



# 新概念模拟电路

New Concept Analog Circuits

(电子版全集 第一版)

西安交通大学电工电子中心 杨建国

## 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，水圈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，也许是我独创，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：[yjq@xjtu.edu.cn](mailto:yjq@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。因为急着给电子竞技的学生用，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

## 致应劫立

应劫立，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，也替应劫立给母校做一些贡献。

此段文字，写于 2017 年 6 月 25 日，纪念应劫立。

## 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](mailto: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

0. 绪言	1
晶体管对世界的影响	1
什么是电子技术？	3
模拟信号和数字信号	4
模拟电子技术	5
模拟电子技术的学习方法	6
1. 晶体管基础	7
1.1. 双极性晶体管的工作原理及放大电路	7
Section1. 电压信号如何放大——晶体管的引入	7
Section2. NPN 型晶体管的伏安特性	13
Section3. 用 NPN 晶体管构建一个放大电路	18
Section4. 静态和信号耦合	19
Section5. 晶体管的 4 种工作状态	22
Section6. 给定电路求解静态——包括状态判断	24
Section7. 图解法，对晶体管工作状态的加深理解	34
Section8. 两部件串联的图解方法	37
Section9. 动态求解方法——以硅稳压管为例	41
Section10. 双极型晶体管的动态模型——微变等效模型	45
Section11. 双极型晶体管放大电路的动态分析	47
Section12. 实验测量法	56
Section13. 共基极、共集电极放大电路和 PNP 管电路	58
Section14. 大信号情况下的失真分析	68
Section15. 放大电路的综合分析	78
Section16. 多级放大电路	90
1.2. 场效应晶体管的工作原理及应用电路	101
Section24. 场效应管分类和管脚定义	102
Section25. JFET	104
Section26. MOSFET	110
Section27. FET 放大电路的静态电路和信号耦合	115
Section28. FET 的微变等效模型	126
Section29. FET 放大电路的动态分析	128
2. 晶体管提高	136
2.1. 晶体管的其它应用电路	136
Section30. 恒流源实现高增益放大	137
Section31. 差动放大器 1：差分信号的来源	141

Section32.	差动放大器 2：差动放大器锥形	143
Section33.	差动放大器 3：标准差动放大器	145
Section34.	差动放大器 4：共模抑制比及其提高方法	150
Section35.	电流镜(Current Mirror)基本原理	165
Section36.	比例电流镜和 Widlar 微电流源	171
Section37.	威尔逊电流镜—Wilson Current Mirror	179
Section38.	电流源的顺从电压和输出阻抗	185
Section39.	恒流源(Constant Current Source)	188
Section40.	模拟开关(Analog Switch)	190
Section41.	晶体管是组成集成电路的基础	193
Section42.	扩流电路	194
Section43.	超高频放大电路	195
Section44.	负载开关(Load Switch)	196
Section45.	晶体管产品	199
2.2.	晶体管放大电路的频率响应	207
Section46.	频率响应概述	207
Section47.	阻容基本单元的频率响应	211
Section48.	基本单元变形的频率响应	213
Section49.	基本单元串联的频率响应	217
Section50.	晶体管放大电路的非杂散频率响应	220
Section51.	晶体管的高频等效模型	235
Section52.	共射极电路的高频响应	236
Section53.	共基极和共集电极放大电路的高频响应	240
Section54.	利用晶体管的数据手册估算上限截止频率	244
3.	负反馈和运算放大器基础	246
3.1.	理想运算放大器和负反馈电路	246
Section56.	理想运算放大器	246
Section57.	理想运算放大器组成的负反馈放大电路	247
3.2.	负反馈理论	248
Section58.	反馈的概念引入	248
Section59.	认识电路中的反馈	251
Section60.	负反馈放大电路的方框图分析法	256
Section61.	利用方框图法求解电路	258
Section62.	负反馈对放大电路性能的影响	261
Section63.	负反馈对失真度的影响	270
3.3.	负反馈放大电路的分析方法	274
Section64.	虚短的来源	274
Section65.	负反馈电路分析方法二：虚短虚断法	278



Section66.	负反馈电路分析方法三：大运放法.....	312
Section67.	负反馈电路分析方法四：环路方程法.....	317
3.4.	实际运算放大器.....	321
Section68.	用晶体管自制一个运算放大器.....	321
Section69.	运算放大器的内部构造.....	326
Section70.	运放的关键参数.....	328
Section71.	运放的噪声参数.....	351
Section72.	全差分运算放大器.....	357
Section73.	运放电路设计实践.....	369
4.	运放电路的频率特性和滤波器.....	388
4.1.	运放电路的频率特性.....	388
Section74.	从开环到闭环.....	388
Section75.	负反馈放大电路的稳定性分析.....	399
Section76.	频率失真.....	409
Section77.	频率特性的分析方法.....	412
4.2.	滤波器概述.....	414
Section78.	滤波器的一些常识.....	414
Section79.	从运放组成的一阶滤波器入手.....	422
Section80.	思考.....	432
Section81.	二阶滤波器分析——低通和高通.....	440
Section82.	二阶滤波器分析——带通、带阻和全通.....	445
Section83.	群延时——Group Delay.....	451
4.3.	运放组成的低通滤波器.....	453
Section84.	4 元件二阶 SK 型低通滤波器.....	453
Section85.	6 元件二阶 SK 型低通滤波器.....	459
Section86.	易用型二阶 SK 型低通滤波器.....	464
Section87.	MFB 型低通滤波器.....	469
Section88.	高阶低通滤波器.....	473
Section89.	单电源低通滤波器.....	479
Section90.	滤波器设计中的注意.....	488
4.4.	运放组成的高通滤波器.....	492
Section91.	4 元件二阶 SK 型高通滤波器.....	492
Section92.	6 元件二阶 SK 型高通滤波器.....	495
Section93.	易用型二阶 SK 型高通滤波器.....	499
Section94.	MFB 型高通滤波器.....	506
Section95.	高阶高通滤波器.....	513
Section96.	单电源高通滤波器.....	517
4.5.	运放组成的带通滤波器.....	522

Section97.	双频点带通滤波器——宽带通	522
Section98.	单频点选频放大器——窄带通	523
4.6.	运放组成陷波器	548
Section99.	双频点带阻滤波器——宽带阻	548
Section100.	陷波器——窄带阻滤波器	549
4.7.	运放组成全通滤波器	581
Section101.	二阶全通滤波器	581
4.8.	其它类型的模拟滤波器	591
Section102.	状态可变型滤波器分析	591
Section103.	Biquad 滤波器分析	604
Section104.	Fleischer-Tow 滤波器	617
Section105.	椭圆滤波器——有源	631
Section106.	椭圆滤波器——无源	667
4.9.	开关电容滤波器	715
Section107.	开关电容滤波器- Switched Capacitor Filter	715
5.	信号处理电路	726
5.1.	峰值检测和精密整流电路	726
Section108.	峰值检测电路和精密整流电路	726
5.2.	功能放大器	731
Section109.	有效值检测芯片	731
Section110.	程控增益放大器	736
Section111.	压控增益放大器	742
5.3.	比较器	747
Section112.	运放实现的比较器	747
Section113.	集成比较器及其关键参数	754
Section114.	比较器的应用	764
5.4.	功率放大电路	782
Section115.	功放电路的功率和效率	783
Section116.	甲类功放	785
Section117.	乙类功放和甲乙类功放	788
Section118.	关于功放的其它知识	795
5.5.	测量系统的前端电路	808
Section119.	仪表放大器及其应用电路	808
Section120.	仪表放大器使用注意事项	818
Section121.	多种类型的仪表放大器	837
Section122.	其他常见传感器前端电路	849
Section123.	电阻一二三	855
5.6.	ADC 驱动电路	858

Section124.	为什么要给 ADC 前端增加驱动电路.....	858
Section125.	单电源标准运放 ADC 驱动电路.....	863
Section126.	全差分运放形成的 ADC 驱动电路.....	890
Section127.	基于全差分运放的滤波器.....	913
5.7.	杂项.....	919
Section128.	复合放大器.....	919
Section129.	用程序控制增益和自动增益控制.....	932
Section130.	电荷放大器和锁定放大器.....	956
Section131.	继电器和模拟开关.....	968
6.	源电路—信号源和电源.....	990
6.1.	基于蓄积翻转思想的波形产生电路.....	991
Section132.	蓄积翻转和方波发生器.....	991
Section133.	方波三角波发生器.....	994
Section134.	独立可调的方波三角波发生器.....	999
Section135.	压控振荡器.....	1003
6.2.	基于自激振荡的正弦波发生器.....	1007
Section136.	自激振荡产生正弦波的原理.....	1007
Section137.	RC 型正弦波发生器.....	1008
Section138.	LC 型正弦波发生器.....	1013
Section139.	晶体振荡器.....	1018
6.3.	直接数字合成技术-DDS.....	1021
Section140.	DDS 核心思想.....	1021
Section141.	常用 DDS 芯片.....	1028
Section142.	DDS 的外围电路.....	1030
6.4.	线性稳压电源.....	1033
Section143.	线性稳压电源结构.....	1033
Section144.	串联型稳压电路.....	1037
Section145.	集成三端稳压器.....	1040
Section146.	低跌落电压稳压器——LDO.....	1048
Section147.	基准电压源.....	1058
Section148.	基准电流源.....	1063

# 0. 绪言

本章讲述本课程学什么内容，以及课程在知识体系中的位置。如果可能，更希望引起同学们对本课程极大的兴趣。

犹如“语文之于知识分子，数学之于理工科，电路之于电类”一样，模拟电子技术，是电子工作者的看家本领，是电子类学生在大学课堂中尤为关键的几门重点课之一。

你不得不学好它，因此就爱它吧。爱它，就能学好它。

## 晶体管对世界的影响

1904 年英国的弗莱明发明真空管(Vacuum Tube)，1906 年美国的德福雷斯特发明的真空三极管，将人类带入了电子世界。电，作为人类最伟大的发现，已经不再是仅仅提供能源，而开始在信息领域发挥巨大作用。电话、电报、收音机、电视机等以“电”字起头，或者以“电”为核心的新玩意儿，开始接踵出现在人们面前。

但是，在晶体管诞生之前，庞大、耗能巨大的真空管（也称电子管），就像一个个燃烧的炉子，在处理信息的同时消费着巨大的能量。这直接限制了人类对它的应用。

1947 年 12 月，美国贝尔实验室的肖克利、巴丁和布拉顿研制成功世界首个晶体管(transistor)。这看似普通的发明，却引发了一场时至今日尚未结束的技术革命。现代电子技术自此展开。但是，这场革命却像指数曲线一样，经历了漫长的缓慢爬坡：1970 年，我 6 岁的时候，看着桌子上一个奇怪的盒子，能够发出人说话的声音，心中充满了好奇。有一天我爬上桌子，想打开这诡异的盒子，看看里面那一男一女到底有多大，能钻到里面不吃不喝，天天说话。鬼才知道我当时用了什么方法，终究我打开了它。里面没有人，只有几只像灯泡一样的管子，丝丝的响着。这就是电子管。用它做成的收音机，在 1970 年，晶体管发明 23 年后，还摆放在我家的桌子上。

此前的 1969 年，美国高等法院刚刚颁布了一个认定：它认定，集成电路是由仙童公司的诺伊斯和德州仪器公司的基尔比“共同发明”的，这也结束了一场耗时 10 年的发明官司。

诺伊斯曾是肖克利的属下。1956 年加入肖克利的研究所。随后在 1957 年 10 月底，以诺伊斯为首的 8 个年轻人结伙从肖克利的研究所辞职，开创自己的事业，这在历史上被称为著名的八叛逆(Traitorous Eight)。之所以如此著名，一是因为这 8 个年轻人后来都成了半导体行业的顶尖人物，比如诺伊斯是现今大名鼎鼎的 Intel 公司的创始人，摩尔也是创始人，且提出了著名的摩尔定律；二是因为这 8 个小伙子开创的仙童半导体公司(Fairchild Semiconductor)后来成了半导体业的西点军校——很多半导体公司的创始人，都出身于仙童公司。

而现在，有太多原本英姿飒爽的年轻人，进入大学后就想着怎么能混个大学毕业，然后找一份“住得近，干得少，挣钱多”的工作，准备舒舒服服了此一生。看看八叛逆，再看看自己，就知道生命是相近的，生活却是完全不同的。

1958 年到 1960 年，这紧锣密鼓的两年，是德州仪器的基尔比和仙童的诺伊斯埋头苦

干的两年，他们共同发明了集成电路。

集成电路的出现，可以将更多的晶体管集成为一个微小的芯片内，以实现更为复杂的功能。最为典型的的就是 1971 年全球第一个微处理器 Intel 4004 的诞生，它首先用数十个晶体管实现最为简单的逻辑门电路，而后用若干个逻辑门组成一个可以存储指令、读取指令、执行指令的功能模块。微处理器的诞生，是电子工业的有一个重要里程碑。

1979 年 Intel 公司又推出了具有更多晶体管的微处理器 Intel 8088，大名鼎鼎的 IBM 公司随后利用这个微处理器生产出了世界上第一台大规模出售的个人电脑 IBM PC。此时，任何一个购买了 IBM PC 的人，都可以利用它编写程序，以控制个人电脑执行一些功能。当然，那时候的电脑还只能完成一些简单的操作。

1983 年我正在念大学，见到并且使用了我人生中的第一台电脑，它的名字叫 Apple II。我用当时流行的 BASIC 语言，编写了一段程序，成功打印了一张徐悲鸿的奔马图。那时候，CASIO 的计算器也开始盛行，取代了计算尺和数学用表。在此之前，学生的书包里总是放着一本数学用表，一本几十页的小册子。

随后，在硬件上，个人电脑开始沿着 Intel 公司的命名 80286、80386 等，年复一年的发展着，IBM 公司开放了个人电脑架构，导致“攒机”盛行。那时候，电脑已经可以为我们做非常多的事情，我画印制电路板、编写自己的文稿，都开始使用电脑。

在软件上，大名鼎鼎的比尔盖茨，于 1981 年通过改进一种操作系统 MS-DOS（微软磁盘操作系统），并将其出售给 IBM，在 IBM-PC 获得成功的同时，让我们熟知了“微软”这个现今仍如雷贯耳的名字。随后不久，Windows 出现，开始是 Win31，再后是 Windows 95,98,2000，XP 等。

1990 年代后期，基于个人电脑的网络开始进入人们的生活。

在通信领域，以晶体管为核心的手机也在悄悄改变着人们的生活。1973 年 4 月 3 日，美国摩托罗拉公司的库珀打通了世界上第一次手机通话。那时候我们国家正在批林批孔，而我，一个九岁的少年，正推着铁环，在满院子转悠。1983 年，摩托罗拉公司经过 10 年的研发，推出了世界上第一部发售手机 DynaTAC。

1994 年，我花费了 9000 元购买了我的第一部手机，摩托罗拉翻盖。那时候，能用得起手机，是一种富贵的象征，而更加实惠的通信方式是传呼机——一种别在腰间的小机器，当别人试图联系你时，他会通过传呼台把他的电话号码传给你。当时，朋友道别的时候总会说：“有事呼我。”

仅仅几年工夫，手机迅速降价，传呼机退出了市场。2000 年后，我身边的朋友基本都有手机了，而且基本上都是用手机套把手机别在腰间的皮带上。谁也没有想到，一种叫智能手机的东西，就在这几年功夫，更大的改变了我们的生活。

2014 年夏天，在苏州火车站，我和夫人正为买不到火车票发愁的时候，儿子用他那灵活的手指在手机上划弄，一会儿功夫，就帮我们预定了南京的酒店、南京至西安的机票，并且用手机完成了支付。这在以前，是难以想象的。

这，就是晶体管给我们带来的改变。

让我们看看身边吧，电脑、电话、洗衣机、冰箱、空调、电视机、汽车、医疗设备，到处都是晶体管，甚至不需要动力的自行车，也装备了电子码表，最朴素的白炽灯，也被



晶体管控制的 LED 灯取代。

晶体管对世界的改变，已经持续了几十年，但是这种改变，还远远没有结束。

我写这一部分的时候，是 2014 年下半年。电子技术对人类生活的改变，正处于一个飞速却纠结的时期：手机、平板电脑在普及性介入人们生活的同时，也快速夺取了人们的金钱，大佬们在琢磨，下一个大规模夺取金钱的增长点是什么？3G 到 4G 无线通信？或者从 4G 到 5G？这种数字增长看起来已经毫无新意。或者是可穿戴设备？包括智能手环和其它健康产品。或者是汽车电子、大规模物联网节点？

总有一天，这种浪涌式的发展，会演变成沉默的长江，缓慢，却有庞大的积分量。电子技术，会在可预知的几十年内，以润物细无声的姿态，在我们身边处处渗透。这种实例太多，不胜枚举，此处仅给一例：

中医号脉，具有一定的准确性，这毋庸置疑。能否用电子产品代替老中医，得到重复性更好、准确性更高的号脉诊断？已有很多科学家在研究这个，叫脉象仪。但可以肯定的是，至今它还没有很好的替代老中医。我们能做到吗？要做好它，需要模拟老中医的行为和思维，包括脉位的确定、探头的施压、脉动的检测、脉动规律与疾病的关系等等，这是一个以电子技术为核心，集成多项技术的综合项目。

这绝对不是一个浪涌式的，大佬们盼望的经济增长点，但是它却可以改善我们的生活，让我们及早更方便的发现已有的疾病。

以此为目标，不是人生的一个很好的追求吗？

## 什么是电子技术？

电子元器件改变人类的生活，需要三个层面的技术：第一层是电子元器件的设计生产，第二层是利用电子元器件实现某种实际的功能，第三层是把若干个功能模块组成一个系统。

以手机为例，手机内部包含大量集成电路，以及单个的晶体管、电阻、电容等分立元器件，这些部件的设计生产就属于第一层面，这叫器件级；把这些集成电路和分立元器件按照一定的规则组合到一起，形成一部手机，就属于第二层面，叫电路板级；中国移动、联通等运营商建立好庞大的基站和运营体系，实现手机的正常使用，就属于第三层面，称之为系统级。

电子技术，就是完成第二层面的工作。它的核心定义是，以集成电路、分立元器件等电子零部件为基础，设计生产出符合要求的功能电路或者独立小系统。

一般来讲，电子技术又被分为信息电子技术、功率电子技术（也称电力电子技术）两类，前者以采集信息、处理信息、释放信息为核心，手机、电脑、医疗设备等都属于此类；后者以控制大功率设备为主，比如电网中的电能质量监测和改善、大功率电源、电动汽车等都属于此类。

在信息电子技术中，又包含模拟电子技术和数字电子技术。

## 模拟信号和数字信号

要记录一段美妙的音乐，我们至少有两种方法。第一是塑料唱片，第二是数码文件。

任何一段音乐，都是一个随时间连续变化的信号，如图 1(a)所示。它本身具有如下特点，第一，在时间轴上，信号是连续的，即每一个时间位置都具有确定性的信号存在。第二，在纵轴上也是连续的，即其任何一点的实际信号值都是无限精细的。这种信号，我们称之为模拟信号。世上任何客观存在的信号，都是模拟信号。

将这样的信号，用机器压制到一个塑料唱片上，就形成了对音乐信号的记录。将这个唱片放入留声机中，唱针位置不动而唱片匀速运动，就导致唱针上下运动，引起喇叭发出与音乐完全相同的声音信号，如图 1(b)。理论上这个记录、重现的过程，是完全保真的。

但是这种方法的弊端也是巨大的：随着唱片播放次数的增加，唱针对唱片上的形状会带来磨损，导致一些原本尖锐的形状就会变得圆滑，使得声音的高频分量越来越小。

现今能够保存模拟音乐信号的媒介只有唱片和磁带，都存在上述弊端。

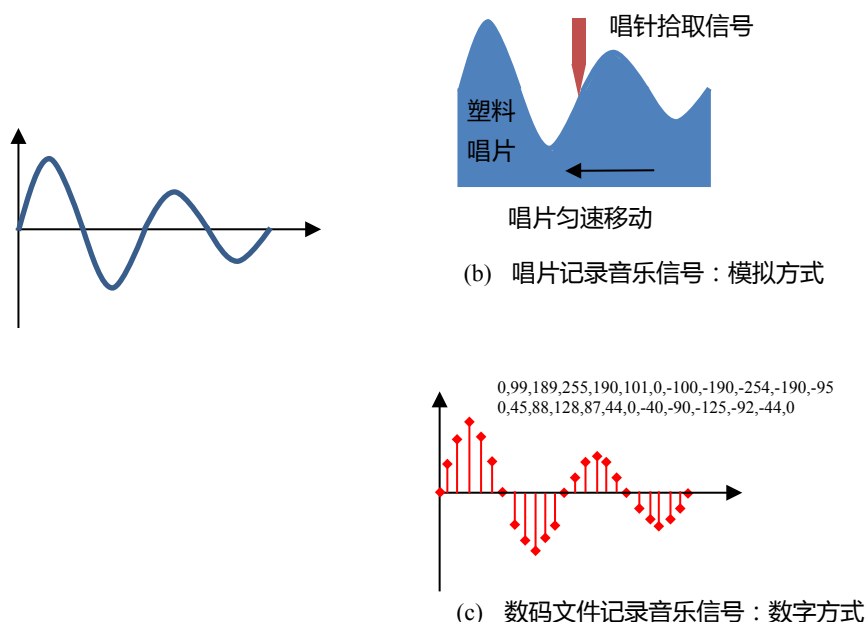


图 1 用塑料唱片和数码文件都可以记录音乐信号

如果能够将音乐信号用数字记录在纸上或者其它数字媒介上，那么它将永远不会被磨损。记录方法是，以固定采样率，比如  $10\mu\text{s}$  一次，对音乐信号进行采样，获得每个采样点音乐信号的量化值，按照顺序记录这些量化值，就永久性的保存了音乐信号。图 1(c)中，红色样点在外形上基本与原始音乐信号吻合，记录成数据依次为：0，99，189，255，190，101，0，.....-44，0。这些被记录的数字，就是数字信号。

数字信号有两个特点，第一在时间轴上，它是离散的；第二，在纵轴上，它是被量化的。如果在时间轴上的离散点特别细密，比如由  $10\mu\text{s}$  采样一次改为  $1\text{ns}$  采样一次，并且在纵轴上的量化是无限精细的，比如图中的 99 变为 98.8547823，那么它可以非常接近原始信号。当然，这样的后果是，原本两行数字就可以完成的信号记录，就会写满几十页纸。

没有人会把数字信号记录在纸上，这太费事了。实际上，数字信号可以用多种媒介保

存，比如计算机的存储器、硬盘、U 盘、SD 卡、光盘等。大家广泛使用的 MP3 播放器，就是利用数字信号存储和回放的。它以 192ksps 的采样率，16 位以上的量化分辨率对音乐信号进行数字化，基本可以保证音质不受影响。当然，如果你想听到更加逼真的音乐效果，可以采用更高的采样率，更高位数分辨率，使其时间轴和纵轴均非常细密，这样的话，一首几分钟的歌曲，可能会占用多达 GB 的存储容量，而现在一般的 MP3 歌曲，一首歌只有大约几 MB 的存储容量。

将原本连续的模拟信号转变成离散、量化的数字信号，虽然可能带来一些微弱的失真，但是由此引发的好处是非常多的。第一，它不会被磨损，数字信号是以二进制 0、1 的形式保存的，当一个 1 被磨损的快要变成 0 时，你可以轻松把它重新写为 1。第二，可以使用各种各样的算法对原始数字信号进行后期处理，比如手机中的魔音技术，可以将男人说话的声音变为女人说话的声音。第三，它可以被精准访问。在录音机中要想准确从某个句子开始重复读音，困难很大。但是数字 MP3 播放器，可以精准定位在某个确定的位置。

正因为如此，越来越多的电子设备开始采用数字化技术。其核心是先用一种叫做 ADC（模数转换器）的部件，将模拟信号转变成数字信号，处理器按照设计者的意愿，对这些数字信号进行各式各样的复杂处理，然后再通过一种叫 DAC（数模转换器）的部件，将数字信号转变成模拟信号，驱动喇叭发出声音。

## 模拟电子技术

对原始信号不进行数字化处理的电子技术，称为模拟电子技术。专门研究数字信号的运算处理的电子技术称为数字电子技术。

模拟电子技术一般分为信号的放大、信号的调理、信号的功率驱动、信号的产生，以及专门的电源技术。由于我们生活的世界中，存在的信号都是模拟信号，我们的感官也只能接受模拟信号，因此，无论数字电子技术怎样发展，它都不能取代模拟电子技术。比如我们现在使用的手机都是数字化手机，但是麦克风拾取说话声音，喇叭发出对方的说话声，都是模拟技术在发挥作用。双麦克风降噪技术，可以把远处嘈杂背景音几乎全部去掉，而只保留主人说话的声音，就是一个典型的模拟技术应用。

本书作为模拟电子技术的基础教材，主要讲述如下内容。

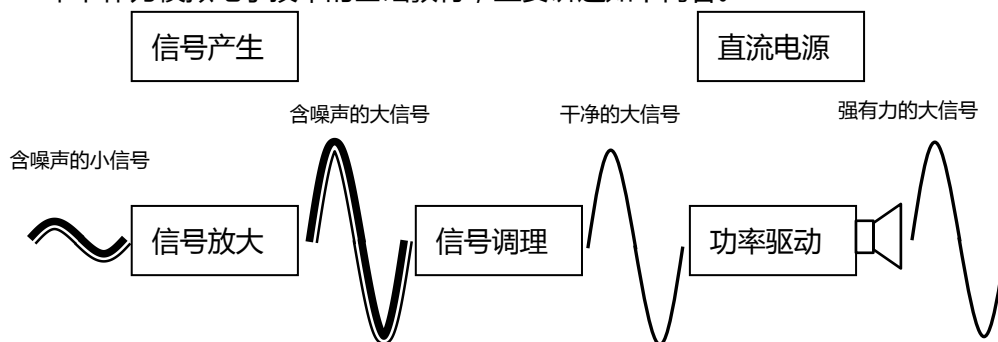


图 2 模拟电子技术基础主要讲述的内容

## 模拟电子技术的学习方法

模拟电子技术，属于专业基础课。它已经开始带领大家学会解决实际问题，因此，在学习方法上，它与此前的基础课有所不同。

1) 它不再以作业为主，而以解决实际电路问题为主。

2) 学习过程中，不再严格遵循“公理——定理——推论”的流程。有很多场合，告知你们的结论，可能是来自实验科学，给出的公式，可能是一个近似公式。请善待它们，合理应用它们。

3) 不要忽视理论的作用。很多人接受了第 2 条，就开始矫枉过正。在学习和工作中，他们更强调经验的作用，而忽视了其中蕴藏着的理论规律。请大家注意，没有理论支持的经验，只能是个别情况个别对待，经验再多，也只是完成了加法。而经过理论升华的经验，就可以完成乘法。

因此，我建议大家遵循以下规则，学好这门课。

第一条：熟练掌握仿真软件。Multisim，TINA，PSPICE 等均可。在自己的电脑上安装好这些软件。

第二条：对上课讲的关键电路进行“理论估算——仿真验证——对比分析”。所谓的对比分析，是指当理论估算与仿真验证存在区别时，最好能够通过更细致的探测、细致的推算，找到它们不同的根本原因。每构建一个仿真电路，就在仿真工作台上写下自己的分析过程和结论，并记录仿真结论，写下对比分析。

第三条：注重实验。学习模电的过程无非就是理论分析、仿真验证、实验实证三部分。请珍惜实验过程，珍惜发现实验与仿真、理论分析的区别，抓住一个机会，就深入琢磨，直到你清晰的认识，实验结论是合理的。

第四条：预习，一定要预习，课前就读懂书上的每一个字。

第五条：每章结束，以书本上的习题、往届的考题为例，评估自己学习的程度。严格说，只要按照前四条做好，你会发现，这些作业、考题就显得极为简单。我们不希望大家只会考试，也不希望大家只会实验不会考试。

# 1. 晶体管基础

1947 年肖克利发明的晶体管，属于双极型晶体管(Bipolar Junction Transistor)。此外，晶体管还有另外一个分支，叫场效应管(Field effect Transistor-FET)，由结型场效应管 ( Junction Field Effect Transistor-JFET，1952 年诞生 ) 和应用更为广泛的金属氧化物半导体场效应管 ( Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor-MOSFET，1960 年诞生 ) 组成。它们各有特点，应用于不同的场合，且到目前为止，长期共存。

本章讲述晶体管的工作原理和常见应用场合，以及常见的分析方法。

## 1.1. 双极性晶体管的工作原理及放大电路

### Section1. 电压信号如何放大——晶体管的引入

要将一个幅度只有 10mV 的正弦波输入电压信号，放大成幅度为 100mV 的正弦波输出电压信号，如何实现呢？理论上，电路课中学过的受控源，可以实现这个目标。

#### 压—压受控源(VCVS)和流—压(CCVS)受控源

电压控制电压源，是实现此目标最为直接的方法，如图 Section1-1 所示，只要受控源的控制倍率为 10 倍即可。

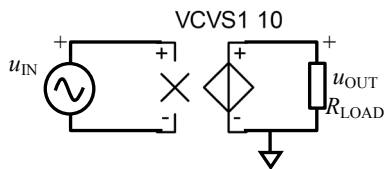


图 Section1-1 VCVS 实现电压信号放大

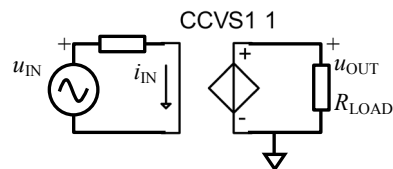


图 Section1-2 CCVS 实现电压信号放大

现实中有这样的电压控制电压源吗？我们现在知道的，只有变压器。但是变压器做信号放大存在问题，它只能放大高频信号，对低频或者直流电压它是无能为力的。因此我们得另想办法。电流控制电压源如图 Section1-2 所示。理论上它也能完成此任务。但是，现实中不存在这样的器件，至今也没有发现。

#### 流—流受控源(CCCS)和压—流(VCCS)受控源

电流控制电流源实现电压信号放大如图 Section1-3 所示。输入电压信号  $u_{IN}$  通过电阻  $R_{IN}$ ，演变成输入电流  $i_{IN}$ ，受控电流源的电流为  $i_{OUT}$ ，经过电阻  $R_{LOAD}$ ，演变成输出电压：

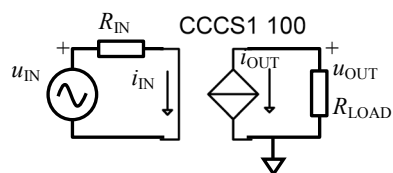


图 Section1-3 CCCS 实现电压信号放大

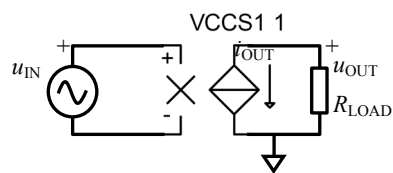


图 Section1-4 VCCS 实现电压信号放大



$$u_{OUT} = -i_{OUT}R_{LOAD} = -ki_{IN} \times R_{LOAD} = -k \frac{u_{IN}}{R_{IN}} \times R_{LOAD}$$

其中的  $k$ ，是电流源控制系数。

对于图 Section1-4 所示的压控电流源，也可以很方便实现电压信号的放大，不赘述。

问题是，现实中存在这样的受控电流源吗？非常幸运的是，1947 年，美国人肖克利、巴丁、布莱顿发明的双极型晶体管 (Bipolar Junction Transistor:BJT。他们三人因此获得 1956 年诺贝尔物理学奖)，就是一个与此非常类似的流控电流源，它的符号如图 Section1-

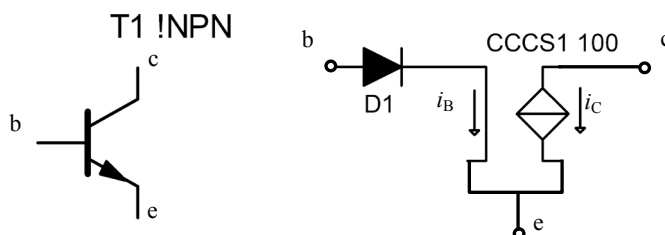


图 Section1-5 双极型晶体管及其简化模型

5 左，有三个管脚，称为三个极，基极  $b$ ，集电极  $c$ ，发射极  $e$ ，它可以用右侧的简化模型近似表示。

它与标准 CCCS (电流控制电流源) 很像，但有以下区别：

- 1) 它的  $b$ 、 $e$  之间，是单向导通的，即只有  $b$  端电位高于  $e$  端电位时，才会有明显的  $i_B$  存在，这可以用一个二极管近似表示。
- 2) 且这个电流大小与  $b$ 、 $e$  两端电位差并不是线性关系。
- 3) 受控电流源仅在  $c$  端电位高于  $e$  端电位时，呈现出如下关系：

$$i_C = \beta i_B$$

不要苛求什么完全一致了，这已经非常棒了。晶体管，被誉为 20 世纪最伟大的发明，是毫无争议的。在模拟信号领域，它可以被用来做信号放大、功率放大、制作成集成运算放大器；在数字信号领域，它可以构成最基本的数字门电路、开关电路，以及由数字门衍生出的大规模数字集成电路、微处理器等。可以说，当今世界电子领域几乎全部的电路，都离不开晶体管。

顺便说一句，与另一种受控源对应的是 VCCS (电压控制电流源)，也有实际器件诞生，这发生在 1952 年，一种叫结型场效应管的器件(Junction Field Effect Transistor: JFET)，以及 1960 年，一种叫金属氧化物半导体场效应管的器件(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor: MOSFET)。它们也是晶体管，合称为场效应管(FET)，是 BJT 的兄弟。历史发展证明，弟弟超越了哥哥，成了应用更为广泛的。

## 初识双极型晶体管

双极型晶体管分为 NPN 管和 PNP 管。

所谓的 N，是英文 Negative (负) 的意思，指 N 型半导体：在 4 价的硅材料中掺杂少量 5 价元素如砷、磷等，形成 N 型掺杂半导体。所谓的 P，是英文 Positive (正) 的意思，指 P 型半导体：在 4 价的硅材料中掺杂少量的 3 价元素如硼等，形成 P 型掺杂半导体。

NPN 型晶体管，是指组成该晶体管的结构是两个 N 型半导体的中间是 P 型半导体，如图 Section1-6 所示。PNP 型晶体管，是指组成该晶体管的结构是两个 P 型半导体夹着一个 N 型半导体，如图 Section1-6 所示。如果 NPN 是肉夹馍，那么 PNP 就是馍夹肉。

每个双极型晶体管都有 3 个管脚，分别叫基极(b)、集电极(c)和发射极(e)。它们的电路符号如图 Section1-6 所示。其中(a)和(c)图用于解释管脚，在实际电路中一般都简化成(b)和(d)图。基极最好辨认。另外两个极中，带箭头的是发射极，不带箭头的是集电极。

对 NPN 管，直观看 b、e 组成了一个 PN 结，称为发射结，而 b、c 组成了另一个 PN

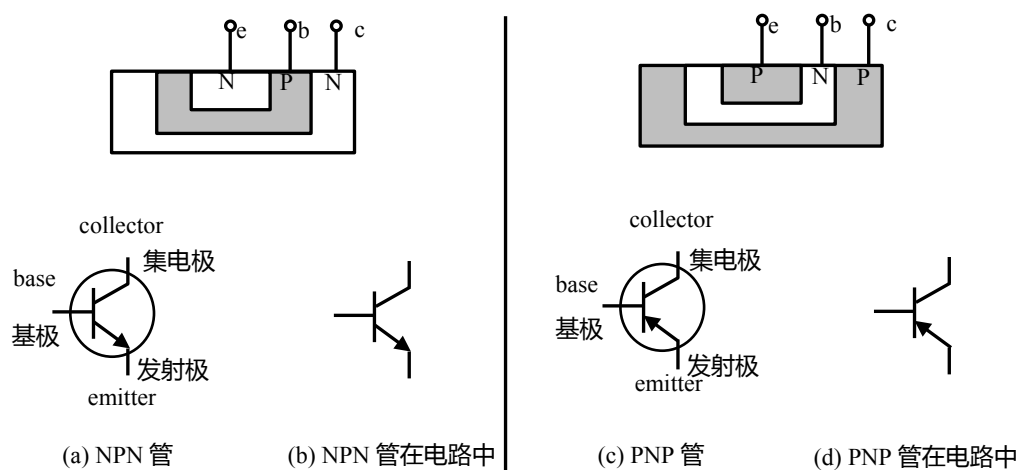


图 Section1-6 晶体管符号

结，称为集电结。但是，晶体管完全不是两个简单 PN 结的集合，其内部载流子运动非常复杂，本书不阐述。

可以看出，晶体管中箭头方向代表了管子的类型：箭头向外的，是 NPN 型，箭头朝里的，是 PNP 型。因此，一个箭头起到了两个作用：第一，标注了哪个管脚是发射极，第二，指明该晶体管是 NPN 还是 PNP。

### 晶体管的厂家、型号、数据手册

任何一个晶体管，都有它的生产厂家和型号。同时，生产厂家会为这个晶体管发布一份数据手册，英文称为 data sheet。数据手册的作用是为了让用户更加清晰的了解该产品的具体性能，包括指标、测试条件等，有些厂家还提供一些常用电路供参考。

某个晶体管是否适合于你设计的电路，取决于数据手册的指标。因此，学会找到数据手册、读懂数据手册，是学好电子技术的关键。而要找数据手册，一种方法是从网络上直接搜索，第二种方法是找到专业的数据手册提供方，有些网站专门整理汇总数据手册，你可以在那里轻松下载到需要的数据手册。第三种方法就是找到生产商的官方网站，从官网下载最新的数据手册，甚至还有应用笔记、用户指南等。这种方法是最为靠谱的方法，虽然可能会更麻烦一些。

图 Section1-6a 是几种常见晶体管的外形、结构图，均为各自的数据手册截图。其中，左上角的 2N2222A 是一种晶体管的型号，来自于 ON Semiconductor (中文译为安森美) 公司。一般情况下，各个厂家对自己产品的型号命名是有别于其它厂家的，但是也不排除几个厂家使用相同的型号。比如 2N2222，就有多个厂家生产。图中还有这个晶体管的外形，

这是一个金属壳的晶体管，有三个管脚，俯视图标注了管脚的定义。

类似的，Renesas ( 瑞萨 ) 的 2SC1213A(K)也是 NPN 管。它的外形更像一个圆柱形塑料被切掉了三分之一。这种类型的晶体管之所以切成一个平面，是为了方便用户识别管脚：将平面对着自己，管脚朝下，从左到右依次为 e、b、c。

DIODES ( 达尔 ) 的 BC-807 分为-16、-25、-40 三个子产品，都是耐压 45V 的 PNP 小信号晶体管，封装为 SOT23 型，即图中所示的表面贴封形状：它的管脚不再是前面两种的插针，而是三个金属片，可以直接焊接在没有插孔的电路板上。

NXP ( 恩智浦 ) 的 BF723 是一款 PNP 型高压晶体管。它有 4 个管脚，其中 2、4 脚都是集电极。它也是表面贴封装的。近年来这种封装的产品越来越多，其一原因是它更方便于批量化生产，其二原因是它的体积可以做得更小，带来更好的性能，比如杂散电感更小。但是，这种封装的晶体管，无法使用面包板插接。

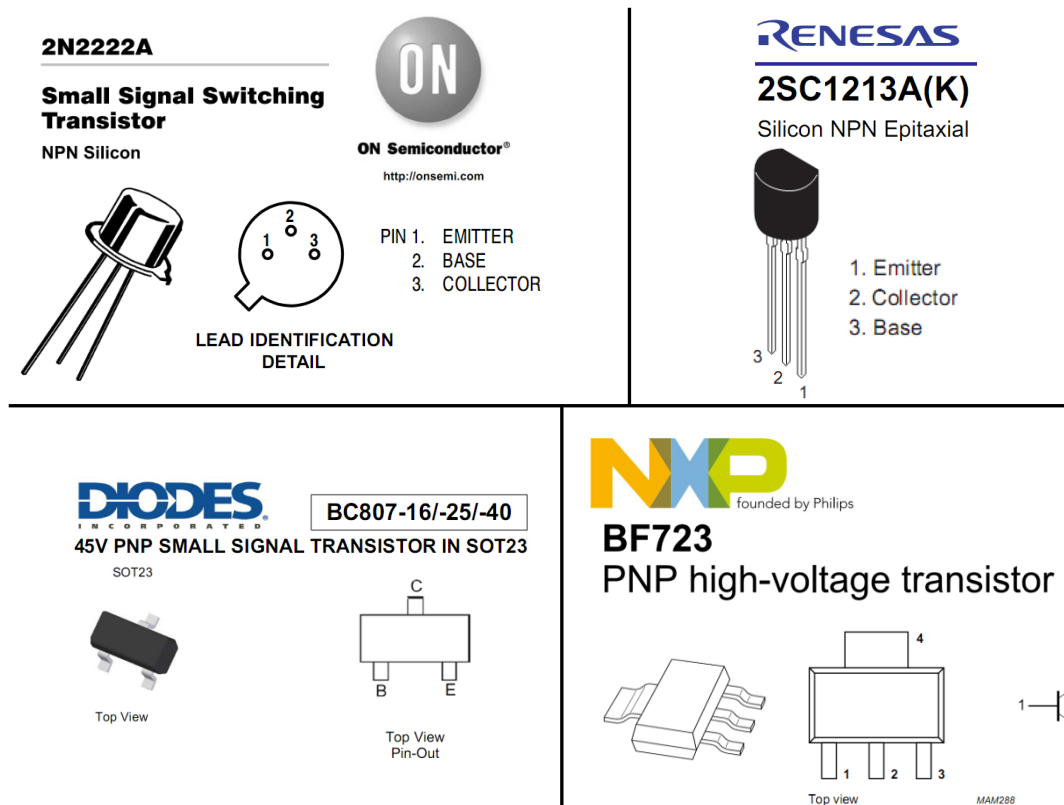


图 Section1-6a 几种晶体管的厂家数据手册局部截图 ( 均来自于型号厂家的数据手册 )

### 晶体管的基本电流关系

晶体管有 3 个管脚，如果细致分析，它表现出的电压电流关系是极为复杂的。但对初学者来说，我们需要的是简化关系——它们简单并且美妙。在给出这些关系之前，我们先对晶体管的电流和电压进行如图 Section1-7 所示的定义：

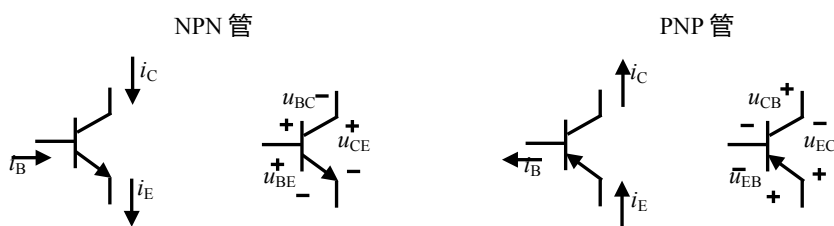


图 Section1-7 晶体管的电流、电压定义

1) 电流的定义非常简单，它依从于发射极电流的方向。对 NPN 管，发射极电流  $i_E$  是流出的，那么基极电流  $i_B$  和集电极电流  $i_C$  都定义为流入的。而对于 PNP 管，发射极电流  $i_E$  是流入的，那么基极电流  $i_B$  和集电极电流  $i_C$  都定义为流出的。

2) 对 NPN 管，基极是 P 型半导体，定义基极电位  $u_B$  减去发射极电位  $u_E$  为发射结电压，写作  $u_{BE}$ ，此值为正值才能让发射结的 PN 结处于正向导通状态。对 PNP 管则相反，基极是 N 型半导体，则定义发射极电位  $u_E$  减去基极电位  $u_B$  为发射结电压，写作  $u_{EB}$ ，此值为正值才能让发射结处于正向导通状态。

完成这些最为基本的定义后，晶体管表现出的简单规律如下：

1) 晶体管的三个管脚电流，永远满足基尔霍夫电流定律：

$$i_B + i_C = i_E \tag{Section1-1}$$

2) 在晶体管处于放大状态下，它的集电极电流  $i_C$  唯一受控于基极电流  $i_B$ ，而与 c、e 两端电压  $u_{CE}$  无关：

$$i_C = \beta i_B \tag{Section1-2}$$

这是目前我们生活的电子世界最为伟大的公式，没有之一。它说明，晶体管其实就是一个受控电流源——由一个较小的电流  $i_B$  控制产生一个较大的电流  $i_C$ ，而  $\beta$  称为电流放大倍数，不同的晶体管具有不同的值，但对一个确定的晶体管，它基本上是恒定的，在几十到几百之间。

3) 根据式(Section1-1)和(Section1-2)，可以推演出：

$$i_E = (1 + \beta)i_B = \frac{1 + \beta}{\beta} i_C$$

我们不给这个公式定义号码了，因为它太简单了。

### 用洗澡器模拟 NPN 型晶体管

我年轻的时候，没有燃气热水器，也没有电热水器。要洗澡，只好去公共澡堂，或者用一种被称为洗澡器的东西，自己烧好热水，按照图 Section1-8 连接，就可以洗澡了。

洗澡器是一个金属制成的三通管，有凉水进水管、热水进水管，以及温水出水管。用一根皮管子，将凉水管接到水龙头上，另一根皮管子，将热水管接到一桶热水中。此时，打开水龙头，凉水就按照水龙头大小进入洗澡器，受大气压力和虹吸现象，与凉水成比例的热气，就被“吸”进三通中，两者混合，形成温水，就从花洒中喷出，可以洗澡了。

凉水流量，就像 NPN 管中的  $i_B$ ，是一切动作的发起源头。热水流量，就像 NPN 管中的  $i_C$ ，受控于凉水流量，与两个管子的管径比例有关。而花洒流出的温水流量，是两者之和。

这与 NPN 管太像了。

这样的洗澡器，好处是，如果热水温度确定，冷水温度确定，那么只要管径比例合适，出来的温水温度是确定的，且非常舒适——无论水流量大些，还是小些。这源于，热水流量在一定范围内，正比于凉水流量。

热水流量有极大值，与大气压和热水管管径有关。当水龙头拧到最大，凉水喷涌而来时，通常热水流量会受限，固定的凉水、热水比例关系会被打破，温水水温就会下降。这与后续要讲的 NPN 管的饱和状态非常类似，此乃后话。

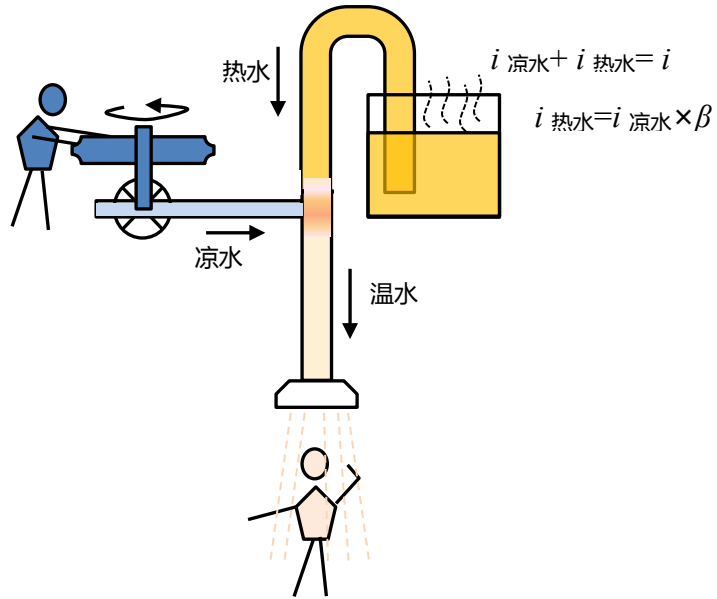


图 Section1-8 用三通型洗澡器可以近似模拟 NPN 型晶体管



## Section2. NPN 型晶体管的伏安特性

描述一个电学器件的特性，最直观的方法就是了解其伏安特性。所谓的伏安特性，是指横轴为电压、纵轴为电流的一组测试记录。

晶体管有三个脚，怎么用伏安特性描述它呢？科学家一般通过两个伏安特性来展示晶体管的特征，即输入伏安特性，以及输出伏安特性。

### 输入伏安特性

晶体管的输入伏安特性，是指基极电流  $i_B$  与发射结电压  $u_{BE}$  之间的关系——可能受到  $u_{CE}$  的影响。

将晶体管按照图 Section2-1 连接。将  $u_{CE}$  设为 5V，改变  $u_{BE}$ ，测量基极电流  $i_B$ ，即可得到基极电流  $i_B$  与  $u_{BE}$  的关系，为图 Section2-2 所示的一根曲线。将  $u_{CE}$  从 5V 开始，每次降低 1V，即可得到多根曲线。发现，除  $u_{CE}=0V$  比较特殊之外，其余的曲线基本上是重合的——称为一簇线。

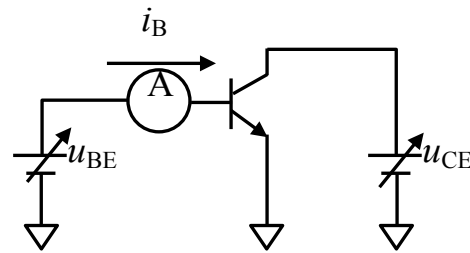


图 Section2-1 晶体管输入伏安特性测试方法

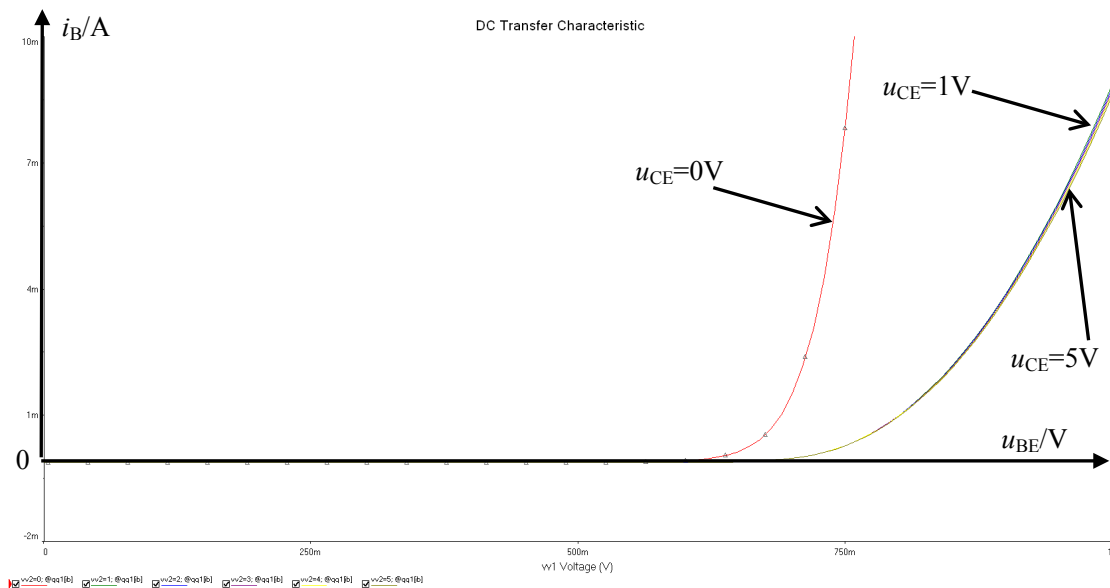


图 Section2-2 晶体管输入伏安特性曲线

这一簇重合线，就是晶体管输入伏安特性——因为晶体管在大多数情况下，都是工作在  $u_{CE} > 0V$  的情况下。这一簇曲线可以用如下表达式近似描述：

$$i_B = I_S (e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1) \quad (\text{Section2-1})$$

其中， $U_T$  被称为热电压，是一个与绝对温度成正比的值，在  $27^\circ\text{C}$  时约为  $26\text{mV}$ 。 $I_S$  称为反相饱和电流，每个晶体管具有不同的值，很小。在公式中，当  $u_{BE}$  趋于负无穷时， $i_B$  趋于  $-I_S$ 。

可以看出，当发射结电压  $u_{BE}$  远大于  $U_T$  时，式(Section2-1)近似为一个指数表达式。

一般情况下，当  $u_{BE} > 0.7V$ ，晶体管的  $i_B$  开始呈现出较为明显的电流。

## 输出伏安特性

晶体管输出伏安特性，是指一个确定的基极电流  $i_B$  下，集电极电流  $i_C$  与  $u_{CE}$  之间的关系。测试电路如图 Section2-3 所示。

从前述的晶体管电流关系看，集电极电流  $i_C$  应该仅与基极电流  $i_B$  成正比，而与施加在集电极和发射极之间的电压无关，如图 Section2-4 所示，这是理想状况。但现实总是没有理想完美，实际情况如图 Section2-5 所示。

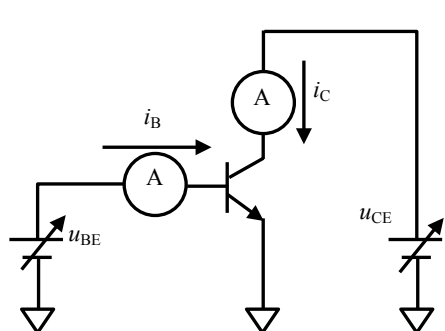


图 Section2-3 晶体管输出特性测试方法

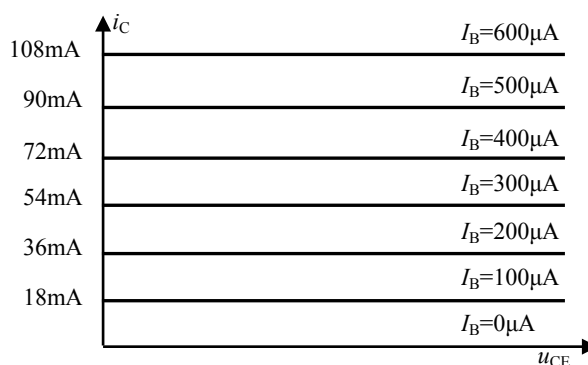


图 Section2-4 理想 NPN 管输出伏安特性

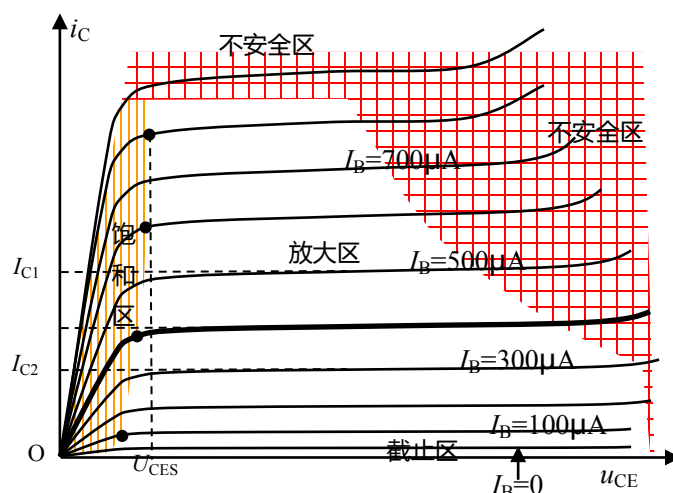


图 Section2-5 实际晶体管的输出伏安特性

## 输出伏安特性中的区域划分

1) 放大区。图 Section2-5 中标注的中心空白区域，即图中伏安特性曲线为微微上翘平直线区域，在此区域内，晶体管的  $i_C$  几乎不受电压  $u_{CE}$  控制，近似满足下式：

$$i_C = \beta i_B$$

2) 饱和区。图中标注的竖线区域。在此区域内， $i_C$  随着电压  $u_{CE}$  增大而增加。为了简单表示，一般认为当  $u_{CE} < U_{CES}$ ，属于饱和区。其中  $U_{CES}$  称为晶体管的饱和压降，是饱和区和放大区的分界电压，一般为 0.3V。但很显然，随着  $I_B$  的增加，饱和压降会上升。

3) 截止区。 $I_B=0$  的那根线。当  $I_B=0$  时， $i_C$  并不为 0，而是存在与  $u_{CE}$  相关的漏电流。定义当  $I_B=0$  的区域为截止区。截止区的含义是使得晶体管处于几乎没有任何电流流进流出的状态，就像完全关闭一样。

## 简化的输出伏安特性

图 Section2-5 所示的伏安特性，虽然真实，却很难用简单数学公式描述。绝大多数情况下，我们并不需要如此真实、复杂的表述。而图 Section2-4 的理想图，又过于简单。本书给出一种简化的输出伏安特性，如图 Section2-6 所示：

- 1) 在放大区，集电极电流  $i_C$  恒等于基极电流  $i_B$  的  $\beta$  倍，与  $u_{CE}$  无关。
- 2) 在饱和区，集电极电流随  $u_{CE}$  增大而增大，近似为线性。
- 3) 饱和区和放大区分界线为  $U_{CES}=0.3V$  的垂直线——左侧为饱和区，右侧为放大区。

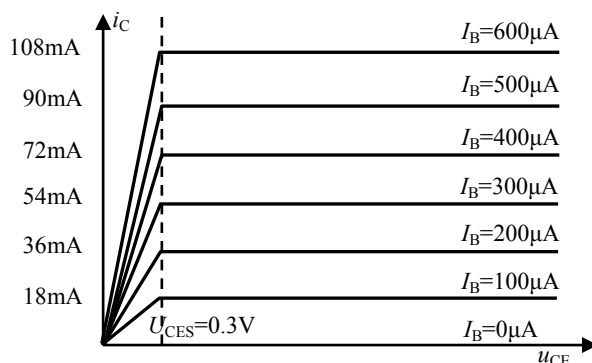


图 Section2-6 简化的 NPN 管输出伏安特性

## 初步认识静态和动态

**静态**，是指某一特定的，不变化的状态。比如给一个无源部件施加一个电压，此时部件确定，电压不变，流过部件的电流也不会变化，电路中所有参量都处于静止状态，这就叫静态。研究静止状态下，各个参量之间的关系，称为静态分析。

对一个放大电路来说，静态通常指输入信号等于 0，也就是静默的时候，整个电路所处的工作状态，包括各个支路的静态电流，以及各个节点的静态电压。

静态时的所有量，都用一个下标 Q (quiescent, 静止、沉寂) 来表达。比如  $U_Q$ ，代表静态时部件两端的电压，而  $I_Q$ ，则代表静态时流过部件的电流。

**动态**，是指电路中某一个量发生一定数量的变化，导致其它参量随之发生一定的变化，这种变化的状态，称为动态。研究动态时变化量之间的关系，称为动态分析。

对一个放大电路来说，所谓的动态是指输入信号持续存在，导致电路中的任何一个节点电压、任何一个支路电流，都存在变化。此时的动态分析，主要研究输入的变化量，与输出的变化量之间的关系。比如输入为幅度为 1mV 的正弦波变化，输出存在 100mV 的正弦波变化，说明这个放大电路具有 100 倍的放大倍数。

静态量，是对当前静默值的描述，而动态量，是对在静态基础上的变化量的描述。

## 静态电阻和动态电阻

给一个无源部件两端施加电压  $U_Q$ ，测得流过部件的电流  $I_Q$ ，按照欧姆定律，可以算出这种情况下，该部件的等效电阻，此值被称为静态电阻，可以用大写的  $R$ ，或者  $R_Q$  表示。

$$R_Q = \frac{U_Q}{I_Q}$$

上述的无源部件中，在某种静态下，施加的电压发生了一定量的变化 $\Delta U$ ，会导致流过部件的电流也发生 $\Delta I$ 变化，此时电压变化量与电流变化量之间的比值，被称为动态电阻，用小写 $r$ ，或者下标D—Dynamic来表示。

$$r_D = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

图 Section2-7 中，红色粗线为一个电阻器的伏安特性线，它是一个过零点的直线；蓝色粗线为一个二极管的伏安特性曲线，它是一个过零点的，增速越来越快的类似指数曲线。图中有三个静态工作点，分别用 QA、QB、QC 表示。

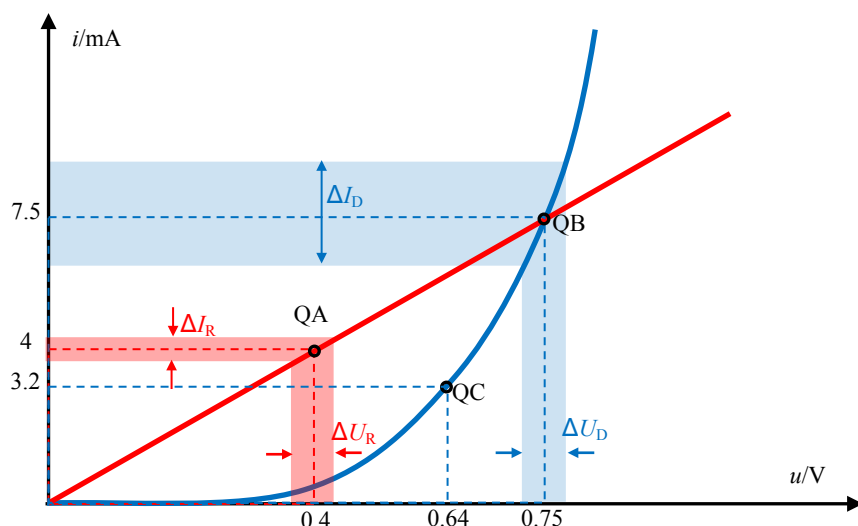


图 Section2-7 初步认识静态和动态，以电阻和二极管为例

对电阻器来说，它的静态电阻无论在 QA 还是 QB 点，都是相等的：

$$R_{QA} = \frac{U_{QA}}{I_{QA}} = \frac{0.4V}{4mA} = 100\Omega$$

$$R_{QB} = \frac{U_{QB}}{I_{QB}} = \frac{0.75V}{7.5mA} = 100\Omega$$

还可以证明，在任何一个静态点处，电阻器的动态电阻值均相等，且与静态电阻值相同，是 100Ω。

对二极管来说，不同的静态工作点处，具有不同的静态电阻：

$$R_{QB} = \frac{U_{QB}}{I_{QB}} = \frac{0.75V}{7.5mA} = 100\Omega$$

$$R_{QC} = \frac{U_{QC}}{I_{QC}} = \frac{0.64V}{3.2mA} = 50\Omega$$

在 QB 点处，二极管的动态电阻为：

$$r_{QB} = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D}$$

当 $\Delta U_D$ 趋于无穷小时，有：

$$r_{QB} = \lim_{\Delta U_D \rightarrow 0} \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D}$$

即，此处的动态电阻等于该点切线斜率的倒数。

对于任何一个伏安特性曲线，在任意点处的静态电阻，为该点连向 0 点的直线的斜率的倒数。在该点处的动态电阻，为该点切线斜率的倒数。

图中，QB 点，是电阻器和二极管静态电阻相等处。请大家思考，在二极管伏安特性曲

线中，哪个点的动态电阻与电阻器电阻相等。

### 静态 $\beta$ 和动态 $\beta$

对于一个晶体管来说，其电流放大倍数也存在静态和动态的区别。

静态  $\beta$ ，有时被写作  $\bar{\beta}$ ，即头顶带一个横线：

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}}$$

即当前工作点处，实测的  $I_{CQ}$  值与实测的  $I_{BQ}$  值的比值。

而动态  $\beta$ ，粗略表达为：

$$\beta = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta I_{BQ}}$$

也可精细表达为：

$$\beta = \lim_{\Delta I_{BQ} \rightarrow 0} \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta I_{BQ}}$$

即在当前工作点处，当  $I_{BQ}$  发生一个微小的变化量，会导致  $I_{CQ}$  相应产生一个变化量，两者的比值。

从晶体管实际的输出伏安特性上看，不同的  $I_{BQ}$ ，具有不同的静态  $\beta$ 。并且静态  $\beta$  和动态  $\beta$  也不完全相等。这看起来有点混乱和复杂，但实际情况就是这样。

好消息是，尽管如此，它们的差异并不是太大，对于初学者来说，让我们忽略它们的差别吧。在一般应用中，我们会假设它们是不变的，且是相等的。图 Section2-6 所示的简化输出伏安特性，描述的正是这种假设。

### Section3. 用 NPN 晶体管构建一个放大电路

学到这里的时候，我已经迫不及待了，只想一件事，赶快用晶体管搭建一个电路，实现对一个微小正弦波的放大。于是，我在仿真软件中搭建了如图 Section3-1 的电路。

首先我给输入基极施加一个固定电压  $E_B$  和一个小信号正弦波  $u_i$  的叠加，产生了图 Section3-2 子图 3 的波形。这个电压作用在输入伏安特性（子图 4）的横轴上，在纵轴会产生一个变化电流波形，基极电流  $i_B$  如子图 5 所示。 $i_B$  被放大  $\beta$  倍，形成  $i_C$  如子图 6 所示。注意， $u_O$  点对地电压等于  $E_C$  减去  $R_C$

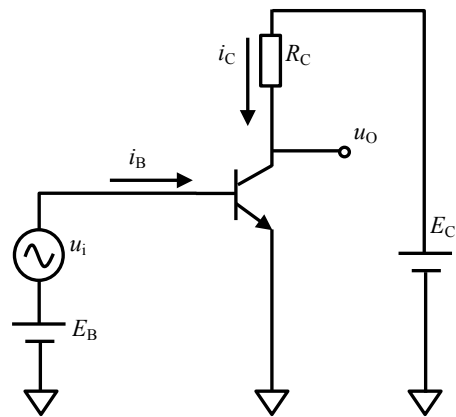


图 Section3-1 原理最简单的信号放大器

上的压降，而  $R_C$  上的压降正比于  $i_C$ ，如子图 7 所示。最终得到输出电压波形如子图 8 所示。

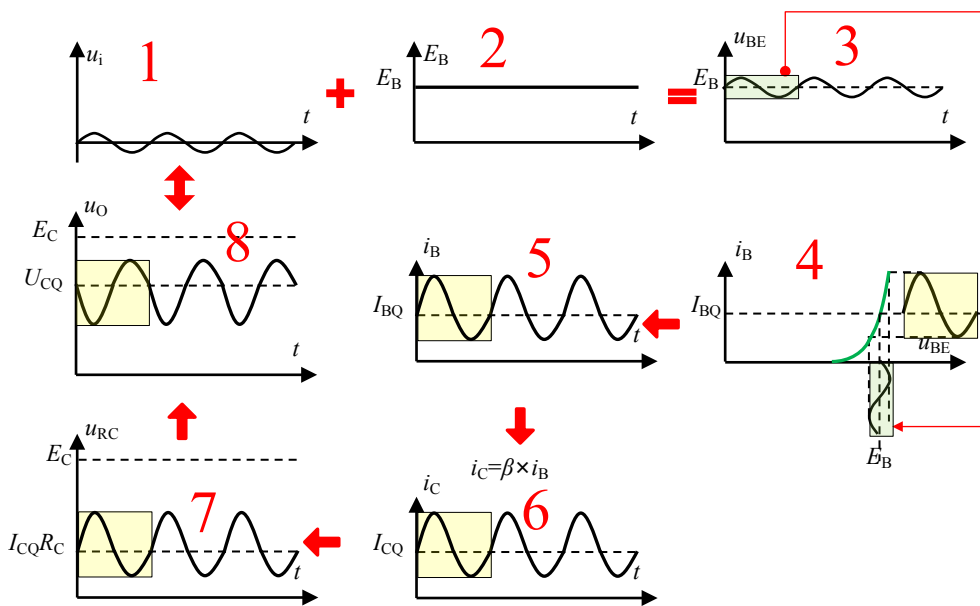


图 Section3-2 NPN 管实现小信号放大的过程

可以看出，子图 8 的电压幅度大于子图 1 的输入幅度，信号被放大了，这非常棒。但是，请注意，这是我刻意设计出的电路参数。如果  $E_B$  不合适，会导致波形的中心位置（图中的  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$  等）发生偏移，最终导致子图 7 的波形上移或者下移，输出波形的不是上面就是下面会被削掉。或者  $R_C$ 、 $E_C$  不合适，也会出现类似的结果。

这说明，要想实现完美的放大，让晶体管在不加入信号的时候，就处于一个较为合适的位置，是非常必要的。这个合适的位置，就是晶体管的静态工作点。

另外，细心的同学可能会发现。子图 4 中横轴电压波形还是正弦波，但电流波形已经变形了，变成了上高下矮的失真波形，这会导致输出也失真。但这不是目前的主要矛盾，我们暂且搁置它。



## Section4. 静态和信号耦合

要想让晶体管对输入电压信号进行有效的放大，必须解决两个问题：确定合适的静态工作点，以及完成对信号的输入耦合，输出耦合。

### 什么是静态工作点？

所谓的静态工作点，是指晶体管放大电路在电源供应正常，且没有施加输入信号的情况下——这叫静态——晶体管各管脚电流以及电压的集合，它是对静态的准确描述，通常在输入、输出伏安特性图中，表现为一个确定的位置，因此称为静态工作点。该点用 Q 表示，代表该点的电压、电流量以下标加 Q，全大写表示。

### 为什么要有合适的静态工作点？

一个舞者要想跳出美丽的舞蹈，开始的位置，也就是静态，最好在舞台中央，这样他才会有足够的施展空间。放大器也一样。图Section4-1 是一种静态不合适的电路，在没有施加信号  $u_i$  的情况下（相当于 A 点接地），它的静态工作点处于晶体管的截止位置： $U_{BEQ}=0V$ ， $I_{BQ}=0mA$ ， $I_{CQ}=0mA$ ， $U_{CEQ}=E_C$ 。这相当于舞台的一个边缘（另外一个边缘在饱和位置）。

此时，输入信号如果是大于 0 的正弦波前半周，电路的输出会跟着变化。但是如果输入信号出现负值，则  $i_B$  受 PN 结单向导电制约，不可能出现负值，只能维持 0 不变，输出就一点都没有变化。而绝大多数信号，包括我们经常使用的信号源，输出都是正负变化的。

很显然，通过改进这个电路，让  $U_{CEQ}=0.5E_C$ ，即 C 点电位处于  $E_C$  的一半，是一个合适的静态位置。图 Section4-2 是一个改进了的静态电路，合理选择  $R_B$ 、 $R_C$ 、 $E_C$ ，一定能让该电路具有合适的静态工作点。

但是，输入信号怎么接进电路中呢？

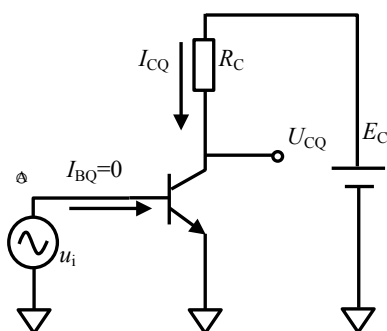


图 Section4-1 一种静态不合适的电路

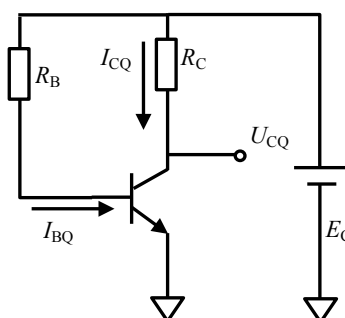


图 Section4-2 NPN 晶体管的一种静态电路

### 耦合

耦合，英文为 coupling，源自 couple（两个东西的对接）。虽然在不同的领域耦合有不同的解释，但是在电子学领域，耦合的含义是两组或者两组以上的电子学系统通过合适的方法（无论有线、无线，电阻、电容、变压器或者空间场），实现能量或者信息的传递。

在图 Section4-2 所示的静态电路中，用一种方法，将变化的输入信号传递到电路中，让电路“动起来”——电流开始变化，电压也开始变化——这就是输入耦合。

想想图 Section3-1，它好像已经实现了这个目的：将输入信号叠加在一个直流电压源上，输入信号被成功耦合到了电路中。但，这是一个理想化电路，在实际应用中无法实现。原因在于输入信号  $u_i$  很难实现和直流电压源的串联——除非它是一个变压器的副边。我们常用的信号源都是单端输出的，其负端都是默认接地的，一旦这样连接，就等同于将  $E_B$  接地。

图 Section4-2 是一个静态合适的电路，但是，如何连接，能够让输入信号  $u_i$  介入到这个电路中，使其发生与图 Section3-1 理想电路类似的工作效果呢？这就是输入信号如何耦合到放大电路中，或者叫如何实现输入耦合。

### 阻容耦合

图 Section4-3 给出了一种解决方案，也是我们第一次见到的标准放大电路，该电路的全称是“NPN 管组成的阻容耦合共射级单级放大电路”。

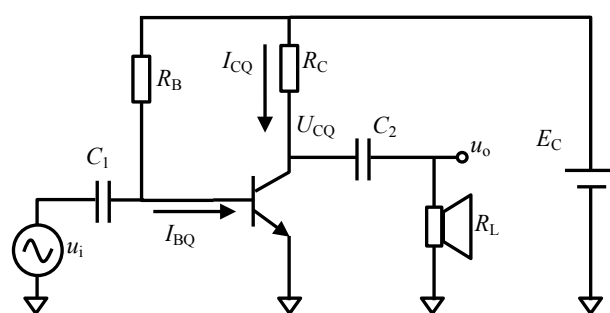


图 Section4-3 实现输入、输出耦合的放大电路

图 Section4-3 电路中， $C_1$  起到了输入耦合的作用，负责在不影响晶体管静态工作点的情况下，将输入信号耦合到放大电路中。工作原理如下：在输入信号为 0 的静态， $C_1$  内含大量的电荷，使其具有与  $U_{BEQ}$  完全相等的电压，在输入信号开始变化时，由于电容  $C_1$  容值很大，且输入端存在一定的阻值，使其充放电时间常数很大，输入信号对它的快速充电或者放电，都不足以改变  $C_1$  两端的电压，即  $C_1$  两端电压为恒定值。因此，输入信号变正时， $C_1$  左侧电位上升，会导致  $C_1$  右侧电位跟着上升， $u_{BE}$  也就上升， $i_B$  变大，输入信号就被成功引入到了晶体管的基极。反之，输入信号变负， $u_{BE}$  就下降， $i_B$  变小。可以看出，在输入信号频率较高时， $C_1$  起到了一个将电容左侧电位变化传递到电容右侧的作用。

很妙吧，这种方法叫阻容耦合。它也有缺点，当输入信号为一个直流量，比如体重信号，这个电路就完全失效了，电容  $C_1$  起到的隔直作用，把输入直流量完全阻断在放大电路之外，耦合没有成功。同学们可以想想，除了用  $C_1$  和输入电阻实现的阻容耦合方式，还有什么方法可以实现直流、交流信号都能顺利耦合？

同样的，在输出端也需要这样的耦合，靠电容  $C_2$  配合负载电阻  $R_L$  实现。经此耦合后，图中喇叭上的信号只保留了较高频率的交流信号，而阻隔了低频或者直流信号。

除阻容耦合之外，还有直接耦合、变压器耦合等，常用于模拟信号的耦合。在负反馈电路配合下，光电耦合也可用于模拟信号。

**学习任务和思考题：**

- 1) 用仿真软件设计一个最简单的晶体管放大电路，实现合适的静态工作点，实现输入信号的耦合，用仿真软件中的示波器观察各点波形，看是否放大了。
- 2) 在上述设计中，用变压器实现输入耦合，取代阻容耦合。

## Section5. 晶体管的 4 种工作状态

晶体管有 4 种工作状态，分别是截止、放大、饱和，以及倒置。

### 截止状态

是指晶体管基极没有产生明显的电流，即  $I_{BQ}$  非常小，导致  $I_{CQ}$  也很小，就像整个晶体管没有导通一样。至于多么小算截止，取决于电路的具体要求。

一般情况下，当认定发射结零偏或者反偏，而集电结反偏时，为截止状态。

### 放大状态

是指晶体管处于  $I_{BQ}$  合适，且满足  $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$  的状态，在输出伏安特性图中，静态工作点处于放大区。这种状态是模拟电子技术最常使用的状态，此时，输入导致  $i_B$  变化，会相应引起  $i_C$  变化。

一般情况下，当认定发射结正偏，且集电结反偏时，为放大状态。

### 饱和状态

饱和状态是指在晶体管在输出伏安特性图中，进入了饱和区。此时， $I_{CQ} < \beta I_{BQ}$  且随  $U_{CEQ}$  变化。饱和状态容易被人理解为  $I_{CQ}$  太大，大到不能再大了。这是错误的， $I_{CQ}$  很小时，也会进入饱和态。任何状态下，只要  $U_{CEQ}$  小于  $U_{CES}$ ，晶体管就处于饱和状态。

在饱和状态下，再增加  $I_{BQ}$ ， $I_{CQ}$  则几乎不再增加，这是饱和的唯一关键特征。

一般情况下，当认定发射结正偏，集电结也正偏，为饱和状态。

上述三种状态，是晶体管常见的工作状态：在模拟电路中，常工作于放大状态，避免出现截止或者饱和；而在数字电路中或者电力电子中，则期望晶体管或者处于截止状态，或者处于饱和状态，唯独不期望它出现放大状态。

### 倒置状态

除此之外，晶体管还有第 4 种奇异的状态，叫倒置状态。所谓的倒置状态，就是在放大电路中把集电极和发射极接反了。比如一个设计好的电路，按照晶体管管脚排列，正常接入就是放大电路，但是有人就粗心，把晶体管的管脚搞错了，该接集电极的插孔，接入了晶体管的发射极，而该接入发射极的插孔，就接成了集电极。这样，就使得电路中的晶体管处于了倒置状态。把它拔下来，c 和 e 管脚颠倒一下，就好了。

由于晶体管在 PN 结拓扑上，集电极和发射极没有本质区别，因此这样接一般不会烧毁晶体管，只是此时的晶体管  $\beta$  下降非常严重。

一般情况下，当认定晶体管发射结处于反偏，集电结正偏时，为倒置状态。

**学习任务和思考题：**

- 1) 仿真软件设计的简单放大电路中，将晶体管 c、e 两极故意对调，同样设计电路的静态工作点，加入信号耦合，然后观察输入输出波形，看是否放大了。
- 2) 仿真软件设计的简单放大电路中，改变静态工作点，观察在饱和状态下、截止状态下的输入输出波形，体会晶体管的多种工作状态。特别要观察顶部失真、底部失真的原因，以及失真的形状。

## Section6. 给定电路求解静态——包括状态判断

晶体管电路的静态求解，决定了晶体管目前处于 4 种工作状态的哪一种，也就决定了晶体管电路的性质：对模拟信号放大来说，晶体管在静态时一般处于放大状态。而对于数字信号传递或者运算时，晶体管一般处于饱和状态或者截止状态。倒置状态比较特殊，一般很少使用。

面对一个给定的晶体管电路，学会判断晶体管工作状态，并准确求解其静态，包括各极的静态电流、静态电压，是本节的目的。

### 放大结构定义和判断

图 Section6-1 的实线箭头，绘出了 NPN、PNP 晶体管正常放大状态时的静态电流方向，暂称为“期望电流方向”。在电路中，晶体管外部的电源都是试图让晶体管产生电流的，把晶体管的任何两极之间视为电阻，则电源会产生一个“电源电流方向”。在一个电路中，当“电源电流方向”与晶体管的“期望电流方向”吻合，则该电路属于放大结构。

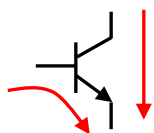


图 Section6-1(a)

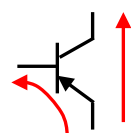


图 Section6-1 (b)



图 Section6-2 是各种不同类型的晶体管直流通路。所谓的直流通路，是完整电路中去  
除信号耦合部分，留下的只影响晶体管直流（静态）状态的那部分电路。利用它可以清晰  
计算出静态工作点。注意，图 Section6-2 中晶体管的  $\beta$  均为 100，不再说明。

可以看出，子图(a)、子图(b)、子图(d)、子图(f)属于放大结构。其余都不是。在这些不  
是放大结构的电路中，实线为“期望电流方向”，虚线为“电源电流方向”。子图(e)中的电

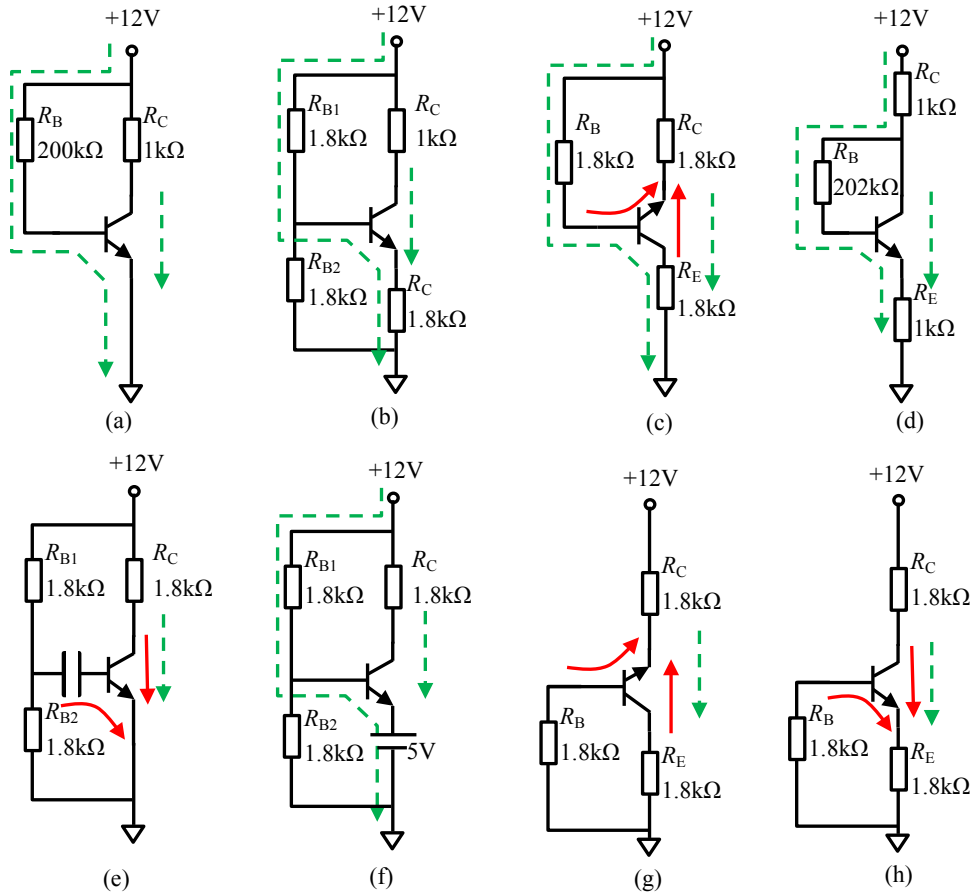


图 Section6-2 不同形态的晶体管直流通路

容阻断了基极的电源电流，而子图(g)和子图(h)中不会产生基极电流。

## 根据放大结构判断晶体管工作状态的法则

我们已经学会判断一个电路是否属于放大结构，据此判断一个电路中晶体管属于哪种工作状态，就比较简单了，如图 Section6-3 所示。

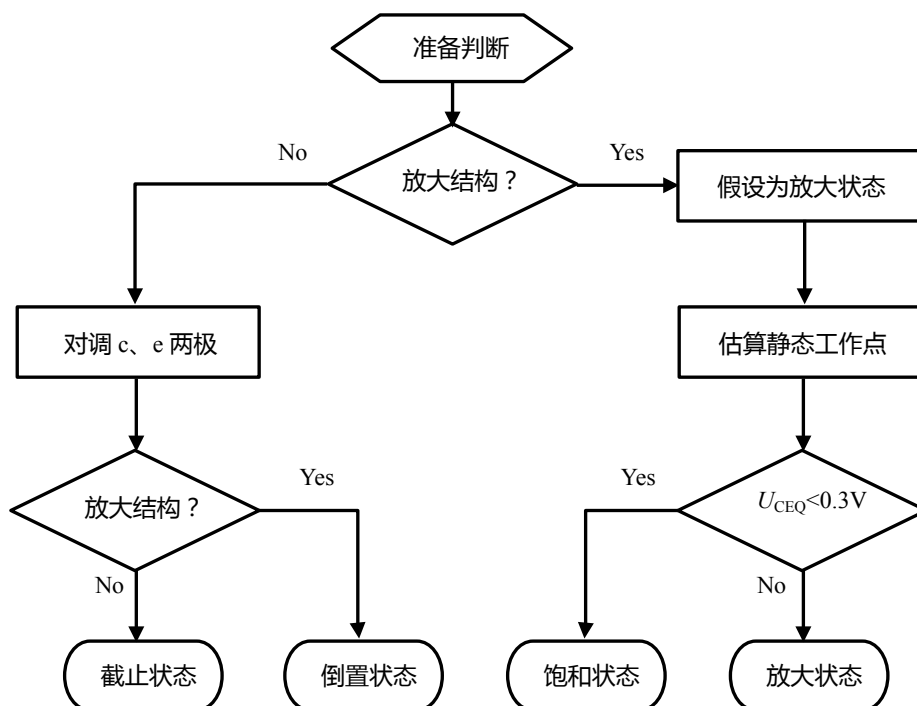


图 Section6-3 晶体管电路工作状态判断流程

先看流程图左侧，初步判断电路不属于放大结构。此时，如果对调晶体管的 c 和 e 极，电路变为放大结构，那么此前它一定是倒置状态，因为倒置状态的本质定义为，将放大状态下的晶体管，对调其 c 和 e 极，一定变为倒置状态。

如果对调之后，仍不是放大结构，那么它一定是截止状态。

因此，以目前的能力，无需任何计算，就可以将“截止状态”和“倒置状态”判断出来。

再看流程图右侧。如果电路属于放大结构，那么它一定是放大状态或者饱和状态，到底是哪一种呢？这就需要静态估算，即图中的“估算静态工作点”。

## 晶体管电路的静态估算

所谓的静态估算，就是用简单的方法，大致计算出晶体管电路的静态，包括各支路电流，各节点电位。估算的核心，就是假设晶体管的  $U_{BEQ}$  约等于 0.7V。除此之外，所有的计算，都依赖于最简单的欧姆定律、基尔霍夫定律。

换句话说，只要你学过电路课，再知道  $U_{BEQ}=0.7V$ ，一切估算都不在话下。

在静态估算中，一般要求给出的静态工作点，是给出  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$ 。这两个值一旦获得，其工作状态一目了然。

### 图 Section6-2 (a) 电路的静态估算

根据图 Section6-2(a)，先求解基极电流。据电路结构，可得：

$$E_C = I_{BQ} \times R_B + U_{BEQ}$$

即

$$12 = I_{BQ} \times 200k\Omega + 0.7$$

解得  $I_{BQ}=56.5\mu A$ 。

然后，假设晶体管处于放大状态，则：

$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=5.65mA$ ，计算得：

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C = 12 - 5.65mA \times 1k\Omega = 6.35V$$

可以看出， $U_{CEQ}>0.3V$ ，此时晶体管的静态工作点位于输出伏安特性图的中间位置，左右逢源，是舒适的放大状态，与假设吻合。

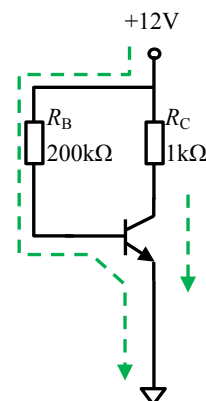


图 Section6-2 (a)

让我们试着把 Section6-2(a)的电路参数改变一下，让晶体管工作在饱和区，也就是假设不成立，会出现什么情况。

只改变  $R_C$ ，由原电路的  $1k\Omega$  变为  $5k\Omega$ 。

那么  $I_{BQ}$  还是  $56.5\mu A$ ，仍假设晶体管处于放大状态，则：

$$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=5.65mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C = 12 - 5.65mA \times 5k\Omega = -16.25V$$

显然，这是一个错误的结论。由于 e 端接地， $U_{EQ}=0V$ ， $U_{CEQ}$  其实就是  $U_{CQ}$ ，在供电为  $0V/12V$  系统中， $U_{CQ}$  无论如何都不可能是负电压。问题就出在我们的假设上：假设其工作在放大状态，这是错误的。

是放大结构，又不是放大状态，那么晶体管就处于饱和状态， $U_{CEQ}=U_{CES}=0.3V$ ，据此可得：

$$I_{CQ} = \frac{E_C - U_{CES}}{R_C} = \frac{12 - 0.3}{5k\Omega} = 2.34mA$$

因此，当电路中  $R_C=5k\Omega$  时，晶体管处于饱和状态， $U_{CEQ}=0.3V$ ， $I_{CQ}=2.34mA$ 。

至此，我们可以得出如下结论：

### 晶体管静态估算和状态判断的标准步骤

- 1) 依据  $U_{BEQ}=0.7V$ ，完成  $I_{BQ}$  的估算。
- 2) 假设晶体管处于放大状态，即  $I_{CQ}=\beta I_{BQ}$ ，求解出  $U_{CEQ}$ 。
- 3) 如果  $U_{CEQ}>0.3V$ ，则假设成立，晶体管处于放大状态， $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  如前所求。
- 4) 如果  $U_{CEQ}<0.3V$ ，则假设不成立，晶体管处于饱和状态： $U_{CEQ}$  强制等于  $0.3V$ ，并据此计算出  $I_{CQ}$ 。其实，此时我们计算出这两个值，意义也不大了。

### 图 Section6-2 (b)电路的静态估算

这个电路稍复杂些，需要使用戴维宁等效求解，如图 Section6-4 所示。

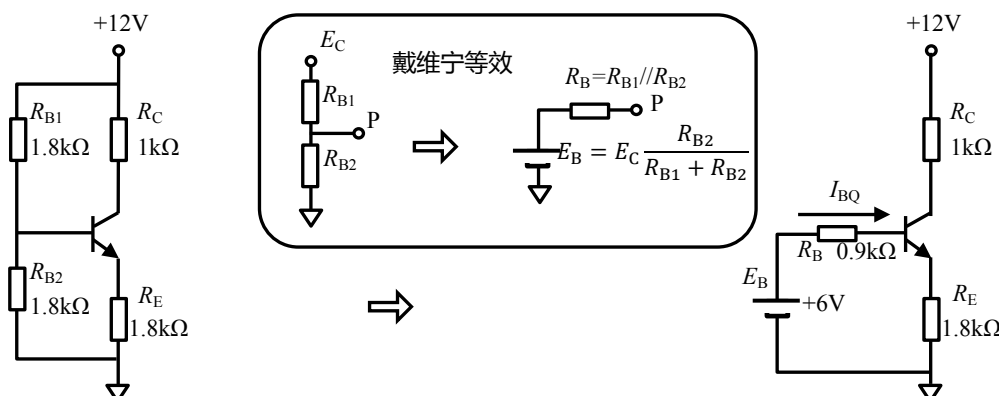


图 Section6-4 “图 Section6-2(b)” 的戴维宁等效

完成戴维宁等效后，利用基尔霍夫电压定律，列出方程：

$$E_B = I_{BQ}R_B + U_{BEQ} + (1 + \beta)I_{BQ}R_E$$

解得

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{6 - 0.7}{0.9k\Omega + 101 \times 1.8k\Omega} = 29.01\mu A$$

根据放大状态下，晶体管基本电流关系：

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 101 \times 29.01\mu A = 2.930mA$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 29.01\mu A = 2.901mA$$

据欧姆定律，有：

$$U_{EQ} = I_{EQ} \times R_E = 2.930mA \times 1.8k\Omega = 5.274V$$

$$U_{CQ} = E_C - I_{CQ} \times R_C = 12 - 2.901mA \times 1k\Omega = 9.099V$$

根据计算得到的  $U_{CQ}$  (集电极对地电位)  $U_{EQ}$  (发射极对地电位)，可得

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} = 9.099 - 5.274 = 3.825V$$

$U_{CEQ} > 0.3V$ ，可以看出，前述假设成立，此时晶体管处于放大状态。

同样，大家可以试试，把电路中的  $R_{B1}$  变为  $0.3k\Omega$ ，看其能够进入饱和状态，然后计算它的静态工作点。

### 图 Section6-2 (d)电路的静态估算

这个电路的计算，也是先假设处于放大状态，设  $I_{BQ}$  为未知量。注意，此时流过  $R_C$  的电流等于流过  $R_E$  的电流，都是  $(1+\beta)I_{BQ}$ ，列出方程：

$$E_C = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)) + U_{BEQ}$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)}$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta) \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(1 + \beta)} + R_C + R_E} = 2.825mA$$

$$I_{CQ} = \frac{\beta}{1 + \beta} I_{EQ} = 2.797mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ}(R_C + R_E) = 6.35V$$

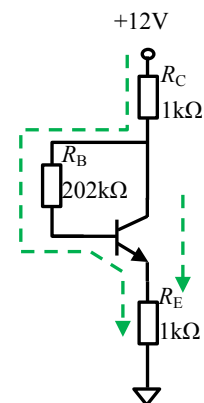


图 Section6-2(d)

根据上述表达式而不看具体数值，可以得出如下结论：

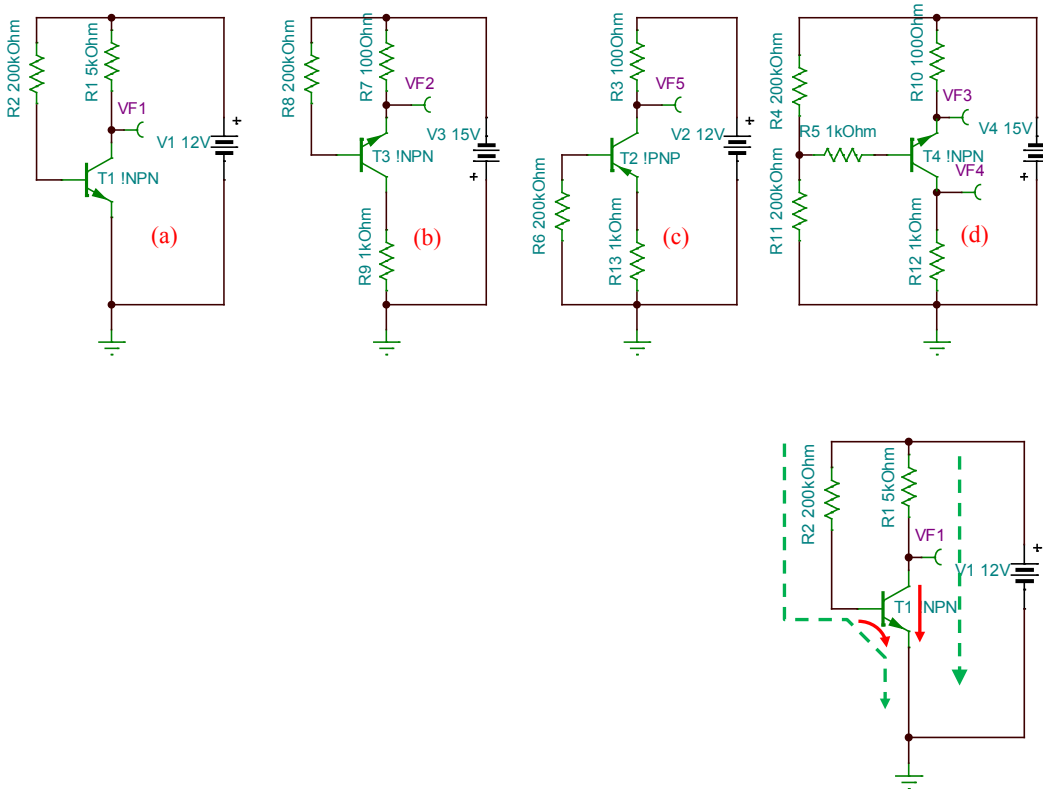
$$\text{当 } \frac{R_B}{(1+\beta)} \ll R_C + R_E, U_{CEQ} = U_{BEQ} = 0.7V$$

$$\text{当 } \frac{R_B}{(1+\beta)} = R_C + R_E, U_{CEQ} = 0.5(E_C + U_{BEQ}) = 6.35V$$

这个电路将永远不会出现饱和状态。

**举例 1：**

图中 NPN 管的  $\beta=100$ ，PNP 管的  $\beta=567$ ，判断下列电路中晶体管的工作状态。



解(a)：先判断电路是否放大结构。

在右图中绘出实线箭头表示晶体管的期望电流方向，虚线箭头表示电源电流方向。可以看出，两者是吻合的，因此这个电路属于放大结构。

其次，假设其为放大状态，计算静态工作点。

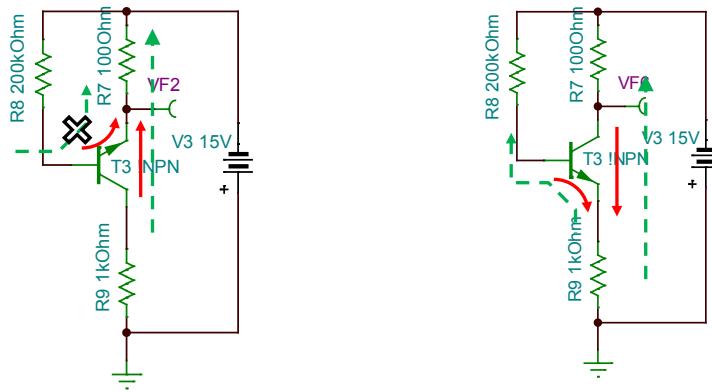
$$I_{BQ} = \frac{V_1 - U_{BEQ}}{R_2} = \frac{12 - 0.7}{200000} = 56.5\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 5.65mA$$

$$U_{CEQ} = V_1 - I_{CQ} \times R_1 = 12 - 5.65 \times 5 = -16.25V$$

因计算得到的  $U_{CEQ} < 0.3V$ ，所以该晶体管处于饱和状态。

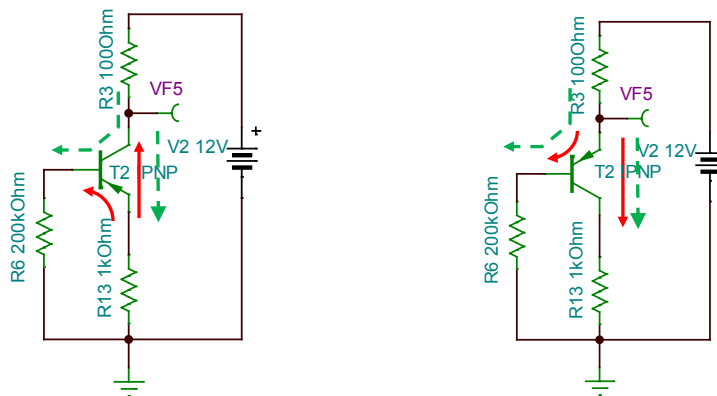
解(b)：先判断电路是否放大结构。原始电路如下图左，可以看出集电极到发射极电流是吻合的，但是电源无法提供相同的基极电流（图中画叉回路），因此它不是放大结构。将图中晶体管的集电极和发射极颠倒，如图右，可以看出，两个电流方向均不吻合，仍不是放大结构。根据判断规则，原电路中晶体管处于截止状态。



解(c)：先判断电路是否放大结构。

题(b)中，我们采用的方法是，判断能否由电源产生相同方向的基极电流。本题中也可采用另外的方法：电源通过电阻 R3、PN 结（集电结）、R6 形成回路，电流如图左边虚线所示。此线与实线不吻合，于是得出结论：原图（下图左）不是放大结构。

将原图中的集电极和发射极颠倒，如下图右。可以看出此时，两个电流方向都吻合了，是放大结构，根据判断规则，原图电路中，晶体管处于倒置状态。



解(d)：先判断电路是否放大结构。基极电源电流如图中虚折线（R5 左侧是中间电位，R10 顶端是最负电位，因此必然存在如图所示的电源电流），与期望电流方向吻合。集电极到发射极电流也吻合，因此，这是一个放大结构。

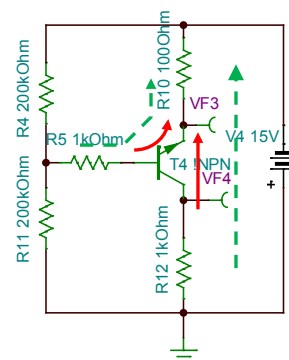
其次，假设其为放大状态，求解静态。

将 R4 和 R11 用戴维宁等效：

$$E_B = V_4 \times \frac{R_{11}}{R_{11} + R_4} = -7.5V$$

$$R_B = \frac{R_4 R_{11}}{R_{11} + R_4} = 100k\Omega$$

从基极回路，列出如下等式：





$$E_B - U_{BEQ} - V_4 = I_{BQ}(R_B + R_5) + I_{EQ}R_{10}$$

即：

$$6.8V = I_{BQ}(R_B + R_5 + (1 + \beta)R_{10}) = I_{BQ}(100k\Omega + 1k\Omega + 101 \times 100\Omega)$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{6.8V}{111.1k\Omega} = 61.2\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 6.12mA$$

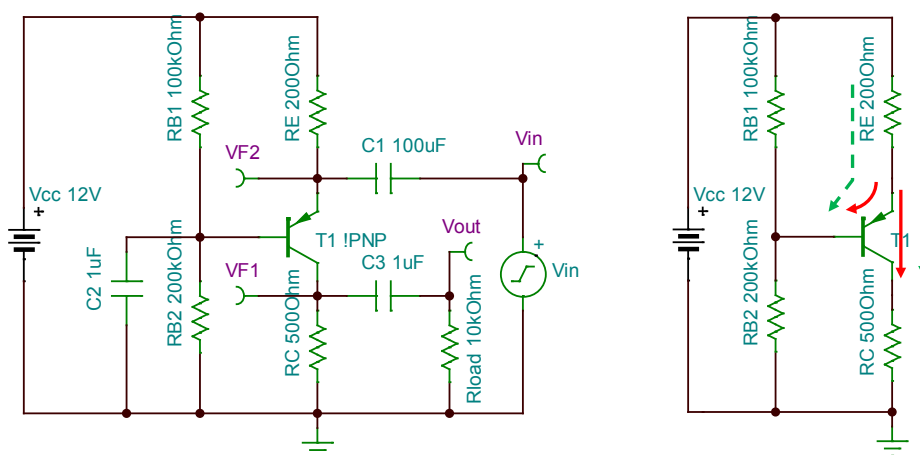
$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 6.18mA$$

$$U_{CEQ} = 0 - V_4 - I_{CQ} \times R_{12} - I_{EQ} \times R_{10} = 8.262V$$

因计算得到的 $U_{CEQ} > 0.3V$ ，所以该晶体管处于放大状态。

### 举例 2：

下图左中 PNP 管的  $\beta=567$ ，判断电路中晶体管的工作状态，求解静态。



解：先根据原图，画出静态通路如图右。（方法是，将全部电容去掉（拔掉），只留下影响晶体管静态的电路。）

其次，分析是否放大结构。画出晶体管的期望电流方向，如右图实线，画出电源电流方向如图中虚线，两者吻合，电路属于放大结构。

第三，假设晶体管处于放大状态，求解静态。

戴维宁等效得：

$$E_B = V_{CC} \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 8V$$

$$R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 66.67k\Omega$$

从基极回路，列出如下等式：

$$V_{CC} - U_{EBQ} - E_B = I_{BQ}R_B + I_{EQ}R_E = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_E) = I_{BQ} \times 180.07k\Omega$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{3.3V}{180.07k\Omega} = 18.33\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 10.39mA$$

$$U_{ECQ} = V_{CC} - \beta I_{BQ} \times R_C - (1 + \beta)I_{BQ} \times R_E = 12 - 5.197 - 2.082 = 4.721V$$

因所求  $U_{ECQ}$  大于  $0.3V$ ，则晶体管处于放大状态。静态值即为前求  $I_{CQ}$  和  $U_{ECQ}$ 。

学习任务和思考题：

1) 求解图 Section6-2(f)电路的晶体管工作状态，并用仿真实验验证。

2) 判断图 Section6-5 中各个晶体管的工作状态。图中 AM 是电流表，内阻为 0。晶体管  $\beta=100$ 。

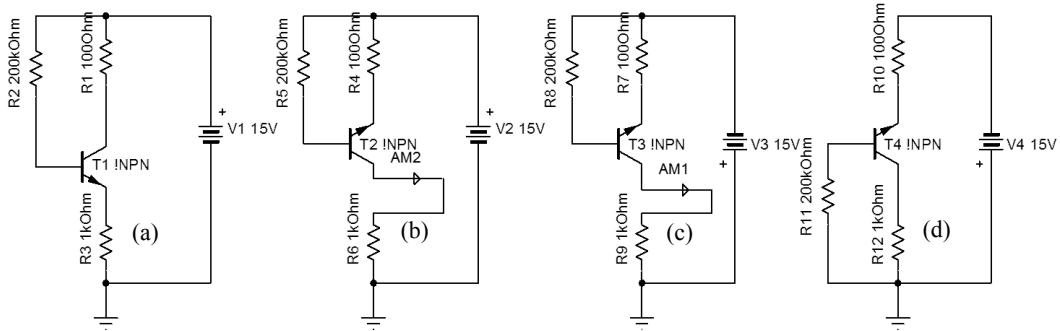
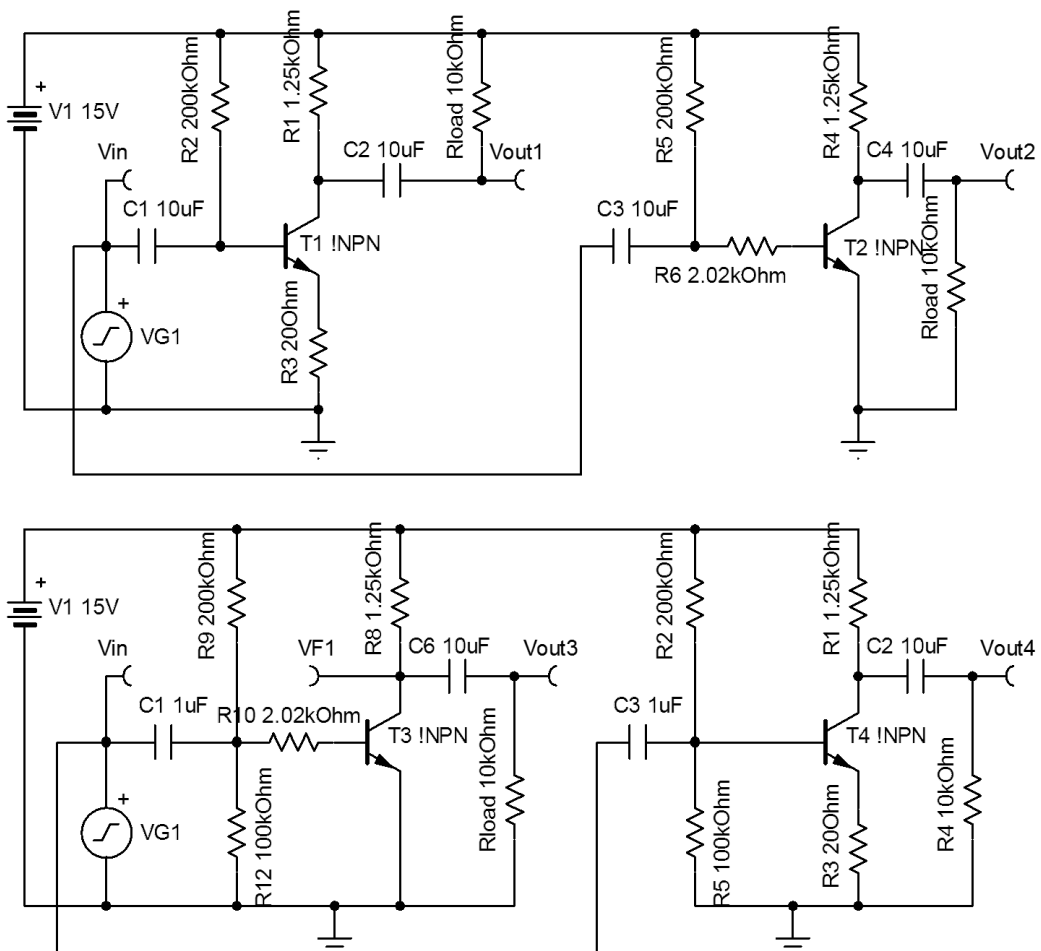
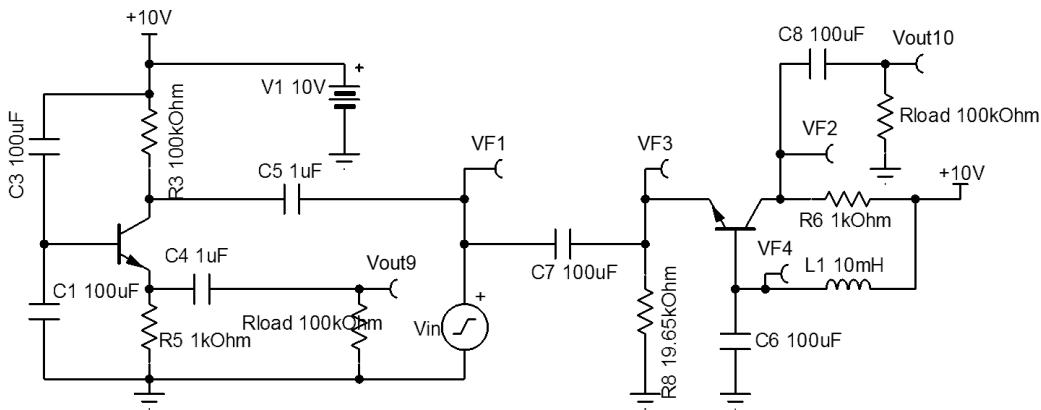
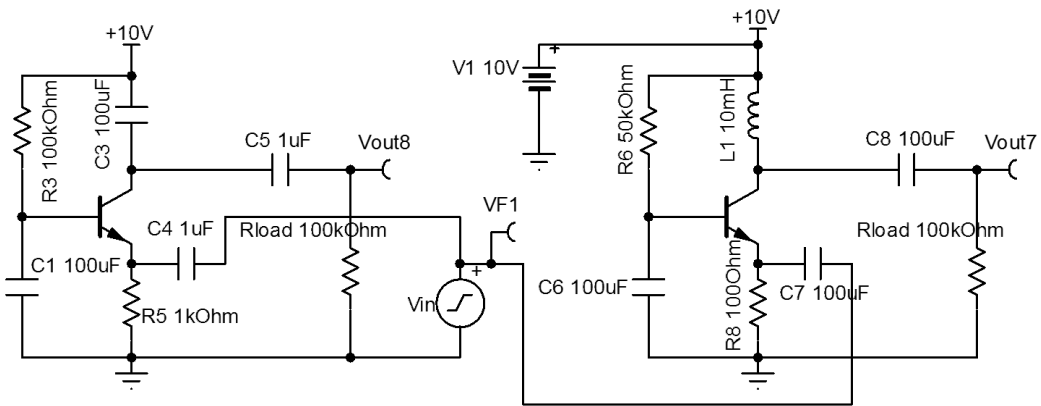
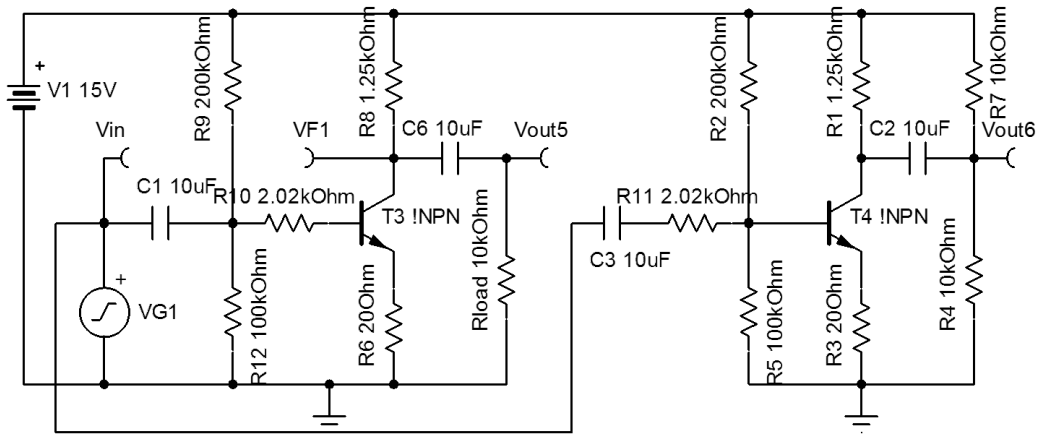


图 Section6-5

3) 以下电路中， $\beta=100$ ，请对各个电路（以 Vout 序号作区别）实施判断。

- 在结构上，哪些属于放大结构？
- 对符合放大结构的电路，求解静态，判断哪些晶体管静态工作在放大状态？
- 讨论电路的输出耦合有何区别，各个相邻电路的主要区别。





4) 使用 PNP 晶体管，+10V 供电电源，设计 4 种不同类型的放大电路，使其工作在放大状态，且能够实现输入耦合、输出耦合。设计的类型区别越大越好。具体步骤为：

- 使其构成放大结构；
- 计算电阻值，使其工作在放大区；
- 增加合适的电容，实现输入耦合、输出耦合。

## Section7. 图解法，对晶体管工作状态的加深理解

### 三种求解方法

电路如图 Section7-1 所示，求  $I_{BQ2}$  和  $U_{BEQ2}$  是多少？有三种方法可以回答这个问题：估算法，函数求解法，以及图解法。

估算法，就是前一节所用的方法。它的核心是假设  $U_{BEQ}$  约为 0.7V。一旦使用此假设，后续求解就很简单，但这个假设是有误差的，因此估算结果不太准确。当供电电压越大，这种方法的误差越小。

函数求解法，前面没有讲过，今后也不会使用。它的核心是，必须知道输入伏安特性、输出伏安特性的数学表达式，然后通过解方程求解。

本节重点讲述图解法。

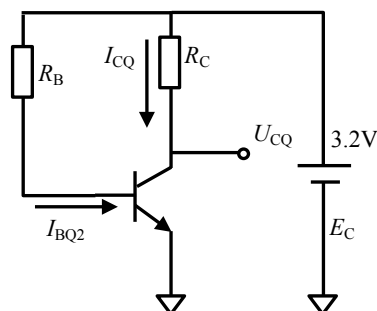


图 Section7-1 一种静态电路

### 图解法

图解法的核心是，已知晶体管伏安特性图，如图 Section7-2 所示。在图中通过伏安特性曲线和另一直线的交点，求解静态工作点的位置，然后目测结果。具体方法如下：

#### 输入伏安特性的图解法

在输入伏安特性图中，横轴是变量  $u_{BE}$ ，纵轴是变量  $i_B$ ，静态工作点 Q 一定在输入伏安特性曲线上。同时，根据电路结构不同，静态工作点还必须满足不同的直线方程，本例中为：

$$E_C = i_B R_B + u_{BE}$$

该直线方程与输入伏安特性曲线的交点，即为 Q( $U_{BEQ}$ ,  $I_{BQ}$ )。

图 Section7-2 上图中，粉色直线（图中有三根，分别代表三个不同的  $R_B$  形成的 Line<sub>0</sub>、Line<sub>1</sub>、Line<sub>2</sub>）即为该直线方程，它由两个关键点  $P_A$  和  $P_B$  决定：

$P_A$  是纵轴等于 0 的点，根据直线方程  $E_C = i_B R_B + u_{BE}$ ，令  $i_B = 0$  可以解得， $u_{BE} = E_C$ ，该点如图中红色点。

$P_B$  是横轴等于 0 的点，根据直线方程  $E_C = i_B R_B + u_{BE}$ ，令  $u_{BE} = 0$  可以解得， $i_B = E_C / R_B$ ，根据  $R_B$  取值不同，该点如图中三个绿色点  $P_{B0}$ 、 $P_{B1}$ 、 $P_{B2}$ 。

因此，只要知道了电路中的  $E_C$  和  $R_B$ ，就可以画出直线，它与输入伏安特性曲线的交点，就是输入伏安特性图中的 Q 点，肉眼读取横轴、纵轴值即可。

#### 输出伏安特性的图解法

在输出伏安特性图中，有多根曲线，分别代表不同的  $I_{BQ}$ 。因此，第一步应该找到我们需要的那根曲线：在输入图解法后，我们就得到了  $I_{BQ}$ ，根据此值，在输出伏安特性曲线簇中，找到对应的那根即可，此线即为选定的输出伏安特性曲线。

图中横轴是变量  $u_{CE}$ ，纵轴是变量  $i_C$ ，静态工作点 Q 一定在选定的输出伏安特性曲线上。

同时，根据电路结构不同，静态工作点还必须满足不同的直线方程，本例中为：

$$E_C = i_C R_C + u_{CE}$$

该直线方程与输入伏安特性曲线的交点，即为 Q( $U_{CEQ}$ ,  $I_{CQ}$ )。

图 Section7-2 下图中，粉色直线即为该直线方程，它由两个关键点  $P_A$  和  $P_B$  决定：

$P_A$  是纵轴等于 0 的点，根据直线方程  $E_C = i_C R_C + u_{CE}$ ，令  $i_C = 0$  可以解得， $u_{CE} = E_C$ ，该点如图中红色点。

$P_B$  是横轴等于 0 的点，根据直线方程  $E_C = i_C R_C + u_{CE}$ ，令  $u_{CE} = 0$  可以解得， $i_C = E_C / R_C$ ，该点如图中绿色点。

因此，只要知道了电路中的  $E_C$  和  $R_C$ ，就可以画出直线，它与选定输出伏安特性曲线的交点，就是输出伏安特性图中的 Q 点，肉眼读取横轴、纵轴值即可。

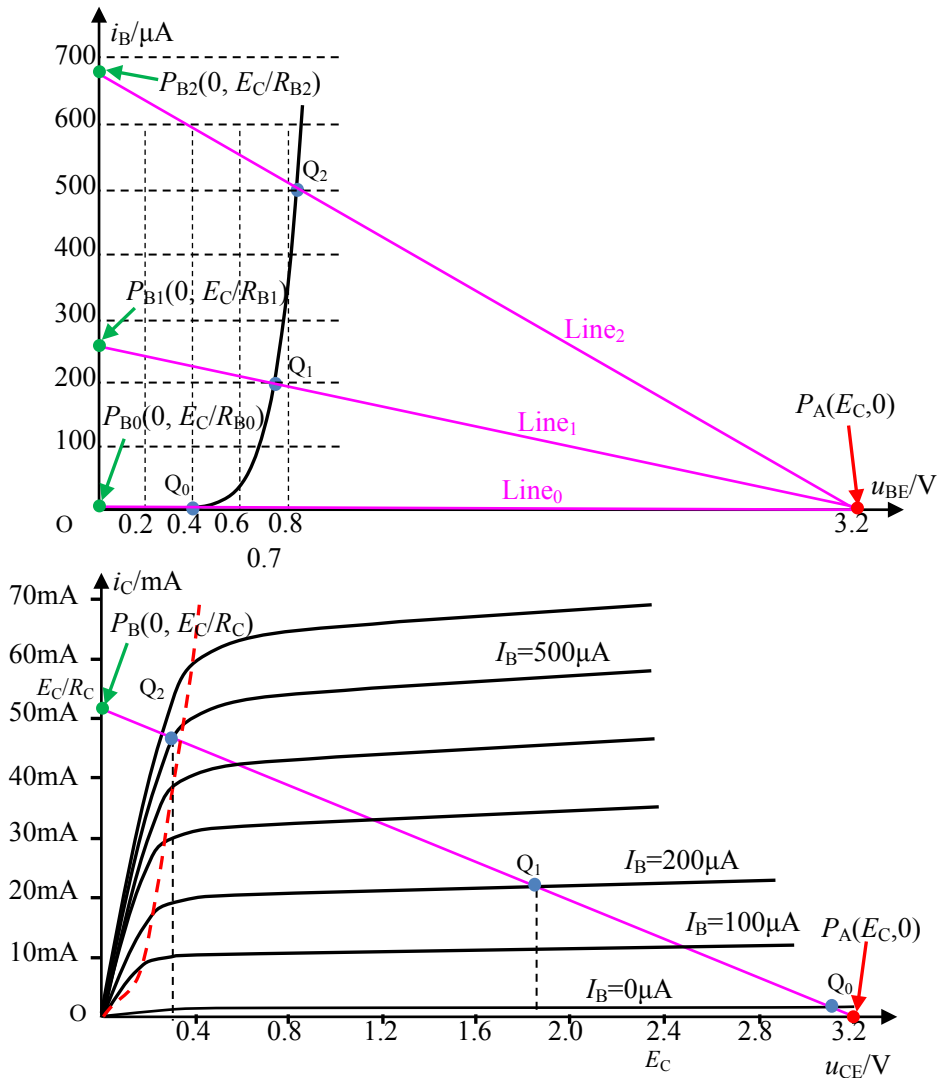


图 Section7-2 图解晶体管工作状态

## 在图中看三种工作状态的切换

这些准备工作做完了，下面我们来看如何让这个电路工作在三种不同的状态下。

假设电路中  $E_C=3.2V$ ,  $R_C=61.9\Omega$ , 晶体管  $\beta=100$ 。我们来分析改变  $R_B$  的值, 如何让晶体管在三种状态中切换。

1) 状态 1: 选择  $R_{B1}=12.4k\Omega$ 。

在输入伏安特性图上, 标注两个关键点以实现直线方程绘图。关键点  $P_{B1}(0, E_C/R_{B1})=(0V, 258\mu A)$ , 关键点  $P_A(3.2V, 0\mu A)$ 。连接两点, 绘出直线  $Line_1$ 。

该直线与输入伏安特性曲线相交与图中的  $Q_1$  点, 即为状态 1 的静态工作点。读取该点信息, 得  $I_{BQ1}=200\mu A$ ,  $U_{BEQ1}=0.75V$  左右。

在输出伏安特性图中找到  $I_{BQ1}=200\mu A$  的曲线。

在输出伏安特性图中标注两个关键点。  $P_B(0, E_C/R_C)=(0V, 51.7mA)$ ,  $P_A(3.2V, 0\mu A)$ 。连接两点, 绘出直线。该直线与输出伏安特性中  $I_{BQ1}=200\mu A$  的曲线的交点, 为  $Q_1$  点。读取该点信号, 得  $I_{CQ1}=20mA$ ,  $U_{CEQ1}=1.73V$ 。

可以看出, 此工作点位于输出伏安特性图中的放大区。

2) 状态 2: 选择  $R_{B2}=4.75k\Omega$ 。

减小  $R_B$ , 会引起  $I_{BQ}$  增加, 如果晶体管可以产生相应的  $I_{CQ}=\beta \times I_{BQ}$ , 那么晶体管永远不会进入饱和状态。但是遗憾的是, 晶体管所能产生的集电极电流最大不会超过  $3.2V$  电源电压除以  $R_C$ , 因此, 总会出现  $I_{BQ}$  不断增加, 导致  $I_{CQ}$  不再跟着增加的情况, 这就是饱和。

利用上述同样的方法, 在输入伏安特性曲线上可以找到  $Q_2$  点,  $I_{BQ2}=500\mu A$ ,  $U_{BEQ1}=0.82V$  左右。转移到输出伏安特性曲线上, 也能找到  $Q_2$  点,  $I_{CQ1}=47mA$ ,  $U_{CEQ1}=0.3V$ 。晶体管处于饱和状态。

3) 状态 0: 选择  $R_{B0}=100M\Omega$ 。

这是一个极大的电阻, 大到  $I_{BQ0}$  近似为 0, 如图 Section7-2 中为  $Q_0$  点。显然, 它处于截止状态。此时,  $I_{CQ0}$  近似为 0, 而  $U_{CEQ0}$  近似为  $3.2V$ 。图中之所以不是  $3.2V$ , 是因为本图为了让读者看清楚  $I_B=0$  时,  $I_C$  有漏电流存在, 这根线画得有点偏高, 实际上一般晶体管的漏电流只有  $1\mu A$  或者更小, 在图中几乎显现不出来。

### 学习任务和思考题:

1) 图 Section7-1 电路中, 已知原电路静态工作点为图 Section7-2 中的  $Q_1$  点。书中解释了改变  $R_B$  导致的静态工作点移动, 如何由放大区移动到截止区和饱和区。请思考, 改变如下参数, 能否实现类似的工作点移动, 让其进入饱和区和截止区, 用图解法解释。

- 改变图中的  $R_C$ ;
- 改变图中的  $E_C$ ;
- 改变图中的晶体管  $\beta$ ;

2) 用 TINA-TI 仿真软件, 任选一个晶体管, 获得其输入、输出伏安特性曲线, 然后自制一个简单电路, 用图解法解得静态工作点, 并用仿真软件实测功能验证此方法的准确性。



## Section8. 两部件串联的图解方法

### 问题起源

部件 A 的伏安特性如图 Section8-1(a)所示，部件 B 的伏安特性如图 Section8-1(b)所示。将这两个部件连接成如图 Section8-2 所示的电路，用图解法求解电路输出。

当两个部件的伏安特性不能用数学函数表达时，或者即便能用数学函数表达，也难以解出方程时，获得答案是困难的。而图解法则是万能的，一般的方法如下：

在图 Section8-1 中启用一根浅蓝色横线，由 0V 开始上升，此时它与两根曲线分别有交点，当交点横坐标之和等于输入电压  $u_1$  时，停止浅蓝横线的上升，此时部件 B 的电压，即为输出值。但这种方法比较笨，也不直观。

本节教授一种新方法：

在电路中，输出电压是部件 B 两端的电压。因此，以部件 B 的伏安特性曲线为基础，在图中找到横轴等于  $u_1$  位置，以此位置为中心，将部件 A 的伏安特性曲线实施横向镜像，绘制在原图中，此时，两根曲线一定会有一个交点。此交点横轴即为输出电压，纵轴就是输出电流。如图 Section8-3 所示。

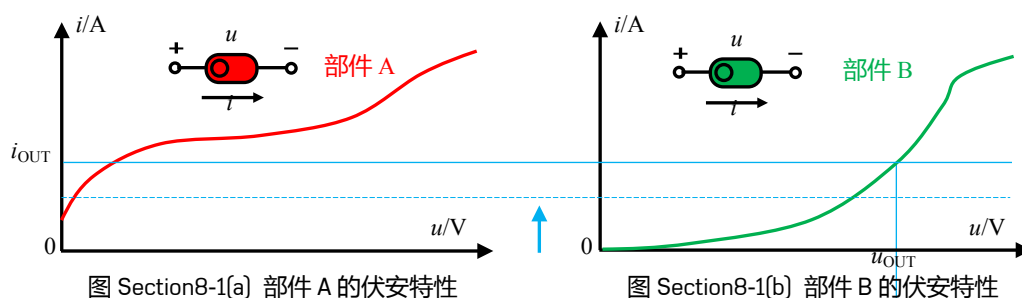


图 Section8-1(a) 部件 A 的伏安特性

图 Section8-1(b) 部件 B 的伏安特性

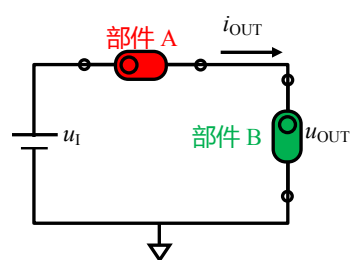


图 Section8-2 两个部件串联电路

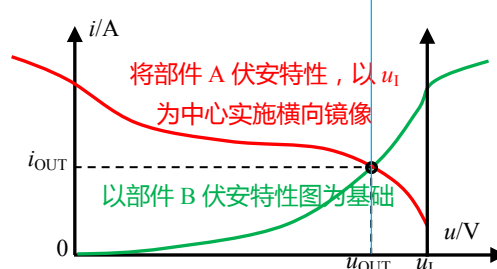


图 Section8-3 串联电路图解法

### 以二极管和电阻串联为例

电路如图 Section8-4，求输出电压和输出电流。

用 TINA-TI 仿真软件，获得二极管 1N1190 的伏安特性如图 Section8-5 所示（左半部分），在右边用手工延长横轴，找到 1V 位置。绘制 200Ω 电阻的伏安特性的镜像线如图所示。两线交点如

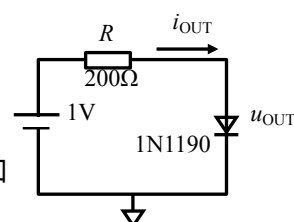


图 Section8-4

图黑色小圆圈，肉眼可以大致读出：

$u_{OUT}=463\text{mV}$ ， $i_{OUT}=2.7\text{mA}$ 。此即为答案。

为了验证此方法的正确性，我用 TINA-TI 对此电路实施了仿真，结果为：

$u_{OUT}=464.21\text{mV}$ ， $i_{OUT}=2.68\text{mA}$ 。与图解法具有很好的吻合。

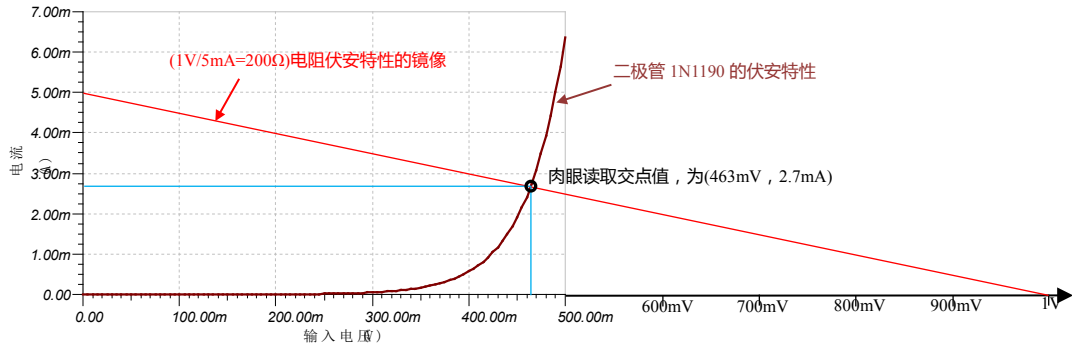


图 Section8-5 对图 Section8-4 电路的图解法

### 以两个晶体管串联为例

对初学读者来说，图 Section8-6 是一个新颖电路。一个 NPN 管，头顶一个 PNP 管，怪怪的。先看 T1 管，R1 是给 T1 提供偏置的，让 T1 管存在基极电流，如果没有 R2 和 T2，而用一个电阻  $R_C$  放置在 T1 的集电极和 10V 电源之间，这就是一个传统的两电阻晶体管静态电路。从这个角度看，很显然，T2 和 R2 的组合，是为了代替传统电路中的  $R_C$  的。事实确实如此，本书 Section29 会细致描述以这个电路为静态通路的放大电路。

本节，我们先关注这两个晶体管串联成这样，是如何工作的。我们的设计期望是，图中 Vout 点电位约为 5V。

图中 NPN 管 2N3108 的  $\beta_1=126$ ，PNP 管 2N3638 的  $\beta_2=206$ ，此时如果 R1 固定不变，那么可以求解出 NPN 管具有一个确定的基极电流，约为：

$$I_{BQ1} \approx \frac{10\text{V} - 0.7\text{V}}{100\text{k}\Omega} = 93\mu\text{A}$$

则

$$I_{CQ1} = \beta_1 I_{BQ1} \approx 11.7\text{mA}$$

同样，可以求解出 PNP 管电流：

$$I_{CQ2} = \beta_2 I_{BQ2} \approx \beta_2 \frac{10\text{V} - 0.7\text{V}}{192.2\text{k}\Omega} = 9.96\text{mA}$$

而电路中有一个事实是成立的，那就是两个晶体管的集电极电流必须相等，而理论分析却不相等，这是怎么回事？换句话说，这个电路中，两个晶体管的地位是完全相同的，各自有各自的偏置电路，存在各自的基极电流，也有各自的  $\beta$ ，但到了要求它们的集电极电流相等时，谁屈从谁呢？

其实，它们谁都没有屈从谁。最终的电流，是两者妥协的结果。用图解法可以清晰说

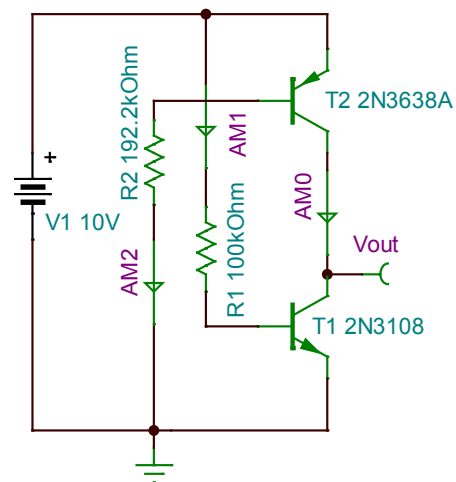


图 Section8-6 两个晶体管串联电路

明这一点。

首先，我们将 T1 管的输出伏安特性曲线绘制在图 Section8-7 中，为红色曲线——这是一根  $R1=100k\Omega$ ， $I_{BQ1}=93.25\mu A$ （仿真实测值）的曲线。按照前述方法，将 T2 管的输出伏安特性曲线镜像在图中：任选一个  $R2$ ，比如  $300k\Omega$ ，此时得到 T2 管伏安特性如图绿色线，该线与 T1 管伏安特性曲线相交于 Q1 点。此时，我们发现 T1 管饱和了，两个晶体管的集电极电流，不受 T1 管约束，而基本上是 T2 管控制了，但是，此时  $V_{out}$  点电位，即 T1 管的  $U_{CEQ1}$ ，只有  $108mV$ （仿真实测，与手绘图略有区别）。这不符合我们的要求。

此时，减小  $R2$  以增加  $I_{BQ2}$ ，可以使得交点向上、向右移动。于是我将  $R2$  由  $300k\Omega$  变为  $150k\Omega$ ，绿色的 T2 管伏安特性曲线上移了，交点变为 Q2。此时，T2 管饱和了，两个晶体管的集电极电流，不受 T2 管约束，而基本上是 T1 管控制了。但是，此时  $V_{out}$  点电位，即 T1 管的  $U_{CEQ1}$ ，接近  $10V$ 。这也不符合我们的要求。

用牛顿迭代法，总能找到合适的  $R2$ ，让绿色线与红色线的交点，横轴电压约为  $5V$ 。在此例中， $R2=192.2k\Omega$ ，交点为图中 Q3，此时两个晶体管都处于放大状态， $U_{CEQ1}=5.03V$ 。

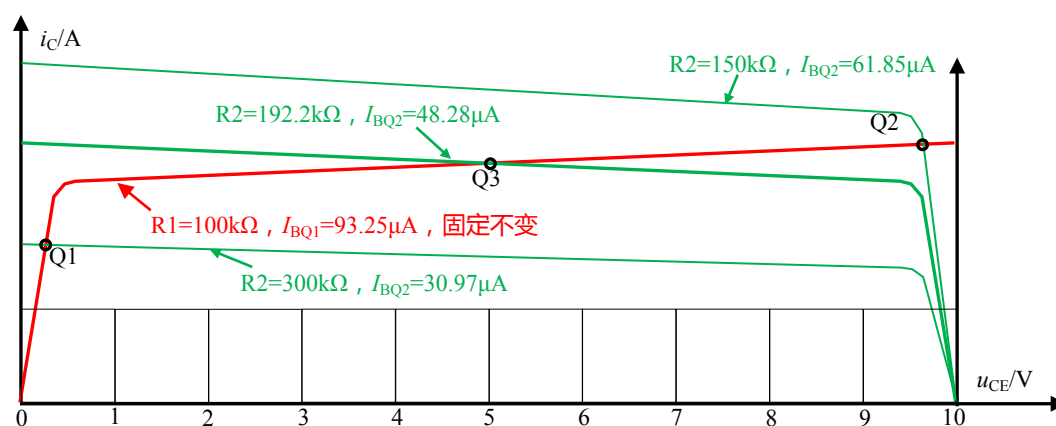


图 Section8-7 两个晶体管串联的图解分析

能够看出，让静态工作点位于 Q3，是一件比较困难的事情。好在两根曲线都有明显的向上倾斜（ $u_{CE}$  越大， $i_c$  越大），如果两根曲线在放大区，是完全平的，即  $i_c$  完全不受  $u_{CE}$  影响，那么在理论上是无法找到这个交点的。

### 学习任务和思考题：

1) 图 Section8-6 中，需要小心遴选电阻  $R2$ ，才能保证两个晶体管都处于放大状态。这在实际应用中很难做到。有什么办法能够让  $V_{out}$  自动保持在  $5V$  左右？

2) 图 Section8-8 中，输出伏安特性曲线的直线段可以用斜率  $k$  来描述其向上倾斜。假设静态工作点处于图中 Q1 点。当 T1 曲线保持斜率  $k_1$  不变，发生了纵向变化  $\Delta y$ ，会导致交点变到 Q2 点，产生了横向变化  $\Delta x$ ，如图所示。求： $A = \frac{\Delta x}{\Delta y}$ ，用两个曲线的斜率表示。

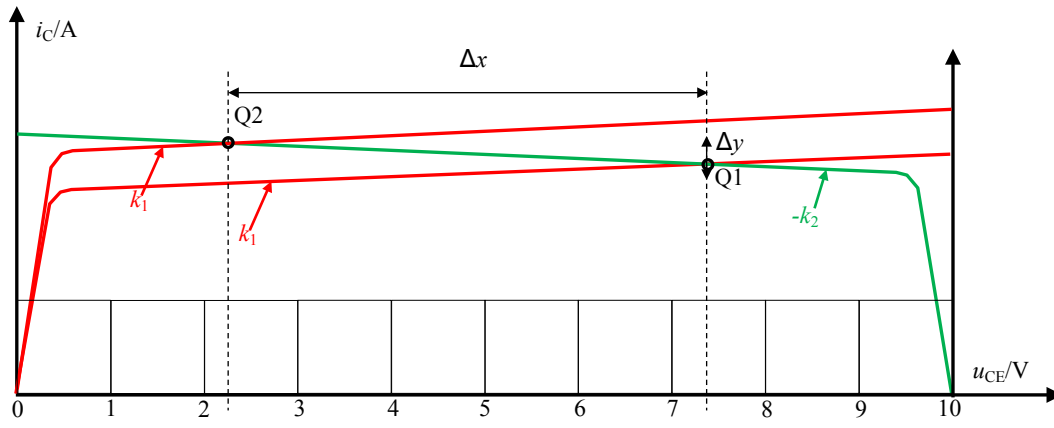


图 Section8-8

## Section9. 动态求解方法——以硅稳压管为例

本节之前，我们完成了三件任务。第一，学习晶体管的伏安特性和基本原理；第二，学会了晶体管具有 4 种工作状态，知道了静态的重要性，学会计算放大电路静态工作点，并能够准确判断晶体管在电路中的工作状态；第三，知道了输入信号如何耦合到放大电路中。

但是，一个输入正弦波电压，其幅度为 1mV，耦合到一个确定的放大电路中，它的输出电压幅度为多少？我们还不会计算。

本节开始，我们解决这个问题。这就涉及到一种新颖的分析方法，动态求解法。

我们以硅稳压管为例，看动态求解法的原理和好处。

### 硅稳压管介绍

硅稳压管是一种特殊二极管。它的正向特性与普通二极管近似，反向特性中，它具有稳定、明显的击穿曲线。由于它在正常使用中工作在反向击穿状态，本书在不改变其阳极、阴极定义的前提下，将其电压和电流方向取反，在此情况下，其工作曲线如图 Section9-1 粗曲线所示。

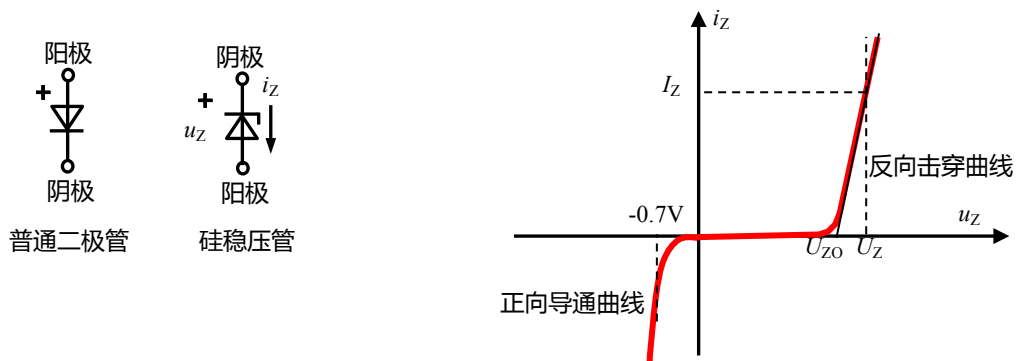


图 Section9-1 硅稳压管及其伏安特性曲线

图中， $U_Z$  指其击穿电压，是生产厂家在规定击穿电流为  $I_Z$  情况下测得并发布的，是硅稳压管的重要指标。 $U_Z$  一般从几 V 到几百 V，取决于不同的稳压管型号。

而  $U_{Z0}$  是一个虚拟量，厂家并不公布，是教科书中为了用一根直线（细线）模拟击穿曲线而专门定义的，是指反向击穿曲线按照直线规律下降和横轴的交点电压。

按此近似模拟，硅稳压管正向区域可以描述为一个折线：

$$\begin{cases} i_z = 0, & u_z < U_{Z0} \\ i_z = \frac{u_z - U_{Z0}}{r_z}, & u_z \geq U_{Z0} \end{cases}$$

(Section9-1)

其中， $r_z$  称为稳压管的动态电阻，也是教科书规定的。

### 任务

电路如图 Section9-2 所示。其中， $U_{Z0}=8V$ ， $r_z=10\Omega$ 。

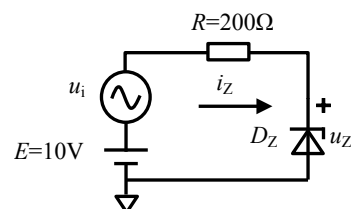


图 Section9-2

问，当  $u_i=0V$  时， $u_z$  为多少？当  $u_i$  有  $\pm 1V$  的变化量， $u_z$  的变化量为多少？

首先，解第一问。我们发现，这是一个器件伏安特性与一个直线方程的交点问题，直线方程如下：

$$E + u_i = i_z \times R + u_z$$

与式(Section9-1)联立求解，得：

$$E = \frac{u_z - U_{Z0}}{r_z} R + u_z$$

$$u_z = \frac{E + \frac{R}{r_z} U_{Z0}}{1 + \frac{R}{r_z}}$$

(Section9-2)

代入数值得：

$$u_z = \frac{10 + \frac{200}{10} \cdot 8}{1 + \frac{200}{10}} = 8.095V$$

### 笨办法解第二问

当  $u_i$  有  $\pm 1V$  的变化量，即表明  $E_{\max}=11V$ ， $E_{\min}=9V$ ，分别代入式(Section9-2)得：

$$u_{z\max} = \frac{E_{\max} + \frac{R}{r_z} U_{Z0}}{1 + \frac{R}{r_z}} = 8.142857142857$$

$$u_{z\min} = \frac{E_{\min} + \frac{R}{r_z} U_{Z0}}{1 + \frac{R}{r_z}} = 8.047619047619$$

$$\Delta u_z = \frac{u_{z\max} - u_{z\min}}{2} = 0.047619047619V$$

因此， $u_z$  具有  $\pm 0.047619047619V$  的变化量。

### 动态求解法解第二问

动态求解法的核心规则如下：

1) 输入信号只保留变化量，输出也只表示变化量，(注意，这里不关心变化量频率)。

2) 电路中的电压不变点接地，电路中电流不变支路开路。

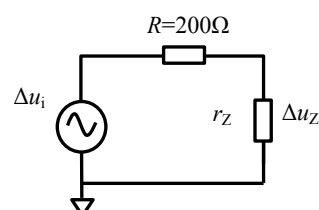
3) 电路中某个元件在某个范围内，可以用直线表示其伏安特性，且输入变化过程中，该元件的工作点始终在直线上，则该元件可以用其动态电阻代替。

按照上述规则形成的新电路，称为原电路的动态等效电路。

据此，画出图 Section9-2 的动态等效图，可以立即计算出结果如下：

$$\Delta u_z = \frac{r_z}{R + r_z} \Delta u_i = \frac{1}{21} \times 1V = 0.047619047619V$$

这与前述的笨办法结论完全一致。



“图 Section9-2” 的动态等效图

## 为什么电压不变点接地？

动态分析的核心任务，是在一个线性系统（或者微变情况下的线性系统）中，求解输入的变化量是如何影响输出变化量。但是在动态等效图中，为什么可以将电压不变点做接地处理呢？

对图 Section9-3(a)所示的线性系统，它有一个输入，称为  $u_i$ ，输出称为  $u_o$ ，当输入存在变化量时，可以表示为：

$$u_i = U_1 + u_i$$

其中， $U_1$ 是输入中固定不变的量，而  $u_i$ 是输入中的变化量。

图中， $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$ 是整个电路中电压不变点，无论它们是外部接入的，还是内部形成的，在线性系统中，整个输出均可表示为：

$$u_o = mu_i + m_1U_1 + m_2U_2 + m_3U_3 = U_0 + u_o$$

在一个线性系统中，可以使用叠加原理：

$$u_o = u_{o_{ui}} + u_{o_{U1}} + u_{o_{U2}} + u_{o_{U3}}$$

其中， $u_{o_{ui}}$ 代表仅有纯粹的变化量 $u_i$ 做输入时产生的输出， $u_{o_{U1}}$ 代表仅有  $U_1$ 作为输入时的输出。 $u_{o_{U2}}$ 代表仅有  $U_2$ 作为输入时的输出。可以看出，后四项不会产生任何变化量

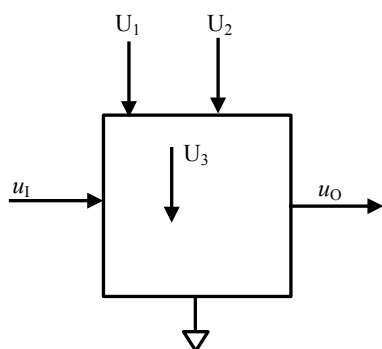


图 Section9-3(a)静态

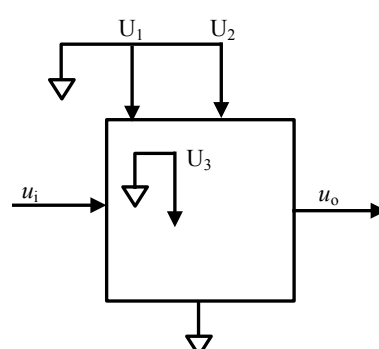


图 Section9-3(b)动态

输出。因此，输出变化量为：

$$u_o = u_{o_{ui}}$$

即仅当输入变化量存在时的输出。而在叠加原理应用中，求解仅有  $u_i$ 存在时的输出，需要将全部其它输入做接地处理。因此，就形成了图 Section9-3(b)所示的动态电路。

这就是为什么。

## 动态求解法举例

电路如图 Section9-4(a)所示。当  $U_1$ 发生变化量为  $u_i$ ，求  $U_0$ 变化量的表达式。



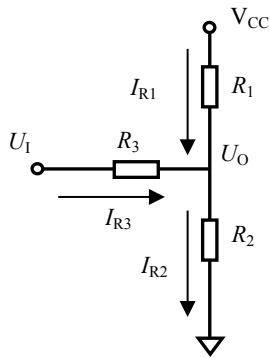


图 Section9-4(a)输入不变化

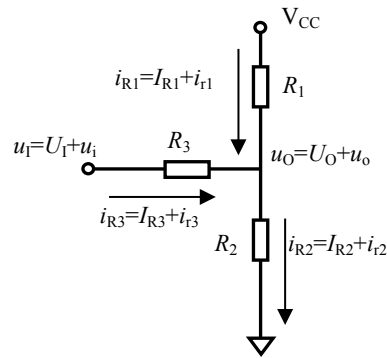


图 Section9-4 (b) 输入存在变化

读者可以先按照笨办法求解：写出输入为  $U_1$  时的  $U_0$  表达式，再写出输入为  $U_1+u_i$  时的  $U_0$  表达式，两者相减即可得到结果。

使用叠加原理，此电路输出受两个输入影响， $u_i$  以及  $V_{CC}$ ，则有：

$u_i$  单独作用时，将  $V_{CC}$  接地，得：

$$u_{O_{u_i}} = u_i \times \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_3}$$

$V_{CC}$  单独作用时，将  $u_i$  接地，得：

$$u_{O_{V_{CC}}} = V_{CC} \times \frac{R_3 // R_2}{R_3 // R_2 + R_1}$$

根据叠加原理，总输出为：

$$u_o = u_{O_{u_i}} + u_{O_{V_{CC}}} = u_i \times \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_3} + V_{CC} \times \frac{R_3 // R_2}{R_3 // R_2 + R_1}$$

当输入没有变化量时， $u_i=U_1$ ，即一个不变的电压，则有：

$$u_{O1} = U_1 \times \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_3} + V_{CC} \times \frac{R_3 // R_2}{R_3 // R_2 + R_1}$$

当输入存在变化量时， $u_i=U_1+u_i$ ，即一个不变的电压加上一个变化量，则有：

$$u_{O2} = (U_1 + u_i) \times \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_3} + V_{CC} \times \frac{R_3 // R_2}{R_3 // R_2 + R_1}$$

两个输出表达式直接相减，就是输出存在的变化量，用小写  $u_o$  表示：

$$u_o = u_{O2} - u_{O1} = u_i \times \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_3}$$

这样求解，看起来还是比较麻烦的。如果按照动态求解法，就会非常简单：

画出动态等效电路如图 Section9-5 所示。直接写出答案：

$$u_o = u_i \times \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_3}$$

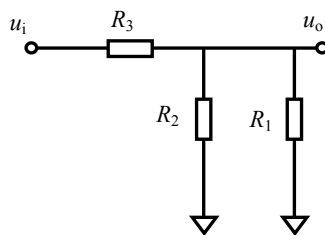


图 Section9-5 “图 Section9-4” 的动态等效电路

## Section10. 双极型晶体管的动态模型——微变等效模型

以前述动态求解方法为基础，可以获得晶体管的动态模型。所谓的动态模型，是指一个新的电路结构，它由我们已经熟悉的电路元器件组成，包括电阻、电容、电感、电源、受控源等，针对动态输入，也就是输入的变化量，该电路结构可以客观表征原晶体管各个节点电压、支路电流的变化量。

比如，一个稳压管包括击穿电压、击穿后的曲线斜率等信息，如果用基本电路元件去完整描述它，需要较多元件。但是在击穿状态下，它可以被描述成一个只表征击穿曲线斜率的电阻  $r_z$ ——当电压发生  $\Delta u_z$  的变化量，一定会出现  $\Delta i_z$  的电流变化量，且有：

$$\Delta i_z = \frac{\Delta u_z}{r_z}$$

动态模型是完整模型的简化，有助于简化动态结果的求解过程，但只对动态输入，即输入变化量有效。

下面看看如何构造晶体管的动态模型。

晶体管低频动态模型只使用电阻、受控电流源即可实现，它客观描述如下动态变化过程：

$u_{BE}$  的变化量，会导致  $i_B$  产生多大的变化量；

$i_B$  的变化量，会导致  $i_C$  产生多大的变化量；

晶体管的高频模型，还包括电容器，以描述上述变化量关系在高频时的改变。理论上说，晶体管的高频模型涵盖了高频、低频，低频模型只是高频模型的一个子集。但是，针对低频信号，使用相对更为简单的低频模型，就足够了。因此，本节只研究低频模型。

假设图 Section10-1 电路具有合适静态工作点。当把输入信号耦合到电路中，晶体管的信号传递过程体现在如下几个环节：

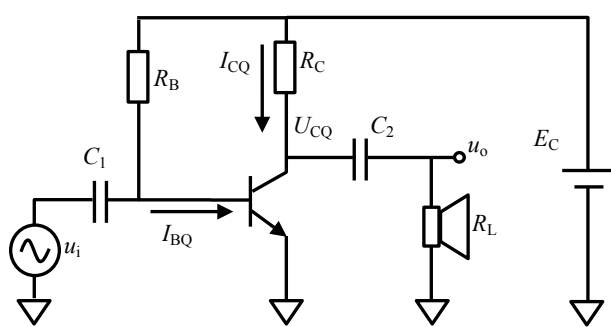


图 Section10-1 实现输入、输出耦合的放大电路

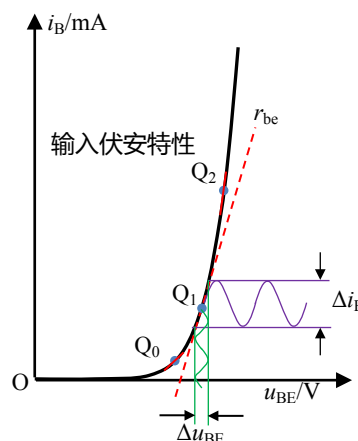


图 Section10-2 输入伏安特性的微变等效

### 从 $\Delta u_{BE}$ 到 $\Delta i_B$ :

在静态工作点  $Q_1$ ， $u_{BE}$  存在静态值，在此基础上由于信号的作用，使得  $u_{BE}$  发生了峰峰值为  $\Delta u_{BE}$  的变化量，进而引起  $i_B$  发生了峰峰值为  $\Delta i_B$  的变化量。这个环节可以用一个动态电阻  $r_{be1}$  来近似表述。从图 Section10-2 看， $Q_1$  点的动态电阻，理论上就是该点切线斜率的

倒数。当输入变化量  $\Delta u_{BE}$  非常小时，用图 Section10-2 中虚线来近似描述输入伏安特性曲线在  $Q_1$  处的微小一段，是非常吻合的。

对输入伏安特性中的任何一个静态工作点，有：

$$r_{be} = \lim_{\Delta u_{BE} \rightarrow 0} \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{1}{\frac{di_B}{du_{BE}}}$$

在不同的静态工作点处，动态电阻是不同的，经研究，在放大状态下， $Q_1$  点处的动态电阻可以近似表示为：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ1}}$$

(Section10-1)

其中  $r_{bb'}$  称为体电阻，一般为几  $\Omega$ ~几百  $\Omega$ 。常温下  $U_T$  为 26mV。本书实验中，一般选择  $r_{bb'}=40\Omega$  左右，也可以采用题目给定值。

此时，当  $u_{BE}$  产生如图正弦变化量，其峰峰值为  $\Delta u_{BE}$ ，就会产生峰峰值为  $\Delta i_B$  的电流波形。两者的比例关系，近似为  $r_{be}$ 。

$$\Delta i_B \approx \frac{\Delta u_{BE}}{r_{be}}$$

当  $\Delta u_{BE}$  非常小时，两者近似程度很高。这就是为什么我们将这个模型称为“微变等效模型”的原因。

### 从 $\Delta i_B$ 到 $\Delta i_C$ ：

根据晶体管简化特性，这个过程可以用一个倍率为  $\beta$  的电流控制电流源表述。

至此，针对一个晶体管的微小动态变化过程，我们可以将晶体管用如图 Section10-3 所示的微变等效模型来表示。此后，我们将用全部小写的  $i_b$  代替  $\Delta i_B$ ， $u_{be}$  代替  $\Delta u_{BE}$ ， $i_c$  代替  $\Delta i_C$ ，它们的含义为这些变化量的峰峰值。

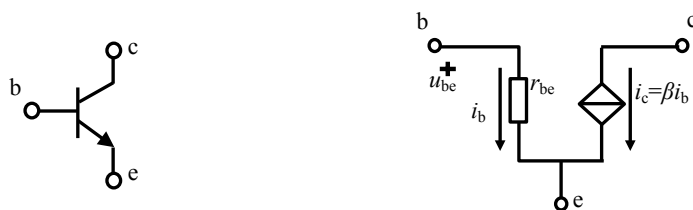


图 Section10-3 晶体管简化微变等效模型—低频

### 学习任务和思考题：

1) 晶体管完整等效模型如图 Section10-4。思考在低频下为什么能够转化成图 Section10-3。

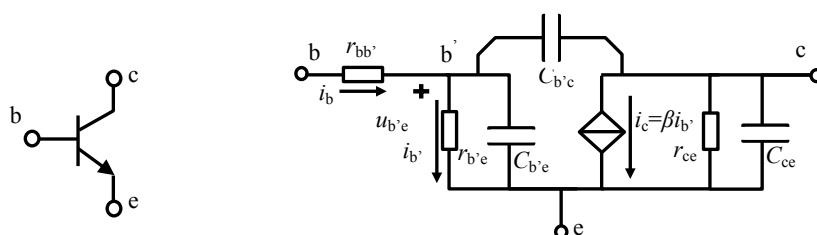


图 Section10-4 晶体管等效模型（含高频）

## Section11. 双极型晶体管放大电路的动态分析

晶体管放大电路分析，分为静态分析和动态分析两部分。静态分析主要完成晶体管静态工作点的求解，以确保晶体管放大电路处在合适的静态下，同时为式(Section10-1)求解  $r_{be}$  做好准备。而动态分析主要完成以下三个指标的计算：

### 动态分析的三个重要指标

#### 1) 电压放大倍数：

也叫电压增益，用  $A_u$  表示，也可以用  $G$  表示，无单位。当输入正弦波峰峰值为  $u_i$ ，输出正弦波的峰峰值为  $u_o$ ，则电压放大倍数为：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i}$$

电压放大倍数也常用 dB ( 英文为 deciBel，汉语称为分贝 ) 表示，其定义为：

$$A_u = 20 \times \log\left(\frac{u_o}{u_i}\right) (\text{dB})$$

即对原倍数取以 10 为底的对数，然后乘以 20。比如电压放大倍数为 100 倍，也可称为电压放大倍数为 40dB。常见的电压放大倍数和 dB 的关系如下：

表 Section11-1 电压增益数和 dB 数的对应

倍数	0.01	0.1	0.25	0.5	0.707	1	1.414	2	4	10	100	1000
dB	-40	-20	-12.04	-6.02	-3.01	0	3.01	6.02	12.04	20	40	60

#### 2) 输入电阻 $r_i$

在放大电路正常工作时，针对输入信号而言，从放大电路的输入端看进去的等效电阻。即输入信号电压变化量，除以由此产生的输入电流变化量，显然，它属于动态电阻。

$$r_i = \frac{u_i}{i_i}$$

多数情况下，我们希望一个放大电路的输入电阻越大越好。

#### 3) 输出电阻 $r_o$

指输出端带负载的能力。放大器不带负载时，其输出端具有的输出信号电压，叫空载电压，当放大器输出端接上负载后，一般情况下输出电压会下降。输出电阻越小的，这种下降越微弱。其具体含义与计算方法将在本节后续部分细讲。

### 动态分析的步骤

放大电路的动态分析，可以拆分成如下几个步骤：

#### 第一步，以晶体管微变等效模型为核心，针对原始电路画出动态等效电路

对原电路画出动态等效电路，分为如下要点：

- 1) 对电路中的电压不变点，实施接地。
- 2) 对电路中的大电容，实施短接。对电路中的小电容，实施开路。
- 3) 将晶体管，用晶体管的动态模型，即微变等效模型代替。
- 4) 稍作整理，画成较为顺眼的图。

以图 Section10-1 电路为例。由于输入信号一般为高频信号，图中  $C_1$  和  $C_2$  的容量足够大 ( 通常为 10-100 $\mu\text{F}$  )，因此在动态分析中，常常把大电容短接。将图中电压不变点接地。

将图中的晶体管，用晶体管微变等效模型代替。稍加整理，即可得到如图 Section11-1 的动态等效电路图。

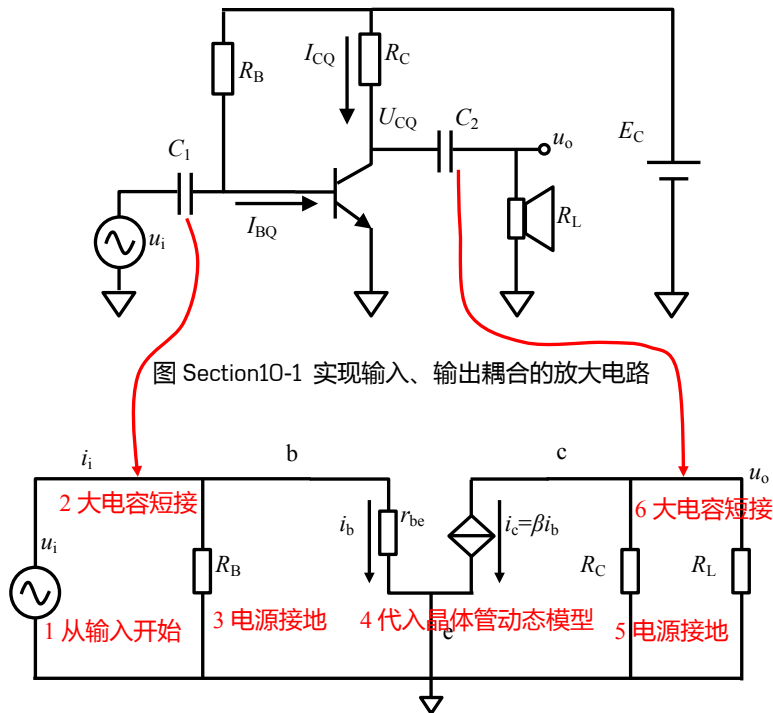


图 Section11-1 “图 Section10-1” 的动态等效电路

**第二步，依次求解  $A_u$ 、 $r_i$**

根据动态等效电路，可以很轻松得到如下结论：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b \times R_C // R_L}{i_b \times r_{be}} = -\frac{\beta \times R_C // R_L}{r_{be}}$$

[Section11-1]

注意，在求解放大倍数时，有一个窍门，就是把输入、输出都写成  $i_b$  的表达式，然后，消掉  $i_b$  即可。

而输入电阻为：

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = R_B // r_{be}$$

[Section11-2]

其中， $r_i$  的获得，仅靠眼睛就能看出来，无需计算。如果遇到更加复杂的电路，可以假设  $u_i$  已知的情况下，计算出电路的  $i_i$ ，然后按照式(Section11-2)前半部分求解即可。

**第三步，求解  $r_o$**

放大电路可以画成如图 Section11-2 所示的方框图。虚线内为放大电路本身，包括  $u_i$  输入， $u_o$  输出，输入电阻  $r_i$ ，输出电阻  $r_o$ ，以及最为关键的放大环节：压控电压源  $A_u u_i$ 。

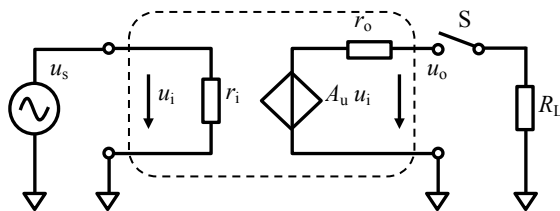


图 Section11-2 放大电路方框图

输出电阻的计算，可按照图 Section11-3 方法进行，此为理论分析法。

- 1) 先扔掉负载电阻。任何放大电路的输出电阻，都与负载电阻无关。
- 2) 让输入激励源=0，对电压输入短接即可，此时受控源一定变为 0。
- 3) 在输出端加一个虚拟电压源  $u_v$ ，在电路中计算由此引起的  $i_v$ ，则

$$r_o = \frac{u_v}{i_v}$$

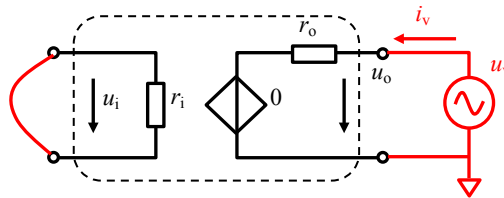


图 Section11-3 理论分析法求解输出电阻

根据这个方法，对图 Section11-1 动态等效电路进行处理，得到图 Section11-4，可得：

$$r_o = R_C$$

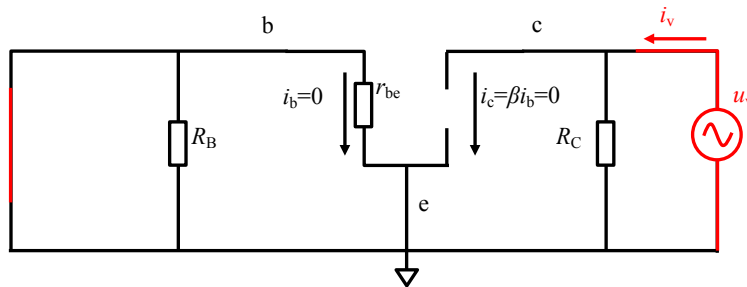


图 Section11-4 “图 Section11-1” 求解输出电阻

### 举例 1：

电路如图 Section11-5 所示。已知晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb'}=40.8\Omega$ ，基极静态电流为  $I_{BQ}=129.75\mu A$ ，其它元件如图标注。求解电路的中频电压放大倍数，输入电阻，输出电阻。

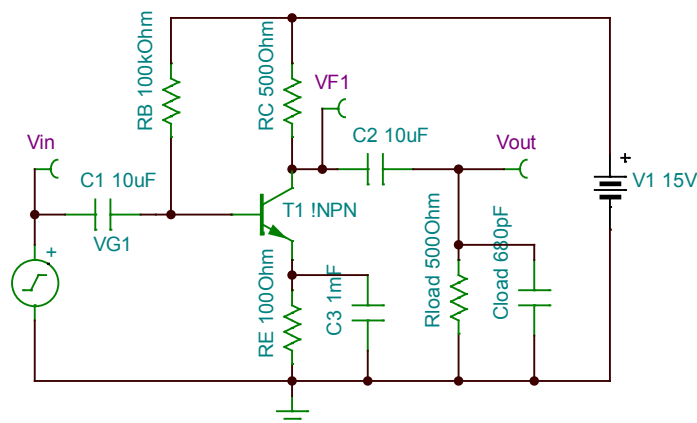


图 Section11-5 举例 1 电路

解：首先求解  $r_{be}$ ，根据式(Section10-1)：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ1}} = 40.8 + \frac{26mV}{0.12975mA} = 241.2\Omega$$

其次，画出动态等效图。牢记原则：大电容短接、小电容开路，电压不变点接地，将晶体管动态模型代入，稍加整理。具体画法是，先画一根长长的地线，然后从输入端开始，见什么画什么，把每个元件、晶体管都落到实处。图 Section11-6 为详细绘制过程，图 Section11-7 为最终的动态等效图。

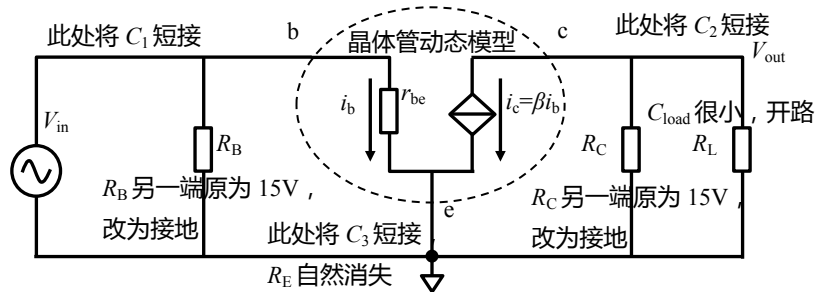


图 Section11-6 举例 1 的动态等效电路形成过程

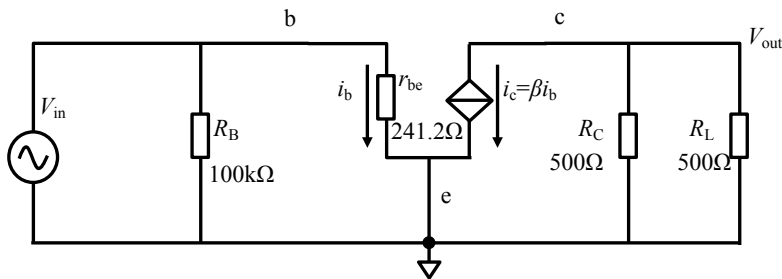


图 Section11-7 举例 1 的动态等效电路

第三，根据动态等效图，分别求解三大指标：

$$A_u = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-\beta i_b \times R_C // R_L}{i_b \times r_{be}} = -\frac{\beta \times R_C // R_L}{r_{be}} = -\frac{100 \times 500 // 500}{241.2} = -103.7$$

$$r_i = R_B // r_{be} \approx 241.2\Omega$$

$$r_o = R_C = 500\Omega$$

至此，解题完毕。

读者可以对上述电路，进行 TINA-TI 软件仿真，结合下一节讲述的实验测量法，可以发现，仿真实测结果与上述理论估算基本吻合。

### 举例 2：

电路如图 Section11-8 所示。已知晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb}=40.8\Omega$ ，基极静态电流为  $I_{BQ}=129.75\mu A$ ，其它元件如图标注。求解电路的中频电压放大倍数，输入电阻，输出电阻。



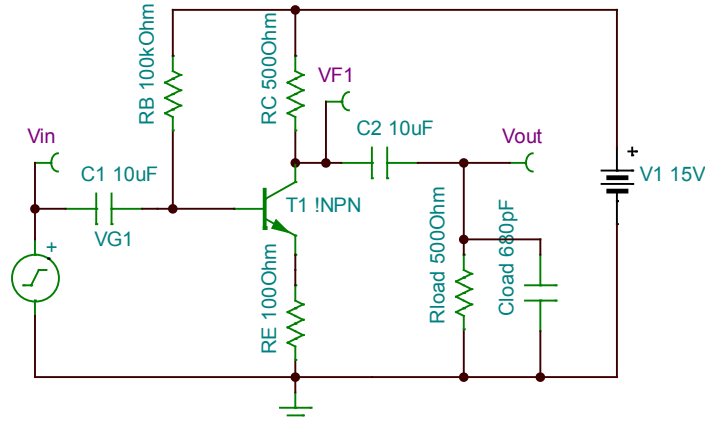


图 Section11-8 举例 2 电路

解：从电路可以看出，与举例 1 唯一的区别在于缺少电容  $C_3$ ，因此静态没有改变，电阻  $r_{be}$  也不变。动态等效图如图 Section11-9 所示。可以看出，由于  $C_E$  不存在了，也就无法实施短接，电阻  $R_E$  就暴露出来。此电阻的呈现，将直接影响动态分析结果。

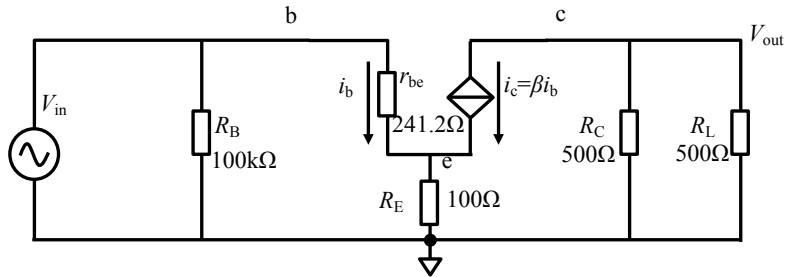


图 Section11-9 举例 2 电路的动态等效电路

$$A_u = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-\beta i_b \times R_C // R_L}{i_b \times (r_{be} + (1 + \beta)R_E)} = -\frac{\beta \times R_C // R_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_E} = -\frac{100 \times 500 // 500}{241.2 + 101 \times 100} = -2.42$$

$$r_i = R_B // (r_{be} + (1 + \beta)R_E) = 100k\Omega // 10.341k\Omega = 9.372k\Omega$$

$$r_o = R_C = 500\Omega$$

可见，缺少了电容  $C_E$ ，导致电阻  $R_E$  没有被短路，在相同的输入信号电压下，输入电流变小，这使得增益大幅度降低，而输入电阻则大幅度提升。

### 举例 3：

图 Section11-10 中 PNP 管的  $\beta=567$ ， $r_{bb'} = 1800\Omega$ ，求解电路的中频段带载电压放大倍数  $A_{uload}$ ，电路的输入电阻  $r_i$ ，以及电路的输出电阻  $r_o$ 。

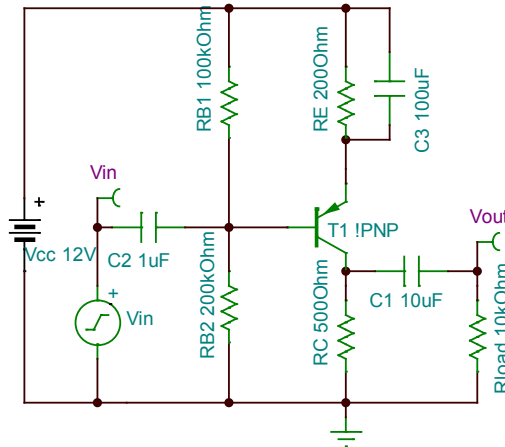


图 Section11-10 举例 3 电路

解：第一步，求解静态，为动态求解做准备。

细心的读者能够发现，此图的静态通路与 Section6 举例 2 中完全相同，因此本例不重复求解，直接利用已有答案：

$$I_{BQ} = \frac{3.3V}{180.07k\Omega} = 18.33\mu A$$

根据式(Section10-1)，求解 $r_{be}$ ：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 1800 + \frac{26mV}{18.33\mu A} = 3218\Omega$$

第二步，画出动态等效图，如图 Section11-11 所示。注意晶体管的发射极，通过大电容 C3 短接到电源，而电源是电压不变点，接地。另外，C1 和 C2 均短接。

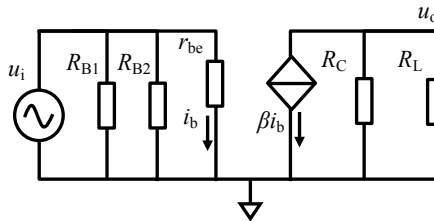


图 Section11-11 举例 3 电路

容 C3 短接到电源，而电源是电压不变点，接地。另外，C1 和 C2 均短接。

同时我们可以发现，PNP 管和 NPN 管在动态分析中没有任何区别。

第三步，根据动态等效图求解关键指标：

$$A_{u\text{load}} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b \times (R_C // R_L)}{i_b \times r_{be}} = -\frac{\beta \times (R_C // R_L)}{r_{be}} = -\frac{567 \times 476\Omega}{3218} = -83.87$$

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} = 3070\Omega$$

$$r_o = R_C = 500\Omega$$

#### 举例 4：

图 Section11-12 中晶体管为 2N3495，其静态 $\beta=72$ ，动态 $\beta=67$ ， $r_{bb'}=132\Omega$ 。VG1 为一个理想信号源，含有 $R_S=1k\Omega$ 的输出阻抗。1) 求解电路静态。2) 求晶体管的 $r_{be}$ 。3) 求 SW 断开时，空载电压放大倍数：

$$A_{us} = \frac{V_{out}}{V_s} \quad A_{ui} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

4) 求 SW 闭合时，带载电压放大倍数 $A_{usl}$ 、 $A_{uil}$ （同上）。5) 求 SW 闭合时，电路的

输入电阻。6) 求电路的输出电阻。

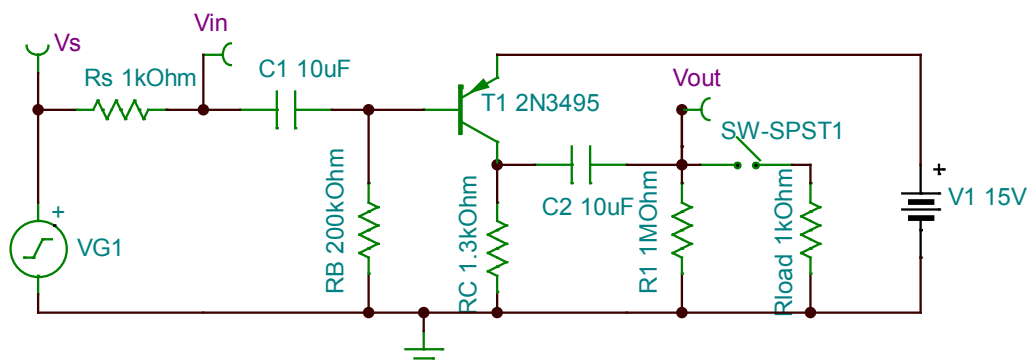


图 Section11-12 举例 4 电路

解：这是一个 PNP 管组成的共射极放大电路：电阻  $R_B$  和发射结形成通路，提供确定的静态电流  $I_{BQ}$ ，进而形成  $I_{CQ}$ ，完成了静态，电容  $C_1$  完成了阻容信号输入耦合，电容  $C_2$  完成了输出阻容耦合，形成了动态通路。

对这类题目，可以轻易看出电路属于放大结构，就不需要再啰嗦了，可以直接进入静态求解过程，当然它有可能不处于放大状态，而是饱和的。

1) 可以看出，原电路的静态通路只包含  $V_1$ ， $T_1$ ， $R_B$  和  $R_C$ ，可以写出如下关系：

$$V_1 = U_{EBQ} + I_{BQ} \times R_B$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{V_1 - U_{EBQ}}{R_B} = \frac{15 - 0.7}{0.2M\Omega} = 71.5\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta \times I_{BQ} = 72 \times 71.5\mu A = 5148\mu A = 5.148mA$$

$$U_{ECQ} = V_1 - I_{CQ} \times R_C = 15 - 5.148mA \times 1.3k\Omega = 8.3076V$$

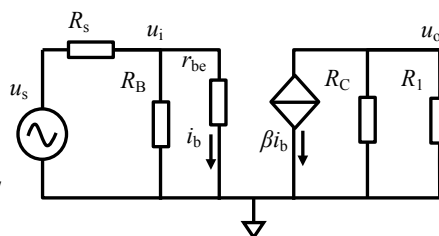
对 PNP 管来说， $U_{ECQ} > 0.3V$ ，说明其处于放大状态。静态求解完毕。

2) 利用式(Section10-1)，有：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 132 + \frac{26mV}{71.5\mu A} = 495.6\Omega$$

3) (说明。在解题时不需要) 题目中所述的空载，是指负载(电阻)没有接入的状态。而带载，则是负载接入的状态。图中，空载只接了  $1M\Omega$  电阻，是模拟测量用示波器的输入电阻，在计算放大倍数时， $1M\Omega$  电阻可以视为无穷大。显然，一般情况下，带载时输出信号幅度会比空载小。电路中，用一个开关来实现空载和带载的状态切换。另外，题目中要求空载时求解两个放大倍数，其一是输出除以原始输入信号  $V_s$ ，称为  $A_{us}$ ，但是，在实际中很难实现，原因是，任何信号源，都具有相对固定的输出电阻  $R_s$ ，多数是  $50\Omega$ ，这个电阻在信号源内部，你见不到。你能接触或者测量到的，是  $R_s$  的右侧，也就是右图中的  $u_i$  处。因此实际测量时，一般只能测到输出信号，以及  $u_i$  处信号，这才有了第二个放大倍数，输出除以  $u_i$ ，称为  $A_{ui}$ 。

按照标准画法，画出空载时电路的动态等效图，如右图。图中为了适应标准画法，对输入输出符号进行了重新定义。



$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{-\beta i_b \times (R_C // R_1)}{u_{R_s} + u_i} = \frac{-\beta i_b \times (R_C // R_1)}{R_s(i_b + \frac{i_b \times r_{be}}{R_B}) + i_b \times r_{be}} = -\frac{\beta(R_C // R_1)}{R_s + \frac{R_s r_{be}}{R_B} + r_{be}}$$

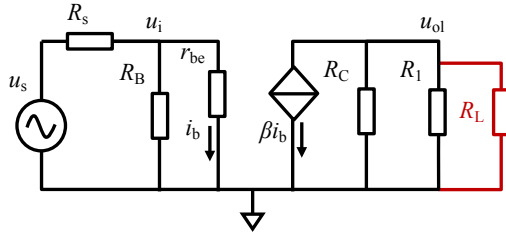
$$\approx -\frac{67 \times 1300}{1000 + \frac{1000 \times 495.6}{200000} + 495.6} = -58.14$$

$$A_{ui} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta(R_C // R_1)}{r_{be}} \approx -\frac{\beta R_C}{r_{be}} = -175.75$$

4) 与第 3 问唯一的区别在于输出端, 动态等效电路如下图。

$$A_{usl} = \frac{u_{ol}}{u_s} = -\frac{\beta(R_C // R_1 // R_L)}{R_s + \frac{R_s r_{be}}{R_B} + r_{be}} \approx -25.28$$

$$A_{uil} = \frac{u_{ol}}{u_i} = -\frac{\beta(R_C // R_1 // R_L)}{r_{be}} \approx -76.41$$



5) 求电路的输入电阻, 需要注意, 电路中的  $R_s$  是信号源的输出电阻, 而电路的输入端在原图中  $V_{in}$  处, 因此有:

$$r_i = r_{be} // R_B \approx r_{be} = 495.6\Omega$$

6) 电路的输出电阻, 是  $R_C$ 。

$$r_o = R_C = 1.3k\Omega$$

### 利用方框图简化求解

举例 4 中, 出现了 4 个放大倍数, 可能会把读者搞糊涂。利用方框图, 可以清晰解决这类问题。图 Section11-13 中, 虚线部分是一个标准放大电路的方框图, 它包含三个部分:

- 1) 输入电阻  $r_i$ , 两个真正输入端之间存在的, 相对于信号的等效电阻。
- 2) 空载电压放大倍数  $A_u$ , 图中受控电压源的值, 与两个真正输入端电压的比值。在举例 2 中, 就是空载时的  $A_{ui}$ , 也就是 175.75。
- 3) 电路的输出电阻  $r_o$ 。

注: 此方框图对共射极、共基极电路是有效的, 因为它们的输入环和输出环是相互独立的, 如方框图所示, 而对共集电极电路是无效的。

对输入端来说, 当已知电路的输入电阻  $r_i$  和串联电阻  $R_s$ , 可以根据图 Section11-13, 得到两个放大倍数  $A_{ui}$  和  $A_{us}$  之间的关系。

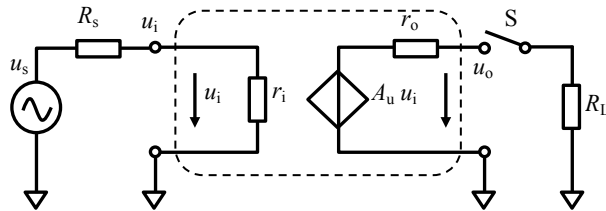


图 Section11-13 含信号源内阻的放大器框图

$$A_{ui} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_s \times \frac{r_i}{R_s + r_i}} = \left(\frac{R_s + r_i}{r_i}\right) \times \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_s + r_i}{r_i} \times A_{us}$$

(Section11-3)

同理, 可以得到:

$$A_{us} = \frac{r_i}{R_s + r_i} \times A_{ui}$$

[Section11-4]

上述结论，对负载是否连接都是成立的。

对输出端是否接负载，也可以列出如下关系：

$$A_{uil} = \frac{u_{ol}}{u_i} = \frac{u_o \times \frac{R_L}{R_L + r_o}}{u_i} = \frac{R_L}{R_L + r_o} \times A_{ui}$$

[Section11-5]

$$A_{ui} = \frac{R_L + r_o}{R_L} \times A_{uil}$$

[Section11-6]

上述结论，对输入端是否串联信号源内阻，都是成立的。

## Section12. 实验测量法

获得一个放大电路的三大动态指标，常用的有三种方法，分别为理论分析法、实验测量法、以及仿真测量法。前面讲述的方法前提是已知电路图，在电路图上直接分析，这叫理论分析法。还有一种情况是，你手里拿着一块可以正常工作的放大电路，要获得它的三大指标，只能动用实验室设备了，这叫实验测量法。另外，现在有很多仿真软件，比如 Multisim、PSPICE、TINA-TI 等，可以把电路图、实物电路转移到仿真软件平台上，利用仿真软件提供的仿真仪表，也可以获得电路的指标。

理论分析法需要扎实的理论基础，但是毕竟只是在纸上写写画画，还是比较方便的。但是，多数情况下，它采用了简化模型，因此分析准确度不高。实验测量法中，要用到信号源、示波器、晶体管毫伏表、万用表等仪器，还有选择信号源频率、幅度等，因此，操作起来要远比理论分析法困难。但是，显然这种方法是最为可靠的。仿真测量法操作简单，无需实际搭接电路，而且可信度较高，因此，近年来获得了广泛的应用。

### 放大倍数的实验测量方法

第一步。给放大电路供电，输入端接入正弦波信号源。考虑到电路中的隔直电容大小，一般可以选择 10kHz 作为信号频率（此频率下 10 $\mu$ F 电容的容抗为 1.59 $\Omega$ ，可以近似认为短路）。当电路的放大倍数较大时，为了避免输出端出现信号幅度过大带来的失真，一般选择输入正弦波幅度为 1~10mV 左右。

第二步。用示波器观察输出波形，应与输入信号同频率的正弦波，以不失真为目标。

第三步。用晶体管毫伏表测量输入信号有效值，记为  $U_{i\_rms}$ ，测量输出信号有效值，记为  $U_{o\_rms}$ ，则有：

$$A_u = \frac{U_{o\_rms}}{U_{i\_rms}}$$

对于粗略估计，也可以直接使用示波器，读取输出信号和输入信号的幅值，相除即可。

### 输入电阻的实验测量方法

一个放大电路的输入电阻，可能与输出是否带负载有关。在图 Section12-1 电路中，输入电阻是与负载无关的，但这不能表明所有电路均为如此。因此，测量一个放大电路的输入电阻，一般应标注清楚是否带负载，是多大的。本例中不接负载。

测量电路如图 Section12-1 所示， $u_s$  为正弦波信号源。 $T_1$ 、 $T_2$  为两个测试点。虚线框内，是待测的放大电路。

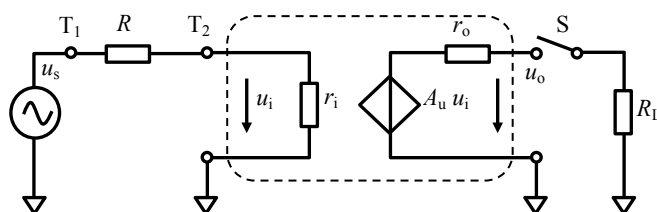


图 Section12-1 实验法测量输入电阻

第一步。给放大器供电。选择电阻  $R$  接入放大器的输入端， $R$  的选择一般应接近实际

输入电阻，以保证测量的准确性。选择信号源频率为 10kHz，选择信号源幅度为 1mV~10mV，理由同上。

第二步。用示波器观察输出信号，保证其输出正常。

第三步。用晶体管毫伏表分别测量  $T_1$  点信号有效值，记为  $U_{T1\_rms}$ ，测量  $T_2$  点信号有效值，记为  $U_{T2\_rms}$ ，则有：

$$r_i = \frac{U_{T2\_rms}}{U_{T1\_rms} - U_{T2\_rms}} R$$

### 输出电阻的实验测量方法

第一步。给放大器供电。选择信号源频率为 10kHz，选择信号源幅度为 1mV~10mV，理由同上。形成图 Section12-2 接法。

第二步。在开关 S 断开情况下，用示波器观察输出信号，保证其输出正常。

第三步。按照图 Section12-2 所示的步骤进行测量，则有：

$$r_o = \frac{u_{o\infty} - u_{oL}}{u_{oL}} \times R_L$$

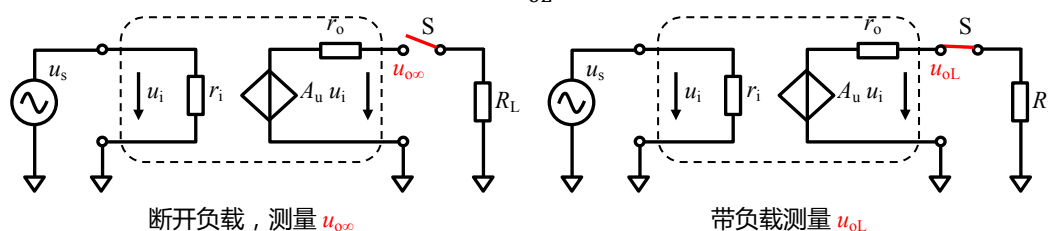


图 Section12-2 实验测量法获得输出电阻

很显然，为了获得更加准确的测量， $R_L$  特别大或者特别小都是不合适的。事先预估  $r_o$  的大小，选择  $R_L$  与它近似，是提高测量准确性的关键。据此，也有人对此方法进行改进，将  $R_L$  用一个电位器代替，不断调节电位器，使得  $u_{oL}=0.5u_{o\infty}$ ，然后拿下电位器，用万用表实测  $R_L$  的值，即为输出电阻。

### 学习任务和思考题：

- 1) 能否用万用表电阻档测量实际放大电路的输入电阻？
- 2) 能否用万用表电阻档测量实际放大电路的输出电阻？



## Section13. 共基极、共集电极放大电路和 PNP 管电路

此前我们给出的晶体管放大电路，多数为共射极电路。晶体管放大电路还有另外两种结构，共基极和共集电极。本节讲述这另外的两种电路结构，并分析它们与共射极电路的区别。

### 怎么区分共××极电路？

我们经常见到术语：共射极、共基极、共集电极电路，到底怎么区分呢？

输入信号加载到晶体管的哪个极，输出信号取自晶体管的哪个极，是决定叫共什么极的关键。理论上说，这种组合方式有 6 种。

从晶体管放大机理看，它的核心思路是“ $u_{BE}$  变化，引起  $i_B$  变化，映射出  $i_C$ 、 $i_E$  变化”。因此，能够让  $u_{BE}$  变化的就是输入信号——只有 b、e 两个极能够作为输入端。而输出信号一定在 c 或者 e 端。

这样，c 极不作为输入，而 b 极不作为输出。剩下的几种组合如下：

基极 b 输入，集电极 c 输出，叫共射极放大电路，全称为共发射极放大电路。

基极 b 输入，发射极 e 输出，这叫共集电极放大电路，也称射极跟随器。

发射极 e 输入，集电极 c 输出，这叫共基极放大电路。

**晶体管有三个极，一个作为输入，一个作为输出，剩下什么极，就叫共什么极放大电路。**

### 共基极放大电路

共基极放大电路如图 Section13-1。其静态偏置电路（直流通路）与 4 电阻共射级放大电路完全一致。在信号耦合中，从发射极输入，从集电极输出。为保证足够的电压增益，一般在基极增加大电容  $C_B$ 。

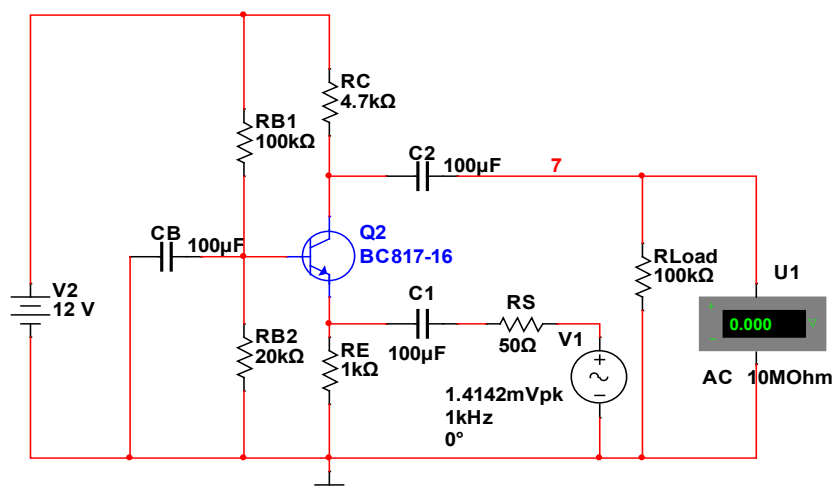


图 Section13-1 共基极放大电路

共基极放大电路的动态等效电路如图 Section13-2。为求解动态指标，设 e 端动态电位为  $u_e$ ，列出节点电压方程如下：

$$\begin{cases} \frac{u_e}{R_E} = \frac{u_s - u_e}{R_S} + (1 + \beta) \frac{0 - u_e}{r_{be}} \\ \beta \frac{0 - u_e}{r_{be}} = \frac{0 - u_o}{R'_L} \end{cases}$$

其中  $R'_L = R_C // R_L$ 。消去  $u_e$ ，得到

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{\beta R_E R'_L}{r_{be}(R_S + R_E) + (1 + \beta)R_S R_E}$$

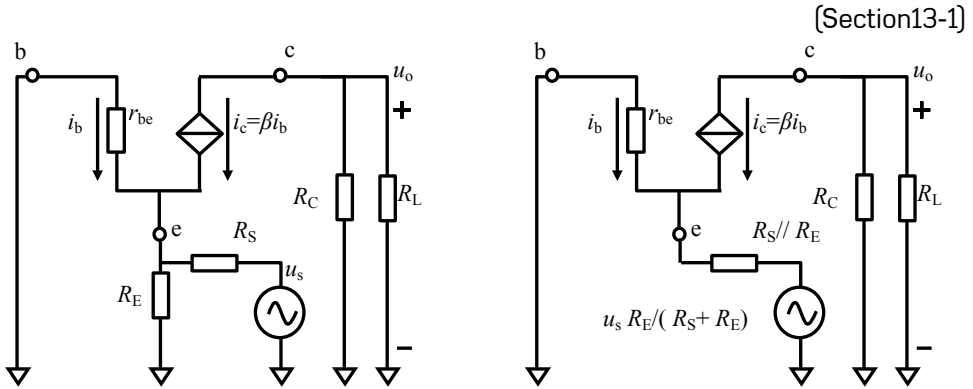


图 Section13-2 共基极电路的动态等效电路

图 Section13-2b 戴维宁等效电路

当信号源内阻  $R_S$  为 0，或者将 e 点视为输入  $u_i$

$$A_{ui} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

[Section13-2]

这说明，共基极放大电路在不考虑信号源内阻的情况下，具有与共射极放大电路大小相同的电压增益，只是极性为同相放大，而共射极电路是反相放大。

从[Section13-1]表达式上能看出， $R_S$ 以  $(1 + \beta)$ 倍呈现在分母上，它的存在，将大幅度降低电压增益。而共射极放大电路， $R_S$ 对电压增益的影响却没有这么明显。从信号源输出电阻与放大电路的输入电阻匹配角度，也可以猜想出，共基极放大电路的输入电阻应该比较小。

还有一种方法，不同于列节点电压方程，也能得到相同的结果。如图 Section13-2b 所示，我们先对输入环节进行戴维宁等效，然后直接写出答案：

$$\begin{cases} u_s \frac{R_E}{R_S + R_E} = i_b((1 + \beta)(R_S // R_E) + r_{be}) \\ u_o = \beta i_b R'_L \end{cases}$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{\beta i_b R'_L}{\frac{i_b((1 + \beta)(R_S // R_E) + r_{be})}{R_E} \times (R_S + R_E)} = \frac{\beta R_E R'_L}{r_{be}(R_S + R_E) + (1 + \beta)R_S R_E}$$

两种方法结论完全相同。

下面分析共基极电路的输入电阻：

输入电阻应是从输入端看进去的电阻，见图 Section13-2，它是电阻  $R_E$  和 e 端看进去电阻的并联，不应包括信号源内阻。而 e 端看进去的电阻是  $r_{be}$  和受控电流源等效电阻的并联，由于受控电流源流进电流是流进  $r_{be}$  的  $\beta$  倍，它的等效电阻应为  $r_{be}/\beta$ ，因此：

$$r_i = R_E // r_{be} // \frac{r_{be}}{\beta} = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

[Section13-3]

这说明，共基极放大电路的输入电阻很小。

共基极放大电路的输出电阻仍是  $R_C$ ，求解方法与共射级电路相同。

$$r_o = R_C$$

(Section13-4)

举例 1：

电路如图 Section13-3 所示。图中晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb}=132\Omega$ ，其它参数如图标注。VG1 是信号源，含有  $R_s=50\Omega$  的内阻。

- 1) 求解电路静态；
- 2) 求电路的输入电阻；
- 3) 求电路的输出电阻；
- 4) 求中频段电压放大倍数：

$$A_{ui} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad A_{us} = \frac{V_{out}}{V_{G1}}$$

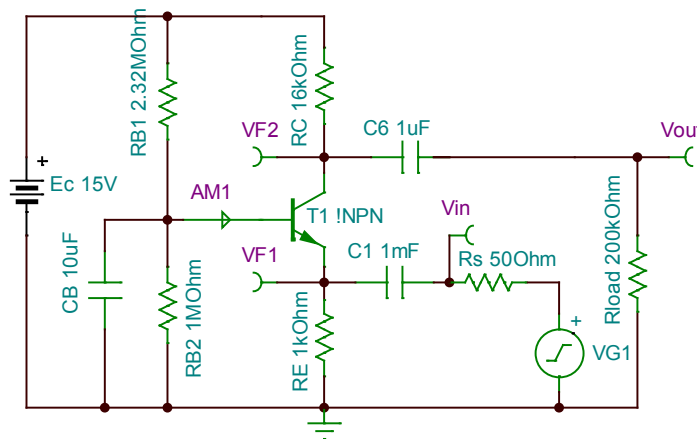


图 Section13-3 举例 1 共基极电路

解：

- 1) 先求解静态，静态通路自己画。熟悉了，可以不画，直接求解：

$$E_B = E_C \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 15 \times \frac{1}{1 + 2.32} = 4.518V$$

$$R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 0.6988M\Omega$$

列出输入回路等式如下：

$$E_B - U_{BEQ} = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_E)$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \approx \frac{4.518 - 0.7}{698.8k\Omega + 101 \times 1k\Omega} = 4.77\mu A$$

在 TINA-TI 中仿真实测  $I_{BQ}=4.87\mu A$ ，存在误差，其原因是此时  $I_{BQ}$  很小，PN 结导通电压也会比 0.7V 稍小，仿真实测中为 0.628V。这会引发后续分析中，处处都存在误差。但我们在理论分析过程中，先不要理睬这个误差。继续。

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 0.477mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - (1 + \beta)I_{BQ}R_E = 6.886V$$

晶体管  $U_{CEQ} > 0.3V$ ，处于放大状态。

根据静态电流，利用式(Section10-1)，求解晶体管的  $r_{be}$ 。

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 132 + \frac{26\text{mV}}{4.77\mu\text{A}} = 5582\Omega$$

2) 求解输入电阻。根据图 Section13-2 动态等效电路，以及式(Section13-3)：

$$r_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 1000 // \frac{5582}{101} = 52.37\Omega$$

3) 求解输出电阻，根据图 Section13-2 动态等效电路：

$$r_o = R_C = 16\text{k}\Omega$$

4) 求解放大倍数。题目中要求为

$$A_{ui} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

是指输出信号除以  $V_{in}$  点信号，等同于给  $V_{in}$  点加载了一个输出内阻等于 0 的信号源，利用式(Section13-2)，得：

$$A_{ui} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} = \frac{100 \times (16000 // 200000)}{5582} = 265.4$$

而

$$A_{us} = \frac{V_{out}}{V_{G1}}$$

则可以利用式(Section13-1)，得：

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{\beta R_E R'_L}{r_{be}(R_S + R_E) + (1 + \beta)R_S R_E} = 135.77$$

也可利用方框图法，据式(Section11-4)，得到相同的结论：

$$A_{us} = \frac{r_i}{R_S + r_i} \times A_{ui} = \frac{52.37}{50 + 52.37} \times 265.4 = 135.77$$

## 共集电极放大电路

共集电极放大电路如图 Section13-4 所示。

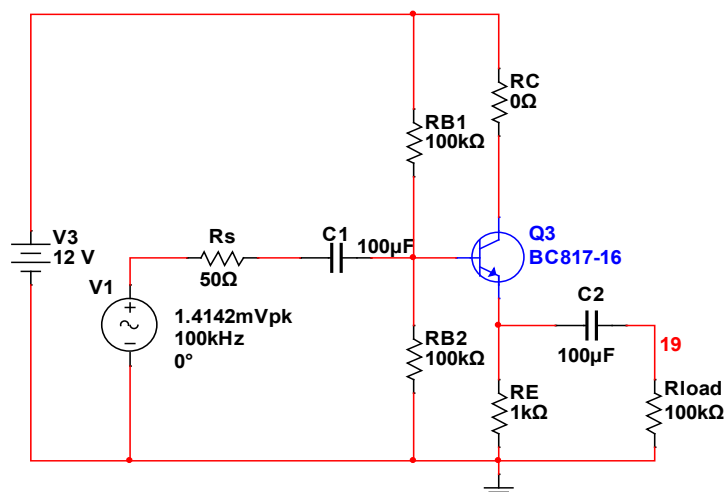


图 Section13-4 共集电极放大电路

在提供静态的偏置电路中，它与共射级、共基极电路唯一的区别在于， $R_C$  可以为 0。其实细细想想，在共射级、共基极电路中， $R_C$  的存在也不是静态偏置电路所必须的，只要

这个通路是畅通的，晶体管就可以处于  $I_{BQ}$  所决定的静态下。在共射级、共基极电路中， $R_C$  的作用是将  $i_c$  的变化量演变成电压变化量，以实现电压放大输出。

但是在共集电极放大电路中，电路的输出端变为发射极，此时  $R_C$  不是必须的，而  $R_E$  变成了必须的——就靠它将  $i_E$  的变化量演变成电压变化量，以实现电压放大输出。

电路的静态分析与前述两类电路基本相同，不赘述。

$$E_B = E_C \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \approx \frac{E_B - 0.7}{R_B + (1 + \beta)R_E}$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ}R_E$$

动态等效电路如图 Section13-5 所示。

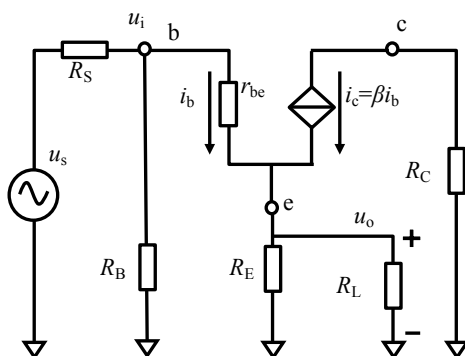


图 Section13-5 共集电极电路的动态等效电路

$$A_{ui} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{i_b(1 + \beta)R'_L}{i_b(r_{be} + (1 + \beta)R'_L)} = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}$$

[Section13-5]

其中， $R'_L = R_E // R_L$ 。多数情况下， $(1 + \beta)R'_L \gg r_{be}$ ，则  $A_{ui}$  近似为 1。即本电路的电压增益约为 1，且输入输出同相，因此也叫共集电极放大电路为“射极跟随器”。

共集电极放大电路的输入电阻为：

$$r_i = R_B // (r_{be} + (1 + \beta)R'_L)$$

[Section13-6]

很显然，共集电极放大电路的输入电阻远大于共射极放大电路的输入电阻（约为  $r_{be}$ ），更大于共基极放大电路的输入电阻（约为  $r_{be}/(1 + \beta)$ ）。此特性是射极跟随器的显著优点。

在已知输入电阻情况下，利用式(Section11-4)得：

$$A_{us} = \frac{r_i}{R_S + r_i} \times A_{ui}$$

参照共基极放大电路输入电阻求解方法（式 Section13-3），共集电极放大电路的输出电阻为：

$$r_o = R_E // \frac{r_{be} + R_S // R_B}{1 + \beta}$$

[Section13-7]

其输出电阻很小，一般仅有几个  $\Omega$  到数十  $\Omega$ 。

射极跟随器，虽然不具备电压放大能力，但是第一具有电流放大能力，第二具有输入电阻大、输出电阻小的特点，使其在扩流、阻抗匹配中获得了广泛应用。

需要特别指出的是，共射级、共基极电路都有如下特点：输入电阻与负载无关，输出电阻与信号源内阻无关。但共集电极电路却不是如此。它的输入电阻与负载大小有关，而输出电阻与信号源内阻有关，在多级电路级联时，需要特别注意。

## 举例 2

电路如图 Section13-6 所示。图中晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb'}=132\Omega$ ，其它参数如图标注。VG1 是信号源，含有  $R_s=50\Omega$  的内阻。

- 1) 求解电路静态；
- 2) 求电路的输入电阻；
- 3) 求电路的输出电阻；
- 4) 求中频段电压放大倍数：

$$A_{ui} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad A_{us} = \frac{V_{out}}{V_{G1}}$$

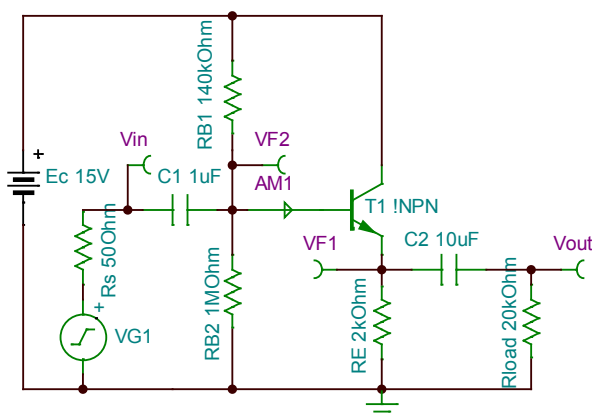


图 Section13-6 举例 2 共集电极放大电路

解：1) 求解静态：

$$E_B = E_C \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 15 \times \frac{1}{0.14 + 1} = 13.16V$$

$$R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 122.81k\Omega$$

列出输入回路等式如下：

$$E_B - U_{BEQ} = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_E)$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \approx \frac{13.16 - 0.7}{122.81k\Omega + 101 \times 2k\Omega} = 38.36\mu A$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 3.874mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ}R_E = 15 - 3.874 \times 2 = 7.25V$$

因  $U_{CEQ} > 0.3V$ ，晶体管处于放大状态，上述求解合理。

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 132 + \frac{26mV}{38.36\mu A} = 809.79\Omega$$

2) 求解输入电阻。利用式(Section13-6)得：

$$r_i = R_B // (r_{be} + (1 + \beta)R'_L) = 122.81\text{k}\Omega // 184.45\text{k}\Omega = 73.72\text{k}\Omega$$

3) 求解输出电阻。利用式(Section13-7)得：

$$r_o = R_E // \frac{r_{be} + R_S // R_B}{1 + \beta} = 8.48\Omega$$

4) 利用式(Section13-5)，先求解：

$$A_{ui} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L} = 0.9956$$

再根据式(Section11-4)求解：

$$A_{us} = \frac{r_i}{R_S + r_i} \times A_{ui} = \frac{73.72\text{k}\Omega}{50 + 73.72\text{k}\Omega} \times 0.9956 = 0.9949$$

从这里可以看到，两个放大倍数差异很小。这源自于此电路极高的输入电阻 73.72kΩ，以及信号源较小的内阻 50Ω。也就是说，信号源内阻对这个电路的放大倍数影响不大。

## PNP 管放大电路

PNP 管构成的单管放大器，与 NPN 管基本一致。最简单的组成方式为，将原 NPN 管电路中的晶体管换成 PNP 管，且将供电电源改为负电源即可。这两种管子构成的电路，仅在静态分析中有区别，在动态分析中，完全一样。

分析 PNP 管的静态，有两种方法，随你喜好任选一种即可。但，不要混用两种。

**方法一：对 PNP 管的全部伏安特性，都实施反向定义：**

1) 所有的电流方向，均与 NPN 管相反。比如，NPN 管的基极电流方向，定义是流进基极的，而在 PNP 管中，则定义为流出基极的。集电极和发射极电流也做类似的处理，这可以参考图 Section1-7。

2) 所有的电位差定义，也相反。发射结电压在 NPN 管中用  $u_{BE}$  表示，在 PNP 管中则用  $u_{EB}$  表示，集电极和发射极之间电位差，在 NPN 管中用  $u_{CE}$  表示，在 PNP 管中则用  $u_{EC}$  表示。

这样定义后，NPN 管具备的所有特性，都将在 PNP 管中一一对应。比如：

1) NPN 管的输入伏安特性，纵轴是  $i_B$ ，横轴是  $u_{BE}$ ，其形状是随着电压越来越大，电流逐渐增大，在 0.7V 后电流明显增大。而 PNP 管的输入伏安特性，将与此完全相同。

2) 输出伏安特性，PNP 与 NPN 也是完全一样的，唯一的区别在于定义，横轴不再是  $u_{CE}$ ，而是  $u_{EC}$ 。

3) 饱和区的界定，NPN 管是，当  $u_{CE} < 0.3V$ ，进入饱和区，PNP 管是：当  $u_{EC} < 0.3V$ ，进入饱和区。

**方法二：遵循 NPN 管已有的全部定义，那么所有求解值都将是反的，所有的图，都从第一象限镜像到第三象限。**

在 NPN 管伏安特性中，无论输入特性还是输出特性，都在第一象限；在 PNP 管中，如果遵循 NPN 管电压、电流定义，那么这两个特性曲线，都出现在第三象限。因此，电压、电流方向都发生了反转。 $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $I_{EQ}$  都将是负值， $U_{BEQ}$ 、 $U_{CEQ}$  也将是负值。且，管子饱和的条件变为： $U_{CEQ} > U_{CES} = -0.3V$ 。

本节重点讲述方法二。

如图 Section13-7 是一个负电源供电的 PNP 共射级放大电路， $\beta=185.2$ 。



利用戴维宁等效，对本电路进行静态分析如下：

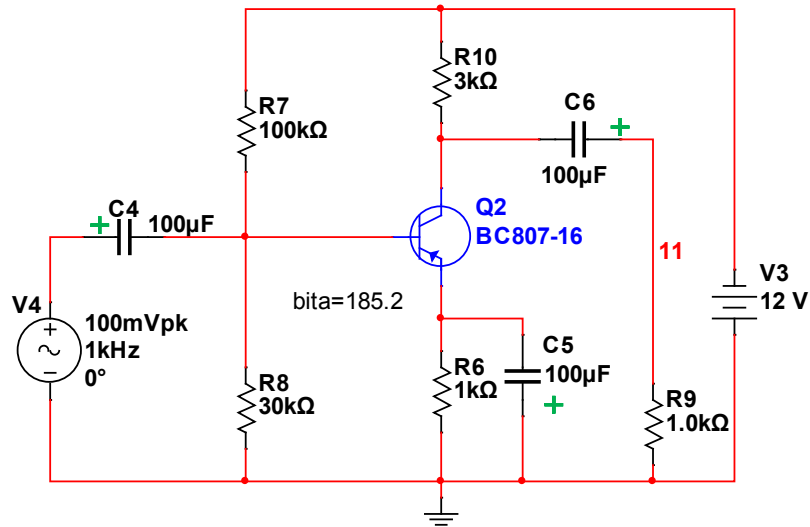


图 Section13-7 负电源 PNP 管共射级放大电路

$$E_B = V_3 \frac{R_8}{R_7 + R_8} = -2.77V, R_B = \frac{R_7 R_8}{R_7 + R_8} = 23.08k\Omega$$

$$E_B - U_{BEQ} = -2.77V - (-0.7V) = -2.07V = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_6)$$

$$I_{BQ} = \frac{-2.07V}{23.08k\Omega + 186.2k\Omega} = -9.89\mu A$$

$$U_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ}R_6 = -1.84V$$

$$U_{CQ} = -12V - \beta I_{BQ}R_{10} = -6.51V$$

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} = -4.67V$$

这说明，电路处于放大状态。

在求解晶体管微变等效模型中的 $r_{be}$ 时，需要稍加改变，为：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{|I_{BQ}|}$$

动态分析与 NPN 管完全一致，不赘述。

当只有正电源时，可以利用图 Section13-8 实现 PNP 管放大电路。这个电路是从图 Section13-7 电路直接得来的，只需更换位置，无需新的计算。如果不相信，我们来计算一下：

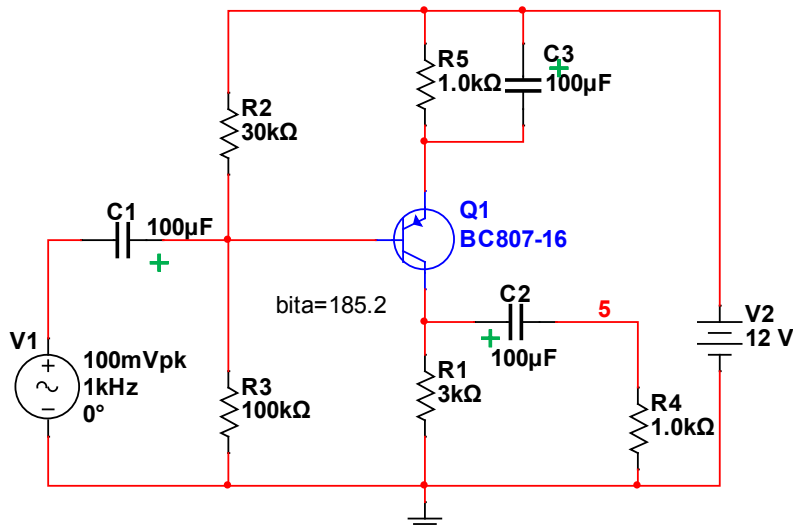


图 Section13-8 正电源 PNP 管共射级放大电路

$$E_B = V_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 9.23V, R_B = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 23.08k\Omega$$

$$E_B - U_{BEQ} - V_2 = 9.23V - (-0.7V) - 12V = -2.07V = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_6)$$

$$I_{BQ} = \frac{-2.07V}{23.08k\Omega + 186.2k\Omega} = -9.89\mu A$$

$$U_{EQ} = 12V + (1 + \beta)I_{BQ}R_5 = 10.16V$$

$$U_{CQ} = -\beta I_{BQ}R_1 = 5.49V$$

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} = -4.67V$$

虽然各点对地电位不同，但晶体管各管脚之间的电压是相同的，流进或者流出各管脚的电流是相同的，因此晶体管的工作状态是完全相同的。

电路中如果使用了电解电容（一般较大容值的电容都使用有极性的电解电容），则需要注意电容极性的区别。图中用绿色十字标注出了电解电容的正极。

### 电解电容的极性

电解电容具有极性，在外壳上印有“—”的管脚为负极，另一脚为正极。在使用中应保持正极电位高于负极电位——瞬间的反相不可怕，可怕的是持续反相。

当电解电容的负极电位持续高于正极电位，在电特性上，它的直流漏电阻会降低，类似于一个电阻并联于电容器，且等效的电容量也会下降，特别需要注意的是，这样还会导致电解电容发生爆炸。

### 学习任务和思考题：

1) 电路如图 Section13-9。晶体管的  $\beta=567$ ， $U_{BEQ}=-0.7V$ ， $r_{bb}=1800\Omega$ ，其他参数如图标注。其中电阻 R5 是负载电阻，VF1 是电路的输入，VF3 是电路的输出。

- 求解晶体管的静态  $I_{CQ}$ ， $U_{CEQ}$ ；
- 求解电路的放大倍数，输入电阻，输出电阻。

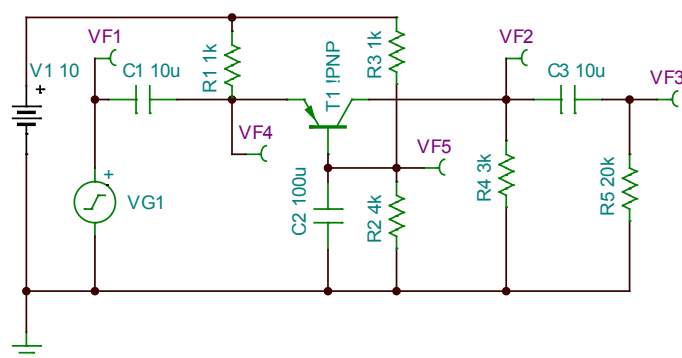


图 Section13-9 正电源 PNP 管共基级放大电路

2) 电路如图 Section13-10。晶体管的  $\beta=100$ ， $U_{BEQ}=0.7V$ ， $r_{bb}=132\Omega$ ，其他参数如图标注。其中 VG1 和 R5 串联，表征一个具有  $50\Omega$  输出电阻的信号源。

- 求解晶体管的静态  $I_{CQ}$ ， $U_{CEQ}$ ；
- 求 R7 上流过的静态电流。
- 求解电路的放大倍数：

$$A_{u1} = \frac{VF4}{VF1}; \quad A_{u2} = \frac{VF2}{VF1}; \quad A_{u3} = \frac{VF4}{VG1}; \quad A_{u4} = \frac{VF2}{VG1};$$

- 求解从 VF1 处，向右看进去的输入电阻。R4 为负载电阻，求解 VF4 处、VF2 处的输出电阻。当信号源设定 VG1 为幅度 100mV，频率 100kHz 的正弦波，画出 VF3 的波形。

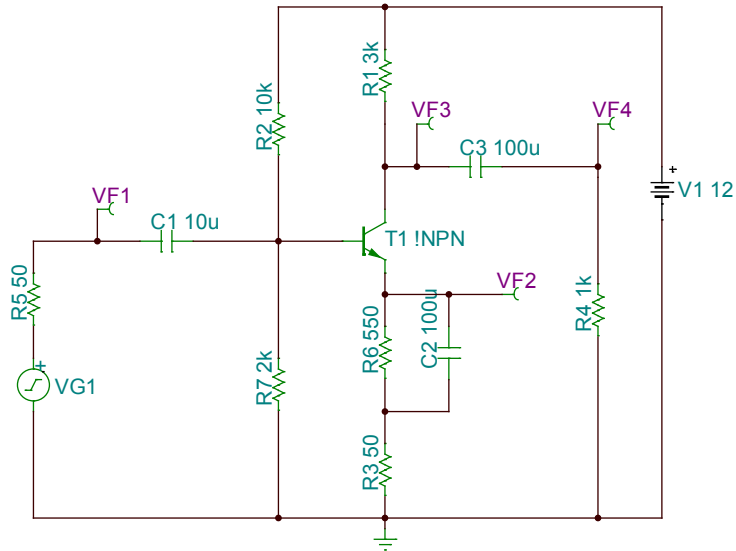


图 Section13-10

3) (选做题) 电路如图 Section13-11。晶体管为 BC817-25LT1，请通过 TINA-TI 仿真软件，自行获得其关键参数。其他参数如图标注。

- 求解电路的静态  $I_{CQ}$ ， $U_{CEQ}$ ，并与仿真实测进行对比。
- SW1 闭合时，求解电路的放大倍数，输入电阻，输出电阻，并利用仿真软件进行实测，然后对比。
- 当输入为幅度 5V，频率 1kHz 的正弦波，用仿真软件观察 VF2 波形，当 SW1 闭合或者断开时，观察 VF2 处波形发生的变化，解释为什么。

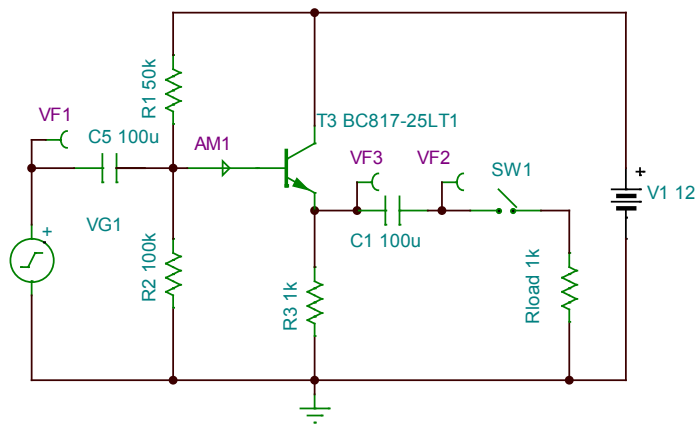


图 Section13-11

## Section14. 大信号情况下的失真分析

### 大信号失真

晶体管放大电路工作时，如果输入的正弦波信号很小，输出也是正弦波，没有失真。这是我们期望的状态。因此，我们常用微变等效电路分析，就是强调输入信号电压幅度必须很小，否则等效电路就不成立。

当输入正弦信号幅度过大，有多种因素会导致输出不再是正弦波，就产生了失真。这种失真被称为大信号失真。

造成大信号失真的一个明显的原因是，在输入信号正峰值或者负峰值处，会使得晶体管或者进入饱和区，或者进入截止区，此时晶体管失去了放大作用，输入发生变化时，输出不再变化，输出波形必然出现失真。这种失真被称为超范围失真。

造成大信号失真的另一个原因是，晶体管输入伏安特性的类指数规律。当输入正弦波电压信号很小时，可以用一个微小的直线段描述输入伏安特性。但信号较大时，输入伏安特性曲线中非直线的成分就完全显现出来，造成了  $u_{be}$  是正弦波，而  $i_b$  已经不是正弦波。这种失真没有特定的名称，只能用非线性失真描述。非线性失真非常复杂，本书暂不介绍。

### 饱和失真和截止失真

在超范围失真中，当晶体管进入饱和区产生的输出波形失真，称为饱和失真。当晶体管进入截止区产生的输出波形失真，称为截止失真。有时，输出波形会既有截止失真，也有饱和失真。

以图 Section14-1 电路为例，假设晶体管静态处于  $u_{CE}=U_{CEQA}$ ，当输入信号很小时， $u_C$  点输出电压波形如图 Section14-2 正常波形，即第一段，为一个标准正弦波，没有失真。此时增加输入信号幅度，输出信号幅度也会增加，但是  $u_C$  点电压最高不超过电源电压  $E_C$ ——此时，流过  $R_C$  的电流为 0，晶体管处于截止状态，就发生了截止失真——第二段输出波形出现了削顶。谨慎降低输入信号幅度，会减少这种失真，并逐渐达到图中第三段，刚好没有发生截止失真。

电路结构不变，改变  $R_B$ ，使得静态工作点变为  $U_{CEQB}$ ，此时较低的静态工作点（ $U_{CE}$  较小）更容易发生饱和失真。图 Section14-2 中第四段为恰好都没有失真的状态，而第五段波形则发生了饱和失真。

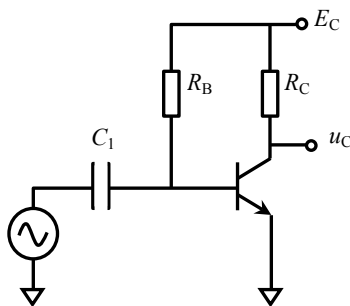


图 Section14-1

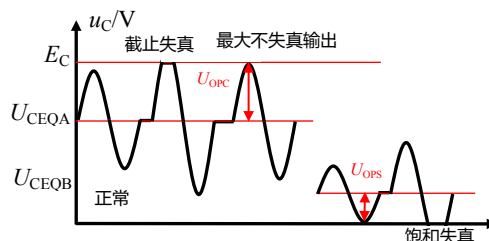


图 Section14-2

图 Section14-3 在晶体管输出伏安特性图中，演示了理想情况下晶体管发生饱和失真、截止失真的过程。

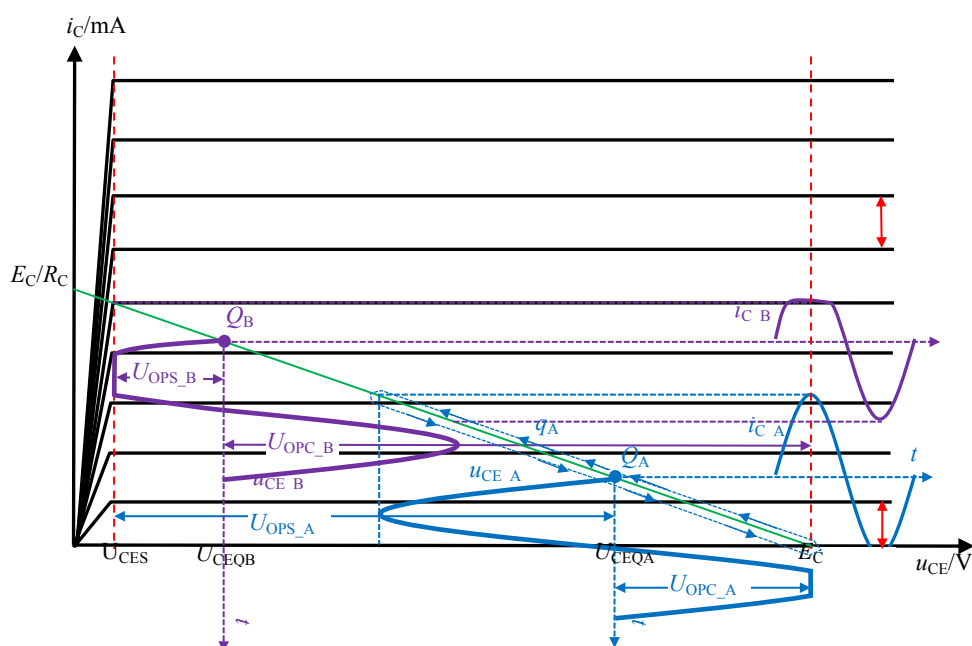


图 Section14-3 针对图 Section14-1 电路出现的饱和失真、截止失真

### 失真电压裕度(Distortion Voltage Margin)

所谓的失真电压裕度，是对输出电压信号不失真空间的描述，即有多大的电压空间，能保证输出电压信号不失真。其标准定义为：在一个晶体管放大电路中，输入为正弦波电压信号，输出所能达到的最大的不失真正弦信号的幅度，用  $U_{OP}$  表示，单位是 V。

而输出产生的超范围失真，或者由饱和引起，或者由截止引起，因此失真电压裕度，又被分成饱和失真电压裕度，用  $U_{OPS}$  表示，以及截止失真电压裕度，用  $U_{OPC}$  表示，且有：

$$U_{OP} = \min(U_{OPS}, U_{OPC}) \quad \text{[Section14-1]}$$

即总的失真电压裕度，是饱和失真电压裕度和截止失真电压裕度两者中的最小值，因为两者是“或”的关系，只要有一个失真了，总的就失真了。

传统教科书中，采用了“动态范围”来表示类似的概念：在一个晶体管放大电路中，输入为正弦波电压信号，输出所能达到的最大的不失真正弦信号的峰峰值，用  $U_{OPP}$  表示，单位是 V。但是很遗憾，动态范围(Dynamic Range)这个词，已被广泛应用于模数转换器 ADC 指标中，因此本书不再使用这个词。

当确定了当前静态工作点为  $Q(U_{CEQ}, I_{CQ})$ ，则饱和失真电压裕度为：

$$U_{OPS} = U_{CEQ} - U_{CES} \quad \text{[Section14-2]}$$

其中， $U_{CES}$  为晶体管的饱和压降，小信号情况下一般为 0.3V 左右。

截止失真电压裕度为：

$$U_{OPC} = U_{CE,max} - U_{CEQ}$$

[Section14-3]

其中， $U_{CE\_max}$  是指在输入信号加载情况下， $u_{CE}$  所能达到的最大电压，在图 Section14-1 电路中， $U_{CE\_max}$  即为  $E_C$ ，在其它电路中，这个值可能不是  $E_C$ 。

参照图 Section14-2，可以看出对于静态工作点  $Q_A$ ，其饱和失真电压裕度  $U_{OPS\_A}$  远大于其截止失真电压裕度  $U_{OPC\_A}$ 。而对于静态工作点  $Q_B$ ，其饱和失真电压裕度  $U_{OPS\_B}$  则小于其截止失真电压裕度  $U_{OPC\_B}$ 。

### 静态负载线和动态负载线

在图 Section14-1 电路中，保持电源电压  $E_C$  和电阻  $R_C$  不变，改变  $R_B$  可以确定一个静态工作点  $Q(U_{CEQ}, I_{CQ})$ 。全部静态工作点的集合，在输出伏安特性图上会形成一条直线，该直线就叫静态负载线。分析可知，静态负载线的方程为：

$$E_C = U_{CEQ} + I_{CQ} \times R_C$$

当确定了静态工作点后，一旦输入加载信号后，任何一个时刻，晶体管都有一个摆脱了  $Q$  点的新的组合  $(u_{CE}, i_C)$ ，此点被称为工作点，或者叫动态工作点，用小写  $q$  表示。显然，唯一的  $Q$  点是众多  $q$  点的子集。

众多  $q$  点的集合，一定会形成一条直线，该直线就叫动态负载线。

图 Section14-1 电路中，动态负载线的方程为：

$$E_C = u_{CE} + i_C \times R_C$$

[Section14-4]

可知，在此电路中，动态负载线与静态负载线是重合的。

静态负载线，描述了  $E_C$  和电阻  $R_C$  不变情况下，静态工作点改变受到的约束。而动态负载线，描述了电路开始工作后——即动起来以后， $u_{CE}$  和  $i_C$  在变化中受到的约束。

在图 Section14-3 中，静态负载线和动态负载线由于是重合的，都用绿色直线表示。显然， $Q_A$  点和  $Q_B$  点都应该在静态负载线上。而基于  $Q_A$  的工作点  $q$  移动的轨迹，如图中蓝色含箭头虚线所示。显然， $q$  点的移动，受到了  $u_{CE}$  不得大于  $E_C$  的限制，或者说是  $i_C$  不得小于 0 的限制，就出现了截止失真。

### 不重合的静态、动态负载线

前面分析的电路中，任何情况下，流过电阻  $R_C$  的电流始终为  $i_C$ ，因此式(Section14-2)成立。但是，在图 Section14-4 电路中，这个条件是不成立的。

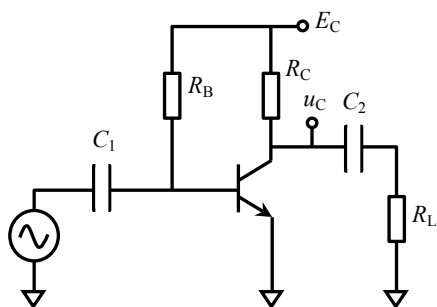


图 Section14-4

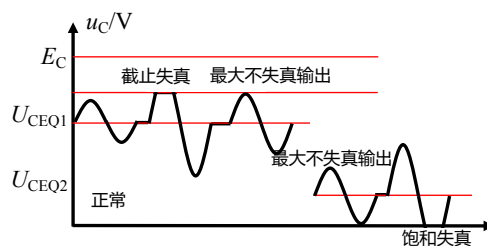


图 Section14-5

对于较高频率输入信号，电容  $C_2$  相当于短接，因此， $i_C$  中的变化电流即动态电流  $i_c$ ，

会按照比例分配给  $R_C$  和  $R_L$ 。利用动态分析方法可知，此时同样的动态电流  $i_c$ ，引起  $u_c$  端产生的动态电压，将比图 Section14-1 电路中的小。

或者用表达式说，图 Section14-1 电路中，有下式成立：

$$\Delta u_c = -\Delta i_c \times R_C$$

即动态负载线的斜率为  $-1/R_C$ ，如图 Section14-6 中的绿色线。

而在图 Section14-4 电路中，有下式成立：

$$\Delta u_c = -\Delta i_c \times (R_C // R_L)$$

即动态负载线的斜率变为  $-1/(R_C // R_L)$ ，负载线变为图 Section14-6 中红色线。可以推导出，动态负载线的方程为：

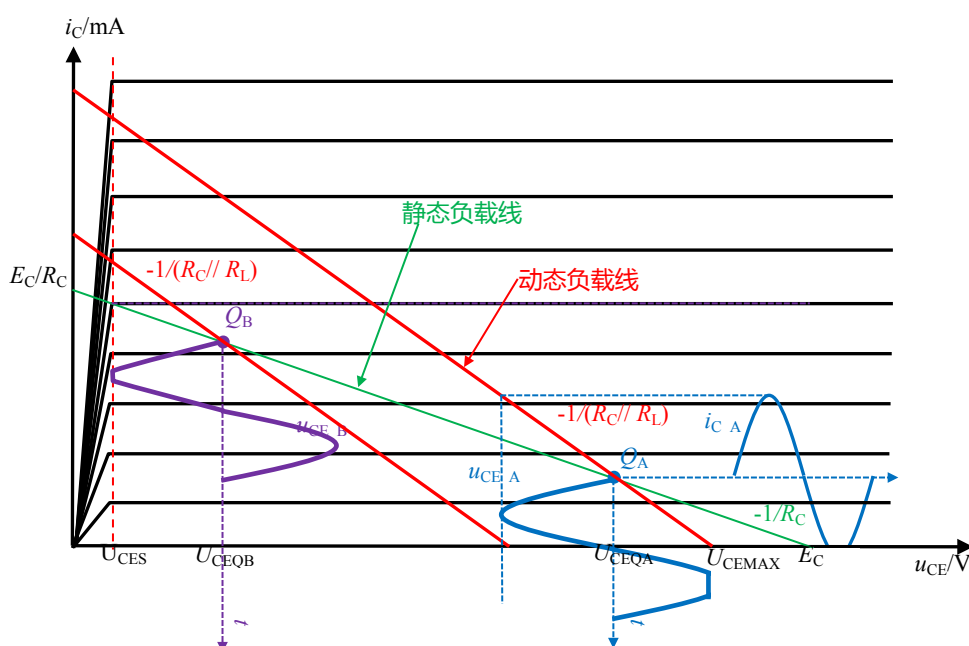


图 Section14-6 针对图 Section14-4 电路出现的饱和失真、截止失真

$$u_{CE} = U_{CEQ} + (R_C // R_L)(I_{CQ} - i_c)$$

据此将  $i_c = 0$  代入，可求得动态负载线与横轴的交点，即  $U_{CE\_max}$  为：

$$U_{CE\_max} = U_{CEQ} + I_{CQ} \times (R_C // R_L)$$

此时，电路的饱和失真电压裕度没有改变，但是截止失真电压裕度变为：

$$U_{OPC} = U_{CE\_max} - U_{CEQ} = I_{CQ} \times (R_C // R_L)$$

[Section14-5]

$$U_{OP} = \min(U_{CE\_max} - U_{CEQ}, U_{CEQ} - U_{CES}) = \min(I_{CQ} \times R_C // R_L, U_{CEQ} - U_{CES})$$

[Section14-6]

在图中我们假设  $R_L = R_C$ ，导致静态工作点为  $Q_A$  时，失真电压裕度变为原先的 1/2。

### 普适的失真电压裕度求解规则

按照上述分析，我们可以得出求解失真电压裕度的普适方法：

#### 1) 对饱和失真电压裕度：

$$U_{OPS} = U_{CEQ} - U_{CES}$$

[Section14-2]

无论动态负载线是否与静态负载线重合，这个方法都是有效的。

## 2) 对截止失真电压裕度：

静态工作点为  $Q(U_{CEQ}, I_{CQ})$ ，该点与截止失真发生点( $i_C=0$ )存在  $I_{CQ}$  的距离，我们试图求解的截止电压失真裕度，其实就是计算从  $Q$  点到截止失真发生点的电压距离。而截止失真发生点，是动态负载线和横轴的交点。

将  $i_C = 0$  代入，可求得动态负载线与横轴的交点，即  $U_{CE\_max}$  为：

$$U_{CE\_max} = U_{CEQ} + I_{CQ} \times R_C \parallel R_L$$

此时，根据式(Section14-3)，截止失真电压裕度变为：

$$U_{OPC} = U_{CE\_max} - U_{CEQ} = I_{CQ} \times R_C \parallel R_L \quad (\text{Section14-5})$$

$$U_{OP} = \min(U_{CE\_max} - U_{CEQ}, U_{CEQ} - U_{CES}) = \min(I_{CQ} \times R_C \parallel R_L, U_{CEQ} - U_{CES}) \quad (\text{Section14-6})$$

显然，动态负载线与静态负载线不重合，影响的只有截止失真电压裕度，它会变小。

### 举例 1：

电路如图 Section14-7 所示。晶体管的  $\beta=150$ ， $r_{bb}=50\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.75V$ ， $U_{CES}=0.3V$ ， $E_C=12V$ ，两个电容容值均足够大。问此时失真电压裕度是多少？当输入信号为正弦波，幅度为 20mV 时，会产生什么失真？输入信号幅度变为多少时，恰巧不失真？

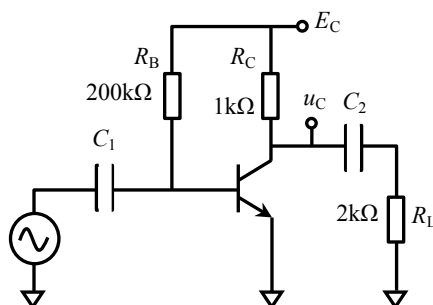


图 Section14-7

解：本题需要关心输入信号大小，必然需要电压增益，因此进行完整静态、动态求解。

静态求解：

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12V - 0.75V}{200k\Omega} = 56.25\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 8.4375mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ} R_C = 12V - 8.4375mA \times 1k\Omega = 3.5625V$$

$$r_{be} = r_{bb} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 50\Omega + \frac{26mV}{56.25\mu A} = 512.22\Omega$$

动态求解：

$$A_u = -\frac{\beta R_C \parallel R_L}{r_{be}} = -\frac{150 \times 666.67\Omega}{512.22\Omega} = -195.23$$

第一问，失真电压裕度求解：

直接利用式(Section14-6)得：

$$U_{OP} = \min(I_{CQ} \times R_C \parallel R_L, U_{CEQ} - U_{CES}) = \min(8.4375 \times 0.6667, 3.5625 - 0.3)$$

$$= \min(5.625, 3.2625) = 3.2625V$$



饱和失真电压裕度为 3.2625V，截止失真电压裕度为 5.625V，失真电压裕度为 3.2625V。

第二问：当输入信号幅度为 20mV，则输出信号幅度应为：

$$u_o = |A_u| \times u_i = 195.23 \times 0.02 = 3.9046V$$

它超过了饱和失真电压裕度，小于截止失真电压裕度，因此，输出将产生饱和失真，而没有截止失真。

第三问：当输入信号使得输出幅度为饱和失真电压裕度时，输出刚好不失真，即

$$U_{OPS} = |A_u| \times u_i = 3.2625V, \text{ 则}$$

$$u_i = \frac{U_{OPS}}{|A_u|} = \frac{3.2625V}{195.23} = 18.56mV$$

### 举例 2：

电路如图 Section14-8 所示。晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb}=132\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7V$ ， $U_{CES}=0.3V$ ， $E_C=15V$ ，三个电容容值均足够大。

1) 当 SW 断开时，求电路的失真电压裕度。当输入信号逐渐增大时，先发生什么失真？

2) 当 SW 闭合时，求电路的失真电压裕度。当输入信号逐渐增大时，先发生什么失真？

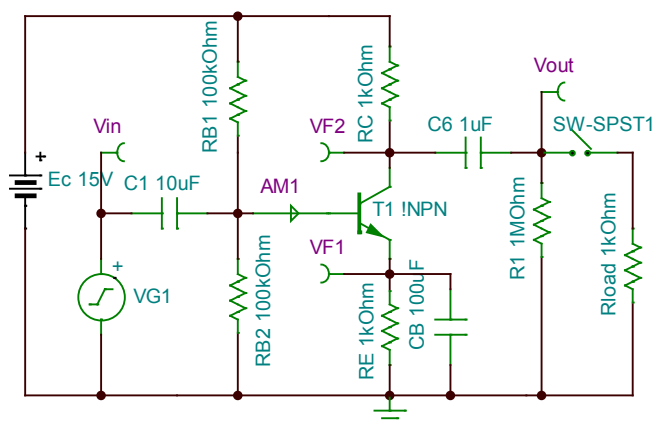


图 Section14-8 举例 2 电路

解：本题只要求失真电压裕度，不涉及输入信号大小，因此无需求解放大倍数，只求解电路静态，然后按照前述公式求解失真电压裕度即可。

$$E_B = E_C \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 15 \times \frac{100}{100 + 100} = 7.5V$$

$$R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 50k\Omega$$

列出输入回路等式如下：

$$E_B - U_{BEQ} = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_E)$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \approx \frac{7.5 - 0.7}{50k\Omega + 101 \times 1k\Omega} = 45.03\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 4.503mA$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 4.548mA$$

$$U_{EQ} = I_{EQ}R_E = 4.548V$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E = 15 - 4.503 - 4.548 = 5.949V$$

1) 当 SW 断开时, 相当于  $R_L=1M\Omega$ , 则有:

利用式(Section14-2), 饱和电压裕度为:

$$U_{OPS} = U_{CEQ} - U_{CES} = 5.949V - 0.3V = 5.649V$$

利用式(Section14-5), 截止失真电压裕度为:

$$U_{OPC} = I_{CQ} \times (R_C // R_L) = 4.503V$$

由于截止失真电压裕度小于饱和失真电压裕度, 即先发生截止失真。总的失真电压裕度  $U_{OP}$  是两者的较小值, 4.503V。

2) 当 SW 闭合时, 相当于  $R_L=1M\Omega//1k\Omega$  约为  $1k\Omega$ , 则有:

利用式(Section14-2), 饱和电压裕度为:

$$U_{OPS} = U_{CEQ} - U_{CES} = 5.949V - 0.3V = 5.649V$$

利用式(Section14-5), 截止失真电压裕度为:

$$U_{OPC} = I_{CQ} \times (R_C // R_L) = 2.25V$$

由于截止失真电压裕度小于饱和失真电压裕度, 即先发生截止失真。总的失真电压裕度  $U_{OP}$  是两者的较小值, 2.25V。

### 举例 3:

电路如图 Section14-9 所示。晶体管的  $\beta=300$ ,  $r_{bb}=100\Omega$ ,  $U_{BEQ}=0.7V$ ,  $U_{CES}=0.3V$ ,  $E_C=12V$ , 两个电容容值均足够大。

1) 当 SW 断开时, 求电路的失真电压裕度。先发生什么类型的失真?

2) 当输入为幅度等于 5V, 频率为 10kHz 的正弦波, 且 SW 闭合时, VF2 会出现什么波形?

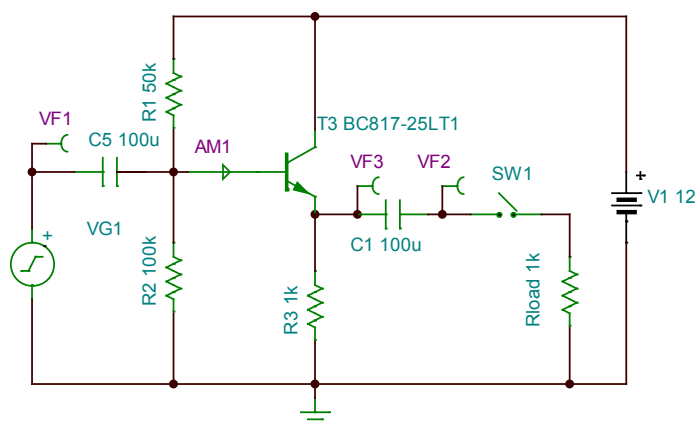


图 Section13-9

解: 本题图为一个射极跟随器电路, 在分析此类题目时, 可以假设电路的电压放大倍数为 1 倍。先求解电路静态。

$$E_B = E_C \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \times \frac{100}{100 + 50} = 8V; \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 33.33k\Omega$$

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \approx \frac{8 - 0.7}{33.33k\Omega + 301 \times 1k\Omega} = 21.83\mu A$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 6.572mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ}R_E = 12 - 6.572 = 5.428V$$

1) 当 SW 断开时,  $R_L=\infty$ 。

利用式(Section14-2), 饱和电压裕度为:

$$U_{OPS} = U_{CEQ} - U_{CES} = 5.428V - 0.3V = 5.128V$$

此电路结构不同于共射极电路, 因此式(Section14-5)不再适用, 而需要利用截止失真电压裕度的本质定义, 得出其修正式 (读者可以自行推导):

$$U_{OPC} = I_{EQ} \times (R_E // R_L)$$

(Section14-5a)

据此，将 $R_L = \infty$ 代入得：

$$U_{OPC} = I_{EQ} \times R_E = 6.572V$$

由于截止失真电压裕度大于饱和失真电压裕度，即先发生饱和失真。总的失真电压裕度 $U_{OP}$ 是两者的较小值，5.128V。

2) 当 SW 闭合时，截止失真电压裕度变小为：

$$U_{OPC} = I_{EQ} \times (R_E // R_L) = 3.286V$$

因此，当输入信号为 5V 的正弦波时，输出幅度理论上近似为 5V，必然发生截止失真，输出波形底部会被“削顶”，出现平线。

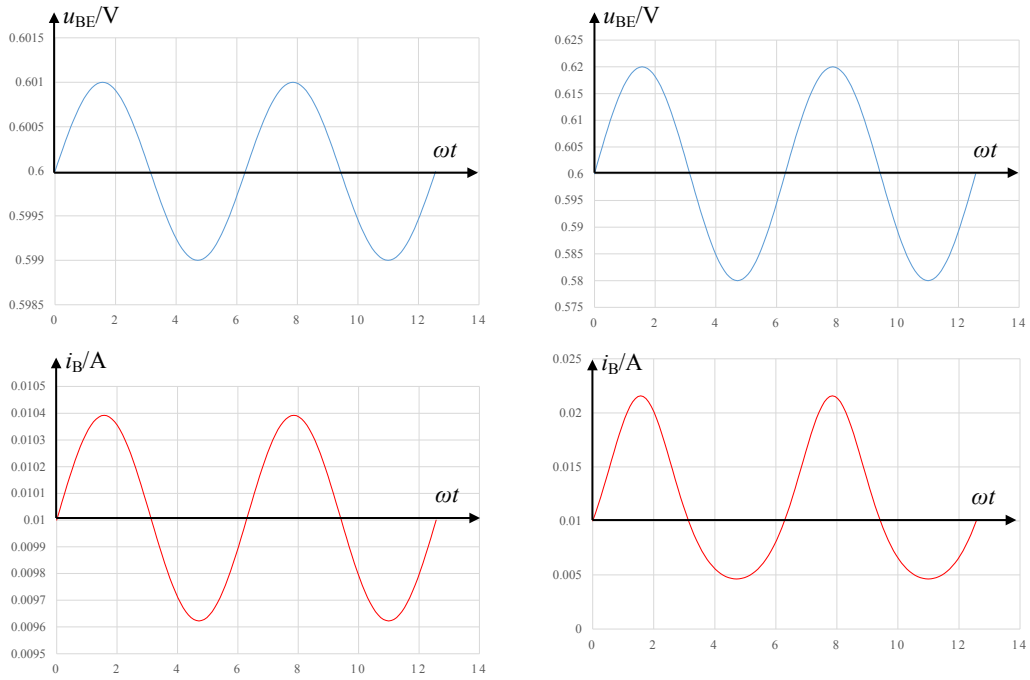
### 实际电路的失真——提前发生的非线性失真

前述内容，讲述了理想晶体管发生超范围失真的情况。这些内容都是以理想的输出伏安特性为基础的，且不考虑输入伏安特性的非线性。

而一般的晶体管放大电路，输入信号多为正弦电压信号 $u_i$ ，它必须经过“非线性的输入伏安特性图”转换成输入电流 $i_b$ ，此时如果 $u_i$ 较大，则 $i_b$ 会发生严重的变形，即失真。此时，在尚未达到超范围失真情况下，信号 $i_b$ 已经严重失真，这种非线性失真，在信号流程上提前于超范围失真，将使得后续的超范围失真分析，失去了意义。就像我们照相时镜头已经严重失真，还在拼命研究照片印刷保真技术一样。

因此，在实际电路工作时，我们几乎难以看到图 Section14-2 显现的那种削顶式的失真，而是在这种失真远没有达到之前，就看到了一种馒头状的失真。

图 Section14-8 用数学表达式绘出了输入电压 $u_{be}$ 为正弦波，其幅度分别为 1mV 和 20mV 时，电流 $i_b$ 的失真情况。细看可以发现，在 1mV 输入时，其实 $i_b$ 已经出现了微弱失真，其正峰值比负峰值略大一点儿。在 20mV 输入时，失真非常严重。



(a)  $u_{be}$  为 1mV 正弦波,  $i_b$  失真很微弱

(b)  $u_{be}$  为 20mV 正弦波,  $i_b$  失真很严重

图 Section14-8 由于输入伏安特性非线性引起的,  $u_{be}$  为正弦波, 而  $i_b$  出现失真的情况

为了说明上述问题, 我用 TINA 仿真软件设计一个单管放大电路, 如图 Section14-9(a) 所示。电路中的晶体管选择为理想模型,  $\beta=100$ 。电源电压为 10V, 设置的静态工作点为  $U_{CEQ}=5V$ ,  $I_{CQ}=5mA$ , 电路的电压放大倍数约为 181, 按照前述超范围失真计算, 其截止失真电压裕度约为 4.975V, 饱和失真电压裕度为 4.7V。在输入信号达到 4.7V/181=26mV 时才会首先发生饱和失真。但是, 在实际仿真测试中可以看出, 当输入信号幅度为 5mV 时, 输出波形如图(b)所示, 肉眼看不出失真。当输入信号幅度为 20mV 时, 在截止方向 (即输出波形上部) 早已出现了较为严重的馒头状失真, 这不是超范围失真的样子。当输入信号幅度为 30mV 时, 饱和失真已经被明显呈现, 而截止区仍然像馒头一样。

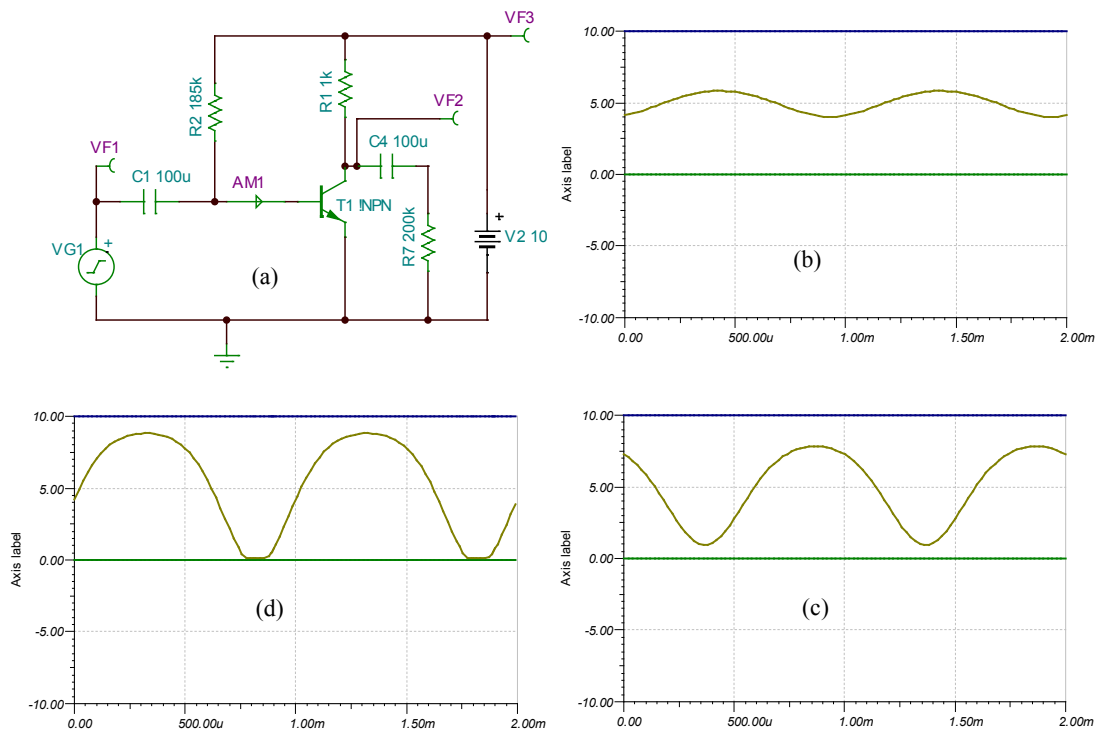


图 Section14-9 用 TINA-TI 仿真共射极放大电路的失真

## Section15. 放大电路的综合分析

前面好多节，讲述了晶体管放大电路的静态分析和动态分析，还有失真分析，都是独立的。本节首先讲述一些补充内容，丰富读者的认识，其后，以较多的举例，将静态分析、动态分析、失真分析等综合考虑，尽量出现各类不同的题型，达到学以致用目的。

### 4 个电阻提供静态工作点的好处

图 Section15-1 是一个共射极放大电路，其中晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb}=132\Omega$ 。

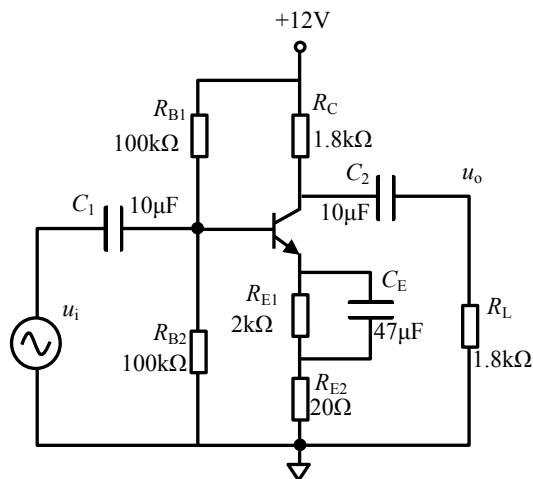


图 Section15-1 共射极 4 电阻电路

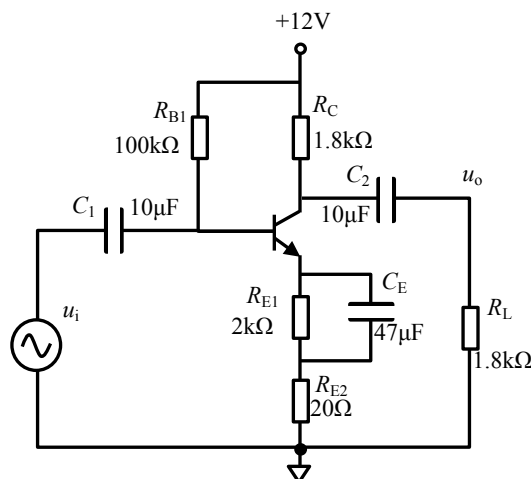


图 Section15-1a 不太好的 3 电阻电路

本电路的静态是靠 4 个电阻实现的（在考虑静态时， $R_{E1}$  和  $R_{E2}$  应视为一个电阻  $R_E$ ，为两者的串联）。图 Section10-1 所示的静态电路，只需要 2 个电阻就能给晶体管施加偏置——让其工作在非 0 的合适静态工作点。为什么还要用 4 个电阻呢？

请读者写出这个电路的静态求解过程，你会发现，这个电路的静态工作点，与晶体管的  $\beta$  关系很小，特别在  $R_B$  较小的时候， $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$  几乎与  $\beta$  无关。

$$k = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$I_{BQ} = \frac{kE_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E}$$

$$U_{CEQ} = E_C - R_C \times \beta \frac{kE_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} - R_E \times (1 + \beta) \frac{kE_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E}$$

当  $(1 + \beta)R_E \gg R_B$ ，上式可以近似为：

$$U_{CEQ} \approx E_C - (kE_C - U_{BEQ})\left(1 + \frac{R_C}{R_E}\right)$$

看起来与  $\beta$  无关，这给我们带来的好处实在太大了。

首先，不怕温度变化了。如果用图 Section10-1 电路，冬天调整好的静态工作点，到了夏天就漂移了，那不得把售后服务人员忙死。用这个电路，可以大大改善这种情况。

其次，不怕晶体管的分散性了。晶体管在出厂的时候，一般都明确标注了产品  $\beta$  的分散性，比如 BC817 晶体管，在数据手册中有如下截图：

DC Current Gain ( $I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ )	BC817-16, SBC817-16	$h_{FE}$	100	-	250
	BC817-25, SBC817-25		160	-	400
	BC817-40, SBC817-40		250	-	600

这说明，如果我们购买的是 BC817-16，那么大量晶体管中，晶体管生产厂家安森美公司保证它们的  $h_{FE}$ ，也就是  $\beta$ ，将都在 100~250 之间，这就是产品分散性。看看图 Section10-1 电路， $U_{CEQ}$  直接受  $\beta$  控制，2.5 倍的最大差异，一定会造成 Q 点大范围变化。唯一的办法，就是给每个电路的  $R_B$  增加电位器，对每块电路实施个体化调节，以保证静态工作点的稳定。这将提高物料成本、人力成本、增加调测设备、增加时间，同时带来的故障率也将增加。

而有了图 Section15-1 的 4 电阻静态电路，这一切都不是问题了。放大电路板可以直接进流水线生产，而不必个体化调节。虽然它的电路会稍复杂一些，占用面积也会大一些，还多了 2 个电阻的成本。但是，算一算哪个更划算，一目了然。

有人说，就不能让安森美公司生产出分散性很小的晶体管吗，比如都在 99-101 之间？可以，请提高交易价格。或者，你多买很多，自己去挑选。

### 三电阻静态电路

4 电阻静态电路中，将  $R_{B2}$  开路，就形成了三电阻静态电路。它同样具有稳定静态工作点的作用。分析如下：

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E}$$

$$U_{CEQ} = E_C - R_C \times \beta \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} - R_E \times (1 + \beta) \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E}$$

当  $(1 + \beta)R_E \gg R_B$ ，上式可以近似为：

$$U_{CEQ} \approx E_C - (E_C - U_{BEQ})\left(1 + \frac{R_C}{R_E}\right)$$

静态工作点与  $\beta$  关系不大。但这个电路不好，使用者甚少。原因如下：当要满足稳定静态工作点的要求，即  $(1 + \beta)R_E \gg R_B$ ，则有：

$$U_{EQ} = R_E \times (1 + \beta) \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \approx E_C - U_{BEQ}$$

即发射极静态电位接近电源电压，晶体管的工作区间变得很小。

请读者思考，为什么 4 电阻电路不存在这个问题？

### 单管放大电路的静态工作点选择

一般所述的静态工作点 Q，是指输出伏安特性曲线中的位置，由  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  两个量组成。选择其位置，对放大电路整体性能有重要影响。

对静态工作点的选择，没有一成不变的规则。考虑的因素不同，设计的侧重点不同，就会带来不同的选择依据。这与午饭吃什么的选择，几乎是一样的。但即便这样，你也应该在营养、价格、口味、就餐环境等因素中，说出个子丑寅卯来。

1) 对  $U_{CEQ}$  来说，一般情况下应选择为动态负载线的中心位置，以保证其有尽量大的失真电压裕度。当两级单管放大器通过直接耦合级联时，还需要考虑第一级的输出静态电位，能不能驱动后级输入回路。这在本节后续部分会有简单说明。

2) 对  $I_{CQ}$  来说，情况就比较复杂。对于低功耗设计，尽量让  $I_{CQ}$  小。但这样做，势必会

使用较大的电阻，这会导致整个电路的噪声增大，也导致输入电阻增大。而没有低功耗要求情况下，稍大一些的静态电流，会给输入电流变化带来足够的空间，这有利于降低干扰信号对电路的影响。换句话说，低功耗和抗干扰是矛盾的，这取决于设计者更看重什么。

### 静态和动态分离，以及增益改变

前述电路中，很多种电路都具备如下特点：某个电阻如果在静态电路中存在，那么它也一定会出现在动态电路中。这就导致了一个结果：静态和动态是互相影响的。有时候，我们需要将静态和动态实施分离，以达到更灵活的设计，特别是，使得放大电路的电压增益可以独立调节。

动态和静态分离，一种方案是从电路结构上解决：让变化量的动态信号，走另外一条路。这在本书差动放大电路部分会用讲解。另一种方案是，利用动态信号总是具有一定的频率的特点，使用电容器将静态电路和动态电路分离。

图 Section15-1 中，电容  $C_E$  就起到了这个作用。静态分析中， $I_{EQ}$  流过了电阻  $R_{E1}$  和  $R_{E2}$ ，而在动态分析中，由于变化信号的频率较高， $C_E$  容抗很小，电容器起到了短路  $R_{E1}$  的作用。

### 4 电阻共射极电路的静态分析

图 Section15-1b 左侧为图 Section15-1 的直流通路。右侧是戴维宁等效后的直流通路。此电路属于放大结构无疑。按照右侧图计算如下：

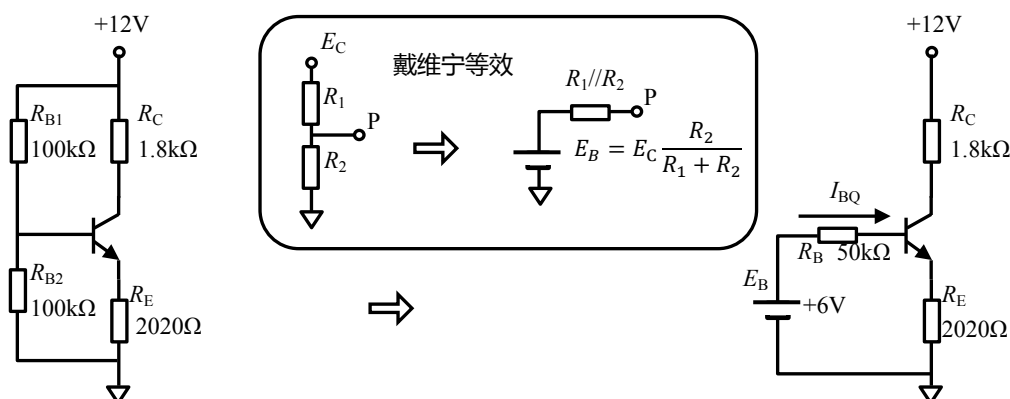


图 Section15-1b “图 Section15-1” 的静态分析

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{6V - 0.7V}{50k\Omega + 101 \times 2020\Omega} = 20.86\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 2.086mA$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 2.107mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E = 12 - 2.086 \times 1.8 - 2.107 \times 2.020 = 4.171V$$

显然，晶体管处于放大区。静态分析完毕。为了进一步分析动态，完成静态分析后一般应立即求解微变等效模型中的  $r_{be}$ 。

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 10 + \frac{26mV}{20.86\mu A} = 1256\Omega$$

### 4 电阻共射极电路的动态分析

画出图 Section15-1 的动态等效电路如图 Section15-1c 所示。



$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b (R_C // R_L)}{i_b (r_{be} + (1 + \beta) R_{E2})} = -\frac{100 \times 0.9k\Omega}{1256 + 101 \times 20} = -27.47$$

负号表明共射级放大电路的输出与输入是反相的。

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta) R_{E2}) = 3075\Omega$$

$$r_o = R_C = 1.8k\Omega$$

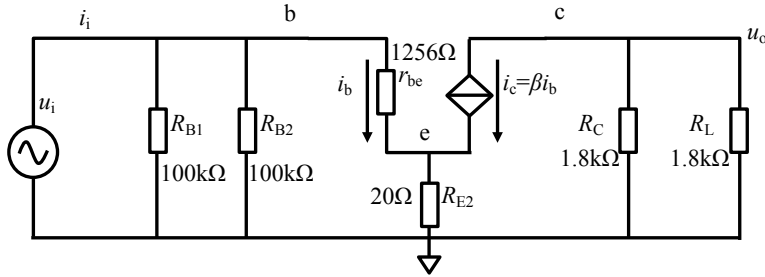


图 Section15-1c “图 Section15-1” 的动态等效电路

举例 1 :

电路如图 Section15-2。其中晶体管  $\beta=100$  ,  $r_{bb}=132\Omega$ 。

- 1) 求解电路静态。
- 2) 求解电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。
- 3) 分析图中各电容器和电阻  $R_s$  , 在静态动态分离中起到的作用。
- 4) 在不改变静态的情况下, 有多少种方法可以改变电路的电压放大倍数 ?

解: 1) 求解静态 :

电路静态通路如图 Section15-3 所示。可以看出, 电阻  $R_s$  被悬空, 对电路没有任何影响。因此有 :

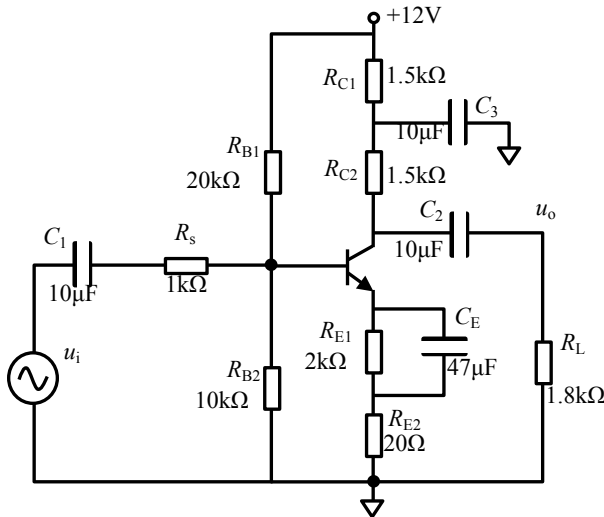


图 Section15-2 举例 1 电路

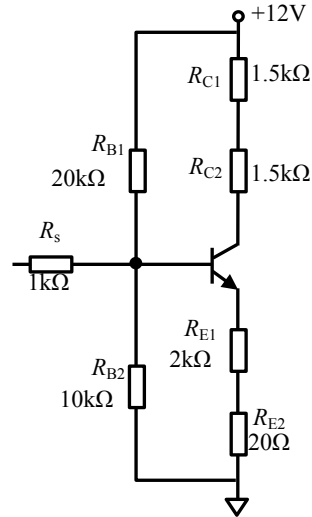


图 Section15-3 举例 1 电路之静态通路

$$E_B = E_C \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 12 \times \frac{10}{20 + 10} = 4V$$

$$R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 6.667k\Omega$$

列出输入回路等式如下 :

$$E_B - U_{BEQ} = I_{BQ} (R_B + (1 + \beta) (R_{E1} + R_{E2}))$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_{E1} + R_{E2})} \approx \frac{4 - 0.7}{6.667k\Omega + 101 \times 2.02k\Omega} = 15.66\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 1.566mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}(R_{C1} + R_{C2}) - I_{EQ}(R_{E1} + R_{E2}) = 12 - 1.566 \times 3 - 1.582 \times 2.02 = 4.107V$$

因  $U_{CEQ} > 0.3V$ ，晶体管处于放大状态，上述求解合理。顺手求出：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 132 + \frac{26mV}{15.66\mu A} = 1792.28\Omega$$

2) 求解动态，画出动态等效电路如图 Section15-4 所示。注意，电阻  $R_{C1}$  消失了，因为它的一端都是电压不变点，接地，另一端是大电容短接，也接地。

我习惯于用如下方法求解，将电阻  $R_s$  与后面电路分开看：

$$r_{in} = R_{B1} // R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}) = 10k\Omega // 20k\Omega // 3812.28\Omega = 2425.36\Omega$$

从 b 点加载信号产生的电压放大倍数为：

$$A_1 = -\frac{\beta(R_{C2} // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}} = -\frac{81818.2}{3818.28} = -21.43$$

再根据式(Section11-4)求解整个电路的电压放大倍数：

$$A_u = \frac{r_{in}}{R_s + r_{in}} \times A_1 = \frac{2425.36}{1000 + 2425.36} \times (-21.43) = -15.17$$

电路的输入电阻为：

$$r_i = R_s + r_{in} = 3425.36\Omega$$

电路的输出电阻为：

$$r_o = R_{C2} = 1.5k\Omega$$

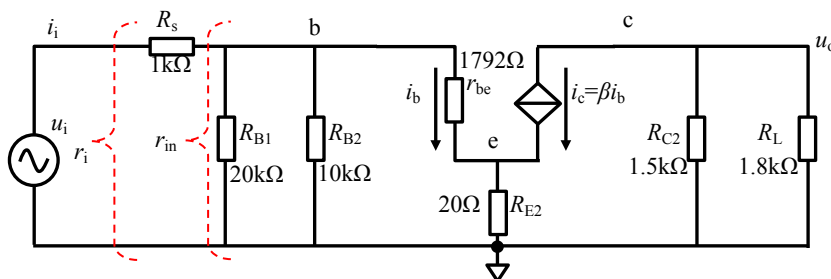


图 Section15-4 举例 1 的动态等效电路

3) 电路中各个电容在静动分离中的作用如下：

- $C_1$  的作用是使得电阻  $R_s$  在静态分析中不起作用，而只服务于动态。
- $C_E$  的作用是使得电阻  $R_{E1}$  在动态分析中不起作用，而只服务于静态。
- $C_3$  的作用是使得电阻  $R_{C1}$  在动态分析中不起作用，而只服务于静态。
- $C_2$  的作用是使得电阻  $R_L$  在静态分析中不起作用，而只服务于动态。
- $R_s$  只影响电路的放大倍数和输入电阻，不影响静态。

4) 电路中不改变静态，而能够改变电压放大倍数的方法有：

- $R_s$  影响电路的放大倍数和输入电阻。
- 调节  $R_{C1}$  和  $R_{C2}$ ，让其总和不变。 $R_{C2}$  变大，将引起放大倍数增大，输出电阻增加。
- 调节  $R_{E1}$  和  $R_{E2}$ ，让其总和不变。 $R_{E2}$  变大，将引起放大倍数下降，输入电阻增加。但这种改变需要缜密计算。

举例 2 :

电路如图 Section15-5。其中晶体管  $\beta=100$  ,  $r_{bb}=132\Omega$ 。

- 1) 求解电路静态。
- 2) 求解电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。
- 3) 分析本电路与本节举例 1 的区别。

解：1) 求解静态。静态通路如图 Section15-6 所示。

设  $R_B = R_{B1} + R_{B2} = 200k\Omega$  ,  $R_C = R_{C1} + R_{C2} = 2k\Omega$  ,  $R_E = R_{E1} + R_{E2} = 2.02k\Omega$

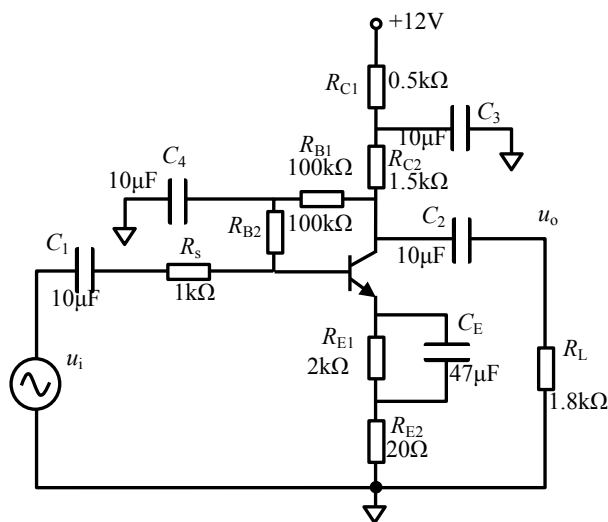


图 Section15-5 举例 2 电路

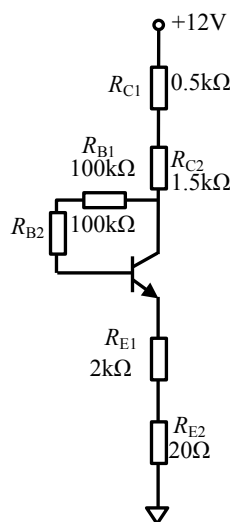


图 Section15-6 举例 2 静态通

流过  $R_C$  的电流，等于流过  $R_E$  的电流，参见图 Section6-2(d)，因此有：

$$E_C = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)) + U_{BEQ}$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)}$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta) \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(1 + \beta)} + R_C + R_E}$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ}(R_C + R_E) = E_C - \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(1 + \beta)} + R_C + R_E} (R_C + R_E)$$

$$= E_C - \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(R_C + R_E)(1 + \beta)} + 1} = E_C - (E_C - U_{BEQ}) \left( \frac{(R_C + R_E)(1 + \beta)}{R_B + (R_C + R_E)(1 + \beta)} \right)$$

$$\frac{dU_{CEQ}}{d\beta} = -(E_C - U_{BEQ}) \frac{(R_C + R_E)R_B}{(R_B + (R_C + R_E)(1 + \beta))^2}$$

当  $(R_C + R_E)(1 + \beta) \approx R_B$ ，导数很小，意味着  $U_{CEQ}$  受  $\beta$  影响很小，工作点非常稳定。

对上述表达式代入数值，得：

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)} = 18.646\mu A$$

$$I_{EQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(1 + \beta)} + R_C + R_E} = \frac{11.3}{\frac{200k\Omega}{101} + 2k\Omega + 2.02k\Omega} = 1.8833mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ}(R_C + R_E) = 4.429V$$

因  $U_{CEQ} > 0.3V$ ，晶体管工作于放大状态。顺手求出：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 132 + \frac{26mV}{18.646\mu A} = 1526.38\Omega$$

2) 求解动态。其动态等效图如图 Section15-7，解法与举例 1 类似：

$$r_{in} = R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}) = 100k\Omega // 3546.38\Omega = 3424.92\Omega$$

从 b 点加载信号产生的电压放大倍数为：

$$A_1 = -\frac{\beta(R_{B1} // R_{C2} // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}} = -\frac{81154.2}{3546.38} = -22.88$$

再根据式 (Section11-4) 求解整个电路的电压放大倍数：

$$A_u = \frac{r_{in}}{R_s + r_{in}} \times A_1 = \frac{3424.92}{1000 + 3424.92} \times (-22.88) = -17.71$$

电路的输入、输出电阻为：

$$r_i = R_s + r_{in} = 4424.92\Omega$$

$$r_o = R_{B1} // R_{C2} = 1477.8\Omega$$

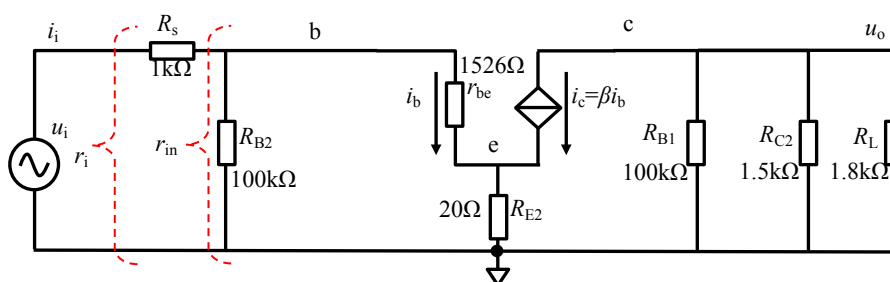


图 Section15-7 举例 2 的动态等效电路

3) 分析电路的区别。

- 本电路保留了改变增益的环节。
- 与举例 1 电路相比，本电路采用负反馈结构来稳定静态工作点：输出电位  $U_{CQ}$ ，通过两个串联电阻  $R_B$  回送到输入端。关于负反馈，本书第 3 章会有详细讲解。而举例 1 采用的是 4 电阻结构稳定工作点。
- 电路中的  $C_4$ ，不影响静态的反馈，但是隔断了动态反馈：集电极上的变化电压量，到达  $C_4$  时，会被短接到地，无法回到基极输入端。

### 举例 3：

电路如图 Section15-8。其中晶体管  $\beta=100$ ， $r_{bb}=132\Omega$ 。

1) 求解电路静态。

2) 求解电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。

3) 分析图中输入端 3 个电阻组成的 T 型结构，与前述举例电路的区别。

解：1) 求解电路静态，画出静态通路如图 Section15-9 所示。

设  $R_C = R_{C1} + R_{C2} = 2k\Omega$ ， $R_E = R_{E1} + R_{E2} = 2.02k\Omega$ 。

$$E_B = E_C \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 12 \times \frac{1}{1 + 1} = 6V$$

$$R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 0.5k\Omega$$

列出输入回路等式如下：

$$E_B - U_{BEQ} = I_{BQ}(R_B + R_{B3} + (1 + \beta)R_E)$$

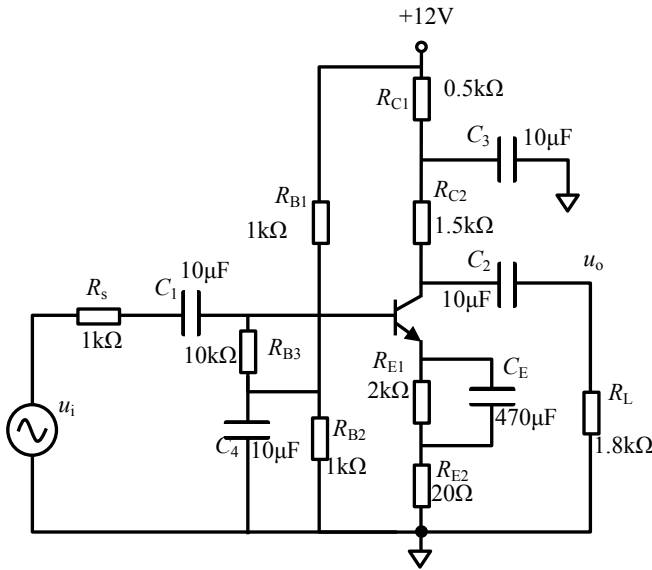


图 Section15-8 举例 3 电路

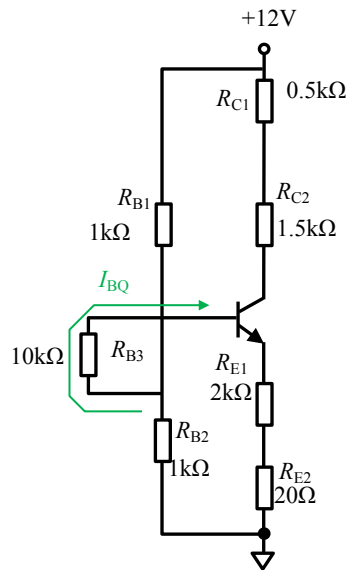


图 Section15-9 举例 3 之静态通路

解得：

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + R_{B3} + (1 + \beta)R_E} \approx \frac{6 - 0.7}{0.5k\Omega + 10k\Omega + 101 \times 2.02k\Omega} = 24.7\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 2.47mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E = 12 - 2.47 \times 2 - 2.495 \times 2.02 = 2.02V$$

因  $U_{CEQ} > 0.3V$ ，晶体管处于放大状态，上述求解合理。顺手求出：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 132 + \frac{26mV}{24.7\mu A} = 1184.6\Omega$$

2) 求解动态。画出动态等效图如图 Section15-10 所示。

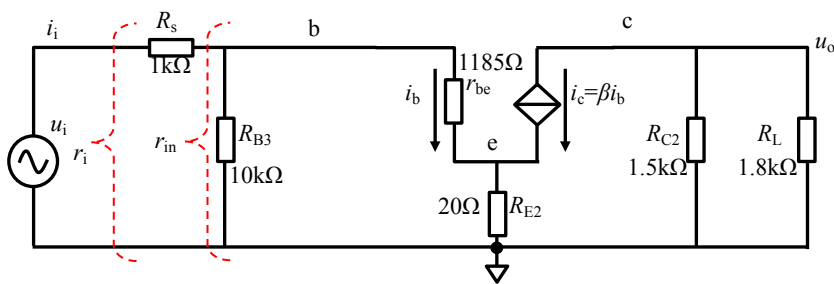


图 Section15-10 举例 3 的动态等效电路

$$r_{in} = R_{B3} // (r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}) = 10k\Omega // 3204.6\Omega = 2426.9\Omega$$

从 b 点加载信号产生的电压放大倍数为：

$$A_1 = -\frac{\beta(R_{C2} // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}} = -\frac{81818.2}{3204.6} = -25.54$$

再根据式(Section11-4)求解整个电路的电压放大倍数：

$$A_u = \frac{r_{in}}{R_s + r_{in}} \times A_1 = \frac{2426.9}{1000 + 2426.9} \times (-25.54) = -18.08$$

电路的输入、输出电阻为：

$$r_i = R_s + r_{in} = 3426.9\Omega$$

$$r_o = R_{C2} = 1500\Omega$$

3) 分析 T 型偏置电路的特点。

两电阻分压偏置电路如图 Section15-11 所示，T 型偏置电路如图 Section15-12 所示，两者的区别在于多了一个电阻  $R_{B3}$ 。从结构看，两者区别不大。只是 T 型偏置更加灵活。

当要求图 Section15-11 中  $E_B$  较小，同时输入电阻较大时，设计将非常困难。 $E_B$  较

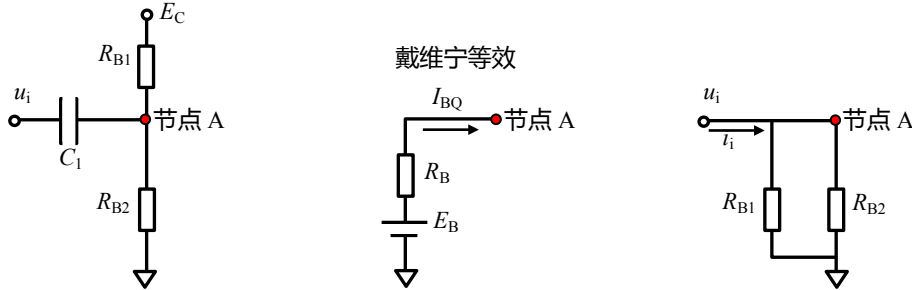


图 Section15-11 两电阻分压偏置阻容耦合电路，静态通路、动态等效电路

小，意味着  $R_{B1}$  要比  $R_{B2}$  大很多。同时该电路的输入电阻为两个电阻的并联，又很大，那么这意味着其中较小的  $R_{B2}$  必须很大。这样设计，将导致  $R_{B1}$  非常大，有可能超过我们能够买到的最大电阻，比如  $10M\Omega$ 。

但图 Section15-12 的 T 型偏置则不存在这个问题。它的输入电阻等于  $R_{B3}$  加上两个电阻  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  的并联，而  $E_B$  则由  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  的分压决定，两者之间是独立的。

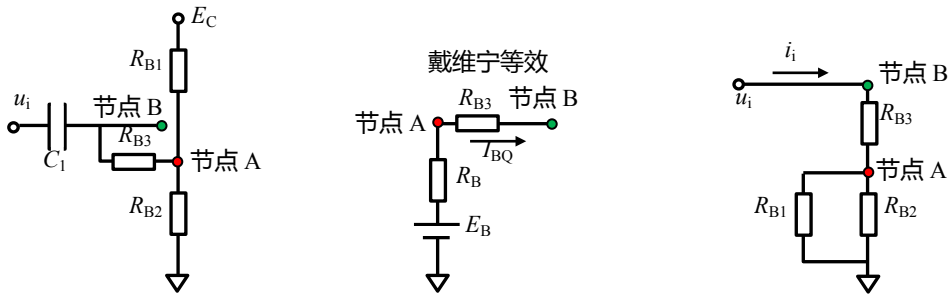


图 Section15-12 T 型偏置阻容耦合电路，静态通路、动态等效电路

T 型偏置电路除了设计灵活外，更大的好处在于：它允许给图中节点 A 处增加去耦电容，如图 Section15-13 所示，以减少电源电压的噪声对输入端的影响。

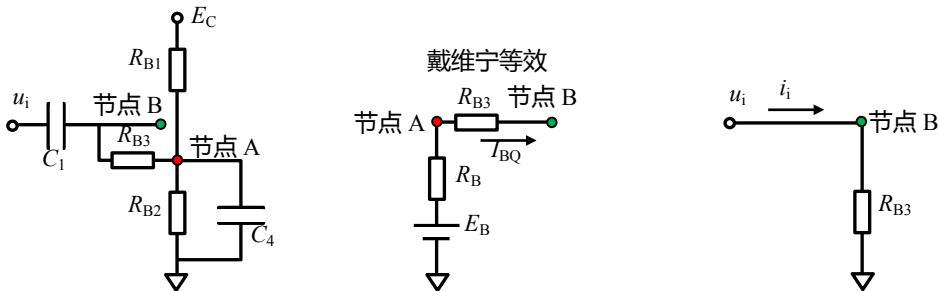


图 Section15-13 包含去耦电容  $C_4$  的 T 型偏置电路，静态通路、动态等效电路

举例 4 :

电路如图 Section15-14 所示，晶体管为 NPN，其  $\beta=100$ ， $r_{bb'}=40\Omega$ 。

- 1) 求解静态工作点。
- 2) 求电路的电压放大倍数。
- 3) 求输入电阻、输出电阻。
- 4) 假设晶体管存在 0.3V 的饱和压降。

当输入信号为多大幅度时，输出信号达到最大不失真。此时再增大输入信号，输出信号会发生什么区域（饱和或者截止）的失真？

5) 当  $C_E$  意外开路，静态、动态（放大倍数、输入电阻、输出电阻）分别发生什么变化？

6) 当  $C_E$  恢复正常，而电源电压由 15V 变为 10V，电压放大倍数怎样变化，变大？变小？还是近似不变？

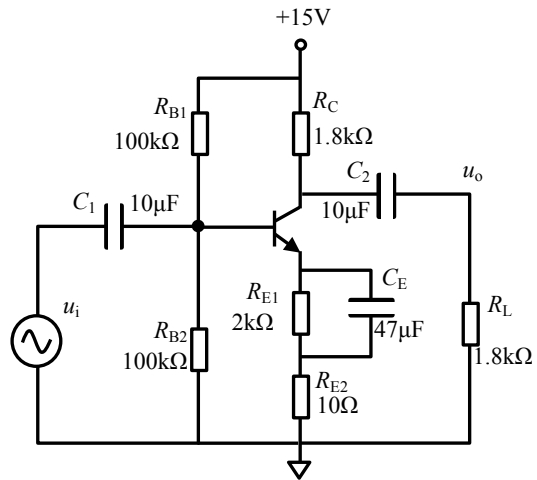


图 Section15-14 举例 4 电路

解 1) 求解静态工作点。

图 Section15-15 左侧为图 Section15-14 的静态通路。右侧是戴维宁等效后的静态通路。此电路属于放大结构无疑。按照右侧图计算如下：

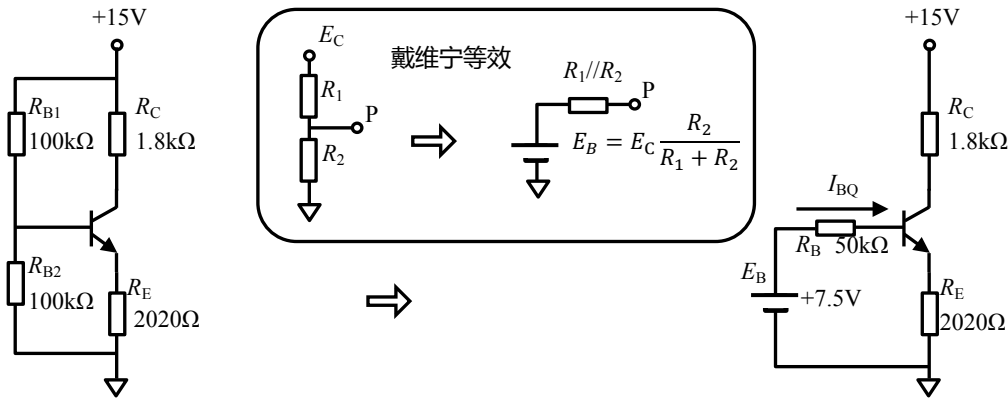


图 Section15-15 举例 4 的静态分析

$$I_{BQ} = \frac{E_B - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{7.5 - 0.7}{50000 + 101 \times 2020} = 26.77\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 2.677mA$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 2.704mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E = 15 - 2.677 \times 1.8 - 2.704 \times 2.020 = 4.719V$$

显然，晶体管处于放大区。静态分析完毕。为了进一步分析动态，完成静态分析后一般应立即求解微变等效模型中的  $r_{be}$ 。

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 40 + \frac{26mV}{26.77\mu A} = 1011\Omega$$

2) 求解电压放大倍数。

画出图 Section15-14 的动态等效电路如图 Section15-16 所示。

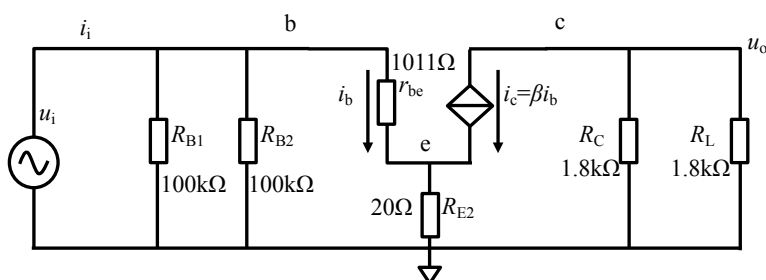


图 Section15-16 举例 4 的动态等效电路

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b (R_C // R_L)}{i_b (r_{be} + (1 + \beta) R_{E2})} = -\frac{100 \times 0.9k\Omega}{1011 + 101 \times 20} = -29.69$$

负号表明共射级放大电路的输出与输入是反相的。

3) 求解输入输出电阻。

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta) R_{E2}) = 2858\Omega$$

$$r_o = R_C = 1.8k\Omega$$

4) 求解失真电压裕度。

根据式(Section14-2)，饱和失真电压裕度为：

$$U_{OPS} = U_{CEQ} - U_{CES} = 4.719 - 0.3 = 4.419V$$

根据式(Section14-5)，截止失真电压裕度为：

$$U_{OPC} = I_{CQ} \times (R_C // R_L) = 2.677 \times 0.9 = 2.403V$$

因此，当输入信号增加时，先发生截止失真，其失真电压裕度为：

$$U_{OP} = \min(U_{OPS}, U_{OPC}) = 2.403V$$

发生失真时，输入信号幅度为：

$$U_i = \frac{U_{OP}}{A_u} = 80.8mV$$

5) 当  $C_E$  意外开路，电路静态不会发生变化。动态中，变化的有输入电阻、放大倍数，而输出电阻不会变化：

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta)(R_{E1} + R_{E2})) = 100k\Omega // 100k\Omega // 205.031k\Omega = 40.197k\Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b (R_C // R_L)}{i_b (r_{be} + (1 + \beta)(R_{E1} + R_{E2}))} = -\frac{100 \times 0.9k\Omega}{1011 + 101 \times 2020} = -0.439$$

6) 当电源电压由 15V 变为 10V，主要有两方面变化，第一静态工作点变化，导致失真电压裕度变化。第二，静态工作点变化，引起  $r_{be}$  变化，进而导致动态参数变化。针对题目要求的放大倍数，变化理由如下：

电源电压降低到 10V，导致  $I_{BQ}$  减小，引起  $r_{be}$  变大，使得放大倍数随着下降。读者可以重新计算一遍，但题目没有这个要求。



学习任务和思考题：

1) 针对图 Section15-14 电路，保持负载电阻不变，修改电路参数使得静态工作点不发生改变，而使带载放大倍数由-27.47 变为-50？

2) 针对图 Section15-14 电路，改变一个电路参数使其工作在饱和区、放大区、截止区，用 TINA 仿真分别观察此时的输出波形。重点研究改变什么能够达到目标。

3) 用 TINA 中的一个实际 PNP 管设计一个放大电路，要求输入电阻大于  $10\text{k}\Omega$ ，输出电阻小于  $0.5\text{k}\Omega$ ，放大倍数大于 10。相同条件下，探索让放大倍数大于 50。

4) 电路如图 Section15-17 所示。晶体管的  $\beta=180$ ， $U_{BEQ}=0.6\text{V}$ ， $r_{bb}=10\Omega$ ，其他参数如图标注。求解晶体管的静态  $I_{CQ}$ ， $U_{CEQ}$ ；求解电路的放大倍数，输入电阻，输出电阻。

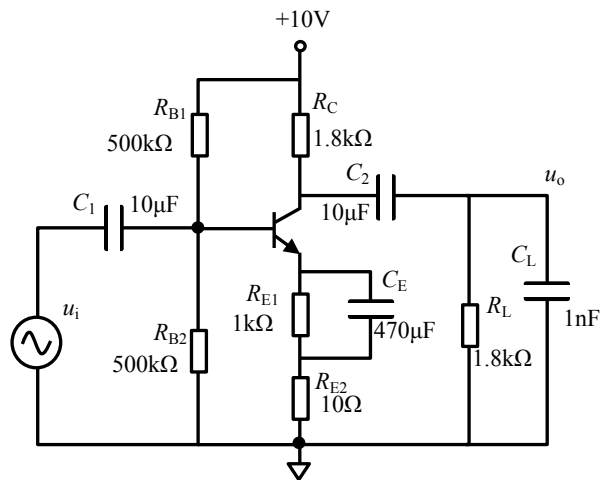


图 Section15-17 含静态稳定的共射极放大电路

## Section16. 多级放大电路

单晶体管可以组成共射极、共基极、共集电极共三种组态的放大电路，将它们通过合适的方式级联起来，就可以形成多级放大电路。通常来说，多级放大电路最直观的目的是增大放大倍数，但除此之外，还有另外的目的，包括增加输入电阻、减少输出电阻、扩展频带、增大输出功率等。

### 多级放大电路的几个基本概念

#### 多级放大电路的分级

多级放大电路可以是 2 级、3 级、4 级甚至更多。在宏观上一般分为输入级、中间级和输出级，但这个定义并不严格，比如 2 级放大电路，就找不到中间级。

#### 多级放大电路的级间耦合方式

前述的“将它们通过合适的方式级联起来”，就是指级间的耦合方式。所谓的级间耦合方式，包括：

**直接耦合：**将两级放大电路用导线、电阻、二极管等直接连接（或者说，不用以下电容、变压器和光敏管）。两级之间除能够传递信号外，静态工作点也相互影响。这种耦合方式的优点是，可以进行直流电压或者低频信号放大；缺点是前级静态工作点会影响后级静态，第一，计算会比较麻烦，第二，后级静态工作点很难稳定。图 Section16-1 是一个 3 级

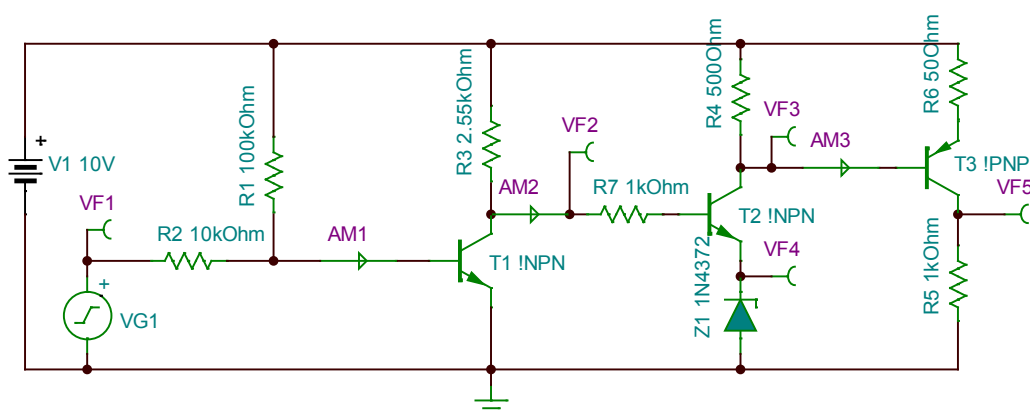


图 Section16-1 直接耦合 3 级共射极放大电路

共射极放大电路。读者可以看出，它没有使用任何隔直电容，三级之间静态是后推式影响的——前级变化会导致后级变化。

**阻容耦合：**用隔直电容将两级放大电路连接起来，利用后级输入电阻和此电容，组成阻容耦合。这样连接后，频率较高的信号，可以顺利传递给后级。它的优点是，由于电容的隔直作用，两级放大器之间的静态是互不影响的，各级静态工作点比较好选择且容易稳定。缺点是，它不能放大直流信号，对低频信号有较强的衰减作用。图 Section16-2 是一个阻容耦合 2 级放大电路，本电路比较特殊，实际是两个独立的，完全一样的共射极放大电路的串联。

变压器耦合：用变压器连接前后两级放大电路，可以实现高频信号的传递，且隔开了前后两级放大电路的静态。具有与阻容耦合类似的优缺点。在频率较高时使用较多。

光电耦合：将前级输出加载到光电耦合器的发光管上，光电耦合器的光敏晶体管输出，接到后级放大电路的输入。用光传递信号。多数用于数字信号传输，在模拟信号放大中，使用较少。

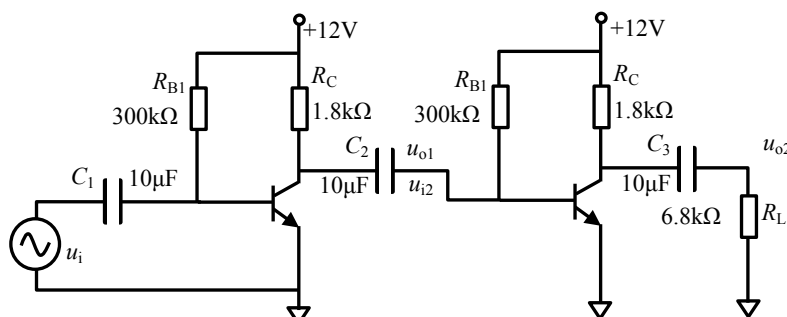


图 Section16-2 阻容耦合 2 级共射极放大电路

### 不同组态放大电路的组合方式

前述 2 个电路中，都是共射极单元电路的串联。在实际应用中，存在各式各样的组合方式，不同组态放大电路的灵活组合，可以营造出不同的效果。

共集电极（射极跟随器）电路由于具备输入电阻大、输出电阻小的特点，经常被用于多级放大器的输入级和输出级，而共射极和共基极电路，由于具备比较大的电压增益，常被用于中间级。因此，最为常见的多级放大电路，通常由共集电极开始，中间是共射极或者共基极，最后一级通常又是共集电极。

本节重点介绍共射极—共基极组合、共集电极—共基极组合。

### 阻容耦合多级放大电路的方框图求解方法

通过电容器，将两个或者更多个独立的晶体管单管放大电路连接起来，就形成了阻容耦合多级放大电路。对于频率较高的信号，电容器相当于短路，第一级的输出信号就可以耦合到第二级的输入，如此一级级传递，就可以实现较高增益的多级放大；同时，两级之间的电容器又隔断了两级之间的静态电位，导致每一级放大电路的静态求解成为完全独立的，这给我们带来的好处是，对于多级阻容耦合放大电路，单独求解各级的静态求解即可，无需考虑它们之间的相互影响。

任何一个电压放大器都包含输入电阻  $r_i$ ，空载电压放大倍数  $A_u$ （压控电压源），以及输出电阻  $r_o$ ，这就形成了方框图，只不过每一级放大电路，它们的值是不同的，也有不同的标号。因此，在动态分析中，把每一级电路都画成方框图，如图 Section16-3 中虚线部分，然后将它们级联起来，就可以很方便获得最终结果。

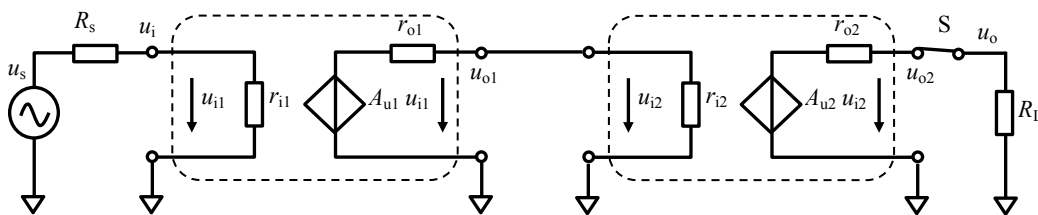


图 Section16-3 含信号源内阻的多级放大电路方框图

先看第一级，有：

$$u_{i1} = u_s \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}}$$

$$u_{o1} = A_{u1} u_{i1} \frac{r_{i2}}{r_{o1} + r_{i2}} = A_{u1} \left( u_s \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}} \right) \frac{r_{i2}}{r_{o1} + r_{i2}}$$

对第二级，也就是最后一级，有：

$$u_o = u_{o2} = A_{u2} u_{i2} \frac{R_L}{r_{o2} + R_L} = A_{u2} \left( A_{u1} \left( u_s \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}} \right) \frac{r_{i2}}{r_{o1} + r_{i2}} \right) \frac{R_L}{r_{o2} + R_L}$$

$$= A_{u1} \times A_{u2} \times \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}} \times \frac{r_{i2}}{r_{o1} + r_{i2}} \times \frac{R_L}{r_{o2} + R_L} = A_{u1} \times A_{u2} \times K_1 \times K_2 \times K_3$$

即有：

$$u_o = A_{u1} \times A_{u2} \times K_1 \times K_2 \times K_3$$

(Section16-1)

其中， $K_i$  是电路中存在的每一处分压比，称为衰减因子。因此，对于多级放大电路来说，要求解其总的电压放大倍数，可以先求解出每一个放大电路的三大参数，然后计算出电路中的所有衰减因子，再按照上式计算即可。

上述方框图，对共射极电路和共基极电路是完全适合的，但是对共集电极电路，也就是射极跟随器，需要特别注意。因为射极跟随器的输入阻抗，与后级电路的输入阻抗有关。那么它的输入阻抗计算和放大倍数计算，需要把后级输入阻抗考虑进去。此时，因后级输入阻抗已经被利用，这个环节的衰减因子必须视为 1，具体实施方法是将共集电极模块的输出电阻视为 0。为了说明这个结论，以一个共集电极放大电路和共射极放大电路的级联

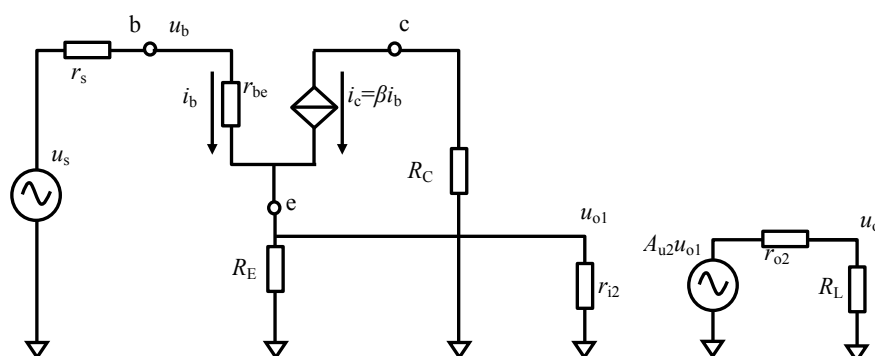


图 Section16-4 共集电极、共射极串联的动态等效电路

为例，其动态等效图如图 Section16-4 所示。

首先，不使用方框图法，按照最基本的电路分析方法求解：

$$u_b = \frac{r_{i1}}{r_s + r_{i1}} u_s$$

其中，

$$r_{i1} = r_{be} + (1 + \beta)(R_E // r_{i2})$$

第一级输出为：

$$u_{o1} = \frac{(1 + \beta)(R_E // r_{i2})}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // r_{i2})} u_b = A_{u1} u_b$$

$$A_{u1} = \frac{(1 + \beta)(R_E // r_{i2})}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // r_{i2})}$$

第二级输出为：

$$u_o = A_{u2}u_{o1} \frac{R_L}{r_{o2} + R_L} = A_{u2} \times A_{u1} \times \frac{r_{i1}}{r_s + r_{i1}} \times \frac{R_L}{r_{o2} + R_L} \times u_s$$

如果按照方框图法，画出与前述动态等效图对应的方框如图 Section16-5 所示。其中

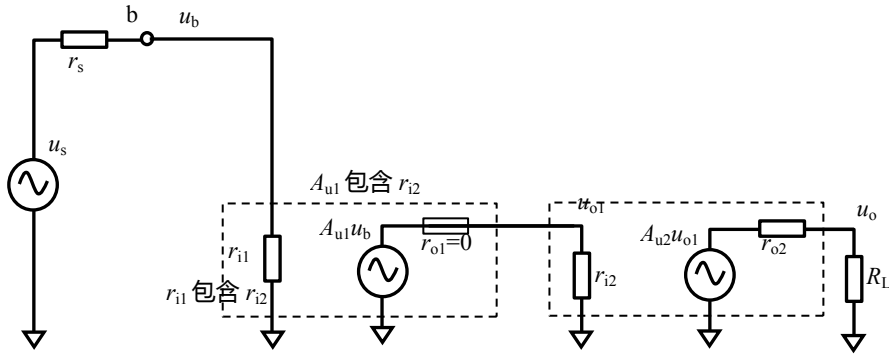


图 Section16-5 “图 Section16-4” 的方框图画法

第一级的输入电阻包括第二级的输入电阻，第一级的电压增益也包括第二级的输入电阻，而第一级的输出电阻视为 0，于是可以直接写出输出表达式：

$$u_o = A_{u2} \times A_{u1} \times \frac{r_{i1}}{r_s + r_{i1}} \times \frac{R_L}{r_{o2} + R_L} \times u_s$$

其中：

$$A_{u1} = \frac{(1 + \beta)(R_E // r_{i2})}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // r_{i2})}, \text{ 注意包括 } r_{i2}$$

$$r_{i1} = r_{be} + (1 + \beta)(R_E // r_{i2}), \text{ 注意包括 } r_{i2}$$

举例 1：

电路如图 Section16-6。其中晶体管  $\beta=100$ ， $r_{bb}=132\Omega$ 。

- 1) 求解电路的静态；
- 2) 求电路的输入电阻、输出电阻；
- 3) 求解 SW 断开时，电路的电压放大倍数  $A_{us} = V_{out}/VG1$ ；
- 4) 求解 SW 闭合时，电路的电压放大倍数  $A_{us} = V_{out}/VG1$ 。

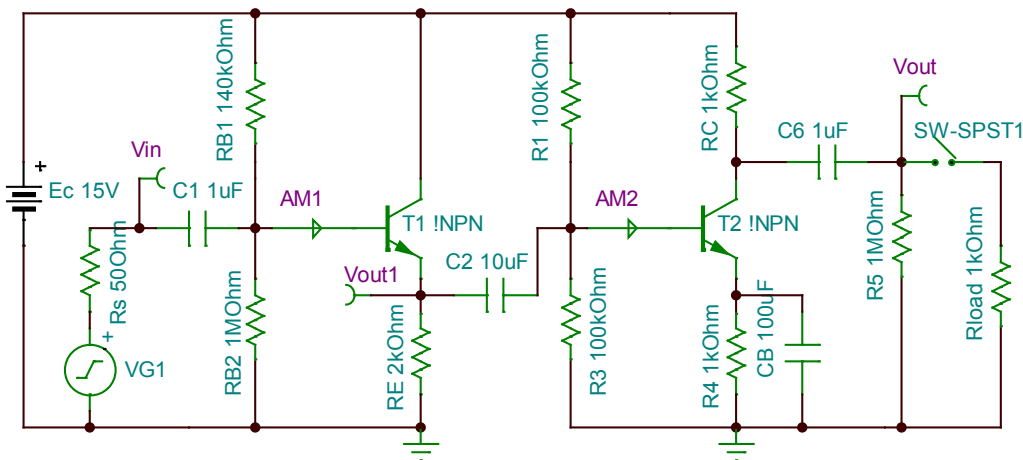


图 Section16-6 举例 1 多级放大电路

解：1) 第一级电路静态为：

$$I_{BQ1} = \frac{E_{B1} - U_{BEQ}}{R_{BB1} + (1 + \beta)R_E} \approx \frac{13.16 - 0.7}{122.81k\Omega + 101 \times 2k\Omega} = 38.36\mu A$$

$$I_{EQ1} = (1 + \beta)I_{BQ1} = 3.874mA$$

$$U_{CEQ1} = E_C - I_{EQ1}R_E = 15 - 3.874 \times 2 = 7.25V$$

因  $U_{CEQ1} > 0.3V$ ，晶体管处于放大状态，上述求解合理。

$$r_{be1} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ1}} = 132 + \frac{26mV}{38.36\mu A} = 809.79\Omega$$

第二级静态为：

$$I_{BQ2} = \frac{E_{B2} - U_{BEQ}}{R_{BB2} + (1 + \beta)R_4} \approx \frac{7.5 - 0.7}{50k\Omega + 101 \times 1k\Omega} = 45.03\mu A$$

$$I_{CQ2} = \beta I_{BQ2} = 4.503mA$$

$$I_{EQ2} = (1 + \beta)I_{BQ2} = 4.548mA$$

$$U_{EQ2} = I_{EQ2}R_4 = 4.548V$$

$$U_{CEQ2} = E_C - I_{CQ2}R_C - I_{EQ2}R_4 = 15 - 4.503 - 4.548 = 5.949V$$

$$r_{be2} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ2}} = 132 + \frac{26mV}{45.03\mu A} = 709.39\Omega$$

2) 将两级电路独立开，分别计算三大参数为：

先计算第二级，因为计算第一级时需要第二级的输入电阻。

$$r_{i2} = R_3 // R_1 // r_{be2} = 699\Omega$$

$$A_{u2} = -\frac{\beta R_C}{r_{be2}} = -\frac{100 \times 1000}{709.39} = -140.97$$

$$r_{o2} = R_C = 1000\Omega$$

再计算第一级：

$$r_{i1} = R_{B1} // R_{B2} // (r_{be1} + (1 + \beta)(R_E // r_{i2})) = 122807 // 53124.76 = 37.08k\Omega$$

$$A_{u1} = \frac{\beta R_C}{r_{be1} + (1 + \beta)(R_E // r_{i2})} = \frac{52314.97}{53124.76} = 0.9848$$

$$r_{o1} = R_E // \frac{r_{be1} + R_s // R_{B1} // R_{B2}}{1 + \beta} = 2000 // \frac{809.79 + 50 // 140000 // 1000000}{101} = 8.48\Omega$$

因此，电路的输入电阻为第一级的输入电阻：

$$r_i = r_{i1} = 37.08k\Omega$$

电路的输出电阻等于第二级的输出电阻：

$$r_o = r_{o2} = 1000\Omega$$

3) 求 SW 断开时电压放大倍数：

$$K_1 = \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}} = \frac{37080}{50 + 37080} = 0.9987$$

$$K_2 = 1, \text{射极跟随器衰减因子为 } 1.$$

$$K_{3\_SW\_OFF} = \frac{R_5}{R_5 + r_{o2}} = \frac{1000000}{1000000 + 1000} = 0.999$$

$$A_{us} = A_{u1} \times A_{u2} \times K_1 \times K_2 \times K_{3\_SW\_OFF} = 0.9848 \times (-140.97) \times 0.9987 \times 1 \times 0.999 = -138.51$$

4) 求 SW 闭合时电压放大倍数：

$$K_1 = \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}} = \frac{37080}{50 + 37080} = 0.9987$$

$$K_2 = 1, \text{射极跟随器衰减因子为 } 1.$$

$$K_{3\_SW\_ON} = \frac{R_5 // R_{load}}{R_5 // R_{load} + r_{o2}} = \frac{999}{999 + 1000} = 0.4997$$

$$A_{us} = A_{u1} \times A_{u2} \times K_1 \times K_2 \times K_{3\_SW\_ON} = 0.9848 \times (-140.97) \times 0.9987 \times 1 \times 0.4997 = -69.29$$

建议读者，对包含射极跟随器（除非为最后一级）的电路，尽量不要使用方框图法。

## “共射—共基”型放大电路

共射—共基放大电路如图 Section16-7 所示。假设图中 2N1420 的  $\beta_1=170$  ,  $r_{bb1}=176\Omega$  , T2 管的  $\beta_2=100$  ,  $r_{bb2}=41\Omega$ 。

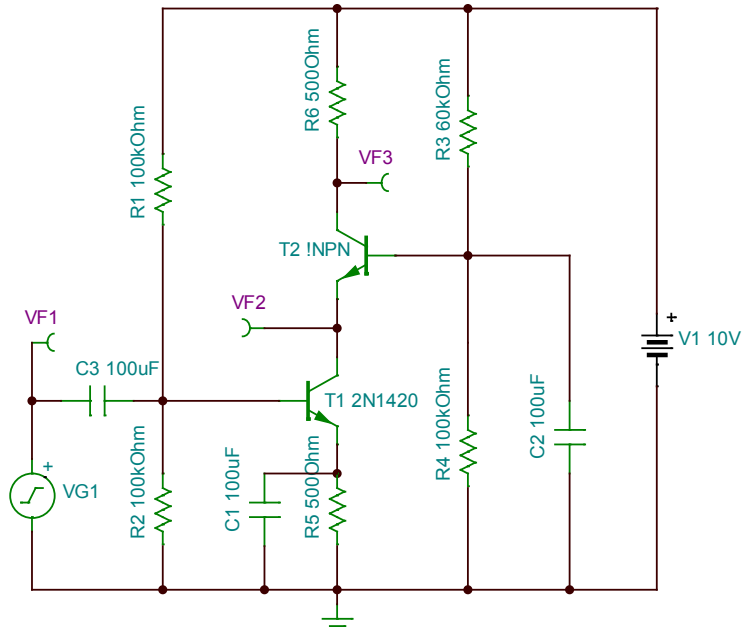


图 Section16-7 共射—共基放大电路

首先分析静态工作原理，其静态通路及其戴维宁等效如图 Section16-8 所示。对晶体管 T1，电阻 R1 和 R2 组成对电源 V1 的分压，加载到 T1 的基极，再通过电阻 R5 到地，输入

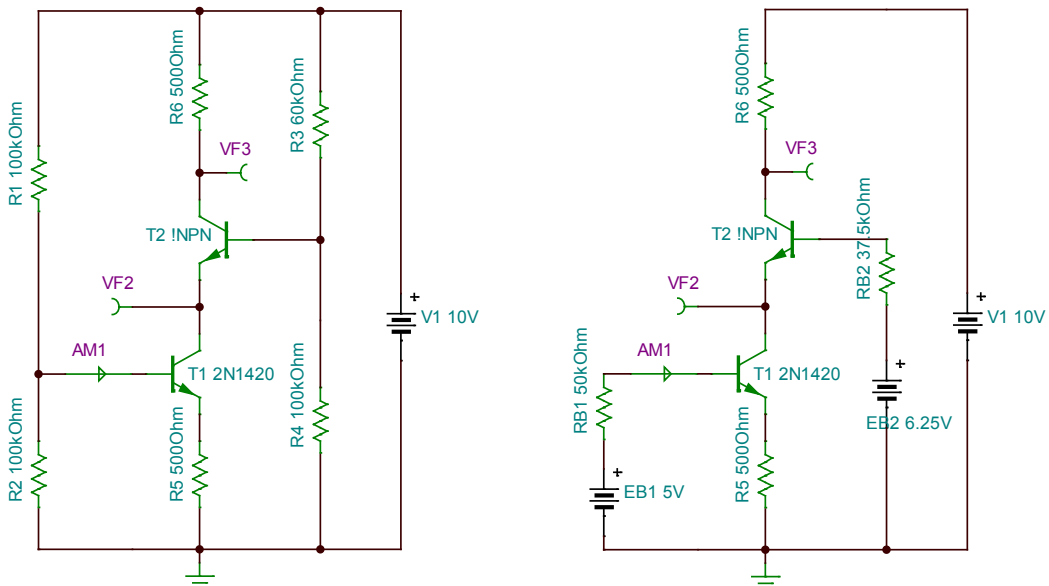


图 Section16-8 共射—共基放大电路的静态通路（左）和戴维宁等效（右）

回路是通的，可以形成确定的基极静态电流  $I_{BQ1}$ ，但是这个  $I_{BQ1}$  要想产生对应的  $I_{CQ1}=\beta_1 I_{BQ1}$ ，那么 T2 管必须是导通的，且  $U_{CEQ1}$  必须大于 0.3V。而 T2 管是否导通，又取决于其发射结是否正向导通。从戴维宁等效图中可以看出，EB2=6.25V 是有让 T2 发射结正偏的趋向的，

至于是否能够导通，取决于 VF2 点的静态电位。后期的计算可知，T1 管的集电极，即 VF2 点，其静态电位最小值( $U_{EQ1}+0.3V$ )为 3.01V，是有能力让 T2 发射结正向导通的。

这样，两个晶体管都会导通，且后期计算可知，两个晶体管都处于放大状态。并且，T2 管的电流完全受控于 T1 管电流——T1 管通过自动调节 VF2 点静态电位，客观上调节 T2 的  $U_{BEQ2}$ ，进而控制  $I_{BQ2}$ 、 $I_{CQ2}$ 、 $I_{EQ2}$ ，迫使  $I_{EQ2}$  永远等于  $I_{CQ1}$ 。

静态计算过程如下，先进行戴维宁等效：

$$E_{B1} = V_1 \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10V \times \frac{100}{100 + 100} = 5V$$

$$R_{B1} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50k\Omega$$

假设 T1 处于放大状态，则有如下的静态表达式成立：

$$E_{B1} - U_{BEQ1} = I_{BQ1}R_{B1} + (1 + \beta_1)I_{BQ1}R_5$$

则可解出：

$$I_{BQ1} = \frac{E_{B1} - U_{BEQ1}}{R_{B1} + (1 + \beta_1)R_5} = \frac{5 - 0.7}{50 + 171 \times 0.5} = 0.0317mA$$

如果 T1 处于放大状态，那么 T1 的集电极电流为：

$$I_{CQ1} = \beta_1 I_{BQ1} = 170 \times 0.0317mA = 5.389mA$$

对 T2 管，假设其也工作于放大状态，则有：

$$I_{EQ2} = I_{CQ1} = 5.389mA$$

$$I_{BQ2} = \frac{1}{1 + \beta_2} I_{EQ2} = \frac{5.389}{101} = 0.05336mA$$

$$I_{CQ2} = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} I_{EQ2} = \frac{100 \times 5.389}{101} = 5.336mA$$

据此，可以计算出两个晶体管的各极电位为：

$$U_{BQ2} = E_{B2} - I_{BQ2} \times R_{B2} = 6.25 - 0.05336 \times 37.5 = 6.05V$$

$$U_{CQ2} = V_1 - I_{CQ2} \times R_6 = 10 - 5.336 \times 0.5 = 7.332V$$

$$U_{EQ2} = U_{BQ2} - U_{BEQ2} = 6.05 - 0.7 = 5.35V$$

得： $U_{CEQ2} = U_{CQ2} - U_{EQ2} = 7.332 - 5.35 = 1.982V > 0.3V$

晶体管 T2 处于放大状态，同样可得 T1 的各极电位：

$$U_{EQ1} = (1 + \beta_1)I_{BQ1} \times R_5 = 171 \times 0.0317mA \times 0.5k\Omega = 2.71V$$

$$U_{CQ1} = U_{EQ2} = 5.35V$$

$$U_{CEQ1} = U_{CQ1} - U_{EQ1} = 5.35 - 2.71 = 2.64V > 0.3V$$

晶体管 T1 也处于放大状态。至此，静态求解完毕。顺手得：

$$r_{be1} = r_{bb'1} + \frac{U_T}{I_{BQ1}} = 176 + \frac{26}{0.0317} = 996\Omega$$

$$r_{be2} = r_{bb'2} + \frac{U_T}{I_{BQ2}} = 41 + \frac{26}{0.05336} = 528\Omega$$

接着分析动态，画出动态等效电路如图 Section16-9 所示。从图中可以看出：

$$(1 + \beta_2)i_{b2} = \beta_1 i_{b1}$$

则有：

$$i_{b2} = \frac{\beta_1}{1 + \beta_2} i_{b1}$$



由此可以写出增益表达式为：

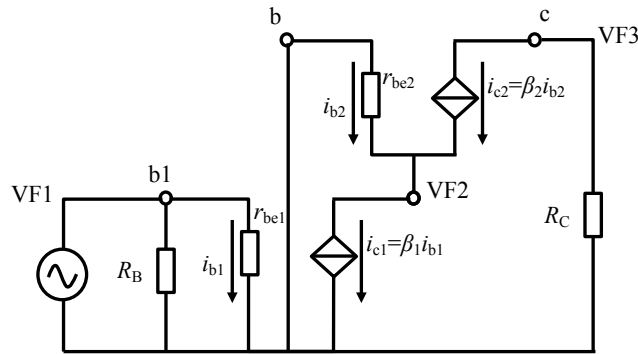


图 Section16-9 共射—共基放大电路的动态等效电路

$$A_u = \frac{VF3}{VF1} = -\frac{\beta_2 i_{b2} R_C}{i_{b1} r_{be1}} = -\frac{\beta_2 \frac{\beta_1}{1 + \beta_2} i_{b1} R_C}{i_{b1} r_{be1}} = -\frac{\beta_1 \beta_2}{1 + \beta_2} \frac{R_C}{r_{be1}} = -84.496$$

当  $\beta_2 \gg 1$ ，有：

$$A_u \approx -\frac{\beta_1 R_C}{r_{be1}} = -85.34$$

电路的输入电阻为：

$$r_i = R_B // r_{be1} = 50000 // 996 = 976\Omega$$

电路的输出电阻求法为，将输入信号短接，则  $i_{b1} = 0$ ，导致  $i_{c2} = 0$ ，从输出端看进去，受控电流源  $i_{c2}$  是断开的，只剩下  $R_C$ ，因此输出电阻为：

$$r_o = R_C = 500\Omega$$

这三大参数求解完毕后，我们发现，它们与共射极放大电路几乎是一模一样的。那么，为什么还要用两个晶体管组合，形成如此复杂的电路呢？其实，共射—共基组合电路最大的优点在于，它的带宽比共射极电路要大一些。此事超出了本书范围，不讲。

### 直接耦合多级放大电路的几点分析

直接耦合放大电路，与前述的阻容耦合有些区别，需要特别注意。我们以图 Section16-1 为例，将其各部分拆开分析，逐步求解。

#### 输入信号的耦合

输入信号是正负变化的，也称为双极性信号。在直接耦合放大电路中，输入耦合一般做成图 Section16-10 左图所示。

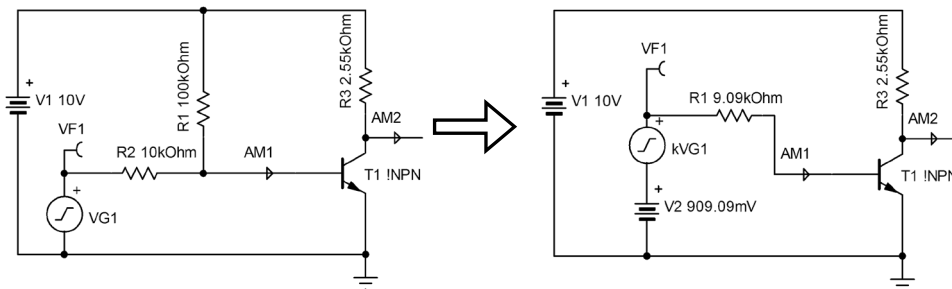


图 Section16-10 直接耦合电路的等效，包括信号源和直流偏置电路

采用两个分压电阻 R1 和 R2，一方面给晶体管 T1 提供偏置电流  $I_{BQ}$ ，另一方面，实现了正负输入信号的耦合进入。从 T1 基极向左看，利用戴维宁等效和叠加原理，电路可以等效为图 Section16-10 右图。

对基极来说，有两个源对其施压，分别为信号源和直流电压源 V1，对它们可以使用叠加原理。

a) 对信号源来说，根据戴维宁等效方法，它等效为一个新的信号源串联一个新电阻加载到基极：其中，新信号源变为  $kV_1$ ：

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{100}{110} = 0.909$$

而新电阻为两个分压电阻的并联：

$$R = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9.09k\Omega$$

b) 对直流电压源 V1 来说，同样利用戴维宁等效，为一个新的电压源串联一个新电阻加载到基极，其中，新的电压源变为：

$$V_2 = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \times \frac{10}{110} = 0.909V$$

新电阻仍为两个分压电阻的并联：

$$R = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9.09k\Omega$$

这就形成了图 Section16-10 右图所示的电路。分析静态时，将信号源短接；分析动态时，将 V2 短接。据上述分析，假设 T1 的  $U_{BEQ1}=0.67V$ ，图 Section16-10 电路的静态结果为：

$$I_{BQ1} = \frac{V_2 - U_{BEQ1}}{R} = \frac{0.909 - 0.67}{9.09k\Omega} = 0.0264mA$$

$$I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 100 \times 0.0264 = 2.64mA$$

### 直接耦合多级放大电路的静态求解方法

多级直接耦合静态求解如图 Section16-11 所示。以晶体管 T1 为例，它的难点在于，我

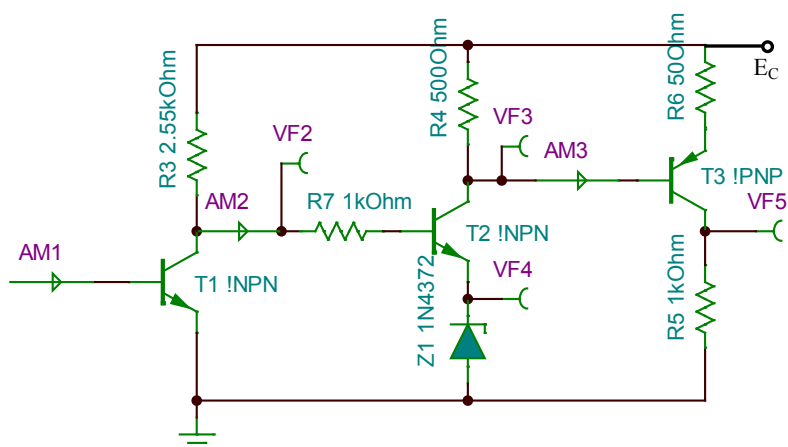


图 Section16-11 直接耦合的静态求解

们只知道 T1 的基极电流和集电极电流，但是流过电阻 R3 的电流，并不是  $I_{CQ1}$ ，因此我们就无法一次计算出  $U_{CQ1}$ （在阻容耦合电路中，由于后级电容的隔直作用， $U_{CQ1}=E_C-I_{CQ}R_C$ ，在直接耦合电路中，这个表达式不能成立）。因此，对直接耦合多级电路，我们需要联立方程求解。通常需要先设 T1 集电极电位为  $U_{CQ1}$ ，然后在集电极列电流方程：

$$I_{R3} = \frac{V_1 - U_{CQ1}}{R_3} \quad (1)$$

$$I_{BQ2} = \frac{U_{CQ1} - U_{BQ2}}{R_7} \quad (2)$$

流过电阻  $R_3$  的是总电流，减去流过  $I_{BQ2}$  的分支电流，等于另一个分支电流  $I_{CQ1}$ ：

$$I_{R3} - I_{BQ2} = \beta_1 I_{BQ1} = C \quad (3)$$

其中， $C$  为已知量——在计算获得了输入电流  $I_{BQ1}$  后。

将式(1)和式(2)代入式(3)，得：

$$\frac{V_1 - U_{CQ1}}{R_3} - \frac{U_{CQ1} - U_{BQ2}}{R_7} = C$$

化简：

$$\begin{aligned} R_7 V_1 - R_7 U_{CQ1} - R_3 U_{CQ1} + R_3 U_{BQ2} &= R_3 R_7 C \\ R_7 U_{CQ1} + R_3 U_{CQ1} &= R_7 V_1 + R_3 U_{BQ2} - R_3 R_7 C \end{aligned}$$

可以解得  $U_{CQ1}$  为一个确定值：

$$U_{CQ1} = \frac{R_7 V_1 + R_3 U_{BQ2} - R_3 R_7 C}{R_3 + R_7} \quad (4)$$

一旦解出  $U_{CQ1}$ ，后面的求解就会迎刃而解。将式(4)代入式(2)得：

$$\begin{aligned} I_{BQ2} &= \frac{\frac{R_7 V_1 + R_3 U_{BQ2} - R_3 R_7 C}{R_3 + R_7} - U_{BQ2}}{\frac{R_7}{R_3 + R_7}} = \frac{\frac{R_7}{R_3 + R_7} V_1 - \frac{R_7}{R_3 + R_7} U_{BQ2} - \frac{R_3 R_7}{R_3 + R_7} C}{\frac{R_7}{R_3 + R_7}} \\ &= \frac{V_1 - U_{BQ2} - R_3 C}{R_3 + R_7} \end{aligned} \quad (5)$$

其中， $U_{BQ2}$  为稳压管的击穿电压 2.5V 和 T2 发射结导通电压 0.67V 的叠加，为 3.17V。

根据前述信号耦合部分的分析结果， $I_{BQ1} = 0.0264\text{mA}$ ，则有：

$$C = \beta_1 I_{BQ1} = 2.64\text{mA}$$

将结果代入式(5)得：

$$I_{BQ2} = \frac{V_1 - U_{BQ2} - R_3 C}{R_3 + R_7} = \frac{10 - 3.17 - 2.55 \times 2.64}{2.55 + 1} = 0.0276\text{mA}$$

至此，第二级的输入电流  $I_{BQ2}$  就知道了。那么，按照相同的方法，就可以求解第二级的静态电压  $U_{CQ2}$ ，以及第三级的输入电流  $I_{BQ3}$ ，就像多米诺骨牌一样。

读者可以看出，电阻  $R_7$  对  $I_{BQ2}$  的影响巨大，增大此电阻，可以减小其敏感性，但是一旦  $R_7$  很大，在动态分析中，将严重降低放大倍数。这也是多级放大电路设计中困难的地方。

### 直接耦合多级放大电路的稳压管的作用

图中稳压管具有一个特点，其动态电阻远小于静态电阻，这样在静态分析中它可以消耗静态电压，但在动态分析时，在稳压管上却只有很小的动态电压，有利于提高放大倍数。

### 直接耦合多级放大电路的 NPN 和 PNP 交替使用的妙处

NPN 管共射极电路，输入为基极，输出为集电极，在放大状态下，集电极电位会高于基极电位——集电极反偏，也就是说，其静态电位从输入到输出，是一个爬坡状态。大家可以想象一下，如果这个多级共射极放大电路都使用 NPN 管，那么各级的 C 端电位将逐级

提升，一级一级级联，最后一级的 C 端电位将会很高。而在某一级使用 PNP 管，则会导致 C 端电位下降，有利于多级的静态电位调配。

## 1.2. 场效应晶体管的工作原理及应用电路

场效应管(Field Effect Transistor—FET)是单极型晶体管，与双极型晶体管 BJT 都属于晶体管(Transistor)。在双极型晶体管中，载流子包含电子运动，也包含空穴运动，像双重合力一般流向两个极；而在场效应管中，只有一种载流子运动，或者电子或者空穴，流向一个极，因此叫单极型晶体管。

单极型的场效应管虽然诞生较晚，但从它一出世，就以其自身固有的优点，比如低噪声、高阻低功耗、热稳定性好等，展开了与双极型管的殊死搏斗，两者都能实现放大功能和开关功能，因此在哪些场合用什么，就成了必须讨论的问题。首先在处理器中，也就是数字领域，FET 中的一类叫 MOSFET，以其极低的功耗吸引了科学家和投资者，这使得 MOSFET 在初选中就赢得了先机，它的缺点也就被科学家和投资者一一克服。现在的处理器，全部使用 MOSFET 实现，在此领域 FET 完胜对手。在运算放大器、模数转换器、电源模块等模拟器件中，原本属于双极型晶体管的阵地，现在也开始逐步拱手相让。因此，越来越多的用人单位，开始要求高校加大对 FET 的讲解力度。

虽然如此，双极性晶体管仍有其固守阵地的资本，比如超高频、电流放大能力强、价格便宜、电路成熟、会用的人多，以及其它细微的特点。总之，我们固有的观念一天天被打破——小个子跳高得了冠军——我们不断见到一个个原本属于双极型晶体管优势应用的场合，被 FET 占领。但至少现在，仍不是宣布 BJT 消亡的时刻。

## Section24. 场效应管分类和管脚定义

### 分类

场效应管在大类上分为结型场效应管(Junction FET)和金属氧化物场效应管(Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor-MOSFET)。

结型场效应管工作电流很小，适合于模拟信号放大，它分为 N 沟道和 P 沟道两种。像双极型晶体管中的 NPN 和 PNP 一样，N 沟道和 P 沟道仅是工作电流的方向相反。结型场效应管由于应用场合有限，数量较少。以某大型半导体专卖公司产品种类为例，可以看出一些端倪。在该公司，JFET 种类为 153 种，最大电流仅为 500mA，多数在 100mA 以下。

MOSFET 首先分为增强型(enhancement mode)和耗尽型(depletion mode)两种，但是两者数量相差很大。增强型 MOSFET 在该公司多达 7843 种，而耗尽型无一入选。我知道的耗尽型 MOSFET 只有不超过 10 种，而且它只有 N 沟道的。因此本书不过多介绍耗尽型 MOSFET，以下所说的 MOSFET，均指增强型。

在 MOSFET 中，也分为 N 沟道和 P 沟道两种。

同时，MOSFET 以其工作电流和工作电压区分，一般分为小信号管和功率管(Power MOSFET)两种。其中 Power MOSFET 种类繁多，最大电流可以高达几百安培。至于哪个是小信号，哪个是功率 MOSFET，分界线在哪里，也无从考证。

本书重点介绍小信号 MOSFET。

### 管脚定义

所有的 FET 都有 3 个管脚，分别为门极 G(Gate)——对应于双极型管的基极 b，漏极 D(Drain)——对应于双极型管的集电极 c，源极 S(Source)——对应于双极型管的发射极 e。在内部，FET 的源极 S 和衬底连在一起。个别 MOSFET 将衬底引出，形成了第 4 脚。

场效应管分类和管脚定义如图 Section24-1 所示。

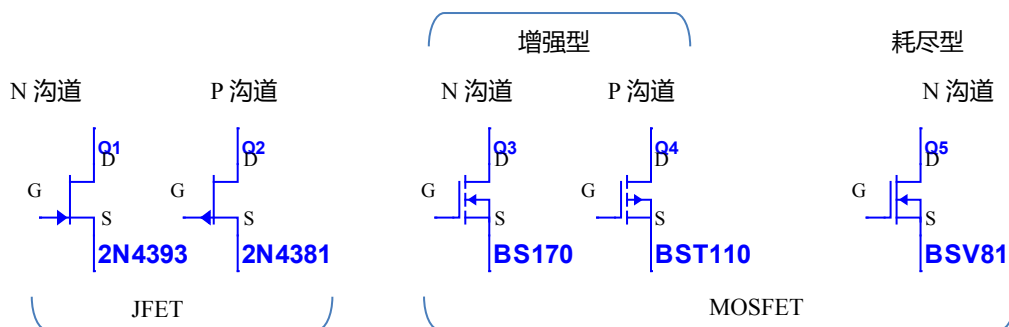


图 Section24-1 场效应管全家福

需要注意的是，场效应管中，源极和漏极是对称的，可以互换。但是在 MOSFET 中，由于衬底和源极在内部已经连同，甚至很多 MOSFET 内部还在 D、S 之间并联了一个二极管，因此 D 和 S 不能互换。

正常工作时，所有场效应管的门极，都没有电流。因此，其漏极电流一定等于源极电

流。场效应管的核心原理是，GS 两端的电压，控制漏极电流，因此也被称为“压控型”器件。这有别于 BJT（双极型晶体管）的  $i_B$  控制  $i_C$ ，即流控型器件。

## Section25. JFET

我们无法像 BJT 一样，研究 JFET 的输入电压  $u_{GS}$  与输入电流  $i_G$  的关系，因为结型场效应管门极具有极高的输入阻抗， $i_G$  近似为 0。只能研究输入电压  $u_{GS}$  与输出电流  $i_D$  的关系，称为转移特性；输出电压  $u_{DS}$  与输出电流  $i_D$  的关系，称为输出特性。如图 Section25-1 所示。测试电路如图 Section25-2 所示。

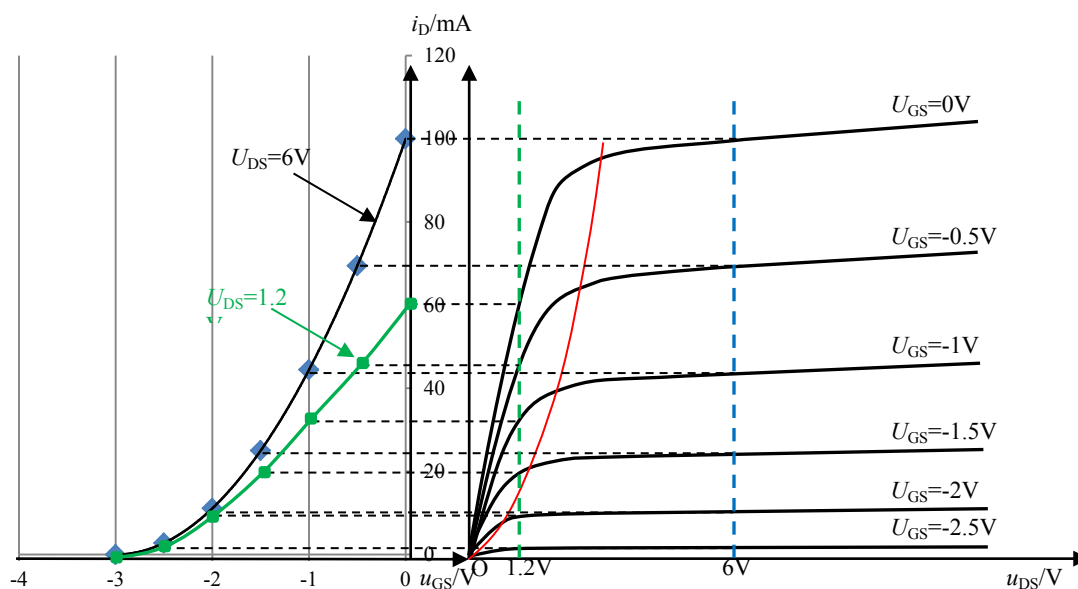


图 Section25-1 N 沟道 JFET 的伏安特性，左图为转移特性，右图为输出特性，共用纵轴

### 转移特性的获得方法

图 Section25-2 中，先设定  $V_2$ ，即  $u_{DS}$  为一个规定值（不同厂家不同型号会有不同的规定），比如 6V。在此情况下，改变  $V_1$ ，即  $u_{GS}$  从 -4V 到 0V，记录  $(u_{GS}, i_D)$  形成样点，绘于图 Section25-1 左图中，形成一条曲线。

你还可以改变  $V_2$  为另外一个值，重复上述过程，获得另外一个转移特性。比如图 Section25-1 中，以绿色线绘制了  $V_2=1.2V$  的曲线。

### 输出特性的获得方法

设定  $u_{GS}$  为一个确定值，比如 -2.5V，改变  $u_{DS}$ ，从 0V 到某个较大的电压，记录  $(u_{DS}, i_D)$  形成样点，绘于图 Section25-1 右图中，形成一条曲线，此为  $u_{GS}=-2.5V$  的输出伏安特性曲线。

将  $u_{GS}$  以规定的步长增加，比如 0.5V，重复上述过程，记录下  $u_{GS}=-2.0V$  的输出伏安特性曲线。

如此不断直到完成  $u_{GS}=0V$  的输出伏安特性曲线。



## 伏安特性之关键

### 1) 夹断电压 $U_{GSOFF}$

图中可以看出  $U_{GSOFF} = -3V$ 。当 N-JFET 的  $u_{GS}$  小于  $U_{GSOFF}$  时，无论  $u_{DS}$  多大，电流  $i_D$  均为 0，似乎晶体管被夹断一样。

N-JFET 在  $u_{GS}$  等于 0 时，处于导通状态，只有给它施加反压，且反压超过  $U_{GSOFF}$  时，才能关断它，因此它属于长通管。一般 N-JFET 的夹断电压均在  $-0.2V \sim -10V$  之间。

### 2) 零偏漏极电流 $I_{DSS}$

在转移特性曲线中（左图），当  $u_{GS}$  等于 0 时的漏极电流称为零偏漏极电流，这也是 N-JFET 所能提供的最大电流。从图中可以看出，似乎  $u_{GS}$  大于 0， $i_D$  还有增长的趋势，是的，没错。但是，此时晶体管的 G、S 之间就不再是高阻的，因此，N-JFET 禁止  $u_{GS}$  大于 0。

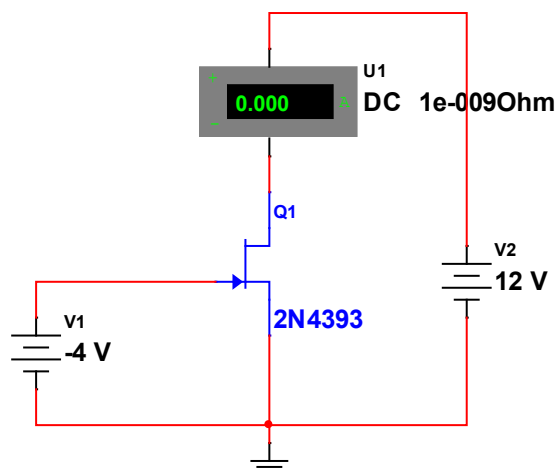


图 Section25-2 N 沟道 JFET 的测试电路

### 3) 转移特性曲线的数学表达式

经研究，在恒流区，它是一个平方曲线，近似为式(Section25-1)。

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2 \quad \text{(Section25-1)}$$

也可以将上式改为：

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2 = \frac{I_{DSS}}{U_{GSOFF}^2} (u_{GS} - U_{GSOFF})^2 = K (u_{GS} - U_{GSOFF})^2 \quad \text{(Section25-1a)}$$

其中  $K$  影响转移特性曲线的增长速率，单位为  $A/V^2$ 。

### 4) 输出伏安特性曲线特征

当给定一个非夹断的  $U_{GS}$ ，即  $U_{GSOFF} < U_{GS} \leq 0$ ，输出伏安特性总是遵循这样的规律：当  $u_{DS}$  从 0V 开始增加时，电流  $i_D$  也随之增加，看起来 D、S 之间像一个电阻一样，且这个电阻的大小随不同的  $U_{GS}$  而变化， $U_{GS}$  越大（越靠近 0V），电阻越小。随后当  $u_{DS}$  超过某个电压，我们称之为  $U_{DS\_dv}$  时，电流  $i_D$  几乎不再增加，看起来 D、S 之间像个恒流源一样。将每一根输出伏安特性曲线的  $U_{DS\_dv}$  连接起来，就是图 Section25-1 右图中的红色线，这是一个分界线，它的左侧区域被称为可变电阻区——类似于双极型晶体管的饱和区，而右侧为恒流区——类似于双极型管的放大区。

我们发现了这样的规律，随着  $U_{GS}$  的增加，分界点电压  $U_{DS\_dv}$  也在增加，且近似满足：

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSOFF} \quad \text{(Section25-2)}$$

据此可以判断 N-JFET 的工作状态。

把 N-JFET 用于一个放大电路，我们自然希望它工作在恒流区。但是，如果我们希望这个晶体管起到一个可变电阻的目的，比如用它代替双极型晶体管放大电路中的  $R_C$ ，就可以

用一个电压  $U_{GS}$  控制它的电阻，实现程控增益的目的。这看起来有点诱人。

另外，在图 Section25-1 右图中的恒流区，随着  $u_{DS}$  的上升， $i_D$  也是微弱上升的。这是一个客观规律，用一个参数  $\lambda$  表达，在本书中为简化描述，暂时忽略了这个作用。

### 5) 两根曲线的关系

其实转移特性曲线和输出特性曲线是冗余的。大家是可以从一个图，绘制出另外一个图。

比如在图 Section25-1 右图中，以 6V 纵线和多跟曲线相交，得到的点，绘制出来，就是左图（标注  $U_{DS}=6V$ ）；移动 6V 纵线到 5.5V，又可以产生一系列点，在左图描绘出来，就成了另外一个转移特性曲线，标注为  $U_{DS}=5.5V$ ；这两根线是近似重合的。当  $U_{DS}=3V$  甚至更小时，比如图中设定的 1.2V，就可以得到完全不同的转移特性曲线。

### 在 Multisim12.0 中获得转移特性、输出特性

测试电路如图 Section25-1 所示。在 Simulate—Analysis—Dc-sweep 中，设定电源电流的负值为输出，分别利用两个 source1——主横轴，和 source2——每根线变化，可以得到期望的伏安特性。得到图后，找到一个输出到 excel 的图标，按下 check all，可以选择全

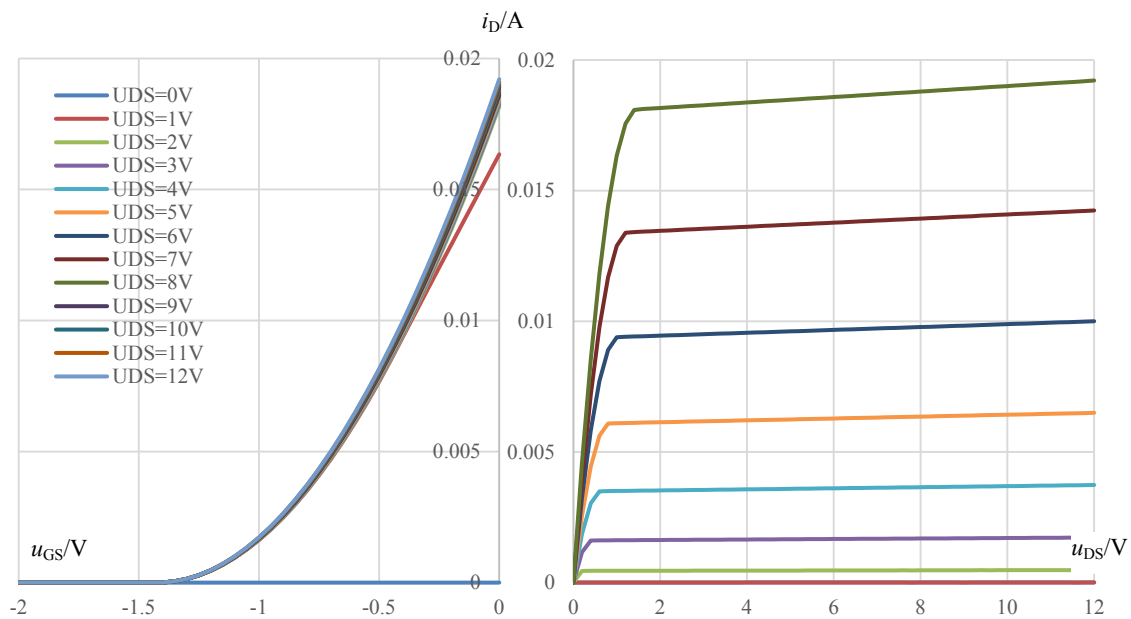


图 Section25-3 Multisim12.0 中的 2N4393 转移、输出伏安特性曲线

部数据，软件会自动启动 EXCEL，得到一个 EXCEL 文件，文件中包含所有测试样点的数据。使用 EXCEL 工具，可以得到漂亮的图 Section25-3。

### 判断 JFET 的工作状态

JFET 的工作状态比较复杂。在正常工作时，它可以工作在截止区，可变电阻区，以及恒流区。除此之外，它还有异常工作状态，比如对 N 沟道 JFET， $u_{GS}$  大于 0V 的状态。

### S 和 D 的区分

很多电路图中 JFET 的 S 和 D 是没有标注的。因此，我们必须学会对一个电路中的 JFET，进行 S、D 区分。规则如下：

对 N 沟道 JFET，外部电源产生的电流方向，是由 D 流向 S 的。

对 P 沟道 JFET，外部电源产生的电流方向，是由 S 流向 D 的。据此可得出判断。

**状态的判断**

明确了 D 和 S 两个脚，根据下表可以轻松判断。

N 沟道 JFET	$u_{GS} \leq U_{GSOFF}$	$U_{GSOFF} < u_{GS} \leq 0V$	$u_{GS} > 0V$
	截止区	$u_{DS} < U_{DS\_dv}$ ，可变电阻区	异常状态
		$u_{DS} > U_{DS\_dv}$ ，恒流区	
P 沟道 JFET	$u_{GS} > U_{GSOFF}$	$0V = < u_{GS} < U_{GSOFF}$	$u_{GS} < 0V$
	截止区	$u_{DS} > U_{DS\_dv}$ ，可变电阻区	异常状态
		$u_{DS} < U_{DS\_dv}$ ，恒流区	

**举例 1：**

电路如图 Section25-4 所示。2N3369 是 N 沟道 JFET，其关键参数为： $U_{GSOFF} = -2.0712V$ ， $I_{DSS} = 1.6mA$ ，判断 JFET 的工作状态，估算电流。

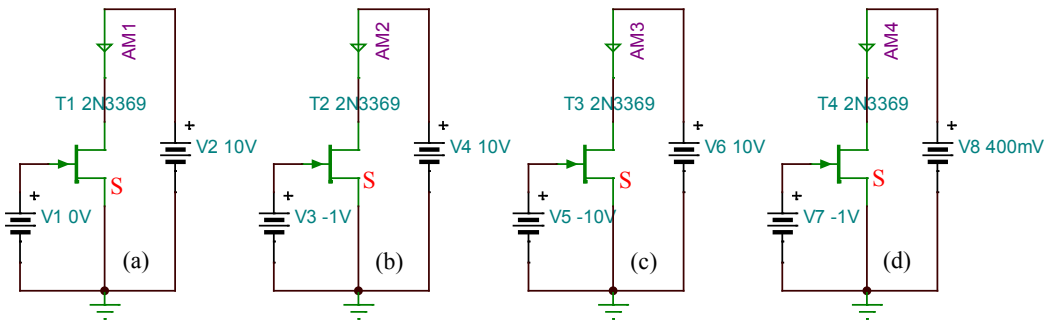


图 Section25-4 举例 1 电路

解：(a)图中，外部电流由上而下，因此上边管脚是 D。可知， $u_{GS} = 0V$ ， $u_{DS} = 10V$ ，工作在恒流区或者可变电阻区。有如下公式可以利用：

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSOFF} = 2.0712V$$

$$u_{DS} = 10V > U_{DS\_dv}$$

因此，JFET 工作在恒流区。

$$i_D = AM1 = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2 = 1.6mA \left(1 - \frac{0}{-2.0712}\right)^2 = 1.6mA$$

(b)图中，外部电流由上而下，因此上边管脚是 D。可知， $u_{GS} = -1V$ ， $u_{DS} = 10V$ ，工作在恒流区或者可变电阻区。有如下公式可以利用：

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSOFF} = 1.0712V$$

$$u_{DS} = 10V > U_{DS\_dv}$$

因此，JFET 工作在恒流区。

$$i_D = AM2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2 = 1.6mA \left(1 - \frac{-1}{-2.0712}\right)^2 = 0.428mA$$

(c)图中，外部电流由上而下，因此上边管脚是 D。可知， $u_{GS} = -10V$ ， $u_{DS} = 10V$ ，工作在截止区。

$$i_D = AM3 = 0mA$$

(d)图中，外部电流由上而下，因此上边管脚是 D。可知， $u_{GS}=-1V$ ， $u_{DS}=0.4V$ ，工作在恒流区或者可变电阻区。有如下公式可以利用：

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSOFF} = 1.0712V$$

$$u_{DS} = 0.4V < U_{DS\_dv}$$

因此，JFET 工作在可变电阻区。电流介于 0~0.428mA 之间，如果一定要估算，可以把这一段视为直线，由两个点组成 (0,0)，(1.0712, 0.428mA)，则有：

$$i_D = AM4 = \frac{0.428mA}{1.0712} \times 0.4 = 0.16mA$$

### 举例 2：

电路如图 Section25-5 所示。2N3369 是 N 沟道 JFET，其关键参数为： $U_{GSOFF}=-2.0712V$ ， $I_{DSS}=1.6mA$ ，判断 JFET 的工作状态，估算电流。

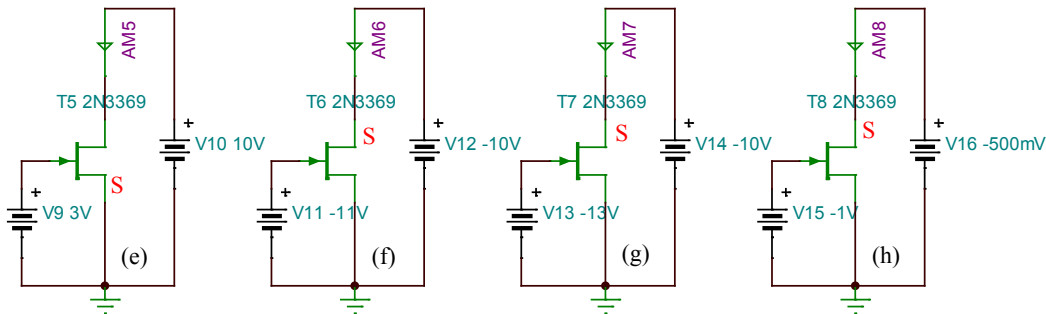


图 Section25-5 举例 2 电路

解：(e)图中，下面管脚为 S 脚。此时， $u_{GS}=3V$ ，JFET 工作于异常状态。AM5 不好计算，但一定较大。

(f)图中，上面管脚为 S 脚。此时可知  $u_G=-11V$ ， $u_S=-10V$ ， $u_D=0V$ ， $u_{GS}=-1V$ ， $u_{DS}=10V$ ，此值与举例 1 中图(b)完全相同。有如下公式可以利用：

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSOFF} = 1.0712V$$

$$u_{DS} = 10V > U_{DS\_dv}$$

因此，JFET 工作在恒流区。

$$i_D = -AM6 = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2 = 1.6mA \left(1 - \frac{-1}{-2.0712}\right)^2 = 0.428mA$$

(g)图中，上面管脚是 S 脚。此时， $u_G=-13V$ ， $u_S=-10V$ ， $u_D=0V$ ， $u_{GS}=-3V$ ， $u_{DS}=10V$ ，可知 JFET 工作于截止区，电流应为 0。

(h)图中，上面管脚是 S 脚。 $u_G=-1V$ ， $u_S=-0.5V$ ， $u_D=0V$ ， $u_{GS}=-0.5V$ ， $u_{DS}=0.5V$ ，

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSOFF} = 1.5712V$$

$$u_{DS} = 0.5V < U_{DS\_dv}$$

因此，JFET 工作在可变电阻区。电流不好估算。

学习任务和思考题：

1) 针对图 Section25-5 电路，自行设计电源电压，越奇特越好，然后做出判断。用 TINA-TI 仿真软件验证自己的判断。

2) 设计一个由 2N3369 组成的 JFET 静态电路，让其工作于恒流区。用 TINA-TI 仿真软件验证自己的分析结论。然后，将 JFET 的 D、S 两脚对调，再观察结果是否发生变化。

## Section26. MOSFET

MOSFET 中包含耗尽型和增强型两类。其中耗尽型的伏安特性曲线与 JFET 非常相似，关键指标的定义也完全相同，唯一的区别在于：它允许  $u_{GS}$  大于 0，导致转移特性曲线包含大于 0 的部分，延续了已有公式，输出伏安特性曲线中增加了  $u_{GS}$  大于 0 的曲线。

图 Section26-1 是增强型 MOSFET 的伏安特性曲线，也用图 Section25-2 电路实施测量。

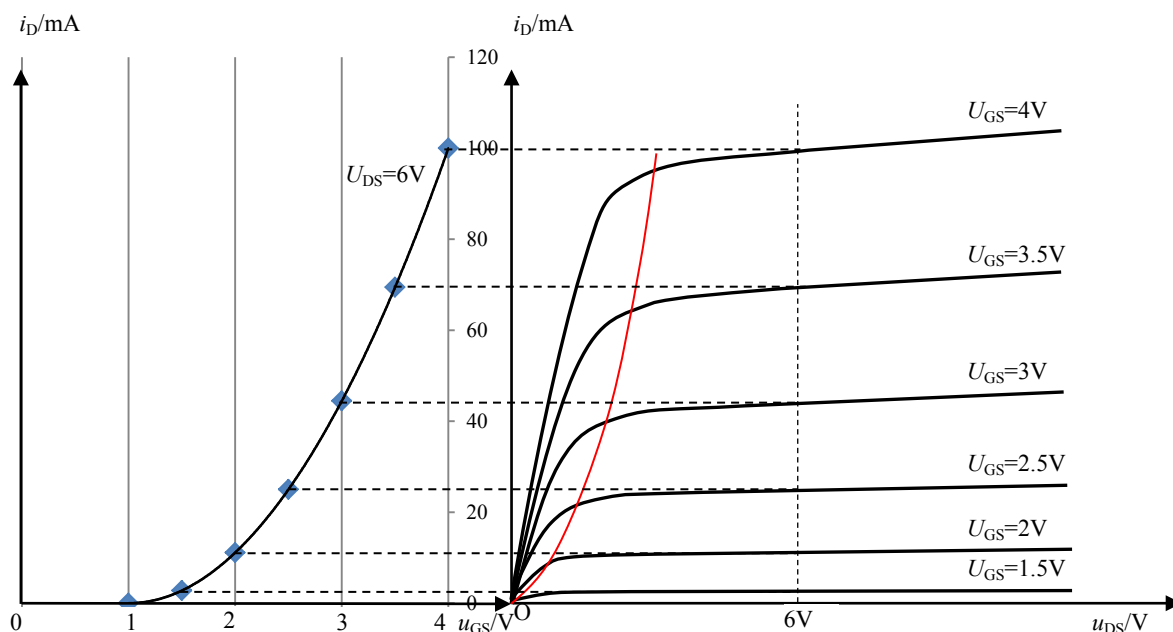


图 Section26-1 N 沟道 MOSFET 的伏安特性，左图为转移特性，右图为输出特性，共用纵轴

### 伏安特性之关键

#### 1) 开启电压 $U_{GSTH}$

图中可以看出  $U_{GSTH}=1V$ 。当 MOSFET 的  $u_{GS}$  小于  $U_{GSTH}$  时，无论  $U_{DS}$  多大，电流  $i_D$  均为 0 (当然， $U_{DS}$  必须为正值)，似乎晶体管被夹断一样，只在  $u_{GS}$  大于  $U_{GSTH}$  时，晶体管才可能存在电流，即所谓的开启。一般 MOSFET 的开启电压均在 0.5V-3V 之间。

#### 2) 转移特性曲线的数学表达式

经研究，在恒流区，它是一个平方曲线，近似为式(Section26-1)。

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 \quad (\text{Section26-1})$$

其中  $K$  影响转移特性曲线的增长速率，单位为  $A/V^2$ 。

#### 3) 可变电阻区和恒流区的分界线

随着  $U_{GS}$  的增加，分界点电压  $U_{DS_{dv}}$  也在增加，且近似满足：

$$U_{DS_{dv}} = U_{GS} - U_{GSTH} \quad (\text{Section26-2})$$

其它方面，与 JFET 差别不大。

图 Section26-2 是利用 Multisim 得到的 2N7000 伏安特性曲线。

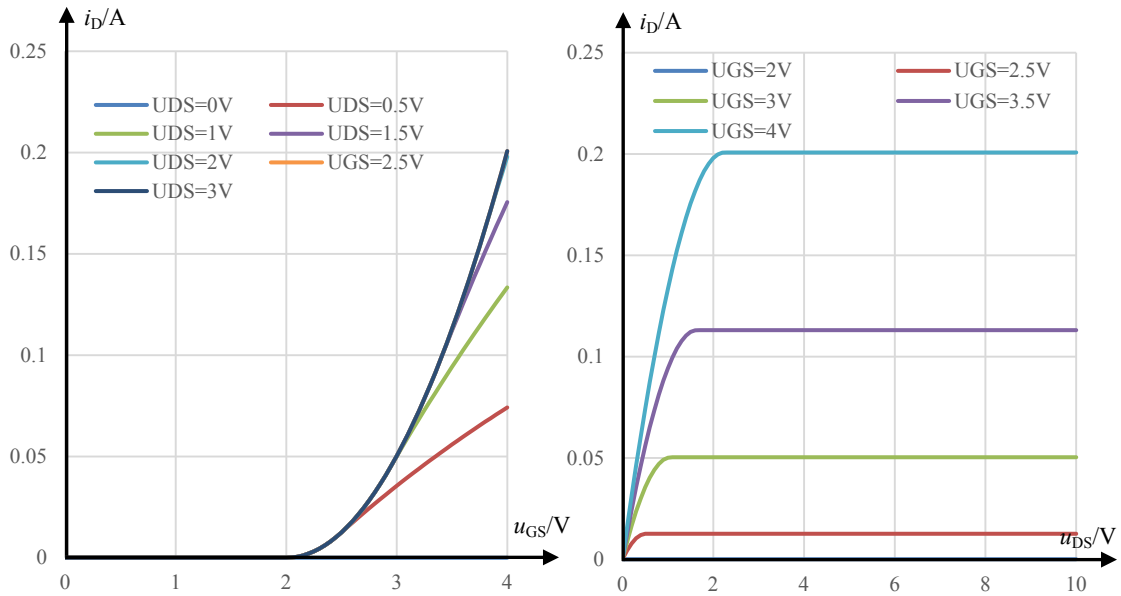


图 Section26-2 Multisim12.0 中的 2N7000 转移、输出伏安特性曲线

### 判断 MOSFET 的工作状态

MOSFET 的工作状态相对较为简单。它的 D 和 S 是明确区分的，严禁反接。因此要求，N 沟道 MOSFET 的外部电源电流，必须由 D 流向 S，P 沟道 MOSFET 的外部电源电流，必须由 S 流向 D。在这种情况下，它可以工作在截止区，可变电阻区，以及恒流区。

下表用于判断 MOSFET 的工作状态。

N 沟道 MOSFET	$u_{GS} \leq U_{GSTH}$	截止区
	$u_{GS} > U_{GSTH}$	$u_{DS} < U_{DS\_dv}$ ，可变电阻区 $u_{DS} > U_{DS\_dv}$ ，恒流区
P 沟道 MOSFET	$u_{GS} \geq U_{GSTH}$	截止区
	$u_{GS} < U_{GSTH}$	$u_{DS} < U_{DS\_dv}$ ，恒流区 $u_{DS} > U_{DS\_dv}$ ，可变电阻区

### 举例 1：

电路如图 Section26-3 所示。2N6755 是 N 沟道 MOSFET，其关键参数为： $U_{GSTH}=3.128V$ ， $K$  约为  $3.5A/V^2$ ，判断 MOSFET 的工作状态，估算电流。

解：对(a)图， $u_{GS}=0V$ ，不足以开启，MOSFET 处于截止状态，电流为 0。

对(b)图， $u_{GS}=3.13V$ ，刚开启，MOSFET 处于临界导通。因此它或者是恒流区，或者是可变电阻区，这取决于下面的分析：

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSTH} = 3.13 - 3.128 = 2mV$$

而  $U_{DS} = 10V > U_{DS\_dv}$ ，因此它处于恒流区，可以使用如下公式：

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 = 3.5 \times (3.13 - 3.128)^2 = 14\mu A$$

但是可以看出，这个电流实在太小了，说它在恒流区是没错的，但是和截止区也没有什么区别了。

对(c)图， $u_{GS}=3.63V$ ，因此它或者是恒流区，或者是可变电阻区，这取决于下面的分析：

$$U_{DS\_dv} = U_{GS} - U_{GSTH} = 3.63 - 3.128 = 0.502V$$

而  $U_{DS} = 10V > U_{DS_{dv}}$ ，因此它处于恒流区，可以使用如下公式：

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 = 3.5 \times (3.63 - 3.128)^2 = 0.882A$$

对(d)图， $u_{GS}=3.63V$ ，因此它或者是恒流区，或者是可变电阻区，这取决于下面的分析：

$$U_{DS_{dv}} = U_{GS} - U_{GSTH} = 3.63 - 3.128 = 0.502V$$

而  $U_{DS} = 20mV < U_{DS_{dv}}$ ，因此它处于可变电阻区，不能使用式(Section26-1)计算电流。

但是我们知道，它的电流一定小于(c)图的 0.882A。粗估大约为：

$$AM4 \approx \frac{0.882}{0.502} \times 0.02 = 35mA$$

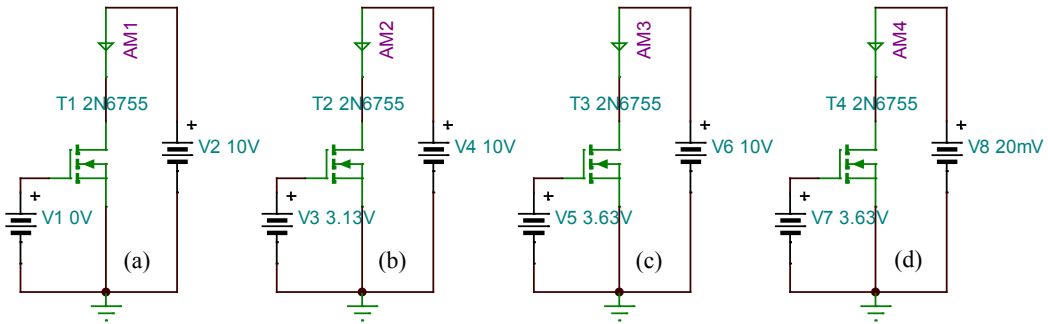


图 Section26-3 举例 1 电路

举例 2：

电路如图 Section26-4 所示。2N6804 是 P 沟道 MOSFET，其关键参数为： $U_{GSTH}=-3.695V$ ， $K$  约为  $-2.2A/V^2$ ，判断 MOSFET 的工作状态，估算电流。

解：对(e)图，由于是 P 沟道管子，其 D、S 电压方向是正确的，但是  $u_{GS}=0V$ ，不足以开启，因此它处于截止状态，电流为 0。

对(f)图， $u_{DS}=-10V$  是正确的，做好了正常工作的准备，而  $u_{GS}=-3.7V$ ，比  $U_{GSTH}$  稍负，也具备了开启条件。因此，它或者是恒流区，或者是可变电阻区，取决于下面的分析：

$$U_{DS_{dv}} = U_{GS} - U_{GSTH} = -3.7 - (-3.695) = -0.005V$$

而  $U_{DS} = -10V < U_{DS_{dv}}$ ，管子工作于恒流区。可以使用式(Section26-1)：

$$AM6 = i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 = -2.2 \times (-3.7 - (-3.695))^2 = -55\mu A$$

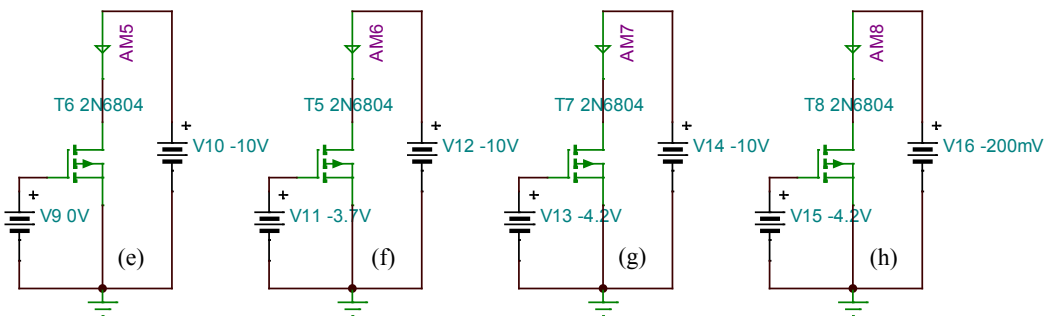


图 Section26-4 举例 2 电路

对(g)图， $u_{DS}=-10V$  是正确的，做好了正常工作的准备，而  $u_{GS}=-4.2V$ ，比  $U_{GSTH}$  负，也具备了开启条件。因此，它或者是恒流区，或者是可变电阻区，取决于下面的分析：

$$U_{DS_{dv}} = U_{GS} - U_{GSTH} = -4.2 - (-3.695) = -0.505V$$



而  $U_{DS} = -10V < U_{DS_{dv}}$ ，管子工作于恒流区。可以使用式(Section26-1)：

$$AM7 = i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 = -2.2 \times (-4.2 - (-3.695))^2 = -0.561A$$

对(h)图， $u_{DS} = -0.2V$  是正确的，至少在方向上做好了正常工作的准备，而  $u_{GS} = -4.2V$ ，比  $U_{GSTH}$  负，也具备了开启条件。因此，它或者是恒流区，或者是可变电阻区，取决于下面的分析：

$$U_{DS_{dv}} = U_{GS} - U_{GSTH} = -4.2 - (-3.695) = -0.505V$$

而  $U_{DS} = -0.2V > U_{DS_{dv}}$ ，管子工作于可变电阻区。不能使用式(0-1)计算电流。但我们知道，此电流的绝对值一定比 0.561A 小。硬要估算，可以约等于：

$$AM4 \approx -\frac{0.561}{0.505} \times 0.2 = -222mA$$

### 举例 3：

电路如图 Section26-5 所示。2N6804 是 P 沟道 MOSFET，其关键参数为： $U_{GSTH} = -3.695V$ ， $K$  约为  $-2.2A/V^2$ 。

- 1) 判断 MOSFET 的工作状态，估算电流。
- 2) 当  $VG1$  为正弦输入信号，它如何影响输出  $VF2$ 。
- 3) 改变电阻  $R_3$ ，观察其对晶体管工作状态的影响。对 P 沟道 MOSFET，使用正电源的话，还有没有其他结构，也可以让其工作在恒流区，且工作点的稳定性有所提高。

解：这是一个正电源供电的 P 沟道 MOSFET 电路。在实际应用中，正电源到处都是，而负电源比较稀罕。所以举例 2 的电路，多数只存在于理论分析时，实际的 P 沟道 MOSFET 应用电路，多数采用本例中的结构。

- 1) 判断工作状态，并求解静态电流。

由于分压电阻  $R_2$  和  $R_3$  交点的左侧面对隔直电容，右侧面对没有电流的晶体管门极 G，两者都不存在静态电流，所以有：

$$U_{GQ} = E \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 10 \times \frac{161.5}{100 + 161.5} = 6.176V$$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = 6.176 - 10 = -3.824V$$

与双极性晶体管分析方法类似，先假设其工作在恒流区，则有：

$$AM1 = I_{SQ} = -I_{DQ} = -K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 = 2.2 \times (-3.824 - (-3.695))^2 = 36.6mA$$

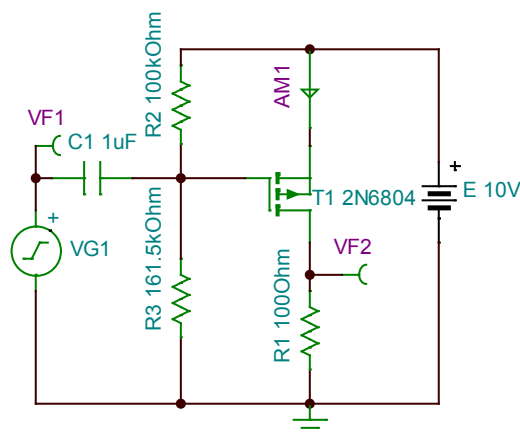


图 Section26-5 举例 3 电路

$$U_{DQ} = I_{SQ} R_1 = 3.66V$$

$$U_{DSQ} = U_{DQ} - U_{SQ} = 3.66 - 10 = -6.44V$$

$$U_{DS,dv} = U_{GSQ} - U_{GSTH} = -3.824 - (-3.695) = -0.129V$$

因  $U_{DSQ} < U_{DS,dv}$ ，则 MOSFET 工作在恒流区，前述假设成立。

2) 当输入为正弦信号。0~90 度时，通过阻容耦合，G 点电位会上升，导致  $U_{GSQ}$  绝对值下降， $i_D$  瞬时电流也下降，进而引起 VF2 输出电位也下降。同样，一个正弦波周期内，输出 VF2 正好与输入信号反相。输入信号可以随动影响输出。其实，这就是一个最简单的 P 沟道 MOSFET 单管放大电路。

3) 读者可以自己实验发现，改变电阻  $R_3$  对静态工作点影响很大。因此这个电路并不实用。读者可以参考双极型晶体管 4 电阻结构，也可以自己创造，探究如何提高静态稳定性。

### 学习任务和思考题：

1) 针对图 Section26-5 电路及已知参数，计算电阻  $R_3$  的取值范围，以保证晶体管处于恒流区。

2) 用 TINA-TI 中的任意一种 N 沟道 MOSFET，设计一个与图 Section26-5 所示电路类似的电路，让其工作在恒流区，估算并应软件验证之。

## Section27. FET 放大电路的静态电路和信号耦合

### 三电阻 MOSFET 电路的静态分析

图 Section27-1 为一个增强型 MOSFET，2N7000 的放大电路，为共源极电路。其信号耦合电路与双极型晶体管电路一样。

静态电路包括电源、晶体管 and 三个电阻 R2、R3、R1。已知 2N7000 的  $U_{G_{STH}}=2V$ ， $K=0.0502A/V^2$ ，求解静态工作点。

$$U_{G_{SQ}} = V2 \times \frac{R3}{R2 + R3} = 12 \times \frac{0.9716}{4 + 0.9716} = 2.3452V$$

据式(Section26-1)，得

$$I_{DQ} = K(U_{G_{SQ}} - U_{G_{STH}})^2 = 0.0502(2.3452 - 2)^2 = 5.98mA$$

$$U_{D_{SQ}} = V2 - I_{DQ}R1 = 12 - 5.98 \times 10^{-3} \times 1000 = 6.02V$$

此时分界电压为：

$$U_{D_{S,dv}} = U_{G_{SQ}} - U_{G_{STH}} = 0.3452V$$

因为  $U_{D_{SQ}} > U_{D_{S,dv}}$ ，即工作点位于分界线右侧，晶体管处于恒流区。

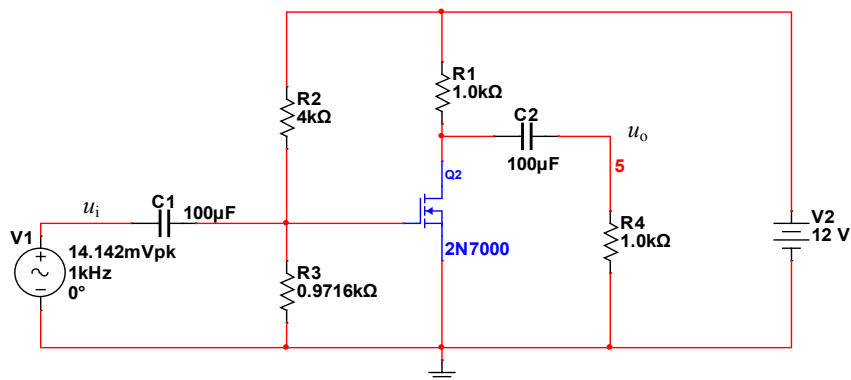


图 Section27-1 三电阻 MOSFET 共源极放大电路

在实际电路中，图中的 R2 和 R3 可以选择更大的电阻值，以适应输入电阻的要求。

### JFET 电路的静态分析

JFET 要工作在恒流区，需要让  $U_{G_{SQ}}$  为负电压。图 Section27-2 用一种称为自给 (ji3—汉语拼音三声) 偏压的电路，只使用一个正 12V 电源，就能让 JFET 工作在恒流区，或者说能让  $U_{G_{SQ}}$  为负电压。此电路是共源极放大电路。

已知 2N4393 的  $U_{G_{SOFF}}$  为 -1.45V， $I_{DSS}$  为 19.7mA，求解电路静态。

此电路的关键是增加了一个电阻 R2，由于门极没有电流，因此  $U_{GQ}=0V$ ，而一旦  $I_{DQ}$  不为 0，则  $U_{SQ}$  一定大于 0，这就造成了  $U_{G_{SQ}}$  小于 0V，即产生了负压。但是，显然  $I_{DQ}$  在影响着  $U_{G_{SQ}}$ ，而  $U_{G_{SQ}}$  又决定这  $I_{DQ}$ ，必须列联立方程组才能获得答案。

首先， $U_{G_{SQ}}$  和  $I_{DQ}$  之间满足式(Section25-1)，就是那个平方关系。其次， $U_{G_{SQ}}$  和  $I_{DQ}$  之间还满足下式，一个直线方程。

$$U_{G_{SQ}} = U_{GQ} - U_{SQ} = -U_{SQ} = -I_{DQ}R2$$

代入数值，设  $x=U_{G_{SQ}}$ ， $y=I_{DQ}$ ，可列出如下方程组：

$$\begin{cases} x = -yR2 = -120y \\ y = I_{DSS}(1 - \frac{x}{U_{GSOFF}})^2 = 0.0197(1 + \frac{x}{1.45})^2 = 0.0197(1 - 82.7586y)^2 \end{cases}$$

化简为如下的一元二次方程：

$$134.925y^2 - 4.2607y + 0.0197 = 0$$

解得  $y_1=5.626\text{mA}$  ,  $y_2=25.95\text{mA}$  , 将  $y_1$ 、 $y_2$  代入直线方程, 得  $x_1=-675.12\text{mV}$  ,  $x_2=-3114\text{mV}$  , 显然后者是直线与平方曲线中小于  $U_{GSOFF}$  部分相交点, 不属于正解。

因此, 可得  $U_{GSQ}=-0.675\text{V}$  ,  $I_{DQ}=5.626\text{mA}$ 。进而得到：

$$U_{DSQ} = V2 - I_{DQ}(R1 + R2) = 12 - 5.626 \times 10^{-3} \times 1120 = 5.699\text{V}$$

此时分界电压为：

$$U_{DS\_dv} = U_{GSQ} - U_{GSOFF} = 0.775\text{V}$$

因为  $U_{DSQ} > U_{DS\_dv}$  , 即工作点位于分界线右侧, 晶体管处于恒流区。

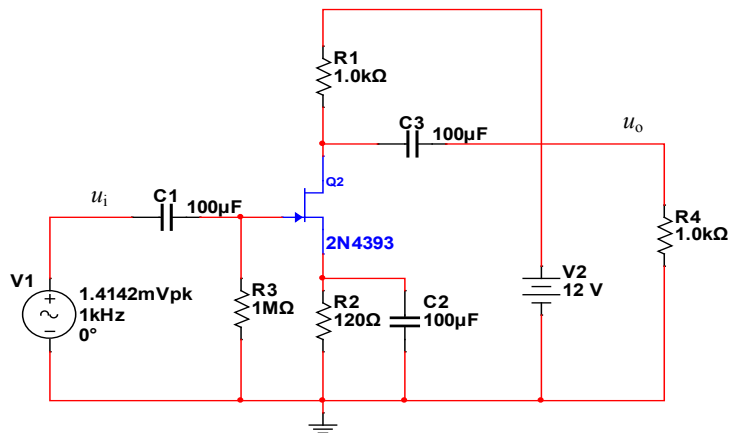


图 Section27-2 JFET 共源极放大电路

### 利用图解法求解以上电路的静态

图解法的核心, 是在晶体管伏安特性曲线图中, 找到另外一条约束线, 它和伏安特性曲线的交点, 就是静态工作点。一般来说, 这条约束线是直线。

比如在 JFET 的转移伏安特性曲线图中, 横轴是  $u_{GS}$  , 纵轴是  $i_D$  , 由于电阻  $R3$  上没有静态电流, 门极静态电位等于  $0\text{V}$  , 因此,  $u_{GS} = -i_D R2$  成立。

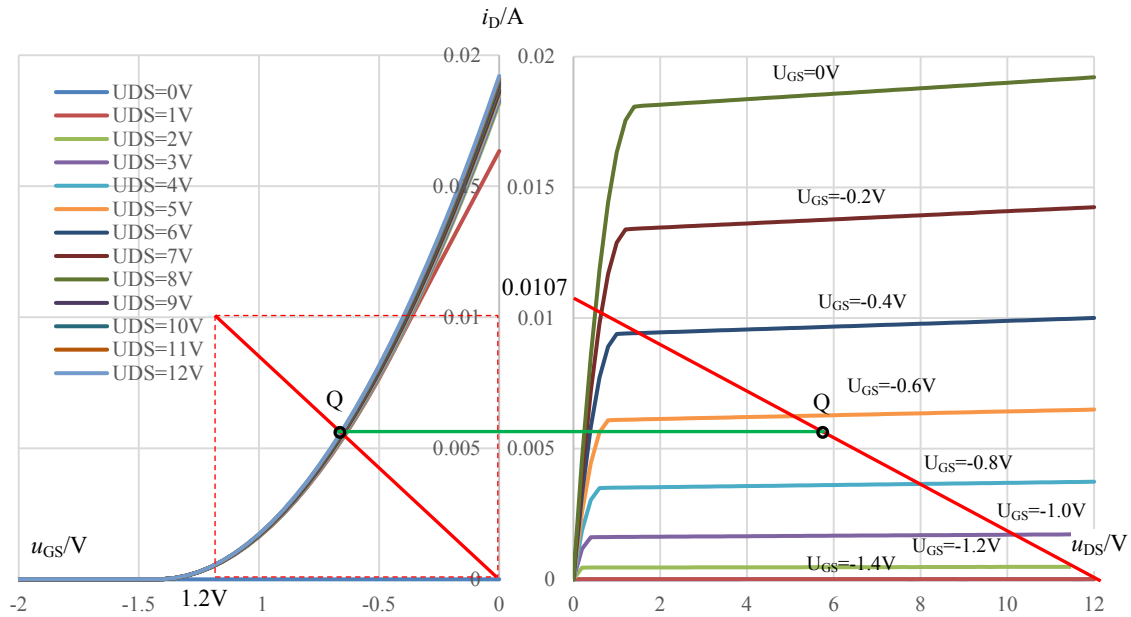


图 Section27-3 利用图解法求 JFET 电路的静态工作点

它是一条过零点的直线，如图 Section27-3 左边图中的红色直线，它和转移伏安特性曲线簇相交于大致的 Q 点，即为静态工作点。

在输出伏安特性曲线图中，横轴是  $u_{DS}$ ，纵轴是  $i_D$ ，同样具有一条约束线，其表达式为：

$$V_2 = 12V = i_D(R_1 + R_2) + u_{DS}$$

这根直线有两个特殊点，有助于快速画出这根线。第一个点，它与横轴的交点，即  $i_D=0$  时， $u_{DS}=V_2$ ，即供电电压 12V。第二个点，它与纵轴的交点，即  $u_{DS}=0V$  时：

$$i_D = \frac{V_2}{R_1 + R_2} = \frac{12}{1000 + 120} = 10.7mA$$

找到这两个点，画出直线如图 Section27-3 右边图中的红色直线，这就是约束线。由于在左图中已经确定了 Q 点的  $I_{DQ}$ ，只需将左图的 Q 点拉一根平行于横轴的绿色直线，与约束线相交点，即为输出伏安特性中的 Q 点。

#### 四电阻 MOSFET 电路的静态分析

图 Section27-1 电路的  $U_{GQ}$  是由外部电阻分压确定的，而  $U_{SQ}$  等于 0，导致其  $U_{GSQ}$  是独立的，且非常简单就可以获得。但是这种电路的静态稳定性不好，分压电阻稍有偏差或者电源电压稍有波动， $U_{GSQ}$  即随之变化，导致  $I_{DQ}$  随着改变，静态工作点也随之改变。一种更为实用的电路如图 Section27-4 所示。它与前述 MOSFET 电路的主要区别在于增加了电阻  $R_5$ ，以及电容  $C_3$ 。本书暂称之为四电阻 MOSFET 电路。

静态分析方法与前述方法类似。其中， $U_{GQ}$  可以根据分压电阻直接获得：

$$U_{GQ} = V_2 \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 4V$$

仍以转移特性为突破口，设  $x=U_{GSQ}$ ， $y=I_{DQ}$ ，可列出如下方程组：

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 \text{ (MOSFET 遵循的转移特性)}$$

$$u_{GS} = U_{GQ} - i_D R_5 \text{ (外电路遵循的基本电路定律)}$$

即：

$$\begin{cases} y = K(x - U_{G_{STH}})^2 \\ x = U_{G_Q} - yR_5 \end{cases}$$

解上述方程，得：

$$\begin{aligned} x &= U_{G_Q} - (Kx^2 - 2U_{G_{STH}}Kx + KU_{G_{STH}}^2)R_5 \\ KR_5x^2 + (1 - 2U_{G_{STH}}KR_5)x + (KU_{G_{STH}}^2R_5 - U_{G_Q}) &= 0 \\ x &= \frac{2U_{G_{STH}}KR_5 - 1 \pm \sqrt{(1 - 2U_{G_{STH}}KR_5)^2 - 4KR_5(KU_{G_{STH}}^2R_5 - U_{G_Q})}}{2KR_5} \\ &= U_{G_{STH}} - \frac{1}{2KR_5} \pm \frac{\sqrt{1 + 4KR_5(U_{G_Q} - U_{G_{STH}})}}{2KR_5} \end{aligned}$$

即：

$$U_{G_{SQ}} = U_{G_{STH}} - \frac{1}{2KR_5} \pm \frac{\sqrt{1 + 4KR_5(U_{G_Q} - U_{G_{STH}})}}{2KR_5} \quad \text{(Section27-1)}$$

将具体数值代入式(Section27-1)，得：

$$U_{G_{SQ}} = 2 - \frac{1}{2 \times 0.0502 \times 500} \pm \frac{\sqrt{1 + 4 \times 0.0502 \times 500 \times (4 - 2)}}{2 \times 0.0502 \times 500} = 2.263V$$

注意，理论上存在两个解，应舍弃较小的答案。为什么，请思考。

已知 $U_{G_{SQ}}$ ，可获得漏极电流：

$$I_{DQ} = K(U_{G_{SQ}} - U_{G_{STH}})^2 = 0.0502 \times (2.263 - 2)^2 = 3.474mA$$

为判断该静态结果是否满足放大器条件，需要利用式 Section27-2 得到分界点：

$$U_{D_{S,dv}} = U_{G_S} - U_{G_{STH}} = 0.263V \quad \text{(Section27-2)}$$

且可得：

$$U_{D_{SQ}} = V_2 - I_{DQ}(R_1 + R_5) = 10 - 3.474mA \times (1500 + 500) = 3.052V$$

因 $U_{D_{SQ}} > U_{D_{S,dv}}$ ，可知工作点处于分界点的右侧，晶体管处于放大区（恒流区）。

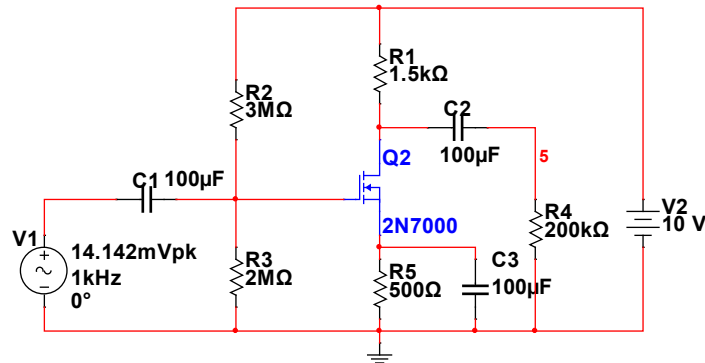


图 Section27-4 四电阻 MOSFET 共源极放大电路

### 四电阻 MOSFET 电路的图解法分析

图 Section26-2 是 2N7000 的伏安特性，但是它太“宏观”了，本例中我们需要更“微观”的伏安特性，以清晰显示图解法魅力。为此，利用 Multisim 软件，配合 EXCEL，得到 Section27-5 所示的 2N7000 转移伏安特性。图中， $U_{D_S}=0V$  的那根线，被横坐标遮住了，能看见的剩下三根线，棕色的  $U_{D_S}=0.2V$ ，绿色的  $U_{D_S}=0.4V$ ，以及  $U_{D_S} > 0.6V$  的线——它们重叠在一起，成为图中的深绿色线。

由于转移伏安特性的横轴是  $u_{GS}$ ，纵轴是  $i_D$ ，因此我们要寻求  $u_{GS}$  和  $i_D$  在电路中的关系，以形成约束线，根据电路图，得：

$$u_{GS} = U_{GQ} - i_D R_5$$

(Section27-2)

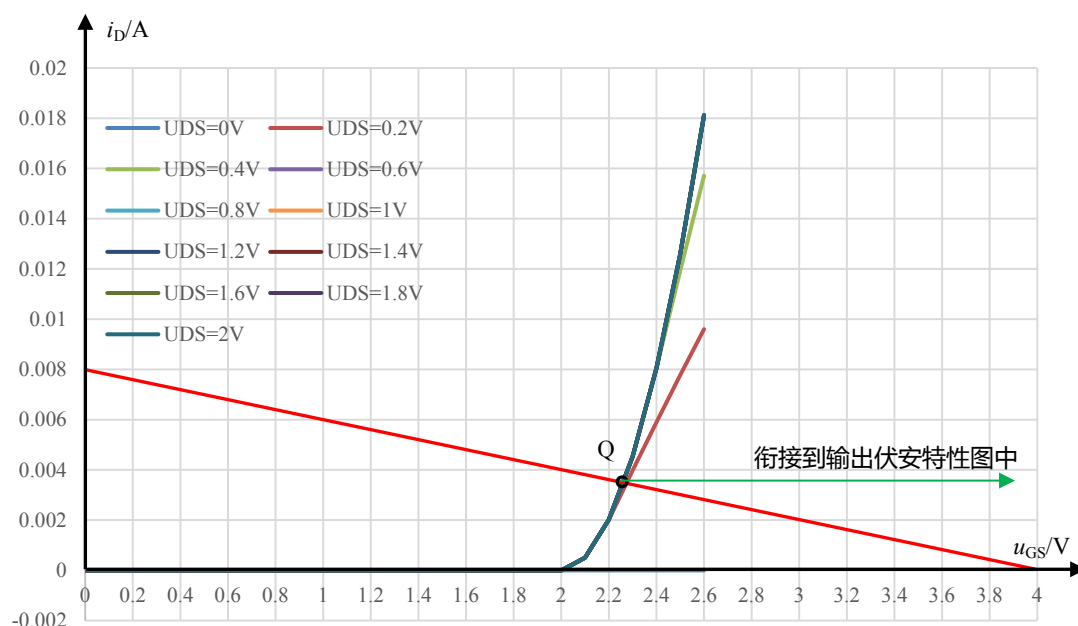


图 Section27-5 利用图解法求四电阻 MOSFET 电路的静态工作点——转移特性

利用分压关系可得  $U_{GQ}=4V$ ，此时式(Section27-2)描述的，就是如图 Section27-5 所示的红色直线——起点是横轴上的  $U_{GQ}=4V$ ，斜率的倒数为  $R_5=500\Omega$ 。

此约束线与转移伏安特性的交点，即为 Q 点，肉眼可以读出：

$U_{GSQ} = 2.25V$ ， $I_{DQ} = 3.5mA$ 。此结果与前述的估算求解结果 2.263V 和 3.474mA 非常接近。

利用类似的方法，可以在输出伏安特性曲线上得到  $U_{DSQ}$ ，如图 Section27-6，其值约为 3.1V，也与理论估算很接近。

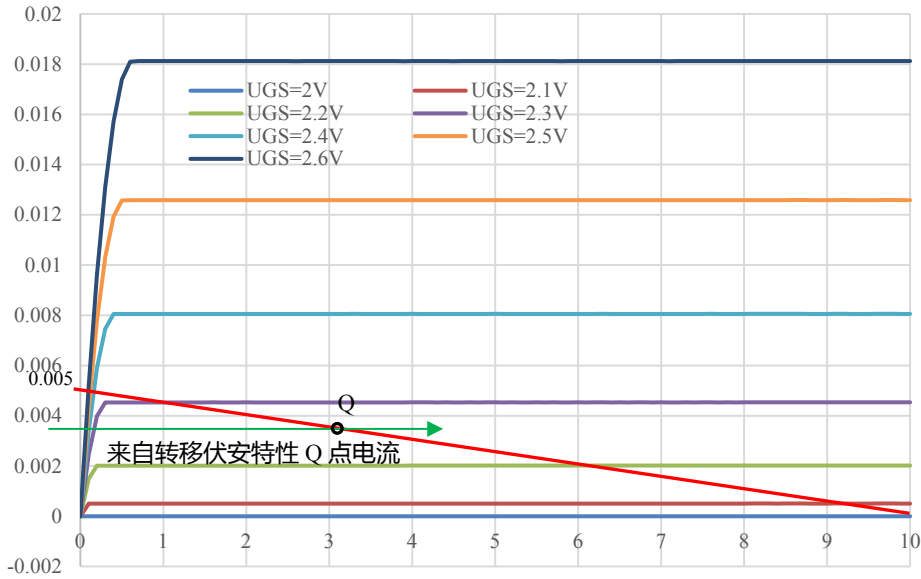


图 Section27-6 利用图解法求四电阻 MOSFET 电路的静态工作点——输出特性

举例 1：

图中 2N6804 是 P 沟道 MOSFET，其关键参数为： $U_{G_{STH}} = -3.695V$ ， $K$  约为  $-2.2A/V^2$ 。

1) 求电路静态。2) 当确定上方分压电阻为  $100k\Omega$ ，求两个电路中要求晶体管工作于恒流区，下方电阻的取值范围。由此看哪个电路的稳定性好？

解：1) 求解电路静态。

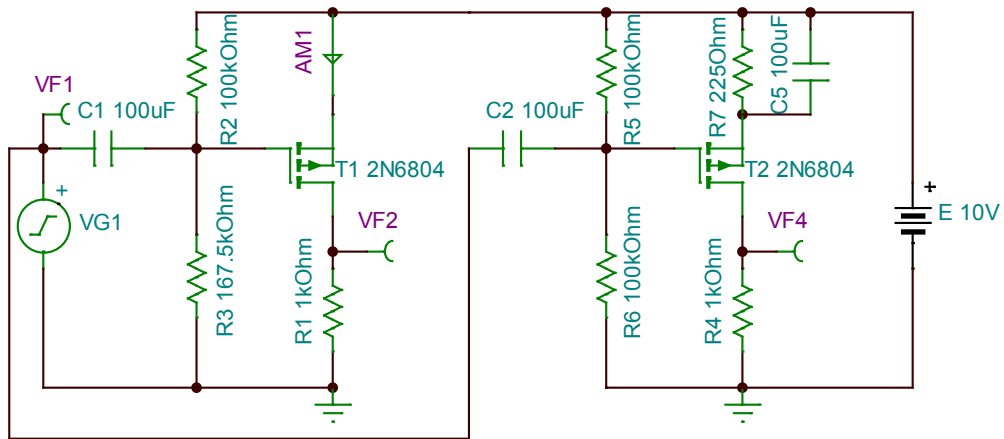


图 Section27-7 举例 1 电路

对左图电路而言：

$$U_{GQ} = E \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 10 \times \frac{167.5}{267.5} = 6.262V$$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = 6.262 - 10 = -3.738V$$

假设晶体管工作于恒流区，则有：

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{G_{STH}})^2 = -2.2 \times (-3.738 - (-3.695))^2 = -0.004128A = -4.128mA$$

$$U_{DSQ} = U_{DQ} - U_{SQ} = -I_{DQ}R_1 - 10 = -5.872V$$

$$U_{DS_{dv}} = U_{GSQ} - U_{G_{STH}} = -0.043V$$

因  $U_{DSQ} < U_{DS_{dv}}$ ，晶体管工作于恒流区。以上假设成立，电流、电压如所求。



对右图电路而言，求解静态需要联立方程：

$$\begin{cases} I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = E \times \frac{R_6}{R_5 + R_6} - (10 - (-I_{DQ})R_7) = -5 - I_{DQ} \times 225 \end{cases}$$

设上式中  $I_{DQ} = y$ ,  $U_{GSQ} = x$ , 以清晰表达式, 上式变为:

$$\begin{cases} y = -2.2(x - (-3.695))^2 = -2.2(x + 3.695)^2 \\ x = -5 - 225y \end{cases}$$

将直线方程代入曲线方程, 得:

$$50625y^2 + 587.704545y + 1.703025 = 0$$

得两个解:

$$\begin{cases} y_1 = -0.00558A; & x_1 = -3.745V \\ y_2 = -0.00603A; & x_2 = -3.643V \end{cases}$$

其中只有一个解是合理的(另一个解来自抛物线的另一半, 而实际的晶体管转移特性曲线只包含一半抛物线)。哪个是合理的呢? 从电压上比较好区分:  $x_2 = -3.643V$ , 意味着  $U_{GSQ} = -3.643V$ , 它比开启电压大, 对 P 沟道 MOSFET 来说, 这意味着还没有开启, 因此, 角标 2 系列, 是不合理。因此得:

$$I_{DQ} = -5.58mA; \quad U_{GSQ} = -3.745V$$

2) 确定电阻取值范围。

对左图电路来说, 确定了  $R_2 = 100k\Omega$ , 求  $R_3$  的取值范围:

$R_3$  越大, 会导致  $U_{GSQ}$  的绝对值越小, 导致晶体管无法导通到临界值。因此有:

$$U_{GSQ} = E \times \frac{R_{3\_max}}{R_2 + R_{3\_max}} - 10 = U_{GSTH} = -3.695$$

即

$$10 \times \frac{R_{3\_max}}{100k\Omega + R_{3\_max}} - 10 = -3.695$$

解得:

$$R_{3\_max} = 170.64k\Omega$$

$R_3$  越小, 会导致晶体管越来越导通, 直到它由恒流区进入可变电阻区。此时有下式成立:

$$\begin{aligned} U_{GSQ} &= E \times \frac{R_{3\_min}}{R_2 + R_{3\_min}} - 10 \\ I_{DQ} &= K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 \\ U_{DSQ} &= U_{DQ} - U_{SQ} = -I_{DQ}R_1 - 10 \\ U_{DS\_dv} &= U_{GSQ} - U_{GSTH} \end{aligned}$$

且满足  $U_{DSQ} = U_{DS\_dv}$ , 因此有:

$$E \times \frac{R_{3\_min}}{R_2 + R_{3\_min}} - 10 - U_{GSTH} = -K \left( \left( E \times \frac{R_{3\_min}}{R_2 + R_{3\_min}} - 10 \right) - U_{GSTH} \right)^2 R_1 - 10$$

设  $R_{3\_min} = xk\Omega$ , 将已知量代入, 得:

$$\frac{10x}{100 + x} - 6.305 = 2.2 \left( \frac{10x}{100 + x} - 6.305 \right)^2 1000 - 10$$

$$x_1 = 173.71k\Omega \quad x_2 = 167.63k\Omega$$

因  $x_1 >$  前面求解的最大值, 显然不合理。因此  $R_{3\_min} = 167.63k\Omega$ 。据此得, 对左图,  $R_3$  的取值范围是  $167.63k\Omega \sim 170.64k\Omega$ 。这实在太苛刻了。

对右图电路来说，确定了  $R_5=100k\Omega$ ，求  $R_6$  的取值范围：

$R_6$  越大，会导致电阻  $R_5$  两端的压降越小，而这个压降导致晶体管临界开启。

$$U_{GSQ} = E \times \frac{R_{6\_max}}{R_2 + R_{6\_max}} - (10 - (-I_{DQ}R_7)) = U_{GSTH} = -3.695$$

在临界开启时，晶体管  $I_{DQ}=0$ ，电阻  $R_7$  上没有压降，据此有：

$$E \times \frac{R_{6\_max}}{R_2 + R_{6\_max}} - 10 = -3.695$$

这与左图得出的条件一模一样，因此结论也相同：

$$R_{6\_max} = 170.64k\Omega$$

$R_6$  越小，会导致电流越来越大，两个电阻  $R_4$  和  $R_7$  的压降越来越大，导致晶体管进入可变电阻区。

$$U_{GSQ} = E \times \frac{R_{3\_min}}{R_2 + R_{3\_min}} - (10 - (-I_{DQ}R_7))$$

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2$$

$$U_{DSQ} = U_{DQ} - U_{SQ} = -I_{DQ}(R_1 + R_7) - 10$$

$$U_{DS\_dv} = U_{GSQ} - U_{GSTH}$$

且满足  $U_{DSQ} = U_{DS\_dv}$ 。

显然，前两个式子可以解出  $U_{GSQ}$ 、 $I_{DQ}$  与  $R_{3\_min}$  的关系，只是表达式比较复杂，可以参考式(Section27-1)，本书实在不敢再深入求解了，否则读者就厌倦了。后两个式子，可以建立起  $R_{3\_min}$  的等式，就可求出  $R_{3\_min}$ 。

在 TINA-TI 中，通过仿真实验可得， $R_{3\_min}$  约为  $80k\Omega$ 。

至此可以知道，右图的 4 电阻静态电路，分压电阻的取值范围更大了，也就更容易设置，其稳定性也就高了许多。

举例 2 :

图中 2N6804 是 P 沟道 MOSFET , 其关键参数为 :  $U_{GSTH}=-3.695V$  ,  $K$  约为  $-2.2A/V^2$  .

