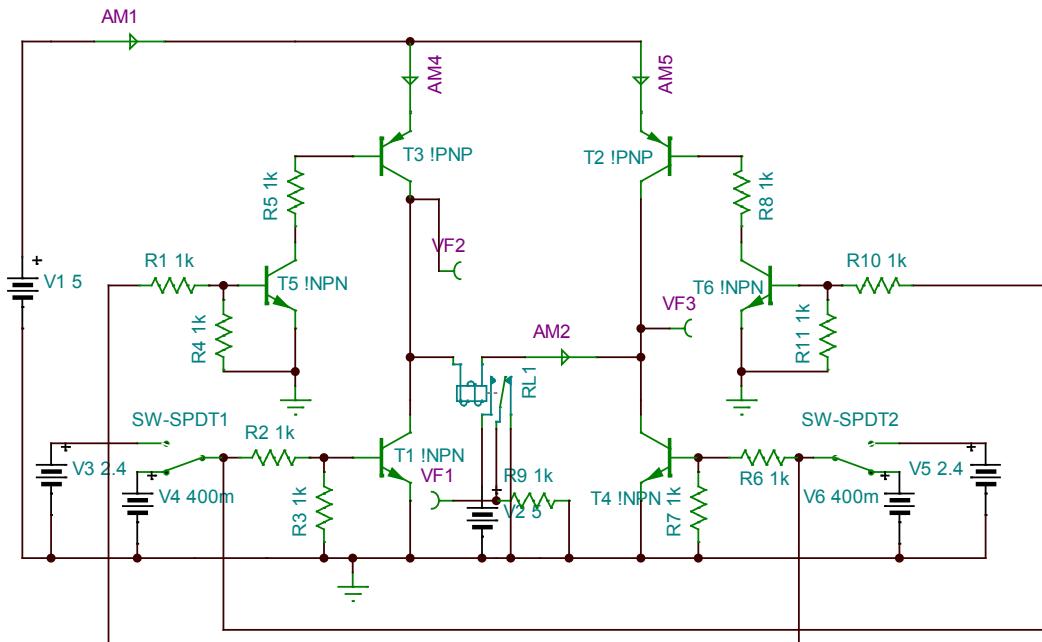


图 Section131-13d 单线圈磁保持驱动电路 2

模拟开关(Analog Switch)的分类和初步认识

模拟开关，是控制电信号通过或者断开的半导体器件。第一，它内部由晶体管组成，第二，它有两个信号端，两端之间或者呈现低阻短路状态、或者呈现高阻开路状态；第三，这两种状态由外部的一个控制电压控制。本书 Section40 介绍了模拟开关的原理，本节以应用为主，教会读者熟练使用这类器件。

较为著名的模拟开关生产厂家有 Vishay、ADI、TI、Maxim 等。读者可以去各公司官网了解实际产品的性能。

从信号极性上，模拟开关分为单极性和双极性两种。

所谓的单极性模拟开关，是指器件供电为单一正电源，同时只接受 0V 到某一正电压之间的输入信号，不接受负电压输入。而双极性模拟开关的供电通常是正负电源、接受正负电压输入。

从组成结构上，模拟开关分为单刀单掷、单刀双掷（2 选 1）、多选 1（多路选择器）等。

从信号幅度上，模拟开关分为低压型、中压型和高压型。

以 ADI 公司的 ADG411 系列为例，图 Section131-14 为其结构图。它有 3 个型号 ADG411、412、413，在相同控制输入下，三个型号的开关状态不同。可以看出，它们均为 4 组独立的单刀单掷(SPST)开关，以 ADG411 为例，IN1 作为逻辑电平输入，高电平时，S1 和 D1 是断开的，IN1 低电平时，S1 和 D1 闭合。而 S2 和 D2 之间断开或者闭合，则取决于 IN2 的逻辑状态，其它两组也是一样。

