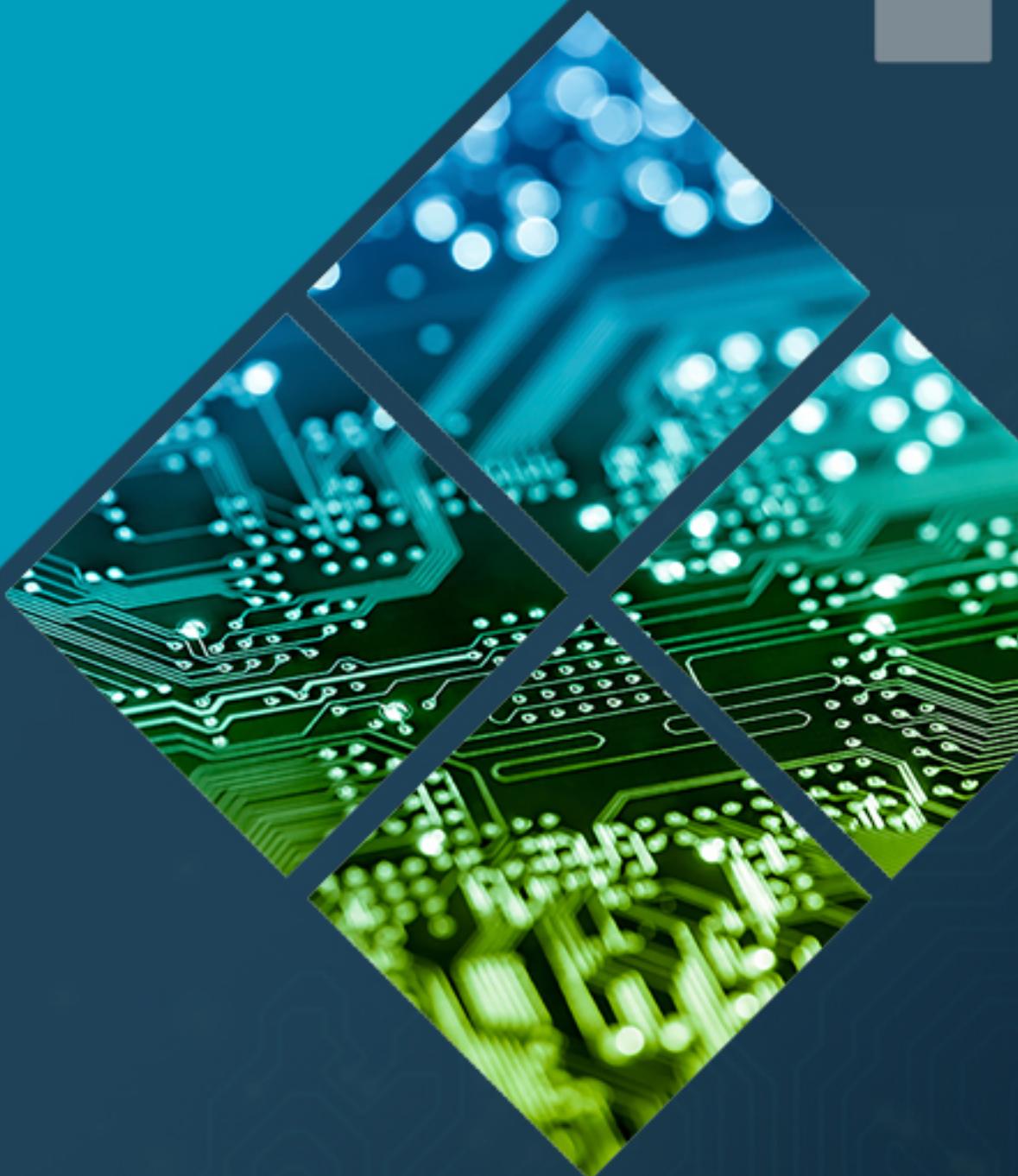


新概念模拟电路

New Concept Analog Circuits

晶体管





超 越 一 切 可 能™

代理权声明

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

亚德诺半导体技术(上海)有限公司

Analog Devices, Inc.

2018 年 6 月

作者简介

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



主要教学工作：模拟电子技术，电子技术实验。

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

目前研究方向

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

自序

这是一套什么样的书呢？我也在问自己。

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

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

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

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

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

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

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

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

有了这几条，读者就应该明白，本书是给谁写的了。

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

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

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

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

读者所有修改建议，可以发信给我的电子邮箱：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。因为急着给电子竞赛的学生用，才匆忙交付印刷，书中难免有遗漏和错误。

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

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

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

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

2017 年 6 月 14 日

致应劭立

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

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

此段文字，写于 2017 年 6 月 25 日，纪念应劭立。



关于 ADI

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

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

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

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



扫描关注 ADI 官方微信



扫描关注 ADI 校园计划

目录

0. 緒言	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
Section 1. 电压信号如何放大——晶体管的引入	7
Section 2. NPN 型晶体管的伏安特性	13
Section 3. 用 NPN 晶体管构建一个放大电路	18
Section 4. 静态和信号耦合	19
Section 5. 晶体管的 4 种工作状态	22
Section 6. 给定电路求解静态——包括状态判断	24
Section 7. 图解法，对晶体管工作状态的加深理解	34
Section 8. 两部件串联的图解方法	37
Section 9. 动态求解方法——以硅稳压管为例	41
Section 10. 双极型晶体管的动态模型——微变等效模型	45
Section 11. 双极型晶体管放大电路的动态分析	47
Section 12. 实验测量法	56
Section 13. 共基极、共集电极放大电路和 PNP 管电路	58
Section 14. 大信号情况下的失真分析	68
Section 15. 放大电路的综合分析	78
Section 16. 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
Section 24. 场效应管分类和管脚定义	102
Section 25. JFET	104
Section 26. MOSFET	110
Section 27. FET 放大电路的静态电路和信号耦合	115
Section 28. FET 的微变等效模型	126
Section 29. 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
Section 30. 恒流源实现高增益放大	137
Section 31. 差动放大器 1：差分信号的来源	141
Section 32. 差动放大器 2：差动放大器雏形	143

Section 33.	差动放大器 3：标准差动放大器	145
Section 34.	差动放大器 4：共模抑制比及其提高方法	150
Section 35.	电流镜[Current Mirror]基本原理	165
Section 36.	比例电流镜和 Widlar 微电流源	171
Section 37.	威尔逊电流镜—Wilson Current Mirror	179
Section 38.	电流源的顺从电压和输出阻抗	185
Section 39.	恒流源(Constant Current Source)	188
Section 40.	模拟开关(Analog Switch)	190
Section 41.	晶体管是组成集成电路的基础	193
Section 42.	扩流电路	194
Section 43.	超高频放大电路	195
Section 44.	负载开关(Load Switch)	196
Section 45.	晶体管产品	199
2.2.	晶体管放大电路的频率响应	207
Section 46.	频率响应概述	207
Section 47.	阻容基本单元的频率响应	211
Section 48.	基本单元变形的频率响应	213
Section 49.	基本单元串联的频率响应	217
Section 50.	晶体管放大电路的非杂散频率响应	220
Section 51.	晶体管的高频等效模型	235
Section 52.	共射极电路的高频响应	236
Section 53.	共基极和共集电极放大电路的高频响应	240
Section 54.	利用晶体管的数据手册估算上限截止频率	244

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在一个微小的芯片内，以实现更为复杂的功能。最为典型的就是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。

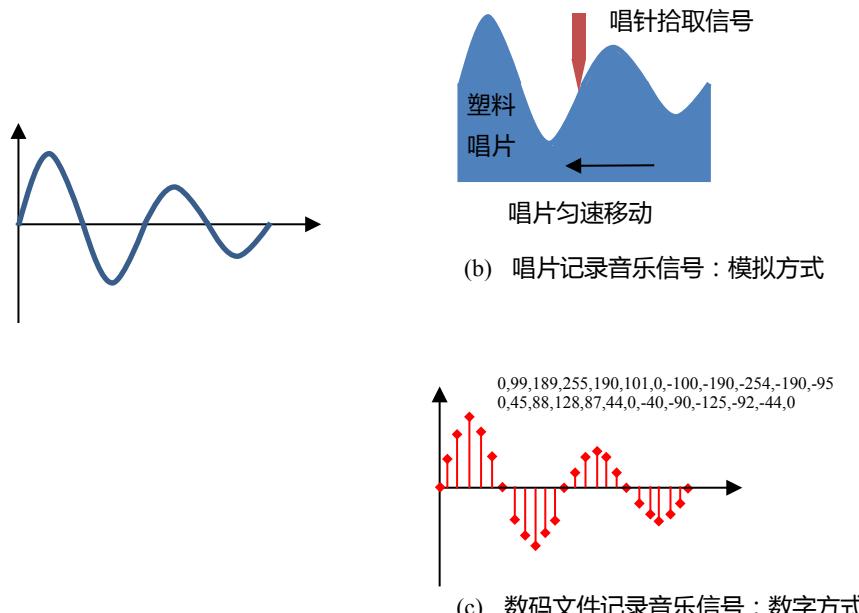


图 1 用塑料唱片和数码文件都可以记录音乐信号

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 $10\mu s$ 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： $0, 99, 189, 255, 190, 101, 0, -100, -190, -254, -190, -95, 0, 45, 88, 128, 87, 44, 0, -40, -90, -125, -92, -44, 0$ 。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 $10\mu s$ 采样一次改为 $1ns$ 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。

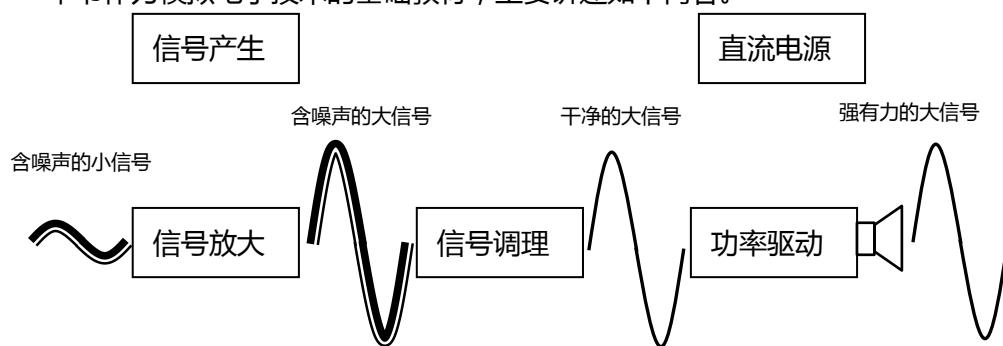


图 2 模拟电子技术基础主要讲述的内容

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，直到你清晰的认识到，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。

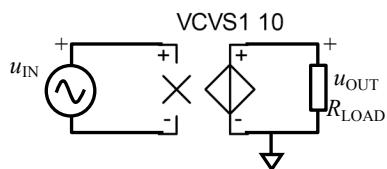


图 Section1-1 VCVS 实现电压信号放大

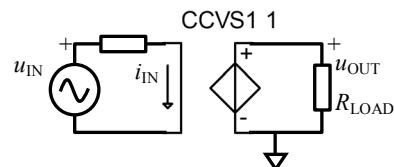


图 Section1-2 CCVS 实现电压信号放大

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：

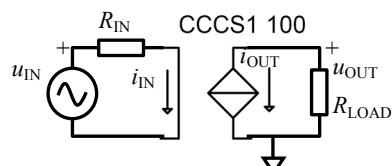


图 Section1-3 CCCS 实现电压信号放大

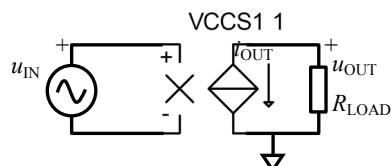


图 Section1-4 VCCS 实现电压信号放大

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

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-

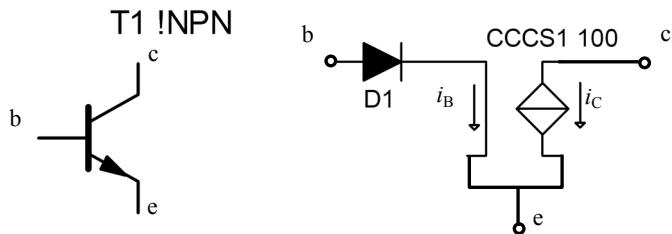


图 Section1-5 双极型晶体管及其简化模型

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

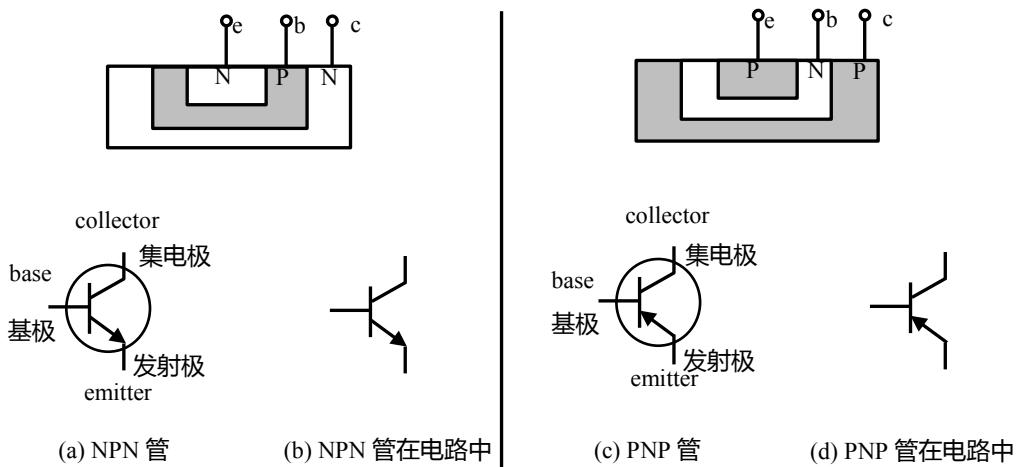


图 Section1-6 晶体管符号

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。而要找到数据手册，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。

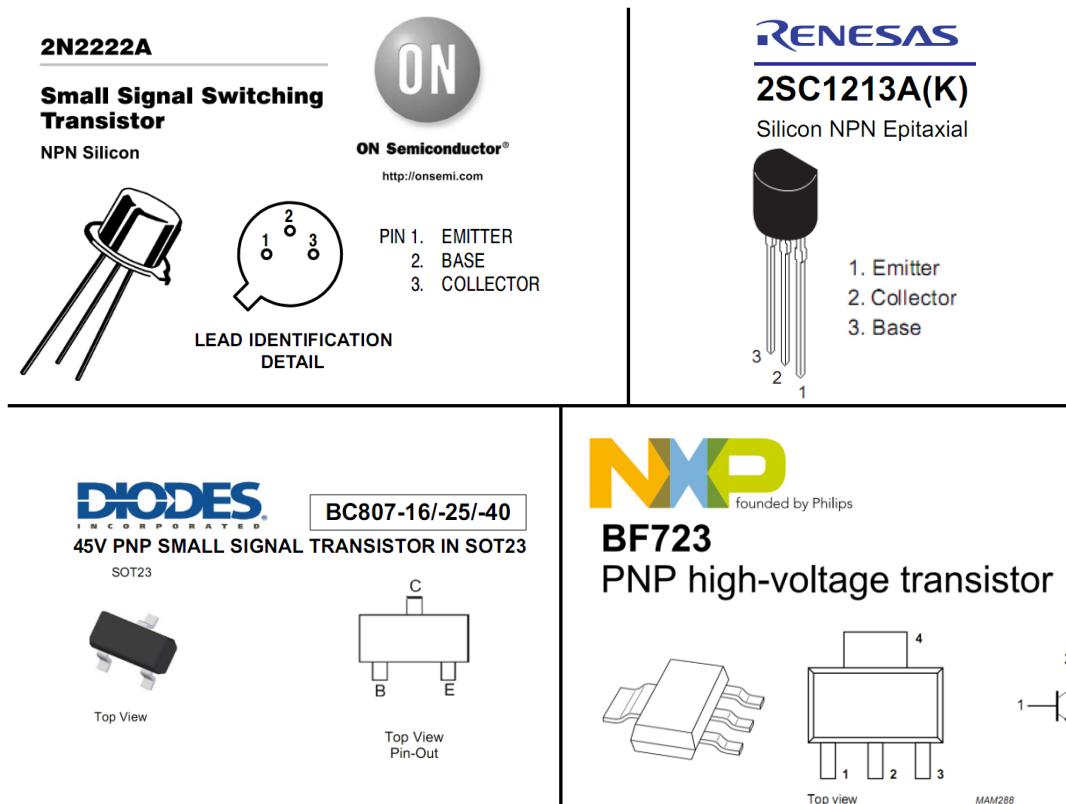


图 Section1-6a 几种晶体管的厂家数据手册局部截图（均来自于型号厂家的数据手册）

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：

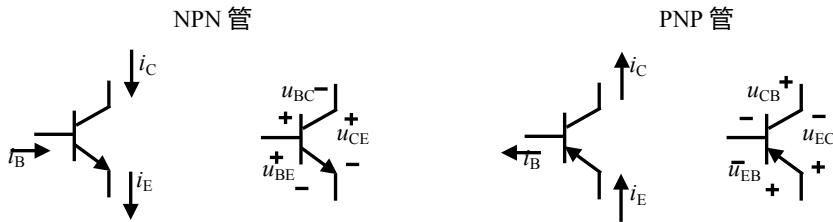


图 Section1-7 晶体管的电流、电压定义

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：

$$i_B + i_C = i_E$$

[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：

$$i_C = \beta i_B$$

[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 β 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，与凉水成比例的热水，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。

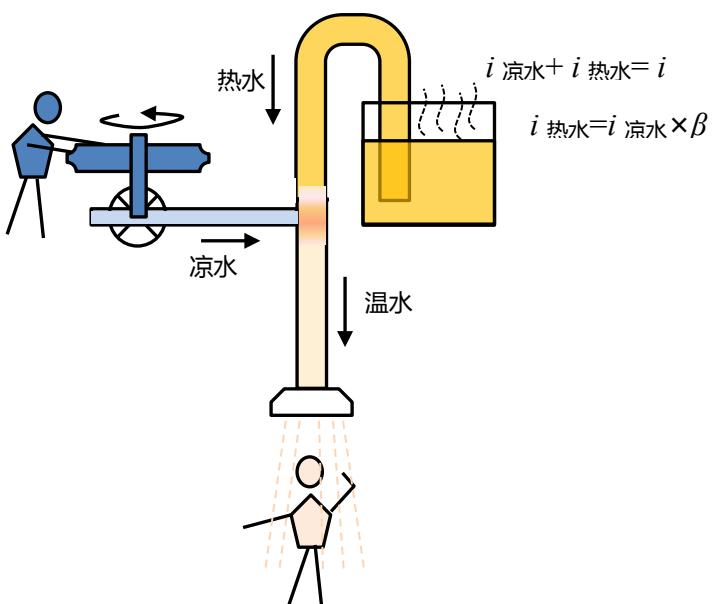


图 Section1-8 用三通型洗澡器可以近似模拟 NPN 型晶体管

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——称为一族线。

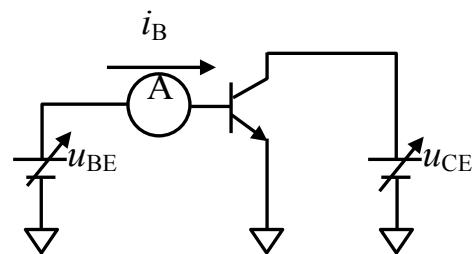


图 Section2-1 晶体管输入伏安特性测试方法

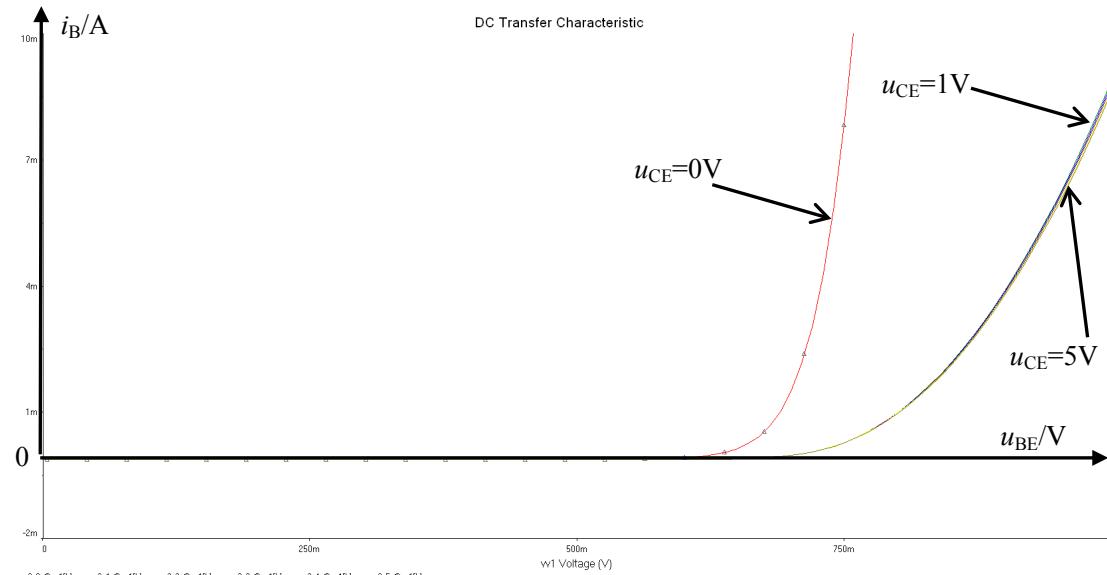


图 Section2-2 晶体管输入伏安特性曲线

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：

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

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°C 时约为 26mV。 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。

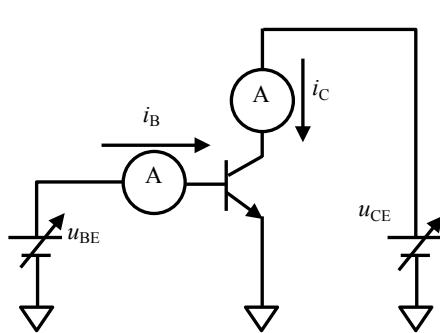


图 Section2-3 晶体管输出特性测试方法

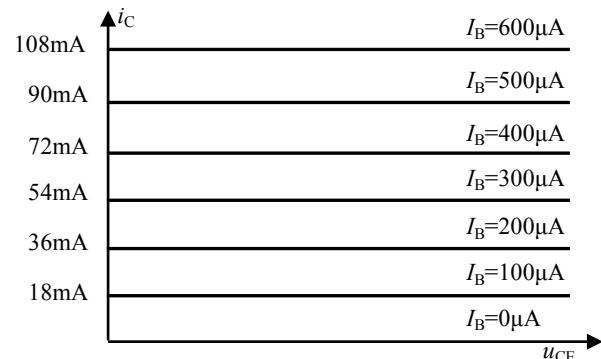


图 Section2-4 理想 NPN 管输出伏安特性

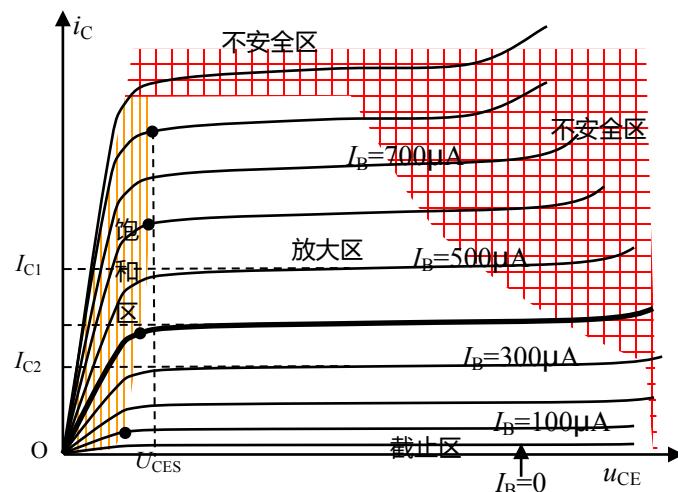


图 Section2-5 实际晶体管的输出伏安特性

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 β 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。

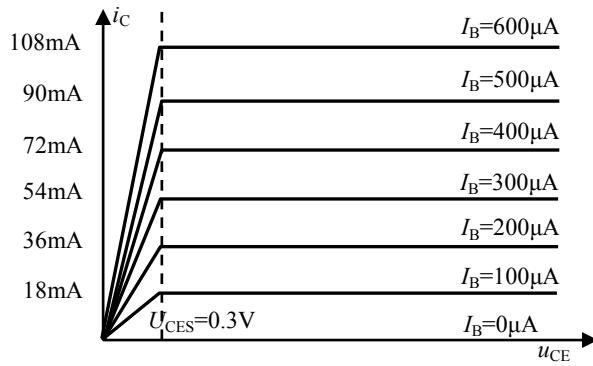


图 Section2-6 简化的 NPN 管输出伏安特性

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 ΔU ，会导致流过部件的电流也发生 ΔI 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。

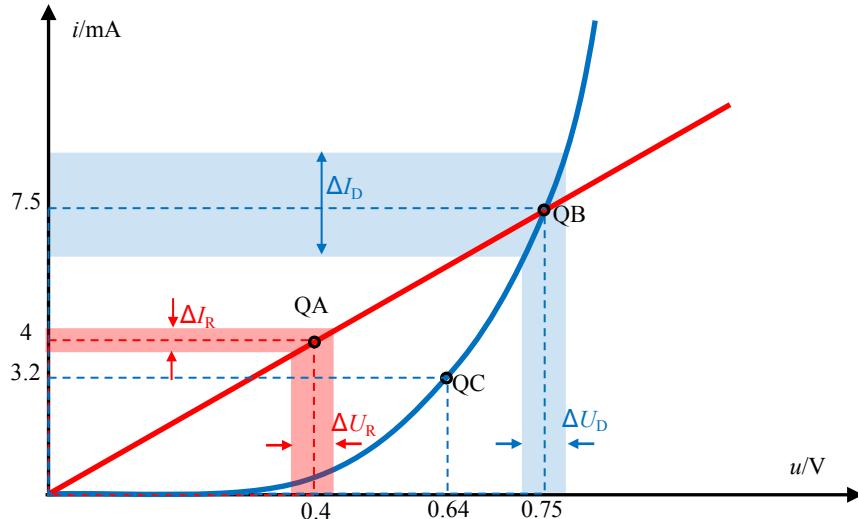


图 Section2-7 初步认识静态和动态，以电阻和二极管为例

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 ΔU_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 β 和动态 β

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 β ，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 β ，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 β 。并且静态 β 和动态 β 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 β 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 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。

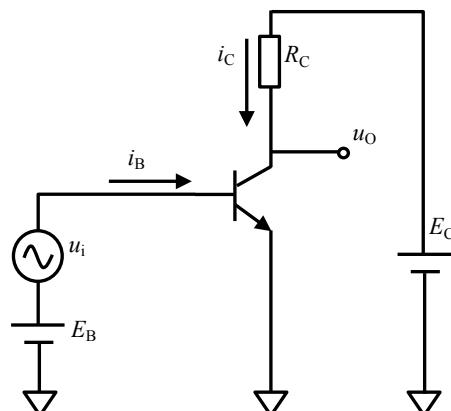


图 Section3-1 原理最简单的信号放大器

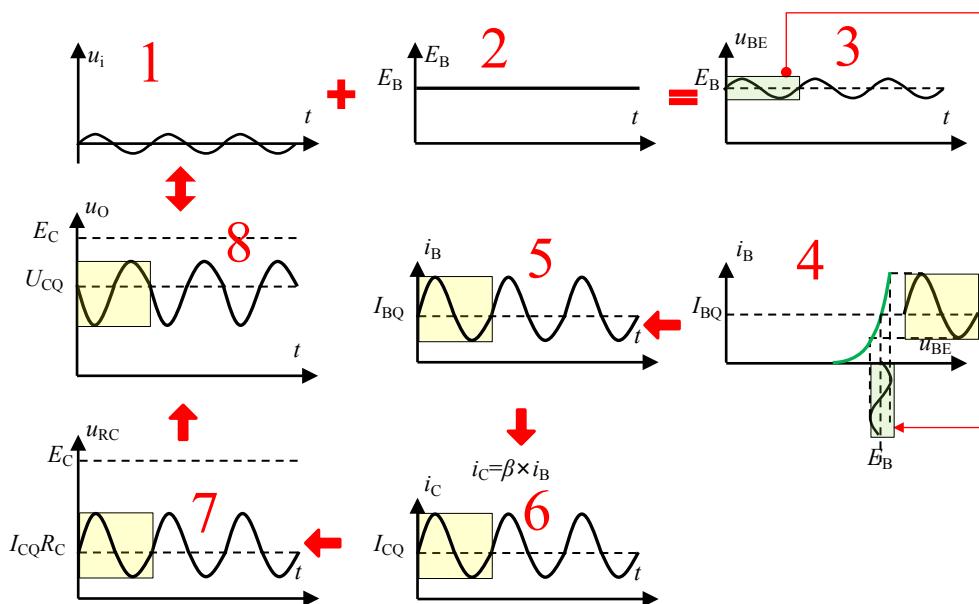


图 Section3-2 NPN 管实现小信号放大的过程

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 $\textcircled{1}$ 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？

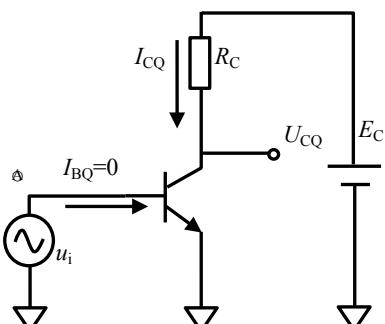


图 Section4-1 一种静态不合适的电路

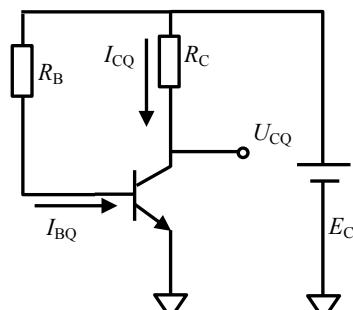


图 Section4-2 NPN 晶体管的一种静态电路

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”。

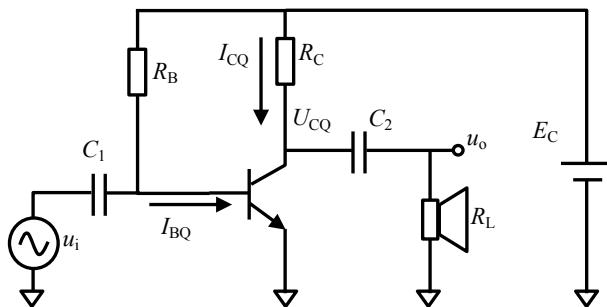


图 Section4-3 实现输入、输出耦合的放大电路

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工作状态，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 β 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。

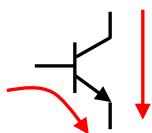


图 Section6-1(a)

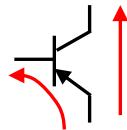


图 Section6-1 (b)

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 β 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

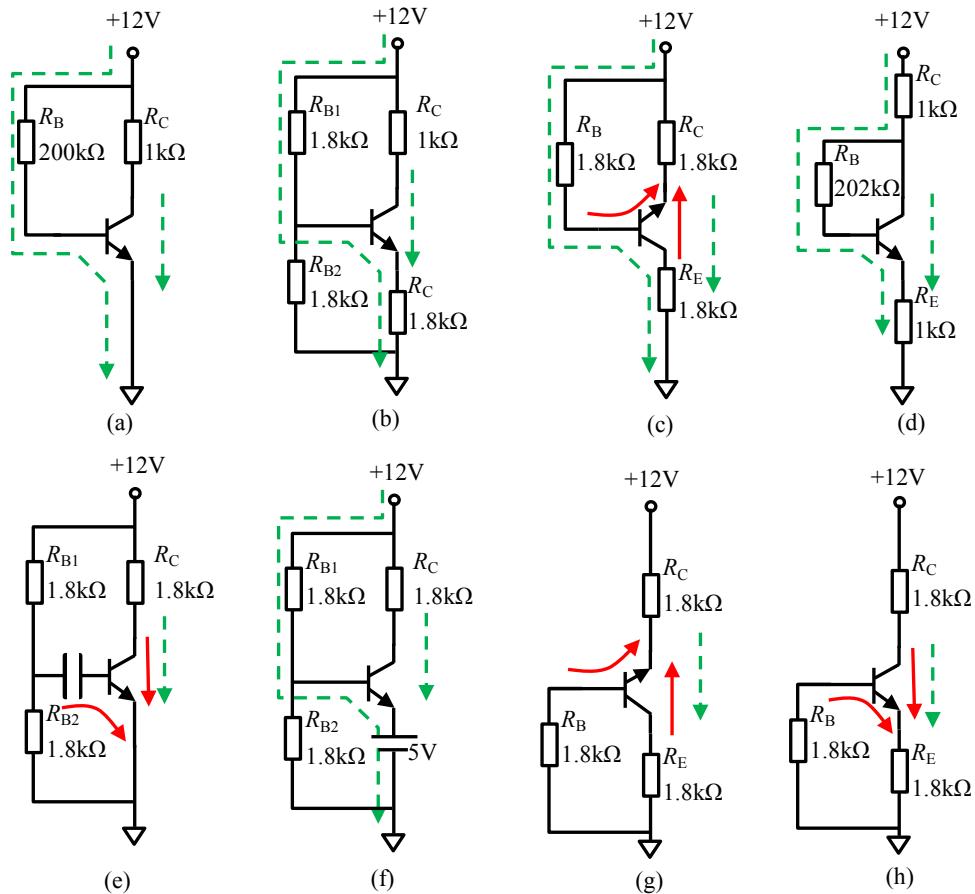


图 Section6-2 不同形态的晶体管直流通路

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。

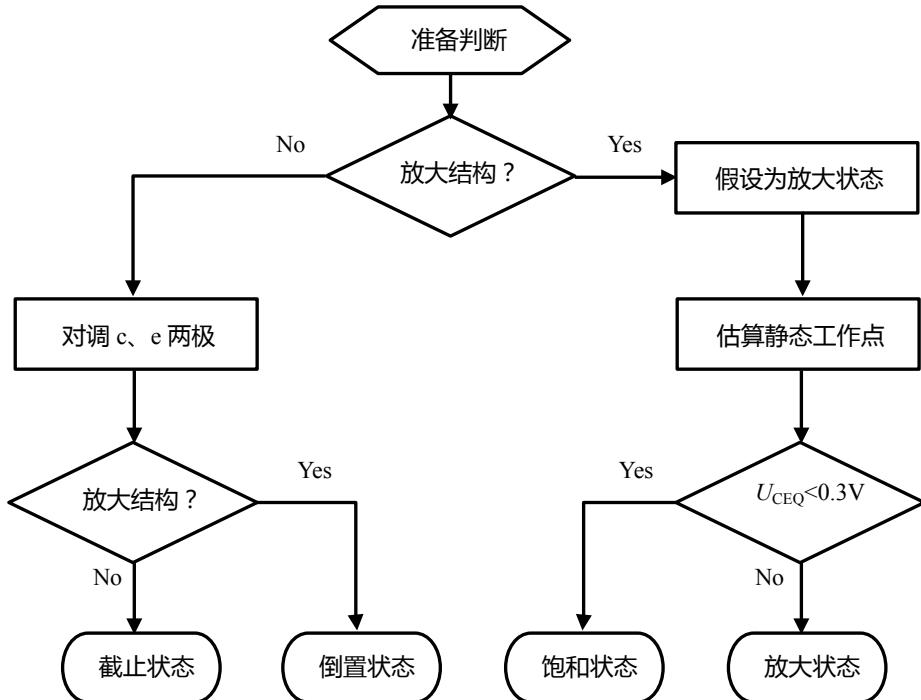


图 Section6-3 晶体管电路工作状态判断流程

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

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

解得 $I_{BQ}=56.5\mu\text{A}$ 。

然后，假设晶体管处于放大状态，则：

$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=5.65\text{mA}$ ，计算得：

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

可以看出， $U_{CEQ}>0.3\text{V}$ ，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。

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 $1\text{k}\Omega$ 变为 $5\text{k}\Omega$ 。

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

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

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

显然，这是一个错误的结论。由于 e 端接地， $U_{EQ}=0\text{V}$ ， U_{CEQ} 其实就是 U_{CQ} ，在供电为 $0\text{V}/12\text{V}$ 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， $U_{CEQ}=U_{CES}=0.3\text{V}$ ，据此可得：

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

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

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 $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ ，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 $U_{CEQ}>0.3\text{V}$ ，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 $U_{CEQ}<0.3\text{V}$ ，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。

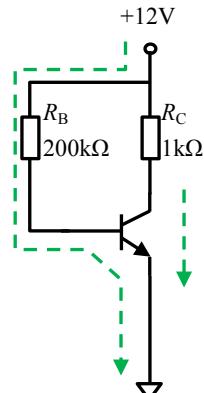


图 Section6-2 (a)

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。

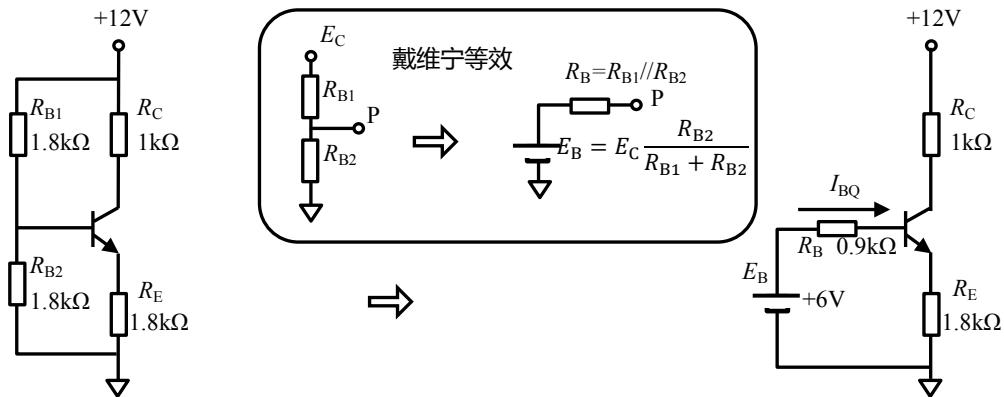


图 Section6-4 “图 Section6-2(b)” 的戴维宁等效

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：

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

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

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

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

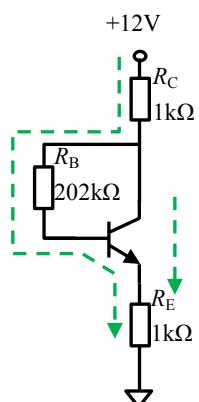


图 Section6-2(d)

根据上述表达式而不看具体数值，可以得出如下结论：

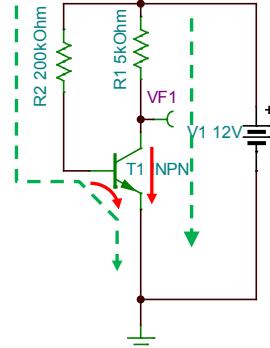
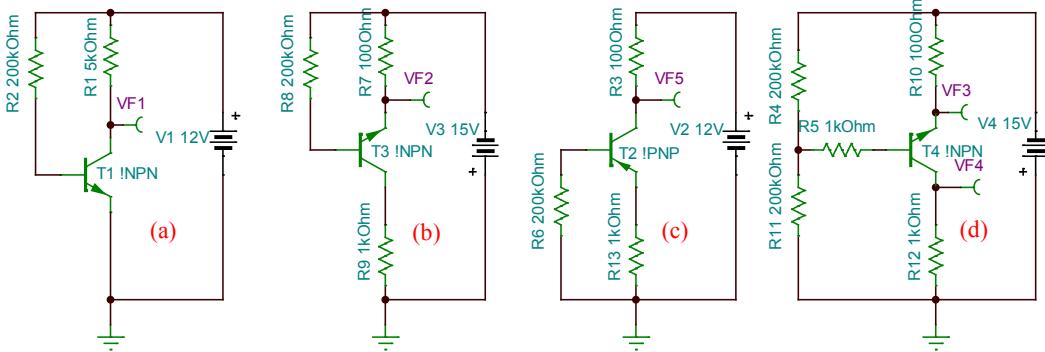
$$\text{当 } \frac{R_B}{(1+\beta)} \ll R_C + R_E, U_{CEQ} = U_{BEQ} = 0.7V$$

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

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。

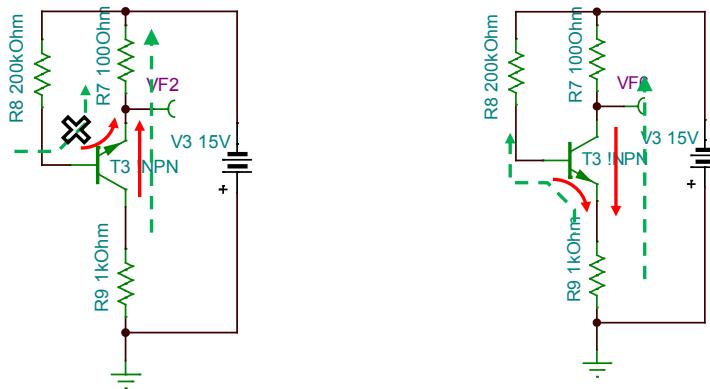
$$I_{BQ} = \frac{V_1 - U_{BEQ}}{R_2} = \frac{12 - 0.7}{200000} = 56.5\mu A$$

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

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

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

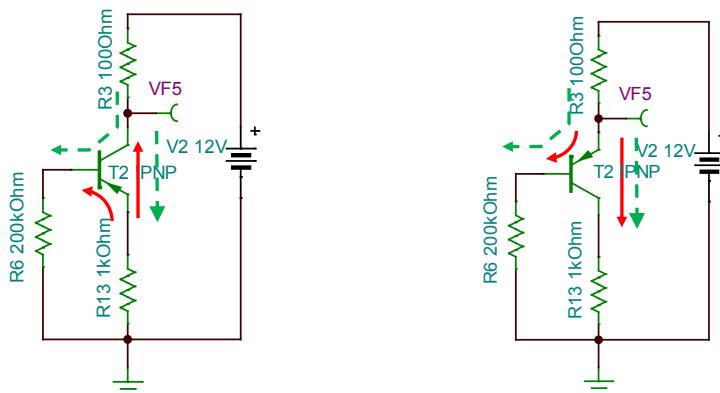
解(b)：先判断电路是否放大结构。原始电路如下图左，可以看出集电极到发射极电流是吻合的，但是电源无法提供相同的基极电流（图中画叉回路），因此它不是放大结构。将图中晶体管的集电极和发射极颠倒，如图右，可以看出，两个电流方向均不吻合，仍不是放大结构。根据判断规则，原电路中晶体管处于截止状态。



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。

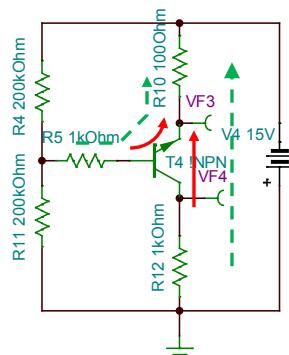
其次，假设其为放大状态，求解静态。

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：

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

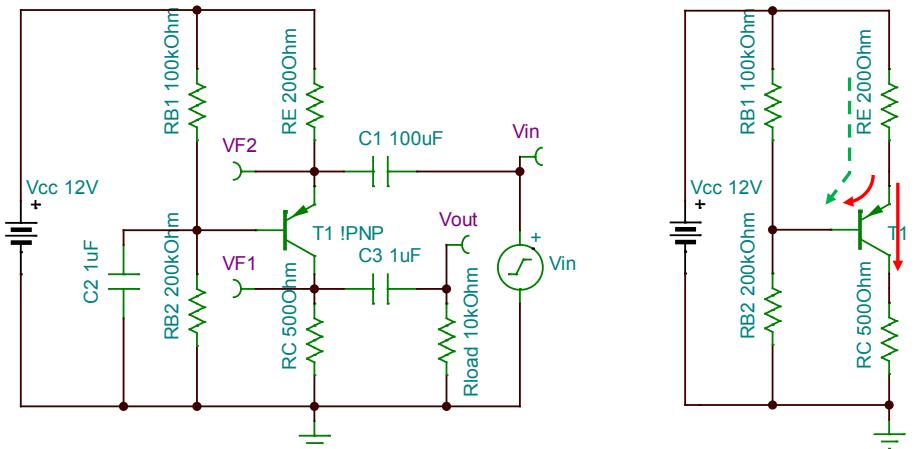
解得：

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= \frac{6.8V}{111.1k\Omega} = 61.2\mu A \\ I_{CQ} &= \beta I_{BQ} = 6.12mA \\ I_{EQ} &= (1 + \beta)I_{BQ} = 6.18mA \\ U_{CEQ} &= 0 - V_4 - I_{CQ} \times R_{12} - I_{EQ} \times R_{10} = 8.262V \end{aligned}$$

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：

$$\begin{aligned} E_B &= V_{CC} \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 8V \\ R_B &= \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 66.67k\Omega \end{aligned}$$

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：

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= \frac{3.3V}{180.07k\Omega} = 18.33\mu A \\ I_{CQ} &= \beta I_{BQ} = 10.39mA \end{aligned}$$

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

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 $\beta=100$ 。

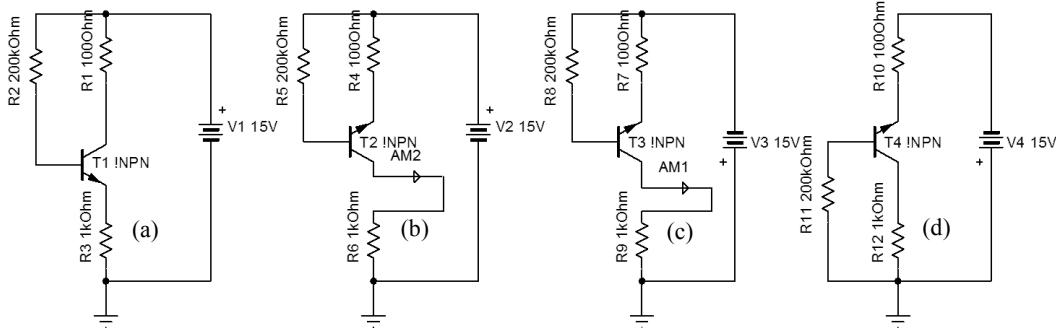
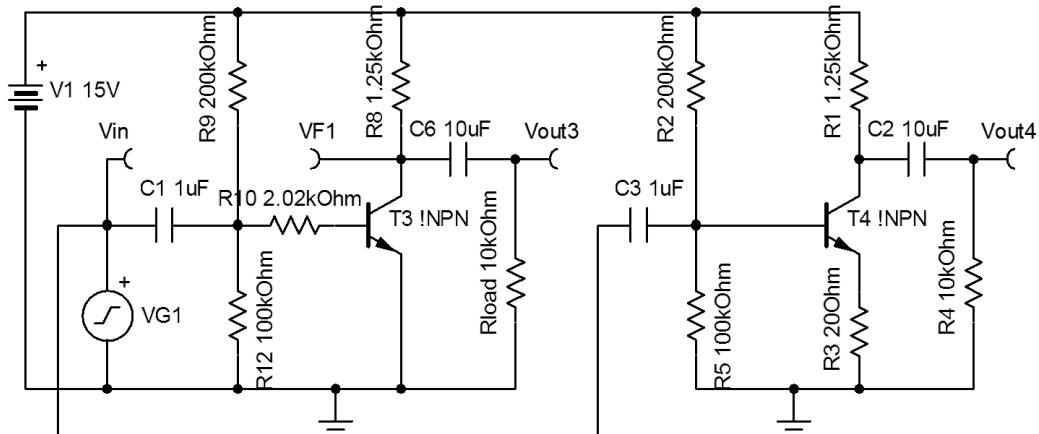
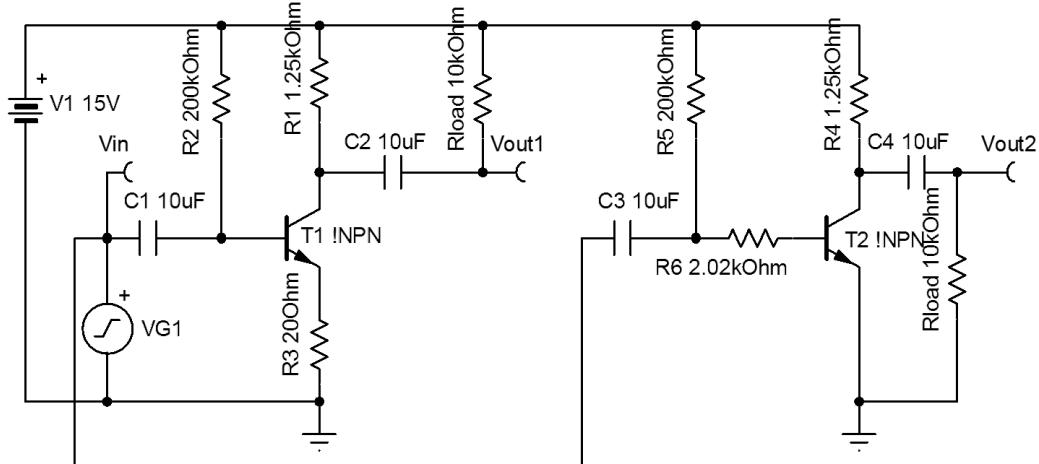
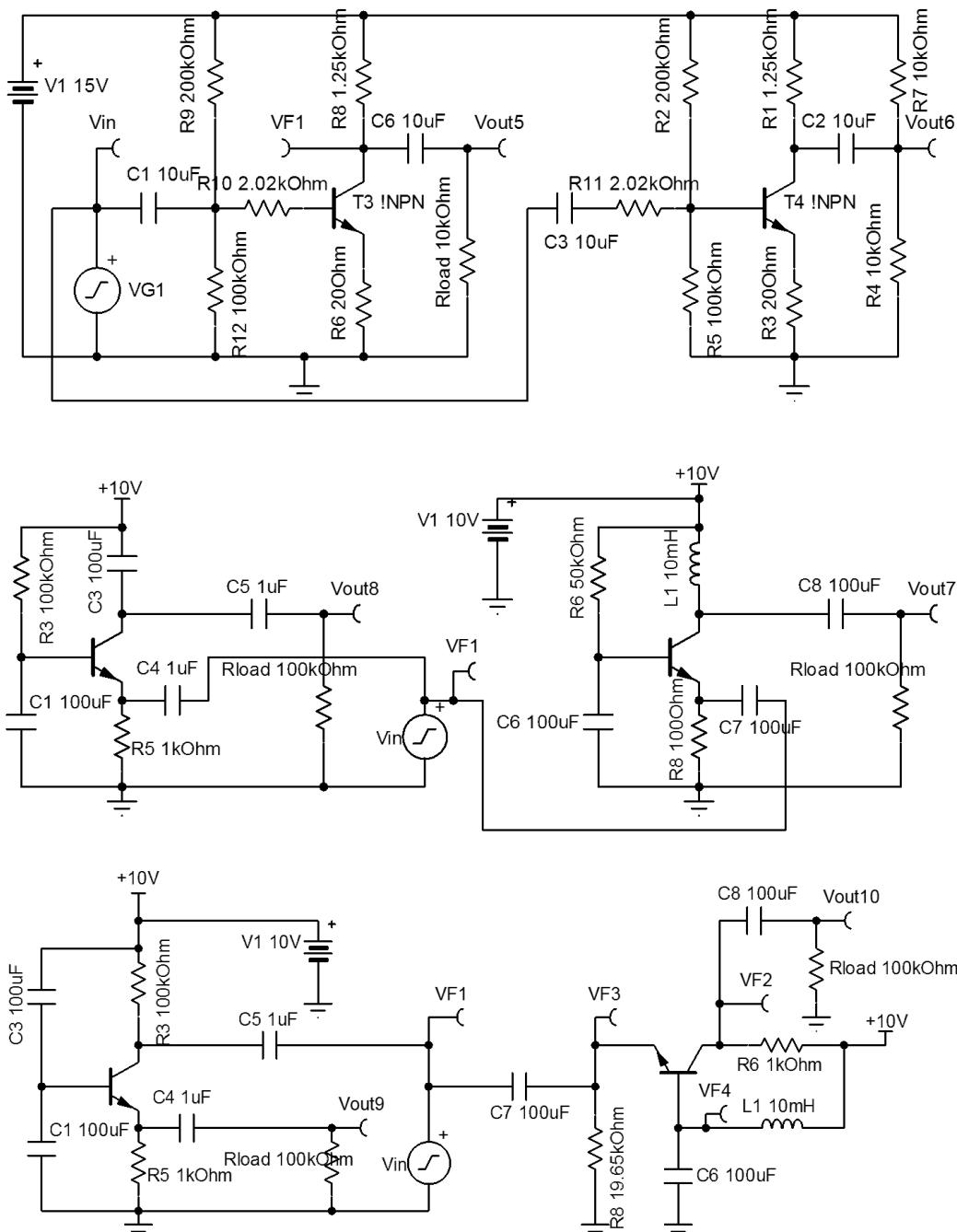