1) 求解电路静态。 2) T4 电路中 , 信号能否耦合到输入端 ? 从中体会电阻  $R_9$  的作用。

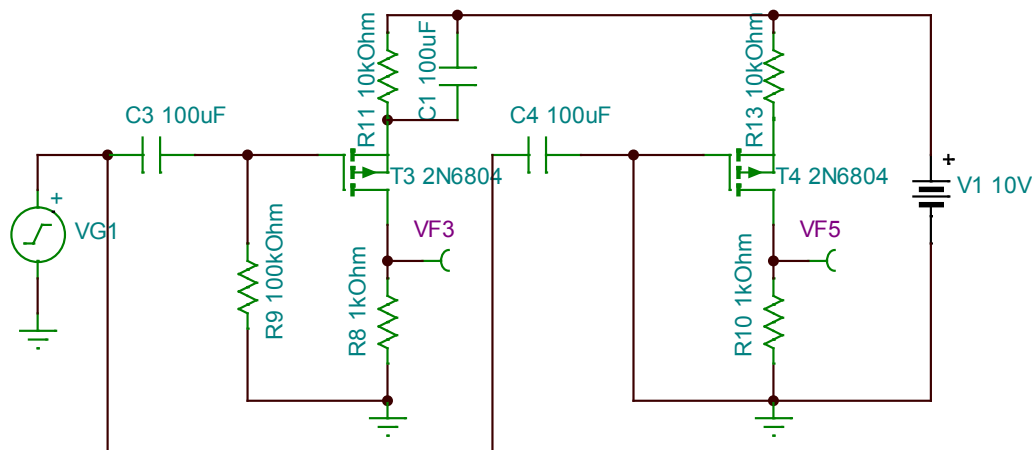


图 Section27-8 举例 2 电路

解 : 1) 求解电路静态。

对左图电路而言 , 求解静态需要联立方程 :

$$\begin{cases} I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = 0 - (10 - (-I_{DQ})R_{11}) = -10 - I_{DQ} \times 10000 \end{cases}$$

设上式中  $I_{DQ} = y$  ,  $U_{GSQ} = x$  , 以清晰表达式 , 上式变为 :

$$\begin{cases} y = -2.2(x - (-3.695))^2 = -2.2(x + 3.695)^2 \\ x = -10 - 10000y \end{cases}$$

将直线方程代入曲线方程 , 得 :

$$-\frac{y}{2.2} = (6.305 + 10000y)^2$$

$$100000000y^2 + 126100.4545y + 39.753 = 0$$

得两个解 :

$$\begin{cases} y_1 = -0.6287mA; & x_1 = -3.713V \\ y_2 = -0.6323mA; & x_2 = -3.677V \end{cases}$$

因为系列 2 中 ,  $U_{GSQ}=-3.677V$  , 这还没有到开启电压  $-3.695V$  , 所以是无效解。系列 1 为正解 , 即  $I_{DQ}=-0.6287mA$  ,  $U_{GSQ}=-3.713V$  .

此时 ,  $U_{DS,dv} = U_{GSQ} - U_{GSTH} = -0.018V$  , 而  $U_{DSQ} = -(10 - (-I_{DQ}(R_{11} + R_8))) = -3.0843V$  , 显然符合恒流区条件。

对右图而言 , 因 G 点静态电位也是  $0V$  , 其静态求解与左图完全相同 , 不赘述。

2) T4 电路中 , 由于 G 端直接接地 , 信号通过电容器到达 , 无论如何不能改变 G 端电位 , 因此无法实现信号的输入耦合。电阻  $R_9$  在此 , 起到了阻容耦合中电阻的作用。

举例 3 :

图中 2N3369 是 N 沟道 JFET，其关键参数为： $U_{GSOFF}=-2.0712V$ ， $I_{DSS}=1.6mA$ 。2N2608 是 P 沟道 JFET，其关键参数为： $U_{GSOFF}=2.4489V$ ， $I_{DSS}=-2.59mA$ 。

1) 确定晶体管的 D、S 端，并求解电路静态。2) 在电路中找到合适位置，将电容搭接与此，实现阻容耦合输入，并找到合适的输出位置。

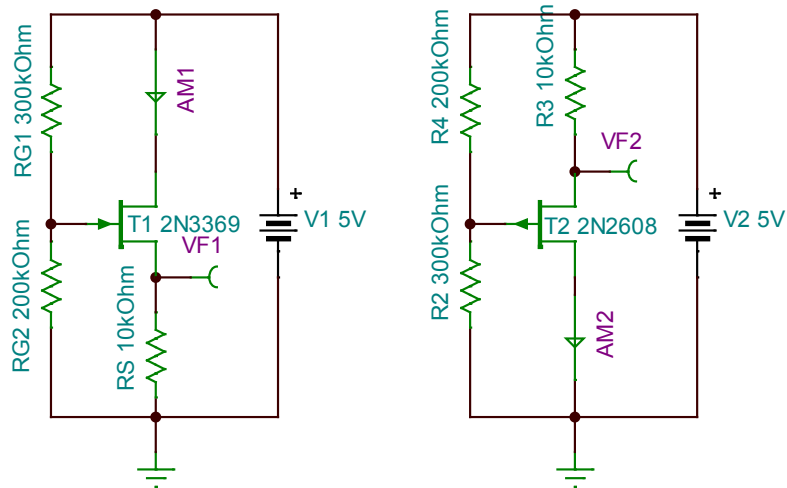


图 Section27-9 举例 3 电路

解：1) 确定管脚，求解静态。

对左图，根据 Section25 中第 4 部分，可以看出电源电流方向是从上向下的，而这是一个 N 沟道 JFET，电流应该是从 D 流向 S，因此该图中上端为 D 端。对右图，晶体管为 P 沟道 JFET，因此该图中上端为 S 端。

左图静态求解，列出联立方程如下：

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}}\right)^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = V_1 \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} - I_{DQ} R_S \end{cases}$$

设  $x = U_{GSQ}$ ， $y = I_{DQ}$ ，并将已知量代入得：

$$\begin{cases} y = 0.0016 \left(1 + \frac{x}{2.0712}\right)^2 \\ x = 2 - 10000y \end{cases}$$

将  $y$  代入  $x$  表达式，有：

$$\begin{aligned} x &= 2 - 3.7297(2.0712 + x)^2, \text{ 化简得：} \\ &3.7297x^2 + 16.45x + 14 = 0 \\ \begin{cases} x_1 = -1.1519V; & y_1 = 0.315mA \\ x_2 = -3.2586V; & y_2 = 0.526mA \end{cases} \end{aligned}$$

显然，系列 1 是合理的。因此有： $U_{GSQ}=-1.1519V$ ， $I_{DQ}=0.315mA$ 。

此时， $U_{DS_{dv}} = U_{GSQ} - U_{GSTH} = 0.9193V$ ，而  $U_{DSQ} = 5 - I_{DQ}R_S = 1.85V$ ，显然符合恒流区条件。

右图静态求解，列出联立方程如下：

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}}\right)^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = V_2 \frac{R_2}{R_2 + R_4} - (V_2 - (-I_{DQ})R_S) \end{cases}$$

设  $x = U_{GSQ}$  ,  $y = I_{DQ}$  , 并将已知量代入得 :

$$\begin{cases} y = -0.00259 \left(1 - \frac{x}{2.4489}\right)^2 \\ x = -2 - 10000y \end{cases}$$

将  $y$  代入  $x$  表达式 , 有 :

$$\begin{aligned} x &= -2 + 4.3187(2.4489 - x)^2, \text{ 化简得 :} \\ 4.3187x^2 - 22.15x + 23.90 &= 0 \\ \begin{cases} x_1 = 3.5853\text{V}; & y_1 = -0.559\text{mA} \\ x_2 = 1.5435\text{V}; & y_2 = -0.354\text{mA} \end{cases} \end{aligned}$$

显然 , 系列 2 是合理的。因此有 :  $U_{GSQ}=1.5435\text{V}$  ,  $I_{DQ}=-0.354\text{mA}$ 。

此时 ,  $U_{DS,dv} = U_{GSQ} - U_{GSOFF} = -0.9054\text{V}$  , 而  $U_{DSQ} = 0 - (5 + I_{DQ}R_S) = -1.46\text{V}$  , 显然符合恒流区条件。

2) 寻找合适的输入耦合位置。

理论上 , 输入耦合位置可以在 G 端 , 也可以在 S 端 , 输出可以在 D 端 , 也可以在 S 端。但是 , 两个图中 , 当输入耦合到 S 端后 , 输出则只能在 D 端 , 而 D 端 , 在左图中接 +5V , 右图中接地 , 均不能成为输出节点。因此 , 输入耦合到 S 端是不能成功的。

只能把输入耦合到图中的 G 端 , 而以 S 端作为输出端。这种解法 , 类似于双极型晶体管的射极跟随器。

### 学习任务和思考题 :

1) 用 TINA-TI 中的任意一种 N 沟道 MOSFET , 设计一个与图 Section27-4 所示电路类似的电路 , 让其工作在恒流区 , 估算并应软件验证之。

2) 电路如图 Section27-10 所示。已知  $U_{GSOFF}=-2.0712\text{V}$  ,  $I_{DSS}=1.6\text{mA}$  , 求电路静态。

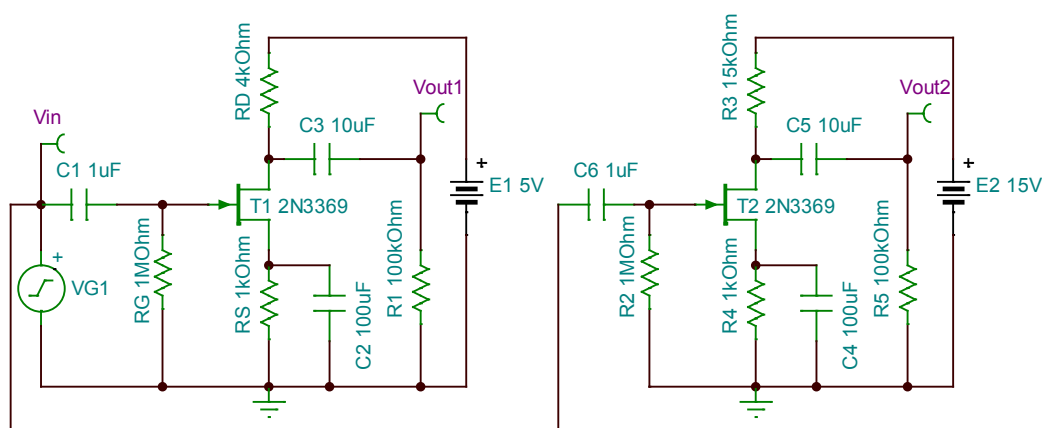


图 Section27-10

## Section28. FET 的微变等效模型

对于一个微变电压信号，加载在 G、S 两端，不会带来 G 端任何电流，只会以一个受控源的形式影响 D、S 之间的电流，其电压电流转换规律来自于 FET 的转移特性，如图 Section28-1 所示。

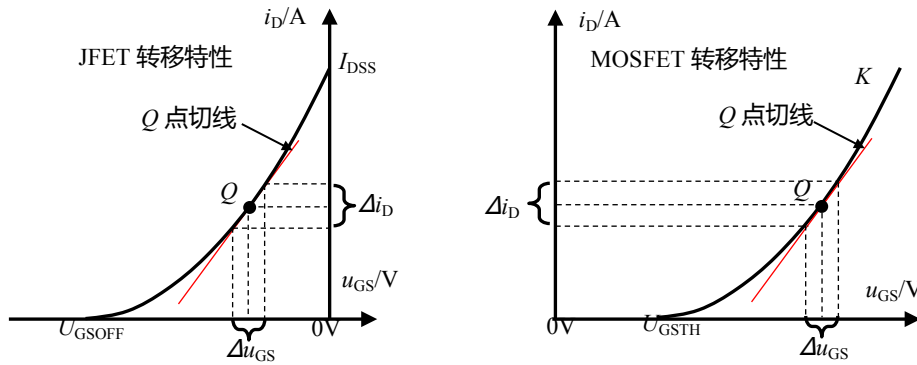


图 Section28-1 从转移特性看 FET 的动态等效行为

在给定的一个  $U_{GSQ}$  处，转移特性的横轴上发生  $\Delta u_{GS}$  的变化量，一定会引起纵轴上产生  $\Delta i_D$  的变化量，则有：

$$g_m = \lim_{\Delta u_{GS} \rightarrow 0} \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} = \frac{di_D}{du_{GS}}$$

$g_m$  称之为跨导，为 Q 点处转移特性曲线的切线斜率。

在微变等效模型中，JFET 和 MOSFET 的唯一区别在于其跨导  $g_m$  表达式在形式上有区别，见式(Section28-1)和式(Section28-2)。同时，可以看出，随着 Q 点的上移，其切线斜率上升，跨导会变大：同样的  $\Delta u_{GS}$  的变化，会带来更大的  $\Delta i_D$ 。

因此，对 JFET 和 MOSFET，无论增强型还是耗尽型，其微变等效模型都如图 Section28-2 所示。

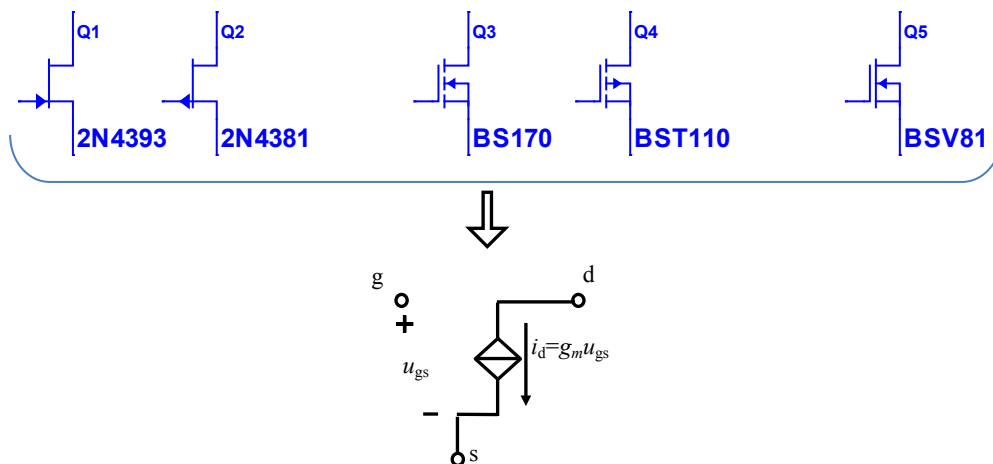


图 Section28-2 FET 的微变等效简化模型

对 JFET 而言，有下式成立：

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2$$

$$g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = -\frac{2}{U_{GSOFF}} I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}}\right) = -\frac{2}{U_{GSOFF}} \sqrt{I_{DSS} \times I_{DQ}}$$

(Section28-1)

这说明，某个 Q 点的跨导，与晶体管本身影响曲线倾斜度的参数  $U_{GSOFF}$ 、 $I_{DSS}$  有关，还与静态工作点  $I_{DQ}$  有关，这与跨导的原始定义是吻合的。

对 MOSFET 而言，有下式成立：

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2$$

$$g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = 2K(u_{GSQ} - U_{GSTH}) = 2\sqrt{K \times I_{DQ}}$$

(Section28-2)

同样的，某个 Q 点的跨导，与晶体管本身影响曲线倾斜度的参数  $K$  有关，还与静态工作点  $I_{DQ}$  有关，这与跨导的原始定义是吻合的。

## Section29. FET 放大电路的动态分析

### JFET 放大电路的动态分析

以图 Section29-1 为例。在 Section27 中我们已经对此电路进行了静态求解。按照双极型晶体管放大电路的动态分析方法，画出动态等效电路如图 Section29-2 所示。

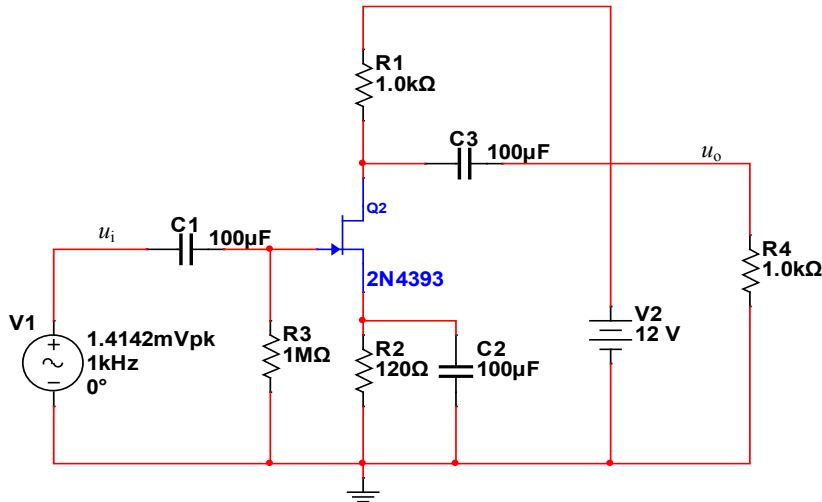


图 Section29-1 JFET 放大电路

在 Section27 获得静态工作点的基础上，按照式(Section28-1)得跨导如下：

$$g_m = -\frac{2}{U_{GSOFF}} \sqrt{I_{DSS} \times I_{DQ}} = -\frac{2}{-1.45V} \sqrt{19.7mA \times 5.626mA} = 14.52mS$$

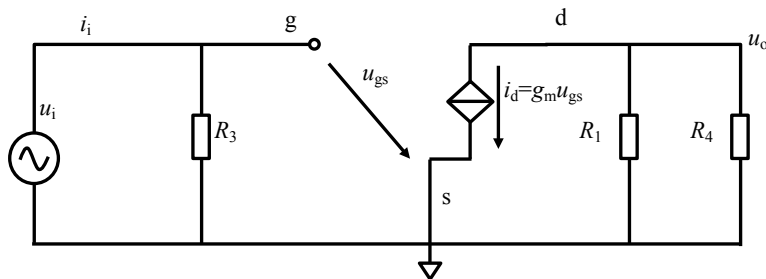


图 Section29-2 “图 Section29-1” 的动态等效电路

S 为西门子， $1S=1A/V=1/\Omega$ 。根据图 Section29-2，可以直接得到：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m u_{gs} R_1 // R_4}{u_{gs}} = -g_m R_1 // R_4 = -7.26$$

$$r_i = R_3 = 1M\Omega$$

$$r_o = R_1 = 1k\Omega$$

此电路实现了反相放大，称为共源极放大电路。增益为-7.26 倍，显然比双极型晶体管的电压放大能力要弱。但是，其输入电阻取决于  $R_3$ ，可以由用户设计选择，一般可以大于  $1M\Omega$ 。这是双极型晶体管电路无法实现的。

特别提醒，注意电路中的  $C_2$  的作用。 $R_2$  起到了自给偏压作用，但是在动态分析中，它的存在会降低放大倍数，而  $C_2$  旁路了动态的高频信号，使得动态电路中  $R_2$  被短接。



### MOSFET 共漏极放大电路的动态分析

已知 2N7000 关键指标为： $U_{G_{STH}}=2V$ ， $K=0.0502A/V^2$ ，电路其它参数如图 Section29-3 所示。求解电压放大倍数、输入电阻、输出电阻，并使用 Multisim 对其实施仿真验证。

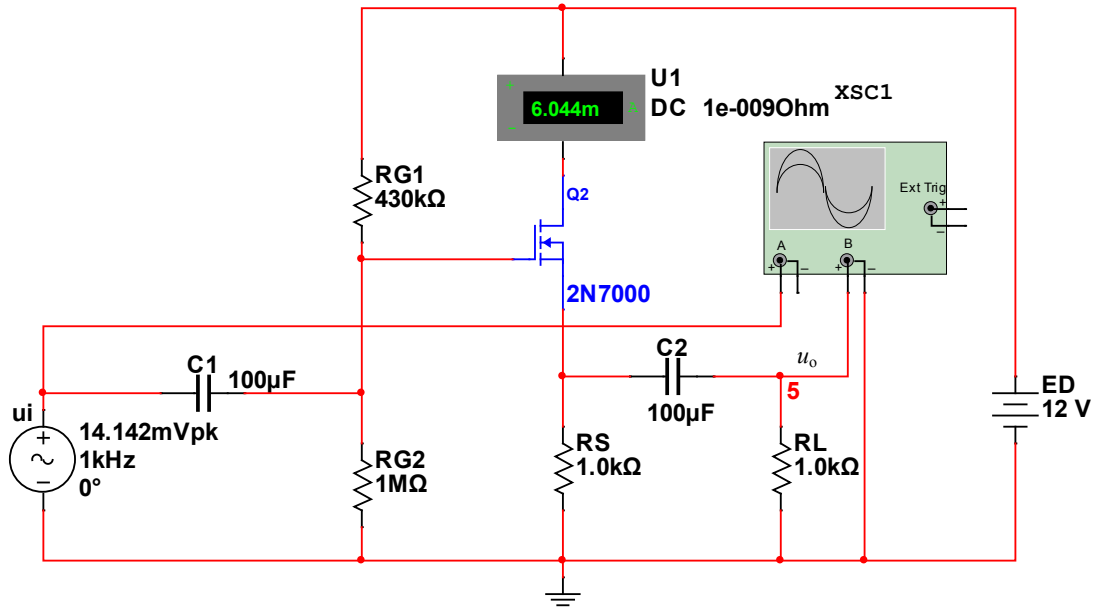


图 Section29-3 MOSFET 构成的源极跟随器电路

第一步，求解静态：

$$U_{GQ} = E_D \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 12 \frac{1}{1 + 0.43} = 8.3916V$$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - I_{DQ}R_S = 8.3916 - I_{DQ}R_S \quad (1)$$

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{G_{STH}})^2 \quad (2)$$

联立求解(1)(2)式，得  $I_{DQ1}=6.045mA$ ， $I_{DQ2}=6.758mA$ ，利用式(1)，得  $U_{GSQ1}=2.347V$ ， $U_{GSQ2}=1.6336V$ ，可判断出  $Q_1$  为正解。即  $I_{DQ}=6.045mA$ ， $U_{GSQ}=2.347V$ 。

Q 点处的跨导为：

$$g_m = 2\sqrt{K \times I_{DQ}} = 2\sqrt{0.0502 \times 6.045 \times 10^{-3}} = 34.84mS$$

第二步，求解动态：

画出动态等效电路如图 Section29-4 所示。

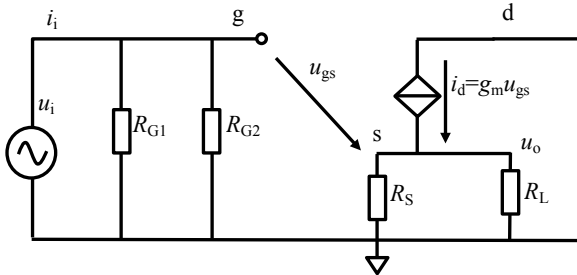


图 Section29-4 动态等效电路

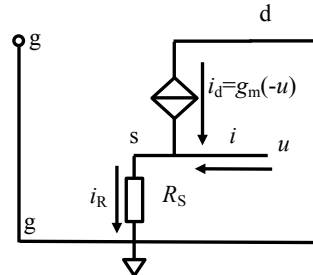


图 Section29-5 输出电阻求解

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{g_m u_{gs} R_S // R_L}{u_{gs} + g_m u_{gs} R_S // R_L} = \frac{g_m R_S // R_L}{1 + g_m R_S // R_L} = \frac{0.03484 \times 500}{1 + 0.03484 \times 500} = 0.9457$$

$$r_i = R_{G1} // R_{G2} = 300.7k\Omega$$

对输出电阻的求解，可将动态等效电路改为图 Section29-5 所示。

$$i = i_R - i_d = \frac{u}{R_S} + g_m u$$

$$r_o = \frac{u}{i} = R_S // \frac{1}{g_m} = 1000 // 28.7 = 27.9\Omega$$

这个电路，具有很大的输入电阻(300.7kΩ)，很小的输出电阻(27.9Ω)，接近 1 的电压放大倍数(0.9457)，叫源极跟随器，也称为共漏极放大电路，常用于两级电路的阻抗匹配。

按照同样的思想，双极型晶体管中也具有类似的电路，叫射极跟随器。

在 Multisim 环境中，电路如图 Section29-6 所示。其中 U1 为一个直流电流表，显示静态的  $I_{DQ}$ ，U3 为一个交流电压表，显示输入信号有效值，U2 为一个交流电压表，显示输出信号有效值。仿真结果和估算结果的对比如表 Section29-1 所示，误差很小。

表 Section29-1

指标	估算值	仿真结果	误差%
$I_{DQ}$	6.045mA	6.044mA	-0.01654
$A_u$	0.9457	0.9458	0.01057

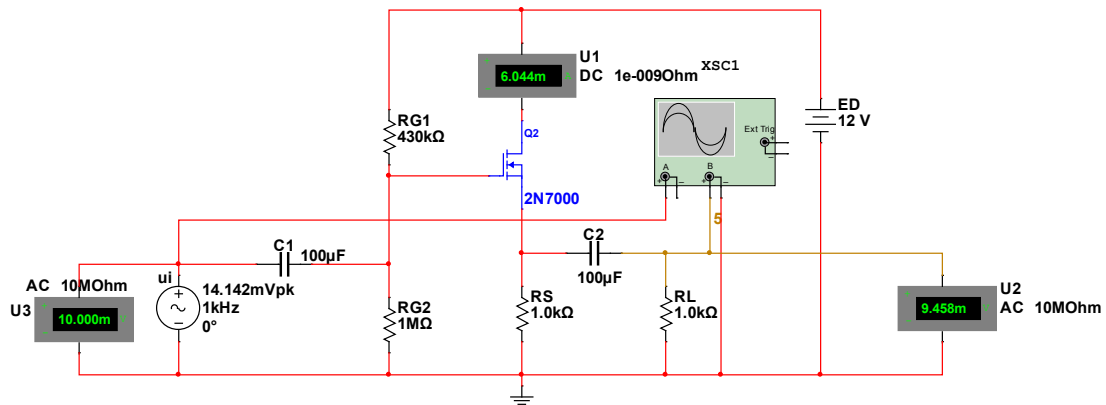


图 Section29-6 Multisim12.0 仿真 MOSFET 源极跟随器

用仿真平台中的示波器，观察输入信号和输出信号，得到图 Section29-7。红色为输入信号，其幅度略大于棕色的输出信号。且输出波形没有明显失真，放大电路工作正常。

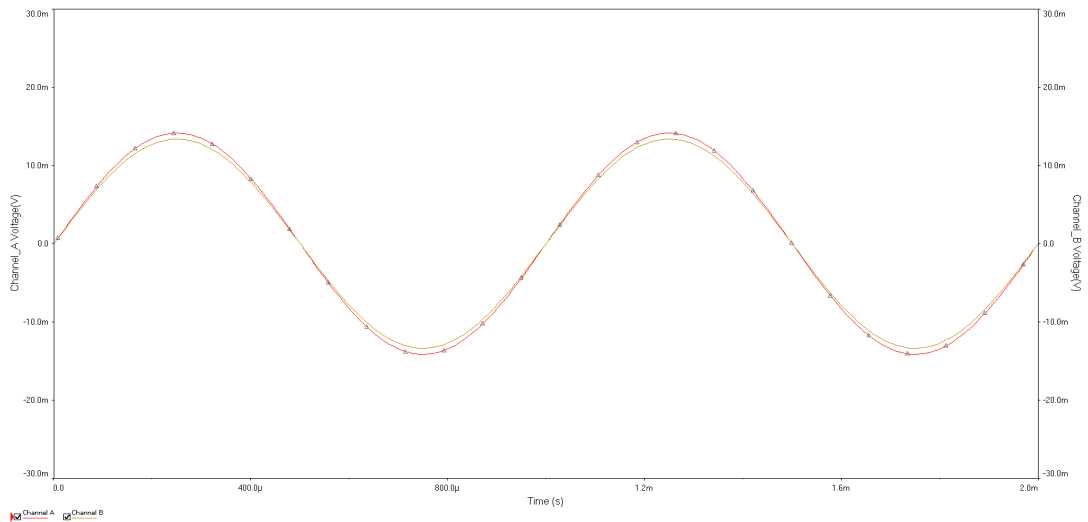


图 Section29-7 仿真中的输入输出示波器波形

读者可以进一步研究此电路的输出电阻是否为 27.9Ω。

## MOSFET 共栅极放大电路的动态分析

已知 2N7000 关键指标为： $U_{G_{STH}}=2V$ ， $K=0.0502A/V^2$ ，电路其它参数如图 Section29-8 所示。求解电压放大倍数、输入电阻、输出电阻，并使用 Multisim 对其实施仿真验证。

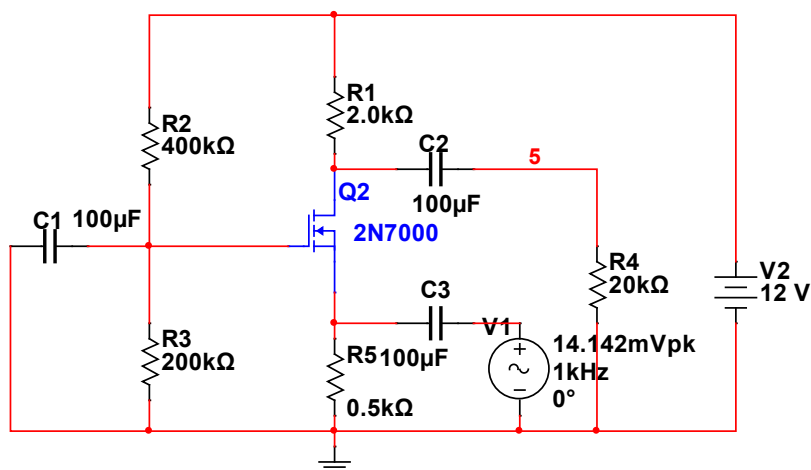


图 Section29-8 MOSFET 构成的共栅极电路

**第一步，求解静态：**

$$U_{GQ} = V2 \frac{R_3}{R_3 + R_2} = 12 \frac{200k}{200k + 400k} = 4V$$

利用式(Section27-1)

$$U_{GSQ} = U_{G_{STH}} - \frac{1}{2KR_5} \pm \frac{\sqrt{1 + 4KR_5(U_{GQ} - U_{G_{STH}})}}{2KR_5}$$

(Section27-1)

解得 $U_{GSQ}=2.263V$ ，再利用式(0-1)

$$i_D = K(u_{GS} - U_{G_{STH}})^2 \quad (0-1)$$

解得 $I_{DQ} = 3.474mA$ 。同时可获得：

$$U_{DSQ} = V2 - I_{DQ}(R_1 + R_5) = 12 - 3.474 \times 10^{-3}(2000 + 500) = 3.315V$$

利用式(0-2)求解放大区分界点：

$$U_{DS\_dv} = U_{GSQ} - U_{G_{STH}} = 2.263V - 2V = 0.263V \quad (0-2)$$

由于实际的  $U_{DSQ}$  为 3.315V，大于分界点 0.263V，因此晶体管处于恒流区（放大区）。至此，完整的静态求解完毕。

在进入动态分析前，先确定晶体管动态模型中的跨导  $g_m$ ，据式(Section28-2)

$$g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = 2K(U_{GSQ} - U_{G_{STH}}) = 2\sqrt{K \times I_{DQ}} = 2\sqrt{0.0502 \times 0.00347} = 0.02641$$

(Section28-2)

解得 $g_m=26.41mS$ 。

**第二步，求解动态：**

画出动态等效图如图 Section29-8a。根据以前学过的方法求解：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m u_{gs} \times R_1 // R_4}{-u_{gs}} = g_m \times R_1 // R_4 = 48.02$$

其输入电阻为：

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{-u_{gs}}{\frac{-u_{gs}}{R_5} - g_m u_{gs}} = \frac{1}{\frac{1}{R_5} + g_m} = R_5 // \frac{1}{g_m} = 500\Omega // 37.86\Omega = 35.2\Omega$$

其输出电阻为：

$$r_o = R_1 = 2000\Omega$$

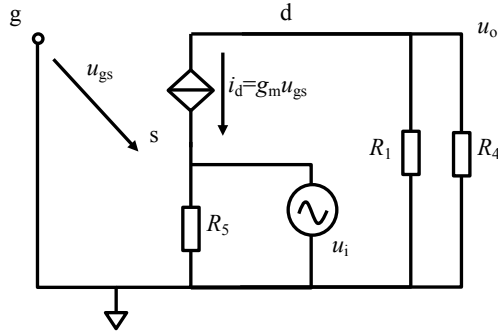


图 Section29-8a 共栅极电路的动态等效电路

用 Multisim 仿真，静态结果为： $I_{DQ}=3.474\text{mA}$ ，与理论估算完全吻合。

电压放大倍数为 $A_u=48$ 倍，输入电阻为 $35\Omega$ ，也与理论估算吻合。

### 举例 1：

电路如图 Section29-9，2N6804 是 P 沟道 MOSFET，其关键参数为： $U_{GSTH}=-3.695\text{V}$ ， $K$  约为 $-2.2\text{A/V}^2$ 。其它参数如图。

- 1) 这是一个共什么极放大电路？
- 2) 求解电路的放大倍数，输入电阻，输出电阻。

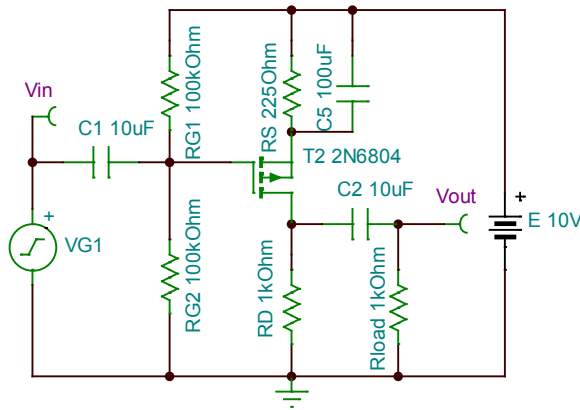


图 Section29-9 举例 1 电路

解：1) 这是一个 P 沟道 MOSFET 组成的共源极放大电路。为求解第 2 问动态指标，需要进行静态求解。

求解静态需要联立方程（此段静态求解与 Section27 举例 1 右图完全一致）：

$$\begin{cases} I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = E \times \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} - (10 - (-I_{DQ})R_S) = -5 - I_{DQ} \times 225 \end{cases}$$

设上式中 $I_{DQ} = y$ ， $U_{GSQ} = x$ ，以清晰表达式，上式变为：

$$\begin{cases} y = -2.2(x - (-3.695))^2 = -2.2(x + 3.695)^2 \\ x = -5 - 225y \end{cases}$$

将直线方程代入曲线方程，得：

$$50625y^2 + 587.704545y + 1.703025 = 0$$

得两个解：

$$\begin{cases} y_1 = -0.00558\text{A}; & x_1 = -3.745\text{V} \\ y_2 = -0.00603\text{A}; & x_2 = -3.643\text{V} \end{cases}$$

其中只有一个解是合理的，得：

$$I_{DQ} = -5.58\text{mA}; \quad U_{GSQ} = -3.745\text{V}$$

静态求解的目的，主要是获得跨导，有了跨导  $g_m$ ，才能计算动态。据式(Section28-2)：

$$g_m = 2\sqrt{K \times I_{DQ}} = 2\sqrt{-2.2 \times (-0.00558)} = 0.2216\text{S} = 221.6\text{mS}$$

画出动态等效电路如图 Section29-10 所示，据此得到：

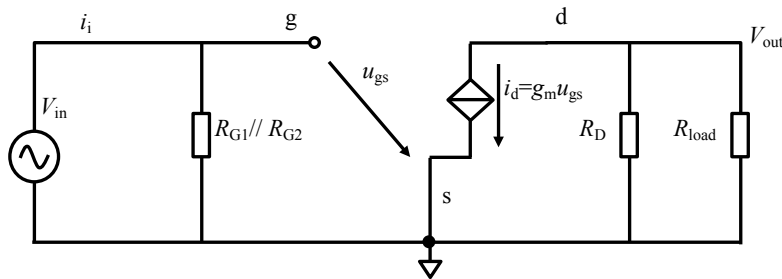


图 Section29-10 “图 Section29-9” 的动态等效电路

$$A_u = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m u_{gs} R_D // R_{load}}{u_{gs}} = -g_m R_D // R_{load} = -221.6 \times 0.5 = -110.8$$

$$r_i = R_{G1} // R_{G2} = 50\text{k}\Omega$$

$$r_o = R_D = 1\text{k}\Omega$$

### 举例 2：JFET 共漏极放大电路

电路如图 Section29-11，2N3369 是 N 沟道 JFET，其关键参数为： $U_{GSOFF}=-2.0712\text{V}$ ， $I_{DSS}=1.6\text{mA}$ 。其它参数如图。

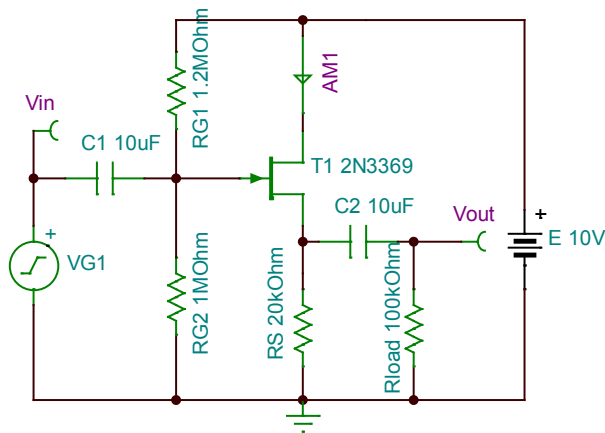


图 Section29-11 举例 2 电路

1) 这是一个共什么极放大电路？2) 求解电路的放大倍数，输入电阻，输出电阻。

解：1) 这是一个 JFET 共漏极放大电路。

要求解其动态指标，需要先确定其静态。

先从容易获得的入手：

$$U_{GQ} = E \times \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

接着列出联立方程：

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}}\right)^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - I_{DQ} \times R_S \end{cases}$$

设  $I_{DQ} = y$ ，则上式变成一个等式：

$$y = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GQ} - y \times R_S}{U_{GSOFF}}\right)^2 = I_{DSS} \left(1 + \left(\frac{U_{GQ} - y \times R_S}{U_{GSOFF}}\right)^2 - 2 \times \frac{U_{GQ} - y \times R_S}{U_{GSOFF}}\right)$$

按照一元二次方程求解方法（本书不赘述），可以得到：

$$y = I_{DQ} = \frac{U_{GQ} - U_{GSOFF}}{R_S} + \frac{U_{GSOFF}^2}{2R_S^2 I_{DSS}} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4R_S I_{DSS} (U_{GQ} - U_{GSOFF})}{U_{GSOFF}^2}}\right)$$

(Section29-1)

此公式可以兼顾几乎全部 JFET 的静态分析。将已知量代入上式得：

$$\begin{aligned} U_{GQ} &= E \times \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 4.55V \\ I_{DQ} &= 0.287mA \end{aligned}$$

据此可得出：

$$\begin{aligned} U_{SQ} &= I_{DQ} \times R_S = 5.74V \\ U_{DSQ} &= U_{DQ} - U_{SQ} = 10 - 5.74 = 4.26V \\ U_{GSQ} &= U_{GQ} - U_{SQ} = 4.55 - 5.74 = -1.19V \\ U_{DS,dv} &= U_{GSQ} - U_{GSOFF} = -1.19 - (-2.0712) = 0.88V \end{aligned}$$

由于  $U_{DSQ} > U_{DS,dv}$ ，晶体管处于恒流区。

利用式(Section28-1)，求解跨导如下：

$$g_m = -\frac{2}{U_{GSOFF}} \sqrt{I_{DSS} \times I_{DQ}} = -\frac{2}{-2.0712} \sqrt{0.0016 \times 0.000287} = 0.6543mS$$

2) 求解动态指标。画出动态等效电路如图 Section29-12 所示。

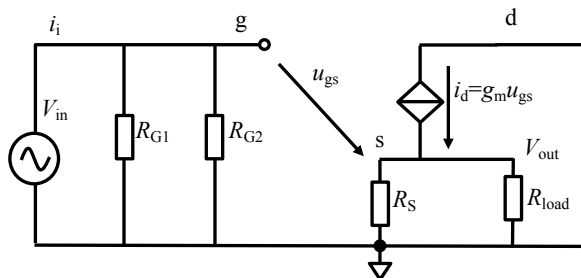


图 Section29-12 举例 2 动态等效电路

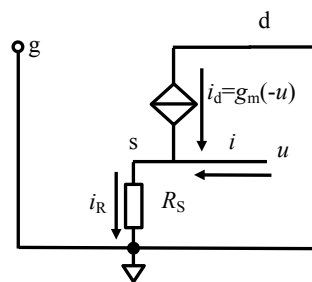


图 Section29-5 输出电阻求解

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m R_S // R_L}{1 + g_m R_S // R_L} = \frac{0.0006543 \times 16667}{1 + 0.0006543 \times 16667} = 0.916 \\ r_i &= R_{G1} // R_{G2} = 545.5k\Omega \end{aligned}$$

对输出电阻的求解，可将动态等效电路改为图 Section29-5 所示。具体方法是：首先将输入信号短接接地，其次将负载电阻去掉，然后在输出端加载电压  $u$ ，计算产生的电流  $i$ 。

$$i = i_R - i_d = \frac{u}{R_S} + g_m u$$

$$r_o = \frac{u}{i} = R_S // \frac{1}{g_m} = 20\text{k}\Omega // \frac{1}{0.6543\text{mS}} = 1420\Omega$$

学习任务和思考题：

1) 电路如图 Section29-13(a)、(b)，2N7000 关键指标为： $U_{G_{STH}}=2\text{V}$ ， $K=0.0502\text{A/V}^2$ 。  
求解：静态工作点；电压放大倍数、输入电阻、输出电阻，并使用 Multisim 对其实施仿真验证。

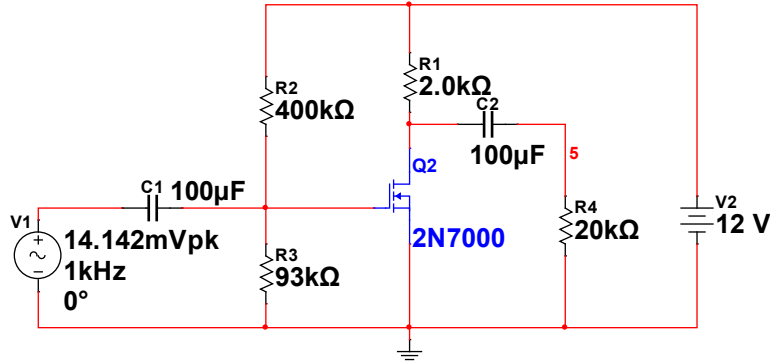


图 Section29-13(a)

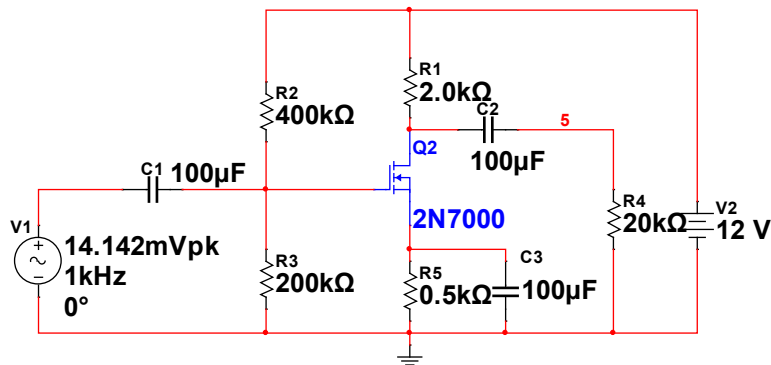


图 Section29-13(b)

2) 图中 2N3369 是 N 沟道 JFET，其关键参数为： $U_{GS_{OFF}}=-2.0712\text{V}$ ， $I_{DSS}=1.6\text{mA}$ 。求两个电路的静态。求两个电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。并思考，我为什么要出此题？

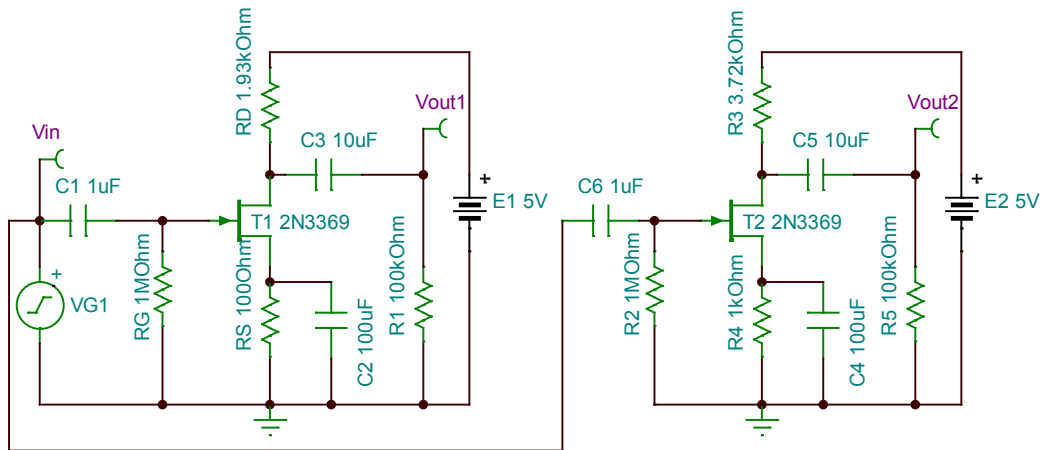


图 Section29-14

## 2. 晶体管提高

### 2.1. 晶体管的其它应用电路

前面两节主要讲述了 BJT 和 FET 两种晶体管组成的单级放大电路，这是模拟电子技术的基本功，是加深对晶体管理解的必由之路。但是，真正把晶体管作为放大器件实现信号放大的场合，并不是很多——多数这样的设计需求，都被更加简单易用的运算放大器取代。但是，晶体管消亡了吗？不是。很多大型半导体公司仍在大规模生产晶体管，这就说明晶体管仍然活跃在电子世界中。

本节讲述部分晶体管的典型应用，都集中在模拟电子领域。其中 Section41~Section45 涉及后续知识，不要求读者全面读懂，仅作为开阔眼界用。



## Section30. 恒流源实现高增益放大

### 传统晶体管放大电路的增益为什么难以改变？

在图 Section10-1 电路中，存在一个看似奇怪，却完全正常的现象：当负载电阻  $R_L$  很大时，该电路的电压放大倍数约为  $A_u = -\frac{\beta R_C}{r_{be}}$ ，当我们要求  $U_{CQ}=kE_C$  时( $k<1$ )，电压放大倍数居然是不可变的。增大  $R_C$  或者  $\beta$ ，减小  $r_{be}$ ，试图提高电压增益，都无济于事。

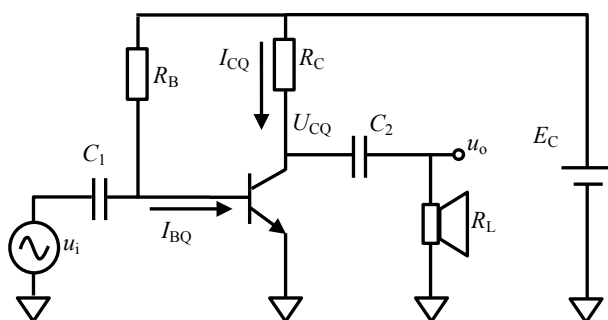


图 Section10-1 实现输入、输出耦合的放大电路

以增大  $R_C$  为例：要保持  $U_{CQ}=kE_C$ ，一旦增大  $R_C$ ，则必须成比例降低  $I_{CQ}$ ，即成比例降低  $I_{BQ}$ ，此时  $r_{be}=r_{bb'}+U_T/I_{BQ}$  也会近似成比例增大，导致  $A_u$  几乎不变。

理论分析如下：

$$A_u = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} = -\frac{\beta R_C}{r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{I_{CQ}}} = -\frac{\beta R_C}{r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{\frac{E_C - U_{CQ}}{R_C}}} = \frac{\beta R_C}{r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{E_C(1-k)R_C}}$$

$r_{bb'}$  作为体电阻，一般为  $10\Omega$  数量级，多数情况下可以忽略，则有：

$$A_u \approx -\frac{\beta R_C}{\beta \frac{U_T}{E_C(1-k)R_C}} = -\frac{E_C(1-k)}{U_T} = -\frac{U_{R_C}}{U_T}$$

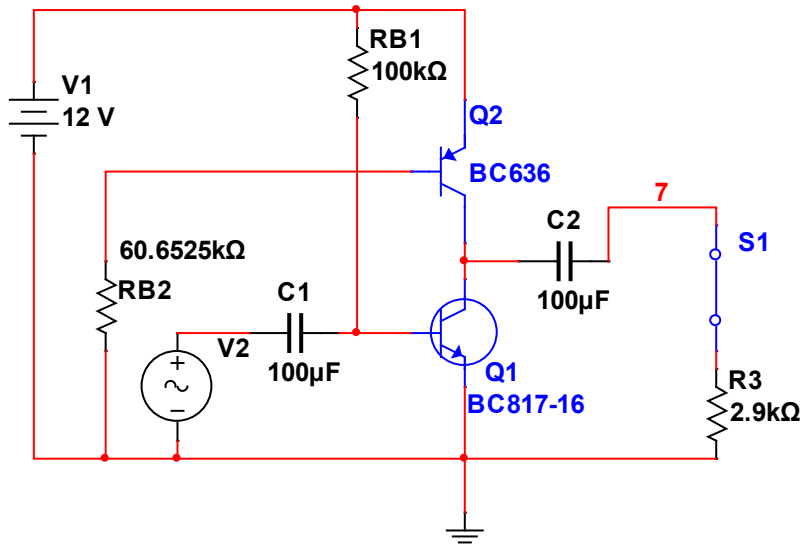
即电压放大倍数仅与  $R_C$  上的静态压降有关。当按照  $E_C=12V$ ， $U_{CQ}=6V$  代入，可知此电路无论怎么选不同的晶体管（不同的  $\beta$ ），怎么选  $R_C$ ，其电压放大倍数  $A_u$  总是 230 左右。

这看起来很奇怪。但是仔细琢磨，它一点都不奇怪。因为这个电路的动态参数  $A_u$ ，直接受到  $r_{be}$  影响，而  $r_{be}$  又直接受到静态电流的影响。因此我们无法实现在保证静态  $U_{CQ}$  不变的情况下，改变  $A_u$ 。

### 恒流源代替 $R_C$ ，大幅度提升电压增益

能不能在  $E_C=12V$ ， $U_{CQ}=6V$  要求下，让  $A_u$  由 230 左右上升到 1000 以上呢？答案是肯定的。只要我们把电路中的  $R_C$  用一个晶体管恒流源电路代替，就可以实现，如图 Section30-1 所示。

图中 Q1 为主晶体管，Q2 为恒流源（有些地方称之为恒流源负载），它的 c、e 之间的静态电阻  $=U_{CEQ2}/I_{CQ2}$  较小，但是其动态电阻  $=\Delta u_{CE2}/\Delta i_{C2}$  很大。在静态电路中，它相当于一个较小的  $R_C$ ，在动态分析中，它又成为一个很大的  $R_C$ 。



图Section30-1 恒流源代替  $R_C$  放大电路

怎样让 Q2 成为一个恒流源呢？只要让它的基极电流不变即可。图中用一个固定电阻  $R_{B2}$  设定了  $I_{BQ2}$ ，Q2 就成了一个恒流源。

这里存在一个问题，按照这样的连接方式，两个晶体管的  $I_{CQ}$  肯定是一样的， $I_{CQ1}$  是由  $R_{B1}$  决定的， $I_{CQ2}$  是由  $R_{B2}$  决定的，不谨慎调节的话，一定会造成某个晶体管处于饱和状态。用图 Section30-2 可以清楚解释这个事实。

图 Section30-2 中，红色曲线是 Q1 的输出伏安特性曲线，绿色曲线是 Q2 的输出伏安特性曲线。特别之处在于，这个图中将 Q2 的输出伏安特性曲线颠倒方向画在了一个图中。第一，两个晶体管的  $U_{CE}$  之和为  $E_C$ ，那么将 Q2 伏安特性这样画，它们的交点刚好满足这个条件。第二，两个晶体管的电流相等，在图中它们的交点也刚好满足这个条件。关于这种画法，请参考本书 Section8。

当  $R_{B1}=100k\Omega$ ，就确定了  $I_{BQ1}$ ，即在输出伏安特性中确定了图中的红色实线，此时 Q1 的  $I_{CQ1}$  和  $U_{CEQ1}$  受这条红色实线约束。此时，选择  $R_{B2}$ ，可以使得图中绿色实线上下移动，它与红色实线的交点可以精确定位到图中的 Q 点位置，此时，两个晶体管的  $U_{CEQ}$  均为 6V。当然，选择  $R_{B2}$  是极为困难的，因为两个输出伏安特性曲线都非常平坦。比如，在此状态下，将  $R_{B2}$  稍稍加大，则绿色线会下移，Q 点会迅速左移，使得晶体管 Q1 处于饱和状态，反之，则会使得 Q 点迅速右移，导致 Q2 处于饱和状态。

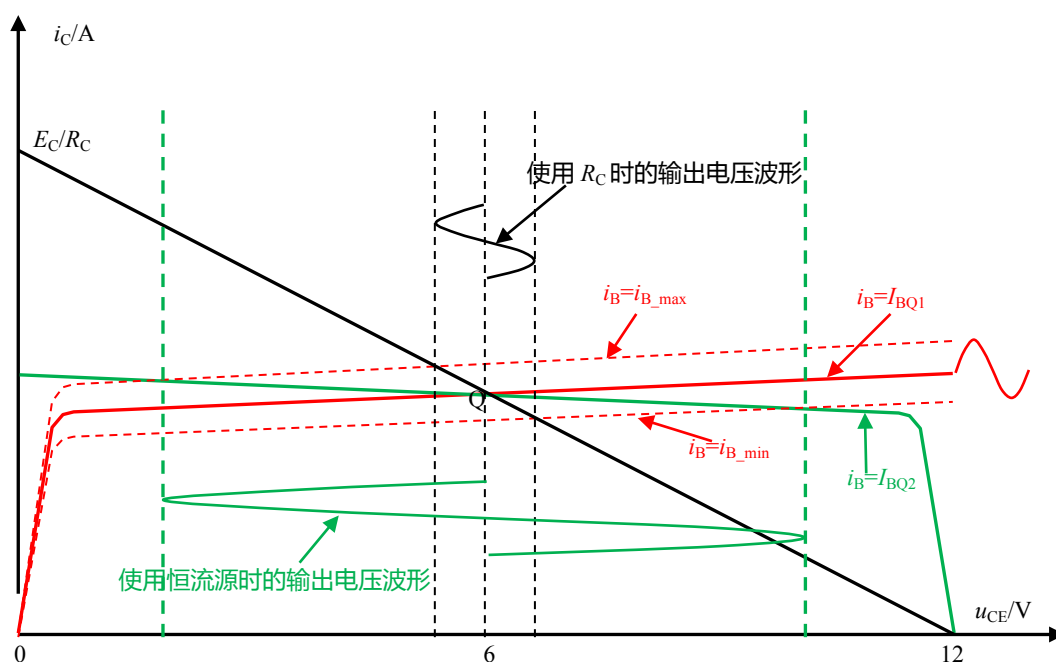


图 Section30-2 恒流源代替  $R_C$  电路的图解分析

图中针对这两只特定的晶体管，我反复试验，选择  $R_{B2}=60.6525k\Omega$ ，达到了  $U_{CEQ1}=6V$  的目的。

实测表明这个电路的电压放大倍数为 2536 倍。为什么会出现这么大的放大倍数呢？看图。晶体管 Q1 在加载信号后， $i_B$  会从静态的  $I_{BQ}$  出发，围绕  $I_{BQ}$  上下波动，最大达到  $i_{B\_max}$ ，最小到达  $i_{B\_min}$ ，产生了两个边界伏安特性曲线——用红色虚线表示。如果用传统的  $R_C$ ，电路的负载线为图中的黑色直线。负载线与边界伏安特性曲线相交，就产生了输出波形如图黑色正弦波所示，它的幅度很小。如果用恒流源 Q2，电路的负载线则变为图中的绿色晶体管 Q2 的伏安特性曲线，它和 Q1 的边界伏安特性曲线的交点位置就大大拓展了，形成了绿色的正弦波输出。

很显然，在引入恒流源 Q2 代替传统的  $R_C$  后，输出幅度的大小完全取决于这两个晶体管输出伏安特性的平直程度。如果两个管子都是平直的，即  $i_C$  完全不受  $u_{CE}$  影响，那么电压放大倍数将是无穷大。当然，这样的话，我也没法调节  $R_{B2}$ ，完成  $U_{CEQ1}=6V$  的设定。

最后，需要说明的是，实际应用中，没人像我这么傻，在 Multisim 上用如此愚蠢的方法调节  $R_{B2}$ ，以营造  $U_{CEQ1}=6V$  的事实。第一，这样调节在实际应用中根本没法实现，第二，确实有更好的方法能够自动设定，让两个晶体管都处于放大区。怎么实现的，以后再讲。

### 关于恒流源负载的总结

将一个晶体管 Q2 的输入级固定，形成恒定的  $I_{BQ}$ ，则其 c 端输出就形成了一个恒流源。该恒流源具有如下特点：

- 1) 在  $u_{CE}$  很大的变化范围内， $i_C$  基本保持不变，这来自于 Q2 输出伏安特性中，设定  $I_{BQ}$  后， $i_C$  受  $u_{CE}$  影响的那根平直线。即，很大的  $\Delta u_{CE}$ ，只能引起极小的  $\Delta i_C$ ；或者很小的  $\Delta i_C$ ，即能引起很大的  $\Delta u_{CE}$ 。因此针对变化量，c、e 之间呈现为一个很大的动态电阻。
- 2) 在 Q2 的静态工作点处，当前的  $U_{CEQ}$  和  $I_{CQ}$  之比，呈现为一个较小的静态电阻。

3) 将这样一个静态电阻小, 动态电阻大的电路, 接入到其它电路中, 称为恒流源负载, 它可以起到提高动态电阻, 进而提高增益的作用。

## Section31. 差动放大器 1：差分信号的来源

一般的电压信号需要两根线传输，一根是信号线，一根是地线。这种信号称为单端信号(Single-end signal)。我们常用的信号源就是这种类型。此时，在描述信号时一般只有一个端子  $u_S$  即可，另外一个端子默认为地，如图 Section31-1 所示。

单端信号在远距离传输过程中，不可避免的要受到外界电场的干扰。信号一旦被干扰侵害，从中提取信号是非常困难的。如图 Section31-2 所示。

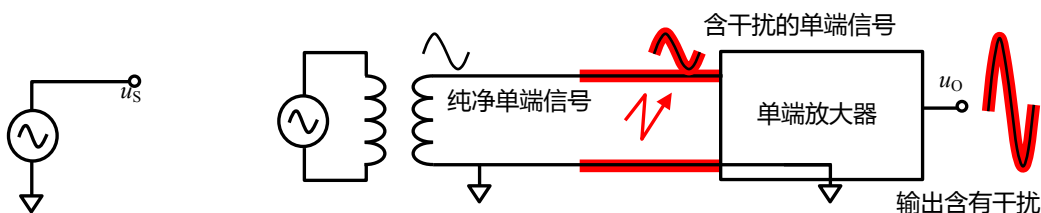


图 Section31-1 单端信号源

图 Section31-2 单端信号远距离传输中引入干扰的过程

科学家想出了一种办法解决这个问题，将单端信号改为差分信号(Differential signal)。所谓的差分信号，同样需要两个线，但两根线都是信号线，一根是正信号线，一根是负信号线，它们之间的相位是刚好相反的，如图 Section31-3 所示。差分信号用差值  $u_D = u_{S+} - u_{S-}$  表达信号的大小。但是，不可避免的，这两根信号线也会受到外部干扰，这种干扰通常是同时施加给两个信号线的，就构成了更加普适的差分信号结构，如图 Section31-4 所示。

定义 1：差分信号中两个信号线之间的差值信号，称为差模信号(Differential mode signal)，用  $u_D$  表示： $u_D = u_{S+} - u_{S-}$ 。

定义 2：差分信号中两个信号线共有的信号，称为共模信号(Common mode signal)，用  $u_C$  表示，实际就是两个信号的平均值： $u_C = 0.5(u_{S+} + u_{S-})$ 。

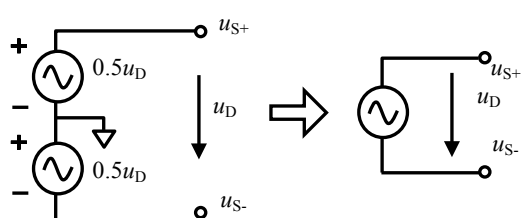


图 Section31-3 纯差分信号的内部构成和外部形式

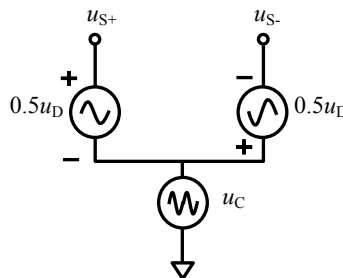


图 Section31-4 含差模、共模的差分信号

从中，也可以得到以下反推的表达式：

$$\begin{cases} u_{S+} = u_C + 0.5u_D \\ u_{S-} = u_C - 0.5u_D \end{cases}$$

特别提醒，所谓的共模信号和差模信号，只适用于差分形式的信号源，对单端信号源没有这个概念。

在信号从诞生到最终被使用的传递链路中（这也叫信号链，signal chain），如果全部使用差分信号形式，则可以有效抑制外部干扰。如图 Section31-5 所示，机理如下：

我们把传输信号的两根线用双绞线的形式，紧密缠绕在一起。在信号传输过程中，由于两根线距离很近，我们相信两根线受到了相同的外部干扰，即正信号中叠加了一个干扰

信号，而负信号中会叠加相同的干扰信号。此时，差模信号是待测的有用信号，而共模信号是干扰。

科学家建议，制作一种差动放大器，它有两个输入端  $u_{1+}$ 、 $u_{1-}$ ，具有两个输出端  $u_{0+}$ 、 $u_{0-}$ ，这个差动放大器的输入输出关系如下：

$$\begin{cases} u_{0+} = A \times u_{1+} \\ u_{0-} = A \times u_{1-} \end{cases}$$

且定义真正的输出为两个输出端的差值：

$$u_{OD} = u_{0+} - u_{0-}$$

可以看出，这样处理后，差动放大器的两个输出端都含有干扰，但是由于干扰完全相同，而信号完全相反，实施减法后，差值输出仅包含信号，而没有了干扰。

因此这种方法，放大了有用的差模信号，而抑制了我们不需要的共模干扰信号。

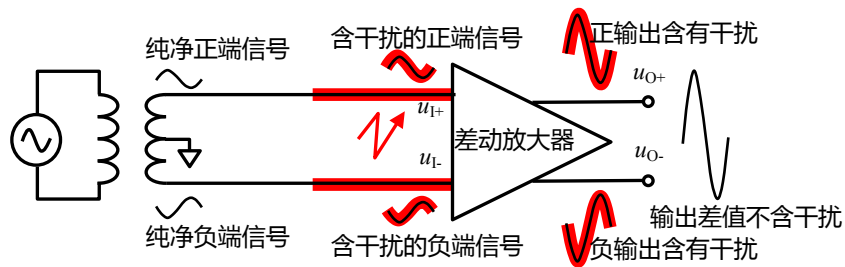


图 Section31-5 差分信号远距离传输中抑制干扰的过程

## Section32. 差动放大器 2：差动放大器雏形

按照图 Section31-5 要求，设计两个完全相同的放大器，将它们的输出端实施减法即为差动放大器的雏形，如图 Section32-1 所示，其中  $\beta=100$ 。为了在示波器上观察差分信号，我们用压控电压源 V3，将差分输出变成一个单端信号，方便示波器观察（因为示波器只接收单端信号的测量显示）。

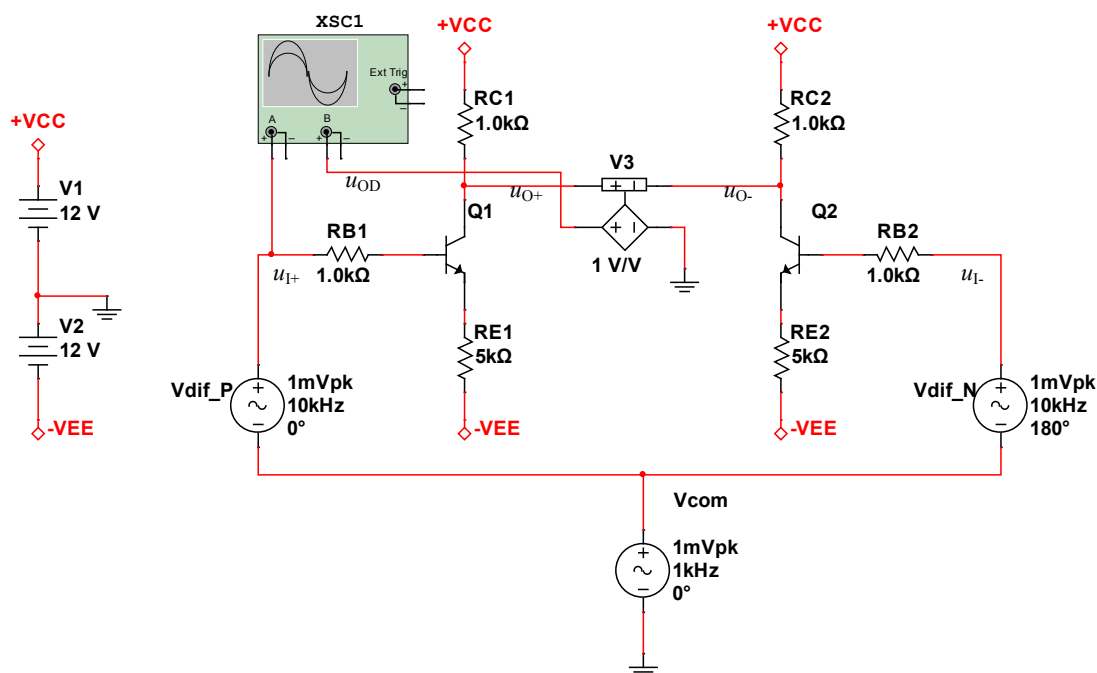


图 Section32-1 差动放大器雏形

为了区分共模和差模信号，在图 Section32-1 中我们设定共模信号为频率 1kHz，峰值为  $1\text{mV}_p$  的正弦信号，图中用  $V_{com}$  代表。

$$u_c = V_{com}$$

设定差模信号为频率 10kHz，峰值为  $2\text{mV}_p$ （由两个  $1\text{mV}_p$  串联组成）的正弦信号，图中为  $V_{dif\_P}$  表示正输入端信号，用  $V_{dif\_N}$  表示负输入端信号，有

$$u_D = V_{dif\_P} - V_{dif\_N}$$

先分析电路静态：

利用此前学过的知识，可知其中单个放大电路（以 Q1 组为例）为一个共射级放大电路。其静态求解如下：

$$I_{BQ1}R_{B1} + 0.7\text{V} + (1 + \beta)I_{BQ1}R_{E1} = 0\text{V} - (-V_{EE}) = 12\text{V}$$

解得：

$$I_{BQ1} = \frac{12\text{V} - 0.7\text{V}}{R_{B1} + (1 + \beta)R_{E1}} = 22.33\mu\text{A}$$

$$U_{EQ1} = -V_{EE} + (1 + \beta)I_{BQ1}R_{E1} = -0.72\text{V}$$

$$U_{CQ1} = V_{CC} - \beta I_{BQ1}R_{C1} = 9.77\text{V}$$

$$U_{CEQ1} = U_{CQ1} - U_{EQ1} = 10.49\text{V}$$

晶体管工作在放大区，符合要求。

同时，解出  $r_{be1}$  及动态指标如下：

$$r_{be1} \approx \frac{U_T}{I_{BQ1}} = 1.16k\Omega$$

$$A_{u1} = \frac{-\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta)R_{E1}} = -0.197$$

放大电路对差模、共模的放大倍数均为 0.197 倍（衰减了），表达式为：

$$\begin{aligned} u_{I+} &= 1mV\sin(1kHz) + 1mV\sin(10kHz) \\ u_{I-} &= 1mV\sin(1kHz) - 1mV\sin(10kHz) \\ u_{O+} &= -0.197(1mV\sin(1kHz) + 1mV\sin(10kHz)) \\ &= -0.197mV\sin(1kHz) - 0.197mV\sin(10kHz) \\ u_{O-} &= -0.197(1mV\sin(1kHz) - 1mV\sin(10kHz)) \\ &= -0.197mV\sin(1kHz) + 0.197mV\sin(10kHz) \\ u_{OD} &= u_{O+} - u_{O-} = -0.394mV\sin(10kHz) \end{aligned}$$

即两个输入端、两个输出端，都包含 1kHz 的共模信号和 10kHz 的差模信号，但是差分输出端却只有 10kHz 的差模信号，虽然幅度衰减了。

图 Section32-2 为仿真实验的结果，其中蓝线为 1 号放大器（左侧的）的输入信号，包含两个频率量的叠加，而红线为输出差分信号的单端变换结果，只包含 10kHz 的差模信号，幅度大约为 400μV。与理论计算基本吻合。

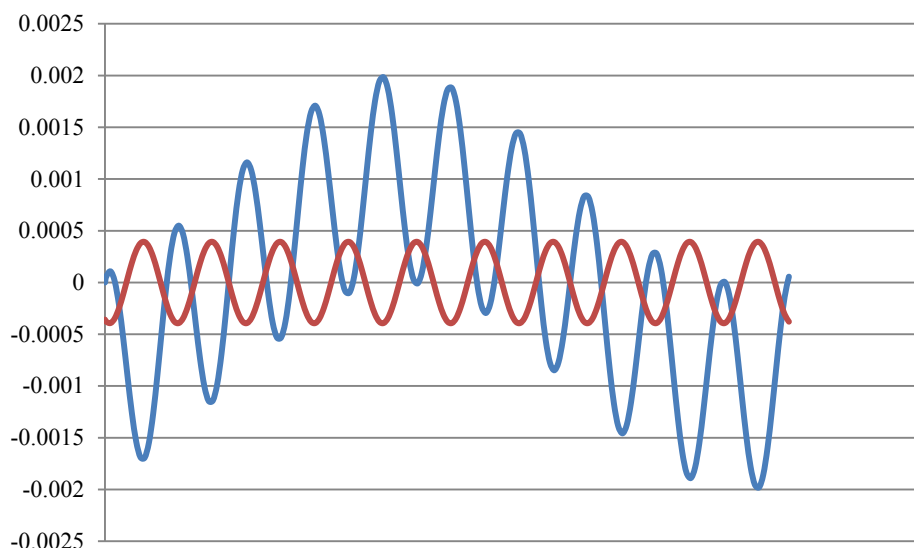


图 Section32-2 “差动放大器雏形”的仿真结果

这看起来很妙，确实抑制了我们不希望有的共模干扰。但是，科学家对此并不满意。第一，这个电路对我们期望的差模信号，和我们不期望的共模信号一视同仁，这让科学家感到不爽。第二，这个电路是衰减的，这也不好。第三，抑制共模的核心机理，依赖于两个放大电路的完全对称，这在实际应用中很难做到。

能不能有一个电路，它能够对差模信号实施放大，对共模信号实施衰减，在差动放大器的输出端中，就已经能够看到对共模的抑制和对差模的放大，然后再利用相减原理，进一步消除共模？

科学家将目光对准了图中的两个  $R_E$ ，它们是造成衰减的核心原因。经过漂亮的修改，诞生了标准的差动放大器，下节介绍。



## Section33. 差动放大器 3：标准差动放大器

标准差动放大器如图 Section33-1 所示。与锥形电路相比，关键之处在于它将原本的  $R_{E1}$  和  $R_{E2}$  合并成了一个  $R_E$ ，这看似简单的改变，却带来了本质变化：它使得整个放大器在实施减法之前，就具有对差模信号放大、对共模信号衰减的作用。

### 无负载时标准差动放大器分析

先看静态求解，与锥形电路差别不大。假设两边电路对称，则有：

$$I_{BQ1}R_{B1} + 0.7V + 2(1 + \beta)I_{BQ1}R_E = 0V - (-V_{EE}) = 12V$$

其中  $R_E$  上流过的电流是两个  $I_{EQ}$  之和，且两边对称，因此有上式。解得：

$$I_{BQ1} = \frac{12V - 0.7V}{R_{B1} + 2(1 + \beta)R_E} = 55.67\mu A$$

$$U_{EQ1} = -V_{EE} + 2(1 + \beta)I_{BQ1}R_E = -0.756V$$

$$U_{CQ1} = V_{CC} - \beta I_{BQ1}R_{C1} = 6.433V$$

$$U_{CEQ1} = U_{CQ1} - U_{EQ1} = 7.189V$$

晶体管工作在放大区，符合要求。同时，立即解出  $r_{be1}$  及动态指标如下：

$$r_{be1} \approx \frac{U_T}{I_{BQ1}} = 0.467k\Omega$$

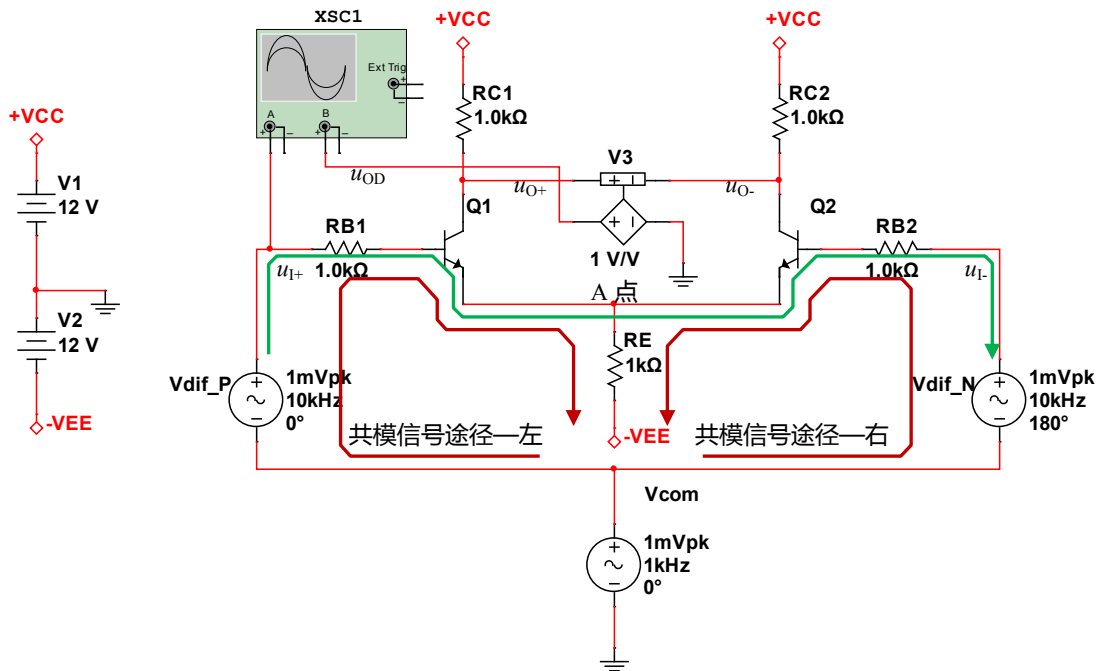


图 Section33-1 标准差动放大器

下面分析最精彩的动态部分。关键在于差模电压信号流过的途径，与共模电压信号流过的途径不同，导致其遇到的电阻不同，使得基极电流不同。

先看共模信号，与锥形电路几乎完全相同，它的信号电流从  $V_{COM}$  端出发，到  $-V_{EE}$  端（动态电压不变点，为动态地）结束，图中用棕色线表示。据此，列出共模信号作用下的基极动态电流为：

$$i_{b\_com} = \frac{V_{com}}{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}$$

$$u_{O+com} = -\beta i_{b,com} R_{C1}$$

因此，在不绘制动态等效电路的情况下，也可以解出共模电压放大倍数为：

$$A_{C单} = \frac{u_{O+com}}{V_{com}} = -\frac{\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E} = -\frac{100k\Omega}{203.467k\Omega} = -0.49$$

[Section33-1]

下标“单”字是指输出为单端。结论说明，本电路在单个输出端  $u_{O+}$  处，对共模输入的放大倍数为-0.49 倍。

当输出为差分形式，即两个输出端的差值作为输出，由于电路两侧是完全对称的，有：

$$A_{C双} = \frac{u_{O+com} - u_{O-com}}{V_{com}} = 0$$

[Section33-2]

再看差模信号，它的电流路径如图绿色线。原因是，在假设电压变化量足够小（微变）的情况下，我们可以把微变范围内的晶体管输入伏安特性视为一段直线，它的斜率的倒数是  $r_{be}$ ，那么可以认定：当左边的  $u_{i+}$  处有一个微小的电压增量，会引起  $i_B$  有一个增量  $i_b$ ，右边的  $u_{i-}$  处由于具有相同的电压减量，会引起  $i_B$  有一个减量，数值也是  $i_b$ ，由于两个管子的  $\beta$  相同，则图中 A 点左侧的  $i_{E1}$  变大多少，A 点右侧的  $i_{E2}$  就减小多少，这保证了流过  $R_E$  的总电流维持不变，即 A 点对地电位不发生变化。在动态分析中，A 点电位不发生变化，就是一个电压不变点，在动态等效电路中可以接地处理。（回头看看共模信号，A 点电位是发生变化的，不能接地）

由于对差模信号，A 点在动态等效电路中可以接地，即可列出如下电流表达式：

$$i_{b,dif} = \frac{V_{dif,P} - V_{dif,N}}{2(R_{B1} + r_{be})} = \frac{V_{dif}}{2(R_{B1} + r_{be})}$$

$$u_{O+,dif} = -\beta i_{b,dif} R_{C1}$$

$$u_{O-,dif} = \beta i_{b,dif} R_{C1}$$

$$A_{D单} = \frac{u_{O+,dif}}{V_{dif}} = -\frac{\beta R_{C1}}{2(R_{B1} + r_{be})} = -\frac{100k\Omega}{2.934k\Omega} = -34.08$$

[Section33-3]

其中， $A_{D单}$  用左侧放大器输出来代表，它与输入差模信号反相。如果用右侧放大器输出来代表，则  $A_{D单}$  为正值。这说明，在两个输出端，相对于输入差模信号，它们都有 34.08 倍的电压增益，同时两个输出端信号方向相反。而以差分形式输出的话：

$$A_{D双} = \frac{u_{O+,dif} - u_{O-,dif}}{V_{dif}} = -\frac{\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be}} = -68.17$$

[Section33-4]

至此，我们发现，这个电路最大的好处在于，在单个输出端，它已经完成了对共模的衰减（0.49 倍），对差模的放大（34.08 倍），即便不采用差分输出（即两个输出实施相减操作），它也起到了抑制共模、放大差模的作用。如果再使用差分输出，已经很小的共模输出将被相减为 0，而两个被放大 34.08 倍的信号，极性相反，一相减，就变成了 2 倍输出。

以上是标准差动放大器的核心分析过程，其中没有连接负载。当给电路连接不同形式的负载时，其计算方法也会稍有变化：

### 含差分负载时分析

含差分负载的标准差动放大器如图 Section33-2 所示。

静态分析中，在没有接入负载电阻时，两个输出端静态电位完全相同，因此  $R_{load}$  的接入不会对原静态电路造成任何影响。

在动态分析中，对共模输入信号，由于两个输出端也是完全相同的， $R_{load}$  的接入也不会对原计算结果造成任何影响。式(Section33-1)和式(Section33-2)仍旧成立，不包含  $R_{load}$ 。

对差模信号输入，输入部分都没有改变，唯一发生变化的是输出环节。电路的输出环节动态等效图如图 Section33-3 的上半部所示。对输出环节，可以采用以下两种方法进行等效，以方便求解。

第一种方法，将受控电流源变为受控电压源，如图 Section33-3 的左下部分。可列出：

$$u_{O+, dif} = -\beta i_b R_{C1} + \frac{\beta i_b R_{C2} - (-\beta i_b R_{C1})}{R_{C1} + R_{C2} + R_{load}} \times R_{C1}$$

当  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ，则有：

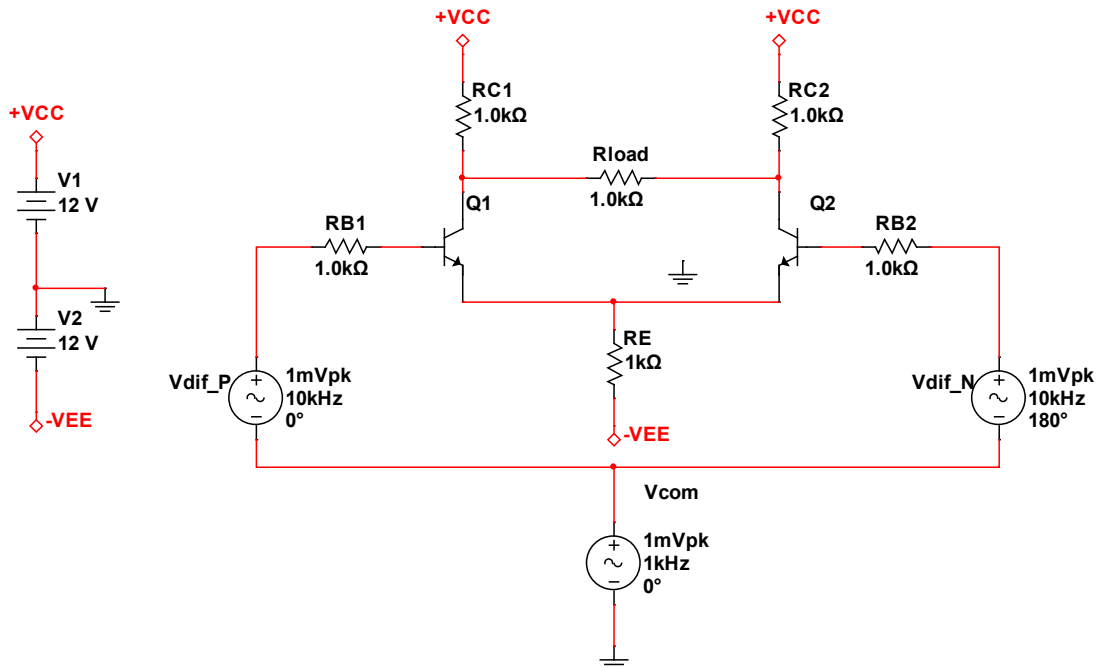


图 Section33-2 标准差动放大器含差分负载

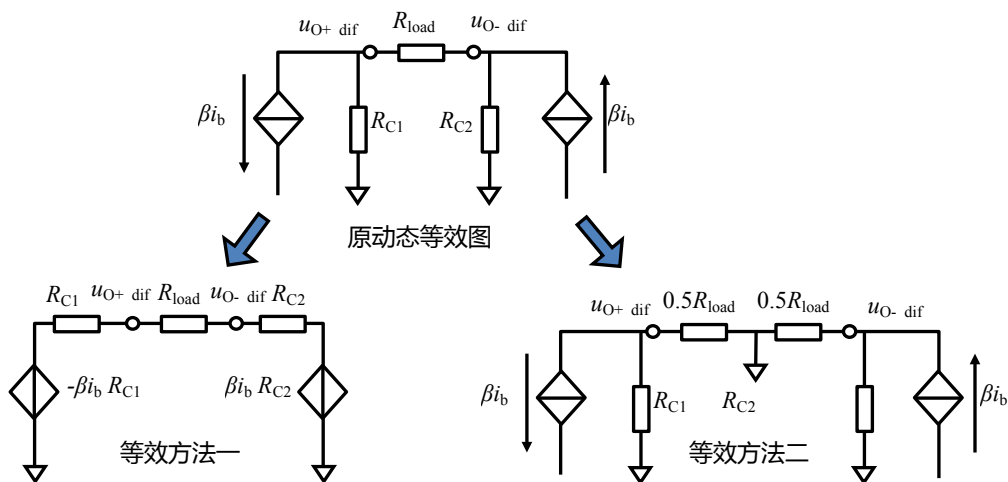


图 Section33-3 含差分负载时输出端等效

$$u_{O+_{dif}} = -\beta i_b R_C + \frac{2\beta i_b R_C}{2R_C + R_{load}} \times R_C = -\beta i_b R_C \left(1 - \frac{2R_C}{2R_C + R_{load}}\right) = -\beta i_b R_C \left(\frac{R_{load}}{2R_C + R_{load}}\right)$$

$$= -\beta i_b \frac{R_C \times 0.5R_{load}}{R_C + 0.5R_{load}} = -\beta i_b (R_C // 0.5R_{load})$$

$$A_{D单} = \frac{u_{O+_{dif}}}{V_{dif}} = -\frac{\beta(R_C // 0.5R_{load})}{2(R_{B1} + r_{be})} = -\frac{33.33k\Omega}{2.934k\Omega} = -11.36$$

(Section33-5)

$$A_{D双} = \frac{u_{O+_{dif}} - u_{O-_{dif}}}{V_{dif}} = -\frac{\beta(R_C // 0.5R_{load})}{R_{B1} + r_{be}}$$

(Section33-6)

第二种方法更为简单。可以看出，当差模信号输入时，两个输出端一个有负向变化，则另一个一定有同等大小的正向变化，对于负载来说，其电阻的中心点是没有电位变化的，因此可以视为动态地电位。将负载电阻一分为二，每个都是 $0.5R_{load}$ ，它们的连接处接地，可以很方便得出与式(Section33-5)和式(Section33-6)一样的结果。

### 含单端负载时分析

含单端负载标准差动放大器如图 Section33-4 所示。它一般用于差分输入—单端输出的转换。因此，前述的  $A_{D双}$ 、 $A_{C双}$  在此没有意义。

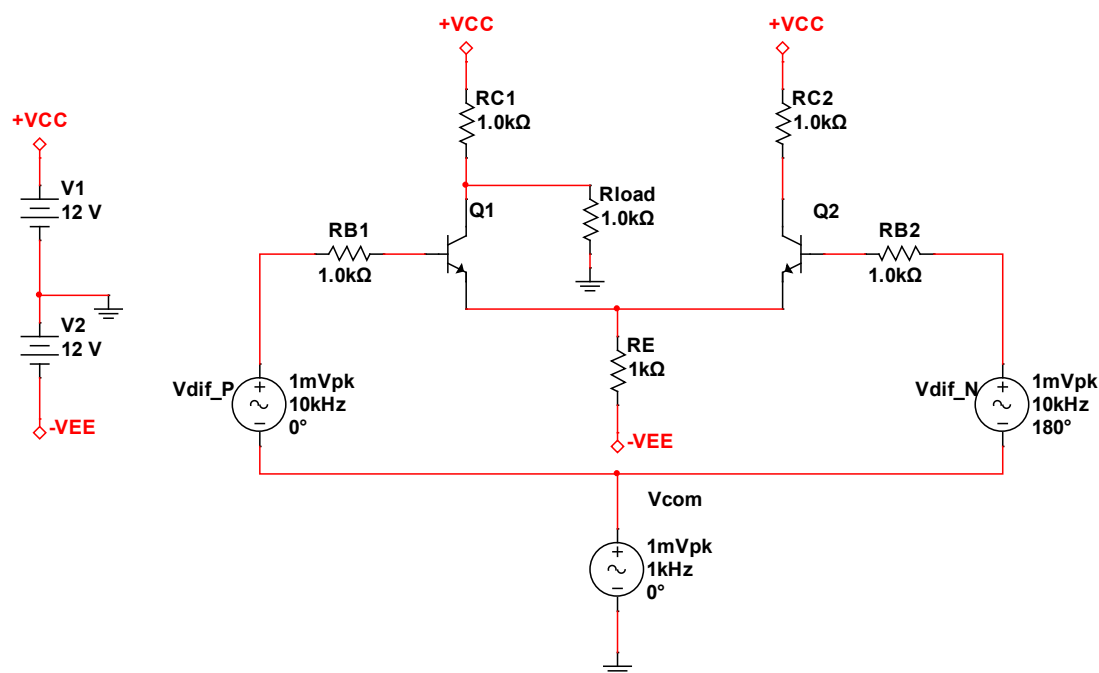


图 Section33-4 标准差动放大器含单端负载

先看静态：与无负载电路相比， $I_{BQ}$ 、 $U_{EQ}$  的求解完全相同，Q2 的静态也完全相同。

$$I_{BQ1} = \frac{12V - 0.7V}{R_{B1} + 2(1 + \beta)R_E} = 55.67\mu A$$

$$U_{EQ1} = -V_{EE} + 2(1 + \beta)I_{BQ1}R_E = -0.756V$$

区别发生在 Q1 晶体管的  $U_{CQ1}$ ，因为负载电阻也会流过静态电流，使得  $R_{C1}$  上流过的电流不再是  $I_{CQ1}$ 。

$$I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 5.567mA, \quad \frac{V_{CC} - U_{CQ1}}{R_{C1}} = \frac{U_{CQ1}}{R_{load}} + I_{CQ1}$$

解得：

$$U_{CQ1} = \frac{V_{CC}R_{load} - I_{CQ1}R_{load}R_{C1}}{R_{load} + R_{C1}}$$

动态分析，有：

$$A_{C单} = \frac{u_{O+com}}{V_{com}} = -\frac{\beta(R_{C1} // R_{load})}{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E} = -\frac{50k\Omega}{203.467k\Omega} = -0.25$$

(Section33-7)

$$A_{D单} = \frac{u_{O+dif}}{V_{dif}} = -\frac{\beta(R_{C1} // R_{load})}{2(R_{B1} + r_{be})} = -\frac{50k\Omega}{2.934k\Omega} = -17.04$$

(Section33-8)

## 输入电阻

标准差动放大器中，输入电阻分为两种，第一，相对于差模信号的输入电阻：

$$r_{iD} = 2(R_{B1} + r_{be})$$

其实就是差模信号流经回路的总电阻。

第二，相对于共模信号的输入电阻：

$$r_{iC} = \frac{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}{2}$$

是共模信号从左侧看进去的电阻和从右侧看进去的电阻的并联。

## 输出电阻

标准差动放大器中，输出电阻也分为两种，分别是单端输出时的输出电阻：

$$r_{o+} = R_{C1}, r_{o-} = R_{C2}$$

以及双端输出（即差分输出，是两个输出端的减法）时的输出电阻：

$$r_{oD} = R_{C1} + R_{C2}$$

## Section34. 差动放大器 4：共模抑制比及其提高方法

### 共模抑制比

我们希望差动放大器能够尽量放大差模信号，尽量抑制共模信号，因此定义一个新量，称为共模抑制比(Common Mode Rejection Ratio-CMRR)，为差模增益除以共模增益，越大越好。

$$CMRR = \frac{A_D}{A_C}$$

CMRR 是一个无量纲参数，也常用 dB 表示其大小：

$$CMRR = \frac{A_D}{A_C} = 20 \times \log\left(\frac{A_D}{A_C}\right) \text{dB}$$

比如，CMRR=100=40dB，CMRR=10000=80dB。

CMRR 在某些教科书中也被写作  $K_{CMR}$ 。

输出为差分形式，如果电路完全对称，CMRR 为无穷大。

输出为单端形式，则将前述分析结果代入，有：

$$CMRR = \frac{A_{D\text{单}}}{A_{C\text{单}}} = \frac{-\frac{\beta R_{C1}}{2(R_{B1} + r_{be})}}{-\frac{\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}} = \frac{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}{2(R_{B1} + r_{be})}$$

[Section34-1]

对图 Section33-4 电路，有：

$$CMRR = \frac{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}{2(R_{B1} + r_{be})} = 69.348 = 36.82\text{dB}$$

### 举例 1：无恒流源 NPN 管

电路如图 Section34-1 所示。晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb}=41\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.65V$ ， $U_{CES}=0.3V$ ，求解电路的静态工作点，单端输出差模放大倍数  $A_{D\text{单}}$ ，共模放大倍数  $A_{C\text{单}}$ ，以及共模抑制比 CMRR。

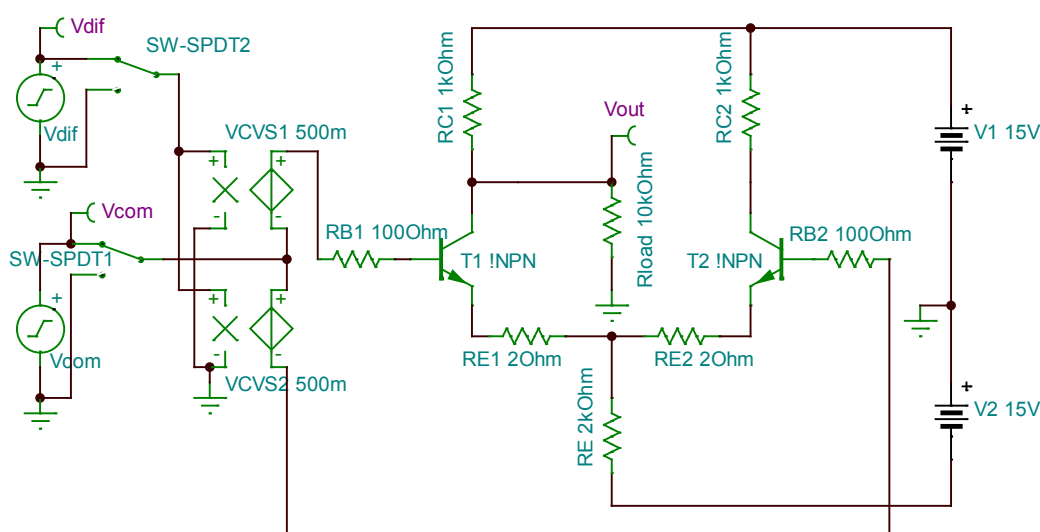


图 Section34-1 举例 1

解：图中 VCVS1 和 VCVS2 是两个电压控制电压源，配合两个 2 选 1 开关，可以实现两个输入端包含独立的共模信号和差模信号。RB1 左侧为  $u_{i1}$ ，RB2 右侧为  $u_{i2}$ 。

求解静态的方法是，将两个输入端  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  均接地，在此状态下计算。

据此，从  $u_{i1}$  端的 0V 开始，到 -15V，可以列出一个静态的电压方程：

$$0V - (-15V) = U_{RB1} + U_{BEQ1} + U_{RE1} + U_{RE}$$

即：

$$15V = I_{BQ}R_{B1} + U_{BEQ1} + (1 + \beta)I_{BQ}R_{E1} + 2(1 + \beta)I_{BQ}R_E$$

解得：

$$I_{BQ} = \frac{15V - 0.65V}{R_{B1} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E} = \frac{14.35V}{100 + 101 \times 2 + 202 \times 2000} = 35.49\mu A$$

假设晶体管处于放大状态，有两种方法可以解得  $U_{CQ1}$ ：

方法一：对晶体管 T1 的集电极，列出电流方程：

$$I_{RC1} = I_{CQ1} + I_{Rload}$$

即：

$$\frac{V_1 - U_{CQ1}}{R_{C1}} = \beta I_{BQ} + \frac{U_{CQ1}}{R_{load}}$$

化简求解：

$$\begin{aligned} (V_1 - U_{CQ1})R_{load} &= \beta I_{BQ}R_{load}R_{C1} + U_{CQ1}R_{C1} \\ U_{CQ1}(R_{C1} + R_{load}) &= V_1R_{load} - \beta I_{BQ}R_{load}R_{C1} \\ U_{CQ1} &= \frac{R_{load}}{R_{C1} + R_{load}}V_1 - \beta I_{BQ}\frac{R_{load}R_{C1}}{R_{C1} + R_{load}} = \frac{10}{1 + 10} \times 15 - 3.549mA \times \frac{10 \times 1}{10 + 1}k\Omega = 10.41V \end{aligned}$$

方法二：利用戴维宁等效，将输出部分  $V_1$ 、 $R_{C1}$ 、 $R_{load}$  等效为一个新电源  $VV_1$  和一个新电阻  $R$ 。则有：

$$\begin{aligned} VV_1 &= \frac{R_{load}}{R_{C1} + R_{load}}V_1 \\ R &= \frac{R_{load}R_{C1}}{R_{C1} + R_{load}} \end{aligned}$$

据此可以列出如下等式：

$$U_{CQ1} = VV_1 - I_{CQ} \times R = \frac{R_{load}}{R_{C1} + R_{load}}V_1 - \beta I_{BQ}\frac{R_{load}R_{C1}}{R_{C1} + R_{load}} = 10.41V$$

与前述解法结论完全相同。

下面求解晶体管 T1 的发射极电位  $U_{EQ1}$ ，也有两种方法：

方法一，从  $R_{B1}$  左侧的 0V 开始，有：

$$U_{EQ1} = 0V - U_{RB1} - U_{BEQ1} = -I_{BQ}R_{B1} - U_{BEQ1} = -0.65355V \approx -0.65V$$

方法二，从负电源开始，有：

$$U_{EQ1} = -V_2 + U_{RE} + U_{RE1} = -15 + 2(1 + \beta)I_{BQ}R_E + (1 + \beta)I_{BQ}R_{E1} = -0.6548V \approx -0.65V$$

两种方法都可以，其误差来源于  $I_{BQ}$  的有效位数。

至此可知， $U_{CEQ1} = 10.41V - (-0.65V) = 11.06V$ ，晶体管处于放大状态。静态求解完毕。同时可知，晶体管 T2 也处于放大状态。

晶体管 T1 的  $r_{be}$  为：

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 41 + \frac{26mV}{35.49\mu A} = 773.6\Omega$$

下面求解动态：无需画出动态等效图，按照输入差模信号流经回路，可写出下式。

$$A_{D\text{单}} = -\frac{\beta i_b (R_{C1} // R_{load})}{(R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta)R_{E1} + (1 + \beta)R_{E2} + r_{be2} + R_{B2})i_b}$$

$$= -\frac{\beta (R_{C1} // R_{load})}{2(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1})} = -\frac{100 \times 909.09}{2(100 + 773.6 + 101 \times 2)} = -42.26$$

同样，按照输入共模信号流经回路，可以得到：

$$A_{C\text{单}} = -\frac{\beta i_b (R_{C1} // R_{load})}{(R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_{E})i_b}$$

$$= -\frac{100 \times 909.09}{100 + 773.6 + 101 \times 2 + 202 \times 2000} = -0.224$$

据此可得共模抑制比为：

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| = \left| \frac{-42.26}{-0.224} \right| = 188.66 = 45.5\text{dB}$$

### 举例 2：无恒流源 JFET 管

电路如图 Section34-2 所示。晶体管 2N3822 为 N 沟道 JFET，其  $U_{GS\text{OFF}} = -1.96\text{V}$ ， $I_{DSS} = 4.38\text{mA}$ ，求解电路的静态工作点，单端输出差模放大倍数  $A_{D\text{单}}$ ，共模放大倍数  $A_{C\text{单}}$ ，以及共模抑制比 CMRR。

解：先求解电路静态。求解静态的基本条件是将输入信号短接为 0。在本电路中，就是将放大电路的输入端接地，则两个晶体管的门极电位为 0V，且两个晶体管的 S 极接在一起，其  $U_{SQ}$  相等，则两个晶体管  $U_{GSQ}$  相等，因此在恒流区工作时，两个晶体管的  $I_{DQ}$  相等。设  $I_{DQ} = y$ ， $U_{GSQ} = x$ ，则有两个表达式成立：

1)  $x, y$  满足晶体管的转移伏安特性曲线：

$$y = I_{DSS} \left( 1 - \frac{x}{U_{GS\text{OFF}}} \right)^2 \tag{1}$$

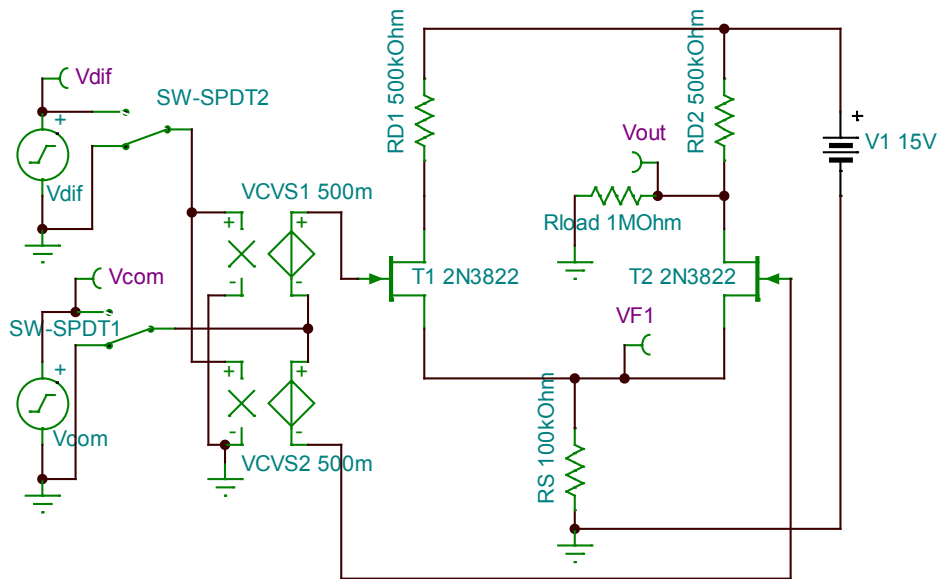


图 Section34-2 举例 2

2)  $x, y$  满足晶体管外部电路的直线方程：

$$U_{SQ} = 2I_{DQ} \times R_S$$



$$U_{GSQ} = 0 - 2I_{DQ} \times R_S$$

即：

$$x = -2yR_S$$

(2)

将式(2)代入式(1)，得：

$$y = I_{DSS} \left(1 + \frac{2yR_S}{U_{GSOFF}}\right)^2$$

化简：

$$y = I_{DSS} + \frac{4yR_S I_{DSS}}{U_{GSOFF}} + \frac{4I_{DSS}R_S^2}{U_{GSOFF}^2} y^2$$

$$4I_{DSS}R_S^2 y^2 + (4R_S I_{DSS} U_{GSOFF} - U_{GSOFF}^2) y + I_{DSS} U_{GSOFF}^2 = 0$$

代入实际值，得：

$$4 \times 4.38 \times 10^{-3} \times 10^{10} \times y^2 + (4 \times 10^5 \times 4.38 \times 10^{-3} \times (-1.96) - (-1.96)^2) y + 4.38 \times 10^{-3} \times (-1.96)^2 = 0$$

$$1.752 \times 10^8 \times y^2 - 3437.76y + 0.0168262 = 0$$

$$y = I_{DQ} = \frac{3437.76 - \sqrt{(-3437.76)^2 - 4 \times 1.752 \times 10^8 \times 0.0168}}{2 \times 1.752 \times 10^8} = 9.347 \mu A$$

据式(2)得：

$$U_{GSQ} = x = -2yR_S = -1.87V$$

恒流区和可变电阻区的分界线为（参见式(Section25-2)）：

$$U_{DS,dv} = U_{GS} - U_{GSOFF} = -1.87 - (-1.96) = 0.09V$$

对于晶体管 T1，有：

$$U_{DQ1} = V_1 - I_{DQ} R_{D1} = 15 - 4.67 = 10.33V$$

$$U_{DSQ1} = U_{DQ1} - U_{SQ} = 10.33 - 1.87 = 8.46 > U_{DS,dv}$$

因此，晶体管 T1 处于恒流区。

对于晶体管 T2，利用举例 1 中的方法二，对输出部分进行戴维宁等效：

$$VV_1 = \frac{R_{load}}{R_{D2} + R_{load}} V_1 = \frac{1}{0.5 + 1} \times 15 = 10V$$

$$R = \frac{R_{load} R_{D2}}{R_{D2} + R_{load}} = 333.3k\Omega$$

据此可以列出如下等式：

$$U_{DQ2} = VV_1 - I_{DQ} \times R = 10 - 9.347 \times 0.3333 = 6.89V$$

$$U_{DSQ2} = U_{DQ2} - U_{SQ} = 6.89 - 1.87 = 5.02 > U_{DS,dv}$$

因此，晶体管 T2 处于恒流区。至此，静态求解完毕。可以得到晶体管的跨导为：

$$g_m = -\frac{2}{U_{GSOFF}} \sqrt{I_{DSS} \times I_{DQ}} = -\frac{2}{-1.96} \sqrt{4.38 \times 10^{-3} \times 9.347 \times 10^{-6}} = 0.21 \times 10^{-3} S$$

下面求解动态：先分析差模信号输入情况。画出动态等效图如图 Section34-3a 所示。

由于电阻  $R_S$  上不存在动态电流，图中将其视为开路。据此，可以列出输出表达式：

$$V_{out} = -u_{gs2} \times g_m \times (R_{D2} // R_{load}) = 0.5u_{id} \times g_m \times (R_{D2} // R_{load})$$

$$A_{D单} = \frac{V_{out}}{u_{id}} = 0.5g_m \times (R_{D2} // R_{load}) = 0.5 \times 0.21 \times 10^{-3} \times 0.3333 \times 10^6 = 34.99$$

接着分析共模输入情况，画出动态等效图如图 Section34-3b 所示。可得：

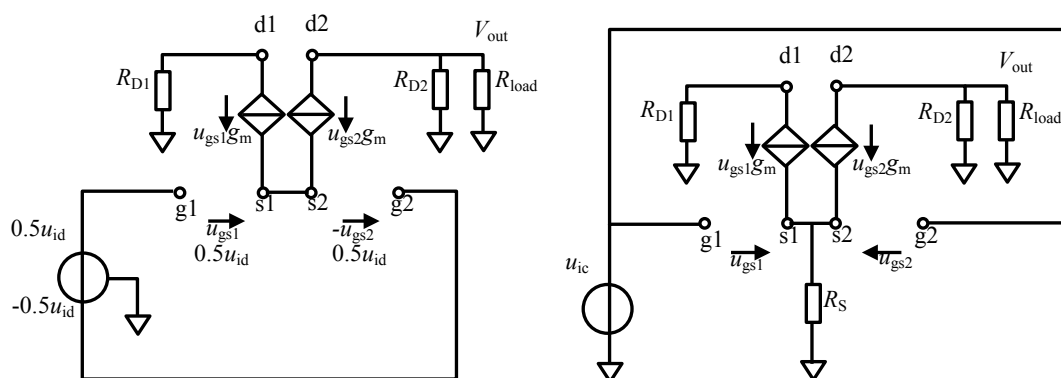


图 Section34-3a 差模信号输入时的动态等效图

图 Section34-3b 共模信号输入时的动态等效图

$$V_{out} = -u_{gs2} \times g_m \times (R_{D2} // R_{load})$$

$$u_{ic} = u_{gs2} + 2u_{gs2} \times g_m \times R_S$$

$$A_{C单} = \frac{V_{out}}{u_{ic}} = \frac{-u_{gs2} \times g_m \times (R_{D2} // R_{load})}{u_{gs2} + 2u_{gs2} \times g_m \times R_S} = -\frac{g_m \times (R_{D2} // R_{load})}{1 + 2g_m R_S} = -\frac{0.21 \times 333.3}{1 + 2 \times 0.21 \times 100} = -1.63$$

至此，可以得到共模抑制比为：

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| = \left| \frac{34.99}{-1.63} \right| = 21.47 = 20 \times \log_{10} 21.47 \text{ (dB)} = 26.64 \text{ dB}$$

### 标准差动放大器提高 CMRR 的难点

前述举例中，CMRR 均为几十倍，这个指标并不高。如果我们想让 CMRR 成千上万倍的增大，在图 Section33-4 中更改电路参数，难度是很大的。从式(Section34-1)看出，对单端输出形式，要想提高共模抑制比，增大电流放大倍数  $\beta$ ，或者增大电阻  $R_E$ ，看起来都是可行的方法。但是，在实际操作中我们发现， $\beta$  的增加是有限的，将  $R_E$  由  $1k\Omega$  变为  $1M\Omega$ ，似乎可以大幅度提升 CMRR，但是新问题又出现了，为了保证静态工作点维持原状，即  $I_{CQ}$  不变，则必须保证  $I_{EQ}$  不变。在图 2-61 电路中，将  $R_E$  变为  $1M\Omega$ ，又维持  $I_{EQ}$  不变，只能将  $V_{EE}$  由现在的  $-12V$  变为  $-12000V$  左右。这个要求实在让人难以接受。

### 用恒流源电路提高 CMRR

有没有一个新的电路，能够保持静态的  $I_{EQ}$  维持原状，而又起到从 A 点到负电源之间的动态电阻（即动态电路中的  $R_E$ ）非常大？以此来提高 CMRR。

图 Section34-3c 和图 Section34-3d 是同一个电路差模、共模输入的两种情况，它是一个改进的差动放大器，用一个晶体管  $Q_3$  组成的恒流源电路代替了原先的  $R_E$ 。据 Section30 内容，可知当  $Q_3$  形成恒流源后， $Q_3$  的 c 端看下去是一个很大的动态电阻，用以代替标准差动放大器中的  $R_E$ ，据式 Section34-1，可使得 CMRR 成倍增大。

图 Section34-3c 中，只有差模信号输入，峰值为  $1.4142mV_p$ （其有效值为  $1mV_{rms}$ ），仿真结果中交流电压表显示的是单端输出电压的交流有效值，为  $34mV_{rms}$ 。可知单端输出情况下，差模电压放大倍数为 34。

图 Section34-3d 中，只有共模信号输入，峰值为 141.42mV<sub>p</sub>（其有效值为 100mV<sub>rms</sub>），交流电压表显示为 0.053mV<sub>rms</sub>。可知其共模电压放大倍数为 0.00053。因此，其 CMRR 为：

$$CMRR = \frac{A_{D单}}{A_{C单}} = \frac{34}{0.00053} = 64150.9 = 96.14dB$$

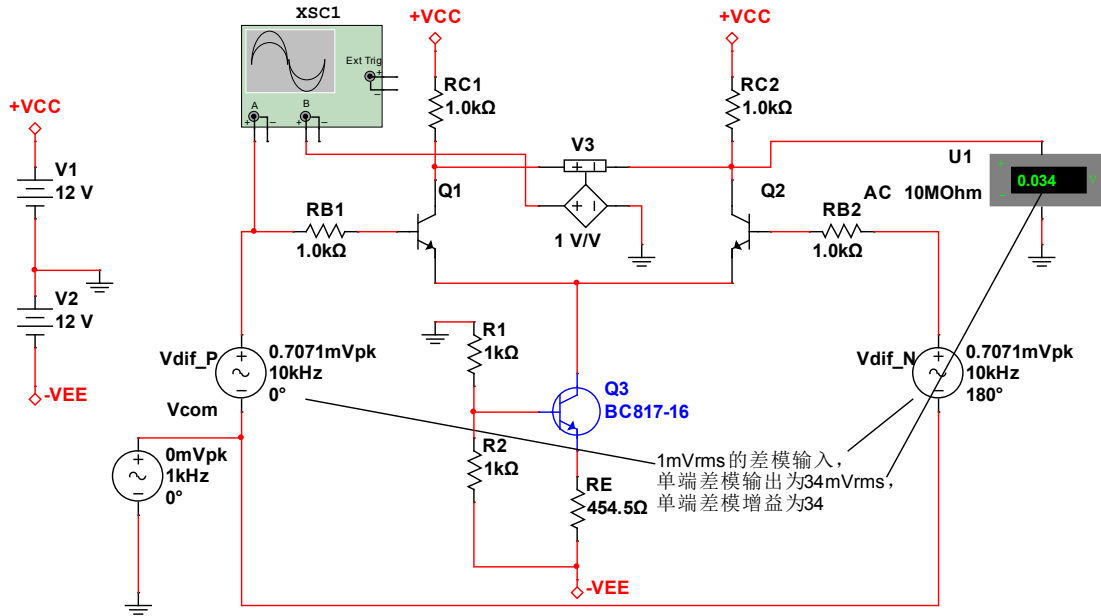


图 Section34-3c 含恒流源的差动放大器——差模放大

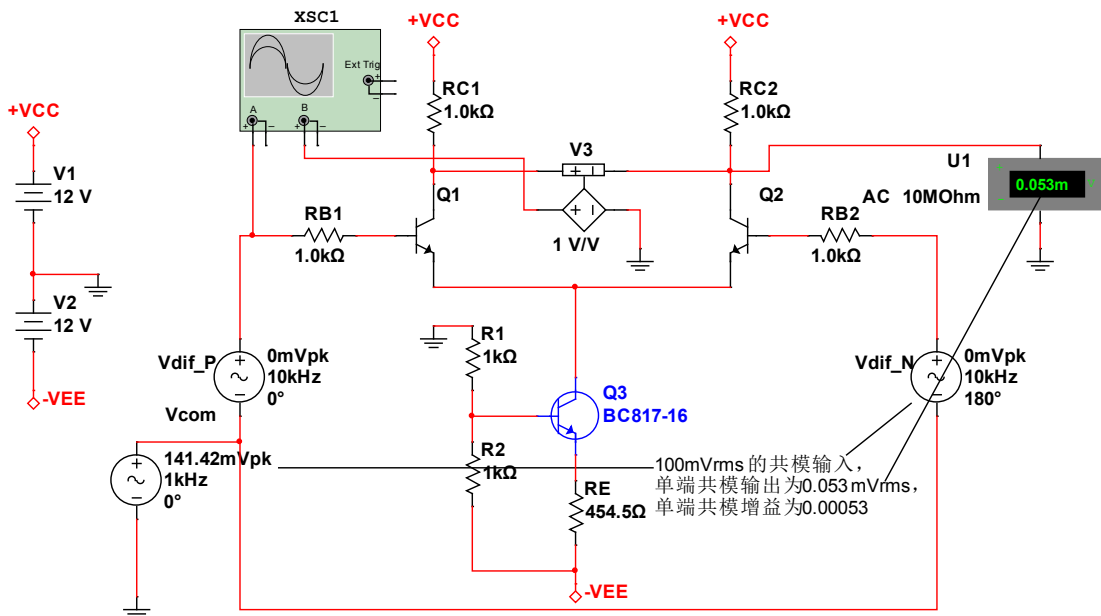


图 Section34-3d 含恒流源的差动放大器——共模放大

图 Section34-3e 是恒流源等效电阻的求解图。从 c 端看进去的电阻为  $r_o$ ，是一个非常大的值。图中  $r_{ce}$  为晶体管本身具有的，它与输出伏安特性曲线的斜率有关，一般为  $10k\Omega$  量级。

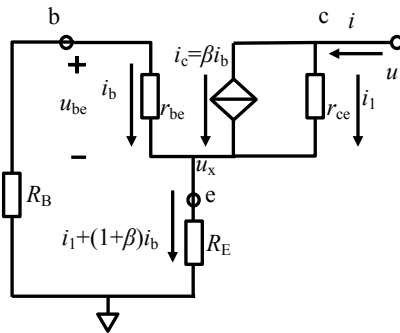


图 Section34-3e 恒流源的输出电阻计算

$$(i_1 + (1 + \beta)i_b)R_E = -i_b(R_B + r_{be}) \tag{3}$$

$$u = i_1 r_{ce} - i_b(R_B + r_{be}) \tag{4}$$

由式(3)得

$$i_1 = -i_b \frac{R_B + r_{be} + (1 + \beta)R_E}{R_E}$$

据式(4)得：

$$u = -i_b \frac{R_B + r_{be} + (1 + \beta)R_E}{R_E} r_{ce} - i_b(R_B + r_{be})$$

由

$$i = i_1 + (1 + \beta)i_b = i_b \left( 1 + \beta - \frac{R_B + r_{be} + (1 + \beta)R_E}{R_E} \right) = -i_b \frac{R_B + r_{be}}{R_E}$$

得：

$$r_o = \frac{u}{i} = \frac{\frac{R_B + r_{be} + (1 + \beta)R_E}{R_E} r_{ce} + R_B + r_{be}}{\frac{R_B + r_{be}}{R_E}} = R_E + r_{ce} \left( 1 + \frac{(1 + \beta)R_E}{R_B + r_{be}} \right)$$

这说明，此电路的输出电阻，是  $r_{ce}$  的一个很大的倍数。

### 举例 3 : 恒流源 MOSFET

电路如图 Section34-4 所示。晶体管 2N7000 为 N 沟道 MOSFET，其  $U_{GSTH}=2V$ ， $K=0.0504A/V^2$ ，求解电路的静态工作点，双端输出的差模放大倍数  $A_{D双}$ ，与仿真实测对比。

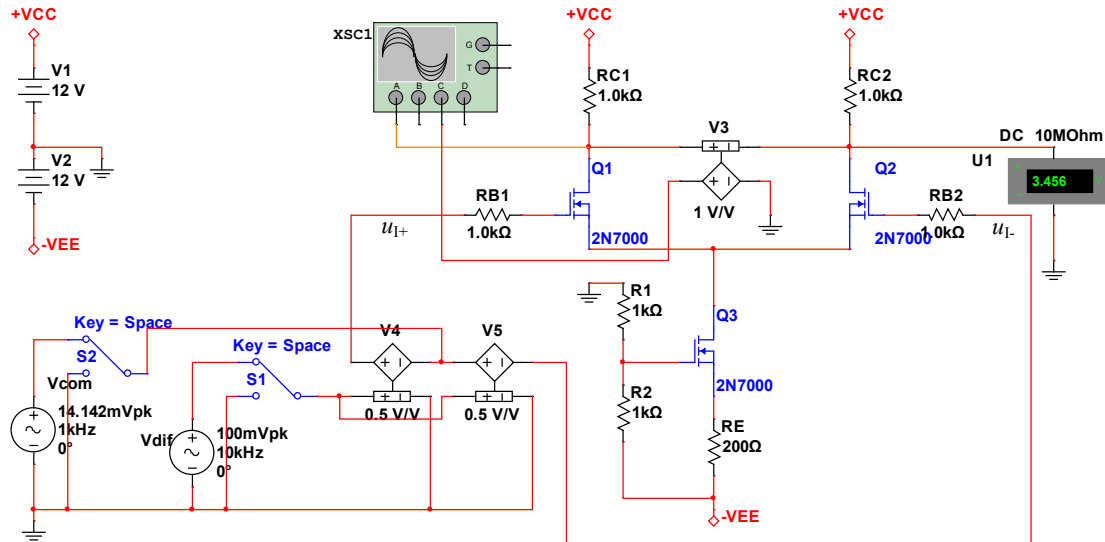


图 Section34-4 N 沟道 MOSFET 组成的含恒流源差动放大器

解：此电路静态工作原理为，Q3 为一个恒流源，只要工作在恒流区内，就能唯一确定  $I_{DQ3}$ ，并通过  $U_{DQ3}$  电位调整，改变 Q1 和 Q2 的  $U_{GSQ}$ ，以保证 Q1 和 Q2 的静态电流之和等于  $I_{DQ3}$ 。因此，只要计算出  $I_{DQ3}$ ，即可得  $I_{DQ1} = I_{DQ2} = 0.5I_{DQ3}$ 。

已知 Q3 的两个关键参数， $U_{GSTH}=2V$ ， $K=0.0504A/V^2$ ，可根据式(Section26 -1)写出其转移伏安特性，且可以明确，静态工作点  $(U_{GSQ3}, I_{DQ3})$  一定在该伏安特性曲线上，则有：

$$I_{DQ3} = K(U_{GSQ3} - U_{GSTH})^2 \tag{5}$$

同时，可以计算出 Q3 的门极电位为：

$$U_{GQ3} = \frac{R1}{R1 + R2}(-VEE) = -6V \tag{6}$$

静态工作点  $(U_{GSQ3}, I_{DQ3})$  还满足下式直线方程：

$$U_{GQ3} - VEE = U_{GSQ3} + I_{DQ3} \times RE \tag{7}$$

将式(5)、式(6)、式(7)联立求解，可演变成一个以  $U_{GSQ3}$  为未知数的一元二次方程：

$$RE \times K \times U_{GSQ3}^2 + (1 - 2K \times RE \times U_{GSTH})U_{GSQ3} + K \times RE \times U_{GSTH}^2 - 6V = 0$$

将  $RE=200\Omega$ ， $K=0.0504A/V^2$ ， $U_{GSTH}=2V$  代入，可解得：

$$U_{GSQ3} = 2.582V$$

将此值代入式(5)或者式(7)，均可解得  $I_{DQ3} = 17.09mA$ 。

以下为顺序求解，不解释：

$$I_{DQ1} = I_{DQ2} = 0.5I_{DQ3} = 8.5045mA$$

$$U_{DQ1} = U_{DQ2} = VCC - I_{DQ2} \times RC2 = 12 - 8.5045mA \times 1k\Omega = 3.4955V$$

实测为 3.456V，如图所示，属于基本吻合。至此，静态求解完毕。

动态求解前，需要先求解 Q1 和 Q2 的  $g_m$ ，将  $I_{DQ}=8.5045\text{mA}$  代入式(Section28-2)：

$$g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = 2K(U_{GSQ} - U_{GSTH}) = 2\sqrt{K \times I_{DQ}} = 0.041407\text{S}$$

我们需要学会读图。原电路图 Section34-4 看起来比较复杂，那么多的元器件，其实一块儿就简单了。整个电路由三部分组成：

左下角部分包括受控电压源 V4、V5，开关 S1、S2，信号源 Vcom、Vdif，是差分信号生成环节。这种连接方法是我自己喜欢的，它可以很方便的，独立控制差模信号、共模信号的大小、频率，以及是否接入。在做差动放大器仿真实验时，这种信号生成方法比较有用。

Q3 及其附属的 R1、R2、RE 是恒流源产生电路。它负责产生规定的静态电流  $I_{DQ3}$ ，调节 RE 可以改变  $I_{DQ3}$ ，进而改变 Q1 和 Q2 的静态电流。

其余的电路就是主放大环节，是我们分析的核心。

在分析差模输入信号时，电路简化为图 Section34-5(a)，其动态等效电路如图 Section34-5(b)。原电路中的恒流源，即为电流不会发生变化的，在动态等效电路中，应视为动态电流等于 0，因此其对应支路应处理为“开路”。

由于恒流源开路，则两个受控电流源的流出电流之和应为 0，即

$$g_m u_{gs1} + g_m u_{gs2} = 0, \text{ 得 } u_{gs2} = -u_{gs1} \quad (8)$$

由于两个晶体管的门极均具有无穷大的输入电阻，因此电阻  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  上不会有电流，也就没有压降，结合式(8)，则有：

$$u_{id} = u_{gs1} + u_{gs2} = u_{gs1} - u_{gs2} = 2u_{gs1}$$

据此可得：

$$A_{D双} = \frac{u_o}{u_{id}} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{id}} = \frac{-R_{C1} \times g_m \times u_{gs1} - (-R_{C2} \times g_m \times u_{gs2})}{2u_{gs1}} = -\frac{R_{C1} + R_{C2}}{2} g_m$$

多数情况下， $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ，则将数值代入，有：

$$A_{D双} = -g_m R_C = -0.041407 \times 1000 = -41.4$$

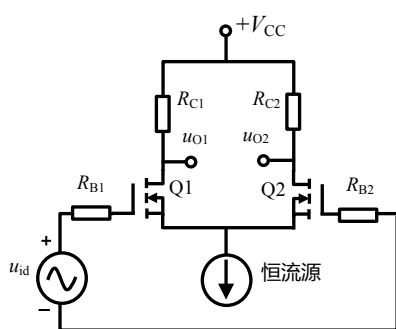


图 Section34-5(a)

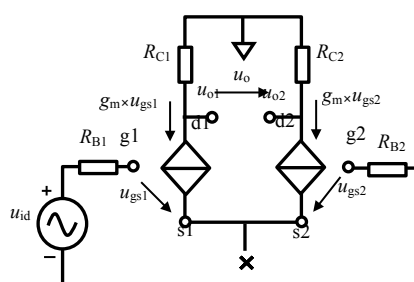


图 Section34-5(b)

验证：对电路实施仿真，将开关 S2 接地（共模输入为 0），S1 接 Vdif，设定差模输入信号频率为 10kHz，幅度为 14.142mV，则其有效值为 10mV，用交流电压表观察图 Section34-4 中的 V3 输出，为 0.413V，可知实测的放大倍数为 41.3 倍，与估算结果非常吻合。

电路中的两个  $R_B$ ，在 MOSFET 放大电路中经常出现。它们的主要作用是，在前级和 MOSFET 的门极大电容之间增加隔离电阻，以确保前级信号源的稳定性。在本节分析中，它们不起作用。

### 举例 4：5 个 MOSFET

电路如图 Section34-6 所示。晶体管 2N7000 为 N 沟道 MOSFET，其  $U_{G_{STH}}=2V$ ， $K=0.0504A/V^2$ ，晶体管 ZVP2106A 是 P 沟道 MOSFET， $U_{G_{STH}}=-3.193V$ ， $K=0.1385A/V^2$ ，求解电路中  $u_{O1}$  点的静态电位。用 Multisim 完成仿真电路，观察静态电位是否吻合，并输入差模信号为幅度 1.4142mV，频率为 1kHz 的正弦波，测量其单端输出放大倍数。

思考，为什么这个电路能够大幅度提高电压放大倍数？更换 ZVP2106A 为其它晶体管，可否进一步增加放大倍数？影响电压放大倍数的核心因素是什么？

解：可以看出，电路中 Q3 恒流源产生部分与前例完全相同，因此可知本电路 Q3 的  $I_{DQ3}=17.09mA$ ， $I_{DQ1}=I_{DQ2}=I_{DQ4}=I_{DQ5}=8.5045mA$ 。同时，已知 ZVP2106A 的关键参数，可以写出其电流和电压的关系如下：

$$i_{D5} = K(u_{GS5} - U_{G_{STH}})^2$$

晶体管的静态工作点一定满足上式，可写出如下结论：

$$U_{GSQ5} = U_{G_{STH}} \pm \sqrt{\frac{I_{DQ5}}{K}} = -3.193 \pm 0.2478 = \begin{cases} -3.441V \\ -2.945V \end{cases}$$

显然， $U_{GSQ5}=-3.441V$  为正解（P 沟道 MOSFET 只有  $U_{GSQ5}$  比  $U_{G_{STH}}$  还小才能导通）。

据此，可解得 Q5 的门极 G 电位和漏极 D 电位为：

$$U_{GQ5} = U_{DQ5} = 12 - 3.441 = 8.559V$$

Q5 和 Q4 组成了一个恒流源电流镜（参见本书 Section35），即保证了两个管子的静态电流相等，还能让 Q4 以一个恒流源负载作用在 Q1 的头顶，使 Q1 获得很大的电压增益（参见本书 Section30）。电流镜的两个管子 Q4 和 Q5 的下方电路，在静态时状态完全相同，因此，Q4 和 Q5 的  $U_{DSQ}$  也是完全相同的。即

$$U_{DQ4} = U_{DQ5} = 8.559V$$

即  $u_{O1}$  端的静态电位为 8.559V。

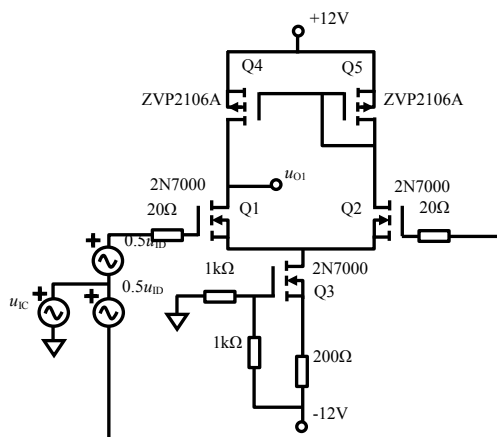


图 Section34-6

按照上述电路在 Multisim 中构建电路，实测  $u_{O1}$  端的静态电位，以及  $U_{DQ5}$ ，均为 8.546V，与估算较为吻合。

输入 1kHz，幅度为 1.4142mV（其有效值约为 1mV），在  $u_{O1}$  端观察波形，为比较漂亮的 1kHz 正弦波，叠加在 8.546V 静态电位上，见图 Section34-7。用交流电压表测量其有效值为 0.481V，可知单端输出电压增益为 481 倍。

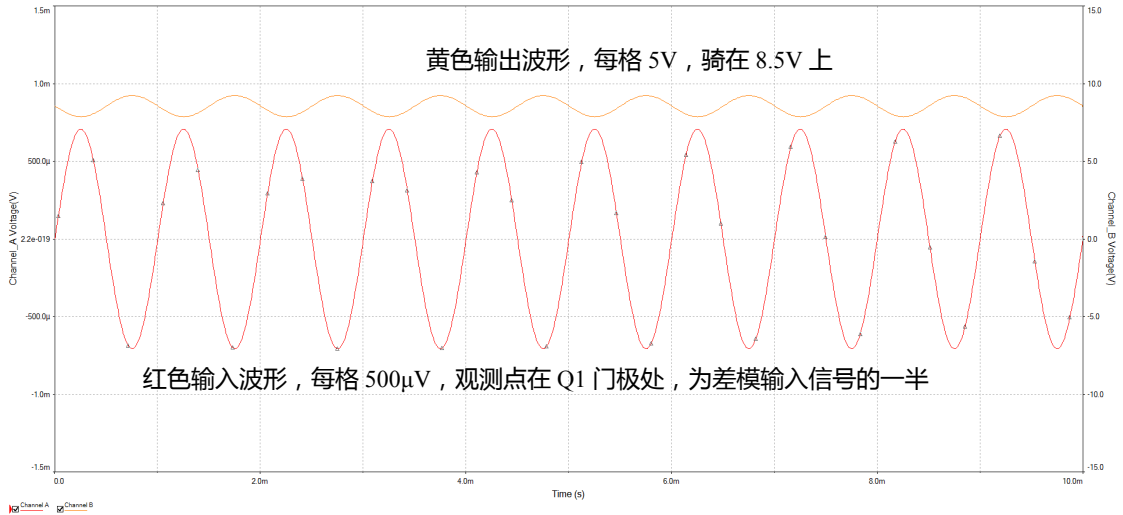


图 Section34-7

### 举例 5：单端输入 NPN

电路如图 Section34-8 所示。其中晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb'}=40\Omega$ 。

- 1) 求解电路静态。
- 2) 当输入信号幅度为 14.142mV 的正弦波，求输出信号  $V_{OUT1}$ 、 $V_{OUT2}$  的有效值。
- 3) 求输入电阻。

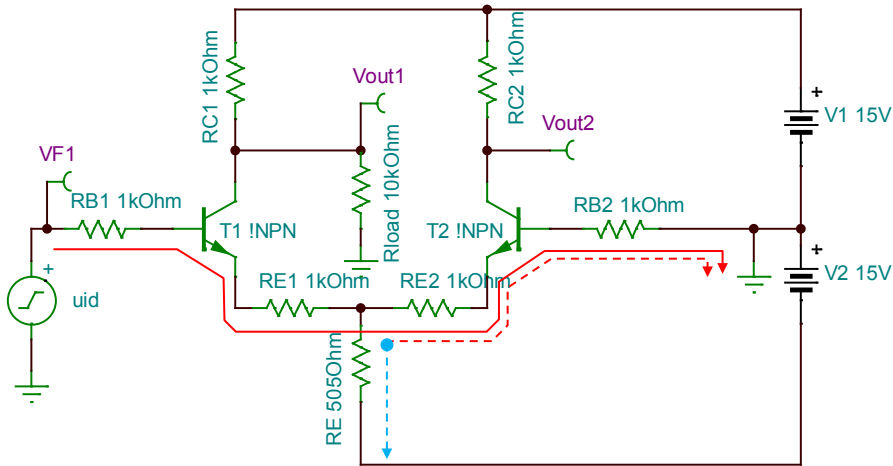


图 Section34-8

解：1) 求解静态。本例题静态求解与举例 1 类似，不赘述。

$$I_{BQ} = \frac{V_2 - U_{BEQ}}{R_{B1} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E} \approx \frac{15 - 0.7}{1000 + 101 \times 1000 + 202 \times 505} = 70.09\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 7.009mA$$



$$\begin{aligned}
 U_{EQ1} &= 0 - I_{BQ}R_{B1} - U_{BEQ} = -70.09\text{mV} - 0.7\text{V} \approx -0.77\text{V} = U_{EQ2} \\
 U_{CQ1} &= \frac{R_{\text{load}}}{R_{C1} + R_{\text{load}}}V_1 - \beta I_{BQ} \frac{R_{\text{load}}R_{C1}}{R_{C1} + R_{\text{load}}} = \frac{10}{1 + 10} \times 15 - 7.009\text{mA} \times \frac{10 \times 1}{10 + 1}\text{k}\Omega = 7.265\text{V} \\
 U_{CQ2} &= V_1 - I_{CQ}R_{C2} = 15 - 7.009 = 7.991\text{V} \\
 U_{CEQ1} &= U_{CQ1} - U_{EQ1} = 8.035\text{V} \\
 U_{CEQ2} &= U_{CQ2} - U_{EQ2} = 8.761\text{V}
 \end{aligned}$$

两个晶体管均处于放大状态。

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 40 + \frac{26\text{mV}}{70.09\mu\text{A}} = 410.95\Omega$$

2) 求解动态。本例不同于以往电路，它只有一个输入信号。在求解动态时，至少有三种方法：第一种，硬求解。第二种，适当分析后求解。第三种，对输入信号进行变换，按照标准差动放大器方法来求解。

方法一：

我们试着不画动态等效图，就在脑子中想，沿着图中红线，可以写出如下表达式。

$$u_i = i_{b1}(R_{B1} + r_{be}) + (1 + \beta)i_{b1}R_{E1} + (1 + \beta)i_{b2}R_{E2} + i_{b2}(R_{B2} + r_{be}) \quad (9)$$

可知，由于存在不确定的 $i_{b1}$ 、 $i_{b2}$ ，必须找到它们之间的关系：从电阻 $R_E$ 顶端节点（浅蓝色圆点）看，向 $R_{E2}$ 方向的动态电位差（红色虚线），与向 $R_E$ 方向的电位差（浅蓝色虚线），一定相等：

$$(1 + \beta)i_{b2}R_{E2} + i_{b2}(R_{B2} + r_{be}) = ((1 + \beta)i_{b1} - (1 + \beta)i_{b2})R_E \quad (10)$$

整理式(10)得：

$$i_{b1} = \frac{(1 + \beta)R_{E2} + R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_E}{(1 + \beta)R_E} \times i_{b2} \quad (10a)$$

$$i_{b2} = \frac{(1 + \beta)R_E}{(1 + \beta)R_{E2} + R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_E} \times i_{b1} \quad (10b)$$

将式(10b)代入式(9)，得：

$$\begin{aligned}
 u_i &= i_{b1}(R_{B1} + r_{be}) + (1 + \beta)i_{b1}R_{E1} + (1 + \beta)i_{b2}R_{E2} + i_{b2}(R_{B2} + r_{be}) \\
 &= i_{b1}(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}) + i_{b2}(R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}) \\
 &= i_{b1}(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1} + \frac{(1 + \beta)R_E \times (R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E2})}{(1 + \beta)R_E + (R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E2})}) \\
 &= i_{b1}(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1} + ((1 + \beta)R_E) / (R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E2})) \\
 &= i_{b1}(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)(R_{E1} + R_E / (R_{E2} + \frac{R_{B2} + r_{be}}{1 + \beta})))
 \end{aligned}$$

将数值代入，得：

$$u_i = i_{b1}(1000 + 410.95 + 101000 + 34047.77) = 136458.72i_{b1} \quad (11a)$$

将式(10a)代入式(9)，得：

$$\begin{aligned}
 u_i &= i_{b1}(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}) + i_{b2}(R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}) \\
 &= (R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}) \times \frac{(1 + \beta)R_{E2} + R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_E}{(1 + \beta)R_E} \times i_{b2} \\
 &\quad + i_{b2}(R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}) \\
 &= i_{b2}((R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}) \times \frac{(1 + \beta)(R_{E2} + R_E) + R_{B2} + r_{be}}{(1 + \beta)R_E} + R_{B2} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E2})
 \end{aligned}$$

将数值代入，得：

$$u_i = 410448.75i_{b2} \quad (11b)$$

据此，写出两个输出表达式。对  $V_{OUT1}$ ，将式(11a)代入，有：

$$u_{o1} = -\beta i_{b1} \times (R_{C1} // R_{load}) = -\frac{90909}{136458.72} \times u_i = -0.666u_i$$

对  $V_{OUT2}$ ，注意  $i_{b2}$  的方向，将式(11b)代入，有：

$$u_{o2} = \beta i_{b2} \times R_{C2} = \frac{100000}{410448.75} \times u_i = 0.244u_i$$

因此，回答问题如下：

当输入正弦波幅度为 14.142mV，则其有效值为 10mV。

$V_{OUT1}$  输出有效值为  $10\text{mV} \times 0.666 = 6.66\text{mV}$ ；

$V_{OUT2}$  输出有效值为  $10\text{mV} \times 0.244 = 2.44\text{mV}$ 。

此问倒是回答完毕了，但你不觉得累吗？反正我觉得累。看第二种方法怎么样：

方法二：

先求解  $u_i$  与  $i_{b1}$  的关系。可以看出， $u_i$  进入电路后，首先面对  $R_{B1}$  和  $r_{be}$  的串联，然后经过电阻  $R_{E1}$  到达图中浅蓝色节点，如果  $R_{E2}$  之后不是 T2 的发射极，而是一个电阻到地，暂时叫  $R_X$ ，那么  $u_i$  与  $i_{b1}$  的关系可以写出：

$$u_i = i_{b1}(R_{B1} + r_{be}) + (1 + \beta)i_{b1}(R_{E1} + R_E // (R_{E2} + R_X))$$

由于  $R_X$  是由受控电流源、 $(r_{be} + R_{B2})$  组成，而流过这两个电阻的电流，是流过  $R_{E2}$  的  $1/(1+\beta)$ ，因此这两个串联电阻在  $R_X$  表达式中为：

$$R_X = \frac{r_{be} + R_{B2}}{1 + \beta}$$

则有：

$$u_i = i_{b1}(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)(R_{E1} + R_E // (R_{E2} + \frac{r_{be} + R_{B2}}{1 + \beta})))$$

代入数值得： $u_i = 136458.72i_{b1}$ ，此结论与方法一结论相同。

再看  $i_{b2}$  与  $i_{b1}$  的关系。

$$\begin{aligned} i_{b2} &= i_{e2} \times \frac{1}{1 + \beta} = i_{e1} \times \frac{R_E}{R_E + R_{E2} + \frac{r_{be} + R_{B2}}{1 + \beta}} \times \frac{1}{1 + \beta} \\ &= (1 + \beta)i_{b1} \times \frac{R_E}{R_E + R_{E2} + \frac{r_{be} + R_{B2}}{1 + \beta}} \times \frac{1}{1 + \beta} = i_{b1} \times \frac{R_E}{R_E + R_{E2} + \frac{r_{be} + R_{B2}}{1 + \beta}} \end{aligned}$$

代入数值得：

$$i_{b2} = i_{b1} \times \frac{505}{505 + 1000 + 13.9698} = 0.33246i_{b1}$$

则有：

$$u_i = 136458.72i_{b1} = \frac{136458.72}{0.33246}i_{b2} = 410451.54i_{b2}$$

与方法一基本吻合，这属于计算中的舍入误差。

后续求解与方法一相同，不赘述。

更为简单的是方法三：

这个电路原本是一个标准差动放大器，只是一端接地而言，此时差模信号为：

$$u_{iD} = u_i - 0 = u_i$$

共模信号为：

$$u_{ic} = \frac{u_i + 0}{2} = \frac{u_i}{2}$$

因此，左侧输入等于共模信号加 0.5 倍差模信号，为  $u_i$ ，而右侧输入等于共模信号减去 0.5 倍差模信号，为 0。与原始输入状态完全一致。换句话说，我们这样做，就是把一个单端输入的信号，想象成了一个差分输入信号，只不过差模信号和共模信号是同一频率的。这没有错，因为差动放大器从来没有规定，差模信号和共模信号不能是同一频率。

对  $V_{OUT1}$ ，电路的共模放大倍数为：

$$A_{C1单} = -\frac{\beta(R_{C1} // R_{load})}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E} = -0.4447$$

对  $V_{OUT1}$ ，电路的差模放大倍数为：

$$A_{D1单} = -\frac{\beta(R_{C1} // R_{load})}{2(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1})} = -0.4438$$

对  $V_{OUT1}$ ，根据叠加原理有：

$$u_{O1} = u_{ic} \times A_{C1单} + u_{id} \times A_{D1单} = u_i(0.5A_{C1单} + A_{D1单}) = 0.666u_i$$

对  $V_{OUT2}$ ，电路的共模放大倍数为：

$$A_{C2单} = -\frac{\beta R_{C2}}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E} = -0.4892$$

对  $V_{OUT2}$ ，电路的差模放大倍数为：

$$A_{D2单} = \frac{\beta R_{C2}}{2(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1})} = 0.4882$$

对  $V_{OUT2}$ ，根据叠加原理有：

$$u_{O2} = u_{ic} \times A_{C2单} + u_{id} \times A_{D2单} = u_i(0.5A_{C2单} + A_{D2单}) = 0.244u_i$$

后续求解与方法一相同，不赘述。

三种方法完全相同，不足为奇。个人习惯不同，可以采用不同的方法。显然，最可靠的是第一种方法，它无需思考，只需要缜密的计算和推导。而第三种，经过信号类型形式上的转换，将计算变得极为简单，也是我们推荐的。

3) 求输入电阻。

根据方法一和方法二，得出的如下表达式：

$$u_i = 136458.72i_{b1}$$

可以看出，根据输入电阻的定义， $i_{b1}$  就是  $i_i$ ，因此有：

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = 136458.72\Omega$$

再看用方法三能否得出相同结论：

首先，差模输入电阻为：

$$r_{iD} = 2(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}) = 204821.9\Omega$$

共模输入电阻为：

$$r_{iC} = \frac{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E}{2} = 102210.48\Omega$$

其次，含有差模输入电阻、共模输入电阻的任何电路，都可以画成门框形连接模型，如图 Section34-9。从图中可知：

$$r_{iC} = 2r_{iC} // 2r_{iC} = r_{iC}$$

$$r_{iD} = r_{ixD} // 4r_{iC} = \frac{4r_{iC} \times r_{ixD}}{4r_{iC} + r_{ixD}}$$

可以解得：

$$r_{ixD} = \frac{4r_{iC} \times r_{iD}}{4r_{iC} - r_{iD}}$$

利用这个模型，可以得到单端输入时的输入电阻（如图 Section34-10）为：

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = 2r_{iC} // r_{ixD} = \frac{2r_{iC} \times \frac{4r_{iC} \times r_{iD}}{4r_{iC} - r_{iD}}}{2r_{iC} + \frac{4r_{iC} \times r_{iD}}{4r_{iC} - r_{iD}}} = \frac{4r_{iC} \times r_{iD}}{4r_{iC} + r_{iD}} = 4r_{iC} // r_{iD}$$

代入数值为：

$$r_i = 4r_{iC} // r_{iD} = 4 \times 102210.48 // 204821.9 = 136458.72\Omega$$

与方法一、二完全相同。

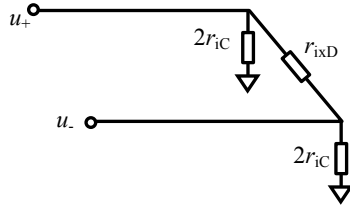


图 Section34-9

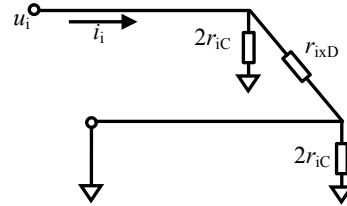


图 Section34-10

## Section35. 电流镜(Current Mirror)基本原理

电流镜，一般指 1:1 电流镜，由输入电流支路、输出电流支路组成，输出电流受输入电流控制，且等于输入电流，像一个镜子一样。在电压域，与电流镜对应的是电压跟随器。

### BJT 组成的电流镜

图 Section35-1 是 BJT 组成的电流镜，它有 4 种基本类型，其核心是两个基极连在一起，两个发射极连在一起，以迫使两者具有相同的  $u_{BE}$ ，以使其  $i_B$  相等，进而保证  $i_C$  相等。

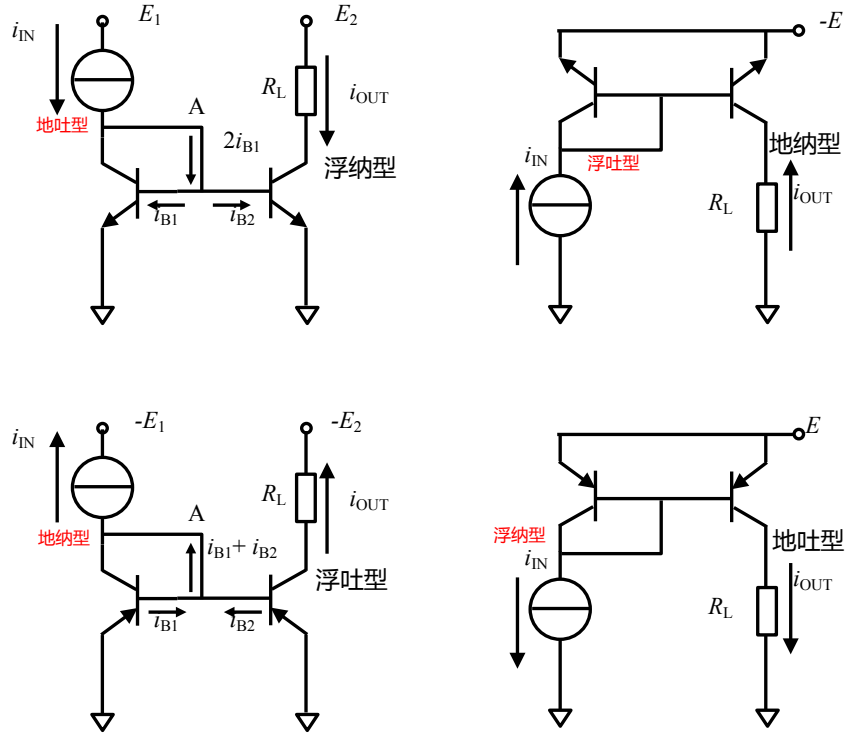


图 Section35-1 电流镜的 4 种基本类型

图中分类方法为，针对输出电流支路，当负载一端可以接地时，称为地型，否则称为浮型。当输出电流是流出电流镜时，称为吐型(source)，当输出电流流入电流镜时，称为纳型(sink)。图中红色文字标注类型是输入电流源的类型，它和电流镜的类型刚好完全相反。

以左上角的浮纳型为例，分析其电流镜像原理：

$$i_{IN} = i_{C1} + 2i_{B1} = (\beta + 2)i_{B1}$$

$$i_{OUT} = \beta i_{B2} = \beta i_{B1} = \frac{\beta}{\beta + 2} i_{IN}$$

(Section35-1)

可知，输出电流约等于输入电流。

### 电流镜的不稳定性根源——Early Voltage (厄利电压)

如果上述电流镜是理想的，那么当输入电流不变时，在输出端，负载电阻从  $0\Omega$  逐渐增长，其输出电流应该维持不变，或者当负载电阻为固定值，供电电压改变，其输出电流

也应该维持不变。

但是实际情况不是如此。图 Section35-2 给出了一个 1mA 电流镜输出电流不稳定的实例。(a)图为电路，(b)图是负载电阻变化引起的输出电流变化情况：第一阶段，随着负载电阻从 0 逐渐增加，输出电流在以近似线性的规律下降；第二阶段，当电阻增加到 15kΩ 以后，下降加快。对第二阶段的快速下降，我们容易理解，因为总供电电压只要 15V，15kΩ 电阻上要保持 1mA 电流，正好是 15V，再增大电阻，晶体管已经完全进入饱和区，电流一定会下降。但是，对第一阶段，晶体管处于放大区，输出电流为什么也下降呢？

此时， $i_B$  没有变化，随着电阻的增加，电阻上的压降就增加了，留给  $u_{CE}$  的电压就小了，是不是由此引起  $i_C$  也变小了？如果这个假设成立，即  $i_C$  会随着  $u_{CE}$  的减小而减小（换句话说就是， $i_C$  会随着  $u_{CE}$  的增大而增大）那么图(c)中的第二阶段晶体管处于放大区，电流却缓慢上升，也就可以解释了。

我们以前学过， $i_C = \beta i_B$ ，难道这个等式不成立了？确实如此。

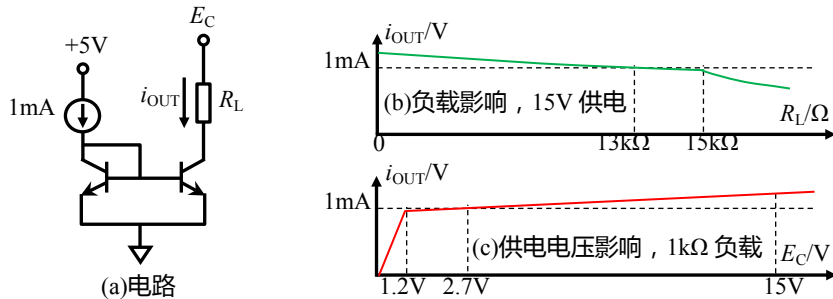


图 Section35-2 电流镜的不稳定性

1952 年，James M.Early，一个美国工程师对这个现象进行了解释。对任何一个确定的  $i_B$ ，当  $u_{CE}$  减小时， $i_C$  确实是在变小，本书在 2.1 节图 Section14-2 中，清晰显现了这种现象，就是说，每根确定  $i_B$  的输出伏安特性曲线，都是向左微弱倾斜的，只是当时我们没有过多讲解这一现象。Early 的伟大之处在于，他发现，这些线的向左延长线，会在很负的一个电压处，与横轴相交，且每根线与横轴的相交点，是重合的。这个相交点的电压取绝对值，就被称为 Early Voltage，标记为  $V_{AF}$ ，中文译为厄利电压。对一般晶体管来说， $V_{AF}$  介于几十 V 到上百 V。很显然， $V_{AF}$  越大，输出伏安特性曲线越平直， $i_C = \beta i_B$  就越成立。

关于 Early Voltage，图 Section35-2(d)给出了清晰的图解。

插话一句，我第一次见到 Early Voltage，还以为是“早期电压”，early 吗，不就是早期吗。我还觉得这个名称还挺贴切的，后来才了解到我这些解释都是胡扯呢，这就是一个美国工程师的姓。关于 Early 的生平，我查了维基百科，才知道的。

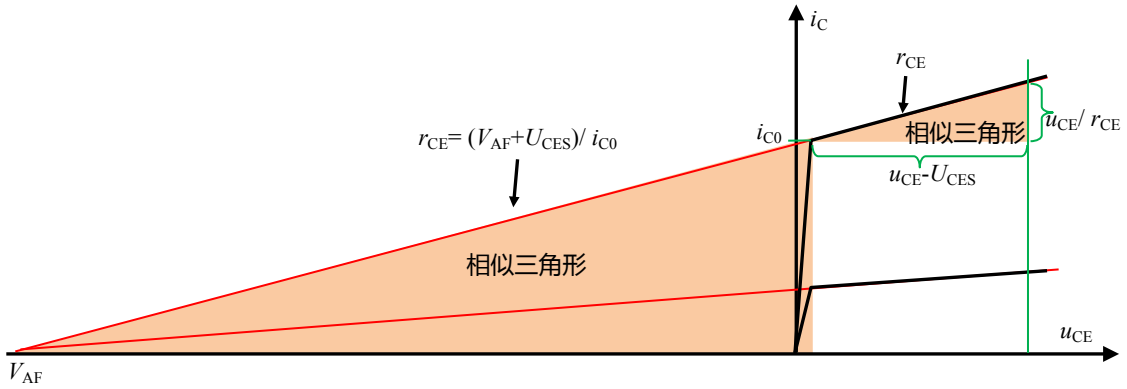


图 Section35-2(d) 初始电压和  $u_{CE}$  对  $i_C$  的影响

从图 Section35-2 可以看出，考虑到  $V_{AF}$ ，有下式存在：

$$i_C = i_{C0} + \frac{u_{CE}}{r_{CE}} = \beta i_B + \frac{u_{CE} - U_{CES}}{r_{CE}}$$

[Section35-2]

其中的  $r_{CE}$  就代表着晶体管输出伏安特性中某根曲线的倾斜程度， $r_{CE}$  越小，曲线越倾斜。而晶体管输出伏安特性中，每根线的倾斜程度是不一样的，即式[Section35-2]中的  $r_{CE}$  是不同的。并且我们定义， $i_{C0} = \beta i_B$ ，为放大区左边边界处（即  $u_{CE} = U_{CES}$ ）的电流。

已知  $i_B$ ，即确定了某一根伏安特性曲线，也就确定了  $i_{C0}$ ，据此可以确定  $r_{CE}$ ：

$$r_{CE} = \frac{V_{AF} + U_{CES}}{i_{C0}}$$

[Section35-3]

需要特别注意的是，在仿真软件中，对于理想晶体管，其  $V_{AF}$  一般被设为非常大的数值，比如 Multisim12.0 中理想 NPN 的  $V_{AF}$  为  $10^{30}$ 。

据此，只要知道了晶体管的  $V_{AF}$ ，以及  $i_{C0} = \beta i_B$ ，即可求得表述伏安特性倾斜程度的量  $r_{CE}$ ，再知道实际的  $u_{CE}$ ，即利用式 Section35-2 求得实际的电流。

### 举例 1：

图 Section35-3 为理想晶体管组成的浮纳型电流镜， $\beta=100$ ，图中依靠调节  $R_2$ ，实现输入电流等于 5mA，求输出电流，并与仿真结果对比。将图中晶体管更换为实际的 BC817-16，其  $\beta=223$ ， $V_{AF}=157.9V$ ，并调节电阻使得输入电流也是 5mA，求输出电流，并与仿真结果对比。

解：

对理想晶体管电路，可利用式[Section35-1]解得

$$i_{C0} = \frac{\beta}{\beta + 2} i_{IN} = \frac{100}{102} \times 5mA = 4.902mA$$

由于其正向初始电压为无穷大， $i_{OUT} = i_{C0}$ ，与仿真显示结果 4.903mA 非常接近。

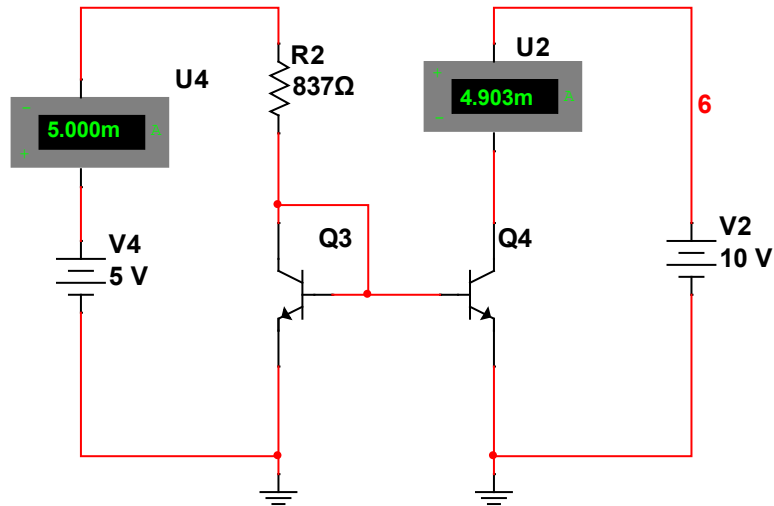


图 Section35-3 理想 BJT 组成的浮纳型电流镜

图 Section35-4 是实际晶体管 BC817-16 组成的浮纳型电流镜。

据式(Section35-1), 得

$$i_{C0} = \frac{\beta}{\beta + 2} i_{IN} = \frac{223}{225} \times 5\text{mA} = 4.956\text{mA}$$

考虑到初始电压和  $u_{CE}=10\text{V}$  对输出电流的影响, 计算如下:

$$r_{CE} = \frac{V_{AF} + U_{CES}}{i_{C0}} = \frac{157.9\text{V} + 0.3\text{V}}{4.956\text{mA}} = 31.92\text{k}\Omega$$

$$i_{OUT} = i_{C0} + \frac{u_{CE} - U_{CES}}{r_{CE}} = 4.956\text{mA} + \frac{10\text{V} - 0.3}{31.92\text{k}\Omega} = 5.260\text{mA}$$

与仿真显示结果基本吻合。

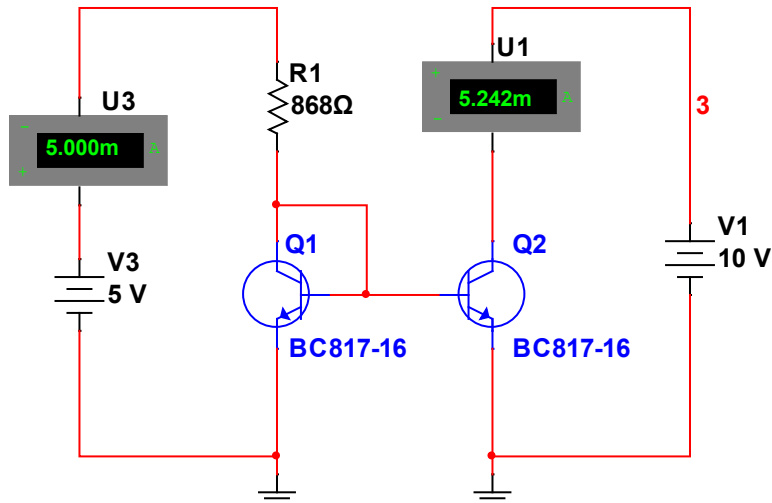


图 Section35-4 实际 BJT 组成的浮纳型电流镜

举例 2 :



图 Section35-5 为 PNP 管 BC817-16 组成的地吐型电流镜， $\beta=185.2$ ， $V_{AF}=30.79V$ ，求输出电流，并与仿真结果对比。

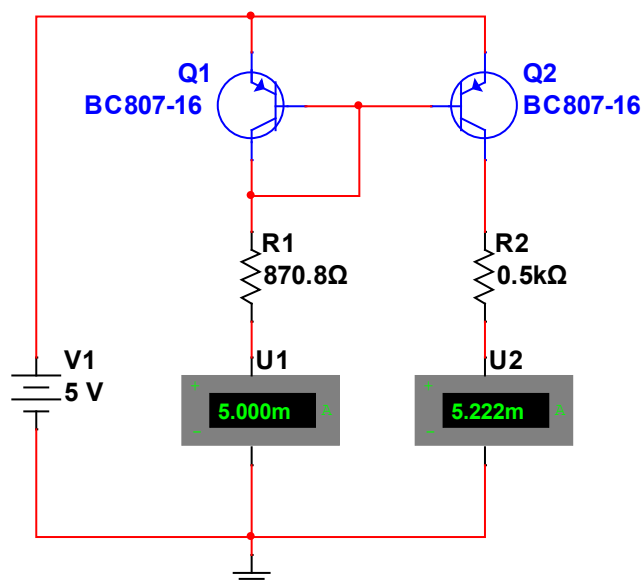


图 Section35-5 实际 BJT 组成的地吐型电流镜

解：

具体的电流镜分析过程如下：

$$i_{C0} = \frac{\beta}{\beta + 2} i_{IN} = \frac{185.2}{187.2} \times 5\text{mA} = 4.947\text{mA}$$

考虑到初始电压和  $u_{CE}$  对输出电流的影响，计算如下：

$$r_{CE} = \frac{V_{AF} + U_{CES}}{i_{C0}} = \frac{30.79V + 0.3V}{4.947\text{mA}} = 6.2846\text{k}\Omega$$

用已知参数写出伏安特性曲线的直线方程：

$$i_{OUT} = i_{C0} + \frac{u_{CE} - U_{CES}}{r_{CE}} \quad (1)$$

但是我们不知道  $u_{CE}$  等于多少。这就需要利用另外一个直线方程，写出包含  $R_2(500\Omega)$  的负载线直线方程：

$$V_1 = 5V = u_{CE} + i_{OUT} \times R_2 = u_{CE} + 500\Omega \times i_{OUT} \quad (2)$$

(1)、(2)式联立求解，得  $i_{OUT} = 5.275\text{mA}$ ， $u_{CE}=2.362V$ 。

计算结果 5.275mA 与仿真显示结果 5.222mA 基本吻合。

### MOSFET 组成的电流镜

MOSFET 组成的电流镜如图 Section35-6 所示。它们的工作原理与 BJT 组成的电流镜类似，主要区别有：第一，因为没有门极电流，它不存在式(Section35-1)，在两个晶体管的  $u_{DS}$  相同情况下， $i_{OUT}=i_{IN}$ 。第二，由于增强型 MOSFET 的开启电压，一般都大于 BJT 基极导通电压 0.7V，因此电路中门极电位要稍高一些。

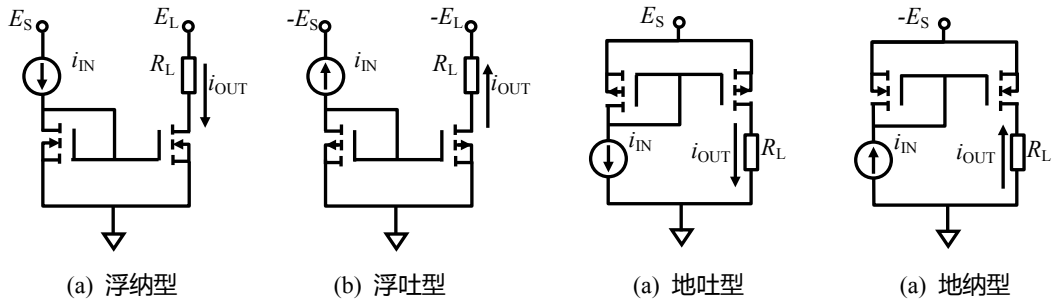


图 Section35-6 MOSFET 组成的电流镜

MOSFET 也存在 Early 效应，即  $U_{DS}$  变化会影响输出电流。输出电流表达式为：

$$i_{OUT} = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2(1 + \lambda u_{DS})$$

其中  $\lambda$  的单位是  $1/V$ ，表征输出伏安特性的倾斜程度。可以看出，和 BJT 晶体管一样，在不同负载电阻情况下，实际加载到输出晶体管的  $u_{DS}$  是不同的，这会导致输出电流发生变化，即电流镜输出不稳定。

所有晶体管，无论 BJT 还是 MOSFET、JFET，都存在 Early 效应，生产晶体管的厂家，会通过各种方法降低 Early 效应，也就是使得某种晶体管的输出伏安特性曲线在放大区尽量平直，但是，这是一个无法根治的问题。威尔逊电流源克服这个问题的思路是，承认 Early 效应的存在，但是它想办法让输出晶体管的  $u_{DS}$ (FET)，或者  $u_{CE}$ (BJT) 保持不变，以实现稳定的电流输出。

## Section36. 比例电流镜和 Widlar 微电流源

### 比例电流镜

比例电流镜，是标准 1:1 电流镜的一种变形，是指输出电流与输入电流成比例。图 Section36-1 是一个由 N 沟道 MOSFET 组成的浮纳型比例电流镜。它靠  $R_1$  和  $R_3$  之间的比例关系，决定输出电流  $i_{OUT}$  与输入电流  $i_1$  的比值。

简单介绍该电路的工作原理：恒定电流源 I1，迫使 Q1 流过 5mA 电流，Q1 的 S 端电位（即电阻 R1 的上端）必然为 5V，恒流源会主动改变 Q1 的 G 端电位，以改变  $u_{GS}$ ，使得 Q1 的  $i_D=5mA$ 。此时，右边的 Q2 具有和 Q1 相同的 G 端电位，当它们具有相同的伏安特性时，R3 如果等于 R1，则两者的  $i_D$  相等，当 R3 较小时， $i_{D2}$  会大于  $i_{D1}$ ，起到比例电流镜的作用。

下面对图 Section36-1 进行理论分析。首先得了解 BS170 晶体管的关键参数。利用 Multisim 仿真其转移特性曲线，如图 Section36-2 所示。将其数据导出到 excel 中，对其实施多项式拟合，得二次曲线方程如图所示，转换成电压、电流方程为：

$$i_D = 0.0536u_{GS}^2 - 0.194u_{GS} + 0.1756$$

根据 MOSFET 转移特性公式： $i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 = Ku_{GS}^2 - 2K \times U_{GSTH} \times u_{GS} + KU_{GSTH}^2$ ，可解得  $K = 0.0536A/V^2$ ， $U_{GSTH} = 1.809V$ 。即

$$i_D = 0.0536(u_{GS} - 1.809)^2 \quad (1)$$

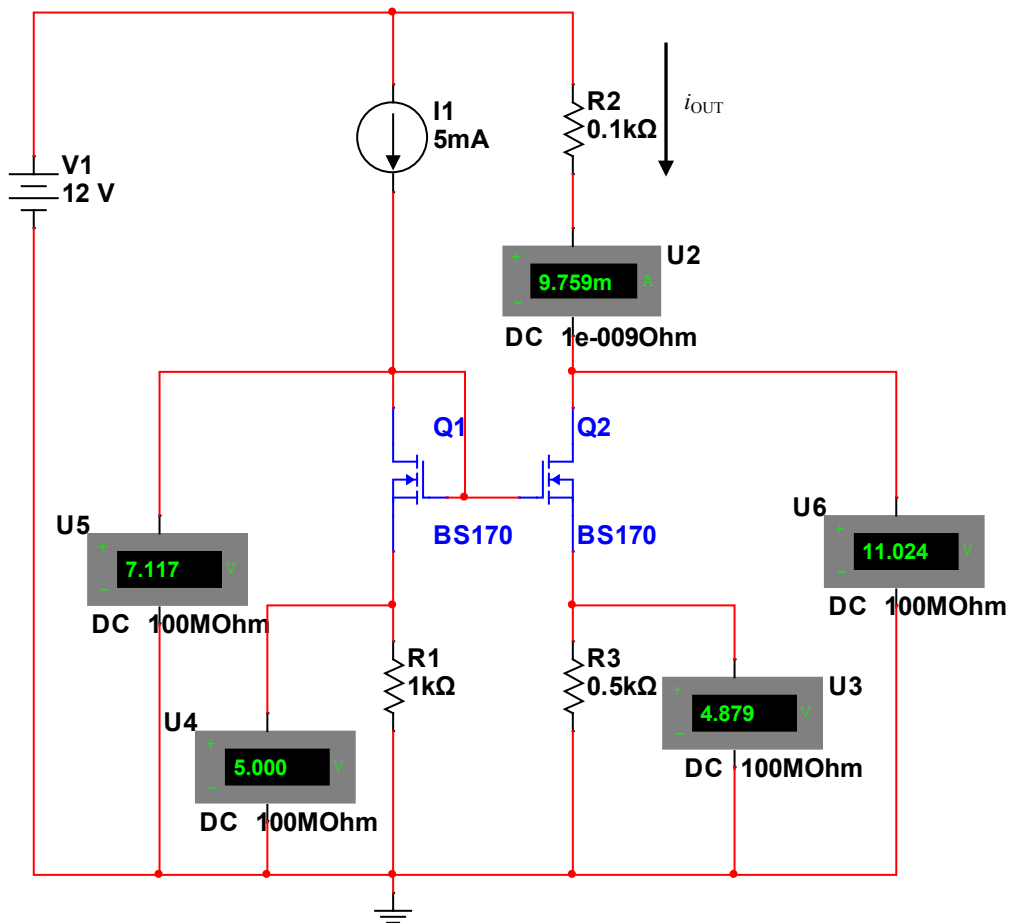


图 Section36-1 MOSFET 组成的浮纳型比例电流镜

因 I1 为 5mA 恒流源，Q1 为 MOSFET，流过 R1 的电流也是 5mA，则  $U_{S1}=5V$ 。

$$I_D = 5\text{mA} = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 = 0.0536(u_{GS} - 1.809)^2$$

解得  $u_{GS} = 2.114V$ ，则可知  $U_{G1}=5V+2.114V=7.114V$ 。

对 Q2 来说，除满足式(1)外，还满足以下直线方程：

$$U_{G1} = u_{GS2} + i_{D2} \times R_3 \tag{2}$$

式(2)是一个直线方程，如图 Section36-2 中的绿色斜线。联立(1)(2)求解，得交点：

$$\begin{cases} i_{D2} = 0.0536(u_{GS2} - 1.809)^2 \\ 7.114 = u_{GS2} + i_{D2} \times 500 \end{cases}$$

$i_{D2} = 9.757\text{mA}$ ， $u_{GS2} = 2.236V$ ，根据  $U_{G1}=7.114V$  得  $u_{S2} = 4.878V$ 。

回头再看看仿真结果，我们发现计算值与仿真结果非常吻合：

项目	仿真结果	理论计算值	误差/%
$U_G$	7.117V	7.114V	-0.0422
$u_{S2}$	4.879V	4.878V	-0.0205
$i_{D2}$	9.759mA	9.757mA	-0.0205

上述理论分析，虽然很精确，但是不容易看出所谓的比例电流镜关系。图 Section36-2 则清晰表明了这种比例关系的来源。

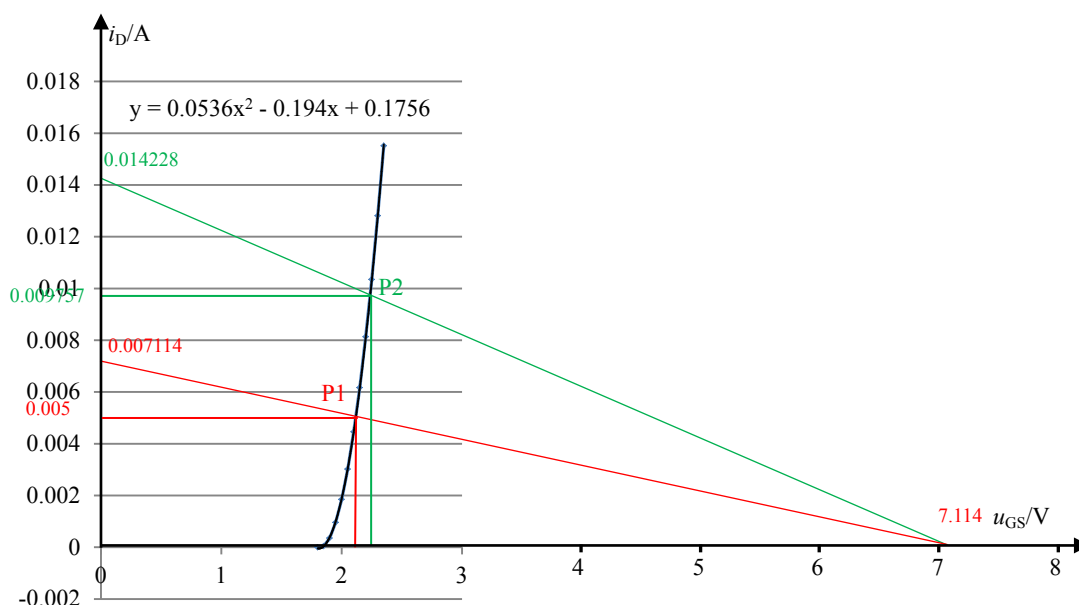


图 Section36-2 MOSFET 组成的浮纳型比例电流镜工作原理图解

从图中可以看出，深蓝色曲线是我们获得的 MOSFET 的转移特性曲线，即式(1)。在曲线中找到 5mA 点，即 P1 点，按照斜率倒数为 1000Ω，画出红色直线，即为 Q1 管满足的直线方程，它和横轴的交点即为  $U_G=7.114V$ ，固定此点不变，改变斜率倒数为  $R_3=500\Omega$ ，画出绿色直线，即为 Q2 满足的直线方程，它和深蓝色曲线的交点即为 Q2 的工作点。可以看出，随着  $R_3$  越来越小，P2 点会越来越低，即电流越来越小。

这就是比例的来源。从几何学角度解释，只有当伏安特性曲线是垂直向上的，P1 和 P2 点的纵向值才是成比例的。否则，这种比例关系只能是近似的。因此，图中 7.117V 这个值越大，曲线就相应的越接近于垂直向上，比例特性越好。读者可以试着将  $R_1=1k\Omega$ ， $R_3=0.5k\Omega$  改为  $R_1=10k\Omega$ ， $R_3=5k\Omega$ ，相应地将供电电源由 12V 变为 55V，此时电阻 1 : 0.5 设定将完美演绎出电流的 5mA : 10mA，仿真结果表明： $U_G$  会提升为 52.106V，而

$i_{D2}=9.976\text{mA}$ ，非常接近  $10\text{mA}$ 。

图 Section36-3 是一个地吐型比例电流镜。设计比例为 5:1，即输出电流是输入电流的 0.2 倍。理论输出应为  $0.2\text{mA}$ ，实际输出为  $0.207\text{mA}$ ，这也是源自于图 Section36-2 的近似比例，以及 Early 效应。

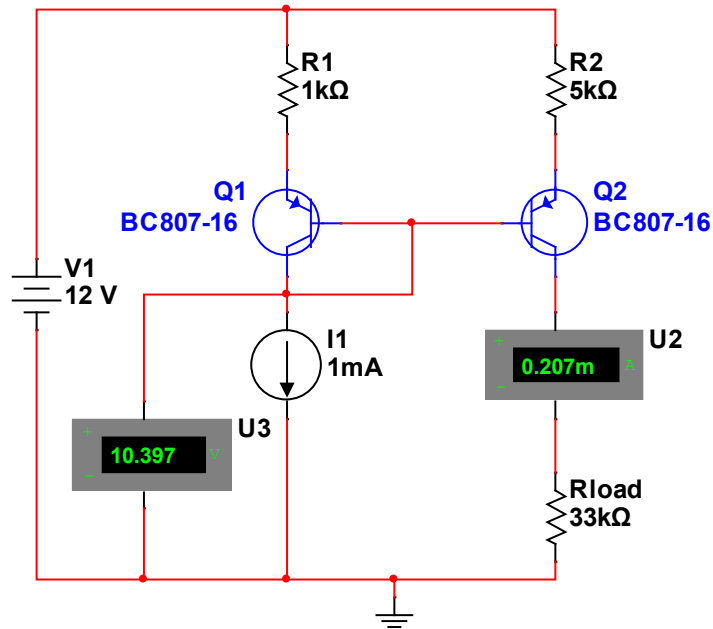


图 Section36-3 BJT 组成的地吐型比例电流镜

图 Section36-4 是一个地吐型比例电流镜。

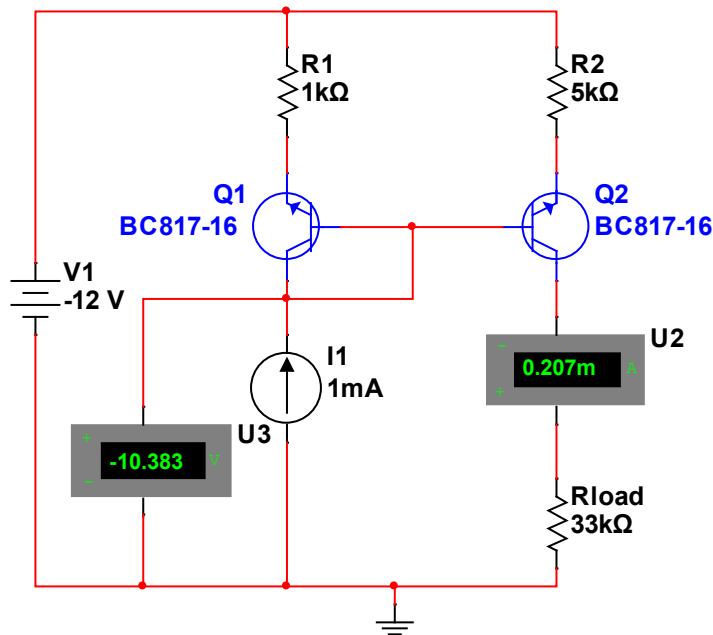


图 Section36-4 BJT 组成的地纳型比例电流镜

## Widlar 电流源

在运算放大器设计中，往往需要给输入级设置很小的静态集电极电流或者发射极电流，如果使用前述的电流镜或者比例电流镜，则必须使用较大的电阻。而集成电路内部，制作大电阻较为困难。因此，如何使用阻值较小的电阻，实现  $10\mu\text{A}$  数量级的输出电流，需要研究。

Widlar 电流源，也称微电流源。它是在双晶体管电流镜基础上，给输出晶体管增加一个小电阻形成的，可通过设置电路中的  $R_E$  或者  $R_D$ ，控制输出一个较小的电流。它由运算放大器设计的鼻祖，美国人 Bob.Widlar 于 1967 年发明的（引自维基百科），被常用于运放内部的电路设计中。它可以用 BJT 实现，也可以用 MOSFET 实现；与电流镜一样，也可以组成浮纳型，浮吐型，地纳型，地吐型等 4 种类型，因此可以画出 8 种不同的电路。图 Section36-5~7 给出了 3 种电路。

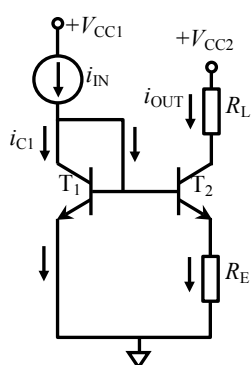


图 Section36-5  
BJT 浮纳型微电流源

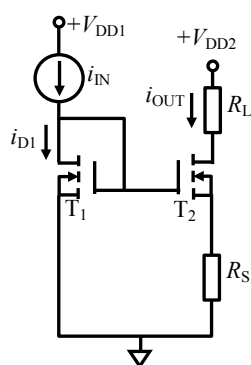


图 Section36-6  
MOSFET 浮纳型微电流源

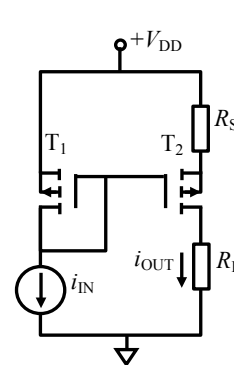


图 Section36-7  
MOSFET 地吐型微电流源

$$u_{BE1} = u_{BE2} + i_{E2} \times R_E \approx u_{BE2} + i_{OUT} \times R_E \quad (3)$$

利用式(Section6-1)，在  $u_{BE}$  远大于  $U_T$  时，有下式成立：

$$i_B = I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1) \approx I_S \times e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

在两个晶体管的  $\beta$  相等且很大时，有：

$$i_{IN} \approx \beta \times I_S \times e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}}$$

则

$$u_{BE1} = U_T \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{\beta \times I_S}\right) \quad (4)$$

$$u_{BE2} = U_T \times \ln\left(\frac{i_{OUT}}{\beta \times I_S}\right) \quad (5)$$

将式(4)、式(5)代入式(3)，得

$$U_T \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{\beta \times I_S}\right) = U_T \times \ln\left(\frac{i_{OUT}}{\beta \times I_S}\right) + i_{OUT} \times R_E$$

$$U_T \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT}}\right) = i_{OUT} \times R_E \quad (6)$$

式(6)中，我们明确知道  $U_T$  和  $i_{IN}$ ，如果已知  $R_E$ ，要求求解  $i_{OUT}$ ，则属于超越方程，用数

值法可以计算获得，但无法写出准确表达式。幸运的是，一般情况下，我们都是已知期望的  $i_{OUT}$ ，要计算  $R_E$  的值，这就简单了，对式(6)进行变形即可得到式(Section36-1)：

$$R_E = \frac{U_T}{i_{OUT}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT}}\right) \quad \text{[Section36-1]}$$

**举例 1：**

设计一个 BJT 组成的多路并联 Widlar 微电流源，电路供电电压为 10V，电路中最大电阻不得超过 3kΩ，要求实现浮纳型 3 路输出电流，分别为 50μA，100μA，200μA。

解：

首先确定电路结构。图 Section36-5 为浮纳型 Widlar 微电流源，可以参考，将电路中的输出级复制 2 个，并将它们的基极连接在一起，均受输入级控制，即可形成 3 路电流源输出，如图 Section36-8 所示。需要注意的是，图 Section36-5 中输入电流源是外部给定的，本例中我们需要用电阻  $R_C$  和晶体管  $T_0$  (参考图 Section35-3 电路)自己设计一个。

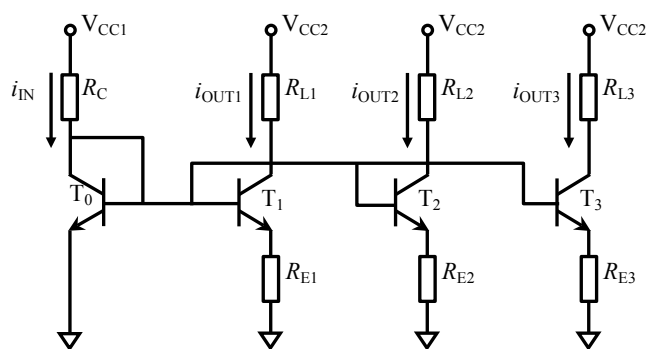


图 Section36-8 多通道并联 Widlar 电流源

其次，需要确定电阻  $R_C$  并求解输入电流  $i_{IN}$ 。Widlar 电流源的核心是利用小阻值电阻实现微小电流，因此为了降低设计难度，我们可以将电阻  $R_C$  选为最大，3kΩ。可得：

$$i_{IN} = \frac{V_{CC1} - U_{BEQ0}}{R_C} = \frac{10V - 0.7V}{3k\Omega} = 3.1mA$$

最后，根据式(Section36-1)，得

$$R_{E1} = \frac{U_T}{i_{OUT1}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT1}}\right) = \frac{26mV}{50\mu A} \times \ln\left(\frac{3.1mA}{50\mu A}\right) = 2146\Omega$$

$$R_{E2} = \frac{U_T}{i_{OUT2}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT2}}\right) = \frac{26mV}{100\mu A} \times \ln\left(\frac{3.1mA}{100\mu A}\right) = 892\Omega$$

$$R_{E3} = \frac{U_T}{i_{OUT3}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT3}}\right) = \frac{26mV}{200\mu A} \times \ln\left(\frac{3.1mA}{200\mu A}\right) = 356\Omega$$

利用 Multisim 仿真软件进行仿真。晶体管选用 BC846，电阻为上述值，结果显示为：

$$i_{IN} = 3.112mA ; i_{OUT1} = 50\mu A ; i_{OUT2} = 103\mu A ; i_{OUT3} = 210\mu A ;$$

与要求值较为吻合。

需要指出的是，电路中输入级供电为  $V_{CC1}=10V$ ，输出级给出了独立的供电  $V_{CC2}$ ，前者对电路的各支路工作电流有决定作用，而后者几乎不会影响各支路电流，除非你考虑到 Early 效应的影响，因此电路中  $V_{CC2}$  不一定要选择为 10V。下面的 MOSFET 电路也是这样。

由 MOSFET 组成的图 Section36-6 电路，也可以实现 Widlar 微电流源。分析方法如下：

$$i_{IN} = i_{D1} = K(u_{GS1} - U_{GSTH})^2$$

$$u_{GS1} = U_{GSTH} + \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} \quad (7)$$

$$u_{GS2} = U_{GSTH} + \sqrt{\frac{i_{OUT}}{K}} \quad (8)$$

另外，还有下式成立：

$$u_{GS1} = u_{GS2} + i_{OUT} \times R_S \quad (9)$$

如果已知  $i_{IN}$ ， $i_{OUT}$ ，欲求解  $R_S$ ，可以直接利用下式：

$$R_S = \frac{\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} - \sqrt{\frac{i_{OUT}}{K}}}{i_{OUT}} \quad (\text{Section36-2})$$

如果已知  $i_{IN}$ ， $R_S$ ，欲求解  $i_{OUT}$ ，则稍微麻烦些：

将式(7)、式(8)代入式(9)，可得：

$$\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} = \sqrt{\frac{i_{OUT}}{K}} + i_{OUT} \times R_S$$

设  $\sqrt{\frac{i_{OUT}}{K}} = x$ ，则  $i_{OUT} = Kx^2$ ，整理上式得：

$$KR_S x^2 + x - \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} = 0$$

$$x = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4KR_S \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}}}}{2KR_S}$$

$$i_{OUT} = K \left( \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4KR_S \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}}}}{2KR_S} \right)^2 = \frac{(\sqrt{1 + 4KR_S \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}}} - 1)^2}{4KR_S^2}$$

(Section36-3)

### 举例 2：

设计一个 MOSFET 组成的多路并联 Widlar 微电流源，电路供电电压为 10V，电路中最大电阻不得超过 4kΩ，要求实现浮纳型 3 路输出电流，分别为 50μA，100μA，200μA。

解：电路结构如图 Section36-9 所示。选用晶体管为 2N7000，其关键参数为： $U_{GSTH}=2V$ ， $K=0.0504A/V^2$ 。

第一步，确定电阻  $R_C=4k\Omega$ ，求解输入电流  $i_{IN}$ 。这是由  $V_{DD}$ 、晶体管  $T_0$ 、电阻  $R_C$  决定的，可以独立解出，与三个输出级没有关系。具体方法为：

晶体管的  $i_D$  和  $u_{GS}$  满足 MOSFET 的转移特性曲线，有下式成立：

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 = i_{IN}$$



(10)

$i_{IN}$  和  $u_{GS}$  还满足一个直线方程，有下式成立：

$$V_{DD} = i_{IN}R_D + u_{GS}$$

(11)

两个未知数，两个独立方程，可以解得：

$$u_{GS} = \frac{2KR_D U_{GSTH} - 1 \pm \sqrt{(2KR_D U_{GSTH} - 1)^2 - 4K^2 R_D^2 U_{GSTH}^2 + 4V_{DD}KR_D}}{2KR_D}$$

$$= \frac{2KR_D U_{GSTH} - 1 + \sqrt{1 + 4KR_D(V_{DD} - U_{GSTH})}}{2KR_D}$$

[Section36-4]

$$i_{IN} = i_D = \frac{V_{DD} - u_{GS}}{R_D} = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{2KR_D U_{GSTH} - 1 + \sqrt{1 + 4KR_D(V_{DD} - U_{GSTH})}}{2KR_D^2}$$

[Section36-5]

将  $U_{GSTH}=2V$ ， $K=0.0504A/V^2$ ， $R_D=4000\Omega$  代入式(Section36-5)，解得：

$$i_{IN} = i_D = 1.951mA$$

第二步，根据输出电流要求，确定各输出环节的  $R_S$ ：

据式(Section36-2)，有：

$$R_{S1} = \frac{\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} - \sqrt{\frac{i_{OUT1}}{K}}}{i_{OUT1}} = \frac{\sqrt{\frac{1.951 \times 10^{-3}}{0.0504}} - \sqrt{\frac{50 \times 10^{-6}}{0.0504}}}{50 \times 10^{-6}} = 3305\Omega$$

$$R_{S2} = \frac{\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} - \sqrt{\frac{i_{OUT2}}{K}}}{i_{OUT2}} = \frac{\sqrt{\frac{1.951 \times 10^{-3}}{0.0504}} - \sqrt{\frac{100 \times 10^{-6}}{0.0504}}}{100 \times 10^{-6}} = 1522\Omega$$

$$R_{S3} = \frac{\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} - \sqrt{\frac{i_{OUT3}}{K}}}{i_{OUT3}} = \frac{\sqrt{\frac{1.951 \times 10^{-3}}{0.0504}} - \sqrt{\frac{200 \times 10^{-6}}{0.0504}}}{200 \times 10^{-6}} = 669\Omega$$

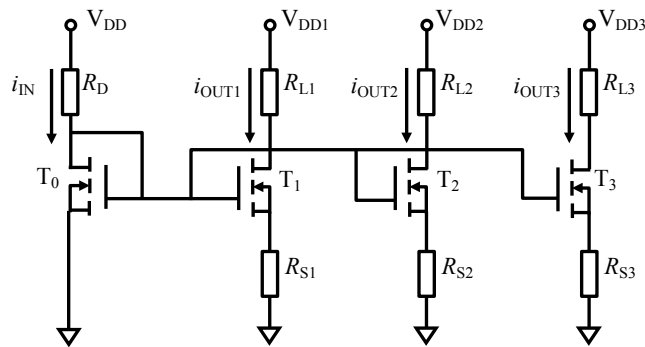


图 Section36-9 MOSFET 多通道并联 Widlar 电流源

利用 Multisim 仿真软件进行仿真。晶体管选用 2N7000，电阻为上述值，结果显示为：

$$i_{IN} = 1.952mA ; i_{OUT1} = 50\mu A ; i_{OUT2} = 101\mu A ; i_{OUT3} = 203\mu A ;$$

与要求值较为吻合。

### 举例 3：

在举例 2 电路中，将  $R_{S1}$  由  $3305\Omega$  改为  $4000\Omega$ ，其余条件均不改变，求输出电流  $i_{OUT1}$ 。

解：利用式(Section36-3)，代入  $i_{IN}=1.952\text{mA}$ ， $K=0.0504\text{A/V}^2$ ， $R_{S1}=4000\Omega$ ，得：

$$i_{OUT} = K \left( \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4KR_S \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}}}}{2KR_S} \right)^2 = 42\mu\text{A}$$

在仿真实验中，测试结果为  $i_{OUT}=43\mu\text{A}$ ，两者非常吻合。

## Section37. 威尔逊电流镜—Wilson Current Mirror

Section35 讲述的电流镜，具有两个明显的缺点：

第一，在输入和输出两个晶体管的 c、e 压降相等的情况下，输出电流是输入电流的  $\beta/(\beta + 2)$  倍，它不是 1 倍，且与  $\beta$  相关。这个缺点，对 MOSFET 组成的电流镜来说，是不存在的。

第二，输出电流与输出晶体管 c、e 压降密切相关，压降越大，输出电流越大。这个缺点对任何电流镜来说，都是致命的。一般来说，电流镜的输出具有固定的电压源，如图 Section35-2 中的  $E_C$ ，当负载电阻接入后，如果保持输出恒流，那么负载变大时，负载两端的压降就增加了，留给电流镜输出端集电极和发射极之间的压降就会变小，客观上导致实际的输出电流也就变小了，难以做到始终恒流。

### 三晶体管威尔逊电流镜

如何改进前述的双晶体管电流镜，以克服上述缺点？1967 年，美国的 George R. Wilson (威尔逊) 和 Barrie Gilbert，两位 Tektronix 公司的设计师，为此进行了挑战。威尔逊熬了一个通宵，给出了如图 Section37-1 所示的电路结构——后人称之为威尔逊电流源或者威尔逊电流镜——赢得了挑战（信息来自维基百科）。

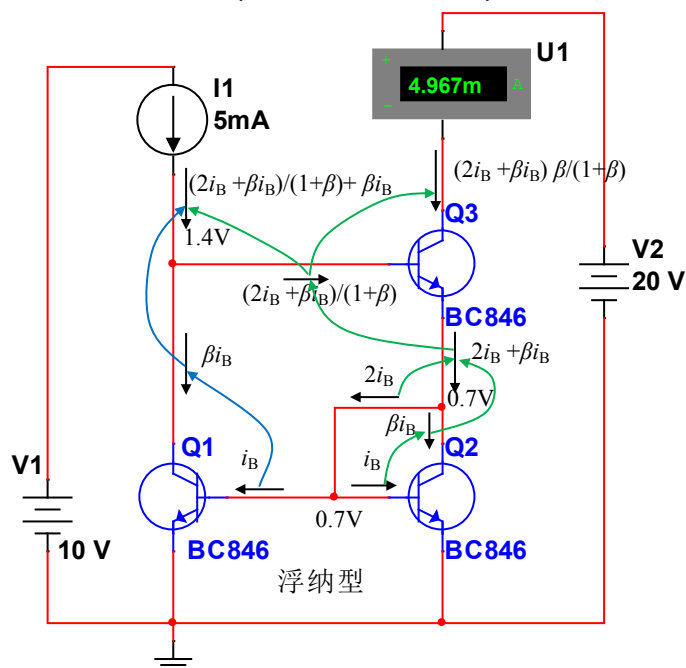


图 Section37-1 三晶体管威尔逊电流镜

威尔逊电流镜的核心改进是增加了第三个晶体管 Q3。通过 Q3 的作用，第一，保证了 Q1 和 Q2 两个晶体管的  $U_{CEQ}$  非常接近，Q1 是 1.4V，Q2 是 0.7V，图中可以清晰显示这个结果。这几乎克服了前述电流镜的缺点二，很大程度上减小了 Early 效应对电流镜的影响。这是最为核心的一点，我估计威尔逊首先想到的，应该是这个结果。第二，通过电流计算，可以得到在不考虑 Early 效应的情况下，输入输出电流比，也更为接近于 1。计算如下：

各支路电流如图所示，其中带箭头曲线标识各电流之间的因果关系，由谁引起谁，绿

色代表右侧  $i_B$  引起的，而蓝色代表左侧  $i_B$  引起的。假设三个晶体管具有相同的  $\beta$ ，在图中由于 Q1 和 Q2 的  $u_{BE}$  相等，假设它们具有相同的  $i_B$ ，则可以推出如图所示的结论：

$$i_{IN} = \beta i_B + \frac{\beta i_B + 2i_B}{1 + \beta} = i_B \left( \beta + \frac{\beta + 2}{1 + \beta} \right) = i_B \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{1 + \beta} \quad \text{[Section37-1]}$$

$$i_{OUT} = i_B \frac{\beta^2 + 2\beta}{1 + \beta} \quad \text{[Section37-2]}$$

两者对比，可以得到：

$$i_{OUT} = i_{IN} \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} \quad \text{[Section37-3]}$$

说明，输出电流会略小于输入电流，且两者的误差约为  $2/\beta^2$ 。前述的双晶体管电流镜的输出电流为： $i_{OUT} = \frac{\beta}{\beta+2} i_{IN}$ ，误差远大于威尔逊电流镜。

### 四晶体管威尔逊电流镜

在三晶体管威尔逊电流镜基础上，通过增加第四个晶体管，形成了四晶体管威尔逊电流镜，如图 Section37-2 所示。图中从输入电流开始分析，逐项标注了各个支路的电流。

首先，由输入电流  $i_1$ ，可以设 Q3 和 Q4 的基极电流为  $i_B$ ，则有：

$$\beta i_B = i_{C1} = i_1 - 2i_B$$

解得

$$i_B = \frac{1}{\beta + 2} i_1$$

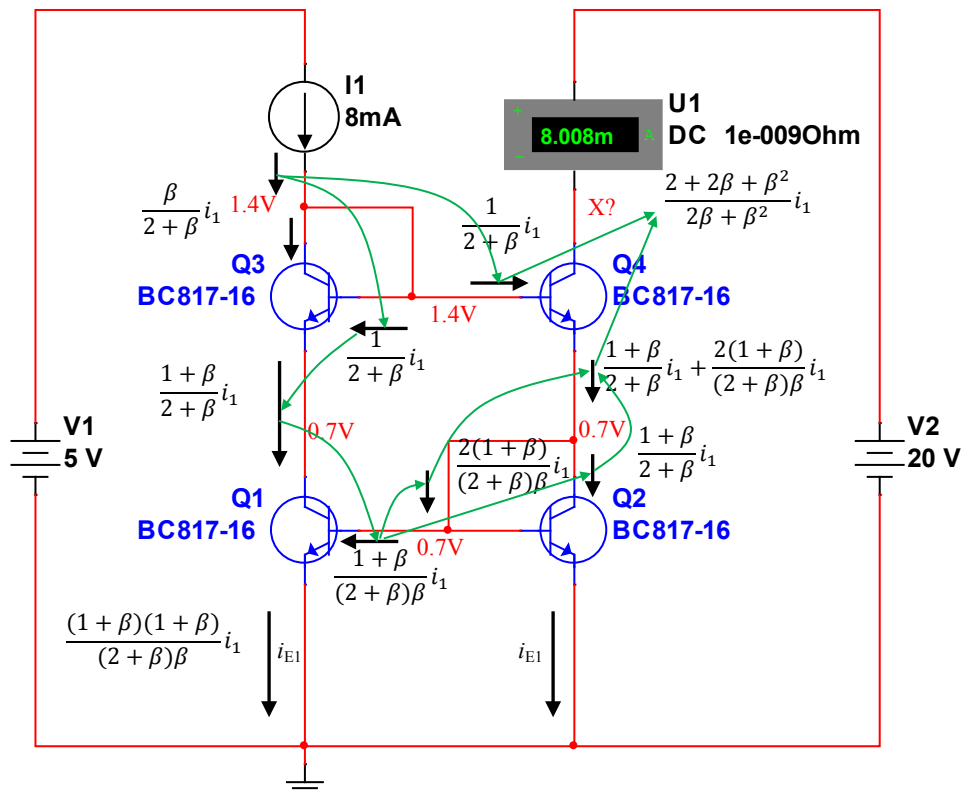


图 Section37-2 4 晶体管威尔逊电流镜

由于 Q1、Q2、Q3 的  $u_{CE}$ ，均为 0.7V 左右，它们几乎不会受到 Early 效应的影响，由  $i_B$  开始，向下方分析，可以得到各支路电流如图所示。其分析原则均为： $i_C = \beta i_B$ ， $i_E = i_B + i_C$ 。

而对于 Q4，它的  $u_{CE}$  是不确定的，受负载情况影响。因此，对它，应考虑 Early 效应，只能使用  $i_E = i_B + i_C$ ，而不能使用  $i_C = \beta i_B$ 。

因此，沿着箭头分析到 Q4 时，其集电极电流不是  $\beta i_B$ ，而是  $i_{C4} = i_{E4} - i_B$ 。

故此，其输出电流和输入电流关系为：

$$i_{OUT} = i_1 \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta^2 + 2\beta}$$

(Section37-4)

输出电流比输入电流大，误差也很小。

可以看出，它与三晶体管电路相比，最大的贡献在于进一步保证了 Q1、Q2、Q3 具有几乎相同的，且很小的  $u_{CE}$ ，能保证 Early 效应对其影响最小。

### MOSFET 组成的威尔逊电流镜

用 MOSFET 管代替 BJT 管也可以形成威尔逊电流镜，其基本思想几乎完全一致，主要区别有两点，第一，MOSFET 不存在门极电流，误差会 BJT 的小。第二，MOSFET 组成的电路中，输入电流源的最低电位不再是 1.4V（只要打通两个 BJT 的 PN 结），而是更高，一般要大于 2 倍的 MOSFET 开启电压  $U_{Gsth}$ 。这对输入电流源提出了更高的要求，这一点上，MOSFET 没有 BJT 的好。

三管 MOSFET 威尔逊电流镜如图 Section37-3 所示。图中左侧电路是给定输入电流源的，而右侧电路是由电阻产生输入电流的。如果已知晶体管参数  $K$ ， $U_{Gsth}$ ，要求产生指定大小的输入电流，求解电阻值，可以按照下述方法进行：

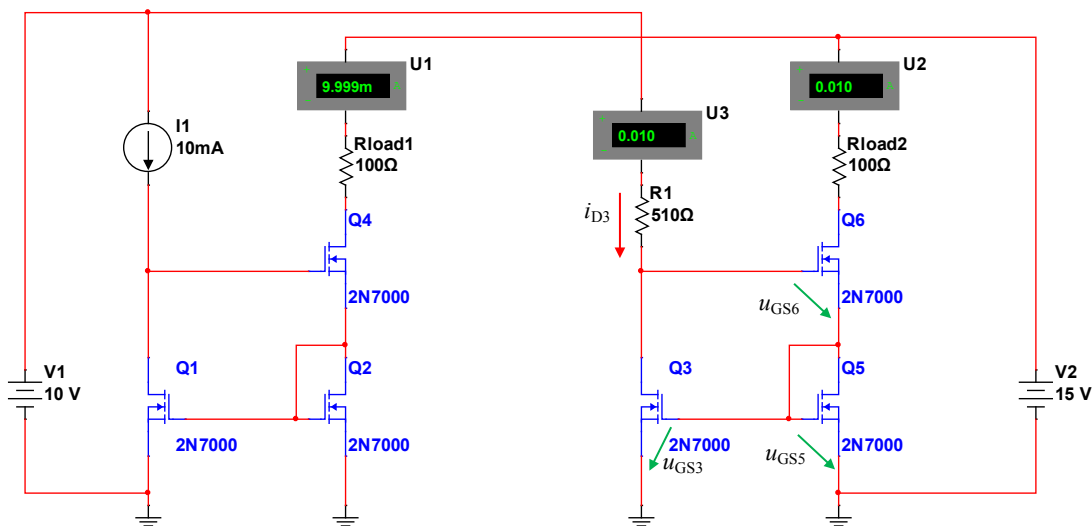


图 Section37-3 MOSFET 组成的三管威尔逊电流镜

因为 Q3、Q5、Q6 具有相同的电流，且它们参数完全一致，则三者的  $u_{GS}$  应该相等：

$$u_{GS3} = u_{GS5} = u_{GS6}$$

对 Q3 来说，其转移特性曲线成立：

$$i_{D3} = K(u_{GS3} - U_{Gsth})^2$$

可以解得：

$$u_{GS3} = U_{GSTH} + \sqrt{\frac{i_{D3}}{K}}$$

(Section37-5)

对电路来说，有下式（直线方程）成立：

$$V_1 = i_{D3}R_1 + u_{GS6} + u_{GS3} = i_{D3}R_1 + 2u_{GS3}$$

(1)

将式(Section37-5)代入式(1)，可以解得：

$$R_1 = \frac{V_1 - 2(U_{GSTH} + \sqrt{\frac{i_{D3}}{K}})}{i_{D3}}$$

(Section37-6)

### 举例 1：

以图 Section37-3 所示电路为例，要求输入电流为 10mA，求解电阻  $R_1$ 。

解：根据 Multisim12.0 中晶体管 2N7000 参数可知， $K=0.0504A/V^2$ ， $U_{GSTH}=2V$ 。题目要求  $i_{D3}=10mA$ ，则可利用式(Section37-6)得：

$$R_1 = \frac{V_1 - 2(U_{GSTH} + \sqrt{\frac{i_{D3}}{K}})}{i_{D3}} = \frac{10V - 2(2V + \sqrt{\frac{10mA}{\frac{0.0504A}{V^2}}})}{10mA} = 510.9\Omega$$

从图 Section37-3 可以看出，选择电阻为 510Ω，生成的输入电流为 0.01A，与设计吻合。

同样的思路，MOSFET 组成的四晶体管威尔逊电流镜如图 Section37-4 所示。

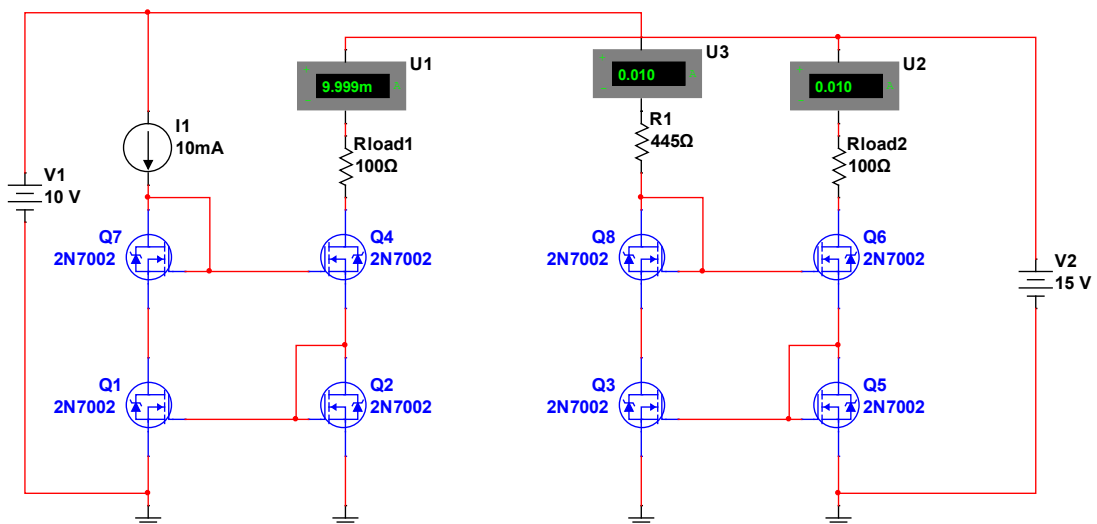


图 Section37-4 MOSFET 组成的四管威尔逊电流镜

举例 2 :

以图 Section37-4 所示电路为例，已知电阻  $R_1$  为  $445\Omega$ ，求输入电流。

解：在 Multisim12.0 中，双击所选晶体管 2N7002，其中有一项“Edit Model”，打开可以看到如下信息：“MODEL MOD1 NMOS VTO=2.474 RS=1.68 RD=0.0 IS=1E-15 KP=0.296

+CGSO=23.5P CGDO=4.5P CBD=53.5P PB=1 LAMBDA=267E-6

对解题有用的是：

$$U_{G_{STH}} = 2.474V ; K = \frac{K_P}{2} = 0.148A/V^2$$

晶体管 Q3 的  $i_{D3}$  即为待求输入电流，为书写方便，将其设为  $y$ ，而相应的  $u_{GS3}$  设为  $x$ 。

$$V_1 = yR_1 + 2x \tag{2}$$

$$y = K(x - U_{G_{STH}})^2 = Kx^2 - 2KU_{G_{STH}}x + KU_{G_{STH}}^2 \tag{3}$$

将式(2)变形， $x$  用  $y$  的表达式表示，即让  $x$  消失，代入式(3)得：

$$y = K\left(\frac{V_1 - yR_1}{2}\right)^2 - 2KU_{G_{STH}} \times \frac{V_1 - yR_1}{2} + KU_{G_{STH}}^2$$

拆开等式，为：

$$y = \frac{KV_1^2}{4} + \frac{KR_1^2}{4}y^2 - \frac{2KV_1R_1}{4}y - KU_{G_{STH}}V_1 + KU_{G_{STH}}R_1y + KU_{G_{STH}}^2$$

整理得：

$$y^2 \frac{KR_1^2}{4} + y \left( KU_{G_{STH}}R_1 - \frac{KV_1R_1}{2} - 1 \right) + c = 0$$

$$a = \frac{KR_1^2}{4} ; b = KU_{G_{STH}}R_1 - \frac{KV_1R_1}{2} - 1 ; c = KU_{G_{STH}}^2 + \frac{KV_1^2}{4} - KU_{G_{STH}}V_1$$

$$y_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} ; y_2 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

(Section37-7)

代入数值得  $y_1 = 12.67mA$  ;  $y_2 = 10.17mA$ 。取较小值  $i_{D3}=10.17mA$  为正解。解题完毕。

至此，我们利用过两种思路解此类题目。第一种，以  $u_{GS}$  为未知量求解一元二次方程（参见式(Section36-4)）。在得出的结论中，我们取了根号前面的正值。第二种，以  $i_D$  为未知量求解一元二次方程，在得出的结论中，我们取了根号前面的负值。这有什么道理吗？

结论是，在求解电压中，应取两个值中的较大值，在求解电流中，应取两个值中的较小值。理由如图 Section37-5 所示。

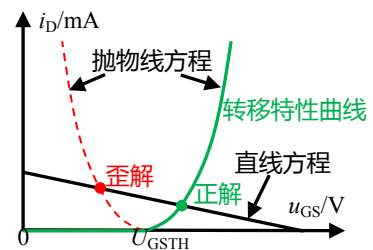


图 Section37-5

## 威尔逊电流镜的缺点

威尔逊电流镜的优点是明显的，但是也存在缺点：

- 1) 顺从电压较大。
- 2) 无法实现多组并联电流镜。
- 3) 噪声较大，稳定性较差。



## Section38. 电流源的顺从电压和输出阻抗

任何一个电流源都具有两个端子，一个流进电流，一个流出电流。一般来讲，其中一个端子作为固定端 COM，另外一个端子则是输出端 OUT。哪个端子是 COM 端，是随着电流源内部结构不同而不同的，仅靠电流源符号是无法区分的。在实际电路中，与负载连接的端子一定是 OUT 端，而 COM 端则一般接固定电压源或者 GND。如图 Section38-1 所示。其中，(a)和(e)是两个不同方向的电流源符号；(b)是双晶体管电流镜形成的电流源，浮纳型；(c)是双晶体管微电流镜或者比例电流镜形成的电流源，其特点是在输出级中包含发射极电阻  $R_E$ ，也是浮纳型；(d)则是双晶体管电流镜形成的电流源，地吐型。(b)、(c)、(d)均可用(a)符号表示。同样的，针对(e)符号，画出了两个电流源(f)和(g)。

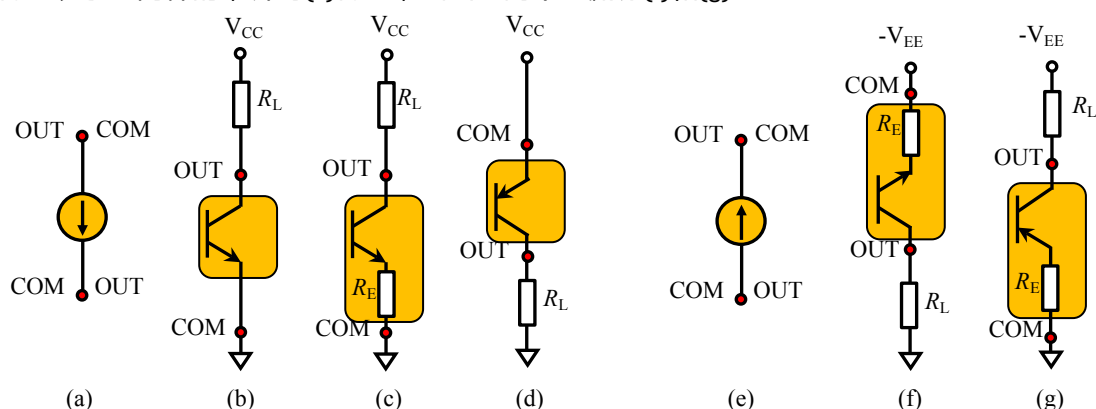


图 Section38-1 各种类型的电流源外部符号和内部输出级构造

### 电流源的顺从电压——Compliance Voltage

理想情况下，对一个电流源来说，只要求它能够保持规定的输出电流即可，并没有要求它的两个端子的电位必须是多少，以及两个端子之间的电位差（电压）是多少。但是，实际情况并不是如此。

(b)图中，假设  $V_{CC}=10V$ ，设定的输出电流为  $1mA$ 。那么当  $R_L=5k\Omega$  时， $u_{OUT}=5V$ ， $u_{COM}=0V$ ，此时电流源能够正常工作。随着负载电阻的不断增大， $u_{OUT}$  也会不断减小。当  $u_{CE}=u_{OUT}-u_{COM}=0.3V$  时，该晶体管可能会进入饱和状态，也就没有能力维持输出电流为  $1mA$  了，换句话说，电流源就失效了。

定义：顺从电压是指一个电流源，在保持输出电流在能够接受的范围内时（即认为其处于恒流状态），COM 端和 OUT 端之间的需要最小电位差，用绝对值表示。

定义中所述的晶体管电位，是指电流源 OUT 端对应的晶体管，在威尔逊电流镜中，即那个右上角的晶体管。

在(b)、(d)图中，顺从电压约为  $0.3V$ ，就是饱和压降。而在(c)、(f)、(g)图中，则还包括电阻  $R_E$  上的压降，因此其顺从电压会高于  $0.3V$ 。

顺从电压越小越好。在相同的外部供电电压  $V_{CC}$  下，顺从电压越小，留给负载电阻的电压变化范围就越大，容易适应更大取值范围的负载电阻。

不要寄希望于顺从电压由正值变为负值——这样可以得到更大的负载电压变化范围——

—在现有电路情况下，我们一般不考虑顺从电压变为负值。

需要提醒读者的是，对顺从电压的定义，存在不同理解。本书强调顺从电压是电流源正常工作时，两端电压最小值，而有些地方在使用这个概念时，习惯于用一个范围表示，比如说顺从电压范围是 0.8V~40V。这样不严谨。

所有电流源在工作时都存在上限电压，这个电压是指一种安全极限，比如 40V，是指超过 40V，电流源可能损坏。

因此，正确的说法应该是，该电流源顺从电压为 0.8V，正常工作范围是 0.8V~40V。

### 举例 1：

以图 Section37-3 所示电路为例，求右侧电流源的顺从电压  $U_{CV}$ ，以及负载电阻的电压变化范围。

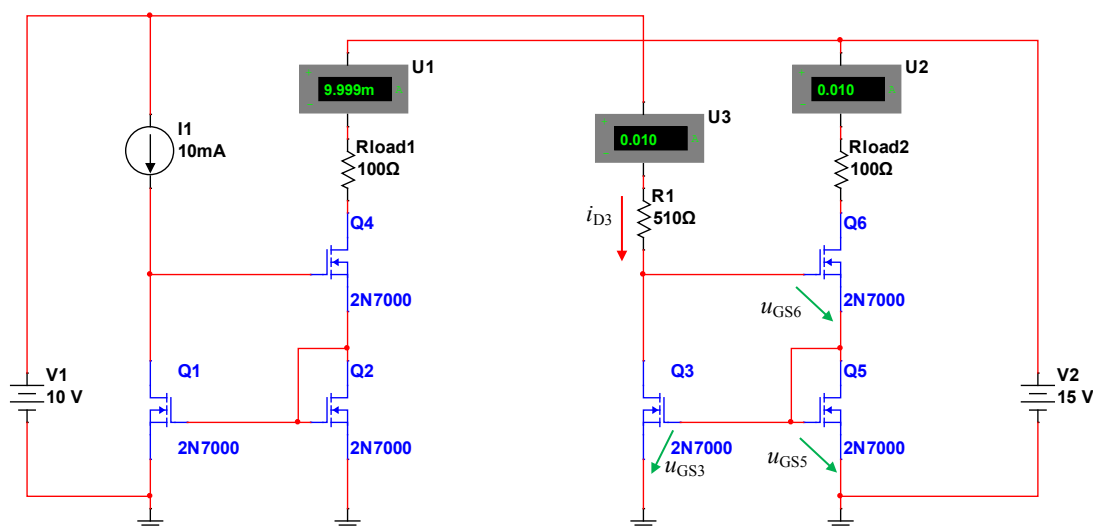


图 Section37-3 MOSFET 组成的三管威尔逊电流镜

解：在保证流过电阻  $R_1$  电流为 10mA 情况下，Q6 的 G 端电位为：

$$U_{GQ} = 10 - i_{D3}R_1 = 4.9V$$

根据电流源工作原理，可知此电压被两个晶体管均分，则：

$$U_{SQ6} = 2.45V$$

要保证镜像电源也输出 10mA，必须使得 Q6 工作在恒流区。按照式(Section26-2)

$$u_{DS6} > U_{DS_{dv}} = u_{GS6} - U_{GSTH}$$

对上式进行变换，得：

$$\begin{aligned} u_{DG6} &> -U_{GSTH} \\ u_{GD6} &< U_{GSTH} \end{aligned}$$

上式为式(Section26-2)的变形表达。据此，得：

$$\begin{aligned} u_{GD6} &= U_{GQ} - u_{D6} < U_{GSTH} \\ u_{D6} &> U_{GQ} - U_{GSTH} = 4.9 - 2 = 2.9V \end{aligned}$$

则该电流镜的顺从电压为：

$$U_{CV} = u_{D6_{min}} = 2.9V$$

负载电源的最小值为：

$$V_{2_{min}} = U_{CV} + 10mA \times R_{load2} = 3.9V$$

当负载电源电压越来越大时， $U_{SQ6}$  始终为 2.45V， $u_{DQ6}$  却越来越大，这导致晶体管可能被击穿。查阅 2N7000 数据手册得  $U_{DS\_max}=60V$ ，则负载电源最大值为：

$$V_{2\_max} = U_{SQ} + U_{DS\_max} + 10mA \times R_{load2} = 63.45V$$

## Section39. 恒流源(Constant Current Source)

一个电路或者器件的某个端子，在一定范围内的外电势作用下，能够流出或者流进恒定的电流，称为恒流源，或者恒流调节器(Constant Current Regulator-CCR)。一般来说，形成恒流源的方法有三类：1) 简易晶体管恒流源；2) 压流转换电路；3) 专用的恒流源。本节讲解第一类，其它类型电路以后介绍。

图 Section39-1 是由 PNP 管组成的简易晶体管恒流源。图中，两个二极管和  $R_1$  串联，在两个二极管之间形成基本稳定的电压  $U_{DZ}$ 。

$$U_{DZ} = U_{BE} + i_E R_{SET}$$

$$i_{OUT} = \frac{\beta}{1 + \beta} i_E = \frac{\beta}{1 + \beta} \times \frac{U_{DZ} - U_{BE}}{R_{SET}}$$

输出电流主要依赖于设置电阻  $R_{SET}$ 。

从电路结构可以看出，这个电流源的顺从电压大约是 1.4V。

该电流源中，两个二极管、电阻  $R_1$ 、晶体管一般为厂家生产好，而  $R_{SET}$  靠用户设定，这些都可以被认为是电流源的内部状态。而影响输出电流的，除内部状态外，还有外部条件，包括外部供电电压  $V_{CC}$ ，负载电阻  $R_L$  的大小，以及温度。

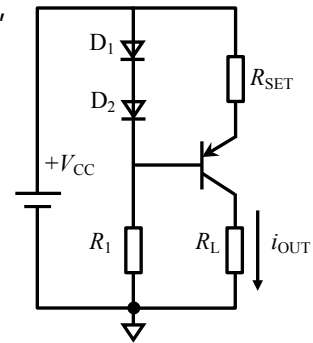


图 Section39-1 简易恒流源

一个良好的恒流源，其输出电流应该尽量不受外部条件影响。我们来看看这个电流源对外部条件改变的敏感程度：

1) 当外部的  $V_{CC}$  固定，温度确定，这导致晶体管的  $I_B$  被唯一确定，只要晶体管不脱离放大区，那么影响  $I_{CQ}$ ，也就是  $I_{OUT}$  的主要因素就剩下  $U_{CE}$  了——改变负载电阻，将引起  $U_{CE}$  剧烈变化。此时，输出电流的稳定性主要取决于晶体管的厄利效应。

2) 当负载电阻固定，温度确定， $V_{CC}$  的增大将直接引起二极管工作状态变化：电流变大， $U_{DZ}$  变大，这导致晶体管的  $I_E$  变大，输出电流也就增大。 $U_{DZ}$  的稳定性直接决定输出电流的稳定性。很显然，这样一个二极管串联电路， $U_{DZ}$  的稳定性并不高。这很致命。

3) 电路中受温度影响的有二极管和晶体管，此电路的温度稳定性不好。

在这种情况下，这个恒流源只能被称为简易恒流源，一般用于对输出电流要求不高的场合，特别是供电电压变化不大的场合。

图 Section39-2 是 NXP 公司生产的恒流源器件 NCR401U，它如图中上方的黑色方框内，有 4 个有用管脚：VS、IOOUT、REXT、GND，与前述电路完全相同。它允许用户在外部分并联电阻以提高输出电流。

电路中 GND 脚没有接地，而是通过一个下方方框内的晶体管开关，实施外部的数字电平控制——一般接到处理器的 GPIO (通用 IO 口) 上，决定 LED 是否点亮。当 IN/OUT 脚

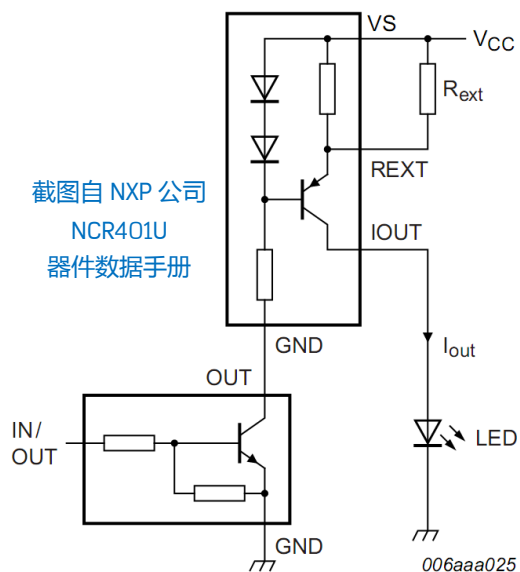


图 Section39-2 恒流源用于 LED 驱动

为高电平时，下方的晶体管导通，为恒流源中的二极管提供电流通路，LED 就会以设定电流值点亮。IN/OUT 脚为低电平时，LED 熄灭。

## Section40. 模拟开关(Analog Switch)

模拟开关的核心是一个电子开关，用外部数字逻辑信号控制两个端子之间的电阻：导通时电阻极小、断开时电阻极大，以此来实现对模拟电压信号是否能够通过实施控制。它广泛用于多路数据采集、AD 转换器中。

模拟开关由正电源端、负电源端、输入端、输出端、控制端组成，如图 Section40-1 所示。当外部数字控制信号  $V_{ctr}=0$  时，输入端和输出端之间存在极高电阻，等同于断开，如图(a)所示；当  $V_{ctr}=1$  时，输入端和输出端之间只有很小电阻，等同于闭合。与普通机械开关不同，模拟开关需要供电电源，有正负电源型，也有单电源型。控制逻辑信号的大小和逻辑，取决于不同模拟开关的规定，有正逻辑，也有负逻辑，关键是提供符合器件规定

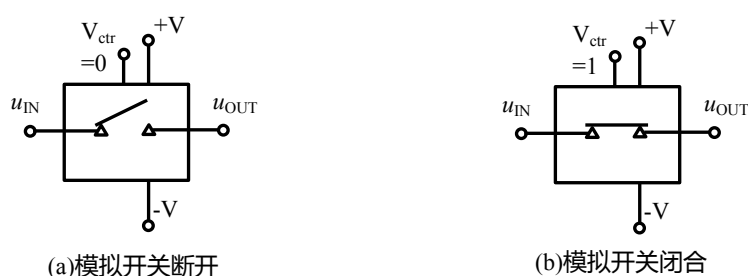


图 Section40-1 电子开关示意图

的高电平和低电平，来控制开关的断开还是闭合。

### 模拟开关的类型

模拟开关包括单刀单掷型、单刀双掷型、双刀单掷型、双刀双掷型等。

所谓的“刀”，是指一个控制信号同时控制的开关实体（机械开关的实体是一个金属片，画成原理图就像一个铡刀一样），英文是 pole，含义是电极、杆的意思。图 Section40-2 中，(a)和(b)都是单刀，英文为 single pole，而(c)是双刀，double pole。

所谓的“掷”，英文是 throw，就是投掷的意思，在这里的含义是电极杆有几个可以投掷的位置。如果一个刀，只有断开或者闭合，如(a)图所示，叫“单掷，single throw”。如果一个刀，如(b)图所示，可以掷向左边，让 OUT1 和 IN 导通，也可以掷向右边，让 OUT2 和 IN 导通，就叫双掷，英文为 double throw。

常见的模拟开关有两类：

单刀单掷：Single Pole Single Throw—SPST

单刀双掷：Single Pole Double Throw—SPDT。

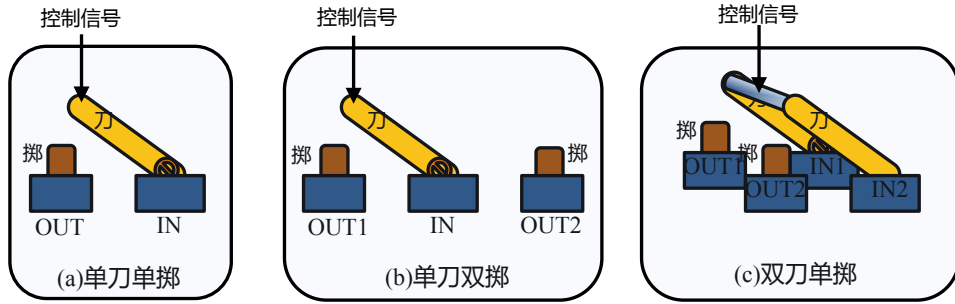


图 Section40-2 关于“刀”和“掷”的图示

用它们适当连接，很容易形成双刀类型。

### BJT 组成的模拟开关

双极型晶体管可以组成模拟开关，如图 Section40-3 所示。图中 S1 代表外部提供的数字逻辑控制信号。S1 输出有两种状态：0V、3.3V，这代表控制信号的高低电平。

当 S1=3.3V，S2 输出为 12V，S3 输出为-12V（在模拟开关内部通过简单电平变换即可——图中为了简化，使用 S2 和 S3 代替实现）。此时，Q1 和 Q2 均饱和导通，输入信号通过两个晶体管的并联（具有更小的导通电阻），连接到负载，模拟开关处于导通状态。

当 S1=0V，S2 输出为-12V，S3 输出为 12V，此时只要输入信号幅度不超过电源电压  $\pm 12V$ ，Q1 和 Q2 均处于截止状态，模拟开关处于关断状态。

需要注意的是，模拟开关并不强调输入端和输出端的区别：在图中将输入信号和负载电阻对调位置，会得到几乎完全相同的结果。

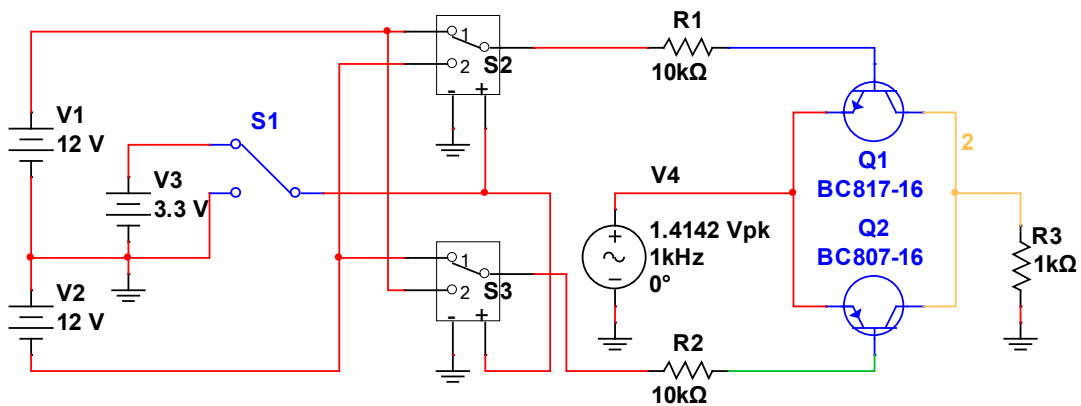


图 Section40-3 BJT 组成的 SPST 模拟开关

## MOSFET 组成的模拟开关

类似的，可以用 NMOSFET 和 PMOSFET 并联，形成 MOSFET 模拟开关，如图 Section40-4 所示。此图中，用一个压控电压源 V4 代替了前图中的 S2 和 S3，作用相同，

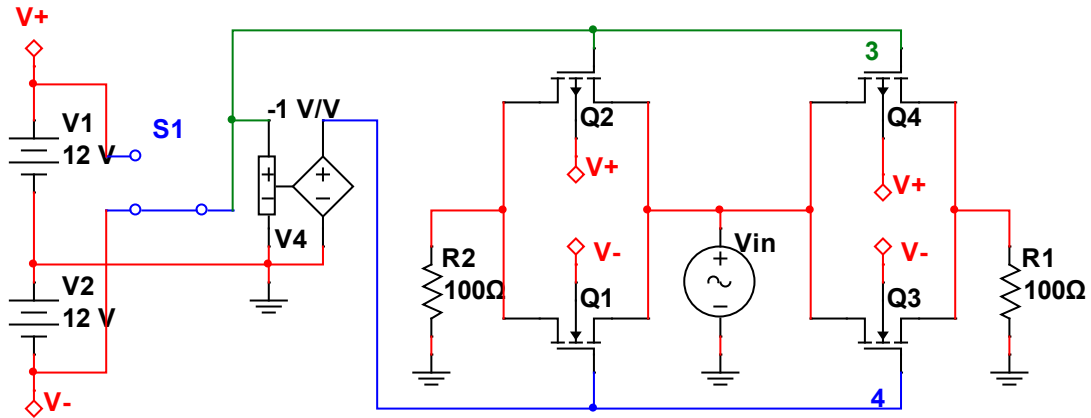


图 Section40-4 MOSFET 组成的 DPST 模拟开关

也是形成 2 个控制电压端子，加载到 MOSFET 的门极。重要的是，本图电路是一个控制端 S1 控制了二个相同的模拟开关 (Q1 和 Q2 是一个，Q3 和 Q4 是另一个)，因此这是一个 DPST (双刀单掷开关)。同时，本图演示了完全相同的二个模拟开关，一个从左边输入信号，另一个从右边输入信号，其效果是相同的——模拟开关不分输入和输出。



## Section41. 晶体管是组成集成电路的基础

任何一个集成电路，无论它是数字的还是模拟的，内部都包含大量晶体管。本小节以运算放大器和数字逻辑中的非门为例，简单介绍晶体管在其中的作用。

### 晶体管组成运算放大器

图 Section41-1 是美国国家半导体公司 ( National Semiconductor Corporation , 已被德州仪器公司 Texas Instruments 收购 ) 生产的 LM324 集成运放内部结构。

可以看出，它主要由双极型晶体管 BJT 和恒流源、电阻、小电容等组成，其实它内部还有 JFET 和二极管，在结构图中没有画出。其中的恒流源也是由晶体管组成。

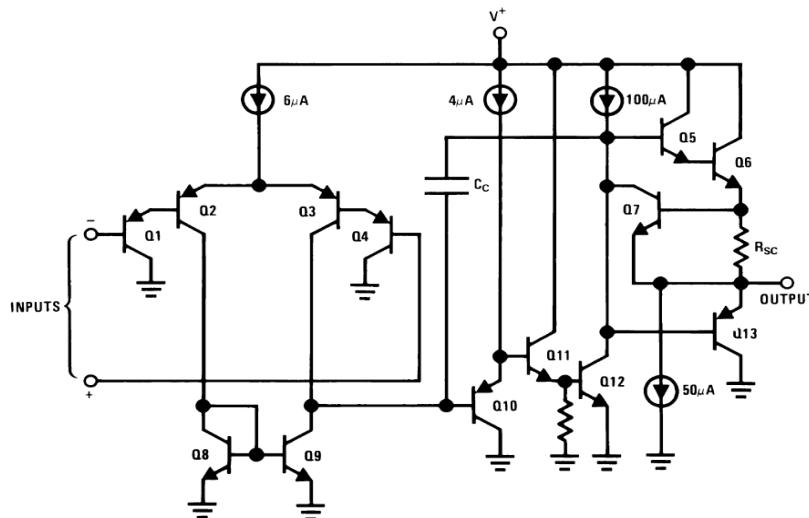


图 Section41-1 国家半导体公司的 LM324 运放内部结构——摘自 LM324 数据手册

### 晶体管组成的数字电路基础单元

如图 Section41-2 所示为一个标准数字反相器，也称非门。Q1 为 NMOS，Q2 为 PMOS，因此称为 CMOS ( Complementary MOS , 互补 MOS )。

当输入 Data\_in 为高电平时， $U_{GS1Q} > U_{GSTH1}$ ，N 沟道的 Q1 导通； $U_{GS2Q} < U_{GSTH2}$ ，使得 P 沟道的 Q2 截止，Data\_out 输出低电平。

当输入 Data\_in 为低电平时， $U_{GS1Q} < U_{GSTH1}$ ，N 沟道的 Q1 截止； $U_{GS2Q} > U_{GSTH2}$ ，使得 P 沟道的 Q2 导通，Data\_out 输出高电平。

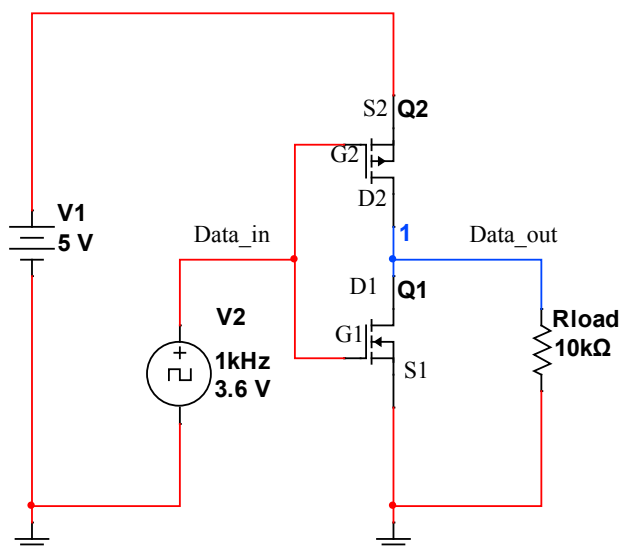


图 Section41-2 CMOS 反相器(非门)结构

## Section42. 扩流电路

多数运算放大器只能提供数十 mA 的输出电流。在需要输出大电流时，一般需要用可以承载大电流的晶体管配合。

图 Section42-1 是一个可以输出 3A 电流的扩流电路。其中 [LT1010](#) 是 Linear Technology Corporation 公司生产的，可提供 150mA 输出电流的驱动器，这已经属于集成放大器中较为优秀的。但是如果需要输出电流为安培级，则 [LT1010](#) 也无能为力。

图中 [LT1010](#) 的输出端对地接了  $100\Omega$  电阻，使得它输出具有电流，这导致电源上必须提供电流，这个电流在  $33\Omega$  上的压降，足以使得 Q1 的 b、e 导通，进而 Q1 的输出将协助 [LT1010](#) 实现大电流输出。图中的晶体管 Q1, MJE2955 为 PNP 管，Q2, MJE3055 为 NPN 管，均能输出 10A 电流。依赖整个闭环负反馈，该电路可以在保证输出信号等于输入信号的反相的同时，还能提供高达 3A 以上的电流。之所以说 3A，而不是 10A，是因为该电路中存在一个电流超限保护，由 Q3 和 Q4 实现：当 Q1 的输出电流过大时， $0.18\Omega$  电阻上的压降足以使得 Q3 饱和导通，使得 Q3 的集电极电位上升，这也就使得 Q1 的 b、e 之间压差降低，阻断 Q1 的导通。

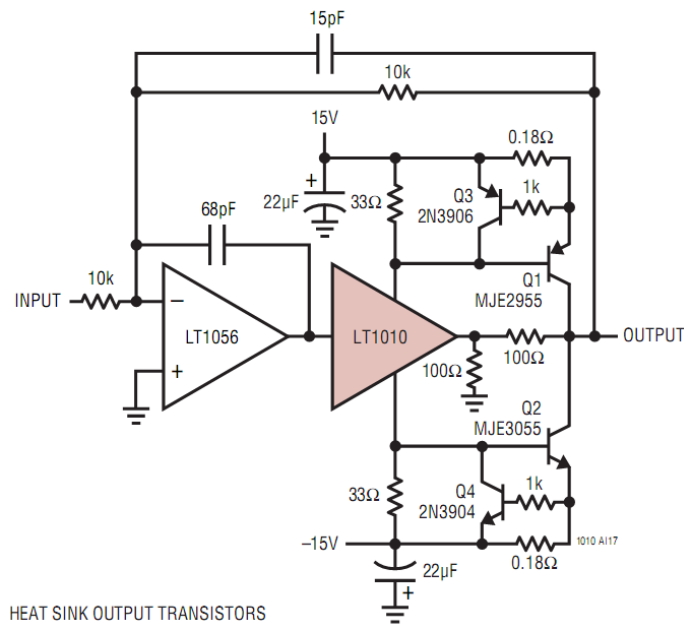


图 Section42-1 可输出 3A 的晶体管扩流电路

## Section43. 超高频放大电路

在高达 GHz 以上的信号放大中，晶体管仍然扮演着极为重要的角色。图 Section43-1 是一个用于 GPS 信号接收的低噪声放大器(Low Noise Amplifier-LNA)，其工作频率涵盖 GPS 的 1.575GHz。其中核心晶体管为安森美公司的 MCH4009，它具有 25GHz 的增益带宽积。

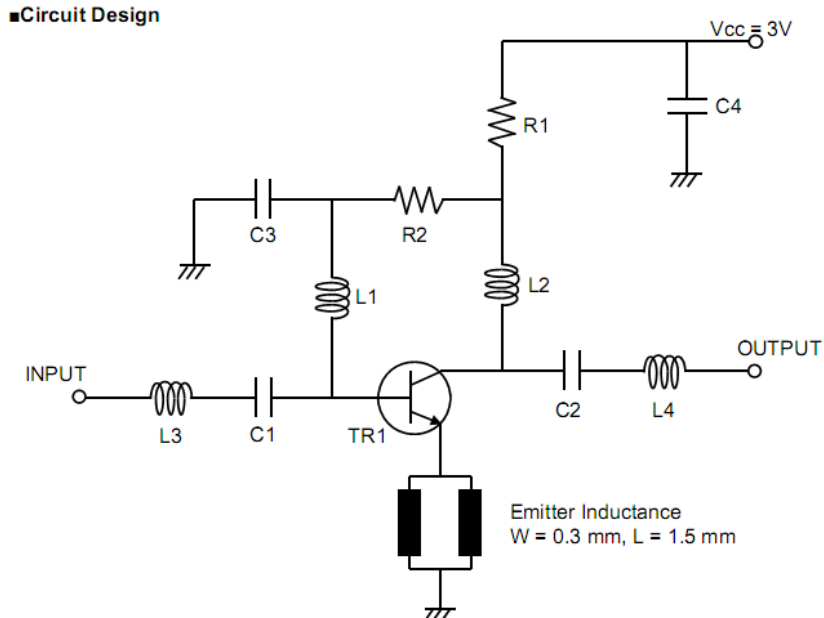


图 Section43-1 用于 GPS 的晶体管低噪声放大器 LNA

图 2-58 是这个电路实物图，两个图均来自于“Single stage LNA for GPS Using the MCH4009, Application Note, On semiconductor”。图中基本结构与共射级放大电路类似，但是在电感、电容、电阻选择，电路板布线中要求很严格。

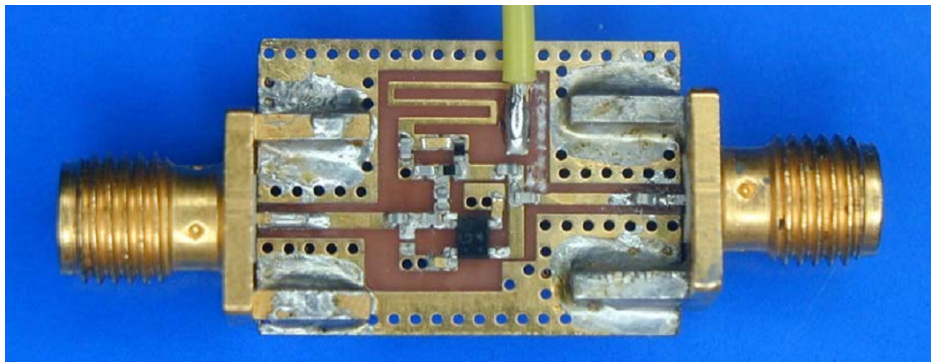


图 Section43-2 “图 Section43-1” 电路实物图

## Section44. 负载开关(Load Switch)

负载开关是一个可控制的开关，它决定是否给某个指定负载供电。比如手机中包含 GPS 部件，它的功耗是比较大的。如果你在设置中没有启动 GPS，那么手机的核心处理器应该关闭 GPS 的供电，以便减少耗电。如何关闭呢？它绝不会使用一个机械开关摆放在手机上，这就需要负载开关，如图 Section44-1 所示，它有一个输入脚  $V_{IN}$ ，一个输出脚  $V_{OUT}$ ，一个逻辑控制脚 LOGIC IN，当 LOGIC IN=High，开关闭合，负载被供电；当 LOGIC IN=Low，开关断开，负载被停电。当然，也可以实施相反的逻辑。

### 单晶体管负载开关

当被控制的  $V_{IN}$  与 LOGIC IN 高电平属于一个电压系列时，比如都是 3.3V，用一个 PMOSFET 就可以实现负载开关，如图 Section44-2 (摘自 TI 产品 TPS1110 数据手册 Fig14)。这种电路常用于低压数字系统中，由微控制器管理很多负载(比如 GPS 模块、照相机、重力感应模块、接近感应模块、电源变换电路等)，根据需要在合适的时刻给某个模块供电，以降低总体功耗。此时，当 Microcontroller 的控制脚输出低电平时，G 端=0V， $U_{GS}=-3V$ ，可以保证 PMOS 处于导通状态，负载被供电；当 Microcontroller 的控制脚输出高电平时，G 端=3V， $U_{GS}=0V$ ，可以保证 PMOS 处于截止状态，负载被断电。这就是负载开关的作用。

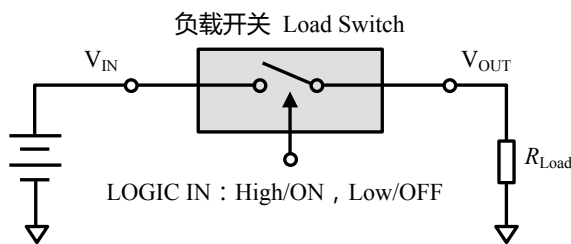


图 Section44-1 负载开关用途

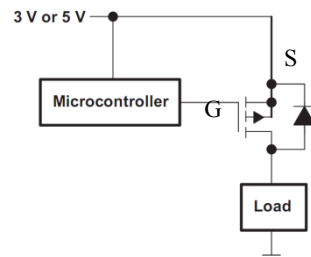


图 Section44-2 单晶体管负载开关

### 双晶体管负载开关

在更多情况下，被控制电压  $V_{IN}$  可能远大于微控制器的逻辑电压，比如  $V_{IN}=20V$ ，而逻辑高电平为 3V，仍使用图 Section44-2 电路就会出现无法截止的情况。图 Section44-3 电路可以解决这个问题。这是两种常见的负载开关，左边是 MOSFET 组成的，右边是 BJT 组成的。

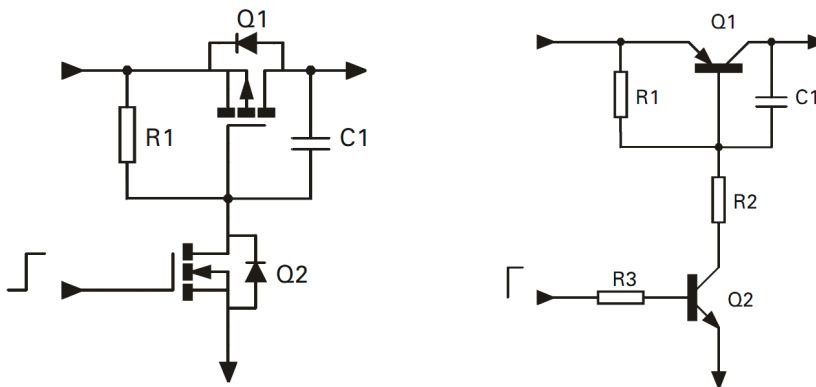


图 Section44-3 MOSFET 和 BJT 组成的负载开关 摘自 “Zetex Design Note 59 : Load Switch”

成的，各有优缺点。以左图为例，Q1 为一个高压大电流 PMOS 管，其是否导通，取决于 R1 两端的压差是否超过 Q1 的导通负压，因此 R1 上有足够电流流过，Q1 就会导通，给负载供电。而 R1 是否有电流流过，则取决于 Q2 是否导通。Q2 的导通与否，可以用 G 极的高低电平控制。

图 Section44-4 是我使用 Multisim 软件设计的两个负载开关，仅供参考。

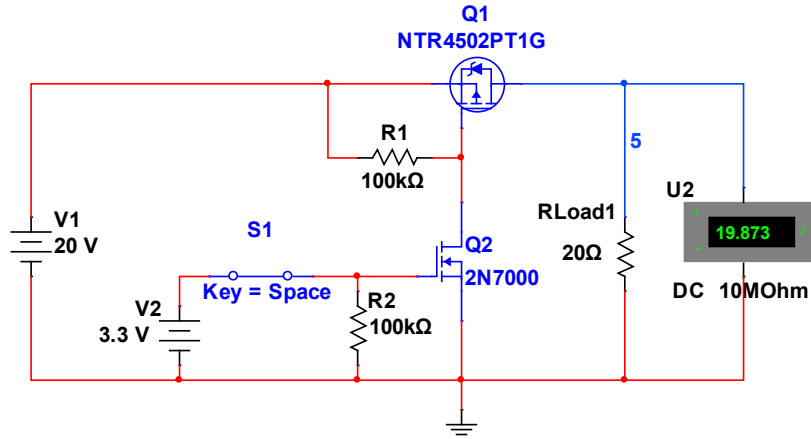


图 Section44-4 (a) MOSFET 组成的负载开关

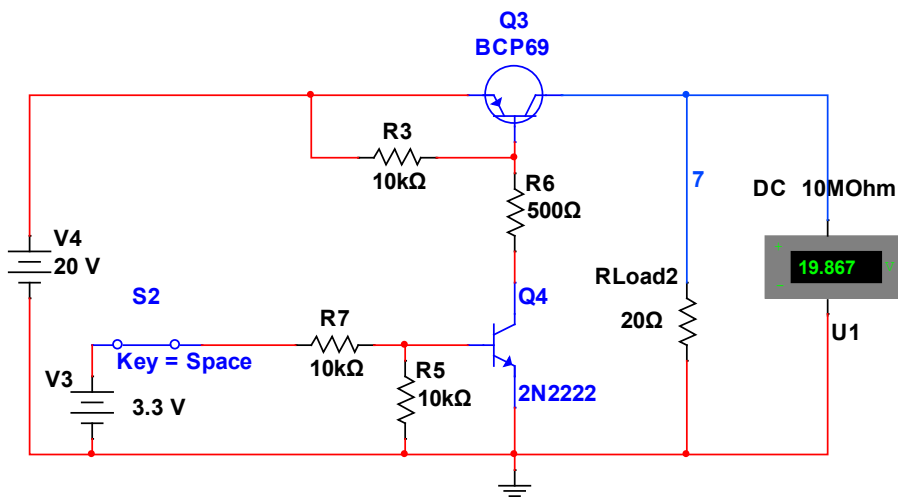


图 Section44-4(b) BJT 组成的负载开关

### 负电源晶体管负载开关

用同样的思路，可以设计出针对负电源通断控制的负载开关，如图 Section44-5 电路。图中，用 NMOSFET 作为主控开关管，图中选用的 2N7002 仅为一个方案，在实际应用中，应该根据实际电流大小、期望导通电阻、散热和热阻、关断电流、开关速度等综合考虑后选择。而图中的 BJT 晶体管也是一个示意性的选择。

图中的 S1 模拟一个 3.3V 数字系统的 IO 控制管脚，通常来自于一个微处理器 MCU 的 GPIO 口。

当 GPIO 输出低电平时，用图中开关接地模拟，此时 V2 和 R4 形成的回路，会导致晶

晶体管 Q2 饱和导通，V2 和 V1 之间，通过 Q2、R2、R1 形成一个电流回路，导致电阻 R1 右侧电位高于左侧电位，给 Q1 的 G、S 之间形成一个正向压降，合理选择 R1 和 R2 的值，会让  $U_{GS}$  远大于  $U_{GSTH}$ ，Q1 处于深度饱和导通状态，负载被供电。

当 GPIO 输出高电平时，用图中开关接 3.3V 模拟，此时晶体管 Q2 不会导通，则电阻 R1 两端近似等电位， $U_{GS}$  接近于 0V，导致晶体管 Q1 关断，负载被断电。

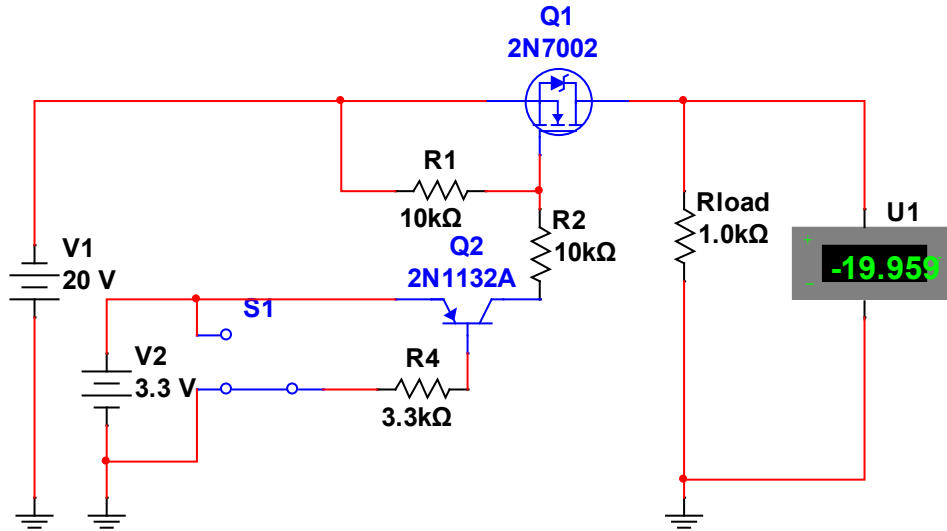


图 Section44-5 由 N-MOSFET 和 P-BJT 组成的负电源负载开关

## Section45. 晶体管产品

差不多 20 年前，我就听到一种声音：使用非常方便的运算放大器，肯定会取代设计、计算都很复杂的晶体管。我们也在等着这一天的到来，期望着那些复杂的静态工作点、厄利效应、晶体管的高频模型，彻底从我们的教材中消失吧。但是，我们至今没有等到。晶体管就像一颗不老树一般，不仅没有死亡，而且还牢牢占据着自己的阵地：还有大量的生产厂家在不厌其烦地生产着，销售着各式各样的晶体管产品。自然，我们也能想到，还有大量的用户在使用着晶体管，用它设计产品。

因此，有必要让读者清楚，现有厂家到底在生产那些晶体管产品？

### 常见的生产厂商和网址

以下公司是我经常去的，也会购买它们的产品。肯定还有其它公司，也在生产晶体管，但我无法一一列举。

安森美公司，ON Semiconductor：

<http://www.onsemi.cn/PowerSolutions/home.do?lctn=header>

飞兆半导体（仙童），FAIRCHILD：

<https://www.fairchildsemi.com/>

意法半导体，STMicroelectronics：

<http://www.st.com/web/cn/home.html>

达尔科技，DIODES：

<http://www.diodes.com/index.php>

IR：

<http://www.irf.com.cn/irfsite/tac/tac.asp>

英飞凌，INFINEON：

<http://www.infineon.com/cms/cn/?ic=0003001>

关于具体型号和参考单价，也可以访问 e 络盟官网：<http://hk.element14.com/>

### 单一晶体管

从器件符号区分，这一类晶体管包含 BJT(NPN, PNP), JFET(N 沟道, P 沟道), MOSFET (N 沟道, P 沟道, 还区分为增强型和耗尽型)。

从功能上区分，一般分为通用晶体管、开关晶体管、射频晶体管、功率晶体管等，从性能上区分，还包括低  $V_{CES}$  管，高压晶体管等。

这类产品是各大公司的主流产品，种类、型号极多。

还有一些产品，将多个单一晶体管集成在一个器件内部，形成双晶体管、晶体管阵列等。

### 达林顿晶体管(Darlington Transistor)

达林顿晶体管，是由两个晶体管在内部实现连接，对外仍是 3 个脚的晶体管组合形式。

它有两种常见连接方式，NPN 型和 PNP 型，如图 Section45-1 左侧两个电路所示。

根据这种连接方式，可以看出，第一个管子的发射极电流充当了第二个晶体管的基极电流，因此第二个晶体管的发射极电流将是第一个晶体管基极电流的 $(1+\beta_1)(1+\beta_2)$ 倍。这导致达林顿管具有极高的电流增益，一般可达 1000~10000 倍以上，同时，按照这种连接，也可以形成极高的输入阻抗。

因此，达林顿管常用于两个主要场合：

第一，用于要求输入电阻较大的第一级放大电路中。

第二，用于驱动大电流负载执行低速开关动作。比如让一个灯点亮或者关闭，让一个继电器吸合或者断开，让一个电机运转或者停止。此时，晶体管实际只工作在两种状态之一：截止或者饱和导通。当输入为高电平时，它期望晶体管饱和导通，给负载提供很大的电流  $I_{COUT}$ ，比如是 10A。此时，则要求输入  $I_B$  大于等于  $I_{COUT}/\beta$ ，如果用一个标准晶体管共射极电路实现，则要求输入的  $I_B$  必须很大，以  $\beta=100$  为例，则要求前级的数字电路能够提供至少 100mA 的输出电流，作为本级电路的  $I_B$ 。多数数字电路的输出是难以提供如此大电流的。而使用了达林顿管，它具有上万倍的  $\beta$ ，对前级数字电路输出电流的要求就下降为 1mA，这是容易实现的。

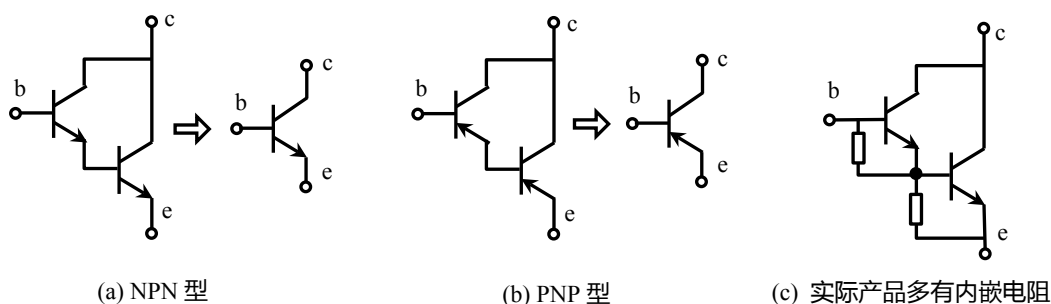


图 Section45-1 达林顿管

理论上说，达林顿管还可以形成如图 Section45-2 形式，但没有这类产品。

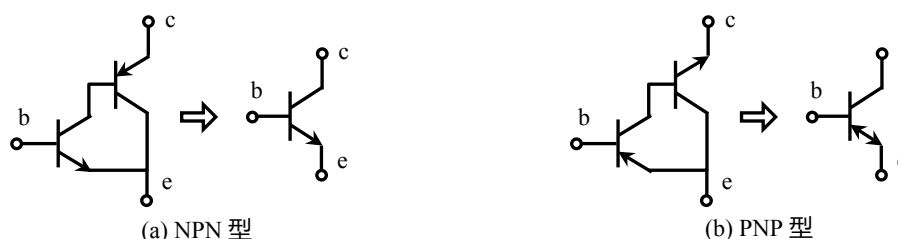


图 Section45-2 达林顿管的另一种形式

### 匹配对晶体管(Matched Pairs)

集成在一个单片内的两个晶体管，具有极为相似的特性，称为匹配对晶体管。本产品强调的是两个内嵌晶体管的一致性，一般可以做到相差 10% 以下，甚至 1% 以下。

这类晶体管组合，在内部连接上一般有三种形式，如图 Section45-3 所示。



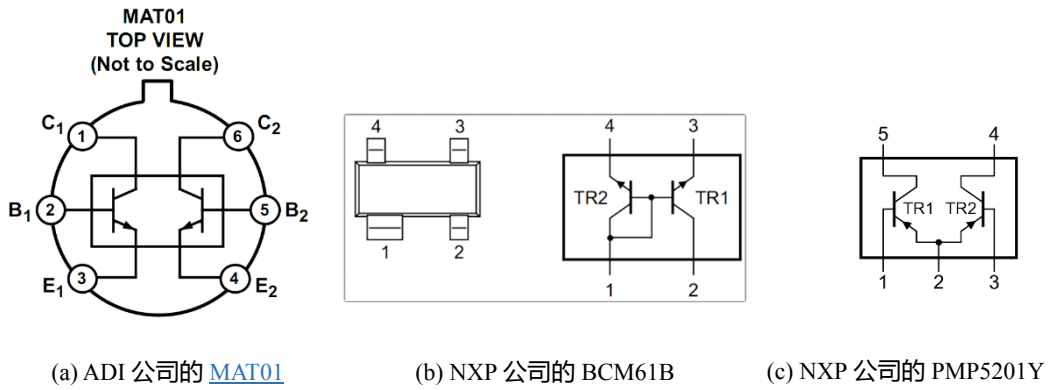


图 Section45-3 几种常见的匹配对晶体管

### 偏置电阻晶体管(Bias Resistor Transistor-BRT)

为了减少设计中使用元件数量，降低占用面积，将两个电阻和晶体管集成到一个管子中，如图 Section45-4 所示，称为偏置电阻晶体管，也叫数字晶体管(Digital Transistor)，常用于数字电路的反相器功能。其中，内嵌电阻值随不同器件型号而不同。

这种器件也被称为电阻内嵌式晶体管(Resistor Equipped Transistor-RET)。

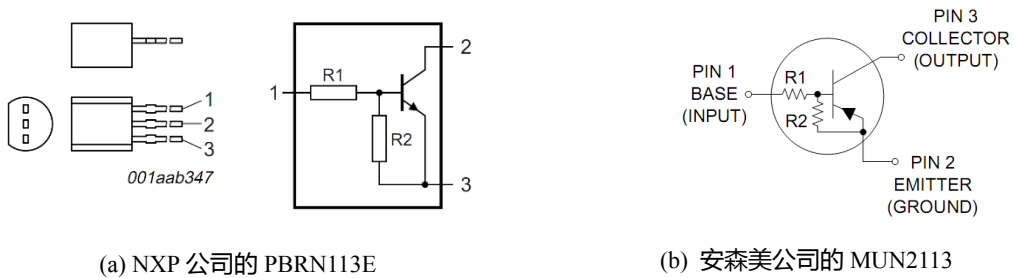


图 Section45-4 几种常见的偏置电阻晶体管

### 负载开关(Load Switch)

负载开关的工作原理已在 Section44 介绍。市售的晶体管负载开关在偏置电阻晶体管的基础上，增加一个晶体管形成，如图 Section45-5 所示。

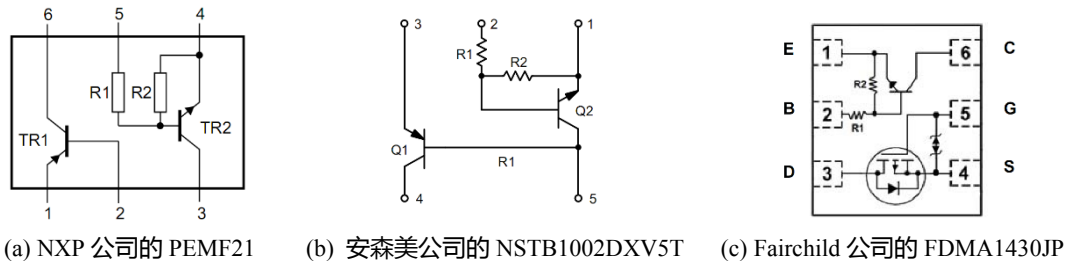


图 Section45-5 常见的负载开关

在这种负载开关器件中，两个晶体管各司其职：一个是主管，负载开关功能，如(a)图中的 TR1，(b)图中的 Q1，(c)图中的 MOSFET，另一个就是辅助管，和输入控制量接口，负责主管的通断控制。前两个电路的主管和辅助管都是 BJT，而(c)图中的主管是 MOSFET。

图 Section45-6 是 DIODE 公司的 LMN200B01，它的主管是 BJT，而辅助管是 MOSFET，这主要是利用了 MOSFET 的高输入阻抗，以减少对前级数字量 Control 脚的电流需求。

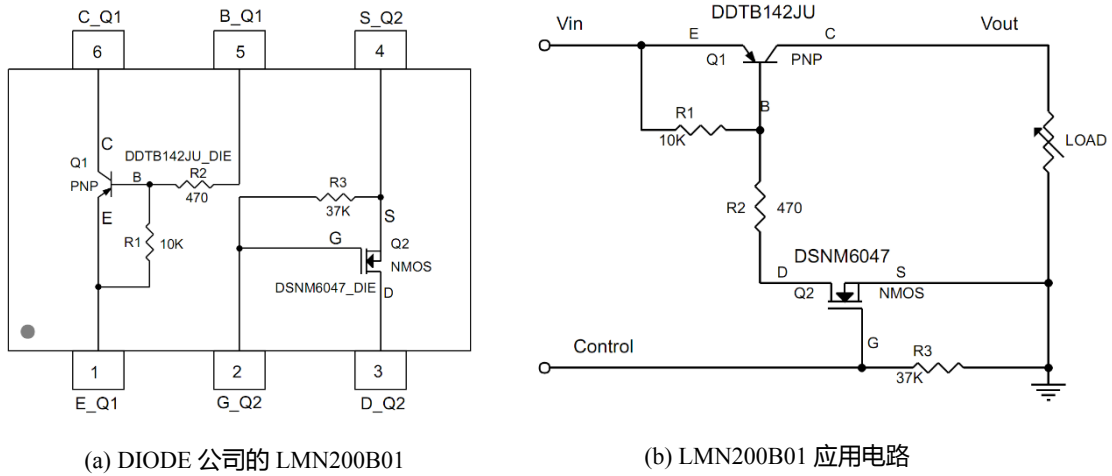


图 Section45-6 负载开关的应用电路

图 Section45-6 应用电路的工作原理为：控制端 Control 脚与前级的数字电路输出相连接，一般为微处理器的 GPIO 口，或者比较器的输出脚，其高电平为 3V 以上，低电平小于 0.4V。Q2 的门极电压高于 2.2V 时，Q2 会导通，因此，数字电路输出高电平时，Q2 会导通。而 Q2 一旦导通，就会给 Q1 的发射结提供一个导通回路，迫使 Q1 也处于饱和导通状态，负载开关处于导通状态，负载 LOAD 被接通供电。反之，当数字电路输出低电平时，Q2 截止，会导致 Q1 也截止，负载 LOAD 被切断供电。

LMN200B01 器件中的 37kΩ 电阻，其作用是保证在外部数字控制信号短路悬空情况下，MOSFET 的门极被电阻接地，使得负载开关牢靠断开，防止外部干扰引起开关的误动作。

还有一些负载开关产品，具有更为复杂的功能，比如自动放电、软启动、短路保护等，因此它们具有更多的管脚，比如安森美公司的 NCP45560 等，我们可以认为这已经不属于本节所述的晶体管产品，因此本节不介绍。

### 稳流晶体管

稳流晶体管，也被称为恒流调节器(Constant Current Regulator-CCR)，或者 LED 驱动器。多数情况下，它们被用于驱动 LED 发光。

图 Section45-7 是一种类型。它靠选择外部电阻  $R_{ext}$  来决定输出电流值，本书 Section39 介绍了这种器件的工作原理，在此不赘述。

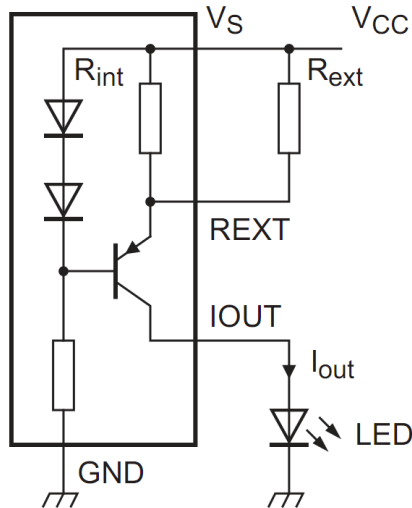


图 Section45-7 NXP 公司 NCR402U

图 Section45-8 是 DIODE 公司的 DLD101。其中  $R_1$  约为  $4.7k\Omega$ ， $R_2$  约为  $47k\Omega$ ，外部电阻  $R_C$  可以选为  $100k\Omega$  附近。图中 MOSFET 的管脚绘制有误，门极 G 的引线容易引起误解——按照这种画法，上面应为 S 极，实际情况是，S 极在下面——不要理睬这种错误的画法，只要认各极的图中标注即可。因是截图无法修改。

它的工作原理是：

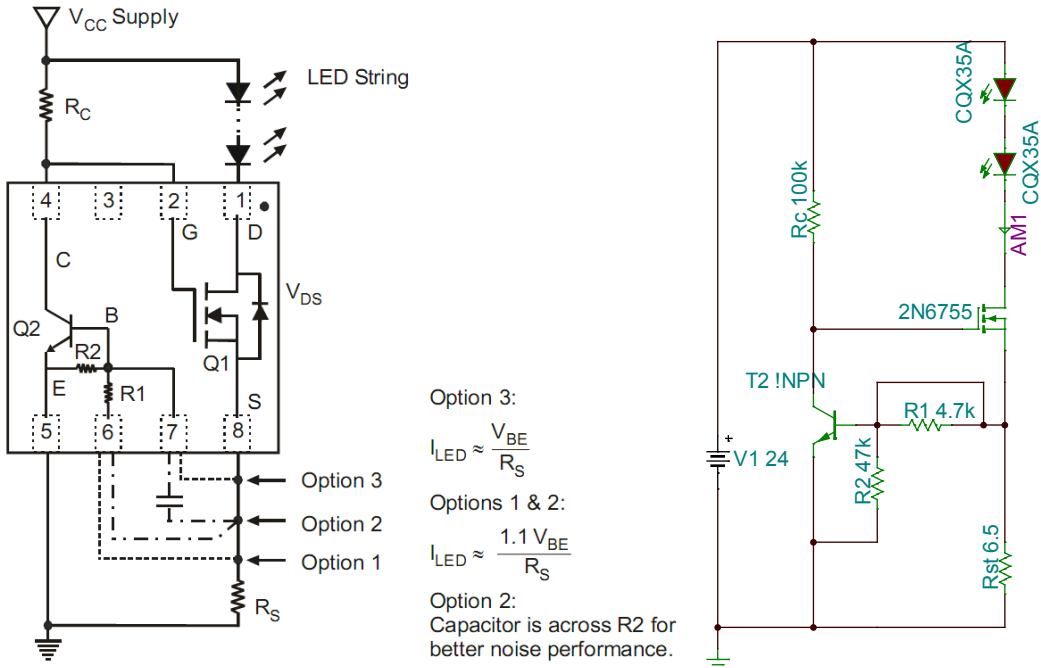
Option3：将  $R_S$  顶端连接至器件第 7 脚。此时，实际电路如图(b)所示。由于 MOSFET 的 S 端流出电流，绝大部分流过了  $R_S$ ，可以假设流过  $R_S$  的电流就是流过 LED 的电流。因此：

$$I_{LED} \times R_S = U_{BE}$$

那么只要知道了晶体管 Q2 ( 或者 T2 ) 的  $U_{BE}$ ，即可算出  $I_{LED}$ 。

这是一个第三章才会介绍的负反馈电路。大致思路是，Q1 的  $U_{GS}$  电压决定了  $I_{LED}$ ， $I_{LED}$  决定了  $U_{BE}$ ， $U_{BE}$  决定了  $I_C$ ，而  $I_C$  和  $R_C$ 、电源电压  $V_{CC}$  决定了 Q1 的  $U_{GS}$ ，且这是一个负反馈，可以形成稳定的状态，联立方程是可以求解的，本节暂不深入探讨。读者仅需知道， $U_{BE}$  大约是  $0.5V\sim 0.7V$  左右，输出电流将大致维持在  $77mA\sim 107mA$ 。

Option2 和 Option1：将  $R_S$  顶端接在器件第 6 脚，Option2 多并联了一个电容，以降低输出噪声。此时，输出电流将比 Option3 稍大一些。



(a) DLD101 数据手册截图

(b) Option 3 电路图

图 Section45-8 DIODE 公司 DLD101

图 Section45-9 电路与此类似，不赘述。

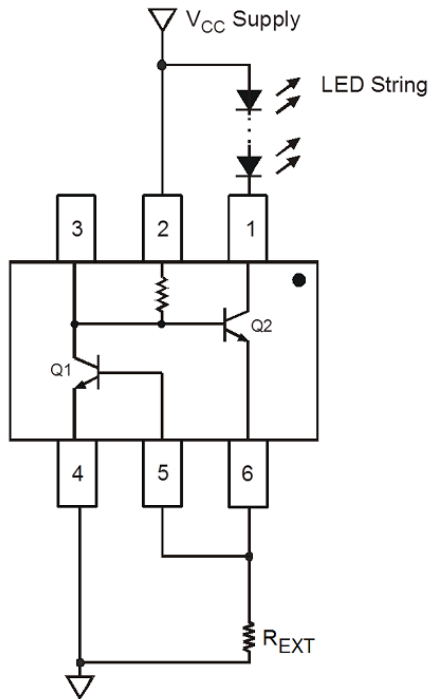


图 Section45-9 DIODE 公司 AL5802

值得一提的是 Section45-10 电路。它只有两个管脚，A 和 K，串联在电路中，就能保证流过它的电流是器件指定电流。比如 NSI45025，其指定输出电流为 25mA，在其两端电压介于 1.8V~45V 之间时，均能保证稳定的输出电流。这很方便。

特别值得一提的是，这种器件既能接在 LED 组的下面，形成一个吸纳式的恒流源(sink)，也可以接在 LED 组的头顶，形成吐出式的恒流源(source)，用户只要保证电源电压减去 LED 组消耗电压，也就是 CCR 两端电压介于 1.8V~45V 之间，输出电流就能得到基本保障。

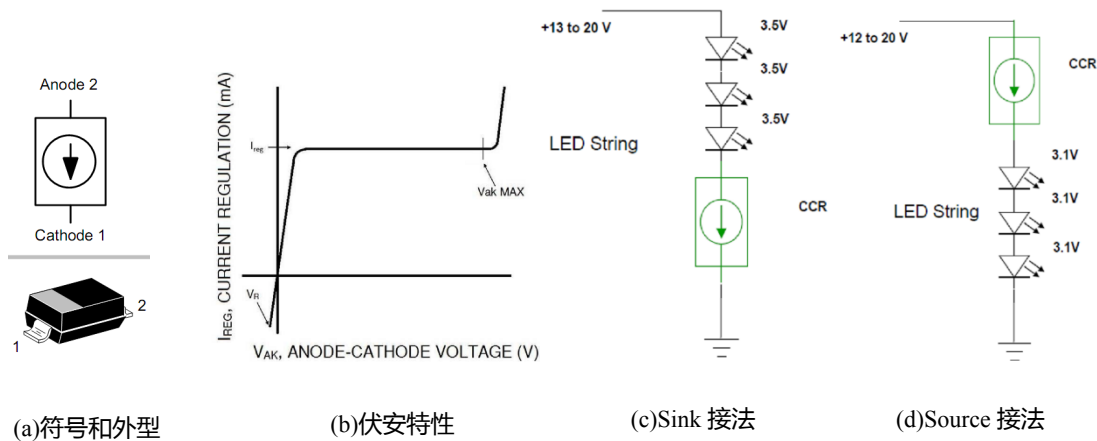


图 Section45-8 安森美公司 NSI45025-D

## 模拟开关

有很多半导体公司生产模拟开关，包括 Vishay 公司、ADI 公司、TI 公司、LTC 公司等。本书仅给出几个常用模拟开关，帮助读者初步了解。

图 Section45-9 是 ADI 公司的 [ADG1411](#) 系列，包括 3 种型号。从图中可以看出，它们都是单刀单掷型，每个芯片包括 4 组开关，可以简称为 4SPST。在控制信号=1，即逻辑高电平输入时，[ADG1411](#) 的 4 个开关均处于断开状态，[ADG1412](#) 的 4 个开关均处于导通状态，而 [ADG1413](#) 中间两个处于断开状态，其余两个处于导通状态。这种产品分类可以方便用户灵活设计。

[ADG1411](#) 系列可以接受±4.5V~±16.5V 的供电电压，且开关可承受的输入电压可以在满幅供电电压范围内，比如以±5V 供电，其输入电压范围可以在±5V 之内。在导通状态，开关等效电阻为 1.5Ω 左右，各通道之间导通电阻差异小于 0.1Ω，对单个开关，随着输入电压不同，导通电阻会有微弱的差别，在全幅输入范围内，导通电阻平坦性小于 0.3Ω——即全幅输入范围内，最大电阻和最小电阻的差值，小于 0.3Ω。

[ADG1411](#) 的数字控制接口非常方便，无需外接逻辑电源就能自动匹配 TTL/CMOS 逻辑输入。

当一个芯片内同时具有常通和常闭两种开关时，比如 [AGD1413](#)，常用于双路信号的二选一切换，此时要求先断开 A 路信号，再闭合 B 路信号，两者之间必须有先断后合的次序，否则就容易出现短瞬间的 A 路和 B 路短路现象。为避免这种现象，这类芯片都会表明一个参数，叫做 Break Before Make Time (导通前提前关闭时间差， $t_D$ )，一般为 ns 数量级，[ADG1413](#) 的参数中显现， $t_D$  的典型值为 25ns。

模拟开关还有很多关键参数，包括静态的导通性能、阻断性能，以及动态中的开关速度、导通和阻断随频率变化性能，电源电压抑制比等。本书不详述。

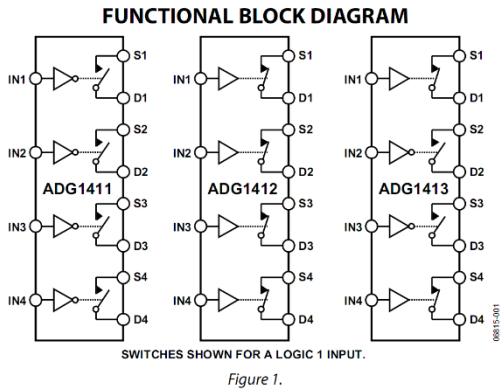


图 Section45-9 ADI 公司的 [ADG1411](#) 系列 4SPST

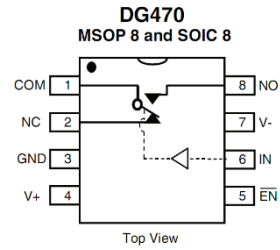


图 Section45-10 Vishay 公司的 DG470-SPDT

图 Section45-10 是 Vishay 公司的双电源单刀双掷模拟开关 DG470，它包括供电端 V+、V-、GND，控制脚 IN，公共端 COM，常闭端 NC(Normally Closed)，常开端 NO(Normally Open)，以及一个使能端/EN。在使能端无效时（即其输入为高电平），COM 端与 NC/NO 都不导通。

## 2.2 晶体管放大电路的频率响应

### Section4.6. 频率响应概述

#### 容抗和感抗随频率变化的规律

电容和电感是储能元件，对不同频率的交流信号，它们具有不同的感抗或者容抗。虽然它们不消耗功率，但同电阻一样，也起到了阻碍电流的作用。其中，电容的容抗、电感的感抗（单位均为  $\Omega$ ）随频率变化的表达式为：

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi fC} \quad Z_L = j\omega L = j2\pi fL$$

其中信号的角频率  $\omega = 2\pi f$ ， $f$  是信号频率，单位是 Hz， $C$  是电容值，单位为 F， $L$  是电感值，单位是 H。

可以看出，在低频段，电容的容抗较大，而电感的感抗较小。在高频段，电感的感抗较大，而电容的容抗较小。

#### 放大电路性能为什么受频率的影响

晶体管放大电路中，一般存在实体电容，用于实现输入、输出的信号耦合，比如共射极放大电路图 Section4-3 中的  $C_1$  和  $C_2$ ，它们的存在，一方面能够实现频率较高的信号顺利通过它，进入到晶体管的基极，另一方面，它们又隔绝了输入信号可能存在的直流电压，使得放大电路的静态工作点不受信号源的影响。究其内在原因，在于此电容对高频输入信号，具有非常小的容抗，而对于直流电压(0Hz)则具有无穷大的容抗。那么问题来了，当输入信号介于高频和直流量之间，比如几 Hz 时，放大电路的放大倍数是多少呢？

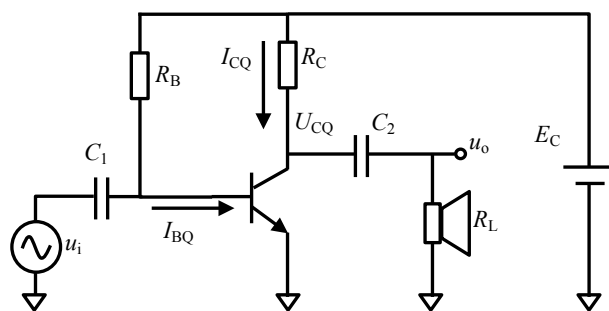


图 Section4-3 实现输入、输出耦合的放大电路

这就是信号频率变化对放大电路的性能产生的影响，本节我们就研究这个。

其实，放大电路性能受频率的影响，远不止如此一个例子。显然，电感的存在是另一个例子。还有，就是杂散参数。

任何一个实体元件，我们称之为宿主，它都存在寄生杂散，包括杂散电容和杂散电感。所谓的杂散电容或者杂散电感，是指在信号频率很高时呈现出来的，由于器件本身固有形状、尺寸、介质等产生的，极其微小的电容或者电感。

任何一根导线，都存在电感，任何两个导体之间，都存在电容。因此，杂散电感一般串联于宿主，而杂散电容并联于宿主。

以电阻器为例，它有两个端子，在中低频时，两端呈现为一个固定的电阻值。但是，电阻器的外部引线、电阻体，都呈现为一个微小的电感，在中低频时，它们的感抗极小，串联于宿主电阻，起不到什么作用。但是在频率超高时，感抗 $j\omega L$ 可以变得很大，甚至超过电阻值，就不能再忽视它的存在了。同时，它的两个端子之间，还存在微小的杂散电容，与端子大小、相距距离、中介介质的介电常数都有关系。这就形成了如图 Section46-1 所示的高频等效模型。



图 Section46-1 电阻器和电阻器的高频等效模型（含杂散）

同样的，对晶体管来说，它的三个管脚之间存在杂散电容，晶体管内部 PN 结间也存在杂散电容，如图 Section46-2。只是，一般情况下，外部杂散电容远小于内部杂散电容。

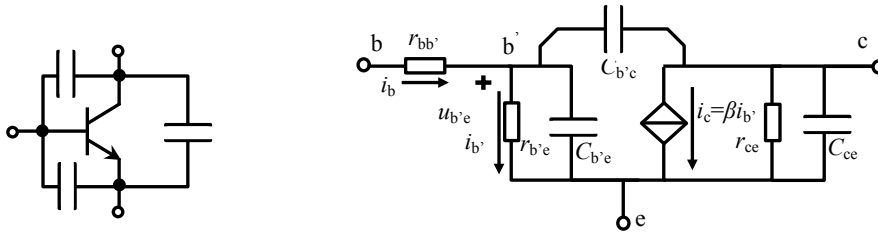


图 Section46-2 晶体管外部和内部的高频等效模型（含杂散）

上述这些杂散电容、电感的存在，是客观事实，在信号频率较低时，一般不会影响放大电路性能。但是在频率较高时，它们对放大电路的影响是明显的。

### 放大电路的频率响应

放大电路的频率响应，是指放大电路面对不同频率的交流输入信号，所表现出来的不同的性能，包括“增益随频率的变化规律——简称幅频特性”、“输入输出相位差随频率的变化规律——简称相频特性”。如图 Section46-3 所示。

还是说图 Section4-3，一个交流阻容耦合单管共射极放大电路。对低频输入信号，电容  $C_1$  的存在，会在输入信号回路中产生明显的阻抗，对同样大小的  $u_i$ ，低频时  $i_b$  比高频时的  $i_b$  要小，进而导致输出信号也小，也就是放大倍数下降。图 Section46-3 中，可以清晰看到这个规律。电容  $C_2$  起到了相同的作用，也是阻碍低频信号的通过。

图 Section46-3 中的幅频特性图中，随着频率的上升，放大电路的放大倍数在频率为 200kHz 以后，开始逐渐下降。这也是电路中的电容在捣鬼，也许是实体电容，也许是晶体管的杂散电容。

总之，通过上述分析，我们应该知道，一个放大电路，由于电容、电感等储能元件的存在，必然会引起放大电路性能随输入信号频率而改变。由此绘制出的幅频特性图，以及相频特性图，统称为频率特性图，就是我们要研究的对象。



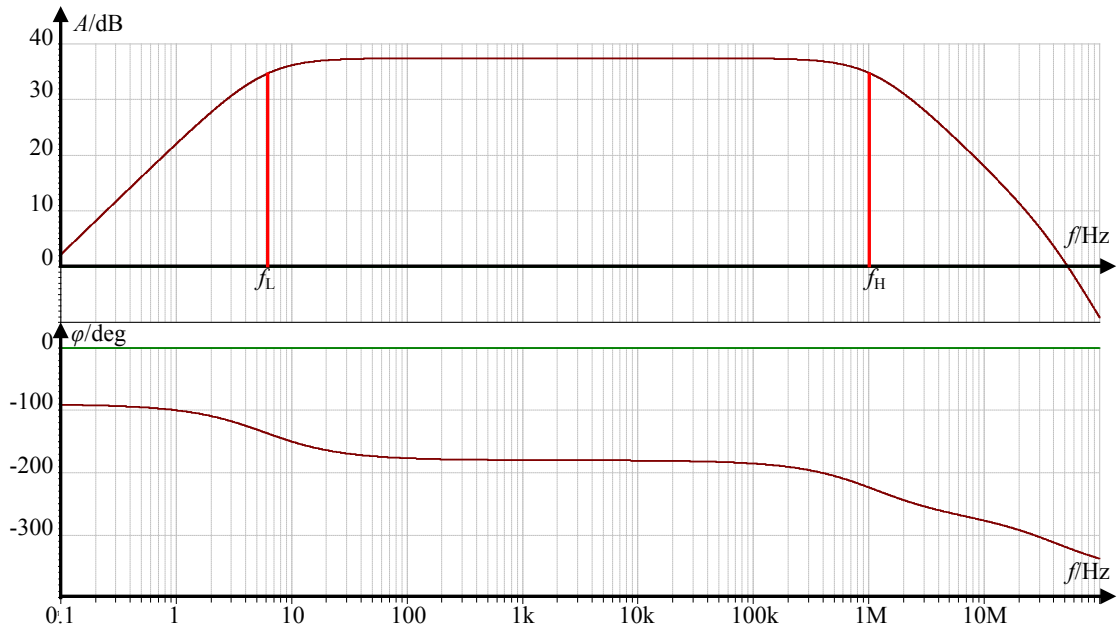


图 Section46-3 一个典型的放大电路幅频特性和相频特性

### 频率特性图中的关键定义

#### 中频区和中频区增益

图中从 100Hz~100kHz，增益  $A$  是平坦的，约为 38dB，相移  $\varphi$  也是平坦的，约为  $-180^\circ$ （因为我选用的放大电路是共射级电路，输入输出是反相的），这一频段一般被称为中频区。在中频区一般不考虑电容、电感的存在。

中频区的概念如图 Section46-4 所示。严格说，中频区这个名词，更应该叫做平坦区。就是指不考虑电容、电感存在时的，增益相对较为平坦的频率范围。但，大家都这么叫，我们就沿用吧。

中频区的增益，用  $A_m$  表示，可以是倍数，也可以是 dB。

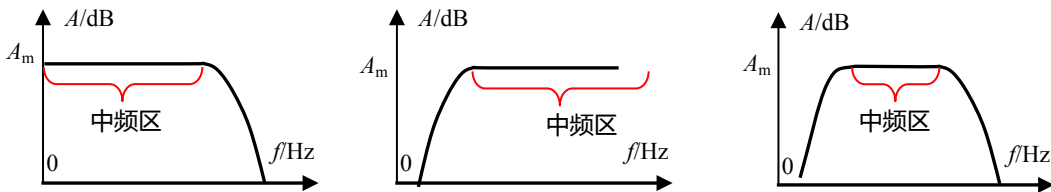


图 Section46-4 图解中频区

特别注意，所谓的低频段、高频段，都不是确定的范围，而是针对中频段而言的。而中频段本身，也不确定，随不同的放大电路而不同。比如音频放大电路，中频段在 20Hz~20kHz，低频段则是 20Hz 以下，20kHz 以上就是高频段。而视频放大电路，几 MHz 为中频段，手机通信中的放大电路，则是以几百 MHz、几 GHz 为中频段的。

#### 上限截止频率 $f_H$ ，下限截止频率 $f_L$

在幅频特性曲线图中，从中频区开始向右看，当实际增益  $A$  随着频率的上升，而下降到中频区增益  $A_m$  的 0.707 倍时，此时的频率称为上限截止频率，用  $f_H$  表示。即：

$$|A|_{f=f_H} = A_m \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707A_m$$

在幅频特性曲线图中，从中频区开始向左看，当实际增益  $A$  随着频率的下降，而下降到中频区增益  $A_m$  的 0.707 倍时，此时的频率称为下限截止频率，用  $f_L$  表示。即：

$$|A|_{f=f_L} = A_m \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707A_m$$

用 dB 表示，则有：

$$|A|_{f=f_H}(\text{dB}) = 20 \times \log_{10}(A_m \frac{1}{\sqrt{2}}) (\text{dB}) = 20 \times \log_{10}(A_m) (\text{dB}) - 3.01\text{dB}$$

即截止频率发生在比中频增益下降 3dB 处，如图 Section46-5 所示。

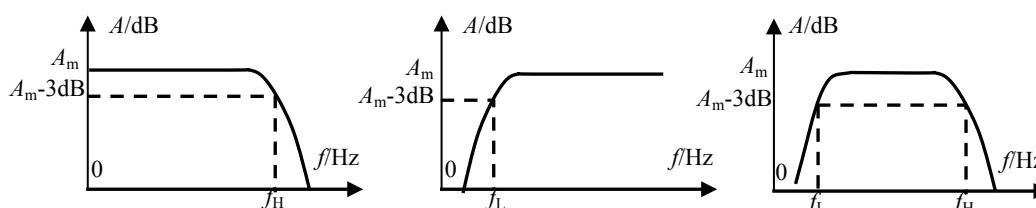


图 Section46-5 图解上限、下限截止频率

因此，有时也称截止频率为-3dB 带宽。

注意，任何一个放大电路，上限截止频率总是存在的，此称为上有限。但是，对直流放大器来说，你无论怎样降低频率，直到 0Hz，也找不到增益下降，更不要说 0.707 倍了，此时我们称下限截止频率为 0Hz。

### 低通、高通和带通

图 Section46-5 左图是低通环节的幅频特性，它的特点是，0Hz 到某个频率之间是中频区，其增益是近似不变的，为中频增益  $A_m$ ，此后随着频率的上升，增益开始下降，直至增益变为 0。它具有上限截止频率  $f_H$ 。

图 Section46-5 中间图是高通环节的幅频特性，它的特点是，从无穷大频率到某个频率之间是中频区，其增益是近似不变的，为中频增益  $A_m$ ，此后随着频率的下降，增益开始下降，直至增益变为 0。它具有下限截止频率  $f_L$ 。

图 Section46-5 右图是带通环节的幅频特性，它的特点是，中间一个频率区域为中频区，其增益是近似不变的，为中频增益  $A_m$ 。左侧，随着频率的下降，增益开始下降，直至增益变为 0，具有下限截止频率  $f_L$ 。右侧，随着频率的上升，增益也开始下降，直至增益变为 0，具有上限截止频率  $f_H$ 。

研究放大电路的频率响应，就是要计算出这两个关键的特性曲线，并求解出这些频段的分界线，用上限截止频率  $f_H$ 、下限截止频率  $f_L$  等参数来描述它。

为此，我们先得从最基本的阻容单元开始，分析其频率响应。

## Section47. 阻容基本单元的频率响应

### 低通基本单元

图 Section47-1 是低通单元。图 Section47-2 刚好相反，是一个高通单元。

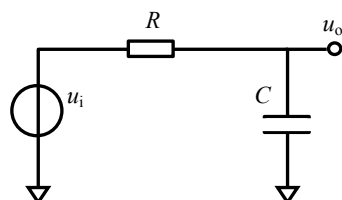
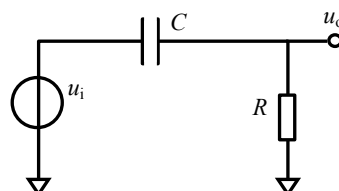


图 Section47-1 低通单元



图Section47-2 高通单元

以低通单元为例，针对正弦稳态输入，列出其输出和输入关系如下：

$$\dot{A}_u = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = |\dot{A}_u| \angle \varphi$$

[Section47-1]

增益 $\dot{A}_u$ 是一个复数，其中 $|\dot{A}_u|$ 是增益的模， $\varphi$ 是幅角，表明输出与输入之间的相位差。

设 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ，称为特征角频率，相应的， $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ，称为特征频率，则有：

$$|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}, \quad \varphi = -\text{actan} \frac{\omega}{\omega_0} = -\text{actan} \frac{f}{f_0}$$

[Section47-2]

可以看出，当频率 $f$ 为 0 时，增益为 1，相位差为 0。此谓“低通”。随着频率的增加：  
1) 增益开始小于 1 并逐渐减小，在频率无穷大时，增益趋于 0；2) 相位差开始小于 0，说明输出滞后于输入，在频率无穷大时，相位差趋于 $-90^\circ$ 。

有些场合，低通被称为“高截”或者叫高不通。

利用上述公式，画出其幅频特性和相频特性图，如图 Section47-3 所示。在特征频率处，增益的模 $|\dot{A}_u| = 1/\sqrt{2} = 0.707$ ，此时增益已经明显下降，用于区分“通”和“不通”是非常合适的。为此，定义如下：

1) 增益不受频率影响的区域，称为中频区，无论它很高或者很低。中频区增益的模，用  $A_m$  表示。此例中，中频区为 0Hz 处，或者更实际一些，它是频率非常低的区域，且  $A_m=1$ 。

2) 随着频率的上升，增益开始下降，当增益的模 $|\dot{A}_u|$ 下降到中频增益  $A_m$  的 0.707 倍时，此频率定义为上限截止频率，用  $f_H$  表示。此例中，上限截止频率即为特征频率，即

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

[Section47-3]

需要特别注意的是，要区分特征频率和截止频率的概念。所谓的特征频率，是指数学上具有明显特征的频率，在表达式中它一定具有明显的“简约美感”。在一阶系统中，它一般是相角等于 45 度的频率——表达式中实部等于虚部，在二阶系统中，它是相角等于 90 度的频率——在表达式中实部为 0，虚部不为 0。但是，截止频率不理睬这些所谓的美感，它只强调增益下降到中频增益的 0.707 倍。这个 0.707 来自于一阶系统的特征频率，并被

推广到高阶系统中，用以区分“通”和“不通”，这类似于考试中用 60 分衡量是否及格一样，这个 60 分，完全是人根据自己的感觉定义的，没有数学上的美感。

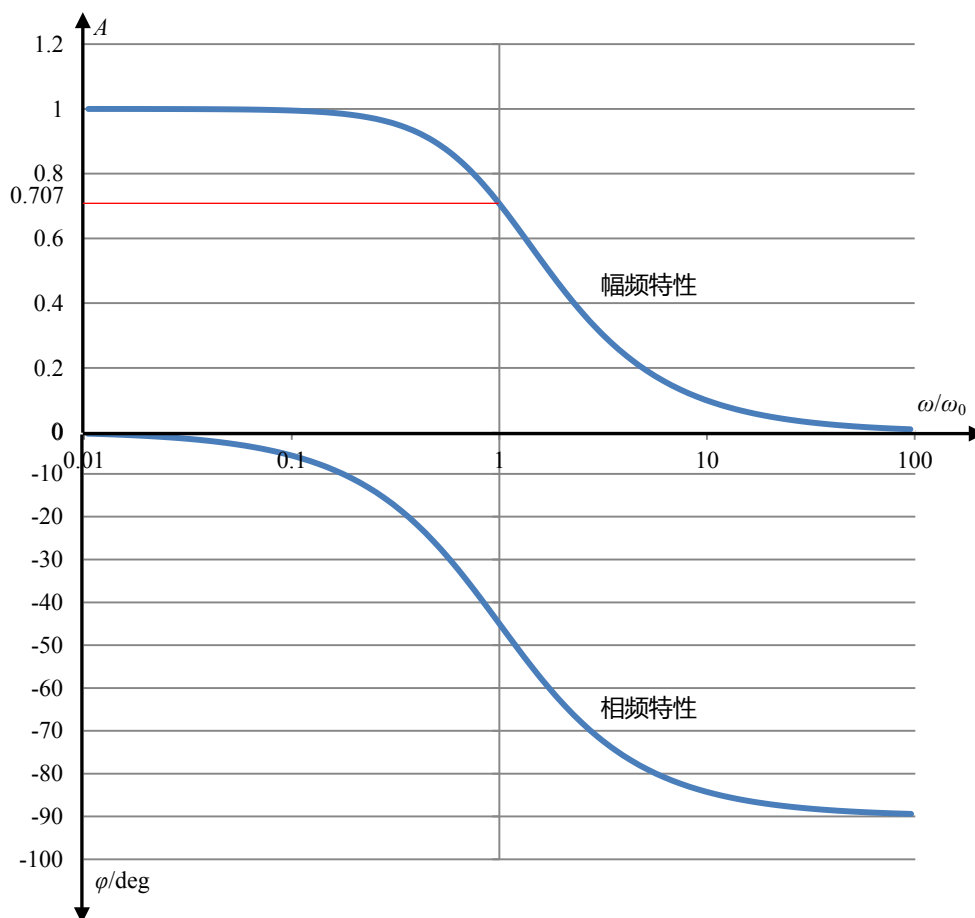


图 Section47-3 一阶 RC 低通单元的幅频特性和相频特性

## 高通基本单元

利用相同的方法，可以对图 Section47-2 的高通单元进行分析：

$$\dot{A}_u = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{1 - j\frac{f_0}{f}}$$

得其下限截止频率为：

$$f_L = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{Section47-4}$$

其相移表达式为：

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) \tag{Section47-5}$$

## Section48. 基本单元变形的频率响应

在基本单元电路的基础上，熟悉一些常见的变形电路，学会判断是高通还是低通，快速计算出截止频率是多少，对求解复杂电路的频率响应非常有用。

### 低通变形

图 Section48-1 和图 Section48-2 是低通电路，其上截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C}$$

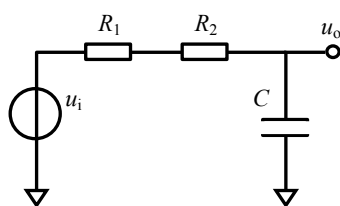


图 Section48-1 低通单元

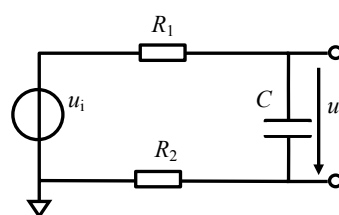


图 Section48-2 低通单元

图 Section48-3 和图 Section48-4 是低通电路，其上截止频率为：

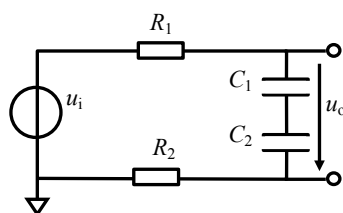


图 Section48-3 低通单元

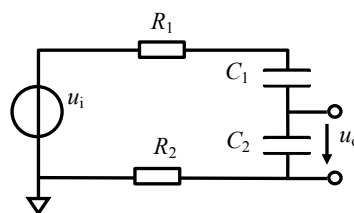


图 Section48-4 低通单元

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad R = R_1 + R_2$$

以图 Section48-4 为例，分析如下：

$$\dot{A}_u = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2} = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{C}{C_2}}{1 + j\omega RC} = \frac{C}{C_2} \times \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

其中：

$$A_m = \frac{C}{C_2}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

推广结论为：在一个电压源阻容串联回路中，如果从以任何一个电容两端电压为输出，那么它一定是一个低通电路，其上截止频率为  $1/2\pi RC$ ，其中  $R$  为回路中所有电阻之和， $C$  为回路中所有电容的串联值（类似于电阻并联计算）。

图 Section48-5 是一个低通电路。利用戴维宁等效可以立即看出结论：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

如果直接推导，为：

$$\begin{aligned} \dot{A}_u &= \frac{\frac{1}{j\omega C} // R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C} // R_2} = \frac{\frac{\frac{R_2}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R_2}}{R_1 + \frac{\frac{R_2}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R_2}} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}}{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 + j\omega R_1 R_2 C} \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C} \end{aligned}$$

可以看出，其：

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

$$f_H = \frac{1}{2\pi \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C}$$

截止频率与戴维宁等效的结果相同。

图 Section48-6 也是一个低通电路。其上限截止频率为：

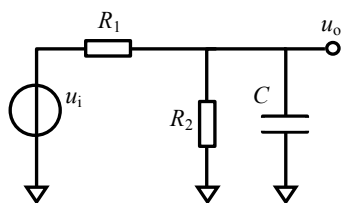


图 Section48-5 低通单元

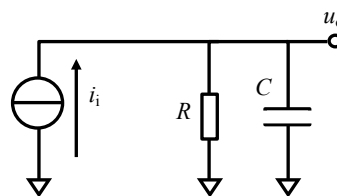


图 Section48-6 低通单元

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

推导过程为：

$$\dot{A}_{ui} = \frac{u_o}{i_i} = R // \frac{1}{j\omega C} = \frac{\frac{R}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = R \times \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

与前述公式唯一的区别在于  $A_m=R$ 。当输入为电流，输出为电压，放大倍数为电阻时，被称为跨阻放大器。

## 高通变形

再看高通电路的变形：

图 Section48-7 是高通电路，其下限截止频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

图 Section48-8 是高通电路，其下限截止频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = R_1 + R_2, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

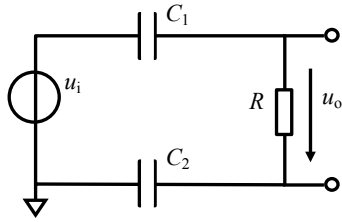


图 Section48-7 高通单元

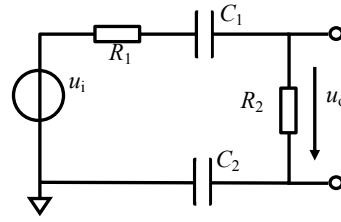


图 Section48-8 高通单元

图 Section48-9 是高通电路，其下限截止频率为：

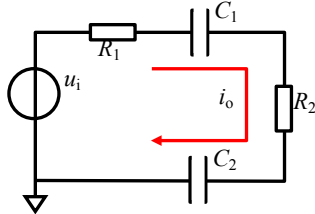


图 Section48-9 高通单元

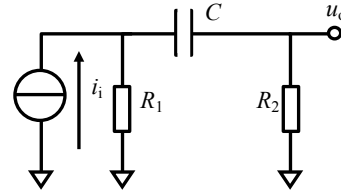


图 Section48-10 高通单元

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}, R = R_1 + R_2, C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

推导过程为：

$$A_{iu} = \frac{i_o}{u_i} = \frac{1}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{R} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

与标准式唯一的区别在于  $A_m=1/R$ ，此为跨导放大器。

图 Section48-10 是高通电路，其下限截止频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}, R = R_1 + R_2$$

利用戴维宁等效，可以先将电流源输入和  $R_1$  演变为电压源输入和  $R_1$  的串联，就形成了图 Section48-11，参照图 Section48-8 及其结论，可以得出上述结论。

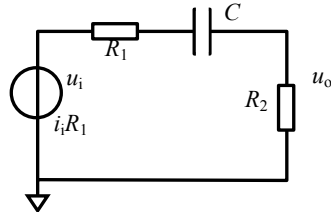


图 Section48-11 高通单元

也可以直接推导如下：

$$A_{ui} = \frac{u_o}{i_i} = \frac{R_1}{R_1 + (\frac{1}{j\omega C} + R_2)} \times R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(R_1 + R_2)C}}$$

对基本单元电路的变形，还有很多种，在此不一一列举。对这些变形电路结论的储备，有利于后期对复杂电路实施分析，过程将非常简单。

### 高通低通的两极判断法

对一个无源器件组成的电阻、电容（电感）网络，其输入可能是电压、电流，输出也可能是电压或者电流，而且阻容结构变化多端，一眼看出它是高通还是低通，或者什么都不是，似乎是个困难的任务。

两极判断法，可以较为轻松的实现上述判断，方法是：

第一个极，是 0Hz。此时电容容抗无穷大，在图中可以将其断开，此时求解电路增益，

称为  $A_0$ ；第二个极，是频率无穷大，电容容抗为 0，在图中可以将其短路，求解此时的增益，称为  $A_\infty$ ，然后按照下述规则判断：

- 1) 如果  $A_0$  为有限值， $A_\infty$  为 0，则一定是低通， $A_m=A_0$ ；
- 2) 如果  $A_\infty$  为有限值， $A_0$  为 0，则一定是高通， $A_m=A_\infty$ ；
- 3) 除此之外，什么都不是：既不是高通，也不是低通。

举例 1：

电路如图 Section48-12 所示，所有输出均基于地。问哪些输出是标准低通或者高通，如果是，求出中频增益，截止频率。

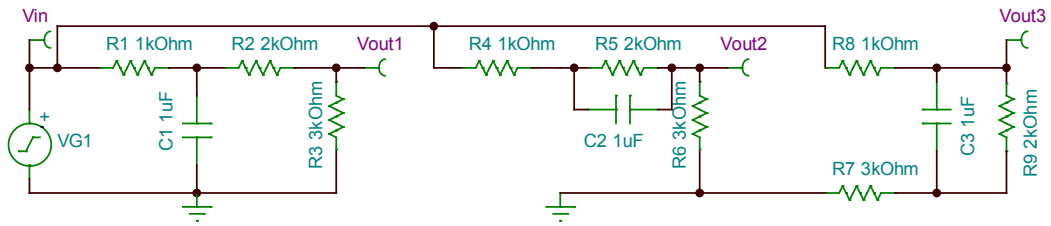


图 Section48-12 举例 1 电路

解：对  $V_{out1}$  分析，得  $A_0=0.5$ ， $A_\infty=0$ ，因此它是低通，其中频增益为 0.5，具有上限截止频率，为：

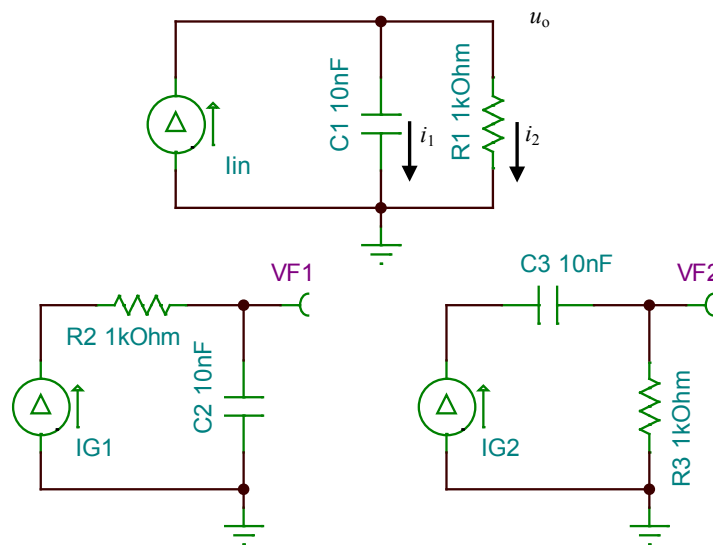
$$f_H = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 // (R_2 + R_3))} = 190.99\text{Hz}$$

对  $V_{out2}$  分析，得  $A_0=0.5$ ， $A_\infty=0.75$ ，因此它既不是高通，也不是低通。

对  $V_{out3}$  分析，得  $A_0=0.8333$ ， $A_\infty=0.75$ ，因此它既不是高通，也不是低通。

学习任务和思考题：

- 1) 以下电路中，源为电流源，问输出分别是高通还是低通，其截止频率是多少？



- 2) 设计一个中频增益为 0.5 倍，下限截止频率为 10Hz 的高通阻容电路。



## Section49. 基本单元串联的频率响应

### 用模块表示低通和高通单元

前述的低通电路，可以用 Section49-1 的低通模块表示。高通电路可以用 Section49-2 的高通模块表示。这样表示很形象，且包含关键信息  $A_m$  和  $f_H$  或者  $f_L$ 。

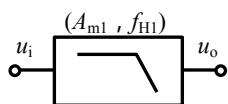


图 Section49-1 低通模块

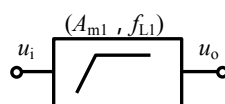


图 Section49-2 高通模块

### 单元串联的粗略结论

将多个低通模块串联，如图 Section49-3，最终仍是低通效果。将多个高通模块串联，如图 Section49-4，最终仍是高通效果。其中，中频段增益  $A_{m0} = A_{m1} \times A_{m2} \times A_{m3}$ 。这很好理解。

串联后的截止频率稍复杂一些，但基本结论是：对于高通串联，串联后的下限截止频率一定大于等于各个模块下限截止频率的最大值。对于低通串联，串联后的上限截止频率一定小于等于各个模块上限截止频率的最小值。多数情况下，可以简化处理：

在低通串联中，如果它们的上限截止频率中，最小上限截止频率与其它的存在较大差异时，最终上限截止频率就是那个最小的。这一点也好理解，即

$$f_{H0} \approx \min(f_{H1}, f_{H2}, f_{H3}) \quad \text{[Section49-1]}$$

在高通串联中，如果它们的下限截止频率中，最大下限截止频率与其它的存在较大差异时，最终下限截止频率就是那个最大的。这一点也好理解，即

$$f_{L0} \approx \max(f_{L1}, f_{L2}, f_{L3}) \quad \text{[Section49-2]}$$

比如，三个低通模块其上限截止频率分别为 10Hz，1000Hz，2000Hz，把它们串联，则最终的上限截止频率为  $f_{H0} \approx \min(10, 1000, 2000) = 10\text{Hz}$ 。

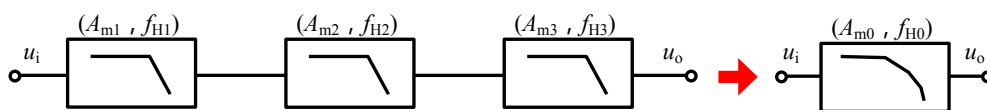


图 Section49-3 多个低通模块的串联

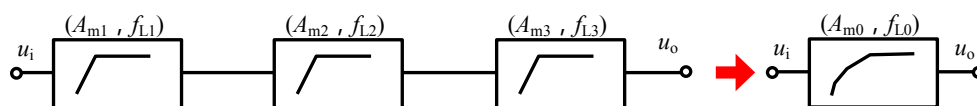


图 Section49-4 多个高通模块的串联

### 更加准确的结论

如果它们的上限截止频率相差不大，或者干脆三个值相等，则情况会变得复杂。理论上说，第一要考虑各级串联时的相互影响，第二要写传函精细分析。但是，我们不希望在这个阶段就让大家陷入到复杂的数学推导中，一个简化的公式和表格可以帮助我们：

$$f_{H0} = \frac{1}{K \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \frac{1}{f_{H3}^2} + \dots}}$$

(Section49-3)

$$f_{L0} = K \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + f_{L3}^2 + \dots}$$

(Section49-4)

串联级数	K 最小值	K 最大值
2	1	1.099
3	1	1.133
4	1	1.148
5	1	1.159

当各个模块截止频率相差越远，K 取值越接近于 1，当各个模块截止频率完全相等时，K 取最大值。

### 举例 1：

一个高通模块( $A_{m1}=3.5, f_{L1}=120\text{Hz}$ )，另一个高通模块( $A_{m2}=8, f_{L1}=160\text{Hz}$ )，将它们串联，求串联后的下限截止频率。

不考虑级间互相影响，则串联后的参数为： $A_{m0} = A_{m1} \times A_{m2} = 3.5 \times 8 = 28$ 。

对串联后的下限截止频率，因两者较为接近，取 2 级串联最大值  $K=1.099$

$$f_{L0} \approx K \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2} = 1.099 \sqrt{120^2 + 160^2} = 219.8\text{Hz}$$

上述简化公式和表格，可以帮助我们快速得到近似结果。多数情况下，这已经足够了。因为实际的单元模块是由电阻、电容组成，电阻特别是电容都有生产容差，它们带来的误差已经远远超过了我们的分析计算误差，在此情况下过分强调计算的准确性已经毫无意义。

将一个低通模块和高通模块串联，哪个在前哪个在后，结果是一样的。如果  $f_H > f_L$ ，则最终表现为一个带通环节，它的中频增益为两者增益的乘积，它同时具有上限截止频率和下限截止频率，当两者相差甚远时，它们是独立的，互不影响，如图 Section49-5；如果  $f_H < f_L$ ，则表现为一个全频段阻断状态，一般没有人这么干。

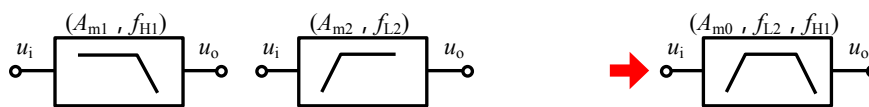


图 Section49-5 低通模块和高通模块的串联

### 举例 2：

高通模块 ( $A_{m1}=0.5, f_{L1}=50\text{Hz}$ )，高通模块 ( $A_{m2}=2, f_{L1}=160\text{Hz}$ )，低通模块 ( $A_{m3}=5, f_{H1}=10000\text{Hz}$ )，低通模块 ( $A_{m4}=4, f_{H2}=10000\text{Hz}$ )，低通模块 ( $A_{m5}=1, f_{H3}=10000\text{Hz}$ )，将它们串联，求串联后的中频增益和截止频率。

解：中频区增益为 5 个模块增益的乘积。因此有：

$$A_m = A_{m1} \times A_{m2} \times A_{m3} \times A_{m4} \times A_{m5} = 20$$

对于高通模块，只要两个，一个 50Hz，一个 160Hz，无法界定  $K$  值，因此：

$$167.63\text{Hz} = \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2} < f_{L0} < 1.099\sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2} = 184.23\text{Hz}$$

对于低通模块，有三个，且完全相等，查表， $K=1.133$ ，因此：

$$f_{H0} = \frac{1}{K \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \frac{1}{f_{H3}^2} + \dots}} = \frac{1}{1.133 \sqrt{\frac{3}{10^8}}} = 5095.8\text{Hz}$$

## Section50. 晶体管放大电路的非杂散频率响应

本节学习由电路中的实体电容（实体电感）引起的晶体管放大电路频率响应，它有别于器件杂散电容（电感）引起的频率响应。因此，本节暂称为非杂散频率响应。

### 影响晶体管放大电路频率响应的因素

图 Section50-1 是一个最简单的 NPN 管放大电路。它含有输入耦合电容  $C_1$ 、输出耦合电容  $C_2$ ，它们都起到了阻断低频、通过高频的作用，比如 10Hz 以下的信号被大幅度衰减，这是下限截止频率  $f_L$ 。而负载电阻上并联的实体电容  $C_L$ ，则起到了短路吸收（阻断）高频、通过低频的作用。比如 100kHz 以上的信号被大幅度衰减，此为上限截止频率  $f_H$ 。

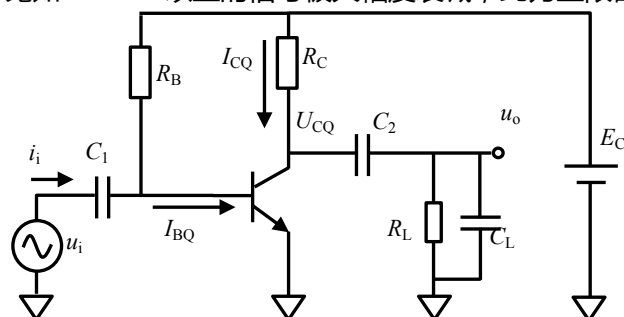


图 Section50-1 NPN 单管共射级放大电路

如果电路中没有隔直电容  $C_1$  和  $C_2$ ，该电路就属于直流感放大器，因此就不存在下限截止频率，或者说  $f_L=0\text{Hz}$ 。

如果电路中没有旁路电容  $C_L$ ，看似就没有吸收（阻断）高频的作用了，似乎上限截止频率就可以是无穷大了。其实不然。首先，晶体管内部高频模型中（见图 Section46-2），存在 3 个结电容，它们的存在会降低放大电路的增益；其次，任何两个导体节点之间，也存在杂散电容。这些都会导致整个放大电路，在面对高频信号输入时，呈现放大倍数的逐渐下降，产生了上限截止频率。

因此，影响放大电路下限截止频率的关键，是电路中的隔直电容；影响晶体管放大电路上限截止频率的关键，是电路中的旁路电容，如果没有旁路电容，则要看晶体管的高频等效模型。利用晶体管的高频等效模型，可以分析出上限截止频率，但这部分内容较为复杂，本书不介绍。

本节任务是求解该电路的下限截止频率  $f_L$ ——由隔直电容引起，以及上限截止频率  $f_H$ ——由旁路电容引起。依据 Section46-Section49 的知识储备，可以很快获得分析结论。

### 永不见面的隔直电容和旁路电容

隔直电容是串联于信号链路中的，而旁路电容通常并联于负载两端。当两种电容共存于电路中时，电路分析会变得复杂。为了简化分析，通常在分析下限截止频率时，只考虑隔直电容，而将旁路电容视为开路。而在分析上限截止频率时，只考虑旁路电容，而将隔直电容视为短路。它们俩，就像永不见面的太阳和月亮，绝不同时出现在一个分析电路中。

原因在于，隔直电容通常比旁路电路大得多，因此在相同信号频率下，隔直电容的容

抗要远小于旁路电容之容抗。表 Section50-1 列出了  $10\mu\text{F}$  隔直电容和  $1\text{nF}$  旁路电容在不同频率下的容抗。

表 Section50-1 隔直电容和旁路电容在不同频率下的容抗

信号频率	10Hz	100Hz	1kHz	10kHz	100kHz	1MHz	10MHz
$10\mu\text{F}$ 容抗	$1592\Omega$	$159.2\Omega$	$15.92\Omega$	$1.592\Omega$	$159.2\text{m}\Omega$	$15.92\text{m}\Omega$	$1.592\text{m}\Omega$
$1\text{nF}$ 容抗	$15.92\text{M}\Omega$	$1.592\text{M}\Omega$	$159.2\text{k}\Omega$	$15.92\text{k}\Omega$	$1.592\text{k}\Omega$	$159.2\Omega$	$15.92\Omega$

一般情况下，上述电路的下限截止频率会远远小于上限截止频率，比如音频放大器，考虑到人耳敏感的频段在  $20\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$ ，一般会设计成下限截止频率为  $1\text{Hz}\sim 10\text{Hz}$ ，而上限截止频率一般为  $100\text{kHz}$  左右。这样可以保证在  $20\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$  之间，放大器具有较为平坦的幅频特性。

在这种情况下，当我们关心或者计算下限截止频率，比如  $10\text{Hz}$  附近时，电路中的  $C_1$  和  $C_2$  表现出明显非 0 的容抗，约为  $1592\Omega$ ，会明显降低电路的放大倍数。而此时容值很小的  $C_L$  (一般为  $1\text{nF}$  数量级) 的容抗约为  $15.9\text{M}\Omega$ ，它并联在负载电阻上，几乎不会引起输出幅度的改变。即，研究有  $C_1$  和  $C_2$  引起的下限截止频率时，无需考虑  $C_L$  的存在，可将其视为开路。

同样，当我们关心  $100\text{kHz}$  附近的上限截止频率时， $C_L$  的容抗约为  $1592\Omega$ ，并联于负载电阻上，以及足以引起输出幅度的下降。而此时， $C_1$  和  $C_2$  的容抗非常小，约为  $0.159\Omega$ ，完全可以忽略，则可将其视为短路。

因此，我们可以将整个电路的频率分析，分成独立的下限截止频率求解，以及独立的上限截止频率求解。

### 下限截止频率的求解

首先画出动态等效图如图 Section50-2 所示。显然，其中的两个电容不能短路了。

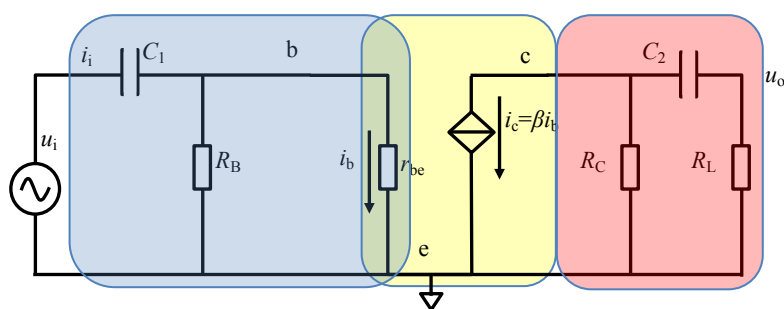


图 Section50-2 含电容的低频段动态等效电路

可以看出，此电路从  $u_i$  出发，到  $u_o$  结束，可以分成三个模块，如图 Section50-2 中蓝色  $A_1$ 、黄色  $A_2$  和红色  $A_3$ ，级联关系如图 Section50-3，各模块之间是串联乘积的关系。

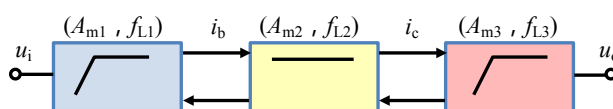


图 Section50-3 动态等效电路的分模块串联

$$\dot{A}_1 = \frac{i_b}{u_i}, \dot{A}_2 = \frac{i_c}{i_b}, \dot{A}_3 = \frac{u_o}{i_c}$$

$$\dot{A}_0 = \frac{\dot{u}_o}{u_i} = \frac{i_b}{u_i} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{\dot{u}_o}{i_c} = \dot{A}_1 \times \dot{A}_2 \times \dot{A}_3$$

因此，如果可以求解得每个模块的下限截止频率，则可以利用 Section49 的结论，获得最终的下限截止频率。

对 $\dot{A}_1$ 来说，包括  $C_1$ 、 $R_B$ 、 $r_{be}$  三个元件。虽然在前面的变形电路中没有讲述它，但它仍是一个基本单元电路的变形。

$$\dot{A}_1 = \frac{i_b}{u_i} = \frac{u_i \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C_1}} \times \frac{1}{r_{be}}}{u_i} = \frac{1}{r_{be}} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R C_1}}$$

其中， $R = R_B // r_{be}$ 。可以看出，它的输入是电压  $u_i$ ，输出是电流  $i_b$ ，是一个跨导放大器，它的中频增益  $A_{m1}$  为  $\frac{1}{r_{be}}$ ，下限截止频率为：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_B // r_{be})C_1} \quad (1)$$

对 $\dot{A}_2$ 来说，就是一个电流放大器  $\beta$ ，它不受频率影响，因此下限截止频率为 0。本级对整个放大电路的下限截止频率没有影响。

$$A_{m2} = \beta, f_{L2} = 0 \quad (2)$$

对 $\dot{A}_3$ 来说，它是一个基本单元变形电路如图 Section48-10。可知：

$$\begin{aligned} \dot{A}_3 &= \frac{u_o}{i_i} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(R_C + R_L)C_2}} \\ A_{m3} &= \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}, f_{L3} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_2} \end{aligned} \quad (3)$$

利用式(1)、(2)、(3)获得了每个串联单元的下限截止频率后，就可以使用式(Section49-1)~ 式(Section49-4)中合适的公式，确定最终的下限截止频率。

### 上限截止频率的求解

分析上限截止频率时，原图中的大电容  $C_1$  和  $C_2$  视为短路，动态等效电路如图 Section50-3a 所示。

$$\dot{A}_1 = \frac{i_b}{u_i} = \frac{1}{r_{be}}$$

表达式不受频率影响，其下限截止频率为 0，上限截止频率为  $\infty$ 。

$$\dot{A}_2 = \frac{i_c}{i_b} = \beta$$

结论同上。

$$\dot{A}_3 = \frac{u_o}{i_c} = R_C // R_L // \frac{1}{j\omega C_L}$$

表达式受频率影响，且随频率增加，其模值减小，属于低通环节，具有上限截止频率。参照变形电路图 Section48-6，其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_C // R_L)C_L}$$

(4)

图中只有第三个放大环节具有上限截止频率，因此总电路的上限截止频率即为上式。

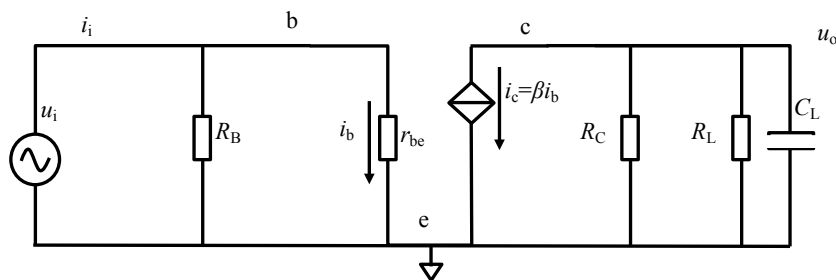


图 Section50-3a 含电容的高频段动态等效电路

举例 1 :

电路如图 Section50-1。  $E_C=12V$ 。  $R_B=200k\Omega$ ，  $R_C=1k\Omega$ ，  $R_L=1k\Omega$ ，  $C_1=47\mu F$ ，  $C_2=10\mu F$ ，  $C_L=3.3nF$ 。 晶体管  $\beta=100$ ，  $r_{bb'}=10\Omega$ ，  $U_{BEQ}=0.7V$ 。 求解电路的下限截止频率。

解：1) 先确定静态工作点，以获得  $r_{be}$ ，并确保电路工作在放大区。

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B} = 56.5\mu A$$

$$U_{CEQ} = E_C - \beta I_{BQ} R_C = 6.35V, \text{ 工作在放大区。}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 470\Omega$$

2) 求解各级下限截止频率。

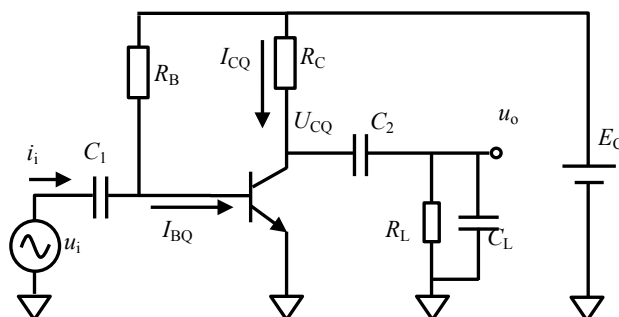


图 Section50-1 NPN 单管共射级放大电路

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_B // r_{be})C_1} = \frac{1}{6.28 \times (200k\Omega // 470\Omega) \times 47 \times 10^{-6}F} = 7.20Hz$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_2} = \frac{1}{6.28 \times (1k\Omega + 1k\Omega) \times 10 \times 10^{-6}F} = 7.96Hz$$

3) 求解总的下限截止频率。

因前述两个截止频率  $f_{L1}$  和  $f_{L3}$  非常接近，选择表格中 2 级级联的  $K$  最大值 1.099，则利用式 Section49-4，得

$$f_{L0} = K \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L3}^2} = 1.099 \sqrt{7.20^2 + 7.96^2} = 11.80Hz$$

用 TINA-TI 实施仿真，得到的  $f_{L0} = 11.39Hz$ ，基本吻合。

4) 求解电路的上限截止频率。

利用本节式(4)，得：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_C//R_L)C_L} = \frac{1}{6.28 \times 500 \times 3.3 \times 10^{-9}} = 96.5\text{kHz}$$

举例 2：

电路如图 Section50-4。参数见图。晶体管  $\beta=100$ ， $r_{bb}=10\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ 。求解电路的下限截止频率。当负载并接  $C_L=6.8\text{nF}$  电容，求解电路的上限截止频率。

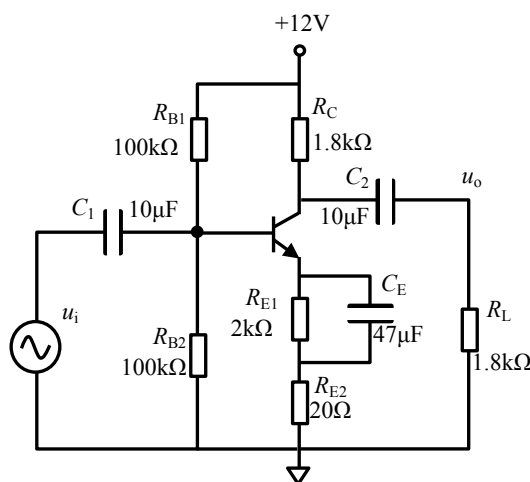


图 Section50-4 含静态稳定的共射极放大电路

解：此题的静态求解参见 Section21。结论是晶体管工作在放大区，且  $r_{be}=1256\Omega$ 。

如果不嫌麻烦，直接列出输入输出的精确表达式，列方程求解截止频率也是可行的。本书不希望这样。为了使用前面讲过的单元电路方法，我们需要对这个电路实施适当的简化。

第一步，对电路实施简化：

简化 1：去掉基极偏置电阻  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$ ，它们和基极电阻相比实在太大了，对  $i_b$  的分流影响微乎其微。

简化 2：去掉发射极电阻  $R_{E1}$ 。这有点让人匪夷所思：我们宁肯短路  $R_{E2}$ ，也不应该去掉（就是拔掉，让其开路） $R_{E1}$  啊。为什么呢？

请大家注意，我们的分析思路仍然是将整个放大器分成三个环节，第一个环节是从  $u_i$  到  $i_b$  的演变，第三个环节是从  $i_c=\beta i_b$  到  $u_o$  的演变，与举例 1 完全一致。我们发现， $C_E$  的容抗只会影响到输入回路，即影响  $i_b$ ，而不会直接影响输出回路。因此我们必须把  $C_E$  和  $C_1$  都考虑到影响  $i_b$  的计算中。

在考虑  $u_i$  到  $i_b$  的演变环节，我们是从中频段开始，逐渐降低输入信号频率，当  $i_b$  越来越小，变化到中频  $i_b$  的 0.707 倍时，我们的分析其实就结束了。在这个渐变过程中， $C_E$  与  $R_{E1}$  的并联，由中频段的短路，开始逐渐不能视为短路，它们每增加  $1\Omega$ ，都相当于在输入回路中增加了  $(1+\beta)\Omega$ ，（因为流过它们的电流是输入回路的  $1+\beta$  倍），注意中频段时输入回路的电阻是  $r=r_{be}+(1+\beta)R_{E2}=1256+2020=3276\Omega$ ，当输入阻抗变为  $3276\Omega$  的 1.414 倍时，分析就结束了。即：



$$|Z| = \left| \frac{1}{j\omega C_1} + r_{be} + (1 + \beta)(R_{E2} + R_{E1} // \frac{1}{j\omega C_E}) \right| = \sqrt{2} \times 3276\Omega$$

可以解得，此时  $|R_{E1} // \frac{1}{j\omega C_E}| = 30.54\Omega$ ，注意此时，这个  $30.54\Omega$  基本上是  $C_E$  的容抗逐渐变大引起的， $R_{E1}$  一点儿作用都没有起，就像它不存在一样。因此，我们可以去掉  $R_{E1}$ 。

两项简化后，得到如图 Section50-6 的简化电路。

第二步，电路等效：

图 Section50-6 仍不是基本单元电路的变形。我们需要将  $C_E$  和  $R_{E2}$  移动到输入回路中。因为输入回路流过的电流是  $i_b$ ，而  $C_E$  和  $R_{E2}$  流过的电流是  $(1+\beta)i_b$ ，如果让  $C_E$  和  $R_{E2}$  流过的电流也是  $i_b$ ，则电阻应变为  $R_{E2}$  的  $(1+\beta)$  倍，而电容应变为  $C_E$  的  $1/(1+\beta)$ 。于是，得到如图 Section50-7 的等效电路。

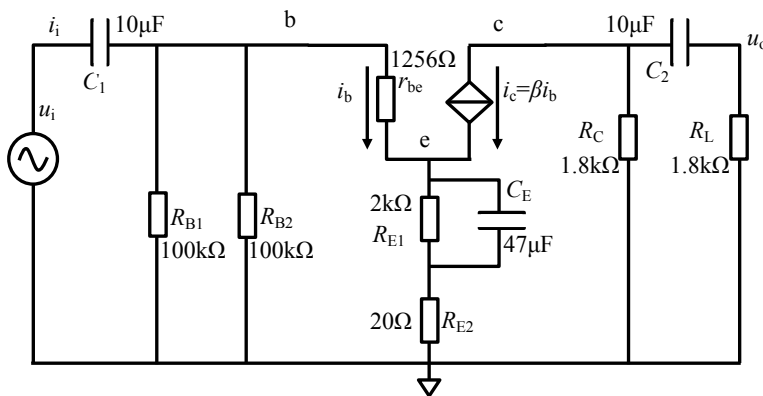


图 Section50-5 含电容的动态等效电路

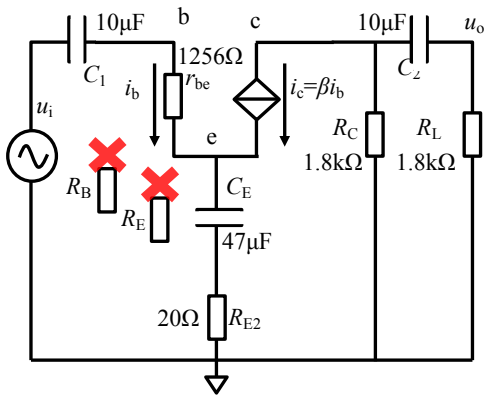


图 Section50-6 电路简化

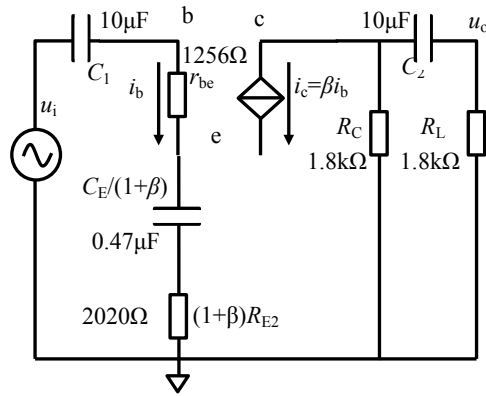


图 Section50-7 输入回路等效电路

至此，输入回路已经演变成基本单元电路的变形，如图 Section48-9 形式。可得：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = r_{be} + (1 + \beta)R_{E2} = 3276\Omega, \quad C = C_1 // \frac{C_E}{1 + \beta} = 0.449\mu\text{F}$$

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi RC} = 108.27\text{Hz}$$

对第三个环节，即从  $i_c = \beta i_b$  到  $u_o$  的演变，它不受前述这些变换的影响。

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = R_C + R_L = 3.6\text{k}\Omega, \quad C = C_2 = 10\mu\text{F}$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi RC} = 4.42\text{Hz}$$

利用式 Section49-2，得整个电路的下限截止频率为：

$$f_{L0} \approx \max(f_{L1}, f_{H3}) = 108.27\text{Hz}$$

用 TINA-TI 仿真结果为  $f_{L0} \approx 110\text{Hz}$ ，基本吻合。

对于上限截止频率，则很简单，利用本节式(4)得：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_C//R_L)C_L} = \frac{1}{6.28 \times 900 \times 6.8 \times 10^{-9}} = 26.02\text{kHz}$$

### 举例 3：

射极跟随器电路如图 Section50-8。参数见图。晶体管  $\beta=567$ ， $r_{bb}=1813\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ 。求解电路的下限截止频率，电路的上限截止频率。

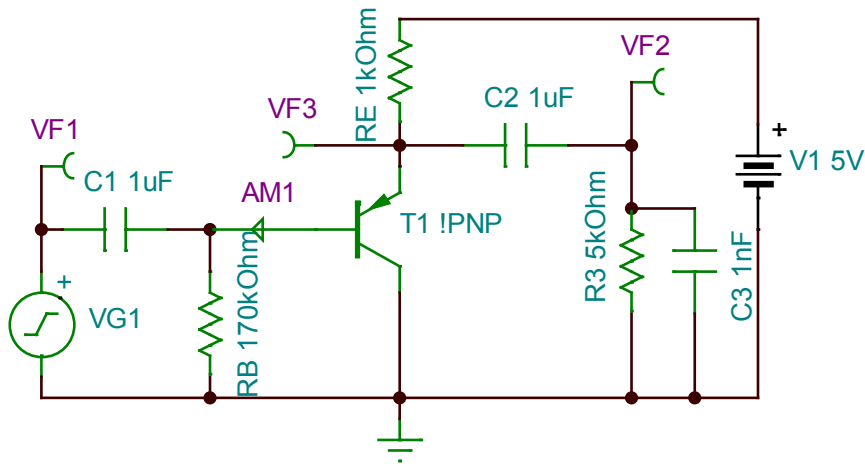


图 Section50-8 举例 3 电路

解：1) 先求解静态，以确定  $r_{be}$ ，此值影响频率。

$$I_{BQ} = \frac{V_1 - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = 5.83\mu\text{A}$$

$$U_{ECQ} = V_1 - (1 + \beta)I_{BQ}R_E = 1.69\text{V}$$

$U_{ECQ} > 0.3\text{V}$ ，可知晶体管工作于放大区。

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 1813 + \frac{26\text{mV}}{5.83\mu\text{A}} = 6273\Omega$$

2) 画出低频段动态等效图如图 Section50-9 所示，用于求解下限截止频率。画图时，考虑到低频段时电容  $C_3$  的容抗很大，做开路处理。

按照前述方法求解这个电路存在问题，它无法被简化成若干个基本单元。严格说，写出从 VF1 输入到 VF2 输出的传递函数，表达式为二阶的，也不能用简单的一阶单元电路表述。但这并不代表用现有知识解决不了此问题。让我们试试看。

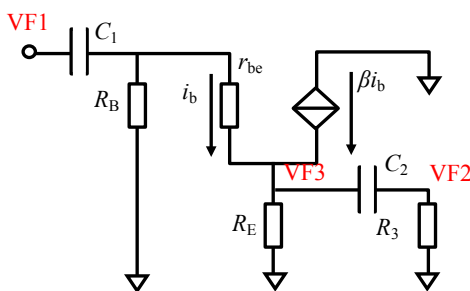


图 Section50-9 完整低频段动态等效图

首先，我们可以看出，在中频段，电容器  $C_1$  和  $C_2$  都是短路的，随着频率的下降， $C_1$  的容抗增加，将直接引起电流  $i_b$  的下降，这是一个高通。而电容  $C_2$ ，则较为复杂：第一，当它的容抗增加时，VF3 节点下面的阻抗会增加，因此它影响输入回路的  $i_b$ ，这点一会儿再考虑。第二， $C_2$  直接影响了 VF3 节点电压到 VF2 的传递——频率越低，VF2/VF3 比值越小，这是典型的高通。

因此，我们可以把整个电路分割成三个串联部分，第一，由 VF1 到  $i_b$ ，这需要考虑两个电容器的共同作用。第二，由  $i_b$  到 VF3，这是一个直接转换，不存在高通因素。第三，有 VF3 到 VF2，这是一个高通，只需考虑  $C_2$  的作用。考虑到第二环节没有高通因素，我们将完整的动态等效图画成两个串联部分，如图 Section50-10 所示。

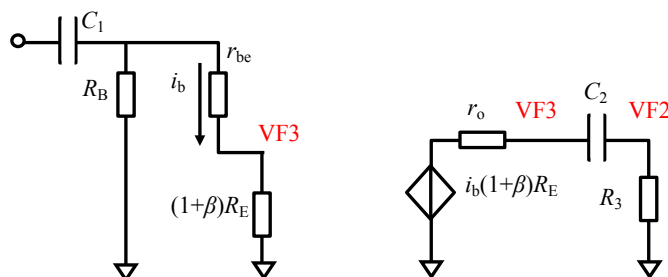


图 Section50-10 低频段简化分级动态等效图

在图中，第一环节中，按说应该有  $C_2$ ，但是为什么没有了？因为在中频段，VF3 下部等效阻抗约为  $R_E$  和  $R_3$  的并联（ $C_2$  被短接），833Ω，在  $C_2$  容抗逐渐增大过程中，VF3 下部等效阻抗也在逐渐增大，最大变为  $R_E=1000\Omega$ ，显然这个变大不会引起电流  $i_b$  下降为中频段的 0.707 倍，因此它不会产生明显的高通截止频率。随着频率越来越低， $C_1$  的容抗增大，开始引起  $i_b$  下降为中频段的 0.707 倍，此时， $C_1$  的容抗和  $C_1$  右侧的输入电阻相等，约为  $R_B // (r_{be} + (1 + \beta)R_E)$ ，大约 130kΩ。由于  $C_2$  容值等于  $C_1$ ，它的容抗也是 130kΩ。可以看出，此时，VF3 下部容抗为  $R_E$  和 ( $C_2$  容抗加  $R_3$ ) 的并联，约等于  $R_E$ 。因此  $C_2$  可以视为断开。

因此，第一环节，由电容  $C_1$  产生一个高通的下限截止频率  $f_{L1}$ ：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 \times (R_B // (r_{be} + (1 + \beta)R_E))} = \frac{1}{6.28 \times 10^{-6} \text{F} \times 131.17 \text{k}\Omega} = 1.21 \text{Hz}$$

第二环节，是将 VF3 处视为一级放大器，它有受控电压源，还有输出电阻，然后经过  $C_2$  和  $R_3$  组成一个典型高通网络，形成下限截止频率  $f_{L2}$ ：

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_2 \times (r_o + R_3)}$$

VF3 的输出电阻  $r_o$  为标准共集电极放大电路的输出电阻：

$$r_o = \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 11\Omega$$

因此，有：

$$f_{L2} = \frac{1}{6.28 \times 10^{-6} \times 5011\Omega} = 31.78\text{Hz}$$

据此，总的下限截止频率为两者中较大的：

$$f_L = f_{L2} = 31.78\text{Hz}$$

TINA-TI 原电路仿真结果为： $f_L=31.86\text{Hz}$ ，理论估算与此基本吻合。

3) 为求解高频段上限截止频率，画出高频段动态等效图，如图 Section50-11 所示。图中短接了电容  $C_1$  和  $C_2$ ，因为此时频率很高，这两个大电容均被视为短路。同时，没有考虑晶体管内部高频等效模型（参见本书 Section51~Section54），其原因是图中  $C_3$  为 nF 数量级，而晶体管内部电容为 pF 数量级，其容抗相对较大，可以视为开路。

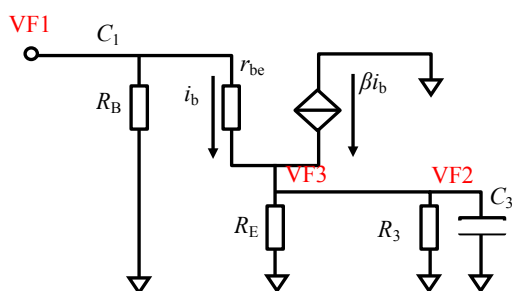


图 Section50-11 完整高频段动态等效图

根据此图，列出输出随频率变化的表达式为：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= \frac{VF2}{VF1} = \frac{(1+\beta)(R_E//R_3//\frac{1}{j\omega C_3})}{r_{be} + (1+\beta)(R_E//R_3//\frac{1}{j\omega C_3})} = \frac{(1+\beta)R}{r_{be} + (1+\beta)R} \frac{1}{1+j\omega RC_3} \\ &= \frac{(1+\beta)R}{r_{be} + (1+\beta)R} \times \frac{1}{\frac{r_{be} + (1+\beta)R}{1+j\omega RC_3}} \\ &= A_m \frac{1}{\frac{r_{be}(1+j\omega RC_3) + (1+\beta)R}{r_{be} + (1+\beta)R}} = A_m \frac{1}{1 + \frac{j\omega R r_{be} C_3}{r_{be} + (1+\beta)R}} \\ &= A_m \frac{1}{1 + j\omega \frac{R r_{be}}{r_{be} + (1+\beta)R} C_3} = A_m \frac{1}{1 + j\omega \frac{R \times \frac{r_{be}}{1+\beta}}{\frac{r_{be}}{1+\beta} + R} C_3} \\ &= A_m \frac{1}{1 + j\omega (R//\frac{r_{be}}{1+\beta}) C_3} \end{aligned}$$

上式中， $R$  为  $R_E$  和  $R_3$  的并联。因此，该电路为一个低通，中频增益为  $A_m$ ，就是标准共集电极电路的中频增益。上限截止频率可以参见本书式(Section47-1)，为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R//\frac{r_{be}}{1+\beta})C_3} = \frac{1}{6.28 \times 10.86\Omega \times 10^{-9}\text{F}} = 14.66\text{MHz}$$

TINA-TI 原电路仿真结果为： $f_H=14.81\text{MHz}$ ，理论估算与此基本吻合。

读者一定会对我如此的推导感到厌倦，在推导中稍有不慎就会陷入泥潭，这实在有点考验人的耐心。但，我采用的是最为原始的方法，它能够得到简单合理的结果，还是让人

舒服的。我们看看有没有更简单的方法：

我们发现，电容  $C_3$  完全独立于放大器本身，因此可以考虑将放大器用方框图表示，然后在输出端将  $C_3$  引入，形成图 Section50-12 所示的等效电路：

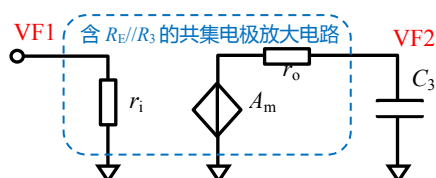


图 Section50-12 戴维宁等效图

方框图内部：

$$A_m = \frac{(1 + \beta)(R_E // R_3)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_3)} = \frac{(1 + \beta)R}{r_{be} + (1 + \beta)R}$$

$$r_o = R_E // R_3 // \frac{r_{be}}{1 + \beta} = R // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

据此等效电路，有：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R // \frac{r_{be}}{1 + \beta})C_3}$$

结果与前述的繁琐推导完全一致。

#### 举例 4：

共基极放大电路如图 Section50-13。参数见图。晶体管  $\beta=567$ ， $r_{bb}=1813\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7V$ 。求解电路的下限截止频率，电路的上限截止频率。

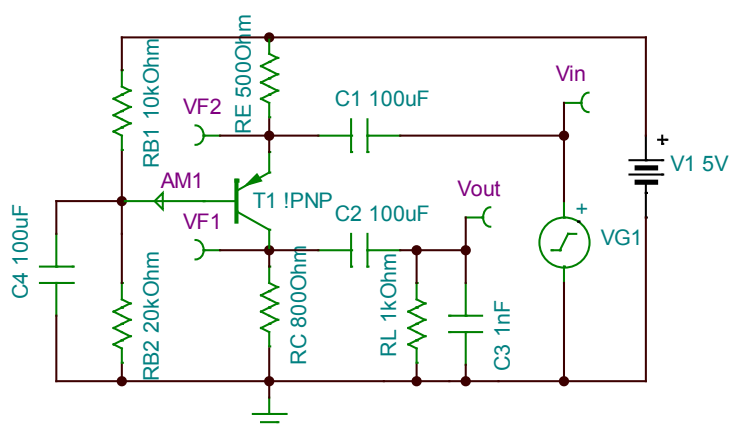


图 Section50-13 举例 4 电路

解：1) 先求解静态，以确定  $r_{be}$ ，此值影响频率。此步参照 4 电阻静态求解方法，我直接写答案如下：

$$I_{BQ} = \frac{V_1 - V_1 \times \frac{2}{3} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{1.667 - 0.7}{6.667k\Omega + 568 \times 0.5k\Omega} = 3.33\mu A$$

$$U_{ECQ} = V_1 - \beta I_{BQ} R_C + (1 + \beta) I_{BQ} R_E \approx 2.56V$$

$U_{ECQ} > 0.3V$ ，可知晶体管工作于放大区。

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 1813 + \frac{26mV}{3.33\mu A} = 9621\Omega$$

2) 画出低频段动态等效图如图 Section50-14 所示，用于求解下限截止频率。画图时，

考虑到低频段时电容  $C_3$  的容抗很大，做开路处理。

看图可以发现，整个放大电路可以被拆分成 3 个环节：

$$\dot{A} = \frac{\dot{V}_{out}}{V_{in}} = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{F2}} \times \frac{\dot{V}_{F2}}{i_b} \times \frac{i_b}{V_{in}} = \dot{A}_3 \times \dot{A}_2 \times \dot{A}_1$$

其中  $\dot{A}_2$  环节不存在电容，也就不存在截止频率。 $\dot{A}_3$  环节是由  $C_2$  引起的高通电路，存在下限截止频率  $f_{L3}$ ， $\dot{A}_1$  环节是由  $C_1$  和  $C_4$  引起的高通电路，存在下限截止频率  $f_{L1}$ 。独立计算这两个截止频率，然后取其较大者即可。

较为困难的是  $\dot{A}_1$  环节，如果同时考虑两个电容，结果将非常复杂。我们发现，从  $V_{F1}$  看进去，输入电阻约为  $10\Omega$  数量级，因此  $C_1$  的容抗约为  $10\Omega$  数量级时，为截止频率。此时， $C_4$  的容抗也是  $10\Omega$  数量级，它与电阻  $R_B$  并联后仍为  $10\Omega$  数量级，再与  $r_{be}(9621\Omega)$  串联，几乎没有什么影响。因此， $C_4$  可被视为短路。

一旦不存在  $C_4$  的影响，放大器内部电路就可以被画成如图 Section50-15 所示的方框图形式。外部两个电容，分别形成两个截止频率：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi \times r_i \times C_1}$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi \times (r_o + R_L) \times C_2}$$

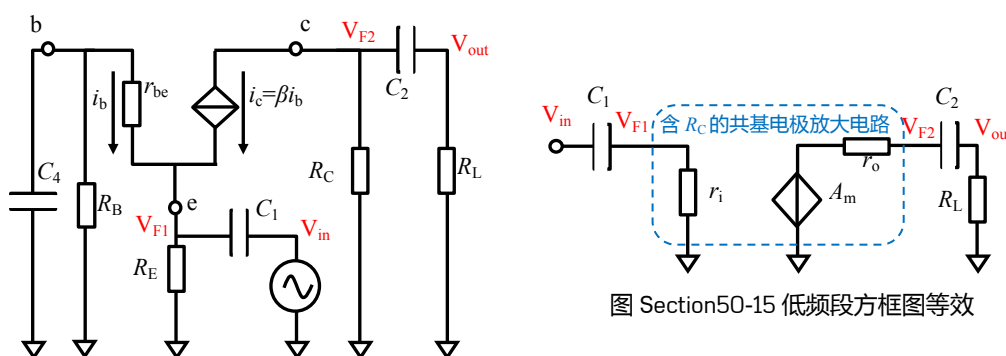


图 Section50-14 共基极低频段动态等效电路

对共基极放大电路，有：

$$r_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 16.38\Omega$$

$$r_o = R_C = 800\Omega$$

因此，有：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi \times r_i \times C_1} = \frac{1}{6.28 \times 16.38 \times 100 \times 10^{-6}} = 97.21\text{Hz}$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi \times (r_o + R_L) \times C_2} = \frac{1}{6.28 \times 1800 \times 100 \times 10^{-6}} = 0.8846\text{Hz}$$

最终的下限截止频率为两者较大值，即 97.21Hz。

TINA-TI 原电路仿真结果为： $f_L=99.23\text{Hz}$ ，理论估算与此基本吻合。

3) 求上限截止频率。

此题中，影响上限截止频率的因素有晶体管本身，以及外部电容  $C_3$ 。考虑到电路中  $C_3$  为  $1\text{nF}$ ，远大于晶体管内部电容（参见本书 Section51~Section54），电路的上限截止频率将主要受制于  $C_3$ ，因此有：

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times (R_C // R_L) \times C_3} = \frac{1}{6.28 \times 444.4 \times 1 \times 10^{-9}} = 358.3\text{kHz}$$

TINA-TI 原电路仿真结果为： $f_H=355\text{kHz}$ ，理论估算与此基本吻合。

### 举例 5：

场效应管共源极放大电路如图 Section50-16。参数见图。晶体管  $U_{GSOFF}=-2.0712\text{V}$ ， $I_{DSS}=1.6\text{mA}$ 。求解电路的下限截止频率，电路的上限截止频率。

解：1) 先求解静态，获得  $g_m$ ，此值对求解频率有用。

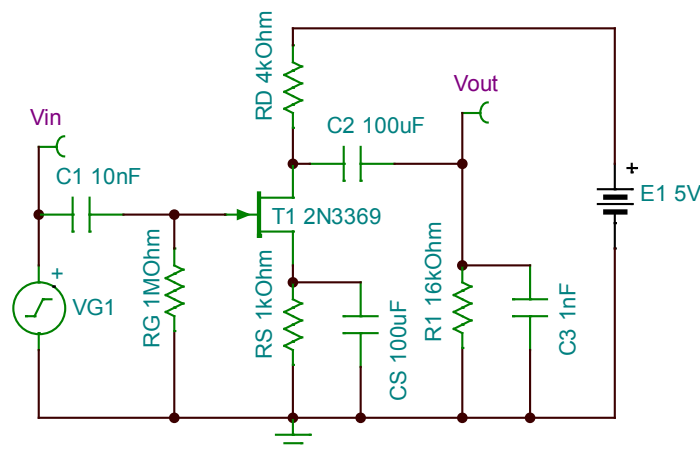


图 Section50-16 举例 5 电路

$$\begin{cases} U_{GSQ} = -I_{DQ} \times R_S \\ I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}}\right)^2 \end{cases}$$

设  $x=U_{GSQ}$ ，将平方式代入直线式，得：

$$\begin{aligned} x &= -I_{DSS} \left(1 - \frac{x}{U_{GSOFF}}\right)^2 \times R_S = -I_{DSS}R_S + 2I_{DSS}R_S \frac{x}{U_{GSOFF}} - I_{DSS}R_S \frac{x^2}{U_{GSOFF}^2} \\ I_{DSS}R_S \frac{x^2}{U_{GSOFF}^2} + \left(1 - 2I_{DSS}R_S \frac{1}{U_{GSOFF}}\right)x + I_{DSS}R_S &= 0 \\ \frac{1}{U_{GSOFF}^2}x^2 + \left(\frac{1}{I_{DSS}R_S} - \frac{2}{U_{GSOFF}}\right)x + 1 &= 0 \end{aligned}$$

此为标准一元二次方程，代入数值求解得：

$$x = U_{GSQ} = -700.6\text{mV} ; I_{DQ} = 700.6\mu\text{A}$$

根据式(Section28-1)，得：

$$g_m = -\frac{2}{U_{GSOFF}} \sqrt{I_{DQ}I_{DSS}} = -\frac{2}{2.0712} \sqrt{700.6 \times 10^{-6} \times 1.6 \times 10^{-3}} = 1.022 \times 10^{-3}\text{S}$$

2) 求解下限截止频率。画出低频段动态等效图如图 Section50-17 所示。因低频段时，小电容  $C_3$  容抗很大，图中将电容  $C_3$  做开路处理。整个放大电路被分成 3 部分的乘积：

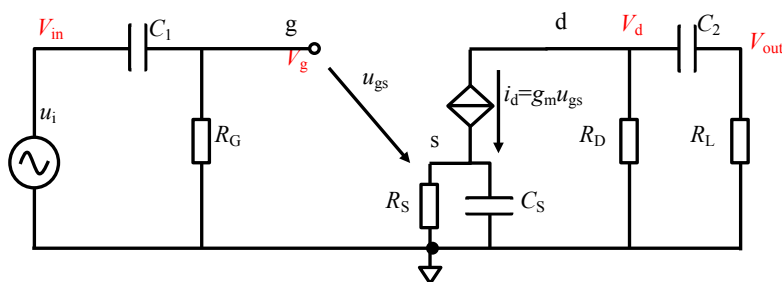


图 Section50-17 共源极低频段动态等效电路

$$\dot{A} = \frac{\dot{V}_{out}}{V_{in}} = \frac{\dot{V}_{out}}{i_d} \times \frac{i_d}{\dot{V}_g} \times \frac{\dot{V}_g}{V_{in}} = \dot{A}_3 \times \dot{A}_2 \times \dot{A}_1$$

其中， $\dot{A}_1$ 是一个标准高通电路，其下限截止频率为：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi \times R_G \times C_1} = \frac{1}{6.28 \times 1 \times 10^6 \times 10 \times 10^{-9}} = 15.92\text{Hz}$$

$\dot{A}_3$ 的输入为 $i_d$ ，输出为 $\dot{V}_{out}$ ，这是一个变形高通（参见本书图 Section48-10），有：

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi \times (R_D + R_L) \times C_2} = \frac{1}{6.28 \times 20 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-6}} = 79.62\text{mHz}$$

较为复杂的是 $\dot{A}_2$ ，输入为 $\dot{V}_g$ ，输出为 $i_d$ ，这既不是标准高通，也不是变形高通，我们只能一步步写出其传函：

$$\dot{V}_g = \dot{u}_{gs} + g_m \dot{u}_{gs} \times \frac{\frac{R_S}{j\omega C_S}}{R_S + \frac{1}{j\omega C_S}} = \dot{u}_{gs} \left( 1 + \frac{g_m R_S}{1 + j\omega R_S C_S} \right) = \dot{u}_{gs} \left( \frac{1 + j\omega R_S C_S + g_m R_S}{1 + j\omega R_S C_S} \right)$$

解得：

$$\dot{u}_{gs} = \frac{1 + j\omega R_S C_S}{1 + j\omega R_S C_S + g_m R_S} \times \dot{V}_g$$

而 $i_d = g_m \dot{u}_{gs}$ ，即：

$$i_d = g_m \dot{u}_{gs} = \frac{1 + j\omega R_S C_S}{1 + j\omega R_S C_S + g_m R_S} \times g_m \times \dot{V}_g$$

即：

$$\dot{A}_2 = \frac{1 + j\omega R_S C_S}{1 + j\omega R_S C_S + g_m R_S} \times g_m$$

可以看出，在频率无限高时：

$$|\dot{A}_2|_{\omega \rightarrow \infty} = g_m$$

而频率趋于0时：

$$|\dot{A}_2|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

它不满足标准高通的特点，但是随着频率的下降，它的增益的模确实是下降的。能否产生-3dB的截止频率呢？这取决于 $g_m R_S$ 的大小，可以看出，只要 $g_m R_S > 0.414$ ，即 $\sqrt{2} - 1$ ，分母项就会大于 $\sqrt{2}$ ，表达式就能产生-3dB的衰减。

因此，我们试着求解一下 $\dot{A}_2$ 的-3dB频率，在此频率下，应有：

$$\begin{aligned} |\dot{A}_2|_{\omega = \omega_{L2}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} |\dot{A}_2|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{g_m}{\sqrt{2}} \\ \left| \frac{1 + j\omega_{L2} R_S C_S}{1 + j\omega_{L2} R_S C_S + g_m R_S} \times g_m \right| &= \frac{g_m}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

设 $\tau_1 = R_S C_S$ ，整理上式得：



$$\sqrt{2} \sqrt{1 + \omega_{L2}^2 \tau_1^2} = \sqrt{(1 + g_m R_S)^2 + \omega_{L2}^2 \tau_1^2}$$

解得：

$$\omega_{L2} = \frac{\sqrt{(1 + g_m R_S)^2 - 2}}{\tau_1}$$

根据  $\omega_{L2} = 2\pi f_{L2}$ ，并将  $\tau_1$  恢复，代入数值得：

$$f_{L2} = \frac{\sqrt{(1 + g_m R_S)^2 - 2}}{2\pi R_S C_S} = \frac{\sqrt{(1 + 1.022)^2 - 2}}{6.28 \times 1000 \times 100 \times 10^{-6}} = 2.301\text{Hz}$$