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

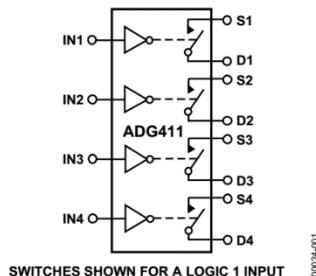


Figure 1. ADG411

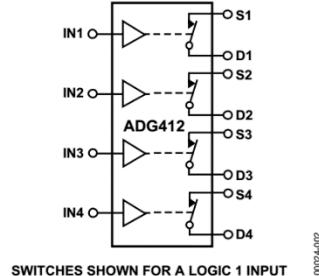


Figure 2. ADG412

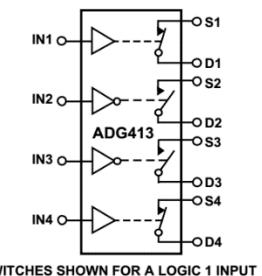


Figure 3. ADG413

图 Section131-14 ADG411 系列的 3 个型号之结构图

图 Section131-15 是 ADG411 的管脚图。除了结构图中显现的 4 组共 12 个管脚外，它还具备正电源 V_{DD}、负电源 V_{SS}、GND，以及逻辑电源 V_L。显然，这是一款可以接受双极性输入的模拟开关，ADG411 的最大供电电压可达 ±20V 以上，且接受同样范围的模拟量输入，也可提供同样范围的模拟量输出。同时，它也可以单电源供电。

其中的逻辑供电电源 V_L，决定了逻辑量输入的电平范围，一般有 3.3V、5V 等，由设计者自行选定。IN1 等控制量来源于一个数字芯片，或者是处理器或者是逻辑门，一般来说，将它们的供电电压接到 V_L 上即可。

图 Section131-16 是 ADG636 的管脚图和结构图，可以看出，它是一款双电源供电的 2

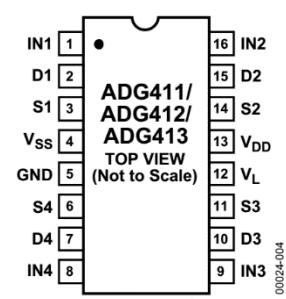


Figure 4. Pin Configuration

图 Section131-15 ADG411 的管脚图

选 1 模拟开关，也称单刀双掷(SPDTR)。它的供电范围为 $\pm 2.7V \sim \pm 5.5V$ ，也可 $2.7V \sim 5.5V$ 单电源供电，其输入输出范围与电源完全相同。

图 Section131-17 是德州仪器公司(TI)的单电源模拟开关 TS5A23157 的管脚图。它接受 $+1.8V \sim +5.5V$ 单一电源供电，其输入输出信号电压范围也是如此。它属于单刀双掷型。