图 Section6-5

- 3) 以下电路中， $\beta=100$ ，请对各个电路（以 V_{out} 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 $Line_0$ 、 $Line_1$ 、 $Line_2$ ）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。

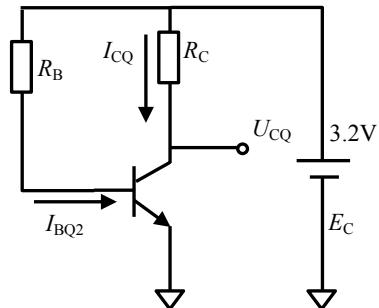


图 Section7-1 一种静态电路

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。

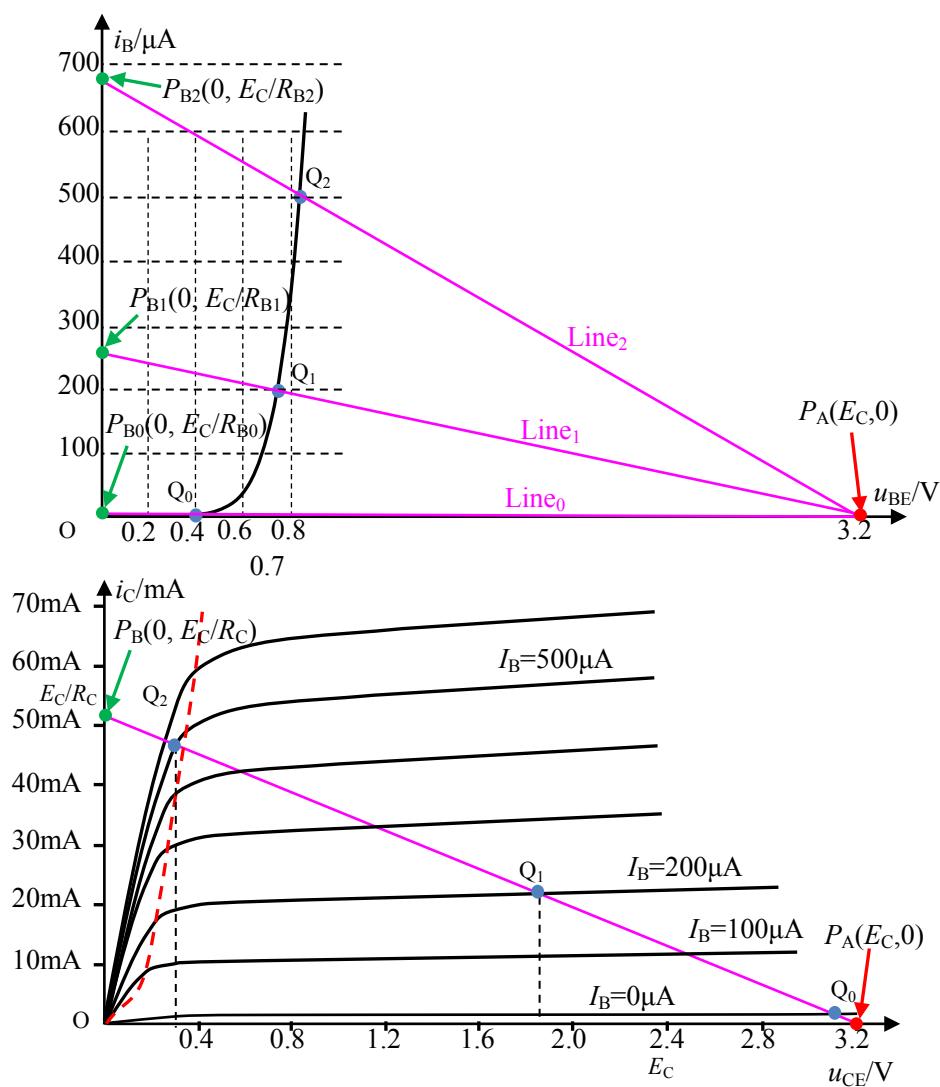


图 Section7-2 图解晶体管工作状态

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_B]=[0V, 258μA]，关键点 P_A [3.2V, 0μA]。连接两点，绘出直线 Line₁。

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, 0μA]。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 $R_{B2}=4.75 k\Omega$ 。

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 1μA 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 β ；

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_I 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_I 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。

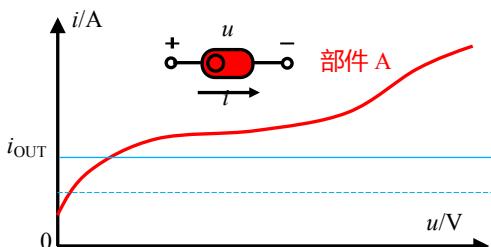


图 Section8-1(a) 部件 A 的伏安特性

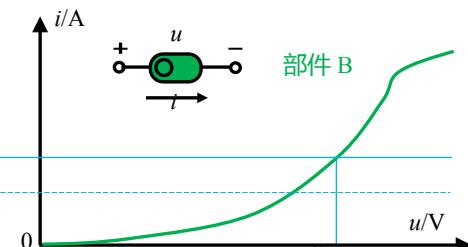


图 Section8-1(b) 部件 B 的伏安特性

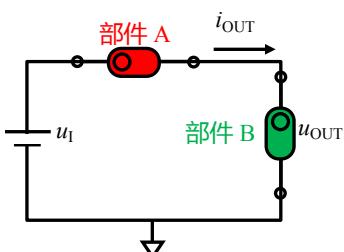


图 Section8-2 两个部件串联电路

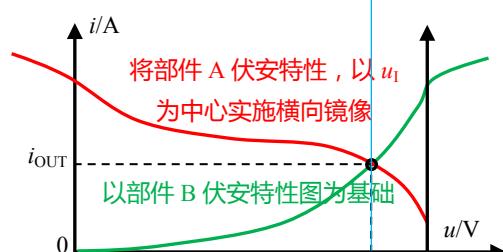


图 Section8-3 串联电路图解法

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

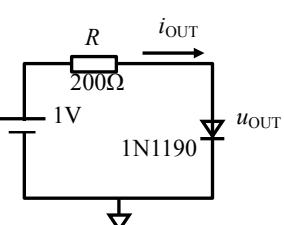


图 Section8-4

图黑色小圆圈，肉眼可以大致读出：

$u_{\text{OUT}}=463\text{mV}$, $i_{\text{OUT}}=2.7\text{mA}$ 。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：

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

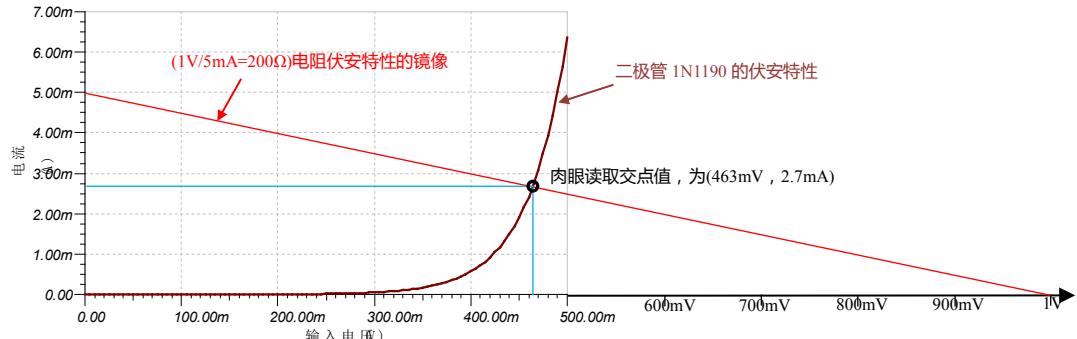


图 Section8-5 对图 Section8-4 电路的图解法

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 V_{out} 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 R_1 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：

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

则

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

同样，可以求解出 PNP 管电流：

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

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 β ，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

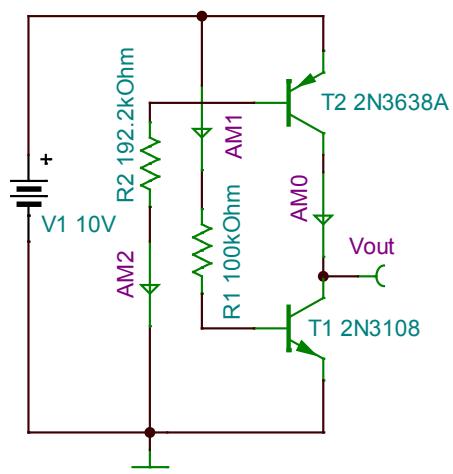


图 Section8-6 两个晶体管串联电路

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 $R_1=100k\Omega$, $I_{BQ1}=93.25\mu A$ (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 R_2 ，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 R_2 以增加 I_{BQ2} ，可以使得交点向上、向右移动。于是将 R_2 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 $10V$ 。这也符合我们的要求。

用牛顿迭代法，总能找到合适的 R_2 ，让绿色线与红色线的交点，横轴电压约为 $5V$ 。在此例中， $R_2=192.2k\Omega$ ，交点为图中 Q3，此时两个晶体管都处于放大状态， $U_{CEQ1}=5.03V$ 。

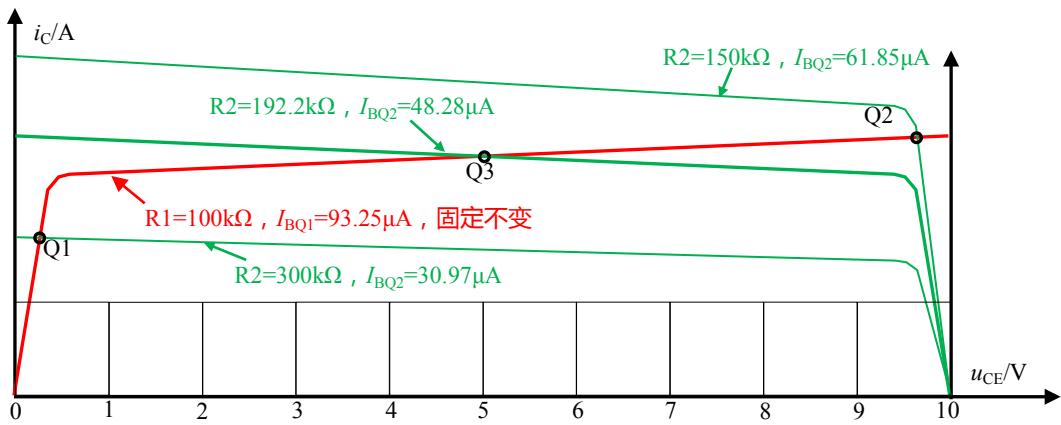


图 Section8-7 两个晶体管串联的图解分析

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 R_2 ，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 Δy ，会导致交点变到 Q2 点，产生了横向变化 Δx ，如图所示。求： $A = \frac{\Delta x}{\Delta y}$ ，用两个曲线的斜率表示。

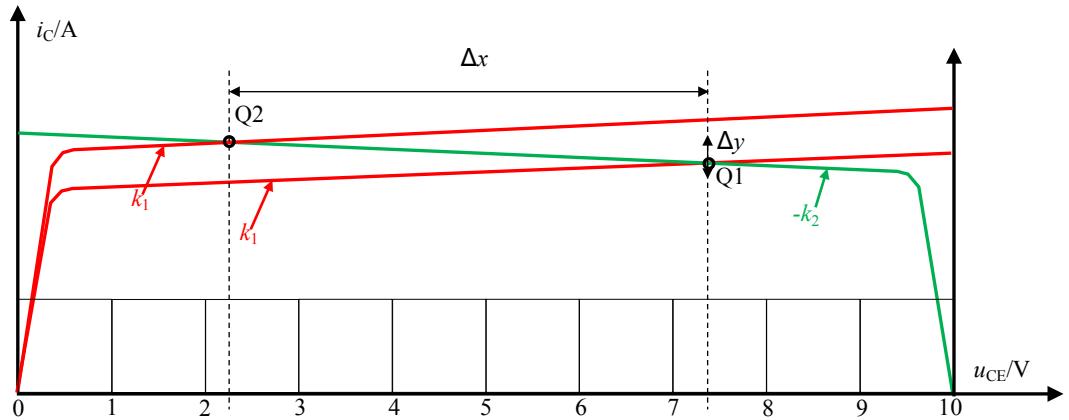


图 Section8-8

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。

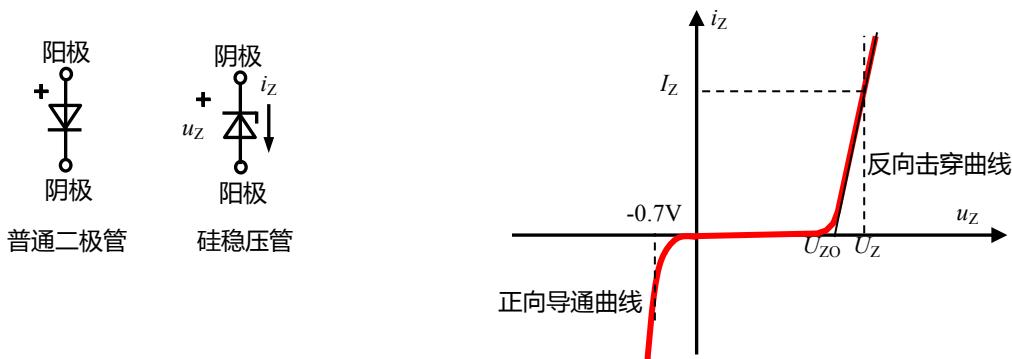


图 Section9-1 硅稳压管及其伏安特性曲线

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：

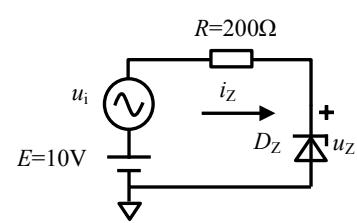
$$\begin{cases} i_Z = 0, u_Z < U_{Z0} \\ i_Z = \frac{u_Z - U_{Z0}}{r_Z}, u_Z \geq U_{Z0} \end{cases}$$

[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， $U_{Z0}=8V$, $r_Z=10\Omega$ 。



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：

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

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：

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

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

$$\Delta u_z = \frac{u_{zmax} - u_{zmin}}{2} = 0.047619047619V$$

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。

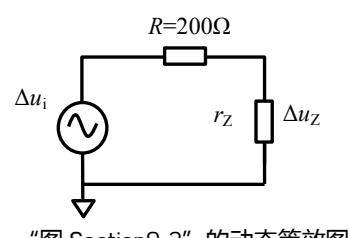
3) 电路中某个元件在某个范围内，可以用直线表示其伏安特性，且输入变化过程中，该元件的工作点始终在直线上，则该元件可以用其动态电阻代替。

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：

$$u_I = U_I + u_i$$

其中， U_I 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：

$$u_O = m u_I + m_1 U_1 + m_2 U_2 + m_3 U_3 = U_O + u_o$$

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。 u_{O_U3} 代表仅有 U_3 作为输入时的输出。可以看出，后四项不会产生任何变化量

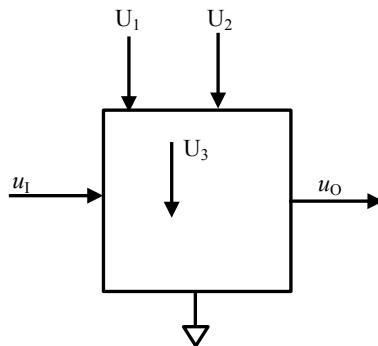


图 Section9-3(a)静态
输出。因此，输出变化量为：

$$u_o = u_{O_ui}$$

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。

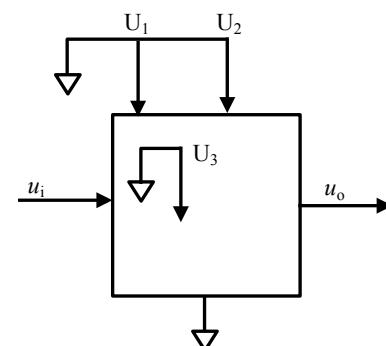


图 Section9-3(b)动态

动态求解法举例

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

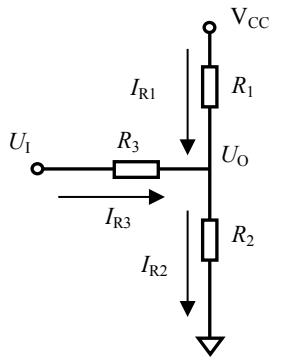


图 Section9-4(a) 输入不变化

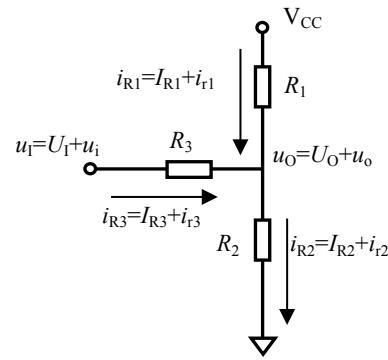


图 Section9-4 (b) 输入存在变化

读者可以先按照笨办法求解：写出输入为 U_I 时的 U_O 表达式，再写出输入为 U_I+u_i 时的 U_O 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：

$$u_{O_uI} = U_I \times \frac{R_1//R_2}{R_1//R_2 + R_3}$$

V_{CC} 单独作用时，将 u_i 接地，得：

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

根据叠加原理，总输出为：

$$u_O = u_{O_uI} + u_{O_VCC} = U_I \times \frac{R_1//R_2}{R_1//R_2 + R_3} + V_{CC} \times \frac{R_3//R_2}{R_3//R_2 + R_1}$$

当输入没有变化量时， $u_i=U_I$ ，即一个不变的电压，则有：

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

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

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

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：

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

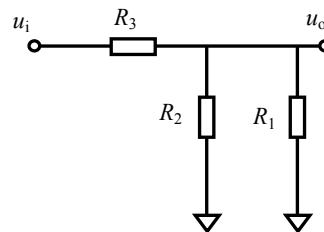


图 Section9-5 “图 Section9-4” 的动态等效电路

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 Δu_z 的变化量，一定会出现 Δi_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：

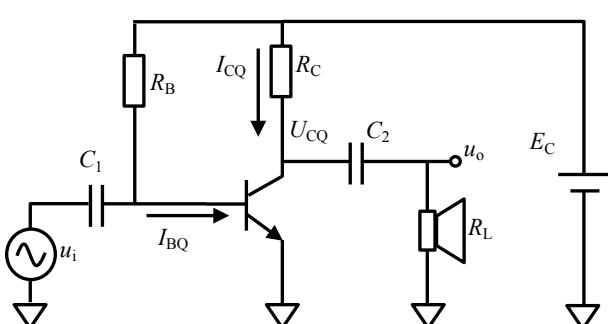


图 Section10-1 实现输入、输出耦合的放大电路

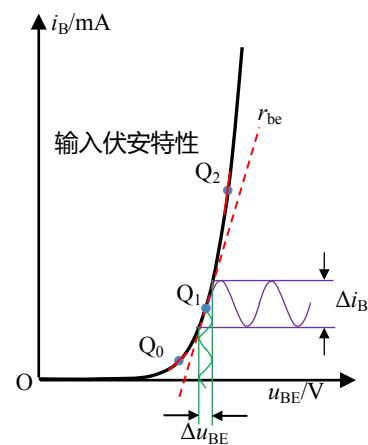


图 Section10-2 输入伏安特性的微变等效

从 Δu_{BE} 到 Δi_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 Δu_{BE} 的变化量，进而引起 i_B 发生了峰峰值为 Δi_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 Δu_{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 Ω ~几百 Ω 。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 Δu_{BE} ，就会产生峰峰值为 Δi_B 的电流波形。两者比例关系，近似为 r_{be} 。

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

当 Δu_{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 Δi_B 到 Δi_C ：

根据晶体管简化特性，这个过程可以用一个倍率为 β 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 Δi_B ， u_{be} 代替 Δu_{BE} ， i_c 代替 Δi_C ，它们的含义为这些变化量的峰峰值。

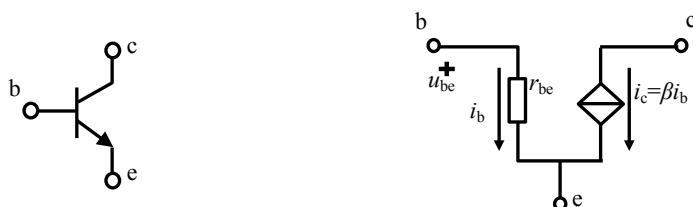


图 Section10-3 晶体管简化微变等效模型—低频

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。

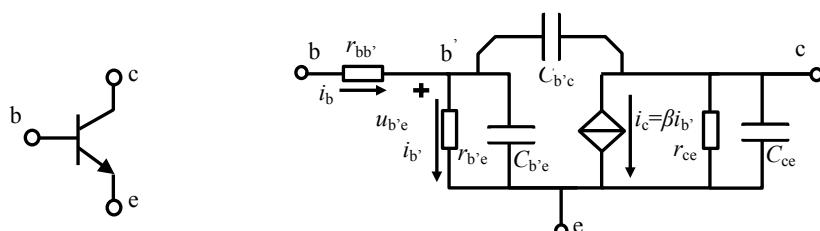


图 Section10-4 晶体管等效模型（含高频）

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 10~100μF），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。

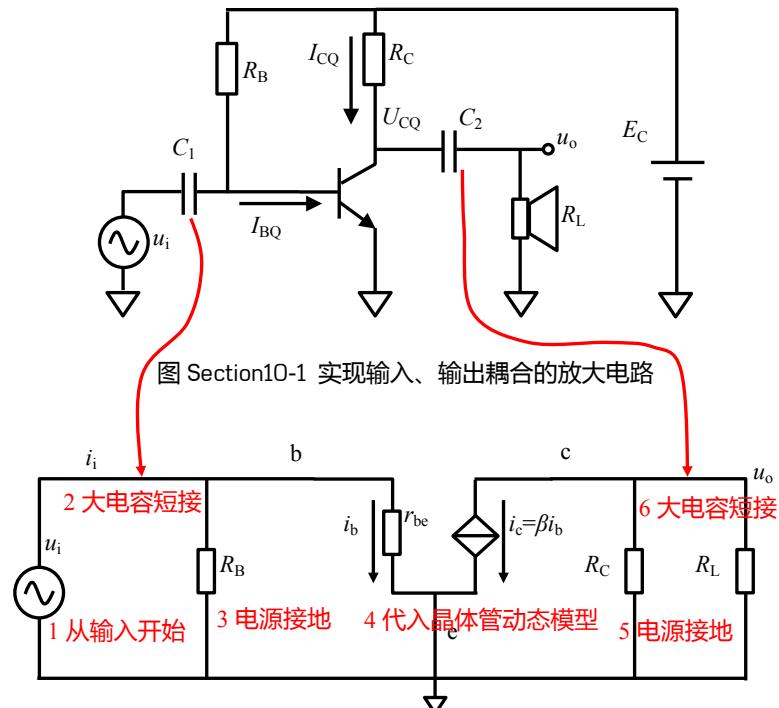


图 Section11-1 “图 Section10-1” 的动态等效电路

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 $A_u u_i$ 。

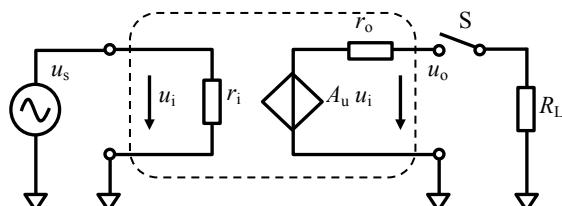


图 Section11-2 放大电路方框图

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

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

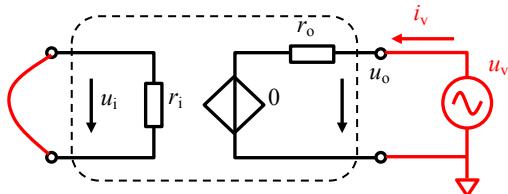


图 Section11-3 理论分析法求解输出电阻

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：

$$r_o = R_C$$

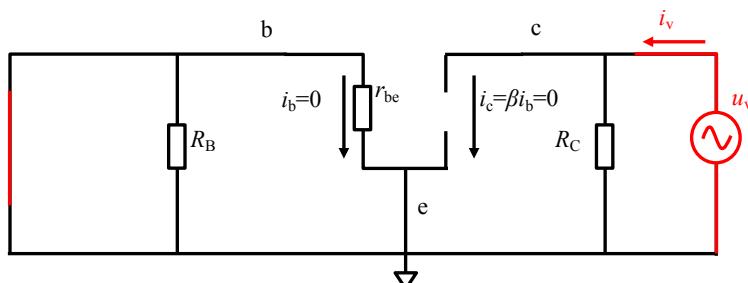


图 Section11-4 “图 Section11-1” 求解输出电阻

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。

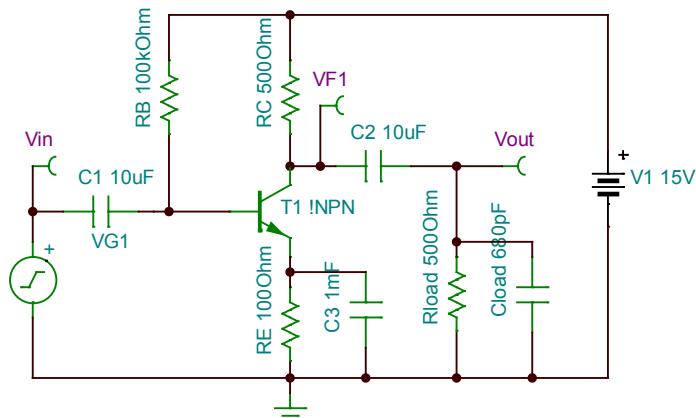


图 Section11-5 举例 1 电路

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。

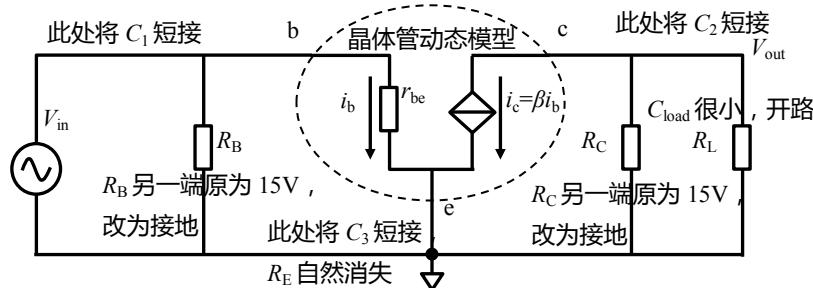


图 Section11-6 举例 1 的动态等效电路形成过程

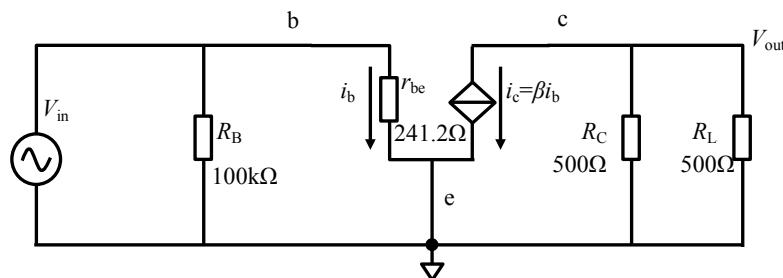


图 Section11-7 举例 1 的动态等效电路

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。

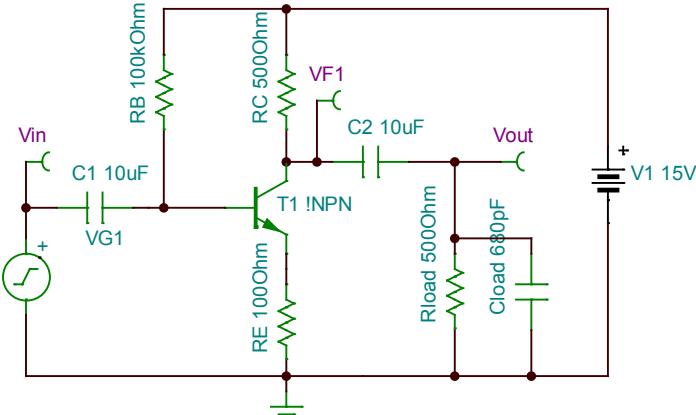


图 Section11-8 举例 2 电路

解：从电路可以看出，与举例 1 唯一的区别在于缺少电容 C_E ，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。

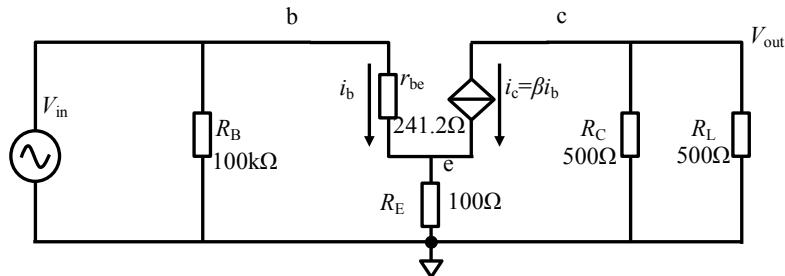


图 Section11-9 举例 2 电路的动态等效电路

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

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

$$r_o = R_C = 500\Omega$$

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_{load} , 电路的输入电阻 r_i , 以及电路的输出电阻 r_o 。

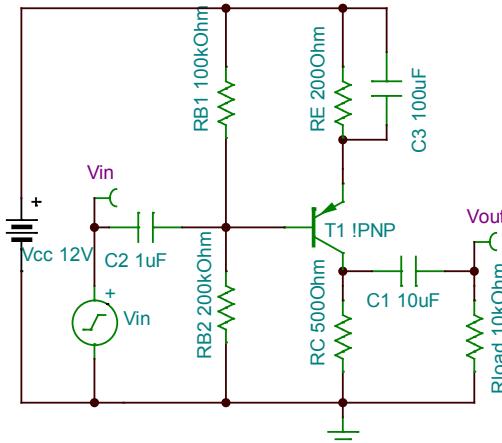


图 Section11-10 举例 3 电路

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

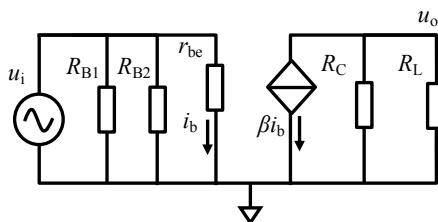


图 Section11-11 举例 3 电路

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：

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

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

$$r_o = R_C = 500\Omega$$

举例 4：

图 Section11-12 中晶体管为 2N3495，其静态 $\bar{\beta}=72$ ，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。

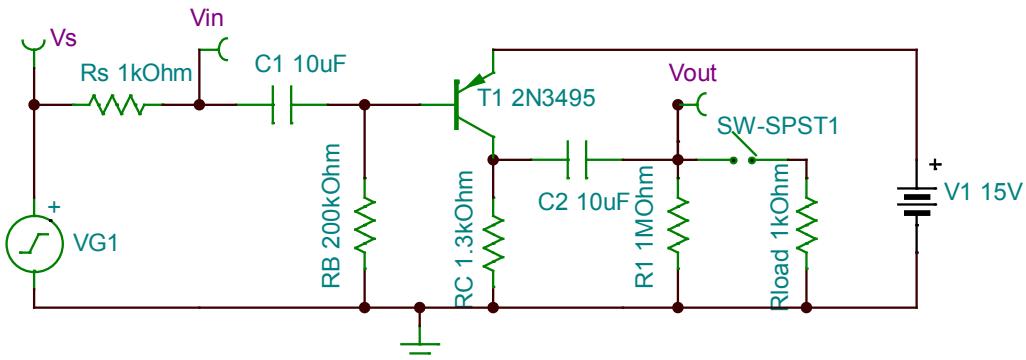


图 Section11-12 举例 4 电路

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：

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

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

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

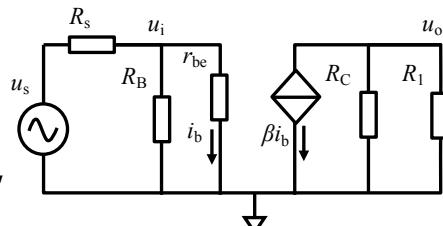
对 PNP 管来说， $U_{ECQ} > 0.3\text{V}$ ，说明其处于放大状态。静态求解完毕。

2) 利用式[Section10-1]，有：

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

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 $1\text{M}\Omega$ 电阻，是模拟测量用示波器的输入电阻，在计算放大倍数时， $1\text{M}\Omega$ 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 50Ω ，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。



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

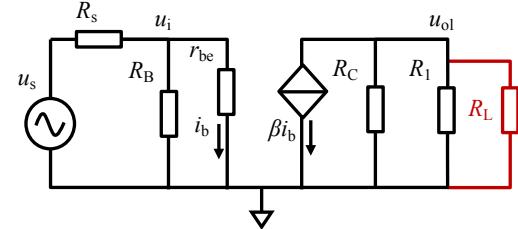
$$\approx -\frac{67 \times 1300}{1000 + \frac{1000 \times 495.6}{200000} + 495.6} = -58.14$$

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

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。

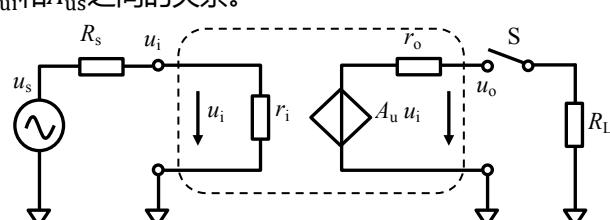


图 Section11-13 含信号源内阻的放大器框图

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

[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 1.59Ω ，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，应为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。

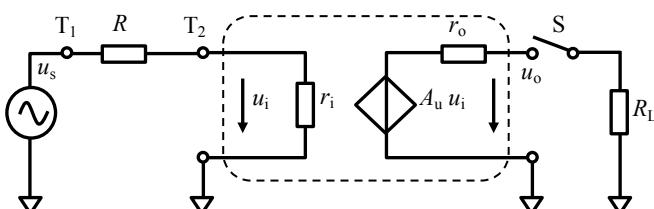


图 Section12-1 实验法测量输入电阻

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 T₁点信号有效值，记为 U_{T1_rms}，测量 T₂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：

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

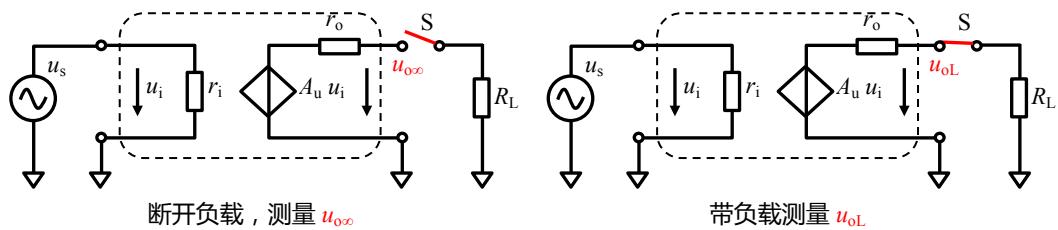


图 Section12-2 实验测量法获得输出电阻

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那个极，输出信号取自晶体管的那个极，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 。

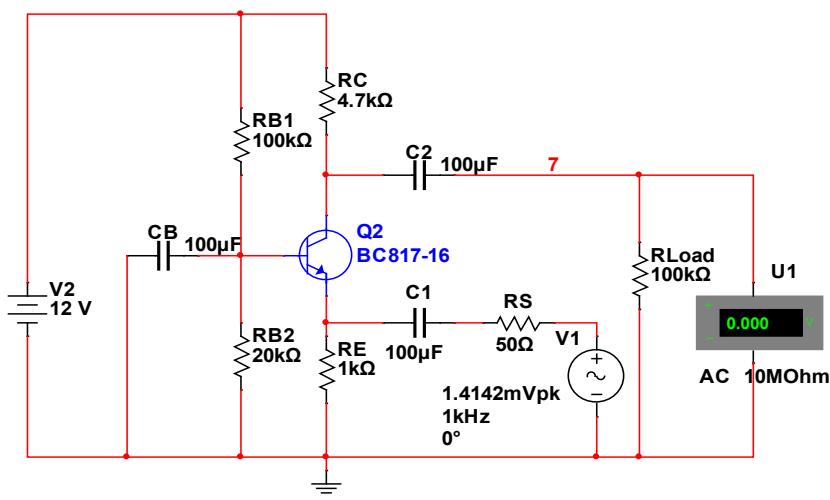


图 Section13-1 共基极放大电路

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

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

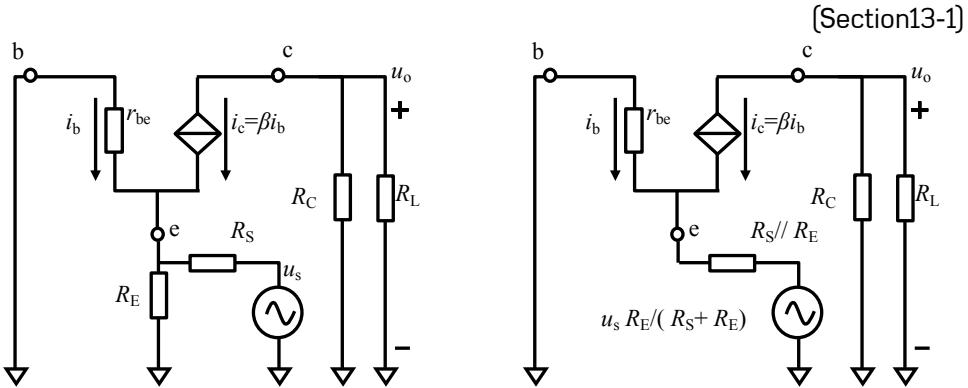


图 Section13-2 共基极电路的动态等效电路

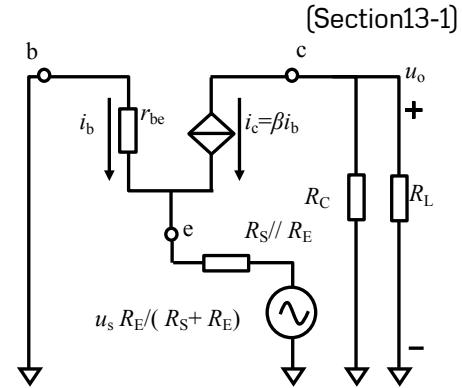


图 Section13-2b 戴维宁等效电路

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：

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

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

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 β 倍，它的等效电阻应为 r_{be}/β ，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：

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

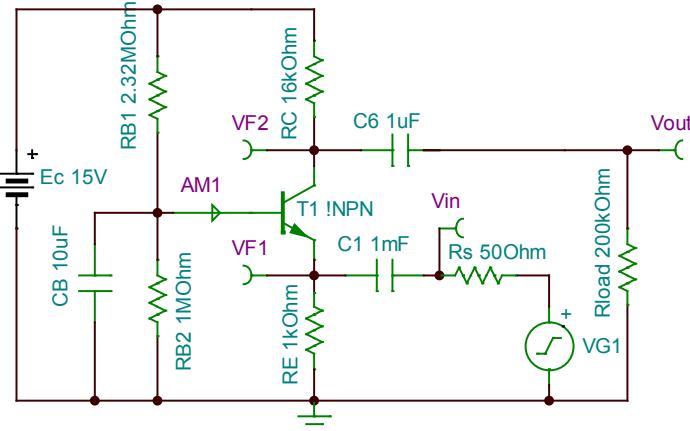


图 Section13-3 举例1 共基极电路

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} 。

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

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：

$$r_o = R_C = 16k\Omega$$

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。

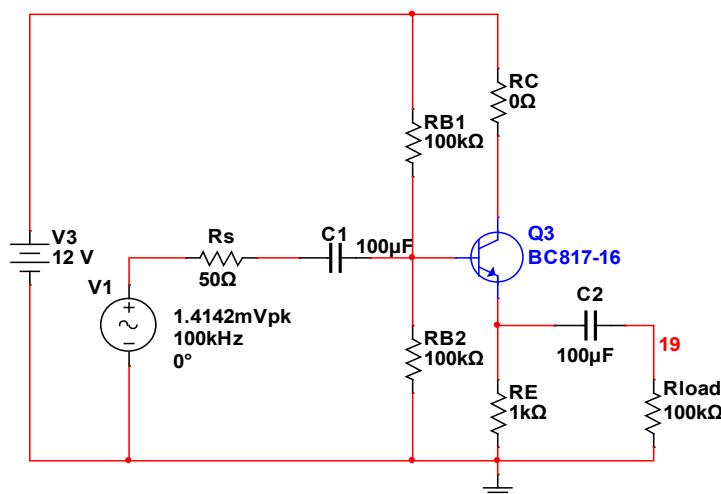


图 Section13-4 共集电极放大电路

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。

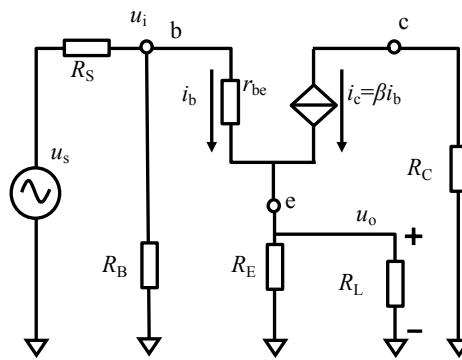


图 Section13-5 共集电极电路的动态等效电路

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

(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 Ω 到数十 Ω。

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：

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

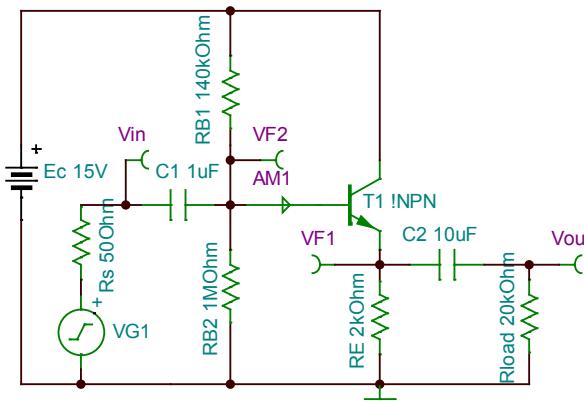


图 Section13-6 举例 2 共集电极放大电路

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 $73.72\text{k}\Omega$ ，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：

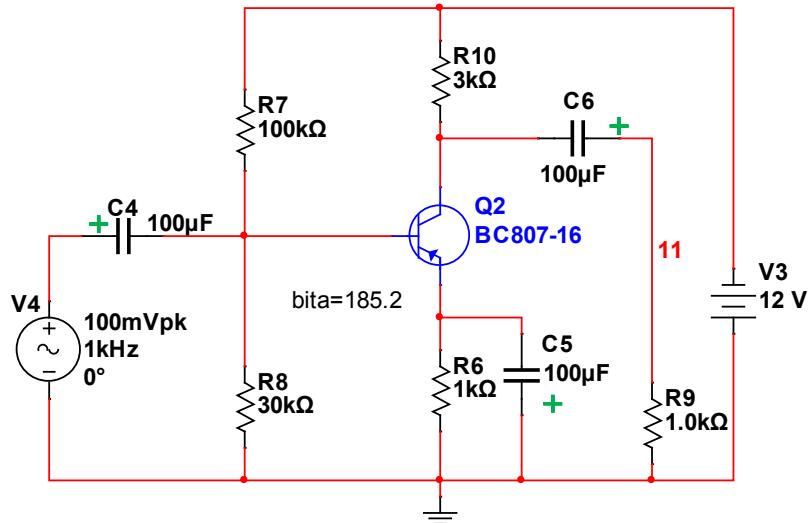


图 Section13-7 负电源 PNP 管共射级放大电路

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

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

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

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

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

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

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：

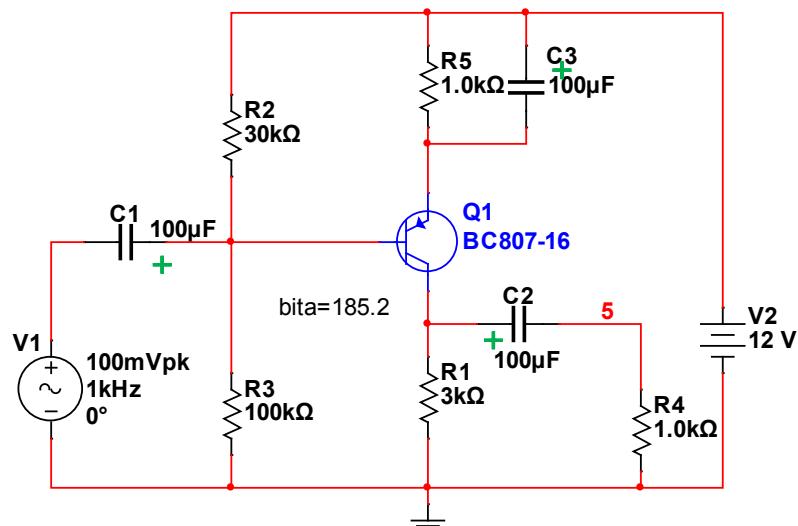


图 Section13-8 正电源 PNP 管共射级放大电路

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

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

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

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

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

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

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，且等效的电容值也会下降，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 R_5 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。

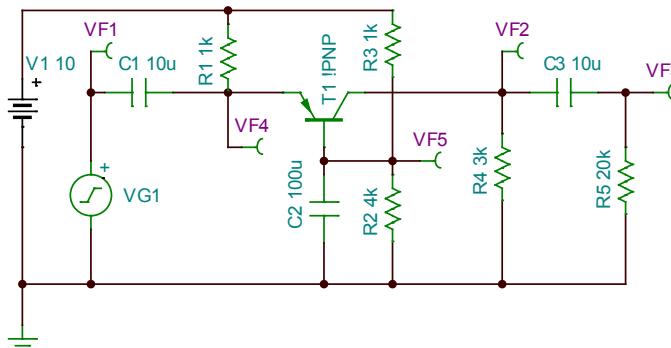


图 Section13-9 正电源 PNP 管共基级放大电路

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 50Ω 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。