即  $A_2$  虽然不是标准高通，但是仍能产生 2.301Hz 的下限截止频率。

综合三个下限截止频率，可知电路下限截止频率  $f_L$  主要来自于  $C_1$ ，为 15.92Hz。

TINA-TI 对原电路进行仿真，实测  $f_L$  为 16.29Hz，与理论估算基本吻合。

3) 求上限截止频率。

此题中，影响上限截止频率的因素有晶体管本身，以及外部电容  $C_3$ 。考虑到电路中  $C_3$  为 1nF，远大于晶体管内部电容（参见本书 Section51~Section54），电路的上限截止频率将主要受制于  $C_3$ ，无需画高频段等效图，就可以直接获得：

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times (R_D // R_L) \times C_3} = \frac{1}{6.28 \times 3200 \times 1 \times 10^{-9}} = 49.76\text{kHz}$$

TINA-TI 原电路仿真结果为： $f_H=50.82\text{kHz}$ ，理论估算与此基本吻合。

但是，一定有细心的读者会发现：如果考虑到晶体管本身的高频衰减，那么上限截止频率的实测值，会比理论估算值小。为什么实测为 50.82kHz，而估算是 49.76kHz 呢？

原因在于上面的估算中，电阻只使用了  $R_D // R_L$ ，而没有考虑晶体管伏安特性中还存在一个表征厄利电压的等效电阻（参见本书 Section35），几十 kΩ。如果把它考虑进去，那么它也应该参与并联，这会导致分母变小，上限截止频率的估算值上升。

### 学习任务和思考题：

1) 电路和元器件参数如图 Section50-18 所示，晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb}=40\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ 。用 TINA-TI 构建电路并实施测量，与理论分析对比如下指标：静态、中频电压放大倍数、下限截止频率、上限截止频率。

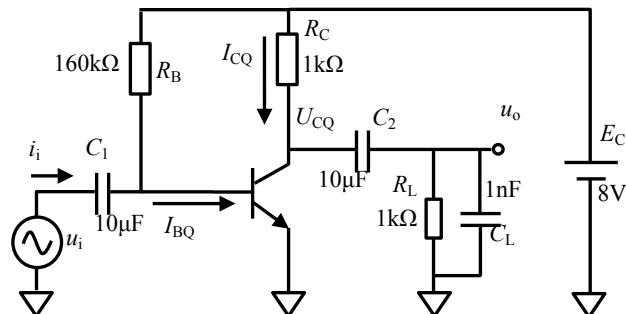


图 Section50-18 习题 1 电路

2) 电路和元器件参数如图 Section50-19 所示，晶体管的  $\beta=100$ ， $r_{bb}=40\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7V$ 。用 TINA-TI 构建电路并实施测量，与理论分析对比如下指标：静态、中频电压放大倍数、下限截止频率、上限截止频率。

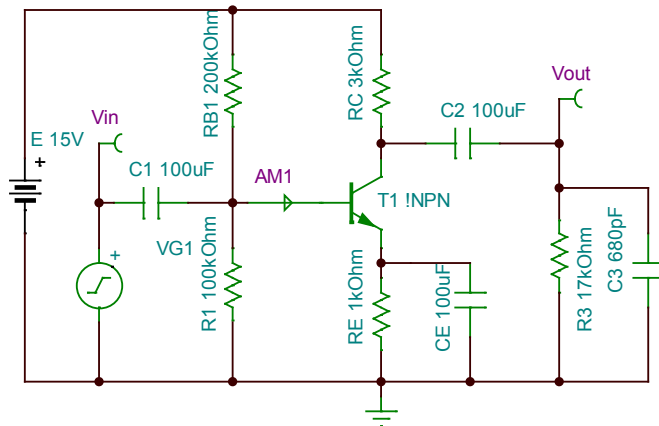


图 Section50-19 习题 2 电路

## Section51. 晶体管的高频等效模型

晶体管在高频工作时，管子内部的结电容开始显现作用，客观上会使得电路增益减小。为了清晰表现这些变化，必须建立晶体管高频等效模型。

图 Section51-1 来自于晶体管低频等效模型，是对其实施改造而成：

首先，将 b、e 之间等效动态电阻  $r_{be}$  以一个虚拟的  $b'$  点为界，分为两部分：

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

其次，利用虚拟的  $b'$  点，引入客观存在的两个电容： $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$ 。

第三，高频模型的输出受控电流源，不再受控于  $i_b$ ，而受控于流过  $r_{b'e}$  的电流， $i_{b'e}$ 。

至此，晶体管高频等效模型如图 Section51-1 所示。可以看出如下结论：

1) 随着输入信号频率的增高，在 b、e 两端具有不变信号电压情况下，流过  $r_{b'e}$  的电流  $i_{b'e}$  会逐渐减小，导致受控电流源  $\beta i_{b'e}$  会逐渐减小。

2) 随着输入信号频率的增高，在相同的受控电流源  $\beta i_{b'e}$  情况下，真正的  $i_c$  会减小。

这两个结论都表明，随着频率的上升，真正的  $i_c$  会减小，连接成放大电路后，导致输出电压会随着频率升高而减小。

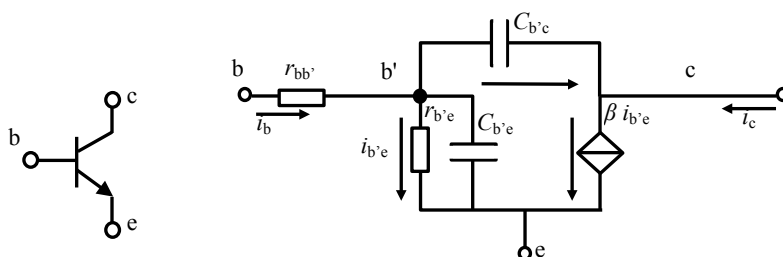


图 Section51-1 晶体管高频简化微变等效模型的一种形式

图 Section51-1 模型也适用于低频——在低频时，这两个电容的容抗很大，可视为开路，此时， $i_{b'e}$  即为  $i_b$ ，此模型就变成了低频等效模型。因此，可以说图 Section51-1 模型是高低频通用模型。

更多的教材愿意用图 Section51-2 表示晶体管高频模型。它以  $r_{b'e}$  两端的电压  $u_{b'e}$  控制输出受控源，因此输出受控源的表达式变为： $g_m u_{b'e}$ 。其中：

$$g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$$

(Section51-1)

可以看出，这两种形式没有本质区别。前者更容易与低频模型配合理解，后者更通用。

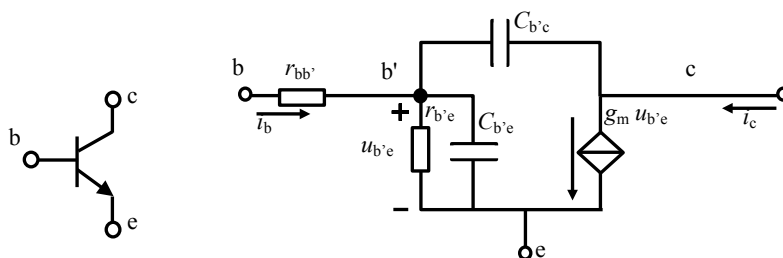


图 Section51-2 晶体管高频简化微变等效模型的通用形式

## Section52. 共射极电路的高频响应

使用晶体管高频等效模型，代入到共射极放大电路中，就可以得到如图 Section52-1 所示的高频动态等效电路。图中黑色部分是模型本身，红色是晶体管外部电路。

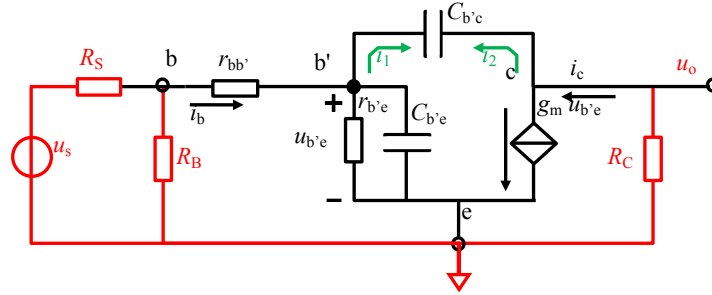


图 Section52-1 共射极放大电路高频动态等效电路

### 第一步，对电路实施密勒等效

由于电容  $C_{b'c}$  横跨输入输出之间，对这个电路实施分析比较复杂。利用密勒等效，可以将电路简化成独立的输入回路，加上独立的输出回路，进而简化分析过程。所谓的密勒等效，是指把横跨在输入输出之间的电容  $C_{b'c}$ ，分解为一个输入电容  $K_1 C_{b'c}$ ，一个输出电容  $K_2 C_{b'c}$ ，分别独立接地，如图 Section52-2 所示。等效的含义是， $b'$  点加载相同电压，两个图中的  $i_1$  相同，即从  $b'$  点看进去，图 1 和图 2 没有区别；同样， $i_2$  也相同。

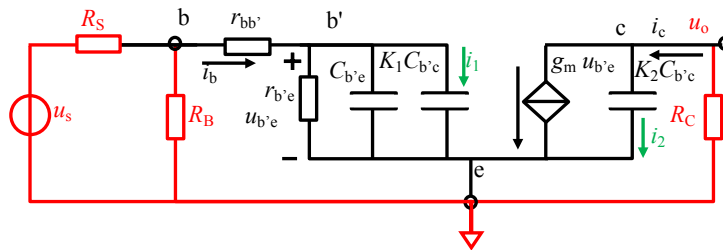


图 Section52-2 密勒等效后的动态电路

下面看看密勒是如何实施等效的：

请想象，在图 1 中， $b'$  加载一个电压  $u_{b'e}$ ，而  $c$  点电压约为  $g_m u_{b'e} R_C$ ，则  $b'$  点感悟到有如下电流流出：

$$i_1 = \frac{u_{b'e} - (-g_m u_{b'e} R_C)}{\frac{1}{j\omega C_{b'c}}} = u_{b'e} (1 + g_m R_C) j\omega C_{b'c}$$

在图 2 中，为了模拟相同的电流流进“地”，则：

$$i_1 = \frac{u_{b'e} - 0}{\frac{1}{j\omega K_1 C_{b'c}}} = u_{b'e} j\omega K_1 C_{b'c}$$

即：

$$K_1 = 1 + g_m R_C = 1 + \frac{\beta R_C}{r_{b'e}} \approx -A_0$$

(Section52-1)

其中  $A_0$  为中频电压放大倍数。因此，从输入回路看，横跨在输入输出之间的电容等效为被

扩大了 $K_1$ 倍, 约为中频 $A_0$ 倍, 中频电压放大倍数越大, 此电容作用越明显。

同理, 在输出回路, 可以列出如下等式:

$$i_2 = \frac{-g_m u_{b'e} R_C - u_{b'e}}{\frac{1}{j\omega C_{b'c}}} = \frac{-g_m u_{b'e} R_C - 0}{\frac{1}{j\omega K_2 C_{b'c}}}$$

解得:

$$K_2 = \frac{1 + g_m R_C}{g_m R_C} \approx 1$$

(Section52-2)

即输出回路中, 横跨电容可以直接等效为接地。

## 第二步, 求解输入、输出回路的上限截止频率和整体上限截止频率

根据 Section49 分析方法, 输入级具有上限截止频率 $f_{H1}$ , 输出级具有上限截止频率 $f_{H2}$ , 分别求解, 再利用式 Section49-1 或者式 Section49-3, 即可得到整个电路的 $f_H$ 。

上限截止频率 $f_{H1}$ 的求解, 可参考图 Section48-5 变形电路:

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = (r_{bb'} + R_S) // r_{b'e}, \quad C = K_1 C_{b'c} + C_{b'e} \approx -A_0 C_{b'c} \approx \frac{\beta R_C}{r_{be}} C_{b'c}$$

(Section52-3)

其中, 如果没有信号源内阻,  $R$  会很小, 取决于 $r_{bb'}$ , 一般为  $10\Omega$  量级, 但是  $C$  会很大, 取决于中频电压增益  $A_0$ 。但是, 很显然, 信号源内阻一旦介入, 它将决定一切。

在没有 $R_S$ 情况下, 近似公式为:

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi r_{bb'} \frac{\beta R_C}{r_{be}} C_{b'c}} = \frac{1}{2\pi C_{b'c}} \times \frac{r_{be}}{r_{bb'} \beta R_C}$$

(Section52-3a)

上限截止频率 $f_{H2}$ 的求解, 可参考图 Section48-6 变形电路:

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = R_C, \quad C = K_2 C_{b'c} \approx C_{b'c}$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi C_{b'c}} \times \frac{1}{R_C}$$

(Section52-4)

当 $r_{be} = r_{bb'} \beta$ 时,  $f_{H1} = f_{H2}$ , 有

$$f_{H0} = \frac{1}{K \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2}}} = \frac{f_{H2}}{1.099\sqrt{2}} = 0.6434 f_{H2} = \frac{0.6434}{2\pi R_C C_{b'c}}$$

(Section52-5)

此时,  $R_C$  越大, 则中频段电压增益越大, 上限截止频率越低。

当 $r_{be} \ll r_{bb'} \beta$ , 或者包含较大的  $R_S$  时, 输入级的 $f_{H1}$ 起决定性作用。

### 举例 1:

电路如图 Section52-3。输出为节点 7。在此情况下, 实验 1: 测得中频电压增益为 47.0dB, 上限截止频率为 18.3MHz。实验 2: 将  $R_C$  由  $2000\Omega$  变为 20, 测得中频增益为

7.85dB，上限截止频率为 753MHz。实验 3：保持  $R_C=20\Omega$ ，断开开关，测得中频电压增益为 7.40dB，上限截止频率为 8.54MHz。

1) 据此三个实验，请估算晶体管关键参数 $\beta$ 、 $r_{bb'}$ 、 $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$ 。

2) 设  $R_C=1000\Omega$ ， $R_S=50\Omega$ ，开关断开，估算上限截止频率。

解 1) 首先估算基本信息。

$$I_{BQ} = \frac{12V - 0.7V}{800k\Omega} = 14.125\mu A$$

$$r_{b'e} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{26mV}{14.125\mu A} = 1840\Omega$$

根据实验 1 可以得出两个结论：在输入信号源电阻为 0 情况下，共射级放大电路增益正常时，决定上限截止频率的主要因素是  $f_{H2}$ ，则有：

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C//R_L)C_{b'c}} = \frac{1}{6.28 \times (2k\Omega//100k\Omega)C_{b'c}} = 18.3MHz$$

解得： $C_{b'c} = 4.35pF$ 。

同时，中频电压增益为：

$$|A_{um}| = \frac{\beta(R_C//R_L)}{r_{be}} \approx \frac{\beta(R_C//R_L)}{r_{b'e}} = \frac{\beta \times 2k\Omega}{1840\Omega} = 47dB = 10^{\frac{47}{20}} = 224$$

解得： $\beta = 206$ 。

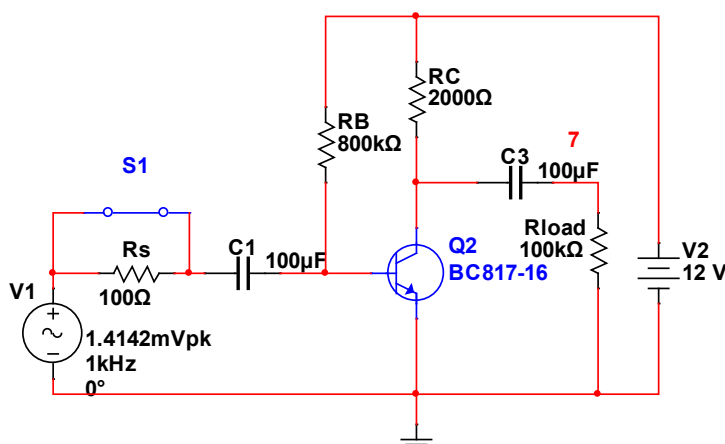


图 Section52-3 举例 1 电路

实验 2 中，当将  $R_C$  由  $2000\Omega$  变为  $20\Omega$  后， $f_{H2}$  应为  $1830MHz$ ，而实测的  $f_H$  变为  $753MHz$ ，这显然是由  $f_{H1}$  决定的。而此时，中频电压增益只有  $7.85dB$ ，约为  $2.47$  倍， $K_1=3.47$ ，这使得  $K_1C_{b'c}$  对输入回路电容的影响很小，因此：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC} = 753MHz, R = (r_{bb'} + R_S)//r_{b'e} \approx r_{bb'}, C = K_1C_{b'c} + C_{b'e} \approx C_{b'e}$$

得  $r_{bb'} \times C_{b'e} = 211.5ps$ 。

实验 3 强化了  $R_S$  的作用，有下式成立：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC} = 8.54MHz, R = (r_{bb'} + R_S)//r_{b'e} \approx R_S, C = K_1C_{b'c} + C_{b'e} \approx C_{b'e}$$

得  $R_S \times C_{b'e} = 18.65ns$ ，即  $C_{b'e} = 186.5pF$ 。

据前式，得  $r_{bb'} = 1.13\Omega$ 。

解 2) 根据上述确定的参数，分别计算输入回路和输出回路的上限截止频率。

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC}, R = (r_{bb'} + R_S) // r_{b'e} \approx 51.13\Omega, C = K_1 C_{b'c} + C_{b'e}$$

得

$$K_1 = 1 + |A_{um}| = 1 + \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = 1 + \frac{206 \times 1000}{1840} = 113$$

$$C = K_1 C_{b'c} + C_{b'e} = 113 \times 4.35\text{pF} + 186.5\text{pF} = 677.9\text{pF}$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.28 \times 51.13\Omega \times 677.9\text{pF}} = 4.59\text{MHz}$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi R_C C_{b'c}} = \frac{1}{6.28 \times 1000\Omega \times 4.35\text{pF}} = 36.6\text{MHz}$$

两者相差较大，所以取较小值为最终结果，即 $f_H = 4.59\text{MHz}$ 。

按此参数实施仿真，实测表明 $f_H = 4.79\text{MHz}$ ，基本吻合。

### 举例 2：

电路如图 Section52-4。输出为节点 7。求电路的上限截止频率。

解：电路中引入了外部电容  $C_2$ ，其值较大，为  $0.68\text{nF}$ ，它和  $R_C$ 、 $R_{load}$  是并联的，将起到决定上限截止频率的作用。

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_C // R_L)C_2} \approx \frac{1}{6.28 \times 1\text{k}\Omega \times 0.68 \times 10^{-9}\text{F}} = 234\text{kHz}$$

仿真测试结果为 $f_H = 247\text{kHz}$ 。基本吻合。细致分析可知，上式中的电阻不会是  $1\text{k}\Omega$ ，还应包括并联晶体管的  $r_{ce}$  约为  $20\text{k}\Omega$ ，这导致电阻约为  $943\Omega$ ，对应的上限截止频率为  $248\text{kHz}$ 。

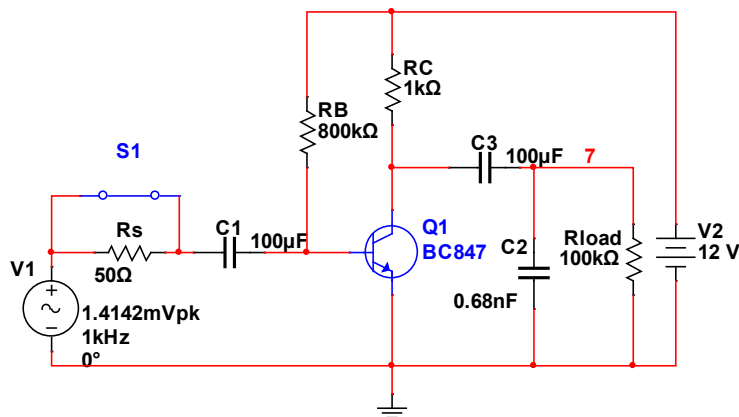


图 Section52-4 举例 2 电路

## Section53. 共基极和共集电极放大电路的高频响应

### 共基极放大电路的高频响应

共基极放大电路如图 Section22-1 所示。将高频模型代入，得图 Section53-1 所示的动态等效电路。图中为了更清晰表达，同时更换了 $u_{b'e}$ 和受控电流源的定义方向。

一种方法是列出节点电压方程，硬求解。利用电路知识完全能够做到这点。但是这将

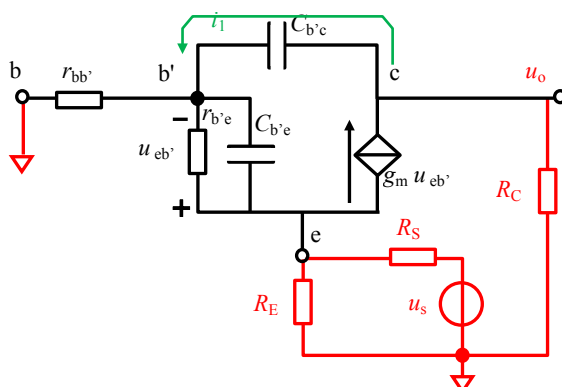


图 Section53-1 共基极放大电路动态等效电路

得到一个极为复杂的表达式，根据表达式用 Matlab 绘制幅频特性曲线，可以得到随频率变化输出变小的趋势，从中找到-3dB 频率点即为上限截止频率。

还有一种近似方法，是在考虑到某些影响因素很小的情况下，对电路进行适当的等效。

1) 将电阻 $r_{bb'}$ 短路。可以看出在 $C_{b'e}$ 对电路产生影响时， $b'$ 点动态电位仍很小，接近于地电位。2) 将电容 $C_{b'c}$ 等效到输出回路，而不再等效到输入回路。此时，即便 $i_1$ 较大，也不会 $b'$ 点产生大的动态电位。3) 在输入回路，将受控电流源等效为一个电阻。因为流过这个电流源的电流是流过 $r_{b'e}$ 的电流的 $\beta$ 倍。最终的简化等效电路如图 Section53-2 所示。

很显然，这不是标准的密勒等效，其等效过程也是极为粗略的。但是，在绝大多数情况下，这个等效是近似成立的。

在输入回路等效图中，将 $u_s$ 、 $R_S$ 、 $R_E$ 用戴维宁等效演变成源为 $u_{s1}$ ，串联一个 $R_S/R_E$ 的电阻的形式，其中 $u_{s1}=u_s \times R_E / (R_S + R_E)$ ，如图 Section53-2 所示。

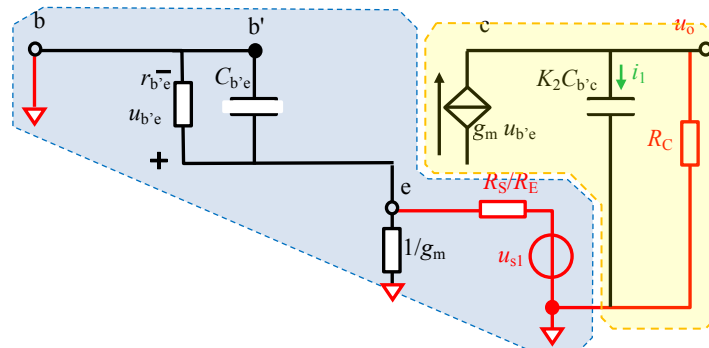


图 Section53-2 输入和输出独立回路等效电路

至此，输入回路演变成了 Section48-5 所示的低通结构，其上限截止频率为：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC} , R = R_S // R_E // r_{b'e} // \frac{1}{g_m} = R_S // R_E // \frac{r_{b'e}}{1 + \beta} , C = C_{b'e}$$

(Section53-1)



而输出回路的上限截止频率为：

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi R_C C_{b'c}} \quad \text{[Section53-2]}$$

对比两者发现，输入回路中，外部信号源内阻在与 $\frac{r_{b'e}}{1+\beta}$ 的并联中，被淹没了。因此， $C_{b'c}$ 虽然远小于 $C_{b'e}$ ，但 $\frac{r_{b'e}}{1+\beta}$ 比 $R_C$ 小得更多。这导致如下结论：决定共基极电路上限截止频率的，主要是输出回路参数；一是内部的 $C_{b'c}$ ，二是外部的电阻 $R_C$ ，而与输入端的参数选择几乎无关。

对比共射极和共基极放大电路，可以发现，在信号源具有不可忽视的内阻  $R_S$  时，共射极电路的上限截止频率会急剧下降，而共基极电路则几乎不受影响。这才是核心。而一旦信号源内阻为 0，则两者的上限截止频率几乎完全相同。

### 共集电极放大电路的高频响应

动态等效电路如图 Section53-3 所示。由于 $C_{b'c}$ 的存在，从 $b'$ 点到地之间的阻抗为  $m$ ，它随着频率的上升而下降，这将导致最终的输出也跟着下降。

简化的上限截止频率公式为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = (R_S + r_{bb'}) / ((1 + \beta)(R_E // R_L)), \quad C = C_{b'c}$$

在大多数情况下，上限截止频率几乎只受到信号源内阻的影响。在信号源没有内阻的情况下，上限截止频率非常大，一般可以达到几十 GHz 以上。

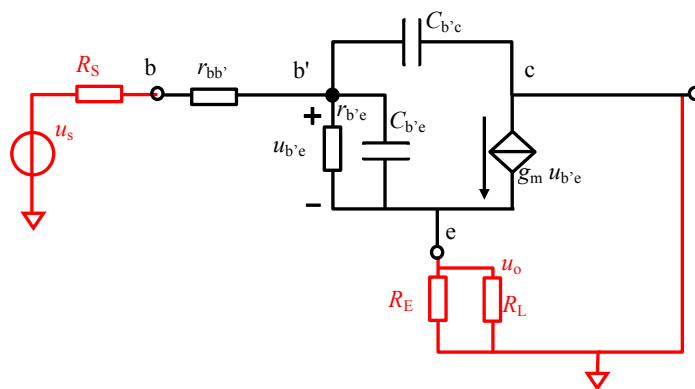


图 Section53-3 共集电极放大电路动态等效电路

#### 举例 1：

电路如图 Section53-4。参数见图。已知在此状态下，电路的上限截止频率为 766MHz，分别求解：

- 1) 当  $R_S=1000\Omega$  时的上限截止频率。
- 2) 当  $R_S=1000\Omega$ ，且  $R_E=1k\Omega$  时的上限截止频率。

解：根据前述分析，当  $R_S=50\Omega$  时，可以忽略 $r_{bb'}$ ，解得 $C_{b'c}$

$$C_{b'c} = \frac{1}{2\pi R_S f_H} = \frac{1}{6.28 \times 50 \times 766 \times 10^6} = 4.16\text{pF}$$

当  $R_S=1000\Omega$  时，

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_S C_{b'c}} = 38.3\text{MHz}$$

仿真测试结果为  $f_H=35\text{MHz}$ ，基本吻合。

当  $R_S=1000\Omega$ ，且  $R_E=1\text{k}\Omega$  时，根据理论分析，应该对上限截止频率影响很小，即  $f_H=35\text{MHz}$ 。仿真结果为  $30.2\text{M}$ ，差异稍大。之所以出现这种结果，主要原因是，电路的静态工作点发生了改变，导致电容发生了变化。

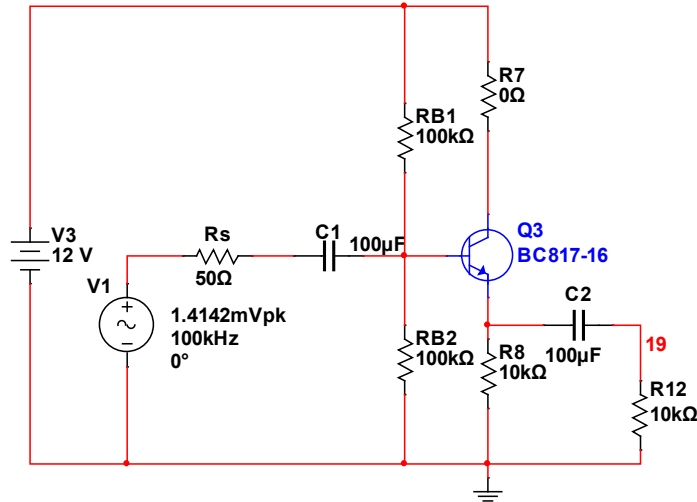


图 Section53-4 举例 1 电路图

举例 2：

电路如图 Section53-5。参数见图。已知晶体管的  $C_{bc}=4.16\text{pF}$ ， $C_{be}=20\text{pF}$ ， $r_{bb}=1\Omega$ ， $\beta=200$ ，求解电路的上限截止频率。

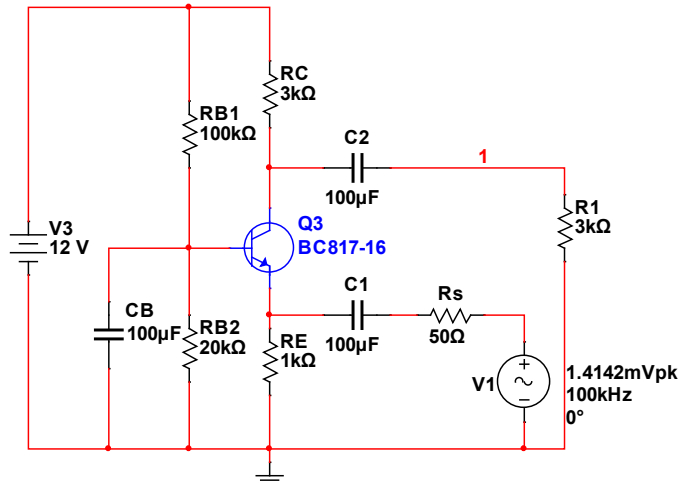


图 Section53-4 举例 2 电路图

解：先求解静态工作点，获得必要的参数：

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = 16.67\text{k}\Omega$$

$$E_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times V_3 = \frac{20}{20 + 100} \times 12 = 2\text{V}$$

列出回路直流方程：

$$E_B - 0.7\text{V} = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_E)$$

$$I_{BQ} = \frac{E_B - 0.7\text{V}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{11.3\text{V}}{16.67\text{k}\Omega + 201\text{k}\Omega} = 51.9\mu\text{A}$$

$$r_{b'e} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{26\text{mV}}{51.9\mu\text{A}} = 501\Omega$$

输入回路的上限截止频率：

$$R = R_S // R_E // \frac{r_{b'e}}{1 + \beta} \approx 2.38\Omega, C = C_{b'e} = 20\text{pF}$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.28 \times 2.38\Omega \times 20\text{pF}} = 3345\text{MHz}$$

输出回路的上限截止频率：

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C // R_L)C_{b'c}} = \frac{1}{6.28 \times 1.5\text{k}\Omega \times 4.16\text{pF}} = 25.5\text{MHz}$$

综合分析，取较小值， $f_H = 25.5\text{MHz}$ 。仿真结果为 $f_H = 23.9\text{MHz}$ ，基本吻合。

## Section54. 利用晶体管的数据手册估算上限截止频率

首先需要说明，利用现有晶体管数据手册，要想准确计算某个放大电路的上限截止频率，是极为困难的。但是，晶体管数据手册，基本具备如下参数，可以帮助我们做出粗略的估计。

### 特征频率 $f_T$ :

当输入信号频率越来越高时，晶体管的  $\beta$  会下降，当  $f=f_T$  时， $\beta$  下降为 1。此频率称为晶体管的特征频率，在一些数据手册中，此值也被称为电流增益带宽积(Current Gain Bandwidth Product)。

定性结论是，晶体管的特征频率越高，其放大高频信号的能力越强。一般小信号晶体管，其  $f_T$  约为 100MHz~500MHz，而高频晶体管， $f_T$  会高达几十 GHz。

在定量分析中，有下式成立：

$$f_T \approx \frac{\beta}{2\pi r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})}$$

$$C_{b'e} \approx \frac{\beta}{2\pi r_{b'e} f_T} - C_{b'c} \approx \frac{\beta}{2\pi r_{b'e} f_T}$$

(Section54-1)

可以看出，所谓的特征频率，主要取决于模型中的输入回路参数， $r_{b'e}$ 和 $C_{b'e}$ 。

### $f_\beta$ 和 $f_\alpha$

当输入信号频率越来越高时，晶体管的  $\beta$  会下降，当  $f=f_\beta$  时， $\beta$  下降为低频时的 0.707 倍。当  $\beta$  下降，会导致  $\alpha=\beta/(1+\beta)$  也下降，当  $f=f_\alpha$  时， $\alpha$  下降为低频时的 0.707 倍。很显然， $f_\beta$  远小于  $f_\alpha$  和  $f_T$ 。这两个频率点，虽然也具有一定的物理含义，且在很多教科书中强调，但是其实际应用价值很低。在晶体管数据手册中一般也不会出现。

### 输出电容 $C_{obo}$ :

用来描述输出回路的关键参数，在频率分析时可以视为模型中的 $C_{b'c}$ 。也有一些数据手册用反馈电容来描述此值，称为  $C_{re}$ 。

### 举例 1 :

电路如图 Section54-1。参数见图，中频电压放大倍数为 143 倍。BF570 为 NXP 公司的中频晶体管，其数据手册有如下与频率相关的参数（以下为截图）：

$h_{FE}$	DC current gain	$I_C = 10 \text{ mA}; V_{CE} = 1 \text{ V}$	40	-	-	
$C_{re}$	feedback capacitance	$I_C = 0 \text{ A}; V_{CE} = 10 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$	-	1.6	2.2	pF
$f_T$	transition frequency	$I_C = 10 \text{ mA}; V_{CE} = 10 \text{ V}; f = 100 \text{ MHz}$	500	-	-	MHz
		$I_C = 40 \text{ mA}; V_{CE} = 10 \text{ V}; f = 100 \text{ MHz}$	490	-	-	MHz

1) 据此，请估算此电路的上限截止频率，并用仿真软件验证。

2) 当断开开关，估算中频增益和上限截止频率，并用仿真软件验证。

解 1) 首先， $\beta$  只给出了最小值，我们必须先确定它。根据电路，可以估算出：

$$I_{BQ} = \frac{12\text{V} - 0.7\text{V}}{800\text{k}\Omega} = 14.125\mu\text{A}, r_{b'e} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = 1840\Omega \approx r_{be}$$

$$|A_{um}| = \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = \frac{\beta \times 4k\Omega // 100k\Omega}{1840\Omega} = 143, \text{ 解得 } \beta = 66$$

其次，根据数据手册知： $C_{b'c} \leq 2.2pF$ ，典型值为 $1.6pF$ ，因此，可取 $C_{b'c} = 1.6pF$ 。

第三，根据数据手册知： $f_T = 500MHz$ ，据式(Section54-1)得：

$$C_{b'e} \approx \frac{\beta}{2\pi r_{b'e} f_T} - C_{b'c} = \frac{66}{6.28 \times 1840 \times 500 \times 10^6} - 1.6pF = 9.8pF$$

第四，开始计算截止频率。在没有信号源内阻情况下，输出回路的上限截止频率 $f_{H2}$ 将决定总的上限截止频率，据式(Section52-3)，则有

$$f_H \approx f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C // R_L)C_{b'c}} = \frac{1}{6.28 \times 4k\Omega \times 1.6pF} = 24.8MHz$$

仿真验证结果为 $f_H = 19.2MHz$ 。此处出现较大误差的主要原因是，没有对输入回路进行估算。

(打开仿真软件中 BF570 模型，可以看到它的基极电阻为  $35\Omega$ ，此即为 $r_{bb'}$ ，利用式(Section52-3)，可得到 $f_{H1} = 46.4MHz$ ，它只是 $f_{H2}$ 的近似 2 倍，用(Section49-3)计算，取  $K=1099$ ，则 $f_H = 19.9MHz$ ，基本吻合。但是，这属于幕后操作。)

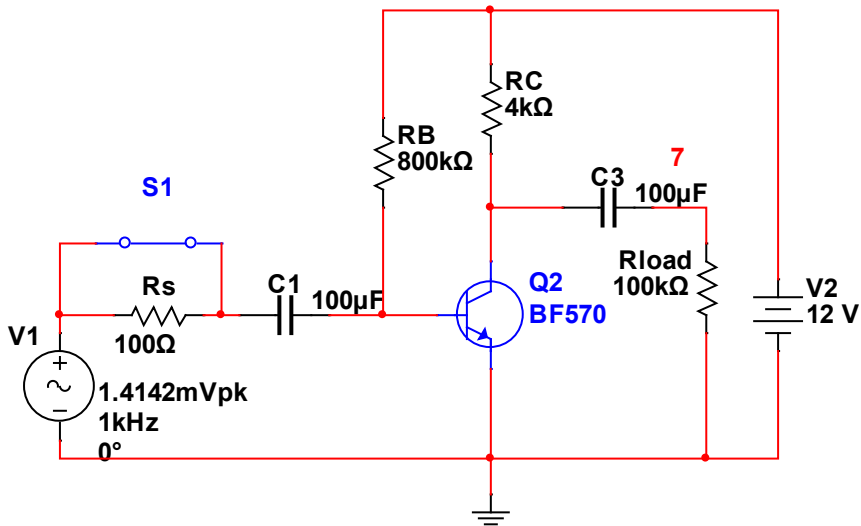


图 Section54-1 举例 1 电路图

解 2) 当信号源内阻存在的情况下，需要分别计算输入回路和输出回路的上限截止频率，然后综合考虑最终的上限截止频率：

据式(Section52-3)

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad R = (r_{bb'} + R_S) // r_{b'e} \approx 94.8\Omega$$

$$C = K_1 C_{b'c} + C_{b'e} = (1 + |A_{um}|)C_{b'c} + C_{b'e} = 144 \times 1.6pF + 9.8pF = 240.2pF$$

解得： $f_{H1} = 6.99MHz$ 。另据式(Section52-4)

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C // R_L)C_{b'c}} = \frac{1}{6.28 \times 4k\Omega \times 2pF} = 19.9MHz$$

综合分析，取较小值，则 $f_H \approx f_{H1} = 6.99MHz$ 。仿真验证结果为 $f_H = 6.8MHz$ 。

### 3. 负反馈和运算放大器基础

前述的放大电路有两个特点，第一它们是开环的，即从输入开始，一级一级“由因至果”向后传递，就像多米诺骨牌一样，中间没有任何回馈事件。第二，它们是用若干个晶体管以及电阻电容实现的，这被称为分立电路(discrete circuit)，它是和集成电路(integrated circuit-IC)对应的。

用这种电路实现简单功能，是没有问题的。但是，一旦电路功能复杂，需要大量分立元器件时，体积大、设计复杂、功耗大、成本高的缺点就显现出来。

对于我们来讲，运算放大器和负反馈，会使我们设计一个放大电路变得更加容易，并获得更加出色的放大电路指标。

#### 3.1. 理想运算放大器和负反馈电路

##### Section56. 理想运算放大器

运算放大器，英文为 Operational Amplifier，简写 OA 或 OPA，中文简称为运放。

理想运算放大器如图 Section56-1 所示，它具有两个差分的输入端  $u_+$  和  $u_-$ ，一个单端输出端  $u_o$ ，它们之间具有如下关系：

$$u_o = A_{uo}(u_+ - u_-) \quad (\text{Section56-1})$$

其中， $A_{uo}$  称为运算放大器的开环电压增益（ $A$  代表增益， $u$  代表电压， $o$  代表 open，区别于后面要使用的负反馈形成的闭环增益  $A_{uf}$ ）。

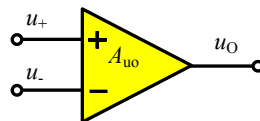


图 Section56-1

理想运算放大器具有如下主要特点：

- 1)  $A_{uo}$  足够大，一般用无穷大  $\infty$  表示。它的下限截止频率为 0，上限截止频率为  $\infty$ 。
- 2) 两个输入端均具有无穷大的输入阻抗，即流进或者流出  $u_+$  和  $u_-$  的电流始终为 0。
- 3) 输出端输出阻抗为 0。
- 4) 始终遵循式 Section56-1。

## Section57. 理想运算放大器组成的负反馈放大电路

这样一个理想运算放大器（以下把运算放大器简称为“运放”），看起来似乎没有什么用途——谁也不会使用无穷大的增益。要实现一个输入电阻等于  $10\text{k}\Omega$ ，输出电阻等于  $500\Omega$ ，无负载电压增益等于 50 倍的电压放大，怎么办呢？科学家有的是办法。

利用理想运放搭建的图 Section57-1 电路，可以轻松实现上述要求。

据式 Section56-1，有：

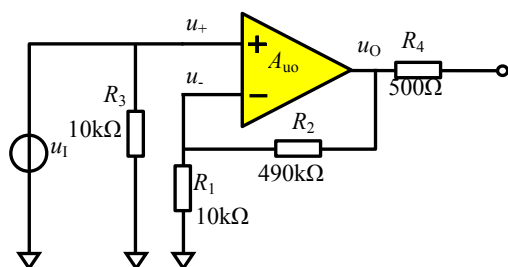


图 Section57-1

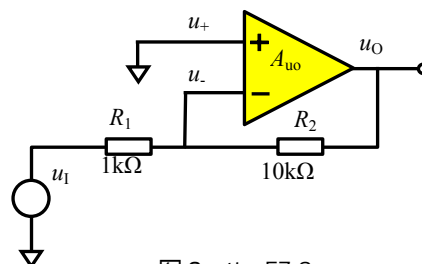


图 Section57-2

$$u_o = A_{uo} \times \left( u_1 - u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

拆开，可解得：

$$u_o = \frac{A_{uo}}{1 + A_{uo} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \times u_1 = A_{uf} \times u_1$$

其中  $A_{uf}$  称为含负反馈的电压增益，当  $A_{uo}$  趋于无穷大时，有

$$\lim_{A_{uo} \rightarrow \infty} u_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u_1$$

代入数值，得  $u_o|_{A_{uo} \rightarrow \infty} = 50u_1$ 。

即整个电路的电压增益  $A_{uf}$  为 50 倍。看来，奇妙的事情发生了：原本有无穷大增益的理想运放，通过合适的外部电阻连接（其实就是负反馈），居然实现了指定的电压放大倍数。

再看输入电阻和输出电阻：图中  $R_3$  是多少，电路的输入电阻就是多少，因为理想运放的输入阻抗为无穷大。图中  $R_4$  是即为电路的输出电阻，因为理想运放的输出阻抗为 0。

再看图 Section57-2 电路。对  $u_1$  端利用叠加原理，有下式成立：

$$\begin{aligned} u_o &= A_{uo} \times \left( 0 - \frac{R_1 u_o + R_2 u_1}{R_1 + R_2} \right) \\ u_o &= - \frac{A_{uo}}{\frac{R_1 + R_2}{R_2} + A_{uo} \frac{R_1}{R_2}} u_1 \\ u_o|_{A_{uo} \rightarrow \infty} &= - \frac{R_2}{R_1} u_1 \end{aligned}$$

这个电路实现了任意倍数增益（可以小于 1），且是反相放大。

一旦有了理想运放，想要多大的电压增益，只有选择合适的外部电阻，就可以实现了。这一方面归功于理想运放，更重要的归功于这样的电路结构，即将输出端回送到输入端，形成的负反馈结构。

## 3.2. 负反馈理论

### Section58. 反馈的概念引入

#### 反馈的定义

反馈的英文为 feedback，feed 是喂养、提供的意思，从字面理解，feedback 是将输出倒送到输入的意思。我国台湾地区将 feedback 译为“回授”。

在现实生活中，我们广泛应用到反馈这个词。比如，我们在教学楼里放置了一些雨伞，为学生提供方便（这可以理解为我们给校园生活加载了输入信号。效果怎么样，就属于输出信号）。如果放置了，不做任何效果调查和数量调整，这属于开环系统。如果我们在放置一段时间后，经历了几次下雨，然后听取学生的反馈意见，根据反馈意见，调整雨伞数量，既不浪费，也足够学生使用，就达到了良好的效果。

**在电学系统中，将输出信号通过某种方式，回送到输入环节，和原输入信号合并形成净输入信号，或者单独作为输入信号，进而影响输入输出性能的举措，称为反馈。**

图 Section58-1 是一个理想运放组成的开环系统，它的输出没有回送到输入环节。图

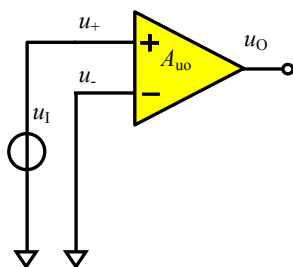


图 Section58-1

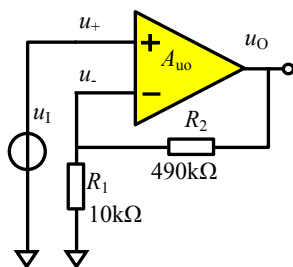


图 Section58-2

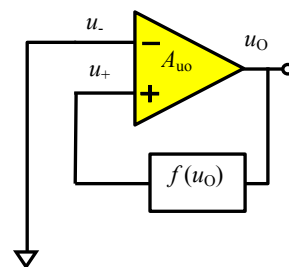


图 Section58-3

Section58-2 是一个典型的负反馈电路，它通过两个电阻分压，将输出信号的一部分(1/50)回送到了输入环节的负输入端，进而达到了整个电路的电压增益为 50 倍的效果。Section58-3 则是一个没有输入信号的反馈系统，输出信号经过一个函数处理——可以是放大、衰减，或者指数运算、对数运算等等——回送到了运放的正输入端，作为单独的输入信号。

#### 正反馈和负反馈

反馈分为正反馈和负反馈两种。

当输出信号发生某个方向的变化，此称为变化根源。变化根源回送到输入端后，会再次引起输出信号变化，此称为二次变化。如果二次变化与变化根源具有相同的方向，则属于正反馈。如果二次变化与变化根源具有相反的方向，则属于负反馈。

正反馈的作用类似于推波助澜，会加剧变化过程。负反馈的作用是稳定。

图 Section58-2 电路中，假设输出的变化为正向（此为变化根源），则分压后在理想运放的  $u_-$  端，变化也是正向，一个正向变化信号加载到理想运放的  $u_-$  端，则输出一定会产生负向变化（此为二次变化），即二次变化与变化根源方向相反，它属于负反馈。图



Section58-3 中，反馈环节为一个函数  $f$ ，如果这个函数曲线工作在 1、3 象限且单调，则函数本身的输入和输出是同向的，此电路为正反馈；如果函数曲线工作在 2、4 象限且单调，此电路是负反馈。

## 生活中的正反馈和负反馈举例

### 管道内外壁的小球

图 Section58-4 中，蓝色物体是一个水泥管道。红色小球放置在外壁顶端，谨慎放置，可以稳定在那里。绿色小球放置在内壁底部。当有外力稍稍向左边推动红色小球，则小球会立即滚落。当有外力同样施加在绿色小球时，小球会很快重新稳定在内部底部的中间。

小球的位置是输出量，合力是输入量，力会决定小球的运动，小球的运动会导致位置变化，而位置变化又回送到了输入端，产生了合力的变化，这就形成了一个闭环反馈。注意红色小球，在这个反馈回环中，它构成了一个正反馈，位置偏左，合力向左，使其向左运动，导致位置更加偏左。而绿色小球，则构成了一个负反馈。

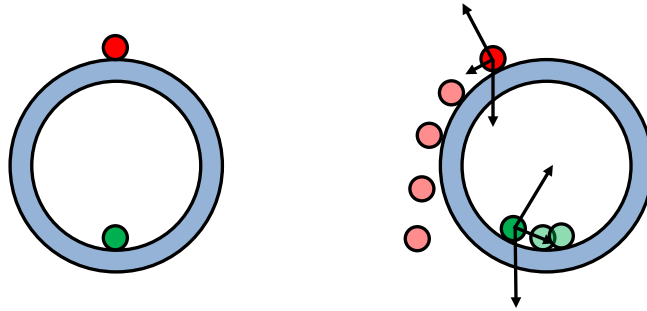


图 Section58-4 管道内外的小球

### 发球规则

足球、篮球是失球者发球，排球是赢球者发球，而乒乓球、网球都是固定发球。这三种发球方式是怎么确定的，有科学道理吗？

如果发球会影响赢球概率，而谁发球又取决于输赢，那么就形成了反馈。比赛中，我们不愿意看到一边倒的比赛，因此必须制止强烈的正反馈形成。

比如排球，我们能看到的是，发球者输球的概率很高，因为你发球，就会给对方攻击的机会，特别是男排，只要接发球顺利，几乎一攻就会得手。为了避免出现正反馈，排球规定必须是得分者发球。如果是丢球者发球的话，大家想想会出现什么结果：你发球，对方一攻得手，你丢球了，继续发球，对方还是得手，那么很快就会出现先发球者 0:10 的尴尬局面，而一旦扭转过来，又会出现 25:10，比赛结束了。这种比赛，多没有意思啊。

而篮球恰恰相反，发球者直接组织进攻，得分概率也很高。如果规定赢球者发球的话，结局与排球差不多。这两种规则，虽然完全相反，但都属于负反馈，抑制了得分者继续得分的现象。乒乓球和网球，则在比赛中切断了反馈，以固定次序发球。乒乓球每次发 2 个球，网球则是一人一个发球局。

### 魔鬼实验

以下实验，仅供想象，读者万万不可效仿。

“手搭脉搏，心跳一下，走一大步，持续”。它是一个典型的反馈系统。

想怎么走，就怎么走，这是一个开环系统。但是，走路会引起心跳加速，将心跳回送到大脑决策环节，跳一下，走一大步，这就形成了反馈。这是一个可怕的实验，称之为魔鬼实验不为过。你的步伐将越来越快，最终跟不上心跳的节奏，累趴下了。

### 减肥实验

每天晚上，称量自己的体重。如果比昨天重了，第二天少吃点。如果比第二天轻了，第二天就多吃点。这也是一个反馈系统。胡吃海喝，从来不计量自己的体重，或者称了体重，却从不把它回送到大脑，以决定饮食量，这都是开环系统。

## Section59. 认识电路中的反馈

### 反馈环路

认识反馈电路，核心在于发现其中的反馈环路(Loop)。所谓的环路，就是从输出——输入——输出的电路路径，它是封闭的。环路的存在，客观上诠释了反馈的定义：没有环路，就没有反馈，只要有反馈，就一定存在环路。

图 Section59-1 和-2 中，绿色的信号路径是输入信号，而红色的则是反馈环路。你可以这么理解：信号刚加载到放大电路中，第一次走的是信号路径，到达输出后，就开始在红色的反馈环路中兜圈子。

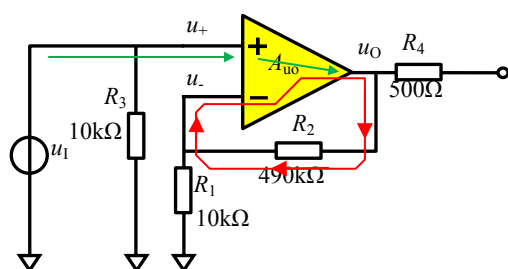


图 Section59-1

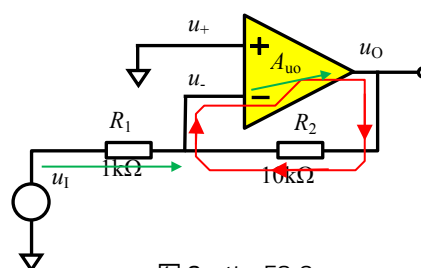


图 Section59-2

找寻反馈环路的方法很简单：先找到输出端，然后向回找，找到回到核心放大器输入端的位置，再由核心放大器找到输出端，就形成了环路。

### 环路极性法判断正反馈和负反馈

认识反馈电路的第二步，就是准确判断它的反馈极性：它是正反馈还是负反馈。

在一个原本开环的电路中，引入负反馈和引入正反馈，效果截然不同：负反馈能够实现更加稳定的放大，使得放大器具有更加优越的性能，广泛应用于放大器；而正反馈一般用于产生自激振荡，广泛应用于信号发生电路中。

前面我们已经初步得到了一些结论：正反馈的效果是推波助澜，核心词是“越来越”；负反馈的作用和核心词都是“稳定”。但是，这只是比较“感性”的结论，我们需要更理性的方法。在电路中，利用环路极性法，可以准确判断反馈的极性。

#### 环路极性法的步骤为：

- 1) 找到反馈环路。
- 2) 在反馈环路中任意确定一个节点 A。
- 3) 在节点 A 处假设存在一个正的变化量，用 $\oplus$ 表示。
- 4) 沿着反馈环路，让这个变化量依次行进，每过一个关键节点，对变化量方向进行判断并标注，用 $\oplus$ 表示正变化量，用 $\ominus$ 表示负变化量，用 $\odot$ 表示没有变化量。
- 5) 等这个行进过程再次回到 A 点时，如果变化量仍是 $\oplus$ ，则表明反馈的作用是赞成初始的变化，起到了推波助澜的作用，属于正反馈。如果变化量为 $\ominus$ ，则表明反馈的作用是反对初始的变化，起到了唱反调的作用，属于负反馈。如果变化量为 $\odot$ ，则表明反馈环路被打断，不存在反馈。

### 极性传递的典型情况

图 Section59-3 给出了一些常见的极性传递情况，用于上述第 4 步中变化量行进之中。常见的电阻、电容、二极管等无源元件，一般只能实现同相传递，但在敏感频率处，需要另议。运放和晶体管可以同相传递，也可以反相传递，在晶体管中，牢记：共射极电路的输入是基极，输出是集电极，两者反相，共集电极电路的输入是基极，输出是发射极，两者是同相的，共基极电路的输入是发射极，输出是集电极，两者是同相的。

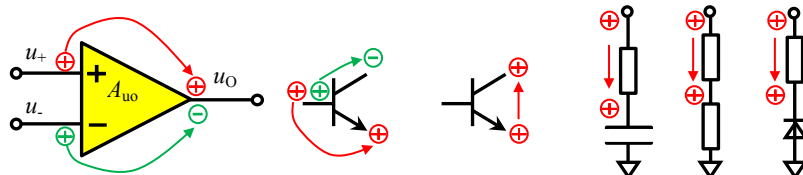


图 Section59-3 一些常见的极性传递情况

以下电路中都包含反馈。我们不要求大家对电路的功能全面了解，只希望能够在复杂电路中找到反馈环路，判断出反馈极性。

### 举例 1：光电放大器

图 Section59-4 是一个光电感应放大器，图中的二极管是光电二极管，当光线照射强度发生变化时，流过它的电流和它的两端电压降都会发生变化。这就导致场效应管门极电压发生变化（此谓待测信号）。场效应管组成了一个高输入电阻的共漏极放大电路：门极入、源极出，电压增益接近于 1。源极输出电压输入到运放 LT6200 的反相输入端（即  $u_-$  端），引起运放输出电压变化。这就是无反馈的信号流向图。

图中的  $R_F$ 、 $C_F$  组成反馈支路，将输出信号回送到了晶体管的门极，然后兜圈子，就形成了如图所示的反馈环路。判断反馈极性方法为：在 LT6200 输出端设定一个变化量  $\oplus$ ，

摘自 Linear Technology [LT6200](#) 数据手册  
Single Supply, 1.5nV/√Hz, Photodiode Amplifier

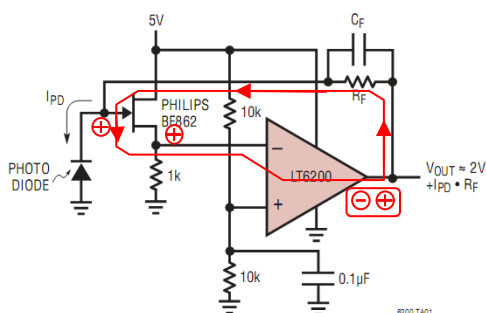


图 Section59-4

摘自 Linear Technology 电路图集 高 DC 准确度的复合放大器

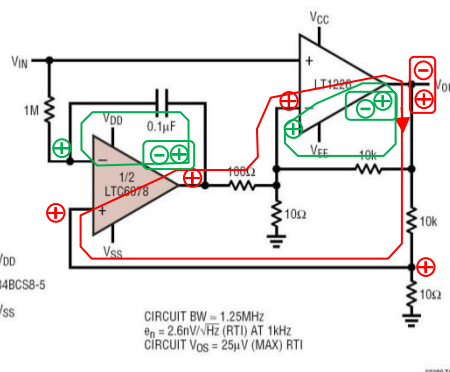


图 Section59-5

信号行进到场效应管门极时，仍为  $\oplus$ （该点电位类似于两个电阻分压，源头增大，则分压点也增大）。由于共漏极放大器是同相放大，因此门极增大，则源极也增大，为  $\oplus$ ，运放负输入端为  $\oplus$ ，输出则为  $\ominus$ 。这样信号又回到了输出端，两个变化方向刚好相反，这属于负反馈。

图中使用一个方框将初始的设定变化方向和兜一圈后的变化方向框在一起，方便最后

的判断。本 Section 内都是如此。

### 举例 2：并联型复合放大器

图 Section59-5 是一个复合放大器（由多个放大器取长补短实现的放大器），主放大器为 **LT1226**，而 **LTC6078** 为补偿输出失调电压的。整个放大器具有一个输入  $V_{IN}$ ，一个输出  $V_{OUT}$ 。电路中具有三个反馈环路，两个小环路，用绿色环路表示，一个大环路，用红色表示。小环路的分析相对简单，它们都是负反馈，分析过程已经标注在图中。

对于大环路，它的输出即运放 **LT1226** 的输出端，假设为  $\oplus$ ，那么  $10\Omega$  头顶一定也是  $\oplus$ ，它连接到运放 **LTC6078** 的正输入端，导致 **LTC6078** 的输出端为  $\oplus$ ，通过电阻网络，到达运放 **LT1226** 的负输入端为  $\ominus$ ，根据图 Section59-3 列出的传递规则，**LT1226** 的输出端一定为  $\ominus$ 。这样，环路中初始位置定义为  $\oplus$ ，转了一圈后回来，变成了  $\ominus$ ，则属于负反馈。

### 举例 3：串联型复合放大器

图 Section59-6 也是一个复合放大器(Composite Amplifier)，主放大器为 **AD8603**，它有很好的输入特性参数，但是它的带宽不够。**AD8451** 是一个高频放大器，它自己组成的小环路属于负反馈，使其实现了 100 倍放大，这对 **AD8603** 的单位增益带宽有了很大的拓展。而 **AD8603** 的反馈环路是一个大环，也是负反馈。

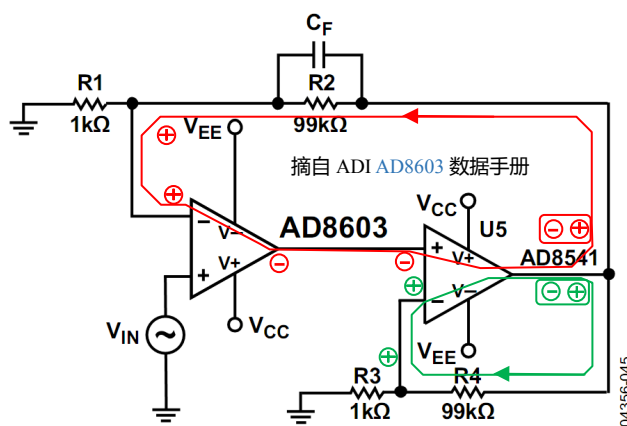


Figure 45. High Gain Composite Amplifier

图 Section59-6

### 举例 4：压流转换电路——源

图 Section59-7 是一个压流转换电路，输入为电压  $V_{IN}$ ，输出为  $I_{OUT}$ ，为吐出电流（英文标注为 source，其含义是提供给负载的电流方向是从电流输出端向外流）。注意反馈环

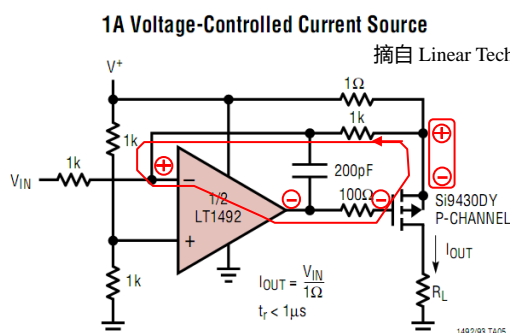


图 Section59-7

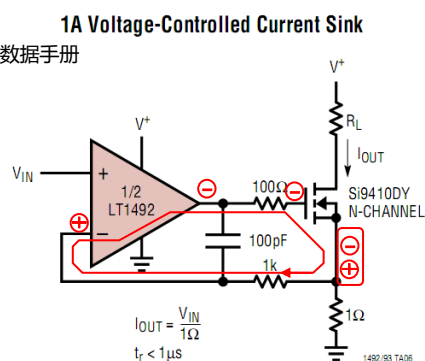


图 Section59-8

路并不包括输出电流，输出端是一个 P 沟道的 MOSFET，漏极为输出电流，与源极电流相等，而源极电流在反馈环内，反馈环控制的是源极电流，进而 1:1 映射到漏极电流。当源极电流变化减小，引起源极电位上升，此点可以设为初始变化量，假设为⊕，通过 1kΩ 电阻回送到 LT1492 的负输入端，为⊖，导致 LT1492 输出电压为⊖，通过 100Ω 电阻到达门极，为⊖，注意此处的 MOSFET 为一个源极跟随器，输入为门极，输出为源极，属于同相放大器，则 MOSFET 的源极为⊖。结果表明，此电路为负反馈。

### 举例 5：压流转换电路——池

图 Section59-8 也是一个压流转换电路，输入为电压  $V_{IN}$ ，输出为  $I_{OUT}$ ，为吸纳电流(英文为 sink，下水槽的意思，含义是提供给负载的电流方向为从电流输出端向里流)。与前一个电路相似，其输出电流  $I_O$  也不再反馈环内， $I_O$  的映射源  $I_S$  在反馈环内。当  $I_S$  增大，导致 1Ω 电阻头顶电位（即晶体管源极电位）上升，使得 LT1492 的负输入端电位上升，则 LT1492 输出端电位下降，由于晶体管处于源极跟随器状态，则源极电位也下降，构成负反馈。

### 举例 6：正弦发生电路

图 Section59-9 是一个正弦波发生电路，用于产生一个 1kHz 的正弦波，图中所说的 Ultrapure（超级纯净）是指输出正弦波的全谐波失真度很小，即输出只包含纯净的 1kHz 正弦波，而不存在或存在很少的其它谐波分量。包含两个反馈环：绿色的反馈环是一个负反馈，实现了一个同相放大功能，其电压放大倍数为  $1+30\Omega/\text{灯丝电阻}$ 。而红色反馈环属于正反馈。

电路中 LAMP 是一个灯丝，具有电阻值，且有正温度系数：温度越高，电阻越大。这个灯丝的作用是稳定输出正弦波幅度：当幅度越大，则灯丝温度越高，其等效电阻越大，导致电压放大倍数减小，输出幅度下降。这个过程也属于负反馈。

此电路中具有关键的正反馈环节，以及必要的选频网络，可以实现自激振荡，进而发生出纯净的正弦波。正反馈，多用于电路自激振荡产生正弦波。

摘自 Linear Technology LT1007/1037 数据手册

**Ultrapure 1kHz Sine Wave Generator**

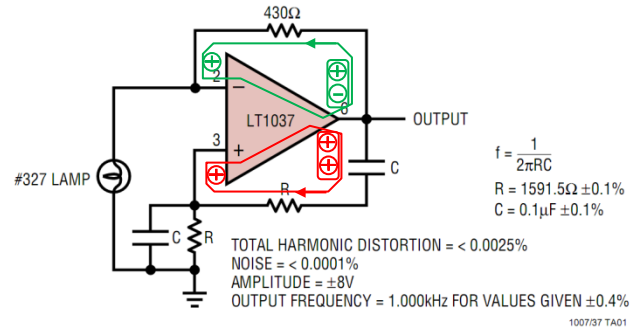


图 Section59-9



## Section60. 负反馈放大电路的方框图分析法

负反馈可以帮助我们改善放大电路性能。为清晰表述这种改善，引入方框图分析法。典型的负反馈方框图如图 Section60-1 所示。

### 方框图分析法

图中， $\dot{A}_{uo}$ 是一个电压输入的放大器，其放大倍数为 $\dot{A}_{uo}$ 倍，也称为开环放大倍数。它是一个矢量表达式，含幅度增益和相移。注意， $\dot{A}_{uo}$ 的输出可以是电压，也可以是电流：

$$\dot{x}_o = \dot{u}_D \times \dot{A}_{uo} \quad \text{[Section60-1]}$$

$\dot{F}$ 为反馈系数，是一个矢量，是指输出信号 $\dot{x}_o$ 的多少倍，回送到了放大器的输入端。所谓的矢量，可以理解为 $\dot{F}$ 表达式中包含频率量，其幅度增益和相移是随频率变化的。多数情况下，反馈系数由纯粹的电阻分压组成，不随频率变化，比如在图 Section58-2 中， $\dot{F}$ 为一个实数，为 1/50。但是在通用式中，我们还是使用 $\dot{F}$ 来表达。

$$\dot{u}_F = \dot{x}_o \times \dot{F} \quad \text{[Section60-2]}$$

$\dot{M}$ 为衰减系数，是一个矢量，是指输入信号的多少倍，进入放大器的输入端。

$$\dot{u}_M = x_I \times \dot{M} \quad \text{[Section60-3]}$$

其中， $x_I$ 不用矢量表达的原因是，所有的相位、幅度增益都以 $x$ 为基准，它是自变量，不随频率变化。

$\Sigma$ 是一个减法器（是含相反极性的加法器），有：

$$\dot{u}_D = \dot{u}_M - \dot{u}_F \quad \text{[Section60-4]}$$

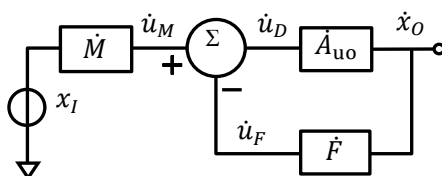


图 Section60-1 方框图

据上述 4 个表达式，可以列出如下方程：

$$(x_I \times \dot{M} - \dot{x}_o \times \dot{F}) \dot{A}_{uo} = \dot{x}_o$$

解方程可得闭环增益（是指由开环放大器组成的负反馈放大电路的增益）为：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{x}_o}{x_I} = \frac{\dot{M} \times \dot{A}_{uo}}{1 + \dot{F} \times \dot{A}_{uo}} \quad \text{[Section60-5]}$$

表达式分母中是实数 1 和复数 $\dot{F} \times \dot{A}_{uo}$ 相加，定义 $\dot{F} \times \dot{A}_{uo}$ 为环路增益，当环路增益的模很大时，加 1 与不加 1 区别很小，因此可以将 1 忽略掉，得到下式：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{x}_o}{x_I} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} \quad \text{[Section60-6]}$$

这是一个“划时代”的表达式，它的含义是，当开环放大器的增益和反馈系数的乘积



(即环路增益)足够大(远大于1)时,也称此时为深度负反馈状态,闭环放大电路的放大倍数约为衰减系数和反馈系数的比值,而与开环放大倍数 $A_{uo}$ 无关。

这太妙了,换句话说,你只要有一个开环增益很大的放大器,不管它具体是多大,只要选择合适的外部电路,实现指定的衰减系数、反馈系数,就可以确定闭环放大电路的增益。

这个公式对设计者来说是一个喜讯:他再也不需要计算静态工作点,估算 $r_{be}$ ,测量 $\beta$ ,以及复杂的计算公式,只要确定外部的几个电阻就可以确定放大倍数,太简单了。

这个公式对运算放大器生产厂家,也是一个大喜讯:他们生产的运放,只要开环增益非常大就可以了,而不需要理睬具体是10万倍,还是15万倍。此时,成品率会大幅度上升。

### M和F的求解方法

在方框图法中,存在两个激励:输入激励为信号源,返回激励为电路输出端。

根据 $M$ 的定义,求解电路中 $M$ 的方法为:

将输出激励强制设为0,求解运放正输入端电压,用输入激励表达:

$$\dot{u}_+|_{x_o=0} = \dot{g}_1(x_I)$$

将输出激励强制设为0,求解运放负输入端电压,用输入激励表达:

$$\dot{u}_-|_{x_o=0} = \dot{g}_2(x_I)$$

则有:

$$\dot{M} = \frac{\dot{u}_+|_{x_o=0} - \dot{u}_-|_{x_o=0}}{x_I} = \frac{\dot{g}_1(x_I) - \dot{g}_2(x_I)}{x_I}$$

[Section60-7]

它的含义是,在不考虑输出回送的情况下,单纯的输入信号,有多少加载到了运放的输入端上——运放的正输入减去负输入。

根据 $F$ 的定义,求解电路中 $F$ 的方法为:

将输入激励设为0,求解运放正输入端电压,用输出激励表达:

$$\dot{u}_+|_{x_I=0} = \dot{g}_3(x_O)$$

将输入激励设为0,求解运放负输入端电压,用输出激励表达:

$$\dot{u}_-|_{x_I=0} = \dot{g}_4(x_O)$$

则有:

$$\dot{F} = \frac{\dot{u}_-|_{x_I=0} - \dot{u}_+|_{x_I=0}}{x_O} = \frac{\dot{g}_4(x_O) - \dot{g}_3(x_O)}{x_O}$$

[Section60-8]

它的含义是,在不考虑输入的情况下,单纯的输出信号,有多少加载到了运放的反相输入上——运放的负输入减去正输入。

对于电压输入, $x_I$ 用 $u_I$ 表示,对于电流输入, $x_I$ 用 $i_I$ 表示。对于电压输出, $x_O$ 用 $u_O$ 表示,对于电流输出, $x_O$ 用 $i_O$ 表示。

## Section61. 利用方框图法求解电路

图 Section57-1 电路中，先求解 $\dot{M}$ 和 $\dot{F}$ ：

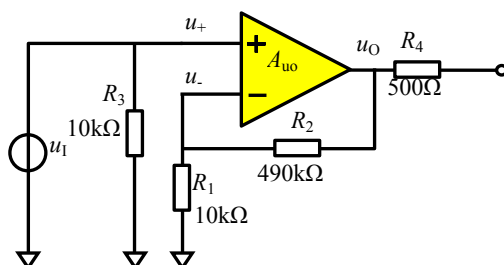


图 Section57-1

将输出视为 0，则有：

$$\begin{aligned} \dot{u}_+|_{u_o=0} &= u_1 \\ \dot{u}_-|_{u_o=0} &= 0 \\ \dot{M} &= \frac{\dot{u}_+|_{u_o=0} - \dot{u}_-|_{u_o=0}}{u_1} = 1 \end{aligned}$$

将输入视为 0，则有：

$$\begin{aligned} \dot{u}_+|_{u_1=0} &= 0 \\ \dot{u}_-|_{u_1=0} &= u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ \dot{F} &= \frac{\dot{u}_-|_{u_1=0} - \dot{u}_+|_{u_1=0}}{u_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{50} \end{aligned}$$

代入式(Section60-6)得：

$$\dot{A}_{uf} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = 50$$

图 Section57-2 电路中，将输出视为 0，则有：

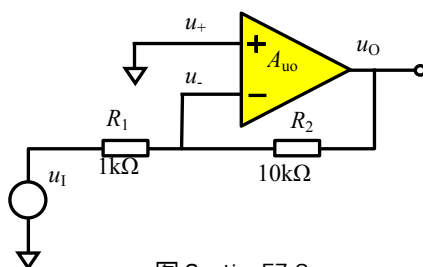


图 Section57-2

$$\begin{aligned} \dot{u}_+|_{u_o=0} &= 0 \\ \dot{u}_-|_{u_o=0} &= u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ \dot{M} &= \frac{\dot{u}_+|_{u_o=0} - \dot{u}_-|_{u_o=0}}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} = -\frac{10}{11} \end{aligned}$$

将输入视为 0，则有：

$$\begin{aligned} \dot{u}_+|_{u_1=0} &= 0 \\ \dot{u}_-|_{u_1=0} &= u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ \dot{F} &= \frac{\dot{u}_-|_{u_1=0} - \dot{u}_+|_{u_1=0}}{u_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{11} \end{aligned}$$

代入式(Section60-6)得：

$$\dot{A}_{uf} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$$

上述均为粗略计算，是在假设 $\dot{A}_{uo}$ 无穷大情况下得到的。利用方框图分析法，也可以进行精细计算，以图 Section57-1 为例：

如果已知理想运放具有确定的开环增益，且不随频率变化，那么其开环增益 $\dot{A}_{uo}$ 越大，实际的 $\dot{A}_{uf}$ 越接近 50。比如， $\dot{A}_{uo} = 10000$ ，则利用式(Section60-5)，得

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{M} \times \dot{A}_{uo}}{1 + \dot{F} \times \dot{A}_{uo}} = \frac{1 \times 10000}{1 + \frac{1}{50} \times 10000} = 49.75$$

不同的 $A_{uo}$ ，得到不同的 $A_{uf}$ ，如下表所示。

$A_{uo}$	100	1000	10000	100000	1000000	10000000
$A_{uf}$	33.33333333	47.61904762	49.75124378	49.97501249	49.99750012	49.99975

可以看出，随着开环增益的增加，实际闭环增益逐渐逼近 50。

电路中，如果 $R_1$ 开路， $R_2$ 短路，就演变成了一种特殊电路，称为跟随器。其 $M=1$ ， $F=1$ ，闭环电压增益近似为 1。

### 举例 1：

电路如图 Section61-1 所示，求输入输出关系。

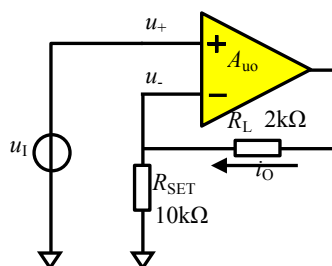


图 Section60-1 举例 1 电路

解：此电路的输入为电压，输出为电流。因此，增益为：

$$\dot{A}_{uif} = \frac{i_O}{u_I}$$

先求解反馈系数 $\dot{F}$ ，将输入视为 0。

$$\begin{aligned} \dot{u}_+ |_{u_I=0} &= 0 \\ \dot{u}_- |_{u_I=0} &= i_O \times R_{SET} \\ \dot{F} &= \frac{\dot{u}_- |_{u_I=0} - \dot{u}_+ |_{u_I=0}}{i_O} = R_{SET} \end{aligned}$$

再求解反馈系数 $\dot{M}$ ，将输出电流视为 0。

$$\begin{aligned} \dot{u}_+ |_{i_O=0} &= u_I \\ \dot{u}_- |_{i_O=0} &= 0 \\ \dot{M} &= \frac{\dot{u}_+ |_{i_O=0} - \dot{u}_- |_{i_O=0}}{u_I} = 1 \end{aligned}$$

据此可得：

$$\dot{A}_{uif} = \frac{i_O}{u_I} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \frac{1}{R_{SET}}$$

即：

$$i_O = \frac{u_I}{R_{SET}}$$

可知，此电路为压流转换器，用输入电压控制输出电流。

举例 2：

电路如图 Section61-2 所示，求输入输出关系。

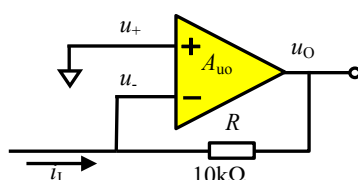


图 Section60-2 举例 2 电路

解：此电路的输入为电流，输出为电压。因此，增益为：

$$\dot{A}_{uif} = \frac{\dot{u}_O}{\dot{i}_I}$$

先求解反馈系数  $\dot{F}$ ，将输入电流视为 0。

$$\begin{aligned} \dot{u}_+ |_{i_I=0} &= 0 \\ \dot{u}_- |_{i_I=0} &= \dot{u}_O \\ \dot{F} &= \frac{\dot{u}_- |_{i_I=0} - \dot{u}_+ |_{i_I=0}}{\dot{u}_O} = 1 \end{aligned}$$

再求解反馈系数  $\dot{M}$ ，将输出电压视为 0。

$$\begin{aligned} \dot{u}_+ |_{u_O=0} &= 0 \\ \dot{u}_- |_{u_O=0} &= \dot{i}_I \times R \\ \dot{M} &= \frac{\dot{u}_+ |_{u_O=0} - \dot{u}_- |_{u_O=0}}{\dot{i}_I} = -R \end{aligned}$$

据此可得：

$$\dot{A}_{uif} = \frac{\dot{u}_O}{\dot{i}_I} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = -R$$

即：

$$\dot{u}_O = -R \times \dot{i}_I$$

可知，此电路为流压转换器，用输入电流控制输出电压。

## Section62. 负反馈对放大电路性能的影响

开环放大器具有极高的开环电压增益，而闭环放大电路的增益会小得多，这是负反馈引入带来的“弊端”，但负反馈的引入，对放大电路的其它性能影响巨大，比如提高了增益稳定性，拓展了放大器带宽，降低了失真度等等。

利用方框图法，可以分析负反馈对放大电路的性能影响。

### 1) 对增益稳定性的影响

从 Section61 表格中可以看出，当开环放大器的开环增益发生一定数量的改变，比如从 10,000 变到 100,000，含负反馈的闭环放大器之闭环增益只会出现很小的变化，从 49.751 变到了 49.975。这就是负反馈对增益稳定性的影响——负反馈大幅度提高了增益稳定性。

一般用增益变化量除以增益，即增益的相对变化量来表示增益的稳定性。为方便进行数值分析，将式(Section60-5)中的矢量用标量代替：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{u}_o}{u_i} = \frac{\dot{M} \times \dot{A}_{uo}}{1 + \dot{F} \times \dot{A}_{uo}}$$

设  $x = A_{uo}$  为自变量， $y = A_{uf}$  为因变量， $M = \dot{M}$ ， $F = \dot{F}$  均为常数。则有：

$$y = \frac{Mx}{1 + Fx}$$

对两边同时取微分，得

$$dy = \frac{Mdx(1 + Fx) - MxFdx}{(1 + Fx)^2} = \frac{Mdx}{(1 + Fx)^2}$$

两边同时除以  $y$ ，得

$$\frac{dy}{y} = \frac{Mdx}{(1 + Fx)^2} \times \frac{1 + Fx}{Mx} = \frac{1}{1 + Fx} \times \frac{dx}{x}$$

即

$$\frac{dA_{uf}}{A_{uf}} = \frac{1}{1 + FA_{uo}} \times \frac{dA_{uo}}{A_{uo}}$$

(Section62-1)

此式说明，闭环增益的相对变化量，是开环增益相对变化量的  $\frac{1}{1+FA_{uo}}$  倍。换句话说，开环增益发生了很大变化，闭环增益只发生很小的变化。因此，负反馈提高了增益稳定性。

### 举例 1：

一个开环增益  $A_{uo}$  为 100,000 的放大器，组成了  $M=1$ ， $F=0.1$  的负反馈放大电路，电路结构如图 Section57-1 所示。

1) 求此时的闭环电压增益；

2) 用一个开环电压增益为 90,000 的放大器替换原电路中的放大器，求此时的闭环电压增益，同时验证式(Section62-1)的正确性。

解：

1) 根据式(Section60-5)，得：

$$A_{uf1} = \frac{M \times A_{uo1}}{1 + F \times A_{uo1}} = \frac{100000}{1 + 0.1 \times 100000} = 9.999000$$

2) 根据式(Section60-5), 得:

$$A_{uf2} = \frac{M \times A_{uo2}}{1 + F \times A_{uo2}} = \frac{90000}{1 + 0.1 \times 90000} = 9.998889$$

$$\frac{\Delta A_{uf}}{A_{uf}} = \frac{A_{uf2} - A_{uf1}}{A_{uf1}} = \frac{9.998889 - 9.999000}{9.999000} = -1.11 \times 10^{-5}$$

利用式(Section62-1), 得

$$\frac{1}{1 + FA_{uo1}} = \frac{1}{1 + 0.1 \times 100000} = 9.999000 \times 10^{-5}$$

$$\frac{\Delta A_{uo}}{A_{uo}} = \frac{A_{uo2} - A_{uo1}}{A_{uo1}} = \frac{90000 - 100000}{100000} = -0.1$$

$$\frac{1}{1 + FA_{uo1}} \times \frac{\Delta A_{uo}}{A_{uo}} = -0.9999 \times 10^{-5}$$

两者之所以存在少量差异, 是因为式(Section62-1)仅在 $\Delta A_{uo}$ 趋于 0 时才完美成立。

## 2) 大幅度提高上限截止频率

假设开环放大器具有一阶上限截止频率 $f_H$ , 则参照 Section47 内容, 得开环增益随频率 $f$ 变化的表达式为:

$$\dot{A}_{uo} = A_{uom} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}} \quad \text{(Section62-2)}$$

这是标准一阶低通滤波器表达式, 含义是: 当 $f$ 趋于 0 时, 开环增益为 $A_{uom}$ , 称为中频开环增益, 当 $f = f_H$ 时, 开环增益的模, 变为 $A_{uom}$ 的 0.707 倍, 且具有 $-45^\circ$ 的相移。

将式(Section62-2)代入式(Section60-5)中, 得:

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{M} \times A_{uom} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}}{1 + \dot{F} \times A_{uom} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}} = \frac{\dot{M} \times A_{uom}}{1 + j \frac{f}{f_H} + \dot{F} \times A_{uom}} = \frac{\dot{M} \times A_{uom}}{1 + \dot{F} \times A_{uom} + j \frac{f}{f_H}}$$

$$= \frac{\dot{M} \times A_{uom}}{1 + \dot{F} \times A_{uom}} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H(1 + \dot{F} \times A_{uom})}} = \dot{A}_{ufm} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{Hf}}}$$

(Section62-3)

式中,  $\dot{A}_{ufm}$ 为中频段闭环电压增益(注意此处的中频段, 在低通滤波器中就是频率等于 0), 后一项表达式是一个标准低通表达式, 含义是闭环上限截止频率是开环上限截止频率的 $1 + \dot{F} \times A_{uom}$ 倍。

$$f_{Hf} = f_H(1 + \dot{F} \times A_{uom}) \quad \text{(Section62-4)}$$

这说明, 引入负反馈后, 闭环电路的上限截止频率得到了很大的提高。

举例 2 :

某个运算放大器，中频开环增益为 100000，开环上限截止频率为 10Hz，假设其幅频特性曲线满足一阶低通表达式。用此运放组成了  $M=1, F=0.1$  的闭环放大电路，电路结构如图 Section57-1 所示。

1) 用 Excel 计算并绘制出开环增益的模随频率变化的曲线，计算并绘制出闭环增益的模随频率变化的曲线。

2) 计算  $f_{Hf}$ ，并计算  $f = f_{Hf}$  时的开环增益的模、闭环增益的模。

解：

1) 因运放幅频特性曲线满足一阶低通表达式，据式(Section62-2)，可写出：

$$|\dot{A}_{uo}| = A_{uom} \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_H})^2}}$$

其中， $|\dot{A}_{uo}|$  为开环增益的模随频率变化的值， $A_{uom}=100000$ ， $f_H=10\text{Hz}$ 。

在使用 Excel 时，可设定第一列为频率，第二列为增益的模。在设定频率时，可设定第一行为 1Hz，第二行开始为前一行的 1.2 倍，依次使用公式自动产生频率。

$$|\dot{A}_{uf}| = A_{ufm} \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_{Hf}})^2}}$$

其中， $|\dot{A}_{uf}|$  为闭环增益的模随频率变化的值， $A_{ufm} = \frac{M \times A_{uom}}{1 + F \times A_{uom}} = 9.9990$ ， $f_{Hf} = f_H(1 + F A_{uom}) = 100010\text{Hz}$ 。

据此，绘制出两条曲线如图 Section62-1 所示。从图中可清晰看出，开环增益的上限截止频率很小，而闭环增益的上限截止频率得到了极大的拓展。

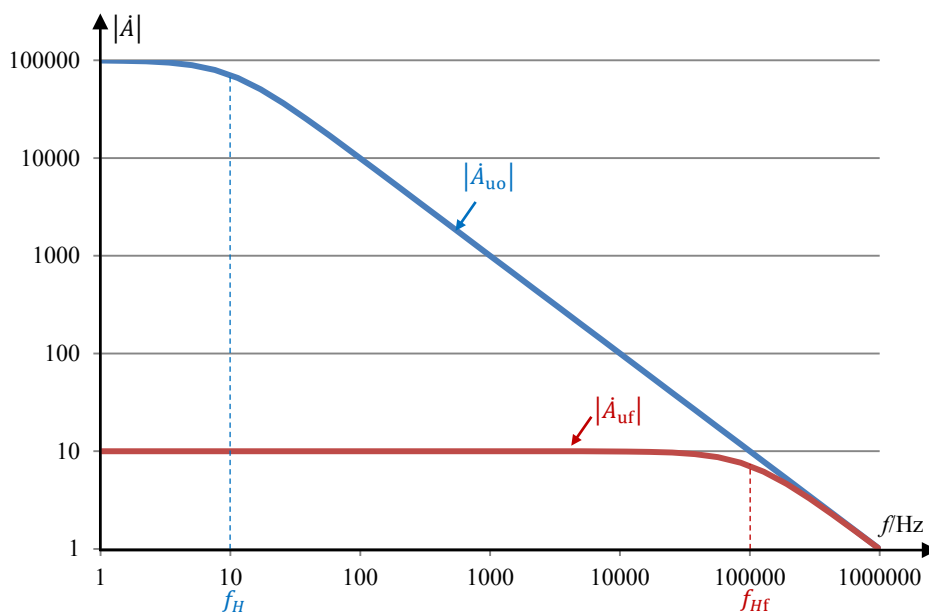


图 Section62-1

### 3) 大幅度降低下限截止频率

假设开环放大器具有一阶下限截止频率 $f_L$ ，则参照 Section47 内容，得开环增益随频率 $f$ 变化的表达式为：

$$\dot{A}_{uo} = A_{uom} \frac{1}{1 - j \frac{f_L}{f}} \quad (\text{Section62-5})$$

将式(Section62-5)代入式(Section60-5)中，得：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{M} \times A_{uom} \frac{1}{1 - j \frac{f_L}{f}}}{1 + \dot{F} \times A_{uom} \frac{1}{1 - j \frac{f_L}{f}}} = \frac{\dot{M} \times A_{uom}}{1 + \dot{F} \times A_{uom}} \times \frac{1}{1 - j \frac{f_L}{\frac{1 + \dot{F} \times A_{uom}}{f}}} = \dot{A}_{ufm} \times \frac{1}{1 - j \frac{f_L f}{1 + \dot{F} \times A_{uom}}} \quad (\text{Section62-6})$$

式中， $\dot{A}_{ufm}$ 为中频段闭环电压增益（注意此处的中频段，在高通滤波器中就是频率等于 $\infty$ ），后一项表达式是一个标准高通表达式，含义是闭环下限截止频率是开环下限截止频率的 $\frac{1}{1 + \dot{F} \times A_{uom}}$ 倍。

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + \dot{F} \times A_{uom}} \quad (\text{Section62-7})$$

这说明，引入负反馈后，闭环电路的下限截止频率变得更低，得到了很大的拓展。

### 举例 3：

用 Matlab 编写一段程序，绘制一个开环放大器的幅频特性。该开环放大器的中频增益为 500,000，上限截止频率 $f_H$ 为 10kHz，下限截止频率 $f_L$ 为 10Hz，均为一阶系统。

将这个开环放大器应用在图 Section57-2 电路中，绘制闭环增益的幅频特性曲线。

解：编写程序如下：

```
clear all;
n=1000000;%设置分析样点数量
A_uo=zeros(1,n);
A_uf=zeros(1,n);
am_A_uo=zeros(1,n);%开环增益幅度
ag_A_uo=zeros(1,n);%开环增益相移
am_A_uf=zeros(1,n);%闭环增益幅度
ag_A_uf=zeros(1,n);%闭环增益相移

f_star=10^[-5];%定义分析的起始频率
f_end=10^10;%定义分析的终止频率
fre=zeros(1,n);%频率变量

%此段完成 n 个样点在起始频率和终止频率之间的乘法等步长设置，
%以决定 n 个样点频率。结果是每个频率点都是前一个频率点的 k 倍。
m2=f_end/f_star;
m1=log10(m2)/(n-1);
k=10^[m1];%此为频率步长系数，大于 1
```



```

f=f_star/k;%此为潜伏第 0 点频率，是为第一点做准备的，不会出现在循环计算中。

%此段完成开环放大器设置
f_l=10;%开环下限截止频率
f_h=10000;%开环上限截止频率
A_uom=500000;%开环中频增益
%此段完成闭环方框图关键参数设置
M=-10/11;%衰减系数设置
F=1/11;%反馈系数设置
key=1+F*A_uom%关键系数
A_ufk=0.5*sqrt(2)*abs(M*A_uom/(1+F*A_uom))%衡量闭环增益带宽的-3dB 点
f_lf_ideal=f_l/key%理论计算的闭环下限截止频率
f_hf_ideal=f_h*key%理论计算的闭环上限截止频率

early=0;%上一个频点的闭环增益的模

for i=1:n
    fre(i)=f*k;%利用潜伏第 0 点，在循环圈中实现第 1 点频率
    f=fre(i);%为书写方便，用 f 表示当前频率值

    A_uo(i)=A_uom/((1+j*f/f_h)*(1-j*f_l/f));%开环增益核心传函
    am_A_uo(i)=abs(A_uo(i));%开环增益幅度，即模
    ag_A_uo(i)=angle(A_uo(i));%开环增益相移

    A_uf(i)=M*A_uo(i)/(1+F*A_uo(i));%利用方框图公式得出闭环增益
    am_A_uf(i)=abs(A_uf(i));%闭环增益幅度，即模
    now=am_A_uf(i);%当前闭环增益的模，为方便书写
    if (early<=A_ufk)&(now>=A_ufk)%找出跨越-3dB 的闭环增益下限截止频率点
        f_lf=f
    end
    if (early>=A_ufk)&(now<=A_ufk)%找出跨越-3dB 的闭环增益上限截止频率点
        f_hf=f
    end

    ag_A_uf(i)=angle(A_uf(i));%闭环增益相移

    early=am_A_uf(i);%被重新赋值，这种方法主要解决 matlab 无法实现 i=0 的情况
end
loglog(fre,am_A_uo,fre,am_A_uf)%用全对数方式绘制开环增益的模、闭环增益的模

```

上述程序运行结果如图 Section62-2 所示。图中蓝色线为开环增益的模随频率变化曲线，可以看出其下限截止频率为 10Hz，上限截止频率为 10kHz；绿色线为闭环增益的模随频率变化曲线，可以看出，下限截止频率很低，而上限截止频率变得很高。这就是负反馈带来的好处。在上述程序中，还可以自动发现闭环增益的上下限截止频率，结果是：

$$1 + F \times A_{uom} = 45456.4545$$

理论计算闭环上限截止频率为 10kHz 的 45456.4545 倍，即为 454.564545MHz。程序实测出的闭环上限截止频率为 454.56MHz，是吻合的。

理论计算闭环下限截止频率为 10Hz 的 1/45456.4545 倍，即为 219.9995μHz。程序实测出的闭环下限截止频率为 220μHz，也是吻合的。

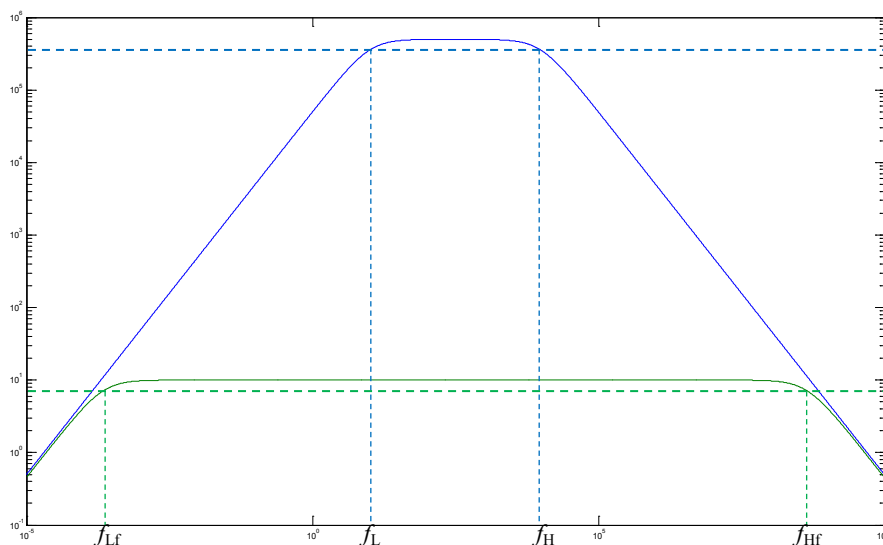


图 Section62-2

#### 4) 对输入电阻的影响

##### 串联负反馈和并联负反馈

如果核心放大器有两个输入端和一个输出端，且输入信号为单端输入。那么，对负反馈电路来说，当输入信号和反馈信号加载到相同的一个输入端，则称这种反馈为并联负反馈。当输入信号和反馈信号分别加载到两个不同的输入端，则称这种反馈为串联负反馈。

由于全差分运放的存在，输入有可能是差分信号，输出也可能是两个输出端，此时上述定义就失去了意义。因此本书不重点强调这种分类，而仅在本小节使用。同样的，在传统教科书中，还存在电压反馈和电流反馈的概念，因其使用局限性很大，本书也不强调。

##### 串联负反馈能大幅度提高输入电阻

图 Section62-3 属于串联反馈，图中  $R_o$  为运放输出电阻，一般为几十  $\Omega$  甚至更小，绝大多数情况下，它远小于与它形成串联关系的  $R_2$ ，在分析输入电阻时，可将其视为 0。

运放的开环输入电阻为  $R_{id}$ ，对理想运放它是无穷大，对实际运放可能是  $M\Omega$  以上，理论上测量开环输入电阻如图 Section62-4 所示，开环输入电阻等于加载电压除以实测输入端电流。连接成串联负反馈后，电路的输入电阻  $R_{if}=u_i/i_i$  会较之  $R_{id}$  成倍增长，或者说，在相同的输入电压情况下，图 Section62-3 中  $i_{if}$  要远小于图 Section62-4 中的  $i_{i0}$ 。求解图 Section62-3 输入电阻过程如下：

$$(u_i - u_f)A_{uo} = u_f \frac{1}{F}, \text{ 解得 } u_f = \frac{A_{uo}F}{1 + A_{uo}F} u_i$$

$$i_{if} = \frac{u_i - u_f}{R_{id}} = \frac{1}{(1 + A_{uo}F)R_{id}} u_i$$

$$R_{if} = \frac{u_i}{i_{if}} = (1 + A_{uo}F)R_{id}$$

即串联负反馈大幅度提高了输入电阻。

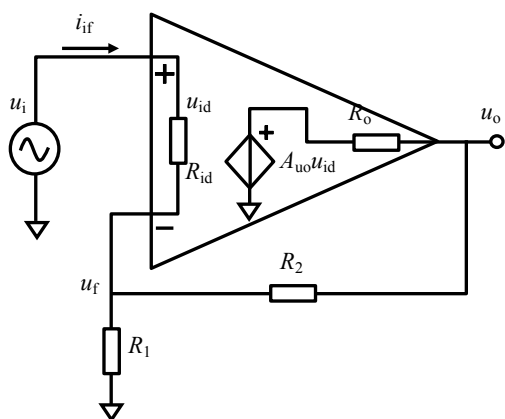


图 Section62-3

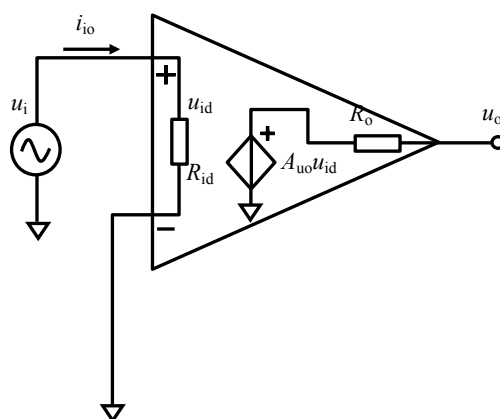


图 Section62-4

### 并联负反馈对输入电阻的改变

并联负反馈不能提高输入电阻，一般来说，反而会使输入电阻下降。

图 Section62-5 为一个并联负反馈电路。如果不求精确，利用粗略的解法可以得到输入电阻：因  $u_x$  点近似为 0V（虚短），则：

$$R_{if} = \frac{u_i}{i_{if}} \approx \frac{u_i}{\frac{u_i - 0V}{R_1}} = R_1$$

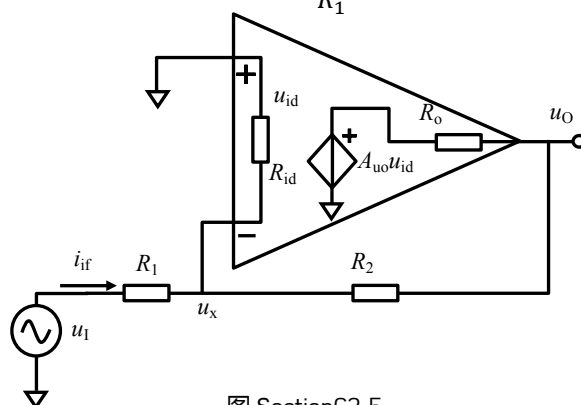


图 Section62-5

多数情况下， $R_1$  远小于  $R_{id}$ ，造成输入电阻不增反降。

如果要精确求解此电路的输入电阻，请参照图 Section62-3 的求解方法。

## 5) 负反馈电路中输出电阻的计算

到目前为止，我们所学过的放大器，包括运算放大器，都是压压放大器，也称电压放大器，即输入为电压信号，输出也是电压信号。理论上说，还存在如下几种放大器：

压流放大器：输入为电压，输出为电流，也称为跨导放大器，增益单位是西门子 S。

流压放大器：输入为电流，输出为电压，也称为跨阻放大器，增益单位是欧姆  $\Omega$ 。

流流放大器：输入为电流，输出为电流，也称电流放大器，无增益单位。

传统教科书在讲授反馈时，多采用上述几种放大器共存的形式。但是，遗憾的是，实际生产出的放大器，绝大多数为压压放大器。特别在以标准运放为核心放大器的电路中，多种概念的并存，很容易让学生产生困惑，难以将理论和实践紧密联系。

为此，本书不再强调多种放大器共存的分析方法，也不强调传统教科书中的经典概念：电流负反馈和电压负反馈的分类，而是就事论事，用此前学过的分析方法，求解负反馈电路中的输出电阻。

据此前学过知识，求解放大电路输出电阻的步骤如下：

1) 首先去掉负载电阻  $R_L$ ，牢记：输出电阻与负载电阻无关。

2) 设输入激励源为 0。如果输入为单端电压信号，则将输入端短接到地。如果为差分电压信号，仅短接。如果为电流信号，则开路。

3) 在输出端人为加入一个电压激励  $u$ ，计算流进放大器输出端的电流  $i$ ，则

$$R_{of} = \frac{u}{i}$$

[Section62-8]

### 举例 4：

求图 Section62-5 电路的输出电阻。

解：求解输出电阻的等效电路如图 Section62-6 所示。

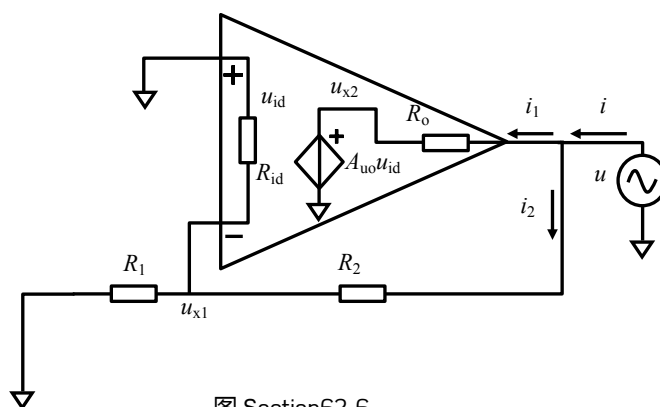


图 Section62-6

$$u_{id} = -u_{x1} = -u \times \frac{R'_1}{R_2 + R'_1} \approx -u \times \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

其中， $R'_1 = R_1 // R_{id} \approx R_1$ 。

$$u_{x2} = A_{uo} u_{id} \approx -A_{uo} \times u \times \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

$$i_1 = \frac{u - u_{x2}}{R_o} \approx u \frac{(1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1})}{R_o}$$

$$i_2 = \frac{u}{R_2 + R'_1} \approx \frac{u}{R_2 + R_1}$$

利用式(Section62-8)，得：

$$R_{of} = \frac{u}{i} = \frac{u}{i_1 + i_2} = \frac{1}{\frac{(1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1})}{R_o} + \frac{1}{R_2 + R_1}} = \frac{R_o}{1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1}} // (R_2 + R_1)$$

可见，含有负反馈后，输出电阻下降为原开环输出电阻的  $\frac{1}{1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1}} = \frac{1}{1 + A_{uo} F}$  倍。

举例 5 :

求图 Section62-7 电路的输出电阻。

解：该电路是一个压流转换电路，输入为电压  $u_i$ ，输出为负载上的电流  $i_o$ ，理论上说这是一个能够稳定输出电流的电路，应具有较大的输出电阻。

按照前述求解输出电阻的方法，电路如图 Section62-8 所示。列出方程如下：

$$u = u_+ - u_- = i(R_1 // R_{id}) - (A_{uo}(-i(R_1 // R_{id})) - iR_o) = i(R_1 // R_{id})(1 + A_{uo}) + iR_o$$

$$R_{of} = \frac{u}{i} = (R_1 // R_{id})(1 + A_{uo}) + R_o$$

可知，输出电阻变得很大。这印证了该电路的特性，输出为电流源，具有很大的输出电阻。

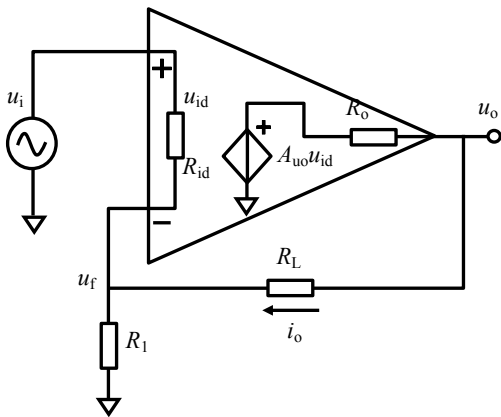


图 Section62-7

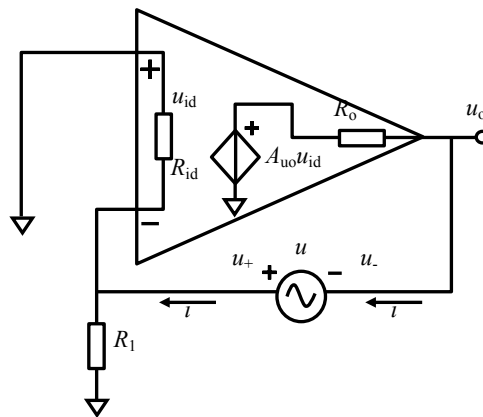


图 Section62-8

## Section63. 负反馈对失真度的影响

失真度本身是一个极为复杂的概念。本书仅笼统介绍，仍占篇幅过大，因此独立成节。

### 失真度的定义

#### 信号失真度的时域定义

电学中，一个时域信号  $y(t)$  与另一个时域信号  $x(t)$  不相似的程度，称为失真度，用  $D$  表示(distortion)。失真度有多种衡量方法。

如果我们有两张大小不一样的透明照片，怎么衡量它们之间是否存在失真呢？我们可以先把其中一张缩放成和另一张一样大，然后左右上下移动，让两张照片对齐，再透光看哪里有差异。类似于这个思路，通常采用如下方法实施两个信号失真度的时域衡量。

- 1) 对  $y(t)$  实施纵向的平移、伸缩，以及横向的平移，得到一个新信号  $yy(t)$ 。
- 2) 定义一个残差函数，并求解基准信号和残差有效值：

$$x_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt}$$

$$\delta(t) = yy(t) - x(t)$$

$$\delta_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \delta^2(t) dt}$$

- 3) 以遍历的方式，重复第一步和第二步，直到残差有效值最小，得到  $\delta_{\text{rms\_min}}$ 。
- 4) 失真度为：

$$D = \frac{\delta_{\text{rms\_min}}}{x_{\text{rms}}} \times 100\%$$

#### 正弦信号失真度的时域定义

前述定义中，基准信号  $x(t)$  为正弦信号，则称为正弦信号失真度。此定义虽为前述普适定义的一个特例，却在实践中应用广泛。它描述一个信号与标准正弦波差异程度。

#### 正弦信号失真度的频域定义：全谐波失真度

理论上，前述定义已经完整。但在实际操作中，实施难度很大。首先，对模拟信号实施任何处理，包括幅度伸缩（放大或者缩小）、纵向平移（加法）等，都有可能引入新的失真度；其次，模拟信号实施时间轴的平移，具有很大的难度。第三，其中的遍历环节，其实就是进行大量的重复劳动，把所有可能性都试一遍。这，说起来容易，做起来难。

因此，科学家从频域定义了一种描述正弦信号失真度的参数，称为全谐波失真度(Total Harmonic Distortion-THD)。方法如下：

- 1) 对  $y(t)$  实施傅里叶变换，得到基波大小，用  $U_1$  表示其有效值；得到各次谐波大小，用  $U_2$  表示二次谐波有效值， $U_3$  表示三次谐波有效值，..... $U_n$  表示  $n$  次谐波有效值，用  $U_H$  表示所有谐波的有效值。
- 2) 定义

$$\text{THD} = \frac{U_H}{U_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \times 100\%$$

(Section63-1)

失真度一般用%表示，比如一个信号源可以发出高质量的正弦波，可以在产品说明书中指出 THD=0.01%。失真度也可用 dB 表示：

$$\text{THD}=20\log(\text{THD}) \text{ (dB)}$$

比如，具有 THD=0.01%的正弦波，其失真度为-80dB。

### 仪器失真度定义

理论上，当一个仪器的输入信号为  $x(t)$ ，而输出信号为  $y(t)$ ，那么  $y(t)$  与  $x(t)$  之间的失真度即为仪器失真度。实践中，常用  $x(t)$  为一个标准正弦波，来实施对仪器失真度的衡量。

一个放大器，标称失真度为 0.01%，是指当输入一个标准的，无谐波的正弦波信号时，输出信号不仅包含这个正弦信号，还将包含引起波形失真的谐波分量，谐波有效值是基波有效值的 0.01%。因此，仪器失真度，最终还是落实到正弦信号失真度上。

## 失真度的测量

### 标准正弦波的产生

为衡量一个仪器的失真度，我们必须有一个标准的正弦波，它只包含基波，没有谐波分量。但这是不可能的，就像用任何圆规都画不出一个标准圆一样。

实践中，我们可以采用高等级信号源，去衡量低等级仪器的失真度。目前，产生一个失真度等于-110dB 的正弦波，是有难度但可以实现的。因此，失真度大于-100dB 的仪器，是可以被测量的。

### 正弦信号失真度的模拟仪表测量

失真度仪，是常见的测量正弦信号失真度的仪表。任何一个被测信号，输入到失真度仪中，失真度仪将显示出该信号与标准正弦信号的不相似程度。但是，它的测量也是有范围的，失真度太小的信号，它是无法测量的。

### 正弦信号失真度的数字测量

采用高品质的放大器、AD 转换器，可以将待测信号转换成离散的数字量样点，对其进行傅里叶变换，求解 THD，即可得到正弦信号全谐波失真度。由于全部环节都是设计者可以控制的，其测量失真度的下限一般优于模拟的失真度仪。

## 运算放大器的非线性

理想运算放大器在开环工作时，其输入和输出之间一定满足如下关系：

$$u_o = A_{uo}(u_+ - u_-) = A_{uo}u_{id} \quad \text{[Section63-2]}$$

即输入输出之间满足线性关系——绘制的输入输出关系曲线，是一条直线。当输入一个正弦波时，输出也一定是正弦波，不存在失真。

实际运算放大器内部由多级晶体管放大电路组成，而每一级晶体管放大电路，其输入输出特性都不是线性的——双极型晶体管输入伏安特性曲线是指数型的，FET 的转移特性曲线是平方关系的——这势必造成整个运放的输入输出特性曲线是非线性的。在开环工作时，其输入和输出之间一定可以表达为多项式之和：

$$u_o = A_{uo}(u_{id} + k_2u_{id}^2 + k_3u_{id}^3 \dots \dots + k_nu_{id}^n) \quad \text{[Section63-3]}$$

其中只有 $A_{u0}u_{id}$ 贡献了线性，而后几项都是非线性贡献， $k$  越大，说明非线性越严重。假设这个运放能够开环工作的话（其实，是极不稳定的），当输入一个很小的正弦波时，输出将不再是正弦波。利用三角函数公式，可以看出，当输入 $u_{id}$ 为  $\sin\omega t$  时，平方项会在输出中产生  $\sin 2\omega t$ ，即二次谐波，立方项会产生  $\sin 3\omega t$ ，即三次谐波.....。

图 Section63-1 是含有失真的放大器开环特性曲线，放大器是人为制作的，为了更清楚表现非线性，我们加大了  $k$  值，均为 1。表达式为：

$$u_o = 10000(u_{id} + u_{id}^2 + u_{id}^3)$$

可以看出，随着输入信号的增加，蓝色的开环输出线以一个弧形而不是直线在上升，这就是非线性。图中红色线是当前的输出和当前输入的比值，即  $A_{u0}$ ，可以看出， $A_{u0}$  不是恒定的 10000，而是越来越大。

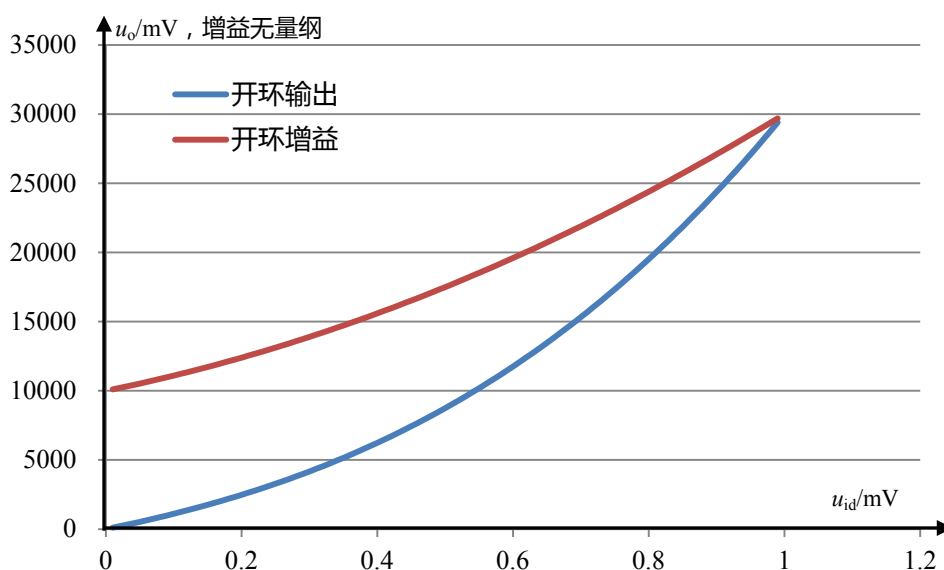


图 Section63-1 含失真的运放开环输入输出特性

当给这个非线性放大器加入一个标准正弦波时（幅度为 1mV），其输出波形变得很难看，一点都不像正弦波了。这就是未引入负反馈时，开环放大器时域内的失真表现。

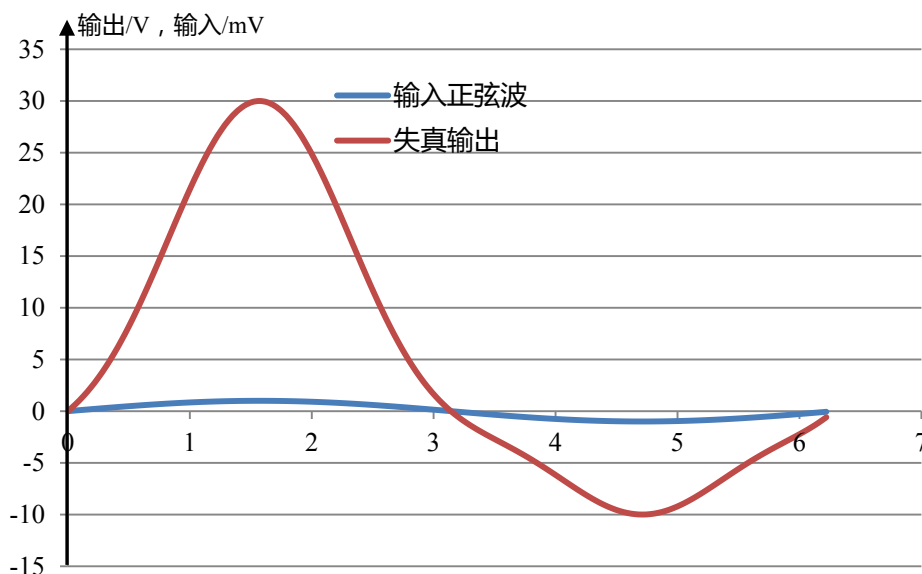


图 Section63-2 含失真的运放输入正弦波时的输出失真



## 负反馈可以有效降低放大电路的失真度

面对这样一个含有严重非线性的运算放大器，直接使用显然不行。但是，给它引入负反馈后，则其失真度会急剧下降。

严格的数学推导也是可以证明的。但我们不希望如此复杂。

我们发现，在运放开环使用时，造成失真度很大的根本原因是：在不同的输入电压下，开环放大器的增益 $A_{uo}$ 是不一样的，图 Section63-1 中，增益最小值为 10000，最大值为 30000，这使得输出波形变形很严重。

但是，含有负反馈的闭环放大器，却不害怕开环增益的变化，只要它足够大即可。

以一个  $M=1, F=1$  的电压跟随器（见 Section61）为例，放大器的闭环增益为：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{M \times A_{uo}}{1 + F \times A_{uo}} = \frac{A_{uo}}{1 + A_{uo}}$$

将 $A_{uo\_min} = 10000, A_{uo\_max} = 30000$ 代入，得

$$A_{uf\_min} = 0.999900, A_{uf\_max} = 0.999967$$

可知在全部变化范围内，闭环增益几乎完全相同，输入是正弦波，则输出也是正弦波。图 Section63-3 显示出该闭环放大电路的输入输出关系曲线，为一条很直的斜线，而增益曲线是一根等于 1 的平直线。

可见，深度负反馈引入后，大幅度降低了失真度。

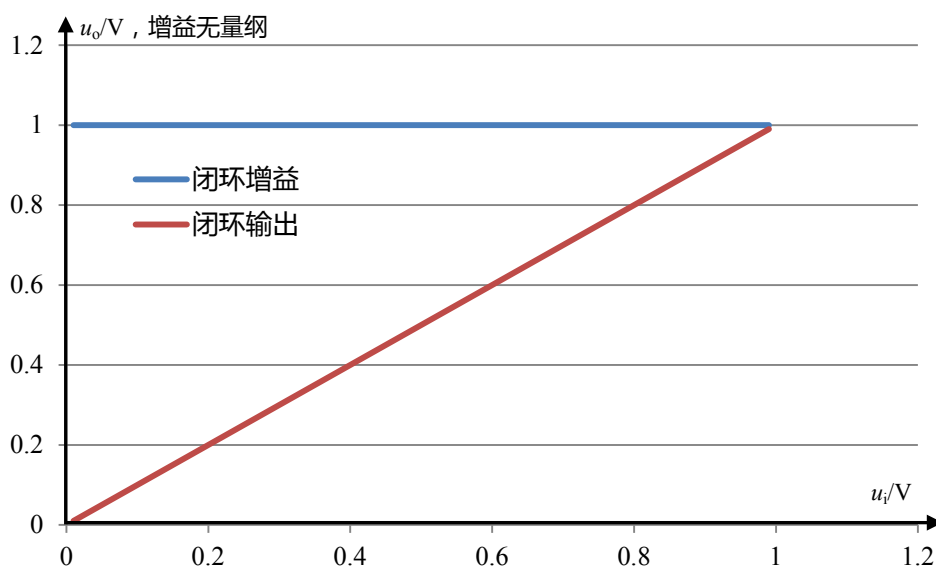


图 Section63-3 含失真的运放组成负反馈跟随器后的输入输出特性

### 3.3. 负反馈放大电路的分析方法

为保证放大电路性能，绝大多数放大电路都采用了负反馈结构。学会负反馈放大电路的分析方法，极为重要。

对负反馈放大电路的分析，常见的方法有：方框图法、虚短虚断法、大运放法，以及环路方程法。其中，方框图法已在前述内容中介绍，本节介绍后三种方法。

熟练掌握这些方法，对学好、用好模拟电子技术，相当重要。

## Section64. 虚短的来源

一个运放在深度负反馈，且输出没有饱和的情况下，其两个输入端是虚短的：即两个输入端之间存在的电位差非常小，接近于 0V。为什么会出现这种现象呢？本节从微观变化过程，解释虚短的来源。

我们必须明确，运放是一个很简单的“动物”，它并不知道虚短、虚断为何物。它只是遵循如下行为规则：

1) 当输入端发生变化后，运放需要等待一定时间才能对输出实施改变，即其输出动作会滞后于输入一定的时间，此被称为延迟时间，本节中以  $1\mu\text{s}$  为例。对高速运放，此值可以小至 ns 数量级。

2) 它将两个输入端电位实施减法，得到  $u_{id}=u_+-u_-$ ，在内部实施乘法运算，得到期望输出值  $u_{id}A_{uo}$ 。

3) 只要当前输出值不是  $u_{id}A_{uo}$ ，运放的输出端就会以压摆率向着目标  $u_{id}A_{uo}$  前进。所谓的压摆率，是指某个运放的输出端所能够达到的最大变化速率，用 SR 表示，以  $\text{V}/\mu\text{s}$  为单位。普通运放 SR 约为  $0.1\text{V}/\mu\text{s}$ ~几十  $\text{V}/\mu\text{s}$ ，高速运放可达  $10000\text{V}/\mu\text{s}$ 。本节以  $10\text{V}/\mu\text{s}$  为例。

4) 如果运放的输出端电压已经达到其最大输出电压（一般为电源电压，或者比电源电压低一些），且期望输出值仍在前方，运放就会以“倾我所能，达不到不怪我”的状态，停留在最大输出电压处。

5) 直到当前输出值是  $u_{id}A_{uo}$ ，运放的输出端就稳定不变了。

在熟悉了运放的上述秉性后，我们看图 Section64-1 电路是如何实现虚短的。

图 Section64-1 电路是一个 2 倍同相比例器，当输入为一个 2V 阶跃信号时，理论上，按照虚短虚断规则，它的输出应为 4V。它是如何工作的，能保证输出是 4V 呢？

假设运放的开环电压增益  $A_{uo}$  为 100000，延迟时间为  $1\mu\text{s}$ ，压摆率  $\text{SR}=1\text{V}/\mu\text{s}$ ，运放供电电压为  $\pm 5\text{V}$ ，其最大输出电压为  $\pm 4.5\text{V}$ 。

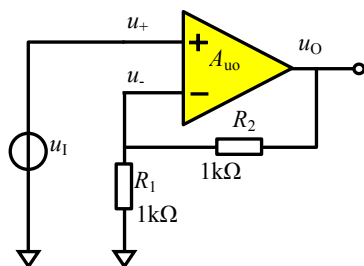


图 Section64-1

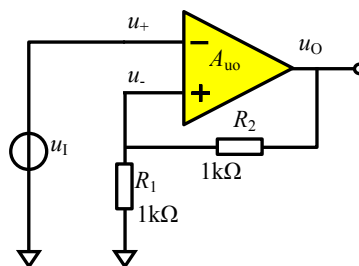


图 Section64-2

图 Section64-3 给出了电路中各关键信号的微观变化过程。图中，输入信号从  $1\mu\text{s}$  处，由  $0\text{V}$  变为  $2\text{V}$ ，形成阶跃输入  $u_1$ ，以绿色线表示。在  $1\mu\text{s}\sim 2\mu\text{s}$  之间，运放的输出端电压  $u_0$ （用红色线表示）没有任何变化，这源自运放的  $1\mu\text{s}$  延迟时间。

在  $2\mu\text{s}$  处，运放开始工作，它检测到  $u_+$  为  $2\text{V}$ ， $u_-$  为  $0\text{V}$ ，形成  $u_{id}=u_+-u_-=2\text{V}$ ，用深蓝色线表示，内部实施乘法运算后，期望输出为  $200000\text{V}$ ，此时输出为  $0\text{V}$ ，因此，输出端将以压摆率向着  $200000\text{V}$  进发。

在  $2\mu\text{s}$  后，红色线  $u_0$  在线性爬升，这导致  $u_-$  以  $0.5$  倍比例也在爬升（ $u_-=0.5u_0$ ，用浅蓝色线表示），也就导致深蓝色线  $u_{id}$  在下降，运放的期望输出也在下降。但是在一个漫长的阶段（ $2\mu\text{s}\sim 5.9\mu\text{s}$ ），运放的期望输出（图中用黑色线表示）一直很大，远远大于  $5\text{V}$ ，而运放的输出电压还未达到  $4\text{V}$ ，因此，运放的输出  $u_0$  将仍旧爬升。

此时我们发现，运放的  $u_+$  始终为  $2\text{V}$ ，而  $u_-$  正在悄悄地靠近  $2\text{V}$ ， $u_{id}$  在悄悄接近于  $0$ ，且始终大于  $0$ ，期望输出也在悄悄靠近  $4\text{V}$ ，但是仍大于  $4\text{V}$ 。或者说，运放的输出在向上走，运放的期望输出在向下走，两者越来越靠近，运放的任务眼瞅着就要完成了。

在非常接近于  $6\mu\text{s}$  的时刻，一个关键事件发生了，此时，运放的输出刚好等于运放的期望输出，有：

$$(u_+ - u_-) \times A_{uo} = u_0$$

即：

$$(2\text{V} - 0.5u_0) \times 100000 = u_0$$

也即  $u_0 = \frac{200000}{50001} = 3.9999200016\text{V}$  处，有：

$$u_- = 0.5u_0 = 1.9999600008\text{V}$$

$$u_{id} = u_+ - u_- = 3.9999200016 \times 10^{-5}$$

$$u_0 = u_{id} \times A_{uo} = 3.9999200016 \times 10^{-5} \times 100000 = 3.9999200016\text{V}$$

此时，运放发现自己的输出刚好达到了期望输出，它就不再运动了，稳在那里。看看这时候，虚短就成立了：正输入端为  $2\text{V}$ ，而负输入端为  $1.9999600008\text{V}$ ，两者之间仅相差接近  $40\mu\text{V}$ 。

这就是图 Section64-1 电路虚短的来源。

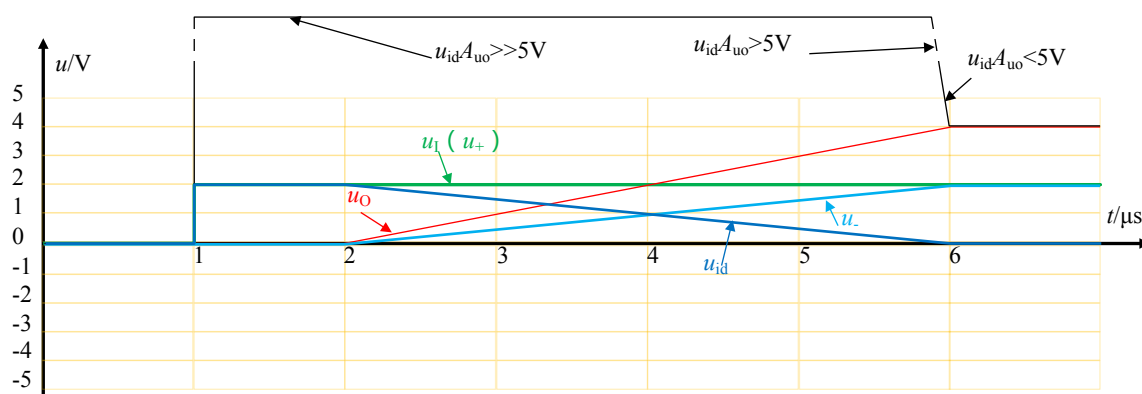


图 Section64-3 “2 倍同相比例器” 面对 1V 阶跃输入后各关键信号的变化过程

下面看看不能实现虚短的例子：

将 2 倍同相比例器电路中的运放输入端颠倒，得到了如图 Section64-2 电路。显然，这不是一个负反馈电路，而是一个正反馈电路，因此就不可能出现虚短现象。图 Section64-4 给出了这个电路各关键信号的微观变化过程，演示出它无法实现虚短的结果。

在  $2\mu\text{s}$  处，运放探测到其负输入端为  $2\text{V}$ ，正输入端为  $0\text{V}$ ，则  $u_{id}$  为  $-2\text{V}$ ，期望输出应为  $-200000\text{V}$ ，运放输出端就开始线性下降，越来越负。此时，运放的负输入端不变，而正输入端将以  $u_o$  的  $0.5$  倍速率，也是越来越负。这导致期望输出从  $-200000\text{V}$  变得更负， $-300000\text{V}$ ， $-400000\text{V}$  一直持续。

直到运放输出到达其能够输出的最负电压， $-4.5\text{V}$ ，此时运放不再动作，想再负，也不行了。此时，运放正输入端为  $-2.25\text{V}$ ，负输入端为  $2\text{V}$ ，两者之间差压  $u_{id}$  为  $-4.25\text{V}$ ，期望输出为  $-425000\text{V}$ ，运放的输出就放弃追赶，永远停留在  $-4.5\text{V}$  上了。

显然，此时运放两个输入端之间是  $-4.25\text{V}$ ，不虚短。

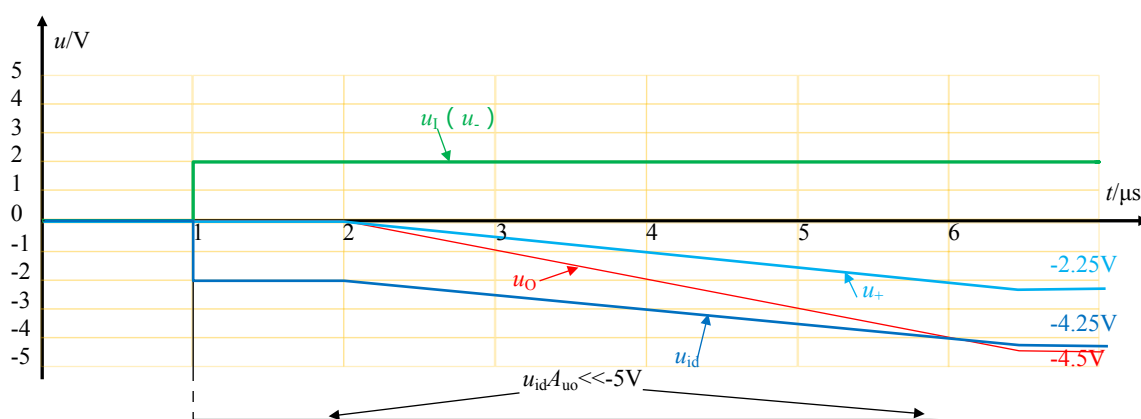


图 Section64-4 “图 Section64-2” 电路面对 1V 阶跃输入后各关键信号的变化过程

同样的分析方法，请读者自行分析，当图 Section64-1 电路中，输入电压变为  $3\text{V}$  阶跃，该电路也不能实现虚短。这源自于运放的输出能力最大是  $4.5\text{V}$ ，而要调节到虚短，需要运放能够输出  $6\text{V}$  电压，在  $\pm 5\text{V}$  供电情况下，这显然是不可能的。

至此，我们应该认识到，所谓的虚短，并不是运放天生的特性，也不是只要有负反馈

就能够实现的。它需要两个条件：第一，必须是负反馈。只有是负反馈，才有可能实现“期望电压在下降，实际输出电压在上升”，或者反过来，两者才有可能碰头；第二，运放应有足够的输出能力，在它输出能力所及的范围内，能够实现“期望输出电压正好等于当前输出电压”。

而虚断，来自于运放输入端天生具有的高阻特性，在多数情况下，它是成立的。只有外部电阻接近于运放输入电阻时，或者运放输入管脚外部流过的电流，接近或者超过运放输入端微小电流时，虚断才失效。

## Section65. 负反馈电路分析方法二：虚短虚断法

所谓的虚短虚断法，是在确保电路处于深度负反馈的基础上，利用运放两个输入端存在虚短、虚断特点，快速分析负反馈放大电路的方法。它的优点是分析简单，缺点是没有考虑核心运放的非理想特性。特别是当频率上升到运放开环增益下降严重的时候，这种方法就失效了。但是，对一般电路常见特性，它还是最为常见的分析方法。

除前述已经见过的同相比例器（图 Section59-1）、反相比例器（图 Section59-2）外，本节以举例的方式，给出大量常用电路，均可用虚短虚断法求解。

### 举例 1：T 型反馈比例器

图 Section65-1 是一个 T 型反馈比例器，求解方法如下：

$$i_1 = \frac{u_I - u_-}{R_1} = \frac{u_I}{R_1} \quad (\text{利用虚短, } u_- = 0V)$$

$$u_A = u_- - i_1 R_2 = -\frac{u_I}{R_1} R_2$$

$$i_2 = \frac{0 - u_A}{R_{SET}} = \frac{u_I R_2}{R_1 R_{SET}}$$

$$i_3 = i_1 + i_2 = \frac{u_I}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_{SET}}\right)$$

$$u_O = u_A - i_3 R_3 = -\frac{u_I}{R_1} R_2 - \frac{u_I}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_{SET}}\right) R_3 = -\frac{u_I}{R_1} \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_{SET}}\right)$$

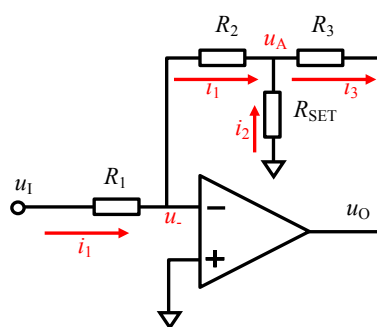


图 Section65-1：T 型反馈反相比例器

假设  $R_1 = R_2 = R_3 = 100k\Omega$ ， $R_{SET} = 1k\Omega$ ，则  $u_O = -102u_I$ 。

该电路可以实现反相放大下的高增益和高输入电阻的兼顾。如果使用普通的反相比例器，要实现相同的功能，反馈电阻需要有  $10M\Omega$ 。这样的大电阻出现在电路中，会带来很多后续问题，比如噪声大、受偏置电流影响大等。

也可以按照方框图法，求解此电路：

$$\dot{M} = \frac{0 - u_I \times \frac{R_2 + \frac{R_{SET} \times R_3}{R_{SET} + R_3}}{R_1 + R_2 + \frac{R_{SET} \times R_3}{R_{SET} + R_3}}}{u_I} = -\frac{R_{SET} R_2 + R_3 R_2 + R_{SET} R_3}{R_{SET} R_1 + R_{SET} R_2 + R_{SET} R_3 + R_3 R_2 + R_3 R_1}$$

$$\begin{aligned} \dot{F} &= \frac{u_O \times \frac{\frac{R_{SET} \times (R_2 + R_1)}{R_{SET} + (R_2 + R_1)}}{R_3 + \frac{R_{SET} \times (R_2 + R_1)}{R_{SET} + (R_2 + R_1)}} \times \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{u_O} = \frac{\frac{R_{SET} \times R_1}{R_{SET} + R_2 + R_1}}{R_3 + \frac{R_{SET} \times (R_2 + R_1)}{R_{SET} + R_2 + R_1}} \\ &= \frac{R_{SET} \times R_1}{R_{SET} \times R_1 + R_{SET} \times R_2 + R_{SET} \times R_3 + R_3 R_2 + R_3 R_1} \end{aligned}$$

根据式(Section60-6)得：

$$A_{uf} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = -\frac{R_{SET} R_2 + R_3 R_2 + R_{SET} R_3}{R_{SET} \times R_1} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2 R_3}{R_1 R_{SET}}\right) = -\frac{1}{R_1} \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_{SET}}\right)$$

此结果与前述方法求得的结果完全一致。但是，这个推导过程有点庞大。到底用哪种方法，完全取决于个人喜好。

### 举例 2：加法器

图 Section65-2 是同相加法器。其输入输出表达式为：

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \times \frac{R_2 R_3 u_{I1} + R_1 R_3 u_{I2} + R_1 R_2 u_{I3}}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

这是一个加权加法器，对应输入电阻越大，该路的权重越小。当三个输入电阻相等，且  $R_F = 2R_G$  时，为等权重加法器，结果为：

$$u_o = u_{I1} + u_{I2} + u_{I3}$$

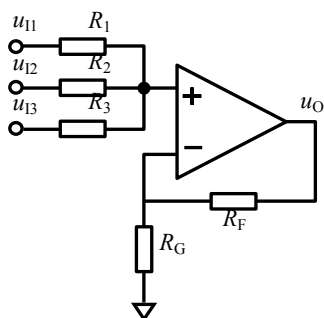


图 Section65-2：同相加法器

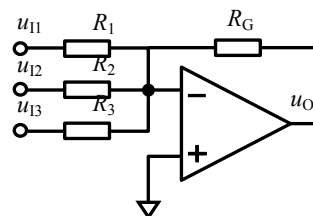


图 Section65-3：反相加法器

图 Section65-3 为反相加法器。其输入输出表达式为：

$$u_o = -\left(\frac{R_G}{R_1} u_{I1} + \frac{R_G}{R_2} u_{I2} + \frac{R_G}{R_3} u_{I3}\right)$$

### 举例 3：减法器 and 集成差动放大器

图 Section65-4 是减法器。其输入输出表达式为：

$$u_o = \frac{R_B}{R_A} (u_2 - u_1)$$

推导过程为：

$$u_+ = \frac{R_B}{R_A + R_B} u_2 = u_-$$

$$i_{R_A} = \frac{u_1 - u_-}{R_A} = \frac{u_1 - \frac{R_B}{R_A + R_B} u_2}{R_A} = i_{R_B}$$

$$u_o = u_- - i_{R_B} R_B = \frac{R_B}{R_A + R_B} u_2 - \frac{u_1 - \frac{R_B}{R_A + R_B} u_2}{R_A} R_B = \frac{R_B}{R_A} (u_2 - u_1)$$

该电路可以实现两个信号的相减，但在应用中存在以下问题：

- 1) 输入电阻较小。
- 2) 增益调节需要两个电阻同时变化，难度很大。
- 3) 对电阻的一致性要求很高。在实际应用中，要保证上面的  $R_B/R_A$  等于下面的  $R_B/R_A$ ，需要缜密挑选电阻，难度也很大。

鉴于此，器件生产厂家用集成电路工艺给用户提供了多种集成差动放大器，解决了第

3 个问题。它内部一般包含一个运算放大器和 4 个或者更多个一致性很好的电阻。比如 ADI 公司生产的 AD8276，如图 Section65-5，它内部的 4 个 40kΩ 电阻虽然并不是准确的 40kΩ，但是两者之间的比值介于 0.99998~1.00002 之间。这样的一致性，让手工挑选者望洋兴叹。

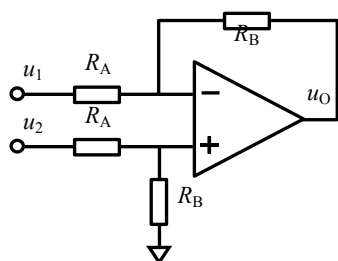


图 Section65-4：减法器

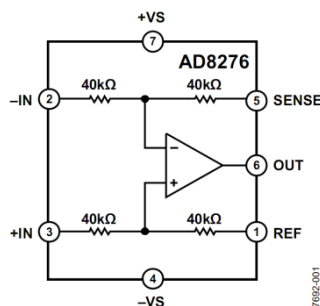


图 Section65-5：集成差动放大器器 AD8276

利用集成差动放大器，可以实现很多功能：精密增益电路、电平移位电路、电流检测和压流转换等。图 Section65-6 是一个电平移位电路，用于 ADC 的前级驱动，它将一个变化范围为 -10V~+10V 的输入信号，线性变换成 0.048V~4.048V 的信号，以满足 ADC 的输入范围要求：0V~5V。AD8275 内部的 5 个匹配电阻，在这里发挥了重要作用。

图中，VREF 是一个电压基准源，它能产生非常稳定、准确的 4.096V 电压。它向左给 ADC 提供模数转换用的电压基准，向右给电平移位电路提供准确的直流电压输入。利用叠加原理，可以写出内部运放正输入端电位为：

$$u_+ = 2.048V \times \frac{50k\Omega}{10k\Omega + 50k\Omega} + V_{IN} \times \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 50k\Omega} = \frac{10.24V}{6} + \frac{1}{6} V_{IN}$$

运放组成的是一个增益为 6/5 的同相输入比例器，则 OUT 脚的输出为：

$$u_o = u_+ \times \frac{6}{5} = 2.048V + \frac{1}{5} V_{IN}$$

当  $V_{IN}=0V$  时， $u_o = 2.048V$ ， $V_{IN}=10V$  时， $u_o = 4.048V$ ， $V_{IN}=-10V$  时， $u_o = 0.048V$ 。

输出端的 33Ω 电阻和 2.7nF 电容，组成了一阶低通滤波器，起到 ADC 入端抗混叠滤波器的作用（关于抗混叠滤波器，后续课程会介绍），其上截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 33 \times 2.7 \times 10^{-9}} = 1.787MHz$$

图中两个 0.1μF 电容，为降低电源纹波对电路稳定性而配置的，被称为旁路电容。它们可以有效降低电源端本已存在的噪声。10μF 电容，主要作用是提供一个大的储能库，当 ADC 在转换过程中，瞬间需要较大的充电电流时，主要电流由电容提供电荷形成，而不需要基准源提供大的输出电流，以保证基准源的稳定性。这个电容，也被称为去耦电容。旁路电容，是指别人不稳定，通过该电容使得我稳定，比如日常生活中的耳机。去耦电容，是指我不稳定，通过该电容，不要影响别人，比如歌厅里面的隔音设备。有时，它们很好区分，有时也不好区分。一般来讲，较大的电容易被视为去耦电容，而较小的电容被视为旁路电容。



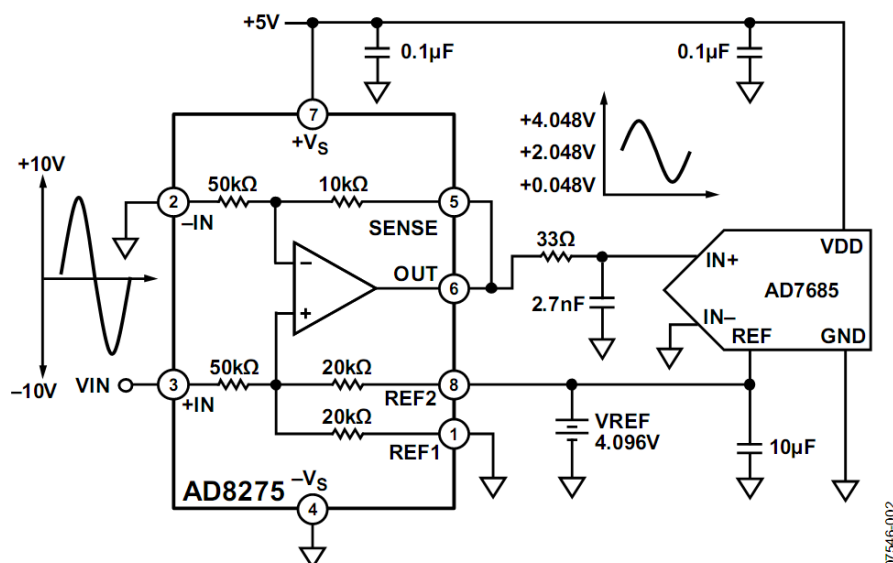


图 Section65-6：集成差动放大器 AD8275 实现的电平移位电路

### 举例 4：仪表放大器：三运放组成的仪表放大器

仪表放大器(Instrumentation Amplifier-INA)，也称测量放大器，是一种常用于仪器仪表前端，直接与传感器接触的集成放大器。它具有两个高输入电阻的差动输入端，输出为两个输入端电位差的指定增益倍数。它的输入输出关系，与减法器相同，均为：

$$u_o = G \times (u_+ - u_-)$$

由于上述表达式的成立，可以看出，它完全抑制掉了输入端存在的共模电压信号，因此仪表放大器具有极高的共模抑制比 CMRR（参见本书差动放大器一节）。

它与减法器的区别是，第一，它的输入端是高阻的，即输入电阻接近无穷大；第二，它的增益通常是一个电阻调节的，使用者非常容易实施控制。加之它内部的电阻也是集成电路生产的，匹配性很好，因此说，它彻底解决了减法器存在的那三个问题。

图 Section65-7 是由三个运算放大器组成的仪表放大器的原理电路，简称为三运放仪表放大器。图中的小圆圈，代表实际仪表放大器的输入输出管脚。

根据虚短虚断法，列出等式如下：

$$i_{XY} = \frac{u_1 - u_2}{R_G}$$

$$u_X = u_1 + i_{XY} \times R_1, u_Y = u_2 - i_{XY} \times R_1$$

根据叠加原理，得：

$$u_o = V_{REF} + \frac{R_3}{R_2} (u_Y - u_X) = V_{REF} + \frac{R_3}{R_2} \times \frac{R_G + 2R_1}{R_G} (u_2 - u_1)$$

仪表放大器的总电压增益为：

$$G = \frac{R_3}{R_2} \times \frac{R_G + 2R_1}{R_G}$$

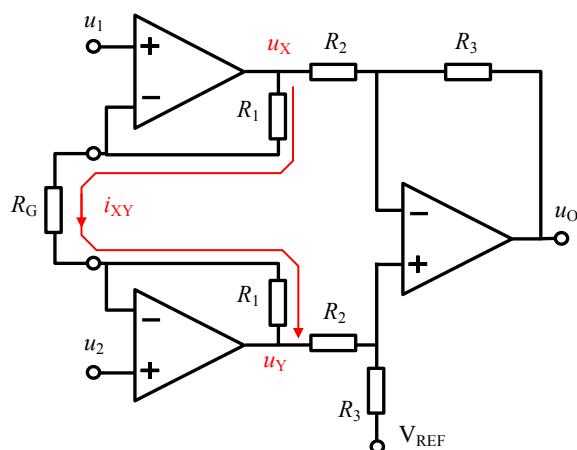


图 Section65-7：三运放仪表放大器

由一个外部电阻  $R_G$ ，即可控制电路增益。注意， $R_G$  可以悬空，但不能短路。

$V_{REF}$  管脚，用于控制输出电压的中心位置。双电源供电时，它一般接地。单电源供电时，它一般接 1/2 电源电压。

### 举例 5：仪表放大器：双运放组成的仪表放大器

图 Section65-8 是双运放组成的仪表放大器，从外部特性看，它与三运放仪表放大器没有区别。图中的小圆圈代表实际仪表放大器的输入输出管脚。

对于运放组成的放大电路，因其属于线性电路，使用叠加原理会带来方便。

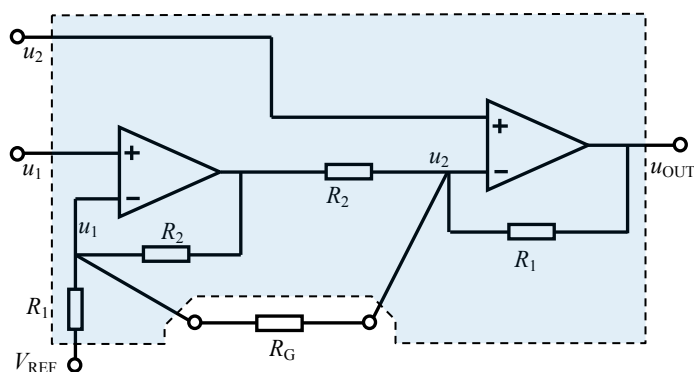


图 Section65-8：双运放仪表放大器

当  $u_1$  单独作用时，如图 Section65-8a：

$$u_{OUT1} = -\left(\frac{R_1}{R_G} u_1 + \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_2(R_1 + R_G)}{R_1 R_G}\right) u_1\right) = -u_1 \frac{R_1 R_G + R_2 R_G + 2R_1 R_2}{R_2 R_G}$$

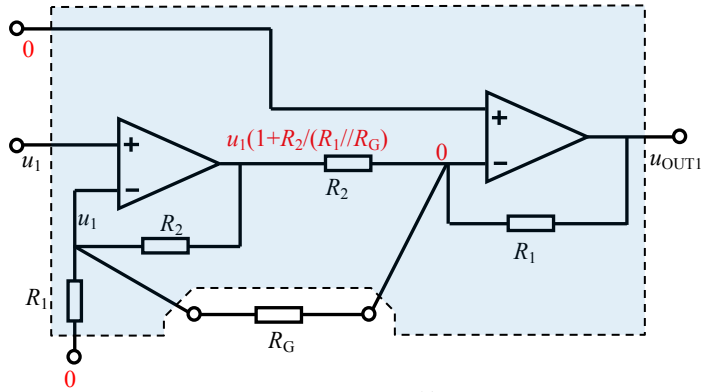


图 Section65-8a :  $u_1$ 单独作用

当 $u_2$ 单独作用时，如图 Section65-8b :

$$i_1 = \frac{u_2}{R_G} ; i_2 = \frac{u_2 - (-u_2 \frac{R_2}{R_G})}{R_2} = u_2 \frac{R_2 + R_G}{R_2 R_G} ; i_1 + i_2 = u_2 \frac{2R_2 + R_G}{R_2 R_G}$$

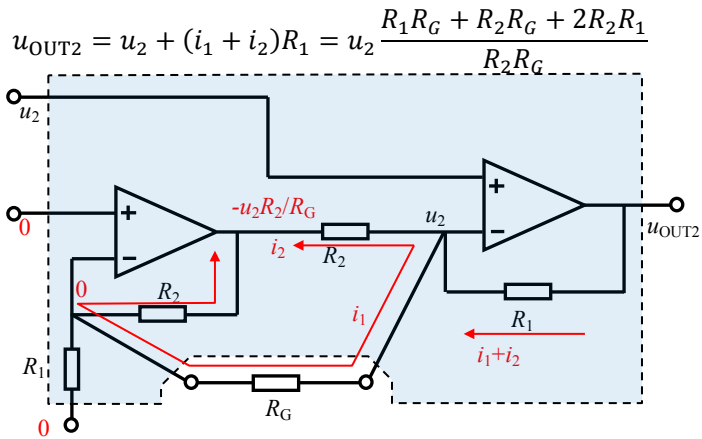


图 Section65-8b :  $u_2$ 单独作用

当 $V_{REF}$ 单独作用时，如图 Section65-8c :

$$u_{OUTREF} = V_{REF}$$

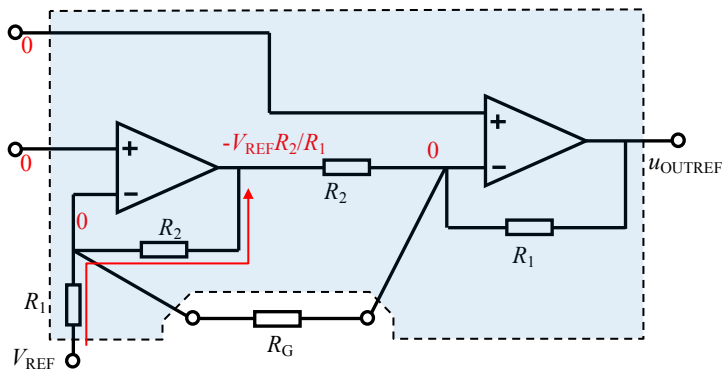


图 Section65-8c :  $V_{REF}$ 单独作用

因此，总输出为：

$$u_{OUT} = V_{REF} + (u_2 - u_1) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + 2 \frac{R_1}{R_G} \right)$$

### 举例 6 : 压流变换器

输入为电压信号，输出为电流信号，称为压流变换器。一般来讲，将电压信号转变成电流信号，有利于在长线传输中抵抗外部的电压干扰。在外部电磁环境较为复杂的工业环境中，这类电路较为常用。

压流变换电路种类繁多。图 Section65-9 为一种负载不接地的压流变换器。

$$i_{SET} = \frac{u_I}{R_{SET}}$$

$$i_{OUT} = i_{SET} \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{\beta}{1 + \beta} \times \frac{u_I}{R_{SET}} \approx \frac{u_I}{R_{SET}}$$

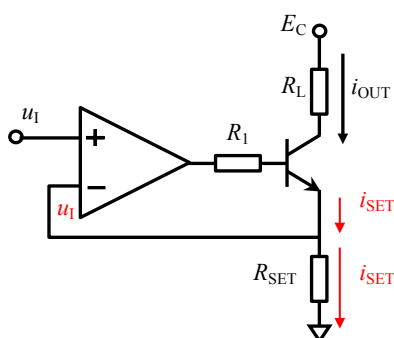


图 Section65-9

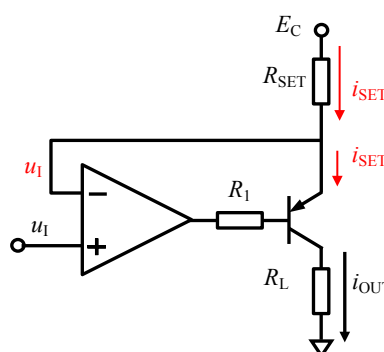


图 Section65-10

图 Section65-10 为一种负载可以接地的压流变换器。

$$i_{SET} = \frac{E_C - u_I}{R_{SET}}$$

$$i_{OUT} = i_{SET} \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{\beta}{1 + \beta} \times \frac{E_C - u_I}{R_{SET}} \approx \frac{E_C - u_I}{R_{SET}}$$

选择合适的  $R_{SET}$ ，可以设定输入电压和输出电流之间的传递比例。

在压流转换电路中，我们一般更习惯于接受负载可以接地的结构。虽然图 Section65-10 电路可以实现，但它的输入电压和输出电流在增量上是相反的，且输出电流会受到电源电压上的纹波影响。能否有一种压流转换电路，它的负载是可以接地的，且输入电压和输出电流成直接的比例关系呢？

Howland 电流源可以实现。

### 举例 7 : Howland 压流变换器

这是一个经典电路。奇妙在于，它既有负反馈，也有正反馈。该怎么分析呢？

请注意，如果不接入负载电阻，可以看出该电路的负反馈系数，与正反馈系数完全相同，都是：

$$F_+ = F_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

此时，电路不属于负反馈。

但是，当负载电阻接入后，负反馈系数没有改变，而正反馈系数会变小，为：

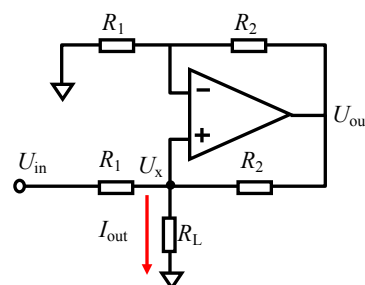


图 Section65-11 Howland 电流源

$$F_+ = \frac{R_1 // R_L}{R_1 // R_L + R_2}$$

此时，显然负反馈系数大于正反馈系数，最终电路工作于负反馈状态。既然工作于负反馈状态，则虚短虚断可用。有：

$$U_{OUT} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_X$$

$$\frac{U_{IN} - U_X}{R_1} = \frac{U_X}{R_L} + \frac{U_X - \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_X}{R_2}, \text{ 得:}$$

$$U_X = U_{IN} \frac{R_L}{R_1}$$

$$I_{OUT} = \frac{U_X}{R_L} = \frac{U_{IN}}{R_1}$$

### 举例 8：利用集成差动放大器实现的压流变换器

Howland 电流源存在一些缺点：对电阻匹配性要求高，输出电流难以做大，效率不高。利用集成差动放大器内部的匹配电阻，可以克服其第一个缺点。由集成差动放大器组成的压流变换器如图 Section65-12 所示。

$$I_1 = \frac{U_{IN1} - U_X - (U_{IN2} - U_X) \frac{R + R_1}{R}}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_{IN1} - U_X}{R}$$

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

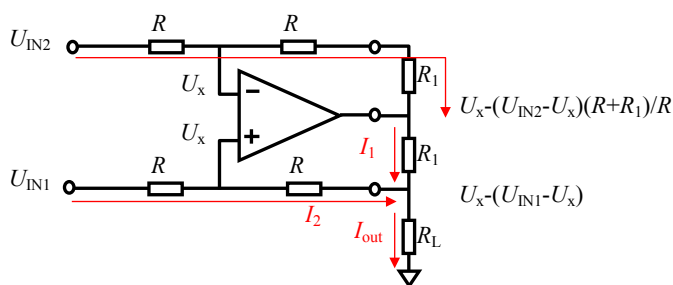


图 Section65-12 基于差动放大器的压流转换器(电流源)

此电路还是需要在电路中选择两个一致的电阻  $R_1$ ，这不好。对其进行改进形成如图 Section65-13 所示。图中利用一个运算放大器，解决了需要两个匹配电阻的问题。

根据图中标注，可以得到：

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

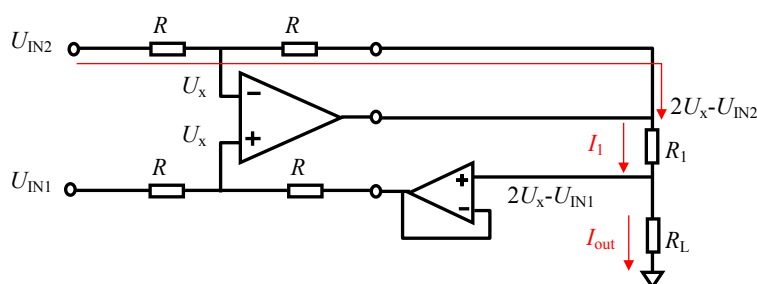


图 Section65-13 基于差动放大器的压流转换器——改进

此电路包括前述压流转换器，其输出电流只能来源于信号源和运放的输出管脚，因此指望这些电路提供大电流输出，是不靠谱的。一般来说，让信号源提供输出电流，有点像让科学家焊接电路板，这显得不伦不类。而运放的输出管脚，一般也不能提供大电流输出，多数运放的输出脚提供 10mA 左右的电流就已经显得吃力了。

要想给负载提供大电流输出，常用的方法是晶体管扩流。常见的扩流方法有单管扩流，用于电流为单一方向时，互补推挽双向扩流，用于电流为双向时。

图 Section65-14 是在图 Section65-13 基础上，增加两个晶体管实现的互补推挽双管扩流。当负载需要大电流时，主要电流通过两个晶体管从电源提供：需要流出电流时，+12V 通过 NPN 管吐出，需要流进电流时，-12V 通过 PNP 管吸纳。晶体管的加入，对前述的分析方法和结论，没有任何影响。图 Section65-15 是一个恒流源，仅需单管扩流。

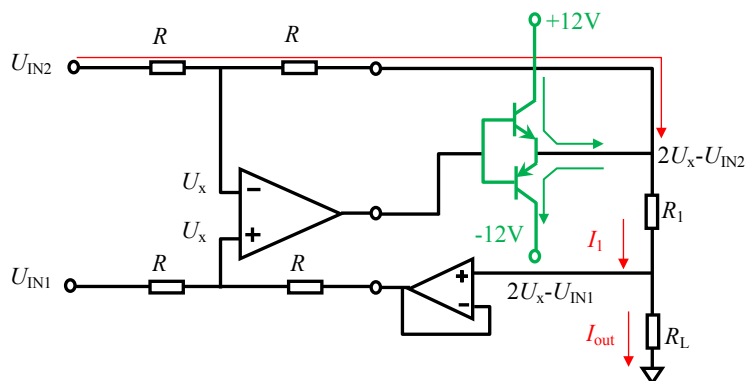


图 Section65-14 基于差动放大器的压流转换器——双向扩流

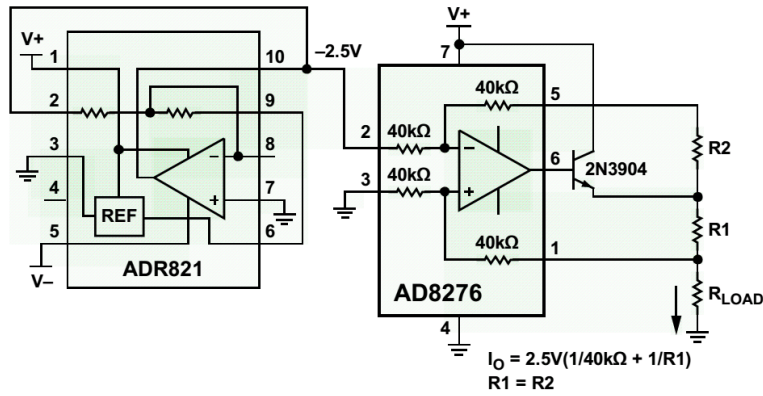


Figure 49. Constant Current Source

图 Section65-15 基于差动放大器的压流转换器——单管扩流

### 举例 9：利用集成仪表放大器实现的压流变换器

前述电路，利用集成差动放大器实现了电压电流转换，这种电路的输入电阻较小。当需要输入电阻很大时，可以考虑采用集成仪表放大器实现压流转换。

AD620 是一款被广泛使用的仪表放大器。图 Section65-16 电路，是利用 AD620 和一个精密运放 AD705（已经停产，可用 OP97 替代）实现的精密压流转换器。

此电路中，AD620 仪表放大器的标准输出表达式为

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1$$

$$V_6 = V_5 + G(V_{IN+} - V_{IN-})$$

其中， $V_6$ 代表 AD620 第 6 脚输出电压， $V_5$ 代表 AD620 第 5 脚输入电压。

利用 AD705 两个输入管脚虚短，得输出电流为：

$$I_L = \frac{V_6 - V_5}{R_1} = \frac{G(V_{IN+} - V_{IN-})}{R_1}$$

注意，此电路不能利用前述的扩流思想实现大电流输出，因此一般用于微小电流输出。

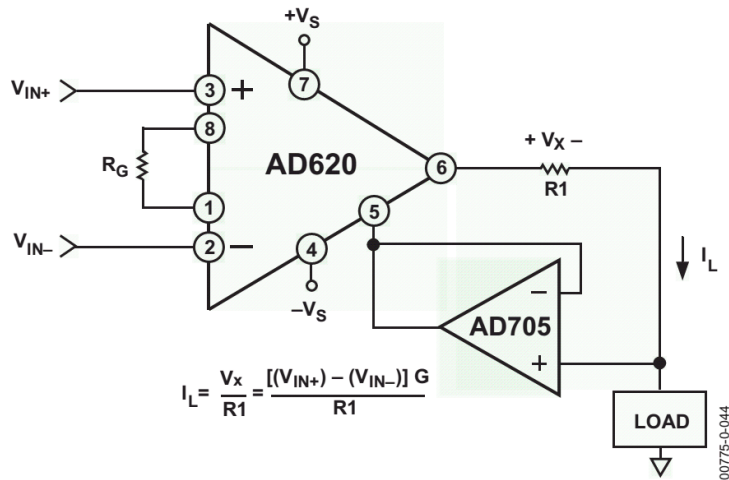


图 Section65-16 基于仪表放大器的压流转换器

## 举例 10：积分器和微分器

### 理想化时域分析

图 Section65-17 是一个理论上的积分器。此电路输出是输入信号的积分。

因为虚短，运放的负输入端保持 0V，则流过电阻  $R$  的电流为：

$$i(t) = \frac{u_I(t)}{R}$$

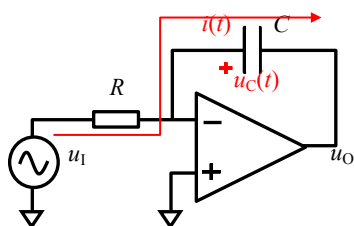


图 Section65-17 积分器

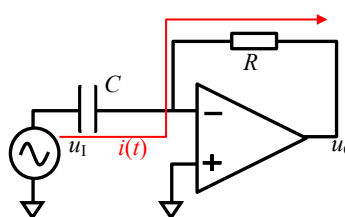


图 Section65-18 微分器

由于虚断，流过电阻  $R$  的电流就是流过电容  $C$  的电流。假设电容两端在开始工作时电压为 0（即电容在开始时是没有电荷的），电容两端的电压方向如图，则其值为：

$$u_C(t) = \frac{Q_C(t)}{C} = \frac{\int_0^t i(t) dt}{C} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_I(t) dt$$

而输出电压为：

$$u_O(t) = 0 - u_C(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_I(t) dt$$

即输出电压为输入电压的时间积分。如果考虑到电容的残留电压  $u_C(0)$ （电路开始工作时，电容上已有的电压），则：

$$u_O(t) = -u_C(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_I(t) dt$$

同样的，对图 Section65-18 的微分器，分析如下：

$$i(t) = C \frac{du_I(t)}{dt}$$

$$u_O(t) = -i(t)R = -RC \frac{du_I(t)}{dt}$$

### 实际应用注意

理论上的积分器，在实际应用中很容易出现饱和。任何运放都具有输入失调电压、输入偏置电流，这些因素会导致即便积分器输入接地，也会有一个持续电流流过反馈电容，使电容上的电压累积增加或者减小，导致其最终达到输出最大电压，而进入“被憋死”的状态。

图 Section65-17b 解释了这种现象的原因。图中， $V_{OS}$  是运放固有的输入失调电压，一般为 mV- $\mu$ V 数量级， $I_B$  是两个端子存在的偏置电流，一般为  $\mu$ A-pA 数量级，而内部的黄色三角，是一个理想运放。当积分器的输入端接地时（即电阻  $R$  左侧接地），由于虚短作用，电阻  $R$  右侧的电位为  $V_{OS}$ ，这导致电阻  $R$  上会存在一个电流  $V_{OS}/R$ ；同时，偏置电流  $I_B$  也会介入，合并形成电流  $I_{SUM}$ ，这个电流只能通过运放的输出不断给电容充电形成，即：



$$I_{SUM} = I_C$$

这个持续的电流将使得电容电压不断增加（或者变负），在一个不长的时间内，就会使得运放的输出电压到达其最大正电压或者负电压，即输出饱和，俗称被憋死了。此时，运放再也没有能力给电容充电，虚短也不再成立，运放负输入端将维持一个与  $V_{OS}$  完全不同的电位，以保证流过电阻  $R$  的电流，全部来源于偏置电流。

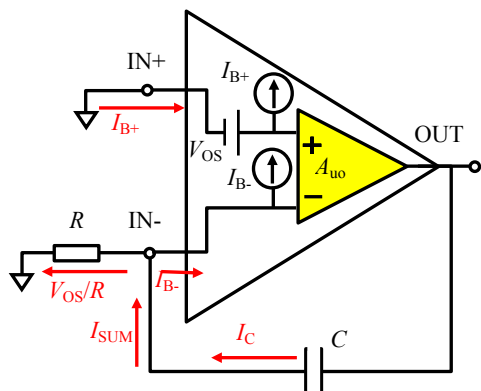


图 Section65-17b 实际运放构成的积分器

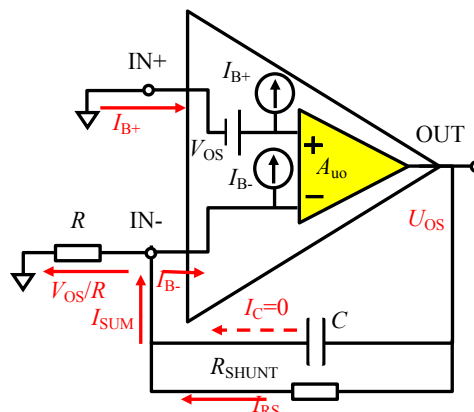


图 Section65-17c 含有并联电阻的积分器

即这类积分器的输出，总会迅速达到正电源电压，或者负电源电压，这完全取决于  $V_{OS}$  和  $I_B$  的方向。

为避免这种现象，一般在电容旁并联一个较大的电阻。由于电阻并联在电容上，无论电容上电压是正还是负，电阻都有使其变为 0 的作用，这样就避免了电容电压的无休止增长或者减小。如图 Section64-17c 所示。此时，输出电压只要维持在一个很小的值  $U_{OS}$  上，就可以保证流过并联电阻的电流，等于  $I_{SUM}$ ，进而使得流过电容的电流为 0，输出电压得以稳定。

$U_{OS}$  被称为输出失调电压，是指一个放大电路输入端为 0 时，输出的静态电压。

例如，图中  $R=10k\Omega$ ， $C=68nF$ ，运放的输入失调电压为  $1mV$ ，输入偏置电流等于  $80nA$ ，供电电压为  $\pm 15V$ ，输出最大电压为  $\pm 14V$ ，那么：

$$I_C = I_{SUM} = \frac{V_{OS}}{R} + I_{B-} = 100nA + 80nA = 180nA$$

以这个电流给电容充电， $t$  时刻到达饱和电压  $14V$ ，则有：

$$u_C(t) = \frac{Q_C(t)}{C} = \frac{\int_0^t I_C dt}{C} = \frac{180 \times 10^{-9} A \times t}{6.8 \times 10^{-9} F} = 14V$$

解得：

$$t = \frac{14V \times 6.8 \times 10^{-9} F}{180 \times 10^{-9} A} = 0.529s$$

即该电路上电后，大约  $0.529s$  就能使得运放输出进入饱和状态。

当给该电路并联一个  $100k\Omega$  电阻后，进入稳态后，输出电压约为：

$$\frac{U_{OS} - V_{OS}}{R_{SHUNT}} = \frac{V_{OS}}{R} + I_{B-}$$

$$U_{OS} = \left(\frac{V_{OS}}{R} + I_{B-}\right)R_{SHUNT} + V_{OS} = 180nA \times 100k\Omega + 1mV = 0.019V$$

即接入并联电阻  $100k\Omega$  后，在输入为 0 的情况下积分器输出为  $19mV$ ，肉眼几乎看不出来。并且我们知道，并联电阻越小，输出失调也就越小。

但是这个电阻又不能太小。否则，积分器就不再是理想的积分器了，而变成了一个低

通滤波器。在方波输入时，随着输出电压的升高，并联电阻会夺取更多的电流，导致输出不再是标准的三角波，而呈现出越到高电压，上升越缓慢的形状。

### 正弦输入时的积分器表现

当积分器的输入信号为正弦波，且电容初始电压为 0：

$$u_I(t) = \sin(\omega t), u_C(0) = 0$$

则据积分器输出电压表达式，有：

$$\begin{aligned} u_O(t) &= -u_C(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_I(t) dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t \sin(\omega t) dt = -\frac{1}{\omega RC} \int_0^t \sin(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{1}{\omega RC} (\cos \omega t + C) \end{aligned}$$

即有如下结论：

- 1) 积分器输出波形为余弦波，显然它会超前输入波形  $90^\circ$ 。
- 2) 积分器输出幅度为输入波形幅度的  $(1/\omega RC)$  倍，显然与积分器时间常数有关，也与输入信号频率有关。
- 3) 输出表达式中的  $C$ ，来自于数学分析，理论上，一个函数具有无穷多个原函数，或者说，积分器的理论输出具有无限多种可能，因此  $C$  可以是任意值。在电路中到底是什么值，取决于电学理论的瞬时分析。

在实际应用中，一般会给积分器的电容上并联一个大电阻（见上一页）。当此电阻很大时，其输出表达式仍为一个标准积分式，但其中的  $C$  将变成 0。原因是，输出表达式中的  $C$ ，只能以直流电压形式存在于电容器上，当存在并联大电阻时，该直流电压一定会通过电阻放电，直至释放到 0V。这样的结果是，稳态的积分器（含并联大电阻），在标准正弦波输入下，其输出将稳定在没有直流分量的状态，且输出超前输入  $90^\circ$ ，幅度与频率相关，与时间常数相关。

### 举例 11：模拟乘法器及其应用

模拟乘法器，是一种模拟集成电路，它一般有两个输入端  $u_X$ 、 $u_Y$ ，一个输出端  $u_O$ ，可以对两个输入信号进行相乘运算。多数模拟乘法器，还具有第三输入端  $u_Z$ ，实现下述功能：

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

其中， $K$  为乘法系数，单位为  $1/V$ 。因此，模拟乘法器的输入、输出均为电压。

模拟乘法器用图 Section65-19 所示的电路符号表示，多数情况下，其电路符号中不包含  $u_Z$  输入脚。图中的输入均为单端形式，而有些实际的模拟乘法器的输入是差分形式，即  $u_X$  由两个输入端  $u_{X+}$  和  $u_{X-}$  组成， $u_Y$  由两个输入端  $u_{Y+}$  和  $u_{Y-}$  组成，且有：

$$u_O = K(u_{X+} - u_{X-}) \times (u_{Y+} - u_{Y-}) + u_Z$$

这两种形式区别不大，本书以单端输入讲解。

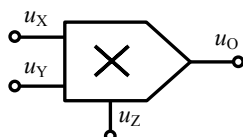


图 Section65-19

模拟乘法器实现的乘法、平方 ( $u_x$  和  $u_y$  同时接输入)、立方 (一个平方运放后再接一级乘法器) 等运算, 相对较为简单, 本书不赘述。

### 除法运算和开平方运算

将乘法器置于反馈环中, 可以实现除法和开方运算。

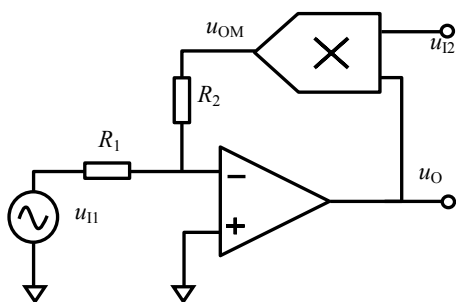


图 Section65-20 除法运算

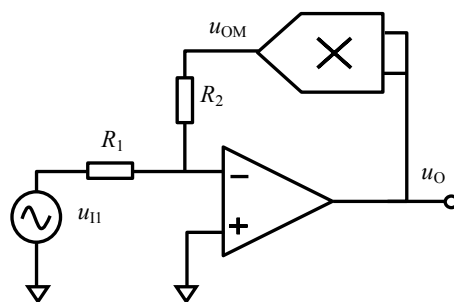


图 Section65-21 开平方运算

在图 Section65-20 电路中, 当  $u_{I2}$  为正值时, 整个电路呈现为负反馈, 此时虚短虚断成立, 则有:

$$u_{OM} = -\frac{R_2}{R_1} u_{I1}$$

又因

$$u_{OM} = K u_{I2} \times u_o$$

则

$$u_o = -\frac{R_2}{KR_1} \times \frac{u_{I1}}{u_{I2}}$$

因此, 电路可以实现除法运算。

注意, 当  $u_{I2}$  为负值时, 此电路呈现为正反馈, 一般不能正常工作。

同样的分析方法, 可以证明图 Section65-21 电路能够实现开平方运算。

$$K u_o^2 = -\frac{R_2}{R_1} u_{I1}$$

$$u_o = \sqrt{-\frac{R_2}{KR_1} u_{I1}}$$

注意, 此时要求输入必须为负值, 才能保证根号内是正值, 否则电路不能正常工作。且正常工作时, 输出一定是正值。虽然从理论分析, 输出正负都是一样的。至于为什么, 请读者自行分析。

### 举例 12：光电放大器

图 Section65-22 是一个单电源供电的光电二极管放大器，电路输出为  $V_{out}$ ，其电压值代表光电二极管感受到的外部光强，也即流过光电二极管的电流。已知图中 BF862 为一个 JFET，其夹断电压  $U_{GS(OFF)} = -0.8V$ ， $I_{DSS} = 10mA$ ，求输出电压与流过光电二极管电流  $I_{PD}$  的关系。解：首先进行电路粗看，定性分析其工作原理。

**供电和静态电位：**图中 LT6200 为运放，其供电电压为 0V/5V，属于单电源供电，其内核默认的信号基点为供电电源的中心点，即 2.5V。因此，图中两个 10kΩ 电阻对+5V 电源实施分压，提供 2.5V 给运放的  $u+$ 端，以使运放输入脚电位处于合适的位置，下方 10kΩ 旁并联一个 0.1μF 电容，属于旁路电容，是为进一步降低  $u+$ 端的高频噪声，保证该端子的电位稳定。

**负反馈判断：**运放的输出电压，通过  $R_F$  和  $C_F$  并联（至于为什么并联  $C_F$ ，后续讲），回

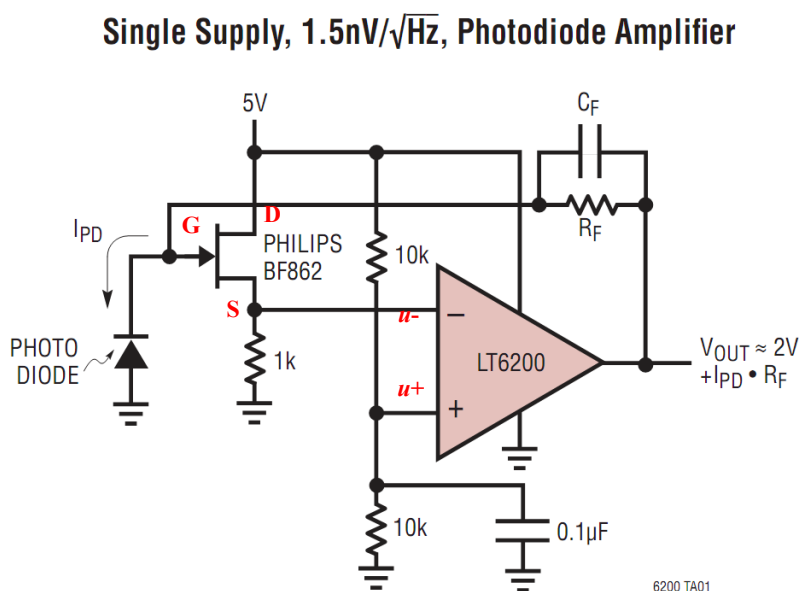


图 Section65-22 光电二极管放大器

送到了二极管阴极，即 JFET 门极 G，门极 G 信号经 JFET 组成的源极跟随器，传递到 S 极，即运放负输入端，进而控制输出。这是环路，经环路极性法可以判断，这是负反馈。同时，可以看出，输出电压变化演变到门极电压变化，会有一些的衰减，门极电压变化传递到源极，也会有一些衰减，但这种衰减都不严重，即  $F$  小于 1，但是绝不是非常接近 0，面对 LT6200 的开环增益  $A$ ，可以保证  $AF$  远远大于 1。至此，可认为这是一个深度负反馈，运放的虚短成立。

此时，可知晶体管的 S 极将几乎等于 2.5V（因为虚短成立。随着光强的变化，此处会在 2.5V 基础上出现微弱的偏移，极为微弱，且就是依赖于这个极为微弱的偏移引起输出的改变），流过 S 的电流一定是 2.5mA。对 JFET 来说， $I_S$  是固定的，也就意味着  $U_{GS}$  是固定的，可以利用 JFET 的特性公式，求解出  $U_{GS}$ 。

$$I_S = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(OFF)}}\right)^2 = 10mA \left(1 - \frac{U_{GS}}{-0.8V}\right)^2 = 2.5mA$$

得  $U_{GS} = -0.4V$ 。可知在整个工作范围内，晶体管 G 端电位始终为 2.1V。

图 Section65-23 是光电二极管的伏安特性曲线，习惯上我们一般都使用二极管的正向伏安特性曲线，如图中左侧。但是此时二极管处于反接状态，电压电流均为反向定义。因此，我们可以把正向二极管伏安特性的电压、电流均取反向，得到右侧伏安特性。此时，二极管负极对地电位（也就是门极 G 对地电位）定义为  $u_R$ ，可知  $u_R = V_R = 2.1V$ ，始终不变。

任何情况下，输出电压都满足下式：

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

此方程在右侧图中即为红线直线。在光线变化过程中，此线一直在移动，以保证直线与伏安特性曲线的交点处， $V_R$  不变恒为 2.1V（否则，运放就不满足虚短，运放将持续调整，直到满足）。这样，输出  $V_{OUT}$  就会随之光强而改变，得到图中的  $V_{OUT1}$ 、 $V_{OUT2}$ 。

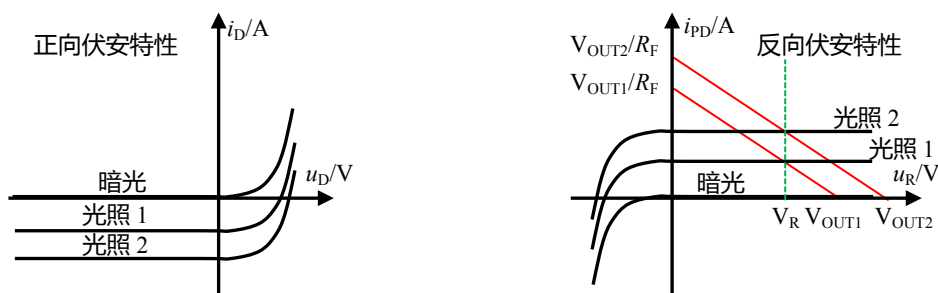


图 Section65-23 光电二极管伏安特性曲线示意图

细心读者可能已经发现，我们推导出的结论是  $V_{OUT} = 2.1V + i_{PD}R_F$ ，而原电路图中显示， $V_{OUT} \approx 2V + i_{PD}R_F$ ，这是怎么回事？其实没有什么问题，这完全取决于 JFET 伏安特性，我们是按照 BF862 数据手册的典型值计算，而电路显示可能是实验值。

### 举例 13：单端转差分电路

与单端信号相比，差分信号具有很多优势：可以抵抗外部的共模干扰，具有大一倍的动态范围，可以抑制放大器本身的偶次谐波带来的失真等。因此，很多电路中，都在尽量早的位置把单端信号转变成差分信号，以充分发挥差分信号的优势。比如传感器是单端输出，最后一级 ADC 能够接受差分信号，那么很多设计会在第一级放大或者最迟第二级时，就将单端信号转变成差分信号，然后一路走下去，都以差分信号的形式传递，直到进入 ADC。

于是，单端转差分电路应运而生：它的输入是单端信号，输出是差分信号，两者之间满足线性比例关系：

$$\begin{aligned} u_{O+} &= U_{REF} + 0.5Gu_I \\ u_{O-} &= U_{REF} - 0.5Gu_I \\ u_{O+} - u_{O-} &= Gu_I \end{aligned}$$

图 Section65-24 是实现单端转差分功能的基本电路之一。分析极为简单，利用虚短虚断，可知上面的运放实现 2 倍同相比例器，下面运放实现-2 倍反相比例器：

$$\begin{aligned} u_{O+} &= 2u_I \\ u_{O-} &= -2u_I \\ u_{O+} - u_{O-} &= 4u_I \end{aligned}$$

这个电路的缺点是，输入电阻较小。

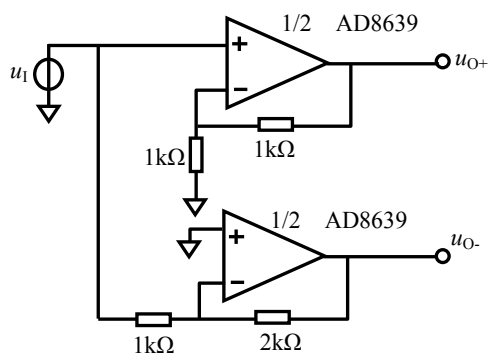


图 Section65-24 单端转差分基本电路一

图 Section65-25 是实现单端转差分功能的基本电路之二。

$$\begin{aligned} u_{O+} &= 6u_I \\ u_{O-} &= -6u_I \\ u_{O+} - u_{O-} &= 12u_I \end{aligned}$$

这个电路的输入电阻足够大，但它的缺点是， $u_{O+}$ 只经过了一个运放，而 $u_{O-}$ 经过了两个运放，两者之间可能存在一定的时间差。

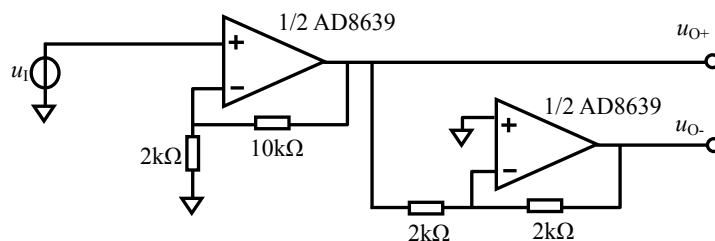


图 Section65-25 单端转差分基本电路二

图 Section65-26 是一种较为特殊的单转差电路，称为交叉反馈型。

$$u_X = u_{O-} \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C} + R_G} + u_I \frac{R_G}{R_1 + \frac{1}{j\omega C} + R_G}$$

(1)

$$u_Y = U_{OCM}$$

$$\begin{aligned} \frac{u_{O+} - u_X}{R_2} &= \frac{u_X - u_{O-}}{R_4} \\ \frac{u_{O-} - u_Y}{R_3} &= \frac{u_Y - u_{O+}}{R_5} \end{aligned}$$

在交叉反馈电路中， $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$ ，因此有：

$$u_X = \frac{u_{O+} + u_{O-}}{2} = u_Y = U_{OCM}$$

(2)

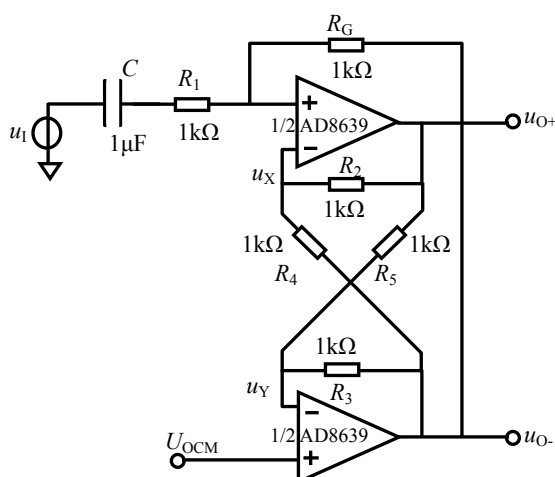


图 Section65-26 单端转差分之交叉反馈电路

所以，利用式(1)得：

$$u_{O-} = \left( U_{OCM} - u_I \frac{R_G}{R_1 + \frac{1}{j\omega C} + R_G} \right) \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C} + R_G}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$= U_{OCM} \left( 1 + \frac{R_G}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C}} \right) - u_I \frac{R_G}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C}}$$

利用式(2)得：

$$u_{O+} = 2U_{OCM} - u_{O-} = U_{OCM} \left( 1 - \frac{R_G}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C}} \right) + u_I \frac{R_G}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C}}$$

需要注意的是，在上述表达式中， $U_{OCM}$ 后面紧跟着的括号内， $\omega$ 是 $U_{OCM}$ 的角频率，而 $u_I$ 后面表达式中的 $\omega$ 是 $u_I$ 的角频率。一般情况下， $U_{OCM}$ 为一个直流电压，其角频率为 0Hz，而输入信号为一个角频率为 $\omega$ ，因此上两个表达式简化成：

$$u_{O+} = U_{OCM} + u_I \frac{R_G}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C}}$$

$$u_{O-} = U_{OCM} - u_I \frac{R_G}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C}}$$

即，两个输出端围绕着 $U_{OCM}$ 做相反变化，且对输入信号 $u_I$ ，具有高通截止频率：

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

改变 $R_1$ 或者 $C$ ，均可改变截止频率。

在输入信号频率足够高时，有：

$$u_{O+} = U_{OCM} + u_I \frac{R_G}{R_1}$$

$$u_{O-} = U_{OCM} - u_I \frac{R_G}{R_1}$$

$$u_{O+} - u_{O-} = u_I \frac{2R_G}{R_1}$$

即，对输入信号 $u_I$ ，该电路具有 $\frac{2R_G}{R_1}$ 倍的电压增益，改变 $R_G$ 可调节增益。

对该电路，也可以采用叠加原理，分别求解 $U_{OCM}$ 、 $u_I$ 做输入时的输出，然后相加，得到相同的结论。这样，更容易理解本页中红色文字。

该电路具有的好处，是前述几个基本电路无法比拟的。

- 1) 它可以通过改变 $U_{OCM}$ 任意设定输出的共模电压；
- 2) 它可以通过改变单一电阻 $R_G$ 调节信号增益；
- 3) 它可以通过改变 $R_1$ 或者 C，实现高通截止频率改变。

它最大的缺点是，无法实现低频或者直流信号输入。



## 电流检测概述

有很多场合，我们需要知道负载中流过的电流，包括大小、方向、波形形态等。这就需要电流检测电路，负责把输入电流转变成电压输出。因此，电流检测电路也称为流压转换器。

检测电流的方法有很多种，包括霍尔传感器、罗氏线圈、电流互感器、光纤电流传感器、磁通门、分流电阻等。其中，电流互感器和罗氏线圈仅用于交流电流检测。

在小信号测量领域，多数情况下流过负载的电流较小，但频率范围从直流到高频均有，此时使用分流电阻较为广泛。

所谓分流电阻，就是一个固定阻值的感应电阻(sense resistor)，将串联于被测支路中，采用不同的方法测量感应电阻两端的压差，以表征被测电流。常见的方法有高侧法和低侧法。

所谓的高侧法，是将分流电阻至于负载的顶端，用一个放大器测量  $V_{CC}$  和  $u_{L+}$  之间的电位差，如图 Section65-27a 所示，以此表示负载电流：

$$i_{load} = \frac{V_{CC} - u_{L+}}{R_{sense}}$$

所谓的低侧法，是将分流电阻至于负载的底端，用一个放大器测量  $u_{L-}$  和 GND 之间的电位差，如图 Section65-27b 所示，以此表示负载电流：

$$i_{load} = \frac{u_{L-}}{R_{sense}}$$

低侧法对放大器要求不高，容易测量。但是其致命缺点是，测量引入的  $R_{sense}$  会导致负载的底端不稳定（不再是牢靠的 GND），特别当负载是一个电子系统时，不稳定的底端会导致整个负载工作不正常。

这就像人站在房间内，地板不稳定会让人不舒服，但是房顶不稳定却对人影响不大一样，几乎所有的电子系统，对地的稳定性都有很高的要求，却对电源的稳定性相对要求较低。基于此，高侧法应用而生：它将  $R_{sense}$  置于负载的顶端，负载电流的变化会在  $R_{sense}$  上产生压降变化，导致负载供电电压发生微弱变化，但是负载的地是稳定的。

绝大多数场合，测量负载电流，都采用高侧法。

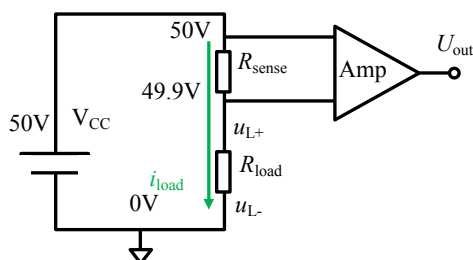


图 Section65-27a 高侧(High side)电流检测

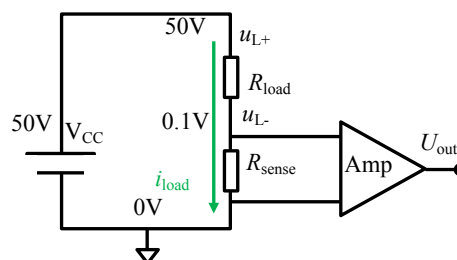


图 Section65-27b 低侧(Low side)电流检测

但是高侧法也存在问题：用于测量电位差的放大器，输入端需要承受很高的共模电压。如图 Section65-27a 所示，该放大器必须承受 50V 和 49.9V 的输入。一般的测量系统，电源电压也仅在几十 V，要保证能够承受如此的高电压，是困难的。

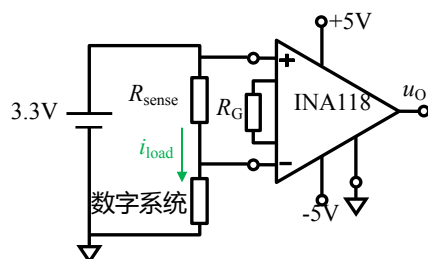
因此，高侧法测量电流，其放大电路必须缜密设计，在足以承受高达上百 V 共模电压基础上，完成对较小的电位差测量。

有多种方法可以实现高侧法测量电流，包括仪表放大器、差动放大器、普通运放结合晶体管等，本书重点介绍这些电路，看如何用虚短虚断方法分析这些电路。实际上，测量负载电流更常用的方法并不是上述这些电路，而是利用市场可以买到的集成电流检测放大器，如 AD8418，AD8208，AD8215，AD8218 等。

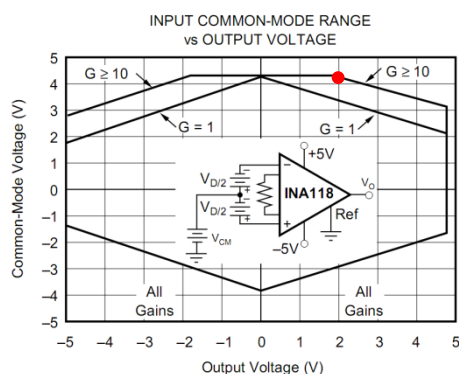
### 举例 14：仪表放大器实现电流检测

仪表放大器的输入电压范围，最大不能超过其供电电源范围。因此，在负载工作电压本来就比较低场合，比如 3.3V 数字系统的工作电流测量，可以使用仪表放大器测量负载电流。如图 Section65-28 所示。假设数字系统工作电流为 10mA-100mA，分流电阻  $R_{SENSE}=1\Omega$ ，那么分流电阻上会产生 10mV-100mV 压降，对 3.3V 数字系统供电系统来说，0.1V 电压跌落不会影响其正常工作。此时，为了保证测量准确，又要保证输入电压不超过仪表放大器规定的输入范围，应选择合适的仪表放大器增益。图中使用的是德州仪器公司的仪表放大器 INA118，其输入电压范围与增益和输出电压有关（至于为什么，在后续课程中介绍），图 Section65-29 是 INA118 的数据手册内容。如果使得 100mV 输入产生 2V 输出，即增益为 20 倍，此时对输入电压范围的要求是小于 4.2V，如图中红色小圆所示。这是满足要求的，于是，有：

$$u_O = G \times i_{load} \times R_{SENSE} = 20\Omega \times i_{load}$$



Section65-28 仪表放大器用于电流测量



Section65-29 INA118 的输入范围

从此例可以看出，仪表放大器用于电流检测，最大的弊端在于其共模电压输入范围很窄——不仅超不过电源电压，更多情况下要远小于电源电压。

### 举例 15：集成差动放大器可以实现更高共模电压的电流检测

集成差动放大器有 1:1 型的，也有 1:n 型的（可以放大，也可以衰减，取决于连接方法）。利用 1:n 型差动放大器实施衰减，可以大幅度提高检测电流时的抗共模电压能力。图 Section65-30 电路，可以实现 120V 共模下的电流检测。

之所以仪表放大器不能承受高共模电压，而差动放大器可以，其核心原因在于，差动放大器是通过电阻与高共模电压接触，真正加载到差动放大器内部运放输入脚的电压已经被电阻分压衰减了。而仪表放大器是其内部的运放正输入端直接面对高共模电压。

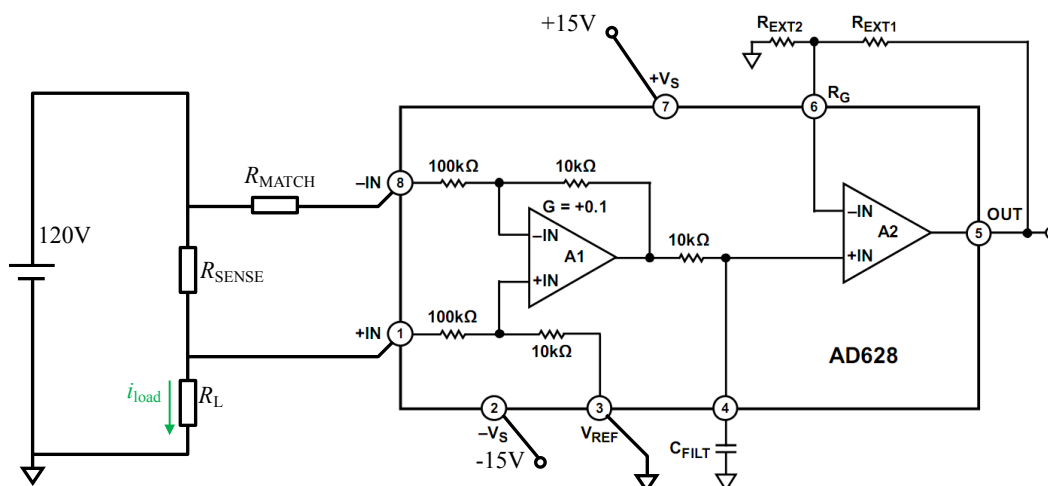


图 Section65-30 集成差动放大器 AD628 组成的电流检测电路

在  $R_{SENSE}$  很小的情况下，比如几个欧姆，图中的匹配电阻  $R_{MATCH}$  可以为 0。此时加载到 AD628 第 8 脚的电压为 120V，而经过内部 100kΩ 和 10kΩ 分压后，实际加载到内部运放 A1 的 -IN 端，则只有约 12V 左右。在 AD628 供电电压为 ±15V 情况下，这是一个安全的输入。类似的，对 AD628 第 1 脚的输入，也存在相同的衰减。

当  $R_{SENSE}$  不是很小的情况下，电路中需要  $R_{MATCH}$ ，以实现准确的测量。

$$R_{MATCH} = R_{SENSE} \parallel R_L$$

此时，有：

$$u_{OUT} = -\left(1 + \frac{R_{EXT1}}{R_{EXT2}}\right) \times \frac{10k\Omega}{100k\Omega + R_{MATCH}} \times R_{SENSE} \times i_{load}$$

请读者自行分析上式的来源。

可以看出，在衰减共模以使差动放大器能够承受高共模电压的情况下，表征电流大小的差模信号也被衰减了，因此 AD628 在内部增加了一级同相比例器，通过用户选择外部电阻  $R_{EXT1}$  和  $R_{EXT2}$ ，实现较大的增益，来抵消已有的衰减。这看起来不错，但是，你愿意把一张照片缩小很多倍，再实施放大以恢复原样吗？我们知道，这个先衰减再放大的过程，会引入很多噪点。于是，AD628 的内部，在 A1 和 A2 之间增加了一个电阻，通过用户外接电容，实现了一阶低通滤波，以抑制噪声。其上限截止频率的设定，则由用户根据被测电流的频率，通过选择合适的电容来实现。

先衰减，以抵抗高共模，再对差模进行放大，中间加上滤波以抑制噪声，这是 AD628 的核心思想，也是迫不得已的作法。有没有一个电路，既能衰减共模，又对差模没有衰减呢？AD629 可以实现。

### 举例 16：集成差动放大器 AD629 可以实现±270V 高共模电压的电流检测

图 Section65-31 是 AD629 应用电路。它可以检测高达±270V 共模电压下的负载电流，且它对共模实施衰减的同时，并没有对差模实施衰减。

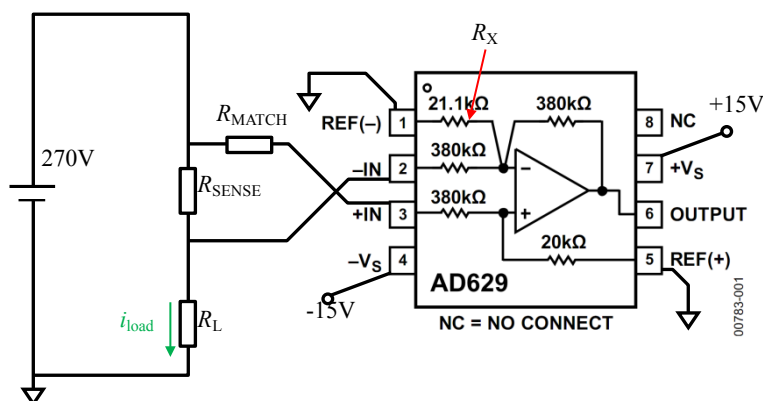


图 Section65-31 集成差动放大器 AD629 组成的电流检测电路

AD629 内部包括一个运放和 5 个精密电阻。当输入为共模信号时，运放的正输入端承受的是共模信号的 1/20，负输入端稍复杂一些，但经过负反馈后，也为 1/20。当差模信号输入时，图中由负输入端接地的  $R_x$  (图中为 21.1kΩ)，起到了降低反馈系数的作用，使得差模增益为 1，没有任何衰减。

对电路的分析，采用叠加原理较为方便。

首先介绍，在电流检测电路中，为什么要增加匹配电阻？

电流检测电路介入之前，被测电路如图 Section65-32a 所示，我们的目的是检测出  $u_{x+}$  和  $u_{x-}$  的电位差，并利用下式表征负载电流：

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

那么理论上将两点接入减法器即可。但是，标准减法器中，信号都是没有输出阻抗的。很显然  $u_{x+}$  满足要求，它是一个无输出阻抗的信号，而  $u_{x-}$  的是由两个电阻  $R_{SENSE}$  和  $R_L$  分压获得的，具有  $R_{SENSE} // R_L$  的输出电阻。为了让减法器两个输入端对称，必须在正输入端增加一个电阻  $R_{MATCH} = R_{SENSE} // R_L$ 。

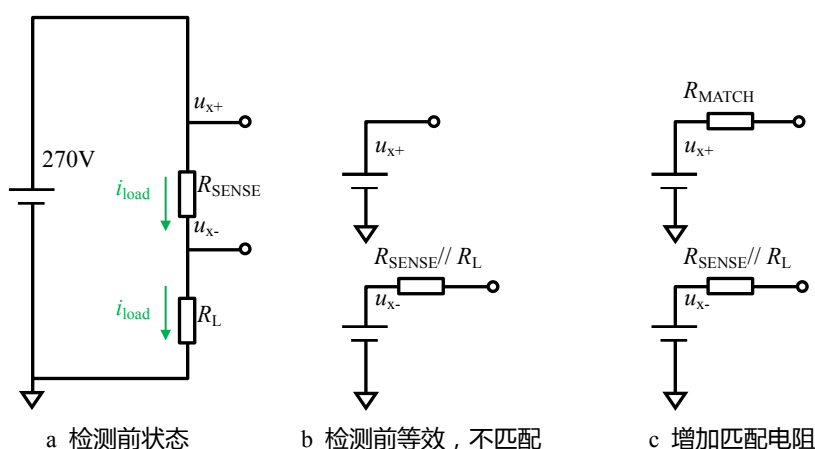


图 Section65-32 为什么要增加匹配电阻

其次，利用叠加原理进行分析。当  $u_{x+}$  输入时，电路等效如图 Section65-33a 所示。

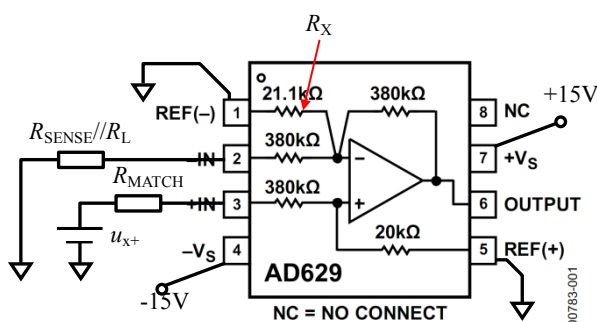


图 Section65-33a 叠加原理之  $u_{x+}$  输入状态

$$u_+ = u_{x+} \frac{20\text{k}\Omega}{R_{\text{MATCH}} + 380\text{k}\Omega + 20\text{k}\Omega}$$

$$u_{\text{OUT}+} = u_+ \left( 1 + \frac{380\text{k}\Omega}{(R_{\text{SENSE}} \parallel R_L + 380\text{k}\Omega) \parallel R_X} \right)$$

$$= u_{x+} \frac{20\text{k}\Omega}{R_{\text{MATCH}} + 380\text{k}\Omega + 20\text{k}\Omega} \times \left( 1 + \frac{380\text{k}\Omega}{(R_{\text{SENSE}} \parallel R_L + 380\text{k}\Omega) \parallel R_X} \right)$$

由于  $R_{\text{MATCH}} = R_{\text{SENSE}} \parallel R_L$ ，则有：

$$u_{\text{OUT}+} = u_{x+} \frac{20\text{k}\Omega}{R_{\text{MATCH}} + 380\text{k}\Omega + 20\text{k}\Omega} \times \left( 1 + \frac{380\text{k}\Omega}{(R_{\text{MATCH}} + 380\text{k}\Omega) \parallel R_X} \right) \quad (3)$$

当  $u_{x-}$  输入时，电路等效如图 Section65-33b 所示。

$$u_{\text{OUT}-} = -u_{x-} \times \frac{380\text{k}\Omega}{R_{\text{MATCH}} + 380\text{k}\Omega}$$

(4)

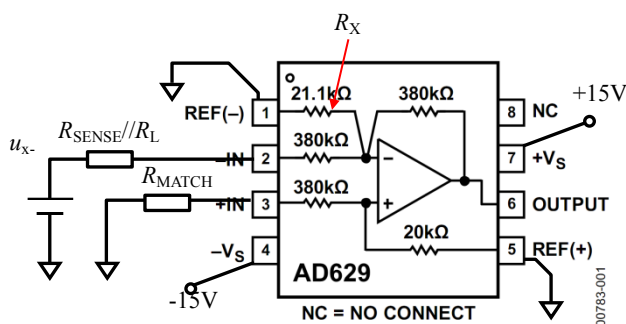


图 Section65-33b 叠加原理之  $u_{x-}$  输入状态

根据叠加原理，利用式(3)、式(4)，有：

$$u_{\text{OUT}} = u_{\text{OUT}+} + u_{\text{OUT}-}$$

$$= u_{x+} \frac{20\text{k}\Omega}{R_{\text{MATCH}} + 400\text{k}\Omega} \times \left( 1 + \frac{380\text{k}\Omega}{(R_{\text{MATCH}} + 380\text{k}\Omega) \parallel R_X} \right) - u_{x-} \times \frac{380\text{k}\Omega}{R_{\text{MATCH}} + 380\text{k}\Omega}$$

(5)

式(5)是包括全部可变电阻的完整式。我们期望这个表达式中， $u_{x+}$ 和 $u_{x-}$ 的系数相等，

就能实现标准减法，以消除掉共模信号，实现电流的检测。

当 $R_{SENSE}$ 与 $380k\Omega$ 相比很小时，电路中无需 $R_{MATCH}$ ，此时式(5)变为：

$$u_{OUT} = u_{x+} \frac{20k\Omega}{400k\Omega} \times \left( 1 + \frac{380k\Omega}{380k\Omega \parallel R_X} \right) - u_{x-}$$

要实现 $u_{x+}$ 和 $u_{x-}$ 的系数相等，即：

$$\frac{20k\Omega}{400k\Omega} \times \left( 1 + \frac{380k\Omega}{380k\Omega \parallel R_X} \right) = 1$$

可以解得： $380k\Omega \parallel R_X = 20k\Omega$ ，即 $R_X = 20k\Omega \times \frac{380}{360} = 21.111k\Omega$ 。此时有：

$$u_{OUT} = u_{x+} - u_{x-}$$

当 $R_{SENSE}$ 与 $380k\Omega$ 相比不能忽略时，电路中存在 $R_{MATCH}$ 。可以证明，当 $R_X = 20k\Omega \times \frac{380}{360} = 21.111k\Omega$ 时，式(5)变为：

$$u_{OUT} = u_{OUT-} + u_{OUT-} = \frac{380k\Omega}{R_{MATCH} + 380k\Omega} (u_{x+} - u_{x-})$$

这说明，该电路即便存在匹配电阻时，输出仍为标准减法特性，即具有极高的共模抑制能力。

这实在太妙了。我至今也想不通设计者是如何想到这个解决方案的。

### 举例 17：集成差动放大器 AD8479 可以实现±600V 高共模电压的电流检测

在 AD629 基础上，ADI 公司又推出了 AD8479，它与 AD629 几乎完全相同，唯一的区别在于它能够承受高达±600V 的共模电压。

但是，AD8479 是数据手册中仅给出了图 Section65-34 所示的内部结构，却没有标注出内部这三个关键电阻的阻值，这可能是他们的商业机密。

让我们试着估算一下这几个电阻。

由于它能够抵抗高达 600V 的共模，这可以靠将 AD629 的 380kΩ 换成 1MΩ 实现，我估计  $R_1$  应该仍为 20kΩ，此时大约对共模实施了  $20k\Omega/1020k\Omega=1/50.1$  的衰减，加载到内部运放正输入端的共模电压最大约为 12V，比较合适。

要实现 1 倍差模增益， $R_2$  应为 1MΩ。

根据 AD629 的设计思想，可以算出， $R_3//1M\Omega=20k\Omega$ ，即  $R_3=20.408k\Omega$ 。

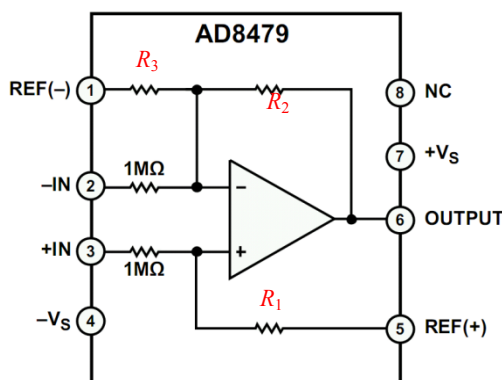


图 Section65-34 AD8479 内部结构示意图

### 举例 18：用运放实现高共模电压的电流检测

图 Section65-35 电路设计非常巧妙。这个电路应用于-48V 供电系统。感应电阻位置如图所示，其一端为-48V，另一端大约为-47 点几伏，取决于感应电阻大小以及负载电流大小。

测量电路的供电仍是 0V 和+5V。

首先第一个运放的供电问题如何解决。图中采取了稳压管供电方式，利用稳压管产生 5V 左右的压差，形成-48V/-43V，以-43V 作为运放的正电源，-48V 作为运放的负电源。BZX84C5V1 击穿电压约为 5.1V，为保证运放工作消耗的电流，稳压管击穿电流需要留有足够裕量，又要尽量小。LTC2054 消耗电流仅为静态电流（其输出端驱动场效应管 G 极，不需要电流）150μA。电路中稳压管击穿电流设计为 11mA，足够了。如果测量电路需要更小功耗，可以考虑进一步增大图中串联于稳压管的 39kΩ 电阻。

此时，左边运放供电电压为-48V/-42.9V。因此，该运放的两个输入端电压也应该在此范围内。这就解决了供电和输入范围问题。

再看负反馈。反馈环为 Q1 的 G 端⊕——S 端⊖——运放负输入端⊖——运放输出端⊖——G 端⊖，形成负反馈。其中 G 到 S 的同相，源自这个晶体管在环路中处于源极跟随状态。图中的 Q1 很像一个卧在地面（0V 附近）的抽水泵，把井下（-48V 附近）的水（电流）抽上来，即保证了电流的传递，又隔离了两处的不同电位。

形成负反馈后，根据虚短，有下式成立：

$$I_1 R_2 = I_{SENSE} R_{SENSE}$$

其中， $R_3$  不出现在表达式中，其作用仅为抵消运放可能存在的偏置电流。

$$I_1 = \frac{I_{SENSE} R_{SENSE}}{R_2}$$

在 U2 处形成输出为：

$$U_{out} = I_1 R_4 = \frac{I_{SENSE} R_{SENSE} R_4}{R_2} = 100 I_{SENSE} R_{SENSE} = 100 U_{SENSE}$$

输出电压与负载电流成正比。

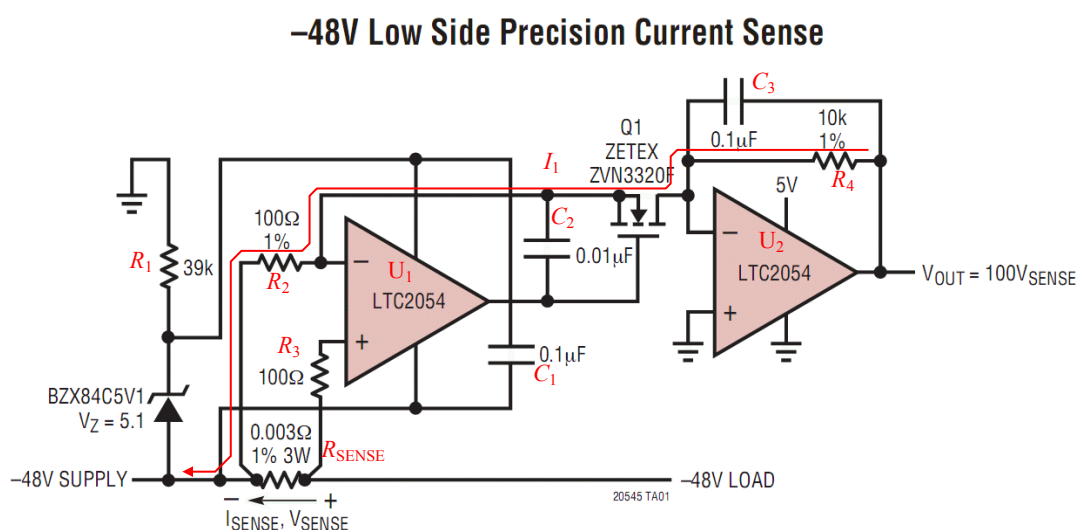


图 Section65-35 用运放实现高共模情况下的电流检测



### 举例 19 : LT1990-可选增益高共模差动放大器

高侧检测电流遇到的最严重问题是，差模电压信号隐藏在很高的共模电压信号中。要解决此问题，第一要将如此高的共模电压衰减到很小的电平，以保护内部运放不受伤害；第二，在衰减共模的同时，要保证差模信号不被衰减，甚至被放大。AD628、AD629、AD8479 等集成差动放大器为此做出了贡献。但，AD629 和 AD8479 的差模放大倍数仅为 1 倍，还存在优化的空间。

LT1990 抓住了这个机遇，它可以将共模信号衰减 1/27，能够承受±285V 的共模输入，且能够实现差模信号的 1 倍、10 倍放大——通过管脚即可实现，还能通过外部电阻设置差模增益介于 1-10 倍之间。其内部结构如图 Section65-36 所示，内部的电阻均为精密电阻，以保证增益的准确性，以及极高的共模抑制比。

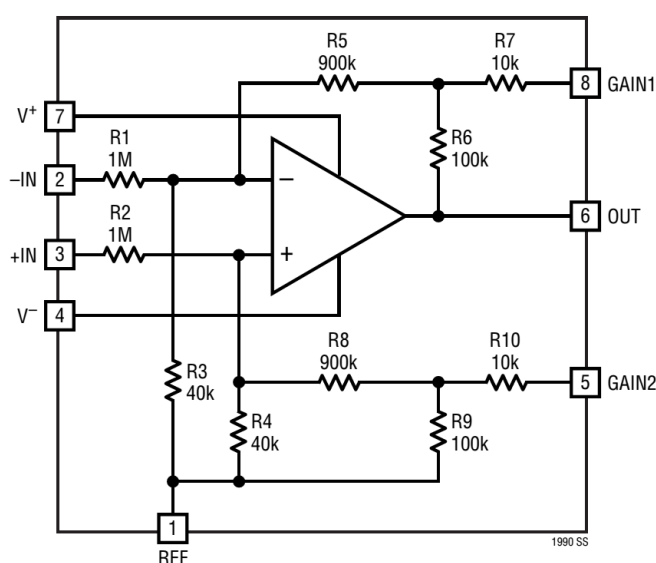


图 Section65-36 内含精密电阻的 LT1990

本例中，我们先使用虚断虚断法，然后使用方框图分析法，求解衰减系数 M 和反馈系数 F，以此求解增益，以此证明两种方法结论完全相同。

整个分析过程，均假设供电电压为±15V。

#### 虚断虚断法分析

看图 Section65-37，这是共模信号加载时的情况。能够看出，图中 1MΩ 的入端电阻，与后级电阻（小于 40kΩ）串联，形成了大约 27 倍的衰减，当共模电压为 285V 时，真正加载到内部运放输入端的电压约为 10.56V，是足够安全的。

下面先用虚短虚断法进行分析：

1) 共模增益分析：见图 Section65-37。

先利用叠加原理，写出运放正输入端  $u_+$  的表达式：

$$u_+ = \frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times u_{IC} + \frac{R_2}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times V_{REF}$$

其中， $R_{10}$ 分两种情况：

$$R_{10} = \infty, \text{ GAIN2 脚开路}$$

$$R_{10} = 10\text{k}\Omega, \text{ GAIN2 脚接 REF 脚}$$



再利用叠加原理，写出运放负输入端 $u_-$ 的表达式：

$$u_- = \frac{R_3 // (R_5 + R_6 // R_7)}{R_1 + R_3 // (R_5 + R_6 // R_7)} \times u_{IC} + \left( \frac{R_1 // (R_5 + R_6 // R_7)}{R_3 + R_1 // (R_5 + R_6 // R_7)} + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \right) \times \frac{R_1 // R_3}{R_6 // R_7 + R_5 + R_1 // R_3} \times V_{REF} + u_{OC} \times \frac{R_7}{R_6 + R_7} \times \frac{R_1 // R_3}{R_6 // R_7 + R_5 + R_1 // R_3}$$

其中， $R_7$ 分两种情况：

$R_7 = \infty$ ，GAIN1 脚开路

$R_7 = 10k\Omega$ ，GAIN1 脚接 REF 脚

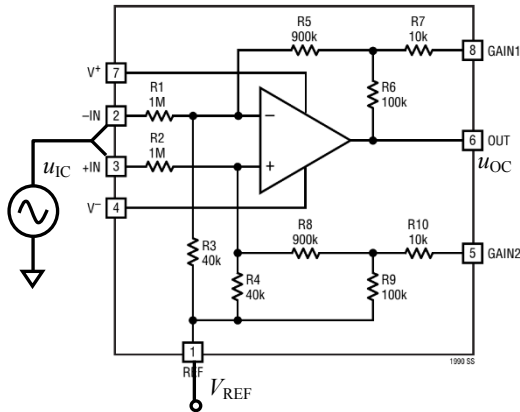


图 Section65-37 LT1990 的共模输入情况

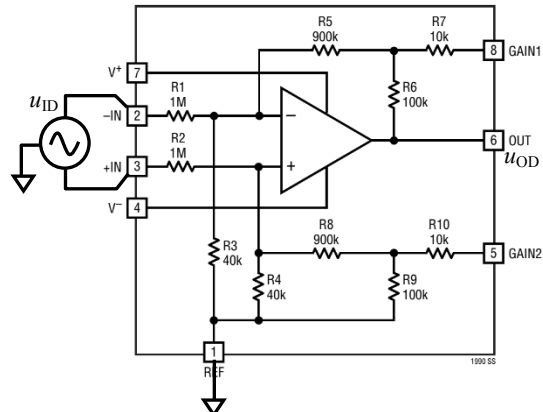


图 Section65-38 LT1990 的差模输入，G=1

根据虚短，强制两个表达式相等，且将相同电阻用一侧符号代表，有：

$$\begin{aligned} & \frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times u_{IC} + \frac{R_2}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times V_{REF} \\ &= \frac{R_3 // (R_5 + R_6 // R_7)}{R_1 + R_3 // (R_5 + R_6 // R_7)} \times u_{IC} + \left( \frac{R_1 // (R_5 + R_6 // R_7)}{R_3 + R_1 // (R_5 + R_6 // R_7)} + \frac{R_6}{R_6 + R_7} \right) \times \frac{R_1 // R_3}{R_6 // R_7 + R_5 + R_1 // R_3} \times V_{REF} + u_{OC} \times \frac{R_7}{R_6 + R_7} \times \frac{R_1 // R_3}{R_6 // R_7 + R_5 + R_1 // R_3} \\ &= \frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times u_{IC} + \left( \frac{R_2 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_4 + R_2 // (R_8 + R_9 // R_{10})} + \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} \right) \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4} \times V_{REF} + u_{OC} \times \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \\ & \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4} \end{aligned}$$

化简成：

$$\begin{aligned} & \frac{R_2}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times V_{REF} \\ &= \left( \frac{R_2 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_4 + R_2 // (R_8 + R_9 // R_{10})} + \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4} \right) \times V_{REF} \\ &+ u_{OC} \times \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4} \end{aligned}$$

展开可得结论：

$$u_{OC} = V_{REF}$$

此结论含义为：当共模输入电压为 $u_{IC}$ ，无论 GAIN1/GAIN2 脚悬空或者接 REF 脚，输出电压等于  $V_{REF}$ ，均与 $u_{IC}$ 无关，即共模增益为 0。

2) 差模增益分析：见图 Section65-38 和图 Section65-39。

先写出运放正输入端 $u_+$ 的表达式：

$$u_+ = \frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times (+0.5u_{ID})$$

再根据叠加原理，写出负输入端 $u_-$ 的表达式：

$$u_- = \frac{R_3 // (R_5 + R_6 // R_7)}{R_1 + R_3 // (R_5 + R_6 // R_7)} \times (-0.5u_{ID}) + u_{OD} \times \frac{R_7}{R_6 + R_7} \times \frac{R_1 // R_3}{R_6 // R_7 + R_5 + R_1 // R_3}$$

根据虚短，强制两个表达式相等，且将相同阻值电阻用统一符号：

$$\frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})} \times (+u_{ID}) = +u_{OD} \times \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4}$$

$$A_D = \frac{u_{OD}}{u_{ID}} = \frac{\frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}}{\frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4}}$$

(6)

当 GAIN1 和 GAIN2 脚悬空，等效于 $R_{10} = \infty$ ，则有：

$$A_D|_{\text{悬空}} = 1$$

当 GAIN1 和 GAIN2 脚接 REF，等效于 $R_{10} = 10k\Omega$ ，则有：

$$A_D|_{\text{接 REF}} = 10$$

这两种情况下，用户无需使用外部电阻即可获得最常用的 1 倍增益和 10 倍增益。如果要实现介于 1-10 倍的差模增益，电路如图 Section65-40 所示。读者可以自行推导。反正我是厌倦了。

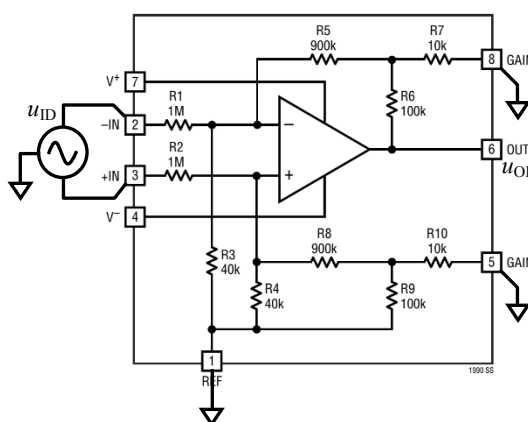


图 Section65-39 LT1990 的差模输入，G=10

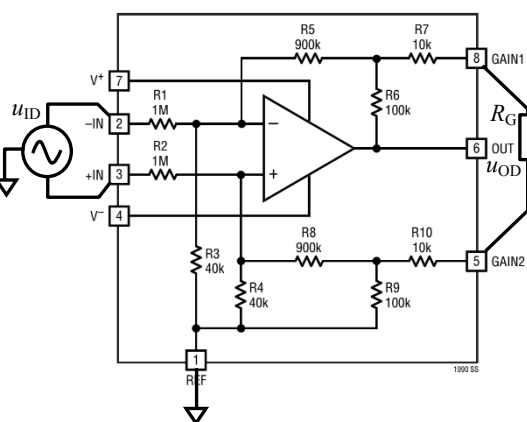


图 Section65-40 LT1990 的差模输入，G=1-10

### 方框图分析

下面我们试着用方框图法，看能不能得出相同结论，能不能简化分析过程：

首先看共模增益。

根据图 Section65-37，计算 M。可以看出，计算 M 时应将输出接地，此时正输入端和负输入端结构完全对称， $\dot{u}_+|_{u_o=0}$ 和 $\dot{u}_-|_{u_o=0}$ 完全相等，有：

$$M = \frac{\dot{u}_+|_{u_o=0} - \dot{u}_-|_{u_o=0}}{u_i} = 0$$

而在计算反馈系数 F 时，可以看出运放负输入端有值，而正输入端为 0，因此 F 不为 0。

$$A_c \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = 0$$

再看差模增益，以图 Section65-39 为例。

为了获得  $\dot{M}$ ，画出更清晰的图 Section65-41，图中红色三角代表输出接地( $u_o = 0$ )。在输入端施加  $u_1$  后， $\dot{M}$  为：

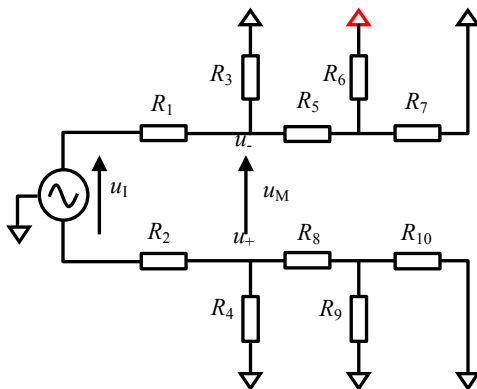


图 Section65-41 求解差模时的 M

$$\dot{M} = \frac{\dot{u}_+|_{u_o=0} - \dot{u}_-|_{u_o=0}}{u_1} = \frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}$$

为了获得  $\dot{F}$ ，画出更清晰的图 Section65-42，图中正输入端为 0，据此可得：

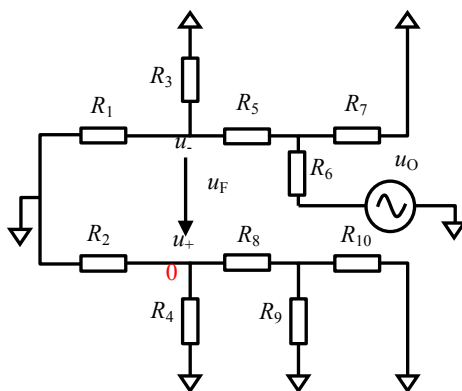


图 Section65-42 求解差模时的 F

$$\begin{aligned} \dot{F} &= \frac{\dot{u}_-|_{u_1=0} - \dot{u}_+|_{u_1=0}}{u_o} = \frac{\dot{u}_-|_{u_1=0}}{u_o} = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \times \frac{R_1 // R_3}{R_6 // R_7 + R_5 + R_1 // R_3} \\ &= \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4} \end{aligned}$$

因此，据式(Section60-6)得：

$$A_D = \frac{u_{OD}}{u_{ID}} = \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \frac{\frac{R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // R_{10})}}{\frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \times \frac{R_2 // R_4}{R_9 // R_{10} + R_8 + R_2 // R_4}}$$

[7]

结果与式(6)完全相同。读者可以数一数两种方法的页面，体会方框图法的好处。

### 可变增益分析

最后让我们乘胜追击，挑战一下图 Section65-40，就是外部电阻改变增益，使其介于

1-10 之间的电路。当时我说厌倦了，也确实是，利用传统的虚短虚断法太费劲了。

为求解  $\dot{M}$ ，将原电路整理成图 Section65-43。由于电路是上下完全对称的，输入信号的中心是 0 电位，因此外接电阻  $R_G$  的中心也是 0 电位。这样，就可以只分析下半部，得到  $\dot{M}$ ：

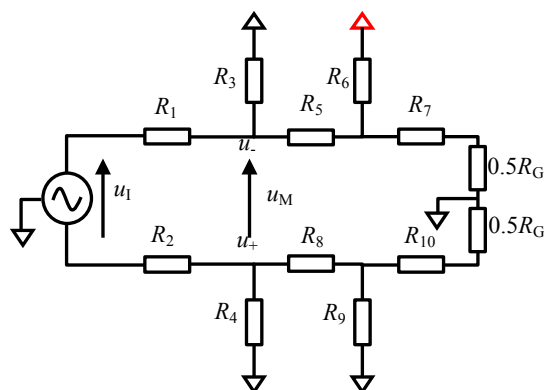


图 Section65-43 求解差模时的 M (含  $R_G$ )

$$\dot{M} = \frac{\dot{u}_+|_{u_O=0} - \dot{u}_-|_{u_O=0}}{u_1} = \frac{R_4 // (R_8 + R_9 // (R_{10} + 0.5R_G))}{R_2 + R_4 // (R_8 + R_9 // (R_{10} + 0.5R_G))}$$

$$\dot{M} = 0.0369; R_G = 0$$

$$\dot{M} = 0.0370; R_G = \infty$$

可见 M 变化不大。

为求解  $\dot{F}$ ，将原电路整理成图 Section65-44，进一步简化得到图 Section65-45。

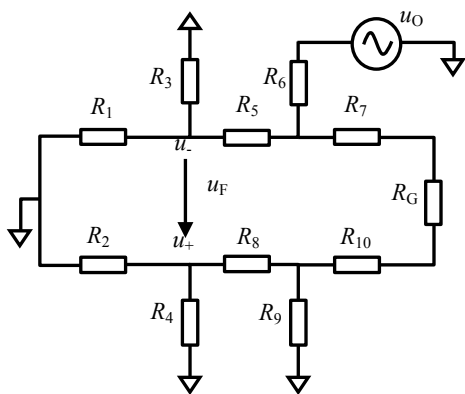


图 Section65-44 求解差模时的 F (含  $R_G$ )

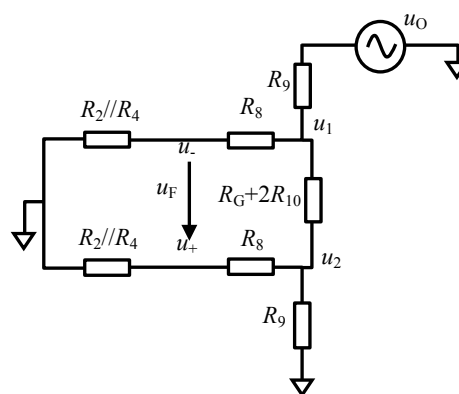


图 Section65-45 简化图

$$u_1 = u_O \frac{R_A}{R_A + R_9}$$

$$R_A = R_B // (R_G + 2R_{10} + R_B // R_9) = \frac{R_B \times (R_G + 2R_{10} + R_B // R_9)}{R_B + (R_G + 2R_{10} + R_B // R_9)}$$

$$R_B = R_8 + R_2 // R_4$$

$$u_- = u_1 \frac{R_2 // R_4}{R_8 + R_2 // R_4}$$

$$u_2 = u_1 \frac{R_B // R_9}{R_G + 2R_{10} + R_B // R_9}$$

$$u_+ = u_2 \frac{R_2 // R_4}{R_8 + R_2 // R_4}$$

$$u_F = u_- - u_+ = (u_1 - u_2) \frac{R_2 // R_4}{R_8 + R_2 // R_4} = u_1 \left(1 - \frac{R_B // R_9}{R_G + 2R_{10} + R_B // R_9}\right) \frac{R_2 // R_4}{R_8 + R_2 // R_4}$$

$$= u_O \frac{R_A}{R_A + R_9} \times \frac{R_G + 2R_{10}}{R_G + 2R_{10} + R_B // R_9} \times \frac{R_2 // R_4}{R_8 + R_2 // R_4}$$

将 $R_A$ 用前式代入，并做化简处理得：

$$\dot{F} = \frac{R_B \times (R_G + 2R_{10})}{R_B \times (R_G + 2R_{10} + R_B // R_9) + R_9(R_B + (R_G + 2R_{10} + R_B // R_9))} \times \frac{R_2 // R_4}{R_8 + R_2 // R_4}$$

$$\frac{1}{\dot{F}} = \frac{R_8 + R_2 // R_4}{R_2 // R_4} \times \frac{R_B \times (R_G + 2R_{10} + R_B // R_9) + R_9(R_B + (R_G + 2R_{10} + R_B // R_9))}{R_B \times (R_G + 2R_{10})}$$

$$= \frac{R_8 + R_2 // R_4}{R_2 // R_4} \times \left(1 + \frac{R_B // R_9 + R_9 + \frac{R_9(R_B // R_9)}{R_B}}{R_G + 2R_{10}} + \frac{R_9}{R_B}\right)$$

根据式(Section60-6)得：

$$A_D = \frac{u_{OD}}{u_{ID}} = \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \dot{M} \times \frac{R_8 + R_2 // R_4}{R_2 // R_4} \times \left(1 + \frac{R_B // R_9 + R_9 + \frac{R_9(R_B // R_9)}{R_B}}{R_G + 2R_{10}} + \frac{R_9}{R_B}\right)$$

将不变项用数值代入，得：

$$A_D = \frac{u_{OD}}{u_{ID}} = \frac{\dot{M}}{\dot{F}} \approx 0.037 \times 24.4 \times \left(1.106574 + \frac{200}{R_G + 2R_{10}}\right) \approx 1 + \frac{180\text{k}\Omega}{R_G + 20\text{k}\Omega}$$

此公式与数据手册给出的公式完全一致。

### 最后结论

LT1990 是一个差动放大器，常用于检测高侧或者低侧的负载电流。其输出表达式为：

$$u_O = V_{REF} + A_D \times u_{ID}$$

当 GAIN1 和 GAIN2 都接 REF 脚时， $A_D=10$ ；

当 GAIN1 和 GAIN2 都悬空时， $A_D=1$ ；

当 GAIN1 和 GAIN2 之间接  $R_6$  时：

$$A_D \approx 1 + \frac{180\text{k}\Omega}{R_G + 20\text{k}\Omega}$$

### 学习任务和思考题

1、电路如图 Section65-46 所示。运放为理想的，场效应晶体管 2N7000 的  $U_{G_{STH}}=2V$ ， $K=0.0502A/V^2$ 。

- 1) 分析输出电压与负载电流的关系。
- 2) 电路能够检测的最大负载电流是多少？

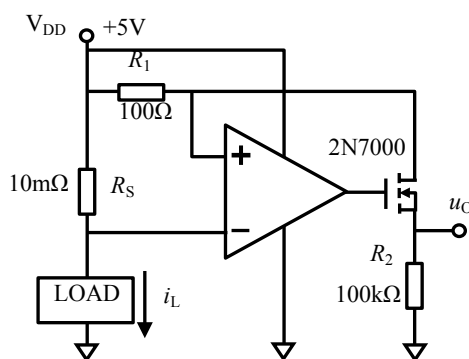


图 Section65-46 习题 1 图

2、电路如图 Section65-47 所示，图中 CD4016B 是一个多路模拟开关，其中 1 脚和 2 脚之间（由 13 脚控制）、3 脚和 4 脚之间（由 5 脚控制）、8 脚和 9 脚之间（由 6 脚控制），分别是受控的开关。当控制端电平为高，开关导通电阻约为几百 Ω，且有 10Ω 数量级的非平坦特性（即输入电压不同，导通电阻有区别）；当控制端电平为低，对应管脚之间断开，漏电流约为 0.1nA（15V 时，等效开路电阻约为 150GΩ）。

- 1) 分析电路的功能。
- 2) 分析此电路如何克服模拟开关的导通电阻以及导通电阻非平坦特性的影响？

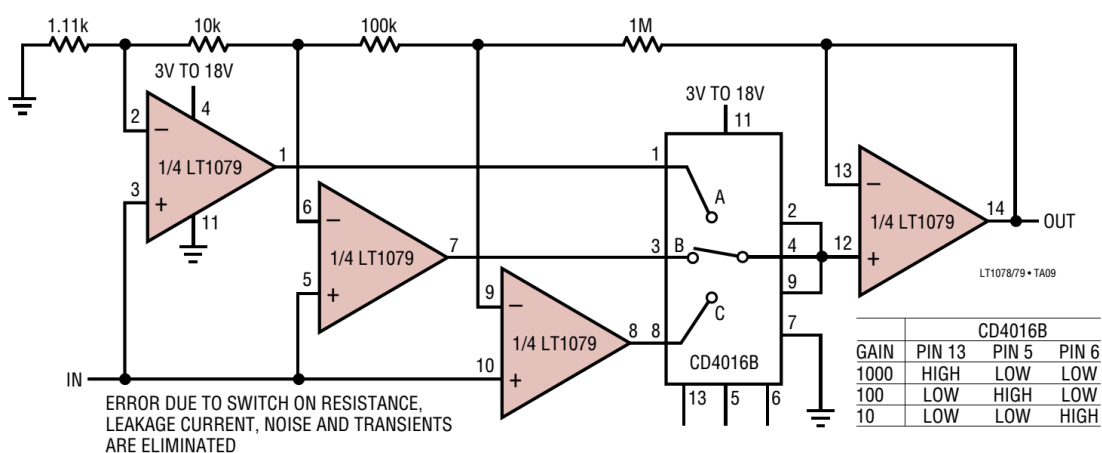


图 Section65-47 习题 2 图

3、电路如图 Section65-48 所示，图中 LT1990 为本节举例 19 所述的差动放大器。分析电路功能。

4、电路如图 Section65-49 所示，图中 LT1990 为本节举例 19 所述的差动放大器。分析电路功能。

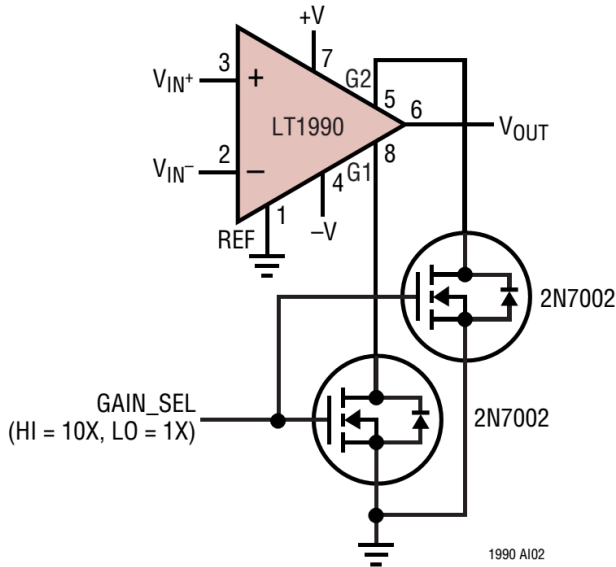


图 Section65-48 习题 3 图

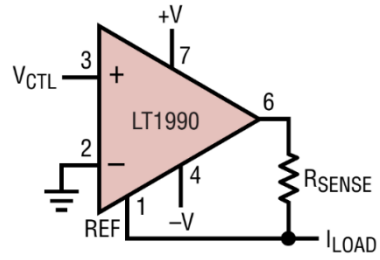


图 Section65-49 习题 4 图

5、电路如图 Section65-50 所示，图中 LT1990 为本节举例 19 所述的差动放大器。分析电路功能，陈述与第 4 题电路的区别。

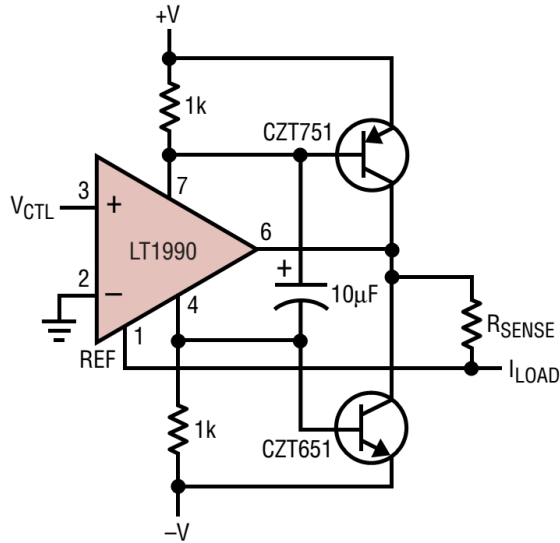


图 Section65-50 习题 5 图

## Section66. 负反馈电路分析方法三：大运放法

有一些看似复杂的电路，如果能够将其分解为一个多级高增益放大电路和反馈网络的集合，则可以将其中的多级高增益放大电路，用一个大运放(Macro Operational Amplifier:MOPA)代替，即在电路中找到大运放的正、负输入端和输出端，用一个大运放符号替换其中的复杂电路，以简化分析。

### 举例 1：串联型复合放大电路

图 Section66-1a 是一个高增益复合放大电路。图中的 AD8603 是一款精密运放，但是

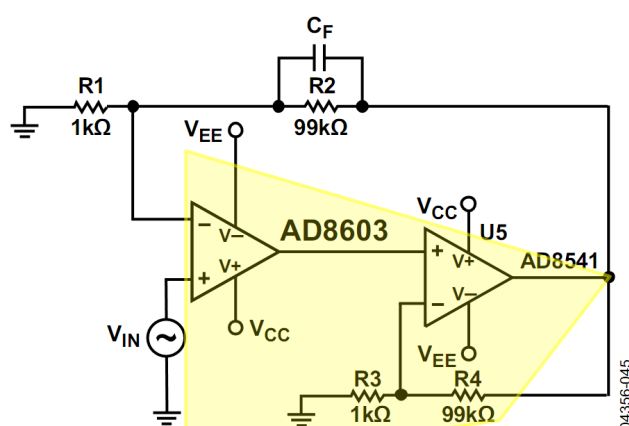


Figure 45. High Gain Composite Amplifier

图 Section66-1a：串联型复合放大器

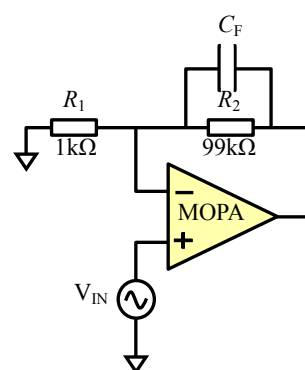


图 Section66-1b：大运放等效

它的带宽较小，要实现 100 倍放大，其通频带就会很窄。为了实现高增益下较宽的带宽，增加了一级 AD8541 实现的 100 倍放大，以补偿高频下 AD8603 的开环增益下降。

此时，可以将 AD8541 组成的 100 倍放大，视为 AD8603 内部又增加了一级放大环节，形成了一个新的大运放，如图 Section66-1a 中黄色区域，就可以演变成图 Section66-1b 中的 MOPA (大运放)。对图 Section66-1b 电路的分析，就很简单了。



### 举例 2：多级含负反馈 BJT 放大电路

图 Section66-2a 是一个由三个 BJT 管组成的多级放大电路，含有负反馈。这样的电路，要使用动态等效电路去分析，读者将陷入极为复杂的电路计算。至少我，至今还没有动过这样的念头，这实在太可怕了。用大运放分析法，可以简化分析。

首先，我们将反馈通路从  $R_F$  处断开，单纯看多级放大器。这是一个三级放大电路：由第一级放大、中间的共集电极放大、后级的共射极放大串联组成。它的开环增益主要取决于第一级和最后一级，一般可达几千倍到上万倍。对信号通路来说，较大的电容都可视为短路，此时该级联放大器具有两个输入端：④端和⑤端。从④端到输出端，是同相放大（共射极反相+共集电极同相+共射极反相），从⑤端进入的信号，第一级放大属于共基极放大，为同相，第二级第三级与前述相同，因此，从⑤端到输出端为反相放大。

所以，可以定义④端为大运放的正输入端，⑤端为大运放的负输入端。加上输出端  $u_{o3}$ ，就组成了大运放的关键三个管脚。

至此，电路可以简化为图 Section66-2b。对此电路的分析，就简单多了。该电路的闭环电压增益约为：

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_{E1B}}$$

可能会有读者产生疑惑：这个电路中④端和⑤端之间，存在 0.7V 电位差，怎么能够按照运放的虚短分析呢？④端和⑤端都存在电流，又怎能使用虚断呢？

首先说虚短的问题。我们在分析闭环电压增益时，其实考虑的不是静态值，而是动态的信号值。我们说④端和⑤端之间是虚短的，是指④端的动态信号幅度，与⑤端的动态信号幅度相等，比如④端是在静态的 5V 基础上叠加了一个 10mV 的正弦波，那么⑤端可能是在 43mV 的基础上叠加了一个 9.99mV 的正弦波，两者同相。那么④端和⑤端的动态电位差只有 0.01mV 的正弦波。这与虚短是吻合的。

再说虚断。图中  $i_1$  只要远大于  $i_3$ ，虚断就是成立的。因为  $u_{o1}$  的电压幅度一定远远小于  $u_{o3}$  的电压幅度（后级还有两级放大），如果电阻  $R_F$  和  $R_{C1}$  属于相同数量级，那么  $u_{o1}$  近似为  $i_3$  和  $R_{C1}$  的乘积，因此可知  $i_3$  一定远远小于  $i_1$ 。虚断成立。注意，这里的电压和电流均属动态值，与静态值毫无关系。

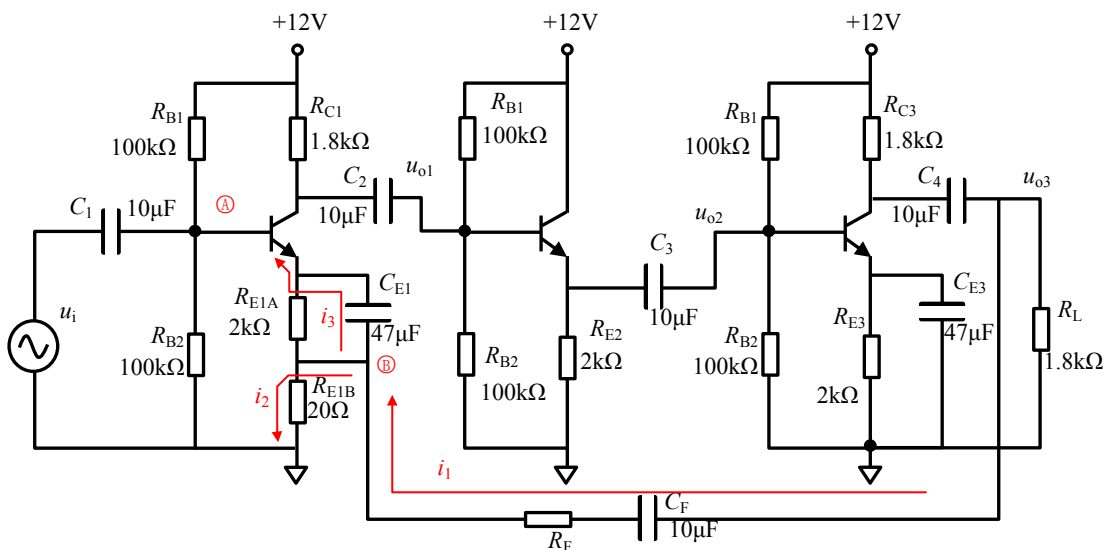


图 Section66-2a 多级含负反馈 BJT 放大电路

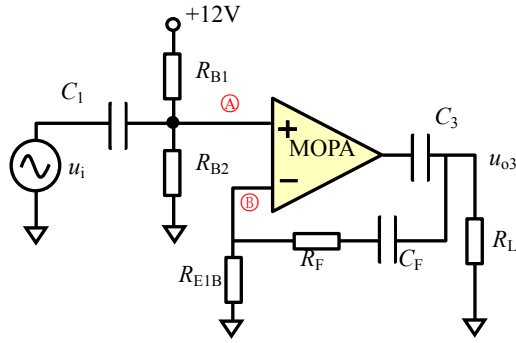


图 Section66-2b 多级 BJT 电路的大运放等效

### 举例 3：多级含负反馈差动放大电路

图 Section66-3a 是一个含有负反馈的差动放大电路。晶体管 Q1 的门极作为一个输入端，晶体管 Q2 的门极则为另一个输入端，图中节点 14 是输出端。从输入端到输出端之间存在很大的电压增益。这就形成了一个大运放。

首先要确定哪个是正输入端。Q1 的门极加入一个正变化量，则 Q1 的漏极输出负变化量（共源极放大电路），Q7 为共射极放大电路，为反相的，则其输出为正变化量，Q8 为跟随器，则其输出为节点 14，也为正变化量。因此，Q1 的门极为正输入端。同理，可知，Q2 的门极一定为负输入端。至此，将电路简化为图 Section66-3b 所示，此为一个同相比例器，闭环电压增益为 10 倍。

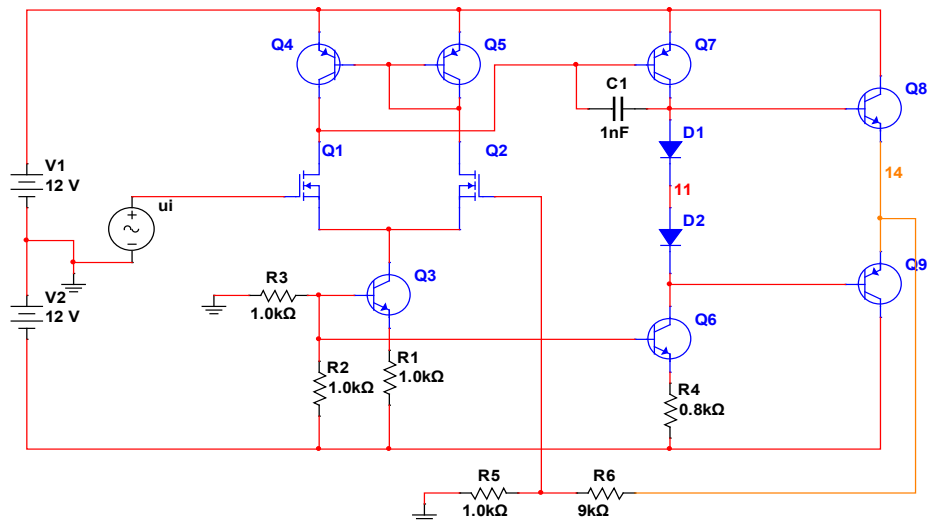


图 Section66-3a 多级含负反馈的差动放大电路

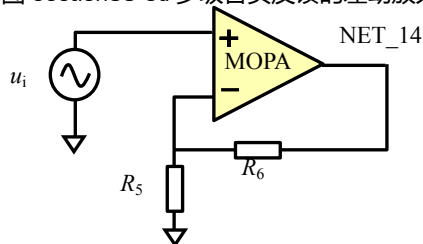


图 Section66-3b 多级差动放大电路的大运放等效

### 举例 4：基于光电耦合器的隔离放大器

光电耦合器(photoelectric coupler), 也称光耦合器(optocoupler), 简称光耦, 由发光二极管和感光晶体管集成在一个密闭遮光腔内, 如图 Section66-4 所示。常见的光耦有两种类型, 一种是左图所示的 4 脚封装, 其晶体管的基极不对外; 另一种如右图所示 5 脚封装, 具有基极管脚。晶体管集电极电流受控于二极管发光强度, 是其核心原理。



图 Section66-4 光电耦合器

光耦常用于数字信号的隔离传输。所谓的隔离传输, 是指两个系统之间的供电是没有电气联系的, 相互浮空的, 能耐受足够高的电位差, 且信号能够在两个系统之间传递。两个系统之间的隔离传输, 具有保护后级、抵抗共模干扰、提高系统可靠性等作用, 在复杂电磁环境中应用广泛。

隔离传输的信号, 可以是数字信号, 也可以是模拟信号。实现隔离传输的方式一般有三种, 变压器耦合、光电耦合, 以及电容耦合。

如图 Section66-5, 左侧的  $5V_A$  和三角地, 是前端的数字供电, 右侧的  $3.3V_B$  和“三横线”地, 是后级的数字供电, 两者之间是浮空隔离的。从图中看出, 左侧红色区域, 与右侧绿色区域是没有电气联系的, 只要“光”存在于两者之间, 确实是电气隔离的。当输入的数字量改变时, 会导致二极管或者熄灭, 或者点亮, 引起感光晶体管或者完全截止, 或者饱和导通, 进而引起  $R_2$  下端电位发生变化, 后面的“非门”会输出相应的高低电平。

这样, 就实现了前级和后级之间即隔离, 又有数字信号传输过去的功能。

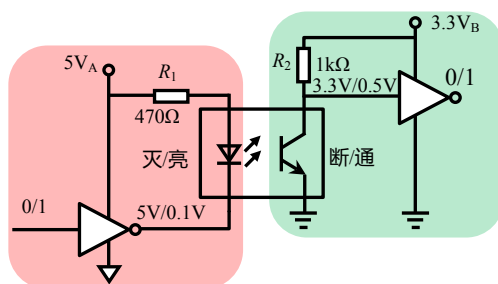


图 Section66-5 光电耦合器组成的数字信号隔离

但是, 由于光耦内部的发光二极管具有单向导电性和严重的非线性, 直接使用光耦传输模拟信号, 是困难的。巧妙地, 将光耦至于放大电路反馈环内, 可以克服其非线性, 实现模拟信号的隔离传输, 电路如图 Section66-6 所示。

电路的核心在于使用了两个性能完全一致的光耦 OC1 和 OC2, 它们具有相同的输出和传输特性。

看运放 A1 组成的电路, 它的输出经过 OC1 的发光管, 回送到 T1 的集电极, 即运放的正输入端, 进而影响输出, 这构成了一个闭环反馈。我们必须分析这个闭环的反馈极性: 假设 A1 输出为  $\ominus$ , 则它会增大二极管发光电流, 进而引起 T1 的集电极电流增大, 导致图中  $u_3$  节点出现  $\ominus$ , A1 的输出也为  $\ominus$ , 构成负反馈。这样, A1 的两个输入端就可以保证为

虚短。

让我们先假设电容  $C_1$  是开路的。此时，节点  $u_2$  将与  $u_1$  完全相同。根据虚短，可知：

$$u_3 = u_2 = u_1$$

此时再看看 OC2，一个奇妙的事情发生了：由于 OC1 和 OC2 的发光二极管是串联的，因此流过两个发光管的电流是相同的，再由于 OC1 和 OC2 式完全匹配的，当它们的二极管电流相同时，T1 和 T2 的外部电路又完全相同——都是发射极接负电源，集电极通过  $10\text{k}\Omega$  电阻接到正电源上，如果两个电源的压差完全相同，那么，两个晶体管 T1 和 T2 的  $u_{CE}$  就完全相同。因此，在  $u_4$  节点，就出现了基于 GND2 的，与  $u_3$  基于 GND1 完全相同的波形。

$$u_{4\_GND2} = u_{3\_GND1}$$

经过 A2 组成的 2 倍放大电路，则有：

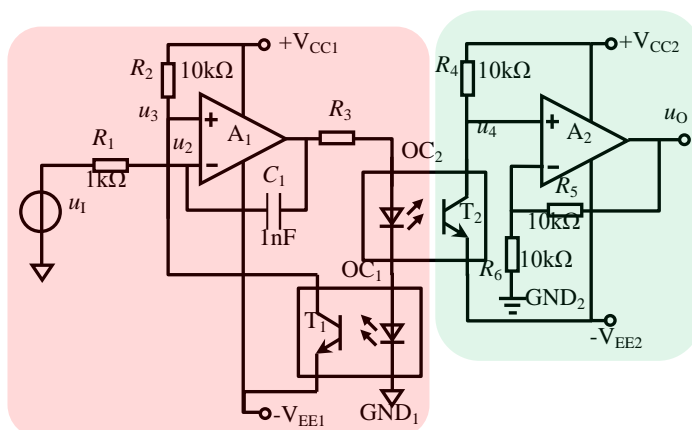


图 Section66-6 匹配对光电耦合器组成的模拟信号隔离放大

$$u_{O\_GND2} = \frac{R_5 + R_6}{R_6} u_{4\_GND2} = 2u_{3\_GND1} = 2u_{1\_GND1}$$

而 OC2 在此实现了前级红色区域和后级绿色区域的电气隔离。整个电路实现了电气隔离，且实现了信号的 2 倍放大。

由于发光二极管在整个反馈环内部，根据负反馈对非线性的抑制（参见 Section63）结论，可知此电路大幅度降低了光耦的非线性影响，当输入为纯净正弦波时，输出失真度可以做到 1% 以下，较好实现了模拟信号的隔离放大。

如果用大运放思路，可将运放 A1 和 OC2、OC1、T1 和 R2 组成的整个电路视为一个大运放，由于增加的这些电路起到了反相作用，可将 A1 的正输入端视为负输入端，而负输入端为正输入端，这就是一个跟随器。

回过头来，再看看  $C_1$  的作用。当电容不存在时，A1 的反馈环是由发光管、感光管回送的，它存在很严重的延时，使得 A1 对高频变化的负反馈发生滞后，容易引起 A1 工作异常。此时，在 A1 的输出端和负输入端之间增加一个小电容  $C_1$ ，会保证它们之间建立一个更加快速的反馈通路，保证 A1 容易建立负反馈。当输入信号频率不是很高时， $C_1$  的容抗足够大，在正常工作时可视为开路。

## Section67. 负反馈电路分析方法四：环路方程法

有些含有负反馈的电路，难以直接使用虚短虚断法，也难以使用大运放法进行简化。此时，可以使用更为普适的环路方程法。可以说，对任何含有负反馈的电路，只要你足够耐心，使用环路方程法，总是能够得出正确的结论。

### 举例 1：单管含反馈放大电路

图 Section67-1 是一个单管放大器，电路以  $R_B$  为环路，形成负反馈。在保证静态工作点合适的情况下，求解电路的电压增益。

如果按照大运放法，可将晶体管和  $R_C$  配合视为一个增益较高的大运放，由此形成的大运放等效图如图 Section67-2 所示。当输入信号频率较高时，输入耦合电容  $C_1$ 、输出耦合电容  $C_2$  都可视为短路。此电路演变为一个反相比例器，利用虚短虚断，可以求得：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_B}{R_S} \quad (1)$$

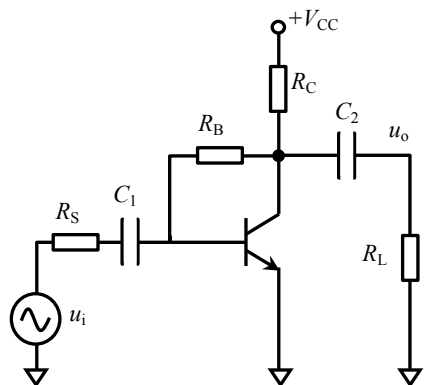


图 Section67-1 单管含反馈放大电路

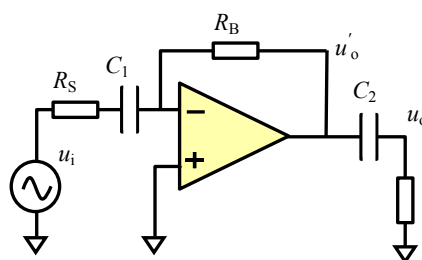


图 Section67-2 大运放法等效

但是，实际情况却与上述分析不吻合。

环路方程法，是尽量不做任何假设，画出电路的完整反馈环路，列出环路中的全部节点方程，用精确求解的方法获得结果。

将电路中的晶体管用微变等效模型代入，得到含有反馈环路的完整动态等效电路如图 Section67-3 所示。

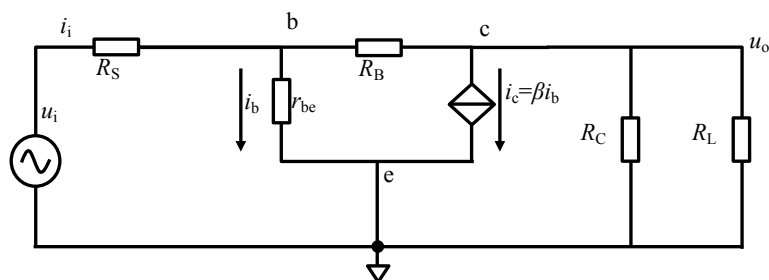


图 Section67-3 含反馈环路的完整动态等效电路

节点 b 电流方程：

$$\frac{u_i - u_b}{R_S} = \frac{u_b}{r_{be}} + \frac{u_b - u_o}{R_B}$$

化简解得：

$$\begin{aligned} r_{be}R_B u_i - r_{be}R_B u_b &= R_S R_B u_b + r_{be}R_S u_b - r_{be}R_S u_o \\ u_b(R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B) &= r_{be}R_B u_i + r_{be}R_S u_o \\ u_b &= \frac{r_{be}R_B u_i + r_{be}R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} \end{aligned}$$

(2)

节点 c 电流方程：

$$\beta \frac{u_b}{r_{be}} = \frac{u_b - u_o}{R_B} - \frac{u_o}{R'_L}$$

将式(2)代入：

$$\beta \frac{R_B u_i + R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} = \frac{r_{be}R_B u_i + r_{be}R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} - \frac{u_o}{R'_L}$$

继续化简：

$$\begin{aligned} \beta \frac{R_B u_i}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} + \beta \frac{R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} &= \frac{r_{be}R_B u_i}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} + \frac{r_{be}R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} - \frac{u_o}{R'_L} \\ &= \frac{r_{be}R_B u_i}{R_B(R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B)} + \frac{r_{be}R_S u_o}{R_B(R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B)} - \frac{u_o}{R_B} - \frac{u_o}{R'_L} \\ u_i \left( \frac{\beta R_B - r_{be}}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} \right) &= u_o \left( -\beta \frac{R_S}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} + \frac{r_{be}R_S}{R_B(R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B)} - \frac{1}{R_B} - \frac{1}{R'_L} \right) \end{aligned}$$

解得：

$$\begin{aligned} A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} &= \frac{\frac{\beta R_B - r_{be}}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B}}{-\beta \frac{R_S}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} + \frac{r_{be}R_S}{R_B(R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B)} - \frac{1}{R_B} - \frac{1}{R'_L}} \\ &= -\frac{\beta R_B - r_{be}}{\beta R_S - \frac{r_{be}}{R_B} R_S + \frac{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B}{R_B} + \frac{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B}{R'_L}} \\ &= -\frac{\beta R_B - r_{be}}{\beta R_S - \frac{r_{be}}{R_B} R_S + R_S + \frac{r_{be}}{R_B} R_S + r_{be} + \frac{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B}{R'_L}} \\ &= -\frac{\beta R_B - r_{be}}{\beta R_S + R_S + r_{be} + \frac{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B}{R'_L}} \end{aligned}$$

(3)

显然，式(3)为标准答案，与式(1)是不同的。利用环路方程法，虽然麻烦，但是准确。用仿真软件对该电路进行实测，与式(3)是吻合的。

## 举例 2：电流反馈型运算放大器(Current Feedback Amplifier-CFA)

多数运算放大器的内部结构类似于图 Section62-3 所示，这属于电压反馈型运放 (Voltage Feedback Amplifier-VFA)。在运放家族中，还有一类运放，被称为电流反馈运算放大器。电流反馈型运放的内部结构如图 Section67-4 所示。求解该电路的输入输出关系。

电流反馈型运放的正输入端是一个高阻输入、低阻输出的跟随器，跟随器输出阻抗为  $Z_B$ ，此端作为运放的负输入端，在外部连接配合下， $Z_B$  上流过的电流  $i$  是放大器的核心输入，此电流被内部电路映射为一个受控电流源，受控电流源流经内部一个很大的阻抗  $Z$ ，产生一个电压信号，该电压信号经过一个含有低输出阻抗  $Z_O$  的跟随器，送达输出端。

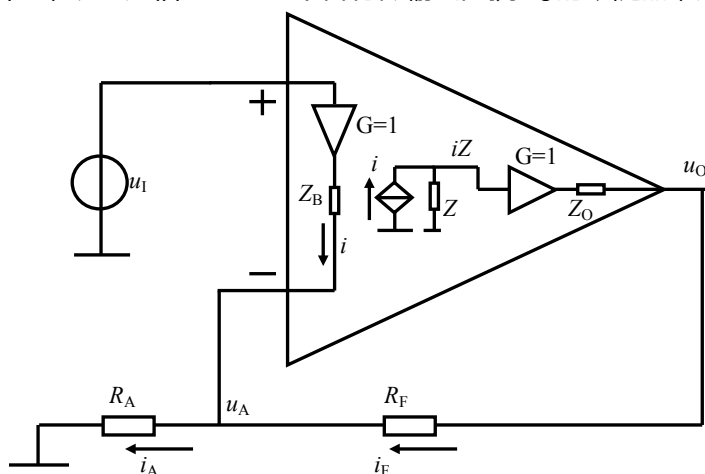


图 Section67-4 电流反馈型运算放大器组成的同相放大器

据此，设运放负输入端对地电位为  $u_A$ ，假设输出阻抗  $Z_O=0$ ，有下式成立：

$$i = \frac{u_I - u_A}{Z_B}, i_F = \frac{u_O - u_A}{R_F}, i_A = \frac{u_A}{R_A}, i_A = i + i_F \quad (4)$$

另  $u_O = iZ$ ，(忽略了内部跟随器误差，以及输出阻抗的影响) 得：

$$u_A = u_I - iZ_B = u_I - \frac{u_O}{Z} Z_B \quad (5)$$

据式(4)得：

$$\frac{u_A}{R_A} = \frac{u_I - u_A}{Z_B} + \frac{u_O - u_A}{R_F}$$

将式(5)代入，整理得：

$$u_O \left( R_F R_A \frac{Z_B}{Z} + Z_B R_A + (R_A + R_F) \frac{Z_B^2}{Z} \right) = u_I Z_B (R_A + R_F)$$

$$A_{uc} = \frac{u_O}{u_I} = \frac{R_A + R_F}{R_A} \times \frac{1}{1 + \frac{R_F + Z_B \frac{R_A + R_F}{R_A}}{Z}} \quad (6)$$

式中，电流反馈放大器的主要放大能力来自于非常大的  $Z$ ，使得后一项分母近似为 1。则式(6)变为

$$A_{uc} = \frac{u_O}{u_I} \approx \frac{R_A + R_F}{R_A}$$

类似的分析可以得出，对反相输入放大器来说，其电压增益为

$$A_{uc} = \frac{u_o}{u_i} \approx -\frac{R_F}{R_A}$$

对于同相比例器（图 Section67-4）和反相比例器电路，用电流反馈型运放 CFA 代替传统的电压反馈型运放 VFA，看起来结果没有发生明显变化。这导致很多成熟的电路，既可以用 VFA 实现，也可以用 CFA 实现，这让设计者放松了警惕。

其实，两者区别还是蛮大的，至少随意的替换是不被允许的。本书不会深入介绍这种复杂的内部不同和外部区别，仅介绍一些简单的概念。

第一，CFA 具有天生的更好的频率特性，能实现高增益宽带放大，以及具备较大的压摆率。因此，在高频、高增益、大输出幅度放大环节，首选 CFA。

第二，CFA 一般不遵循 VFA 具备的“增益带宽乘积为常数”的规律。对于 VFA 电路来说，当闭环增益上升 10 倍，一般来说，其带宽会下降为原先的 1/10。而对于 CFA 电路来说，当闭环增益上升 10 倍，其带宽的下降并不强烈，可能是原先的 1/2 或者 1/3。

第三，CFA 电路对外部电阻的要求远比 VFA 严格。制作一个电压跟随器时，VFA 只需要一根反馈的导线，将输出回送到负输入端即可，而 CFA 需要一个指定的电阻将输出回送到负输入端。在 VFA 电路中，在一定范围内，将反馈电阻和增益电阻同比例变化，对电路性能的影响很小，而在 CFA 电路中，这种同比例变化是禁止的。或者说，一个 CFA 组成的同相比例器，当增益确定后，其反馈电阻和增益电阻的阻值，是基本确定的，不能随意变化。

第四，由于 CFA 的两个输入端结构完全不同，这导致很多利用运放输入端对称性做出的电路，就不能使用 CFA 实现。比如差动放大器。

第五，在频率特性上，特别是滤波器设计中，要更换运放为 CFA，必须缜密考虑。



### 3.4. 实际运算放大器

此前使用的运算放大器，多数属于理想放大器：输入阻抗无穷大、开环增益无穷大、带宽无穷大、输入输出严格遵循过零点线性比例关系，等等。但是，我们能够买到的，由芯片生产商提供给用户的运算放大器，没有一个是理想的。

本节讲述实际运算放大器是怎么制成的，它们和理想运放有什么区别，衡量这些非理想特性的主要技术参数有哪些，以及这些非理想特性对实际电路有什么影响，最后使用实际运算放大器完成一个设计。

#### Section68. 用晶体管自制一个运算放大器

用晶体管自行制作一个运算放大器，首先需要明确设计目标：

- 1) 它有两个电源管脚：正电源、负电源，没有接地脚。有两个输入管脚，它们是差分输入的。有一个输出管脚。
- 2) 输入输出之间是直接耦合的，且近似满足： $u_{OUT} = A_{uo}(u_+ - u_-)$ 。
- 3) 其中开环增益 $A_{uo}$ 应尽量大，一般需大于 10000。
- 4) 输入阻抗尽量大，输出阻抗尽量小。
- 5) 将其替代前述负反馈电路中的理想运放，多数情况下能够正常工作。

图 Section68-1 是我自己设计的一个运算放大器，设计中没有考虑集成电路生产工艺要求。因此它只是一个运放雏形。但是，用这个电路可以清晰说明运放是怎么制作的。

图中 5 个黑色圆圈分别表示：正电源、负电源、正输入端、负输入端、输出端。

首先，考虑到差分输入，因此第一级使用差动放大器结构，以 Q1、Q2 组成了差动放大器的核心。其次，考虑到要求输入阻抗足够大，选择 Q1、Q2 时采用了 MOSFET。

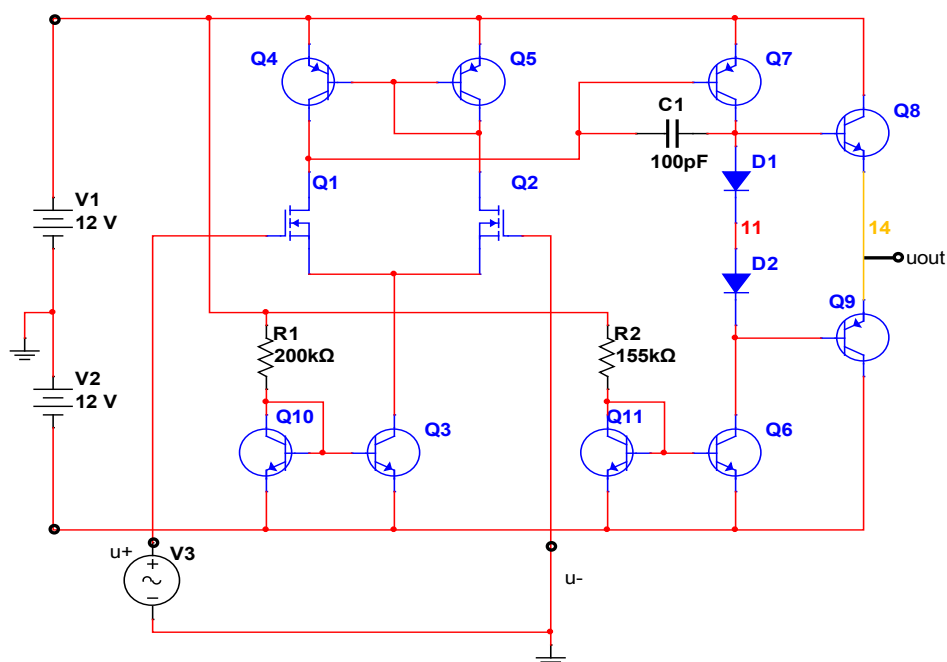


图 Section68-1 用晶体管实现的一个运算放大器雏形

为了提供较大的共模抑制比，差动放大器采用了恒流源作为  $R_E$  的设计，Q3 起到了恒流源作用，参见本书 Section34 内容。其中，Q3 的恒流特性是靠 Q10 和 Q3 组成的电流镜实现的。参见本书 Section35 内容。可以算出，Q3 集电极恒定电流约为：

$$I_{CQ3} = \frac{V_1 - V_2 - 0.7V}{R_1} = 118.5\mu A$$

为了提高第一级差动放大器的增益，差动放大器的  $R_C$  用恒流源负载代替，此内容请参考本书 Section30。所谓的恒流源，还是使用电流镜实现。图中 Q4 和 Q5 实现的就是恒流源负载。

差动放大器的输出为 Q1 的集电极，单端输出，此处完成了差分输入到单端输出的转换，此后的电路均为单端信号传递。

仅有一级放大不足以实现 10000 倍以上的开环增益，因此设计了第二级放大电路，由 Q7 实现，同样的，为了提高本级增益，也使用电流镜实现的恒流源负载代替电路中的  $R_C$ ，电路中 Q11 和 Q6 组成恒流源负载为主放大器 Q7 服务。

Q7 的集电极输出，经过 Q8、Q9 组成的互补推挽输出级实现最终的输出，这种推挽设计，其实就是一对儿射极跟随器，有效降低了输出阻抗。

图中的两个二极管 D1 和 D2，是为降低输出端互补推挽电路产生的交越失真。

电路中全部信号传递，均没有使用电容隔直，因此满足直接耦合要求。

电路中的电容 C1，是一个小环负反馈电容，其值很小，可以用集成电路工艺实现，其作用在于给整个放大电路提供一个低通环节，使得放大电路在高频时增益急剧下降，以避免此运放形成负反馈电路时，出现自激振荡。关于自激振荡及如何避免，本书其它章节会涉及。

至此，整个运算放大器设计完毕，用 Multisim 对电路实施仿真，用仿真软件中的仪器对其进行初步的测量：

第一步，测量 0 输入时的输出情况：将两个输入端都接地，测量输出为 33mV 直流量。

第二步，测量小信号输入时的输出情况：

1) 将正输入端  $u_+$  接入一个 10Hz 的正弦波，幅度为 0.1 $\mu$ V。将负输入端接地。用示波器观察输出端，看到一个幅度约为 21mV 的正弦波，含有大约 33mV 的直流分量，输出和输入同相。

2) 将负输入端  $u_-$  接入一个 10Hz 的正弦波，幅度为 0.1 $\mu$ V。将正输入端接地。用示波器观察输出端，看到一个幅度约为 21mV 的正弦波，含有大约 33mV 的直流分量，输出和输入反相。

3) 将负输入端接入的信号增大到 10 $\mu$ V，其余不变。用示波器观察输出端，看到一个正峰值约为 2.1V，负峰值约为 -2.2V 的正弦波，与输入反相。

4) 将负输入端接入的信号增大到 40 $\mu$ V，其余不变。用示波器观察输出端，看到一个正峰值约为 7.4V，负峰值约为 -10.5V 的正弦波，与输入反相。观察波形如图 Section68-2 所示。

至此，可以得出如下结论：第一，这个运放无法实现 0 输入时的 0 输出，固有的，它含有 33mV 的直流输出，这叫输出失调。第二，这个运放可以放大 10Hz 的信号，0.1 $\mu$ V 输入时，增益大约为 210000，当输入 40 $\mu$ V 时，正半周输出波形增益大约为 185000，负半

周输出波形增压大约为 262500，且从示波器已经能够明显看出，输出波形已经发生了失真。

第三步，测量运放的幅频特性，即增益随输入信号频率的变化情况。利用 Multisim 软件的分析功能，得到该运放的幅频特性和相频特性，如图 Section68-3 所示。

可以看出，该运放在超低频段具有 107.1787dB 的开环电压增益，即  $A_{uo} = 10^{\frac{107.1787}{20}} = 228526$  倍。该运放具有上限截止频率为  $f_H = 34.7\text{Hz}$ 。

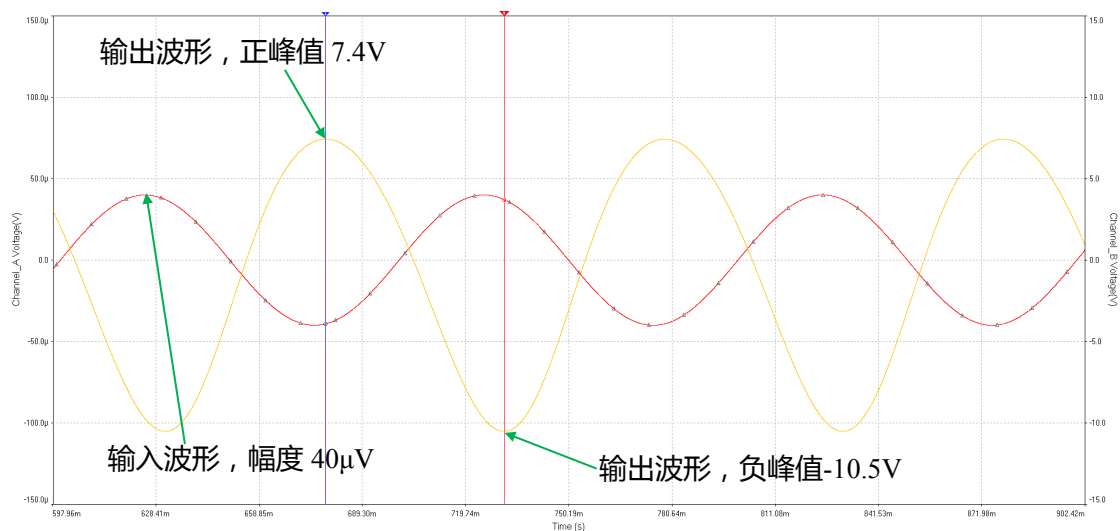


图 Section68-2 示波器观察波形 1

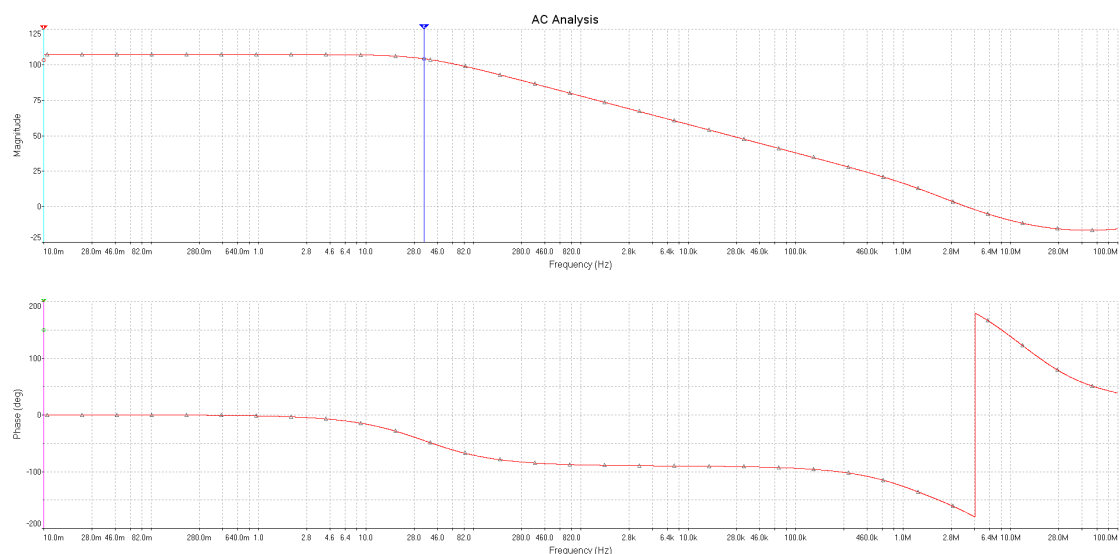


图 Section68-3 幅频特性和相频特性

第四步，测量输出电阻。在电路的输出端增加开关和  $1\text{k}\Omega$  负载电阻，正输入端加载  $1\mu\text{V}$ 、 $10\text{Hz}$  正弦波，负输入端接地。断开开关时，测得输出有效值为  $155\text{mV}_{\text{rms}}$ ，闭合开关时，测得输出有效值为  $84\text{mV}_{\text{rms}}$ ，可计算出输出电阻为：

$$r_o = R_L \frac{U_\infty - U_L}{U_L} = 1000 \times \frac{155 - 84}{84} = 845\Omega$$

第五步，将该运放电路代入前述的同相比比例器电路，如图 Section68-4 所示。给输入

加载峰值为 1V，频率为 1kHz 的正弦波信号，用示波器观察输入输出波形，如图 Section68-5 所示。可以看出，输入输出波形均很漂亮，确实实现了 10 倍放大。用仿真软件的分析功能，得到 10 倍闭环放大情况下的幅频特性，如图 Section68-6 所示，其低频增益为 19.9996dB，约为 10 倍，其上截止频率扩展到 1.236MHz。注意，在 700kHz 附近，增益稍有隆起。

最后，可以试着看看此闭环放大电路，在输入信号加大后的输出失真。如图 Section68-7 所示。可以说，此自制运放是成功的。

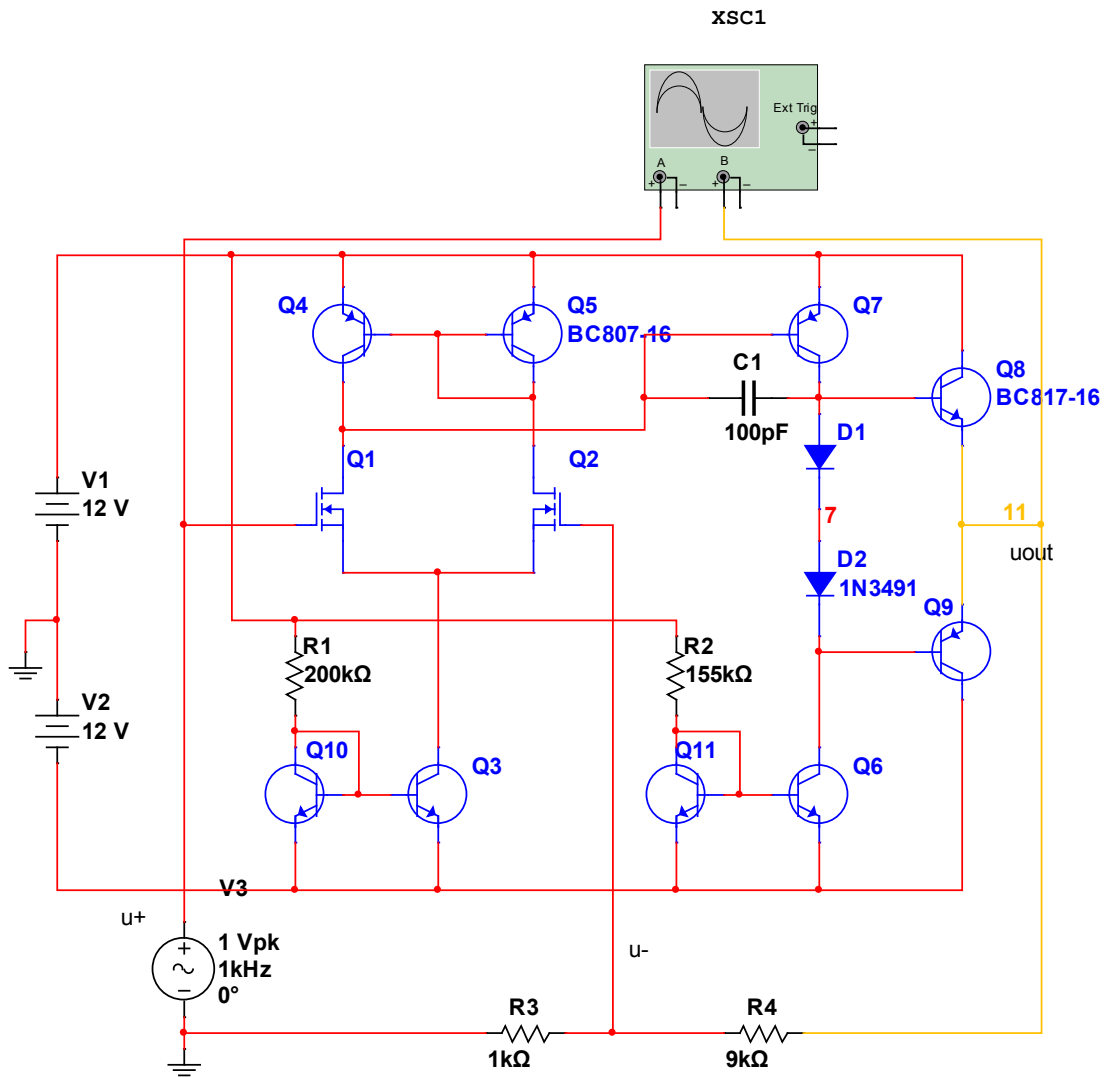


图 Section68-4 自制运放接成 10 倍同相比例器

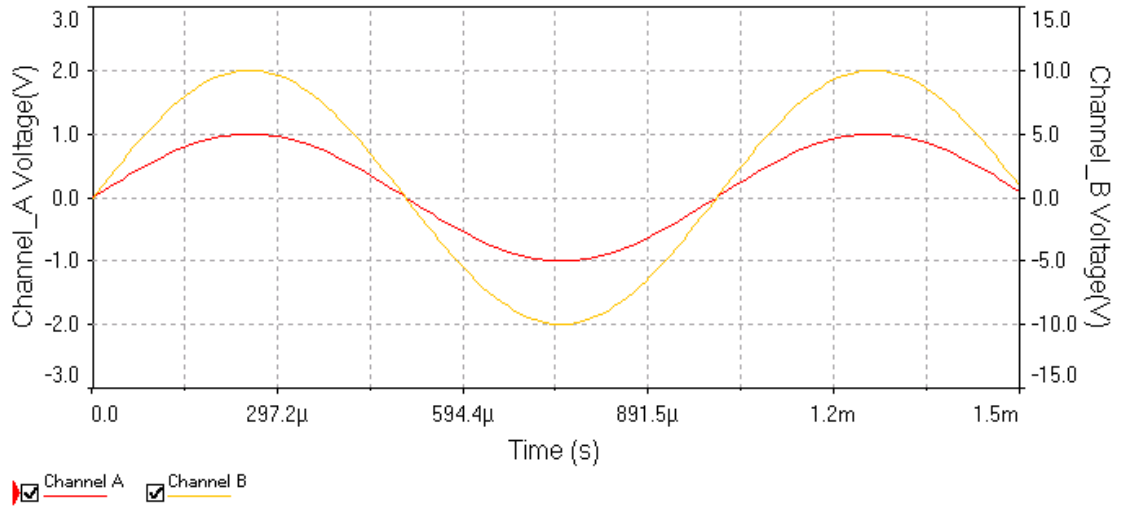


图 Section68-5 10 倍同相比例器输入输出波形

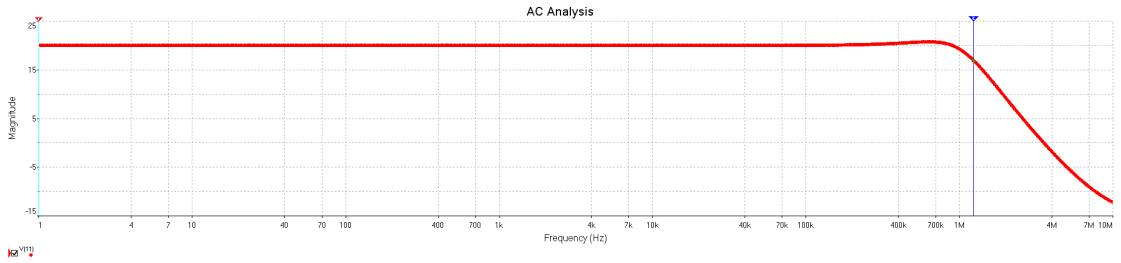


图 Section68-6 10 倍同相比例器的幅频特性

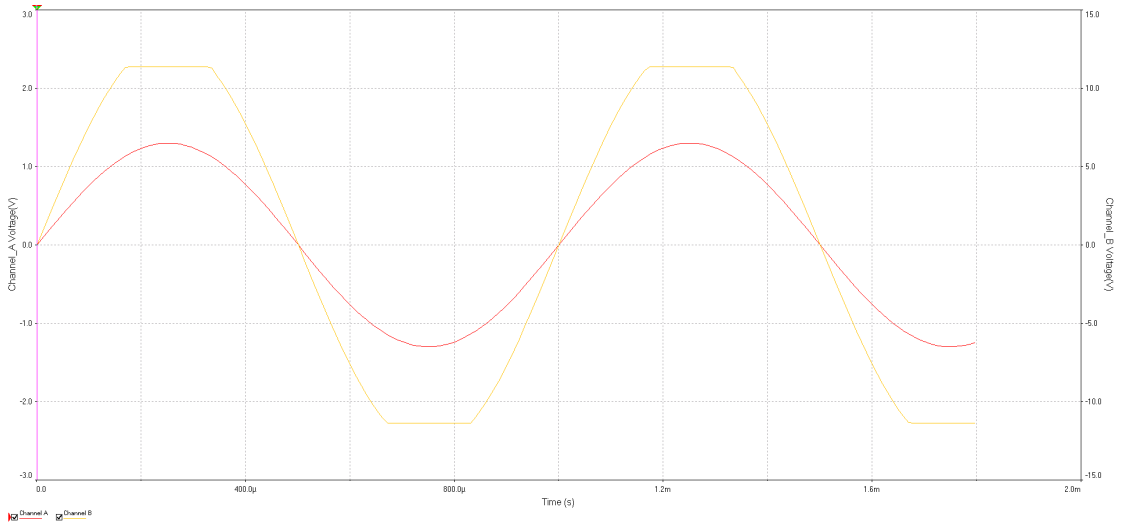


图 Section68-7 10 倍同相比例器输出失真波形

## Section69. 运算放大器的内部构造

本节介绍几个运算放大器的内部构造。只为初识庐山真面目，不求对内部的具体设计全面了解。

图 Section69-1 是美国国家半导体公司 ( NS, 2011 年被 TI 公司收购 ) 的 LF411 通用运放内部简化结构图。图 Section69-2 是该运放的内部细节电路。

在简化结构图中，由 J1、J2、Q3、I1 组成差动输入级。两个场效应管具有较高的输入阻抗。I1 恒流源提供 J1 和 J2 的静态电流，属于恒流源偏置电路，且具有提高共模抑制比的效果。Q3 为恒流源负载，提高核心放大器 J2 的电压增益。

Q5、I2 组成中间级放大，是一个共射极放大电路。I2 作为恒流源负载，提高核心放大器 Q5 的电压增益。

Q8、Q9、D2、D3 组成克服交越失真的互补推挽输出级。

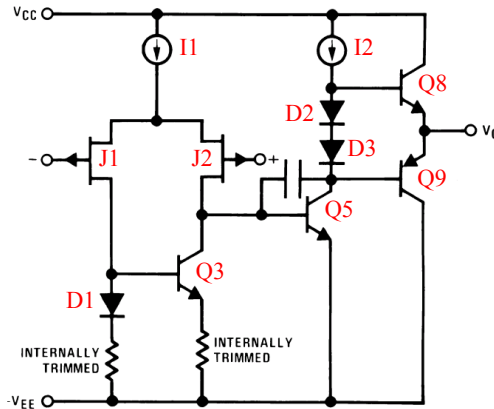


图 Section69-1 LF411 简化结构图

### Detailed Schematic

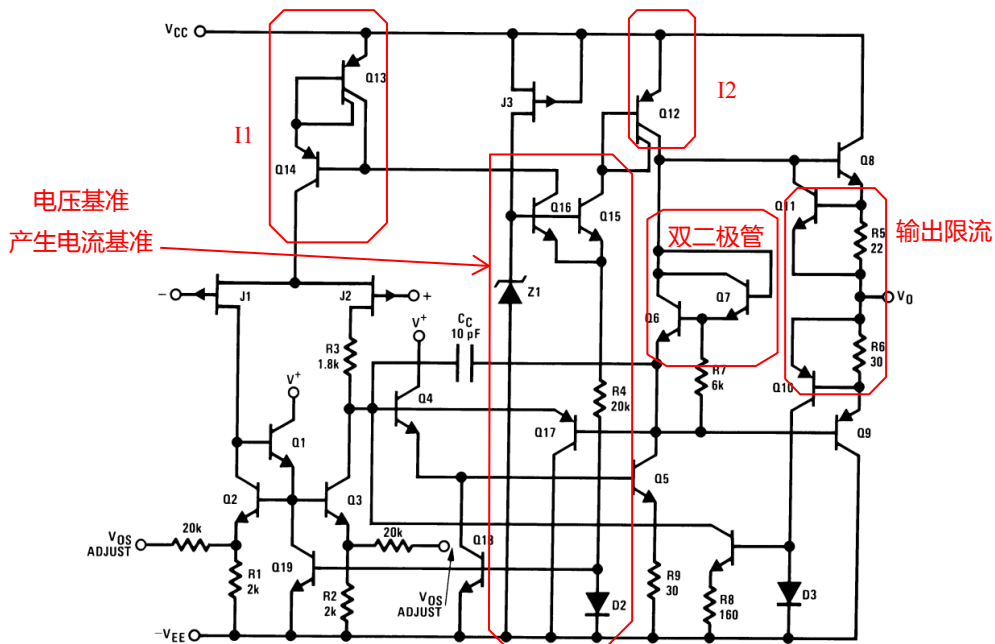


图 Section69-1 LF411 详细结构图

对细节电路，本书不详述，仅在图中做了一些标注。对此有兴趣的读者，可以参考其它资料。

同样的，LM124 简化结构如图 Section69-3 所示。它由 4 个晶体管实现差动输入级，Q12 实现中间级共射极放大，Q6、Q13 实现输出级。Q9 是 Q3 的恒流源负载，100 $\mu$ A 恒流源作为 Q12 的恒流源负载，Q7 实现输出限流保护。

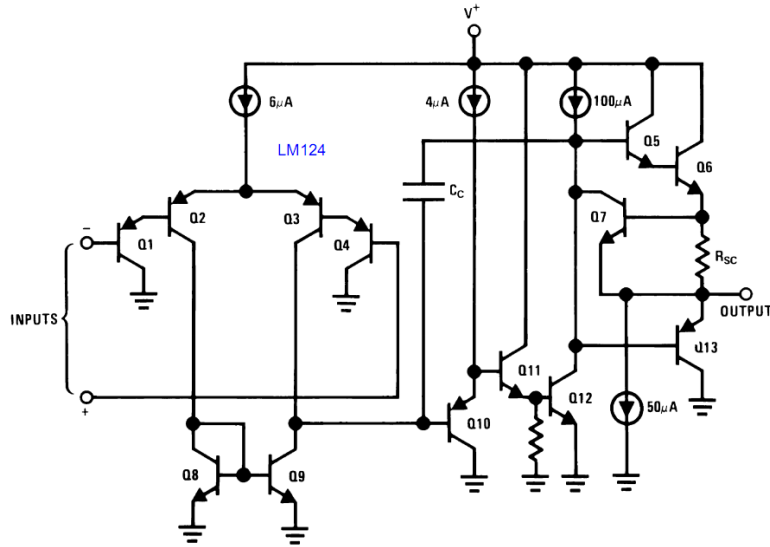


图 Section69-3 LM124 简化结构图

据此，可以将多数运算放大器内部结构统一为如图 Section69-4 所示的结构框图。它一般由差动输入级、中间放大级、输出级组成主电路，恒流源偏置电路和恒流源负载都是服务于主电路的，用于提供合适的静态电流、提供较大的动态电阻。输出级的限流保护，几乎每个运放都有。而失调电压调节，只在部分运放中存在。某些运放，在输入端还有输入端保护，图中没有画出。

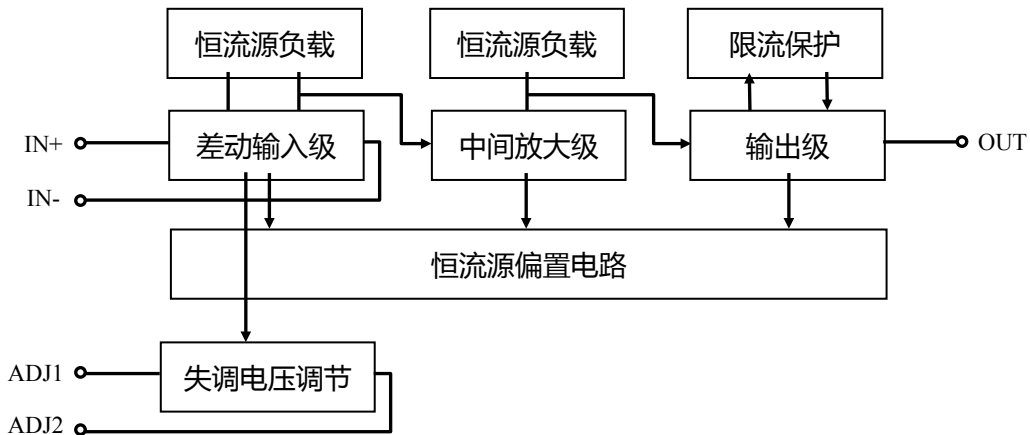


图 Section69-4 普通运放内部框图

## Section70. 运放的关键参数

本节和 Section71 中，有部分内容摘自作者著，科学出版社出版之《你好，放大器》初识篇。

实际运放与理想运放具有很多差别。理想运放就像一个十全十美的人，他学习 100 分，寿命无限长，长得没挑剔，而实际运放就像我们每一个个体，不同的人具有不同的特点。要理解这些差别，就必须认识实际运放的参数。

图 Section70-1 是用于描述实际运放几个关键参数的等效模型。模型中，第一个黄色运放是一个近似的理想运放，只有  $A_{uo}$  不是无穷大，其余都是理想的。第二个运放是一个理想运放，它组成了一个电压跟随器。我们结合这个模型，由重要到次要，依序介绍运放的几个关键参数。

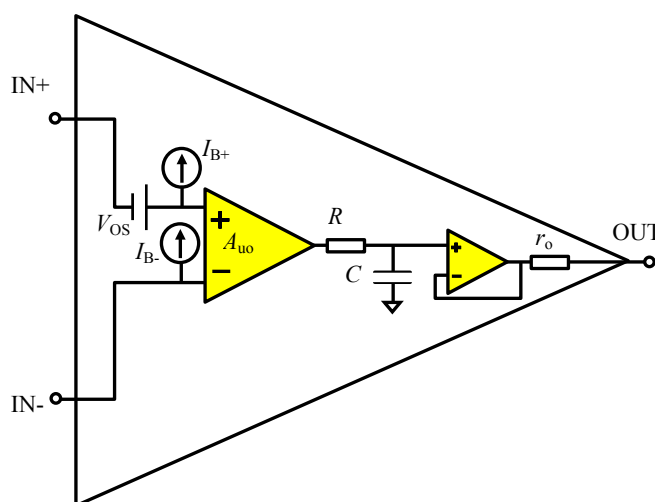


图 Section70-1 表现运放几个关键指标的实际运放等效模型

### 输入失调电压 $V_{OS}$ : Input Offset Voltage

#### 本质定义

当运放的两个输入端接地时，由于图中  $V_{OS}$  的存在，经过  $A_{uo}$  倍放大，输出电压必然不是 0。在运放的负输入端施加一个可调节的直流电压  $u_{OS}$ ，调节  $u_{OS}$  使得输出电压等于 0 时，此时的  $u_{OS}$  即为运放的输入失调电压  $V_{OS}$ 。

注意，上述测试过程是在运放开环下进行的，它只为描述该参数，是想象中存在的，在现实中我们无法做到精细调节产生如此精准的电压，使得开环运放输出为 0。输入失调电压的实际测量方法，另有标准测试电路，本书不涉及。

#### 根源和大小

输入失调电压，是任何一个运放都存在的，它来自于运放内部电路的电路结构以及非对称性，是难以从根本上消除的。

高速运放或者通用运放，输入失调电压一般在 mV 数量级。而精密运放的输入失调电



压较小，一般可以小于  $10\mu\text{V}$ 。ADI 公司生产的 ADA4528-1，采用 0 漂移技术，其输入失调电压典型值常温下为  $0.3\mu\text{V}$ ，最大值不超过  $2.5\mu\text{V}$ ，且失调电压随温度变化不超过  $0.015\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，属于极为优秀的。TI 公司生产的 TLC2652，也具有类似的性能，但它的外部需要接一个电容。

输入失调电压，特别是输入失调电压温漂，对直流放大器，比如电子秤、万用表中的前端测量电路，影响巨大。

### 输入失调电压对放大电路的影响

在实际应用中，输入失调电压的存在，将使得放大电路的输出，产生不期望的、额外的直流电压。

以图 Section70-1a 电路为例，这是一个标准的同相比例器，增益为 101。输入信号为幅度  $5\text{mV}$  的正弦波，频率为  $1\text{kHz}$ ，直流偏移量为  $0\text{V}$ ，按照理论分析，电路输出应为幅度  $505\text{mV}$ ，直流偏移量等于  $0\text{V}$  的正弦波。

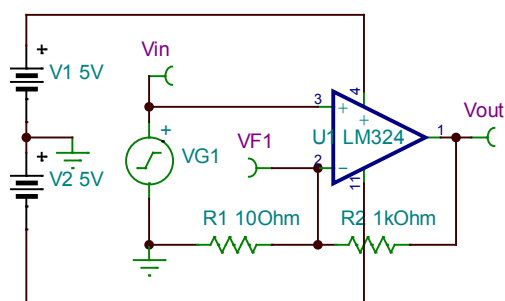


图 Section70-1a 失调电压举例电路 1

但是，实际的输出波形如图 Section70-1b 所示，可以看出，输出峰峰值是正确的，但波形含有  $200\text{mV}$  左右的直流偏移量。这是设计者不期望的，但却出现了。我们称这个  $200\text{mV}$  的输出直流偏移量为“输出失调电压”，用  $U_{OS\_OUT}$  表示，它的标准定义是：一个放大电路，当输入为 0 时，输出存在的直流电压。它与电路中的运放的输入失调电压有关，也与电路的增益有关，也与后续要讲的偏置电流，外部电阻值等有关，不属于运放固有参数，因此数据手册不会给出。

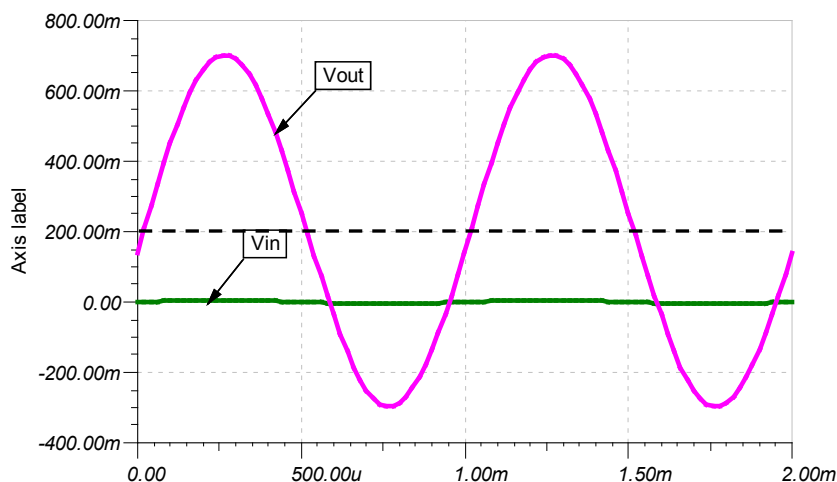


图 Section70-1b 失调电压举例电路 1 的输入输出波形

为了解释输入失调电压对运放电路的影响，将图 Section70-1a 所示的电路，用仅含有输入失调电压的运放模型代入，得到图 Section70-1c。分析如下：

$$u_+ = u_{IN} + V_{OS} = u_- \quad (\text{黄色理想运放虚短})$$

$$u_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_+ = G(u_{IN} + V_{OS}) = Gu_{IN} + GV_{OS} = Gu_{IN} + U_{OS\_OUT}$$

即，信号被放大  $G$  倍的同时，输出端还包含了  $G$  倍输入失调电压的直流分量，也就是输出失调电压。

在 TINA 模型中，LM324 的输入失调电压被设置为 2mV，因此，经过 101 倍放大后，理论上应为 202mV 的输出失调电压，目测 200mV 很正常。

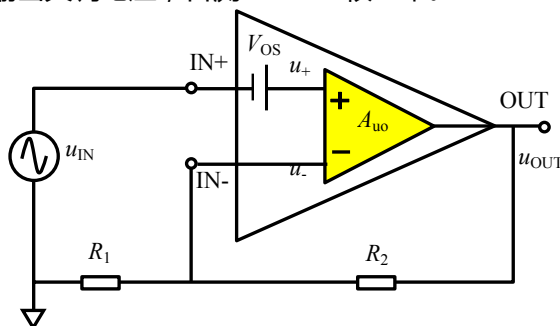


图 Section70-1c 含运放输入失调电压等效模型的同相比例器电路

将 Section70-1a 所示的电路，改为反相比例器，如图 Section70-1d 所示。它的输出失调电压计算如下：

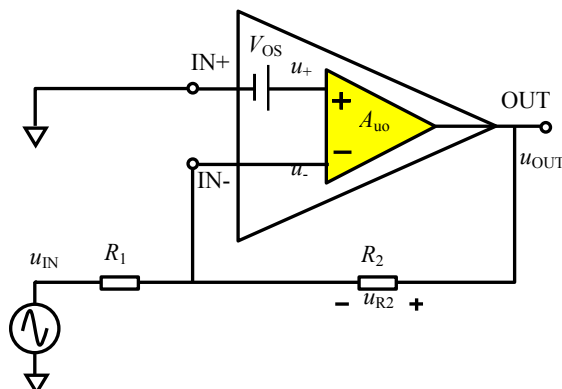


图 Section70-1d 含运放输入失调电压等效模型的反相比例器电路

$$u_+ = V_{OS} = u_- \quad (\text{黄色理想运放虚短})$$

$$u_{OUT} = u_- + u_{R2} = V_{OS} + R_2 \times \frac{V_{OS} - u_{IN}}{R_1} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - u_{IN} \frac{R_2}{R_1} = G_N V_{OS} + G_{SGN} u_{IN}$$

$$= U_{OS\_OUT} + G_{SGN} u_{IN}$$

即，信号被放大了  $G_{SGN}$  倍：

$$G_{SGN} = -\frac{R_2}{R_1}$$

这是信号增益，与平时我们熟知的反相比例器增益吻合。

而输入失调电压被放大了  $G_N$  倍：

$$G_N = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

其中， $G_N$  被称为放大电路的噪声增益，即反相放大电路视同为同相放大器时的增益，

之所以叫噪声增益，源自运放的噪声，等效于在同相输入端串联了一个噪声源，这可以参考本书 Section71。

或者说，在反相放大电路中，输入失调电压的放大倍数，与同样电阻的同相比例器的放大倍数相同。

### 数据手册中失调电压相关数据的含义

在运放 LM324 的数据手册中，关于失调电压，有以下截图。

从截图中看出，LM324 的输入失调电压（此数据手册中用  $V_{IO}$  表示，不同厂家，甚至相同厂家不同器件，符号表示方法略有不同，不必在意）典型值为 3mV，最大值为 7mV。这是什么含义呢？

electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} = 5\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	$T_A$ ‡	LM124 LM224			LM324 LM324K			UNIT
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$ , $V_{IC} = V_{ICRmin}$ , $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		3	5		3	7	mV
		Full range			7			9	

同一种型号的运放，一颗芯片与另外一颗芯片的输入失调电压是不一样的。同一颗运放，在不同条件下，比如不同温度，它的输入失调电压也会变化。但是，对同一型号运放来说，它的输入失调电压会满足一定的统计学规律。

比如，对 1000 颗 LM324（至于到底是 1000 颗，还是 100 颗，取决于生产厂家的规定），在 25°C 下实施输入失调电压实测，以 1mV 为聚类区间，得到如图 Section70-1e 所示的柱状图（纯属作者臆造，只为解释清晰），最负的为 -5.5mV，最正值为 6.8mV——属于 7mV 档。那么，最大值就是 7mV。

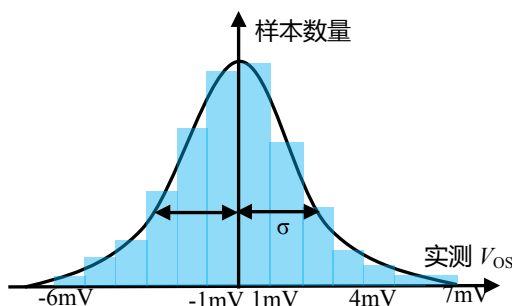


图 Section70-1e 猜想 LM324 的多样片  $V_{OS}$  实测结果

典型值的来源，是根据高斯分布。对这个柱状图实施正态分布曲线拟合，得到图中的实线，它的标准差  $\sigma$ ，就是数据手册中的典型值。标准差的含义是，在  $\pm\sigma$  之内的样本数量，占整个样本数量的 68.27%。

因此，根据 LM324 给出的典型值 3mV，最大值 7mV，面对手中拿着的那颗 LM324，你可以得出如下结论：

- 1) 在标准测试条件下，该运放的输入失调电压可能是正值，也可能是负值，但其绝对值不会超过 7mV。
- 2) 在标准测试条件下，该运放的输入失调电压绝对值小于 3mV 的概率为 68.27%。

当然，真正的生活不会如此精确。不同生产厂家对此的操作方法是不同的。但是，有两点是确定的，第一，最大值是一定数量样本中测量获得的；第二，典型值是按照概率获

得的。厂家想说：多数情况下，失调电压绝对值不超过典型值。

### 输入偏置电流 $I_B$ : Input Bias Current

除前述的输入失调电压外，实际运放的两个输入端，在正常工作时，始终存在不为 0 的静态流进电流，如图 Section70-1f 所示。对 BJT 组成输入级的运放，这个电流就是差动输入级晶体管的基极电流  $I_{BQ}$ ，没有它，差动输入级晶体管就没有合适的静态工作点，因此对 BJT 组成输入级的运放，此值是不小的。对于场效应管组成输入级的运放，这个电流是输入级晶体管的门极静态漏电流，因此此值很小。

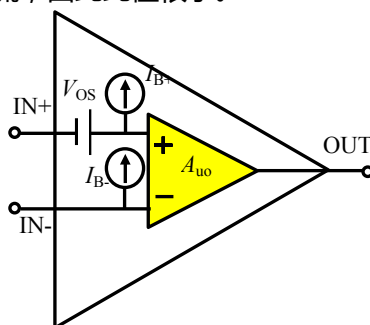


图 Section70-1f 表现运放偏置电流和失调电压的等效模型

在图中，正输入端流进电流定义为  $I_{B+}$ ，负输入端流进电流定义为  $I_{B-}$ 。输入偏置电流是两者的平均值：

$$I_B = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2}$$

对一个正常工作的运放，其偏置电流并不是固定的。数据手册给出的仅仅是特定状态下的测量值。偏置电流主要受到温度、共模电压的影响。多数情况下，温度越高，偏置电流越大。共模电压是指实际工作时，两个输入端的共模电压，它对偏置电流的影响，随不同运放而不同，可以通过查阅数据手册获得。

### 输入失调电流 $I_{OS}$ : Input Offset Current

输入失调电流，是两个输入端静态电流的差值，一般没有正负区别，因此为：

$$I_{OS} = |I_{B+} - I_{B-}|$$

多数情况下，输入偏置电流与输入失调电流近似相等，或者维持在一个数量级。BJT 组成的运放，特别是高速运放，其偏置电流可能大到几十  $\mu\text{A}$ ，而高阻型精密运放，其偏置电流可以小到几十  $\text{fA}$ ，两者相差  $10^9$  倍。

### 前三项对输出失调电压的影响

输入失调电压、两个端子的输入偏置电流、输入失调电流，都以直流量形式存在。它们共同作用，会影响电路的静态输出电压，即它们合并产生输出失调电压。图 Section70-1g，是同相、反相比例器输入等于 0 时的共同电路，可以解释这三者对输出失调电压的影响。

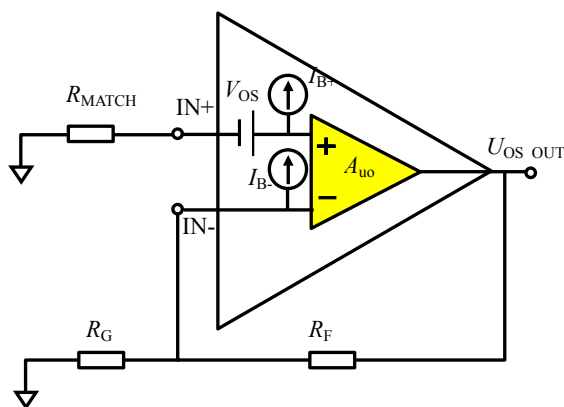


图 Section70-1g 输出失调电压的来源

因整个系统是线性系统，多个输入源（输入失调电压、正端偏置电流、负端偏置电流）对输出的影响，就可以采用叠加原理分析。

当只考虑输入失调电压  $V_{OS}$  时，有下式成立：

$$U_{OS\_OUT\_VOS} = \frac{R_G + R_F}{R_G} \times V_{OS} \quad (1)$$

当只考虑正输入端偏置电流  $I_{B+}$  时，有下式成立：

$$U_{OS\_OUT\_IB+} = -\frac{R_G + R_F}{R_G} \times I_{B+} \times R_{MATCH} \quad (2)$$

当只考虑负输入端偏置电流  $I_{B-}$  时，因为此时输入失调电压为 0V，正输入端偏置电流为 0A，导致正输入端等于 0V，再由于虚短，导致负输入端也为 0V，电阻  $R_G$  两端电位差为 0V，不会有电流流过，导致全部的负端偏置电流，都流过电阻  $R_F$ ，有下式成立：

$$U_{OS\_OUT\_IB-} = I_{B-} \times R_F = \frac{R_G + R_F}{R_G} \times I_{B-} \times R_F \times \frac{R_G}{R_G + R_F} = \frac{R_G + R_F}{R_G} \times I_{B-} \times R_G \parallel R_F \quad (3)$$

三者合并作用，导致输出失调电压为：

$$U_{OS\_OUT} = \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS} + I_{B-} \times R_G \parallel R_F - I_{B+} \times R_{MATCH}) \quad (\text{Section70-1})$$

结合前述对偏置电流、失调电流的定义，有：

$$I_{B-} = I_B - 0.5I_{OS}; \quad I_{B+} = I_B + 0.5I_{OS}$$

则式(Section70-1)演变成：

$$\begin{aligned} U_{OS\_OUT} &= \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS} + (I_B - 0.5I_{OS}) \times R_G \parallel R_F - (I_B + 0.5I_{OS}) \times R_{MATCH}) \\ &= \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS} + I_B(R_G \parallel R_F - R_{MATCH}) - 0.5I_{OS}(R_G \parallel R_F + R_{MATCH})) \end{aligned} \quad (\text{Section70-1a})$$

从上述分析可以看出，决定输出失调电压大小的有三个因素：独立的输入失调电压，以及相互有关联的偏置电流和失调电流，而后面两个因素，又与外部电阻相关。

理论上，在不改变电路增益（由电阻  $R_G$  和  $R_F$  决定）情况下，可以通过选择电阻  $R_{MATCH}$ ，使得括号内代数和等于 0，也就使得输出失调电压等于 0V，这看起来很完美，但却是梦想。原因在于，对于确定的运放，仔细选择电阻，有可能将输出失调电压调整到 0V，但温度一变，或者换一颗运放，输入失调电压和偏置电流都会变化，刚才调好的，就都作废了，甚至会出现更差的状况——原本是一正一负抵消，现在可能是两负。

也有人提出了另一种的想法，试图将电流带来的影响降至最低，即将括号内后 2 项调为 0，他的基本思想是，假设正端偏置电流  $I_{B+}$  等于负端偏置电流  $I_{B-}$ ——或者说，运放的

失调电流等于 0，如果选择合适的匹配电阻  $R_{MATCH}=R_G\parallel R_F$ ，则有：

$$U_{OS\_OUT} = \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS} + I_{B-} \times R_G \parallel R_F - I_{B+} \times R_{MATCH}) = \frac{R_G + R_F}{R_G} V_{OS}$$

这看起来挺好，也确实被大多数教材引用。但这个假设其实是不成立的：很多运放的失调电流与偏置电流是一个数量级的，最优秀的也仅仅低至 0.1 倍左右。以下截图均取自各自芯片的数据手册，型号后面的括号内，第一个数字代表常温下，失调电流典型值除以偏置电流典型值，第二个数字代表常温下，失调电流最大值除以偏置电流最大值，数字越小，代表两个端子偏置电流的一致性越好。看起来 NE5532 最佳。

AD8675(0.2/0.5)

Input Bias Current	$I_B$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	-2	+0.5	+2	nA
Input Offset Current	$I_{OS}$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	-4.5	+1	+4.5	nA
			-1	+0.1	+1	nA
			-2.8	+0.1	+2.8	nA

AD8657(\* /2)

Input Bias Current	$I_B$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	2	15	pA
Input Offset Current	$I_{OS}$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		2.6	nA
				30	pA
				500	pA

ADA4528-1(2/2)

Input Bias Current	$I_B$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	90	200	pA
Input Offset Current	$I_{OS}$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	180	300	pA
				400	pA
				500	pA

ADA4622-1(\* /1)

Input Bias Current	$I_B$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	+2	$\pm 10$	pA
Input Offset Current	$I_{OS}$	$V_{CM} = V_-$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	-5	$\pm 1.5$	nA
				$\pm 10$	pA
				$\pm 0.5$	nA

MAX4236(1/\*)

Input Bias Current	$I_B$	(Note 2)	$\pm 1$	$\pm 500$	pA
Input Offset Current	$I_{OS}$	(Note 2)	$\pm 1$		pA

OP07(0.417/0.95)

Input Offset Current	$I_{OS}$		0.5	3.8	nA
Input Bias Current	$I_B$		$\pm 1.2$	$\pm 4.0$	nA

OPA211(0.4/0.6)

Input Bias Current	$I_B$	$V_{CM} = 0V$	$\pm 60$	$\pm 175$	$\pm 50$	$\pm 125$	nA
Over Temperature							
OPA211				$\pm 200$		$\pm 200$	nA
OPA2211				$\pm 250$			nA
Offset Current	$I_{OS}$	$V_{CM} = 0V$	$\pm 25$	$\pm 100$	$\pm 20$	$\pm 75$	nA
Over Temperature				$\pm 150$		$\pm 150$	nA

AD797(0.32/0.222)

INPUT BIAS CURRENT	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5V, \pm 15V$	0.25	1.5	0.25	0.9	$\mu A$
			0.5	3.0	0.25	2.0	$\mu A$
INPUT OFFSET CURRENT	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5V, \pm 15V$	100	400	80	200	nA
			120	600/700	120	300	nA

LM358(0.111/0.3)

Input Offset Voltage	(Note 5), $T_A = 25^\circ\text{C}$	1	2	2	3	2	5	mV
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CM} = 0V$ , (Note 6)	20	50	45	100	45	150	nA
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	10	5	30	3	30	nA

NE5532(0.05/0.1875)

$V_{IO}$	Input offset voltage	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5	4	mV
			$T_A = \text{Full range}^{(2)}$			
$I_{IO}$	Input offset current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10	150	nA
		$T_A = \text{Full range}^{(2)}$			200	
$I_{IB}$	Input bias current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200	800	nA
		$T_A = \text{Full range}^{(2)}$			1000	

此时的匹配电阻，在最佳状态下能够将偏置电流的影响缩小为原先的 1/20，在最差状态下，甚至有可能起到反作用。

因此，本书认为，降低输出失调电压的核心在于以下三点：选择输入失调电压  $V_{OS}$  小的芯片；选择输入偏置电流  $I_B$  小的芯片；选择小的外部电阻。

以上三点可以解决绝大多数问题。在此情况下仍不能满足设计要求时，才可以考虑匹配电阻抵消的方法：选择失调电流小的芯片，或者利用已经选好的芯片的失调电流较小的特点，利用外部电阻的匹配，使得  $R_{MATCH}=R_G\parallel R_F$ ，将偏置电流带来的影响减至最小。

因此，在没有严格匹配的情况下，按照下式估算输出失调电压，一定是最大值：

$$U_{OS\_OUT} = \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS\_max} + 2I_{B\_max} \times \text{MAX}(R_G \parallel R_F, R_{MATCH})) \quad (\text{Section70 - 2})$$

在外部电阻严格匹配( $R_{MATCH}=R_G\parallel R_F$ )情况下，下式估算输出失调电压，一定是最大值：

$$U_{OS\_OUT} = \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS\_max} + I_{OS\_max} \times R_{MATCH}) \quad (\text{Section70 - 3})$$

以上输入失调电压、偏置电流、失调电压，均应取绝对值。

### 等效输入失调电压

对一个运放组成的放大电路，输出失调电压是由多种因素造成的，将输出失调电压除以电路总增益，即为等效输入失调电压。

$$U_{OS\_IN} = \frac{U_{OS\_OUT}}{G}, \quad G = G_1 \times G_2 \times \dots, \quad (\text{Section70 - 3a})$$

等效输入失调电压，能够精确反映输入信号和失调之间的关系，具有重要的衡量价值。

比如一个电路的等效输入失调电压为  $100\mu\text{V}$ ，用于测量  $1\text{V}$  左右的直流电压，失调电压 ( $-100\mu\text{V}\sim 100\mu\text{V}$ )只占输入信号的 0.01%，不会构成较大的误差。当将其用于测量  $1\text{mV}$  左右的直流电压，则会引入 $\pm 10\%$ 的误差根源。

### 举例 1：

使用单位增益带宽大于  $100\text{MHz}$  的运放设计一个同相比例器，要求供电 $\pm 5\text{V}$ ，增益为 5，输入电阻等于  $50\Omega$ ，在常温下批量设计，全部电路的输出失调电压均小于  $500\mu\text{V}$ 。

解：从 Linear，TI，ADI 等公司下载运放型号表，从中选择 GBW 大于  $100\text{MHz}$  的运放，将其输入失调电压从小到大排列，删除供电电压不符合要求的运放，以备选择。

注意，本题设计要求中，第一要求常温下，即  $25^\circ\text{C}$ 时，应该在数据手册中选择常温数据，而不是全温度范围数据。第二要求全部电路均能满足要求，则必须选择数据手册中的最大值，以最坏情况考虑。

经过筛选，只有 AD797B 基本符合设计要求。其中  $V_{OS\_max}=40\mu\text{V}$ ， $I_{B\_max}=0.9\mu\text{A}$ ，



$I_{OS\_max}=0.2\mu A$ 。其增益带宽积为 110MHz，满足要求。

### SPECIFICATIONS

$T_A = 25^\circ C$  and  $V_S = \pm 15 V$  dc, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	Supply Voltage (V)	AD797A			AD797B			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5 V, \pm 15 V$	25	80		10	40		$\mu V$
			50	125/180		30	60		$\mu V$
Offset Voltage Drift		$\pm 5 V, \pm 15 V$	0.2	1.0		0.2	0.6		$\mu V/^\circ C$
INPUT BIAS CURRENT	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5 V, \pm 15 V$	0.25	1.5		0.25	0.9		$\mu A$
			0.5	3.0		0.25	2.0		$\mu A$
INPUT OFFSET CURRENT	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5 V, \pm 15 V$	100	400		80	200		nA
			120	600/700		120	300		nA
DYNAMIC PERFORMANCE	$G = 1000$ $G = 1000^2$	$\pm 15 V$ $15 V$	110			110			MHz
			450			450			MHz

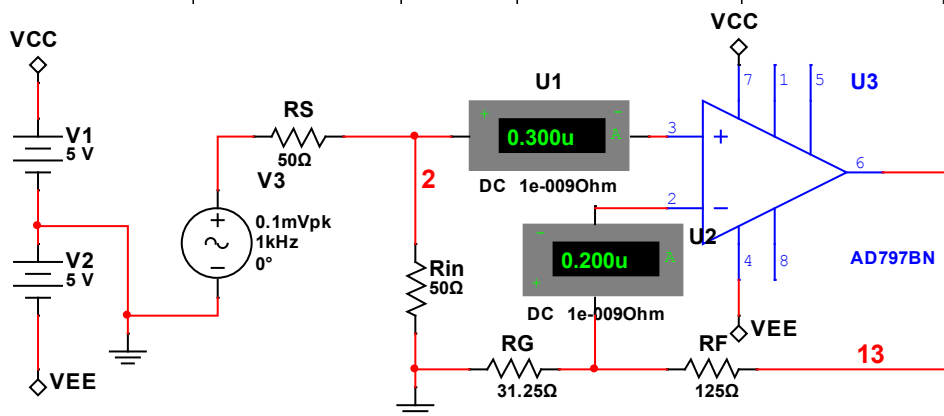


图 Section70-1h 举例 1 电路

按照题目要求设计的电路如图 Section70-1h 所示。图中， $R_S$  是前级信号源的输出电阻，为  $50\Omega$ （题目虽然没有说，但多数情况下要求输入电阻为  $50\Omega$  时，是为了与前级的信号源内阻匹配），同相比例器正输入端对地端接一个  $50\Omega$  电阻，以满足题目要求输入电阻等于  $50\Omega$  的要求。此时，如将信号源设为  $0V$ ，则从同相端看出去的电阻为  $R_S$  与  $R_{in}$  的并联，等于  $25\Omega$ 。这部分的设计，是不可动摇的。剩下可以选择的，就是增益电阻值了。如果按照一般设计，不考虑失调电压较小的特定，也无需进行电阻匹配，采用式(Section70-2)，则有：

$$U_{OS\_OUT} = \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS\_max} + 2I_{B\_max} \times \text{MAX}(R_G \parallel R_F, R_{MATCH}))$$

$$= 5(40\mu V + 1.8\mu A \times R_G \parallel R_F) = 200\mu V + 9\mu A \times R_G \parallel R_F$$

由于题目要求最大输出失调电压小于  $500\mu V$ ，则有：

$$R_G \parallel R_F \leq 33.33\Omega$$

此时，按照两个电阻比值等于 4（增益等于 5），可以计算两个电阻值上限为：

$$R_G = 41.67\Omega, \quad R_F = 166.67\Omega$$

按此设计，则一定能保证输出失调电压小于  $500\mu V$ 。

如果考虑到 AD797B 具有“失调电流  $0.2\mu A$  远小于偏置电流  $0.9\mu A$ ”的特点，则可以采用电阻匹配，将偏置电流影响降至最低。此时，正输入端看出去电阻  $R_{MATCH}$  等于输入电阻和源电阻的并联，为  $25\Omega$ ，则必须保证  $R_G \parallel R_F = 25\Omega$ ，据此计算出：

$$R_G = 31.25\Omega, \quad R_F = 125\Omega$$

据此可以采用式(Section70-3)，则有：



$$U_{OS\_OUT} = \frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS\_max} + I_{OS\_max} \times R_{MATCH}) = 5(40\mu V + 0.2\mu A \times 25\Omega) = 225\mu V$$

此时，输出失调电压大幅度下降，性能得以提升。

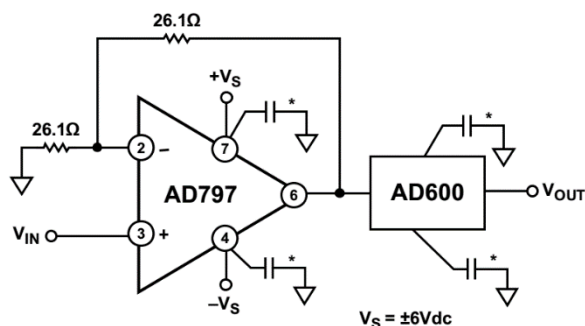
现在的问题是，AD797B 能否接受如此小的反馈电阻？本书不止一次说过，运放外部电阻越小越好，而阻止电阻进一步减小的原因有三个：1) 运放的输出电流将提升，可能超过运放的耐受电流；2) 虽然没有超过耐受电流，但某些其它性能会受到影响，比如输出摆幅、失真度等等；3) 功耗将增大，可能超出设计要求。我们来看看 AD797 数据手册关于这一部分，是怎么说的。

Table 6 provides some representative values for the AD797 when used as a low noise follower. Operation on 5 V supplies allows the use of a 100 Ω or less feedback network (R1 + R2). Because the AD797 shows no unusual behavior when operating near its maximum rated current, it is suitable for driving the AD600/AD602 (see Figure 50) while preserving low noise performance.

翻译局部：表 6 提供了 AD797 用于低噪声跟随器（应为含有增益的同相比例器）时的一些推荐值。5V 供电下允许使用一个 100Ω 或者更小的反馈网络电阻(R1+R2)。因为 AD797 在接近它的最大电流时，没有显现出异常行为，因此它特别适合于在驱动 AD600/AD602（见图 50）时维持低噪声性能。

这说明 AD797 不惧怕超低反馈电阻，特别是数据手册中 Figure 50 截图如右，它的反馈电阻网络之和为 56.2Ω，且在正负 6V 供电下。因此本设计给出的电阻值，是可以正常工作的。

至此，设计完毕。总输出失调电压不会超过 225μV。



### 输入电压范围：Input Voltage Range

定义：保证运算放大器正常工作的最大输入电压范围，也称为共模输入电压范围。

优劣评定：一般运放的输入电压范围比电源电压范围窄 1V 到几 V，比如±15V 供电，输入电压范围在-12V~13V。较好的运放输入电压范围和电源电压范围相同，甚至超出范围 0.1V。比如±15V 供电，输入范围在-15.1V 到 15.0V。当运放最大输入电压范围与电源范围比较接近时，比如相差 0.1V 甚至相等、超过，都可以叫“输入轨至轨”，表示为 Rail-to-rail input，或 RRI。

理解：运放的两个输入端，任何一个的输入电压超过此范围，都将引起运放的失效。注意，超出此范围并不代表运放会被烧毁，但绝对参数中出现的此值是坚决不能超过的。

图 Section70-2 给出了输入电压范围和输出电压范围的示意。下方的 OP07 数据手册中，可以看出在±15V 供电时，其输入电压范围只有±14V。

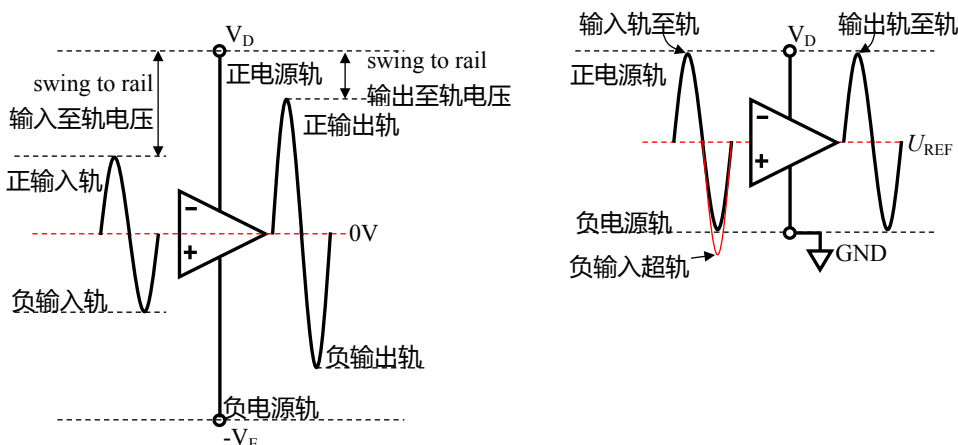


图 Section70-2 双电源供电、单电源供电以及轨定义示意图

## SPECIFICATIONS

### OP07E ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_S = \pm 15\text{ V}$ , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
$T_A = 25^\circ\text{C}$						
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13$	$\pm 14$		V

### 输出电压范围： $V_{OH}/V_{OL}$ 或者 Swing from rail

定义：在给定电源电压和负载情况下，输出能够达到的最大电压范围。或者给出正向最大电压  $V_{OH}$  以及负向最小电压  $V_{OL}$ ——相对于给定的电源电压和负载；或者给出与电源轨(rail)的差距。

优劣范围：一般运放的输出电压范围要比电源电压范围略窄 1V 到几 V。较好的运放输出电压范围可以与电源电压范围非常接近，比如几十 mV 的差异，这被称为“输出至轨电压”。这在低电压供电场合非常有用。当厂家觉得这个运放的输出范围已经接近于电源电压范围时，就自称“输出轨至轨”，表示为 Rail-to-rail output，或 RRO。

理解：在没有额外的储能元件情况下，运放的输出电压不可能超过电源电压范围，随着负载的加重，输出最大值与电源电压的差异会越大。这需要看数据手册中的附图。

输出电压范围，或者输出至轨电压有如下特点：

正至轨电压与负至轨电压的绝对值可能不一致，但一般情况下数量级相同；

至轨电压与负载密切相关，负载越重（阻抗小）至轨电压越大；

至轨电压与信号频率相关，频率越高，至轨电压越大，甚至会突然大幅度下降；

至轨电压在 20mV 以内，属于非常优秀。

下图摘自可 2.7V 供电的 80MHz, RRIO（输入输出均轨至轨）放大器 AD8031。其输入范围超出了电源(0~2.7V)，为 -0.2V~2.9V，输出非常接近电源，为 0.02V 到 2.68V，仅有 20mV 的至轨电压。

Input Common-Mode Voltage Range		-0.2 to +2.9	-0.2 to +2.9	V
Common-Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = 0V$ to 2.7V	46	64	dB
	$V_{CM} = 0V$ to 1.55V	58	74	dB
Differential Input Voltage		3.4	3.4	V
OUTPUT CHARACTERISTICS				
Output Voltage Swing Low	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	0.05	0.02	V
Output Voltage Swing High		2.6	2.68	V
Output Voltage Swing Low	$R_L = 1\text{ k}\Omega$	0.15	0.08	V
Output Voltage Swing High		2.55	2.6	V
Output Current		15	15	mA
Short Circuit Current	Sourcing	21	21	mA
	Sinking	-34	-34	mA
Capacitive Load Drive	$G = +2$ (See Figure 46)	15	15	pF

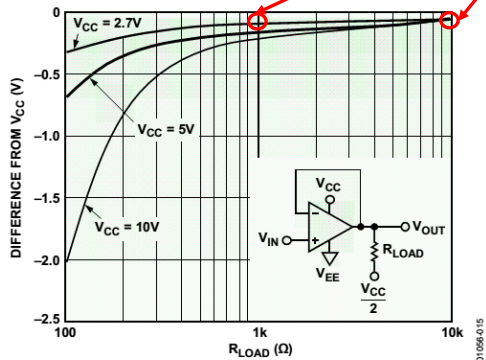


Figure 15. +Output Saturation Voltage vs.  $R_{LOAD}$  @ +25°C

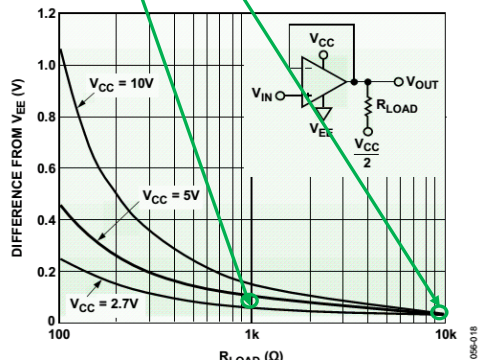


Figure 18. -Output Saturation Voltage vs.  $R_{LOAD}$  @ +25°C

### 共模抑制比：Common-mode rejection ratio, CMRR

定义：运放的差模电压增益与共模电压增益的比值，可以用倍数表示，也可用 dB 表示。

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = 20 \log\left(\frac{A_d}{A_c}\right) \text{ (dB)}$$

优劣范围：一般运放都有 60dB 以上的 CMRR，高级的可达 140dB 以上。

理解：理想运算放大器的输入输出关系为：

$$u_o = A_d(u_+ - u_-)$$

(Section56-1)

而实际运放放大器的输入输出关系为：

$$u_o = A_d(u_+ - u_-) + A_c\left(\frac{u_+ + u_-}{2}\right)$$

此式为共模增益、差模增益对输出影响的标准式，也是 CMRR 对电路产生影响的根源。一般情况下，差模增益远大于共模增益，即 CMRR 很大，导致用户一般不需要考虑共模增益对输出的影响。尽管如此，我们还是分析一下  $A_c$  如何影响输出：

#### 对同相比例器的影响

对图 Section57-1a 所示的同相比例器电路，考虑到共模增益的存在，有如下关系：

$$u_o = A_d(u_i - u_o F) + A_c\left(\frac{u_i + u_o F}{2}\right) = u_i\left(A_d + \frac{A_c}{2}\right) + u_o F\left(\frac{A_c}{2} - A_d\right)$$

$$u_o\left(1 + A_d F - \frac{A_c F}{2}\right) = u_i\left(A_d + \frac{A_c}{2}\right)$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{A_d + \frac{A_c}{2}}{1 + F\left(A_d - \frac{A_c}{2}\right)}$$

可见，当共模抑制比不是无穷大时， $A_{uf}$ 比理想运放组成的电路大，分子增大和分母减小同时存在。但是，这点差异并不大，其闭环增益仍近似为  $1/F$ 。

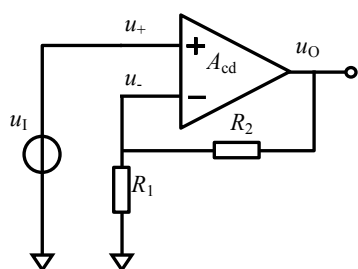


图 Section57-1a

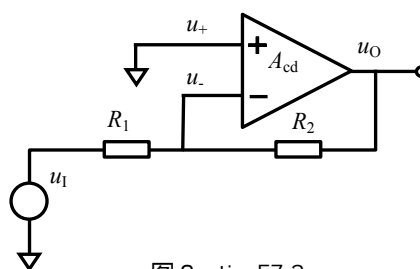


图 Section57-2a

### 对反相比例器的影响

对图 Section57-2a 所示的反相比例器电路，考虑到共模增益的存在，有如下关系：

$$u_o = A_d(0 - (u_o F - u_i M)) + A_c \left( \frac{0 + (u_o F - u_i M)}{2} \right) = -A_d(u_o F - u_i M) + A_c \frac{u_o F - u_i M}{2}$$

其中：

$$F = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad M = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$u_o \left( 1 + A_d F - \frac{A_c F}{2} \right) = u_i \left( A_d M - \frac{A_c M}{2} \right)$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{M(A_d - \frac{A_c}{2})}{1 + F(A_d - \frac{A_c}{2})}$$

可见，当 CMRR 不是无穷大时，共模增益的存在，对反相比例器产生的效果等同于开环增益下降。分母和分子中是同时变化的，这与同相比例器不同。

细致分析，可以认为 CMRR 不是无穷大，或者共模增益的存在，对同相比例器的影响要大于对反相比例器的影响。但总体来说，这点影响是微乎其微的。

### 对减法器的影响

当电路为图 Section70-3 所示的减法器，两个输入加载相同的信号  $U_{ic}$  (大写代表有效值)，如果运放是理想的，其输出应该为 0。如果运放既有差模增益  $A_d$ ，也有共模增益  $A_c$ ，输出将不等于 0，分析如下：

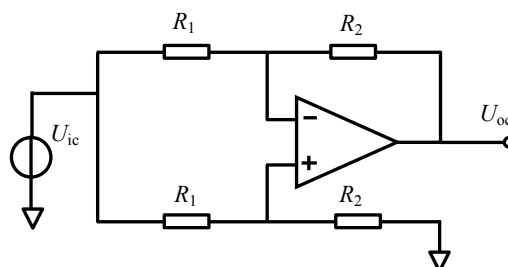


图 Section70-3 共模抑制比演示电路

$$U_- = U_{ic} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{oc} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\begin{aligned}
 U_+ &= U_{ic} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\
 U_{oc} &= A_d(U_+ - U_-) + A_c\left(\frac{U_+ + U_-}{2}\right) \\
 &= A_d\left(-U_{oc} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) + A_c\left(U_{ic} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + 0.5U_{oc} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \\
 &= U_{oc}\left(-\frac{R_1}{R_1 + R_2}A_d + \frac{0.5R_1}{R_1 + R_2}A_c\right) + U_{ic}\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}A_c\right)
 \end{aligned}$$

可得：

$$\begin{aligned}
 U_{oc}\left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}A_d - \frac{0.5R_1}{R_1 + R_2}A_c\right) &= U_{ic}\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}A_c\right) \\
 U_{oc} &= U_{ic} \times \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}A_c}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}A_d - \frac{0.5R_1}{R_1 + R_2}A_c} \approx U_{ic} \times \frac{R_2}{R_1} \times \frac{A_c}{A_d} = U_{ic} \times \frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{CMRR}
 \end{aligned}$$

这说明，当 CMRR 为无穷大时（即理想运放），此电路输出应为 0，而 CMRR 不为无穷大时，输出不为 0，当  $R_2$  远比  $R_1$  大时，用通用仪表就可以检测出  $U_{oc}$ 。由此，也可以得出一种近似的 CMRR 求解方法：

$$CMRR = \frac{U_{ic}}{U_{oc}} \times \frac{R_2}{R_1}$$

从此也可看出，CMRR 对减法器影响巨大。

影响减法电路共模抑制比的因素有两个，第一是运放本身的共模抑制比，第二是对称电路中各个电阻的一致性。其实更多情况下，实现这类电路的高共模抑制比，关键在于外部电阻的一致性。此时，分立元件实现的电路，很难达到较高的 CMRR，运放生产厂家提供的差动放大器就显现出了优势。

**开环电压增益：Open-loop gain,  $A_{VO}$  或者教科书常用的  $A_{uo}$**

定义：运放本身具备的输出电压与两个输入端差压的比值，一般用 dB 表示。理论上，它与输入信号频率相关，是一个随频率上升而下降的曲线。但在数据手册中，它一般用频率为 0Hz 处的值来表示。

优劣范围：一般在 60dB~160dB 之间。越大的，说明其放大能力越强。

理解：开环电压增益是指放大器在闭环工作时，实际输出除以运放正负输入端之间的压差，类似于运放开环工作——其实运放是不能开环工作的。

$A_{VO}$  随频率升高而降低，通常从运放内部的第一个极点开始，其增益就以 -20dB/10 倍频的速率开始下降，第二个极点开始加速下降。如图为 OP07 开环增益与信号频率之间的关系。

一般情况下，说某个运放的开环电压增益达到 100dB，是指其低频最高增益。多数情况下，很少有人关心这个参数，而去关心它的下降规律，即后续讲述的单位增益带宽，或者增益带宽积。

在特殊应用中，比如高精度测量、低失真度测量中需要注意此参数。在某个频率处实际的开环电压增益，将决定放大器的实际放大倍数与设计放大倍数的误差，也将决定放大器对自身失真的抑制，还将影响输出电阻等。

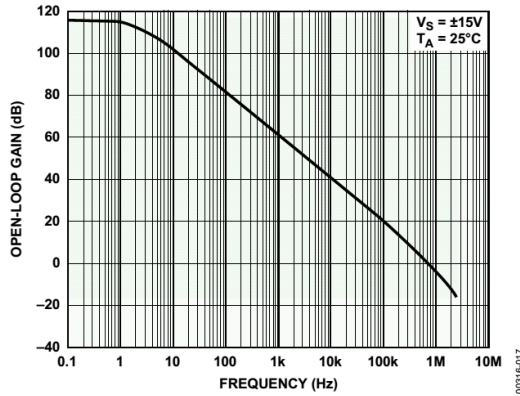


Figure 17. Open-Loop Frequency Response

**压摆率：Slew rate，SR**

定义：闭环放大器输出电压变化的最快速率。用  $V/\mu s$  表示。

优劣范围：从  $2mV/\mu s$  到  $9000V/\mu s$  不等。

理解：此值显示运放正常工作时，输出端所能提供的最大变化速率，当输出信号欲实现比这个速率还快的变化时，运放就不能提供了，导致输出波形变形——原本是正弦波就变成了三角波。

对一个正弦波来说，其最大变化速率发生在过零点处，且与输出信号幅度、频率有关。设输出正弦波幅度为  $U_{max}$ ，频率为  $f_{out}$ ，过零点变化速率为  $D_V$ ，则

$$D_V = 2\pi U_{max} f_{out}$$

要想输出完美的正弦波，则正弦波过零点变化速率必须小于运放的压摆率。即

$$SR > D_V = 2\pi U_{max} f_{out}$$

(Section70-4)

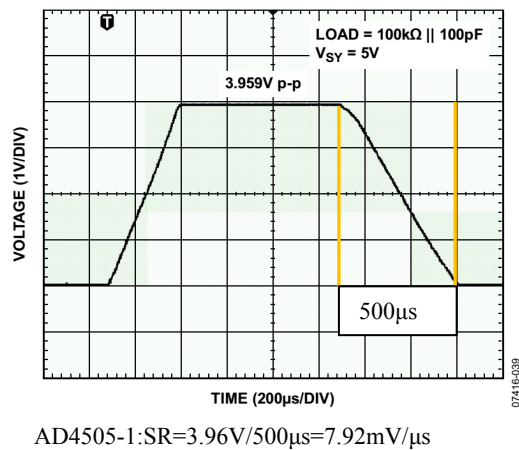
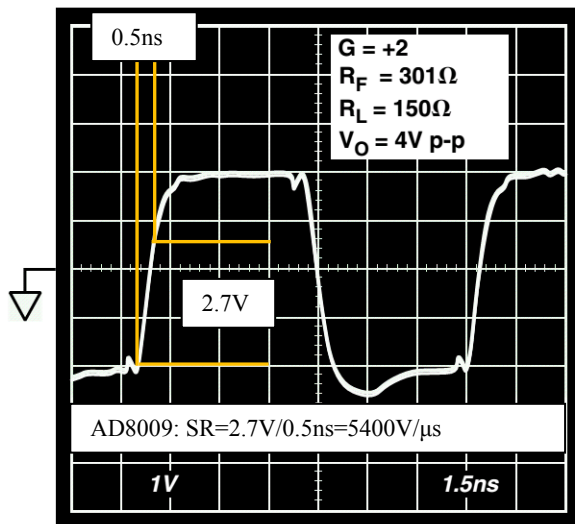


图 Section70-4 压摆率大的 AD8009 和压摆率小的 ADA4505，天壤之别啊

这个参数与后面讲述的满功率带宽有关。

**单位增益带宽：Unity Gain-bandwidth，UGBW**

定义：运放开环增益-频率图中，开环增益下降到 1 时的频率。



优劣范围：从 10kHz 到 1GHz，差别很大。一般来讲，超过 50MHz 属于宽带放大器。

理解：当输入信号频率高于此值时，运放的开环增益会小于 1，即此时放大器不再具备放大能力。这是衡量运放带宽的一个主要参数。

此值一般从典型图中读取，而不出现在数据表格中。

### 增益带宽积：Gain Bandwidth Product，GBP 或者 GBW

定义：运放开环增益-频率图中，指定频率处，开环增益与该指定频率的乘积。

理解：如果运放开环增益始终满足-20dB/10 倍频的规律，也就是频率提高 10 倍，开环增益变为原先的 0.1 倍，那么它们的乘积将是一个常数，也就等于前述的“单位增益带宽”，或者“1Hz 处的增益”。

在一个相对较窄的频率区域内，增益带宽积可以保持不变，我们暂称这个区域为增益线性变化区。一般情况下，可以认为增益带宽积即为单位增益带宽。

### -3dB 带宽

定义：运放闭环使用时，某个指定闭环增益（一般为 1 或者 2、10 等）下，增益变为低频增益的 0.707 倍时的频率。分为小信号（输出 200mV 以下）大信号（输出 2V）两种。

理解：它直接指出了使用该运放可以做到的闭环放大电路的-3dB 带宽。因为前述的两个参数，单位增益带宽和增益带宽积，其实都是对运放开环增益性能的一种描述，来自开环增益/频率图。而这个参数是对运放接成某种增益的放大电路实施实测得到的。

注意，运放参数中一般不描述开环增益的-3dB 带宽。

### 满功率带宽：Full Power Bandwidth

定义：将运放接成指定增益闭环电路（一般为 1 倍），连接指定负载，输入端加载正弦波，输出为指标规定的最大输出幅度，此状态下，不断增大输入信号频率，直到输出出现因压摆率限制产生的失真（变形）为止，此频率即为满功率带宽。

理解：比-3dB 带宽更为苛刻的一个限制频率。它指出在此频率之内，不但输出幅度不会降低，且能实现满幅度的大信号带载输出。

满功率带宽与器件压摆率密切相关：

$$FPBW = \frac{SR}{2\pi U_m}$$

其中， $U_m$ 为运放能够输出的最大值。对满功率带宽的理解，可以参考图 Section70-5。

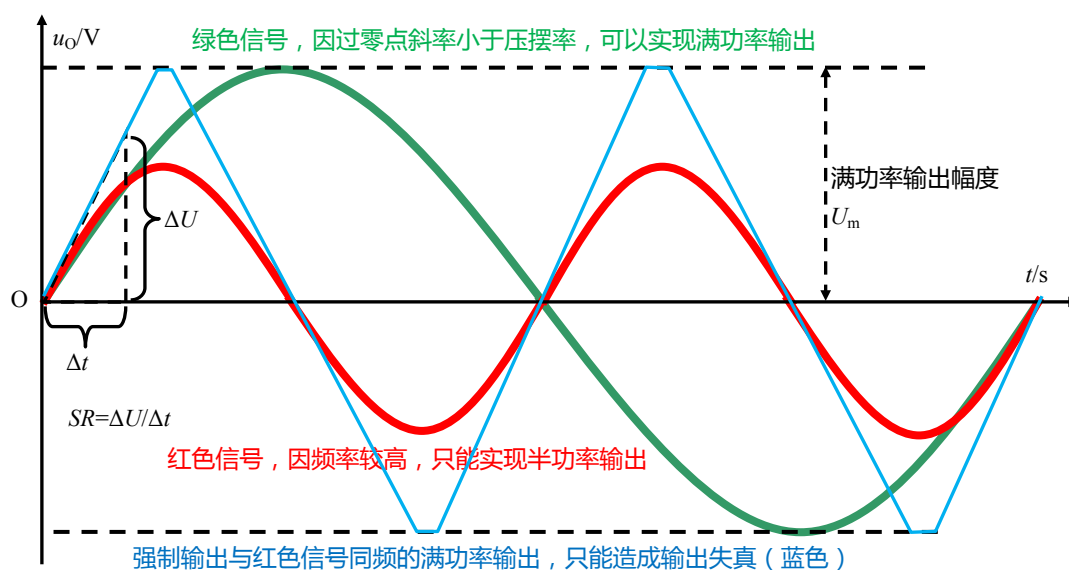


图 Section70-5 压摆率与满功率带宽示意图

### 至稳时间：Settling Time

定义：运放接成指定增益（一般为 1），从输入阶跃信号开始，到输出完全进入指定误差范围所需要的时间。所谓的指定误差范围，一般有 1%，0.1% 几种。

优劣范围：几个 ns 到几个 ms。

理解：至稳时间由三部分组成，第一是运放的延迟，第二是压摆率带来的爬坡时间，第三是稳定时间。很显然，这个参数与 SR 密切相关，一般来说，SR 越大的，至稳时间更小。

对运放组成的 ADC 驱动电路，至稳时间是一个重要参数，越小越好。

传统中文资料中，将 Settling time 译成建立时间，我个人认为译为“至稳时间”较好。Settle 的本意是沉淀到稳定、一个漂泊的人找到落脚点被安置好的意思，而 Settling time 本身的电学定义，也是指电路输出由一个稳态进入另一个稳态所需要的时间，它和“建立”一词，没有什么必然联系。



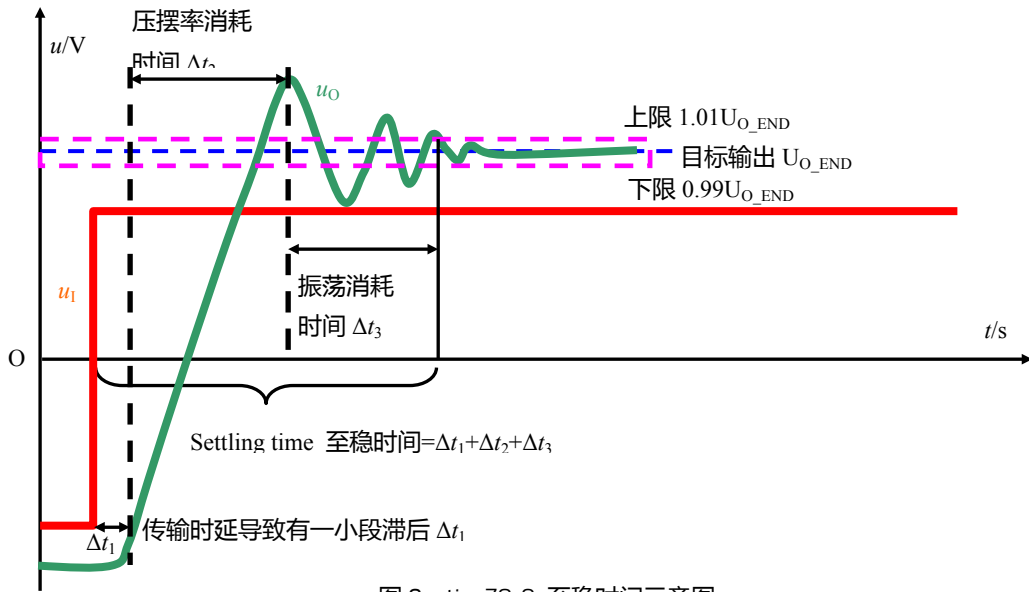


图 Section70-6 至稳时间示意图

### 相位裕度 Phase margin, $\varphi_m$ 和增益裕度

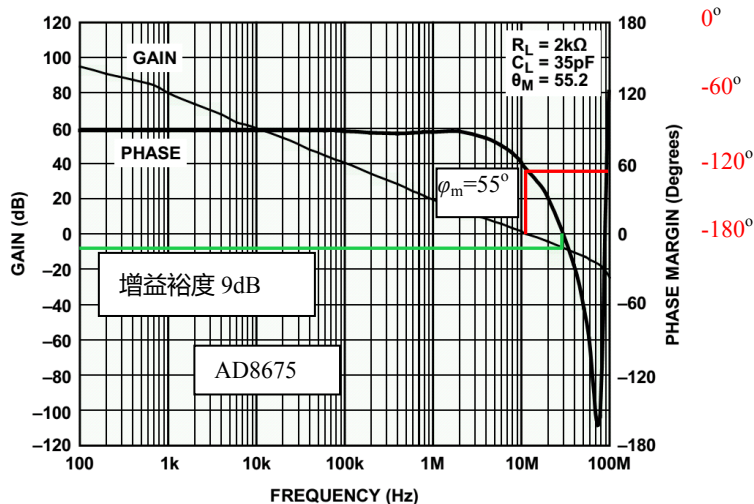
相位裕度定义：在运放开环增益和开环相移图中，当运放的开环增益下降到 1 时，开环相移值减去 $-180^\circ$ 得到的数值。

增益裕度定义：在运放开环增益和开环相移图中，当运放的开环相移下降到 $-180^\circ$ 时，增益 dB 值取负，或者是增益值的倒数。

理解：相位裕度和增益裕度越大，说明放大器越容易稳定。

需要特别注意的是，很多器件在描述开环特性时，在相位图中纵轴存在定义标注不完全一致的现象，有的是正度数、有的是负度数——不同的定义有不同的解释，都合理。但容易给读者造成混乱。我们需要知道的是，所有运放，在任何频率下，都只存在滞后相移，即相移为负值，图中右侧的红色标注即为相移。在极低频率处，相移接近于  $0^\circ$ 且小于  $0^\circ$ ，随着频率的上升，很快相移就进入到稳定的 $-90^\circ$ ，然后走向 $-180^\circ$ 甚至 $-270^\circ$ 。知道了这个规律，数据手册中无论怎么标注，你都能轻松应对了。

这样理解，相位裕度其实就是开环增益为 0dB 时的开环相移和 $-180^\circ$ 的距离。



## 电源电压抑制比

理论上，当电源电压发生改变时，运放构成的放大电路输出不应该变化。但是实际却会变化——放大电路的噪声增益  $G_N$  越大，由此带来的输出的变化量也越大。为了产生一个与电路增益无关的参数，电源电压抑制比定义如下：

定义：双电源供电电路中，保持负电源电压不变，输入不变，而让正电源产生变化幅度为  $\Delta V_S$ ，频率为  $f$  的波动。那么在输出端会产生变化幅度为  $\Delta V_{out}$ ，频率为  $f$  的波动。这等效于电源稳定不变情况下，在入端施加了一个变化幅度为  $\Delta V_{in}$ ，频率为  $f$  的波动。则

$$PSRR+ = 20 \log \left( \frac{\Delta V_S}{\Delta V_{in}} \right) \text{ dB}$$

考虑到电路本身的噪声增益  $G_N$ ，则

$$PSRR+ = 20 \log \left( \frac{\Delta V_S \times G_N}{\Delta V_{out}} \right) \text{ dB}$$

同样的方法，保持正电源电压不变，仅改变负电源电压，会得到  $PSRR-$ 。

有些运放在描述  $PSRR$  时，不区分正负，而仅给出  $PSRR$ ，这是指两个电源电压同时改变。注意，两个电源的改变方向是相反的——即保持正负电源的绝对值相等。

理解：电源电压抑制比，其含义是运放对电源上纹波或者噪声的抵抗能力。首先，正负电源具有不一定相同的  $PSRR$ ，其次，随着电源电压变化频率的提升，运放对这个变化的抵抗能力会下降。一般情况下，电源变化频率接近其带宽时，运放会失去对电源变化的抵抗——即单位增益情况下电源变化多少，输出就变化多少。

下图为 ADA4000-1 的  $PSRR$  图。

频率越高，运放对电源纹波或者噪声的抵抗能力越弱。旁路电容的作用就是滤除电源上的噪声或者波动，特别在高频处，更需要滤除。

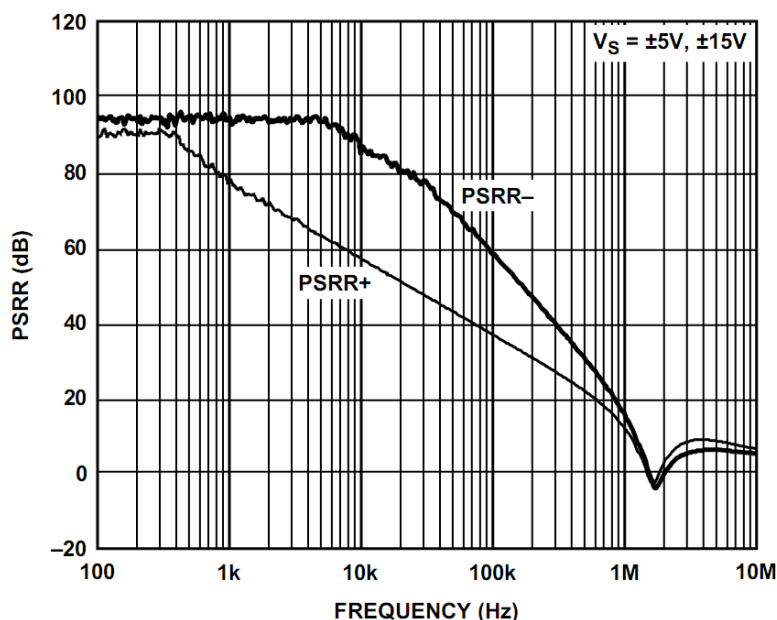


Figure 24.  $PSRR$  vs. Frequency

## 热阻

热阻标准定义：是导热体阻止热量散失程度的描述，以 1W 发热源在导热路径两端形

成的温度差表示，单位为°C/W。有以下常用的两种：

$\theta_{JA}$ ，是指芯片热源结(Junction)与芯片周围环境(Ambient)（一般为空气）的热阻。

$\theta_{JC}$ ，是指芯片热源结(Junction)与芯片管壳(Case)的热阻。

理解：对芯片来说，导热路径的两端分别为自身发热体与环境空气。热阻  $\theta_{JA}$  越大，说明散热越困难，其温差也就越大。

比如一个热阻  $\theta_{JA}=150^{\circ}\text{C}/\text{W}$  的芯片，说明其如果存在 1W 的热功率释放（为电源提供给芯片的功率-芯片输出的功率），则会在芯片内核和环境空气中形成一个  $150^{\circ}\text{C}$  的温差。

当确定热功率释放为  $P$ ，则：

$$\Delta T = P \times \theta_{JA}$$

其中  $\Delta T$  是芯片工作时，自身结温与环境温度的温差。如果此时环境温度为  $T_A$ ，则芯片结温  $T_J$  为：

$$T_J = T_A + \Delta T$$

很显然，同样功耗情况下，具有不同热阻的芯片，热阻越大的，结温会越高。

当结温超过了最高容许结温（一般就是芯片中声明的存储温度，比如  $150^{\circ}\text{C}$ ），芯片就可能发热损坏。

应用热阻参数可以帮助设计者估算芯片可否安全工作。如下图查到 [ADA4000-1](#) 关于热阻的描述，可知 SOIC8 封装热阻为  $112.38^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，结温不得超过  $150^{\circ}\text{C}$ 。假设设计者使用 SOIC8 封装，则在  $-10\sim 50^{\circ}\text{C}$  环境下（一般气温范围），为保证结温不超过  $150^{\circ}\text{C}$ ， $\Delta T$  需小于“最高结温  $150^{\circ}\text{C}$ -最高环境温度  $50^{\circ}\text{C}=100^{\circ}\text{C}$ ”。因此，设计电路时，需要注意 [ADA4000-1](#) 的发热功耗不得超过

$$P < \frac{\Delta T}{\theta_{JA}} = \frac{100^{\circ}\text{C}}{112.38^{\circ}\text{C}/\text{W}} = 889.8\text{mW}$$

而发热功耗与输出功率相关，一般情况下，输出功率越大，会带来芯片本身发热功耗的增加。当然，对 [ADA4000-1](#) 来说，产生如此大的发热功耗是不可能的，对于高频运放则很正常。可以看出，选择热阻更小的 14 脚封装的 SOIC（也就是 SO-14），具有  $88.2^{\circ}\text{C}/\text{W}$  的热阻，则可以有效改善。

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS 取自 ADI 公司 [ADA4000-1](#) 数据手册

Table 3.

Parameter	Rating
Supply Voltage	$\pm 18\text{V}$
Input Voltage	$\pm\text{V supply}$
Differential Input Voltage	$\pm\text{V supply}$
Output Short-Circuit Duration to GND	Indefinite
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}\text{C}$ to $+150^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	$-40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$
Junction Temperature Range	$-65^{\circ}\text{C}$ to $+150^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$300^{\circ}\text{C}$

### THERMAL RESISTANCE

$\theta_{JA}$  is specified for the worst-case conditions, that is, a device soldered in a circuit board for surface-mount packages.