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

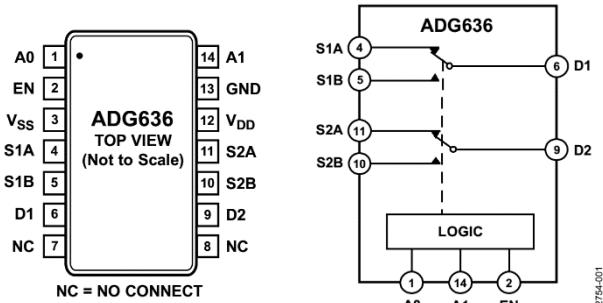


图 Section131-16 ADG636 的管脚图和结构图

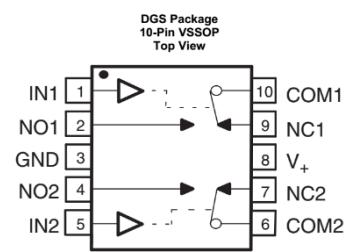


图 Section131-17 TS5A23157 的管脚图

模拟开关的静态指标

1) 输入电压范围：是指模拟开关的 D 端或者 S 端可以接受的信号电压范围，一般与供电电压相同。借用运放的术语，可以理解为模拟开关是轨至轨输入的。

2) 导通电阻 R_{ON} ：是指模拟开关处于导通状态下，两个管脚 D 端和 S 端之间的等效电阻。一般从 0.25Ω 到几百 Ω 不等，ADG801 为单电源， 0.25Ω ，ADG1401，ADG1611 为双电源， 1Ω ，都属于业界较为出色的。导通电阻与器件有关，也与供电电压有关，还与输入信号大小有关。因此，一般用图表示，如图 Section131-18 是 ADG411 的导通电阻与其他条件的关系图。可以看出，在确定了供电电压后，随着输入电压变化，模拟开关的导通电阻也在非线性变化，最低阻值一般发生在供电电压的中点，接近电源轨处，导通电阻增大。在精密信号处理中，导通电阻的非线性也会引起信号失真。

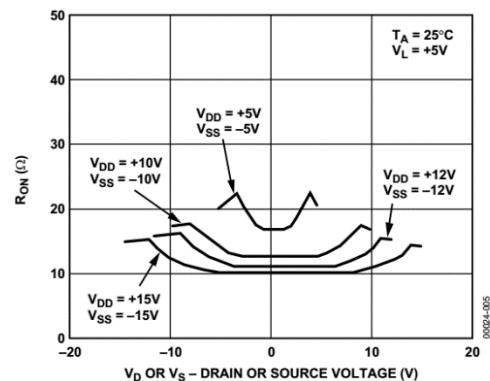


Figure 5. On Resistance as a Function of V_D (V_S) Dual Supplies

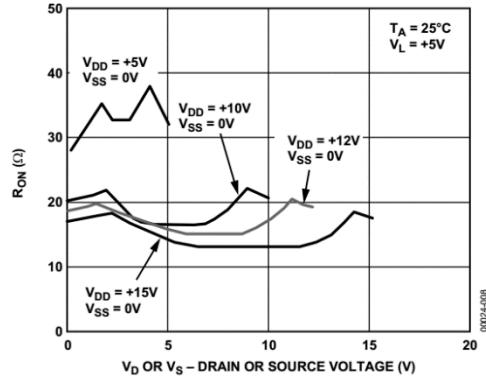


Figure 8. On Resistance as a Function of V_D (V_S) Single Supply

图 Section131-18 ADG411 的导通电阻曲线

3) 导通电阻平坦性(On Resistance Flatness)。是指在输入电压一定范围内，导通电阻最大值与最小值的差值，用 $R_{FLAT(ON)}$ 表示。多数情况下，此值为导通电阻的几分之一。ADI 公司的 ADG5462F 和 ADG5413F，则具有 $1/20$ 的平坦性—— 10Ω 导通电阻， 0.5Ω 平坦性，肉眼看已经非常微小。图 Section131-19 是其电阻曲线。

4) 导通电阻匹配性(On Resistance Match between Channels)。是指相同输入电压下，

一个器件中多个通道的导通电阻的一致程度，即其中的最大值和最小值差值，用 ΔR_{ON} 表示。

5) 断开漏电流。当模拟开关处于断开状态，给 D 端和 S 端施加规定的电压（一般为 D 正 S 负或者 D 负 S 正），理论上，D 端和 S 端都不会产生电流（因为内部开关是断开的）。但实际情况并不是这样。测量流进 D 端的电流，称为 $I_{D(ON)}$ ；测量流进 S 端的电流，称为 $I_{S(ON)}$ 。它们与多种因素有关，比如温度、施加电压大小等，一般是 nA 以下的。

6) 闭合漏电流。当模拟开关处于闭合状态，给 D 端施加规定的电压，而将 S 端悬空，测量流进 D 端的电流，称为 $I_{D(OFF)}$ ；同理，有 $I_{S(OFF)}$ 。