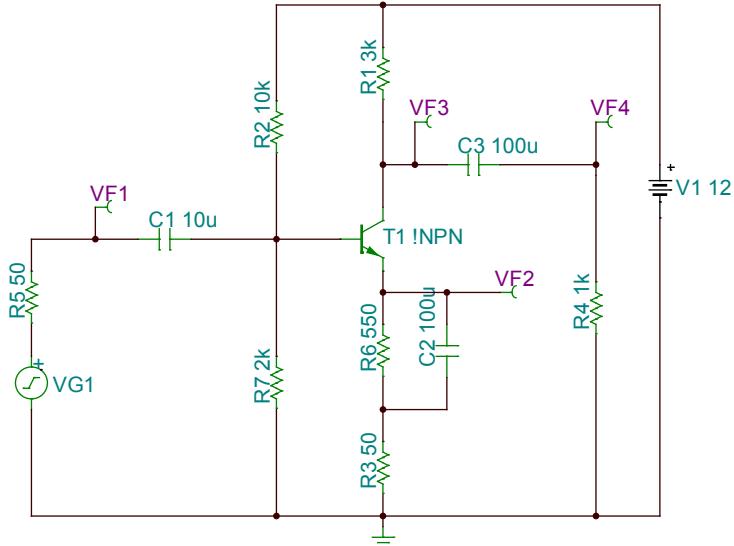


图 Section13-10

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。

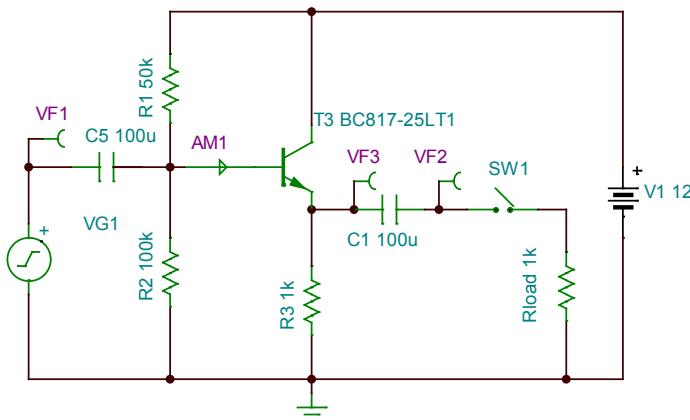


图 Section13-11

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，本书暂不过多介绍。

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，刚巧没有发生截止失真。

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。

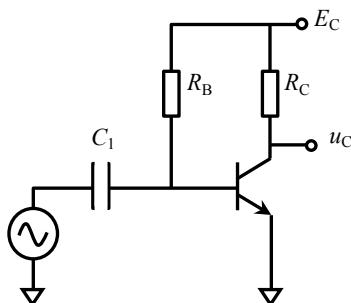


图 Section14-1

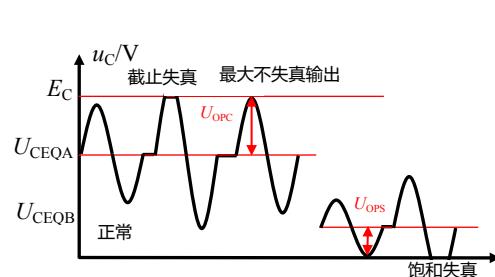


图 Section14-2

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。

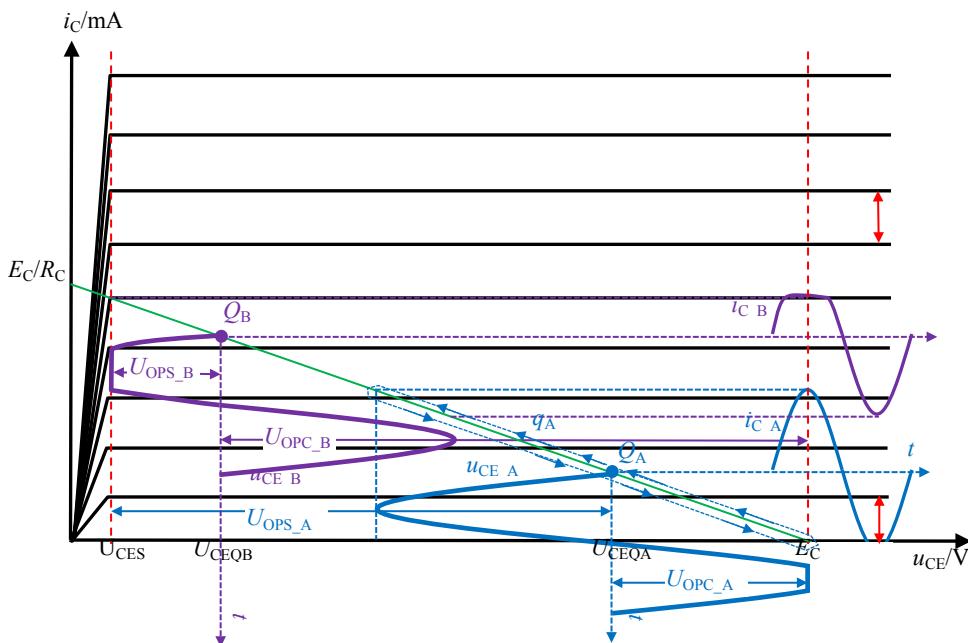


图 Section14-3 针对图 Section14-1 电路出现的饱和失真、截止失真

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：

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

(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：

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

(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 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。

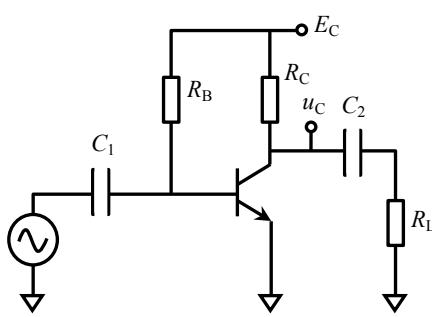


图 Section14-4

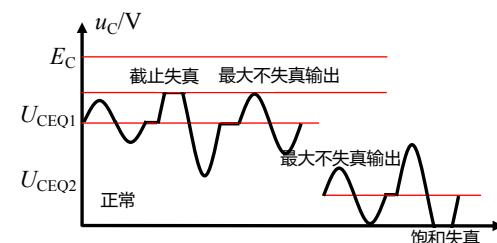


图 Section14-5

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：

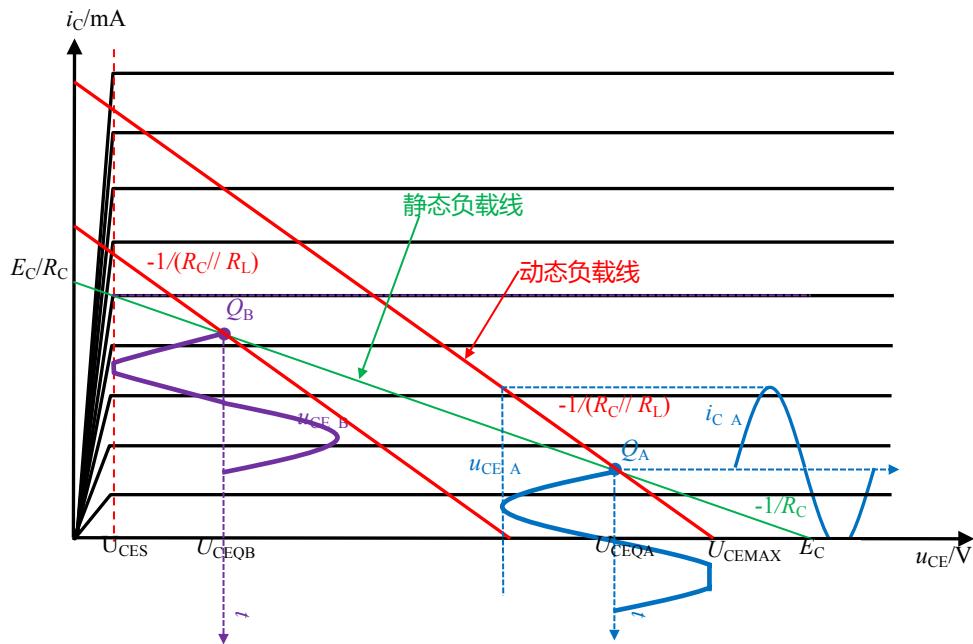


图 Section14-6 针对图 Section14-4 电路出现的饱和失真、截止失真

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

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：

$$U_{CE_max} = U_{CEQ} + I_{CQ} \times R_C \| R_L$$

此时，根据式(Section14-3)，截止失真电压裕度变为：

$$U_{OP} = U_{CE_max} - U_{CEQ} = I_{CQ} \times R_C \| R_L$$

(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)

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？

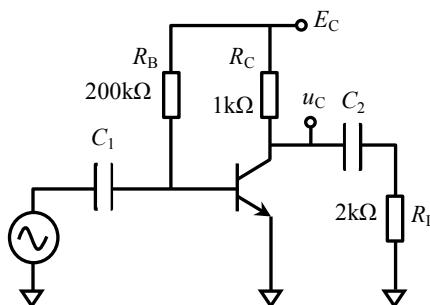


图 Section14-7

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：

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

第一问，失真电压裕度求解：

直接利用式(Section14-6)得：

$$U_{OP} = \min(I_{CQ} \times R_C \| R_L, U_{CEQ} - U_{CES}) = \min(8.4375 \times 0.6667, 3.5625 - 0.3) \\ = \min(5.625, 3.2625) = 3.2625V$$

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？

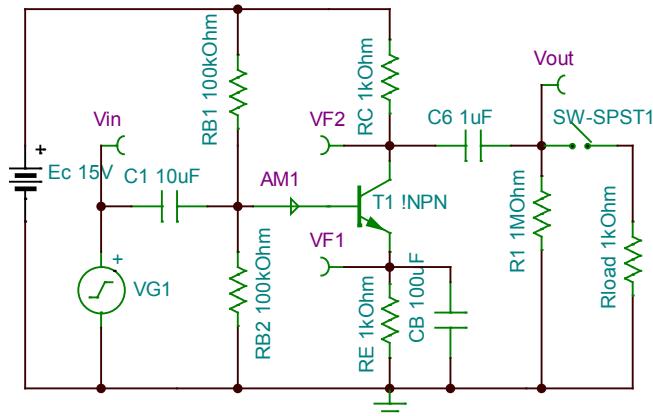


图 Section14-8 举例 2 电路

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？

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。

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

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

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

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

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）：

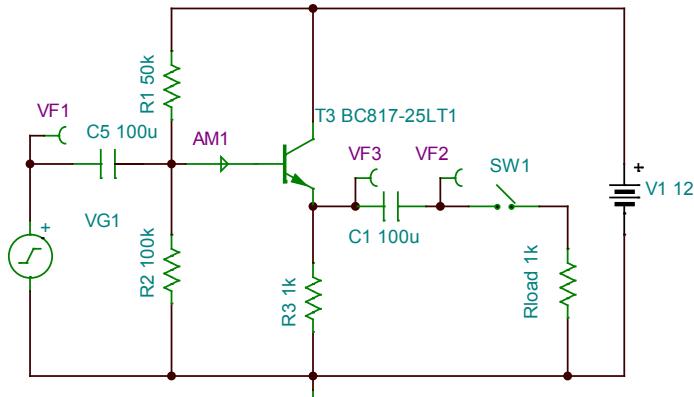


图 Section13-9

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

(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。

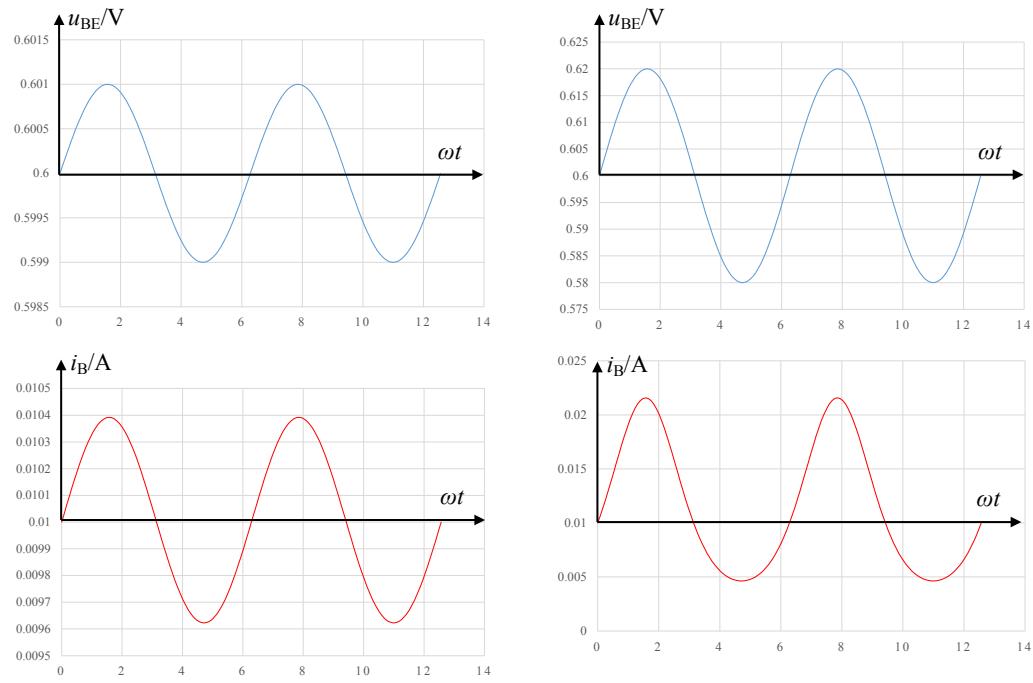
(a) u_{be} 为 1mV 正弦波, i_b 失真很微弱(b) u_{be} 为 20mV 正弦波, i_b 失真很严重

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。

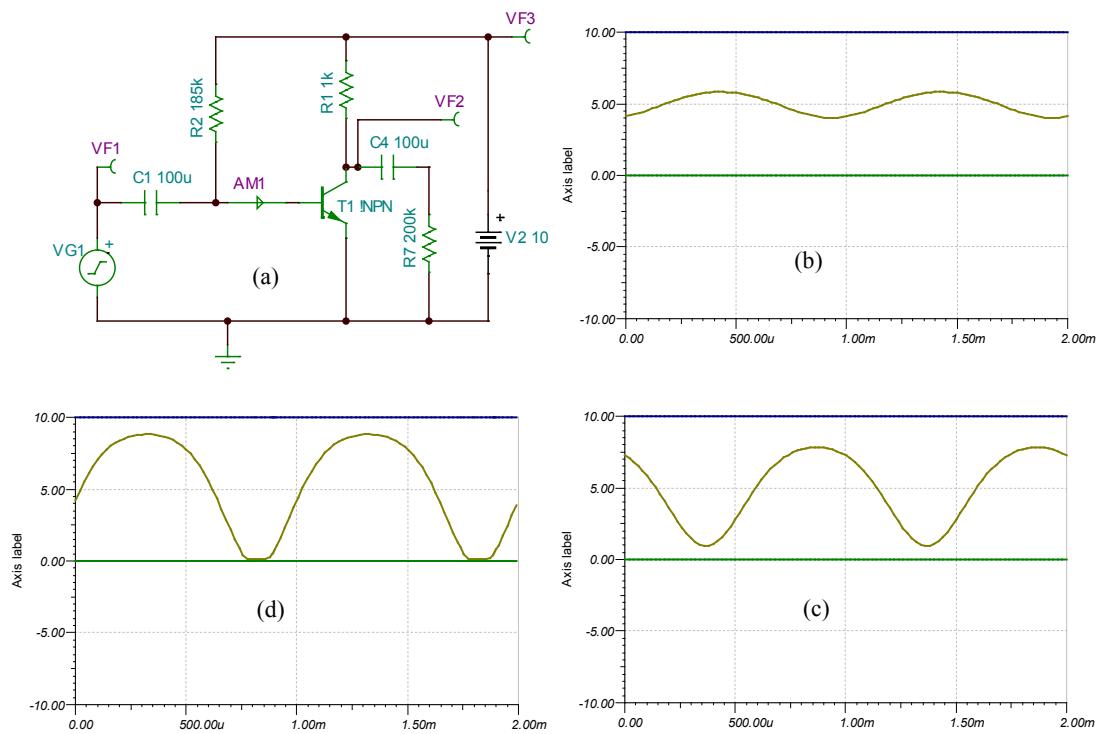


图 Section14-9 用 TINA-TI 仿真共射极放大电路的失真

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，达到学以致用的目的。

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 $\beta=100$ ， $r_{bb}=132\Omega$ 。

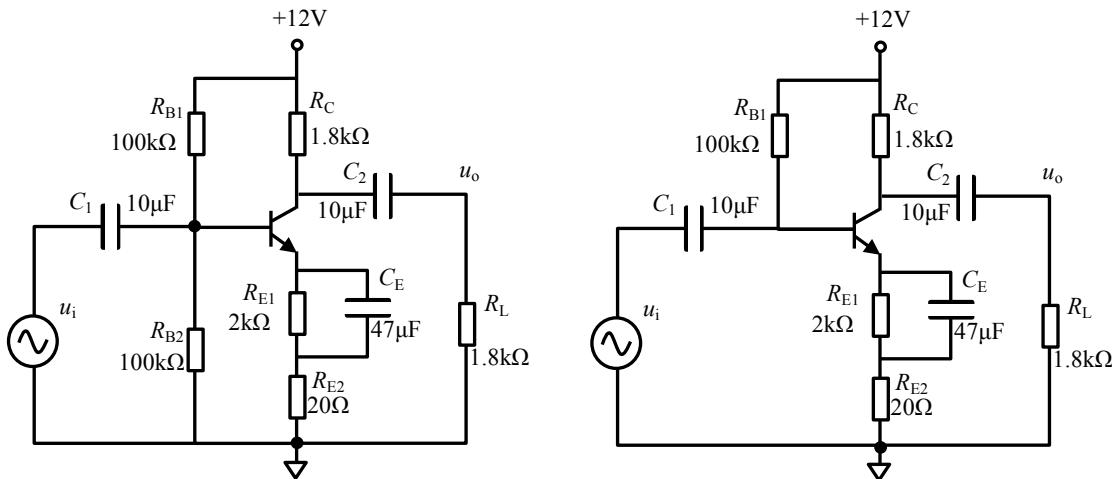


图 Section15-1 共射极 4 电阻电路

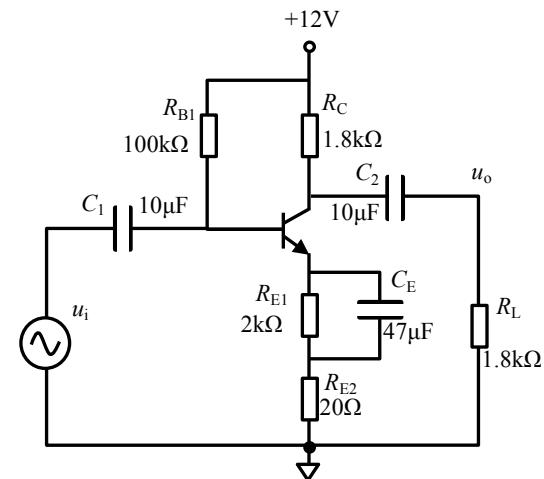


图 Section15-1a 不太好的 3 电阻电路

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 β 关系很小，特别在 R_B 较小的时候， I_{CQ} 、 U_{CEQ} 几乎与 β 无关。

$$\begin{aligned} k &= \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \\ R_B &= \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \\ I_{BQ} &= \frac{kE_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \\ U_{CEQ} &= E_C - R_C \times \beta \frac{kE_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} - R_E \times (1 + \beta) \frac{kE_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \end{aligned}$$

当 $(1 + \beta)R_E \gg R_B$ ，上式可以近似为：

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

看起来与 β 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 β 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 BC817-25, SBC817-25 BC817-40, SBC817-40	h_{FE}	100	-	250
			160	-	400
			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 β ，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 β 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：

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

静态工作点与 β 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：

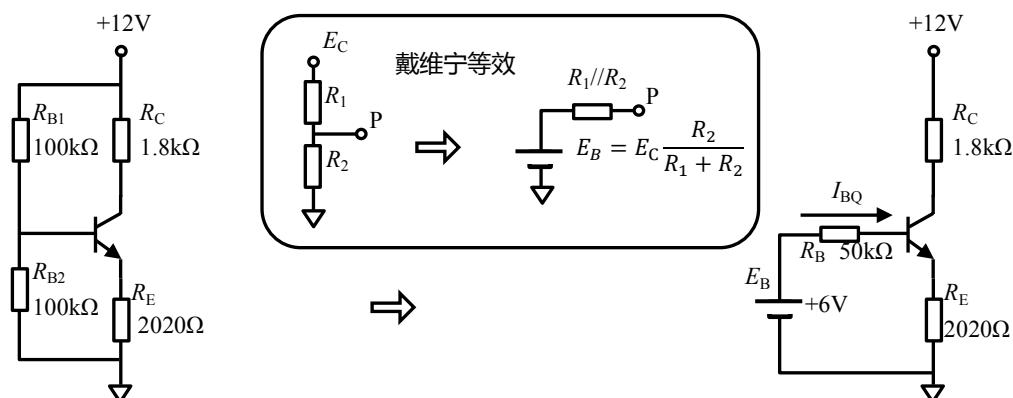


图 Section15-1b “图 Section15-1” 的静态分析

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

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

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

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E = 12 - 2.086 \times 1.8 - 2.017 \times 2.020 = 4.171V$$

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。

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

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

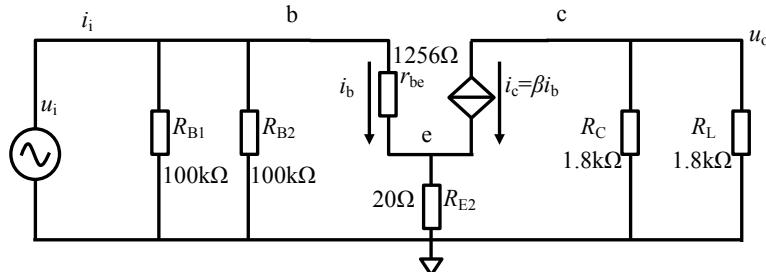


图 Section15-1c “图 Section15-1” 的动态等效电路

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：

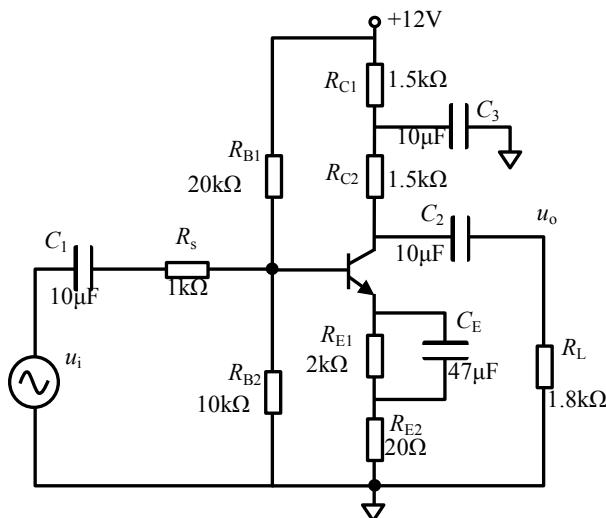


图 Section15-2 举例 1 电路

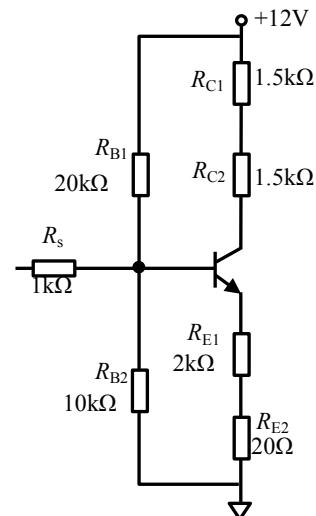


图 Section15-3 举例 1 电路之静态通路

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

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

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：

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

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

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

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

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

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：

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

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：

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

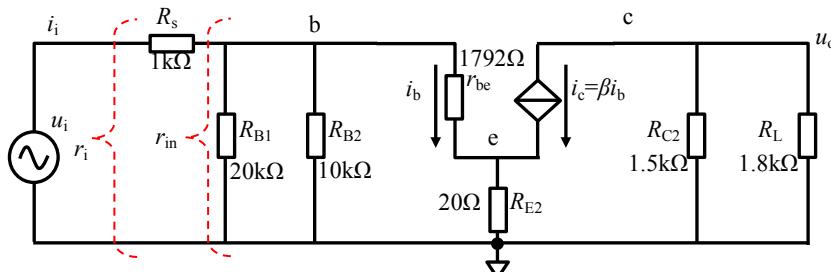


图 Section15-4 举例 1 的动态等效电路

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

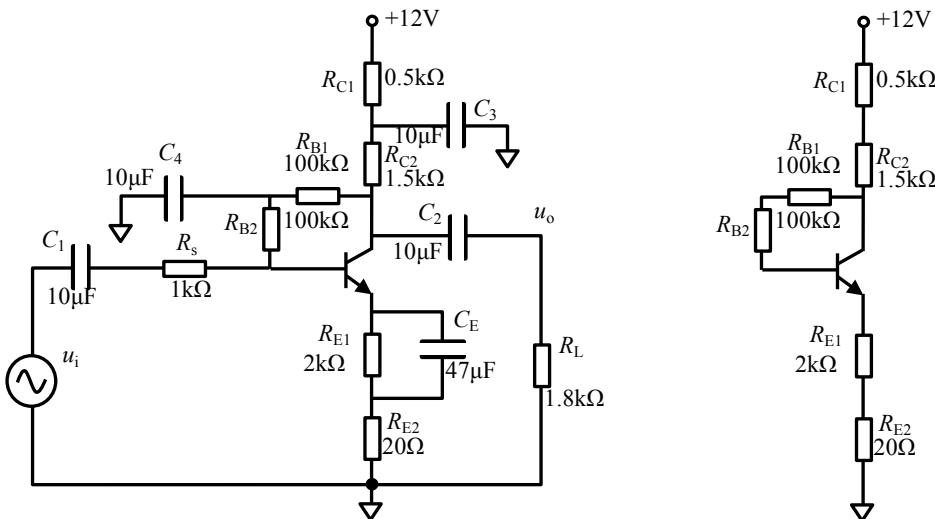


图 Section15-5 举例 2 电路

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：

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)} \\ I_{EQ} &= (1 + \beta) \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)(R_C + R_E)} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(1 + \beta)} + R_C + R_E} \\ U_{CEQ} &= E_C - I_{EQ}(R_C + R_E) = E_C - \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(1 + \beta)} + R_C + R_E} (R_C + R_E) \\ &= E_C - \frac{E_C - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{(R_C + R_E)(1 + \beta)} + 1} = E_C - (E_C - U_{BEQ}) \frac{(R_C + R_E)(1 + \beta)}{R_B + (R_C + R_E)(1 + \beta)} \\ \frac{dU_{CEQ}}{d\beta} &= -(E_C - U_{BEQ}) \frac{(R_C + R_E)R_B}{(R_B + (R_C + R_E)(1 + \beta))^2} \end{aligned}$$

当 $(R_C + R_E)(1 + \beta) \approx R_B$ ，导数很小，意味着 U_{CEQ} 受 β 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：

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

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

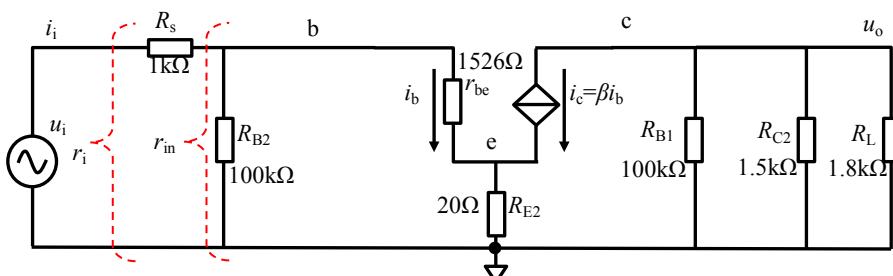


图 Section15-7 举例 2 的动态等效电路

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

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

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

列出输入回路等式如下：

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

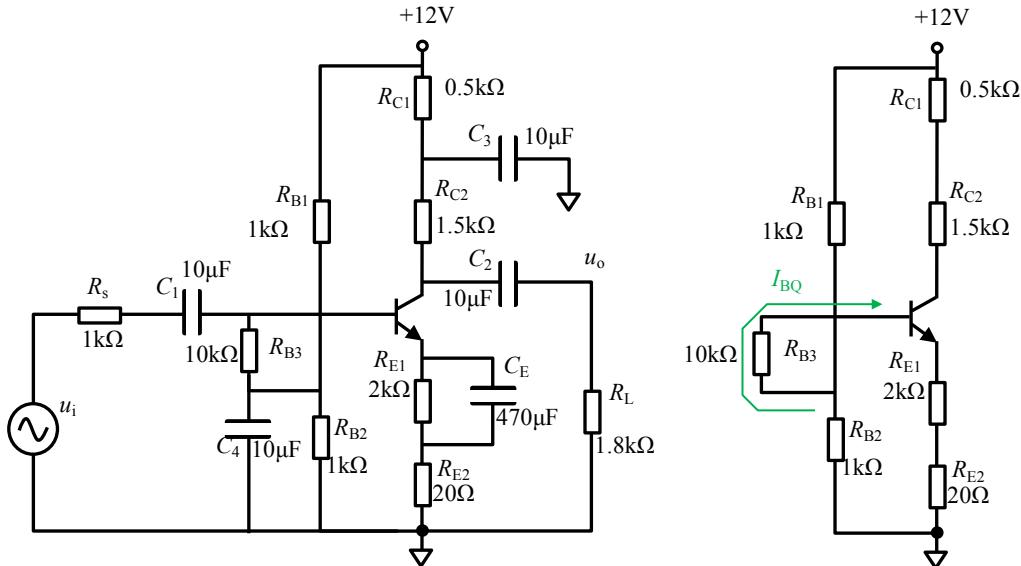


图 Section15-8 举例 3 电路

图 Section15-9 举例 3 之静态通路

解得：

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

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

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

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

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

2) 求解动态。画出动态等效图如图 Section15-10 所示。

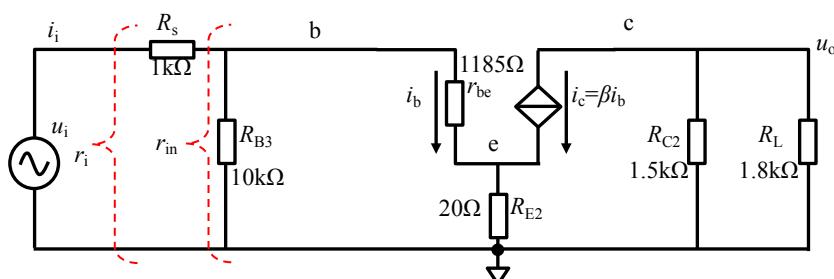


图 Section15-10 举例 3 的动态等效电路

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

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

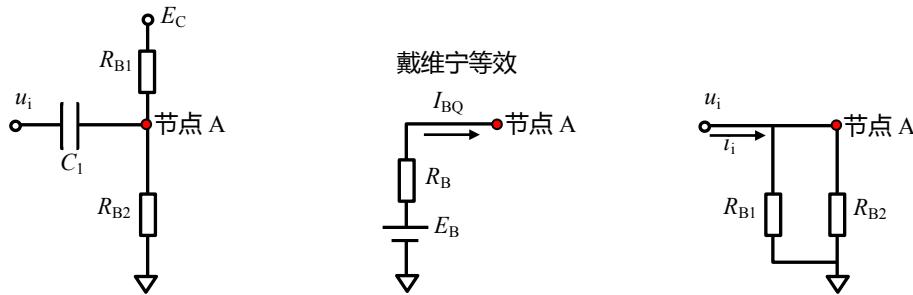


图 Section15-11 两电阻分压偏置阻容耦合电路，静态通路、动态等效电路

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。

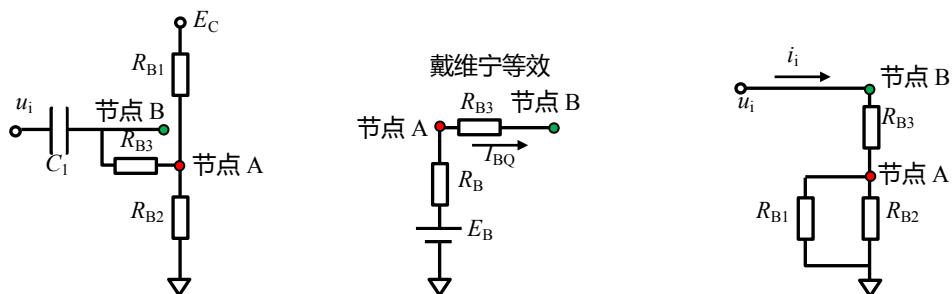


图 Section15-12 T 型偏置阻容耦合电路，静态通路、动态等效电路

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。

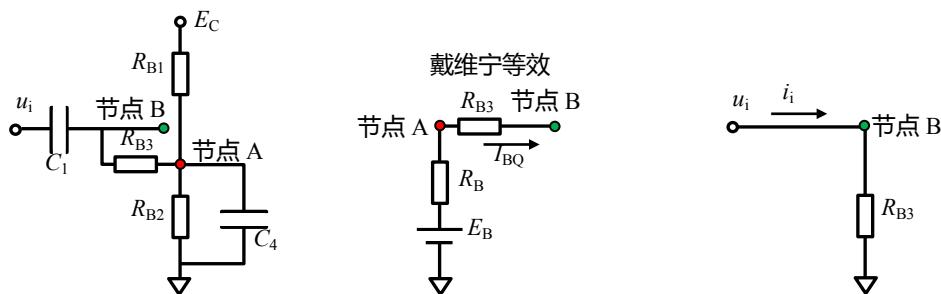


图 Section15-13 包含去耦电容 C_4 的 T 型偏置电路，静态通路、动态等效电路

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？

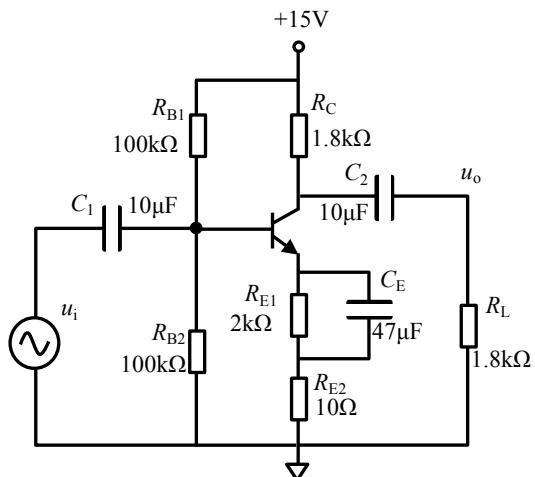


图 Section15-14 举例 4 电路

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：

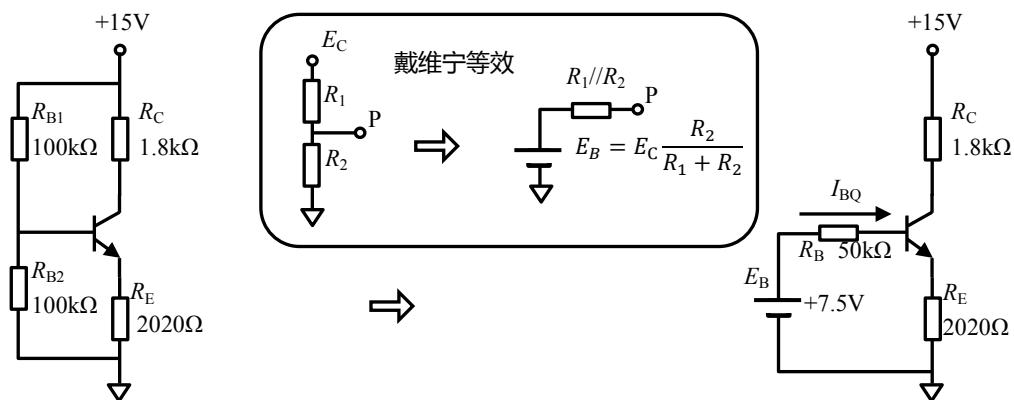


图 Section15-15 举例 4 的静态分析

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

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

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

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

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。

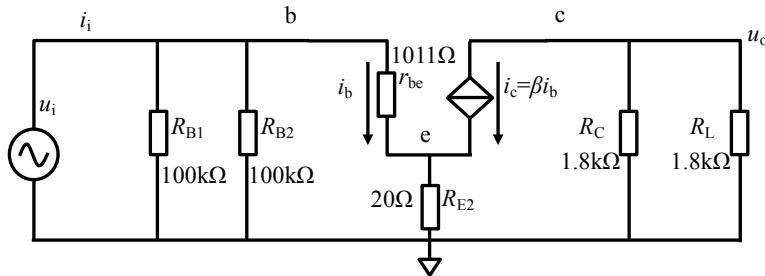


图 Section15-16 举例 4 的动态等效电路

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

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。

$$\begin{aligned} r_i &= R_{B1} // R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta)R_{E2}) = 2858\Omega \\ r_o &= R_C = 1.8k\Omega \end{aligned}$$

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 :

$$U_{OP} = \min(U_{OPS}, U_{OPC}) = 2.4003V$$

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 :

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

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

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 $10k\Omega$ ，输出电阻小于 $0.5k\Omega$ ，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 $\beta=180$ ， $U_{BEQ}=0.6V$ ， $r_{bb}=10\Omega$ ，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。

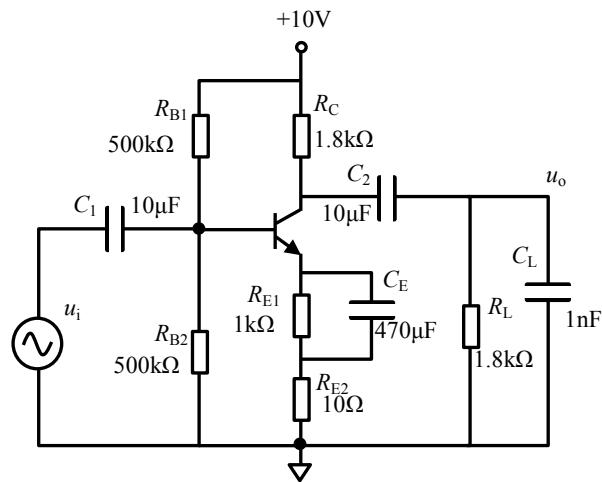


图 Section15-17 含静态稳定的共射极放大电路

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

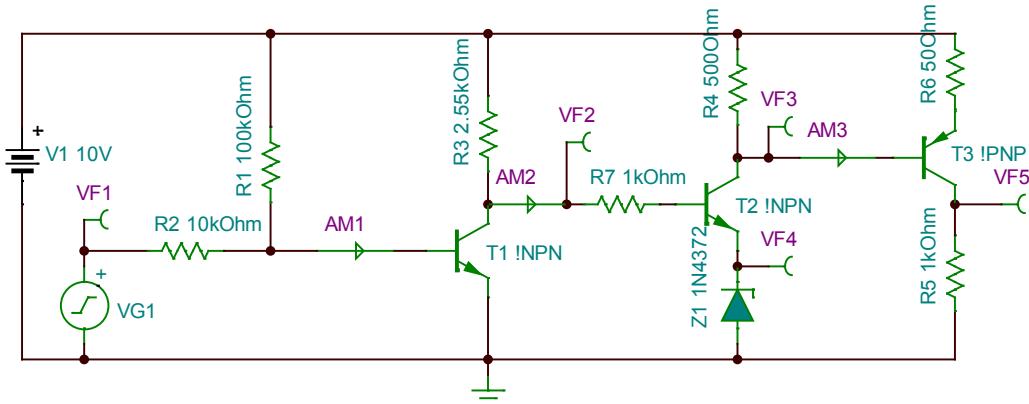


图 Section16-1 直接耦合 3 级共射极放大电路

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。

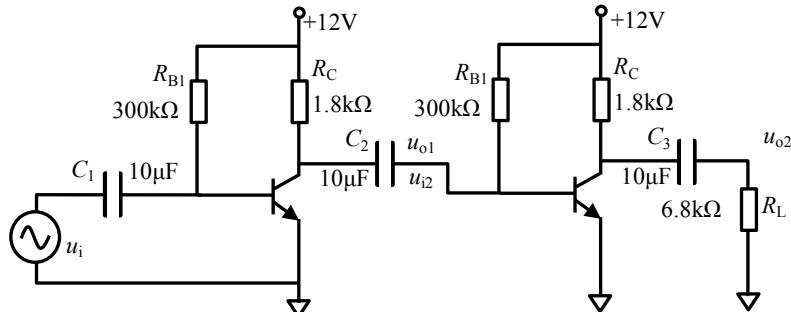


图 Section16-2 阻容耦合 2 级共射极放大电路

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。

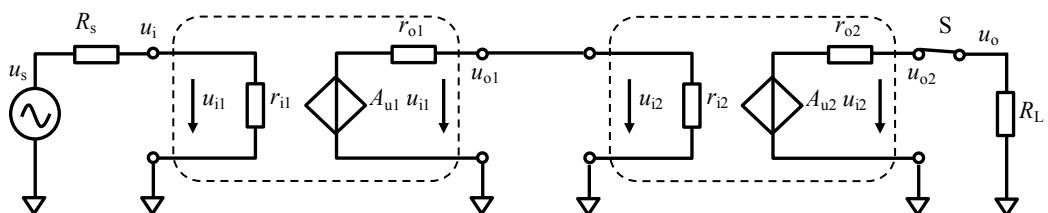


图 Section16-3 含信号源内阻的多级放大电路方框图

先看第一级，有：

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

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

对第二级，也就是最后一级，有：

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

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

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

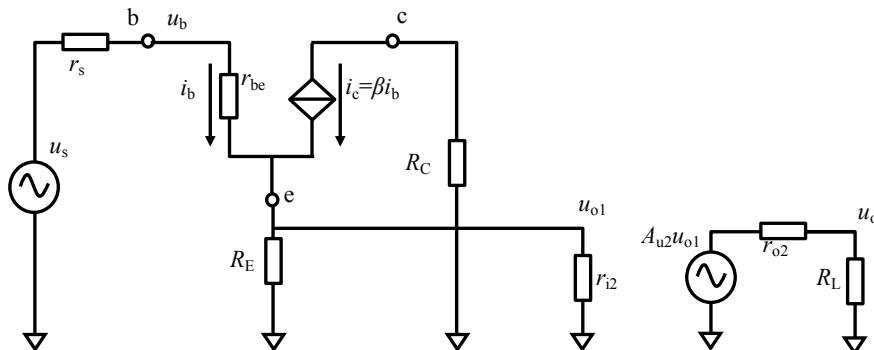


图 Section16-4 共集电极、共射极串联的动态等效电路
为例，其动态等效图如图 Section16-4 所示。

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

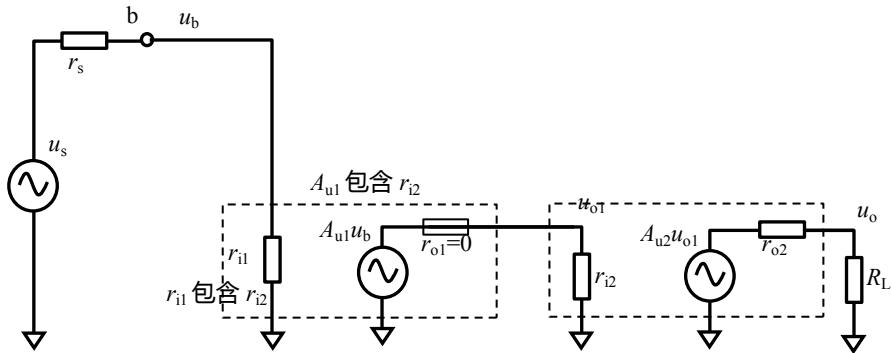


图 Section16-5 “图 Section16-4” 的方框图画法

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 $A_{us} = V_{out}/VG1$ 。

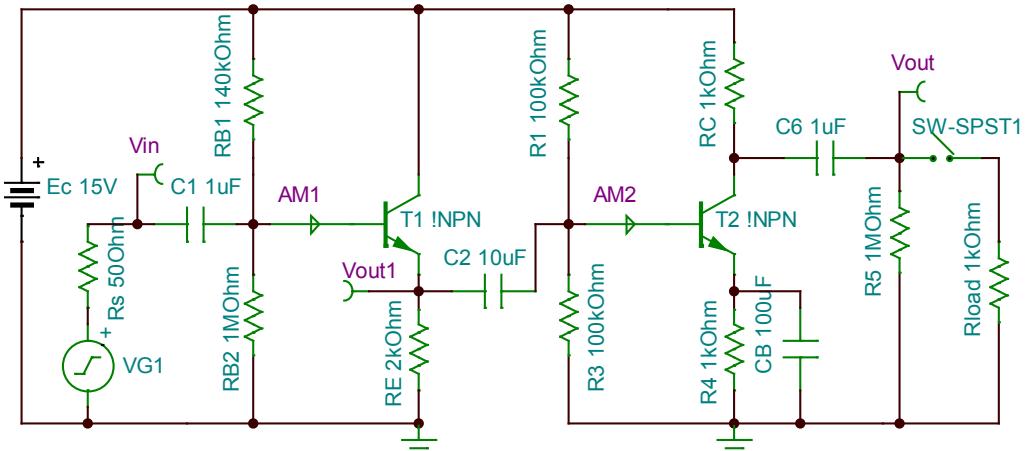


图 Section16-6 举例 1 多级放大电路

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 $U_{CEQ} > 0.3V$, 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:

$$I_{BQ2} = \frac{E_{B2} - U_{BEQ}}{R_{BB2} + (1 + \beta)R_4} \approx \frac{7.5 - 0.7}{50k\Omega + 101 \times 1k\Omega} = 45.03\mu A$$

$$I_{CQ2} = \beta I_{BQ2} = 4.503mA$$

$$I_{EQ2} = (1 + \beta)I_{BQ2} = 4.548mA$$

$$U_{EQ2} = I_{EQ1}R_4 = 4.548V$$

$$U_{CEQ2} = E_C - I_{CQ2}R_C - I_{EQ2}R_4 = 15 - 4.503 - 4.548 = 5.949V$$

$$r_{be2} = r_{bb'} + \frac{U_T}{I_{BQ2}} = 132 + \frac{26mV}{45.03\mu A} = 709.39\Omega$$

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:

$$r_{i1} = R_{B1}//R_{B2}//(r_{be1} + (1 + \beta)(R_E//r_{i2})) = 122807//53124.76 = 37.08k\Omega$$

$$A_{u1} = \frac{(1 + \beta)(R_E//r_{i2})}{r_{be1} + (1 + \beta)(R_E//r_{i2})} = \frac{52314.97}{53124.76} = 0.9848$$

$$r_{o1} = R_E//\frac{r_{be1} + R_s//R_{B1}//R_{B2}}{1 + \beta} = 2000//\frac{809.79 + 50//140000//1000000}{101} = 8.48\Omega$$

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:

$$K_1 = \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}} = \frac{37080}{50 + 37080} = 0.9987$$

$K_2 = 1$, 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:

$$K_1 = \frac{r_{i1}}{R_s + r_{i1}} = \frac{37080}{50 + 37080} = 0.9987$$

$K_2 = 1$, 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 $\beta_2=100$, $r_{bb2}=41\Omega$ 。

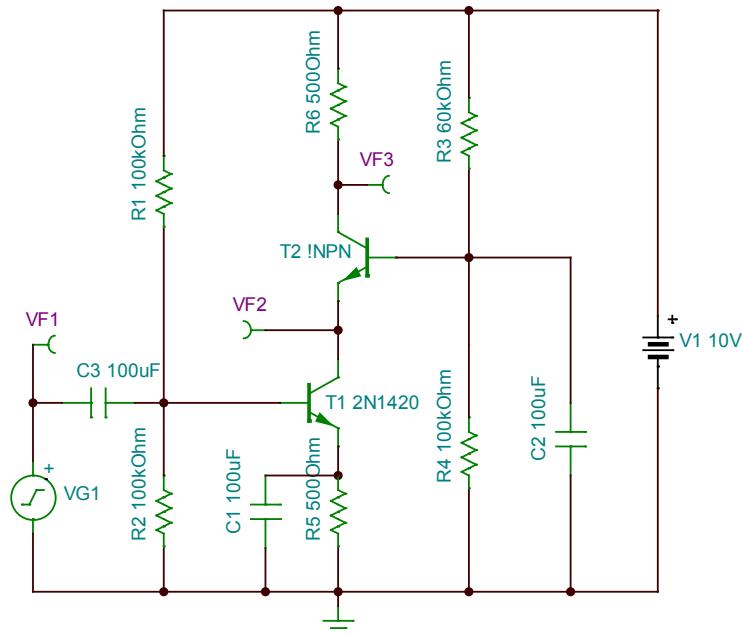


图 Section16-7 共射—共基放大电路

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

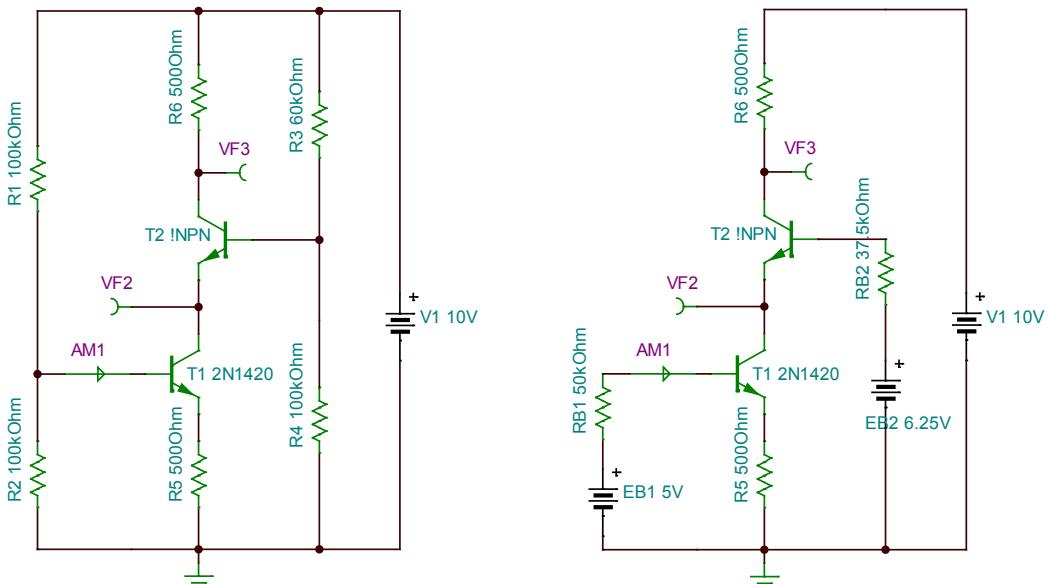


图 Section16-8 共射—共基放大电路的静态通路 (左) 和戴维宁等效 (右)