Table 4. Thermal Resistance

Package Type	$\theta_{JA}$	$\theta_{JC}$	Unit
5-Lead TSOT (UJ-5)	172.92	61.76	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
8-Lead SOIC (R-8)	112.38	61.6	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
8-Lead MSOP (RM-8)	141.9	43.7	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
14-Lead SOIC (R-14)	88.2	56.3	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
14-Lead TSSOP (RU-14)	114	23.3	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

### 典型值、最大值，到底用哪个？

仔细看数据手册，你会发现，在每一项参数中，都有“常温典型值、常温最大值、宽温度范围最大值”，这些数值相差甚远。到底该用哪个数值呢？这得看应用对象。

先说最严苛的，就是宽温度范围最大值。当设计对象为批量产品，且该产品可能工作在较宽泛的温度范围内时，就需要使用这个值。比如照相机、手机，有可能进入极寒冷地

区，要保证其正常工作，还真得考虑其极限温度范围。

再说较为严苛的，常温下最大值。当设计对象是批量产品，且该产品仅在常温下工作时，就需要使用这个值。比如室内产品。但是，这种产品也需要确定一个工作温度范围，除考虑气温外，还得考虑机壳内由于散热不利带来的温升，这就需要计算温度漂移。将温升带来的漂移量和常温最大值实施加法，就是取用值。

最后说说典型值，这是最让人喜欢的值，也是最漂亮的值。很多人在设计中盲目使用此值，其实是自欺欺人。它只有一个应用场合，就是试制作品，我们不会复制它。比如电子竞赛作品中，可以采用典型值计算。为什么呢，因为我们可以多颗芯片中挑选一颗满足要求。

### 输入输出电压范围对电路的影响

这是一个来自网友的问题：一个由仪表放大器 INA333 组成的测量电路，正输入端为 2V，负输入端为 2.2V，期望放大 5 倍，输出应为-1V。INA333 的供电电压为±2.5V。但是仿真实验的结果表明，输出只有-800mV，为什么？

我们首先将网友描述的电路绘制成图，如图 Section70-7 所示。INA333 内部由三运放组成，电阻值如图。外部以  $u_2=2V$  和  $u_1=2.2V$  作为输入，且设定  $R_G=25k\Omega$  以保证增益为 5 倍。

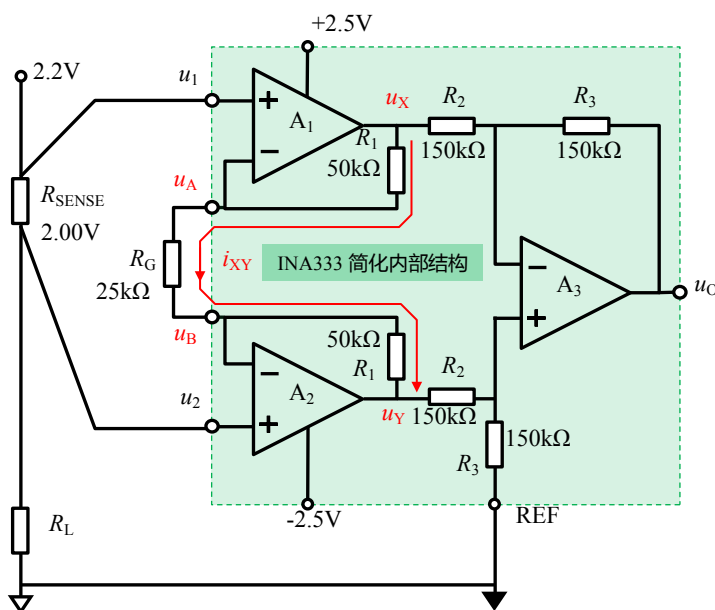


图 Section70-7 : INA333 工作电路

先看输入输出范围是否超限：INA333 规定的输入范围和输出范围如下：

- SUPPLY RANGE: +1.8V to +5.5V
- INPUT VOLTAGE: (V-) +0.1V to (V+) -0.1V
- OUTPUT RANGE: (V-) +0.05V to (V+) -0.05V

可知，当供电电压为±2.5V 时，输入电压范围为-2.4V~-+2.4V，输出可达-2.45V~-+2.45V，目前设定的输入没有超限，输出也没有超限。

再看仪表放大器内部：如果两个前置的运放均处于深度负反馈状态，则虚短成立，可知：

$$u_A = 2.2V, u_B = 2.0V$$

根据虚断，流过  $R_G$  的电流等于流过  $R_1$  的电流，有：

$$u_Y = u_B - i_{XY}R_1 = u_B - \frac{u_A - u_B}{R_G} R_1 = 2.0V + \frac{2.2V - 2.0V}{25k\Omega} \times 50k\Omega = 1.6V$$

$$u_X = u_A + i_{XY}R_1 = u_A + \frac{u_A - u_B}{R_G} R_1 = 2.2V + \frac{2.2V - 2.0V}{25k\Omega} \times 50k\Omega = 2.6V$$

问题暴露了：作为内部运放  $A_1$  的输出端， $u_X$  输出最大也仅能达到 2.45V，要求其输出 2.6V 是不合理的。此时，运放  $A_1$  只能处于“心有余而力不足”的状态，虚短不再成立，输出维持在 2.45V。

$$u_{X\_实际} = 2.45V$$

此时，运放  $A_2$  的输出没有超限，它还处于虚短、虚断均成立的状态。

$$u_{B\_实际} = 2.0V$$

$$u_{A\_实际} = u_{B\_实际} + \frac{u_{X\_实际} - u_{B\_实际}}{R_1 + R_G} \times R_G = 2.0V + \frac{2.45V - 2.0V}{75k\Omega} \times 25k\Omega = 2.15V$$

$$u_{Y\_实际} = u_{B\_实际} - \frac{u_{X\_实际} - u_{B\_实际}}{R_1 + R_G} \times R_1 = 2.0V - \frac{2.45V - 2.0V}{75k\Omega} \times 50k\Omega = 1.7V$$

$$u_{O\_实际} = u_{Y\_实际} - u_{X\_实际} = -0.75V$$

至此可知，这种状态下仪表放大器内部的三个运放中， $A_1$  已经处于负反馈无力调节状态，输出与理论分析不一致，也就在所难免了。

### 单电源高增益放大电路的输出失调电压

学生设计一个低频高增益放大电路，要求对  $20\mu V \sim 100\mu V$  的直流电压实施放大，采用了如图 Section70-8 方案，试图实现约为 40000 倍的电压增益。

其设计思想是：选用输入失调电压典型值为  $0.3\mu V$ ，最大值不超过  $2.5\mu V$ ，输入偏置电流小于  $300pA$ ，失调电流小于  $500pA$ ，噪声密度小于  $5.9nV/\sqrt{Hz}$  的精密运放 ADA4528-1，以实现  $20\mu V$  直流信号的放大；单电源供电，ADA4528-1 最大供电为 5.5V，选用 5V，最大输入  $100\mu V$  时，输出应为 4V，不超过最大输出电压；输出端增加一级截止频率为 15.9Hz 的低通滤波器，进一步滤除噪声。看起来挺好的。

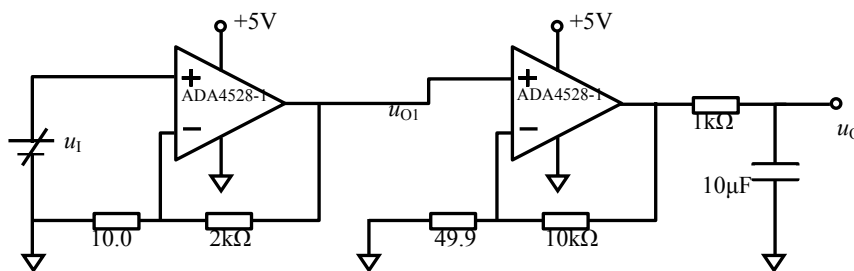


图 Section70-8 学生设计的低频高增益放大电路

完成电路搭接后，学生首先测量的输出失调电压，即将输入  $u_1$  短接接地，发现输出为 200mV。据此，可以反算出  $u_{O1}$  约为 1mV，进而反算出第一个运放的输入失调电压约为  $5\mu V$ ，这与数据手册规定的最大值  $2.5\mu V$  不符。学生说，可能是芯片质量不好，我断然否定。

我是这么考虑的。在输出失调测试中，结果与预期不符，最可能是有一些因素被我们忽视了。先看偏置电流， $I_B$  在  $0.3nA$  左右，与外部电阻  $10\Omega$  相乘，可以得到  $3nV$  左右的电

压，这与运放的最大失调电压  $2.5\mu\text{V}$  相差甚远，确实可以不考虑。失调电流也不是主要因素。再看运放的输出性能，我发现 [ADA4528-1](#) 的输出至轨电压在  $10\text{k}\Omega$  负载情况下典型值为  $5\text{mV}$ ，这可能就是问题关键。

第一个运放的输出直接接入第二个运放的同相输入端，其负载很轻，因此其输出至轨电压可能要小于  $5\text{mV}$ ，假设为  $1\text{mV}$ ，那么当第一级运放的负电源接地时，输出最小值就是  $1\text{mV}$ ，即便失调电压为  $0$ ，输出也不可能为  $0$ 。这可能就是造成输出达到  $200\text{mV}$  的根本原因。

我让学生给第一级运放的供电改为  $(+5\text{V}, -0.5\text{V})$ ，总供电电压为  $5.5\text{V}$ ，没有超限。结果如我所料，第二级运放的输出失调由原先的  $200\text{mV}$  变为  $20\text{mV}$  左右。这次就与估算相吻合了。

## Section71. 运放的噪声参数

运放的噪声参数，相对较为复杂，因此独立成一节。

一个运放接成放大电路后，其输出端一定存在噪声，且这个噪声的有效值是可以事先估算的。当估算出的噪声有效值接近于输出信号有效值时，该放大电路几乎是失效的：输出信号将被噪声淹没。因此，在设计精密放大电路时，必须进行噪声评估。

严格的噪声评估是极为复杂的，一个放大电路的输出端噪声与下列因素有关：

- 1) 运放本身的噪声呈现在输出端；
- 2) 外围电路中的电阻噪声；
- 3) 运放输入端电流噪声在外电路电阻上产生的电压噪声；
- 4) 源自供电电源噪声的输出端噪声；
- 5) 源自空间电磁干扰的输出端噪声；
- 6) 源自周边系统的地线环路噪声。

对一个设计考究的精密放大器来说，必须首先做到具有良好的电源、具有可靠的屏蔽外界电磁干扰措施，以及规范的地线设计，在此基础上，输出端的噪声一般仅与上述前 3 条有关。而在外部电阻较小的情况下（一般小于  $1000\Omega$ ），电阻噪声和电流噪声在电阻上的表现，均可忽略。

为避免繁琐，本节以“能忽略就忽略”的姿态，讲述运放组成的放大电路的输出端噪声求解方法。在多数情况下，本节内容可以帮助读者完成噪声评估，且结论与实测较为吻合。

### 噪声叠加原理

一个噪声源的时域电压波形为  $u_{N1}(t)$ ，其有效值为  $U_{N1}$ ，另一个噪声源的时域电压波形为  $u_{N2}(t)$ ，其有效值为  $U_{N2}$ 。这两个噪声源是相互独立的。将这两个噪声源串联相加，如图 Section71-1 所示，则总的时域电压波形为：

$$u_N(t) = u_{N1}(t) + u_{N2}(t)$$

那么， $u_N(t)$  的有效值为  $U_N$ ，则有：

$$U_N = \sqrt{U_{N1}^2 + U_{N2}^2}$$

[Section71-1]

因此有：

$$U_N^2 = U_{N1}^2 + U_{N2}^2$$

[Section71-2]

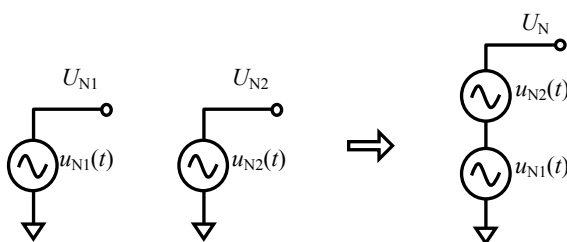


图 Section71-1 噪声叠加原理

即噪声的总有效值的平方，是各个噪声有效值的平方和。为表述方便，定义噪声有效值的



平方为电能力，用 $E_p$ 表示，其单位为 $V^2$ ，多数情况下，噪声都很小，习惯上用 $nV^2$ 作为单位。

$$E_p = E_{p1} + E_{p2} \quad \text{[Section71-3]}$$

即噪声电能力具有可加性。

### 噪声的电能力密度、电压密度和噪声有效值

噪声是广谱的，其时域电压波形中包含从低频到高频的任意频率分量。任何一个频点的噪声都对噪声源有效值有贡献，而噪声经过具有上限截止频率的放大器时，频率特别高的噪声将消失。因此，衡量一个上限截止频率不能被厂家确定的运放电路输出噪声大小，不能简单用一个有效值表示，而必须使用一个新量：噪声电能力随频率变化的密度，用 $D_E(f)$ 表示，它表征单位频率内，噪声的电能力大小，也即该噪声源中噪声电能力随频率的变化规律，它的单位是 $nV^2/\text{Hz}$ 。

$$D_E(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{E_p}{\Delta f}$$

对 $D_E(f)$ 开根号，得到 $D_U(f)$ ，称为噪声电压密度：

$$D_U(f) = \sqrt{D_E(f)}$$

因此，利用电能力的可加性，即式(Section71-3)，在一个规定的频段( $f_a, f_b$ )内，总的噪声电能力为电能力密度在规定频率内的积分：

$$E_p = \int_{f_a}^{f_b} D_E(f) df \quad \text{[Section71-4]}$$

而该频段内的噪声电压有效值为：

$$U_N = \sqrt{E_p} = \sqrt{\int_{f_a}^{f_b} D_E(f) df} \quad \text{[Section71-5]}$$

当噪声源在某一频率范围内，具有不变的噪声电能力密度（称为白噪声），即 $D_E(f) = K^2$ 时，上式演变为：

$$U_N = \sqrt{E_p} = \sqrt{\int_{f_a}^{f_b} K^2 df} = K \times \sqrt{f_b - f_a} \quad \text{[Section71-5a]}$$

此时，称 $K$ 为噪声源的白噪声电压密度，单位为 $\sqrt{nV^2/\text{Hz}} = nV/\sqrt{\text{Hz}}$ 。为了用户使用方便，运放的数据手册中会给出 $K$ 值，以 $nV/\sqrt{\text{Hz}}$ 为单位。

当噪声源在某一频率范围内，其电能力密度随频率越来越小，具有 $1/f$ 特性时（称为 $1/f$ 噪声），其电能力表达式为：

$$D_E(f) = \frac{C^2 \times 1\text{Hz}}{f}$$

此时，式(Section71-5)演变为：



$$U_N = \sqrt{E_p} = \sqrt{\int_{f_a}^{f_b} \frac{C^2 \times 1\text{Hz}}{f} df} = C \times \sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{\ln \frac{f_b}{f_a}}$$

(Section71-5b)

$C^2$  为 1Hz 处的  $1/f$  噪声电能力密度，单位是  $\text{nV}^2/\text{Hz}$ ，而  $C$  即为 1Hz 处的  $1/f$  噪声电压密度，单位是  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。运放数据手册中，可以查到，或者计算出  $C$  值。

实际的运放噪声根源一般只有两种，且它们共存：随频率电能力密度不变化的白噪声，以及随频率增加而逐渐减小的  $1/f$  噪声。非常幸运的是，这两种噪声源，在数学上都是可以简单积分计算的。

### 运放的噪声模型

运放的噪声模型如图 Section71-2 所示。由该模型组成的同相比例放大器如图 Section71-3 所示，可以据此计算出该电路的输出噪声。

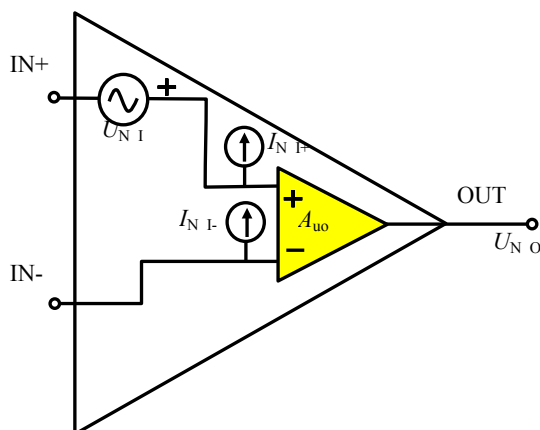


图 Section70-2 运放的噪声等效模型

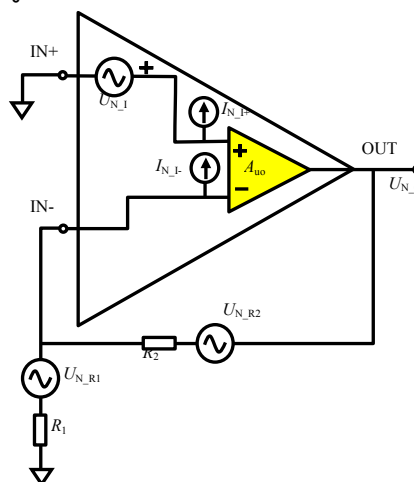


图 Section70-3 放大电路噪声求解

先看模型。运放内部具有两类噪声源：等效输入噪声电压  $U_{N1}$ ，等效输入噪声电流  $I_{N1}$ ，其中电流噪声分别出现在两个输入端，相互独立。黄色运放为理想的。在模型中， $U_{N1}$  是已经确定了有效值的一个噪声电压源， $I_{N1}$  是已经确定了有效值的噪声电流源，至于如何求解这个它们的有效值，下一标题讲。

再看包含模型的同相比例器。因输出由多个噪声源合并形成，因此，其输出电压的瞬时值满足叠加原理，输出电压有效值则满足式(Section71-2)。

需要注意，除运放内部的两类噪声源外，电阻也产生噪声，表示为有效值为  $U_{N,R}$  的电压源，其值也在下一标题讲。

各个独立噪声源在输入端产生的噪声电压如下：

$$\begin{aligned} U_{N,O(U_{N1})} &= U_{N1} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \\ U_{N,O(I_{N1+})} &= 0 \\ U_{N,O(I_{N1-})} &= I_{N1-} \times R_2 \\ U_{N,O(R1)} &= -U_{N,R1} \times \frac{R_2}{R_1} \\ U_{N,O(R2)} &= U_{N,R2} \end{aligned}$$

利用式(Section71-2)，总的输出噪声电压为：

$$U_{N,O} = \sqrt{U_{N,O(UN,I)}^2 + U_{N,O(IN,I+)}^2 + U_{N,O(IN,I-)}^2 + U_{N,O(R1)}^2 + U_{N,O(R2)}^2}$$

[Section71-6]

多数情况下，在运放外部电阻较小时，可以忽略模型中的等效输入电流噪声，以及电阻产生的噪声，因此，式(Section71-6)被简化为：

$$U_{N,O} = U_{N,I} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

[Section71-6a]

其中， $\frac{R_1+R_2}{R_1}$ 称为噪声增益，用  $G_N$  表示。对同相比例器，噪声增益就是电路的闭环增益，对反相比例器，噪声增益仍为 $\frac{R_1+R_2}{R_1}$ 。

### 运放的等效输入噪声电压有效值 $U_{N,I}$

几乎所有运放，在数据手册中都会给出噪声电压密度曲线 $D_U(f)$ ，如图 Section71-4 所示，为 ADI 公司的精密运放 OP27 的噪声电压密度图。图中黑色曲线为噪声电压密度，它实际由两根黑色虚线按照如下公式叠加而成：

$$D_U(f) = \sqrt{D_{U,1f}^2 + D_{U,wh}^2}$$

[Section71-7]

联想到式(Section71-1)，可知上式的物理含义为：任何频点处的噪声，都是由随频率越来越小的  $1/f$  噪声，和不随频率变化的白噪声两部分组成。因此，只要分别计算  $1/f$  噪声的有效值  $U_{1f}$ ，以及白噪声有效值  $U_{wh}$ ，则有：

$$U_{N,I} = \sqrt{U_{1f}^2 + U_{wh}^2}$$

[Section71-8]

对于白噪声，图中显示其噪声电压密度为  $K=3nV/\sqrt{Hz}$ ，据式(Section71-5a)，得：

$$U_{wh} = K\sqrt{f_b - f_a}$$

对于  $1/f$  噪声，图中显示其 1Hz 处噪声电压密度为  $C=5nV/\sqrt{Hz}$ ，据式(Section71-5b)，得：

$$U_{1f} = C \times \sqrt{Hz} \times \sqrt{\ln \frac{f_b}{f_a}}$$

至此，只要知道噪声的频率起点 $f_a$ ，以及频率终点 $f_b$ ，即可完成  $U_{N,I}$  的求解。

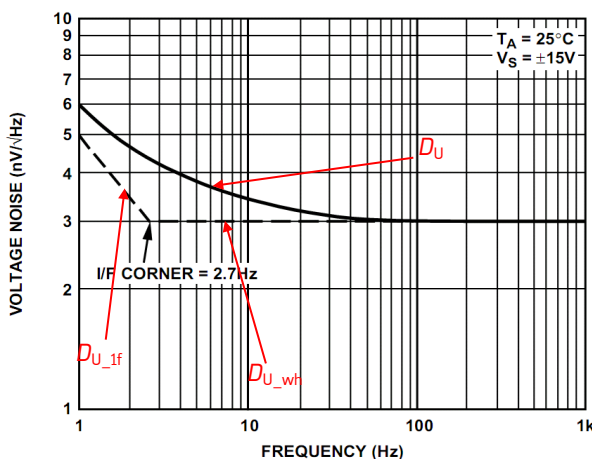


图 Section70-4 精密运放 OP27 的噪声电压密度图

### 确定频率起点 $f_a$

噪声是广谱的，但是一般来说，低于 0.1Hz 的噪声，即 10s 以上才变化一次的噪声，通常被视为外界环境扰动带来的，比如气流引起的温度变化、周围人使用电器产生的电磁干扰等，这些都不被考虑在电路产生的噪声中。因此，多数情况下，电路噪声的测量，都是以 0.1Hz 为下限的，即 $f_a = 0.1\text{Hz}$ 。

对特殊的电路，可以依据要求改变 $f_a$ 。

### 确定频率终点 $f_b$

运放组成的放大电路，都有上限截止频率  $f_{\text{Hf}}$ 。它与运放的单位增益带宽UGBW有关，还与运放组成放大电路的闭环增益 $A_{\text{uf}}$ 有关，一般情况下，有以下近似公式成立：

$$f_{\text{Hf}} = \frac{\text{UGBW}}{A_{\text{uf}}}$$

多数情况下，运放组成的放大电路，其实就是一个具有闭环增益的一阶低通滤波器，它内部产生的等效输入噪声，其高频成分在输出端将被滤除。显然，如果滤波器是理想的低通，即砖墙式：低于截止频率，增益为 1，大于截止频率，增益为 0，那么噪声终点 $f_b$ 即为滤波器的上限截止频率  $f_{\text{Hf}}$ 。但是，这样的滤波器在现实中是不存在的。现实中的滤波器，如果具有上限截止频率  $f_{\text{Hf}}$ ，那么高于  $f_{\text{Hf}}$  的噪声，还是会有一部分被泄露到输出端，滤波器的阶数越高，它越接近于理想砖墙式滤波，泄露应该越少。

于是，实际的 $f_b$ ，应该大于等于  $f_{\text{Hf}}$ ，即：

$$f_b = p \times f_{\text{Hf}}, p \geq 1$$

通过数学分析，可以得出如下结论，对于一阶滤波器， $p = 1.57$ 。二阶以上滤波器， $p$  越来越接近于 1，但是没有固定的结果，与滤波器传函有关。

### 举例 1：

电路如图 Section71-5 所示，估算放大电路的输出噪声。

第一步，从 ADI 公司官网下载 OP27 运放数据手册，从数据手册中获得关键参数：

- 1) 运放的单位增益带宽为 8MHz；
- 2)  $C=5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ， $K=3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ；

第二步，闭环增益为 $A_{\text{uf}}=3$ ，据此确定电路的上限截止频率 $f_{\text{Hf}}$ ：

$$f_{\text{Hf}} = \frac{8\text{MHz}}{3} = 2.67\text{MHz}$$

第三步，确定 $f_b = 1.57 \times f_{\text{Hf}} = 4.19\text{MHz}$ 。

第四步，确定等效输入噪声电压 $U_{N_I}$

据式(Section71-5a)，

$$U_{\text{wh}} = K\sqrt{f_b - f_a} = \frac{3\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{4.19\text{MHz} - 0.1\text{Hz}} = 6.138\mu\text{V}_{\text{rms}}$$

据式(Section71-5b)，

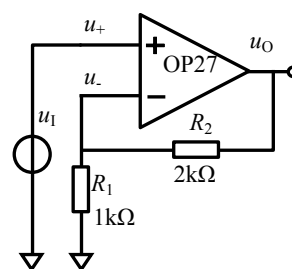


图 Section71-5

$$U_{1f} = C \times \sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{\ln \frac{f_b}{f_a}} = 5\text{nV} \times \sqrt{\ln \frac{4.19\text{MHz}}{0.1\text{Hz}}} = 20.95\text{nV}_{\text{rms}}$$

据式(Section71-8)

$$U_{N_I} = \sqrt{U_{1f}^2 + U_{\text{wh}}^2} = 6.138\mu\text{V}_{\text{rms}}$$

第五步，确定输出噪声电压：

据式(Section71-6a)

$$U_{N_O} = U_{N_I} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 18.414\mu\text{V}_{\text{rms}}$$

因 OP27 为一个低噪声运放，此电路的输出噪声电压属于比较小的。且读者可以发现， $1/f$  噪声远比白噪声小。实际电路的输出噪声要比上述估算值稍大，原因在于本估算中忽略了电阻噪声、运放电流噪声在电阻上演变成的电压噪声。

### 从示波器上看噪声大小

上述分析，能够得到一个运放电路的输出噪声有效值。但是，我们观察到的噪声，更多来自于示波器屏幕，它是一个看起来混乱不堪的“杂波”。我们能看出它的峰峰值，但怎样获得它的有效值呢？

运放电路的输出噪声，其有效值与峰峰值之间满足如下关系：

$$U_{N_{pp}} = 6.6U_{N_{rms}}$$

(Section71-8)

原因是，噪声在数值上满足高斯分布（正态分布），而高斯分布的数学特性告诉我们，在 $\pm 3.3\sigma$  区间内，可以包含 99.9% 的出现概率，如图 Section71-6 所示。

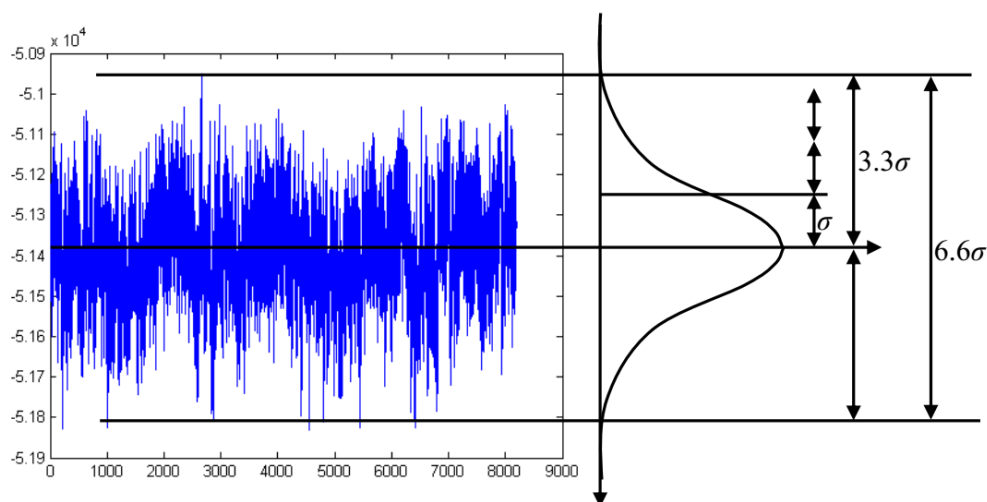


图 Section71-6 噪声峰峰值与有效值之间的关系

## Section72. 全差分运算放大器

### 结构

像标准运算放大器一样，全差分运算放大器(Fully Differential Amplifier: FDA)仍属于运算放大器——它是一个具有理想功能的高增益放大器，需要配合外部的负反馈电路才能发挥作用。

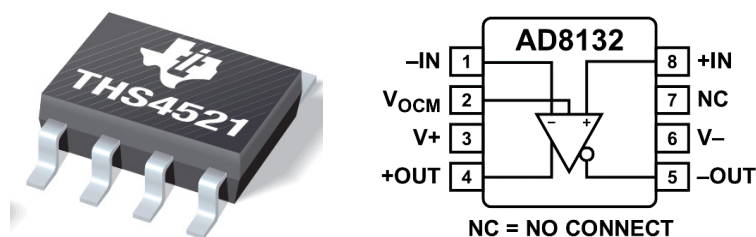


图 Section72-1 全差分运算放大器外形、管脚图示意

全差分运放具有两个输入端+IN、-IN，其电压用  $u_P$  和  $u_N$  表示，两个输出端+OUT、-OUT，其电压用  $u_{OUT+}$  和  $u_{OUT-}$  表示，一个设定输出共模的输入端  $V_{OCM}$ ，其电压用  $u_{OCM}$  表示，以及两个电源端。图 Section72-2 是它的管脚结构图。全差分运放具有特殊的内部结构，决定了它在正常工作情况下具有如下特性：

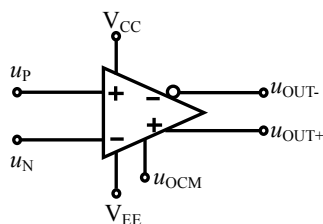


图 Section72-2 全差分运放管脚结构图

1) 输出约束特性：

$$\frac{u_{OUT+} + u_{OUT-}}{2} = u_{OCM}$$

[Section72-1]

两个输出端的平均值始终等于  $u_{OCM}$ 。这意味着当一个输出端电压大于  $u_{OCM}$  时，另一个一定小于  $u_{OCM}$ 。换句话说，当输出端发生变化时，两个输出端是以  $u_{OCM}$  为基准，同时做镜像摆动的。

2) 高增益导致的虚短特性：

$$u_{OD} = u_{OUT+} - u_{OUT-} = A_{OD}(u_P - u_N)$$

[Section72-2]

全差分放大器对两个输入端之间的差值进行开环高增益放大，这与传统运放完全相同，区别仅在于，放大后的结果表现在两个输出端的差值上。 $A_{OD}$  一般大于 60dB，因此  $u_P$  约等于  $u_N$ ——虚短。

3) 两个输入端流入电流始终为 0——虚断。

因此，只要合理使用虚短、虚断，对全差分放大器的分析方法与一般运放几乎完全相同。

## 应用场合

全差分运算放大器主要用于以下场合：

1) 全差分信号链中。也就是说，在传感器是差分输出、ADC 是差分输入的情况下，整个信号链都使用差分信号传递时。

2) 单端信号转差分输出时。当前级信号为单端(Single-end)输出，而后级的电路（比如差分 ADC）需要差分输入时，用全差分运放实现单端——差分转换。

3) 差分转单端时。当前级为差分输出(Differencial)，而后级需要单端输入时，用全差分运放实现差分——单端转换。

使用全差分放大电路，比之单端电路有如下好处：

- 1) 相同电源电压下，能够获得 2 倍于单端方式的动态范围。
- 2) 能够抵抗共模干扰。
- 3) 能够减少信号中的偶次谐波失真。
- 4) 适合于平衡输入的 ADC。

## 基本分析方法

以一个对称输入的全差分放大电路为例，如图 Section72-3，分析如下：

首先定义信号源： $u_{ID}=u_{IN+}-u_{IN-}$ ， $u_{IC}=(u_{IN+}+u_{IN-})/2$ ，如图所示。

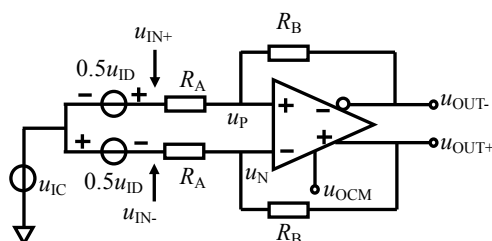


图 Section72-3 全差分放大对称输入

### 共模分析——信号源只有共模量

假设差模输入为 0，则  $u_{IN+}=u_{IN-}=u_{IC}$ 。注意，此时  $V_{OCM}$  脚始终存在输入电压  $u_{OCM}$ ，这个电压是决定输出电压的镜像中心的，与信号源中的共模输入电压  $u_{IC}$ ，是两回事。

使用虚断得：

$$\frac{u_{IC} - u_P}{R_A} = \frac{u_P - u_{OUT-}}{R_B} \quad (1a)$$

$$\frac{u_{IC} - u_N}{R_A} = \frac{u_N - u_{OUT+}}{R_B} \quad (1b)$$

使用虚短得：

$$u_N = u_P = u_X$$

将式(1a)和式(1b)相除，得：

$$\frac{u_{IC} - u_P}{u_{IC} - u_N} = \frac{u_{IC} - u_X}{u_{IC} - u_X} = 1 = \frac{u_P - u_{OUT-}}{u_N - u_{OUT+}}$$

即

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

根据式(Section72-1)：

$$\frac{u_{OUT+} + u_{OUT-}}{2} = u_{OCM}$$

得：

$$u_{OUT-} = u_{OUT+} = u_{OCM} \quad (2)$$

这说明，当信号输入只有共模量  $u_{IC}$  时，两个输出端的输出电压，等于设定输出共模脚  $V_{COM}$  电压  $u_{OCM}$ ，而与信号中的共模量  $u_{IC}$  毫无关系。

此时，全差分运放的两个真正输入端电位相等，为  $u_X$ ，据式(1a)有：

$$\frac{u_{IC} - u_X}{R_A} = \frac{u_X - u_{OUT-}}{R_B} = \frac{u_X - u_{OCM}}{R_B}$$

即，

$$\begin{aligned} R_B u_{IC} - R_B u_X &= R_A u_X - R_A u_{OCM} \\ u_X (R_A + R_B) &= R_B u_{IC} + R_A u_{OCM} \\ u_X &= \frac{R_B u_{IC} + R_A u_{OCM}}{R_A + R_B} \end{aligned} \quad (3)$$

这说明，在仅有信号共模输入的情况下，全差分运放的两个真正输入端电压  $u_P$  和  $u_N$ ，取决于信号中的输入共模电压  $u_{IC}$  和  $V_{COM}$  管脚输入电压  $u_{OCM}$ ，是两者的加权平均值。

因此，这个电路是可以承载一定的超电源共模输入的，只要保证  $u_{IC}$  与  $u_{OCM}$  的加权平均值不要超过  $u_P$ 、 $u_N$  的最大承载电压即可。

比如，器件规定输入电压范围为-4~4.5V，当  $R_A=R_B$  时，如果  $u_{OCM}=0V$ ，则信号的输入共模电压  $u_{IC}$  必须满足下式要求：

$$-4V \leq \frac{u_{OCM} + u_{IC}}{2} = 0.5u_{IC} \leq 4.5V$$

可解得，输入共模  $u_{IC}$  范围为-8V~9V。

当  $R_A$  远大于  $R_B$  时，共模输入电压范围将进一步扩大。显然，这是一个好处。

### 差模分析

当输入信号中差压  $u_{ID}$  存在且共模为 0 时，式(1a)(1b)仍然成立：

$$\begin{aligned} \frac{u_{IN+} - u_P}{R_A} &= \frac{u_P - u_{OUT-}}{R_B} \\ \frac{u_{IN-} - u_N}{R_A} &= \frac{u_N - u_{OUT+}}{R_B} \end{aligned}$$

利用  $u_{IN-} = -u_{IN+}$  (输入信号定义)，以及  $u_P = u_N = u_X$ ，以及输出约束：

$$\frac{u_{OUT+} + u_{OUT-}}{2} = u_{OCM} \rightarrow u_{OUT-} = 2u_{OCM} - u_{OUT+}$$

得：

$$\frac{u_{IN+} - u_X}{R_A} = \frac{u_X - 2u_{OCM} + u_{OUT+}}{R_B} \quad (1c)$$

$$\frac{-u_{IN+} - u_X}{R_A} = \frac{u_X - u_{OUT+}}{R_B} \quad (1d)$$

两式相加得：

$$\frac{-2u_X}{R_A} = \frac{2u_X - 2u_{OCM}}{R_B}$$

$$u_x = \frac{u_{OCM}R_A}{R_A + R_B} \quad (4)$$

可以看出，在对称输入仅有差模信号的情况下，全差分运放的真正输入端，没有输入差模信号的影子，只有设定输出共模 $u_{OCM}$ 。

将式(4)代入式(1c)，得：

$$u_{OUT+} = u_{OCM} + \frac{R_B}{R_A} u_{IN+} = u_{OCM} + 0.5u_{ID} \frac{R_B}{R_A} \quad (5a)$$

据 $u_{OUT-} = 2u_{OCM} - u_{OUT+}$ ，得：

$$u_{OUT-} = u_{OCM} - 0.5u_{ID} \frac{R_B}{R_A} \quad (5b)$$

这说明，如果引入差模信号，则输出的两个端子会出现不同的变化：负输出端会有一个负方向的改变，大小是输入差模信号的  $0.5G$ ，而正输出端会有一个正方向的改变，大小也是  $0.5G$ ，其中  $G=R_B/R_A$ 。

而总的差分输出为：

$$u_{OD} = u_{OUT+} - u_{OUT-} = u_{ID} \frac{R_B}{R_A} = Gu_{id} \quad (6)$$

由此可知，分析全差分放大电路非常简单。第一步，在没有差模信号输入情况下，两个输出端稳定在  $U_{OCM}$ ，据此利用输入共模电压和电路外部电阻，可以计算出两个输入端的共模电压，以保证全差分运放可正常工作。第二步，在差模输入后，正输出端将在  $U_{OCM}$  基础上叠加一个与输入差模信号同相的信号，其幅度为差模输入信号幅度的  $0.5G$ ，而负输出端则会在  $U_{OCM}$  基础上叠加一个与输入差模信号反相的信号，幅度为差模输入信号幅度的  $0.5G$ 。

### 举例 1：

电路如图 Section72-4 所示。其中 AD8139 是 ADI 公司生产的全差分运放，ePAD 端子是指该芯片下面的一个外露金属片，一般做接地处理，理论分析中不使用它，其余管脚如前所述。该电路的目的，是将输入的幅度为 1V 的单端双极信号，转变成差分单极信号。所谓的双极信号，是指瞬时信号既有正电压，也会有负电压，有别于只有正电压的单极信号。

1) 求电路两个输出端在输入信号为 0 时的静态电压。

2) 求电路的增益：

$$A_{uf} = \frac{u_{OUT+} - u_{OUT-}}{V_1}$$

3) 当输入信号为 1V，1kHz 正弦波时，求正输出端最高电压、最低电压。

4) 求电路的输入电阻。

解：

1) AD8139 的 VO<sub>CM</sub> 端，即前述的  $V_{OCM}$  端，接 2.048V 基准电压，因此两个输出端静态电压均应为 2.048V。



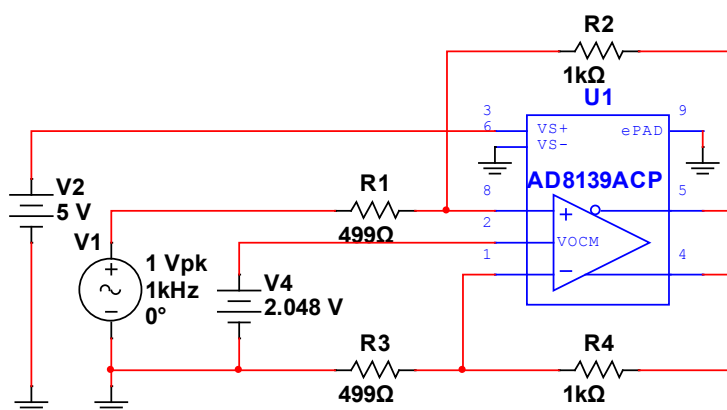


图 Section72-4 举例 1 电路

2) 为了求解信号电压增益, 先设输入信号为  $u_I$  (即题目中的 V1), 输出分别为  $u_{OUT+}$  和  $u_{OUT-}$ 。有两种方法可以求解输出, 第一种, 将输入信号  $u_I$  拆分成共模和差模信号, 然后利用前述分析结果实现。第二种, 直接求解。我们先说第一种方法:

$$u_{IN+} = u_I, \quad u_{IN-} = 0$$

则有:

$$u_{ID} = u_{IN+} - u_{IN-} = u_I, \quad u_{IC} = \frac{u_{IN+} + u_{IN-}}{2} = 0.5u_I$$

我们知道, 共模输入不会在输出有反应, 仅有差模输入会引起输出, 代入式(5a)和(5b):

$$u_{OUT+} = u_{OCM} + 0.5u_{ID} \frac{R_B}{R_A} = 2.048V + 0.5u_I \frac{1k\Omega}{499\Omega} = 2.048 + 1.002u_I$$

$$u_{OUT-} = u_{OCM} - 0.5u_{ID} \frac{R_B}{R_A} = 2.048 - 1.002u_I$$

$$A_{uf} = \frac{u_{OUT+} - u_{OUT-}}{V1} = \frac{2.004u_I}{u_I} = 2.004$$

第二种方法, 直接求解。设输入信号为  $u_I$ , 然后根据全差分运放的虚短虚断特性, 列出如下等式:

$$\frac{u_I - u_X}{R_1} = \frac{u_X - u_{OUT-}}{R_2}$$

$$\frac{0 - u_X}{R_3} = \frac{u_X - u_{OUT+}}{R_4}$$

将相等电阻替换, 利用输出约束, 将  $u_{OUT-}$  用  $2u_{OCM} - u_{OUT+}$  代替, 则有:

$$\frac{u_I - u_X}{R_1} = \frac{u_X - 2u_{OCM} + u_{OUT+}}{R_2} \rightarrow \rightarrow$$

$$R_2u_I - R_2u_X = R_1u_X + R_1u_{OUT+} - 2R_1u_{OCM} \tag{7}$$

$$\frac{-u_X}{R_1} = \frac{u_X - u_{OUT+}}{R_2} \rightarrow \rightarrow$$

$$-R_2u_X = R_1u_X - R_1u_{OUT+} \tag{8}$$

(7)(8)两式相减得:

$$R_2u_I = 2R_1u_{OUT+} - 2R_1u_{OCM}$$

即,

$$u_{OUT+} = \frac{R_2u_I + 2R_1u_{OCM}}{2R_1} = u_{OCM} + 0.5 \frac{R_2}{R_1} u_I = 2.048 + 1.002u_I$$

利用输出约束, 可得:

$$u_{OUT-} = 2u_{OCM} - u_{OUT+} = u_{OCM} - 0.5 \frac{R_2}{R_1} u_I = 2.048 - 1.002u_I$$

$$A_{uf} = \frac{u_{OUT+} - u_{OUT-}}{V_I} = \frac{2.004u_I}{u_I} = 2.004$$

分析结果与方法一完全相同。

3) 当输入信号幅度为 1V 时, 可知正输出端的幅度为 1.002V。因输出信号是骑在静态电压上, 因此正输出端最高电压为 2.048V+1.002V=3.05V, 最低输出电压为 2.048V-1.002V=1.046V。这是在不考虑输出失调电压情况下得到的结果, 当考虑输出失调时, 会存在一些偏差。

4) 求输入电阻。只要求解出流过  $R_1$  的动态电流, 且这个电流与输入信号  $u_I$  的变化量成比例, 就可以求出输入电阻:

将式(7)、(8)相加, 得:

$$R_2 u_I - 2R_2 u_X = 2R_1 u_X - 2R_1 u_{OCM}$$

解得:

$$u_X = \frac{R_2 u_I + 2R_1 u_{OCM}}{2R_1 + 2R_2} = \frac{0.5R_2}{R_1 + R_2} u_I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{OCM} \quad (9)$$

式(9)表明, 全差分电路在单端输入时(如本例), 有一个特点, 即运放的两个输入端都存在输入信号  $u_I$  的影子, 这与本节讲原理时以双端对称差分输入的分析结果完全不同。这导致输入电阻将不是电路中显见的  $R_1$ 。

此时, 流过电阻  $R_1$  的电流, 也就是信号输入端的输入电流为:

$$i_I = \frac{u_I - u_X}{R_1} = \frac{u_I - \frac{0.5R_2}{R_1 + R_2} u_I - \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{OCM}}{R_1} = \frac{u_I}{\frac{R_1(R_1 + R_2)}{R_1 + 0.5R_2}} + \frac{u_{OCM}}{R_1 + R_2} \quad (10)$$

式(10)表明, 流过电阻  $R_1$  的电流, 既与  $u_I$  相关, 也与  $u_{OCM}$  相关。

当输入信号  $u_I$  存在动态变化量  $\Delta u_I$ , 由此带来的电流变化量  $\Delta i_I$  为:

$$\Delta i_I = \frac{\Delta u_I}{\frac{R_1(R_1 + R_2)}{R_1 + 0.5R_2}}$$

$$r_i = \frac{\Delta u_I}{\Delta i_I} = \frac{R_1(R_1 + R_2)}{R_1 + 0.5R_2} = \frac{R_1(R_1 + 0.5R_2) + 0.5R_2 R_1}{R_1 + 0.5R_2} = R_1 + (R_1 \parallel 0.5R_2) = 748.75\Omega$$

这看起来有些复杂, 表达式也不美丽。但事实就是如此, 在设计全差分运放时, 谁又能想到呢?

### 全差分运放的两个输入通道, 具有不同的特性

全差分运放有两个不同性质的输入, 一个是正输入端/负输入端, 另一个是  $V_{OCM}$  端。多数情况下, 我们会给  $V_{OCM}$  端施加一个固定的直流电压  $U_{OCM}$ , 以使两个输出信号骑在  $U_{OCM}$  上, 比如举例 1 中, 变化信号骑在 2.048V 上。这种应用特别适合于单极性输入的 ADC。

但是, 绝不能因为这种常见的应用, 而忽视了一个情况, 就是全差分运放并没有要求  $V_{OCM}$  端必须是一个固定的直流电压, 它也可以作为一个信号输入端。

图 Section72-5 是一个 AD8132 实现的全差分信号发生器，它有两个输入信号，分别是图中的  $V_{dif}$ ，10kHz，141.42mV 正弦波，以及  $V_{com}$ ，1kHz，50mV 正弦波，注意， $V_{com}$  接到了 AD8132 的  $V_{OCM}$  端，也就是设定输出共模的端子。其输出波形如图 Section72-6 所示，可以看出本电路的输出结果是：正输出端（绿色波形）为一个 10kHz 正弦波，骑在 1kHz，50mV 正弦波上，负输出端（红色波形）也是一个 10kHz 正弦波，骑在 1kHz，50mV 正弦波上，唯一的区别在于，两个输出端的 10kHz 波形，正好是反相的。

这样，就产生了一个差模为 10kHz，共模为 1kHz 的全差分信号源。

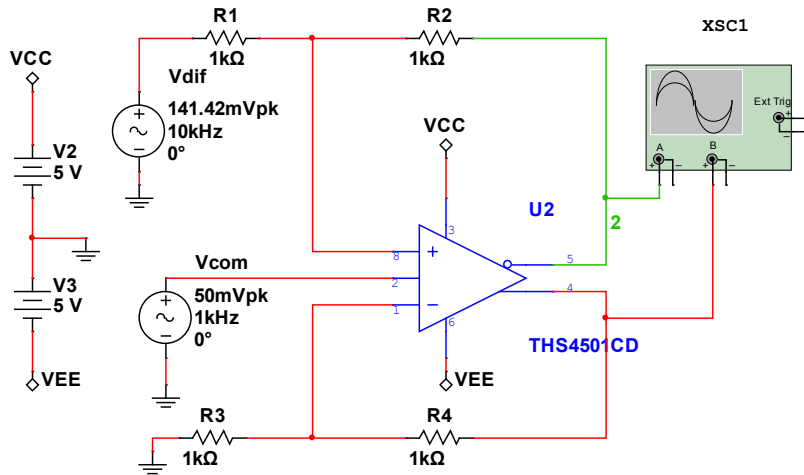


图 Section72-5 AD8132 组成的全差分信号发生器

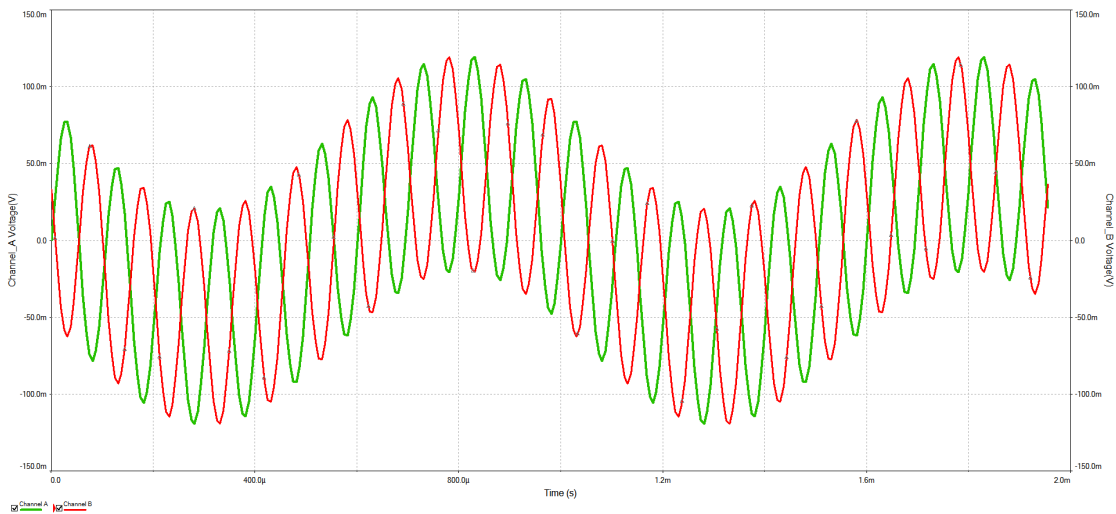


图 Section72-6 AD8132 组成的全差分信号发生器输出波形

既然，全差分运放承认自己有两类不同的输入，那么它们就具有不同的特性，比如两类输入通道的带宽，就不一样，压摆率也不一样，噪声特性也不一样。以 AD8132 为例，截图如下页所示。

以下截图是 AD8132 正负输入端（截图中以  $\pm D_{IN}$  TO  $\pm OUTPUT$  表示）特性，可以看出，它的 1 倍增益带宽为 350MHz~360MHz，压摆率为 1200V/ $\mu$ s。

## SPECIFICATIONS

### ±D<sub>IN</sub> TO ±OUT SPECIFICATIONS

At T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>S</sub> = ±5 V, V<sub>OCM</sub> = 0 V, G = +1, R<sub>L,dm</sub> = 499 Ω, R<sub>F</sub> = R<sub>G</sub> = 348 Ω, unless otherwise noted. For G = +2, R<sub>L,dm</sub> = 200 Ω, R<sub>F</sub> = 1000 Ω, R<sub>G</sub> = 499 Ω. Refer to Figure 56 and Figure 57 for test setup and label descriptions. All specifications refer to single-ended input and differential outputs, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC PERFORMANCE					
-3 dB Large Signal Bandwidth	V <sub>OUT</sub> = 2 V p-p	300	350		MHz
	AD8132W only, T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	280			MHz
-3 dB Small Signal Bandwidth	V <sub>OUT</sub> = 2 V p-p, G = +2		190		MHz
	V <sub>OUT</sub> = 0.2 V p-p		360		MHz
Bandwidth for 0.1 dB Flatness	V <sub>OUT</sub> = 0.2 V p-p, G = +2		160		MHz
	V <sub>OUT</sub> = 0.2 V p-p		90		MHz
Slew Rate	V <sub>OUT</sub> = 0.2 V p-p, G = +2		50		MHz
	V <sub>OUT</sub> = 2 V p-p	1000	1200		V/μs

以下截图是 AD8132 的 V<sub>OCM</sub> 端 (截图中以 V<sub>OCM</sub> TO ±OUTPUT 表示) 特性, 可以看出, 它的 1 倍增益带宽为 210MHz, 压摆率为 400V/μs。

### V<sub>OCM</sub> TO ±OUT SPECIFICATIONS

At T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>S</sub> = ±5 V, V<sub>OCM</sub> = 0 V, G = +1, R<sub>L,dm</sub> = 499 Ω, R<sub>F</sub> = R<sub>G</sub> = 348 Ω, unless otherwise noted. For G = +2, R<sub>L,dm</sub> = 200 Ω, R<sub>F</sub> = 1000 Ω, R<sub>G</sub> = 499 Ω. Refer to Figure 56 and Figure 57 for test setup and label descriptions. All specifications refer to single-ended input and differential outputs, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC PERFORMANCE					
-3 dB Bandwidth	ΔV <sub>OCM</sub> = 600 mV p-p		210		MHz
Slew Rate	ΔV <sub>OCM</sub> = -1 V to +1 V		400		V/μs
Input Voltage Noise (RTI)	f = 0.1 MHz to 100 MHz		12		nV/√Hz

因此, 将两个不同信号加载到全差分运放的信号输入端和 V<sub>OCM</sub> 端时, 要考虑到两个通道具有不同的特性。

## 全差分运放有两种输入失调电压

在标准运算放大器中, 输入失调电压 V<sub>OS</sub> 可以理解为: 在闭环工作中, 两个输入端存在的静态电位差。当输入端接地时, 输入失调电压会导致输出端不是 0V, 而是一个与输入失调电压、噪声增益相关的值——暂不考虑偏置电流带来的影响。

$$U_{OS\_OUT} = G_N \times V_{OS}$$

在全差分运放中, 输入失调电压分为两种: 正负输入端存在的输入失调电压, 也称差模输入失调电压, 记作 V<sub>OS\_dm</sub>, 以及 V<sub>OCM</sub> 端和输出端之间存在的失调电压, 也称共模失调电压, 记作 V<sub>OS\_cm</sub>。

### 差模输入失调电压 V<sub>OS\_dm</sub>

对 V<sub>OS\_dm</sub>, 其本质含义与标准运放类似, 为闭环工作时, 两个真正输入端之间存在的静态电位差。在测量中, 一般定义为, 对一个 1 倍对称全差分电路, 不考虑失调电流影响, 将电路输入端全部接地, 测量两个输出端的电位差, 除以 2, 即为输入失调电压 V<sub>OS\_dm</sub>。

$$V_{OS\_dm} = \frac{U_{OUT+} - U_{OUT-}}{2} \Big|_{u_{IN+}=u_{IN-}=0}$$

(Section72-3)

全差分运放的输入端接地时, 差模输入失调电压会导致差模输出不是 0V, 而是一个与 V<sub>OS\_dm</sub>、电路增益 G 相关的值——同样, 也不考虑偏置电流带来的影响。此值, 也成为差模输出失调电压, 记作 U<sub>OS\_OUT\_dm</sub>:

$$U_{OS\_OUT\_dm} = (U_{OUT+} - U_{OUT-}) \Big|_{u_{IN+}=u_{IN-}=0} = G \times V_{OS\_dm}$$

[Section72-3]

可以看出，与标准运放一样，增益越大，输出失调电压越大。

### 共模输入失调电压 $V_{OS\_cm}$

$V_{OS\_cm}$  则是一种全新的定义。它是指放大电路输入端全部接地时，两个输出端电压平均值与  $V_{OCM}$  脚输入的直流电压  $U_{OCM}$  之间的差值，一般在  $U_{OCM}$  等于电源中点时测量。

$$V_{OS\_cm} = \left( \frac{U_{OUT+} + U_{OUT-}}{2} - U_{OCM} \right) \Big|_{u_{IN+}=u_{IN-}=0}$$

[Section72-4]

对于理想的全差分运放，两个输出端电压将围绕着  $U_{OCM}$  变化，这是全差分运放的本质定义。但实际情况是，两个输出端电压将围绕着  $U_{OCM}+V_{OS\_cm}$  变化，和电路增益无关。这就是共模输入失调电压对电路的影响。

绝大多数全差分运放输入失调电压，无论共模还是差模，都是 mV 数量级的。

### 全差分运放的输入偏置电流 $I_B$ 和失调电流 $I_{OS}$

与标准运放一样，全差分运放的两个输入端+IN 和-IN，也存在偏置电流，用  $I_{B+}$ 和  $I_{B-}$ 表示。非常遗憾的是，多数全差分运放的偏置电流，都比较大，为  $\mu A$  数量级。此电流流过 1k $\Omega$  的外部电阻，就会产生 mV 数量级的，等效的失调电压。

由于全差分运放的外部电路，多数情况下是对称的，正负输入端流出的偏置电流，如果大小相同，方向相同，就会在电阻上产生可以抵消的电压。因此，我们应该更加关注全差分运放的失调电流：

$$I_{OS} = |I_{B+} - I_{B-}|$$

[Section72-5]

### 全差分运放的静态等效模型

图 Section72-7 是我自己构建的静态全差分运放等效模型，它包含两个端子的偏置电流  $I_{B+}$ 和  $I_{B-}$ 、差模输入失调电压  $V_{OS\_dm}$ 、共模输入失调电压  $V_{OS\_cm}$ 、运放的静态开环增益  $A_{od}$ 、 $V_{OCM}$  增益  $G_{V_{OCM}}$ 。用此模型可以完整表现全差分运放的静态特性。图中的黑色三角为虚拟地，代表运放两个供电电压的平均值（以 $\pm 5V$  供电则该点为 0V，以 0V/5V 供电，则该点为 2.5V）。

图中的静态开环增益  $A_{od}$ ，与标准运放的开环增益类似，都很大，80dB 以上，在数据手册中可以查到。而  $G_{V_{OCM}}$  是指进入加法器的共模量  $u_{OCM\_OUT}$ ，与  $V_{OCM}$  脚输入电压  $u_{OCM}$  之间存在以下关系：

$$u_{OCM\_OUT} = V_{OS\_cm} + G_{V_{OCM}} \times u_{OCM}$$

[Section72-6]

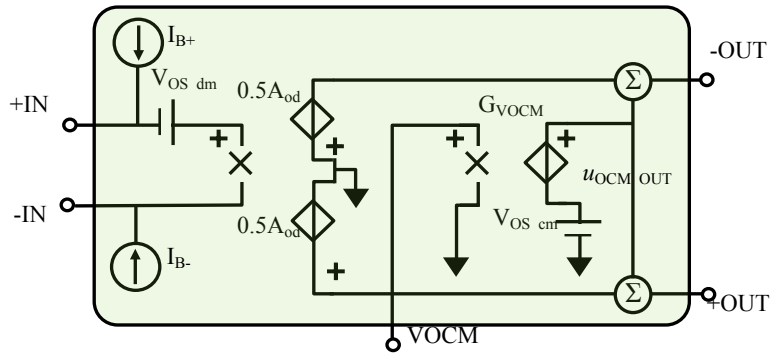


图 Section72-7 表现全差分运放失调电压、偏置电流的模型

全差分运放的  $G_{VOCM}$ ，在数据手册中一般直接写为  $G$ ，为 0.99-1.01 之间。

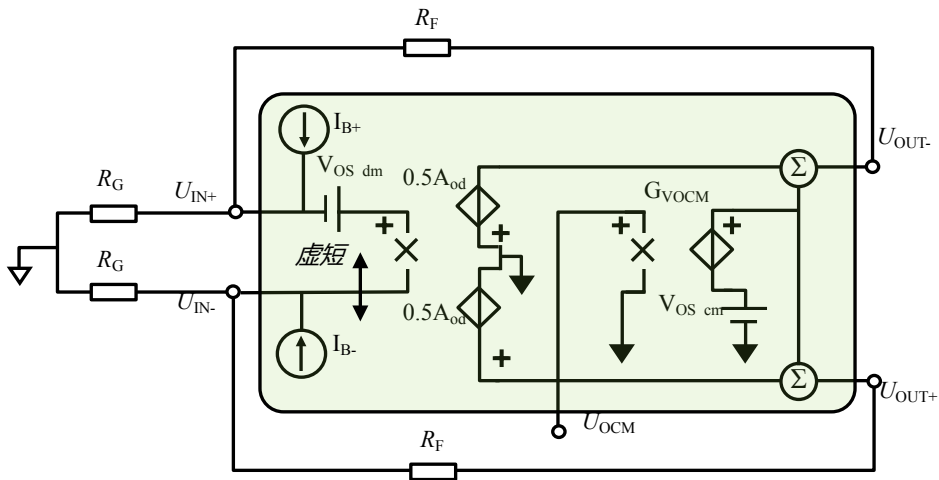


图 Section72-8 表现全差分运放失调电压、偏置电流的模型

利用这个静态模型，可以清晰表达各个因素对输出静态的影响。图 Section72-8 为包含外部电阻的标准全差分对称电路，各因素对输出的影响为：

差模输入失调电压  $V_{OS\_dm}$

单独考虑  $V_{OS\_dm}$ ，则  $I_{B+}$ 、 $I_{B-}$ 、 $U_{OCM}$ 、 $V_{OS\_cm}$  均设为 0，有：

利用虚断，有：

$$U_{IN-} = U_{OUT+} \times \frac{R_G}{R_G + R_F} = U_{OUT+} \times F$$

$$U_{IN+} = U_{OUT-} \times \frac{R_G}{R_G + R_F} = U_{OUT-} \times F$$

利用虚短，有：

$$U_{IN-} = U_{IN+} + V_{OS\_dm}$$

合并上述关系，得：

$$U_{OUT+} \times F = U_{OUT-} \times F + V_{OS\_dm}$$

(11)

利用输出约束，且注意共模输入  $U_{OCM}$  为 0，失调  $V_{OS\_cm}$  也为 0，则有：

$$\frac{U_{OUT+} + U_{OUT-}}{2} = V_{OS\_cm} + G_{VOCM} \times U_{OCM} = 0$$

(12)

将式(12)代入式(11)得：

$$-U_{OUT-} \times F = U_{OUT-} \times F + V_{OS\_dm}$$

则有：

$$U_{OUT-} = -\frac{V_{OS_{dm}}}{2F} = -\frac{V_{OS_{dm}}}{2} \times \frac{R_G + R_F}{R_G}, \quad U_{OUT+} = \frac{V_{OS_{dm}}}{2} \times \frac{R_G + R_F}{R_G} \quad (\text{Section72-7})$$

上式可以理解为： $V_{OS_{dm}}$ 会造成输出不为0，且两个输出端出现对称值，即仅出现差模失调，正输出和负输出的差值，为 $V_{OS_{dm}}$ 的 $(1+R_F/R_G)$ 倍。

### 正端输入偏置电流 $I_{B+}$

单独考虑  $I_{B+}$ ，则  $V_{OS_{dm}}$ 、 $I_{B-}$ 、 $U_{OCM}$ 、 $V_{OS_{cm}}$  均设为0，有：

利用虚断，有：

$$U_{IN-} = U_{OUT+} \times \frac{R_G}{R_G + R_F} = U_{OUT+} \times F \quad (13)$$

在  $U_{IN+}$  端，有如下电流关系：

$$\frac{U_{IN+}}{R_G} + \frac{U_{IN+} - U_{OUT-}}{R_F} = I_{B+} \quad (14)$$

将式(14)化简，得出  $U_{IN+}$  表达式：

$$\begin{aligned} R_F U_{IN+} + R_G U_{IN+} &= R_G U_{OUT-} + I_{B+} R_G R_F \\ U_{IN+} &= \frac{R_G U_{OUT-} + I_{B+} R_G R_F}{R_G + R_F} \end{aligned} \quad (14a)$$

利用虚短，有：

$$U_{OUT+} \times \frac{R_G}{R_G + R_F} = U_{IN-} = U_{IN+} = \frac{R_G U_{OUT-} + I_{B+} R_G R_F}{R_G + R_F} \quad (15)$$

将式(12)的输出约束  $U_{OUT+} = -U_{OUT-}$  代入式(15)，得：

$$-U_{OUT-} \times \frac{R_G}{R_G + R_F} = \frac{R_G U_{OUT-} + I_{B+} R_G R_F}{R_G + R_F}$$

解得：

$$U_{OUT-} = -\frac{I_{B+} R_F}{2}, \quad U_{OUT+} = \frac{I_{B+} R_F}{2} \quad (\text{Section72-8})$$

上式说明， $I_{B+}$  只会产生差模失调输出， $U_{OUT+} - U_{OUT-}$  为  $I_{B+}$  流过反馈电阻产生的电压。

### 负端输入偏置电流 $I_{B-}$

同样的方法，可以证明，当仅考虑  $I_{B-}$ ，有下式成立：

$$U_{OUT-} = \frac{I_{B-} R_F}{2}, \quad U_{OUT+} = -\frac{I_{B-} R_F}{2} \quad (\text{Section72-8a})$$

### 综合考虑两个输入偏置电流，以及失调电流 $I_{OS}$

采用叠加原理，综合考虑  $I_{B+}$ 、 $I_{B-}$  时，可得下式：

$$U_{OUT-} = -(I_{B+} - I_{B-}) \frac{R_F}{2}, \quad U_{OUT+} = (I_{B+} - I_{B-}) \frac{R_F}{2} \quad (\text{Section72-9})$$

上式表明，综合考虑两个输入端存在的偏置电流（两者不一定相等，方向也不一定相同），它们也只会产生对称的，共模为0的输出失调电压，两者的差值，即总的输出失调

电压为：

$$U_{OUT} = U_{OUT+} - U_{OUT-} = (I_{B+} - I_{B-})R_F = \pm I_{OS}R_F \quad (\text{Section72-9a})$$

上式说明，当考虑两个输入端存在的偏置电流时，由此产生的输出失调电压一定是纯粹的差模量（共模为0），其值正比于失调电压，正比于反馈电阻。

因此，当两个输入端偏置电流方向相同，大小近似时，即失调电流远小于偏置电流时，全差分放大电路的对称结构有助于大幅度降低输出失调电压的差模量。在估算全差分电路输出失调电压时，式(Section72-9a)将会得到广泛应用。

影响输出失调共模量的，只有  $G_{VOCM}$  和  $V_{OS\_cm}$ ，式(Section72-6)已经说得很清楚。

全差分运放组成的典型电路，将在本书“Section126：全差分运放形成的 ADC 驱动电路，以及 Section127：基于全差分运放的滤波器”中详细介绍。



## Section73. 运放电路设计实践

作为本章的结尾，以几个设计实例说明运放电路的设计过程。

### 举例 1：低压低功耗音频放大电路

设计一个音频放大电路，要求：

- 1) 供电为 1.8V，静态工作电流小于 1mA。
- 2) 输入为音频信号，其空载幅度不超过 10mV，输出阻抗等于 2.2kΩ。
- 3) 放大电路下限截止频率小于 10Hz，上限截止频率大于 50kHz，要求通带增益足够大，且能保证输入空载 10mV，1kHz 时，输出不产生失真且幅度大于 0.88V。
- 4) 输出噪声小于  $2\text{mV}_{\text{rms}}$ ，对输出电流没有要求。
- 5) 价格尽量低。

解：首先看题目要求，并根据题目要求列出限制选项：

1) 供电为 1.8V，这属于比较低的供电电压，因此必须选择低压运放。且因为是单电源供电，只能使用单电源供电放大电路。

2) 下限截止频率为 10Hz，说明它可以是交流放大电路，需要隔直。这可以通过高通电路实现，对放大器没有具体要求。

3) 上限截止频率为 50kHz，且具有一定的通带内增益，因此运放的增益带宽积有如下要求：输入信号幅度为 10mV，1kHz 时输出信号幅度为 880mV，即通带增益为 88 倍。且上限截止频率为 50kHz，因此运放的增益带宽积至少为：

$$\text{GBW} \gg f_H \times A_u = 50\text{kHz} \times 88 = 4.4\text{MHz}$$

4) 因输出幅度为满幅，必须考虑压摆率限制。

$$\text{SR} > 2\pi f_H \times U_{\text{max}} = 6.28 \times 0.05\text{MHz} \times 0.88\text{V} = 0.276\text{V}/\mu\text{s}$$

5) 输出必须满足轨至轨。按照题目要求，输出静默时必须是 0.9V，满幅时有一个幅度为 0.88V 的信号骑在上面，因此最高输出电压为 1.78V，最低输出电压为 0.02V。因此要求输出至轨电压必须小于 0.02V，即 20mV。

6) 输出噪声小于  $2\text{mV}_{\text{rms}}$ ，按照前述的噪声计算方法解决主要矛盾——平坦区噪声。只考虑白噪声影响，有下式成立：

$$U_{N_O} = U_{N_I} \times A_u = K \times \sqrt{f_b - f_a} \times A_u = K \times \sqrt{1.57f_H - 0.1} \times A_u < 0.002\text{V}$$

将  $f_H=50\text{kHz}$  代入，可解得：

$$K < \frac{0.002}{88 \times \sqrt{1.57 \times 50000}} = 81.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

即所选运放的平坦区噪声电压密度必须小于  $81.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。这个要求不算高，多数运放都能满足。

据此，只要能够选择到最小供电电压小于等于 1.8V，静态工作电流小于 1mA，增益带宽积大于 4.4MHz，压摆率大于  $0.276\text{V}/\mu\text{s}$ ，输出至轨电压小于 20mV，噪声电压密度小于  $81.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  的运放，即可用单级放大电路实现，结构如图 Section73-1。

至此，就应该到各个生产运算放大器的厂家的官网去找寻合适运放了。常见的公司和网址如下：

ADI 公司：<http://www.analog.com/en/index.html>

TI 公司：<http://www.ti.com.cn/tihome/cn/docs/homepage.tsp>

LTC 公司：<http://www.linear.com/>

MAXIM 公司：<http://www.maximintegrated.com/en.html>

以 ADI 公司产品为例，符合要求的运放有 AD8515，它有如下特征参数：

1) 最小供电电压 1.8V，最大供电电压 6V，静态工作电流 0.5mA。

2) 增益带宽积 5MHz。

3) 压摆率为 2.7V/μs。

4) 输出至轨电压为：在 1.8V 供电时，输出电流小于 100μA 情况下，高电平高于 1.79V，低电平低于 10mV，即两个方向的至轨电压均为 10mV。

5) 噪声电压密度为 20~22nV/√Hz。

其次，完成电路设计。这部分内容稍稍超出了课程在本阶段的要求，因此仅供参考学习。

以一个标准单电源同相比例器为核心结构，电路如图 Section73-1。图中，运放是单电源供电的，为了保证其有效的输入动态范围和输出动态范围，运放的输入和输出静默电位应选在供电电压中心，即 0.9V。在静态，即输入信号为 0 时，C1 和 C2 均可视为开路，图中 R5 和 R3 实施分压加载到运放正输入端，配合 R1 反馈到负输入端，可以保证运放的静态输出电压为 0.9V，两个输入端静态电压也是 0.9V。图中 C2 的作用为，对静态，它起到隔直作用，使得运放具有 1 倍的增益，只有 R1 有效接入电路，形成跟随器，这样可以保证正输入端为 0.9V，输出也就是 0.9V。对动态输入信号，C2 则是短接的，使得运放电路的动态电压增益很大，约为  $1+R_2/R_1$ 。

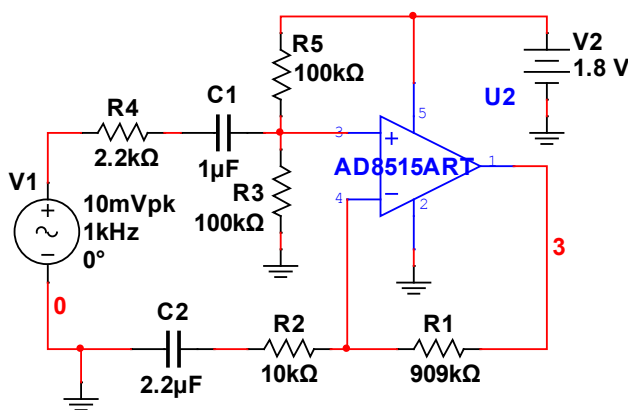


图 Section73-1 举例 1 放大电路

动态时，信号 V1 经过 R4、C1 和 R5、R3 组成的高通网络，耦合到正输入端，此处信号的衰减比为：

$$k = \frac{u_{in+}}{V_1} = \frac{R_3 \parallel R_5}{R_3 \parallel R_5 + R_4} = 0.95785$$

进入运放正输入端的信号，被放大了  $A_{uf}$  倍：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_{in+}} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

整个放大电路的电压增益为：

$$A_u = \frac{u_o}{V_1} = k \times A_{uf} = 0.95785 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 88$$

据此设定  $R_2=10k\Omega$ ，可以计算出  $R_1=908.72k\Omega$ 。按照 E96(1%)电阻系列，最为接近的是  $909k\Omega$ 。

此电路经仿真实验，满足设计要求。据此，可以进行下一步的实际电路焊接调试，本书不介绍。

需要注意的是，本电路采用单级运放、同相比例器实现，这仅是解决问题的一种方案。还可以考虑采用多运放组成多级放大电路，或者采用反相比例器实现。很多种的方案中，各有优缺点，很少有唯一的方案，关键看侧重点之取舍。比如这个电路，看似最为简单，但它的输出失真度较大，是极为明显的一个缺点。另外，这个电路从上电到稳定工作，需要较长时间的充电稳定过程，也是一个弊端。

### 举例 2：低频辅助放大电路

设计一个批量使用的，常温下低频辅助放大电路，用于测量待测电路的输出失调电压，以及 30kHz 内的输出噪声，要求：

- 1) 供电 $\pm 2.5V$ 。输入阻抗大于  $1M\Omega$ 。
- 2) 增益大于 2000 倍，-3dB 带宽大于 30kHz，小于 100kHz。输出最大值大于 $\pm 2.4V$ ，满功率带宽大于 30kHz。
- 3) 等效输入失调电压小于  $10\mu V$ ，等效输入噪声电压有效值小于  $3\mu V$ 。

解：放大电路设计一般要经历初步设计、细化（优化）设计、仿真实验和实物实验 4 步。

#### 初步设计

首先，这得用多级放大电路实现，且级间不得使用阻容耦合，这给控制失调电压带来了难度。按照初步规划，可以采用 3 级放大电路，10 倍、20 倍、10 倍。一般来说，输入级对输入阻抗、失调电压、噪声有较高要求，最难选择，输出级对压摆率有较高要求，也不好选择，因此，它们分担的增益可以适当降低，而将大增益交给中间级。

电路结构如图 Section73-2 所示。图中，第二级（中间级）和第三级（输出级）均采

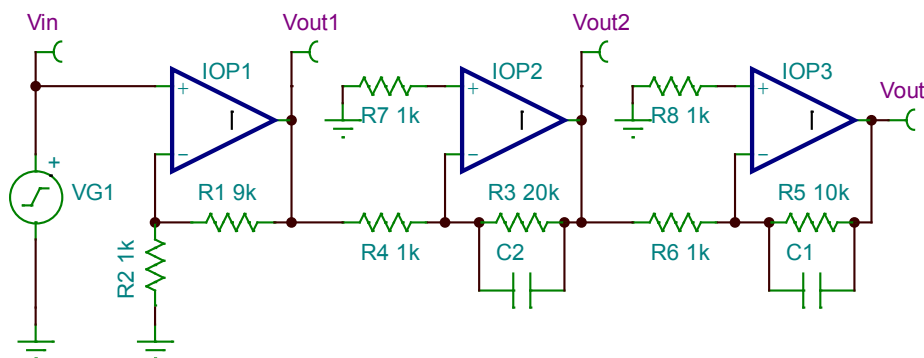


图 Section73-2 举例 2 初步设计的电路结构

用了反相放大电路，其目的是既不改变总增益为正值（测量失调电压时，符合正常思维），

同时利于增加低通滤波器，以控制电路带宽，进而限制噪声电压。

第一步，进行第一级设计。

总的输入失调电压小于  $10\mu\text{V}$ ，一般考虑第一级可以消耗一半，即  $5\mu\text{V}$ 。如此，可以限定第一级运放的输入失调电压  $V_{OS1} < 5\mu\text{V}$ 。

$$V_{OS1} < 5\mu\text{V} \quad (1)$$

多级放大电路中，由于噪声叠加是平方和开根号，第一级噪声在总输出占据的分量要更大，因此估算中第一级可以消耗总噪声电压的 80% 左右，即  $2.4\mu\text{V}$ 。按照整个电路带宽  $f_h=50\text{kHz}$  估算，第一级的噪声电压密度应满足：

$$U_{wh1} = K_1\sqrt{f_b - f_a} \approx K_1\sqrt{f_b} = K_1\sqrt{1.57f_h} < 2.4\mu\text{V}$$

反算出第一级运放的噪声电压密度满足：

$$K_1 < \frac{1.5\mu\text{V}}{\sqrt{1.57f_h}} = \frac{2.4\mu\text{V}}{280.18\sqrt{\text{Hz}}} = 8.566 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (2)$$

对第一级运放的带宽估计，考虑到电路总带宽大于  $30\text{kHz}$ ，本级带宽应大于  $50\text{kHz}$ ，增益为 10 倍，粗略估计本级运放的增益带宽积应满足：

$$GBW_1 > G_1 \times f_{h1} = 500\text{kHz} \quad (3)$$

根据这三个基本条件，加上供电必须满足  $\pm 2.5\text{V}$ ，在 ADI、LT、TI 等三家公司产品中遴选。由于厂家数据表格中给出的输入失调电压均为典型值，应先在电源电压、带宽上做出初选，噪声电压密度超过  $10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  的剔除，然后将  $V_{OS}$  典型值小于  $2\mu\text{V}$  的列出——一般来讲，典型值大于  $2\mu\text{V}$  的，最大值均会超过  $5\mu\text{V}$ ，据此列表如下：

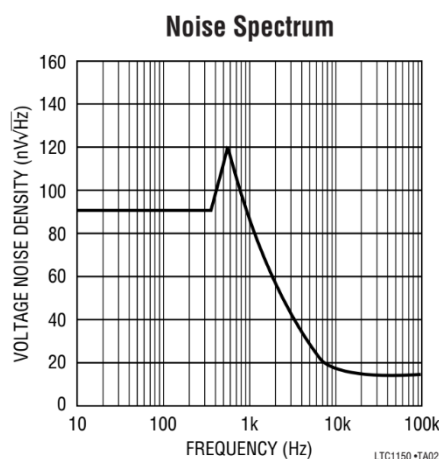
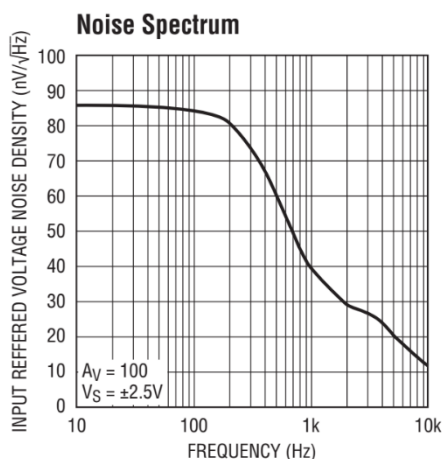
表 1 初选器件

型号	$V_{OS\_typ}/\mu\text{V}$	$K/\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$GBW/\text{MHz}$
LTC2054/2055	0.5	/	0.5
LTC1150	0.5	/	2.5
LTC1151	0.5	/	2.0
LTC2050/1/2	0.5	/	3.0
ADA4528-1	0.3	5.8	4.0

TI 公司的低失调运放，均因噪声电压密度过大被事先剔除。

至此，就应该下载这些运放是数据手册，并认真研读，从中挑选合适的。

1) LTC2054/2055 为一份数据手册，前者为单运放，后者为双运放。它没有在表格中给出噪声电压密度。LT1150 和 LTC1151 是两种运放，也没有给出噪声电压密度。我们需要从典型图中去看。下图左侧为 LTC2054，右图为 LTC1150 的噪声电压密度曲线，可以看出，它们在图中的最小值为  $12\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  和  $15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，均不满足式(2)要求。同样的理由，LTC1151 的噪声指标也不满足要求。



2) 抉择较为困难的是 LTC2050/1/2，这是单/双/四运放。关于噪声，它们只给出了 DC-10Hz 内为 1.5μV<sub>PP</sub>，再无其他信息。因此暂不敢用。

目前只剩下 ADA4528-1，这对设计者来说变得很被动了。数据手册中与输出失调电压相关的截图如下，只要处理得当，应该能满足输出失调电压要求。

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage	V <sub>os</sub>	V <sub>CM</sub> = 0 V to 5 V -40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C		0.3	2.5	μV
Offset Voltage Drift	ΔV <sub>os</sub> /ΔT	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C		0.002	0.015	μV/°C
Input Bias Current	I <sub>b</sub>	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C		90	200	pA
Input Offset Current	I <sub>os</sub>	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C		180	400	pA
					500	pA

同时，可以从数据手册获得，其 GBW 为 4MHz，噪声电压密度为 5.9nV/√Hz，均能满足设计要求。

第二步，进行输出级设计，也就是最后一级。

最后一级的设计，重点要考虑输出性能。题目中关于输出性能有两个，一个是输出摆幅，要达到±2.4V。第二个是满功率带宽要达到 30kHz。而输入失调电压、噪声电压等要求，就显得较为宽松。

1) 先进行输出摆幅限制，必须选择具有轨至轨(Rail to Rail)输出的运放。

2) GBW 要求与第一级相同，也是大于 500kHz。

3) 满功率带宽对压摆率的要求，可以利用式(Section70-4)：

$$SR > 2\pi U_{max} f_{out} = 6.2832 \times 2.4 \times 0.03\text{MHz} = 0.45239\text{V}$$

4) 输入失调电压要求。由于放大电路总输出失调电压小于 20mV (10μV 乘以 2000 倍)，第一级占用了一半，即在输出端贡献了 10mV，第二级占用其余的一半，即 5mV，最后一级单独输出不要产生大于 5mV 的输出失调电压即可满足设计要求。而最后一级，即输出级的增益为 10，则其输入失调电压不要超过 0.5mV 即可：

5) 噪声要求。由于放大电路等效输入噪声电压小于 3μV，则输出噪声电压有效值应小于 6mV。而在这 6mV 中：

第一级贡献 80%，即  $U_{N_{01}} = 4.8\text{mV}$

剩余部分由后面两级贡献，即：

$$U_{N_{023}} = \sqrt{U_{N_0}^2 - U_{N_{01}}^2} = 3.6\text{mV}$$

第二级贡献剩余部分的 80%，即  $U_{N_{02}} = 2.88\text{mV}$

第二级等效输入噪声，要经过本级 21 倍噪声增益和最后一级 10 倍电压增益，即总数 210 倍才会到达输出端，因此：

$$U_{N_{I2}} = \frac{2.88\text{mV}}{210} = 13.7\mu\text{V}$$

用带宽 50kHz 估算，得到第二级运放的噪声电压密度为：

$$K_2 < \frac{13.7\mu\text{V}}{\sqrt{1.57f_h}} = \frac{13.7\mu\text{V}}{280.18\sqrt{\text{Hz}}} = 48.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (4)$$

剩余部分由输出级贡献，即：

$$U_{N_{O3}} = \sqrt{U_{N_{O23}}^2 - U_{N_{O2}}^2} = 2.16\text{mV}$$

输出级等效输入噪声，要经过 11 倍才会到达输出端，因此：

$$U_{N_{I3}} = \frac{2.16\text{mV}}{11} = 196\mu\text{V}$$

用带宽 50kHz 估算，得到输出级运放的噪声电压密度为：

$$K_3 < \frac{196\mu\text{V}}{\sqrt{1.57f_h}} = \frac{196\mu\text{V}}{280.18\sqrt{\text{Hz}}} = 700.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

可以说，这样的要求就和没有要求一样，我没有见过噪声电压密度如此大的运放。

据此将三大公司的运放数据表调出，从中筛选。种类太多，几乎挑花了眼，初步选择为 AD8628 和 OPA335，也可以考虑再次使用 ADA4528-1，但它的压摆率只有 0.5V/μs，与设计要求的 0.45239V/μs 相比，有点接近，暂舍弃。

第三步，进行中间级设计。

对于中间级，几乎唯一的要求就是增益要大。本例中，只赋予中间级 20 倍增益，并不过份，因此设计难度很小。在输入失调电压、噪声的要求中，与前述分析方法一致，不再赘述。结论是，如果选择与输出级完全相同的运放 AD8628，或者 OPA335，均满足要求。

如果后两个运放均选用相同器件 AD8628，可以考虑选择单芯片双运放型号 AD8629。OPA335 也有双运放型号为 OPA2335。

至此，完成了初步设计，电路如图 Section73-3 所示。

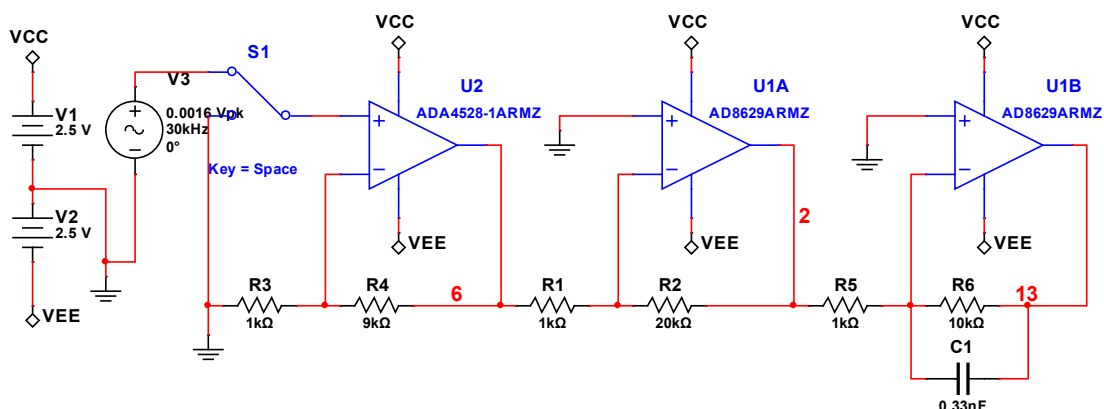


图 Section73-3 举例 2 初步设计电路

经过仿真实验，得出如下结论。

1) 该电路中频区增益为 66.02dB，约为 2000 倍。其上限截止频率约为 33.5kHz，满足设计要求。

2) 该电路输入 30kHz，16mV（按照中频增益，输出应为 3.2V，但 30kHz 输入时，增益已经下降），输出可以达到±2.42V 不失真正弦波输出，说明其满功率带宽超过 30kHz。



3) 该电路输入端短接接地，测得输出直流电压为 10mV，说明等效输入失调电压约为 5μV，满足设计要求。

4) 该电路的噪声指标，唯一需要谨慎的在于第一级的电阻，等会儿再分析。该电路中的各级电阻选择，也没有细致分析。

5) 该电路的输入电阻是否大于 1MΩ，有待分析。

### 设计细化

第一步，先分析输入电阻。

多数情况下，将运放接成同相比例器，设计者会默认为输入电阻非常大，大到都懒得计算。其实不然，我们必须根据数据手册，谨慎对待。

不查不知道，一查吓一跳。ADA4528-1 数据手册关于输入电阻部分的截图如下：

Input Resistance, Differential Mode	$R_{INDM}$	190	kΩ
Input Resistance, Common Mode	$R_{INCM}$	1	GΩ

它的差模电阻只有  $R_{ID}=190k\Omega$ 。根据负反馈原理，含负反馈的输入电阻有如下公式：

$$R_{if} = |(1 + \dot{A}_{uo}F)|R_{ID}$$

我们清楚，随着输入信号频率的增加，运放的开环增益  $\dot{A}_{uo}$  会下降，要保证 30kHz 范围内输入电阻均大于 1MΩ，需要如下等式成立：

$$|(1 + \dot{A}_{uo,30kHz}F)|R_{ID} > 10^6\Omega$$

$$|(1 + \dot{A}_{uo,30kHz}F)| > \frac{10^6}{190 \times 10^3} = 5.263$$

在初步设计电路中， $F$  即反馈系数，是一个电阻分压系数，等于  $R_3/(R_3 + R_4)=0.1$ 。要知道上式是否满足要求，必须查阅 ADA4528-1 的开环增益曲线。图 Section73-4 是截图，从中可以看出，在 30kHz 处，开环增益约为 40dB，即 100 倍，相移约为 92°，近似为 90°。开环增益与  $F$  的乘积，是一个 90° 向量，与 1 相加后的模，用下式计算：

$$|(1 + \dot{A}_{uo,30kHz}F)| = \sqrt{1^2 + (100 \times F)^2} > 5.263$$

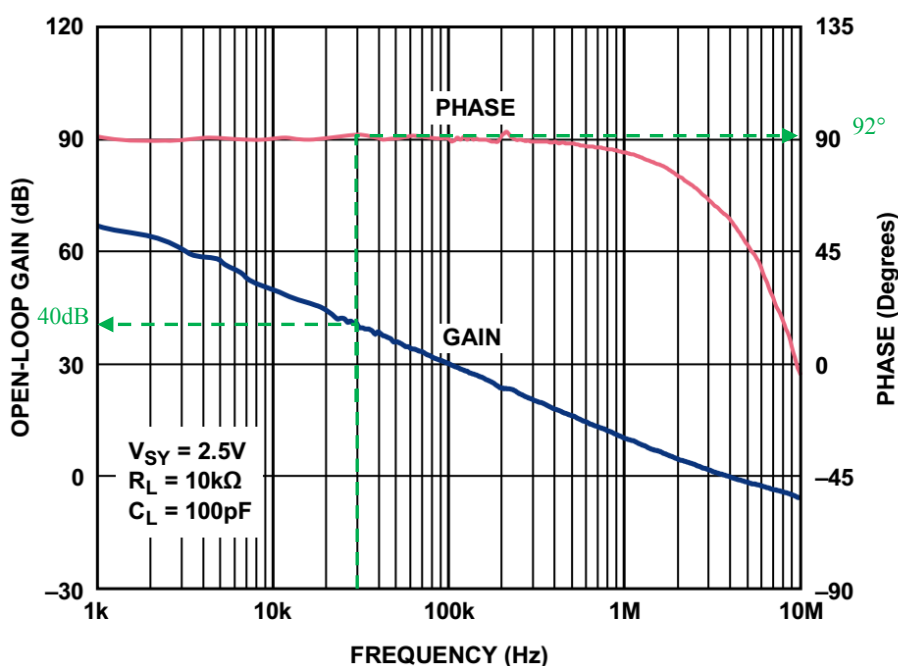


Figure 21. Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency

图 Section73-4 ADA4528-1 的开环增益、相移曲线

解得：

$$F > \frac{\sqrt{5.263^2 - 1}}{100} = 0.05167$$

换句话说，第一级的增益必须小于：

$$G_1 < \frac{1}{F} = 19.35 \quad (5)$$

目前设计中， $G_1=10$ ，满足式(5)要求，此时输入电阻即便 30kHz 输入，也大于  $1M\Omega$ 。

第二，进行电阻值选择细化。

初步设计中，所有电阻的选择均为典型值，没有任何理由。成品设计中，就需要给出合适的值。原则是，在没有其他要求情况下，尽量减小电阻，直到实际输出电流接近输出电流上限的一半左右。

ADA4528-1 的输出电流最大值为  $\pm 40\text{mA}$ ，观察其典型图，可以见到在 20mA 输出时，一切正常，因此设定输出电流约为 20mA。输出电压最大为 2.5V，ADA4528-1 的输出端，电流除了流向反馈电阻外，还流向电阻  $R_1$ ，则有：

$$\begin{aligned} \frac{2.5}{(R_3 + R_4) \parallel R_1} &< 0.02\text{A} \\ (R_3 + R_4) \parallel R_1 &> 125\Omega \end{aligned}$$

假设电阻  $R_1=1000\Omega$ ，则可解出：

$$R_3 + R_4 > 142.9\Omega$$

据此，根据电阻 E96 系列，选择  $R_3=14.3\Omega$ ， $R_4=130\Omega$ 。

上述方法是极端设计方法，无论如何电阻不能更小了。如果设计者对如此小的电阻仍心存疑虑——胆小，怕芯片烧了——可以考虑另外一种分析方法，看能否将电阻适当扩大，以满足设计者胆小的现状。

这需要从失调电压、噪声等方面去考虑。

先说噪声。ADA4528-1 的输入端噪声电压密度为  $5.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，电阻  $R_3$  的噪声电压密度只要小于该值的 1/5，基本上不会给输出噪声产生更多的贡献。而电阻噪声电压密度约为：

$$K_R = 0.128 \times \sqrt{\frac{R}{1\Omega}} \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

据此，得：

$$K_R = 0.128 \times \sqrt{\frac{R_3}{1\Omega}} \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} < \frac{5.9}{5} \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} = 1.18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

可以反算出：

$$\sqrt{\frac{R_3}{1\Omega}} < \frac{1.18}{0.128} = 9.219$$

即：

$$R_3 < 84.98\Omega$$

即，电阻  $R_3$  小于  $84.98\Omega$ ，产生的噪声，就不会给设计带来额外的麻烦。

再说失调电压贡献。如果偏置电流在电阻上产生的电压，小于输入失调电压的 1/5，也不会给设计带来额外的输出失调麻烦。ADA4528-1 的输入失调电压最大值为  $2.5\mu\text{V}$ ，则因电流产生的等效输入失调电压应满足下式：



$$\frac{I_{B\_max} \times R_4}{G_1} < \frac{2.5\mu V}{5} = 0.5\mu V$$

上式也可以写成：

$$I_{B\_max} \times R_3 \parallel R_4 < \frac{2.5\mu V}{5} = 0.5\mu V$$

查手册得， $I_{B\_max}=200\text{pA}$ ，解得：

$$R_4 < \frac{G_1 \times 0.5\mu V}{200\text{pA}} = 25000$$

显然，不用再计算了，我们的设计一定不会超过此值。

对第二级、第三级来说，一般情况下，其电阻带来的失调、噪声，对总失调、总噪声的贡献都很小，无需更多细化设计。

综合以上分析，细化设计方案如图 Section73-5 所示。

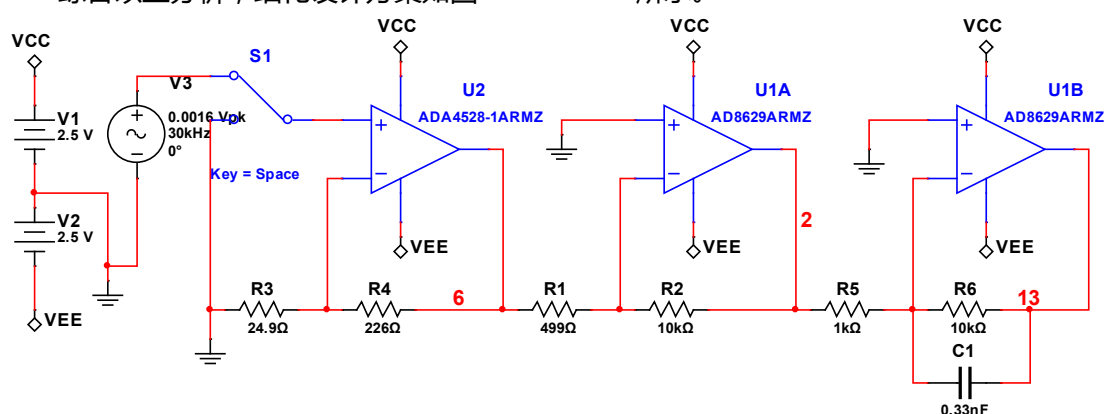


图 Section73-5 举例 2 细化设计电路

第三步，对上述设计进行重新估算，以确保设计要求能够实现。此时仿真软件给出的结果并不可信——它的每个运放模型是完全一样的，不可能考虑到芯片参数的分散性，特别是输出失调电压的估算，必须按照理论分析方法，进行最大值估算。

仿真软件也不是没有用，此时测试满功率带宽、测量信号带宽，最好依赖于仿真软件。

至此，细化设计全部完毕，实测和估算表明上述细化设计电路，是可以满足设计要求的。

### 优化设计

有时候，电路设计完毕后，如有其他要求，比如进一步降低成本，就需要进行优化设计。

本电路具有优化的可能性，在于可否使用两级运放电路，实现题目要求。

减少一级运放，带来的问题是第二级增益压力陡增：单级可能达到 100 倍以上。在如此高的闭环增益下，该级运放的 GBW 也要相应变大。而带宽一旦变大，失调电压仍能满足要求的，就很难找了。让我们以两级运放为目标，试试。

首先，确定第一级为 ADA4528-1，为了降低后级增益带来的 GBW 压力，第一级增益应该尽量做大。前述分析中，式(5)表明，为保证输入电阻大于  $1\text{M}\Omega$ ，第一级增益不得大于 19.35。为保险起见，暂定第一级增益为 18.75 倍（由  $24.9\Omega$  和  $442\Omega$  形成）。于是，第二级增益必须为  $G_2$  大于 106.67 倍。据此，对第二级运放得出初步要求：

- 1) 供电电压满足  $\pm 2.5\text{V}$ ，压摆率大于  $0.45239\text{V}/\mu\text{s}$ ，轨至轨输出。这与前述要求一样。
- 2) 对 GBW 的要求有所提高，一般可以粗选为：

$$GBW > G_2 f_H = 106.67 \times 30000 = 3.2\text{MHz}$$

3) 对输入失调电压的选择还是比较苛刻的。因前级使用了 ADA4528-1, 它消耗掉的输入失调电压为 (见式(Section70-3a)):

$$\begin{aligned} U_{OS\_IN} &= \frac{U_{OS\_OUT}}{G} = \frac{\frac{R_G + R_F}{R_G} (V_{OS} + I_{B-} \times R_G \parallel R_F - I_{B+} \times R_{MATCH})}{G} \\ &= V_{OS} + I_{B-} \times R_G \parallel R_F - I_{B+} \times R_{MATCH} = V_{OS\_max} + I_{B\_max} (R_G \parallel R_F) \\ &= 2.5\mu\text{V} + 4.7\text{nV} \approx 2.5\mu\text{V} \end{aligned}$$

因此, 第二级贡献的等效输入失调电压, 应该小于  $7.5\mu\text{V}$ 。因经过第一级 18.75 倍放大后, 才会进入第二级, 所以第二级本身的等效输入失调电压, 应该小于  $7.5\mu\text{V}$  乘以 18.75 倍, 即为  $140.625\mu\text{V}$ 。

对这一部分失调电压计算, 也可以采用输出等效的方法: 全部输出失调电压, 应该小于  $10\mu\text{V}$  乘以 2000 倍, 即 20mV。第一级在其中贡献了  $2.5\mu\text{V}$  乘以 2000 倍, 即 5mV, 剩余的 15mV 由第二级贡献。而第二级的增益为 106.67 倍, 则第二级的等效输入失调电压为 15mV 除以 106.67 倍, 即为  $140.625\mu\text{V}$ 。

这  $140.625\mu\text{V}$ , 除运放的输入失调电压外, 还要考虑偏置电流和电阻的影响。

4) 对噪声的要求很低。总输出噪声电压小于 6mV, 而 ADA4528-1 贡献的噪声约为: 据式(Section71-6a), 求解由运放噪声电压密度带来的输出噪声:

$$U_{N\_OU1} = U_{N\_I} \times G_1 \times G_2 \approx K_{4528-1} \sqrt{f_b} \times 2000 = 5.9\text{nV} \times \sqrt{30000} \times 18.75 = 2.043\text{mV}$$

求解电阻  $R_{G1}$  本身热噪声带来的输出噪声 (可参阅科学出版社《你好, 放大器》):

$$U_{N\_ORG1} = U_{N\_RG1} \times (G_1 - 1) \times G_2 \approx 0.128\text{nV} \sqrt{R_{G1}} \times \sqrt{f_b} \times 2000 = 0.221\text{mV}$$

$$U_{N\_ORF1} = U_{N\_RF1} \times G_2 = 0.128\text{nV} \sqrt{R_{F1}} \times \sqrt{f_b} \times 106.67 = 0.134\text{mV}$$

可以看出, 电阻本身热噪声对输出噪声贡献很小, 可以忽略。

求解运放噪声电流密度通过电阻带来的噪声 (可参阅科学出版社《你好, 放大器》):

$$U_{N\_OIB1} = K_I \times R_{F1} \times \sqrt{f_b} \times G_2 = 0.5\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}} \times 442\Omega \times \sqrt{30000\text{Hz}} \times 106.67 = 4.08\mu\text{V}$$

综上所述, 得到 ADA4528-1 组成的第一级放大电路, 对总输出噪声的贡献约为上述三项的平方和开根号:

$$U_{N\_O1} = \sqrt{U_{N\_OU1}^2 + U_{N\_ORG1}^2 + U_{N\_ORF1}^2 + U_{N\_OIB1}^2} = 2.059\text{mV}$$

留给第二级输出噪声贡献为:

$$U_{N\_O2} = \sqrt{U_{N\_O}^2 - U_{N\_O1}^2} = \sqrt{6^2 - 2.059^2} = 5.635\text{mV}$$

据此, 不再考虑电阻噪声、电流噪声等, 估算出第二级运放的噪声电压密度约为:

$$\begin{aligned} U_{N\_O2} &= U_{N\_I} \times G_2 \approx K_x \sqrt{f_b} \times 106.67 = 5.635\text{mV} \\ K_x &= \frac{5635000\text{nV}}{106.67 \sqrt{30000\text{Hz}}} = 304.99 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

此值绝大多数运放都能满足, 故不再考虑。

据以上分析, 以输入失调电压排序, 找电源、RRO、压摆率满足要求的, 有如下:

型号	典型失调电压/ $\mu\text{V}$	GBW/MHz	压摆率/V/ $\mu\text{s}$	电源范围/V	输出轨至轨
ADA4528-1	0.3	4	0.5	2.2-5.5	yes
AD8628	1	2.5	1	2.7-6	yes
LTC2050	0.5	3	2	2.7-6	yes
AD8605	20	10	5	2.7-6	yes
AD8616	23	24	12	2.7-6	yes

我们先不选择 ADA4528-1，主要是其压摆率太接近要求。

查阅数据手册，发现 AD8605 截图如下：

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage	V <sub>OS</sub>	V <sub>S</sub> = 3.5 V, V <sub>CM</sub> = 3 V V <sub>S</sub> = 3.5 V, V <sub>CM</sub> = 2.7 V V <sub>S</sub> = 5 V, V <sub>CM</sub> = 0 V to 5 V -40°C < T <sub>A</sub> < +125°C		20	65	μV
AD8605/AD8606 (Except WLCSP)				20	75	μV
AD8608				80	300	μV
AD8605/AD8606/AD8608					750	μV

在供电为 5V 情况下，其最大输入失调电压为 300μV，不满足要求。

发现 AD8616 截图如下：

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage, AD8616/AD8618	V <sub>OS</sub>	V <sub>S</sub> = 3.5 V at V <sub>CM</sub> = 0.5 V and 3.0 V  V <sub>CM</sub> = 0 V to 5 V -40°C < T <sub>A</sub> < +125°C		23	60	μV
Offset Voltage, AD8615				23	100	μV
				80	500	μV
					800	μV

在供电 5V 情况下，其最大输入失调电压为 500μV，也不满足要求。

查阅 AD8628 手册，得如下截图：

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage	V <sub>OS</sub>	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C		1	5	μV
						10
Input Bias Current	I <sub>B</sub>	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C		30	100	pA
AD8628/AD8629				100	300	pA
AD8630						1.5
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C		50	200	pA
						250
Input Voltage Range			0		5	V

这说明，它的输入失调电压完全满足要求。但很遗憾，它的带宽太小了。

查阅 LTC2050 手册，得如下截图：

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T<sub>A</sub> = 25°C. (LTC2050/LTC2050HV) V<sub>S</sub> = 5V unless otherwise noted. (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	C, I SUFFIXES			H SUFFIX			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	(Note 2)		±0.5	±3		±0.5	±3	μV

这说明，它的输入失调电压满足要求。但它的带宽也只有 3MHz，距离要求的 3.2MHz 尚有一点差距。

看来我们没有办法完成任务了。其实不然，真出现此类情况，也难不住我们。在带宽指标相差不多情况下，我们可以采用频率补偿的方法。

以 AD8628 为例，它的 GBW 只有 2.5MHz，我们将其设计成图 Section73-5a 所示电路。图中，将输出级的增益电阻分成两个电阻的串联，然后将其一个电阻并联一个微小的电容。此时，当频率越来越高时，电阻 R1 和电容 C1 的并联阻抗将下降，导致理论设定增益上升，以补偿开环增益下降导致的总增益下降。这里涉及到两个选择，第一，两个电阻阻值的分配，图中由 178Ω 和 73.2Ω 串联形成，也可适当增加 R1，由此补偿作用更加明显，但相应的，也会带来增益隆起。第二，电容的选择，越大补偿越明显，但也是会带来增益隆起。合理选择，总是能够带来带宽的适当拓宽。

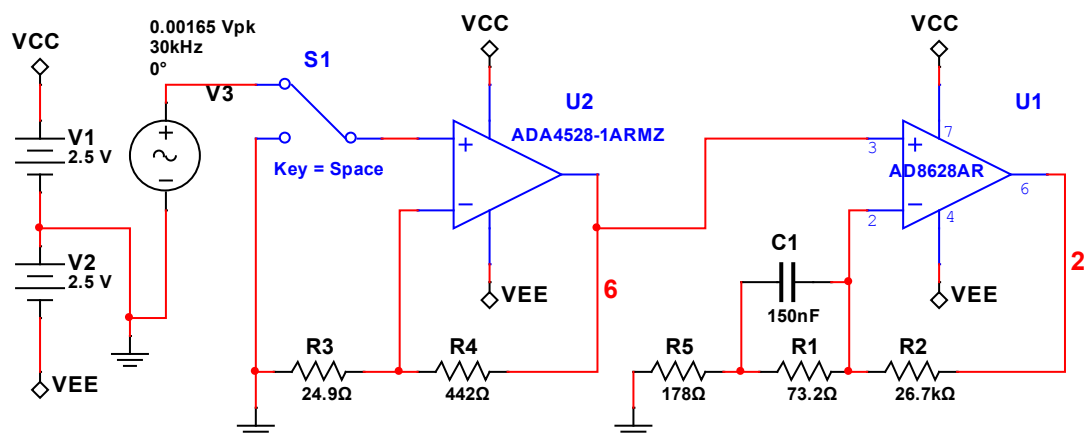


图 Section73-5a 举例 2 以 AD8628 输出两级实现的设计电路

按照图中所选参数，本电路的中频增益为 66.0714dB ( 2011.73 倍 )，实际带宽达到了 30.81kHz，最高增益隆起发生在 10.51kHz，增益为 66.5183dB ( 2117.95 倍 )。而在没有电容的情况下，此电路的带宽只有 23.72kHz。

同样的，采用 LTC2050，电阻分配不变，电容采用 50nF，没有发生增益隆起，带宽由 27.54kHz 变成 33.7kHz。

这就是频率补偿带来的带宽微弱增加。

采用 TI 公司的 OPA376，也可以实现最后一级电路。

### 举例 3：宽带直流放大电路

设计一个宽带直流放大电路，要求：

- 1) 供电最大为  $\pm 15\text{V}$ ，电路中可以使用电源降压电路，整个电路静态工作电流小于 100mA。
- 2) 输入为 10mV 正弦波，源阻抗等于  $50\Omega$ 。
- 3) 放大电路下限截止频率为 0Hz，上限截止频率大于 10MHz，通带增益大于 60dB，0~9MHz 内通带增益起伏小于 1dB。在 1MHz，10mV 输入情况下尽量增大输出不失真幅度。
- 4) 输出噪声小于  $50\text{mV}_{\text{rms}}$ ，对输出电流没有要求。

解：首先确定电路结构。

- 1) 它必须是一个多级的，直接耦合的放大电路，否则无法实现直流放大。
- 2) 最后一级必须能支持  $\pm 15\text{V}$  供电，以达到最大的输出摆幅。
- 3) 整个电路增益应大于 1000 倍，最大不应超过 1500 倍——因电源电压和输入信号 10mV 限制。
- 4) 各级放大电路应有足够增益带宽积，以保证 10MHz 带宽，以及 9MHz 内 1dB 起伏。
- 5) 为保证输出有足够摆幅，输出失调电压应尽量小，不宜超过 0.5V。
- 6) 整个电路的噪声应足够小，满足题目要求。
- 7) 注意功耗，不得超过静态电流 100mA。

据此，按照经验，使用 3 级放大电路即可，得到如图 Section73-6 电路结构。

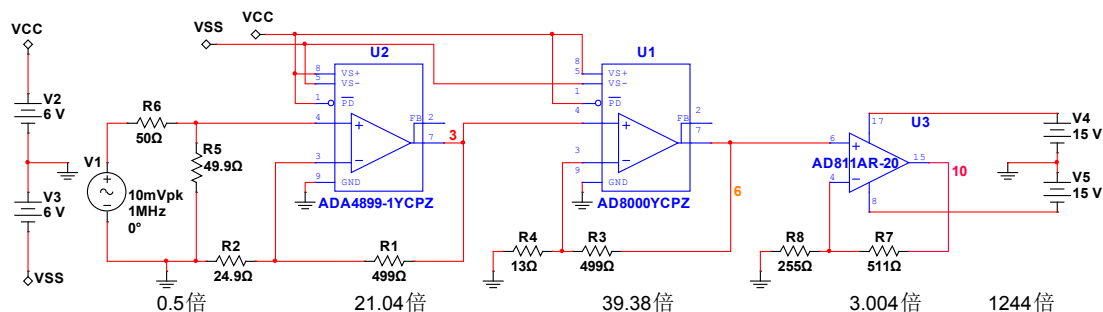


图 Section73-6 举例 3 放大电路

其次，选择关键芯片。

1) 最后一级非常重要，大幅度输出对运放的主要要求是：高供电电压、大压摆率。10MHz 下要求输出 15V 摆幅，则压摆率至少为：

$$SR > 2\pi f_H \times U_{max} = 6.28 \times 10\text{MHz} \times 15\text{V} = 942\text{V}/\mu\text{s}$$

同时，考虑到前级运放可能使用±5V 电源，其输出幅度最大±5V，因此最后一级至少应保证有 3 倍的电压增益，且对 10MHz 信号衰减不明显，这也就要求它有一定的带宽。

AD811 是满足要求的，它具有 140MHz 以上带宽，2500V/μs 压摆率，±18V 供电。

2) 前级也很重要。其重要性在于对整个输出噪声、输出失调电压的影响是最大的。在整个电路中，只有这一级的噪声被放大了整个电路增益倍数，而其它放大器只会被放大大局部倍数。失调电压也是如此。因此它的好坏将决定这个电路的好坏。因此最好选择失调电压小、噪声小、偏置电流也小的运放，且能保证带宽要求。

这一级因为输出幅度很小，一般不需要考虑压摆率问题。

ADA4899-1 是一个良好的选择。它具有 35μV 典型输入失调电压，1nV/√Hz 电压噪声密度，6μA 输入偏置电流（稍大），以及 600MHz 带宽。它唯一的缺憾在于输入偏置电流较大，但是在选择将/DISABLE 脚接+Vs 时，其偏置电流可以降低至 0.1μA。

3) 中间级。对于中间级来说，它主要完成大增益任务。因此，电流反馈型的超高带宽运放应是首选。但是也应该兼顾失调电压不能太大。

AD8000 和 AD8009 是较好的选择，它们具备 1GHz 以上带宽，AD8000 具有 1mV 输入失调电压，而 AD8009 则为 2mV。因此首选 AD8000。

对于噪声，如果前级增益大于 10 倍，输出噪声将主要取决于第一级，后级噪声一般不需要考虑。AD8000 和 AD8009 的电压噪声密度均在 2nV/√Hz 以内，无需考虑。

4) 功耗估算。ADA4899-1 的静态电流约为 16.2mA，AD8000 约为 14.3mA，AD811 约为 16mA，三者相加约为 46.3mA，没有超限。

第三步，整体估算。

假设电路总增益为 1250 倍，即 10mV 输入产生 12.5V 输出。之所以是 12.5V，取决于 AD811 的输出摆幅，在±15V 供电，空载时它的输出摆幅大约为 12.5V。由于信号源内阻为 50Ω，输入级应给予一个匹配的 50Ω，此处发生了 0.5 倍衰减，因此实际的放大电路增益应为 2500 倍左右。

失调电压估算：在没有特殊要求情况下，按照典型值估算是一个靠谱的方法。前级 ADA4899-1 的输入失调电压约为 35μV，由此产生的输出失调电压应为 35μV×2500=87.5mV，这对输出摆幅的影响不大。但是，如果输入偏置电流为 6μA，它乘以外部的 25Ω（源内阻



50Ω 和匹配电阻 50Ω 的并联), 能获得大约 150μV 的电压, 这个电压从外部表现看等同于输入失调电压, 由它造成的输出失调大约为 150μV×2500=0.375V, 这将极大影响输出摆幅。因此, 想办法让输入偏置电流造成的输出失调减小, 是必须的。

好在, AD8000 提供了降低输入偏置电流的方法, 就是将/DISABLE 脚接+V<sub>S</sub>, 使得偏置电流降低为 0.1μA, 进而使得由此引起的输出失调下降为 6.25mV, 可以忽略。

噪声估算: 整个放大电路的带宽约为 10MHz, 计算噪声时的等效带宽为 15.7MHz, 则最为主要的平坦区噪声, 也就是第一级放大电路产生的平坦区噪声有效值为:

$$U_{N,O} = U_{N,I} \times A_u = K \times \sqrt{1.57f_H - 0.1} \times A_u = 1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{15.7\text{MHz}} \times 2500 = 9.9\text{mV}_{\text{rms}}$$

实际电路噪声还应考虑电阻噪声、电流噪声以及 1/f 噪声, 还有后级放大电路噪声, 但是这些都是次要的, 对整个输出噪声影响不大, 因此本设计应该能满足噪声要求。

第四步, 电源电压、增益分配和电阻选择

为保证性能, 确定最后一级为±15V 供电, 且将前级供电设为可能的最大电压。对 ADA4899-1 和 AD8000 数据手册分析, 可以选择±6V 供电。

通过仿真软件完成上述电路的设计, 然后不断选择电阻以决定各级增益, 这必然会影响到输出摆幅、输出失调以及通带增益平坦性。但是, 盲目的设计总会浪费很多时间, 必须有一定的技巧:

1) 第一级增益尽量大, 以保证较好的输入失调电压能够发挥作用。但是, 过渡增加第一级增益, 会加速带宽的下降。为此, 将最后一级首先选择为最小增益 3 倍。

2) 剩余的 2500/3=833 倍应分担给前两级。至此, 只要选择第一级增益, 配套计算第二级增益即可完成实验。仿真实验中, 应留有一定裕量。

3) 各级电路的 R<sub>F</sub>、R<sub>G</sub> 电阻选择, 应在保证增益的基础上, 参考数据手册给出的建议。一般情况下, 此电阻系列应该越小越好。但是, 最好不要把 R<sub>G</sub> 选为 20Ω 以下, 除非数据手册中给出了参考选择。

4) 每做一个选择, 用仿真软件测试一下输出波形和幅频特性, 以观察是否满足要求。按照上述原则, 我做出了图中所示的设计。仿真测试结果为:

1) 通带内增益为 61.85dB, 这包含源电阻的衰减, 折合成倍数为 1237 倍, 即理论输出为 12.37V。

2) 9MHz 处增益为 61dB, 衰减为 0.85dB, 满足 1dB 起伏要求。

3) -3dB 带宽为 19.6MHz, 满足 10MHz 带宽要求。

4) 1MHz, 10mV 输入时, 正峰值为 12.4V, 负峰值为-12.3V, 输出没有明显失真。

最后, 当仿真结果满足要求后, 最好能制作一套实际电路, 完成焊接调试, 以保证最终的实测结果满足设计要求。

#### 举例 4: 高频辅助放大电路

设计一个批量使用的, 常温下高频辅助放大电路, 用于检测某些高频放大电路的输出失调电压, 以及 10MHz 内输出噪声, 要求:

1) 供电为±5V, 电路的输入阻抗为 50Ω。

2) 中频增益为 1000 倍 (可稍大), -3dB 带宽大于 10MHz, 小于 20MHz。输出最大值

大于±3V，满功率带宽大于 10MHz。

3) 等效输入失调电压小于 100μV，等效输入噪声电压有效值小于 10μV。

解：本题与举例 3 的本质区别在于，第一，它的等效输入失调电压有明确要求，且很小，为 100μV，这在高频放大器中较为困难。第二，举例 3 中输出噪声电压小于 50mV，意味着等效输入失调电压为 50μV，而本例要求等效输入噪声电压为 10μV，更苛刻了。

### 初步设计

初步估计本例应用三级放大电路实现，第一级解决失调和噪声问题，最后一级解决压摆率和输出幅度问题，中间级承上启下实现失调和噪声的衔接，且解决增益问题。

首先进行第一级设计。

第一级运放应能够放大 5-10 倍，以缓解第二级的噪声、失调压力，因此其 GBW 至少为 50MHz（注，因电流反馈型放大器失调电压均较大，无需考虑，因此可以使用 GBW 概念）。另外，第一级噪声电压密度也可以初步估算：

$$K_1 < \frac{10\mu\text{V}}{\sqrt{1.57 \times 10\text{MHz}}} = 2.52 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

将 ADI、TI、Linear 公司供电±5V，GBW 大于 50MHz，失调电压典型值小于 50μV，噪声电压密度小于 2nV/√Hz 的运放列表如下（因噪声电压密度要求较高，以此为序为佳）：

表 2 初选器件

型号	$V_{OS\_typ}/\mu\text{V}$	$K/\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	GBW/MHz
ADA4898-1	20	0.9	65
AD797	25	0.9	110
ADA4899-1	35	1	600
LT1028	10	0.85	75
LT1115	50	0.9	70
LT6231	50	1.1	215

然后对每一个待选芯片进行数据手册查阅。得到如下信息：

对输入失调电压最大值，ADA4898-1 为 150μV。ADA4899-1 为 230μV。LT1115 为 200μV。LT6231 为 350μV，均应舍弃。剩下的只有 AD797 和 LT1028，数据如下：

表 3 初选器件再分析

型号	$V_{OS\_max}/\mu\text{V}$	$I_{B\_max}/\text{nA}$	$I_{OS\_max}/\text{nA}$
AD797B	40	900	200
LT1028A	40	±90	50

两者的失调电压数据完全相同，但带宽上，AD797B 为 110MHz，LT1028A 为典型值 75M，最小值 50MHz，显得 AD797B 稍好一些。但是，由于 AD797B 的偏置电流高达 0.9μA，外部 100Ω 电阻就会换来 90μV 的等效失调电压，这给失调电压带来的风险。好在我们注意到，它的失调电流远小于偏置电流，这可以利用电阻匹配原理（见 Section70）。

以 AD797B 为例，初步设计的第一级电路如图 Section73-7 所示。

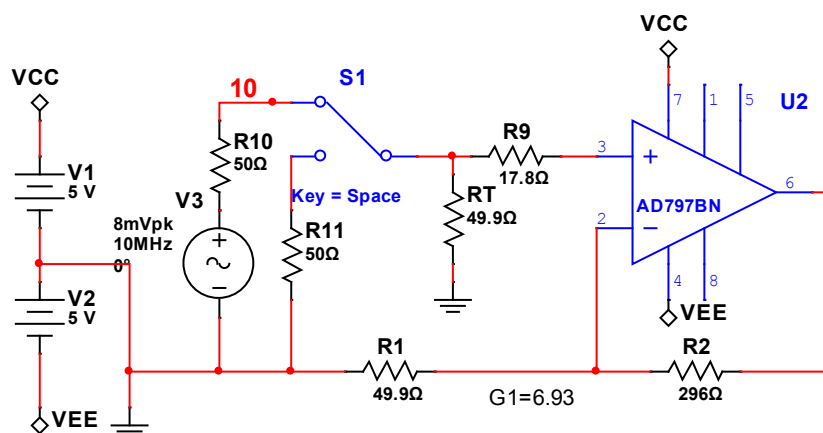


图 Section73-7 举例 4 第一级放大电路初步设计

需要提醒读者，图中的 R10 代表着前级的输出电阻。题目中虽然没有给出，但我们应该想象到，之所以要求本电路输入电阻等于 50Ω，一般都是为了通过 50Ω 电缆线与前级实现阻抗匹配的级联。当信号为 0 时，相当于开关 S1 接到下边，通过 R11 接地。

因此，请一定注意，当信号为 0 时，从运放第 3 脚看出去的匹配电阻为：

$$R_{MATCH} = R_9 + R_T \parallel R_{10} = 42.66\Omega$$

其次，进行第二级的初步设计，也就是选择第二级运放。要选择第二级运放，必须先对第一级设计结果进行初步的估算，以便对第二级运放提出要求。

1) 计算失调电压，据式(Section70-3)：

$$U_{OS\_OUT1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_{OS\_max} + I_{OS\_max} \times R_{MATCH}) = 6.93 \times (40\mu\text{V} + 200\text{nA} \times 42.66\Omega) = 336.3\mu\text{V}$$

可见，电流引起的等效输入失调电压，只有 8.5μV 左右，与 40μV 的输入失调电压相比，不小但也不过份。如果不实施匹配，可能会超过 40μV。

此输出失调电压，直接作用到电路的输出端，还需要经过后续的两级放大，即被放大 1000/6.93 倍，为 48.5mV，几乎占据了总输出失调电压 100mV 的一半。因此，从第二级开始的等效输入失调电压，千万不敢超过 350μV，它包括  $V_{OS2}$  以及电流引起的等效输入失调。

2) 再估算噪声。总输出噪声电压不得大于 10mV。第一级对输出噪声电压的贡献为：

$$U_{N\_OU1} = U_{N\_I} \times 1000 \approx K_{AD797} \sqrt{f_b} \times 1000 = 0.9\text{nV} \times \sqrt{15700000} \times 1000 = 3.57\text{mV}$$

$$U_{N\_OR1} = K_{R1} \sqrt{f_b} \times 1000 \times \frac{5.93}{6.93} = 0.128 \times \sqrt{49.9} \times \sqrt{15700000} \times 856 = 3.07\text{mV}$$

$$U_{N\_OR2} = K_{R2} \sqrt{f_b} \times G_2 \times G_3 = 0.128 \times \sqrt{294} \times \sqrt{15700000} \times 144.3 = 1.26\text{mV}$$

电流噪声很小，只有 2pA/√Hz，它乘以电阻 50Ω，约为 0.1nV/√Hz，可以忽略。

因此，第一级对输出噪声的贡献为：

$$U_{N\_O1} = \sqrt{U_{N\_OU1}^2 + U_{N\_OR1}^2 + U_{N\_OR2}^2} = 4.87\text{mV}$$

从第二级开始给输出级的噪声贡献为：

$$U_{N\_O23} = \sqrt{U_{N\_O}^2 - U_{N\_O1}^2} = \sqrt{10^2 - 4.87^2} = 8.73\text{mV}$$

据此，如果忽略第三级带来的噪声（确实很小），第二级运放的等效输入噪声电压密度约为：



$$K_2 < \frac{8.37\text{mV}}{G_2 \times G_3 \times \sqrt{f_b}} = 14.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

据此，可以根据如下约束，选择第二个运放。

- 输入失调电压最大值小于 350μV，典型值 50μV 以下；
- 噪声电压密度小于14.6 nV/√Hz；
- GBW 大于 200MHz ( 15MHz 带宽 12 倍以上 )；
- 供电±5V。

据此得到如下表所示 4 颗芯片。通过查阅数据手册，将输入失调电压最大值填入，LT6231 被立即剔除。而 LT1222，也是因为失调电压过大，暂时被剔除。下面只有 LT1468-2，失调最小，但带宽只有 200MHz，以及 ADA4899-1，失调 230μV，带宽 600MHz。

表 4 第二级初选器件

型号	V <sub>OS_typ</sub> /μV	K/nV/√Hz	GBW/MHz	V <sub>OS_max</sub> /μV
ADA4899-1	35	1	600	230
LT1222	100	3	500	300
LT1468-2	30	5	200	175
LT6231	50	11	215	350

我会选择 ADA4899-1，毕竟第二级的带宽压力还是蛮大的，GBW 大的会轻松一下。但它的失调电压，加上偏置电流引起的失调电压，还是让我揪心。

第三，选择第三级运放。

对于第三级，本例要求下选择相对容易——毕竟题目没有要求轨至轨输出。

其压摆率必须满足：

$$SR > 2\pi f_H \times U_{max} = 6.28 \times 10\text{MHz} \times 3\text{V} = 188.4\text{V}/\mu\text{s}$$

对失调电压，也有要求。最后一级一般放大 10 倍左右即可。它本身造成的输出失调电压如果在总要求的 1/10，也就是 10mV，一般就能接受。毕竟前面两级不应该设计到紧巴巴的连 1/10 都让不出来。这样，它自身的等效输入失调电压应该在 1mV 之内。

对噪声，几乎没有要求。

对 GBW，自然也应该大于 200MHz。这样，AD8045 进入了我们的视线。当然，ADA4899-1 也是可以的，但其压摆率只有 200V/μs，有点悬乎。AD8045 的压摆率达到 1350 V/μs，带宽高达 1GHz，输入失调电压最大值 1mV。

最后，选择电阻确定增益，形成初步设计的总电路，如图 Section73-8 所示。

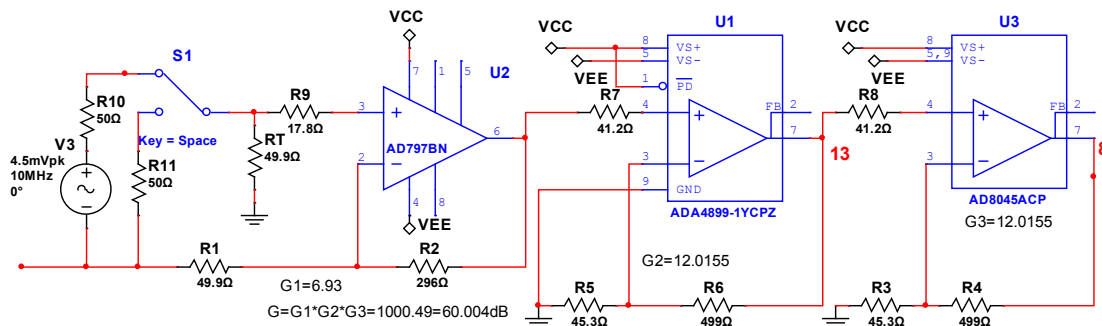


图 Section73-8 举例 4 放大电路初步设计

### 电路解释

图中第一级，R9 的作用是利用匹配思想，进一步降低失调电压，它近似满足：

$$R_9 + R_T \parallel R_{11} = R_1 \parallel R_2 = 42.66\Omega$$

同样的，第二级和第三级都增加了匹配电阻，计算方法与此相同。本书中，原本是不赞成这种匹配方法的，但本例要求太高，只好使用了。

第一级增益选择为 6.93 倍，是仿真实验确定的（注：图中的  $R_2=296\Omega$  是我看错选择的，E96 系列没有这个阻值）。我们当然希望第一级增益尽量大一些，以减少后级设计压力，但 AD797B 的仿真表现中，此增益下-3dB 带宽只有 12.8MHz。对于电阻选择，参照 AD797 数据手册，基本以反馈电阻等于 300 $\Omega$  建议的。

第二级和第三级的增益，基本是按照开根号分配的。剩余增益为 1000/6.93，开根号为 12.012。查阅 ADA4899-1 和 AD8045 的数据手册，发现 499 $\Omega$  做反馈电阻都是合适的。按此电阻值， $G_2 = G_3 = 12.0155$ 。

ADA4899-1 中，有一个 PD 脚，是控制低功耗状态的。要让放大器处于待机低耗状态，可以使 PD 脚接低电压，而要让放大器正常工作，则有两种选择，PD 脚接高电压，或者悬空。接高电压时，运放的电流噪声会大一些，但偏置电流会由 12 $\mu\text{A}$  降为 1 $\mu\text{A}$ ，有利于降低由此带来的输出失调电压。

### 综合估算

按此电路，可以进行设计后的综合估算，以确保设计满足要求。中频增益、带宽、满功率带宽可以通过仿真实验进行，无需此处估算。而噪声设计中，所有芯片的选择，余地都很大，也无需再算。唯一需要估算的是输出失调电压。因此，仿真软件中，芯片的失调电压、偏置电流等都是确定的，无法表现出最大值以及随机性，其失调测量结果，不能代表批量生产中的结果。

前面已经算过，第一级的输出失调电压为：

$$U_{OS\_OUT1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_{OS\_max} + I_{OS\_max} \times R_{MATCH}) = 6.93 \times (40\mu\text{V} + 200\text{nA} \times 42.66\Omega) = 336.3\mu\text{V}$$

折算的输入端，第一级电路的等效输入失调电压为：

$$U_{OS\_IN1} = \frac{U_{OS\_OUT1}}{G_1} = V_{OS\_max} + I_{OS\_max} \times R_{MATCH} = 48.53\mu\text{V}$$

第二级放大电路的等效输入失调电压为：

$$U_{OS\_IN2} = V_{OS\_max} + I_{OS\_max} \times R_{MATCH} = 230\mu\text{V} + 700\text{nA} \times 41.2\Omega = 258.84\mu\text{V}$$

第三级放大电路的等效输入失调电压为：

$$U_{OS\_IN3} = V_{OS\_max} + I_{OS\_max} \times R_{MATCH} = 1000\mu\text{V} + 1.3\mu\text{A} \times 41.2\Omega = 1053.6\mu\text{V}$$

总输出失调电压为：

$$\begin{aligned} U_{OS\_OUT} &= U_{OS\_IN1} \times G_1 \times G_2 \times G_3 + U_{OS\_IN2} \times G_2 \times G_3 + U_{OS\_IN3} \times G_3 \\ &= 48.53 \times 1000 + 258.84 \times 144.37 + 1053.6 \times 12.0155 \\ &= 48.53\text{mV} + 37.37\text{mV} + 12.66\text{mV} = 98.56\text{mV} \end{aligned}$$

悬死了，勉强合格。

### 仿真测试

用 Multisim 软件实施仿真，得到的结果表明：

1) 中频增益为 53.88dB，约为 494 倍。原因在于输入阻抗匹配后，降低为 0.499 倍（衰竭）。且 AD8045 的实测增益没有达到 12.0155 倍，只有 11.9 倍。此原因在于，AD8045 的开环增益只有 63dB，即为 1412 倍。据本书负反馈一章介绍：

$$A_{uf} = \frac{MA_{uo}}{1 + FA_{uo}} = \frac{1412}{1 + \frac{1412}{12.0155}} = 11.94$$

可知，这是合理的仿真结果。要得到 12.0155 倍增益，在实际调试时适当增加反馈电阻值即可。

2) 上限截止频率为 11.6MHz，满足设计要求的 10MHz-20MHz。

3) 对满功率测试，当输入 10MHz，8mV 幅度正弦波，输出为无明显失真的正弦波，正峰值为 3.4V，负峰值为-3.3V，满足 3V 以上的设计要求。

## 4. 运放电路的频率特性和滤波器

所谓的频率特性，是指一个放大电路对不同频率的输入信号，所表现出的不同性能。很显然，任何放大电路内部或者外部，都不可避免的存在人为放置的实体电感、电容，或者固有存在的杂散电感、电容，它们有的并联于部件身旁，有的串联于回路之中，当输入信号频率发生改变时，它们的感抗、容抗就会发生变化，进而对电路性能产生改变。

放大电路的频率特性，就是研究电路性能随频率变化的规律，是电子技术特别是模拟电子技术中一个极为重要的环节。在本书 2.4 节，已经对晶体管放大电路的频率特性进行了深入阐述，本节主要对运放组成的放大电路，研究其频率特性。

而滤波器，就是利用这些规律，主动制作的一个放大电路。其电路性能随频率变化的规律，是人为主动设计的，以达到我们期望的规律，比如滤除低频量，保留高频量等。

### 4.1. 运放电路的频率特性

#### Section74. 从开环到闭环

##### 开环增益的简化表达式

##### 实际的开环增益

运算放大器的开环增益，是随频率变化而变化的，一般情况下都是随着频率的升高而降低，如图 Section74-1 所示。在横轴绝大多数区域，这根线是以-20dB/10 倍频下降的，在对数图中是一根直线。但是，我们能够看出，在左图 1MHz 以后，右图 10MHz 以后，即图中的红色区域内，这个直线变得不直了，这通常发生在开环增益低于 20dB 以下的区域。

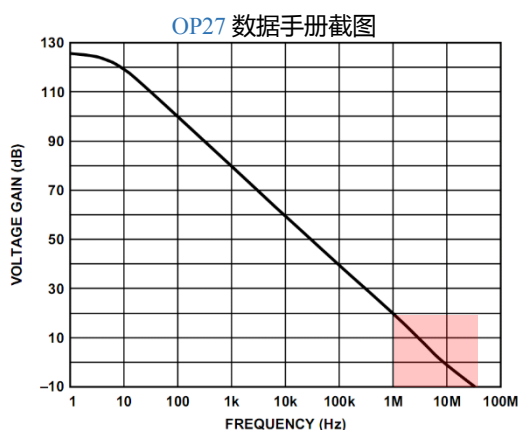


Figure 19. Open-Loop Gain vs. Frequency

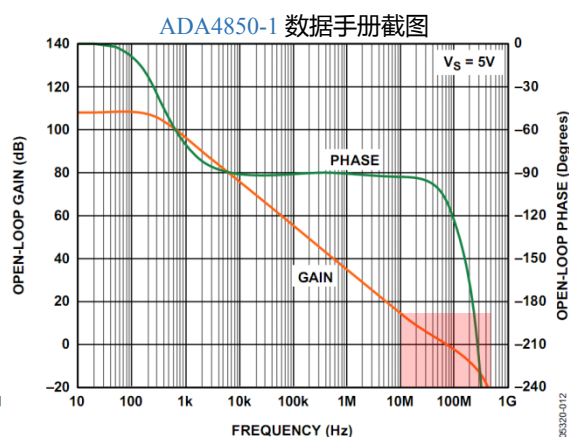


Figure 13. Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency

图 Section74-1 实际运放的开环增益曲线

##### 对开环增益的初步简化

如果忽视这一段的异常，运放的开环特性可以用如下简化式表达：

$$\dot{A}_{uo}(f) = A_{uom} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}} \quad (1)$$

这是一个复数表达式，包含模和幅角。模是开环增益的大小，用头顶不带点的  $A_{uo}$  表示，幅角代表相移，用  $\varphi_{uo}$  表示，负值代表滞后相移。式(1)得到的幅频特性曲线——即增益的模，随频率变化的曲线——与实际运放增益曲线非常相似：在  $f$  远小于  $f_H$  的超低频率段，有一段平直区域，其值为  $A_{uom}$ ，左图为 125dB，右图为 107dB，这被称为开环中频增益（为什么叫中频，而不叫低频，见图 Section46-1）； $f$  在截止频率附近，开环增益圆滑下降； $f$  远大于  $f_H$  阶段，开环增益开始以 -20dB/10 倍频的速率直线下降（在双对数图中）。

由式(1)可得开环增益的模和相移随频率变化规律如下：

$$A_{uo}(f) = A_{uom} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_H})^2}} \quad (2)$$

$$\varphi_{uo}(f) = -\arctan(\frac{f}{f_H}) \quad (3)$$

图 Section74-2 是根据式(2)绘制的两个运放的开环增益曲线，分别为图中橙色、蓝色线，运放 1 的  $A_{uom1}=10^7$ ， $f_{H1}=1\text{Hz}$ ，运放 2 的  $A_{uom2}=10^6$ ， $f_{H2}=10\text{Hz}$ 。可以看出，两者的主要差别发生在低频段，随着频率的上升，到 100Hz 处，它们的开环增益已经完全重合，至少肉眼已经无法分辨它们的区别，同时，这两个运放具有相同的单位增益带宽 UGBW——开环增益下降到 1 倍时的频率，均为 10MHz，即  $10^7\text{Hz}$ 。

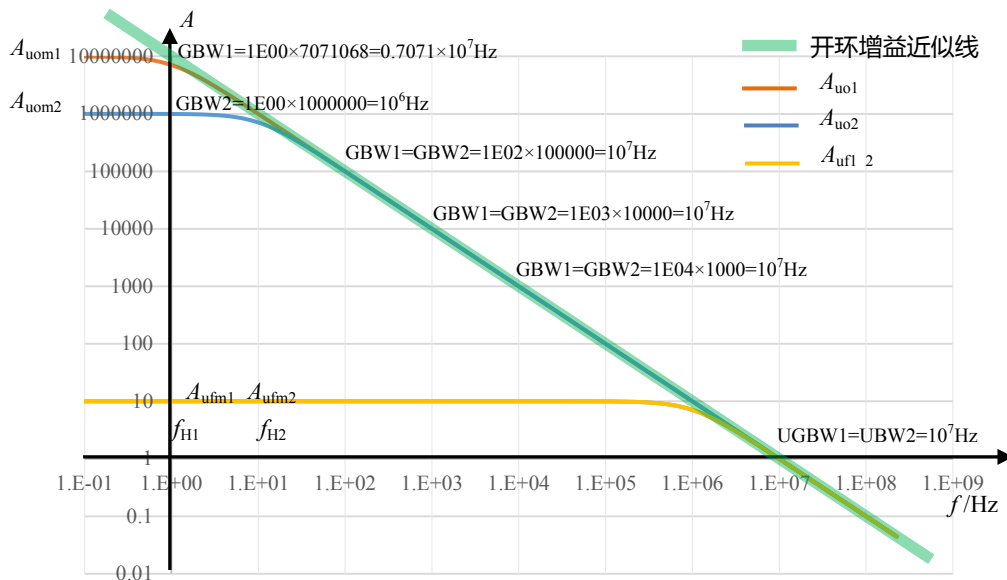


图 Section74-2 开环增益的进一步简化

用这样两个运放分别制作 10 倍同相比例器，产生的闭环增益的模用  $A_{uf1}(f)$  和  $A_{uf2}(f)$  表示，它们是随频率变化的，如图黄色曲线所示——两根线是重合的。它们在低频段保持闭环增益等于 10，同样的，这个值被称为闭环中频增益，用  $A_{ufm1}=A_{ufm2}=10$  表示。随着频率上升，两个运放的开环增益不断下降，但是由它们形成的闭环增益却一直是 10，且一直重

合。这个事实一直坚持到大约  $1E05$ ，即  $10^5\text{Hz}=100\text{kHz}$  时，肉眼能够看出它开始下降了，在  $1\text{MHz}$  处，已经能够看出来明显的下降，闭环增益变为大约 7.07 倍（当然，肉眼是看不出 7.07 的，我知道，是因为计算过）。这就是闭环上限截止频率，即闭环增益下降为闭环中频增益  $A_{ufm}$  的 0.707 倍所对应的频率，也称为闭环带宽，用  $f_{\text{HF}}$  表示。

### 对开环增益的进一步简化

重温 Section60 内容，可知一个反馈系数为  $F$ ，衰减系数为  $M$  的闭环放大电路，其闭环增益与运放开环增益之间的关系为：

$$\dot{A}_{\text{uf}}(f) = \frac{\dot{u}_O}{u_I} = \frac{M \times \dot{A}_{\text{uo}}(f)}{1 + F \times \dot{A}_{\text{uo}}(f)} \quad (4)$$

仔细研究式(4)，当  $|F \times \dot{A}_{\text{uo}}(f)|$  远大于 1 时，分母的 1 可以忽略，造成闭环增益就等于  $M/F$ ，与  $\dot{A}_{\text{uo}}(f)$  无关。事实和理论分析都能告诉我们，在低频处开环增益的不同，对闭环增益曲线的带宽  $f_{\text{HF}}$  几乎没有影响。这为我们提出一个新的开环增益简化模型奠定了基础，我们希望用一个更为简单的公式描述开环增益曲线：

$$\dot{A}_{\text{uo}}(f) = A_{\text{uom}} \times \frac{1}{0 + j \frac{f}{f_H}} = -j \times A_{\text{uom}} \times \frac{f_H}{f} \quad (1a)$$

此简化开环增益的模，称为开环增益近似线，如图 Section74-2 中绿色曲线，实际它是一条直线。在  $100\text{Hz}$  以后，用它来描述运放 1 的橙色、运放 2 的蓝色线，已经完全吻合。而对于低频段的不吻合，我们又完全不关心。

### 对开环增益的第三次变形

生产厂家在运放的数据手册中，一般不强调  $A_{\text{uom}}$  和  $f_H$ ，而重点强调 GBW 或者 UGBW。因此，用  $A_{\text{uom}}$  和  $f_H$  表达的式(1a)不实用，我们需要利用 UGBW 或者 GBW 对其进行变形。

为此，我们需要重温 Section70 的基本概念：

GBW：增益带宽积。在运放的开环增益曲线上，指定频率处增益值与频率值的乘积。理论上说，GBW 是随频率不同而有所不同的，但是在一个很宽范围内，比如图 Section74-2 中  $10\text{Hz}-10\text{MHz}$  范围内，它们是一个固定值  $10^7\text{Hz}$ 。生产厂家给出的这个值，是在满足上述条件下选定一个频率测得的。

UGBW：单位增益带宽。在运放开环增益曲线上，增益等于 1 对应的频率。

从式(1a)，可以求得 GBW 和 UGBW，以 GBW 为例，取频率等于 1 为测试点，则

$$|\dot{A}_{\text{uo}}(1\text{Hz})| = A_{\text{uom}} \times \frac{f_H}{1\text{Hz}}$$

根据 GBW 定义，它是上式和 1Hz 的乘积：

$$\text{GBW} = A_{\text{uom}} \times \frac{f_H}{1\text{Hz}} \times 1\text{Hz} = A_{\text{uom}} f_H$$

据此，可以将式(1a)变形为式(1b)，以便于生产厂商的数据手册参数对应起来：

$$\dot{A}_{\text{uo}}(f) = -j \times A_{\text{uom}} \times \frac{f_H}{f} = -j \times \frac{\text{GBW}}{f} \quad (1b)$$

这样，就完成了对运放开环增益的最终简化，且使用数据手册提供的 GBW 来表示。

## 闭环增益带宽

重看图 Section46-1，一个放大电路的幅频特性，像一个梯形，有上限截止频率，也有下限截止频率，还有中频增益。因此，严格说，我们应该研究在两个频率变化方向上的增益变化规律——频率越来越高的上限截止频率，以及频率越来越低的下限截止频率。但是，我们知道，运放是一个直接耦合高增益放大器，它对低频或者直流是具有高增益的，不具备下限截止频率。因此本节，我们只研究随频率越来越高，引起的增益下降规律。

很显然，开环增益随频率下降的规律，将影响闭环增益随频率改变的规律。为研究闭环增益变化与开环增益变化之间的规律，需要以下定义。

### 闭环增益带宽

它是针对一个放大电路定义的，一般指-3dB 带宽，是指随频率升高，闭环增益下降到  $A_{ufm}$  的 0.707 倍时对应的频率，用  $f_{Hf}$  表示，也可用  $f_{Hf-3dB}$  表示。

### 闭环增益 ydB 平坦带宽

随着频率的上升，闭环增益与闭环中频增益  $A_{ufm}$  的 dB 差值超过 ydB 所对应的频率值，称为 ydB 平坦带宽，用  $f_{Hf\pm ydB}$  表示；

闭环增益 ydB 平坦带宽，是对-3dB 带宽的一个普适性补充。比如某个放大电路，其中频增益为 10 倍，-3dB 带宽为 1MHz，是指当输入信号频率为 1MHz 时，其闭环增益刚好是中频增益的 0.707 倍。同时又指出，它的 0.5dB 平坦上限带宽为 100kHz，则说明在输入信号频率小于 100kHz 时，闭环增益和闭环中频增益的 dB 差值的绝对值，不会超过 0.5dB，即在此频率范围内，闭环增益具有 0.5dB 的平坦度，即：

$$|A_{uf}(dB) - A_{ufm}(dB)| < 0.5dB ; f_{in} < 100kHz$$

具体到此例，有：

$$19.5dB < A_{uf}(dB) < 20.5dB ; f_{in} < 100kHz$$

或者用倍数表达，0.5dB 代表 1.059 倍，-0.5dB 代表 0.944 倍：

$$0.944 < \frac{A_{uf}}{A_{ufm}} < 1.059 ; \text{或者} 9.44 < A_{uf} < 10.59 ; f_{in} < 100kHz$$

图 Section74-3 是对闭环带宽的示意。图中开环增益如图中橙色线，而蓝色线是其近似线。黄色是利用这个运放组成的 10 倍同相比例器，绿色是 100 倍的。其-3dB 带宽分别为  $f_{Hf1}=1MHz$ ， $f_{Hf2}=0.1MHz$ ，而对电路 2 绘出了-ydB 平坦带宽为  $f_{Hf2}=0.07MHz$  附近。



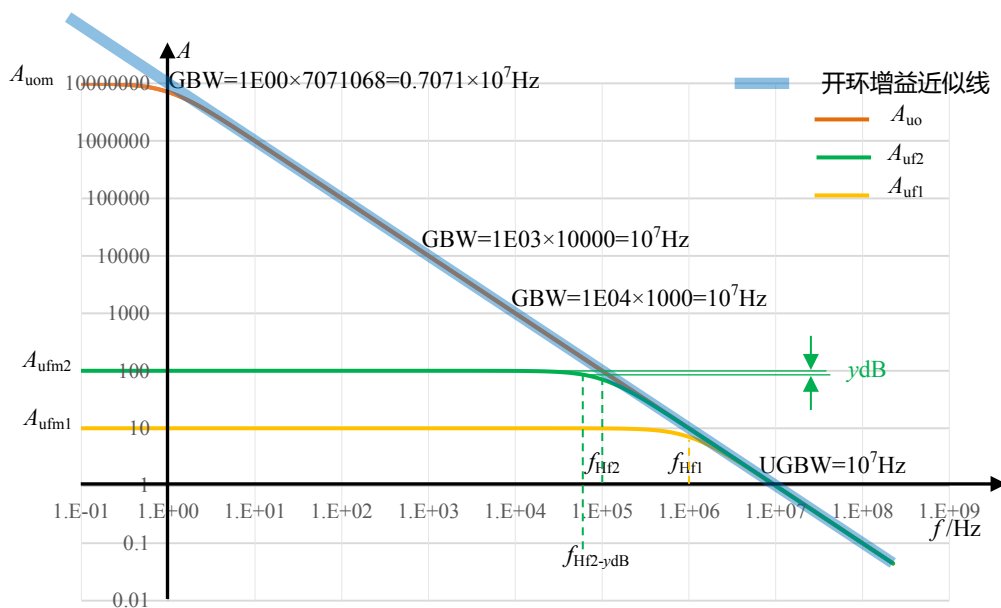


图 Section74-3 闭环带宽

### y 问题的正问题

在此基础上，我们提出“y 问题”如下：一个运放的增益带宽积 GBW 已知，用它组成一个放大电路，其反馈系数为  $F$ ，衰减系数为  $M$  [参见本书 Section60]。求该放大电路的 -y dB 上限平坦带宽  $f_{Hf-ydB}$ ，为书写方便，定义： $x=f_{Hf-ydB}$ 。

此问题有普适性，在运放电路中会频繁遇到。其具体物理含义，见图 Section74-3。

解：首先，根据给出的问题，结合本书 Section60 内容，可以得出如下约束：

$$A_{uf}(x) \text{ (dB)} = A_{ufm} \text{ (dB)} - y \text{ dB}$$

或者写成倍数关系为：

$$20 \times \log\left(\frac{A_{uf}(x)}{A_{ufm}}\right) = -y$$

即：

$$\begin{aligned} \frac{A_{uf}(x)}{A_{ufm}} &= 10^{-\frac{y}{20}} = k \\ A_{uf}(x) &= k \times A_{ufm} \end{aligned}$$

(5)

其中， $k = 10^{-\frac{y}{20}}$  为题目已知条件中计算获得。

其次，根据方框图法，参见式(4)：

$$\dot{A}_{uf}(f) = \frac{\dot{u}_o}{u_i} = \frac{M \times \dot{A}_{uo}(f)}{1 + F \times \dot{A}_{uo}(f)}$$

并将开环增益随频率变化的简化式(1b)代入式(4)，得到：

$$\dot{A}_{uf}(f) = \frac{M \times \dot{A}_{uo}(f)}{1 + F \times \dot{A}_{uo}(f)} = \frac{M \times (-j \times \frac{GBW}{f})}{1 + F \times (-j \times \frac{GBW}{f})} = \frac{M}{F} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{F \times GBW}}$$

(Section74-1)

其模为随频率变化的实数：



$$A_{uf}(f) = |\dot{A}_{uf}(f)| = \frac{M}{F} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{F \times GBW})^2}}$$

[Section74-2]

其相移为随频率变化的实数：

$$\varphi_{uf}(f) = -\arctan(\frac{f}{F \times GBW})$$

[Section74-3]

这两个表达式的含义很清晰，对增益的模来说，当  $f=0$  时，闭环增益的模具有最大值，即为  $M/F$ ，随着频率  $f$  的逐渐增大，分母越来越大，即闭环增益的模逐渐变小，在一个关键频率  $F \times GBW$  处，闭环增益的模变为闭环中频增益的 0.707 倍。因此有：

$$f_{Hf-3dB} = f_{Hf} = F \times GBW$$

[Section74-4]

由于-3dB 的特殊性，一般都简写为  $f_{Hf}$ 。

在相移上，随着频率的上升，闭环电路开始出现微弱的相移，到  $0.1f_{Hf}$  时，相移大约为  $-5.7^\circ$ ，到  $f_{Hf}$  时，相移是  $-45^\circ$ 。

注意这两个表达式在  $f$  超过  $f_{Hf}$  后，最好不要再用。原因是图 Section74-1 实际运放曲线中，在接近 UGBW 时，已经不在是直线，不能用前述简化模型表达。

根据约束条件式(5)，结合式[Section74-2]，用  $x$  代表待求解频率，得：

$$A_{uf}(x) = k \times A_{ufm} = \frac{M}{F} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{x}{F \times GBW})^2}}$$

很显然， $A_{ufm}$  是中频闭环增益，就是  $M/F$  (参见式 Section60-6)，代入得：

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{x}{F \times GBW})^2}}$$

(8)

式(8)已经给出了已知的  $k$ ，与待求解的  $x$  的关系，解之：

$$\frac{1}{(F \times GBW)^2} x^2 + 1 - \frac{1}{k^2} = 0$$

此为  $ax^2 + bx + c = 0$  的一元二次方程标准式，按照中学数学结论即可解得：

$$x = \frac{(F \times GBW)^2}{2} \times \sqrt{4 \times \frac{1 - k^2}{(F \times GBW)^2 \times k^2}} = F \times GBW \times \frac{\sqrt{1 - k^2}}{k}$$

(9)

结合前述关于  $x$  的定义，可得式[Section74-5]：

$$f_{Hf-ydB} = F \times GBW \times \frac{\sqrt{1 - k^2}}{k}, \quad k = 10^{-\frac{y}{20}}$$

[Section74-5]

这个表达式就是  $y$  问题的正问题答案：一个运放的增益带宽积  $GBW$  已知，用它组成一个放大电路，其反馈系数为  $F$ ，衰减系数为  $M$ ，则该放大电路的  $-y$ dB 上限平坦带宽  $f_{Hf-ydB}$  如式[Section74-5]。

据式[Section74-5]，也可以得到  $y$  问题的逆问题及其答案：一个放大电路，其反馈系数为  $F$ ，衰减系数为  $M$ ，要求其  $-y$ dB 上限平坦带宽为  $f_{Hf-ydB}$ ，求运放的  $GBW$ 。

$$GBW = \frac{f_{Hf-ydB}}{F} \times \frac{k}{\sqrt{1-k^2}}, k = 10^{-\frac{y}{20}}$$

(Section74-6)

注意，这两个公式在求解过程中利用了运放开环增益的简化模型，与实际运放的主要差异表现高频段，就是图 Section74-1 中红色区域，实际运放在这里已经不是直线，且相移已经不再是-90°。如果关键频率结论发生在这个区域，那么计算就会出现较大差异。因此，闭环增益越大，这个公式越准确。

举例 1 :

电路如图 Section74-4 所示，为 10 倍同相比例器。已知运放为 AD8675，求该电路的-1dB 带宽。

解：第一，求解基本系数。

从电路可以看出，反馈系数和衰减系数分别为：

$$F = \frac{R_g}{R_f + R_g} = 0.1 ; M = 1$$

根据虚短虚断法，或者方框图法，均可求得  $A_{ufm}=10=20\text{dB}$ 。

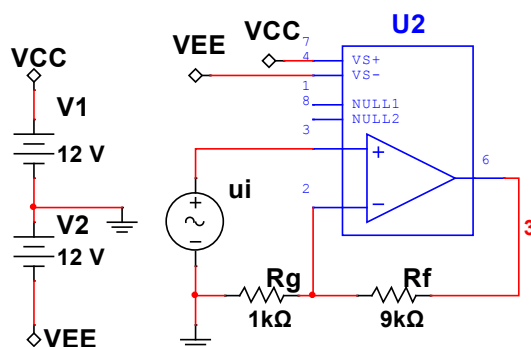
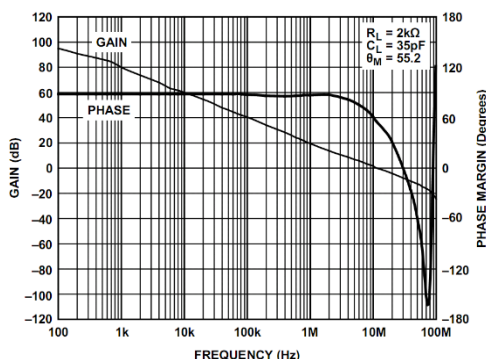


图 Section74-4 举例 1 电路

第二，查找运放关键参数。

从图 Section74-4a 截图中的增益频率曲线，以及数据表格中，可以查到 GBW 约为 10MHz。

- GBW=1k×80dB=10MHz
- GBW=10k×60dB=10MHz
- GBW=900k×20dB=9MHz
- GBW=11M×0dB=11MHz



DYNAMIC PERFORMANCE				
Slew Rate	SR	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	2.5	V/ $\mu\text{s}$
Gain Bandwidth Product	GBP		10	MHz

图 Section74-4a AD8675 数据手册截图

第三，根据公式计算。

$y=1\text{dB}$ ，则  $k = 10^{-\frac{y}{20}} = 0.89125$ ，代入式(Section74-1)得：

$$f_{Hf-1dB} = F \times \text{GBW} \times \frac{\sqrt{1-k^2}}{k} = 0.1 \times 10\text{MHz} \times \frac{\sqrt{1-0.89125^2}}{0.89125} = 508.8\text{kHz}$$

即上述放大电路，在输入频率小于 508.8kHz 时，可以保证闭环增益不会比中频增益 20dB 小 1dB，即增益 dB 数不会小于 19dB。或者说，电压增益不会小于 8.9125 倍。

举例 2 :

电路如图 Section74-5 所示，为-10 倍反相比例器。已知运放为 AD8675，求该电路的-1dB 带宽。

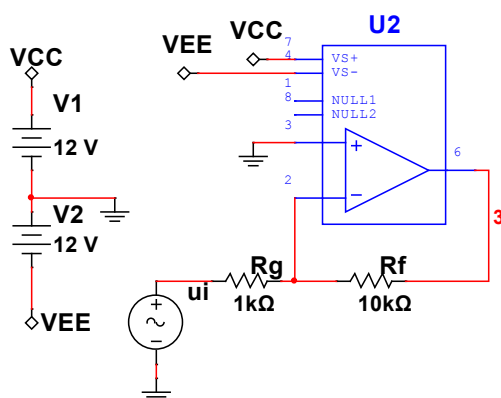


图 Section74-5 举例 2 电路

解：第一，求解基本系数。

从电路可以看出，反馈系数和衰减系数分别为：

$$F = \frac{R_g}{R_f + R_g} = \frac{1}{11} ; M = -\frac{R_f}{R_f + R_g} = -\frac{10}{11}$$

根据虚短虚断法，或者方框图法，均可求得  $A_{ufm} = -10 = 20\text{dB}$ 。

第二，确定运放关键参数， $GBW = 10\text{MHz}$ ，见举例 1。

第三，计算：

$y = 1\text{dB}$ ，则  $k = 10^{-\frac{y}{20}} = 0.89125$ ，代入式(Section74-1)得：

$$f_{Hf-1dB} = F \times GBW \times \frac{\sqrt{1 - k^2}}{k} = 0.0909 \times 10\text{MHz} \times \frac{\sqrt{1 - 0.89125^2}}{0.89125} = 462.6\text{kHz}$$

即上述放大电路，在输入频率小于 462.6kHz 时，可以保证闭环增益在-8.9125~-10 倍之间。

我们能够发现，反相放大电路和同相放大电路都实现 10 倍电压增益，但是同相放大电路的带宽要高于反相放大电路的。这缘自两个电路的反馈系数不同。

举例 3 :

电路如图 Section74-6 所示，为 50 倍同相比例器。要求电路的-0.2dB 带宽大于 20kHz，选择合适的运放实现，并用仿真软件实测。

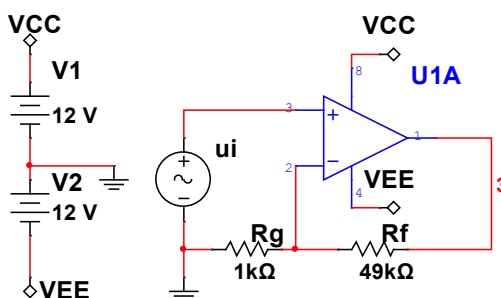


图 Section74-5 举例 3 电路

解：根据题目，得  $F=0.02$ ， $y=0.2\text{dB}$ ， $k = 10^{-\frac{0.2}{20}} = 0.97724$ ， $f_{Hf-ydB} = 20\text{kHz}$

据式(Section74-2)得：

$$GBW = \frac{f_{Hf-ydB}}{F} \times \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} = \frac{20\text{kHz}}{0.02} \times \frac{0.97724}{\sqrt{1-0.97724^2}} = 4.60\text{MHz}$$

按此结论，应选在  $GBW > 4.6\text{MHz}$  的运放，且供电电压可以为  $\pm 12\text{V}$ 。

ADI 公司的 **ADTL082**，具有  $5\text{MHz}$  带宽，可  $\pm 15\text{V}$  供电，且价格不高，是一个良好的选择。仿真实验得到的闭环增益幅频特性如图 Section74-6 所示。

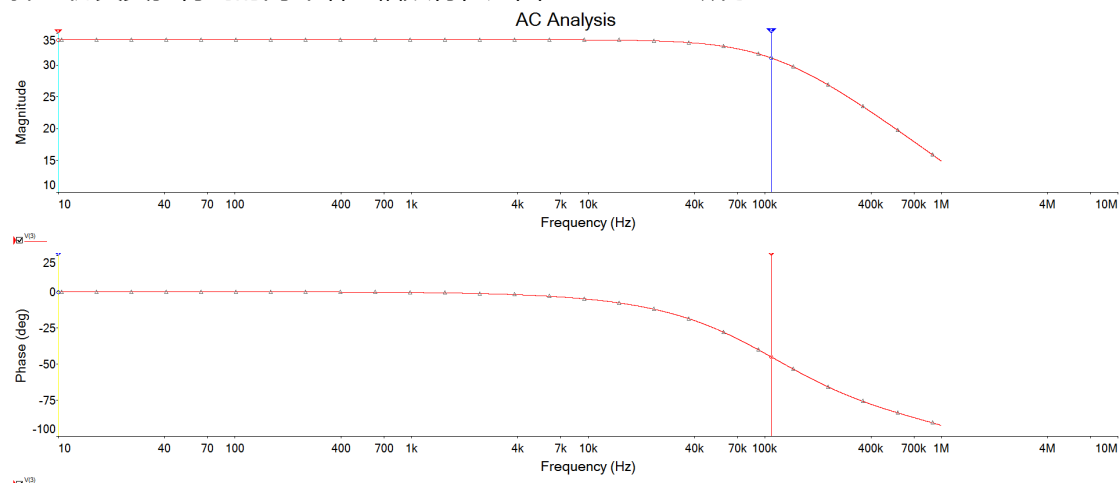


图 Section74-6 举例 3 用 **ADTL082** 仿真交流分析结果

具体各频率处的增益和相移如下表所示。

$f$	10Hz	20.14kHz	24.16kHz	100.25kHz	108.9kHz	112.3kHz
$A_{uf}/\text{dB}$	33.98	33.84	33.78	31.43	31.098	30.97
$\varphi_{uf}/^\circ$	-0.0052	-10.34	-12.35	-42.62	-45.08	-45.97

可知，中频增益为  $33.98\text{dB}$ ，为  $50.003$  倍。在题目要求的  $20\text{kHz}$  附近（仿真测试点为  $20.14\text{kHz}$ ），只有  $0.14\text{dB}$  衰减，优于题目要求的  $0.2\text{dB}$ ，而  $-0.2\text{dB}$  带宽发生在  $24.16\text{kHz}$  处，这缘于 **ADTL082** 的带宽为  $5\text{MHz}$ ，优于解题结论  $4.6\text{MHz}$ 。据式(Section74-4)可得本电路的闭环上限截止频率为  $f_{Hf}$  为  $100\text{kHz}$ ，实际测得  $-3.01\text{dB}$  频率发生在  $112.3\text{kHz}$ ， $-45^\circ$  相移点发生在  $108.9\text{kHz}$ 。这两者不相等，恰巧说明我们的简化模型在此处是有误差的。

### 学习任务和思考题

1、以集成运放 **ADA4528-1** 组成的同相比值器电路如图 Section74-7 所示，求解电路的中频增益， $-3\text{dB}$  带宽和  $-0.5\text{dB}$  带宽。

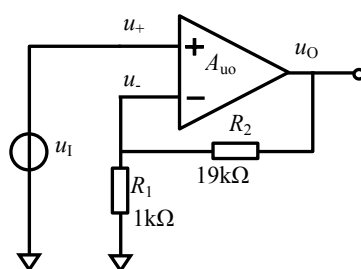


图 Section74-7

2、以集成运放 ADA4528-1 组成的反相比例器电路如图 Section74-8 所示，求解电路的中频增益，-3dB 带宽和-0.5dB 带宽。

3、以集成运放 ADA4528-1 组成的反相比例器电路如图 Section74-9 所示，求解电路的中频增益，-3dB 带宽和-0.5dB 带宽。

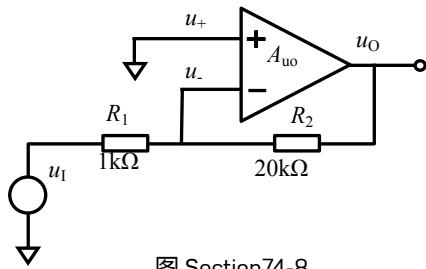


图 Section74-8

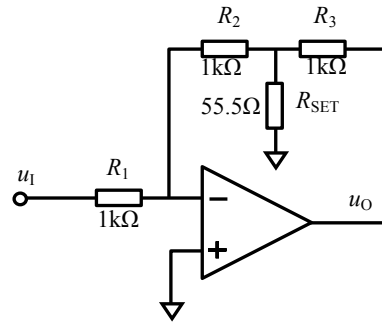


图 Section74-9 T 型反馈反相比例器

4、以图 Section74-7 所示的电路结构，选择合适的运放和电阻值，使得电路的中频增益为 10 倍，-0.5dB 带宽大于 1MHz。

## Section75. 负反馈放大电路的稳定性分析

### 从日常生活中体会自激振荡

在卡拉 OK 歌厅中，我们会见到这样一种现象：当麦克风位置不合适或者音量过大时，喇叭中会出现一种非常难听的啸叫，捂住麦克风、赶紧降低功放音量、或者将麦克风转个方向，都是我们常用的解决方法。这个难听的啸叫，其实就是放大器的自激振荡。

所谓的自激振荡，是指放大器在没有输入信号的情况下，由于环路满足某些条件，其输出端能够自己产生某一确定频率的输出信号。一个放大电路如果发生自激振荡，则振荡输出信号将淹没输入信号，使得放大器失效。某些情况下，强烈的自激振荡还会损坏放大电路。

以卡拉 OK 歌厅中的自激振荡为例，如图 Section75-1 所示。红嘴小人发出的声音信号为 SA（声波），经过麦克风拾音，转变成电信号 A，然后经过前置放大器，音量和音调调节放大器，以及功率放大器，最后形成 D 信号，驱动喇叭发生声音信号 SE。很显然，喇叭发出的声音信号 SE 一定强于小人嘴中的声音 SA，否则要扩音机干什么。

但是，SE 信号来自于墙上的喇叭，经过空气传播后，也会到达麦克风处，即 SF 信号，此信号就是小人嘴里唱出的歌曲，问，SF 大还是 SA 大？

结论是，如果歌厅中的整套系统正常工作，不啸叫，那么 SF 一定比 SA 小，反之，在啸叫的时候，SF 一定比 SA 大——任何一个微小的声音，从麦克风进去，再回到麦克风就比刚才大了，这个声音就会在环路中不断兜圈，越来越大，于是就产生了自激振荡。

消除啸叫的方法有很多，只要能够让 SF 比 SA 小就可以，比如捂住麦克风，同样的 SF 产生的 A 信号就变小了，扭转麦克风方向也是一个道理；再如调节放大器增益，SE 就小了。或者让麦克风远离喇叭，都行。

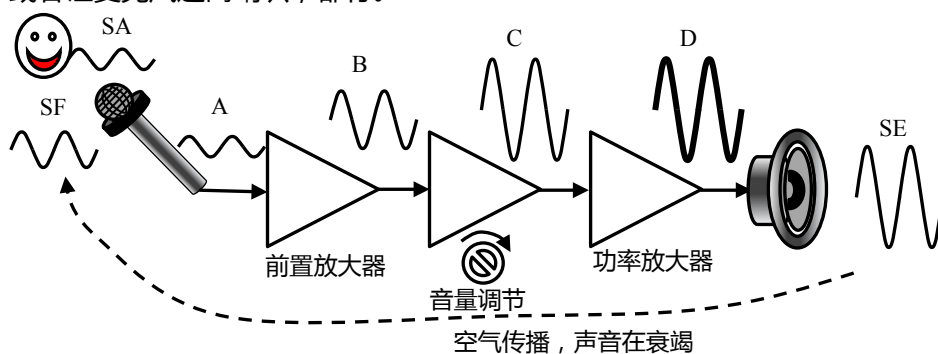


图 Section75-1 卡拉 OK 歌厅的啸叫——自激振荡

### 负反馈放大电路产生自激振荡的条件

细致的自激振荡条件，将在本书第 6 章信号源中介绍。本节简述结论：

一个运放组成的负反馈放大电路，当开环增益  $A_{u0}$  环节和反馈网络本身的相移为  $0^\circ$  时，整个环路永远是负反馈。如图 Section75-2(a)所示，利用环路极性法沿着绿色环路兜一圈，确实是负反馈。图中将正输入端的输入信号接地，以模拟输入为 0 的自激振荡情况。

但实际情况远非如此简单。负反馈环路由开环运放加反馈网络组成，这两部分中都可能存在附加的滞后相移环节，假设运放的附加相移为  $\varphi_A$ ，反馈网络的附加相移为  $\varphi_F$ ，那么

情况就会复杂，模块的输出和输入之间，就不再能用简单的同相、反相来表示，也就无法准确回答到底是正反馈还是负反馈，如图 Section75-2(b)所示。

当环路整个的附加相移  $\varphi_A + \varphi_F = -180^\circ$  时，可以肯定，原本的负反馈，就会演变成正反馈。如图 Section75-2(c)所示。这就满足了负反馈电路产生自激振荡的相位条件：

$$\varphi_A + \varphi_F = -180^\circ$$

(Section75-1a)

$$\varphi_A + \varphi_F = -180^\circ$$

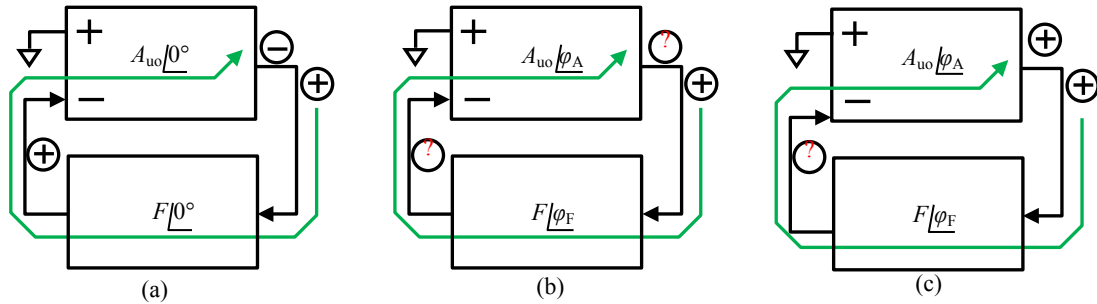


图 Section75-2 负反馈环路产生自激振荡的相位条件

要让负反馈电路产生自激振荡，除了相位条件外，还必须具备幅度条件，即整个环路增益必须大于 1，才能使得很微小的信号一旦在环路中产生，就会越来越大。即：

$$A_{uo}F > 1$$

(Section75-1b)

### 从实际运放的幅频、相频特性看自激振荡的可能性

以一个实际运放 ADA4899-1 为例，其开环幅频特性、相频特性如图 Section75-3 所示。为了分析简化，我们假设运放组成了一个电压跟随器，即图 Section75-2 的反馈系数  $F=1$ ， $\varphi_F = 0^\circ$ 。根据前述自激振荡的两个条件，有两种方法来衡量是否可能自激振荡。

方法一，既然  $\varphi_F = 0^\circ$ ，那么要想自激振荡， $\varphi_A$  就必须为  $-180^\circ$ 。在运放的相频特性曲线上找到  $\varphi_A = -180^\circ$  的点，为 700MHz，观察此频率对应的幅频特性曲线，约为 -3dB，说明此时有：

$$A_{uo}F = -3\text{dB}$$

即，对此频率来说，虽然满足相位条件，但是环路增益是小于 1 的，不满足幅度条件。

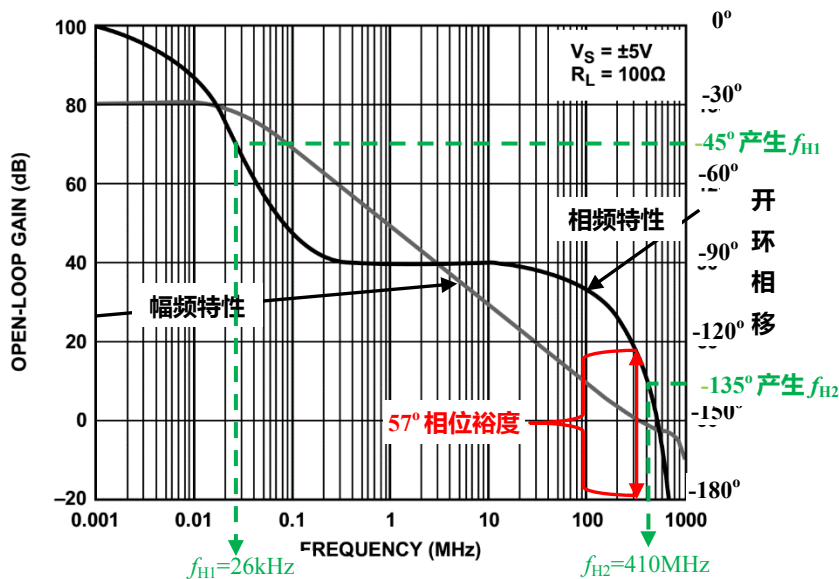


图 Section75-3 高速运放 ADA4899-1 的开环幅频、相频特性



因此，不会产生自激振荡。

相频特性中 $\varphi_A=-180^\circ$ 的频率处，开环增益比 0dB 小的值，就是增益裕度，此值越大，肯定越稳定。

第二种方法，在运放开环幅频特性曲线上，找到 0dB 点对应的频率为 310MHz，此时的相移为 $-123^\circ$ 。此相移和 $-180^\circ$ 的距离，称为相位裕度，为  $57^\circ$ 。根据相移的规律可知，此点左侧均为满足幅度条件的频率，其相移绝对值均小于  $123^\circ$ ，因此不可能产生自激振荡。

这说明，ADA4899-1，在设计成跟随器，且电路布线合乎规则时，是不会发生自激振荡的。

### 将跟随器改为比例器，是否振荡？

如果把跟随器改为图 Section75-4 所示的 2 倍同相比例器，且输入接地，则这个电路的稳定性会更强，即跟随器如果不振荡，则比例器一定不会振荡。说明如下：

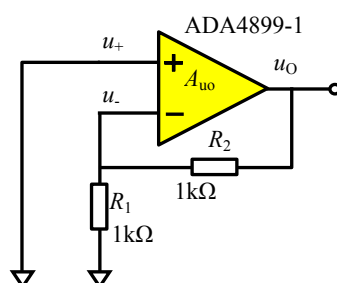


图 Section75-4

引入比例器的分压电阻后，我们发现 $\varphi_F$ 仍为  $0^\circ$ ，而  $F$  由 1 变为 0.5，即环路的相移曲线没有变化，环路增益 $A_{uo}F$ 在纵轴上变为原先的 0.5 倍，即下降了 6dB。那么，利用第一种方法，在不变化的相移曲线上，找到 700MHz 为 $-180^\circ$ 频点，此频点处的运放开环增益为 -3dB，而环路增益 $A_{uo}F$ 则为 -9dB，即增益裕度更大了。

### 每一种运放都是这样吗？

从上述分析看，ADA4899-1 在正常的负反馈电路中，无论 1 倍的跟随器，还是大于 1 倍的比例器，都不可能发生自激振荡。并且，闭环增益越大，反馈系数就会越小，环路增益就会越小，导致增益裕度越大，负反馈电路越稳定。

不是所有运放都能设计成跟随器使用。有些运放，为了保证稳定性，它们只能设计成闭环增益大于某个值。比如 ADA4637、OPA847 等。这类运放有一个共同点，就是在数据手册中都规定了最小稳定闭环增益（也称噪声增益，即  $1/F$ ），如图 Section75-5，其中的红色框，就是在说这个。是否能够设计成跟随器，和运放的相位裕度、增益裕度有关。

**ANALOG DEVICES** 30 V, High Speed, Low Noise, Low Bias Current, JFET Operational Amplifier  
**ADA4627-1/ADA4637-1**

**TEXAS INSTRUMENTS**  
 www.ti.com



**OPA847**

SBOS251E – JULY 2002 – REVISED DECEMBER 2008

**Wideband, Ultra-Low Noise, Voltage-Feedback OPERATIONAL AMPLIFIER with Shutdown**

**GENERAL DESCRIPTION**

The ADA4627-1/ADA4637-1 are wide bandwidth precision amplifiers featuring low noise, very low offset, drift, and bias current. The parts operate from  $\pm 5\text{ V}$  to  $\pm 15\text{ V}$  dual supply. The ADA4627-1/ADA4637-1 provide benefits previously found in few amplifiers. These amplifiers combine the best specifications of precision dc and high speed ac op amps. The ADA4637-1 is a decompensated version of the ADA4627-1 and is stable at a noise gain of 5 or greater.

**FEATURES**

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

**DESCRIPTION**

The OPA847 combines very high gain bandwidth and large signal performance with an ultra-low input noise voltage ( $0.85\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) while using only  $18\text{ mA}$  supply current. Where power saving is critical, the OPA847 also includes an optional power shutdown pin that, when pulled low, disables the amplifier and decreases the supply current to  $< 1\%$  of the powered-up value. This optional feature may be left disconnected to ensure normal amplifier operation when no power-down is required.

图 Section75-5 ADA4637-1 和 OPA847 的数据手册首页部分截图

图 Section75-6 是 ADA4637-1 的开环频率特性，从中可以看出，左侧纵轴标注，既是增益 dB 值，也是相位裕度值，而右侧我增加的才是真正的相移值， $\varphi_A$ 。

按照第二种方法，增益为  $0\text{ dB}$  的频率为  $74\text{ MHz}$  左右，即图中红色实心圆，可以读出其相位裕度为  $-90^\circ$ （其相移值为  $-270^\circ$ ，即图中红色空心圆），这是极不稳定的。但是如果让反馈系数  $F$  不是 1，而变为  $1/5$ ，即  $-14\text{ dB}$ ，那么就可以将图中增益曲线下移  $14\text{ dB}$ ，如图中绿色虚线。此时再看，就会发现  $0\text{ dB}$  频率变为  $14\text{ MHz}$  左右，即图中绿色实心圆，对应的相移变为  $-107^\circ$ ，如图中绿色空心圆，其相位裕度相应变为  $73^\circ$ ，这就稳定了。

器件中规定闭环稳定增益大于 5，一般是保守的，它不会让相位裕度刚好大于  $0^\circ$ 。原因后续讲。

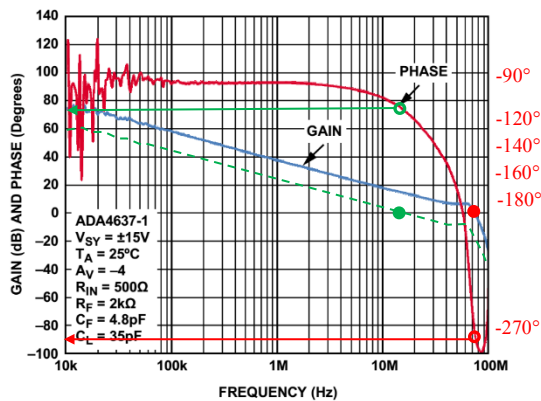


Figure 36. Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency

图 Section75-6 ADA4637 的开环特性

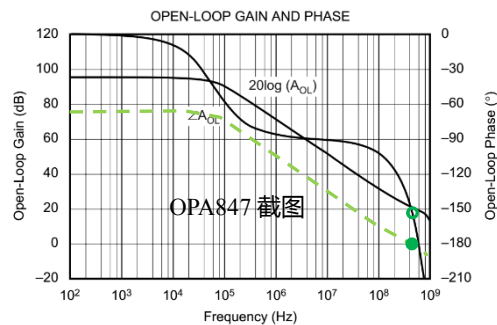


图 Section75-7 OPA847 的开环特性

同样的，OPA847 也不能用于跟随器，其开环特性如图 Section75-7 所示。从图中可以看出，在相移达到  $-180^\circ$  时，其开环增益仍有大约  $20\text{ dB}$ （即增益裕度为  $-20\text{ dB}$ 。裕度是宽裕的意思，当裕度为负值时，不仅不宽裕，还欠着债呢）。显然，将其接为跟随器是不稳定的。

但是如果将其闭环增益设为 12 倍以上，则环路增益变为开环增益的  $1/12$  以下，如图中将闭环增益曲线下移  $20.58\text{ dB}$ （即为原先的  $1/12$ ），为绿色虚线，则其在  $-180^\circ$  度是具有小于  $0\text{ dB}$  的环路增益。但似乎看起来不太清晰。为了更加清晰说明问题，也可以采用另一种方法，在绿色虚线与  $0\text{ dB}$  的交叉点，如图中绿色实心圆，找到对应相频曲线的绿色空心圆，此处相位裕度为  $30^\circ$  左右。两种方法都能说明，当 OPA847 接成 12 倍以上的闭环增益时，电路是稳定的。

## 为什么负反馈放大电路的输出端不能接大电容负载？

一个运放组成的同相比例器（包含运放内部结构）如图 Section75-8 所示，在它的输出端对地接了一个大电容  $C_L$ ，这是一个极其危险的电路，一般会引起电路工作不稳定，特别是方波输入时会引起过大的过冲和振铃现象，有时候还会发生自激振荡。

为了解释这种现象，图中我们画出了运放内部的简化等效结构：图中小运放都是理想的，入端开始是一个理想的开环运放，然后是两级低通网络，产生两个上限截止频率，其中  $f_{H1}$  非常小，是运放设计者为了增强运放电路稳定性，而在运放内部刻意制造的，对低速运放，此值约为 0.1~10Hz 量级，对高速运放，此值可达 10kHz 甚至更高。而  $f_{H2}$  要大得多，它不是刻意制造的，而是集成电路生产中固有存在的，比如 PN 结之间的杂散电容引起的。实际的  $f_{H2}$  不是一个简单的一阶低通产生，可能是多个复杂网络形成。但在本图中，为了简化，我们将其描述成一个  $R_2$  和  $C_2$  形成的一阶低通。但读者必须清楚，理论上两级 1 阶低通，只能产生最大  $180^\circ$  的滞后，而这两级的简化模型，是可以产生超过  $180^\circ$  的滞后相移的。

此后是一个跟随器隔离阻容网络与输出端的阻抗联系，然后每一个运放都有一个输出电阻  $r_o$ ，约为  $0.01\Omega$ ~ $100\Omega$ ，取决于不同的运放，以及不同的信号频率。

这个模型，已经可以大致描述出实际运放的开环幅频、相频特性。

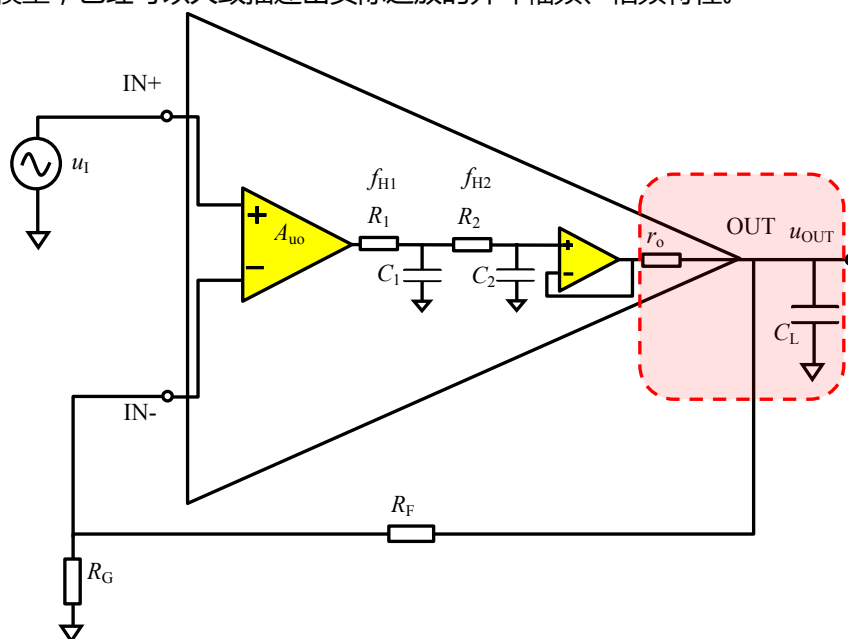


图 Section75-8 运放输出端接负载电容

当运放电路的输出没有电容，则环路只包含运放和反馈电阻。因此，其是否稳定，可以利用前述方法判断——需要特别注意的是，此时的运放输出电阻  $r_o$ ，在分析中起不到什么作用，毕竟它和  $R_F$  相比，还是太小了。但是，一旦在此电路的输出端对地端接一个负载电容，那么输出电阻  $r_o$  就与  $C_L$  组成了一阶低通，它在产生增益衰减的同时，也会产生最大  $-90^\circ$  的相移，这样环路增益曲线会加速下降，这有利于稳定，而环路相移曲线也会加速下降，不利于稳定。这就要看谁的作用大了。

一个一阶低通的引入，在带来  $-3\text{dB}$  的环路增益下降的同时，会引起  $-45^\circ$  的额外相移， $-6\text{dB}$  增益下降，则会引起  $-60^\circ$  的额外相移，这已经差不多将相位裕度全部消耗完了。总体

看，相移的影响更大一些，或者说，这个一阶低通的引入，多数情况下会引起系统更加不稳定。

这个过程特别好玩。有些人会片面的认为，在环路中增加一阶低通会引起系统不稳定，因为这会引入额外的相移，降低相位裕度。这是完全错误的。实际上，一阶低通的引入，就如大千世界一分为二的万物一般——有其好的方面，就有其坏的方面，而好与坏，又以不同的方式呈现，看你怎么用它。

一阶低通引入后，增益降低（有利于稳定）是缓慢的，但是却是持续的，永无休止的，因为一阶低通的增益会随着频率的增大，而无限降低，趋近于 0。而相移的增加（不利于稳定）是迅速的，却是有极限的，即便频率趋于无穷大，相移也只能到 $-90^\circ$ 。

这有点像沙漠中的骆驼。渴，缺水会死亡，累，也会死亡。背上水，有好处，但也增加了负荷。背水还是不背水？这得看什么时候。

眼看就要到终点了，也是累到极限的时候，即便多背一壶生命必须的水，也会压垮这个可怜的骆驼。而刚开始旅行的时候，则必须背上足够的水。水，是好还是坏？它可以长久供应骆驼的需求，但是又在短瞬间增加了骆驼的负荷。

道理几乎完全相同。科学家在运放设计时就考虑到了这点。他们人为的，在低频段引入了一个低通滤波器，如 ADA4899-1 的图 Section75-3 中，26kHz 处的一阶低通，就是人为刻意增加的，这有助于增加运放电路的稳定性。而在高频处，则告诫用户，避免出现低通网络。

因此，对于运放组成的负反馈放大电路，不要在其输出端接大电容负载。否则，其稳定性一般会出现下降。轻者，出现方波输入时的输出过冲，如图 Section75-9 所示。重者，则会引起自激振荡。

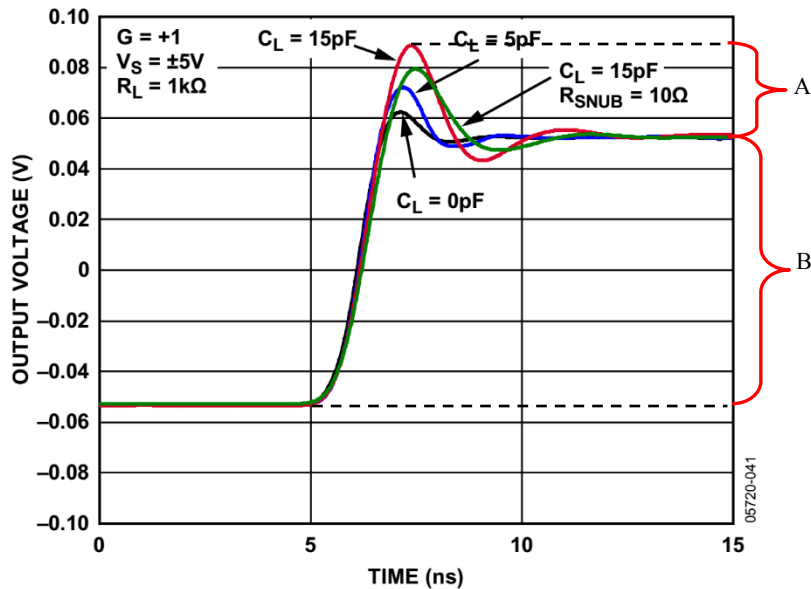


图 Section75-9 运放 ADA4899-1 的输出过冲现象

图中的过冲，是指当矩形波输入时，输出出现了先冲上去，再降下来，来回折腾几次才稳定下来的现象。对一个良好的放大器来说，过冲越小越好。

过冲大小用百分比表示，即图中的 A/B。图中可知，当端接不同的输出负载电容时，ADA4899-1 的过冲也不同， $C_L$  为 15pF 时，过冲如图所示，是最大，肉眼看约为 36%。

## 为什么理论上不会振荡的电路，做成实际电路板却发生了振荡？

对理论上不会振荡的放大电路，比如将 ADA4899-1 设计成 10 倍闭环增益，或者 OPA847 设计成 20 倍闭环增益，当我们画好电路板图，制成 PCB ( Printed Circuit Board , 印刷电路板或印制电路板 )，将元器件焊接完毕，却发现它出现了自激振荡。这是为什么呢？

因为实际的电路板中，存在杂散电容。

任何两个导体节点，其实都存在杂散电容，其大小与投影面积、间距、介质的介电常数有关。电路板中常见的杂散电容有：

1) 同一层的两个相邻节点间。比如某根信号线，和周边的覆铜 GND 之间，以及和周边的焊点之间，如图 Section75-10 中的  $C_1$ ；

2) 不同层上下之间。比如元件层的线，和焊接层的大面积 GND 之间，如图中  $C_2$ ；第 2 层的线，和第 1 层，第 3 层的线之间等。

3) 器件的两个管脚之间。

节点或者线，其实都与周边的节点或者线存在投影面积和间距。显然，投影面积越大、间距越小，都会导致杂散电容越大。一般的，可以达到 pF 数量级。这是不可忽视的。

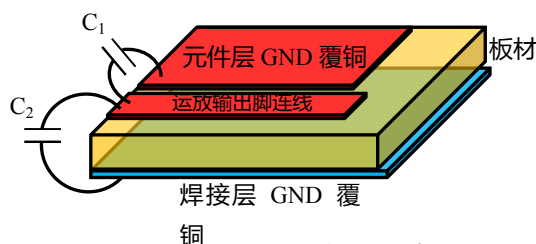


图 Section75-10 印刷电路板中的杂散电容

这些杂散电容和电路中的电阻，很容易形成低通网络，有可能引起电路稳定性下降。图 Section75-12 原本为一个同相比例器，做成实际电路板后，就出现了三个杂散电容——其实每个节点都出现了一个杂散电容。

$C_{OUT}$  就是我们前面讲的大电容负载，显然它会在反馈环路中引入一个低通网络，有可能引起环路的稳定性下降。

$C_{IN-}$  的存在，与信号源内阻  $R_S$  ( 或者前级放大电路的输出电阻 ) 组成了一个低通网络，但是这个低通网络不在反馈环内，它只会影响不同频率输入信号到达放大电路输入端的比率，进而影响放大电路的带宽，而不会引起任何稳定性问题。

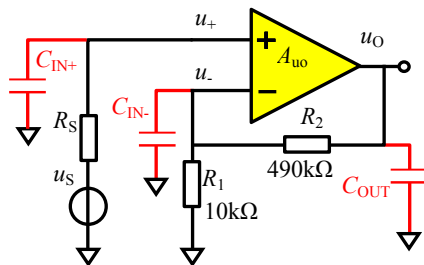


图 Section75-11 同相比例器中的杂散电容

严重的问题发生在  $C_{IN-}$  上，它与实体电阻  $R_2$  和  $R_1$  的并联，共同组成了一个环路内的低通网络。由于电阻  $R_2$  和  $R_1$  的并联远大于运放的输出电阻，这导致非常小的  $C_{IN-}$ ，就可以产生巨大的作用。因此，在电路设计中降低运放负输入端电容，就非常关键。



现在回过头看看图 Section75-9，发现在  $C_L$  等于  $0pF$ （即不端接输出电容）时，输出波形也有过冲，其原因也在于杂散电容的作用。ADI 公司的工程师在做这个实验时，也无法避免杂散电容的客观存在。

### 如何避免负反馈放大电路的自激振荡？

从设计上入手，在萌芽阶段就扼杀自激振荡，是避免自激振荡的不二法宝。一定不要寄希望于自激振荡后，再修改电路。这像从小教孩子学好一样，别等着犯错误了再挽救他。常见的法宝如下：

#### 1) 选择合适的增益，选择合适的增益电阻

对任何一个选定的运放，在它能够实现的最小增益基础上，适当提高闭环增益，可以有效提高系统稳定性。

增益电阻尽量选择小的，以降低  $C_{IN}$  的作用。多数宽带放大器的数据手册中，都会给出不同增益下的电阻配对儿值。理论上，如果要实现 10 倍同相增益，用  $9.09k\Omega$  对  $1k\Omega$ ，就没有用  $909\Omega$  对  $100\Omega$  好。

#### 2) 设计 PCB 图时，尽量减小杂散电容，特别是 $C_{IN}$ 。

有些初学者，学会了覆铜操作，就特别高兴。再丑陋的电路板设计，一实施覆铜操作，电路板就显得比较专业了，于是这些孩子就到处覆铜，其实这是极其错误的。

覆铜操作的本质目的是增大地线面积，进而减小地线电阻和电感。但是覆铜操作也会带来两个问题：第一，它与同层信号线之间就形成了很长很长的近距离间隙，也就是很大的电容，如图 Section75-10 中的  $C_1$ 。第二，它与其他层的信号线形成了层间电容，如图 Section75-10 中的  $C_2$ 。这些杂散电容，都会引起系统不稳定。

因此在电路设计时，注意以下几点：

- 运放负输入脚及其连接线的下方，绝对不要覆铜，或者覆铜后实施挖空操作。图 Section75-12 给出了一个 PCB 布线挖空覆铜的实例。
- 运放负输入脚、输出脚及其连接线的同层周边，一定要与覆铜保持足够大的间距。我建议此间距要大于  $20mil$ 。理论上，这个间距大了，覆铜就会减小，但因为覆铜尺寸通常为厘米数量级，不会在乎这点减小。
- 环路中的电阻，尽量不要使用电位器。

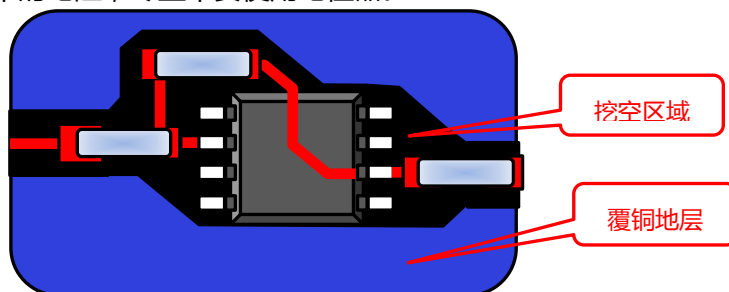
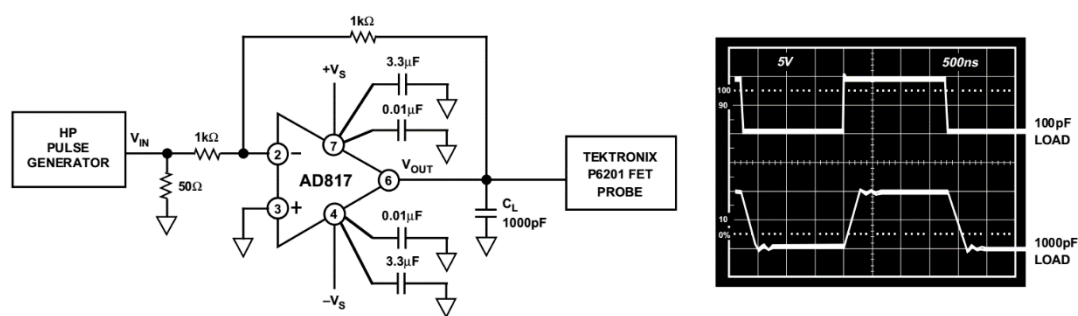


图 Section75-12 挖空地线覆铜的实例—摘自《你好，放大器》

3) 尽量不要驱动大电容负载，必须驱动大电容负载的，使用裕度大的运放。或者串联隔离电阻。

有些运放天生就能够驱动大电容负载。比如 [AD817](#)，[OPA350](#) 等。图 Section75-13 是

运放 AD817 驱动大电容的实例，左图中当负载电容为 100pF 时，几乎看不到过冲。



AD817 Driving a Large Capacitive Load

图 Section75-13 AD817 驱动大电容负载

图 Section75-14 是 OPA350 驱动不同电容负载时的过冲量。可以看出，环路增益越小，过冲越大，这与前述的结论吻合。其中  $G=-1$ ，与  $G=2$  是相同的——1 倍反相比例器的噪声增益是 2，而 2 倍同相比例器的噪声增益也是 2（参见本书式(Section71-6a)后文字描述）。显然，即便是 1MpF，即 1μF 的大电容，其过冲也维持在 70%以下。

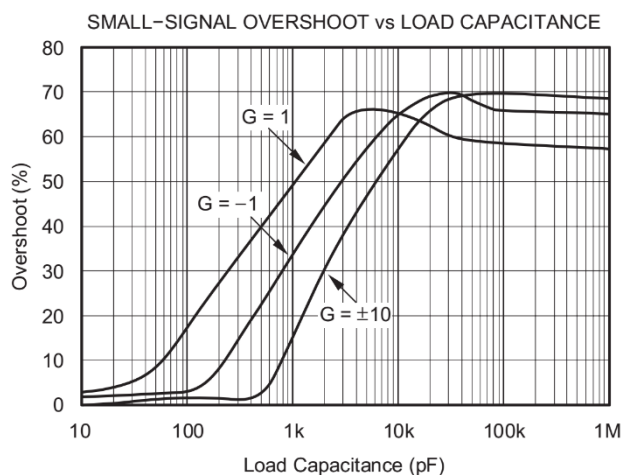


图 Section75-14 OPA350 驱动不同电容时的过冲

有些电路并没有大电容负载，PCB 布线也符合规则。但在使用示波器观察输出波形时，却发现了振荡。此时需要注意的是，示波器使用的电缆线，是存在输入电容的。解决方法很简单，将输出点串联一个小值隔离电阻  $R_{ISO}$ ，比如 50Ω，再连到示波器电缆线上即可。这也给出了另外一种解决思路，当必须驱动大电容负载时，可以在运放输出端和大电容负载之间，串联一个小值隔离电阻，如图 Section75-15 所示。为了说明隔离电阻的作用，实验电路如图 Section75-16 所示。

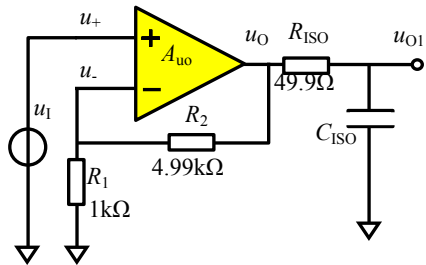


图 Section75-15 将大电容负载与环路输出隔离

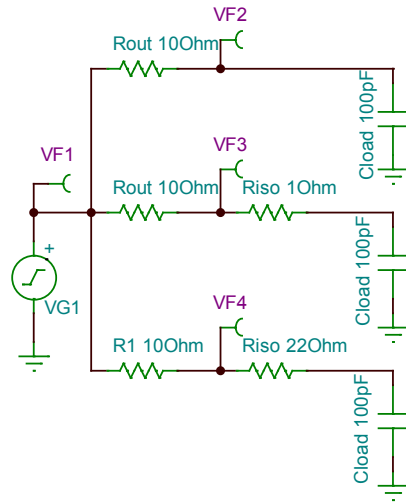


图 Section75-16 隔离电阻的作用

图中 VF2 是输出直接驱动电容负载，VF3 是驱动一个隔离电阻为 1Ω 的电容负载，VF4 则是驱动一个隔离电阻为 22Ω 的电容负载。其幅频、相频特性如图 Section75-17 所示。可知，如果没有隔离电阻，输出端可以产生最大 90° 的滞后相移，而接入 1Ω 隔离电阻后，最大滞后相移只有大约 55°，而 22Ω 的隔离电阻，最大滞后相移只有 11° 左右。

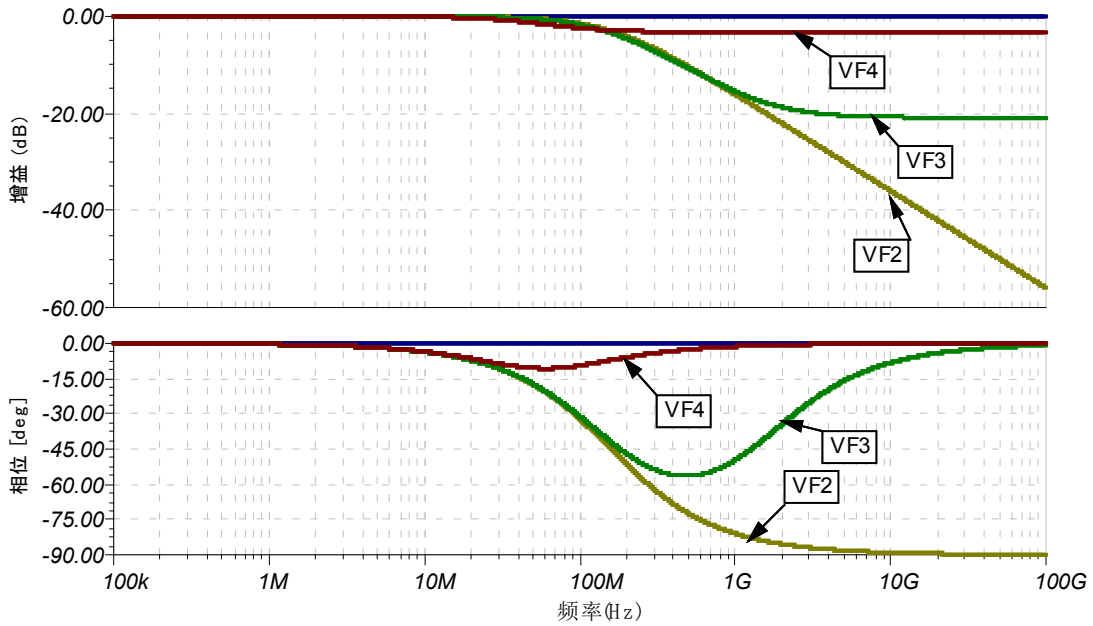


图 Section75-17 隔离电阻的作用之仿真实验结果

这样，由于负载电容引起的不稳定现象，会大幅度减少。

另外，在电路中增加不同类型的补偿电路，比如串入高通网络等，也是抑制自激振荡，提高稳定性的方法。但这种方法多数应用于运放内部设计，在运放电路设计中应用较少，本书不提倡，因此不讲。



## Section76. 频率失真

### 重温失真和非线性失真

Section63 介绍了与失真相关的内容，重温如下：

失真：输出波形和输入波形的不一致，称为失真。但是这个不一致，不包括时间移位、幅度变化和幅度移位，比如准确放大的照片，虽与原始照片大小不一致，但不能称为失真。因此，对输出波形进行最优的线性运算后，仍和输入波形的不一致，称为失真。

任何一个运放或者其它放大器，只有做到“输入—输出”关系是曲线，当输入为单一频率纯净正弦波时，输出就一定不是正弦波，而是除基波之外，还包含谐波。这种失真的本质原因是放大电路“输入—输出”关系不是过零直线，因此也称之为非线性失真。

如果一个放大电路，“输入—输出”关系是一个过零的直线，当输入为纯净正弦波时，输出也是同频的纯净正弦波，这个放大电路称为“无非线性失真放大电路”。反之，则称为“具有非线性失真放大电路”。

### 线性失真，也被称为频率失真

对于“无非线性失真放大电路”，仍会产生波形失真，此类失真称为“线性失真”。

当输入不是纯净正弦波，而是几个正弦波的叠加，形成了如图 Section76-1 绿色曲线所示的复合波，放大电路对每个正弦波都不产生非线性失真，但是对每个正弦波的增益不同或者延时不同，造成输出波形变形，如图中红色曲线，这种失真叫频率失真，也称线性失真。

线性失真分为三种，如图 Section76-2：

- 1) 单独的幅度失真：放大电路对不同频率的输入信号，具有不同的放大倍数。
- 2) 单独的相位失真：放大电路对不同频率的输入信号，具有不同的延时。特别注意，不是“不同的相移”，而是“不同的延时”。
- 3) 既有幅度失真，也有相位失真，称为综合失真。这是绝大多数情况。

对于我们常见的放大电路，理论上讲，绝不存在“无非线性失真放大电路”，因此如果输入波形为复合波，那么输出波形一定包含非线性失真，还包含线性失真，而线性失真中，一般既包含幅度失真，也包含相位失真。

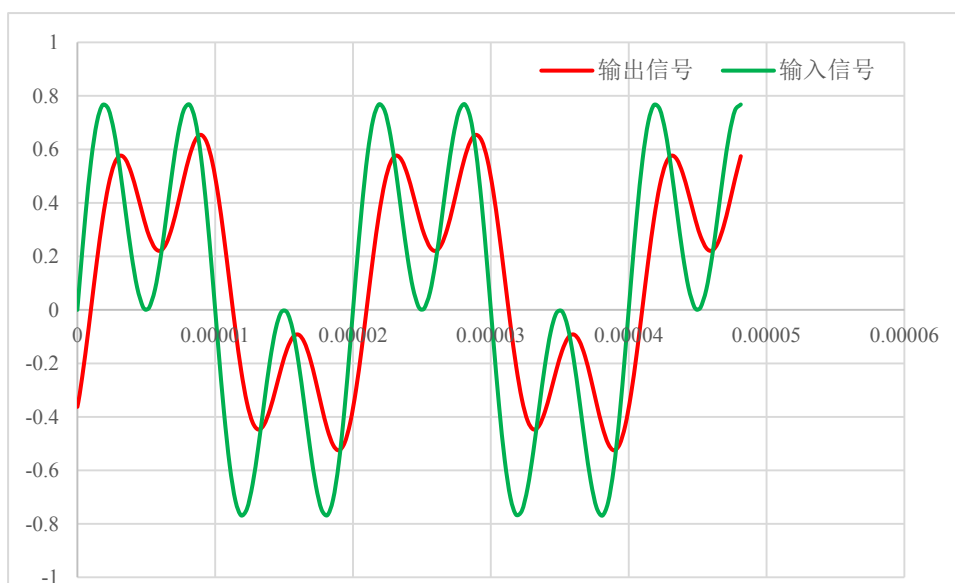


图 Section76-1 线性失真实例

## 频率失真的危害

失真度非常小的运算放大器，经过合适的负反馈后，可以使得放大电路的失真度进一步下降。很多优秀的放大电路，其失真度指标可以做到-120dB 以下，因此可以近似认为这就是“无非线性失真放大电路”。

但是，即便使用如此低失真度的放大电路，如果存在频率失真，也就是线性失真，输出波形仍然会发生不可逆的变形。

产生频率失真的根本要素是，输入波形是一个复合波，低失真度放大电路对输入波形中不同频率信号，实施了不同增益、不同延时的放大。虽然，对每个单一频率正弦波，都不产生非线性失真，但是，由于线性失真的存在，输出的复合波形仍然会发生变形。

图 Section76-2 是用 Excel 生成的，表现线性失真的示意图。图中蓝色为原始输入的复合波形，由等幅度的基波和 3 次谐波相加形成，如果没有发生线性失真，其输出将与输入一样。单纯的幅度失真如图红色波形所示，它是 1 倍的基波+0.5 倍的 3 次谐波组成，很显然，放大电路对 3 次谐波实施了幅度的衰减，输出波形看起来平滑了很多，即我们常说的高频抑制；而绿色波形则是单纯的相位失真，它是有 1 倍基波无相移+1 倍 3 次谐波含一个固定相移组成；而紫色波形则是“既包含幅度失真，又包含相位失真”的综合失真。

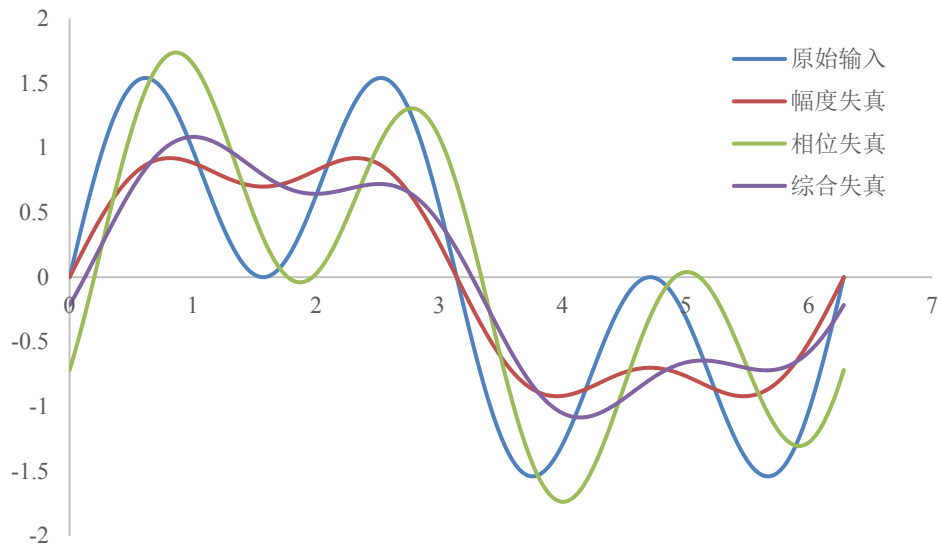


图 Section76-2 线性失真中的幅度失真、相位失真和综合失真

频率失真造成的危害是严重的。真正的放大电路，其输入信号一般不会是单一频率正弦波，虽然我们在做实验的时候广泛采用这种输入。比如音频放大电路，其输入信号是自然界的声，它一定是包含很多频率分量的复合波。

以心电信号为例，其主要频率分量大致分布在 0.1Hz~25Hz 之间，为了可靠放大，一般会给信号链路中增加 45Hz 左右的低通滤波器，以抑制 50Hz 工频干扰以及更高频率的肌电信号；增加 0.01Hz 高通滤波器以抑制超低频率的信号漂移。这些滤波器的引入，一旦设计不好，就会对原始心电信号带来幅度的改变，或者相位的改变，进而引入线性失真，也就是频率失真。其直接后果就是，打印出来的心电信号发生了变形，误导了医生对病情的诊断。

## Section77. 频率特性的分析方法

分析一个放大电路的频率特性，最常用的是频域分析法，它通过“幅频特性图——增益随频率变化曲线”，“相频特性图——相移随频率变化曲线”来全面描述放大电路的频率特性。

频域分析法分为理论分析、实测记录等手段。

所谓的理论分析，是将电路中的部件，都表达成与频率相关的量或者关系式，然后据此写出随频率变化的频域传递函数，最终得到幅频特性、相频特性图。

所谓的实测记录，是让放大电路正常工作，用示波器等仪器同时显示输入波形和输出波形，逐点改变输入信号频率，分别记录每个输入频率下的增益（输出幅度/输入幅度）相移（输出相位减去输入相位），绘制出幅频特性、相频特性图。实测记录法，可以用实际电路实现，也可以用仿真电路实现。

### 举例 1：

电路如图 Section77-1 所示，求该电路的频率特性。并用仿真实验验证之。

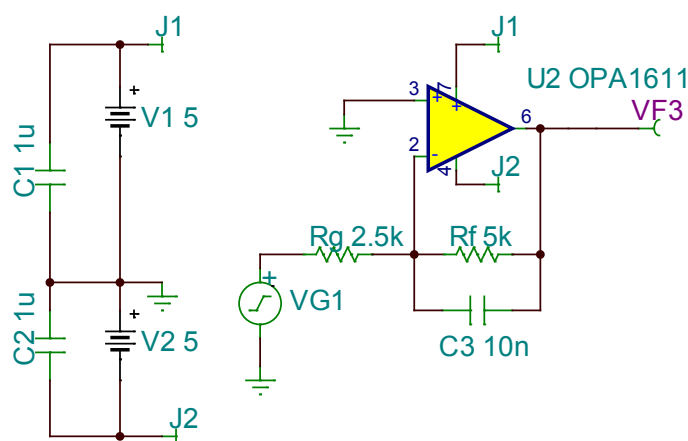


图 Section77-1 含一阶低通滤波的反比例器

解：理论分析如下：

这是一个由运放组成的，含 2 倍电压增益的一阶低通滤波器。在正弦稳态输入时，其电压增益随频率变化的表达式为：

$$\dot{A}_{uf} = -\frac{R_f \parallel \frac{1}{j\omega C_3}}{R_g} = -\frac{\frac{R_f \times \frac{1}{j\omega C_3}}{R_f + \frac{1}{j\omega C_3}}}{R_g} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{\frac{1}{j\omega C_3}}{R_f + \frac{1}{j\omega C_3}} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{1 + j\omega R_f C_3} \quad (\text{Section77-1})$$

设已经确定的电路参数：

$$\omega_0 = \frac{1}{R_f C_3} ; f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C_3}$$

其中  $\omega_0$  称为特征角频率，相应的， $f_0$  称为特征频率。其具体含义，在滤波器概述中会有介绍。

据式(Section77-1)，可以写出电压增益的模，随频率变化的规律，即幅频特性：

$$|\dot{A}_{uf}| = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{\omega}{\omega_0})^2}} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2}} = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2}} \quad (\text{Section77-2})$$

以及电路输入输出之间的相移，随频率变化的规律，即相频特性：

$$\varphi = 180^\circ - \tan^{-1}(\frac{\omega}{\omega_0}) = 180^\circ - \tan^{-1}(\frac{f}{f_0}) \quad (\text{Section77-3})$$

根据上述两个表达式，可以用肉眼观察的方式，大致分析出增益、相移的变化规律：

1) 当输入信号频率特别低时，即  $f \ll f_0$ ，电路的电压增益近似为  $A_m$ ，输入输出之间的相移近似为  $180^\circ$ ，电路表现为一个标准的-2 倍反比例器。

2) 当输入信号频率逐渐增大，电压增益开始逐渐下降，不考虑电路本身的反相特性，滞后相移的绝对量  $[\tan^{-1}(\frac{f}{f_0})]$  是逐渐增大的。

3) 当输入信号频率增大到一个关键点，特征频率处，即  $f = f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C_3} = 3183\text{Hz}$ ，电压增益变为  $A_m$  的 0.707 倍，而相移变为  $135^\circ$ ，也可以理解为滞后  $-225^\circ$ 。

4) 此后，随着频率的再增大，电压增益越来越小并最终逼近 0 倍，而相移逐渐变为  $90^\circ$  (也可理解为滞后  $270^\circ$ )。

对该电路的仿真，可以采用 Multisim 或者 TINA 等仿真软件。本例以 TINA 为例，仿真结果如图 Section77-2 所示。

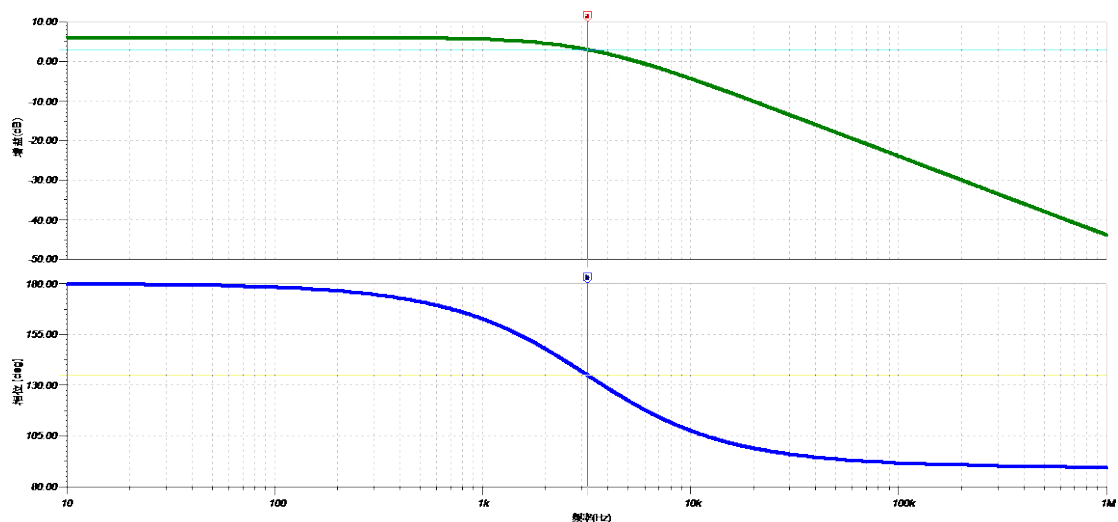


图 Section77-2 含一阶低通滤波的反比例器仿真结果之幅频特性和相频特性

可以看出，仿真结果与理论分析是基本吻合的。

## 4.2. 滤波器概述

### Section78. 滤波器的一些常识

#### 滤波器

滤波是一个动作，对不同频率输入信号，实施不同的增益和相移，以形成输出。滤波器，是执行这种动作的硬件设备或者软件程序。无论滤波，还是滤波器，英文均为 filter，它是名词，也是动词。

比如，高通滤波器的动作效果是：输入频率较高时，其增益逼近一个设定值，相移基本为 0，当输入频率低于某一设定值后，随着频率的降低，增益开始逐渐下降，相移开始逐渐增大，最终的结果是，直流量或者超低频率量，都会被滤除。

#### 模拟滤波和数字滤波

滤波动作可以用模拟电路实现，也可以用数字电路或者软件实现。比如，Section77-1 电路，就是模拟的低通滤波器。本章讲述的均为模拟滤波器，因此在这儿，暂不深入。所谓的模拟滤波器，其输入量是连续的模拟信号。

而数字滤波器，其输入量是离散的数字信号，或者是一个程序，对已有的数字序列进行滤波，形成新数据。例如：

原始数据为  $X : (X_0, X_1, X_2, \dots, X_n, \dots)$ ，通过以下程序形成  $Y(Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_n, \dots)$

$$Y_i = \frac{0.5 \times X_{i-1} + X_i + 0.5 \times X_{i+1}}{2}$$

这就形成了一个数字滤波程序，实现了最简单的低通滤波效果——X 序列中存在的尖锐变化，会在输出的 Y 序列中得到钝化。

模拟滤波，只能通过硬件电路实现。而数字滤波，既可以用硬件的数字电路实现，也可以用软件编程实现。

目前稍复杂的电子系统，都存在 3 个环节，感知自然界模拟信号的输入环节，模数转换和处理器环节，数模转换和执行环节。在这样的电子系统中，存在大量的滤波器。

比如 MP3，它可以听歌，也可以录音放音。图 Section78-1 是它的信号链路，以录音放音为例，其流程如下：

1) 外界的声音是一个客观存在的声波，传递到麦克风，麦克风是一个声电变化器，它负责把声音信号转换成 mV 量级的波动电压信号。虽然麦克风没有专门设计滤波器，但是它本身的物理特性限制了它的工作频率范围，从表象看，它是一个几 Hz 到几十 kHz 的带通滤波器，这属于模拟滤波器。

2) 后级的“输入模拟信号处理”单元，其实就是本书的内容，它负责把 mV 量级的波动电压，转变成 V 量级的波动电压，因此需要上千倍的电压放大，并且在这个环节，需要实施 10Hz-50kHz 的带通滤波，以保证人类能够听到的 20Hz-20kHz 信号能够完整的传递，且滤除人类听不到的声音，这属于模拟滤波。

3) 随后, 这个波动电压被 ADC ( Analog to Digital Converter, 模数转换器 ) 变成离散的数码序列, 通过主控的处理器, 读取 ADC 的数据, 保存在内部的 FLASH ROM 中, 或者外插的 SD 卡、U 盘中。在 ADC 内部, 一般不存在模拟滤波, 是否存在数字滤波取决于 ADC 的类型, 对于音频领域的 ADC, 多数为  $\Sigma$ - $\Delta$  型, 内部含有数字滤波器。

4) 当需要播放时, 处理器从存储器中读取需要的数据片段, 实施必要的数字滤波后,

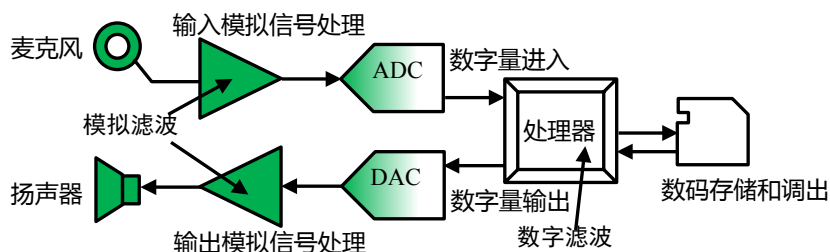


图 Section78-1 以 MP3 为典型的电子系统中的滤波环节

提交给 DAC ( Digital to Analog Converter, 数模转换器 ), DAC 把这些离散的数码序列, 又转换成连续的模拟电压信号, 提交给执行环节。Audio-DAC 中一般都有数字滤波器。

5) 随后的“输出模拟信号处理”单元, 主要实施功率放大, 以便有足够的能量驱动扬声器发出悦耳的声音。在这个单元, 需要模拟滤波, 至少要把 DAC 输出的台阶状波形, 变成较为圆滑的, 与声音信号相似的波形。

本书仅讲授模拟滤波。

数字滤波内容, 一般在数字信号处理课程中讲授, 它足够有趣, 且功能远比模拟滤波强大, 比如把男人的声音变成女人的声音, 这在模拟滤波中是难以想象的。当然, 它也有它固有的缺点, 比如, 它需要延时处理, 或者, 它至少需要一个运算能力较强的处理器, 这比较昂贵。

但凡有竞争者共存的东西, 都不能说尽善尽美: 有它足够的优点, 就一定有致命的缺点; 看起来极差的东西, 只要它稳定生存着, 就一定有它生存的道理, 哪怕它一无是处, 也许便宜就是它最大的优点。这是一个颠簸不破的真理。

问题不在于谁好谁差? 而在我们, 怎么合理的使用它们。

## 模拟滤波器的实现方法——无源滤波和有源滤波

实现模拟滤波, 有以下 2 种方法: 无源滤波器和有源滤波器。

所谓的无源滤波器, passive filter, 是只用无源器件组成的滤波器。无源器件, 也称被动器件, 英文为 passive device, 或 passive component, 它的特点是无需外部供电即可工作, 一般包括电阻、电容、电感和变压器。

图 Section78-2 是一个无源滤波器, 它仅有电阻、电容、电感组成, 形成了一个几百 Hz 到 10MHz 左右的带通滤波器。

有源器件, active device, 或 active component, 是必须有额外电能供应才能工作的器件, 比如晶体管、运放、门电路、处理器等。由至少 1 个有源器件组成的滤波器, 称为有源滤波器, active filter。图 Section77-1 就是一个有源滤波器。

有源滤波器和无源滤波器至今共存, 各有优缺点, 一般来说, 优缺点是互补的。



无源滤波器的优点是：

- 1) 在大电压、电流时，很多有源器件会失效，而无源器件一般不受限制。
- 2) 在超高频时，无源器件具有天生的优势。
- 3) 实现最为简单的滤波时，无源电路有优势。
- 4) 一般来说，会比有源器件便宜一些，除非用到大个头的电感、电容。

有源滤波器的优点是：

- 1) 可以引入负反馈、可以引入放大环节，因此可以实现极为复杂的滤波器，且能轻松应对小信号。
- 2) 可以轻松实现多级滤波器的级联，而无源滤波器各级之间的互相影响是极为复杂的，多级级联非常困难。
- 3) 对超低频率，有源滤波器有天生优势。它可以利用反馈网络，通过密勒等效等方法，用很小的电容代替超大电容、电感。我们知道，特征频率越低，要求电容值越大。即便现在已经有了超级电容，我们仍应坚信，制作电容需要足够大的面积和足够小的间距，这在物理上，是受限的。单纯用无源电路，想实现超低频率的滤波器，唯一的方法是使用超大的电容器，这非常困难。
- 4) 电路计算相对更简单。

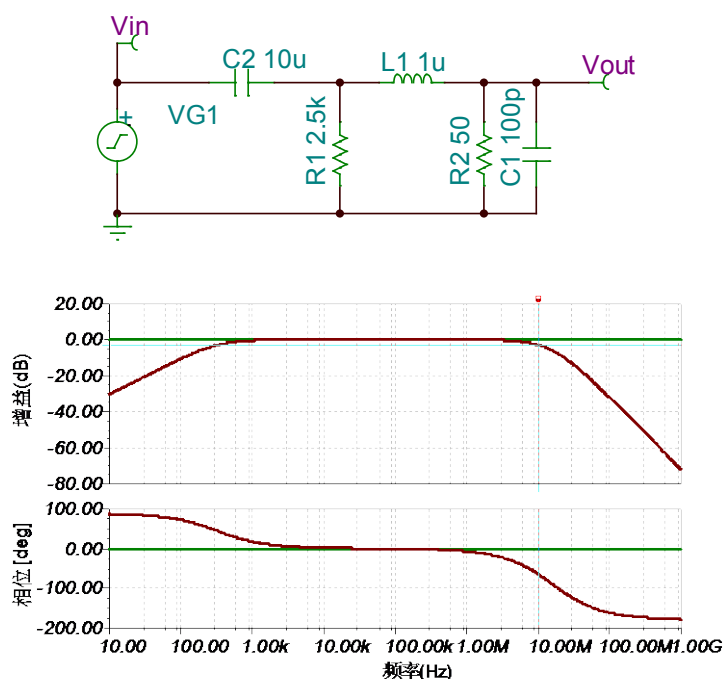


图 Section78-2 一个无源滤波器及其频率特性

## 有源滤波器的实现方法

经过几十年的发展，有源滤波器较为成熟的实现方法有以下几类：

### 1) 用运放组成的有源滤波器

这是一个庞大的分支。以运放为基本单元，配合电阻、电容，可以实现各式各样的有源滤波器。单纯讲授此内容，一本书看起来也是不够的。本书仅作简单介绍。



## 2) 状态变量型(State Variable Filter)集成有源滤波器

这是一个集成芯片。它的核心仍是运放电路，通过不同的管脚输出高通、低通和带通，用户可以自由搭配实现不同的功能。由于其具有极高的通用性，就被芯片生产厂家用集成电路实现了，因此也叫通用滤波器，Universal filter。

## 3) 开关电容滤波器

这是一类崭新的滤波器。它处理的是模拟信号，但是处理过程却是很“数字化”的。它利用这样一个核心思想：一个电容器，给它增加一个开关，用开关的开断控制电容的充电或者放电，可以控制其平均电流，以此模拟一个变值的电阻。因此，它必须有一个外部提供的 CLK 信号，以控制内部电容的开关频率，当开关频率发生变化时，整个滤波器的效果也发生改变，由此可以营造一个“特征频率可变”的滤波器。

相比于开关电容滤波器，普通滤波器要实现特征频率的改变，需要人工改变电路中的电阻或者电容值，这很麻烦且很多情况下难以实现。但是，开关电容滤波器，你只要改变外部的时钟频率，就可以修改特征频率，这对于按照节拍工作的处理器来说，是一件轻松的事情。

比如某一款开关电容滤波器实现的低通滤波，其截止频率是开关时钟频率的 1/100，要实现一个 20kHz 的低通滤波，只需要给它提供一个 2MHz 的时钟即可。要将 20kHz 的截止频率变为 19kHz，只需要改变时钟为 1.9MHz。

这看起来非常神奇，也很美妙。事实确实如此。但是，开关电容滤波器也有致命的缺点，外部提供的 CLK 信号，一定会在输出波形中或多或少存在，这需要再增加一级额外的滤波器，并且如果信号很小，这类滤波器也是不善于处理的。

本书重点讲述以运放为核心的滤波器，这是滤波器实现方法的基础。

## 滤波器的形态分类

从滤波器实现的效果看，滤波器分为以下几种形态：

### 1) 低通(Low Pass)和高通(High Pass)滤波器

单一的低通，滤除高于上限截止频率  $f_H$  的。单一的高通，滤除低于下限截止频率  $f_L$  的。

### 2) 带通(Band Pass)和选频滤波器

一般的带通，滤除低于下限截止频率  $f_L$  的，高于上限截止频率  $f_H$  的，它有两个特征频率点，比如音频放大器，只保留 10Hz-50kHz 的。特殊的带通，实际是一种点通，即仅允许一个某一中心频率  $f_c$  两边很窄频段内的信号通过，它只有一个特征频率。比如某些选频放大器，利用 LC 谐振实现，仅在某一频率点处发生谐振，产生很大的电压增益，周边频率处，增益迅速衰减。

### 3) 带阻(Band Rejection or Band Stop)滤波器和陷波器(Notch)

和带通刚好相反，它滤除高于  $f_L$  且低于  $f_H$  的，也有两个特征频率点。特殊的带阻，也叫陷波器，或者称为点阻滤波，它只对某一中心频率  $f_c$  附近的频率量实施大幅度衰减。比如 50Hz 陷波器。

### 4) 全通(All pass)滤波器

很奇怪吧，全通，都通过了，那还叫什么滤波啊。其实一点儿都不奇怪。它的特点是，

在增益上，全部频率范围内，都是一样的，看起来和一根导线直通差不多。但是在相移上，它对不同频率的输入信号，具有不同的相移，因此，你也可以称它为“相移滤波器”。图 Section78-3 最右侧的上下两个图，分别绘制了这种滤波器的幅频特性和相频特性。

它也是只有一个特征频率点  $f_0$ 。

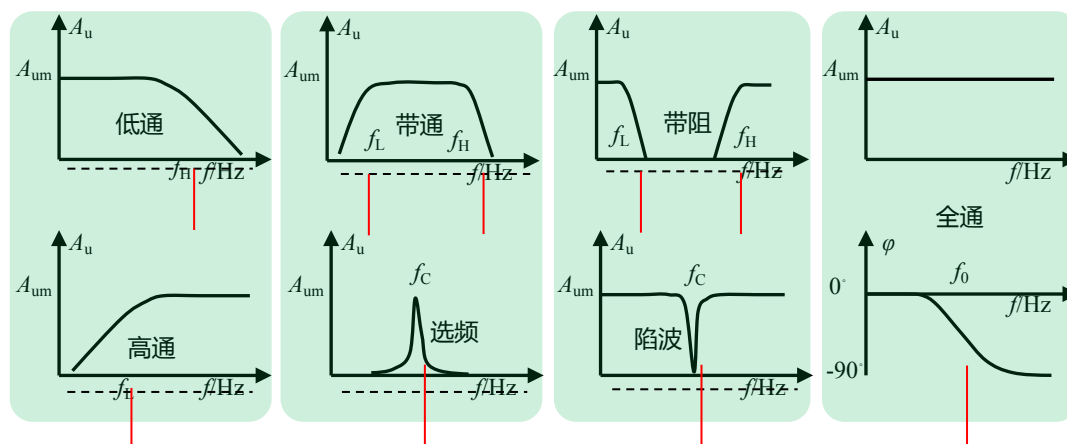


图 Section78-3 滤波器形态

## 模拟滤波器的传递函数和阶数

### 时域、复频域和频域分析

在自动控制领域，常用传递函数表示系统的频率特性。所谓的传递函数  $A(S)$ ，是一个系统的输出时域函数  $u_o(t)$  的拉氏变换  $U_o(S)$ ，与输入时域函数  $u_i(t)$  的拉氏变换  $U_i(S)$  的比值。

$$A(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)}$$

对一个客观存在的电路，要写出其传函，可以采用简单的方法：电路中的电阻仍为  $R$ ，电容写成  $\frac{1}{sC}$ ，电感写成  $sL$ ，然后用虚短虚断法，写出增益的  $S$  域表达式，即为传函。

$S$  域表达式中的  $S$ ，是一个复频率，即包含瞬态分析的实部  $\sigma$ ，也包含稳态分析的虚部  $j\omega$ ：

$$S = \sigma + j\omega$$

因此， $S$  域分析也称为复频域分析。

对于滤波器来讲，多数情况下我们只关心其稳态表现，即持续输入一个稳定正弦波，输出也将是一个稳定正弦波，我们研究它们之间的幅度差异以及相移。此时，可以用  $S = j\omega$  代入。这就形成了增益的复数表达式，与角频率  $j\omega$  之间的关系。此时，虽然增益表达式是一个复数，但频率是一个实数，其分析结果属于频域。

例如，一个实际电路如图 Section77-1 所示。用传递函数方法，可以先将电路更换成如图 Section78-4 左侧电路所示。利用虚短虚断，可以写出其传递函数为：

$$A(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = -\frac{R_f \parallel \frac{1}{sC_3}}{R_g} = -\frac{\frac{R_f \times \frac{1}{sC_3}}{R_f + \frac{1}{sC_3}}}{R_g} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{1 + sR_f C_3}$$

这是一个复频域表达式，即传递函数。将  $S = j\omega$  代入，可以得到与式(Section77-1)完全一致的结果，即频域表达式。

因此，有两种方法常用于滤波器的频域分析，第一种，直接  $S$  域求解传函，然后利用

$S = j\omega$ ，将其变换成频域表达式，以显现复数增益随频率变化的规律。第二种，直接在图 Section78-4 右侧电路上计算，直接获得复数增益随频率变化的规律。多数人采用第一种方法，至少在分析的时候，少些一个字母总是减少出错概率的。

但是，一旦涉及瞬态分析，那只有使用  $S$  域求解传函了，或者写出微分方程求解。

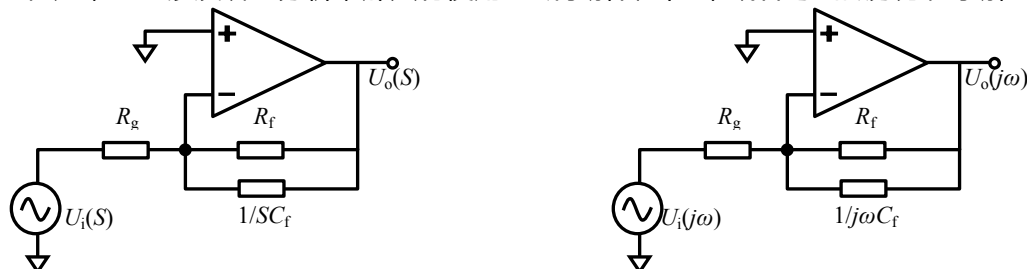


图 Section78-4 图 Section77-1 在复频域和频域的等效电路

### 滤波器的复频域通用表达式以及阶数概念

图 Section78-4 是一个一阶低通滤波器，其表达式可以写成：

$$A(S) = A_m \times \frac{1}{1 + aS}$$

[Section78-1]

其中， $A_m$  代表中频增益的模。全部的随频率相关的表达式，都依赖于后面一项。

更为复杂的滤波器，可以写成如下更为通用的传函形式：

$$A(S) = A_m \times \frac{1 + m_1S + m_2S^2 + \dots + m_mS^m}{1 + n_1S + n_2S^2 + \dots + n_nS^n}$$

[Section78-2]

其中， $n \geq m$ ， $n$  称为滤波器的阶数。

一阶高通滤波器为：

$$A(S) = A_m \times \frac{S}{1 + aS}$$

二阶低通滤波器为：

$$A(S) = A_m \times \frac{1}{1 + aS + bS^2}$$

二阶高通滤波器为：

$$A(S) = A_m \times \frac{S^2}{1 + aS + bS^2}$$

二阶窄带通滤波器：

$$A(S) = A_m \times \frac{\frac{S}{Q}}{1 + \frac{S}{Q} + S^2}$$

等等。总之，滤波器就是围绕着传函的结构、参数的选择，演变出形形色色的滤波形态。

滤波器的阶数越高，其传函表达式也更为复杂，相对应的电路也更为复杂。但是，它带来的滤波效果，也更加接近于理想砖墙式滤波器。

所谓的砖墙式滤波器，即幅频特性不再是图 Section78-3 中的曲线，而是非 0 即 1 的直线，像砖墙一样，有就是一堵墙，没有就是完全开口。如图 Section78-5 所示。图中，绿色是理想的砖墙——低通，蓝色是一阶低通滤波器的幅频特性，而红色是某个二阶滤波

器的幅频特性，很显然，二阶滤波器更接近于砖墙。

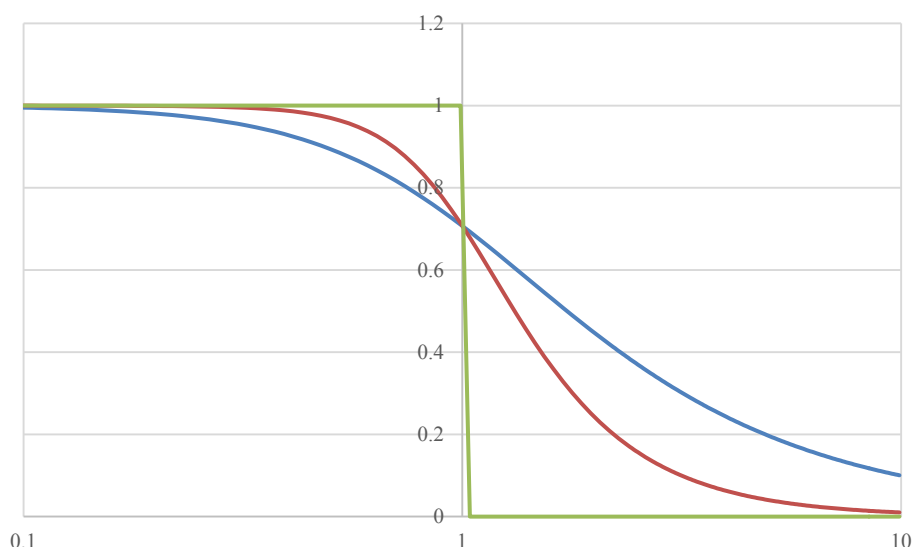


图 Section78-5 一阶低通、二阶低通与砖墙式的区别

### 模拟滤波器的关键频率点

#### 低通滤波器的上限截止频率 $f_H$

在低通滤波器中，随着频率的增大，增益的模开始下降，当增益的模变为中频增益的  $1/\sqrt{2}$ ，即 0.707 倍时，此时的频率称为低通滤波器的上限截止频率，用  $f_H$  表示。

#### 高通滤波器的上限截止频率 $f_H$

在高通滤波器中，随着频率的减小，增益的模开始下降，当增益的模变为中频增益的  $1/\sqrt{2}$ ，即 0.707 倍时，此时的频率称为高通滤波器的下限截止频率，用  $f_L$  表示。

#### 特征频率 $f_0$

特征频率是传函中较美的频率点，即在数学上，它是使得传函最简单的点。

对于一阶、三阶等奇数阶滤波器，传函中的分母上，实部和虚部相等的频率点，称为特征频率。其特征为，奇数阶滤波器的相移依次为  $\pm 45^\circ$ ， $\pm 135^\circ$ 。

对于二阶、四阶等偶数阶滤波器，传函中的分母上，实部为 0 的点，或者虚部为 0 的点，称为特征频率。其特征为，偶数阶滤波器的相移依次为  $\pm 90^\circ$ ， $\pm 180^\circ$ 。

定义特征频率的相移规则为：阶数每增加 1 阶，对于低通，特征频率点处的相移顺时针转动  $45^\circ$ ，即在原有滤波器基础上，再滞后  $45^\circ$ 。对于高通，则逆时针转动  $45^\circ$ ，即在原有滤波器基础上，再超前  $45^\circ$ 。

比如一个四阶低通滤波器，其传函为：

$$A(S) = A_m \times \frac{1}{1 + a_1 S + a_2 S^2 + a_3 S^3 + a_4 S^4}$$

根据相移规则，它的特征频率点应为相移等于  $4 \times 45^\circ = 180^\circ$  的频率点，即虚部为 0 点，则在该频率处，有：

$$a_1 j\omega + a_3 (j\omega)^3 = j(a_1\omega - a_3\omega^3) = 0$$

据此，可以求解出特征频率点。

特征频率点的引入，给滤波器分析带来了极大的方便。因为，只依靠截止频率的话，

由于截止频率的表达式的模的 0.707 倍，而模的表达式是开根号的，求解方程会异常困难。而特征频率点的求解，则会很方便。

在很多滤波器中，特征频率并不等于截止频率，一般来说，仅在巴特沃斯型滤波器中，两者才会相等。

### 中心频率 $f_c$

在窄带通和陷波器中，存在中心频率。

窄带通滤波器中，增益最大值处，或者相移为 0 度或者 360 度的整数倍时的频点，称为中心频率，center frequency，用  $f_c$  表示。

陷波器中，增益最小值处，或者相移为 0 度或者 360 度的整数倍时的频点，称为中心频率，center frequency，用  $f_c$  表示。

窄带通和陷波器都只能用偶数阶滤波器实现。对于窄带通来说，传函分母为 0，即传函的极点，是发生增益最大的唯一位置，此时一定有相移为 0 或者 360 度整数倍的特性。而对于陷波器，传函的分子为 0，即传函的零点，是发生增益最小的唯一位置。

当然，这是理想情况，实际滤波器中，永远无法出现零点和极点。

## Section79. 从运放组成的一阶滤波器入手

一阶滤波器，一般只使用一只关键的电容。这样，表达式中只会出现一个  $S$ ，形成  $n=1$  的传函结构。

其实，理论上说，只要用电容能够实现的，用电感也可以。但是，现实并不是想象中那么美丽。在本节之后的思考中，我们会分析为什么在运放组成的滤波器中很少用电感。

运放组成的一阶滤波器，非常简单，仅有如下 6 种常见电路：

### 同相输入的一阶低通和高通滤波器

两个电路如图 Section79-1 所示。

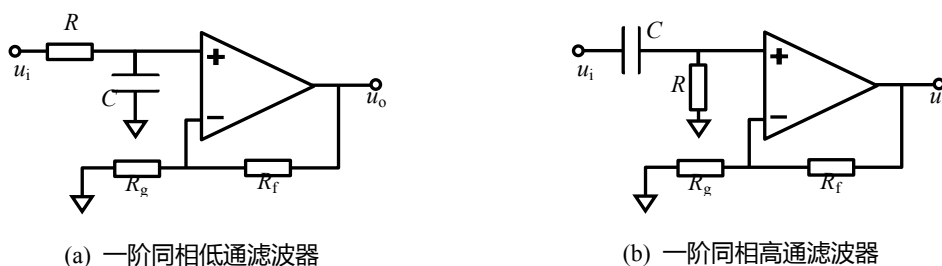


图 Section79-1 同相输入的一阶低通和高通滤波器

对(a)图，直接写出传函为：

$$A(S) = \frac{1}{R + \frac{1}{SC}} \times \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) = \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) \times \frac{1}{1 + SRC}$$

定义  $S = j\omega$ ，且  $\omega_0 = 1/RC$ ，将传函转换成频域表达式——复数表达式：

$$\dot{A}(j\omega) = \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) \times \frac{1}{1 + j\omega RC} = A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

[Section79-1]

增益的模为实数：

$$|\dot{A}(j\omega)| = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$$

[Section79-2]

很显然，增益的模呈现规律为：频率极低时，增益近似为  $A_m$ ，低通，随着频率逐渐增大到  $f = f_0$ ，增益变为  $0.707A_m$ ，此频率为截止频率  $f_H$ ，也是特征频率  $f_0$ 。此后，随着频率的再增大，增益会以  $-20\text{dB}/10$  倍频的速率逐渐下降。非常巧的是，在这个电路中，特征频率恰好就是截止频率。

继续分析，输入输出相移为实数：

$$\varphi(f) = -\tan^{-1} \frac{f}{f_0}$$

[Section79-3]

相移的求解，需要对原表达式稍稍处理，分子分母同乘以分母的共轭值，使得分母变为实数，即可轻松看出相移确实为上式，参见图 Section79-2。当然，对数学较为熟悉的读者，可以不用这样。

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = A_m \times \frac{1 - j\frac{\omega}{\omega_0}}{1^2 - (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{1 - j\frac{f}{f_0}}{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2} = \frac{A_m}{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2} \times (1 - j\frac{f}{f_0})$$

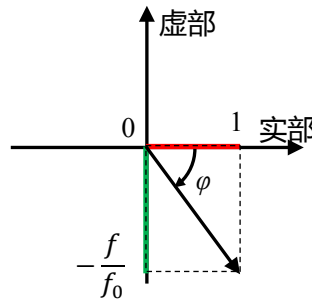


图 Section79-2 求解相移示意图

能够看出，在低频处，相移几乎为 0，在特征频率处，相移为 $-45^\circ$ ，随着频率的再增大，相移逐渐逼近 $-90^\circ$ 。

对图 Section79-1(b)，高通滤波器，利用同样的方法可以得到如下关系：

$$\dot{A}(f) = A_m \times \frac{1}{1 - j\frac{f_0}{f}}, \quad A_m = 1 + \frac{R_f}{R_g}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section79-4)

增益的模为实数：

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

(Section79-5)

相移为超前的：

$$\varphi(f) = \tan^{-1} \frac{f_0}{f}$$

(Section79-6)

举例 1：

电路如图 Section79-1 所示。已知运放为理想的，供电正常， $R=1.00k\Omega$ ， $C=0.22\mu F$ ， $R_g=1.10k\Omega$ ， $R_f=10.0k\Omega$ ，求：

- 1) 电路的中频增益  $A_m$ ，上限截止频率  $f_H$ ；
- 2) 当输入信号为正弦波，幅度为 100mV，频率为 1kHz，求输出信号幅度，输入输出之间的相移。
- 3) 用合适的仿真软件实施仿真，与前述计算对比。

解：1) 利用式(Section79-1)，可知：

$$A_m = 1 + \frac{R_f}{R_g} = 1 + \frac{10.0}{1.10} = 10.09 = 20.08dB$$

$$f_H = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.28 \times 1000 \times 0.22 \times 10^{-6}} = 723.43Hz$$

2) 利用式(Section79-2)，可知：

$$U_{op} = |A(f)| \times U_{ip} = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_0})^2}} \times U_{ip} = 10.09 \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1000}{723.43})^2}} \times 0.1V = 0.5914V$$

由式(Section79-3)，可知：

$$\varphi = -\tan^{-1} \frac{f}{f_0} = -\tan^{-1} \frac{1000}{723.43} = -54.11^\circ$$

3) 利用 TINA-TI 绘制电路如图 Section79-3 所示。运放选择为 OPA1611，可以在  $\pm 2.25V \sim \pm 18V$  供电，带宽为 40MHz，不会影响低通滤波器 723.43Hz 的截止频率——足够理想。

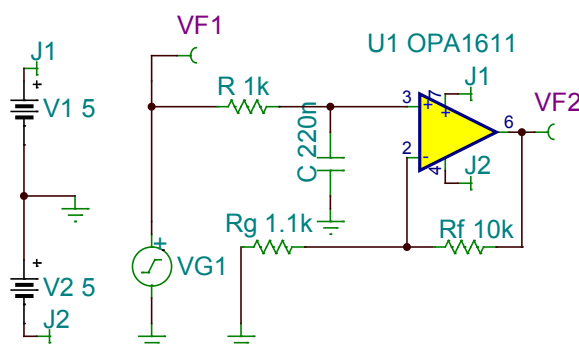


图 Section79-3 同相输入一阶低通滤波器实验（举例 1 电路）

首先仿真频率特性：利用 TINA-TI 中的“分析——交流分析——交流传输特性”，选择起始频率为 1Hz，终止频率为 1MHz，绘制包含“幅频特性，相频特性”的频率特性图，如图 Section79-4 所示。

利用软件的测量轨线，可得 1Hz 处，闭环增益的模为 20.08dB，与计算吻合。拉动测量轨线，找到增益下降 -3.01dB 频点，为 [723.92Hz, 17.07dB]，在相移图中，同样找到 [723.92Hz, -45.02°]，可知该电路的 -3dB 带宽，或者说上限截止频率的仿真实测值为 723.92Hz，与计算值 723.43Hz 基本吻合。在该点处，相移为 -45.02°，也与理论值 -45° 基本吻合。

其次，对于 1kHz，0.1V 输入正弦波的仿真实测，有两种方法验证前述计算的准确性。



第一种方法，最直观的测量仪器法：

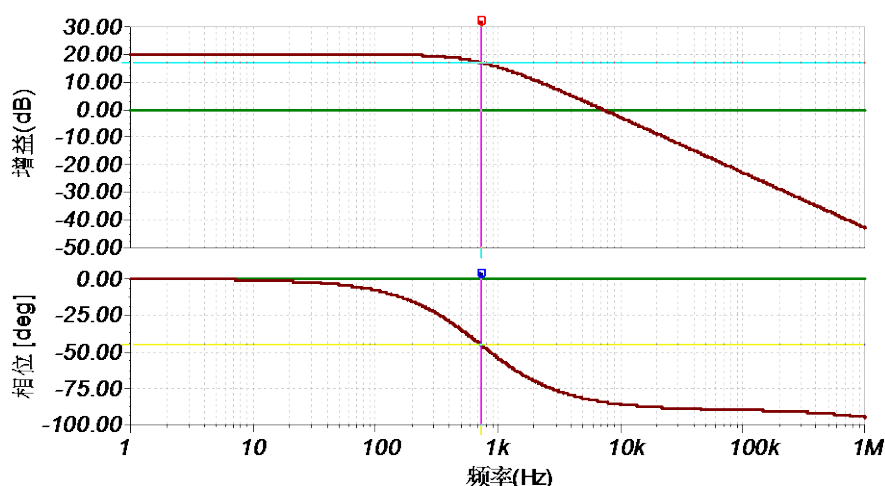


图 Section79-4 同相输入一阶低通滤波器仿真频率特性

在仿真软件中，打开“T&M”——“示波器”，设置触发源为 VF1，触发方式为 Normal，启动“Run”，在“Channel”中选中“VF1”和“VF2”，并调整增益，在 Time/div 中选择每格 100μs，屏幕上将显示两个通道的工作波形，将此波形停止，用示波器下方的“Data，导出”，可以将波形导出并拷贝，得到如图 Section79-5 左侧的波形图。

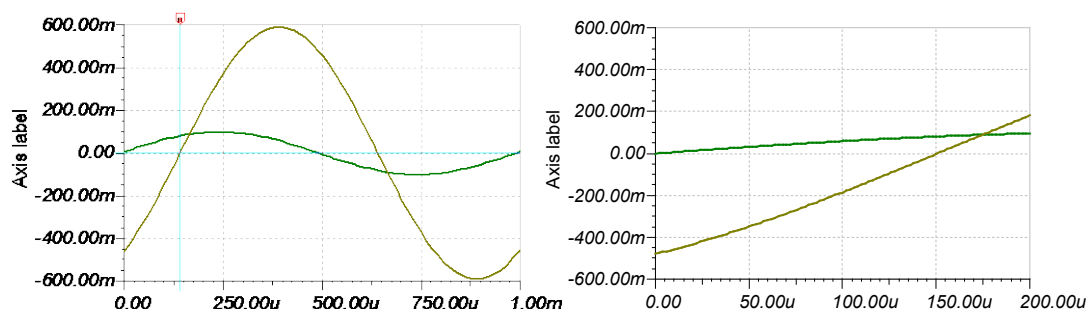


图 Section79-5 同相输入一阶低通滤波器仿真时域波形

从图中可以大致看出，第一，电路工作是正常的；第二，输出幅度大约为 0.6V，与理论计算的峰值 0.5914V 大致吻合；第三，输出滞后于输入，用测量轨线可以测得，输出过零点大约滞后于输入过零点 140.99μs，可知

$$\varphi_{\text{仿真实测}} = -360^\circ \times \frac{140.99\mu\text{s}}{1000\mu\text{s}} = -50.76^\circ$$

这与理论计算的 $-54.11^\circ$  存在较大差异，我不满意。我认为是示波器工作中的触发点不细致准确造成的，于是把波形的扫速提高，触发点 0V 微调至 1mV，得到了图 Section79-5 右侧的放大图，从图中可以清晰看出，滞后时间约为 150μs，折算成相移，刚好是 $-54^\circ$ ，这次就算吻合了。

之所以用如此繁琐的语言说这个过程，是希望读者能够养成良好的习惯：对细致的问题，要细致，要深究。

对输出波形的幅度，我们仅用肉眼观察大约不到 0.6V，这还不够精细。可以用 TINA-TI 中“T&M”中的万用表交流电压档，可得 VF2 有效值为 418.22mV，折算为峰值为 591.45mV，与计算值 0.5914V 基本吻合。

第二种方法，用频率特性图换算。

在幅频特性中图，利用测量轨线，输入 1000Hz，可得增益为 15.44dB，折算为 5.916 倍，那么输出应为 0.5916V，这包含四舍五入，因此也算基本吻合。

在相频特性图中，利用测量轨线，输入 1000Hz，可得相移为-54.12°，基本吻合。

### 反相输入的一阶低通和高通滤波器

电路如图 Section79-6 所示。左侧为低通，右侧为高通。

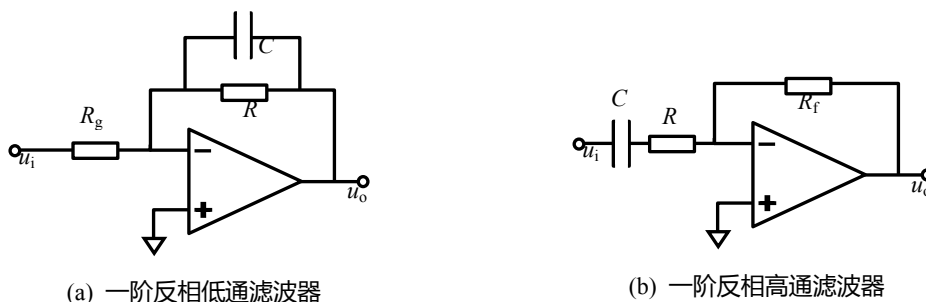


图 Section79-6 反相输入的一阶低通和高通滤波器

对低通电路，按照频域复阻抗方法（第二种方法）直接写出频域表达式为：

$$\dot{A}(f) = -\frac{R \parallel \frac{1}{j \times 2\pi f C}}{R_g} = -\frac{R}{R_g} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{\frac{1}{2\pi RC}}} = A_m \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}}, \quad A_m = -\frac{R}{R_g}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

[Section79-7]

增益的模为正实数：

$$|\dot{A}(f)| = -A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_0})^2}}$$

[Section79-8]

相移为超前的：

$$\varphi(f) = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{f}{f_0}$$

[Section79-6]

之所以超前，是因为反相放大器原本就有 180 度反相。

对高通电路，按照频域复阻抗方法（第二种方法）直接写出频域表达式为：

$$\dot{A}(f) = -\frac{R_f}{R + \frac{1}{j \times 2\pi f C}} = -\frac{R_f}{R} \times \frac{1}{1 - j \frac{2\pi RC}{f}} = A_m \times \frac{1}{1 - j \frac{f_0}{f}}, \quad A_m = -\frac{R_f}{R}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

[Section79-7]

增益的模为正实数：

$$|\dot{A}(f)| = -A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f_0}{f})^2}}$$

[Section79-8]

相移为滞后的：

$$\varphi(f) = -180^\circ + \tan^{-1} \frac{f_0}{f}$$

[Section79-9]

举例 2 :

电路如图 Section79-7 所示。求 :

1) 电路的中频增益  $A_m$  , 下限截止频率  $f_H$  ;

2) 当输入信号为正弦波, 幅度为 100mV, 频率为 1kHz, 求输出信号幅度, 输入输出之间的相移。

解: 本电路中, 与标准电路存在一些差别, 第一, 电阻  $R_g$  和电容  $C$  的连接位置颠倒了, 原电路中信号源接电容, 而本电路中信号源接的是电阻。在绝大多数情况下, 这不会影响电路性能; 第二, 电阻的符号标注不同, 这也不会影响什么。

其实, 这都是我故意的, 就是为了避免读者硬套公式。

1) 据式(Section79-7), 中频增益和下限截止频率分别为 :

$$A_m = -\frac{R}{R_g} = -\frac{10k}{1k} = -10$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_g C} = \frac{1}{6.28 \times 1000 \times 220 \times 10^{-9}} = 723.43Hz$$

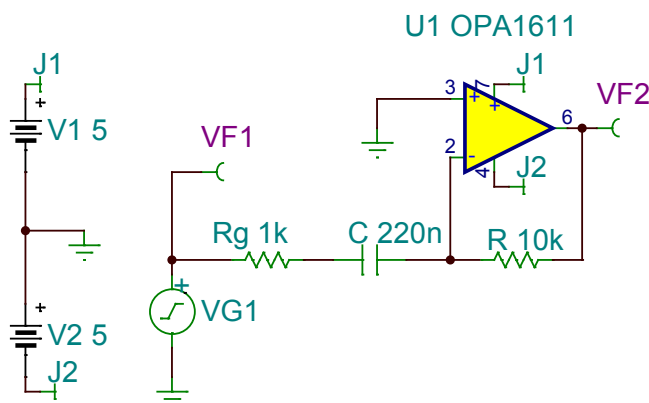


图 Section79-7 反相输入的一阶高通滤波器 ( 举例 2 )

2) 据式(Section79-8) :

$$|\dot{A}(1000)| = 10 \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{723.43}{1000}\right)^2}} = 8.102$$

$$U_{op} = |\dot{A}(1000)| \times U_{ip} = 0.8102V$$

据式(Section79-9) :

$$\varphi(1000) = -180^\circ + \tan^{-1} \frac{723.43}{1000} = -144.12^\circ$$

为了验证, 我做了仿真实验, 结果如下 :

1)  $A(1MHz)=A_m=20dB$  ,  $\varphi(1MHz)=0$  ,  $A(723.43Hz)=16.99dB$  ,  $\varphi(723.43Hz)=-135^\circ$

证明, 中频增益、下限截止频率的计算是准确的。

2)  $A(1000Hz)=18.17dB=8.1002$  ,  $\varphi(1000Hz)=-144.12^\circ$  , 基本吻合。用万用表交流电压测量 VF2, 结果为 572.94mV, 换算成峰值为 0.81026V, 也吻合。

## 一阶全通滤波器

电路如图 Section79-8 所示，左侧为滞后型一阶全通，右侧为超前型。

以左侧为例，根据虚短虚断方法列出方程如下：

1) 先从最简单的同相输入端入手：

$$U_+(S) = U_i(S) \times \frac{\frac{1}{SC}}{R + \frac{1}{SC}} = U_i(S) \times \frac{1}{1 + SRC} \quad (1)$$

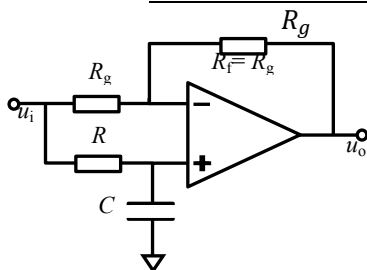
2) 利用虚短，得

$$U_-(S) = U_+(S) \quad (2)$$

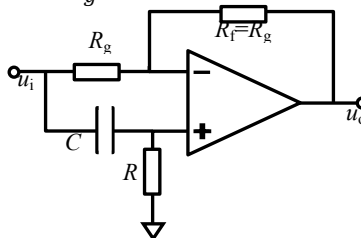
3) 对负输入端，利用虚断，写成节点电压法方程，并将式(1)、(2)代入：

$$\frac{U_i(S) - U_-(S)}{R_g} = \frac{U_-(S) - U_o(S)}{R_f (= R_g)}$$

$$\frac{U_i(S) - U_i(S) \times \frac{1}{1 + SRC}}{R_g} = \frac{U_i(S) \times \frac{1}{1 + SRC} - U_o(S)}{R_g}$$



(a) 滞后型



(b) 超前型

图 Section79-8 一阶全通滤波器

化简得：

$$U_o(S) = U_i(S) \times \frac{2}{1 + SRC} - U_i(S) = U_i(S) \times \frac{1 - SRC}{1 + SRC}$$

即：

$$A(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = \frac{1 - SRC}{1 + SRC}$$

将  $S = j\omega = j \times 2\pi f$ ，且  $f_0 = 1/2\pi RC$  代入，得频域电压增益为：

$$A(f) = \frac{1 - j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

(Section79-10)

电压增益的模为：

$$|A(f)| = \frac{\sqrt{1^2 + (-\frac{f}{f_0})^2}}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2}} = 1$$

(Section79-11)

增益表达式是一个复数，其幅角即为相移。而表达式本身是由复数分子和复数分母组成，因此其幅角为分子幅角减去分母幅角。所以：

$$\varphi(f) = \varphi(\text{分子}) - \varphi(\text{分母}) = -\tan^{-1} \frac{f}{f_0} - \tan^{-1} \frac{f}{f_0} = -2 \tan^{-1} \frac{f}{f_0}$$

(Section79-12)

可以看出，相移始终为负值，即输出滞后于输入，因此属于滞后型。

也可以利用方框图法分析这类电路：

$$\begin{aligned} \dot{M} &= \frac{U_+(S) - U_-(S)}{U_i(S)} \Big|_{U_o(S)=0} = \frac{U_i(S) \times \frac{1}{1+SRC} - U_i(S) \times \frac{R_f}{R_g + R_f}}{U_i(S)} = \frac{1}{1+SRC} - 0.5 \\ \dot{F} &= \frac{U_-(S) - U_+(S)}{U_o(S)} \Big|_{U_i(S)=0} = \frac{R_g}{R_g + R_f} = 0.5 \\ A(S) &= \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \frac{2}{1+SRC} - 1 = \frac{1-SRC}{1+SRC} \end{aligned}$$

与前述分析完全一致。

用同样的方法，可以对图 Section79-8 右侧的超前型进行分析：

$$\begin{aligned} U_+(S) &= U_i(S) \times \frac{R}{R + \frac{1}{SC}} = U_i(S) \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SRC}} \\ U_o(S) &= U_i(S) \times \frac{2}{1 + \frac{1}{SRC}} - U_i(S) = U_i(S) \times \frac{1 - \frac{1}{SRC}}{1 + \frac{1}{SRC}} \\ \dot{A}(f) &= \frac{1 + j \frac{f_0}{f}}{1 - j \frac{f_0}{f}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \end{aligned}$$

(Section79-13)

$$|\dot{A}(f)| = 1$$

(Section79-14)

$$\varphi(f) = \varphi(\text{分子}) - \varphi(\text{分母}) = \tan^{-1} \frac{f_0}{f} - (-\tan^{-1} \frac{f_0}{f}) = 2 \tan^{-1} \frac{f_0}{f}$$

(Section79-12)

可以看出，相移永远大于 0，属于超前型，即输出超前于输入，且最大超前不超过 180°。

### 举例 3：

有一个幅度为 100mV，频率为 1000Hz 的正弦输入信号，加载到滤波器的输入端。要求输出为同频正弦波，且超前输入 45°，幅度为 1V，请设计电路实现这个要求。

解：分析题目，首先应该使用一个超前型全通滤波器，电路结构如图 Section79-8 右侧。但是，它的增益只有 1 倍，因此后级必须增加一个没有相移的 10 倍放大电路，才能使得 100mV 的输入信号变成 1V 的输出信号。后面的 10 倍放大器很好设计，关键在于全通滤波器的设计。

根据式(Section79-12)，已知输入频率为 1000Hz，则有：

$$\varphi(1000) = 2 \tan^{-1} \frac{f_0}{1000} = 45^\circ$$

可以解得：

$$\frac{f_0}{1000} = \tan \frac{45^\circ}{2} = 0.4142$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 414.2\text{Hz}$$

一般来说，任意选择  $R$ 、 $C$ ，只要乘积满足上式即可。但是，在实际操作中，电阻选择既不能太小，也不能太大，可以先考虑在  $1\text{k}\Omega$  左右——这是一个比较保险的选择，除非有其它特殊的要求。然后根据电容值结果，选择容易买到的 E6 系列电容（只有 6 个可选值：1/2.2/3.3/4.7/6.8/8.2），再重新计算电阻。步骤如下：

$$C = \frac{1}{2\pi R f_0} = \frac{1}{6.28 \times 1000 \times 412.4} = 0.3844\mu\text{F}$$

选择  $C=0.33\mu\text{F}$ ，重新计算电阻。

$$R = \frac{1}{2\pi C f_0} = \frac{1}{6.28 \times 0.33 \times 10^{-6} \times 412.4} = 1170\Omega$$

选择 E96 系列电阻， $R=1180\Omega$ 。至此，完成了全通滤波器的核心设计。

下面进行其它电路设计，这相对较为简单。先确定电路结构如图 Section79-9 所示。

1) 对全通滤波器的另外两个电阻，必须是等值的，且两者的并联最好等于  $R$ ，在 E96 系列电阻中选择最为接近的是  $R_g=R_f=2.37\text{k}\Omega$ 。

2) 对后级的 10 倍放大电路，可以先确定  $R_2=1\text{k}\Omega$ ，再根据增益=10，理论上  $R_3=9\text{k}\Omega$ ，但是 E96 系列没有这个电阻值，选择最为接近的  $9.09\text{k}\Omega$ 。

运放选择为带宽  $40\text{MHz}$  的 OPA1611，至此，全部电路设计完成。

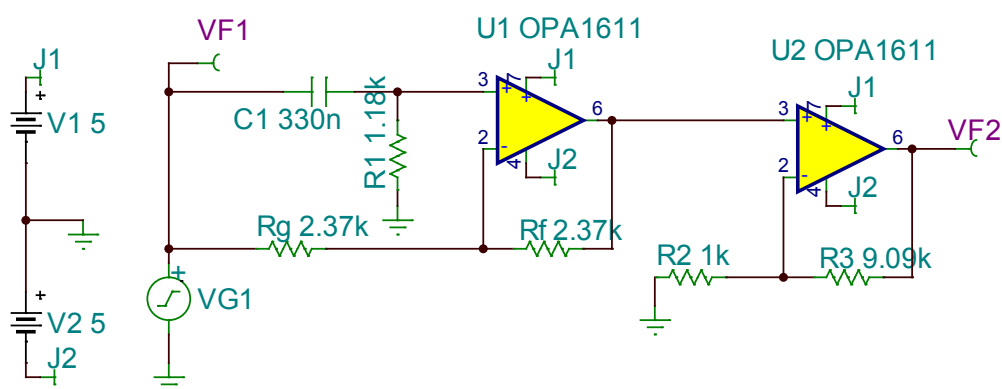


图 Section79-9 举例 3 电路

对上图电路进行仿真，实测结果如下：

电路的输入输出波形如图 Section79-10 所示，可以看出当输入 0.1V, 1000Hz 正弦波时，输出波形幅度大约为输入幅度的 10 倍，且总体上超前了大约  $360^\circ \times 125\mu\text{s}/1\text{ms} = 45^\circ$ 。满足题目要求。

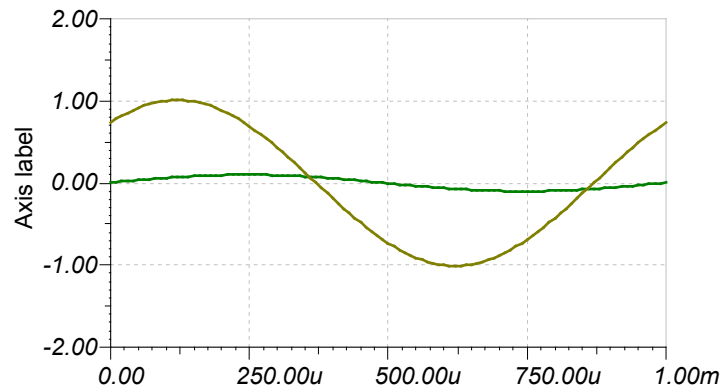


图 Section79-9 举例 3 电路的输入输出波形

## Section80. 思考

本节，提出一些问题，启发读者思考。没有思考，任何学习和工作的过程都将是乏味的。

### 为什么是电容，而不是电感？

储能器件  $C$  或者  $L$ ，其容抗或者感抗，都随频率变化，而电阻的阻值却不随频率变化。将储能器件引入到运放电路中，就能够营造出增益随频率变化的特性。

运放组成的滤波器电路中，绝大多数甚至全部，都选择电容作为储能器件，而很少使用电感。这是为什么？

以一个常见的一阶低通滤波器为例，可以看出问题所在。图 Section80-1 是由电感和电阻组成的一阶低通滤波器，称为  $LR$  低通滤波器。而图 Section80-2 是我们多次见过的  $RC$  低通滤波器。这两个滤波器的工作频段，都可以分成 3 部分：

低频时，对  $LR$  型，电感的感抗远远小于电阻值，会产生增益为 1；对  $RC$  型，则要求电容的容抗远大于电阻值，也会产生增益为 1。这就要求低频时电感具有极小的等效导通电阻，而电容应用极大的漏电阻。

高频时，对  $LR$  型，电感的感抗远大于电阻值，增益接近于 0；对  $RC$  型，电容容抗远小于电阻值，增益接近于 0。此时要求，电感的漏电阻应很大，而电容的等效导通电阻应很小。

介于极高频和极低频率之间的中频段，也就是特征频率或者截止频率发生的频段。此时，应有感抗和容抗都和电阻值接近。

而滤波器中的电阻值，不是任意选择的。一般来讲，为了保证运放输出端流出电流不要太大，电阻值不能选择太小的， $10V/10\Omega=1A$ ，而从噪声考虑，电阻又不能过大，因此  $100\Omega\sim 100k\Omega$  是常见选择，而选择  $1k\Omega$  是普适安全的。

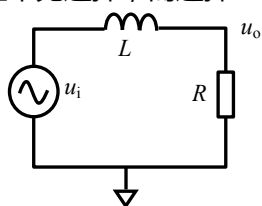


图 Section80-1  $LR$  低通电路

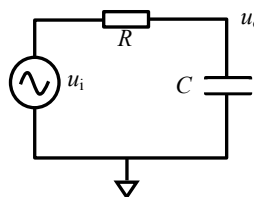


图 Section80-2  $RC$  低通电路

对于  $LR$  滤波器，其增益随频率变化的表达式为：

$$\dot{A}(f) = \frac{R}{R + j2\pi fL} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{\frac{R}{2\pi L}}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}, f_0 = \frac{R}{2\pi L}$$

如果选择电阻为  $1k\Omega$ ，可以看出，特征频率的范围就取决于电感量。一般来说，受限于制造难度，多数电感值在  $1nH\sim 100mH$  之间。据此：

$$f_0 = \frac{R}{2\pi L} = \frac{10^3}{6.28(10^{-9}\sim 10^{-4})} = 159GHz\sim 1.59MHz$$

即多数电感能够工作的特征频率区间，大约介于  $1.59MHz\sim 159GHz$ 。这就决定了一个事实：电感构成的滤波器，多数情况下，只能工作在截止频率较大的场合。而这个频率区间，与运放的工作区间非常不吻合。一般运放的工作频率区间是  $0Hz\sim 100MHz$ 。



再看电容组成的滤波器。

常见电容器的容值一般为  $1\text{pF}\sim 1000\mu\text{F}$ ，即  $10^{-12}\text{F}\sim 10^{-3}\text{F}$ 。

$$A(f) = \frac{1}{R + \frac{1}{j2\pi fC}} = \frac{1}{1 + j2\pi fRC} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}, f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.28 \times 10^3 (10^{-12} \sim 10^{-3})} = 159\text{MHz} \sim 0.159\text{Hz}$$

即用电容组成的滤波器，其特征频率可以发生在  $0.159\text{Hz}\sim 159\text{MHz}$ ，这恰好与运放的工作频率相吻合。

因此，用运放组成的滤波器，其实无论低通还是高通，都适合于使用 RC 型，而不是 LR 型。而在频率特别高的场合，电感则是更为常见的，但是它们通常是无源滤波器，或者直接使用分立晶体管实现。

### 一阶滤波器，还有其它类型吗？

在 Section79 中，我们给大家介绍了 6 种一阶滤波器类型。它们都是只使用了一只电容器，区别仅在于其电路结构不同。难道，只有这 6 种吗？

首先，在传函中，为什么  $n$  必须大于等于  $m$ ？ $m$  一旦大于  $n$ ，会出现什么情况？

其次，为什么只能使用一只电容器？如果使用两只电容器，可否组成一阶滤波器？

第三，在仅使用一只电容器的条件下，能否构建其它电路，以实现有别于 Section79 中介绍的 6 种电路？

比如，在图 Section79-6 电路中，可否增加电阻、减少电阻、移动电容位置，以改变电路结构，实现更为奇妙的传函？(a)图中，如果把 RC 并联改为串联，会出现什么情况？我不会带领大家去思考，但请珍惜这个机会。特别是一阶全通滤波器，它可以带来更多的思考。

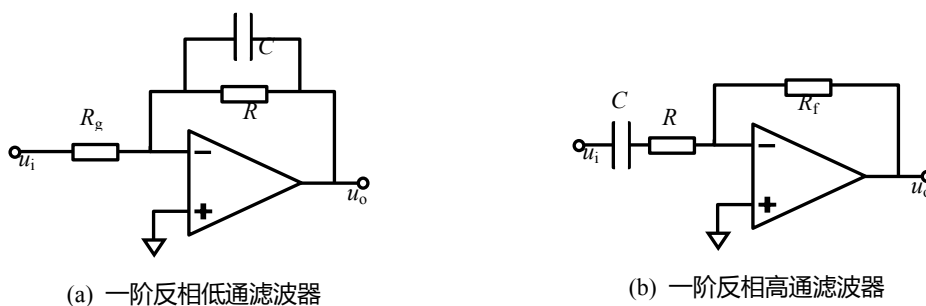


图 Section79-6 反相输入的一阶低通和高通滤波器

### 实际的电容器，是真正的电容元件吗？

元件，element，是器件(device)的理想抽象。作为一个元件，电容在频率足够高时表现出足够小的容抗，但是，实际的电容器却不是这样。因此，如果用理想的元件取表述实际的电容器，它应该是包含电阻、电容、电感的。

请读者自行调查，第一找到实际电容器的元件模型，第二，确定一只实际的电容，查找数据手册，完成对该电容器的模型参数的指定。

## 滤波器对运放有何要求？

用常见运放 OP07，设计一个截止频率为 100kHz，通带增益为 10 的一阶低通滤波器，能够实现吗？要实现截止频率 100kHz，通带增益为 10 的一阶低通滤波器，对电路中选用的运放，有何要求？

对此内容，可参考本书 Section90。

## 利用滤波器思想提高带宽

低通或者高通滤波器，使得不期望的频率量得到抑制，利用这种思想，能否实现频率补偿，以拓展频带？答案是肯定的。

电路如图 Section80-3 所示。当电路中开关断开时，左边是一个同相比例器，右边是一个反相比例器，增益均为 20dB。此时，两个电路的闭环带宽小于 60kHz。当开关闭合，导致电容介入电路后，在高频处，电容的旁路作用，使得总的增益阻抗下降，带来的效果是增益上升，这抵消了由于运放的开环增益下降带来的闭环增益下降。

仿真实验结果如图 Section80-4 所示。可以看出，开关闭合后闭环带宽接近 100kHz。但是，一定需要注意，这种频率补偿电路只能有限提高带宽，毕竟随着频率的上升，运放的开环增益总是下降的，当它不具备增益时，外部怎么补偿，都将是徒劳的。

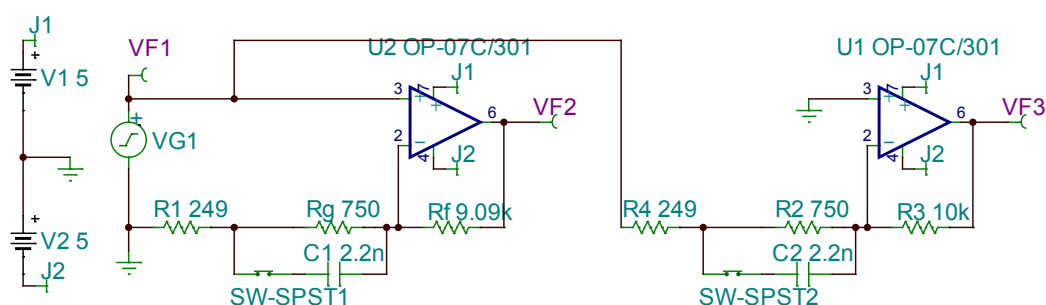


图 Section80-3 带宽拓展电路

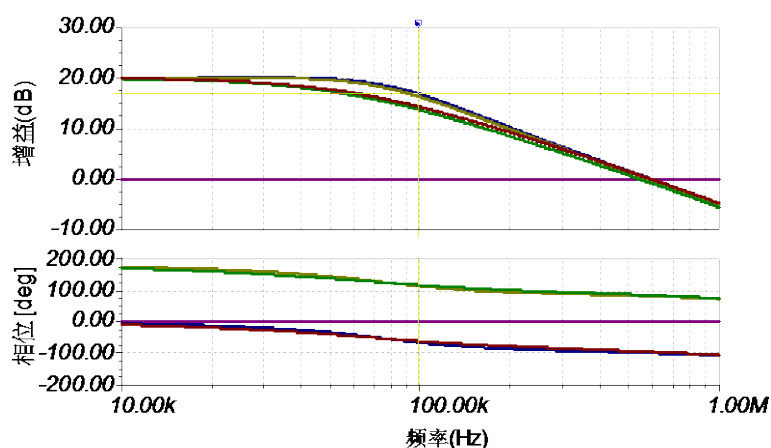


图 Section80-4 带宽拓展电路仿真效果

## 奇异的双输入双反馈电路

全通电路给了我们启示：一个输入信号，可以同时加载到运放的两个输入端，当然，

它们加载到输入端的通路是不同的。同时，我们也知道，运放除可以接负反馈外，也可以适当引入正反馈。图 Section80-5 是我自己造的一个电路，让我们看看它的输出表达式是怎样的。

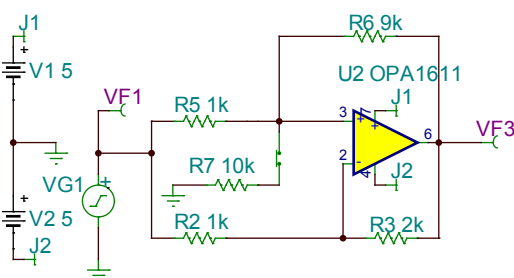


图 Section80-5 双输入、双反馈单运放放大电路

$$M_+ = \frac{\frac{R_6 \times R_7}{R_6 + R_7}}{R_5 + \frac{R_6 \times R_7}{R_6 + R_7}} = \frac{R_6 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}$$

$$M_- = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$M = M_+ - M_- = \frac{R_6 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$F_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$F_- = \frac{\frac{R_5 \times R_7}{R_5 + R_7}}{R_6 + \frac{R_5 \times R_7}{R_5 + R_7}} = \frac{R_5 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}$$

$$F = F_+ - F_- = \frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{R_5 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}$$

$$A_u \approx \frac{M}{F} = \frac{\frac{R_6 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{\frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{R_5 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}}$$

$$= \frac{R_2 R_6 R_7 + R_3 R_6 R_7 - R_3 R_5 R_6 - R_3 R_5 R_7 - R_3 R_6 R_7}{R_2 R_5 R_6 + R_2 R_5 R_7 + R_2 R_6 R_7 - R_2 R_5 R_7 - R_3 R_5 R_7}$$

$$= \frac{R_2 R_6 R_7 - R_3 R_5 R_6 - R_3 R_5 R_7}{R_2 R_5 R_6 + R_2 R_6 R_7 - R_3 R_5 R_7}$$

当  $R_7$  为无穷大时，上式等于 1。除此之外，上式可以演变出非常多的情况，可以同相放大，也可以反相放大，甚至可以是 0 倍，奇妙无比。但是唯一需要注意的是，不要让这个电路出现自激振荡。

此处提出这个电路结构，无非是给那些愿意思考的人，增添些思考的素材。这个电路可以用在哪里？将电路中的某个或者某些电阻换成电容，会出现什么情况？

### 压控滤波，怎么分析？

所谓的压控滤波，指一个滤波器的截止频率可以由外部提供的直流电压控制。利用一个乘法器或者压控增益放大器，可以实现此功能。图 Section80-6 为一个压控低通滤波器。

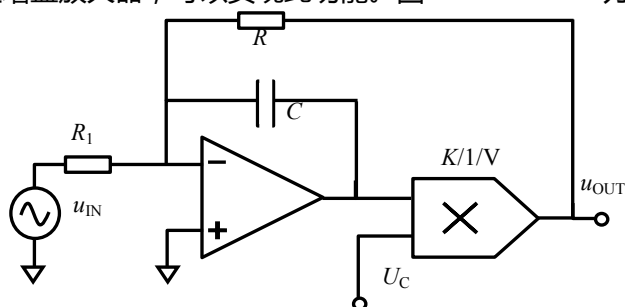


图 Section80-6 压控一阶低通滤波器

根据图中结构，列出频域表达式如下：

$$\frac{U_{IN}}{R_1} = -\frac{U_{OUT}}{R} - \frac{U_{OUT}}{KU_C} \times j\omega C = -U_{OUT} \left( \frac{KU_C + j\omega RC}{KRUC} \right)$$

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{KRUC}{R_1(KU_C + j\omega RC)} = -\frac{R}{R_1} \times \frac{1}{1 + j\omega \frac{RC}{KU_C}}$$

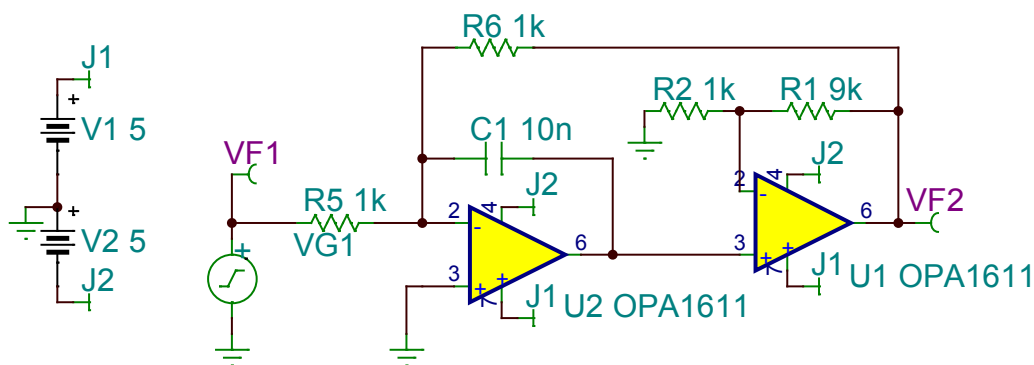
增益表达式为一阶低通滤波器，其上截止频率为：

$$f_H = \frac{KU_C}{2\pi RC}$$

(Section80-1)

### 举例 1：

下图是一个滤波器，求电路中 VF2 的上限截止频率。



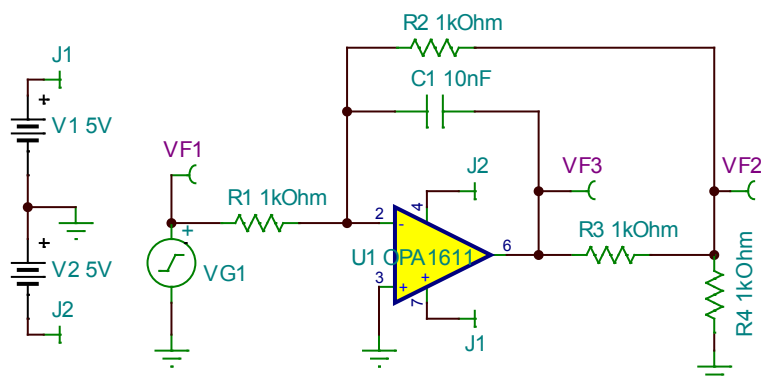
解：此例用一个固定增益的比例器，代替了压控滤波器中的乘法器，则  $KU_C=10$  倍，因此可以产生固定的，新的截止频率。据式(Section80-1)，有：

$$f_H = \frac{KU_C}{2\pi RC} = \frac{10}{2\pi R_6 C_1} = 159.15\text{kHz}$$

仿真结果表明，此电路为低通滤波器，上限截止频率约为 160kHz，与分析基本吻合。

### 举例 2：

下图是一个滤波器，求电路中 VF2 的上限截止频率。



解：有至少两种方法可以解题。第一种，像压控滤波器的分析方法一样，直接对电路列出节点电流方程，可以写出输出传递函数，以及频率表达式，进而得到其截止频率。

对图中运放负输入端（节点），有如下电流方程：

$$\frac{VF1 - 0}{R_1} = \frac{0 - VF2}{R_2} + \frac{0 - VF3}{\frac{1}{j\omega C_1}} \quad (1)$$

对图中 VF2 节点，有如下电流方程：

$$\frac{VF3 - VF2}{R_3} = \frac{VF2}{R_4} + \frac{VF2 - 0}{R_2} \quad (2)$$

$$VF3 = VF2 \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (2a)$$

将式(2a)代入式(1)，得：

$$\frac{VF1}{R_1} = -\frac{VF2}{R_2} - j\omega C_1 VF2 \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_2} \right) = -VF2 \left( \frac{1}{R_2} + j\omega C_1 \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_2 R_4} \right)$$

$$\begin{aligned} VF1 &= -VF2 \left( \frac{R_1}{R_2} + j\omega R_1 C_1 \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_2 R_4} \right) \\ &= -VF2 \frac{R_1}{R_2} \left( 1 + j\omega C_1 \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_4} \right) \end{aligned}$$

$$VF2 = -VF1 \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1}{1 + j\omega C_1 \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_4}} \right)$$

写成输入输出表达式，即：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{VF2}{VF1} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + j\omega C_1 \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_4}} = A_m \times \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (3)$$

其中：

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3a)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C_1 \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_4}} = \frac{1}{RC_1}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC_1} = f_H \quad (3b)$$

$$R = \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_4} = R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4} \quad (3c)$$

将数值代入，得：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC_1} = \frac{1}{2\pi \frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_4} C_1} = \frac{1}{6.2832 \times 3000 \times 10 \times 10^{-9}} = 5305\text{Hz}$$

对此电路实施 TINA-TI 仿真，得其上限截止频率约为 5.29kHz，与分析基本吻合。

第二种方法是利用压控滤波器的结论，稍加变换即可得出最终结果。

压控滤波器可以变形为如图 Section80-7 所示，乘法器可以表示为一个压控电压源，其增益为  $KU_C$  倍，则其上限截止频率为原  $RC$  表达式的  $KU_C$  倍。

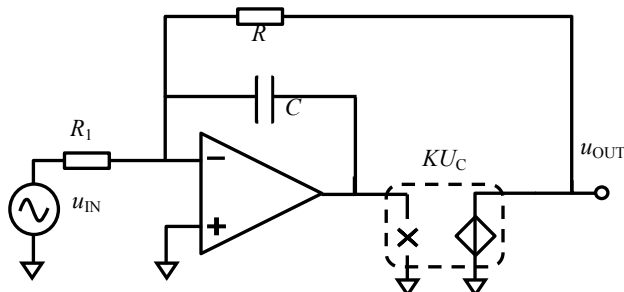


图 Section80-7 压控一阶低通滤波器变形画法

据此，将举例 2 电路演化成图 Section80-8 所示，其中利用了戴维宁等效。则根据式 (Section80-1)：

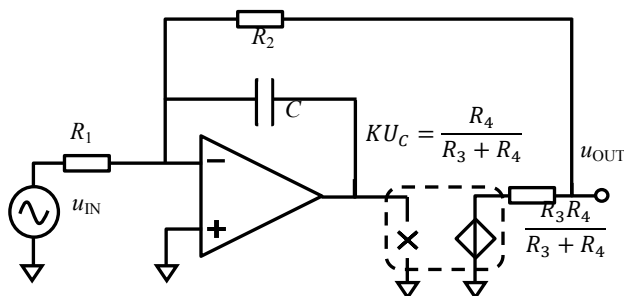


图 Section80-8 举例 2 电路的变形画法

$$f_H = \frac{KU_C}{2\pi RC} = \frac{\frac{R_4}{R_3 + R_4}}{2\pi(R_2 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4})C} = \frac{1}{2\pi(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4})C}$$

结果与式(3c)完全相同。

如果大家能够想得起来，可以看图 Section65-1，在反馈环中用一个 T 型电阻网络代替一个大电阻。举例 2 电路中，就是用  $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$  组成了一个 T 型电阻网络——把电阻位置稍加移动，举例 2 电路就如图 Section80-9 所示，这里可以清晰看到 T 型电阻网络。将这三个电阻，用一个等效电阻  $R$  代替，电路就演变成了一个标准低通滤波器。等效电阻  $R$  的计算方法如下：

在左图中，VF3 的电压最终目的是通过电阻网络，形成电流  $i_2$ 。因此，在右图中，只

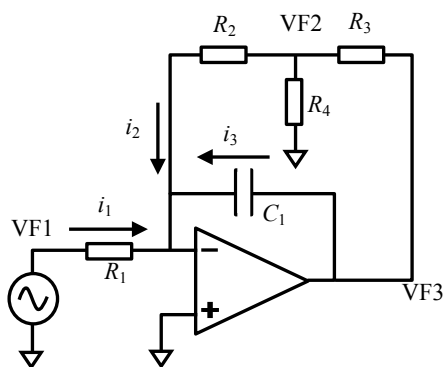


图 Section80-9 举例 2 电路

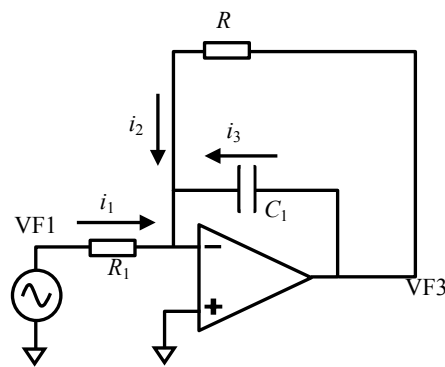


图 Section80-10 举例 2 电路等效电阻画法

要保证在 VF3 不变情况下，得到的  $i_2$  与左图完全一致，那么，对于运放负输入端这个节点，列出的电流方程将不会改变，就可以实施代替。

左图中：

$$i_2 = \frac{VF2}{R_2} = \frac{VF3 \times \frac{R_2 // R_4}{R_2 // R_4 + R_3}}{R_2} = \frac{VF3 \times \frac{\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}}{\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} + R_3}}{R_2} = \frac{VF3 \times \frac{\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}}{\frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_2 + R_4}}}{R_2}$$

$$= VF3 \times \frac{R_4}{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4} = \frac{VF3}{\frac{R_2 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}{R_4}} = \frac{VF3}{R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}}$$

右图中：

$$i_2 = \frac{VF3}{R}$$

因此，等效电阻为：

$$R = R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}$$

(4)

可以看出，式(4)与前述方法得到的式(3c)，结论完全相同。

## Section81. 二阶滤波器分析——低通和高通

前面介绍的一阶滤波器，不涉及复杂的数学运算，因此简单易学易用，在很多要求不高的场合，具有广泛的用途。但是一旦涉及更高的要求，就必须使用高阶滤波器。比如，一阶低通滤波器，在输入信号频率大于截止频率后，它的增益一般以-20dB/10 倍频的速率下降，而 2 阶低通滤波器，则可以实现-40dB/10 倍频，3 阶滤波器则可以实现-60dB/10 倍频，阶数越高，其增益下降速率越快，其形态也就越接近于砖墙滤波器。

其中，二阶滤波器是高频滤波器的基础——高频滤波器一般由一阶和若干个二阶滤波器级联组成。因此，有必要专门对二阶滤波器进行分析。受篇幅限制，这个内容由 Section81, Section82 以及 Section83 等三小节组成，是 4.3 节的数学基础。

### 二阶传函

二阶滤波器的传函标准式如下：

$$A(S) = \frac{m_0 + m_1 S + m_2 S^2}{1 + n_1 S + n_2 S^2} \quad (\text{Section81-1})$$

其中  $n_2 \neq 0$ 。

其频域增益表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{1 + m_1 j\omega + m_2 (j\omega)^2}{1 + n_1 j\omega + n_2 (j\omega)^2} = \frac{(1 - m_2 \omega^2) + j m_1 \omega}{(1 - n_2 \omega^2) + j n_1 \omega} \quad (\text{Section81-2})$$

增益是一个复数，其模、幅角都会随频率变化。这就可能演化出各式各样的频率特性。

### 频率归一化

引入特征频率  $\omega_0$ ，令：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{n_2}}$$

式(Section81-2)变为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{d + bj \frac{\omega}{\omega_0} + c(j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + aj \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad (\text{Section81-3a})$$

其中：

$$a = \frac{n_1}{\sqrt{n_2}} ; b = \frac{m_1}{\sqrt{n_2}} ; c = \frac{m_2}{n_2} ; d = \frac{m_0}{\sqrt{n_2}}$$

令：

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$$

式(Section81-2)变为：

$$\dot{A}(j\Omega) = \frac{d + bj\Omega + c(j\Omega)^2}{1 + aj\Omega + (j\Omega)^2} \quad (\text{Section81-3b})$$

此时，可以称  $\Omega$  为相对频率，是一个无量纲的数值，它代表当前输入频率与滤波器的



特征频率的比值。这样，我们将横轴千变万化的特征频率，都归一化成相对频率变化。

对于式(Section81-3)来说， $a$ 、 $b$ 、 $c$ 共3个参数的不同选择，会带来多种多样的增益随相对频率变化规律。经过几十年的研究，科学家通过选择不同的参数，归纳出以下几种常见的滤波器形态。也许已经研究完毕，也许还有研究空间，至少我还没有发现新的滤波器形态。

## 二阶低通滤波器

### 二阶低通滤波器的归一化标准式

二阶低通滤波器的归一化标准式如下：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{1}{1 + aj\Omega + (j\Omega)^2} \quad \text{(Section81-4)}$$

即，在式(Section81-3b)的二阶标准式中， $b=c=0$ 。将其写成与角频率、频率相关，即为：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \frac{1}{1 + aj\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad \text{(Section81-4a)}$$

$$\dot{A}(jf) = A_m \frac{1}{1 + aj\frac{f}{f_0} + (j\frac{f}{f_0})^2} \quad \text{(Section81-4b)}$$

上述3个表达式是完全相同的，只是自变量单位不同。我们以最常见的频率  $f$  为自变量，先直观粗略看看：当频率  $f=0\text{Hz}$  时， $\dot{A}(jf) = A_m$ ，当频率为无穷大时，分母中第二项为虚部，无穷大，分母中的实部是第一项的1与第三项的和，而第三项是负值实数，无穷大的平方，导致整个表达式的模为0。这满足低通条件。

### 特征频率和 $Q$ 的含义

当信号频率  $f$  等于特征频率  $f_0$  时，在数学上，分母出现了一个特殊情况，即它的第三项为-1，导致分母中实部为0，只存在虚部。这是全部频率范围内唯一出现的，其特殊性无人能敌，是最为特殊的频率点，故称之为特征频率。

因此，特征频率  $f_0$  的定义可以是：在二阶滤波器中，使得分母中实部为0的频率。

在特征频率处，增益的模变为：

$$|\dot{A}(jf_0)| = \left| A_m \frac{1}{1 + aj\frac{f_0}{f_0} + (j\frac{f_0}{f_0})^2} \right| = A_m \times \left| \frac{1}{aj} \right| = A_m \frac{1}{a}$$

定义品质因数  $Q$  为：特征频率处的增益的模，除以中频增益  $A_m$ 。其实就是，特征频率处的增益，是中频增益的多少倍。

$$Q = \frac{|\dot{A}(jf_0)|}{A_m} \quad \text{(Section81-5)}$$

由此，二阶低通滤波器的频率表达式可以写作：

$$\dot{A}(jf) = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{f}{f_0} + (j\frac{f}{f_0})^2} \quad \text{(Section81-4c)}$$

而角频率表达式可以写作：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

(Section81-4d)

不同的 Q 值，带来不同的效果

科学家发现，品质因数 Q 的改变，会给标准二阶低通滤波器带来完全不同的性质。

图 Section81-1 是利用 Matlab 做的三根幅频特性曲线，都是二阶低通滤波器，其 Q 值不同，造成完全不同的频率特性，如表 Section81-1 所示。

表 Section81-1 三种不同类型二阶低通滤波器

颜色	归一化增益标准式	1/Q	Q	特征	名称
绿	$\dot{A}(j\Omega) = \frac{1}{1 + 1.732j\Omega + (j\Omega)^2}$	1.732	0.57735	$Q < \frac{1}{\sqrt{2}}$	贝塞尔型, Bessel Filter
蓝	$\dot{A}(j\Omega) = \frac{1}{1 + 1.414j\Omega + (j\Omega)^2}$	1.414	0.7071	$Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$	巴特沃斯型, Butterworth Filter
红	$\dot{A}(j\Omega) = \frac{1}{1 + 0.714j\Omega + (j\Omega)^2}$	0.714	1.4	$Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$	切比雪夫型, Chebyshev Filter

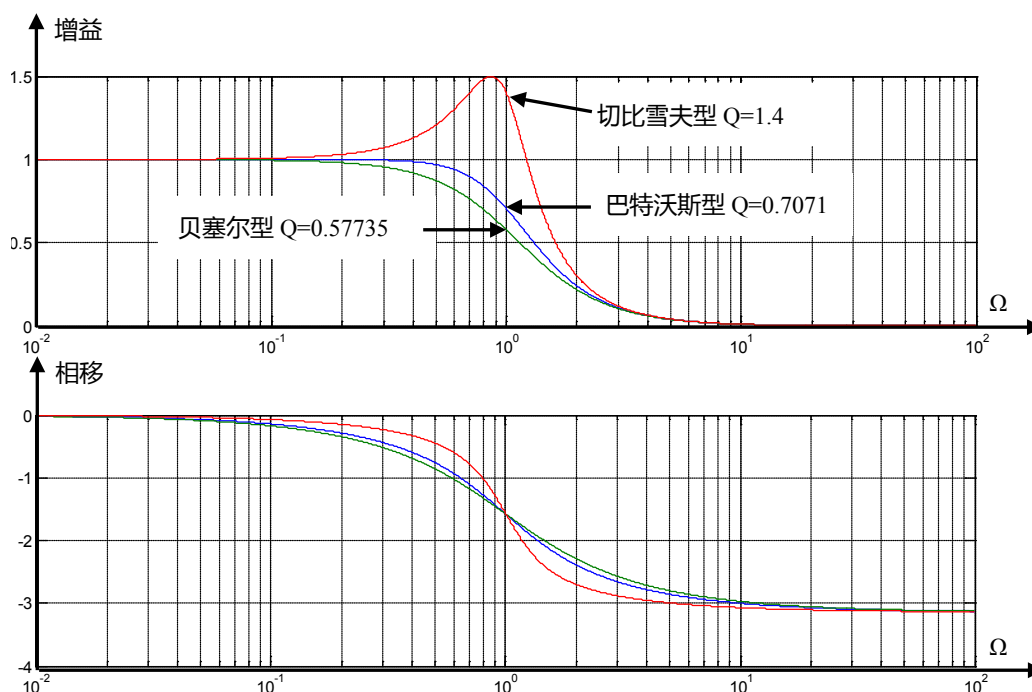


图 Section81-1 不同 Q 值二阶低通滤波器的归一化幅频、相频响应

巴特沃斯滤波器具有最为明显的特征是，它的特征频率  $f_0$  (图中  $\Omega=1$  处) 恰好是截止频率  $f_c$ 。因此，在输入信号频率为  $f_0$  时，其增益的模为 0.707。它具有最平坦的通带区间，过渡带下降速率一般。由于参数唯一，设计方便，使用非常广泛。

切比雪夫滤波器在输入信号频率为  $f_0$  时，其增益的模为大于 0.707，也可以是 1，甚至超过 1。它具有最为陡峭的过渡带，因此和砖墙式滤波器最为接近。但是，在通带内，它的增益具有隆起，Q 值越大，隆起越严重。

贝塞尔滤波器在输入信号频率为  $f_0$  时，其增益的模为小于 0.707，从通带到阻带的过

渡最为缓慢，与理想的砖墙滤波器差距最大。看起来它没有什么优点，其实不然。贝塞尔滤波器具有最大的线性相移区间（这会在涉及群延时的环节介绍），可以有效减少复合波形的相位失真。这是前两种滤波器无法比拟的。

用  $Q$  和特征频率  $f_0$  表达截止频率  $f_c$

定义：

$$K = \frac{f_c}{f_0} \tag{Section81-6}$$

根据式(Section81-4b)，可知在截止频率处必有：

$$|A(jf_c)| = \left| A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{f_c}{f_0} + (j\frac{f_c}{f_0})^2} \right| = \left| A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}jK + (jK)^2} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} A_m$$

以  $K$  为未知量，解此方程，得：

$$K = \frac{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}}{2Q} \tag{Section81-7}$$

对于二阶低通滤波器，在已知  $Q$  的情况下，其截止频率与特征频率的比值是唯一确定的，为  $K$ 。式(Section81-7)的意义在于：在传函中，用肉眼看出特征频率是极为简单的——即分母中使得实部为 0 的频率点，而我们在设计滤波器时，一般更习惯于给出截止频率、 $Q$ ，此时就可以利用式(Section81-7)得到它们之间的比值，进而将截止频率转换成特征频率。

表 Section81-2 给出了一些常见  $Q$  值与对应的  $K$ 。

表 Section81-2

$Q$	0.4	0.5	0.6	0.7071	0.8	1	1.2	1.5	20
$K$	0.4278	0.6436	0.8271	1	1.1146	1.2720	1.3590	1.4299	1.5510

据此，可以得出一些简单结论：

切比雪夫型二阶低通滤波器，其截止频率大于特征频率。 $Q$  值越大，两者差异越大。

贝塞尔型二阶低通滤波器，其截止频率小于特征频率。 $Q$  值越小，两者差异越大。

## 二阶高通滤波器

### 二阶高通滤波器的归一化标准式

二阶高通滤波器的归一化标准式如下：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{(j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2} \tag{Section81-8}$$

### 不同的 $Q$ ，带来三种不同的滤波器

二阶高通的品质因数定义与低通完全相同，它也代表特征频率处归一化增益的模。

根据  $Q$  值不同，二阶高通滤波器也分为巴特沃斯型、切比雪夫型和贝塞尔型三类。它们具有与二阶低通滤波器完全相同的特性。

当  $Q=0.707$ ，属于巴特沃斯型，通带最为平坦，且设计参数唯一。其特征频率等于截止频率。

当  $Q > 0.707$ ，属于切比雪夫型，过渡带最为陡峭，但通带内有隆起。其特征频率大于截止频率。

当  $Q < 0.707$ ，属于贝塞尔型，它具有最为平坦的群延时区间。但是，严格意义讲，贝塞尔滤波器仅特指具有最大群延时（见 Section83）平坦区间的滤波器，在二阶滤波器中，仅有  $Q=0.57735$ ，也就是根号 3 分之一，才满足这个条件。

图 Section81-2 是三种类型二阶高通滤波器的幅频、相频响应。

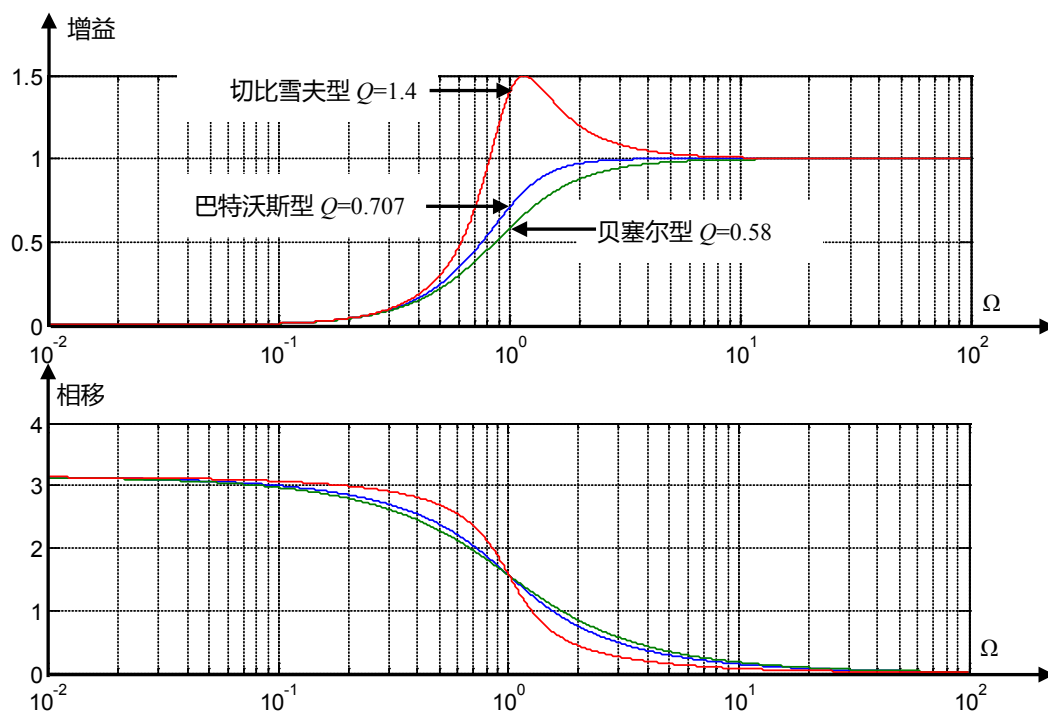


图 Section81-2 不同  $Q$  值二阶高通滤波器的归一化幅频、相频响应

### 用 $Q$ 和特征频率 $f_0$ 表达截止频率 $f_c$

高通滤波器其实就是低通滤波器以  $\Omega=1$  的横轴镜像，因此特征频率点也以此为镜像。其截止频率与特征频率的关系，也仅与  $Q$  值有关：

$$K = \frac{f_c}{f_0} = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}}$$

(Section81-9)

与低通滤波器相比，两个  $K$  值刚好是倒数关系。

## Section82. 二阶滤波器分析——带通、带阻和全通

### 二阶窄带通滤波器

#### 二阶窄带通滤波器的归一化标准式

带通滤波器分为宽带通和窄带通两类。宽带通就是一个高通和一个低通的串联，它允许一个很宽频率范围的信号通过，高通和低通的截止频率相差甚远，互相不影响，只要学会了高通和低通，分别独立设计即可。而窄带通滤波器，则仅允许中心频率附近很窄范围内的信号通过，它只有一个中心频率。本小节仅研究窄带通滤波器。

一个低通滤波器，和一个与之镜像的高通滤波器相乘，可以得到一个窄带通表达式。

$$\dot{A}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\Omega}} \times \frac{1}{1 + j\Omega} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\Omega} + j\Omega + 1} = \frac{j\Omega}{1 + 2j\Omega + (j\Omega)^2} = 0.5 \times \frac{2j\Omega}{1 + 2j\Omega + (j\Omega)^2}$$

分数项是一个标准带通表达式，其带通峰值点发生在分母实部为 0 处，其峰值为 0.5。但是，这并不能代表全部的带通滤波器，标准带通滤波器的归一化表达式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

[Section82-1]

带通滤波器的特征频率，也是峰值频率，发生在  $\Omega=1$  处，即分母实部为 0 处。在此处，增益的模为  $A_m$ ，相移为  $0^\circ$ 。窄带通滤波器有如下概念：

1) 特征频率  $f_0$ ，它是指窄带通滤波器中，增益最大的频率点。在归一化表达中，为  $\Omega=1$  的相对频率点。

2) 带宽  $\Delta f$ ，中心频率两侧，增益始终大于  $0.707A_m$  的频率范围。在图 Section82-1 中，用相对频率表示为：

$$\Delta\Omega = \Omega_H - \Omega_L$$

[Section82-2]

在实际频率图中，用： $\Delta f = f_H - f_L$ 表示。

3) 品质因数  $Q$ ，衡量带通形状尖锐程度的量：

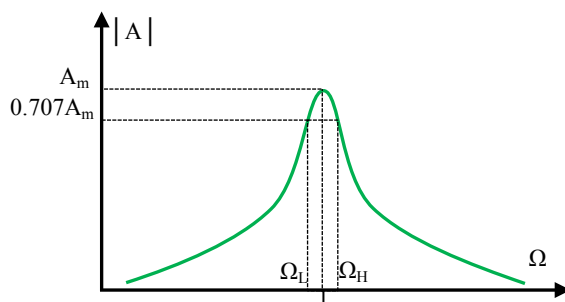


图 Section82-1 二阶带通滤波器归一化幅频特性

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{\Omega_0}{\Delta\Omega} = \frac{1}{\Omega_H - \Omega_L}$$

[Section82-3]

## 二阶窄带阻滤波器——陷波器

### 二阶窄带阻滤波器的归一化标准式

与带通滤波器类似，带阻滤波器也分为宽带阻和窄带阻两类。一个高通滤波器，和一个低通滤波器实施加法，可以实现带阻滤波。当高通滤波器截止频率远高于低通滤波器截止频率，则实现的即为宽带阻滤波。只要独立设计高通滤波器、低通滤波器，再设计一个加法器，即可实现宽带阻滤波器。

本小节仅研究窄带阻滤波器，它只阻断中心频率附近的一个很小的频段内的信号，也叫陷波器，英文为 notch。陷波器的归一化标准式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2} \quad \text{[Section82-4]}$$

其幅频特性如图 Section82-2 所示。对陷波器，有如下定义：

- 1) 特征频率  $f_0$ ，指幅频特性中增益最小值对应的频率点。
- 2) 陷波带宽  $\Delta f$ ，中心频率两侧，增益始终小于  $0.707A_m$  的频率范围。在图 Section82-2 中，用相对频率表示为：

$$\Delta\Omega = \Omega_H - \Omega_L \quad \text{[Section82-5]}$$

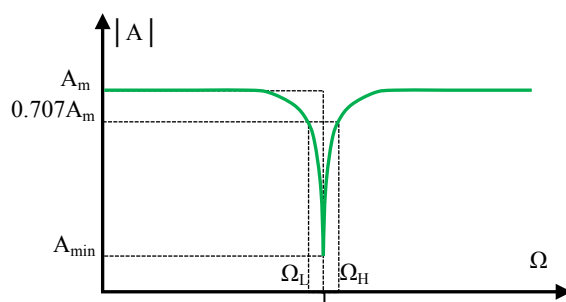


图 Section82-2 二阶窄带阻滤波器归一化幅频特性

在实际频率图中，用  $\Delta f = f_H - f_L$  表示。

- 3) 品质因数  $Q$ ，衡量陷波形状尖锐程度的量：

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{\Omega_0}{\Delta\Omega} = \frac{1}{\Omega_H - \Omega_L} \quad \text{[Section82-6]}$$

4) 最小增益  $A_{\min}$ 。设陷波器的通带增益为  $A_m$ ，从式[Section82-4]看，当  $\Omega=1$  时，理论上，其最小增益为 0，但是受实际电路中器件不是理想的影响，陷波器永远实现不了 0 倍增益。因此，衡量一个陷波器是否优秀， $A_m/A_{\min}$  非常重要。

## 二阶全通滤波器

### 二阶全通滤波器的归一化标准式

二阶全通滤波器的归一化标准式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

[Section82-7]

或者：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

[Section82-8]

在全通滤波器中，很显然无论  $\Omega$  怎么变化，其增益的模永远是  $A_m$ ，我们重点关心它的相移随频率的变化。此处，仍定义：

$$\Omega = \frac{f}{f_0}$$

其中， $f_0$  为特征频率，是指分母中实部等于 0 的频率点，此处增益的相移为  $\pm 180^\circ$ 。

相移表达式为：

$$\varphi(j\Omega) = \tan^{-1} \frac{-\frac{1}{Q} \times \Omega}{1 - \Omega^2} - (\tan^{-1} \frac{\frac{1}{Q} \times \Omega}{1 - \Omega^2}) = -2 \tan^{-1} \frac{\frac{1}{Q} \times \Omega}{1 - \Omega^2}$$

[Section82-9]

可以看出，品质因数  $Q$  在这里同样起着重要作用：调整相移速率。 $Q$  越大，其相移区间越小，速率越大。

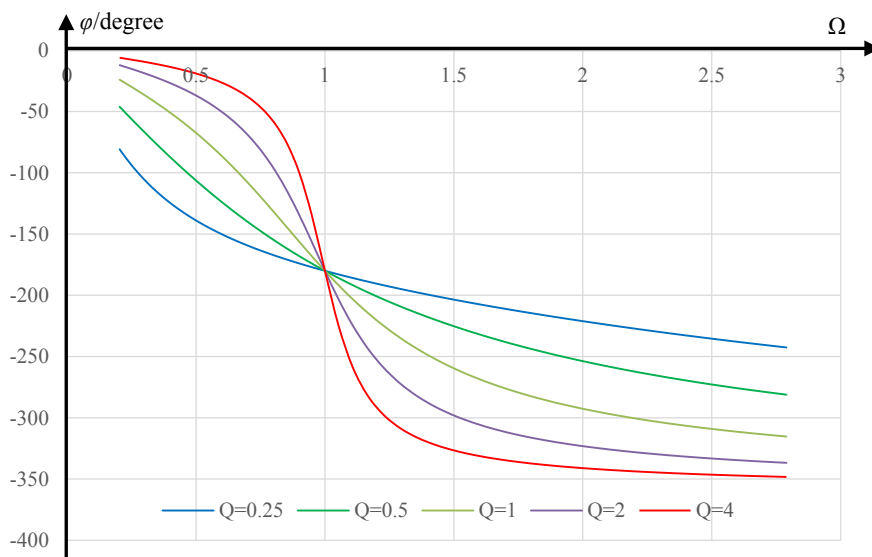


图 Section82-3 二阶全通滤波器滞后型不同  $Q$  值的相移特性

### 如何验证 $Q$ 值

除全通之外，其它种类的滤波器， $Q$  值都存在明显的验证方法，通过实测的频率特性，可以很方便的获得：

1) 对二阶低通滤波器、高通滤波器来说, 品质因数  $Q$ , 就是特征频率发生处的相对增益。以低通滤波器为例, 其标准式为:

$$\dot{A}_{LP}(j\omega) = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right) + \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

在特征频率处, 其增益的模为:

$$|\dot{A}_{LP}(j\omega_0)| = \left| A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \left( j \frac{\omega_0}{\omega_0} \right) + \left( j \frac{\omega_0}{\omega_0} \right)^2} \right| = |A_m|Q$$

即有:

$$Q = \frac{|\dot{A}_{LP}(j\omega_0)|}{|A_m|}$$

[Section82-10]

据此, 在二阶低通滤波器电路中测量  $Q$  值的方法为: 频率等于  $\omega_0$  处, 测量增益的模, 为  $|A_m|$ , 测量特征频率处 (即相移为  $-90^\circ$  度处) 增益的模, 为  $|\dot{A}_{LP}(j\omega_0)|$ , 按式[Section82-10]即可获得。

同理, 对二阶高通滤波器来说, 有:

$$Q = \frac{|\dot{A}_{HP}(j\omega_0)|}{|A_m|}$$

[Section82-11]

二阶高通滤波器电路中测量  $Q$  值的方法为: 频率等于  $\infty$  处, 测量增益的模, 为  $|A_m|$ , 其实这是不可能的, 实测中只需要在频率较高, 增益较为稳定的区域测量即可。测量特征频率处 (即相移为  $90^\circ$  度处) 增益的模, 为  $|\dot{A}_{HP}(j\omega_0)|$ , 按式[Section82-11]即可获得。

2) 对带通滤波器来说,  $Q$  值为中心频率  $f_0$  除以通带宽度  $\Delta f$ 。

$$\dot{A}_{BP}\left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_H - f_L}$$

[Section82-3]

其中,  $f_H$  为中心频率右侧的峰值增益  $-3\text{dB}$  频率点,  $f_L$  为中心频率左侧的峰值增益  $-3\text{dB}$  频率点,  $f_0$  为中心频率。

3) 对带阻滤波器来说,  $Q$  值为中心频率  $f_0$  除以阻带宽度  $\Delta f$ 。

$$\dot{A}_{BR}\left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right) = A_m \times \frac{1 + \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_H - f_L}$$

[Section82-6]

其中,  $f_H$  为中心频率右侧的平坦区  $-3\text{dB}$  频率点,  $f_L$  为中心频率左侧的平坦区  $-3\text{dB}$  频率点,  $f_0$  为中心频率。



## 全通滤波器的 Q 值验证

针对全通滤波器，如何验证其 Q 值呢？先列出全通标准式：

$$\dot{A}_{AP}(j\omega) = A_m \frac{1 - \frac{1}{Q}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{1}{Q}(j\frac{\omega}{\omega_0}) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

我们知道，对全通滤波器来说，幅频特性是一根随频率变化平直的线，从幅频特性上无法获得任何信息，也就无法应用于 Q 值验证。只好从相频特性入手。让我们试着寻找一些特殊的频率点，看它们与 Q 值有无关系。

图 Section82-4 为不同频率处，全通滤波器的增益向量图。全通滤波器的增益由包含

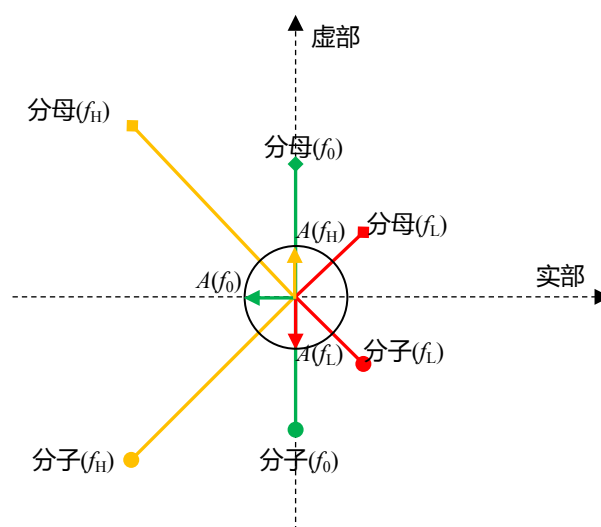


图 Section82-4 二阶全通滤波器滞后型不同 Q 值的相移特性

实数、虚数的分子分母组成。图中三个不同颜色的箭头，即代表三个不同频率处的增益向量，它包含实部和虚部，自然也就形成了模和幅角：

对中心频率  $f_0$ ，如图绿色，分母为方形头，分子为圆形头，分子除以分母则为增益，为绿色箭头，它的模为 1，幅角为 180 度。这当然是最为特殊的点，我们从频率特性中的相频特性图一眼就可以看到。

除此之外，还有特殊频率点吗？有。图中选择了两个，分别为频率为  $f_L$  的红色，其增益的模也是 1（当然是 1，因为是全通吗），幅角为 90 度；以及频率为  $f_H$  的黄色，其增益的模也是 1，幅角为 270 度。这两个点的特殊之处在于：该点处，无论分子还是分母，实部的模与虚部的模相等。即：

$$\left| 1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2 \right| = \left| \frac{1}{Q}(j\frac{\omega}{\omega_0}) \right|$$

为书写方便，设相对频率：

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \Omega$$

由于是模相等，因此包含两种情况，第一种为：

$$1 - \Omega^2 = \frac{\Omega}{Q}$$

解得两个值：

$$\Omega = \frac{-\frac{1}{Q} \pm \sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4}}{2}$$

我们知道相对频率一定大于 0，且根号项的绝对值一定大于  $1/Q$ ，因此  $\Omega$  的两个值中只有根号项取正值才是合理的，则解得第一个满足 90 度相移的相对频率：

$$\Omega_L = \frac{-\frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4}}{2}$$

第二种为：

$$\Omega^2 - 1 = \frac{\Omega}{Q}$$

解得两个值：

$$\Omega = \frac{\frac{1}{Q} \pm \sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4}}{2}$$

同理分析出只有一个值为正解：

$$\Omega_H = \frac{\frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4}}{2}$$

显然， $\omega_H > \omega_L$ ，两者相减必出令人振奋的结果。将  $x$  回归到  $\omega$  表达式，有：

$$\Omega_H - \Omega_L = \frac{\omega_H}{\omega_0} - \frac{\omega_L}{\omega_0} = \frac{1}{Q}$$

即：

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_H - \omega_L} = \frac{f_0}{f_H - f_L}$$

[Section82-12]

这个表达式的含义是，在全通滤波器中，品质因数等于中心频率除以两个特殊的频率点的差值。而两个特殊频率点分别为：

$f_H$  是中心频率右侧，与中心频率相差 90 度的频率点，即相对频率大于 1。

$f_L$  是中心频率左侧，与中心频率相差 90 度的频率点，即相对频率小于 1。

这与带通、带阻类似，带通带阻中的两个特殊频率点分别为中心频率两侧的 -3dB 点，它们是从幅频特性图中寻找到的。

### 带通滤波器的相频特性

根据窄带滤波器的频域表达式：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

可以推出，其相移随频率变化规律为：

$$\varphi = 90 - \tan^{-1} \frac{\frac{1}{Q}\Omega}{1 - \Omega^2}$$

## Section83. 群延时——Group Delay

输出正弦波和输入正弦波之间，会存在相移，也就相应的存在延时。当输入波形为复合波形，包含多个不同频率的正弦波，且它们的相移没有特殊的规律，就可能出现不同的延时——这会引入输出波形与输入波形形态不同，造成线性失真。

群延时，Group delay，是一个随频率变化的量，用以描述一个滤波器对不同频率的输入信号，产生的延时是否一致。其数学定义是：

$$GD = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$$

即相移对角频率求导的负数。之所以取负数，是因为一般都将延时量定义为正值，而这个延时由小于 0 的滞后相移引起。

对于每一个输入信号来说，滤波器产生的相移，与滤波器产生的延时之间存在以下关系：

$$t_{delay}(\omega) = \frac{\varphi(\omega)}{2\pi} \times T = \frac{\varphi(\omega)}{2\pi f} = \frac{\varphi(\omega)}{\omega}$$

当角频率增加时，如果能带来同步增加的相移，则延时就会相等，即

$$\varphi(\omega) = k\omega$$

但是，我们知道，对一个二阶滤波器来说，相移最大不会超过-180°，因此当频率足够高时，相移 $\varphi(\omega)$ 将不可能持续满足上式。因此，我们只能关心较低频率处的相移与延时规律。

图 Section83-1 是  $Q=0.57735$ ， $f_c=1\text{Hz}$  的贝塞尔低通滤波器的延时图。可以看出，频率低于 0.3Hz 以下，肉眼已经无法发现其区别，大约为 0.2168s，在这个区域，群延时 GD 基本上是一个常数，与延时相等。这类似于静态电阻与动态电阻相等。

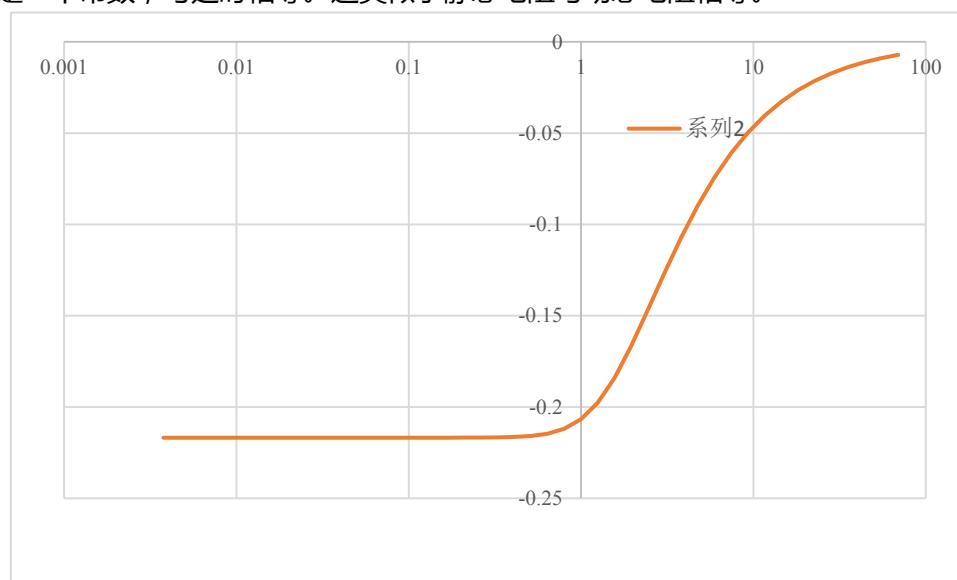


图 Section83-1 贝塞尔低通滤波器的延时

图 Section83-2 则是  $Q=0.7071$  的巴特沃斯型低通滤波器的延时情况。很明显，其延时四位有效数字不变的区域已经下降到 0.03Hz (受计算机作图影响，在图中似乎是在 0.08Hz 处发生了一点变化)，在此区间，延时量为 0.2251s。

图 Section83-3 则是  $Q=11$  的切比雪夫型低通滤波器的延时情况。其延时四位有效数字

不变的区域已经下降到 0.02Hz 在此区间，延时量为 0.2025s。

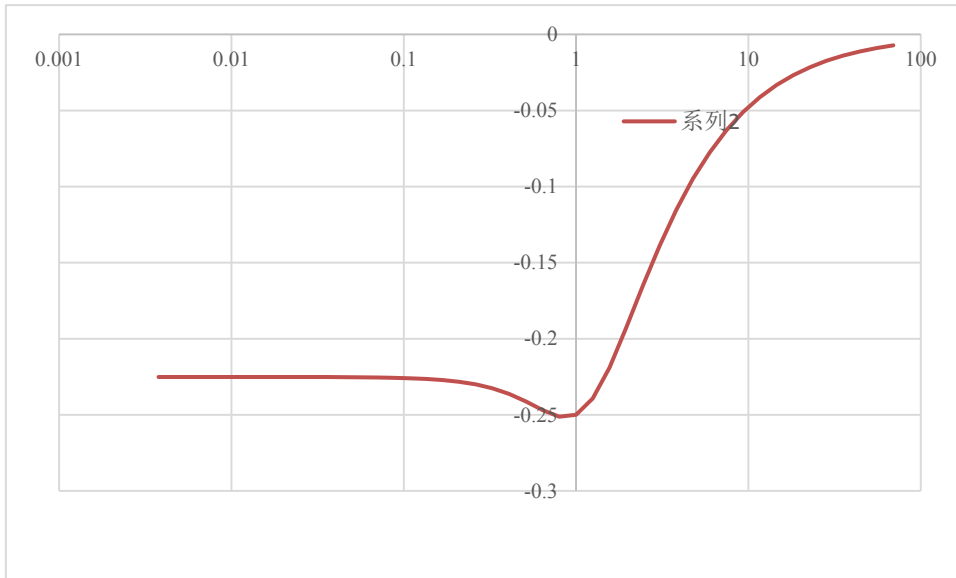


图 Section83-2 巴特沃斯低通滤波器的延时

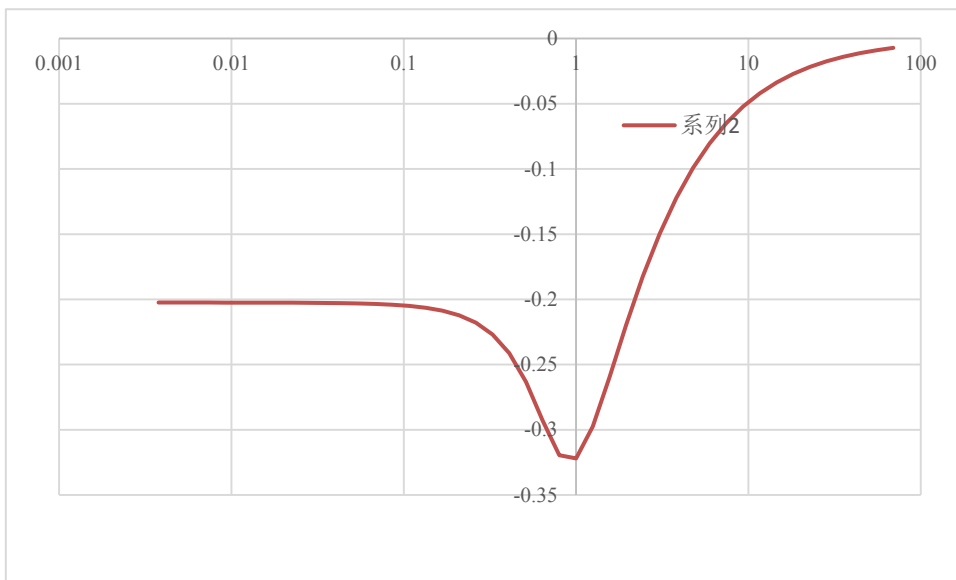


图 Section83-3 Q=1 切比雪夫低通滤波器的延时

从上面三种滤波器的延时特性，可以看出，唯有贝塞尔型低通滤波器，具有较宽的群延时相等区间，其实也就是延时相等区间。这带来了一个极大的好处：对复合输入波形来讲，贝塞尔滤波器的输出，会最大程度上减小由延时带来的相位失真。

### 4.3. 运放组成的低通滤波器

在 4.2 节中，我们分析了二阶低通滤波器的归一化标准式。但是，那些仅是理论上的分析，为电路分析做好了准备。本节介绍由运放组成的低通滤波器。

像一阶低通一样，这些电路的结构都是别人设计好的。我们需要做的有下面几件事情：

- 1) 已知完整电路，根据电路能够写出传函，得到特征频率和  $Q$ 。
- 2) 已知截止频率（或者特征频率）和  $Q$ ，选择电路形式并计算出电路中的阻容参数。
- 3) 能了解更多的电路结构，也许还能创新设计出新的电路结构。

### Section84. 4 元件二阶 SK 型低通滤波器

#### 电路原型

1955 年，美国 MIT Lincoln Laboratory 的 R. P. Sallen 和 E. L. Key 在文章“Sallen, R. P.; E. L. Key [March 1955]. "A Practical Method of Designing RC Active Filters". IRE Transactions on Circuit Theory 2 (1): 74–85.”中，首次提出了如图 Section84-1 结构的滤波器电路。此电路中，4 个部件是以复阻抗形式出现，因此可以演变出低通、高通和带通电路。

这类电路因此被命名为 Sallen-Key 电路，也可简称为 SK 电路。图 Section84-2 是一个 SK 型二阶单位增益低通滤波器，它与 SK 标准电路的区别在于，用实际的电阻、电容代替了原图中的复阻抗  $Z$ 。

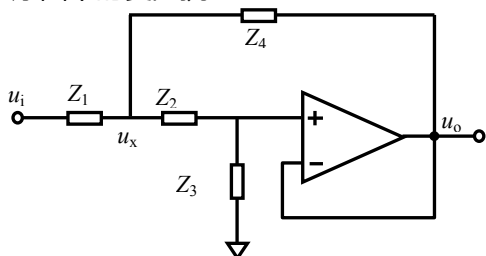


图 Section84-1 Sallen-Key 型滤波器

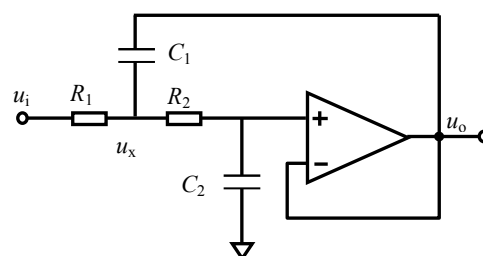


图 Section84-2 SK 型单位增益低通滤波器

#### 传递函数分析

设图中  $u_x$  为临时变量，结合运放的虚短，有：

$$U_x(S) \times \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = U_o(S), \text{ 即}$$

$$U_x(S) = \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} U_o(S) \tag{1}$$

在  $u_x$  点，利用 KCL，结合虚断，可得：

$$\frac{U_i(S) - U_x(S)}{Z_1} = \frac{U_x(S) - U_o(S)}{Z_4} + \frac{U_x(S)}{Z_2 + Z_3} \tag{2}$$

将式(1)代入式(2)，得：

$$\frac{U_i(S) - \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} U_o(S)}{Z_1} = \frac{\frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} U_o(S) - U_o(S)}{Z_4} + \frac{U_o(S)}{Z_3} \quad (3)$$

式(3)成为只有 $U_i(S)$ 和 $U_o(S)$ 的等式,适当整理,即可得到传函:

$$U_i(S) \times Z_3 Z_4 = U_o(S) \times (Z_1 Z_4 + Z_1 Z_2 + Z_4(Z_2 + Z_3))$$

$$A(S) = \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_4 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4} \quad (\text{Section84-1})$$

针对图 Section84-2 具体电路,  $Z_1 = R_1$ ,  $Z_2 = R_2$ ,  $Z_3 = 1/SC_2$ ,  $Z_4 = 1/SC_1$ , 代入得:

$$A(S) = \frac{\frac{1}{S^2 C_1 C_2}}{R_1 R_2 + R_1 \frac{1}{SC_1} + R_2 \frac{1}{SC_1} + \frac{1}{S^2 C_1 C_2}} = \frac{1}{1 + SC_2(R_1 + R_2) + S^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (\text{Section84-2})$$

转换到频域,有:

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega C_2(R_1 + R_2) + (j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (\text{Section84-3})$$

### 已知阻容参数求滤波器参数——滤波器分析

对比式(Section81-4d)

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

可得:

$$A_m = 1 \quad (\text{Section84-4a})$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}; f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (\text{Section84-4b})$$

为了解得 $Q$ 值,在式(Section84-3)的分母第二项中乘以 $\omega_0/\omega_0$ ,得:

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \omega_0 C_2 (R_1 + R_2) + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} C_2 (R_1 + R_2) j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

因此,得:

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2)} \quad (\text{Section84-4c})$$

至此,对一个已知电路阻容参数的4元件二阶SK型低通滤波器,可以利用式(Section84-4)三个子式,得到它的特征频率、中频增益,以及品质因数。

### 已知滤波器参数求电路中的电阻、电容——滤波器设计

一个二阶低通滤波器,有三个关键参数,中频增益 $A_m$ ,特征频率 $f_0$ ,以及品质因数 $Q$ 。在本例4元件SK型低通中,中频增益是固定的1,因此只剩下2个可选的参数 $Q$ 和 $f_0$ ,而电路中有2个电阻、两个电容一共4个阻容参数需要确定,因此,该电路没有唯一解。我

们可以先确定 2 个参数，然后求解另外两个参数。

我们先假设  $C_1$  和  $C_2$  已经确定，这是因为电容的取值一般不容易做到任选，而电阻可以精细到 1% 以下的精确度。于是，据式(Section84-4b)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

得：

$$R_1 R_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} \quad (4)$$

据式(Section84-4c)

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2)}$$

得：

$$R_1 + R_2 = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 Q} = \frac{1}{2\pi f_0 C_2 Q} \quad (5)$$

利用式(4)和式(5)，可以解得：

$$\begin{aligned} R_1^2 - R_1 \frac{1}{2\pi f_0 C_2 Q} + \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} &= 0 \\ 4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 R_1^2 - 2\pi f_0 C_1 \frac{1}{Q} R_1 + 1 &= 0 \end{aligned}$$

$$R_1 = \frac{2\pi f_0 C_1 \frac{1}{Q} \pm \sqrt{4\pi^2 f_0^2 C_1^2 \frac{1}{Q^2} - 4 \times 4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2}}{2 \times 4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} = \frac{1}{Q} \pm \sqrt{\frac{1}{Q^2} - 4 \frac{C_2}{C_1}} \quad (\text{Section84-5a})$$

因式(4)和式(5)中， $R_1$ 和 $R_2$ 是可以互换的，可以解得：

$$R_2 = \frac{1}{Q} \mp \sqrt{\frac{1}{Q^2} - 4 \frac{C_2}{C_1}} \quad (\text{Section84-5b})$$

对两个假设已知的电容，还需要一些选择方法。

第一，为了保证电阻表达式中根号内数值不能小于 0，两个电容的选择就存在了约束：

$$\frac{1}{Q^2} - 4 \frac{C_2}{C_1} \geq 0$$

即：

$$C_2 \leq \frac{1}{4Q^2} C_1 \quad (\text{Section84-6a})$$

或者：

$$C_1 \geq 4Q^2 C_2 \quad (\text{Section84-6b})$$

第二，对第一个电容  $C_1$  或者  $C_2$  的选择，理论上可以任意。但是一般情况下，不要使得两个电阻太大或者太小。如何选择，可以参照下面的表 Section84-1。

### 举例 1 :

设计一个二阶 SK 型低通滤波器。要求，中频增益为 1 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.58$ 。用两种参数组合实现同样的要求，并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：第一步，确定电路结构如图 Section84-2，它可以实现中频 1 倍增益。

第二步，根据  $Q$  值，计算特征频率  $f_0$ 。

据式(Section81-7)，将  $Q=0.58$  代入得：

$$K = \frac{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}}{2Q} = 0.791$$

据式(Section81-6)，解得：

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = \frac{1000\text{Hz}}{0.791} = 1264.244\text{Hz}$$

第三步，选择  $C_1$ ，一般按照表 Section84-1 规则进行：

表 Section84-1 截止频率与电容选择

$f_c$	1Hz	10Hz	100Hz	1000Hz	10kHz	100kHz	1MHz	10MHz
$C_1$ 量级	10~100 $\mu\text{F}$	1~10 $\mu\text{F}$	0.1~1 $\mu\text{F}$	10~100nF	1~10nF	0.1~1nF	10~100pF	1~10pF

据此，选择电容  $C_1=100\text{nF}$ 。

第四步，选择  $C_2$ 。按照式(Section84-6)对电容  $C_2$  的约束，应满足：

$$C_2 \leq \frac{1}{4Q^2} C_1 = 74.316\text{nF}$$

根据表 Section84-2，电阻电容 E 系列选值表，电容常用 E6 系列，即在 1-10 之间，只有 6 个待选值，分别为 1, 2.2, 3.3, 4.7, 6.8, 8.2，因此，选择  $C_2$  为 68nF。

第五步，计算两个电阻值并选择合适的标称值。

据式(Section84-5)，将全部已知参数代入，解得：

$$R_1 = \frac{\frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{1}{Q^2} - 4\frac{C_2}{C_1}}}{4\pi f_0 C_2} = 2061.24\Omega$$

$$R_2 = \frac{\frac{1}{Q} - \sqrt{\frac{1}{Q^2} - 4\frac{C_2}{C_1}}}{4\pi f_0 C_2} = 1130.68\Omega$$

这些精确的电阻，除非要求厂家订做，一般是买不到的。因此，从性价比合适的 E96 系列挑选合适的值，是比较靠谱的方法。表 Section84-2 中，黄色区域是 E96 可选值，与上述计算值最为接近的是： $R_1$  取 2.05k $\Omega$ ， $R_2$  取 113k $\Omega$ 。



表 Section84-2 电阻电容 E 系列选值表

	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				3.3				4.7			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

至此，完成了题目要求的设计，用 TINA-TI 画成仿真电路如图 Section84-3 所示。为了验证两个电阻是可以互换的，我们故意将两个电阻颠倒了数值。

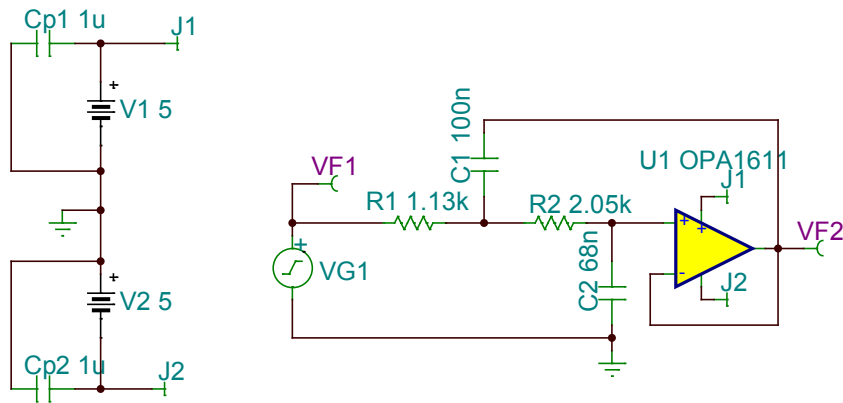


图 Section84-3 举例 1 仿真电路 1

用 TINA-TI 中的交流分析功能，得到频率特性如图 Section84-4 所示。

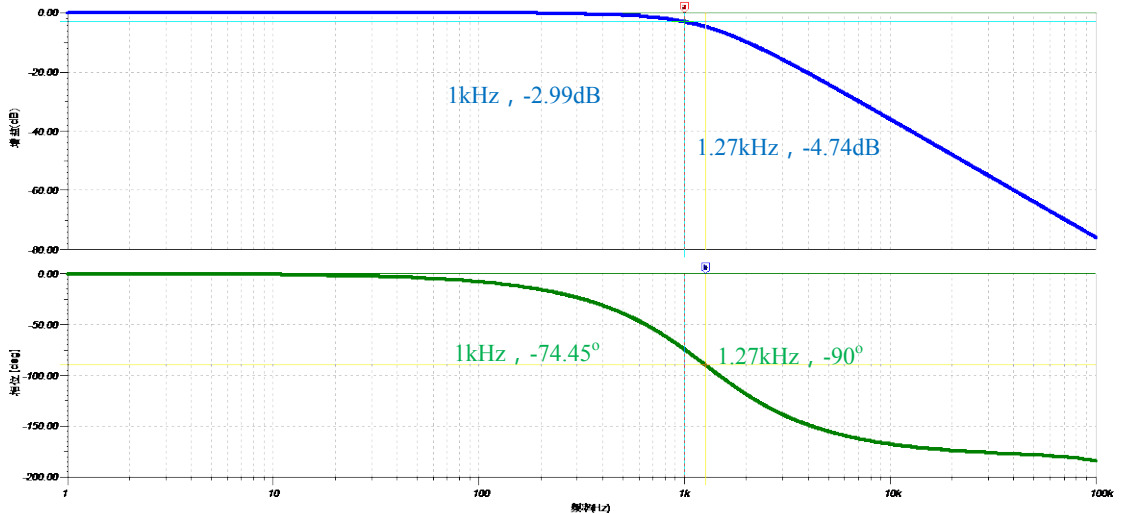


图 Section84-4 举例 1 电路的仿真频率特性

通过测量标尺，可以发现，在 1kHz 时，理论增益应为-3.01dB，实际增益为-2.99dB，比较吻合。在相频特性图中，用测量标尺，输入-90°，得到特征频率为 1.27kHz，将此频率在幅频特性图中查找，此处的增益为-4.74dB，折合为 0.579 倍，与设计要求的贝塞尔型滤波器  $Q=0.58$  非常吻合。

最后，题目要求用两组参数实现，以验证“二阶滤波器设计的非唯一性”。有多种方法

可以做到这点，我们采用改变  $C_2$  的方法。按照要求，选择  $C_2=33\text{nF}$ ，得到新的结果为：

$$R_1 = 5740.74\Omega ; R_2 = 836.56\Omega$$

在 E96 系列中，最接近的是  $R_1$  取  $5.76\text{k}\Omega$ ， $R_2$  取  $845\Omega$ 。

仿真实测表明，在  $1\text{kHz}$  时，理论增益应为  $-3.01\text{dB}$ ，实际增益为  $-3.03\text{dB}$ ，比较吻合。在相频特性图中，用测量标尺，输入  $-90^\circ$ ，得到特征频率为  $1.26\text{kHz}$ ，将此频率在幅频特性图中查找，此处的增益为  $-4.74\text{dB}$ ，折合为  $0.579$  倍，与设计要求的贝塞尔型滤波器  $Q=0.58$  非常吻合。

## Section85. 6 元件二阶 SK 型低通滤波器

在 4 个阻容元件 SK 型二阶低通滤波器基础上，将跟随器改变成比例器，就形成了 6 元件二阶 SK 型二阶低通滤波器，它与 4 元件电路最大的区别是，一个运放即可完成滤波器和比例器的功能。电路如图 Section85-1 所示。

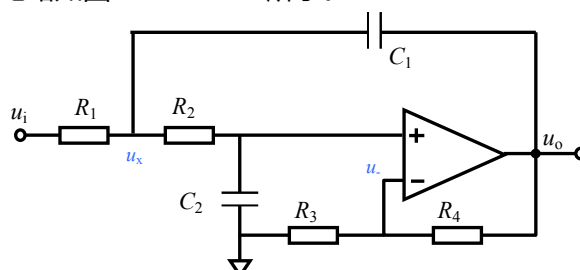


图 Section85-1 6 元件 SK 型二阶低通滤波器

### 传递函数分析

与 4 元件二阶 SK 型低通滤波器的分析方法类似，可以列出如下关系式：

设：

$$A_m = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

则有：

$$U_o = U_x \times \frac{1}{1 + SR_2C_2} \times A_m, \text{ 即 } U_x = \frac{1 + SR_2C_2}{A_m} U_o$$

在  $u_x$  点列出 KCL 方程：

$$\frac{U_i - \frac{1 + SR_2C_2}{A_m} U_o}{R_1} = \frac{\frac{1 + SR_2C_2}{A_m} U_o - U_o}{\frac{1}{SC_1}} + \frac{\frac{1 + SR_2C_2}{A_m} U_o}{\frac{1 + SR_2C_2}{SC_2}}$$

进行化简：

$$U_i \frac{1}{R_1} = U_o \frac{1 + SR_2C_2}{A_m R_1} + U_o \frac{(1 + SR_2C_2 - A_m)SC_1}{A_m} + U_o \frac{SC_2}{A_m}$$

$$U_i = U_o \frac{1 + SR_2C_2 + (1 + SR_2C_2 - A_m)SR_1C_1 + SR_1C_2}{A_m}$$

写出传函：

$$A(S) = \frac{U_o}{U_i} = A_m \frac{1}{1 + SR_2C_2 + (1 + SR_2C_2 - A_m)SR_1C_1 + SR_1C_2}$$

$$= A_m \frac{1}{1 + SR_2C_2 + (1 - A_m)SR_1C_1 + SR_1C_2 + S^2R_1R_2C_1C_2}$$

$$= A_m \frac{1}{1 + S((R_1 + R_2)C_2 + (1 - A_m)R_1C_1) + S^2R_1R_2C_1C_2}$$

转换到频域，有：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \frac{1}{1 + j\omega(C_2(R_1 + R_2) + (1 - A_m)R_1C_1) + (j\omega)^2C_1C_2R_1R_2}$$

(Section85-1)

### 已知阻容参数求滤波器参数——滤波器分析

对照二阶低通标准式，式(Section81-4d)，可以看出：

$$A_m = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \quad \text{(Section85-2a)}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} ; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad \text{(Section85-2b)}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{(C_2(R_1 + R_2) + (1 - A_m)R_1 C_1)} \quad \text{(Section85-2c)}$$

### 已知滤波器参数求电路中的电阻、电容——滤波器设计

任务：已知  $A_m, f_0, Q$ ，据此选择 2 个电容，4 个电阻，完成对电路的设计工作。

第一步，同 4 元件电路的分析方法一致，我们先假设两个电容为已知，而且决定  $A_m$  的  $R_3、R_4$  可以单独求解。然后解出  $R_1$  和  $R_2$ 。设  $R_1 = x$ ，据式(Section85-2b)可得：

$$R_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 x} \quad (1)$$

将式(1)代入式(Section85-2c)，得：

$$\begin{aligned} Q &= \frac{\sqrt{C_1 C_2 x \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 x}}}{(C_2(x + \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 x}) + (1 - A_m)x C_1)} = \frac{\frac{1}{2\pi f_0}}{C_2 x + \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 x} + (1 - A_m)x C_1} \\ &= \frac{\frac{1}{2\pi f_0}}{\frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 x} + ((1 - A_m)C_1 + C_2)x} \\ \frac{Q}{4\pi^2 f_0^2 C_1 x} + Q((1 - A_m)C_1 + C_2)x - \frac{1}{2\pi f_0} &= 0 \\ Q + 4\pi^2 f_0^2 C_1 x \times Q((1 - A_m)C_1 + C_2)x - 4\pi^2 f_0^2 C_1 x \frac{1}{2\pi f_0} &= 0 \\ 4\pi^2 f_0^2 C_1 Q((1 - A_m)C_1 + C_2)x^2 - 2\pi f_0 C_1 x + Q &= 0 \end{aligned}$$

解此方程，将  $x$  再写成  $R_1$ ，则有：

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{2\pi f_0 C_1 \pm \sqrt{4\pi^2 f_0^2 C_1^2 - 4 \times 4\pi^2 f_0^2 C_1^2 Q^2 ((1 - A_m)C_1 + C_2)}}{2 \times 4\pi^2 f_0^2 C_1 Q ((1 - A_m)C_1 + C_2)} \\ &= \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4 \times Q^2 ((1 - A_m)C_1 + C_2)}}{4\pi f_0 Q ((1 - A_m)C_1 + C_2)} \quad \text{(Section85-3)} \end{aligned}$$

$$R_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 R_1} \quad \text{(Section85-4)}$$

第二步，在选择电容  $C_2$  时，应有一定的约束。

首先， $R_1$  表达式的根号内必须为正值。

$$1 - 4 \times Q^2 \left( (1 - A_m) + \frac{C_2}{C_1} \right) \gg 0$$

$$\frac{C_2}{C_1} \leq \frac{1}{4 \times Q^2} - 1 + A_m$$

$$C_2 \leq \left( \frac{1}{4 \times Q^2} - 1 + A_m \right) C_1$$

[Section85-5a]

其次， $R_1$ 表达式的分母不得为0，也不要接近0。

$$4\pi f_0 Q \left( (1 - A_m) C_1 + C_2 \right) \neq 0$$

即

$$C_2 \neq (A_m - 1) C_1$$

[Section85-5b]

第三步，确定满足指定  $A_m$  的电阻  $R_3$  和  $R_4$ 。理论上说，只要选择两个电阻，使得：

$$A_m = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

但是，为了保证更好的电路性能，对这两个电阻的选择最好遵循以下规则：

- 1) 两个电阻既不要太大，也不要太小。
- 2) 最好能够满足下式：

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

[Section85-6]

### 举例 1：

设计一个二阶 SK 型低通滤波器。要求，中频增益为 10 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.58$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：因题目要求中频增益为 10 倍，有两种方法可以实现。一种方法是在 4 元件 SK 型基础上，后面增加一级 10 倍增益同相放大，这很简单。但是，这需要 2 个运放。另一种方法是使用 6 元件 SK 型电路，结构如图 Section85-1 所示。我们采用后者。

第一步，准备工作。已知  $Q$ ，利用式(Section81-7)，求得  $K=0.790987$ ，根据式(Section81-6)，解得  $f_0=1264.244\text{Hz}$ 。

第二步，确定  $C_1$  和  $C_2$ 。利用表 Section84-1，选择  $C_1=100\text{nF}$ 。利用式(Section85-5a)的约束， $C_2$  不得超过 943nF，不得等于 900nF。依据表 Section84-2 的 E 系列标称值，可以选择  $C_2$  为 E6 系列中的 220nF。

第三步，计算并选择电阻值  $R_1$  和  $R_2$ 。利用式(Section85-3)，计算  $R_{1a}=668.06\Omega$ ， $R_{1b}=348.86\Omega$ ，后者是合理值。据此，根据表 Section84-2 的 E 系列标称值，选择 E96 系列的  $348\Omega=R_1$ 。根据式(Section85-4)计算得  $R_2=2064.9\Omega$ ，选择 E96 系列的  $2.05\text{k}\Omega=R_2$ 。至此，计算和选择电阻值  $R_1$  和  $R_2$  完毕。

第四步，计算并选择电阻值  $R_3$  和  $R_4$ 。最简单的方法是选择  $R_3=1\text{k}\Omega$ ， $R_4=9.09\text{k}\Omega$ ，这是一个常见的 10 倍配置。这样已经足够好了。但是，如果一定要满足式(Section85-6)，可以按照下式计算：

$$R_1 + R_2 = 2050 + 348 = 2398\Omega$$

$$\frac{R_3 \times 9R_3}{R_3 + 9R_3} = 0.9R_3 = R_1 + R_2 = 2398\Omega, \text{ 解得 } R_3 = 2664.444\Omega$$

在 E96 系列中选择最为接近的,  $R_3=2.67k\Omega$ , 理论计算  $R_4=9R_3=24.03k\Omega$ , 在 E96 中选择最为接近的,  $R_4=24.3k\Omega$ 。

最后, 按照上述选择, 在 TINA-TI 中设计电路如图 Section85-2 所示。

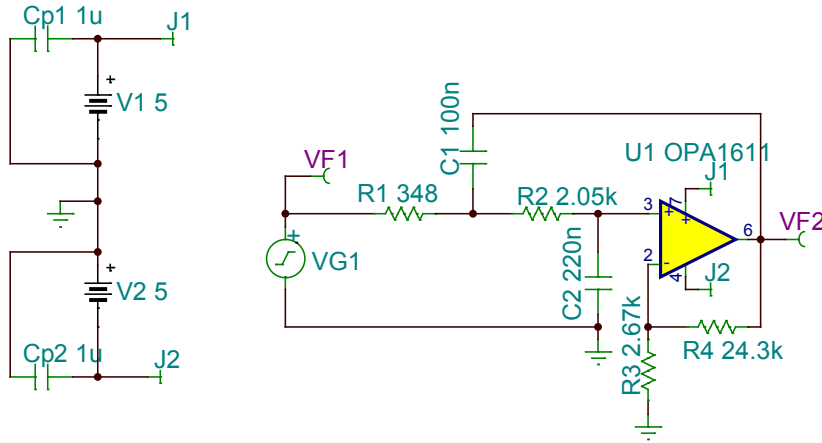


图 Section85-2 举例 1 电路

对此电路在 TINA-TI 中实施仿真, 得到如图 Section85-3 所示的频率特性图。

可以看出, 1Hz 处, 理论增益应为 20dB, 实测增益为 20.09dB, 基本吻合。1kHz 处, 理论增益应为  $20.09dB - 3.01dB = 17.08dB$ , 实测增益为 17.3dB, 有一点差距, 这源自于 4 个电阻的选择均含有误差。关于 Q 值的实测非常重要。从相频特性图中找到  $-90^\circ$  频率, 为 1.27kHz, 在幅频特性图中, 找到 1.27kHz, 实测增益为 15.57dB。按照归一化计算:

$$Q = 20.09dB - 15.57dB = -4.52dB = 10^{-4.52/20} = 0.59$$

与题目要求的  $Q=0.58$  稍有差距, 也来源于电阻的选择。

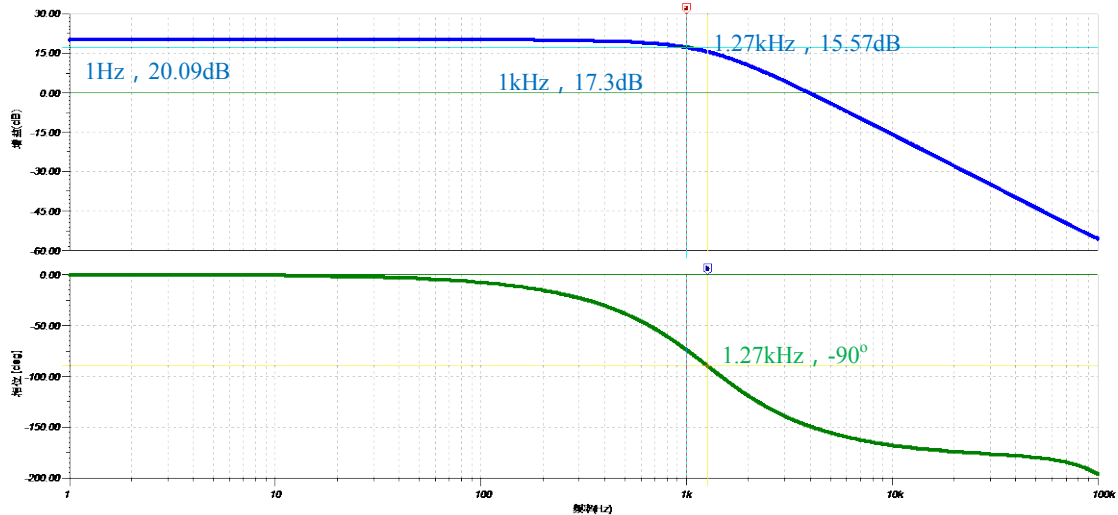


图 Section85-3 举例 1 电路仿真频率特性

在实际电路设计中, 测量结果甚至比这更差。那两个电容的选择可能引入更大的误差, 因此选择良好的电容, 才是滤波器设计的关键。

此处, 稍介绍一下器件的容差。

任何一个电阻或者电容, 都存在标称值, 容差范围, 以及温度稳定性三个指标。其标

称值为 E96 系列 1k $\Omega$ ，是说明生产厂家在这个电阻出厂的时候，保证在正常温度下，其误差在 1k $\Omega$  基础上不超过 $\pm 1\%$ ，即一大堆出厂合格电阻，最大的不会超过 1010 $\Omega$ ，最小不小于 990 $\Omega$ ，但是它在相同温度下的实测值，到底是 1000 $\Omega$  还是 1010 $\Omega$ ，抑或 990 $\Omega$ ，取决于你的运气。

而对于 E24 系列电阻，其误差则不会超过 $\pm 5\%$ 。

温度稳定性一般指温度发生 1 $^{\circ}\text{C}$  变化，实测值发生的变化与标称值的比值。一般用 ppm 作为单位。比如，温度稳定性为 15ppm，标称值为 1k $\Omega$  的电阻，当温度发生 10 $^{\circ}\text{C}$  变化，电阻值变化量为：

$$\Delta R = \frac{15}{1000000} \times \frac{1}{^{\circ}\text{C}} \times 10^{\circ}\text{C} \times 1000\Omega = 0.15\Omega$$

相对于电阻器，电容器的容差一般更大，温度稳定性更差。

## Section86. 易用型二阶 SK 型低通滤波器

并不是每个滤波器的设计都需要复杂的计算。对懒人来说，记住前面那些公式，是一件折磨人的事情。于是，超级懒人们——那些勤奋的科学家——就对前述电路进行了适当的约束，使得电路设计变得异常简单，变成易用型的。

### 4 元件等阻容式

图 Section86-1 可能是最为简单的二阶低通滤波器，它由两个相等的电阻、两个相等的电容组成。把这个条件代入 Section84-3 的表达式中，得到：

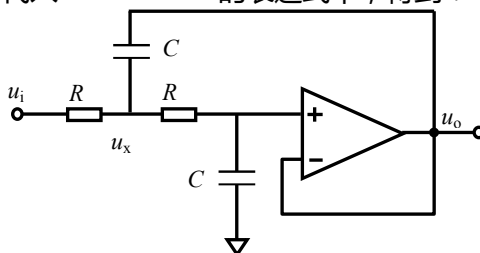


图 Section86-1 SK 型 4 元件等阻容低通滤波器

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= \frac{1}{1 + j\omega C_2(R_1 + R_2) + (j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2} = \frac{1}{1 + j\omega 2RC + (j\omega)^2 R^2 C^2} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{1}{0.5} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

[Section86-1]

可得：

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

[Section86-2]

$$Q = 0.5$$

[Section86-3]

即，这是一个  $Q=0.5$  的贝塞尔滤波器。

根据式(Section81-7)，得到  $K$  为 0.6435。

$$f_c = 0.6435 f_0; \quad f_0 = 1.554 f_c$$

[Section86-4]

### 举例 1：

设计一个二阶 SK 型低通滤波器，截止频率为 1kHz，中频电压增益为 1。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：题目要求中频电压增益为 1，可以选用 4 元件电路。同时，题目没有要求  $Q$  值，因此，只要截止频率等于 1kHz 即可，这样最懒惰的电路——等阻容电路就可以使用了。

据式(Section86-4)，得：

$$f_0 = 1.554 f_c = 1554 \text{Hz}$$

据式(Section86-3)，得：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 1554 \text{Hz}$$

选择  $C=100\text{nF}$ ，得：



$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{6.28 \times 1554 \times 100 \times 10^{-9}} = 1024\Omega$$

TINA-TI 仿真电路如图 Section86-2 所示，仿真结果如图 Section86-3 所示。在 1kHz 处，电压增益为-2.99dB，与期望值-3.01dB 相差很小。这个误差来源于理论计算是 1024Ω，而实际电路中选用了 E96 系列的 1.02kΩ。

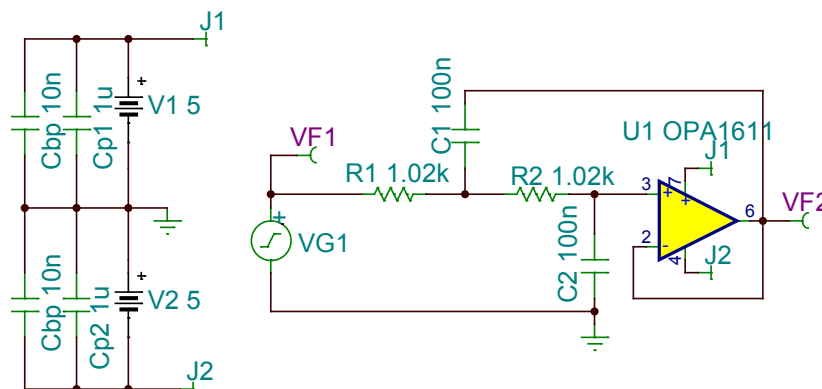


图 Section86-2 举例 1 仿真电路

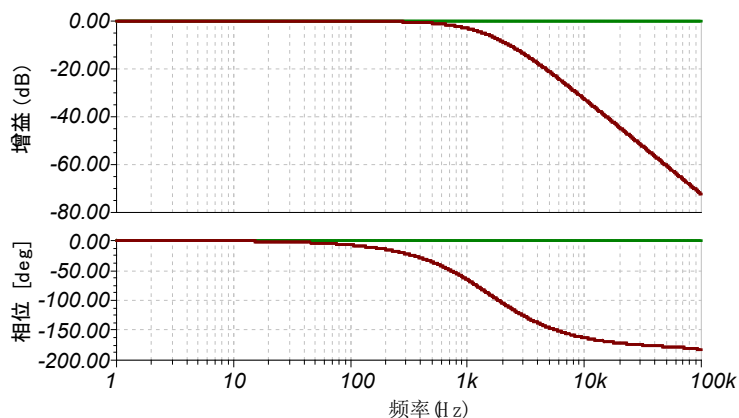


图 Section86-3 举例 1 仿真频率特性

### 对 4 元件电路的思考

4 元件等阻容式电路，虽然设计极为简单，但毕竟它只能实现  $Q=0.5$  的滤波器，具有较强的局限性。但是，这个电路给了我们启示：能否在 4 元件电路中，既简化电路设计，又能实现  $Q$  值任意变化，这需要我们从头分析。

在标准 SK 电路中，式(Section84-4c)很有用：

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2)}$$

当电阻电容均相等时， $Q=0.5$ 。这就是等阻容滤波器。如果仅仅是电容相等，则有：

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2)} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{R_1 + R_2}$$

这是一个有趣的表达式，只有两个电阻相等时， $Q$  具有最大值 0.5。其余情况下， $Q$  总是小于 0.5。这个结论击碎了我们的梦想。

要想让  $Q$  达到 0.5 以上，看来只有让  $C_1$  大于  $C_2$  了。其中， $C_1$  是  $C_2$  的两倍，是一个较好的选择，因为这可以用两个电容并联实现。这就诞生了下面的电路。

### 4 元件巴特沃斯易用型

电路如图 Section86-4 所示。

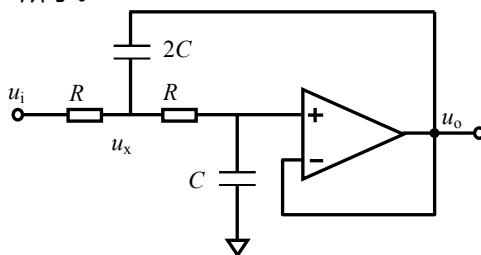


图 Section86-4 SK 型 4 元件巴特沃斯低通滤波器

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega C_2(R_1 + R_2) + (j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2} = \frac{1}{1 + j\omega 2RC + (j\omega)^2 2C^2 R^2} \quad \text{[Section86-5]}$$

可得：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}RC}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}RC} \quad \text{[Section86-6]}$$

$$Q = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0.707 \quad \text{[Section86-7]}$$

这是一个特征频率、截止频率均为  $1/2\pi\sqrt{2}RC$  的易用性巴特沃斯低通滤波器。

#### 举例 2：

设计一个二阶 SK 型低通滤波器，要求  $Q=0.707$ ，截止频率为 1kHz，中频电压增益为 1。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：正中下怀，用图 Section86-4 刚好能满足要求。

直接选择  $C=100\text{nF}$ ，则图中上面的那个电容用两个  $C$  并联即可。据式(Section86-6)，得：

$$R = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 100 \times 10^{-9}} = 1125.4\Omega$$

选择电阻为 E96 系列的 1.13k $\Omega$ 。仿真电路如图 Section86-5 所示。仿真结果表明，1kHz 处，增益为 -3.05dB，相移为 -90.33 $^\circ$ ，与理论值较为吻合。

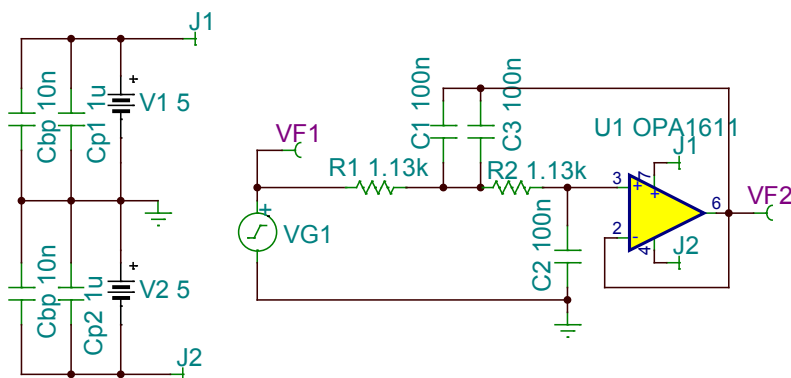


图 Section86-5 举例 2 仿真电路

## 6 元件易用型电路

6 元件电路，理论上可以实现任意增益和任意  $Q$  值。对它实施一些约束，也可以实现易用型电路，如图 Section86-6 所示。

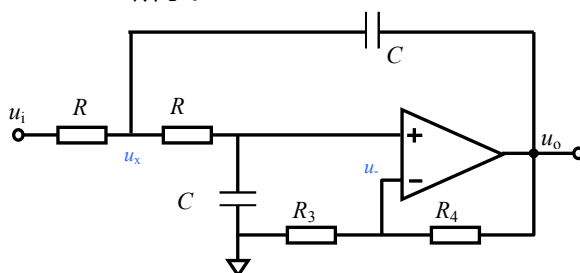


图 Section86-6 SK 型 6 元件二阶低通滤波器—易用型

据式(Section85-1)，将等阻容代入，得：

$$A(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega(3 - A_m)RC + (j\omega)^2 R^2 C^2} \quad \text{[Section86-8]}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} ; f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{[Section86-9]}$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_m} \quad \text{[Section86-10]}$$

此式说明，这个电路的  $Q$  值与中频增益密切相关，互相影响。一般情况下，是根据  $Q$  值要求，选择合适的增益。因为在表达式中， $Q$  不得为负值，因此  $A_m$  必须小于 3。

这个电路中， $A_m$  是大于等于 1 的，因此它可以实现  $Q$  为大于 0.5 的任意值。

### 举例 3：

设计一个二阶 SK 型低通滤波器。不要求中频增益，要求截止频率为 1kHz， $Q=1.0$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：可用 Section84 所述标准 SK 型电路实现，也可用 6 元件易用型实现。本例采用后者。

第一步，准备工作。根据式(Section81-6)和式(Section81-7)：

$$K = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}} = 0.786$$

$$f_0 = Kf_c = 0.786 \times 1000 = 786\text{Hz}$$

第二步，选择  $C=100\text{nF}$ ，据式(Section86-9)计算电阻。

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.28 \times 786 \times 100 \times 10^{-9}} = 2026\Omega$$

取 E96 系列最接近值， $R=2.05\text{k}\Omega$ 。

第三步，设计增益电路。据式(Section86-10)，得：

$$A_m = 3 - \frac{1}{Q} = 2 = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

选择  $R_3=R_4=1k\Omega$  即可。但是在仿真实验中，我为了尽量减少输出失调，选择了增益电阻均为  $6.49k\Omega$ ，仿真电路如图 Section86-7 所示，结果如图 Section86-8 所示。按照理论

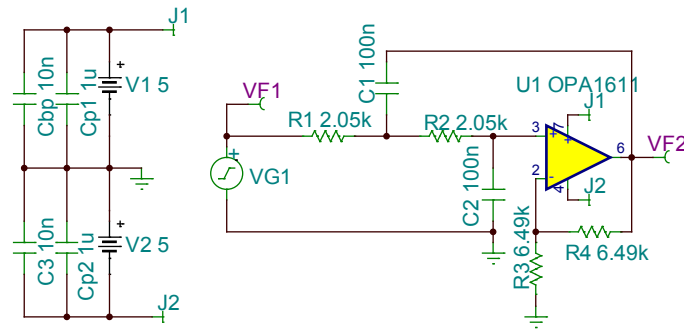


图 Section86-7 举例 3 仿真电路

分析，要满足式(Section85-6)，增益电阻应为  $8.2k\Omega$ 。

结果表明：中频增益为  $6.02dB$ ，吻合。  $1kHz$  处增益为  $2.81dB$ ，与理论值  $3.01dB$  有差距，缘自电阻选择误差。  $-90^\circ$  相移点为  $776.43Hz$ ，与理论值  $786Hz$  有差距，原因相同。在  $776.43Hz$  处，增益为  $6.02dB$ ，与理论值吻合。

表 Section86-1 总结了全部 SK 型二阶低通滤波器。读者可以在不同的电路结构中，选择自己认为合适的。我建议读者自己编写一个程序，以实现自动设计。

表 Section86-1 二阶 SK 型低通滤波器总结

电路类型	4 元件标准	6 元件标准	4 元件等阻容	4 元件巴特沃斯	6 元件等阻容
Q 值	任意	任意	0.5	0.707	0.5~无穷大
增益	1	任意大于等于 1	1	1	1~3
缺点	需要计算	需要计算	Q 不可选	Q 不可选	Q, $A_m$ 互相影响

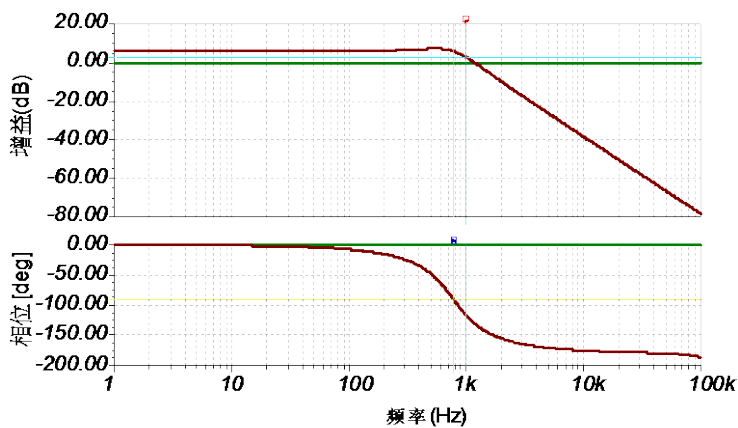


图 Section86-7 举例 3 仿真频率特性

## Section87. MFB 型低通滤波器

Multiple Feedback, MFB 型低通滤波器如图 Section87-1 所示, 它与 SK 型的结构完全不同, 属于反相输入滤波器。它可以实现增益和 Q 值独立调节, 这一点与 6 元件 SK 型类似。

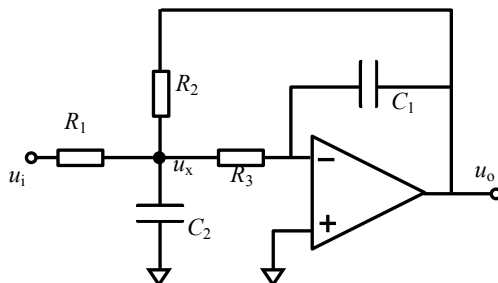


图 Section87-1 MFB 型低通滤波器

### 传递函数分析

$$\frac{U_x - 0}{R_3} = \frac{0 - U_o}{\frac{1}{SC_1}}, \text{ 即 } U_x = -U_o SR_3 C_1 \quad (1)$$

对  $u_x$  点, 列出方程:

$$\frac{U_i - U_x}{R_1} = U_x SC_2 + \frac{U_x}{R_3} + \frac{U_x - U_o}{R_2} = U_x SC_2 - U_o SC_1 + \frac{U_x - U_o}{R_2} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2), 得:

$$\frac{U_i + U_o SR_3 C_1}{R_1} = -U_o S^2 R_3 C_1 C_2 - U_o SC_1 + \frac{-U_o SR_3 C_1 - U_o}{R_2}$$

整理并得出传函:

$$R_2 U_i = -U_o (S^2 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 + SC_1 (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_3 R_2) + R_1)$$

$$A(S) = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + SC_1 (R_2 + R_3 + \frac{R_3 R_2}{R_1}) + S^2 R_2 R_3 C_1 C_2}$$

写成频域表达式为:

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + (j\omega)C_1(R_2 + R_3 + \frac{R_3 R_2}{R_1}) + (j\omega)^2 R_2 R_3 C_1 C_2} \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + (j\omega)C_1(R_2 + R_3(1 - A_m)) + (j\omega)^2 R_2 R_3 C_1 C_2} \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0}) \frac{C_1(R_2 + R_3(1 - A_m))}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

(Section87-1)

### 已知阻容参数求滤波器参数——滤波器分析

对照标准低通表达式(Section81-4d)

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

可得：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}; f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (\text{Section87-2a})$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{C_1 (R_2 + R_3 (1 - A_m))} \quad (\text{Section87-2b})$$

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Section87-2c})$$

### 已知滤波器参数求电路中的电阻、电容——滤波器设计

已知中频增益  $A_m$ ，特征频率  $f_0$ ，以及品质因数  $Q$ ，求电路中阻容参数。

先假设两个电容为已知，剩下三个电阻，面对三个滤波器指标约束，是可解的。

根据式(Section87-2a)，得：

$$R_2 R_3 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2}$$

据式(Section87-2b)，得：

$$R_2 + R_3(1 - A_m) = \frac{1}{2\pi f_0 C_1 Q}$$

即

$$\begin{aligned} R_3^2 (A_m - 1) + \frac{R_3}{2\pi f_0 C_1 Q} - \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} &= 0 \\ R_3 &= \frac{-\frac{1}{2\pi f_0 C_1 Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1^2 Q^2} + \frac{4(A_m - 1)}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2}}}{2(A_m - 1)} \\ &= \frac{-\frac{1}{2\pi f_0 C_1 Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1^2 Q^2} + \frac{4(A_m - 1)}{4\pi^2 f_0^2 C_1^2 Q^2} \frac{C_2}{C_1 Q^2}}}{2(A_m - 1)} \\ &= \frac{-\frac{1}{2\pi f_0 C_1 Q} \pm \sqrt{\frac{1 + \frac{4(A_m - 1)C_1 Q^2}{C_2}}{4\pi^2 f_0^2 C_1^2 Q^2}}}{2(A_m - 1)} \\ &= \frac{-\frac{1}{2\pi f_0 C_1 Q} \pm \frac{1}{2\pi f_0 C_1 Q} \sqrt{1 + \frac{4(A_m - 1)C_1 Q^2}{C_2}}}{2(A_m - 1)} \end{aligned}$$

存在约束的，是根号内部必须大于 0。因此有：

$$1 + \frac{4(A_m - 1)C_1 Q^2}{C_2} \geq 0$$

即，对两个电容的约束式为：

$$C_2 \geq 4(1 - A_m)Q^2 C_1$$

[Section87-3]

由此可得电阻  $R_3$  为：

$$R_3 = \frac{1 \mp \sqrt{1 + \frac{4(A_m - 1)C_1 Q^2}{C_2}}}{(1 - A_m)4\pi f_0 C_1 Q}$$

[Section87-4]

根据式(Section87-2a)得：

$$R_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 R_3}$$

[Section87-5]

据式(Section87-2c)得：

$$R_1 = -\frac{R_2}{A_m}$$

[Section87-6]

因此，对 MFB 型二阶低通滤波器，在已知  $f_0$ ， $Q$ ， $A_m$  的情况下，按照下述步骤设计：

- 1) 根据表格 Section84-1 选择  $C_1$ ，根据式(Section87-3)对  $C_2$  的约束，选择合适的  $C_2$ 。
- 3) 根据式(Section87-4)，(Section87-5)计算  $R_3$ ， $R_2$ 。
- 4) 根据式(Section87-6)，计算  $R_1$ 。

### 举例 1：

设计一个二阶低通滤波器。要求，中频增益为-10 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.58$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：确定电路结构为 MFB 型二阶低通滤波器，可以仅用一只运放实现上述要求。

- 1) 准备工作：根据  $Q=0.58$ ，利用式(Section81-7)，求得  $K=0.791$ 。则有：

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = \frac{1000}{0.791} = 1264.2\text{Hz}$$

- 2) 利用前述公式，分别计算如下表所示。

	$C_1$	$C_2$ 下限	$C_2$	$R_3$	$R_2$	$R_1$
计算值		148nF		1550.9Ω	4644.7Ω	464.47Ω
选取值	10nF		220nF	1.54kΩ	4.64kΩ	464Ω

按照上述结果设计的 MFB 滤波器电路如图 Section87-2 所示，仿真结果如图 Section87-3 所示。其中， $R_3$  选取了两个合理解中的一个较大值。

实际上， $R_3$  的另一个解为 422.25Ω，也是合理的，如下表所示。

	$C_1$	$C_2$ 下限	$C_2$	$R_3$	$R_2$	$R_1$
计算值		148nF		422.25Ω	17060Ω	1706Ω
选取值	10nF		220nF	422Ω	16.9kΩ	169kΩ

实际设计 MFB 滤波器时，要根据电路的其他要求，合理选择其中一组解。

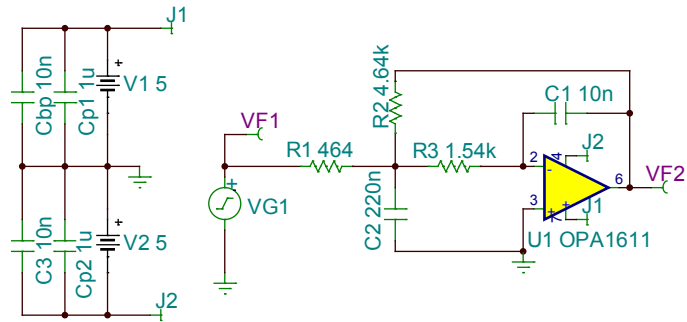


图 Section87-2 举例 1 电路

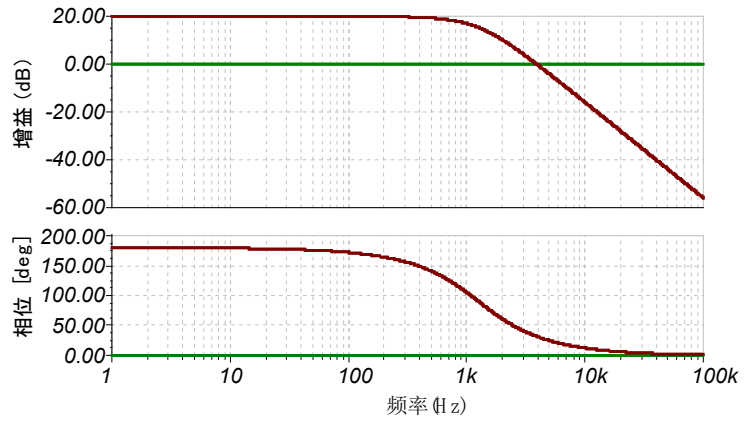


图 Section87-3 举例 1 仿真频率特性



## Section88. 高阶低通滤波器

### 为什么用高阶？

二阶滤波器仅仅实现了-40dB/10 倍频的滚降速率。这还远远不够。

举一个例子：心电信号来自于人体，其幅度大约为 1mV，频率范围一般在 0.01Hz~100Hz，而主要能量集中在 0.25Hz~35Hz。对心电信号的准确检测，有利于及早发现病变。但是，很遗憾，人体的表面，还存在强烈的，周边交流供电设备产生的 50Hz 或者 60Hz 工频（北美及日韩等采用）干扰，以及人体肌肉产生的肌电信号（多集中在几十 Hz 到几百 Hz）。微小的心电信号混杂在其中，检测较为困难。

采用 40Hz 砖墙式低通滤波器，则可以有效滤除超过 40Hz 以上的信号，那么绝大部分肌电信号，以及工频干扰都会被滤除。但这仅是我们的期望。

如果用一阶低通滤波器，当截止频率设为 40Hz，那么在 40Hz 处，有用信号已经被衰减成 0.707 倍，而 50Hz 处的干扰，也仅被衰减了 0.64 倍，二阶滤波器会稍好些，但是仍然难以满足要求。我们的目标是，在 40Hz 处，衰减不严重，有用信号被完美保留，在 50Hz 处，有足够的衰减，将工频干扰彻底滤除。

这只能用高阶滤波器实现。

### 高阶滤波器的参数定义

高阶滤波器关于  $Q$  值的定义，仍来源于二阶滤波器：特征频率处的增益值，就是  $Q$ 。

高阶滤波器的特征频率定义，是相移在中频基础上滞后  $n \times 45^\circ$  的频率点， $n$  为阶数。比如，5 阶低通同相滤波器，中频相移应为  $0^\circ$ ，相移等于  $-5 \times 45^\circ = -225^\circ$ （也就是  $135^\circ$ ）的频率点即为特征频率。比如，6 阶反相滤波器，中频相移应为  $-180^\circ$ ，其特征频率应为相移等于  $(-180^\circ - 270^\circ = -450^\circ = 90^\circ)$  的频率点。

高阶滤波器的截止频率定义，仍是“增益等于中频增益的 0.707 倍”的频率点。

基于  $Q$  值，高阶滤波器仍分为巴特沃斯型( $Q=0.707$ )、切比雪夫型( $Q>0.707$ )、贝塞尔型( $Q<0.707$ )。

### 高阶滤波器的组成方法

如表 Section88-1 所示，任何一个高阶滤波器都被拆分成若干独立级，每一级都由一阶或者二阶组成，其下标是其级序号。

比如表中四阶滤波器一行，表明要形成一个四阶滤波器，必须由两级二阶滤波器串联形成，其中第 1 级的特征频率为  $f_{0_1}$ ，第 1 级的品质因数为  $Q_1$ 。第 2 级的特征频率为  $f_{0_2}$ ，第 2 级的品质因数为  $Q_2$ 。

比如表中七阶滤波器一行，表明要形成一个七阶滤波器，必须由一级一阶滤波器，加上三级二阶滤波器串联形成。其中第 1 级为一阶滤波器，其特征频率为  $f_{0_1}$ ，没有品质因数概念。第 2 级后均为二阶滤波器。第 2 级的特征频率为  $f_{0_2}$ ，品质因数为  $Q_2$ 。第 3 级的特征频率为  $f_{0_3}$ ，品质因数为  $Q_3$ 。第 4 级的特征频率为  $f_{0_4}$ ，品质因数为  $Q_4$ 。

表 Section88-1 高阶滤波器组成

	第 1 级	第 2 级	第 3 级	第 4 级	第 5 级
三阶	一阶 $f_{0_1}$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$			
四阶	二阶 $(f_{0_1}, Q_1)$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$			
五阶	一阶 $f_{0_1}$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$	二阶 $(f_{0_3}, Q_3)$		
六阶	二阶 $(f_{0_1}, Q_1)$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$	二阶 $(f_{0_3}, Q_3)$		
七阶	一阶 $f_{0_1}$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$	二阶 $(f_{0_3}, Q_3)$	二阶 $(f_{0_4}, Q_4)$	
八阶	二阶 $(f_{0_1}, Q_1)$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$	二阶 $(f_{0_3}, Q_3)$	二阶 $(f_{0_4}, Q_4)$	
九阶	一阶 $f_{0_1}$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$	二阶 $(f_{0_3}, Q_3)$	二阶 $(f_{0_4}, Q_4)$	二阶 $(f_{0_5}, Q_5)$
十阶	二阶 $(f_{0_1}, Q_1)$	二阶 $(f_{0_2}, Q_2)$	二阶 $(f_{0_3}, Q_3)$	二阶 $(f_{0_4}, Q_4)$	二阶 $(f_{0_5}, Q_5)$

### 设计高阶滤波器需要的已知条件

设计一个高阶滤波器，需要明确以下已知条件：

#### 截止频率 $f_c$

任何一个高阶滤波器，都有截止频率，即实际增益为中频增益的-3.01dB 处的频率。这是设计高阶滤波器的第一个已知条件。

#### 滤波器阶数

高阶滤波器的阶数越高，可以获得更加接近于砖墙滤波器的效果，但成本也越高，设计实现难度也相应增加。应合理选择滤波器阶数。

#### 滤波器类型

对一个高阶滤波器来说，还需要根据滤波器的设计目的，确定滤波器类型，包括巴特沃斯型、贝塞尔型、切比雪夫型。巴特沃斯型和贝塞尔型，都是固定参数，无需再深入选择。而切比雪夫型，则需要选择带内波动最大值，一般用 dB 表示。比如 0.5dB 切比雪夫，是指该滤波器的幅频特性中，不包含单纯的下降段，在通带内实际增益与中频增益的差距，在±0.5dB 之内，如图 Section88-1 所示，图中实测最大波动为-0.498dB。

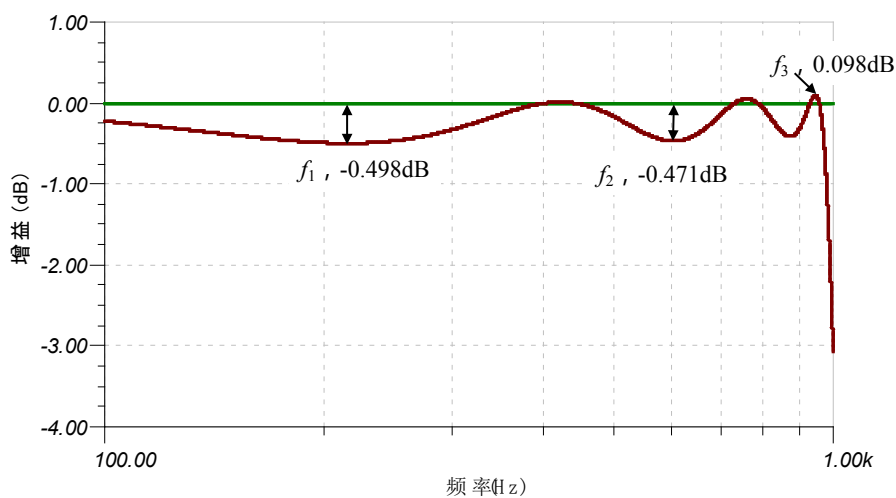


图 Section88-1 七阶 0.5dB 切比雪夫低通滤波器的幅频特性

## 高阶滤波器系数表

表 Section88-1 是我总结的高阶滤波器系数表，其中巴特沃斯、贝塞尔、0.5dB 切比雪夫、1dB 切比雪夫的原始数据来自于 TI 公司编著的“Op Amps for everyone, Third Edition”，经过我自己的运算得出。而 0.25dB 切比雪夫、0.1dB 切比雪夫，则直接摘录于 ADI 公司 Hank Zumbahlen 编著的“Linear Circuit Design Handbook”。

这个表格包含 3 阶到 10 阶。对不同类型的滤波器，都具有 2 列数据，分别为频率系数 1/K，以及品质因数 Q。表中 Q 值为空白的，表示该级为一阶滤波器。

表 Section88-1 高阶滤波器系数表

	巴特沃斯		贝塞尔		0.5dB切比雪夫		1dB切比雪夫		0.25dB切比雪夫		0.1dB切比雪夫	
	1/K	Q	1/K	Q	1/K	Q	1/K	Q	1/K	Q	1/K	Q
3	1.000		1.323		0.537		0.451		0.612		0.936	
	1.000	1.000	1.442	0.694	0.915	1.707	0.911	2.018	0.923	1.508	0.697	1.341
4	1.000	0.541	1.430	0.522	0.540	0.705	0.492	0.785	0.592	0.657	0.951	2.183
	1.000	1.307	1.604	0.805	0.932	2.941	0.925	3.559	0.946	2.536	0.651	0.619
5	1.000		1.502		0.342		0.280		0.401		0.475	
	1.000	0.618	1.556	0.563	0.652	1.178	0.634	1.399	0.673	1.036	0.703	0.915
	1.000	1.618	1.755	0.916	0.961	4.545	0.962	5.555	0.961	3.876	0.963	3.281
6	1.000	0.518	1.605	0.510	0.379	0.684	0.342	0.761	0.418	0.637	0.470	0.600
	1.000	0.707	1.690	0.611	0.734	1.810	0.723	2.198	0.748	1.556	0.764	1.332
	1.000	1.932	1.905	1.023	0.966	6.513	0.964	8.006	0.972	5.521	0.972	4.635
7	1.000		1.648		0.249		0.202		0.294		0.353	
	1.000	0.555	1.716	0.532	0.489	1.092	0.472	1.297	0.509	0.960	0.538	0.846
	1.000	0.802	1.822	0.661	0.799	2.576	0.795	3.156	0.804	2.191	0.813	1.847
	1.000	2.247	2.050	1.126	0.979	8.840	0.980	10.900	0.978	7.468	0.979	6.234
8	1.000	0.510	1.778	0.506	0.289	0.677	0.260	0.753	0.321	0.630	0.363	0.593
	1.000	0.601	1.833	0.560	0.583	1.611	0.573	1.956	0.596	1.383	0.611	1.207
	1.000	0.900	1.953	0.711	0.839	3.466	0.835	4.267	0.845	2.931	0.850	2.453
	1.000	2.563	2.189	1.225	0.980	11.527	0.979	14.245	0.983	9.717	0.983	8.082
9	1.000		1.857		0.195		0.158		0.232		0.279	
	1.000	0.527	1.879	0.520	0.388	1.060	0.373	1.260	0.406	0.932	0.431	0.822
	1.000	0.653	1.948	0.589	0.661	2.213	0.656	2.713	0.667	1.881	0.678	1.585
	1.000	1.000	2.080	0.761	0.873	4.478	0.871	5.527	0.874	3.776	0.878	3.145
	1.000	2.879	2.322	1.322	0.987	14.583	0.987	18.022	0.986	12.266	0.986	10.180
10	1.000	0.506	1.942	0.504	0.234	0.673	0.209	0.749	0.259	0.627	0.294	0.590
	1.000	0.561	1.981	0.538	0.480	1.535	0.471	1.864	0.491	1.318	0.507	1.127
	1.000	0.707	2.063	0.620	0.717	2.891	0.713	3.560	0.723	2.445	0.730	2.043
	1.000	1.101	2.204	0.810	0.894	5.611	0.892	6.938	0.897	4.724	0.899	3.921
	1.000	3.196	2.450	1.415	0.987	17.994	0.986	22.280	0.989	15.120	0.989	12.516

## 高阶滤波器设计方法

根据滤波器类型、阶数，可以在表格中圈定一组数据。比如要设计一个 7 阶滤波器，类型为 1dB 切比雪夫，截止频率为  $f_c$ ，则圈定数据如表 Section88-1 中的方框所示，得到 4 行数据，其含义是：

第一行代表第一级的参数。有两列，左列为频率系数 1/K，0.202，右列为品质因数，空格代表该级为一阶滤波器。一阶滤波器的特征频率为：

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = f_c \times \frac{1}{K}$$

(Section88-1)

一阶滤波器通常由一个电阻和一个电容形成，有如下关系：

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

第二行代表第二级的参数。有两列，左列为频率系数  $1/K$ ，0.472，右列为品质因数  $Q$ ，1.297，代表该级为二阶滤波器。该二阶滤波器的品质因数为 1.297，特征频率为：

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = f_c \times \frac{1}{K}$$

根据本书 Section84~Section87 内容，已知特征频率、品质因数，完成设计即可。

第三行代表第三级的参数。可知，将第三级设计成一个特征频率为  $f_c \times 0.795$ ，品质因数为 3.156 的二阶低通滤波器即可。

第四行代表第四级的参数。可知，将第四级设计成一个特征频率为  $f_c \times 0.980$ ，品质因数为 10.9 的二阶低通滤波器即可。

### 高阶滤波器的增益分配和类型选择

首先，高阶滤波器的设计结果不是唯一的，对同样的要求，实现的方案很多，没有标准答案。

在增益分配上，可以采用多种方法实现。比如一个 5 阶滤波器，要求 10 倍增益，你可以采用每一块均为  $10^{0.2}=1.5849$  倍增益，最终实现 10 倍增益；也可以采用第一块一阶滤波器完成 10 倍增益，而在后面 2 个二阶滤波器都采用单位增益；或者第一块一阶滤波器完成 5 倍增益，第二块二阶滤波器完成 2 倍增益，第三块二阶滤波器采用单位增益。

在类型选择上，也可以采用多种方法。比如一个负 20 倍增益的 6 阶滤波器，你可以采用：第一块二阶 MFB 型，反相，第二块 SK 型，第三块也是 SK 型，最终实现反相输出；也可以采用三块均为 MFB 型，最终还是反相输出。

到底怎么做，应以保证性能情况下，尽量方便设计为原则。

#### 举例 1：

设计一个 9 阶低通滤波器。要求，中频增益为 10 倍，截止频率为 1000Hz，切比雪夫型，0.1dB 带内波动。用仿真软件实证。

解：先确定电路结构。我不喜欢设计含增益的滤波器。因为是 9 阶，其中必然包含一个一阶低通滤波器，而一阶低通滤波器的增益是非常好设计的。因此，我计划把 10 倍增益交给一阶滤波器完成。前面只要选择 4 个独立的二阶滤波器，用 SK 型 4 元件电路实现即可。

其次，在表 Section88-1，找到 9 阶和切比雪夫 0.1dB 的交叉位置，如表中方框：

		0.1dB 切比雪夫		$f_0$
		1/K	Q	
9 阶		0.279		279Hz
		0.431	0.822	431Hz
		0.678	1.585	678Hz
		0.878	3.145	878Hz
		0.986	10.180	986Hz

据式(Section88-1)，可以计算出各级滤波器的特征频率，写于表格右侧。

第三，根据系数，设计各块滤波器：

1) 对一阶低通滤波器，选择电容为 100nF，利用式(Section79-1)，得：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 279 \times 100 \times 10^{-9}} = 5704\Omega$$

同时，设置增益电阻分别为 1kΩ 和 9kΩ，以完成 10 倍增益。

2) 对 4 个二阶滤波器，设计方法相同，以  $Q=0.822$ ，特征频率为 431Hz 的第二级为例：选择  $C1=1\mu\text{F}$ ，利用式(Section84-6a)，得出  $C2$  需小于 370nF，选择  $C2=330\text{nF}$ ，利用式(Section84-5a)和式(Section84-5b)，计算两个电阻值： $R1=904\Omega$ ， $R2=457\Omega$ 。

依次对剩余的三个二阶滤波器进行设计，即可得到全部电路如图 Section88-2 所示。仿真的频率特性如图 Section88-3 所示。关键测试结果如下：

1) -3.01dB 点，对中频增益为 20dB，实际增益为 16.99dB 的频率为 999.46Hz。与设计要求的 1000Hz 完全吻合。

2) 整体特征频率，在相频特性图中，找到 9 阶对应的 -405° 点，为 809.08Hz，此处增益为 20.04dB，换算成中频增益的倍数为 1.0046 倍，此即为 Q 值。