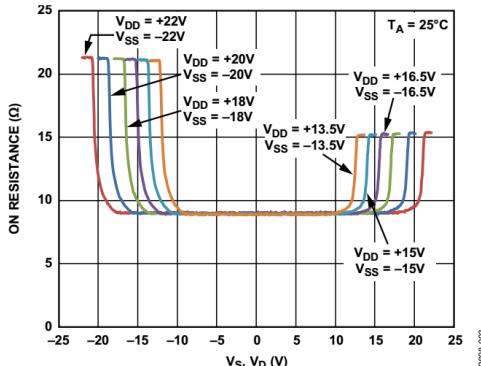


Figure 3. On Resistance (R_{ON}) as a Function of V_s, V_d (Dual Supply)

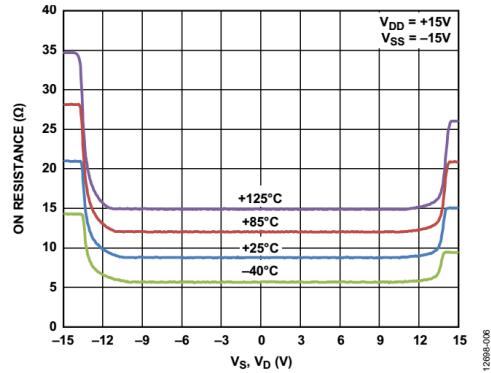


Figure 6. On Resistance (R_{ON}) as a Function of V_s, V_d for Different Temperatures, ± 15 V Dual Supply

图 Section131-19 ADG5462F 的导通电阻曲线

漏电流，无论是闭合漏电流还是导通漏电流，都是模拟开关直流误差的根源之一。直流误差的另一个因素是导通电阻。图 Section131-20 给出了开关闭合时误差来源示意图。

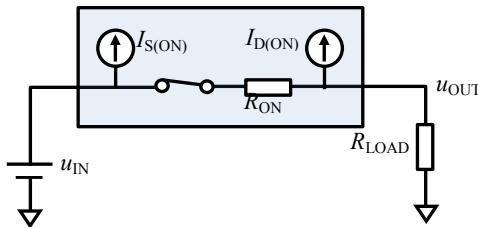


图 Section131-20 模拟开关闭合时的直流误差来源

$$u_{OUT} = u_{IN} \frac{R_{LOAD}}{R_{ON} + R_{LOAD}} - I_{D(ON)}(R_{ON} // R_{LOAD}) \quad [1]$$

理论上，输出应与输入相等，则误差为 0。从表达式[1]看出，增大负载电阻 R_{LOAD} 有助于减小误差。但是，开关断开时，则有：

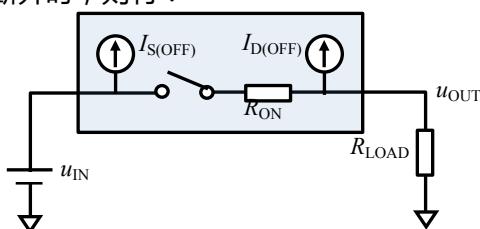


图 Section131-21 模拟开关断开时的直流误差来源

$$u_{OUT} = -I_{D(OFF)} \times R_{LOAD} \quad [2]$$

理论上，输出应为 0。式[2]表明，负载电阻越大，输出越不为 0，误差越大。这导致选择负载电阻上，存在顾此失彼的矛盾。

7) 持续电流和脉冲电流：当模拟开关处于导通状态，所能流过的最大电流，分为持续电流和脉冲电流两类。之所以有此参数，是要限制模拟开关不要流过大电流，否则此电流流过本身导通电阻产生的热量将引起模拟开关升温，导致其异常或者失效。因此，此值与封装有关——不同的封装热阻不同，对发热的要求也不同，当然，此值还与环境温度有关。

此参数多数情况下出现在数据手册的绝对最大值表格中，也有单独列出的。

以下截图为 ADG411 数据手册截图，可以看出，其最大持续电流为 30mA，而峰值脉冲电流可以达到 100mA。

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

$T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 5.