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， $EB2=6.5V$ 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：

$$U_{EQ1} = (1 + \beta_1) I_{BQ1} \times R_5 = 171 \times 0.0317mA \times 0.5k\Omega = 2.71V$$

$$U_{CQ1} = U_{EQ1} = 2.71V$$

$$U_{CEQ1} = U_{CQ1} - U_{EQ1} = 5.35 - 2.71 = 2.64V > 0.3V$$

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：

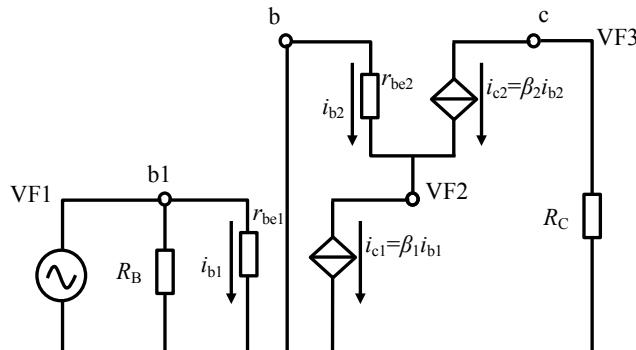


图 Section16-9 共射—共基放大电路的动态等效电路

$$A_u = \frac{VF3}{VF1} = -\frac{\beta_2 i_{b2} R_C}{i_{b1} r_{be1}} = -\frac{\beta_2 \frac{\beta_1}{1 + \beta_2} i_{b1} R_C}{i_{b1} r_{be1}} = -\frac{\beta_1 \beta_2}{1 + \beta_2} \frac{R_C}{r_{be1}} = -84.496$$

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。

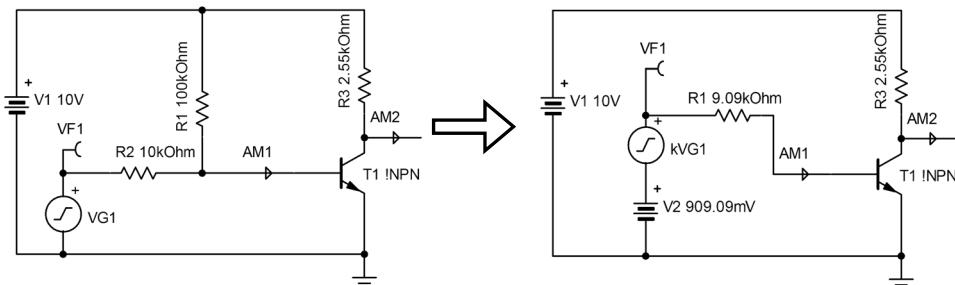


图 Section16-10 直接耦合电路的等效，包括信号源和直流偏置电路

采用两个分压电阻 R_1 和 R_2 ，一方面给晶体管 T_1 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 T_1 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 V_1 ，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 kVG_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：

$$R = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9.09\text{k}\Omega$$

b) 对直流电压源 V_1 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：

$$V_2 = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \times \frac{10}{110} = 0.909\text{V}$$

新电阻仍为两个分压电阻的并联：

$$R = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9.09\text{k}\Omega$$

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 V_2 短接。据上述分析，假设 T_1 的 $U_{BEQ1}=0.67\text{V}$ ，图 Section16-10 电路的静态结果为：

$$I_{BQ1} = \frac{V_2 - U_{BEQ1}}{R} = \frac{0.909 - 0.67}{9.09\text{k}\Omega} = 0.0264\text{mA}$$

$$I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 100 \times 0.0264 = 2.64\text{mA}$$

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 T_1 为例，它的难点在于，我

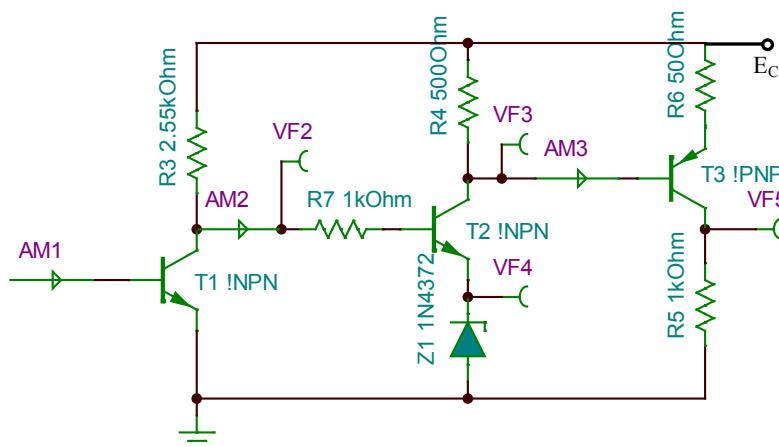


图 Section16-11 直接耦合的静态求解

们只知道 T_1 的基极电流和集电极电流，但是流过电阻 R_3 的电流，并不是 I_{CQ1} ，因此我们也就无法一次计算出 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 T_1 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 R3 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：

$$\begin{aligned} I_{BQ2} &= \frac{\frac{R_7 V_1 + R_3 U_{BQ2} - R_3 R_7 C}{R_3 + R_7} - U_{BQ2}}{R_7} = \frac{\frac{R_7}{R_3 + R_7} V_1 - \frac{R_7}{R_3 + R_7} U_{BQ2} - \frac{R_3 R_7}{R_3 + R_7} C}{R_7} \\ &= \frac{V_1 - U_{BQ2}}{R_3 + R_7} - \frac{R_3}{R_3 + R_7} C = \frac{V_1 - U_{BQ2} - R_3 C}{R_3 + R_7} \end{aligned} \quad [5]$$

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想让。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。

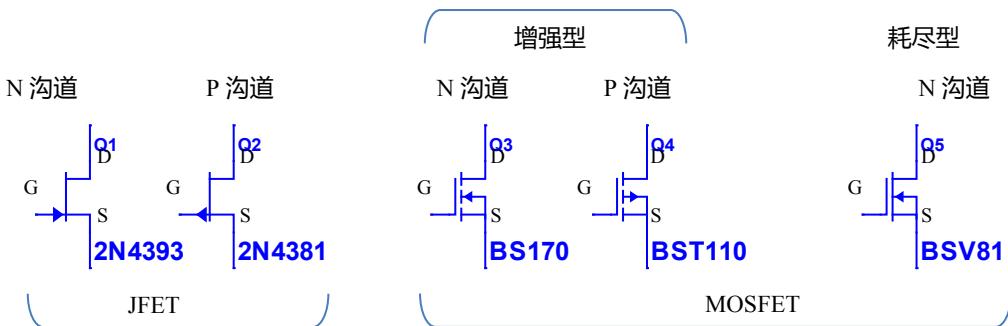


图 Section24-1 场效应管全家福

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。

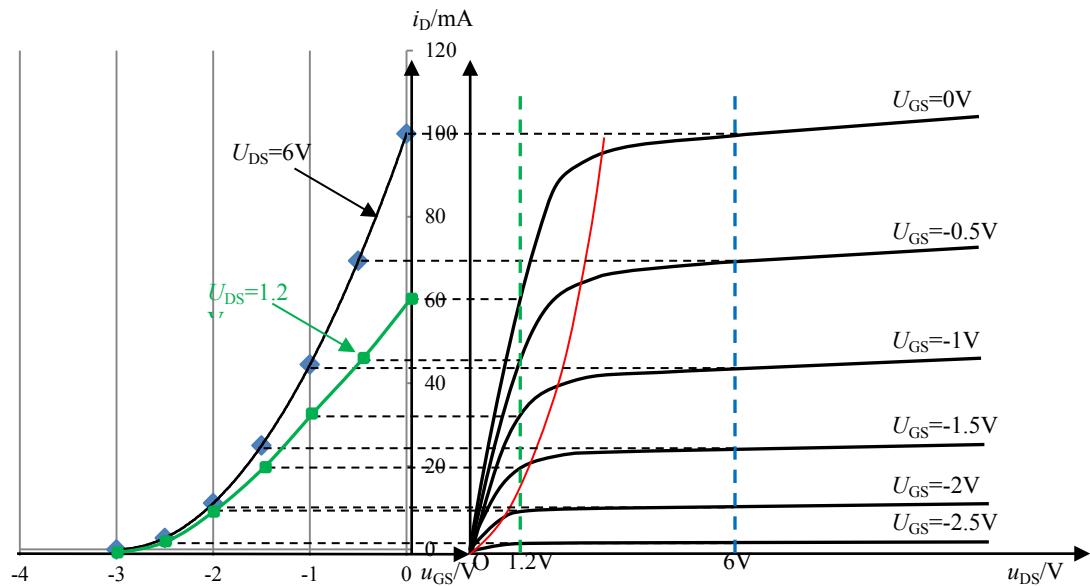


图 Section25-1 N 沟道 JFET 的伏安特性，左图为转移特性，右图为输出特性，共用纵轴

转移特性的获得方法

图 Section25-2 中，先设定 V2，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 V1，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 V2 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 $V2=1.2V$ 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~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。

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]。

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2$$

[Section25-1]

也可以将上式改为：

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2 = \frac{I_{DSS}}{U_{GSOFF}^2} (u_{GS} - U_{GSOFF})^2 = K(u_{GS} - U_{GSOFF})^2$$

[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：

$$U_{DS_dv} = U_{GS} - U_{GSOFF}$$

[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

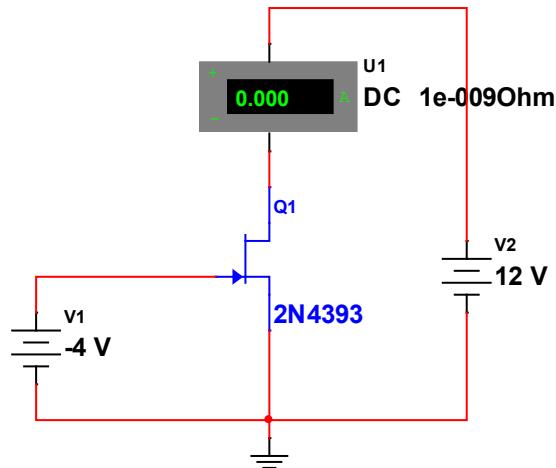


图 Section25-2 N 沟道 JFET 的测试电路

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 λ 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

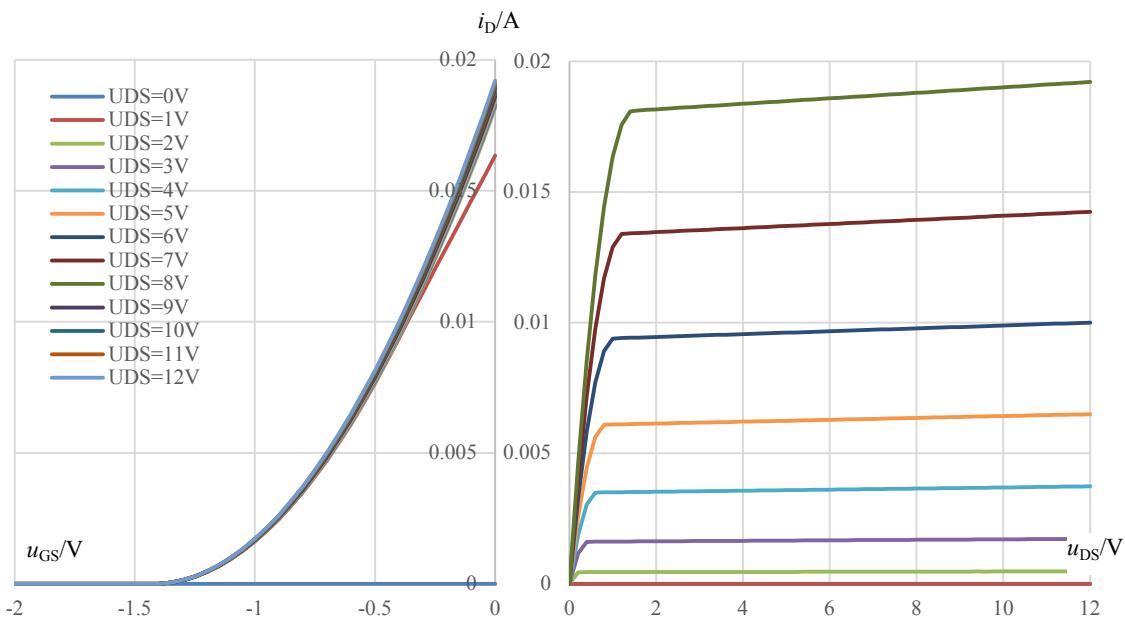


图 Section25-3 Multisim12.0 中的 2N4393 转移、输出伏安特性曲线

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。

	$U_{GS} \leq U_{GSOFF}$	$U_{GSOFF} < U_{GS} \leq 0V$	$U_{GS} > 0V$
N 沟道 JFET	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	$U_{GS} \geq U_{GSOFF}$	$0V = U_{GS} < U_{GSOFF}$	$U_{GS} < 0V$
	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。

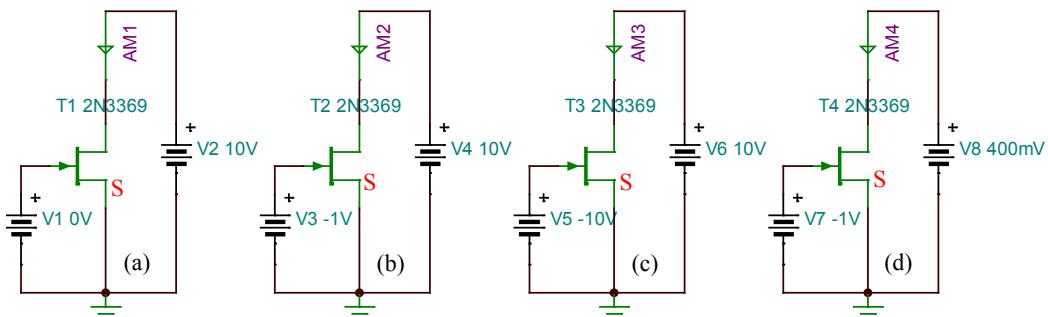


图 Section25-4 举例 1 电路

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。

$$i_D = AM1 = I_{DSS}(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}})^2 = 1.6mA(1 - \frac{0}{-2.0712})^2 = 1.6mA$$

(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。

$$i_D = AM2 = I_{DSS}(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}})^2 = 1.6mA(1 - \frac{-1}{-2.0712})^2 = 0.428mA$$

(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：

$$\begin{aligned} U_{DS_dv} &= U_{GS} - U_{GSOFF} = 1.0712V \\ u_{DS} &= 0.4V < U_{DS_dv} \end{aligned}$$

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。

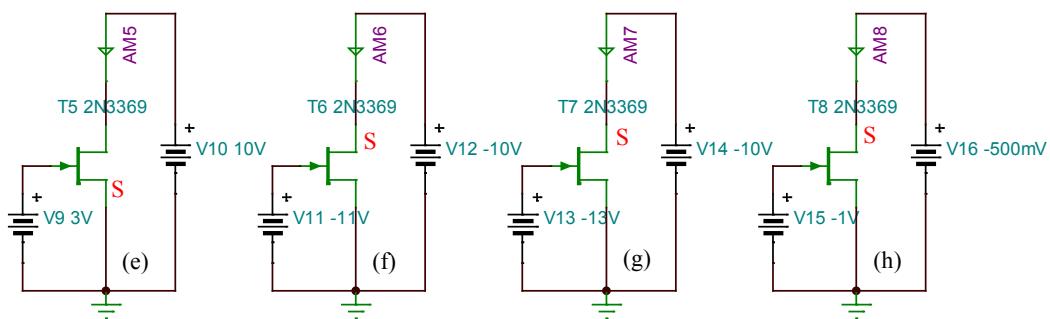


图 Section25-5 举例 2 电路

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：

$$\begin{aligned} U_{DS_dv} &= U_{GS} - U_{GSOFF} = 1.0712V \\ u_{DS} &= 10V > U_{DS_dv} \end{aligned}$$

因此，JFET 工作在恒流区。

$$i_D = -AM6 = I_{DSS}(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSOFF}})^2 = 1.6mA(1 - \frac{-1}{-2.0712})^2 = 0.428mA$$

(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。 $u_G=-1V$, $u_S=-0.5V$, $u_D=0V$, $u_{GS}=-0.5V$, $u_{DS}=0.5V$,

$$\begin{aligned} U_{DS_dv} &= U_{GS} - U_{GSOFF} = 1.5712V \\ u_{DS} &= 0.5V < U_{DS_dv} \end{aligned}$$

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。

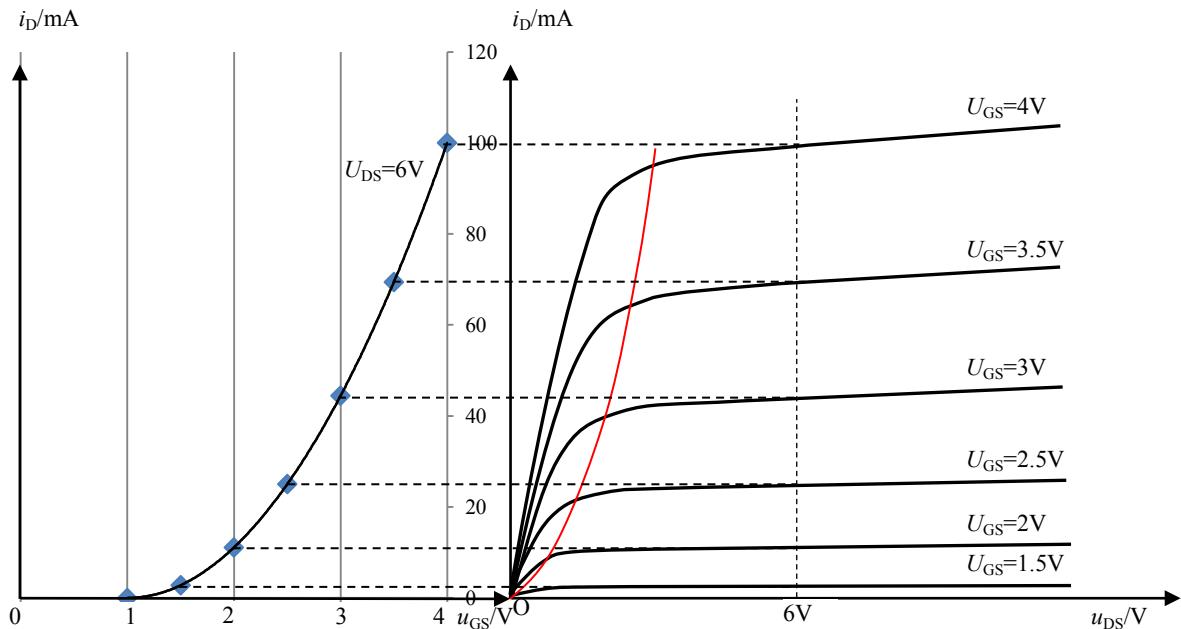


图 Section26-1 N 沟道 MOSFET 的伏安特性，左图为转移特性，右图为输出特性，共用纵轴

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。

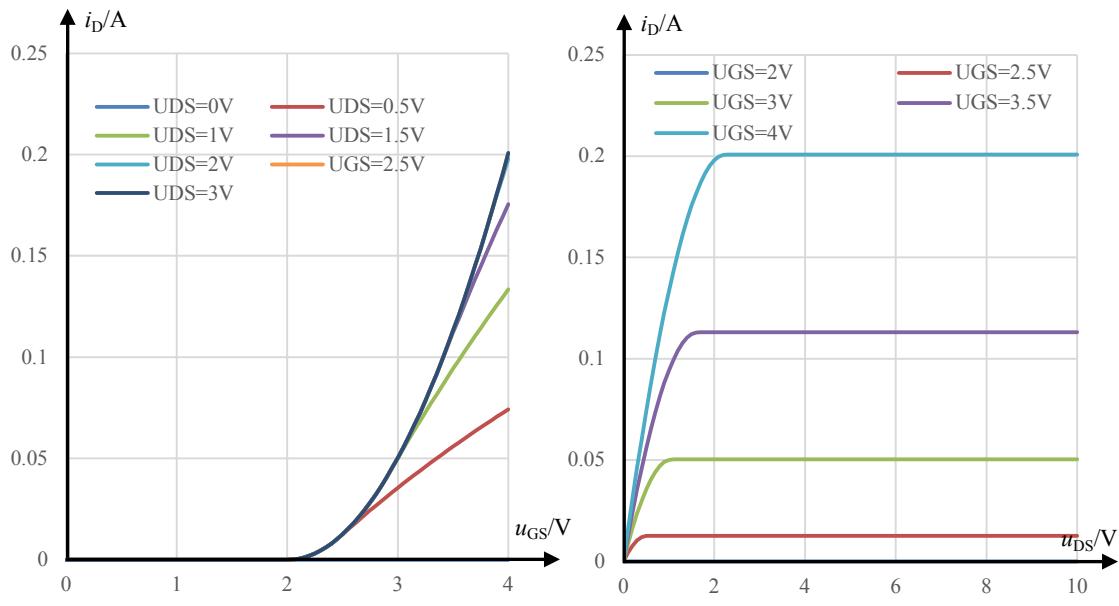


图 Section26-2 Multisim12.0 中的 2N7000 转移、输出伏安特性曲线

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。

	$u_{GS} \leq U_{Gsth}$	$u_{GS} > U_{Gsth}$
	N 沟道 MOSFET	P 沟道 MOSFET
截止区	$u_{DS} < U_{DS_dv}$, 可变电阻区	$u_{DS} > U_{DS_dv}$, 恒流区
截止区	$u_{GS} \geq U_{Gsth}$	$u_{GS} < U_{Gsth}$

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：

$$AM4 \approx \frac{0.882}{0.502} \times 0.02 = 35mA$$

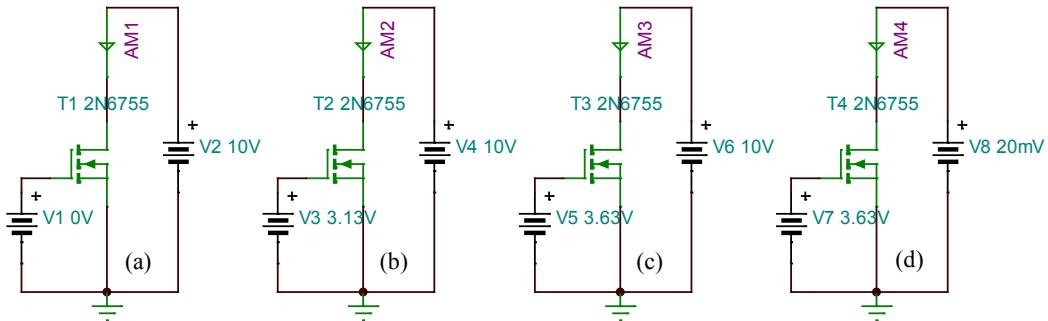


图 Section26-3 举例 1 电路

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]：

$$AM6 = i_D = K(u_{GS} - U_{Gsth})^2 = -2.2 \times (-3.7 - (-3.695))^2 = -55\mu A$$

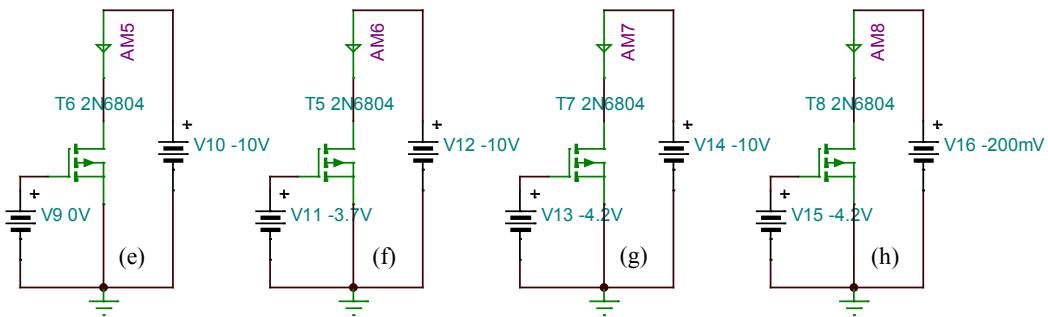


图 Section26-4 举例 2 电路

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]：

$$AM7 = i_D = K(u_{GS} - U_{GSTD})^2 = -2.2 \times (-4.2 - (-3.695))^2 = -0.561A$$

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_{GTH} 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： $U_{Gsth} = -3.695V$, $K \approx -2.2A/V^2$ 。

- 1) 判断 MOSFET 的工作状态，估算电流。
 - 2) 当 V_{G1} 为正弦输入信号，它如何影响输出 V_F2 。
 - 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，而负电源比较罕见。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：

$$U_{GQ} = E \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 10 \times \frac{161.5}{100 + 161.5} = 6.176V$$

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：

$$AM1 = I_{SQ} = -I_{DQ} = -K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 = 2.2 \times (-3.824 - (-3.695))^2 = 36.6\text{mA}$$

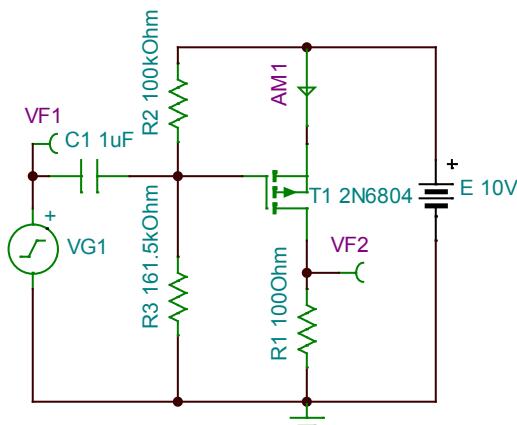


图 Section26-5 举例 3 电路

$$U_{D0} = I_{S0}R_1 = 3.66V$$

$$U_{DSQ} = U_{DQ} - U_{SQ} = 3.66 - 10 = -6.44V$$

$$U_{DS_dv} = U_{GSQ} - U_{GSTD} = -3.824 - (-3.695) = -0.129V$$

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，估算并用软件验证之。

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、晶体管和三个电阻 R2、R3、R1。已知 2N7000 的 $U_{GTH}=2V$ ， $K=0.0502A/V^2$ ，求解静态工作点。

$$U_{GSQ} = V_2 \times \frac{R3}{R2 + R3} = 12 \times \frac{0.9716}{4 + 0.9716} = 2.3452V$$

据式[Section26-1]，得

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GTH})^2 = 0.0502(2.3452 - 2)^2 = 5.98mA$$

$$U_{DSQ} = V_2 - I_{DQ}R1 = 12 - 5.98 \times 10^{-3} \times 1000 = 6.02V$$

此时分界电压为：

$$U_{DS_dv} = U_{GSQ} - U_{GTH} = 0.3452V$$

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。

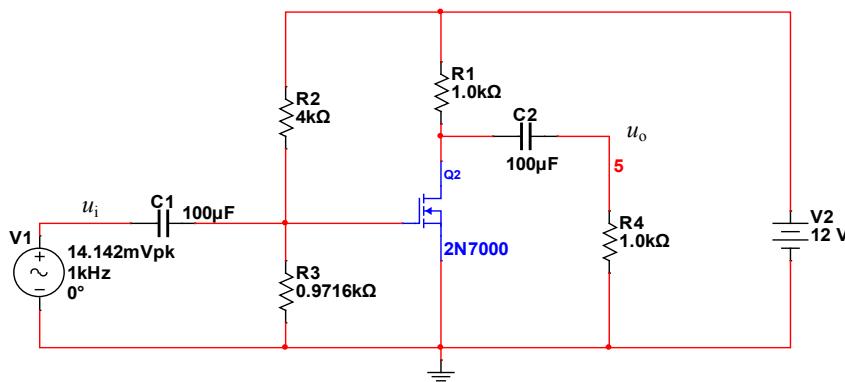


图 Section27-1 三电阻 MOSFET 共源极放大电路

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_{GSQ} 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_{GSQ} 为负电压。此电路是共源极放大电路。

已知 2N4393 的 U_{GSOFF} 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_{GSQ} 小于 0V，即产生了负压。但是，显然 I_{DQ} 在影响着 U_{GSQ} ，而 U_{GSQ} 又决定这 I_{DQ} ，必须列联立方程组才能获得答案。

首先， U_{GSQ} 和 I_{DQ} 之间满足式[Section25-1]，就是那个平方关系。其次， U_{GSQ} 和 I_{DQ} 之间还满足下式，一个直线方程。

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = -U_{SQ} = -I_{DQ}R2$$

代入数值，设 $x=U_{GSQ}$ ， $y=I_{DQ}$ ，可列出如下方程组：

$$\begin{cases} x = -yR2 = -120y \\ y = I_{DSS}\left(1 - \frac{x}{U_{GSOFF}}\right)^2 = 0.0197\left(1 + \frac{x}{1.45}\right)^2 = 0.0197(1 - 82.7586y)^2 \end{cases}$$

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。

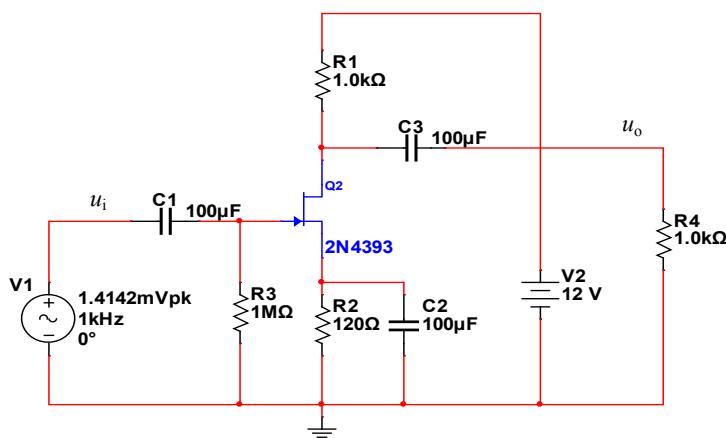


图 Section27-2 JFET 共源极放大电路

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 0V , 因此, $u_{GS} = -i_D R2$ 成立。

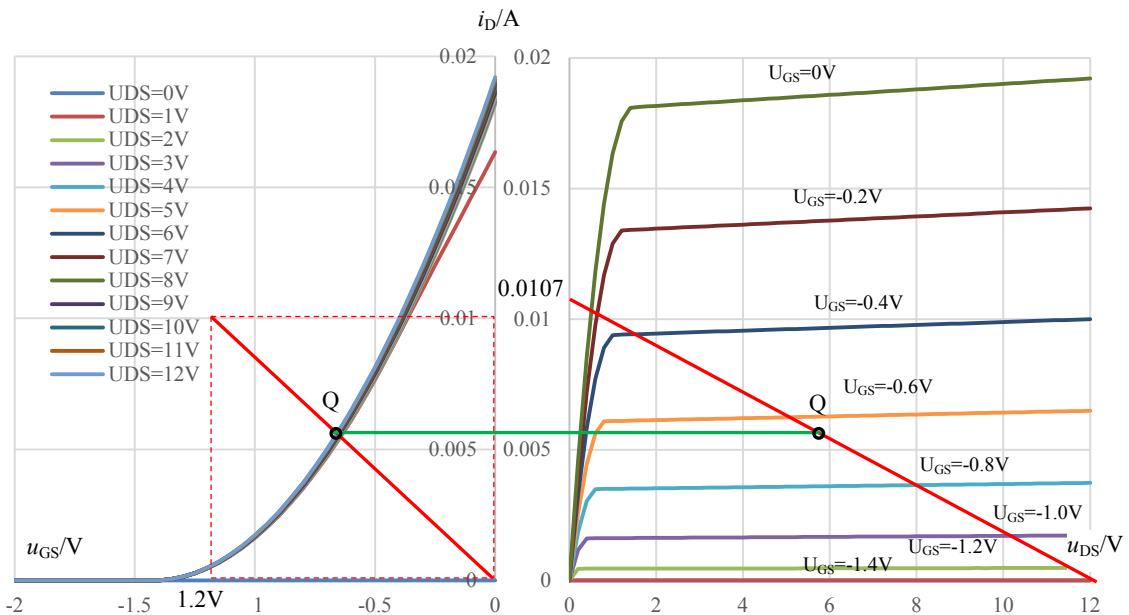


图 Section27-3 利用图解法求 JFET 电路的静态工作点

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：

$$V2 = 12V = i_D(R1 + R2) + u_{DS}$$

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， $u_{DS}=V2$ ，即供电电压 12V。第二个点，它与纵轴的交点，即 $u_{DS}=0V$ 时：

$$i_D = \frac{V2}{R1 + R2} = \frac{12}{1000 + 120} = 10.7mA$$

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：

$$U_{GQ} = V2 \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 4V$$

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：

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GSTH})^2 \quad (\text{MOSFET 遵循的转移特性})$$

$$u_{GS} = U_{GQ} - i_D R_5 \quad (\text{外电路遵循的基本电路定律})$$

即：

$$\begin{cases} y = K(x - U_{GSTH})^2 \\ x = U_{GQ} - yR_5 \end{cases}$$

解上述方程，得：

$$x = U_{GQ} - (Kx^2 - 2U_{GSTH}Kx + KU_{GSTH}^2)R_5$$

$$KR_5x^2 + (1 - 2U_{GSTH}KR_5)x + (KU_{GSTH}^2R_5 - U_{GQ}) = 0$$

$$x = \frac{2U_{GSTH}KR_5 - 1 \pm \sqrt{(1 - 2U_{GSTH}KR_5)^2 - 4KR_5(KU_{GSTH}^2R_5 - U_{GQ})}}{2KR_5}$$

$$= U_{GSTH} - \frac{1}{2KR_5} \pm \frac{\sqrt{1 + 4KR_5(U_{GQ} - U_{GSTH})}}{2KR_5}$$

即：

$$U_{GSQ} = U_{GSTH} - \frac{1}{2KR_5} \pm \frac{\sqrt{1 + 4KR_5(U_{GQ} - U_{GSTH})}}{2KR_5}$$

[Section27-1]

将具体数值代入式[Section27-1]，得：

$$U_{GSQ} = 2 - \frac{1}{2 \times 0.0502 \times 500} \pm \frac{\sqrt{1 + 4 \times 0.0502 \times 500 \times (4 - 2)}}{2 \times 0.0502 \times 500} = 2.263V$$

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_{GSQ} ，可获得漏极电流：

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 = 0.0502 \times (2.263 - 2)^2 = 3.474mA$$

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：

$$U_{DS_dv} = U_{GS} - U_{GSTH} = 0.263V$$

[Section27-2]

且可得：

$$U_{DSQ} = V2 - I_{DQ}(R_1 + R_5) = 10 - 3.474mA \times (1500 + 500) = 3.052V$$

因 $U_{DSQ} > U_{DS_dv}$ ，可知工作点处于分界点的右侧，晶体管处于放大区（恒流区）。

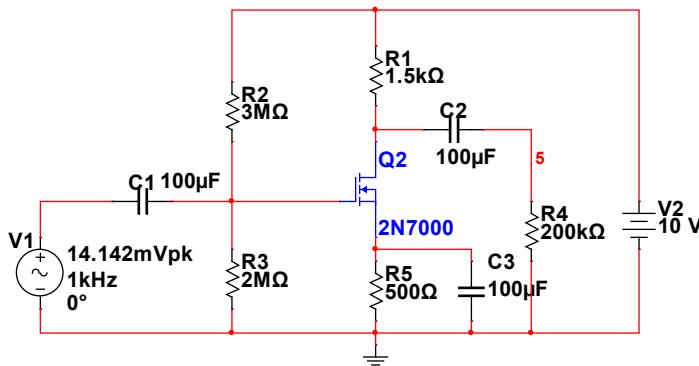


图 Section27-4 四电阻 MOSFET 共源极放大电路

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， $U_{DS}=0V$ 的那根线，被横坐标遮住了，能看见的剩下三根线，棕色的 $U_{DS}=0.2V$ ，绿色的 $U_{DS}=0.4V$ ，以及 $U_{DS}>0.6V$ 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)

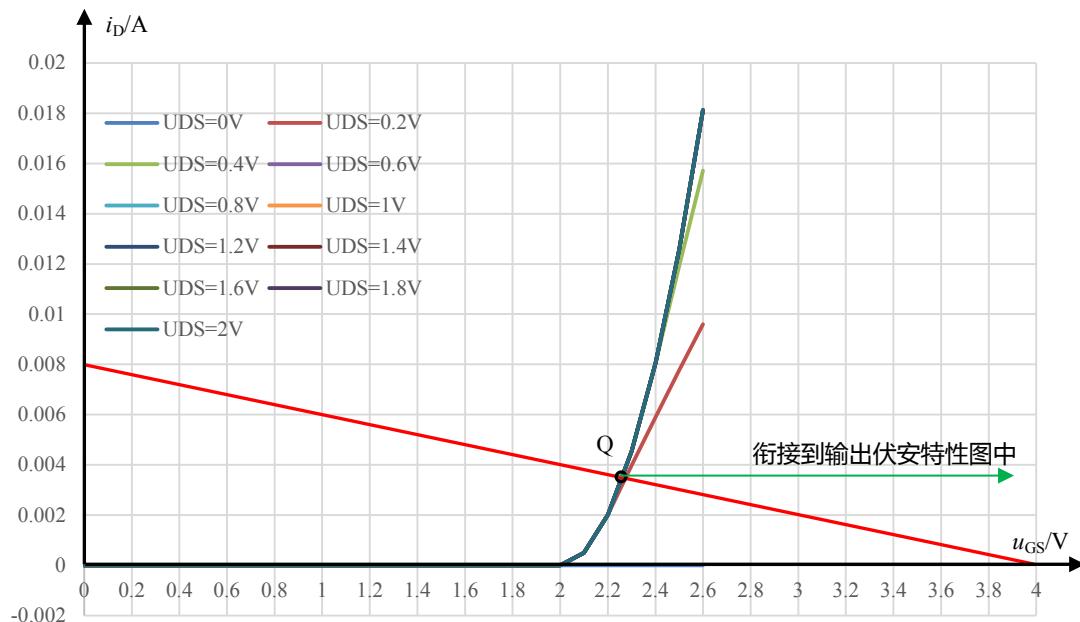


图 Section27-5 利用图解法求四电阻 MOSFET 电路的静态工作点——转移特性

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 $R_S=500\Omega$ 。

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。

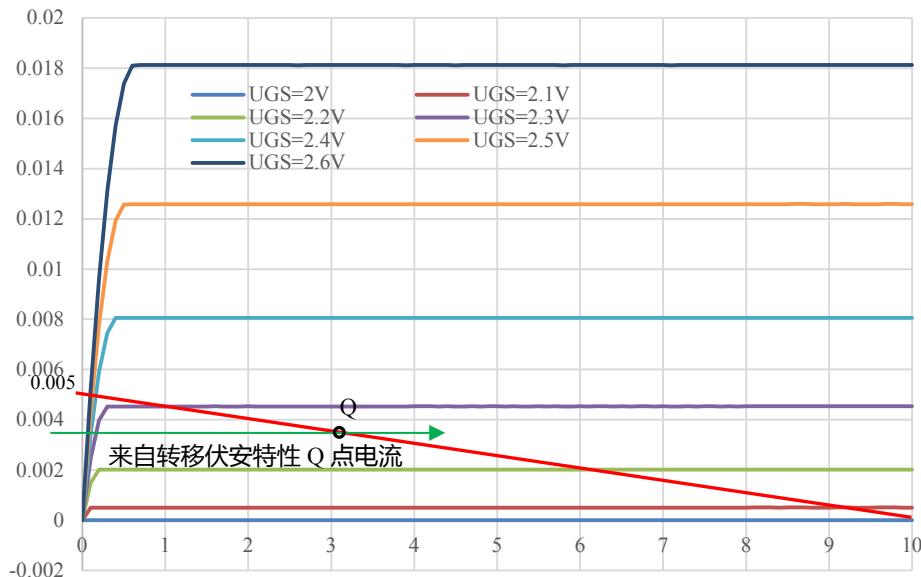


图 Section27-6 利用图解法求四电阻 MOSFET 电路的静态工作点——输出特性

举例 1：

图中 2N6804 是 P 沟道 MOSFET，其关键参数为： $U_{GSTH}=-3.695V$, 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。

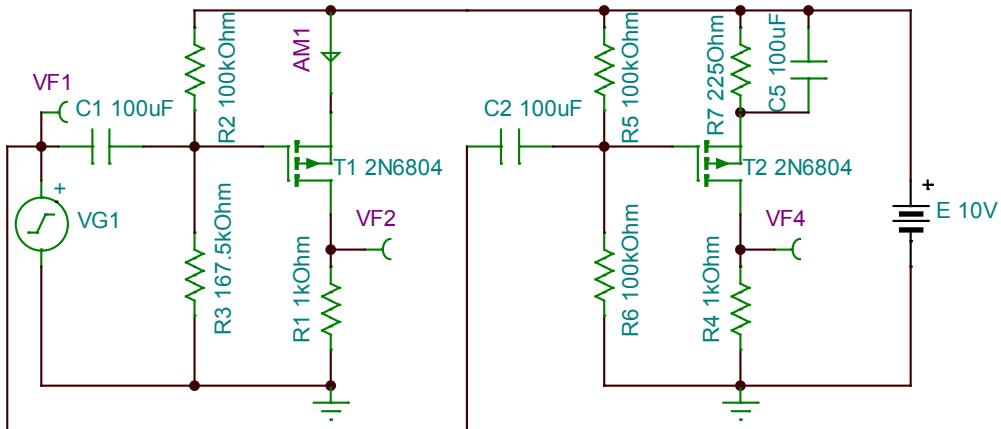


图 Section27-7 举例 1 电路

对左图电路而言：

$$U_{GQ} = E \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 10 \times \frac{167.5}{267.5} = 6.262V$$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{GSTH} = 6.262 - 10 = -3.738V$$

假设晶体管工作于恒流区，则有：

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 = -2.2 \times (-3.738 - (-3.695))^2 = -0.004128A = -4.128mA$$

$$U_{DSQ} = U_{DQ} - U_{SQ} = -I_{DQ}R_1 - 10 = -5.872V$$

$$U_{DS_dv} = U_{GSQ} - U_{GSTH} = -0.043V$$

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：

$$\begin{cases} I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GUTH})^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = E \times \frac{R_6}{R_5 + R_6} - (10 - (-I_{DQ})R_7) = -5 - I_{DQ} \times 225 \end{cases}$$

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, 是不合理解。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:

$$U_{GSQ} = E \times \frac{R_{3_max}}{R_2 + R_{3_max}} - 10 = U_{GUTH} = -3.695$$

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:

$$\begin{aligned} U_{GSQ} &= E \times \frac{R_{3_min}}{R_2 + R_{3_min}} - 10 \\ I_{DQ} &= K(U_{GSQ} - U_{GUTH})^2 \\ U_{DSQ} &= U_{DQ} - U_{SQ} = -I_{DQ}R_1 - 10 \\ U_{DS_dv} &= U_{GSQ} - U_{GUTH} \end{aligned}$$

且满足 $U_{DSQ} = U_{DS_dv}$, 因此有:

$$E \times \frac{R_{3_min}}{R_2 + R_{3_min}} - 10 - U_{GUTH} = -K((E \times \frac{R_{3_min}}{R_2 + R_{3_min}} - 10) - U_{GUTH})^2 R_1 - 10$$

设 $R_{3_min} = x k\Omega$, 将已知量代入, 得:

$$\frac{10x}{100 + x} - 6.305 = 2.2(\frac{10x}{100 + x} - 6.305)^2 1000 - 10$$

$$x_1 = 173.71k\Omega \quad x_2 = 167.63k\Omega$$

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 $167.63 k\Omega \sim 170.64 k\Omega$ 。这实在太苛刻了。

对右图电路来说，确定了 $R_5=100\text{k}\Omega$ ，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：

$$R_{6_max} = 170.64\text{k}\Omega$$

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。

$$\begin{aligned} U_{GSQ} &= E \times \frac{R_{3_min}}{R_2 + R_{3_min}} - (10 - (-I_{DQ}R_7)) \\ I_{DQ} &= K(U_{GSQ} - U_{GSTH})^2 \\ U_{DSQ} &= U_{DQ} - U_{SQ} = -I_{DQ}(R_1 + R_7) - 10 \\ U_{DS_dv} &= U_{GSQ} - U_{GSTH} \end{aligned}$$

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 $80\text{k}\Omega$ 。

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。

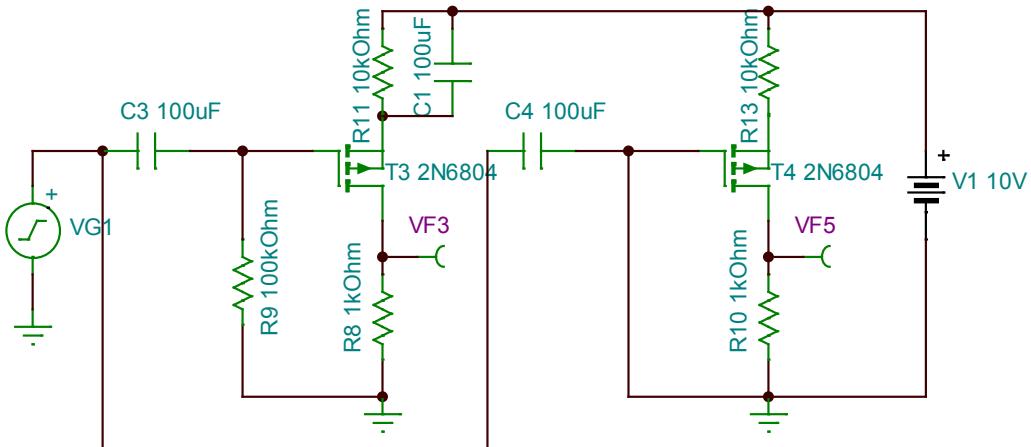


图 Section27-8 举例 2 电路

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。

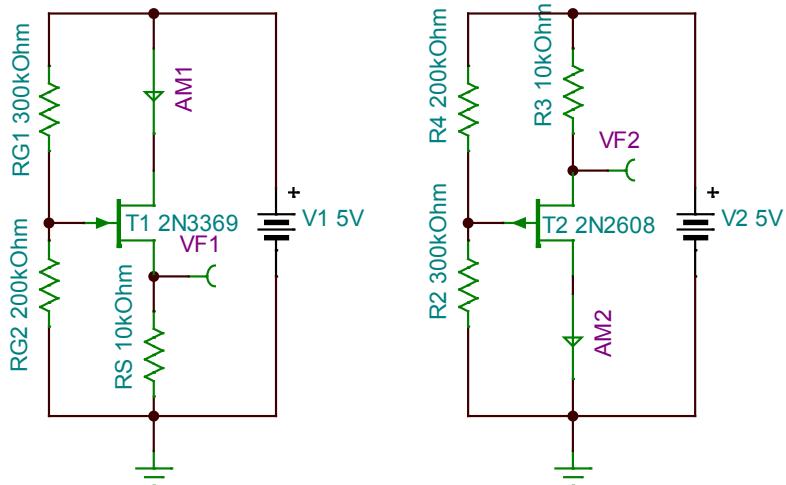


图 Section27-9 举例 3 电路

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 沟通 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：

$$x = 2 - 3.7297(2.0712 + x)^2, \text{ 化简得：}$$

$$\begin{cases} 3.7297x^2 + 16.45x + 14 = 0 \\ x_1 = -1.1519V; \quad y_1 = 0.315mA \\ x_2 = -3.2586V; \quad y_2 = 0.526mA \end{cases}$$

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：

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS}(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}})^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = V_2 \frac{R_2}{R_2 + R_4} - (V_2 - (-I_{DQ})R_S) \end{cases}$$

设 $x = U_{GSQ}$, $y = I_{DQ}$, 并将已知量代入得：

$$\begin{cases} y = -0.00259(1 - \frac{x}{2.4489})^2 \\ x = -2 - 10000y \end{cases}$$

将 y 代入 x 表达式，有：

$$x = -2 + 4.3187(2.4489 - x)^2, \text{ 化简得：}$$

$$\begin{cases} 4.3187x^2 - 22.15x + 23.90 = 0 \\ x_1 = 3.5853V; \quad y_1 = -0.559mA \\ x_2 = 1.5435V; \quad y_2 = -0.354mA \end{cases}$$

显然，系列 2 是合理的。因此有： $U_{GSQ}=1.5435V$, $I_{DQ}=-0.354mA$ 。

此时， $U_{DS_dv} = U_{GSQ} - U_{GSOFF} = -0.9054V$, 而 $U_{DSQ} = 0 - (5 + I_{DQ}R_S) = -1.46V$, 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，估算并用软件验证之。