3) 最大波动为 19.9dB，比中频增益小 0.1dB，符合设计要求。

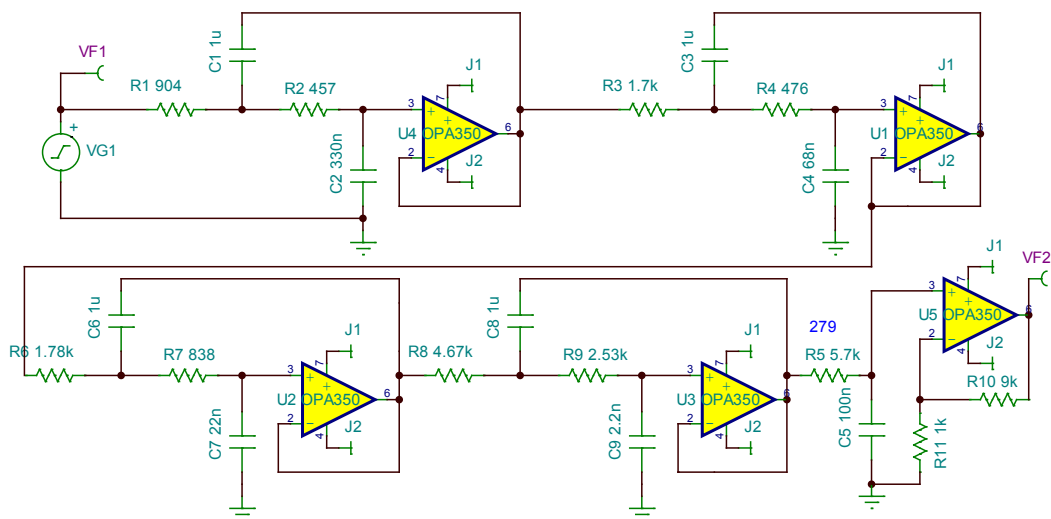


图 Section88-2 举例 1 电路，9 阶 0.1dB 切比雪夫低通滤波器

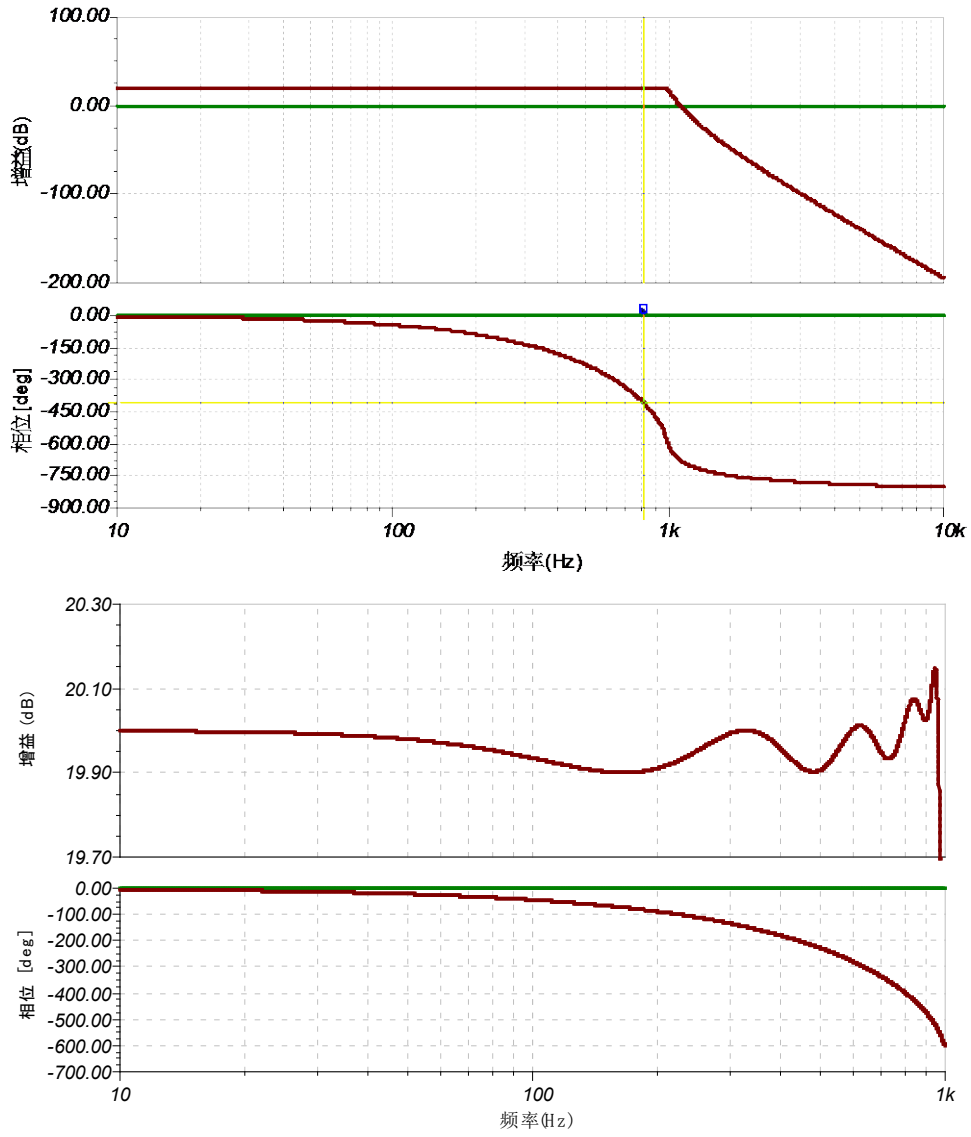


图 Section88-3 举例 1 的频率响应 (含细节)

## Section89. 单电源低通滤波器

前面讲述内容，均假设运放工作在双电源供电情况下，既有正电源，也有负电源。在消费电子领域，供电电压通常是电池，其电压值一般为 1.2V~3.7V。在这种情况下，一般都采用单一电源直接供电。即运放的供电只有正电源和地。

此时，直接使用原先的滤波器电路，就会出现工作异常。因此，必须对原电路进行适当改造，才能使用。

### 单电源供电存在的问题

图 Section89-1 是一个双电源供电的低通滤波器。在输入信号为 0V 时，运放的正输入端、负输入端、输出端均为 0V。当输入信号在 0V 基础上发生波动时（即有明显输入信号时），运放的两个输入端和输出端都将出现基于 0V 的正负波动，其瞬时电压都介于 -5V~+5V 的供电电压范围内。运放工作正常。

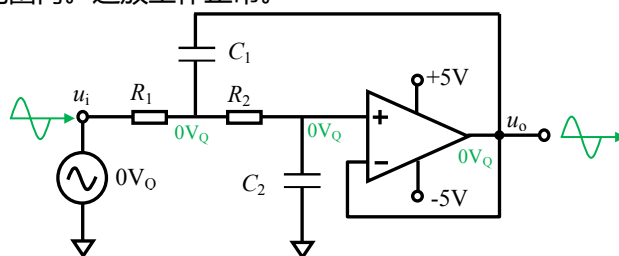


图 Section89-1 SK 型低通滤波器双电源供电

如果将这个电路的供电电源直接改为单电源供电，如图 Section89-2 所示，问题就来了。在信号静默时（即输入为 0V，没有波动），运放的正输入端为 0V，假设运放是一个理想运放，或者为一个输入轨至轨（可以接受电源供电范围内的输入）、输出轨至轨（可以输出电源范围内的电压）的运放，此时运放的负输入端和输出端也为 0V。当输入信号瞬时值大于 0V 时，输出会出现大于 0 的值，但是一旦输入信号出现小于 0V 的值，输出绝不可能产生小于 0V 的值，就出现了如图中输出位置的红色半波波形。

输入是有正有负的正弦波，输出变成了只有正半周的波形，电路出现异常。

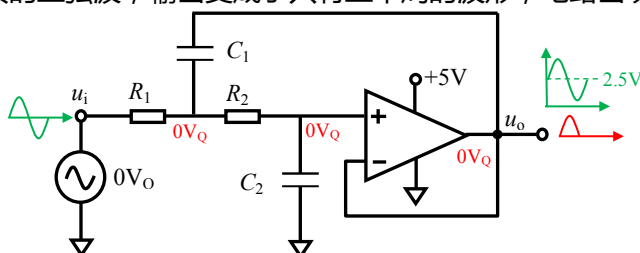


图 Section89-2 SK 型低通滤波器单电源直接供电（错误电路）

当正负电源供电时，输入 0V 相当于正负电源的中心，相当于舞者在舞台中央开始跳舞一样，非常舒服。当单一正电源供电，输入 0V，就相当于舞台被切割掉一半，舞者还是站在原先舞台的中央，一不小心就会掉下去。这很不好。

单电源供电情况下，理想的情况是，当输入信号为 0V 时，运放输入端、输出端均静



默在电源的 1/2 处，比如图 Section89-2 中绿色输出波形，静默值为 2.5V。当输入开始波动时，输出将围绕着 2.5V 波动。这就像那个舞者，他可以选择先站在那一半舞台的中央，虽然新舞台小了点，但还是可以继续跳舞的。

在这种思路下，我们需要对以前学过的每一个电路，都实施单电源改造。它要求，第一，电路的输出静默电位必须合适，一般在电源电压的 1/2 处，也有较为特殊的，比如在 2.048V。第二，改变电路静默电位，一般需要引入电阻，这可能会引起滤波器电路中的等效电阻发生变化，我们还需要保证针对信号的等效电阻维持不变。

#### 4 元件单电源二阶 SK 型低通滤波器

单电源 4 元件二阶 SK 型低通滤波器如图 Section89-3 所示。其改造原理是，不改变双电源电路计算结果——即电路中的阻容选择。在原电路基础上，将双电源电路中的  $R_1$ ，用两个电阻  $R_{1A}$  和  $R_{1B}$  取代它， $R_{1A} // R_{1B} = R_1$ ，并且要求：如果要求输出静默电位为 2.5V，即为电源电压的 1/2，则  $R_{1A} = R_{1B}$ ；如果要求输出静默电位是其它值  $U_{OQ}$ ，需要保证：

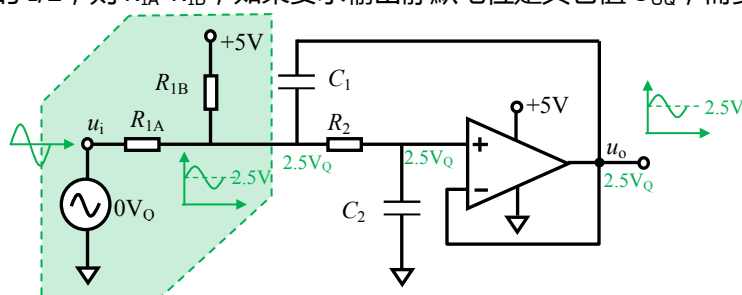


图 Section89-3 4 元件 SK 型低通滤波器单电源电路

$$\frac{R_{1A}}{R_{1A} + R_{1B}} \times 5 = U_{OQ} ; R_{1A} // R_{1B} = R_1$$

(Section89-1)

这样做，一方面给电路中  $R_2$  左侧提供了一个合适的静态电位，也就是保证了输出的静态电位，另一方面，由于两个电阻并联后等于原先计算的  $R_1$ ，这不会改变原先电路中的阻容参数，保持了滤波器性态不变。图 Section89-4 给出了这种思路的戴维宁等效解释。

唯一需要注意的是，这个电路的中频增益不再是 1 倍，而是 0.5 倍。因为两个相等电阻的分压，使得等效加载信号电压变为  $0.5u_i$ 。

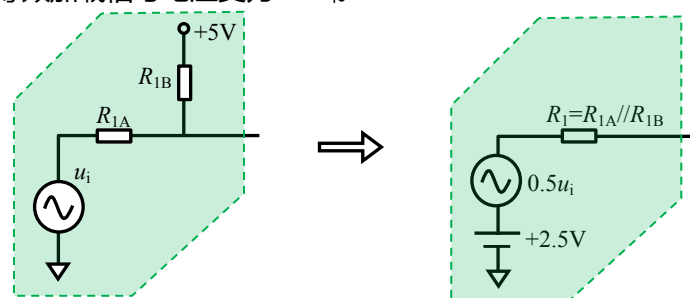


图 Section89-4 输入端等效电路

这种用电源电压介入，提升输出静默电位的方法，在低通滤波器单电源改造中经常使用。但是这种方法也存在明显问题：如果电源不干净（即电源电压上存在毛刺、纹波），它将使得输入信号中直接受到了电源污染。在高质量滤波电路中，为了避免电源对信号的污染，可以采用高质量、低噪声的基准源代替+5V 直流电源。



## 6 元件单电源二阶 SK 型低通滤波器

6 元件电路的可贵之处，在于它的增益可调性。这个电路一旦变为单电源的，就涉及到增益的变化，需要一些计算。电路如图 Section89-5 所示。与前述 4 元件电路一样，这个电路也需要考虑如何实现输出静默电位在指定值，以及中频增益的改变。

我们先来看看问题：假如以前设计好了一个双电源供电的 10 倍增益，指定 Q 值的低通滤波器，此时好不容易获得了  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ ，要变成单电源供电，输出静默电位得是 2.5V，那么运放的输入端静默电位应是 0.25V，即图中的  $2.5V/A_m$ ，要让  $R_2$  左侧静默电位是 0.25V， $R_{1A}$  和  $R_{1B}$  需要是 0.1 倍分压。此时，静默电位设计完成了，但是总的中频增益却下降了，因为输入信号经  $R_{1A}$  和  $R_{1B}$  分压后，变为  $0.9u_i$ ，最终，中频增益只有 9 倍。

如何能够即保证输出静默电位是 2.5V，又保证总的中频增益仍满足设计要求，就需要严格设计，缜密计算了。

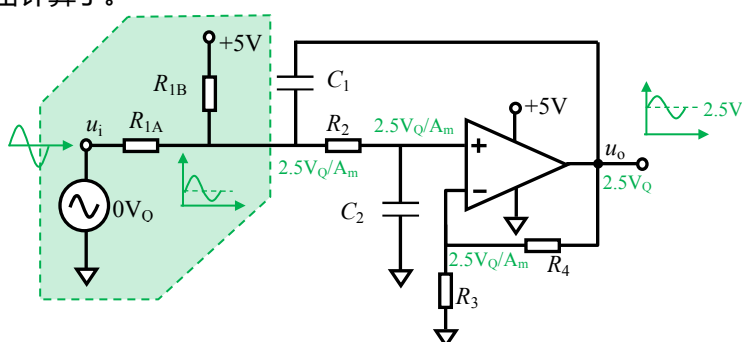


图 Section89-5 6 元件 SK 型低通滤波器单电源电路

已知“中频增益  $A$ ，截止频率  $f_c$ ，品质因数  $Q$ ”，输入信号静默电位为  $0V$ ，供电电压为  $E_C$ ，输出信号静默电位为  $U_{OQ}$ ，要求单电源供电，分析方法如下：

设两个电阻  $R_{1A}$  和  $R_{1B}$  的电源分压比为  $k$ ，即：

$$k = \frac{R_{1A}}{R_{1A} + R_{1B}} \quad (1)$$

则  $R_{1A}$  和  $R_{1B}$  连接处 X 位置的静默电位为  $U_{XQ}$ ，由于电阻  $R_2$  上没有静态电流流过，就没有静态压降，因此运放正输入端的静默电位也是  $U_{XQ}$ 。

对于静态而言， $U_{OQ}$  为已知（一般为 2.5V）：

$$E_C \times k \times A_m = U_{OQ} ; A_m = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

则有：

$$k \times A_m = \frac{U_{OQ}}{E_C} \quad (2)$$

对于信号而言，信号衰减比为  $1-k$ 。动态超低频率时，即有下式成立：

$$u_o = u_i(1 - k) \times A_m$$

超低频率时的总信号增益为已知：

$$A = (1 - k) \times A_m \quad (3)$$

联立式(2)(3)可求得：

$$A_m = A + \frac{U_{OQ}}{E_C} \quad (\text{Section89-2})$$

$$k = \frac{U_{OQ}}{E_C \times A_m} = \frac{U_{OQ}}{A \times E_C + U_{OQ}} \quad (\text{Section89-3})$$

这两个表达式告诉我们，在单电源电路中，当我们需要总体的中频增益为  $A$  时，6 元件电路中的  $A_m$  必须是式(Section89-2)，按此要求独立设计 6 元件电路即可得到  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ 。然后，用两个电阻  $R_{1A}$ 、 $R_{1B}$ ，依据式(Section89-3)获得的  $k$ ，按下式代替  $R_1$ ：

$$\begin{cases} k = \frac{R_{1A}}{R_{1A} + R_{1B}} \\ R_1 = \frac{R_{1A} \times R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}} \end{cases} \quad (\text{Section89-4})$$

### 举例 1：

设计一个 2 阶 SK 型低通滤波器。要求单电源+3.7V 供电，输出静默电位为 1.85V，中频增益为 10 倍，截止频率为 1000Hz，巴特沃斯型。用仿真软件实证。

解：按照题目要求，采用图 Section89-5 所示的 6 元件 SK 型单电源电路。整理条件，得  $E_C=3.7V$ ， $U_{OQ}=1.85V$ ， $Q=0.7071$ ， $A=10$ ， $f_c=1000\text{Hz}$ 。

由于题目要求是巴特沃斯型，可知其特征频率就是截止频率， $f_0=1000\text{Hz}$ 。

据式(Section89-2)，得：

$$A_m = A + \frac{U_{OQ}}{E_C} = 10.5$$

下面按照 Section85 内容独立计算 6 元件的参数。

确定  $C_1$  和  $C_2$ 。利用表 Section84-1，选择  $C_1=100\text{nF}$ 。利用式(Section85-5)的约束， $C_2$  不得超过 985nF，不得等于 950nF。依据表 Section84-2 的 E 系列标称值，可以选择  $C_2$  为 E6 系列中的 680nF。

计算并选择电阻值  $R_1$  和  $R_2$ 。利用式(Section85-3)，式(Section85-4)计算得  $R_1=638\Omega$ ， $R_2=584\Omega$ 。

计算并选择电阻值  $R_3$  和  $R_4$ 。选择  $R_3=1\text{k}\Omega$ ， $R_4=9.53\text{k}\Omega$ ，实现 10.5 倍的  $A_m$ 。

按照式(Section89-3)，得：

$$k = \frac{U_{OQ}}{E_C \times A_m} = \frac{U_{OQ}}{A \times E_C + U_{OQ}} = 0.0476$$

按照式(Section89-4)，求解方程，得：

$$\begin{aligned} R_{1B} &= \frac{R_1}{k} = 13398\Omega \\ R_{1A} &= \frac{kR_{1B}}{1-k} = 670\Omega \end{aligned}$$

将此计算结果代入电路，仿真电路如图 Section89-6 所示。给输入加载 10Hz，幅度为 0.18V 的正弦波，用仿真软件提供的示波器，得到输入输出波形如图 Section89-7 所示。可以看出，输出静默电位大约在 1.85V，输出信号幅度大约为 1.8V，甚至输出波形最大值处已经出现了微弱的削顶。仿真频率特性如图 Section89-8 所示。可以测得，1Hz 处，增益为

20.02dB，与理论值 20dB 基本吻合，1kHz 处，增益为 16.89dB，与理论值 17.01dB 有微弱差距，相移为-92.87°，与理论值-90° 也有微弱差距。这些都来源于滤波器设计中 E96 系列电阻带来的误差。在一般的滤波器设计中，这点误差不算什么。

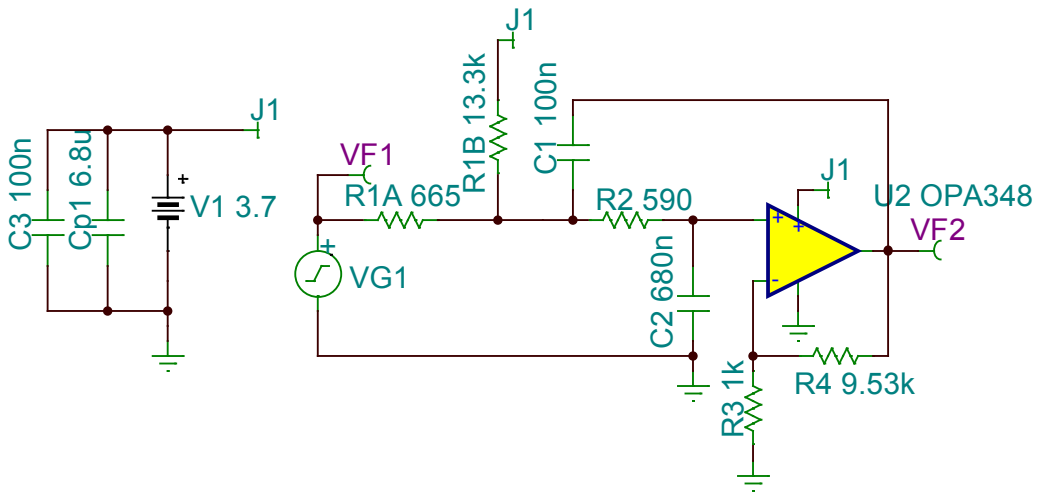


图 Section89-6 举例 1 仿真电路

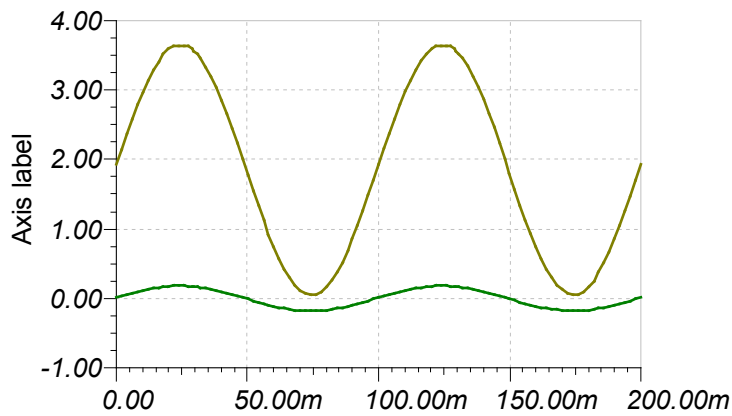


图 Section89-7 举例 1 输入 0.18V，10Hz 正弦波仿真示波器输出

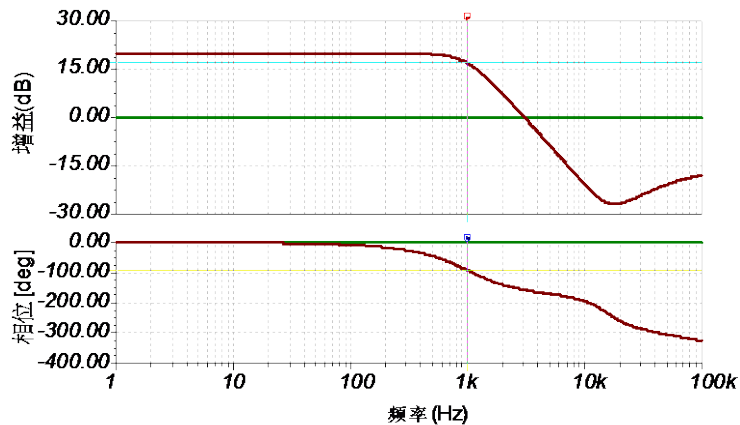


图 Section89-8 举例 1 仿真频率特性

## 单电源二阶 MFB 型低通滤波器

MFB 型低通滤波器的单电源改造，相对较为容易。其电路如图 Section89-9 所示。电路中， $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  仍利用双电源电路的计算结果。只是增加了两个分压电阻  $R_4$  和  $R_5$ ，以强制给运放正输入端提供一个静态电位  $U_{+Q}$ ，迫使输出静态电位维持在设计要求指定的  $U_{OQ}$ 。

可以看出，这种改变似乎不会影响滤波器的频率特性。而对静态特性，有下式成立：

$$U_{+Q} = E_C \times \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad (4)$$

$$U_{XQ} = U_{OQ} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{OQ}}{1 - A_m} \quad (5)$$

在静态时，只有  $R_3$  上没有电流流过，且运放处于虚短状态，才能保证输出静态电位的稳定不变，因此有：

$$U_{XQ} = U_{-Q} = U_{+Q}, \text{ 即}$$

$$E_C \times \frac{R_4}{R_4 + R_5} = \frac{U_{OQ}}{1 - A_m}$$

可以解得：

$$R_5 = R_4 \times \left( \frac{E_C}{U_{OQ}} \times (1 - A_m) - 1 \right) = kR_4$$

[ Section89-5 ]

独立选择  $R_4$ ，并保证  $R_5$  是  $R_4$  的  $k$  倍即可。

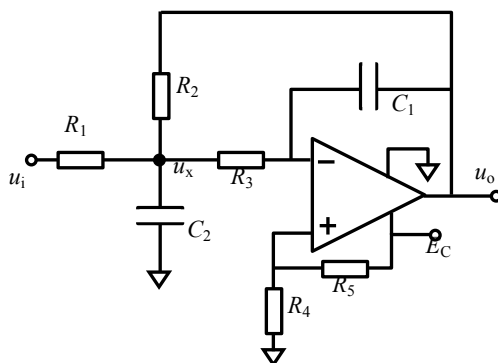


图 Section89-9 单电源 MFB 型低通滤波器

### 举例 2：

设计一个二阶低通滤波器。要求，供电电压为 5V，输出静默电位为 2.5V，输入静默电位为 0V，中频增益为 -10 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.58$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：此例为 Section87 中举例 1 的单电源版本，除供电变化外，其余要求均相同。因此，关于滤波器的电阻、电容值均采用该例中已有值。独立设计电路中  $R_4$  和  $R_5$  即可。

取  $R_4=1k\Omega$ ，据式(Section89-5)：

$$R_5 = R_4 \times \left( \frac{E_C}{U_{OQ}} \times (1 - A_m) - 1 \right) = R_4 \left( \frac{5}{2.5} \times 11 - 1 \right) = 21R_4$$

据此，仿真电路如图 Section89-10 所示。示波器显示输入输出波形如图 Section89-11

所示，图中为基于 0V 的输入信号，频率 10Hz，幅度 240mV。仿真频率特性如图 Section89-12 所示。与理论值对比，基本吻合。

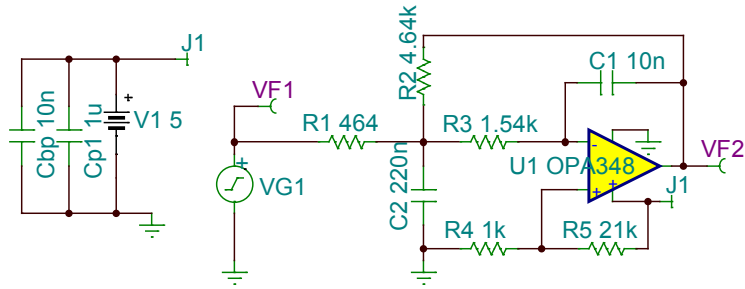


图 Section89-10 举例 2 仿真电路

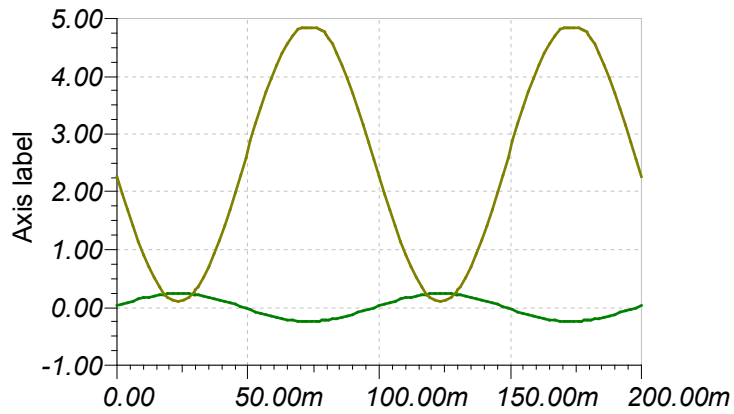


图 Section89-11 举例 2 输入输出波形

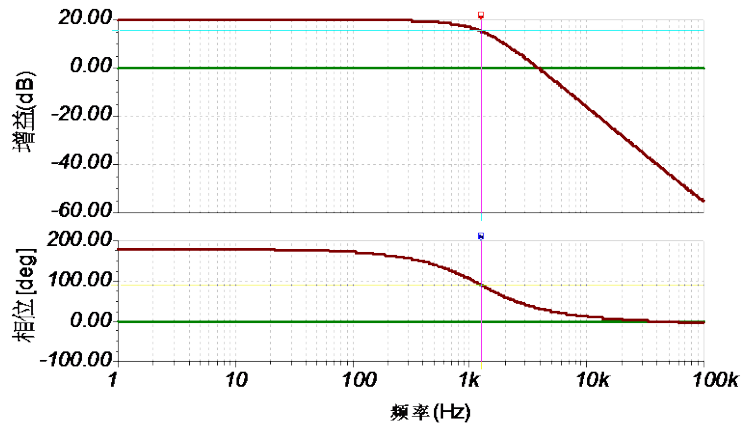


图 Section89-12 举例 2 仿真频率特性

## 单电源滤波器中的提升型和传递型

前述单电源滤波器有一个特点，输入信号基线为 0V，输出信号基线为 2.5V，我们称这种单电源滤波器为提升型。它用于将双极输入信号演变成基线为 2.5V 的单极信号。

在单电源滤波器中，还有另外一种电路，其输入信号来自于提升型单电源滤波器，即基线为 2.5V，其输出基线也是 2.5V，这种滤波器电路被称为传递型。比如用两个运放制作一个 4 阶滤波器，第一个运放实现二阶滤波，属于提升型，那么第二个运放实现的二阶滤波器，就一定是传递型的。

所有单电源电路，包括滤波器、比例器等，都存在提升型和传递型两类。

图 Section89-13 是一个传递型 SK 型 4 元件单位增益二阶低通滤波器，它与标准双电源电路几乎一模一样，只是将电源改为单电源即可。

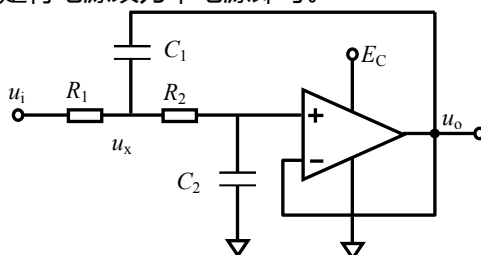


图 Section89-13 传递型 SK 单位增益低通滤波器

图 Section89-14 是一个传递型 MFB 型二阶低通滤波器。看起来，它与图 Section89-9 的提升型 MFB 滤波器一模一样，唯一的区别在于  $R_4$  和  $R_5$  的选择。由于  $u_i$  已经有 2.5V 的静默电位，要保证  $u_o$  仍保持 2.5V 的静默电位，只需要选择  $R_4$  和  $R_5$ ，以保证运放正输入端的静默电位为 2.5V 即可。

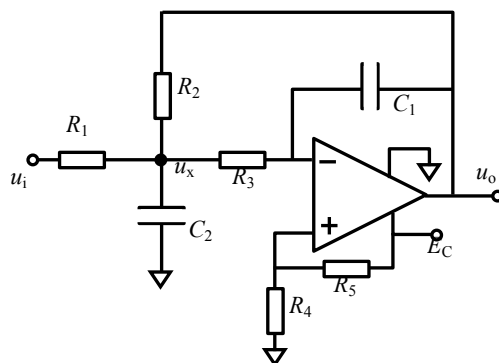


图 Section89-14 传递型单电源 MFB 型低通滤波器

这样看来，传递型电路的设计比提升型更为简单。然而，对 6 元件含增益的 SK 型低通滤波器来说，不做“伪地”，要实现传递型则是不可能的。为什么呢？

原因是，我们使用 6 元件电路的根本目的在于一方面要滤波，另一方面要对通频带内信号实施放大。而传递型 6 元件 SK 型低通滤波器，是无法实现放大的。

图 Section89-15 是一个传递型 6 元件 SK 型低通滤波器（当然，这个电路是无效的），可以看出，为了保证输出静默电位为 2.5V，运放的负输入端静默电位必须是  $2.5V_Q/A_m$ ，其中  $A_m=1+R_4/R_3$ ，进而可以反推出， $R_{1B}$  头顶电位必须是  $2.5V_Q/A_m$ 。由于输入信号含有 2.5V<sub>Q</sub>

的静默电位，要使得  $R_{1B}$  顶端电位为  $2.5V_Q/A_m$ ， $R_{1A}$  和  $R_{1B}$  必须组成  $1/A_m$  分压关系。按照此分压关系，输入信号也将被先分压  $1/A_m$ ，再放大  $A_m$  倍，最终只能得到 1 倍的信号增益。

因此，按此电路结构，6 元件 SK 型传递型低通滤波器，只能实现 1 倍增益，无法实现含有电压增益的滤波效果。

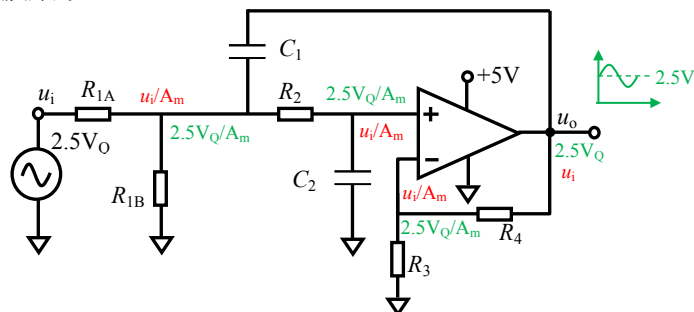


图 Section89-15 6 元件 SK 型低通滤波器单电源电路无法实现传递型

要实现单电源下的传递型 6 元件 SK 型低通滤波器，只有通过“伪地”实现。即将图中  $R_3$  下端原本的接地，改成接“伪地”：一个 2.5V 的电位点，且能吞吐足够大的电流。关于伪地，本节暂不介绍。

### 高阶单电源低通滤波器

高阶单电源低通滤波器由几个一阶、二阶滤波器级联组成。第一级电路一般是提升型的，第二级以后均为传递型。当整个高阶滤波器有增益要求时，需要稍稍谨慎：SK 型传递型是无法实现增益的。

除此之外，设计高阶单电源低通滤波器的方法很简单，只需要按照双电源高阶滤波器的设计方法，完成各级滤波器的参数设计，然后按照本节内容，对其实施单电源改造即可。

## Section90. 滤波器设计中的注意

### SK 型低通滤波器中的高频馈通现象

图 Section90-1 是一个 4 元件 SK 型低通滤波器，图 Section90-2 是其仿真频率特性。从频率特性看，从 100kHz 开始，它的增益不再继续下降，反而出现缓慢上升，并最终稳定在 -37dB 附近。这种现象，称为低通滤波器的高频馈通现象。它使得低通滤波器在频率特别高时，反而滤波效果变差。

而同样的 MFB 型低通滤波器，则不会这样。

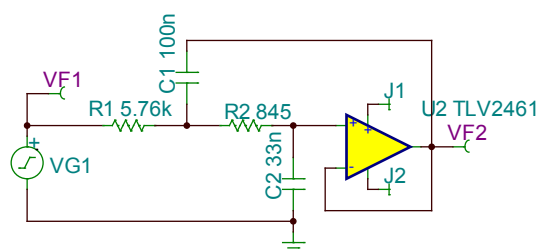


图 Section90-1 SK 型二阶低通滤波器

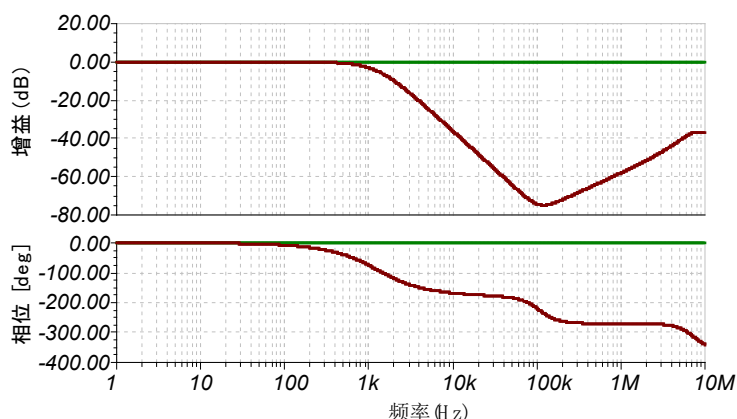


图 Section90-2 SK 型低通滤波器的高频馈通现象

造成高频馈通现象的主要原因，是 SK 型滤波器独有的结构。如图 Section90-3 是包含运放内部结构的电路图。在输入信号频率很高时，运放的开环电压增益急剧下降，导致等效的输出受控电压源  $A_{uo}u_{id}$  急剧下降，甚至逼近 0V。此时，输入信号经过  $R_1$ ，以及几乎短路的  $C_1$  到达运放输出端，与运放内部的输出电阻构成了分压关系。

$$u_o = u_i \frac{r_o}{R_1 + r_o}$$

运放的开环输出电阻，与输入信号频率有关，一般在高频时可以达到几十甚至上百  $\Omega$ ，这就造成分压比不会太小，使得高频时滤波效果变差。此时，信号的流向是从输入端直接馈送到输出端的，因此叫高频馈通。



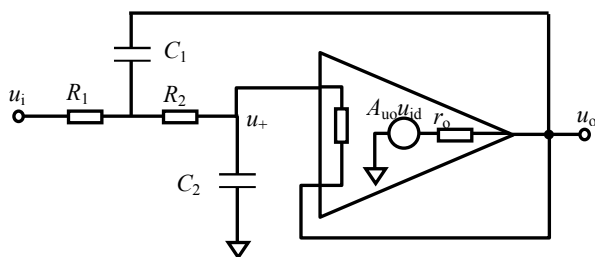


图 Section90-3 对高频馈通的微观解释

避免或者减少高频馈通有两种方法，第一选择 MFB 型滤波器，第二在 SK 型滤波器中，使用带宽足够大的运放。同时，也能看出，电阻  $R_1$  取值越大，高频馈通形成的分压比越小，越有利于抑制高频馈通。当然，运放开环输出电阻越小，也有利于抑制高频馈通。但是，不要对此有过高的奢望。

一旦出现高频馈通，又无法采取上述方法，则可以在后级增加一个无源低通滤波器。

### 滤波器中运放的带宽选择

二阶滤波器的传函是建立在虚短成立的基础上的，请大家回忆，此前我们实施的所有传函推导中，都利用了运放虚短结论。而运放的虚短成立条件为：

$$\frac{A_{uo} \dot{M}}{1 + A_{uo} \dot{F}} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}}, \text{ 即 } A_{uo} \dot{F} \gg 1, \text{ 也即 } A_{uo} \gg \frac{1}{\dot{F}}$$

即在任何情况下，运放的开环电压增益应该比闭环电压增益大很多，一般大 100 倍。

有很多关于此的公式可以利用。但如此的谨慎必要性不大。记住以下结论，通常会有用：

任何一个低通滤波器，都有  $Q$  值和截止频率  $f_c$ ，以及通带内中频增益  $A_m$ ，对此滤波器，选择运放的增益带宽积或者单位增益带宽 GBW 为：

$$GBW > 100 \times A_m \times f_c \times Q_{max} \quad \text{(Section90-1)}$$

其中，如果  $Q$  小于 1， $Q_{max}=1$ ，如果  $Q$  大于 1， $Q_{max}=Q$ 。

这是一个相对保守的公式。

对于高通滤波器，运放的带宽选择与下限截止频率毫无关系。因为，任何一个高通滤波器，都希望频率越高时，增益越进入平坦区，理论上它希望运放的带宽是无穷大。但是，总会有频率上限的，也就是任何高通滤波器，受运放本身带宽的影响，其实都是一个宽带通滤波器，它存在上限截止频率。这个上限截止频率，是设计中必要告诉你的。

一旦你获得了高通滤波器的频率上限要求，请按照本书式(Section74-6)，计算运放的 GBW。

### 举例 1：

设计一个二阶 SK 型低通滤波器。要求，中频增益为 1 倍，截止频率为 50kHz，巴特沃斯型。选用 6 种不同的运放，以验证 GBW 小于、等于、远大于式(Section90-1)要求时，滤波器的实际表现。

解：根据前述内容，设计符合要求的滤波器电路如图 Section90-4 所示，6 个电路的

阻容参数完全相同。为保证其正常工作，电源电压选为±2.5V，是全部运放都可以承受的。

按照式(Section90-1)，计算得该电路中运放的 GBW 应大于 5MHz。据此，我们选择 GBW 分别为 5MHz 的 TLV2461，10MHz 的 TLC081，150MHz 的 OPA300，以及低于要求的，2MHz 的 TLE2064，500kHz 的 TLV2432，90kHz 的 OPA379。

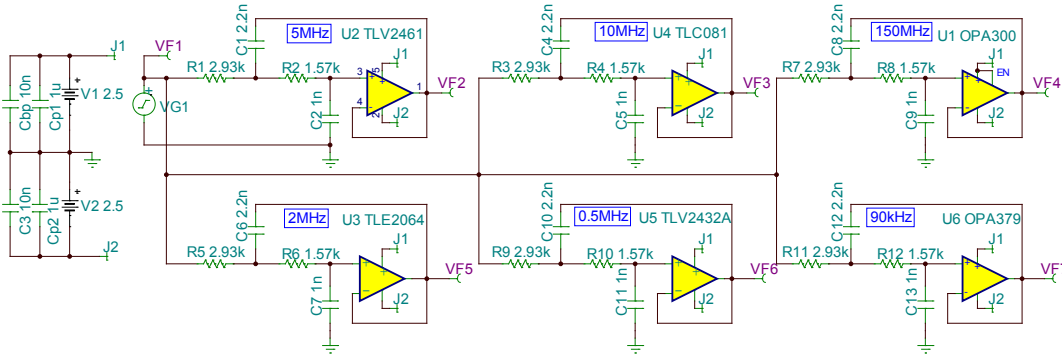


图 Section90-4 举例 1：运放 GBW 对滤波器影响实验

对上述电路的仿真频率特性，如图 Section90-5 所示。从图中看出，GBW 为 90kHz 的低速低压(1.8V)低功耗(2.5μA)运放 OPA379，即 VF7 特性，已经完全不符合设计要求。而 500kHz 的 TLV2432，其频率特性为 VF6，与理想特性存在一定的差异，肉眼可见。GBW 为 2MHz 的 TLE2064，其频率特性为 VF5，基本与大部队吻合。5MHz、10MHz、150MHz 三款运放，其频率特性分别为 VF2、VF3、VF4，基本是重合的。

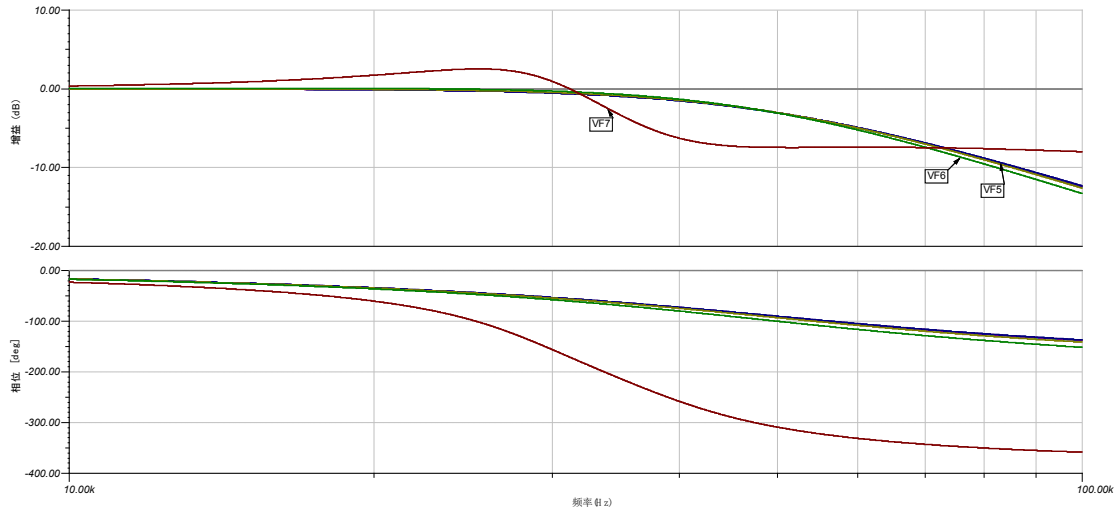


图 Section90-5 举例 1 仿真频率特性

### 单电源滤波器中的运放选择

对于单电源滤波器，在选择运放时，除一般性约束外，还需要考虑由于单电源供电的特殊性带来的约束。

单电源滤波器，一般工作在电池供电场合，其供电电压本身就偏低，一般为 1.5V 到 3.7V，此时必须选择轨至轨运放。

所谓的轨至轨运放，英文为 Rail to Rail Op Amp。Rail 其实是电源电压，有正电源轨和负电源轨，就像火车轨道，是约束线。

轨至轨运放分为三种情况：

1) 输出轨至轨，RRO，是指该运放的最大输出电压可以非常接近于正电源轨，最小输出电压可以非常接近于负电源轨，相差一般在 100mV 以内，此称为输出至轨电压。比如一个非 RRO 运放，OP07，其输出特性如图 Section90-6 左侧所示，可看出，它的输出正至轨电压在负载很轻的情况下（负载电阻很大，输出电流很小）为 1V，输出负至轨电压为 2V，在 0V-5V 单电源供电情况下，输出信号只能在 2V-4V 这个范围内波动，这显然太小了。

而 RRO 运放，如右图的 AD8515，在轻负载情况下（1mA 输出电流），其输出至轨电压

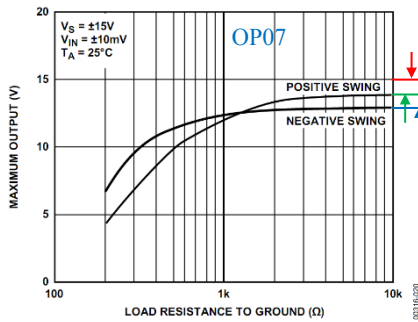
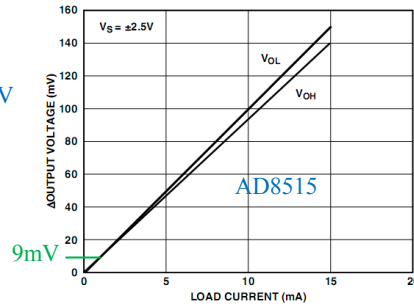


Figure 20. Maximum Output Voltage vs. Load Resistance



TPC 5. Output Voltage to Supply Rail vs. Load Current

图 Section90-6 输出至轨电压

只有 9mV（正负差不多一样），同样在 0V-5V 单电源供电情况下，输出信号能在 9mV-4.991V 这个范围内波动，这显然足够了。

2) 输入轨至轨，RRI，是指该运放的输入电压范围可以接近电源轨，甚至超过电源轨。

3) 输入输出轨至轨，RRIO，是指该运放兼备 RRI 和 RRO 特性。

对 SK 型滤波器，一般要求最好是 RRIO 运放。对 MFB 型滤波器，则一般只要求 RRO 运放。别小看这一点区别，多这么一项要求，可选择的运放范围就会大幅度减少。

## 单电源运放

有些运放，在数据手册中明确标注：Single-Supply Operation，单电源工作。于是有些人将运放分为单电源运放和双电源运放。前面我们讲的单电源滤波器，似乎只能选择标注有 Single-Supply 的“单电源运放”，这是错误的。

其实运放本身，没有接地脚，它只负责在正负电源之间存在一定压差的情况下努力工作，压根就不考虑你用的是 0V-5V，还是±2.5V，或者说它根本不知道你怎么使用的电源。因此，从理论上讲，根本不存在单电源运放和双电源运放的区别。

之所以说单电源运放，是因为这类运放一般都具有较低的最小工作电压、具有输入输出轨至轨特性，也许还有低功耗特性，特别适合于工作在单电源电池供电的场合，而已。

## 4.4. 运放组成的高通滤波器

运放组成的高通滤波器，在很多情况下，是运放组成的低通滤波器的“镜像”。一般来说，有某种结构的低通滤波器，就有与之类似的高通滤波器。

但是，它们之间又不是完全“镜像”的。依赖镜像，可以让我们轻松实现“创新”，比如有人发明了 MFB 型低通滤波器，我们就可以照猫画虎发明出 MFB 型高通滤波器——仅仅是将电阻电容对调。但是更有价值的是：如果镜像失败，我们会怎么思考？这才是决定学习成效的关键。

### Section91. 4 元件二阶 SK 型高通滤波器

在标准 SK 型拓扑的基础上，将低通滤波器（图 Section84-1 和-2）中的电阻和电容位置互换，就得到了 SK 型二阶高通滤波器，如图 Section91-1 所示。

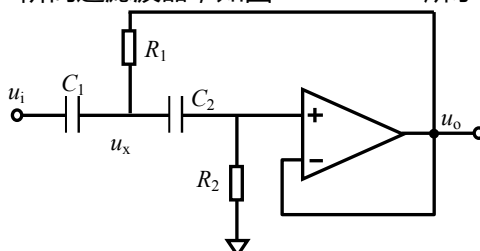


图 Section91-1 SK 型单位增益高通滤波器

回顾式(Section84-1)

$$A(S) = \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_4 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4} \quad \text{[Section84-1]}$$

针对图 Section91-1 具体电路， $Z_4 = R_1$ ， $Z_3 = R_2$ ， $Z_2 = 1/SC_2$ ， $Z_1 = 1/SC_1$ ，代入得：

$$A(S) = \frac{1}{\frac{1}{S^2 R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{S R_2 C_1} + \frac{1}{S R_2 C_2} + 1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{S} \left( \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{S^2} \times \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

转换到频域：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega} \left( \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{(j\omega)^2} \times \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\ &= \frac{(j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}{1 + j\omega R_1 R_2 C_1 C_2 \left( \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \end{aligned} \quad \text{[Section91-1]}$$

### 已知阻容参数求滤波器参数——滤波器分析

对比高通滤波器的归一化标准式：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{(j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2}$$

可得如下关系：

$$A_m = 1$$

[Section91-2]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} ; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

[Section91-3]

为了解得  $Q$  值, 在式(Section91-1)的分母第二项中乘以  $\omega_0/\omega_0$ , 得:

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= \frac{(j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} R_1 R_2 C_1 C_2 \left( \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \\ &= \frac{(j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2} \left( \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \right) + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \end{aligned}$$

因此, 得:

$$Q = \frac{R_2 C_1 C_2}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2} \times (C_1 + C_2)} = \frac{\sqrt{R_2 C_1 C_2}}{\sqrt{R_1} \times (C_1 + C_2)} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \times \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2}$$

[Section91-4]

### 已知滤波器参数求电路中的电阻、电容——滤波器设计

从上式可以看出, 滤波器只有两个设计目标, 即  $f_0$  和  $Q$ , 因此对 2 个电容, 2 个电阻共 4 个未知量, 可以先确定两个电容, 然后求解两个电阻即可。

从  $Q$  的表达式可以看出, 如果假设两个电容相同, 仍可以通过选择两个电阻, 实现任意的  $Q$  值, 因此为简化, 我们假设两个电容相等为  $C$ 。

由式(Section91-3)得:

$$R_1 R_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2} \tag{1}$$

由式(Section91-4)得:

$$\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \times \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2} = 0.5 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = Q$$

即:

$$\frac{R_2}{R_1} = 4Q^2 \rightarrow R_2 = 4Q^2 R_1 \tag{2}$$

将式(2)代入式(1), 得:

$$R_1^2 \times 4Q^2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2}$$

$$R_1 = \frac{1}{4\pi f_0 C Q}$$

[Section91-5]

根据式(2), 得:

$$R_2 = 4Q^2 \frac{1}{4\pi f_0 C Q} = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

[Section91-6]

因此, 对 4 元件 SK 型二阶高通滤波器, 在已知  $f_0$ ,  $Q$  的情况下, 按照下述步骤设计:

- 1) 根据表格 Section84-1 选择  $C_1=C_2=C$ 。
- 2) 根据式(Section91-5), 计算  $R_1$ 。
- 3) 根据式(Section91-6), 计算  $R_2$ 。

举例 1 :

设计一个二阶 SK 型高通滤波器。要求, 中频增益为 1 倍, 截止频率为 1kHz,  $Q=1.2$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解: 由于增益为 1, 可以确定电路结构为 4 元件 SK 型二阶高通滤波器。

- 1) 准备工作, 根据  $Q=1.2$ , 利用式(Section81-9), 求得  $K=0.7358$ , 根据截止频率 1kHz, 换算出特征频率为 1359Hz。
  - 2) 选择两个电容相等, 均为 100nF。
  - 3) 利用式(Section91-5), 计算  $R_1=488\Omega$ 。按照 E96 系列取 487 $\Omega$ 。
  - 4) 利用式(Section91-6), 计算  $R_2=2811\Omega$ 。按照 E96 系列, 取 2.80k $\Omega$ 。
- 仿真电路如图 Section91-2, 仿真结果如下 :

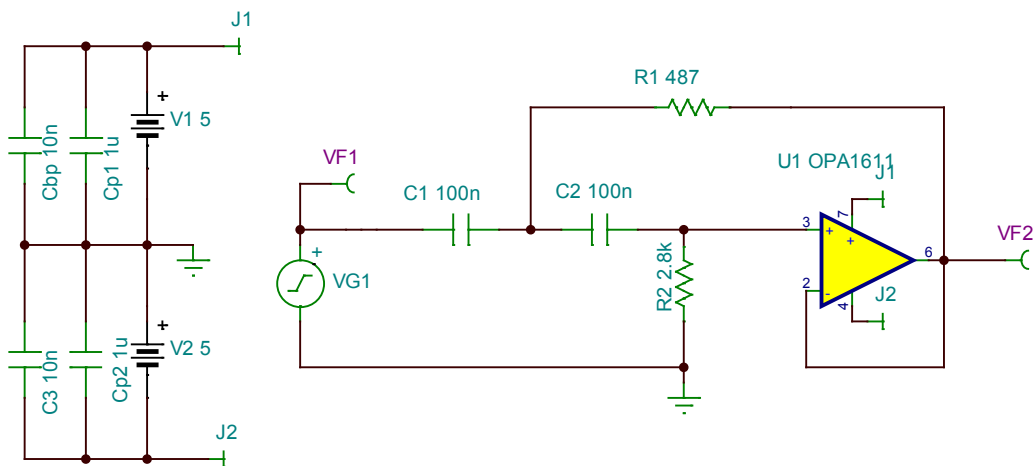


图 Section91-2 举例 1 电路

实测 1kHz 处增益为-3.07dB, 换算为 0.702 倍, 与设计要求的 0.707 倍基本吻合。

实测 90 度相移发生在 1.36kHz, 与特征频率要求的 1359Hz 基本吻合。在 1.36kHz 处, 实测增益为 156dB, 换算为 1.197 倍, 与设计要求的 1.2 倍基本吻合。

## Section92. 6 元件二阶 SK 型高通滤波器

电路如图 Section92-1。它可以实现任意的  $Q$  值，任意的增益  $A_m$ 。

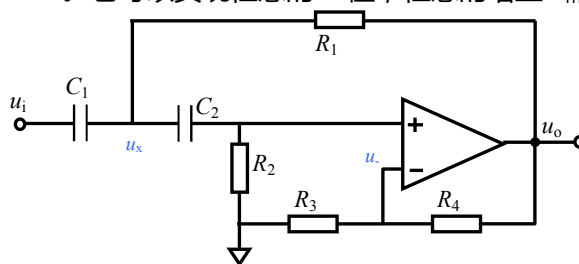


图 Section92-1 6 元件 SK 型二阶高通滤波器

设：

$$A_m = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

(Section92-1)

中间变量  $u_x$  与输出的关系为：

$$U_x \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{SC_2}} \times A_m = U_x \frac{SC_2 R_2}{1 + SC_2 R_2} \times A_m = U_o, \text{ 即 } U_x = U_o \times \frac{1 + SC_2 R_2}{A_m SC_2 R_2}$$

(1)

KCL 方程为：

$$\frac{U_i - U_x}{\frac{1}{SC_1}} = \frac{U_x - U_o}{R_1} + \frac{U_o}{A_m R_2}$$

(2)

将式(1)代入式(2)，整理得：

$$\begin{aligned} \frac{U_i - U_o \times \frac{1 + SC_2 R_2}{A_m SC_2 R_2}}{\frac{1}{SC_1}} &= \frac{U_o \times \frac{1 + SC_2 R_2}{A_m SC_2 R_2} - U_o}{R_1} + \frac{U_o}{A_m R_2} \\ U_i &= U_o \times \frac{1 + SC_2 R_2}{A_m SC_2 R_2} + \frac{U_o \times \frac{1 + SC_2 R_2 - A_m SC_2 R_2}{A_m SC_2 R_2}}{SC_1 R_1} + \frac{U_o}{SC_1 A_m R_2} \\ U_i &= \frac{1}{A_m} U_o \left( 1 + \frac{1 + SC_2 R_2 - A_m SC_2 R_2}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2} + \frac{1}{SC_2 R_2} + \frac{1}{SC_1 R_2} \right) \\ &= \frac{1}{A_m} U_o \left( 1 + \frac{1}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2} + \frac{1}{S} \left( \frac{1 - A_m}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} \right) \right) \\ A(S) = \frac{U_o}{U_i} &= A_m \times \frac{1}{1 + \frac{1}{S} \left( \frac{1 - A_m}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} \right) + \frac{1}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2}} \\ &= A_m \times \frac{1}{1 + \frac{1}{S} \left( \frac{(1 - A_m) R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) + \frac{1}{S^2 R_1 R_2 C_1 C_2}} \end{aligned}$$

转换到频域：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= A_m \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega} \left( \frac{(1-A_m)R_2C_2 + R_1C_2 + R_1C_1}{R_1R_2C_1C_2} \right) + \frac{1}{(j\omega)^2 R_1R_2C_1C_2}} \\ &= A_m \times \frac{(j\omega)^2 R_1R_2C_1C_2}{1 + j\omega((1-A_m)R_2C_2 + R_1C_2 + R_1C_1) + (j\omega)^2 R_1R_2C_1C_2} \end{aligned} \quad \text{[Section92-2]}$$

### 已知阻容参数求滤波器参数——滤波器分析

对比高通滤波器的归一化标准式：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{(j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

可得如下关系：

$$A_m = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad \text{[Section92-3]}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} ; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} \quad \text{[Section92-4]}$$

为了解得  $Q$  值，在式(Section91-1)的分母第二项中乘以  $\omega_0/\omega_0$ ，得：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{(j\omega)^2 R_1R_2C_1C_2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{(1-A_m)R_2C_2 + R_1C_2 + R_1C_1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} + (j\omega)^2 R_1R_2C_1C_2}$$

因此，得：

$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{(1-A_m)R_2C_2 + R_1C_2 + R_1C_1} \quad \text{[Section92-5]}$$

与 4 元件电路类似，可设  $C_1 = C_2 = C$ ，由此分析和设计都将简化：

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}} ; f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1R_2}} \quad \text{[Section92-4a]}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1R_2}}{(1-A_m)R_2 + 2R_1} \quad \text{[Section92-5a]}$$

### 已知滤波器参数求电路中的电阻、电容——滤波器设计

根据式(Section92-4a)，得：

$$R_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2 R_2} \quad (3)$$

根据式(Section92-5a)，得：

$$(1-A_m)R_2 + 2R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C Q} \quad (4)$$

将式(3)代入式(4)，得



$$(1 - A_m)R_2 + \frac{1}{2\pi^2 f_0^2 C^2 R_2} = \frac{1}{2\pi f_0 C Q}$$

$$(1 - A_m)2\pi^2 f_0^2 C^2 R_2^2 - \frac{\pi f_0 C}{Q} R_2 + 1 = 0$$

$$R_2 = \frac{\frac{\pi f_0 C}{Q} \pm \sqrt{(\frac{\pi f_0 C}{Q})^2 - 8(1 - A_m)\pi^2 f_0^2 C^2}}{2(1 - A_m)2\pi^2 f_0^2 C^2} = \frac{\frac{\pi f_0 C}{Q} \pm \frac{\pi f_0 C}{Q} \sqrt{1 - 8(1 - A_m)Q^2}}{2(1 - A_m)2\pi^2 f_0^2 C^2}$$

$$= \frac{1 \pm \sqrt{1 + 8(A_m - 1)Q^2}}{4(1 - A_m)Q\pi f_0 C}$$

因为 $A_m$ 大于1,分母一定为负数。上式为了得到电阻 $R_2$ 为正值,根号前只能取负号。

$$R_2 = \frac{\sqrt{1 + 8(A_m - 1)Q^2} - 1}{4(A_m - 1)Q\pi f_0 C}$$

[Section92-6]

$$R_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2 R_2} = \frac{(A_m - 1)Q}{\pi f_0 C (\sqrt{1 + 8(A_m - 1)Q^2} - 1)}$$

[Section92-7]

因此,对6元件SK型二阶高通滤波器,在已知 $f_0$ , $Q$ , $A_m$ 的情况下,按照下述步骤设计:

- 1) 根据表格 Section84-1 选择  $C_1=C_2=C$ 。
- 2) 根据式(Section92-6),式(Section92-7)计算  $R_2$ ,  $R_1$ 。
- 3) 根据一般规则选择电阻  $R_3$ 。
- 4) 根据式(Section92-1),计算  $R_4$ 。

### 举例 1:

设计一个二阶 SK 型高通滤波器。要求,中频增益为 10 倍,截止频率为 1kHz, $Q=0.58$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解:因中频增益  $A_m$ 为 10 倍,选用 6 元件电路合适,确定电路结构如图 Section92-1,其中两个电容相等。

先做准备工作,根据  $Q$  和截止频率,确定特征频率,据式(Section81-9),求得:

$$K = \frac{f_c}{f_0} = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}} = 1.2642$$

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = \frac{1000}{1.2642} = 791\text{Hz}$$

- 1) 根据表格 Section84-1 选择  $C_1=C_2=C=100\text{nF}$ 。
- 2) 根据式(Section92-6)计算得  $R_2=775\Omega$ ,按照 E96 系列,取  $R_2=768\Omega$ ,据式(Section92-7)计算得  $R_1=5223\Omega$ ,按照 E96 系列,取  $R_1=5.23\text{k}\Omega$ 。
- 3) 本例选择运放为 OPA1641 (TINA-TI 中只有 OPA1641 的双运放版 OPA1642),其偏置电流仅为 20pA,一般无需考虑外部电阻的匹配。按照常规,尽量让电阻小,且不要太小。选择电阻  $R_3=100\Omega\sim 1\text{k}\Omega$  即可。本例选择  $R_3=1\text{k}\Omega$ 。
- 4) 根据式(Section92-1)计算得  $R_4=9\text{k}\Omega$ ,按照 E96 系列,取  $R_4=9.09\text{k}\Omega$ 。由此,得到仿真电路如图 Section92-2。对此电路的仿真结果如图 Section92-3。仿真实测表明,电路基

本满足设计要求。

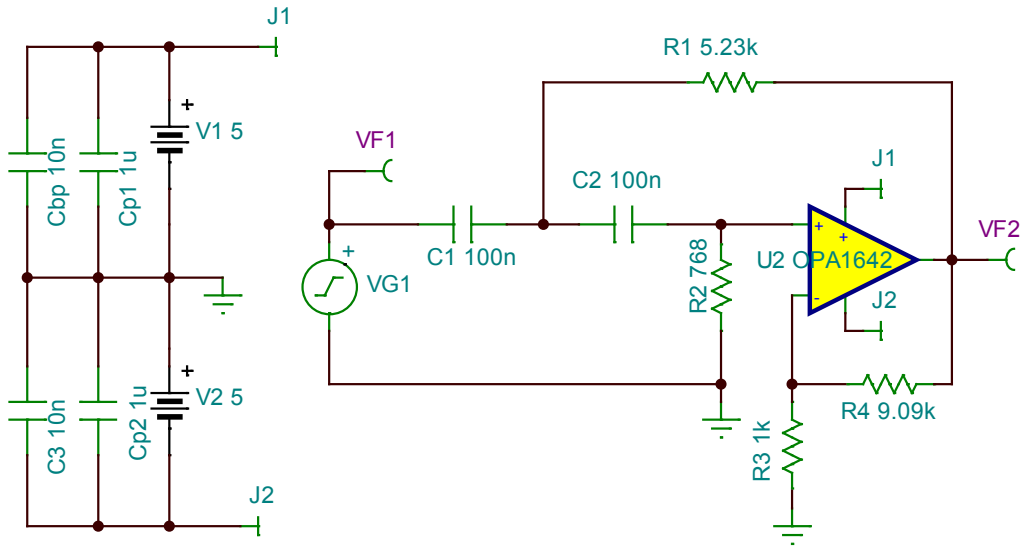


图 Section92-2 举例 1 电路

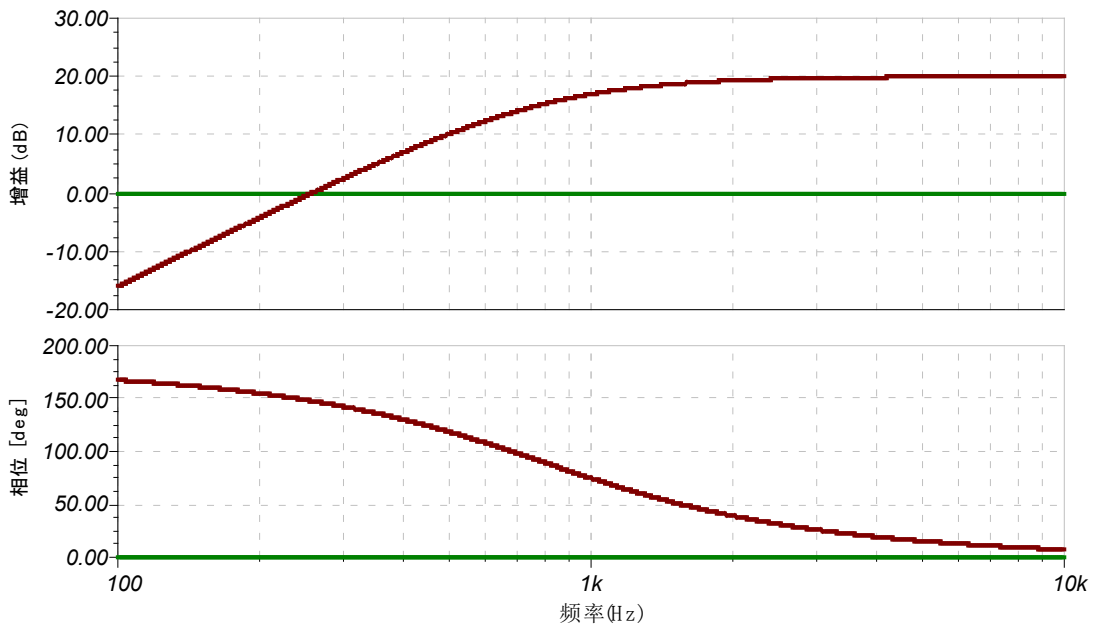


图 Section92-3 举例 1 电路的频率特性 TINA-TI 仿真

## Section93. 易用型二阶 SK 型高通滤波器

与低通滤波器类似，SK 型高通也有易用型电路。

### 4 元件等容量型

电路如图 Section93-1 所示。4 元件电路频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}{1 + j\omega R_1 R_2 C_1 C_2 \left( \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$$

(Section91-1)

将阻容相等条件代入，可得：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 R^2 C^2}{1 + j\omega 2RC + (j\omega)^2 R^2 C^2} = \frac{\left( j \frac{\omega}{1} \right)^2}{1 + j \frac{\omega}{1} \times \frac{1}{0.5} + \left( j \frac{\omega}{1} \right)^2} = \frac{\left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{1}{Q} + \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

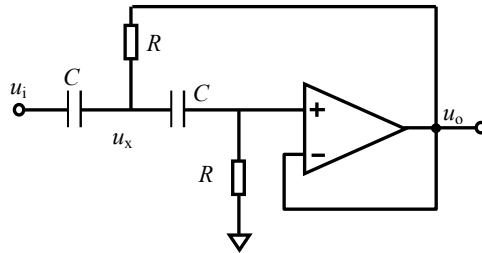


图 Section93-1 SK 型 4 元件等容量型

可知：

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \end{cases}$$

(Section93-1)

$$Q = 0.5$$

可知此电路的  $Q$  值为 0.5，属于贝塞尔型高通滤波器。

利用式(Section81-9)关于特征频率与截止频率的关系：

$$K = \frac{f_c}{f_0} = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}} = 1.5538$$

(Section81-9)

可知：

$$f_c = K f_0 = 1.5538 f_0 = \frac{1.5538}{2\pi RC}$$

(Section93-2)

## 4 元件巴特沃斯型

根据 4 元件分析结论，式(Section91-4)，要实现巴特沃斯型，必须使得  $Q=0.7071$ 。

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \times \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2}$$

(Section91-4)

在两个电容相等情况下，将  $R_2=2R_1$ ，代入得：

$$Q = \sqrt{2} \times \frac{1}{2} = 0.7071$$

因此，4 元件巴特沃斯型电路如图 Section93-2 所示。

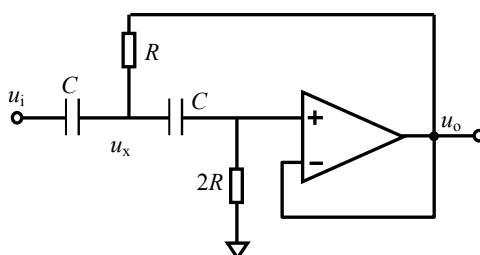


图 Section93-2 SK 型 4 元件巴特沃斯型

此时，根据 4 元件标准表达式(Section91-1)，电路的频域表达式演变为：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= \frac{(j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}{1 + j\omega R_1 R_2 C_1 C_2 \left( \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} \right) + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2} = \frac{(j\omega)^2 2R^2 C^2}{1 + j\omega 2RC + (j\omega)^2 2R^2 C^2} \\ &= \frac{(j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{1}{\sqrt{2} RC} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = \frac{(j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{1}{Q} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

据此可知：

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2} \times RC} \\ f_0 = \frac{1}{\sqrt{2} \times 2\pi RC} \\ Q = \frac{\sqrt{2}}{2} \end{cases}$$

(Section93-3)

同时，可知截止频率等于特征频率，则有：

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{RC} ; f_c = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section93-4)

## 6 元件易用型

与低通滤波器类似，高通滤波器也可以形成 6 元件易用型，电路如图 Section93-3 所示。

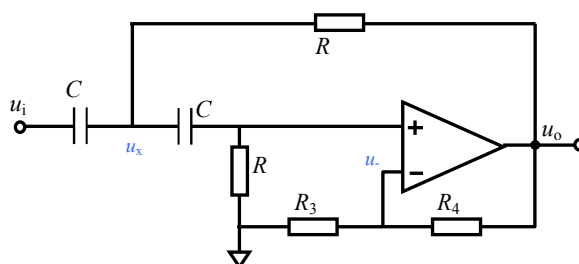


图 Section93-3 SK 型高通 6 元件易用型

6 元件二阶高通的标准频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{(j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}{1 + j\omega((1 - A_m)R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1) + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$$

令两个电容相等，两个电阻也相等，得到新的频域表达式为：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= A_m \times \frac{(j\omega)^2 R^2 C^2}{1 + j\omega(3 - A_m)RC + (j\omega)^2 R^2 C^2} = A_m \times \frac{(j \frac{\omega}{1})^2}{1 + j \frac{\omega}{1} \times (3 - A_m) + (j \frac{\omega}{1})^2} \\ &= \frac{(j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{1}{Q} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

据此可知，

$$Q = \frac{1}{3 - A_m} \quad \text{[Section93-5]}$$

即要实现不同的  $Q$  值，只需要设定不同的  $A_m$  即可实现。而电路的特征频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{[Section93-6]}$$

这个电路唯一的缺点是，品质因数  $Q$  与中频增益互相影响，且有：

$$A_m = 3 - \frac{1}{Q} < 3 \quad \text{[Section93-7]}$$

### 举例 1：

设计一个二阶 SK 型高通滤波器。要求，中频增益为 10 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.7071$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：确定电路结构为 6 元件 SK 型二阶高通滤波器。

- 1) 准备工作，根据  $Q=0.7071$ ，利用式(Section81-9)，求得  $f_0=f_c=1\text{kHz}$ 。
- 2) 选择两个电容相等，均为 100nF。
- 3) 利用式(Section92-6)和式(Section92-7)，计算  $R_2, R_1$ 。

$$R_2 = \frac{\sqrt{1 + 8(A_m - 1)Q^2} - 1}{4(A_m - 1)Q\pi f_0 C} = 635.57\Omega$$

$$R_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 R_2 C^2} = \frac{1}{4\pi^2 \times 10^6 \times 635.57 \times 10^{-14}} = 3985.495\Omega$$

取 E96 系列最接近值,  $R_2=634\Omega$ ,  $R_2=4.02k\Omega$ 。

4) 利用式(Section92-1), 计算  $R_3$ ,  $R_4$ 。

取  $R_3=1k\Omega$ ,  $R_4=9.09k\Omega$ 。

仿真电路如图 Section93-4 所示。仿真实验结果如图 Section93-5 所示。中频电压增益为 20.07dB, 1kHz 时, 增益为 17.02dB, 相移为  $89.73^\circ$ , 与理论结果较为吻合。

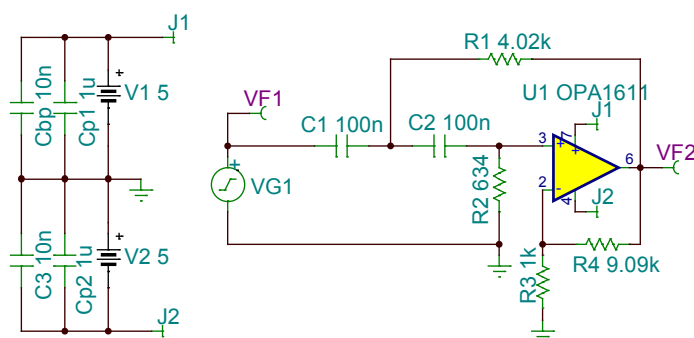


图 Section93-4 举例 1 仿真电路

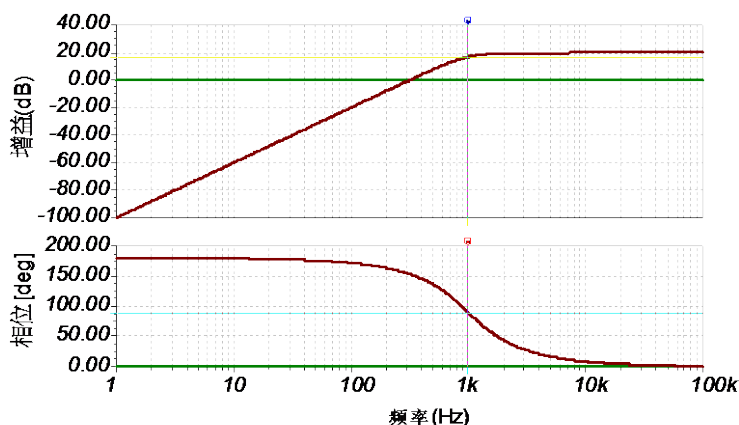


图 Section93-5 举例 1 仿真频率特性

### 举例 2 :

设计一个二阶 SK 型高通滤波器。要求, 中频增益为 10 倍, 截止频率为 1kHz,  $Q=0.5$ 。用两种方法实现同样的要求, 并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解: 初步确定两种方法为: 1) 第一级用一个 4 元件等阻容型高通 SK 滤波器, 实现增益为 1,  $Q=0.5$ , 第二级用一个 10 倍增益电路。2) 用一个 10 倍增益的 6 元件 SK 高通滤波器。

方法一: 先求解特征频率, 根据式(Section81-9)得:

$$K = \frac{f_c}{f_0} = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}} = 1.5538$$

则有:

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = 643.6\text{Hz}$$

采用 4 元件等阻容型高通 SK 型滤波器电路如图 Section93-6 所示，选择电容为 100nF，根据式(Section93-1)可得：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.28 \times 643.6 \times 100 \times 10^{-9}} = 2474\Omega$$

取 E96 系列电阻（本书表 Section84-2），为 2.49kΩ。后级 10 倍增益电路相对简单，R7 取 1kΩ，增益电阻 R4 取 9.09kΩ。运放采用带宽为 40MHz 的超低噪声、超低失真音频运放 OPA1611，供电为±5V，形成图 Section93-6 电路。

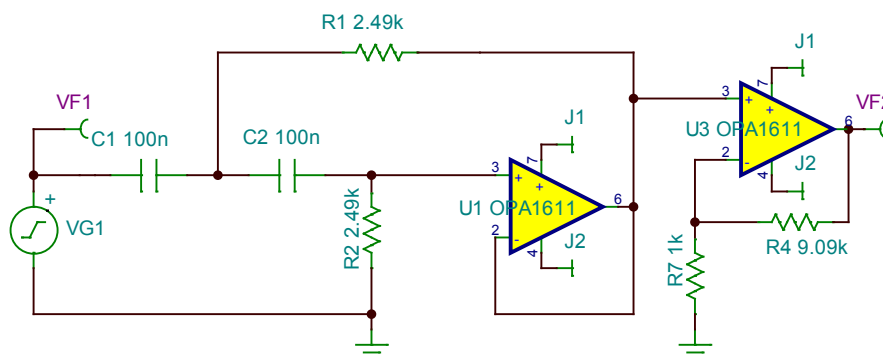


图 Section93-6 举例 2 方法一电路

仿真实验得到的频率特性如图 Section93-7 所示。图中上边曲线为幅频特性，下边为相频特性。仿真验证的次序为：

- 1) 先确定中频增益，即仿真图中频率最大点的增益，为 20.08dB，与设计要求 10 倍 (20dB)基本吻合。
- 2) 在幅频特性图中使用标尺，找到增益为 20.08-3.01=17.07dB 的频率点，为 993.7Hz，这就是实测的下限截止频率，与设计要求 1kHz 有点差别，但不大，约为 0.63%。误差来源主要是 E96 系列电阻最大存在 1%的误差。
- 3) 在相频特性图中使用标尺，找到相移为 90°的频率点，为 639.1Hz，这就是实测的特征频率，与设计中计算出的 643.6Hz 存在 0.70%的误差，这也源自 E96 系列电阻误差。

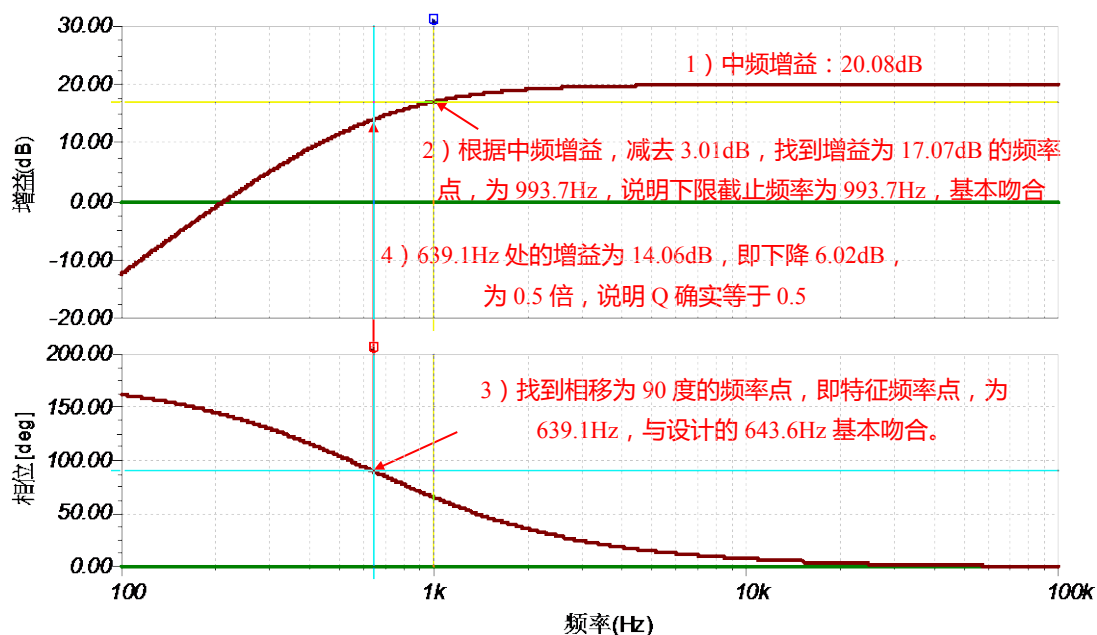


图 Section93-7 举例 2 方法一电路的频率特性

4) 回到幅频特性图中，再使用标尺，测量频率为 639.1Hz 处的增益，为 14.06dB，与中频增益存在 6.02dB 的差值，恰好就是 0.5 倍的意思。根据 Q 值定义为特征频率处的增益，可知此电路的 Q 值为 0.5，与设计值完全吻合。

方法二：采用一个运放组成 6 元件 SK 型高通滤波器，电路结构如图 Section92-1。

1) 已知  $Q=0.5$ ，根据式(Section81-9)，计算得：

$$f_0 = \frac{f_c}{K} = 643.6\text{Hz}$$

2) 选择两个电容均为 100nF；其实也可以选择其它值，选择后计算出电阻，如果电阻太大，可以增大电容，电阻太小，就需要减小电容。

3) 根据式(Section92-6)和式(Section92-7)，取  $A_m=10$ ，得： $R_2=922.9\Omega$ ， $R_1=6626\Omega$ ，取 E96 系列最接近值为： $R_2=931\Omega$ ， $R_1=6.65\text{k}\Omega$ 。计算出的电阻值不大不小正合适。

4) 根据 10 倍增益，选择  $R_4=9.09\text{k}\Omega$ ， $R_3=1\text{k}\Omega$ 。

5) 运放选择带宽为 38MHz 的 CMOS 运放 OPA350（其实也可以选择方法一的 OPA1611），供电电压  $\pm 2.5\text{V}$ 。形成如图 Section93-8 所示的电路。

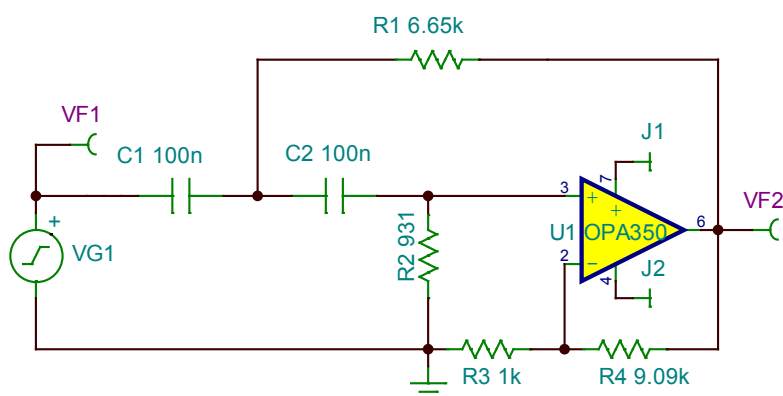


图 Section93-8 举例 2 方法二电路

仿真结果测量方法和方法一相同，结果列于表 Section93-1 中。

表 Section93-1 方法二测量结果

	中频增益	下限截止频率	特征频率	Q 值
理论值	10 倍	1000Hz	643.6Hz	0.5
测量方法	100kHz 处增益	17.06dB 处的频率	90°处的频率	实测特征频率点处的增益
测量数据	20.07dB	953.73Hz	639.33	14.3dB
换算实测值	10.08	953.73Hz	639.33	0.5146
误差	0.80%	-4.6%	-0.66%	2.9%

从测量结果看，方法二存在比较大的误差，最大达到-4.6%，这与方法一差距很大。究其原因，主要在于增益设置上。从传函上分析，方法一的设置，都是在  $A_m=1$  下进行的，后级电路即便存在电阻误差，也仅仅影响单纯的增益；而方法二中，所有设置，都经过  $A_m=10$  下进行的，这些设置的误差，其实都会被放大 10 倍影响幅频特性和相频特性。因此，前级电阻电容出现的 1%误差，就有可能造成最终结果出现 10%的误差。

因此，从频率特性准确性上分析，方法一具有更好的稳定性。



### 举例 3 :

设计一个二阶 SK 型高通滤波器。要求，中频增益为 0.5 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.707$ 。并用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：先实现截止频率 1kHz， $Q=0.707$ ，增益为 1 倍的高通滤波器，再串联一级 0.5 倍衰减器。而滤波器采用 4 元件易用型巴特沃斯实现。

准备工作：根据截止频率确定特征频率。因  $Q=0.707$ ，可知  $f_0 = f_c = 1\text{kHz}$ 。

确定  $C=100\text{nF}$ ，根据式(Section93-3)，解得：

$$R = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{2\pi f_0 C} = 1125.4\Omega$$

根据 4 元件巴特沃斯型电路结构，此电阻应放置在  $R_1$  位置，而  $R_2$  用两倍电阻实现。因此，在 E96 系列中选取  $R_1=1.13\text{k}\Omega$ ， $R_2=2.26\text{k}\Omega$ ，形成如图 Section93-10 所示，其仿真频率特性如图 Section93-11 所示。

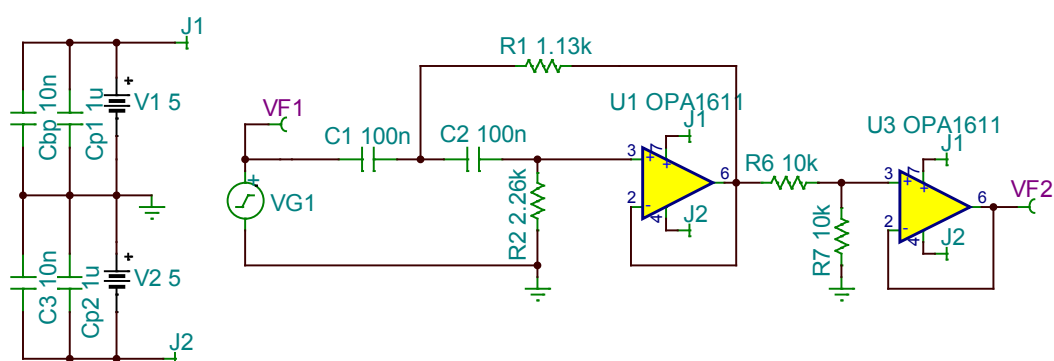


图 Section93-10 举例 3 方案一

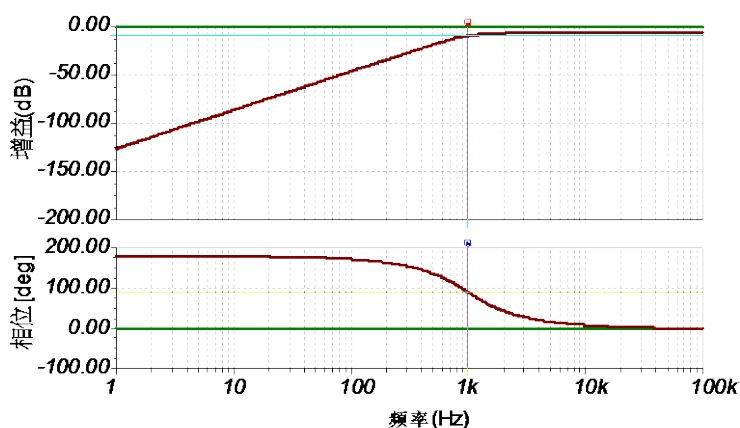


图 Section93-11 举例 3 方案一仿真频率特性

电路中实现 0.5 倍衰减，采用了两个 10k $\Omega$  电阻分压加跟随器方式，也可以采用反相比例器实现——如果设计要求中对反相不在意的话。

从结果看，这个电路实现了设计要求，但是采用了 2 个运放。这有点不划算。而下一节介绍的 MFB 型高通滤波器，仅用一个运放就可以实现。

## Section94. MFB 型高通滤波器

MFB 型高通滤波器，是在 MFB 型低通滤波器基础上，将所有的电阻、电容互换得到的。毕竟，高通是低通的镜像，这个互换是有道理的。电路如图 Section94-1 所示。

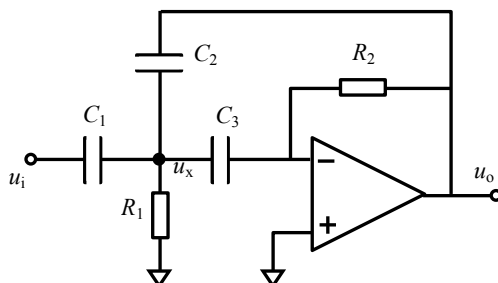


图 Section94-1 MFB 型高通滤波器

### 传函推导

这次，我们不再使用节点电压法，而试着用本书第三章讲述的负反馈方框图法求解传函，看是否能得出正确的结论。

首先重温负反馈方框图法。其核心是求解出两个系数：反馈系数  $\dot{F}$  和衰减系数  $\dot{M}$ 。当然，这些系数都得使用复频域表达式（用  $S$ ），或者频域表达式（用  $j\omega$ ）。然后，总的电压增益为：

$$\dot{A} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{M}}{\dot{F}}$$

所谓的反馈系数，是指仅有输出端电压存在的情况下：

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_- - \dot{U}_+}{\dot{U}_o}$$

从图中可以看出，它有两个反馈支路：从  $C_2$  顶端加载时， $R_2$  右端从输出断开接地；从  $R_2$  右端加载时， $C_2$  顶端从输出断开接地。它可以使用叠加原理，分成  $\dot{F}_1$  和  $\dot{F}_2$ 。

而衰减系数，是指仅有输入电压存在的情况下：

$$\dot{M} = \frac{\dot{U}_+ - \dot{U}_-}{\dot{U}_i}$$

根据前述描述，以复频域表达式写出几个系数如下：

$$\begin{aligned} \dot{F}_1 &= \frac{\frac{1}{SC_3} + \frac{\frac{R_1}{S(C_1 + C_2)}}{R_1 + \frac{1}{S(C_1 + C_2)}}}{R_2 + \frac{1}{SC_3} + \frac{\frac{R_1}{S(C_1 + C_2)}}{R_1 + \frac{1}{S(C_1 + C_2)}}} = \frac{\frac{1}{SC_3} + \frac{R_1}{SR_1(C_1 + C_2) + 1}}{R_2 + \frac{1}{SC_3} + \frac{R_1}{SR_1(C_1 + C_2) + 1}} \\ &= \frac{SR_1(C_1 + C_2) + 1 + SR_1C_3}{SR_1(C_1 + C_2) + 1 + SR_1C_3 + (SR_1(C_1 + C_2) + 1)SR_2C_3} \\ &= \frac{1 + SR_1(C_1 + C_2 + C_3) + SR_2C_3 + S^2R_1R_2C_3(C_1 + C_2)}{1 + SR_1(C_1 + C_2 + C_3) + SR_2C_3 + S^2R_1R_2C_3(C_1 + C_2)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F_2 &= \frac{\frac{\frac{1}{SC_1} \times R_1 \times \frac{1+SR_2C_3}{SC_3}}{\frac{R_1}{SC_1} + \frac{1+SR_2C_3}{S^2C_1C_3} + \frac{R_1+SR_1R_2C_3}{SC_3}}}{\frac{1}{SC_2} + \frac{\frac{1}{SC_1} \times R_1 \times \frac{1+SR_2C_3}{SC_3}}{\frac{R_1}{SC_1} + \frac{1+SR_2C_3}{S^2C_1C_3} + \frac{R_1+SR_1R_2C_3}{SC_3}}} \times \frac{SR_2C_3}{1+SR_2C_3} \\
 &= \frac{\frac{R_1+SR_1R_2C_3}{SR_1C_3+1+SR_2C_3+SR_1C_1+S^2R_1R_2C_1C_3}}{\frac{1}{SC_2} + \frac{R_1+SR_1R_2C_3}{SR_1C_3+1+SR_2C_3+SR_1C_1+S^2R_1R_2C_1C_3}} \times \frac{SR_2C_3}{1+SR_2C_3} \\
 &= \frac{SR_1C_2+S^2R_1R_2C_2C_3}{SR_1C_3+1+SR_2C_3+SR_1C_1+S^2R_1R_2C_1C_3+SR_1C_2+S^2R_1R_2C_2C_3} \times \frac{SR_2C_3}{1+SR_2C_3} \\
 &= \frac{S^2R_1R_2C_2C_3}{1+S(R_1C_3+R_2C_3+R_1C_1+R_1C_2)+S^2(R_1R_2C_1C_3+R_1R_2C_2C_3)} \\
 F = F_1 + F_2 &= \frac{1+SR_1(C_1+C_2+C_3)+S^2R_1R_2C_2C_3}{1+S(R_1C_3+R_2C_3+R_1C_1+R_1C_2)+S^2(R_1R_2C_1C_3+R_1R_2C_2C_3)}
 \end{aligned}$$

求解 M 的方法很简单，它和  $F_2$  的唯一区别是， $C_1$  和  $C_2$  互换位置，因此在  $F_2$  表达式中将两个电容互换位置即可。且它多了一个负号：

$$M = -\frac{S^2R_1R_2C_1C_3}{1+S(R_1C_3+R_2C_3+R_1C_1+R_1C_2)+S^2(R_1R_2C_1C_3+R_1R_2C_2C_3)}$$

根据负反馈理论，有：

$$\begin{aligned}
 A(S) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{M}{F} &= -\frac{S^2R_1R_2C_1C_3}{1+SR_1(C_1+C_2+C_3)+S^2R_1R_2C_2C_3} \\
 &= -\frac{C_1}{C_2} \times \frac{S^2R_1R_2C_3}{\frac{1}{C_2} + \frac{SR_1(C_1+C_2+C_3)}{C_2} + S^2R_1R_2C_3} \\
 &= -\frac{C_1}{C_2} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{S} \times \frac{C_1+C_2+C_3}{R_2C_2C_3} + \frac{1}{S^2} \times \frac{1}{R_1R_2C_2C_3}}
 \end{aligned}$$

转换到频域，表达式为：

$$\begin{aligned}
 \dot{A}(j\omega) &= -\frac{C_1}{C_2} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega} \times \frac{C_1+C_2+C_3}{R_2C_2C_3} + \frac{1}{(j\omega)^2} \times \frac{1}{R_1R_2C_2C_3}} \\
 &= -\frac{C_1}{C_2} \times \frac{(j\omega)^2 R_1R_2C_2C_3}{1 + j\omega \times R_1(C_1+C_2+C_3) + (j\omega)^2 R_1R_2C_2C_3} \\
 &= -\frac{C_1}{C_2} \times \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \times \omega_0 R_1(C_1+C_2+C_3) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}
 \end{aligned}$$

(Section94-1)

## 已知阻容参数求滤波器参数——滤波器分析

对比高通滤波器的归一化标准式：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{(j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

可得如下关系：

$$A_m = -\frac{C_1}{C_2} \quad \text{[Section94-2]}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}} ; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}} \quad \text{[Section94-3]}$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 R_1 (C_1 + C_2 + C_3)} = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}}{R_1 (C_1 + C_2 + C_3)} \quad \text{[Section94-4]}$$

### 已知滤波器参数求电路中的电阻、电容——滤波器设计方法一

与 4 元件电路类似，可设电容为已知，且  $C_3 = C_2 = C$ ，由此分析和设计都将简化：

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}} ; f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_2}} \quad \text{[Section94-3a]}$$

$$Q = \frac{C\sqrt{R_1 R_2}}{R_1(C_1 + 2C)} \quad \text{[Section94-4a]}$$

根据式[Section94-3a]得：

$$R_1 R_2 = \frac{1}{4\pi^2 C^2 f_0^2} \quad (1)$$

根据式[Section94-2]得：

$$C_1 = -A_m C_2 = -A_m C \quad \text{[Section94-5a]}$$

根据式[Section94-4a]，且将式(2)代入得：

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C^2}{(C_1 + 2C)^2 Q^2} = \frac{C^2}{(2C - A_m C)^2 Q^2} = \frac{1}{(2 - A_m)^2 Q^2} \quad (2)$$

综合式(1)和式(2)，将两式相乘得：

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C f_0 Q (2 - A_m)} \quad \text{[Section94-6a]}$$

将结果代入式(1)得：

$$R_2 = \frac{2\pi C f_0 Q (2 - A_m)}{4\pi^2 C^2 f_0^2} = \frac{Q(2 - A_m)}{2\pi C f_0} \quad \text{[Section94-7a]}$$

### 已知滤波器参数求电路中的电阻、电容——滤波器设计方法二

可设电容为已知，且  $C_3 = C_1 = C$

根据式[Section94-2]得：

$$C_2 = -\frac{C_1}{A_m} = -\frac{C}{A_m} \quad \text{[Section94-5b]}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}}; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{-\frac{R_1 R_2}{A_m}}} \quad \text{[Section94-3b]}$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 R_1 (C_1 + C_2 + C_3)} = \frac{\sqrt{-\frac{R_1 R_2}{A_m}}}{R_1 (2 - \frac{1}{A_m})} \quad \text{[Section94-4b]}$$

据式(Section94-3b), 有:

$$R_1 R_2 = -\frac{A_m}{4\pi^2 C^2 f_0^2} \quad (3)$$

据式(Section94-4b), 有:

$$-\frac{R_2}{R_1 A_m} = (2 - \frac{1}{A_m})^2 Q^2 \quad (4)$$

式(3)除以式(4), 得:

$$-R_1^2 A_m = -\frac{A_m}{4\pi^2 C^2 f_0^2 (2 - \frac{1}{A_m})^2 Q^2}$$

即:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C f_0 (2 - \frac{1}{A_m}) Q} \quad \text{[Section94-6b]}$$

将结果代入式(3)得:

$$R_2 = -\frac{A_m 2\pi C f_0 (2 - \frac{1}{A_m}) Q}{4\pi^2 C^2 f_0^2} = \frac{(1 - 2A_m) Q}{2\pi C f_0} \quad \text{[Section94-7b]}$$

### 优缺点

MFB 型二阶高通滤波器, 可以用一只运放实现自由选择的中频增益, 并且  $Q$  值是独立的。这是它最为明显的优点。

但是它的缺点也是明显的。

第一, 它用电容实现增益控制, 是极不明智的, 这造成增益稳定性急剧下降。

第二, 它只能实现反相输出。

### 举例 1：

设计一个二阶 MFB 型高通滤波器。要求，只能使用一只运放，滤波器的中频增益为-0.5 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.707$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：此题是 Section93 中举例 3。当时我们没有实现，学过 MFB 型后，就可以实现了。

1) 根据品质因数和截止频率换算特征频率，得  $f_0=1\text{kHz}$ 。

2) 按照方法一求解，选择  $C=C_2=C_3=100\text{nF}$ 。

3) 由式(Section94-5)，得：

$$C_1 = -A_m C_2 = -A_m C = 50\text{nF}$$

4) 由式(Section94-6)，得：

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C f_0 Q(2 - A_m)} = 900.3\Omega$$

5) 由式(Section94-7)，得：

$$R_2 = \frac{Q(2 - A_m)}{2\pi C f_0} = 2813.5\Omega$$

按照 E96 系列，选择  $R_1=909\Omega$ ， $R_2=2.80\text{k}\Omega$ 。仿真电路如图 Section94-2 所示。

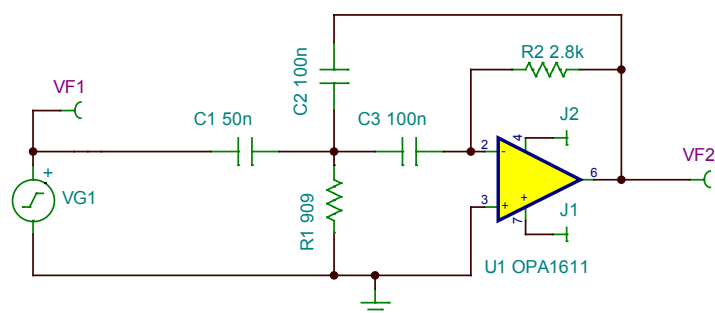


图 Section94-2 举例 1 MFB 型高通滤波器

仿真得到的频率特性如图 Section94-3 所示。按照 Section93 举例 2 所述的方法，得到测量结果如下表。

	中频增益	下限截止频率	特征频率	Q 值
理论值	0.5 倍	1000Hz	1000Hz	0.707
测量方法	100kHz 处增益	-9.02dB 处的频率	90°处的频率	实测特征频率点处的增益
测量数据	-6.01dB	1.01kHz	997.59	-9.09dB
换算实测值	0.5006	1.01kHz	997.59	0.7023
误差	0.12%	1%	-0.241%	-0.68%

结果表明，仿真结果与设计要求较为吻合。

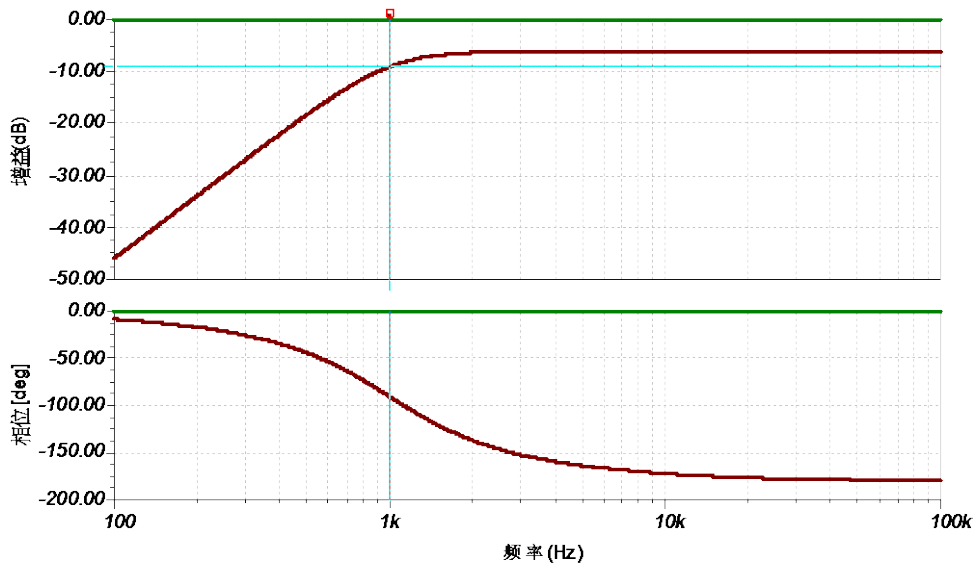


图 Section94-3 举例 1 的频率特性

举例 2 :

设计一个二阶 MFB 型高通滤波器。要求，只能使用一只运放，滤波器的中频增益为-10 倍，截止频率为 1kHz， $Q=1.2$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：

- 1) 根据  $Q$ ，据式(Section81-9)，解得  $K=0.7358$ ，即特征频率为  $f_0=1359\text{Hz}$ 。
- 2) 按照方法二求解，选择  $C=C_1=C_3=68\text{nF}$ 。
- 3) 由式(Section94-5b)，得：

$$C_2 = -\frac{C}{A_m} = 6.8\text{nF}$$

- 4) 由式(Section94-6b)，得：

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C f_0 (2 - \frac{1}{A_m}) Q} = 683.4\Omega$$

- 5) 由式(Section94-7b)，得：

$$R_2 = \frac{(1 - 2A_m)Q}{2\pi C f_0} = 43400\Omega$$

按照 E96 系列， $R_1=681\Omega$ ， $R_2=43.2\text{k}\Omega$ ，运放选择 OPA1611，供电电压 $\pm 5\text{V}$ ，得电路如图 Section94-4。

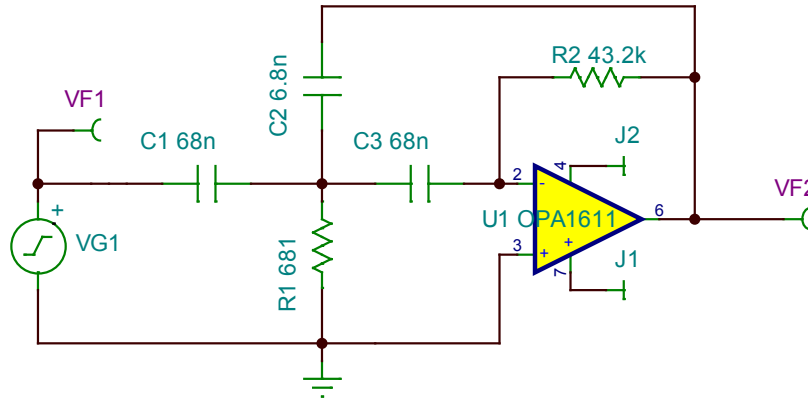


图 Section94-4 举例 2 MFB 型低通滤波器

仿真得到的频率特性如图 Section94-5 所示。按照 Section93 举例 2 所述的方法，得到测量结果如下表。

	中频增益	下限截止频率	特征频率	Q 值
理论值	10 倍	1000Hz	1359Hz	12
测量方法	100kHz 处增益	17dB 处的频率	-90°处的频率	实测特征频率点处的增益
测量数据	20.01dB	1000Hz	1.36kHz	21.55dB
换算实测值	10.01	1000Hz	1360	11.94
误差	0.1%	0%	0.074%	-0.5%

结果表明，仿真结果与设计要求较为吻合。在图 Section94-5 所示的频率特性中，可以明显看到，由于  $Q=1.2$ ，该滤波器为切比雪夫型，有明显的增益隆起。

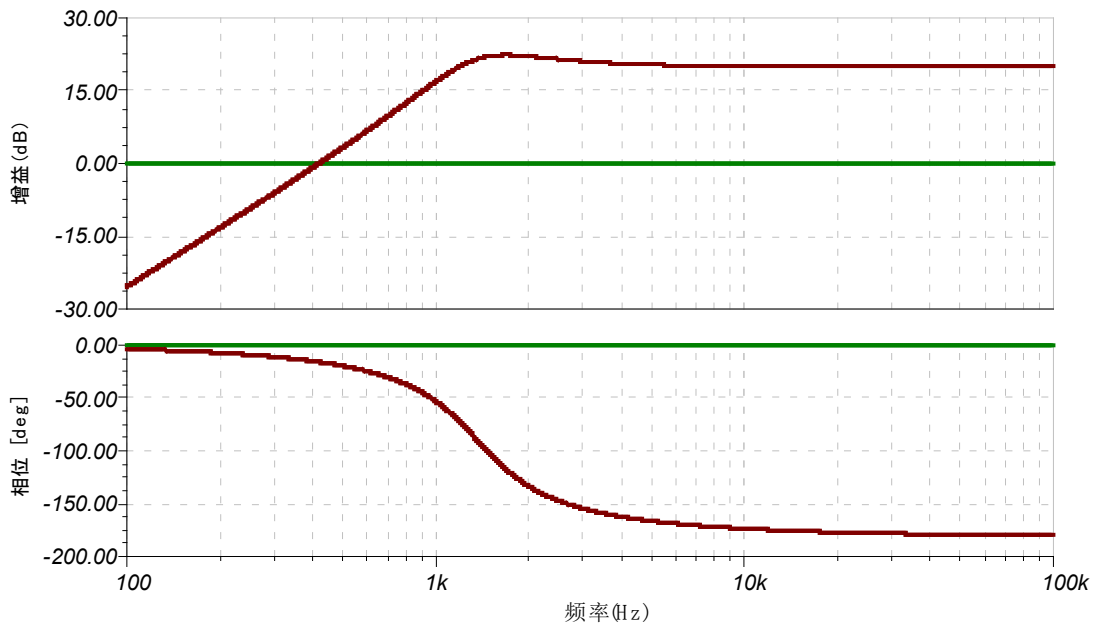


图 Section94-5 举例 2 仿真得到的频率特性



## Section95. 高阶高通滤波器

高阶高通滤波器的设计方法，与高阶低通滤波器设计方法几乎完全一致：确定阶数，查找合适的表格——高通、低通使用完全相同的表格，确定每一块  $1/K$  和  $Q$ ，独立设计每一块，然后级联即可。

由于高通滤波器中，特征频率与截止频率的关系，与低通滤波器正好相反。因此，为了保证表 Section88-1 维持不变，在阶高通滤波器中，各级的特征频率与截止频率关系为：

$$f_0 = \frac{f_c}{1/K}$$

[Section95-1]

### 举例 1：

设计一个 9 阶 SK 型高通滤波器。要求，中频增益为 1 倍，截止频率为 1000Hz，巴特沃斯型。用仿真软件实证。

解：首先确定电路结构。因中频增益为 1，可以使用 SK 型 4 元件电路组成 2 阶高通滤波器，共使用 4 个，再用一个一阶高通。查表 Section88-1，找到巴特沃斯列，得如下截图。

	$1/K$	$Q$
9	1.000	
	1.000	0.527
	1.000	0.653
	1.000	1.000
	1.000	2.879

根据  $f_c=1000\text{Hz}$ ，利用式(Section95-1)计算各级的特征频率  $f_0$ ，列于下表右侧，因  $1/K$  均为 1，因此各级的特征频率均为 1000Hz。依据对应的表格和公式进行选择 and 计算：

第 n 块	阶数	$1/K$	$Q$	$f_0$	C/nF 选择 表 Section84-1	$R_1$ 计算 式(Section91-5)	$R_2$ 计算 式(Section91-6)
1	2	1.000	0.527	1000	100	1510	1677
2	2	1.000	0.653	1000	100	1219	2079
3	2	1.000	1.000	1000	100	796	3183
4	2	1.000	2.879	1000	100	276	9164
						式 (Section79-4)	
5	1	1.000		1000	100	1592	

按照上述选择和计算结果 (绿色字)，设计电路如图 Section95-1 所示。

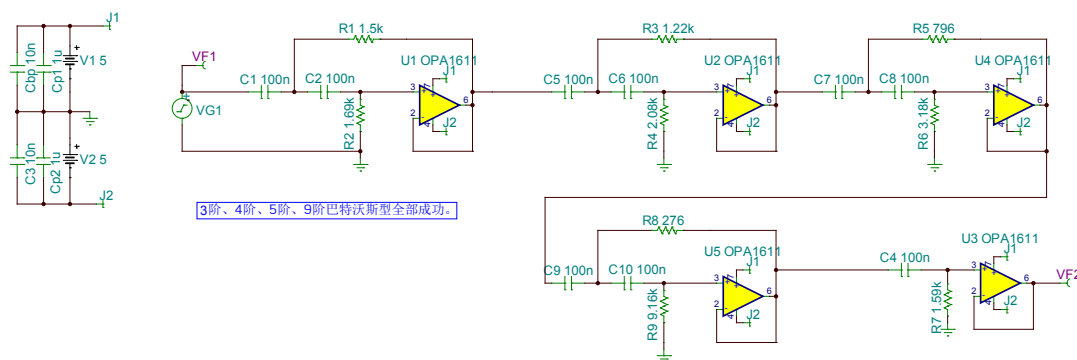


图 Section95-1 举例 1 电路，巴特沃斯型 9 阶高通滤波器

关键测试结果如下：

- 1) 中频增益，选择频率为 100kHz，实测增益为-5.67m dB，与设计要求 0dB 吻合。
- 2) -3.01dB 点的频率为 1kHz。与设计要求 1000Hz 完全吻合。
- 3) 整体特征频率，在相频特性图中，找到 9 阶对应的-315°点，为 1kHz，此处增益为-3.01dB，换算成中频增益的倍数为 0.707 倍，此即为 Q 值。可知此电路的截止频率与特征频率均为 1kHz，确实为巴特沃斯型。

### 举例 2：

设计一个 9 阶高通滤波器。要求，中频增益为 10 倍，截止频率为 1000Hz，切比雪夫 0.1dB 型。用仿真软件实证。

解：首先先确定电路结构。把 10 倍增益交给一阶滤波器完成，前面选择 4 个独立的二阶滤波器，用 SK 型 4 元件电路实现即可。

其次，在表 Section88-1，找到 9 阶和切比雪夫 0.1dB 的交叉位置，如下表：

		0.1dB 切比雪夫		$f_0$
		1/K	Q	
9 阶		0.279		1000/0.279=3584Hz
		0.431	0.822	1000/0.431=2320Hz
		0.678	1.585	1000/0.678=1475Hz
		0.878	3.145	1000/0.878=1139Hz
		0.986	10.180	1000/0.986=1014Hz

据式(Section95-1)，可以计算出各级滤波器的特征频率，写于表格右侧。

第三，根据系数，设计各块滤波器：

- 1) 对一阶高通滤波器，选择电容为 100nF，利用式(Section79-4)，得：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 3584 \times 100 \times 10^{-9}} = 444.1\Omega$$

同时，设置增益电阻分别为 1kΩ 和 9kΩ，以完成 10 倍增益。

- 2) 对 4 个二阶滤波器，设计方法相同，以  $Q=0.822$ ，特征频率为 2320Hz 为例：选择  $C1=C2=0.1\mu F$ ，利用式(Section91-5/6)计算两个电阻值： $R1=417.3\Omega$ ， $R2=1128\Omega$ 。依次对剩余的三个二阶滤波器进行设计，即可得到全部电路如图 Section95-2 所示。

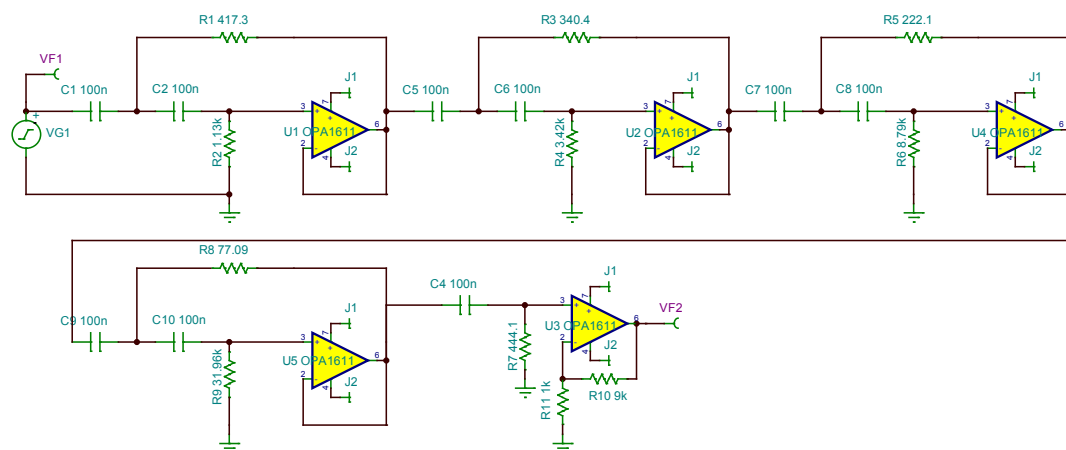


图 Section95-2 举例 2 电路，9 阶高通切比雪夫 0.1dB 滤波器

关键测试结果如下：

- 1) 中频增益，选择频率为 100kHz，实测增益为 19.99dB，与设计要求的 20dB 吻合。
- 2) -3.01dB 点，即 19.99-3.01=16.98dB 的频率为 1kHz。与设计要求的 1000Hz 完全吻合。
- 3) 整体特征频率，在相频特性图中，找到 9 阶对应的 -315° 点，为 1.24kHz，此处增益为 19.96dB，换算成中频增益的倍数为 0.9966 倍，此即为 Q 值。
- 4) 最大波动为 19.88dB，比中频增益小 0.11dB，符合设计要求。

### 举例 3：

设计一个 6 阶高通滤波器。要求，中频增益为 2 倍，截止频率为 7Hz，贝塞尔型。用仿真软件实证。

解：首先先确定电路结构。把 2 倍增益交给第一级滤波器完成，用 SK 型 6 元件电路实现，后面选择 2 个独立二阶滤波器，用 SK 型 4 元件电路实现即可。

其次，在表 Section88-1，找到 6 阶和切比雪夫 0.1dB 的交叉位置，如下表：

	贝塞尔型		$f_0$
	1/K	Q	
6 阶	1.605	0.510	7/1.605=4.361Hz
	1.690	0.611	7/1.690=4.142Hz
	1.905	1.023	7/1.905=3.675Hz

据式(Section95-1)，可以计算出各级滤波器的特征频率，写于表格右侧。

第三，根据系数，设计各块滤波器：

- 1) 对第一级 2 倍增益高通滤波器，电路采用图 Section92-1 所示的 6 元件电路，选择电容为 10 $\mu$ F，利用式(Section92-6/7)，计算电阻 R2=2702 $\Omega$ ，R1=4929 $\Omega$ 。

同时，设置增益电阻分别为 10k $\Omega$  和 10k $\Omega$ ，以完成 2 倍增益。

- 2) 对后 2 个二阶滤波器，设计方法相同，以 Q=0.611，特征频率为 4.142Hz 为例：选择 C1=C2=10 $\mu$ F，利用式(Section91-5/6)计算两个电阻值：R1=3144 $\Omega$ ，R2=4695 $\Omega$ 。得到全部电路如图 Section95-3 所示。关键测试结果如下：

- 1) 中频增益，选择频率为 100kHz，实测增益为 6.02dB，与设计要求的 2 倍吻合。
- 2) -3.01dB 点，即 6.02-3.01=3.01dB 的频率为 6.99Hz。与设计要求的 7Hz 吻合。

3) 整体特征频率, 在相频特性图中, 找到 6 阶对应的 $-90^\circ$ 点, 为 3.97Hz, 增益为 $-4.59\text{dB}$ , 换算成归一化增益为 $-4.59-6.02=-10.61\text{dB}$ , 倍数为 0.294 倍, 此即为  $Q$  值。可以看出, 它属于贝塞尔滤波器。

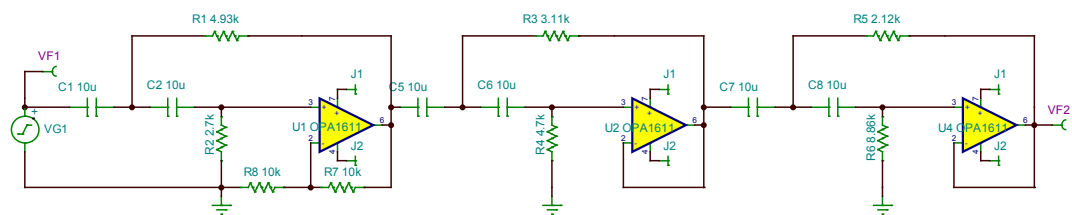


图 Section95-3 举例 3 电路, 6 阶高通贝塞尔型滤波器

## Section96. 单电源高通滤波器

相对于低通滤波器，高通滤波器实施单电源改造会更加容易。原因是，高通滤波器本身就有隔直作用，电路本身的静态电位从入端开始，就不受信号源静态电位影响。

### 4 元件单电源 SK 型高通滤波器

左图为双电源电路，右图为改造后的单电源电路。它只是用一对儿分压电阻  $R_{2A}$  和  $R_{2B}$  代替了原电路中的  $R_2$ ，要求：

$$\begin{cases} \frac{R_{2A} \times R_{2B}}{R_{2A} + R_{2B}} = R_2 \\ V_S \times \frac{R_{2A}}{R_{2A} + R_{2B}} = U_{OQ} \end{cases}$$

(Section96-1)

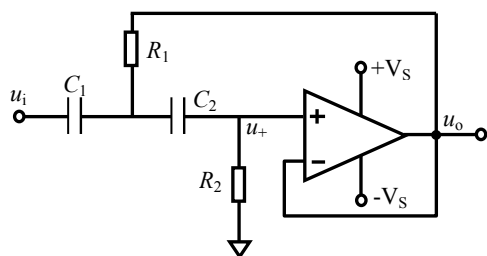


图 Section91-1 SK 型单位增益高通滤波器

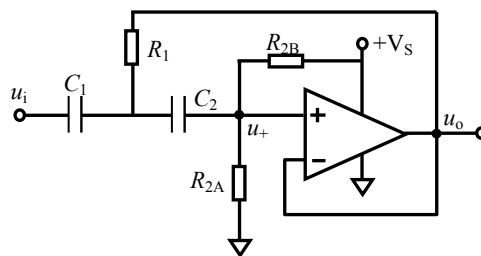


图 Section96-1 单电源 SK 型单位增益高通滤波器

其中， $U_{OQ}$ 为期望的输出静态电压，一般为  $0.5V_S$ 。

因此，设计一个单电源 4 元件 SK 型高通滤波器的方法如下：

- 1) 按照双电源 4 元件 SK 型高通滤波器设计方法，得到  $C$  和  $R_1$ 、 $R_2$ ；
- 2) 按照图 Section96-1 设计电路，其中：

$$\begin{cases} R_{2B} = R_2 \times \frac{V_S}{U_{OQ}} \\ R_{2A} = R_2 \times \frac{V_S}{V_S - U_{OQ}} \end{cases}$$

(Section96-2)

### 举例 1：

设计一个二阶 SK 型高通滤波器。要求，单电源供电电压 2V，输出静态电压 1V，空载时输出信号不失真幅度超过 0.97V，中频增益为 1 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.707$ 。按照题目要求，完成电路结构、阻容参数设计，并选择合适的运放，用仿真软件实证。

解：首先确定电路结构。因单电源供电，且中频增益为 1，可选择单电源 SK 型 4 元件电路，如图 Section96-1。

其次，完成双电源阻容参数设计：选择电容为 100nF，按照式(Section91-5/6)计算得： $R_1=1125.4\Omega$ ， $R_2=2250.8\Omega$ 。

第三，完成单电源改造。据式(Section96-2)， $V_S=2V$ ， $U_{OQ}=1V$ ，则有：

$R_{2A}=4501.6\Omega$ ； $R_{2B}=4501.6\Omega$ ；按照 E96 系列选取， $R_1=1.13k\Omega$ ； $R_{2A}=4.53k\Omega$ ； $R_{2B}=4.53k\Omega$ 。

第四，选择合适的运放，需要考虑以下几点：

- 1) 运放最低工作电压必须小于等于 2V；
- 2) 作为高通滤波器的核心运放，其带宽在满足式(Section90-1)的同时，还需考虑是否有上限截止频率的要求。本题中没有这个要求，因此只需带宽大于 100kHz 即可。
- 3) 要求输出不失真幅度超过 0.97V，则要求空载输出至轨电压小于 30mV。

综上所述，选择 ADI 公司的运放 AD8515 较为合适。其核心参数如下：1.8V~5V 供电，5MHz 带宽，输出至轨电压 10mV，很关键的是，它的价格不高。

据此设计电路如图 Section96-2 所示，用 Multisim12.0 仿真软件实现。图 Section96-3 为该电路的仿真频率特性，基本满足设计要求。

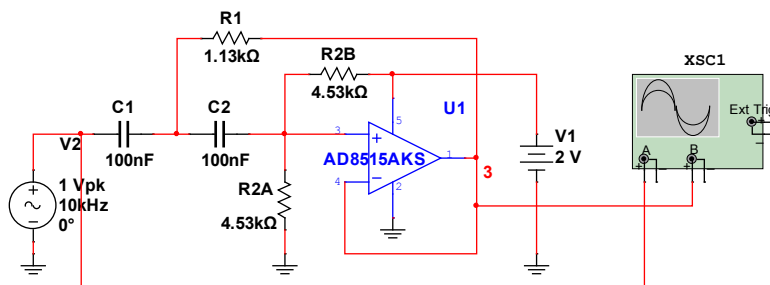


图 Section96-2 举例 1 单电源 SK 型 4 元件高通  
AC Analysis

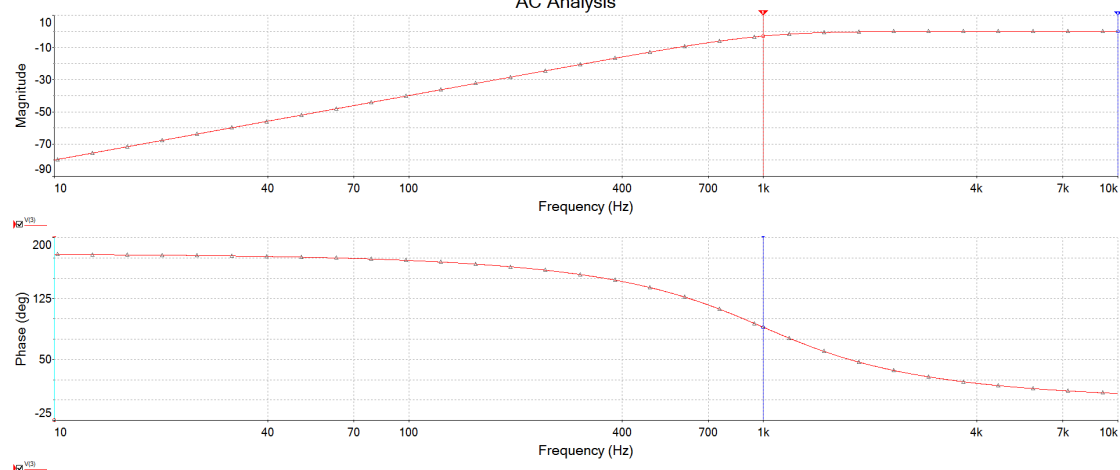


图 Section96-3 举例 1 仿真频率特性

用仿真软件提供的示波器功能，获得 100kHz、1V 输入信号时的波形如图 Section96-4 所示，基本达到了设计要求。

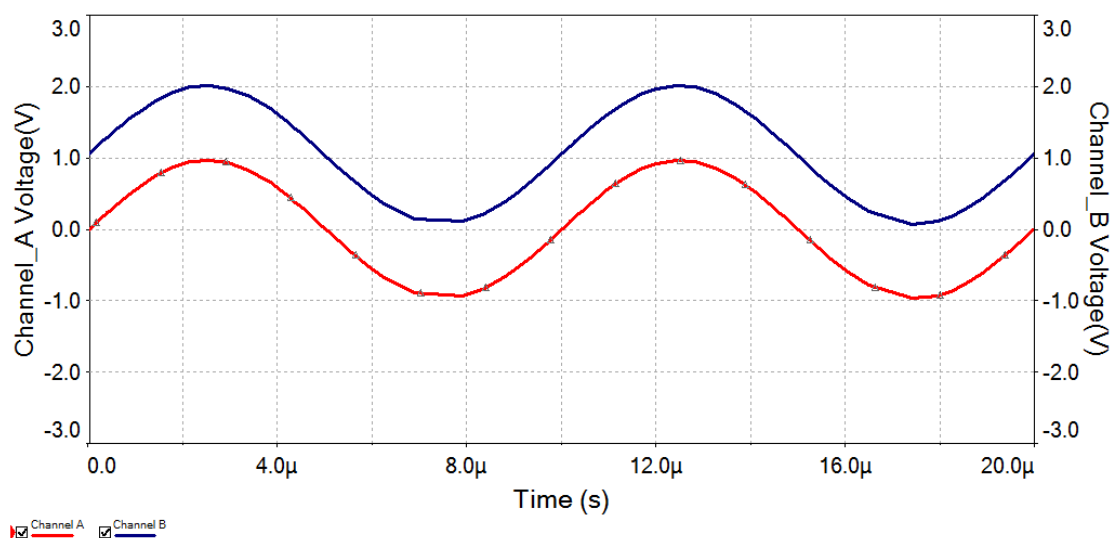


图 Section96-4 举例 1 仿真输入输出波形

### 6 元件单电源 SK 型高通滤波器

电路如图 Section96-5 所示。类似的，它用一对儿分压电阻  $R_{2A}$  和  $R_{2B}$  代替了原电路中的  $R_2$ ，要求：

$$\begin{cases} \frac{R_{2A} \times R_{2B}}{R_{2A} + R_{2B}} = R_2 \\ V_S \times \frac{R_{2A}}{R_{2A} + R_{2B}} \times A_m = U_{OQ} \end{cases}$$

[Section96-3]

其中， $U_{OQ}$ 为期望的输出静态电压，一般为  $0.5V_S$ 。

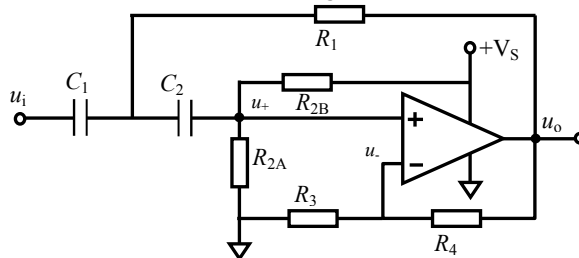


图 Section96-5 单电源 6 元件 SK 型二阶高通滤波器

因此得：

$$\begin{cases} R_{2B} = R_2 \times \frac{A_m V_S}{U_{OQ}} \\ R_{2A} = R_2 \times \frac{A_m V_S}{A_m V_S - U_{OQ}} \end{cases}$$

[Section96-4]

## 举例 2 :

设计一个二阶 SK 型高通滤波器。要求，单电源供电电压 3.6V，输出静态电压 1.8V，空载时输出信号不失真幅度超过 1.70V，中频增益为 10 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.707$ 。按照题目要求，完成电路结构、阻容参数设计，并选择合适的运放，用仿真软件实证。

解：首先确定电路结构。因单电源供电，且中频增益为 10，可选择单电源 SK 型 6 元件电路，如图 Section96-5。

其次，完成双电源阻容参数设计：选择电容为 100nF，按照式(Section92-6/7)计算得： $R_1=3985.5\Omega$ ， $R_2=635.6\Omega$ ， $R_3=1k\Omega$ ， $R_4=9.09k\Omega$ 。

第三，完成单电源改造。据式(Section96-4)， $V_S=3.6V$ ， $U_{OQ}=1.8V$ ，则有：

$R_{2B}=12712\Omega$ ； $R_{2B}=669.05\Omega$ ；按照 E96 系列选取， $R_1=3.99k\Omega$ ； $R_{2A}=668\Omega$ ； $R_{2B}=12.7k\Omega$ 。

第四，选择合适的运放，需要考虑以下几点：

- 1) 运放最低工作电压必须小于等于 3.6V，最高工作电压必须大于等于 3.6V；
- 2) 作为高通滤波器的核心运放，其带宽在满足式(Section90-1)的同时，还需考虑是否有上限截止频率的要求。本题中没有这个要求，因此只需带宽大于 100kHz 即可。
- 3) 要求输出不失真幅度超过 1.70V，则要求空载输出至轨电压小于 100mV。

综上所述，选择 TI 公司的运放 TLV2780/2781 较为合适。其核心参数如下：1.8V~3.6V 供电，8MHz 带宽，输出至轨电压 70mV。当然，ADI 的 AD8515 也是合适的。

用 TINA-TI 设计的仿真电路如图 Section96-6 所示，仿真结果如图 Section96-7 所示。从结果看，满足设计要求。

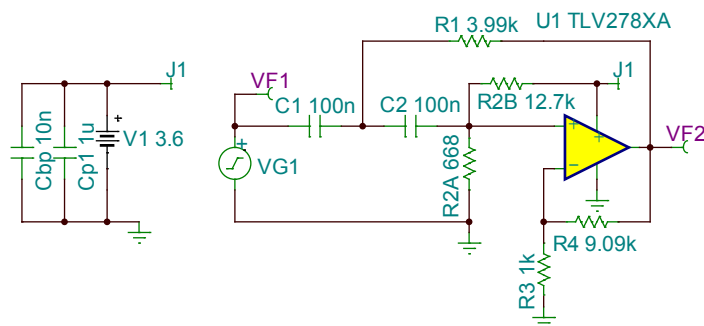


图 Section96-6 举例 2 电路

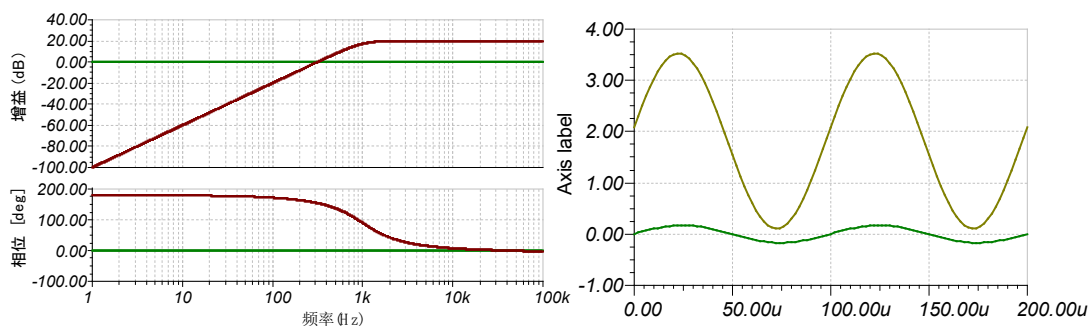


图 Section96-7 举例 2 频率特性和输入输出波形



## 单电源 MFB 型高通滤波器

对 MFB 型高通滤波器的单电源改造，是最为容易的：所有双电源电路计算的阻容参数，均不改变，只需要将原先接地的正输入端，增加一对儿分压电阻，提供一个直流电压，使其与输出静态电压相同即可。电路如图 Section96-8 所示。

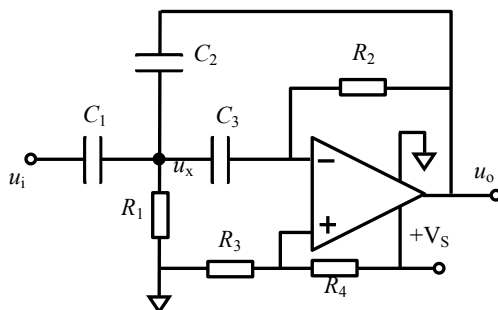


图 Section96-8 单电源 MFB 型高通滤波器

### 举例 3：

设计一个单电源二阶 MFB 型高通滤波器，供电电压 5V。要求，只能使用一只运放，滤波器的中频增益为 0.5 倍，截止频率为 1kHz， $Q=0.707$ ，滤波器静态输出电压为 2.5V。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：这个例子是 Section94 中举例 1 的单电源版本，要求完全相同。本例使用 MFB 求解方法二实现。电路阻容参数设计过程在此不重复，结论如图。然后，用两个 10kΩ 电阻实现 2.5V 即可。仿真电路如图 Section96-9 所示，仿真结果如图 Section96-10 所示，输入为 100kHz，4.7V 正弦波，输出被衰减了一半。

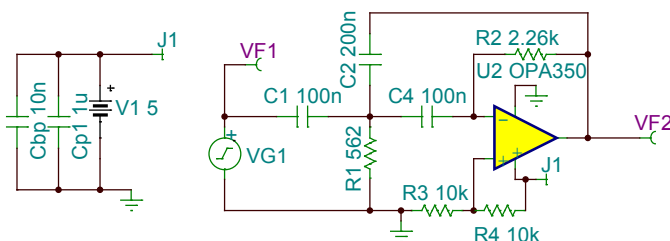


图 Section96-9 举例 3 仿真电路

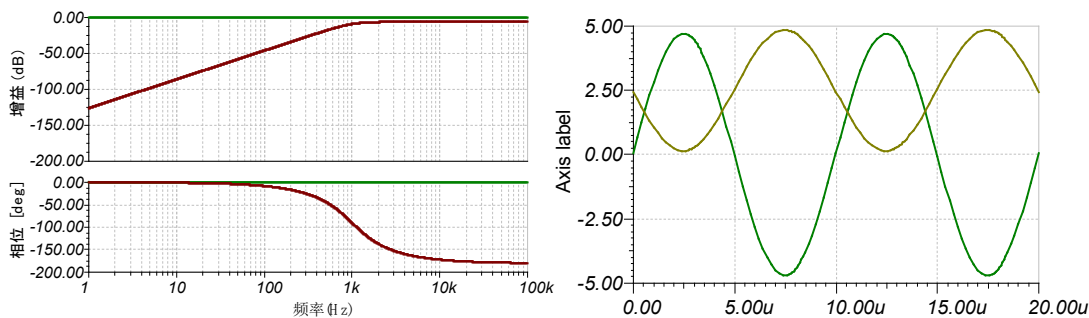


图 Section96-10 举例 3 仿真结果

## 4.5. 运放组成的带通滤波器

运放组成的带通滤波器——Band Pass Filter，分为两类：一类由低通滤波器串联高通滤波器组成，具有两个独立频点的宽带通滤波器，这极为简单。另一类是具有单一频点的窄带通滤波器，也叫选频放大器。

### Section97. 双频点带通滤波器——宽带通

双频点带通滤波器的幅频特性如图 Section97-1 所示，其中  $f_L$  和  $f_H$  相距较远。当  $f_L$  和  $f_H$  相距很近时，就演变成了下节介绍的单频点选频放大器。

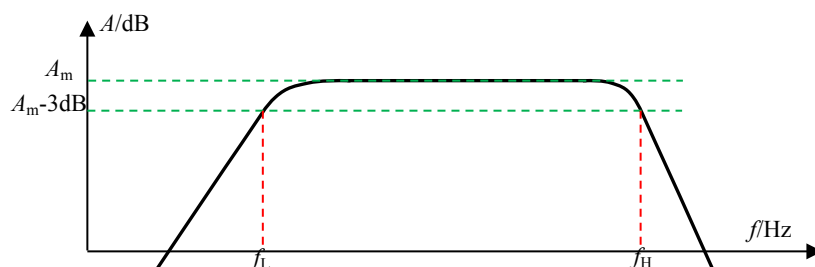


图 Section97-1 双频点带通滤波器幅频特性示意图

实现双频点带通滤波器非常简单，将一个下限截止频率为  $f_L$  的高通滤波器，与一个上限截止频率为  $f_H$  的低通滤波器直接串联，即可。其中的高通和低通滤波器，可以根据设计需要，独立设计，比如选择不同的通带内增益、不同的  $Q$  值等。注意需要满足：

$$A_m = A_{m1} \times A_{m2}$$

图 Section97-2 和 Section97-3 是两种不同的级联方法，区别在于先后次序。理论上，它们没有什么区别，但是在实用中，前者可能对降低总输出噪声有效，后者可能对降低输出失调电压有效，在具体应用中应具体分析。

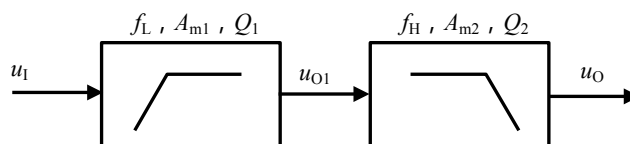


图 Section97-2 高通+低通实现双频点带通滤波器

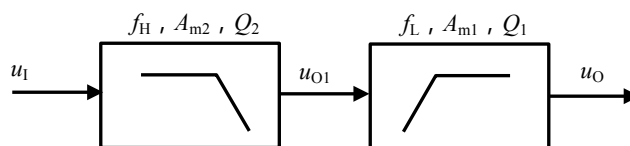


图 Section97-3 低通+高通实现双频点带通滤波器

## Section98. 单频点选频放大器——窄带通

### 回顾传函

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2} \quad \text{[Section82-1]}$$

$$\Omega = \frac{f}{f_0} \quad \text{[Section82-2]}$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{\Omega_0}{\Delta\Omega} = \frac{1}{\Omega_H - \Omega_L} \quad \text{[Section82-4]}$$

### SK 型通用电路和频域表达式

与图 Section84-1 相比，更为通用的 SK 结构如图 Section98-1 所示。它多了一个  $Z_5$ ，并且将跟随器改为  $G$  倍增益。此结构将带来更为丰富的变化。

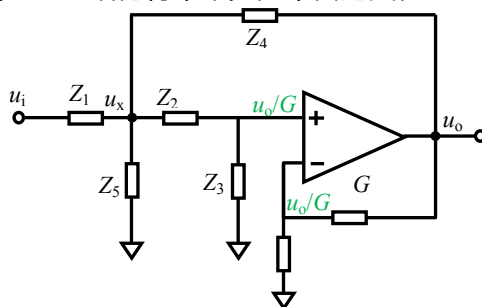


图 Section98-1 Sallen-Key 型滤波器通用模式

设图中  $u_x$  为临时变量，结合运放的虚短，有：

$$U_x(S) \times \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = U_o(S)/G, \text{ 即} \quad (1)$$

$$U_x(S) = \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3 G} U_o(S)$$

在  $u_x$  点，利用 KCL，结合虚断，可得：

$$\frac{U_i(S) - U_x(S)}{Z_1} = \frac{U_x(S) - U_o(S)}{Z_4} + \frac{U_x(S)}{Z_2 + Z_3} + \frac{U_x(S)}{Z_5} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2)，得：

$$\frac{U_i(S) - \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3 G} U_o(S)}{Z_1} = \frac{\frac{Z_2 + Z_3}{Z_3 G} U_o(S) - U_o(S)}{Z_4} + \frac{\frac{Z_2 + Z_3}{Z_3 G} U_o(S)}{Z_2 + Z_3} + \frac{\frac{Z_2 + Z_3}{Z_3 G} U_o(S)}{Z_5}$$

化简过程为：

$$\begin{aligned}
 U_i(S) &= U_o(S) \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3 G} + U_o(S) \left( \frac{Z_2 + Z_3 - Z_3 G}{Z_3 G} \right) \frac{Z_1}{Z_4} + U_o(S) \frac{Z_1}{Z_3 G} + U_o(S) \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3}{Z_5 Z_3 G} \\
 &= U_o(S) \times \left( \frac{Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5}{Z_3 Z_4 Z_5 G} + \frac{Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 - Z_1 Z_3 Z_5 G}{Z_3 Z_4 Z_5 G} + \frac{Z_1 Z_4 Z_5}{Z_3 Z_4 Z_5 G} + \frac{Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4}{Z_3 Z_4 Z_5 G} \right) \\
 &= U_o(S) \frac{Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 - Z_1 Z_3 Z_5 G}{Z_3 Z_4 Z_5 G}
 \end{aligned}$$

得：

$$\begin{aligned}
 A(S) &= \frac{U_o(S)}{U_i(S)} \\
 &= \frac{Z_3 Z_4 Z_5 G}{Z_2 Z_4 Z_5 + Z_3 Z_4 Z_5 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_3 Z_4 - Z_1 Z_3 Z_5 G} \quad \text{(Section98-1)}
 \end{aligned}$$

当  $Z_5 = \infty, G = 1$ ，此电路就是图 Section84-1，将条件带入上式，有：

$$A(S) = \frac{Z_3 Z_4}{Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4 + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_4}$$

与式(Section84-1)结论完全相同，说明本节此图是更为通用的。

### Sallen-Key 型窄带通电路一

电路如图 Section98-2 所示。其中形成增益  $G$  的电阻没有标注，读者可以自行设计。与图 Section98-1 电路相比，区别列于下表。

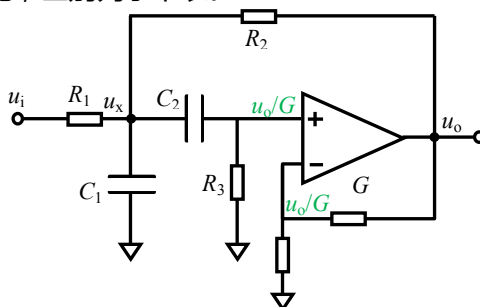


图 Section98-2 Sallen-Key 型窄带通滤波器一

公式表示	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$
电路实物	$R_1$	$C_2$	$R_3$	$R_2$	$C_1$
带入表达式	$R_1$	$1/SC_2$	$R_3$	$R_2$	$1/SC_1$

将  $Z_1$ - $Z_5$  用表中表达式代替，代入式(Section98-1)得：

$$\begin{aligned}
 A(S) &= \frac{U_o(S)}{U_i(S)} \\
 &= \frac{R_3 R_2 \frac{1}{SC_1} G}{\frac{1}{SC_2} R_2 \frac{1}{SC_1} + R_3 R_2 \frac{1}{SC_1} + R_1 \frac{1}{SC_2} \frac{1}{SC_1} + R_1 R_3 \frac{1}{SC_1} + R_1 R_2 \frac{1}{SC_1} + R_1 \frac{1}{SC_2} R_2 + R_1 R_3 R_2 - R_1 R_3 \frac{1}{SC_1} G} \\
 &= \frac{R_3 R_2 C_2 G}{R_2 + SC_2 R_3 R_2 + R_1 + SC_2 R_1 R_3 + SC_2 R_1 R_2 + SC_1 R_1 R_2 + S^2 C_2 R_1 R_3 R_2 C_1 - SC_2 R_1 R_3 G} \\
 &= \frac{R_3 R_2 C_2 G}{R_1 + R_2 + S(C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G))) + C_1 R_1 R_2} + S^2 C_1 C_2 R_1 R_3 R_2 \\
 &= \frac{S \frac{R_3 R_2 C_2 G}{R_1 + R_2}}{1 + S \frac{(C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G))) + C_1 R_1 R_2}{R_1 + R_2}} + S^2 \frac{C_1 C_2 R_1 R_3 R_2}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

用频域表达为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{j\omega \frac{R_3 R_2 C_2 G}{R_1 + R_2}}{1 + j\omega \frac{(C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G)) + C_1 R_1 R_2)}{R_1 + R_2} + (j\omega)^2 \frac{C_1 C_2 R_1 R_3 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (3)$$

特征角频率 $\omega_0$ 发生在表达式分母中的实部为0处，即

$$(j\omega_0)^2 \frac{C_1 C_2 R_1 R_3 R_2}{R_1 + R_2} = -1$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3 (R_1 \parallel R_2)}}$$

在此基础上，将式(3)向式(Section82-1)形式演变：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{j\Omega \frac{1}{Q}}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$$

其中：

$$A_m = \frac{R_3 R_2 C_2 G}{(C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G)) + C_1 R_1 R_2)} = \frac{R_3 R_2 C_2 G}{m}$$

$$m = C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G)) + C_1 R_1 R_2$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{(C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G)) + C_1 R_1 R_2) \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3 (R_1 \parallel R_2)}}}{R_1 + R_2} = \frac{m \times \omega_0}{R_1 + R_2}$$

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{m \times \omega_0}$$

Q 达到最大值的情况是：

$$C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G)) + C_1 R_1 R_2 = 0$$

### Sallen-Key 型窄带通电路一的易用型电路

图 Section98-2 电路中，如果不对电阻电容实施约束，剧情就太复杂了。为了方便设计，通常对电路中的电阻和电容实施一定的约束，形成了易用型电路。常见的约束为：

$C_1=C_2=C$ ， $R_1=R_2=R$ ， $R_3=2R$ 。见图 Section98-3。在此约束下，有：

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3 (R_1 \parallel R_2)}} = \frac{1}{RC}$$

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

(Section98-2)

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{j\Omega \frac{1}{Q}}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$$

$$m = C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G)) + C_1 R_1 R_2 = 2CR^2(3 - G)$$

$$A_m = \frac{R_3 R_2 C_2 G}{m} = \frac{2CR^2 G}{2CR^2(3 - G)} = \frac{G}{3 - G}$$

(Section98-3)

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{m \times \omega_0} = \frac{2R}{2CR^2(3 - G) \times \frac{1}{RC}} = \frac{1}{3 - G}$$

[Section98-4]

此时可以看出，中频增益和  $Q$  值，均与  $3-G$  有关，且如果  $G$  近似为 3 但小于 3，那么有可能出现  $Q$  和  $A_m$  都特别大的情况。本电路可以通过改变  $G$ ，实现不同的设计要求。

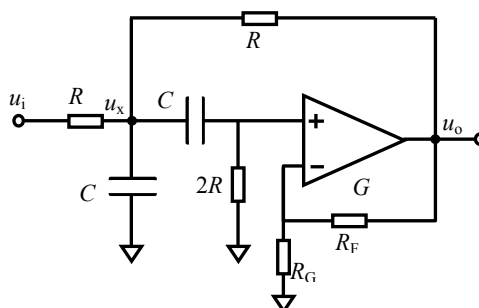


图 Section98-3 Sallen-Key 型窄带通滤波器一易用型

### 举例 1：

设计一个 SK 型窄带通滤波器。要求，只能使用一只运放，滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=10$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：采用窄带滤波器一易用型电路。按照表 Section84-1，选择电容  $C=1\mu\text{F}$ ，根据式 (Section98-2)，可以反算出：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 50 \times 1 \times 10^{-6}} = 3183\Omega$$

因此，根据表 Section84-2 的 E96 系列电阻，选择  $R=3.16\text{k}\Omega$ ， $2R=6.34\text{k}\Omega$ ，最为接近。根据  $Q=10$  要求，利用式 (Section98-4)，可知：

$$Q = \frac{1}{3-G} = 10$$

则  $G=2.9$ 。又有：

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_G} = 2.9$$

选择  $R_G = 1\text{k}\Omega$ ，则理论上  $R_F = 1.9\text{k}\Omega$ ，按照 E96 系列选择， $R_F = 1.91\text{k}\Omega$ ，形成最终电路如图 Section98-4。

图 Section98-5 是该电路的仿真频率特性。可以看出，中心频率稍大，为 50.29Hz，该处电路增益为 30.5dB——即窄带通滤波器的峰值增益，-3dB 频率点有两个，分别为 52.52Hz，48.15Hz，两者的差值为 4.37Hz，按照  $Q$  值标准定义：

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{50.29}{52.52 - 48.15} = 11.5$$

总体来说，出现的上述误差是可以容忍的。

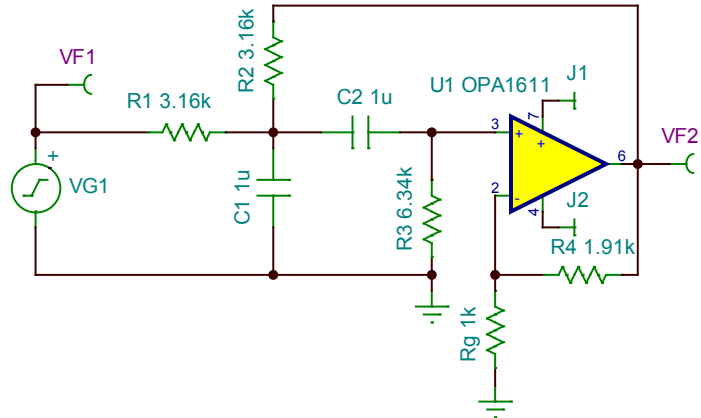


图 Section98-4 举例 1 电路

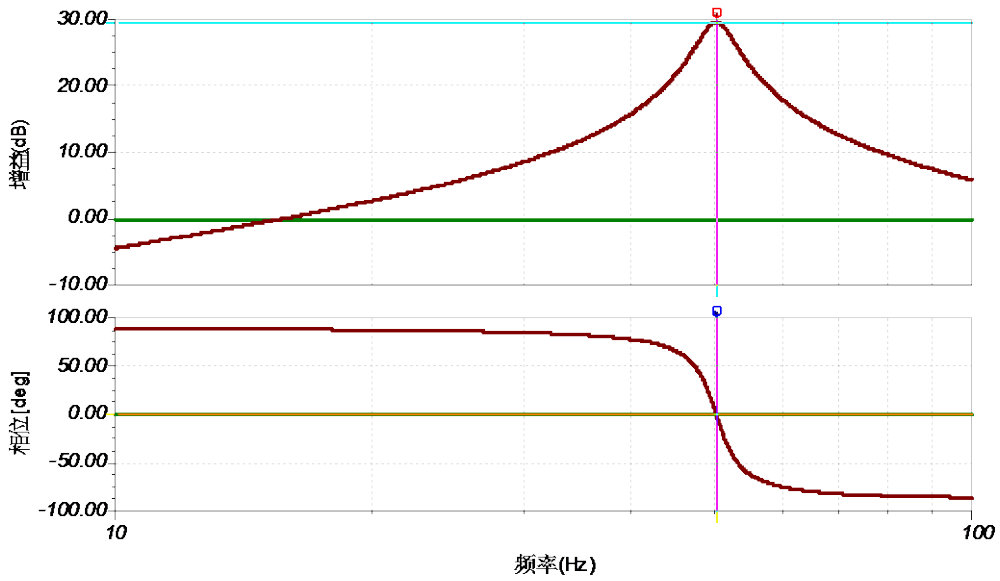


图 Section98-5 举例 1 电路仿真频率特性

### Sallen-Key 型窄带通电路二

电路如图 Section98-6 所示。其中形成增益  $G$  的电阻没有标注，读者可以自行设计。和图 Section98-2 相比，电容  $C_1$  的顶端由原先的  $u_x$  点移到电阻  $R_3$  顶端。与图 Section98-1 电路相比，区别列于下表。

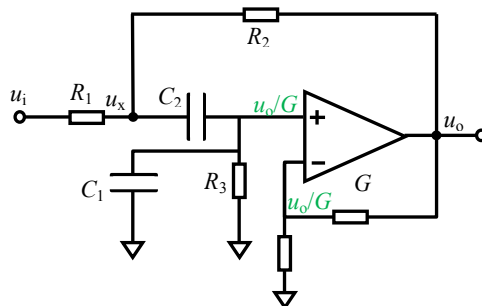


图 Section98-6 Sallen-Key 型窄带通滤波器二

公式表示	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$
电路实物	$R_1$	$C_2$	$R_3//C_1$	$R_2$	$\infty$
带入表达式	$R_1$	$1/SC_2$	$R_3/[1/SC_1]$	$R_2$	$\infty$

将  $Z_1 \sim Z_5$  用表中表达式代替，代入式(Section98-1)得：

$$\begin{aligned}
 A(S) &= \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = \frac{Z_3 Z_4 G}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_4 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4 + Z_1 Z_3 (1 - G)} \\
 &= \frac{\frac{R_3}{1 + SR_3 C_1} R_2 G}{R_1 \frac{1}{SC_2} + R_1 R_2 + R_2 \frac{1}{SC_2} + \frac{R_3}{1 + SR_3 C_1} R_2 + R_1 \frac{R_3}{1 + SR_3 C_1} (1 - G)} \\
 &= \frac{R_3 R_2 G}{SC_2 R_3 R_2 G} \\
 &= \frac{R_1 (1 + SR_3 C_1) + R_1 R_2 (1 + SR_3 C_1) (SC_2) + R_2 (1 + SR_3 C_1) + SC_2 R_3 R_2 + R_1 R_3 SC_2 (1 - G)}{SC_2 R_3 R_2 G} \\
 &= \frac{R_1 + R_2 + SR_1 R_3 C_1 + SR_1 R_2 C_2 + SR_3 R_2 C_1 + SR_3 R_2 C_2 + SR_1 R_3 C_2 (1 - G) + S^2 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{SC_2 R_3 R_2 G} \\
 &= \frac{R_1 + R_2}{1 + S \times \frac{R_1 R_3 C_1 + R_1 R_2 C_2 + R_3 R_2 C_1 + R_3 R_2 C_2 + R_1 R_3 C_2 (1 - G)}{R_1 + R_2} + S^2 \frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_2}} \\
 &= \frac{S \frac{C_2 R_3 R_2 G}{R_1 + R_2}}{1 + S \times \frac{C_1 (R_1 R_3 + R_2 R_3) + C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 - G))}{R_1 + R_2} + S^2 \frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_2}}
 \end{aligned}$$

用频域表达为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{j\omega \frac{R_3 R_2 C_2 G}{R_1 + R_2}}{1 + j\omega \frac{(C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 - G)) + C_1 (R_1 R_3 + R_2 R_3))}{R_1 + R_2} + (j\omega)^2 \frac{C_1 C_2 R_1 R_3 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (4)$$

特征角频率  $\omega_0$  发生在表达式分母中的实部为 0 处，即

$$\begin{aligned}
 (j\omega_0)^2 \frac{C_1 C_2 R_1 R_3 R_2}{R_1 + R_2} &= -1 \\
 \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3 (R_1 \parallel R_2)}}
 \end{aligned}$$

在此基础上，将式(4)向式(Section82-1)形式演变：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{j\Omega \frac{1}{Q}}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$$

其中：

$$\begin{aligned}
 A_m &= \frac{R_3 R_2 C_2 G}{C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 - G)) + C_1 (R_1 R_3 + R_2 R_3)} = \frac{R_3 R_2 C_2 G}{m} \\
 m &= C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 - G)) + C_1 (R_1 R_3 + R_2 R_3) \\
 \frac{1}{Q} &= \frac{(C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 - G)) + C_1 (R_1 R_3 + R_2 R_3)) \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3 (R_1 \parallel R_2)}}}{R_1 + R_2} = \frac{m \times \omega_0}{R_1 + R_2} \\
 Q &= \frac{R_1 + R_2}{m \times \omega_0}
 \end{aligned}$$

Q 达到最大值的情况是：

$$(C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 - G)) + C_1 (R_1 R_3 + R_2 R_3)) = 0$$



## Sallen-Key 型窄带通电路二的易用型电路

图 Section98-6 电路也有易用型电路，对电路中的电阻和电容实施一定的约束即可。  
约束为： $C_1=C_2=C$ ， $R_1=R_2=R$ ， $R_3=2R$ 。见图 Section98-7。

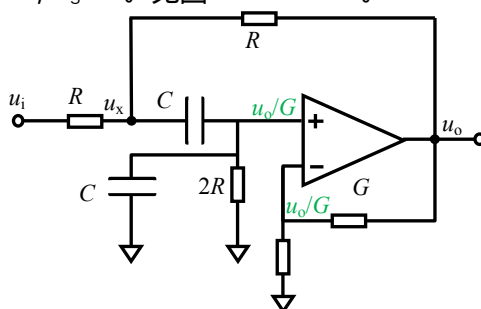


图 Section98-7 Sallen-Key 型窄带通滤波器二易用型

在此约束下，有：

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3 (R_1 \parallel R_2)}} = \frac{1}{RC}$$

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

[Section98-5]

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{j\Omega \frac{1}{Q}}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$$

$$m = C_2(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3(1 - G)) + C_1(R_1 R_3 + R_2 R_3) = C(9R^2 - 2R^2 G)$$

$$= 2CR^2(4.5 - G)$$

$$A_m = \frac{R_3 R_2 C_2 G}{m} = \frac{2CR^2 G}{2CR^2(4.5 - G)} = \frac{G}{4.5 - G}$$

[Section98-6]

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{m \times \omega_0} = \frac{2R}{2CR^2(4.5 - G) \times \frac{1}{RC}} = \frac{1}{4.5 - G}$$

[Section98-7]

此时可以看出，中频增益和 Q 值，均与 4.5-G 有关，且如果 G 近似为 4.5 但小于 4.5，那么有可能出现 Q 和  $A_m$  都特别大的情况。本电路可以通过改变 G，实现不同的设计要求。

以上两个电路，都属于 Sallen-Key 架构，具体接法不同，就带来了不同的效果。

### 举例 2：

设计一个 SK 型窄带通滤波器。要求，只能使用一只运放，滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=10$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：采用窄带滤波器二易用型电路。按照表 Section84-1，选择电容  $C=1\mu\text{F}$ ，根据根据式(Section98-2)，可以反算出：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 50 \times 1 \times 10^{-6}} = 3183\Omega$$

因此，根据表 Section84-2 的 E96 系列电阻，选择  $R=3.16\text{k}\Omega$ ， $2R=6.34\text{k}\Omega$ ，最为接近。

根据  $Q=10$  要求，利用式(Section98-4)，可知：

$$Q = \frac{1}{4.5 - G} = 10$$

则  $G=4.4$ 。又有：

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_G} = 4.4$$

选择  $R_G = 1\text{k}\Omega$ ，则理论上  $R_F = 3.4\text{k}\Omega$ ，按照 E96 系列选择， $R_F = 3.40\text{k}\Omega$ ，形成最终电路如图 Section98-8。

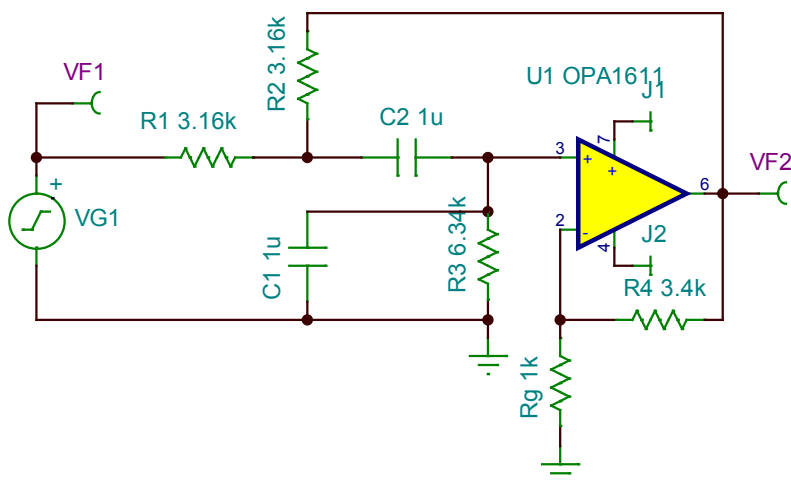


图 Section98-8 举例 2 电路

读者可以自己观察该电路的仿真频率特性。可以看出，中心频率稍大，为 50.29Hz，该处电路增益为 33.0dB——即窄带滤波器的峰值增益，-3dB 频率点有两个，分别为 52.83Hz，47.87Hz，两者的差值为 4.96Hz，按照 Q 值标准定义：

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{50.29}{52.83 - 47.87} = 10.14$$

总体来说，出现的上述误差是可以容忍的。

对比举例 1 和举例 2，可以发现，两个电路都能实现  $Q=10$  的要求，但是峰值增益存在差异。根据峰值增益定义，对举例 1 电路应为：

$$A_m = \frac{G}{3 - G} = \frac{2.91}{3 - 2.91} = 32.33 = 30.19\text{dB}$$

对举例 2 电路应为：

$$A_m = \frac{G}{4.5 - G} = \frac{4.4}{4.5 - 4.4} = 44 = 32.87\text{dB}$$

在实际应用中，这点差异不会带来太大的影响。

## MFB 型窄带通

从前面多节分析看，Sallen-Key 电路有一种通用结构，如图 Section84-1。选择电阻或者电容取代图中的 Z，可以形成不同的滤波器类型。从目前看，我们已经实现了低通、高通和窄带通滤波器，它们都没有逃脱图 Section84-1 结构。

MFB 型电路与此类似，也有通用结构。如图 Section98-9 所示。将图中的 Z 用电阻或者电容取代，会得到不同的滤波器效果。为此，本节推导 MFB 电路结构的通用表达式。

一种方法是写出图中  $u_x$  点表达式，列出该节点的电流之和等于 0 方程，由此可以获得  $u_0$  与  $u_1$  的关系。但我更喜欢使用 MF 方框图法。

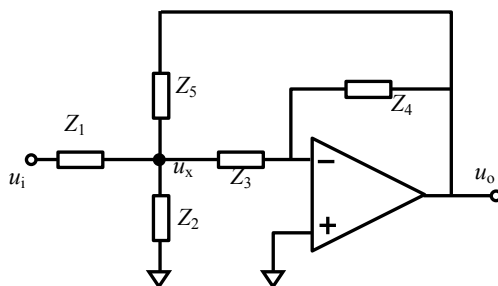


图 Section98-9 MFB 型滤波器通用结构

先求解反馈系数 $\dot{F}$ ，即输出在运放负输入的分压系数，它由两路叠加形成：一路通过 $Z_4$ ，此时应将 $Z_5$ 的顶端接地，形成 $\dot{F}_4$ ；另一路通过 $Z_5$ ，此时应将 $Z_4$ 的右端接地，形成 $\dot{F}_5$ ：

$$\begin{aligned} \dot{F}_4 &= \frac{Z_3 + Z_5 // Z_1 // Z_2}{Z_4 + Z_3 + Z_5 // Z_1 // Z_2} = \frac{Z_3 + \frac{Z_5 Z_1 Z_2}{Z_5 Z_1 + Z_5 Z_2 + Z_1 Z_2}}{Z_4 + Z_3 + \frac{Z_5 Z_1 Z_2}{Z_5 Z_1 + Z_5 Z_2 + Z_1 Z_2}} \\ &= \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5} \\ \dot{F}_5 &= \frac{Z_1 // Z_2 // (Z_3 + Z_4)}{Z_5 + Z_1 // Z_2 // (Z_3 + Z_4)} \times \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \\ &= \frac{\frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 + Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4}}{Z_5 + \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 + Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4}} \times \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \\ &= \frac{(Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4) \times \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5} \\ &= \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5} \end{aligned}$$

总的反馈系数，由两者相加得到：

$$\dot{F} = \dot{F}_4 + \dot{F}_5 = \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}$$

衰减系数 $\dot{M}$ 与 $\dot{F}_5$ 的分压结构完全相同，只是 $Z_5$ 和 $Z_1$ 互换了位置，且带一个负号：

$$\dot{M} = - \frac{Z_5 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}$$

根据本书第3章关于方框图法内容，可知：

$$\dot{A} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = - \frac{Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5}$$

(Section98-8)

这是 MFB 通用结构的增益表达式。

将 MFB 通用结构中的 $Z$ 用图 Section98-10 电路中的阻容取代，就形成了窄带通滤波器。

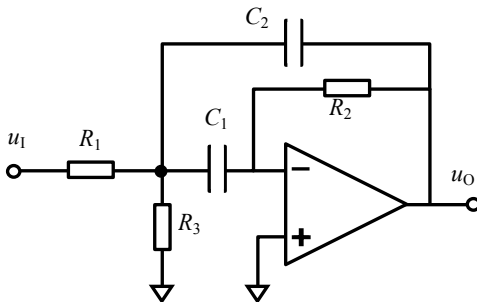


图 Section98-10 MFB 型窄带通滤波器之一

替换内容见下表。

公式表示	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$
电路实物	$R_1$	$R_3$	$C_1$	$R_2$	$C_2$
带入表达式	$R_1$	$R_3$	$[1/SC_1]$	$R_2$	$1/SC_2$

将  $Z_1 \sim Z_5$  用表中表达式代替，利用式(Section98-8)，得到：

$$\begin{aligned} \dot{A} &= \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \frac{-Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5} \\ &= \frac{-R_2 R_3 \frac{1}{SC_2}}{R_1 R_3 \frac{1}{SC_1} + R_1 R_2 R_3 + R_1 R_3 \frac{1}{SC_2} + \frac{R_1 + R_3}{S^2 C_1 C_2}} \\ &= -\frac{S \frac{R_2 R_3 C_1}{R_1 + R_3}}{1 + \frac{S(C_1 + C_2)R_1 R_3}{R_1 + R_3} + S^2 \frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_3}} \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{S \frac{(C_1 + C_2)R_1 R_3}{R_1 + R_3}}{1 + S \frac{(C_1 + C_2)R_1 R_3}{R_1 + R_3} + S^2 \frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_3}} \end{aligned}$$

写成频域表达式，为：

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{j\omega \frac{(C_1 + C_2)R_1 R_3}{R_1 + R_3}}{1 + j\omega \frac{(C_1 + C_2)R_1 R_3}{R_1 + R_3} + (j\omega)^2 \frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_3}}$$

设：

$$\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} = \frac{1}{(R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2}} \quad (\text{Section98-9})$$

则有：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{(C_1 + C_2)(R_1 // R_3)}{\sqrt{(R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{(C_1 + C_2)(R_1 // R_3)}{\sqrt{(R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2}} + j \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} (C_1 + C_2) \sqrt{\frac{R_1 // R_3}{R_2 C_1 C_2}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} (C_1 + C_2) \sqrt{\frac{R_1 // R_3}{R_2 C_1 C_2}} + j \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \\ &= A_m \times \frac{\frac{1}{Q} j\Omega}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2} \end{aligned}$$

上式为一个标准窄带通滤波器的表达式，可以看出：

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

(Section98-10)

$$\frac{1}{Q} = (C_1 + C_2) \sqrt{\frac{R_1 // R_3}{R_2 C_1 C_2}}$$

即

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_2 C_1 C_2}{R_1 // R_3}}}{(C_1 + C_2)}$$

[Section98-11]

为了进一步简化设计，设两个电容相等为 C，对中心频率表达式有：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_1 // R_3)R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{(R_1 // R_3)R_2}}$$

$$\sqrt{(R_1 // R_3)R_2} = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

$$\frac{R_1 R_3 R_2}{R_1 + R_3} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2}$$

(5)

对峰值增益表达式，有：

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{C_1}{C_1 + C_2} = -\frac{R_2}{2R_1}$$

$$R_2 = -2A_m R_1$$

(6)

对品质因数表达式，有：

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_2 C_1 C_2}{R_1 // R_3}}}{(C_1 + C_2)} = 0.5 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 // R_3}}$$

$$\frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2}{R_1} = 4Q^2$$

(7)

可以看出，存在三个非冗余方程(5)、(6)、(7)，可以解出三个电阻值。

将式(6)代入式(5)，得到：

$$(R_1 // R_3)(-2A_m R_1) = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2}$$

(8)

将式(6)代入式(7)，得到：

$$-2A_m R_1 \frac{1}{R_1 // R_3} = 4Q^2$$

$$R_1 // R_3 = \frac{-2A_m R_1}{4Q^2}$$

(9)

将式(9)代入式(8)，得到：

$$\frac{-2A_m R_1}{4Q^2} (-2A_m R_1) = \frac{A_m^2 R_1^2}{Q^2} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2}$$

即

$$R_1 = \pm \sqrt{\frac{Q^2}{4\pi^2 f_0^2 C^2 A_m^2}} = -\frac{Q}{2\pi f_0 C A_m}$$

[Section98-12]

利用式(6)，得：

$$R_2 = -2A_m R_1 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

[Section98-13]

根据式(9)，得：

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{-2A_m}{4Q^2}$$

$$R_3 = -\frac{A_m}{2Q^2 + A_m} R_1$$

(Section98-14)

根据以上分析，可以得出 MFB 窄带通滤波器的设计方法：已知中心频率  $f_0$ ，品质因数  $Q$ ，峰值增益  $A_m$ ，可以按照如下步骤获得电路参数：

- 1) 根据表 Section84-1，选择两个相等的电容器  $C$ ；
- 2) 根据式(Section98-12)，计算电阻  $R_1$ ；
- 3) 根据式(Section98-13)，计算电阻  $R_2$ ；
- 4) 根据式(Section98-14)，计算电阻  $R_3$ ；

Sallen-Key 型窄带通滤波器存在设计限制， $Q$  值受制于峰值增益，要实现指定  $Q$  值，指定峰值增益的窄带通，只能在滤波器环节先满足  $Q$  值，然后增加一个运放组成的增益电路。而 MFB 型窄带通滤波器，则几乎没有限制，它可以实现中心频率  $f_0$ ，品质因数  $Q$ ，峰值增益  $A_m$  的完全独立设计。

唯一需要注意的是，从(Section98-14)可以看出，分母项必须大于 0，否则就会出现负电阻，因此有如下限制：

$$2Q^2 + A_m > 0$$

$A_m$  本身为负值，则有：

$$|A_m| < 2Q^2$$

绝大多数情况下，这个条件都是成立的，因此，约束也是白约束。

将 MFB 通用结构中的  $Z$  用图 Section98-11 电路中的阻容取代，就形成了另一种窄带通滤波器。注意，图中  $Z_2$  不存在了，用无穷大阻抗表示。

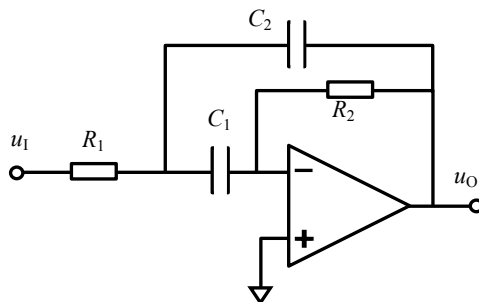


图 Section98-11 MFB 型窄带通滤波器之二

替换内容见下表。

公式表示	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$
电路实物	$R_1$	$\infty$	$C_1$	$R_2$	$C_2$
带入表达式	$R_1$	$\infty$	$[1/SC_1]$	$R_2$	$1/SC_2$

将  $Z_1 \sim Z_5$  用表中表达式代替，利用式(Section98-8)，得到：

$$\begin{aligned} \dot{A} = \frac{\dot{M}}{\dot{F}} &= \frac{-Z_4 Z_5}{Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 + Z_1 Z_5 + Z_3 Z_5} = \frac{-R_2 \frac{1}{sC_2}}{R_1 \frac{1}{sC_1} + R_1 R_2 + R_1 \frac{1}{sC_2} + \frac{1}{s^2 C_1 C_2}} \\ &= -\frac{SR_2 C_1}{1 + S(C_1 + C_2)R_1 + S^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \\ &= -\frac{R_2 \frac{C_1}{R_1 C_1 + C_2} \times \frac{S(C_1 + C_2)R_1}{1 + S(C_1 + C_2)R_1 + S^2 R_1 R_2 C_1 C_2}}{1 + S(C_1 + C_2)R_1 + S^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \end{aligned}$$

写出频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{R_2 \frac{C_1}{R_1 C_1 + C_2} \times \frac{j\omega(C_1 + C_2)R_1}{1 + j\omega(C_1 + C_2)R_1 + (j\omega)^2 R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

设：

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

(Section98-15)

则有：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= -\frac{R_2 \frac{C_1}{R_1 C_1 + C_2} \times \frac{j\omega \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} (C_1 + C_2)R_1}{1 + j\omega \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} (C_1 + C_2)R_1 + j\left(\frac{\omega}{\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}}\right)^2}}{1 + j\omega \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} (C_1 + C_2)R_1 + j\left(\frac{\omega}{\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}}\right)^2} \\ &= -\frac{R_2 \frac{C_1}{R_1 C_1 + C_2} \times \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{(C_1 + C_2)R_1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{(C_1 + C_2)R_1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{(C_1 + C_2)R_1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} = A_m \times \frac{\frac{1}{Q} j\Omega}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2} \end{aligned}$$

上式为一个标准窄带通滤波器的表达式，可以看出：

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

(Section98-16)

$$\frac{1}{Q} = \frac{(C_1 + C_2)R_1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

即

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(C_1 + C_2)R_1} = \frac{R_2 C_1}{(C_1 + C_2)R_1} \times \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} = -A_m \times \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}}$$

(Section98-17)

为了进一步简化设计，设两个电容相等为 C，对中心频率表达式，有：

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \\ R_1 R_2 &= \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C^2} \end{aligned}$$

(10)

对峰值增益表达式，有：

$$\begin{aligned} A_m &= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{C_1}{C_1 + C_2} = -\frac{R_2}{2R_1} \\ R_2 &= -2A_m R_1 \end{aligned}$$

(11)

对品质因数表达式，有：

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(C_1 + C_2) R_1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{-2A_m} \quad (12)$$

由此可见，此电路的品质因数与峰值增益完全相关，不能独立选择。这个结果与 Sallen-Key 型窄带通滤波器相同。但比较可悲的是，要想达到较高的品质因数  $Q$ ，就必须具备很高的峰值增益——两者是开根号关系，这对运放的能力要求就很高。

因此，这个电路虽然也出现在不同的教科书或者参考资料中，但它不实用。

### 举例 3：

设计一个 MFB 型窄带通滤波器。要求，只能使用一只运放，滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=10$ ，峰值增益为-10。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：采用窄带滤波器 MFB 型之一电路。设计过程如下：

1) 根据表 Section84-1，选择两个相等的电容器  $C=1\mu\text{F}$ ；

2) 根据式(Section98-12)，计算电阻  $R_1$ ；

$$R_1 = -\frac{Q}{2\pi f_0 C A_m} = -\frac{10}{6.2832 \times 50 \times 1 \times 10^{-6} \times (-10)} = 3183\Omega$$

根据表 Section84-2，取 E96 系列电阻  $R_1 = 3.16\text{k}\Omega$ 。

3) 根据式(Section98-13)，计算电阻  $R_2$ ；

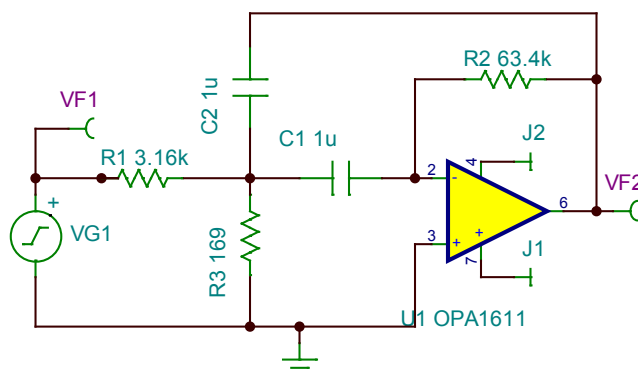
$$R_2 = -2A_m R_1 = 63660\Omega$$

根据表 Section84-2，取 E96 系列电阻  $R_2 = 63.4\text{k}\Omega$ 。

4) 根据式(Section98-14)，计算电阻  $R_3$ ；

$$R_3 = -\frac{A_m}{2Q^2 + A_m} R_1 = -\frac{-10}{200 + (-10)} \times 3183 = 167.5\Omega$$

根据表 Section84-2，取 E96 系列电阻  $R_3 = 169\Omega$ 。据此，电路如下图所示。



仿真结果如下：

1) 中心频率  $f_0=49.9\text{Hz}$ ；峰值增益为  $A_m=20.03\text{dB}$ 。

2) -3.01dB 即实际增益为 17.02dB 发生在：

$$f_L = 47.46\text{Hz}; \quad f_H = 52.48\text{Hz}; \quad \Delta f = f_H - f_L = 5.02\text{Hz}$$

3)  $Q$  值为：

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{49.9}{5.02} = 9.940$$



实际仿真结果与设计期望较为吻合。

### 双运放窄带通(Dual Amplifiers Band Pass-DABP)

用两个运放也可组成窄带通滤波器，这种滤波器与前述的单运放窄带通相比，稳定性更强，设计也更为容易，使用更为广泛。电路如图 Section98-12 所示。

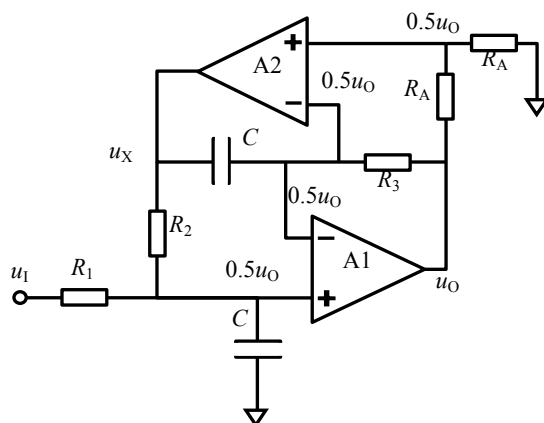


图 Section98-12 双运放窄带通电路一

图中两个电阻  $R_A$  负责将输出信号衰减 0.5 倍，由于虚短，两个运放的正负输入端均为 0.5 倍输出。由此，以运放 A2 为核心，可以求出图中  $u_x$  点的复频域表达式：

$$\frac{U_o - 0.5U_o}{R_3} = \frac{0.5U_o - U_x}{\frac{1}{SC}}$$

$$U_x = \frac{0.5U_o R_3 - 0.5U_o \frac{1}{SC}}{R_3} = U_o \left( 0.5 - \frac{0.5}{SR_3 C} \right)$$

对运放 A1 的正输入端，列出电流方程：

$$\frac{U_i - 0.5U_o}{R_1} + \frac{U_x - 0.5U_o}{R_2} = 0.5U_o SC$$

$$U_i R_2 = 0.5U_o R_2 + \frac{0.5U_o}{SR_3 C} R_1 + 0.5U_o SC R_1 R_2$$

$$A(S) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2}{0.5R_2 + 0.5SCR_1 R_2 + \frac{0.5R_1}{SR_3 C}} = \frac{\frac{SR_3 C}{0.5R_1} \times R_2}{1 + 0.5R_2 \frac{SR_3 C}{0.5R_1} + 0.5SCR_1 R_2 \frac{SR_3 C}{0.5R_1}}$$

$$= 2 \frac{S \frac{R_2 R_3}{R_1} C}{1 + S \frac{R_2 R_3}{R_1} C + S^2 C^2 R_2 R_3}$$

写出频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = 2 \frac{j\omega \frac{R_2 R_3}{R_1} C}{1 + j\omega \frac{R_2 R_3}{R_1} C + (j\omega)^2 C^2 R_2 R_3}$$

设：

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_2 R_3}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_3}}$$

(Section98-18)

$$A(j\omega) = 2 \frac{j\omega \frac{R_2 R_3}{R_1} C \times \frac{C \sqrt{R_2 R_3}}{C \sqrt{R_2 R_3}}}{1 + j\omega \frac{R_2 R_3}{R_1} C \times \frac{C \sqrt{R_2 R_3}}{C \sqrt{R_2 R_3}} + (j\omega)^2 C^2 R_2 R_3} = 2 \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \times \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$= A_m \times \frac{j\Omega \times \frac{1}{Q}}{1 + j\Omega \times \frac{1}{Q} + j\Omega^2}$$

可知：

$$A_m = 2 \quad \text{(Section98-19)}$$

$$Q = \frac{R_1}{\sqrt{R_2 R_3}} \quad \text{(Section98-20)}$$

可以看出， $R_2$  和  $R_3$  地位完全相同，因此在电路中可以取等值  $R$ 。此时对中心频率有：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_3}} = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad \text{(Section98-21)}$$

对品质因数，有：

$$Q = \frac{R_1}{\sqrt{R_2 R_3}} = \frac{R_1}{R} \quad \text{(Section98-22)}$$

$$R_1 = QR$$

据此，可得此滤波器的设计步骤为：

- 1) 根据表 Section84-1，选择电容器  $C$ ；
- 2) 根据式(Section98-21)，计算电阻  $R$ ，且
 
$$R_2 = R_3 = R$$
- 3) 根据式(Section98-22)，计算电阻  $R_1$ ；
- 4) 为了减少电阻种类，一般可以选择  $R_A=R$ 。

从上述步骤可以看出，这种电路的参数计算极为简单， $1/2\pi RC$  为中心频率， $Q$  值是多少， $R_1$  就是  $R$  的多少倍，而峰值增益是固定的 2 倍。这个特点，是前述任何窄带通滤波器都不具备的，我估计这也是此电路大行其道的一个主要原因。

#### 举例 4：

设计一个基于 DABP 的高稳定性的窄带通滤波器。要求，不限制运放个数，滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=20$ ，峰值增益为 10。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：以 DABP 为核心的窄带通滤波器，其峰值增益为固定值 2，而题目要求是 10，因此需要增加一级 5 倍增益放大器。这个简单。我们先设计 DABP。

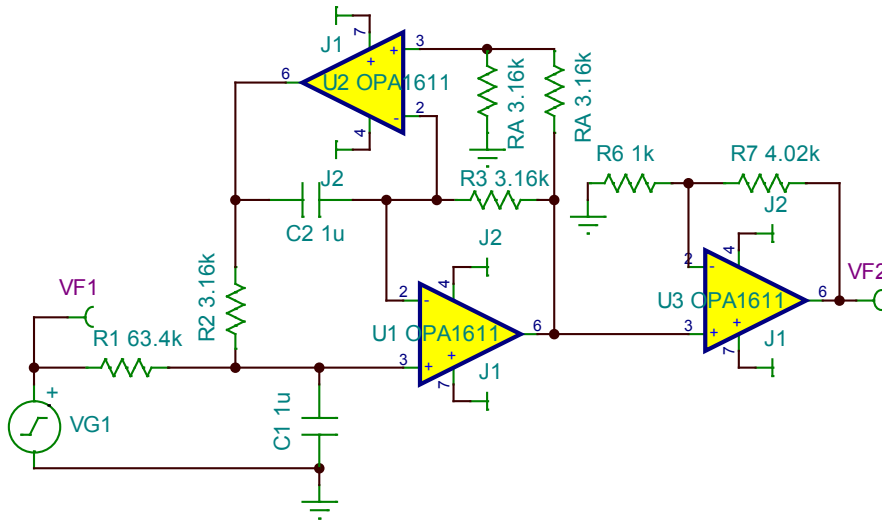
- 1) 选择  $C=1\mu\text{F}$ ；
- 2)

$$R_2 = R_3 = R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 50 \times 1 \times 10^{-6}} = 3183\Omega$$

3)  $R_1 = QR = 63660\Omega$

4) 根据 E96 系列电阻值, 选择  $R_1=63.4k\Omega$ ,  $R_2=R_3=R_A=3.16k\Omega$ 。

最后, 用  $1k\Omega$  对  $4.02k\Omega$  设计一个 5.02 倍增益同相比例器, 形成最终电路如下图所示。



中心频率  $f_0=50.37\text{Hz}$ ; 峰值增益为  $A_m=20.04\text{dB}$ 。  $-3.01\text{dB}$  即实际增益为  $17.03\text{dB}$  发生在：  
 $f_L = 49.13\text{Hz}$ ;  $f_H = 51.63\text{Hz}$ ;  $\Delta f = f_H - f_L = 2.50\text{Hz}$   
 $Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{50.37}{2.50} = 20.15$

实际仿真结果与设计期望较为吻合。

### DABP 的增益改变

图 Section98-12 所述的 DABP 电路优点明显, 电路稳定、计算简单、参数独立, 但缺点是增益无法改变。对电路实施改造, 可以在一定范围内改变增益。图 Section98-13 电路, 可使峰值增益在 0~2 内调节。

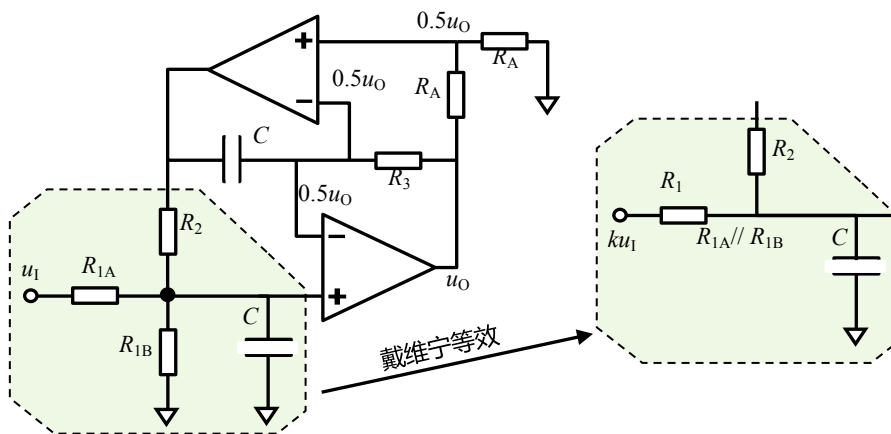


图 Section98-13 双运放窄带通电路二

在保持中心频率, 品质因数不变的情况下, 希望增益不再是 2, 而是  $G$ , 一个小于 2 的值, 那么可以将原图中的  $R_1$  由图 Section98-13 中的两个电阻  $R_{1A}$ 、 $R_{1B}$  取代。分析方法为：

$$R_1 = R_{1A} // R_{1B} = \frac{R_{1A}R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}}$$

$$k = \frac{G}{2} = \frac{R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}}$$

第二行表达式的含义是，在戴维宁等效后，电路结构就变成了 DABP 标准电路，事先得输入变成了  $ku_1$ ，当增益为 2 时， $k=1$ ，增益为  $G$  时， $k$  应为  $G/2$ 。

根据上述两个式子，可得：

$$\begin{cases} R_{1A} = \frac{2}{G} \times R_1 \\ R_{1B} = \frac{2}{2-G} \times R_1 \end{cases}$$

[Section98-23]

这样，我们就可以在 DABP 标准电路基础上，通过将电阻  $R_1$  拆分成  $R_{1A}$  和  $R_{1B}$ ，实现 0~2 倍的峰值增益。

那么，能否通过其他方法使得增益大于 2 呢？这看起来是一个挑战。

观察电路，利用反馈思想，我们可以发现，运放 A2 电路其实就是 A1 反馈环的一部分，A2 的入端实施了两个相等电阻分压，即 0.5 倍衰减，是最终造成了峰值增益等于 2 的本质原因。我们可以猜想，如果分压系数不是 0.5，而是小于 0.5 的  $k$ ，可否实现最终的峰值增益为大于 2 的  $1/k$  呢？

所有的猜想，都需要进一步的验证。我们首先进行理论分析。电路如图 Section98-14 所示，与标准 DABP 电路的唯一区别在于：原电路的两个  $R_A$ ，被  $R_A, R_B$  取代，形成的分压系数由 0.5 变为  $k$ 。与标准 DABP 电路分析方法相同，过程如下：

$$\frac{U_o - kU_o}{R_3} = \frac{kU_o - U_x}{\frac{1}{SC}}, \text{解得 } U_x = U_o \left( k - \frac{1-k}{SR_3C} \right)$$

对运放 A1 的正输入端，列出电流方程：

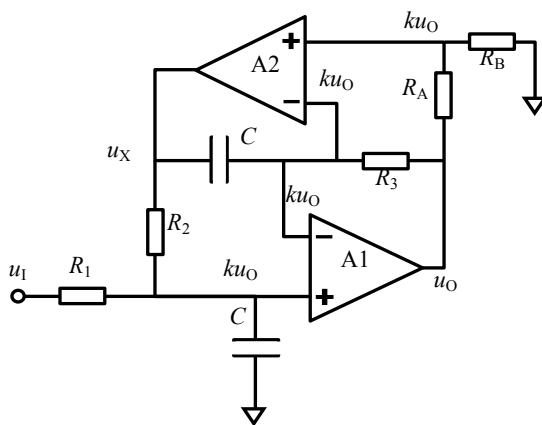


图 Section98-14 双运放窄带通电路三

$$\begin{aligned} \frac{U_1 - kU_o}{R_1} + \frac{U_x - kU_o}{R_2} &= kU_o SC \\ U_1 R_2 - kU_o R_2 + U_x R_1 - kU_o R_1 &= kU_o SC R_1 R_2 \\ U_1 R_2 &= kU_o SC R_1 R_2 + kU_o R_2 - U_o \left( k - \frac{1-k}{SR_3C} \right) R_1 + kU_o R_1 \\ &= kU_o SC R_1 R_2 + kU_o R_2 + U_o \frac{1-k}{SR_3C} R_1 \end{aligned}$$

$$A(S) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2}{kSCR_1R_2 + kR_2 + \frac{1-k}{SR_3C}R_1} = \frac{R_2 \times \frac{SR_3C}{(1-k)R_1}}{1 + kR_2 \frac{SR_3C}{(1-k)R_1} + kSCR_1R_2 \frac{SR_3C}{(1-k)R_1}}$$

$$= \frac{S \frac{R_2R_3C}{(1-k)R_1}}{1 + S \frac{kR_2R_3C}{(1-k)R_1} + S^2C^2 \frac{kR_2R_3}{(1-k)}}$$

由于电阻  $R_2$  和  $R_3$  在表达式中地位完全相同，为简化设计，可用相同电阻  $R$  取代。

$$A(S) = \frac{S \frac{R^2C}{(1-k)R_1}}{1 + S \frac{kR^2C}{(1-k)R_1} + S^2R^2C^2 \frac{k}{(1-k)}}$$

写出频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{j\omega \frac{R^2C}{(1-k)R_1}}{1 + j\omega \frac{kR^2C}{(1-k)R_1} + (j\omega)^2R^2C^2 \frac{k}{(1-k)}}$$

设：

$$\omega_0 = \frac{1}{RC \sqrt{\frac{k}{(1-k)}}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{\frac{k}{(1-k)}}}$$

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{R^2C}{(1-k)R_1} \frac{1}{RC \sqrt{\frac{k}{(1-k)}}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{kR^2C}{(1-k)R_1} \frac{1}{RC \sqrt{\frac{k}{(1-k)}}} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = \frac{1}{k} \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{R}{R_1} \sqrt{\frac{k}{(1-k)}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{R}{R_1} \sqrt{\frac{k}{(1-k)}} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

$$= A_m \times \frac{j\Omega \frac{1}{Q}}{1 + j\Omega \frac{1}{Q} + (j\Omega)^2}$$

这是一个标准窄带通滤波器表达式，可知：

$$A_m = \frac{1}{k} \quad (13)$$

$$Q = \frac{R_1}{R} \sqrt{\frac{1-k}{k}} \quad (14)$$

在已知  $f_0$ ， $A_m$ ， $Q$  的情况下，如何选择电阻、电容以实现设计要求，分析如下：

对峰值增益表达式，可得：

$$k = \frac{1}{A_m}$$

根据电路可知：

$$k = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

任选  $R_B$ ，则：

$$kR_A = R_B - kR_B$$

$$R_A = \frac{1-k}{k} R_B = \frac{1 - \frac{1}{A_m}}{\frac{1}{A_m}} R_B = (A_m - 1)R_B \quad (\text{Section 98 - 24})$$

对中心频率表达式，有：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{\frac{k}{1-k}}}$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C \sqrt{\frac{k}{1-k}}} = \frac{\sqrt{A_m - 1}}{2\pi f_0 C} \quad (\text{Section 98 - 25})$$

对  $Q$  值表达式，有：

$$Q = \frac{R_1}{R} \sqrt{\frac{1-k}{k}}$$

$$R_1 = \sqrt{\frac{k}{1-k}} QR = \frac{Q}{\sqrt{A_m - 1}} R \quad (\text{Section 98 - 26})$$

据此，可以给出可变增益型 DABP 的设计方法，即已知  $f_0$ ， $A_m$ ， $Q$  的情况下，如何选择电阻、电容：

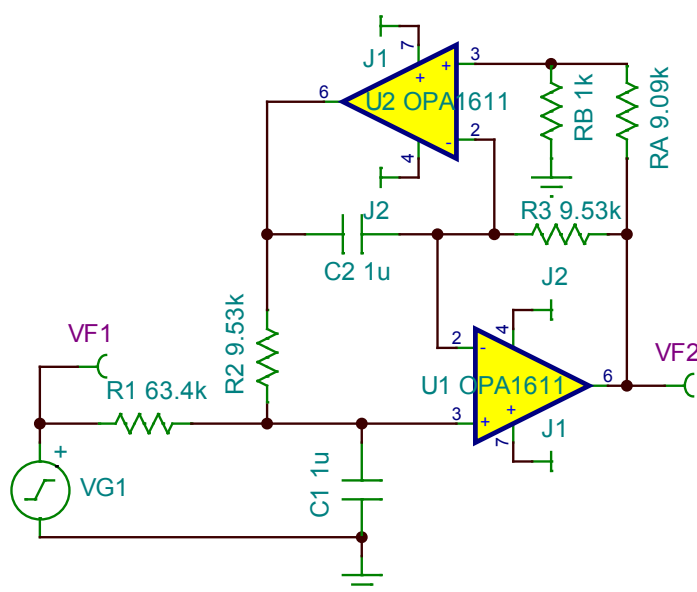
- 1) 根据表 Section 84-1 选择电容  $C$ 。合理选择电阻  $R_B$ 。
- 2) 根据式 (Section 98-24)，获得电阻  $R_A$ 。
- 3) 根据式 (Section 98-25)，获得电阻  $R$ ，且  $R_2 = R_3 = R$ 。
- 2) 根据式 (Section 98-26)，获得电阻  $R_1$ 。

### 举例 5：

设计一个基于 DABP 的高稳定性的窄带通滤波器。要求，不限制运放个数，滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=20$ ，峰值增益为 10。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：本题与举例 4 要求完全相同。考虑到我们已经有了办法改变 DABP 的峰值增益，本例采用图 Section 98-14 电路，利用前述的步骤，解出：

- 1) 选择电容  $C=1\mu\text{F}$ 。选择电阻  $R_B=1\text{k}\Omega$ ，这是一个适中安全的电阻值。
- 2) 计算  $R_A=9\text{k}\Omega$ ，按照 E96 系列选取 9.09k $\Omega$ 。
- 3) 计算  $R=9549\Omega$ ，按照 E96 系列选取 9.53k $\Omega$ 。



4) 计算  $R_1=63661\Omega$ ，按照 E96 系列选取  $63.4k\Omega$ 。据此形成电路如下图。

仿真结果为：中心频率  $f_0=50.35\text{Hz}$ ；峰值增益为  $A_m=20.08\text{dB}$ 。-3.01dB 即实际增益为 17.03dB 发生在： $f_L = 49.11\text{Hz}$ ； $f_H = 51.62\text{Hz}$ ； $\Delta f = f_H - f_L = 2.51\text{Hz}$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{50.35}{2.51} = 20.06$$

仿真结果与设计期望较为吻合。

对比举例 4，此电路少了一个运放，当然有价值。

### 含正反馈的 MFB 窄带通

在 MFB 通用结构中，如果  $Z_2$  不接地，而连成如图 Section98-15 所示，就在原电路基础上引入了正反馈。正反馈判断依据如图中红色环线所示。

先求解反馈系数  $\dot{F}$ ，即输出在运放负输入的分压系数，它由三路叠加形成：一路通过  $Z_4$ ，此时应将  $Z_5$  的顶端接地， $Z_2$  的底端接地，形成  $\dot{F}_4$ ；另一路通过  $Z_5$ ，此时应将  $Z_4$  的右端接地， $Z_2$  的底端接地，形成  $\dot{F}_5$ ；第三路通过放大器  $-G$ ，此时应将  $Z_4$  的右端接地， $Z_5$  的顶端接地，形成  $\dot{F}_2$ ：

$$\begin{aligned} \dot{F}_4 &= \frac{Z_3 + Z_5 // Z_1 // Z_2}{Z_4 + Z_3 + Z_5 // Z_1 // Z_2} = \frac{Z_3 + \frac{Z_5 Z_1 Z_2}{Z_5 Z_1 + Z_5 Z_2 + Z_1 Z_2}}{Z_4 + Z_3 + \frac{Z_5 Z_1 Z_2}{Z_5 Z_1 + Z_5 Z_2 + Z_1 Z_2}} \\ &= \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5} \\ \dot{F}_5 &= \frac{Z_1 // Z_2 // (Z_3 + Z_4)}{Z_5 + Z_1 // Z_2 // (Z_3 + Z_4)} \times \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \\ &= \frac{Z_1 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5} \end{aligned}$$

$\dot{F}_2$  与  $\dot{F}_5$  的分压结构完全相同，只是  $Z_5$  和  $Z_2$  互换了位置，且带一个增益：

$$\dot{F}_2 = \frac{-G \times Z_1 Z_5 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}$$

总的反馈系数，由两者相加得到：

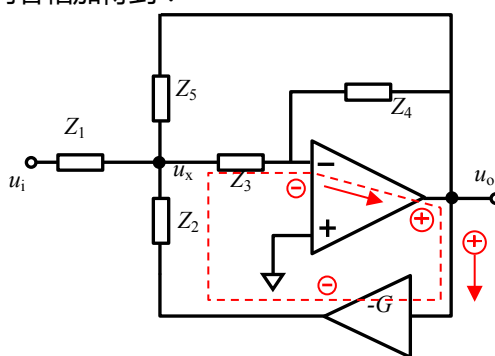


图 Section98-15 含正反馈的 MFB 型滤波器通用结构

$$\dot{F} = \dot{F}_4 + \dot{F}_5 + \dot{F}_2 = \frac{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 - G \times Z_1 Z_5 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}$$

可以看出，从  $Z_2$  支路回送的反馈，属于正反馈，它起到了与负反馈相反的作用，稳定性下降，但增益提升。特别是，正反馈的引入，有望让反馈系数等于 0，以营造无穷大增益的可能性，这是引入正反馈的主要原因。

衰减系数  $M$  与  $\dot{F}_5$  的分压结构完全相同，只是  $Z_5$  和  $Z_1$  互换了位置，且带一个负号：

$$\dot{M} = -\frac{Z_5 Z_2 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_1 Z_4 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_5}$$

根据本书第 3 章关于方框图法内容，可知：

$$\dot{A} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = -\frac{Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 - G \times Z_1 Z_5 Z_4} \quad (\text{Section98-27})$$

这是含正反馈 MFB 通用结构的增益表达式。

用这种方法构造的含正反馈的 MFB 型窄带通滤波器如图 Section98-16 所示。元件替换内容见下表。

公式表示	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$
电路实物	$R_1$	$R_3$	$C_1$	$R_2$	$C_2$
带入表达式	$R_1$	$R_3$	$[1/SC_1]$	$R_2$	$1/SC_2$

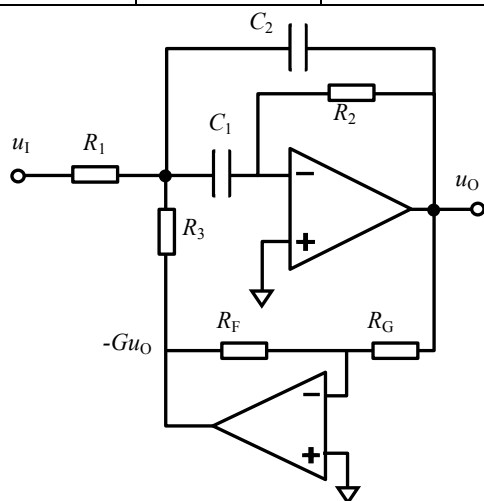


图 Section98-16 含正反馈的 MFB 型窄带通滤波器

将  $Z_1 \sim Z_5$  用表中表达式代替，利用式(Section98-27)，得到：

$$\begin{aligned} \dot{A} &= \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \frac{-Z_2 Z_4 Z_5}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_5 + Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_3 Z_5 - G \times Z_1 Z_5 Z_4} \\ &= \frac{-R_2 R_3 \frac{1}{SC_2}}{R_1 R_3 \frac{1}{SC_1} + R_1 R_2 R_3 + R_1 R_3 \frac{1}{SC_2} + \frac{R_1 + R_3}{S^2 C_1 C_2} - GR_1 R_2 \frac{1}{SC_2}} \\ &= \frac{-R_2 R_3 \times \frac{SC_1}{R_1 + R_3}}{1 + (\frac{C_2}{C_1} + 1 - G \frac{R_2}{R_3}) \frac{SC_1 R_1 R_3}{R_1 + R_3} + R_1 R_2 R_3 \frac{S^2 C_1 C_2}{R_1 + R_3}} \\ &= \frac{-R_2 R_3 \times \frac{SC_1}{R_1 + R_3}}{1 + m \frac{SC_1 R_1 R_3}{R_1 + R_3} + R_1 R_2 R_3 \frac{S^2 C_1 C_2}{R_1 + R_3}} \end{aligned}$$

其中：

$$m = (\frac{C_2}{C_1} + 1 - G \frac{R_2}{R_3}) = \frac{C_2 R_3 + C_1 R_3 - GC_1 R_2}{C_1 R_3}$$

写成频域表达式，为：

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{1}{m} \frac{j\omega \frac{mC_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3}}{1 + j\omega \frac{mC_1 R_1 R_3}{R_1 + R_3} + (j\omega)^2 \frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_3}}$$



设：

$$\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad \frac{1}{\omega_0} = \sqrt{\frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_3}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2}} \quad \text{[Section 98-28]}$$

则有：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= -\frac{1}{m} \times \frac{R_2}{R_1} \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{m C_1 R_1 R_3}{R_1 + R_3} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_3}}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{m C_1 R_1 R_3}{R_1 + R_3} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 + R_3}}} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \\ &= -\frac{1}{m} \times \frac{R_2}{R_1} \frac{j\Omega \times m \sqrt{\frac{C_1 R_1 R_3}{C_2 R_2 (R_1 + R_3)}}}{1 + j\Omega \times m \sqrt{\frac{C_1 R_1 R_3}{C_2 R_2 (R_1 + R_3)}} + (j\Omega)^2} = A_m \times \frac{\frac{1}{Q} j\Omega}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2} \end{aligned}$$

上式为一个标准窄带通滤波器的表达式，可以看出：

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{m} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{C_1 R_3}{C_2 R_3 + C_1 R_3 - G C_1 R_2} \quad \text{[Section 98 - 29]}$$

$$\frac{1}{Q} = m \sqrt{\frac{C_1 R_1 R_3}{C_2 R_2 (R_1 + R_3)}} = \frac{C_2 R_3 + C_1 R_3 - G C_1 R_2}{C_1 R_3} \sqrt{\frac{C_1 R_1 R_3}{C_2 R_2 (R_1 + R_3)}}$$

$$Q = \frac{C_1 R_3}{C_2 R_3 + C_1 R_3 - G C_1 R_2} \sqrt{\frac{C_2 R_2 (R_1 + R_3)}{C_1 R_1 R_3}} \quad \text{[Section 98 - 30]}$$

当  $C_1 = C_2 = C$ ， $R_1 = R_2 = R$ ，有下式成立：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi C R \sqrt{\frac{R_3}{R + R_3}}} \quad (16)$$

$$A_m = -\frac{R_3}{2R_3 - GR} \quad (17)$$

$$Q = \frac{R_3}{2R_3 - GR} \sqrt{\frac{R + R_3}{R_3}} \quad (18)$$

可以看出，当选择电压增益  $G$ ，可以使得  $Q$  的分母接近于 0，使得  $Q$  出现非常大的理论值，甚至，理论上  $Q$  可以达到无穷大。当然，此时峰值增益也会随着变大。LF357 数据手册上给出了一个高  $Q$  值带通滤波器电路如图 Section 98-17 所示。

High Q Band Pass Filter

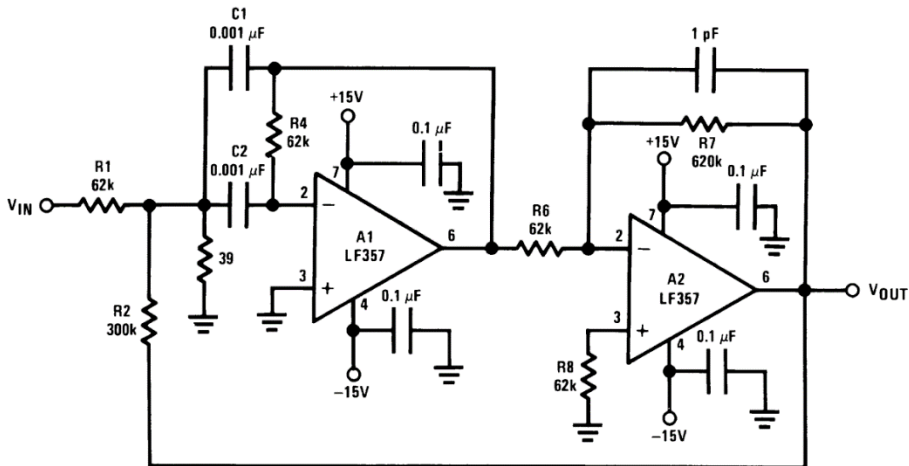


图 Section98-17

文氏电路

本节最后，介绍文氏(Wien)电路。该电路由两个相同的电阻、两个相同的电容组成，能实现选频作用。文氏电路来源于文氏电桥。

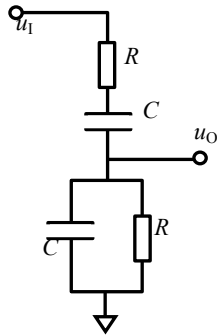


图 Section98-18 文氏带通

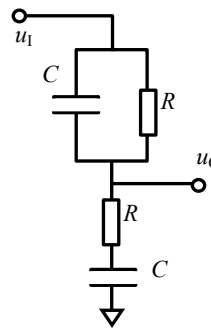


图 Section98-19 文氏带阻

图 Section98-18 是一个带通滤波器。其传函为：

$$A_{wien-bp}(S) = \frac{R // \frac{1}{SC}}{R + \frac{1}{SC} + R // \frac{1}{SC}} = \frac{\frac{R}{SRC + 1}}{R + \frac{1}{SC} + \frac{R}{SRC + 1}} = \frac{SRC}{S^2R^2C^2 + 3SRC + 1}$$

写作频率表达式为：

$$\dot{A}_{wien-bp}(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2R^2C^2} = \frac{1}{3} \times \frac{3j\omega RC}{1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2R^2C^2} \text{ (Section98 - 31)}$$

这是一个标准窄带通滤波器表达式，其品质因数为：

$$Q = \frac{1}{3}$$

峰值增益发生在：

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

此时，有：

$$\dot{A}_{wien-bp}(j\omega) = \frac{1}{3} \times \frac{3j}{1 + 3j + (j)^2} = \frac{1}{3}$$

即其峰值增益为 1/3，相角为 0 度。图 Section98-20 是特征频率为 1Hz 的文氏带通电

路的频率特性。

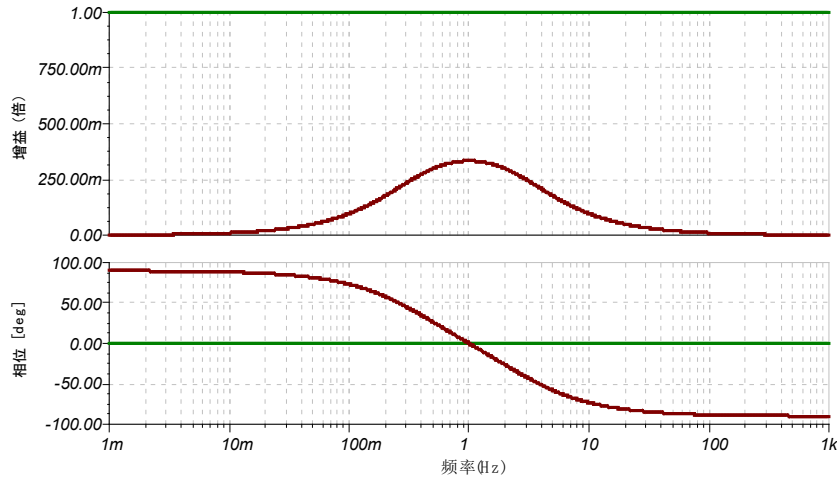


图 Section98-20 文氏带通的频率特性

图 Section98-19 是一个非标准的带阻滤波器。其传函为：

$$A_{wien\_br}(S) = \frac{R + \frac{1}{SC}}{R + \frac{1}{SC} + R // \frac{1}{SC}} = \frac{\frac{1 + SRC}{SC}}{\frac{1 + SRC}{SC} + \frac{R}{SRC + 1}} = \frac{\frac{(1 + SRC)^2}{SC(SRC + 1)}}{\frac{S^2R^2C^2 + 3SRC + 1}{SC(SRC + 1)}} = \frac{1 + 2SRC + S^2R^2C^2}{1 + 3SRC + S^2R^2C^2}$$

写作频率表达式为：

$$A_{wien-br}(j\omega) = \frac{1 + 2j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2}{1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2} \quad (\text{Section98 - 32})$$

它具有最低增益点，发生在：

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

此时，有：

$$A_{wien-bp}(j\omega) = \frac{1 + 2j + (j)^2}{1 + 3j + (j)^2} = \frac{2}{3}$$

即其谷值增益为 2/3，相角为 0 度。图 Section98-21 为其频率特性。

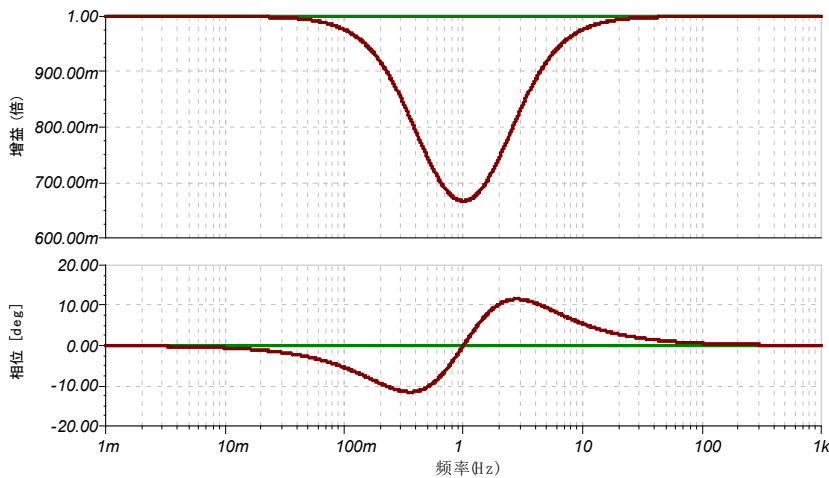


图 Section98-21 文氏带阻的频率特性

## 4.6. 运放组成陷波器

带阻滤波器，Band Stop Filter，或者叫 Band Reject Filter，它本质定义是，阻断某一连续频率范围的信号，而让其它频率信号通过。当阻断频率很窄时，通常叫陷波器，英文为 Notch，它只有一个中心频率，以及相应的 Q 值。当阻断频率范围很宽时，通常需要两个频率点  $f_L$  和  $f_H$ ，理论上介于  $f_L$  和  $f_H$  之间的频率信号将被滤除，这叫双频点带阻滤波器。双频点带阻滤波器很简单，本节重点研究陷波器。

### Section99. 双频点带阻滤波器——宽带阻

这很容易让我们想起 Section97——双频点带通滤波器：一个高通滤波器，和一个低通滤波器实施串联——即两级相乘，当高通环节的下限截止频率  $f_L$ ，小于低通环节的上限截止频率  $f_H$ ，就形成了双频点带通滤波器。双频点带阻滤波器与此类似：一个高通滤波器，和一个低通滤波器实施并联——即两个环节相加，当高通环节的下限截止频率  $f_L$ ，大于低通环节的上限截止频率  $f_H$ ，就形成了双频点带阻滤波器，如图 Section99-1 所示。

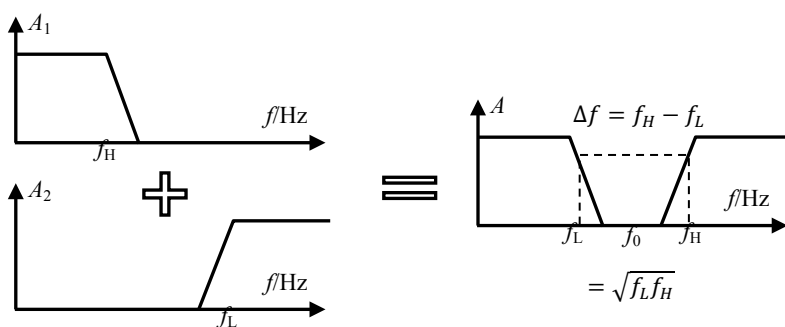


图 Section99-1 双频点带阻滤波器形成原理

图 Section99-2 电路由三个运放组成，前面两个运放分别实现独立的二阶高通、低通 SK 型滤波器，最后的运放通过两个相等电阻  $R_{ADD}$  实现两者的加法。这没什么讲的。

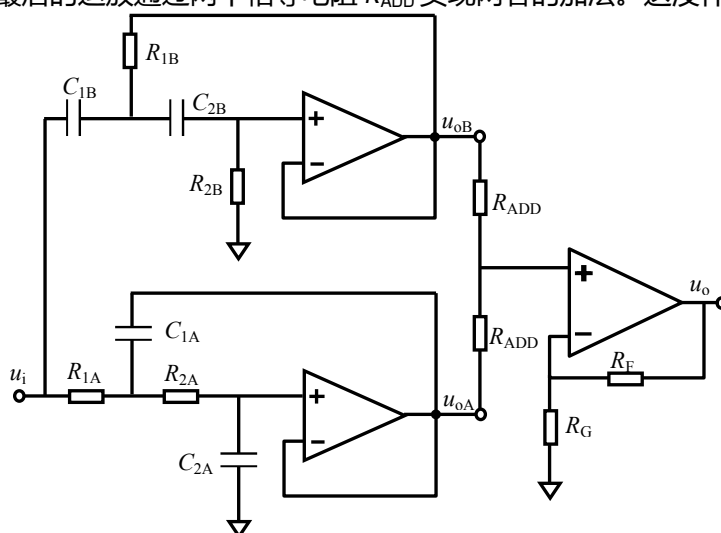


图 Section99-2 三个运放组成的双频点二阶带阻滤波器

不要试图在加法运放环节实施低通、或者高通滤波，想减少一个运放，这是妄想。

## Section100. 陷波器——窄带阻滤波器

### 回顾传函

在 Section82 中，介绍了标准陷波器的传函和频率表达式。本节列出频率表达式如下。

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

[Section82-5]

从上式可以看出，当相对频率  $\Omega$  接近于 0 时，含  $\Omega$  项近似为 0，增益为  $A_m$ 。当相对频率  $\Omega$  接近于无穷大时，其决定作用的是  $\Omega^2$  项，分子分母是相同的，最终增益仍为  $A_m$ 。当相对频率  $\Omega=1$  时，也就是特征频率处，分子为 0，分母不为 0，总体表现为 0，即陷波效果。这是一个标准的陷波器。

另外，陷波器还有两种非标准表现，其共同的表达式为：

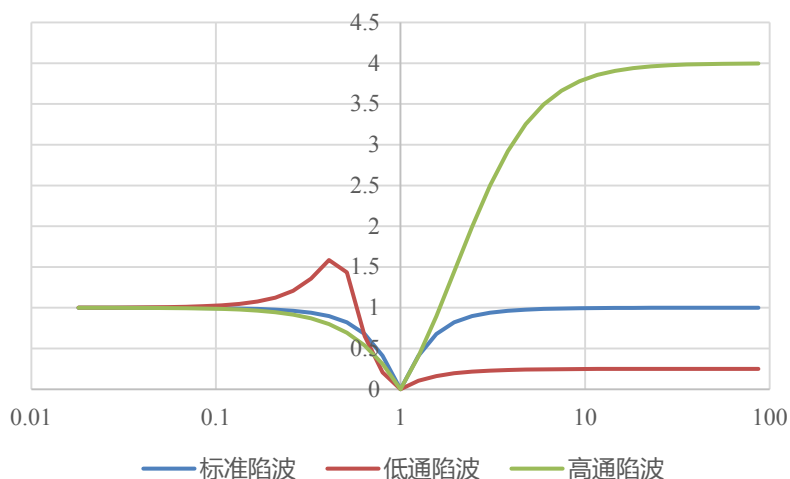
$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\sqrt{k}\Omega)^2}$$

[Section82-5a]

它与标准陷波器的区别在于分子、分母具有不同的特征频率点。当相对频率  $\Omega$  接近于 0 即低频时，含  $\Omega$  项近似为 0，增益仍为  $A_m$ 。当相对频率  $\Omega$  接近于无穷大时，其决定作用的是  $\Omega^2$  项，分子分母是不相同的，这导致：

$$|\dot{A}(j\infty)| = A_m \times \frac{(j\infty)^2}{(j\sqrt{k}\infty)^2} = A_m/k$$

当  $k>1$ ，此为低通型陷波，当  $k<1$ ，此为高通型陷波。下图为它们的频率响应图。



### “1-BP”型陷波器

观察标准陷波器的频率表达式，可以发现，如果  $A_m$  均为 1，标准陷波器和标准带通滤波器相加，恰好等于 1。标准带通滤波器频率表达式如下：

$$\dot{A}_{BP}(j\Omega) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

(Section82-1)

于是，我们可以想到的最简单的陷波器，就是用 1 减去一个带通滤波器。而 1，就是原始输入信号。这就形成了“1-BP”型陷波器。

$$\dot{A}_{BR}(j\Omega) = A_m - A_m \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2} = A_m \left( 1 - \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2} \right) = A_m \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

由于带通滤波器有至少 2 种结构，一类是同相型，如 Sallen-Key 型，以及 DABP 型，它们本身是同相的，用一个标准减法器就可以实现“1-BP”型陷波器；而对于 MFB 型，它本身是反相的，因此用一个标准加法器，可以实现“1-BP”型陷波器，而实现加法器，又有两种方案，同相加法或者反相加法。这样形成的多种“1-BP”型陷波器，结构如图 Section100-1 所示。

对于图中两种特殊的同相型 BP：1 倍和 2 倍，只要按照图中结构，选择相同的电阻，就可以实现 1 倍陷波。

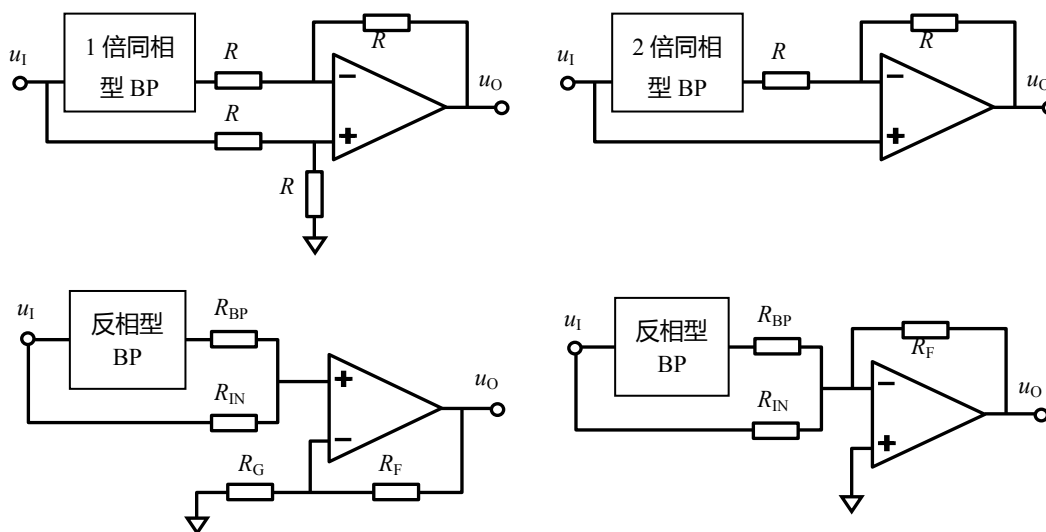


图 Section100-1 “1-BP”型陷波器的几种基本结构

在反相型电路中，可以通过条件电阻  $R_{BP}$  和  $R_1$  的比例，以实现加权运算，适应 BP 电路不同的峰值增益。

设带通滤波器的峰值增益为  $A_{BP}$ ，则反相带通滤波器可以简写为：

$$\dot{A}_{BP} = -A_{BP} \dot{B}P$$

其中， $\dot{A}_{BP}$  是带通滤波器的频率表达式， $\dot{B}P$  是 1 倍增益标准带通频率表达式， $A_{BP}$  是带通滤波器的峰值增益，即中心频率处的增益。

而通用的陷波器可以表示为：

$$\dot{A}_{BR} = A_{BR} \dot{B}R$$

其中， $A_{BR}$ 是陷波器的频率表达式， $BP$ 是1倍增益标准陷波器频率表达式， $A_{BR}$ 是陷波器的平坦区增益。

这样的话，左下角反相型带通形成的陷波器的频率表达式可以表示为：

$$\dot{A}_{BR} = \dot{A}_O = (1 + \frac{R_F}{R_G}) (\frac{R_{BP}}{R_{IN} + R_{BP}} + (-A_{BP}BP) \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{BP}}) = A_{BR}(1 - BP)$$

只有保证括号内系数相等，才能实现1-BP，则有：

$$\frac{R_{BP}}{R_{IN} + R_{BP}} = A_{BP} \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{BP}}$$

任意选择电阻  $R_{IN}$ ，则由上式得：

$$R_{BP} = A_{BP}R_{IN} \tag{a1}$$

而要实现指定的平坦区增益，则有：

$$(1 + \frac{R_F}{R_G}) \frac{R_{BP}}{R_{IN} + R_{BP}} = A_{BR}$$

由上式可以解得：

$$(1 + \frac{R_F}{R_G}) = A_{BR} \frac{1 + A_{BP}}{A_{BP}} \tag{a2}$$

图 Section100-1 右下角电路的分析方法与此类似，本书不赘述。

### 举例 INS1：

利用 Section98 举例 3 所述的 MFB 型窄带通滤波器，设计一个 1-BP 型陷波器，要求中心频率为 50Hz，平坦区增益为 1 倍， $Q=10$ 。

解：对 1-BP 型陷波器，带通滤波器的 Q 值就是陷波器的 Q 值，因此对已经完成的带通滤波器，无需再考虑 Q 值设计问题。

由举例 3 可知，窄带通滤波器的实际峰值增益为 20.03dB，即  $A_{BP}=10.03$  倍。设  $R_{IN}=1k\Omega$ ，据式(a1)，可得： $R_{BP} = A_{BP}R_{IN} = 10.03k\Omega$ 。

根据题目要求，可知  $A_{BR}=1$ ，利用式(a2)，得：

$$(1 + \frac{R_F}{R_G}) = A_{BR} \frac{1 + A_{BP}}{A_{BP}} = 1 \times \frac{1 + 10.03}{10.03} = 1.0997 \approx 1.1$$

选择电阻  $R_F$ 、 $R_G$  实现上述要求，是不困难的。选择  $R_F=1k\Omega$ ，则  $R_G=10k\Omega$ 。

至此设计完毕，电路如图 Section100-INS1 所示。

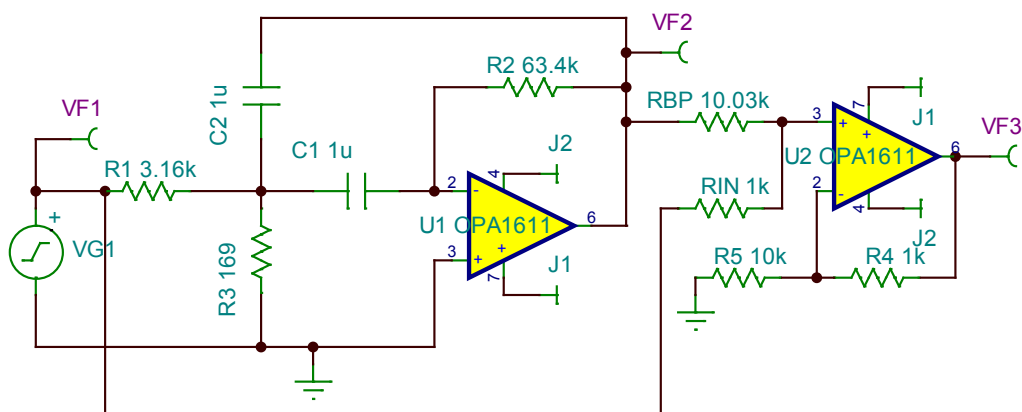


图 Section100-INS1 举例 INS1 电路，MFB 带通组成的 1-BP 型陷波器

当同相型带通的峰值增益既不是 1，也不是 2 时，可以用图 Section100-1a 所示的电路实现陷波。它的 4 个电阻需要精确计算。

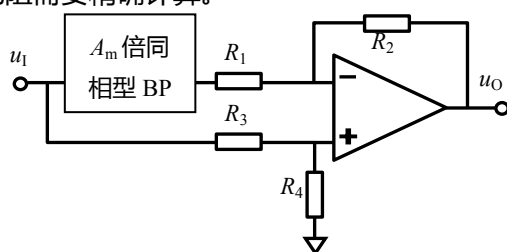


图 Section100-1a 任意增益同相带通组成的“1-BP”型陷波器

当已知带通峰值增益  $A_{BP}$ ，要求陷波器平坦区增益为  $A_{BR}$ ，可以得到如下关系：

$$A_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} - A_{BP} B'P \frac{R_2}{R_1} = A_{BR}(1 - B'P)$$

为保证实现陷波功能，有下式成立：

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} = A_{BP} \frac{R_2}{R_1} = A_{BR}$$

从第 2 项等于第 3 项，可知任选电阻  $R_1$ ，则有：

$$R_2 = \frac{R_1 A_{BR}}{A_{BP}} \tag{a3}$$

或者任选  $R_2$ ，则有：

$$R_1 = \frac{R_2 A_{BP}}{A_{BR}} \tag{a4}$$

从第 1 项等于第 3 项，可知：

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

将式(a3)代入得：

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = A_{BR} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = A_{BR} \frac{R_1}{R_1 + \frac{R_1 A_{BR}}{A_{BP}}} = A_{BR} A_{BP} \frac{1}{A_{BR} + A_{BP}} = A_{BR} // A_{BP} \tag{a5}$$

本书采用了一个电阻并联计算符号来表示两个增益的乘加除运算，这不标准，但可以帮助读者快速运算。从式(a4)可以看出，两个增益的并联必须小于 1，这是本电路的硬条件。



由此，任选电阻  $R_4$ ，可以解得：

$$R_3 = \frac{1 - A_{BR} // A_{BP}}{A_{BR} // A_{BP}} R_4 \quad (a6)$$

或者任选  $R_3$ ，可以解得：

$$R_4 = \frac{A_{BR} // A_{BP}}{1 - A_{BR} // A_{BP}} R_3 \quad (a7)$$

上述求解过程中，式(a3)和式(a4)是完全相同的，到底使用哪个公式，取决于哪个公式中的系数大于 1。这样做的好处是，任选值通常可以选择为  $1\text{k}\Omega$ ，那么另外一个电阻就一定大于  $1\text{k}\Omega$ ，这样可以守住电阻最小值的底线——当电阻过小时，容易引起运放输出电流超限。

### 举例 INS2：

利用 Section98 举例 2 所述的 Sallen-Key 型窄带通滤波器，设计一个 1-BP 型陷波器，要求中心频率为  $50\text{Hz}$ ，平坦区增益为 1 倍， $Q=10$ 。

解：根据前述 Sallen-Key 型窄带通设计结果，可知其实际峰值增益为  $33\text{dB}$ ，即  $A_{BP}=44.67$  倍。题目要求  $A_{BR}=1$  倍，则  $A_{BP} // A_{BR}=0.978$ ，满足设计硬条件。

设  $R_2=1\text{k}\Omega$ ，据式(a4)，可得：

$$R_1 = \frac{R_2 A_{BP}}{A_{BR}} = 44.67\text{k}\Omega$$

设  $R_3=1\text{k}\Omega$ ，据式(a7)，得：

$$R_4 = \frac{A_{BR} // A_{BP}}{1 - A_{BR} // A_{BP}} R_3 = \frac{0.978}{1 - 0.978} \times 1\text{k}\Omega = 44.67\text{k}\Omega$$

至此，电路设计完毕，如图 Section100-INS2 所示，仿真结果如图 Section100-INS3 所示。

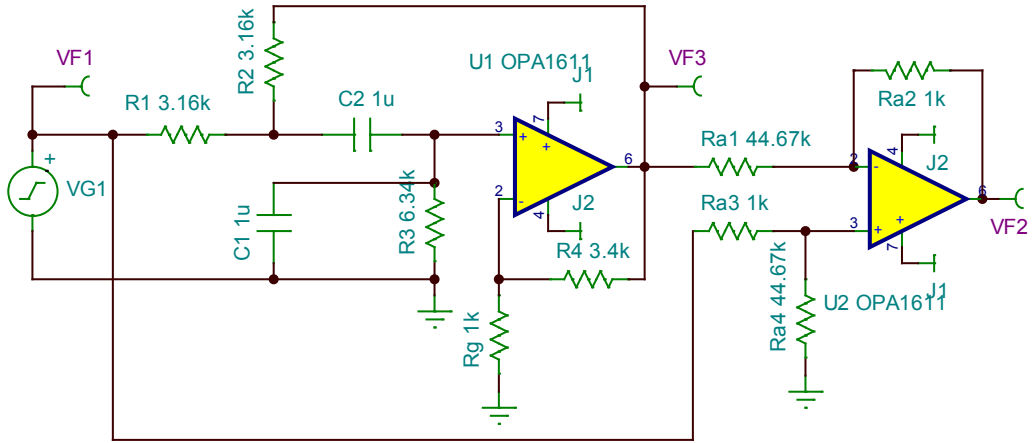


图 Section100-INS2 举例 INS2 电路，Sallen-Key 带通组成的 1-BP 型陷波器

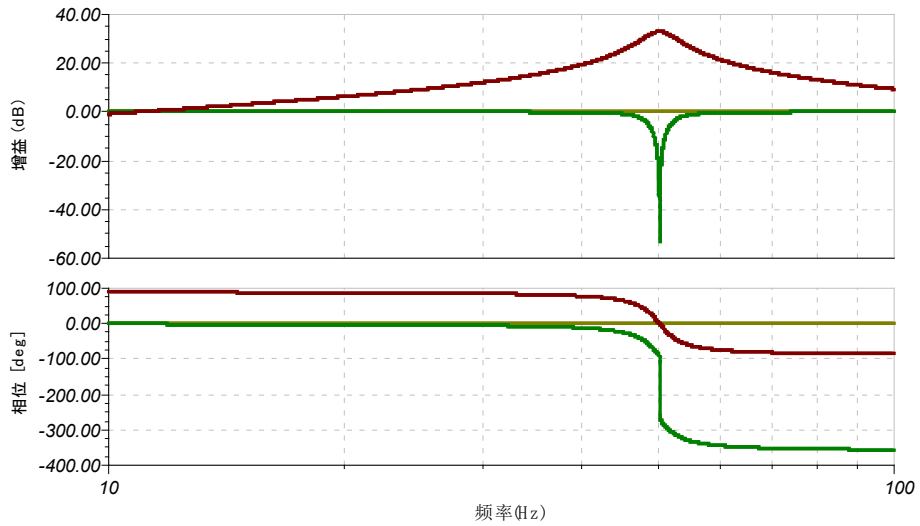


图 Section100-INS3 举例 INS2 电路仿真频率特性

“1-BP”型陷波器，要想完美实现，必须做到带通输出和原始输入，在特征频率处严格相等，不仅幅度相等，还得相位为 0，且减法器电阻严格匹配，这在实用中较难实现。

### 有源文氏-罗宾逊(Active Wien-Robinson)陷波器

电路如图 Section100-2 所示。图中两个电阻  $R$  和两个电容  $C$  组成了文氏电路，设文氏电路的输入为  $u_X$ ，则其输出为  $u_X W_R$ ，这是一个文氏带阻，根据式 Section98-32，有：

$$\dot{A}_{wien-br}(j\omega) = \frac{1 + 2j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2}{1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2} = W_R$$

其后的分析过程如下：

$$i_{RA} = \frac{u_X - u_X W_R}{R_A}$$

$$u_{2RA} = i_{RA} \times 2R_A = 2(u_X - u_X W_R) = 2u_X(1 - W_R)$$

$$u_O = u_X W_R - u_{2RA} = 3u_X W_R - 2u_X = u_X(3W_R - 2)$$

即：

$$u_X = \frac{u_O}{3W_R - 2}$$

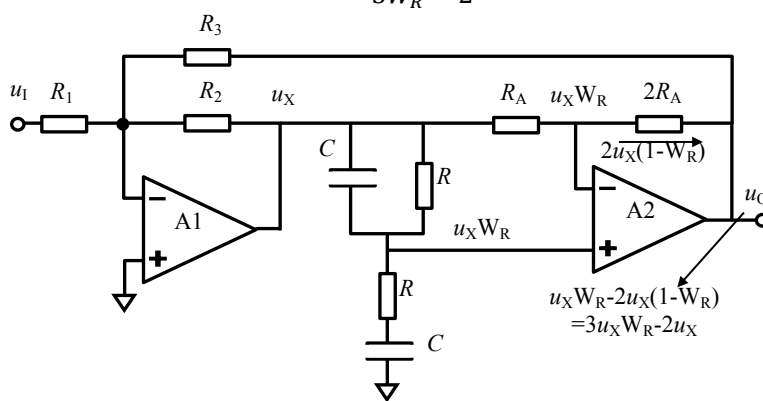


图 Section100-2 有源文氏-罗宾逊陷波器

对运放 A1 的负输入端，列出电流方程为：

$$\frac{u_i - 0}{R_1} = \frac{0 - u_X}{R_2} + \frac{0 - u_O}{R_3} = -\frac{u_O}{R_2} - \frac{u_O}{R_3} = u_O \left( \frac{1}{(2 - 3W_R)R_2} - \frac{1}{R_3} \right)$$

$$\frac{u_O}{u_i} = \frac{1}{R_1 \left( \frac{1}{(2 - 3W_R)R_2} - \frac{1}{R_3} \right)}$$

用频率表达式，则为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_I} = \frac{1}{R_1 \left( \frac{1}{(2 - 3W_R)R_2} - \frac{1}{R_3} \right)} = \frac{1}{R_1 \left( \frac{1}{(2 - 3 \frac{1 + 2j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2}{1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2})R_2} - \frac{1}{R_3} \right)}$$

$$= \frac{1}{R_1 \left( \frac{1}{\frac{-1 - (j\omega)^2 R^2 C^2}{(1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2)}R_2} - \frac{1}{R_3} \right)}$$

$$= -\frac{1}{R_1 \left( \frac{1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2}{1 + (j\omega)^2 R^2 C^2} \frac{R_3}{R_2 R_3} + \frac{R_2}{R_2 R_3} \frac{1 + (j\omega)^2 R^2 C^2}{1 + (j\omega)^2 R^2 C^2} \right)}$$

$$= -\frac{R_2 R_3}{R_1 (1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2) R_3 + (1 + (j\omega)^2 R^2 C^2) R_2}$$

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3)} \times \frac{1 + (j\omega)^2 R^2 C^2}{\left( 1 + \frac{3R_3}{(R_2 + R_3)} j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2 \right)}$$

(Section100-1)

对照式(Section82-5)

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

可知此电路实现了一个标准陷波器，其中：

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{(Section100-2a)}$$

$$A_m = -\frac{R_2 R_3}{R_1(R_2 + R_3)} = -\frac{R_2 // R_3}{R_1} \quad \text{(Section100-2b)}$$

$$Q = \frac{R_2 + R_3}{3R_3} \quad \text{(Section100-2c)}$$

可知，此电路的特征频率 $f_0$ （陷波频率）、中频增益 $A_m$ （平坦区增益），以及品质因数 $Q$ 是可以独立设计的，步骤如下：

- 1) 独立选择 $R$ 和 $C$ ，根据式(Section100-2a)，实现特征频率 $f_0$ 要求；
- 2) 选择 $R_A$ 为一个合适的值，确定 $2R_A$ ；选择 $R_3$ 为一个合适的值；
- 3) 根据式(Section100-2c)，得：

$$R_2 = (3Q - 1)R_3 \quad \text{(Section100-2d)}$$

- 4) 根据式(Section100-2b)，得：

$$R_1 = -\frac{R_2 // R_3}{A_m} \quad \text{(Section100-2e)}$$

### 中途受限现象

本电路具有一个明显的缺点：如果 $Q$ 值较大， $R_2$ 会很大，这使得运放 $A_1$ 在获得 $R_3$ 支路反馈之前，呈现出一个很大的小闭环增益 $[-R_2/R_3]$ ，当输入信号较大时，运放 $A_1$ 可能处于失效状态，即图中 $u_x$ 点可能极大的理论输出电压，但运放却受电源电压限制无法达到。因此，此电路虽然在传函推导中具有良好的特性，在实用中却极难实现。

一旦电路中出现“在理论上先放大，后衰减，最终达到合适输出”的情况，就必须谨慎对待。理论上环路中途放大器输出可以达到任意值，而在实际应用中，这个任意值一定会受到电源电压的限制而达不到，这会导致实际工作中出现错误。

**在理论分析中，信号链路中途某一个节点在不考虑中途电源电压限制时，能够使得最终结果得到正确结论，而在实际工作中，由于中途节点受电源电压限制，达不到理论分析电压，而导致最终结果出现错误，这种现象，叫做中途受限现象。**

由多个运放组成的滤波器，特别是多运放组成的大回环滤波器，极易出现中途受限现象。特别是电路中出现减法运算，更易出现这种现象。如果读者能够想起来，仪表放大器中的失效图（钻石图），就来源于这个道理。

### 举例 1：

设计一个文氏-罗宾逊陷波器。要求，滤波器的陷波频率为 $f_0=1000\text{Hz}$ ， $Q=20$ ， $A_m=-10$ 。

用 TINA-TI 仿真软件实证，特别关注输入信号幅度对电路输出产生的中途受限现象。

解：首先根据陷波频率，初选电容  $C=100\text{nF}$ ，由此计算出：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 1000 \times 100 \times 10^{-9}} = 1591.546\Omega$$

选择  $R_A=1\text{k}\Omega$ ， $2R_A=2\text{k}\Omega$ ，选择电阻  $R_3=10\text{k}\Omega$ 。

根据式(Section100-2d)：

$$R_2 = (3Q - 1)R_3 = 590\text{k}\Omega$$

根据式(Section100-2e)：

$$R_1 = -\frac{R_2//R_3}{A_m} = 983.3\Omega$$

据此形成图 Section100-3 所示电路。

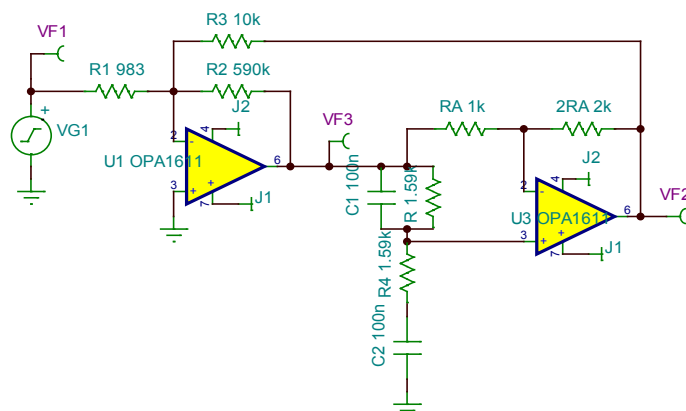


图 Section100-3 举例 1 电路

利用 TINA-TI 的分析功能，得到频率特性如图 Section100-4 所示。

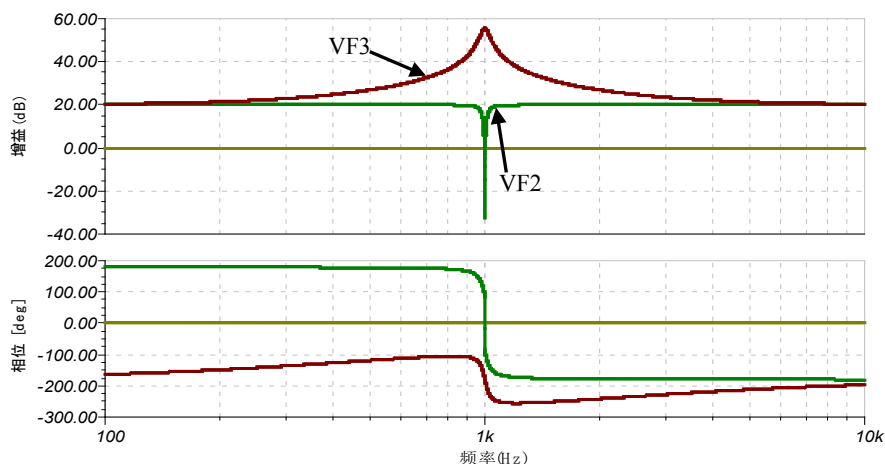


图 Section100-3 举例 1 电路的频率响应仿真结果

仿真测量结果为：陷波频率发生在  $1000\text{Hz}$  处， $A_m=20\text{dB}$ ， $f_L=975.55\text{Hz}$ ， $f_H=1.03\text{kHz}$ ，此值读取不精确，源自 TINA 本身，它应介于  $1025\text{Hz}$ - $1035\text{Hz}$  之间，因此， $Q_{\min}=1000\text{Hz}/(1035-975.55)=16.82$ ， $Q_{\max}=1000\text{Hz}/(1025-975.55)=20.22$ ，满足设计要求。

这看起来很好。但是注意，频率特性仿真图中已经显现，探测点 VF3，也就是原电路中的  $u_x$  点，在特征频率处具有高达  $55\text{dB}$ （肉眼粗读）的增益，这极易使得运放 A1 输出失效，产生中途受限现象。

下面我们用 TINA-TI 的示波器功能，看此电路的时域表现，就能验证“此电路不能接受

大幅度输入”这个事实。

首先输入 1kHz, 1mV 信号。可以看到一切正常, 输入输出信号都很小, 在图中 0 线附近, 而运放 A2 的输出 VF3, 幅度达到了 580mV, 即其增益约为 580 倍  $=20\log 580=55.27\text{dB}$ , 与频率特性图中估计的一致。

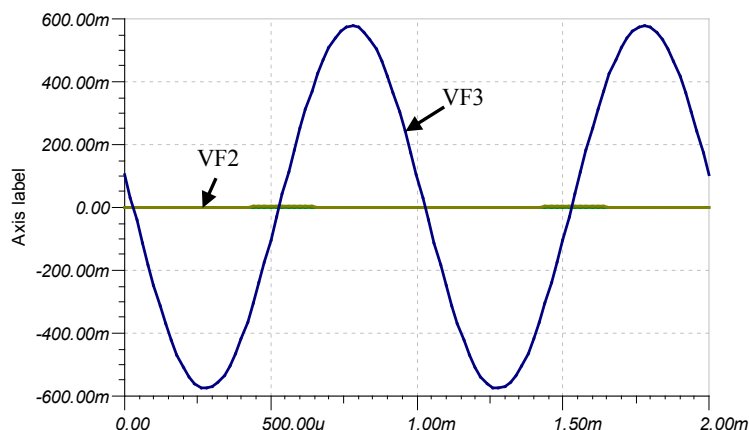


图 Section100-4 举例 1 电路 1mV1kHz 正弦输入

整个电路的供电电压为 $\pm 5\text{V}$ , 运放 OPA1611 的最大输出电压约为 $\pm 4.8\text{V}$ , 如此看来, 如果输入信号幅度超过  $4800\text{mV}/580 \text{ 倍}=8.28\text{mV}$ , 就会出现运放 A1 输出失效。试试看。

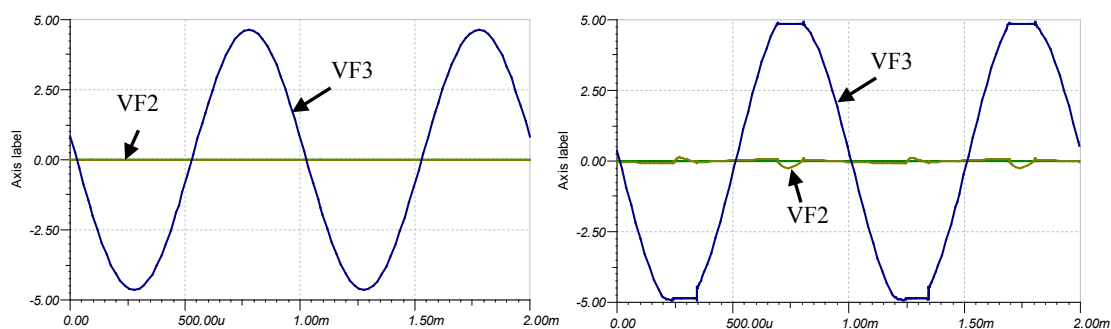


图 Section100-5 举例 1 电路 8mV (左), 15mV (右) 正弦输入

从图中可以看出, 当输入信号为 8mV, 容易出现中途受限现象的 VF3 节点, 其幅度为 4.2V 左右, 陷波效果正常。当输入信号为 15mV 时, VF3 点波形出现明显的削顶, 这导致陷波输出 VF2 出现了明显的异变, 如右图 VF2 箭头所指。

## Bainter 陷波器(Bainter Notch)的分析

Bainter 陷波器是一种较为常见的陷波器，电路如图 Section100-6 所示。

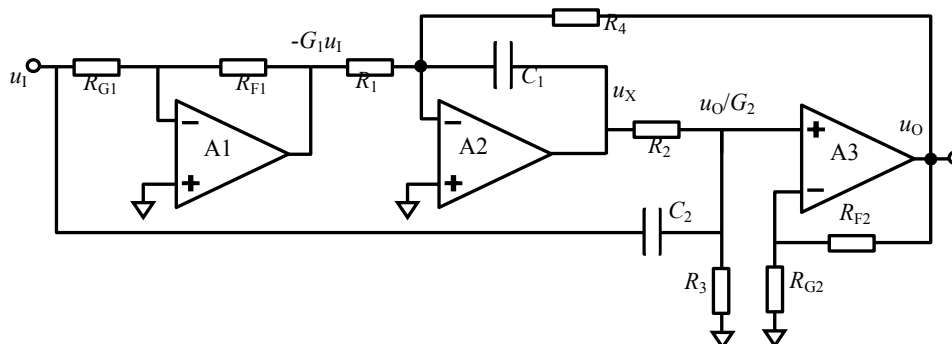


图 Section100-6 Bainter 陷波器

电路的核心分析围绕着运放 A2 输出端进行。运放 A1 负责实施简单的反相比例，增益为  $G_1$ ，而运放 A3 实施同相比例，增益为  $G_2$ 。为了分析方便，设运放 A2 的输出为  $u_x$ ，则：

$$U_x = -\frac{U_o}{SR_4C_1} + \frac{G_1U_1}{SR_1C_1} \quad (1)$$

对运放 A3 的正输入端，列出电流方程：

$$\frac{U_x - \frac{U_o}{G_2}}{R_2} + SC_2(U_1 - \frac{U_o}{G_2}) = \frac{U_o}{R_3}$$

将  $u_x$  表达式代入，得：

$$-\frac{U_o}{SR_4C_1} + \frac{G_1U_1}{SR_1C_1} - \frac{U_o}{G_2} + SC_2(U_1 - \frac{U_o}{G_2}) = \frac{U_o}{R_3}$$

这是一个仅含有  $U_o$  和  $U_1$  的关系，下面就是一步步化简了：

$$\begin{aligned} -\frac{R_3U_o}{SR_4C_1} + \frac{R_3G_1U_1}{SR_1C_1} - \frac{R_3U_o}{G_2} + SR_2R_3C_2U_1 - SR_2R_3C_2\frac{U_o}{G_2} &= R_2\frac{U_o}{G_2} \\ R_2\frac{U_o}{G_2} + SR_2R_3C_2\frac{U_o}{G_2} + \frac{R_3U_o}{G_2} + \frac{R_3U_o}{SR_4C_1} &= \frac{R_3G_1U_1}{SR_1C_1} + SR_2R_3C_2U_1 \\ (\frac{R_2}{G_2} + \frac{SR_2R_3C_2}{G_2} + \frac{R_3}{G_2} + \frac{R_3}{SR_4C_1})U_o &= (\frac{R_3G_1}{SR_1C_1} + SR_2R_3C_2)U_1 \\ \frac{S(R_2 + R_3)R_4C_1 + G_2R_3 + S^2R_2R_3R_4C_1C_2}{G_2SR_4C_1}U_o &= \frac{R_3G_1 + S^2R_1R_2R_3C_1C_2}{SR_1C_1}U_1 \\ \frac{S(R_2 + R_3)R_4C_1 + G_2R_3 + S^2R_2R_3R_4C_1C_2}{G_2R_4}U_o &= \frac{R_3G_1 + S^2R_1R_2R_3C_1C_2}{R_1}U_1 \\ (S(R_2 + R_3)R_1R_4C_1 + G_2R_1R_3 + S^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2)U_o &= (R_3G_2R_4G_1 + S^2G_2R_1R_2R_3R_4C_1C_2)U_1 \end{aligned}$$

至此，可以列出增益的复频域表达式：

$$\begin{aligned} A(S) = \frac{U_o}{U_1} &= \frac{G_1G_2R_3R_4 + S^2G_2R_1R_2R_3R_4C_1C_2}{G_2R_1R_3 + S(R_2 + R_3)R_1R_4C_1 + S^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2} \\ &= \frac{G_1R_4}{R_1} \times \frac{1 + S^2\frac{R_1R_2C_1C_2}{G_1}}{1 + S\frac{(R_2 + R_3)R_4C_1}{G_2R_3} + S^2\frac{R_2R_4C_1C_2}{G_2}} \end{aligned}$$

为了实现标准陷波器，要求分子分母中  $S^2$  的系数相同，否则就会变成高通型，或者低通型陷波器：

$$\frac{R_1}{G_1} = \frac{R_4}{G_2}, \quad \text{即 } R_4 = \frac{G_2}{G_1}R_1$$

(2)

$$A(S) = G_2 \times \frac{1 + S^2 \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{G_1}}{1 + S \frac{(R_2 + R_3) R_1 C_1}{G_1 R_3} + S^2 \frac{R_2 R_1 C_1 C_2}{G_1}}$$

(3)

变为频率表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = G_2 \times \frac{1 + (j\omega)^2 \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{G_1}}{1 + j\omega \frac{(R_2 + R_3) R_1 C_1}{G_1 R_3} + (j\omega)^2 \frac{R_2 R_1 C_1 C_2}{G_1}}$$

设：

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1}{R_2 R_1 C_1 C_2}}; \quad f_0 = \sqrt{\frac{G_1}{4\pi^2 R_2 R_1 C_1 C_2}}$$

[Section100-3]

$$\dot{A}(j\omega) = G_2 \times \frac{1 + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{G_1}{R_2 R_1 C_1 C_2}} \frac{(R_2 + R_3) R_1 C_1}{G_1 R_3} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

[Section100-4]

对比标准陷波器表达式，可知：

$$Q = \frac{G_1 R_3}{(R_2 + R_3) R_1 C_1} \sqrt{\frac{R_2 R_1 C_1 C_2}{G_1}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \sqrt{\frac{G_1 R_2 C_2}{R_1 C_1}}$$

[Section100-5]

$$A_m = G_2$$

[Section100-6]

从上述表达式可以看出，一个陷波器的三大参数特征频率 $f_0$ ，平坦区增益 $A_m$ ，品质因数 $Q$ ，分别由不同的元件综合确定。而且它们有规律，可以设：

$$R = \sqrt{R_1 R_2}; \quad C = \sqrt{C_1 C_2}$$

$$k_R = \frac{R_2}{R_1}; \quad k_C = \frac{C_2}{C_1}$$

则上述关键表达式可以写作：

$$f_0 = \sqrt{\frac{G_1}{4\pi^2 R_2 R_1 C_1 C_2}} = \frac{\sqrt{G_1}}{2\pi RC}$$

[Section100-3a]

$$Q = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \sqrt{\frac{G_1 R_2 C_2}{R_1 C_1}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \sqrt{G_1 k_R k_C}$$

[Section100-5a]

此时我们能够清晰看出，在保持 $R$ 和 $C$ 不变情况下，增大 $k_R$ 、 $k_C$ 和 $G_1$ 是提高 $Q$ 值的关键。

1) 只依赖于增大 $G_1$ 是不靠谱的：首先，无限制增大 $G_1$ ，会使得运放A1处于较低的负反馈深度，其带宽、失真度都将变差，并且会在特征频率处产生不可忽视的相移；其次， $G_1$ 还受到输出幅度限制，我们必须避免运放A1因增益过大，导致输出超过电源电压限制。

2) 只依赖于调节 $k_R$ ——极端增大 $R_2$ ，减小 $R_1$ ，达到任意大的 $Q$ 值，也是不靠谱的：因为这样做必然产生极大电阻和极小电阻。而在电路设计中，极大电阻会引入噪声，且会



加剧运放偏置电流对直流性能的影响，而极小电阻，会导致该支路电流超过运放输出极限。

3) 只依赖于调节  $k_C$  也是不靠谱的。

多数情况，我们会确定一个合适的、最大的  $G_1$ ，然后选择一个合适的  $k_C$ ，一般是 1 倍、10 倍，不超过 100 倍，并据此计算出  $C$ 。再根据  $Q$  的要求，计算  $R_1$  和  $R_2$ 。

### Bainter 陷波器(Bainter Notch)的设计方法

已知特征频率  $f_0$ ，平坦区增益  $A_m$ ，品质因数  $Q$ ，运放最高输出电压  $U_{OM}$ ，设计 Bainter 陷波器的完整方法如下：

1) 选择合适的增益  $G_1$ ，然后按照下式确定电阻  $R_{G1}$  和  $R_{F1}$ ：

- 合理选择电阻  $R_{G1}$ ；
- $R_{F1} = G_1 R_{G1}$

2) 根据下式确定电阻  $R_{G2}$  和  $R_{F2}$ ：

- 合理选择电阻  $R_{G2}$ ；
- $R_{F2} = (A_m - 1)R_{G2}$

3) 根据表 Section84-1，选定一个合适的电容  $C_1$ ，合适的电容  $C_2$ ，据此得到：

$$C = \sqrt{C_1 C_2} ; k_C = \frac{C_2}{C_1}$$

4) 计算电阻  $R_1$  和  $R_2$ ：

根据式(Section100-5a)

$$Q = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \sqrt{\frac{G_1 R_2 C_2}{R_1 C_1}} = 0.5 \sqrt{G_1 k_R k_C}$$

解得：

$$k_R = \frac{4Q^2}{G_1 k_C} = \frac{R_2}{R_1} \tag{3a}$$

根据式(Section100-3a)

$$f_0 = \sqrt{\frac{G_1}{4\pi^2 R_2 R_1 C_1 C_2}} = \frac{\sqrt{G_1}}{2\pi RC}$$

解得：

$$R = \sqrt{R_1 R_2} = \frac{\sqrt{G_1}}{2\pi f_0 C} \tag{3b}$$

综合式(3a)和式(3b)得：

$$R_1 = \frac{\sqrt{G_1}}{2\pi f_0 C} \times \frac{\sqrt{G_1 k_C}}{2Q} = \frac{G_1 \sqrt{k_C}}{4Q\pi f_0 C} \tag{Section100-7}$$

根据式(3a)得：

$$R_2 = \frac{4Q^2}{G_1 k_C} \times R_1 \tag{Section100-8}$$

5) 设定  $R_3=R_2$ 。

6) 根据下式确定电阻  $R_4$  :

$$R_4 = \frac{G_2}{G_1} R_1 = \frac{A_m}{G_1} R_1$$

[Section100-9]

### Bainter 陷波器(Bainter Notch)的中途受限现象

下面来分析此电路的中途受限现象。可以看出，电路中存在两个中途受限点，一是运放 A1 的输出，这很简单，只要保证输入信号乘以设定的  $G_1$ ，不要超过 A1 的最大输出值即可。第二是运放 A2，我们需要知道  $u_x$  处的增益，分析如下：

根据式(1)，将式(3)代入得：

$$\begin{aligned} U_x &= -\frac{U_o}{SR_4C_1} + \frac{G_1U_I}{SR_1C_1} = \left( -\frac{G_2 \times \frac{1 + S^2 \frac{R_1R_2C_1C_2}{G_1}}{1 + S \frac{(R_2 + R_3)R_1C_1}{G_1R_3} + S^2 \frac{R_2R_1C_1C_2}{G_1}}}{SR_4C_1} + \frac{G_1}{SR_1C_1} \right) U_I \\ &= \frac{G_1 \left( \frac{S \frac{(R_2 + R_3)R_1C_1}{G_1R_3}}{1 + S \frac{(R_2 + R_3)R_1C_1}{G_1R_3} + S^2 \frac{R_2R_1C_1C_2}{G_1}} \right)}{SR_1C_1} U_I \\ &= \frac{G_1}{SR_1C_1} \left( \frac{S \frac{(R_2 + R_3)R_1C_1}{G_1R_3}}{1 + S \frac{(R_2 + R_3)R_1C_1}{G_1R_3} + S^2 \frac{R_2R_1C_1C_2}{G_1}} \right) U_I \end{aligned}$$

可以看出，这是一个两项乘法表达式。括号内是一个标准带通滤波器，在特征频率处具有峰值增益 1，这也是  $u_x$  出现最大增益的位置。因此， $u_x$  在陷波点处增益为：

$$A_{UX}(j\omega_0) = \frac{G_1}{j\omega_0 R_1 C_1} = \frac{G_1}{j \sqrt{\frac{G_1}{R_2 R_1 C_1 C_2}} R_1 C_1} = \frac{\sqrt{G_1}}{j \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}} = -j \sqrt{\frac{G_1 R_2 C_2}{R_1 C_1}} = -jQ \frac{R_2 + R_3}{R_3} \quad (4)$$

这个结果令人遗憾：要实现较大的 Q 值， $u_x$  点就必然获得较大的中途增益，这样就对输入信号提出了严格要求：

$$U_{IM} < \frac{U_{OM}}{|A_{UX}(j\omega_0)|} = \frac{U_{OM}}{Q \frac{R_2 + R_3}{R_3}} \quad (5)$$

换句话说，要想实现满意的陷波效果，输入信号幅度  $U_{IM}$  必须小于上式。其中， $U_{OM}$  是输出最大电压，受限于供电电压，以及运放的输出特性。

举例 2 :

设计一个 Bainter 陷波器。要求，运放为 OPA1611，供电电压为±5V，滤波器的陷波频率为  $f_0=50\text{Hz}$ ， $Q=40$ ， $A_m=1$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证，特别关注输入信号幅度对电路输出产生的中途受限现象。

解：按照前述步骤，操作如下：

- 1) 根据平坦区增益，确定  $G_2=A_m=1$ ，可知运放 A3 应设置为跟随器。
- 2) 选择  $G_1=10$ ，选定电阻  $R_{G1}=1\text{k}\Omega$ ，则  $R_{F1}=G_1R_{G1}=10\text{k}\Omega$ 。
- 3) 根据表 Section84-1，选定一个合适的电容  $C_1=0.1\mu\text{F}$ ，合适的电容  $C_2=10\mu\text{F}$ ，据此得到：

$$C = \sqrt{C_1 C_2} = 1\mu\text{F} ; k_C = \frac{C_2}{C_1} = 100$$

- 4) 计算电阻  $R_1$  和  $R_2$  :

根据式(Section100-7)，确定电阻  $R_1$  :

$$R_1 = \frac{G_1 \sqrt{k_C}}{4Q\pi f_0 C} = 3979\Omega$$

根据式(Section100-8)，确定电阻  $R_2$  :

$$R_2 = \frac{4Q^2}{G_1 k_C} \times R_1 = 25.46\text{k}\Omega$$

- 5)  $R_3=R_2=25.46\text{k}\Omega$ 。

- 6) 根据下式确定电阻  $R_4$  :

$$R_4 = \frac{G_2}{G_1} R_1 = \frac{1}{10} \times 3979 = 397.9\Omega$$

至此，得到 TINA-TI 仿真电路如图 Section100-7 所示。

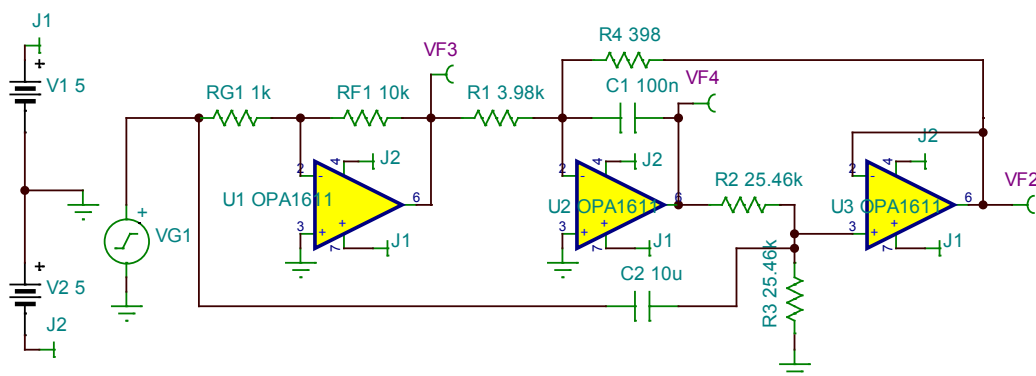


图 Section100-7 举例 2 电路

下面分析本电路对输入信号幅度的限制，即中途受限现象。分析的原则是，输入信号波形足够小，以保证在全频率范围内，上图中 VF3 和 VF4 不会出现超过电源电压的理论分析值，以避免中途受限现象。

对 VF3 点，因其对全频率增益均为  $G_1$ ，因此有：

$$U_{IM} \times G_1 < U_{OM} = 4.8\text{V}$$

即：

$$U_{IM} < \frac{U_{OM}}{G_1} = \frac{4.8}{10} = 480\text{mV}$$

对 VF4 点，据式(5)，有：

$$U_{IM} < \frac{U_{OM}}{Q \frac{R_2 + R_3}{R_3}} = \frac{4.8}{40 \times 2} = 60\text{mV}$$

综合考虑，要求本电路输入信号幅度必须小于 60mV。

图 Section100-8 是本电路的仿真频率特性，可以看出 VF2 表现为一个陷波器，其平坦区增益为 0dB，陷波点发生在 50Hz 附近；而 VF4 则表现为一个窄带通特性，其在 50Hz 处峰值增益达到了图中所示的 38.03dB（换算为 79.7 倍，与理论估算  $2Q=80$  接近），这是中途受限现象的根源。

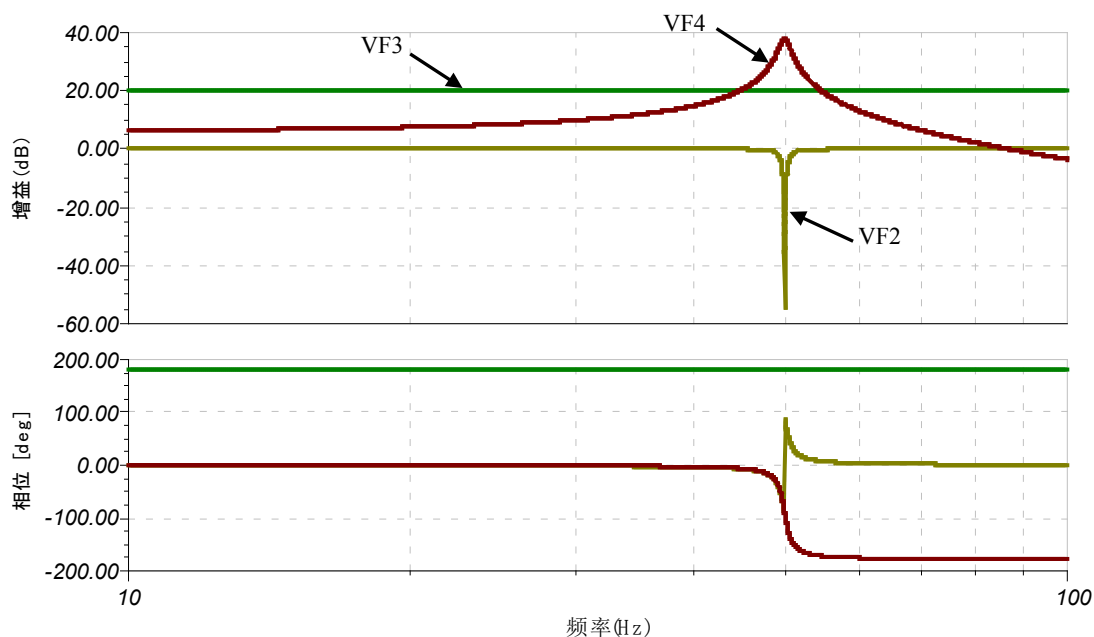


图 Section100-8 举例 2 电路的仿真频率特性

用示波器观察输出陷波效果（以 49.62Hz 为输入频率），当输入信号幅度在 30mV 时，VF2 输出幅度为 2.1mV，当输入信号幅度在 60mV 时，VF2 输出幅度为 4.2mV，这符合规律。但当输入信号幅度达到 120mV 时（超限），理论上输出 VF2 幅度应为 8.4mV，实测为 58mV，陷波效果大打折扣，其根本原因在于出现了中途受限现象。

注意，TINA-TI 软件在频率特性中能够实现 -50dB 以下的陷波衰减，如图所示，但在示波器仿真中，却无法达到这个效果，这与仿真软件有关，无需过多担忧。

## Boctor 陷波器

Boctor 陷波器应用也比较多，它分为两种：高通型和低通型，其中高通型电路如图 Section100-9 所示。

为求解其传函，本节采用 MF 法。先求解衰减系数 M。

当将图中  $R_1$  和  $C$  串联用  $Z_1$  表示，将图中  $R_2$  和  $C$  并联用  $Z_2$  表示，则电路演变成了完全对称结构，求解过程会简单一些：

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{SC} = \frac{1 + SR_1C}{SC}$$

$$Z_2 = R_2 // \frac{1}{SC} = \frac{R_2 \times \frac{1}{SC}}{R_2 + \frac{1}{SC}} = \frac{R_2}{1 + SR_2C}$$

$$\begin{aligned} M_+ &= \frac{R_4 // R_6}{R_4 // R_6 + Z_2} = \frac{\frac{R_4 \times R_6}{R_4 + R_6}}{\frac{R_4 \times R_6}{R_4 + R_6} + \frac{Z_2(R_4 + R_6)}{R_4 + R_6}} = \frac{R_4 R_6}{R_4 R_6 + Z_2(R_4 + R_6)} = \frac{R_4 R_6}{R_4 R_6 + \frac{R_2(R_4 + R_6)}{1 + SR_2C}} \\ &= \frac{R_4 R_6(1 + SR_2C)}{R_4 R_6 + SCR_2 R_4 R_6 + R_2(R_4 + R_6)} = \frac{1 + SCR_2}{1 + SCR_2 + \frac{R_2}{R_4 // R_6}} \\ &= \frac{R_4 R_6(1 + SR_2C)}{R_2 R_4 + R_2 R_6 + R_4 R_6 + SCR_2 R_4 R_6} \end{aligned}$$

利用对称性可以看出：

$$\begin{aligned} M_- &= \frac{R_3 // R_5}{R_3 // R_5 + Z_1} = \frac{R_3 R_5}{R_3 R_5 + Z_1(R_3 + R_5)} = \frac{R_3 R_5}{R_3 R_5 + \frac{1 + SR_1C}{SC}(R_3 + R_5)} \\ &= \frac{SCR_3 R_5}{R_3 + R_5 + SC(R_1 R_3 + R_1 R_5 + R_3 R_5)} \end{aligned}$$

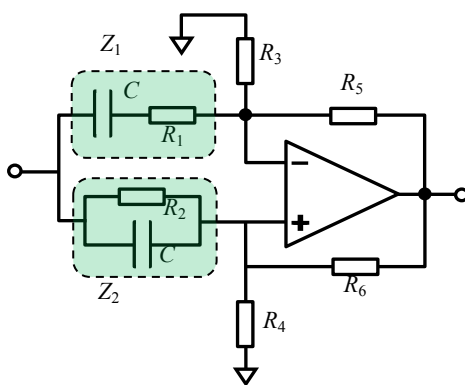


图 Section100-9 Boctor 陷波器——高通

$$M = M_+ - M_- = \frac{R_4 R_6(1 + SR_2C)}{R_2 R_4 + R_2 R_6 + R_4 R_6 + SCR_2 R_4 R_6} - \frac{SCR_3 R_5}{R_3 + R_5 + SC(R_1 R_3 + R_1 R_5 + R_3 R_5)}$$

$$\begin{aligned}
 F_- &= \frac{Z_1 // R_3}{Z_1 // R_3 + R_5} = \frac{\frac{Z_1 R_3}{Z_1 + R_3}}{\frac{Z_1 R_3}{Z_1 + R_3} + R_5} = \frac{Z_1 R_3}{Z_1 R_3 + (Z_1 + R_3) R_5} = \frac{R_3}{R_3 + R_5 + \frac{R_3 R_5}{Z_1}} \\
 &= \frac{R_3}{R_3 + R_5 + \frac{R_3 R_5}{1 + S R_1 C}} = \frac{R_3}{R_3 + R_5 + \frac{S C R_3 R_5}{1 + S R_1 C}} \\
 &= \frac{R_3 (1 + S R_1 C)}{S C R_3 R_5 + (R_3 + R_5) (1 + S R_1 C)} = \frac{R_3 (1 + S R_1 C)}{R_3 + R_5 + S C (R_1 R_3 + R_1 R_5 + R_3 R_5)} \\
 F_+ &= \frac{Z_2 // R_4}{Z_2 // R_4 + R_6} = \frac{\frac{Z_2 R_4}{Z_2 + R_4}}{\frac{Z_2 R_4}{Z_2 + R_4} + R_6} = \frac{Z_2 R_4}{Z_2 R_4 + (Z_2 + R_4) R_6} = \frac{R_4}{R_4 + R_6 + \frac{R_4 R_6}{Z_2}} \\
 &= \frac{R_4}{R_4 + R_6 + \frac{R_4 R_6}{1 + S R_2 C}} = \frac{R_4}{R_4 + R_6 + \frac{S C R_4 R_6}{1 + S R_2 C}} \\
 &= \frac{R_2 R_4}{R_2 R_4 + R_2 R_6 + R_4 R_6 + S R_2 R_4 R_6 C} \\
 F &= F_- - F_+ = \frac{R_3 (1 + S R_1 C)}{R_3 + R_5 + S C (R_1 R_3 + R_1 R_5 + R_3 R_5)} - \frac{R_2 R_4}{R_2 R_4 + R_2 R_6 + R_4 R_6 + S R_2 R_4 R_6 C}
 \end{aligned}$$

根据 MF 法获得增益为：

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{M}{F} \\
 &= \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5) + S C (R_1 R_4 R_6 (R_3 + R_5) + R_2 R_3 R_4 R_6 - R_2 R_3 R_4 R_5) + S^2 C^2 R_1 R_2 R_4 R_6 \times (R_3 + R_5)}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5 + S C (R_1 R_3 R_6 (R_2 + R_4) + R_2 R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5 (R_1 + R_3)) + S^2 C^2 R_1 R_2 R_4 R_6 \times R_3} \\
 &= \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5} \times \frac{1 + S C \frac{R_1 R_3 R_4 R_6 + R_1 R_4 R_5 R_6 + R_2 R_3 R_4 R_6 + R_2 R_4 R_5 R_6 - R_2 R_3 R_4 R_5 - R_2 R_3 R_5 R_6}{R_4 R_6 (R_3 + R_5)} + S^2 C^2 R_1 R_2}{1 + S C \frac{(R_1 R_3 R_6 (R_2 + R_4) + R_2 R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5 (R_1 + R_3))}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5} + S^2 C^2 \frac{R_1 R_2 R_4 R_6 \times R_3}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5}} \\
 &= \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5} \times \frac{1 + S C (R_1 + R_2 - R_2 \frac{R_3 R_5 (R_4 + R_6)}{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}) + S^2 C^2 R_1 R_2}{1 + S C \frac{(R_1 R_3 R_6 (R_2 + R_4) + R_2 R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5 (R_1 + R_3))}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5} + S^2 C^2 \frac{R_1 R_2 R_4 R_6 \times R_3}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5}} \\
 &= \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5} \times \frac{1 + S C (R_1 + R_2 - R_2 \frac{R_3 // R_5}{R_4 // R_6}) + S^2 C^2 R_1 R_2}{1 + S C \frac{(R_1 R_3 R_6 (R_2 + R_4) + R_2 R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5 (R_1 + R_3))}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5} + S^2 C^2 \frac{R_1 R_2 R_4 R_6 \times R_3}{R_2 R_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - R_2 R_4 R_5}}
 \end{aligned}$$

从上述表达式看，要想让其与非标准陷波器吻合，需要做如下工作：

- 1) 高通陷波器具有  $f_0$ 、 $A_m$ 、 $k$ 、 $Q$  等 4 个量，在确定电容 C 后，我们需要 4 个电阻，但现在我们有 6 个电阻，因此为了简化分析，设定电阻  $R_1 = R_2 = R$ 。据此可得：

$$\begin{aligned}
 & A \\
 &= \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5} \\
 &\quad \times \frac{1 + SC(2R - R \frac{R_3 // R_5}{R_4 // R_6}) + S^2 C^2 R^2}{1 + SC \frac{(RR_3 R_6 (R + R_4) + RR_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5 (R + R_3))}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5} + S^2 C^2 R^2 \frac{R_3 R_4 R_6}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5}} \\
 &= \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5} \\
 &\quad \times \frac{1 + SC(2R - R \frac{R_3 // R_5}{R_4 // R_6}) + S^2 C^2 R^2}{1 + SCR \frac{RR_3 R_6 + 2R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5 - R_3 R_4 R_5}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5} + S^2 C^2 R^2 \frac{R_3 R_4 R_6}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5}}
 \end{aligned}$$

2) 要使其变成陷波形式, 分子上的 S 项必须为 0。则有:

$$2R - R \frac{R_3 // R_5}{R_4 // R_6} = 0$$

即:

$$R_3 // R_5 = 2(R_4 // R_6) \tag{6}$$

至此, 将上述表达式写成频域表达式为:

$$\begin{aligned}
 & \dot{A}(j\omega) \\
 &= \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5} \\
 &\quad \times \frac{1 + (j\omega)^2 C^2 R^2}{1 + j\omega CR \frac{RR_3 R_6 + 2R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5 - R_3 R_4 R_5}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5} + (j\omega)^2 C^2 R^2 \frac{R_3 R_4 R_6}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5}} \\
 &= A_m \times \frac{1 + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j\sqrt{k} \frac{\omega}{\omega_0})^2}
 \end{aligned}$$

其中, 当频率趋于 0 时, 出现低频增益为:

$$A_{m_0} = A_m$$

当频率趋于 $\infty$ 时, 出现高频增益为:

$$A_{m_\infty} = A_m \times \frac{1}{k}$$

则:

$$k = \frac{A_{m_0}}{A_{m_\infty}} \tag{10a}$$

据此可得:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{7}$$

$$Q = \frac{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5}{RR_3 R_6 + 2R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5 - R_3 R_4 R_5} \tag{8}$$

$$A_m = \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5} \tag{9}$$

$$k = \frac{R_3 R_4 R_6}{RR_3 R_6 + R_3 R_4 R_6 - RR_4 R_5}$$

(10b)

可以看出, 式(6)-式(10)共 5 个独立方程, 在已知  $f_0$ 、 $A_m$ 、 $k$ 、 $Q$  和初选  $C$  的情况下, 可以解出  $R$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$  共 5 个未知量。

首先, 根据式(7), 解得:

$$R_1 = R_2 = R = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

将式(10b)和式(9)相除, 得:

$$\frac{A_m}{k} = \frac{R_4 R_6 (R_3 + R_5)}{R_3 R_4 R_6} = 1 + \frac{R_5}{R_3}$$

$$\frac{R_5}{R_3} = \frac{A_m}{k} - 1$$

(a)

将式(10b)变形得:

$$\frac{1}{k} = \frac{RR_3R_6 + R_3R_4R_6 - RR_4R_5}{R_3R_4R_6} = \frac{R}{R_4} + 1 - \frac{RR_5}{R_3R_6}$$

(b)

继续变形得:

$$\frac{R}{R_4} = \frac{1}{k} - 1 + \frac{RR_5}{R_3R_6}$$

两边同乘以  $R_5/R$ , 并将式(a)代入得:

$$\frac{R_5}{R_4} = \left(\frac{1}{k} - 1\right) \frac{R_5}{R} + \frac{R_5^2}{R_3R_6} = \left(\frac{1-k}{k}\right) \frac{R_5}{R} + \left(\frac{A_m-k}{k}\right) \frac{R_5}{R_6}$$

(c)

将式(8)和式(10b)相乘后变形得:

$$Qk = \frac{R_3R_4R_6}{RR_3R_6 + 2R_3R_4R_6 - RR_4R_5 - R_3R_4R_5}$$

$$\frac{1}{Qk} = \frac{RR_3R_6 + 2R_3R_4R_6 - RR_4R_5 - R_3R_4R_5}{R_3R_4R_6} = \frac{R}{R_4} + 2 - \frac{RR_5}{R_3R_6} - \frac{R_5}{R_6}$$

$$= \left(\frac{R}{R_4} + 1 - \frac{RR_5}{R_3R_6}\right) + 1 - \frac{R_5}{R_6}$$

将式(b)代入, 得:

$$\frac{1}{Qk} = \frac{1}{k} + 1 - \frac{R_5}{R_6}$$

解得:

$$\frac{R_5}{R_6} = \frac{1}{k} + 1 - \frac{1}{Qk} = \frac{Q + Qk - 1}{Qk}$$

(d)

对式(6)展开得:

$$R_3 // R_5 = 2(R_4 // R_6) \rightarrow \frac{R_3R_5}{R_3 + R_5} = \frac{2R_4R_6}{R_4 + R_6}$$

颠倒分子分母, 即:

$$\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6}\right) \rightarrow 1 + \frac{R_5}{R_3} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_6}\right)$$

$$2 + 2\frac{R_5}{R_3} = \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_6}$$

(e)

将式(a),(c),(d)代入式(e)得:



$$\frac{2A_m}{k} = \left(\frac{1-k}{k}\right) \frac{R_5}{R} + \left(\frac{A_m-k}{k}\right) \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_5}{R_6} = \left(\frac{1-k}{k}\right) \frac{R_5}{R} + \left(\frac{A_m}{k}\right) \left(\frac{Q+Qk-1}{Qk}\right)$$

至此，大功告成，等式中只包含 $R_5$ 和一系列已知量，剩下的就是化简了：

两边同乘以 $Qk^2R$ ，得：

$$\begin{aligned} 2QkA_mR &= Qk(1-k)R_5 + A_m(Q+Qk-1)R \\ Qk(1-k)R_5 &= 2QkA_mR - A_m(Q+Qk-1)R = 2QkA_mR - A_mQR - A_mQkR + A_mR \\ &= QkA_mR - A_mQR + A_mR \\ R_5 &= \frac{Qk-Q+1}{Qk(1-k)} A_mR \end{aligned} \tag{F1}$$

根据高通陷波器定义， $k$  代表低频增益和低频增益的比值（式(10)），应小于 1 且大于 0。在此情况下，上式分母为正值，要保证电阻  $R_5$  为正值，则有如下约束式：

$$\begin{aligned} Qk - Q + 1 &> 0 \\ k &> \frac{Q-1}{Q} \end{aligned} \tag{C1}$$

根据式(a)得：

$$R_3 = \frac{R_5}{\frac{A_m}{k} - 1} = \frac{(Qk-Q+1)}{Q(A_m-k)(1-k)} A_mR \tag{F2}$$

约束项为：

$$A_m > k \tag{C2}$$

根据式(d)得：

$$R_6 = R_5 \frac{Qk}{Q+Qk-1} = \frac{Qk-Q+1}{Qk(1-k)} A_mR \frac{Qk}{Q+Qk-1} = \frac{Qk-Q+1}{(Q+Qk-1)(1-k)} A_mR \tag{F3}$$

约束项为：

$$(Q+Qk-1) > 0 \rightarrow k > \frac{1-Q}{Q} \tag{C3}$$

根据式(c)：

$$\frac{R_5}{R_4} = \left(\frac{1-k}{k}\right) \frac{R_5}{R} + \frac{R_5^2}{R_3R_6} = \left(\frac{1-k}{k}\right) \frac{R_5}{R} + \left(\frac{A_m-k}{k}\right) \frac{R_5}{R_6}$$

即：

$$\begin{aligned} R_4 &= \frac{R_5}{\left(\frac{1-k}{k}\right) \frac{R_5}{R} + \left(\frac{A_m-k}{k}\right) \frac{R_5}{R_6}} = \frac{1}{\left(\frac{1-k}{kR}\right) + \left(\frac{A_m-k}{kR_6}\right)} = \frac{kRR_6}{R_6 - kR_6 + A_mR - kR} \\ &= \frac{k(Qk-Q+1)}{(1-k)(2A_mQk - k(Qk+Q-1))} A_mR \end{aligned} \tag{F4}$$

Boctor 滤波器还有低通滤波形式，限于篇幅，本书不介绍。

### 举例 3 :

设计一个 Boctor 高通陷波器。要求，运放为 OPA1611，供电电压为±5V，滤波器的陷波频率为  $f_0=50\text{Hz}$ ， $Q=1.2$ ， $A_m=1$ ， $k=0.2$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：选择电容  $C=1\mu\text{F}$ ，依照式(7)反算电阻：

$$R = R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 50 \times 1 \times 10^{-6}} = 3183\Omega$$

根据式(C1)知，必须有：

$$k > \frac{Q-1}{Q} = 0.1667$$

题目要求  $k=0.2$ ，满足约束条件。

利用式(F1)~式(F4)，分别计算 4 个电阻值：

$$R_5 = \frac{Qk - Q + 1}{Qk(1 - k)} A_m R = 663.1\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_5}{\frac{A_m}{k} - 1} = 165.8\Omega$$

$$R_6 = R_5 \frac{Qk}{Q + Qk - 1} = 361.7\Omega$$

$$R_4 = \frac{k R R_6}{R_6 - k R_6 + A_m R - k R} = 81.20\Omega$$

按照计算值设计电路如图 Section100-10a 所示。电路中没有选择 E96 系列。

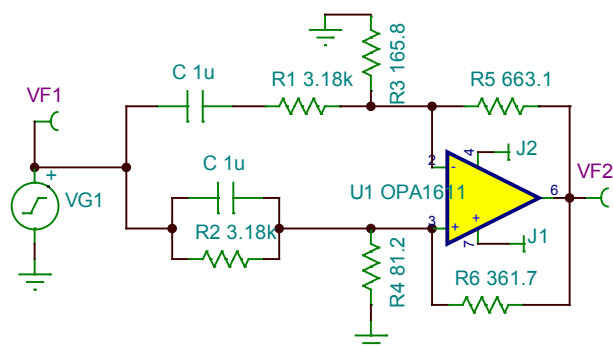


图 Section100-10a 举例 3 电路

仿真结果如图 Section100-10b 所示。

在仿真结果图中，实施如下测量，可以验证设计正确性。

- 1) 陷波频率发生在 50Hz 处，设计正确。

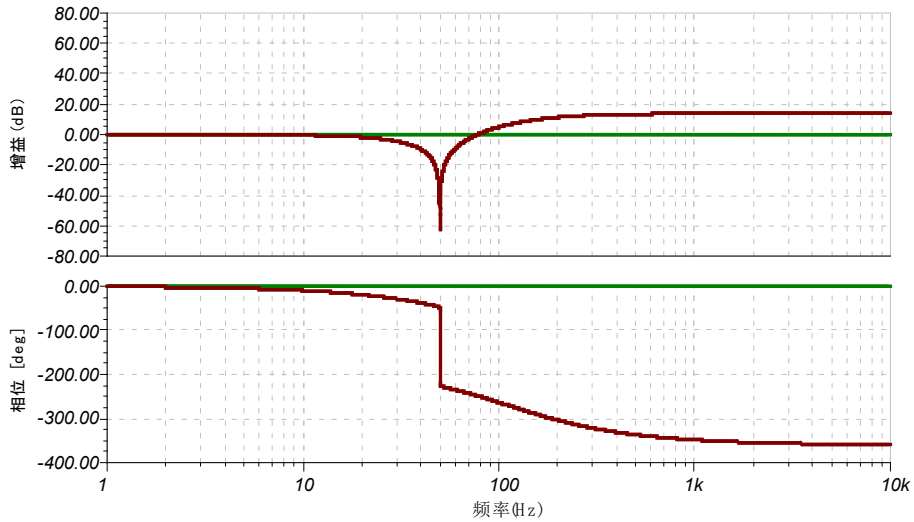


图 Section100-10b 举例 3 电路仿真结果

2) 验证高通陷波效果：

$$A(1\text{Hz}) = -14.2\text{m dB} = -0.0142\text{dB} = 0.9984 \text{ 倍}$$

即  $A_m \approx 0.9984$ ，与设计要求 1 倍近似。

$$A(10000\text{Hz}) = 13.98\text{dB} = 5.000 \text{ 倍}$$

利用式(10a)，得：

$$k_{\text{实测}} = \frac{A_{m_0}}{A_{m_\infty}} \approx \frac{A(1\text{Hz})}{A(10000\text{Hz})} = \frac{0.9984}{5.000} = 0.1997$$

与设计要求  $k=0.2$  近似相等。

3) 验证  $Q$  值：

中心频率左侧，比低频增益小 3.01dB，即 -3.0242dB 处的频率为：

$$f(-3.0242\text{dB}) = f_L = 25.74\text{Hz}$$

中心频率右侧，比低频增益小 3.01dB，即 -3.024dB 处的频率为：

$$f(-3.024\text{dB}) = f_H = 69.42\text{Hz}$$

则有：

$$Q_{\text{实测}} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{50}{69.42 - 25.74} = 1.145$$

与设计要求基本吻合，稍有偏差。

### 双 T 陷波器电路一

根据运放 A1 正输入端虚断，得电流方程如下：

$$\frac{U_X - U_O}{\frac{1}{SC}} = \frac{U_O - U_Y}{R}$$

解得：

$$U_Y = U_O - SCR(U_X - U_O) = U_O + SCR U_O - SCR U_X = (1 + SCR)U_O - SCR U_X \quad (11)$$

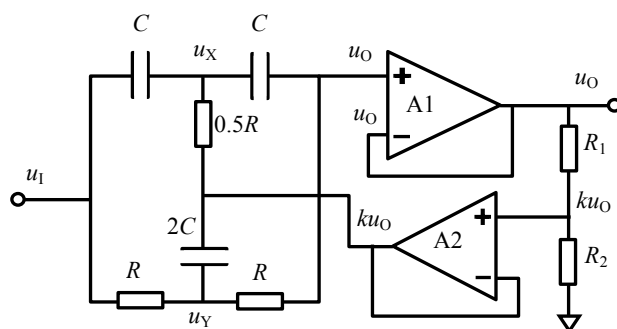


图 Section100-11 双 T 网络有源陷波器电路一

对图中  $u_x$  点列出电流方程如下：

$$SC(U_I - U_X) + \frac{kU_O - U_X}{0.5R} = SC(U_X - U_O)$$

按照以下步骤简化，解得  $U_X$  与  $U_I$ 、 $U_O$  的关系为：

$$\begin{aligned} 0.5SCR(U_I - U_X) + kU_O - U_X &= 0.5SCR(U_X - U_O) \\ 0.5SCR U_I - 0.5SCR U_X + kU_O - U_X &= 0.5SCR U_X - 0.5SCR U_O \\ (1 + SCR)U_X &= 0.5SCR U_I + (k + 0.5SCR)U_O \\ U_X &= \frac{0.5SCR}{1 + SCR} U_I + \frac{k + 0.5SCR}{1 + SCR} U_O \end{aligned} \quad (12)$$

对图中  $u_y$  点列出电流方程如下：

$$\frac{U_I - U_Y}{R} + 2SC(kU_O - U_Y) = \frac{U_Y - U_O}{R}$$

将式(11)代入得：

$$\begin{aligned} \frac{U_I - (U_O + SCR U_O - SCR U_X)}{R} + 2SC(kU_O - (U_O + SCR U_O - SCR U_X)) \\ = \frac{U_O + SCR U_O - SCR U_X - U_O}{R} \end{aligned}$$

按照以下步骤简化，解得  $U_X$  与  $U_I$ 、 $U_O$  的关系为：

$$\begin{aligned} U_I - U_O - SCR U_O + SCR U_X + 2SCR(kU_O - U_O - SCR U_O + SCR U_X) &= SCR U_O - SCR U_X \\ (2SCR + 2S^2C^2R^2)U_X &= 4SCR U_O + U_O - 2SCR kU_O + 2S^2C^2R^2 U_O - U_I \end{aligned}$$

解得  $U_X$  与  $U_I$ 、 $U_O$  的关系为：

$$U_X = \frac{1 + SCR(4 - 2k) + 2S^2C^2R^2}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_O - \frac{1}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_I \quad (13)$$

根据式(12)和式(13)，得：

$$\begin{aligned} \left(\frac{0.5SCR}{1 + SCR} + \frac{1}{2SCR + 2S^2C^2R^2}\right)U_I &= \left(\frac{1 + SCR(4 - 2k) + 2S^2C^2R^2}{2SCR + 2S^2C^2R^2} - \frac{k + 0.5SCR}{1 + SCR}\right)U_O \\ \frac{1 + S^2C^2R^2}{2SCR(1 + SCR)}U_I &= \frac{1 + SCR(4 - 2k) + 2S^2C^2R^2 - 2SCRk - S^2C^2R^2}{2SCR(1 + SCR)}U_O \end{aligned}$$

$$A = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1 + S^2 C^2 R^2}{1 + 4SCR - 4SCRk + S^2 C^2 R^2} = \frac{1 + S^2 C^2 R^2}{1 + 4SCR(1 - k) + S^2 C^2 R^2} \quad \text{[Section100-15]}$$

将其写出频率表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{1 + (j\omega)^2 C^2 R^2}{1 + 4j\omega CR(1 - k) + (j\omega)^2 C^2 R^2} \quad \text{[Section100-15a]}$$

令：

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{[Section100-16]}$$

表达式变为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + 4j\frac{\omega}{\omega_0}(1 - k) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + 4j\Omega(1 - k) + (j\Omega)^2} \quad \text{[Section100-15b]}$$

这是一个标准陷波器表达式，对比原式可知：

$$A_m = 1 \quad \text{[Section100-17]}$$

$$Q = \frac{1}{4(1 - k)} \quad \text{[Section100-18]}$$

根据上述结果，我们发现，设计双 T 陷波器极为简单，在合理选择电阻  $R$  和电容  $C$ ，以满足特征频率要求后，我们唯一能够做的就是选择不同的  $Q$ 。或者说，通过确定电阻  $R_1$  和  $R_2$ ，形成不同的  $k$ ，就可以确定  $Q$  值。在已知  $Q$  情况下，有：

$$k = \frac{4Q - 1}{4Q} \quad \text{[Section100-18a]}$$

特别提醒，双 T 陷波器电路中， $k$  仅仅是一个分压系数，与前述高通、低通陷波器中的  $k$  完全不同。据原电路可知：

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

在选定电阻  $R_1$  后，可以解得：

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{4Q - 1}{4Q}$$

即：

$$R_2 = (4Q - 1)R_1 \quad \text{[Section100-19]}$$

从电路结构就可以看出，本电路不存在中途受限现象，这是它的优点。但双 T 陷波器的电阻和电容要严格匹配，调试较为困难。

举例 4 :

设计一个双 T 陷波器。要求，运放为 ADA4051-1，供电电压为±2.5V，滤波器的陷波频率为  $f_0=50\text{Hz}$ ， $Q=10$ ， $A_m=1$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：可采用双 T 陷波器电路一。

1) 根据表 Section84-1，选择  $C=1\mu\text{F}$ 。根据式(Section100-16)得：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 3183\Omega$$

2) 因  $Q$  值较大，为防止出现过大电阻，初步选择电阻  $R_1=100\Omega$ ，根据式(Section100-19)：

$$R_2 = (4Q - 1)R_1 = 3900\Omega$$

3) 据此设计电路如图 Section100-11a 所示。

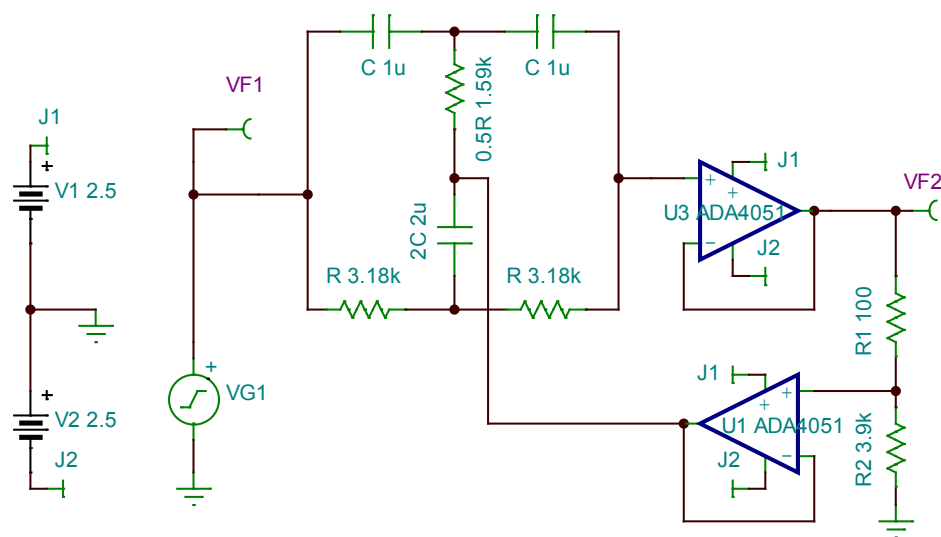


图 Section100-11a 举例 4 电路

4) 仿真得到的频率特性如图 Section100-11b 所示。其特征频率发生在 50.01Hz， $Q=50/(52.63-47.6)=9.94$ ，与设计要求基本吻合。

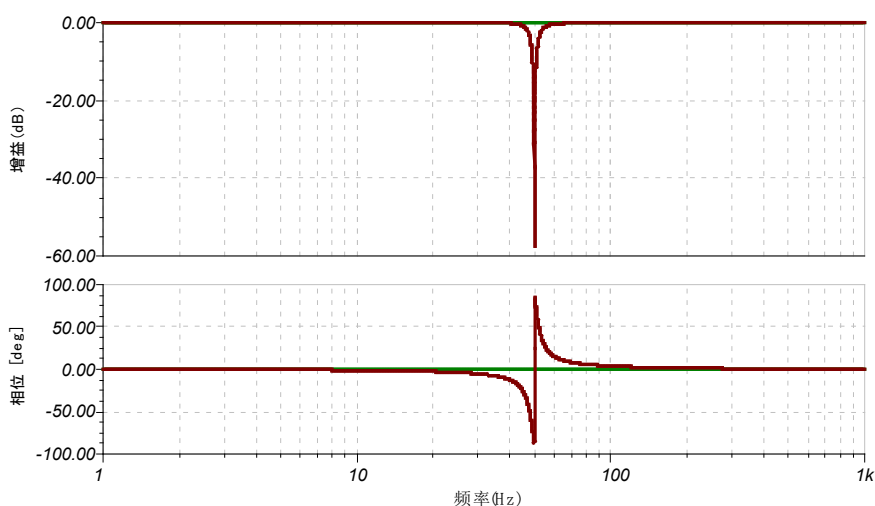


图 Section100-11b 举例 4 电路仿真频率特性

## 双 T 陷波器电路二

另外一种双 T 型陷波器如图 Section100-12 所示。它只使用一只运放，可以实现平坦区增益大于 1，小于 2 的功能，且  $Q$  值取决于平坦区增益  $G$ 。分析过程如下：

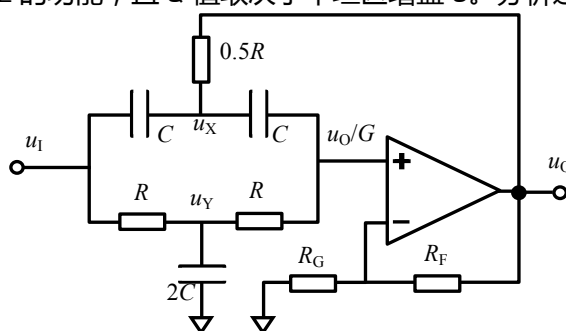


图 Section100-12 双 T 网络有源陷波器电路二

根据运放正输入端虚断，得电流方程：

$$SC(U_X - \frac{U_O}{G}) = \frac{U_O - U_Y}{R}$$

解得：

$$\begin{aligned} SCR(U_X - \frac{U_O}{G}) &= \frac{U_O}{G} - U_Y \\ U_Y &= \frac{U_O}{G} - SCR(U_X - \frac{U_O}{G}) = \frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X = \frac{U_O}{G}(1 + SCR) - SCRU_X \end{aligned} \quad (14)$$

对图中  $u_X$  点列出电流方程如下：

$$SC(U_I - U_X) + \frac{U_O - U_X}{0.5R} = SC(U_X - \frac{U_O}{G})$$

按照以下步骤简化，解得  $U_X$  与  $U_I$ 、 $U_O$  的关系为：

$$\begin{aligned} 0.5SCR(U_I - U_X) + U_O - U_X &= 0.5SCR(U_X - \frac{U_O}{G}) \\ 0.5SCR U_I - 0.5SCR U_X + U_O - U_X &= 0.5SCR U_X - 0.5SCR \frac{U_O}{G} \\ (1 + SCR)U_X &= 0.5SCR U_I + (1 + \frac{0.5SCR}{G})U_O \\ U_X &= \frac{0.5SCR}{1 + SCR} U_I + \frac{1 + \frac{0.5SCR}{G}}{1 + SCR} U_O \end{aligned} \quad (15)$$

对图中  $u_Y$  点列出电流方程如下：

$$\frac{U_I - U_Y}{R} = 2SCU_Y + \frac{U_Y - \frac{U_O}{G}}{R}$$

将式(14)代入得：

$$\begin{aligned} \frac{U_I - (\frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X)}{R} &= 2SC(\frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X) + \frac{(\frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X) - \frac{U_O}{G}}{R} \\ &= 2SC(\frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X) + \frac{(\frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X) - \frac{U_O}{G}}{R} \end{aligned}$$

按照以下步骤简化，解得  $U_X$  与  $U_I$ 、 $U_O$  的关系为：

$$U_I - (\frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X) = 2SCR(\frac{U_O}{G} + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X) + SCR \frac{U_O}{G} - SCRU_X$$

$$(2SCR + 2S^2C^2R^2)U_x = \frac{U_o}{G} + 4SCR \frac{U_o}{G} + 2S^2C^2R^2 \frac{U_o}{G} - U_I$$

解得 $U_x$ 与 $U_I$ 、 $U_o$ 的关系为：

$$U_x = \frac{\frac{1}{G} + \frac{4SCR}{G} + \frac{2S^2C^2R^2}{G}}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_o - \frac{1}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_I \quad (16)$$

利用式(15)和式(16)，得：

$$\begin{aligned} \frac{\frac{1}{G} + \frac{4SCR}{G} + \frac{2S^2C^2R^2}{G}}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_o - \frac{1}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_I &= \frac{0.5SCR}{1 + SCR} U_I + \frac{1 + \frac{0.5SCR}{G}}{1 + SCR} U_o \\ \frac{0.5SCR}{1 + SCR} U_I + \frac{1}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_I &= \frac{\frac{1}{G} + \frac{4SCR}{G} + \frac{2S^2C^2R^2}{G}}{2SCR + 2S^2C^2R^2} U_o - \frac{1 + \frac{0.5SCR}{G}}{1 + SCR} U_o \\ \frac{1 + S^2C^2R^2}{2SCR(1 + SCR)} U_I &= \frac{\frac{1}{G} + \frac{4SCR}{G} + \frac{S^2C^2R^2}{G} - 2SCR}{2SCR(1 + SCR)} U_o \\ A = \frac{U_o}{U_I} &= \frac{1 + S^2C^2R^2}{\frac{1}{G} + \frac{4SCR}{G} - 2SCR + \frac{S^2C^2R^2}{G}} = G \times \frac{1 + S^2C^2R^2}{1 + SCR(4 - 2G) + S^2C^2R^2} \end{aligned} \quad (\text{Section100-20})$$

将其写出频率表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = G \times \frac{1 + (j\omega)^2 C^2 R^2}{1 + j\omega CR(4 - 2G) + (j\omega)^2 C^2 R^2} \quad (\text{Section100-20a})$$

令：

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{Section100-21})$$

表达式变为：

$$\dot{A}(j\Omega) = G \times \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}(4 - 2G) + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = G \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + j\Omega(4 - 2G) + (j\Omega)^2} \quad (\text{Section100-20b})$$

这是一个标准陷波器表达式，对比原式可知：

$$A_m = G \quad (\text{Section100-22})$$

$$Q = \frac{1}{4 - 2G} \quad (\text{Section100-23})$$

反解出：

$$G = \frac{4Q - 1}{2Q} \quad (\text{Section100-23a})$$

为了保证 $Q$ 值不出现负数，要求 $G < 2$ 。如果运放组成的同相比例器增益为1，即跟随器，则 $Q = 0.5$ 。

据此得出设计双T型陷波器电路二的方法如下：

- 1) 根据陷波频率，合理选择电容 $C$ ，并依据式(Section100-21)反算 $R$ 。
- 2) 根据设定的 $A_m$ ，确定 $G = A_m$ 。要求 $G$ 不得大于2。



3) 选定电阻  $R_G$ , 则有:

$$1 + \frac{R_F}{R_G} = G = \frac{4Q - 1}{2Q}$$

$$R_F = \frac{2Q - 1}{2Q} R_G$$

(Section100-24)

与双 T 陷波器电路一相同, 本电路也不存在中途受限现象。

本电路也可以用 MF 法求解, 但稍麻烦一些。

$$Z_x = \frac{1}{SC} // \left( \frac{1}{SC} + R + R // \frac{1}{2SC} \right) = \frac{1}{SC} // \left( \frac{1}{SC} + R + \frac{R \times \frac{1}{2SC}}{R + \frac{1}{2SC}} \right) = \frac{1}{SC} // \left( \frac{1}{SC} + R + \frac{R}{1 + 2SRC} \right)$$

$$= \frac{1}{SC} // \left( \frac{1}{SC} + \frac{2R + 2SR^2C}{1 + 2SRC} \right) = \frac{1}{SC} // \left( \frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{SC + 2S^2RC^2} \right)$$

$$= \frac{\frac{1}{SC} \times \frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{SC + 2S^2RC^2}}{\frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{SC + 2S^2RC^2} + \frac{1}{SC}} = \frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{2SC + 6S^2RC^2 + 2S^3R^2C^3}$$

$$\dot{F}_x = \frac{Z_x}{Z_x + 0.5R} = \frac{\frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{2SC + 6S^2RC^2 + 2S^3R^2C^3}}{\frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{2SC + 6S^2RC^2 + 2S^3R^2C^3} + 0.5R}$$

$$= \frac{\frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{2SC + 6S^2RC^2 + 2S^3R^2C^3}}{\frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{2SC + 6S^2RC^2 + 2S^3R^2C^3} + \frac{1}{2}} = \frac{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}{1 + 5SRC + 5S^2R^2C^2 + S^3R^3C^3}$$

$$Z_+ = R + R // \frac{1}{2SC} = R + \frac{R}{1 + 2SRC} = \frac{2R + 2SR^2C}{1 + 2SRC}$$

$$\dot{F}_+ = \dot{F}_x \frac{Z_+}{Z_+ + \frac{1}{SC}} = \dot{F}_x \frac{\frac{2R + 2SR^2C}{1 + 2SRC}}{\frac{2R + 2SR^2C}{1 + 2SRC} + \frac{1}{SC}} = \dot{F}_x \frac{2SRC + 2S^2R^2C^2}{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}$$

$$= \frac{2SRC + 2S^2R^2C^2}{1 + 5SRC + 5S^2R^2C^2 + S^3R^3C^3} \times \frac{2SRC + 2S^2R^2C^2}{1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2}$$

$$= \frac{2SRC(2SRC + 2S^2R^2C^2)}{1 + 5SRC + 5S^2R^2C^2 + S^3R^3C^3}$$

$$= \frac{2SRC}{(1 + SRC)(1 - SRC + S^2R^2C^2) + 5SRC(1 + SRC)} = \frac{2SRC}{1 + 4SRC + S^2R^2C^2}$$

$$\dot{F}_- = \frac{1}{G} = k$$

$$\dot{F} = \dot{F}_- - \dot{F}_+ = k - \frac{2SRC}{1 + 4SRC + S^2R^2C^2} = \frac{(1 + 4SRC + S^2R^2C^2)k - 2SRC}{1 + 4SRC + S^2R^2C^2}$$

(17)

为求解衰减系数, 画出局部电路如图 Section100-13 所示。图中有 4 个变量  $u_1$ 、 $u_M$ 、 $u_{X1}$ 、 $u_{X2}$ 。要求解  $u_M$  与  $u_1$  的关系, 需要列出 3 个独立方程。在图中  $u_{X1}$ 、 $u_{X2}$ 、 $u_M$  三个节点, 列出节点电流方程, 它们是相互独立的:

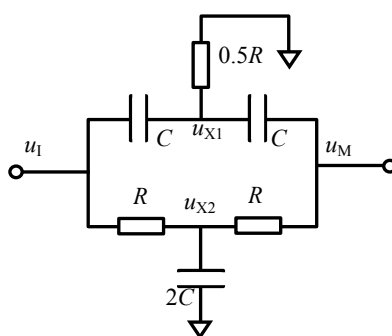


图 Section100-13 双 T 网络衰减系数

$$\frac{u_I - u_{X1}}{\frac{1}{SC}} = \frac{u_{X1} - 0}{0.5R} + \frac{u_{X1} - u_M}{\frac{1}{SC}} \quad (18)$$

$$\frac{u_I - u_{X2}}{R} = \frac{u_{X2} - 0}{\frac{1}{2SC}} + \frac{u_{X2} - u_M}{R} \quad (19)$$

$$\frac{u_{X1} - u_M}{\frac{1}{SC}} = -\frac{u_{X2} - u_M}{R} \quad (20)$$

从式(20)可得 $u_{X2}$ 与 $u_{X1}$ 的关系：

$$u_{X2} = u_M(1 + SRC) - SRC \times u_{X1} \quad (21)$$

将式(21)代入式(19)，得：

$$\begin{aligned} & \frac{u_I - (u_M(1 + SRC) - SRC \times u_{X1})}{R} \\ &= \frac{(u_M(1 + SRC) - SRC \times u_{X1})2SRC}{R} + \frac{u_M(1 + SRC) - SRC \times u_{X1} - u_M}{R} \\ & u_I - (u_M(1 + SRC) - SRC \times u_{X1}) \\ &= (u_M(1 + SRC) - SRC \times u_{X1})2SRC + u_M(1 + SRC) - SRC \times u_{X1} - u_M \\ & u_I - u_M(1 + SRC) + SRC \times u_{X1} = u_M(1 + SRC)2SRC - 2S^2R^2C^2u_{X1} + SRCu_M - SRCu_{X1} \\ & 2SRC \times u_{X1} + 2S^2R^2C^2u_{X1} = -u_I + u_M(1 + SRC) + u_M(1 + SRC)2SRC + SRCu_M \\ & u_{X1}(2SRC + 2S^2R^2C^2) = -u_I + u_M(1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2) \\ & u_{X1} = \frac{-u_I + u_M(1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2)}{2SRC + 2S^2R^2C^2} \end{aligned} \quad (22)$$

对式(18)进行化简，得 $u_{X1}$ 与 $u_I$ 、 $u_M$ 的关系：

$$\begin{aligned} & \frac{u_I - u_{X1}}{\frac{1}{SC}} = \frac{u_{X1} - 0}{0.5R} + \frac{u_{X1} - u_M}{\frac{1}{SC}} \\ & 0.5SRC(u_I - u_{X1}) = u_{X1} + 0.5SRC(u_{X1} - u_M) \\ & u_{X1}(1 + SRC) = 0.5SRCu_I + 0.5SRCu_M \\ & u_{X1} = \frac{0.5SRCu_I + 0.5SRCu_M}{1 + SRC} \end{aligned} \quad (23)$$

利用式(22)和式(23)，得：

$$\begin{aligned} & \frac{0.5SRCu_I + 0.5SRCu_M}{1 + SRC} = \frac{-u_I + u_M(1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2)}{2SRC(1 + SRC)} \\ & 2SRC(0.5SRCu_I + 0.5SRCu_M) = -u_I + u_M(1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2) \end{aligned}$$

$$u_M(1 + 4SRC + 2S^2R^2C^2 - S^2R^2C^2) = (1 + S^2R^2C^2)u_I \quad [24]$$

到此，关系已经非常清晰了，据式(24)得：

$$\dot{M} = \frac{u_M}{u_I} = \frac{1 + S^2R^2C^2}{1 + 4SRC + S^2R^2C^2}$$

对比标准窄带阻传函，可以看出，这是一个标准陷波器传函，其  $Q$  为 0.25。

根据方框图法，已知衰减系数  $M$  和反馈系数  $\dot{F}$ ，则有：

$$\begin{aligned} \dot{A}(S) = \frac{\dot{M}}{\dot{F}} &= \frac{1 + S^2R^2C^2}{1 + 4SRC + S^2R^2C^2} \times \frac{1 + 4SRC + S^2R^2C^2}{(1 + 4SRC + S^2R^2C^2)k - 2SRC} \\ &= \frac{1}{k} \times \frac{1 + S^2R^2C^2}{1 + SRC(4 - \frac{2}{k}) + S^2R^2C^2} = G \times \frac{1 + S^2R^2C^2}{1 + SRC(4 - 2G) + S^2R^2C^2} \end{aligned}$$

与式(Section100-20)完全相同。虽然在此例中，MF 法显得更麻烦一些，但又一次证明这种方法是可行的。

### 举例 5：

设计一个双 T 陷波器。要求，只使用一颗运放 ADA4051-1，供电电压为  $\pm 2.5V$ ，滤波器的陷波频率为  $f_0=50Hz$ ， $Q=10$ ， $A_m$  不限。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：由于要求只能使用一颗运放，且中频增益不限，可采用双 T 陷波器电路二。

1) 根据表 Section84-1，选择  $C=1\mu F$ 。根据式(Section100-21)得：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 3183\Omega$$

2) 由于运放增益不会大于 2，选择增益电阻为  $R_G=1k\Omega$  较为合适。根据式(Section100-24)得：

$$R_F = \frac{2Q - 1}{2Q} R_G = 950\Omega$$

3) 据此绘制电路图如图 Section100-14 所示。仿真得频率特性如图 Section100-15 所示。仿真实测表明，中频增益为 5.8dB (1.95 倍) 与设计吻合，陷波频率为 49.9Hz，与设计基本吻合，品质因数  $Q$  为  $49.9/(52.77-47.64)=9.73$ ，与设计要求基本吻合。

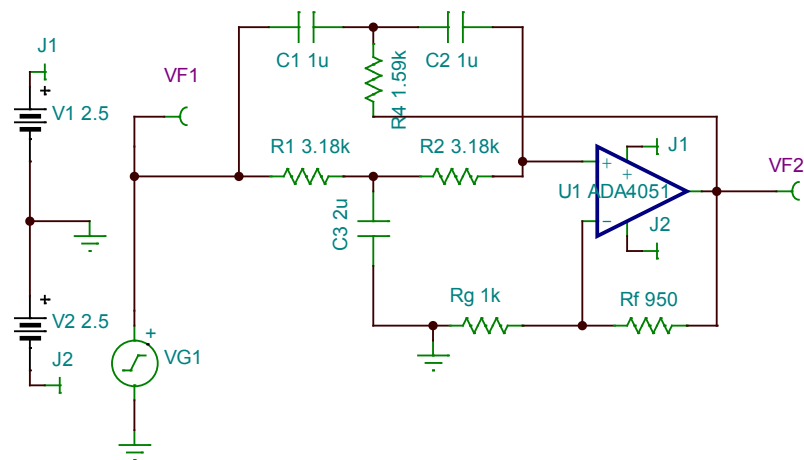


图 Section100-14 举例 5 电路

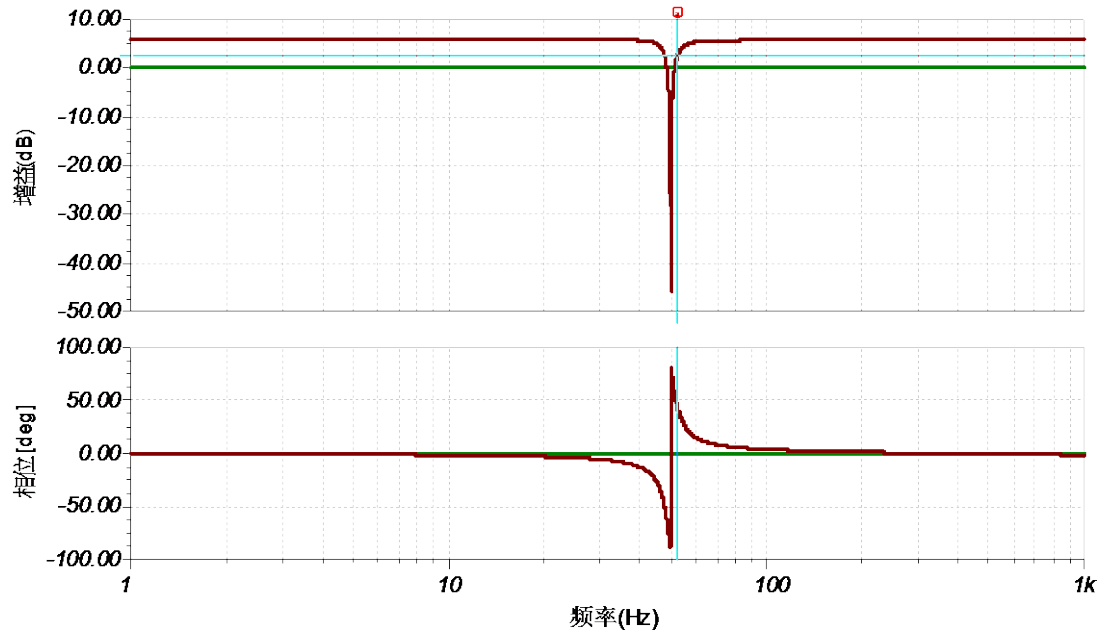


图 Section100-15 举例 5 电路仿真频率特性

## 4.7. 运放组成全通滤波器

我年轻时第一次听到全通滤波器，深感疑惑：用一根导线连接输入输出，不就是全部通过吗？后来我才知道，所谓的全通滤波器，不是说输出完全等于输入（即增益恒等于 1，相移恒为 0，与频率无关），而是有如下特征：

- 1) 全通滤波器对任意频率，其电压增益恒等于一个常数，即在幅度上，它是平坦的。
- 2) 对不同的输入频率，它具有不同的相移。

全通滤波器，分为一阶、二阶以及高阶。在本书 Section79 中，介绍了一阶全通，本节介绍二阶全通滤波器。

### Section101. 二阶全通滤波器

#### 回顾传函

二阶全通滤波器的归一化标准式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

(Section82-8a)

或者：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

(Section82-8b)

#### 单运放二阶全通滤波器

单运放二阶全通滤波器如图 Section101-1 所示。

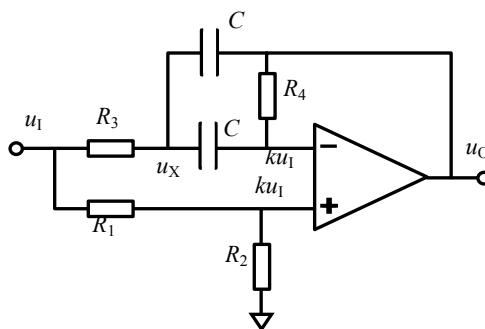


图 Section101-1 单运放二阶全通滤波器

根据电阻分压关系，运放正输入端为  $ku_1$ ：

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

(1)

对运放负输入端，列出电流方程：

$$\frac{U_0 - kU_I}{R_4} = SC(kU_I - U_X)$$

解得：

$$U_X = kU_I - \frac{U_0 - kU_I}{SCR_4} = \frac{SCR_4 kU_I + kU_I - U_0}{SCR_4}$$

[2]

对图中  $u_X$  点，列出电流方程：

$$\frac{U_I - U_X}{R_3} = SC(U_X - U_0) + SC(U_X - kU_I)$$

将式(2)代入，整理得：

$$U_I - \frac{SCR_4 kU_I + kU_I - U_0}{SCR_4} = SCR_3 \left( 2 \frac{SCR_4 kU_I + kU_I - U_0}{SCR_4} - U_0 - kU_I \right)$$

$$\begin{aligned} SCR_4 U_I - SCR_4 kU_I - kU_I + U_0 &= 2SCR_3 (SCR_4 kU_I + kU_I - U_0) - S^2 C^2 R_3 R_4 U_0 - S^2 C^2 R_3 R_4 kU_I \\ &= S^2 C^2 R_3 R_4 kU_I + 2SCR_3 kU_I - 2SCR_3 U_0 - S^2 C^2 R_3 R_4 U_0 \\ U_0 (1 + 2SCR_3 + S^2 C^2 R_3 R_4) &= U_I (k - SCR_4 + SCR_4 k + 2SCR_3 k + S^2 C^2 R_3 R_4 k) \end{aligned}$$

$$A = \frac{U_0}{U_I} = k \times \frac{1 - SC\left(\frac{R_4}{k} - R_4 - 2R_3\right) + S^2 C^2 R_3 R_4}{1 + 2SCR_3 + S^2 C^2 R_3 R_4}$$

为了与标准全通滤波器吻合，要求有：

$$\frac{R_4}{k} - R_4 - 2R_3 = 2R_3$$

即：

$$\begin{aligned} \frac{R_4}{k} - R_4 &= R_4 \left( \frac{1-k}{k} \right) = 4R_3 \\ R_4 &= \frac{4k}{1-k} R_3 \end{aligned}$$

[Section101-1]

在此情况下，将传函写成频率表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = k \times \frac{1 - j\omega 2CR_3 + (j\omega)^2 C^2 R_3 R_4}{1 + j\omega 2CR_3 + (j\omega)^2 C^2 R_3 R_4}$$

[Section101-2]

令：

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_3 R_4}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_3 R_4}}$$

[Section101-3]

则增益表达式变为：

$$\dot{A}(j\Omega) = k \times \frac{1 - 2j\omega C\sqrt{R_3 R_4} \times \frac{\sqrt{R_3}}{\sqrt{R_4}} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + 2j\omega C\sqrt{R_3 R_4} \times \frac{\sqrt{R_3}}{\sqrt{R_4}} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = k \times \frac{1 - 2j\Omega \times \frac{\sqrt{R_3}}{\sqrt{R_4}} + (j\Omega)^2}{1 + 2j\Omega \times \frac{\sqrt{R_3}}{\sqrt{R_4}} + (j\Omega)^2}$$

[Section101-2a]

对比标准全通滤波器表达式，可知：

$$A_m = k$$

[Section101-4]

$$Q = \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} = \sqrt{\frac{4k}{1-k}}, \text{ 据式(Section101-1)}$$

[Section101-5]

可以看出，本电路中，品质因数 $Q$ 与增益 $A_m$ 都是 $k$ 的函数，它们是相关的，不能独立调节。而对于全通滤波器来说，品质因数是首要的，增益可以在其它环节改变。因此，我们只能首先满足品质因数。据此，已知特征频率 $f_0$ ，品质因数 $Q$ ，二阶全通滤波器的设计步骤为：

- 1) 根据表 Section84-1，选择合理的电容 $C$ ；
- 2) 计算电阻 $R_3$ 和 $R_4$ ，有两个约束式分别为：

$$Q = \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} \quad \sqrt{R_3 R_4} = \frac{1}{2\pi C f_0}$$

两式相乘得：

$$R_4 = \frac{Q}{2\pi C f_0}$$

[Section101-6]

据式(Section101-5)，得：

$$R_3 = \frac{R_4}{Q^2} = \frac{1}{2\pi C f_0 Q}$$

[Section101-7]

- 3) 计算电阻 $R_1$ 和 $R_2$ ，先合理选择电阻 $R_2$ ，求解电阻 $R_1$ 方法为：  
先计算 $k$ ，据式(Section101-5)：

$$Q = \sqrt{\frac{4k}{1-k}}$$

得：

$$k = \frac{Q^2}{4 + Q^2}$$

[Section101-8]

又据式(1)：

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

解得：

$$R_1 = R_2 \frac{1-k}{k} = R_2 \frac{\frac{4}{4+Q^2}}{\frac{Q^2}{4+Q^2}} = \frac{4}{Q^2} R_2$$

[Section101-9]

### 举例 1：

设计一个全通滤波器。要求，运放为 OPA350，供电电压为 $\pm 2.5V$ ，滤波器的中心频率为 $f_0=200Hz$ ， $Q=20$ 。电阻按照 E96 系列选取，用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：按照前述步骤进行：1) 选择电容等于 $0.1\mu F$ 。2) 根据式(Section101-6)得：

$$R_4 = \frac{Q}{2\pi C f_0} = \frac{20}{6.2832 \times 0.1 \times 10^{-6} \times 200} = 159.2k\Omega$$

按照 E96 系列 ( 参见本书表 Section84-2 ), 选择  $R_4=158k\Omega$ 。

根据式(Section101-7)得：

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C f_0 Q} = \frac{1}{6.2832 \times 0.1 \times 10^{-6} \times 200 \times 20} = 397.9\Omega$$

按照 E96 系列, 选择  $R_3=392\Omega$ 。

3) 选择电阻  $R_2=10k\Omega$ , 按照式(Section101-9)得：

$$R_1 = \frac{4}{Q^2} R_2 = \frac{4}{20 \times 20} \times 10k\Omega = 100\Omega$$

至此设计完毕, 用 TINA-TI 仿真软件设计电路如图 Section101-2 所示。仿真结果如图

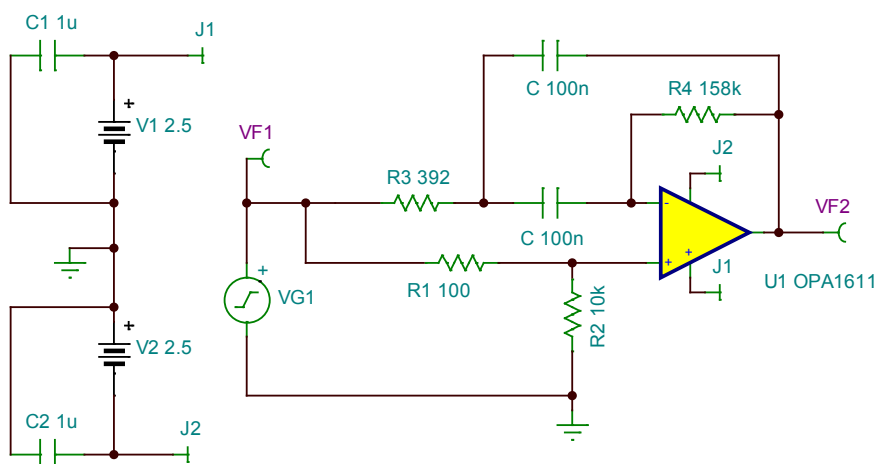


图 Section101-2 举例 1 TINA-TI 仿真电路

Section101-3 所示。图中幅频特性在中心频率附近有微弱的隆起——平坦区增益在图中读

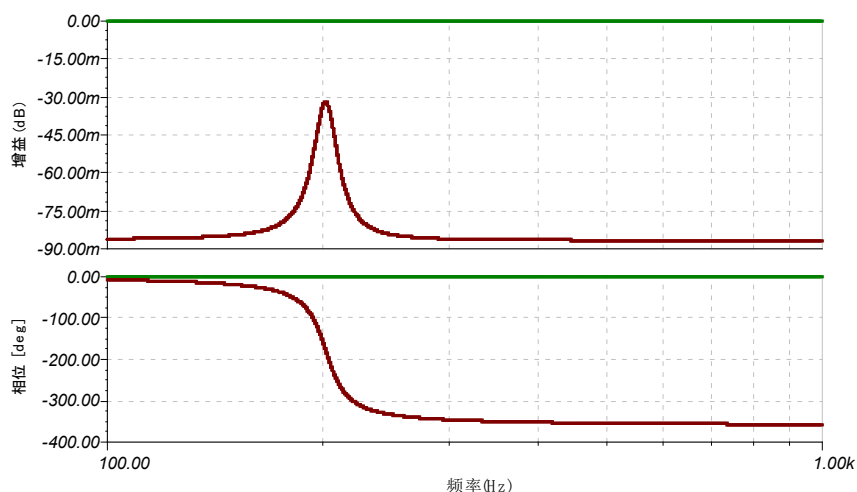


图 Section101-3 举例 1 TINA-TI 仿真结果

数为  $-86\text{m dB}=0.99014$  倍, 隆起峰值增益为  $-32\text{m dB}=0.99632$  倍——这是由于电阻选择无法足够精确造成的。要想实现精准效果, 必须摆脱 E96 系列的限制, 采用定制电阻或者多电阻串联、并联的方式来实现, 还要保证其温度漂移、时间漂移足够小。

关于本电路, 还有以下三点需要注意：

1) 电容的选择。本例中, 选择电容为  $0.1\mu\text{F}$ 。其实从表 Section84-1 可以看出, 选择  $0.01\mu\text{F}$  更为合适。但是, 表格 Section84-1 的初衷是为了让计算出的电阻值处于安全的区



间内，一般来说，不要超过 1000k $\Omega$ ，不要小于 100 $\Omega$ 。随着计算电阻公式的不同，表 Section84-1 也只能作为参考，不能盲从。其实，说得更清楚一些，电容的选择就是试出来的：计算出的电阻如果太大，就适当增大电容，如果太小，就减小电容。

另外，除非万不得已，一般都应将电容控制在 100pF-100nF 之间，这是绝大多数精密电容器都具备的容值。在选择电容类型时，就会有足够大的选择余地。

2) E96 系列中的二选一。在选择电阻  $R_3$  时，我们发现，计算结果为 397.9 $\Omega$ ，此值介于 E96 系列中的 392 $\Omega$  和 402 $\Omega$  之间，是向右选择 402 $\Omega$ ，还是向左选择 392 $\Omega$  呢？多数情况下，我们会选择相对误差较小的那一个。但问题不是如此简单，这个选择有讲究：如果要保证中心频率尽量准确，那么  $R_4$  选小了， $R_3$  就应偏大，以保证两者的乘积尽量接近理论值，应选  $R_3=402\Omega$ ；如果要保证  $Q$  值尽量准确， $R_3$  就应与  $R_4$  的选择方向相同，即选小，因为  $Q$  与两个电阻的比值有关。本题没有具体要求，因后面计算涉及到  $Q$  值，我觉得应尽量保证  $Q$  值准确，故选  $R_3=392\Omega$ 。这样做，带来的后果是中心频率发生了变化：两个相乘的电阻都选小了，就导致中心频率必然会变大。图 Section101-3 的幅频特性图也显现了这点，可以看出中心频率比 2000Hz 稍大一些。

3) 电阻  $R_2$  的选择。本例中选择为 10k $\Omega$ ，为什么呢？我们总说合理选择，什么是合理呢？这真像菜谱中说的：“加入适量的盐，加入少许的白糖”一样，让初学者一头的雾水。抱怨归抱怨，我们只能说“合理”，因为第一它太复杂了，严格起来需要考虑的问题非常多，它涉及运放偏置电流、失调电流，以及失调电压，还有电阻热噪声等，一时半会儿说不清楚。第二，如果不严格，你的选择只要不太离谱就可以了——不要选太大的，也不要选太小的，就可以了。

既然说了，就给大家几个建议，酌情考虑：

1) 在本电路中，尽量选择电阻  $R_2//R_1=R_4$ ，这样会最大程度减小运放偏置电流对输出失调的影响。而一旦选择超低偏置电流的运放——如本例中的 OPA350，其偏置电流典型值仅为 0.1pA，它乘以 158k $\Omega$  电阻仅能产生 15.8nV 的失调电压，完全可以忽略——这个要求就可以不考虑了。本例中没有考虑此因素。

2) 尽量选择小的电阻。这样可以有效降低输出噪声。但是，由于选择小电阻而导致的电流增加，需要尽量避免。本例中如果  $R_2$  选择为 100 $\Omega$ ，那么计算出的  $R_1$  就只有 1 $\Omega$ ，我们就需要考虑输入信号面对如此小的电阻，能否提供足够的电流输出。

3) 单一选择小电阻以降低噪声是没有意义的。由于电路中  $R_4$  已经是 158k $\Omega$ ，它产生的噪声是不可消除的，如果  $R_2$  选择为 158k $\Omega$ ，那么总噪声是  $R_4$  噪声的 1.414 倍。拼命降低  $R_2$ ，只能让噪声变为  $R_4$  噪声的 1 倍，效果不明显。

4) 尽量选择常规电阻，库存多，价格低。

综上所述，10k $\Omega$  相比于 158k $\Omega$  已经足够小，且给输入信号带来的电流压力也不大，并且它是常规的，就选它吧，别纠结了。

### “1-2BP”型全通滤波器

根据式(Section82-1)，标准带通滤波器的频率表达式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

而标准全通滤波器的频率表达式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

两者之间分母相同，容易产生关系。可以发现，对单位增益 $A_m = 1$ 有下式成立：

$$\dot{A}(j\Omega) = 1 - 2 \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2} = \frac{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2 - 2\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2} = \frac{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

即，用原始信号（即 1）减去 2 倍带通滤波器输出，将是一个标准全通效果。据此，诞生了“1-2BP”型全通滤波器。

多数带通滤波器的峰值增益  $A_m$  不一定是 1 倍，同时它们也许是同相的，比如 Sallen-Key 型，也许是反相的如 MFB 型。针对不同种类的带通，以下结构可以实现全通滤波器。

#### 适用于同相带通

图 Section101-4 适用于同相带通产生的全通滤波器。

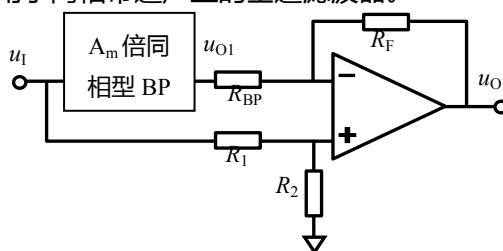


图 Section101-4 用于同相带通的“1-2BP”型全通滤波器

$$\begin{aligned} u_O &= -u_{O1} \frac{R_F}{R_{BP}} + u_I \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left( 1 + \frac{R_F}{R_{BP}} \right) = -A_m(BP)k_2 u_I + k_1(1 + k_2)u_I \\ &= u_I(k_1(1 + k_2) - A_m(BP)k_2) = u_I \times k_1(1 + k_2) \left( 1 - \frac{A_m k_2}{k_1(1 + k_2)} (BP) \right) \end{aligned} \quad (3)$$

其中，(BP)为 1 倍增益的标准带通表达式， $k_1$ 为衰减因子，一定小于等于 1， $k_2$ 为比例因子，介于  $0 \sim \infty$ 。

$$k_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3a)$$

$$k_2 = \frac{R_F}{R_{BP}} \quad (3b)$$

要想让式(3)成为标准全通表达式，定有：

$$\frac{A_m k_2}{k_1(1 + k_2)} = 2 \quad (4)$$

只要合理选择 $k_1$ 和 $k_2$ ，对于任何 $A_m$ 都可保证式(4)成立。由式(4)，在初步选择  $k_1$  情况下，有：

$$k_2 = \frac{2k_1}{A_m - 2k_1} \quad \text{[Section101-10]}$$

此时，最终的输出变为：

$$u_o = u_i \times k_1(1 + k_2) \left(1 - \frac{A_m k_2}{k_1(1 + k_2)} (BP)\right) = u_i \times A_{m\_AP} \times (AP)$$

其中，(AP)为增益为1的标准全通滤波器表达式， $A_{m\_AP}$ 为全通滤波器的增益：

$$A_{m\_AP} = k_1(1 + k_2) \quad \text{[Section101-11]}$$

### 举例 2：

利用 Section98 中举例 1 带通滤波器，设计一个“1-2BP”型全通滤波器。要求，运放为 OPA350，供电电压为 $\pm 2.5V$ ，滤波器的中心频率为  $f_0=50Hz$ ， $Q=10$ 。电阻按照 E96 系列选取，用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：首先必须明确，“1-2BP”型全通滤波器，只能继承母本带通滤波器的中心频率  $f_0$  以及品质因数  $Q$ 。因此，回顾图 Section98-4，其关键指标为：

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_G} = 1 + \frac{1.91k\Omega}{1k\Omega} = 2.91$$

则根据式(Section98-3)有：

$$A_m = \frac{G}{3 - G} = \frac{2.91}{3 - 2.91} = 32.33$$

方案一：

如果选择衰减因子  $k_1$  等于 0.5 (即 1 比 1 电阻)，则有：

$$k_2 = \frac{2k_1}{A_m - 2k_1} = \frac{2 \times 0.5}{32.33 - 2 \times 0.5} = \frac{1}{31.33}$$

根据式(3b)，选择反馈电阻为  $R_F=1k\Omega$ ，则增益电阻为  $R_{BP}=31.33k\Omega$ ，按照 E96 系列取值为  $R_{BP}=31.6k\Omega$ 。

选择电阻  $R_2=R_1=2k\Omega$ ，实现  $k_1$  等于 0.5 即可。由此，形成如图 Section101-5 所示电路。

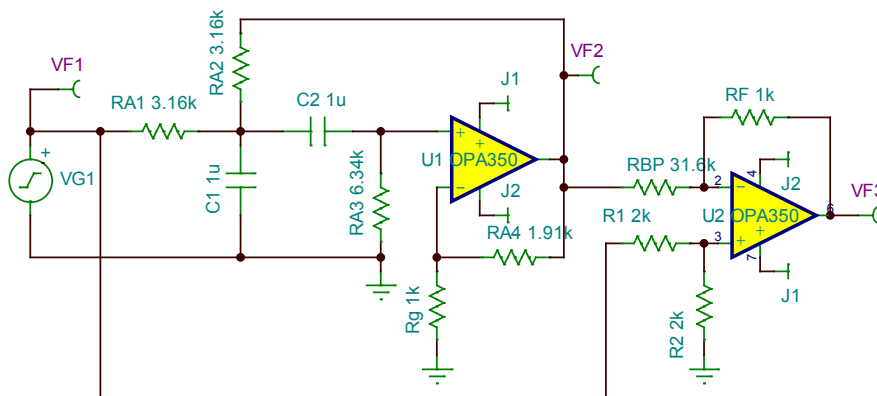


图 Section101-5 举例 2 “1-2BP”型全通滤波器

方案二：

如果选择衰减因子  $k_1$  等于 1，则有：

$$k_2 = \frac{2k_1}{A_m - 2k_1} = \frac{2 \times 1}{32.33 - 2 \times 1} = \frac{1}{15.17}$$

根据式(3b)，选择反馈电阻为  $R_F=1k\Omega$ ，则增益电阻为  $R_{BP}=15.17k\Omega$ ，按照 E96 系列取值为  $R_{BP}=15k\Omega$ 。电路如图 Section101-6 所示。

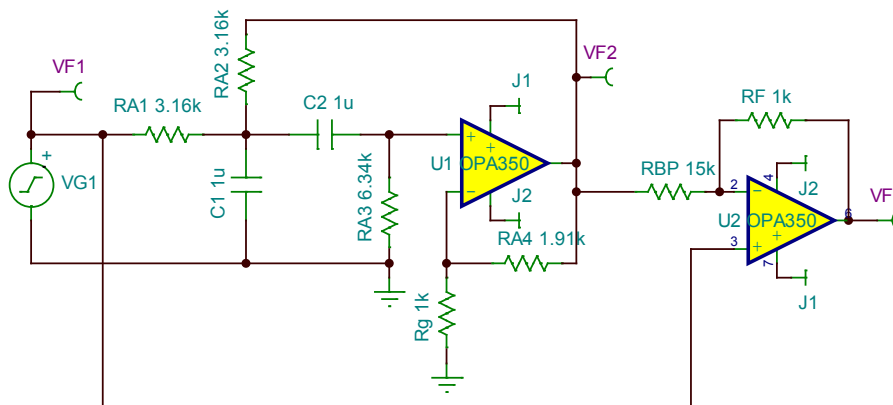


图 Section101-6 举例 2 “1-2BP”型全通滤波器之跟随器型

对比方案一和二，结论是，只要能够使用  $k_1$  等于 1 的，不要选用方案一。原因是，任何先衰减再放大的方案，都会引起额外的信噪比下降，第二，方案一的两个电阻反差太大，也是不利的。

既然如此，何必要用方案一电路呢？请思考，在什么情况下不得不使用方案一电路。提示，当  $A_m$  很小的时候。

### 适用于反相带通之一

对于反相带通，比如 MFB 型，直接使用加法运算就可以实现全通滤波。而实现加法则有两种方法，同相输入加法器，以及反相输入加法器。Section101-7 是使用同相输入加法器实现的。

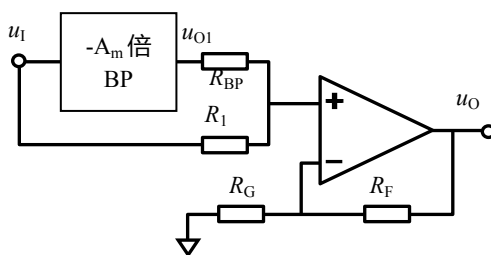


图 Section101-7 用于反相带通的“1-2BP”型全通滤波器

$$\begin{aligned} u_O &= (u_{O1} \frac{R_1}{R_{BP} + R_1} + u_I \frac{R_{BP}}{R_{BP} + R_1}) (1 + \frac{R_F}{R_G}) = (-A_m(BP) \frac{R_1}{R_{BP} + R_1} + \frac{R_{BP}}{R_{BP} + R_1}) (1 + \frac{R_F}{R_G}) u_I \\ &= (1 + \frac{R_F}{R_G}) \frac{R_{BP}}{R_{BP} + R_1} u_I \times (1 - \frac{R_1 A_m}{R_{BP}} (BP)) \\ &= G_1 \frac{1}{1 + k_1} u_I \times (1 - k_1 A_m (BP)) \end{aligned} \tag{5}$$

其中，(BP)为 1 倍增益的标准带通表达式， $k_1$  为比例因子， $G_1$  为增益因子，大于 1。

$$k_1 = \frac{R_1}{R_{BP}} \tag{5a}$$

$$G_1 = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

(5b)

要想让式(5)成为标准全通表达式，定有：

$$k_1 A_m = 2$$

即

$$k_1 = \frac{R_1}{R_{BP}} = \frac{2}{A_m}$$

[Section101-12]

此时，最终的输出变为：

$$u_o = G_1 \frac{1}{1+k_1} u_i \times (1-2(BP)) = u_i \times A_{m\_AP} \times (AP)$$

其中，总增益为：

$$A_{m\_AP} = G_1 \frac{1}{1+k_1}$$

[Section101-13]

### 举例 3：

利用 Section98 中举例 3 带通滤波器，设计一个“1-2BP”型全通滤波器。要求，运放为 OPA1611，供电电压为±5V，滤波器的中心频率为  $f_0=50\text{Hz}$ ， $Q=10$ ，增益为 10。电阻按照 E96 系列选取，用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：举例 3 带通滤波器为 MFB 型，属于反相型，其峰值增益的模为 10，即： $A_m = 10$ ，利用式(Section101-12)，得：

$$k_1 = \frac{R_1}{R_{BP}} = \frac{2}{A_m} = 0.2$$

选择  $R_1=1\text{k}$ ，则： $R_{BP} = 5\text{k}\Omega$ 。取 E96 系列， $R_{BP}=4.99\text{k}\Omega$ 。

根据式(Section101-13)，要求增益为 10，则有：

$$A_{m\_AP} = G_1 \frac{1}{1+k_1} = 10 \rightarrow G_1 = 10(1+k_1) = 12 = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

选择  $R_G=1\text{k}$ ，则： $R_F = 11\text{k}\Omega$ 。取 E96 系列， $R_{BP}=11\text{k}\Omega$ 。

至此设计完毕，电路如图 Section101-8 所示。

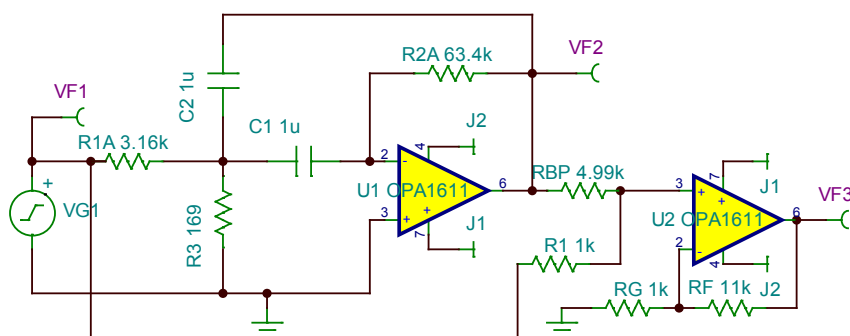


图 Section101-8 举例 3 电路

### 适用于反相带通之二

利用反相加法器，也可以实现针对反相带通的全通滤波器，其电路结构如图 Section101-9 所示，分析如下：

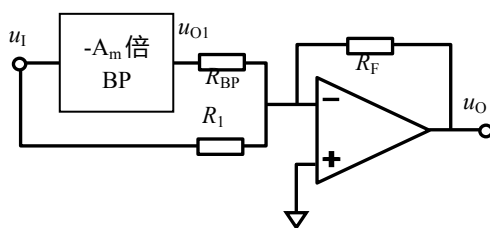


图 Section101-9 用于反相带通的“1-2BP”型全通滤波器

$$\begin{aligned}
 u_O &= -(u_{O1} \frac{R_F}{R_{BP}} + u_I \frac{R_F}{R_1}) = -(-A_m(BP) \frac{R_F}{R_{BP}} + \frac{R_F}{R_1})u_I = -u_I \times \frac{R_F}{R_1} \times (1 - \frac{R_1 A_m}{R_{BP}}(BP)) \\
 &= -G u_I \times (1 - \frac{R_1 A_m}{R_{BP}} A_m(BP))
 \end{aligned}$$

(6)

其中，(BP)为1倍增益的标准带通表达式。G为全通滤波器增益：

$$G = \frac{R_F}{R_1}$$

[Section101-14]

要想让式(6)成为标准全通表达式，定有：

$$\frac{R_1 A_m}{R_{BP}} = 2$$

即

$$R_{BP} = \frac{R_1 A_m}{2}$$

[Section101-15]

#### 举例 4：

利用 Section98 中举例 3 带通滤波器，采用图设计一个“1-2BP”型全通滤波器。要求，运放为 OPA1611，供电电压为±5V，滤波器的中心频率为  $f_0=50\text{Hz}$ ， $Q=10$ ，增益为 10。电阻按照 E96 系列选取，用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：采用图 Section101-9 结构实现。与举例 3 非常相似，设计步骤略，最终电路如图 Section101-10 所示。

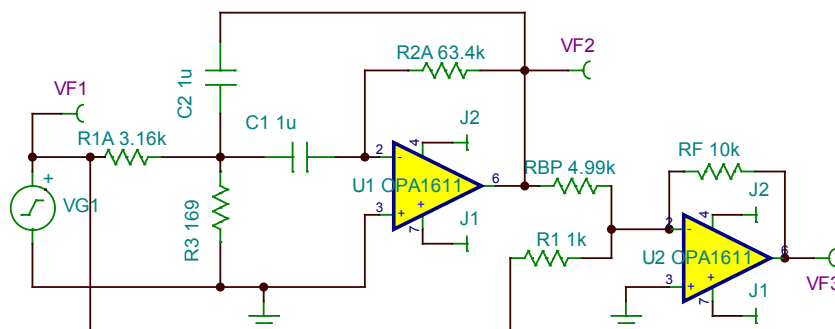


图 Section101-10 举例 4 电路

## 4.8. 其它类型的模拟滤波器

本书 4.3 节-4.7 节，讲述了低通、高通、带通、带阻、全通等 5 种滤波器，它们的电路形态专一的，即一种电路实现一种滤波功能。还有另外一类滤波器，它们的电路中，同时包含多种滤波器形态的输出端，如果再经过适当的加减法运算，还能实现更多种类不同的滤波器形态。因此，它们是前述 5 种滤波器的补充。本节讲述此类中的 1) 状态可变量型、2) Biquad 型、3) Fleischer-Tow 型。

另外，椭圆滤波器完全不同于前述 5 种滤波器，但在实际应用中却使用广泛。本书实在找不到合适的地方安置它，只好先放在本节——毕竟它也属于其他类型吗。

### Section102. 状态可变量型滤波器分析

这种滤波器也叫 KHN 滤波器，具有三个运放，实现三个不同类型的输出：二阶高通、二阶低通、以及二阶带通，电路如图 Section102-1 所示。

#### 传函分析

为了减少图中标记长度，暂时用  $u_x$  代替图中的带通输出  $u_{OUT\_BP}$ 。通过局部电路分析得：

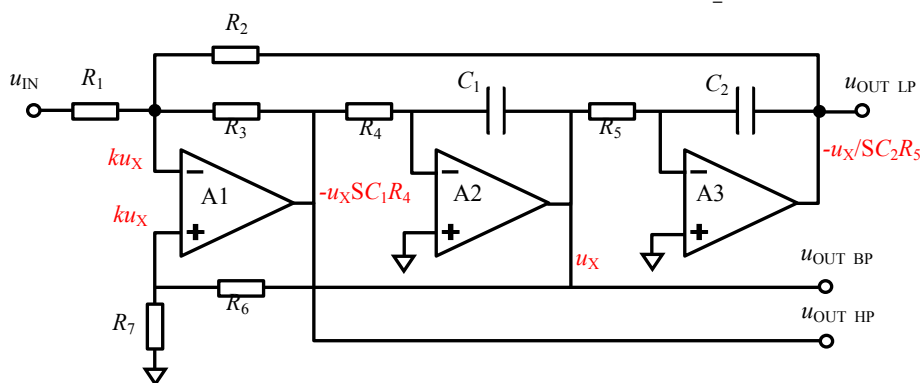


图 Section102-1 状态可变量型滤波器

运放 A1 的输出为  $u_{OUT\_HP}$ ，有：

$$U_x = -\frac{1}{SC_1 R_4} U_{OUT\_HP} \rightarrow U_{OUT\_HP} = -U_x SC_1 R_4 \quad (1)$$

运放 A3 的输出为  $u_{OUT\_LP}$ ，有：

$$U_{OUT\_LP} = -U_x \frac{1}{SC_2 R_5} = -\frac{U_x}{SC_2 R_5} \quad (2)$$

运放 A1 的两个输入端为  $ku_x$ ，有：

$$k = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \quad (3)$$

将上述结论标注与原图中。据此，对图中运放 A1 的输出电压列出方程如下：

$$kU_X - R_3 \left( \frac{U_{IN} - kU_X}{R_1} + \frac{\frac{-U_X}{SC_2R_5} - kU_X}{R_2} \right) = -U_X SC_1R_4$$

化简：

$$kR_1R_2U_X - R_3(R_2(U_{IN} - kU_X) + R_1(\frac{-U_X}{SC_2R_5} - kU_X)) = -SC_1R_4R_1R_2U_X$$

$$kR_1R_2U_X + kR_3R_2U_X + kR_1R_3U_X + SC_1R_4R_1R_2U_X + R_1R_3 \frac{U_X}{SC_2R_5} = R_3R_2U_{IN}$$

$$(R_1R_3 + (kR_1R_2 + kR_3R_2 + kR_1R_3)SC_2R_5 + S^2C_1C_2R_5R_4R_1R_2)U_X = SC_2R_5R_3R_2U_{IN}$$

得出如下结论：

$$\begin{aligned} A_{BP} &= \frac{U_X}{U_{IN}} = \frac{SC_2R_2R_3R_5}{R_1R_3 + (kR_1R_2 + kR_2R_3 + kR_1R_3)SC_2R_5 + S^2C_1C_2R_5R_4R_1R_2} \\ &= \frac{\frac{R_2}{R_1}SC_2R_5}{1 + \frac{(kR_1R_2 + kR_2R_3 + kR_1R_3)}{R_1R_3}SC_2R_5 + S^2C_1C_2 \frac{R_5R_4R_2}{R_3}} \end{aligned} \quad \text{[Section102-1]}$$

$$A_{LP} = \frac{U_{OUT\_LP}}{U_{IN}} = \frac{\frac{-U_X}{SC_2R_5}}{U_{IN}} = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{(kR_1R_2 + kR_2R_3 + kR_1R_3)}{R_1R_3}SC_2R_5 + S^2C_1C_2 \frac{R_5R_4R_2}{R_3}} \quad \text{[Section102-2]}$$

$$A_{HP} = \frac{U_{OUT\_HP}}{U_{IN}} = \frac{-U_X SC_1R_4}{U_{IN}} = - \frac{\frac{R_2}{R_1}S^2C_1C_2R_5R_4}{1 + \frac{(kR_1R_2 + kR_2R_3 + kR_1R_3)}{R_1R_3}SC_2R_5 + S^2C_1C_2 \frac{R_5R_4R_2}{R_3}} \quad \text{[Section102-3]}$$

可以看出，带通、低通、高通三种输出中，分母表达式完全相同，这意味着它们具有相同的特征频率和品质因数。

### 必要的简化

让我们重新回到本节开始，图 Section102-1 所示电路，其推导结果为式(Section102-1)-式(Section102-3)。

对一个二阶低通、高通、带通滤波器来说，特征频率  $f_0$ 、平坦区增益  $A_m$ 、品质因数  $Q$  三个参量，就可以唯一确定一个滤波器。理论上说，只需要三个阻容参数即可确定这三个关键参量。而前述的表达式中，有 7 个电阻，2 个电容，存在  $9-3=6$  个冗余量。因此，我们必须做出如下合理的约定，以减少冗余，进而简化设计。

- 1) 设定  $C_1=C_2=C$ ，且电容值  $C$  由设计者自行确定。这减少了 2 个冗余量。
- 2) 设定电阻  $R_2=R_3=R_6=R_A$ ，且  $R_A$  由设计者自行确定。这减少了 3 个冗余量。
- 3) 设定电阻  $R_4=R_5=R_X$ ， $R_X$  为未知量。这减少了 1 个冗余量。最终，只剩下电阻  $R_1$ 、 $R_X$ 、 $R_7$  三个未知量待求。这样，前述表达式就简化成如下：

对于带通：

$$A_{BP} = \frac{\frac{R_A}{R_1}SCR_X}{1 + \frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1}SCR_X + S^2C^2R_X^2} \quad \text{[Section102-1a]}$$

对于低通：



$$A_{LP} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1}SCR_X + S^2C^2R_X^2}$$

[Section102-2a]

对于高通：

$$A_{HP} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}S^2C^2R_X^2}{1 + \frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1}SCR_X + S^2C^2R_X^2}$$

[Section102-3a]

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2R_X^2 \quad \omega_0 = \frac{1}{CR_X} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi CR_X}$$

[Section102-4]

则有：

### 带通的分析与设计

根据式(Section102-1a)，将其写成频率表达式为：

$$\begin{aligned} A_{BP}(j\omega) &= \frac{\frac{R_A}{R_1}j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \\ &= \frac{R_A}{R_1} \frac{R_1}{2kR_1 + kR_A} \times \frac{\frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1}j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \\ &= A_{m_{BP}} \times \frac{\frac{1}{Q} \times j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{1}{Q} \times j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

[Section102-1b]

其中，有：

$$A_{m_{BP}} = \frac{R_A}{R_1} \frac{R_1}{2kR_1 + kR_A} = \frac{R_A}{R_1} Q$$

[Section102-5]

$$Q = \frac{R_1}{2kR_1 + kR_A}$$

[Section102-6]

以上分析，完成了“已知电阻、电容，获得  $f_0$ 、 $A_{m_{BP}}$ 、 $Q$ ”的任务。而要实现设计，就需要完成“已知  $f_0$ 、 $A_{m_{BP}}$ 、 $Q$ ，求解电阻、电容”的任务，为此，有如下步骤：

- 1) 根据表 Section84-1，合理选择电容  $C_1=C_2=C$ ；
- 2) 合理选择  $R_2=R_3=R_6=R_A$ ；
- 3) 根据式(Section102-4)，反解出电阻  $R_4=R_5=R_X$ ：

$$R_4 = R_5 = R_X = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

- 4) 将式(Section102-5)和式(Section102-6)相除，得：

$$R_1 = R_A \frac{Q}{A_{m\_BP}}$$

(Section102-7)

5) 根据式(3)得：

$$k = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \Rightarrow R_7 = \frac{k}{1-k} R_A$$

根据式(Section102-6)得：

$$k = \frac{R_1}{(2R_1 + R_A)Q}$$

则有：

$$R_7 = \frac{k}{1-k} R_A = \frac{\frac{R_1}{(2R_1 + R_A)Q}}{\frac{(2R_1 + R_A)Q - R_1}{(2R_1 + R_A)Q}} R_A = \frac{R_1 R_A}{(2R_1 + R_A)Q - R_1}$$

(Section102-8)

### 低通和高通的分析与设计

状态可变量滤波器的低通、高通输出频域表达式为：

$$\dot{A}_{LP}(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_{m\_LHP} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \times j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

(Section102-2b)

$$\dot{A}_{HP}(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{(j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{(2kR_1 + kR_A)}{R_1} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_{m\_LHP} \times \frac{(j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{1}{Q} \times j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

(Section102-3b)

对比低通标准表达式，可知：

$$A_{m\_LHP} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{A_{m\_BP}}{Q}$$

(Section102-9)

$$Q = \frac{R_1}{2kR_1 + kR_A}$$

(Section102-6)

可见特征频率  $f_0$  和品质因数  $Q$  的表达式与带通完全相同，唯一区别的是中频增益  $A_{m\_LHP}$ ，它的下标是 LHP，即低高通，换句话说，低通的 0Hz 增益和高通的无穷大 Hz 增益是完全相同的，都是  $R_2/R_1$ 。此值，与带通的峰值增益  $A_{m\_BP}$  表达式相差一个  $Q$  倍。

设计方法更为简单：

1) 根据表 Section84-1，合理选择电容  $C_1=C_2=C$ ；

2) 合理选择  $R_2=R_3=R_6=R_A$ ；

3) 根据式(Section102-4)，反解出电阻  $R_4=R_5=R_X$ ：

$$R_4 = R_5 = R_X = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

4) 据式(Section102-9)，反解电阻：

$$R_1 = -\frac{R_A}{A_{m\_LHP}}$$

(Section102-10)

5) 根据式(3)得：

$$k = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \Rightarrow R_7 = \frac{k}{1-k} R_A$$

根据式(Section102-6)得：

$$k = \frac{R_1}{(2R_1 + R_A)Q}$$

则有：

$$R_7 = \frac{k}{1-k} R_A = \frac{\frac{R_1}{(2R_1 + R_A)Q}}{\frac{(2R_1 + R_A)Q - R_1}{(2R_1 + R_A)Q}} R_A = \frac{R_1 R_A}{(2R_1 + R_A)Q - R_1}$$

(Section102-8)

### 举例 1 带通：

利用状态可变量滤波器设计一个窄带通滤波器。要求滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=2$ ， $A_{m\_BP}=5$ ，并据此估算其中的低通、高通输出。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：电路结构如图 Section102-1。设计步骤如下：

- 1) 根据表 Section84-1，合理选择电容  $C_1=C_2=C=0.1\mu\text{F}$ ；
- 2) 合理选择  $R_2=R_3=R_6=R_A=10\text{k}\Omega$ ；
- 3) 根据式(Section102-4)，反解出电阻  $R_4=R_5=R_X=1/2\pi f_0 C=31831\Omega$ 。
- 4) 据式(Section102-7)，得： $R_1=R_A Q/A_{m\_BP}=4000\Omega$ 。
- 5) 据式(Section102-8)得： $R_7=R_1 R_A/((2R_1 + R_A)Q - R_1)=1250\Omega$ 。

估算图中低通和高通的性质：图中运放 3 的输出是低通，运放 1 的输出是高通，其特征频率和品质因数均与带通相同，两者的平坦区增益应为带通的峰值增益除以  $Q$ ，为 2.5。

据此得到电路如图 Section102-2 所示，三个输出的频率特性如图 Section102-3 所示。

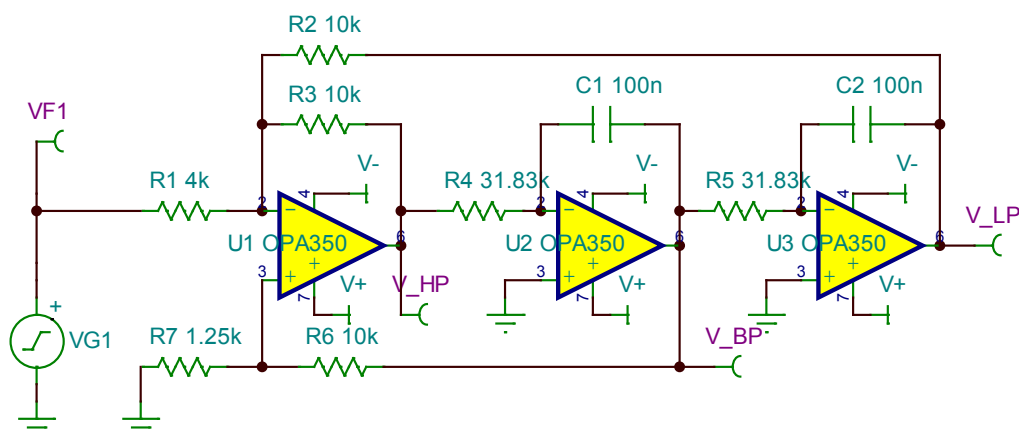


图 Section102-2 举例 1 电路

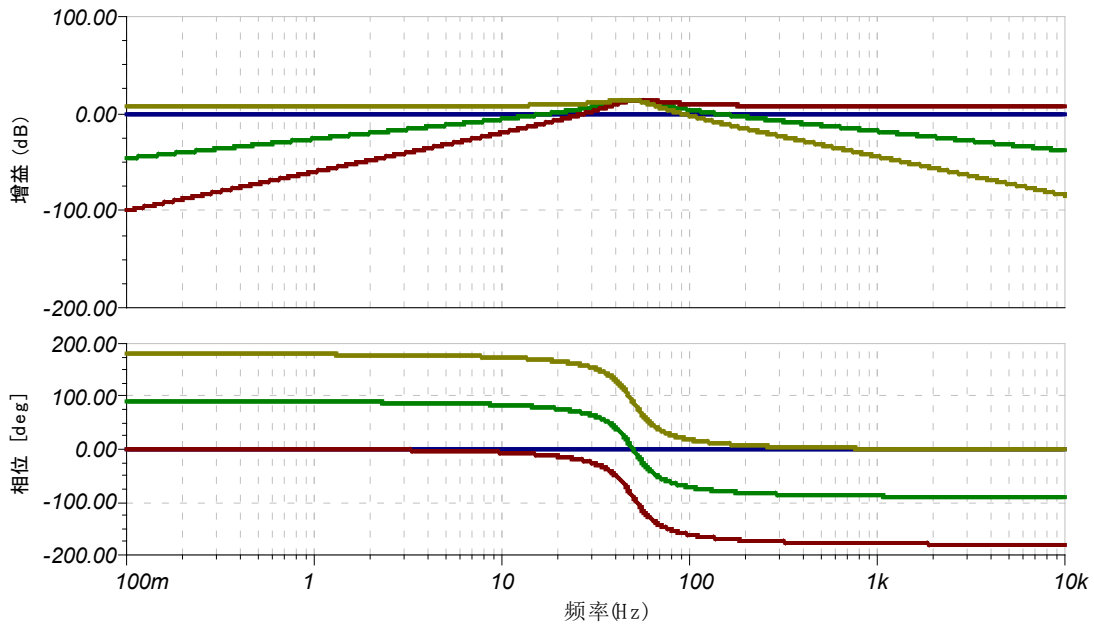


图 Section102-3 举例 1 仿真频率特性

### UAF42-集成状态可变型滤波器

针对状态可变型滤波器，德州仪器公司推出了集成产品 UAF42，它可以直接形成低通、高通、带通输出，结合内部提供的第 4 只运放，还可形成带阻、全通，或者反相切比雪夫。电路结构如图 Section102-4 所示。

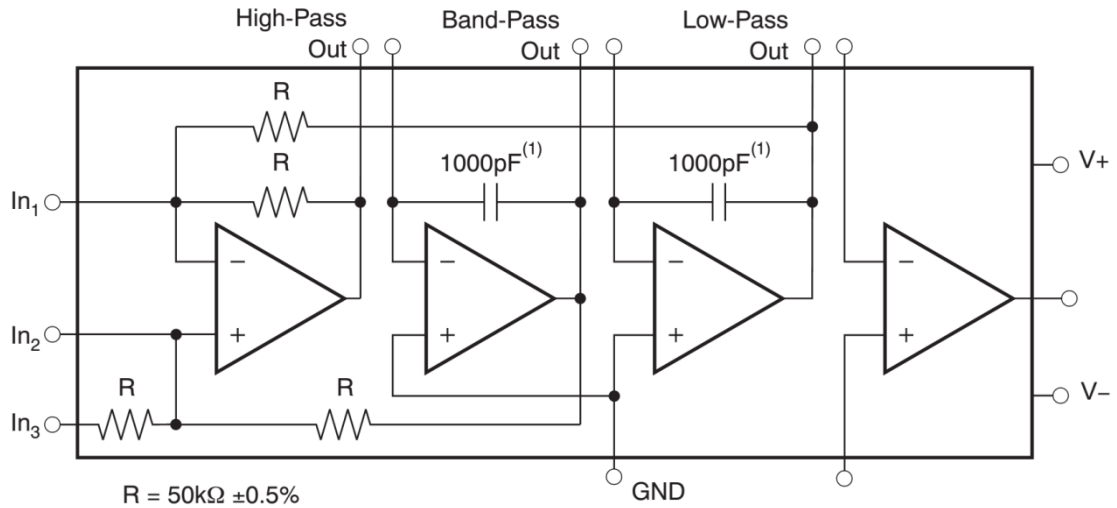


图 Section102-4 集成滤波器 UAF42 内部结构

与使用独立的运放搭建状态可变型滤波器相比，集成滤波器 UAF42 的最大优势在于：它内部具备 4 只误差小于 $\pm 0.5\%$ 的  $50\text{k}\Omega$  电阻  $R$ ，还具有 2 只误差小于 $\pm 0.5\%$ 的  $1000\text{pF}$  电容。这对于实现精准频率，特别是带通、带阻，具有重要价值。手工选择阻容，很难做到这一点。

UAF42 能够实现两种输入连接方式：同相输入和反相输入，图 Section102-5 是本节阐述的接法，即反相输入接法。它有 3 组由用户选择的电阻，以决定滤波器的 3 个关键参数：中心频率由图中电阻  $R_{F1}$  和  $R_{F2}$  决定，品质因数由图中  $R_Q$  决定，而增益则由电阻  $R_G$  决定。

另外一种接法是我们此前没有阐述的，即同相接法，如图 Section102-6 所示。它的传函与反相输入接法略有区别，读者可以自行推导，也可直接参考 UAF42 数据手册。

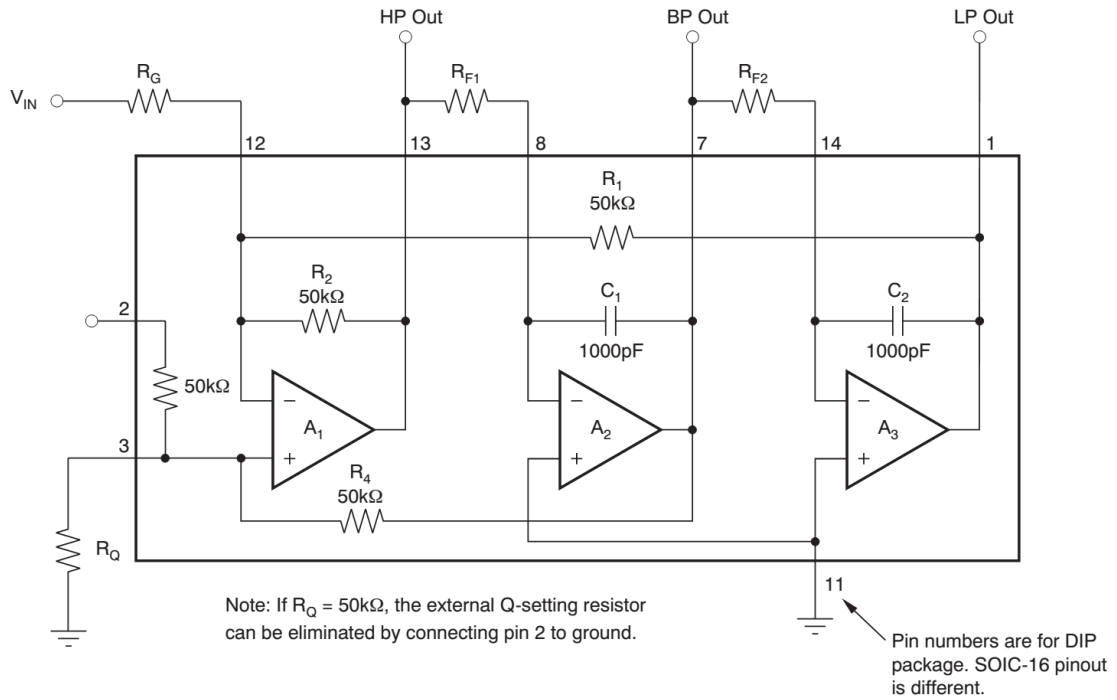


图 Section102-5 集成滤波器 UAF42 的反相输入形式

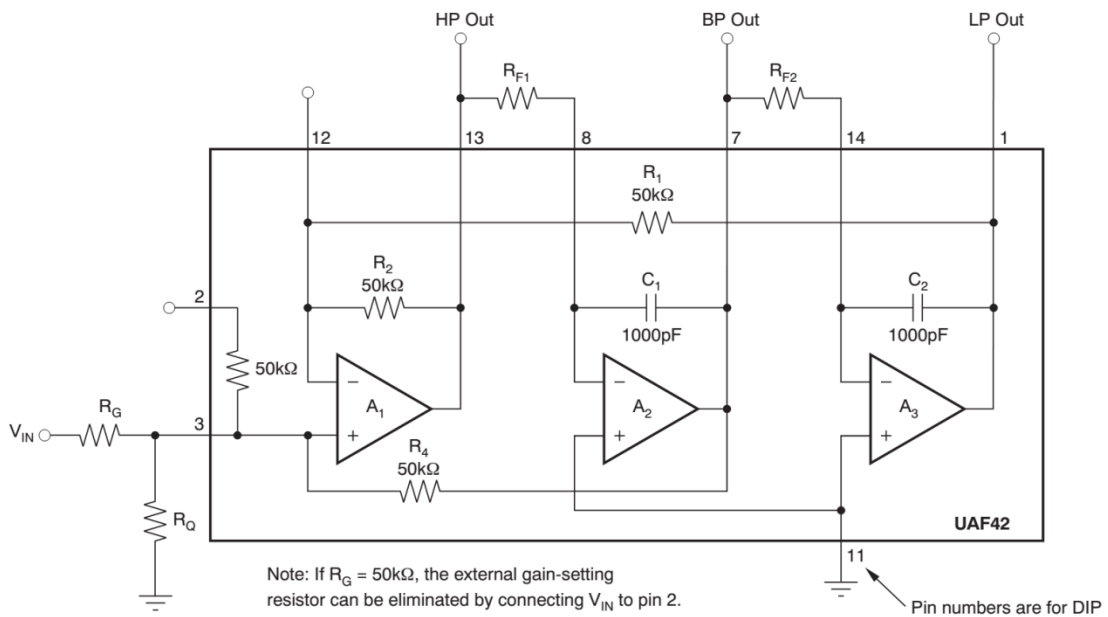


图 Section102-6 集成滤波器 UAF42 的同相输入形式

### 举例 2-UAF42 实现带通：

利用 UAF42 设计一个窄带通滤波器。要求与本节举例 1 完全相同，即滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=2$ ， $A_{m\_BP}=5$ 。

解：电路结构如图 Section102-5。设计步骤如下：

- 1) 已知电容  $C=1nF$ ，电阻  $R_A=R=50k\Omega$ ；

- 2) 根据式(Section102-4), 反解 $R_X = 1/2\pi f_0 C = 3.1831M\Omega$ , 即原图中的  $R_{F1}$  和  $R_{F2}$ 。
- 3) 据式(Section102-7), 得:  $R_1 = R_A Q/A_{m_{BP}} = 20000\Omega$ , 即原图中的  $R_6$ 。
- 4) 据式(Section102-8), 得:  $R_7 = R_1 R_A / ((2R_1 + R_A)Q - R_1) = 6250\Omega$ , 即原图中的  $R_Q$ 。

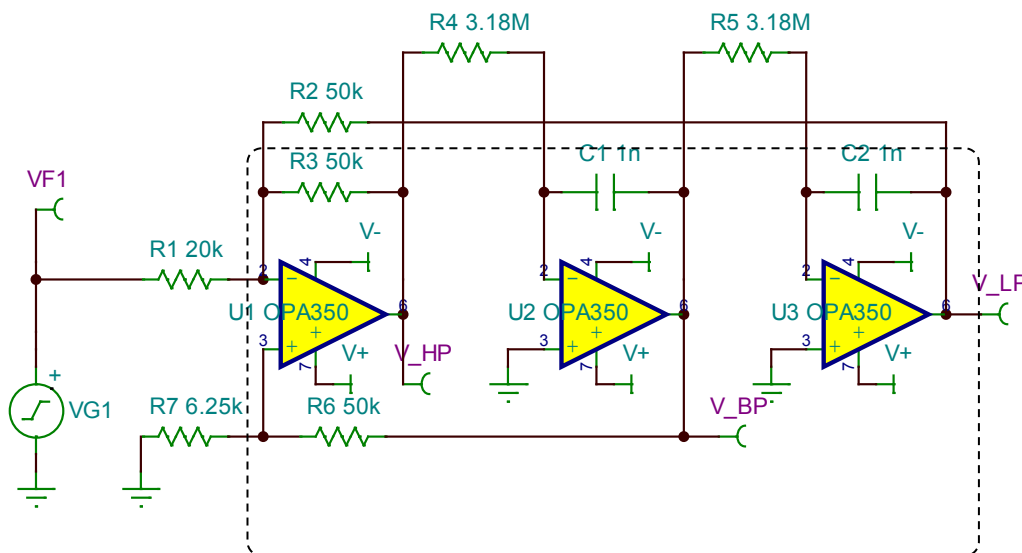


图 Section102-7 举例 2 电路, 图中虚线框内为 UAF42

### 举例 3-UAF42 实现陷波方法一：

利用 UAF42 设计一个窄带阻滤波器。滤波器的中心频率为 50Hz,  $Q=20$ ,  $A_{BR}=1$ 。

解：实现陷波器的方法至少有三种，第一种是独立的陷波器，包括 Bainter、Boctor、双 T 等；第二种是 1-BP 型，在已有带通滤波器基础上，靠加法器或者减法器实现。还有一种是低通+高通。其基本思想如下：

基于特征频率的低通标准式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

基于特征频率的高通标准式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{(j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

将两者相加，可得：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

这正是平坦区增益为  $A_m$  的标准陷波器表达式。

UAF42 具有三个输出端分别是二阶低通、高通，以及带通。因此，基于 UAF42，要实现陷波功能，我们有两种方法：第一，使用其低通和高通输出，用加法器实现陷波。第二，使用其带通输出，用减法器实现 1-BP 型陷波器。

本例实现方法一，即高通和低通相加的方法。首先进行初步分析：

题目要求陷波器的平坦区增益为 1，那么从上述分析可知，低通和高通的平坦区增益都应该为 1 才行，即  $A_{m\_LHP} = -1$ ，且其特征频率均为 50Hz，各自的  $Q=20$ 。

开始设计低通和高通。已知电容  $C=1nF$ ，电阻  $R_A=R=50k\Omega$ ；

1) 根据式(Section102-4)，反解  $R_X = 1/2\pi f_0 C = 3.1831M\Omega$ ，即原图中的  $R_{F1}$  和  $R_{F2}$ 。

2) 据式(Section102-10)，得  $R_1$ ，即原图中的  $R_G$ 。

$$R_1 = -\frac{R_A}{A_{m\_LHP}} = 50k\Omega$$

3) 据式(Section102-8)：

$$R_7 = \frac{R_1 R_A}{(2R_1 + R_A)Q - R_1} = \frac{50 \times 50}{(2 \times 50 + 50) \times 20 - 50} = 0.84746k\Omega$$

接下来设计加法器。将 UAF42 的低通输出、高通输出，作为加法器的输入，用一个运放实现同相加法器。最终电路如图 Section102-8 所示。仿真结果如图 Section102-9 所示。

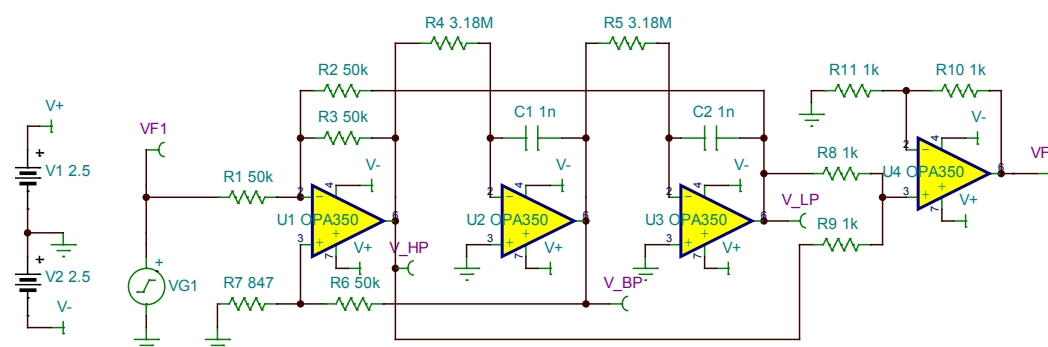


图 Section102-8 举例 3 电路

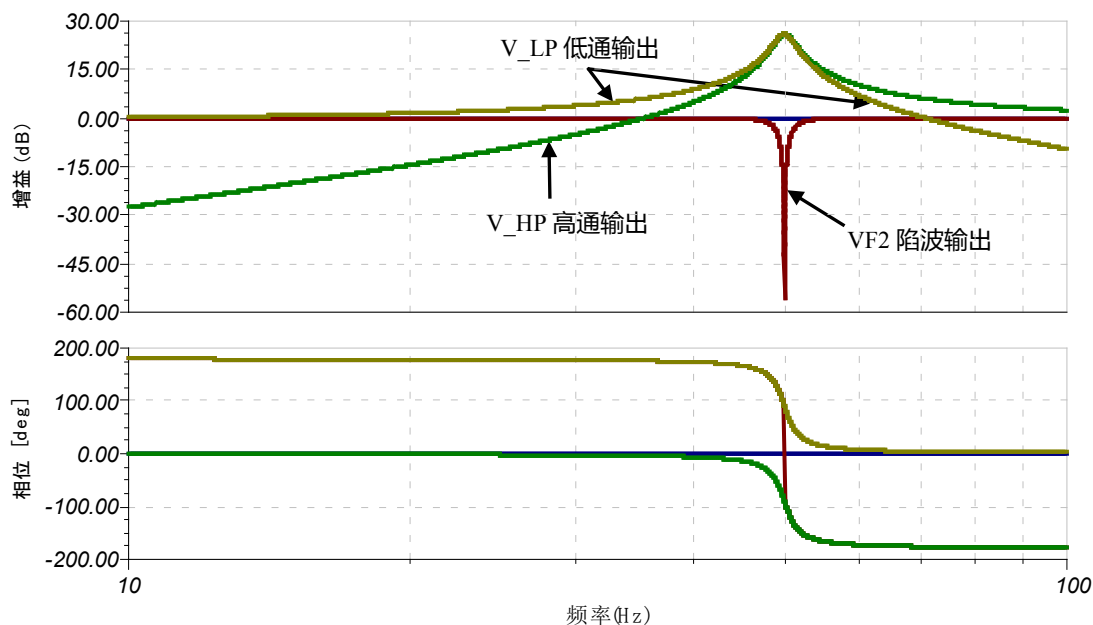


图 Section102-9 举例 3 电路的仿真频率特性

### 举例 4-UAF42 实现陷波方法二：

利用 UAF42 设计一个窄带阻滤波器。滤波器的中心频率为 50Hz， $Q=20$ ， $A_{BR}=1$ 。

解：下面我们使用方法二，利用 UAF42 实现 1-BP 型陷波器。因带通是同相的，设计方法参照本书 Section100 中的举例 INS2。

题目没有对基于 UAF42 的带通电路给出要求，理论上只要满足 Q 值和中心频率即可，对增益没有要求。如果偷懒的话，可以使用举例 3 中的设计结果，直接从中抽出带通供后级减法器使用即可。从(Section102-5)可以知道，该带通滤波器具有的峰值增益为：

$$A_{BP} = \frac{R_A}{R_1} \frac{R_1}{2kR_1 + kR_A} = \frac{R_A}{R_1} Q = 20$$

题目要求  $A_{BR}=1$  倍，则  $A_{BP} // A_{BR} = 0.9524$ ，满足设计硬条件。

设  $R_{10}=1k\Omega$ ，据 Section100 中式(a4)，可得：

$$R_{11} = \frac{R_{10} A_{BP}}{A_{BR}} = 20k\Omega$$

设  $R_8=1k\Omega$ ，据 Section100 中式(a7)，得：

$$R_9 = \frac{A_{BR} // A_{BP}}{1 - A_{BR} // A_{BP}} R_8 = \frac{0.9524}{1 - 0.9524} \times 1k\Omega = 20k\Omega$$