Parameters	Ratings
V_{DD} to V_{SS}	44 V
V_{DD} to GND	-0.3 V to +25 V
V_{SS} to GND	+0.3 V to -25 V
V_L to GND	-0.3 V to $V_{DD} + 0.3$ V
Analog, Digital Inputs ¹	$V_{SS} - 2$ V to $V_{DD} + 2$ V or 30 mA, whichever occurs first
Continuous Current, S or D	30 mA
Peak Current, S or D (Pulsed at 1 ms, 10% Duty Cycle max)	100 mA

下面的截图来自 ADG1401 的数据手册。它清晰表明不同封装、不同温度下的持续电流，显然，它要比 ADG411 大很多。

ADG1401/ADG1402

CONTINUOUS CURRENT PER CHANNEL, S OR D

Table 4.

Parameter	25°C	85°C	125°C	Unit	Test Conditions/Comments
CONTINUOUS CURRENT, S or D ¹					
±15 V Dual Supply					
8-Lead MSOP ($\theta_{JA} = 206^\circ\text{C}/\text{W}$)	275	190	125	mA maximum	$V_{DD} = +13.5$ V, $V_{SS} = -13.5$ V
8-Lead LFCSP ($\theta_{JA} = 50.8^\circ\text{C}/\text{W}$)	430	275	160	mA maximum	
+12 V Single Supply					
8-Lead MSOP ($\theta_{JA} = 206^\circ\text{C}/\text{W}$)	255	180	120	mA maximum	$V_{DD} = 10.8$ V, $V_{SS} = 0$ V
8-Lead LFCSP ($\theta_{JA} = 50.8^\circ\text{C}/\text{W}$)	355	235	145	mA maximum	
±5 V Dual Supply					
8-Lead MSOP ($\theta_{JA} = 206^\circ\text{C}/\text{W}$)	250	175	120	mA maximum	$V_{DD} = +4.5$ V, $V_{SS} = -4.5$ V
8-Lead LFCSP ($\theta_{JA} = 50.8^\circ\text{C}/\text{W}$)	340	225	140	mA maximum	

¹ Guaranteed by design, not subject to production test.

模拟开关的动态等效模型

为了清晰表明模拟开关的动态指标，必须画出模拟开关动态模型。图 Section131-22 是一个单芯片内含 2 路模拟开关，A 路闭合，B 路断开时的动态等效简化模型。

1) 对应闭合的 A 路，杂散电容 $C_{S(ON)}$ 和 $C_{D(ON)}$ 是指开关闭合时，S 端或者 D 端对地电容，它们的存在，会导致高频信号被短接到地，使得模拟开关闭合时出现低通效应，即产生上限截止频率。数据手册中会提供这两个电容值，两者是相同的。

2) 对应断开的 B 路， $C_{S(OFF)}$ 和 $C_{D(OFF)}$ 是指模拟开关断开时，S 端或者 D 端的对地电容。

它们一般比 $C_{S(ON)}$ 和 $C_{D(ON)}$ 小。数据手册中会分别提供这两个电容，它们近似一致，但有微小差别。而 D 端和 S 端之间存在的杂散电容 C_{DS} ，则描述出了高频馈通现象：随着信号频率越来越高，断开的模拟开关逐渐呈现出导通迹象，因为 C_{DS} 的容抗开始越来越小。这些杂散的存在，影响着模拟开关的一个指标，叫隔离(ISOLATION)，后续单独讲。由于隔离指标一般在数据手册中用图表示，数据手册就不再提供 C_{DS} 值。

3) 对应芯片内的两路， C_{SS} 和 C_{DD} 用于解释串扰(CROSSTALK)的存在。即两路之间并不是没有关系，对高频信号，它们确实存在相互的影响。数据手册中将串扰用图表示，也就不再提供这两个电容的大小。