2) 电路如图 Section27-10 所示。已知 $U_{GSOFF}=-2.0712V$, $I_{DSS}=1.6mA$, 求电路静态。

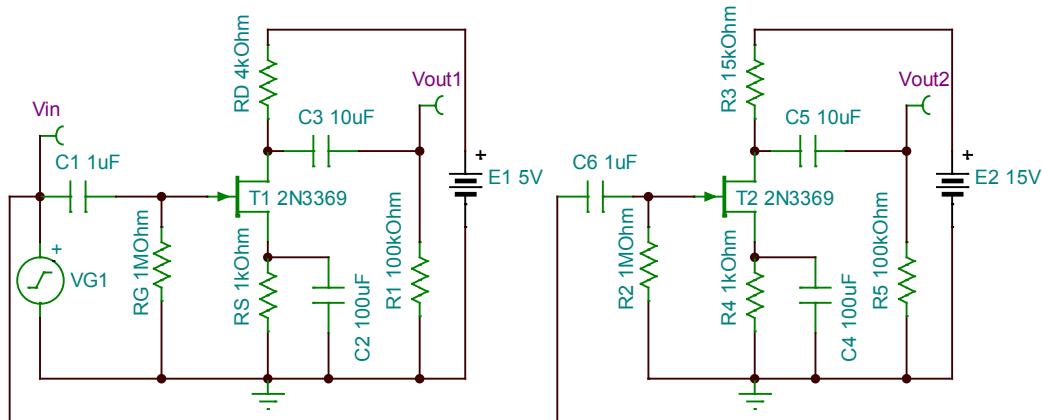


图 Section27-10

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。

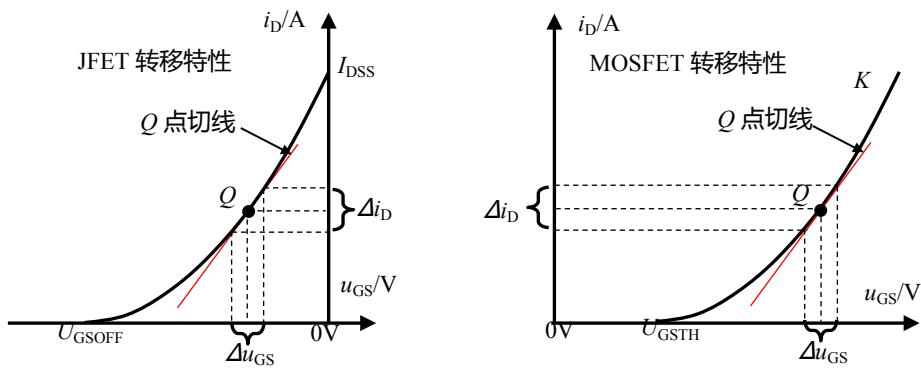


图 Section28-1 从转移特性看 FET 的动态等效行为

在给定的一个 U_{GSQ} 处，转移特性的横轴上发生 Δu_{GS} 的变化量，一定会引起纵轴上产生 Δi_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 Δu_{GS} 的变化，会带来更大的 Δi_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。

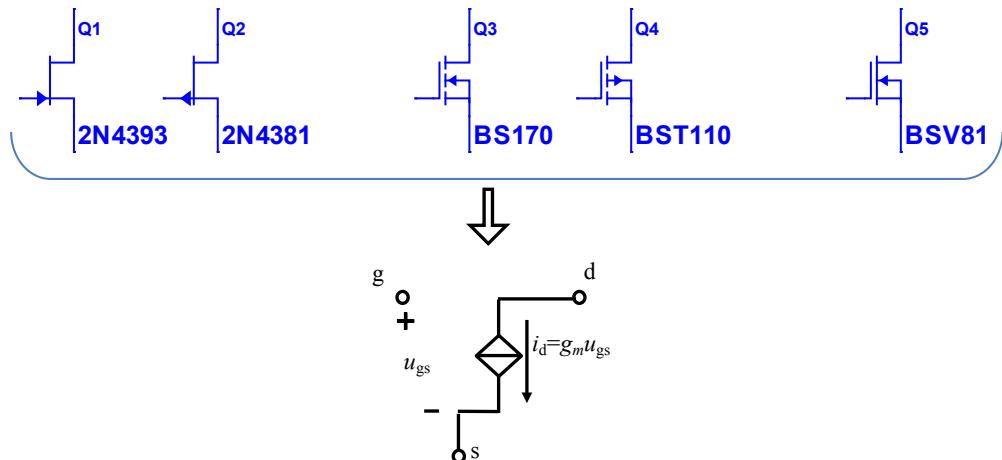


图 Section28-2 FET 的微变等效简化模型

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。

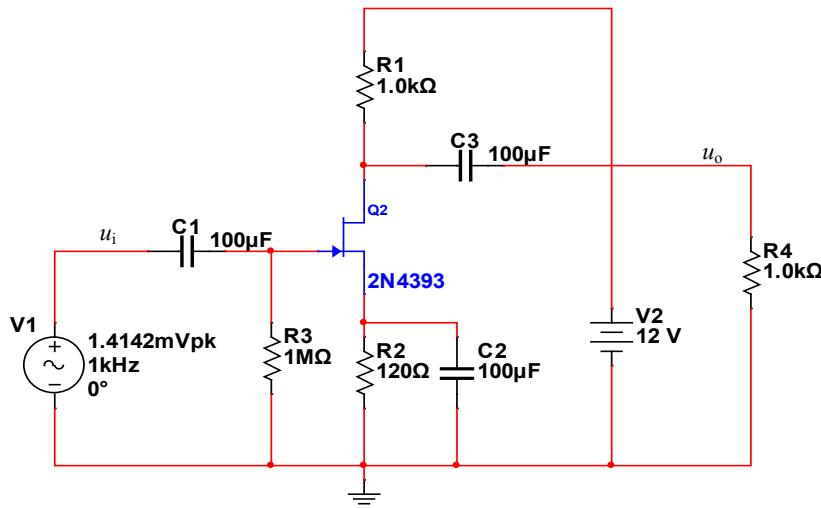


图 Section29-1 JFET 放大电路

在 Section27 获得静态工作点的基础上，按照式[Section28-1]得跨导如下：

$$g_m = -\frac{2}{U_{GSOFF}} \sqrt{I_{DSS} \times I_{DQ}} = -\frac{2}{-1.45V} \sqrt{19.7mA \times 5.626mA} = 14.52mS$$

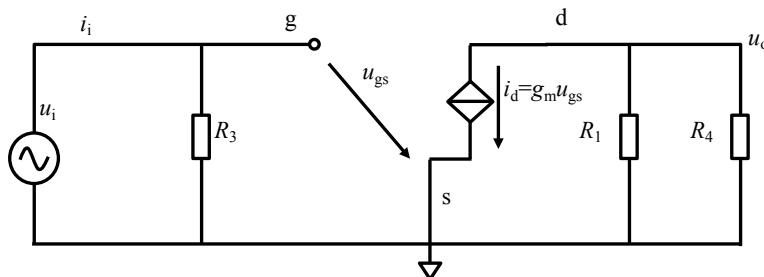


图 Section29-2 “图 Section29-1” 的动态等效电路

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： $U_{GTH}=2V$, $K=0.0502A/V^2$, 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。

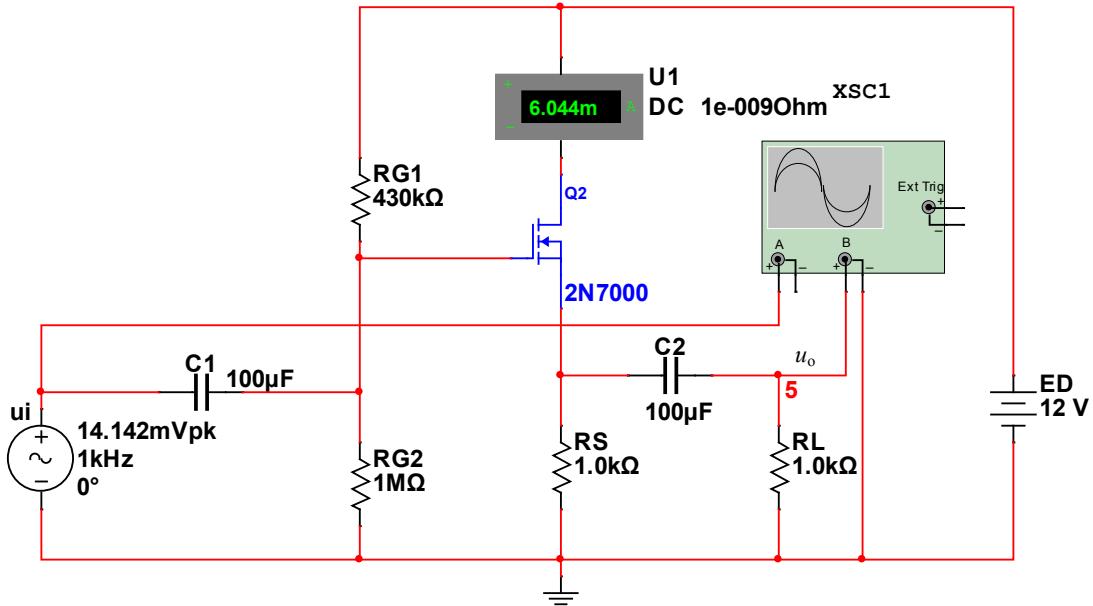


图 Section29-3 MOSFET 构成的源极跟随器电路

第一步，求解静态：

$$U_{GQ} = E_D \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 12 \frac{1}{1 + 0.43} = 8.3916V \quad [1]$$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - I_{DQ}R_S = 8.3916 - I_{DQ}R_S \quad [1]$$

$$I_{DQ} = K(U_{GSQ} - U_{GTH})^2 \quad [2]$$

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。

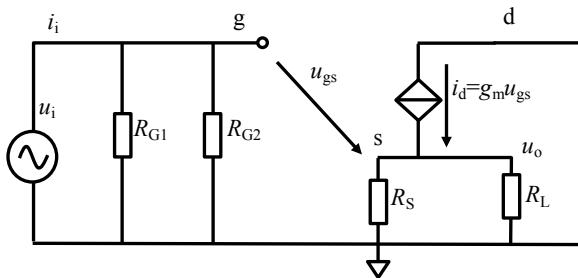


图 Section29-4 动态等效电路

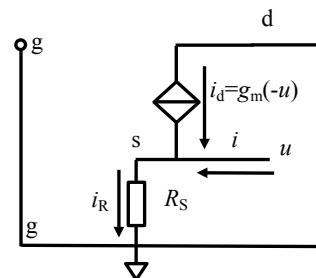


图 Section29-5 输出电阻求解

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{g_m u_{gs} R_S // R_L}{u_{gs} + g_m u_{gs} R_S // R_L} = \frac{g_m R_S // R_L}{1 + g_m R_S // R_L} = \frac{0.03484 \times 500}{1 + 0.03484 \times 500} = 0.9457$$

$$r_i = R_{G1} // R_{G2} = 300.7k\Omega$$

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($300.7\text{k}\Omega$)，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

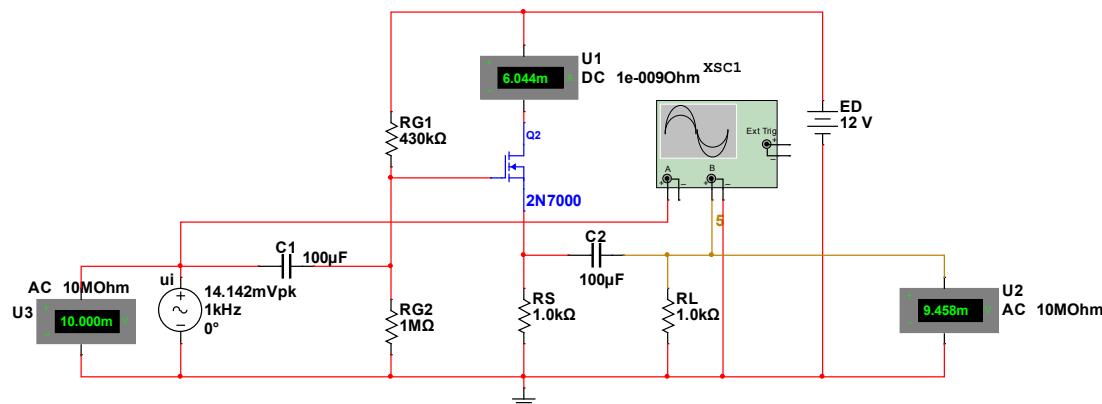


图 Section29-6 Multisim12.0 仿真 MOSFET 源极跟随器

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。

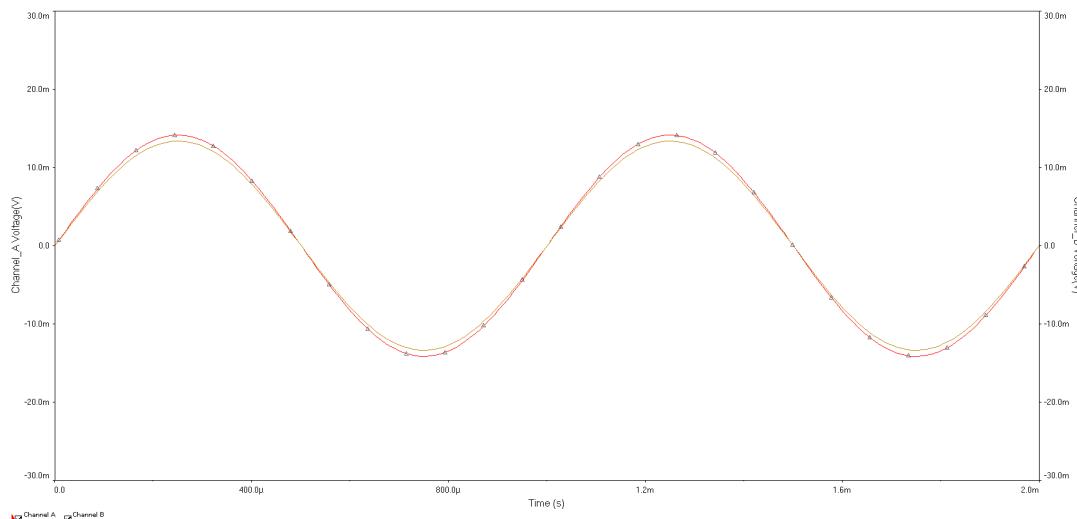


图 Section29-7 仿真中的输入输出示波器波形

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： $U_{GTH}=2V$, $K=0.0502A/V^2$, 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。

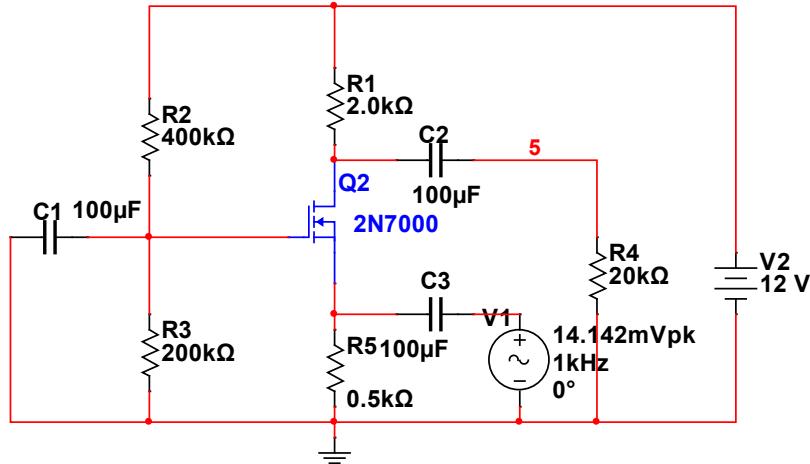


图 Section29-8 MOSFET 构成的共栅极电路

第一步，求解静态：

$$U_{GQ} = V_2 \frac{R_3}{R_3 + R_2} = 12 \frac{200k}{200k + 400k} = 4V$$

利用式[Section27-1]

$$U_{GSQ} = U_{GTH} - \frac{1}{2KR_5} \pm \frac{\sqrt{1 + 4KR_5(U_{GQ} - U_{GTH})}}{2KR_5}$$

[Section27-1]

解得 $U_{GSQ}=2.263V$, 再利用式[0-1]

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GTH})^2$$

[0-1]

解得 $I_{DQ} = 3.474mA$ 。同时可获得：

$$U_{DSQ} = V_2 - I_{DQ}(R_1 + R_5) = 12 - 3.474 \times 10^{-3}(2000 + 500) = 3.315V$$

利用式[0-2]求解放大区分界点：

$$U_{DS_{dv}} = U_{GSQ} - U_{GTH} = 2.263V - 2V = 0.263V$$

[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]

$$g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = 2K(U_{GSQ} - U_{GTH}) = 2\sqrt{K \times I_{DQ}} = 2\sqrt{0.0502 \times 0.00347} = 0.02641$$

[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：

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{-u_{gs}}{\frac{1}{R_5} - g_m u_{gs}} = \frac{1}{\frac{1}{R_5} + g_m} = R_5 // \frac{1}{g_m} = 500\Omega // 37.86\Omega = 35.2\Omega$$

其输出电阻为：

$$r_o = R_1 = 2000\Omega$$

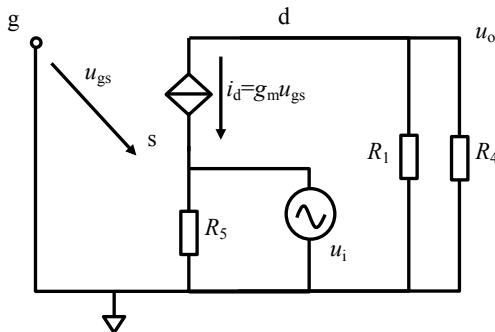


图 Section29-8a 共栅极电路的动态等效电路

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 35Ω ，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 -2.2A/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。

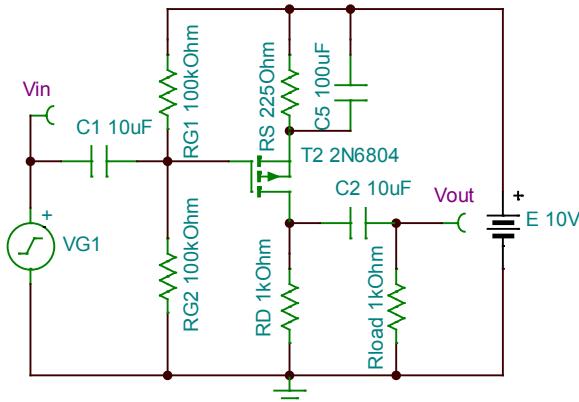


图 Section29-9 举例 1 电路

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：

$$\begin{cases} y_1 = -0.00558A; & x_1 = -3.745V \\ y_2 = -0.00603A; & x_2 = -3.643V \end{cases}$$

其中只有一个解是合理的，得：

$$I_{DQ} = -5.58mA; \quad U_{GSQ} = -3.745V$$

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]：

$$g_m = 2\sqrt{K \times I_{DQ}} = 2\sqrt{-2.2 \times (-0.00558)} = 0.2216S = 221.6mS$$

画出动态等效电路如图 Section29-10 所示，据此得到：

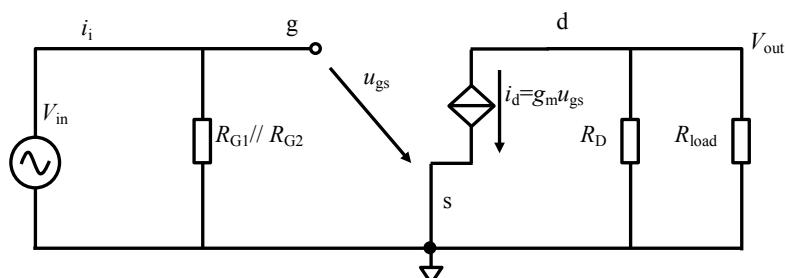


图 Section29-10 “图 Section29-9” 的动态等效电路

$$A_u = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m u_{gs} R_D // R_{load}}{u_{gs}} = -g_m R_D // R_{load} = -221.6 \times 0.5 = -110.8$$

$$r_i = R_{G1} // R_{G2} = 50k\Omega$$

$$r_o = R_D = 1k\Omega$$

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： $U_{GSOFF}=-2.0712V$ ， $I_{DSS}=1.6mA$ 。其它参数如图。

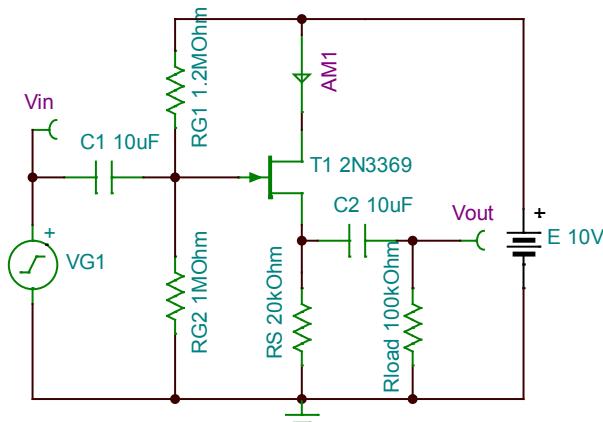


图 Section29-11 举例 2 电路

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：

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS}(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}})^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - I_{DQ} \times R_S \end{cases}$$

设 $I_{DQ} = y$ ，则上式变成一个等式：

$$y = I_{DSS}(1 - \frac{U_{GQ} - y \times R_S}{U_{GSOFF}})^2 = I_{DSS}(1 + (\frac{U_{GQ} - y \times R_S}{U_{GSOFF}})^2 - 2 \times \frac{U_{GQ} - y \times R_S}{U_{GSOFF}})$$

按照一元二次方程求解方法（本书不赘述），可以得到：

$$y = I_{DQ} = \frac{U_{GQ} - U_{GSOFF}}{R_S} + \frac{U_{GSOFF}^2}{2R_S^2 I_{DSS}} (1 - \sqrt{1 + \frac{4R_S I_{DSS}(U_{GQ} - U_{GSOFF})}{U_{GSOFF}^2}})$$

[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。

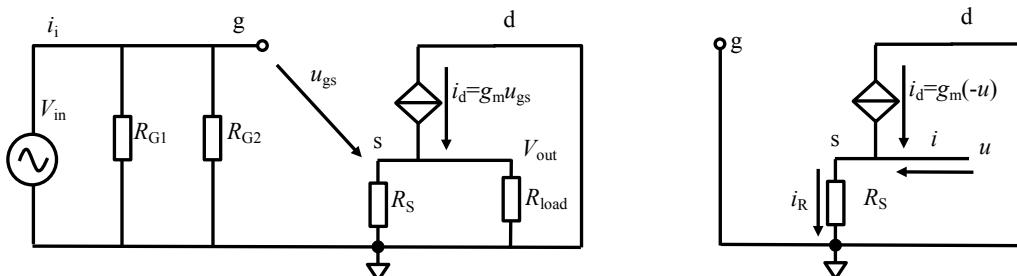


图 Section29-12 举例 2 动态等效电路

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m R_S // R_L}{1 + g_m R_S // R_L} = \frac{0.0006543 \times 16667}{1 + 0.0006543 \times 16667} = 0.916 \\ r_i &= R_{G1} // R_{G2} = 545.5k\Omega \end{aligned}$$

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 。

$$i = i_R - i_d = \frac{u}{R_S} + g_m u$$

$$r_o = \frac{u}{i} = R_S // \frac{1}{g_m} = 20k\Omega // \frac{1}{0.6543mS} = 1420\Omega$$

学习任务和思考题：

1) 电路如图 Section29-13(a)、(b) , 2N7000 关键指标为： $U_{GSOFF}=2V$, $K=0.0502A/V^2$ 。
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。

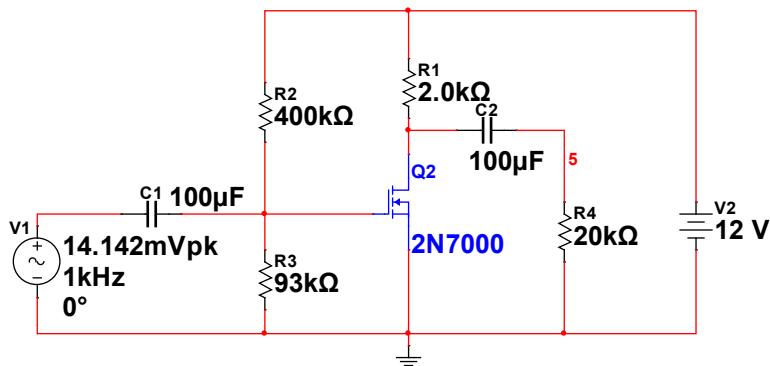


图 Section29-13(a)

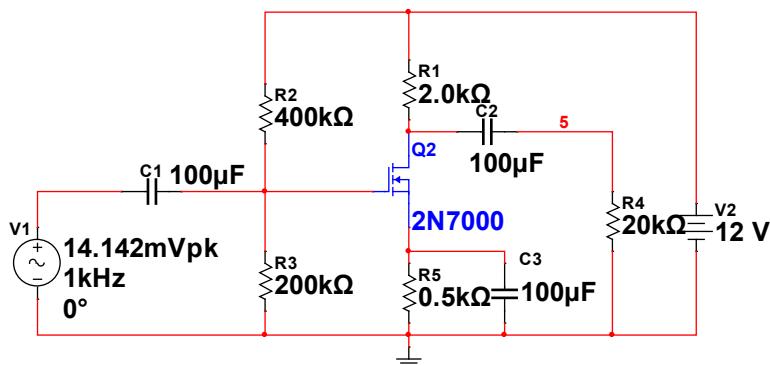


图 Section29-13(b)

2) 图中 2N3369 是 N 沟道 JFET , 其关键参数为： $U_{GSOFF}=-2.0712V$, $I_{DSS}=1.6mA$ 。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？

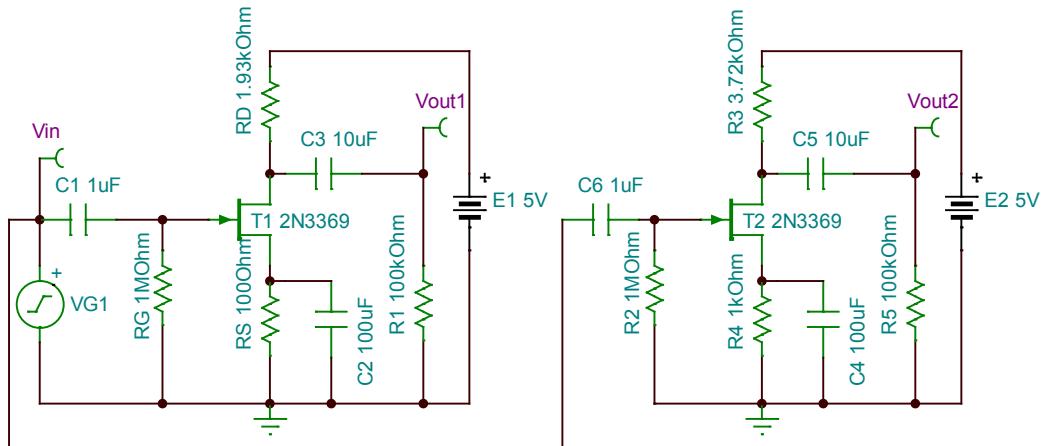


图 Section29-14

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 β ，减小 r_{be} ，试图提高电压增益，都无济于事。

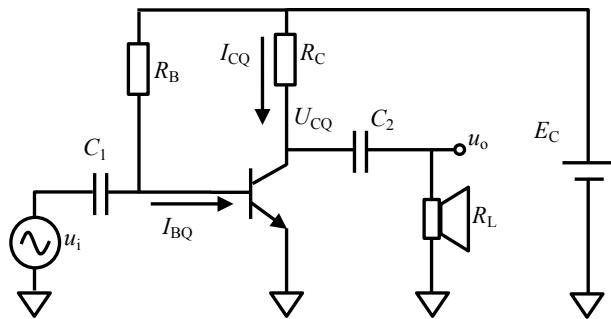


图 Section10-1 实现输入、输出耦合的放大电路

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 10Ω 数量级，多数情况下可以忽略，则有：

$$A_u \approx -\frac{\beta R_C}{\beta \frac{U_T}{E_C(1-k)}} = -\frac{E_C(1-k)}{U_T} = -\frac{U_{R_C}}{U_T}$$

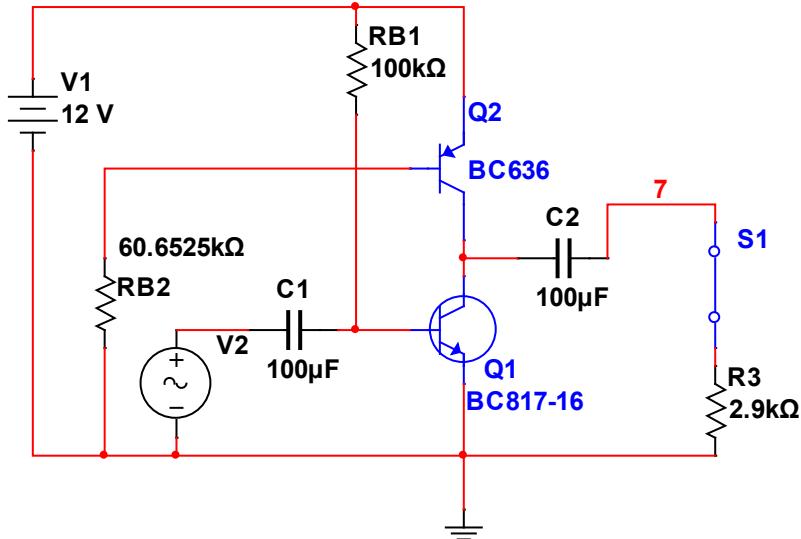
即电压放大倍数仅与 R_C 上的静态压降有关。当按照 $E_C=12V$, $U_{CQ}=6V$ 代入，可知此电路无论怎么选择不同的晶体管（不同的 β ），怎么选择 R_C ，其电压放大倍数 A_u 总是 230 左右。

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？答案是可以的。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 。

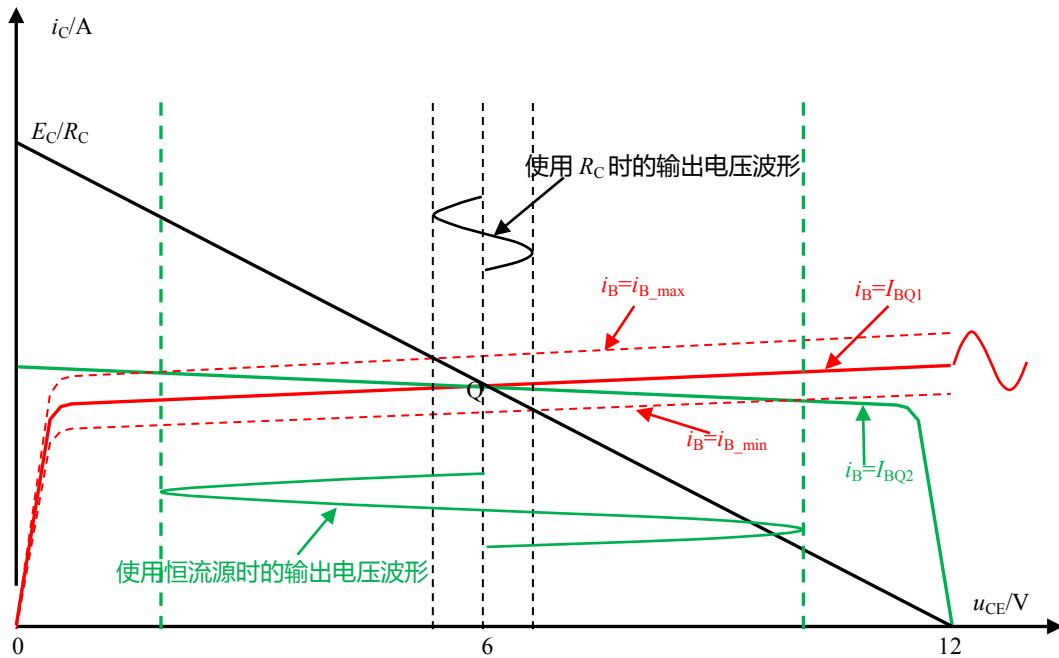
图 Section30-1 恒流源代替 R_C 放大电路

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 Δu_{CE} ，只能引起极小的 Δi_C ；或者很小的 Δi_C ，即能引起很大的 Δu_{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。

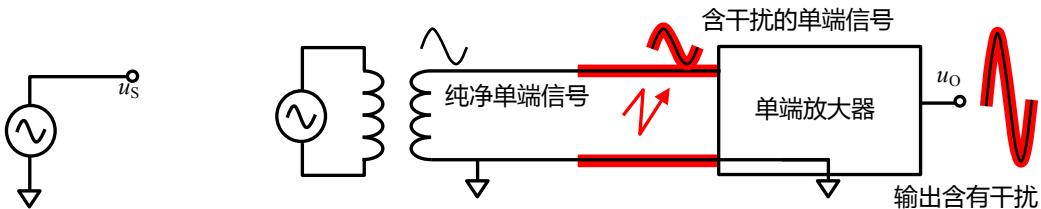


图 Section31-1 单端信号源

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，这种干扰通常是在同时施加给两个信号线的，就构成了更加普遍的差分信号结构，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： $u_c = 0.5(u_{s+} + u_{s-})$ 。

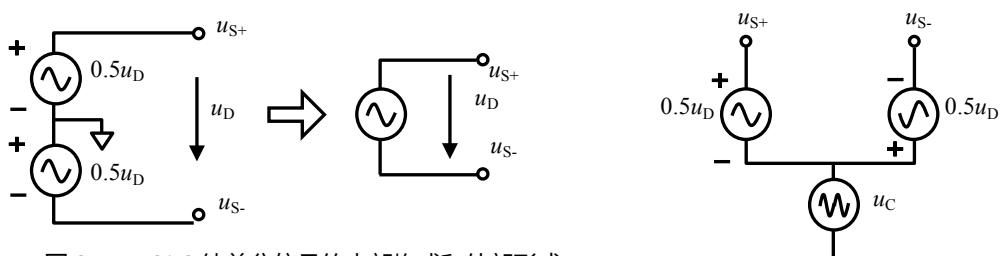


图 Section31-3 纯差分信号的内部构成和外部形式

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_{I+} 、 u_{I-} ，具有两个输出端 u_{O+} 、 u_{O-} ，这个差动放大器的输入输出关系如下：

$$\begin{cases} u_{O+} = A \times u_{I+} \\ u_{O-} = A \times u_{I-} \end{cases}$$

且定义真正的输出为两个输出端的差值：

$$u_{OD} = u_{O+} - u_{O-}$$

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。

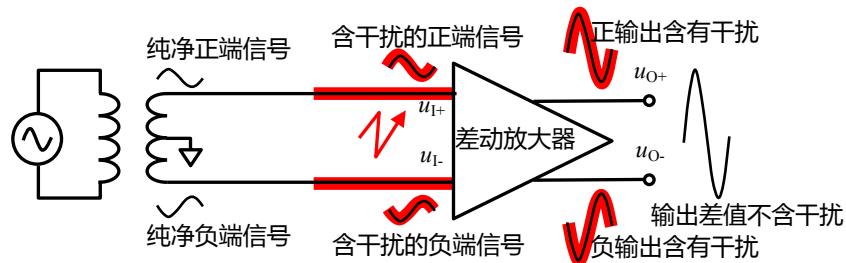


图 Section31-5 差分信号远距离传输中抑制干扰的过程

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 V_3 ，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）。

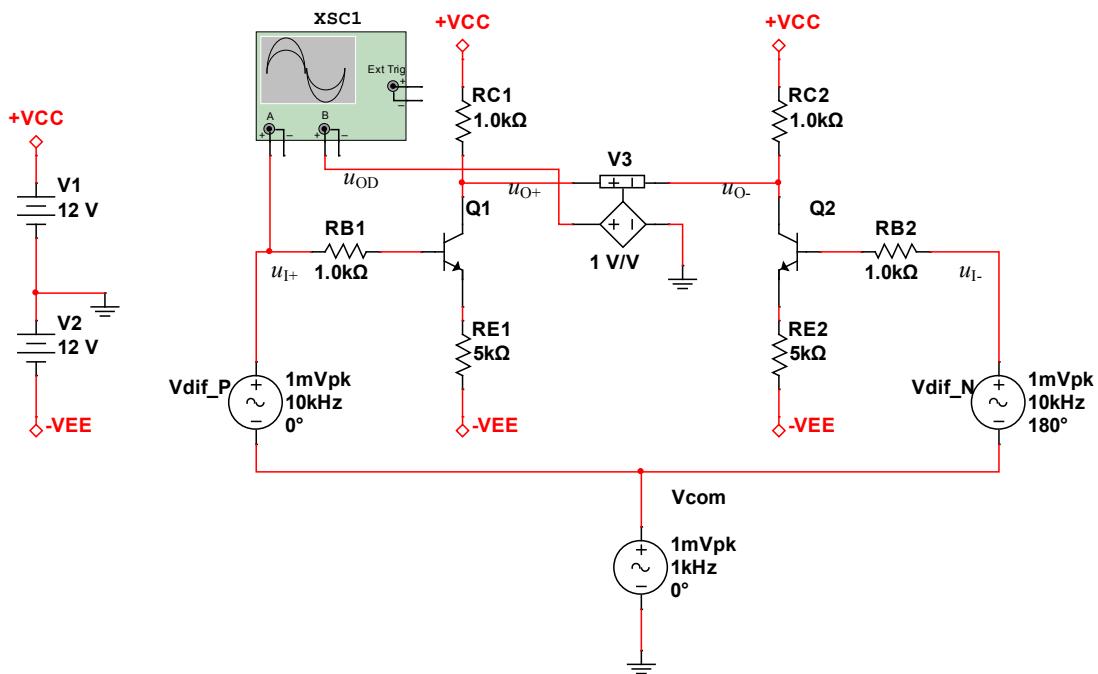


图 Section32-1 差动放大器雏形

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 $1mV_p$ 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 $2mV_p$ （由两个 $1mV_p$ 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：

$$I_{BQ1}R_{B1} + 0.7V + (1 + \beta)I_{BQ1}R_{E1} = 0V - (-V_{EE}) = 12V$$

解得：

$$\begin{aligned} I_{BQ1} &= \frac{12V - 0.7V}{R_{B1} + (1 + \beta)R_{E1}} = 22.33\mu A \\ U_{EQ1} &= -V_{EE} + (1 + \beta)I_{BQ1}R_{E1} = -0.72V \\ U_{CQ1} &= V_{CC} - \beta I_{BQ1}R_{C1} = 9.77V \\ U_{CEQ1} &= U_{CQ1} - U_{EQ1} = 10.49V \end{aligned}$$

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：

$$r_{be1} \approx \frac{U_T}{I_{BQ1}} = 1.16\text{k}\Omega$$

$$A_{u1} = \frac{-\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta)R_{E1}} = -0.197$$

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：

$$u_{I+} = 1\text{mV}\sin(1\text{kHz}) + 1\text{mV}\sin(10\text{kHz})$$

$$u_{I-} = 1\text{mV}\sin(1\text{kHz}) - 1\text{mV}\sin(10\text{kHz})$$

$$u_{O+} = -0.197(1\text{mV}\sin(1\text{kHz}) + 1\text{mV}\sin(10\text{kHz}))$$

$$= -0.197\text{mV}\sin(1\text{kHz}) - 0.197\text{mV}\sin(10\text{kHz})$$

$$u_{O-} = -0.197(1\text{mV}\sin(1\text{kHz}) - 1\text{mV}\sin(10\text{kHz}))$$

$$= -0.197\text{mV}\sin(1\text{kHz}) + 0.197\text{mV}\sin(10\text{kHz})$$

$$u_{OD} = u_{O+} - u_{O-} = -0.394\text{mV}\sin(10\text{kHz})$$

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。

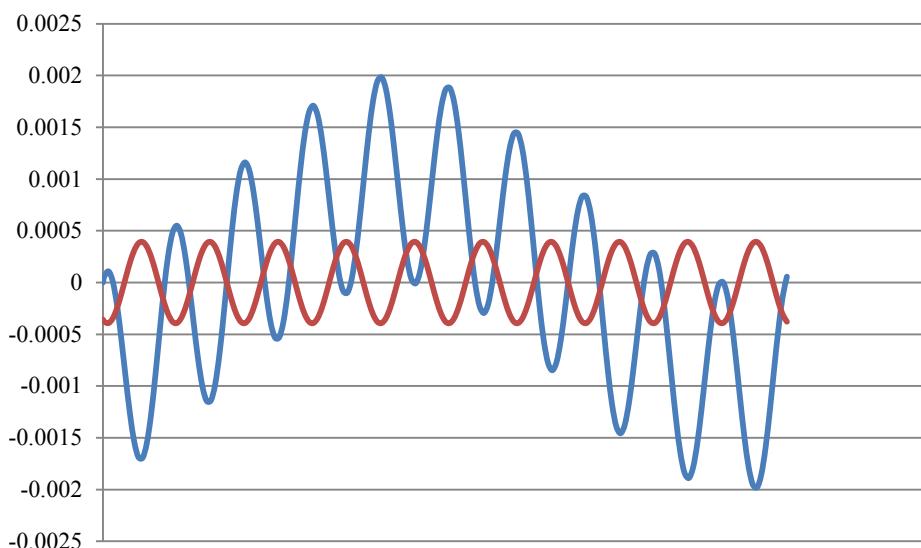


图 Section32-2 “差动放大器雏形”的仿真结果

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：

$$r_{be1} \approx \frac{U_T}{I_{BQ1}} = 0.467k\Omega$$

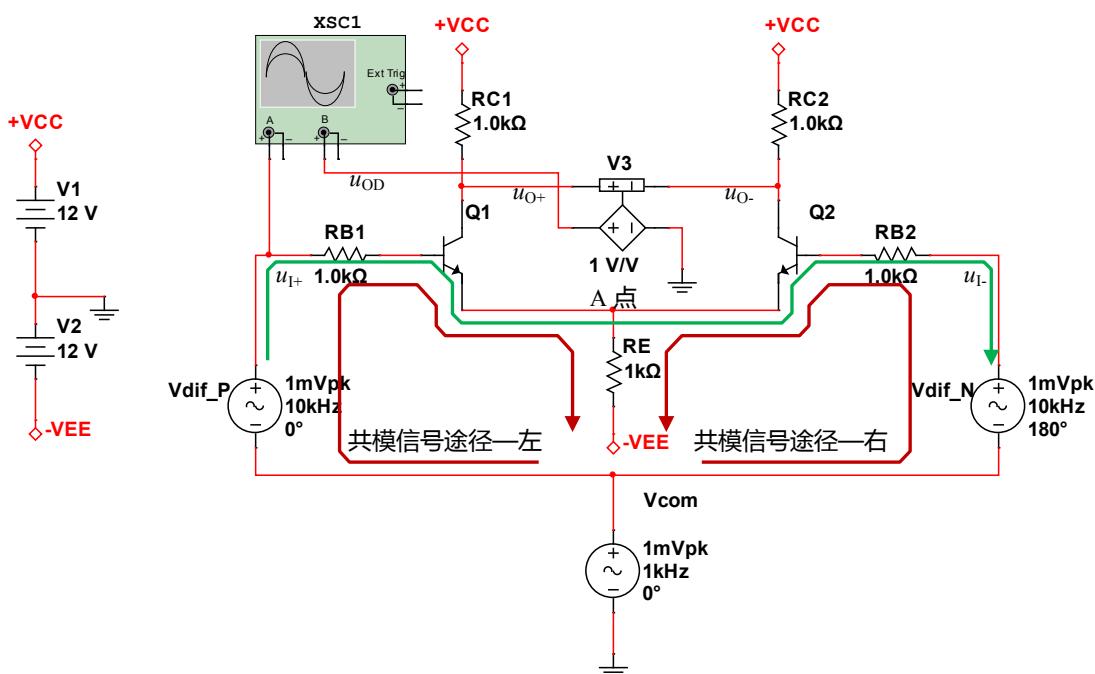


图 Section33-1 标准差动放大器

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：

$$i_{b_com} = \frac{V_{com}}{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}$$

$$u_{O+_{\text{com}}} = -\beta i_{b_{\text{com}}} R_{C1}$$

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：

$$A_{C\text{单}} = \frac{u_{O+_{\text{com}}}}{V_{\text{com}}} = -\frac{\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E} = -\frac{100\text{k}\Omega}{203.467\text{k}\Omega} = -0.49$$

[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：

$$A_{C\text{双}} = \frac{u_{O+_{\text{com}}} - u_{O-_{\text{com}}}}{V_{\text{com}}} = 0$$

[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 β 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：

$$\begin{aligned} i_{b_{\text{dif}}} &= \frac{V_{\text{dif_P}} - V_{\text{dif_N}}}{2(R_{B1} + r_{be})} = \frac{V_{\text{dif}}}{2(R_{B1} + r_{be})} \\ u_{O+_{\text{dif}}} &= -\beta i_{b_{\text{dif}}} R_{C1} \\ u_{O-_{\text{dif}}} &= \beta i_{b_{\text{dif}}} R_{C1} \\ A_{D\text{单}} &= \frac{u_{O+_{\text{dif}}}}{V_{\text{dif}}} = -\frac{\beta R_{C1}}{2(R_{B1} + r_{be})} = -\frac{100\text{k}\Omega}{2.934\text{k}\Omega} = -34.08 \end{aligned}$$

[Section33-3]

其中， $A_{D\text{单}}$ 用左侧放大器输出代表，它与输入差模信号反相。如果用右侧放大器输出代表，则 $A_{D\text{单}}$ 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：

$$A_{D\text{双}} = \frac{u_{O+_{\text{dif}}} - u_{O-_{\text{dif}}}}{V_{\text{dif}}} = -\frac{\beta R_{C1}}{R_{B1} + r_{be}} = -68.17$$

[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：

$$u_{O+,\text{dif}} = -\beta i_b R_{C1} + \frac{\beta i_b R_{C2} - (-\beta i_b R_{C1})}{R_{C1} + R_{C2} + R_{load}} \times R_{C1}$$

当 $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ，则有：

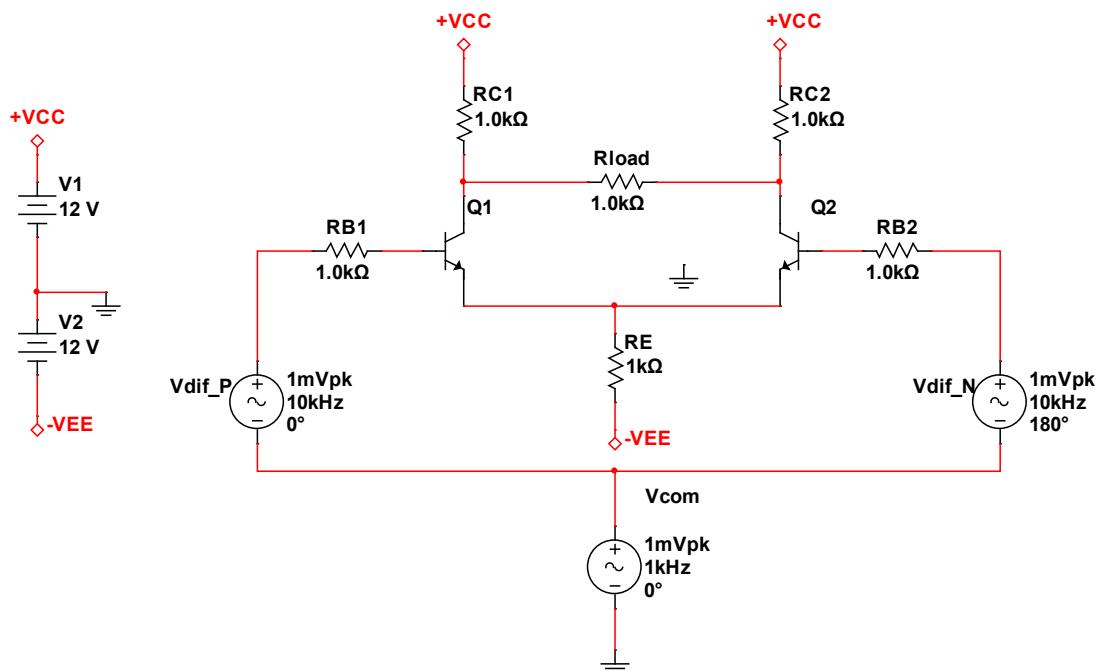


图 Section33-2 标准差动放大器含差分负载

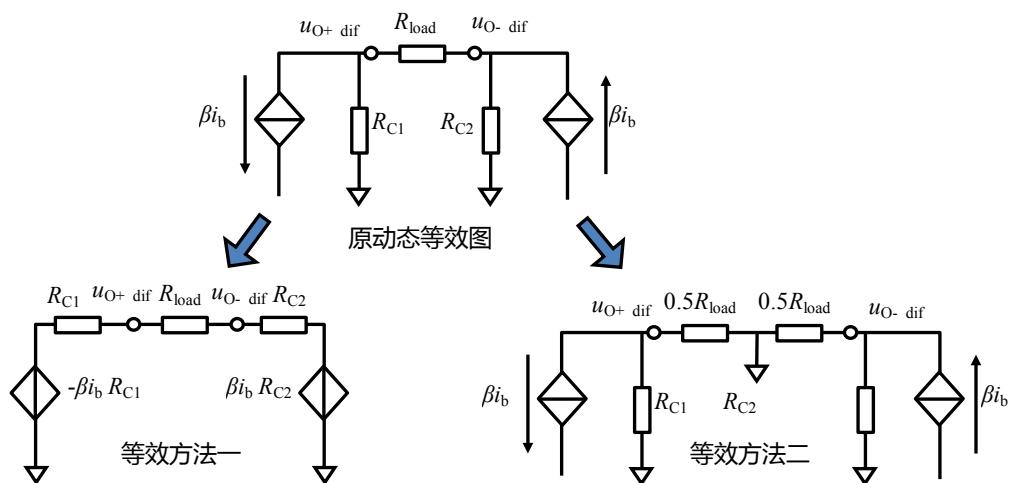


图 Section33-3 含差分负载时输出端等效

$$\begin{aligned}
 u_{O+_{\text{dif}}} &= -\beta i_b R_C + \frac{2\beta i_b R_C}{2R_C + R_{\text{load}}} \times R_C = -\beta i_b R_C \left(1 - \frac{2R_C}{2R_C + R_{\text{load}}}\right) = -\beta i_b R_C \left(\frac{R_{\text{load}}}{2R_C + R_{\text{load}}}\right) \\
 &= -\beta i_b \frac{R_C \times 0.5R_{\text{load}}}{R_C + 0.5R_{\text{load}}} = -\beta i_b (R_C // 0.5R_{\text{load}}) \\
 A_{D \text{ 单}} &= \frac{u_{O+_{\text{dif}}}}{V_{\text{dif}}} = -\frac{\beta (R_C // 0.5R_{\text{load}})}{2(R_{B1} + r_{be})} = -\frac{33.33\text{k}\Omega}{2.934\text{k}\Omega} = -11.36
 \end{aligned}$$