至此完成设计，电路如图 Section102-10 所示，仿真结果如图 Section102-11 所示。

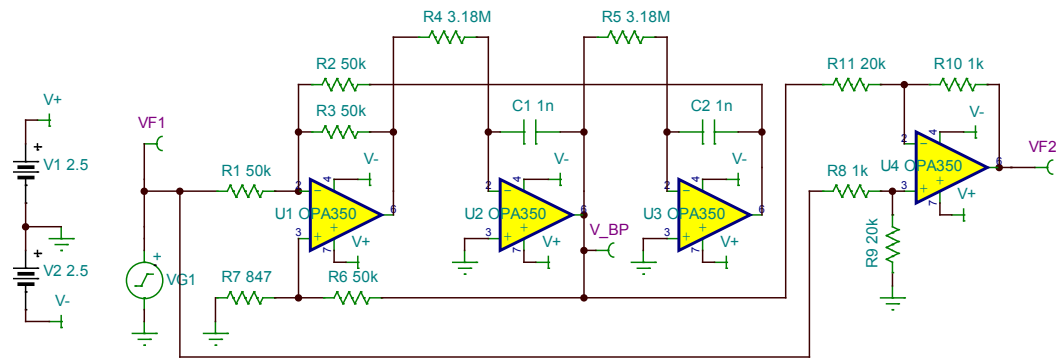


图 Section102-10 举例 4 电路

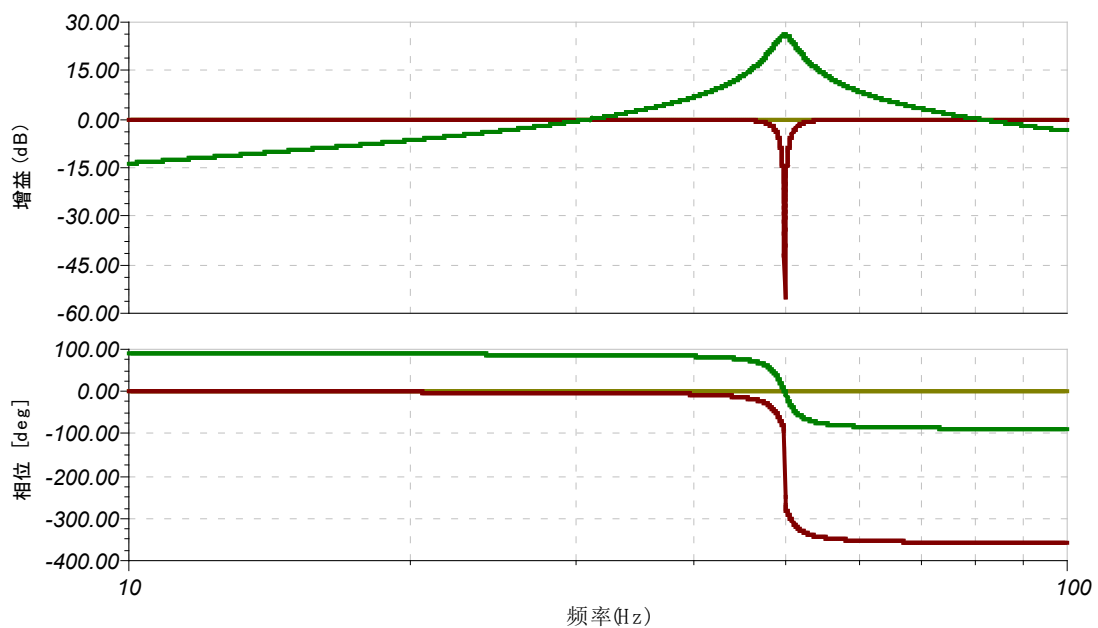


图 Section102-11 举例 4 电路仿真频率特性

下面我们对仿真结果进行一些验证。



首先，观察中心频率是否正确。在相频特征中，使用 a 标尺点中陷波器输出线，输入-180 度，得出：

$$f_{\varphi=-180} = 50\text{Hz}$$

即  $f_0 = 50\text{Hz}$ ，这说明中心频率与设计值吻合。

其次观察平坦区增益。在幅频特性中，使用 b 标尺点中陷波器输出线，将其拉到 10Hz，得：

$$A_{f=10\text{Hz}} = -471.07\mu\text{dB} = 10^{\frac{-471.07 \times 10^{-6}}{20}} = 0.999946$$

约为 1 倍，也是吻合的。

最后验证 Q 值。在幅频特性图中，使用 b 标尺点中陷波器输出线，在对话框中输入增益为-3.01dB，分别得到两个频率点：

$$f_L = f_{A=-3.01\text{dB}}(\text{左}) = 48.77\text{Hz}$$

$$f_H = f_{A=-3.01\text{dB}}(\text{右}) = 51.27\text{Hz}$$

由此可知：

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L} = 20$$

也与设计要求吻合。

特别提醒，本例中偷了个懒，直接使用了举例 3 中的带通输出。其实这样做看似可行，但是有不良后果，那就是带通增益为 20，很容易发生中途受限现象。为了避免这种情况，完全可以重新设计 1 倍带通，以实现 1-BP 型陷波。

既然我偷懒了，勤奋的事情就留给读者吧。

### 举例 5-UAF42 实现全通：

利用 UAF42 设计一个全通滤波器。滤波器的中心频率为 1000Hz， $Q=2$ ， $A_{BP}=5$ 。

解：根据 Section101 讲述，全通滤波器可以用 1-2BP 实现，即用原始信号减去 2 倍的标准带通信号，而 UAF42 中具备带通输出，并且其内部就具备一个运算放大器，可以很方便的实现全通输出。

为此，首先必须明确减法器结构。我们知道，UAF42 组成的带通滤波器，其增益为正值，必须使用减法器才能实现 1-2BP。因此，采用如图 Section102-12 电路结构，它是一个非标准减法器。具体分析过程如下：

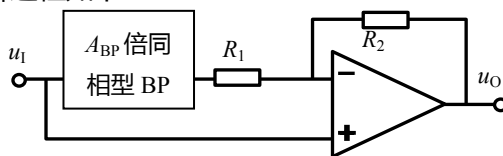


图 Section102-12 同相带通组成的“1-2BP”型全通滤波器

同相型带通表达式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_{BP} \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

按照图中电路结构，利用叠加原理，输入和输出之间有下式成立：

$$\begin{aligned}
 u_O &= u_I \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \frac{R_2}{R_1} u_I \left( A_{BP} \times \frac{\frac{1}{Q} j\Omega}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2} \right) \\
 &= u_I \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left( 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( A_{BP} \times \frac{\frac{1}{Q} j\Omega}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2} \right) \right)
 \end{aligned}$$

当：

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} A_{BP} = 2 \tag{4}$$

有：

$$u_O = u_I \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left( \frac{1 - \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2} \right) \tag{5}$$

为全通表达式。

而标准的全通滤波器输入输出关系为：

$$u_O = u_I A_{AP} \frac{1 - \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q} j\Omega + (j\Omega)^2} \tag{6}$$

对比式(5)和式(6)，则有：

$$A_{AP} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \tag{7}$$

题目要求  $A_{AP} = 5$ ，则可得：

$$R_2 = 4R_1 \tag{8}$$

又根据式(4)，得：

$$A_{BP} = 2 \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 2.5 \tag{9}$$

即我们需要设计一个  $A_{BP}=2.5$ ， $Q=2$ ， $f_0=1000\text{Hz}$  的带通，然后按照图 Section102-12 电路，选择合适的比例电阻，即可实现全通设计。

参照本节举例 2，带通设计步骤如下：

- 1) 已知电容  $C=1\text{nF}$ ，电阻  $R_A=R=50\text{k}\Omega$ ；
- 2) 根据式(Section102-4)，反解  $R_X = 1/2\pi f_0 C = 159.15\text{k}\Omega$ ，即原图中的  $R_{F1}$  和  $R_{F2}$ 。
- 3) 据式(Section102-7)，得： $R_1 = R_A Q / A_{m,BP} = 40000\Omega$ ，即原图中的  $R_G$ 。
- 4) 据式(Section102-8)，得： $R_7 = R_1 R_A / ((2R_1 + R_A)Q - R_1) = 9091\Omega$ ，即原图中的  $R_Q$ 。

对减法器，选择合适的电阻  $R_{11}=1\text{k}\Omega$ ，得反馈电阻  $R_{10}=4\text{k}\Omega$ ，得到最终电路如图 Section102-13，图中采用三个运放 U1-U3 实现 UAF42 的滤波部分，采用 U4 实现 UAF42 内部的附属运放。其仿真频率特性如图 Section102-14 所示。

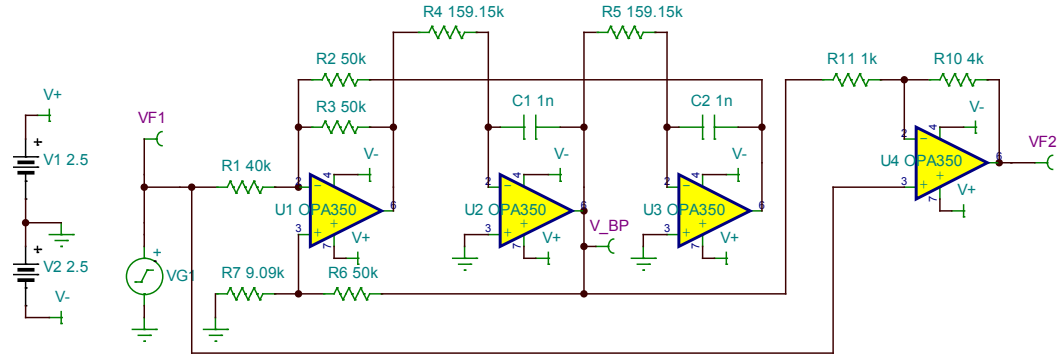


图 Section102-13 举例 5 电路

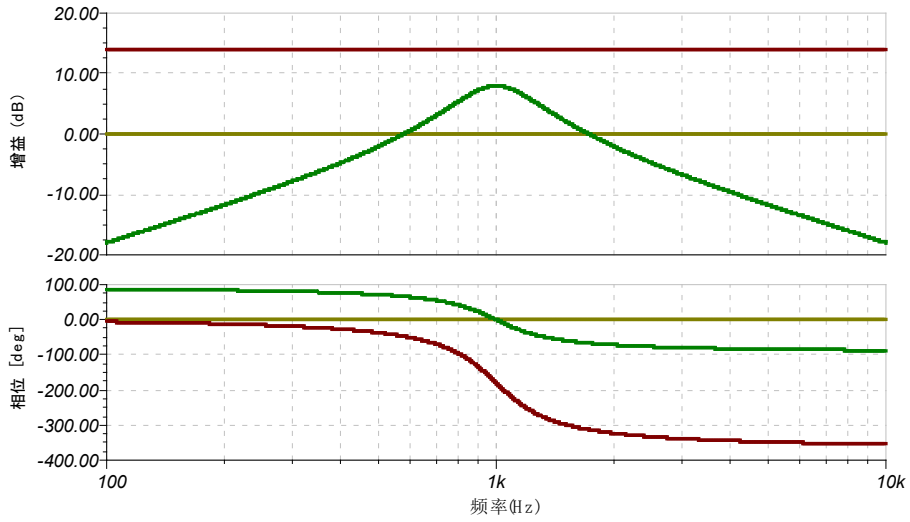


图 Section102-14 举例 5 仿真频率特性

## Section103.Biquad 滤波器分析

“Biquad”原意为双二次式，由“bi”和“quadratic”合并而成。含义是一个传函的分子分母均为二次方程式。它的电路原型源自 1968 年 Bell 电话实验室的 J.Tow 发表的论文 “Active RC Filters—A State-Space Realization”，而 Biquad 一词则最早出现于 Bell 电话实验室的 L.Thomas 发表的论文“The Biquad: Part I -Some Practical Design Considerations”。该文采用的仍为 Tow 提出的电路（略有区别），被称为 Biquad。该电路结构如图 Section103-1 所示。因此，我们说到 Biquad 滤波器，是特指图 Section103-1 所示的滤波器，它的传函中，分子分母确实都是二次表达式。但是，不幸的是，Biquad 一词现在出现了使用混乱，被泛指所有二阶滤波器模块。比如 Sallen-Key Biquad，Low Pass Biquad 等。

以上历史，知道就好，叫什么，怎么叫，无需纠结。开始分析吧。

可以看出，Biquad 滤波器分为运放 A1、A2、A3 组成的主核，以及由 A4 组成的加法器两个环节。

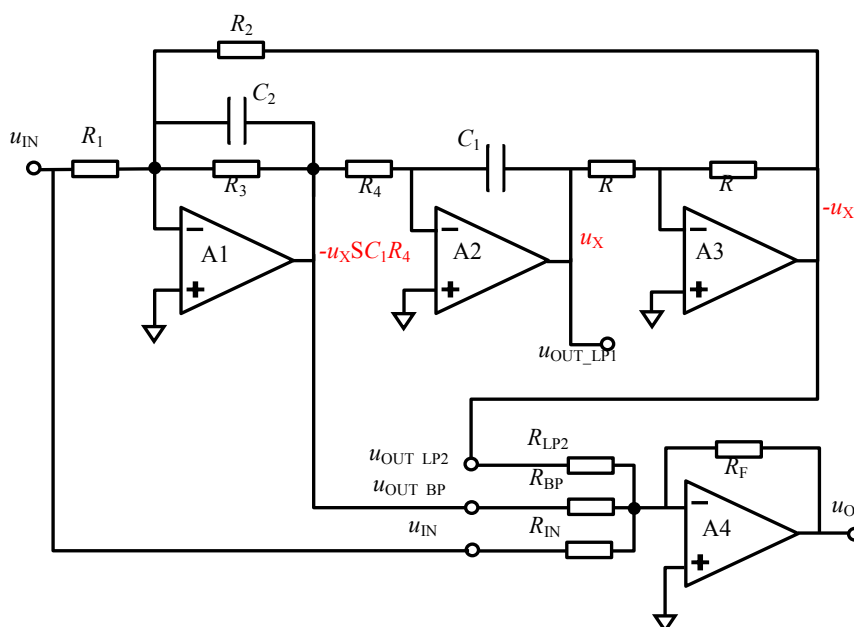


图 Section103-1 Biquad 滤波器

定义 A2 输出为  $u_X$ ，则 A3 输出为  $-u_X$ ，A1 输出必为  $-u_X SC_1 R_4$ 。对 A1 负输入端列电流方程，有：

$$\frac{U_{IN}}{R_1} + \frac{-U_X}{R_2} = \frac{U_X SC_1 R_4}{\frac{1}{SC_2}} + \frac{U_X SC_1 R_4}{R_3} = U_X S^2 C_1 C_2 R_4 + \frac{U_X SC_1 R_4}{R_3}$$

化简得：

$$R_2 R_3 U_{IN} = U_X (S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 + SC_1 R_1 R_2 R_4 + R_1 R_3)$$

低通滤波器 1，即运放 A2 输出的传函为：

$$A_{LP1} = \frac{U_X}{U_{IN}} = \frac{R_2 R_3}{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 + SC_1 R_1 R_2 R_4 + R_1 R_3}$$

(1)

低通滤波器 2，即运放 A3 输出的传函为：

$$A_{LP2} = \frac{-U_X}{U_{IN}} = -\frac{R_2 R_3}{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 + SC_1 R_1 R_2 R_4 + R_1 R_3}$$

(2)

带通滤波器，即运放 A1 输出的传函为：

$$A_{BP} = \frac{-U_X S C_1 R_4}{U_{IN}} = -\frac{S C_1 R_2 R_3 R_4}{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 + S C_1 R_1 R_2 R_4 + R_1 R_3}$$

(3)

加法器的传函为：

$$A_{OUT} = \frac{\frac{R_F}{R_{BP}} \times S C_1 R_2 R_3 R_4 + \frac{R_F}{R_{LP2}} \times R_2 R_3 - \frac{R_F}{R_{IN}} (S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 + S C_1 R_1 R_2 R_4 + R_1 R_3)}{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 + S C_1 R_1 R_2 R_4 + R_1 R_3}$$

$$= -\frac{R_F}{R_{IN}} \times \frac{S^2 C_1 C_2 R_2 R_4 + S C_1 \frac{R_4 (R_1 R_2 - \frac{R_{IN}}{R_{BP}} \times R_2 R_3)}{R_1 R_3} + 1 - \frac{R_{IN}}{R_{LP2}} \times \frac{R_2}{R_1}}{S^2 C_1 C_2 R_2 R_4 + S C_1 \frac{R_2 R_4}{R_3} + 1}$$

(Section103-1)

从输出传函可以看出，它的分子、分母均为 s 的二次表达式。这给我们带来了太多的想象空间，特别是改变加法器的输入项，在已有低通、带通基础上，就可以实现高通、带阻以及全通。

在进一步分析之前，为减少冗余、简化分析，我们先假设两个电容相等。则 Biquad 滤波器的输出变为：

$$A_{OUT} = -\frac{R_F}{R_{IN}} \times \frac{S^2 C^2 R_2 R_4 + S C \frac{R_4 (R_1 R_2 - \frac{R_{IN}}{R_{BP}} \times R_2 R_3)}{R_1 R_3} + 1 - \frac{R_{IN}}{R_{LP2}} \times \frac{R_2}{R_1}}{S^2 C^2 R_2 R_4 + S C \frac{R_2 R_4}{R_3} + 1}$$

(Section103-1a)

## 高通

为实现高通，必须使得传函分子中只保留  $S^2$  项。则有：

$$\frac{R_4 (R_1 R_2 - \frac{R_{IN}}{R_{BP}} \times R_2 R_3)}{R_1 R_3} = 0 \rightarrow R_1 = \frac{R_{IN}}{R_{BP}} \times R_3$$

(4)

$$1 - \frac{R_{IN}}{R_{LP2}} \times \frac{R_2}{R_1} = 0 \rightarrow R_1 = \frac{R_{IN}}{R_{LP2}} \times R_2$$

(5)

输出频域表达式变为：

$$\dot{A}_{OUT}(j\omega) = -\frac{R_F}{R_{IN}} \times \frac{(j\omega)^2 C^2 R_2 R_4}{(j\omega)^2 C^2 R_2 R_4 + (j\omega) C \frac{R_2 R_4}{R_3} + 1}$$

(Section103-1b)

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 R_2 R_4 \quad \omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_2 R_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_4}}$$

(Section103-2)

$$\dot{A}_{OUT}(j\omega) = -\frac{R_F}{R_{IN}} \times \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2 + (j\frac{\omega}{\omega_0})\frac{\sqrt{R_2R_4}}{R_3} + 1}$$

对比二阶高通标准式，式(Section102-insert9)，可知：

$$A_m = -\frac{R_F}{R_{IN}} \tag{Section103-3}$$

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2R_4}} \tag{Section103-4}$$

据此，可以总结设计方法如下：

- 1) 首先选择合适的电容  $C$ ，选择合适的反相器电阻  $R$ ，选择合适的加法器反馈电阻  $R_F$ ；
- 2) 其次，设定  $R_2 = R_4$ ，根据式(Section103-2)反算，得：

$$R_2 = R_4 = \frac{1}{2\pi C f_0} \tag{Section103-5}$$

- 3) 根据式(Section103-4)反算，得：

$$R_3 = Q\sqrt{R_2R_4} = QR_2 \tag{Section103-6}$$

- 4) 根据式(Section103-3)反算，得：

$$R_{IN} = -\frac{R_F}{A_m} \tag{Section103-7}$$

- 5) 设  $R_{LP2} = R_{IN}$ ，利用式(5)得：

$$R_1 = R_2 \tag{Section103-8}$$

- 6) 利用式(4)，得：

$$R_{BP} = \frac{R_{IN}}{R_1} \times R_3 = R_{IN} \frac{R_3}{R_2} = QR_{IN} \tag{Section103-9}$$

### 举例 1：

利用 Biquad 滤波器设计一个高通滤波器。要求滤波器的中心频率为 200Hz， $Q=1.2$ ， $A_m=2$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：电路结构如图 Section103-1。设计步骤如下：

- 1) 选择电容  $C=0.1\mu\text{F}$ ， $R=10\text{k}\Omega$ ， $R_F=10\text{k}\Omega$ 。
- 2) 根据式(Section103-5)，得： $R_2 = R_4 = 1/2\pi C f_0 = 7958\Omega$ 。
- 3) 根据式(Section103-6)，得： $R_3 = QR_2 = 9459\Omega$ 。
- 4) 根据式(Section103-7)，得： $R_{IN} = R_F/A_m = 3333\Omega$ 。
- 5)  $R_{LP2} = R_{IN}=3333\Omega$ ；据式(Section103-8)得： $R_1 = R_2=7958\Omega$ 。
- 6) 根据式(Section103-9)得： $R_{BP} = QR_{IN}=4000\Omega$ 。

据此得到仿真电路如图 Section103-2 所示。仿真的频率特性如图 Section103-3 所示。对其进行测试，得到如下关键参数：

先在幅频特性图中，将坐标线拉到 10kHz 处，得到增益 $A_{10kHz} = 9.55\text{dB} = 3.003$  倍，与设计要求的 3 倍基本吻合。此值可以视为是 $|A_{\infty}|$ 。

$f_{\varphi=-90^\circ} = 199.98\text{Hz}$ ，即特征频率点，与设计要求的 200Hz 基本吻合。

$A_{199.98\text{Hz}} = 11.13\text{dB} = 3.602$  倍，按照式(Section102-insert10)换算出  $Q$  值为 1.199，与设计要求的 1.2 基本吻合。

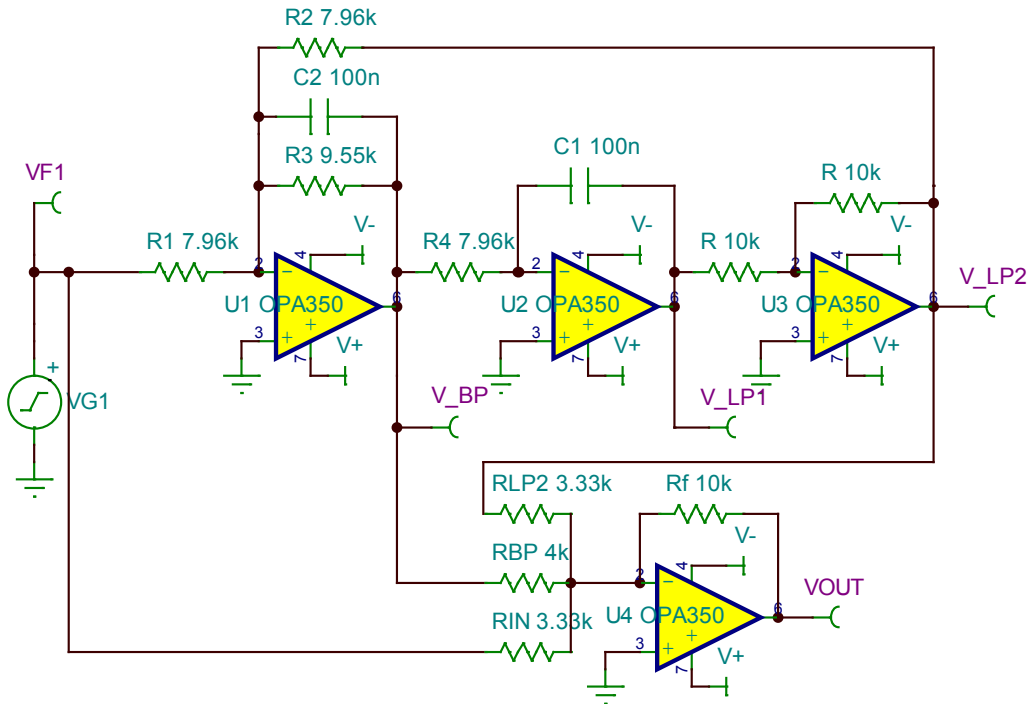


图 Section103-2 举例 1 电路，Biquad 滤波器实现的高通

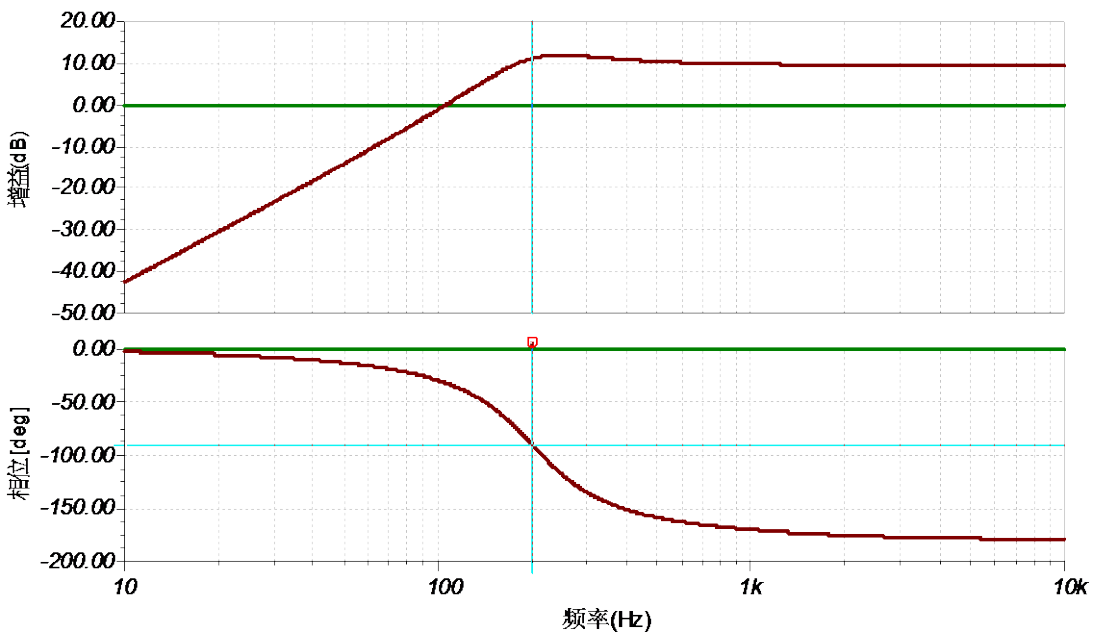


图 Section103-3 举例 1 电路仿真频率特性

## 陷波

陷波器的标准式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

[Section82-5]

为了实现这个表达式，图 Section103-4 将带通输出和原始输入信号实施加法运算，就可以得到期望的结果。这种思想与 Section100 中的 1-BP 型陷波器完全相同。

首先，利用两个电容相等的简化措施，带通输出的式(3)演变成：

$$A_{BP} = -\frac{SCR_2R_3R_4}{S^2C^2R_1R_2R_3R_4 + SCR_1R_2R_4 + R_1R_3}$$

(3a)

即：

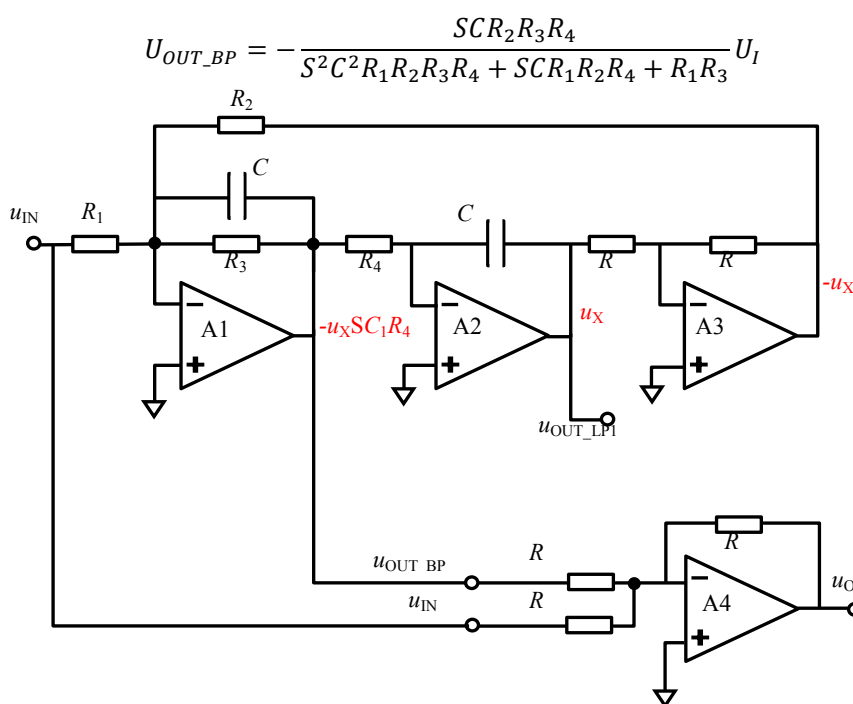


图 Section103-4 Biquad 滤波器组成的陷波器

则图 Section103-4 的输出传函为：

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= -U_{OUT\_BP} - U_I = \frac{SCR_2R_3R_4}{S^2C^2R_1R_2R_3R_4 + SCR_1R_2R_4 + R_1R_3}U_I - U_I \\ &= U_I \left( \frac{SCR_2R_3R_4 - S^2C^2R_1R_2R_3R_4 - SCR_1R_2R_4 - R_1R_3}{S^2C^2R_1R_2R_3R_4 + SCR_1R_2R_4 + R_1R_3} \right) \\ &= -U_I \frac{1 + SC \frac{R_1R_2R_4 - R_2R_3R_4}{R_1R_3} + S^2C^2R_2R_4}{1 + SC \frac{R_2R_4}{R_3} + S^2C^2R_2R_4} \end{aligned}$$

可以看出，要实现陷波功能，必须消掉分子中的 S 项。因此，只要令：

$$\frac{R_1R_2R_4 - R_2R_3R_4}{R_1R_3} = 0, \text{ 即 } R_1 = R_3$$

[Section103-10]



则陷波输出传函变为：

$$A_{BR} = \frac{U_{OUT}}{U_I} = -\frac{1 + S^2 C^2 R_2 R_4}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

其频域表达式为：

$$\dot{A}_{BR}(j\omega) = -\frac{1 + (j\omega)^2 C^2 R_2 R_4}{1 + (j\omega)C \frac{R_2 R_4}{R_3} + (j\omega)^2 C^2 R_2 R_4} \quad \text{[Section103-11]}$$

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 R_2 R_4 \quad \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_2 R_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_2 R_4}} \quad \text{[Section103-2]}$$

则频域表达式演变成：

$$\dot{A}_{BR}(j\omega) = -\frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})\frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad \text{[Section103-12]}$$

对照陷波器标准式(Section82-5) (前一页也有), 可知：

$$A_m = -1 \quad \text{[Section103-13]}$$

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}} \quad \text{[Section103-14]}$$

至此, 已知元器件参数——电阻电容值, 求解电路参数——增益、特征频率、品质因数的推导任务已经完成。下面我们需要知道如何设计, 即已知电路参数, 求解元器件参数。

首先, 从图 Section103-4 电路可以看出, 电阻  $R$  出现在两个地方, 第一是运放 A3 的反相器电阻, 第二是运放 A4 的反相加法器电阻, 它们的取值大小, 只要合适, 并不会影响电路其它性能。

其次, 剩下的有电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ , 电容  $C$ , 共 5 个参数。注意, 电路只有两个待求量, 特征频率和品质因数 (平坦区增益已经确定为-1), 因此这 5 个元件中可以做一些任选或者约定。具体的设计步骤如下：

1) 根据表 Section84-2, 选择电容  $C$ ；

2) 约定电阻  $R_2=R_4$ , 利用式(Section103-2)反算, 求解电阻：

$$R_2 = R_4 = \frac{1}{2\pi C f_0} \quad \text{[Section103-15]}$$

3) 根据式(Section103-14), 反算电阻  $R_3$ ：

$$R_3 = QR_2 \quad \text{[Section103-16]}$$

4) 利用式(Section103-10), 得：

$$R_1 = R_3$$

## 举例 2 :

利用 Biquad 滤波器设计一个陷波器。要求陷波器的中心频率为 50Hz,  $Q=20$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：电路结构如图 Section103-4。设计步骤如下：

- 1) 选择电容  $C=1\mu\text{F}$ ,  $R=10\text{k}\Omega$ 。
- 2) 根据式(Section103-15), 得： $R_2 = R_4 = 1/2\pi C f_0 = 3183\Omega$ 。
- 3) 根据式(Section103-16), 得： $R_3 = Q R_2 = 63.66\text{k}\Omega$ 。
- 4) 根据式(Section103-10), 得： $R_1 = R_3 = 63.66\text{k}\Omega$ 。

至此，全部参数设计完毕，选择 OPA350 做电路中的运放，绘制电路图如图 Section103-5 所示。其频率特性如图 Section103-6 所示。

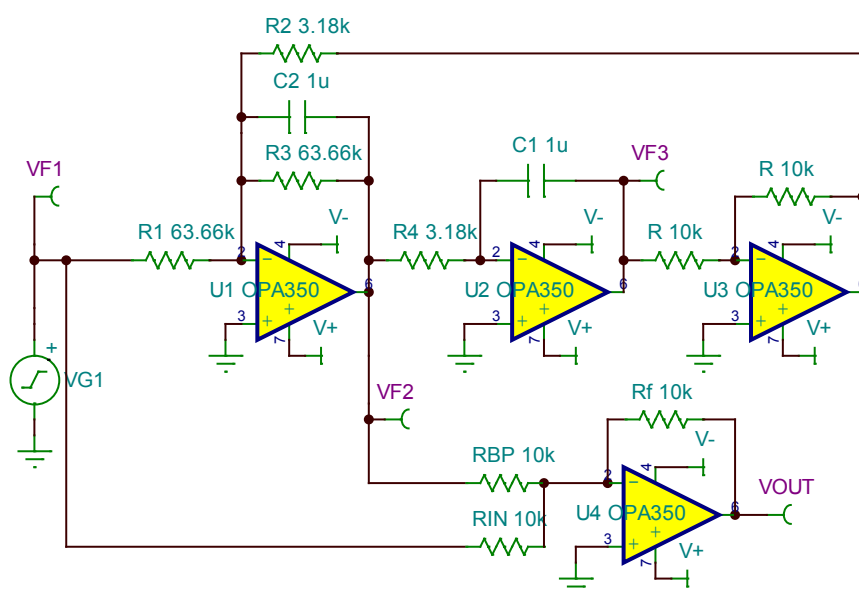


图 Section103-5 举例 2 电路，Biquad 滤波器组成的陷波器

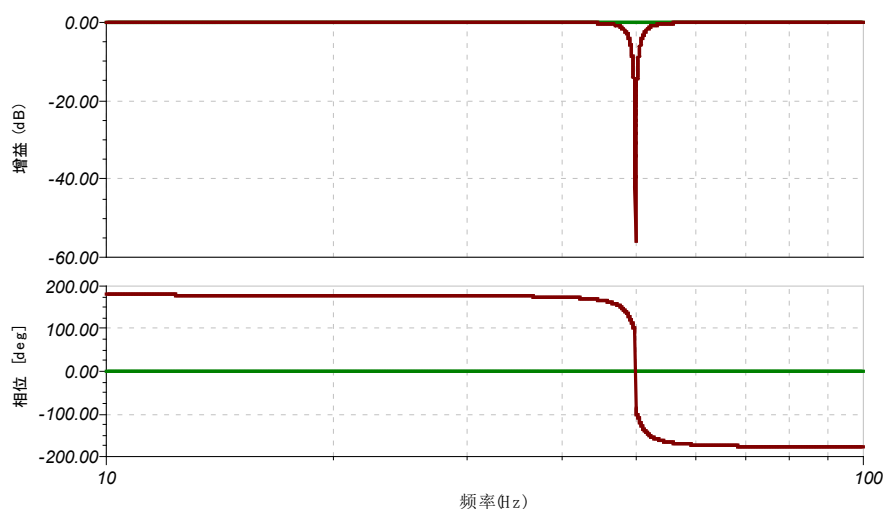


图 Section103-6 举例 2 电路的仿真频率特性

可以看出，陷波频率发生在 50Hz 附近。为了验证  $Q$  值，做如下测量：

$$f_{-3.01\text{dB左}} = 48.77\text{Hz}; f_{-3.01\text{dB右}} = 51.27\text{Hz}; Q = \frac{f_0}{f_{-3.01\text{dB右}} - f_{-3.01\text{dB左}}} = 50$$

与设计要求吻合。

## 全通

全通滤波器的标准式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

(Section82-8a)

在陷波器设计中，我们选择  $R_1=R_3$ ，成功将分子中的 S 项消掉，而在全通滤波器中，不仅不能消掉 S 项，还要求分子 S 项正好是 denominator S 项的负值。这让我们想到，如果仍采用图 Section103-4 电路结构，只是将  $R_1$  改变，是否就能够实现上述要求呢？

利用陷波小节类似的推导方法，图 Section103-4 的输出传函为：

$$U_{OUT} = -U_I \frac{1 + SC \frac{R_1 R_2 R_4 - R_2 R_3 R_4}{R_1 R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

可以看出，要实现全通滤波功能，必须分子分母的 S 项互反，即满足：

$$\frac{R_1 R_2 R_4 - R_2 R_3 R_4}{R_1 R_3} = -\frac{R_2 R_4}{R_3}, \text{ 即 } R_1 = 0.5 R_3$$

(Section103-17)

则陷波输出传函变为：

$$A_{BR} = \frac{U_{OUT}}{U_I} = -\frac{1 - SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

其频域表达式为：

$$\dot{A}_{BR}(j\omega) = -\frac{1 - (j\omega)C \frac{R_2 R_4}{R_3} + (j\omega)^2 C^2 R_2 R_4}{1 + (j\omega)C \frac{R_2 R_4}{R_3} + (j\omega)^2 C^2 R_2 R_4}$$

(Section103-18)

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 R_2 R_4 \quad \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_2 R_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_2 R_4}}$$

(Section103-2)

则频域表达式演变成：

$$\dot{A}_{BR}(j\omega) = -\frac{1 - (j\frac{\omega}{\omega_0}) \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0}) \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

(Section103-19)

对照陷波器标准式(Section82-8a)，可知：

$$A_m = -1$$

(Section103-13)

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}}$$

[Section103-14]

可知，全通滤波器的设计与陷波器几乎完全相同，唯一区别在于选择  $R_1 = 0.5R_3$ 。

### 举例 3：

利用 Biquad 滤波器设计一个全通滤波器。要求中心频率为 50Hz， $Q=20$ 。用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：电路结构如图 Section103-4。设计步骤如下：

- 1) 选择电容  $C=1\mu\text{F}$ ， $R=10\text{k}\Omega$ 。
- 2) 根据式(Section103-15)，得： $R_2 = R_4 = 1/2\pi C f_0 = 3183\Omega$ 。
- 3) 根据式(Section103-16)，得： $R_3 = Q R_2 = 63.66\text{k}\Omega$ 。
- 4) 根据式(Section103-17)，得： $R_1 = 0.5R_3 = 31.83\text{k}\Omega$ 。

至此，全部参数设计完毕，选择 OPA350 做电路中的运放，绘制电路图如图 Section103-7 所示。其频率特性如图 Section103-8 所示。

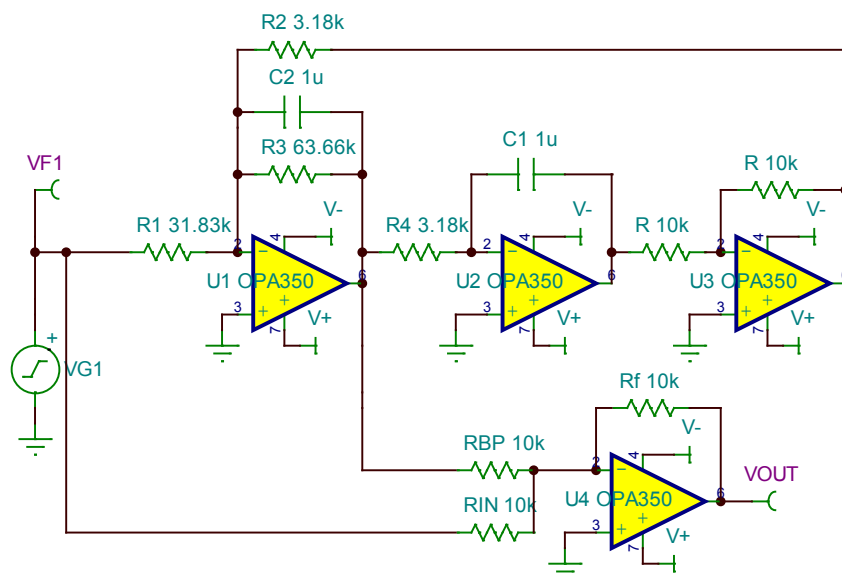


图 Section103-7 举例 3 电路——全通滤波器

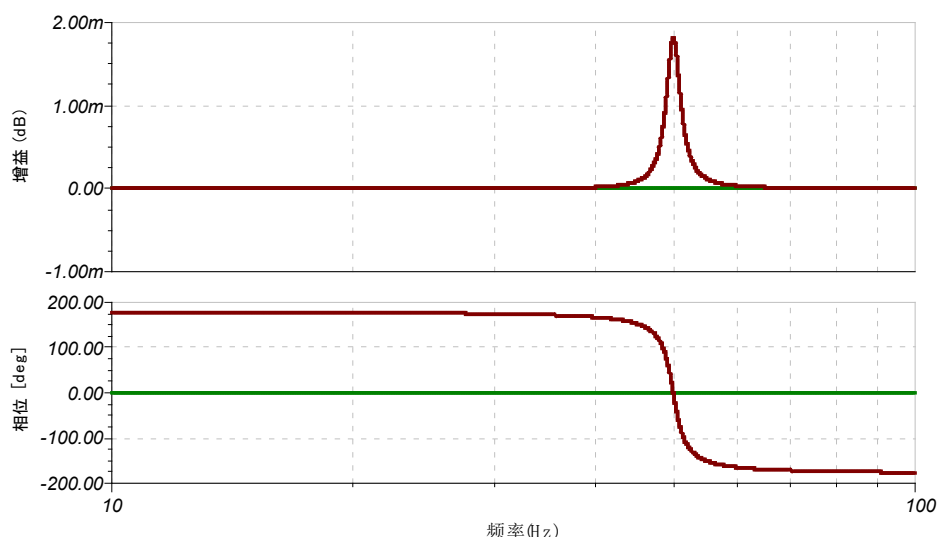


图 Section103-8 举例 3 电路的仿真频率特性

从频率特性图可以看出，此电路在 50Hz 处有一个微弱的增益隆起，约为 18mdB（即 10002 倍），这不会影响全通滤波器在整个频率范围内增益等于 1 的事实。同时，在 50Hz 处，其相移为 0 度。注意，标准全通滤波器的在中心频率处应为 -180 度相移，此处之所以为 0 度，是因为本例电路的增益为 -1 倍，本身就具备反相。从频率特性也可以看出，此电路的中心频率约为 50Hz。

下面我们来验证一下此电路的  $Q$  值。根据 Section82 分析结果，验证一个全通滤波器的  $Q$  值，需要使用如下公式：

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_H - \omega_L} = \frac{f_0}{f_H - f_L} \quad \text{[Section82-12]}$$

在相频特性图上，中心频率点相移为 0 度，那么可知  $f_L$  对应的相移应为 90 度，则利用标线仿真工具 a（图中是一个 a 加上一个坐标符号），点中相频特性曲线，在对话框内输入 90 度，可得：

$$f_L = f_{\varphi=90} = 48.77\text{Hz}$$

同理可知  $f_H$  对应的相移应为 -90 度，在对话框内输入 -90 度，可得：

$$f_H = f_{\varphi=-90} = 51.27\text{Hz}$$

则有：

$$Q_{\text{实测}} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{50}{51.27 - 48.77} = 20$$

与设计要求完全一致。

### Biquad 全通滤波器的中途受限现象

举例 3 电路，看起来很完美。它是一个全通滤波器，增益的模始终为 1，随输入信号频率变化，它的输出会有相移变化。那么，当供电电源电压为  $\pm 2.5\text{V}$ ，输入信号为一个围绕 50Hz 变化的，2V 幅度正弦波，结果会是什么呢？

当输入信号是 10Hz 时，输出应该是一个具有 178.81 度相移的，幅度仍为 2V 的正弦波；当输入信号为 100Hz 时，输出应该是一个具有 -176.18 度相移的，幅度仍为 2V 的正弦波。因为供电电压为  $\pm 2.5\text{V}$ ，它们都没有超过电源轨。图 Section103-9 是两个仿真实验的示波器波形，结果与预期基本一致。为了后续分析方便，在仿真电路中增加了一个测试点：运放

U1 的输出端，即电路中带通输出，设为 VF2。

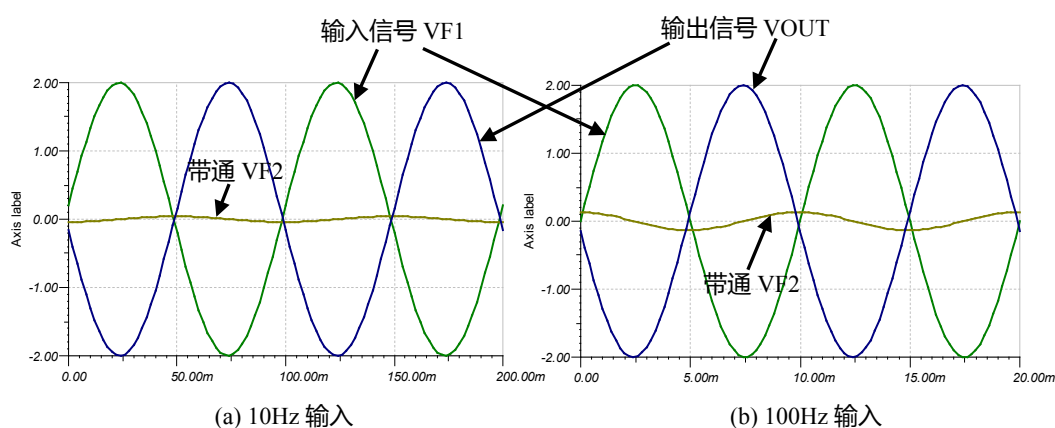


图 Section103-9 举例 3 电路的示波器记录波形

当输入信号频率设置为 50Hz，幅度仍为 2V 时，输出应该为一个正弦波，其幅度仍应为 2V，只是相移变为 0 度。这是期望的结果，但事实不是这样，测试结果如图图 Section103-10 所示。可以看出，输出波形已经严重变形，且增益和相移与期望结果完全不同。

罪魁祸首，是 Section100 中讲述的“中途受限现象”。虽然全通输出的增益是 1 倍，但本电路中，输出由原始信号和带通信号相减形成，在 50Hz 处的带通峰值增益为 2 倍，2V 的输入信号，理论上应该输出 4V 信号，但电源电压是±2.5V，这就产生了中途受限。

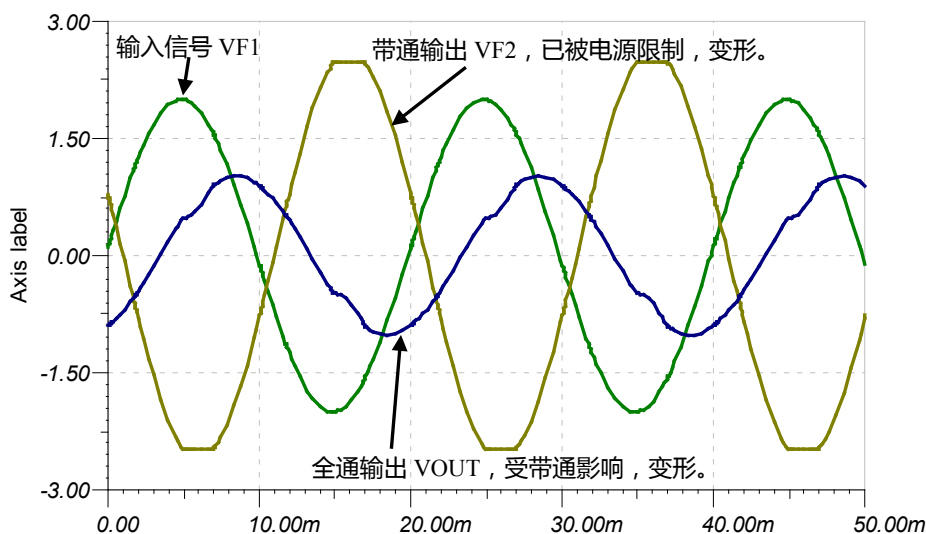


图 Section103-10 举例 3 电路的示波器记录波形—50Hz，2V 输入

图 Section103-11 为包含 VF2 的频率特性仿真结果，可以清晰看到，在幅频特性上，原始信号和全通输出基本重叠在一起，都是 0dB，但带通输出 VF2 为一个明显的隆起，在 50Hz 处约为 6dB，即 2 倍。这是造成中途受限的根本原因。

杜绝原因，就能避免中途受限现象。方法一，将输入信号减小，由 2V 变为 1V，此时放大 2 倍后幅度应为 2V，不超过电源轨，中途受限消失。图 Section103-12 是此时的示波器记录波形，可以看出，输出没有了中途受限现象。

读者可能会注意到，图 Section103-12 的全通输出，虽然没有中途受限现象，却也与期望结果不吻合：理论上，输出应与输入幅度一致、相差为 0 度，也就是完全重合，但结果

是幅度稍小一些，且存在 30 度左右的滞后相移。这件事情我在其它仿真时也出现过，在频率特性中峰值点明显是 50Hz，但在示波器中，输入 50Hz 却达不到峰值。我试着将输入信号频率调到 49.6Hz，峰值出现了。

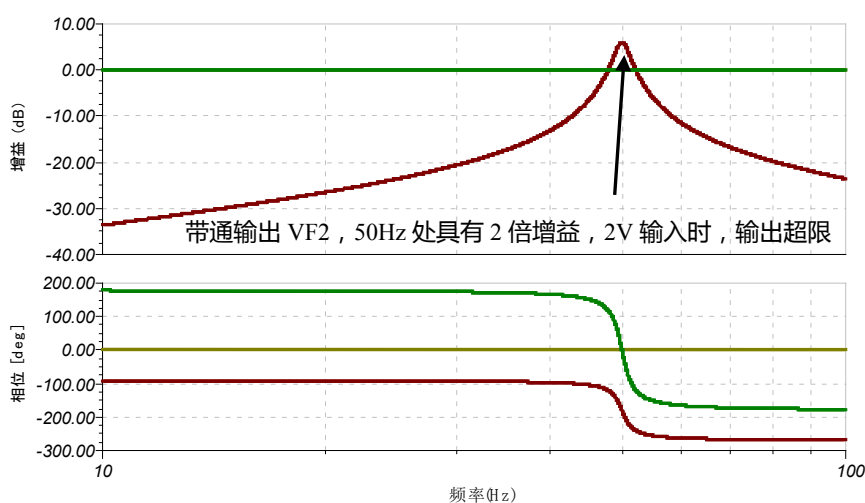


图 Section103-11 举例 3 电路的 VF2 的频率特性

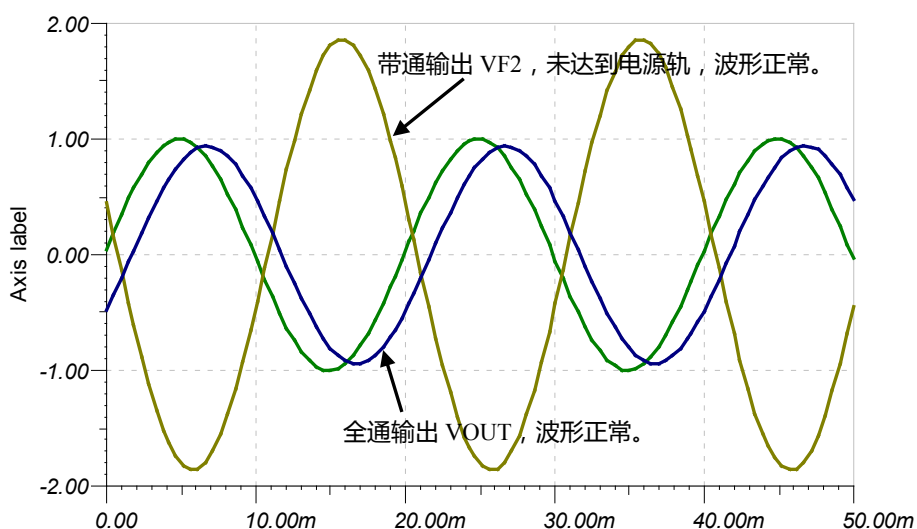


图 Section103-12 举例 3 电路的示波器记录波形—50Hz，1V 输入

这是为什么，我也不清楚，得问 TINA 的编程人员。现在，我们的主要目标是中途受限现象，以及如何克服它。根据上述实验，难道我们要接受这个事实：Biquad 结构的全通滤波器，具有明显的中途受限现象，只能接受 1/2 满幅度的输入信号？

是的，这个电路形成的全通滤波器，就是这个结论。但有没有克服的方法呢？除去第一种方法，让我们迫不得已的减少输入信号，还有另外的方法，就是改变电路。

观察原始电路图 Section103-7，可以看出，带通滤波器的增益是由  $R_3/R_1$  决定的，如果在此我们让带通滤波器的增益为 1，那么在反相加法器中，就应该赋予带通信号 2 倍的增益，这样仍能保证加法器的结果不变。因此我们修改电路如图 Section103-7 为 Section103-13，其关键是保持  $R_1=R_3$ ，而将  $R_{BP}$  由 10kΩ 改为 5kΩ，就成功克服了中途受限现象。

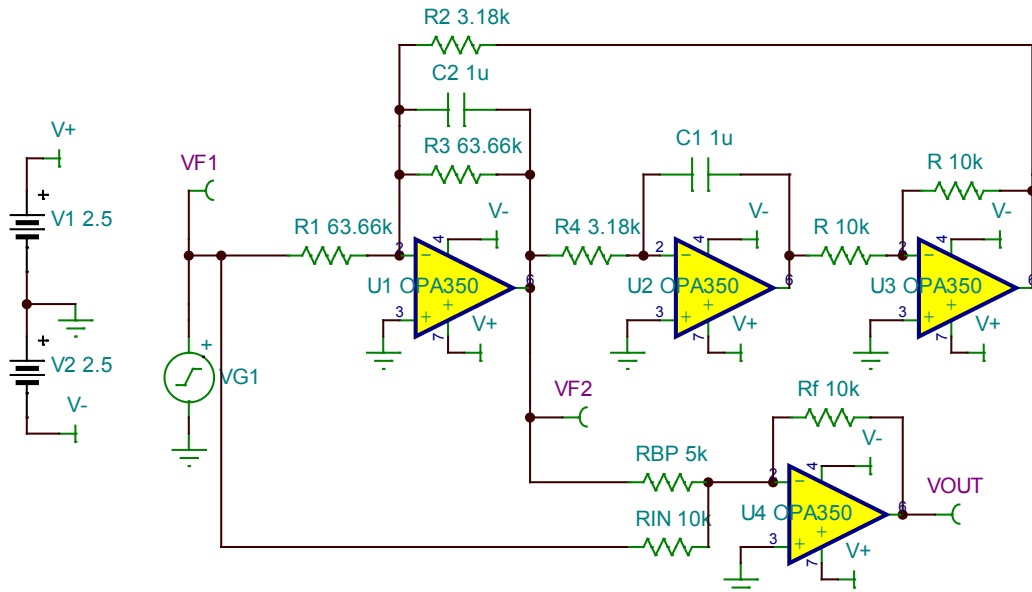


图 Section103-13 举例 3 电路的优化电路——克服中途受限

读者可以自行仿真此优化电路，确实没有中途受限现象。



## Section104.Fleischer-Tow 滤波器

这是一个真正的双二次型电路，它可以实现分子分母均为二次表达式——在电路结构不发生变化情况下，单纯改变电阻值，就可以实现不同类型的滤波效果：低通、高通、带通、带阻以及全通——奇妙无比。

电路结构如图 Section104-1 所示。分析如下：

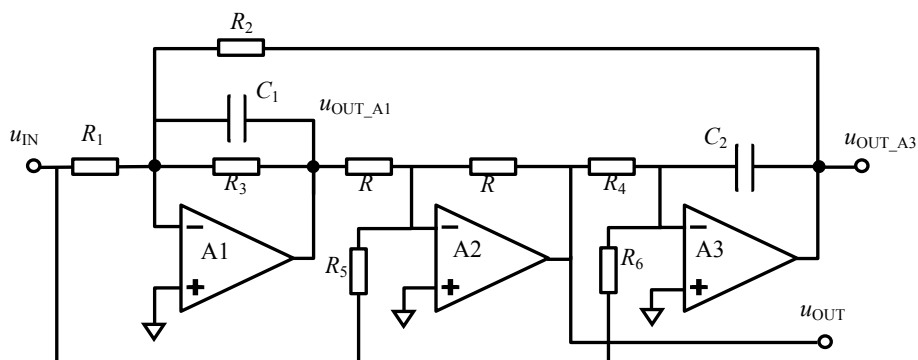


图 Section104-1 Fleischer-Tow 滤波器

对运放 A3 列输入输出关系，得：

$$U_{OUT\_A3} = -\left(\frac{U_{IN}}{SC_2R_6} + \frac{U_{OUT}}{SC_2R_4}\right) \quad (1)$$

对运放 A2 列输入输出关系，得：

$$-U_{IN} \frac{R}{R_5} - U_{OUT\_A1} = U_{OUT} \rightarrow U_{OUT\_A1} = -U_{IN} \frac{R}{R_5} - U_{OUT} \quad (2)$$

对运放 A1 列输入输出关系，得：

$$\frac{U_{IN}}{R_1} + \frac{U_{OUT\_A3}}{R_2} = \frac{0 - U_{OUT\_A1}}{\frac{1}{SC_1}} + \frac{0 - U_{OUT\_A1}}{R_3} \quad (3)$$

将式(1)(2)代入式(3)，得到只有 $U_{IN}$ 和 $U_{OUT}$ 的等式：

$$\frac{U_{IN}}{R_1} + \frac{-\left(\frac{U_{IN}}{SC_2R_6} + \frac{U_{OUT}}{SC_2R_4}\right)}{R_2} = -\left(-U_{IN} \frac{R}{R_5} - U_{OUT}\right)SC_1 - \frac{-U_{IN} \frac{R}{R_5} - U_{OUT}}{R_3}$$

$$\frac{U_{IN}}{R_1} - \frac{U_{IN}}{SC_2R_2R_6} - \frac{U_{OUT}}{SC_2R_2R_4} = U_{IN}SC_1 \frac{R}{R_5} + U_{OUT}SC_1 + U_{IN} \frac{R}{R_3R_5} + \frac{U_{OUT}}{R_3}$$

两边同乘以 $SC_2R_1R_2R_3R_4R_5R_6$ 得：

$$\begin{aligned} SC_2R_2R_3R_4R_5R_6U_{IN} - R_1R_3R_4R_5U_{IN} - R_1R_3R_5R_6U_{OUT} \\ = S^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_6RU_{IN} + S^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5R_6U_{OUT} \\ + SC_2R_1R_2R_4R_6RU_{IN} + SC_2R_1R_2R_4R_5R_6U_{OUT} \\ U_{IN}(SC_2R_2R_3R_4R_5R_6 - R_1R_3R_4R_5 - S^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_6R - SC_2R_1R_2R_4R_6R) \\ = U_{OUT}(R_1R_3R_5R_6 + SC_2R_1R_2R_4R_5R_6 + S^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5R_6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} &= \frac{-R_1 R_3 R_4 R_5 + S C_2 R_2 R_4 R_6 (R_3 R_5 - R_1 R) - S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 R_6 R}{R_1 R_3 R_5 R_6 + S C_2 R_1 R_2 R_4 R_5 R_6 + S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6} \\
 &= -\frac{R_1 R_3 R_4 R_5}{R_1 R_3 R_5 R_6} \times \frac{1 - S C_2 \frac{R_2 R_6 (R_3 R_5 - R_1 R)}{R_1 R_3 R_5} + S^2 C_1 C_2 \frac{R_1 R_2 R_3 R_4 R_6 R}{R_1 R_3 R_4 R_5}}{1 + S C_2 \frac{R_1 R_2 R_4 R_5 R_6}{R_1 R_3 R_5 R_6} + S^2 C_1 C_2 \frac{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6}{R_1 R_3 R_5 R_6}} \\
 &= -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - S C_2 R_2 R_6 (\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5}) + S^2 C_1 C_2 \frac{R_2 R_6 R}{R_5}}{1 + S C_2 \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C_1 C_2 R_2 R_4}
 \end{aligned}$$

这是一个楼上楼下均为 2 次的表达式，因此给我们提供了多种可能：二阶低通、二阶高通、带通、带阻、全通。为简化分析，本电路允许将两个电容设置成一样： $C_1 = C_2 = C$ 。

$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - S C R_2 R_6 (\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5}) + S^2 C^2 \frac{R_2 R_6 R}{R_5}}{1 + S C \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4} \quad \text{(Section104-1)}$$

### 低通滤波器

将分子变为 1，就是一个标准低通滤波器。要实现这点，就需要把分子中 S 项和 S<sup>2</sup> 项的系数都变为 0，且要保证分母保持原结构不变：S 项、S<sup>2</sup> 项仍然存在。结果是， $R_1 = R_5 = \infty$ ，表达式变为：

$$A_{LP} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1}{1 + S C \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 R_2 R_4 \quad \omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_2 R_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_4}} \quad \text{(Section104-2)}$$

则上式的频率表达式为：

$$A(j\omega) = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad \text{(Section104-1a)}$$

品质因数为：

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}} \quad \text{(Section104-3)}$$

平坦区增益为：

$$A_m = -\frac{R_4}{R_6} \quad \text{(Section104-4)}$$

### 举例 1：

使用 Fleischer-Tow 滤波器设计一个低通滤波器。要求，运放为 OPA350，供电电压为 ±2.5V，滤波器的截止频率为  $f_c=200\text{Hz}$ ， $Q=1.2$ ，低频增益为-3 倍。电阻按照 E96 系列选取，

用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：首先确定电路结构为低通滤波器，则有 $R_1 = R_5 = \infty$ ，其次，根据式(Section81-6、7)得滤波器的特征频率为 $f_0 = 147.2\text{Hz}$ 。

根据表 Section84-1，选择电容  $C=0.1\mu\text{F}$ 。且选择电阻  $R_2= R_4=R$ ，根据式(Section104-2)：

$$R = R_2 = R_4 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 147.2 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 10812\Omega$$

根据式(Section104-3)得：

$$R_3 = Q\sqrt{R_2 R_4} = 1.2 \times 10812 = 12975\Omega$$

根据式(Section104-4)得：

$$R_6 = -\frac{R_4}{A_m} = -\frac{10812}{-3} = 3604\Omega$$

按照 E96 系列，选择电阻如下：

$$\begin{aligned} R &= R_2 = R_4 = 10.7\text{k}\Omega \\ R_3 &= 13.0\text{k}\Omega \\ R_6 &= 3.57\text{k}\Omega \end{aligned}$$

至此，形成电路如图 Section104-2 所示电路。对其进行交流分析，得到图 Section104-3 所示的幅频特性和相频特性曲线。仿真测试结果表明，与设计要求基本吻合。

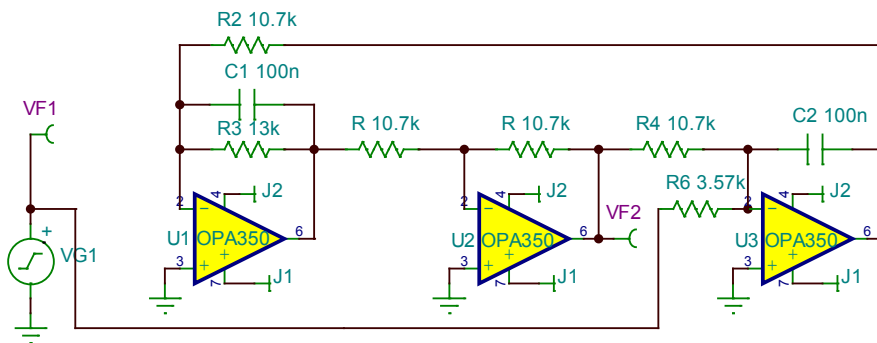


图 Section104-2 举例 1 电路—Fleischer-Tow 低通滤波器

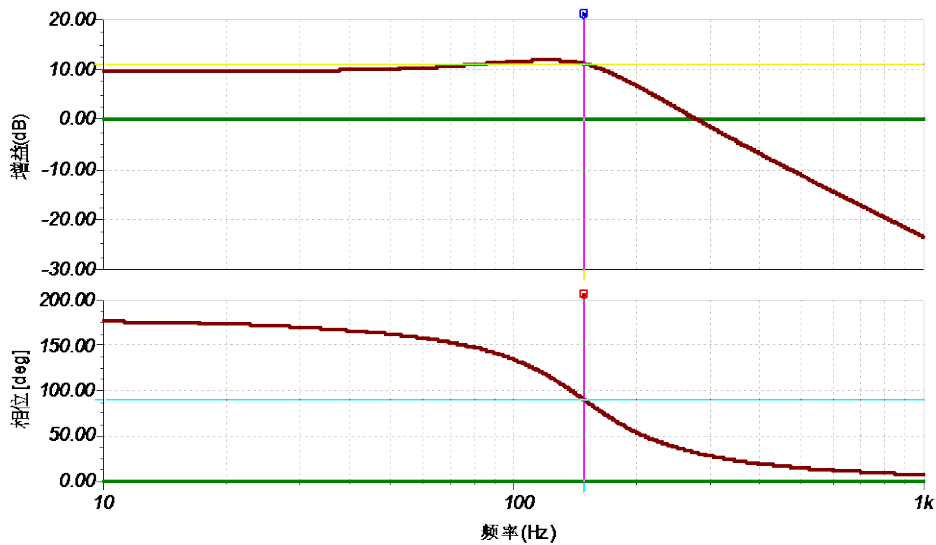


图 Section104-3 举例 1 电路—Fleischer-Tow 低通滤波器的频率响应

## 高通滤波器

以特征频率为基准的高通表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad (\text{Section104-5})$$

而 Fleischer-Tow 表达式为：

$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - SC R_2 R_6 (\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5}) + S^2 C^2 \frac{R_2 R_6 R}{R_5}}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4} \quad (\text{Section104-1})$$

即高通复频域表达式中，分子只含有  $S^2$  项，初看 Fleischer-Tow 表达式，似乎分子中的 1 是无法消除的，也就难以实现高通。但是，当我们再仔细观察就会发现，其中的  $R_6$  藏有玄妙：当  $R_6$  无穷大时，Fleischer-Tow 表达式变为：

$$\begin{aligned} A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} &= -R_4 \times \frac{\frac{1}{R_6} - SC R_2 (\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5}) + S^2 C^2 \frac{R_2 R}{R_5}}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4} \\ &= -R_4 \times \frac{-SC R_2 (\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5}) + S^2 C^2 \frac{R_2 R}{R_5}}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4} \end{aligned}$$

此时，只要设置电阻，使得  $S$  项变为 0 即可，即高通的约束条件为：

$$\begin{cases} \frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5} = 0 \rightarrow R_3 R_5 = R_1 R \\ R_6 = \infty \end{cases}$$

此时，有：

$$A = -R_4 \times \frac{S^2 C^2 \frac{R_2 R_3}{R_1}}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4} = -\frac{R_3}{R_1} \times \frac{S^2 C^2 R_2 R_4}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 R_2 R_4 \quad \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_2 R_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_2 R_4}} \quad (\text{Section104-2})$$

其频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{R_3}{R_1} \times \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad (\text{Section104-6})$$

可知此时高通滤波器的关键参数为：

$$A_m = -\frac{R_3}{R_1} \quad (\text{Section104-7})$$

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}} \quad (\text{Section104-8})$$

## 举例 2 :

使用 Fleischer-Tow 滤波器设计一个高通滤波器。要求，运放为 OPA350，供电电压为  $\pm 2.5V$ ，滤波器的截止频率为  $f_c=200Hz$ ， $Q=1.2$ ，低频增益为-3 倍。电阻按照 E96 系列选取，用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：首先确定电路结构为高通滤波器，则有  $R_6 = \infty$ 。其次，根据二阶高通滤波器中，特征频率与截止频率关系：

$$K = \frac{f_0}{f_c} = \frac{\sqrt{4Q^2 - 2 + \sqrt{4 - 16Q^2 + 32Q^4}}}{2Q} = 1.359 \quad (\text{Section81-17})$$

得： $f_0 = Kf_c = 1.359 \times 200 = 271.7Hz$ 。根据表 Section84-1，选择电容  $C=0.1\mu F$ 。且选择电阻  $R_2=R_4=R$ ，根据式(Section104-2)：

$$R = R_2 = R_4 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 271.7 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 5857\Omega$$

根据式(Section104-8)解得  $R_3$ ：

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}} \rightarrow R_3 = QR = 7028\Omega$$

根据式(Section104-7)解得  $R_1$ ：

$$A_m = -\frac{R_3}{R_1} \rightarrow R_1 = -\frac{R_3}{A_m} = 2343\Omega$$

根据约束条件，解得  $R_5$ ：

$$R_3 R_5 = R_1 R \rightarrow R_5 = \frac{R_1 R}{R_3} = \frac{2343 \times 5857}{7028} = 1952\Omega$$

据此，依据 E96 系列选取电阻，得到高通电路和仿真结果如图 Section104-4 所示。

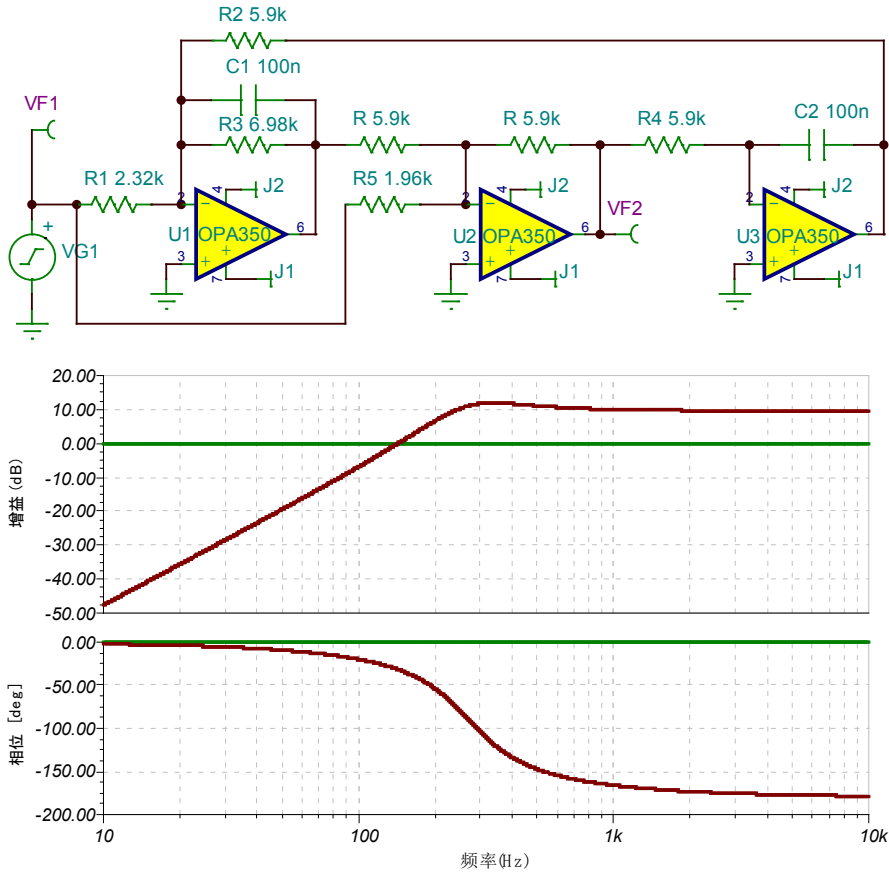


图 Section104-4 举例 2 电路—Fleischer-Tow 高通滤波器及其频率响应  
结果表明，与设计要求基本吻合。

### 带通滤波器

基于特征频率（中心频率）的带通滤波器频域表达式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q}j\Omega}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

而 Fleischer-Tow 的复频域表达式为：

$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - SCR_2R_6\left(\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3R_5}\right) + S^2C^2\frac{R_2R_6R}{R_5}}{1 + SC\frac{R_2R_4}{R_3} + S^2C^2R_2R_4}$$

只要令  $R_5 = R_6 = \infty$ ，上式则变为：

$$\begin{aligned} A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} &= -R_4 \times \frac{\frac{1}{R_6} - SCR_2\left(\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3R_5}\right) + S^2C^2\frac{R_2R}{R_5}}{1 + SC\frac{R_2R_4}{R_3} + S^2C^2R_2R_4} = R_4 \times \frac{SCR_2\left(\frac{1}{R_1}\right)}{1 + SC\frac{R_2R_4}{R_3} + S^2C^2R_2R_4} \\ &= \frac{R_3}{R_1} \times \frac{SC\frac{R_2R_4}{R_3}}{1 + SC\frac{R_2R_4}{R_3} + S^2C^2R_2R_4} \end{aligned}$$

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 R_2 R_4 \quad \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_2 R_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_2 R_4}} \quad (\text{Section104-2})$$

其频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{R_3}{R_1} \times \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{\frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad (\text{Section104-9})$$

可知此时高通滤波器的关键参数为：

$$A_m = \frac{R_3}{R_1} \quad (\text{Section104-10})$$

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}} \quad (\text{Section104-11})$$

### 举例 3：

使用 Fleischer-Tow 滤波器设计一个带通滤波器。要求，运放为 OPA350，供电电压为  $\pm 2.5V$ ，滤波器的中心频率为  $f_0=200Hz$ ， $Q=5$ ，峰值增益为 10 倍。电阻按照 E96 系列选取，用 TINA-TI 仿真软件实证。

解：首先确定电路结构为带通滤波器，则有  $R_5 = R_6 = \infty$ 。其次，选择电容为  $C=0.1\mu F$ ，根据式(Section104-2)，且令  $R = R_2 = R_4$ ，解得：

$$R = R_2 = R_4 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 200 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 7958\Omega$$

根据式(Section104-11)解得电阻  $R_3$ ：

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}} \rightarrow R_3 = QR = 39789\Omega$$

根据式(Section104-10)解得电阻  $R_1$ ：

$$A_m = \frac{R_3}{R_1} \rightarrow R_1 = \frac{R_3}{A_m} = 3978.9\Omega$$

按照 E96 系列选取电阻，得到高通电路及其频率响应如图 Section104-5 所示。结果表明，与设计要求基本吻合。

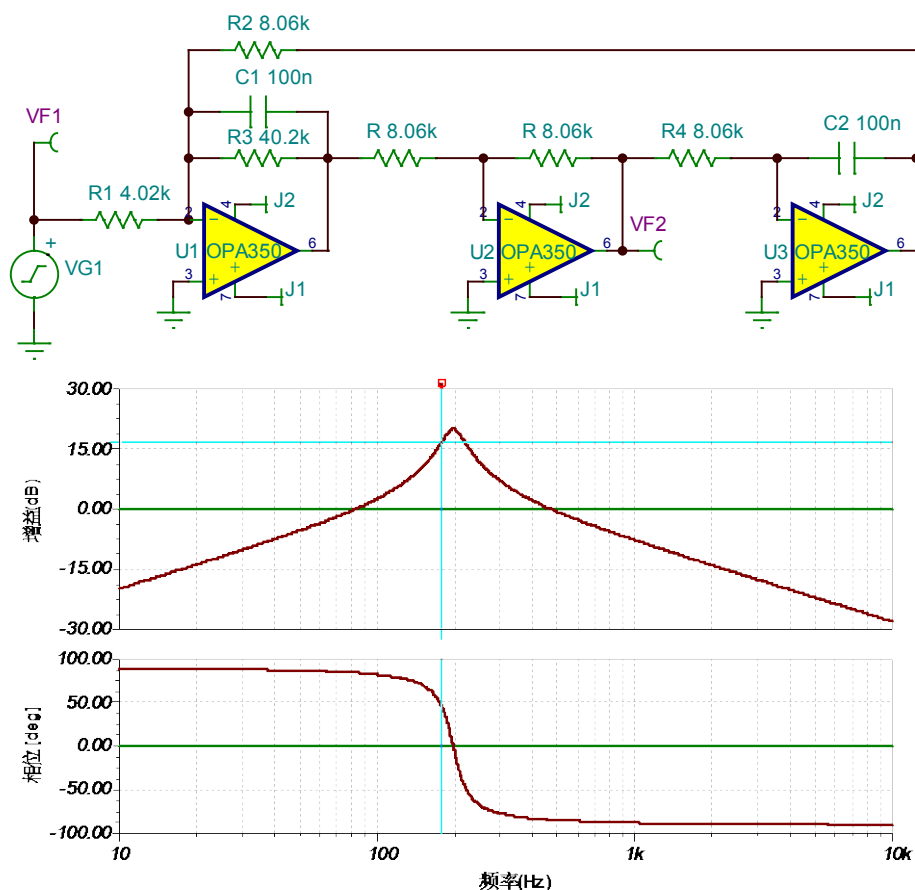


图 Section104-5 举例 3 电路—Fleischer-Tow 带通滤波器及其频率响应

### 带阻滤波器

基于特征频率（中心频率）的带通滤波器频域表达式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\sqrt{k}\Omega)^2}$$

(Section82-5a)

而 Fleischer-Tow 的复频域表达式为：

$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - SCR_2R_6\left(\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3R_5}\right) + S^2C^2\frac{R_2R_6R}{R_5}}{1 + SC\frac{R_2R_4}{R_3} + S^2C^2R_2R_4}$$

(Section104-1)

只要令：

$$\frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3R_5} = 0$$

(Section104-12)

变形后的约束条件为：

$$R_1R = R_3R_5$$

(Section104-12a)

式(Section104-1)则变为：



$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 + S^2 C^2 \frac{R_2 R_6 R}{R_5}}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 \frac{R_2 R_6 R}{R_5} \quad \omega_0 = \frac{\sqrt{R_5}}{C \sqrt{R_2 R_6 R}} \quad f_0 = \frac{\sqrt{R_5}}{2\pi C \sqrt{R_2 R_6 R}} \quad \text{(Section104-13)}$$

其频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{R_4 \sqrt{R_2 R_5}}{R_3 \sqrt{R_6 R}} + (j \sqrt{\frac{R_4 R_5}{R_6 R}} \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

可知此时带阻滤波器的关键参数为：

$$A_m = -\frac{R_4}{R_6} \quad \text{(Section104-14)}$$

$$Q = \frac{R_3 \sqrt{R_6 R}}{R_4 \sqrt{R_2 R_5}} \quad \text{(Section104-15)}$$

$$k = \frac{R_4 R_5}{R_6 R} \quad \text{(Section104-16)}$$

$k$  为通用带阻滤波器的参数，见式(Section82-5a)。

目前约束条件有一个，式(Section104-12a)，已知条件有 4 个，为式(Section104-13)~(Section104-16)，即总的约束方程有 5 个。而未知数有  $C$ ，以及 7 个电阻。根据表格合理选择  $C$  后，剩下 7 个未知数，显然可以先设定其中任意一个电阻，再令其中两个电阻相等，以与 5 个方程数量相同，就可以解出最终的答案。我建议假设两个条件：

$$R = 1k\Omega \quad \text{(Section104-17)}$$

$$R_2 = R_6 \quad \text{(Section104-18)}$$

将式(Section104-16)和式(Section104-16)相除，得：

$$\frac{k}{-A_m} = \frac{\frac{R_4 R_5}{R_6 R}}{\frac{R_4}{R_6}} = \frac{R_5}{R} \rightarrow R_5 = -\frac{k}{A_m} R \quad \text{(Section104-19)}$$

根据式(Section104-13)

$$f_0 = \frac{\sqrt{R_5}}{2\pi C \sqrt{R_2 R_6 R}}$$

再利用  $R_2 = R_6$  解得：

$$R_2 = R_6 = \frac{\sqrt{\frac{R_5}{R}}}{2\pi C f_0} = \frac{\sqrt{-\frac{k}{A_m}}}{2\pi C f_0} \quad \text{(Section104-20)}$$

利用式(Section104-14)，得：

$$A_m = -\frac{R_4}{R_6}$$

$$R_4 = -A_m R_6$$

[Section104-21]

利用式(Section104-15), 得:

$$Q = \frac{R_3 \sqrt{R_6 R}}{R_4 \sqrt{R_2 R_5}}$$

$$R_3 = \frac{Q R_4 \sqrt{R_2 R_5}}{\sqrt{R_6 R}} = Q \sqrt{\frac{R_5}{R}} R_4 = Q \sqrt{-\frac{k}{A_m}} \left(-A_m \sqrt{\frac{k}{2\pi C f_0}}\right) = \frac{kQ}{2\pi C f_0}$$

[Section104-22]

根据式(Section104-12a), 得:

$$R_1 R = R_3 R_5$$

$$R_1 = \frac{R_3 R_5}{R} = -\frac{k}{A_m} \frac{kQ}{2\pi C f_0}$$

[Section104-23]

至此, 设计完毕, 只要知道了  $k, A_m, f_0, Q$ , 就可以利用式(Section104-17)~式(Section104-23), 根据选定的  $C$ , 求解出电阻  $R, R_1 \sim R_6$ 。

#### 举例 4:

使用 Fleischer-Tow 滤波器设计一个带阻滤波器。要求, 运放为 OPA350, 供电电压为  $\pm 2.5V$ , 滤波器的  $k=1$ , 即为标准陷波器, 中心频率为  $f_0=50Hz$ ,  $Q=20$ , 峰值增益为 1 倍。

解: 首先确定电路结构为标准 Fleischer-Tow, 如图 Section104-1。

- 1) 选择电容  $C=1\mu F$ 。选择电阻  $R=1k\Omega$ 。
- 2) 根据式(Section104-19), 求解  $R_5$ :

$$R_5 = -\frac{k}{A_m} R = 1k\Omega$$

- 3) 根据式(Section104-20), 求解  $R_2$  和  $R_6$ :

$$R_2 = R_6 = \frac{\sqrt{\frac{R_5}{R}}}{2\pi C f_0} = \frac{\sqrt{-\frac{k}{A_m}}}{2\pi C f_0} = 3183\Omega$$

- 4) 根据式(Section104-21), 求解  $R_4 = R_6=3183\Omega$ 。

- 5) 根据式(Section104-22), 求解  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{Q R_4 \sqrt{R_2 R_5}}{\sqrt{R_6 R}} = \frac{kQ}{2\pi C f_0} = 63.66k\Omega$$

- 6) 根据式(Section104-23), 求解  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{R_3 R_5}{R} = -\frac{k}{A_m} \frac{kQ}{2\pi C f_0} = 63.66k\Omega$$

设计电路如图 Section104-6 所示, 仿真结果如图 Section104-7 所示。

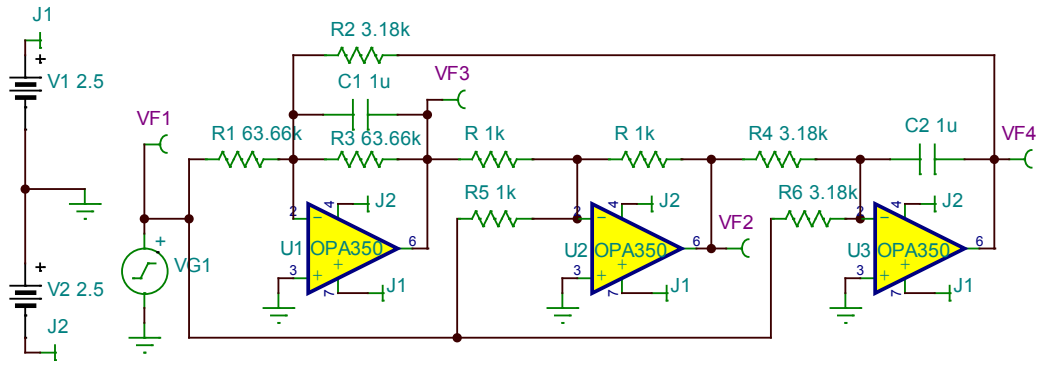


图 Section104-6 举例 3 电路—Fleischer-Tow 带阻滤波器

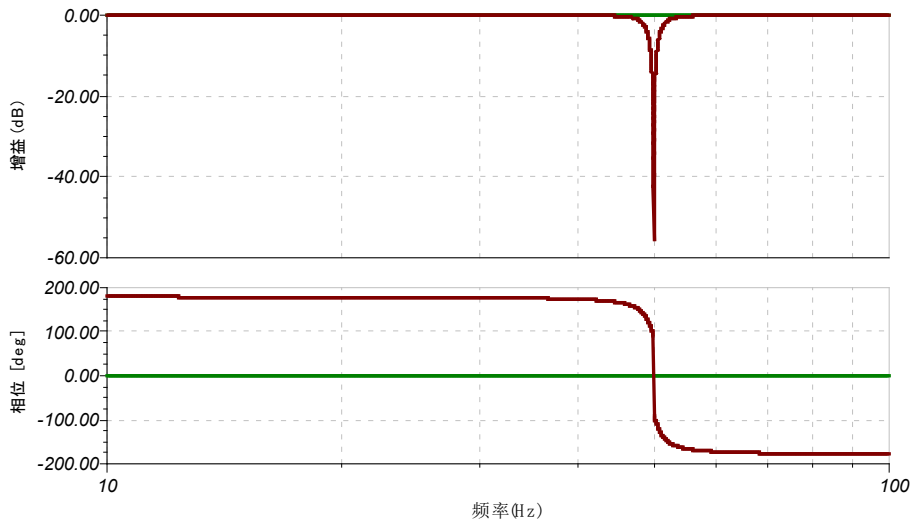


图 Section104-7 举例 4 电路—Fleischer-Tow 带阻滤波器的频率特性

平坦区增益和中心频率一眼就能看出，无需细致验证了。本例只验证  $Q$  值。在幅频特性图中，使用  $a$  标尺，点中陷波器输出线，在对话框中输入增益为  $-3.01\text{dB}$ ，分别得到两个频率点：

$$f_L = f_{A=-3.01\text{dB}}(\text{左}) = 48.77\text{Hz}$$

$$f_H = f_{A=-3.01\text{dB}}(\text{右}) = 51.27\text{Hz}$$

由此可知：

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L} = 20$$

与设计要求吻合。

## 全通滤波器

基于特征频率（中心频率）的带通滤波器频域表达式为：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 - \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\Omega)^2}$$

(Section82-8a)

而 Fleischer-Tow 的复频域表达式为：

$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - SC R_2 R_6 \left( \frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5} \right) + S^2 C^2 \frac{R_2 R_6 R}{R_5}}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

(Section104-1)

只要令分子和分母的 S 项、S<sup>2</sup> 项具有相同的系数，即可。因此：

对 S<sup>2</sup> 项有：

$$\begin{aligned} \frac{R_2 R_6 R}{R_5} &= R_2 R_4 \rightarrow \\ &\rightarrow R_6 R = R_4 R_5 \end{aligned}$$

(Section104-24)

对 S 项有：

$$R_2 R_6 \left( \frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5} \right) = \frac{R_2 R_4}{R_3}$$

化简：

$$\begin{aligned} \frac{R_3 R_5 R_6 - R_1 R_6 R}{R_1 R_3 R_5} &= \frac{R_1 R_4 R_5}{R_1 R_3 R_5} \rightarrow \\ \rightarrow R_3 R_5 R_6 - R_1 R_6 R &= R_1 R_4 R_5 \end{aligned}$$

(Section104-25)

$$\begin{aligned} R_3 R_6 &= 2 R_1 R_4 \\ R_3 R_5 &= 2 R_1 R \end{aligned}$$

则式(Section104-1)一定变为：

$$A = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

设：

$$\frac{1}{\omega_0^2} = C^2 R_2 R_4 \quad \omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_2 R_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_4}}$$

(Section104-26)

其频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{R_2 R_4}}{R_3} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{1 - \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

可知此时高通滤波器的关键参数为：

$$A_m = -\frac{R_4}{R_6} \quad \text{(Section104-27)}$$

$$Q = \frac{R_3}{\sqrt{R_2 R_4}} \quad \text{(Section104-28)}$$

至此，分析完毕。要完成全通滤波器的设计，还需要做必要的约束：

设计电路已知的条件有  $A_m$  ,  $f_0$  ,  $Q$  , 以及为实现全通而必须保证的两个约束方程，式 (Section104-24)~(Section104-25)，即能够写出的方程式总共有 5 个。而需要求解的参数有：电容  $C$ 、电阻  $R$ 、电阻  $R_1 \sim R_6$ ，共 8 个未知量。显然，有三个未知量不能被约束。因此给出如下 3 个人为约束：

1) 根据特征频率任选合适的  $C$  ; 2)  $R_2 = R_4$  ; 3) 选择合适的电阻  $R$ 。

据此，得设计方法如下：

1) 根据特征频率，参照表 Section84-1，任选合适的电容  $C$ ，选择合适的电阻  $R$ 。

2) 根据特征频率表达式(Section104-26)，以及人为约束 2)，解出电阻  $R_2$  和  $R_4$ ：

$$R_2 = R_4 = \frac{1}{2\pi C f_0} \quad \text{(Section104-29)}$$

3) 根据增益表达式(Section104-27)

$$R_6 = -\frac{R_4}{A_m} \quad \text{(Section104-30)}$$

4) 根据品质因数表达式(Section104-28)

$$R_3 = Q R_4 \quad \text{(Section104-31)}$$

5) 根据式(Section104-24)

$$R_5 = \frac{R_6 R}{R_4} = -\frac{R}{A_m} \quad \text{(Section104-32)}$$

6) 根据式(Section104-25)

$$R_3 R_5 R_6 - R_1 R_6 R = R_1 R_4 R_5$$

$$R_1 = \frac{R_3 R_5 R_6}{R_4 R_5 + R_6 R}$$

将式(Section104-24)、式(Section104-32)代入得：

$$R_1 = -\frac{R_3}{2A_m} \quad \text{(Section104-33)}$$

### 举例 5：

使用 Fleischer-Tow 滤波器设计一个全通滤波器。要求，运放为 OPA350，供电电压为  $\pm 2.5V$ ，中心频率为  $f_0=1000Hz$ ， $Q=5$ ，峰值增益为 10 倍。

解：1) 参照表 Section84-1，选择电容  $C=22nF$ 。选择电阻  $R=10k\Omega$ 。

2) 根据式(Section104-29)，计算出：

$$R_2 = R_4 = \frac{1}{2\pi C f_0} = 7234.3\Omega$$

3) 根据式(Section104-30), 计算出:

$$R_6 = -\frac{R_4}{A_m} = 723.43\Omega$$

4) 根据式(Section104-31), 计算出:

$$R_3 = QR_4 = 36171\Omega$$

5) 根据式(Section104-32), 计算出:

$$R_5 = \frac{R_6 R}{R_4} = -\frac{R}{A_m} = 1000\Omega$$

此式一出, 就应该知道我为什么选择电阻  $R=10k\Omega$ , 而不是常用的  $1k\Omega$ 。

6) 根据式(Section104-33), 计算出:

$$R_1 = -\frac{R_3}{2A_m} = 1808.6\Omega$$

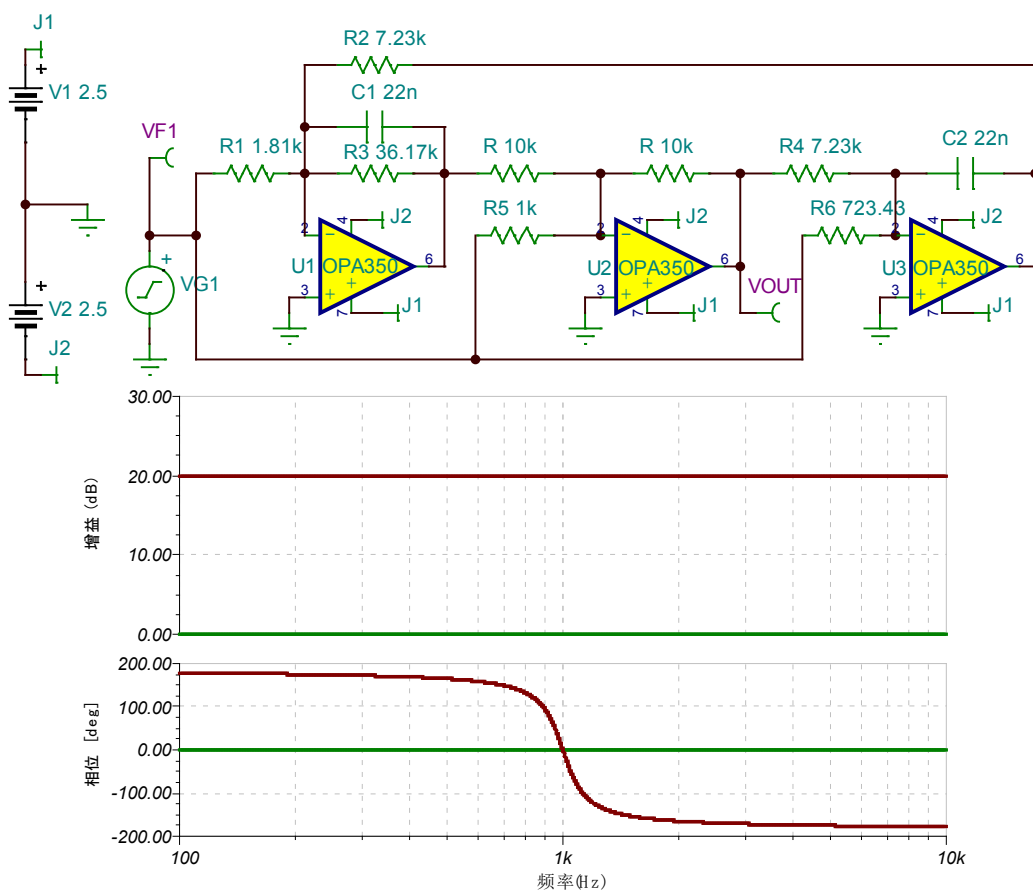


图 Section104-8 举例 5 电路—Fleischer-Tow 全通滤波器和仿真频率特性

电路和仿真结果如图 Section104-8 所示。增益和中心频率都是吻合的, 看看  $Q$  是否吻合。利用  $a$  标尺, 可得:

$$f_L = f_{\varphi=90} = 904.84\text{Hz} \quad f_H = f_{\varphi=-90} = 1.10\text{kHz}$$

$$Q_{\text{实测}} = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{1000}{1100 - 905} = 5.13$$

与设计要求基本吻合, 误差可能源自 TINA 给出的  $1.10k$  不准确。如果是  $1104\text{Hz}$ , 按照 3 位有效数字, TINA 将仍显示  $1.10k$ , 而  $Q$  值则变为  $5.02$ 。

## Section105.椭圆滤波器——有源

椭圆滤波器，Elliptic Filter，又称为考尔滤波器，Cauer Filter，是一种具有零点的滤波器，它实现的低通滤波器，有如下特点：

- 1) 具有最窄的过渡带，与说断就断的砖墙滤波器最为相似；
- 2) 通带、阻带内均有波动。

3) 偶数阶滤波器的阻带，增益很小但不会随频率增大而趋于 0；奇数阶滤波器的阻带，会随着频率的增加，以一阶衰竭模式趋于 0。因此，多数情况下，椭圆滤波器都以奇数阶形式存在。

### 最简单的椭圆滤波器——2 阶椭圆

其实，椭圆滤波器一点儿都不神秘，我们早已见过它——在本书 Section100 中，我们介绍了陷波器的另外两种情况，即下式：

$$\dot{A}(j\Omega) = A_m \times \frac{1 + (j\Omega)^2}{1 + \frac{1}{Q}j\Omega + (j\sqrt{k}\Omega)^2}$$

(Section82-5a)

这个式子的特点是，它的分子存在零点。将这个表达式写成更为通用的：

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_s})^2}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

即，分母为标准二阶低通滤波器的分母，而分子为 1 与平方项的和。将其再次变形：

$$\dot{A}(j\omega) = (A_m \times \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}) \times (1 + (j\frac{\omega}{\omega_s})^2) = \dot{A}_1(j\omega) \times \dot{A}_2(j\omega)$$

$\dot{A}_1(j\omega)$  为标准二阶低通， $\dot{A}_2(j\omega)$  为分子项。不要小看这个分子项，它的存在，导致滤波器产生了非常奇妙的变化，也引发了椭圆滤波器的诞生。

图 Section105-1 是一个特征角频率  $\omega_0$  为 1 的巴特沃斯低通，与一个零点频率  $\omega_s$  为 2 的分子项相乘的幅频特性图。

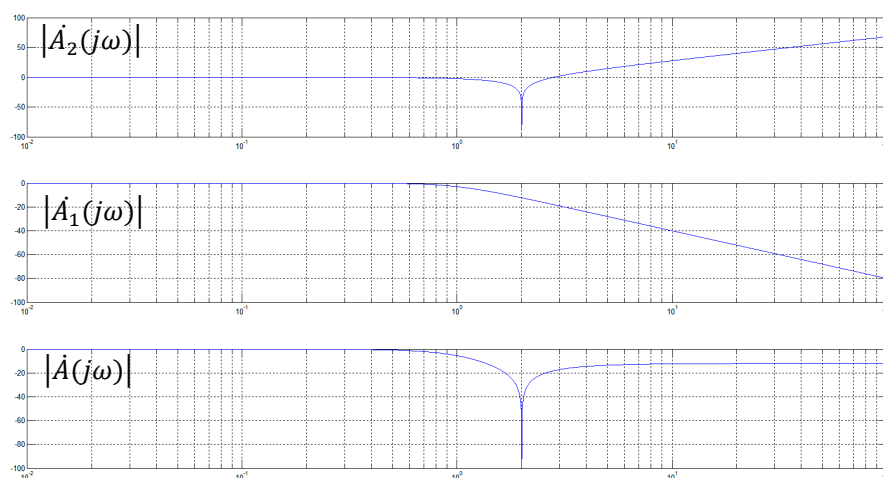


图 Section105-1 二阶椭圆滤波器构成原型

其传递函数的频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{0.7071}j\frac{\omega}{1} + (j\frac{\omega}{1})^2} \right) \times (1 + (j\frac{\omega}{2})^2) = \dot{A}_1(j\omega) \times \dot{A}_2(j\omega)$$

对此表达式，需要知道几个关键频率点的模：

1) 当 $\omega=0$ ，有：

$$|\dot{A}(j\omega)| = 1 = 0\text{dB}$$

2) 当 $\omega=1$ ，有：

$$|\dot{A}(j\omega)| = \left| \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{0.7071}j1 + (j1)^2} \right) \times (1 + (j\frac{1}{2})^2) \right| = 0.5303 = -5.5\text{dB}$$

3) 当 $\omega=2$ ，有：

$$|\dot{A}(j\omega)| = \left| \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{0.7071}j2 + (j2)^2} \right) \times (1 + (j\frac{2}{2})^2) \right| = 0 = -\infty\text{dB}$$

从 $\omega=1$  到 $\omega=2$ ，增益会有一个剧烈的下降。这是过渡带变窄的最核心因素。在图中我们看不到 $-\infty\text{dB}$ ，是因为我在做这张图时，横轴角频率的增加是离散的，没有准确击中 $\omega=2$ 。

3) 当 $\omega=\infty$ ，有：

$$|\dot{A}(j\omega)| = \left| \left( A_m \times \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \right) \times (1 + (j\frac{\omega}{\omega_s})^2) \right| = \frac{\omega_0^2}{\omega_s^2} = 0.25 = -12.04\text{dB}$$

也就是说，当角频率无限增加时，上述表达式形成的模，并不像标准低通一样，趋于0，而是稳定在 $\omega_0^2/\omega_s^2$ 。

至此，我们得到的结果有两个，有好有坏。好的是，它出现了一个极为陡峭的过渡带，在 $\omega=1$  到 $\omega=2$  之间，这有利于形成砖墙滤波器效果。坏的是，随着频率的上升，增益没有趋于0，而是趋于0.25倍，这不像低通滤波器。

但是，如果我们将好多个这样的二阶传递函数串联起来，形成4阶、6阶、8阶等，就可以得到，第一，过渡带将变得更为陡峭，第二，高频段的增益会是2个、3个、4个0.25倍的相乘，也将变得很小。虽然它仍不是标准低通，但是对高频的抑制，也算是非常明显了。

图 Section105-2 是直接将4个 $\dot{A}(j\omega)$ 相乘得到的幅频特性。从中看出，它具有非常陡峭的过渡带，且在角频率趋于很大时，增益趋于 $-48.16\text{dB}$ ，也就是0.00391倍。



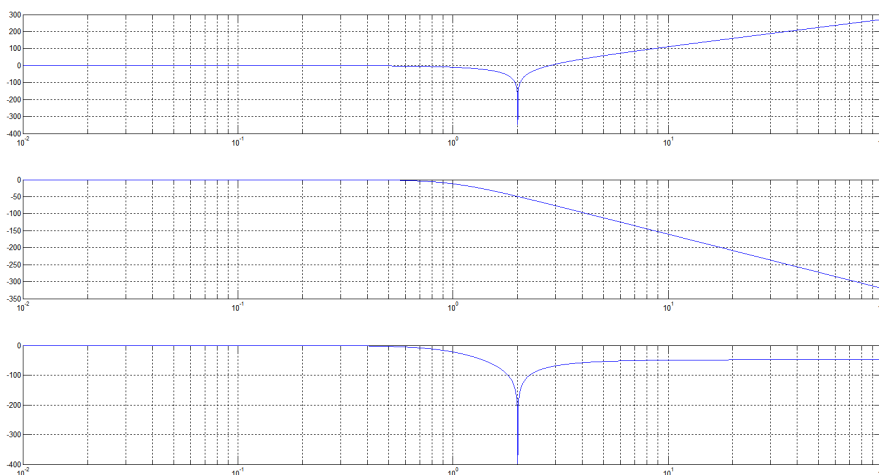


图 Section105-2 8 阶椭圆滤波器构成原型

但是，这样愚蠢地将 4 个完全相同的二阶传函相乘，就想得到美妙的结果，基本上是妄想。它存在几个问题：第一，它的效率太低了，4 个传函才得到了-48dB 的高频衰竭；第二，它的截止频率此时已经降得很低，不再是 1。

### 椭圆滤波器——以 7 阶为例

数学家想出了两个办法，以得到优美的椭圆滤波效果。第一，将级联的二阶传函中，每一级的特征角频率 $\omega_{0i}$ 、品质因数 $Q_i$ 、以及零点角频率 $\omega_{si}$ ，都视为可调节的系数，以探索不同系数带来的效果。第二，给传函中增加一级一阶低通滤波，即分子上仍为  $n$  次， $n$  为偶数，而分母上变为  $n+1$  次，以迫使随着频率的增加，增益会逐渐下降，这更像一个低通滤波器。

这样，就形成了椭圆滤波器，以 7 阶为例，其增益随频率的通用表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{(1 + (j \frac{\omega}{\omega_{s1}})^2) \times (1 + (j \frac{\omega}{\omega_{s2}})^2) \times (1 + (j \frac{\omega}{\omega_{s3}})^2)}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_{00}})(1 + \frac{1}{Q_1} j \frac{\omega}{\omega_{01}} + (j \frac{\omega}{\omega_{01}})^2) \times (1 + \frac{1}{Q_2} j \frac{\omega}{\omega_{02}} + (j \frac{\omega}{\omega_{02}})^2) \times (1 + \frac{1}{Q_3} j \frac{\omega}{\omega_{03}} + (j \frac{\omega}{\omega_{03}})^2)}$$

(Section105-1)

椭圆滤波器系数的选择，是一个极为复杂的过程，不同的系数，会引起通带内波动大小不同、阻带频率的不同、以及阻带内的最大增益不同。怎么选的，我不会，但有人会。Kendall Su 所著 Analog Filter[2003 Kluwer Academic Publishers]给出了很多实际椭圆滤波器的系数，本书以特征频率体系对其进行了变换，得到与式(Section105-1)匹配的系数。以其中某一个 7 阶椭圆为例，系数如下：

	特征角频率 $\omega_{0i}$	品质因数 $Q_i$	零点角频率 $\omega_{si}$
一阶( $i=0$ )	0.29811730		
第 1 级( $i=1$ )	1.00662843	12.0415573	1.528568700
第 2 级( $i=2$ )	0.86473145	3.14527862	1.820436807
第 3 级( $i=3$ )	0.56742047	1.16163869	3.087082453

将上述系数代入式(Section105-1)，用 Matlab 作图可得其幅频特性曲线，如图 Section105-3。读者可以看到，其幅频特性曲线在 $\omega=1$  之前，几乎是完全平坦的，0dB，在

$\omega=1\sim 1.5$  之间，增益迅速下降，在无穷小和-79dB 之间振荡波动。粗看，这已经是一个相当完美的低通滤波器。

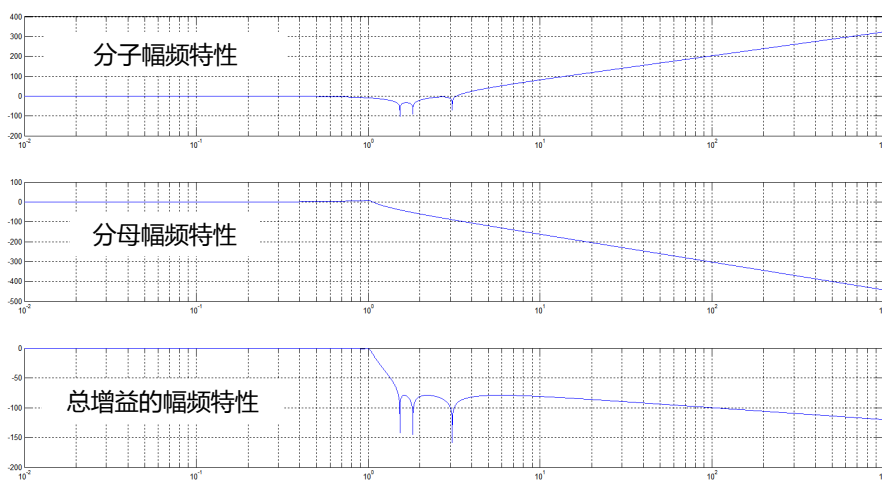


图 Section105-3 一个实际的 7 阶椭圆滤波器分子、分母和总的幅频特性

### 任意阶数椭圆滤波器

奇数阶椭圆滤波器的通用频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{\prod_{i=1}^n (1 + j \frac{\omega}{\omega_{si}})^2}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_{00}}) \prod_{i=1}^n (1 + \frac{1}{Q_i} j \frac{\omega}{\omega_{oi}} + (j \frac{\omega}{\omega_{oi}})^2)}$$

(Section105-2)

其中， $\omega_{00}$  是一阶低通的特征角频率（也是其截止角频率）。确定  $n$  后，可以实现  $2n+1$  阶椭圆滤波器。例如前述的 7 阶滤波器，分子分母均由三个二次项相乘得到， $n=3$ 。

偶数阶椭圆滤波器的通用频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{\prod_{i=1}^n (1 + j \frac{\omega}{\omega_{si}})^2}{\prod_{i=1}^n (1 + \frac{1}{Q_i} j \frac{\omega}{\omega_{oi}} + (j \frac{\omega}{\omega_{oi}})^2)}$$

(Section105-3)

## 椭圆滤波器的关键参数

将图 Section105-3 中总增益幅频特性的纵轴，由 dB 显示改为直接显示。

放大其中的通带部分，如图 Section105-4 左。可以看出在通带内，增益有起伏，图中只显示了两个波谷，其实有 3 个。标准的椭圆滤波器，多个波谷的幅度是一致的，称之为“通带等纹波”。

1) 通带增益  $A_{p0}$ ，是指平坦区增益，对低通滤波器来说，指频率为 0Hz 时的增益，对高通滤波器来说，指频率为  $\infty$  时的增益。对此图， $A_{p0}=1=0\text{dB}$ 。

2) 通带增益极值  $A_{pm}$ ，指通带内增益最大或者最小值，即平坦区中隆起的最大值，或者下陷的最小值。对于标准椭圆滤波器来说，这个极值可能出现多次。对此图， $A_{pm}$  约为 0.945。

3) 通带纹波  $R_{dB}$ ，指通带内的波动，以 dB 为单位：

$$R_{dB} = \left| 20 \times \log_{10} \frac{A_{pm}}{A_{p0}} \right| = |A_{pm}(\text{dB}) - A_{p0}(\text{dB})|$$

对此图， $R_{dB}$  约为 0.5dB。

4) 通带角频率  $\omega_p$ 。如果  $A_{pm} < A_{p0}$ ，则说明幅频特性呈现下凹式波动，如图 Section105-4 左，则从低频向高频寻找，幅频特性曲线第一次交越  $A_{pm}$  的角频率，即为通带角频率，名为  $\omega_p$ 。 $\omega_p$  左侧，其增益总是大于等于  $A_{pm}$ ，定义为通带。如果  $A_{pm} > A_{p0}$ ，则说明幅频特性呈现上凸式波动，如举例 2 图 Section105-7，则从低频向高频寻找，幅频特性曲线第一次交越  $A_{p0}$  的角频率，即为通带角频率。总之，是以较小的增益为横线，和幅频特性曲线相交。

5) 阻带增益和阻带角频率  $\omega_s$ 。放大其中的阻带部分，如图 Section105-4 右。可以看出在阻带内，增益也有起伏。标准的椭圆滤波器，多个波峰的幅度是一致的，称之为“阻带等纹波”。找到阻带内最大的波峰，其增益即为阻带增益， $A_s$ ，然后让角频率从最大波峰，如果等纹波，则从最左侧的波峰开始下降，遇到的第一个大于  $A_s$  的角频率点，即为阻带角频率，名为  $\omega_s$ 。 $\omega_s$  右侧，均为阻带。

6) 阻带衰减  $\Delta A_s$ ，以 dB 为单位，定义如下：

$$\Delta A_s = 20 \times \log_{10} \frac{A_{p0}}{A_s} = A_{p0}(\text{dB}) - A_s(\text{dB})$$

7) 过渡带比。 $\omega_p \sim \omega_s$  之间，即为过渡带。 $\omega_s / \omega_p$ ，称之为过渡带比。

很显然，对低通滤波器来说， $\omega_s / \omega_p$  一定大于 1，它越接近于 1，则越接近于砖墙滤波器，过渡带越窄。

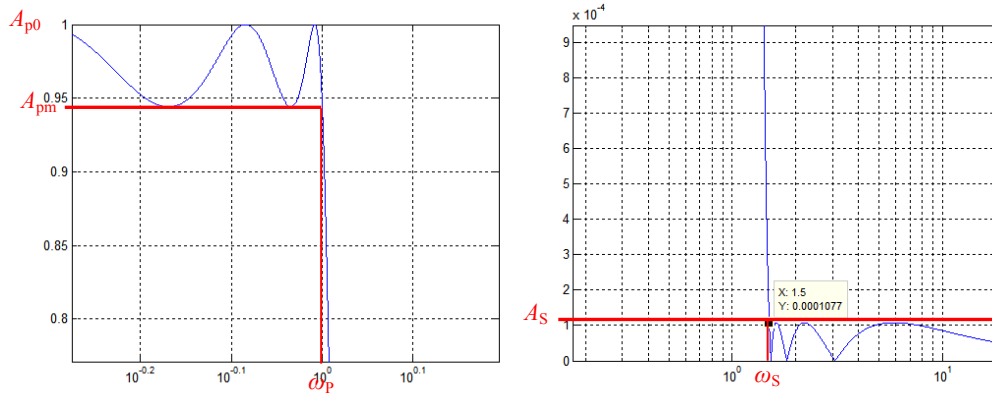


图 Section105-4 椭圆滤波器的关键参数

### 椭圆滤波器系数表

本书提供的椭圆滤波器表格，所有数据都由原始数据计算获得，而原始数据来自于 Kendall Su 所著 Analog Filter(2003 Kluwer Academic Publishers)。

系数表以式(Section105-2)和式(Section105-3)为基础。

表 Section105-1 带内纹波 0.5dB,  $\omega_s/\omega_p=1.5$

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
2	1.26617253	1.22746558	1.981678829
3	1.07199269	2.36718021	1.675116142
	0.76695213		
4	1.02977555	4.03894465	1.592341989
	0.68689631	0.74662189	3.478406167
5	1.01582182	6.21441916	1.557406392
	0.75895452	1.33094841	2.331875771
	0.42597073		
6	1.00976226	8.88311901	1.539249414
	0.82138477	2.14203144	1.981678829
	0.45710956	0.69947751	5.08206827
7	1.00662843	12.0415573	1.5285687
	0.86473145	3.14527862	1.820436807
	0.56742047	1.16163869	3.087082453
	0.2981173		
8	1.00480428	15.6882909	1.521741535
	0.89468501	4.32729846	1.730797622
	0.66040884	1.77981493	2.453940551
	0.34225314	0.68501594	6.712672877
9	1.00364925	19.8226292	1.5171079
	0.91592624	5.68161156	1.675116142
	0.72945853	2.52475572	2.153215284
	0.4494743	1.10095276	3.874834371
	0.22996083		
10	1.00287083	24.4442025	1.513816723
	0.9314339	7.20465862	1.637877114
	0.78036435	3.38591629	1.981678829
	0.54616608	1.63846907	2.95816906
	0.27353859	0.67864872	8.354130562

表 Section105-2 带内纹波 1dB ,  $\omega_s/\omega_p=1.5$

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
2	1.102012305	1.253115105	1.981678829
3	1.011787502	2.695253459	1.675116142
	0.59101528		
4	0.999405403	4.785991359	1.592341989
	0.603557131	0.826816878	3.478406167
5	0.997475549	7.495235608	1.557406392
	0.719074787	1.570892093	2.331875771
	0.33784626		
6	0.997440369	10.81435813	1.539249414
	0.798908487	2.585795072	1.981678829
	0.405709182	0.777805334	5.082050943
7	0.997762792	14.74055903	1.5285687
	0.850465273	3.835127053	1.820436807
	0.539532529	1.3778339	3.087082453
	0.23818831		
8	0.998110094	19.27268682	1.521741535
	0.884854903	5.304897279	1.730797622
	0.64330227	2.157504915	2.453940551
	0.304971376	0.762227326	6.712672877
9	0.998410902	24.41018298	1.5171079
	0.908742417	6.988029909	1.675116142
	0.717968558	3.088554091	2.153215284
	0.428251363	1.307386652	3.874821467
	0.18427506		
10	0.998657334	30.1527701	1.513816723
	0.925949545	8.880490332	1.637877114
	0.772144255	4.161298299	1.981678829
	0.532590208	1.988720054	2.95816906
	0.244205282	0.755275946	8.354130562

表 Section105-3 带内纹波 1dB，阻带最大-60dB

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
2	0	#DIV/0!	0
3	0.998373748	2.056312536	5.783509687
	0.50042888		
4	0.995432901	3.888012007	2.64652041
	0.551333719	0.796647309	6.190864511
5	0.996777859	6.948005756	1.740548348
	0.703698437	1.524888033	2.654092152
	0.32551786		
6	0.998034188	12.16902647	1.374821959
	0.816796456	2.757594866	1.735109207
	0.426057426	0.784763917	4.346644533
7	0.998845619	21.16811861	1.201252829
	0.889966072	4.85165617	1.371226819
	0.605393385	1.484979466	2.181356599
	0.2776573		
8	0.999330131	36.73786326	1.111515839
	0.935000781	8.452650738	1.199259913
	0.748636587	2.673267501	1.55178957
	0.387950667	0.783493195	3.916577378
9	0.9996128	63.71087514	1.062875628
	0.961979943	14.67749787	1.110420177
	0.846283351	4.695823614	1.286054081
	0.573326373	1.480714148	2.055431045
	0.26270204		
10	0.999776435	110.4632578	1.035799512
	0.977889774	25.45824206	1.062265353
	0.908234419	8.176759123	1.155770604
	0.725446683	2.664263976	1.499648475
	0.375660844	0.783353042	3.788107991

表 Section105-4 带内纹波 1dB，阻带最大-30dB

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
2	1.058160659	0.981967275	5.617610342
3	1.008070375	2.455312773	1.953590228
	0.55955791		
4	1.00231103	6.043414	1.311813592
	0.659689457	0.864091221	2.675900273
5	1.00087785	14.80243875	1.117140551
	0.83307313	2.073148828	1.468826433
	0.45056343		
6	1.000354192	36.22439995	1.046302667
	0.927320781	5.06510439	1.168868059
	0.60284498	0.861370196	2.427541229
7	1.00014444	88.63479934	1.018670521
	0.969578429	12.3906963	1.065771519
	0.802865437	2.06426928	1.411854546
	0.43391247		

举例 1：

使用椭圆滤波器系数表，设计一个 5 阶椭圆滤波器频域表达式，要求通带角频率为 1，阻带最大增益为-60dB，通带内波动不超过 1dB。用 Matlab 编写程序，验证是否满足要求，且求出阻带角频率。

解：根据题目要求，可知采用表 Section105-3 合适，选择其中 n=5，获得表中黄色框内数据如下：

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
5	0.996777859	6.948005756	1.740548348
	0.703698437	1.524888033	2.654092152
	0.32551786		

根据式(Section105-2)，将数据代入得：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{\prod_{i=1}^n (1 + j\frac{\omega}{\omega_{si}})^2}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_{00}}) \prod_{i=1}^n (1 + \frac{1}{Q_i} j\frac{\omega}{\omega_{0i}} + j\frac{\omega}{\omega_{0i}})^2}$$



$$= \frac{(1 + (j \frac{\omega}{1.740548348})^2)}{(1 + j \frac{\omega}{0.32551786})(1 + \frac{1}{6.948005756} j \frac{\omega}{0.996777859} + (j \frac{\omega}{0.996777859})^2)} \times \frac{(1 + (j \frac{\omega}{2.654092152})^2)}{1 + \frac{1}{1.524888033} j \frac{\omega}{0.703698437} + (j \frac{\omega}{0.703698437})^2}$$

这是一个仅与变量 $\omega$ 有关的复数表达式，即题目要求的频域表达式。求其模，即可利用 Matlab 绘制其幅频特性。如图 Section105-5 所示。从此图可以看出阻带的效果，显然其最大增益为-60dB，满足题目要求。在 Matlab 程序中，可以求解处图中  $\omega_s=1.6717$ ，即阻带角频率。

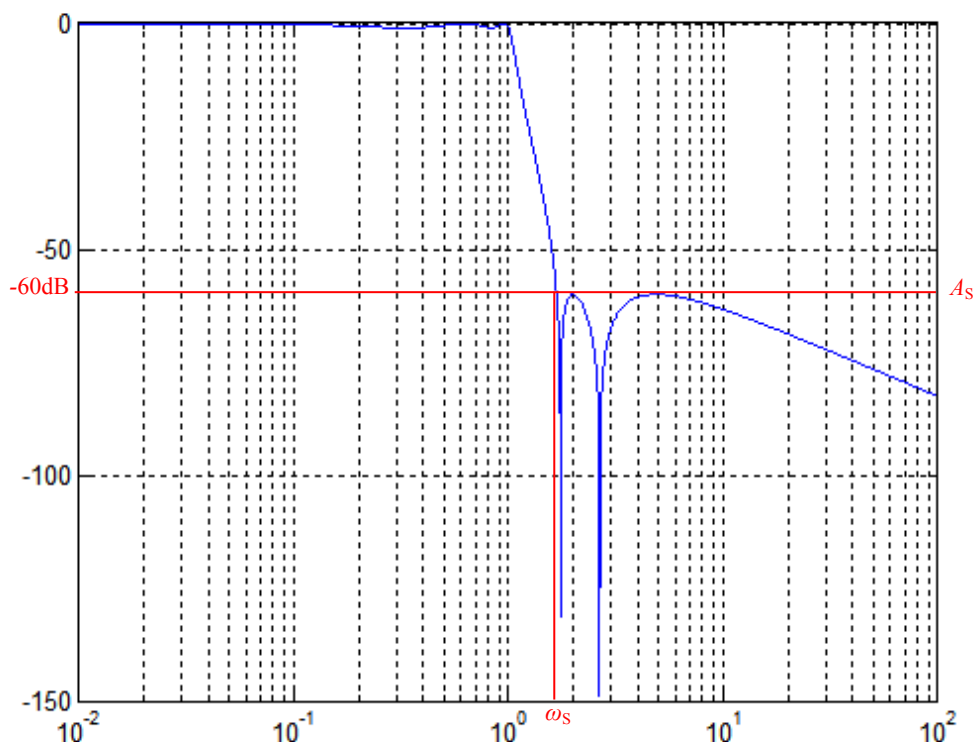


图 Section105-5 举例 1 的幅频特性全图

将此图通带部分放大显示，可以看出，其通带内波动确实为 1dB，通带频率确实为 1。

### 举例 2：

使用椭圆滤波器系数表，设计一个 8 阶椭圆滤波器频域表达式，要求通带频率为 150Hz，通带内波动不超过 0.5dB， $\omega_s/\omega_p=1.5$ 。用 Matlab 编写程序，验证是否满足要求，且求出阻带最大增益。

解：根据题目要求，选择表 Section105-1 合适。从中 8 阶方框取出如下数据：

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
8	1.00480428	15.6882909	1.521741535
	0.89468501	4.32729846	1.730797622
	0.66040884	1.77981493	2.453940551
	0.34225314	0.68501594	6.712672877

当通带角频率为 1，变为通带频率为 1Hz。所有系数表无需任何变换，仅需将式 Section105-3 变换为：

$$\dot{A}(jf) = \frac{\prod_{i=1}^n (1 + (j \frac{f}{f_{si}})^2)}{\prod_{i=1}^n (1 + \frac{1}{Q_i} j \frac{f}{f_{oi}} + (j \frac{f}{f_{oi}})^2)} \quad \text{(Section105-3a)}$$

而当通带频率不再是 1Hz，而是 150Hz，则新的系数表以下式进行变换：

$$f_{oi} = 150 \times \omega_{0i} ; f_{si} = 150 \times \omega_{si}$$

据此得到新的系数表如下：

n	$f_{0i}$	$Q_i$	$f_{si}$
8	150.7206427	15.6882909	228.2612303
	134.2027517	4.32729846	259.6196434
	99.06132532	1.77981493	368.0910827
	51.3379706	0.68501594	1006.900932

根据新的系数表，列出频域表达式为：

$$\begin{aligned} \dot{A}(jf) &= \frac{\prod_{i=1}^n (1 + (j \frac{f}{f_{si}})^2)}{\prod_{i=1}^n (1 + \frac{1}{Q_i} j \frac{f}{f_{oi}} + (j \frac{f}{f_{oi}})^2)} \\ &= \frac{1 + (j \frac{f}{228.2612303})^2}{1 + \frac{1}{15.6882909} j \frac{f}{150.7206427} + (j \frac{f}{150.7206427})^2} \frac{1 + (j \frac{f}{259.6196434})^2}{1 + \frac{1}{4.32729846} j \frac{f}{134.2027517} + (j \frac{f}{134.2027517})^2} \\ &\times \frac{1 + (j \frac{f}{368.0910827})^2}{1 + \frac{1}{1.77981493} j \frac{f}{99.06132532} + (j \frac{f}{99.06132532})^2} \frac{1 + (j \frac{f}{1006.900932})^2}{1 + \frac{1}{0.68501594} j \frac{f}{51.3379706} + (j \frac{f}{51.3379706})^2} \end{aligned}$$

Matlab 程序得到的幅频特性曲线如图 Section105-5 所示。可以大致看出，结果基本符合要求，在 150Hz 处开始出现急剧的增益下降。在通带内也有隐约可见的纹波。通过程序计算表明，阻带增益大约为 -93.17dB，根据阻带增益获得的阻带频率为 225.004Hz，如图中红色线标注的  $\omega_s$ 。

为了观察通带，可以对幅频特性曲线进行放大，如图 Section105-6 所示。可以看出，通带内有 4 个波峰，最大波动为 0.5dB，符合设计要求。根据通带频率定义，可知在最后下降的曲线上，经过 0dB 的频率为 150Hz，此即为通带频率。

据此，可知  $\omega_s/\omega_p=225.004/150=1.5$ ，符合设计要求。

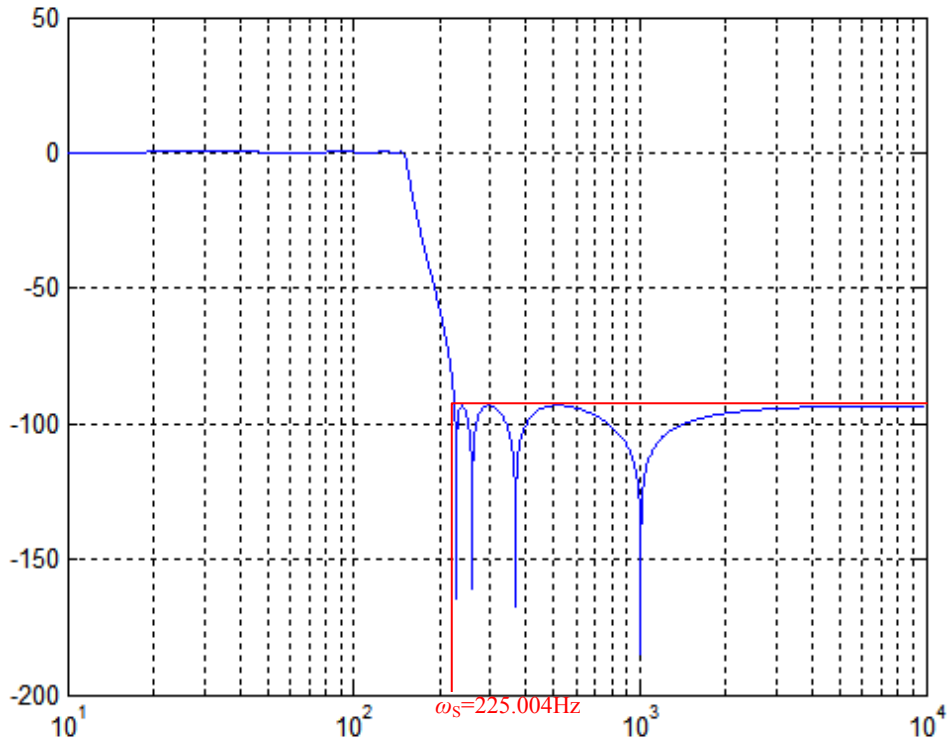


图 Section105-6 举例 2 的幅频特性全图

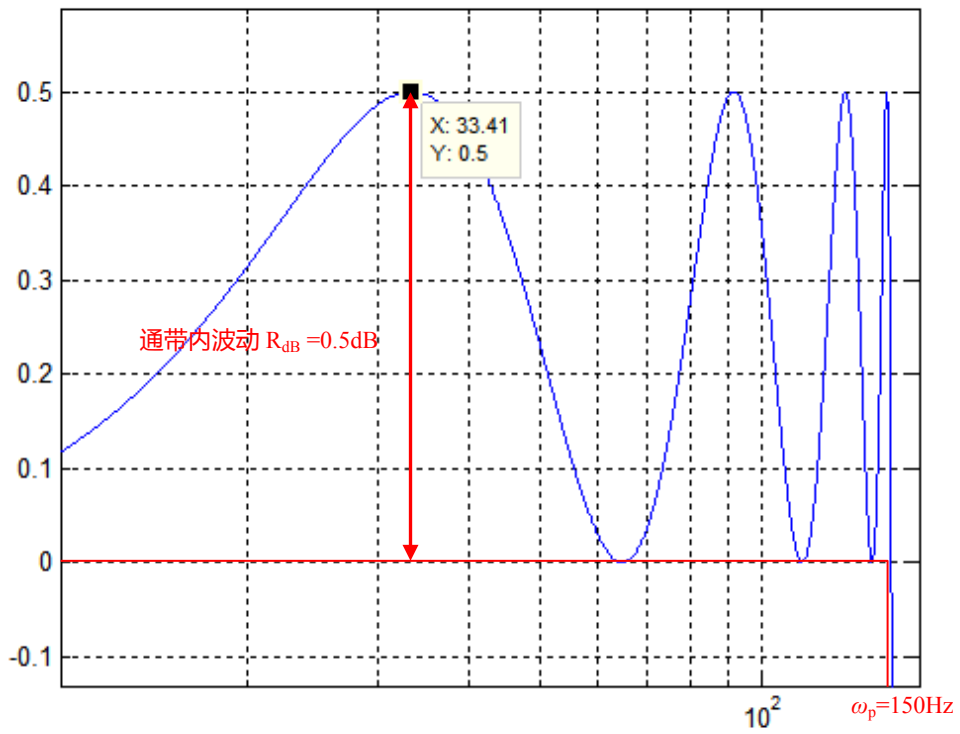


图 Section105-7 举例 2 的幅频特性通带局部

### 用 Fleischer-Tow 滤波器实现的椭圆滤波器

前述内容主要分析了椭圆滤波器的数学基础。现在开始，我们看如何用电路实现一个椭圆滤波器。实现椭圆滤波器的主要方法有两种，基于运放的有源椭圆滤波器，以及基于电感和电容、电阻的无源椭圆滤波器。

Section104 讲述的 Fleischer-Tow 滤波器，就可以实现椭圆滤波，它属于有源滤波。

图 Section104-1 所示的电路，为标准的 Fleischer-Tow 滤波器，其传函为：

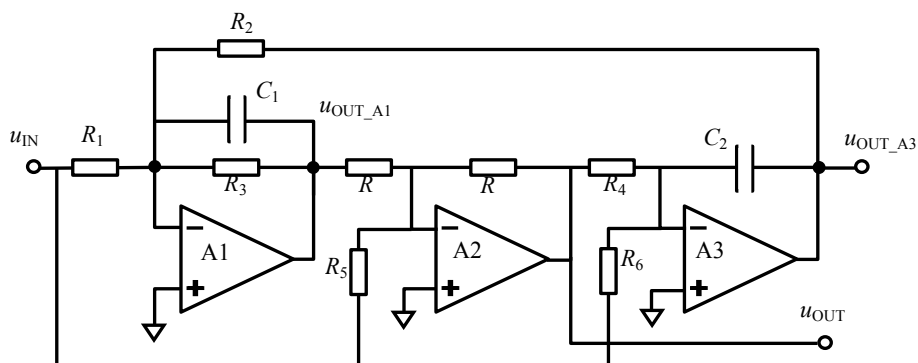


图 Section104-1 Fleischer-Tow 滤波器

$$A = \frac{u_{OUT}}{u_{IN}} = -\frac{R_4}{R_6} \times \frac{1 - SC_2 R_2 R_6 \left( \frac{1}{R_1} - \frac{R}{R_3 R_5} \right) + S^2 C_1 C_2 \frac{R_2 R_6 R}{R_5}}{1 + SC_2 \frac{R_2 R_4}{R_3} + S^2 C_1 C_2 R_2 R_4}$$

(Section104-1)

为实现椭圆滤波，进行如下约定：

$$R_3 = R_1 ; R_5 = R_6 = R ; C_1 = C_2 = C$$

形成新的电路如图 Section105-8 所示，其传函演变为：

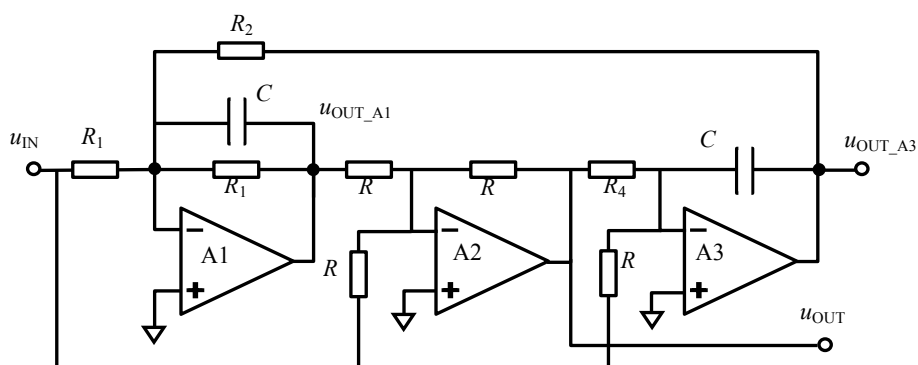


图 Section105-8 基于 Fleischer-Tow 滤波器的椭圆滤波器

$$A_{ellip} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R} \times \frac{1 + S^2 C^2 R_2 R}{1 + SC \frac{R_2 R_4}{R_1} + S^2 C^2 R_2 R_4}$$

(Section105-4)

这是一个二阶椭圆滤波器。可知：

$$\omega_s = \frac{1}{C\sqrt{R_2 R}} ; f_s = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_2 R}}$$

(Section105-5a)

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_2R_4}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_2R_4}} \quad \text{(Section105-5b)}$$

为将前述表达式写成标准式，则必须有：

$$C \frac{R_2R_4}{R_1} = \frac{1}{Q\omega_0} = \frac{C\sqrt{R_2R_4}}{Q}$$

即，

$$Q = \frac{R_1\sqrt{R_2R_4}}{R_2R_4} = \frac{R_1}{\sqrt{R_2R_4}} \quad \text{(Section105-5c)}$$

$$A_m = -\frac{R_4}{R} = -\left(\frac{f_s}{f_0}\right)^2 \quad \text{(Section105-5d)}$$

据此，可将传函写为如下频域表达式：

$$A_{\text{ellip}}(j\omega) = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{R_4}{R} \times \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_s})^2}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = -\frac{R_4}{R} \times \frac{1 + (j\frac{f}{f_s})^2}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{f}{f_0} + (j\frac{f}{f_0})^2} \quad \text{(Section105-4a)}$$

### 设计二阶椭圆滤波器—基于 Flisher-Tow

$f_s$ 、 $f_0$ 、 $Q$ 为已知，求解电阻  $R$ 、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_4$ ，以及电容  $C$ 。已知 3 个条件，求解 5 个未知量，因此有 2 个可以任意设定。按照一般规则，设定电容  $C$  和电阻  $R$  为已知，这可以参照此前一直采用的表 Section84-1，根据通带频率，选取合适的电容  $C$ ，并据下式确定  $R$ ：

$$R = \frac{1}{2\pi C f_0} \quad \text{(Section105-6)}$$

根据式(Section105-5a)和式(Section105-5b)，得：

$$R_2 = \frac{1}{(2\pi C f_s)^2 R} \quad \text{(Section105-7)}$$

$$R_4 = \frac{1}{(2\pi C f_0)^2 \frac{1}{(2\pi C f_s)^2 R}} = \left(\frac{f_s}{f_0}\right)^2 R \quad \text{(Section105-8)}$$

根据式(Section105-5c)，解得：

$$R_1 = Q\sqrt{R_2R_4} = Q\sqrt{\frac{1}{(2\pi C f_s)^2 R} \times \left(\frac{f_s}{f_0}\right)^2 R} = \frac{Q}{2\pi C f_0} \quad \text{(Section105-9)}$$

举例 3 :

电路如图 Section105-9 所示 (摘自 Analog Filter , Kendall Su ), 求滤波器的关键参数。

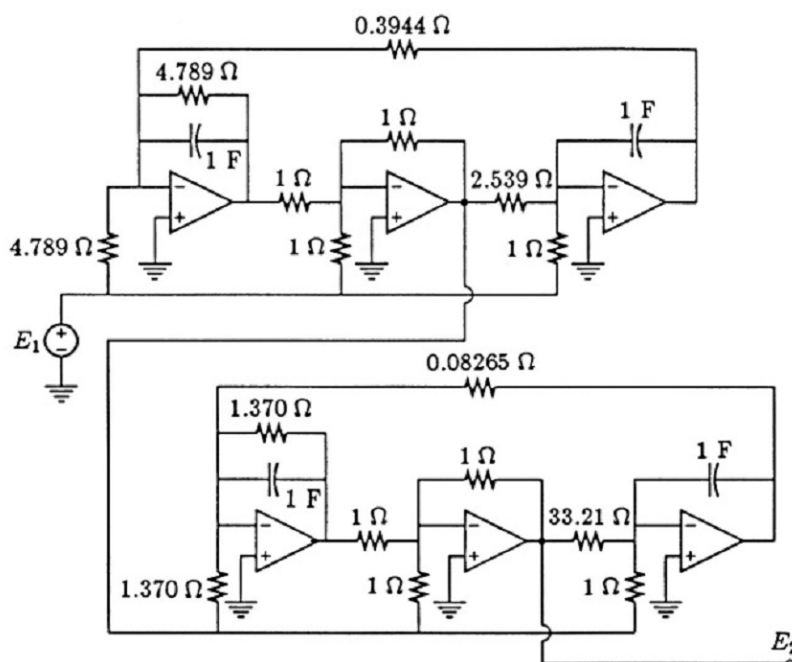


Figure 11.6: A normalized fourth-order lowpass elliptic filter.

图 Section105-9 举例 3 电路, 基于 Fleischer-Tow 滤波器的 4 阶椭圆滤波器

解: 这是一个基于 Fleischer-Tow 的 4 阶椭圆滤波器, 按照图 Section105-8 对应阻容关系, 可知:

$$\begin{aligned} \omega_{s1} &= \frac{1}{C\sqrt{R_2R}} = \frac{1}{\sqrt{0.3944 \times 1}} = 1.5923 \\ \omega_{01} &= \frac{1}{C\sqrt{R_2R_4}} = \frac{1}{\sqrt{0.3944 \times 2.539}} = 0.9993 \\ Q_1 &= \frac{R_1}{\sqrt{R_2R_4}} = \frac{4.789}{\sqrt{0.3944 \times 2.539}} = 4.786 \\ \omega_{s2} &= \frac{1}{C\sqrt{R_2R}} = \frac{1}{\sqrt{0.08265 \times 1}} = 3.4784 \\ \omega_{02} &= \frac{1}{C\sqrt{R_2R_4}} = \frac{1}{\sqrt{0.08265 \times 33.21}} = 0.6036 \\ Q_2 &= \frac{R_1}{\sqrt{R_2R_4}} = \frac{1.370}{\sqrt{0.08265 \times 33.21}} = 0.8269 \end{aligned}$$

与表 Section105-2, 1dB 椭圆滤波器之 4 阶系数基本吻合。可知这是一个通带角频率为 1 的标准 4 阶椭圆滤波器。

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
4	0.999405403	4.785991359	1.592341989
	0.603557131	0.826816878	3.478406167

### 举例 4 :

使用 Fleischer-Tow 滤波器结构, 设计一个 5 阶椭圆低通滤波器, 要求通带频率 200Hz, 带内波动小于 0.5dB,  $\omega_s/\omega_p=1.5$ 。用 TINA-TI 实施仿真并验证。

解: 首先查到合适的系数表, 为表 Section105-1, 然后按照通带频率 200Hz, 将表格中的 5 阶系数中的频率项均乘以 200, 得下表:

n	$f_{0i}$	$Q_i$	$f_{si}$
5	$1.01582182 \times 200$	6.21441916	$1.557406392 \times 200$
	$0.75895452 \times 200$	1.33094841	$2.331875771 \times 200$
	$0.42597073 \times 200$		

采用 2 级 Fleischer-Tow 滤波器, 加一级有源低通滤波器, 合并实现 5 阶。

对一阶低通来说, 可知其特征频率为  $f_{00}=0.42597073 \times 200=85.194146\text{Hz}$ , 选择电容  $C_0$  为  $1\mu\text{F}$ , 则可计算出:

$$R_0 = \frac{1}{2\pi C_0 f_{00}} = \frac{1}{6.2832 \times 1 \times 10^{-6} \times 85.194146} = 1868.14\Omega$$

对第一级二阶 Fleischer-Tow 滤波器, 将其下标设为 A, 可知:

$$f_{0A}=1.01582182 \times 200=203.164364\text{Hz}, Q_A=6.21441916. f_{sA}=311.4812784\text{Hz}.$$

1) 选择电容  $C_A=330\text{nF}$ , 选择电阻  $R_A=1000\Omega$ 。

2) 根据式(Section105-7)、式(Section105-8)、式(Section105-9)分别计算得:

$$R_{2A}=2397\Omega; R_{4A}=2351\Omega; R_{1A}=14752\Omega.$$

对第二级二阶 Fleischer-Tow 滤波器, 将其下标设为 B, 可知:

$$f_{0B}=151.7909049\text{Hz}, Q_B=1.33094841. f_{sB}=466.3751541\text{Hz}.$$

3) 选择电容  $C_B=330\text{nF}$ , 选择电阻  $R_B=1000\Omega$ 。

4) 根据式(Section105-7)、式(Section105-8)、式(Section105-9)分别计算得:

$$R_{2B}=1069\Omega; R_{4B}=9440\Omega; R_{1B}=4229\Omega. \text{ 据此, 绘制完整电路图, 如图 Section105-10}$$

所示。运放选择 OPA350, 正负 2.5V 供电。

完整的幅频特性如图 Section105-11 所示。粗略看, 它的低频增益约为 27dB 左右, 在 200Hz 处确实出现了非常明显的急剧跌落。大约在 300Hz 处为阻带频率, 阻带增益约为 -25dB。这与我们的设计要求基本吻合。

为清晰显示通带情况, 可对幅频特性的通带部分进行放大显示, 得到图 Section105-12。

1) 通带内低频增益为 26.92dB, 最小值为 26.42dB, 两者相差 0.5dB, 符合要求。

2) 按照谷值 26.42dB, 找寻通带频率, 为 200.01Hz。符合设计要求。

为清晰显示阻带情况, 可对幅频特性的阻带部分进行放大显示, 得到图 Section105-13。

可以测得, 阻带内最大增益为 -23.68dB。按照此值, 找寻阻带频率, 为 299.97Hz。它与通带频率之比为 1.499775, 与设计要求 1.5 吻合。

至此, 验证完毕, 说明按此电路实现的椭圆滤波器符合设计要求。

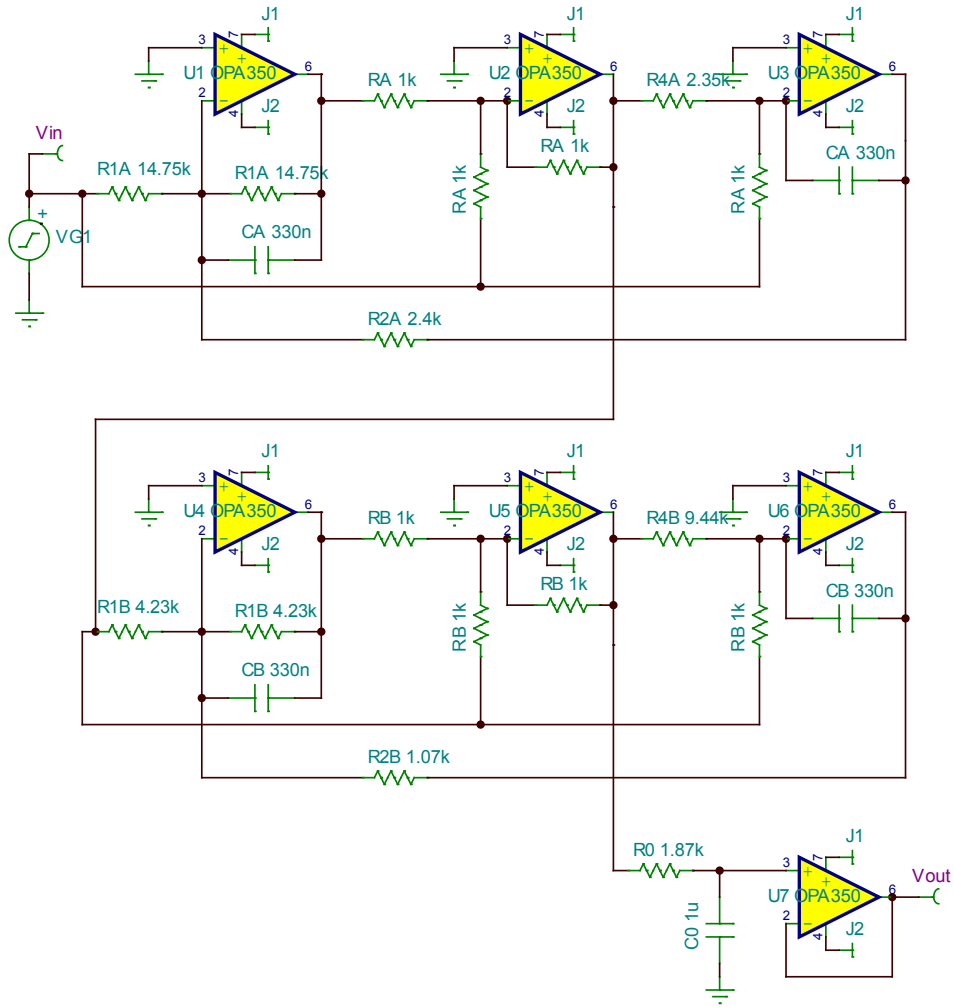


图 Section105-10 举例 4 电路，基于 Fleischer-Tow 滤波器的 5 阶椭圆滤波器

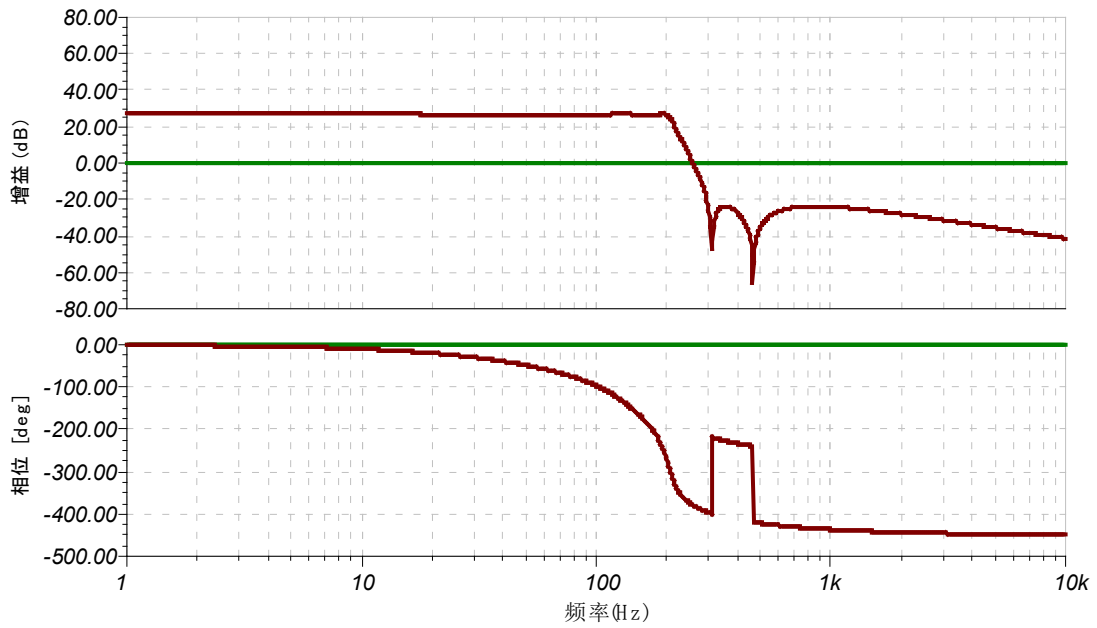


图 Section105-11 举例 4 幅频特性全图



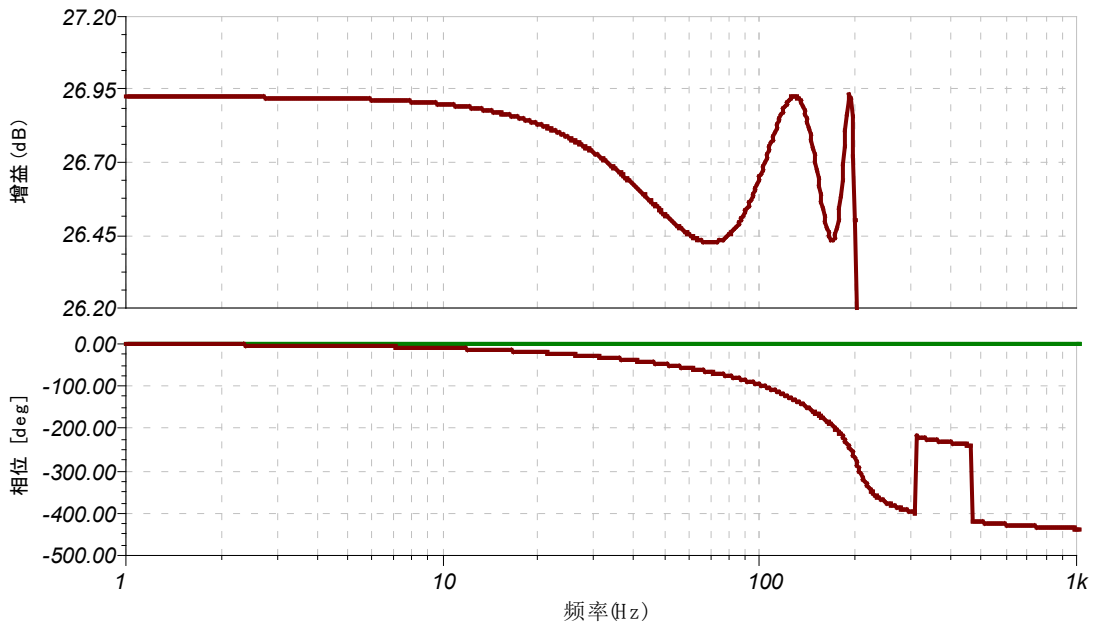


图 Section105-12 举例 4 幅频特性之通带部分

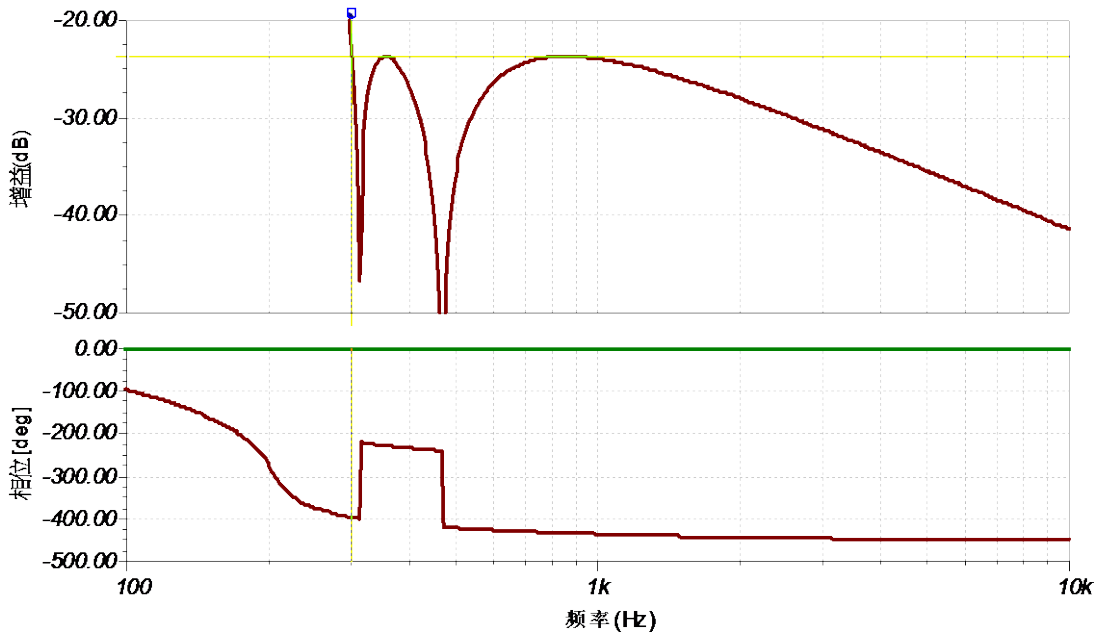


图 Section105-13 举例 4 幅频特性之阻带部分

### 椭圆高通滤波器

本节此前内容，均为低通滤波器。其实，椭圆滤波器也可以实现高通。实现方法非常简单，只要将系数表中的  $Q$  保持不变，而将两个频率系数均取倒数即可。

举例 5 :

使用 Fleischer-Tow 滤波器结构, 设计一个 5 阶椭圆高通滤波器, 要求通带频率 200Hz, 带内波动小于 0.5dB,  $\omega_p/\omega_s=1.5$ 。用 TINA-TI 实施仿真并验证。

解: 此题与举例 4 的唯一区别在于将低通改为高通。

首先查到合适的系数表, 为表 Section105-1。由于要求是高通, 因此表内系数应做倒数处理, 如下表中的“倒数变换列”, 然后分别乘以 200 得到“200Hz 反归一化”列。

n	原始系数表			倒数变换		200Hz 反归一化	
	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$	$\omega_{0i\text{-new}}$	$\omega_{si\text{-new}}$	$f_{0i}$	$f_{si}$
5	1.01582182	6.21441916	1.557406392	1/1.01582182	1/1.557406392	196.8849	128.4186
	0.75895452	1.33094841	2.331875771	1/0.75895452	1/2.331875771	263.5204	85.7679
	0.42597073			1/0.42597073		469.5158	

采用 2 级 Fleischer-Tow 滤波器, 加一级有源高通滤波器, 合并实现 5 阶。

对一阶高通来说, 特征频率为  $f_{00}=469.5158\text{Hz}$ , 选择电容  $C_0$  为  $1\mu\text{F}$ , 则可计算出:

$$R_0 = \frac{1}{2\pi C_0 f_{00}} = \frac{1}{6.2832 \times 1 \times 10^{-6} \times 469.5158} = 338.98\Omega$$

对二阶 Fleischer-Tow 滤波器, 无需更改电路结构, 仅需重新计算即可。

对第一级二阶 Fleischer-Tow 滤波器:  $f_{0A}=196.8849\text{Hz}$ ,  $Q_A=6.21441916$ ,  $f_{sA}=128.4186\text{Hz}$ 。选择电容  $C_A=330\text{nF}$ , 选择电阻  $R_A=1000\Omega$ 。根据式(Section105-7)、式(Section105-8)、式(Section105-9)分别计算得:  $R_{2A}=14104\Omega$ ;  $R_{4A}=425.4\Omega$ ;  $R_{1A}=15223\Omega$ 。

对第二级二阶 Fleischer-Tow 滤波器:  $f_{0B}=263.5204\text{Hz}$ ,  $Q_B=1.33094841$ ,  $f_{sB}=85.7679\text{Hz}$ 。选择电容  $C_B=330\text{nF}$ , 选择电阻  $R_B=1000\Omega$ 。根据式(Section105-7)、式(Section105-8)、式(Section105-9)分别计算得:  $R_{2B}=31620\Omega$ ;  $R_{4B}=105.9\Omega$ ;  $R_{1B}=2436\Omega$ 。据此, 绘制完整电路图, 如图 Section105-14 所示。运放选择 OPA350, 正负 2.5V 供电。

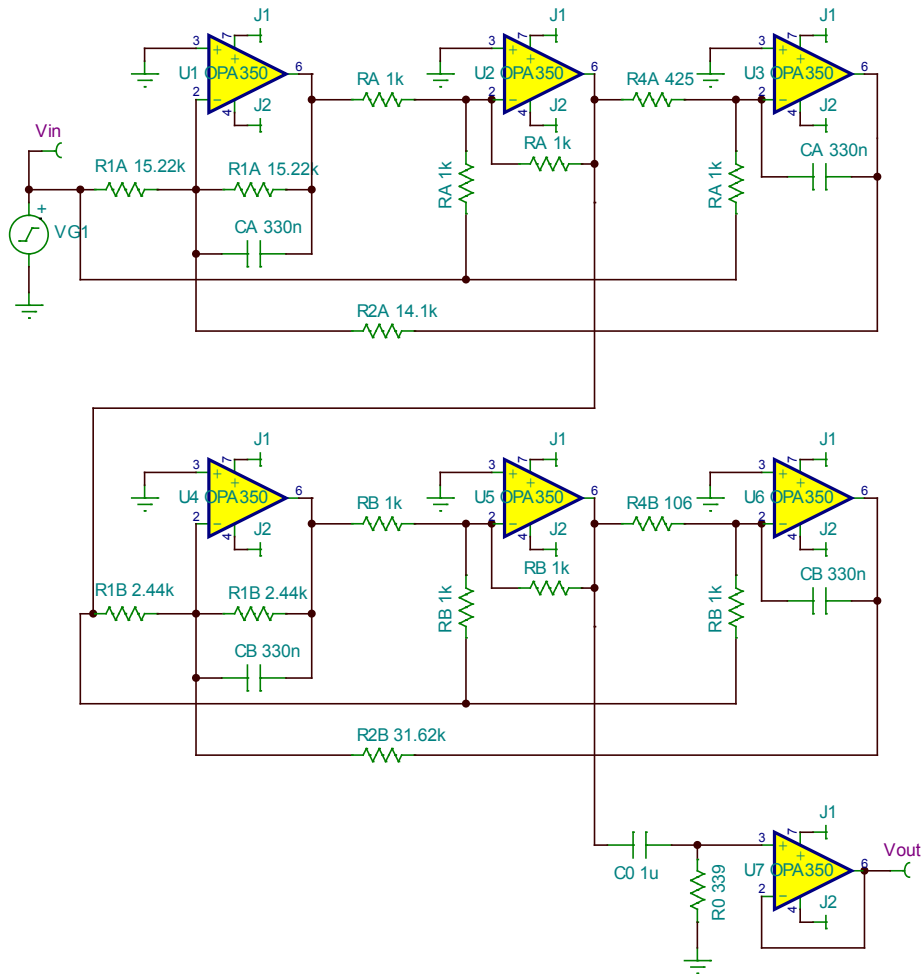


图 Section105-14 举例 5 电路，基于 Fleischer-Tow 滤波器的 5 阶高通椭圆滤波器

完整的幅频特性如图 Section105-15 所示。可以看出，它是一个高通滤波器效果，与低通电路效果刚好镜像对称。为了验证通带频率和通带波动，得到通带放大图，如图 Section105-16 所示。从图中测得，通带最小增益为-500.24mdB，最大增益为 31.61mdB，波动为 531.85mdB，与设计要求 0.5dB 基本吻合。按照最小增益找到通带频率，为 199.95Hz，与设计要求 200Hz 基本吻合。

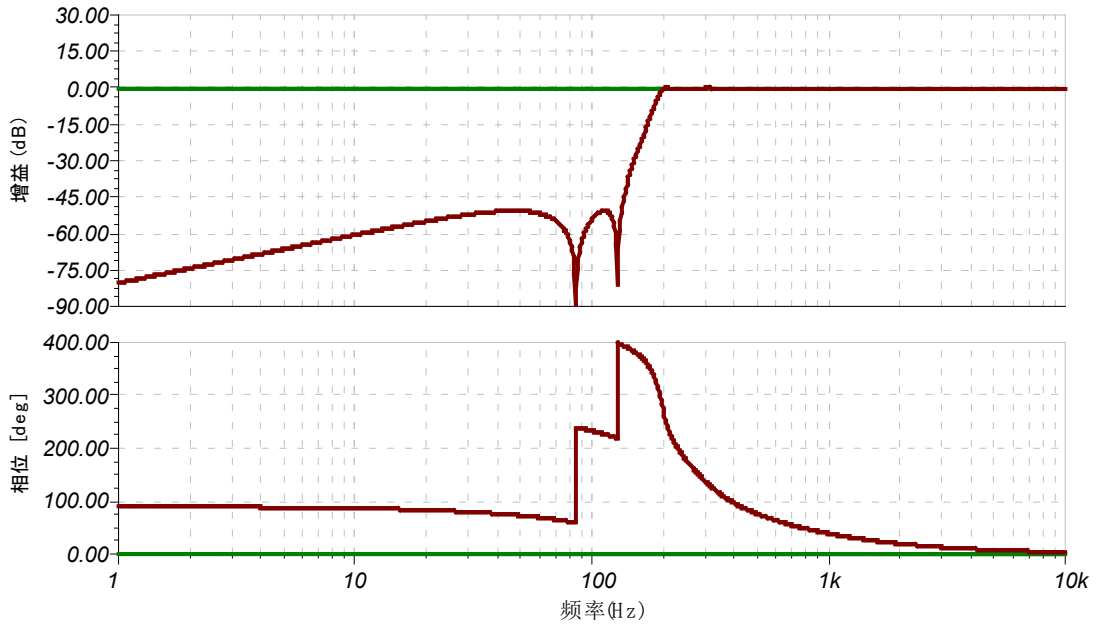


图 Section105-15 举例 5 电路幅频特性全图

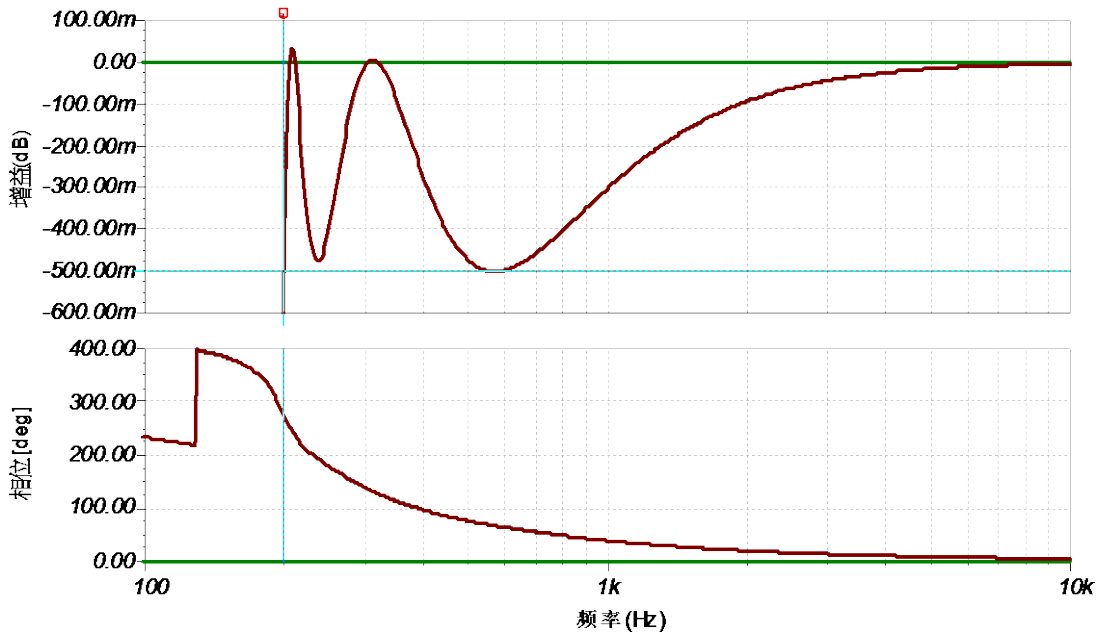


图 Section105-16 举例 5 电路幅频特性之通带部分

为了验证阻带频率，获得阻带放大如图 Section105-17 所示。测得阻带最大增益为-50.61dB，按照阻带最大增益找到阻带频率，为 133.37Hz。

通带频率除以阻带频率，为  $199.95/133.37=1.499213$ ，与设计要求 1.5 基本吻合。

需要特别注意，用 Fleischer-Tow 实现的椭圆高通滤波器，具有中途受阻现象。

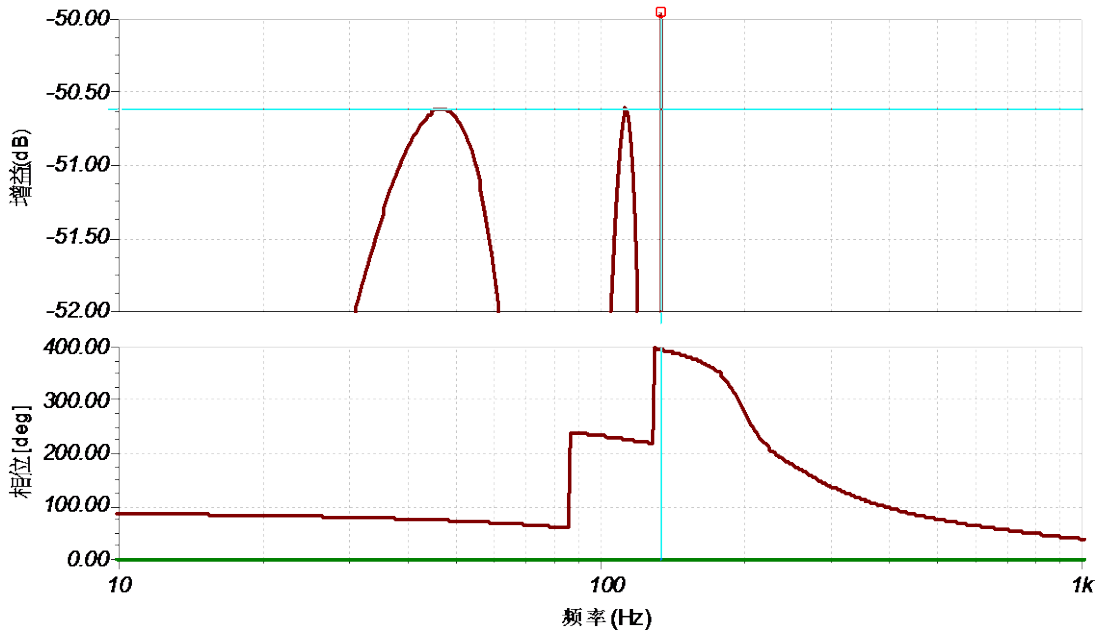


图 Section105-17 举例 5 电路幅频特性之阻带部分

用 Bainter 滤波器实现的椭圆滤波器

图 Section100-6 是 Bainter 滤波器，其传函为：

$$A(S) = \frac{U_O}{U_I} = \frac{G_1 R_4}{R_1} \times \frac{1 + S^2 \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{G_1}}{1 + S \frac{(R_2 + R_3) R_4 C_1}{G_2 R_3} + S^2 \frac{R_2 R_4 C_1 C_2}{G_2}}$$

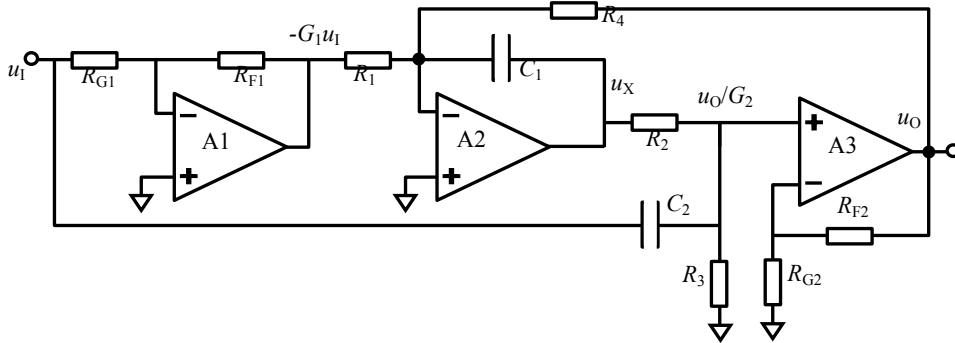


图 Section100-6 Bainter 陷波器

写成频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{G_1 R_4}{R_1} \times \frac{1 + (j\omega)^2 \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{G_1}}{1 + j\omega \frac{(R_2 + R_3) R_4 C_1}{G_2 R_3} + (j\omega)^2 \frac{R_2 R_4 C_1 C_2}{G_2}} = A_m \times \frac{1 + (j \frac{\omega}{\omega_s})^2}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

(Section105-10)

其中：

$$\omega_s = \sqrt{\frac{G_1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} ; f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_2}{R_4 R_2 C_1 C_2}} ; f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_2}{R_4 R_2 C_1 C_2}}$$

(Section105-11)

[Section105-12]

$$Q = \frac{G_2 R_3 \sqrt{\frac{R_2 R_4 C_1 C_2}{G_2}}}{(R_2 + R_3) R_4 C_1} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \sqrt{G_2 \times \frac{R_2}{R_4} \times \frac{C_2}{C_1}}$$

[Section105-13]

$$A_m = \frac{G_1 R_4}{R_1}$$

[Section105-14]

据此可知，通过设定电阻、电容，可以实现任意系数的椭圆滤波器。当频率趋于无穷大时，增益为：

$$|A(j\infty)| = A_m \times \left(\frac{f_0}{f_s}\right)^2$$

[Section105-14a]

### 设计二阶椭圆滤波器——基于 Bainter 滤波器

设计 Bainter 型椭圆滤波器，其实就是设计二阶低通型或者高通型陷波器。

为了减少设计分叉，一般将电阻  $R_2$  和  $R_3$  和选为相等。

已知低频增益  $A_m$ 、 $f_s$ 、 $f_0$  和  $Q$ ，设计合适的椭圆滤波器。

首先根据  $f_0$ ，参考表 Section84-1，选择合适的电容  $C_1$ （取较小值）。然后根据  $Q$  值，选择电容比  $k_C$ ，一般为 1 倍或者 10 倍，100 倍。这样购买难度小些。

$$C_2 = k_C C_1$$

[Section105-15]

根据式(Section105-11)、(Section105-12)得：

$$\frac{R_1 R_2}{G_1} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_1 C_2} \tag{1}$$

$$\frac{R_4 R_2}{G_2} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} \tag{2}$$

将式(2)和式(1)相除得：

$$\frac{R_4}{R_1} \times \frac{G_1}{G_2} = \frac{f_s^2}{f_0^2}$$

将式(Section105-14)代入，解得：

$$G_2 = A_m \frac{f_0^2}{f_s^2}$$

[Section105-16]

根据式(Section105-16)结果，自行选择合适的电阻  $R_{F2}$  和  $R_{G2}$ ，实现此  $G_2$ 。

特别注意，为保证  $G_2 \geq 1$ ，有下式约束：

$$A_m \geq \frac{f_s^2}{f_0^2}$$

[Section105-16a]

考虑式(Section105-14a)，有：

$$|A(j\infty)| = A_m \times \left(\frac{f_0}{f_s}\right)^2 \geq 1$$

[Section105-16b]

即，基于 Bainter 的椭圆滤波器，在高频时增益总是大于等于 1 的，无论低通还是高通。  
据式(2)，解得：

$$R_4 R_2 = \frac{G_2}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2} = \frac{A_m}{4\pi^2 f_s^2 C_1 C_2} \quad (3)$$

又据  $R_3 = R_2$ ，代入式(Section105-13)

$$Q = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \sqrt{G_2 \times \frac{R_2}{R_4} \times \frac{C_2}{C_1}} = 0.5 \sqrt{G_2 \times \frac{R_2}{R_4} \times \frac{C_2}{C_1}}$$

$$\frac{R_2}{R_4} = \frac{4Q^2 C_1}{C_2 G_2} \quad (4)$$

式(3)式(4)相乘得：

$$R_2^2 = \frac{Q^2 A_m}{G_2} \times \frac{1}{\pi^2 f_s^2 C_2^2} = \frac{Q^2}{\pi^2 f_0^2 C_2^2}$$

即

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_0 C_2} \quad (\text{Section105-17})$$

据式(2)，并将式(Section105-17)代入得：

$$R_4 = \frac{A_m}{4\pi^2 f_s^2 C_1 C_2 R_2} = \frac{A_m f_0}{4\pi f_s^2 C_1 Q} \quad (\text{Section105-18})$$

据式(1)得：

$$\frac{R_1}{G_1} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_1 C_2 R_2}$$

可以任选  $G_1$ ，则有：

$$R_1 = \frac{G_1}{4\pi^2 f_s^2 C_1 C_2 R_2} = \frac{G_1 f_0}{4\pi f_s^2 C_1 Q} \quad (\text{Section105-19})$$

根据任选的  $G_1$ ，自行选择电阻  $R_{F1}$  和  $R_{G1}$ ，实现此  $G_1$ 。

### 举例 6：

使用 Bainter 滤波器结构，设计一个 2 阶椭圆低通滤波器，要求通带频率 1000Hz，通带增益 10 倍，带内波动小于 0.5dB， $\omega_s/\omega_p=1.5$ 。用 TINA-TI 实施仿真并验证。

解：首先根据椭圆滤波器系数表，选择表 Section105-1。从中找到 2 阶块，提取系数并将其换算成特征频率、品质因数、零点频率，如下表所示。

		原始系数表			1000Hz 反归一化	
n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$	$f_{0i}$	$f_{si}$	
2	1.266172532	1.227465583	1.981678829	1266.172532	1981.678829	

至此可知， $A_m=10$ ， $f_s=1981.7\text{Hz}$ 、 $f_0=1266.2\text{Hz}$ ， $Q=1.2275$ 。

其次进入滤波器设计。

1)  $Q$  值较小，无需选择较大的电容比，也无需选择较小电容。因此，确定电容比为 1，两个电容分别为： $C_1=C_2=100\text{nF}$ 。

2) 根据式(Section105-16), 计算得:

$$G_2 = A_m \frac{f_0^2}{f_s^2} = 10 \times \frac{1266.2^2}{1981.7^2} = 4.082$$

此值用于确定增益电阻。选择  $R_{G2}=1k\Omega$ , 则:

$$R_{F2} = (G_2 - 1)R_{G2} = 3.082k\Omega$$

3) 根据式(Section105-17), 计算得:

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_0 C_2} = \frac{1.2275}{3.14159 \times 1266.2 \times 100 \times 10^{-9}} = 3085.8\Omega$$

4) 根据式(Section105-18), 计算得:

$$R_4 = \frac{A_m f_0}{4\pi f_s^2 C_1 Q} = \frac{10 \times 1266.2}{4 \times 3.14159 \times 1981.7^2 \times 100 \times 10^{-9} \times 1.2275} = 2090.3\Omega$$

5) 选择  $G_1=1$ , 根据式(Section105-19), 计算得:

$$R_1 = \frac{G_1 f_0}{4\pi f_s^2 C_1 Q} = \frac{1 \times 1266.2}{4 \times 3.14159 \times 1981.7^2 \times 100 \times 10^{-9} \times 1.2275} = 209.03\Omega$$

在我看来, 这个电阻有点小, 会导致运放 A1 吐出电流可能较大。可以重来, 将  $G_1=10$ , 则:

$$R_1 = \frac{G_1 f_0}{4\pi f_s^2 C_1 Q} = \frac{10 \times 1266.2}{4 \times 3.14159 \times 1981.7^2 \times 100 \times 10^{-9} \times 1.2275} = 2090.3\Omega$$

这样, 在  $G_1=10$  情况下, 可选增益电阻  $R_{G1}=1k\Omega$ , 则:

$$R_{F1} = G_1 \times R_{G1} = 10k\Omega$$

至此, 设计完毕。

第三, 开始仿真验证。根据上述计算, 在 TINA-TI 中搭建电路如图 Section105-18 所示。获得的幅频特性如图 Section105-19 所示。

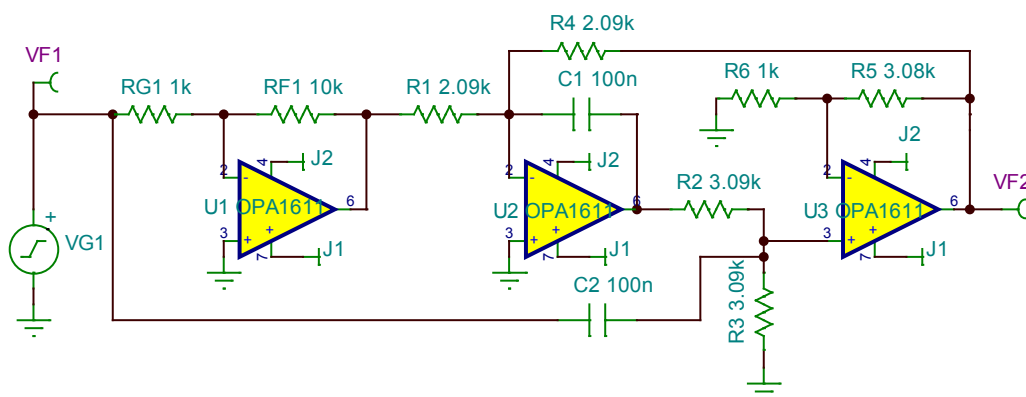


图 Section105-18 举例 6 电路, 基于 Bainter 的 2 阶低通椭圆滤波器

测量结果如下:

1)  $A_{10Hz}=20dB$ ,  $A_{100kHz}=12.21dB$ 。理论估算:

$$A_{0Hz} = A_m = 10 \text{ 倍} = 20dB,$$

$$|A(j\omega)| = A_m \times \left(\frac{f_0}{f_s}\right)^2 = 4.082435 \text{ 倍} = 12.22dB$$

此测量结果与估算基本吻合。

2) 从幅频特性图可以测得——如图中交叉线——阻带频率  $f_s$  为 15kHz。为清晰显示通带波动和通带频率, 放大幅频特性通带部分, 如图 Section105-20 所示。可以看出, 其最大增益为 20.5dB, 最小增益为 20.0dB, 波动确实为 0.5dB。按照最小增益找寻通带频率, 如图中的交叉线, 测得通带频率  $f_p$  为 999.86Hz。



据此可知， $\omega_s/\omega_p=f_s/f_p=1.50021$ ，与设计要求基本吻合。

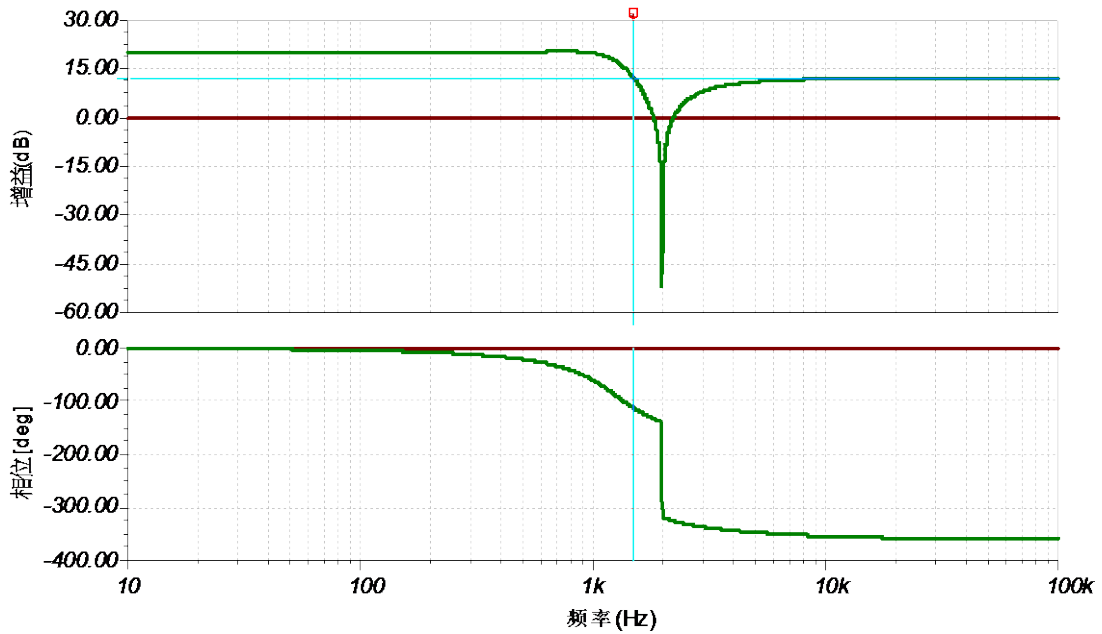


图 Section105-19 举例 6 电路的幅频特性全图

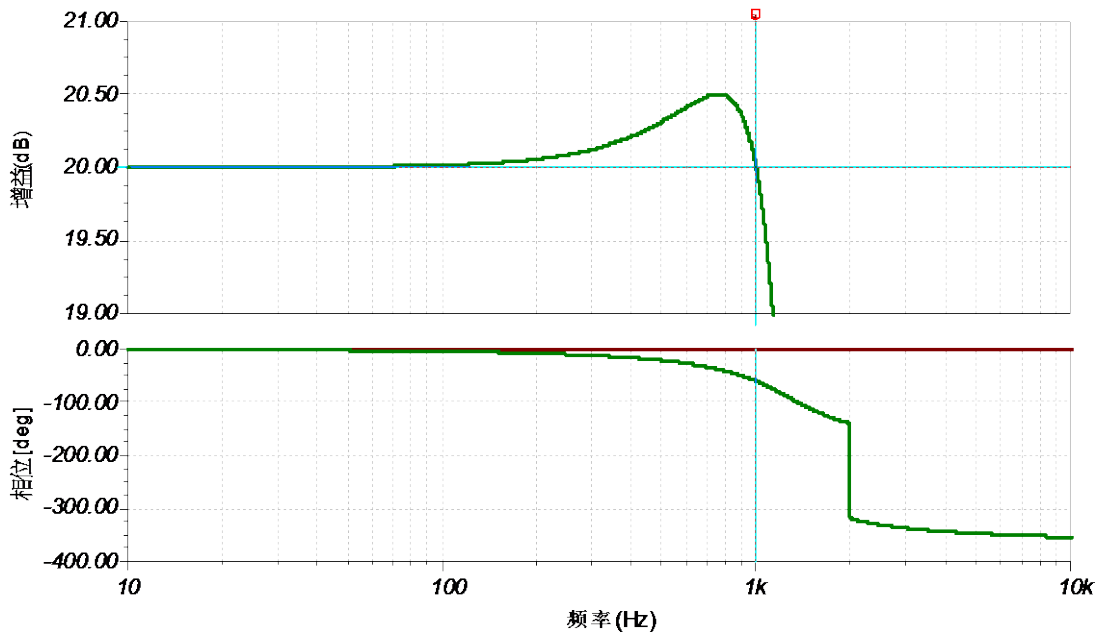


图 Section105-20 举例 6 电路的幅频特性之通带部分

### 举例 7：

使用 Bainter 滤波器结构，设计一个 2 阶椭圆高通滤波器，要求通带频率 1000Hz，低频端增益 1 倍，带内波动小于 0.5dB， $\omega_p/\omega_s=1.5$ 。用 TINA-TI 实施仿真并验证。

解：此例与举例 6 的区别在于，将低通换成了高通，且  $A_m=1$ 。

首先根据椭圆滤波器系数表，选择表 Section105-1。从中找到 2 阶块，提取系数并将其换算成特征频率、品质因数、零点频率，如下表所示。

原始系数表			倒数变换		1000Hz 反归一化		
n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$	$\omega_{0i\text{-new}}$	$\omega_{si\text{-new}}$	$f_{0i}$	$f_{si}$
2	1.266172532	1.227465583	1.981678829	1/1.266172532	1/1.981678829	789.7818	504.6226

至此可知， $A_m=1$ ， $f_s=504.62\text{Hz}$ ， $f_0=789.78\text{Hz}$ ， $Q=1.2275$ 。据此要求，采用与举例 6 完全相同的方法，可以获得如下设计结果：

$C_1=C_2=100\text{nF}$ 。  $G_2=2.449$ ， $R_{G2}=1\text{k}\Omega$ ， $R_{F2}=1.449\text{k}\Omega$ 。  $R_2=R_3=4947\Omega$ ， $R_4=2011\Omega$ 。选择  $G_1=1$ ， $R_1=2011\Omega$ ， $R_{G1}=1\text{k}\Omega$ ， $R_{F1}=1\text{k}\Omega$ 。电路如图 Section105-21。仿真结果如图 Section105-22 所示。

测量结果为：1)  $A_{10\text{Hz}}=-2.51\text{dB}$ ， $A_{100\text{kHz}}=7.78\text{dB}$ 。

2) 阻带频率  $f_s$  为 666.74Hz。通带内最大增益为 8.28dB，最小增益为 7.78dB，波动 0.5dB。通带频率  $f_p$  为 1kHz。据此可知， $\omega_p/\omega_s=f_p/f_s=1.499835$ ，与设计要求基本吻合。

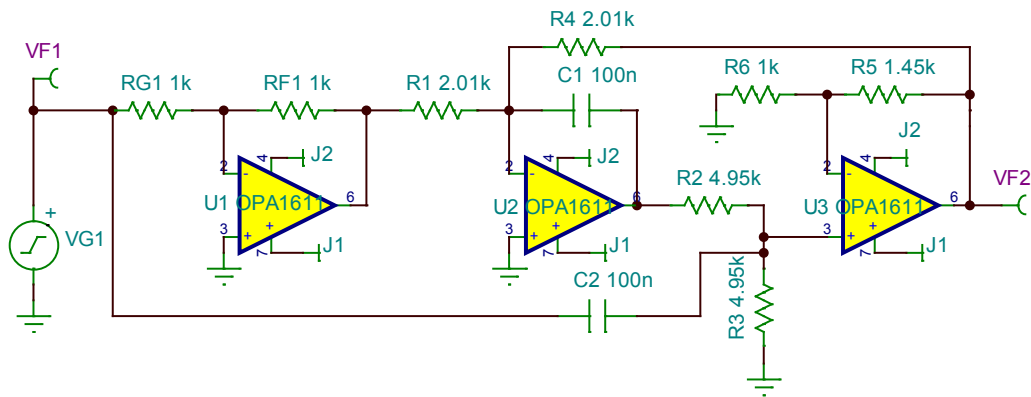


图 Section105-21 举例 7 电路

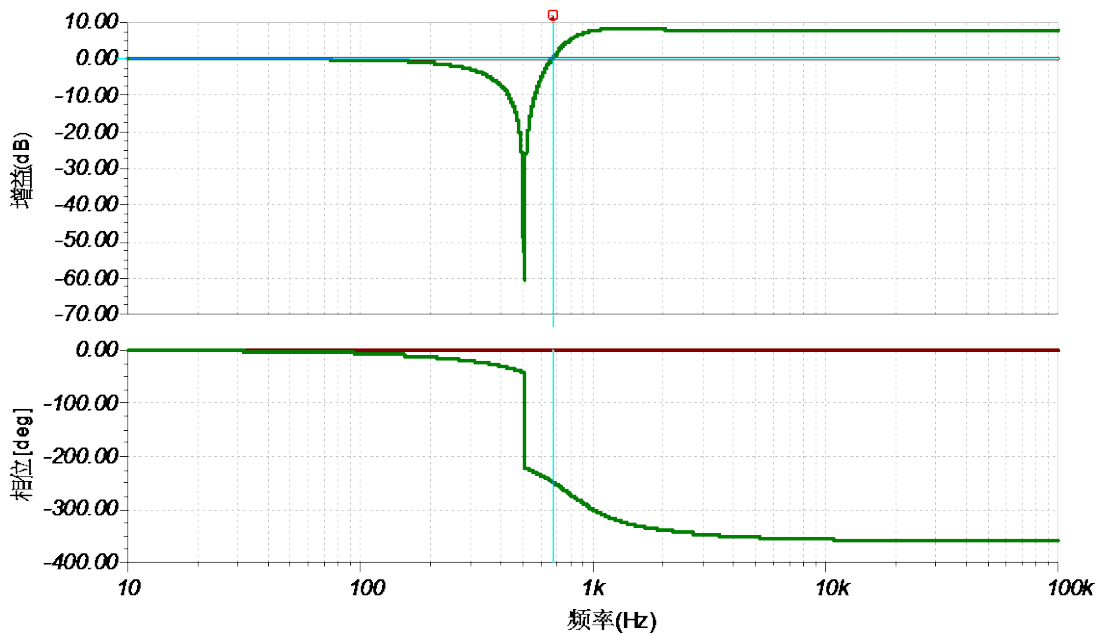


图 Section105-22 举例 7 电路的幅频特性全图

### 优化基于 Bainter 滤波器的椭圆滤波器

无论低通，还是高通，最好将 $|A(j\infty)|$ 设为 1。为什么呢？

先说高通，我们当然希望高频处的通带增益为 1，而低频处的阻带具有很强的衰减。这也是标准滤波器的最佳表达。

再说低通，在低频通带具有增益，高频阻带也有增益，都是大于等于 1 的，我们当然不希望哪些即将被滤除的信号，也有大于 1 的增益，只要让阻带增益变成最小，也就是 1。

在这种情况下，我们看式(Section105-16)，和式(Section105-14a)，发现，无穷大频率处的增益 $|A(j\infty)|$ ，就是 $G_2$ 。因此，优化设计的核心，是将 $G_2$ 设为 1。于是，优化后的电路图演变成图 Section105-18。

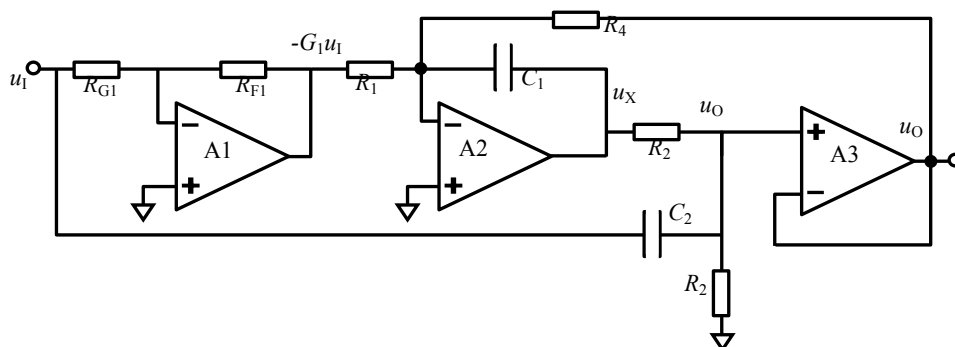


图 Section105-18 基于 Bainter 陷波器的椭圆滤波器

据式(Section105-16)得：

$$G_2 = A_m \frac{f_0^2}{f_s^2} = 1$$

则有：

$$A_m = \frac{f_s^2}{f_0^2}$$

(Section105-20)

此后的设计方法与前述方法完全相同。

### 基于 Bainter 变形滤波器的椭圆滤波器

图 Section105-19 电路，与 Bainter 滤波器非常像，称为 Bainter 变形电路。

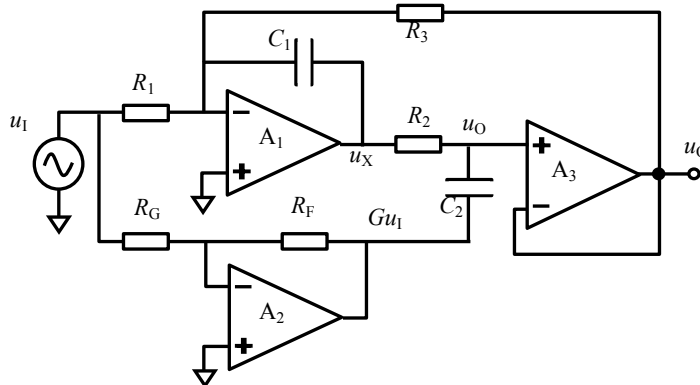


图 Section105-19 基于 Bainter 变形陷波器的椭圆滤波器

对运放 A1 的负输入端列出电流方程，可以解出  $u_X$ ：

$$U_X = -\left(\frac{U_I}{R_1} + \frac{U_O}{R_3}\right) \frac{1}{SC_1} \quad (5)$$

对  $R_2$ 、 $C_2$  的串联分压，也可以解出  $u_X$ ：

$$\begin{aligned} U_X &= GU_I + (U_O - GU_I)SC_2\left(R_2 + \frac{1}{SC_2}\right) = GU_I + (U_O - GU_I)(1 + SC_2R_2) \\ &= GU_I + U_O - GU_I + SC_2R_2U_O - SC_2R_2GU_I = U_O(1 + SC_2R_2) - SC_2R_2GU_I \end{aligned} \quad (6)$$

其中：

$$G = -\frac{R_F}{R_G} \quad (\text{Section105-21})$$

式(5)、(6)相等，得：

$$(1 + SR_2C_2)U_O - SR_2C_2GU_I = -\left(\frac{U_I}{R_1} + \frac{U_O}{R_3}\right) \frac{1}{SC_1}$$

上式仅是  $u_1$  和  $u_0$  的关系，可以化简并求解出：

$$\begin{aligned} SC_1R_1R_3(1 + SR_2C_2)U_O - S^2C_1C_2R_1R_3R_2GU_I &= -R_3U_I - R_1U_O \\ (R_1 + SC_1R_1R_3(1 + SR_2C_2))U_O &= (S^2C_1C_2R_1R_3R_2G - R_3)U_I \\ A(S) = \frac{U_O}{U_I} &= \frac{S^2C_1C_2R_1R_3R_2G - R_3}{R_1 + SC_1R_1R_3(1 + SR_2C_2)} = -\frac{R_3}{R_1} \times \frac{1 - S^2C_1C_2R_1R_2G}{1 + SC_1R_3 + S^2C_1C_2R_2R_3} \end{aligned}$$

将其写成频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = -\frac{R_3}{R_1} \times \frac{1 + (j\omega)^2C_1C_2R_1R_2(-G)}{1 + j\omega C_1R_3 + (j\omega)^2C_1C_2R_2R_3} = A_m \times \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_s})^2}{1 + \frac{1}{Q}j\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad (\text{Section105-22})$$

其中：

$$A_m = -\frac{R_3}{R_1} \quad (\text{Section105-22a})$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_2R_3}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_2R_3}} \quad (\text{Section105-23})$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 C_1 R_3} = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}}{C_1 R_3} = \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_3}} \quad (\text{Section105-24})$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{-GC_1C_2R_1R_2}}; \quad f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{-GC_1C_2R_1R_2}} \quad (\text{Section105-25})$$

### 设计 Bainter 变形滤波器的方法

已知  $A_m$ 、 $f_s$ 、 $f_0$  和  $Q$ ，设计合适的椭圆滤波器。共 4 个已知量，现存 5 个电阻、2 个电容未知，因此可以确定 3 个阻容元件参数。

先确定电容  $C_1=C_2=C$ ，再确定  $R_F$ ，依序求解  $R_3$ 、 $R_2$ 、 $R_G$ 、 $R_1$ ，分析方法为：

根据式(Section105-24)，得：

$$R_2 = Q^2R_3 \quad (\text{Section105-26})$$

根据式(Section105-23), 得:

$$R_2 R_3 = \frac{1}{4\pi^2 C^2 f_0^2} \quad (8)$$

将式(Section105-26)代入式(8), 得:

$$Q^2 R_3 R_3 = \frac{1}{4\pi^2 C^2 f_0^2}$$

即:

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C f_0 Q} \quad (\text{Section105-27})$$

根据式(Section105-22a), 得:

$$R_1 = -\frac{R_3}{A_m} \quad (\text{Section105-28})$$

根据式(Section105-25)解得:

$$-G = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C^2 R_1 R_2} = \frac{R_F}{R_G}$$

即,

$$R_G = 4\pi^2 f_s^2 C^2 R_1 R_2 R_F \quad (\text{Section105-29})$$

### 举例 8:

使用 Bainter 变形滤波器结构, 设计一个 2 阶椭圆低通滤波器, 要求通带频率 1000Hz, 通带增益-10 倍, 带内波动小于 0.5dB,  $\omega_s/\omega_p=1.5$ 。用 TINA-TI 实施仿真并验证。

解: 首先根据椭圆滤波器系数表, 选择表 Section105-1。从中找到 2 阶块, 提取系数并将其换算成特征频率、品质因数、零点频率, 如下表所示。

原始系数表				1000Hz 反归一化	
n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$	$f_{0i}$	$f_{si}$
2	1.266172532	1.227465583	1.981678829	1266.172532	1981.678829

至此可知,  $A_m=-10$ ,  $f_s=1981.7\text{Hz}$ ,  $f_0=1266.2\text{Hz}$ ,  $Q=1.2275$ 。

1) 确定电容分别为:  $C_1=C_2=C=100\text{nF}$ 。确定电阻  $R_F=1000\Omega$ 。

2) 根据式(Section105-27)

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C f_0 Q} = \frac{1}{6.2832 \times 100 \times 10^{-9} \times 1266.2 \times 1.2275} = 1023.99\Omega$$

3) 根据式(Section105-26)

$$R_2 = Q^2 R_3 = 1.2275^2 \times 1029.99 = 1542.9\Omega$$

4) 根据式(Section105-28)

$$R_1 = -\frac{R_3}{A_m} = 102.399\Omega$$

5) 根据式(Section105-29)

$$R_G = 4\pi^2 f_s^2 C^2 R_1 R_2 R_F = 244.945\Omega$$

据此, 设计的仿真电路如图 Section105-20 所示, 其仿真频率特性如图 Section105-21 所示。测量结果表明, 仿真结果与设计基本吻合。

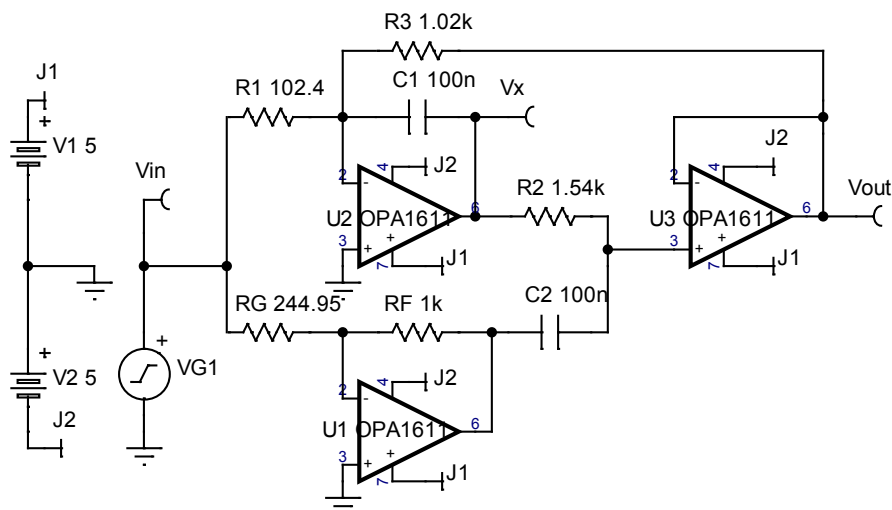


图 Section105-20 举例 8 电路，基于 Bainter 变形椭圆滤波器

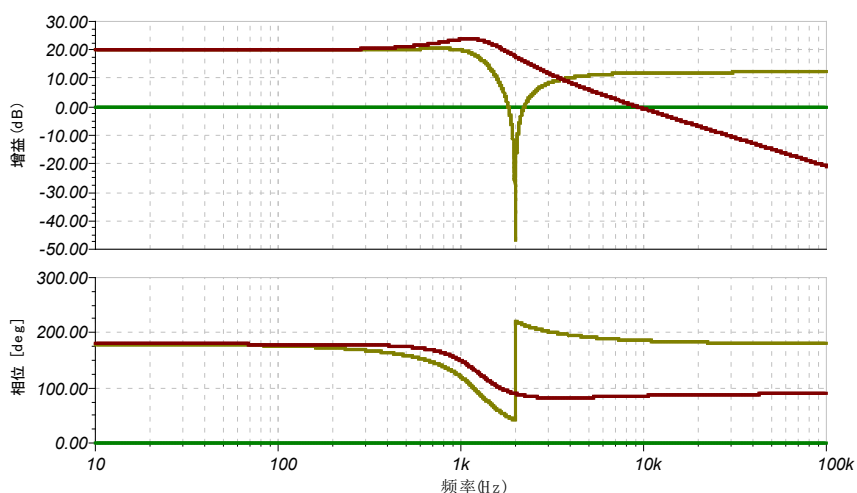


图 Section105-21 举例 8 电路的仿真频率特性

### 举例 9 :

使用 Bainter 变形滤波器结构，设计一个 5 阶椭圆低通滤波器，服务于心电信号去除 50Hz 工频干扰。要求以 50Hz 为第一个 0 点，尽量少伤害小于 50Hz 的信号。通带增益-1 倍，带内波动小于 1dB。用 TINA-TI 实施仿真并验证。

解：我们手里有 4 张表格（表 Section105-1~4），本例要求滤波效果尽量接近于砖墙，只有这样才能保证对 50Hz 以下信号的伤害最小。表 Section105-4 的阻带衰减不强，更易满足前述要求——所有效果都是权衡，没有那种又像砖墙，阻带衰减又严重的。

在表 Section105-4 中查到 5 阶系数如下：

n	$\omega_{0i}$	$Q_i$	$\omega_{si}$
5	1.00087785	14.80243875	1.117140551
	0.83307313	2.073148828	1.468826433
	0.45056343		

强制让第一级的  $f_s=50\text{Hz}$ ，则 50Hz 处一定存在零点。以此对表格中频率量进行去归一化， $f_{\text{new}}=\omega_{\text{old}}\times 50/1.117140551$ ，得到下表。

n	$f_{0i}$	$Q_i$	$f_{si}$
5	44.79641568	14.80243875	50
	37.28595876	2.073148828	65.74044922
	20.16592405		

按照举例 8 中给出的方法，根据上表中第一行、第二行数据，对第一级、第二级椭圆滤波器实施单独计算，不赘述过程。对最后一级一阶低通，选择电容为  $1\mu\text{F}$ ，可得：

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.2832 \times 20.1659 \times 1 \times 10^{-6}} = 7896.2\Omega$$

据此得到设计电路如图 Section105-22 所示。

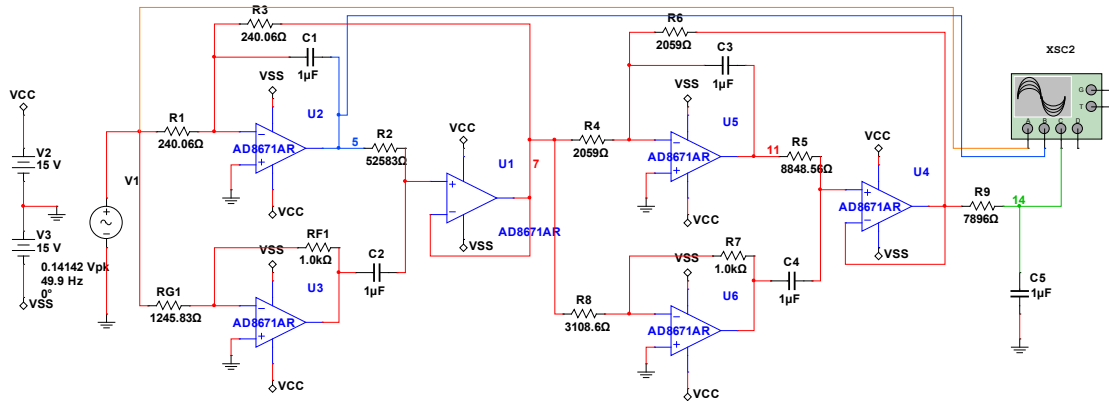


图 Section105-22 举例 9 电路

仿真的频率特性如图 Section105-23 所示。可见在 50Hz 处具有极高的抑制能力。

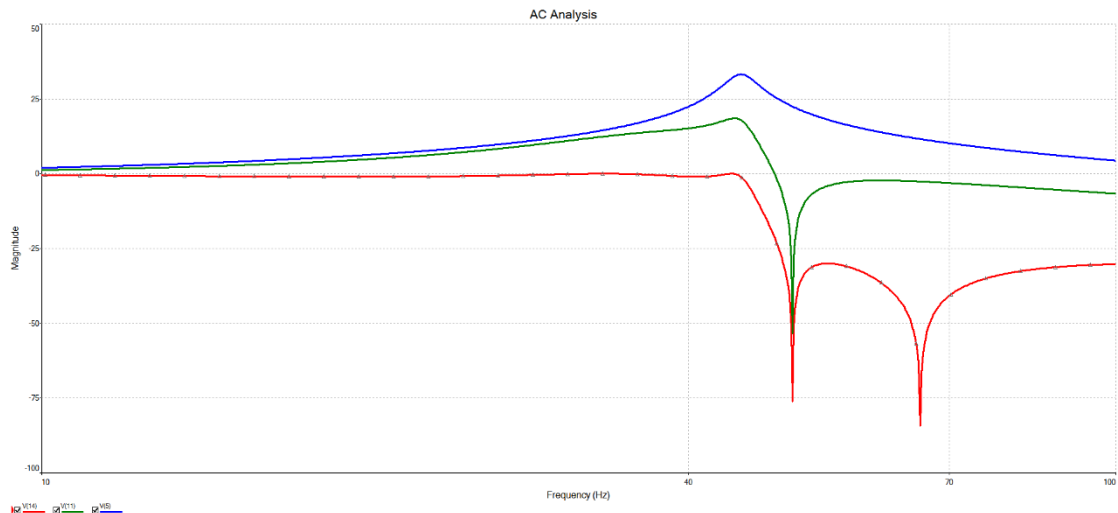


图 Section105-23 举例 9 电路仿真频率特性

从幅频特性可看出，蓝色的 V5 即电路中 U2 运放的输出端，在 45Hz 处具有 33.08dB 的增益，这就会产生所谓的中途受限现象，它直接限制了输入信号幅度不能过大。图 Section105-24 为 50Hz、峰值 0.75V 输入正弦波时的输出波形，可见其输出信号幅度只有大约  $60\mu\text{V}$ 。此时的增益约为 -81.9dB，说明此滤波器能够对 50Hz 实施有效的衰减，工作正

常。细心读者可能会发现，幅频特性显示此处增益约为-77dB，不是-81.9dB，其实这是因为仿真软件在绘制幅频特性图时，其频点变化是离散的，并不能保证能扫频到准确的 50Hz，未能显示最尖锐的 50Hz 谷值，属正常现象。

我们要重点强调的是下面的实验：理论上，此时将输入信号频率保持 50Hz 不变，幅度由 0.75V 变为 1.5V，那么按说其输出幅度应为 120 $\mu$ V（也变大 1 倍），但结果完全不是这样。图 Section105-25 给出了仿真波形，我们发现输出幅度大约为 74mV，陷波效果很差。这是为什么呢？原因就在于中途受限。此时，我们用示波器观察 V5 波形，发现如图 Section105-26 所示。V5 已经不再是正弦波，而是削顶的波形。这导致理论上的所有运算关系此时都失效了，因为 V5 被电源电压限制了。

重新观察幅频特性，在 50Hz 处，V5 具有大约 20dB 的增益，即 15V 输入会产生 15V 输出，而供电电压只有 15V，输出必然被削顶。

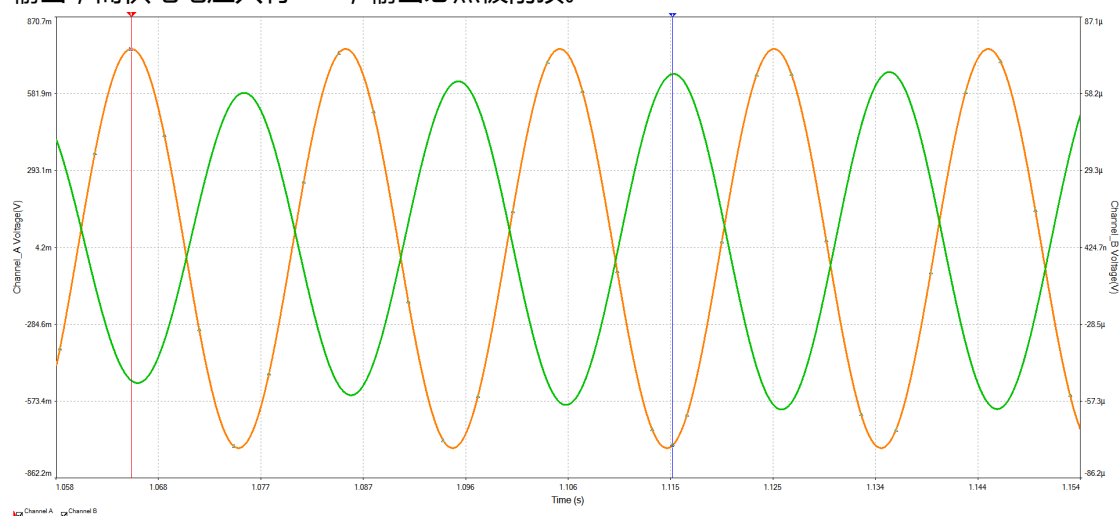


图 Section105-24 举例 9 电路输入输出波形，50Hz，0.75V<sub>p</sub>

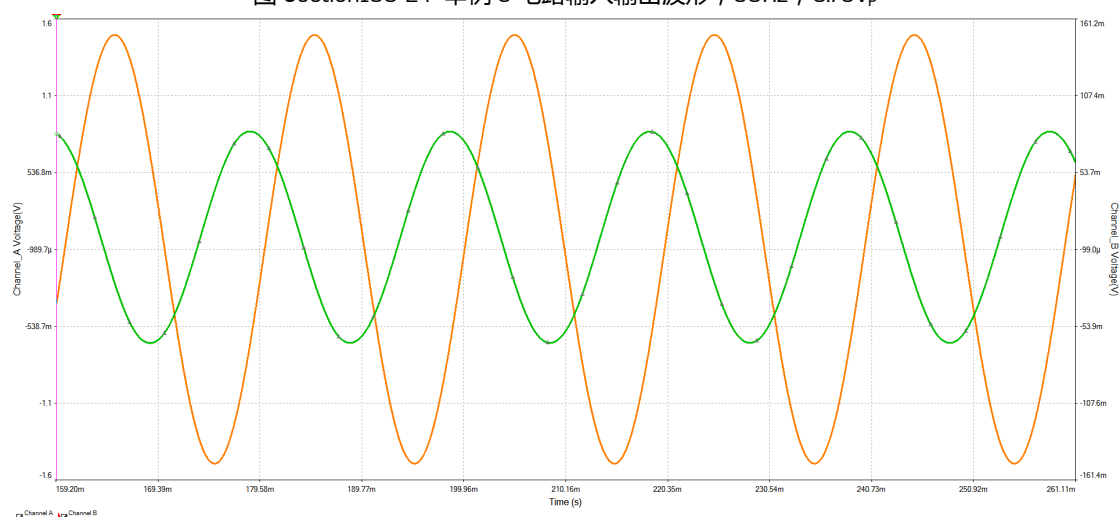


图 Section105-25 举例 9 电路输入输出波形，50Hz，1.5V<sub>p</sub>

因此，针对这个电路，输入信号幅度绝不能过大。要保证所有信号都能满足椭圆滤波器的效果，输入信号必须足够小，以保证 V5 处的输出幅度，不会超过运放所能达到的最大幅度。对 15V 供电的 AD8671 来说，数据手册显示其最大输出幅度约为 13.2V，因此对 45Hz 信号，其输入信号幅度必须小于  $13.2V/45.08(33.08dB)=0.2928V$ 。



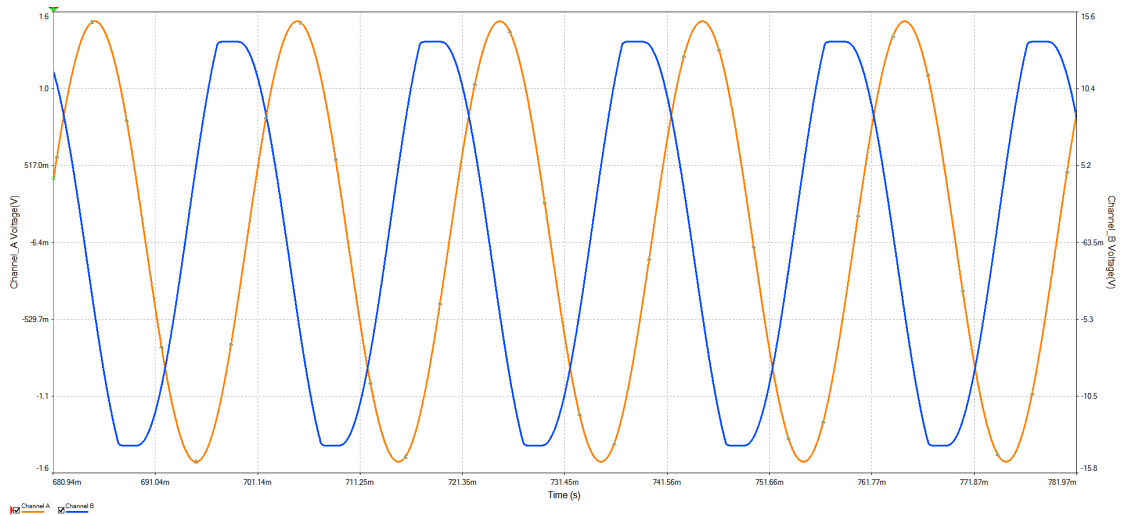


图 Section105-26 举例 9 电路输入和 V5 波形，50Hz，1.5V<sub>p</sub>

以上的 5 阶椭圆滤波器可以分为三级，第一级传函为 A、第二级传函为 B，均为二阶函数，最后一级为 C，为一阶函数。举例 9 电路的串联次序为 A、B、C。我们知道，5 阶椭圆滤波器的传函为 ABC 的乘积，由于各级之间的输出阻抗都很小，因此它们满足乘法交换律：即调换其次序，不会影响总体传函。将串联次序调整为 BAC，得图 Section105-27 电路，其仿真频率特性如图 Section105-28 所示。它会在中途受限现象中表现更好一些吗？

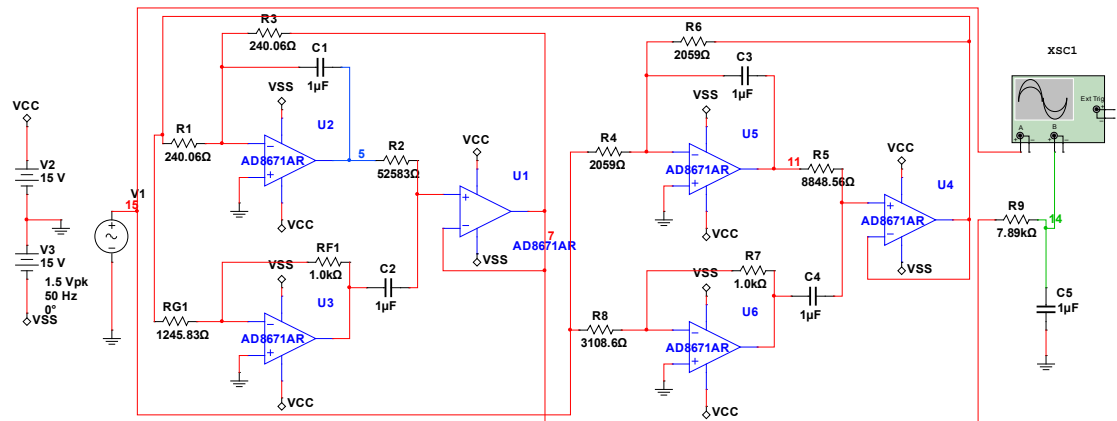


图 Section105-27 举例 9A 电路

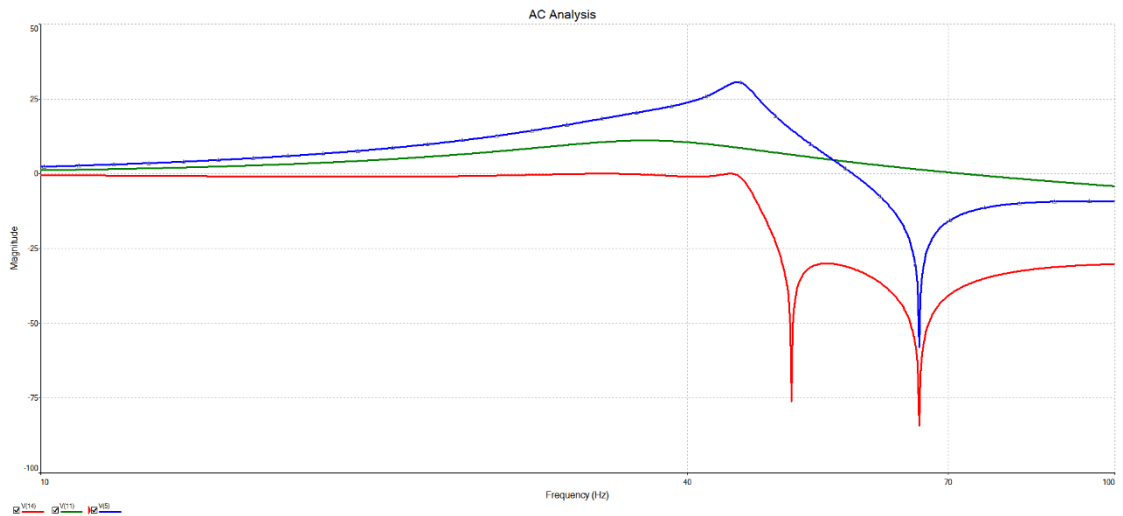


图 Section105-28 举例 9A 电路的仿真频率特性

结果表明，第一，总输出的频率特性没有改变，这印证了乘法交换律的正确性。第二，中途受限最为严重的 V5，其峰值增益发生在 44.47Hz，为 30.62dB，比举例 9 电路的 33.08dB 小；在 50Hz 处 V5 增益为 14.57dB，也比举例 9 电路的 20dB 小。这似乎对改善中途受限现象有所帮助。

为了验证此事，我们将 50Hz，1.5V<sub>p</sub> 正弦波作为输入，看举例 9A 电路的输出表现，如图 Section105-29 所示。我们发现，绿色的输出波形幅度大约为 120μV，增益大约为-81.9dB，与举例 9 电路输入小信号时完全相同。这说明，适当调整串联次序，会对减小中途受限现象有所帮助，但帮助程度是有限的。

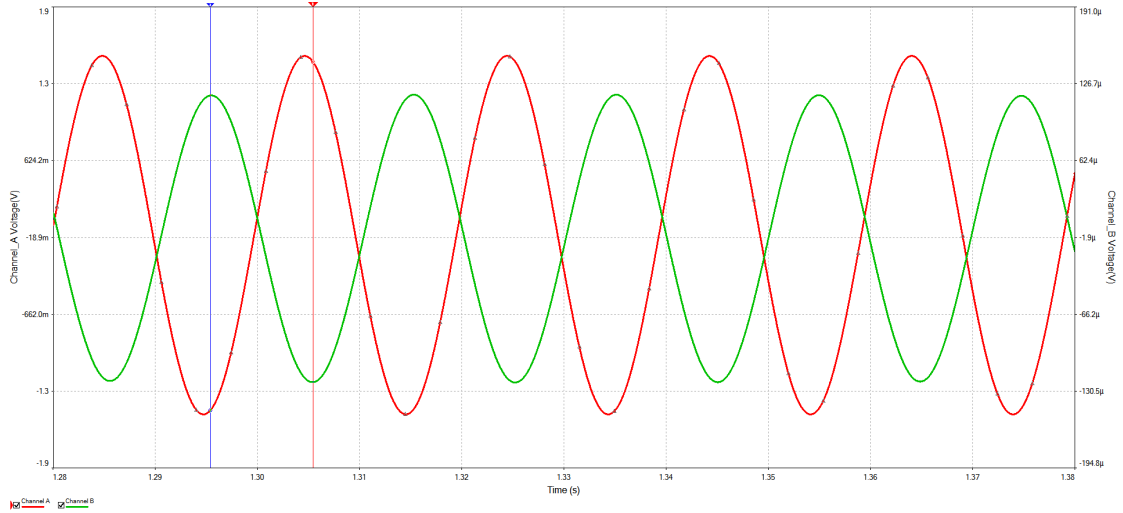


图 Section105-29 举例 9A 电路的输入和输出波形，50Hz，1.5V<sub>p</sub>

## Section106.椭圆滤波器——无源

在高频领域，一般采用无源电感、电容实现椭圆滤波器。

在 DDS（直接数字合成技术——用于正弦波产生）应用中，其主振频率一般为几十 MHz 到几百 MHz，而输出正弦波频率的最大值可以高达主振频率的 1/4 到 1/2，即输出信号最大频率可能与主振频率非常接近，这样的话，滤除主振频率，保留正弦输出的任务，就只能由过渡带比非常小，接近 1 的椭圆滤波器完成。

此频段，运放的高频性能已经下降，由它组成的有源椭圆滤波器，就显得捉襟见肘了。

### 无源椭圆滤波器 T 型单元

无源的椭圆滤波器，结构种类很少，只有“T 型单元组成”，以及“ $\pi$  型单元组成”两大类。其中，T 型单元如图 Section106-1 的 8 个子图所示。以图 Section106-1a 为例，图中，电阻  $R_{out}$  为前级的输出电阻，而  $R_{load}$  为滤波器的负载。不考虑这两个电阻，三个电感和一个电容，形成了一种 T 型结构。

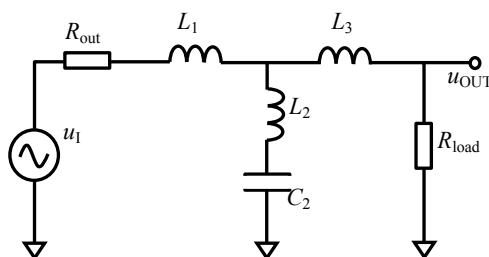


图 Section106-1a 无源 T 型 3 阶

奇数阶从 3 阶开始，每增加 2 阶，实际是在电路中多串联一级，由两个电感和一个电容组成。以 3 阶变 5 阶为例，将  $L_3$  左侧断开，串入  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_2$  组成的“7”型结构。

所有电感电容的下标，均以其横向位置为准。如图 Section106-1b 所示横线以上的阿拉伯数字。所幸的是，两个电感（或者电容）绝不可能在相同位置出现。

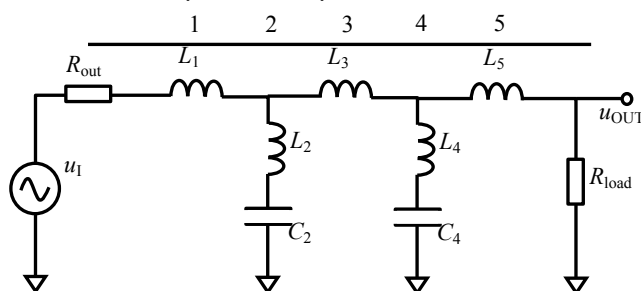


图 Section106-1b 无源 T 型 5 阶

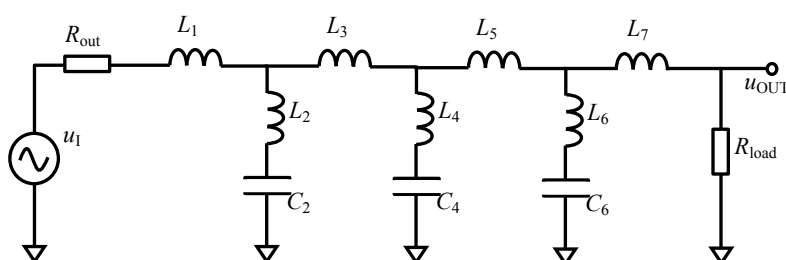


图 Section106-1c 无源 T 型 7 阶

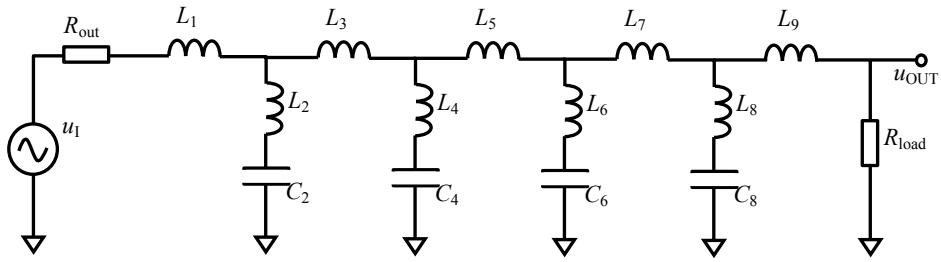


图 Section106-1d 无源 T 型 9 阶

4 阶 T 型结构，是在 3 阶基础上，多并联一个  $C_4$  形成。

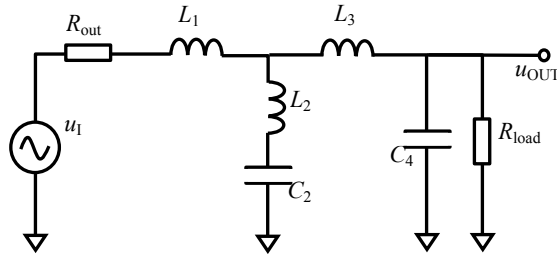


图 Section106-1e 无源 T 型 4 阶

6 阶、8 阶和 10 阶，则是在 4 阶基础上，利用 3 阶变 5 阶的方法形成。

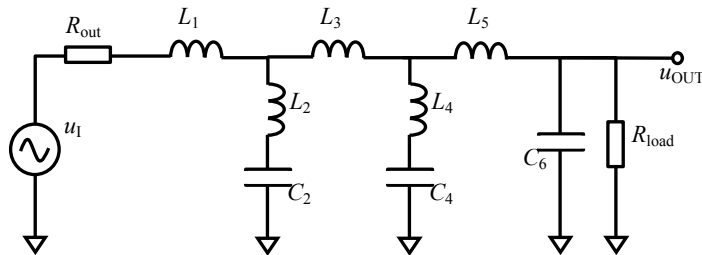


图 Section106-1f 无源 T 型 6 阶

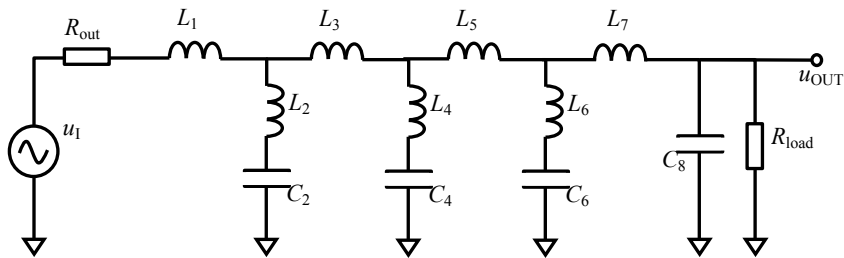


图 Section106-1g 无源 T 型 8 阶

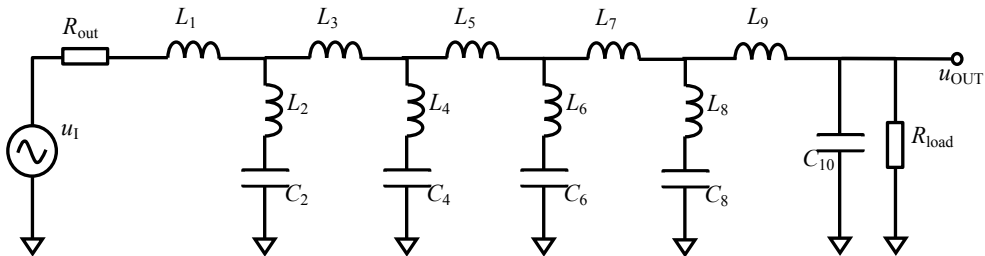


图 Section106-1h 无源 T 型 10 阶

### 无源椭圆滤波器 $\pi$ 型单元

T 型单元电路中，电感多，电容少。 $\pi$  型单元与此刚好相反，其电路如图 Section106-2，由 8 个子图组成，分别从 3 阶到 10 阶。

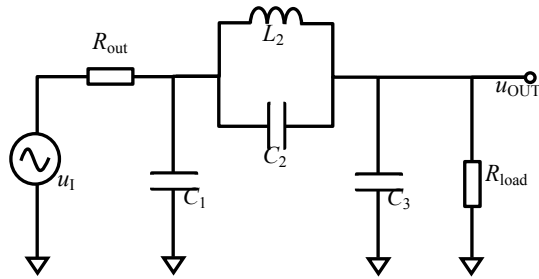


图 Section106-2a 无源  $\pi$  型 3 阶

从 3 阶到 5 阶，是在中间增加一级半边  $\pi$  型，如图 b 中的  $C_3$ 、 $C_4$ 、 $L_4$ ，依此类推到 9 阶甚至更高。

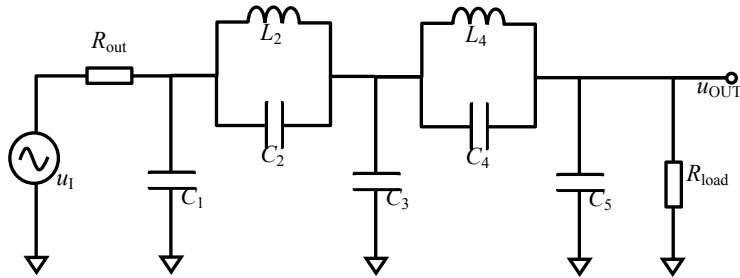


图 Section106-2b 无源  $\pi$  型 5 阶

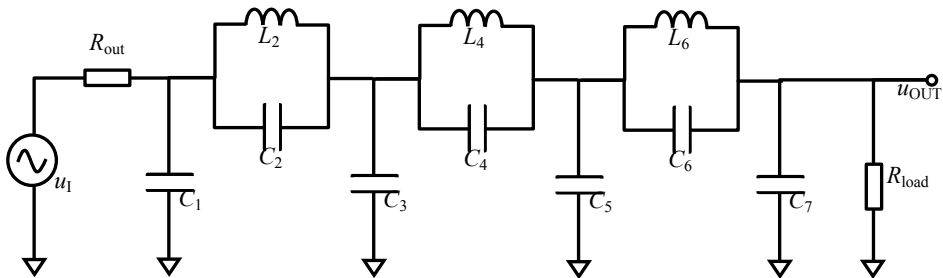


图 Section106-2c 无源  $\pi$  型 7 阶

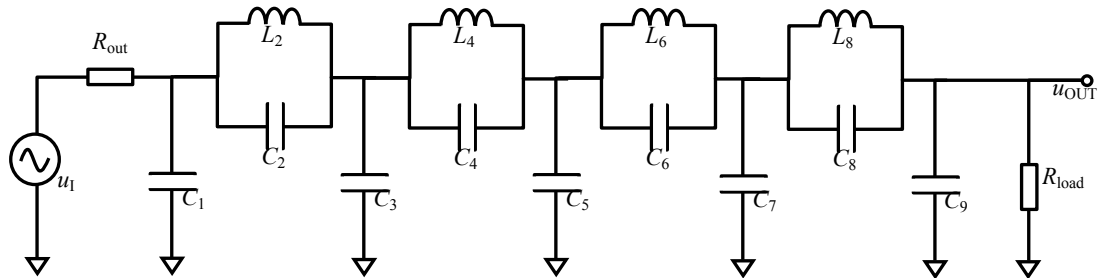


图 Section106-2d 无源  $\pi$  型 9 阶

4阶是在3阶基础上，多串联一个电感  $L_4$ 。

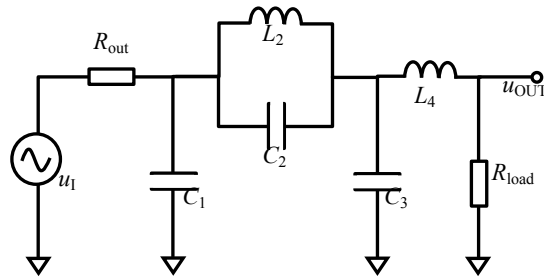


图 Section106-2e 无源  $\pi$  型 4 阶

而 6 阶，则由 4 阶增加一级半边  $\pi$  型形成。依此类推到 8 阶和 10 阶甚至更高阶。

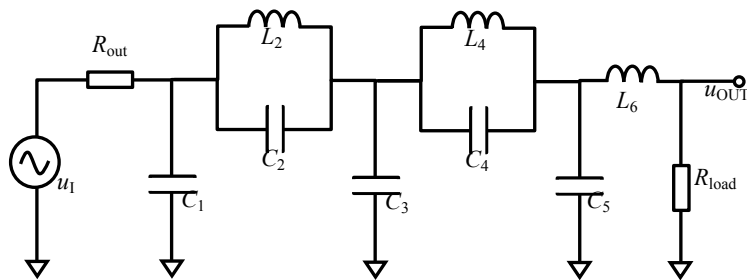


图 Section106-2f 无源  $\pi$  型 6 阶

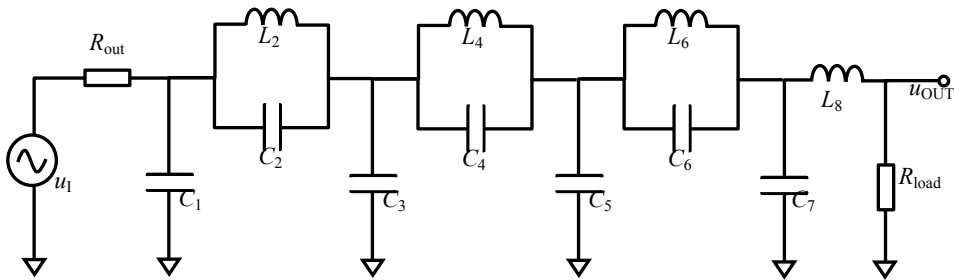


图 Section106-2g 无源  $\pi$  型 8 阶

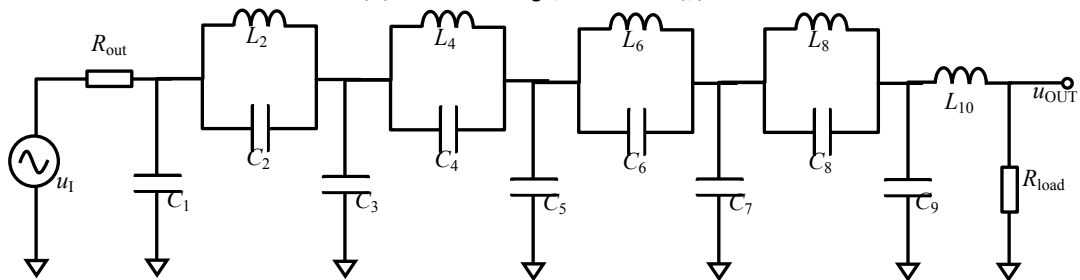


图 Section106-2h 无源  $\pi$  型 10 阶

## 无源椭圆滤波器的归一化系数

本节数据摘自电子工业出版社 1986 年 2 月出版的，美国 Arthur.B.Williams 著，喻春轩等译的《电子滤波器设计手册》。

所谓的归一化，是指设计目标以通带角频率  $\omega_p=1$ ，通带增益  $A_{p0}=1$  为准。在此情况下，除以前介绍过的关键参数外，椭圆滤波器还有如下关键参数：

1)  $\theta$  角。定义为：

$$\theta = \sin^{-1} \frac{1}{\omega_s}$$

仅当  $\omega_s=1$  时， $\theta=90^\circ$ ，此时具有极强的陡峭下降，但阻带增益会很大。而当  $\theta$  接近 0 度，也就是  $\omega_s$  特别大时，增益下降会很缓慢，但阻带增益有极大的衰竭。

3) 反射系数  $\rho$  和通带纹波  $R_{dB}$

反射系数  $\rho$  反映了通带内纹波的大小，反射系数越大，则纹波越大。

$$R_{dB} = -10 \log_{10}(1 - \rho^2)$$

本节内容，遵循《电子滤波器设计手册》规定，以表格形式呈现。表格名，以 Cxx AB 给出，其中 C 代表 Cauer，为纪念德国科学家 Cauer，他对椭圆滤波器的贡献是有目共睹的；xx 代表阶数，03 代表 3 阶，11 代表 11 阶；AB 代表  $\rho$ ，本书给出了常见的 05 和 20 两种，分别代表  $\rho=5\%$ ， $R_{dB}=0.01087\text{dB}$ ， $\rho=20\%$ ， $R_{dB}=0.1773\text{dB}$ 。

每个系数表中，都给出了电容、电感的归一化值，这是我们查表的目的。

注意，由于我们具有两种类型的无源滤波器，而这两者是对偶的，因此我们将其放在一个表格内，统一用  $Z_i$  表示  $C_i$  或者  $L_i$ ，比如表中为 0.1356，则它可以是 0.1356H 的电感，也可以是 0.1356F 的电容，至于到底是电感还是电容，则取决于电路结构到底是 T 型还是  $\pi$  型。

我们注意到，在全部无源滤波器中，第一位置、第三位置等奇数位置，仅有一个元件，而在第二位置、第四位置等偶数位置，一定有 2 个元件。要做到用  $Z$  表示电容或者电感，必须能够区分偶数位置的两个元件。

在 T 型结构中，电感多，电容少，在  $\pi$  型结构中，电容多，电感少，我们用下标  $Z_{is}$  表示少用的元件，这样，在 T 型结构中， $Z_4$  则表示  $L_4$ ，而  $Z_{4s}$  则表示  $C_4$ 。

表 Section106-1 C03 05

C03 05			负载电阻=1Ω				负载开路 (π) 或者短路 (T型)			
θ	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$
1	57.2987	103.56	0.6395	0.0002	0.9786	0.6395	0.3196	0.0003	0.7733	0.8092
2	28.6537	85.50	0.6390	0.0009	0.9776	0.6390	0.3188	0.0012	0.7721	0.8090
3	19.1073	74.93	0.6381	0.0021	0.9761	0.6381	0.3175	0.0027	0.7702	0.8087
4	14.3356	67.43	0.6370	0.0037	0.9739	0.6370	0.3156	0.0048	0.7675	0.8083
5	11.4737	61.61	0.6354	0.0059	0.9711	0.6354	0.3132	0.0075	0.7639	0.8077
6	9.5668	56.85	0.6336	0.0085	0.9676	0.6336	0.3103	0.0180	0.7596	0.8075
7	8.2055	52.82	0.6314	0.0116	0.9636	0.6314	0.3069	0.1448	0.7546	0.8063
8	7.1853	49.33	0.6289	0.0152	0.9589	0.6289	0.3029	0.0195	0.7487	0.8055
9	6.3925	46.25	0.6261	0.0193	0.9536	0.6261	0.2983	0.0248	0.7421	0.8045
10	5.7588	43.49	0.6229	0.0240	0.9477	0.6229	0.2932	0.0309	0.7346	0.8035
11	5.2408	41.00	0.6194	0.0291	0.9411	0.6194	0.2875	0.0378	0.7204	0.8024
12	4.8097	38.71	0.6155	0.0349	0.9339	0.6155	0.2813	0.0454	0.7175	0.8012
13	4.4454	36.61	0.6113	0.0412	0.9261	0.6113	0.2744	0.0540	0.7077	0.8000
14	4.1336	34.66	0.6068	0.0482	0.9177	0.6068	0.2670	0.0634	0.6972	0.7987
15	3.8637	32.85	0.6020	0.0558	0.9087	0.6020	0.2589	0.0739	0.6860	0.7974
16	3.6280	31.14	0.5968	0.0640	0.8991	0.5968	0.2502	0.0854	0.6739	0.7961
17	3.4203	29.54	0.5913	0.0729	0.8888	0.5913	0.2408	0.0980	0.6612	0.7949
18	3.2361	28.03	0.5855	0.0826	0.8780	0.5855	0.2308	0.1120	0.6477	0.7936
19	3.0716	26.60	0.5793	0.0930	0.8665	0.5793	0.2201	0.1272	0.6334	0.7925
20	2.9238	25.24	0.5728	0.1043	0.8545	0.5728	0.2087	0.1440	0.6185	0.7914
21	2.7904	23.95	0.5661	0.1164	0.8418	0.5661	0.1965	0.1625	0.6028	0.7905
22	2.6695	22.71	0.5590	0.1294	0.8286	0.5590	0.1836	0.1828	0.5865	0.7897
23	2.5593	21.53	0.5515	0.1434	0.8148	0.5515	0.1699	0.2052	0.5695	0.7891
24	2.4586	20.40	0.5438	0.1585	0.8004	0.5438	0.1553	0.2298	0.5519	0.7887
25	2.3662	19.31	0.5358	0.1747	0.7855	0.5358	0.1399	0.2571	0.5337	0.7887
26	2.2812	18.27	0.5275	0.1921	0.7700	0.5275	0.1236	0.2873	0.5149	0.7889
27	2.2027	17.26	0.5180	0.2108	0.7540	0.5180	0.1063	0.3208	0.4955	0.7896
28	2.1301	16.30	0.5100	0.2309	0.7375	0.5100	0.0800	0.3580	0.4757	0.7908
29	2.0627	15.37	0.5009	0.2526	0.7205	0.5009	0.0687	0.3997	0.4555	0.7924
30	2.0000	14.47	0.4915	0.2760	0.7031	0.4915	0.0483	0.4463	0.4348	0.7947
31	1.9416	13.61	0.4819	0.3012	0.6852	0.4819	0.0268	0.4936	0.4139	0.7977
32	1.8871	12.77	0.4720	0.3284	0.6669	0.4720	0.0040	0.5577	0.3927	0.8014
33	1.8361	11.97	0.4619	0.3578	0.6482	0.4619	-0.0201	0.6244	0.3714	0.8061
34	1.7883	11.20	0.4516	0.3896	0.6291	0.4516	-0.0456	0.7003	0.3500	0.8117
35	1.7434	10.46	0.4411	0.4241	0.6097	0.4411	-0.0725	0.7868	0.3286	0.8185



表 Section106-2 C03 20

C03 20			负载电阻=1Ω				负载开路 (π) 或者短路 (T型)			
θ	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$
1	57.2987	115.77	1.1893	0.0002	1.1540	1.1893	0.5946	0.0002	1.1713	1.1717
2	28.6537	97.70	1.1889	0.0008	1.1533	1.1889	0.5940	0.0008	1.1704	1.1715
3	19.1073	87.13	1.1881	0.0018	1.1522	1.1881	0.5932	0.0018	1.1690	1.1710
4	14.3356	79.63	1.1870	0.0032	1.1507	1.1870	0.5920	0.0031	1.1670	1.1704
5	11.4737	73.81	1.1856	0.0050	1.1488	1.1856	0.5904	0.0049	1.1645	1.1696
6	9.5668	69.05	1.1839	0.0072	1.1464	1.1839	0.5885	0.0071	1.1614	1.1686
7	8.2055	65.03	1.1819	0.0098	1.1436	1.1819	0.5862	0.0096	1.1577	1.1675
8	7.1853	61.54	1.1796	0.0128	1.1404	1.1796	0.5836	0.0126	1.1535	1.1662
9	6.3925	58.46	1.1770	0.0162	1.1367	1.1770	0.5807	0.0160	1.1487	1.1647
10	5.7588	55.70	1.1740	0.0200	1.1326	1.1740	0.5773	0.0199	1.1434	1.1630
11	5.2408	53.20	1.1703	0.0243	1.1231	1.1703	0.5737	0.0241	1.1374	1.1611
12	4.8097	50.92	1.1672	0.0290	1.1231	1.1672	0.5696	0.0288	1.1310	1.1591
13	4.4454	48.82	1.1634	0.0342	1.1177	1.1634	0.5653	0.0340	1.1239	1.1570
14	4.1336	46.87	1.1592	0.0398	1.1119	1.1592	0.5605	0.0396	1.1163	1.1546
15	3.8637	45.05	1.1547	0.0458	1.1057	1.1547	0.5554	0.0457	1.1082	1.1521
16	3.6280	43.35	1.1500	0.0524	1.0990	1.1500	0.5500	0.0523	1.0994	1.1495
17	3.4203	41.75	1.1449	0.0594	1.0919	1.1449	0.5441	0.0595	1.0902	1.1467
18	3.2361	40.23	1.1395	0.0669	1.0844	1.1395	0.5379	0.0671	1.0803	1.1437
19	3.0716	38.80	1.1338	0.0749	1.0764	1.1338	0.5314	0.0753	1.0700	1.1407
20	2.9238	37.44	1.1278	0.0834	1.0681	1.1278	0.5244	0.0841	1.0590	1.1374
21	2.7904	36.14	1.1215	0.0925	1.0593	1.1215	0.5171	0.0935	1.0475	1.1340
22	2.6695	34.90	1.1149	0.1021	1.0500	1.1149	0.5094	0.1035	1.0355	1.1305
23	2.5593	33.71	1.1080	0.1123	1.0404	1.1080	0.5013	0.1142	1.0229	1.1269
24	2.4586	32.57	1.1008	0.1231	1.0303	1.1008	0.4928	0.1256	1.0098	1.1232
25	2.3662	31.47	1.0933	0.1345	1.0199	1.0933	0.4839	0.1377	0.9961	1.1193
26	2.2812	30.41	1.0855	0.1466	1.0090	1.0855	0.4746	0.1506	0.9819	1.1153
27	2.2027	29.39	1.0773	0.1593	0.9976	1.0773	0.4649	0.1643	0.9672	1.1113
28	2.1301	28.41	1.0689	0.1728	0.9859	1.0689	0.4548	0.1789	0.9519	1.1071
29	2.0627	27.45	1.0602	0.1869	0.9738	1.0602	0.4443	0.1944	0.9362	1.1029
30	2.0000	26.53	1.0512	0.2019	0.9612	1.0512	0.4333	0.2110	0.9199	1.0985
31	1.9416	25.63	1.0420	0.2176	0.9483	1.0420	0.4219	0.2285	0.9030	1.0942
32	1.8871	24.76	1.0324	0.2343	0.9349	1.0324	0.4101	0.2473	0.8857	1.0897
33	1.8361	23.92	1.0225	0.2518	0.9212	1.0225	0.3978	0.2672	0.8629	1.0853
34	1.7883	23.09	1.0123	0.2702	0.9070	1.0123	0.3851	0.2885	0.8496	1.0808
35	1.7434	22.29	1.0019	0.2897	0.8925	1.0019	0.3719	0.3112	0.8308	1.0762
36	1.7013	21.51	0.9912	0.3103	0.8776	0.9912	0.3582	0.3355	0.8116	1.0717
37	1.6616	20.74	0.9802	0.3320	0.8623	0.9802	0.3441	0.3614	0.7919	1.0672
38	1.6243	20.00	0.9689	0.3549	0.8466	0.9689	0.3294	0.3892	0.7718	1.0627

续表 Section106-2 C03 20

C03 20			负载电阻=1 $\Omega$				负载开路 ( $\pi$ ) 或者短路 (T 型)			
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$
39	15890	19.27	0.9573	0.3791	0.8305	0.9573	0.3142	0.4191	0.7512	1.0583
40	15557	18.56	0.9455	0.4047	0.8141	0.9455	0.2985	0.4511	0.7303	1.0540
41	15243	17.86	0.9334	0.4318	0.7973	0.9334	0.2823	0.4856	0.7089	1.0497
42	14945	17.18	0.9210	0.4605	0.7801	0.9210	0.2655	0.5228	0.6872	1.0456
43	14663	16.52	0.9084	0.4909	0.7627	0.9084	0.2481	0.5629	0.6651	1.0416
44	14396	15.86	0.8955	0.5232	0.7448	0.8955	0.2301	0.6064	0.6427	1.0378
45	14142	15.22	0.8823	0.5576	0.7267	0.8823	0.2115	0.6535	0.6200	1.0341
46	13902	14.60	0.8689	0.5942	0.7082	0.8689	0.1923	0.7048	0.5971	1.0307
47	13673	13.98	0.8553	0.6331	0.6895	0.8553	0.1725	0.7607	0.5739	1.0276
48	13456	13.38	0.8415	0.6747	0.6705	0.8415	0.1519	0.8217	0.5505	1.0248
49	13250	12.79	0.8274	0.7192	0.6511	0.8274	0.1307	0.8886	0.5270	1.0223
50	13054	12.22	0.8131	0.7668	0.6316	0.8131	0.1087	0.9621	0.5034	1.0202
51	12868	11.65	0.7986	0.8179	0.6118	0.7986	0.0860	1.0431	0.4797	1.0185
52	12690	11.10	0.7839	0.8728	0.5918	0.7839	0.0625	1.1327	0.4560	1.0173
53	12521	10.56	0.7690	0.9319	0.5716	0.7690	0.0882	1.2320	0.4323	1.0166
54	12361	10.03	0.7539	0.9958	0.5512	0.7539	0.0130	1.3426	0.4088	1.0165
55	12208	9.51	0.7387	1.0648	0.5306	0.7387	-0.0131	1.4662	0.3854	1.0171
56	12062	9.01	0.7233	1.1397	0.5100	0.7233	-0.0401	1.6046	0.3622	1.0184
57	11924	8.51	0.7078	1.2210	0.4892	0.7078	-0.0681	1.7605	0.3393	1.0205
58	11792	8.03	0.6921	1.3097	0.4684	0.6921	-0.0971	1.9366	0.3168	1.0235
59	11666	7.57	0.6764	1.4065	0.4476	0.6764	-0.1272	2.1364	0.2947	1.0274
60	11547	7.11	0.6606	1.5127	0.4268	0.6606	-0.1584	2.3640	0.2731	1.0323

表 Section106-3 C04 05

C04 05			负载电阻=0.9048Ω					负载开路 (π) 或者短路 (T 型)				
θ	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_{4s}$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_{4s}$
C	$\infty$	$\infty$	0.7231	0.00000	1.207	1.334	0.6543	0.36157	0.00000	0.90444	1.16498	1.04995
6	10.350843	88.5	0.7174	0.00646	1.198	1.330	0.6549	0.35333	0.00867	0.89233	1.16304	1.05291
7	8.876727	83.1	0.7154	0.00881	1.194	1.329	0.6552	0.35034	0.01185	0.88795	1.16236	1.05398
8	7.771760	78.5	0.7130	0.01154	1.190	1.327	0.6555	0.34687	0.01556	0.88290	1.16158	1.05522
9	6.912894	74.4	0.7103	0.01464	1.186	1.325	0.6558	0.34293	0.01980	0.87717	1.16072	1.05662
10	6.226301	70.7	0.7073	0.01814	1.181	1.323	0.6561	0.33851	0.02460	0.87076	1.15976	1.05820
11	5.664999	67.3	0.7040	0.02202	1.176	1.321	0.6565	0.33360	0.02997	0.86368	1.15873	1.05993
12	5.197666	64.3	0.7003	0.02630	1.170	1.318	0.6569	0.32819	0.03594	0.85592	1.15763	1.06184
13	4.802620	61.5	0.6963	0.03100	1.163	1.316	0.6574	0.32227	0.04254	0.84748	1.15646	1.06391
14	4.464371	58.9	0.6920	0.03612	1.156	1.313	0.6579	0.31584	0.04980	0.83836	1.15523	1.06616
15	4.171563	56.5	0.6874	0.04166	1.148	1.310	0.6584	0.30888	0.05774	0.82856	1.15396	1.06857
16	3.915678	54.2	0.6824	0.04766	1.140	1.306	0.6590	0.30139	0.06642	0.81808	1.15265	1.07115
17	3.690200	52.1	0.6771	0.05411	1.132	1.303	0.6596	0.29334	0.07588	0.80692	1.15132	1.07390
18	3.490065	50.1	0.6715	0.06103	1.122	1.299	0.6603	0.28473	0.08616	0.79508	1.14998	1.07682
19	3.311272	48.1	0.6655	0.06845	1.113	1.295	0.6610	0.27554	0.09733	0.78256	1.14865	1.07991
20	3.150622	46.3	0.6592	0.07637	1.103	1.291	0.6617	0.26575	0.10945	0.76935	1.14734	1.08316
21	3.005526	44.6	0.6526	0.08482	1.092	1.286	0.6624	0.25534	0.12260	0.75547	1.14607	1.08658
22	2.873864	42.9	0.6456	0.09383	1.081	1.282	0.6632	0.24428	0.13685	0.74091	1.14486	1.09016
23	2.753885	41.3	0.6383	0.1034	1.069	1.277	0.6641	0.23257	0.15232	0.72568	1.14374	1.09391
24	2.644133	39.8	0.6306	0.1136	1.057	1.272	0.6649	0.22015	0.16911	0.70977	1.14274	1.09780
25	2.543380	38.4	0.6226	0.1244	1.044	1.267	0.6658	0.20702	0.18735	0.69320	1.14187	1.10185

续表 Section106-3 C04 05

C04 05			负载电阻=0.9048Ω					负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )				
θ	ω <sub>s</sub>	ΔA <sub>s</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4s</sub>
26	2.450592	37.0	0.6143	0.1359	1.030	1.262	0.6668	0.19313	0.20719	0.67596	1.14118	1.10605
27	2.364885	35.6	0.6055	0.1481	1.017	1.256	0.6677	0.17844	0.22880	0.65807	1.14071	1.11038
28	2.285502	34.3	0.5964	0.1611	1.002	1.250	0.6687	0.16291	0.25238	0.63954	1.14049	1.11485
29	2.211792	33.0	0.5870	0.1748	0.9872	1.244	0.6698	0.14651	0.27816	0.62037	1.14057	1.11943
30	2.143189	31.8	0.5772	0.1894	0.9717	1.238	0.6708	0.12916	0.30642	0.60057	1.14101	1.12412
31	2.079202	30.6	0.5670	0.2049	0.9558	1.232	0.6719	0.11082	0.33749	0.58017	1.14186	1.12890
32	2.019399	29.4	0.5564	0.2213	0.9393	1.226	0.6730	0.09142	0.37172	0.55919	1.14320	1.13375
33	1.963403	28.3	0.5455	0.2388	0.9223	1.219	0.6742	0.07088	0.40959	0.53763	1.14511	1.13865
34	1.910879	27.2	0.5341	0.2573	0.9048	1.212	0.6753	0.04911	0.45163	0.51554	1.14767	1.14358
35	1.861534	26.1	0.5224	0.2771	0.8868	1.205	0.6765	0.02602	0.49848	0.49294	1.15100	1.14850
36	1.815103	25.1	0.5103	0.2982	0.8683	1.198	0.6777	0.00149	0.55094	0.46988	1.15520	1.15338
37	1.771354	24.0	0.4978	0.3206	0.8492	1.191	0.6789	-0.02462	0.60995	0.44638	1.16042	1.15818
38	1.730076	23.0	0.4848	0.3446	0.8297	1.184	0.6801	-0.05244	0.67668	0.42250	1.16681	1.16286
39	1.691083	22.1	0.4715	0.3702	0.8098	1.177	0.6813	-0.08216	0.75258	0.39830	1.17457	1.16735
40	1.654204	21.1	0.4577	0.3976	0.7893	1.169	0.6825	-0.11399	0.83946	0.37385	1.18392	1.17160

表 Section106-4 C04 20

C04 20			负载电阻=0.6667Ω				负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )					
θ	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_{4s}$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_{4s}$
T	∞	∞	1.265	0.000000	1.291	1.936	0.8434	0.63253	0.00000	1.27782	1.54262	1.28323
6	10.350843	100.71	1.260	0.006628	1.284	1.932	0.8437	0.61292	0.02076	1.24651	1.53268	1.28756
7	8.876727	95.3	1.258	0.008216	1.281	1.930	0.8439	0.60918	0.02480	1.24056	1.53081	1.28838
8	7.771760	90.7	1.255	0.01074	1.278	1.928	0.8440	0.60500	0.02921	1.23409	1.52878	1.28928
9	6.912894	86.6	1.253	0.01362	1.275	1.926	0.8442	0.60068	0.03402	1.22710	1.52660	1.29025
10	6.226301	82.9	1.250	0.01685	1.271	1.924	0.8443	0.59592	0.03923	1.21959	1.52427	1.29129
11	5.664999	79.6	1.247	0.02043	1.267	1.921	0.8445	0.59082	0.04485	1.21158	1.52179	1.29240
12	5.197666	76.5	1.243	0.02436	1.263	1.918	0.8448	0.58539	0.05090	1.20302	1.51916	1.29359
13	4.802620	73.7	1.239	0.02866	1.258	1.915	0.8450	0.57960	0.05738	1.19395	1.51639	1.29485
14	4.464371	71.1	1.235	0.03333	1.253	1.912	0.8453	0.57347	0.06431	1.18437	1.51348	1.29619
15	4.171563	68.7	1.231	0.03837	1.247	1.908	0.8456	0.56698	0.07171	1.17427	1.51043	1.29760
16	3.915678	66.4	1.226	0.04380	1.241	1.904	0.8459	0.56014	0.07959	1.16365	1.50725	1.29908
17	3.690200	64.3	1.221	0.04961	1.234	1.900	0.8462	0.55294	0.08798	1.15251	1.50394	1.30064
18	3.490065	62.3	1.216	0.05581	1.227	1.895	0.8465	0.54537	0.09689	1.14085	1.50050	1.30227
19	3.311272	60.3	1.210	0.06242	1.220	1.891	0.8469	0.53744	0.10634	1.12867	1.49694	1.30397
20	3.150622	58.5	1.204	0.06944	1.213	1.886	0.8473	0.52913	0.11637	1.11597	1.49326	1.30575
21	3.005526	56.8	1.198	0.07689	1.205	1.881	0.8477	0.52044	0.12700	1.10276	1.48947	1.30760
22	2.873864	55.1	1.191	0.08476	1.196	1.875	0.8481	0.51136	0.13826	1.08902	1.48558	1.30952
23	2.753885	53.6	1.184	0.09309	1.187	1.870	0.8485	0.50190	0.15018	1.07477	1.48159	1.31151
24	2.644133	52.0	1.177	0.1019	1.178	1.864	0.8490	0.49203	0.16279	1.06001	1.47750	1.31358
25	2.543380	50.6	1.169	0.1111	1.169	1.858	0.8494	0.48176	0.17615	1.04472	1.47333	1.31571

续表 Section106-4 C04 20

C04 20			负载电阻=0.6667Ω					负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )				
θ	ω <sub>s</sub>	ΔA <sub>s</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4s</sub>
26	2.450592	49.2	1.161	0.1209	1.159	1.851	0.8499	0.47107	0.19030	1.02893	1.46908	1.31792
27	2.364885	47.8	1.153	0.1311	1.148	1.845	0.8505	0.45996	0.20527	1.01262	1.46476	1.32019
28	2.285502	46.5	1.145	0.1419	1.138	1.838	0.8510	0.44842	0.22114	0.99580	1.46039	1.32253
29	2.211792	45.2	1.136	0.1532	1.126	1.831	0.8516	0.43644	0.23796	0.97847	1.45596	1.32494
30	2.143189	44.0	1.127	0.1651	1.115	1.824	0.8521	0.42400	0.25580	0.96063	1.45150	1.32740
31	2.079202	42.8	1.117	0.1775	1.103	1.816	0.8527	0.41109	0.27473	0.94228	1.44701	1.32993
32	2.019399	41.6	1.108	0.1906	1.091	1.808	0.8533	0.39771	0.29484	0.92344	1.44251	1.33251
33	1.963403	40.5	1.097	0.2043	1.078	1.800	0.8540	0.38383	0.31623	0.90409	1.43901	1.33515
34	1.910879	39.4	1.087	0.2186	1.065	1.792	0.8546	0.36944	0.33899	0.88426	1.43352	1.33783
35	1.861534	38.3	1.076	0.2337	1.051	1.784	0.8553	0.35453	0.36326	0.86393	1.42908	1.34056
36	1.815103	37.2	1.065	0.2495	1.038	1.775	0.8560	0.33907	0.38916	0.84312	1.42468	1.34332
37	1.771354	36.2	1.054	0.2661	1.023	1.766	0.8567	0.32305	0.41686	0.82183	1.42036	1.34612
38	1.730076	35.2	1.042	0.2835	1.009	1.757	0.8574	0.30644	0.44652	0.80008	1.41614	1.34894
39	1.691083	34.2	1.030	0.3017	0.9936	1.748	0.8581	0.28921	0.47834	0.77786	1.41205	1.35177
40	1.654204	33.3	1.017	0.3208	0.9782	1.738	0.8589	0.27135	0.51256	0.75519	1.40810	1.35461

表 Section106-5 C05 05

C05 05			负载电阻=1Ω							负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )						
θ	$\omega_s$	$\Delta A_s$	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>
C	∞	∞	0.7664	0.0000	1.3100	1.5880	0.0000	1.3100	0.7664	0.3832	0.0000	0.9671	1.2835	0.0000	1.3983	1.2042
2	28.6537	167.86	0.7661	0.0003	1.3099	1.5877	0.0008	1.3091	0.7656	0.3828	0.0004	0.9666	1.2827	0.0008	1.3971	1.2038
3	19.1073	150.25	0.7658	0.0007	1.3095	1.5868	0.0018	1.3075	0.7646	0.3823	0.0010	0.9659	1.2818	0.0018	1.3955	1.2031
4	14.3356	137.74	0.7654	0.0012	1.3088	1.5855	0.0033	1.3054	0.7633	0.3816	0.0017	0.9649	1.2804	0.0032	1.3934	1.2023
5	11.4737	128.04	0.7048	0.0020	1.3080	1.5839	0.0052	1.3026	0.7615	0.3807	0.0027	0.9637	1.2787	0.0049	1.3907	1.2011
6	9.5668	120.11	0.7641	0.0029	1.3070	1.5820	0.0076	1.2993	0.7594	0.3796	0.0039	0.9621	1.2766	0.0071	1.3874	1.1997
7	8.2055	113.40	0.7632	0.0039	1.3058	1.5796	0.0103	1.2953	0.458	0.3783	0.0054	0.9603	1.2741	0.0097	1.3835	1.1981
8	7.1853	107.59	0.7623	0.0051	1.3044	1.5770	0.0135	1.2907	0.7540	0.3768	0.0070	0.9582	1.2713	0.0127	1.3789	1.1962
9	6.3925	102.45	0.7612	0.0065	1.3028	1.5739	0.0172	1.2855	0.7507	0.3750	0.0089	0.9558	1.2680	0.0161	1.3738	1.1941
10	5.7588	97.80	0.7606	0.0080	1.3011	1.5706	0.0213	1.2797	0.7470	0.3731	0.0110	0.9531	1.2644	0.0200	1.3681	1.1917
11	5.2408	93.69	0.7586	0.0098	1.2991	1.5669	0.0259	1.2733	0.7429	0.3710	0.0134	0.9502	1.2604	0.0242	1.3618	1.1891
12	4.8097	89.89	0.7572	0.0116	1.2970	1.5628	0.0309	1.2663	0.7384	0.3686	0.0160	0.9470	1.2561	0.0289	1.3548	1.1863
13	4.4454	86.39	0.7556	0.0137	1.2947	1.5584	0.0364	1.2586	0.7335	0.3660	0.0188	0.9435	1.2513	0.0341	1.3473	1.1831
14	4.1336	83.14	0.7538	0.0159	1.2922	1.5536	0.0424	1.2504	0.7283	0.3633	0.0219	0.9397	1.2462	0.0396	1.3392	1.1798
15	3.8637	80.11	0.7519	0.0183	1.2895	1.5485	0.0489	1.2416	0.7226	0.3603	0.0253	0.9356	1.2408	0.0457	1.3305	1.1762
16	3.6280	77.27	0.7499	0.0200	1.2865	1.5431	0.0559	1.2321	0.7165	0.3570	0.0289	0.9312	1.2349	0.0522	1.3212	1.1723
17	3.4203	74.60	0.7478	0.0236	1.2836	1.5374	0.0635	1.2221	0.7101	0.3536	0.0328	0.9265	1.2287	0.0592	1.3118	1.1682
18	3.2361	72.08	0.7455	0.0266	1.2803	1.5313	0.0716	1.2115	0.7082	0.3499	0.0370	0.9216	1.2222	0.0667	1.3009	1.1639
19	3.0716	69.69	0.7431	0.0297	1.2768	1.5249	0.0802	1.2002	0.6959	0.3460	0.0414	0.9163	1.2153	0.0747	1.3898	1.1593
20	2.9238	67.41	0.7406	0.0330	1.2732	1.5182	0.0895	1.1884	0.6883	0.3419	0.0462	0.9108	1.2080	0.0833	1.2782	1.1545
21	2.7904	65.25	0.7379	0.0365	1.2694	1.5112	0.0994	1.1760	0.6802	0.3375	0.0513	0.9050	1.2004	0.0923	1.2660	1.1495

续表 Section106-5 C05 05

C05 05			负载电阻=1Ω							负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )						
θ	ω <sub>s</sub>	ΔA <sub>s</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>
22	2.6695	63.18	0.7350	0.0402	1.2653	1.5038	0.1099	1.1630	0.6717	0.3329	0.0566	0.8988	1.1924	0.1020	1.2532	1.1442
23	2.5593	61.20	0.7321	0.0441	1.2611	1.4962	0.1210	1.1494	0.6628	0.3281	0.0623	0.8924	1.1841	0.1122	1.2399	1.1387
24	2.4586	59.29	0.7290	0.0482	1.2567	1.4882	0.1329	1.1353	0.6534	0.3230	0.0684	0.8857	1.1755	0.1231	1.2260	1.1329
25	2.3662	57.46	0.7257	0.0524	1.2520	1.4800	0.1454	1.1205	0.6437	0.3176	0.0748	0.8786	1.1666	0.1346	1.2115	1.1269
26	2.2812	55.70	0.7223	0.0569	1.2472	1.4715	0.1588	1.1052	0.6335	0.3120	0.0816	0.8713	1.1573	0.1467	1.1964	1.1207
27	2.2027	54.00	0.7187	0.0617	1.2421	1.4627	0.1729	1.0893	0.6229	0.3061	0.0888	0.8637	1.1477	0.1595	1.1809	1.1143
28	2.1301	52.35	0.7150	0.0666	1.2369	1.4537	0.1879	1.0729	0.6118	0.2999	0.0963	0.8557	1.1377	0.1731	1.1647	1.1076
29	2.0627	50.76	0.7112	0.0718	1.2314	1.4444	0.2038	1.0559	0.6003	0.2935	0.1043	0.8475	1.1275	0.1875	1.1480	1.1007
30	2.0000	49.22	0.7072	0.0772	1.2257	1.4348	0.2206	1.0383	0.5884	0.2867	0.1128	0.8389	1.1170	0.2026	1.1308	1.0936
31	1.9416	47.72	0.7030	0.0828	1.2198	1.4250	0.2384	1.0201	0.5760	0.2797	0.1217	0.8300	1.1061	0.2186	1.1130	1.0863
32	1.8871	46.27	0.6987	0.0887	1.2136	1.4150	0.2574	1.0015	0.5631	0.2723	0.1312	0.8208	1.0950	0.2355	1.0947	1.0788
33	1.8361	44.85	0.6942	0.0948	1.2073	1.4048	0.2774	0.9822	0.5498	0.2647	0.1411	0.8112	1.0836	0.2534	1.0758	1.0710
34	1.7883	43.47	0.6896	0.1012	1.2007	1.3943	0.2988	0.9625	0.5360	0.2567	0.1517	0.8013	1.0719	0.2722	1.0565	1.0630
35	1.7434	42.13	0.6847	0.1078	1.1938	1.3837	0.3214	0.9422	0.5217	0.2484	0.1628	0.7911	1.0600	0.2922	1.0366	1.0549
36	1.7013	40.81	0.6798	0.1148	1.1867	1.3720	0.3455	0.9214	0.5070	0.2397	0.1746	0.7806	1.0478	0.3134	1.0162	1.0465
37	1.6616	39.53	0.6746	0.1220	1.1794	1.3619	0.3712	0.9001	0.4917	0.2306	0.1870	0.7697	1.0354	0.3357	0.9953	1.0379
38	1.6243	38.28	0.6693	0.1295	1.1717	1.3508	0.3985	0.8782	0.4759	0.2212	0.2002	0.7585	1.0227	0.3595	0.9738	1.0291
39	1.5890	37.05	0.6637	0.1374	1.1638	1.3396	0.4278	0.8559	0.4595	0.2114	0.2142	0.7469	1.0098	0.3847	0.9519	1.0202
40	1.5557	35.85	0.6580	0.1456	1.1556	1.3282	0.4590	0.8331	0.4426	0.2012	0.2290	0.7350	0.9967	0.4115	0.9295	1.0111
41	1.5243	34.67	0.6521	0.1541	1.1472	1.3168	0.4924	0.8099	0.4252	0.1905	0.2447	0.7227	0.9834	0.4399	0.9067	1.0017
42	1.4945	33.52	0.6460	0.1630	1.1384	1.3053	0.5283	0.7362	0.4072	0.1794	0.2614	0.7100	0.9699	0.4703	0.8833	0.9923



续表 Section106-5 C05 05

C05 05			负载电阻=1Ω							负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )						
θ	ω <sub>s</sub>	ΔA <sub>s</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>
43	1.4663	32.38	0.6397	0.1722	1.1292	1.2937	0.5669	0.7620	0.3885	0.1678	0.2791	0.6970	0.9563	0.5027	0.8595	0.9826
44	1.4396	31.27	0.6332	0.1819	1.1198	1.2822	0.6085	0.7375	0.3693	0.1558	0.2981	0.6836	0.9425	0.5374	0.8353	0.9728
45	1.4142	30.17	0.6265	0.1920	1.1099	1.2706	0.6535	0.7125	0.3494	0.1432	0.3183	0.6697	0.9285	0.5745	0.8106	0.9629
46	1.3902	29.09	0.6195	0.2025	1.0997	1.2591	0.7022	0.6871	0.3288	0.1300	0.3398	0.6555	0.9145	0.6143	0.7855	0.9528
47	1.3673	28.03	0.6124	0.2135	1.0891	1.2478	0.7550	0.6614	0.3075	0.1163	0.3630	0.6409	0.9003	0.6572	0.7599	0.9426
48	1.3456	26.99	0.6050	0.2251	1.0780	1.2365	0.8126	0.6354	0.2855	0.1019	0.3878	0.6259	0.8861	0.7035	0.7430	0.9323
49	1.3250	25.95	0.5973	0.2372	1.0665	1.2254	0.8756	0.6090	0.2628	0.0869	0.4144	0.6104	0.8718	0.7536	0.7077	0.9219
50	1.3054	24.94	0.5894	0.2498	1.0545	1.2145	0.9446	0.5824	0.2392	0.0712	0.4432	0.5946	0.8575	0.8079	0.6810	0.9114
51	1.2868	23.93	0.5813	0.2632	1.0420	1.2089	1.0206	0.5556	0.2147	0.0548	0.4743	0.5783	0.8432	0.8671	0.6540	0.9008
52	1.2690	22.94	0.5729	0.2772	1.0289	1.1937	1.1047	0.5285	0.1894	0.0375	0.5080	0.5615	0.8290	0.9317	0.6267	0.8903
53	1.2521	21.96	0.5642	0.2920	1.0152	1.1838	1.1980	0.5013	0.1631	0.0194	0.5447	0.5443	0.8148	1.0027	0.5990	0.8797
54	1.2361	20.99	0.5552	0.3076	1.0008	1.1744	1.3020	0.4740	0.1357	0.0004	0.5847	0.5266	0.8007	1.0849	0.5711	0.8691
55	1.2208	20.04	0.5460	0.3242	0.9858	1.1656	1.4187	0.4467	0.1073	-0.0197	0.6285	0.5085	0.7868	1.1672	0.5430	0.8586
56	1.2062	19.09	0.5364	0.3417	0.9700	1.1575	1.5502	0.4194	0.0777	-0.0408	0.6768	0.4899	0.7731	1.2633	0.5147	0.8482
57	1.1924	18.15	0.5265	0.3605	0.9533	1.1501	1.6993	0.3921	0.0468	-0.0631	0.7301	0.4708	0.7597	1.3707	0.4862	0.8380
58	1.1792	17.23	0.5163	0.3805	0.9358	1.1437	1.8693	0.3651	0.0145	-0.0867	0.7893	0.4512	0.7465	1.4914	0.4576	0.8280
59	1.1666	16.31	0.5057	0.4020	0.9174	1.1382	1.0645	0.3382	-0.0191	-0.1117	0.8554	0.4312	0.7338	1.6279	0.4290	0.8182
60	1.1547	16.40	0.4948	0.4251	0.8979	1.1340	1.2902	0.3117	-0.0545	-0.1382	0.9295	0.4107	0.7215	1.7833	0.4004	0.8087

表 Section106-6 C05 20

C05 20			负载电阻=1Ω							负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )						
θ	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$
C	∞	∞	1.302	0.000	1.346	2.129	0.000	1.346	1.302	0.6510	0.0000	1.3234	1.6362	0.0000	1.6265	1.4246
1	57.2987	210.17	1.30183	0.00008	1.34548	2.12835	0.00020	1.34523	1.30170	0.6509	0.0001	1.3233	1.6360	0.0002	1.6263	1.4244
2	28.6537	180.07	1.30163	0.00031	1.34523	2.12770	0.00082	1.34459	1.30112	0.6507	0.0003	1.3229	1.6355	0.0007	1.6254	1.4240
3	19.1073	162.45	1.30130	0.00071	1.34483	2.12660	0.00184	1.34339	1.30016	0.6503	0.0007	1.3223	1.6345	0.0015	1.6240	1.4233
4	14.3356	149.95	1.30084	0.00125	1.34426	2.12507	0.00328	1.34170	1.29881	0.6498	0.0013	1.3215	1.6332	0.0027	1.6220	1.4224
5	11.4737	40.25	1.30024	0.00196	1.34353	2.12311	0.00513	1.33955	1.29708	0.6491	0.0020	1.3205	1.6315	0.0042	1.6195	1.4211
6	9.5668	132.32	1.29951	0.00282	1.34264	2.12070	0.00740	1.33689	1.29496	0.6483	0.0029	1.3193	1.6294	0.0061	1.6164	1.4196
7	8.2055	125.61	1.29865	0.00384	1.34159	2.11786	0.01008	1.33376	1.29246	0.6473	0.0039	1.3178	1.6270	0.0083	1.6128	1.4178
8	7.1853	119.80	1.29676	0.00502	1.34037	2.11459	0.01318	1.33015	1.28957	0.6462	0.0051	1.3161	1.6241	0.0109	1.6085	1.4158
9	6.3925	114.66	1.29653	0.00637	1.33899	2.11088	0.01671	1.32607	1.28630	0.6450	0.0065	1.3141	1.6209	0.0138	1.6038	1.4135
10	5.7588	110.06	1.29527	0.00787	1.33744	2.10675	0.02067	1.32150	1.28264	0.6436	0.0080	1.3120	1.6174	0.0171	1.5984	1.4109
11	5.2408	105.90	1.29387	0.00953	1.33573	2.10217	0.02506	1.31646	1.27859	0.6420	0.0097	1.3096	1.6134	0.0207	1.5926	1.4080
12	4.8097	102.10	1.29234	0.01136	1.33386	2.09717	0.02989	1.61094	1.27417	0.6403	0.0116	1.3069	1.6091	0.0247	1.5861	1.4048
13	4.4454	98.59	1.29067	0.01335	1.33182	2.09172	0.03516	1.30495	1.26936	0.6384	0.0136	1.3041	1.6044	0.0291	1.5791	1.4014
14	4.1336	95.34	1.28887	0.01551	1.32961	2.08588	0.04089	1.29848	1.26416	0.6364	0.0159	1.3010	1.5998	0.0338	1.5716	1.3977
15	3.8637	92.32	1.28693	0.01783	1.32724	2.07959	0.04707	1.29154	1.25868	0.6343	0.0182	1.2976	1.5939	0.0389	1.5635	1.3938
16	3.6280	80.48	1.28485	0.02033	1.32470	2.07288	0.05371	1.28413	1.25261	0.6319	0.0208	1.2941	1.5881	0.0444	1.5548	1.3895
17	3.4203	86.81	1.28263	0.02300	1.32199	2.06574	0.06048	1.27625	1.24627	0.6295	0.0236	1.2903	1.5819	0.0502	1.5456	1.3850
18	3.2361	84.29	1.28027	0.02584	1.31911	2.05819	0.06844	1.26790	1.23953	0.6268	0.0265	1.2862	1.5754	0.0565	1.5359	1.3803
19	3.0716	81.89	1.27778	0.02885	1.31607	2.05021	0.07655	1.25909	1.23241	0.6240	0.0296	1.2820	1.5685	0.0632	1.5256	1.3753

续表 Section106-6 C05 20

C05 20			负载电阻=1Ω							负载开路 (π) 或者短路 (T型)						
θ	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$
20	2.9238	79.62	1.27514	0.03205	1.31285	2.04182	0.08515	1.24981	1.22491	0.6211	0.0329	1.2774	1.5612	0.0703	1.5148	1.3700
21	2.7904	77.46	1.27236	0.03542	1.30945	2.03301	0.09428	1.24007	1.21703	0.6180	0.0364	1.2727	1.5536	0.0778	1.5035	1.3644
22	2.6695	75.39	1.26043	0.03898	1.30589	2.02379	0.10393	1.22987	1.20876	0.6147	0.0402	1.2677	1.5456	0.0857	1.4916	1.3586
23	2.5593	73.40	1.26636	0.04272	1.30215	2.01416	0.11414	1.21921	1.20010	0.6112	0.0441	1.2624	1.5373	0.0941	1.4791	1.3525
24	2.4586	71.50	1.26314	0.04666	1.29825	2.00412	0.12490	1.20809	1.19107	0.6076	0.0482	1.2569	1.5286	0.1029	1.4662	1.3461
25	2.3662	69.67	1.25978	0.05079	1.29413	1.99368	0.13625	1.19652	1.18164	0.6038	0.0525	1.2512	1.5195	0.1122	1.4527	1.3395
26	2.2812	67.91	1.25262	0.05511	1.28985	1.98283	0.14819	1.18450	1.17183	0.5998	0.0571	1.2452	1.5101	0.1220	1.4387	1.3327
27	2.2027	66.21	1.25259	0.05963	1.28540	1.97159	0.16075	1.17203	1.16164	0.5957	0.0619	1.2389	1.5004	0.1323	1.4242	1.3256
28	2.1301	64.56	1.24877	0.06436	1.28075	1.95995	0.17396	1.15911	1.15106	0.5914	0.0669	1.2324	1.4903	0.1431	1.4092	1.3182
29	2.0627	62.97	1.22480	0.06930	1.27592	1.94792	0.18783	1.14576	1.14010	0.5869	0.0721	1.2256	1.4798	0.1544	1.3936	1.3015
30	2.0000	61.43	1.24067	0.07446	1.27091	1.93550	0.20239	1.13196	1.12874	0.5822	0.0777	1.2186	1.4690	0.1663	1.3776	1.3027
31	1.9416	59.93	1.23638	0.07988	1.26570	1.92270	0.21768	1.11772	1.11700	0.5773	0.0834	1.2413	1.4579	0.1788	1.3610	1.2945
32	1.8871	58.47	1.23192	0.08543	1.26030	1.90952	0.23371	1.10305	1.10487	0.5723	0.0894	1.2037	1.4464	0.1918	1.3439	1.2861
33	1.8361	57.06	1.22731	0.09126	1.25470	1.89595	0.25054	1.08795	1.09235	0.5670	0.0957	1.1959	1.4346	0.2055	1.3264	1.2775
34	1.7883	55.68	1.22252	0.09732	1.24890	1.88203	0.26819	1.07242	1.07944	0.5616	0.1023	1.1878	1.4225	0.2198	1.3083	1.2686
35	1.7434	54.33	1.21757	0.10363	1.24290	1.86773	0.28671	1.05648	1.06614	0.5559	0.1092	1.1794	1.4100	0.2348	1.2898	1.2595
36	1.7013	53.02	1.21244	0.11019	1.23669	1.85307	0.30614	1.01011	1.05244	0.5500	0.1164	1.1707	1.3972	0.2506	1.2707	1.2501
37	1.6616	51.74	1.20714	0.11701	1.23028	1.83806	0.32654	1.02332	1.03835	0.5439	0.1239	1.1618	1.3841	0.2671	1.2512	1.2405
38	1.6243	50.49	1.20166	0.12410	1.22364	1.82269	0.34795	1.00613	1.02386	0.5376	0.1318	1.1525	1.3707	0.2843	1.2313	1.2306
39	1.5890	49.26	1.19600	0.13146	1.21679	1.80698	0.37044	0.98853	1.00897	0.5341	0.1400	1.1429	1.3570	0.3024	1.2408	1.2205

续表 Section106-6 C05 20

C05 20			负载电阻=1Ω							负载开路 ( π ) 或者短路 ( T 型 )						
θ	ω <sub>s</sub>	ΔA <sub>s</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	Z <sub>2s</sub>	Z <sub>3</sub>	Z <sub>4</sub>	Z <sub>4s</sub>	Z <sub>5</sub>
40	1.5557	48.06	1.19015	0.13911	1.20971	1.79093	0.39408	0.97053	0.99368	0.5244	0.1485	1.1331	1.3429	0.3214	1.1899	1.2102
41	1.5243	46.88	1.18411	0.14706	1.20241	1.77455	0.41894	0.95213	0.97798	0.5174	0.1575	1.1229	1.3286	0.3413	1.1686	1.1994
42	1.4945	45.72	1.17787	0.15532	1.19486	1.75784	0.44510	0.93335	0.96187	0.5102	0.1668	1.1124	1.3139	0.3623	1.1467	1.1888
43	1.4663	44.59	1.17144	0.16389	1.18708	1.74081	0.47265	0.91417	0.94535	0.5027	0.1766	1.1016	1.2989	0.3843	1.1245	1.1778
44	1.4396	43.47	1.16480	0.17280	1.17904	1.72347	0.50170	0.89462	0.92841	0.4949	0.1868	1.0905	1.2837	0.4074	1.1018	1.1665
45	1.4142	42.38	1.15794	0.18206	1.17075	1.70583	0.53236	0.87470	0.91165	0.4869	0.1975	1.0790	1.2681	0.4317	1.0787	1.1551
46	1.3902	41.30	1.15088	0.19169	1.16219	1.68789	0.56476	0.85441	0.89326	0.4787	0.2078	1.0672	1.2523	0.4573	1.0551	1.1433
47	1.3673	40.23	1.14359	0.20169	1.15336	1.66967	0.59903	0.83376	0.87504	0.4701	0.2205	1.0550	1.2362	0.4844	1.0311	1.1314
48	1.3456	39.19	1.13607	0.21210	1.14425	1.65117	0.63534	0.81276	0.85638	0.4612	0.2328	1.0425	1.2498	0.5129	1.0068	1.1193
49	1.3250	38.15	1.12831	0.22293	1.13484	1.63241	0.67386	0.79141	0.83727	0.4520	0.2457	1.0296	1.2032	0.5481	0.9820	1.1069
50	1.3054	37.13	1.12031	0.23421	1.12513	1.61339	0.71418	0.76973	0.81771	0.4425	0.2598	1.0163	1.1863	0.5750	0.9568	1.0943
51	1.2868	36.12	1.11206	0.24596	1.11509	1.59413	0.75841	0.74773	0.79768	0.4327	0.2736	1.0026	1.1691	0.6089	0.9313	1.0815
52	1.2690	35.13	1.10354	0.25824	1.10473	1.57465	0.80492	0.72541	0.77717	0.4225	0.2885	0.9884	1.1517	0.6449	0.9053	1.0685
53	1.2521	34.14	1.09476	0.27099	1.09401	1.55464	0.85465	0.70278	0.75619	0.4120	0.3044	0.9739	1.1341	0.6833	0.8790	1.0553
54	1.2361	33.17	1.08569	0.28433	1.08293	1.53504	0.90794	0.67986	0.73470	0.4010	0.3211	0.9589	1.1162	0.7242	0.8524	1.0419
55	1.2208	32.20	1.07633	0.29828	1.07147	1.51496	0.96581	0.65667	0.71270	0.3897	0.3388	0.9435	1.0951	0.7679	0.8254	1.0283
56	1.2062	31.25	1.06666	0.31288	1.05960	1.49471	1.02684	0.63320	0.69016	0.3779	0.3574	0.9275	1.0798	0.8147	0.7981	1.0144
57	1.1924	30.30	1.05668	0.32817	1.04731	1.47431	1.09344	0.60949	0.66709	0.3657	0.3772	0.9111	1.0613	0.8550	0.7705	1.0004
58	1.1792	29.36	1.04636	0.34422	1.03456	1.45379	1.16561	0.58554	0.64344	0.3330	0.3983	0.8942	1.0426	0.9192	0.7425	0.9863
59	1.1666	28.42	1.03570	0.36109	1.02134	1.43317	1.24407	0.56138	0.61920	0.3398	0.4207	0.8767	1.0237	0.9777	0.7143	0.9719
60	1.1547	27.49	1.02467	0.37885	1.00760	1.41247	1.32969	0.53702	0.59435	0.3261	0.4446	0.8587	1.0046	1.0412	0.6858	0.9574

表 Section106-7 C06 20b

C06 20b			负载电阻=0.6667Ω							
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_{6s}$
T	$\infty$	$\infty$	1.322	0.0000	1.373	2.203	0.0000	1.469	2.059	0.8816
16	3.751039	112.5	1.299	0.0250	1.344	2.142	0.0468	1.412	2.017	0.8828
17	3.535748	109.3	1.296	0.0283	1.341	2.135	0.0530	1.405	2.012	0.8830
18	3.344698	106.3	1.293	0.0318	1.337	2.126	0.0596	1.397	2.006	0.8831
19	3.174064	103.4	1.290	0.0355	1.333	2.118	0.0666	1.389	2.000	0.8833
20	3.020785	100.7	1.286	0.0395	1.328	2.108	0.0740	1.380	1.993	0.8835
21	2.882384	98.1	1.283	0.0436	1.324	2.099	0.0818	1.371	1.987	0.8837
22	2.756834	95.6	1.279	0.0480	1.319	2.089	0.0901	1.362	1.979	0.8839
23	2.642462	93.3	1.275	0.0527	1.314	2.078	0.0989	1.352	1.972	0.8841
24	2.537873	91.0	1.270	0.0576	1.309	2.067	0.1081	1.341	1.964	0.8843
25	2.441895	88.8	1.266	0.0627	1.303	2.055	0.1177	1.331	1.956	0.8845
26	2.353536	86.7	1.261	0.0680	1.297	2.043	0.1279	1.320	1.948	0.8848
27	2.271953	84.6	1.256	0.0736	1.291	2.031	0.1385	1.308	1.939	0.8850
28	2.196422	82.6	1.251	0.0795	1.285	2.018	0.1497	1.296	1.93	0.8853
29	2.126320	80.7	1.246	0.0857	1.279	2.005	0.1613	1.284	1.921	0.8855
30	2.061105	78.9	1.240	0.0921	1.272	1.991	0.1735	1.271	1.911	0.8858
31	2.000308	77.1	1.235	0.0988	1.265	1.977	0.1863	1.257	1.901	0.8861
32	1.943517	75.3	1.229	0.1057	1.258	1.962	0.1996	1.244	1.891	0.8864
33	1.890370	73.6	1.223	0.1130	1.250	1.947	0.2136	1.230	1.881	0.8867
34	1.840548	72.0	1.216	0.1206	1.243	1.931	0.2281	1.215	1.870	0.8870
35	1.793769	70.4	1.210	0.1285	1.235	1.915	0.2433	1.200	1.859	0.8873
36	1.749781	68.8	1.203	0.1367	1.226	1.899	0.2592	1.185	1.847	0.8877
37	1.708362	67.3	1.196	0.1452	1.218	1.882	0.2758	1.169	1.835	0.8880
38	1.669312	65.8	1.189	0.1541	1.209	1.864	0.2931	1.153	1.823	0.8884
39	1.632449	64.3	1.181	0.1634	1.200	1.847	0.3112	1.137	1.811	0.8887
40	1.597615	62.8	1.174	0.1730	1.191	1.828	0.3301	1.120	1.798	0.8891
41	1.564662	61.4	1.166	0.1830	1.181	1.810	0.3498	1.103	1.785	0.8895
42	1.533460	60.0	1.158	0.1934	1.172	1.791	0.3704	1.085	1.771	0.8898
43	1.503888	58.7	1.149	0.2043	1.161	1.771	0.3920	1.067	1.753	0.8902
44	1.475840	57.3	1.141	0.2155	1.151	1.751	0.4145	1.049	1.744	0.8906
45	1.449216	56.0	1.132	0.2272	1.140	1.731	0.4381	1.030	1.729	0.8910
46	1.423927	54.7	1.123	0.2394	1.130	1.710	0.4628	1.011	1.715	0.8915
47	1.399891	53.4	1.113	0.2521	1.118	1.689	0.4888	0.9910	1.700	0.8919
48	1.377032	52.2	1.103	0.2653	1.107	1.668	0.5160	0.9711	1.684	0.8923
49	1.355282	50.9	1.093	0.2791	1.095	1.646	0.5446	0.9508	1.669	0.8928
50	1.334577	49.7	1.083	0.2935	1.083	1.623	0.5747	0.9802	1.653	0.8932
51	1.314859	48.5	1.073	0.3084	1.070	1.600	0.6063	0.9092	1.637	0.8937

续表 Section106-7 C06 20b

C06 20b			负载电阻=0.6667 $\Omega$							
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_{6s}$
52	1.296076	47.3	1.062	0.3241	1.057	1.577	0.6397	0.8878	1.620	0.8942
53	1.278176	46.1	1.050	0.3404	1.044	1.554	0.6749	0.8661	1.603	0.8946
54	1.261116	45.0	1.039	0.3574	1.031	1.530	0.7122	0.8440	1.586	0.8951
55	1.244853	43.8	1.027	0.3752	1.017	1.506	0.7157	0.8216	1.568	0.8956
56	1.229348	42.7	1.015	0.3939	1.003	1.481	0.7936	0.7989	1.551	0.8961
57	1.214564	41.5	1.002	0.4135	0.9881	1.456	0.8382	0.7758	1.532	0.8966
58	1.200469	40.4	0.9894	0.4340	0.9732	1.431	0.8857	0.7523	1.514	0.8971
59	1.187032	39.3	0.9760	0.4556	0.9578	1.405	0.9335	0.7286	1.495	0.8976
60	1.174224	38.1	0.9623	0.4783	0.9420	1.379	0.9900	0.7045	1.476	0.8981
61	1.162017	37.0	0.9481	0.5022	0.9258	1.353	1.049	0.6801	1.456	0.8987
62	1.150388	35.9	0.9335	0.5274	0.9091	1.326	1.112	0.6554	1.436	0.8992
63	1.139313	34.8	0.9184	0.5541	0.8920	1.299	1.181	0.6304	1.416	0.8976
64	1.128771	33.7	0.9028	0.5824	0.8743	1.272	1.255	0.6051	1.395	0.9002
65	1.118742	32.6	0.8867	0.6125	0.8562	1.244	1.335	0.5795	1.374	0.9008
66	1.109208	31.5	0.8700	0.6445	0.8374	1.216	1.424	0.5536	1.352	0.9013
67	1.100151	30.4	0.8528	0.6787	0.8182	1.188	1.521	0.5274	1.330	0.9018
68	1.091555	29.3	0.8349	0.7153	0.7982	1.160	1.629	0.5010	1.308	0.9023
69	1.083407	28.2	0.8163	0.7547	0.7777	1.131	1.748	0.4744	1.285	0.9028
70	1.075391	27.1	0.7970	0.7972	0.7564	1.102	1.883	0.4475	1.261	0.9032
71	1.068397	26.0	0.7769	0.8433	0.7344	1.073	2.034	0.4304	1.237	0.9037
72	1.061511	24.9	0.7560	0.8936	0.7110	1.044	2.206	0.3931	1.213	0.9040
73	1.055024	23.7	0.7341	0.9487	0.6878	1.015	2.405	0.3657	1.188	0.9044
74	1.048925	22.6	0.7112	1.010	0.6631	0.9860	2.634	0.3381	1.162	0.9047
75	1.043207	21.5	0.6872	1.077	0.6374	0.9568	2.935	0.3105	1.135	0.9049
76	1.037860	20.3	0.6620	1.153	0.6104	0.9278	3.226	0.2828	1.107	0.9050
77	1.032878	19.1	0.6353	1.239	0.5822	0.8991	3.615	0.2552	1.079	0.9049
78	1.028255	17.9	0.6071	1.338	0.5525	0.8706	4.093	0.2277	1.050	0.9047
79	1.023985	16.6	0.5770	1.453	0.5211	0.8427	4.695	0.2008	1.019	0.9042
80	1.020064	15.4	0.5450	1.590	0.4879	0.8156	5.471	0.1736	0.9868	0.9033
81	1.016487	14.1	0.5105	1.755	0.4526	0.7895	6.502	0.1473	0.9529	0.9020
82	1.013253	12.7	0.4732	1.960	0.4149	0.7650	7.925	0.1218	0.9170	0.9001
83	1.010360	11.4	0.4325	2.223	0.3745	0.7426	9.982	0.0974	0.8784	0.8972
84	1.007808	9.9	0.3876	2.576	0.3309	0.7234	13.14	0.0744	0.8365	0.8930
85	1.005599	8.5	0.3377	3.075	0.2838	0.7089	18.40	0.0535	0.7898	0.8870

表 Section106-8 C06 20c

C06 20c			负载电阻=1Ω							
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_{6s}$
T	$\infty$	$\infty$	1.159	0.0000	1.529	1.838	0.0000	1.838	1.529	1.159
16	3.878298	112.5	1.138	0.0209	1.500	1.790	0.0350	1.796	1.500	1.158
17	3.655090	109.3	1.135	0.0237	1.496	1.784	0.0396	1.761	1.496	1.158
18	3.456975	106.3	1.132	0.0266	1.492	1.777	0.0445	1.751	1.492	1.158
19	3.279996	103.4	1.129	0.0297	1.488	1.770	0.0497	1.742	1.488	1.158
20	3.120982	100.7	1.125	0.0330	1.483	1.763	0.0552	1.731	1.483	1.158
21	2.977369	98.1	1.122	0.0365	1.478	1.756	0.0611	1.720	1.479	1.158
22	2.847060	95.6	1.118	0.0401	1.473	1.748	0.0673	1.709	1.474	1.157
23	2.728322	93.3	1.114	0.0440	1.468	1.739	0.0738	1.797	1.469	1.157
24	2.619709	91.0	1.110	0.0480	1.463	1.731	0.0807	1.685	1.464	1.157
25	2.520009	88.8	1.106	0.0523	1.457	1.722	0.0879	1.672	1.458	1.157
26	2.428196	86.7	1.102	0.0568	1.451	1.712	0.0955	1.658	1.452	1.157
27	2.343395	84.6	1.097	0.0614	1.445	1.702	0.1035	1.644	1.446	1.156
28	2.264858	82.6	1.092	0.0663	1.439	1.692	0.1118	1.630	1.440	1.156
29	2.191939	80.7	1.087	0.0714	1.432	1.682	0.1205	1.615	1.433	1.156
30	2.124078	78.9	1.082	0.0767	1.425	1.671	0.1297	1.599	1.427	1.156
31	2.060787	77.1	1.077	0.0822	1.418	1.660	0.1392	1.583	1.420	1.155
32	2.001642	75.3	1.071	0.0880	1.410	1.648	0.1492	1.567	1.413	1.155
33	1.946266	73.6	1.065	0.0940	1.403	1.636	0.1597	1.550	1.405	1.155
34	1.894331	72.0	1.059	0.1003	1.395	1.624	0.1706	1.532	1.398	1.154
35	1.845543	70.4	1.053	0.1068	1.386	1.611	0.1820	1.514	1.390	1.154
36	1.799643	68.8	1.047	0.1135	1.378	1.598	0.1939	1.496	1.382	1.154
37	1.756398	67.3	1.040	0.1206	1.369	1.585	0.2063	1.477	1.374	1.153
38	1.715603	65.8	1.033	0.1279	1.360	1.571	0.2192	1.459	1.365	1.153
39	1.677070	64.3	1.026	0.1355	1.351	1.557	0.2328	1.437	1.356	1.152
40	1.640634	62.8	1.019	0.1434	1.341	1.543	0.2469	1.417	1.348	1.152
41	1.608142	61.4	1.012	0.1516	1.332	1.528	0.2617	1.396	1.338	1.151
42	1.573460	60.0	1.004	0.1601	1.321	1.513	0.2772	1.374	1.329	1.151
43	1.542462	58.7	0.9963	0.1689	1.311	1.498	0.2933	1.352	1.319	1.150
44	1.513038	57.3	0.9882	0.1781	1.300	1.482	0.3103	1.330	1.309	1.150
45	1.485086	56.0	0.9798	0.1877	1.289	1.466	0.3280	1.307	1.299	1.149
46	1.458511	54.7	0.9712	0.1976	1.278	1.450	0.3465	1.284	1.289	1.148
47	1.433230	53.4	0.9624	0.2079	1.266	1.433	0.3659	1.260	1.278	1.148
48	1.409164	52.2	0.9533	0.2187	1.255	1.416	0.3863	1.235	1.267	1.147
49	1.386241	50.9	0.9439	0.2298	1.242	1.399	0.4078	1.211	1.256	1.146
50	1.364398	49.7	0.9343	0.2414	1.230	1.381	0.4303	1.185	1.245	1.146
51	1.343572	48.5	0.9244	0.2535	1.217	1.363	0.4540	1.160	1.234	1.145
52	1.323710	47.3	0.9142	0.2661	1.204	1.345	0.4790	1.133	1.222	1.144

续表 Section106-8 C06 20c

C06 20c			负载电阻=1Ω							
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_{6s}$
53	1.704759	46.1	0.9037	0.2792	1.190	1.327	0.5054	1.107	1.210	1.143
54	1.286672	45.0	0.8929	0.2929	1.176	1.308	0.5333	1.080	1.197	1.142
55	1.269406	43.8	0.8819	0.3072	1.162	1.289	0.5628	1.052	1.185	1.141
56	1.252921	42.7	0.8705	0.3221	1.147	1.269	0.5941	1.024	1.172	1.140
57	1.237179	41.5	0.8587	0.3377	1.132	1.249	0.6274	0.9957	1.159	1.139
58	1.222145	40.4	0.8466	0.3541	1.116	1.229	0.6629	0.9668	1.145	1.138
59	1.207787	39.3	0.8342	0.3712	1.100	1.209	0.7008	0.9375	1.131	1.137
60	1.194077	38.1	0.8214	0.3892	1.084	1.188	0.7413	0.9077	1.117	1.136
61	1.180985	37.0	0.8081	0.4081	1.067	1.167	0.7848	0.8775	1.103	1.134
62	1.168486	35.9	0.7945	0.4280	1.049	1.146	0.8317	0.8468	1.088	1.133
63	1.156557	34.8	0.7804	0.4490	1.032	1.125	0.8823	0.8157	1.074	1.131
64	1.145175	33.7	0.7659	0.4712	1.013	1.103	0.9372	0.7843	1.058	1.130
65	1.134320	32.6	0.7509	0.4947	0.994	1.081	0.9970	0.7524	1.043	1.128
66	1.123973	31.5	0.7354	0.5196	0.9744	1.059	1.062	0.7201	1.026	1.126
67	1.114116	30.4	0.7193	0.5462	0.9542	1.037	1.134	0.6874	1.010	1.125
68	1.104733	29.3	0.7027	0.5746	0.9332	1.014	1.213	0.6543	0.9932	1.123
69	1.095809	28.2	0.6854	0.6050	0.9115	0.9995	1.301	0.6208	0.9759	1.120
70	1.087329	27.1	0.6674	0.6377	0.8891	0.9686	1.400	0.5870	0.9582	1.118
71	1.079282	26.0	0.6488	0.6730	0.8657	0.9456	1.511	0.5528	0.9399	1.116
72	1.071656	24.9	0.6293	0.7114	0.8415	0.9225	1.636	0.5184	0.9211	1.113
73	1.064439	23.7	0.6089	0.7533	0.8162	0.8994	1.780	0.4836	0.9017	1.110
74	1.057623	22.6	0.5876	0.7994	0.7898	0.8762	1.947	0.4486	0.8816	1.107
75	1.051198	21.5	0.5652	0.8503	0.7621	0.8580	2.141	0.4134	0.8608	1.104
76	1.045158	20.3	0.5417	0.9073	0.7331	0.8299	2.372	0.3781	0.8393	1.110
77	1.039495	19.1	0.5168	0.9716	0.7025	0.8071	2.650	0.3426	0.8168	1.096
78	1.034204	17.9	0.4905	1.045	0.6701	0.7845	2.990	0.3072	0.7932	1.091
79	1.029281	16.6	0.4624	1.130	0.6358	0.7625	3.415	0.2722	0.7685	1.086
80	1.024722	15.4	0.4323	1.230	0.5991	0.7411	3.961	0.2370	0.7423	1.080
81	1.020525	14.1	0.3999	1.350	0.5598	0.7206	4.677	0.2026	0.7144	1.073
82	1.016691	12.7	0.3648	1.499	0.5174	0.5016	5.659	0.1690	0.6845	1.064
83	1.013219	11.4	0.3263	1.687	0.4715	0.6845	7.062	0.1366	0.6518	1.055
84	1.010114	9.9	0.2837	1.938	0.4214	0.6702	9.190	0.1058	0.6158	1.043
85	1.007381	8.5	0.2358	2.288	0.3664	0.6603	12.67	0.0772	0.5750	1.027



表 Section106-9 C07 20

C07 20			负载电阻=1Ω									
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$
T	$\infty$	$\infty$	1.335	0.0000	1.389	2.240	0.0000	1.515	2.240	0.0000	1.389	1.335
26	2.281172	105.4	1.310	0.0290	1.358	2.100	0.1353	1.357	2.049	0.0955	1.281	1.247
27	2.202689	103.0	1.308	0.0314	1.355	2.089	0.1465	1.345	2.034	0.1034	1.272	1.240
28	2.130054	100.7	1.306	0.0339	1.353	2.078	0.1582	1.332	2.019	0.1117	1.263	1.233
29	2.062665	98.5	1.304	0.0364	1.350	2.066	0.1704	1.319	2.003	0.1204	1.254	1.226
30	2.000000	96.3	1.302	0.0391	1.347	2.054	0.1833	1.305	1.987	0.1295	1.245	1.218
31	1.941604	94.2	1.299	0.0420	1.344	2.042	0.1966	1.292	1.970	0.1390	1.235	1.210
32	1.887080	92.2	1.297	0.0449	1.341	2.029	0.2106	1.277	1.952	0.1490	1.225	1.202
33	1.836078	90.2	1.294	0.0479	1.338	2.016	0.2252	1.262	1.934	0.1593	1.214	1.193
34	1.788292	88.3	1.292	0.0511	1.335	2.002	0.2404	1.247	1.916	0.1702	1.204	1.184
35	1.743447	86.4	1.289	0.0544	1.332	1.988	0.2562	1.232	1.897	0.1815	1.193	1.175
36	1.701302	84.6	1.286	0.0578	1.328	1.973	0.2727	1.216	1.878	0.1932	1.181	1.165
37	1.661640	82.8	1.283	0.0614	1.324	1.959	0.2900	1.199	1.858	0.2055	1.169	1.155
38	1.624269	81.0	1.280	0.0650	1.321	1.943	0.3079	1.183	1.837	0.2183	1.157	1.145
39	1.589016	79.3	1.277	0.0689	1.317	1.928	0.3267	1.165	1.817	0.2317	1.145	1.135
40	1.555724	77.6	1.274	0.0728	1.313	1.912	0.3462	1.148	1.795	0.2456	1.132	1.124
41	1.524253	76.0	1.270	0.0770	1.308	1.895	0.3666	1.130	1.773	0.2601	1.117	1.112
42	1.494477	74.3	1.267	0.0812	1.304	1.879	0.3879	1.112	1.751	0.2753	1.105	1.102
43	1.466279	72.8	1.263	0.0857	1.300	1.862	0.4101	1.093	1.728	0.2911	1.092	1.090
44	1.439557	71.2	1.259	0.0903	1.295	1.844	0.4332	1.074	1.705	0.3076	1.077	1.078
45	1.414214	69.7	1.255	0.0950	1.290	1.826	0.4575	1.055	1.682	0.3248	1.063	1.066
46	1.390164	68.2	1.251	0.1000	1.285	1.808	0.4828	1.035	1.657	0.3428	1.048	1.053
47	1.367327	66.7	1.247	0.1051	1.280	1.789	0.5093	1.015	1.633	0.3617	1.033	1.040
48	1.345633	65.2	1.243	0.1105	1.275	1.770	0.5370	0.9944	1.608	0.3814	1.017	1.027
49	1.325013	63.7	1.238	0.1160	1.269	1.751	0.5661	0.9736	1.583	0.4020	1.001	1.013
50	1.305407	62.3	1.234	0.1217	1.264	1.731	0.5965	0.9525	1.557	0.4235	0.9850	0.9992
51	1.286760	60.9	1.229	0.1277	1.258	1.711	0.6286	0.9310	1.531	0.4462	0.9684	0.9848
52	1.236018	59.5	1.224	0.1339	1.252	1.690	0.6622	0.9093	1.504	0.4699	0.9514	0.9699
53	1.252138	58.1	1.219	0.1404	1.246	1.669	0.6977	0.8872	1.77	0.4948	0.9340	0.9547
54	1.236068	56.8	1.213	0.1471	1.239	1.648	0.7351	0.8648	1.450	0.5211	0.9163	0.9391
55	1.220775	55.4	1.208	0.1541	1.232	1.626	0.7745	0.8420	1.422	0.5487	0.8981	0.9230
56	1.206218	54.1	1.202	0.1614	1.225	1.604	0.8163	0.8190	1.394	0.5778	0.8796	0.9065
57	1.192363	52.7	1.196	0.1690	1.218	1.581	0.8605	0.7957	1.365	0.6085	0.8607	0.8896
58	1.179178	51.4	1.190	0.1770	1.211	1.558	0.9075	0.7721	1.336	0.6411	0.8414	0.8722
59	1.166633	50.1	1.183	0.1853	1.203	1.535	0.9576	0.7482	1.307	0.6755	0.8217	0.8543
60	1.154701	48.8	1.177	0.1939	1.195	1.511	1.011	0.7240	1.279	0.7121	0.8016	0.8360
61	1.143354	47.5	1.170	0.2030	1.186	1.487	1.068	0.6995	1.248	0.7510	0.7811	0.8171
62	1.132570	46.2	1.163	0.2125	1.177	1.463	1.129	0.6748	1.218	0.7925	0.7602	0.7976

续表 Section106-9 C07 20

C07 20			负载电阻=1Ω									
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$
63	1122326	44.9	1.155	0.2225	1.168	1.438	1.195	0.6498	1.188	0.8369	0.7389	0.7776
64	1112602	43.7	1.147	0.2331	1.159	1.412	1.267	0.6245	1.157	0.8845	0.7171	0.7570
65	1103378	42.4	1.139	0.2441	1.149	1.386	1.344	0.5990	1.126	0.9357	0.6949	0.7357
66	1094636	41.1	1.130	0.2559	1.138	1.360	1.428	0.5732	1.095	0.9909	0.6722	0.7138
67	1086360	39.8	1.121	0.2682	1.127	1.333	1.620	0.5472	1.064	1.051	0.6490	0.6911
68	1078535	38.5	1.112	0.2814	1.116	1.306	1.622	0.5209	1.032	1.116	0.6254	0.6676
69	1071145	37.2	1.101	0.2956	1.104	1.278	1.734	0.4945	1.001	1.187	0.6013	0.6433
70	1064178	35.9	1.091	0.3102	1.091	1.260	1.859	0.4678	0.9689	1.265	0.5767	0.6181
71	1057621	34.6	1.080	0.3262	1.077	1.221	1.998	0.4409	0.9371	1.351	0.5516	0.5920
72	1051462	33.3	1.068	0.3433	1.063	1.192	2.156	0.4138	0.9051	1.446	0.5259	0.5647
73	1045692	32.0	1.055	0.3618	1.048	1.162	2.336	0.3865	0.8731	1.553	0.4997	0.5363
74	1040299	30.7	1.042	0.3818	1.032	1.131	2.543	0.3591	0.8412	1.673	0.4729	0.5066
75	1035276	29.3	1.028	0.4037	1.014	1.100	2.784	0.3315	0.8093	1.810	0.4455	0.4754
76	1030614	27.9	1.013	0.4278	0.9953	1.069	3.068	0.3038	0.7776	1.968	0.4175	0.4426
77	1026304	26.5	0.9960	0.4544	0.9749	1.036	3.408	0.2760	0.7460	2.151	0.3888	0.4079
78	1022341	25.1	0.9782	0.4841	0.9527	1.004	3.822	0.2483	0.7148	2.368	0.3595	0.3710
79	1018717	23.6	0.9588	0.5177	0.9282	0.9699	4.337	0.2205	0.6841	2.628	0.3295	0.3336
80	1015427	22.1	0.9376	0.5562	0.9011	0.9356	4.994	0.1929	0.6540	2.946	0.2987	0.2892
81	1012465	20.6	0.9142	0.6011	0.8707	0.9006	5.858	0.1656	0.6248	3.346	0.2672	0.2431
82	1009828	18.9	0.8881	0.6545	0.8363	0.8648	7.036	0.1387	0.5968	3.863	0.2350	0.1926
83	1007510	17.3	0.8587	0.7197	0.7967	0.8283	8.223	0.1125	0.5706	4.559	0.2021	0.1363
84	1005508	15.5	0.8252	0.8023	0.7504	0.7911	11.29	0.0873	0.5470	5.545	0.1685	0.0725
85	1003820	13.6	0.7863	0.9121	0.6953	0.7533	15.55	0.0636	0.5275	7.042	0.1345	0.0016

表 Section106-10 C08 20b

C08 20b			负载电阻=0.6667Ω										
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_{8s}$
T	$\infty$	$\infty$	1.343	0.0000	1.398	2.261	0.0000	1.538	2.307	0.0000	1.507	2.097	0.8954
31	1.974165	111.4	1.289	0.0611	1.331	2.051	0.1878	1.319	2.028	0.1353	1.348	1.977	0.8980
32	1.918381	109.1	1.285	0.0644	1.326	2.037	0.2011	1.305	2.010	0.1448	1.337	1.969	0.8982
33	1.866186	106.8	1.281	0.0687	1.321	2.023	0.2150	1.291	1.992	0.1548	1.327	1.961	0.8984
34	1.817268	104.6	1.277	0.0733	1.317	2.008	0.2294	1.276	1.973	0.1651	1.315	1.952	0.8986
35	1.771347	102.4	1.273	0.0781	1.311	1.993	0.2445	1.261	1.953	0.1759	1.304	1.943	0.8987
36	1.728178	100.3	1.268	0.0830	1.306	1.978	0.2602	1.245	1.933	0.1871	1.292	1.934	0.8989
37	1.687539	98.3	1.264	0.0881	1.301	1.962	0.2765	1.229	1.912	0.1988	1.280	1.925	0.8991
38	1.649233	96.3	1.259	0.0934	1.295	1.946	0.2936	1.213	1.891	0.2110	1.267	1.916	0.8993
39	1.613085	94.3	1.255	0.0990	1.289	1.929	0.3113	1.196	1.869	0.2236	1.254	1.906	0.8995
40	1.578935	92.4	1.250	0.1047	1.283	1.912	0.3298	1.179	1.847	0.2368	1.241	1.896	0.8997
41	1.546640	90.5	1.245	0.1107	1.277	1.895	0.3491	1.161	1.824	0.2505	1.228	1.885	0.9000
42	1.516070	88.7	1.239	0.1169	1.271	1.877	0.3692	1.143	1.801	0.2647	1.214	1.875	0.9002
43	1.487108	86.8	1.234	0.1233	1.264	1.859	0.3902	1.125	1.777	0.2796	1.200	1.864	0.9004
44	1.459648	85.1	1.228	0.1300	1.257	1.840	0.4120	1.106	1.753	0.2950	1.185	1.852	0.9006
45	1.433592	83.3	1.222	0.1369	1.250	1.821	0.4348	1.087	1.728	0.3110	1.170	1.841	0.9009
46	1.408853	81.6	1.217	0.1441	1.243	1.801	0.4586	1.068	1.703	0.3278	1.155	1.829	0.9011
47	1.385348	79.9	1.210	0.1516	1.235	1.781	0.4835	1.048	1.677	0.3452	1.139	1.817	0.9014
48	1.363006	78.2	1.204	0.1594	1.228	1.761	0.5095	1.028	1.651	0.3634	1.123	1.805	0.9016
49	1.341757	76.5	1.197	0.1674	1.220	1.740	0.5368	1.008	1.624	0.3823	1.107	1.792	0.9019
50	1.321539	74.9	1.191	0.1758	1.221	1.719	0.5653	0.9869	1.597	0.4021	1.090	1.779	0.9021

续表 Section106-10 C08 20b

C08 20b			负载电阻=0.6667Ω										
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_{8s}$
51	1.302296	73.3	1.184	0.1845	1.203	1.698	0.5951	0.9658	1.569	0.4227	1.073	1.766	0.9024
52	1.283974	71.7	1.177	0.1936	1.194	1.676	0.6265	0.9444	1.541	0.4443	1.055	1.752	0.9028
53	1.266526	70.1	1.169	0.2030	1.185	1.653	0.6594	0.9226	1.512	0.4668	1.037	1.738	0.9029
54	1.249906	68.6	1.161	0.2129	1.176	1.630	0.6941	0.9006	1.483	0.4904	1.019	1.724	0.9032
55	1.234073	67.0	1.153	0.2231	1.167	1.607	0.7306	0.8782	1.453	0.5152	1.001	1.710	0.9035
56	1.218988	65.5	1.145	0.2338	1.157	1.583	0.7691	0.8555	1.423	0.5412	0.9816	1.695	0.9038
57	1.204616	64.0	1.136	0.2450	1.146	1.559	0.8098	0.8326	1.393	0.5684	0.9622	1.680	0.9041
58	1.190925	62.5	1.128	0.2566	1.136	1.535	0.8529	0.8093	1.362	0.5971	0.9425	1.664	0.9044
59	1.177883	61.0	1.119	0.2688	1.125	1.509	0.8986	0.7857	1.331	0.6273	0.9223	1.648	0.9046
60	1.165463	59.5	1.109	0.2816	1.114	1.484	0.9472	0.7619	1.299	0.6592	0.9017	1.632	0.9049
61	1.153638	58.0	1.099	0.2950	1.102	1.458	0.9990	0.7378	1.267	0.6929	0.8808	1.615	0.9053
62	1.142384	56.5	1.089	0.3090	1.090	1.432	1.054	0.7134	1.234	0.7286	0.8593	1.598	0.9056
63	1.131677	55.0	1.079	0.3238	1.078	1.405	1.114	0.6887	1.201	0.7665	0.8375	1.581	0.9059
64	1.121498	53.6	1.068	0.3393	1.065	1.377	1.177	0.6638	1.168	0.8069	0.8152	1.563	0.9062
65	1.111827	52.1	1.056	0.3557	1.052	1.350	1.246	0.6387	1.134	0.8499	0.7925	1.544	0.9065
66	1.102644	50.6	1.044	0.3730	1.038	1.321	1.320	0.6132	1.100	0.8959	0.7693	1.526	0.9068
67	1.093934	49.2	1.032	0.3913	1.023	1.292	1.401	0.5876	1.065	0.9452	0.7457	1.506	0.9071
68	1.085681	47.7	1.019	0.4108	1.008	1.263	1.489	0.5617	1.030	0.9984	0.7215	1.487	0.9075
69	1.077870	46.2	1.006	0.4315	0.9929	1.233	1.585	0.5356	0.9947	1.056	0.6969	1.466	0.9078
70	1.070487	44.8	0.9917	0.4536	0.9766	1.202	1.692	0.5092	0.9590	1.118	0.6717	1.445	0.9081
71	1.063520	43.3	0.9769	0.4772	0.9597	1.171	1.809	0.4826	0.9230	1.186	0.6460	1.424	0.9084

续表 Section106-10 C08 20b

C08 20b			负载电阻=0.6667Ω										
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_{8s}$
72	1.056959	41.8	0.9614	0.5026	0.9419	1.140	1.941	0.4559	0.8867	1.261	0.6197	1.402	0.9087
73	1.050791	40.3	0.9450	0.5300	0.9232	1.107	2.069	0.4289	0.6501	1.343	0.5928	1.379	0.9091
74	1.045007	38.7	0.9277	0.5598	0.9036	1.074	2.357	0.4017	0.8131	1.434	0.5653	1.355	0.9094
75	1.039599	37.2	0.9094	0.5922	0.8829	1.040	2.449	0.3743	0.7759	1.537	0.5371	1.331	0.9097
76	1.034558	35.6	0.8899	0.6278	0.8611	1.006	2.671	0.3468	0.7384	1.652	0.5082	1.305	0.9100
77	1.029877	34.0	0.8691	0.6670	0.8379	0.9701	2.931	0.3191	0.7007	1.784	0.4785	1.279	0.9103
78	1.025550	32.4	0.8469	0.7108	0.8131	0.9337	3.241	0.2913	0.6628	1.936	0.4480	1.251	0.9105
79	1.021570	30.7	0.8228	0.7601	0.7866	0.8964	3.616	0.2633	0.6247	2.114	0.4166	1.222	0.9108
80	1.017932	29.0	0.7968	0.8162	0.7581	0.8579	4.079	0.2352	0.5864	2.326	0.3843	1.192	0.9110
81	1.014633	27.2	0.7683	0.8812	0.7271	0.8183	4.667	0.2071	0.5482	2.584	0.3509	1.159	0.9111
82	1.011669	25.3	0.7368	0.9577	0.6931	0.7774	5.436	0.1790	0.5100	2.907	0.3162	1.125	0.9111
83	1.009036	23.3	0.7017	1.050	0.6555	0.7351	6.484	0.1509	0.4719	3.323	0.2803	1.088	0.9110
84	1.006735	21.3	0.6619	1.165	0.6133	0.6911	7.989	0.1231	0.4342	3.884	0.2428	1.047	0.9106
85	1.004764	19.0	0.6159	1.315	0.5649	0.6453	10.12	0.0958	0.3973	4.688	0.2036	1.003	0.9098

表 Section106-11 C08 20c

C08 20c			负载电阻=1Ω										
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_{8s}$
T	$\infty$	$\infty$	1.215	0.0000	1.523	1.963	0.0000	1.840	1.840	0.0000	1.963	1.523	1.215
31	2.007273	111.4	1.159	0.0527	1.457	1.782	0.1508	1.589	1.628	0.1002	1.755	1.442	1.210
32	1.950201	109.1	1.155	0.0564	1.452	1.770	0.1614	1.573	1.614	0.1073	1.741	1.437	1.210
33	1.896788	106.8	1.151	0.0602	1.448	1.758	0.1725	1.556	1.600	0.1147	1.727	1.431	1.210
34	1.846713	104.6	1.148	0.0642	1.443	1.746	0.1841	1.539	1.585	0.1223	1.713	1.425	1.210
35	1.799694	102.4	1.143	0.0683	1.438	1.733	0.1962	1.521	1.570	0.1304	1.697	1.420	1.209
36	1.755478	100.3	1.138	0.0726	1.432	1.720	0.2088	1.508	1.555	0.1387	1.682	1.413	1.208
37	1.713841	98.3	1.134	0.0770	1.427	1.706	0.2219	1.485	1.539	0.1474	1.666	1.407	1.208
38	1.674581	96.3	1.129	0.0816	1.421	1.692	0.2355	1.466	1.522	0.1565	1.650	1.401	1.207
39	1.637519	94.3	1.124	0.0864	1.416	1.678	0.2497	1.446	1.506	0.1659	1.633	1.394	1.207
40	1.602492	92.4	1.119	0.0914	1.410	1.663	0.2645	1.426	1.489	0.1757	1.616	1.387	1.206
41	1.569355	90.5	1.114	0.0965	1.404	1.648	0.2799	1.406	1.471	0.1859	1.598	1.380	1.206
42	1.537975	88.7	1.109	0.1018	1.397	1.633	0.2959	1.385	1.453	0.1965	1.580	1.373	1.205
43	1.508233	86.8	1.103	0.1073	1.391	1.617	0.3127	1.364	1.435	0.2075	1.562	1.365	1.205
44	1.480020	85.1	1.097	0.1131	1.384	1.601	0.3301	1.342	1.416	0.2190	1.543	1.358	1.204
45	1.453236	83.3	1.092	0.1190	1.377	1.585	0.3483	1.320	1.397	0.2310	1.523	1.350	1.203
46	1.427793	81.6	1.085	0.1251	1.370	1.568	0.3673	1.297	1.378	0.2435	1.503	1.342	1.203
47	1.403607	79.9	1.079	0.1315	1.362	1.551	0.3871	1.274	1.358	0.2565	1.492	1.334	1.202
48	1.380603	78.2	1.073	0.1381	1.355	1.534	0.4078	1.251	1.338	0.2701	1.462	1.325	1.201
49	1.358712	76.5	1.066	0.1450	1.352	1.516	0.4295	1.227	1.317	0.2842	1.441	1.317	1.200
50	1.337870	74.9	1.059	0.1521	1.349	1.498	0.4521	1.203	1.296	0.2990	1.419	1.308	1.200

续表 Section106-11 C08 20c

C08 20c			负载电阻=1Ω										
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_{8s}$
51	1.318020	73.3	1.052	0.1595	1.330	1.479	0.4759	1.178	1.275	0.3144	1.397	1.299	1.199
52	1.299107	71.7	1.045	0.1672	1.322	1.460	0.5008	1.153	1.253	0.3305	1.374	1.290	1.198
53	1.289210	70.1	1.037	0.1751	1.313	1.441	0.5269	1.128	1.231	0.3474	1.351	1.280	1.197
54	1.263899	68.6	1.029	0.1834	1.304	1.421	0.5543	1.102	1.208	0.3651	1.328	1.270	1.196
55	1.247516	67.0	1.021	0.1920	1.294	1.401	0.5832	1.076	1.186	0.3830	1.304	1.260	1.195
56	1.231893	65.5	1.013	0.2010	1.285	1.381	0.6137	1.049	1.162	0.4030	1.279	1.250	1.194
57	1.216995	64.0	1.004	0.2103	1.274	1.360	0.6458	1.022	1.139	0.4234	1.254	1.240	1.193
58	1.202788	62.5	0.9956	0.2201	1.264	1.339	0.6798	0.9944	1.115	0.4449	1.228	1.229	1.192
59	1.189241	61.0	0.9864	0.2302	1.253	1.318	0.7159	0.9666	1.090	0.4776	1.202	1.218	1.190
60	1.176326	59.5	0.9770	0.2408	1.242	1.296	0.7541	0.9384	1.066	0.4914	1.176	1.207	1.189
61	1.164014	58.0	0.9672	0.2519	1.231	1.274	0.7948	0.9099	1.041	0.5167	1.149	1.195	1.188
62	1.152282	56.5	0.9570	0.2635	1.219	1.251	0.8383	0.8810	1.015	0.5434	1.121	1.183	1.186
63	1.141107	55.0	0.9465	0.2756	1.206	1.228	0.8848	0.8517	0.9897	0.5718	1.093	1.171	1.185
64	1.130466	53.6	0.9356	0.2884	1.193	1.205	0.9346	0.8220	0.9636	0.6020	1.064	1.159	1.183
65	1.120340	52.1	0.9243	0.3018	1.180	1.181	0.9883	0.7921	0.9373	0.6342	1.035	1.146	1.182
66	1.110711	50.6	0.9125	0.3159	1.166	1.157	1.046	0.7617	0.9106	0.6687	1.005	1.133	1.180
67	1.101561	49.2	0.9003	0.3308	1.152	1.132	1.109	0.7311	0.8835	0.7056	0.9744	1.120	1.178
68	1.092874	47.7	0.8876	0.3465	1.137	1.107	1.178	0.7000	0.8561	0.7454	0.9433	1.106	1.176
69	1.084636	46.2	0.8743	0.3632	1.121	1.082	1.253	0.6687	0.8285	0.7884	0.9115	1.091	1.176
70	1.076833	44.8	0.8605	0.3810	1.105	1.056	1.335	0.6370	0.8005	0.8350	0.8791	1.077	1.172
71	1.069453	43.3	0.8460	0.4000	1.088	1.029	1.426	0.6049	0.7722	0.8858	0.8460	1.061	1.170

续表 Section106-11 C08 20c

C08 20c			负载电阻=1Ω										
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_{8s}$
72	1.062484	41.8	0.9308	0.4202	1.070	1.002	1.528	0.5726	0.7435	0.9414	0.8121	1.046	1.167
73	1.055915	40.3	0.8148	0.4420	1.051	0.9745	1.642	0.5390	0.7146	1.003	0.7775	1.029	1.165
74	1.049736	38.7	0.7979	0.4655	1.032	0.9464	1.771	0.5069	0.6855	1.071	0.7421	1.013	1.162
75	1.043940	37.2	0.7801	0.4911	1.011	0.9177	1.918	0.4735	0.6560	1.147	0.7059	0.9950	1.159
76	1.038518	35.6	0.7613	0.5189	0.9886	0.8884	2.088	0.4399	0.6262	1.233	0.6684	0.9767	1.155
77	1.033463	34.0	0.7412	0.5496	0.9650	0.8584	2.286	0.4059	0.5963	1.330	0.6306	0.9579	1.152
78	1.028769	32.4	0.7197	0.5836	0.9398	0.8276	2.522	0.3717	0.5661	1.442	0.5914	0.0374	1.148
79	1.024431	30.7	0.6967	0.6216	0.9427	0.7961	2.806	0.3371	0.5357	1.573	0.5510	0.9162	1.144
80	1.020444	29.0	0.6717	0.6647	0.8833	0.7638	3.156	0.3023	0.5051	1.729	0.5094	0.8937	1.139
81	1.016805	27.2	0.6445	0.7142	0.8513	0.7305	3.598	0.2673	0.4741	1.918	0.4664	0.8697	1.134
82	1.013513	25.3	0.6146	0.7722	0.8160	0.6961	4.174	0.2321	0.4436	2.152	0.4217	0.8438	1.128
83	1.010565	23.3	0.5813	0.8417	0.7767	0.6606	4.954	0.1968	0.4129	2.453	0.3753	0.8156	1.122
84	1.007963	21.3	0.5436	0.9276	0.7321	0.6238	6.070	0.1616	0.3824	2.856	0.3268	0.7845	1.114
85	1.005708	19.0	0.5001	1.039	0.6805	0.5856	7.781	0.1267	0.3525	3.428	0.2758	0.7494	1.105



表 Section106-12 C09 20

C09 20			负载电阻=1Ω												
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$
T	$\infty$	$\infty$	$\infty$	0.0000	1.405	2.274	0.0000	1.551	2.339	0.0000	1.551	2.274	0.0000	1.405	1.349
36	1.701302	116.1	1.318	0.0354	1.367	2.067	0.2078	1.310	1.934	0.2703	1.247	1.949	0.1273	1.263	1.233
37	1.661640	113.8	1.316	0.0376	1.365	2.055	0.2207	1.297	1.912	0.2873	1.230	1.931	0.1352	1.254	1.226
38	1.624269	111.5	1.315	0.0399	1.362	2.043	0.2341	1.283	1.889	0.3050	1.213	1.912	0.1435	1.246	1.219
39	1.589016	109.3	1.313	0.0422	1.360	2.030	0.2481	1.269	1.866	0.3234	1.196	1.893	0.1521	1.237	1.212
40	1.555724	107.2	1.310	0.0446	1.357	2.017	0.2626	1.254	1.842	0.3426	1.178	1.874	0.1610	1.228	1.204
41	1.524253	105.1	1.308	0.0471	1.355	2.004	0.2777	1.240	1.817	0.3626	1.160	1.854	0.1703	1.219	1.197
42	1.494477	103.0	1.306	0.0498	1.352	1.991	0.2934	1.224	1.792	0.3834	1.142	1.834	0.1800	1.209	1.189
43	1.466279	100.9	1.304	0.0525	1.349	1.977	0.3097	1.209	1.767	0.4052	1.123	1.813	0.1901	1.199	1.180
44	1.439557	98.0	1.301	0.0553	1.346	1.963	0.3267	1.193	1.741	0.4278	1.104	1.792	0.2005	1.189	1.172
45	1.414214	97.0	1.299	0.0582	1.343	1.984	0.3444	1.177	1.714	0.4515	1.084	1.770	0.2114	1.178	1.163
46	1.390164	95.1	1.296	0.0612	1.340	1.934	0.3628	1.160	1.687	0.4762	1.064	1.748	0.2228	1.168	1.154
47	1.367327	93.2	1.294	0.0643	1.336	1.918	0.3820	1.143	1.659	0.5020	1.044	1.725	0.2346	1.157	1.145
48	1.345633	91.3	1.291	0.0676	1.333	1.903	0.4019	1.126	1.631	0.5289	1.023	1.702	0.2468	1.145	1.135
49	1.325013	89.5	1.288	0.0710	1.329	1.887	0.4227	1.108	1.603	0.5571	1.002	1.679	0.2596	1.134	1.126
50	1.305407	87.7	1.285	0.0745	1.326	1.871	0.4444	1.00	1.574	0.5867	0.9811	1.655	0.2730	1.121	1.116
51	1.286760	85.9	1.282	0.0781	1.322	1.854	0.4671	1.071	1.544	0.6176	0.9595	1.631	0.2869	1.109	1.105
52	1.269018	83.1	1.279	0.0819	1.318	1.837	0.4908	1.052	1.514	0.6501	0.9377	1.606	0.3014	1.096	1.094
53	1.252136	82.4	1.275	0.0858	1.314	1.820	0.5155	1.033	1.484	0.6843	0.9155	1.581	0.3166	1.083	1.083
54	1.236068	80.6	1.272	0.0899	1.310	1.802	0.5414	1.014	1.453	0.7202	0.8930	1.555	0.3324	1.070	1.072
55	1.220775	78.6	1.268	0.0942	1.305	1.784	0.5685	0.9939	1.421	0.7580	0.8703	1.529	0.3490	1.056	1.060

续表 Section106-12 C09 20

C09 20			负载电阻=1Ω												
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$
56	1.206218	76.9	1.265	0.0984	1.301	1.765	0.5969	0.9737	1.389	0.7979	0.8472	1.502	0.3664	1.042	1.048
57	1.192363	75.2	1.261	0.1032	1.296	1.746	0.6268	0.9521	1.357	0.8401	0.8239	1.476	0.3846	1.028	1.036
58	1.179178	73.5	1.257	0.1080	1.291	1.726	0.6582	0.9321	1.324	0.8847	0.8003	1.448	0.4037	1.013	1.023
59	1.166633	71.8	1.253	0.1131	1.286	1.707	0.6912	0.9108	1.291	0.9321	0.7764	1.420	0.4238	0.9974	1.010
60	1.154701	70.1	1.248	0.1183	1.281	1.686	0.7261	0.8891	1.257	0.9825	0.7523	1.392	0.4449	0.9816	0.9959
61	1.143354	68.5	1.244	0.1238	1.275	1.666	0.7629	0.8670	1.223	1.036	0.7279	1.363	0.4671	0.9654	0.9817
62	1.132570	66.8	1.239	0.1296	1.269	1.644	0.8019	0.8446	1.189	1.093	0.7033	1.334	0.4906	0.9487	0.9671
63	1.122326	65.2	1.234	0.1356	1.263	1.623	0.8433	0.8217	1.154	1.155	0.6785	1.305	0.5155	0.9315	0.9520
64	1.112602	63.5	1.229	0.1420	1.257	1.600	0.8873	0.7985	1.119	1.221	0.6534	1.275	0.5418	0.9138	0.9364
65	1.10338	61.9	1.223	0.1487	1.250	1.578	0.9342	0.7749	1.083	1.292	0.6281	1.244	0.5698	0.8956	0.9202
66	1.094636	60.2	1.217	0.1557	1.243	1.554	0.9844	0.7509	1.047	1.369	0.6026	1.213	0.5995	0.8768	0.9034
67	1.086360	58.6	1.211	0.1631	1.236	1.531	1.038	0.7265	1.011	1.453	0.5769	1.182	0.6313	0.8574	0.8860
68	1.078535	56.9	1.205	0.1710	1.228	1.506	1.096	0.7017	0.9738	1.544	0.5510	1.150	0.6653	0.8374	0.8679
69	1.071145	55.2	1.198	0.1793	1.220	1.481	1.159	0.6764	0.9367	1.644	0.5250	1.118	0.7019	0.8167	0.8491
70	1.064178	53.6	1.191	0.1882	1.211	1.455	1.227	0.6507	0.8992	1.754	0.4987	1.085	0.7413	0.7953	0.8294
71	1.057621	51.9	1.184	0.1977	1.202	1.429	1.301	0.6245	0.8614	1.876	0.4723	1.052	0.7840	0.7732	0.8089
72	1.051462	50.2	1.176	0.2078	1.192	1.401	1.382	0.5979	0.8233	2.013	0.4457	1.018	0.8304	0.7503	0.7875
73	1.045692	48.5	1.167	0.2187	1.182	1.373	1.471	0.5708	0.7849	2.166	0.4190	0.9841	0.8812	0.7265	0.7650
74	1.040299	46.8	1.158	0.2305	1.171	1.344	1.571	0.5432	0.7463	2.339	0.3922	0.9494	0.9370	0.7017	0.7414
75	1.035276	45.1	1.148	0.2433	1.159	1.314	1.682	0.5150	0.7073	2.538	0.3652	0.9141	0.9988	0.6760	0.7165
76	1.030614	43.3	1.137	0.2572	1.146	1.283	1.807	0.4862	0.6681	2.768	0.3381	0.8782	1.068	0.6491	0.6902

续表 Section106-12 C09 20

C09 20			负载电阻=1Ω												
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$
77	1.026304	41.5	1.126	0.2724	1.132	1.251	1.950	0.4569	0.6287	3.036	0.3110	0.8418	1.146	0.6211	0.6622
78	1.022341	39.6	1.113	0.2893	1.117	1.218	2.115	0.4268	0.5891	3.355	0.2838	0.8048	1.234	0.5917	0.6323
79	1.018717	37.7	1.099	0.3081	1.100	1.183	2.308	0.3961	0.5493	3.741	0.2564	0.7669	1.336	0.5607	0.6004
80	1.015427	35.8	1.084	0.3292	1.082	1.146	2.538	0.3645	0.5094	4.216	0.2291	0.7286	1.455	0.5281	0.5658
81	1.012465	33.8	1.067	0.3534	1.061	1.108	2.817	0.3321	0.4693	4.817	0.2019	0.6895	1.597	0.4935	0.5281
82	1.009828	31.7	1.047	0.3814	1.038	1.067	3.166	0.2986	0.4293	5.599	0.1746	0.6497	1.770	0.4567	0.4868
83	1.007510	29.5	1.025	0.4145	1.011	1.024	3.616	0.2642	0.3894	6.660	0.1476	0.6090	1.986	0.4172	0.4407
84	1.005508	27.1	0.9995	0.4548	0.9794	0.9782	4.223	0.2282	0.3496	8.175	0.1208	0.5676	2.268	1.3747	0.3886
85	1.003820	24.6	0.9688	0.5054	0.9411	0.9284	5.093	0.1909	0.3103	10.50	0.0944	0.5253	2.655	1.3283	0.3281

表 Section106-13 C10 20b

C10 20b			负载电阻=0.6667Ω													
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$	$Z_{10s}$
T	$\infty$	$\infty$	1.353	0.0000	1.410	2.283	0.0000	1.559	2.357	0.0000	1.571	2.338	0.0000	1.522	2.114	0.9019
46	1.402036	108.4	1.267	0.0953	1.304	1.908	0.3703	1.158	1.702	0.4577	1.092	1.787	0.2327	1.258	1.913	0.9056
47	1.378775	106.3	1.263	0.1002	1.298	1.891	0.3898	1.141	1.674	0.4823	1.072	1.763	0.2448	1.246	1.904	0.9058
48	1.356667	104.2	1.258	0.1053	1.293	1.874	0.4102	1.123	1.646	0.5079	1.052	1.738	0.2574	1.233	1.894	0.9059
49	1.385647	102.1	1.254	0.1106	1.287	1.857	0.4315	1.105	1.617	0.5347	1.031	1.714	0.2705	1.221	1.885	0.9061
50	1.315651	100.1	1.249	0.1161	1.282	1.839	0.4536	1.087	1.588	0.5628	1.010	1.688	0.2841	1.208	1.874	0.9063
51	1.296624	98.1	1.244	0.1218	1.276	1.821	0.4767	1.068	1.558	0.5921	0.9887	1.663	0.2983	1.194	1.864	0.9064
52	1.278514	96.1	1.239	0.1277	1.270	1.802	0.5009	1.049	1.528	0.6229	0.9670	1.636	0.3130	1.180	1.853	0.9066
53	1.261271	94.1	1.234	0.1339	1.263	1.783	0.5262	1.029	1.497	0.6552	0.9450	1.610	0.3284	1.166	1.842	0.9068
54	1.244851	92.2	1.229	0.1403	1.257	1.763	0.5526	1.010	1.466	0.6891	0.9227	1.582	0.3444	1.151	1.831	0.9069
55	1.229414	90.2	1.223	0.1470	1.250	1.743	0.5803	0.9895	1.484	0.7247	0.9002	1.555	0.3611	1.136	1.820	0.9071
56	1.214321	88.3	1.217	0.1539	1.243	1.723	0.6093	0.9689	1.402	0.7623	0.8773	1.527	0.3786	1.121	1.808	0.9073
57	1.200137	86.4	1.211	0.1612	1.236	1.702	0.6398	0.9481	1.369	0.8019	0.8541	1.498	0.3969	1.105	1.795	0.9075
58	1.186629	84.5	1.205	0.1687	1.228	1.681	0.6719	0.9268	1.386	0.8437	0.8307	1.469	0.4160	1.089	1.783	0.9077
59	1.173768	82.7	1.198	0.1767	1.220	1.659	0.7056	0.9052	1.308	0.8880	0.8070	1.439	0.4360	1.073	1.770	0.9079
60	1.161525	80.8	1.192	0.1849	1.212	1.637	0.7212	0.8833	1.269	0.9350	0.7830	1.409	0.4570	1.056	1.757	0.9081
61	1.149873	79.0	1.185	0.1936	1.204	1.614	0.7789	0.8610	1.284	0.9850	0.7587	1.378	0.4790	1.038	1.743	0.9083
62	1.138790	77.1	1.177	0.2026	1.195	1.591	0.8187	0.8383	1.199	1.038	0.7342	1.347	0.5022	1.020	1.729	0.9085
63	1.128252	75.3	1.170	0.2121	1.186	1.567	0.8610	0.8153	1.164	1.095	0.7095	1.316	0.5267	1.002	1.715	0.9087
64	1.118238	73.4	1.162	0.2221	1.176	1.543	0.9059	0.7919	1.129	1.156	0.6845	1.284	0.5525	0.9831	1.700	0.9089
65	1.108729	71.6	1.154	0.2327	1.166	1.518	0.9538	0.7682	1.098	1.221	0.6593	1.251	0.5797	0.9636	1.684	0.9091

续表 Section106-13 C10 20b

C10 20b			负载电阻=0.6667Ω													
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$	$Z_{10s}$
66	1.099707	69.8	1.145	0.2438	1.156	1.493	1.005	0.7440	1.056	1.292	0.6338	1.218	0.6087	0.9437	1.669	0.9093
67	1.091154	67.9	1.136	0.2555	1.145	1.467	1.060	0.7195	1.019	1.368	0.6082	1.184	0.6394	0.9231	1.652	0.9095
68	1.083056	66.1	1.127	0.2679	1.134	1.440	1.119	0.6946	0.982	1.451	0.5823	1.150	0.6721	0.9020	1.635	0.9097
69	1.075399	64.3	1.117	0.2810	1.122	1.413	1.183	0.6694	0.944	1.542	0.5562	1.115	0.7071	0.8802	1.618	0.9099
70	1.068167	62.4	1.106	0.2951	1.110	1.385	1.252	0.6437	0.906	1.641	0.5299	1.079	0.7446	0.8578	1.600	0.9101
71	1.061350	60.5	1.095	0.3100	1.097	1.356	1.327	0.6176	0.8680	1.750	0.5034	1.043	0.7850	0.8346	1.581	0.9103
72	1.054935	58.7	1.084	0.3260	1.083	1.327	1.410	0.5911	0.8292	1.871	0.4768	1.007	0.8287	0.8106	1.562	0.9105
73	1.048912	56.8	1.071	0.3432	1.069	1.297	1.501	0.5642	0.7901	2.007	0.4500	0.9696	0.8760	0.7859	1.542	0.9107
74	1.043271	54.9	1.058	0.3618	1.054	1.265	1.601	0.5368	0.7506	2.159	0.4229	0.9317	0.9277	0.7602	1.521	0.9109
75	1.038003	52.9	1.078	0.3870	1.031	1.245	1.716	0.5086	0.7126	2.324	0.3972	0.8909	0.9766	0.7408	1.494	0.9111

表 Section106-14 C10 20c

C10 20c			负载电阻=1Ω													
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$	$Z_{10s}$
T	$\infty$	$\infty$	1.248	0.0000	1.513	2.033	0.0000	1.809	1.957	0.0000	1.957	1.809	0.0000	2.033	1.513	1.248
46	1.414011	108.4	1.154	0.1035	1.413	1.692	0.3083	1.364	1.421	0.3593	1.367	1.401	0.1712	1.669	1.382	1.236
47	1.390318	106.3	1.149	0.1137	1.408	1.677	0.3244	1.344	1.398	0.3787	1.342	1.383	0.1802	1.652	1.375	1.235
48	1.367792	104.2	1.144	0.1191	1.403	1.661	0.3412	1.325	1.375	0.3988	1.317	1.365	0.1895	1.635	1.369	1.234
49	1.346366	102.1	1.139	0.1247	1.398	1.645	0.3587	1.304	1.352	0.4199	1.292	1.346	0.1992	1.618	1.363	1.233
50	1.325976	100.1	1.134	0.1305	1.392	1.629	0.3769	1.284	1.328	0.4419	1.266	1.327	0.2093	1.600	1.356	1.233
51	1.306565	98.1	1.129	0.1035	1.387	1.613	0.3959	1.263	1.303	0.4650	1.240	1.308	0.2198	1.582	1.349	1.232
52	1.288080	96.1	1.125	0.1137	1.381	1.596	0.4157	1.241	1.279	0.4891	1.213	1.289	0.2307	1.563	1.342	1.232
53	1.270472	94.1	1.118	0.1191	1.375	1.579	0.4364	1.219	1.253	0.5145	1.186	1.269	0.2422	1.544	1.335	1.230
54	1.253696	92.2	1.112	0.1247	1.369	1.531	0.4580	1.197	1.228	0.5411	1.158	1.248	0.2541	1.524	1.328	1.229
55	1.237711	90.2	1.106	0.1305	1.362	1.543	0.4806	1.174	1.202	0.5691	1.130	1.228	0.2665	1.503	1.320	1.228
56	1.222478	88.3	1.100	0.1365	1.356	1.525	0.5043	1.151	1.175	0.5996	1.102	1.206	0.2795	1.483	1.312	1.227
57	1.207961	86.4	1.093	0.1428	1.349	1.506	0.5292	1.127	1.149	0.6297	1.073	1.185	0.2931	1.461	1.304	1.226
58	1.194127	84.5	1.087	0.1493	1.342	1.487	0.5553	1.103	1.121	0.6626	1.044	1.163	0.3074	1.440	1.296	1.225
59	1.180946	82.7	1.080	0.1561	1.334	1.467	0.5827	1.079	1.094	0.6973	1.015	1.141	0.3223	1.417	1.287	1.224
60	1.168389	80.8	1.073	0.1632	1.326	1.447	0.6116	1.054	1.066	0.7342	0.9851	1.118	0.3380	1.394	1.278	1.223
61	1.156430	79.0	1.065	0.1706	1.318	1.427	0.6420	1.029	1.038	0.7733	0.9551	1.095	0.3544	1.371	1.269	1.221
62	1.145044	77.1	1.057	0.1783	1.310	1.406	0.6743	1.003	1.009	0.8150	0.9247	1.072	0.3717	1.347	1.260	1.220
63	1.134209	75.3	1.049	0.1864	1.301	1.385	0.7084	0.9766	0.9801	0.8595	0.8940	1.048	0.3900	1.322	1.251	1.219
64	1.123902	73.4	1.041	0.1949	1.292	1.363	0.7446	0.9499	0.9508	0.9073	0.8630	1.024	0.4093	1.297	1.241	1.217
65	1.114106	71.6	1.032	0.2038	1.283	1.341	0.7831	0.9227	0.9211	0.9585	0.8317	0.9991	0.4297	1.271	1.230	1.216

续表 Section106-14 C10 20c

C10 20c			负载电阻=1Ω													
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$	$Z_{10s}$
66	1104800	69.8	1.023	0.2131	1.273	1.318	0.8242	0.8951	0.8911	1.014	0.8001	0.9740	0.4514	1.244	1.220	1.214
67	1.095969	67.9	1.014	0.2230	1.263	1.295	0.8682	0.8670	0.8607	1.073	0.7682	0.9485	0.4744	1.217	1.209	1.212
68	1.087597	66.1	1.004	0.2334	1.252	1.272	0.9155	0.8384	0.8300	1.138	0.7361	0.9226	0.4989	1.189	1.198	1.211
69	1.079669	64.3	0.9932	0.2444	1.241	1.247	0.9664	0.8094	0.7989	1.207	0.7036	0.8965	0.5252	1.159	1.186	1.209
70	1.072171	62.4	0.9823	0.2560	1.229	1.223	1.021	0.7798	0.7676	1.286	0.6709	0.8693	0.5533	1.130	1.174	1.207
71	1.065092	60.5	0.9709	0.2684	1.216	1.197	1.081	0.7496	0.7358	1.371	0.6378	0.8419	0.5836	1.099	1.162	1.205
72	1.058418	58.7	0.9588	0.2817	1.203	1.171	1.147	0.7189	0.7038	1.465	0.6046	0.8141	0.6163	1.067	1.149	1.202
73	1.052141	56.8	0.9461	0.2958	1.189	1.144	1.219	0.6877	0.6715	1.570	0.5714	0.7857	0.6518	1.034	1.135	1.200
74	1.046250	54.9	0.9328	0.3110	1.174	1.117	1.298	0.6558	0.6387	1.692	0.5365	0.7567	0.6906	1.000	1.121	1.197
75	1.040737	52.9	0.9215	0.3329	1.154	1.087	1.396	0.6196	0.6033	1.848	0.4968	0.7232	0.7369	0.9633	1.101	1.194

表 Section106-15 C11 20

C11 20			负载电阻=1Ω															
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$	$Z_{10}$	$Z_{10s}$	$Z_{11}$
T	$\infty$	$\infty$	1.356	0.0000	1.413	2.290	0.0000	1.564	2.368	0.0000	1.583	2.368	1.564	1.564	2.290	0.0000	1.413	1.356
51	1.286760	110.5	1.310	0.0526	1.356	1.962	0.3468	1.84	1.640	0.6038	0.9877	1.536	1.045	1.045	1.752	0.1984	1.198	1.180
52	1.269018	108.3	1.308	0.0552	1.353	1.949	0.3639	1.166	1.612	0.6351	0.9657	1.505	1.025	1.025	1.730	0.2083	1.188	1.172
53	1.252136	106.1	1.306	0.0578	1.350	1.935	0.3817	1.153	1.583	0.6680	0.9434	1.474	1.004	1.004	1.708	0.2185	1.179	1.164
54	1.236063	104.0	1.303	0.0606	1.347	1.920	0.4003	1.136	1.554	0.7025	0.9209	1.441	0.9837	0.9837	1.686	0.2292	1.168	1.155
55	1.220775	101.9	1.301	0.0634	1.344	1.905	0.4197	1.119	1.525	0.7388	0.8980	1.409	0.9628	0.9628	1.663	0.2403	1.158	1.147
56	1.206218	99.7	1.298	0.0664	1.341	1.890	0.4399	1.102	1.495	0.7770	0.8748	1.376	0.9415	0.9415	1.640	0.2520	1.147	1.137
57	1.192363	97.7	1.296	0.0695	1.338	1.874	0.4611	1.085	1.464	0.8173	0.8514	1.342	0.9198	0.9198	1.616	0.2641	1.136	1.128
58	1.179178	95.6	1.293	0.0727	1.384	1.858	0.4832	1.067	1.433	0.8598	0.8277	1.308	0.8979	0.8979	1.592	0.2769	1.125	1.118
59	1.166633	93.5	1.290	0.0761	1.331	1.842	0.5064	1.049	1.402	0.9050	0.8037	1.274	0.8756	0.8756	1.567	0.2902	1.113	1.108
60	1.154701	91.5	1.287	0.0796	1.327	1.825	0.5308	1.030	1.370	0.9528	0.7795	1.239	0.8530	0.8530	1.542	0.3042	1.100	1.098
61	1.143354	89.4	1.284	0.0833	1.323	1.807	0.5563	1.011	1.337	1.004	0.7551	1.204	0.8300	0.8300	1.516	0.3188	1.088	1.087
62	1.132570	87.4	1.280	0.0872	1.319	1.790	0.5832	0.9909	1.304	1.058	0.7304	1.169	0.8067	0.8067	1.490	0.3342	1.075	1.076
63	1.122326	85.4	1.277	0.0913	1.315	1.771	0.6116	0.9708	1.271	1.116	0.7055	1.133	0.7831	0.7831	1.463	0.3505	1.061	1.065
64	1.112602	83.4	1.273	0.0955	1.310	1.752	0.6415	0.9503	1.237	1.178	0.6803	1.096	0.7592	0.7592	1.436	0.3676	1.047	1.053
65	1.103378	81.3	1.269	0.1000	1.305	1.733	0.6732	0.9291	1.202	1.244	0.6549	1.059	0.7349	0.7349	1.408	0.3857	1.032	1.040
66	1.094636	79.3	1.265	0.1047	1.301	1.713	0.7068	0.9075	1.167	1.316	0.6294	1.022	0.7103	0.7103	1.380	0.4049	1.017	1.027
67	1.086360	77.3	1.261	0.1097	1.295	1.692	0.7425	0.8854	1.132	1.394	0.6036	0.9349	0.6854	0.6854	1.351	0.4252	1.002	1.014
68	1.078535	75.3	1.256	0.1150	1.290	1.671	0.7806	0.8627	1.096	1.478	0.5777	0.9470	0.6602	0.6602	1.321	0.4468	0.9854	0.9994
69	1.071145	73.3	1.252	0.1306	1.284	1.649	0.8213	0.8394	1.059	1.570	0.5515	0.9089	0.6346	0.6346	1.291	0.4699	0.9685	0.9846
70	1.064178	71.2	1.247	0.1265	1.278	1.627	0.8650	0.8155	1.022	1.671	0.5252	0.8704	0.6087	0.6087	1.260	0.4946	0.9508	0.9692



续表 Section106-15 C11 20

C11 20			负载电阻=1Ω															
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$	$Z_8$	$Z_{8s}$	$Z_9$	$Z_{10}$	$Z_{10s}$	$Z_{11}$
71	1.057621	69.2	1.241	0.1339	1.271	1.603	0.9120	0.7910	0.9842	1.782	0.4988	0.8316	0.5824	0.5824	1.228	0.5212	0.9323	0.9530
72	1.051462	67.1	1.235	0.1396	1.264	1.579	0.9629	0.7658	0.9458	1.905	0.4721	0.7924	0.5558	0.5558	1.196	0.5498	0.9131	0.9359
73	1.045692	65.0	1.229	0.1469	1.257	1.554	1.018	0.7399	0.9069	2.043	0.4454	0.7530	0.5289	0.5289	1.162	0.5508	0.8929	0.9179
74	1.040299	62.9	1.223	0.1548	1.249	1.528	1.079	0.7132	0.8674	2.198	0.4185	0.7133	0.5016	0.5016	1.128	0.6145	0.8717	0.8986
75	1.035276	60.8	1.216	0.1633	1.240	1.500	1.145	0.6856	0.8272	2.333	0.3914	0.6733	0.4739	0.4739	1.093	0.6915	0.8493	0.8788

## 无源椭圆滤波器的归一化设计方法

以上表格中，均假设前级输出电阻为  $1\Omega$ ，而负载电阻则分为  $1\Omega$ （对称型），以及开路或者短路（非对称型）。以表 Section106-1 为例。假设我们根据已知条件，选择了表格中“ $\theta=4$ ”行，则可以得到以下数据：

C03 20			负载电阻= $1\Omega$				负载开路（ $\pi$ 型）或者短路（T型）			
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$
4	14.3	79.63	1.1870	0.0032	1.1507	1.1870	0.5920	0.0031	1.1670	1.1704

从表中可以看出，有两种带负载情况，也就有两组电容、电感数值。

我们先看负载等于  $1\Omega$ ，它有 4 个数据，分别是 1.1870、0.0032、1.1507、1.1870，这就是实现“无源 3 阶、 $\rho=20\%$ ， $R_{dB}=0.1773\text{dB}$ ，负载电阻为  $1\Omega$ ”滤波器对应的电感、电容值。据此参数设计出的无源滤波器，无论是 T 型还是  $\pi$  型，一定满足设计要求。

T 型电路，见图 Section106-3 左侧电路。第一位置的  $Z_1$  对应于电感，即  $L_1=1.1870\text{H}$ ，第三位置也对应于电感，则  $L_3=Z_3=1.1870\text{H}$ ，第二位置有两个元件，少用的是电容，所有  $C_2=Z_{2s}=1.1507\text{F}$ ，而  $L_2=Z_2=0.0032\text{H}$ 。至此设计完毕，画出电路如图 Section106-3 左侧电路。

$\pi$  型电路，见右侧电路。第一位置是电容，即  $C_1=1.1870\text{F}$ ，第三位置也对应于电容，则  $C_3=Z_3=1.1870\text{F}$ ，第二位置有两个元件，少用的是电感，所有  $L_2=Z_{2s}=1.1507\text{F}$ ，而  $C_2=Z_2=0.0032\text{F}$ 。至此设计完毕，画出电路如图 Section106-3 右侧电路。

仿真结果表明，这两个电路的输出幅频、相频特性完全重合，且都符合设计要求。

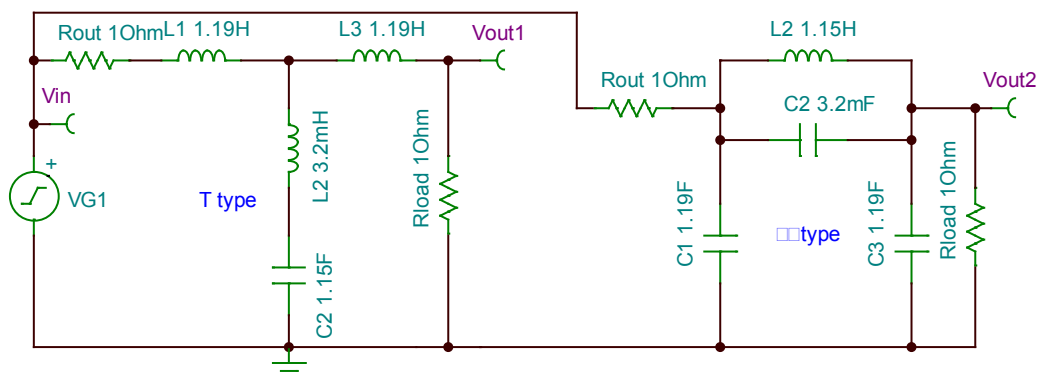


图 Section106-3 无源 3 阶含  $1\Omega$  负载电阻

再看负载不是  $1\Omega$  的情况。

一般情况下，要求前级输出阻抗为  $1\Omega$ ，甚至更大的  $50\Omega$ ，都是合情合理的。但是，要求后级负载电阻为  $1\Omega$ ，则是多余的，且是浪费能源的。因此，椭圆滤波器参数表中，提供了非对称情况，即可以将负载设定为开路，这也是多数情况下的实际。

对  $\pi$  型电路来说，负载开路仅仅影响电容、电感值的选择，因此表格中的数值发生了变化，且可以看出， $Z_3$  不再等于  $Z_1$ ，即电路不再对称。

对 T 型电路来说，负载开路，则导致  $L_3$  不再参与滤波——对储能元件来说，没有充放电过程，就不可能发挥作用。换句话说，对  $\pi$  型电路的开路，实际上相当于对 T 型电路的短路。因此，对 T 型电路来说，这个表格内的数据，应该将负载视为短路。在实际仿真电

路中，可以将负载电阻设为极小的阻值，比如  $1\text{m}\Omega$  以下。这在实用电路中是不可能的。因此，我们可以试试这个表格，但不要在实际电路中采用这种结构。

或者说，对于负载电阻不为  $1\Omega$  的表格，不要使用 T 型结构电路。

### 举例 1：

使用 C03 20 表格中的  $\theta=4$ ，设计负载电阻不为 1（开路或者短路）的电路，满足前述要求。

解：从表格中得到负载开路或者短路的数据，分别是 0.5920、0.0031、1.1670、1.1704，这就是实现“无源 3 阶、 $\rho=20\%$ ， $R_{dB}=0.1773\text{dB}$ ，负载电阻为开路或者短路”滤波器对应的电感、电容值。

T 型电路，见图 Section106-4 左侧电路。第一位置的  $Z_1$  对应于电感，即  $L_1=0.5920\text{H}$ ，第三位置也对应于电感，则  $L_3=Z_3=1.1704\text{H}$ ，第二位置有两个元件，少用的是电容，所以  $C_2=Z_{2s}=1.1670\text{F}$ ，而  $L_2=Z_2=0.0031\text{H}$ 。此时，将负载电阻设为极小的  $1\mu\Omega$ 。

按照同样的方法设计  $\pi$  型电路，将负载电阻去掉（即开路），画出电路如图 Section106-4 右侧电路。

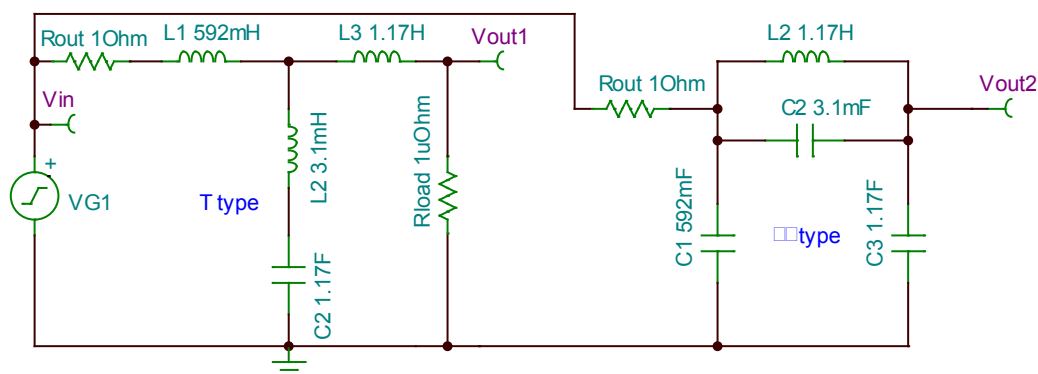


图 Section106-4 举例 1 电路，无源 3 阶负载电阻开路或者短路

仿真结果如图 Section106-5 所示。测试表明，这两个滤波器除整体增益差异 120dB 外，其余特性几乎完全相同。其通带频率约为  $159.2\text{mHz}$ ，即通带角频率约为 1。 $R_{dB}$  约为  $0.177\text{dB}$ 。之所以不敢说完全相同，是因为电路中  $1\mu\Omega$  并不是真正的 0。从图中也可看出， $V_{OUT1}$  几乎不能使用，其通带增益太小了。

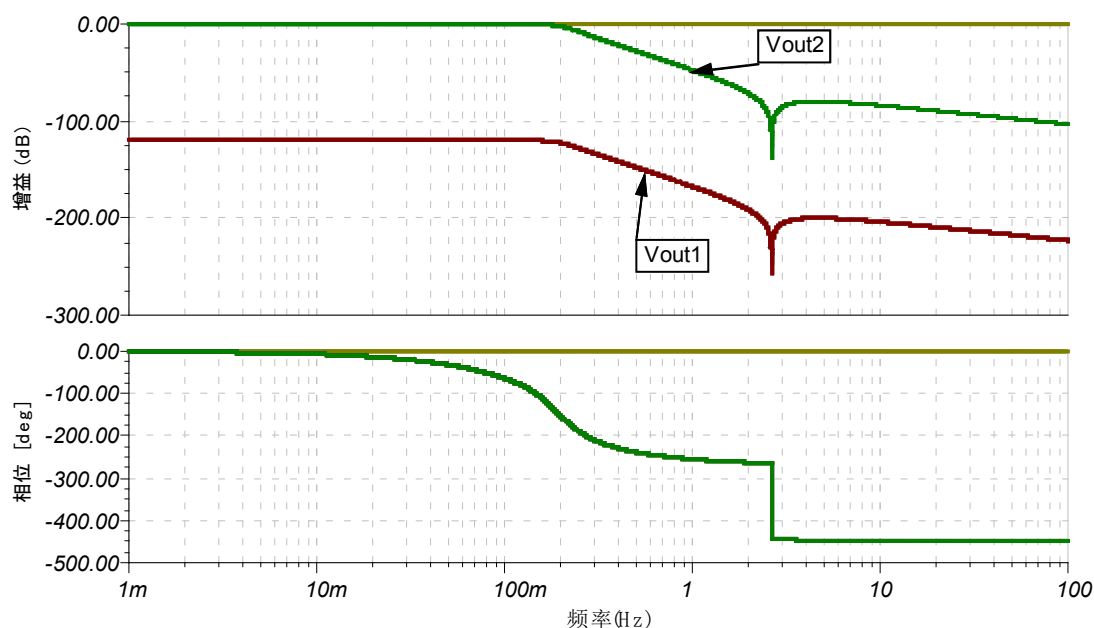


图 Section106-5 举例1 的仿真频率特性

### 无源椭圆滤波器的电阻去归一化设计方法

实际滤波器设计时，绝不可能都是归一化设计。有两点需要修正，也就是“去归一化”，将原本归一化条件改为任何需要的条件。其一，是电阻不再是  $1\Omega$ 。其二，是通带角频率不再是 1。我们先介绍电阻不再是  $1\Omega$  的情况。

对于对称型电路，也就是前级电阻、负载电阻均为  $1\Omega$  的电路，当要求前级电阻为  $N\Omega$ ，负载电阻也为  $N\Omega$ ，则可将原电路参数中的电感乘以  $N$ ，将电容除以  $N$ ，获得新值，则滤波器效果不变。

对应非对称型电路，也就是  $\pi$  型负载开路，T 型负载短路，当前级电阻为  $N\Omega$ ，则可将原电路参数中的电感乘以  $N$ ，将电容除以  $N$ ，获得新值，则滤波器效果不变。

### 举例 2：

使用 C03 20 表格中的  $\theta=4$ ，设计 3 种前级电阻为  $50\Omega$  的滤波器，满足前述要求。

解：理论上，前级电阻为  $50\Omega$ ，可以有 4 种电路：T 型负载  $0\Omega$ ， $\pi$  型负载无穷大，T 型负载  $50\Omega$ ， $\pi$  型负载  $50\Omega$ 。因 T 型负载  $0\Omega$  几乎不能使用，我们设计另外的 3 种电路。

1)  $\pi$  型负载无穷大。将举例 1 电路右侧部分， $R_{out}$  设为  $50\Omega$ ，并将电路中的电感  $L_2$  乘以 50 倍，为  $1.167 \times 50 = 58.35H$ ，将电路中的电容全部除以 50，得  $C_1 = 592mF / 50 = 11.84mF$ ， $C_2 = 3.1mF / 50 = 62\mu F$ ， $C_3 = 1.1704F / 50 = 23.41mF$ 。得到图 Section106-6。其中右侧为所求电路。左侧电路是 T 型电路  $0\Omega$  负载，我也画出来了，但这个电路以输出衰竭太严重，不能使用。

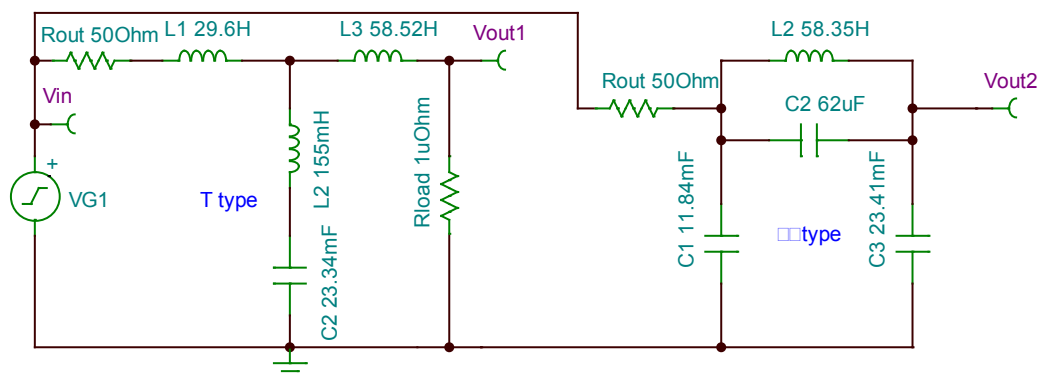


图 Section106-6 举例 2 电路一

2) T 型 50Ω 负载和 π 型 50Ω 负载。

这两个电路都是对称电路，以图 Section106-3 电路为基础，将  $R_{out}$  设为 50Ω，负载电阻也变为 50Ω，然后将电路中的所有电感都乘以 50，所有电容都除以 50，即可得到如图 Section106-7 电路。

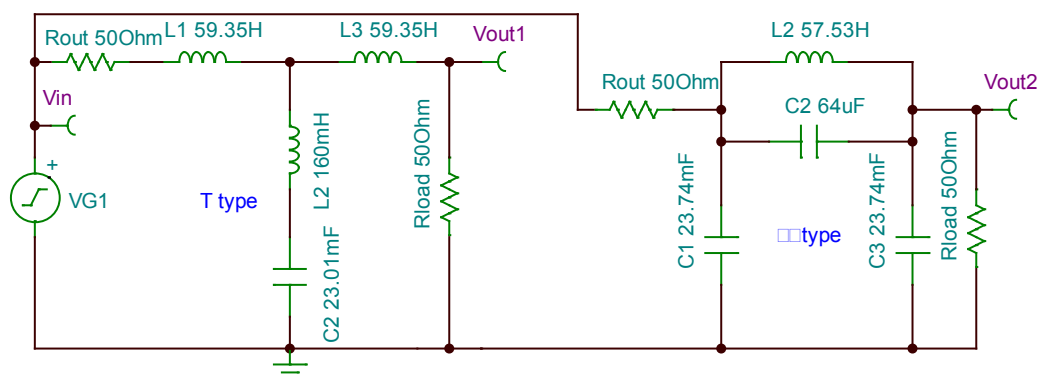


图 Section106-7 举例 2 电路二

### 无源椭圆滤波器的频率去归一化设计方法

在完成了电阻的去归一化后，通带角频率仍为 1。此时，如果要求实现通带频率为  $f_p$  的滤波器，只要将所有电感、电容，都除以  $2\pi f_p$ ，就行了。

举例 3：

使用 C03 20 表格中的  $\theta=4$ ，设计一个滤波器，前级输出电阻为 50Ω，后级负载电阻为无穷大，要求通带频率为  $f_p=10\text{MHz}$ 。用 TINA-TI 仿真实现，并验证关键参数。

解：能够实现负载电阻无穷大的，实用型仅有  $\pi$  型电路。故选取  $\pi$  型无穷大负载电路，其结构如图 Section106-6 右侧电路，此电路已经完成 50Ω 去归一化，仅需电容、电感除以  $2\pi f_p$  即可，得到如图 Section106-8 电路。

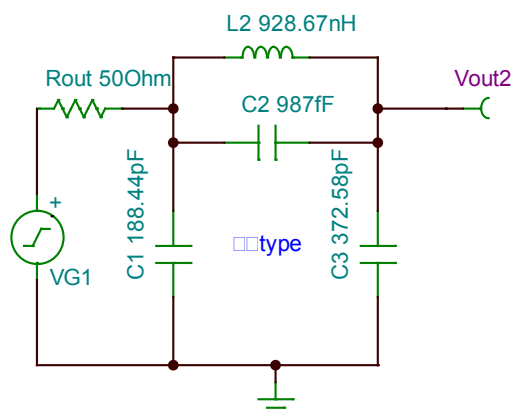


图 Section106-8 举例 3 电路

仿真结果如图 Section106-9。可以大致看出，在 10MHz 附近，增益开始急剧下降，大约在 140M 左右为阻带开始，阻带增益大约为-70dB。这个结果差不多，心里会踏实一些。但要得到准备的验证，必须将幅频特性图实施局部放大。

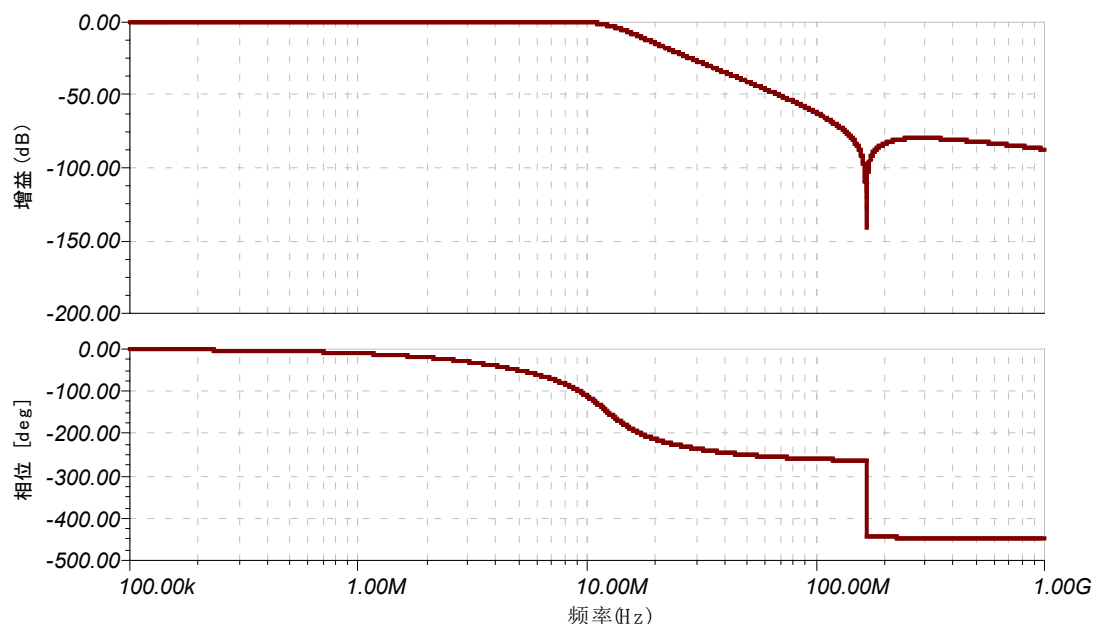


图 Section106-9 举例 10 电路幅频特性全图

从以下表格可以得到，有待验证的结果如下 4 项：

C03 20			负载电阻=1Ω				负载开路 (π 型) 或者短路 (T 型)			
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$
4	14.3	79.63	1.1870	0.0032	1.1507	1.1870	0.5920	0.0031	1.1670	1.1704

1) 通带频率为 10MHz；2) 通带纹波为  $R_{dB}=0.1773dB$ ；3) 阻带增益为-79.63dB；4) 阻带频率为 143MHz。

先看通带局部放大图，如图 Section106-10，可以测得谷值点发生在(5MHz, -177.6mdB)处，这就是通带纹波，0.1776dB，与设计要求 0.1773dB 基本吻合。从谷值点向右找，增益同样为-0.1776dB 的点，其频率为 10MHz，这就是通带频率，与设计要求吻合。

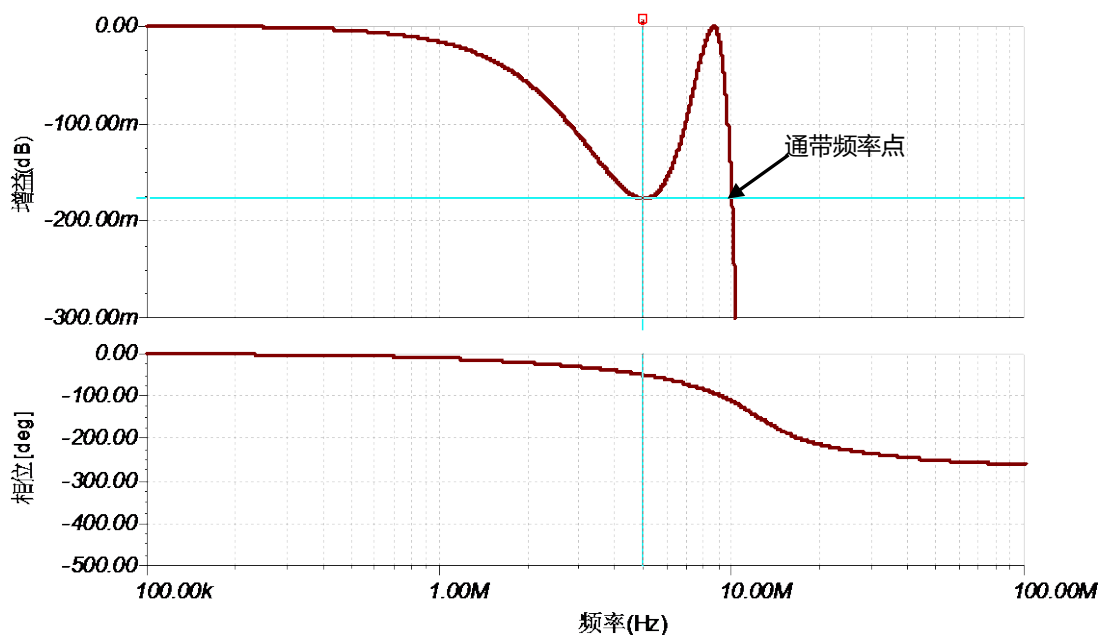


图 Section106-10 举例 3 电路幅频特性之通带放大图

阻带放大图如图 Section106-11 所示。可得阻带最大增益为-79.75dB，即图中的峰值位置，与设计要求基本吻合。以此为基准，向左找，可以找到图中阻带频率，为 144.01MHz，与设计要求 143MHz 基本吻合。至此，本题结束。

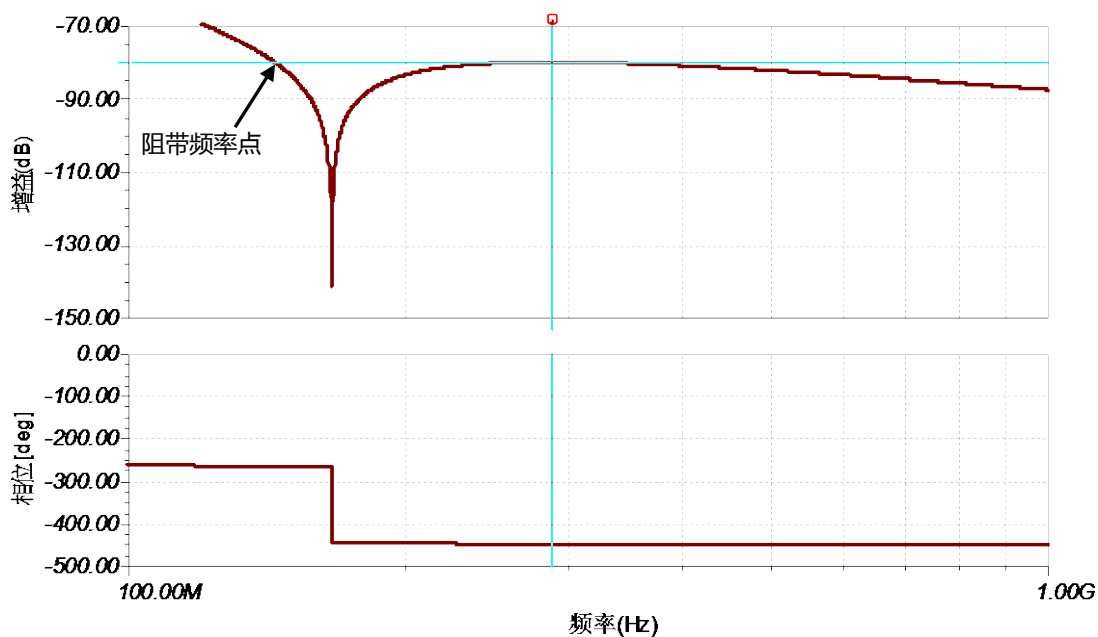


图 Section106-11 举例 3 电路幅频特性之阻带放大图

#### 举例 4 :

设计一个无源低通椭圆滤波器，前级输出电阻为  $50\Omega$ ，后级负载电阻可自行选择，要求通带增益为  $f_p=100\text{MHz}$ ，通带纹波小于 2.5%，阻带频率  $f_s$  小于 160MHz，阻带增益衰减大于 75dB。用 TINA-TI 仿真实现，并验证关键参数。

解：首先要确定阶数。一种方法是使用 Matlab 的 elliporde 函数，输入已知条件，会自动给出最小阶数 n。另一种方法就是直接查表。本书采用查表方法。

首先看通带纹波，要求小于 2.5%，以 1 为基准，则增益范围在 0.975~1.025 之间，换算成 dB，则在-0.2199dB~0.2145dB，则可知通带纹波 $R_{dB}$ 不得超过 0.2199dB（取其绝对值最大者）。而我们手中的表格，有两类， $\rho=5\%$ ， $R_{dB}=0.01087\text{dB}$ ， $\rho=20\%$ ， $R_{dB}=0.1773\text{dB}$ 。即便后者，也能满足要求。因此我们选择 $\rho=20\%$ 的表格。

然后进行归一化。通带频率 100MHz，阻带频率 160MHz，则有：

$$\omega_s = \frac{f_s}{f_p} = 1.6$$

对 $\rho=20\%$ 的每一张表格，先找到  $\omega_s$  刚小于 1.6 的那一行，然后看其 $\Delta A_s$  项是否大于 75dB，一旦不符合，立即换下一张表格，因为再不换表格，下面的行一定是  $\omega_s$  越来越小，而衰减量也是越来越小。直到找到为止。结果，我们找到了 C07 20，其中的  $\theta=39$  那一行，能够满足要求，获得数据如下：