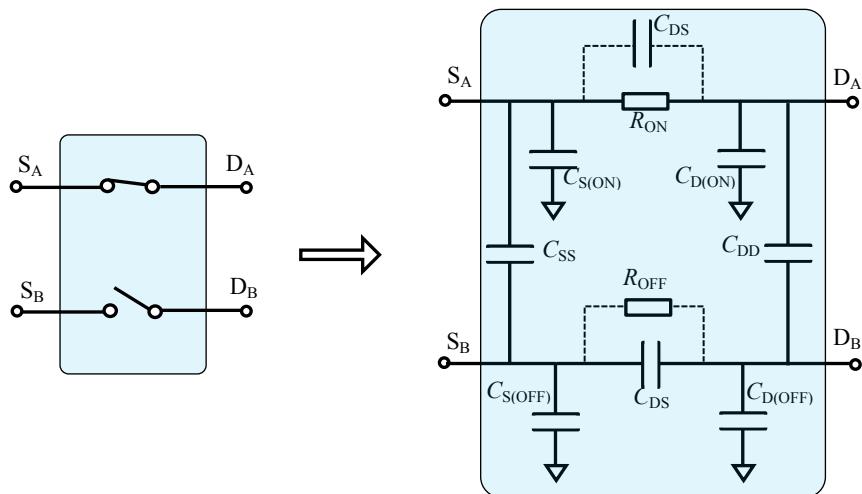


图 Section131-22 单芯片 2 路模拟开关闭合、断开时的动态等效简化模型

模拟开关的-3dB 带宽和插入损耗(Insertion Loss)

由上述分析可知，任何一个模拟开关都具有上限截止频率，这可以用其-3dB 带宽 f_H 表

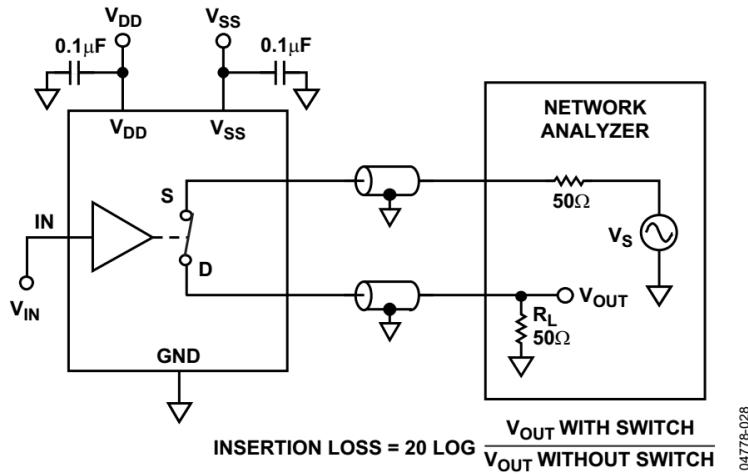


Figure 28. Bandwidth

图 Section131-23 ADG1211 的带宽和插入损耗测试电路

示。此值与测试条件有关，在使用中不得随意套用。图 Section131-23 是 ADG1211 的测试电路，用于测量当开关闭合时，增益 V_{OUT}/V_s 随频率变化的情况。其中的网络分析仪能够发出指定频率、幅度的正弦波 V_s ，能够对 V_{OUT} 进行测量。

所谓的-3dB 带宽，是指以低频时 V_{OUT} 幅度为基准，当不断增加 V_S 信号频率，使得 V_{OUT} 变为低频时的 0.707 倍时的频率。

所谓的插入损耗，是指给定频率下，网络分析仪输出输入直接用电缆连接，测得为 V_{OUT} ，用 V_{OUT} without Switch 表示，同样频率下，网络分析仪如图连接测得的 V_{OUT} ，用 V_{OUT} with Switch 表示，则有：

$$\text{Insertion Loss} = 20 \times \log_{10}\left(\frac{V_{OUT} \text{ with Switch}}{V_{OUT} \text{ without Switch}}\right) \quad [3]$$

很显然，此值与频率相关。

模拟开关的隔离(Isolation)

模拟开关的隔离性能，是表征当开关处于断开情况下，对高频信号的泄露大小：频率越高，泄露越严重，且泄露大小与负载密切相关。图 Section131-24 是 ADG1211 的测试电路，