(Section33-5)

$$A_{D \text{ 双}} = \frac{u_{O+_{\text{dif}}} - u_{O-_{\text{dif}}}}{V_{\text{dif}}} = -\frac{\beta (R_C // 0.5R_{\text{load}})}{R_{B1} + r_{be}}$$

(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 $0.5R_{\text{load}}$ ，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 $A_{D \text{ 双}}$ 、 $A_{C \text{ 双}}$ 在此没有意义。

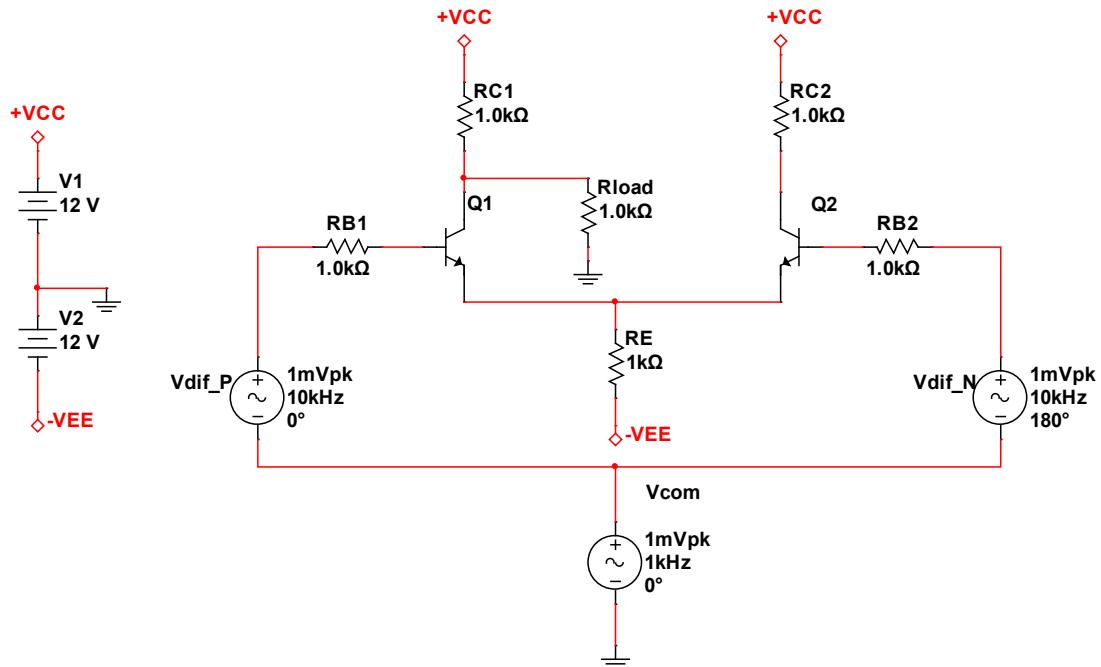


图 Section33-4 标准差动放大器含单端负载

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。

$$\begin{aligned}
 I_{BQ1} &= \frac{12V - 0.7V}{R_{B1} + 2(1 + \beta)R_E} = 55.67\mu\text{A} \\
 U_{EQ1} &= -V_{EE} + 2(1 + \beta)I_{BQ1}R_E = -0.756V
 \end{aligned}$$

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} 。

$$I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 5.567\text{mA}, \frac{V_{CC} - U_{CQ1}}{R_{C1}} = \frac{U_{CQ1}}{R_{\text{load}}} + I_{CQ1}$$

解得：

$$U_{CQ1} = \frac{V_{CC}R_{load} - I_{CQ1}R_{load}R_{C1}}{R_{load} + R_{C1}}$$

动态分析，有：

$$A_{c\text{ 单}} = \frac{u_{O+,\text{com}}}{V_{\text{com}}} = -\frac{\beta(R_{C1}/R_{load})}{R_{B1} + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E} = -\frac{50\text{k}\Omega}{203.467\text{k}\Omega} = -0.25 \quad (\text{Section 33-7})$$

$$A_{d\text{ 单}} = \frac{u_{O+,\text{dif}}}{V_{\text{dif}}} = -\frac{\beta(R_{C1}/R_{load})}{2(R_{B1} + r_{be})} = -\frac{50\text{k}\Omega}{2.934\text{k}\Omega} = -17.04 \quad (\text{Section 33-8})$$

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， $CMRR=100=40\text{dB}$ ， $CMRR=10000=80\text{dB}$ 。

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。

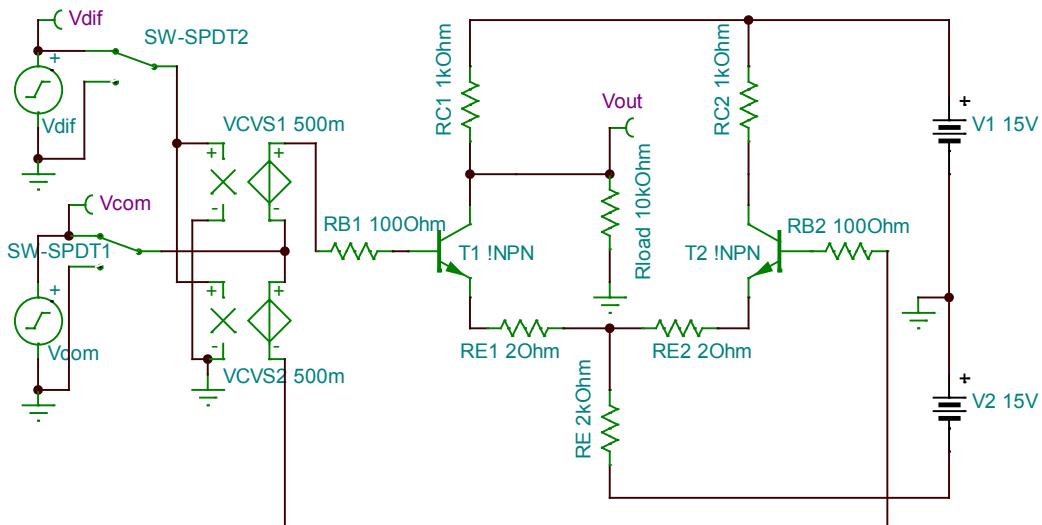


图 Section34-1 举例 1

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：

$$I_{RC1} = I_{CQ1} + I_{load}$$

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，其误差来源在于 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：

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| = \left| \frac{-42.26}{-0.224} \right| = 188.66 = 45.5\text{dB}$$

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 $U_{GSOFF}=-1.96V$, $I_{DSS}=4.38\text{mA}$ ，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：

$$y = I_{DSS} \left(1 - \frac{x}{U_{GSOFF}}\right)^2 \quad [1]$$

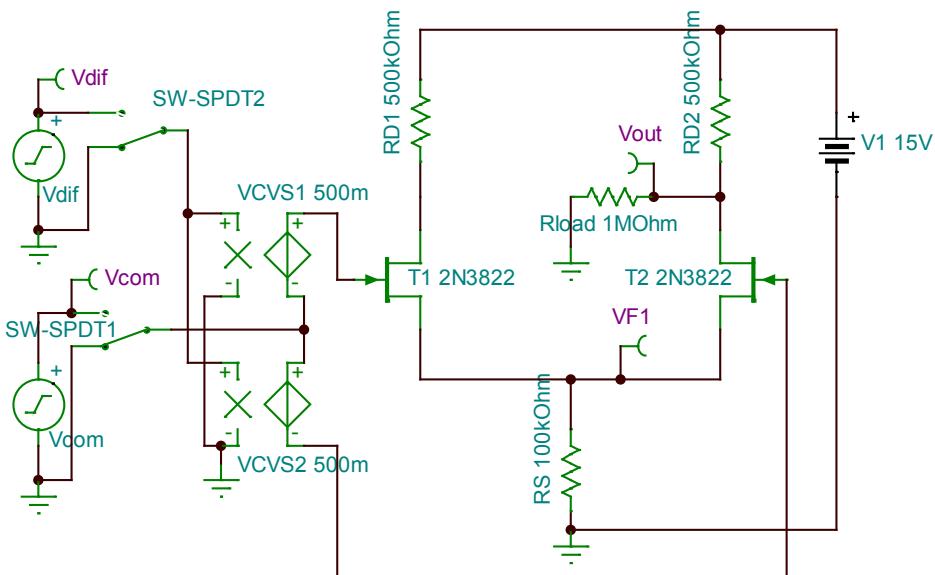


图 Section34-2 举例 2

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：

$$x = -2yR_S \quad [2]$$

将式[2]代入式[1]，得：

$$y = I_{DSS} \left(1 + \frac{2yR_S}{U_{GSOFF}}\right)^2$$

化简：

$$\begin{aligned} y &= I_{DSS} + \frac{4yR_S I_{DSS}}{U_{GSOFF}} + \frac{4I_{DSS} R_S^2}{U_{GSOFF}^2} y^2 \\ 4I_{DSS} R_S^2 y^2 + (4R_S I_{DSS} U_{GSOFF} - U_{GSOFF}^2) y + I_{DSS} U_{GSOFF}^2 &= 0 \end{aligned}$$

代入实际值，得：

$$\begin{aligned} 4 \times 4.38 \times 10^{-3} \times 10^{10} \times y^2 + (4 \times 10^5 \times 4.38 \times 10^{-3} \times (-1.96) - (-1.96)^2) y + 4.38 \\ \times 10^{-3} \times (-1.96)^2 &= 0 \\ 1.752 \times 10^8 \times y^2 - 3437.76y + 0.0168262 &= 0 \end{aligned}$$

$$y = I_{DQ} = \frac{3437.76 - \sqrt{(-3437.76)^2 - 4 \times 1.752 \times 10^8 \times 0.0168}}{2 \times 1.752 \times 10^8} = 9.347 \mu A$$

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：

$$\begin{aligned} U_{DQ1} &= V_1 - I_{DQ} R_{D1} = 15 - 4.67 = 10.33V \\ U_{DSQ1} &= U_{DQ1} - U_{SQ} = 10.33 - 1.87 = 8.46 > U_{DS_dv} \end{aligned}$$

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：

$$\begin{aligned} VV_1 &= \frac{R_{load}}{R_{D2} + R_{load}} V_1 = \frac{1}{0.5 + 1} \times 15 = 10V \\ R &= \frac{R_{load} R_{D2}}{R_{D2} + R_{load}} = 333.3k\Omega \end{aligned}$$

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：

$$V_{out} = -u_{gs2} \times g_m \times (R_{D2} // R_{load}) = 0.5u_{id} \times g_m \times (R_{D2} // R_{load})$$

$$A_{D\text{单}} = \frac{V_{out}}{u_{id}} = 0.5g_m \times (R_{D2} // R_{load}) = 0.5 \times 0.21 \times 10^{-3} \times 0.3333 \times 10^6 = 34.99$$

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：

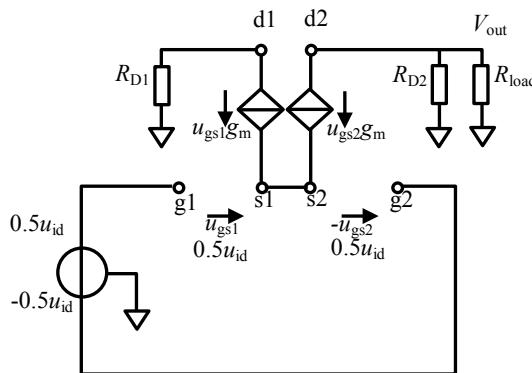


图 Section34-3a 差模信号输入时的动态等效图

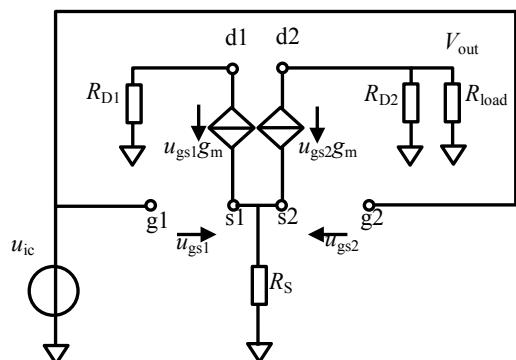


图 Section34-3b 共模信号输入时的动态等效图

$$V_{out} = -u_{gs2} \times g_m \times (R_{D2}/R_{load})$$

$$u_{ic} = u_{gs2} + 2u_{gs2} \times g_m \times R_S$$

$$A_{C\text{ 单}} = \frac{V_{out}}{u_{ic}} = \frac{-u_{gs2} \times g_m \times (R_{D2}/R_{load})}{u_{gs2} + 2u_{gs2} \times g_m \times R_S} = -\frac{g_m \times (R_{D2}/R_{load})}{1 + 2g_m R_S} = -\frac{0.21 \times 333.3}{1 + 2 \times 0.21 \times 100} = -1.63$$

至此，可以得到共模抑制比为：

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| = \left| \frac{34.99}{-1.63} \right| = 21.47 = 20 \times \log_{10} 21.47 (\text{dB}) = 26.64 \text{dB}$$

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 Section34-3 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 β ，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， β 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_{EQ} 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 Q3 组成的恒流源电路代替了原先的 R_E 。据 Section30 内容，可知当 Q3 形成恒流源后，Q3 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_p （其有效值为 100mV_rms ），交流电压表显示为 $0.053\text{mV}_\text{rms}$ 。可知其共模电压放大倍数为 0.00053。因此，其 CMRR 为：

$$\text{CMRR} = \frac{A_{\text{D 单}}}{A_{\text{C 单}}} = \frac{34}{0.00053} = 64150.9 = 96.14\text{dB}$$

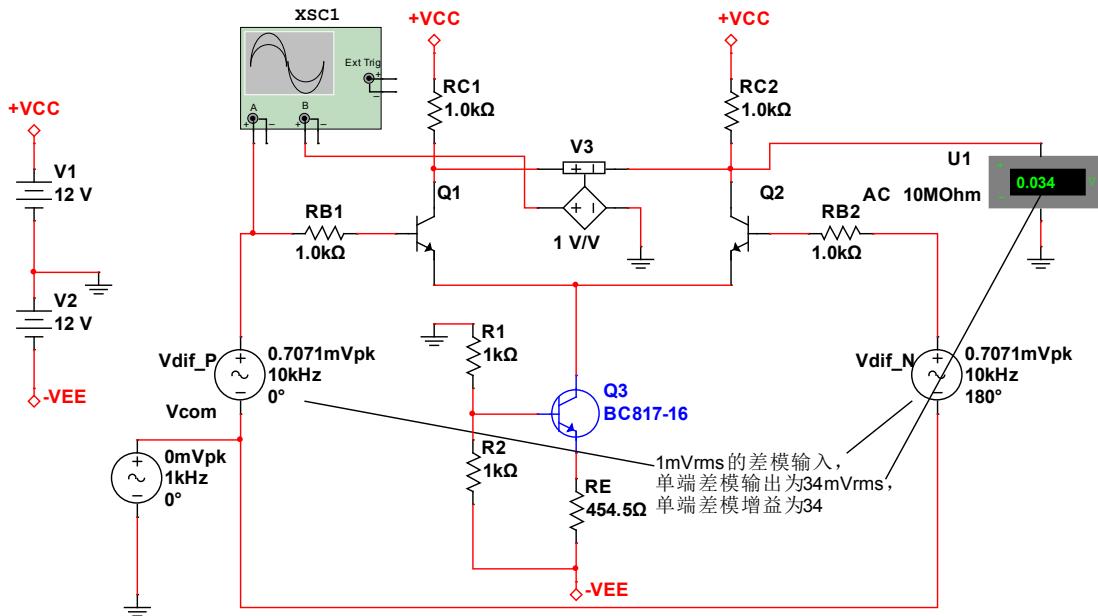


图 Section34-3c 含恒流源的差动放大器——差模放大

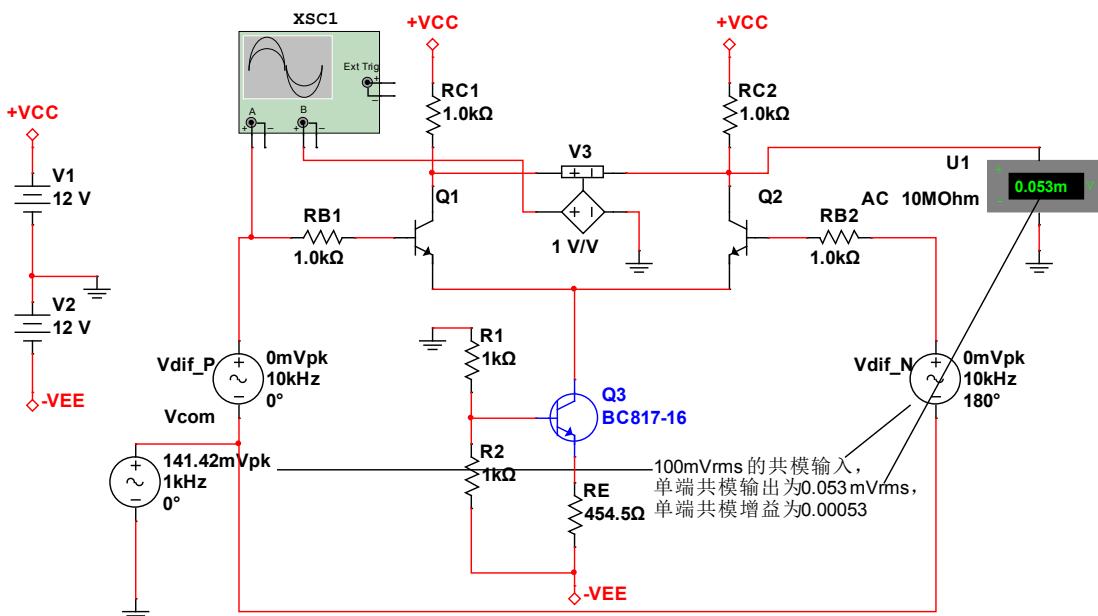


图 Section34-3d 含恒流源的差动放大器——共模放大

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_0 ，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。

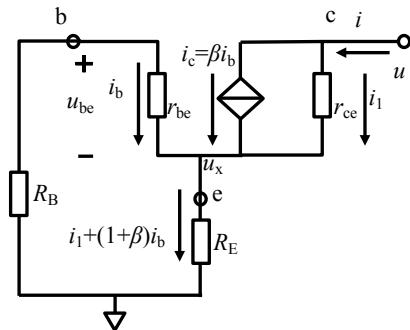


图 Section34-3e 恒流源的输出电阻计算

$$(i_1 + (1 + \beta)i_b)R_E = -i_b(R_B + r_{be}) \quad [3]$$

$$u = i_1r_{ce} - i_b(R_B + r_{be}) \quad [4]$$

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：

$$r_0 = \frac{u}{i} = \frac{\frac{R_B + r_{be} + (1 + \beta)R_E}{R_E} r_{ce} + R_B + r_{be}}{\frac{R_B + r_{be}}{R_E}} = R_E + r_{ce} \left(1 + \frac{(1 + \beta)R_E}{R_B + r_{be}} \right)$$

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。

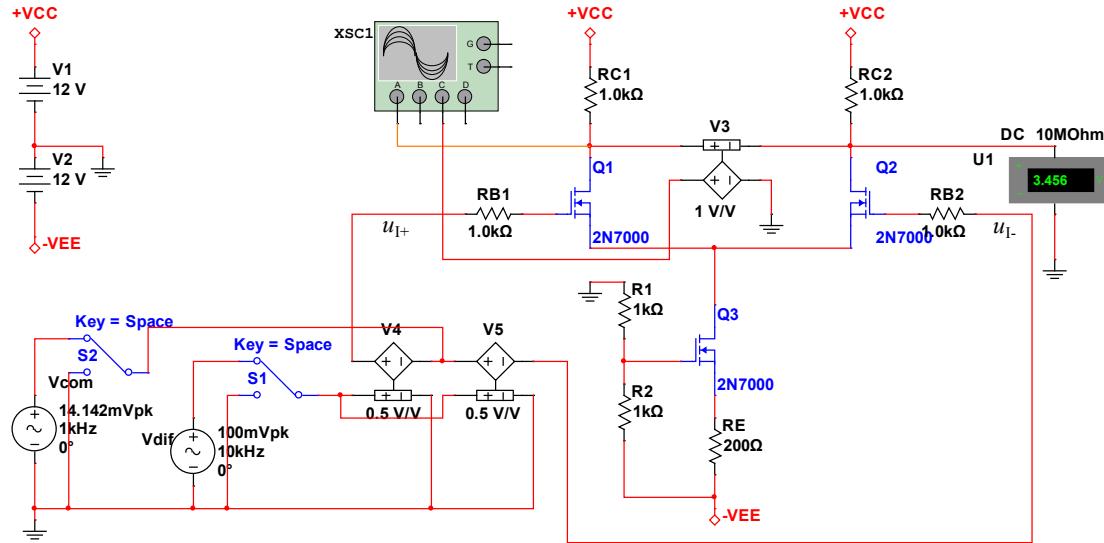


图 Section34-4 N 沟道 MOSFET 组成的含恒流源差动放大器

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_{GSQ3} 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：

$$I_{DQ3} = K(U_{GSQ3} - U_{GSTH})^2 \quad (5)$$

同时，可以计算出 Q3 的门极电位为：

$$U_{GSQ3} = \frac{R1}{R1 + R2}(-VEE) = -6V \quad (6)$$

静态工作点(U_{GSQ3}, I_{DQ3})还满足下式直线方程：

$$U_{GSQ3} - VEE = U_{GSQ3} + I_{DQ3} \times RE \quad (7)$$

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，其实一分块儿就简单了。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 V_{com} 、 V_{dif} ，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：

$$u_{id} = u_{g1s1} + u_{s2g2} = u_{gs1} - u_{gs2} = 2u_{gs1}$$

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：

$$A_{D双} = -g_m R_C = -0.041407 \times 1000 = -41.4$$

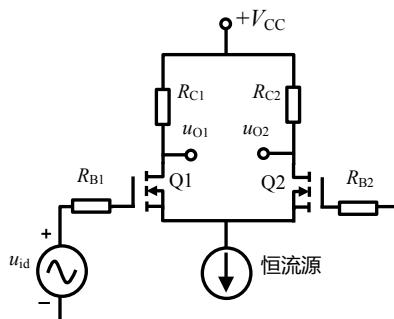


图 Section34-5(a)

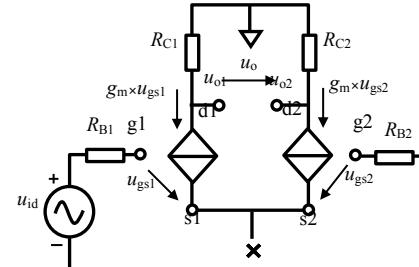


图 Section34-5(b)

验证：对电路实施仿真，将开关 $S2$ 接地（共模输入为 0）， $S1$ 接 V_{dif} ，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 $U_{GTH}=2V$ ， $K=0.0504A/V^2$ ，晶体管 ZVP2106A 是 P 沟道 MOSFET， $U_{GTH}=-3.193V$ ， $K=0.1385A/V^2$ ，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：

$$i_{D5} = K(u_{GS5} - U_{GTH})^2$$

晶体管的静态工作点一定满足上式，可写出如下结论：

$$U_{GSQ5} = U_{GTH} \pm \sqrt{\frac{I_{DQ5}}{K}} = -3.193 \pm 0.2478 = \begin{cases} -3.441V \\ -2.945V \end{cases}$$

显然， $U_{GSQ5}=-3.441V$ 为正解（P 沟道 MOSFET 只有 U_{GSQ5} 比 U_{GTH} 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。

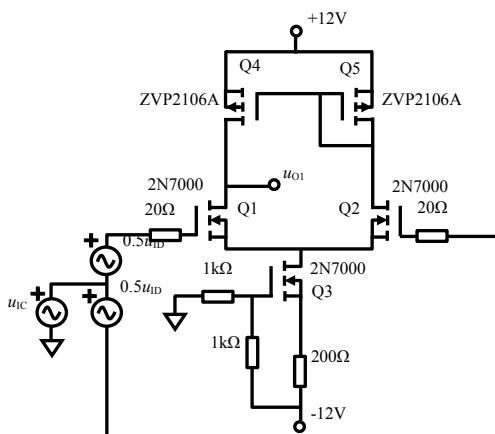


图 Section34-6

按照上述电路在 Multisim 中构建电路，实测 u_{01} 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_{01} 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。

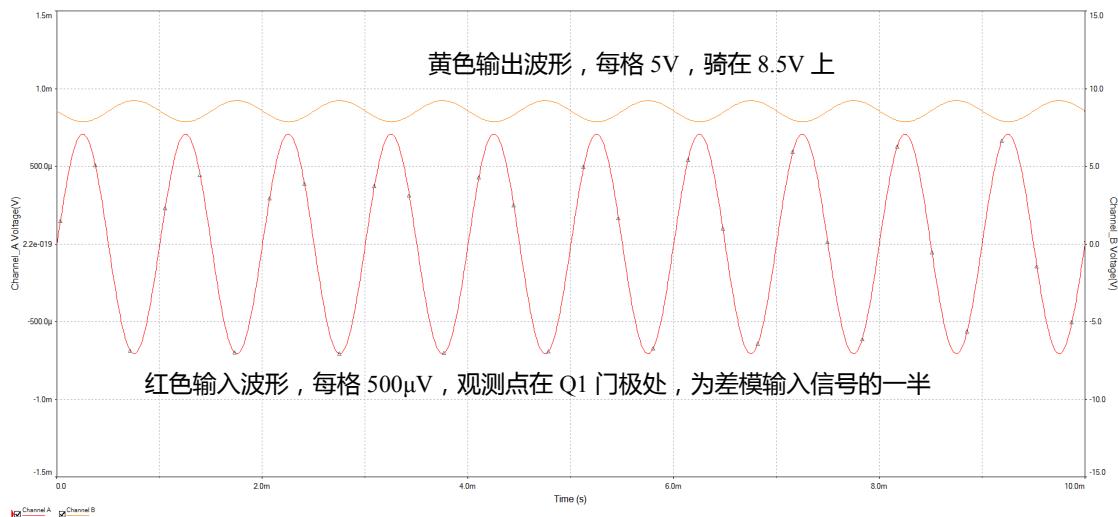


图 Section34-7

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。

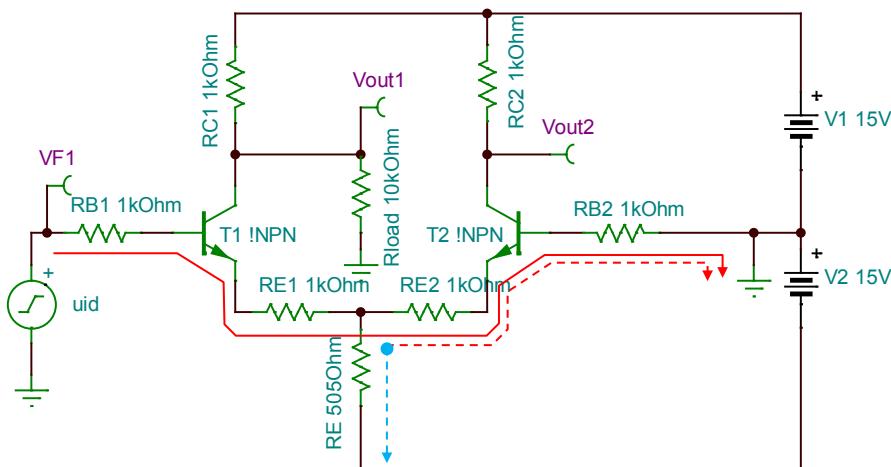


图 Section34-8

解：1) 求解静态。本例题静态求解与举例 1 类似，不赘述。

$$I_{BQ} = \frac{V_2 - U_{BEQ}}{R_{B1} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E} \approx \frac{15 - 0.7}{1000 + 101 \times 1000 + 202 \times 505} = 70.09\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 7.009mA$$

$$\begin{aligned}
U_{EQ1} &= 0 - I_{BQ}R_{B1} - U_{BEQ} = -70.09\text{mV} - 0.7\text{V} \approx -0.77\text{V} = U_{EQ2} \\
U_{CQ1} &= \frac{R_{load}}{R_{C1} + R_{load}}V_1 - \beta I_{BQ} \frac{R_{load}R_{C1}}{R_{C1} + R_{load}} = \frac{10}{1+10} \times 15 - 7.009\text{mA} \times \frac{10 \times 1}{10+1}\text{k}\Omega = 7.265\text{V} \\
U_{CQ2} &= V_1 - I_{CQ}R_{C2} = 15 - 7.009 = 7.991\text{V} \\
U_{CEQ1} &= U_{CQ1} - U_{EQ1} = 8.035\text{V} \\
U_{CEQ2} &= U_{CQ2} - U_{EQ2} = 8.761\text{V}
\end{aligned}$$

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 $10mV \times 0.666 = 6.66mV$ ；

V_{OUT2} 输出有效值为 $10mV \times 0.244 = 2.44mV$ 。

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：

$$A_{C1\text{ 单}} = -\frac{\beta(R_{C1}/R_{load})}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E} = -0.4447$$

对 V_{OUT1} ，电路的差模放大倍数为：

$$A_{D1\text{ 单}} = -\frac{\beta(R_{C1}/R_{load})}{2(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1})} = -0.4438$$

对 V_{OUT1} ，根据叠加原理有：

$$u_{o1} = u_{ic} \times A_{C1\text{ 单}} + u_{id} \times A_{D1\text{ 单}} = u_i(0.5A_{C1\text{ 单}} + A_{D1\text{ 单}}) = 0.666u_i$$

对 V_{OUT2} ，电路的共模放大倍数为：

$$A_{C2\text{ 单}} = -\frac{\beta R_{C2}}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1} + 2(1 + \beta)R_E} = -0.4892$$

对 V_{OUT2} ，电路的差模放大倍数为：

$$A_{D2\text{ 单}} = \frac{\beta R_{C2}}{2(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta)R_{E1})} = 0.4882$$

对 V_{OUT2} ，根据叠加原理有：

$$u_{o2} = u_{ic} \times A_{C2\text{ 单}} + u_{id} \times A_{D2\text{ 单}} = u_i(0.5A_{C2\text{ 单}} + A_{D2\text{ 单}}) = 0.244u_i$$

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：

$$\begin{aligned} r_{ic} &= 2r_{ic}/2r_{ic} = r_{ic} \\ r_{id} &= r_{ixd}/4r_{ic} = \frac{4r_{ic} \times r_{ixd}}{4r_{ic} + r_{ixd}} \end{aligned}$$

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。

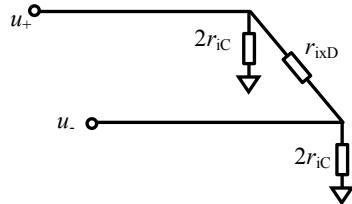


图 Section34-9

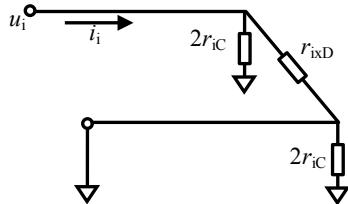


图 Section34-10

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。

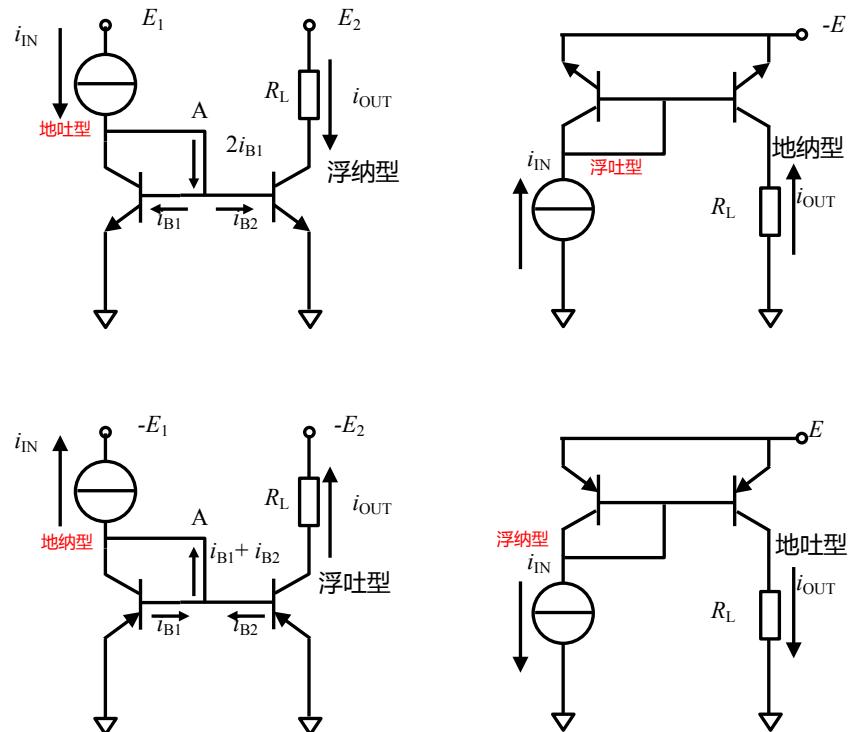


图 Section35-1 电流镜的 4 种基本类型

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：

$$\begin{aligned} i_{IN} &= i_{C1} + 2i_{B1} = (\beta + 2)i_{B1} \\ i_{OUT} &= \beta i_{B2} = \beta i_{B1} = \frac{\beta}{\beta + 2} i_{IN} \end{aligned}$$

(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 0Ω 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 $15k\Omega$ 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， $15k\Omega$ 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。

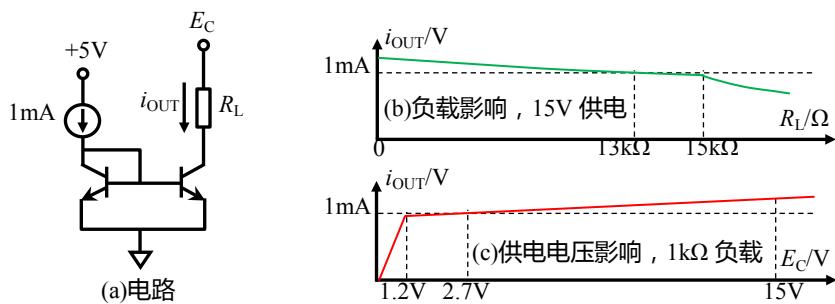
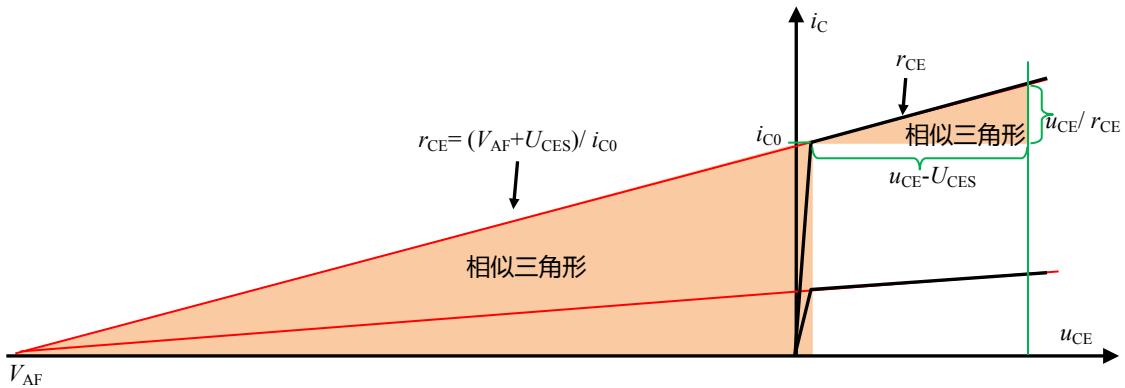


图 Section35-2 电流镜的不稳定性

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 R2，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。

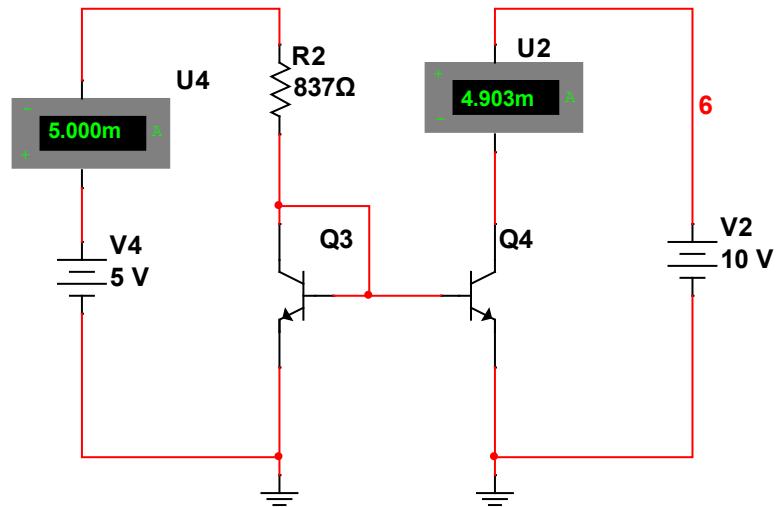


图 Section35-3 理想 BJT 组成的浮纳型电流镜

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

$$i_{CO} = \frac{\beta}{\beta + 2} i_{IN} = \frac{223}{225} \times 5\text{mA} = 4.956\text{mA}$$

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：

$$r_{CE} = \frac{V_{AF} + U_{CES}}{i_{CO}} = \frac{157.9\text{V} + 0.3\text{V}}{4.956\text{mA}} = 31.92\text{k}\Omega$$

$$i_{OUT} = i_{CO} + \frac{u_{CE} - U_{CES}}{r_{CE}} = 4.956\text{mA} + \frac{10\text{V} - 0.3\text{V}}{31.92\text{k}\Omega} = 5.260\text{mA}$$

与仿真显示结果基本吻合。

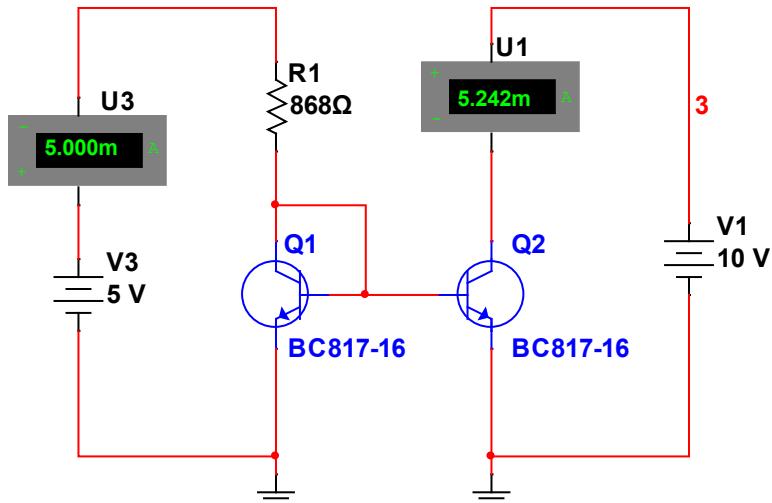


图 Section35-4 实际 BJT 组成的浮纳型电流镜

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。

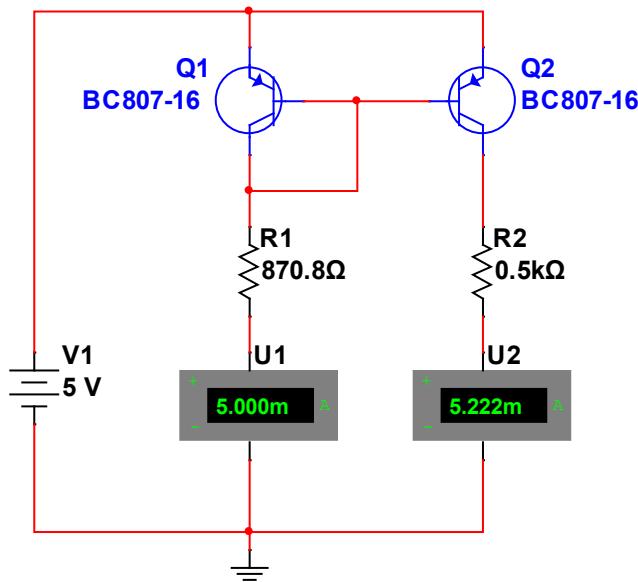


图 Section35-5 实际 BJT 组成的地吐型电流镜

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 $i_{OUT} = 5.275\text{mA}$ ， $u_{CE} = 2.362\text{V}$ 。

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。

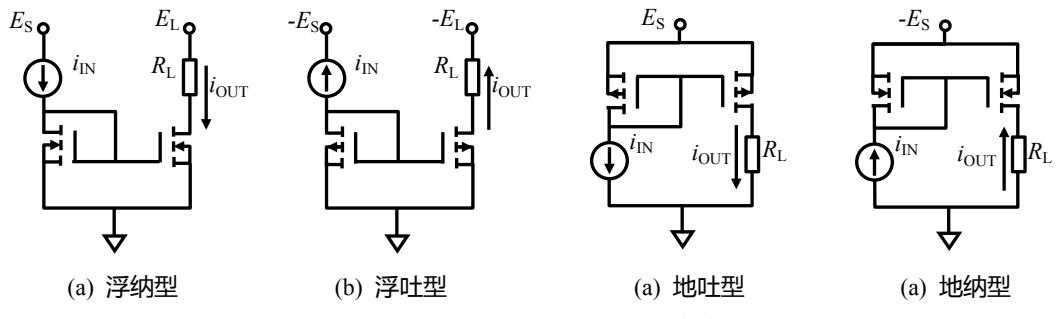


图 Section35-6 MOSFET 组成的电流镜

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：

$$i_{OUT} = K(u_{GS} - U_{GUTH})^2(1 + \lambda u_{DS})$$

其中 λ 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的平直，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 I_1 ，迫使 Q1 流过 5mA 电流，Q1 的 S 端电位（即电阻 R_1 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 $i_D = 5\text{mA}$ 。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， R_3 如果等于 R_1 ，则两者的 i_D 相等，当 R_3 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：

$$i_D = 0.0536u_{\text{GS}}^2 - 0.194u_{\text{GS}} + 0.1756$$

根据 MOSFET 转移特性公式： $i_D = K(u_{\text{GS}} - U_{\text{GTH}})^2 = Ku_{\text{GS}}^2 - 2K \times U_{\text{GTH}} \times u_{\text{GS}} + KU_{\text{GTH}}^2$ ，可解得 $K = 0.0536\text{A/V}^2$ ， $U_{\text{GTH}} = 1.809\text{V}$ 。即

$$i_D = 0.0536(u_{\text{GS}} - 1.809)^2 \quad (1)$$

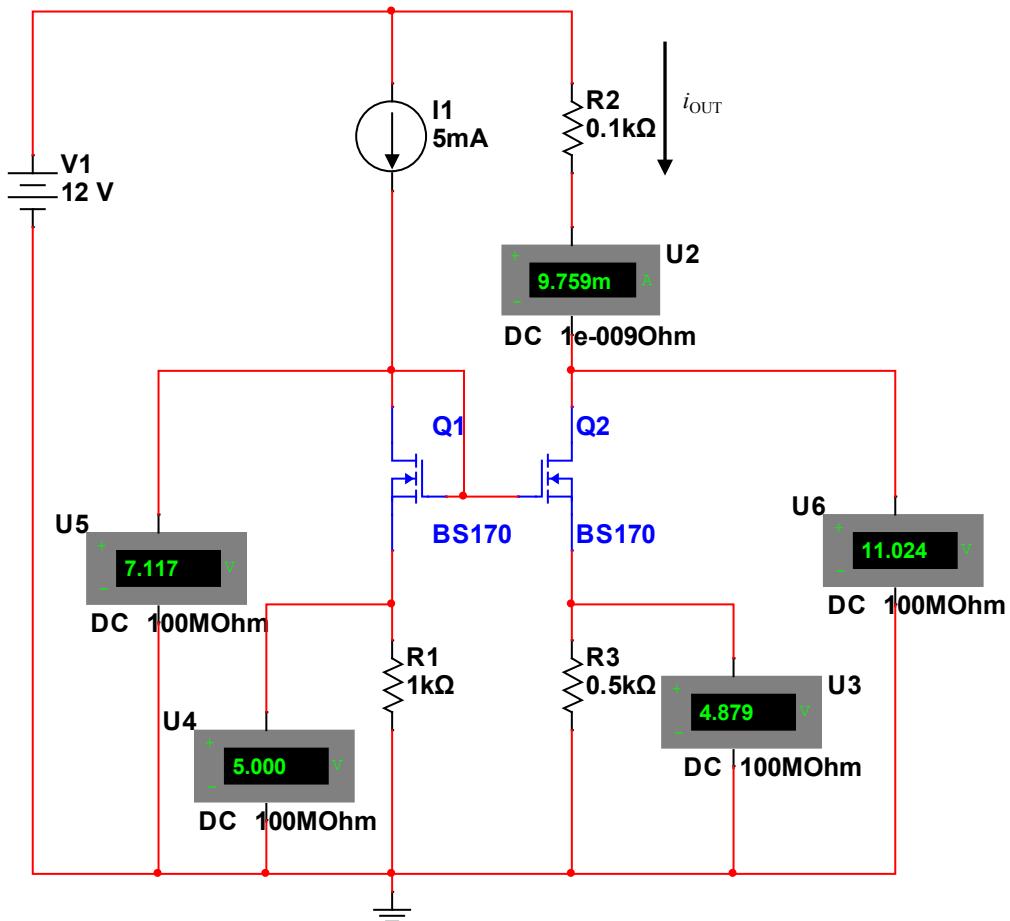


图 Section36-1 MOSFET 组成的浮纳型比例电流镜

因 I1 为 5mA 恒流源，Q1 为 MOSFET，流过 R1 的电流也是 5mA，则 $U_{S1}=5V$ 。

$$I_D = 5\text{mA} = K(u_{GS} - U_{GTH})^2 = 0.0536(u_{GS} - 1.809)^2$$

解得 $u_{GS} = 2.114\text{V}$ ，则可知 $U_{G1}=5\text{V}+2.114\text{V}=7.114\text{V}$ 。

对 Q2 来说，除满足式[1]外，还满足以下直线方程：

$$U_{G1} = u_{GS2} + i_{D2} \times R_3 \quad (2)$$

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：

$$\begin{cases} i_{D2} = 0.0536(u_{GS2} - 1.809)^2 \\ 7.114 = u_{GS2} + i_{D2} \times 500 \end{cases}$$

$i_{D2} = 9.757\text{mA}$ ， $u_{GS2} = 2.236\text{V}$ ，根据 $U_{G1}=7.114\text{V}$ 得 $u_{S2} = 4.878\text{V}$ 。

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。

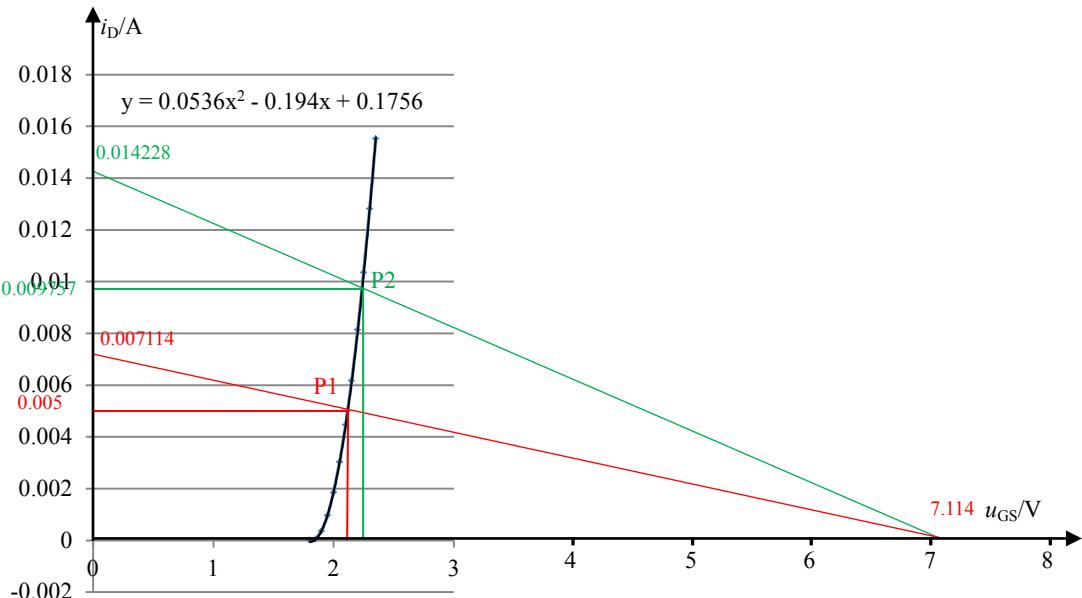


图 Section36-2 MOSFET 组成的浮纳型比例电流镜工作原理图解

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 $U_G=7.114\text{V}$ ，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 点会越来越高，即电流越来越大。