C07 20			负载电阻=1Ω									
$\theta$	$\omega_s$	$\Delta A_s$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_{2s}$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_{4s}$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_{6s}$	$Z_7$
39	1.56	77.6	1.277	0.0689	1.317	1.928	0.3267	1.165	1.817	0.2317	1.145	1.135

它的负载电阻为 1Ω，因此选择 T 型还是  $\pi$  型电路都可以。但是考虑到电感稍贵一些，我们选择电容较多的  $\pi$  型电路，按照上表设计电路如图 Section106-12a 所示。

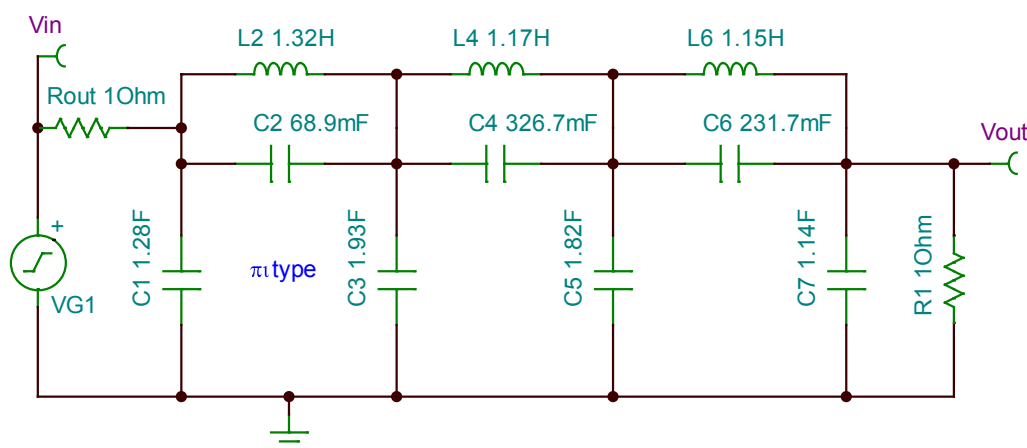


图 Section106-12a 举例 4 去归一化之前的原始电路

最后，进行去归一化，分为两步：

第一步，实施 50Ω 电阻的去归一化。将电感乘以 50，电容除以 50，得下表第二行数据。

阻值	通带频率	C1	C2	L2	C3	C4	L4	C5	C6	L6	C7
1	1	1.277	0.0689	1.317	1.928	0.3267	1.165	1.817	0.2317	1.145	1.135
50	1	0.02554	0.001378	65.85	0.03856	0.006534	58.25	0.03634	0.004634	57.25	0.0227
50	100000000	4.06E-11	2.19E-12	1.05E-07	6.14E-11	1.04E-11	9.27E-08	5.78E-11	7.38E-12	9.11E-08	3.61E-11

第二步，实施 100MHz 去归一化。将所有电感、电容，均除以  $2\pi \times 100\text{M}$ ，得上表第三行数据。用此数据，修改电路，得到如图 Section106-12b 所示的最终电路。仿真分析，得到如图 Section106-12c 所示的幅频、相频特性全图，以及通带放大 d、阻带放大 e 图。



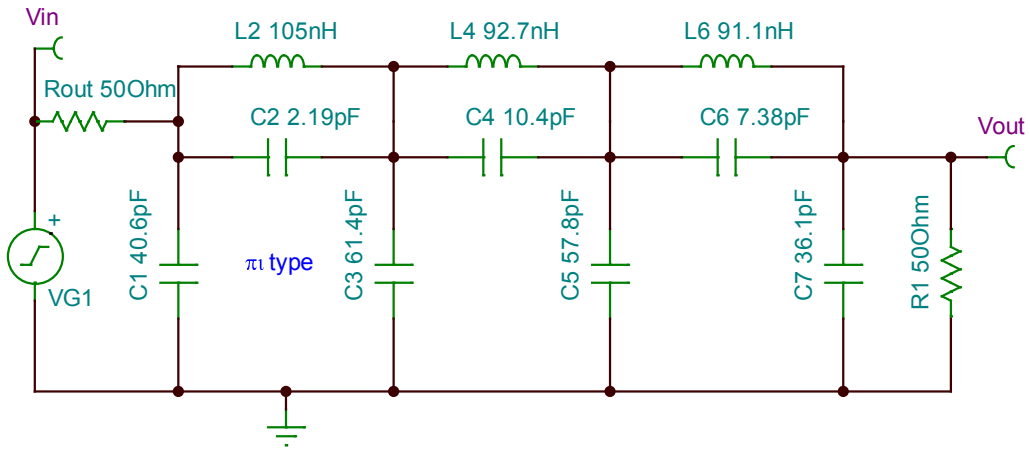


图 Section106-12b 举例 4 最终电路

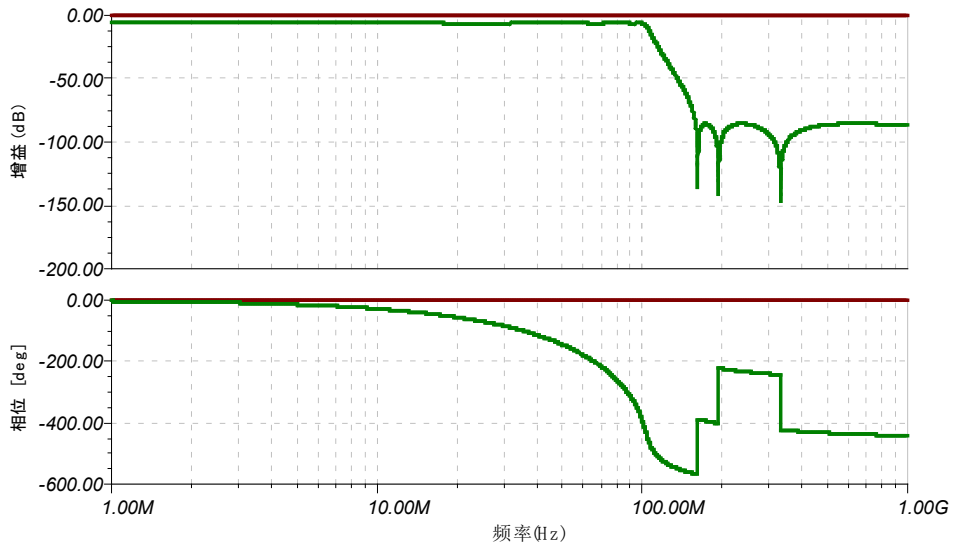


图 Section106-12c 举例 4 幅频特性全图

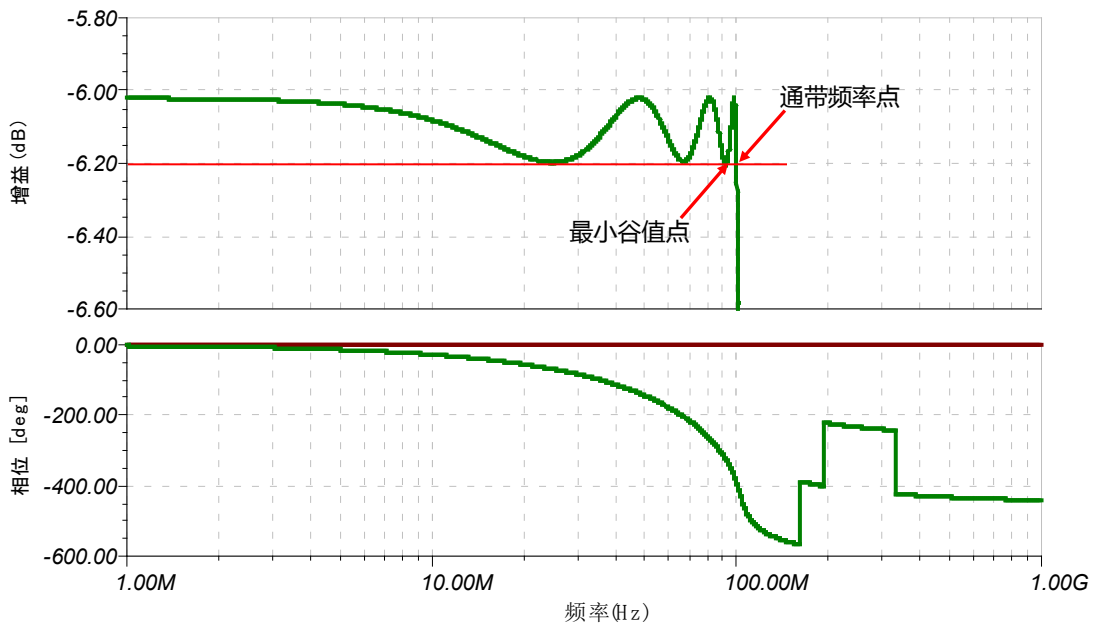


图 Section106-12d 举例 4 幅频特性之通带区域放大

从通带放大图可以得到如下信息：

1) 找到 91.39M, -6.2dB 为最小谷值  $A_{pm}$ , 向右找寻-6.2dB 点为 100MHz, 此即通带频率  $f_p$ 。与设计要求完全吻合。

2) 通带增益  $A_{p0}$  为-6.02dB, 这是平坦区的增益, 也是理论计算的频率(极低频率下, 电感短路, 电容开路, 前级输出电阻  $50\Omega$ , 后级负载电阻也是  $50\Omega$ , 其增益必然是 0.5 倍, 也就是-6.02dB)。在此情况下, 可以得到：

$$R_{dB} = |A_{pm}(dB) - A_{p0}(dB)| = |-6.2 + 6.02| = 0.18dB$$

即通带纹波小于设计要求的 0.2199dB, 满足设计要求。

从阻带放大图可以得到以下信息：

1) 阻带增益  $A_s$  为-85.39dB, 据此得到：

$$\Delta A_s = |A_{p0}(dB) - A_s(dB)| = |-6.02 + 85.39| = 79.37dB$$

即阻带衰减为 79.37dB, 大于设计要求 75dB。

2) 根据阻带最大增益, 向左可以找到阻带频率  $f_s$  为 158.94M。小于 160MHz, 满足设计要求。从前述查表可以看出, 表格中的  $\omega_s$  为 156, 即阻带频率应为 156MHz。实际仿真效果与此有点差异, 是因为最终设计时, 我仅取了 3 位有效数字。在实际电路设计时, 能取到如此精确, 已经很难。

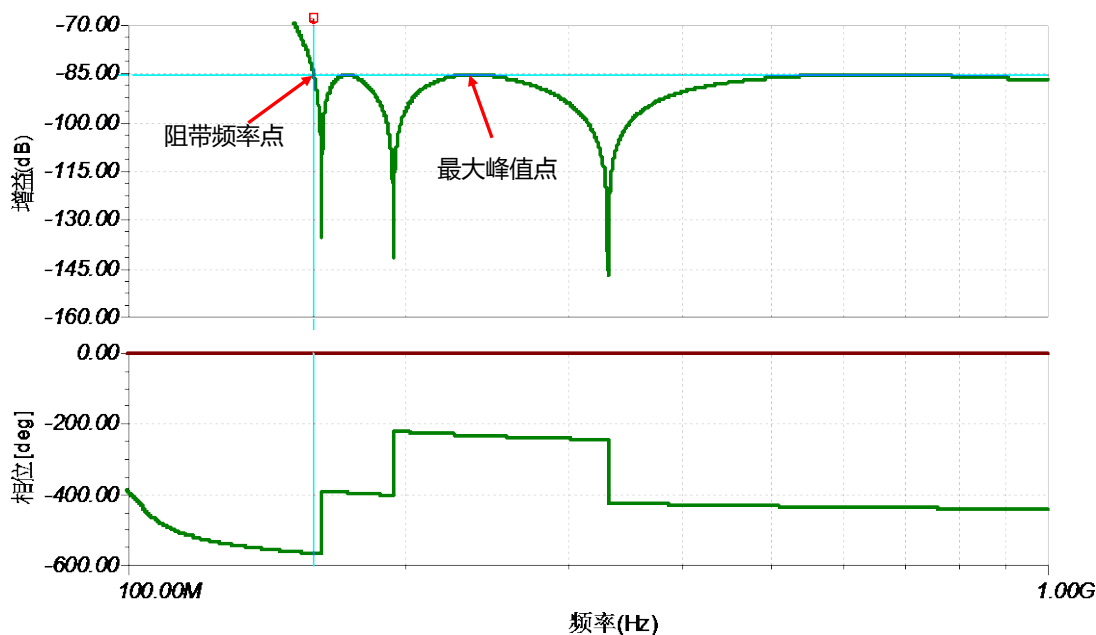


图 Section106-12e 举例 4 幅频特性之阻带区域放大

至此, 本题设计完毕。

## 4.9. 开关电容滤波器

前面 8 节讲述的滤波器，绝大多数都有两个特点，第一，它们的工作过程是时间连续的 time continue——即滤波器在工作中，任何时刻，都具有完全相同的部件连接状态，我们称之为“时间连续型”。第二，它们都是靠事先设计好的电阻、电容、电感，决定它们的频率特性，是无法用“程控”方法修改的。我称之为“元件设定型”。

本节讲述的开关电容型滤波器，它通过外部提供的可变频率的时钟信号，将滤波器工作状态分为高电平阶段 phase1、低电平阶段 phase2，在两个阶段，滤波器内部连接是不相同的。它呈现出一种奇妙的效果：滤波器截止频率，与外部时钟频率相关。

### Section107. 开关电容滤波器- Switched Capacitor Filter

1972 年，美国的 DAVID L. FRIED ( 弗雷德 ) 在 IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, AUGUST 1972 上发表 Analog Sample-Data Filters 一文，开启了开关电容滤波器的序幕。1978 年，美国加州大学洛杉矶分校的 BEDRICH J. HOSTICKA, ROBERT W. BRODERSEN, AND PAUL R. GRAY 在相同期刊上发表 MOS Sampled Data Recursive Filters Using Switched Capacitor Integrators，使其进入了实用阶段。经过几十年的发展，目前开关电容滤波器已经成熟，并在合适的场合发挥重要的作用。Maxim 公司、Linear Technology 公司等，生产了多种开关电容滤波器。

#### 开关电容形成可变电阻的基本原理

开关电容滤波器的核心，是一个用开关、电容实现的可变电阻。

图 Section107-1 是一个以“水”类比的“水积分器”模型。其中的球阀高低，像一个水阻  $R$ ，它和水库水位（类比为输入电位）一并决定着单位时间内的水流量（类比为电流），此水流注入到水容 1（类比为电容）中，使得水容 1 的水位（类比为电位）上升。这就是一个积分器，水容 1 的水位，就是水积分器的输出，而水库水位则是水积分器的输入。

在输入水位不变、水容 1 大小不变的情况下，要改变积分器输出（水容 1 的水位）速率，可以通过调节球阀高低实现。这类似于一个电位器调节电阻的积分器。客观上，它可以改变积分器的时间常数。

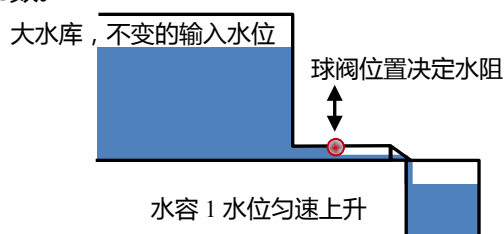


图 Section107-1 积分器的水模型，水阻大小决定水容 1 水位上升速度

水积分器中，改变积分器时间常数还有一个方法，“开关水容法”，如图 Section107-2 所示。它不再使用连续调节的球阀，改用两个开关 SW1 和 SW2（靠球阀拨开和球阀堵塞实现），并且在输入和输出之间，增加了一个水容 2，在  $\phi_1$  阶段，SW1 导通，SW2 闭塞，水

容 2 立即被注水到与水库水位相同——注意，由于 SW1 导通时，水道是完全打开的，我们假设其水阻为 0，因此这个注水过程将是非常短暂的，无需考虑注水过程。在  $\phi_2$  阶段，SW2 导通，SW1 闭塞，水容 2 的水立即流入水容 1。如此往复，水容 1 的水位也是在上升的。

此时，改变水积分器的时间常数，就可以通过改变  $\phi_1$  和  $\phi_2$  的往复频率  $f_{CLK}$  实现。这看起来，像是用  $f_{CLK}$  和水容 2 联合模拟了一个水阻。 $f_{CLK}$  越大，水阻越小，像搬运工来回搬水的频率提高了；水容 2 越大，水阻也越小，像搬运工每次搬水的水桶更大一些。

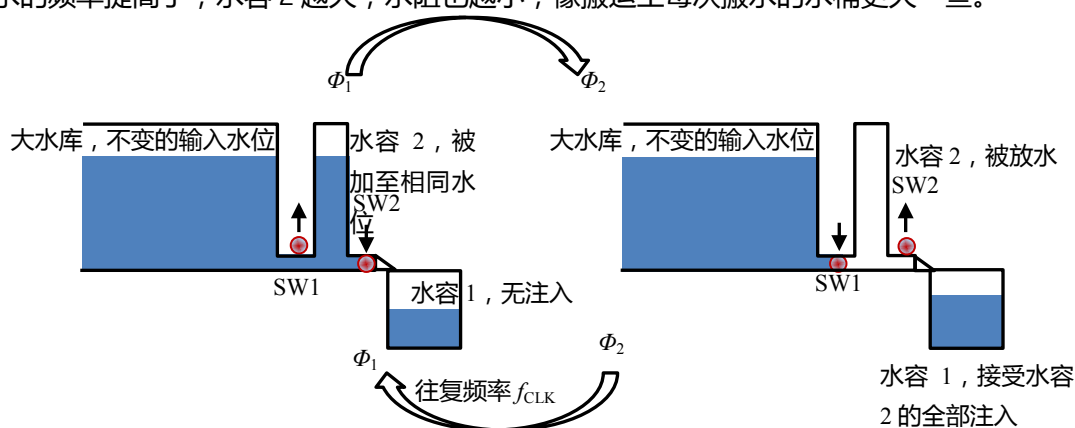


图 Section107-2 积分器的开关水容模型，往复频率越快，水容 1 水位上升越快，相当于水阻越小

完全类似的，电路中的积分器，如图 Section107-3 右侧图，它的电阻  $R_{SC}$ ，也可以通过上述方法实现程控的改变，即用左侧电路代替右侧标准积分器。

图左侧是开关电容模块取代可变电阻的积分器电路。开关电容模块为绿色虚框内电路，由两个开关 SW1 和 SW2，一个电容  $C_1$  组成。在外部时钟  $f_{CLK}$  作用下，形成两个开关控制信号——高电平对应开关闭合，低电平对应开关断开。往复之下，开关电容模块则可以视为一个电阻  $R_{SC}$ ，其阻值与外部时钟频率  $f_{CLK}$ ，电容  $C_2$  相关：

$$R_{SC} = \frac{1}{f_{CLK} \times C_2}$$

[Section107-1]

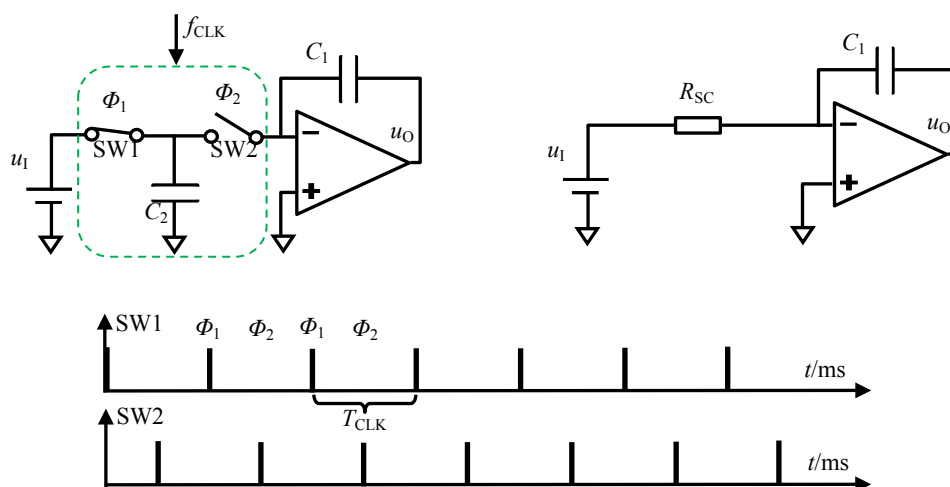


图 Section107-3 开关电容模块取代电阻用于积分器

很容易证明式[Section107-1]：

在  $\phi_1$  阶段，存在一个  $u_I$  给电容  $C_2$  充电的过程， $C_2$  得到电荷为：

$$Q = u_I C_2$$

在  $\phi_2$  阶段，电容  $C_2$  通过 SW2 的闭合，接入到积分器运放的负输入端，电容  $C_2$  中的电荷，将迅速、全部转移给电容  $C_1$ ，使得  $C_2$  电压为 0——运放负输入电位变为 0V，这样才会虚短，当然  $C_2$  的电荷也变为 0。

这样，在一个完整的周期内，电容  $C_2$  从  $u_I$  转移走的电荷总量为  $u_I C_2$ ，如果频率为  $f_{CLK}$ ，则 1 秒内，电容  $C_2$  从  $u_I$  转移走的电荷总量为：

$$Q_{1s} = u_I C_2 f_{CLK} \tag{1}$$

而一个标准积分器如图右侧，流过电阻  $R_{SC}$  的电流为：

$$i_R = \frac{u_I}{R_{SC}}$$

在 1 秒内，转移给后续电路的电荷总量为：

$$Q_{1s} = \int_0^{1s} i_R dt = \frac{u_I}{R_{SC}} \times 1s \tag{2}$$

开关电容模块要模拟标准积分器，则两个电荷应相同：

$$\frac{u_I}{R_{SC}} \times 1s = u_I C_2 f_{CLK}$$

即：

$$R_{SC} = \frac{1}{C_2 f_{CLK}}$$

### 将开关电容积分器用于滤波器，形成开关电容滤波器

至此，我们能够用一个开关电容模块，形成一个可变时间常数的积分器，可以称之为开关电容积分器，其时间常数可以用外部提供的  $f_{CLK}$  控制。我们将其用于取代传统滤波器中的积分器，就可以用  $f_{CLK}$  控制滤波器的关键参数了。

这就是开关电容滤波器的核心原理。只要传统滤波器中存在积分器，且积分时间常数会影响滤波器的关键参数，那么，用开关电容积分器代替它，就一定能够做出一个“用外部  $f_{CLK}$  控制截止频率”的程控滤波器，即开关电容滤波器。

比如图 Section102-1 所示的状态可变量滤波器，其中含有 A2 和 A3 两个积分器，而且从传函可以看出，积分器的时间常数对特征频率是直接影响的，其中的低通输出为：

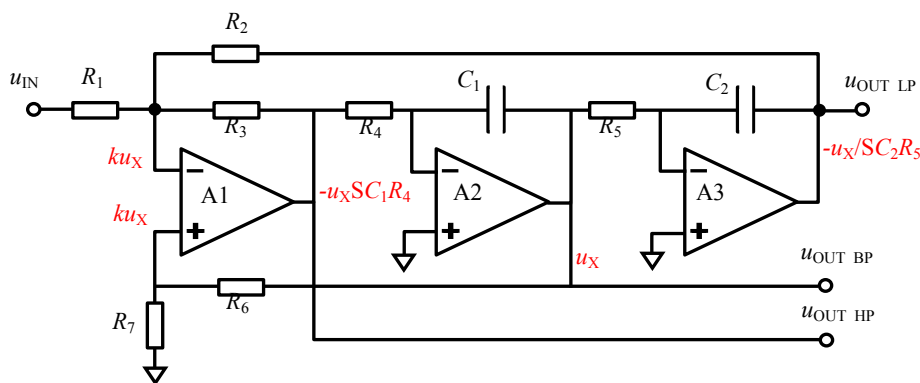


图 Section102-1 状态可变量滤波器

$$A_{LP} = \frac{U_{OUT\_LP}}{U_{IN}} = \frac{-U_X}{SC_2R_5} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{(kR_1R_2 + kR_2R_3 + kR_1R_3)}{R_1R_3}SC_2R_5 + S^2C_1C_2\frac{R_5R_4R_2}{R_3}}$$

如果仅将  $C_1$  和  $R_4$  组成的积分器，用开关电容积分器代替，那么当外部输入时钟  $f_{CLK}$  改变时，其特征频率将随着改变。

Section103 所述的 Biquad 滤波器，内部也具有积分器，如图 Section103-1 所示。它本身具有低通和带通输出，经过合适的加法运算，可以实现更为丰富多彩的滤波效果。

绝大多数开关电容滤波器内部，都采用 Biquad 滤波器——用开关电容积分器，取代图中的积分器，其实就是用开关电容形成的电阻，取代图中的  $R_4$ 。低通增益为：

$$A_{LP1} = \frac{U_X}{U_{IN}} = \frac{R_2R_3}{S^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4 + SC_1R_1R_2R_4 + R_1R_3}$$

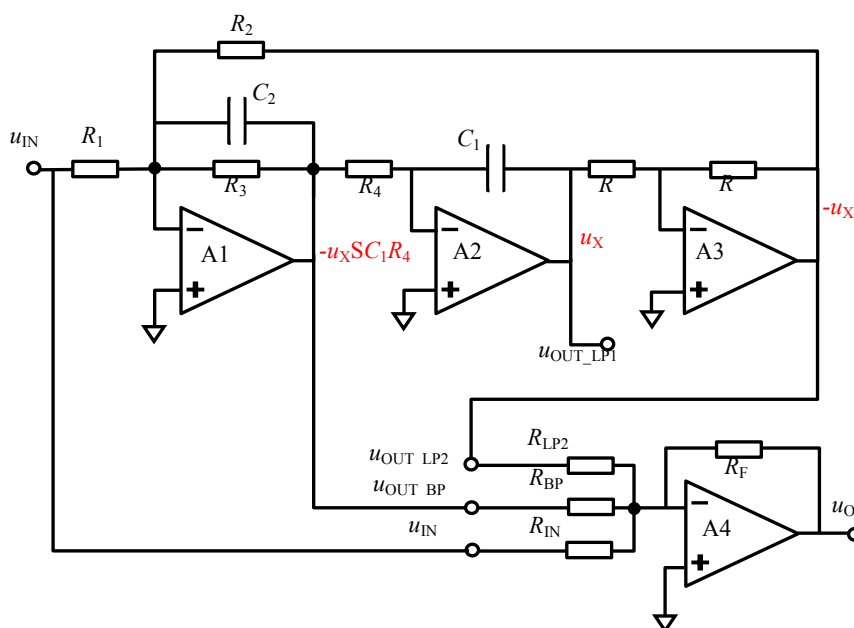


图 Section103-1 Biquad 滤波器

从其低通表达式可看出，改变电阻  $R_4$ ，确实可以改变滤波器特征频率。

### 低通型开关电容滤波器

常见的开关电容滤波器，分为低通型和通用型。

低通型是最为常见的，在不同的场合，可以选择巴特沃斯型、贝塞尔型，以及椭圆型。用户仅需要通过输入  $f_{CLK}$  以确定通带频率（椭圆）、截止频率（巴特沃斯和贝塞尔），即可完成设计。因此，多数低通开关电容滤波器，无需任何外部器件；用户也无需知道其内部结构，按照数据手册正确使用即可。图 Section107-4 是两个实例。

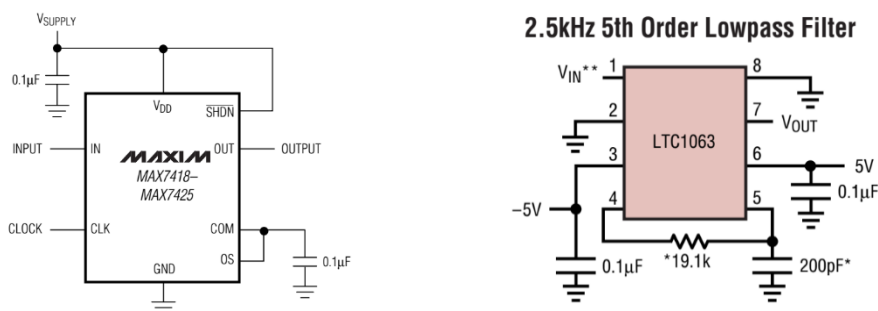


图 Section107-4 两种常见的低通型开关电容滤波器

左边的是 MAXIM 公司的 MAX7418-MAX7425 共 8 种型号的通用电路，它们都是 5 阶低通开关电容滤波器，不同的型号具有不同的供电电压、不同的滤波器数学形态。比如 MAX7418 是椭圆型，具有 1.6 倍的过渡带比，5V 供电；而 MAX7423 则为贝塞尔型，3V 供电。用户需要做的是，根据自己的需要，选择合适的芯片型号，然后给 CLK 端施加设计好的方波，即可。

右边是 Linear Technology 公司的 LTC1063，一款 5 阶巴特沃斯低通滤波器，该电路采用外接电阻、电容实现固定频率 250kHz 的 CLK 输入，最终实现截止频率为 2.5kHz 的巴特沃斯 5 阶低通滤波。

开关电容滤波器常用截止频率  $f_{cutoff}$  代表其关键的滤波效果。

开关电容滤波器的截止频率，与输入 CLK 频率一般成固定比例，比如：

$$\eta = \frac{f_{CLK}}{f_{cutoff}} = 100$$

此值一般为 100，也可以是 50，甚至其他数值，完全取决于芯片的规定。

这类滤波器的时钟输入，一般都可以选择外部时钟，或者采用阻容配合，实现固定频率。

### 通用型开关电容滤波器

通用型开关电容滤波器，一般可以实现低通、高通、带通、带阻（限波）、全通等多种滤波器形态，因此较为复杂一些，多数需要用户设计外部的电阻。

以 LTC1060 为例，这是一款 2 阶开关电容滤波器模块，内含两个完全相同的模块，可以级联形成 4 阶滤波器电路。它有多种工作模式，取决于芯片第 6 脚  $S_{A/B}$  的电平和外部电路的连接，当  $S_{A/B}$  接  $V^+$  时，内部开关置于右侧，如图 Section107-5。此时，芯片的 15、4、3、5、2、1 脚连接相应的电阻，就形成了 MODE1 电路。图中虚框内为 LTC1060。

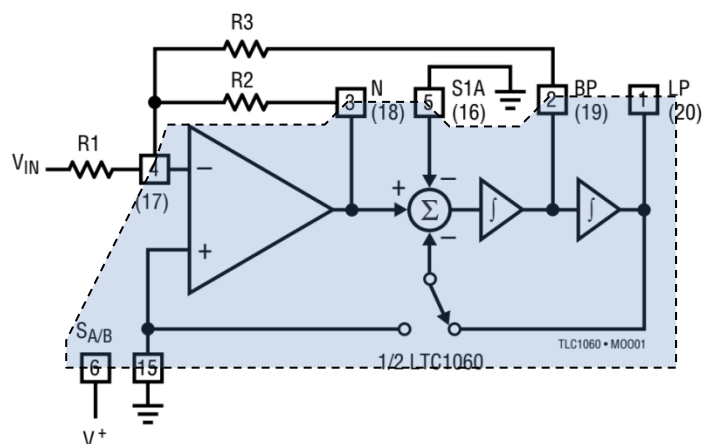


图 Section107-5 通用开关电容滤波器模块 LTC1060 的一种工作模式

根据此时的电路连接，可以列出传递函数：

对图中的积分器（为同相积分器）来说，有下面两个式子成立：

$$V_{LP} = \frac{1}{SRC} V_{BP}; \rightarrow V_{BP} = SRC V_{LP} \quad (3)$$

$$V_{BP} = \frac{1}{SRC} V_{SUM} \rightarrow V_{SUM} = SRC V_{BP} = S^2 R^2 C^2 V_{LP} \quad (4)$$

对图中的加法器来说，有下式成立：

$$V_{SUM} = V_N - V_{LP} \rightarrow V_N = V_{SUM} + V_{LP} \quad (5)$$

对图中的运放，有下式成立：

$$V_N = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN} - \frac{R_2}{R_3} V_{BP} \quad (6)$$

将式(3)、(4)、(5)代入式(6)，得：

$$S^2 R^2 C^2 V_{LP} + V_{LP} = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN} - \frac{R_2}{R_3} SRC V_{LP}$$

可以解得：

$$V_{LP} (S^2 R^2 C^2 + \frac{R_2}{R_3} SRC + 1) = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN}$$

$$A_{LP} = \frac{V_{LP}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{S^2 R^2 C^2 + \frac{R_2}{R_3} SRC + 1} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \times \frac{S}{\omega_0} + (\frac{S}{\omega_0})^2} \quad (7)$$

其中：

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2}$$

这是一个标准的低通滤波器。注意，其特征角频率为  $1/RC$ ，即图中积分器的时间常数的倒数，它是可以由开关电容积分器实现的，即用外部 CLK 控制  $RC$ 。而低通滤波器的品质因数  $Q$ ，则由外部电阻  $R_3$  和  $R_2$  控制。

相应的，带通传函和陷波器传函列出如下：



$$A_{BP} = \frac{V_{BP}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{SRC}{S^2R^2C^2 + \frac{R_2}{R_3}SRC + 1}$$

(8)

$$A_N = \frac{V_N}{V_{IN}} = \frac{V_{SUM} + V_{LP}}{V_{IN}} = \frac{S^2R^2C^2V_{LP} + V_{LP}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1 + S^2R^2C^2}{S^2R^2C^2 + \frac{R_2}{R_3}SRC + 1}$$

(9)

显然，无论哪种输出结果，电阻 R<sub>1</sub> 负责控制增益。

### 集成开关电容滤波器列表

我从上述两家公司官网上整理了如下表格，供读者参考。

表 Section107-1 Maxim 公司开关电容滤波器总汇 46 种

型号	滤波器类型	数学形态	阶数	频率下限	频率上限	频率控制方法	备注
MAX7400/03/04/07	低通	椭圆	8	1	10k	CLK	100:1
MAX7401/05	低通	贝塞尔	8	1	5k	CLK	100:1
MAX7408/11/12/15	低通	椭圆	5	1	15k	CLK	100:1
MAX7409/13	低通	贝塞尔	5	1	15k	CLK	100:1
MAX7410/14	低通	巴特沃斯	5	1	15k	CLK	100:1
MAX7418/21/22/25	低通	椭圆	5	1	45k	CLK	100:1
MAX7419/23	低通	贝塞尔	5	1	45k	CLK	100:1
MAX7420/24	低通	巴特沃斯	5	1	45k	CLK	100:1
MAX7426/27	低通	椭圆	5	1	12k	CLK	100:1
MAX7480	低通	巴特沃斯	8	1	2k	CLK	100:1
MAX280/MXL1062	低通	巴特沃斯	5	DC	20k	CLK/内	100:1 直流优
MAX281	低通	贝塞尔	5	DC	20k	CLK/内	100:1 直流优
MAX291/295	低通	巴特沃斯	8	0.1	25k/50k	CLK/内	100/50:1
MAX292/296	低通	贝塞尔	8	0.1	25k/50k	CLK/内	100/50:1
MAX293/294/297	低通	椭圆	8	0.1	25k/50k	CLK/内	100/50:1
MAX7490/91	通用	Q 可变	2	1	40k	CLK/内	100:1
MAX260/261/262	通用	Q 可变	2	取决于模式 75k		CLK 和编程确定	
MAX263/4/7/8	通用	Q 可变	2	取决于模式 75k		CLK 和编程确定	
MAX265/266	通用	Q 可变	2	取决于模式 140k		CLK 和编程、电阻确定	

表 Section107-2 Linear Technolgy 公司开关电容滤波器总汇 29 种

型号	滤波器类型	数学形态	阶数	频率下 限	频率上 限	频率控制 方法	备注
LTC1062	低通	巴特沃斯	5	DC	20k	CLK/内	100:1 直流优
LTC1063	低通	巴特沃斯	5	DC	50k	CLK/内	100:1 直流优
LTC1064-1	低通	椭圆	8	DC	50k	CLK	100:1
LTC1064-2	低通	巴特沃斯	8	DC	140k	CLK	100/50:1
LTC1064-3	低通	贝塞尔	8	DC	95k	CLK	150/120/75:1
LTC1064-4	低通	椭圆	8	DC	100k	CLK	100/50:1
LTC1064-7	低通	线性相位	8	DC	100k	CLK	100/50:1

LTC1065	低通	贝塞尔	5	0.3	50k	CLK/内	100:1
LTC1066-1	低通	椭/线	8	0.3	50k	CLK/内	100:1
LTC1069-1	低通	椭圆	8	DC	12k	CLK	100:1
LTC1069-6	低通	椭圆	8	DC	20k	CLK	50:1
LTC1069-7	低通	线性相位	8	DC	200k	CLK	25:1
LTC1164-5	低通	巴/贝	8	DC	20k	CLK	100/50:1
LTC1164-6	低通	椭/线	8	DC	30k	CLK	100/50/160:1
LTC1164-7	低通	线性相位	8	DC	20k	CLK	100/50:1
LTC1264-7	低通	线性相位	8	DC	200k	CLK	25/50:1
LTC1059	通用	Q可变	2	0.1	40k	CLK	100/50:1
LTC1060	通用	Q可变	2	0.1	30k	CLK	100/50:1
LTC1061	通用	Q可变	2	0.1	35k	CLK	100/50:1
LTC1064	通用	Q可变	2	0.1	140k	CLK	100/50:1
LTC1067/-50	通用	Q可变	2	0.1	40k	CLK	100/50:1
LTC1068/-25/-50/-200	通用	Q可变	2	0.5	140k	CLK	200/100/50/25:1
LTC1164	通用	Q可变	2	0.1	20k	CLK	100/50:1
LTC1264	通用	Q可变	2	0.1	250k	CLK	20:1

举例 1：

使用集成开关电容滤波器，设计一个椭圆低通滤波器，要求通带为 1kHz，通带纹波小于 0.2dB，阻带小于 2kHz，阻带增益小于-65dB。

解：1) 选择集成开关电容滤波器的型号范围。首先，所有的通用型模块都无法实现椭圆型低通滤波，只能选择低通型中的集成椭圆滤波器。其次，椭圆滤波器分为 5 阶和 8 阶两种，其中的 5 阶椭圆，要实现-65dB 的阻带增益非常困难，因此选择 8 阶椭圆滤波器。查阅表 Section107-1 和-2，筛选出 8 阶椭圆型种类如下：

型号	滤波器类型	数学形态	阶数	频率下限	频率上限	频率控制方法	备注
MAX7400/03/04/07	低通	椭圆	8	1	10k	CLK	100:1
MAX293/294/297	低通	椭圆	8	0.1	25k/50k	CLK/内	100/50:1
LTC1064-1	低通	椭圆	8	DC	50k	CLK	100:1
LTC1064-4	低通	椭圆	8	DC	100k	CLK	100/50:1
LTC1066-1	低通	椭/线	8	0.3	50k	CLK/内	100:1
LTC1069-1	低通	椭圆	8	DC	12k	CLK	100:1
LTC1069-6	低通	椭圆	8	DC	20k	CLK	50:1
LTC1164-6	低通	椭/线	8	DC	30k	CLK	100/50/160:1

2) 认真阅读数据手册，挑选合适的集成开关电容滤波器型号。

以典型值为准，我对上述椭圆滤波器的数据手册进行对比，得到下表。

型号	纹波典型值/dB	过渡带比	阻带增益/dB	供电电压/V
MAX7400	0.19	1.5	-82	+5
MAX7403	0.23	1.2	-58	+5
MAX7404	0.19	1.5	-82	+3
MAX7407	0.23	1.2	-58	+3
MAX293	0.15	1.5	-78	±5

MAX294	0.27	1.2	-54	±5
MAX297	0.23	1.5	-79	±5
LTC1064-1	0.15	1.5	-68	±8
LTC1064-4	-0.15-0.6	2	-80	±8
LTC1066-1	0.3	2	-58	±8
LTC1069-1	0.3	1.375	-55	±5
LTC1069-6	0.2	1.375	-45	+10
LTC1164-6	0.4	1.44	-64	±8

其中绿色为合格，选择其中的 MAX293。它有几个优点，第一双电源供电，第二，具有内部独立运放，第三，使用极为简单。但它也有缺点，失真度较差，大致为-70dB，且有大约为 5mV 的 CLK feedthrough，因题目对此未做要求，故选择之。

3) 针对选择好的芯片，完成设计。

完整设计电路如图 Section107-6 所示。理论上，此电路可以实现如下性能：

1) 当开关频率为 100kHz 时，通带频率为 1kHz，阻带频率为 1.5kHz ( 从过渡带比 1.5 获得 )，这满足小于 2kHz 的设计要求。

2) 通带纹波 0.15dB，小于设计要求 0.2dB。

3) 阻带增益-78dB，小于设计要求的-65dB。

具体设计步骤如下：

4) 电源设计

MAX293 供电电压为±5V，因此外部提供 3 根电源线，+5V、-5V、GND，分别连接到对应的芯片管脚，并在正电源、负电源对地分别接 0.1μF 的旁路电容，以保证供电可靠——MAX293 数据手册建议的旁路电容为 0.1μF。此时，输入信号、输出信号均以图中 GND 为基准。

5) 时钟输入

为实现 1kHz 的通带频率，MAX293 需要 100 倍通带频率的时钟输入，也就是 100kHz 的  $f_{CLK}$ 。MAX293 可以采用外部时钟，由时钟电路或者 FPGA 产生  $f_{CLK}$  后，接入 CLK 脚，也可以采用外接电容实现内部时钟，即在 CLK 对地之间接入一个电容  $C_{OSC}$ ，MAX293 将利用此电容与内部的振荡电路，完成  $f_{CLK}$  的产生，并自己使用。MAX293 数据手册中规定了振

$$f_{OSC}(kHz) = \frac{10^5}{3C_{OSC}(pF)}$$

荡频率与外部电容的关系为 ( 影印如下 )：

换算成统一量纲，则有：

$$f_{CLK}(Hz) = \frac{10^8}{3 \times C_{OSC}(pF)} = \frac{10^8}{3 \times C_{OSC}(pF)} = \frac{10^{-4}}{3 \times C_{OSC}(F)}$$

解得：

$$C_{OSC} = \frac{10^{-4}}{3 \times 10^5} = 0.33 \times 10^{-9}F = 330pF$$

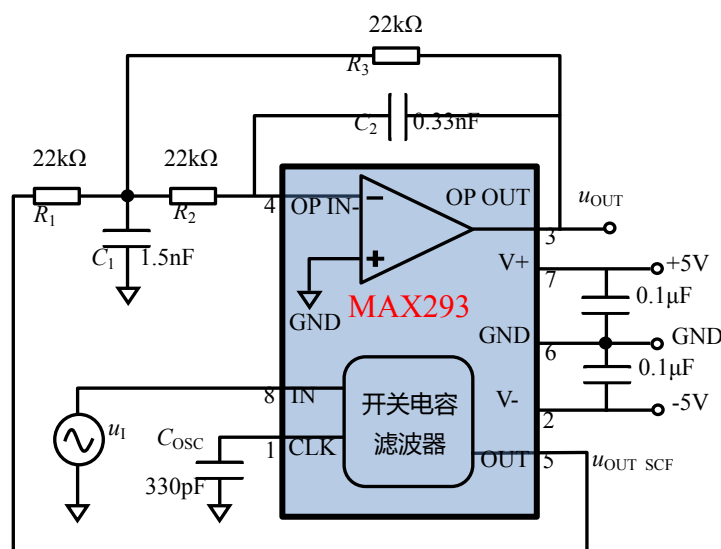


图 Section107-6 举例 1 完成电路

### 6) 后级滤波器设计

开关电容滤波器的输出中，或多或少都含有  $f_{CLK}$  的影子，这就是参数中的 Clock FeedThrough，即时钟会串扰到输出中，对 MAX293 来说，这个 100kHz 的串扰会有 5mV 左右。这是集成电路结构决定的，厂家做出了努力试图减少它，并且也将其减少了很多，但它仍然存在。因此，一般来说，开关电容滤波器的后级，再增加一级模拟低通滤波器，是合适的。怪不得 MAX293 内部，买一送一，集成了一个运放。

利用这个运放设计一个二阶低通滤波器，可以有效抑制开关频率的串扰。低通滤波器的截止频率既不能太小，也不能太大。二阶低通的截止频率太小，会靠近椭圆滤波器的通带频率，对椭圆滤波器性能会影响很大，特别是带内波动。二阶低通的截止频率太大，则会靠近 100kHz 的时钟，对 100kHz 的抑制能力将下降，起不到应有的作用。

一般来说，选择二阶低通的截止频率为椭圆滤波器通带频率的 2.5~20 倍，是合适的。本例中选择为 10 倍，即截止频率为 10kHz。

这个二阶低通，一般设计成巴特沃斯型，即 Q 约为 0.707。

这个二阶低通，一般选择为 MFB 型，是为了避免 SK 型容易出现的高频馈通——见本书 Section90。

由于开关电容滤波器的输出带载能力非常有限，要求后级滤波器必须具有足够大的输入阻抗，对 MAX293 来说，它要求后级输入电阻大于 20kΩ。这直接决定了滤波器中电阻  $R_1$  的选择。MAX293 数据手册中给出了设计电路，本例照搬了此设计，如图 Section107-6 所示，其中选择  $R_1$  为 22kΩ。

按照本书 Section87 中给出的公式，可以算出此滤波器的截止频率为 10.28kHz， $Q=0.71$ 。至此，设计完毕。

### 集成开关电容滤波器的好处和局限性

好处有：

- 1) 易于使用。特别是低通型，实在是方便至极。
- 2) 中心频率（特征频率）易于修改，改变外部时钟频率即可。

3) 外部不需要电阻、电容，或者使用很少的电阻，稳定性、一致性、故障率等易于保证。

局限性有：

1) 低通只能实现指定若干常见参数，无法实现任意参数。

2) 失真度还是比不过用运放构建的滤波器。

3) 噪声虽然已经很小，但还是一个需要注意的问题。

4) CLK feedthrough ( 时钟馈通 )，是指输出信号中或多或少仍存在时钟的影子，即时钟频率馈通到了输出信号中。虽然现代开关电容滤波器，已经将此降至很低，但最好在其后面串联一级普通低通滤波器。

5) 失调电压，仍然比不过用运放构建的滤波器。虽然有 DC ACCURATE 型，比如 MAX280 和 [LTC1062](#)，但失调仍是开关电容滤波器的弱项。

## 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。

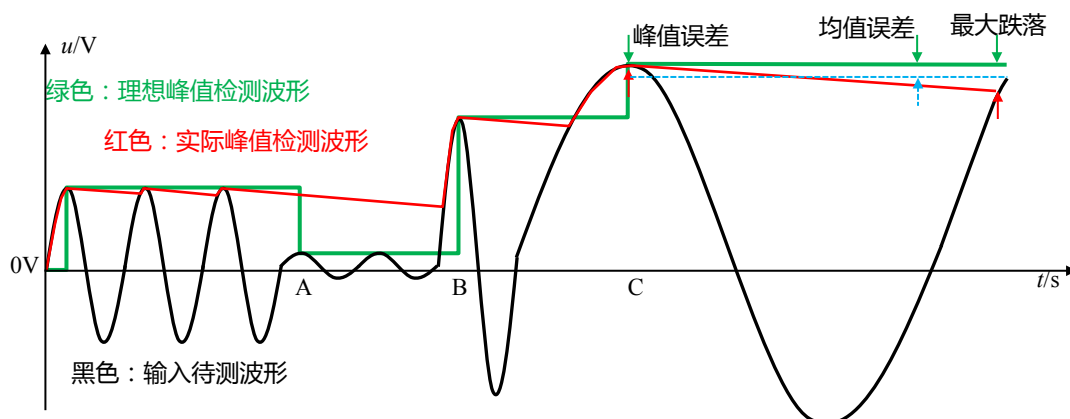


图 Section108-1 峰值检测示意图

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。

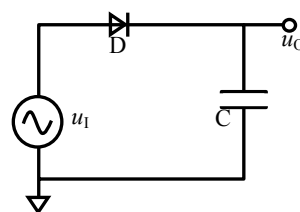


图 Section108-2 最简单的峰值检测

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。

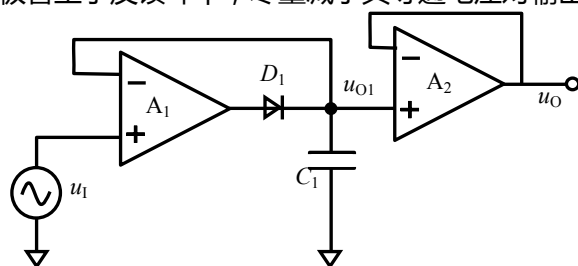


图 Section108-3 峰值检测改进电路 1

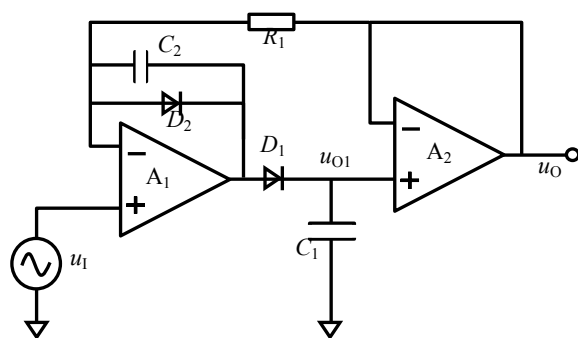


图 Section108-4 峰值检测改进电路 2

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

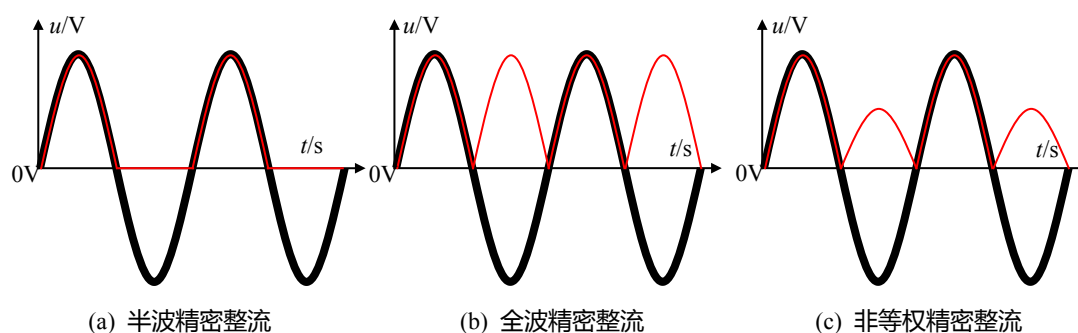


图 Section108-5 精密整流输入输出示意图

## 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：

$$u_{OA} = -\frac{R_{2A}}{R_1} u_1 = -u_1$$

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。



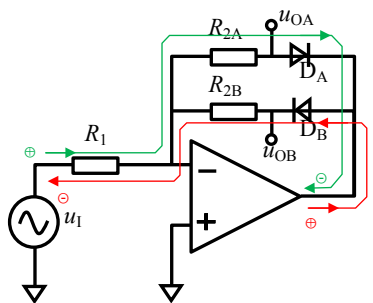


图 Section108-6a 半波精密整流

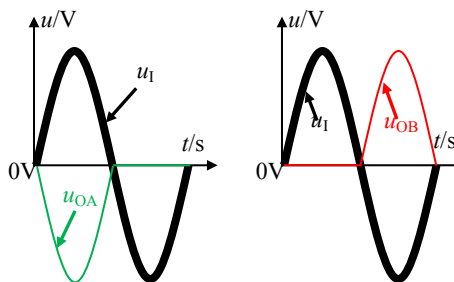


图 Section108-6b 半波精密整流输入输出波形

### 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。

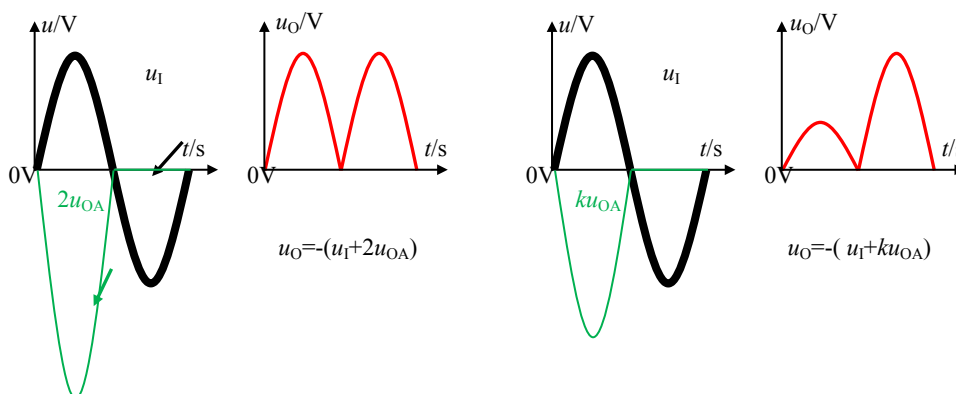


图 Section108-7 全波精密整流和非等权整流的形成原理

电路如图 Section108-8 所示。

$$u_{OA} = \begin{cases} -\frac{R_{2A}}{R_1} u_1 ; & u_1 > 0 \\ 0 ; & u_1 \leq 0 \end{cases}$$

$$u_O = -\frac{R_5}{R_4} u_1 - \frac{R_5}{R_3} u_{OA} = \begin{cases} \left( \frac{R_5}{R_3} \times \frac{R_{2A}}{R_1} - \frac{R_5}{R_4} \right) u_1 ; & u_1 > 0 \\ -\frac{R_5}{R_4} u_1 ; & u_1 \leq 0 \end{cases}$$

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。

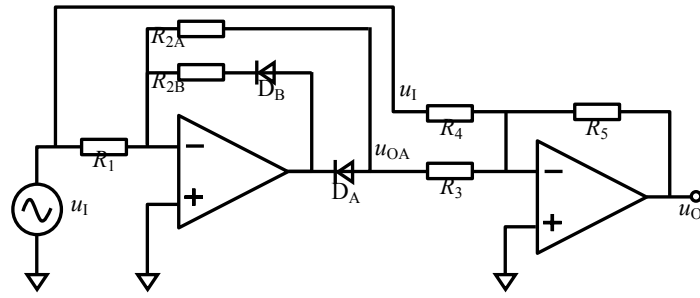


图 Section108-8 全波精密整流（含非等权）电路

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) 差分放大器：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、差分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：

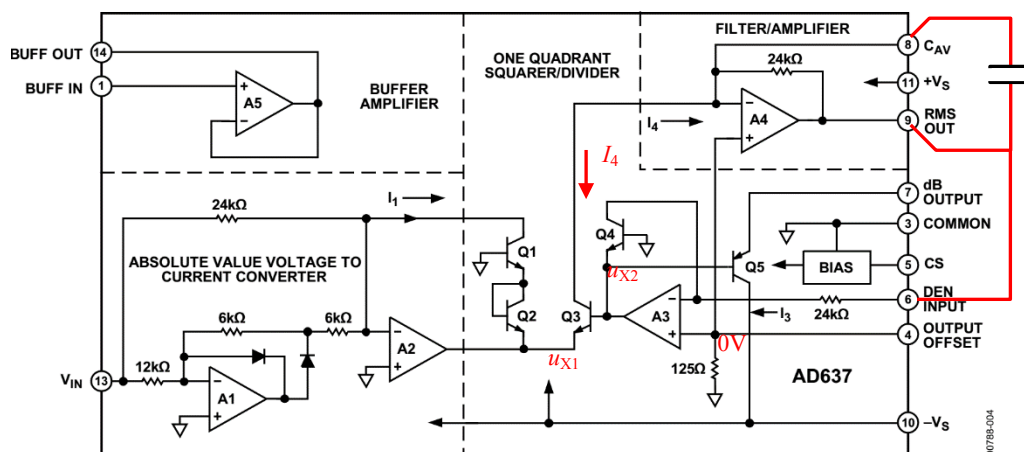


Figure 4. Simplified Schematic

图 Section109-1 AD637 内部结构图

$$u_{X2} = -U_T \ln\left(\frac{I_4}{I_{DSS}}\right) \quad (4)$$

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：

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

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<sub>RMS</sub> 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±3dB 虚线表明了位置——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。

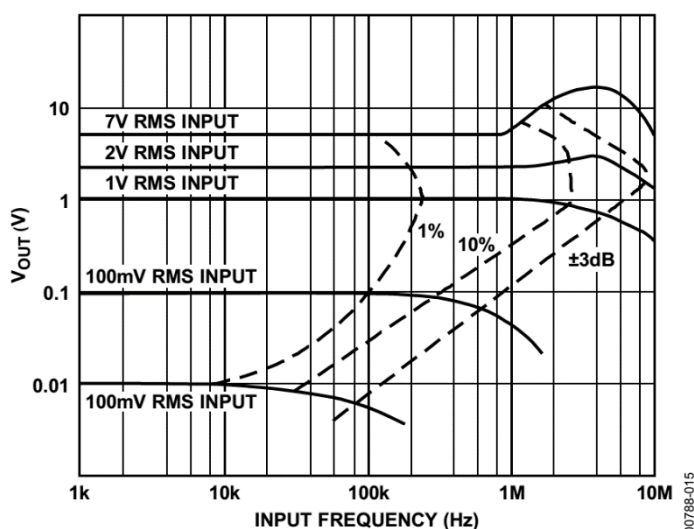


图 Section109-2 AD637 有效值输出与输入信号频率、幅度的关系

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 8kΩ，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

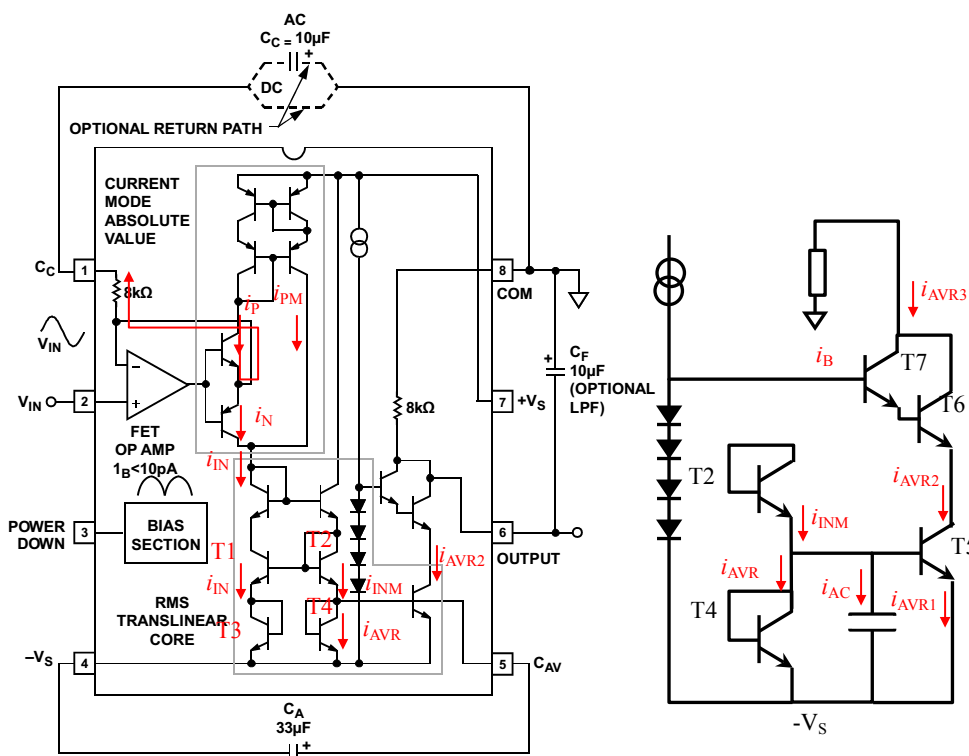


图 Section109-3 AD737 内部结构，右侧为细致图

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：

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

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

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:

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

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  $-5.6V \sim -0.8V$ ，高电平范围为  $2.0V \sim V_+$ 。

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。

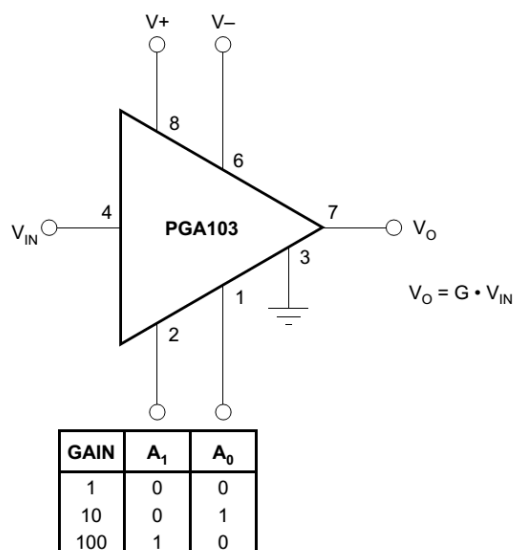


图 Section110-1 PGA103 内部结构图

### 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。



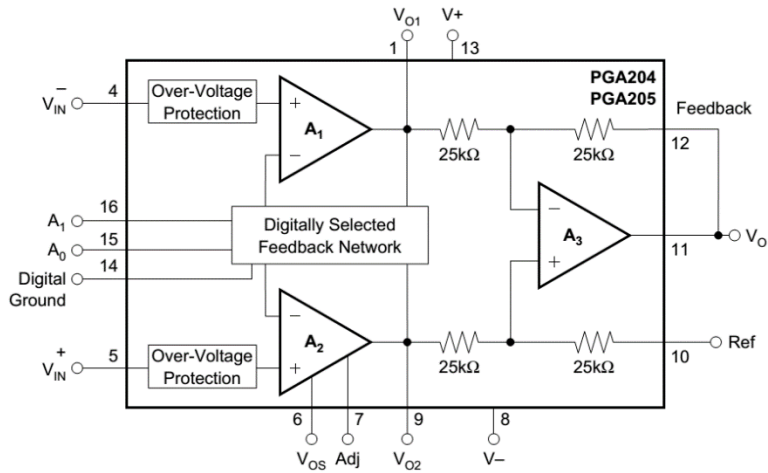


图 Section110-2 PGA204/205 内部结构图

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，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，

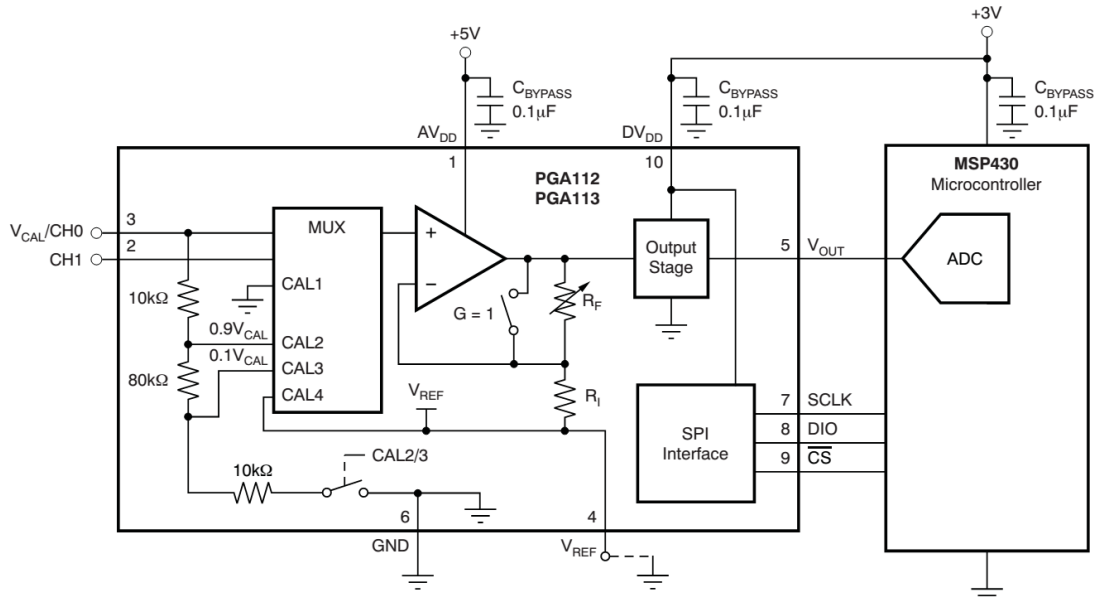


图 Section110-3 PGA112/113 内部结构图

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  $V_{\text{CAL}}$ ，通道 1，GND(CAL1)，0.9 倍校准电压  $0.9 V_{\text{CAL}}$ (CAL2)，0.1 倍校准电压  $0.1 V_{\text{CAL}}$ (CAL3)

$V_{CAL}(CAL3)$ ，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 0V 的双极信号  $V_{INO}$ ，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。

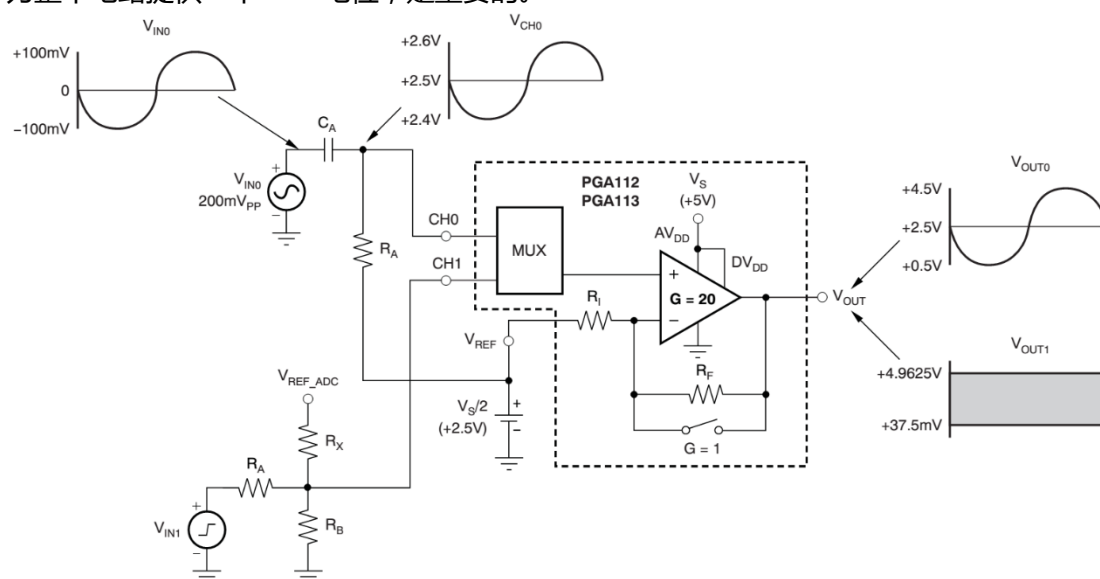


图 Section110-4 PGA113 模拟部分局部电路

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  $V_{INO}$  进行。通过  $R_A$  和  $C_A$  组成高通阻容耦合，使得 CH0 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 CH0 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 CH0 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。

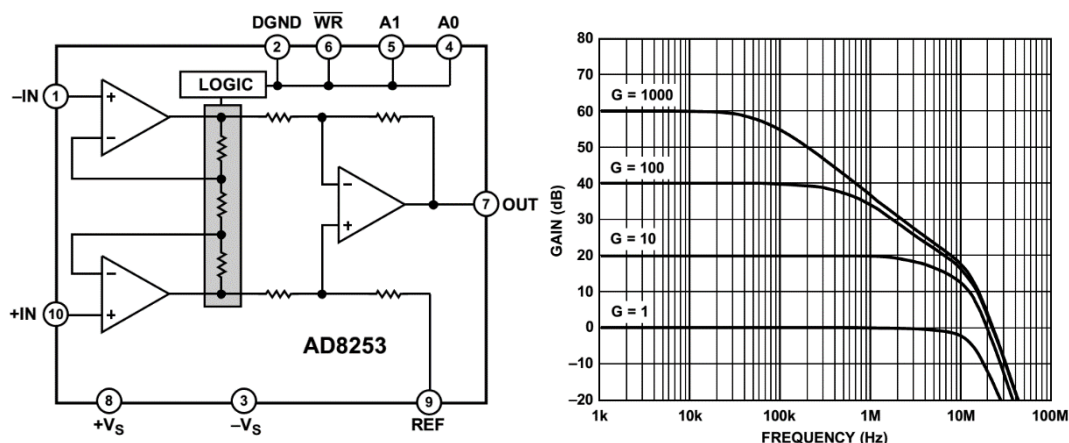


图 Section110-5 AD8253 内部结构图与增益-频率特性

### 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。

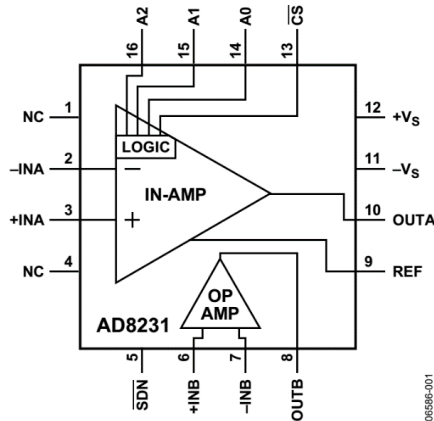


图 Section110-6 AD8231 内部结构图

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。

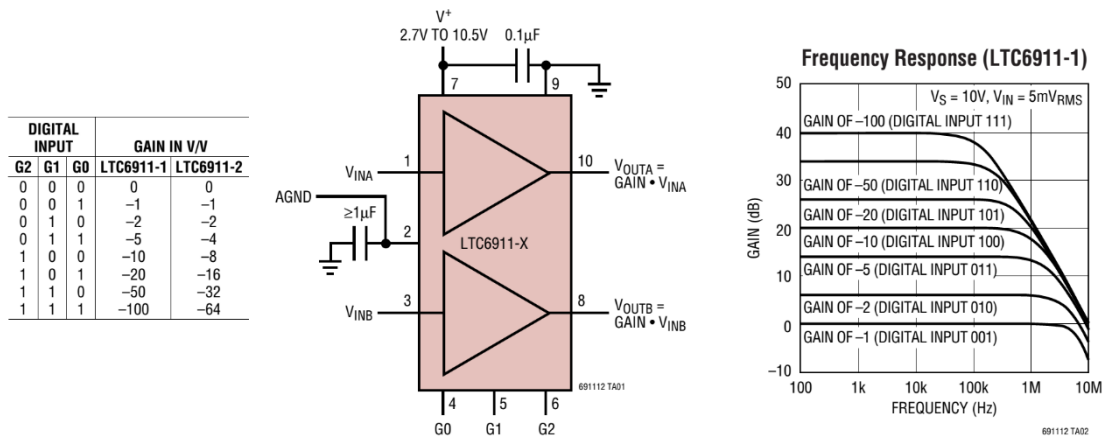


图 Section110-7 LTC6911 部分截图

### 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 0.5dB~31.5dB，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 V6、V4、V1 为低电平（有效），而 V5、V3、V2 为高电平，则输入 RF1 的信号，在 RF2 输出时，会有(0.5dB+2dB+16dB) 18.5dB 的衰减。

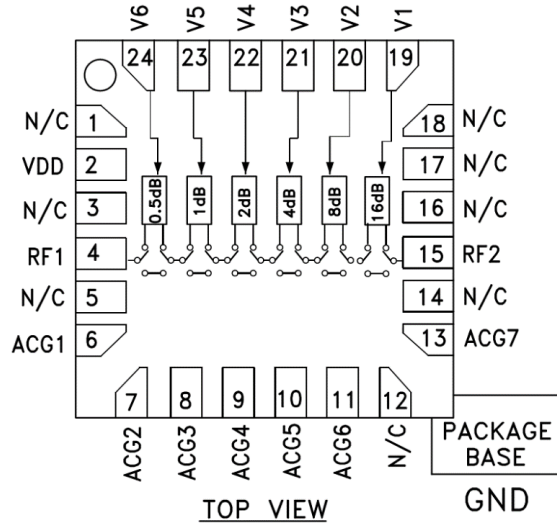


图 Section110-8 HMC472 内部结构

## 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。

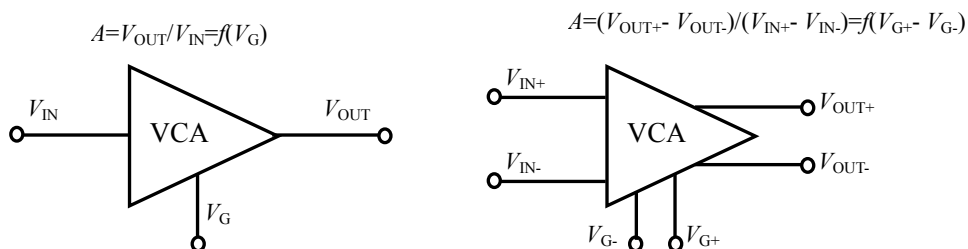


图 Section111-1 压控增益放大器外部结构

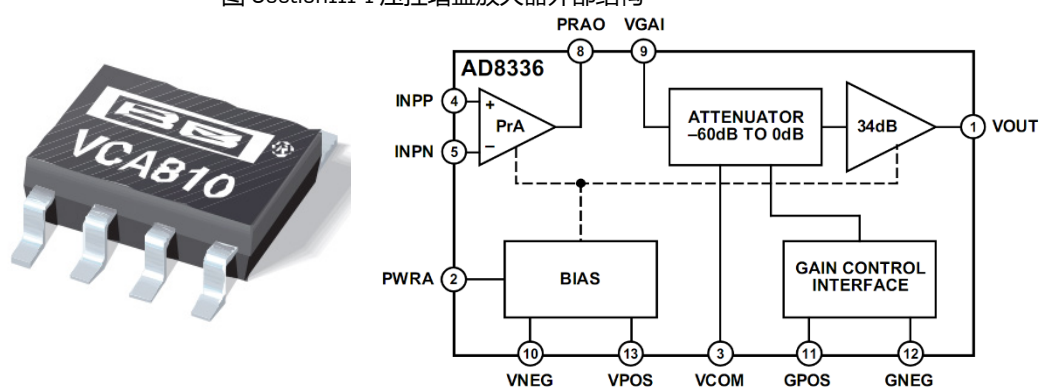


图 Section111-2 VCA810 外型、AD8336 内部框图

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

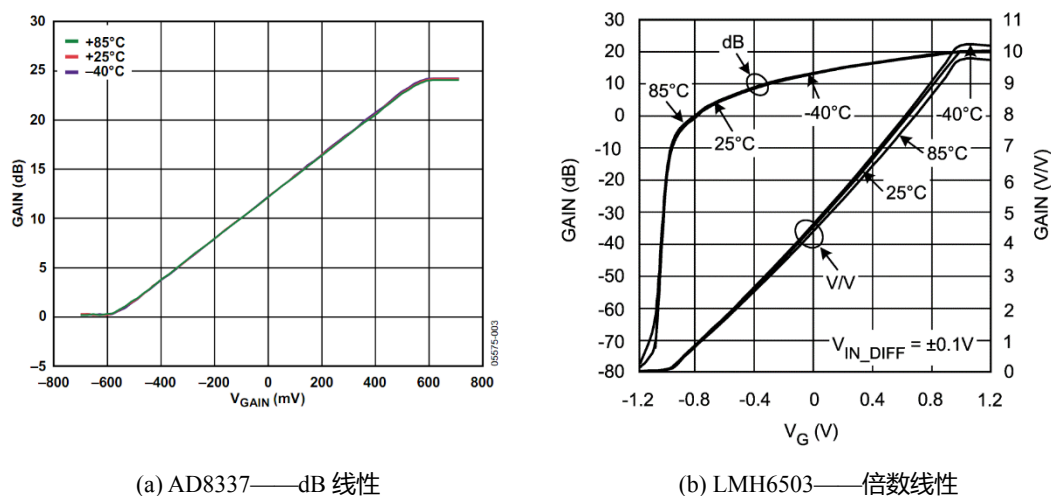
$$A(\text{dB})=a_0(\text{dB})+kV_G$$

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

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

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  $V_{\text{GAIN}}$  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  $\text{Gain Scale}=24\text{dB}/1.2\text{V}=20\text{dB}/\text{V}$ ，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， $\text{Gain Scale}=19.7\text{dB}/\text{V}$ 。据图可以写出增益—电压表达式：

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

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  $\text{Gain Scale}=(10-0.1)/2\text{V}=4.95/\text{V}$ 。据图可估算出下式成立：

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

## 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。

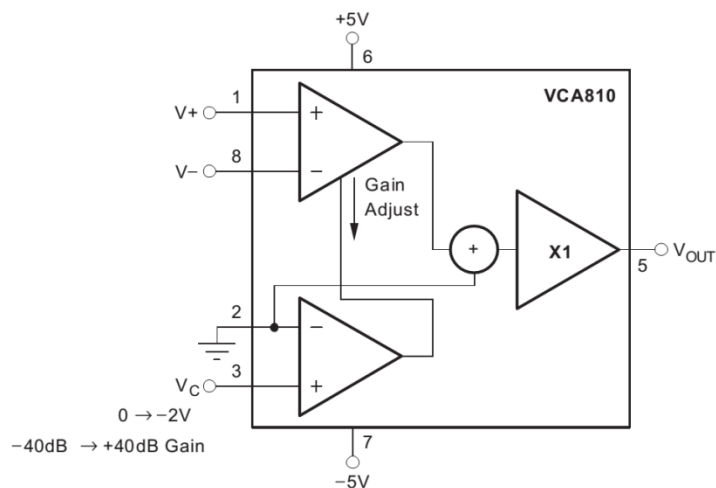


图 Section111-4 VCA810 内部结构图

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，

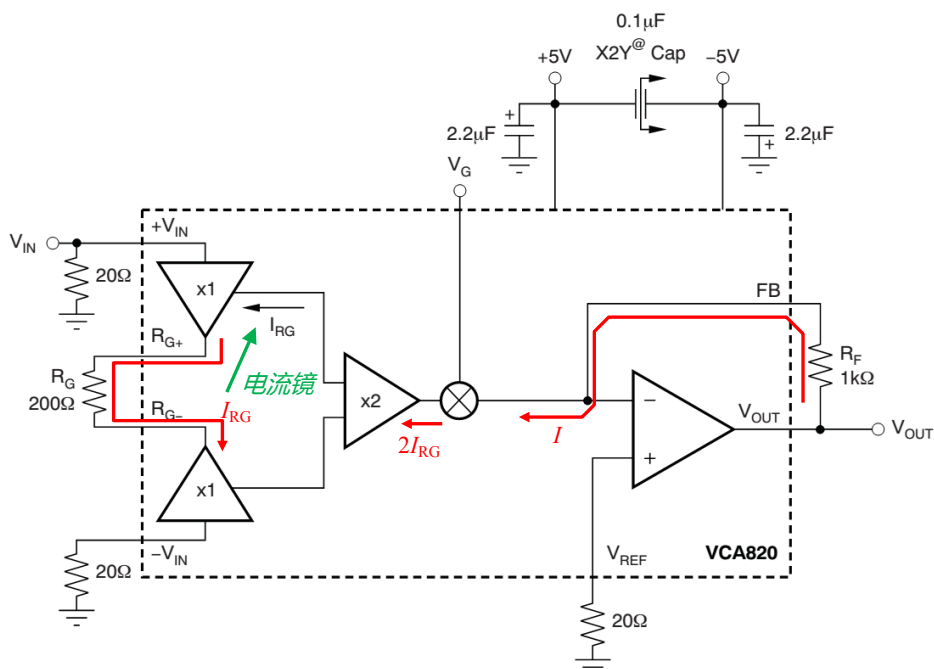


图 Section111-5 VCA820 内部结构图

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输入—差分输出，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。

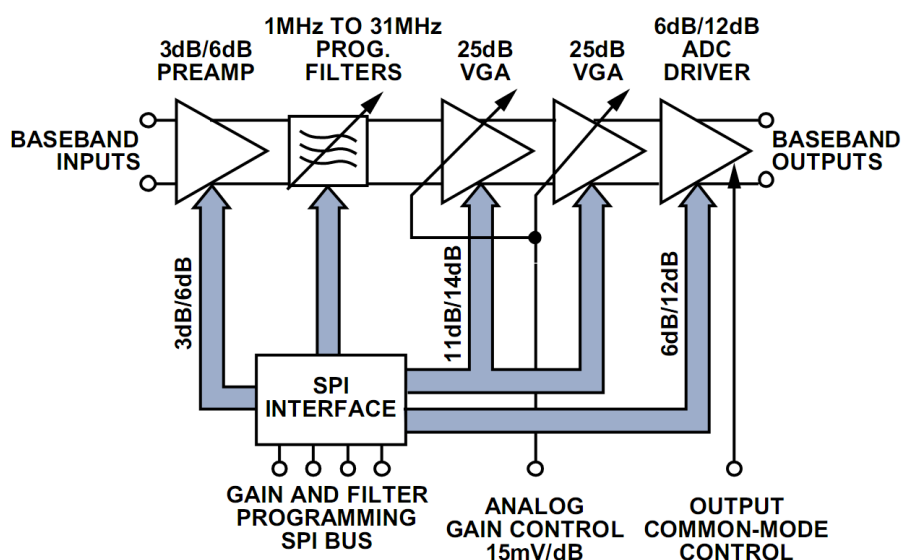


图 Section111-6 ADRF6516 内部结构图

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。

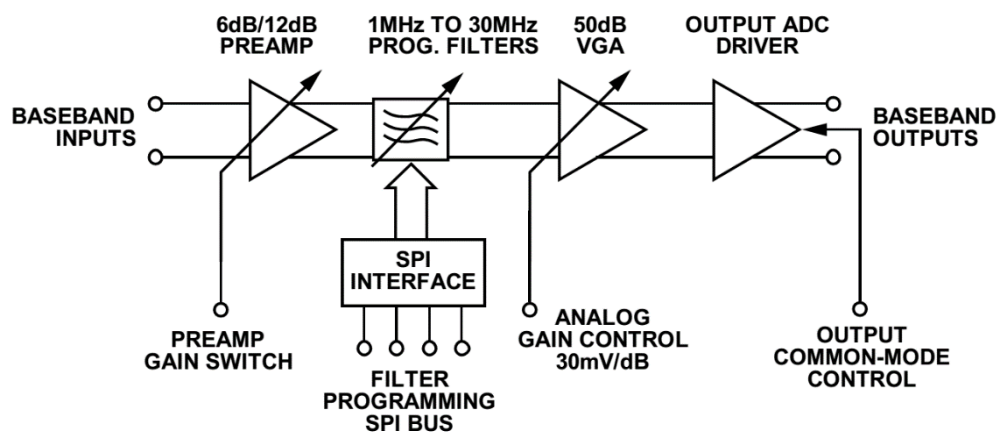


图 Section111-7 ADRF6510 内部结构图

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。虽然多数场合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  $u_1$ ，用于衡量被测电位  $u_1$  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。

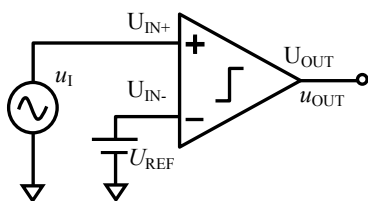


图 Section112-1 理想比较器

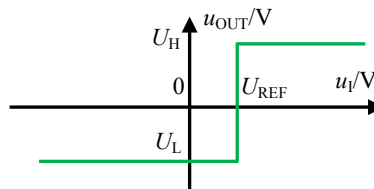


图 Section112-2 理想比较器输入输出伏安特性

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。

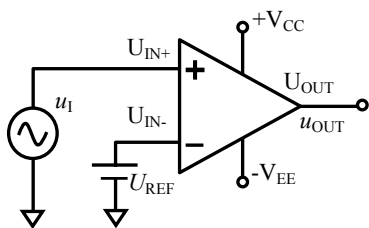


图 Section112-3 运放组成的比较器

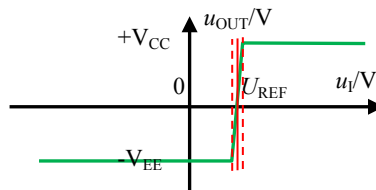


图 Section112-4 运放组成的比较器伏安特性

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动。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。

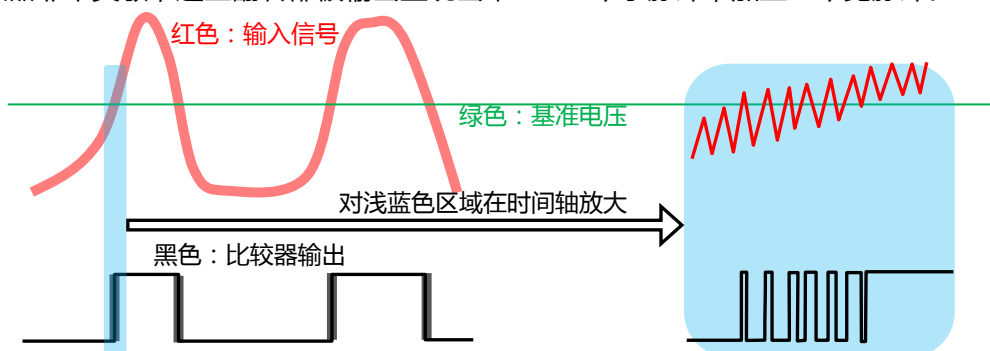


图 Section112-5 过于敏感的比较器产生的后果

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。

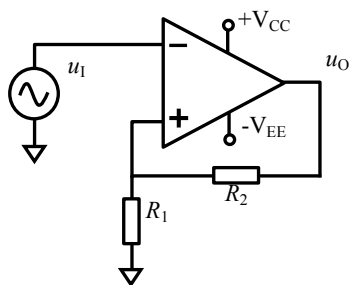


图 Section112-6 迟滞比较器

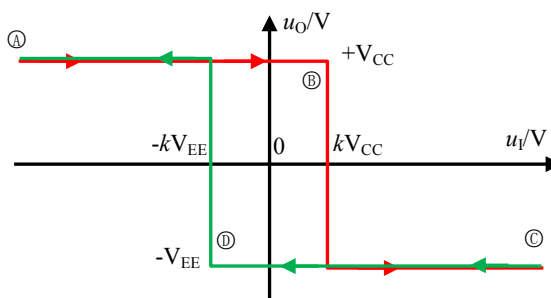


图 Section112-7 迟滞比较器工作原理

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①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②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②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②点到③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①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。

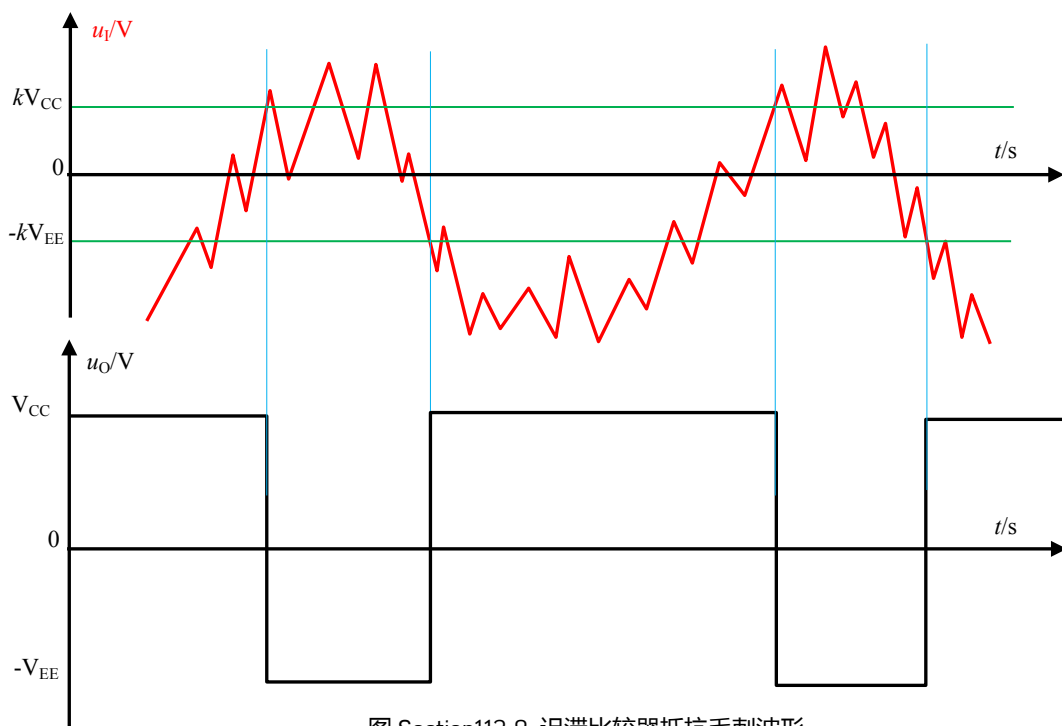


图 Section112-8 迟滞比较器抵抗毛刺波形

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 0V 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：

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{(Section112-0)}$$

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]

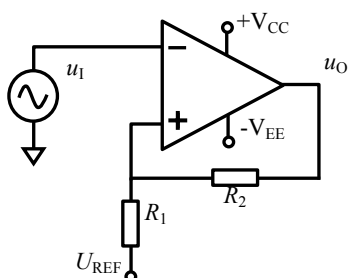


图 Section112-9 顺时针迟滞比较器

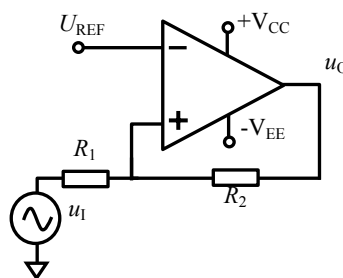


图 Section112-10 逆时针迟滞比较器

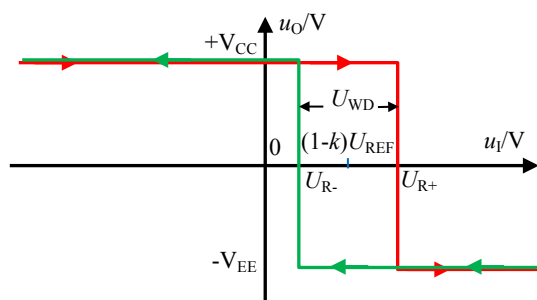


图 Section112-11 顺时针迟滞比较器伏安特性

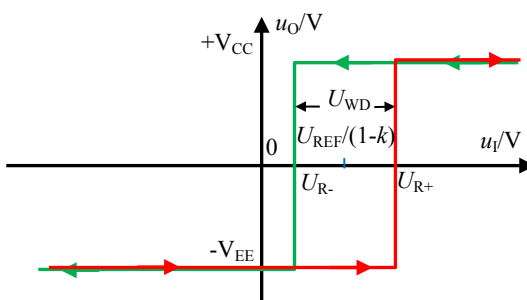


图 Section112-12 逆时针迟滞比较器伏安特性

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。

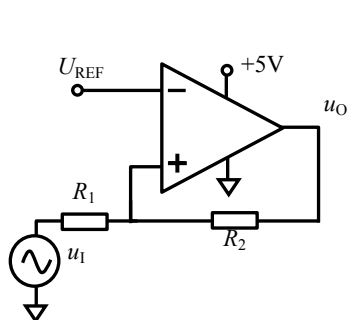


图 Section112-13 举例 1 电路结构

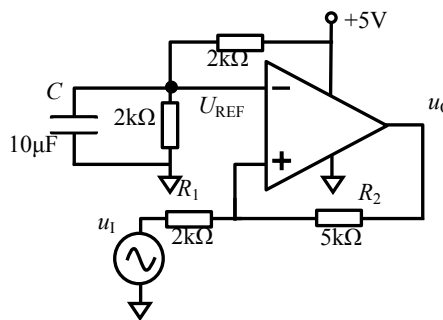


图 Section112-14 举例 1 实际电路

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 2kΩ 电阻分压实现, 并联的 10μF 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  $2k\Omega$  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  $2k\Omega$ 。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。

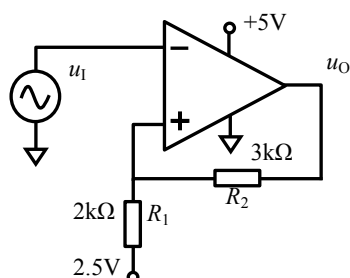


图 Section112-15 举例 2 电路

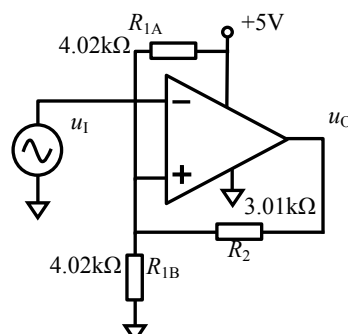


图 Section112-16 举例 2 实用电路

## 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，

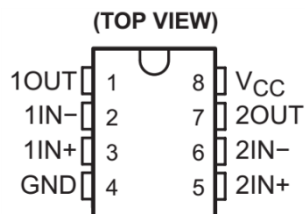


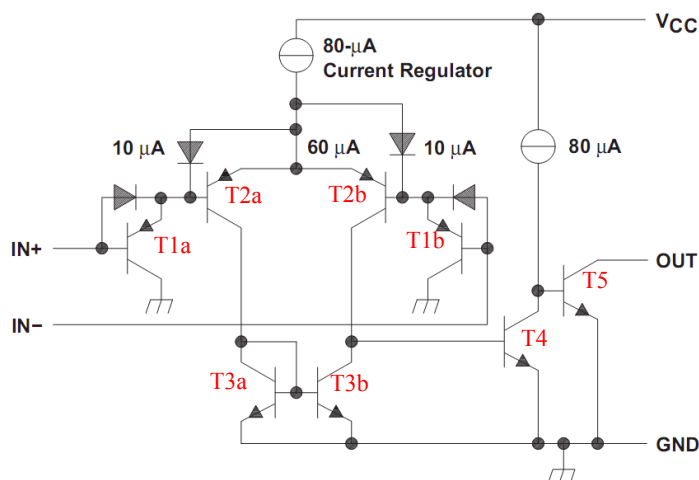
图 Section113-1 LM393 管脚图

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 0.1-0.3V，此时输出电压  $u_o$  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。

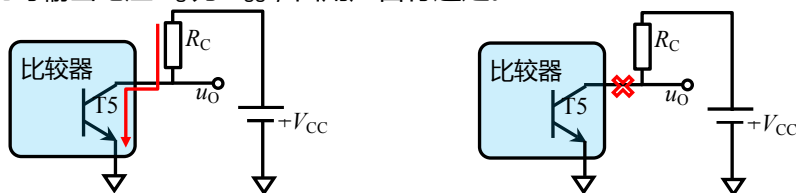


图 Section113-3a 集电极开路输出低电平 图 Section113-3b 集电极开路输出高电平

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  $2\mu s$ 。

解：对最后一条要求，即延迟时间小于等于  $2\mu s$ ，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  $0.3\mu s$ 。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。

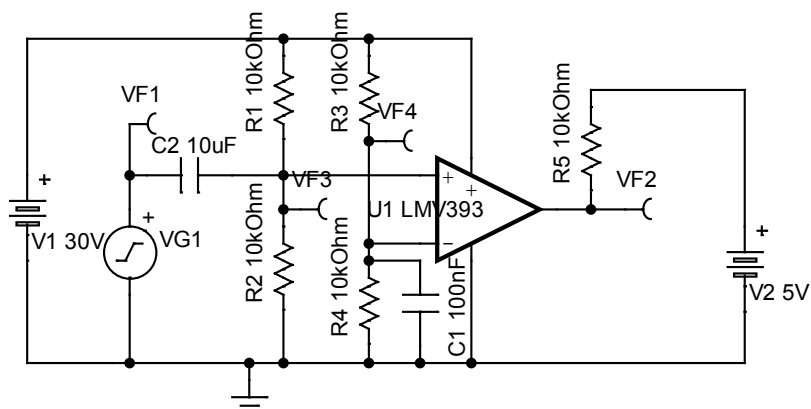


图 Section113-4 举例 1：LM393 典型应用电路

图中，直流电源  $V_1$  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  $V_2$  为 5V，配合电阻  $R_5$ ，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  $V_{F2}$  小于 0.3V，晶体管截止时，输出电压接近 5V。

图中电容  $C_2$  和电阻  $R_2$ 、 $R_1$  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，延迟时间约为 0.3μs。整体符合设计要求。

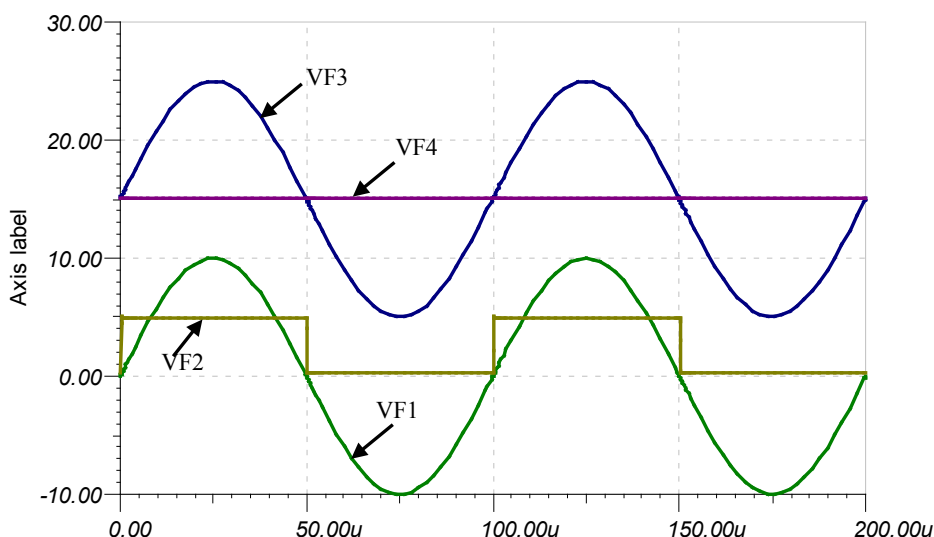


图 Section113-5 举例 1 各关键点波形

## 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±V<sub>S</sub>=±15V；输出电源 V<sub>LOGIC</sub> 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。

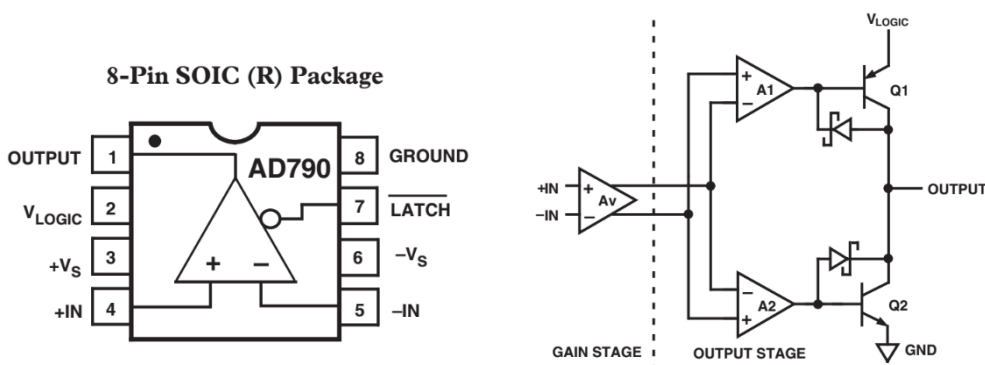


图 Section113-6 AD790 管脚和内部结构框图

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  $\Sigma$ - $\Delta$ 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<sup>+</sup>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<sup>-</sup>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。

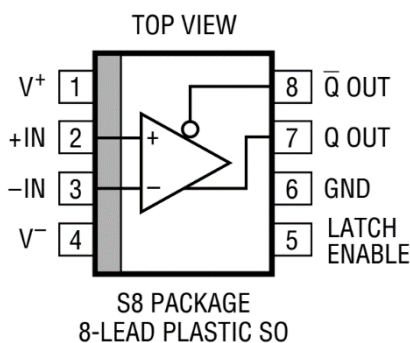


图 Section113-7 LT1394 管脚图

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

### High Speed Differential Line Receiver with Excellent Common Mode Rejection

SMALL DIFFERENTIAL SIGNAL WITH LARGE COMMON MODE COMPONENT

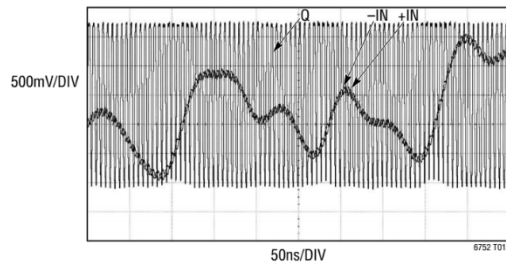
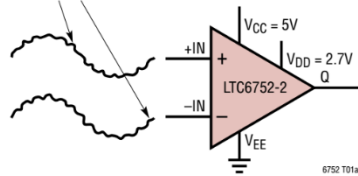


图 Section113-8 LTC6752 典型应用

## 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 0V 时，另一个输入端引起输出翻转的电压并不是 0V，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  $1\mu\text{V}$  以下。

### 3) 速度快

前面列出了几种常见比较器，其传输时延从  $0.3\mu\text{s}$  到  $2.9\text{ns}$ ，其实还有更快的，比如 [ADCMP572/573](#)，传输时延低至  $150\text{ps}$ ，即  $0.15\text{ns}$ 。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  $10\text{ns}$  以上甚至  $100\text{ns}$  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<sub>S</sub> = 15 V, -V<sub>S</sub> = -15 V, V<sub>LOGIC</sub> = 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 <sub>PD</sub>	100 mV Step 5 mV Overdrive T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	40	45	45/50	40	45	45/50	40	45	60	ns ns
OUTPUT CHARACTERISTICS Output HIGH Voltage, V <sub>OH</sub>	1.6 mA Source 6.4 mA Source T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	4.3	4.45	4.3/4.3	4.3	4.45	4.3	4.3	4.45	4.3	V V
Output LOW Voltage, V <sub>OL</sub>	1.6 mA Sink 6.4 mA Sink T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	0.35	0.44	0.5 0.5/0.5	0.35	0.44	0.5	0.35	0.44	0.5	V V V
INPUT CHARACTERISTICS Offset Voltage <sup>1</sup>	T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	0.2	1.0	1.5	0.05	0.25	0.5	0.2	1.0	1.5	mV mV
Hysteresis <sup>2</sup>	T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	0.3	0.4	0.6	0.3	0.4	0.5	0.3	0.4	0.65	mV
Bias Current	Either Input T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	2.5	5	6.5	1.8	3.5	4.5	2.5	5	7	μA μA
Offset Current	T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	0.04	0.25	0.3	0.02	0.15	0.2	0.04	0.25	0.4	μA μA

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<sub>OS</sub>

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<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>，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<sub>HYS</sub>

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<sub>REF</sub>，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<sub>OL</sub> 低电平输出时，正输入端电压超过 U<sub>R+</sub>，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 <sup>(1)</sup>	$V_{OS}$		$\pm 1$	$\pm 6.5$	mV
vs Temperature	$dV_{OS}/dT$		$\pm 5$		$\mu V/^{\circ}C$
vs Power Supply	PSRR		100	400	$\mu V/V$
Input Hysteresis			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。

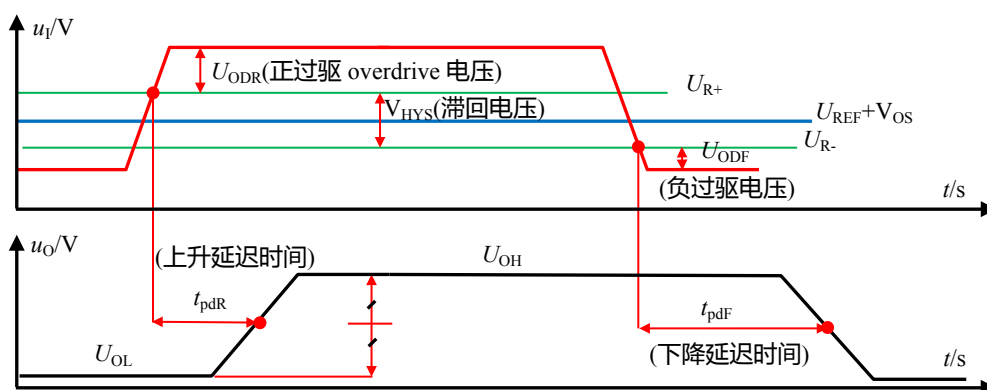


图 Section113-10 集成比较器参数定义

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

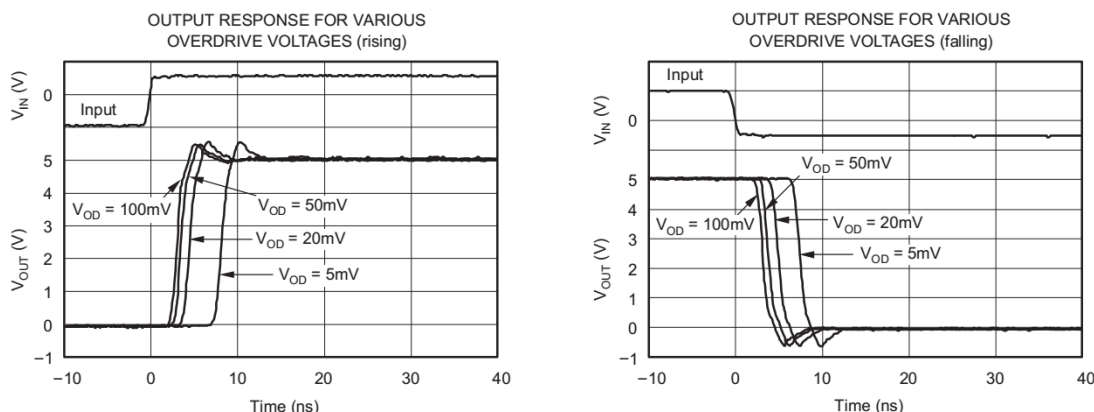


图 Section113-11 TLV3501 的传输时延与过驱电压的关系



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 <sup>(3)</sup>	$T_{(pd)}$	$\Delta V_{IN} = 100mV, \text{Overdrive} = 20mV$	4.5	6.4	ns
		$\Delta V_{IN} = 100mV, \text{Overdrive} = 20mV$		7	ns
		$\Delta V_{IN} = 100mV, \text{Overdrive} = 5mV$	7.5	10	ns
		$\Delta V_{IN} = 100mV, \text{Overdrive} = 5mV$		12	ns
Propagation Delay Skew <sup>(4)</sup>	$\Delta t_{(SKEW)}$	$\Delta V_{IN} = 100mV, \text{Overdrive} = 20mV$	0.5		ns
Maximum Toggle Frequency	$f_{MAX}$	Overdrive = 50mV, $V_S = 5V$	80		MHz
Rise Time <sup>(5)</sup>	$t_R$		1.5		ns
Fall Time <sup>(5)</sup>	$t_F$		1.5		ns

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  $\pm 15V$  时，其共模输入电压范围是  $-15V \sim +13V$ ，即每个管脚的输入电压都必须在此之内。

Input Voltage Range	$V_S \leq \pm 15V$							
Differential Voltage		$-V_S$	$\pm V_S$	$+V_S - 2V$	$-V_S$	$\pm V_S$	$+V_S - 2V$	$-V_S$
Common Mode								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  $\pm V_S$ ，即在电源电压为  $\pm 15V$  时，其差模输入电压范围是  $\pm 15V$ 。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：

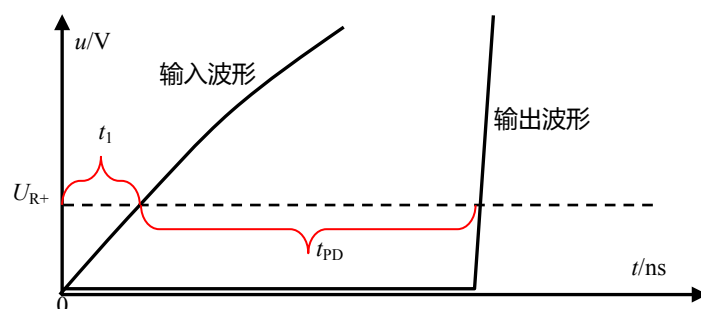


图 Section113-14 过零点时间分析

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：

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

已知输入信号频率为 10kHz，幅度为 10V，则有：

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

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。

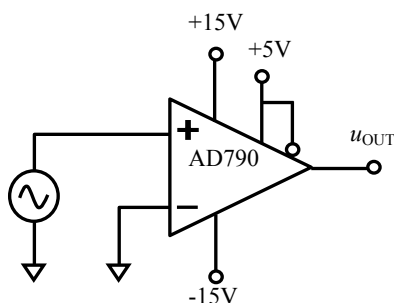


图 Section113-15 举例 2 电路

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。由于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±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<sub>S+</sub>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。

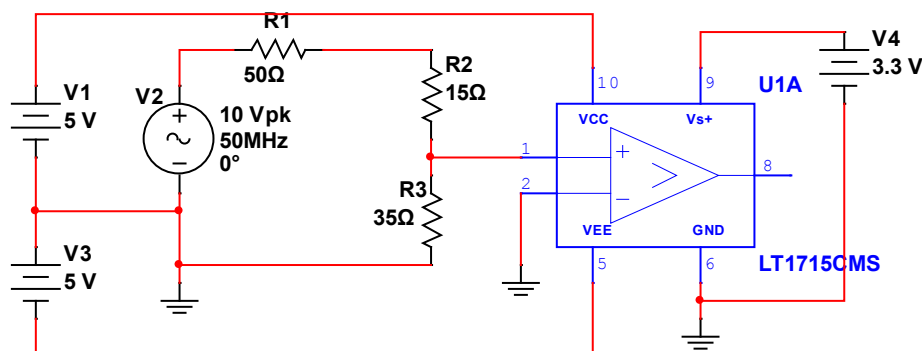


图 Section113-16 举例 3 电路

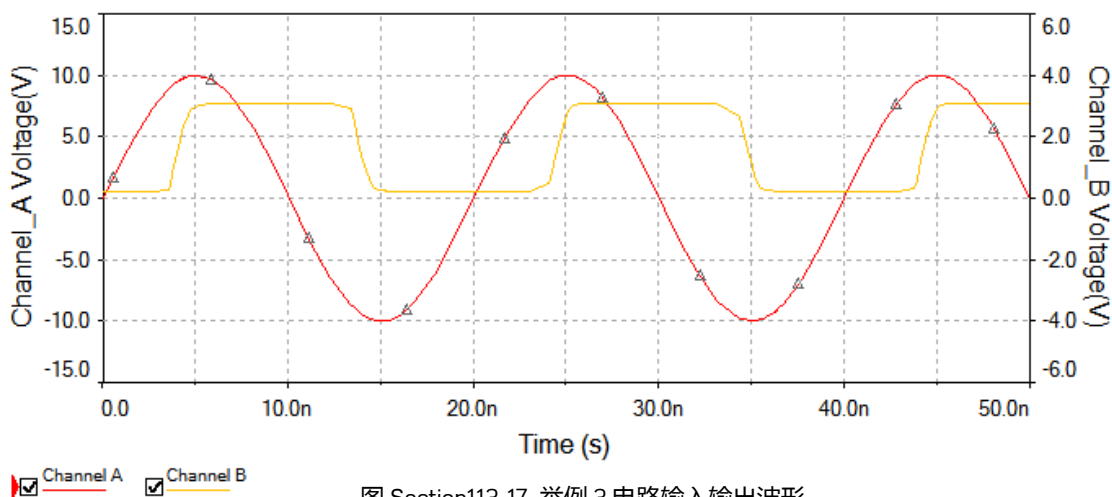


图 Section113-17 举例 3 电路输入输出波形

## 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，干脆利落。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压上，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。

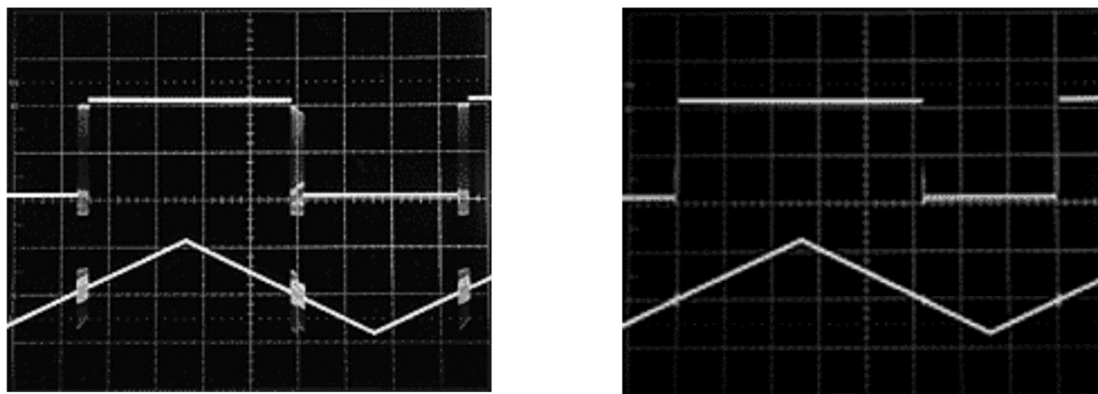


图 Section114-1 比较器的翻转抖动及克服抖动带来的效果

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，以最大程度地避免出现诡异现象。“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。

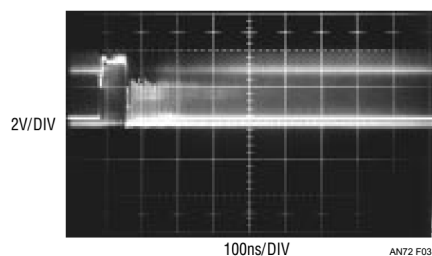


Figure 3. Unbypassed LT1394 Response

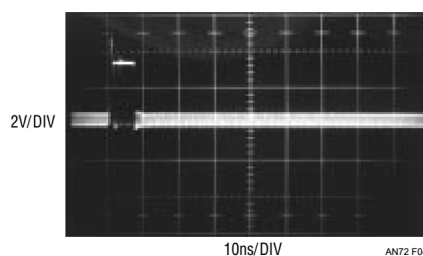


Figure 4. LT1394 Response with Poor Bypassing

### 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 0 $\Omega$  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

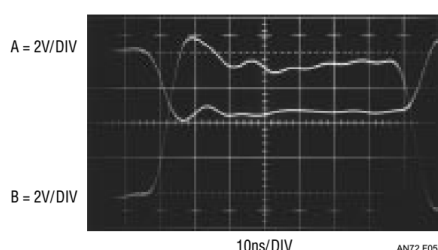


高速布线技术有别于低速，关键在于考虑了杂散参数。在低频领域，电路板中的两个隔离线，具有足够大的电阻，但在高速领域，它们之间的杂散电容就会起作用。同时，长长的导线存在的电感，也会跳出来破坏正常的工作。因此，走线、位置、间距、方向、粗细、长短、过孔等，都将对高速电路产生不可忽视的影响。此事说来话长，要设计高速比较器电路，必须认真研读相关资料。

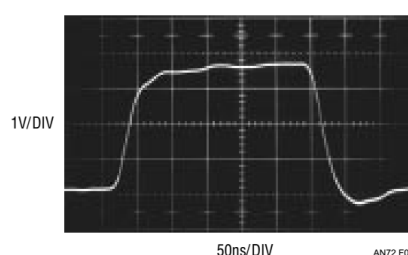
#### 4) 使用合适的探头、示波器

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减补偿，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 衰减探头。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，这就是衰减补偿。当低频时，VF3 约为 VF1 的 1/10，示波器会识别目前使用了 1/10 衰减探头，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  $0.7576\text{pF}$ ，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  $8.33\text{pF}$  改为  $20\text{pF}$ ，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。

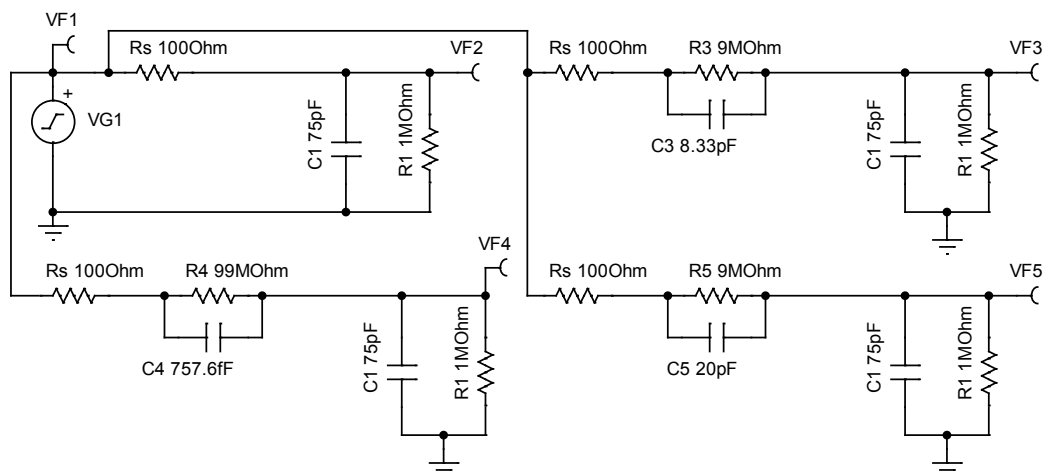


图 Section114-2 示波器探头模型和探头衰减补偿

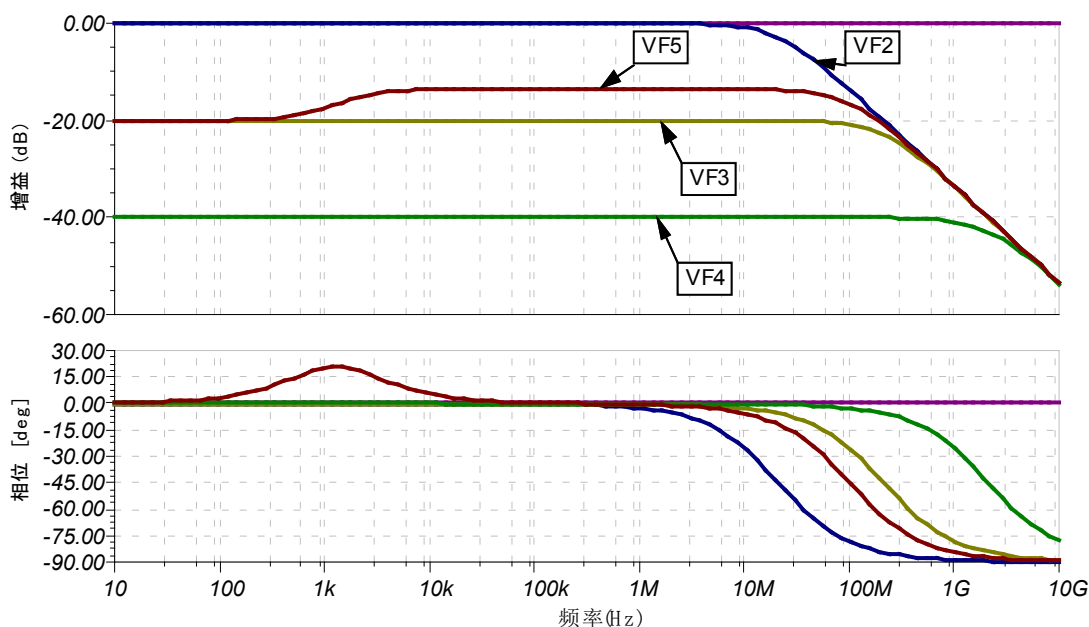


图 Section114-3 示波器探头模型和探头衰减补偿的仿真频率特性

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 衰减探头，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，比较器输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。

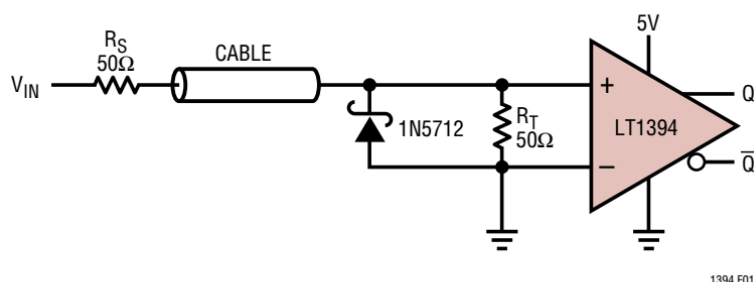


图 Section114-4 举例 1 电路，LT1394 的过零检测电路

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  $V_{G1}$  为 1MHz 正弦波，幅度为 1V，直流偏移量为 0V； $V_{G2}$  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



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。

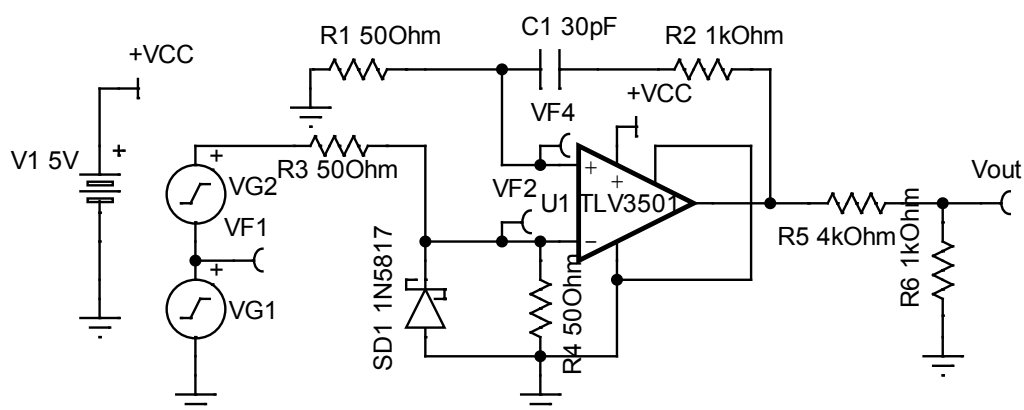


图 Section114-5 举例 2 电路，TLV3501 的过零检测电路

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 R1 和 R2 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 C1 的电压仍是 0V，且不可能突变，而流经电容的电流会突变为： $5V/(R_2+R_1)=4.762\text{mA}$ ，则 VF4 电位会突变为 4.762mA 乘以 50Ω，为 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。

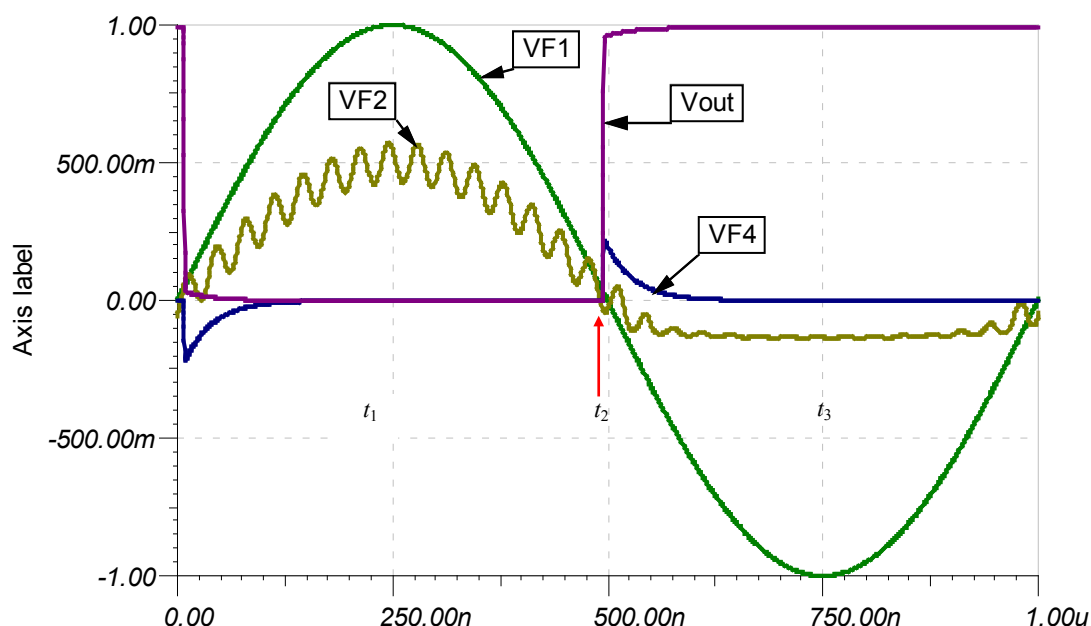


图 Section114-6 举例 2 电路输入输出波形

随着时间的流逝，VF4 逐渐又回归到 0V，进入  $t_3$  阶段。此时，比较器重新开始以 0V 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 0V，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 0V，进入  $t_1$  开始的稳态。

动态迟滞的核心是，比较基准仍是 0V，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)  $\tau=C1(R2+R1)$ ，决定了迟滞效果的持续时间。

2) R2 和 R1 的比值，决定了迟滞突变电压（即例子中的 0.238V）的大小。R2 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 500 $\mu$ V 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 500 $\mu$ V 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，才能得到想要的结果。LT1394 数据手册中给出了一个电路，如图 Section114-8 所示。

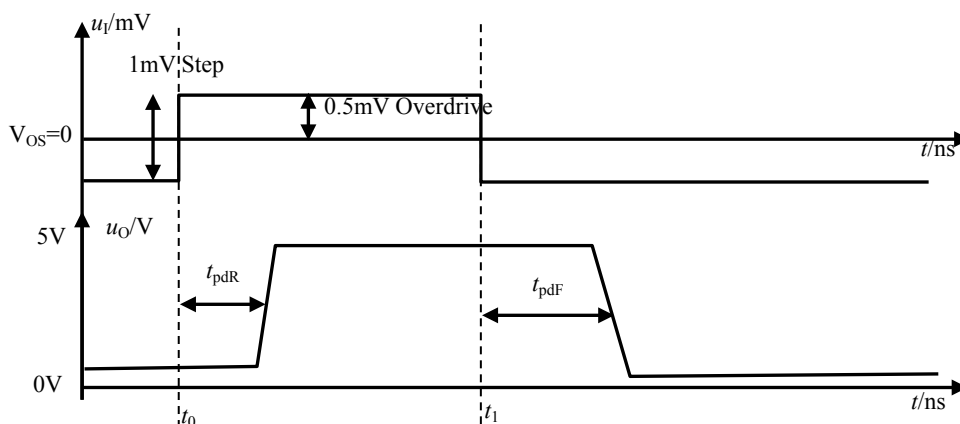


图 Section114-7 举例 3 的输入信号和要求的输出信号

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 F\$ 电容和 \$1k\Omega\$ 电阻）汇集在一起，起到互相补充的作用。

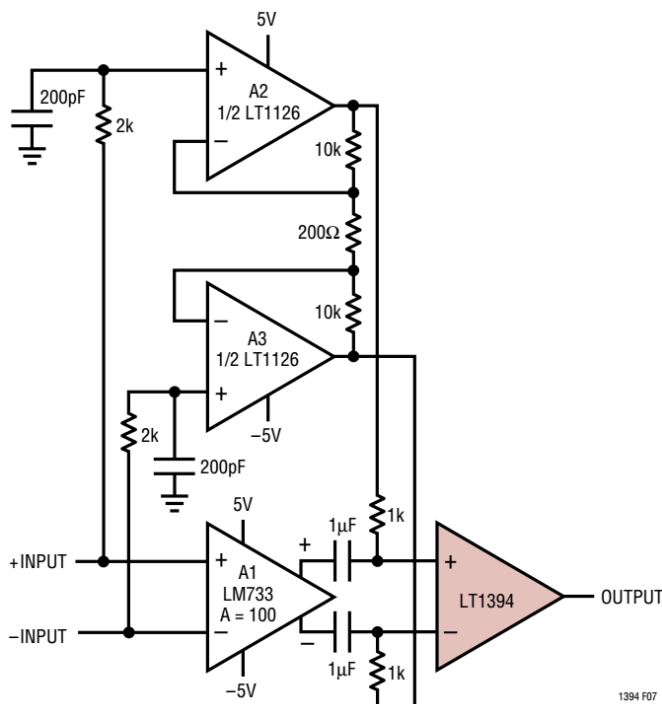


图 Section114-8 基于 LM733 的 LT1394 预放大电路，取自 LT1394 数据手册

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式，其截止频率相同，将  $R=1000$ ， $C=1\mu\text{F}$  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。

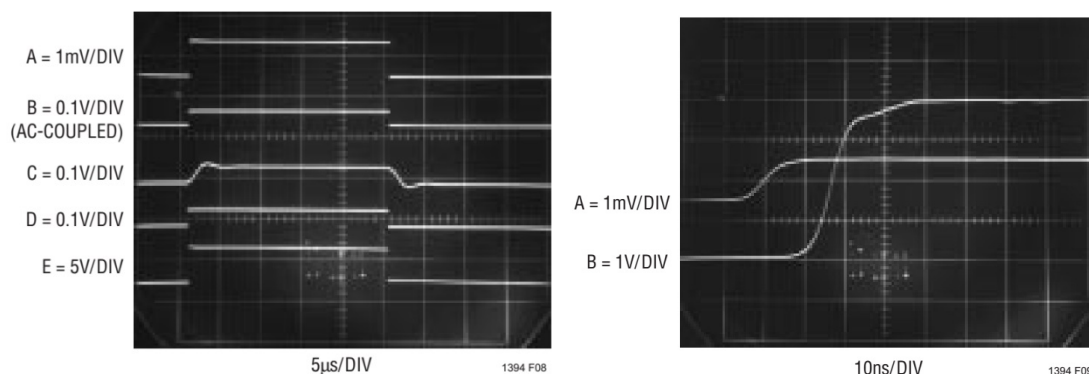


图 Section114-9 举例 3 电路关键点波形，取自 LT1394 数据手册

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 $\mu$ 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 1.6 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 $\mu$ 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。

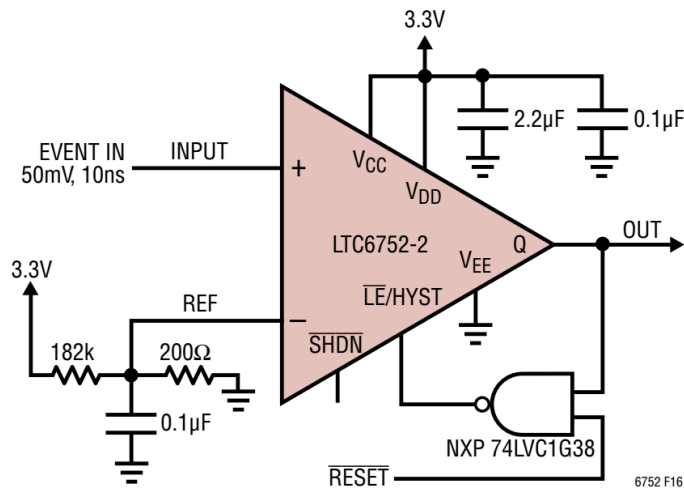


图 Section114-10 举例 4 电路，取自 LTC6752-2 数据手册

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暂变化“定格”，等待后续的处理电路处理它。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。

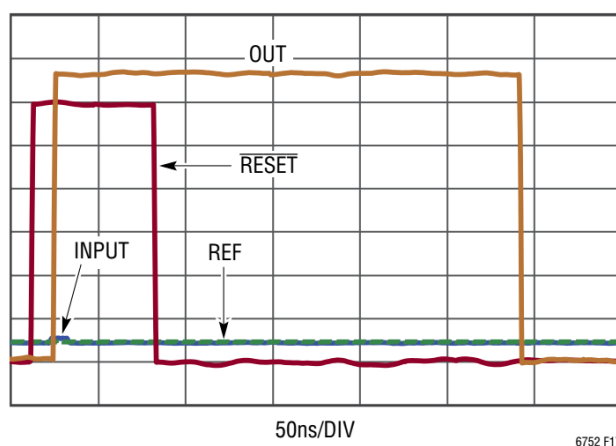


图 Section114-11 举例 4 输入输出波形，取自 LTC6752-2 数据手册

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 20kΩ 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。



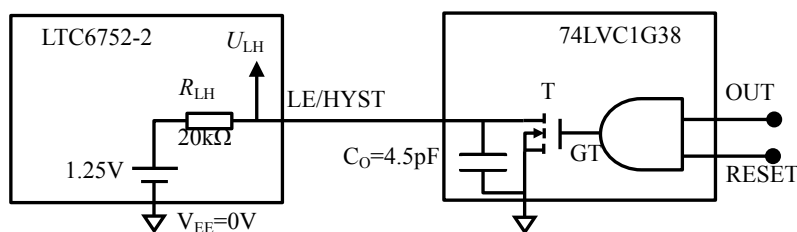


图 Section114-12 LTC6752 的 LE/HYST 脚和 1G38 的输出脚内部结构

在 16 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。

16 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 20kΩ 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：

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

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 1kΩ 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：

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

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。

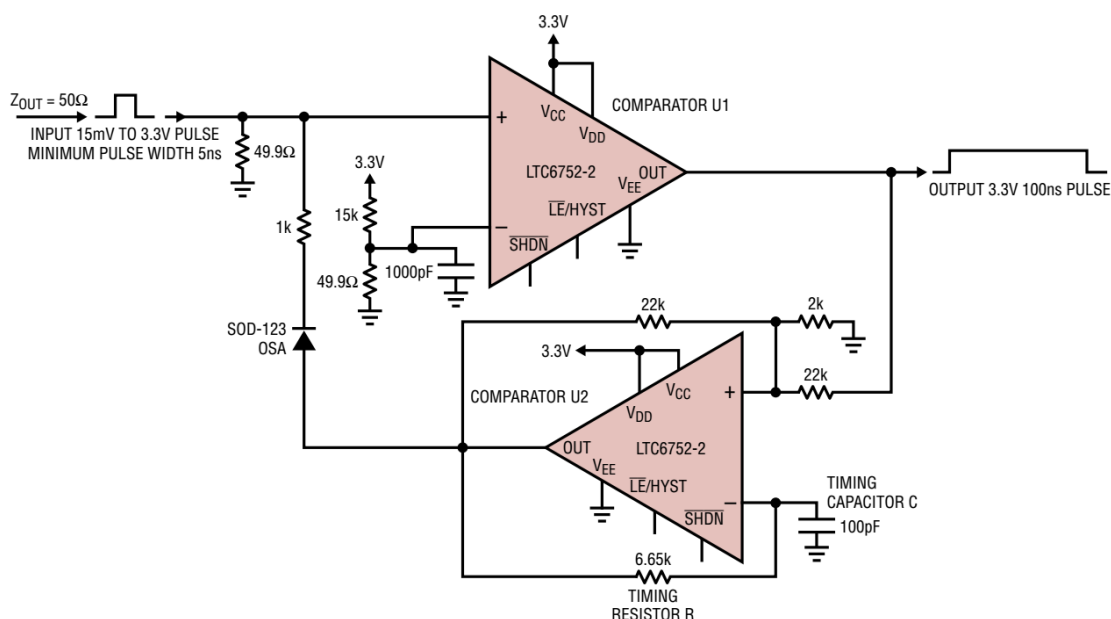


图 Section114-13 LTC6752 实现的脉冲延展电路

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  $0.508^+V$ ，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：

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

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：

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

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

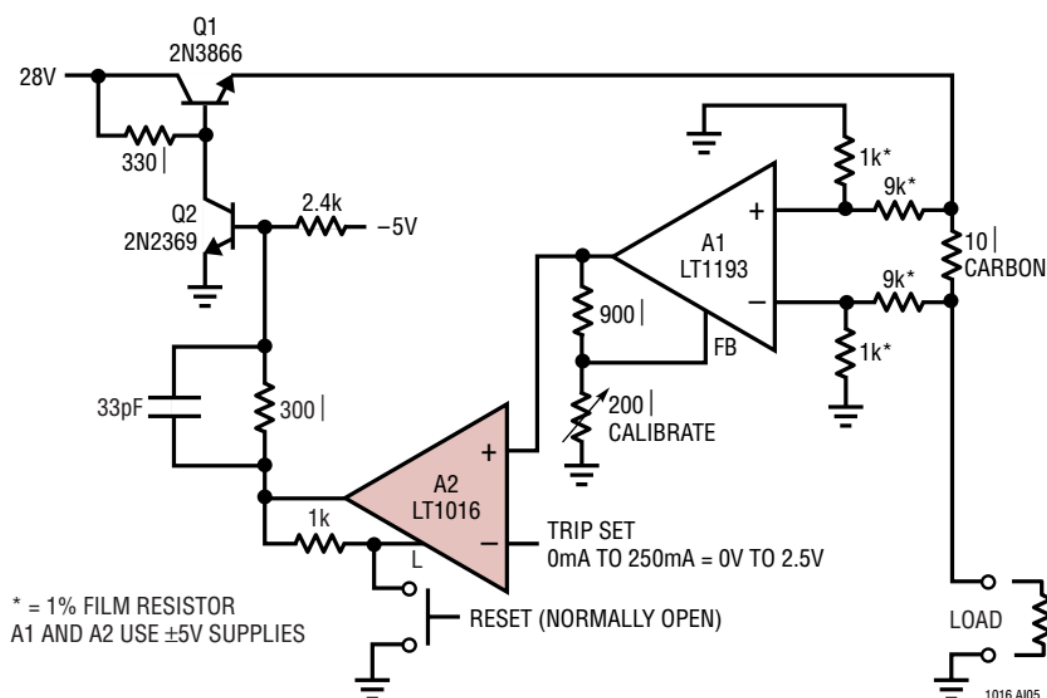


图 Section114-14 LT1016 实现的 18ns 保险丝电路

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，以电流量上限为 250mA 为例，则可以将负端电位设定为  $250\text{mA} \times 10\Omega = 2.5\text{V}$ 。

此时，如果负载电流小于 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 1kΩ 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 2.4kΩ 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。

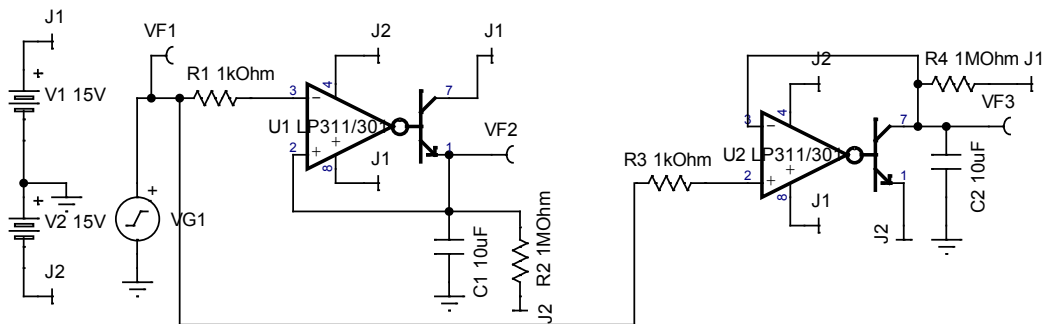


图 Section114-15 LM311 实现的峰值检测电路

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。

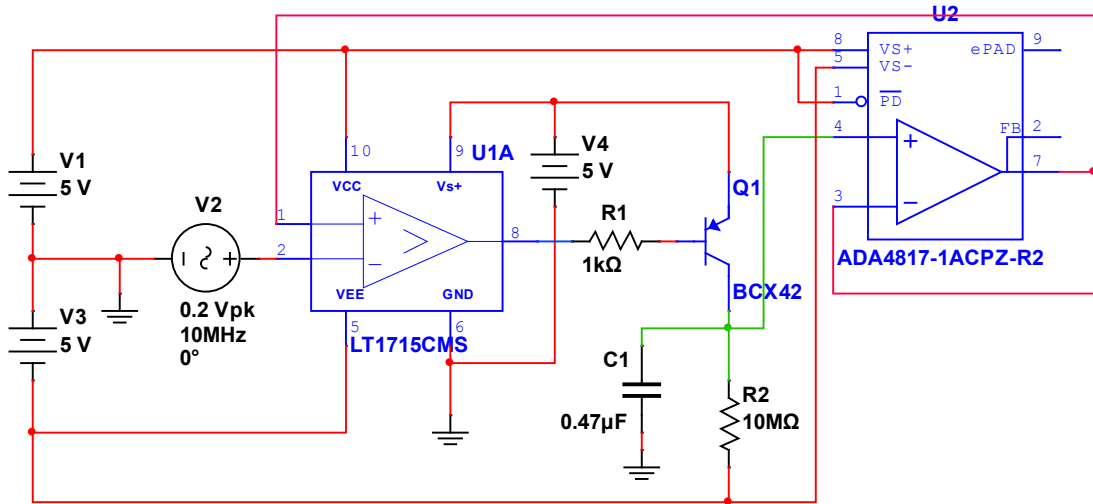


图 Section114-16 高速比较器 LT1715 实现的峰值检测电路

### 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，V2 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。

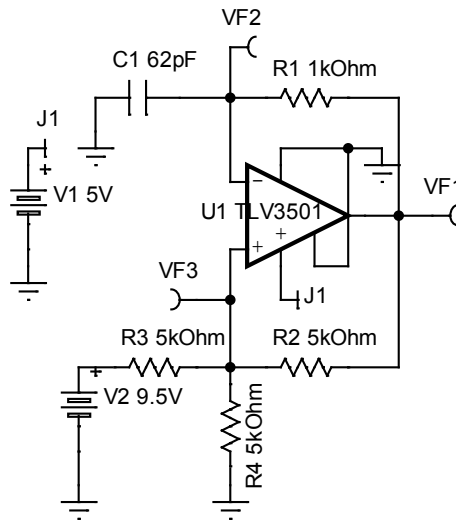


图 Section114-17 高速比较器 TLV3501 实现的方波发生电路

当 V2 电压确定后，假设比较器输出高电平为  $V_{F1_H}$ ，低电平为  $V_{F1_L}$ ，则图中 VF3 测试点就会出现两个电平：

$$V_{F3_H} = \frac{V_2 + V_{F1_H}}{3} \quad \text{(Section114-1)}$$

$$V_{F3_L} = \frac{V_2 + V_{F1_L}}{3} \quad \text{(Section114-2)}$$

VF2 测试点电压将在上述两个电平之间，做充电、放电运动，当  $V_2=8V$ ， $R_1=1k\Omega$ ， $C_1=62nF$  时，电路关键点仿真波形如图 Section114-18 所示。

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<sub>H</sub>，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：

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

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

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

[Section114-4]

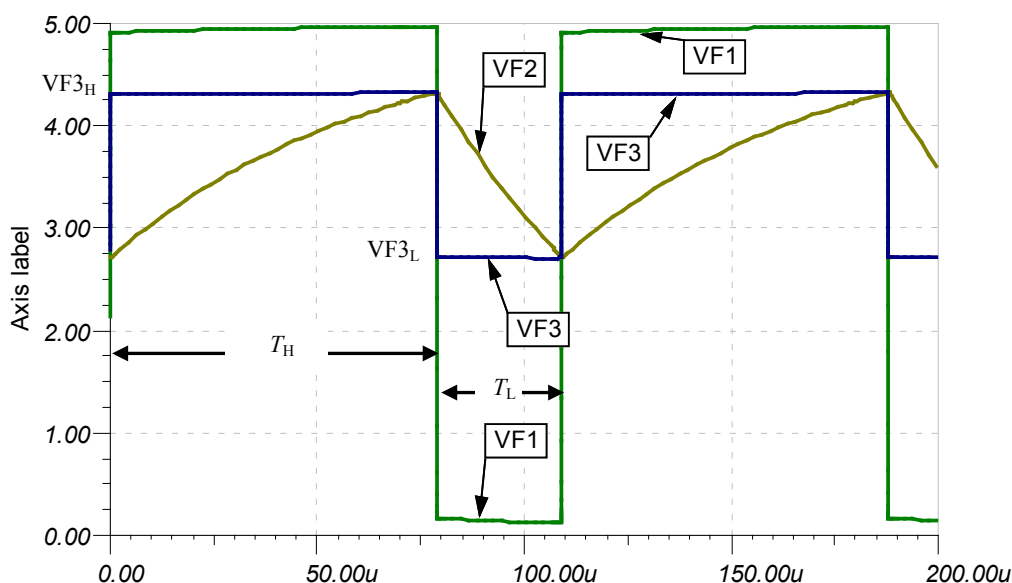


图 Section114-18 举例 8 电路关键点波形

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<sub>L</sub>，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：

$$T_L = \tau \ln\left(\frac{V_2 + VF_{1H} - 3VF_{1L}}{V_2 - 2VF_{1L}}\right)$$

[Section114-6]

以图 Section114-18 为例，设  $VF_{1H}=4.97V$ ， $VF_{1L}=0.13V$ ，将  $V_2=8V$ ， $R_1=1k\Omega$ ， $C_1=62nF$ ， $\tau=R_1C_1=62\mu s$  代入式(Section114-4)、式(Section114-6)，得：

$$T_H = \tau \ln\left(\frac{3VF_{1H} - V_2 - VF_{1L}}{2VF_{1H} - V_2}\right) = 62\mu s \times \ln\left(\frac{3 \times 4.97 - 8 - 0.13}{2 \times 4.97 - 8}\right) = 77.6\mu s$$

$$T_L = \tau \ln\left(\frac{V_2 + VF_{1H} - 3VF_{1L}}{V_2 - 2VF_{1L}}\right) = 62\mu s \times \ln\left(\frac{8 + 4.97 - 3 \times 0.13}{8 - 2 \times 0.13}\right) = 30.0\mu s$$

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  $V_2$  密切相关，调节  $V_2$  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  $360^\circ$ 。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  $180^\circ$ 。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  $180^\circ$ ，小于  $360^\circ$ 。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  $180^\circ$ ，大于  $0^\circ$ 。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：

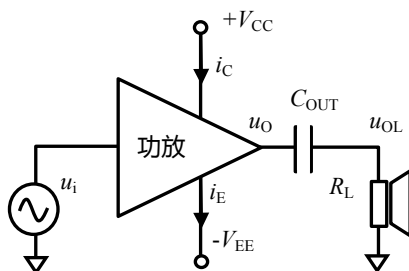
- 1) 能提供足够大的输出功率；
- 2) 具有足够高的效率；
- 3) 具有足够小的失真；
- 4) 尽量低的成本和尽量小的体积。

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周期为重复，因此所有的积分均以一周期的正弦波周期进行。



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：

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

(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 $\eta$

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。

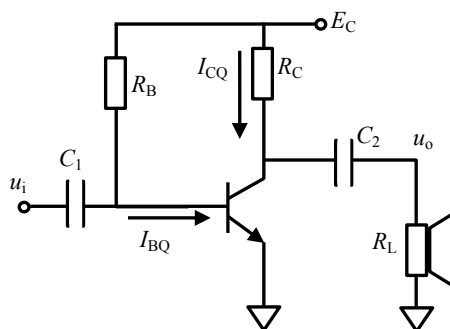


图 Section116-1 最简单的甲类功放

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  $8\Omega$ ，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  $4\Omega$ ，为了保证  $U_{CEQ}$  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 JLH1969

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)⊕ → R<sub>9</sub>⊕ → Q4E⊕ → Q4C⊕ (共基极结构, 同相) = Q3B⊕ → Q3C⊖ (共射极结构, 反相) = Q2B⊖ → Q2E⊖, 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<sub>6</sub>、R<sub>7</sub>的电阻比例, 就可以确定Q4的基极电位U<sub>Q4B</sub>, 则:

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

一般来说, R<sub>9</sub>上的压降并不大, 只要让U<sub>Q4B</sub>稍低于供电电压中点(20V), 就可以实现U<sub>Q2E</sub>=20V。图中选择R<sub>7</sub>等于82kΩ, 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<sub>1</sub>与R<sub>5</sub>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<sub>8</sub>和C<sub>4</sub>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送到了Q4的输入端, 形成了一个大闭环。因此, 总的闭环增益为:

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

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。

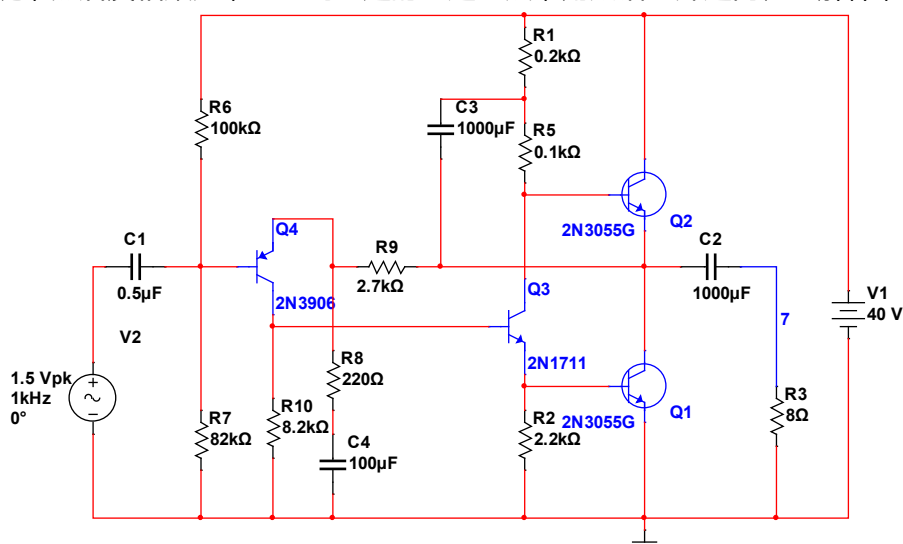


图 Section116-2 JLH1969 电路结构

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。

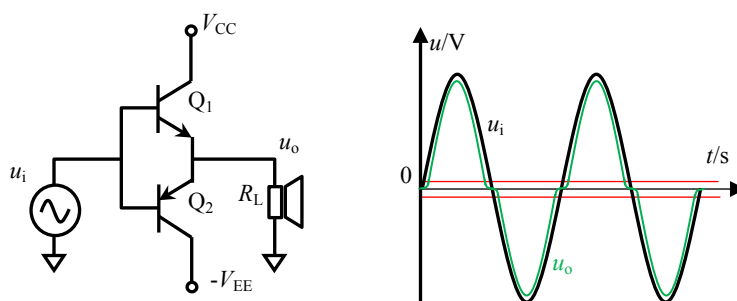


图 Section117-1 乙类功放电路结构 图 Section117-2 乙类功放的输入输出

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，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，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：

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

(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：

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

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

(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  $Q_1$  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%。

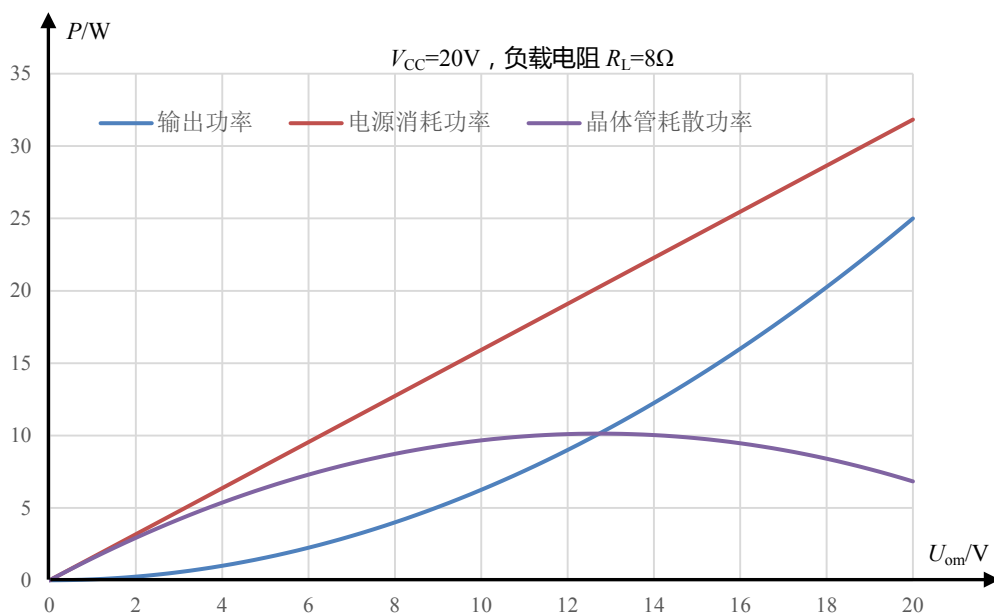


图 Section117-3 乙类功放的功率随输出幅度的变化

### 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。

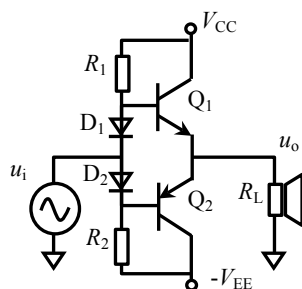


图 Section117-4 甲乙类功放电路结构

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  $V_{CC}$  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。

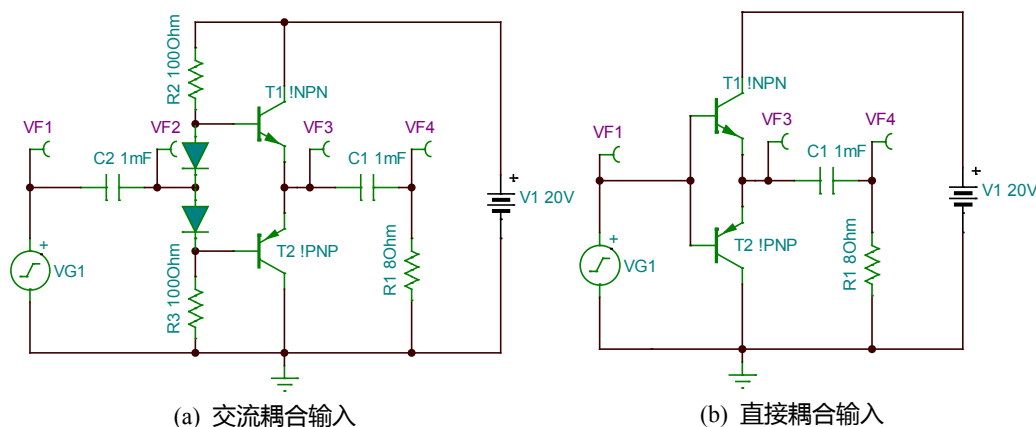


图 Section117-5 功放的单电源供电

(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。

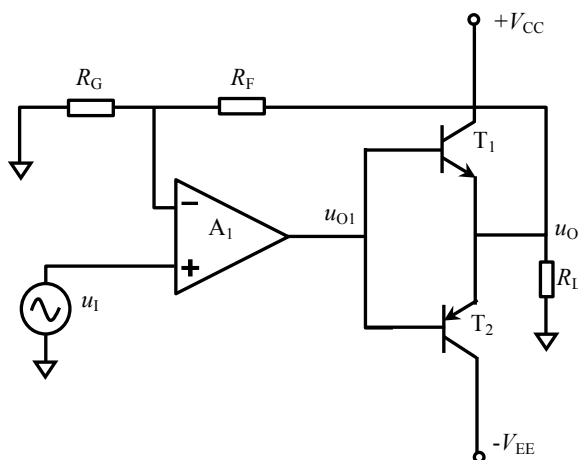


图 Section117-6 将功率管至于反馈环内

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。

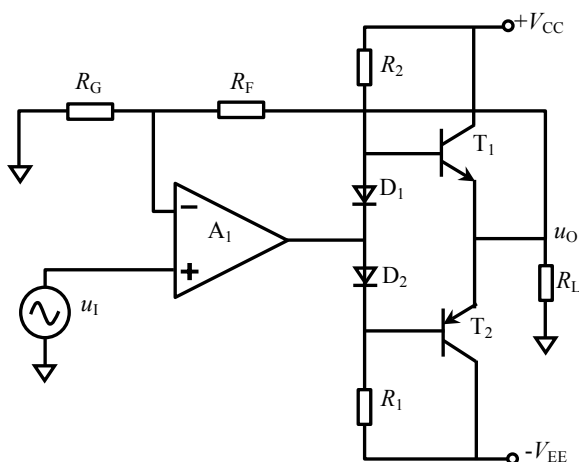


图 Section117-7 将功率管至于反馈环内——含二极管

### 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。这就是集成功放。这类产品包括手机音响、汽车音响，以及其它便携式设备的音响。

集成功放主要分为两种：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。

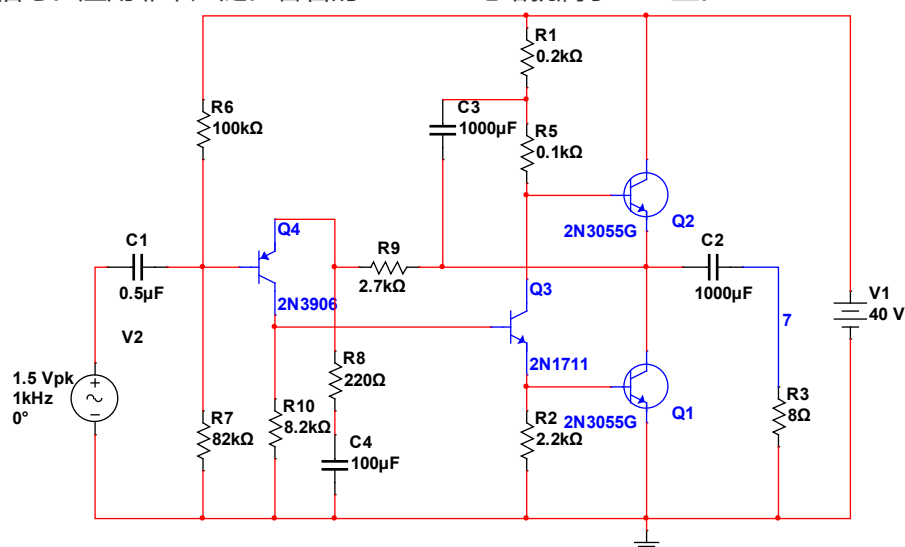


图 Section116-2 JLH1969 电路结构

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。

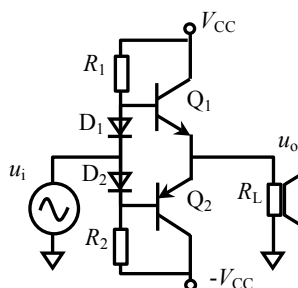


图 Section117-4 甲乙类功放电路结构

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，但是要真正做到这点非常困难，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。

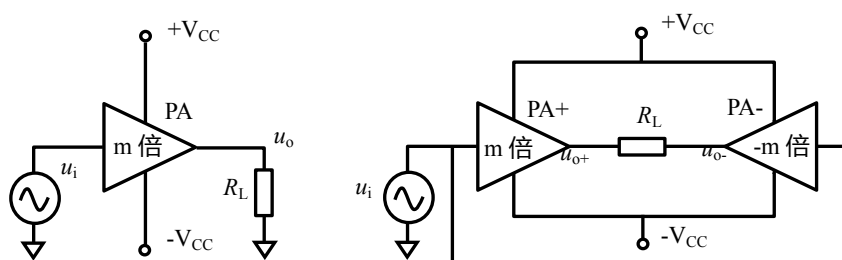


图 Section118-1 OCL 和 BTL 功放电路结构区别

## 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。

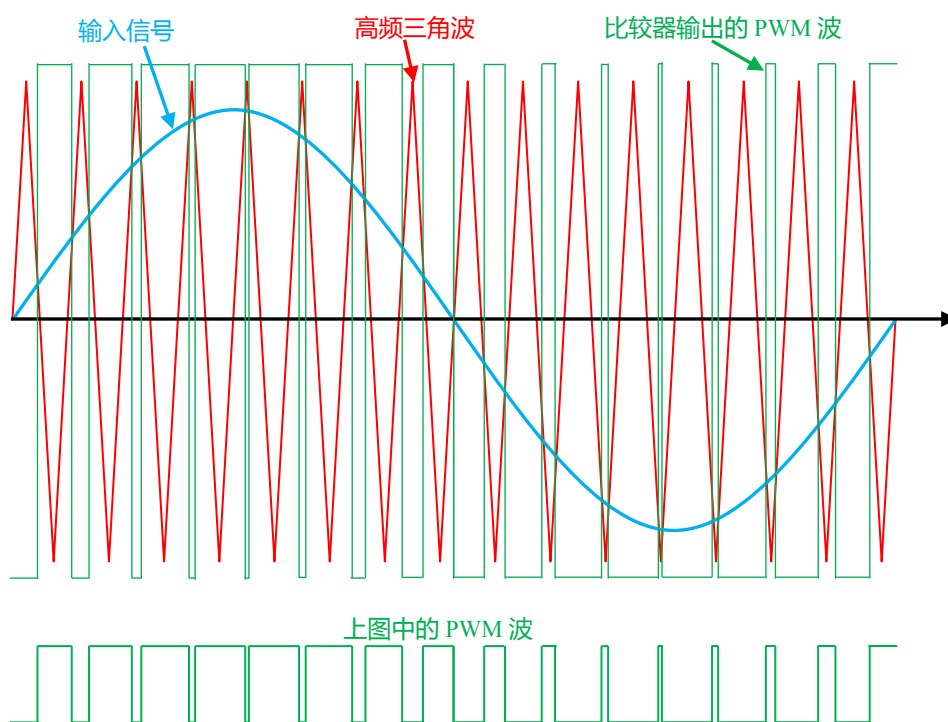


图 Section118-2 PWM 调制的波形生成示意图

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。

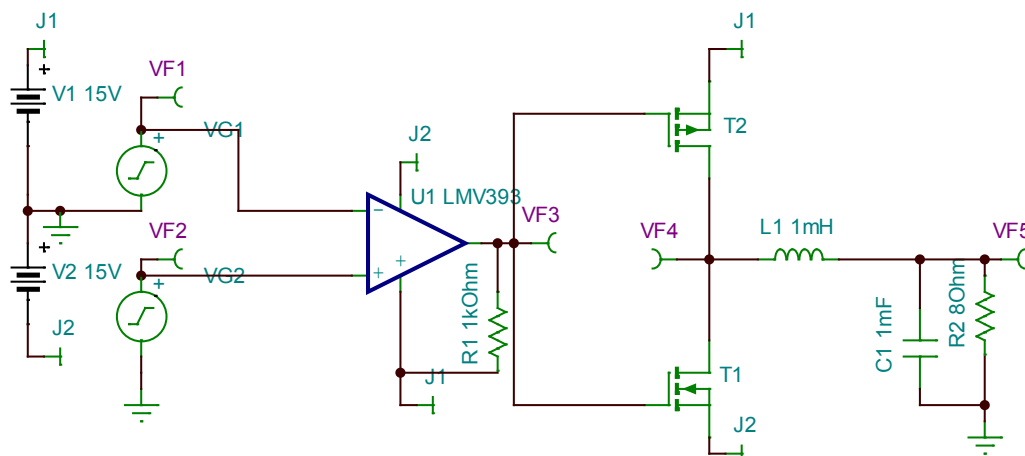


图 Section118-3 一个简易 D 类功放，非实用电路

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 100μF 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 50.35kHz $[1/(2\pi\sqrt{LC})]$ ，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。

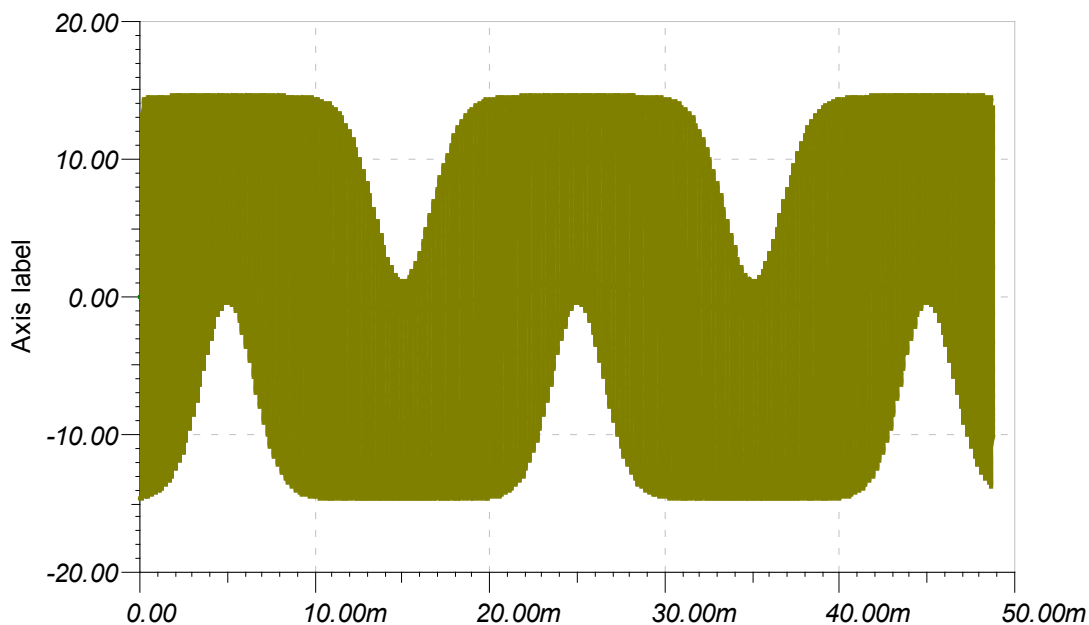


图 Section118-4 100nH，100μF 滤波效果图——VF5 输出端

图 Section118-5 是电感为 10μH，电容为 1000μF 带来的滤波效果。此时 LC 滤波器的特征频率为 1592Hz $[1/(2\pi\sqrt{LC})]$ ，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。



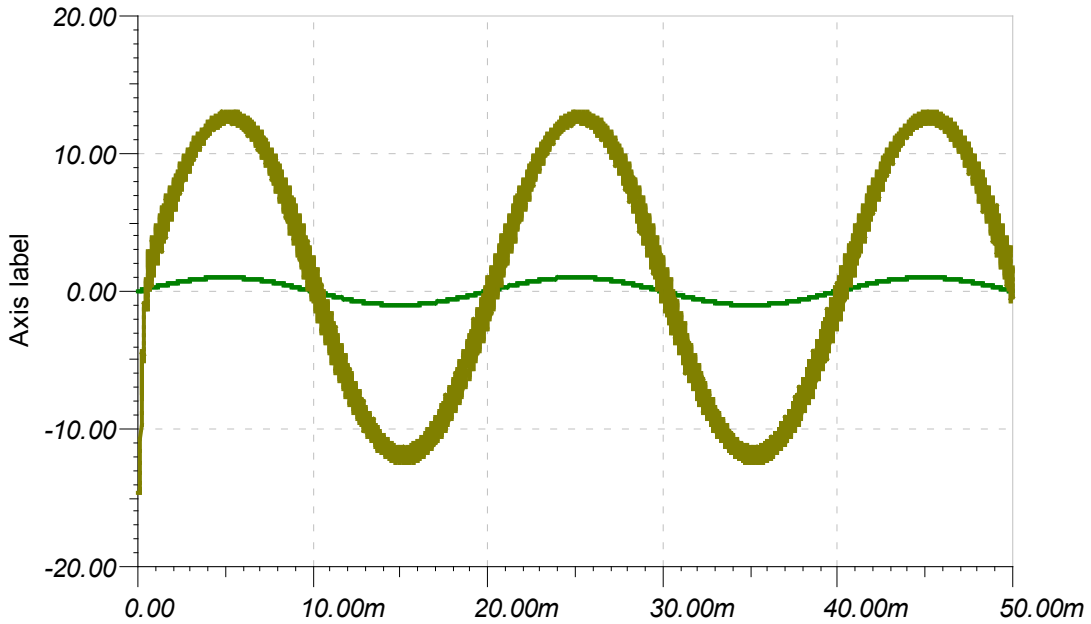


图 Section118-5 10µH , 1000µF 滤波效果图——VF5 输出端

图 Section118-6 是电感为 1000µH，电容为 1000µF 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。

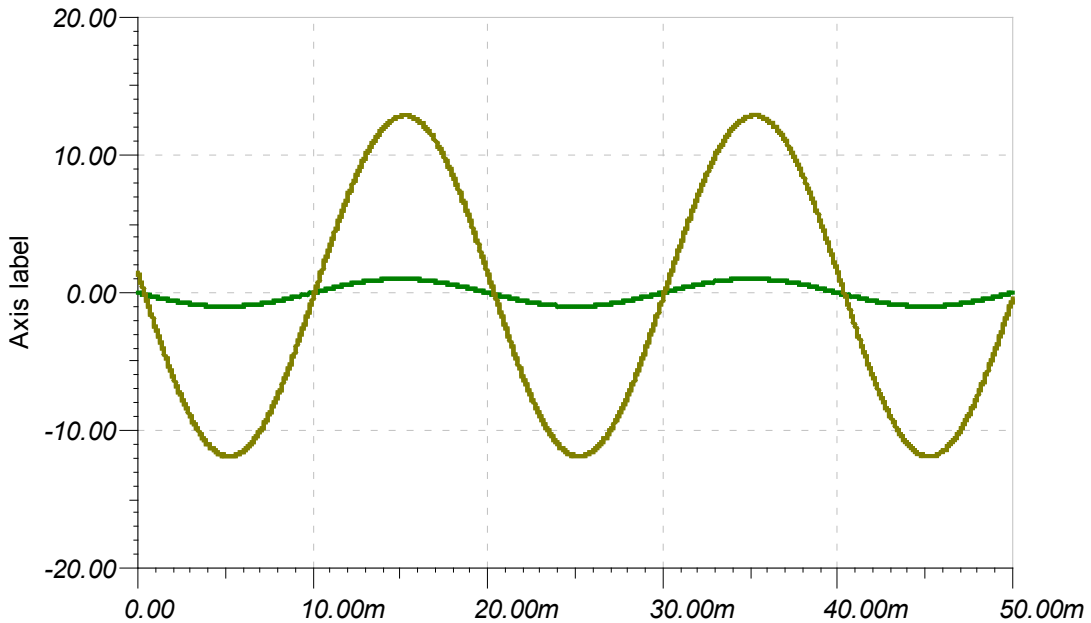


图 Section118-6 1000µH , 1000µF 滤波效果图——VF5 输出端

### 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 Filer-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。

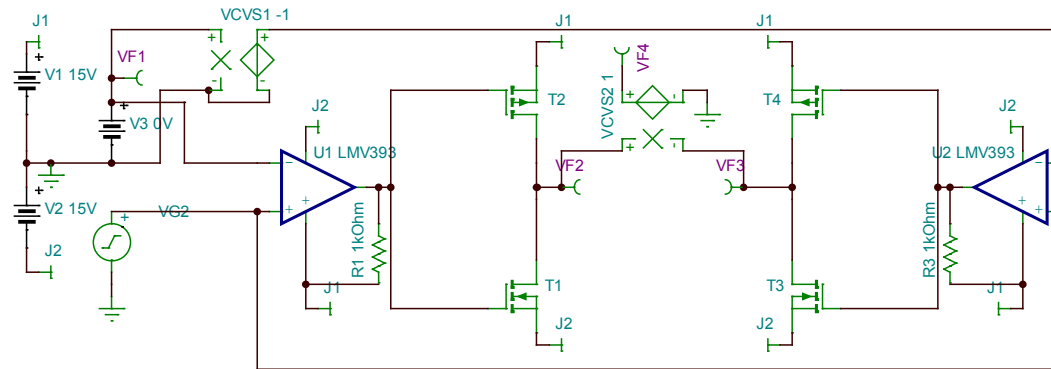


图 Section118-7 无滤波器 CLASS D 功放中的 PWM 波形成电路

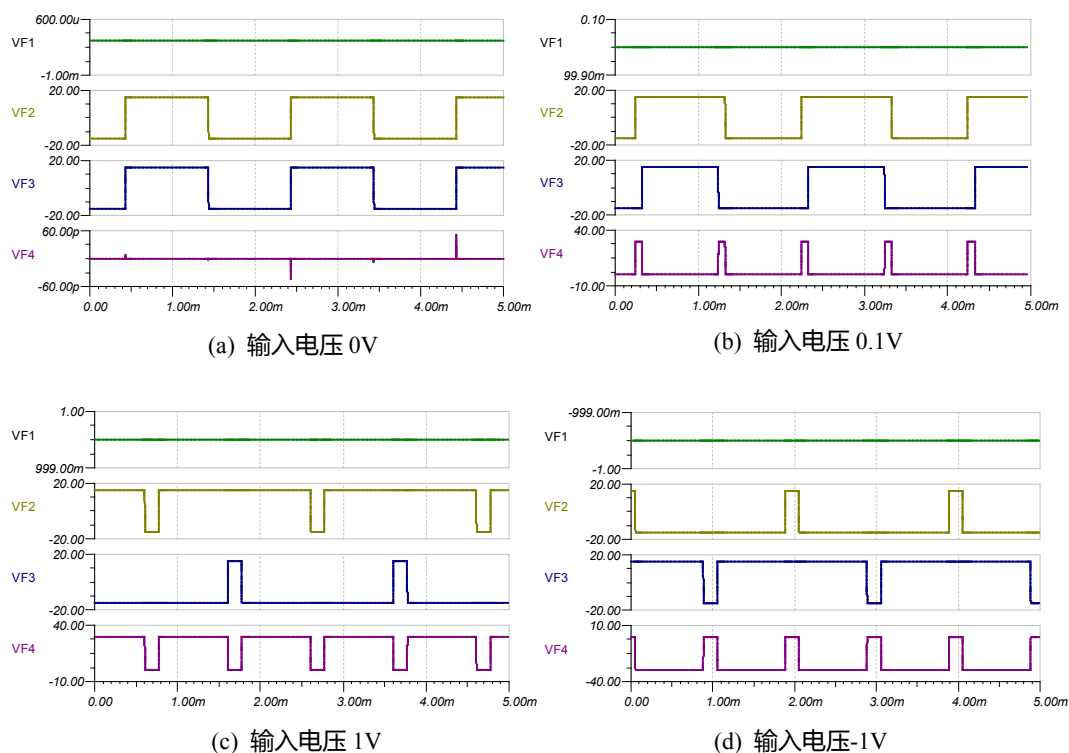


图 Section118-8 无滤波器 CLASS D 功放中的 PWM 波形形成示意

## 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了 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 类集成功放举例

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。这看起来很奇怪，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。

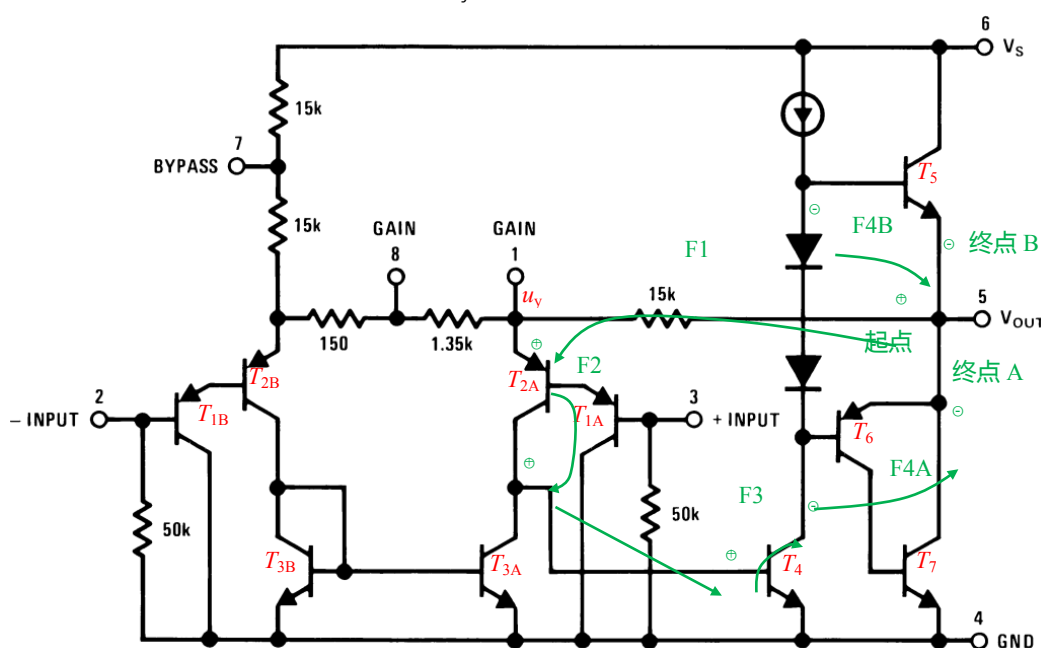


图 Section118-9 AB 类集成功放 LM386——结构和反馈极性

### 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 $\oplus$ ，F1 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 $\oplus$ ，F2 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 $\oplus$ ，F3 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，F4A和F4B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 150 $\Omega$  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。

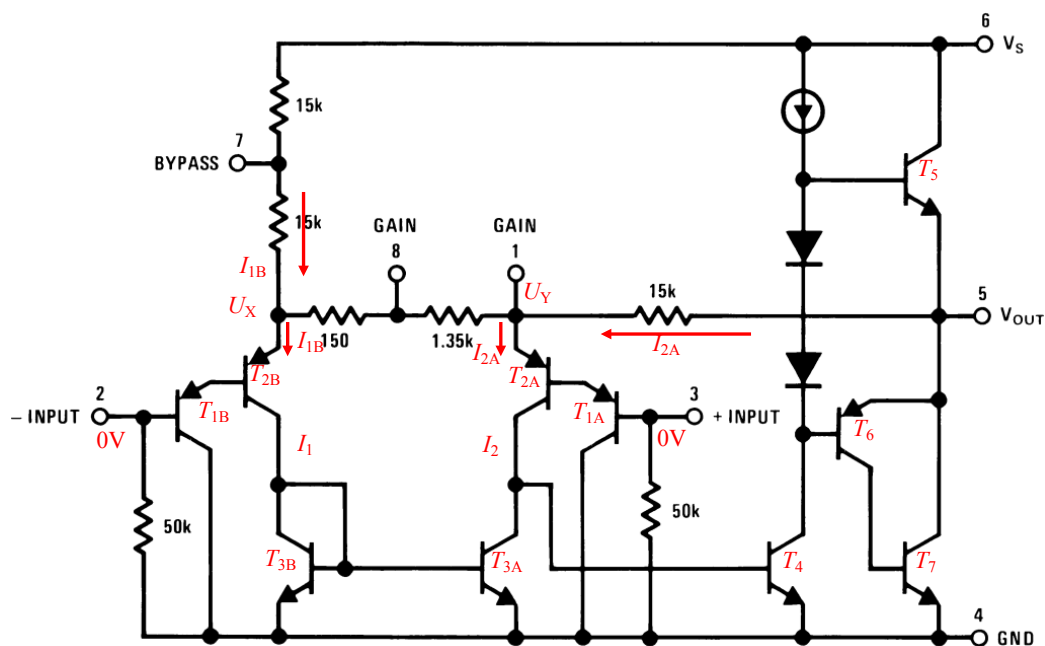


图 Section118-9a AB 类集成功放 LM386——静态分析

### 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)：

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

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

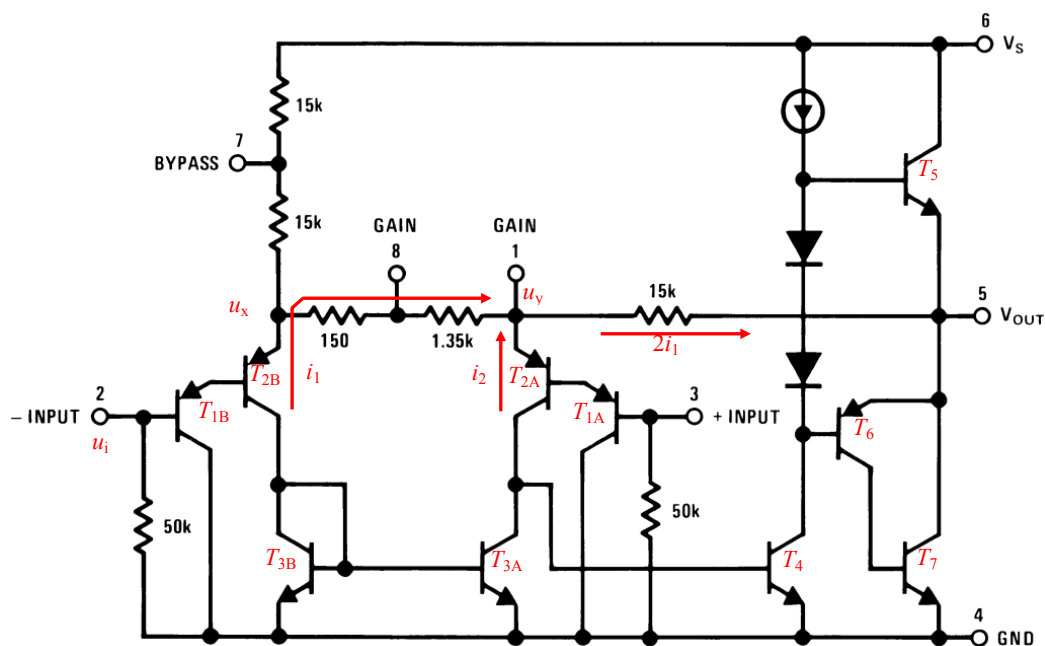


图 Section118-9b AB 类集成功放 LM386——动态分析

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)：

$$i_2 \left( \frac{2(1+\beta)r_{be2} + 50k}{(1+\beta)(1+\beta)} \right) = -u_y$$

$$i_2 = \frac{-u_y(1+\beta)(1+\beta)}{2(1+\beta)r_{be2} + 50k} \quad (3)$$

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  $150\Omega$  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)：

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

$$i_1 = \frac{(u_i - u_y)(1+\beta)}{(1+\beta)R_G + 2r_{be2}} \quad (4)$$

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  $2(1+\beta)r_{be}$ ，对上式化简过程如下，得到式(5)：

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

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)：

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

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)：

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

当 GAIN8 和 GAIN1 之间没有任何连接时， $R_G=1.5k\Omega$ ，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：

$$r_{be1} = r_{bb'} + \frac{U_T}{\frac{AM1}{(1+\beta)}} = 23.5k\Omega$$

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

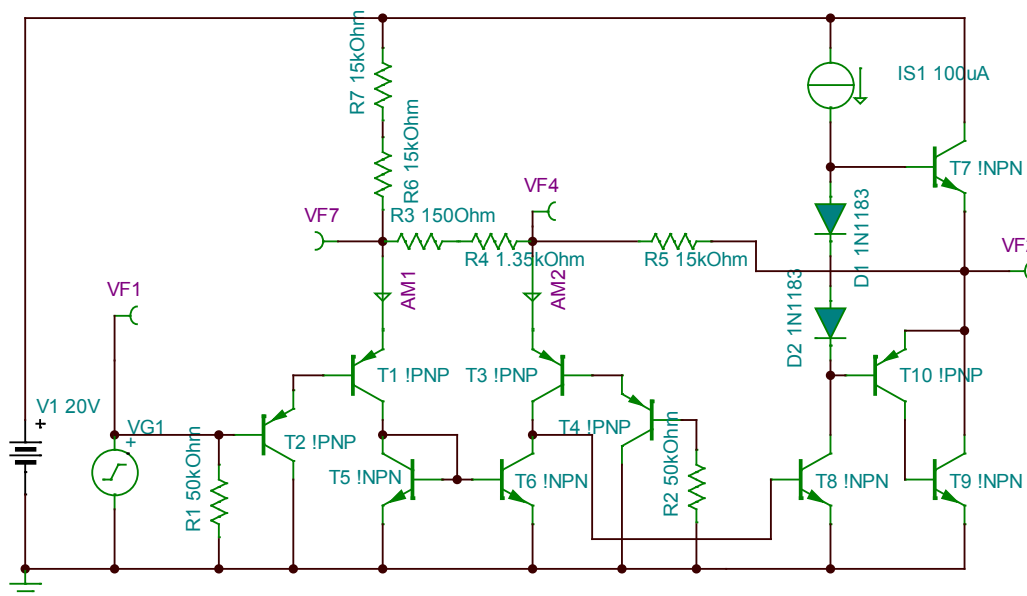


图 Section118-9c AB 类集成功放 LM386——TINA-TI 仿真

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×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×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。

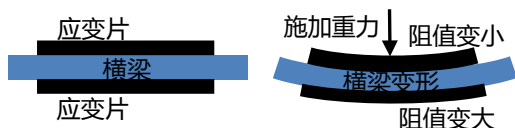


图 Section119-1 电阻应变式结构

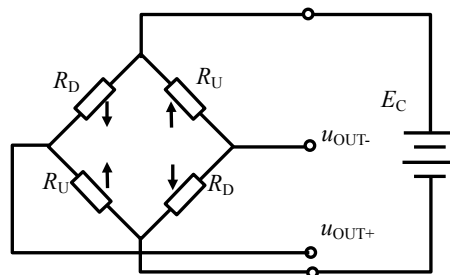


图 Section119-2 桥式接法等效电路



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。

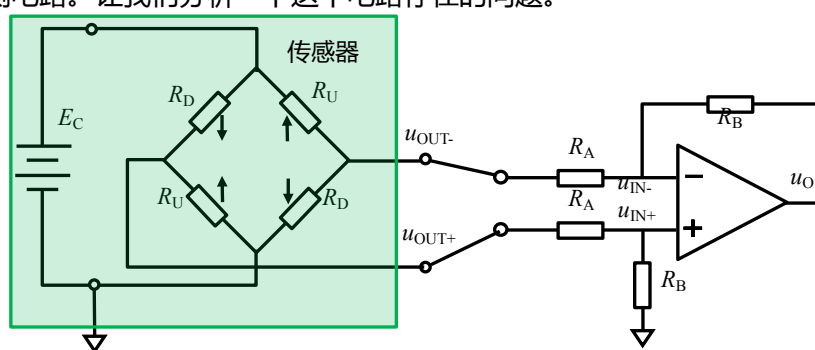


图 Section119-3 桥式接法电路

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：

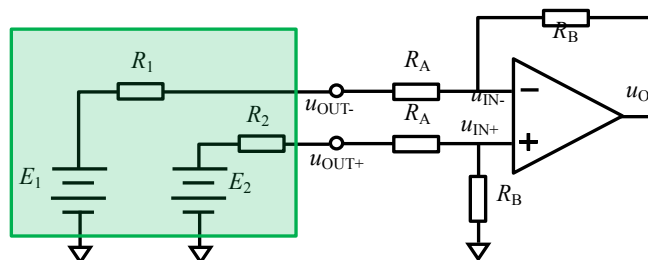


图 Section119-4 桥式接法的等效电路

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

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，而后一项却不是固定的，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。

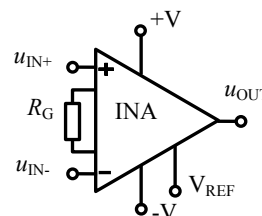
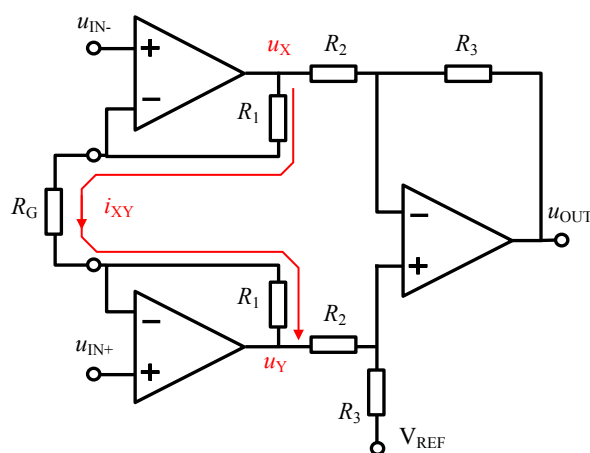


图 Section119-5：三运放仪表放大器内部简图

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。

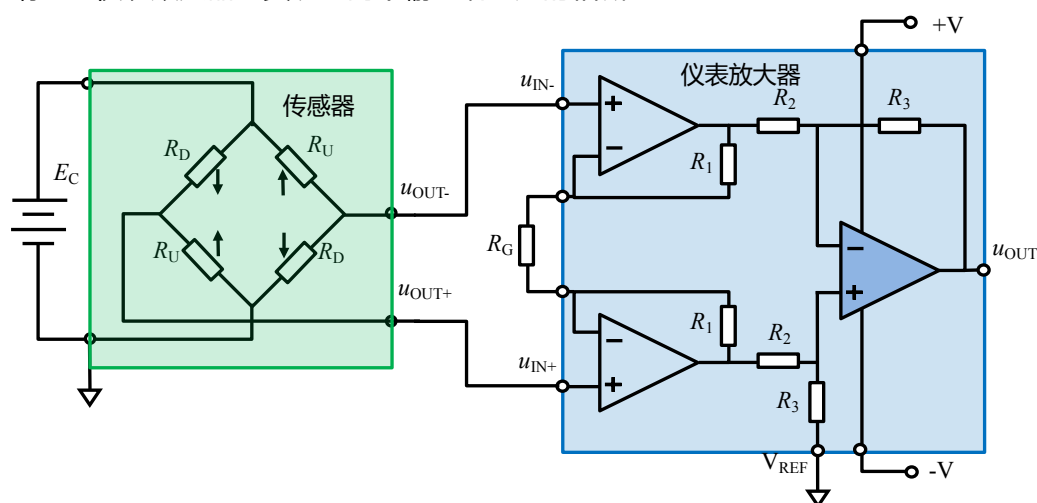


图 Section119-7 称重传感器与仪表放大器（内核）的完整接法

### 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。

### 心电图检测

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，还需要后续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  $\Omega$ ，在此可视为一个节点，则有：

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

当  $C_1=1\text{pF}$ ， $C_2=50\text{pF}$ ， $U_1=220\text{V}$ ，可知  $U_2=4.3\text{V}$ ，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：

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

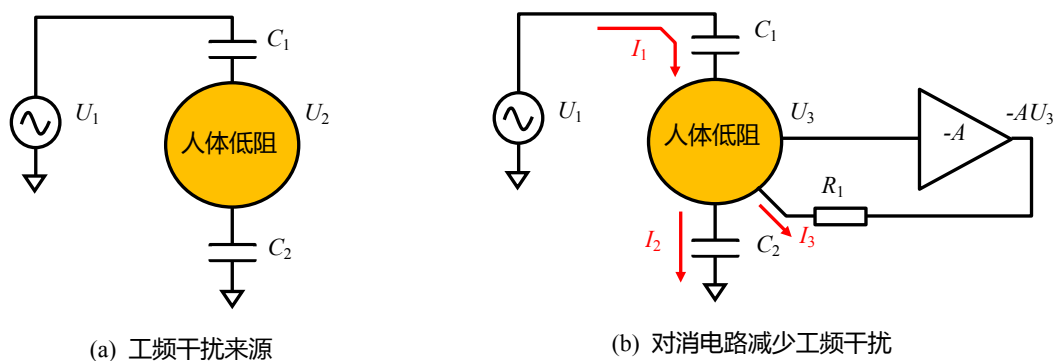


图 Section119-8 右腿对消驱动原理

化简过程及结论为：

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

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

$$\dot{U}_3 = \frac{j\omega C_1}{j\omega(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{R_1}} \dot{U}_1 = \frac{C_1}{(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{j\omega R_1}} \dot{U}_1 \quad (7)$$

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：

$$K = \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_2} = \frac{\frac{C_1}{(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{j\omega R_1}} \dot{U}_1}{\frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \dot{U}_1} = \frac{C_1 + C_2}{(C_1 + C_2) + \frac{(1+A)}{j\omega R_1}} \approx \frac{\frac{R_1}{1}}{\frac{j\omega(C_1 + C_2)}{1+A}} = \frac{Z_R}{Z_C} \times \frac{1}{1+A} \quad (8)$$

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  $V_o$ ，供后续实施其它处理。

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，除给后续  $-39$  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。

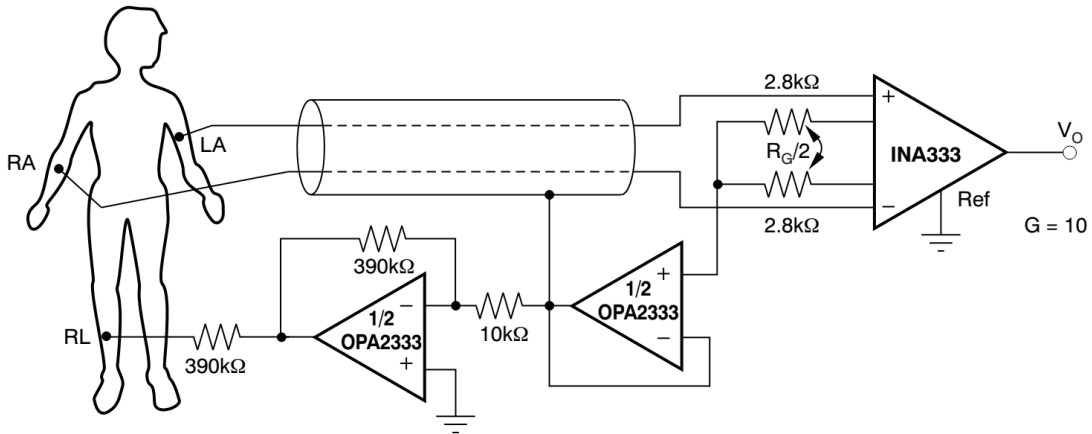


图 Section119-9 使用仪表放大器 INA333 构成的 ECG 前端电路

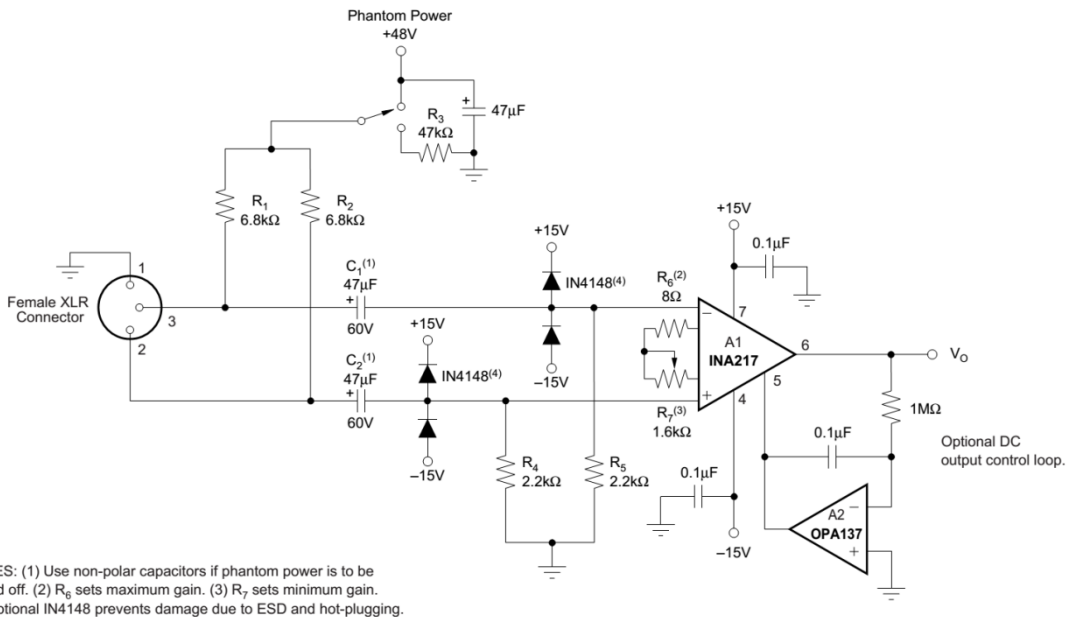
### 仪表放大器用于麦克风信号检测

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)：

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



NOTES: (1) Use non-polar capacitors if phantom power is to be turned off. (2)  $R_6$  sets maximum gain. (3)  $R_7$  sets minimum gain. (4) Optional IN4148 prevents damage due to ESD and hot-plugging.

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  $16k\Omega$  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。

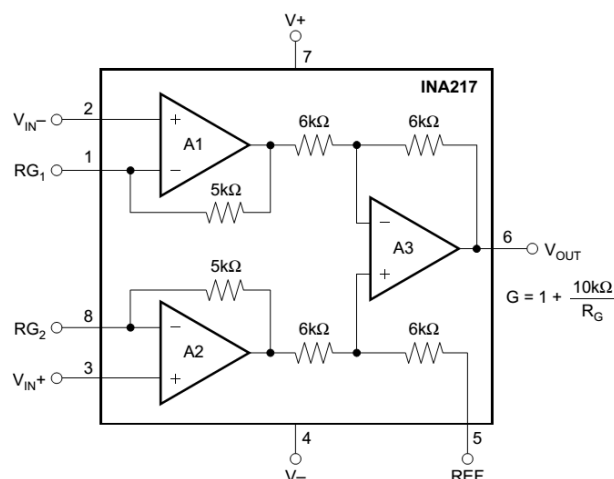


图 Section119-11 INA217 内部构造

### 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 ( Programable Logic Controller 可编程控制器 ) 是工业环境中较为常用的标准化仪器，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：

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

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：

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

即 AD8420 组成的电路，实现了  $200.1\Omega$  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。



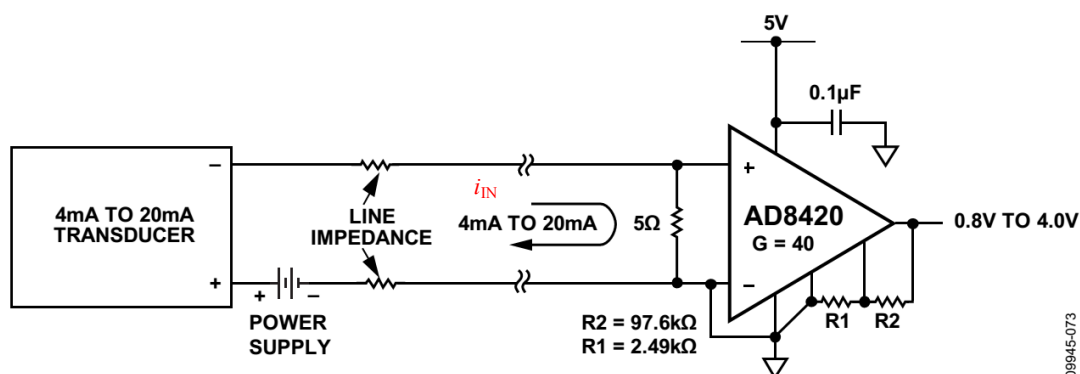


图 Section119-12 AD8420 组成的 4~20mA 接收器

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宽广的空间。

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。



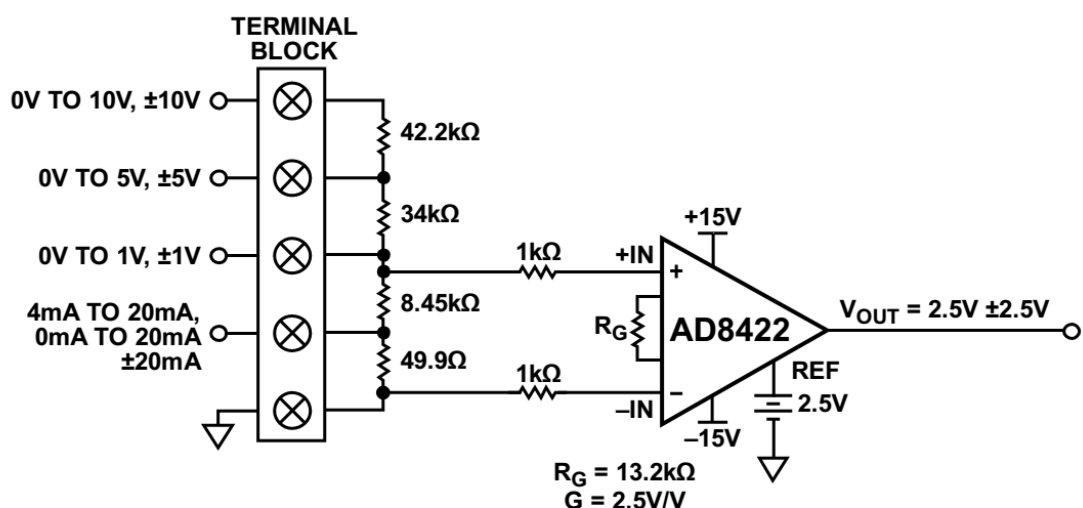


图 Section119-13 AD8422 组成的过程控制模拟量接收器

### 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是多大？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，像一个自动挡汽车。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 900k $\Omega$  和 100k $\Omega$  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。

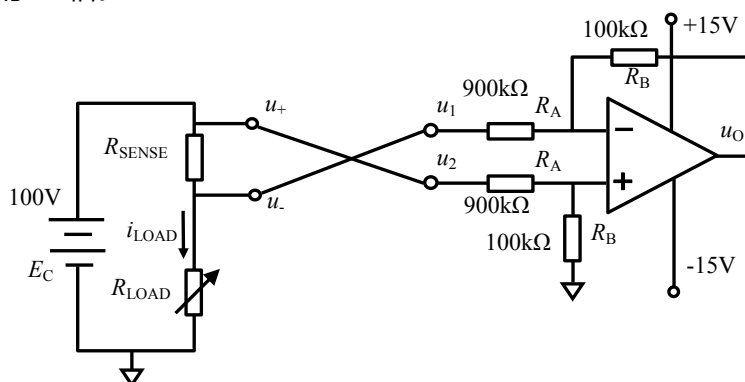


图 Section120-1 减法器能接受高共模输入电压

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。

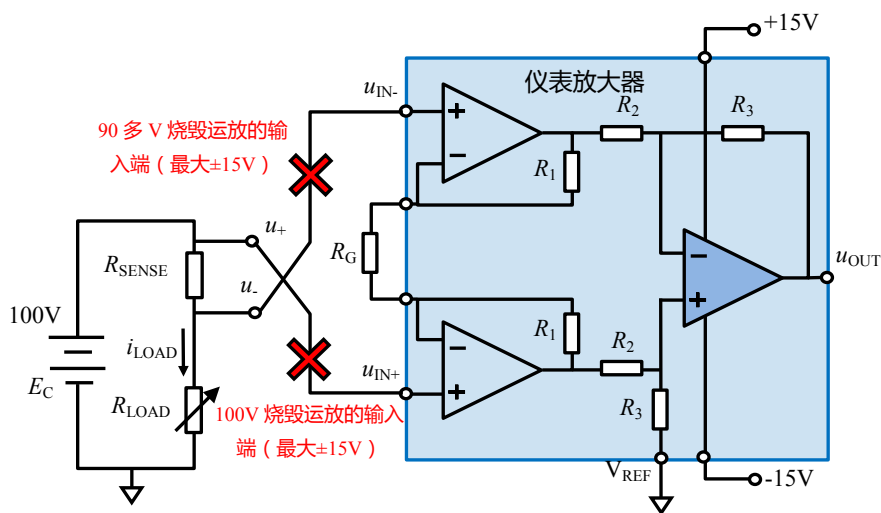


图 Section120-2 仪表放大器不能接受高共模输入电压

### 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？

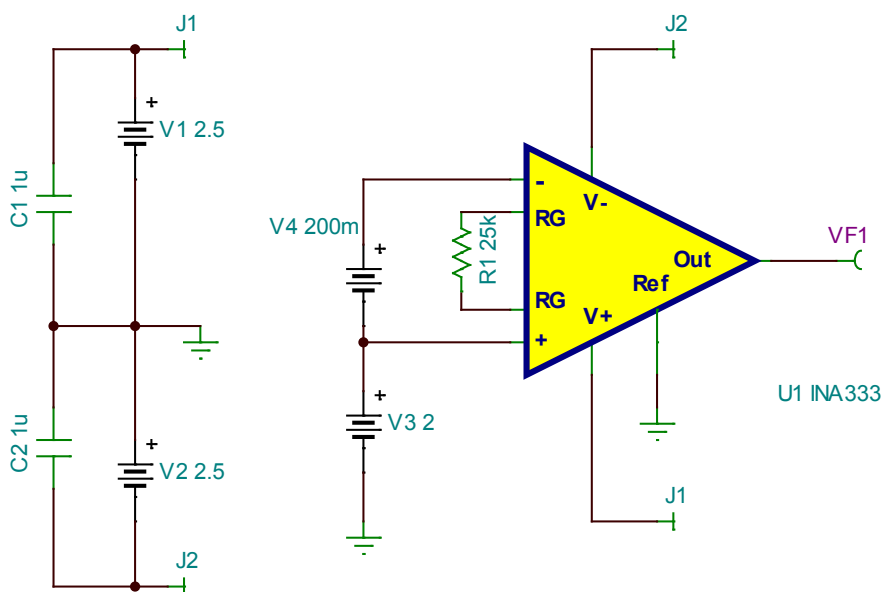


图 Section120-3 仪表放大器 INA333 的一个故障电路

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<sub>1</sub> 的虚短不再成立。而运放 A<sub>2</sub> 的理论输出电压为 1.6V, 没有超限, 因此 A<sub>2</sub> 仍能够保持虚短成立——INA333 的第 8 脚, 也就是运放 A<sub>2</sub> 的负输入端仍为 2V。

运放 A<sub>1</sub> 入端高阻仍成立, 据此, 可得 INA333 的第 1 脚, 即运放 A<sub>1</sub> 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:

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

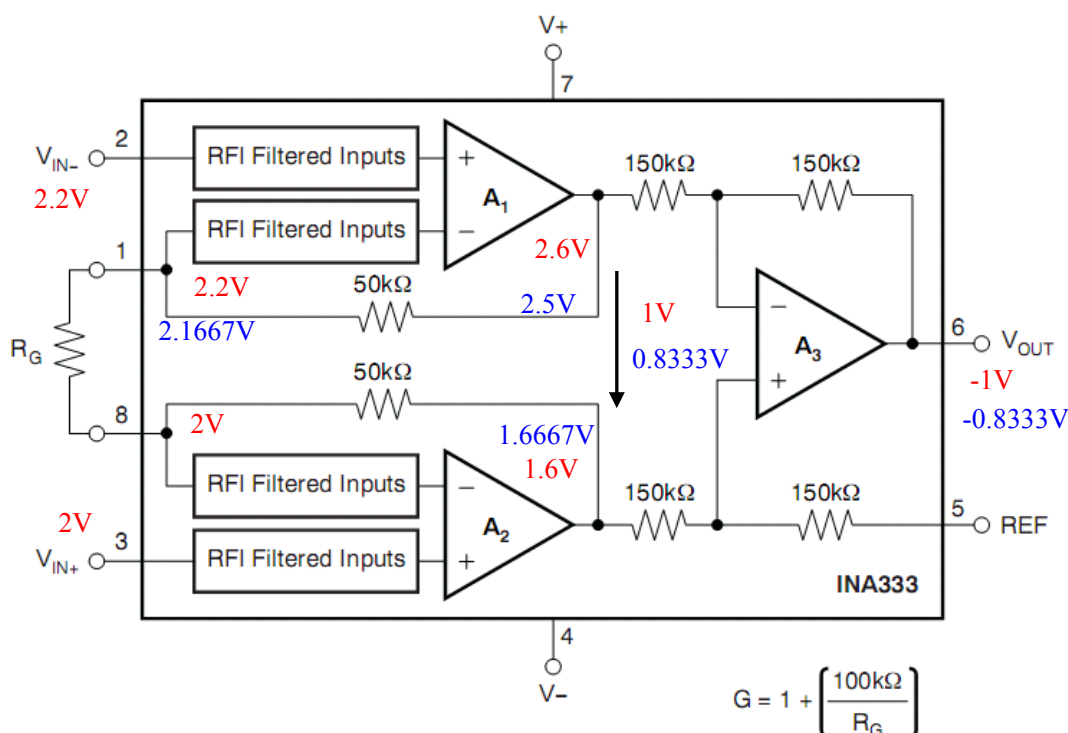


图 Section120-4 INA333 内部电路

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。

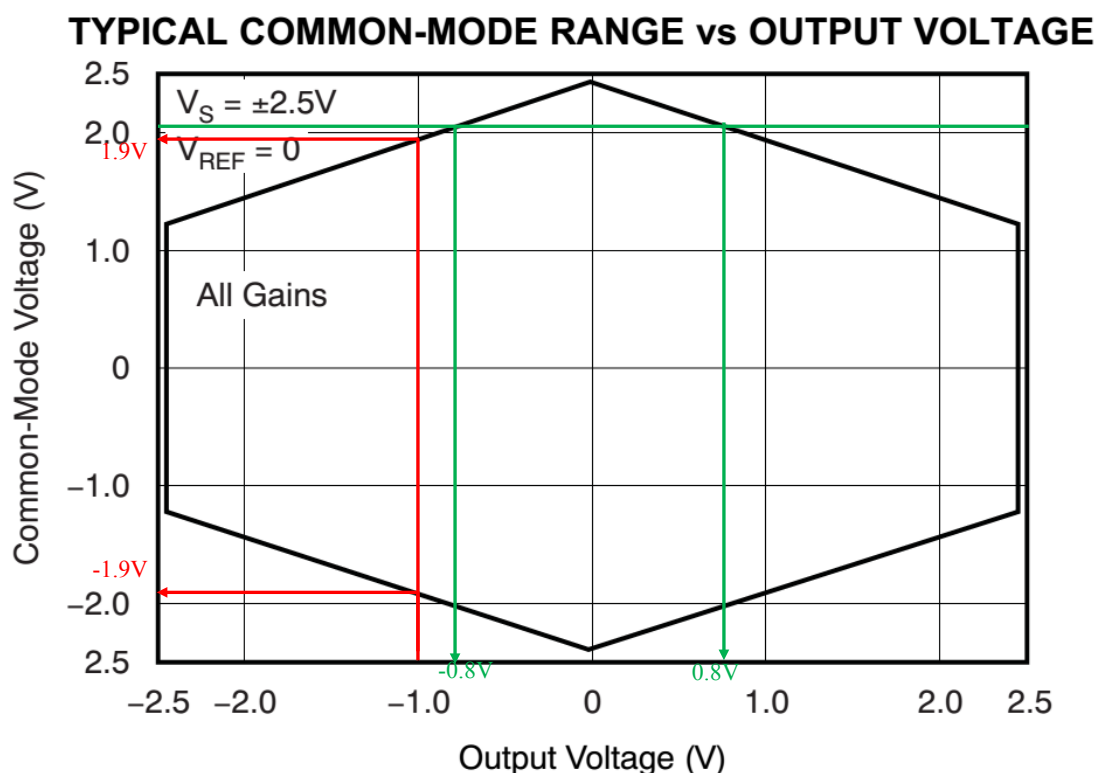


图 Section120-5 INA333 的失效图

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  $R_6$ ，使得仪表放大器能最大限度对输入差模电压进行放大。

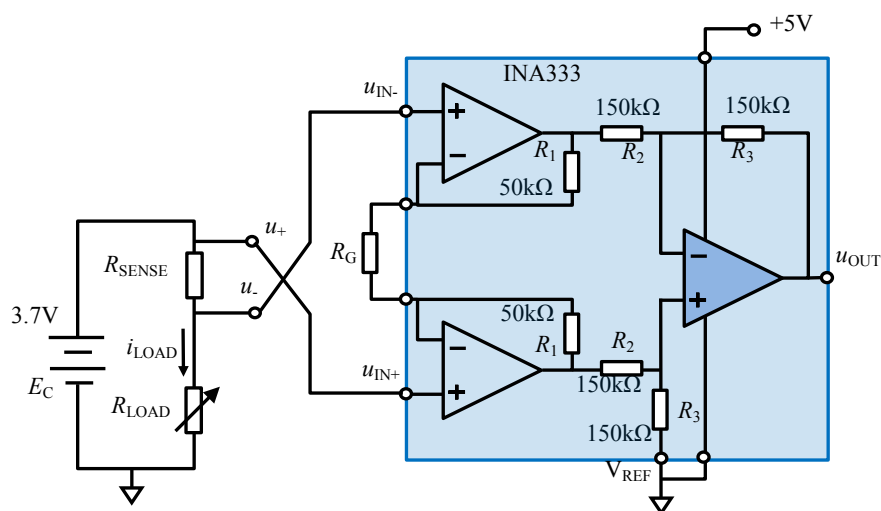


图 Section120-6 仪表放大器失效图举例

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+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

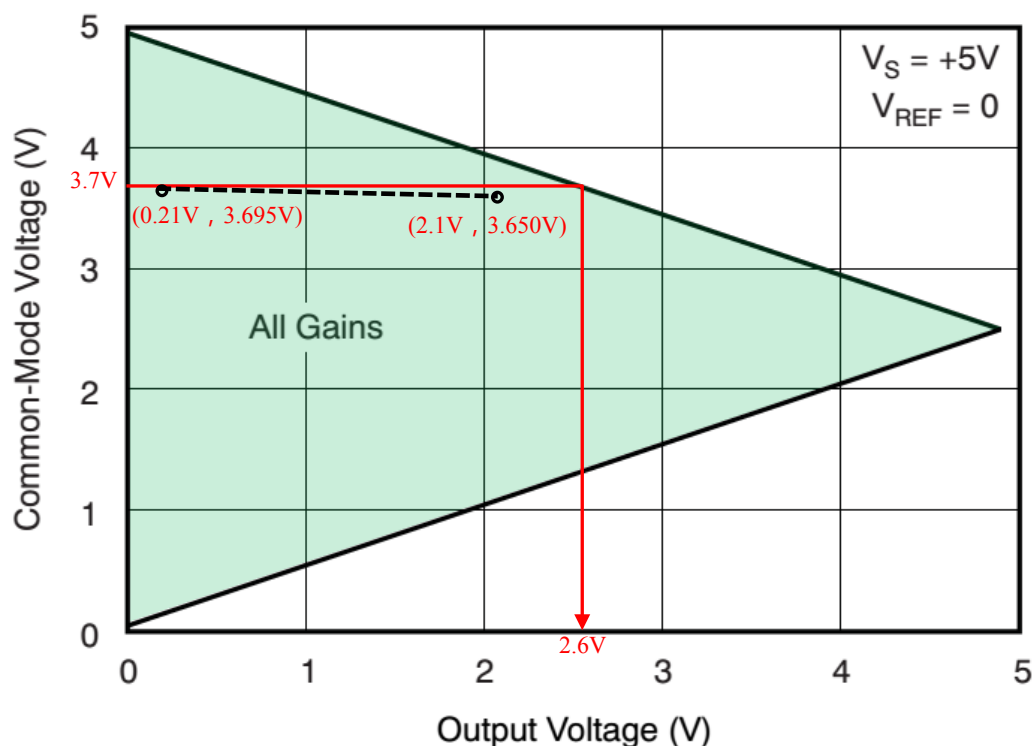


图 Section120-7 仪表放大器失效图举例

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。

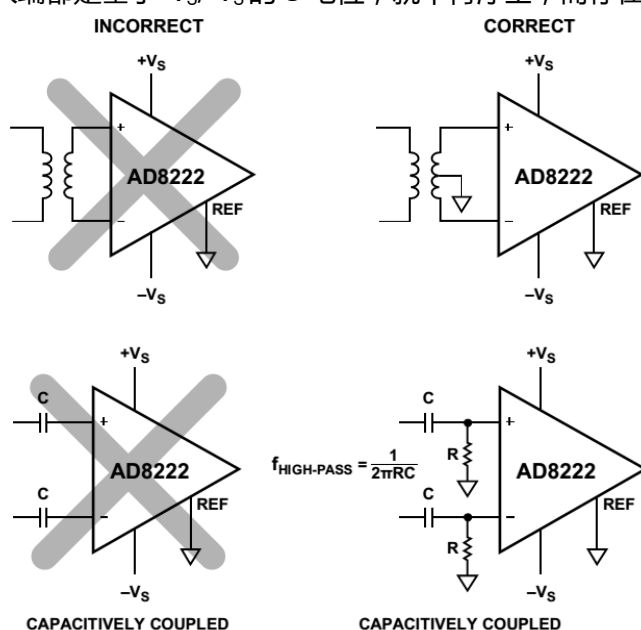


图 Section120-8 仪表放大器输入端必须有直流通路

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。

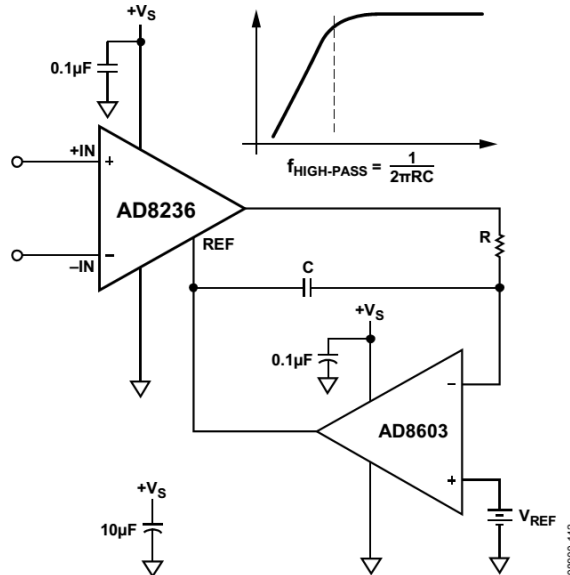


Figure 41. AC-Coupled Circuit

图 Section120-9 交流耦合的仪表放大器电路

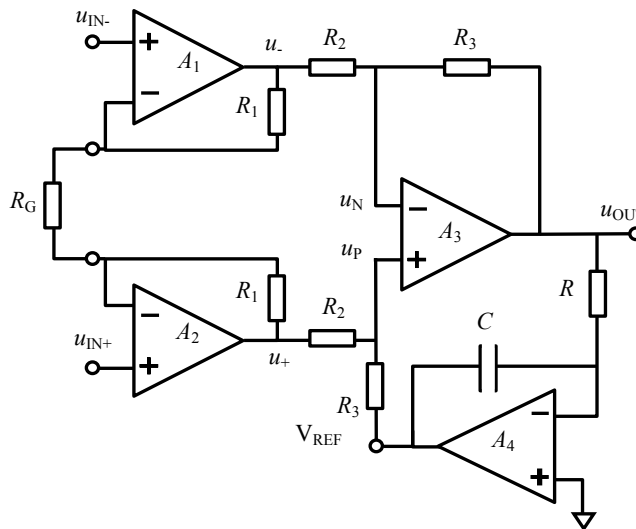


图 Section120-10 含内部电路的交流耦合仪表放大器

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  $\dot{M}$  和反馈系数  $\dot{F}$ ，就可以得到输入输出之间的关系：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{u}_{OUT}}{u_+ - u_-} = \frac{\dot{M} \times \dot{A}_{u03}}{1 + \dot{F} \times \dot{A}_{u03}} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}}$$

首先求解  $\dot{M}$ ，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：

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

其次求解  $\dot{F}$ ，它的定义是，单纯考虑输出信号  $u_{OUT}$ ，在  $A_3$  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：

$$\dot{F} = \frac{\dot{u}_F}{u_{OUT}} \Big|_{u_+=0} = \frac{\dot{u}_N - \dot{u}_P}{u_+ - u_-} \Big|_{u_{OUT}=0} = \frac{\dot{u}_N}{u_+ - u_-} \Big|_{u_{OUT}=0} - \frac{\dot{u}_P}{u_+ - u_-} \Big|_{u_{OUT}=0} = \dot{F}_N - \dot{F}_P$$

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  $A_3$  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：

$$F_P = -\frac{1}{RC} \times \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$F = F_N - F_P = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{1}{SRC}\right) = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \left(\frac{1 + SRC}{SRC}\right)$$

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：

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

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 100 $\mu$ A 电流，因此 100 $\mu$ A 电流几乎全部流过 100 $\Omega$  电阻，使得上面的 100 $\Omega$  电阻的头顶电位是 10mV，下面 100 $\Omega$  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  $\pm 10$ mV 之内选择。

此电路使用了 2 个恒流源，在 100 $\Omega$  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，单片报价为 \$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  $\pm 10$ mV 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。但是如果如果没有这个跟随器，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。

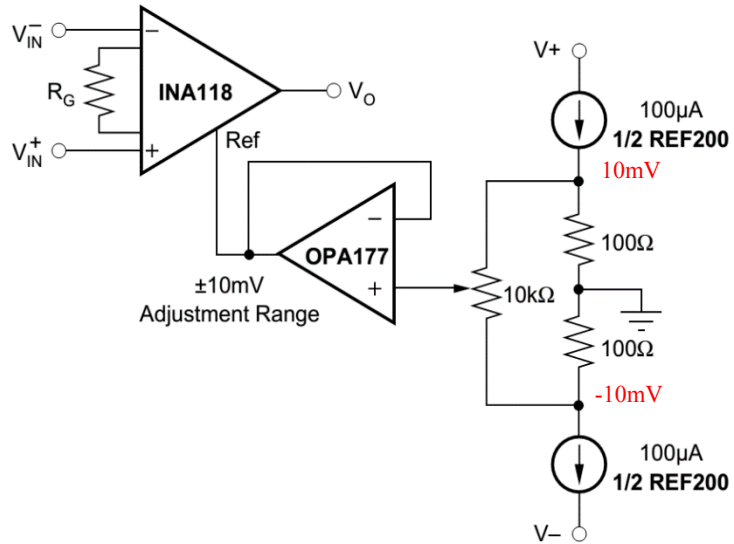


图 Section120-11 仪表放大器外部调零电路 1

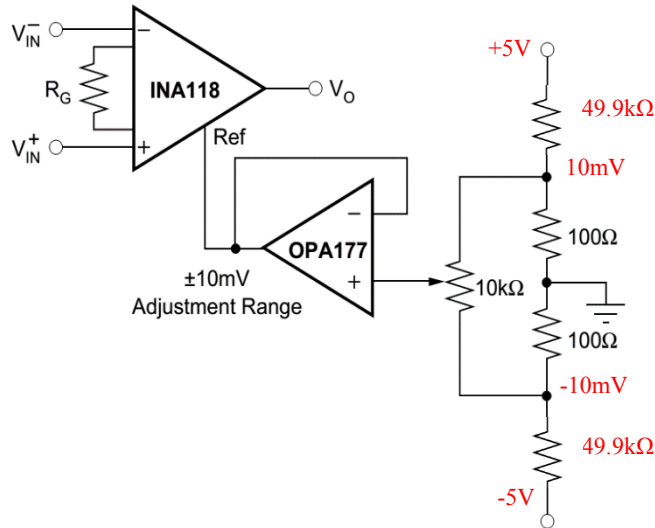


图 Section120-12 仪表放大器外部调零电路 2

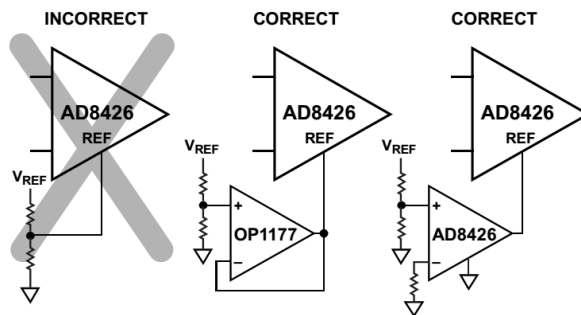


图 Section120-13 仪表放大器 REF 脚驱动电路

## 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。

### 单电源心电图放大电路

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(390kΩ/20kΩ)反相器，回送到 RL (右腿)，完成右腿对消驱动。

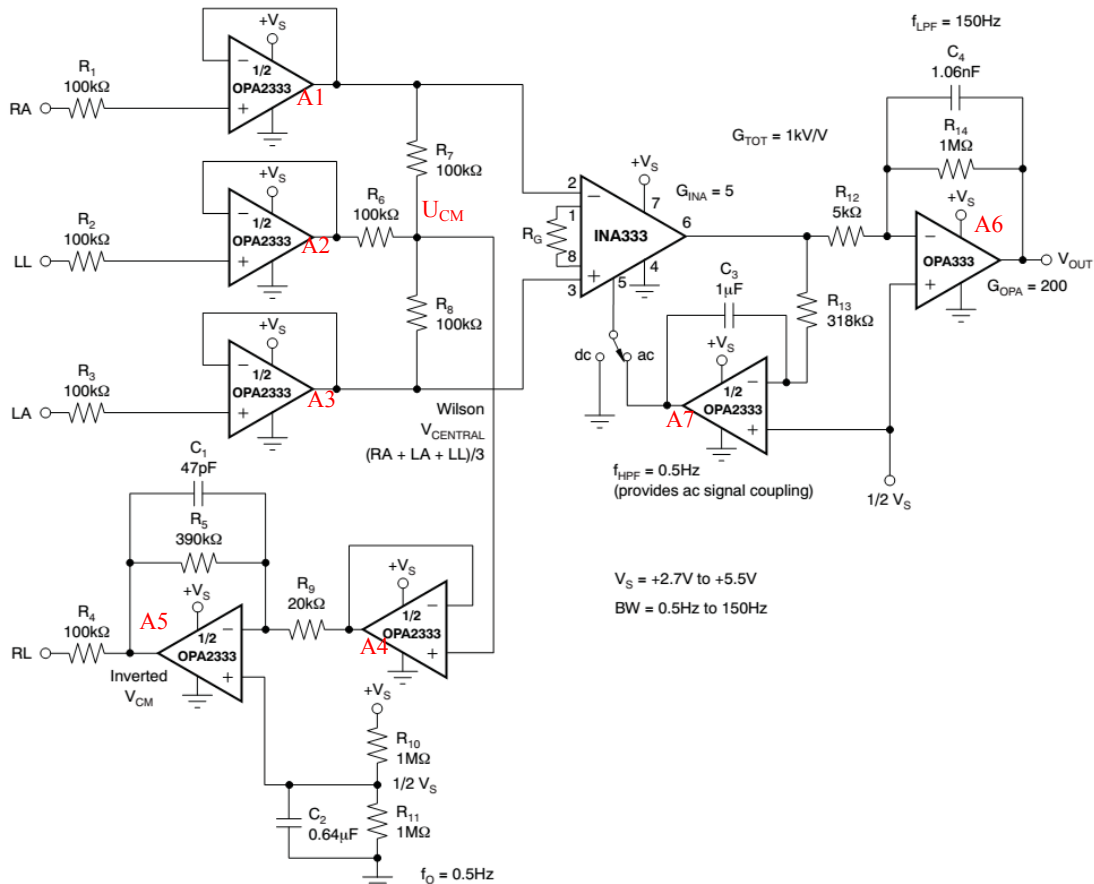


图 Section120-14 单电源 INA333 心电图检测电路

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:

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

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:

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

心电信号的主要成分, 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  $C_1=47\text{pF}$ , 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:

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

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  $C_2=0.64\mu\text{F}$ , 形成了低通滤波效果, 其上限截止频率为:

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

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——心电信号有多大, 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、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、124 $\Omega$  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：



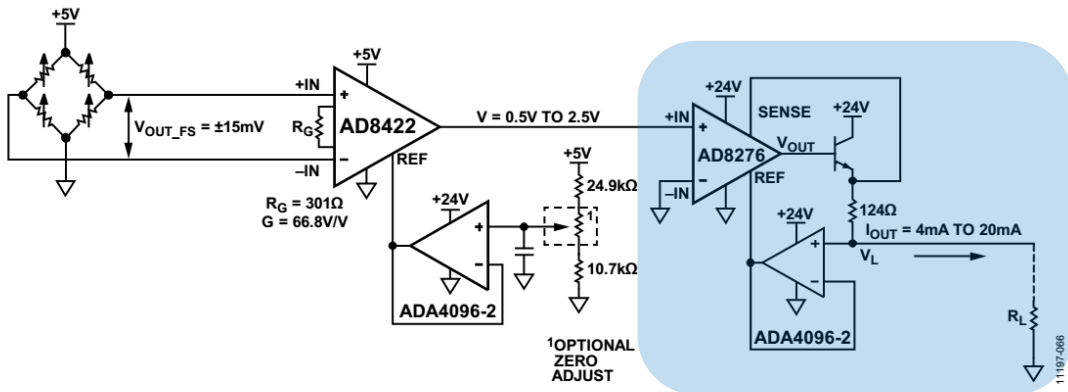


Figure 63. Bridge Circuit with 4 mA to 20 mA Output

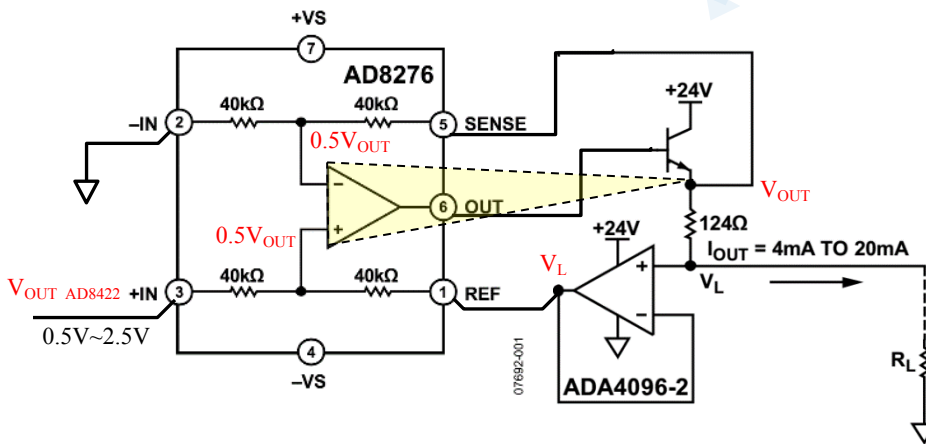


图 Section120-15 单电源桥式传感器转 4~20mA 输出

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  $2.5V \pm 7.5mV$ 。这样才能使得满幅变化量为  $\pm 15mV$ 。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 1kΩ，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。

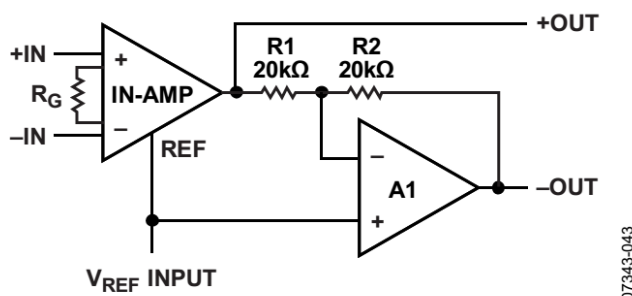


图 Section120-16 仪表放大器的差分输出电路一

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：

$$V_{OUT+} = V_{REF2} + INX - V_{OUT+} \times \frac{1}{1 + SRC} + Gain \times (IN_+ - IN_-)$$

$$V_{OUT+} \times \left( \frac{2 + SRC}{1 + SRC} \right) = V_{REF2} + INX + Gain \times (IN_+ - IN_-)$$

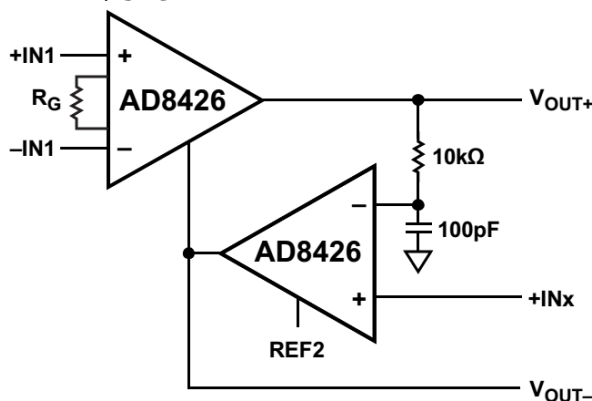


图 Section120-17 仪表放大器的差分输出电路二

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：

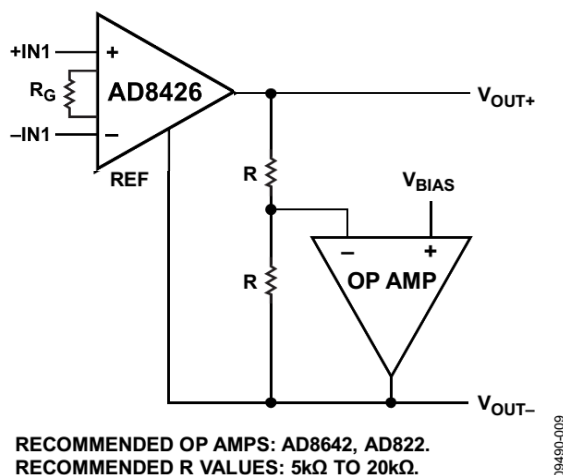
$$V_{OUT-} = 2V_{BIAS} - V_{OUT+} \quad (4)$$

将此结果代入式(3), 得:

$$V_{OUT+} = 2V_{BIAS} - V_{OUT+} + Gain(IN_+ - IN_-)$$

解得:

$$V_{OUT+} = V_{BIAS} + 0.5Gain(IN_+ - IN_-)$$



RECOMMENDED OP AMPS: AD8642, AD822.  
RECOMMENDED R VALUES: 5kΩ TO 20kΩ.

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:

$$V_{OUT-} = V_{BIAS} - 0.5Gain(IN_+ - IN_-)$$

(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：

$$V_{OUT-} = V_{BIAS} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times Gain(IN_+ - IN_-) \quad (6a)$$

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。

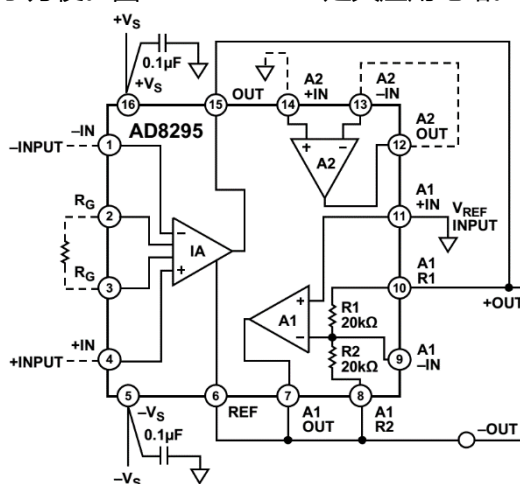


图 Section120-19 仪表放大器 AD8295 组成的差分输出

## 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。

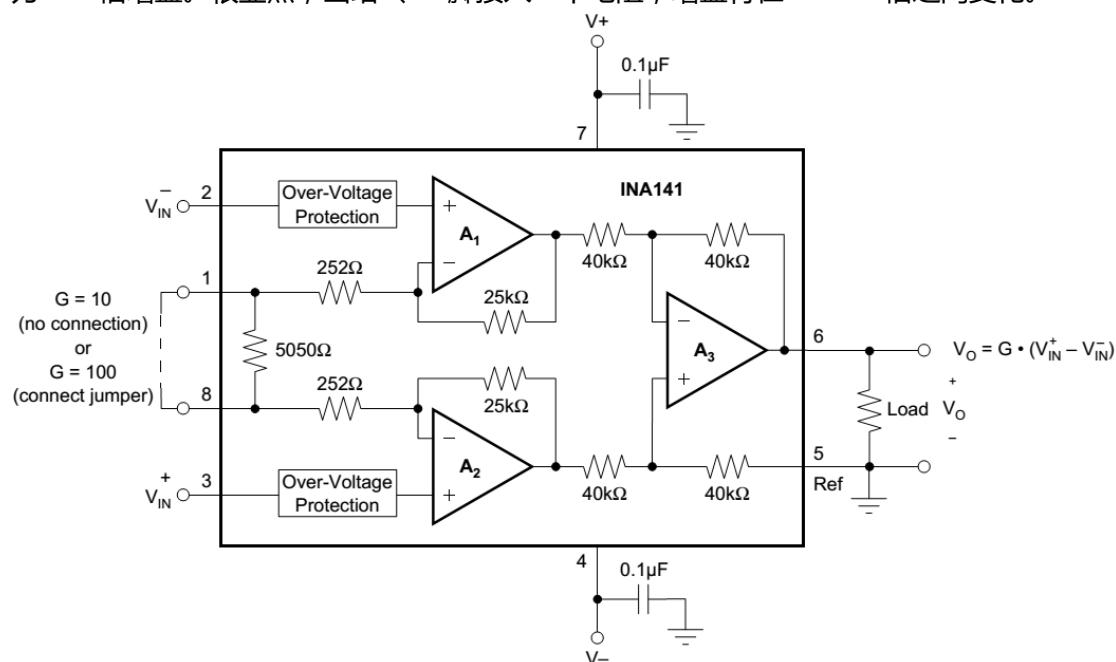


图 Section121-1 仪表放大器 INA141 内部简化结构

#### 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。

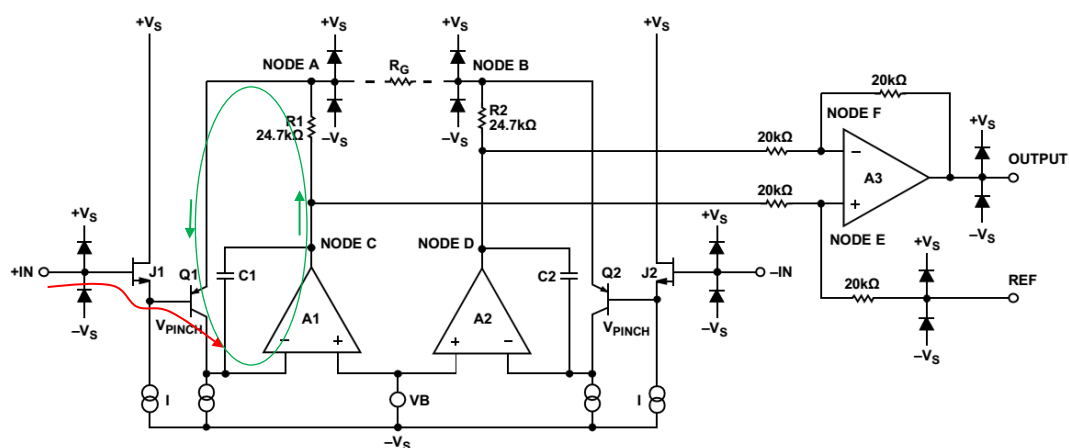


图 Section121-2 仪表放大器 AD8224 内部简化结构

**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：

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2$$

$$U_{GSQ} = \sqrt{\frac{I_{DQ}}{K}} + U_{GSTH} = \sqrt{\frac{10 \times 10^{-6}}{766.8 \times 10^{-6}}} - 0.65 = -0.5358V$$

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：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：

$$U_{SQ}=0.5358V=U_{BQ}, U_{BEQ}\approx-0.46V, \text{ 得出: } U_{EQ}=U_{BQ}-U_{BEQ}\approx0.5358V+0.45V\approx1V.$$

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  $R_G$  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：

$$\frac{u_{NODE\_B} - u_{NODE\_D}}{24.7k\Omega} + 10\mu A = \frac{u_{NODE\_A} - u_{NODE\_B}}{R_G} = \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G}$$

$$u_{NODE\_D} = (10\mu A - \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G})24.7k\Omega + u_{IN-} - U_{GSQ} - U_{BEQ}$$

$$= -\frac{24.7k\Omega}{R_G}(u_{IN+} - u_{IN-}) + u_{IN-} - U_{GSQ} - U_{BEQ} + 0.247$$

后级减法器输出为：

$$u_{OUTPUT} = U_{REF} + (u_{NODE\_C} - u_{NODE\_D}) = U_{REF} + 2 \times \frac{24.7k\Omega}{R_G}(u_{IN+} - u_{IN-}) + (u_{IN+} - u_{IN-})$$

$$= U_{REF} + (u_{IN+} - u_{IN-}) \times (1 + \frac{49.4k\Omega}{R_G})$$

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。

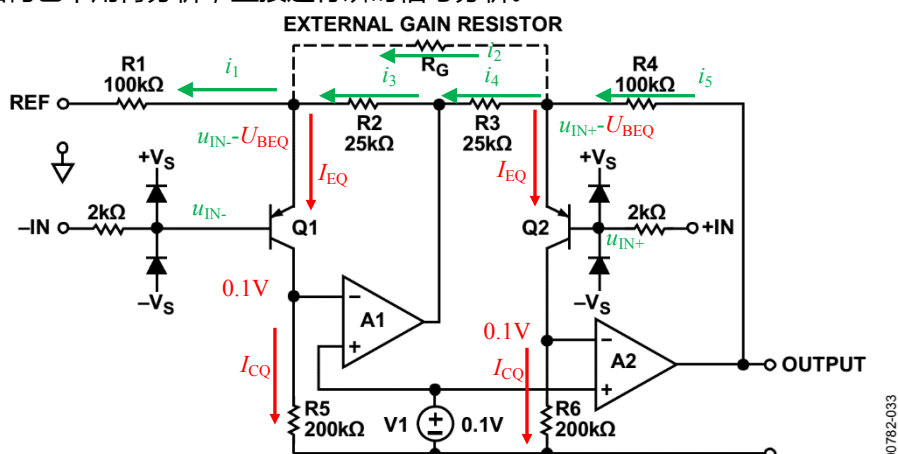


图 Section121-3 仪表放大器 AD627 内部简化结构

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：

$$I_{CQ} = \frac{0.1V}{200k\Omega} = 500nA ; I_{EQ} = \frac{1 + \beta}{\beta} I_{CQ} = 505nA , I_{BQ} = 5nA$$

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 2k $\Omega$  电阻上的压降约为 10 $\mu$ V，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：

$$i_3 = i_1 + I_{EQ} - i_2 = \frac{u_{IN-} - U_{BEQ} - U_{REF}}{R_1} + I_{EQ} - \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G}$$

$$u_{A1\_OUT} = u_{IN-} - U_{BEQ} + i_3 R_2$$

$$i_4 = \frac{u_{IN+} - U_{BEQ} - u_{A1\_OUT}}{R_3}$$

$$i_5 = i_4 + i_2 + I_{EQ}$$

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：

$$\begin{aligned} u_{OUT} &= u_{IN+} - U_{BEQ} + i_5 \times R_4 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \frac{R_1}{R_2} (u_{IN+} - U_{BEQ} - u_{A1\_OUT}) + \frac{R_1}{R_G} (u_{IN+} - u_{IN-}) + I_{EQ} R_1 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \frac{R_1}{R_2} (u_{IN+} - u_{IN-} - i_3 R_2) + \frac{R_1}{R_G} (u_{IN+} - u_{IN-}) + I_{EQ} R_1 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_G}\right) (u_{IN+} - u_{IN-}) - \left(\frac{u_{IN-} - U_{BEQ} - U_{REF}}{R_1} + I_{EQ} - \frac{u_{IN+} - u_{IN-}}{R_G}\right) R_1 + I_{EQ} R_1 \\ &= u_{IN+} - U_{BEQ} + \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_G}\right) (u_{IN+} - u_{IN-}) - (u_{IN-} - U_{BEQ} - U_{REF}) \\ &= U_{REF} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_G}\right) (u_{IN+} - u_{IN-}) \end{aligned}$$

将  $R_1=100k\Omega$ ， $R_2=25k\Omega$  代入，得：

$$u_{OUT} = U_{REF} + \left(5 + \frac{200k\Omega}{R_G}\right) (u_{IN+} - u_{IN-})$$

### 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。

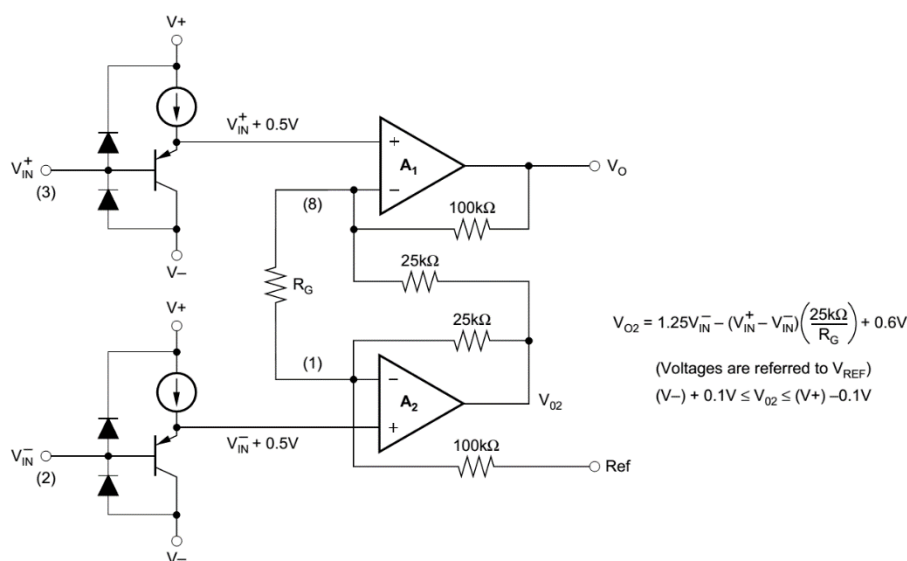


图 Section121-4 仪表放大器 INA122 内部简化结构

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  $\mu\text{A}$  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：

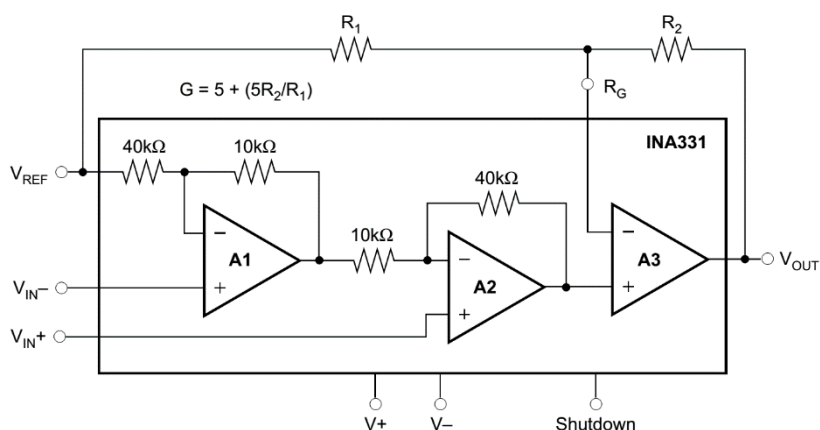


图 Section121-5 仪表放大器 INA331 内部简化结构

$$V_{OUT\_A2} = V_{REF} + 5(V_{IN+} - V_{IN-})$$

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。

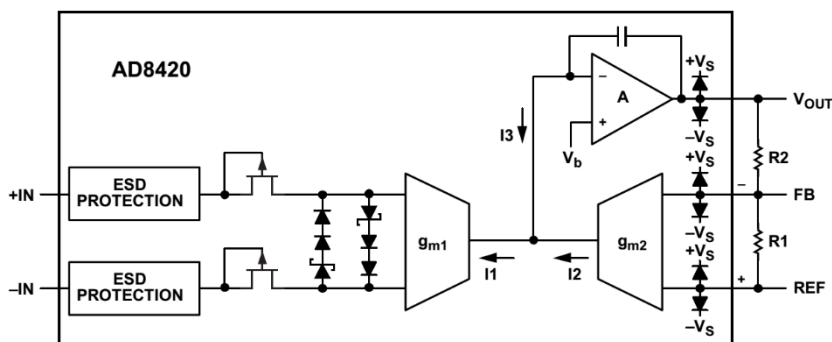


图 Section121-6 仪表放大器 AD8420 内部结构

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。

$$\begin{aligned} i_1 &= -g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-}) \\ i_2 &= g_{m2}(U_{REF} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\dot{U}_{OUT}) = g_{m2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{REF} - \dot{U}_{OUT}) \\ \dot{U}_{OUT} &= V_b + (\dot{i}_1 - \dot{i}_2) \frac{1}{SC} = V_b + (-g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-}) - g_{m2}F(U_{REF} - \dot{U}_{OUT})) \frac{1}{SC} \\ &= V_b + \frac{-g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-})}{SC} - \frac{g_{m2}FU_{REF}}{SC} + \frac{g_{m2}F\dot{U}_{OUT}}{SC} \\ \dot{U}_{OUT}(\frac{SC - g_{m2}F}{SC}) &= \frac{V_bSC - g_{m2}FU_{REF} - g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-})}{SC} \\ \dot{U}_{OUT} &= \frac{V_bSC - g_{m2}FU_{REF} - g_{m1}(U_{IN+} - U_{IN-})}{SC - g_{m2}F} \\ &= V_b \frac{SC}{SC - g_{m2}F} + U_{REF} \frac{g_{m2}F}{g_{m2}F - SC} + (U_{IN+} - U_{IN-}) \frac{g_{m1}}{g_{m2}F - SC} \end{aligned}$$

式中， $V_b$  和  $U_{REF}$  是直流量，面对电容，频率应取 OHZ，因此得到了频域表达式为：

$$\dot{u}_{OUT}(f) = U_{REF} + (u_{IN+} - u_{IN-}) \frac{g_{m1}}{g_{m2}F} \times \frac{1}{1 - 2\pi jf \frac{C}{g_{m2}F}}$$

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  $R_2$  由用户在外外部连接，且基准电压由用户输入。

M1 和 M2 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 M1 的电流为  $I - I_{R1}$ ，M2 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 M3 的电流为  $I - I_{R1}$ ，M4 的电流为  $I + I_{R1}$ 。

此时，M5 和 M6 组成的电流镜发挥了重要作用。M5 电流等于 M3 电流，为  $I - I_{R1}$ ，电流镜导致 M6 电流也是  $I - I_{R1}$ 。此时，M6 的漏极、M4 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：

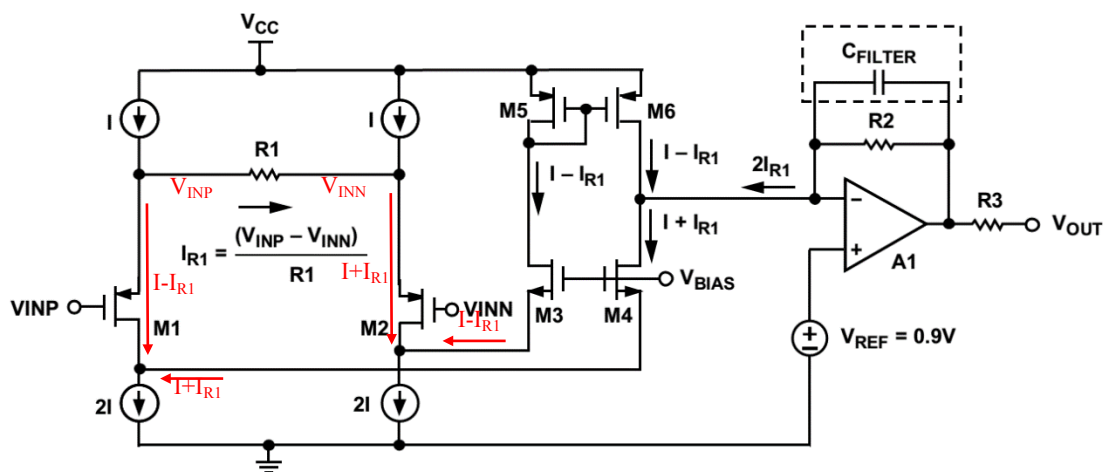


图 Section121-7 仪表放大器 AD8290 内部简化结构

$$I_{R2} = I + I_{R1} - (I - I_{R1}) = 2I_{R1} = 2 \frac{V_{INP} - V_{INN}}{R_1}$$

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：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

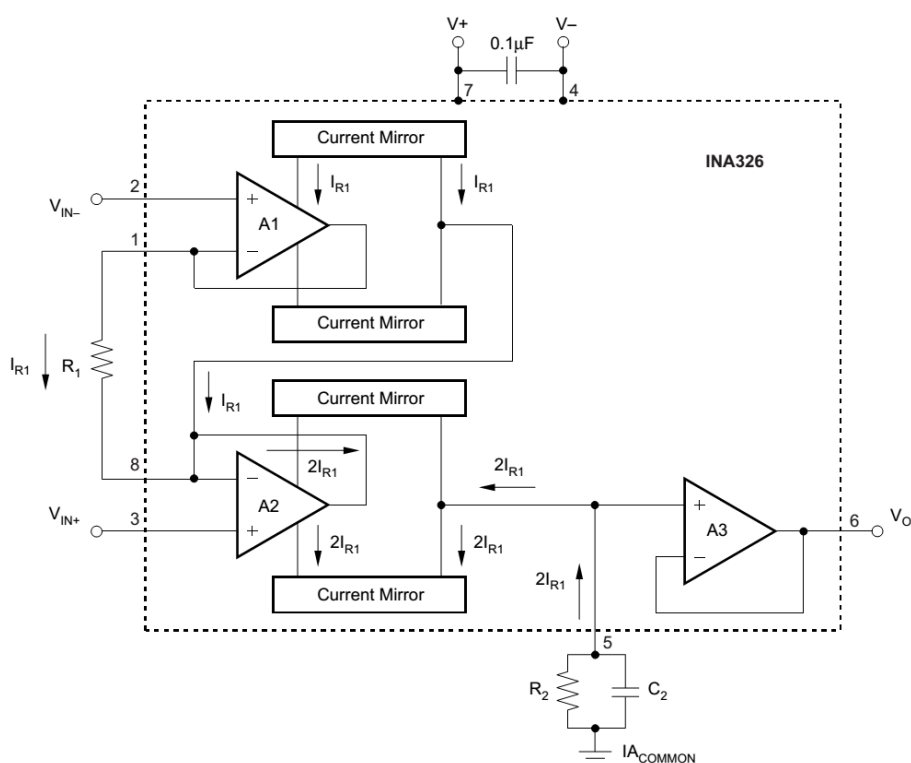


图 Section121-8 仪表放大器 INA326 内部简化结构

### 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)

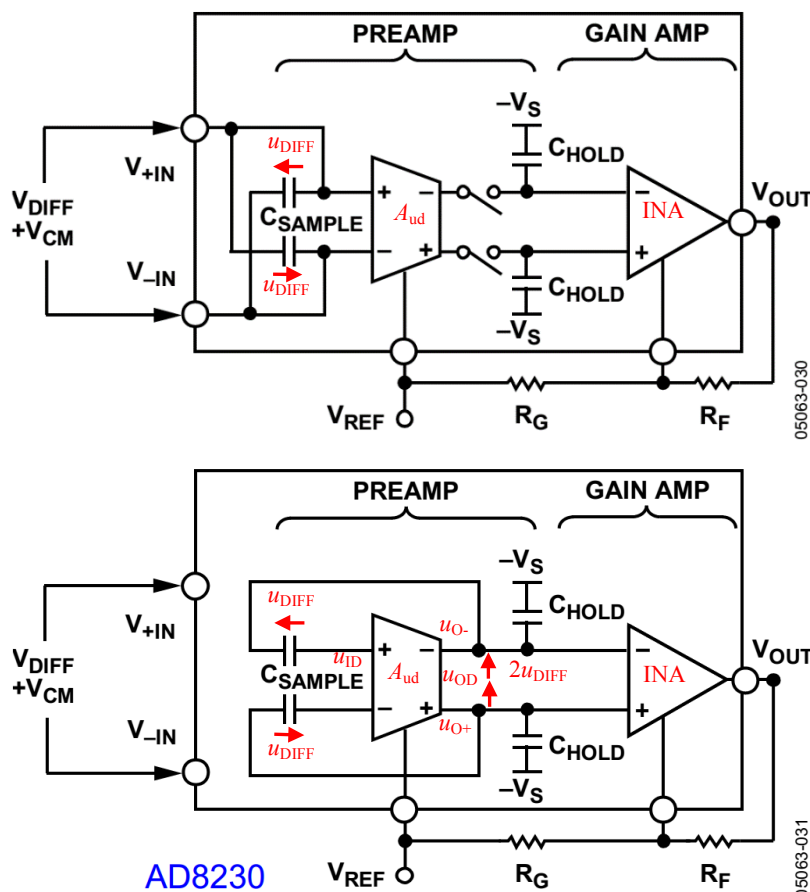


图 Section121-9 仪表放大器 AD8230 内部简化结构

看整个环路，存在另一个等式：

$$u_{OD} = u_{DIFF} + (-u_{ID}) + u_{DIFF}$$

即，

$$u_{ID} = 2u_{DIFF} - u_{OD} \tag{2}$$

将式(2)代入式(1)，得：

$$u_{OD} = A_{ud}u_{ID} = A_{ud}(2u_{DIFF} - u_{OD}) = 2A_{ud}u_{DIFF} - A_{ud}u_{OD}$$

$$u_{OD} = \frac{2A_{ud}}{1 + A_{ud}} \times u_{DIFF} \approx 2u_{DIFF} = 2(u_{IN+} - u_{IN-}) \tag{3}$$

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。

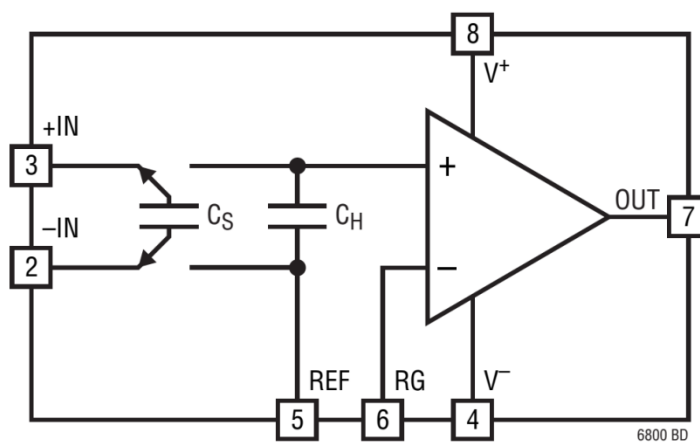


图 Section121-10 仪表放大器 LTC6800 内部简化结构



## 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。

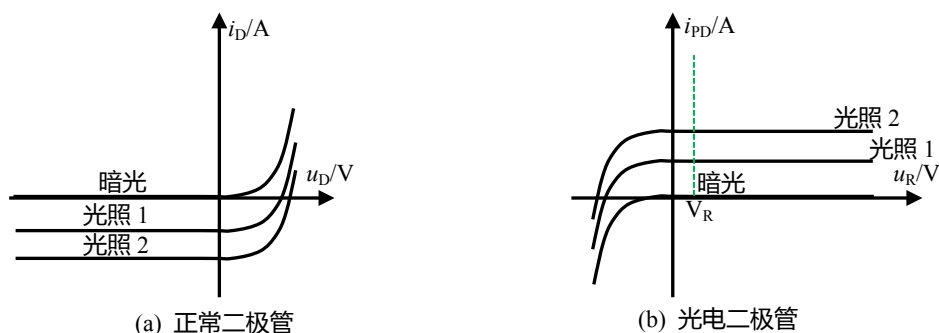


图 Section122-2 光电二极管伏安特性曲线示意图

#### 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 1MΩ 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

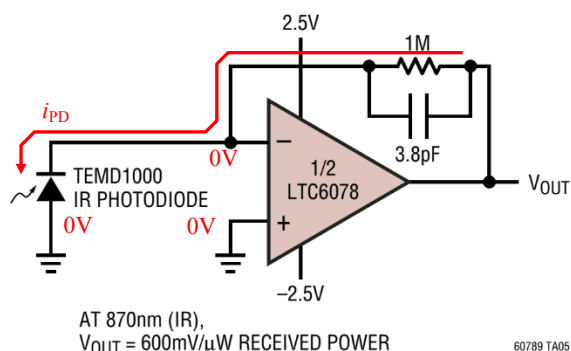


图 Section122-3 最简单的红外光检测放大器

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 1MΩ 电阻上产生的电压约为 1μV，与该运放的最大失调电压 25μV 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，以保证输出电压由足够大的变化范围。

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。

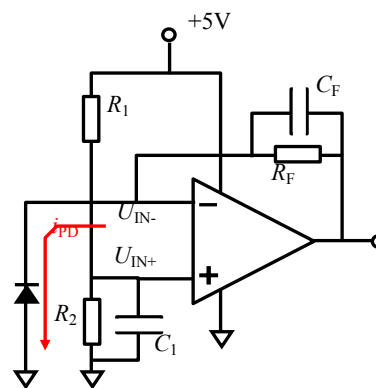


图 Section122-4 单电源光敏检测电路

### 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

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度的检测。

### 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  $\mu V/^\circ C$ ，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。

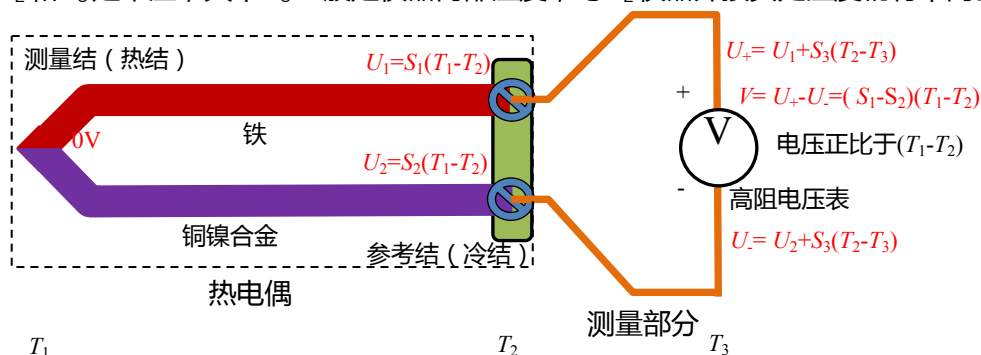


图 Section122-5 热电偶测温原理（以 J 型为例）

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  $100^\circ\text{C}$ （摄氏度），由碎冰和水形成的稳态冰浴(ice bath)大约为  $0^\circ\text{C}$ 。因此，标准的热电偶测温方法如图 Section122-6 所示。

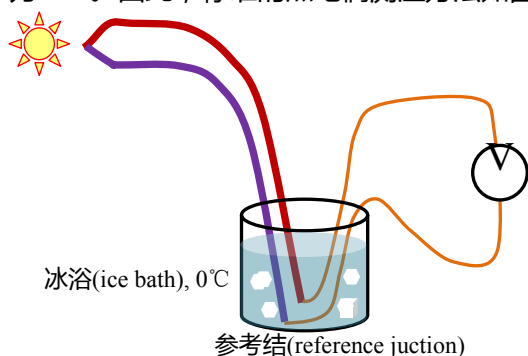


图 Section122-6 热电偶标准测温方法

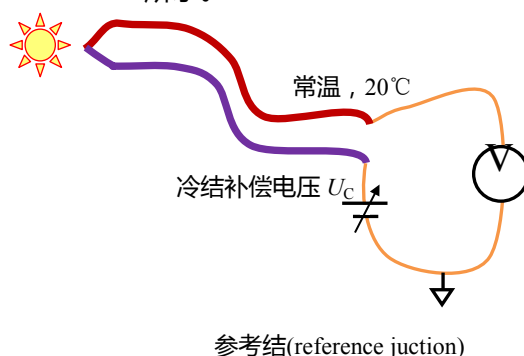


图 Section122-7 冷结补偿测温方法

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  $0^\circ\text{C}$  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致，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。



LT1025

Micropower Thermocouple Cold Junction Compensator

FEATURES

- 80μA 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

- 80μA 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<sup>®</sup>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。

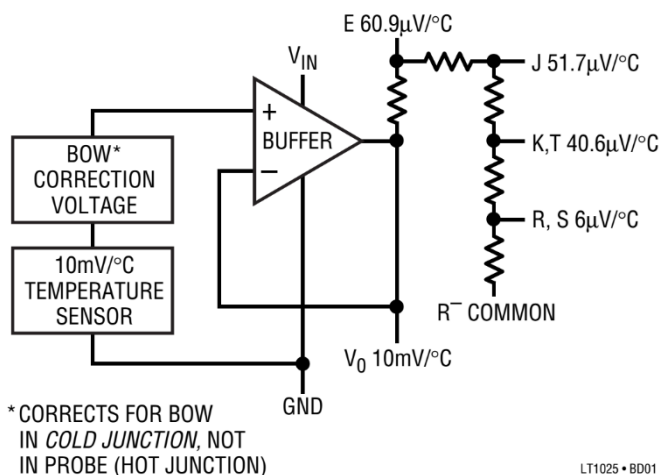


图 Section122-9 LT1015 内部结构

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 40.6μV/°C，而电路的输出为 10mV/°C，这需要放大 10mV/40.6μV=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。

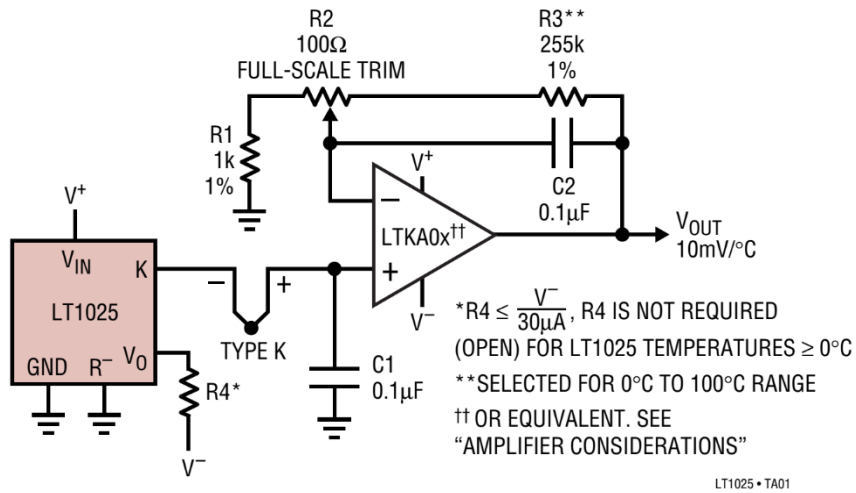


图 Section122-10 LT1015 应用电路

### 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  $1\text{k}\Omega/100\Omega$ , 或者  $100\text{k}\Omega/10\text{k}\Omega$ , 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:

$$R_{min} = \frac{U_{O\_M}}{I_{O\_M}} \quad \text{[Choice-1]}$$

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

$$R_{max} < \frac{V_{OS}}{I_B} \quad \text{[Choice-2]}$$



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(Section71-5a)），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  $1\Omega$ - $10\Omega$  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  $1\Omega$ ，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  $1\Omega$ - $10\Omega$  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  $1\Omega$ ，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				3.3				4.7					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  $10\Omega$  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  $10\Omega$  后面补 0 个 0，即  $10\Omega$ 。123 代表  $12\Omega$  后面补 3 个 0，即  $12000=12k\Omega$ 。

理论上最大可以表达为 919，代表  $91\Omega$  后面 9 个 0，即  $91G\Omega$ ，这太大了。

小于  $10\Omega$ ，就需要小数点介入，用字母 R 表示小数点位置。比如：

1R0，代表  $1.0\Omega$ 。4R7 代表  $4.7\Omega$ 。R10 代表  $0.10\Omega$ ，R33 代表  $0.33\Omega$ 。更小的电阻比如  $0.01\Omega$ ，用 R01 表示。我没有见过  $0.011\Omega$  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  $100\Omega$  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  $100\Omega$  后面补 0 个 0，即  $100\Omega$ 。4990 代表  $499\Omega$  后面补 0 个 0，即  $499\Omega$ 。

5114 代表  $511\Omega$  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  $976\Omega$  后面 9 个 0，即  $976G\Omega$ ，这实在太大了。

小于  $100\Omega$ ，就需要小数点介入，用字母 R 表示小数点位置。比如：

97R6，代表  $97.6\Omega$ 。10R0 代表  $10.0\Omega$ 。

9R76，代表  $9.76\Omega$ 。1R00 代表  $1.00\Omega$ 。

R976，代表  $0.976\Omega$ 。R100 或者 00R1 代表  $0.100\Omega$ 。

### 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( $100\Omega\sim 976\Omega$ )。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  $100\Omega$ ，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  $274\Omega$ 。A 代表乘以 1，因此阻值为  $274\Omega$ 。

96Y，找到第 96 个阻值，为  $976\Omega$ ，Y 代表乘以  $10^{-3}$ ，则电阻值为  $0.976\Omega$ 。

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 Converter, 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 0V 上的信号，而输出都变成了大于 0V 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。

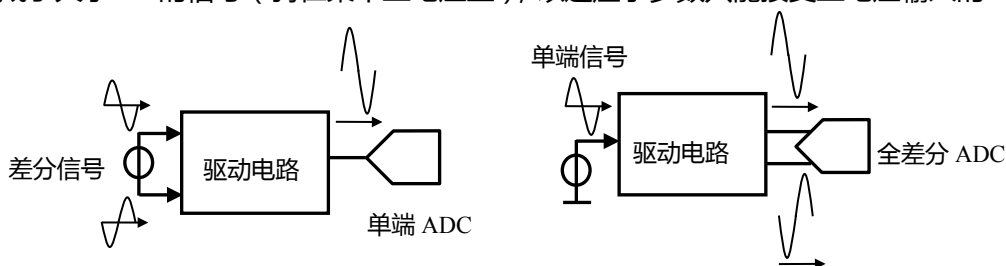


图 Section124-1 驱动电路实现信号和 ADC 之间的输入类型转换

### 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。

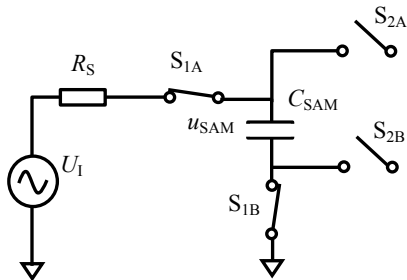


图 Section124-2 ADC 采样阶段

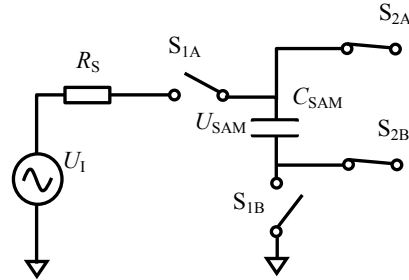


图 Section124-3 ADC 转换阶段

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：

$$ERR = \left| U_I(1 - e^{-\frac{T_{SAM}}{R_S C_{SAM}}}) - U_I \right| = U_I e^{-\frac{T_{SAM}}{R_S C_{SAM}}}$$

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，形成是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。

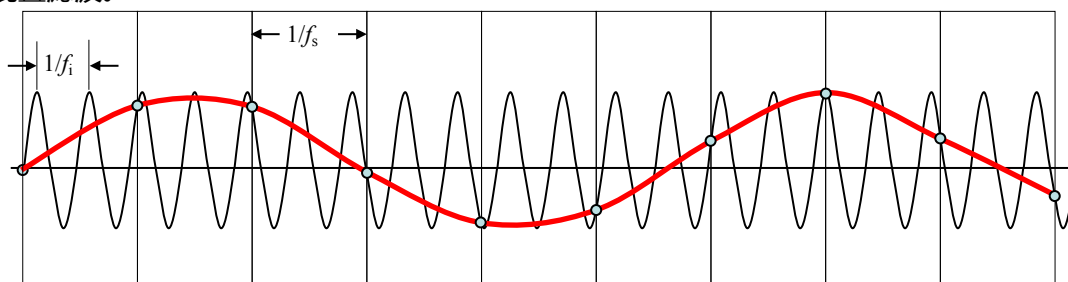


图 Section124-4 采样率低于最低采样率(2f)时产生的混叠现象

抗混叠滤波器的截止频率选择，有如下要求：

$$f_{\text{signal}} \ll f_H \ll \frac{f_s}{2} \quad (3)$$

其中， $f_H \gg f_{\text{signal}}$ ，是让有用信号  $f_{\text{signal}}$  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)，自己做斟酌吧。

## 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。

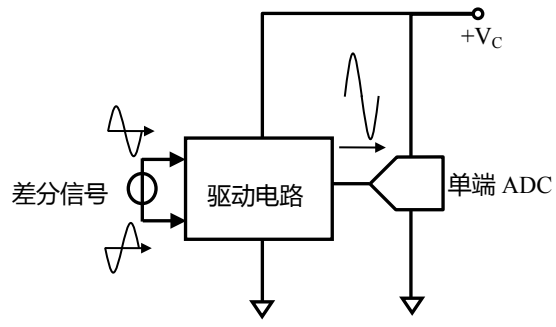


图 Section124-5 驱动电路实现对 ADC 的电源级保护

## 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  $10\Omega\sim 100\Omega$ ，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：

$$u_o = U_{OZ} + G \times u_i \quad (1)$$



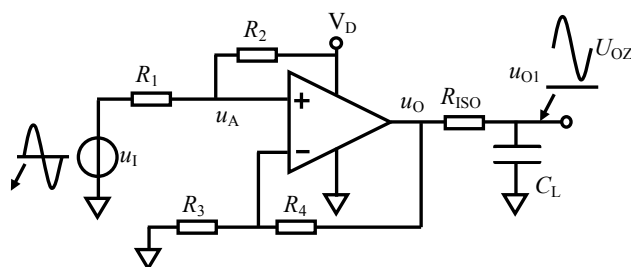


图 Section125-1 移位型直接耦合同相放大,  $G > 0.5$

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  $u_1$  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：

$$R_1 // R_2 = R_3 // R_4 \quad (7)$$

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：

$$\begin{aligned} (1 + k_1)k_2 \times R_3 &= (1 + k_2)k_1 \times R_1 \\ R_3 &= \frac{(1 + k_2)k_1}{(1 + k_1)k_2} R_1 \end{aligned} \quad (8)$$

此时有：

$$R_4 = k_2 R_3 = k_2 \frac{(1 + k_2)k_1}{(1 + k_1)k_2} R_1 = \frac{(1 + k_2)k_1}{(1 + k_1)} R_1 = \frac{(\frac{U_{OZ} + GV_D}{V_D}) \frac{G \times V_D}{U_{OZ}}}{\frac{U_{OZ} + GV_D}{U_{OZ}}} R_1 = GR_1 \quad (9)$$

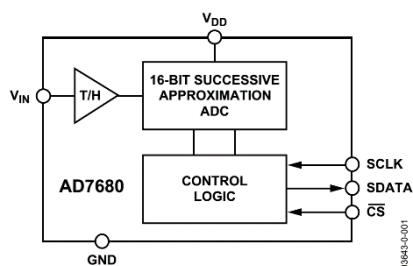
至于  $R_1$  如何选择，可以参考本书 Section123。

### 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。

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：

$$\begin{cases} V_{DD} = 5V \\ U_{OZ} = 2.5V \\ G = 4 \end{cases}$$

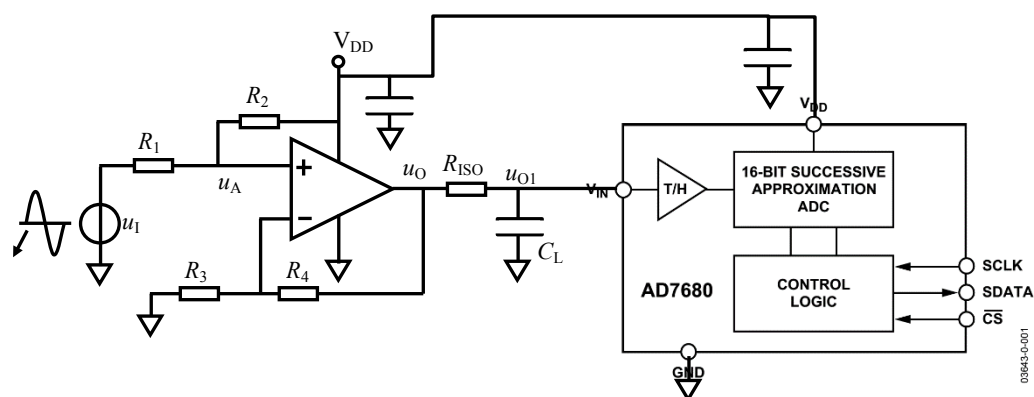


图 Section125-2 AD7680 驱动电路 1

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  $R_1=1k\Omega$ ，则：

$R_2=k_1 R_1=8k\Omega$  ( E96 取值 8.06k $\Omega$  )，

$R_3=1.143 R_1=1.143k\Omega$  ( E96 取值 1.15k $\Omega$  )，

$R_4=k_2 R_3=4k\Omega$  ( E96 取值 4.02k $\Omega$  )。

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：

$$1kHz < f_H < \frac{f_S}{2} = 50kHz$$

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 7071kHz，即

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{ISO} C_L} = 7071Hz，即 R_{ISO} C_L = 22.52\mu s$$

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  $T_{SAM} > 4/F_{SCLK} = 1.6\mu s$ 。

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：

$$R_S \times (30pF + C_L) \leq \frac{T_{SAM}}{0.69314 \times (N + 1)} = \frac{1.6\mu s}{0.69314 \times (16 + 1)} = 0.136\mu s$$

设  $C_L=220nF$ ，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 25 $\Omega$ ），不得超过 544 $\Omega$ 。可以选择  $R_{ISO}=100\Omega$ 。这样，即保证了  $R_{ISO} C_L$  约为 22 $\mu s$ ，又保证了  $R_{ISO}$  远小于 544 $\Omega$ 。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。

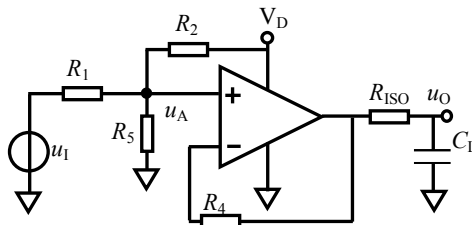


图 Section125-3 移位型直接耦合同相放大， $G < 0.5$

读者可自行分析过程，结论如下。确定  $R_1$ ，有：

$$R_2 = \frac{GV_D}{U_{OZ}} R_1 \tag{10}$$

$$R_5 = \frac{GV_D}{V_D - GV_D - U_{OZ}} R_1 \tag{11}$$

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：

$$R_4 = R_1 // R_2 // R_5 \tag{12}$$

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  $I_{R2} < 50\mu\text{A}$ 。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  $V_D=5\text{V}$ ， $U_{OZ}=2.5\text{V}$ ， $G=0.125$  代入，得：

$$I_{R2} = \frac{10}{R_1}$$

因此，为了保证  $I_{R2} < 50\mu\text{A}$ ，应取  $R_1 > 200\text{k}\Omega$ 。我建议将  $R_1$  取 E96 系列的  $249\text{k}\Omega$ 。

然后根据式(10)-(12)得：

$$R_2 = \frac{GV_D}{U_{OZ}} R_1 = \frac{0.125 \times 5}{2.5} \times 249\text{k}\Omega = 62.25\text{k}\Omega$$

取 E96 系列值， $R_2=61.9\text{k}\Omega$ 。

$$R_5 = \frac{GV_D}{V_D - GV_D - U_{OZ}} R_1 = \frac{0.625}{5 - 0.625 - 2.5} \times 249\text{k}\Omega = 83\text{k}\Omega$$

取 E96 系列值， $R_5=82.5\text{k}\Omega$ 。

$$R_4 = R_1 // R_2 // R_5 = 30.05\text{k}\Omega$$

取 E96 系列值， $R_4=30.1\text{k}\Omega$ 。

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  $50\mu\text{A}$ 。
- 2) 必须能够对  $1\text{kHz}$  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  $1\text{kHz}$  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  $1\text{kHz}$  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  $2\text{V}$  (  $2.5\text{V}$  到  $4.5\text{V}$  )，频率为  $1\text{kHz}$ ，则根据式(Section70-1)，有：

$$SR \geq 2\pi U_{maxf_{out}} = 12560\text{V/s} = 0.01256\text{V}/\mu\text{s}$$

- 3) 在+5V 单电源供电下，能够输出  $0.5\text{V}$ ~ $4.5\text{V}$  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  $0.5\text{V}$ 。

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  $4.4\text{V}$ ），OP281 不满足输入至轨电压( $0\text{V}$ ~ $4\text{V}$ )。其余均可实现题目要求。

ADA4051 增益带宽积  $115\text{kHz}$ ，压摆率为  $0.03\text{V}/\mu\text{s}$ ，输入输出均为轨至轨，静态工作电

流仅为  $15\mu\text{A}$ ，完全满足本题要求。另外，它的失调电压仅为  $2\mu\text{V}$ （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  $0\text{V}$ （图中是我懒得将其改为  $0\text{V}$ ，直接将  $16\text{V}$  改为  $16\text{nV}$  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  $53\mu\text{A}$ ，说明运放的实测电流只有  $13\mu\text{A}$ （因电阻电流为  $40\mu\text{A}$ ）。这是合理的，与分析较为吻合。

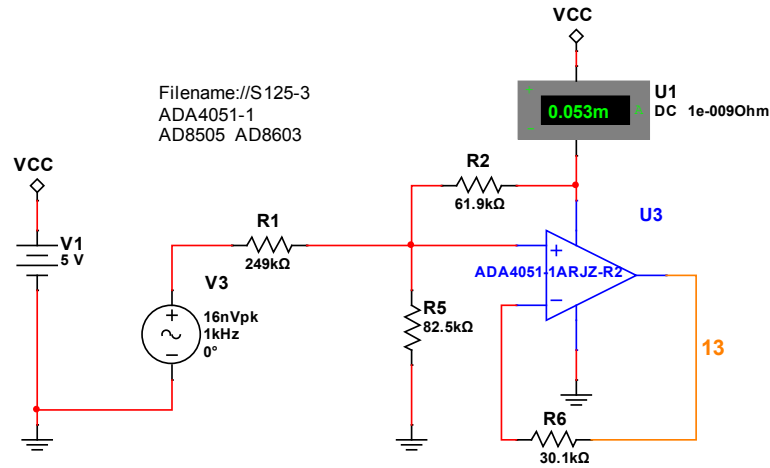


图 Section125-4 举例 2 仿真电路

将输入信号变为  $16\text{V}$ ， $1\text{kHz}$  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  $4.5\text{V}$ ，负峰值约为  $0.5\text{V}$ ，设计基本正确。

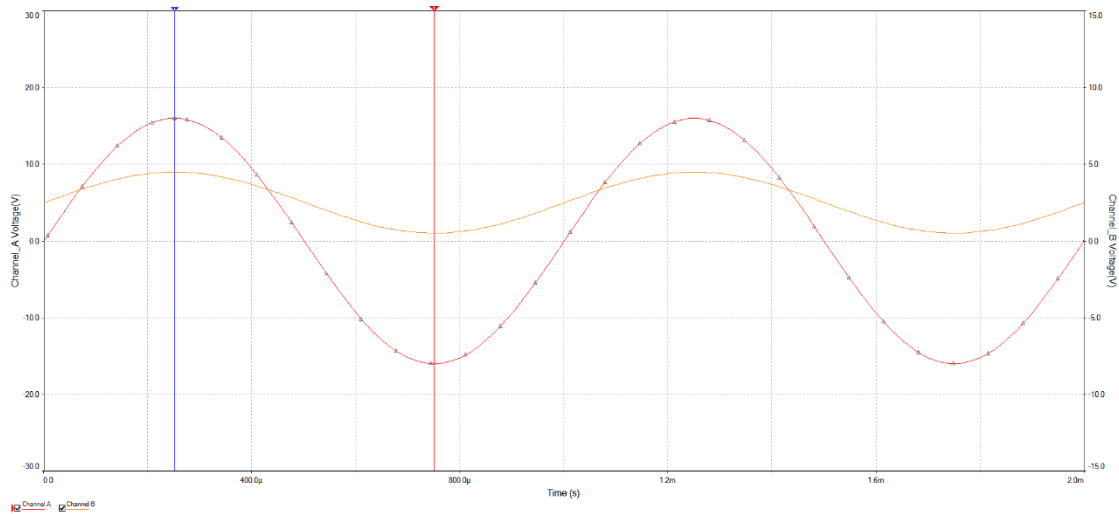


图 Section125-5 举例 2 输入输出波形（仿真）

### 移位型：直接耦合反相电路

已知输入为基于  $0\text{V}$  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。

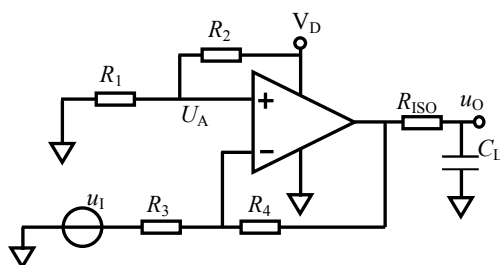


图 Section125-4 移位型直接耦合反相电路

按照电阻选择的一般性规则确定  $R_3$ ，则有：

$$R_4 = GR_3 \quad (13)$$

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：

$$R_2 = \frac{GV_D}{U_{OZ}} R_3 \quad (14)$$

$$R_1 = \frac{GV_D}{(1+G)V_D - U_{OZ}} R_3 \quad (15)$$

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，毕竟不是所有人都是学霸，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。

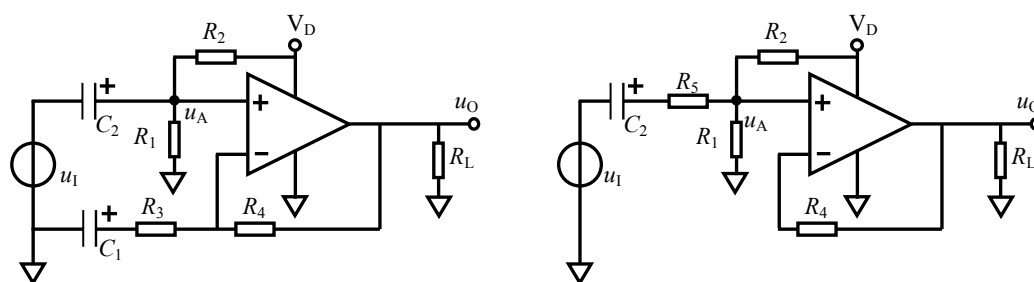


图 Section125-5a 交流耦合同相电路

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  $R_1$  和  $R_2$  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  $R_5$ ，分到  $R_1$  和  $R_2$  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  $R_1$ ，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：

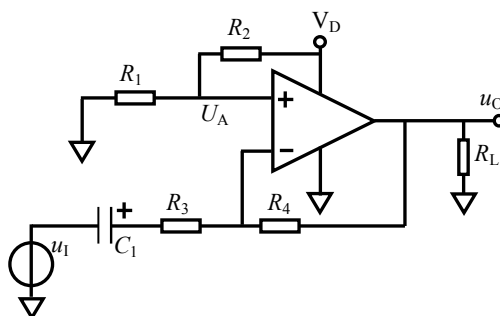


图 Section125-5b 交流耦合反相电路

根据根据电阻选择的一般性规律，确定  $R_3$ ，则：

$$R_4 = GR_3 \tag{29}$$

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_D = U_{OZ}$$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_4$$

解得：

$$R_2 = \frac{V_D}{U_{OZ}} R_4 = \frac{GV_D}{U_{OZ}} R_3 \tag{30}$$

$$R_1 = \frac{U_{OZ}}{V_D - U_{OZ}} R_2 = \frac{GV_D}{V_D - U_{OZ}} R_3 \tag{31}$$

关于电容的选择，有如下约束：

$$\frac{1}{2\pi R_3 C_1} \leq f_{min} \tag{31a}$$

### 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)

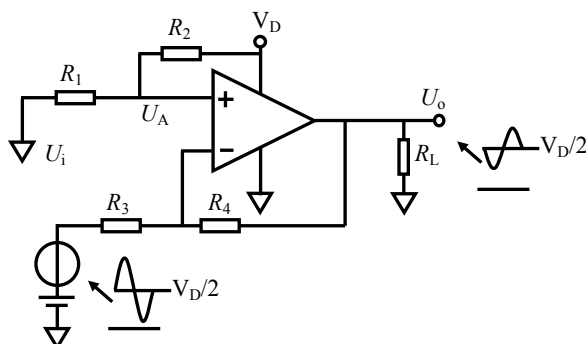


图 Section125-6a 传递型反相放大电路

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。

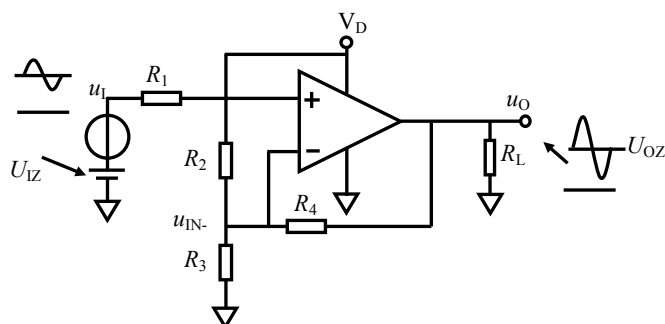


图 Section125-6b 传递型同相放大电路

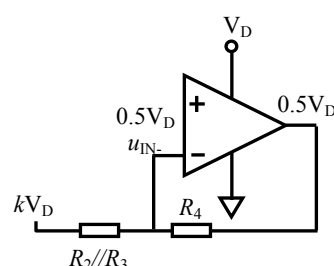


图 Section125-6c 静态等效电路

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 Section125-6c 所示。有:

$$G = 1 + \frac{R_4}{R_2 // R_3}$$

由于  $R_2 = R_3$ , 则有:

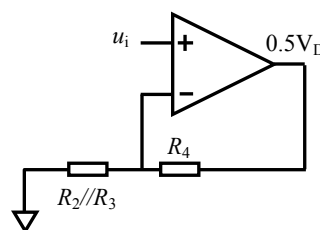


图 Section125-6d 动态等效电路

$$R_2 // R_3 = 0.5R_2 = 0.5R_3 = \frac{R_4}{G-1}$$

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  $R_2$ 、 $R_3$ ；

$$R_2 = R_3 = \frac{2R_4}{G-1} \tag{32c}$$

- 3) 根据下式计算电阻  $R_1$ ；

$$R_1 = R_2 // R_3 // R_4 \tag{32d}$$

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。

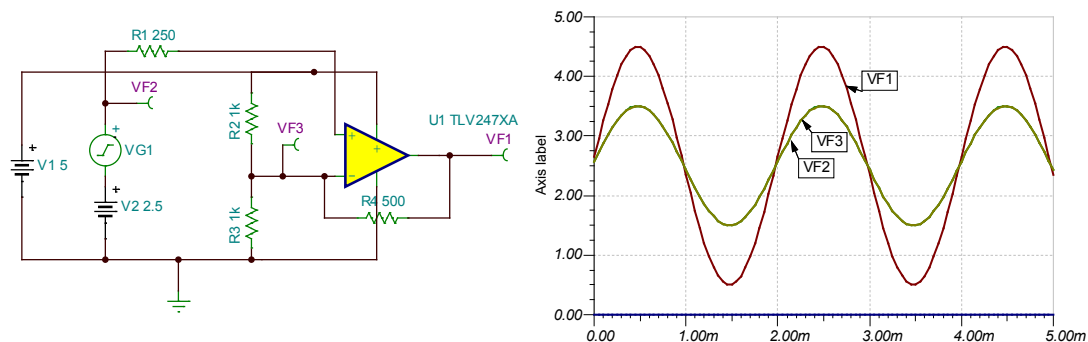


图 Section125-6e 传递型同相放大仿真电路及结果

### 传递型：同相跟随器和衰减器

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。

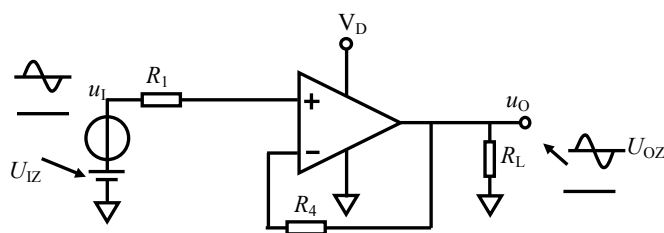


图 Section125-6f 传递型跟随器

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减。因此，有如下关系成立：

$$G = \frac{R_2 = R_5}{R_1 + R_2 // R_5} = \frac{R_2}{2R_1 + R_2}$$

$$2R_1G + R_2G = R_2$$

$$R_2(1 - G) = 2R_1G$$

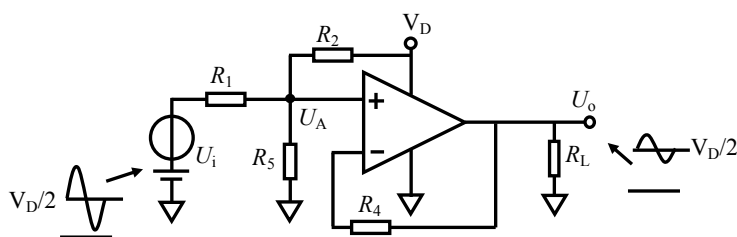


图 Section125-6g 传递型同相衰减电路

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  $R_5$ ；

$$R_2 = R_5 = \frac{2R_1G}{(1 - G)} \tag{32e}$$

- 3) 对电阻  $R_4$ ，可以采用下式计算：

$$R_4 = R_2 // R_5 // R_1 \tag{32f}$$

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  $G=0.25$ ，可采用传递型衰减电路。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。

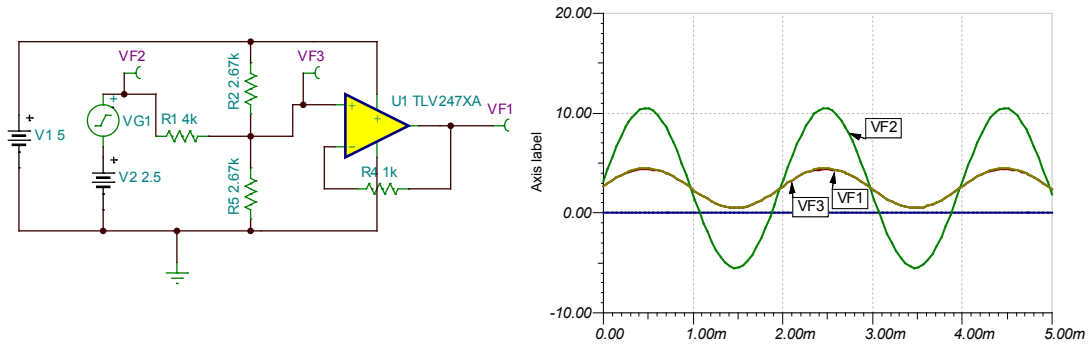


图 Section125-6h 举例 4 电路，传递型同相衰减仿真电路及结果

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 53Mps(sample per second)。
- 2) 5V 供电，两个全差分输入端，每个输入端在 2V<sub>pp</sub> 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。

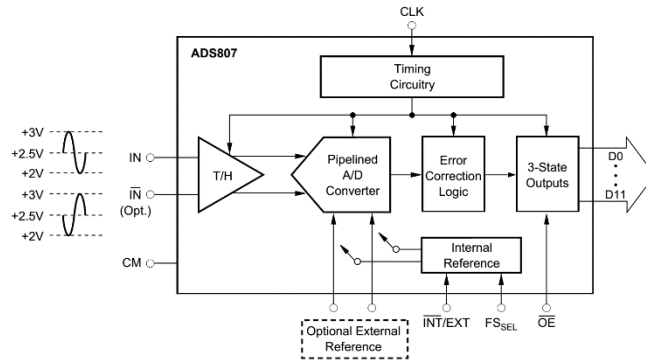


图 Section125-7 ADS807 简化结构

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。

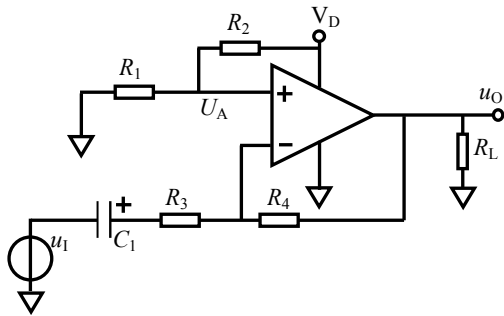


图 Section125-6 交流耦合反相电路

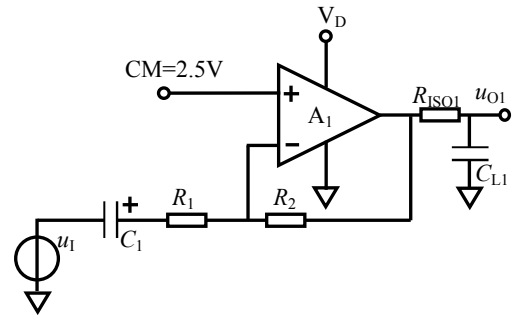


图 Section125-8 用 CM 端提供 2.5V 反相

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。

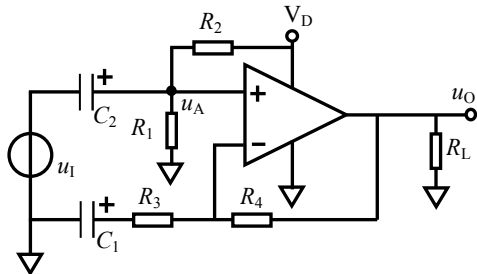


图 Section125-5 交流耦合同相电路

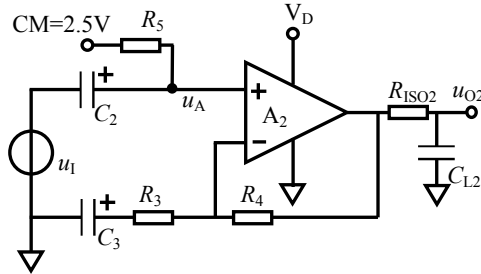


图 Section125-9 用 CM 提供 2.5V 同相

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。

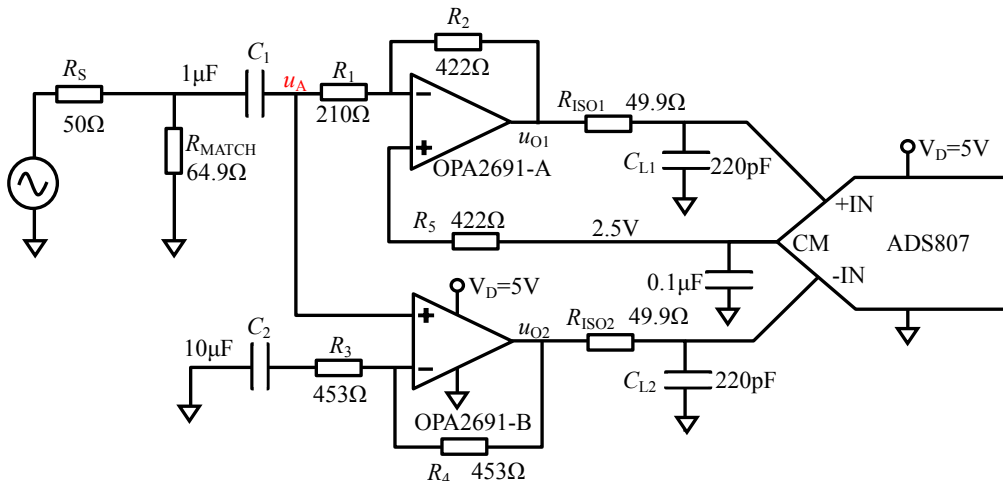


图 Section125-10 ADS807 驱动电路

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	7.5cm	0.75cm

常见的传输线有 4 种: 特征阻抗为  $50\Omega$  的同轴电缆, 特征阻抗为  $75\Omega$  的电视电缆, 特征阻抗为  $100\Omega$  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  $0\Omega$ , 就给它串联一个  $50\Omega$  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  $50\Omega$  实体电阻。图 Section125-10 中, 原输入电阻等于  $R_1$ ,  $210\Omega$ , 那就给它对地接一个  $64.9\Omega$  的匹配电阻, 使得两者的并联约等于  $50\Omega$ 。

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  $50\Omega$  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。

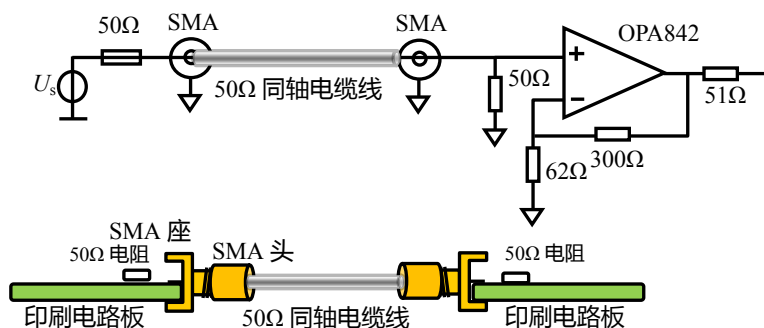


图 Section125-11 高频链路中的阻抗匹配, 下图是实物图

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。

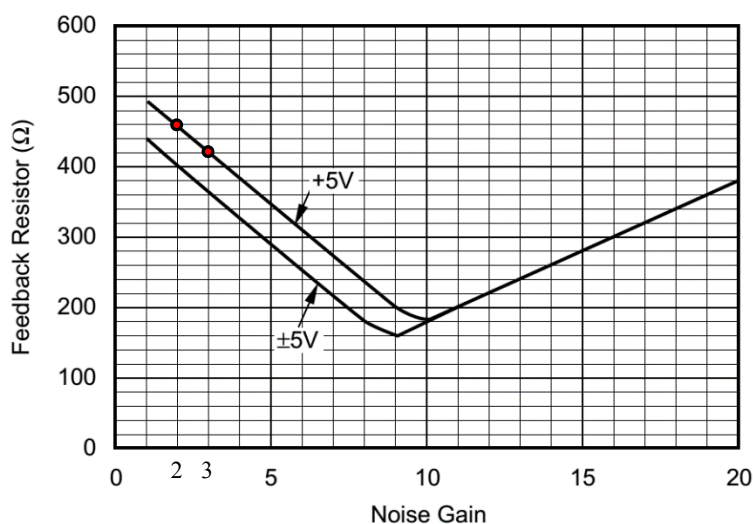


图 Section125-12 OPA2691 数据手册中的电阻选择建议

#### 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。

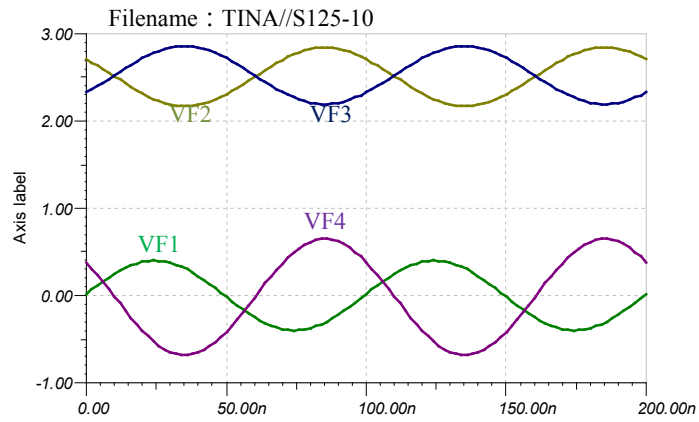


图 Section125-13 以 OPA2691 为核心的 ADS807 驱动电路 10MHz 波形

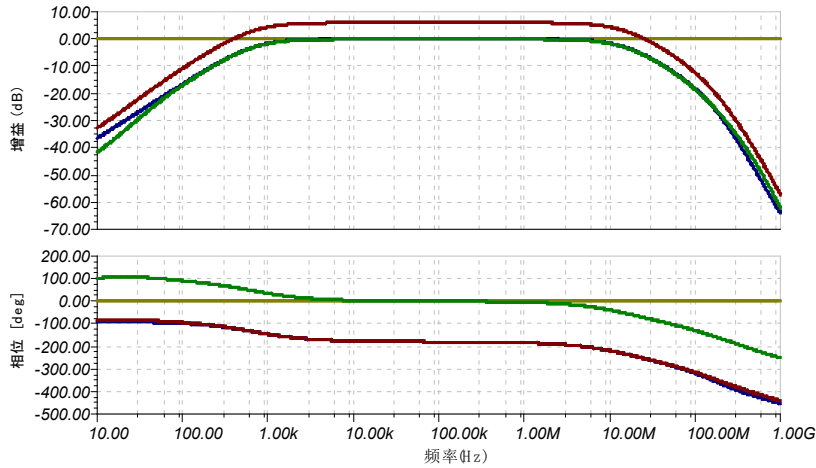


图 Section125-14 以 OPA2691 为核心的 ADS807 驱动电路频率特性

## 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。

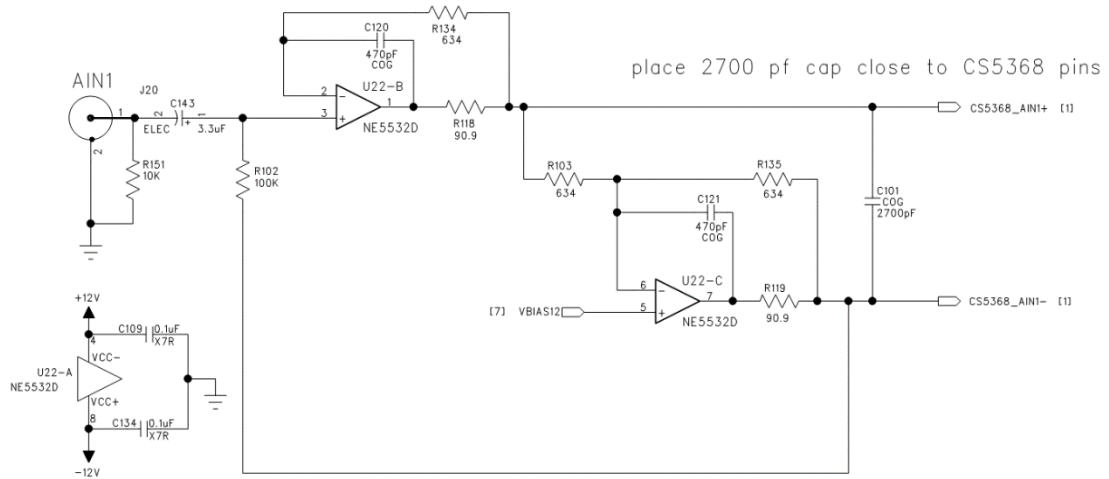


图 Section125-15 音频 24 位 ADC-CS5368 的典型驱动电路

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  $\Omega$ ，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  $C_1$ ，如图 Section125-17 所示。此时， $C_1$  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  $C_1$ ，而运放只需要提供微弱的电流。这样，一切就 OK 了。

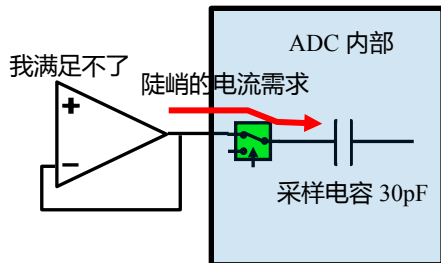


图 Section125-16 运放输出直接接入 ADC

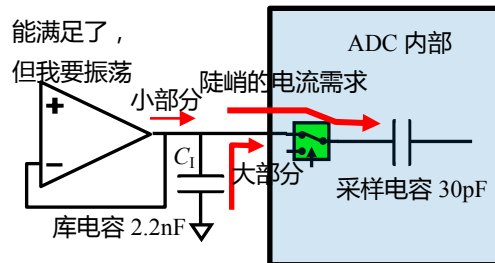


图 Section125-17 运放输出并接地电容接入 ADC

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。

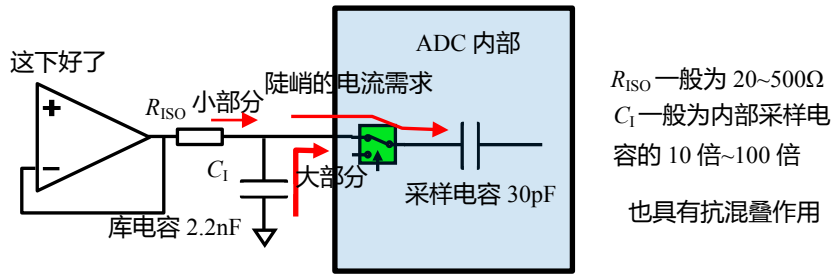
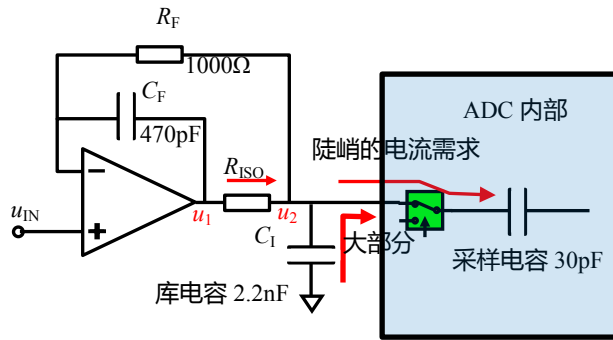


图 Section125-18 正确且简单的 ADC 驱动电路

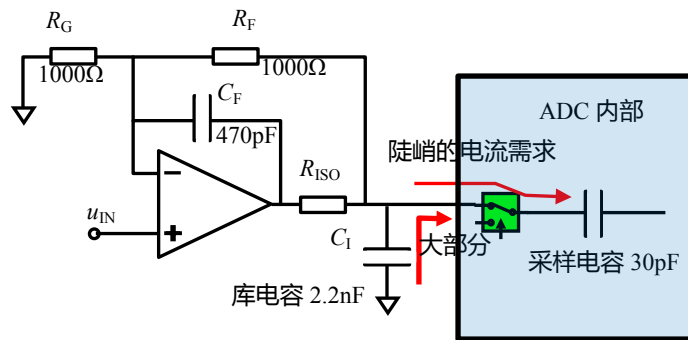
### 驱动 ADC 入端电容的典型电路

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  $C_I$  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  $C_I$  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  $R_{IS0}$  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 Section75 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  $r_o + R_{IS0}$ ，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 Section125-21 为例推导其传函。

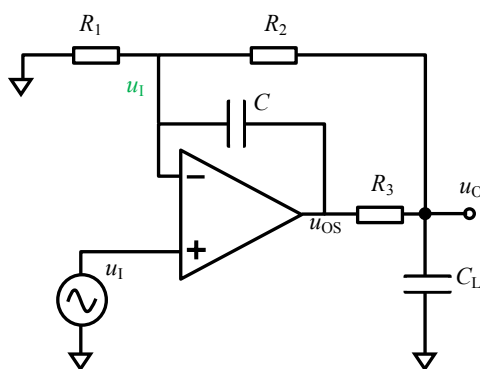


图 Section125-21 典型的 n 倍 ADC 驱动电路

利用虚短、虚断，在运放负输入端列出电流方程：

$$\frac{U_I}{R_1} = \frac{U_O - U_I}{R_2} + \frac{U_{OS} - U_I}{\frac{1}{sC}} \quad (33)$$

根据式(33)，化简得：

$$R_2 U_I = R_1 U_O - R_1 U_I + s C R_1 R_2 U_{OS} - s C R_1 R_2 U_I$$

$$U_{OS} = \frac{U_I (R_2 + R_1 + s C R_1 R_2) - U_O R_1}{s C R_1 R_2} \quad (33a)$$

在图中  $u_0$  点列出电流方程：

$$\frac{U_{OS} - U_O}{R_3} = \frac{U_O - U_I}{R_2} + \frac{U_O}{\frac{1}{sC_L}} \quad (34)$$

化简得：

$$R_2 U_{OS} - R_2 U_O = R_3 U_O - R_3 U_I + s C_L R_2 R_3 U_O \quad (34a)$$

将式(33a)代入式(34a)，得：

$$\frac{U_I (R_2 + R_1 + s C R_1 R_2) - U_O R_1}{s C R_1} = U_O (R_2 + R_3 + s C_L R_2 R_3) - R_3 U_I$$

化简得：

$$\begin{aligned}
 U_I(R_2 + R_1 + SCR_1R_2) - U_O R_1 &= U_O(SCR_1R_2 + SCR_1R_3 + S^2C_LCR_1R_2R_3) - SCR_1R_3U_I \\
 U_O(SCR_1R_2 + SCR_1R_3 + S^2C_LCR_1R_2R_3 + R_1) &= U_I(R_2 + R_1 + SCR_1R_2 + SCR_1R_3) \\
 A(S) = \frac{U_O}{U_I} &= \frac{R_2 + R_1 + SCR_1R_2 + SCR_1R_3}{SCR_1R_2 + SCR_1R_3 + S^2C_LCR_1R_2R_3 + R_1} \\
 &= \frac{R_2 + R_1}{R_1} \times \frac{1 + SC(R_2 + R_3) \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 + SC(R_2 + R_3) + S^2C_LCR_2R_3}
 \end{aligned} \tag{35}$$

将传函写成频域表达式：

$$\begin{aligned}
 \dot{A}(j\omega) &= \frac{R_2 + R_1}{R_1} \times \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3) \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\
 &= A_m \times \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3) \frac{1}{A_m}}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\
 &= A_m \times \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} C(R_2 + R_3) \frac{1}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}} \frac{1}{A_m}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} C(R_2 + R_3) \frac{1}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \\
 &= A_m \times \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{C}(R_2 + R_3)}{\sqrt{C_L R_2 R_3}} \frac{1}{A_m}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{C}(R_2 + R_3)}{\sqrt{C_L R_2 R_3}} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{QA_m}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}
 \end{aligned} \tag{35a}$$

其中：

$$A_m = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \tag{36}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_L C R_2 R_3}} \tag{37}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_L R_2 R_3}}{\sqrt{C}(R_2 + R_3)} = \sqrt{\frac{C_L}{C}} \times \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_2 + R_3} \tag{38}$$

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 $\omega$ 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 $\Omega^2$ 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。

$$m(x) = \frac{1 + (\frac{\Omega}{QA_m})^2}{(1 - \Omega^2)^2 + (\frac{\Omega}{Q})^2} = \frac{1 + \frac{x}{Q^2 A_m^2}}{(1 - x)^2 + \frac{x}{Q^2}} = \frac{\frac{Q^2 A_m^2 + x}{Q^2 A_m^2}}{1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2}$$

$$= \frac{1}{Q^2 A_m^2} \frac{Q^2 A_m^2 + x}{1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2}$$

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

$$1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2 - (Q^2 A_m^2 + x)(\frac{1}{Q^2} - 2 + 2x)$$

$$= 1 + (\frac{1}{Q^2} - 2)x + x^2 - Q^2 A_m^2 \frac{1}{Q^2} + 2Q^2 A_m^2 - 2Q^2 A_m^2 x - (\frac{1}{Q^2} - 2)x - 2x^2$$

$$= 1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2 - 2Q^2 A_m^2 x - x^2 = 0$$

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：

$$4(1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2) \geq 0$$

$$1 - A_m^2 + 2Q^2 A_m^2 \geq 0$$

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 $0\text{Hz}$ 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：

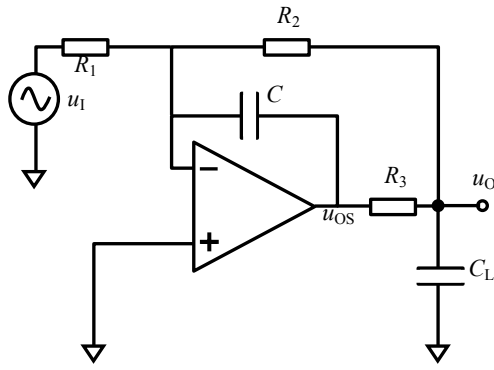


图 Section125-22 典型的-n 倍 ADC 驱动电路

对  $u_o$  点列出电流方程：

$$\frac{u_{os} - u_o}{R_3} = \frac{u_o}{R_2} + SC_L u_o$$

可得：

$$u_{os} = \frac{u_o}{R_2} R_3 + SC_L R_3 u_o + u_o$$

对运放负输入端列出电流方程，并将上式结论代入：

$$\begin{aligned} \frac{u_i}{R_1} &= -\frac{u_o}{R_2} - SC u_{os} = -\frac{u_o}{R_2} - SC \left( \frac{u_o}{R_2} R_3 + SC_L R_3 u_o + u_o \right) \\ &= -\frac{u_o}{R_2} - SC \frac{u_o}{R_2} R_3 - SC SC_L R_3 u_o - SC u_o \\ &= -u_o \left( \frac{1}{R_2} + SC \frac{R_2 + R_3}{R_2} + S^2 CC_L R_3 \right) \end{aligned}$$

可得：

$$A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1}{1 + SC(R_2 + R_3) + S^2 CC_L R_2 R_3} \right)$$

(40)

将其写成频域表达式，为：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\ &= A_m \times \frac{1}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\ &= A_m \times \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} C(R_2 + R_3) \frac{1}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \\ &= A_m \times \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{C}(R_2 + R_3)}{\sqrt{C_L R_2 R_3}} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} Q + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

(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：

$$A_m = -\frac{R_2}{R_1}$$

(41)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_L C R_2 R_3}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_L C R_2 R_3}}$$

(42)

$$Q = \frac{\sqrt{C_L R_2 R_3}}{\sqrt{C}(R_2 + R_3)} = \sqrt{\frac{C_L}{C}} \times \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_2 + R_3} \quad (43)$$

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：

$$\begin{aligned} \dot{A}(j\omega) &= \frac{R_2 + R_1}{R_1} \times \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3) \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} \\ &= \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_3)}{1 + j\omega C(R_2 + R_3) + (j\omega)^2 C_L C R_2 R_3} = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \end{aligned}$$

其中：

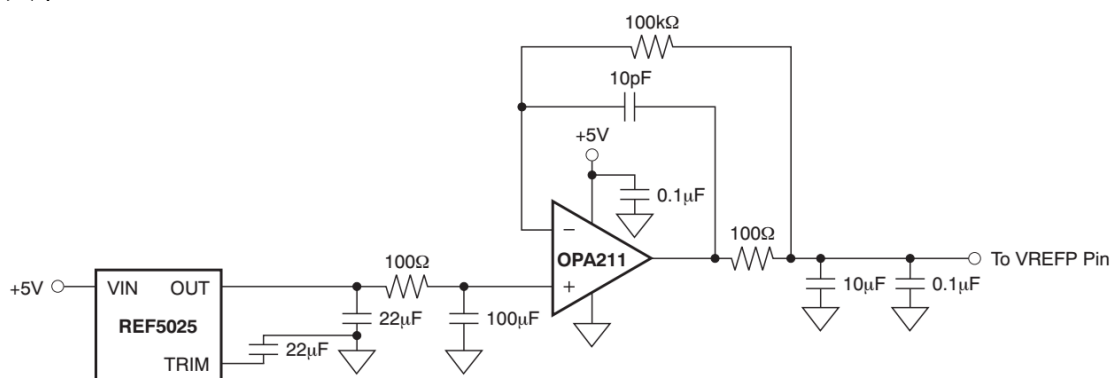


Figure 32. External Reference Driver

图 Section125-23 ADS1298 中将 ADC 驱动电路用于基准源驱动

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_L C R_2 R_3}} = 5033\text{Hz}$$

$$Q = 31.6$$

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，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：

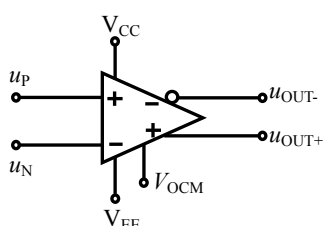


图 Section73-2 全差分运放管脚结构图

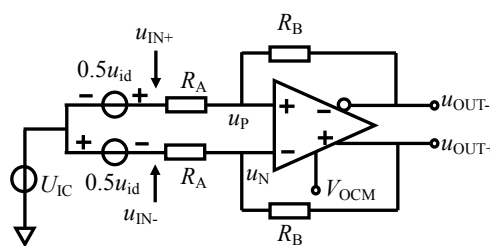


图 Section73-3 全差分放大对称输入

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。

有此三个法则，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 0V 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。

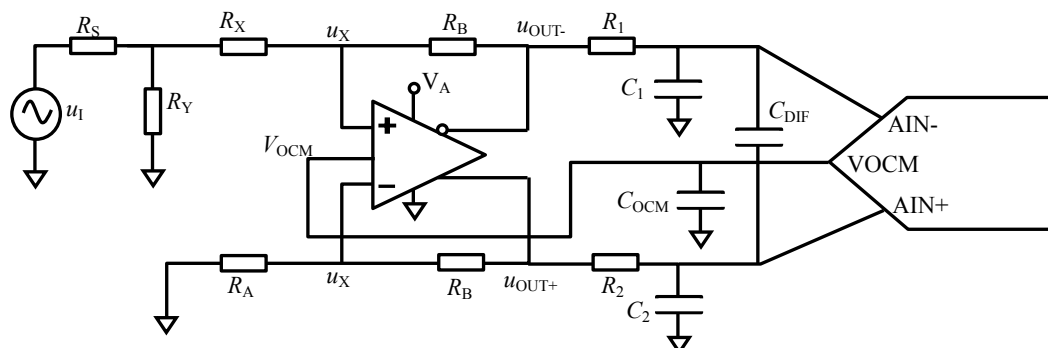


图 Section126-1 单转差单电源直接耦合

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\_B\$，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：

$$G = \frac{u_{OUT+} - u_{OUT-}}{u_I}$$

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：

$$\begin{aligned} I \times R_A &= I \times (R_X + R_S // R_Y) = U_X \\ R_A &= R_X + R_S // R_Y \end{aligned} \tag{1}$$

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：

$$k = \frac{R_Y}{R_Y + R_S}, \text{ 则有: } R_S // R_Y = kR_S \tag{2}$$

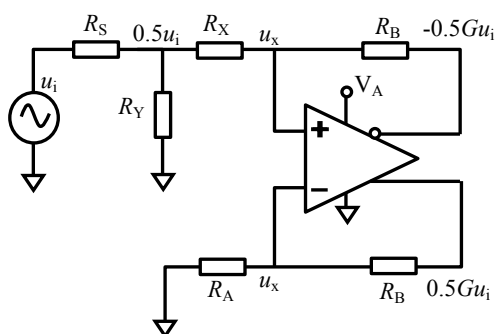


图 Section126-2 动态等效图

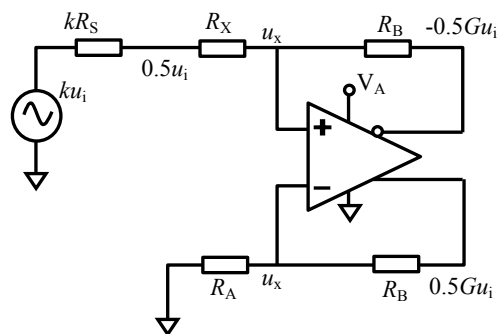


图 Section126-3 动态等效图变形

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：

$$\begin{cases} a = \frac{G^2 R_S - GR_B}{R_B^2} \\ b = 0.5G^2 \frac{R_S}{R_B} - G + 0.5 \\ c = 0.5R_B \end{cases} \quad (5)$$

则有：

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = R_A \tag{Section126-1}$$

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  $R_Y$ ：

$$R_Y = \frac{k}{1-k} R_S = \frac{G \frac{R_A}{R_B}}{1 - G \frac{R_A}{R_B}} R_S = \frac{G R_A}{R_B - G R_A} R_S \tag{Section126-2}$$

而据式(1)可以反解出  $R_X$ ：

$$R_X = R_A - R_S // R_Y = R_A - G \frac{R_A}{R_B} R_S \tag{Section126-3}$$

### 举例 1

设计一个基于全差分运放的双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  $75\Omega$ ，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  $100\Omega$ ，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  $100\Omega$ ，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。

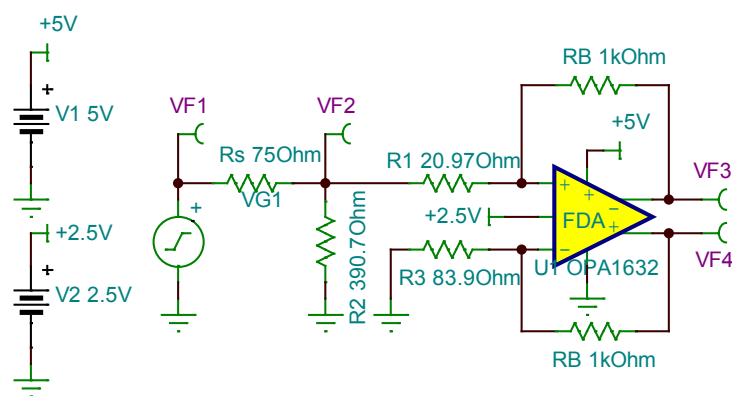


图 Section126-4 举例 1 电路

仿真结果如图 Section126-5 所示，其中 VF1 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 VF2 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 VF3 有效值为 499.62mV，VF4 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。

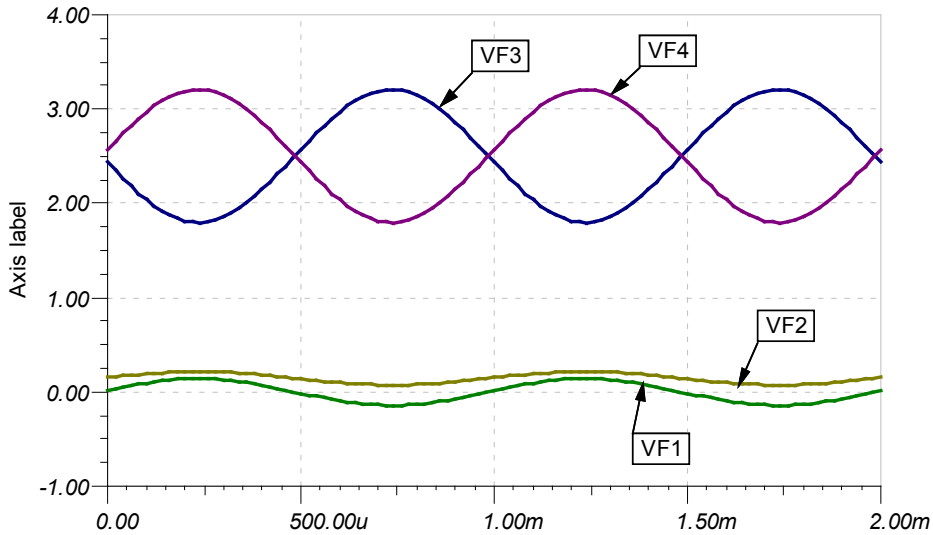


图 Section126-5 举例1 仿真波形

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  $50\Omega$ ，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。

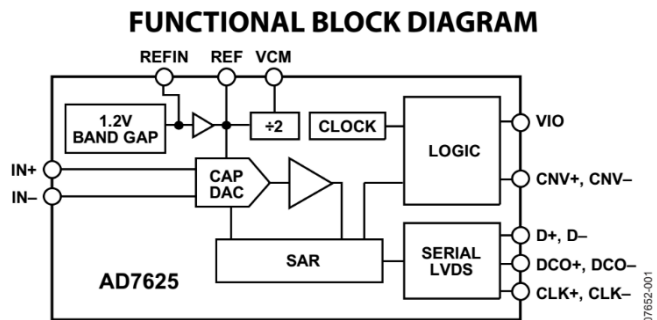


图 Section126-6 AD7625 结构图

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，THS4521 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/μs
THS4521	2.5-5.5V	0.1-4.75V	95M	0.8-4.2V	245 V/μs
要求	+5V	0.248-3.848V	57M	2.048V	33.93 V/μs

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 46kΩ 输入电阻，ADA4940-1 的 VOCM 端存在 250kΩ 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
Output Voltage		4	5
Output Impedance		6	kΩ

可知其电压为 2.048V，输出电阻为 5kΩ，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 0.1μF 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 绘制成电路，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：

$$G = \frac{VF4 - VF3}{VF1} = \frac{899.97 - (-899.97)}{100} = 17.9994$$

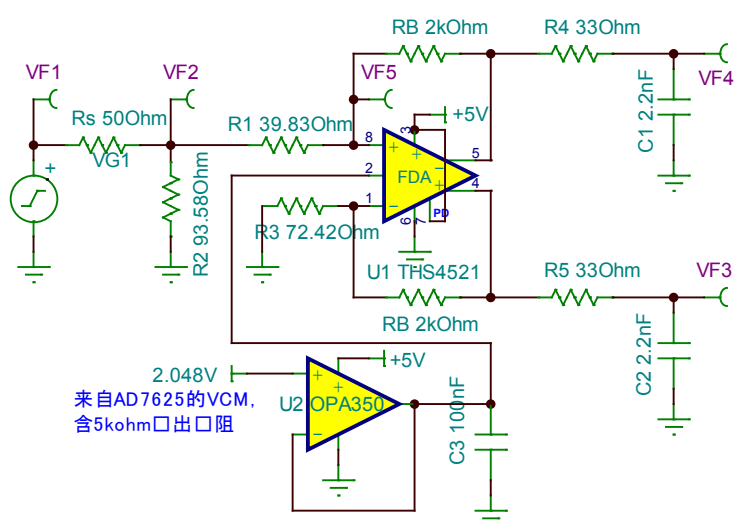


图 Section126-7 举例 2 电路

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 0V 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。

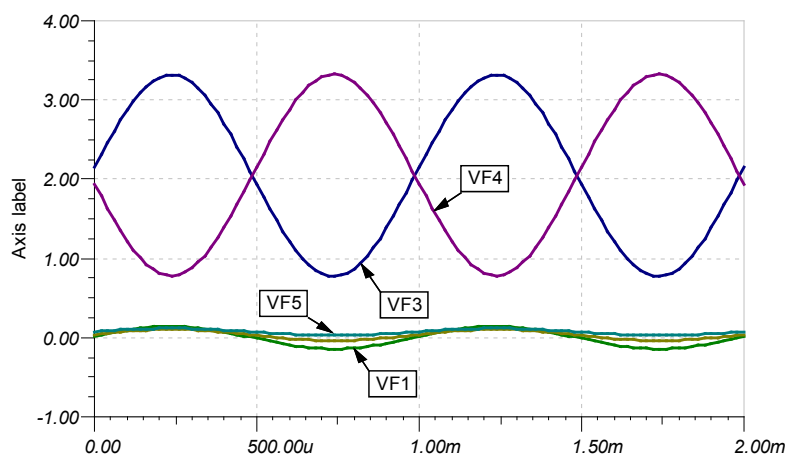


图 Section126-8 举例 2 电路的仿真波形

上述这一类电路，以单电源供电形式，将一个基于 0V 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，它增加了两个隔离电容  $C_A$ ，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减。第二，决定增益的电阻  $R_A$ ，变成上下一样

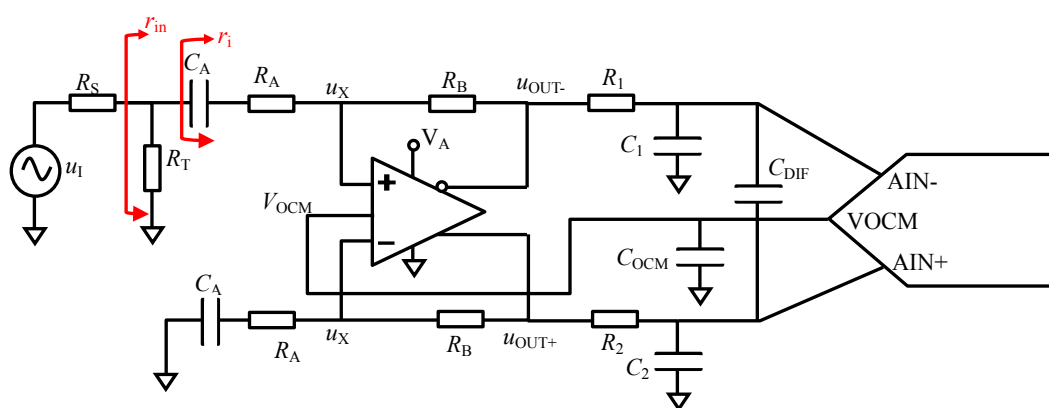


图 Section126-9 单转差单电源交流耦合

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  $R_A$ ：

$$R_A = \frac{1}{2G} R_B$$

[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：

$$r_i = R_A + 0.5(2R_A // R_B) = R_A + R_A // 0.5R_B = R_A + R_A // GR_A = R_A + \frac{R_A \times G}{1 + G} = R_A \frac{2G + 1}{G + 1}$$

[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  $R=R_S//R_T$ 。

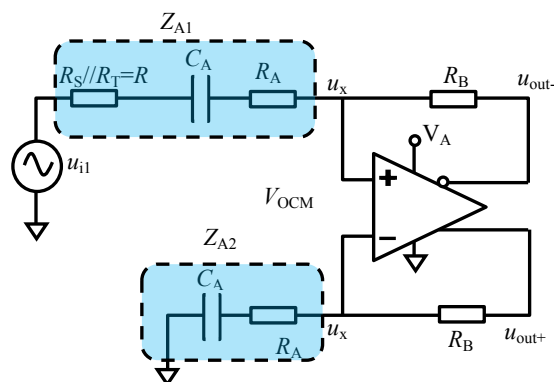


图 Section126-10 交流耦合下限截止频率求解

$$\frac{u_{i1} - u_x}{Z_{A1}} = \frac{u_x - u_{out-}}{R_B} \tag{6}$$

$$u_x = u_{out+} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} = -u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} \tag{7}$$

将式(7)代入式(6)，得：

$$\frac{u_{i1} + u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B}}{Z_{A1}} = \frac{-u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} - u_{out-}}{R_B} \tag{8}$$

化简得：

$$\begin{aligned} u_{i1} R_B + u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} R_B &= -u_{out-} \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} Z_{A1} - u_{out-} Z_{A1} \\ u_{i1} &= -u_{out-} \frac{(\frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} Z_{A1} + Z_{A1} + \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} R_B)}{R_B} \\ G'(S) = \frac{-2u_{out-}}{u_{i1}} &= \frac{2R_B}{\frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} Z_{A1} + Z_{A1} + \frac{Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B} R_B} = \frac{2R_B}{\frac{2Z_{A2}Z_{A1} + R_B Z_{A1} + R_B Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B}} \\ &= \frac{2R_B}{\frac{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B) - R_B Z_{A1} + R_B Z_{A2}}{Z_{A2} + R_B}} = \frac{2R_B}{2Z_{A1} + 2Z_{A1} \frac{R_B(Z_{A2} - Z_{A1})}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)}} \\ &= \frac{2R_B}{2Z_{A1}(1 + \frac{R_B(Z_{A2} - Z_{A1})}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)})} = \frac{R_B}{Z_{A1}(1 - \frac{R_B R}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)})} \\ &= \frac{R_B}{Z_{A1}} \times \frac{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B) - R_B R} = \frac{R_B}{Z_{A1}} \times \frac{1}{1 - \frac{R_B R}{2Z_{A1}(Z_{A2} + R_B)}} \end{aligned} \tag{8a}$$

因：

$$Z_{A1} = R + R_A + \frac{1}{sC_A}; \quad Z_{A2} = R_A + \frac{1}{sC_A} \quad (9)$$

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  $50\Omega$ , 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  $200\text{mV}$ 。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  $20\text{Hz}$ 。

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:

$$C_A = \frac{1}{2\pi(R + R_A)f_L} = \frac{1}{6.2832 \times (R_S//R_T + R_A) \times 20} = 61.8\mu\text{F}$$

要保证一定的裕量, 可以考虑将电容选择为  $68\mu\text{F}$  或者  $100\mu\text{F}$ 。是否达到  $20\text{Hz}$  截止频率, 还需要实验验证。为安全起见, 本例选择  $100\mu\text{F}$ , 形成电路如图 Section126-11 所示。

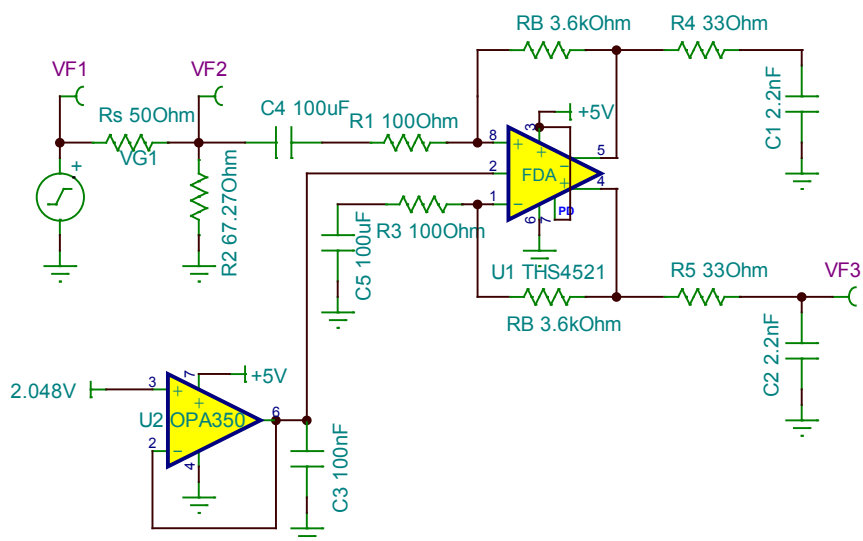


图 Section126-11 举例 3 电路

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，与设计要求的 18 倍相差无几。

3) 在幅频特性图中，向低频段找寻增益为  $19.08 - 3.01 = 16.07\text{dB}$  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  $100\mu\text{F}$  电容，实现了下限截止频率小于 20Hz 的要求。我又做了  $68\mu\text{F}$  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。

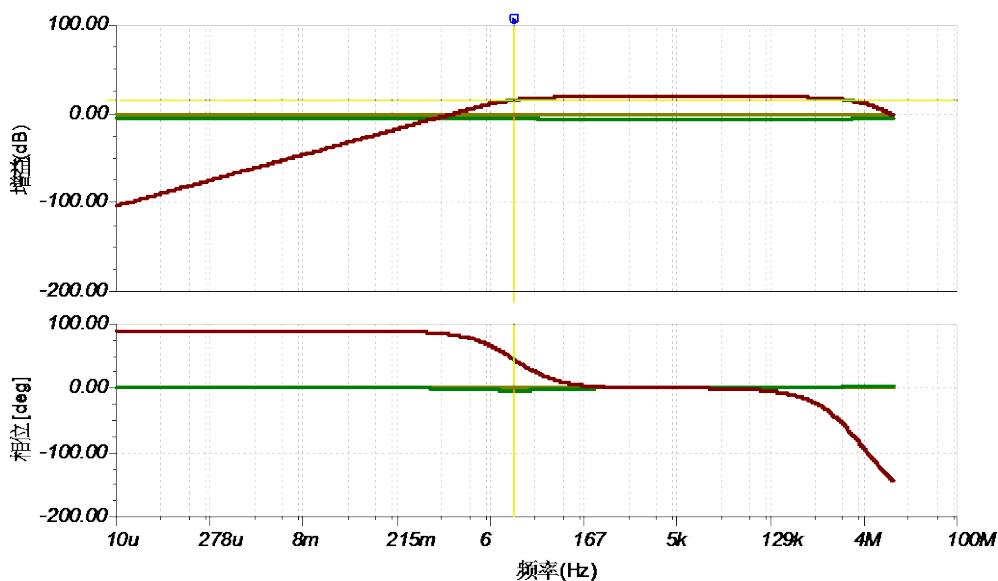


图 Section126-12 举例 3 电路的仿真频率特性

### 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  $R_T$ 。

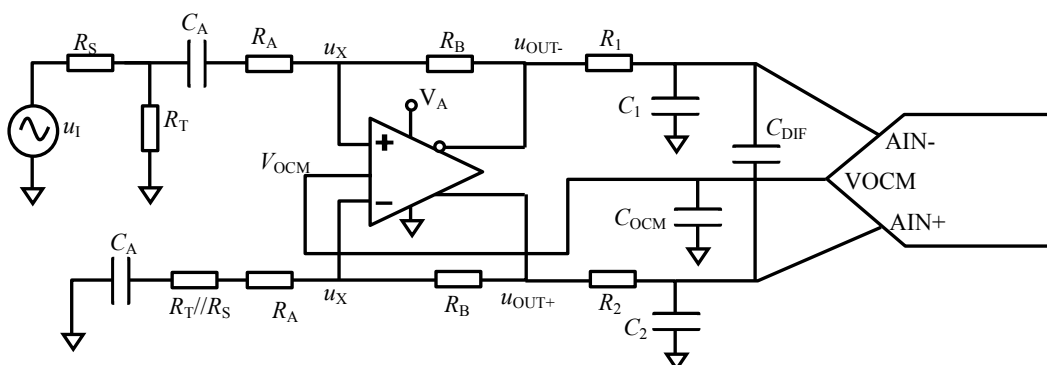


图 Section126-13 单转差单电源交流耦合之二

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  $R_A$ 。

$$k = \frac{R_T}{R_S + R_T} \tag{10}$$

可知，

$$R_S // R_T = \frac{R_S \times R_T}{R_S + R_T} = kR_S \tag{10a}$$

据此，写出关键表达式如下：

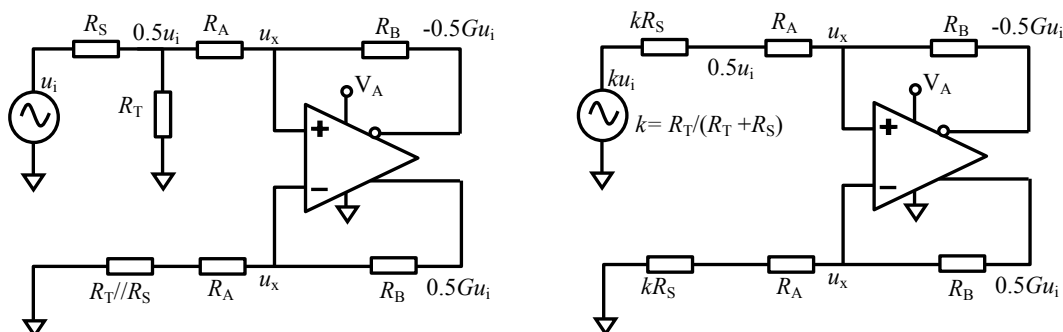


图 Section126-14 动态等效图及其基于戴维宁等效的变形

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：

$$R_A = \frac{GR_A + GkR_S = kR_B}{kR_B - GkR_S} = \frac{k}{G}R_B - kR_S$$

(10c)

其次，以上侧电阻  $R_A$  左侧节点列电流方程为：

$$\frac{ku_i - 0.5u_i}{kR_S} = \frac{0.5u_i - (-0.5Gu_i)}{R_A + R_B}$$

(11)

即

$$\frac{k - 0.5}{kR_S} = \frac{0.5 + 0.5G}{R_A + R_B}$$

解得：

$$R_A(k - 0.5) + R_B(k - 0.5) = (0.5 + 0.5G)kR_S$$

$$R_A = \frac{(0.5 + 0.5G)kR_S - R_B(k - 0.5)}{k - 0.5}$$

(11a)

式(10c)和式(11a)右侧相等，得：

$$\frac{k}{G}R_B - kR_S = \frac{(0.5 + 0.5G)kR_S - R_B(k - 0.5)}{k - 0.5}$$

(12)

化简整理得：

$$\frac{k^2}{G}R_B - 0.5\frac{k}{G}R_B - kR_Sk + kR_S0.5 = (0.5R_S + 0.5GR_S - R_B)k + 0.5R_B$$

$$(R_S - \frac{R_B}{G})k^2 + (0.5GR_S - R_B + 0.5\frac{R_B}{G})k + 0.5R_B = 0$$

(12a)

解此一元二次方程，设：

$$\begin{cases} a = R_S - \frac{R_B}{G} \\ b = 0.5GR_S - R_B(1 - \frac{0.5}{G}) \\ c = 0.5R_B \end{cases}$$

(13)

解得：

$$k = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

(Section126-8)

$k$  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：

$$R_T = \frac{k}{1 - k}R_S$$

(Section126-9)

据式(10c)，得：

$$R_A = k(\frac{R_B}{G} - R_S)$$

(Section126-10)

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  $50\Omega$ ，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  $10\text{kHz}$ 。

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  $2\text{V/V}$ ，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  $10\text{kHz}$  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  $100\text{nF}$ 。

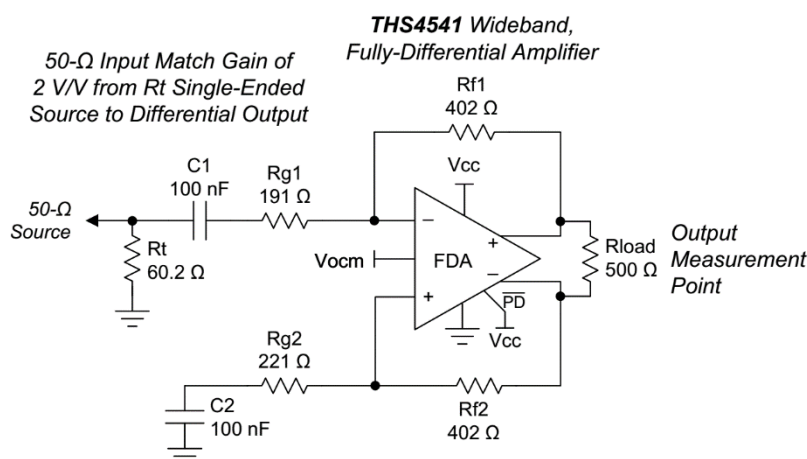


图 Section126-15 全差分运放 THS4541 数据手册中的举例图

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  $60.2\Omega$  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  $27.4\Omega$ ，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  $221\Omega$ ，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。

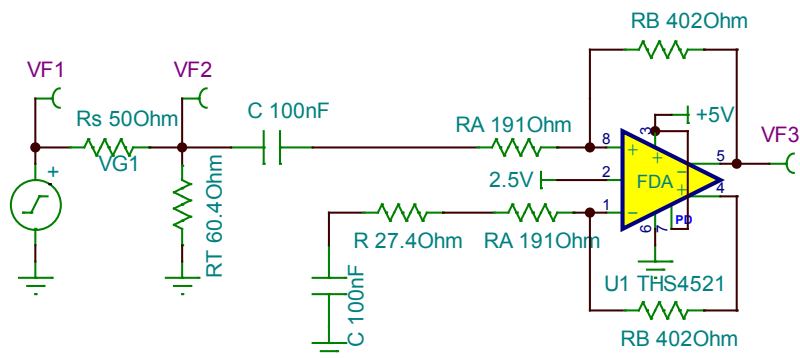


图 Section126-16 举例 4 电路

至此设计完毕。可以看出，除了 $R_T=60.4\Omega$ 与数据手册 $60.2\Omega$ 有差异外，其余均可与原电路一模一样。仿真中，VF1 为 100kHz，有效值 100mV，测得 VF2 有效值为 50.1mV，基本实现阻抗匹配。而 VF3 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意义的。但是，既然如此，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。



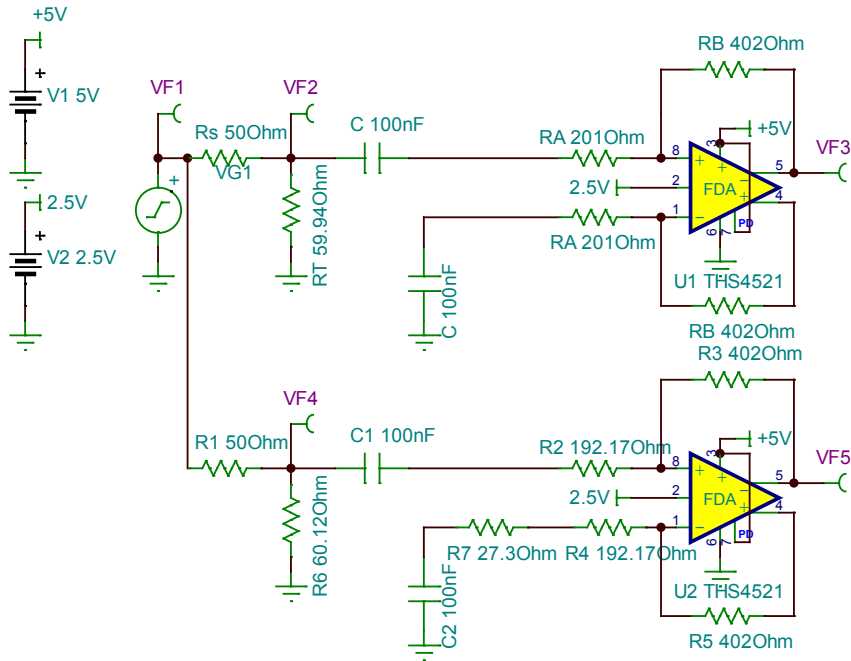


图 Section126-16a 举例 4 的两种交流耦合对比

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=228.26Ω，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=201Ω，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=219.47Ω，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。

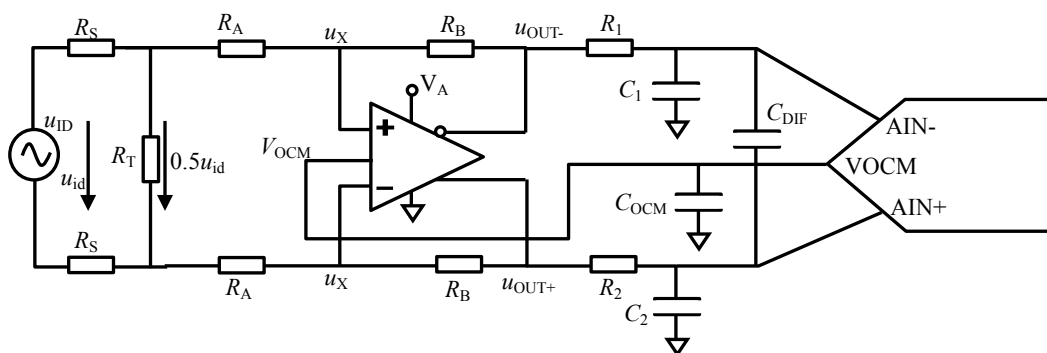


图 Section126-17 全差分单电源直接耦合

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 VOICM 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：

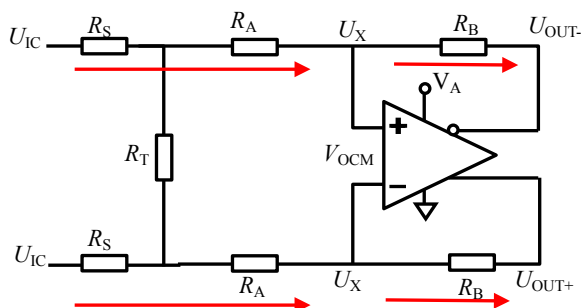


图 Section126-18 全差分单电源直接耦合静态通路

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：

$$\frac{U_{IC} - U_X}{R_A + R_S} = \frac{U_X - U_{OUT-}}{R_B} \tag{14}$$

对电路下半部分，横向支路有：

$$\frac{U_{IC} - U_X}{R_A + R_S} = \frac{U_X - U_{OUT+}}{R_B} \tag{15}$$

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 $-0.25u_{id}$ 。

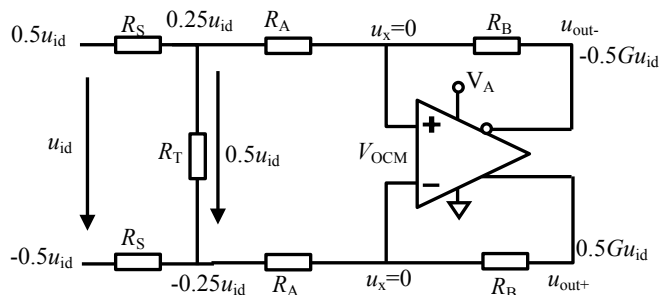


图 Section126-18a 全差分单电源直接耦合动态等效电路

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：

$$\begin{aligned} \frac{0.25u_{id} - u_x}{R_A} &= \frac{u_x - u_{out-}}{R_B} \\ u_x R_A - u_{out-} R_A &= 0.25u_{id} R_B - u_x R_B \\ u_x(R_A + R_B) &= 0.25u_{id} R_B + u_{out-} R_A = 0.25u_{id} R_B - 0.5Gu_{id} R_A = u_{id}(0.25R_B - 0.5GR_A) \\ u_{id} &= \frac{R_A + R_B}{0.25R_B - 0.5GR_A} u_x = k u_x \end{aligned} \quad (20)$$

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：

$$\begin{aligned} \frac{-0.25u_{id} - u_x}{R_A} &= \frac{u_x - u_{out+}}{R_B} \\ u_{id} &= \frac{R_A + R_B}{0.5GR_A - 0.25R_B} u_x = -k u_x \end{aligned} \quad (21)$$

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：

$$G = \frac{-0.25 \frac{R_B}{R_A} u_{id}}{-0.5u_{id}} = 0.5 \frac{R_B}{R_A}$$

[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：

$$R_T = 2 \times \frac{R_A \times R_S}{R_A - R_S}$$

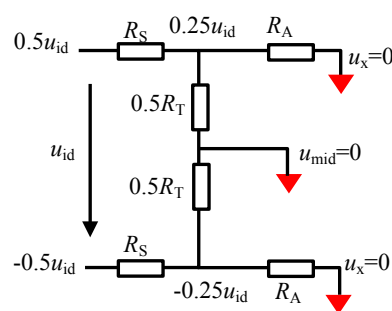


图 Section126-19 求解匹配电阻的电路

[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。

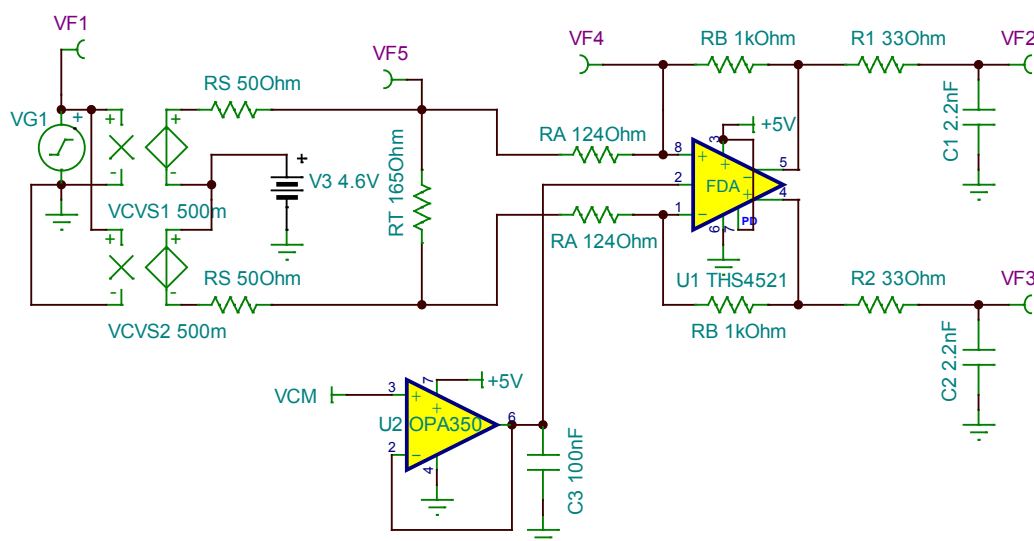


图 Section126-20 举例 5 电路

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 V3，可调。图中的 VCM=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:  $V_{S+} - V_{S-} = 5\text{ V}$  (continued)**

At  $V_{S+} = +5\text{ V}$ ,  $V_{S-} = 0\text{ V}$ ,  $V_{OCM} = \text{open}$ ,  $V_{OUT} = 2\text{ V}_{PP}$  (differential),  $R_F = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 1\text{ k}\Omega$  differential,  $G = 1\text{ V/V}$ , single-ended input, differential output, input and output referenced to midsupply, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	THS4521, THS4522, THS4524			UNIT	TEST LEVEL <sup>(1)</sup>
		MIN	TYP	MAX		
<b>INPUT</b>						
Common-Mode Input Voltage Low	$T_A = +25^\circ\text{C}$		-0.2	-0.1	V	A
	$T_A = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		-0.1	0	V	B
Common-Mode Input Voltage High	$T_A = +25^\circ\text{C}$	3.6	3.7		V	A
	$T_A = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$	3.5	3.6		V	B

此表格说明，在极端情况（温度从 $-40^\circ\text{C}$ 到 $85^\circ\text{C}$ ）下，输入端最小电压可以在 $0\text{V}$ ，最大电压不超过 $3.5\text{V}$ 。

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 $-0.438\text{V} \sim 3.675\text{V}$ 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 $-0.637\text{V} \sim 3.91\text{V}$ 之间，电路都能正常工作。

图 Section126-20 中， $V3=4.6\text{V}$ ，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， $V3=4.6\text{V}$  确实能够工作，而变为 $4.7\text{V}$ 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减，即它是一个高通滤波器，不能放大直流或者低频信号。

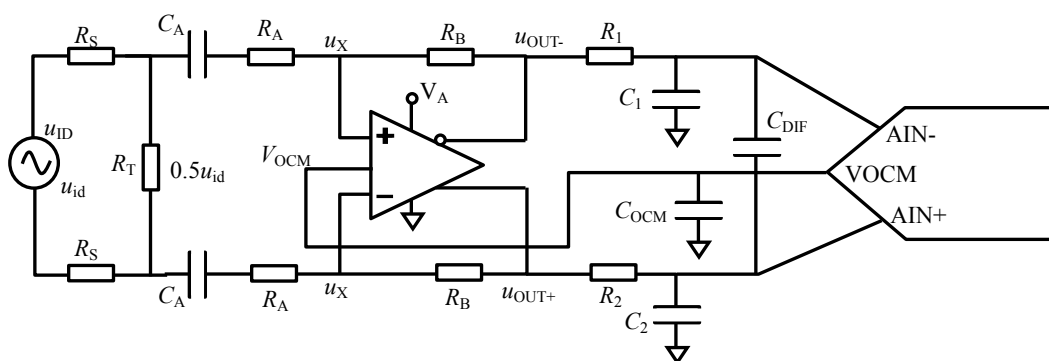


图 Section126-21 全差分单电源交流耦合

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  $f_L$ 。

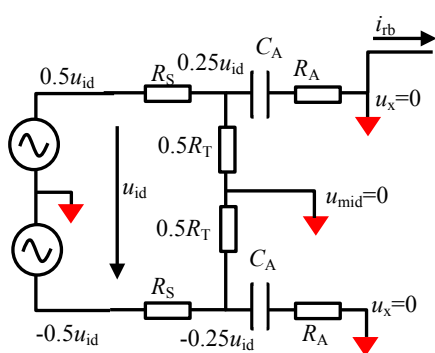


图 Section126-22 求解频率特性的电路

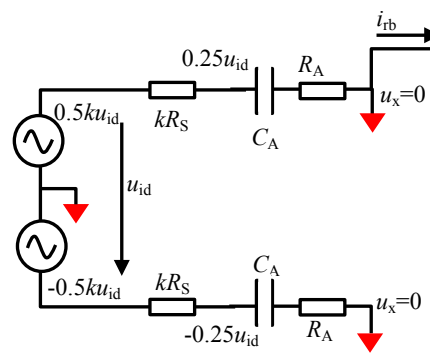


图 Section126-23 戴维宁等效电路

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？

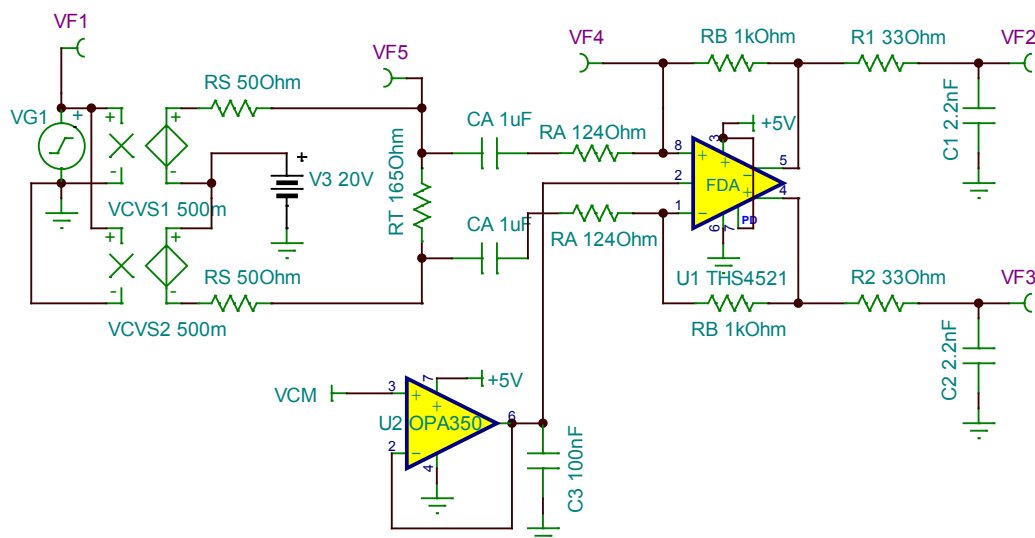


图 Section126-24 举例 6 电路

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  $V_3$  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：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_B C_B} \quad \text{[Section127-1a]}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_A + R_S // 0.5R_T)C_A} \quad \text{[Section127-1b]}$$

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。

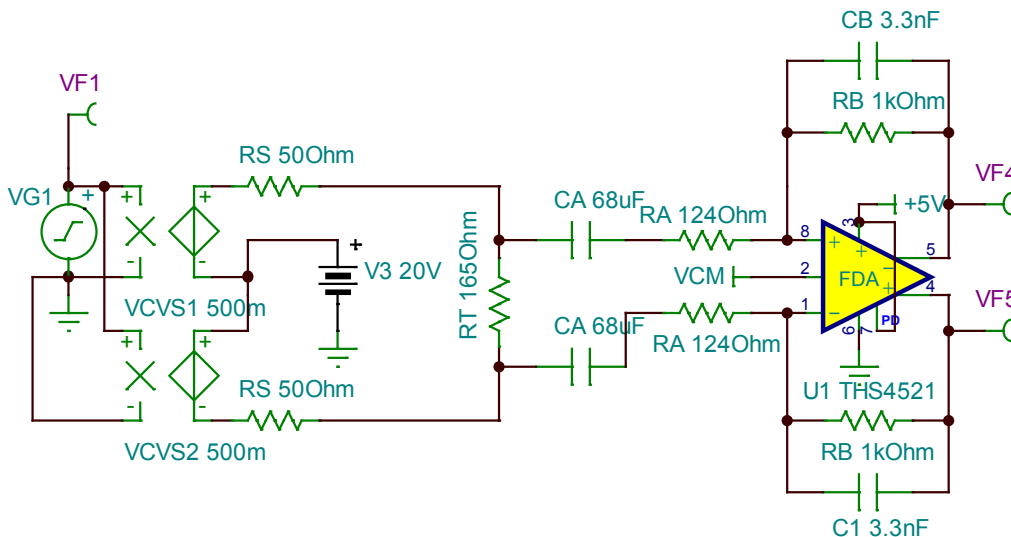


图 Section127-1 举例 1 电路

### 举例 1

电路如图 Section127-1 所示， $V_{CM}=2.5V$ 。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。

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。

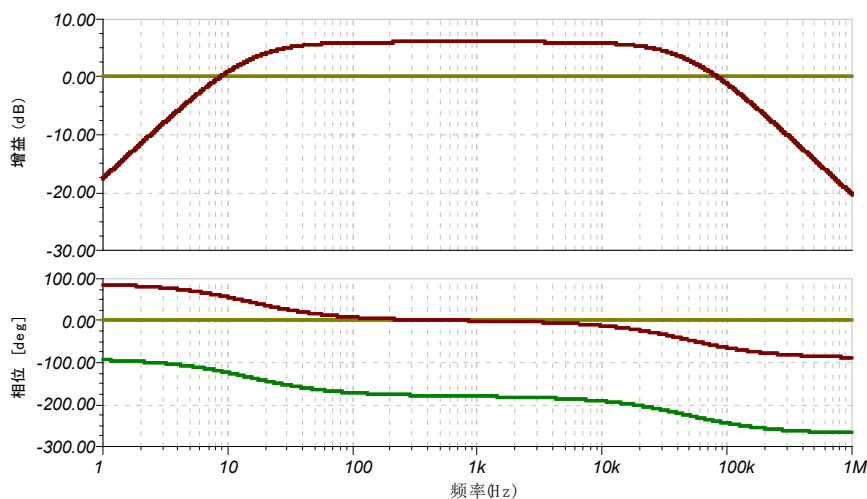


图 Section127-2 举例 1 电路仿真频率特性

### 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。

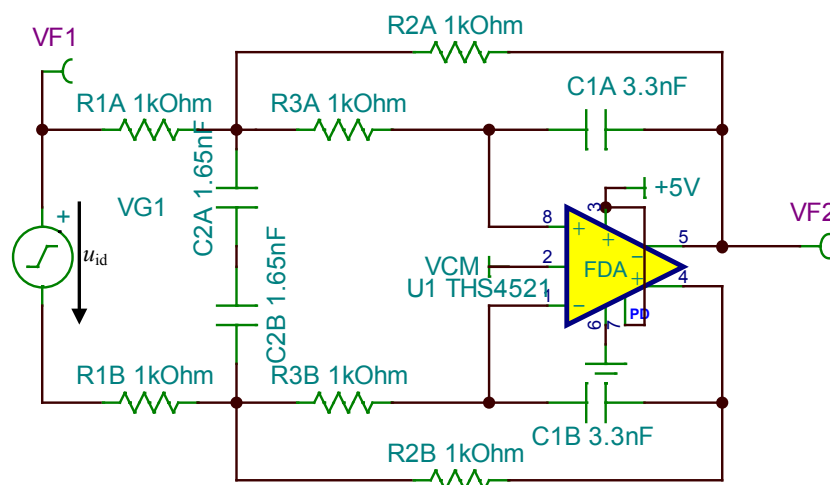


图 Section127-3 全差分 MFB 型低通滤波器

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：

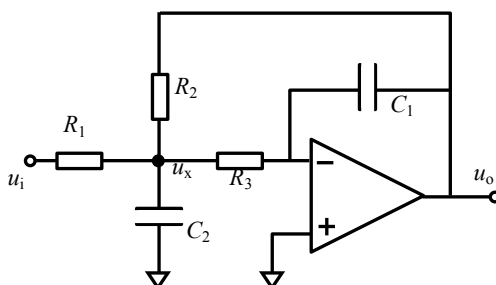


图 Section87-1 MFB 型低通滤波器

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{2VF2}{u_{id}} = A_m \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}j \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

可得：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

[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 VCM 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:

$$R_3 = 926.99\Omega, \quad R_2 = 5046.94\Omega, \quad R_1 = 388.23\Omega,$$

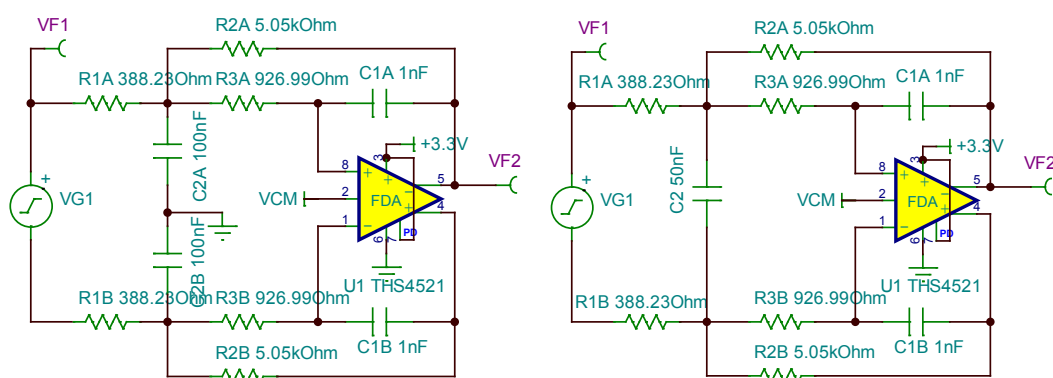


图 Section127-4 举例 2 电路

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  $90^\circ$ ，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。

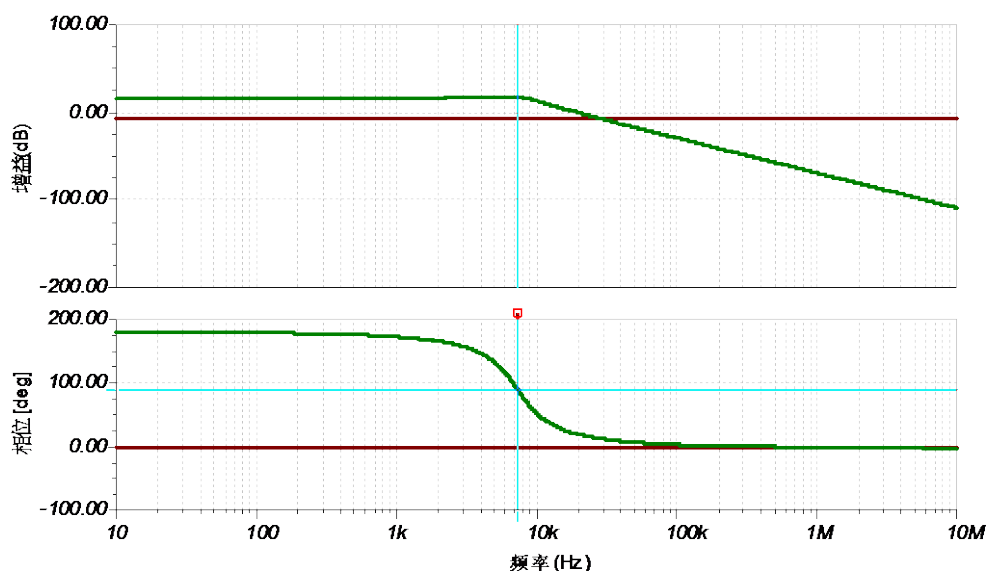


图 Section127-5 举例 2 电路仿真频率特性

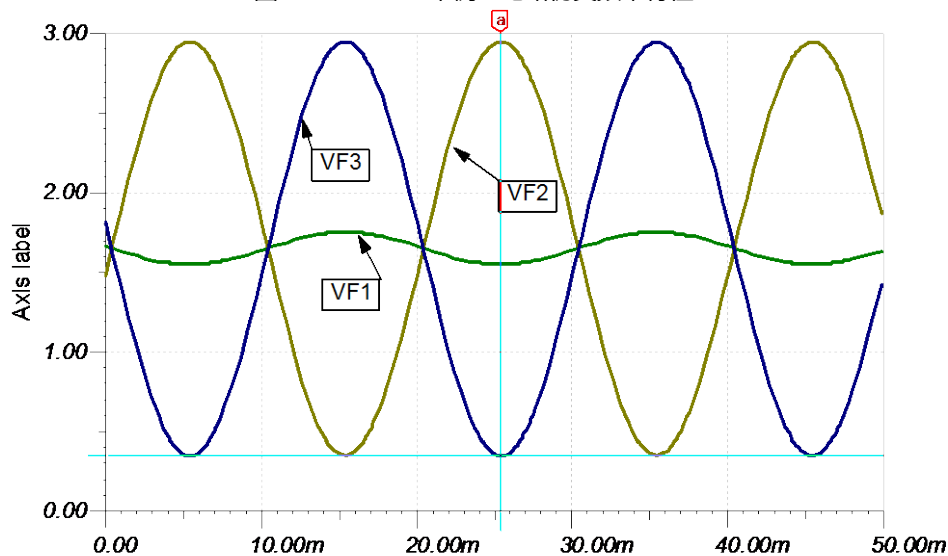


图 Section127-6 举例 2 电路实测波形

### 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。

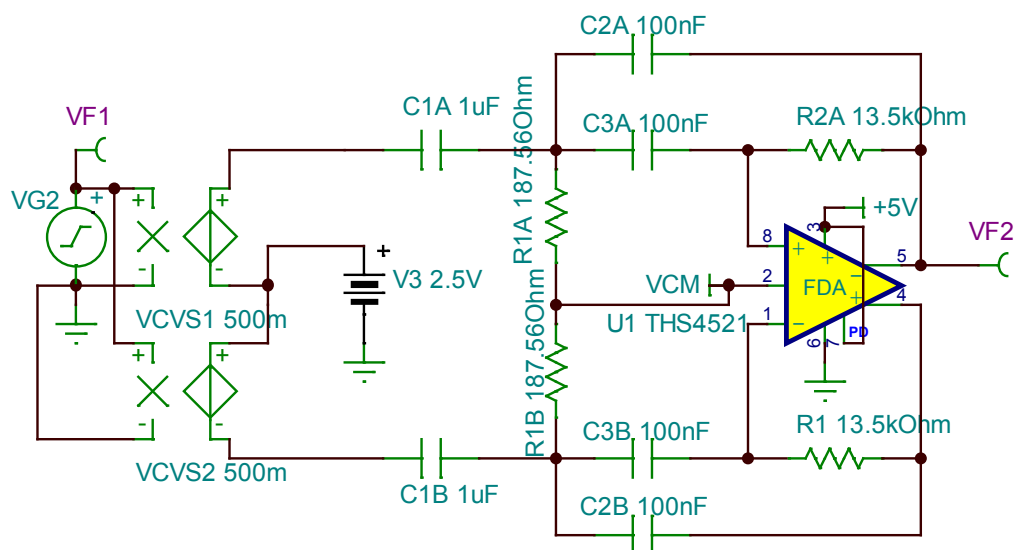


图 Section127-7 MFB 型高通基于全差分运放

### 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。

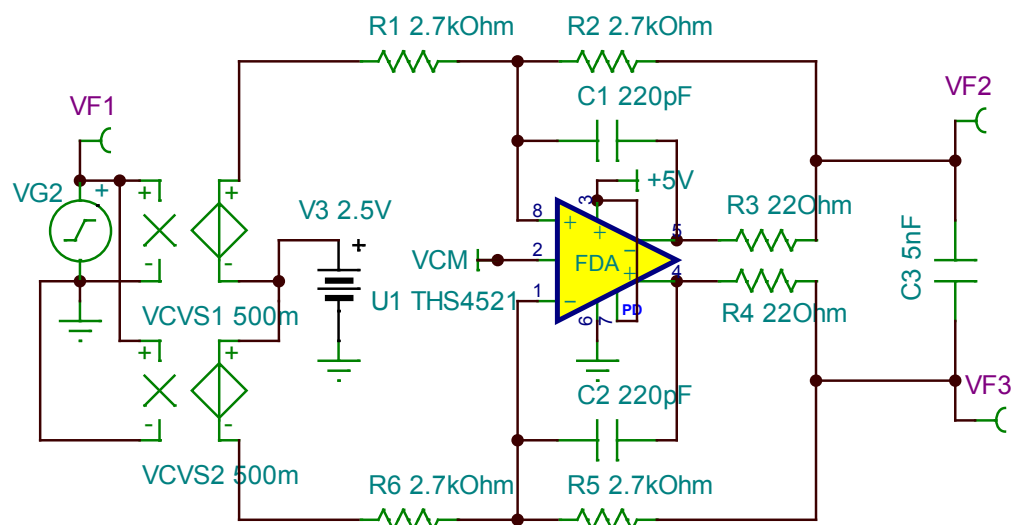


图 Section127-8 基于全差分运放的 ADC 典型驱动电路

## 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：

$$G = \frac{u_{OUT}}{u_{IN}} = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

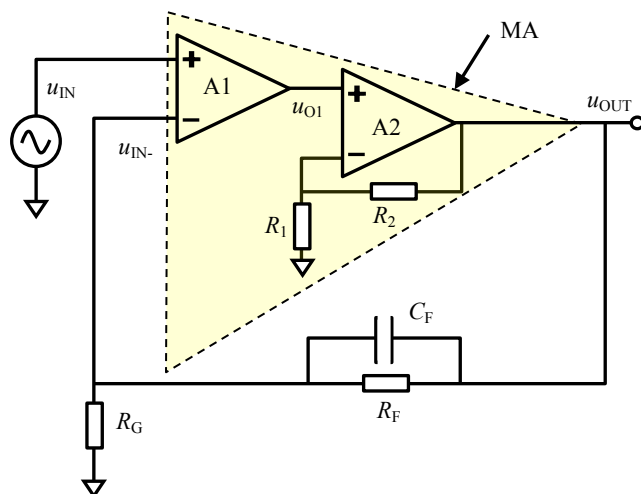


图 Section128-1 串联型复合放大电路

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：

$$u_{OUT} = \left( (V_{OS1} - u_{OUT} \frac{R_G}{R_G + R_F}) A_{uo1} + V_{OS2} \right) \times G_2 \quad (5)$$

化简得：

$$\begin{aligned} u_{OUT} &= V_{OS1} A_{uo1} G_2 - u_{OUT} \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1} G_2 + V_{OS2} G_2 \\ u_{OUT} \left( 1 + \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1} G_2 \right) &= V_{OS1} A_{uo1} G_2 + V_{OS2} G_2 \\ u_{OUT} &= \frac{A_{uo1} G_2}{1 + \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1} G_2} V_{OS1} + \frac{G_2}{1 + \frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1} G_2} V_{OS2} \end{aligned} \quad (5a)$$

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：

$$\begin{aligned} u_{OUT} &\approx \frac{A_{uo1} G_2}{\frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1} G_2} V_{OS1} + \frac{G_2}{\frac{R_G}{R_G + R_F} A_{uo1} G_2} V_{OS2} = \left( \frac{R_G + R_F}{R_G} \right) V_{OS1} + \frac{R_G + R_F}{R_G} \times \frac{1}{A_{uo1}} V_{OS2} \\ &= G V_{OS1} + \frac{G}{A_{uo1}} V_{OS2} \approx G V_{OS1} \end{aligned}$$

[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  $G_2$ (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  $G_2$ (dB)。