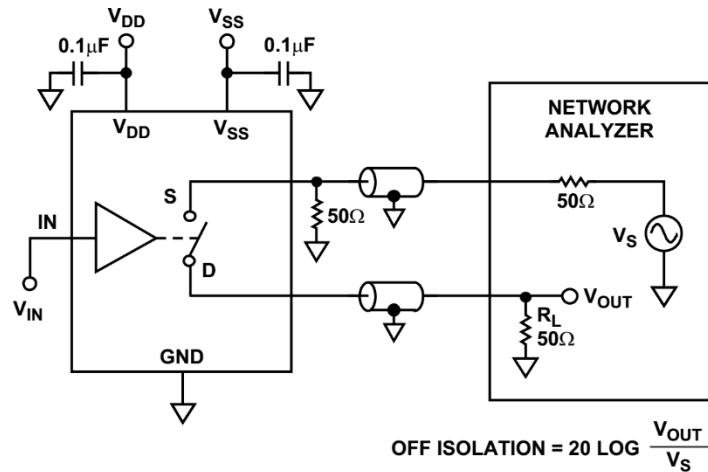


图 Section131-24 ADG1211 的隔离测试电路

它只表示负载为 $50\Omega/5pF$ 时的泄露情况，图 Section131-25 是其测试结果。

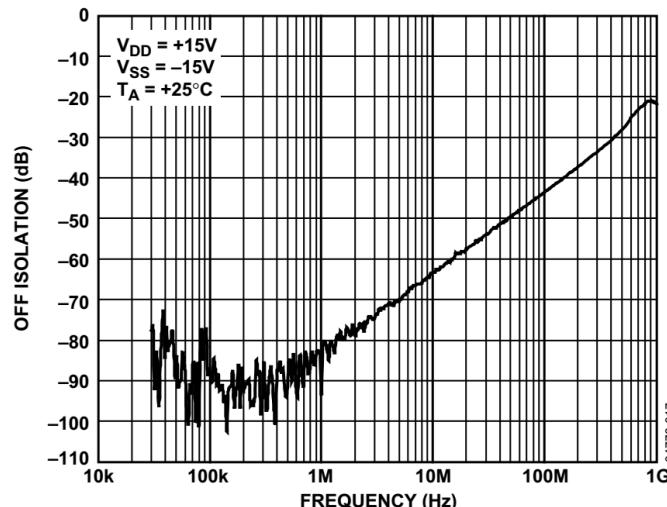


图 Section131-25 ADG1211 的隔离——在规定测试电路中的结果

针对图 Section131-24，隔离的定义为：

$$\text{OFF ISOLATION} = 20 \times \log_{10} \frac{V_{OUT}}{V_S} \quad (4)$$

模拟开关的开关时间(Switching Times)

指模拟开关从控制信号有效到动作完成需要的时间，分为闭合时间 t_{ON} 和断开时间 t_{OFF} 。其中控制信号有效的定义是：控制信号到达高电平的一半。而动作完成的定义是，输出信号到达最终值的 90%。

多数模拟开关的开关时间在几个 ns 到几百 ns 之间。图 Section131-26 是开关时间示意图。

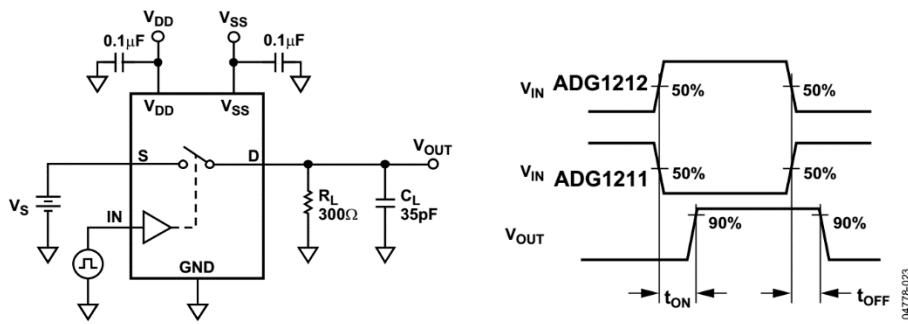


图 Section131-26 ADG1211 的开关时间测试电路和时间定义

模拟开关的电荷注入[Charge Injection]