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 $R_1=1\text{k}\Omega$ ， $R_3=0.5\text{k}\Omega$ 改为 $R_1=10\text{k}\Omega$ ， $R_3=5\text{k}\Omega$ ，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 10mA 。

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 0.2mA ，实际输出为 0.207mA ，这也是源自于图 Section36-2 的近似比例，以及 Early 效应。

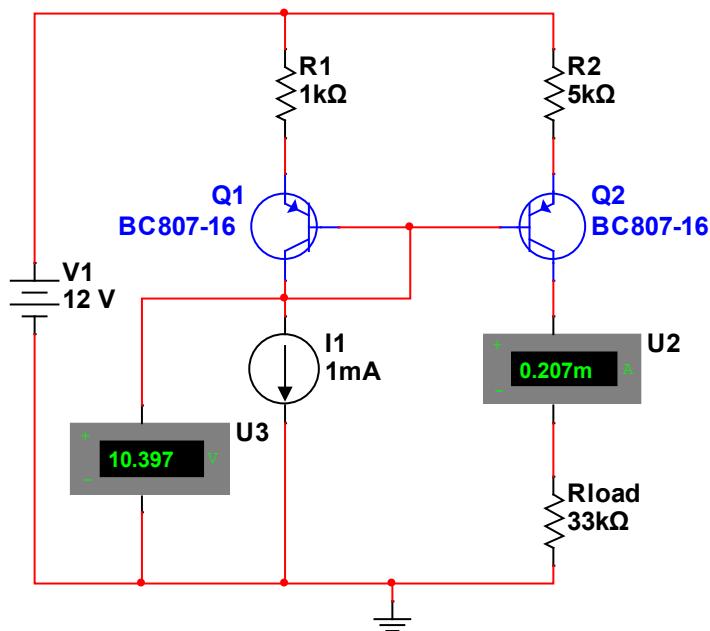


图 Section36-3 BJT 组成的地吐型比例电流镜

图 Section36-4 是一个地吐型比例电流镜。

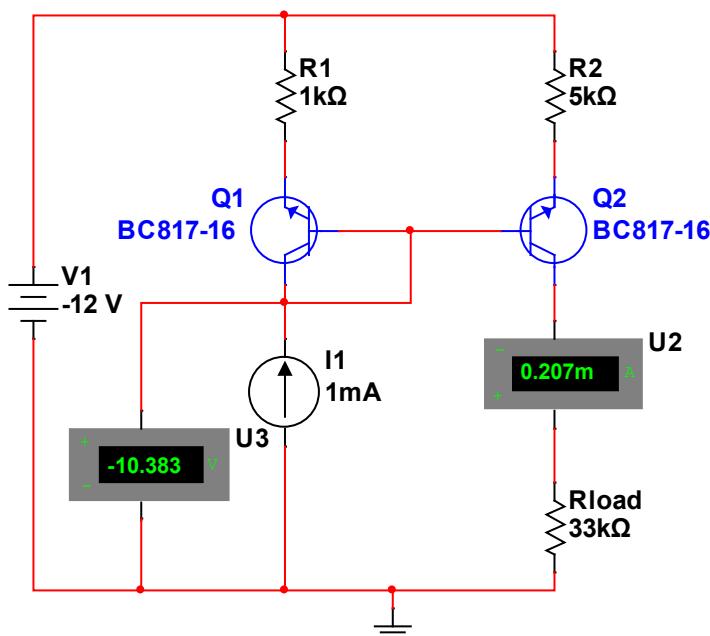


图 Section36-4 BJT 组成的地纳型比例电流镜

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 $10\mu A$ 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。

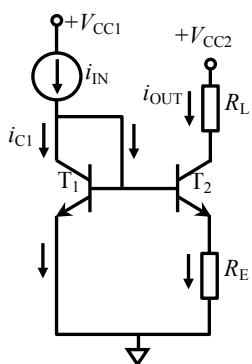


图 Section36-5
BJT 浮纳型微电流源

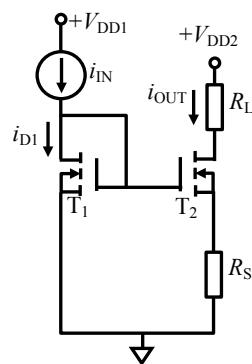


图 Section36-6
MOSFET 浮纳型微电流源

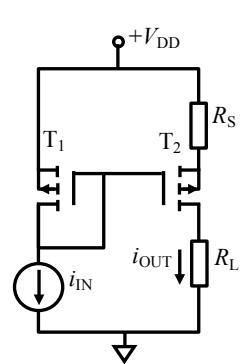


图 Section36-7
MOSFET 地吐型微电流源

$$u_{BE1} = u_{BE2} + i_{E2} \times R_E \approx u_{BE2} + i_{OUT} \times R_E \quad (3)$$

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 β 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

$$\begin{aligned} U_T \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{\beta \times I_S}\right) &= U_T \times \ln\left(\frac{i_{OUT}}{\beta \times I_S}\right) + i_{OUT} \times R_E \\ U_T \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT}}\right) &= i_{OUT} \times R_E \end{aligned} \quad (6)$$

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]：

$$R_E = \frac{U_T}{i_{OUT}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT}}\right)$$

[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 $3k\Omega$ ，要求实现浮纳型 3 路输出电流，分别为 $50\mu A$ ， $100\mu A$ ， $200\mu A$ 。

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。

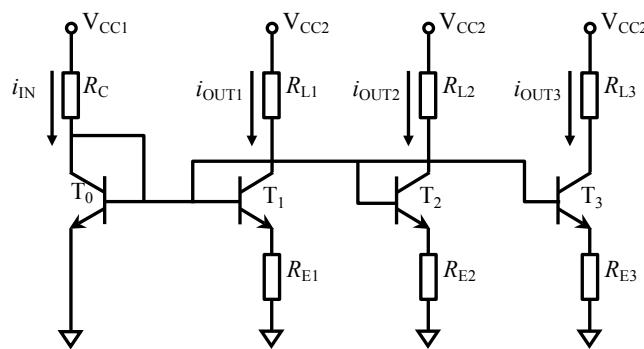


图 Section36-8 多通道并联 Widlar 电流源

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， $3k\Omega$ 。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

$$\begin{aligned} R_{E1} &= \frac{U_T}{i_{OUT1}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT1}}\right) = \frac{26mV}{50\mu A} \times \ln\left(\frac{3.1mA}{50\mu A}\right) = 2146\Omega \\ R_{E2} &= \frac{U_T}{i_{OUT2}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT2}}\right) = \frac{26mV}{100\mu A} \times \ln\left(\frac{3.1mA}{100\mu A}\right) = 892\Omega \\ R_{E3} &= \frac{U_T}{i_{OUT3}} \times \ln\left(\frac{i_{IN}}{i_{OUT3}}\right) = \frac{26mV}{200\mu A} \times \ln\left(\frac{3.1mA}{200\mu A}\right) = 356\Omega \end{aligned}$$

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：

$$\begin{aligned} i_{IN} &= i_{D1} = K(u_{GS1} - U_{GUTH})^2 \\ u_{GS1} &= U_{GUTH} + \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} \end{aligned} \quad [7]$$

$$u_{GS2} = U_{GUTH} + \sqrt{\frac{i_{OUT}}{K}} \quad [8]$$

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：

$$\begin{aligned} KR_S x^2 + x - \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} &= 0 \\ x &= \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4KR_S \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}}}}{2KR_S} \\ i_{OUT} &= K \left(\frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4KR_S \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}}}}{2KR_S} \right)^2 = \frac{(\sqrt{1 + 4KR_S \sqrt{\frac{i_{IN}}{K}}} - 1)^2}{4KR_S^2} \end{aligned}$$

(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 $4k\Omega$ ，要求实现浮纳型 3 路输出电流，分别为 $50\mu A$, $100\mu A$, $200\mu A$ 。

解：电路结构如图 Section36-9 所示。选用晶体管为 2N7000，其关键参数为： $U_{GUTH}=2V$, $K=0.0504A/V^2$ 。

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：

$$i_D = K(u_{GS} - U_{GUTH})^2 = i_{IN}$$

(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：

$$R_{S1} = \frac{\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} - \sqrt{\frac{i_{OUT1}}{K}}}{i_{OUT1}} = \frac{\sqrt{\frac{1.951 \times 10^{-3}}{0.0504}} - \sqrt{\frac{50 \times 10^{-6}}{0.0504}}}{50 \times 10^{-6}} = 3305\Omega$$

$$R_{S2} = \frac{\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} - \sqrt{\frac{i_{OUT2}}{K}}}{i_{OUT2}} = \frac{\sqrt{\frac{1.951 \times 10^{-3}}{0.0504}} - \sqrt{\frac{100 \times 10^{-6}}{0.0504}}}{100 \times 10^{-6}} = 1522\Omega$$

$$R_{S3} = \frac{\sqrt{\frac{i_{IN}}{K}} - \sqrt{\frac{i_{OUT3}}{K}}}{i_{OUT3}} = \frac{\sqrt{\frac{1.951 \times 10^{-3}}{0.0504}} - \sqrt{\frac{200 \times 10^{-6}}{0.0504}}}{200 \times 10^{-6}} = 669\Omega$$

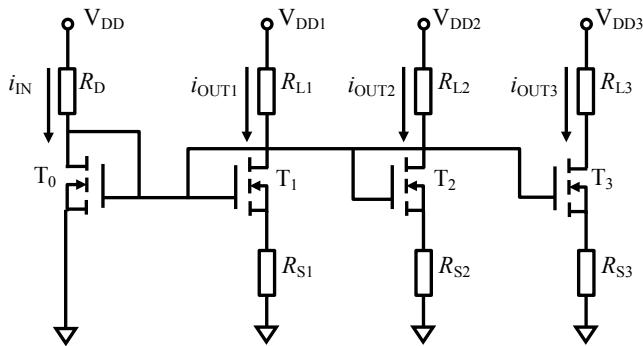


图 Section36-9 MOSFET 多通道并联 Widlar 电流源

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 3305Ω 改为 4000Ω ，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 β 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）。

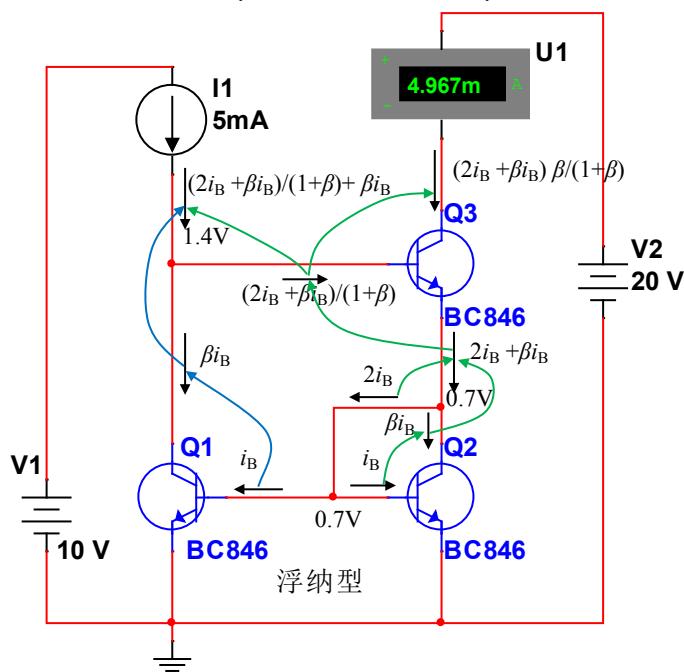


图 Section37-1 三晶体管威尔逊电流镜

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 β ，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：

$$i_{IN} = \beta i_B + \frac{\beta i_B + 2i_B}{1 + \beta} = i_B \left(\beta + \frac{\beta + 2}{1 + \beta} \right) = i_B \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{1 + \beta}$$

[Section37-1]

$$i_{OUT} = i_B \frac{\beta^2 + 2\beta}{1 + \beta}$$

[Section37-2]

两者对比，可以得到：

$$i_{OUT} = i_{IN} \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2}$$

[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

$$i_B = \frac{1}{\beta + 2} i_1$$

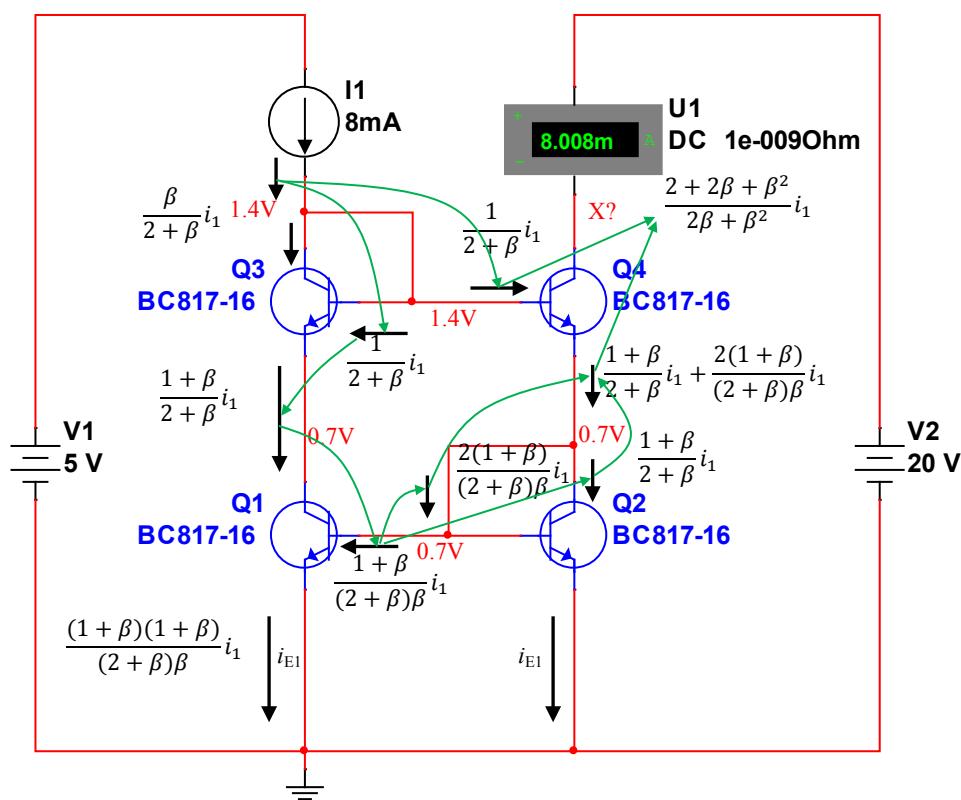


图 Section37-2 4 晶体管威尔逊电流镜

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 βi_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_{GTH} 。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_{GTH} ，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：

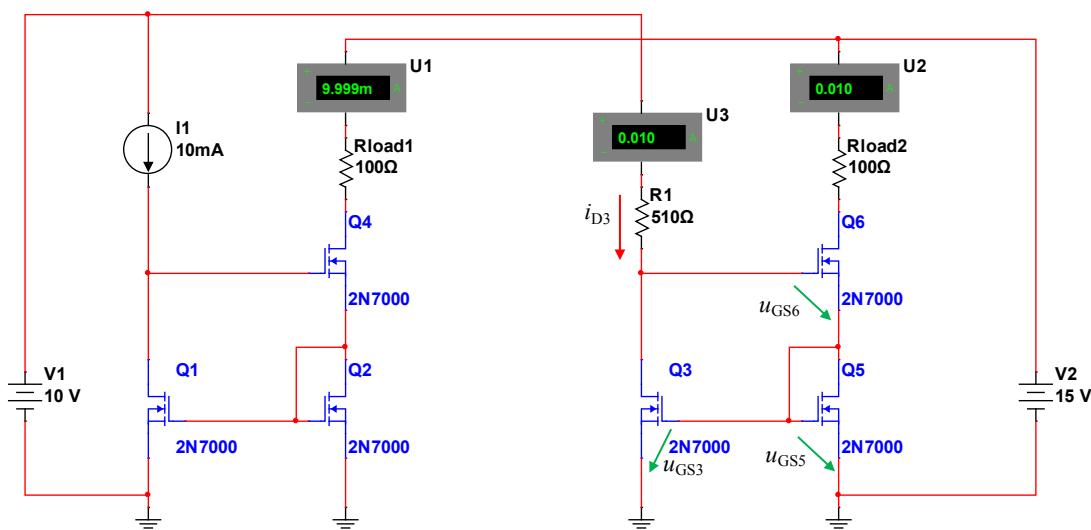


图 Section37-3 MOSFET 组成的三管威尔逊电流镜

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：

$$i_{D3} = K(u_{GS3} - U_{GTH})^2$$

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：

$$R_1 = \frac{V_1 - 2(U_{GSTH} + \sqrt{\frac{i_{D3}}{K}})}{i_{D3}} = \frac{10V - 2(2V + \sqrt{\frac{10mA}{0.0504A}})}{10mA} = 510.9\Omega$$

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。

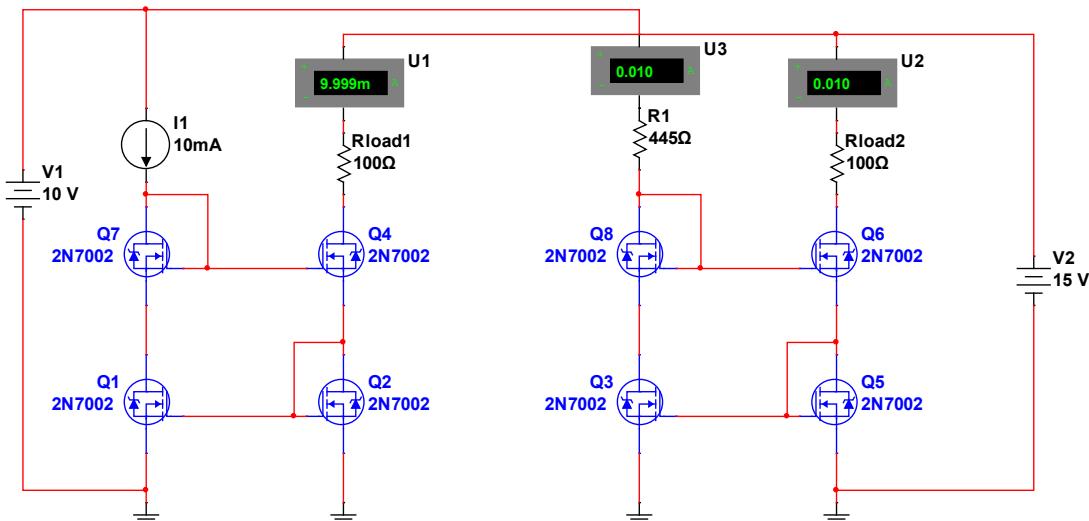


图 Section37-4 MOSFET 组成的四管威尔逊电流镜

举例 2：

以图 Section37-4 所示电路为例，已知电阻 R_1 为 445Ω ，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=168 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：

$$U_{GSTH} = 2.474V ; K = \frac{K_P}{2} = 0.148A/V^2$$

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 。

$$V_1 = yR_1 + 2x \quad [2]$$

$$y = K(x - U_{GSTH})^2 = Kx^2 - 2KU_{GSTH}x + KU_{GSTH}^2 \quad [3]$$

将式[2]变形， x 用 y 的表达式表示，即让 x 消失，代入式[3]得：

$$y = K\left(\frac{V_1 - yR_1}{2}\right)^2 - 2KU_{GSTH} \times \frac{V_1 - yR_1}{2} + KU_{GSTH}^2$$

拆开等式，为：

$$y = \frac{KV_1^2}{4} + \frac{KR_1^2}{4}y^2 - \frac{2KV_1R_1}{4}y - KU_{GSTH}V_1 + KU_{GSTH}R_1y + KU_{GSTH}^2$$

整理得：

$$\begin{aligned} & y^2 \frac{KR_1^2}{4} + y \left(KU_{GSTH}R_1 - \frac{KV_1R_1}{2} - 1 \right) + = 0 \\ & ay^2 + by + c = 0 \\ & a = \frac{KR_1^2}{4} ; b = KU_{GSTH}R_1 - \frac{KV_1R_1}{2} - 1 ; c = KU_{GSTH}^2 + \frac{KV_1^2}{4} - KU_{GSTH}V_1 \\ & y_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} ; y_2 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \end{aligned}$$

[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。

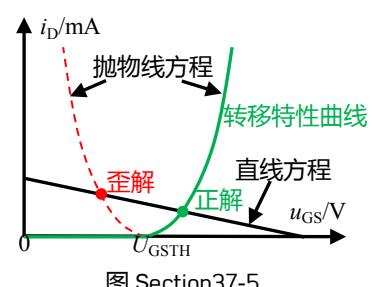


图 Section37-5

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)。

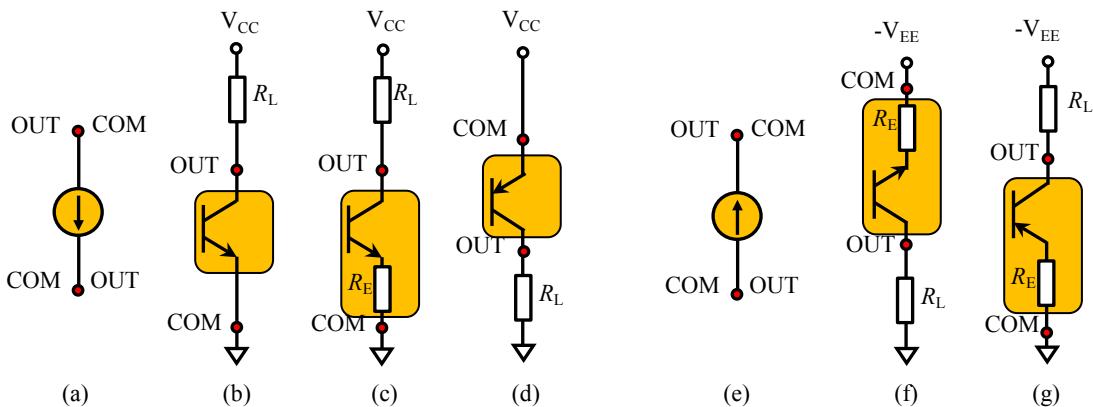


图 Section38-1 各种类型的电流源外部符号和内部输出级构造

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 端之间的需要的最小电位差，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。

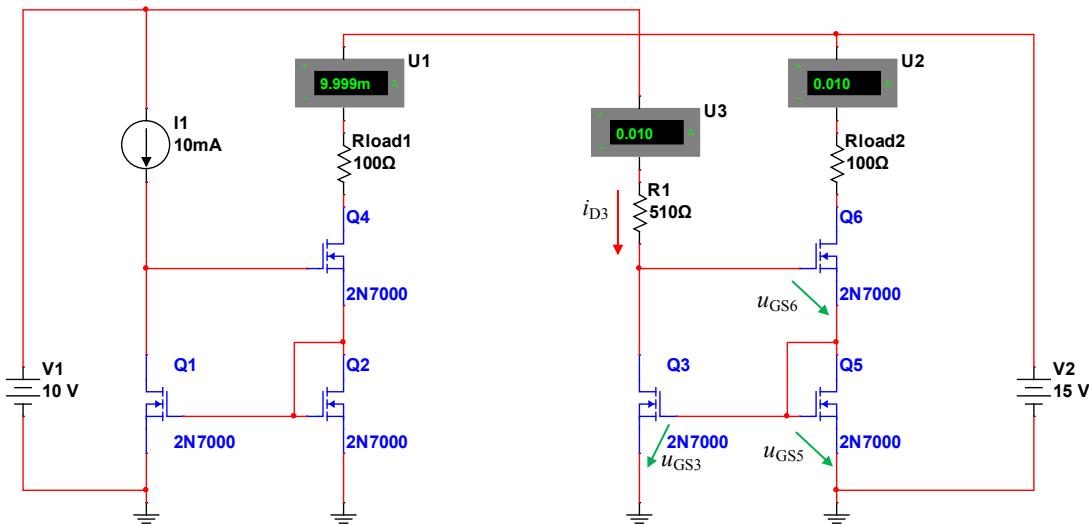


图 Section37-3 MOSFET 组成的三管威尔逊电流镜

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 245V， 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。

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、IOUT、REXT、GND，与前述电路完全相同。它允许用户在外部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

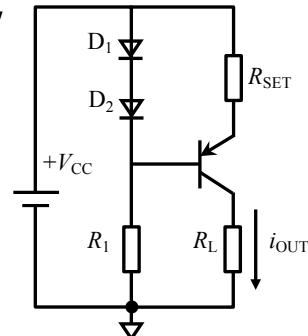


图 Section39-1 简易恒流源

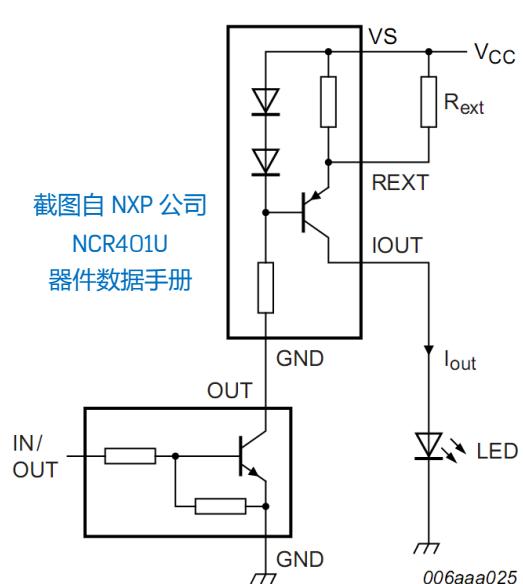


图 Section39-2 恒流源用于 LED 驱动

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

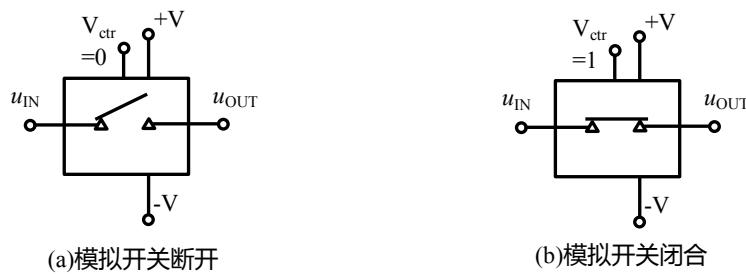


图 Section40-1 电子开关示意图

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。

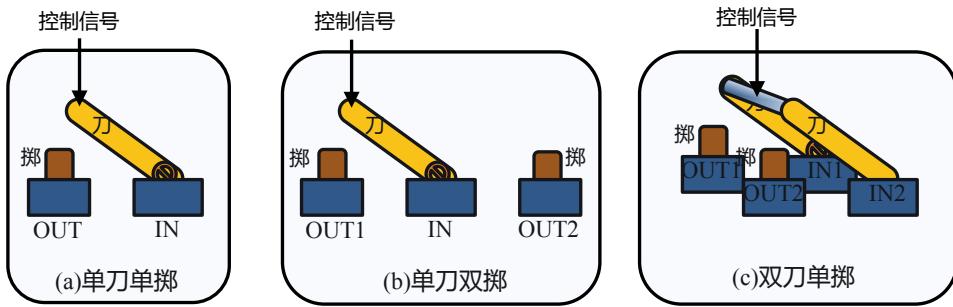


图 Section40-2 关于“刀”和“掷”的图示

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。

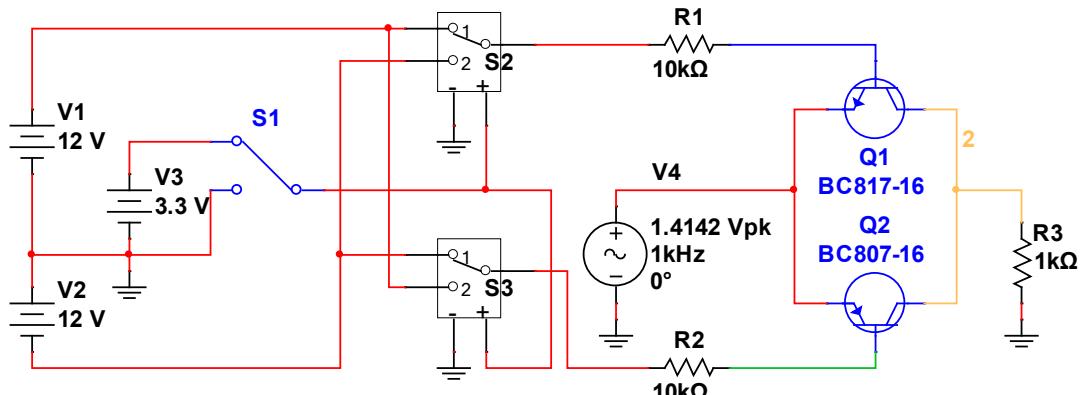


图 Section40-3 BJT 组成的 SPST 模拟开关

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 V_4 代替了前图中的 S_2 和 S_3 ，作用相同。

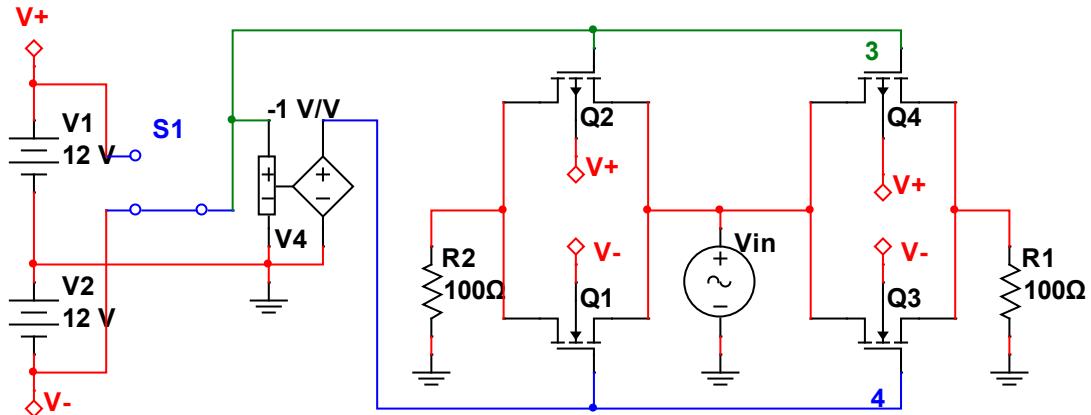


图 Section40-4 MOSFET 组成的 DPST 模拟开关

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 控制了两个相同的模拟开关（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两个模拟开关，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。

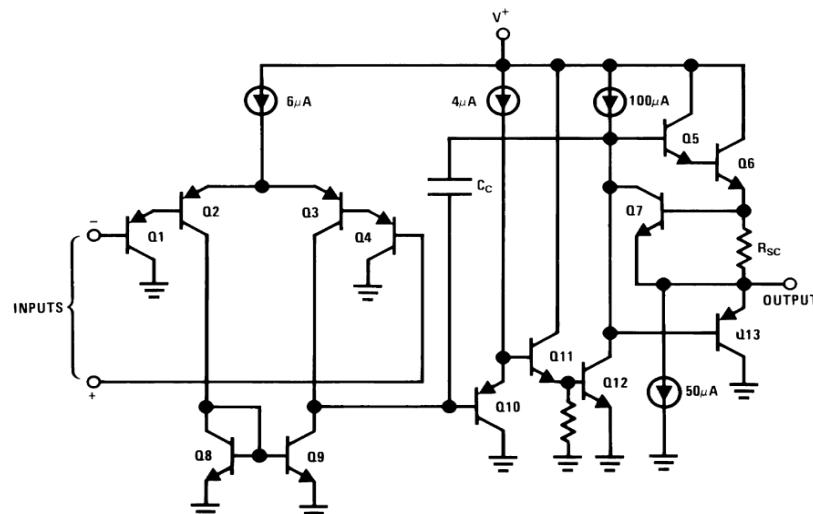


图 Section41-1 国家半导体公司的 LM324 运放内部结构——摘自 LM324 数据手册

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。

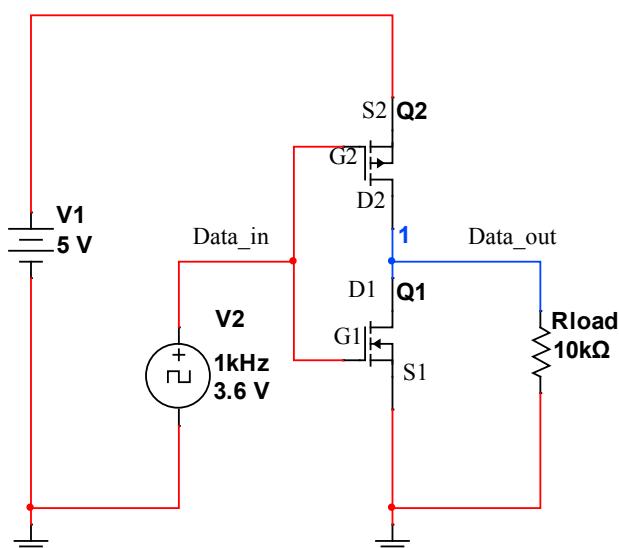


图 Section41-2 CMOS 反相器(非门)结构

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 100Ω 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 33Ω 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， 0.18Ω 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。

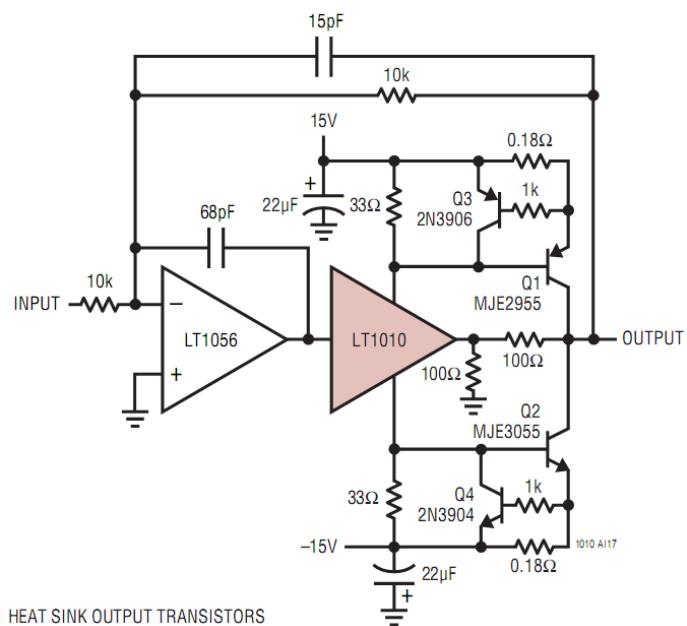


图 Section42-1 可输出 3A 的晶体管扩流电路

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 1575GHz。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。

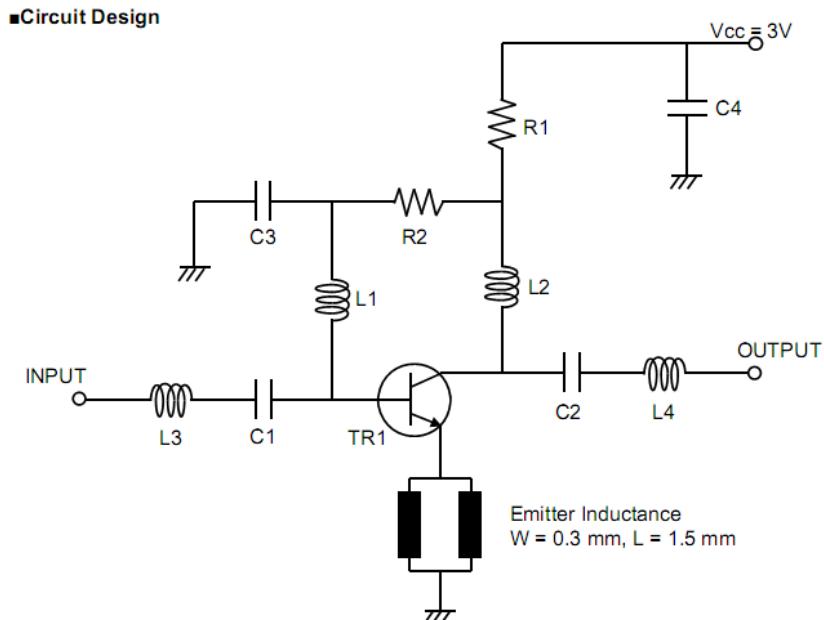


图 Section43-1 用于 GPS 的晶体管低噪声放大器 LNA

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。

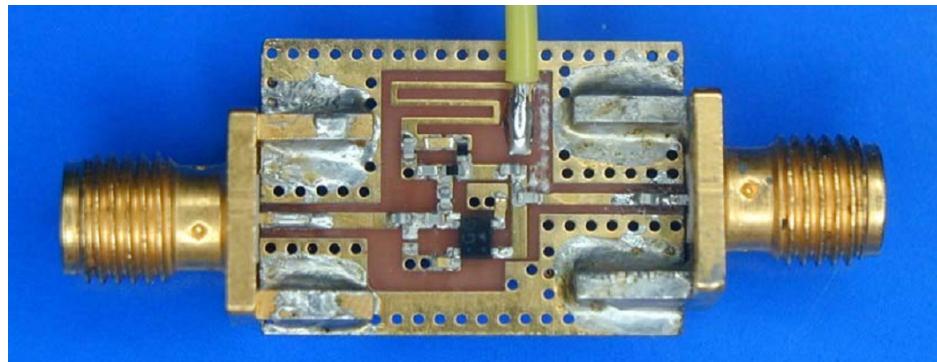


图 Section43-2 “图 Section43-1” 电路实物图

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。

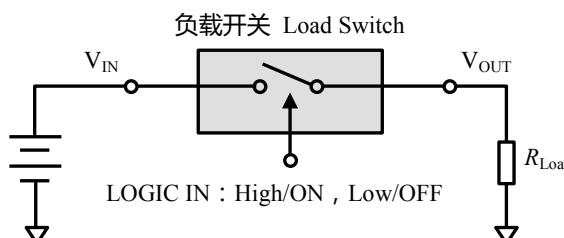


图 Section44-1 负载开关用途

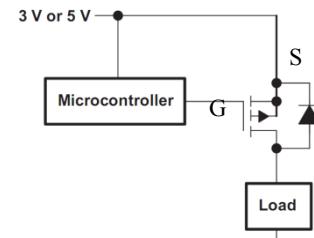


图 Section44-2 单晶体管负载开关

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，右边时 BJT 组

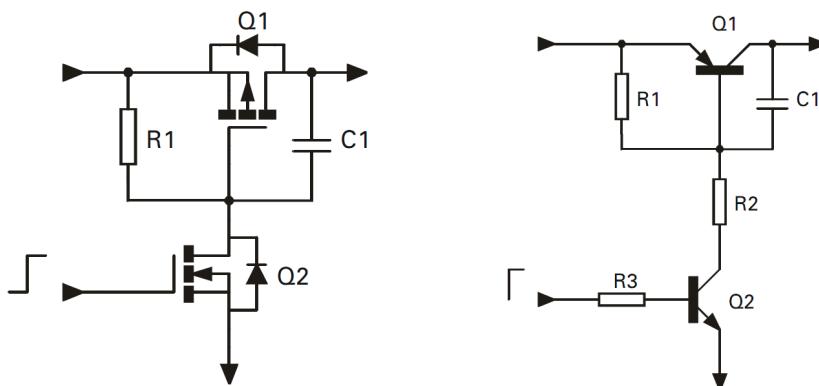


图 Section44-3 MOSFET 和 BJT 组成的负载开关 摘自 “Zetex Design Note 59 : Load Switch”

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 上有足够的电流流过，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。

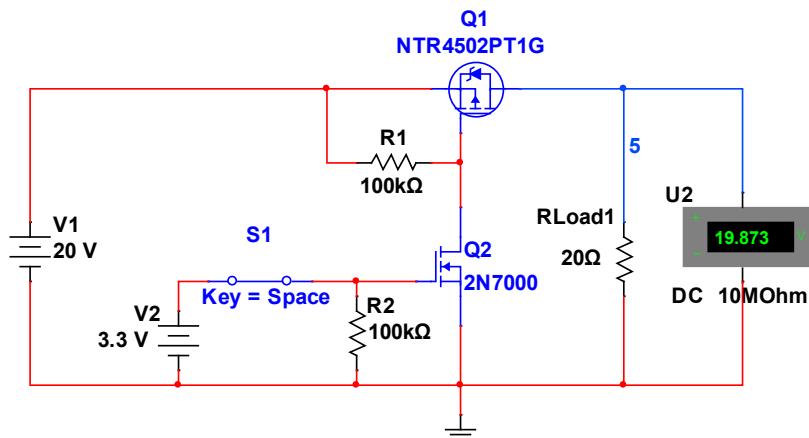


图 Section44-4 (a) MOSFET 组成的负载开关

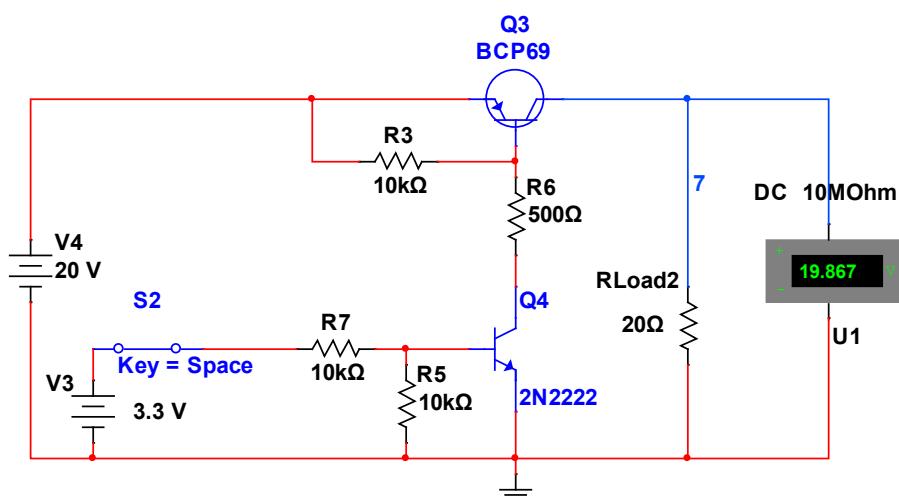


图 Section44-4(b) BJT 组成的负载开关

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

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_{GTH} ，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。

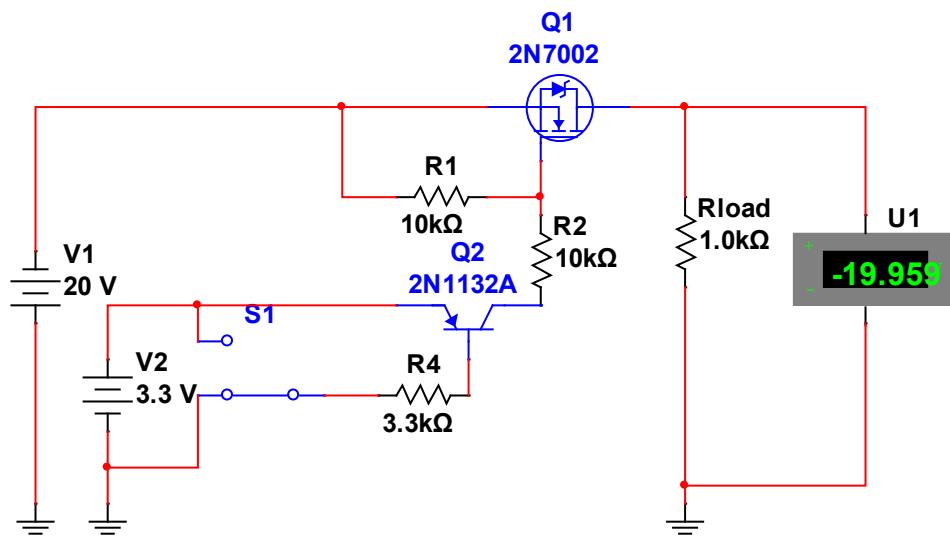


图 Section44-5 由 N-MOSFET 和 P-BJT 组成的负电源负载开关

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}/β ，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 β ，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。

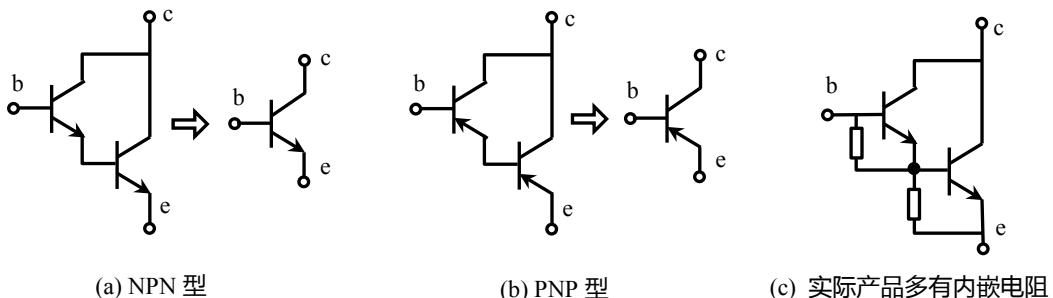


图 Section45-1 达林顿管

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。

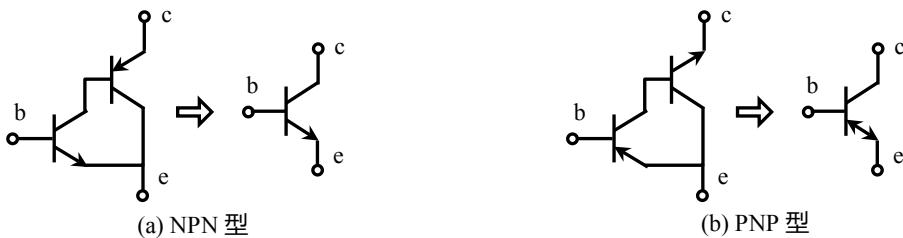


图 Section45-2 达林顿管的另一种形式

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。

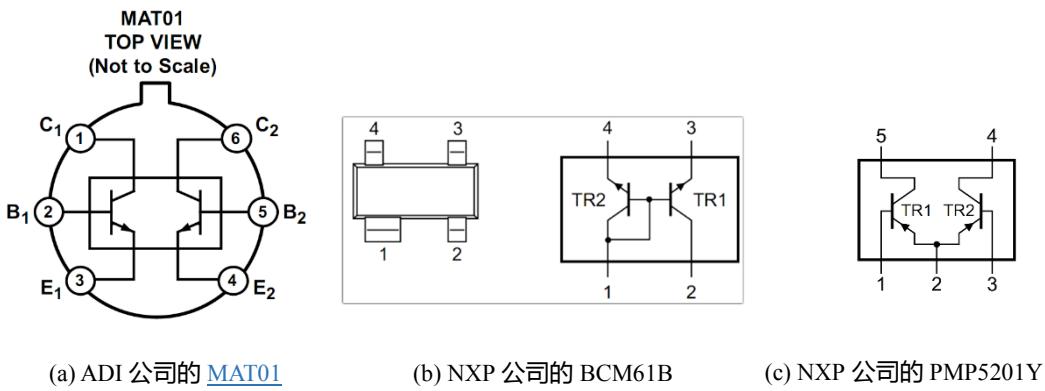


图 Section45-3 几种常见的匹配对晶体管

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)。

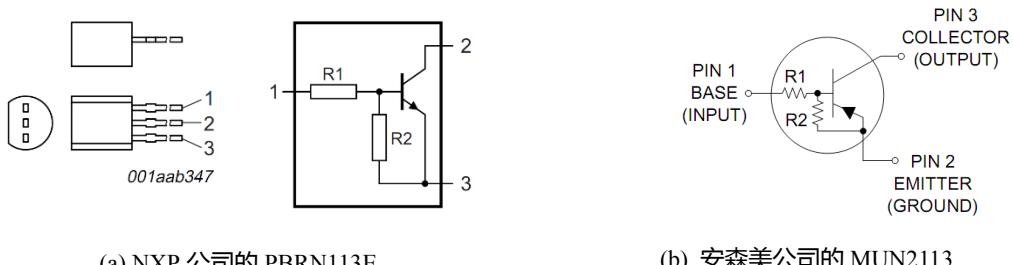


图 Section45-4 几种常见的偏置电阻晶体管

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。

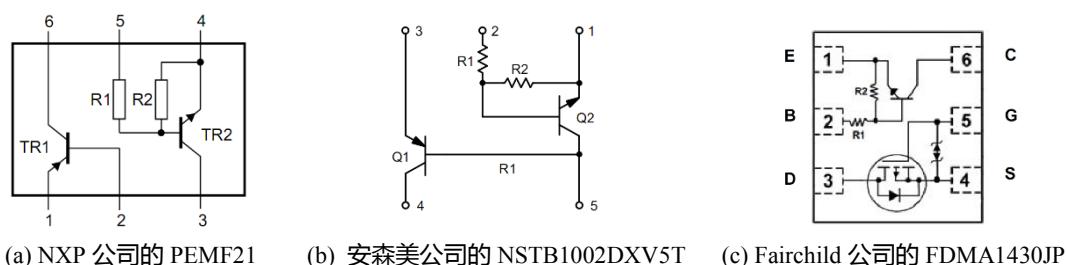


图 Section45-5 常见的负载开关

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。

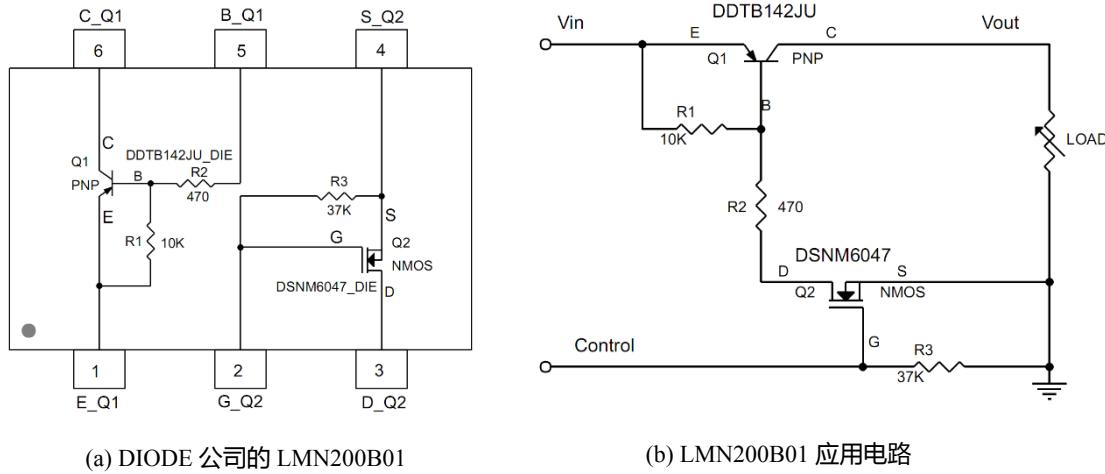


图 Section45-6 负载开关的应用电路

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 $37\text{k}\Omega$ 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。