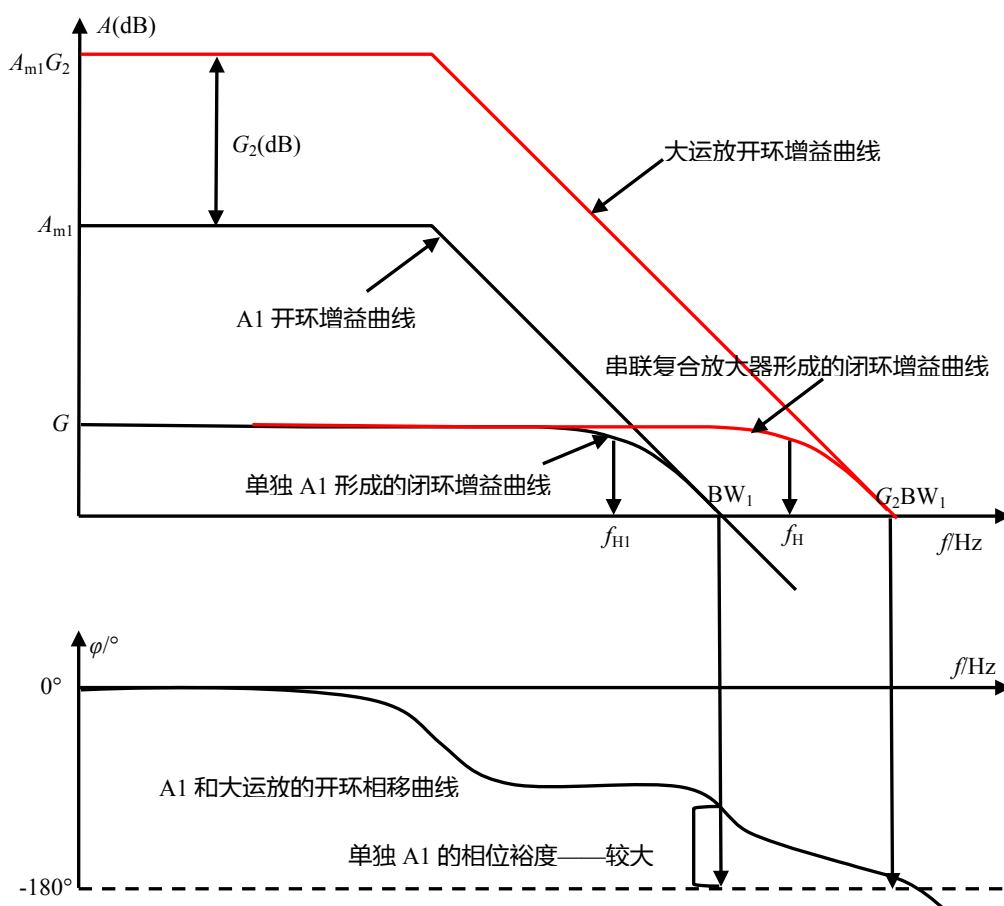


图 Section128-2 开环增益和相移曲线

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。

$$f_H = G_2 f_{H1}$$

### 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  $-180^\circ$  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  $-180^\circ$ ，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，如果不行，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~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。

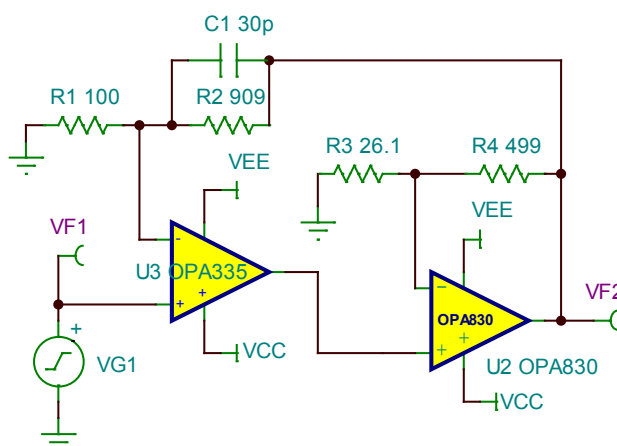


图 Section128-3 串联型复合放大电路实例 1——拓展频带和压摆率

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/μs。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/μs，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			2	MHz
Slew Rate	SR	G = +1		1.6	V/μs

综合考虑，选择  $G_2=20$ 。

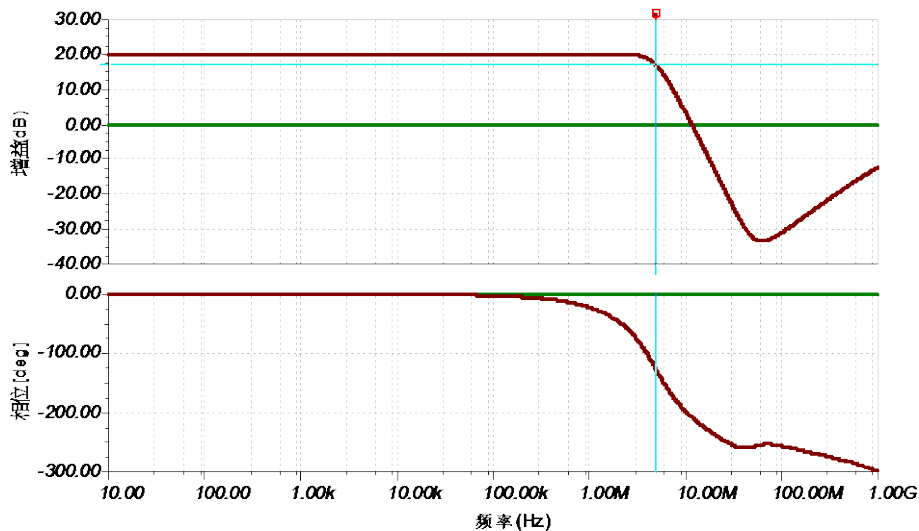
根据以上分析，设计电路如图 Section128-3。为避免出现系统稳定性问题，在电阻  $R_2$  上并联小电容 30pF。

对此电路实施仿真实测，结果如下：

1) 输出失调电压为 3.56μV，满足 50μV 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

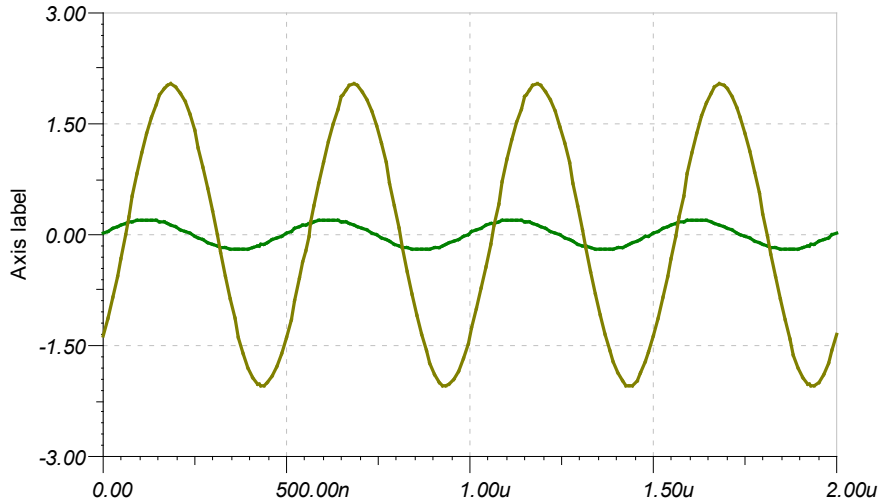


图 Section128-3b 串联型复合放大电路实例 1 的仿真波形

### 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/8Ω=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	±10		±0.1	±1	mV	
			±20	±40		±15	±30	μV/°C	
			±2.5	±10		*	*	μV/V	
			±20	±60		*	*	μV/V	
INPUT BIAS CURRENT $I_B$			4	50		*	*	pA	
GAIN CHARACTERISTICS Open Loop Gain at 10Hz Gain-Bandwidth Product	$R_L = 6\Omega$		90	97	*	*	*	dB	
				1.6		*	*	MHz	
OUTPUT Voltage Swing  Current, Peak	$I_O = 5A$ , Continuous $I_O = 2A$ $I_O = 0.5A$		$\pm( V_S  - 5.5)$	$\pm( V_S  - 4.5)$	*	*	*	V	
			$\pm( V_S  - 4.5)$	$\pm( V_S  - 3.6)$	*	*	*	V	
			$\pm( V_S  - 4)$	10	*	*	*	V	
			9	10	*	*	*	A	
AC PERFORMANCE Slew Rate Power Bandwidth	$R_L = 8\Omega$ , $V_O = 20V_{rms}$		6	10	*	*	*	V/μs	
			45	55	*	*	*	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。

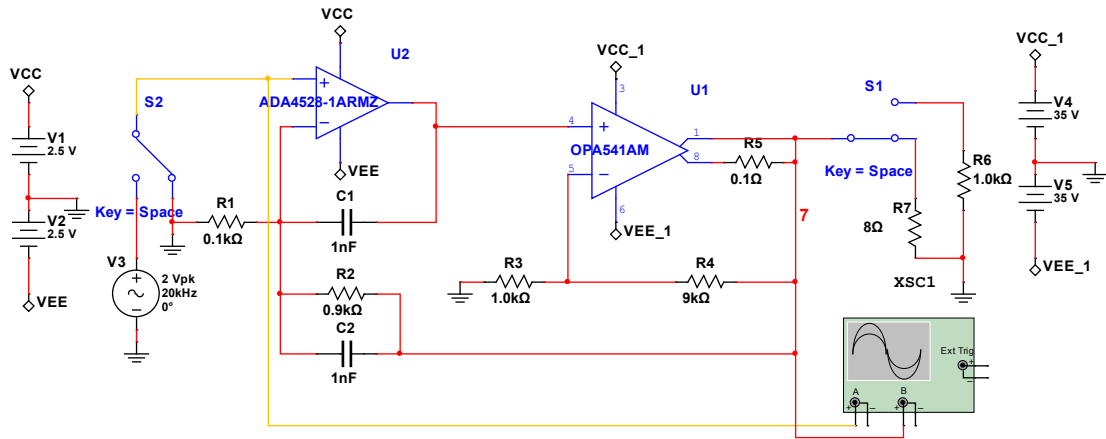


图 Section128-4 串联型复合放大电路实例 2

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  $\mu\text{s}$  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  $8\Omega$ ，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。

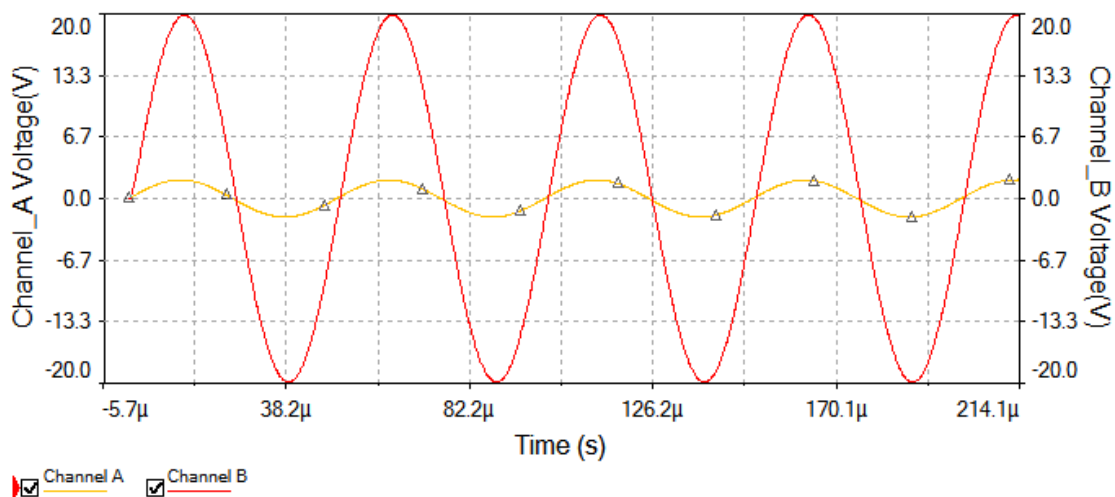


图 Section128-5 串联型复合放大电路实例 2 的仿真波形

### 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。

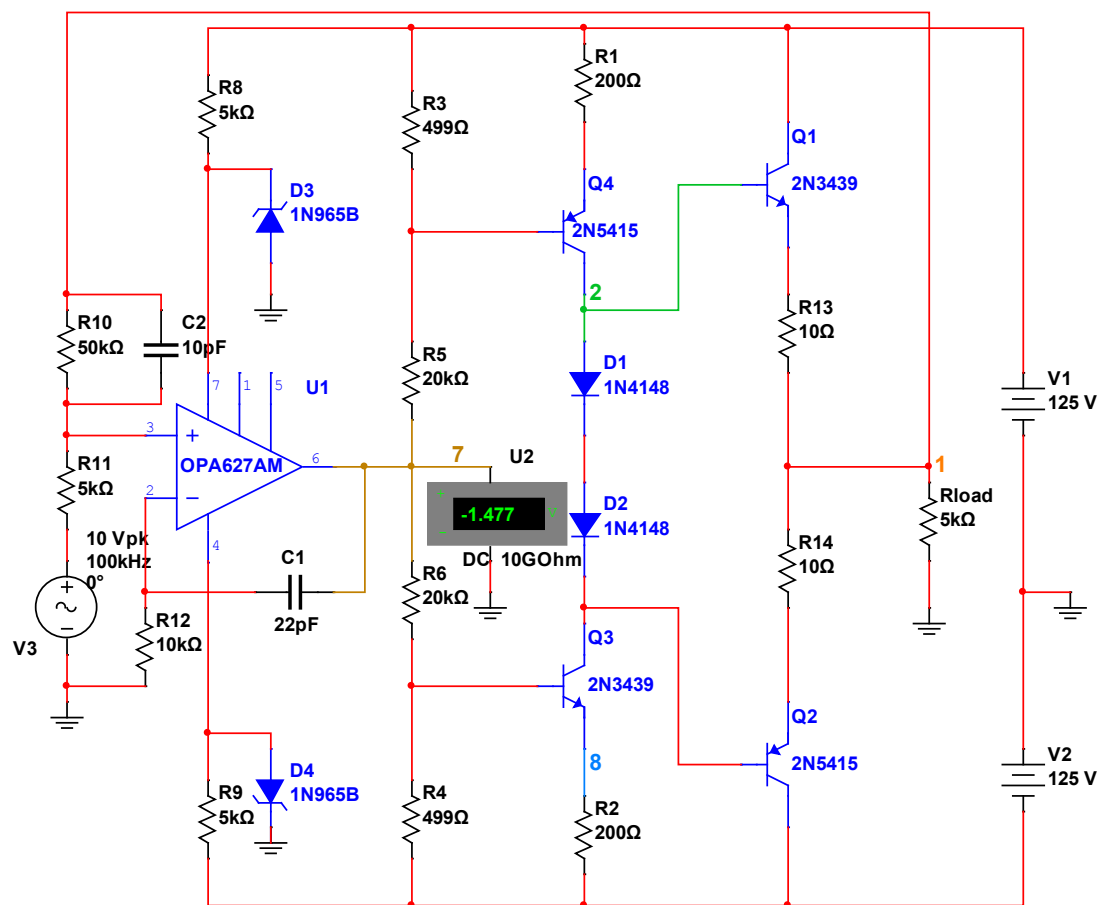


图 Section128-6 串联型复合放大电路实例 3

主放大器使用 OPA627，是一款±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  $Q_4$  组立即导通。

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。

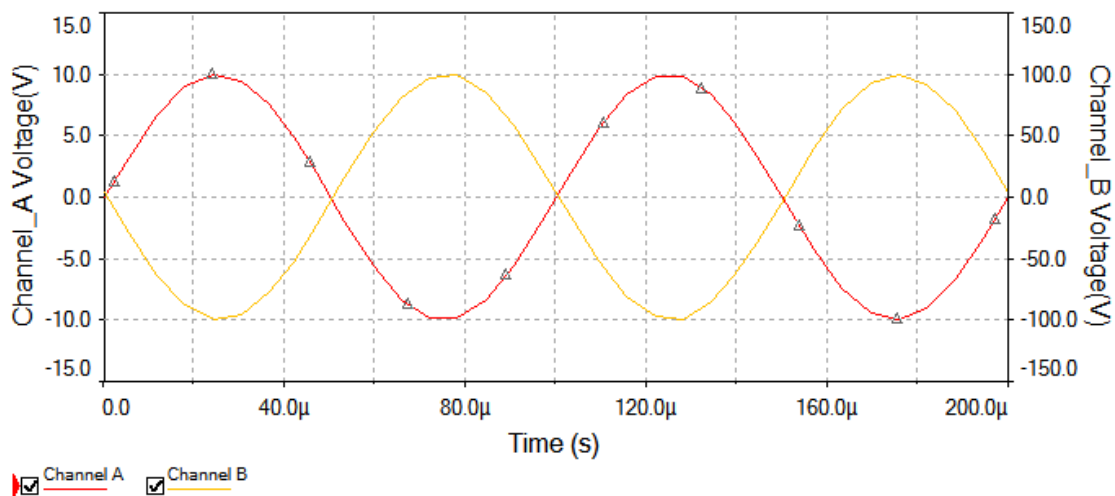


图 Section128-7 串联型复合放大电路实例 3 的仿真波形



## 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。

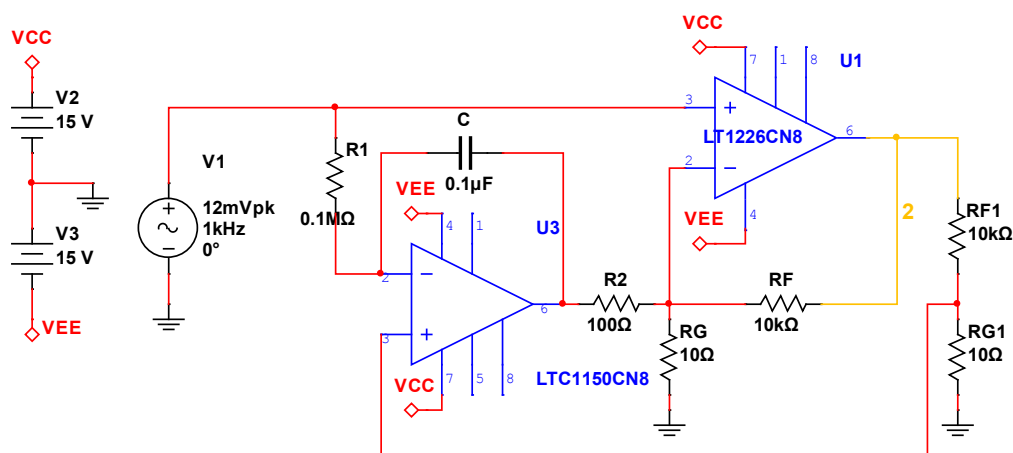


图 Section128-8 并联型复合放大电路实例 1

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 0.5μV，偏置电流也较小，为 10pA。将这个从放大器并联于主放大器旁，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 10μV 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 ⊕，沿着绿色箭头，我们发现，回到输出端的是 ⊖，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。

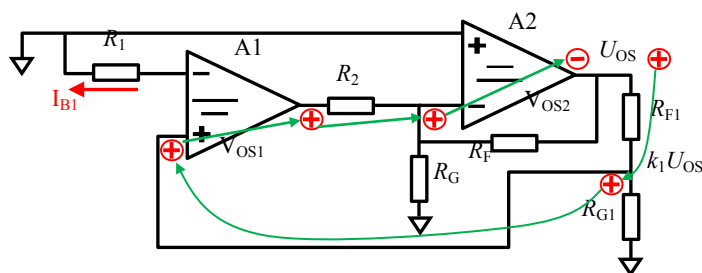


图 Section128-9 并联实例 1 的静态分析

由于这样的负反馈存在，虚短是成立的，因此有：

$$U_{A1(IN-)} = I_{B1}R_1$$

$$U_{A1(IN+)} = U_{A1(IN-)} - V_{OS1} = I_{B1}R_1 - V_{OS1}$$

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。

$$U_{OS} \times k_1 = U_{OS} \times \frac{R_{G1}}{R_{F1} + R_{G1}} = U_{A1(IN+)}$$

$$U_{OS} = \frac{U_{A1(IN+)}}{k_1} = (I_{B1}R_1 - V_{OS1}) \frac{R_{F1} + R_{G1}}{R_{G1}}$$

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。

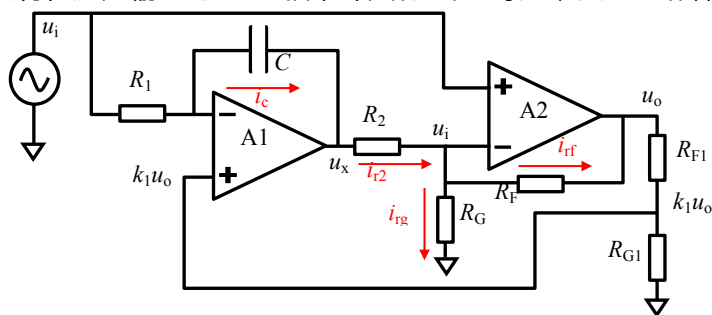


图 Section128-10 并联实例 1 的动态分析

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：

$$\begin{aligned} R_G R_F (k_1 u_o - \frac{u_i - k_1 u_o}{R_1} \times \frac{1}{SC} - u_i) &= R_2 R_F u_i + R_2 R_G (u_i - u_o) \\ R_G R_F k_1 u_o + R_G R_F \frac{k_1}{SC R_1} u_o + R_2 R_G u_o &= R_G R_F \frac{1}{SC R_1} u_i + R_G R_F u_i + R_2 R_F u_i + R_2 R_G u_i \\ u_o (R_G R_F k_1 + R_G R_F \frac{k_1}{SC R_1} + R_2 R_G) &= u_i (R_G R_F \frac{1}{SC R_1} + R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G) \\ u_o (R_G R_F k_1 S C R_1 + R_G R_F k_1 + R_2 R_G S C R_1) &= u_i (R_G R_F + R_G R_F S C R_1 + R_2 R_F S C R_1 + R_2 R_G S C R_1) \end{aligned}$$

得：

$$G = \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_G R_F + R_G R_F S C R_1 + R_2 R_F S C R_1 + R_2 R_G S C R_1}{R_G R_F k_1 S C R_1 + R_G R_F k_1 + R_2 R_G S C R_1} = \frac{1}{k_1} \times \frac{1 + S C R_1 (1 + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2}{R_F})}{1 + S C R_1 (1 + \frac{R_2}{k_1 R_F})} \quad (9)$$

当：

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{R_G}{R_G + R_F} \\ G = \frac{u_o}{u_i} &= \frac{R_G R_F + R_G R_F S C R_1 + R_2 R_F S C R_1 + R_2 R_G S C R_1}{R_G R_F \frac{R_G}{R_G + R_F} S C R_1 + R_G R_F \frac{R_G}{R_G + R_F} + R_2 R_G S C R_1} \\ &= \frac{(R_G R_F + S C R_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G))(R_G + R_F)}{R_G R_F R_G S C R_1 + R_G R_F R_G + R_2 R_G S C R_1 (R_G + R_F)} \\ &= \frac{(R_G + R_F) R_G R_F + S C R_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G)(R_G + R_F)}{R_G R_F R_G + S C R_1 (R_G R_F R_G + (R_G + R_F) R_2 R_G)} \\ &= \frac{R_G + R_F}{R_G} \times \frac{R_G R_F + S C R_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G)}{R_G R_F + S C R_1 (R_G R_F + R_2 R_F + R_2 R_G)} = \frac{R_G + R_F}{R_G} \end{aligned}$$

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  $10\mu\text{V}$  左右的电压，最终大幅度降低输出失调电压。

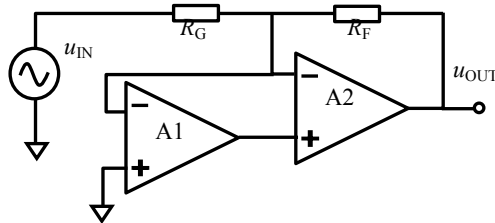


图 Section128-11 并联型复合放大电路实例 2

## 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

在运放组成的反比例器和同比例器中，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。

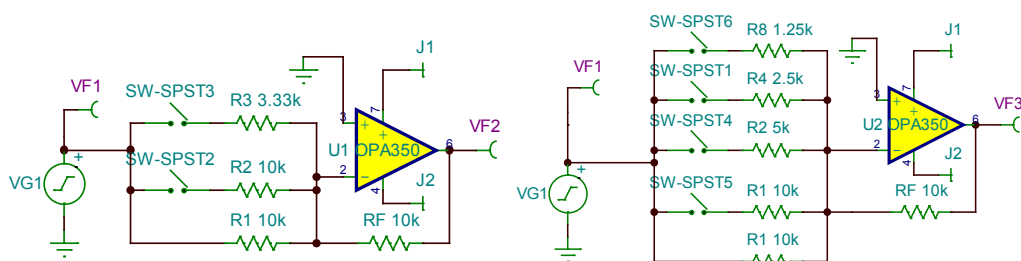


图 Section129-1 支路型反相程控增益放大器

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 1k $\Omega$ ，小的也有近百 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 100 $\Omega$  导通电阻。

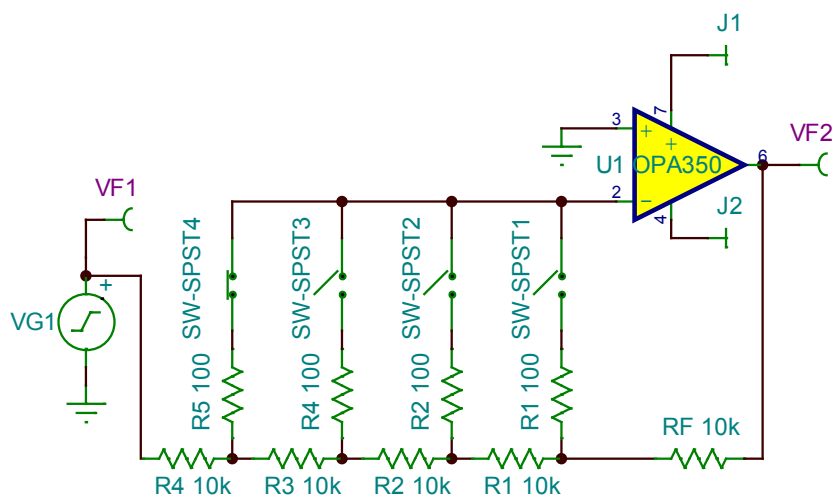


图 Section129-2 节点型反相程控增益放大器

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  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ 。

$$\begin{cases} R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = \frac{R_F}{G_1 - 1} & (1) \\ R_2 + R_3 + R_4 = \frac{R_F + R_1}{G_2 - 1} & (2) \\ R_3 + R_4 = \frac{R_F + R_1 + R_2}{G_3 - 1} & (3) \\ R_4 = \frac{R_F + R_1 + R_2 + R_3}{G_4 - 1} & (4) \end{cases}$$

用式(1)减去式(2)得：

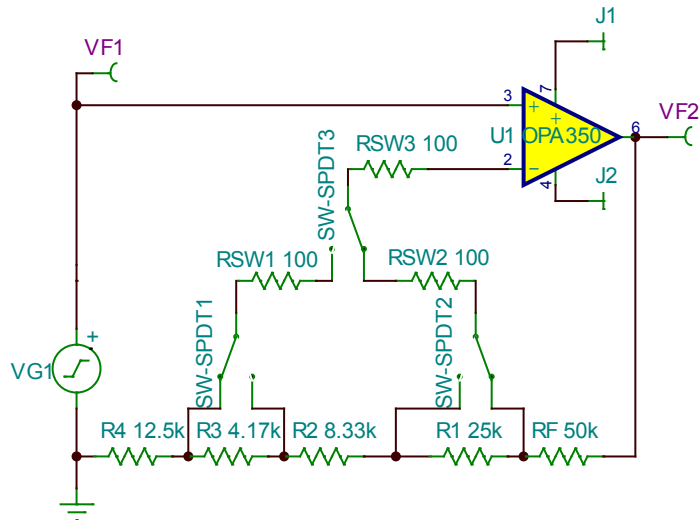


图 Section129-3 节点型同相程控增益放大器

$$R_1 = \frac{R_F}{G_1 - 1} - \frac{R_F + R_1}{G_2 - 1}$$

化简得：

$$\begin{aligned} (G_1 - 1)(G_2 - 1)R_1 &= (G_2 - 1)R_F - (G_1 - 1)(R_F + R_1) \\ &= (G_2 - 1)R_F - (G_1 - 1)R_F - (G_1 - 1)R_1 \\ (G_1 - 1)G_2R_1 &= (G_2 - G_1)R_F \\ R_1 &= \frac{G_2 - G_1}{(G_1 - 1)G_2} R_F = \left( \frac{1}{G_1 - 1} - \frac{G_1}{(G_1 - 1)G_2} \right) R_F \end{aligned}$$

(5)

同理，可求得：

$$R_2 = \frac{G_3 - G_2}{(G_2 - 1)G_3} (R_F + R_1) = \left( \frac{1}{G_2 - 1} - \frac{G_2}{(G_2 - 1)G_3} \right) (R_F + R_1)$$

(6)

$$R_3 = \frac{G_4 - G_3}{(G_3 - 1)G_4} (R_F + R_1 + R_2) = \left( \frac{1}{G_3 - 1} - \frac{G_3}{(G_3 - 1)G_4} \right) (R_F + R_1 + R_2)$$

(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：

$$R_4 = \left( \frac{1}{G_4 - 1} - \frac{G_4}{(G_4 - 1)G_5} \right) (R_F + R_1 + R_2 + R_3)$$

(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±2.5V，负载为 1kΩ。

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，1kΩ 负载最大消耗 2.5mA 电流，因此，在反馈支路增加一个 100~1kΩ 电阻，会产生 25mA~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

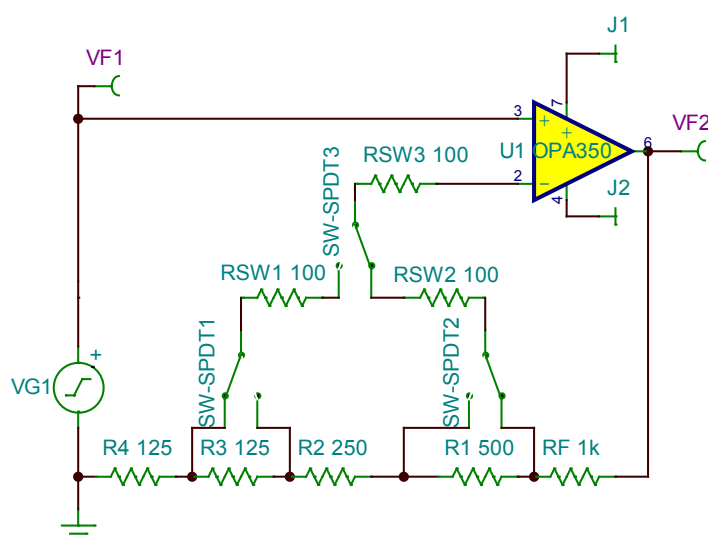


图 Section129-4 举例 1 电路

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±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 20μV 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 20μV 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：

$$GBW = \frac{f_{HF}}{F} \times \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} = \frac{5\text{MHz}}{0.02} \times \frac{0.8}{\sqrt{1-0.8^2}} = 333\text{MHz}$$

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 35μV，最大值 210μV。

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<sub>G</sub> 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。

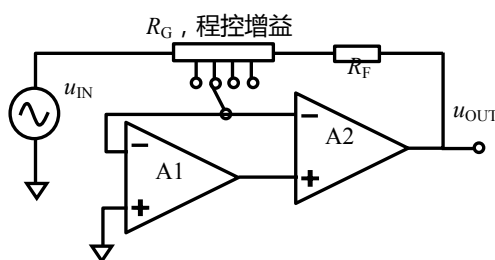


图 Section129-5 举例 2 设计方案

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 1μA 以上的输入偏置电流，反馈电阻为 1kΩ，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 0.1μA 上限。

至此，对运放 A2 提出要求如下：GBW>333MHz，输入偏置电流小于 0.1μA，能接受 ±5V 供电，最小稳定增益<5，对输入失调电压无要求。

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 ±5V，失调电压小，选择 [AD8638](#) 较为合适。其输入失调电压最大 9μV，正负 2.5V~正负 8V 供电。

据此，设计完整电路如图 Section129-6 所示。



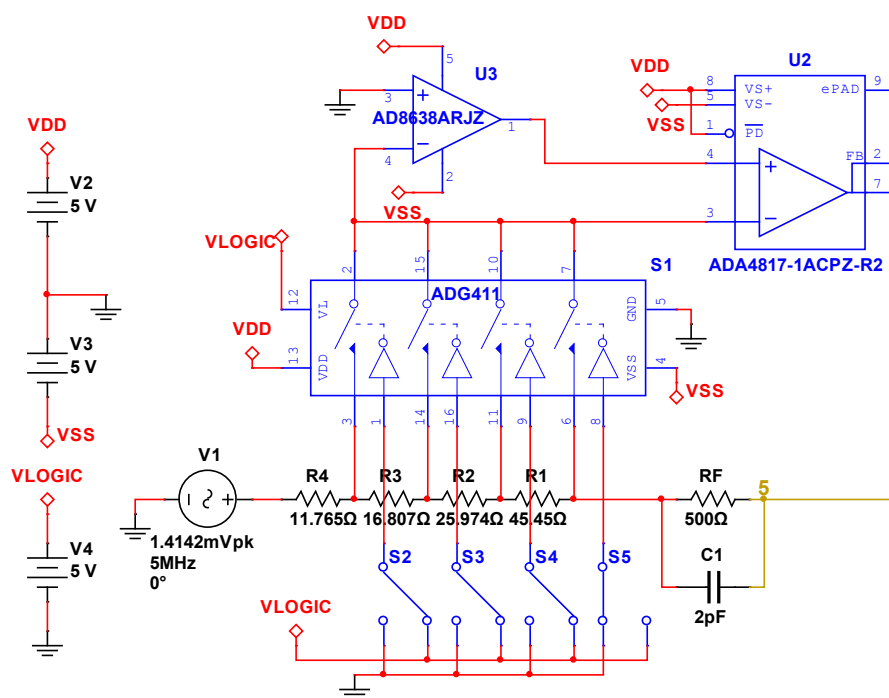


图 Section129-6 举例 2 仿真电路

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  $10\text{mV}_{\text{rms}}$ ，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
0Hz, 0V	0.015mV	0.028mV	0.053mV	0.129mV
10Hz, $10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.050V	0.100V	0.200V	0.500V
0.1MHz, $10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.050V	0.100V	0.200V	0.500V
1MHz, $10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.050V	0.101V	0.203V	0.519V
3MHz, $10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.051V	0.102V	0.209V	0.541V
4MHz, $10\text{mV}_{\text{rms}}$	0.051V	0.102V	0.208V	0.521V
5MHz, $10\text{mV}_{\text{rms}}$	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  $11 \times 12$  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。

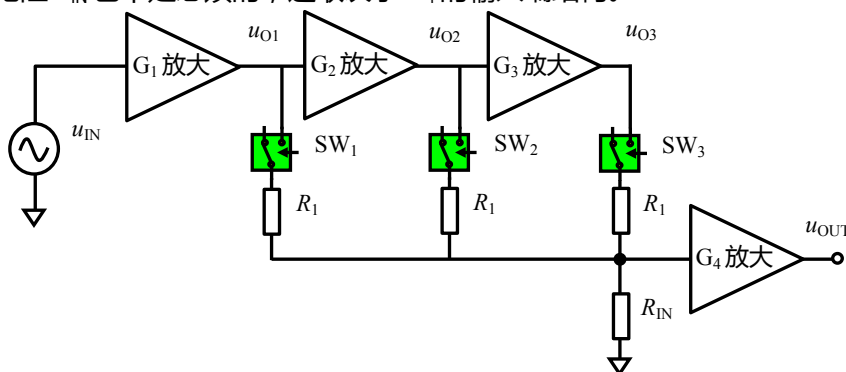


图 Section129-7 并联型多级程控增益电路

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。

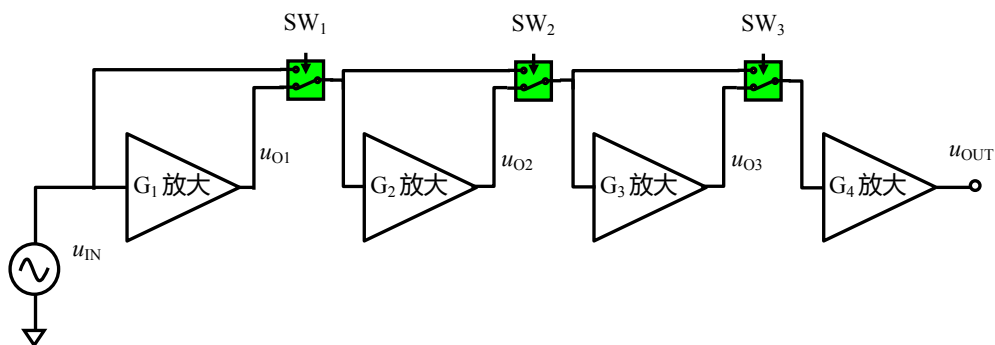


图 Section129-8 串联型多级程控增益电路

### 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±15V，负载为 20kΩ。

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±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/μs 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 20μA，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±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<sub>4</sub> 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<sub>4</sub> 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。

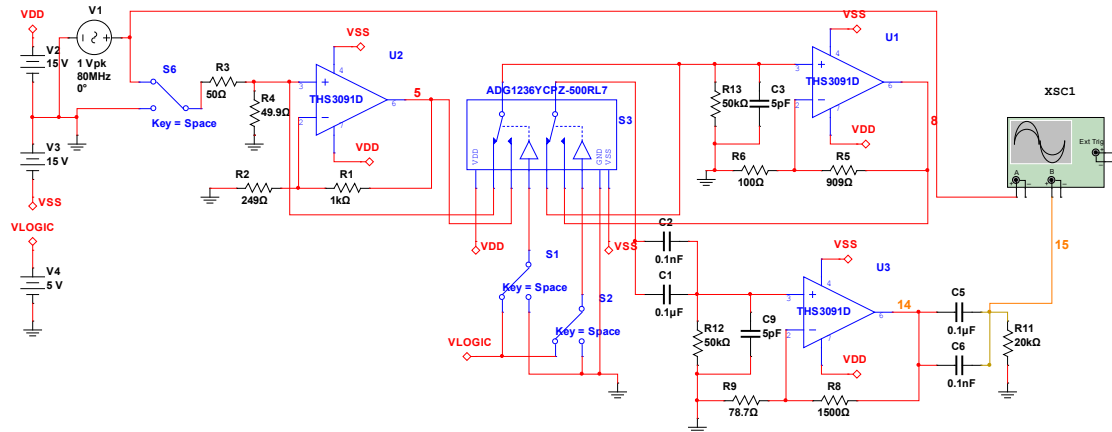


图 Section129-9 举例 3 串联型多级程控增益电路

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<sub>5</sub> 和 C<sub>6</sub> 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<sub>1</sub> 和 C<sub>2</sub> 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<sub>5</sub> 和 C<sub>6</sub> 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	41.1dB/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  $\pm 15\text{V}$  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  $4\mu\text{A}$ ，最高达  $20\mu\text{A}$ ，与  $50\text{k}\Omega$  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  $120\Omega$ ，以及导通电阻的非线性，约为  $20\Omega$ 。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。

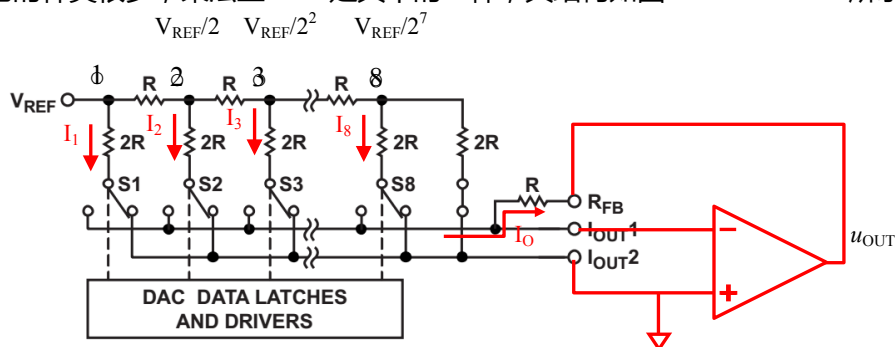


图 Section129-10 乘法型 DAC 结构 ( 黑色截图于 AD5425 )

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  $D_{in} = D_1 D_2 D_3 D_4 D_5 D_6 D_7 D_8 = 1000\ 0101_B = 85_H = 133$  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，对于一个标准 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减型的，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 DB0，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。

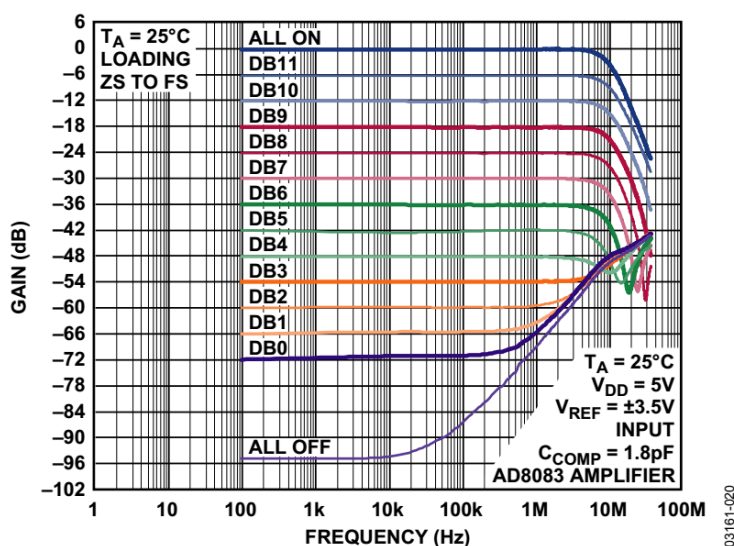


Figure 20. Reference Multiplying Bandwidth vs. Frequency and Code  
图 Section129-11 乘法型 DAC 参考输入端的频率特性（截图于 AD5449）

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

$$u_{OUT} = -\frac{2^8}{\sum_{i=1}^8 D_i 2^{8-i}} u_{IN} = -\frac{2^8}{D_{in}} u_{IN} = G_{in} u_{IN}$$

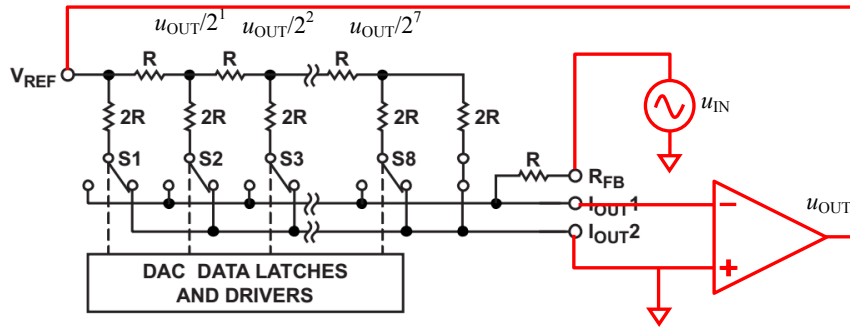


图 Section129-12 乘法型 DAC 反接形成放大型程控增益

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。

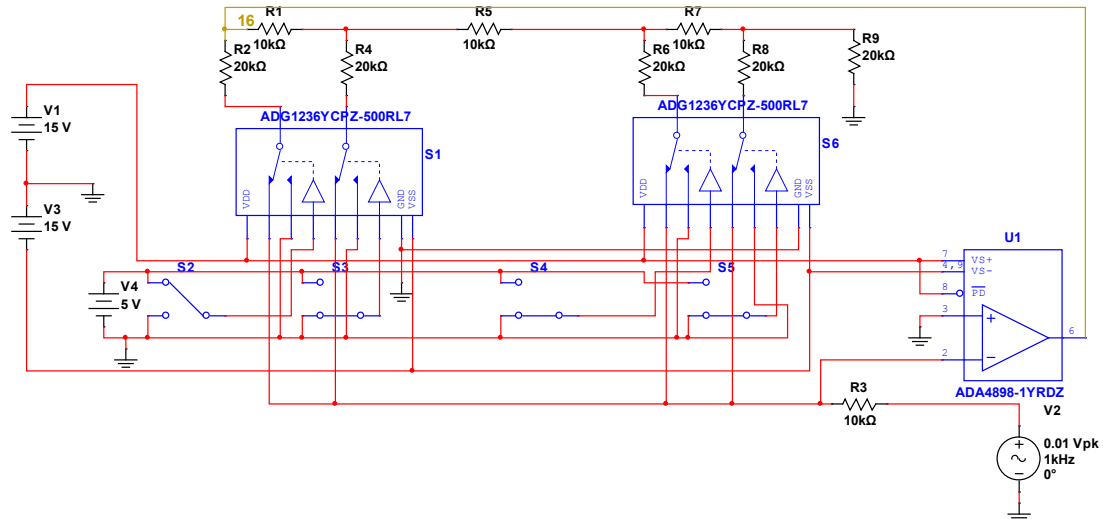


图 Section129-13 举例 4 乘法型 DAC 反接形成放大型程控增益

实测数据如下表：

$D_{in}$	0	1	2	3	4	5	6	7
$G_{in}$ 设定	$\infty$	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  $V_i \leq 10 \text{ mV}$ ，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  $14.14\text{V}/50\Omega = 0.2828\text{A}$ 。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  $\pm 16\text{V} \sim \pm 18\text{V}$ ，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：

$$SR > 2\pi fA = 6.28 \times 10 \times 10^6 \times 14.14 = 888\text{V}/\mu\text{s}$$

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  $300\text{mV}/6.6 = 45\text{mV}$  ( 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 45μV。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：

$$e_n < \frac{U_{n,in}}{\sqrt{BW}} = \frac{45000}{3962} = 11.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

这是一个严肃的要求，不能掉以轻心，但也是可以实现的。

4) 直流感大器的输出失调问题。对直流感大器而言，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 1.5V 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：

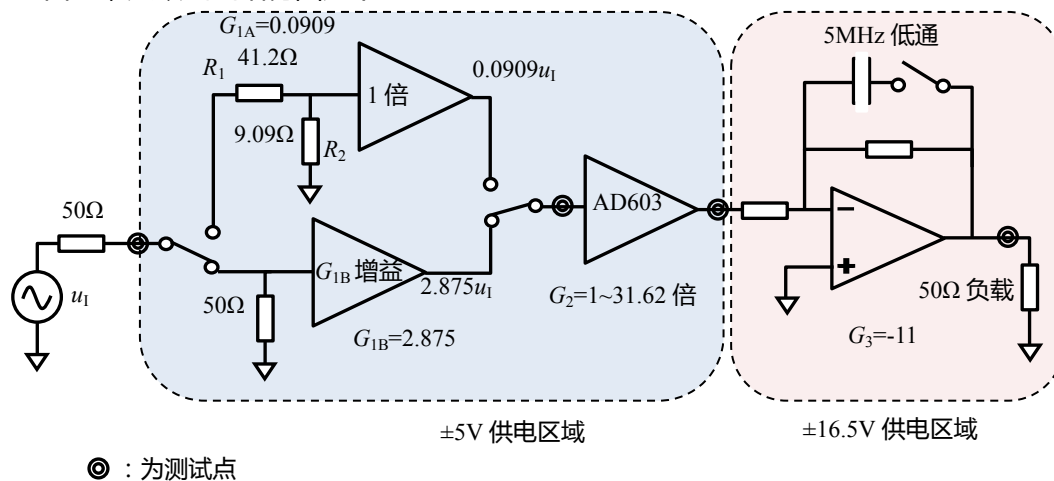


图 Section129-14 举例 5 的初步结构设计

利用继电器实现图中所示开关，其导通电阻一般为 100mΩ 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±2.5V，且其最大输入为±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±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±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±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：

$$SR > 2\pi fA = 6.28 \times 10 \times 10^6 \times 1.4 = 87.92\text{V}/\mu\text{s}$$

(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  $k=10^{-0.5\text{dB}/20}=0.944$ ：

$$GBW = \frac{f_{Hf}}{F} \times \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} = 10 \times 5.75 \times \frac{0.944}{\sqrt{1-0.944^2}} = 164.5\text{MHz}$$

(4) 噪声限制：根据前述分析，该运放应有足够小的噪声：

$$e_n < \frac{U_{n.in}}{\sqrt{BW}} = \frac{45000}{3962} = 11.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

(5) 输入失调电压限制：根据前述分析，该运放应有足够小的输入失调电压：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/μs	35μV	-0.1μA	1nV/√Hz	1
OPA656	10V-12V	230M	290V/μs	250μV	2pA	7nV/√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：

$$R_1 + R_2 = 50$$

$$\frac{R_2}{R_S + R_1 + R_2} = 0.0909$$

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 B 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<sub>4</sub>。

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。

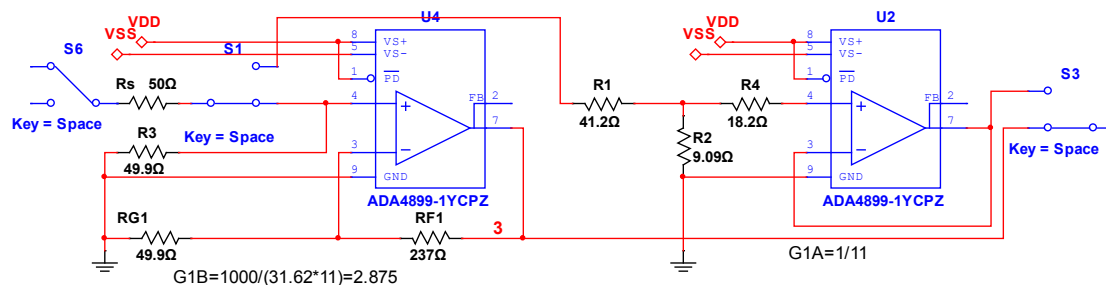


图 Section129-15 举例 5 的前级放大器设计

### 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<sub>ctr</sub> 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 <sub>IN</sub> = -2.5 V to +2.5 V, G = +2	30/50	ns
Output Voltage Swing	R <sub>L</sub> = 1 kΩ	-3.65 to +3.65	-3.7 to +3.7
	R <sub>L</sub> = 100 Ω	-3.13 to +3.15	-3.25 to +3.25
Short-Circuit Current	Sinking/sourcing	160/200	mA
Off Isolation	f = 1 MHz, DISABLE = -V <sub>S</sub>	-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<sub>L</sub>=100Ω 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。

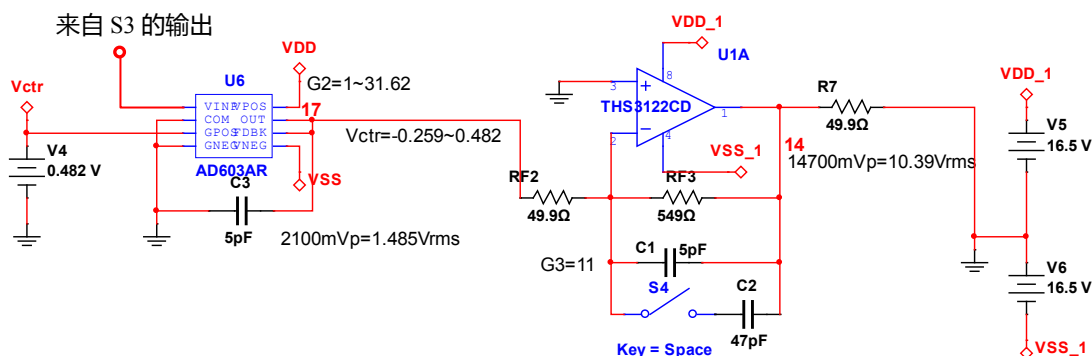


图 Section129-16 举例 5 的压控增益和输出级设计

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/ $\mu s$	6mV	6 $\mu A$	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 549 $\Omega$  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 衰减。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。

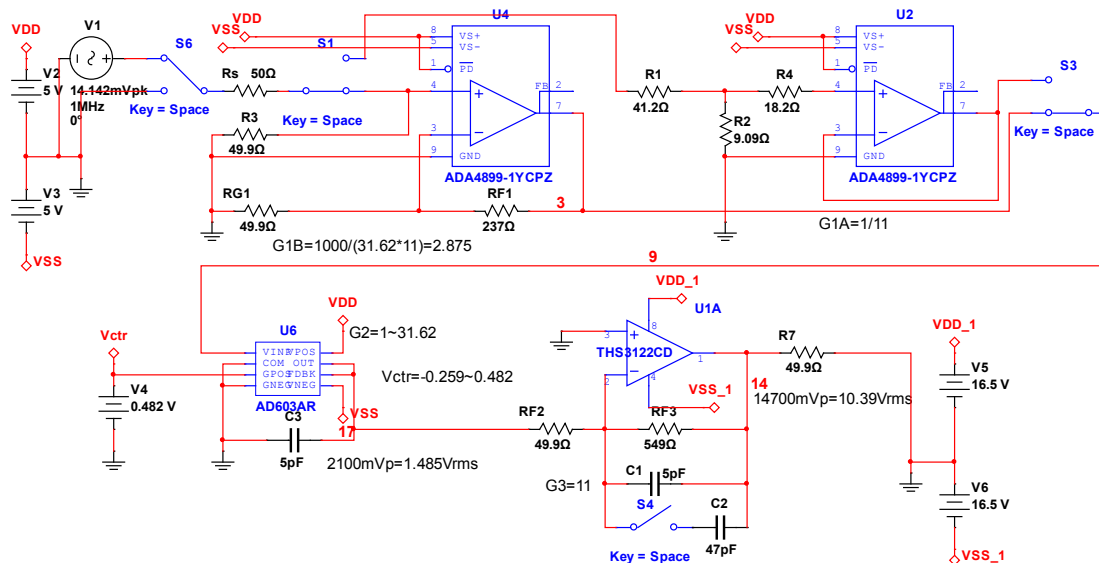


图 Section129-17 举例 5 完整电路

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，10MΩ 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	10	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:



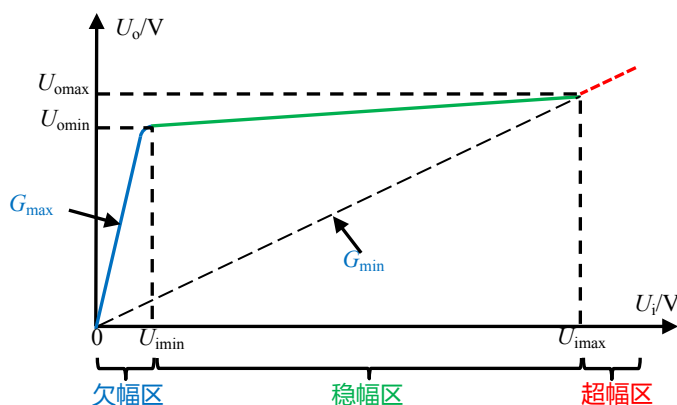


图 Section129-18 AGC 参量定义

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  $U_{imin}$ ——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  $U_{imax}$ 。同时定义稳幅动态范围为：

$$DR_{AGC} = 20 \log_{10} \frac{U_{imax}}{U_{imin}} \quad \text{(Section129-2)}$$

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  $U_{omax}$ ，最小输出电压为  $U_{omin}$ ，定义输出等幅性为：

$$SM_{AGC} = 20 \log_{10} \frac{U_{omax}}{U_{omin}} \quad \text{(Section129-3)}$$

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。

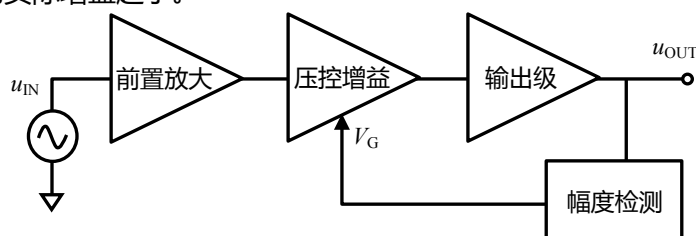


图 Section129-19a 自动增益控制(AGC)结构

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。

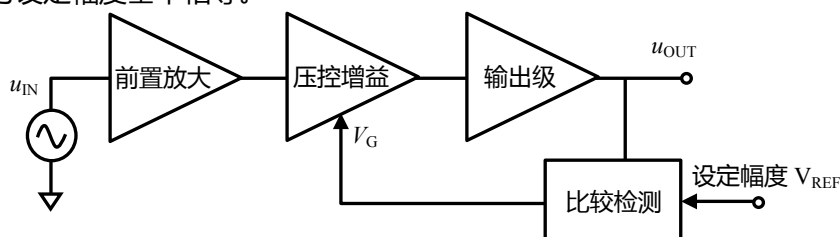


图 Section129-19b 自动增益控制(AGC)结构细化

## 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针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 1.245k $\Omega$  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 $\mu$ F 的 C7 及该支路的等效串联电阻 133.3 $\Omega$ ——50 $\Omega$  源电阻和 100 $\Omega$ RT 并联再加上 100 $\Omega$  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。



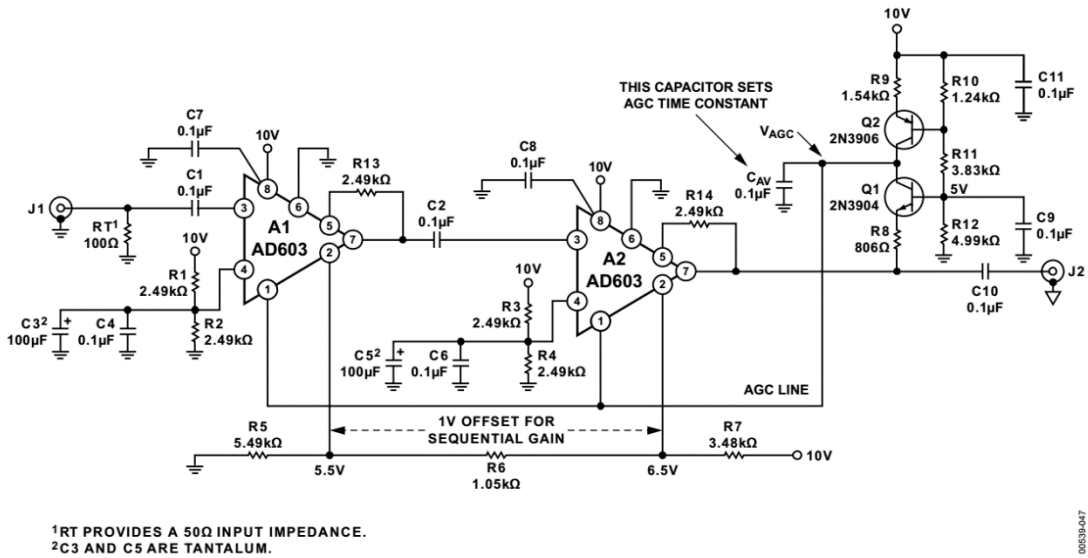


Figure 47. A Low Noise AGC Amplifier

图 Section129-20 针对 AD603 的 AGC 电路

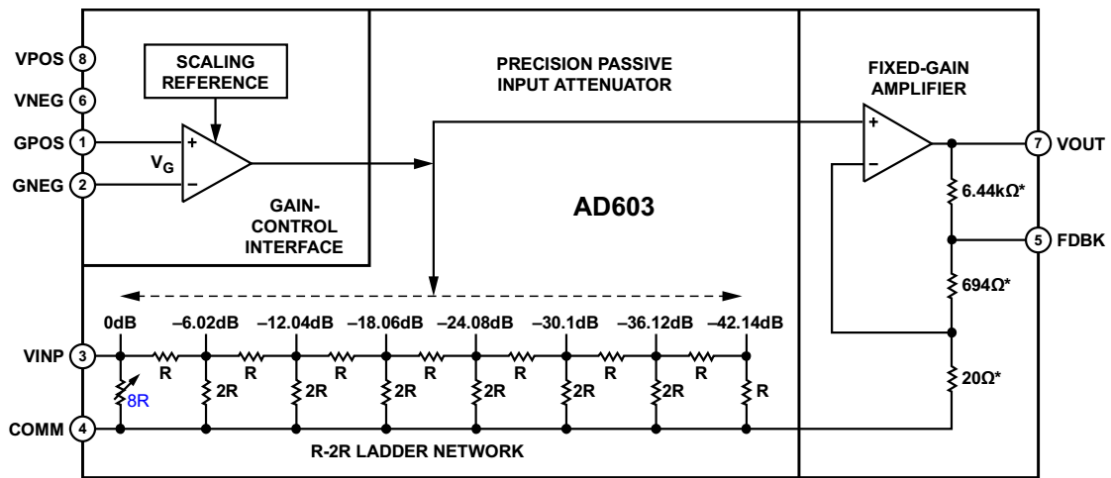
注意第 5 脚和 7 脚之间，串联了一个 2.49kΩ 电阻，这使得 AD603 的增益范围变为：

$$G_{FIXED} = 1 + \frac{6440 / 2490 + 694}{20} = 125.5 = 41.97\text{dB}$$

$$G_{TOTAL} = G_{FIXED} + (0\text{dB} \sim -42.14\text{dB}) = 41.97\text{dB} \sim -0.168\text{dB}$$

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。

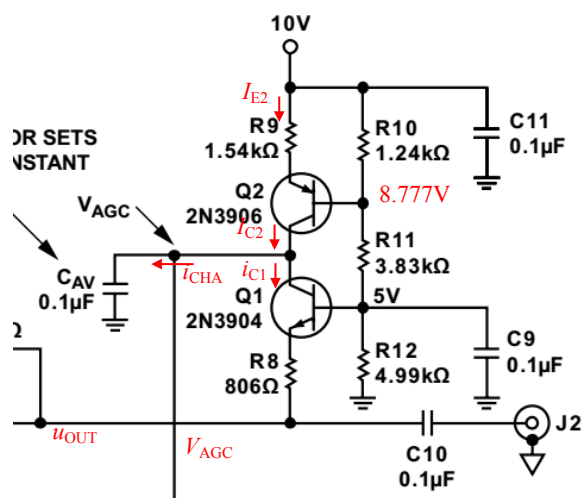


图 Section129-21 针对 AD603 的 AGC 电路控制电压产生部分

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±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。

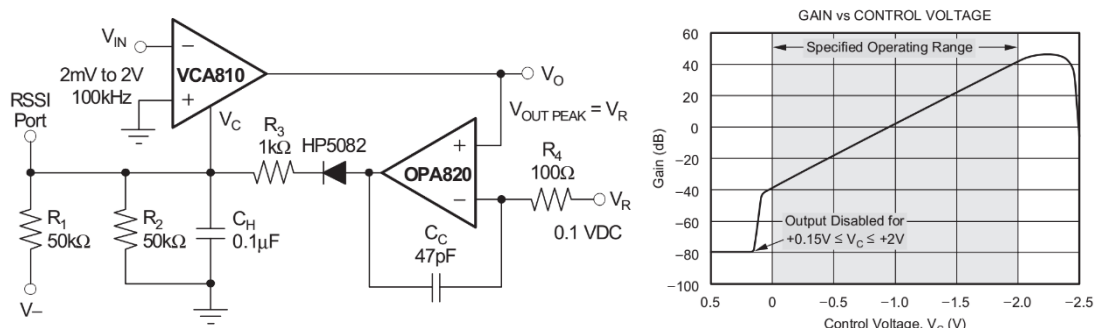


图 Section129-22 VCA810 实现的 AGC

当输出信号幅度的恰好比  $V_R$  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。

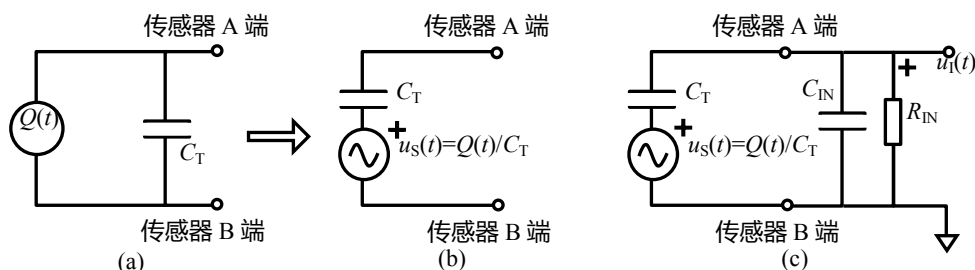


图 Section130-1 压电传感器模型及其测量等效电路

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：

$$u_i = u_s \times \frac{\frac{1}{SC_{IN}} // R_{IN}}{\frac{1}{SC_T} + \frac{1}{SC_{IN}} // R_{IN}} = u_s \times \frac{\frac{R_{IN}}{1 + SC_{IN}R_{IN}}}{\frac{1}{SC_T} + \frac{R_{IN}}{1 + SC_{IN}R_{IN}}} = u_s \times \frac{1}{\frac{1 + SC_{IN}R_{IN}}{SC_T R_{IN}} + 1}$$

$$= u_s \times \frac{SC_T R_{IN}}{1 + S(C_{IN} + C_T)R_{IN}} = u_s \times \frac{C_T}{C_{IN} + C_T} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{S(C_{IN} + C_T)R_{IN}}}$$

写成频域表达式为：

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{\dot{u}_i}{u_s} = \frac{C_T}{C_{IN} + C_T} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(C_{IN} + C_T)R_{IN}}} = A_m \times \frac{1}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}} = A_m \times \frac{1}{1 - j\frac{f_0}{f}}$$

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  $u_1$ ，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。

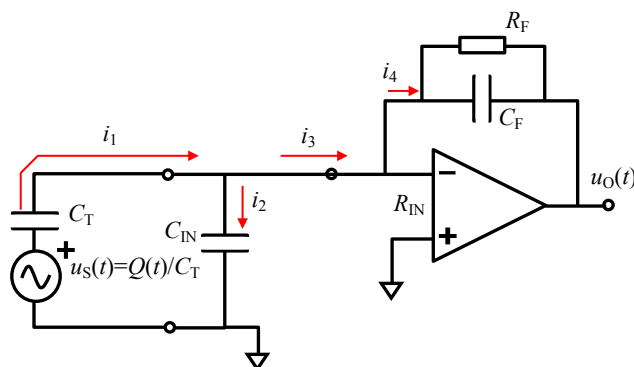


图 Section130-2 电荷放大器

当运放具有足够大的输入电阻  $R_{IN}$ ，分析过程如下：

$$i_1 = \frac{u_s - 0.0}{\frac{1}{SC_T}} = u_s SC_T$$

$$i_4 = i_1 = u_s SC_T$$

$$u_O = 0.0 - i_4(R_F // \frac{1}{SC_F}) = u_s SC_T \frac{R_F}{1 + SC_F R_F} = u_s \frac{C_T}{C_F} \times \frac{SR_F}{\frac{1}{C_F} + SR_F} = u_s \times \frac{C_T}{C_F} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_F C_F}}$$

[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。

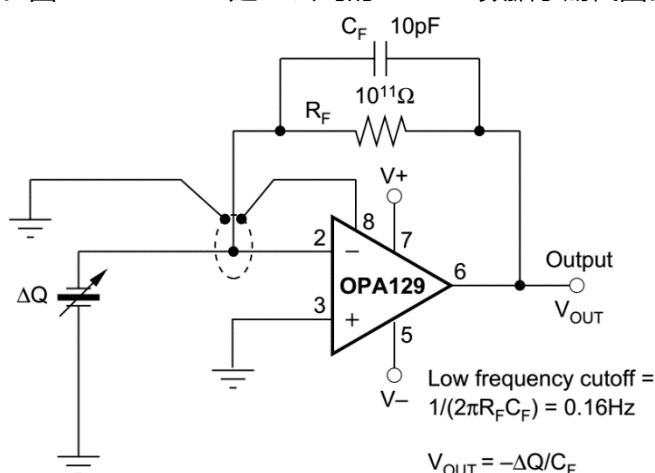


图 Section130-3 OPA129 组成的电荷放大器

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  $10^{11}$ ，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 10MΩ 一下。1000MΩ(1GΩ)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 3TΩ，也就是 3000GΩ。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 1GΩ~100GΩ，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-00LDP1-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±5.5V 供电时，可以输出±5.47V 电压，对应的可以接受大约 50g 的加速度。

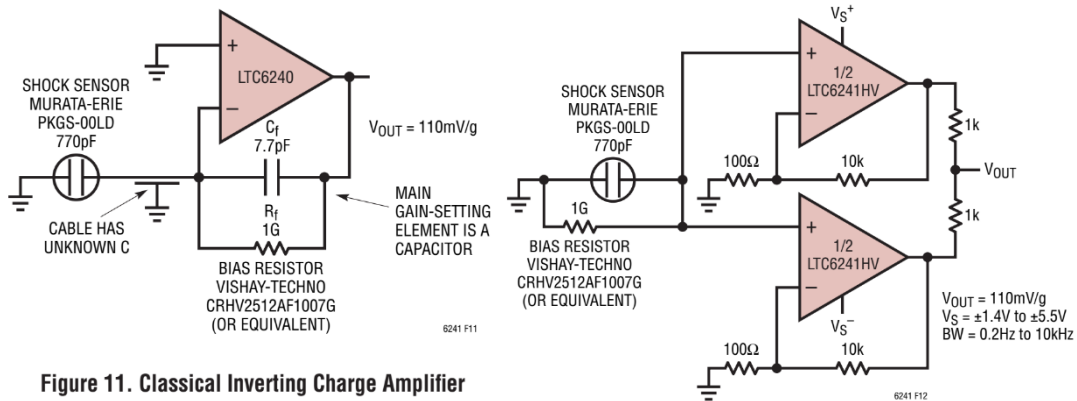


Figure 11. Classical Inverting Charge Amplifier

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 50GΩ。

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 2GΩ，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：

$$U_{IN+} = \frac{Q}{C_T} = \frac{0.84 \times 10^{-12} \text{C}}{770 \times 10^{-12} \text{F}} = 1.09 \text{mV} \approx 1.1 \text{mV}$$

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 1GΩ 电阻用于给运放正输入端提供静态通路，同样是 1GΩ，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有关系。

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，虚线框内才是真正的锁定放大器。

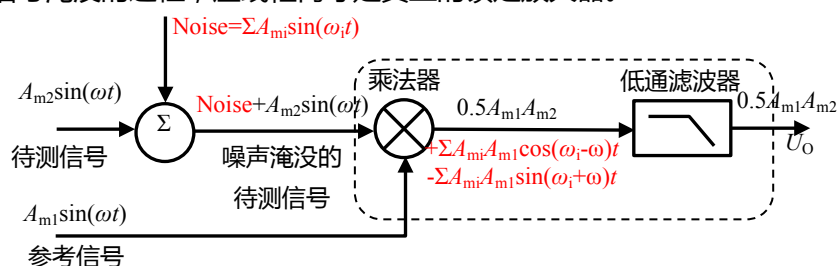


图 Section130-4 锁定放大器基本原理

## 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  $\varphi$  一定等于  $0^\circ$ ，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  $0^\circ \sim 180^\circ$  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  $90^\circ$  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：

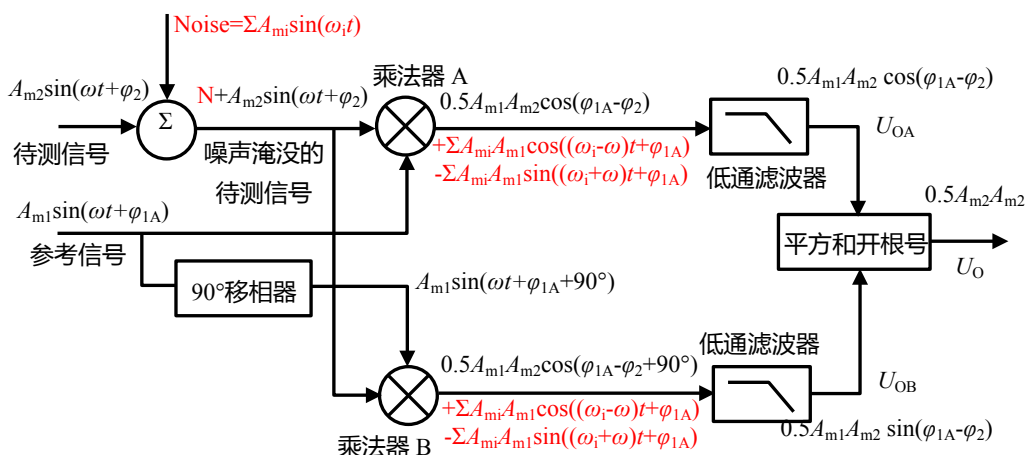


图 Section130-5 双相位锁定放大器基本原理

$$\begin{aligned}
 U_{OA} &= 0.5A_{m1}A_{m2} \cos(\varphi_{1A} - \varphi_2) \\
 U_{OB} &= 0.5A_{m1}A_{m2} \cos(\varphi_{1A} - \varphi_2 + \pi/2) = 0.5A_{m1}A_{m2} \sin(\varphi_{1A} - \varphi_2)
 \end{aligned}$$

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：

$$U_O = \sqrt{U_{OA}^2 + U_{OB}^2} = 0.5A_{m1}A_{m2} \sqrt{\sin^2(\varphi_{1A} - \varphi_2) + \cos^2(\varphi_{1A} - \varphi_2)} = 0.5A_{m1}A_{m2} \tag{2a}$$

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。

$$\begin{aligned}
 \tan(\varphi_{1A} - \varphi_2) &= \frac{\sin(\varphi_{1A} - \varphi_2)}{\cos(\varphi_{1A} - \varphi_2)} = \frac{U_{OB}}{U_{OA}} \\
 \varphi_{1A} - \varphi_2 &= \tan^{-1} \frac{U_{OB}}{U_{OA}}
 \end{aligned} \tag{2b}$$

### 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  $90^\circ$  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  $90^\circ$  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  $\omega$ ，相移  $\varphi_1$ ，表达式为：

$$u_{REF}(t) = \begin{cases} A_{m1}; & \frac{\varphi_1}{\omega} \leq \text{MOD}(t, T = \frac{2\pi}{\omega}) < \frac{\varphi_1}{\omega} + \frac{\pi}{\omega} \\ -A_{m1}; & \text{MOD}(t, T = \frac{2\pi}{\omega}) < \frac{\varphi_1}{\omega}; \text{ and } \text{MOD}(t, T = \frac{2\pi}{\omega}) \geq \frac{\varphi_1}{\omega} + \frac{\pi}{\omega} \end{cases}$$

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  $U_0$ ，这可以通过对波形进行半个周期的积分除以半个周期得到：

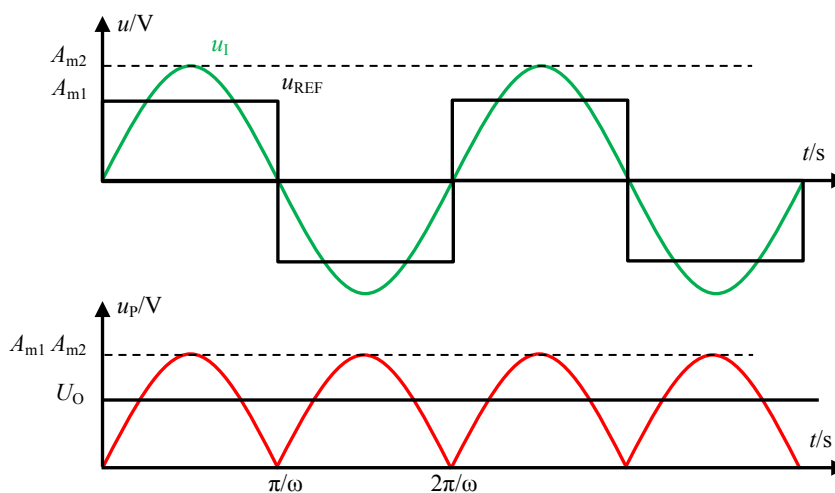


图 Section130-6 以方波作为参考信号实现锁定放大的时域波形——同相位

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} A_{m1} \times A_{m2} \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} A_{m1} \times A_{m2} \approx 0.6366 A_{m1} \times A_{m2}$$

(3)

3) 当以待测波形为 0 度相移，而参考波形具有  $\varphi_1$  相移，可以得到 Section130-7 所示

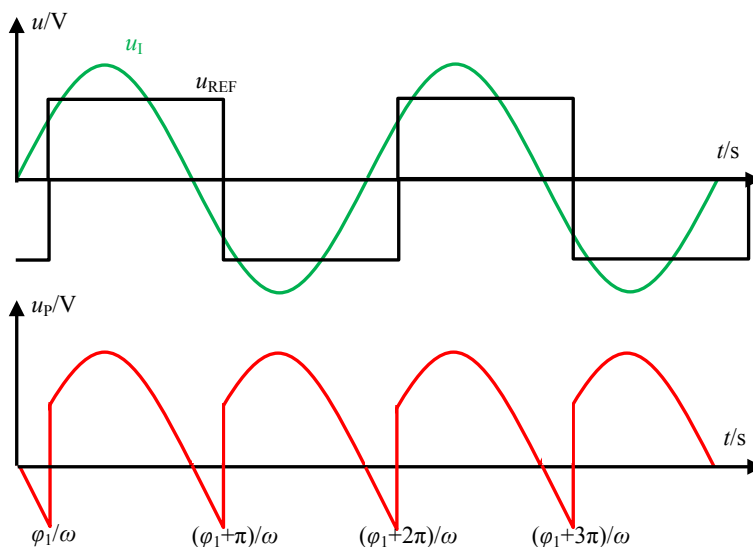


图 Section130-7 以方波作为参考信号实现锁定放大的时域波形——有相位差

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  $U_O$ ：

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_1 + \pi} A_{m1} \times A_{m2} \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} A_{m1} \times A_{m2} \cos \varphi_1 \approx 0.6366 A_{m1} \times A_{m2} \cos \varphi_1$$

(4)

由此可知，当参考信号与待测信号同频，且存在  $\varphi_1$  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  $90^\circ$  时输出为 0，相移大于  $90^\circ$  时输出小于 0，直至相移为  $180^\circ$  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  $\pm 1$  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）。

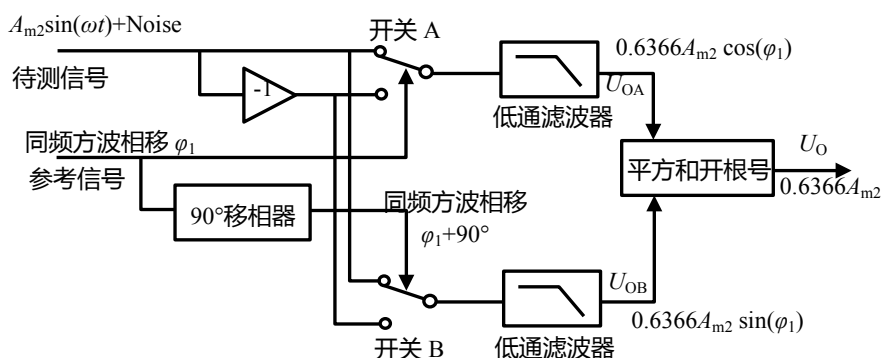


图 Section130-8 以方波为参考信号的双相位锁定放大器基本原理

2) 对方波信号进行  $90^\circ$  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  $90^\circ$  相移的方法很多。其中，直接用 FPGA 编写程序发错位  $90^\circ$  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  $90^\circ$ ，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

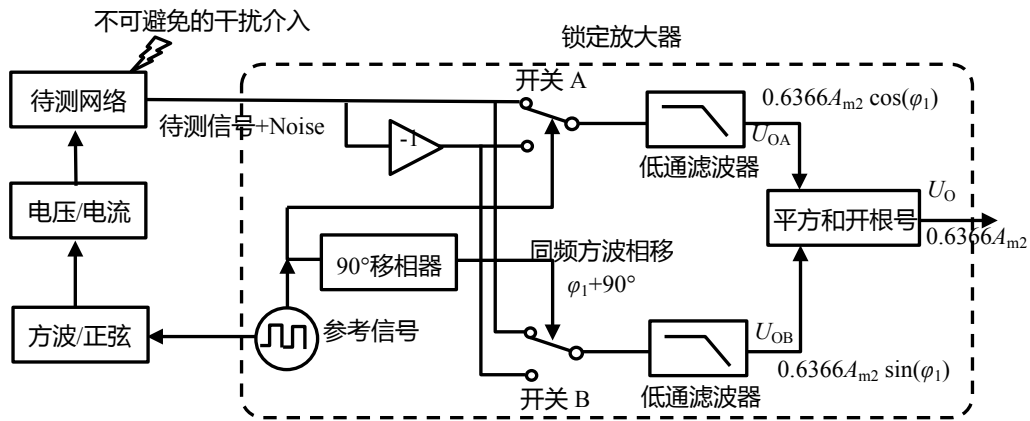


图 Section130-9 常见的锁定放大器工作模式

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。

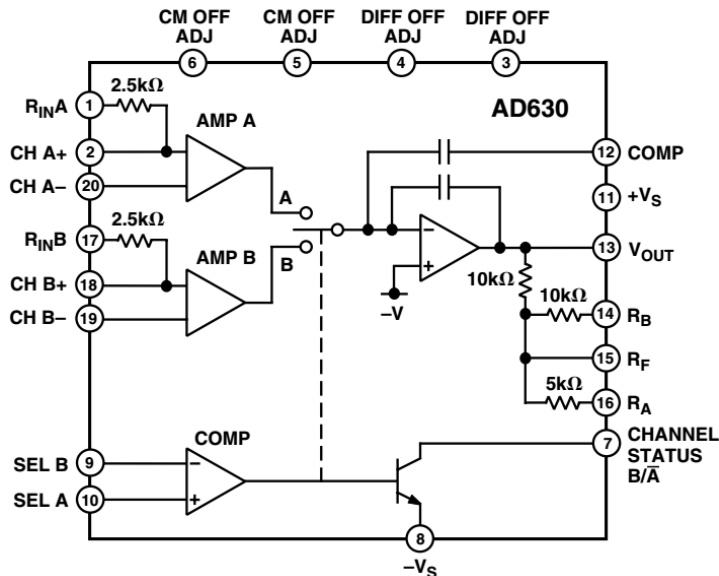


图 Section130-10 AD630 结构图

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，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。

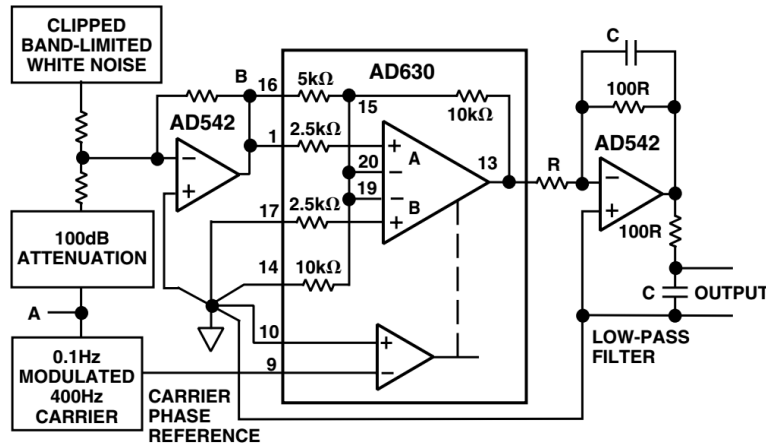


Figure 14. Lock-In Amplifier

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/SDO 端输出。以高频为基准，以分频 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 SYNCO 脚控制。

对 AD630 和 ADA2200 的进一步了解，可以在 ADI 官网进行。

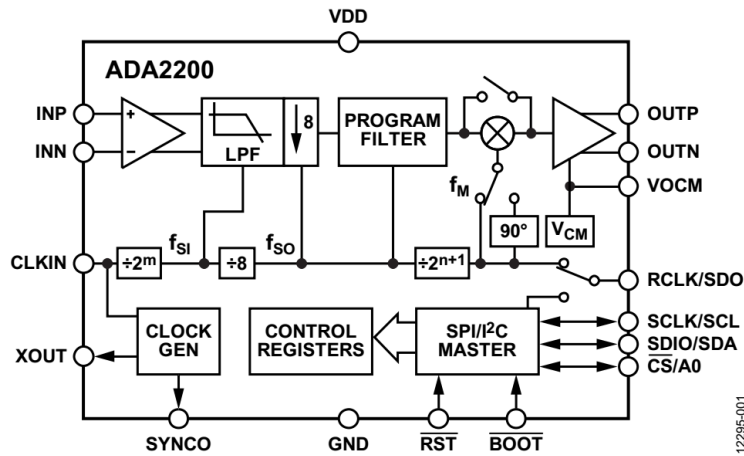


图 Section130-12 ADA2200 内部结构

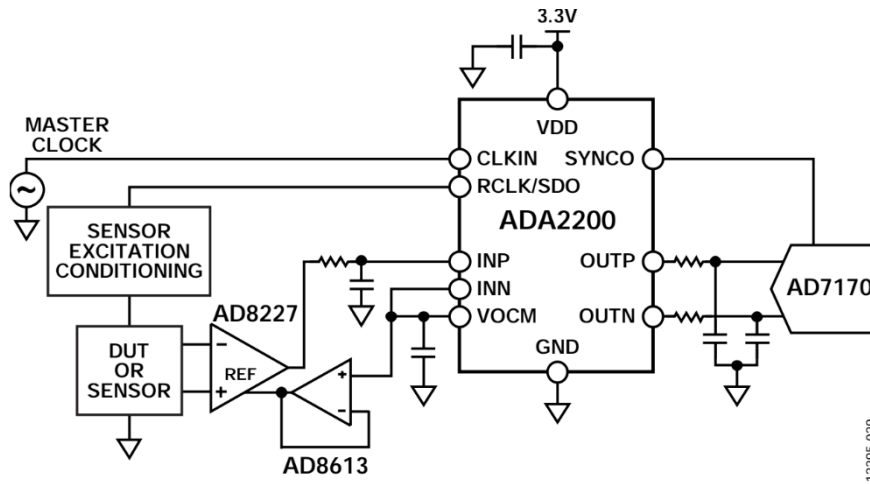


图 Section130-13 ADA2200 组成的锁定放大器

12295-029



## 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关型电信号（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。

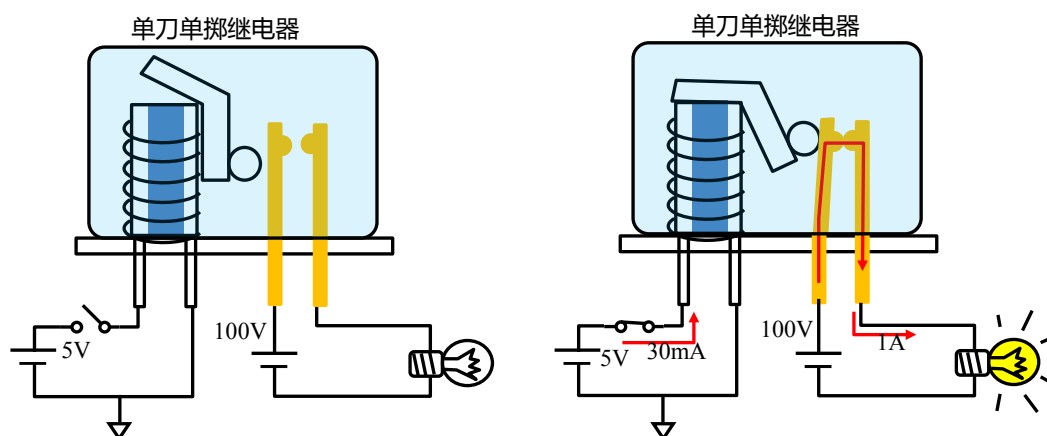


图 Section131-1 单刀单掷继电器 0.15W 控制 100W 灯泡的内部动作结构

### 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：

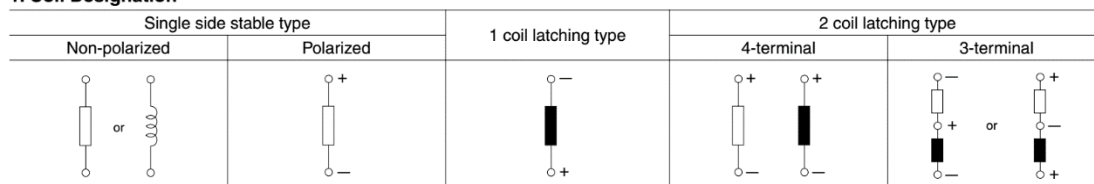
#### 1) 单稳态型(Single side stable type)

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



摘自松下电器机电公司 DEFINITION OF RELAY TERMINOLOGY

图 Section131-2 机械继电器的线圈分类和符号

2) 闩(shuan)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。

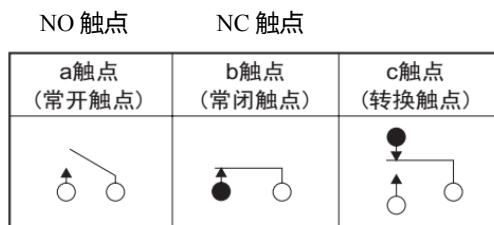
2) 在复位态下两个触点接触，线圈通电后触点断开，称为常闭型，为 b 型，可用 NC(Normally Closed)表示。

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

或者和它断交。

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。



摘自松下电器机电公司 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。

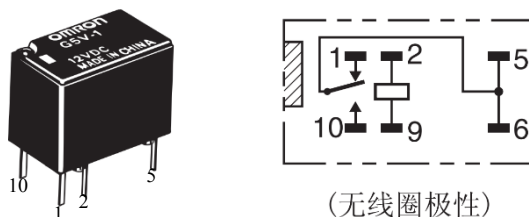


图 Section131-4 欧姆龙公司 G5V-1 图例

图 Section131-5 是欧姆龙公司 G6EU-134 继电器。它的线圈是单线圈门锁型的，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

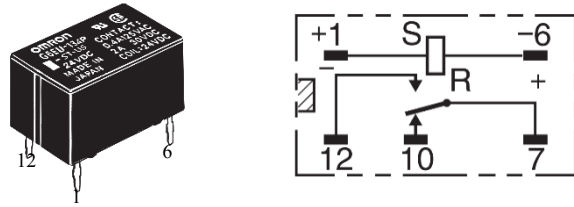


图 Section131-5 欧姆龙公司 G6EU-134P 图例

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 Section131-6 是松下公司 GN 继电器中的单线圈门锁型，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，

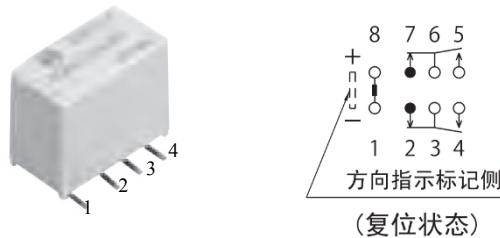


图 Section131-6 松下电器机电公司 GN 继电器表面安装型图例

前述的举例都是单刀双掷型。

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（即门锁型）、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，这与单稳态型是吻合的。

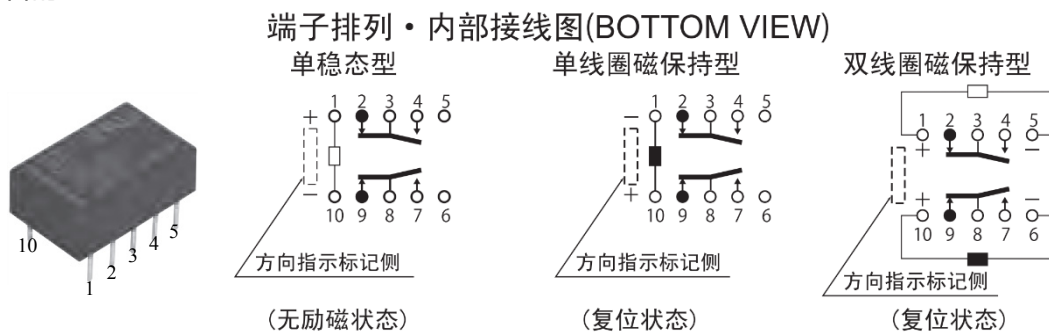


图 Section131-7 松下电器机电公司 TQ 继电器印刷电路板型图例

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( $\Omega$ )	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。针对门锁型继电器而言。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。

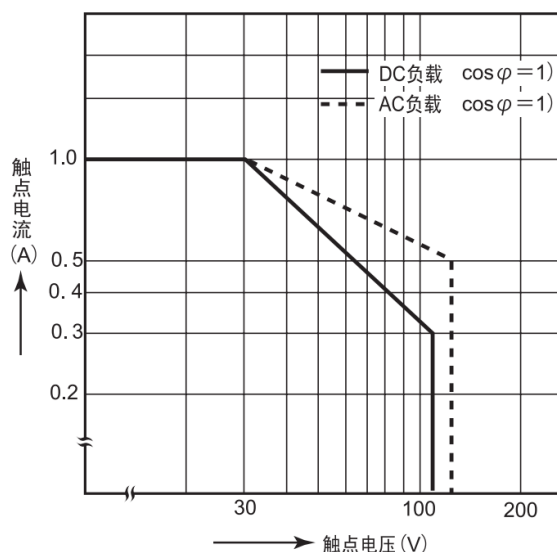


图 Section131-9 松下电器机电公司 TQ 继电器数据手册截图-通断容量最大值

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 10mΩ 到 100mΩ。

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 1GΩ 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 10μA, 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 0μA，闭合时 2μA，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：

$$ISO = \left| 20 \times \log_{10} \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right| \quad \text{[Section131-1]}$$

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(Intertion 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：

$$\text{插入损耗} = \left| 20 \times \log_{10} \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right| \quad \text{[Section131-2]}$$

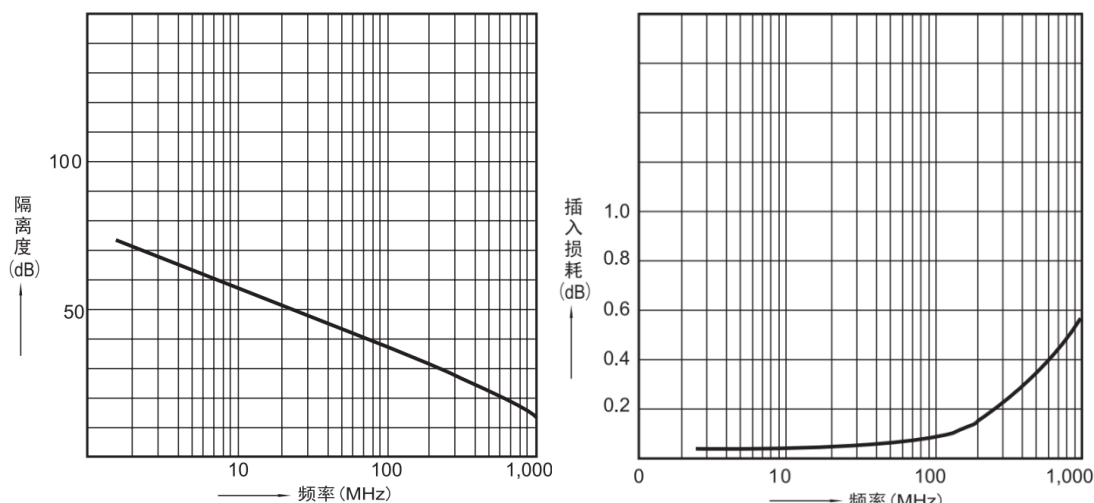


图 Section131-10 松下电器机电公司 TQ 继电器数据手册截图-隔离和插入损耗

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。

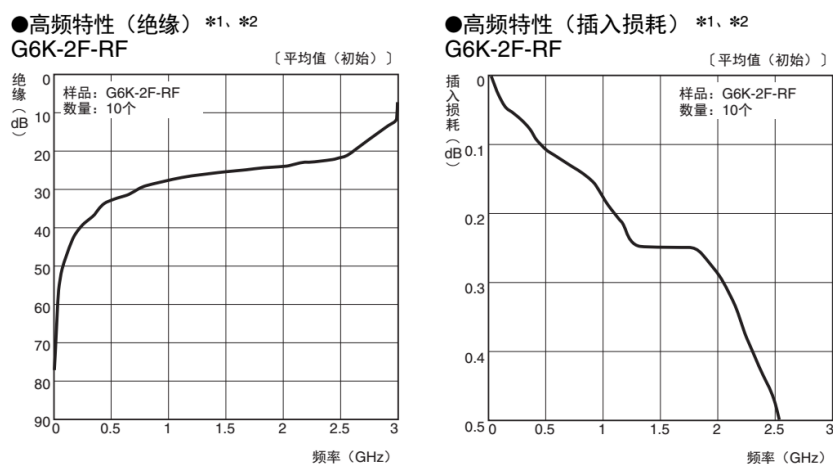


图 Section131-11 欧姆龙公司 G6K-2F-RF 继电器数据手册截图-隔离和插入损耗

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  $t_{OFF2}$ 。

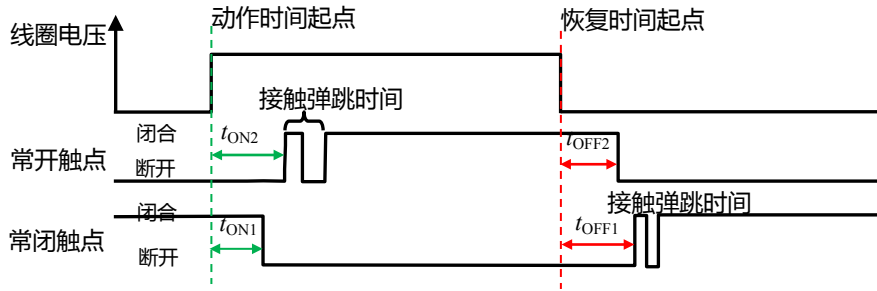


图 Section131-12 动作时间和恢复时间

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的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。

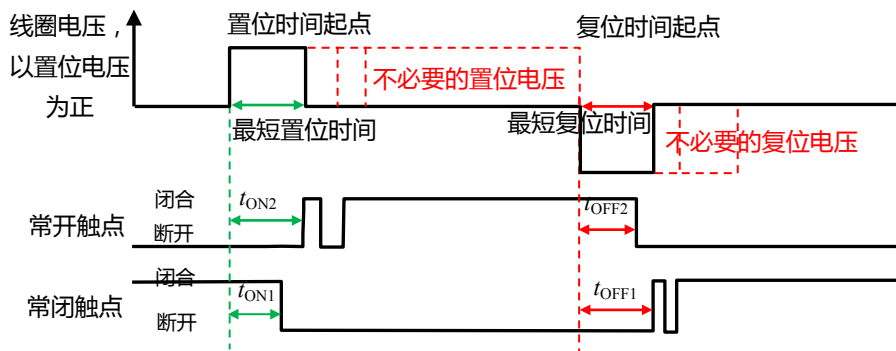


图 Section131-13 动作时间和恢复时间

### 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  
作源，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。

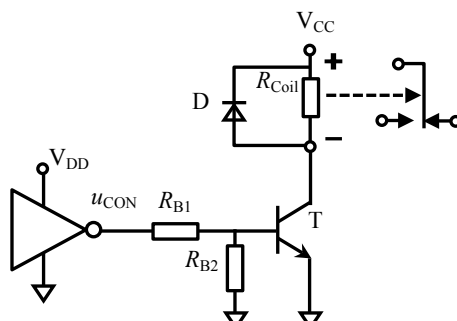


图 Section131-13a 单稳态继电器驱动电路

电路工作原理为：当数字信号  $u_{CON}$  为低电平，约为  $0\sim 0.4V$ ，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  $\beta$  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  $V_{CC} = \text{继电器额定电压 } U_{RT}$ ；

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  $I_{Bcrt}$ ：

$$I_{Bcrt} = \frac{I_{RT}}{\beta} \quad \text{[Section131-3]}$$

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：

$$i_B > (2\sim 5)I_{Bcrt} = (2\sim 5)\frac{I_{RT}}{\beta} \quad \text{[Section131-4]}$$

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 以上的最大电流，以及几十 V 的  $V_{CE0}$ ，因此几乎无需选择。

据此设计电路基本结构如图 Section131-13b 所示。

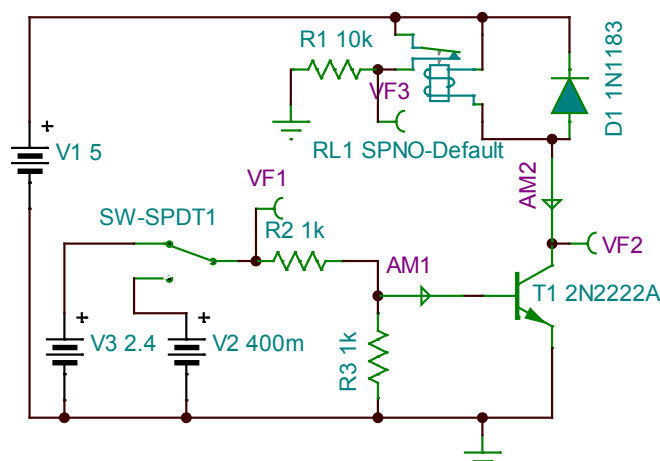


图 Section131-13b 举例 1 驱动电路

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** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0}$	50	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB0}$	75	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB0}$	6.0	Vdc
Collector Current - Continuous	$I_C$	800	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_T$	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  $\beta$  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：

$$i_B = \frac{u_{CON} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BEQ}}{R_1 \parallel R_2} = \frac{2.4 \times 0.5 - 0.7}{0.5R} = \frac{1V}{R}$$

要保证此电流大于 2~5 倍的  $I_{Bcrt}$ ，即 0.8mA~2mA，R 需小于 1250 $\Omega$ ，设计中选择 R=1k $\Omega$ 。

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=50 $\mu$ V，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=5V，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、西南角两个开发同时导通，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。

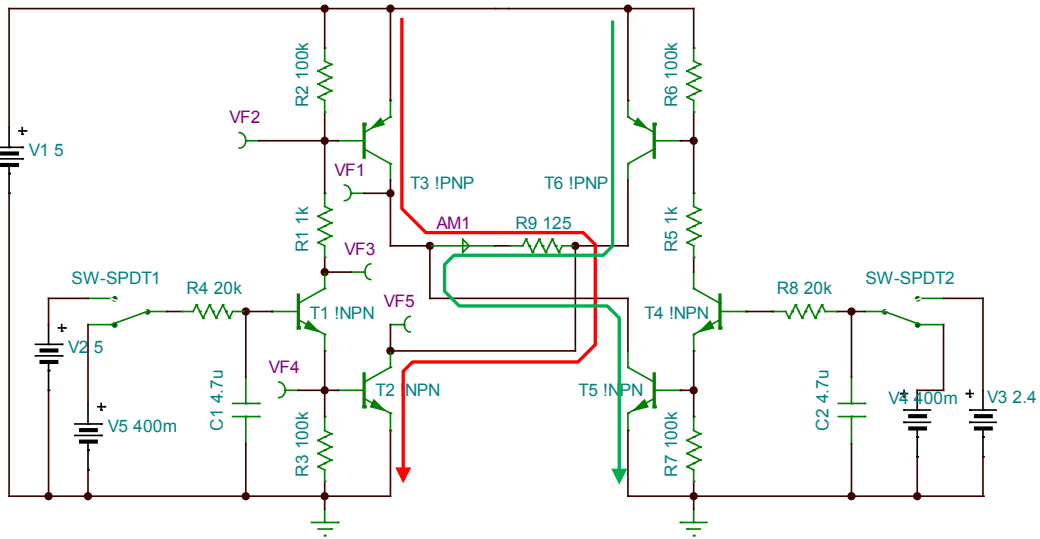
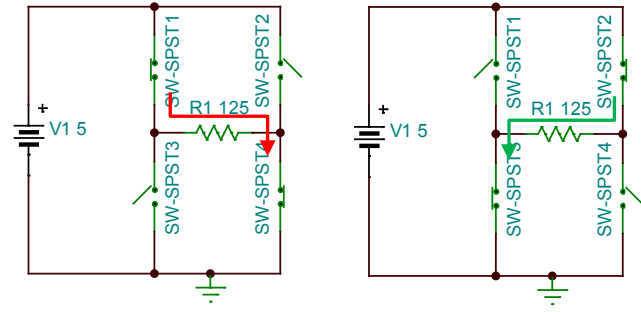


图 Section131-13c 单线圈磁保持驱动电路 1

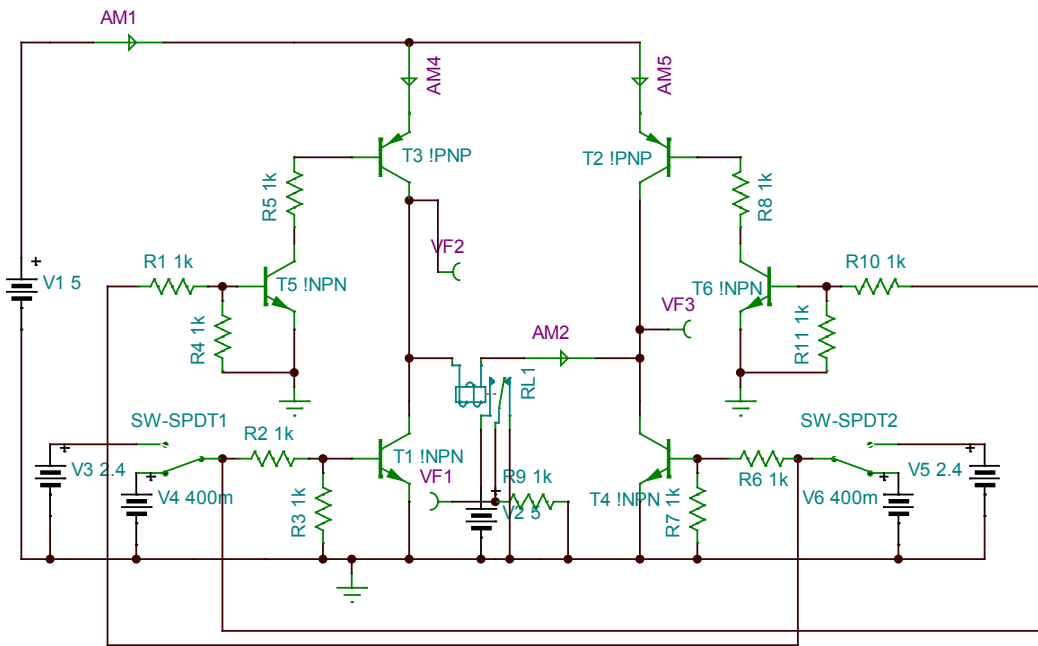


图 Section131-13d 单线圈磁保持驱动电路 2

## 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。

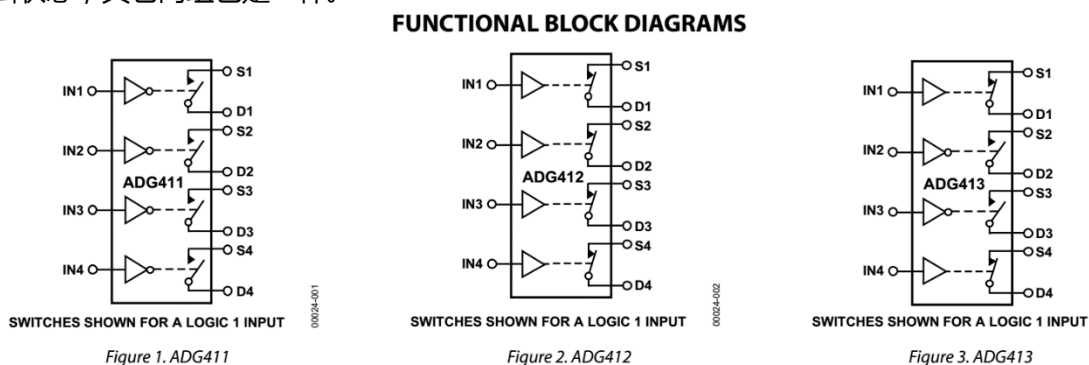


图 Section131-14 ADG411 系列的 3 个型号之结构图

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  $\pm 20V$  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。

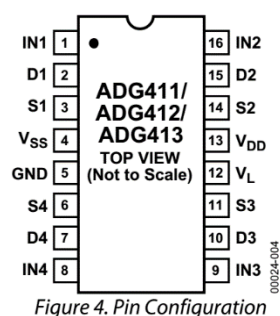


图 Section131-15 ADG411 的管脚图

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

选 1 模拟开关，也称单刀双掷(SPDT)。它的供电范围为±2.7V~±5.5V，也可 2.7V~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~+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。

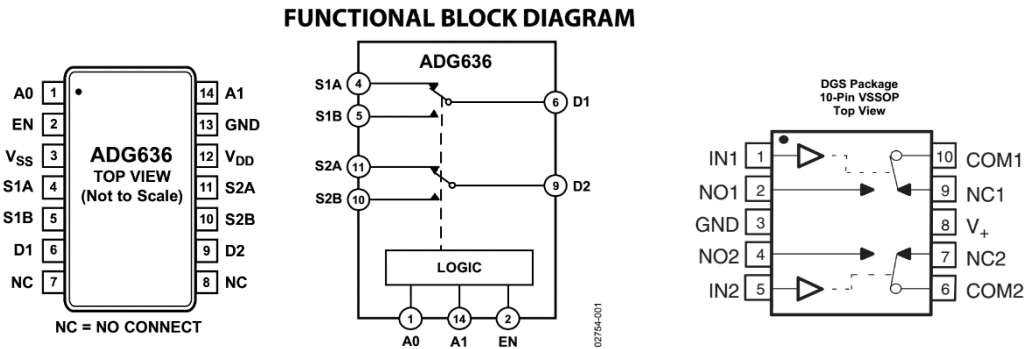


图 Section131-16 ADG636 的管脚图和结构图

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  $0.25\Omega$  到几百  $\Omega$  不等，ADG801 为单电源， $0.25\Omega$ ，ADG1401，ADG1611 为双电源， $1\Omega$ ，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。

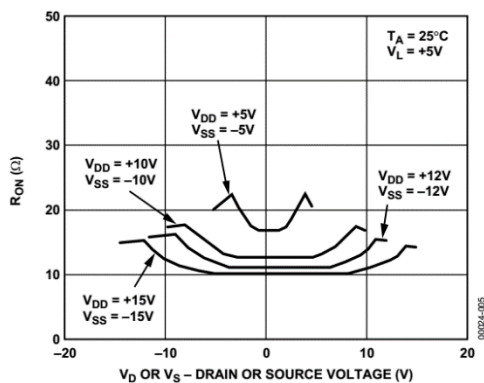


Figure 5. On Resistance as a Function of  $V_D$  ( $V_S$ ) Dual Supplies

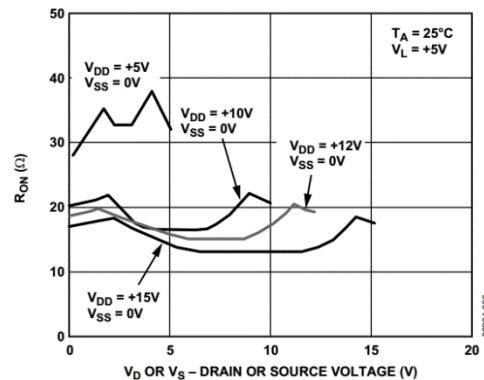


Figure 8. On Resistance as a Function of  $V_D$  ( $V_S$ ) Single Supply

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—— $10\Omega$  导通电阻， $0.5\Omega$  平坦性，肉眼已经非常微小。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 $\Delta R_{ON}$ 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  $I_{S(OFF)}$ 。

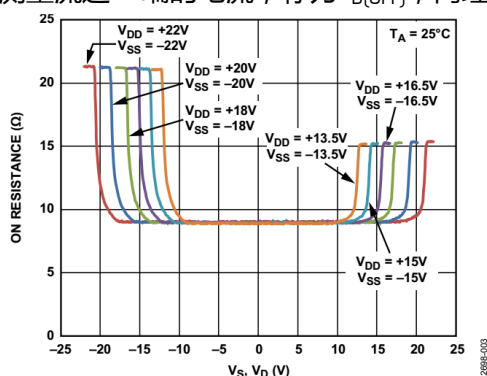


Figure 3. On Resistance ( $R_{ON}$ ) as a Function of  $V_S, V_D$  (Dual Supply)

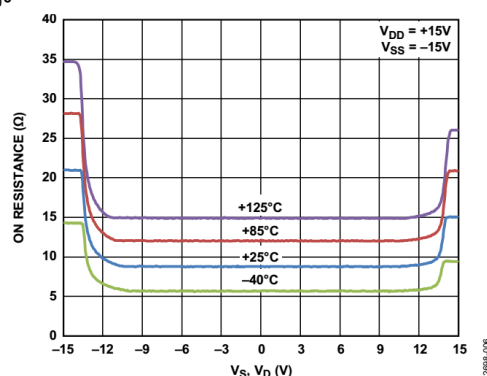


Figure 6. On Resistance ( $R_{ON}$ ) as a Function of  $V_S, V_D$  for Different Temperatures,  $\pm 15$  V Dual Supply

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。

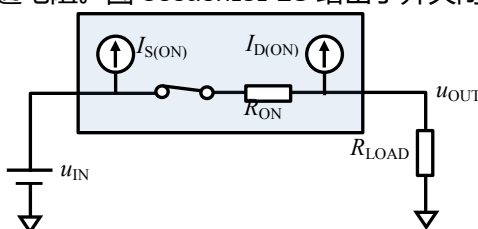


图 Section131-20 模拟开关闭合时的直流误差来源

$$u_{OUT} = u_{IN} \frac{R_{LOAD}}{R_{ON} + R_{LOAD}} - I_{D(ON)}(R_{ON} // R_{LOAD}) \quad (1)$$

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：

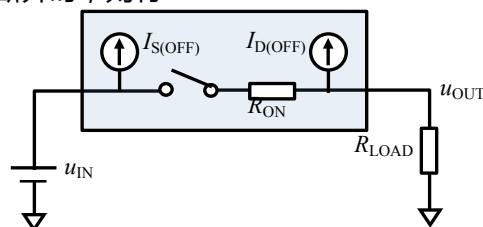


图 Section131-21 模拟开关断开时的直流误差来源

$$u_{OUT} = -I_{D(OFF)} \times R_{LOAD} \quad (2)$$

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太大电流，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 <sup>1</sup>	$V_{SS} - 2$ 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 <sup>1</sup>					
±15 V Dual Supply					
8-Lead MSOP ( $\theta_{JA} = 206^\circ\text{C/W}$ )	275	190	125	mA maximum	$V_{DD} = +13.5$ V, $V_{SS} = -13.5$ V
8-Lead LFCSP ( $\theta_{JA} = 50.8^\circ\text{C/W}$ )	430	275	160	mA maximum	
+12 V Single Supply					
8-Lead MSOP ( $\theta_{JA} = 206^\circ\text{C/W}$ )	255	180	120	mA maximum	$V_{DD} = 10.8$ V, $V_{SS} = 0$ V
8-Lead LFCSP ( $\theta_{JA} = 50.8^\circ\text{C/W}$ )	355	235	145	mA maximum	
±5 V Dual Supply					
8-Lead MSOP ( $\theta_{JA} = 206^\circ\text{C/W}$ )	250	175	120	mA maximum	$V_{DD} = +4.5$ V, $V_{SS} = -4.5$ V
8-Lead LFCSP ( $\theta_{JA} = 50.8^\circ\text{C/W}$ )	340	225	140	mA maximum	

<sup>1</sup> 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。

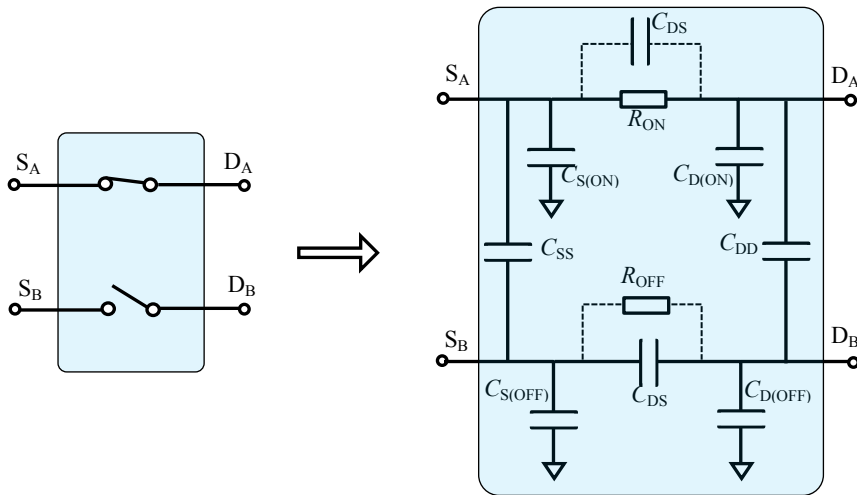


图 Section131-22 单芯片 2 路模拟开关闭合、断开时的动态等效简化模型

### 模拟开关的-3dB 带宽和插入损耗(Intertion 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

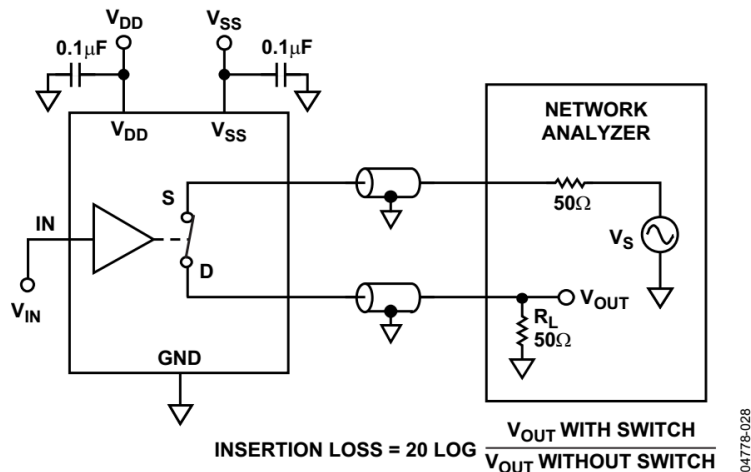


Figure 28. Bandwidth

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，

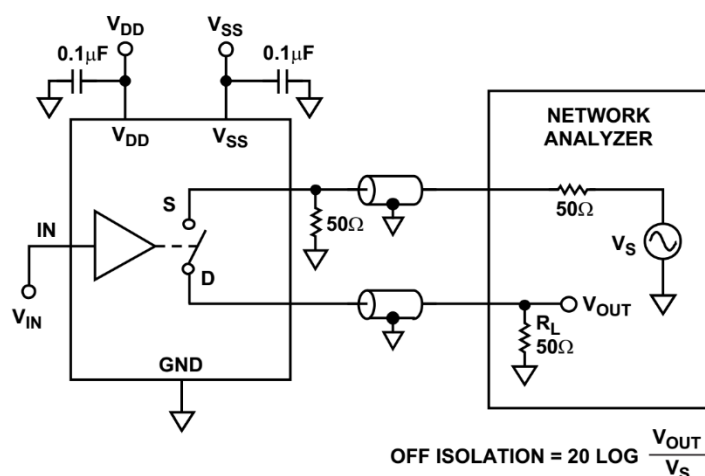


图 Section131-24 ADG1211 的隔离测试电路

它只表示负载为 50Ω/5pF 时的泄露情况，图 Section131-25 是其测试结果。

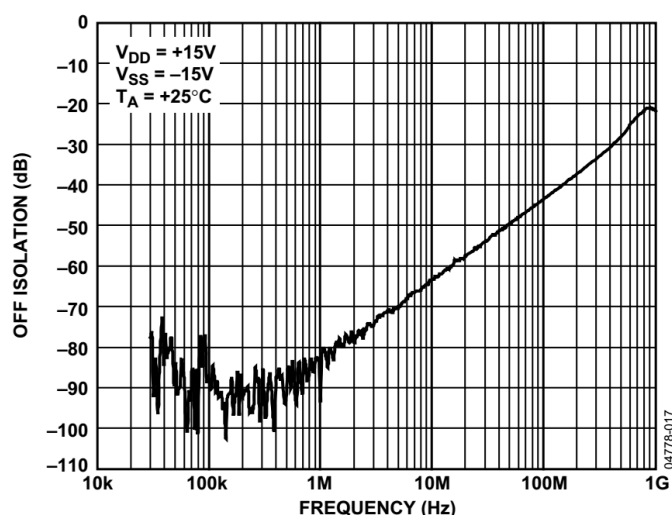


图 Section131-25 ADG1211 的隔离——在规定测试电路中的结果

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。

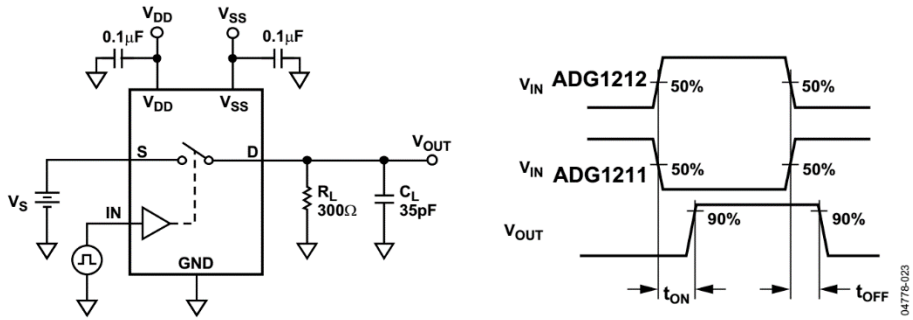


图 Section131-26 ADG1211 的开关时间测试电路和时间定义

### 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，会有一些数量的电荷  $Q_J$  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。

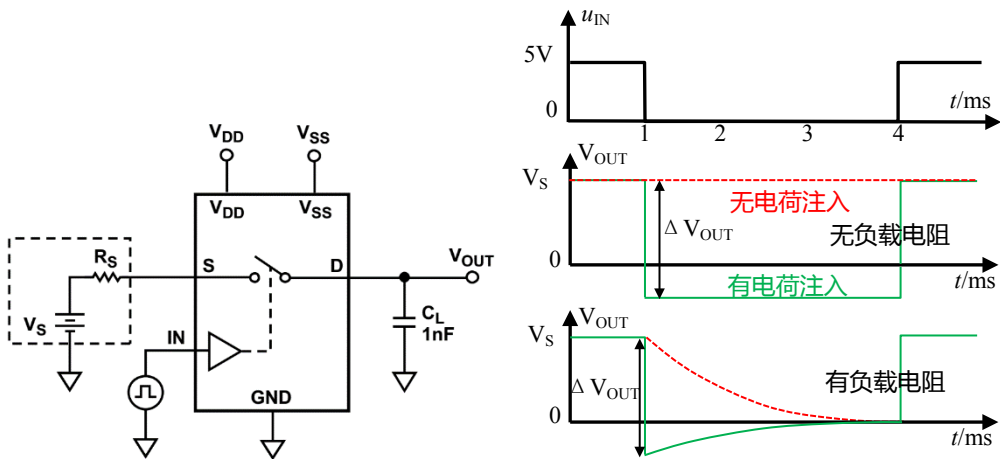


图 Section131-27 ADG1211 的电荷注入测试电路

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。

## 6. 源电路—信号源和电源

信号源电路，就是能够自己产生确定性波形的电路。一般来说，信号源电路包括矩形波（方波）、锯齿波（三角波）、正弦波产生电路，理论上它还包括噪声波形产生，以及任意波形的产生。

这类电路的最大特点是，没有输入信号，而能够自己产生输出信号。这听起来挺奇妙的，自己会产生节拍？是的，就是自己产生节拍。其实，在生活中我们可以见到这种自己产生节拍的现象，比如心脏的跳动，比如手表，比如音乐节拍器，只是我们平时忙着别的事情，没有注意而已。

本章告诉大家，在电学中如何自己产生节拍，以实现不同类型波形的自动产生。

而电源，是为所有电子设备供电的。理论上电源种类很多，常见有交流到交流、交流到直流、直流到交流，以及直流到直流等，本章仅涉及其中的一部分，即交流到直流和直流到直流。即便是这一小部分，本章也仅介绍其中最为常见的内容。

## 6.1 基于蓄积翻转思想的波形产生电路

### Section132. 蓄积翻转和方波发生器

#### 蓄积翻转

假设有一个积极向上的蚂蚁，它有一个天性，总是匀速向高处爬。

有一个翘翘板，平时任意倒向一个方向，一头沉、另一头翘。当蚂蚁爬到翘翘板单臂长度一半的时候，蚂蚁自身的重量可以让翘翘板翻转。

此时，我们把蚂蚁放在翘翘板的任意位置，就会出现一种现象：翘翘板会不断地，周而复始的翻转。如图 Section132-1 所示，翻转的频率完全取决于蚂蚁爬行速度和翘翘板的长度。

这就是蓄积翻转思想：爬啊爬，就像给水库蓄水一样，爬到位置了，翻转了，再反过来爬，爬到位置了，又翻转了，周而复始。要改变翻转频率，有两种方法，第一改变蚂蚁的爬行速度，第二改变翻转位置。

利用这种思想，在电学中可以使用比较器和阻容电路，实现指定频率的方波产生。

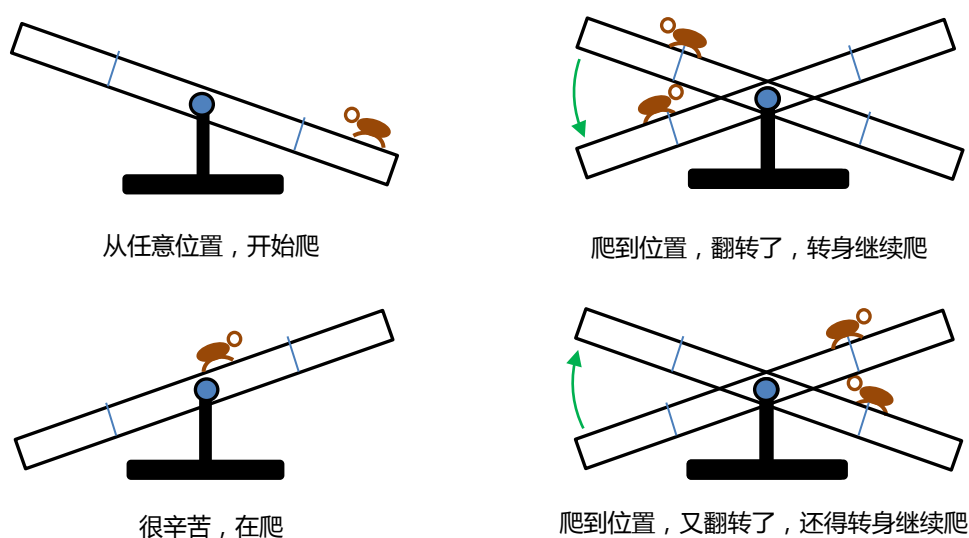


图 Section132-1 可怜的蚂蚁，让我们浮想联翩，人生可不要这样。还是好好念书吧

#### 方波发生器

最简单的方波发生器电路如图 Section132-2 所示。它由一个迟滞比较器（运放+电阻  $R_1$ 、 $R_2$ ），以及一个阻容充电电路组成。假设运放的供电电压为  $\pm V_A$ ，且能够输出最大值也是  $\pm V_A$ 。

##### 工作原理

刚上电的时候，运放输出为  $0V$ ，则  $u_+$ 端为  $0V$ ，电容上也没有蓄积的电荷，则  $u_-$ 端也为  $0V$ ，如果运放是理想的，则输出可以维持在  $0V$ 。但是，这是一个难以维持的稳态，运

放的输入失调电压、运放的内部噪声等，都会使得它摆脱这种稳态：假设输出端出现了一个微小的噪声，且是正值，则  $u_+$  端立即变为正值，而电容充电需要很长的时间，因此此时  $(u_+) - (u_-)$  为正值，考虑到运放具有极高的开环增益，运放的输出端会快速向正电源电压变化，最终导致运放立即达到  $V_A$ 。当然，如果噪声出现是负值，则运放会稳定到  $-V_A$ 。

这就像前面的那个翘翘板，总是停在某个翻转状态，随机的。

下面的过程，就开始了蓄积翻转。我们假设此时的  $u_O$  为  $V_A$ ，则：

$$u_{+1} = V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

此时， $u_-$  端开始通过  $R$  和  $C$ ，被输出电压充电，就像刚才那个蚂蚁，它开始爬坡了。充电过程是一个负指数曲线，其终值是  $V_A$ ，因此一定会在某个时刻， $u_-$  端电位高于  $u_+$  端电位，此时，运放输出会翻转，变为  $-V_A$ ，这导致  $u_+$  端立即变为：

$$u_{+2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

此时，电容开始被放电，终值为  $-V_A$ ，就像蚂蚁开始反向爬坡，等待它的新比较点为  $u_{+2}$ ，等电容电压被放电至此，运放又翻转了，回到了初始态。

如此往复，就在输出端得到了一个方波。各关键点波形如图 Section132-3 所示。

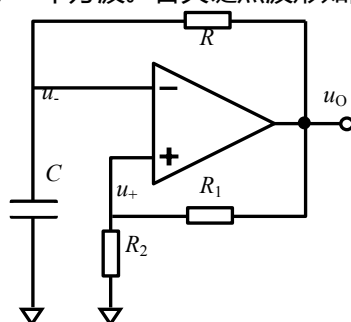


图 Section132-2 方波发生器

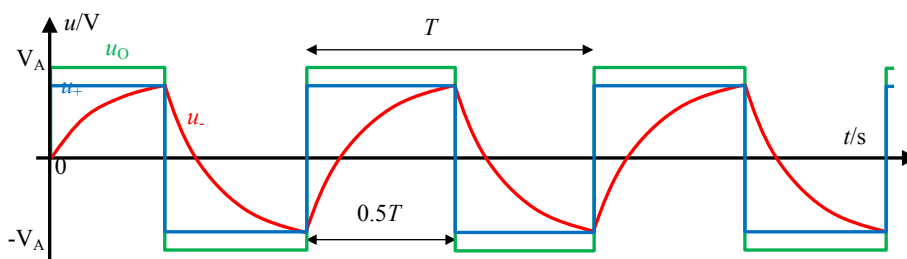


图 Section132-3 方波发生器关键点波形

### 计算

此电路的周期值得计算。在图 Section132-3 中第 1 段红色波形是非重复的，从第 2 段开始进入重复周期。习惯上，我更喜欢从第 3 段开始计算，即图中  $T$  包容的区域。

只需要计算半个周期  $0.5T$ ，即可得到计算结果。因此我们把重点放在第 3 段波形，设该段波形的时间起点为 0，则该段波形的数学表达式为：

$$u_-(t) = u_-(0) + (u_-(\infty) - u_-(0)) \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

[Section132-1]

其中：



$$u_-(0) = u_{+2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$u_-(\infty) = V_A$$

$$\tau = RC$$

且已知在  $0.5T$  时刻，红色波形的值为：

$$u_-(0.5T) = u_{+1} = V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

将上述结果代入式(Section132-1)，得：

$$V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} + (V_A + V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}) \times (1 - e^{-\frac{0.5T}{RC}})$$

化简过程为：

$$(1 - e^{-\frac{0.5T}{RC}}) = \frac{2R_2}{R_1 + 2R_2}$$

$$e^{-\frac{0.5T}{RC}} = \frac{R_1}{R_1 + 2R_2}$$

最终得到：

$$T = 2RC \times \ln\left(\frac{R_1 + 2R_2}{R_1}\right) = 2RC \times \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

(Section132-2)

当  $u_+$  过于接近  $V_A$ ，即  $R_2$  比  $R_1$  大很多，那么比较点将非常接近于电源电压，此时红色充电曲线将在非常平缓的爬坡中实现关键的超越  $u_+$  动作，如果比较点稍有变化，比如出现噪声，将引起周期大幅度改变。这对提高频率稳定性不利。一般来讲，选择  $R_1$  和  $R_2$  相等，是比较合适的。

## Section133. 方波三角波发生器

前述的方波发生器，除了方波输出之外，还有一个衍生波形——电容上的充放电波形，它看起来有点像三角波，但是又不是。图中的红色波形，属于恒压充电波形，电容上的电压是先快后慢上升的，越到后面越慢，这有点像抽水马桶的储水箱，它的水位上升也是越来越慢的。而恒流充电则不同，当给一个电容实施恒流充电时，它的电压提升是匀速的。如果把方波发生器中的电容充电部分，由恒压充电改为恒流充电，就可以实现完美的三角波输出。

### 电路一

电路如图 Section133-1 所示。设计思路为，用一个积分器将方波输出变为斜波上升或者下降（积分器是恒流充电），但是积分器和输入方波之间是反相的——方波为正电压，积分器的输出匀速下降，方波为负电压，积分器输出匀速上升，因此在后级增加一个反相比例器。图中用浅绿色部分（积分器加反相比例器电路）代替图 Section132-2 中的  $R$  和  $C$ ，其输出直接接到第一个运放的负输入端，此时整个环路的比较翻转结构并没有发生变化，唯一变化的是原先的负指数曲线，现在变成了直线——图 Section133-2 中的红色线。

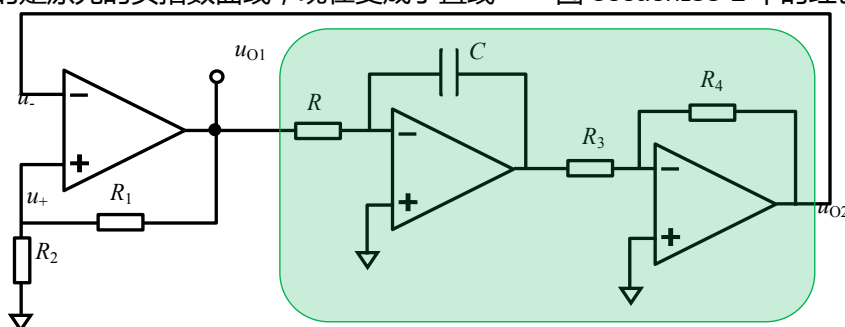


图 Section133-1 方波三角波发生器一

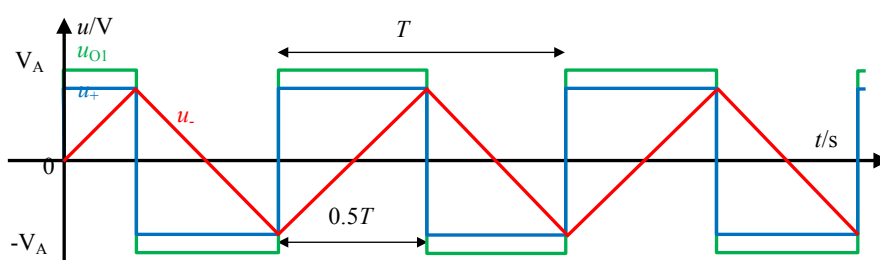


图 Section133-2 方波三角波发生器一关键点波形

### 电路二

前述电路使用了三个运放，有点奢侈。第三个运放仅仅起到了反相器（通常是 1 比 1）的作用，显得有点浪费。但是直接去掉这一级，在翻转结构上就不成立了——就像规定蚂蚁只向下面爬，那个翘翘板就不会翻转了。我们有办法，去掉这个反相器，而将原先接入比较器负输入端的信号，改接到正输入端，电路如图 Section133-3 所示。

此时工作过程为：假设比较器首先输出正电源电压，积分器输出开始匀速下降，向负电源方向走去，这时候比较器的正输入端  $u_+$  为“正输出电压经过  $R_2$ ，与积分器输出经过  $R_1$  的加权平均值”显然为正值，如图 Section133-4 中的 0 时刻，随着积分器输出（红色线）越来越负，比较器正输入端逐渐接近 0 并一定能够在  $t_1$  时等于 0-，定义此时的积分器输出为  $u_{O2-}$ ，因比较器的负输入端为 0V，将引起比较器翻转为负电源电压，比较器正输入端立即跳变，积分器开始向正电源方向走去，在  $t_2$  时刻，使得比较器正输入端为 0+，将引起比较器再次翻转回正电源电压，此时的积分器输出定义为  $u_{O2+}$ 。如此往复。

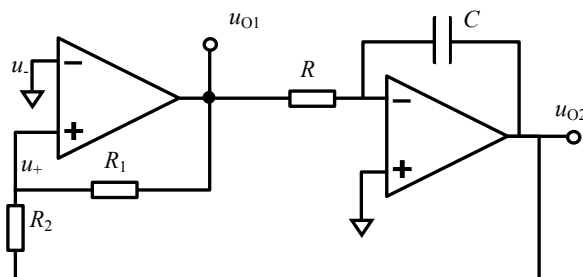


图 Section133-3 方波三角波发生器二

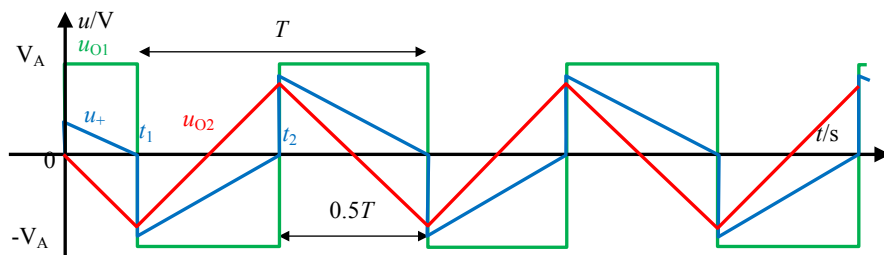


图 Section133-4 方波三角波发生器二关键点波形

### 计算

$t_1$  时刻，积分器输出电压迫使  $u_+$  变为 0- 是一个关键点，此时有：

$$u_+(t_1) = \frac{u_{O1}(t_1)R_2 + u_{O2}(t_1)R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_A R_2 + u_{O2-} R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2-} = -V_A \frac{R_2}{R_1}$$

[Section133-1]

$t_2$  时刻，积分器输出电压迫使  $u_+$  变为 0+ 是一个关键点，此时有：

$$u_+(t_2) = \frac{u_{O1}(t_2)R_2 + u_{O2}(t_2)R_1}{R_1 + R_2} = \frac{-V_A R_2 + u_{O2+} R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2+} = V_A \frac{R_2}{R_1}$$

[Section133-2]

积分器从  $u_{O2-}$  变到  $u_{O2+}$  所花费的时间为  $0.5T$ ，即  $t_2 - t_1$ ，据积分器公式：

$$u_{O2}(t_2) = u_{O2+} = u_{O2}(t_1) - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} -V_A dt = u_{O2-} + \frac{V_A}{RC} (t_2 - t_1)$$

将式[Section133-1]、式[Section133-2]代入上式，得：

$$V_A \frac{R_2}{R_1} = -V_A \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_A}{RC} (t_2 - t_1)$$

解得：

$$T = 2(t_2 - t_1) = \frac{4R_2RC}{R_1}$$

[Section133-3]

此为周期公式。

此电路中需要注意的是，电阻  $R_2$  不得大于电阻  $R_1$ ，否则积分器的输出最大为正负电源电压，将永远无法使得  $u_+$  经过 0V，电路将永远不会起振。其实，从式(Section133-1)也可以看出，当  $R_2$  大于  $R_1$ ， $u_{O2-}$  将比负电源还负，这让积分器很无奈，打死它也做不到啊。

### 电路三

有一些运放的输出存在不对称现象：当作为比较器使用时，正输出值接近正电源电压，负输出值接近于负电源电压，所谓的不对称，是指这两种输出的绝对值并不相等，存在微弱的差异。比如常见的 OPO7，在正负 15V 供电时，空载输出最大电压，正值为 14V，负值为 -13V。这会导致输出方波幅度不对称，也会造成输出三角波斜率不一致。

为避免这种现象发生，可以使用方波三角波电路三，如图 Section133-5 所示。双向的稳压管使得输出方波幅度为  $\pm U_Z$ ，且三角波上升和下降的速率相等，同时，降低了对  $R_2$  不能太大的要求。

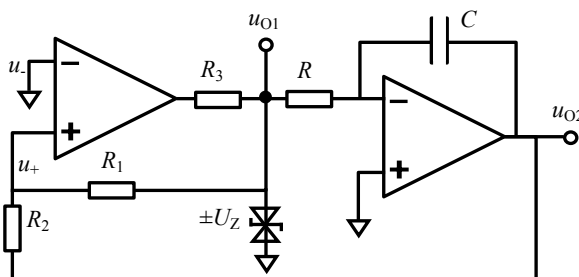


图 Section133-5 方波三角波发生器三

#### 举例 1：

电路如图 Section133-5 所示。已知运放的供电电压为  $\pm 15V$ ，最大输出电流为  $\pm 10mA$ ，输出最大电压为 14V，-13V，双向稳压管的稳压值为  $\pm 5V$ ，最小稳压电流为 0.5mA。 $R_1=10k\Omega$ ， $R_2=5k\Omega$ ， $R_3=1k\Omega$ ， $R=1k\Omega$ ， $C=0.1\mu F$ 。

- 1) 求输出方波幅度，输出三角波幅度；
- 2) 求输出信号频率；
- 3) 思考题： $R_3$  的取值范围。

解：1) 图中  $u_{O1}$  点输出为方波， $u_{O2}$  点输出为三角波。正常工作时，稳压管处于正常的稳压击穿状态，因此方波输出幅度就是稳压管的稳压值，为 5V。

而输出三角波的峰值发生在比较器翻转时刻——三角波幅度越来越大，导致  $u_+=0V$ ，以方波输出为  $-U_Z$  为例，三角波峰值  $u_{MAX}$  为：

$$\frac{u_{MAX} - u_+}{R_2} = \frac{u_{MAX}}{R_2} = \frac{u_+ - (-U_Z)}{R_1} = \frac{U_Z}{R_1}$$

解得三角波幅度为：

$$u_{MAX} = R_2 \frac{U_Z}{R_1} = 2.5V$$

2) 对输出信号频率产生决定性影响的是积分器：当方波输出突变为-5V，积分器输出完成从-2.5V到2.5V需要的时间，是信号周期的一半。此段，积分器的输出表达式如下：

$$u_{O2}(t) = u_{O2}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t -U_Z dt$$

将前述描述代入得：

$$2.5 = -2.5 - \frac{1}{RC} \int_0^{\frac{T}{2}} -5 dt = -2.5 + \frac{5}{RC} \times \frac{T}{2}$$

解得：

$$T = \frac{2RC}{5} \times 5 = 2RC = 0.2ms$$

则输出频率为：

$$f = \frac{1}{T} = 5000Hz$$

当然，你也可以背公式，利用式(Section133-3)直接得出结论：

$$T = \frac{4R_2RC}{R_1} = \frac{4 \times 5}{10} RC = 2RC = 0.2ms$$

3) 求电阻  $R_3$  的取值范围。

首先，让我们分析电阻  $R_3$  太大会出现什么问题。由于运放输出电压是固定的 14V 或者 -13V，稳压管稳定电压也是固定的+5V 或者 -5V，因此我们知道电阻  $R_3$  两端的压降是确定的 9V 或者 -8V，当阻值过大时，会导致流过  $R_3$  的电流过小，除去给电阻 R，剩下的电流可能难以保证稳压管稳压——稳压管必须流过最小 0.5mA 的电流。即无论哪种状态，均有：

$$i_{R3} \geq i_{z\_min} + i_R$$

而  $i_{z\_min}=0.5mA$ ， $i_R$  为积分器输入电流，为方波输出电压除以电阻 R，为 5mA。

当运放输出 14V 时，有下式成立：

$$i_{R3} = \frac{14 - 5}{R_3} \geq 5.5mA$$

即： $R_3 \leq 1.636k\Omega$ 。

当运放输出 -13V 时，有下式成立：

$$i_{R3} = \frac{13 - 5}{R_3} \geq 5.5mA$$

即： $R_3 \leq 1.4545k\Omega$ 。综合两种情况，则  $R_3 \leq 1.4545k\Omega$ 。

其次，我们分析电阻  $R_3$  过小会出现什么情况。注意，正常工作时电阻  $R_3$  两端的压降仍是固定的，电阻过小时，只会引起运放输出电流过大，直到超过 10mA 的运放最大输出电流，运放就会出问题——至于出什么问题，你无需考虑——有时会引起运放的输出电压下降，有时甚至会烧毁运放。

在运放输出 14V 时，有：

$$i_{R3} = \frac{14 - 5}{R_3} \leq 10mA$$

即： $R_3 \geq 0.9k\Omega$ 。

当运放输出-13V时，有下式成立：

$$i_{R_3} = \frac{13 - 5}{R_3} \leq 10\text{mA}$$

即： $R_3 \geq 0.8\text{k}\Omega$ 。综合两种情况，则 $R_3 \geq 0.9\text{k}\Omega$ 。

因此，电阻 $R_3$ 应大于 $900\Omega$ ，小于 $1454\Omega$ 。

## Section134. 独立可调的方波三角波发生器

电路 Section134-1 只能产生频率、幅度不变化的波形。本节提出如下要求：

- 1) 能发出占空比可变的矩形波，相应的同频率三角波变为锯齿波。矩形波占空比可以独立调节，不影响其它参数——幅度、频率、直流偏移量。
- 2) 上述的矩形波和锯齿波的频率相同，可以独立调节。
- 3) 矩形波幅度可以独立调节，锯齿波幅度可以独立调节。
- 4) 矩形波的直流偏移量可以独立调节，锯齿波的直流偏移量可以独立调节。

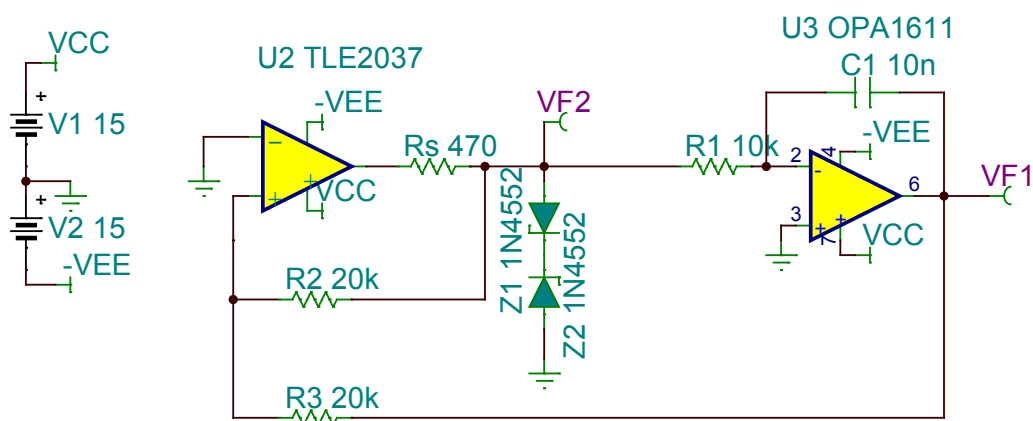


图 Section134-1 固定参数的方波三角波发生器

### 改变频率的思路

改变频率可以通过多种方法实现。

- 1) 将电阻 R1 改成电位器。改变积分器时间常数，将引起波形频率变化。
- 2) 将电容器 C1 改成可变电容器，早期的收音机里选频，就采用这种扇状的可变电容器，当扭动它时，两个极板的投影面积发生变化，会引起等效电容发生变化。但是，这种电容器容值小，可变范围也小。此方法不实用。
- 3) 改变积分器输入电压，即图中 VF2 点矩形波的幅值。但这样将引起矩形波幅度变化，不满足独立调节要求。
- 4) 改变电阻 R2 和 R3 的比值，也可以改变输出频率。但这样直接影响了锯齿波输出幅度，难以实现独立调节。

因此，最为直接有效的方法是将电阻 R1 改成电位器。但是这样做，如何调节占空比呢？

### 调节占空比的思路

改变占空比的一种思路是，改变积分器的上坡或者下坡速度，这取决于积分器的时间常数。而改变积分器的时间常数，让其在正输入和负输入时，具有不同的电压变化速度，可以采用双向不等值电阻，如图 Section134-2 所示。

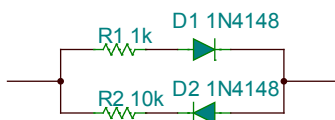


图 Section134-2 双向不等值电阻

一种巧妙的思路如图 Section134-3 所示。将一个电位器(potentiometer)分成两部分，该电路既能保证占空比改变，又可以保证频率不变化。

让我们重温一下这种电路的工作原理。

电路中 VF2 处只有两种电压，即矩形波的正负幅度，设为  $U_{Z+}$  和  $U_{Z-}$ 。积分器的瞬时输出电压定义为  $u_o(t)$ ，当输出为  $U_{Z+}$  时，电路发生翻转的条件是：

$$U_{Z+} \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} + u_o(t) \times \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0$$

$$u_o(t) = -\frac{R_3}{R_2} U_{Z+} = U_{C+}$$
(1)

同样的道理，可以得到当输出为  $U_{Z-}$  时，电路发生翻转的条件是：

$$u_o(t) = -\frac{R_3}{R_2} U_{Z-} = U_{C+}$$
(2)

即积分器的输出在两个关键电压点式  $U_{C+}$  和  $U_{C-}$ ，会引起比较器翻转，如图 Section134-4 所示。在图中  $t_1$  到  $t_2$  时间段内，积分器的输出表达式为：

$$u_o(t) = U_{C-} - \frac{1}{R_{\downarrow} C} \int_{t_1}^t U_{Z-} dt = U_{C-} - \frac{U_{Z-}}{R_{\downarrow} C} (t - t_1)$$

且有：

$$u_o(t_2) = U_{C-} - \frac{U_{Z-}}{R_{\downarrow} C} (t_2 - t_1) = U_{C+}$$

将式(1)(2)代入，且已知  $U_{Z-} = -U_{Z+}$ ，解得：

$$t_2 - t_1 = 2 \frac{R_3}{R_2} R_{\downarrow} C$$

同样的方法，可以获得：

$$t_3 - t_2 = 2 \frac{R_3}{R_2} R_{\uparrow} C$$

$$T = t_3 - t_1 = 2 \frac{R_3}{R_2} (R_{\uparrow} + R_{\downarrow}) C$$

由于电位器的总电阻  $R_w = R_{\uparrow} + R_{\downarrow}$ ，所以调节时，占空比改变，而总周期不变。这个电路也被称为锯齿波发生器。



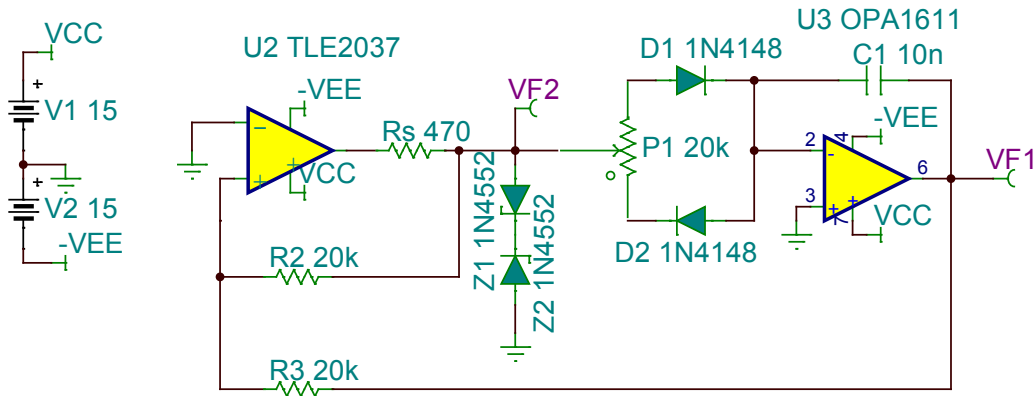


图 Section134-3 独立改变占空比电路

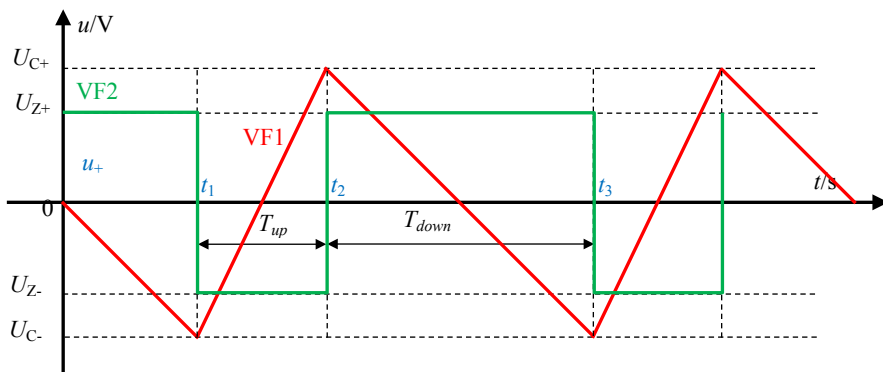


图 Section134-4 独立改变占空比电路关键点波形

### 如何改变频率？

上述电路可以独立调节占空比，但不能独立改变频率。此时，改变频率可以通过改变 VF1 点电压实现，如图 Section134-5 所示。

电路的核心在于矩形波输出为 VF2，但实际加载给积分器的电压可以被 RW2 改变，进而导致积分速率发生变化，引起频率变化，而 RW1 仍负责占空比改变。

图中的 U1 被设计成反相比例器，它可以缩小，也可以放大，但是这也导致整个电路逻辑关系改变，因此在 U2 比较器环节，积分器的输出被引入到了 U2 的负输入端。

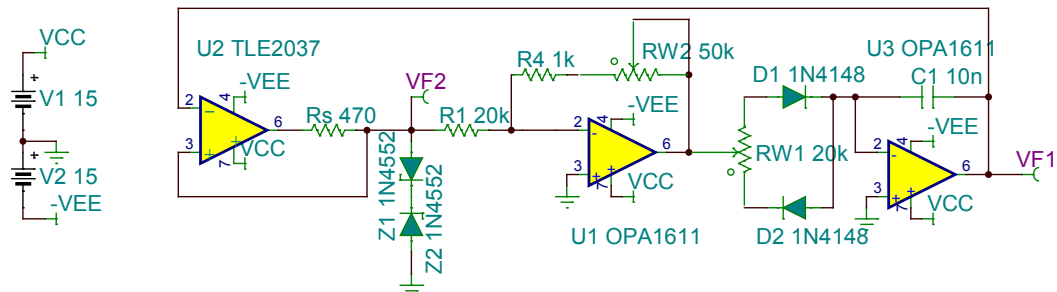


图 Section134-5 可独立调节频率、占空比的电路

## 如何改变幅度和直流偏移量？

将图 Section134-5 电路中幅度确定、直流偏移量为 0V 的锯齿波和矩形波，引入到图 Section134-5 电路中，图中以矩形波为例，即可实现对波形幅度和直流偏移量的独立调节。

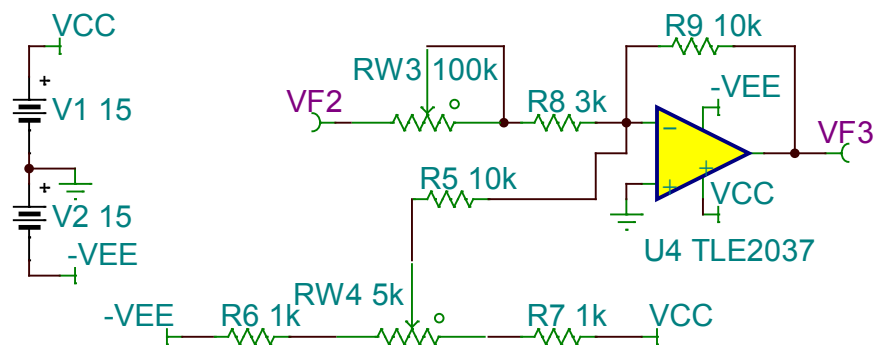


图 Section134-6 独立调节幅度和直流偏移量电路

## Section135. 压控振荡器

压控振荡器 VCO(Voltage Controlled Oscillator), 是指一个振荡电路, 它的输出频率受外部电压控制, 当外部电压在一定范围内改变时, 该电路的输出频率相应改变。

有两种压控振荡器: 输出为正弦波的, 以及输出为方波的。本节讲述后者。

### 最简单的方波 VCO

前述电路中, 给积分器施加的输入电压是固定的, 或者是通过电位器调整好的。当用一个外部控制电压  $V_{ctr}$  代替原积分器的两种输入电压 (正为  $V_{ctr}$ , 负为  $-V_{ctr}$ ), 就可以实现用控制电压  $V_{ctr}$  改变输出信号频率, 实现压控振荡器。图 Section135-1 是一个例子。

图中  $V_{ctr}$  是外部控制电压, U1 运放电路是一个反相器, 负责生成  $-V_{ctr}$ 。两个模拟开关 (图中用理想开关代替) SW1 和 SW2 的作用是, 当比较器 U2 输出为正值时, 给积分器接通输入电压为  $V_{ctr}$ , 当比较器 U2 输出为负值时, 给积分器接通输入电压为  $-V_{ctr}$ 。

而  $V_{ctr}$  是可以人为改变的, 它越大, 积分器爬坡速度越快, 输出频率越大, 这就形成了基于图 Section133-5 电路的, 但频率可变的压控振荡器。

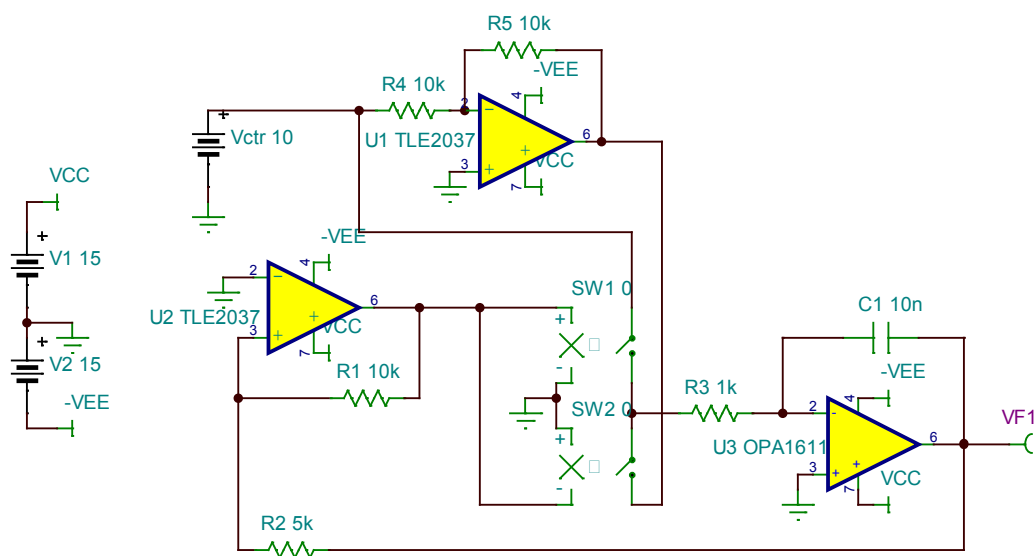


图 Section135-1 一种压控振荡器 (方波)

### 压频转换 VFC(Voltage to Frequency Converter)

一种集成电路, 可以用外部控制电压改变输出数字信号的频率, 称为压频转换电路。通常, 它们还能够实现频压转换。

德州仪器公司 (TI, Texas Instruments) 生产的 TFC320 就是一种 VFC。该芯片内部结构如图 Section135-2 所示。它包含输入放大器、两个比较器、一个触发器、两个可开断的恒流源, 以及集电极开路晶体管组成的输出级。

输入电压可以加载到图中的 e1 或者 e2, 以加载到 e1 为例, 需要将 e2 短接到地。可

以看出此时输入放大器组成了一个积分器，此时两个恒流源都是断开的。正输入电压  $e_1$  将给积分电容  $C_2$  充电（电位左高右低），迫使  $V_{OUT}$  电位（图 Section135-3 中的绿色线）下降，无论此前如何， $V_{OUT}$  电位总会下降到过零点，导致比较器 A 出现高电平，此高电平触发 RS 触发器置位为 1，使得  $f_{OUT}$  变为高电平，此值得使得两个恒流源开关闭合。

这时候有两个事件在同步进行：第一， $I_A$  和  $I_{IN}$  合并作用在积分器 1 脚，由于  $I_{IN}$  必须小于  $I_A$ ，（在选择电阻  $R_1$  时必须保证），会引起电容  $C_2$  反向充电， $V_{OUT}$  会上升，如图中  $T_1$  段绿色波形。第二， $I_B$  将给原先为 0V 电压的电容  $C_1$  放电，直到  $C_1$  电压（图 Section135-3 中红色波形）下降到 -7.5V，比较器 B 会发生翻转，出现一个高电平，促使触发器输出变为 0，如图中  $f_{OUT}$  波形。触发器 0 电平会引起恒流源开关再次断开，进入到  $T_2$  阶段，此时只有  $e_1$  通过  $R_1$  给  $C_2$  充电，重复前述的过程。

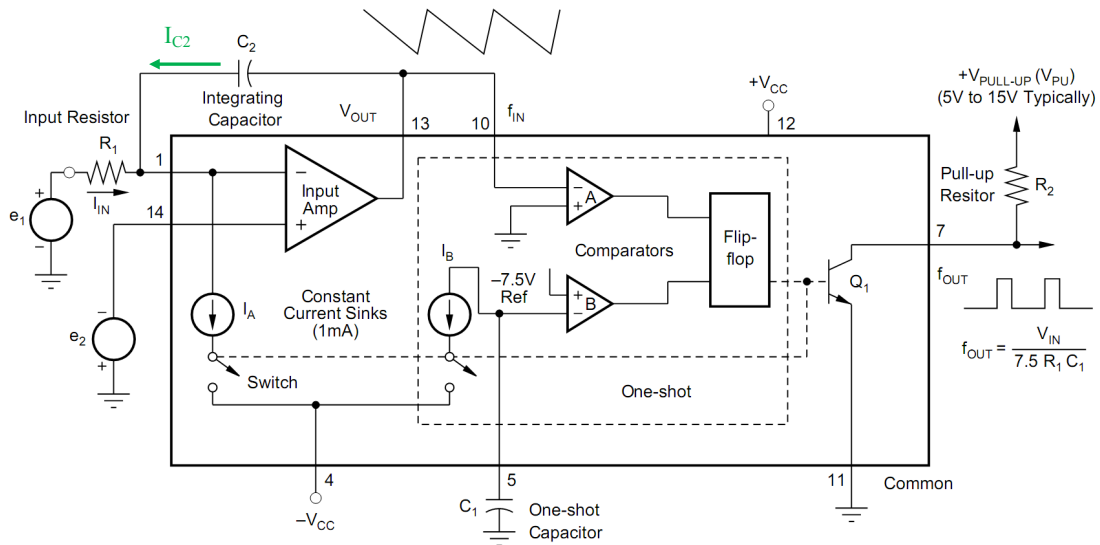


图 Section135-2 方波三角波发生器

在  $T_1$  阶段，是  $I_B$  给电容  $C_1$  的放电，决定了  $T_1$  的值：

$$I_B T_1 = Q = C_1 U = C_1 \times 7.5$$

则有：

$$T_1 = \frac{C_1 \times 7.5}{I_B}$$

(1)

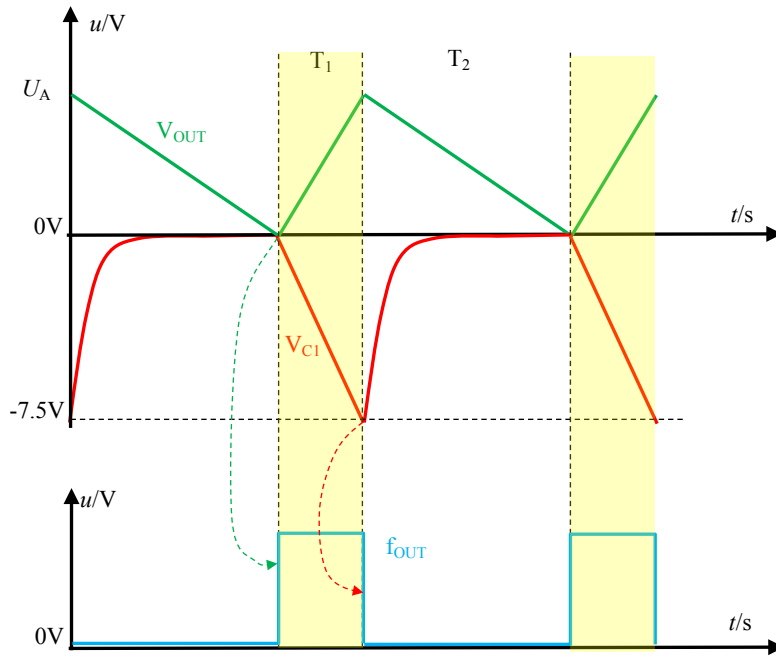


图 Section135-3 方波三角波发生器一

同时，在  $T_1$  时间内， $C_2$  上的电压（右正左负）从  $0V$  增长到了  $U_A$ ，这来自于  $I_A$  和输入电压  $e_1$  的共同作用：

$$I_{C2} = I_A - \frac{e_1}{R_1}$$

$$I_{C2} \times T_1 = C_2 U_A$$

结合式(1)，则有：

$$U_A = \frac{I_{C2} \times T_1}{C_2} = \frac{\frac{C_1 \times 7.5}{I_B} \times (I_A - \frac{e_1}{R_1})}{C_2} = \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e_1)}{I_B C_2 R_1} \quad (2)$$

在  $T_2$  阶段，关键事件发生在  $C_2$  上，其电压仅靠输入电压的作用，由  $U_A$  下降到  $0V$ ，促使了  $T_2$  阶段的结束。

$$I_{C2} = -\frac{e_1}{R_1}$$

$$I_{C2} \times T_2 = C_2(0V - U_A)$$

$$T_2 = \frac{C_2 U_A}{e_1} R_1$$

将式(2)代入，有：

$$T_2 = \frac{C_2 \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e_1)}{I_B C_2 R_1}}{e_1} R_1 = \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e_1)}{I_B \times e_1} \quad (3)$$

总周期为：

$$T = T_1 + T_2 = \frac{C_1 \times 7.5}{I_B} + \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e_1)}{I_B \times e_1} = \frac{C_1 \times 7.5 I_A R_1}{I_B \times e_1}$$

由于两个电流源具有相同的电流  $1mA$ ，则有：

$$T = T_1 + T_2 = \frac{C_1 \times 7.5 R_1}{e_1} \quad (4)$$

变换成频率，则有：

$$f_{out} = \frac{1}{T} = \frac{e1}{7.5R_1C_1} \quad (5)$$

即输出频率正比于输入电压  $e1$ ，反比于电阻  $R_1$  和电容  $C_1$ 。这就是压频变换器。VFC320 还可以实现频压转换，即将输入频率量转变成模拟电压输出，此内容可以参考 VFC320 数据手册。

插话一句，图 Section135-3 中 VC1 波形中，在 T2 开始阶段，也就是恒流源开关断开时，电容电压会由-7.5V 迅速回归到 0V，这是内部电路决定的，无需我们考虑。

## 6.2 基于自激振荡的正弦波发生器

### Section136. 自激振荡产生正弦波的原理

图 Section136-1 是利用自激振荡原理产生正弦波的结构图。它由选频电路和放大电路以环路形式组成。图中的  $u_{ST}$  点和  $u_{ED}$  点是连接在一起的。当将这两个点断开，可以定义：

$$\dot{A}_{LOOP} = \frac{\dot{u}_{ED}}{\dot{u}_{ST}} = \dot{A}_{\text{选频}} \times \dot{A}_{\text{放大}}$$

$\dot{A}_{LOOP}$  被称为环路增益，它是由选频电路增益和放大电路增益相乘获得。对不同频率信号， $\dot{A}_{LOOP}$  将有不同的模  $A_{LOOP}$  和相移  $\varphi_{LOOP}$ 。

某个频率  $f_0$  下，如果满足  $\varphi_{LOOP}=2n\pi$ ，即相移为  $360^\circ$  的整数倍（相位条件），且  $A_{LOOP}$  大于等于 1（幅度条件），那么将  $u_{ST}$  点和  $u_{ED}$  点是连接在一起（环路条件），如果环路内事先存在频率为  $f_0$  的正弦波，哪怕很微小（种子条件），则输出一定会出现频率为  $f_0$  的正弦波，且幅度或者越来越大，或者维持不变。这种现象即为自激振荡。

相位条件、幅度条件、环路条件、种子条件，是发生自激振荡的充分必要条件。

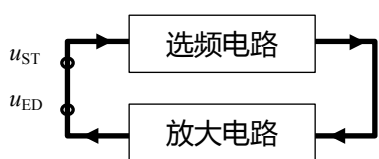


图 Section136-1 自激振荡产生正弦波的结构

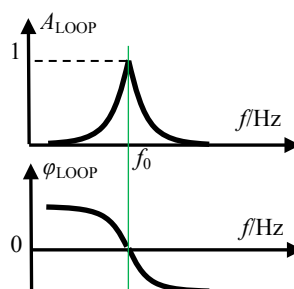


图 Section136-2 环路增益的幅频、相频特性

对于任何一个形成环路的电路，种子条件是无需我们担心的——都会满足。因为噪声是无处不在的，且是广谱的，包含任意频率，虽然它们的幅值可能很小。

选频电路和放大电路的配合，可以实现如图 Section136-2 所示的环路增益幅频特性和相频特性，它能够保证在整个频率范围内，有，且仅有一个频率点能够满足相位条件和幅度条件，那么在输出端就会出现，且仅出现一个频率的正弦波波形。这就是利用自激振荡产生正弦波的原理。

为了保证输出正弦波具有足够大的幅度，一般会设置环路增益大于 1，而不是等于 1。这样势必造成波形幅度会越来越来大，最终造成正弦波幅度接近于电源电压时，出现波形削顶。为了避免这种情况，通常会在主环路旁边，加上稳幅电路。其核心思想是，当输出波形幅度大于规定值后，稳幅电路会迫使放大电路的增益下降，形成一种负反馈。完整的自激振荡产生正弦波结构如图 Section136-3 所示。

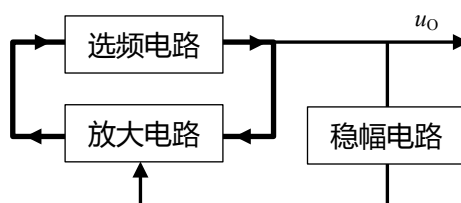


图 Section136-3 自激振荡产生正弦波的完整结构

## Section137. RC 型正弦波发生器

RC 型正弦波发生器，利用电阻、电容组成选频网络，因此其频率稳定度依赖于电阻、电容的稳定性，其振荡频率容易随温度而变化。且受电阻电容取值影响，一般工作于中低频段。但是它的制作容易，起振容易，失真度较小。

### 工作原理

图 Section137-1 所示电路为一个理想的 RC 型正弦波发生器的振荡原理电路，它不能工作，只用于描述振荡工作的原理。此电路由图中的选频网络（浅绿色区域），放大环节（运放和两个电阻）组成。选频网络是两个电容、两个电阻，称为文氏电桥(Wien-Bridge)。

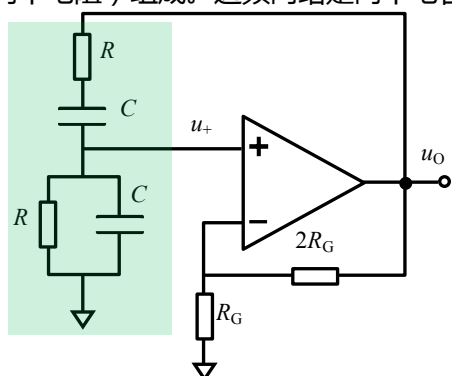


图 Section137-1 文氏电桥自激振荡电路原理

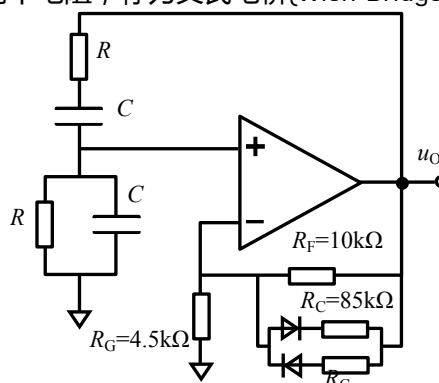


图 Section137-2 文氏电桥自激振荡电路的稳幅

选频网络的增益表达式为：

$$\dot{A}_{\text{选频}} = \frac{\dot{u}_+}{\dot{u}_o} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$

[Section137-1]

确定 R 和 C，则仅有  $\omega = \frac{1}{RC}$  时， $\dot{A}_{u1}$  的模具有最大值，为 1/3，且此时，相移为 0°。图 Section137-3 是 R=1591.55Ω，C=1μF 时得到的幅频和相频特性曲线。

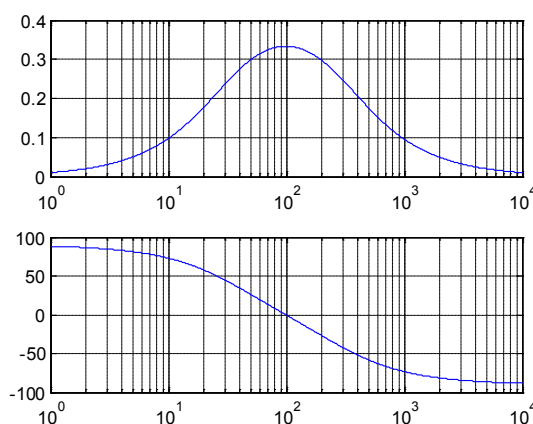


图 Section137-3 文氏电桥的幅频和相频特性曲线

如果放大电路的增益为 3 倍，则环路增益的峰值刚好为 1，发生在频率为文氏电桥的特征频率处：



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

[Section137-2]

因此图 Section137-1 电路可以实现在 $f_0$ 处发生自激振荡，但是它的环路增益是 1，不能对很小的噪声实施逐渐放大，因此它不能正常工作。

### 稳幅电路

为此，一般需要将放大环节的增益设置为稍大于 3 倍，并且给它增加稳幅电路，如图 Section137-2。当输出信号幅度较小时，两个并联二极管均不导通，放大电路的增益为 3.222 倍，使得环路增益为 1.074 倍，即便很小的噪声，经过多次的 1.074 倍增益后也会变得很大。当输出信号幅度超过一定值，必然会使得二极管导通，此时反馈电阻将是 10kΩ 和 85kΩ 的并联值，为 8.947kΩ，这导致放大电路增益变为  $1+8.947/4.5=2.988$  倍，环路增益变为 0.996 倍，这会迫使信号越来越小——小到一定值，又会使得二极管断开，恢复 1.074 倍的环路增益。

显然，二极管的导通和断开并不是简单的“是”或者“否”，并且即便导通，它也具备导通电阻。因此最终的结果一定是：在某个输出幅度下，二极管的导通电阻+85kΩ，与 10kΩ 的并联，一定会使环路增益恰好等于 1，并将一直维持这个输出幅度不变。

这就是稳幅负反馈的效果。

### 其它种类的 RC 型正弦波发生器

图 Section137-4 是另外一种 RC 型正弦波发生器。它的选频网络由运放电路组成，如图中的 U1，而图中的 U2 仍实现放大功能。

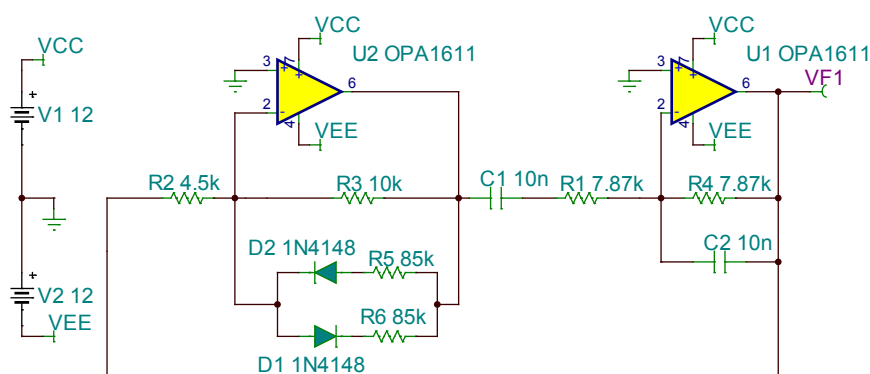


图 Section137-4 RC 型正弦波发生器的另一种结构

选频网络，即 U1 组成的电路，它的增益表达式为：

$$A_{\text{选频}} = -\frac{R_4 // \frac{1}{j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = -\frac{1}{2 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$

[Section137-3]

此表达式与文氏电桥的式(Section137-1)非常相似，唯一区别在于分母的实部是 2，即当：

$$\omega = \frac{1}{RC} = \omega_0 ; \text{或者} f = \frac{1}{2\pi RC} = f_0 \text{时}$$

(Section137-4)

选频网络具有最大的模，为 0.5，且此时选频网络相移为-180°。

因此，只要保证放大环节提供-2 倍放大，即可实现环路增益为 1，环路相移为  $2n\pi$ 。图中的放大环节是一个反比例器，在二极管不导通时，它的增益为-10kΩ/4.5kΩ=-2.222，这使得环路增益为 1.111 倍，大于 1。

与此前电路类似，并联二极管和电阻可以起到稳幅作用。

### 几个实用 RC 型正弦波发生器

图 Section137-5 是一个基于文氏电桥的正弦波发生器，它可以精确控制输出信号幅度。

图中 R5 和 T1 的并联是决定放大环节增益的，当 T1 的门极电压越低，其工作点越靠近截止区（夹断），等效电阻越大。而控制 T1 门极电压的，是 U2 组成的积分器电路。

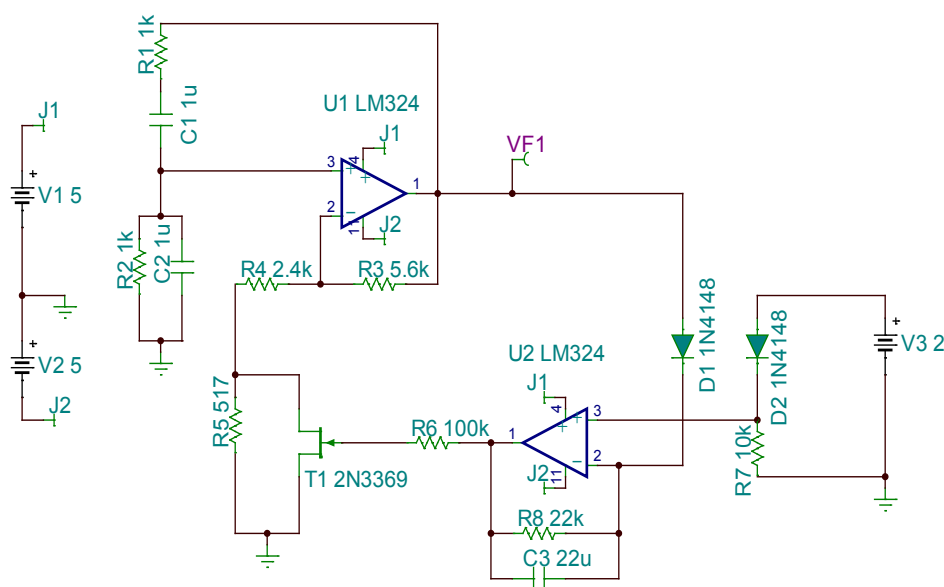


图 Section137-5 一个实用 RC 型正弦波发生器

积分器 U2 的正输入端为 V3 减去二极管导通压降，在图中约为 1.3V。当输出信号 VF1 幅度很小时——刚起振阶段，U2 的负输入端因为虚短，也是 1.3V，输出信号没有能力打通二极管 D1，因此电容 C3 无法获得充电，此时 U2 的输出端约为 1.3V，加载到 T1 的门极，这是一个 JFET，它将处于极度的导通状态，动态电阻很小，它和 R5 并联将得到一个很小的电阻，使得 U1 组成的放大电路具有大约为  $1+5.6k\Omega/2.4k\Omega=3.333$  倍的增益，这将使得整个环路增益为  $3.333/3=1.111$  倍，大于 1，会使得输出信号幅度不断增加。

直到，输出信号幅度超过 V3 的值，即超过 2V，VF1 信号将有能力打通二极管 D1，在输出信号正峰值处，一次又一次地，给电容 C3 充电，迫使 U2 的输出一点点下降，由 1.3V 向 0V，甚至负值变化，这将引起 T1 的动态电阻不断增大，与 R5 的并联总会达到 400Ω。此时，放大电路的增益变为  $1+5.6k\Omega/(2.4k\Omega+400\Omega)=3$  倍，使得环路增益为 1，输出信号的幅度就不再增加了——稳幅成功。

因此，在一定范围内改变 V3 的电压值，就可以控制输出幅度约为 V3。

很显然，此电路中 R5 取值不得小于 400Ω，否则无论怎样控制，环路增益都将大于 1，输出信号将永无休止增加，直到达到电源电压产生变形。当然，这是理论分析，实际情况中如果 R5 小于 400Ω，输出波形上升到一定程度后，会在还没有到达电源电压时就发生较为明显的变形。

图 Section137-6 是一个能够产生超低失真度正弦波的电路，看起来比较复杂，但是不要怕，它经不住细细分析。（电路来源，Jim Williams and Guy Hoover, Linear Technology, Test 18-bit ADCs with an ultrapure sine-wave oscillator, EDN, August 11,2011）

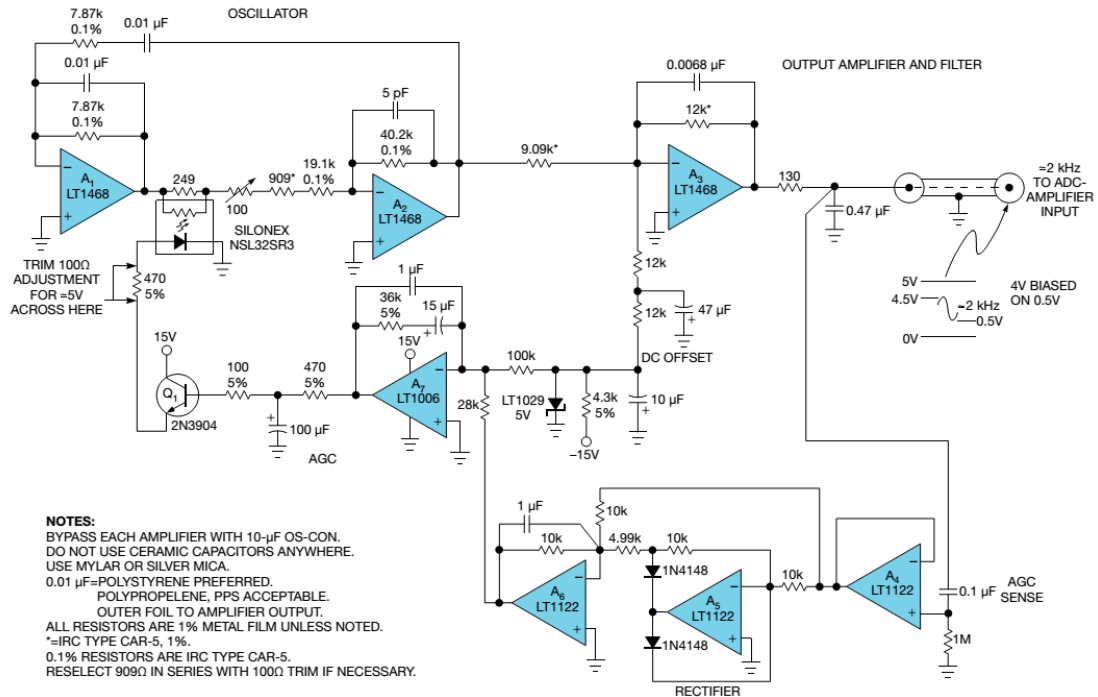


图 Section137-6 一个实用超低失真度 RC 型正弦波发生器

图中 A1 和 A2 组成核心振荡电路，采用了图 Section137-4 电路结构，振荡频率约为 2023Hz，其稳幅作用靠与 249Ω 并联的光电器件实现，此为后话。

A3 实现三个功能：

1) 将正弦波的电平提升，A2 输出为正负变化的正弦波（双极信号），A3 电路负责将其提升到 2.5V 上。图中中心位置有一个稳压管（LT1029，5V），与（4.3k，5%）电阻配合，实现在 DC OFFSET 点得到-5V 稳定电压，10μF 电容和紧随其后的 47μF 电容，以 2 阶低通滤波，降低了贡献给 A3 负输入端的电压中的高频噪声。注意，A3 对 DC OFFSET 处的-5V，实现了 $-12k\Omega / (12k\Omega + 12k\Omega) = -0.5$  倍放大，因此 A3 由于 DC OFFSET 的作用而产生的输出为 2.5V。即静态时，A3 的输出为 2.5V，而动态时，A3 的输出正弦波将骑在 2.5V 上。

2) 对 A2 的输出正弦波实施放大。图中可见其动态增益为 $-12k\Omega / 9.09k\Omega = -1.32$  倍。

3) 对 A2 的输出正弦波实施低通滤波。图中可见 0.0068μF 并联与 12kΩ 电阻旁，实现了上限截止频率为  $1/2\pi RC = 1951\text{Hz}$  的低通滤波。它一方面将 A2 输出中含有的 2 次谐波 4046Hz、3 次谐波 6069Hz 等进一步消除，另一方面也将基波 2023Hz 降幅。

A3 的输出端，串联了一个 130Ω 和 0.47μF 电容，也实现了一阶低通滤波，其上限截止频率为 2606Hz，这会进一步降低输出中含有的谐波失真。

而其余那一大堆电路，包括 A4~A7，以及晶体管 2N3904、光电器件 NSL32SR3，都是

为稳幅而设计的。此处的稳幅电路，也可以称为 AGC 电路——Auto Gain Control，自动增益控制电路。

所谓的 AGC，主要目的是通过自动改变增益，在输入幅度不同时，得到几乎相同的输出幅度。比如一个录音笔放在讲台上，如果增益是确定的，那么演讲者距离录音笔的距离不同，将录制出不同音量的声音，如果演讲者来回走动的话，声音就会一会儿大，一会儿小，这很不好。而含有 AGC 功能的录音笔，则可以在一定范围内，实现录音音量不变的效果——演讲者距离远，就自动增大增益，而距离近了，就会自动减小增益，以保持相同的录音音量，这很好。因此，传统的稳幅电路，其实就是一个 AGC 电路。

本图中，AGC 电路分为 A4 组成的 AGC Sense (感应电路)，A5 和 A6 组成的检波电路，A7 组成的反相交流放大电路，470Ω 和 100μF 组成的低通电路，以及 AGC 核心控制 2N3904 和光电管。

图 Section137-7 电路来自 Linear Technology 公司生产的运放 LT1037 数据手册。它的工作原理与图 Section137-1 完全一致，区别在于它的稳幅电路是靠一个灯丝实现的。图中的 LAMP 就是灯丝，是一个正温度系数的电阻。很显然，在常温下， $R_{LAMP}$ ，也就是灯丝电阻，应该小于 430Ω 的一半即 215Ω，以使该放大电路具有超过 3 倍的增益，自激振荡就发生了，且输出幅度会越来越大。此时，在灯丝上的做功（发热或者发光）将随着输出幅度而增加，导致灯丝温度升高，对于正温度系数来说，温度越高，电阻越大，这就会导致放大电路的增益会下降并接近于 3 倍，最终，一定会使得增益稳定在 3 倍，保持输出幅度不再增大。

如果有一只负温度系数的电阻，按照理论分析，可以代替图中 430Ω 电阻，也能实现自激振荡的稳幅效果。

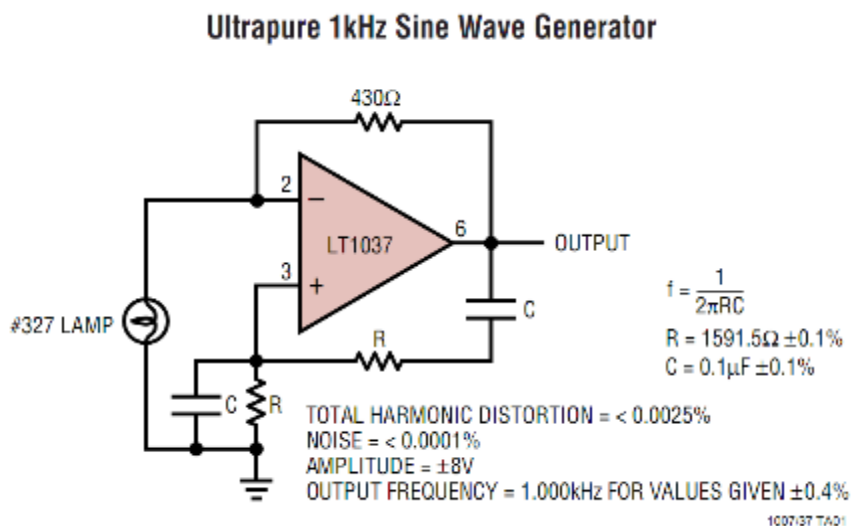


图 Section137-7 利用灯丝实现的超纯净正弦波发生器，源自 LT1037 数据手册

## Section138.LC 型正弦波发生器

电阻和电容可以实现选频，电感和电容也能。利用电感和电容形成的选频网络，配合晶体管或者运放的放大功能，也可以实现自激振荡，产生正弦波输出。这类电路被称为 LC 型正弦波发生器。它们通常产生频率较高的正弦信号，但是由于电感、电容受温度影响较大，其频率稳定性像 RC 型一样，也不好。

在实际应用中，设计一个 LC 型正弦波发生器需要考虑很多问题，较为重要的有：起振难度、稳幅、波形失真度等。本书对此不展开，本节仅讲授基本电路原理，重点放在电路是否有可能产生自激振荡的判断上。

### LC 并联谐振

将一个理想电感和理想电容并联，其阻抗随频率变化的表达式为：

$$\dot{Z} = \frac{\frac{L}{C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

$$|\dot{Z}| = \frac{\omega L}{|1 - \omega^2 LC|}$$

$$\varphi = \begin{cases} 90^\circ; & \omega < \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ 0; & \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ -90^\circ; & \omega > \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{cases}$$

当且仅当角频率  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$  时，电感和电容的并联为阻性（无相移），且阻值为无穷大。此时，在它们并联的两端加载该频率的变化电压，则不会有任何电流流进或者流出一——而电容上存在电流，电感上也有电流，只是——从电感中流出的电流，将会流进电容中。反之，给它们加载该频率的初相角为 0 度的正弦波电流，则会在 LC 并联组两端产生幅值为无穷大，相移为 0 度的正弦波。这就是 LC 谐振时的奇妙现象。当理想 LC 并联时，其谐振频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

下图为使用 Matlab 绘制的阻抗图，左边为较为理想情况下的结果：为保证良好的绘图效果，实验中一般给电感串联一个小电阻，本图设为 0.1mΩ，右边为电感串联 0.1Ω 电阻的结果。可以看出，左图中纵轴已经非常大，阻抗为 1000。理论上，在谐振频率处阻抗可以达到无穷大，而相移为 0°——呈现阻性。

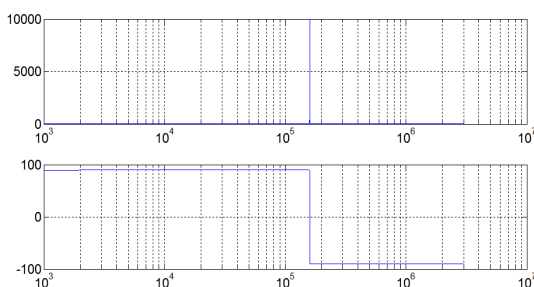


图 Section138-1 电阻为 0.1mΩ

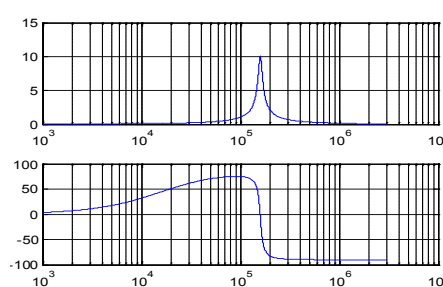


图 Section138-2 电阻为 0.1Ω

## LC 型正弦波发生器基本电路

利用这个现象，将并联电感和电容引入到晶体管组成的共射极放大电路中，取代增益电阻  $R_C$ ，可以得到一个选频放大效果。如果将其输出回送到合适的输入端，则可以形成自激振荡电路。如图 Section138-3 所示。

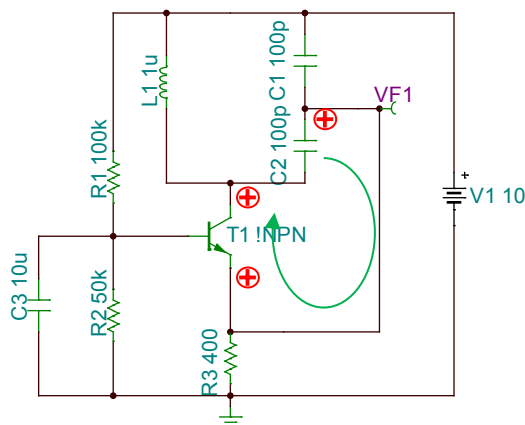


图 Section138-3 LC 型正弦波发生器

### 环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。如图中绿色线所示。由 VF1 接入晶体管发射极，发射极——集电极，集电极——VF1。

2) 环路兜圈。在VF1 处设置⊕，因此发射极为⊕。由于晶体管放大电路为共基极电路，发射极输入、集电极输出，之间关系为同相，则集电极为⊕。由于电感和电容并联组整体在谐振频率处为一个阻性，则集电极处的⊕会引起两个电容之间也出现同相的⊕，这导致VF1 处获得同相的⊕。

3) 在环路极性法中，如果环路中任意起点设置⊕，经过信号传递一圈，回到起点仍是⊕，则整个闭环满足自激振荡的相位条件，结论为“有可能振荡”。至于最终是否能够形成正弦波发射器，还需要满足幅度调节和种子条件，并且还要有合适的稳幅措施。因此，本节仅给出该电路有可能振荡的结论。

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电感即为图中电感量，电容为两个电容的串联值，以电阻并联公式计算：

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$



## 变压器耦合型正弦波发生器

工作原理与基本电路类似，变压器耦合型正弦波发生器如图 Section138-4 所示。在电路中，与 C1 发生谐振的是变压器等效电感，它包括原边自感以及原边副边互感。信号通过变压器耦合到副边，回送到放大器的输入端——晶体管的基极，形成闭环。

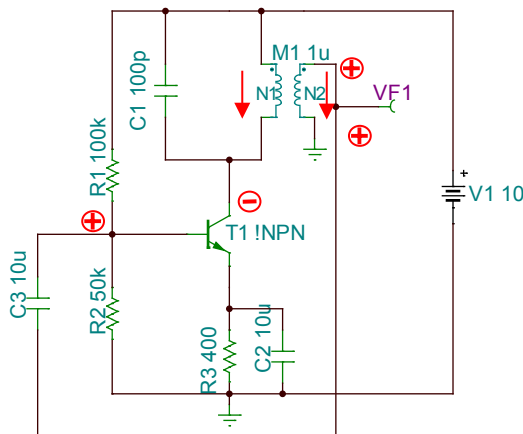


图 Section138-4 变压器耦合型正弦波发生器

### 环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。由 VF1 通过 C3 耦合到晶体管基极，到晶体管集电极（这是一个共射极放大电路），到变压器原边，到变压器副边，即 VF1。

2) 环路兜圈。在 VF1 处设置 ⊕，由于 C3 足够大，这是一个高通隔直的阻容耦合，能够将高频振荡信号无相移的由电容 C3 下端传递到 C3 上端，因此 C3 上端没有相位改变，为 ⊕。由于晶体管放大电路为共射极电路，基极输入、集电极输出，之间关系为反相，则集电极为 ⊖。在变压器处，熟悉的读者可以直接得到“副边同名端为 ⊕”的结论，但我更愿意面对广大读者，啰嗦几句：

当原边下方，也就是集电极处为 ⊖，请画一个箭头指向它，如果是 ⊕，则由它指向另一端——水往低处流吗。此时，我们看出，箭头是由原边的同名端指向非同名端的，保持这个方向，请在副边也由同名端画一个箭头指向非同名端，如图中两个红色箭头。

此时我们发现，副边的下方是接地的。按照水往低处流的结论，副边的上方，也就是同名端应为 ⊕。VF1 是接在副边同名端的，因此 VF1 也是 ⊕

3) 根据环路极性法判断规则，该电路有可能振荡。

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电容值即为 C1，电感值应包括原边自感  $L_{N1}$  和原边、副边之间的互感  $M$

$$L = L_{N1} + M$$

## 电容三点式正弦波发生器

电路如图 Section138-5 所示。电路中 4 个电阻和晶体管组成了共射极放大电路，其输出信号经过 C1、C2、L1 组成的谐振网络，实现选频和移相，并将信号回送到了共射极放大电路的输入端（基极），形成闭环。

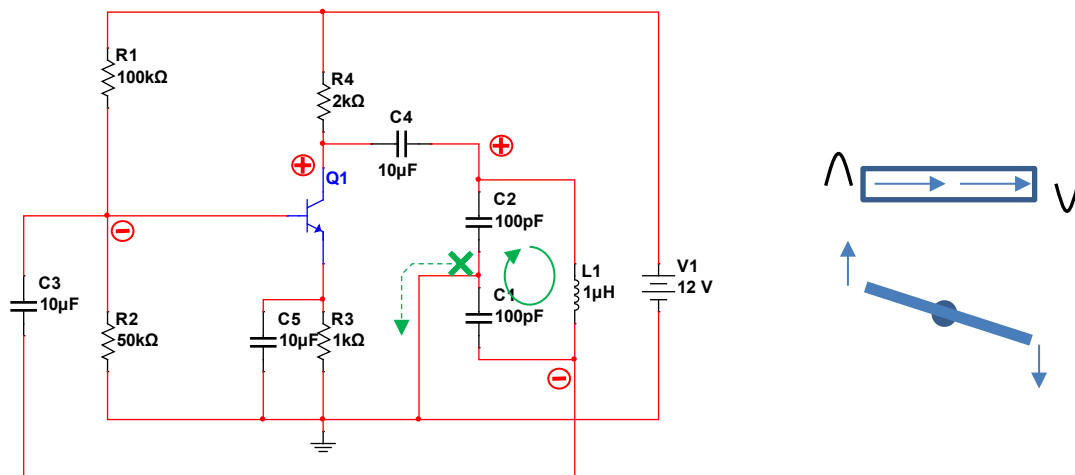


图 Section138-5 电容三点式正弦波发生器

### 环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。由 C4 右侧出发，通过谐振网络将信号传递到 L1 下端，通过 C3 耦合到晶体管基极，到晶体管集电极（这是一个共射极放大电路），最后通过 C4 由左侧耦合到右侧。

2) 设定 C4 右侧为 ⊕。对于谐振网络的极性变化，可以通过严格的数学表达式求解，但写出来比较麻烦，可以按照下述方法简化分析：

谐振网络在谐振频率处一定等效为阻性，且电流是封闭的，即图中 C1、C2 连接点是 0 电位，又没有电流流进信号地，那么就可以把整个谐振网络视为一个三点元件（头顶，中间地电位，以及脚底），当头顶有正极性信号出现时，由于中间地电位的约束，以及电流不会流出去，那么脚底一定会出现负极性信号，整个谐振网络像一个跷跷板一样，两端相对于中间的地电位，是做相反动作的。这个解释如图中右侧。

因此，图中 C4 右侧为 ⊕ 的情况下，L1 下端一定为 ⊖，此后就容易了。C3 上端也就是基极同样是 ⊖，导致晶体管集电极为 ⊕，通过 C4 耦合到其右侧，仍为 ⊕。此电路有可能产生自激振荡。

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电感即为图中电感量，电容为两个电容的串联值，以电阻并联公式计算：

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$



## 电感三点式正弦波发生器

电路如图 Section138-6 所示。分析方法与电容三点式类似，不赘述。

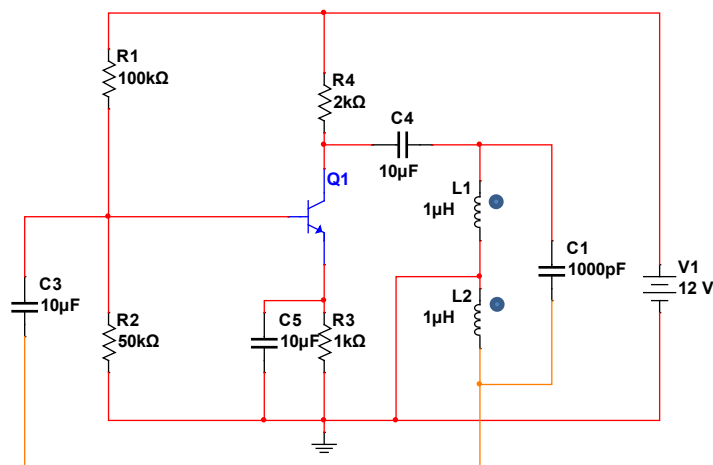


图 Section138-6 电感三点式正弦波发生器 1

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电容值即为 C1，电感值应包括两个电感的串联以及相互之间的互感，此时应注意同名端。

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

另外一种更为常见的电感三点式正弦波发生器电路如图 Section138-7 所示，它不再有集电极电阻 R4，而直接用并联谐振电路取代，通过电感给晶体管提供直流通路。此时为了保证晶体管正常工作，其集电极静态电位不应为 0，因此两个电感的中心连接不再是真正地，而是电源电压，对于高频变化量来说，直流电源电压也相当于是动态的地，或者叫“交流地”。

该电路的环路极性分析、输出频率均与 Section138-6 电路相同。

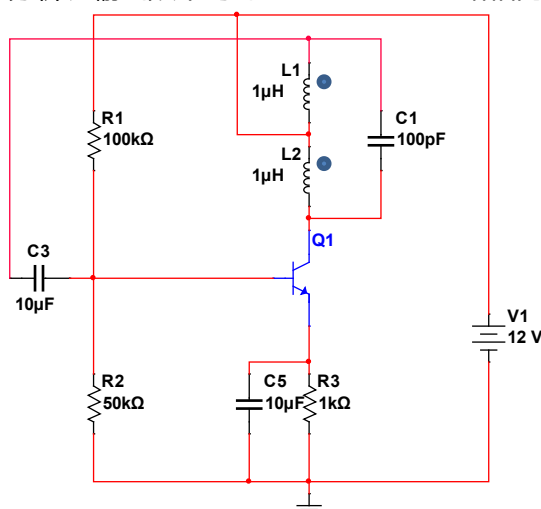


图 Section138-7 电感三点式正弦波发生器 2

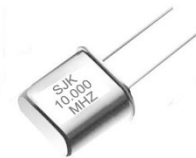
## Section139. 晶体振荡器

晶体振荡器，是利用石英晶体的压电性质实现的振荡器。

### 石英晶体

石英晶体——Quartz Crystal，是一种特殊的石头，俗称水晶，或者水晶石。一些老年人喜欢戴一种石头眼镜，就是用水晶石做的——它是透明的，坚硬的。石英晶体具有一种特殊的压电性质：沿着一定方向切割的石英晶体，在受到外界应力改变时，会产生与之相关的电场或电荷，反之，当外部电场发生改变时，它也会产生应力形变。

将天然或者人工制作的水晶石，按照一定的方法切割，并将其封装出两个电极，就形成了电学中常用的晶体，在电子市场可以买到，便宜的不会超过 1 元钱。将其置于标准电路中，就可以形成一定频率的正弦自激振荡，频率大小取决于晶体的出厂频率。图 Section139-1 为它的电路符号，以及在百度上搜索到的实物照片。注意，石英晶体一定是两个管脚。



深圳晶科鑫实业



深圳市英利特 32.768kHz

图 Section139-1 石英晶体的电路符号和实物照片

前述的 LC 或者 RC 型正弦自激振荡电路，频率受控于阻、容、感值，当温度变化时，电容和电感的变化很大，导致其频率稳定性很差。而用石英晶体制作的振荡器，其温度稳定性非常好，这是以石英晶体为核心的振荡器较为突出的优点。

形成石英晶体振荡的标准电路非常多，一般分为模拟系统中的正弦波发生电路，以及数字系统中的时钟产生电路。以数字系统中的时钟为例，比如手表的核心时钟 32768Hz，或者单片机的主振时钟，一般都由石英晶体作为基本振荡部件，最终产生频率确定，且非常稳定的方波信号。图 Section139-2 是 PIC16F7X 单片机的时钟产生电路（来自该单片机数据手册截图），黑框内是 PIC 单片机，它有两个管脚 OSC1、OSC2，用户需要选择合适频率的石英晶体 XTAL，配合电路要求的两个电容 C1 和 C2（有时还需要增加电阻 RS），就组成了石英晶体振荡电路，图中的 To Internal Logic 节点处，就会产生幅度为电源电压的方波，频率与晶体固有频率相同。

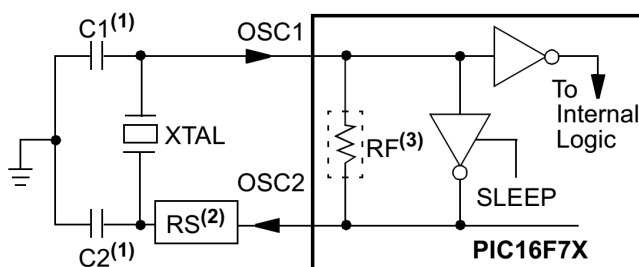


图 Section139-2 石英晶体用于给 PIC16F7X 单片机产生时钟

## 晶体振荡器

将石英晶体与配套的振荡电路集成到一起，形成一个部件，称为晶体振荡器，简称晶振，英文为 Crystal Oscillator。由于电路需要供电，因此它至少包含 3 个管脚，正电源、地，以及频率输出脚。它帮助用户实现了标准振荡电路，方便了用户。

中文中，晶振已经被大家广为使用，导致目前在称呼上出现了一些混乱：晶体和晶体振荡器均被称为“晶振”。为了区别，有人将其分为“无源晶振”——其实就是 2 个管脚的石英晶体，以及“有源晶振”——也就是标准的晶体振荡器。

实际产品中，多数晶振为 4 脚或者 5 脚封装。图 Section139-3 是广州天马公司生产的恒温晶振，它有 5 个管脚，分别为正电源输入、地线、输出、压控输入和一个空脚。图中标明 20.000MHz，是指标称频率。

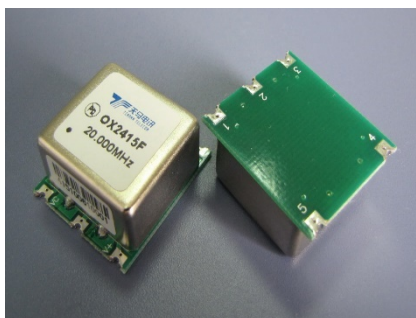


图 Section139-3 广州天马公司生产的恒温晶振

## 晶体振荡器的种类

晶体振荡器分为如下几类，各有特点。

### 标准封装晶振(Standard Package Crystal Oscillator-SPXO)

它就是一个石英晶体和标准电路的组合。只要 3 个有用管脚，正电源、地，以及频率输出脚。它的频率稳定性在全部晶振中最差的，一般为 50ppm，当然它也是最便宜的。

### 压控晶振(Voltage Controlled Crystal Oscillator-VCXO)

在标准电路中增加以变容二极管（一个电容值受电压控制的器件）为核心的频率微调电路，使得输出频率受外部直流电压控制，可以在正负几十 ppm 之间变化。压控晶振具有 VC 控制电压输入脚，因此至少为 4 管脚封装。当对 VC 脚不实施有效控制时，它就是一个标准封装晶振。一旦对其实施控制，可以演绎出很多有趣的功能，比如应用于锁相环中。

### 温补晶振(Temperature Compensated Crystal Oscillators -TCXO)

在标准电路中增加温度敏感部件，对输出频率实施补偿，以达到输出频率受温度影响小的目的。多数 TCXO 具有压控功能。

### 恒温晶振(Oven Controlled Crystal Oscillator-VCXO)

在内部增加加热装置和恒温腔，以确保外部温度变化时，内部温度变化很小，以达到输出频率稳定的效果。其稳定性是所有晶振中最优秀的。

多数晶体振荡器，具有 100ppm 以下的稳定性。所谓的 ppm，即百万分之一，即  $10^{-6}$ 。而 100ppm，其含义是万分之一，即 10000s 可能存在 1s 的差异。用这样的晶振制作的手表，大约 1 天（24 小时，1440 分钟，86400 秒）存在 1 秒的误差。

高级手表，可以做到 100 天内不超过 1s 的差异，也就是大约 1ppm。我自己用过 0.1ppm 的晶振，这算是比较优秀的，但是价格相应就贵一些。市场中还有更为准确的，用 ppb 表示，即  $10^{-9}$ 。

看起来 1 个 ppb 的晶振已经非常准确了，但是，用它来做时间基准还不行。世上目前最准的时钟并不是石英晶体，而是铷原子钟或者铯原子钟，其中铯原子钟被用于标准时间产生上，它可以做到 2000 年误差不超过 1s。关于最准时钟的研究，目前仍未终止，这是另外一个话题，本书不深入介绍。

## 6.3. 直接数字合成技术-DDS

直接数字合成技术(Direct Digital Synthesizer:DDS), 是一种频率合成技术, 用于产生周期性波形。理论上, 本节应属数字电子技术。但是目前, 从低频到上百 MHz 的正弦波、三角波产生, 绝大多数都采用 DDS 芯片完成, 甚至可以说, 真正实用的波形发生器, 包括我们买到的信号源, 都采用 DDS 实现, 前述的自激振荡产生正弦波、蓄积翻转产生方波、三角波, 在 DDS 面前, 正逐渐失去活力。

因此, 本节必须介绍 DDS。

### Section140.DDS 核心思想

#### 总体框架

先假设 DDS 有一个固定的时钟 MCLK, 为 36MHz, 那么每个脉冲的周期则为 27.78ns。

有一个正弦波的“相位—幅度”表, 具有足够细密的相位步长, 比如  $0.01^\circ$ , 那么一个完整的正弦波表, 就需要 36000 个点。如下表所示。其中, N 为表格中数据点序号, phase 为该点对应的正弦波相位, Am 对应该相位处的正弦波计算值, 介于 -1~+1 之间。Data\_10 为正弦波计算值转换成 10 位数字量的 10 进制表示, 用一个 10 位 DAC 描述正弦波,  $\sin(0^\circ)$  应为 DAC 全部范围的中心, 即 512,  $\sin(90^\circ)$  则为最大值 1023, 而  $\sin(270^\circ)$  则为最小值 0。

N	phase	Am	Data_10
0	0	0	512
1	0.01	0.0001745	512
2	0.02	0.0003491	512
3	0.03	0.0005236	512
4	0.04	0.0006981	512
5	0.05	0.0008727	512
6	0.06	0.0010472	512
7	0.07	0.0012217	512
8	0.08	0.0013963	512
9	0.09	0.0015708	512
10	0.1	0.0017453	512
11	0.11	0.0019199	512
12	0.12	0.0020944	513
13	0.13	0.0022689	513
14	0.14	0.0024435	513
15	0.15	0.002618	513
16	0.16	0.0027925	513
.....	.....	.....	

8900	89	0.9998477	1023
8901	89.01	0.9998507	1023
8902	89.02	0.9998537	1023
.....	.....	.....	
26900	269	-0.999848	1
26901	269.01	-0.999851	1
26902	269.02	-0.999854	1
.....	.....	.....	
35997	359.97	-0.000524	512
35998	359.98	-0.000349	512
35999	359.99	-0.000175	512

从上表可以看出，在相位从 0°开始，一直到第 12 个点（即序号 11，相位为 0.11°），虽然正弦波幅度一直在增加，但始终没有增加到全幅度的 1/1024，即 2/1024=0.001953125，因此用 DAC 表达一直为 512，直到第 13 个点（序号 12，相位 0.12°），正弦波计算值为 0.0020944，DAC 才变为 513。这一段的细微变化，即前 100 个点，在图 Section140-1 给出。尽管管中窥豹，可以想象，这 36000 个点记录了一个标准正弦波的全部。

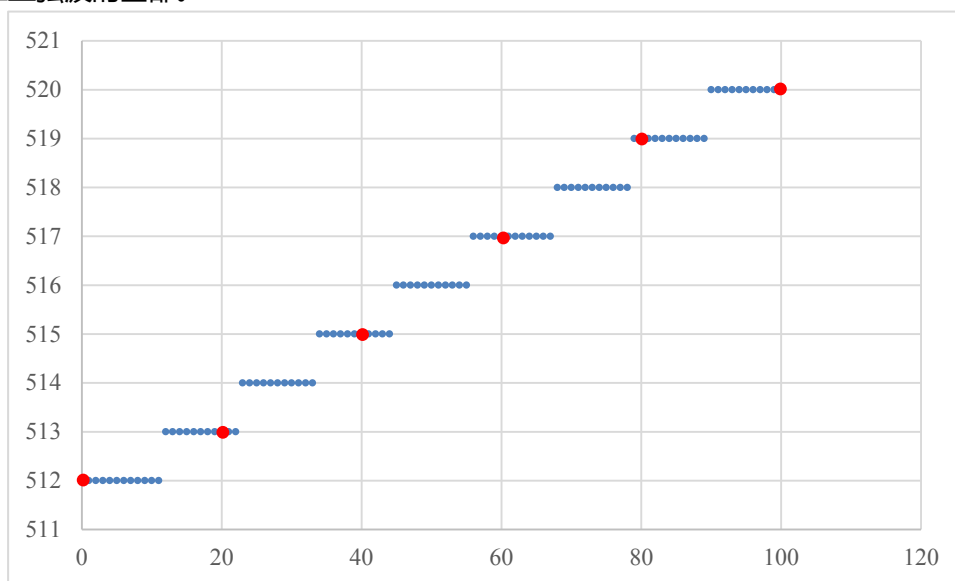


图 Section140-1 DDS 表中 36000 点正弦波的前 100 点

将此表首尾衔接。假设相位步长为  $m=1$ ，则 DAC 以 MCLK 为节拍，依序发作：第一个 CLK 时，DAC 输出  $N=0$  时对应的 DATA\_OUT，即 512，第 2 个 CLK 时，DAC 输出  $N=1$  时对应的 DATA\_OUT，也是 512.....，可以想象，36000 个 CLK 后，一个完整的正弦波被输出了一遍。从 36001 个 CLK 开始，又一次循环开始。如此往复，一个个正弦波接连不断被发作出来。

现在让我们算一算，这个发作正弦波的频率是多少？显然，36000 个 CLK 为正弦波的周期，即 1ms，其频率为 1kHz。公式为：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 1}{36000} = 1000\text{Hz}$$

[Section140-1]

对上式参量的理解极为重要：其中， $T_{MCLK}$  为 DDS 主振时钟周期，即  $1/36\text{MHz}$ ，约为  $27.78\text{ns}$ ， $N_{max}$  为表格总点数， $m$  为循环增加中的步长，如果  $m=1$  则意味着对表格一个不落的扫一遍，如果  $m=2$ ，则意味着隔一个扫一遍。 $m$  越大间隔越大，扫完需要的时间越短。那么， $\frac{N_{max}}{m}$  就代表着完成一次表格的全扫描需要的动作次数。

DDS 的核心思想就建立在式(Section140-1)上。改变步长  $m$ ，可以改变输出频率：

1) 当  $m=1$ ，则输出最低频率，即：

$$f_{OUT\_min} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m_{min}}} = \frac{f_{MCLK} \times m_{min}}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 1}{36000} = 1000\text{Hz}$$

[Section140-2]

2) 当  $m$  每增加 1，则输出频率增加  $\Delta f_{OUT}$ ，这也是 DDS 能够提供的频率最小分辨：

$$\Delta f_{OUT} = \frac{f_{MCLK} \times \Delta m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 1}{36000} = 1000\text{Hz}$$

[Section140-3]

3) 当  $m$  增加到表格点数  $N_{max}$  的  $1/1800$ ，即 20 时，说明每次 DAC 发作，会跳过表格中的 20 个点，或者说一个扫完一个正弦波全表，只需要 1800 个点。此时，样点变化规则如图 Section140-1 中的红色圆点。可以算出，这样输出正弦波的频率应为：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 20}{36000} = 20000\text{Hz}$$

图 Section140-2 是三种情况下扫出的正弦波图，分别是  $m=1$ ， $m=30$ ， $m=300$ ，可以看出随着  $m$  的增大，输出频率也在同比例增加。

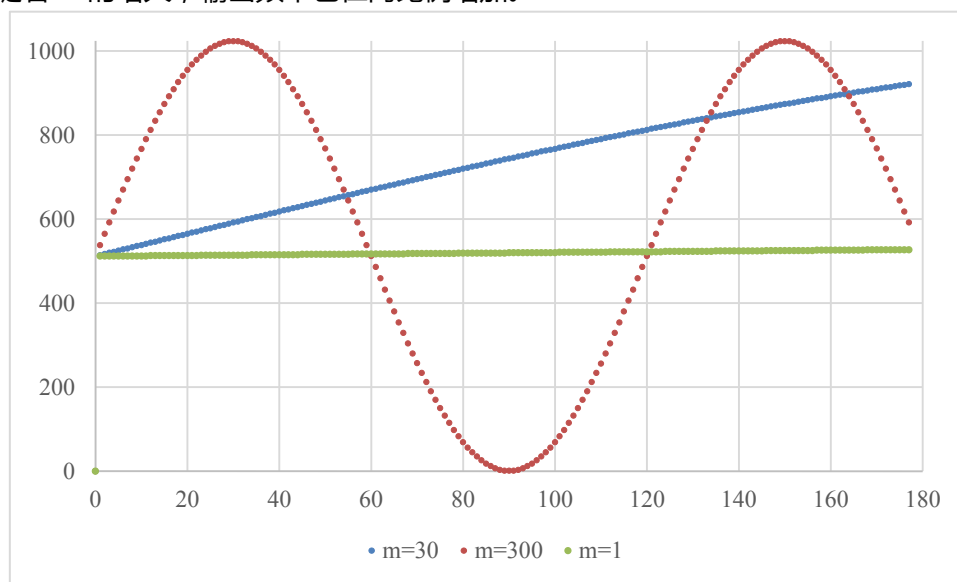


图 Section140-2 三种  $m$  获得的三种频率正弦波

4) 当  $m$  增大到全表总数  $N_{max}$  的  $1/4$ ，即 9000 时，说明只需要 4 个点就可以扫完正弦波全表，此时 DAC 输出的正弦波，其实已经不再是正弦波，而是一个标准的三角波了，该波形只有 4 个相位点，分别是  $0^\circ$ ， $90^\circ$ ， $180^\circ$ ， $270^\circ$ 。

注意，此时的频率可以算出，是  $9\text{MHz}$ 。但是，实际上  $m$  还可以更大，达到 18000，即每次增长  $180^\circ$ 。如果第一个点为  $90^\circ$ ，第二个点为  $270^\circ$ ，第三个点为  $450^\circ$ ，也就是

90°，这就能发出满幅度三角波。理论上，按照奈奎斯特定律，每个正弦波有 2 个点上，就可以发作出正弦波。

5) 特别关键的是，样点总数除以 m 不等于整数可以吗？答案是，可以。为了显示清晰，我们假设两种情况，m=40，它可以被 36000 除尽，为 900，即每 900 个点可以扫描完正弦波表；m=41，不能被 36000 除尽，为 878.0487804878.....。由此得到两组数据如下表。

DAC 发件样点 序列	m=41		m=40	
	当前相位	对应 DAC	当前相位	对应 DAC
878	359.98	512	351.2	434
879	360.39	515	351.6	438
880	360.8	519	352	441
881	361.21	522	352.4	445
882	361.62	526	352.8	448
883	362.03	530	353.2	452
884	362.44	533	353.6	455
885	362.85	537	354	459
886	363.26	541	354.4	463
887	363.67	544	354.8	466
888	364.08	548	355.2	470
889	364.49	552	355.6	473
890	364.9	555	356	477
891	365.31	559	356.4	480
892	365.72	563	356.8	484
893	366.13	566	357.2	487
894	366.54	570	357.6	491
895	366.95	573	358	495
896	367.36	577	358.4	498
897	367.77	581	358.8	502
898	368.18	584	359.2	505
899	368.59	588	359.6	509
900	369	592	360	512
901	369.41	595	360.4	515

可以看出，对 m=40 的情况，第 900 点的相位为 360°，即重新开始了又一个正弦波。它的周期为：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 40}{36000} = 40000\text{Hz}$$

而对 m=41，第 878 点，相位为 359.98°，属于第一个周期，第 879 点，相位为 360.39°，开始了一个新周期，但是起点不再是 0°，而是 0.39°。这样，它的每个正弦波，与紧邻的另一个正弦波，其相位都是不同的。但是，这丝毫不会影响总体上呈现出如下频率：



$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 41}{36000} = 41000\text{Hz}$$

由此数据得到的波形如图 Section140-3 所示。你能看出 41kHz 正弦波，其第二个周期与第一个周期有什么不同吗？你根本看不出。

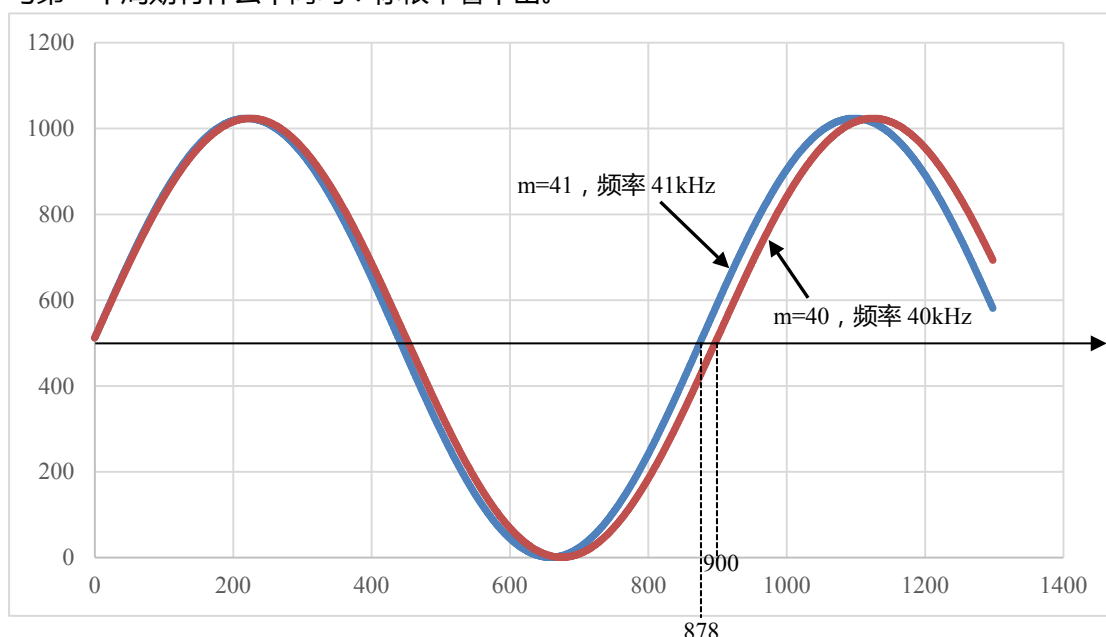


图 Section140-3 m=40 和 41 得到的正弦波

### DDS 内核组成

前面以 36MHz 主振频率，36000 个相位表点为例，介绍了 DDS 工作原理，其主频不高，样点不多。现在介绍实际的 DDS。

DDS 技术的核心由相位累加器 PA，相位幅度表和数模转换器 DAC 组成。以一个 28 位数的相位累加器为例，它可以计数  $0-2^{28}$ ，或者说，它的相位表点数为  $2^{28}=268435456$  点，远比 36000 样点多得多，这说明实际的 DDS 在相位分辨上比前述举例更加细密。

使用者需要输入一个计数步长  $m$ ，当然  $m$  一定要小于  $2^{28}$ ，此后外部时钟 MCLK 每出现一个脉冲，则 PA 完成一次累加。如图 Section140-4 所示，红色秒针以  $m$  为步长，逆时针旋转，它完成一个周期  $360^\circ$  的旋转，需要的时间为：

$$T_{out} = \frac{2^{28}}{m} \times T_{MCLK}$$

而红色秒针完成一个周期  $360^\circ$  的旋转，正好输出一个完整周期正弦波，因此，正弦波频率为：

$$f_{out} = \frac{m}{2^{28}} \times f_{MCLK}$$

当  $m$  取 1 时，可以得到最低输出频率为：

$$f_{out\_min} = \frac{1}{2^{28}} \times f_{MCLK}$$

理论上，当  $m$  取  $2^{27}$ ，可以得到最高输出频率为：

$$f_{out\_max} = \frac{1}{2} \times f_{MCLK}$$

m 每增加 1，则会使得输出频率获得一个增量，即为最小输出频率：

$$\Delta f_{out} = \frac{1}{2^{28}} \times f_{MCLK}$$

图 Section140-4 中，内部相位累加器具有 28 位，而外部相位累加器则不需要如此精细，一般仅需要 14 位即可。这就像你干活挣钱，每件可以挣钱 1 分，第一天干了 272851 件，折合 272.851 元，第二天干了 291237 件，折合 291.237 元，这可以精细计数，但到了发工资的时候，一个月累计 6164.875 元，可能你会得到 6164.9 元，就不需要如此精细了，因为这种精细是需要成本的：图中的相位幅度表，是靠存储器实现的，存储器数量太大，自然会导致 DDS 芯片成本升高。

而累加器，做成 28 位，仅仅是多几个级联的计数器而已。

另外，对 DDS 而言，输出正弦波采用的 DAC，也不需要位数过高，多数为 10 位，也有 14 位的。

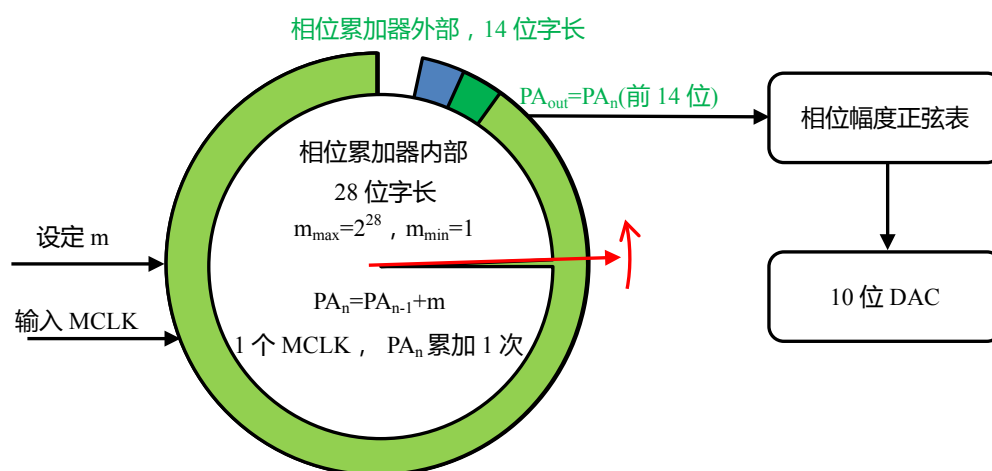


图 Section140-4 DDS 工作原理

为了用户使用方便，DDS 内部还具有相位失调寄存器，这可以让 DDS 输出从某个规定相位开始。具体的 DDS 内核组成，还应以具体芯片为准，不一一赘述。

### DDS 技术的优势

从此可以看出，DDS 的优势在于可以发出从极低频率到极高频率范围的正弦波，且频率增量极低。以 AD9834 为例，它具有 28 位的超精细相位累加器，可承受最高 75MHz 的 MCLK，因此，在 75MHz 主振情况下，它的频率最小分辨为 0.279Hz，可以发出从 0.279Hz 到 37.5MHz，频率步长为 0.279Hz 的正弦波。至于输出频率到底是多少，完全取决于使用者设置的 m。

在 DDS 核心技术中，可以实现如下功能：

- 1) 可以精细选择输出频率，实现从低到高的频率选择。
- 2) 可以快速跳频，且能够保证相位连续，这在模拟信号发生器中是难以实现的。
- 3) 可以实现正交输出，可以实现相位设置。
- 4) 可以实现正弦波、三角波，配合比较器可以实现同频同相方波输出。

### DDS 技术的弊端

在发出高质量正弦波中，DDS 技术无法实现超低失真度，是其最大的弊端。

首先 DDS 技术中采用的 DAC 最高为 14 位，其积分非线性 INL 不可能做到很小。其次，其 DAC 一般均采用普通 DAC，没有为降低失真度做出更多的考虑。

目前的 DDS 实现的正弦波输出，其失真度一般只能做到-80dB 左右。

## Section141. 常用 DDS 芯片

### DDS 列表

前面介绍了 DDS 的核心思想，在此核心思想基础上，ADI 公司生产了多种 DDS 芯片。本书以 ADI 官网提供的表格为基础，对某些明显错误进行了修改，如下表所示。

型号	通道	主振频率	DAC分辨率	字宽	时钟倍频	接口	顺从电压/V	供电	功耗/W	单价/\$
AD9914	1	3500	12	32	Yes	Parallel	0.5	Single(+1.8); Single(+3.3)	2.39	135.58
AD9915	1	2500	12	32	Yes	Parallel	0.5	Single(+1.8); Single(+3.3)	2.24	108.38
AD9910	1	1000	14	32	Yes	Parallel	0.5	Single(+1.8); Single(+3.3)	0.715	35.33
AD9912	1	1000	14	48	Yes	Serial	0.5	Multi(+1.8; +3.3)	0.637	37.70
AD9858	1	1000	10	32	Yes	Parallel	3.8	Multi(+3.3; +5)	2.5	45.66
AD9911	1	500	10	32	Yes	Serial	1.8	Single(+1.8)	0.351	15.69
AD9958	2	500	10	32	Yes	Serial	2.3	Multi(+1.8; +3.3)	0.42	20.48
AD9959	4	500	10	32	Yes	Serial	2.3	Multi(+1.8; +3.3)	0.58	37.59
AD9951	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.171	13.90
AD9953	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.171	14.92
AD9952	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.171	15.68
AD9956	1	400	14	48	No	Serial	2.3	Multi(+1.8; +3.3)	0.4	17.45
AD9954	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.22	17.45
AD9859	1	400	10	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3)	0.171	10.97
AD9852	1	300	12	48	Yes	Parallel	1	Single(+3.3)	3.2	22.77
AD9854	2	300	12	48	Yes	Parallel	1	Single(+3.3)	4.2	25.81
AD9913	1	250	10	32	Yes	Parallel	0.8	Single(+1.8)	0.098	9.77
AD9857	1	200	14	32	Yes	Serial	1	Single(+3.3)	2	17.31
AD9856	1	200	12	12	Yes	Parallel	1.5	Single(+3)	1.6	17.19
AD9851	1	180	10	32	Yes	Parallel	1.5	Single(+3); Single(+3.3); Single(+3.6); Single(+5)	0.65	13.56
AD9850	1	125	10	32	No	Parallel	1.5	Single(+3.3); Single(+5)	0.48	12.14
AD9834	1	75	10	28	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5); Single(+2.5); Single(+2.7); Single(+5)	0.04	5.01
AD5932	1	50	10	24	No	Serial		Single(+2.3 to +5.5)	0.04	4.15
AD9835	1	50	10	32	No	Serial	1.35	Single(+5)	0.2	5.82
AD5930	1	50	10	24	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5)	0.04	6.38
AD9830	1	50	10	32	No	Parallel	1	Single(+5)	0.3	11.08
AD9833	1	25	10	28	No	Serial	0.65	Single(+2.3 to +5.5); Single(+2.5); Single(+2.7); Single(+5)	0.0275	4.00
AD9832	1	25	10	32	No	Serial	1.35	Single(+3.3); Single(+3.6); Single(+5)	0.12	5.06
AD9831	1	25	10	32	No	Parallel	1.5	Single(+3.3); Single(+3.6); Single(+5)	0.12	6.33
AD5934	1	16.776	12	27	No	Serial		Single(+2.7); Single(+5)	0.05	4.40
AD5933	1	16.776	12	27	No	Serial		Single(+5)	0.05	6.73
AD9837	1	16	10	28	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5)	0.0085	1.65
AD9838	1	16	10	28	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5)	0.011	2.10

注：AD9856 内部字宽为 32 位，上述表格有错误。

### AD9833

AD9833 是一款 10 脚 MSOP 封装的低功耗 DDS，在 2.3V 供电时功耗低至 12.65mW，其名称为“可编程波形发生器”如下数据手册截图所示。它可以发出正弦波、三角波、方波，频率范围为 0.1Hz~12.5MHz。

它采用 SPI 接口与主控处理器连接，无需外部元件就可以实现波形发生。它的价格也不高，是实现几 MHz 以内的正弦波发生的理想选择。



Low Power, 12.65 mW, 2.3 V to 5.5 V,  
Programmable Waveform Generator

Data Sheet

AD9833

AD9833 的结构如图 Section141-1 所示。其中，FREQ0 和 FREQ1 是两个频率寄存器，由外部处理器通过 SPI 写入，内容其实就是前述的相位步长  $m$ ，此值越大，输出频率越高。之所以有两个，是为了方便双频切换。随后的 28 位相位累加器是核心，无需多说，每一个 MCLK，它完成一次递增  $m$  的操作。随后是一个加法器，完成相位失调量的介入，它代表的是波形的初相角。相位失调量也存在两个寄存器 PHASE0 和 PHASE1 中，选择一个执行。

随后加法器的结果——代表着当前相位——其高 12 位提供给正弦波查找表 SIN ROM，作为地址，读取其内容，即正弦波在该相位处的幅度，并提供给 10 位 DAC，产生对应的电压输出。

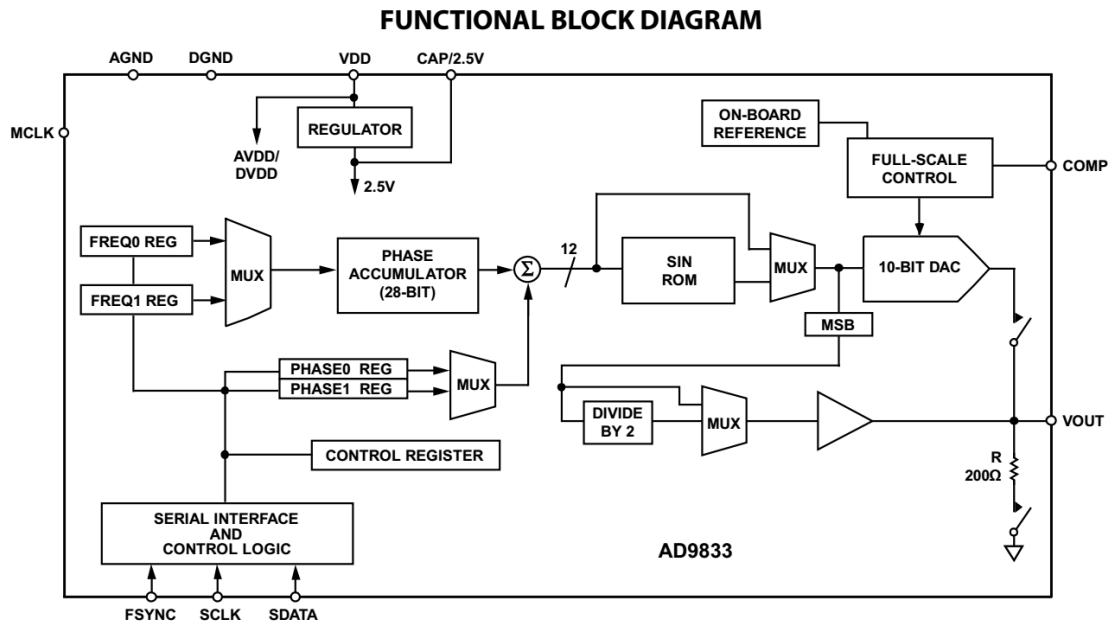


图 Section141-1 AD9833 内部结构

其它部分就更简单了，不赘述。

## Section142. DDS 的外围电路

对 DDS 芯片来说，其外围电路分为供电、时钟源、处理器接口、输出环节。其中前三部分与一般数字模拟混合电路要求一致，本节重点讲述其输出环节。

DDS 的内部 DAC 产生波形输出分为两种，第一种是电压输出，第二种是互补电流输出。

对于直接电压输出的，一般无需过多处理即可使用。以 AD9833 为例，图 Section141-1 中，DAC 为单端电流输出型的，内部的 200Ω 电阻可以将其变为电压输出。但需要注意，此输出信号具有 200Ω 的输出电阻，外接负载时要考虑到这点。

而电流输出形式的，则要经过用户设定的外部电阻将电流演变成电压。这类输出一般都具备互补型的电流输出，即有两个管脚  $I_{OUT}$  和  $I_{OUTB}$ ，以 125MHz 主振，32 位相位累加器的 AD9850 为例，其内部结构如图 Section142-1 所示，从这两个管脚流出的电流始终满足：

$$i_{OUT} + i_{OUTB} = I_{FS}$$

其中  $I_{FS}$  为满幅度输出电流，一般由用户连接的外部电阻  $R_{SET}$  决定。对 AD9850 来说，当外部电阻为 3.9kΩ 时，其满幅度输出电流为 10mA。而对 AD9834 来说，当外部电阻为 6.8kΩ 时，其满幅度输出电流为 3mA。

这样的结构，使得两个管脚输出成为相差 180 度的差分信号，利于后级使用。

用一个电阻就可以将电流信号演变成电压信号，如图 Section142-2 是 AD9834 的输出电路，其满幅度输出电流为 3mA，而其输出脚的顺从电压不得超过 0.6V，则电阻最大为 200Ω，图中确实使用了一个 200Ω 的 R5，将  $I_{OUT}$  演变成小于等于 0.6V 的输出电压，用一个 200Ω 的 R6，将  $I_{OUTB}$  演变成小于等于 0.6V 的输出电压。

图中的 C11 ( DNI, 没有安装 ) 和 C12 与对应的 200Ω 电阻起到低通滤波作用，以消除 DAC 台阶输出引起的高频分量，其上截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_{12}} = 7.96\text{kHz}$$

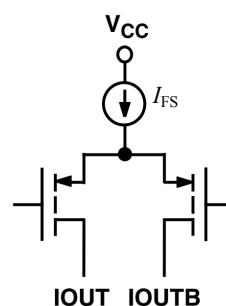


图 Section142-1 DDS 的电流输出

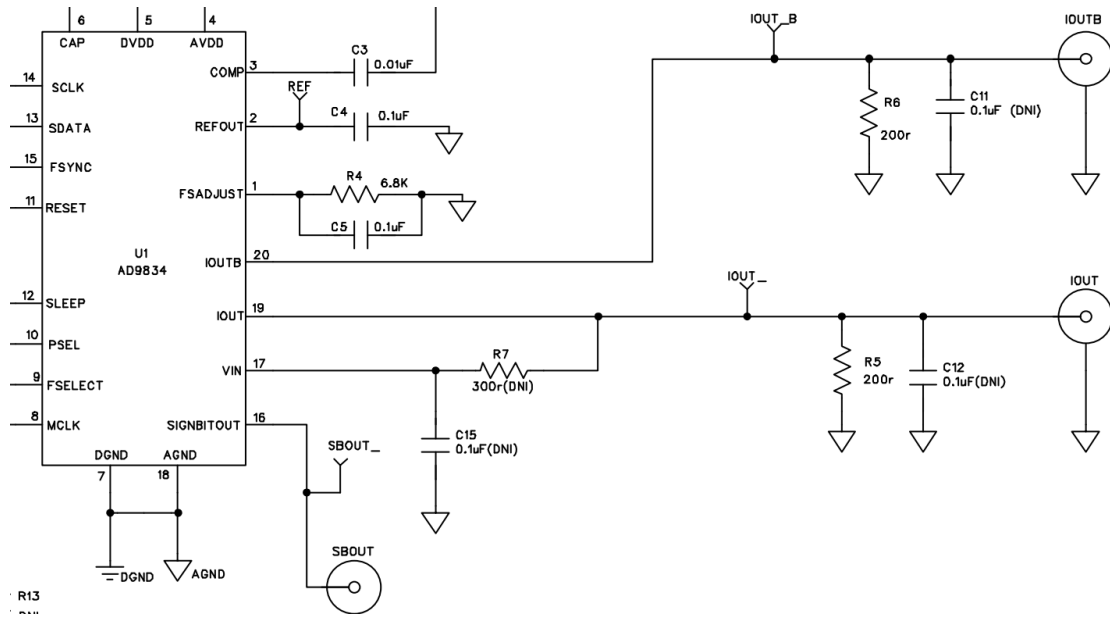


图 Section142-2 AD9834 的输出端电路

显然，如果这个电容被安装上，则 AD9834 的正弦输出频率不会超过此截止频率。

如果在输出端要实施更为有效的低通滤波，一般会采用无源的 LC 型椭圆滤波器，多数高速 DDS 提供了 5 阶或者 7 阶椭圆滤波器电路。图 Section142-3 是 AD9851 数据手册提供的评估版电路——由芯片生产厂家提供的，经过验证能够较好表现芯片性能的成品电路。图中的 E6 节点和 E5 节点如果不连接，则 IOUT 经过 R12 变为电压，从 J7 输出。如果 E6 和 E5 连接，则动用了板载(on board)椭圆滤波器，由 R6、R7、C11~C17、L1~L3 组成，为 70MHz 椭圆 7 阶低通，其输出变为 E3 端子。

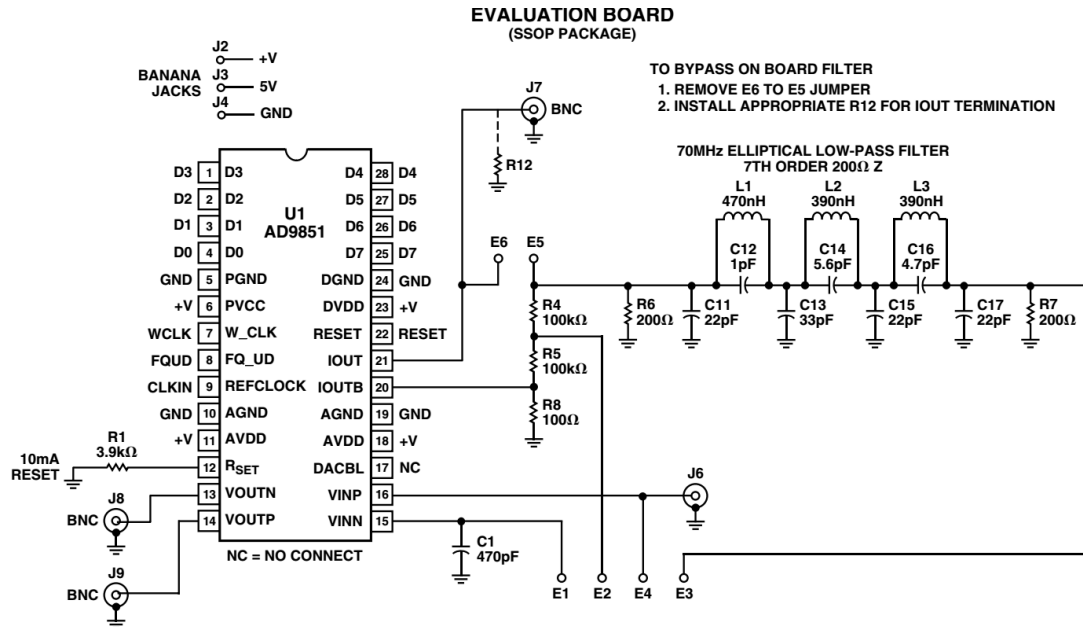


图 Section142-3 AD9851 的输出端电路

顺便说明，图中 R8 是将电流变为电压的，而 R4 和 R5，则是为了获得两个输出电压的均值的，是为比较器输入做准备的。

AD9850 评估版电路如图 Section142-4 所示，椭圆滤波器为 42MHz 的 5 阶低通。

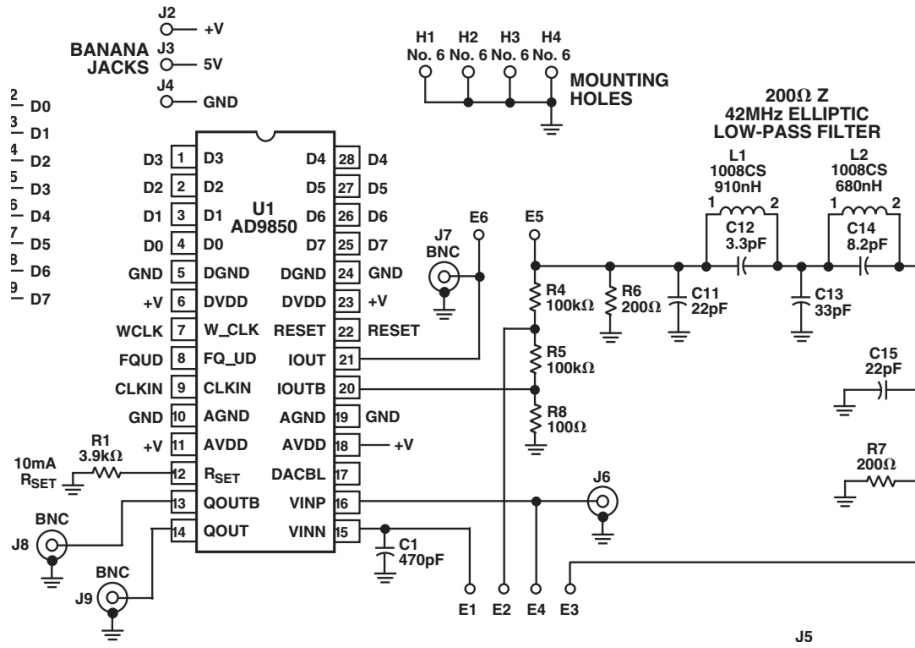


图 Section142-2 AD9834 的输出端电路

要改变椭圆滤波器参数，可以参照本书第 4 章。



## 6.4. 线性稳压电源

线性稳压电源、开关稳压电源，都将 220V 交流电转变成低压直流电。多数情况下，我们在实验室做模电实验时，使用的都是线性稳压电源——一个挺沉的四四方方设备；而我们给手机充电的充电器，绝大多数都是开关稳压电源。

开关稳压电源内部使用高频变压器，体积小重量轻，使用金属少。它的优点是效率高，成本低，缺点是输出纹波较为严重。主要用于对输出电压纹波要求较小、对效率和成本要求较高的场合。

线性稳压电源内部使用大功率的低频变压器，那么多铜线绕的，又笨又沉的，还很贵。它的优点是，输出电压纹波很小，缺点是效率低、成本高。

另外，线性稳压电源的电路结构非常简单。

### Section143. 线性稳压电源结构

#### 总体结构

线性稳压电源总体结构如图 Section143-1 所示。它包括变压器、整流电路、滤波电路，以及稳压电路共 4 个部分。其中稳压电路比较复杂，图中仅用一个方框给出。

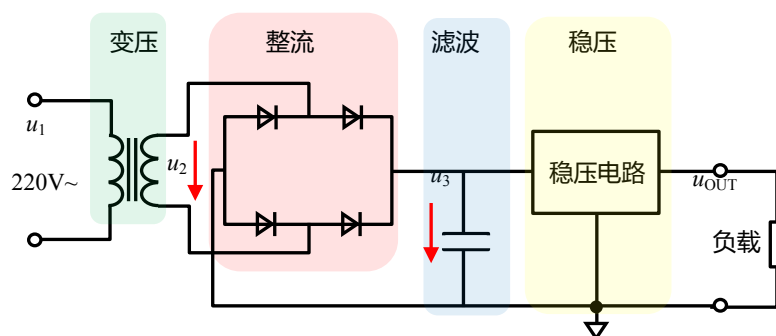


图 Section143-1 线性稳压电源结构

#### 整流环节

变压器部分比较清晰，本书不介绍。由 4 个整流二极管组成的桥式整流电路如图 Section143-2 所示。图中为了表明电流流向，用一个电阻模拟整流电路后级的负载。在交流电的正半周，电流流向如子图(a)，交流电的负半周如子图(b)，可以看出，无论正半周还是负半周，流过模拟电阻的电流方向都是相同的，均为从上向下流——这就完成了双向转单向的整流作用。

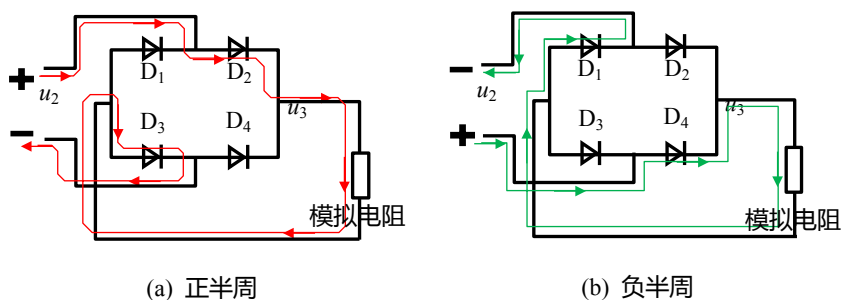


图 Section143-2 桥式整流的电流走向

无论正负半周，均有两个二极管导通，此时，负载上获得的电压  $u_3$ ，是原输入端电压  $u_2$ ，减去两个二极管导通压降 1.4V。输入输出波形如图 Section143-3 所示。注意，图中特别标注这是差值电压，因为两个电压的参考电位点是不相同的。

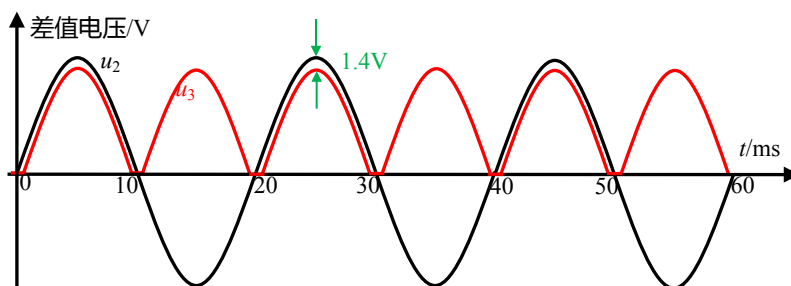


图 Section143-3 整流输入和输出的差值电压波形

### 滤波环节

理论上说，红色的  $u_3$  波形虽然是波动的，但已经属于直流电压。可是，这并不是我们期望的直流电压——我们期望的，应该是始终不变化的一个稳定电压。因此我们要消除这种被称为“纹波”的电压波动。

消除纹波的第一步是滤波。一个无源低通滤波器可以保留直流分量，而滤除或者减少波动成分。因此，通过增加一个大电容对地，实施滤波，如图 Section143-4 所示。

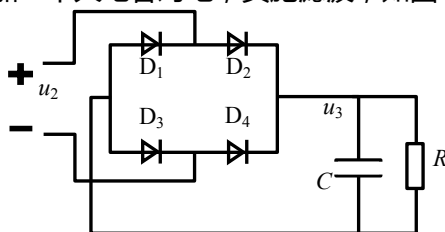


图 Section143-4 整流滤波电路

图 Section143-5 中的绿色曲线是经过电容滤波后的波形，原交流电是 50Hz 的，其周期为 20ms，经过整流电路后，正负半周一一样了，因此没有滤波的红色波形，其周期为 10ms。其滤波过程为：

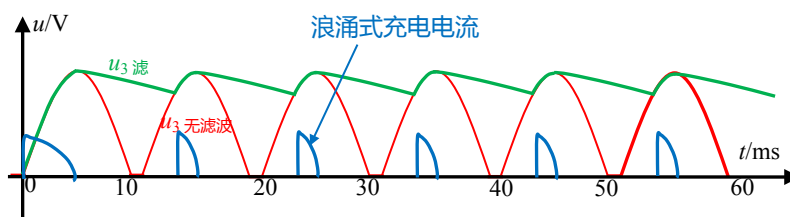


图 Section143-5 无滤波和有滤波电压波形

0-5ms, 原输入电压正半周上升阶段, 电容被充电, 由于此时充电电阻为变压器副边等效串联电阻加上两个二极管的导通电阻, 相对较小, 因此绿色的滤波后波形将与滤波前的红色波形重叠。到了 5ms 后, 原输入电压处于正半周下降阶段, 此时电容上电压开始放电, 通过二极管是无法放电的, 只能通过模拟负载放电。一般来说, 模拟负载的电阻值是较大的, 因此放电会慢一些, 在 5ms~13ms 之间, 将是一个缓慢放电过程。在 13ms 附近, 原输入电压又高于电容电压 14V 以上了, 又开始给它充电, 在 13ms~15ms 之间, 是一个短暂的充电期, 以后每个周期都是重复的。我们得出两个结论:

1) 经过电容滤波的绿色波形, 其波动量确实小于滤波之前的红色波形。滤波起到了减小纹波的效果。

2) 负载电阻越小, 放电越严重, 纹波越严重。滤波电容越大, 放电越缓慢, 纹波越小。

一个直流稳压电源做好以后, 其负载是变化的, 谁也不能确定的。为了避免负载过重带来的纹波增加, 适当增加滤波电容容值, 是有效果的。一般来说, 这类电源中的滤波电容, 都是千微法数量级的。

但是, 任意的增加电容容值, 可能带来二极管被烧毁。原因如下:

大家注意, 图中蓝色的波形是充电电流, 它是浪涌式的。在负载消耗电能不变的情况下, 我们可以看出, 全部的负载消耗能量, 均来源于给电容的充电——消耗多少, 就充多少。当电容值被增大后, 可以看出放电更加缓慢, 第二次的充电开始, 将不再是第 13ms 处, 而是 14ms, 甚至 14.5ms, 由此充电时间段将被缩小, 即蓝色波形将变得很窄, 在如此窄的时间段内要完成相同的电荷充电, 就需要更大的充电电流值, 即浪涌电流峰值变大。

充电电流的无限制增加, 将必然烧毁充电流过的二极管。

选择多大的电容合适呢? 工程上有说法:

1) 电容取值无穷大时, 放电几乎不存在, 因此绿色的  $u_3$  波形将变成一个直线。此时, 滤波后的绿色  $u_3$  波形的电压平均值  $U_{3AVR}$  为:

$$U_{3AVR} \approx 1.414U_2$$

其中,  $U_2$  为原输入电压  $u_2$  的有效值——忽略了两个二极管的 14V。

2) 电容取值无穷小时, 就没有滤波, 因此绿色的  $u_3$  波形与无滤波的红色波形重叠。此时,  $u_3$  波形的电压平均值  $U_{3AVR}$  为:

$$U_{3AVR} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin\omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.9U_2$$

3) 工程上建议, 取合适的电容, 以使下式成立即可:

$$U_{3AVR} \approx 1.2U_2$$

## 稳压环节

经过滤波，我们得到了图中绿色的电压波形，看起来它已经很像一个直流稳压电源了，确实如此。我小时候就经常用这种电源，俗称稳压器，大约 10 块钱就能买一个，里面就是一个变压器，4 个二极管和一个大电容。

把这样一个未经稳压的“稳压器”插到 220V 交流电插板上，输出就可以给一些电池供电的设备供电了，比如录音机、收音机等。用这家伙，可比买电池划算多了。

但是这种“稳压器”存在较大的纹波，导致在听录音带的时候，能够听到基波频率为 100Hz 的所谓“交流声”，嗡嗡的。这搞得我们很头疼——能用，但不爽。给这个输出增加一个实实在在的稳压环节，就可以降低纹波，消除交流声。怎么做呢？用一个稳压管？如图 Section143-6 所示。但是这种一个电阻加一个稳压管的方式，存在很多问题，我们在后面细讲。在图 Section143-1 中，我们仅用了一个方框来表示，就说明它不会如此简单。

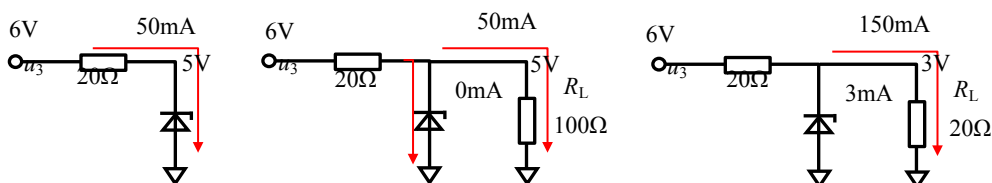


图 Section143-6 简单稳压电路难以正常工作

这部分电路，用下一节讲述的串联型稳压电路实现。

## Section144. 串联型稳压电路

要实现稳压电路，必须明确我们的要求，如下：

1) 输入为  $u_3$ ，它是波动的，其最小值为  $U_{3\min}$ ，假设为 10V，其最大值为  $U_{3\max}$ 。假设为 12V。

2) 要求输出电压  $u_{OUT}$  是稳定的，几乎没有波动，假设为 5V。

3) 能够输出足够大的电流。

4) 效率尽量高。

5) 最好输出电压可以方便调节。

回头再看看图 Section143-6，就可以发现其中存在很多问题。

当它不带负载时，一切都很好，如左图。但是，它一旦要带负载，负载消耗的电流，是从稳压管击穿电流中夺取的。因此，如果负载要消耗 100mA 电流，那么稳压电路在没有接入负载前，就应该让稳压管击穿于至少 100mA 处。换句话说，负载消耗的功率有多大，稳压管就应该在空载时浪费多大功率。第一这样效率很低，第二，一个小个头的稳压管，要消耗与录音机相同的功率，它会很热，也许会被烧毁。

因此，我们只能对其进行改造。

### 电路工作原理

对简单稳压电路实施改造后的电路如图 Section144-1 所示，此电路被称为串联型稳压电路。为什么叫串联，等会儿再讲。先看它的工作原理。

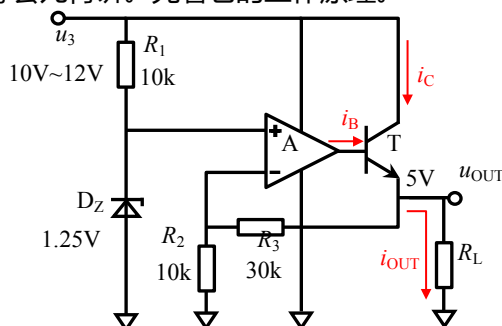


图 Section144-1 串联型稳压电路

首先，这是一个含有运放和晶体管的电路，给运放供电就成了问题。运放正常工作时，需要一个稳定的直流电源，我们现在正在制作直流电源，这不矛盾了吗？图中，给运放供电来自  $u_3$ ，这可是一个波动电压啊，能行吗？能行。

对于一个含负反馈的运放电路来说，只要运放的供电电压在正常范围内，其输出值只要不超过受电源电压限制的最大值时，输出电压与电源电压无关。比如一个由运放组成的 4 倍同相放大器，其供电电压为 12V，当输入为 1.25V 时，输出为 5V，此时如果电源电压变为 10V，输出将不受影响，仍是 5V。只有把供电电压将为 5V 以下，输出才会达不到 5V。

因此，电源电压出现的，一定范围内的波动，并不会影响运放的正常工作。

同样的，给晶体管的供电电压，只要能保证晶体管的 C、E 之间压降大于饱和压降，晶体管就一直工作在放大区，也就是能够正常工作。

其次，看电路如何工作。 $R_1$  和  $D_Z$  (击穿电压为 1.25V) 形成了一个稳压电路，使得运放的正输入端为 1.25V，同时运放的高输入阻抗，保证了稳压管不需要给它提供电流。

运放 A 和晶体管 T，以及电阻  $R_2$  和  $R_3$  组成了一个反馈环，结合本书第 3 章介绍的“大运放分析法”，可以看出这就是一个标准的 4 倍同相比例器。因此，输出端电压应为 1.25V 的 4 倍，即 5V。

关键是，晶体管在这里起到了扩流作用，可以给负载提供很大的输出电流。图中，流过电阻  $R_3$  的电流很小，可以忽略，那么：

$$i_{OUT} \approx i_E = i_B + i_C = (1 + \beta)i_B$$

结论有二：第一，输出电流的绝大部分来自于  $u_3$  (即  $i_C$ )，第二，运放只需要向外提供很小的电流。相当于运放是个老爷，只发命令  $i_B$ ，不出力，而干活的是晶体管，通过  $u_3$  向外提供高达上百 mA 甚至安培级的电流。

由于晶体管处于负反馈环内，输出电压是稳定的，保持与稳压管击穿电压 4 倍关系。

### 另一种电路画法

习惯上，大家更愿意将串联型稳压电路画成图 Section144-2。除了方向有变化外，区别在于反馈电阻网络，原先是  $R_3$  和  $R_4$ ，现在多了一个电位器，以方便对输出电压进行调整。

电路被分成了 4 部分：基准、采样、比较放大、调整管。

这样看电路，更容易看出，无论输入的  $u_3$  怎么变化，输出都是恒定的 5V，是调整管串联于输入、输出之间，吃掉了输入输出之间的电压差。因此这个电路叫串联型稳压电路。

由于多余的压差都被晶体管吃掉，且负载消耗电流均来自于串联的晶体管，因此晶体管也会消耗很大的功率。这导致此电路的效率较低。对此，见图 Section144-3。

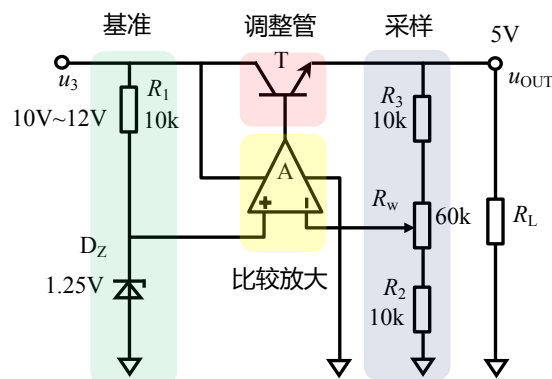


图 Section144-2 串联型稳压电路的分块

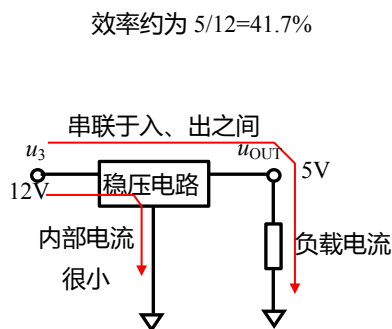


图 Section144-3 为什么叫串联型？

### 理论计算

电路和已知条件如图 Section144-3 所示，晶体管输出最大电流为 150mA，饱和压降为 2V，负载电阻为 50Ω，求正常工作情况下，输出电压的可调整范围。

第一步，先按照无限制条件进行理论计算。

$$u_{OUT} = U_Z \times \left(1 + \frac{R_{上}}{R_{下}}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3 + R_{W上}}{R_2 + R_{W下}}\right)$$

(Section144-1)

当电位器滑动端至于最下端，输出达到最大电压，利用上式有：

$$u_{OUT\_max} = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3 + R_W}{R_2}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{10 + 60}{10}\right) = 10V$$

当电位器滑动端至于最上端，输出达到最小电压，利用上式有：

$$u_{OUT\_min} = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_W}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{10}{10 + 60}\right) = 1.43V$$

第二步，考虑各种限制。

限制之一，晶体管 C、E 之间必须保证大于等于 2V。

此时，应考虑最差情况，在输入电压最低为 10V 情况下，要保证 C、E 之间压降大于等于 2V，输出电压则不能高于 8V。

限制之二，晶体管输出电流不得超过 150mA。

此时，对不变的 50Ω 负载，当晶体管输出电流不超过 150mA 时，负载获得的电压不应超过 150mA×50Ω=7.5V。

综合考虑两个限制，输出最大电压不得超过 7.5V。

可以看出，本题目限制中没有对最低输出电压实施限制。因此，整个电路正常工作时，输出电压的调整范围为 1.43V~7.5V。

### 拓展思考

在前述题目中，增加一个限制：晶体管耗散功率不得超过 0.5W。请分析电路工作中，输出电压调整有何限制。

### 限流保护电路

当电路正常工作时，如果负载电阻太小，会引起输出电流过大，甚至烧毁调整管。为防止此现象发生，多数串联型稳压电路都在输出端增加限流保护电路，如图 Section144-4 所示。

一个串联于输出支路的小电阻， $R_{sense}$ ，会将输出电流转变成电压，加载到保护晶体管  $T_p$  的发射结两端，当输出电流  $i_{OUT}$  不断增大，使得  $i_{OUT} \times R_{sense} = 0.7V$  左右，保护晶体管  $T_p$  的发射极会正偏导通，导致图中  $i_3$  增加，运放输出电流  $i_1$  有上限，则势必会通过降低运放输出端电压，以保证  $i_2$  减小，进而引起  $i_{OUT}$  下降，这样一个负反馈过程，最终一定会维持输出电流保持在：

$$i_{OUT\_max} \leq \frac{0.7V}{R_{sense}}$$

按照图中阻值，其限流保护最大电流约为 140mA。

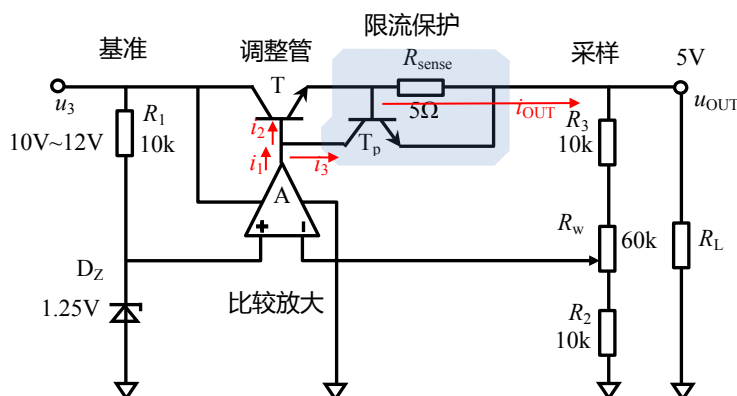


图 Section144-4 串联型稳压电路的限流保护



## Section145. 集成三端稳压器

半导体生产厂家将串联型稳压电路集成到一个芯片中，就形成了可以买到的集成稳压器：integrated-circuit voltage regulator，也称三端稳压器：3-terminal voltage regulator。形成集成三端稳压器的思路有两种。

### 固定输出型——Fixed Voltage Regulator

常用的固定输出型集成三端稳压器有 3.3V、5V、6V、8V、9V、12V、15V 等。这类稳压器均有 3 个端子，分别为  $V_{in}$  输入端、接地 COM 端、 $V_{out}$  输出端。用户只需要在输入端接入未稳压的，最小输出电压超过一定值  $V_{in\_min}$  的含有波动的电压，COM 端接地，则输出端就会出现与稳压器型号对应的固定输出电压。

此类稳压器，影响力较大的为 78XX 系列和 79XX 系列，其中 78XX 系列为正稳压器，而 79XX 系列为对应的负稳压器。其中的 XX 是两位数字，一般代表固定输出电压值，如 7805，固定输出电压为 5V，而 7915，输出固定电压-15V。唯独 7833 需要提醒，它不是固定输出 33V，而是 3.3V。

图 Section145-1 是固定电压型集成三端稳压器 78XX 的内部结构，其中的运放是作者为表明原理设计的，实际电路中显然不是这样的，而是一大堆晶体管组成的高增益放大电路。可以看出它就是一个串联型稳压电路。图中稳压管为 3V2，实际其工作电压为 3.3V。图中的开关其实是不存在的，它只是表明内部可能有两种结构，如果稳压器是 7833，则内部 R3 顶端直接接  $V_{out}$ ，而其它型号，则存在 R4。

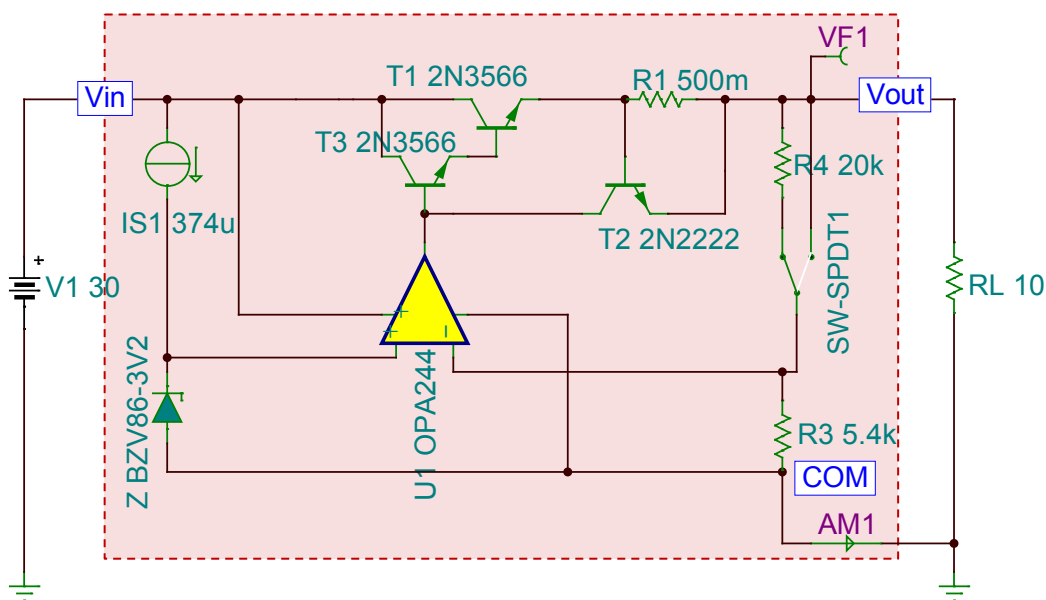


图 Section145-1 集成三端稳压器 78XX 内部结构图

通过不同的  $R_4$  值，可以计算出实际输出电压将是 3.3V 的若干倍。比如图中  $R_4=20k\Omega$ ，则可以计算出：

$$V_{out} = 3.3V \times \frac{R_3 + R_4}{R_3} = 15.52V$$



要保证此类稳压器正常工作，输入电压的绝对值，应比固定输出电压绝对值大 2~2.5V，以保证内部调整管具有比饱和压降更大的 C、E 电位差，使其工作在放大状态。比如将最低电压 11.5V，最高电压 13V 的含有波动的电压接入 7809 的输入端，则输出会稳定在 9V，而将相同的电压接入 7812 中，则输出会不稳定。至于到底最小压差是多少，请查阅各自的数据手册。

图 Section145-2 是这类稳压器的电路符号和应用电路。多数此类电路要求输入端和输出端均要对地接电容。除此之外，这类电路的应用实在是太简单了，并且它们的价格也不高，因此很少有人自制这类电路。

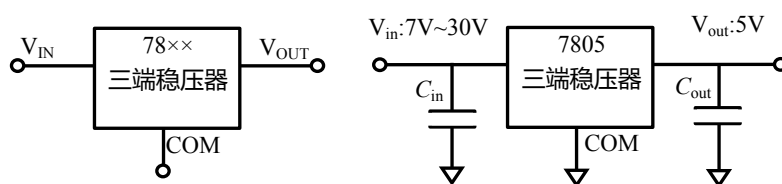


图 Section145-2 集成三端稳压器 78XX 电路符号和应用电路

### 输出可调整型：Adjustable Voltage Regulator

显然，固定型三端稳压器不能满足任意电压输出要求，可由用户自行设定输出电压的“输出可调整型”三端稳压器应运而生。

图 Section145-3 是我根据德州仪器公司生产的可调输出型三端稳压器 LM317 资料，自制的简化电路结构。其基本思路也是串联型稳压电路，稍有区别在于稳定电压的位置——本电路是高侧稳定，即  $V_{out} - V_{adj}$ （也就是采样电阻上方电阻  $R_4$  的压降），等于内部稳压管电压，而前述的控制思路都是低侧稳定，即采样电阻的下方电阻（即两个图中的  $R_3$ ）的压降，等于内部稳压管电压，两者目的相同。

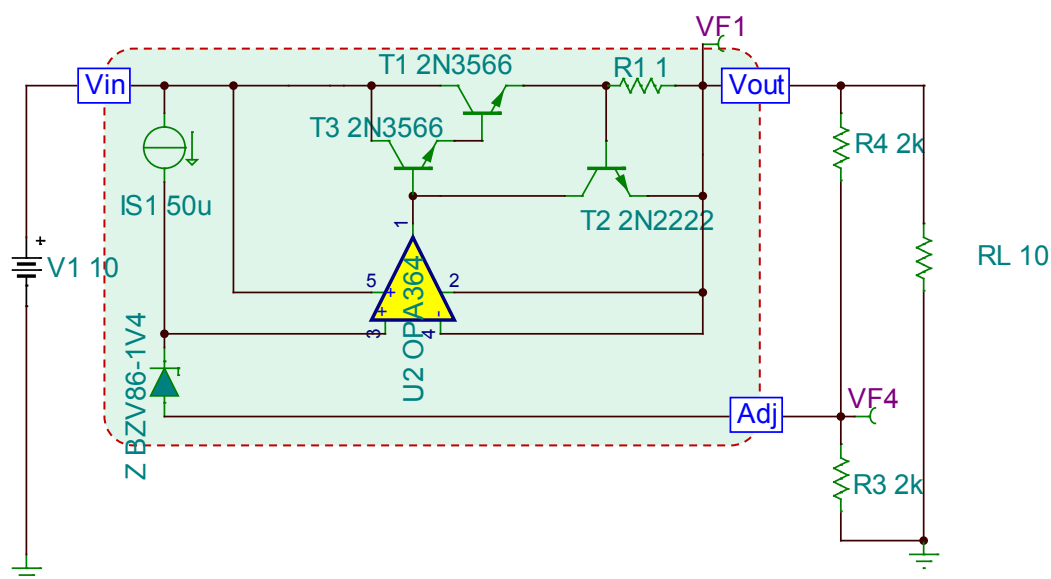


图 Section145-3 可调型三端稳压器 LM317 内部电路结构

高侧稳定电路中，流过稳压管的击穿电流会在电阻  $R_3$  上产生额外的压降，在输出电压计算时必须考虑：

$$\begin{aligned} V_{out} &= U_{R4} + U_{R3} = U_{R4} + I_{R3} \times R_3 = U_{R4} + (I_{R4} + I_{S1}) \times R_3 = U_{R4} + \left(\frac{U_{R4}}{R_4} + I_{S1}\right) \times R_3 \\ &= U_{R4} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + I_{S1} R_3 \end{aligned}$$

其中， $I_{S1}$  为流过稳压管的击穿电流。以图 Section145-3 为例，输出电压为：

$$V_{out} = U_{R4} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + I_{S1} R_3 = 1.4V \times (1 + 1) + 50\mu A \times 2k\Omega = 2.9V$$

特别声明，本例中内部稳压管采用了 1.4V，是因为在 TINA 仿真软件中找到一个 1.25V 的稳压管比较困难。实际的 LM317，其内部稳压管提供的参考电压为 1.25V。

### 固定型的扩压

对固定电压型三端稳压器，也可以通过外部增加反馈电阻的方式，实现升压操作，并根据反馈电阻值控制输出电压。比如用一个 7805，通过适当的外部连接，可以实现 15V 的稳压输出。如图 Section145-4 所示。

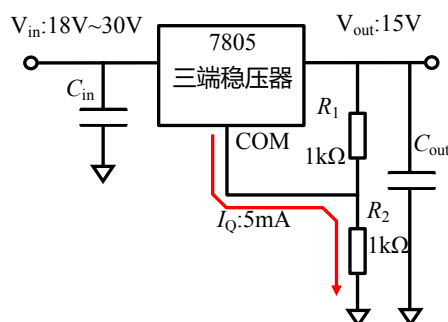


图 Section145-4 集成三端稳压器 78XX 的扩压电路

对这个电路的分析，需要注意两点：

1)  $V_{out}$  和 COM 端之间的电位差，在正常工作状态下，应维持三端固定型稳压器的规定电压，如图应为 5V。

2) 这类三端稳压器都有一个基本确定的静态电流，包括稳压管击穿电流和内部放大器工作电流，比如 7805，典型值为 4.5mA，最大值为 6mA，在输入电压大幅度变化时，此静态电流约有 0.8mA 变化量；在输出电流大幅度变化时，静态电流变化量为 0.5mA。

知此两条，即可根据图中电路进行输出电压分析：

$$\begin{aligned} V_{out} &= U_{R1} + U_{R2} = U_{R1} + I_{R2} \times R_2 = U_{R1} + (I_{R1} + I_Q) \times R_2 = U_{R1} + \left(\frac{U_{R1}}{R_1} + I_Q\right) \times R_2 \\ &= U_{R1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2 \end{aligned}$$

图中， $U_{R1}=5V$ ，假设  $I_Q=5mA$ ，按照图中电阻值，则有：

$$V_{out} = U_{R1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2 = 15V$$

这种方法看起来挺有学问的，但是很不实用——几乎没有人这么做，毕竟  $I_Q$  是随着外部工作状态而改变的，在反馈分压电阻上的压降是变化的，这导致输出电压的不稳定。而要让静态电流变化对输出电压的影响减至最小，唯一的方法就是减小分压电阻，而这会引

起分压电阻上消耗大量功率，是不划算的。

直接买一个 15V 的 7815 就行，何必费这个劲呢？但是，这是一种思路，值得我们学习。

可能有聪明的读者在此会提出，前面讲述的可调压型电路，不也是这种思路吗？为什么 LM317 可以稳定输出电压？原因在于，LM317 内部是一个恒流源 50 $\mu$ A 从 Adj 引脚流出，第一它很小，第二它的变化量在全变化范围内只有 0.2 $\mu$ A 典型值，在 1k $\Omega$  电阻上仅会带来 0.2mV 的电压变化。

### 三端稳压器的扩流

每个三端稳压器内部都有过流保护电路，因此也就有最大输出电流限制。当负载需要的电流大于三端稳压器能够提供的最大输出电流时，有两种方法，第一，购买能够提供更大输出电流的三端稳压器，第二，自制扩流电路，如本节内容。一般情况下，不得不自制扩流电路时，都是你买不到现成的能够满足输出电流要求的稳压器。

电路如图 Section145-5 所示。图中为增加实用性，画出了输入端的第二个电容——多数三端稳压器在使用中都要求输入端具备两个电容，一个超大的库电容，约为 100 $\mu$ F 左右，一个很小的电容，约为 0.01 $\mu$ F 左右。而输出电容一般都很小，0.01 $\mu$ F 左右。关于给三端稳压器增加输入输出电容，涉及到较为复杂的环路稳定性问题，本节不深入介绍。

言归正传说扩流。假设图中的 7805 最大输出电流为 1A，而我们要求整个电路最大输出电流为 5A，即  $R_L$  最小为 1 $\Omega$ 。整个电路分为两种工作状态，第一，小电流状态，第二，大电流状态。

当负载电阻较大，输出需要较小的电流时，图中输出电流只由 7805 提供，即紫色输出电流  $I_{out}$  来自于绿色的  $I_3$ ，有：

$$I_{out} = I_3 \approx I_2 = I_1 = I_{in}$$

此时，流过电阻  $R_{sense}$  的电流，在  $R_{sense}$  两端产生的压降远小于 0.7V，并联的大功率晶体管处于截止状态，整个电路就像只有 7805 在“劳动”一样。活比较轻，小喽罗就干了。

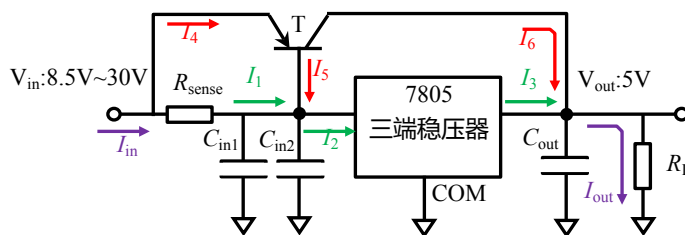


图 Section145-5 集成三端稳压器 7805 的晶体管扩流电路

当负载电阻较小，使得输出电流准备超过 0.5A 时，7805 就感觉比较累了，需要大功率的晶体管帮忙了，此时，合适的  $R_{sense}$  阻值，比如 1 $\Omega$ ，就能够使得  $R_{sense}$  两端压降达到 0.6V，晶体管的发射结就处于微弱导通状态，红色的电流开始出现， $I_6$  开始为负载提供电流，此后，随着负载电流的逐步增加， $I_3$  只会微弱增加，大量的输出电流靠  $I_6$  提供。原因是， $I_3$  只要增加一点儿，就会造成晶体管发射结电压也线性增加，而导致  $I_5$  呈指数规律增加。

当已知  $I_{out}$ ，则可设晶体管发射结电压为  $u_{BE}$ ，则晶体管的基极电流为：

$$I_5 = f(u_{BE}) \approx I_5(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

而流过检测电阻的电流为：

$$I_1 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}}$$

流入三端稳压器的电流约等于流出三端稳压器的电流：

$$I_3 \approx I_2 = I_1 + I_5 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}} + I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

而晶体管给负载提供的电流为：

$$I_6 = \beta I_5 = \beta I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

负载获得的总电流为两者之和：

$$I_{out} = I_3 + I_6 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}} + (1 + \beta)I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

从中可以看出，第一项，即三端稳压器输出电流是线性的，而第二项，即晶体管提供的电流则是指数的。

据此，使用 Matlab 编制一个程序，表明它们的变化规律，如图 Section145-6 所示。在图中，当输出电流小于 600mA 之前，紫色的输出电流几乎全部由  $I_3$  提供，并联的晶体管处于截止休眠状态，此后晶体管开始苏醒投入工作，在输出电流达到 1.5A 以后，晶体管提供电流迅速增加，并逐渐占据主要部分。

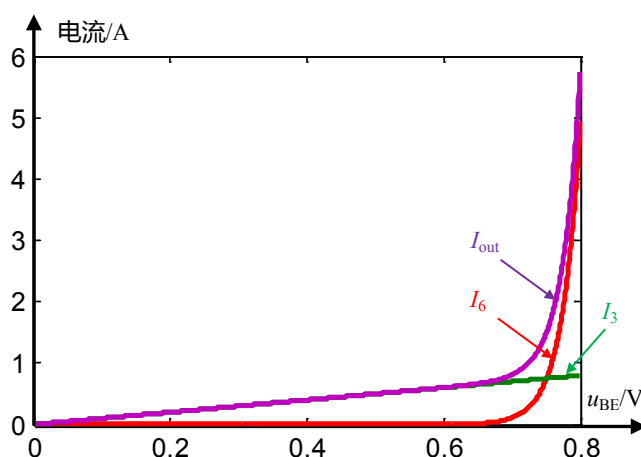


图 Section145-6 晶体管并联扩流电路中的电流变化关系

电路中对晶体管的要求是，有尽量大的  $\beta$ ，能够提供足够大的输出电流，并能承受足够大的功率耗散。

对检测电阻的选择一般可以参照如下规则进行：

1) 已知三端稳压器的最大输出电流为  $I_{max}$ ，设定其求助电流：

$$I_{help} = (0.5 \sim 0.8) \times I_{max}$$

2) 则检测电阻约为：

$$R_{sense} = \frac{U_{BEQ}}{I_{help}} \approx \frac{0.7V}{(0.5 \sim 0.8) \times I_{max}}$$

另外，还有一种思路实现三端稳压器的扩流，就是将多个三端稳压器通过串联二极管实现并联输出。但是相比于并联晶体管方法，这种多个三端稳压器并联方式存在很多问题，一般不建议采用。

## 程序控制直流稳压

我们经常见到一个直流稳压电源的输出值，可以由用户通过按键设定，那么它内部的电路，就必须是程控的。所谓的程控，是指输出电压值可以通过软件编程控制，它区别于手控——通过手工拆换电阻实现。

### 数字电位器实现程控直流稳压

最简单的程控直流稳压方法，是使用数字电位器配合三端稳压器实现。

数字电位器是一个集成芯片，需要供电才能工作。它有三个电位器端子，分别为两端的 A、B 和滑动端 W(Wiper)，以及供电端子和数字通信接口。一般情况下，三个电位器端子的工作电压必须介于供电电压之间，而普通电位器没有这个要求。

每一个数字电位器的 A、B 端之间电阻是确定的，称为端端电阻或者总电阻，受产品规格约束，一般为 5k $\Omega$ 、10k $\Omega$ 、20k $\Omega$ 、50k $\Omega$ 、100k $\Omega$  等，不同的产品系列有不同的规格。数字电位器的滑动端具有确定数量的滑动位置——position，一般为 32 个点、256 个点，或者较高的有 1024 个点，因此不同的数字电位器具有明确的电阻最小分辨单位。比如 AD5293，可以双电源工作，最大电压 $\pm 16.5\text{V}$ ，具有 1024 个 position，系列中有三种总阻值，分别为 20k $\Omega$ 、50k $\Omega$ 、100k $\Omega$ 。

数字电位器都有明确的数字通信接口，可以与处理器相连，获得处理器发出的指令，进而确定滑动端的位置，实现电位器功能。多数数字电位器靠 SPI 方式获得处理器的指令。

将这类数字电位器接入到可调型三端稳压器中，代替图 Section145-3 电路中的反馈取样电阻 R3 和 R4，就可以实现程控直流稳压输出，也可以将整个数字电位器做成一个可变电阻，代替原电路中的下方电阻 R3，如图 Section145-7。但是不管怎么连接，都需要注意数字电位器的工作电压范围不得超过规定的最高电压。

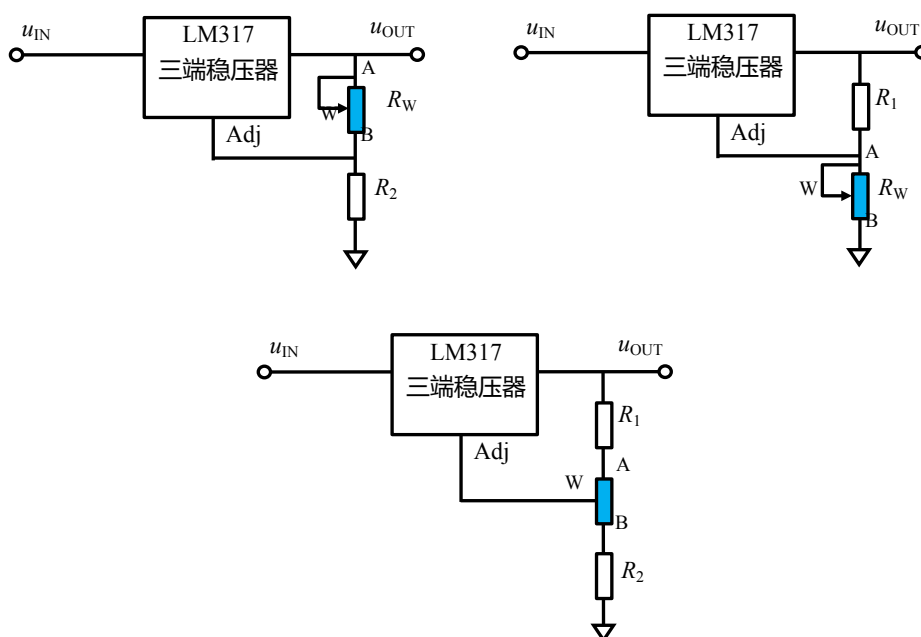
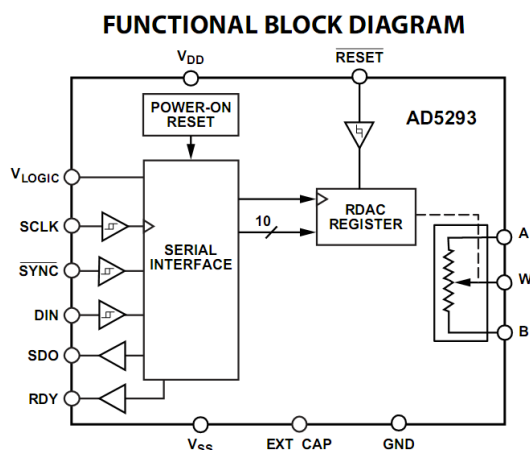


图 Section145-7 用数字电位器配合 LM317 三端稳压器实现程控直流稳压

### DAC 实现程控直流稳压

用一个数模转换器 DAC，将其输出的直流电压作用到可调型三端稳压器上，可以实现程控直流稳压。电路如图 Section145-8 和图 Section145-9 所示。

先看图 Section145-8，这是一个高侧稳定的三端稳压器，在正常工作时，它会始终保持电路中  $R_1$  两端电位差等于器件规定的恒定值，对 LM317 来说，是 1.25V。此时，在  $R_2$  的下端输入一个电压  $U_{CTR}$ ，则可以分析出：

$$U_{OUT} = U_{CTR} + U_{R2} + U_{R1} = U_{CTR} + 1.25\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2$$

后两项是 LM317 标准电路的输出电压，最后一项很小，一般可以忽略。

因此，此电路的输出电压可调，即在原电路基础上增加了一个可变量  $U_{CTR}$ ，而此电压一般可由一个数模转换器提供。电路的缺点是，可调电压范围受限于 DAC 输出范围，一般不会很大。

这个缺点是高侧稳定型稳压器的通病。

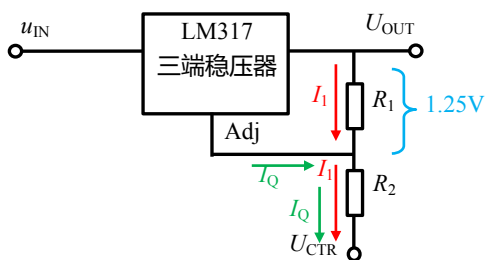


图 Section145-8 用 DAC 实现程控稳压电路 1

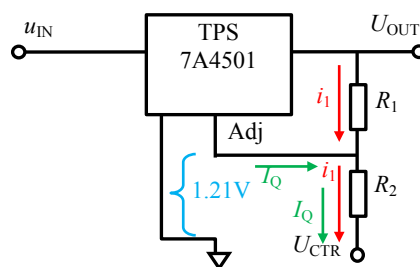


图 Section145-9 用 DAC 实现程控稳压电路 2

低侧稳定型稳压器，可以实施较大范围的输出电压调整。电路如图 Section145-9 所示。

TPS7A4501 是一个低压差线性稳压器，型号中尾标“01”一般均代表可调，它也有固定电压型，比如 TPS7A4533，代表 3.3V 固定输出，TPS7A4550 代表固定 5.0V 输出。

对 TPS7A4501 来说，它在正常工作时会保证 Adj 脚对地电位始终是 1.21V，利用这个特点，此电路的输出电压为：

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= U_{Adj} + U_{R1} = 1.21V + i_1 R_1 = 1.21V + (i_{R2} - I_Q) R_1 \\ &= 1.21V + \left( \frac{1.21V - U_{CTR}}{R_2} - I_Q \right) R_1 = 1.21V \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - U_{CTR} \frac{R_1}{R_2} - I_Q R_1 \end{aligned}$$

当使用 DAC 改变  $U_{CTR}$ ，可以实现较大范围的输出电压调整。

## Section146. 低跌落电压稳压器——LDO

集成三端稳压器，输入电压（调整管的 C 端）必须高于输出电压（调整管 E 端）一个规定的差值，才能保证调整管的  $u_{CE} > U_{CES}$ ，使其处于放大状态。这个最小的差值，称为跌落电压(Dropout Voltage)。前述的集成三端稳压器，其跌落电压一般为 2~2.5V。

跌落电压越大，调整管消耗功率越大。我们不希望这样。于是，就出现了跌落电压很低的集成稳压器，称为低跌落稳压器——Low Dropout Regulator，简称 LDO，其跌落电压可以低至 10mV 数量级。

中文习惯，也可以称之为低压差稳压器。

### 实现 LDO 的基本思想

前述串联型稳压电路——如 Section144 和 Section145 中电路，我们暂称之为标准型串联稳压电路——之所以跌落电压比较大，是有原因的。

#### 标准型电路为什么具有较高的跌落电压

在标准型串联稳压电路中，调整管一般由 NPN 达林顿管（如图 Section146-1 中的 T3 和 T2）组成，而给达林顿管提供输入电流，则依赖于 T1 管，一个 PNP 管，这样在 T4 管上，只需要提供很小的电流，就可以驱动 T3 管的发射极流出足够大的负载电流。这样的结果是，电路中  $A_{M2}$  很小。

但是这种电路，不可避免的存在跌落电压较大的缺点。图中 T1 管的集电极电位最高为  $U_{C\_max\_T1} = V_{in} - U_{CES\_T1}$ ，大约为 29.7V，而达林顿管要保持正常工作，两个 PN 结必须被打通，这需要 1.4V 的压降，因此  $V_{F1\_max} = U_{C\_max\_T1} - 2U_{BEQ} = 29.7 - 1.4 = 28.3V$ ，即输出电压至少要比输入电压 30V 跌落 1.7V。

实际工作中，T3 管的 BE 导通压降可能比 0.7V 大，可能是 0.9V 左右——毕竟它的输出电流很大，就需要 PN 结存在较大的压差，且 T1 管的饱和压降也比 0.3V 大。这就导致此电路正常工作时，跌落电压超过 2V。

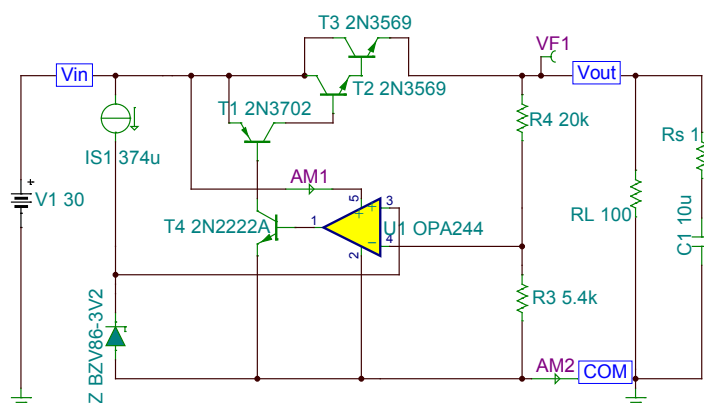


图 Section146-1 标准型三端稳压器内部简化结构  
结构决定了一切，必须改变电路结构才能产生低的跌落电压。



### PNP 型结构的 LDO

当调整管换成 PNP 管时，情况一下就变了。电路如图 Section146-2 所示。可以看出，此时整个环路仍是负反馈，而输入输出之间的电压跌落仅仅是 Q1 的饱和压降，一般在百 mV 左右，取决于负载电流大小——输出电流越大，跌落电压也越大。

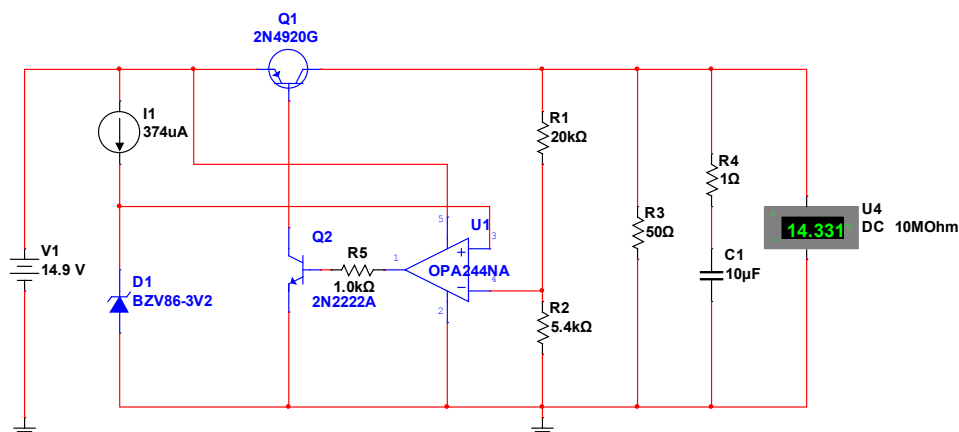


图 Section146-2 PNP 型 LDO 内部简化结构

PNP 型 LDO 的主要缺点是，它只有一个晶体管，电流增益是有限的，因此 Q2 发射极流过的电流约为输出电流的  $1/\beta$ ，而调整管的  $\beta$  一般较小，导致这个电流较大。

这个电流直接流向了稳压器的接地端，它与其它支路流进地的电流一起，被称为地电流。

地电流大，一方面会降低效率，另一方面对 LDO 扩压电路带来不稳定因素。

### PMOS 型结构的 LDO

我们注意到了在 PNP 型调整管结构中，其基极电流不可忽视。因此，采用场效应管可以解决这个问题，这就诞生了 PMOS 型结构的 LDO，电路如图 Section146-3 所示。

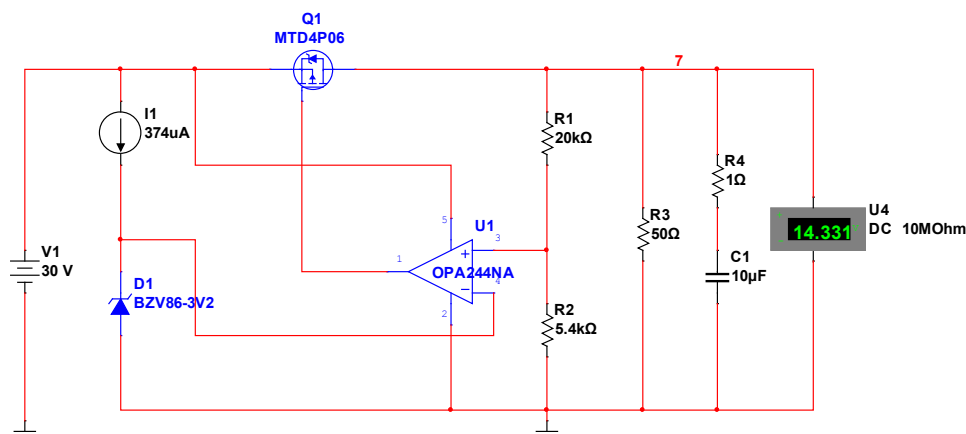


图 Section146-3 PMOS 型 LDO 内部简化结构

电路工作原理类似于 PNP 型结构，但是它没有了门极电流，因此大幅度减小了地电流。

与 PNP 相比，PMOS 型 LDO 的另外一个好处是，它能够实现更小的跌落电压，通常可以低至 10mV 数量级。当然，这也与输出电流有关。

## LDO 中的环路稳定性

几乎所有的 LDO 都面临环路稳定性问题——使用不慎，会导致振荡。

因为它涉及到很多概念，本节不准备在稳定性问题上展开。请读者相信如下几点：

### 不展开的结论

1) LDO 是一个包含比较放大器、调整管、采样网络的一个大闭环，只考虑静态时，它处于标准的负反馈状态，是稳定的。

2) 环路中任何环节，都会产生增益和相移，在没有补偿的情况下，这些环节的相移都是滞后的，且是随着频率的增加，其绝对值是增加的，即这些相移是由极点产生的。

3) 每个极点，会产生最大 $-90^\circ$ 的滞后相移。理论上，当存在两个极点时，频率升至无穷大，滞后相移才会达到 $-180^\circ$ ——这就等于说永远不会达到；而存在 3 个极点时，一定会在某个频率处，使得滞后相移达到 $-180^\circ$ 。

4) 在某个频率处，如果整个环路的滞后相移达到  $180^\circ$ ，而环路增益还没有跌落到 1 以下，此环路就一定会发生自激振荡。

5) LDO 的输出必须接一个大电容，以保证电源在面临负载突然加重时，具有良好的动态性能——输出电流突然增加时，大电容可以暂时提供负载的电流需求，不至于使得输出电压突然降低。这个电容必不可少。

6) 输出电容的存在，给整个环路增加了一个极点，多出了最大 $-90^\circ$ 的相移，加重了整个环路满足自激振荡的可能性。

7) LDO 的调整管工作于共射极状态，具有很大的输出电阻；而标准稳压器的共射极形式，输出电阻极小。这导致两者的极点频率不同：LDO 的极点频率要远低于标准稳压器的极点频率。通过分析可知（本书不分析了），如果不给 LDO 实施有效的补偿，自激振荡几乎是不可避免的。

避免自激振荡的方法，常见的有两个，第一是改变极点位置，比如将第一个极点尽量降低，使得增益在极低频率处就开始下降，到相移达到 $-180^\circ$ 时，环路增益已经下降到 1 以下。而这个工作，需要 LDO 设计者在 LDO 内部完成，事实是，他们没有做这个工作。第二，是给整个环路增加一个或者多个零点——每增加一个零点，会产生最大  $90^\circ$ 的超前相移，以抵消极点的作用。而这个零点增加，需要用户在组成 LDO 电路时完成。

### 在 LDO 外部给环路增加合适的零点

电路如图 Section146-4 所示。这是对 LDO 输出端的一个近似模拟， $R$  是负载电阻， $C$  是负载电容，一般比较大。而  $R_s$  是电容的等效串联电阻。需要注意，电阻  $R_2$  和电容  $C_2$  是我为了让晶体管处于放大区单独增加的，读者不必为此担忧，别理睬它们的存在。

很显然，输出电压是 PNP 管 C 极输出电流乘以浅蓝色区域内阻抗，单独考虑阻抗表达式，就可以看出这个局部电路的零极点分布：

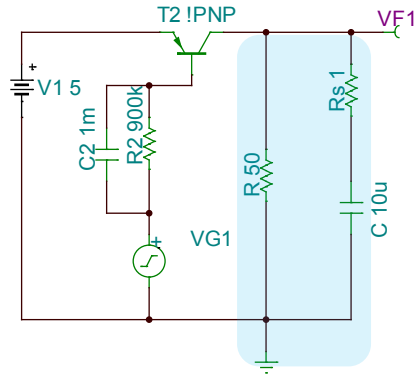


图 Section146-4 PNP 型 LDO 的输出端简化结构

$$\dot{z} = \frac{R \times (R_S + \frac{1}{sC})}{R + (R_S + \frac{1}{sC})} = R \frac{1 + sR_S C}{1 + sC(R + R_S)}$$

具有一个极点，极点频率为：

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C(R + R_S)} = 312\text{Hz}$$

具有一个零点，零点频率为：

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C R_S} = 15.9\text{kHz}$$

注意，当  $R_S=0$  时，零点不存在。

此电路的频率特性如图 Section146-5 所示。红色小点代表其极点位置，蓝色小点代表零点位置。很显然，在 15.9kHz 附近的零点，使得一直在下降的相移曲线，在此出现了上升。这个零点的存在，减缓了相移下降进程，可能避免原本出现的自激振荡。

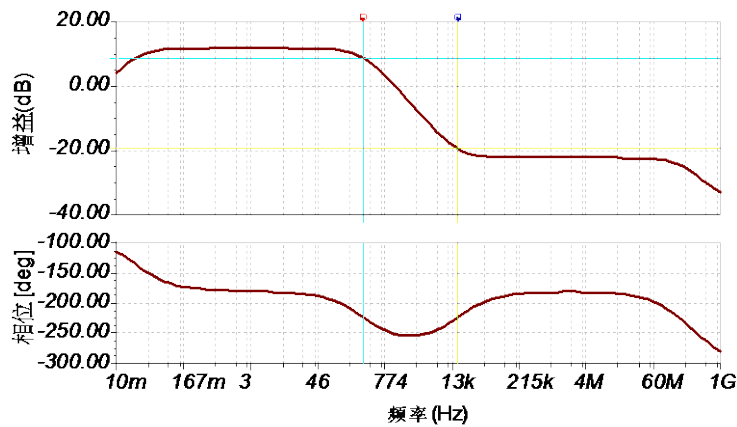


图 Section146-5 PNP 型 LDO 的输出端频率特性

从此例我们知道，给闭环中增加零点，对自激振荡是有抑制作用的，但是，仅有零点并不一定能够抑制自激振荡，还需考虑零点的位置。对此，本节不展开复杂的分析，仍需要读者了解如下结论：

零点频率太低，不能抑制自激振荡。零点位置太高，也不能抑制。换句话说，此电路中，在 C 确定的情况下， $R_S$  既不能太小，也不能太大。

而  $R_S$  是什么呢？就是实际电容器本身存在的等效串联电阻(Equivalent Series Resistance: ESR)。任何一个实际电容器，在频率无穷大信号加载时，其等效阻抗理论上应为 0，但实际不会是 0，而是趋于某个确定值，此值即为 ESR。不同种类的电容器，其 ESR 区别很大。

同样种类的电容器，容值对 ESR 影响也很大。

一般的电容器，ESR 介于  $10\text{m}\Omega$  到  $10\Omega$  量级，而这两个极端，对保证 LDO 环路稳定性都是不利的。

本节试图告知读者一个结论：**使用 LDO 时，必须谨慎选择输出电容，以确保电容器的 ESR 在 LDO 数据手册规定的范围内，既不能大，也不能小，才能保证 LDO 系统的稳定性。**多数情况下，使用高质量 X7R 电容、钽电容是较好的选择，而我们最常用的铝电解电容器，在这里是极为危险的，因为它一般具有很大的 ESR。

## ADP1765

对 LDO 来说，主要性能包括最小跌落电压、输出电流、精准度和稳定性、输出噪声、可调输出范围、静态电流、PSRR、工作温度范围、是否具有放电、是否具有使能控制等。选择 LDO 主要考虑自身的设计要求，不能一味选择高性能。

美国 ADI 公司本身就生产 LDO，且 2017 年 3 月收购了电源领域具有极好口碑的 Linear Technology 公司后，其电源产品线更加丰满，本书了举几例。

ADP1765 是输出电流高达 5A 的低压差低噪声 LDO，其典型应用电路如图 Section146-6 所示。它包含 2 类版本，一类是固定版本，包含输出电压固定为 0.85V、0.9V、0.95V、1.0V、1.1V、1.2V、1.25V、1.3V、1.5V 等 9 种产品，另一类是可调产品，只有 1 种，可以实现 0.5V 到 1.5V 任意设定——这取决于图中  $R_{ADJ}$  的阻值。

图中 VIN 脚是输入电压，需要一个 22 $\mu$ F 的对地电容，VOUT 是输出电压，也需要一个 22 $\mu$ F 的对地电容。

PG 是 Power Good 的缩写，是输出电压正常的指示脚，可以帮助用户了解电源工作情况。

SS 是 Soft Start 软启动的缩写，对地电容  $C_{SS}$  决定了软启动花费时间，电容越大，时间越长，启动过程越迟缓，引起的输入电流突变也相应更小。如果不需要软启动，可以悬空该脚。

VREG 是内部调压电路需要外部接电容的管脚，指定接一个 1 $\mu$ F 电容对地，以保证内部放大电路的可靠工作。

REFCAP 也是为外部接电容准备的，它实际是内部基准电压管脚，对地接一个 1 $\mu$ F 电容可以降低输出噪声。

VADJ 仅在可调版本中有用，它是一个 50 $\mu$ A 恒流源输出，对地接一个电阻（如图 10k $\Omega$ ），可以将此电流转换成确定的电压：

$$V_{ADJ} = I_{ADJ} \times R_{ADJ} = 50\mu\text{A} \times 10\text{k}\Omega = 0.5\text{V}$$

而输出电压为  $V_{ADJ}$  的 3 倍，则图中电路输出电压为 1.5V。用户可以在规定的范围内，选择合适的电阻  $R_{ADJ}$ ，以确定输出电压。

EN 脚为使能端，具有精确的迟滞特性：当 EN 脚电压超过 0.65V，则进入正常工作状态，当 EN 脚电压低于 0.60V，则进入输出禁止状态。

SENSE 脚为输出稳压需要的反馈脚，可以采用开尔文接法连至负载端。

AD1765 的跌落电压很小，在 5A 输出时典型跌落电压仅为 59mV，不超过 95mV，即只要输入电压高于输出电压 0.1V，一定能保证工作。

AD1765 的噪声很低，输出端 10Hz~100kHz 内的噪声有效值仅为 3 $\mu$ V，100kHz 处的电压噪声密度仅为 4nV/ $\sqrt$ Hz。

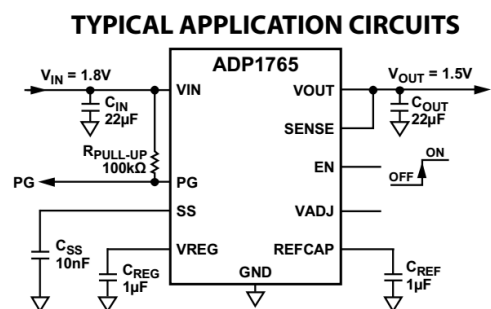


Figure 1. Fixed Output Operation

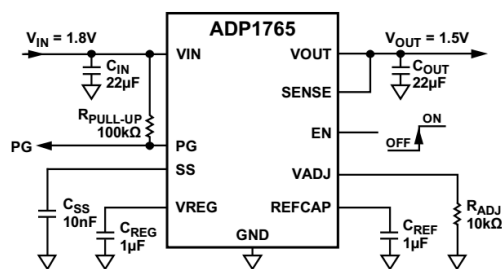


Figure 2. Adjustable Output Operation

图 Section146-6 ADP1765 典型连接电路

AD1765 的自身功耗也不大，输出电流为 0 时，自身仅消耗 5mA，即便输出电流高达 5A，其自身消耗电流也仅为 12mA。

图 Section146-7 中黑色为 AD1765 的内部结构，取自数据手册。从中可以看出如下信息：第一，它是一个典型的串联型稳压电路，调整管为一个 P 沟道 MOSFET，以此降低跌落电压。第二，在正常工作时，误差放大器的两个输入端（一端来自 SENSE，另一端来自设定的 1.2V）应该是虚短的。在此情况下，只要 EN 有效，则 50μA 的  $I_{ADJ}$  会流经外部电阻，在  $V_{ADJ}$  脚产生设定的电压，图中我设计了 8kΩ 的电阻，则  $V_{ADJ}=0.4V$ ，此电压经内部 3 倍放大器产生 1.2V 基准电压，提供到误差放大器的负输入端。如果将  $V_{OUT}$  脚和 SENSE 脚连接到以前，则误差放大器和 PMOS 管形成的负反馈电路，将保证输出电压一定与基准电压相等，为 1.2V。

这就是 AD1765 主核工作原理，其他如内部偏置电源、短路和热保护、软启动、PG 功能，都是附属电路，不影响主核原理。

问题是，既然  $V_{OUT}$  脚必须与 SENSE 脚连接，为什么不在内部直接连接呢？这就引出了开尔文接法。

所谓的开尔文接法，是指 SENSE 端连接到最终负载端，即图中的  $V_{O\_actual}$ ，而不是  $V_{OUT}$  脚。这两者区别很大，原因在于从芯片的  $V_{OUT}$  脚，到真正的负载端  $V_{O\_actual}$ ，是粗导线连接，总是存在一定的导线电阻，当大电流流过这个导线电阻时，会产生压降。

以图中参数为例：假设导线电阻为 10mΩ，1A 电流会在此产生 10mV 压降。如果按照开尔文接法如图所示，大电流是从  $V_{OUT}$  脚经导线流到  $V_{O\_actual}$ ，然后流过负载电阻的，由于运放的高阻输入特性（虚断），从  $V_{O\_actual}$  脚到 SENSE 端是没有电流的，也就不存在压降，因此它可以保证真正的负载端为准确的 1.2V，而  $V_{OUT}$  脚为 1.24V。

但是如果不按照开尔文接法，即将 SENSE 直接和  $V_{OUT}$  连接，则结果为： $V_{OUT}=1.2V$ ，而真正的负载电压为：

$$V_{O\_actual} = V_{OUT} - \frac{V_{OUT}}{R_{wire} + R_{load}} \times R_{wire} \approx 1.1613V$$

这个结果与我们期望的 1.2V 存在差异，不好。从此可以看出开尔文接法的好处。

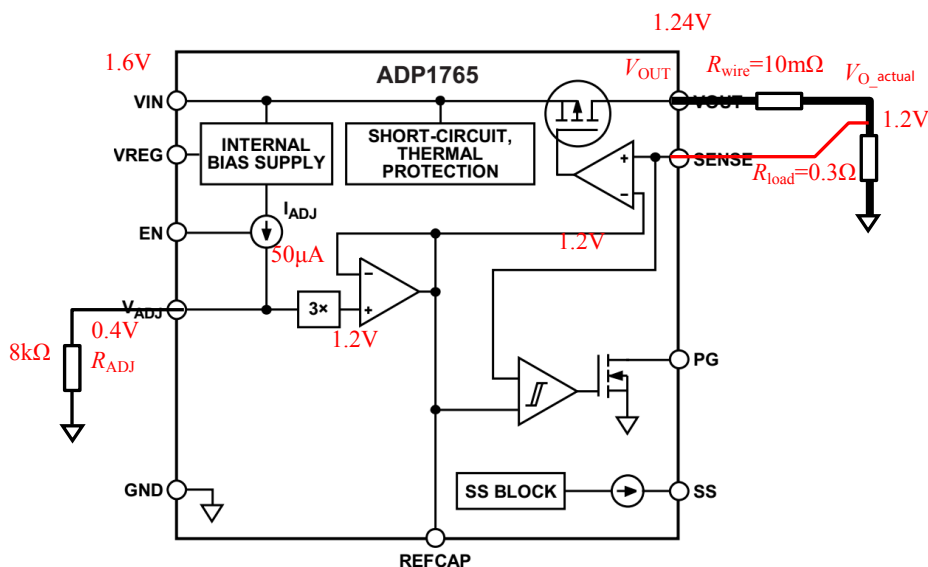


图 Section146-7 ADP1765 的内部结构以及开尔文接法实例

### ADP7118

ADP7118 的静态电流典型值只有 50 $\mu$ A，在 200mA 输出时最大只有 420 $\mu$ A。它能够输出 200mA 最大电流，具有 2.7V 到 20V 输入范围，可以应用于多种场合。

图 Section146-8 是其内部结构——没有画出软启动功能。可以看出，它与标准的串联型稳压电路思路完全一致。图 Section146-9 是其典型应用电路，上图是固定型的，下图是将 5V 固定型的应用为可调压状态。从图中可以看出，由于这是一个 5V 固定型，其内部基准电压一定为 5V，当 SENSE/ADJ 脚的对地电压为 5V 时，内部的误差放大器两个输入端才能处于虚短状态，此时通过 2k $\Omega$  和 10k $\Omega$  分压电路，可以反算出输出电压为 6V。

AD7118 的跌落电压与输出电流相关，在 200mA 输出时，典型的跌落电压为 200mV，最大 420mV。

ADI 公司为 AD7118 提供 1.8V，2.5V，3.3V，4.5V，5V 等几种常用输出电压的固定型版本，也提供基准电压为 1.2V 的可调版本。特别说明的是，ADI 公司还接受用户特殊要求的固定电压版本。

### AD7182

AD7182 是为数不多的负电压 LDO 之一。对于负电压 LDO，当输入为 -28V，输出为 -20V 时，其跌落电压为 -8V，其输出电流取决于负载电阻，可能是 0，也可能是 -100mA。或者说，所有正 LDO 具备的参数，无论电压还是电流，在负电压 LDO 中，都会变成负数。

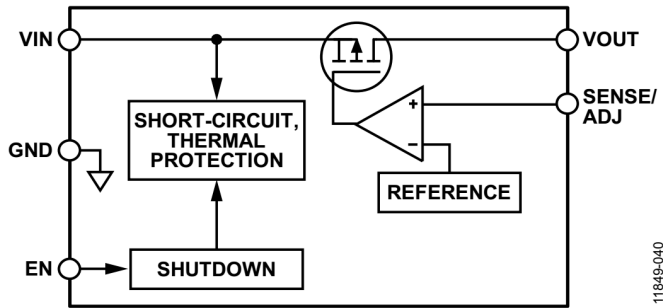


图 Section146-8 ADP7118 的内部结构

### TYPICAL APPLICATION CIRCUITS

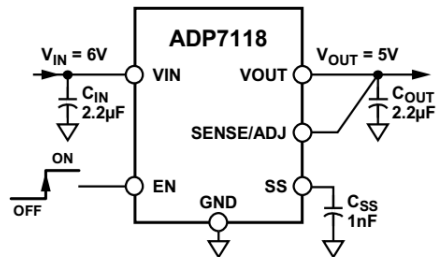


Figure 1. ADP7118 with Fixed Output Voltage, 5 V

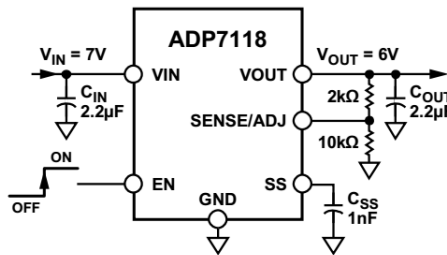


Figure 2. ADP7118 with 5 V Output Adjusted to 6 V

图 Section146-9 ADP7118 典型应用电路

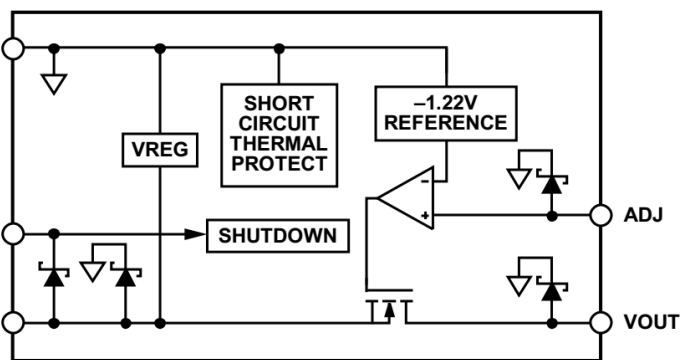


Figure 78. Adjustable Output Voltage Internal Block Diagram

图 Section146-9 ADP7182 的内部结构



图 Section146-9 是 AD7182 的内部结构——可调型。其原理与正电压 LDO 完全相同，MOSFET 变成了 N 沟道的。

图 Section146-10 是其典型应用电路，其内部基准电压为-1.22V，两个分压电阻完全相同，可以反算出输出电压为-2.44V。

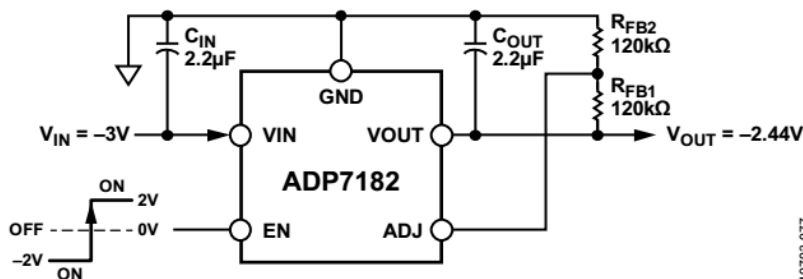


Figure 79. Setting Adjustable Output Voltage

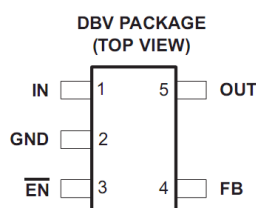
图 Section146-10 可调型 ADP7118 的典型电路

### TPS76201

美国德州仪器公司 Texas Instruments 生产的 LDO 种类繁多，TPS76201 是其中一款。其数据手册首页如下图。

**TPS76201**  
**LOW OUTPUT ADJUSTABLE**  
**ULTRALOW-POWER 100-mA LDO LINEAR REGULATOR**  
SLVS323B – FEBRUARY 2001 – REVISED JANUARY 2007

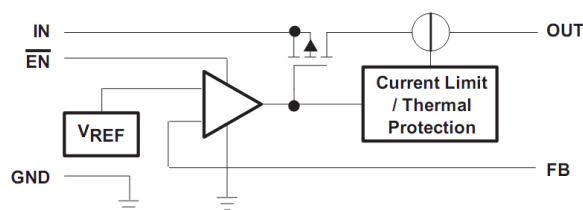
- 100-mA Low-Dropout Regulator
- Adjustable Output Voltage (0.7 V to 5.5 V)
- Only 23 µA Quiescent Current at 100 mA
- 1 µA Quiescent Current in Standby Mode
- Over Current Limitation
- -40°C to 125°C Operating Junction Temperature Range



从中可以看出，这是一款小电流 LDO，最大输出电流 100mA，具有低跌落电压特性，其输出电压可以从 0.7V 到 5.5V 调节，其静态电流在输出电流 100mA 时仅为 23µA。而在待机状态下，其静态电流仅为 1µA。具有过流限制功能。它有 5 个管脚，特别具有一个 -EN 脚，低电平使能，器件正常工作，高电平时，器件进入待机状态。

下图是 TPS76201 的内部结构图。可以看出，它是一个 PMOS 型 LDO，低端稳定，即正常工作时，保证 FB 端对地电压为内部基准电压值 0.6663V（数据手册中有）。

TPS76201



因此，其典型应用电路如下图。

$$V_O = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_{上}}{R_{下}}\right) = 0.6663V \times \left(1 + \frac{R_{上}}{R_{下}}\right)$$



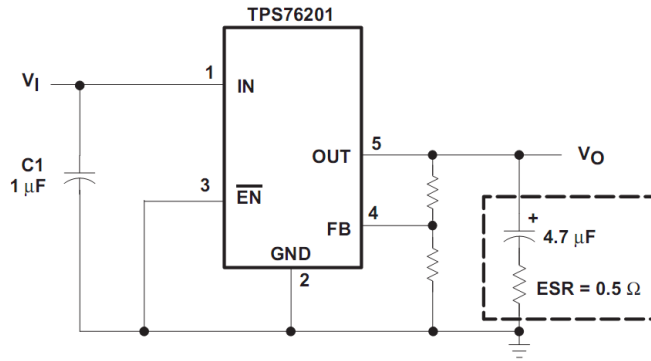


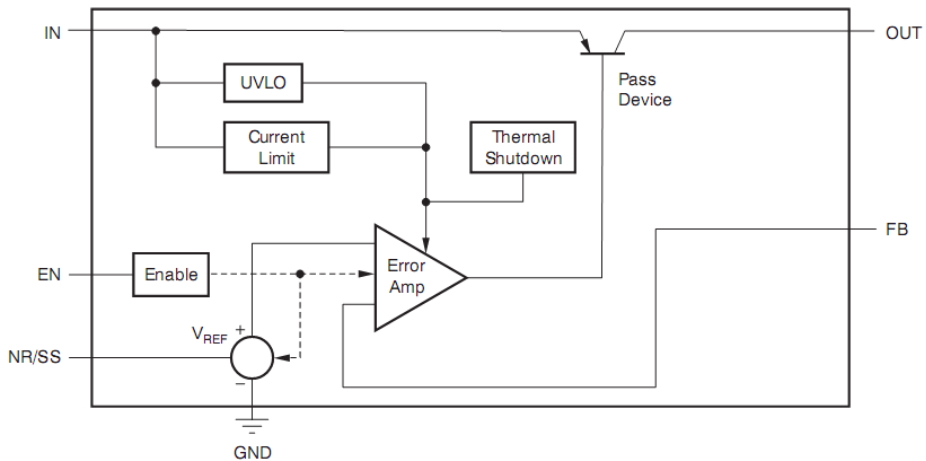
Figure 17. Typical Application Circuit

图中给出的输出电容，建议 ESR=0.5Ω。数据手册中对于 ESR 的范围也有说明。

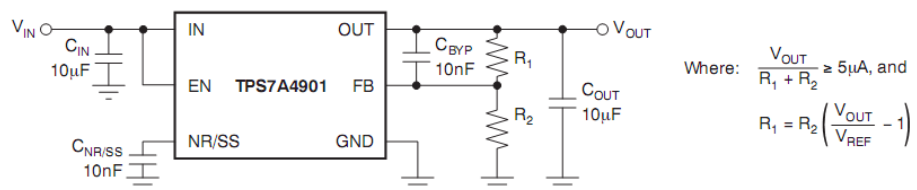
### TPS7A4901

TPS7A4901 是一款宽输入、输出电压范围的 LDO，其输入电压从 3V~36V，输出电压可调 1.194V~33V。其内部结构和典型应用如下图。

#### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



#### TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



它是一个 PNP 型 LDO，低端稳定。

需要注意两点：第一，它具备一个 NR/SS 脚，即 Noise Reduction (噪声降低) /Soft Start (软启动) 脚，通常对地接一个电容会使得输出噪声下降，且通过控制这个脚可以实现软启动，即输出电压缓慢的上升到指定电压。第二，它的典型电路中增加了一个旁路电容  $C_{BYP}$ 。理论上说，它的引入会引起环路的零极点变化，但是，其主要作用并不在此，而在于能够改善 LDO 电路的性能，比如提升低频段的电源电压抑制比 PSRR。

对这类实用型电路，我的建议是，尽量遵循生产厂家给出的设计建议。

## Section147. 基准电压源

前述的串联型稳压电路、集成稳压器、低跌落电压稳压器，都属于直流电源。它们的主要目的是为用电器供电，因此要具有一定的电流输出能力，其核心是稳压基础上释放功率，用俗话说是要干重活的。而基准电压源，只负责提供相当精准的电压，一般不要求其提供较大的输出电流。它的电压稳定性、准确性、噪声，都要远远优于直流电源，但电流输出能力却远远小于直流电源，用俗话说，它就是干细活的。

基准电压源，主要用于 ADC、DAC 的基准，它像砝码决定了称的精准性一样，直接决定着 ADC 的准确性。

### 基准电压源的分类和使用

基准电压源主要分为两类，分流模式型和串联模式型。

所谓的分流模式(shunt mode)型，是指其外形就是一个稳压管，只有 2 个引脚（有些有第 3 引脚，可微调）。以 AD589 为例，其引线图和内部结构如图 Section147-1 所示。

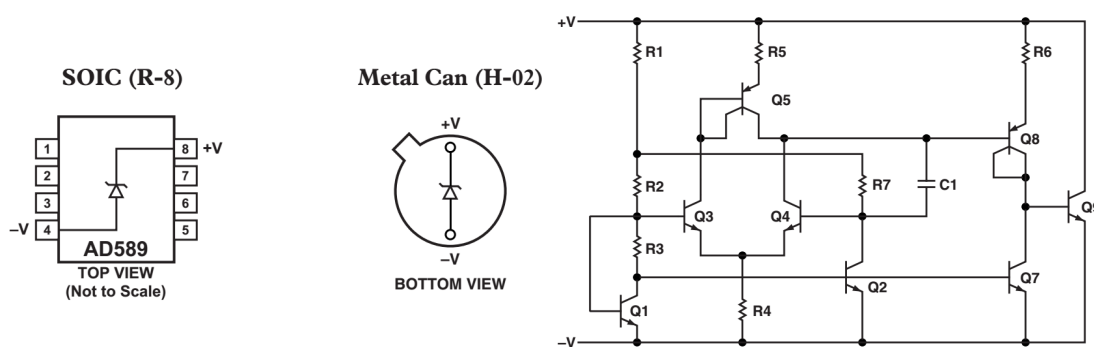


图 Section147-1 分流模式型 AD589 引线图和内部结构

按照规定的最小电流和最大电流，选择合适的外部电阻，将其设计成图 Section147-2 所示电路，即标准稳压管电路，就可以得到稳定的输出电压。右图中，利用 ADR512 具有的第 3 脚——调整脚，可以实现大约±0.5%的微调。

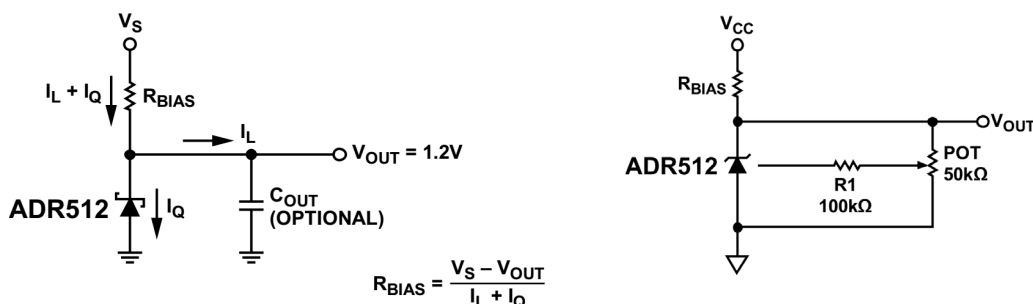


图 Section147-2 分流模式型 ADR512 典型电路连接

分流模式型基准源，结构简单，价格低，但其性能指标与串联模式存在差距。

所谓的串联模式型，它更类似于一个集成三端稳压器，也具有输入脚、接地脚和输出脚，也是高电压输入、得到稳定的低电压输出。与集成三端稳压器相比，主要区别如下：

1) 输出电压的初始准确性、温度和时间稳定性、噪声、调整率指标等，都要优于三端稳压器。

2) 集成三端稳压器具有很大的, 单方向的电流输出能力。而基准电压源则具有流进电流和流出电流能力, 只是数值很小, 一般为几 mA。

3) 很多集成三端稳压器具备输出电压调整功能, 而基准电压源一般只有微调功能。

以 ADR44X 系列为例, 它提供 440(2.048V), 441(2.5V), 443(3V), 444(4.096V), 445(5V)等 5 种规格输出电压, 其内部结构如图 Section147-3 所示, 典型应用电路如图 Section147-4。

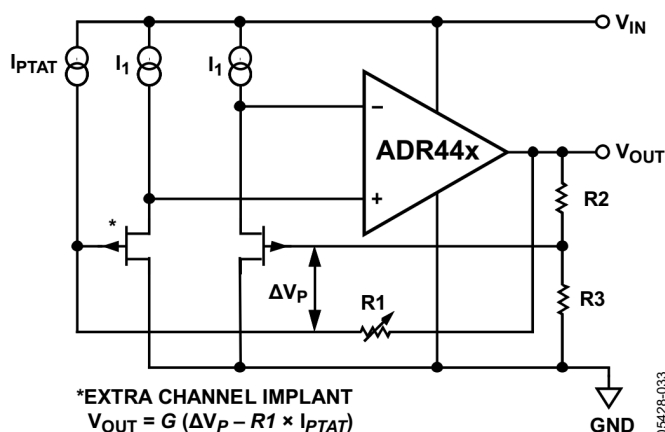
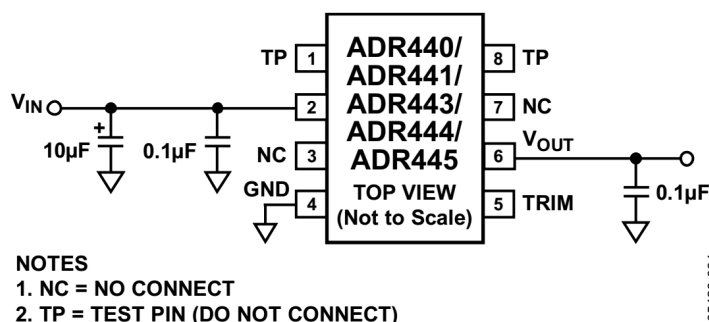


图 Section147-3 串联模式型 ADR44X 内部结构

多数情况下, 用户无需对基准电压源实施微调, 即可以将 TRIM 脚悬空。而图中的 TP 脚为测试脚, 在出厂前由厂家使用, 用户无需连接它。需要注意的是, 用户必须按照数据手册建议, 在输入脚和输出脚连接合适的电容。



- NOTES  
 1. NC = NO CONNECT  
 2. TP = TEST PIN (DO NOT CONNECT)

图 Section147-4 串联模式型 ADR44X 典型电路连接

有些基准电压源提供了 FORCE 和 SENSE 输出, 以方便用户实现 Kelvin (开尔文) 连接, 保证负载端电压准确性。其中的 FORCE 端, 直译为“施力”端, 相当于税前工资, 一般为运放的输出端, 而 SENSE 端, 则为“感应”端, 相当于税后收入, 一般取自最终负载, 回馈到运放输入端。负反馈的机理告诉我们, 施力端提供多高电压不是我们关心的, 我们关心的是, 施力造成的负载上的后果是什么, 这类同于我们更关心税后收入一样。这也是 Kelvin 接法的核心思想。图 Section147-5 为 ADR34XX 的开尔文接法。

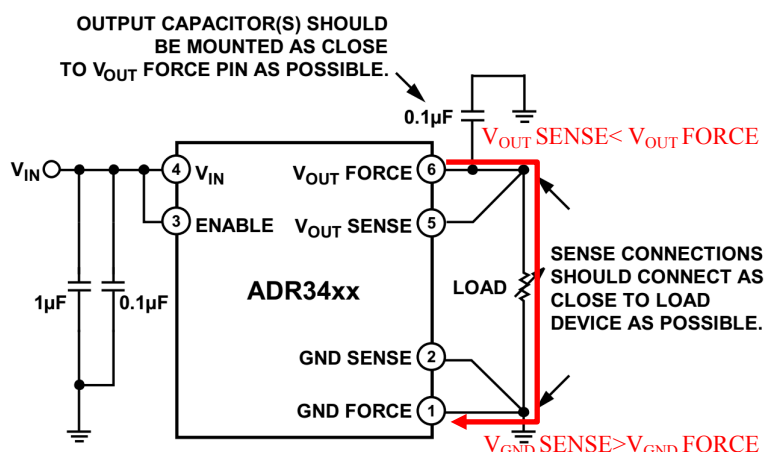


图 Section147-5 串联模式型 ADR34XX 典型电路连接

### 初始容差

是指在标准测试环境下——确定的温度、确定的负载电流、确定的输入电压情况下，输出电压与理论输出电压之间的差值，用 mV 或者相对值的%表示。在数据手册中，可以用 INITIAL OUTPUT VOLTAGE ERROR (初始输出电压误差) 表示，也可以用 ACCURACY (准确度) 或者 OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE (输出电压容差)、INITIAL ACCURACY (初始准确度) 等表示。

它表现的是生产厂家对相同测试环境下，输出电压偏差的容忍程度，一旦某个芯片的测试结果超过了厂家的规定容差，就会被作为次品，不得进入销售渠道。

比如一个标称为 2.048V 的基准电压源 ADR4520，它分为 B grade (B 级) 和 A grade (A 级) 两种，在数据手册中可以看到如图 Section147-6 所示的截图。

#### ADR4520 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise noted,  $V_{IN} = 3\text{ V to }15\text{ V}$ ,  $I_L = 0\text{ mA}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

Table 3.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
OUTPUT VOLTAGE	$V_{OUT}$			2.048		V
INITIAL OUTPUT VOLTAGE ERROR	$V_{OUT\_ERR}$	B grade			$\pm 0.02$	%
		A grade			410	$\mu\text{V}$
					$\pm 0.04$	%
				820	$\mu\text{V}$	

图 Section147-6 串联模式型 ADR4520 数据手册截图——初始误差

此表说明，对于出厂合格的产品 ADR4520B，在规定的测试条件下测试多个芯片，其输出电压最大值不会超过  $2.048\text{V} + 410\mu\text{V} = 2.04841\text{V}$ ，也不会低于  $2.048\text{V} - 410\mu\text{V} = 2.04759\text{V}$ 。而 ADR4520A，其输出电压最大值不会超过  $2.048\text{V} + 820\mu\text{V} = 2.04882\text{V}$ ，也不会低于  $2.048\text{V} - 820\mu\text{V} = 2.04718\text{V}$ 。

那么，你相信能从购买的 A 级产品中得到 B 级产品性能吗？一般是梦想。生产厂家会对每个产品进行测试，并将误差小于  $410\mu\text{V}$  的归入 B 级，将误差介于  $410\mu\text{V} - 820\mu\text{V}$  的归入 A 级，而将误差大于  $820\mu\text{V}$  的归于次品。这和乒乓球中的一星、二星、三星的分类道理差不多。当然，为了买到 B 级产品，你得多掏银子。

同时我们注意到，用绝对误差除以理论输出电压 2.048V，就是用%表示的相对误差。截图中  $410\mu\text{V} / 2.048\text{V} = 0.02001953\%$ ，图中用  $\pm 0.02\%$  表示，相互是吻合的。

## 温度漂移

当基准电压源的环境温度发生变化，其输出电压会相应发生变化，在一定温度范围内，温度变化和输出电压变化呈现较为稳定的规律，如图 Section147-7 是 ADR4520 的输出电压随温度变化曲线。显然，我们希望它在整个温度范围内变化越小越好，因此常用 TEMPERATURE DRIFT (温度漂移)，或者 TEMPERATURE COEFFICIENT (温度系数) 来表达，一般以 ppm/°C 为单位，即每度带来多少个 ppm 的变化。

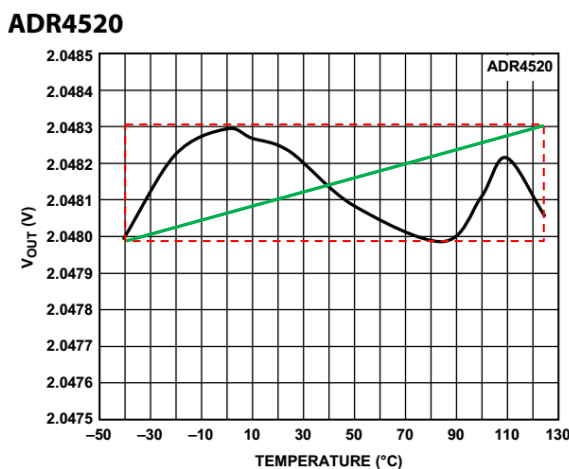


图 Section147-7 ADR4520 的温度曲线

有两种常见的方法表达温度漂移。

第一种：一般选择 3 个测试点，分别为最低温度  $T_1$ 、常温  $25^\circ\text{C}$  为  $T_2$ 、最高温度  $T_3$ ，测量这三个温度下的输出电压  $V_{O_{T_1}}$ 、 $V_{O_{T_2}}$ 、 $V_{O_{T_3}}$ ，以下式表示：

$$TC = \frac{\max(V_{O_{T_1}}, V_{O_{T_2}}, V_{O_{T_3}}) - \min(V_{O_{T_1}}, V_{O_{T_2}}, V_{O_{T_3}})}{V_{O_{T_2}} \times (T_3 - T_1)} \times 10^6 \text{ppm} \quad \text{(Section147-1)}$$

以图 Section147-7 为例，目测得如下结果：

$$V_{O_{T_1}} = 2.0480\text{V}; V_{O_{T_2}} = 2.04823\text{V}; V_{O_{T_3}} = 2.04805\text{V};$$

将上述测试数据代入式(Section147-1)，得：

$$TC = \frac{2.04823 - 2.0480}{2.04823 \times (125 - (-40))} \times 10^6 \text{ppm} = 0.68 \text{ppm}$$

第二种：在整个温度范围内实现全部温度点测量，获得输出电压最大值  $V_{O_{max}}$ ，输出电压最小值  $V_{O_{min}}$ ，以下式表示：

$$TC = \frac{V_{O_{max}} - V_{O_{min}}}{V_{O_{typ}} \times (T_3 - T_1)} \times 10^6 \text{ppm} \quad \text{(Section147-2)}$$

其中， $T_3$ 和 $T_1$ 仍是规定的温度上限和下限，而 $V_{O_{typ}}$ 则是输出电压理论值。

这种方法也称 box method (方框法)，用电压最大值、电压最小值形成方框的上下两个边，用温度的最小值、最大值形成方框的左右两个边，如图 Section147-7 中的红色虚线方框，该方框的对角线斜率代表温度系数的绝对值，即图中的绿色斜线，该值除以典型输出电压，即为温度系数相对值。

仍以图 Section147-7 为例，目测得如下结果：

$$V_{O_{max}} = 2.0483\text{V}; V_{O_{min}} = 2.04798\text{V}; V_{O_{typ}} = 2.048\text{V};$$

将上述测试数据代入式(Section147-2)，得：

$$TC = \frac{2.0483 - 2.04798}{2.048 \times (125 - (-40))} \times 10^6 \text{ppm} = 0.947 \text{ppm}$$

显然，第二种方法更加苛刻，得出的温度漂移也相应大一些。

不同的器件，可能采用上述两种方法之一，需要甄别。

我个人认为，如果可行，第三种方法更加合理：在温度曲线图中，找到斜率绝对值最大的微小线段，得到此线段的温度差 $\Delta T$ ，以及此线段的电压差值 $\Delta V$ ，以下式表示：

$$TC = \frac{\Delta V}{V_{Otyp} \times \Delta T} \times 10^6 \text{ppm} \quad \text{[Section147-3]}$$

仍以图 Section147-7 为例，目测在  $100^\circ\text{C}(2.048115\text{V})$ 到  $106^\circ\text{C}(2.0482\text{V})$ 之间具有最大斜率，两点之间电压变化为  $85\mu\text{V}$ ，则有：

$$TC = \frac{85 \times 10^{-6}}{2.048 \times 6} \times 10^6 \text{ppm} = 6.92 \text{ppm}$$

可见数值相差甚大。

但请注意，我个人认为的第三种方法，并不是厂家接受的方法。

### 线路调整率

输入电压变化引起的输出电压变化，称为线路调整率(Line Regulation)，也称电压调整率，用下式表示：

$$\text{Line Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$$

其单位为  $\mu\text{V}/\text{V}$ 。

也可以用相对变化表示，即：

$$\text{Line Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta V_{IN}} \times 10^6 \text{ppm} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta V_{IN}} \times 10^2 \%$$

其单位为 ppm，或者%。

### 负载调整率

负载电流变化引起的输出电压变化，称为负载调整率(Load Regulation)，表示为下式：

$$\text{Load Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_L}$$

其单位为  $\mu\text{V}/\text{mA}$ ，也可用电阻表示，等效为输出电阻  $r_{out}$ 。

也可以用相对变化表示，即：

$$\text{Load Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta I_L} \times 10^6 \text{ppm} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta I_L} \times 10^2 \%$$

其单位为 ppm，或者%。

图 Section147-8 是 ADR4520 数据手册截图。

TEMPERATURE COEFFICIENT	TCV <sub>OUT</sub>	B grade, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	2	ppm/ $^\circ\text{C}$	
		A grade, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	4	ppm/ $^\circ\text{C}$	
LINE REGULATION	$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	1	10	ppm/V
LOAD REGULATION	$\Delta V_{OUT}/\Delta I_L$	$I_L = 0 \text{ mA to } +10 \text{ mA source, } -40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	30	80	ppm/mA
		$I_L = 0 \text{ mA to } -10 \text{ mA sink, } -40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	100	120	ppm/mA

图 Section147-8 ADR4520 数据手册截图

第一行是温度系数，其测试温度范围均为 $-40^\circ\text{C}$ 到  $125^\circ\text{C}$ ，这是该芯片的正常工作温度范围。在此范围内，B 级产品最大温度系数为  $2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，而 A 级产品则稍差，为  $4\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。

第二行是线路调整率，在正常温度范围内，其典型值为  $1\text{ppm}/\text{V}$ ，即输入电压每增加  $1\text{V}$ ，输出电压增加量的典型值为理论输出电压的  $1\text{ppm}$ ，即  $2.048\mu\text{V}$ 。而最大值为  $10\text{ppm}$ ，

即输入电压增加 1V，输出电压增加不会超过 20.48 $\mu$ V。

第三行是负载调整率，在正常温度范围内，分为两种：第一种是 source（源，吐出电流），指输出电流方向为“从基准源流向负载”，此时，输出电流每增加 1mA，输出电压下降典型值为 30ppm，即 61.44 $\mu$ V。从此也可看出其等效的输出电阻为：

$$r_{out} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_L} = \frac{61.44 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-3}} = 61.44\text{m}\Omega$$

第二种是 sink（池，汉语没有更合适的词表述，指吸纳电流），指输出电流方向为“从负载流进基准源”。此时，输出电流由 -5mA 变为 -6mA，即增加 1mA，输出电压会产生 100ppm 的增加，即 204.8 $\mu$ V。

## 输出噪声电压

指基准电压源的输出噪声大小，一般用两种形式表达。

第一种是 0.1Hz~10Hz 噪声电压峰峰值，用  $e_{Np-p}$  表示，单位为  $\mu$ V。

第二种是 1kHz 或者其他频点处的噪声电压密度，用  $e_N$  表示，单位为 nV/ $\sqrt$ Hz。

OUTPUT VOLTAGE NOISE	$e_{Np-p}$	0.1 Hz to 10.0 Hz	1.0	$\mu$ V p-p
OUTPUT VOLTAGE NOISE DENSITY	$e_N$	1 kHz	35.8	nV/ $\sqrt$ Hz

图 Section147-9 ADR4520 数据手册截图

除以上指标外，基准电压源还有跌落电压、长期稳定性、温度迟滞等，本书不详述。但，烦请读者记住，一个简简单单的基准电压源，其实并不简单。

## Section148. 基准电流源

我们知道，电压与电流是一对共生共存的量，理论上，有电压基准，就应该有电流基准。但不得不承认，在历史进程中，电压源的应用占据了上风。我们熟悉电压源，源自于桌面上有一台直流稳压电源，一旦上电，它的两个端子之间就存在指定的电压。但，我们不熟悉电流源。

一个两端子器件，两端之间电压在一定范围内变化，流过器件的电流是恒定的，且非常精准，这就是基准电流源。世上有这样的东西吗？有。

### REF200

REF200 是原先的 BB 公司（被 TI 公司收购）生产的一款双 100 $\mu$ A 电流基准，且内含一个用途广泛的电流镜，其内部结构如图 Section148-1 所示。



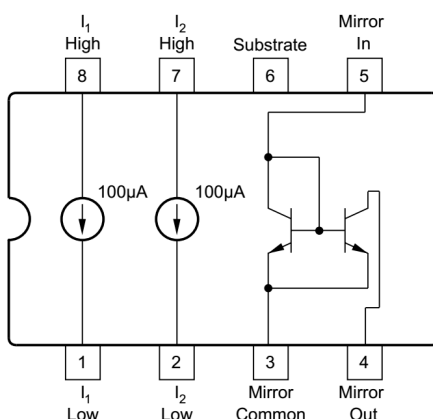


图 Section148-1 REF200 内部结构——截图于 REF200 数据手册

### REF200 的电流源

每个电流源都有两个管脚（8 脚对 1 脚，7 脚对 2 脚），当保证电流源两端电压  $U_{HL}$  在 2.5V 到 30V 之间，那么流过电流源的电源则一定等于 100µA。图 Section148-2 给出了器件的电压—电流关系，其中右图为局部放大且包含了温度信息。可以看出，不同温度下小于 2.5V 电压时，其电流区别较大，但在 2.5V 以上，其电流基本仅随温度变化。

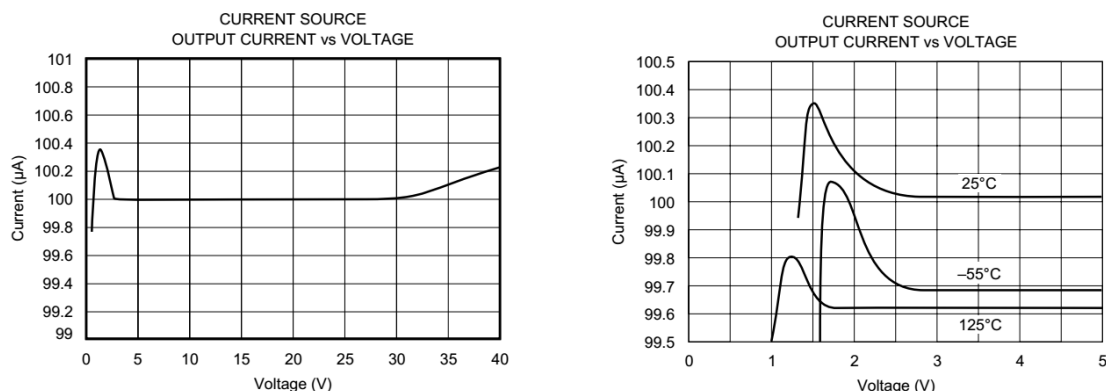


图 Section148-2 REF200 电压电流关系

图 Section148-3 给出了 REF200 的温度范围，包含指标温度范围(Specification)——在此温度范围内能够保证所述指标达标，图中显现是 -25°C~85°C；操作温度范围(Operating)——在此温度范围内器件能够正常工作，但不保证所有指标都能达到，图中显现为 -40°C~85°C；存储温度范围(Storage)——在此温度范围内保存器件，器件不会损坏，图中显示为 -40°C~125°C。

TEMPERATURE RANGE				
Specification		-25	+85	°C
Operating		-40	+85	°C
Storage		-40	+125	°C

图 Section148-3 REF200 温度范围

图 Section148-4 给出了 REF200 的温度特性，显然给出的数据指标应以 -25°C~85°C 为参考。依据 box method，图中显现其温度漂移大约为：

$$TC = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{typ} \times (T_3 - T_1)} \times 10^6 \text{ppm} = \frac{100.02 - 99.81}{100 \times (85 - (-25))} \times 10^6 \text{ppm} = 19.09 \text{ppm}$$

[Section148-1]

右图是样本试验结果。共 1284 个样本参与了测试，分布图如图。



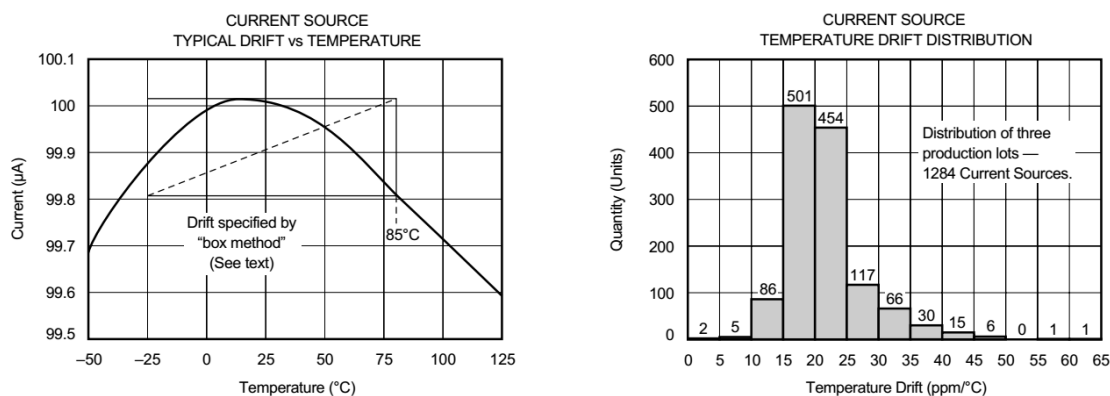


图 Section148-4 REF200 温度特性

因此数据手册给出的温度系数为典型值 25ppm。这个数值与较好的电压基准 ADR4520 的 2ppm 比起来，差距不小。说明，电流基准源的温度稳定性比不过电压基准源。

图 Section148-5 是 REF200 的规格，在电流源部分，初始准确度最大值为±1%，两个

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = 15\text{V}$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITION	REF200AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
<b>CURRENT SOURCES</b>					
Current Accuracy			±0.25	±1	%
Current Match			±0.25	±1	%
Temperature Drift	Specified Temp Range		25		ppm/°C
Output Impedance	2.5V to 40V	20	100		MΩ
	3.5V to 30V	200	500		MΩ
Noise	BW = 0.1Hz to 10Hz f = 10kHz		1		nAp-p
Voltage Compliance (1%)	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		See Curves		pA/√Hz
Capacitance			10		pF

图 Section148-5 REF200 规格之电流源部分

电流源的匹配度为±1%，输出电阻分段在 3.5V~30V 内为 500MΩ。电流噪声在 0.1Hz~10Hz 为 1nA 峰峰值，而噪声电流密度为 20pA/√Hz。

倒数第二行 Voltage Compliance (译为顺从电压，参见本书 Section 38)，数据手册要求读者 See Curves (看曲线)，就是看图 Section148-2。所谓的顺从电压(1%)，是指一个电压范围，当电流源两端电压在此范围内，则它提供的输出电流与设定电流 100µA 的误差不会超过 1%。但很遗憾，数据手册中并没有画出 99µA 或者 101µA 的情况，因此看图也得不到 1%误差的顺从电压是多少。

关于电流源的输出电阻，其等效电路如图 Section148-5 所示。在考虑到输出电阻后，实际的输出电流将不再是  $I_S$ ，而是与负载电阻相关的：负载电阻越大，输出电流越小。

$$I_{OUT} = I_S + \frac{U_{HL}}{R_O} = I_S + \frac{V_{CC} - I_{OUT}R_{LOAD}}{R_O}$$

解得：

$$I_{OUT} = \frac{I_S R_O + V_{CC}}{R_O + R_{LOAD}} = I_S \frac{R_O}{R_O + R_{LOAD}} + \frac{V_{CC}}{R_O + R_{LOAD}}$$

(Section148-2)

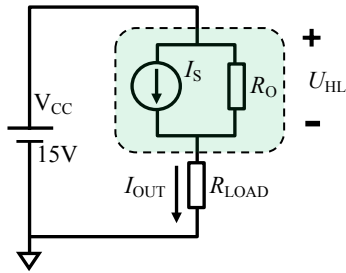


图 Section148-5 电流源输出电阻示意图

当设定  $I_S=100\mu A$ ,  $R_{OUT}=500M\Omega$  (以 REF200 为例),  $V_{CC}=15V$ , 当负载电阻从  $0\Omega$  到  $120k\Omega$ , 以  $10k\Omega$  增加时, 得到负载电流变化如图 Section148-6 所示——它仅是是一条直线。

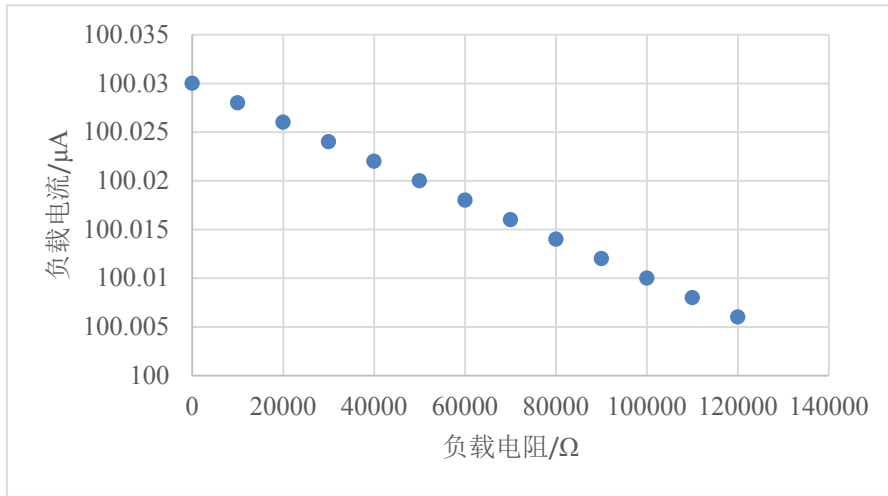


图 Section148-6 电流源负载调整率示意图

### REF200 的电流镜

REF200 还有一个重要的部件, 电流镜。它的基本结构在图 Section148-1 已给出, 更为简化的结构如图 Section148-7。

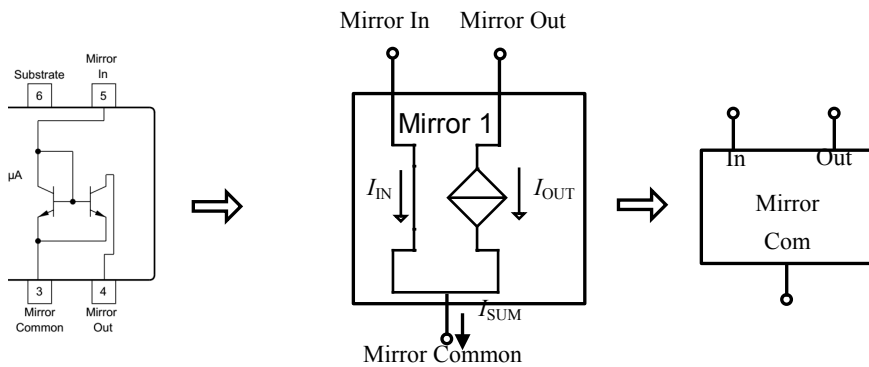


图 Section148-7 电流镜简化结构

REF200 电流镜的规格, 如图 Section148-8 所示之截图。

CURRENT MIRROR	I = 100 $\mu$ A Unless Otherwise Noted	0.995	1	1.005	
Gain			1		
Temperature Drift			25		ppm/ $^{\circ}$ C
Impedance (output)	2V to 40V	40	100		M $\Omega$
Nonlinearity	I = 0 $\mu$ A to 250 $\mu$ A		0.05		%
Input Voltage			1.4		V
Output Compliance Voltage			See Curves		
Frequency Response (-3dB)	Transfer		5		MHz

图 Section148-8 REF200 电流镜规格

Gain 是指电流镜的输出电流与输入电流之比，典型值应为 1，但其有大约 $\pm 0.5\%$ 的误差。温度漂移 25ppm/ $^{\circ}$ C，是指当输入电流不变而温度变化时，输出电流发生的变化，虽然数据手册没有说明，但估计其来源也是 box method。

关于非线性，规格中给出的 0 $\mu$ A-250 $\mu$ A 条件下，典型值为 0.05%。图 Section148-9 给出的曲线更能说明问题。它至少说明，第一，不同器件的非线性是不同的，第二，对某个器件，在不同输入电流情况下，增益 G 不是确定的 1，而是在波动。

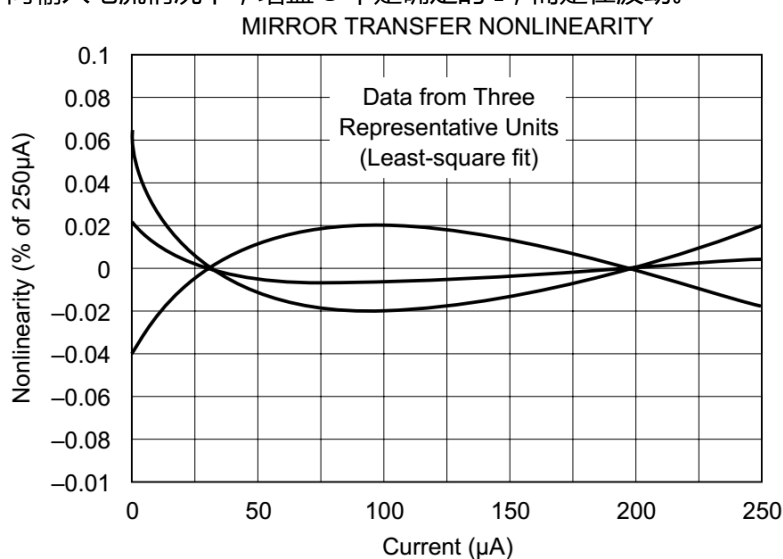


图 Section148-9 REF200 电流镜的非线性曲线

回到图 Section148-8，倒数第 3 行输入电压项，图中显示典型值为 1.4V，而输出顺从电压则需要看曲线，如图 Section148-10 所示。首先，输入电压与输入电流之间是一个确定的曲线，如图中所示——当输入电流大时，电流镜的 IN 端和 COM 端之间的电压会增加，从图中的 1 $\mu$ A 对应 1V，100 $\mu$ A 对应 1.25V，200 $\mu$ A 对应 1.5V，直到 3mA 对应 4V，这个关系是确定的。

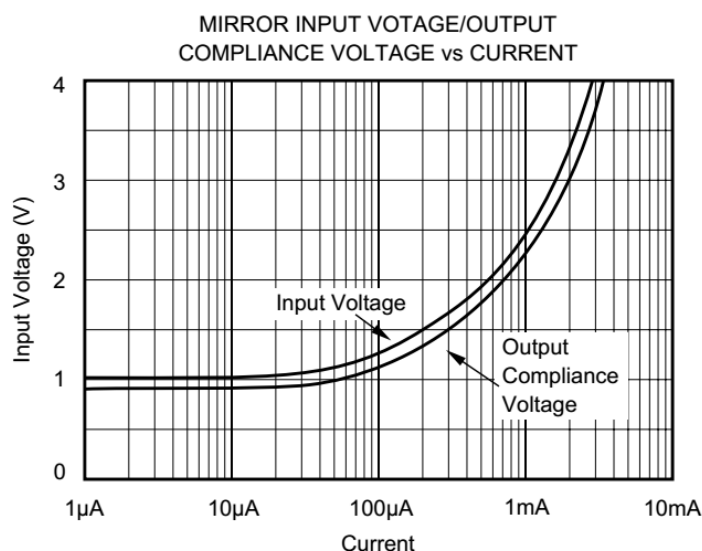


图 Section148-10 REF200 电流镜的输入电压和输出顺从电压

其次，图中的另外一根曲线为输出顺从电压曲线，在相同电流下，其电压值略比输入电压低一些，其实它是最小顺从电压曲线。这根曲线表明，当电流镜工作时，要保证电流镜的指标良好，必须做到电流镜的 OUT 端与 COM 端之间电压高于此值。

OUT 端与 COM 端之间的最高电压是多少，数据手册中没有明确指出，但在多个地方看到最高电压为 40V，我觉得最高值就是 40V。

图 Section148-11 给出了一个举例（它没有什么实际用途），来说明上述电压关系。当电路如图时，首先从图 Section148-10 可以查到，当强制电流镜输入电流为  $100\mu\text{A}$  时，其电压为 1.25V，即  $u_{\text{IN}}=1.25\text{V}$ ，那么  $100\mu\text{A}$  电流源两端压差为 28.5V，如果是 REF200 的电流源，这是可以容忍的——它的顺从电压最高值为 30V。此时，镜像的输出电流也是  $100\mu\text{A}$ ，那么电阻  $R_L$  两端的压差为  $100\mu\text{A}\times 100\text{k}\Omega=10\text{V}$ ，则可以计算得  $u_{\text{OUT}}=20\text{V}$ 。而图 Section148-10 表明， $100\mu\text{A}$  时输出顺从电压最小值为 1.1V，最大值为 40V，此时 OUT 端和 COM 端压差 20V，介于 1.1V-40V 之间，因此电流镜输出满足顺从电压要求。

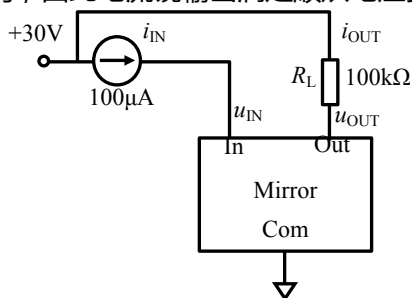


图 Section148-11 电流镜应用举例

当负载电阻由  $100\text{k}\Omega$  变为  $290\text{k}\Omega$ ，则如果输出电流仍为  $100\mu\text{A}$ ，其电阻压降变为 29V，此时留给 OUT 端和 COM 端之间的压降只剩 1V，显然它低于顺从电压最小值 1.1V，此时输出电流就不再能保证是  $100\mu\text{A}$  了，电流镜失效了。

关于电流镜，最后一个规格是频率特性，它标称具有 5MHz 的 -3dB 带宽，即其电流增益随输入电流频率变化，在 5MHz 时，其增益下降为 0.707 倍。

## 利用 REF200 实现多种电流源

利用 REF200 内含的全浮空电流源和电流镜，适当结合电阻、晶体管、运放等，可以实现多种电流源。本书以举例方式阐述 2 个例子，其他更多应用请参考。

### 举例 1：

电路如图 Section148-12 所示（除负载电阻外，其余电路取自 REF200 数据手册）。已知供电电压为  $\pm 15V$ ，图中的电流源和电流镜均为 REF200 内含。

- 1) 分析  $I_{OUT}$  为什么等于  $50\mu A$ ；
- 2) 求解负载电阻的取值范围。
- 3) 单独降低  $-V_S$  电压的绝对值，可以降低到多少？

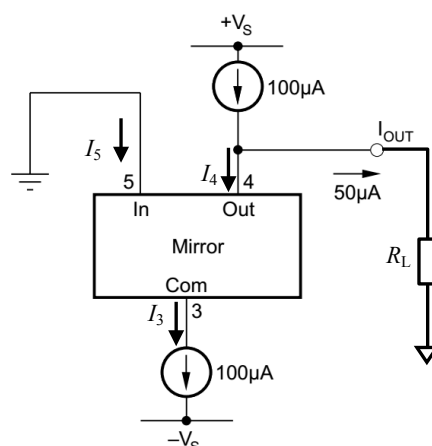


图 Section148-12 电流镜应用举例

解：

1) 对图中电流镜而言，有下式成立：

$$\begin{cases} I_4 = I_5 \\ I_4 + I_5 = I_3 = 100\mu A \end{cases}$$

则可解得：

$$I_4 = I_5 = 50\mu A$$

在  $I_{OUT}$  节点，有：

$$I_4 + I_{OUT} = 100\mu A$$

则可解得：

$$I_{OUT} = 50\mu A$$

2) 分析负载电阻的取值范围。

分析一个电阻的取值范围，需分析电阻太小会发生什么，电阻太大又会发生什么。主要分析在不同情况下，电流源两端电压是否在  $2.5V\sim 30V$  之间，电流镜顺从电压是否在图 Section148-10 的范围之内。或者说，得保证电流源和电流镜均能正常工作。

设负载电阻为  $R_L$ ，则有：

$$U_4 = R_L \times 50\mu A \tag{1}$$

单一下标代表该管脚对地电位，双下标代表两点之间电压。

根据图 Section148-10，可知  $I_5=50\mu A$  时，输入电压约为  $1.15V$ ，即  $U_{53}=1.15V$ 。由于 5 脚接地，则可知此时 3 脚电压恒定为  $U_3=-1.15V$ ，与负载值无关。

由此可知，下方  $100\mu A$  电流源，其压差恒为  $-1.15V - (-15V) = 13.85V$ ，介于  $2.5V\sim 30V$  之间，该电流源始终工作正常，与负载电阻大小无关。

对电流镜输出端，在  $50\mu A$  时，其顺从电压最小值为  $1V$ （来自图 Section148-10）。而此时电流镜输出端压差为：

$$U_{43} = U_4 - U_3 = R_L \times 50\mu A - (-1.15V) > 1V$$

这说明，电流镜工作也是正常的，与负载大小无关。

问题是上方电流源，根据式(1)，其压差必须满足：

$$u_x = 15V - U_4 = 15 - R_L \times 50\mu A \geq 2.5V$$

则可解得：

$$R_L \leq \frac{15V - 2.5V}{50\mu A} = 250k\Omega$$

即负载电阻选择范围为 0Ω~250kΩ。

3) 单独降低 $-V_S$  绝对值，而不改变正电源电压值，唯一影响的是下方 100μA 电流源的正常工作。要保证下方电流源正常工作，其压差必须大于 2.5V，而  $U_3$  恒定为-1.15V，则可以算出 $-V_S$  绝对值不得小于 3.65V。或者说， $-V_S=-3.66V$ ，工作正常，而 $-V_S=-3.64V$ ，则会出现异常。

举例 2：

电路如图 Section148-13 所示（除负载电阻外，电路取自 REF200 数据手册）。已知供电电压为±15V，运放的输出至轨电压±3V，输入电压范围为±10V，运放的最大输出电流为 6mA，电阻  $R_1=1k\Omega$ ， $R_2=20\Omega$ 。

1) 分析  $I_{OUT}$ ；

2) 求负载电阻最大值。

解：此电路中存在负反馈，也存在正反馈，要确定其最终呈现什么反馈，需看哪种反馈更强烈。

电流源等效电阻  $R_S$  大约为 500MΩ，负反馈反馈系数为：

$$F_- = \frac{R_S}{R_1 + R_S} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_S}} \approx 1$$

而正反馈反馈系数为：

$$F_+ = \frac{R_L}{R_2 + R_L} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_L}}$$

只要：

$$\frac{R_2}{R_L} > \frac{R_1}{R_S}$$

即：

$$R_L < \frac{R_2}{R_1} R_S = \frac{1}{N} R_S = 10M\Omega$$

(2)

则电路一定呈现负反馈。

在负反馈状态下，由于虚短、虚断，有下式成立：

$$I_S R_1 = I_{OUT} R_2$$

则有：

$$I_{OUT} = \frac{R_1}{R_2} I_S = N \times 100\mu A = 5mA$$

(3)

此值没有超过题目中规定的运放最大输出电流，因此是成立的。

2) 求负载电阻最大值，不能仅依赖式(2)，还有如下约束：

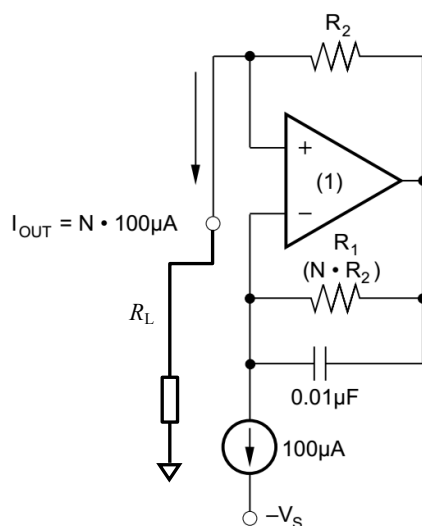


图 Section148-13 电流镜应用举例

(a)：当负载电阻增大时，运放的输出电压也会增加，有可能超过其最高输出电压——电源电压减去至轨电压，为±12V。因此有：

$$I_{OUT} \times (R_L + R_2) < 12V$$

即：

$$R_L < \frac{12V}{I_{OUT}} - R_2 = 2380\Omega \quad (4)$$

(b)：当负载电阻增大时，运放正输入端电位也在上升，可能超过其最高输入电压±10V：

$$I_{OUT} \times R_L < 10V$$

即：

$$R_L < \frac{10V}{I_{OUT}} = 2000\Omega \quad (5)$$

综合式(2)、(4)、(5)，得出： $R_L < 2000\Omega$ 。

REF200 是一个奇怪的集成电路，它没有供电电源，也没有接地脚。或者说，它是一个完全浮空的器件，两个电流源、一个电流镜，相互之间是完全独立的。但是需要注意的是，任意两个部件之间的电压，不要超过±80V，否则会引起击穿危险。

使用这类电流源，最主要的分析是顺从电压。

### LT3092——两端浮空电流源

LT3092 是 Linear Technology 公司（2017 年与 ADI 合并）生产的一个三管脚电流源，其结构图如图 Section148-14 所示。

由 PNP、NPN 晶体管组成复合管，使得运放的输出脚和图中的 OUT 脚之间，形成大电流跟随器——这导致运放加上两个晶体管，组成了一个运放（参见本书 Section 66）。对运放来讲，负反馈仍是成立的，因此有：

$$U_{RSET} = I_S \times R_{SET} = U_{ROUT} = I_{OUT} \times R_{OUT}$$

解得：

$$I_{OUT} = I_S \times \frac{R_{SET}}{R_{OUT}}$$

而最终的输出电流从 IN 脚流入器件，从两个电阻合并处流出，为：

$$I_{SUM} = I_S + I_{OUT} = I_S \times \left(1 + \frac{R_{SET}}{R_{OUT}}\right) = I_{IN} \quad (6)$$

这就形成了一个两端子浮空电流源。

在使用 LT3092 时，要保证  $V_{IN}-V_{OUT}$  介于 1.2V-40V 之间。在正常工作时内部运放是虚短的，也就是说  $V_{OUT}=V_{SET}$ ，那么内部电流源的顺从电压范围就是 1.2V-40V。而真正的两端浮空电流源，其顺从电压范围则要加上  $R_{SET}$  上的压降。

图 Section148-15 是 LT3902 的电气特性，其中含棕色圆点行是在全部温度范围内的结

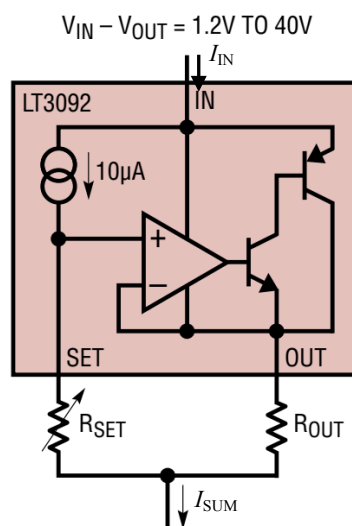


图 Section148-14 LT3092 结构图

果，其余的是在 25°C 的测量结果。

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_J = 25^\circ\text{C}$ . (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SET Pin Current	$I_{SET}$ $V_{IN} = 2V, I_{LOAD} = 1mA$ $2V \leq V_{IN} \leq 40V, 1mA \leq I_{LOAD} \leq 200mA$	● 9.9 9.8	10 10	10.1 10.2	$\mu A$ $\mu A$
Offset Voltage ( $V_{OUT} - V_{SET}$ )	$V_{OS}$ $V_{IN} = 2V, I_{LOAD} = 1mA$ $V_{IN} = 2V, I_{LOAD} = 1mA$	● -2 -4		2 4	mV mV
Current Regulation (Note 7)	$\Delta I_{SET}$ $\Delta V_{OS}$ $\Delta I_{LOAD} = 1mA \text{ to } 200mA$ $\Delta I_{LOAD} = 1mA \text{ to } 200mA$	●	-0.1 -0.5	-2	nA mV
Line Regulation	$\Delta I_{SET}$ $\Delta V_{OS}$ $\Delta V_{IN} = 2V \text{ to } 40V, I_{LOAD} = 1mA$ $\Delta V_{IN} = 2V \text{ to } 40V, I_{LOAD} = 1mA$		0.03 0.003	0.2 0.010	nA/V mV/V
Minimum Load Current (Note 3)	$2V \leq V_{IN} \leq 40V$	●	300	500	$\mu A$
Dropout Voltage (Note 4)	$I_{LOAD} = 10mA$ $I_{LOAD} = 200mA$	● ●	1.22 1.3	1.45 1.65	V V
Current Limit	$V_{IN} = 5V, V_{SET} = 0V, V_{OUT} = -0.1V$	●	200	300	mA
Reference Current RMS Output Noise (Note 5)	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		0.7		nARMS
Ripple Rejection	$f = 120Hz, V_{RIPPLE} = 0.5V_{P-P}, I_{LOAD} = 0.1A,$ $C_{SET} = 0.1\mu F, C_{OUT} = 2.2\mu F$ $f = 10kHz$ $f = 1MHz$		90 75 20		dB dB dB
Thermal Regulation	$I_{SET}$ 10ms Pulse		0.003		%/W

图 Section148-15 LT3092 特性规格

失调电压是内部运放的，介于 -2mV~2mV 之间，且它会随着负载电流和线电压发生改变。电流调整率、线电压调整率与基准电压源中的定义类似。

需要说明的是，此电源具有最小负载电流(Minimum Load Current)一项，典型值为 300 $\mu A$ ，它的含义来自于内部运放的静态电流。本页式(6)中， $I_{SUM}$ ，也就是负载电流，似乎只要比  $I_S$  稍大即可。但，由于内部运放必须消耗静态电流，用户在选择外部电阻  $R_{SET}$  和  $R_{OUT}$  时，必须保证  $I_{SUM} > 300\mu A$ ，以确保内部运放能够正常工作。

Dropout Voltage，即跌落电压，就是保证器件正常工作时  $V_{IN}-V_{OUT}$  的最小电压，也就是顺从电压最小值，典型值为 1.22V (即上文中提到的 1.2V，是约等于)。

Current Limit，是指输出电流最大值。一般可以达到 300mA，至少能够达到 200mA。

### 用电压基准源实现电流基准源

前述电流源，或者电流基准，其精准性、稳定性都无法达到电压基准的水准。要实现更为准确的电流基准，一般都采用高水准的电压基准，配合运放电路实现。

图 Section148-16 以 REF102 (10V 电压基准) 为例，实现吐出型电流源。其稳定性主要受 REF102 影响。在负反馈成立情况下，运放满足虚短、虚断，很容易分析得：



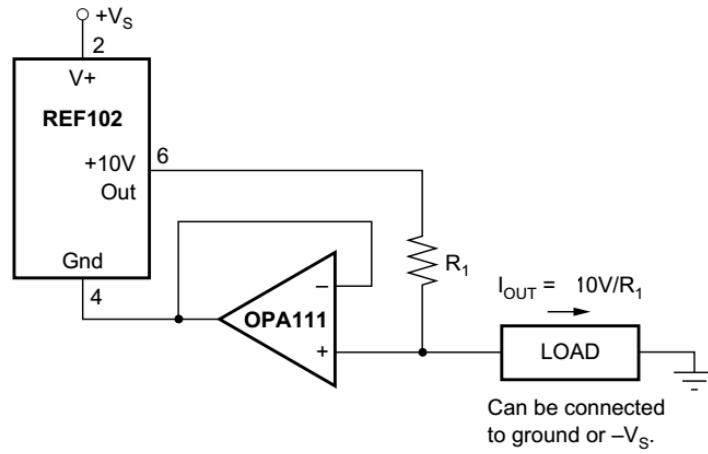


图 Section148-16 电压基准实现吐电流

$$I_{OUT} = I_{R1} = \frac{U_6 - U_+}{R_1} = \frac{U_6 - U_4}{R_1} = \frac{10V}{R_1}$$

同理，得到吸纳电流的电路如图 Section148-17 所示。

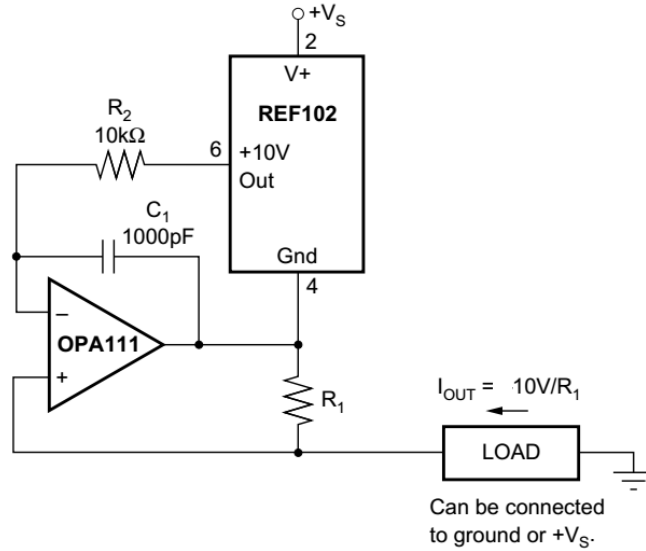


图 Section148-17 电压基准实现纳电流