模拟开关的控制脚发生高低电平突变时，由于门极和 D 端之间存在杂散电容，会有一定数量的电荷 Q_J 从门极（即模拟开关的控制端）注入到 D 极，如果 D 端对地存在电容，就会导致输出电压出现一个跃变。 Q_J 即为电荷注入，单位一般用 pC 表示。如图 Section131-27 是电荷注入的测量方法，而图 Section131-28 是我自己绘制的测量波形，与多数数据手册中绘制的示意图有所区别，我觉得我的图是正确的。

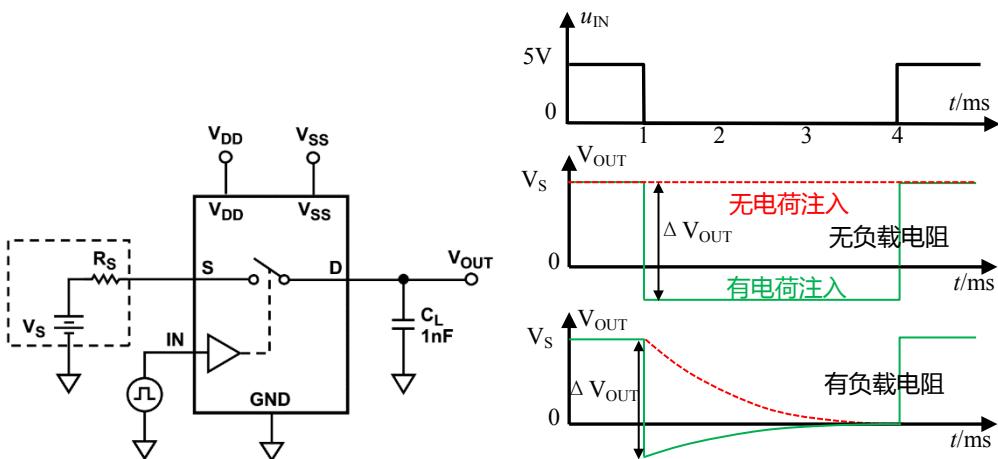


图 Section131-27 ADG1211 的电荷注入测试电路

图 Section131-28 电荷注入形成的输出波形

第一个波形图为控制信号波形，为 5V 的方波，其周期为 4ms，占空比为 25%。另外两个波形图依次为负载电阻为无穷大时（即测试电路所示），以及输出端对地接一个 500kΩ 负载电阻时，获得的输出波形。此两图与控制信号图在时间轴一致。

在 0~1ms 内，模拟开关处于闭合状态， V_{OUT} 与 V_S 完全一致。在 1ms 处，控制信号变为 0，意味着模拟开关断开，如果不考虑电荷注入，此时电容 C_L 上原有的电荷没有泄放回路，它应该保持其原有电压不变，仍为 V_S ，如第二个波形图中的短划线。但是，实际情况是，在控制信号变化的瞬间，数量等于 Q_J 的电荷，从 C_L 上被夺走——反向注入，导致输出电压会出现一个明显的跌落：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{Q_J}{C_L}$$

如果 V_S 本身比较小，这个跌落电压甚至可能造成输出电压突然变负，如图所示。

第 3 个波形图是假设存在 500kΩ 负载电阻情况下的示意图。当开关断开时，如果没有电荷注入， C_L 将以 0.5ms 的时间常数对地放电，如图中短划线（红色），而实际情况是，

输出电压先发生突然跌落，而后以 0.5ms 时间常数逼近于 0V，如图中实线（绿色）。

当负载电容很小时，电荷注入的影响会比较明显，其影响更多发生在控制信号瞬变阶段，因此对频繁切换模拟开关的应用中，不要忽视电荷注入现象。