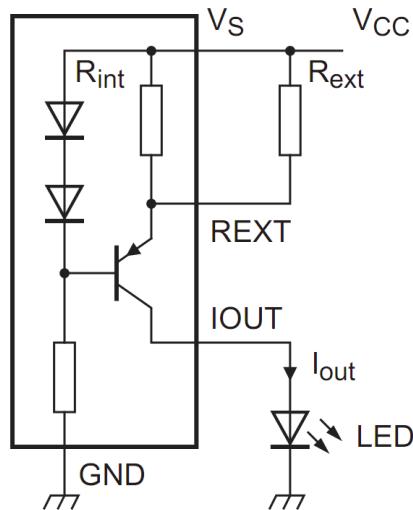


图 Section45-7 NXP 公司 NCR402U

图 Section45-8 是 DIODE 公司的 DLD101。其中 R_1 约为 $4.7\text{k}\Omega$, R_2 约为 $47\text{k}\Omega$, 外部电阻 R_c 可以选为 $100\text{k}\Omega$ 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 $0.5V\sim0.7V$ 左右，输出电流将大致维持在 $77\text{mA}\sim107\text{mA}$ 。

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。

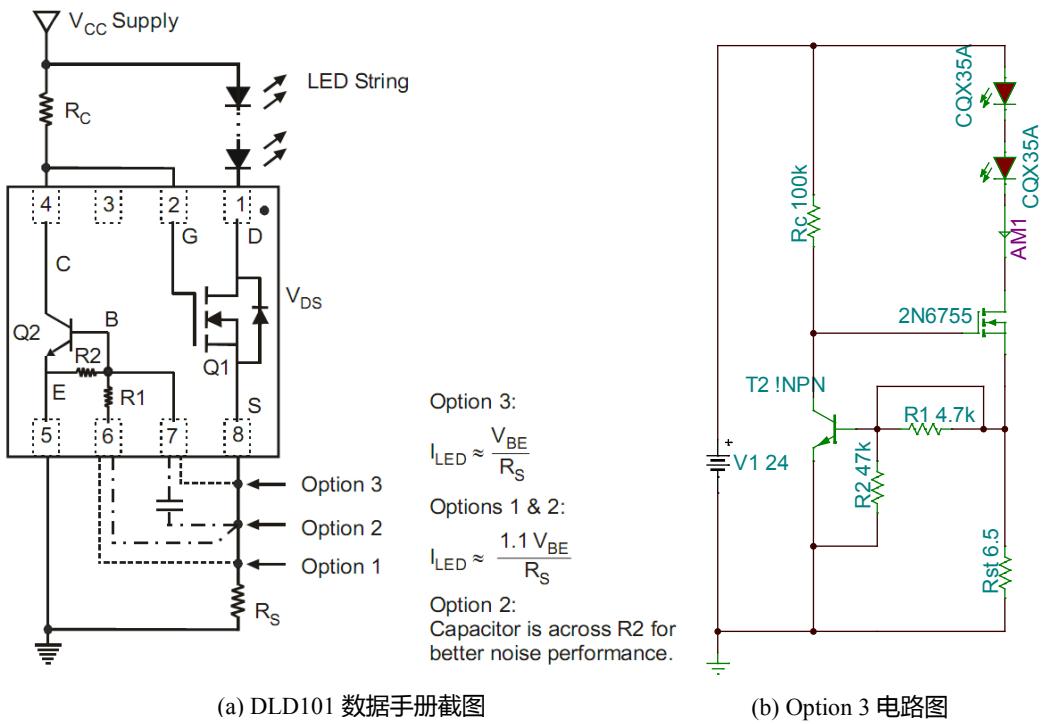


图 Section45-8 DIODE 公司 DLD101

图 Section45-9 电路与此类似，不赘述。

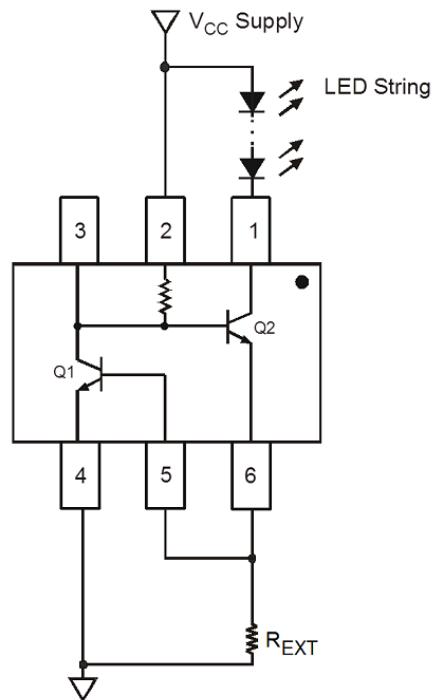


图 Section45-9 DIODE 公司 AL5802

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。

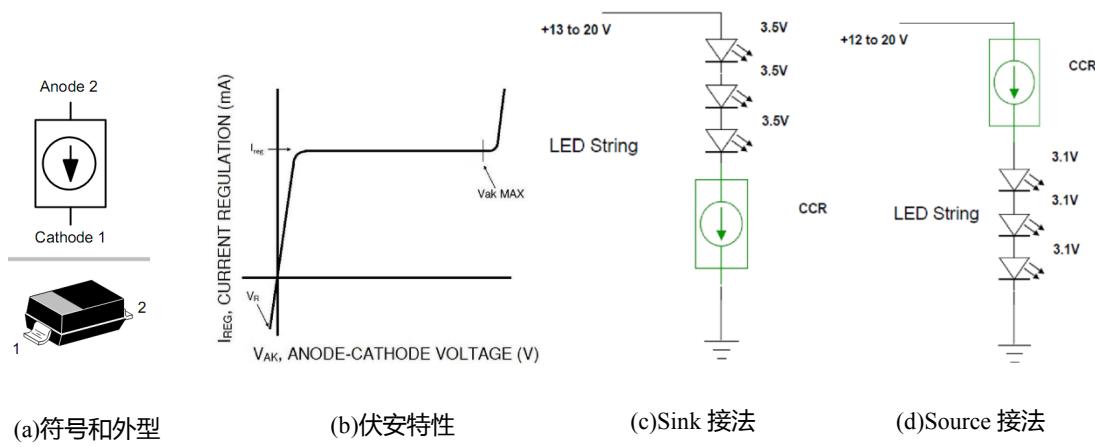


图 Section45-8 安森美公司 NSI45025-D

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 $\pm 4.5V \sim \pm 16.5V$ 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 $\pm 5V$ 供电，其输入电压范围可以在 $\pm 5V$ 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 (导通前断开时间差， 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。

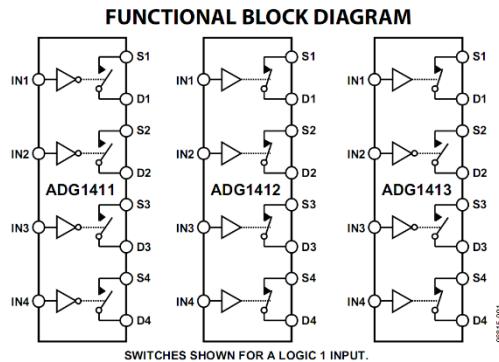


Figure 1.

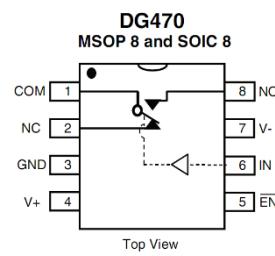
图 Section45-9 ADI 公司的 [ADG1411](#) 系列 4SPST

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

Section46. 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 Ω ）随频率变化的表达式为：

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi f C} \quad Z_L = j\omega L = j2\pi f L$$

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？

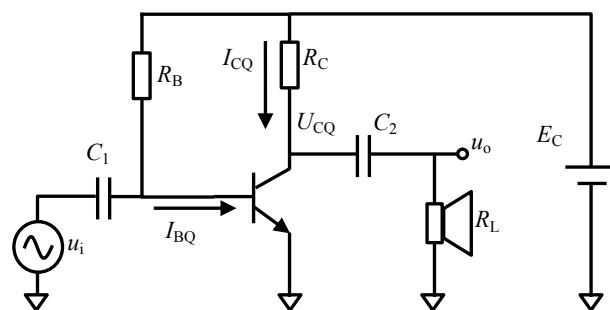


图 Section4-3 实现输入、输出耦合的放大电路

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、中间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。

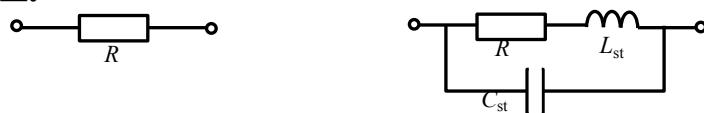


图 Section46-1 电阻器和电阻器的高频等效模型（含杂散）

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。

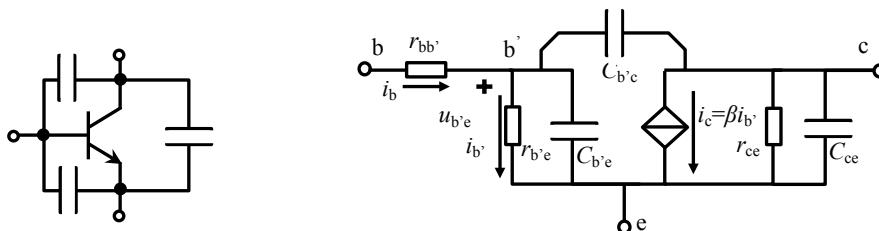


图 Section46-2 晶体管外部和内部的高频等效模型（含杂散）

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 Section46-3，一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。

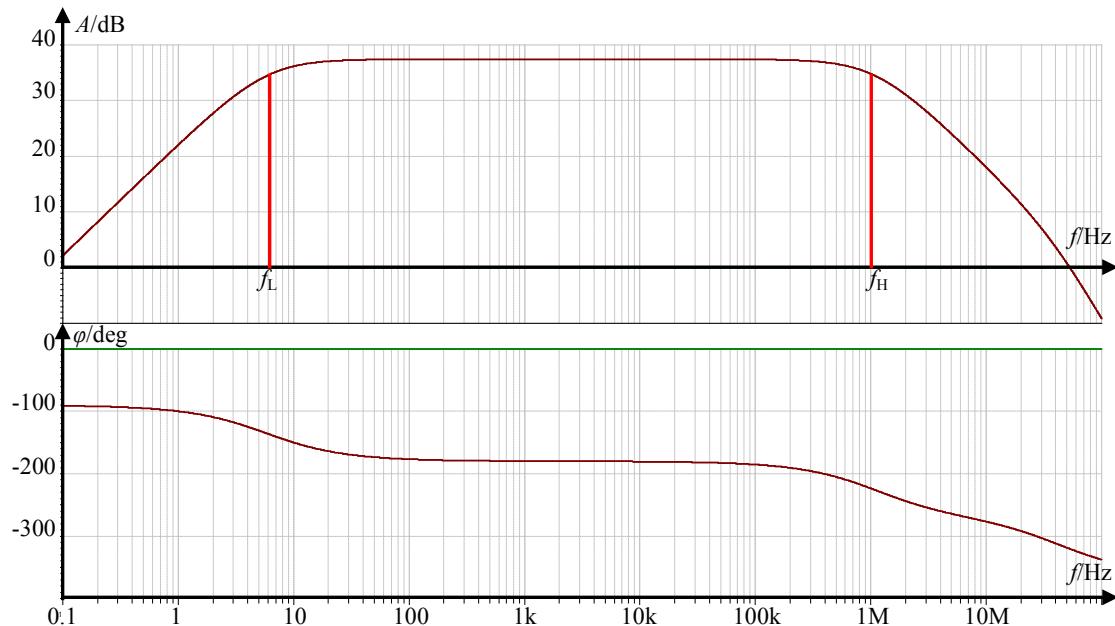


图 Section46-3 一个典型的放大电路幅频特性和相频特性

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 φ 也是平坦的，约为 -180° （因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。

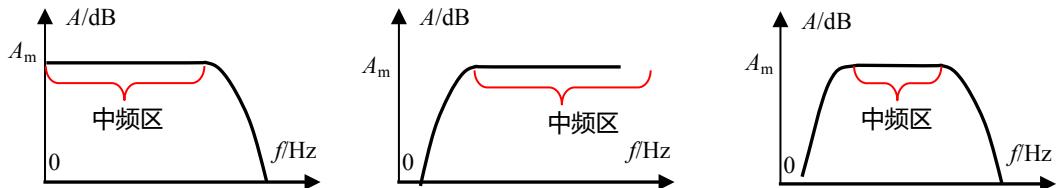


图 Section46-4 图解中频区

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：

$$|\dot{A}|_{f=f_H} = A_m \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707 A_m$$

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：

$$|\dot{A}|_{f=f_L} = A_m \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707 A_m$$

用 dB 表示，则有：

$$|\dot{A}|_{f=f_H} (\text{dB}) = 20 \times \log_{10}(A_m \frac{1}{\sqrt{2}}) (\text{dB}) = 20 \times \log_{10}(A_m) (\text{dB}) - 3.01 \text{dB}$$

即截止频率发生在比中频增益下降 3dB 处，如图 Section46-5 所示。

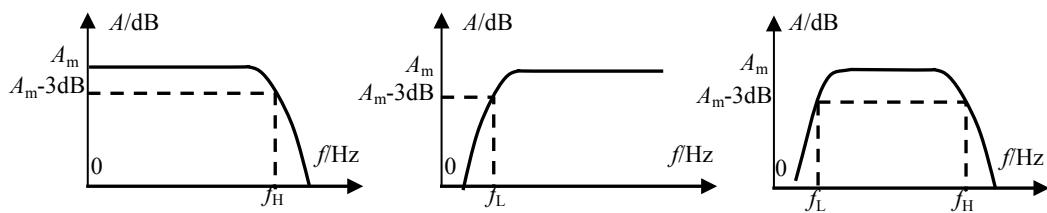


图 Section46-5 图解上限、下限截止频率

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。

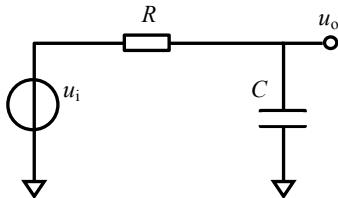


图 Section47-1 低通单元

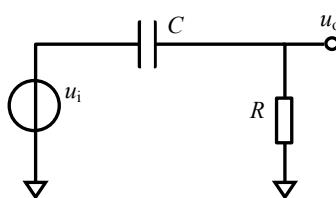


图 Section47-2 高通单元

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：

$$\dot{A}_u = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = |\dot{A}_u| e^{j\varphi}$$

[Section47-1]

增益 \dot{A}_u 是一个复数，其中 $|\dot{A}_u|$ 是增益的模， φ 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：

$$|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}, \varphi = -\arctan \frac{\omega}{\omega_0} = -\arctan \frac{f}{f_0}$$

[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° 。

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。

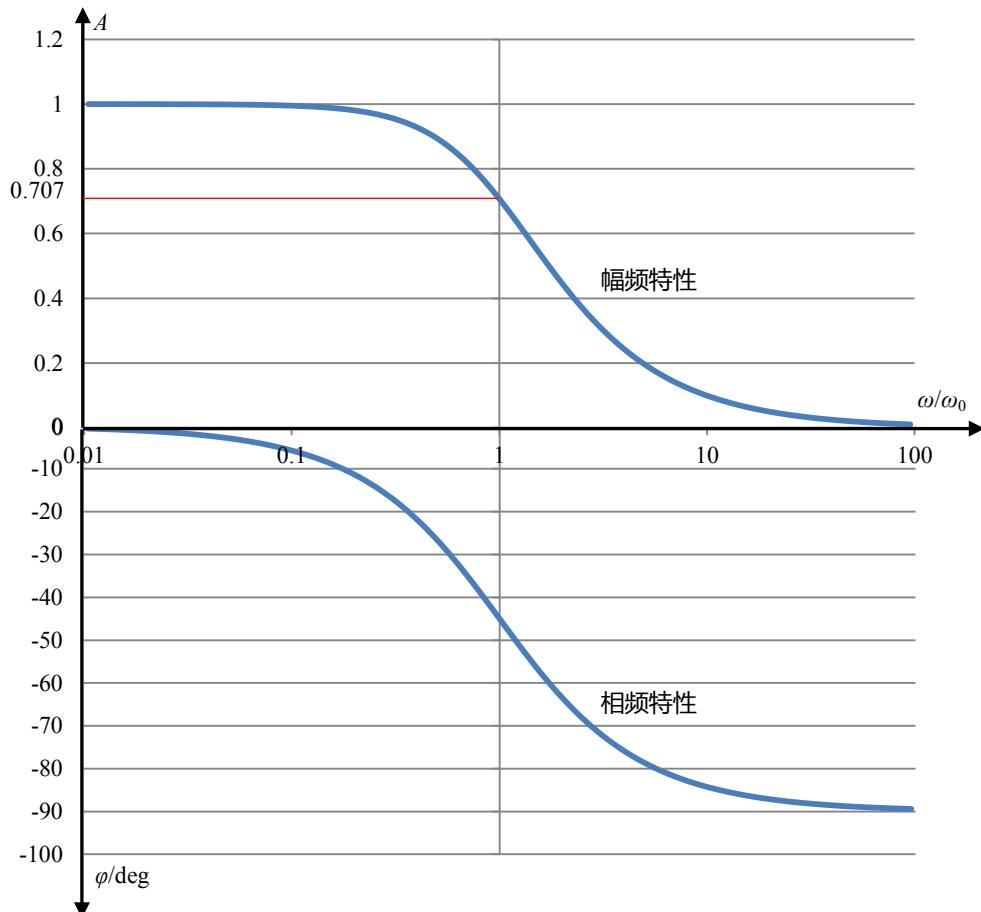


图 Section47-3 一阶 RC 低通单元的幅频特性和相频特性

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：

$$f_L = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section47-4)

其相移表达式为：

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right)$$

(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，其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C}$$

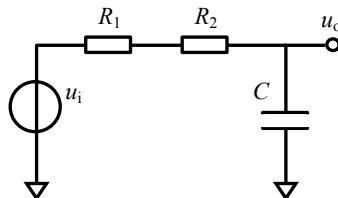


图 Section48-1 低通单元

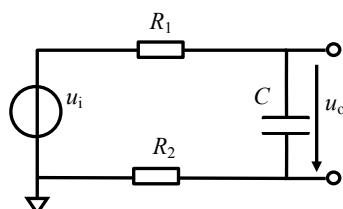


图 Section48-2 低通单元

图 Section48-3 和图 Section48-4 是低通电路，其上限截止频率为：

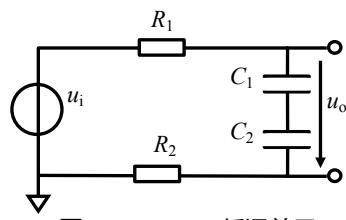


图 Section48-3 低通单元

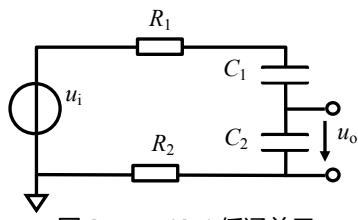


图 Section48-4 低通单元

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad R = R_1 + R_2$$

以图 Section48-4 为例，分析如下：

$$A_u = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2} = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{C}{C_2}}{1 + j\omega RC} = \frac{C}{C_2} \times \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

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，其上限截止频率为 $1/(2\pi RC)$ ，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：

$$\begin{aligned}
 A_u &= \frac{\frac{1}{j\omega C} // R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C} // R_2} = \frac{\frac{R_2}{j\omega C}}{R_1 + \frac{R_2}{j\omega C}} = \frac{R_2}{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 + j\omega R_1 R_2 C} \\
 &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C}
 \end{aligned}$$

可以看出，其：

$$\begin{aligned}
 A_m &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\
 f_H &= \frac{1}{2\pi \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C}
 \end{aligned}$$

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：

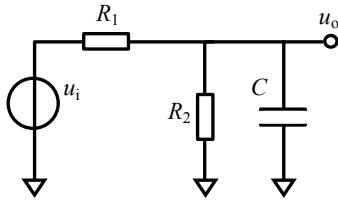


图 Section48-5 低通单元

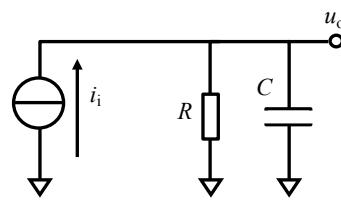


图 Section48-6 低通单元

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

推导过程为：

$$A_{ui} = \frac{u_o}{i_i} = R // \frac{1}{j\omega C} = \frac{\frac{R}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = R \times \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

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：

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}, C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

图 Section48-8 是高通电路，其下限截止频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}, R = R_1 + R_2, C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

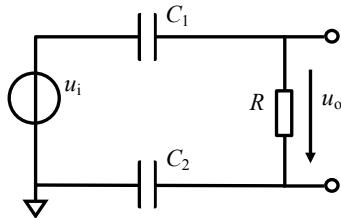


图 Section48-7 高通单元

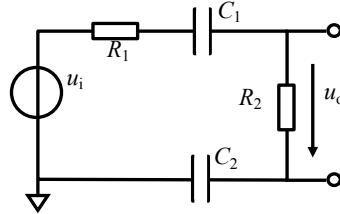


图 Section48-8 高通单元

图 Section48-9 是高通电路，其下限截止频率为：

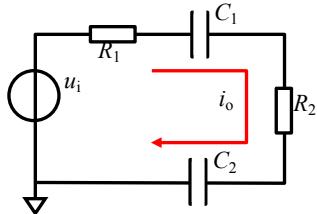


图 Section48-9 高通单元

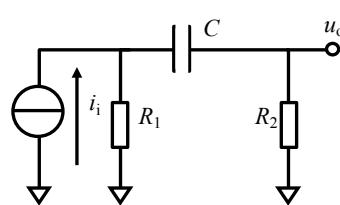


图 Section48-10 高通单元

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}, R = R_1 + R_2, C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

推导过程为：

$$\dot{A}_{iu} = \frac{i_o}{u_i} = \frac{1}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{R} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

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。

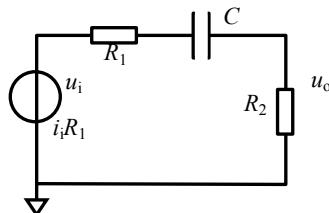


图 Section48-11 高通单元

也可以直接推导如下：

$$\dot{A}_{ui} = \frac{u_o}{i_i} = \frac{R_1}{R_1 + (\frac{1}{j\omega C} + R_2)} \times R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(R_1 + R_2)C}}$$

并联分流公式

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_∞ ，然后按照下述规则判断：

- 1) 如果 A_0 为有限值， $A_\infty=0$ ，则一定是低通， $A_m=A_0$ ；
- 2) 如果 A_∞ 为有限值， $A_0=0$ ，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。

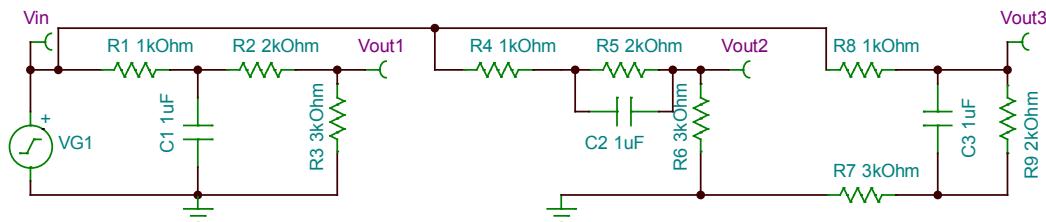


图 Section48-12 举例 1 电路

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：

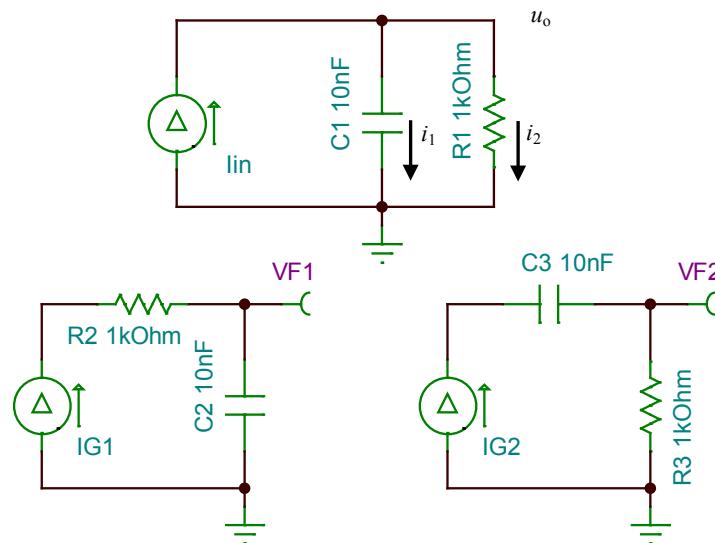
$$f_H = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 // (R_2 + R_3))} = 190.99\text{Hz}$$

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 。

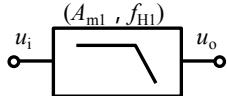


图 Section49-1 低通模块

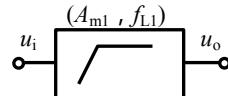


图 Section49-2 高通模块

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

$$f_{H0} \approx \min(f_{H1}, f_{H2}, f_{H3})$$

[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

$$f_{L0} \approx \max(f_{L1}, f_{L2}, f_{L3})$$

[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 $f_{H0} \approx \min(10, 1000, 2000) = 10\text{Hz}$ 。

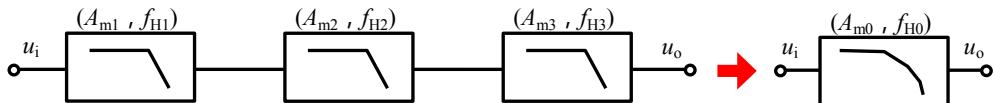


图 Section49-3 多个低通模块的串联

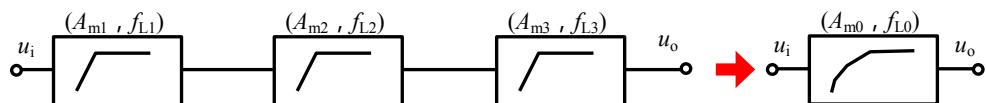


图 Section49-4 多个高通模块的串联

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。

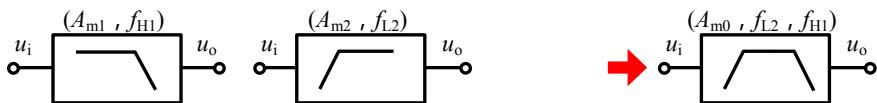


图 Section49-5 低通模块和高通模块的串联

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 。

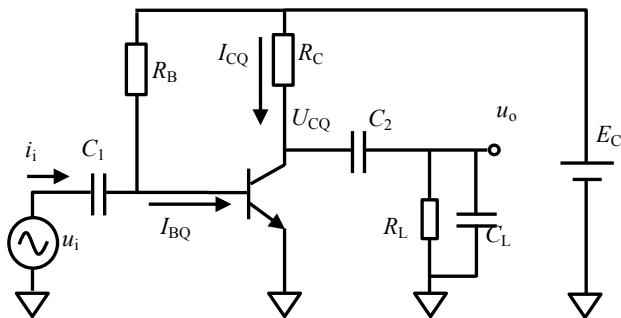


图 Section50-1 NPN 单管共射级放大电路

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容大得多，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 $10\mu F$ 隔直电容和 $1nF$ 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
$10\mu F$ 容抗	1592Ω	159.2Ω	15.92Ω	1.592Ω	$159.2m\Omega$	$15.92m\Omega$	$1.592m\Omega$
$1nF$ 容抗	$15.92M\Omega$	$1.592M\Omega$	$159.2k\Omega$	$15.92k\Omega$	$1.592k\Omega$	159.2Ω	15.92Ω

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 $20Hz \sim 20kHz$ ，一般会设计成下限截止频率为 $1Hz \sim 10Hz$ ，而上限截止频率一般为 $100kHz$ 左右。这样可以保证在 $20Hz \sim 20kHz$ 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 $10Hz$ 附近时，电路中的 C_1 和 C_2 表现出明显非 0 的容抗，约为 1592Ω ，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 $1nF$ 数量级）的容抗约为 $15.9M\Omega$ ，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 $100kHz$ 附近的上限截止频率时， C_L 的容抗约为 1592Ω ，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 0.159Ω ，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。

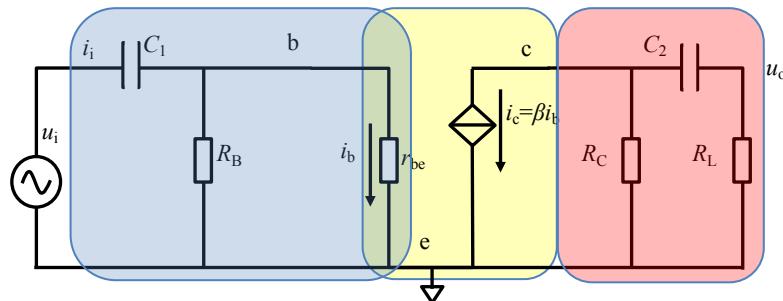


图 Section50-2 含电容的低频段动态等效电路

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。

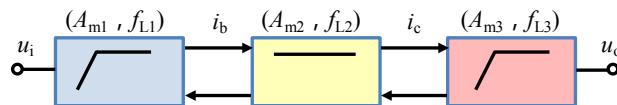


图 Section50-3 动态等效电路的分模块串联

$$\dot{A}_1 = \frac{\dot{i}_b}{\dot{u}_i}, \dot{A}_2 = \frac{\dot{i}_c}{\dot{i}_b}, \dot{A}_3 = \frac{\dot{u}_o}{\dot{i}_c}$$

$$\dot{A}_0 = \frac{\dot{u}_o}{u_i} = \frac{i_b}{u_i} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{\dot{u}_o}{i_c} = \dot{A}_1 \times \dot{A}_2 \times \dot{A}_3$$

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。

$$\dot{A}_1 = \frac{i_b}{u_i} = \frac{\frac{u_i}{R + \frac{1}{j\omega C_1}} \times \frac{1}{r_{be}}}{u_i} = \frac{1}{r_{be}} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R C_1}}$$

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 β ，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]~[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 ∞ 。

$$\dot{A}_2 = \frac{i_c}{i_b} = \beta$$

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。

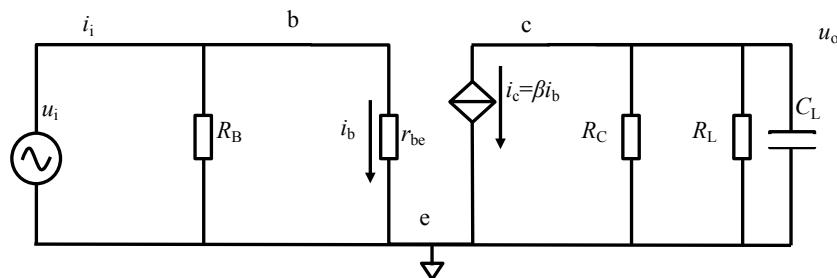


图 Section50-3a 含电容的高频段动态等效电路

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。

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B} = 56.5\mu A$$

$$U_{CEQ} = E_C - \beta I_{BQ} R_C = 6.35V，工作在放大区。$$

$$r_{be} = r_{bb} + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 470\Omega$$

2) 求解各级下限截止频率。

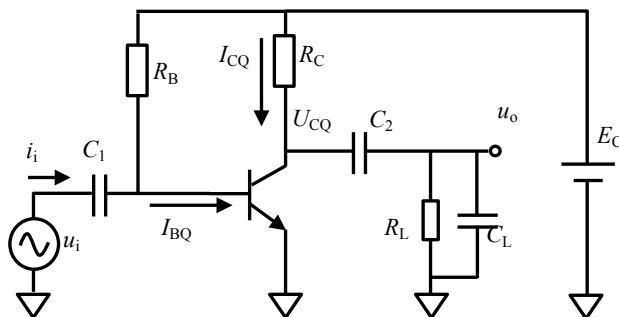


图 Section50-1 NPN 单管共射级放大电路

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_B//r_{be})C_1} = \frac{1}{6.28 \times (200k\Omega//470\Omega) \times 47 \times 10^{-6}F} = 7.20Hz$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi(R_C+R_L)C_2} = \frac{1}{6.28 \times (1k\Omega + 1k\Omega) \times 10 \times 10^{-6}F} = 7.96Hz$$

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 $\beta=100$, $r_{bb}=10\Omega$, $U_{BEQ}=0.7V$ 。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。

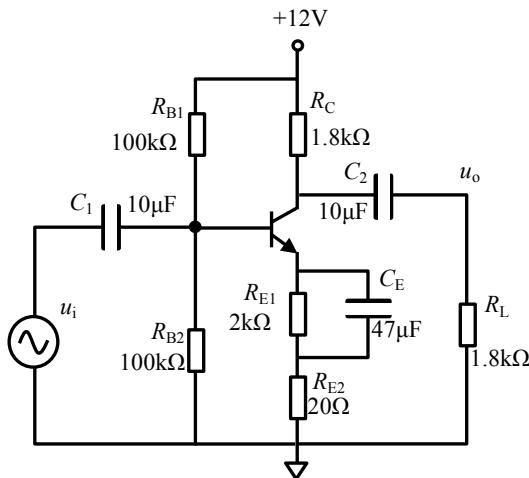


图 Section50-4 含静态稳定的共射极放大电路

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 1Ω ，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 3276Ω 的 1.414 倍时，分析就结束了。即：

$$|\dot{Z}| = \left| \frac{1}{j\omega C_1} + r_{be} + (1 + \beta)(R_{E2} + R_{E1}/\frac{1}{j\omega C_E}) \right| = \sqrt{2} \times 3276\Omega$$

可以解得，此时 $R_{E1}/\frac{1}{j\omega C_E} = 30.54\Omega$ ，注意此时，这个 30.54Ω 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。

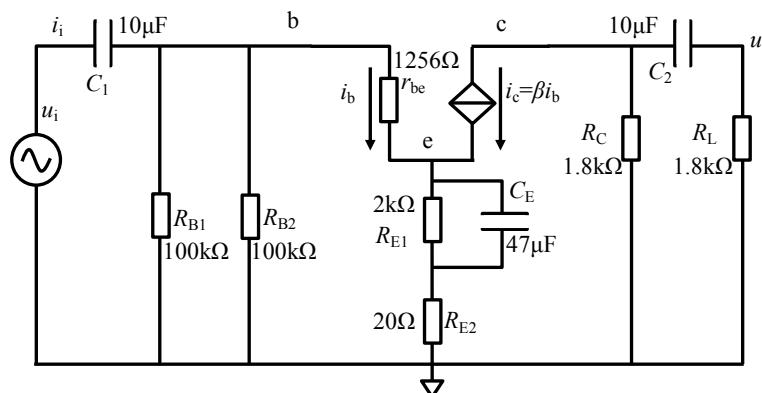


图 Section50-5 含电容的动态等效电路

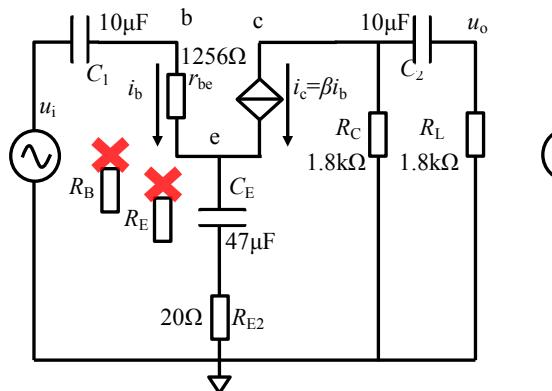


图 Section50-6 电路简化

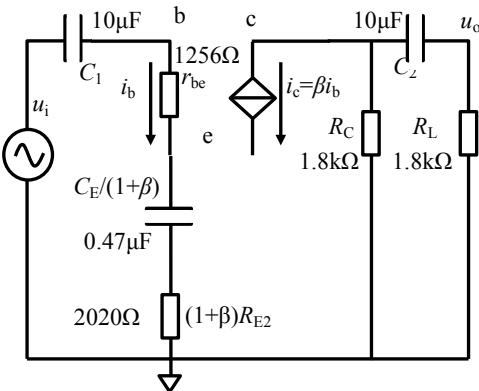


图 Section50-7 输入回路等效电路

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：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi RC} , R = r_{be} + (1 + \beta)R_{E2} = 3276\Omega , C = C_1/\frac{C_E}{1 + \beta} = 0.449\mu F$$

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi RC} = 108.27\text{Hz}$$

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。

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi RC} , R = R_C + R_L = 3.6k\Omega , C = C_2 = 10\mu F$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi RC} = 4.42\text{Hz}$$

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。

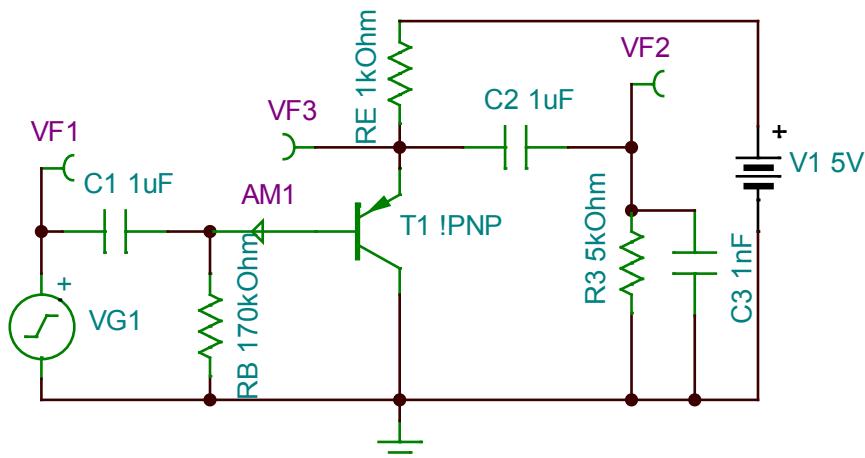


图 Section50-8 举例 3 电路

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。

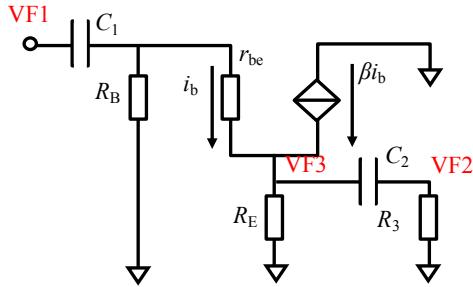


图 Section50-9 完整低频段动态等效图

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改画成两个串联部分，如图 Section50-10 所示。

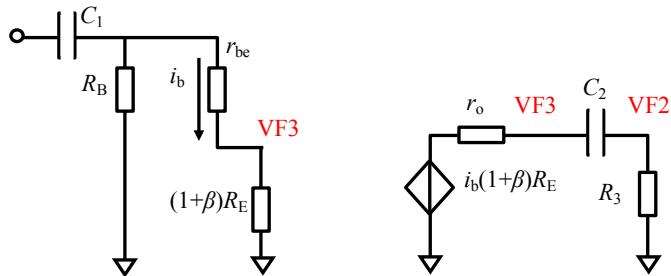


图 Section50-10 低频段简化分级动态等效图

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 $130k\Omega$ 。由于 C_2 容值等于 C_1 ，它的容抗也是 $130k\Omega$ 。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} ：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 \times (R_B//(r_{be} + (1 + \beta)R_E))} = \frac{1}{6.28 \times 10^{-6}F \times 131.17k\Omega} = 1.21\text{Hz}$$

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。

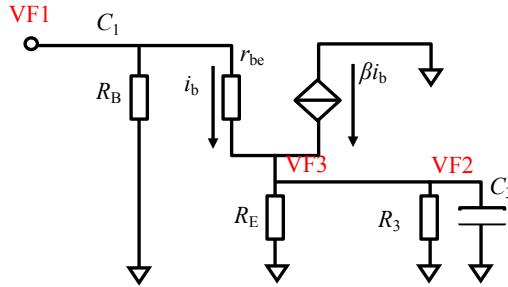


图 Section50-11 完整高频段动态等效图

根据此图，列出输出随频率变化的表达式为：

$$\begin{aligned} \hat{A}(j\omega) &= \frac{VF2}{VF1} = \frac{(1+\beta)(R_E//R_3//\frac{1}{j\omega C_3})}{r_{be} + (1+\beta)(R_E//R_3//\frac{1}{j\omega C_3})} = \frac{(1+\beta)R \frac{1}{1+j\omega RC_3}}{r_{be} + (1+\beta)R \frac{1}{1+j\omega RC_3}} \\ &= \frac{(1+\beta)R}{r_{be} + (1+\beta)R} \times \frac{\frac{1}{1+j\omega RC_3}}{\frac{r_{be} + (1+\beta)R \frac{1}{1+j\omega RC_3}}{r_{be} + (1+\beta)R}} \\ &= A_m \frac{1}{r_{be}(1+j\omega RC_3) + (1+\beta)R} = A_m \frac{1}{1 + \frac{j\omega R r_{be} C_3}{r_{be} + (1+\beta)R}} \\ &= A_m \frac{1}{1 + j\omega \frac{R r_{be}}{r_{be} + (1+\beta)R} C_3} = A_m \frac{1}{1 + j\omega \frac{R \times \frac{r_{be}}{1+\beta}}{\frac{r_{be}}{1+\beta} + R} C_3} \\ &= A_m \frac{1}{1 + j\omega (R // \frac{r_{be}}{1+\beta}) C_3} \end{aligned}$$

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：

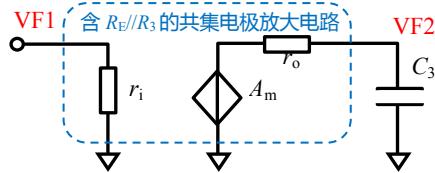


图 Section50-12 戴维宁等效图

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。

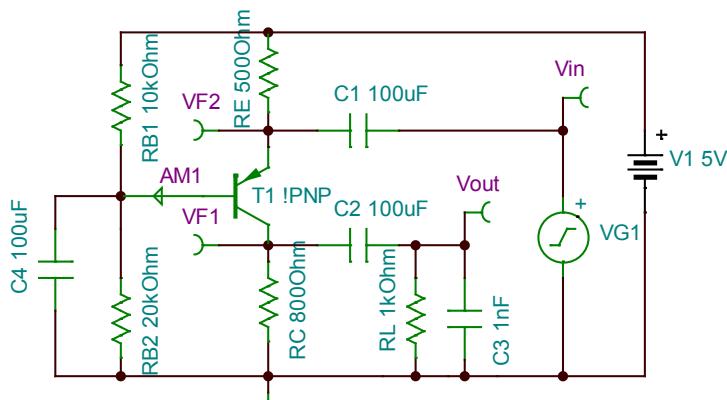


图 Section50-13 举例 4 电路

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：

$$A = \frac{\dot{V}_{out}}{V_{in}} = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{F2}} \times \frac{\dot{V}_{F2}}{i_b} \times \frac{i_b}{V_{in}} = A_3 \times A_2 \times A_1$$

其中 A_2 环节不存在电容，也就不存在截止频率。 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} ， 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 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 VF1 看进去，输入电阻约为 10Ω 数量级，因此 C_1 的容抗约为 10Ω 数量级时，为截止频率。此时， C_4 的容抗也是 10Ω 数量级，它与电阻 R_B 并联后仍为 10Ω 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：

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi \times r_i \times C_1}$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi \times (r_o + R_L) \times C_2}$$

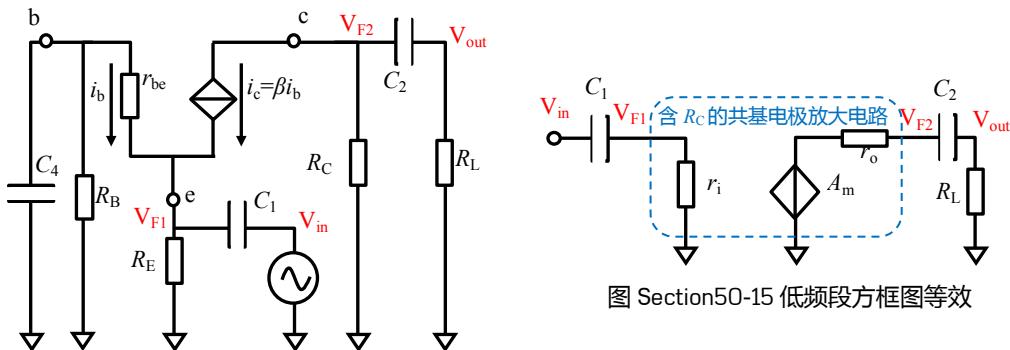


图 Section50-14 共基极低频段动态等效电路

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 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 ，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。

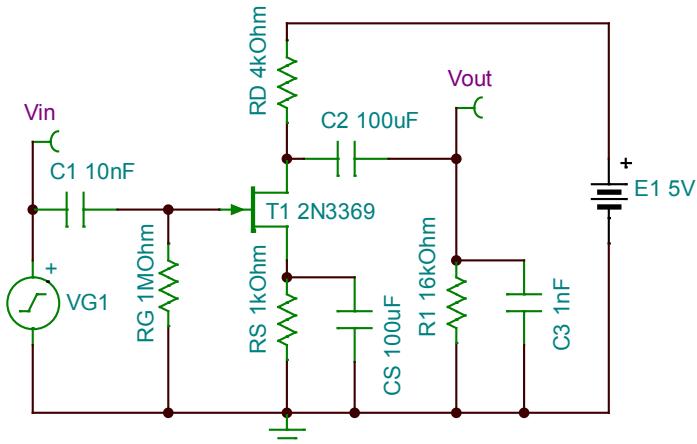


图 Section50-16 举例 5 电路

$$\begin{cases} U_{GSQ} = -I_{DQ} \times R_S \\ I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSOFF}}\right)^2 \end{cases}$$

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：

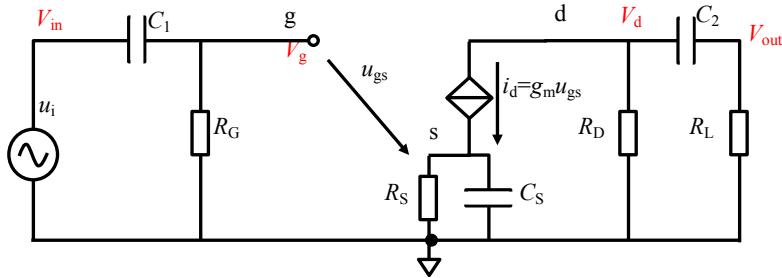


图 Section50-17 共源极低频段动态等效电路

$$\dot{A} = \frac{\dot{V}_{out}}{V_{in}} = \frac{\dot{V}_{out}}{i_d} \times \frac{i_d}{\dot{V}_g} \times \frac{\dot{V}_g}{V_{in}} = \dot{A}_3 \times \dot{A}_2 \times \dot{A}_1$$

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：

$$|\dot{A}_2|_{\omega=\omega_{L2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} |\dot{A}_2|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{g_m}{\sqrt{2}}$$

$$\left| \frac{1 + j\omega_{L2} R_S C_S}{1 + j\omega_{L2} R_S C_S + g_m R_S} \times g_m \right| = \frac{g_m}{\sqrt{2}}$$

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 τ_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，而估算为 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 $\beta=100$ ， $r_{bb}=40\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7V$ 。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。

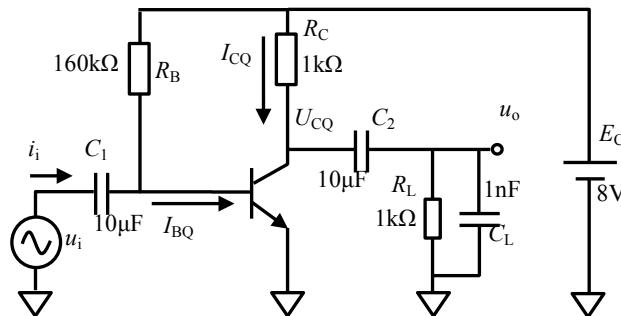


图 Section50-18 习题 1 电路

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。

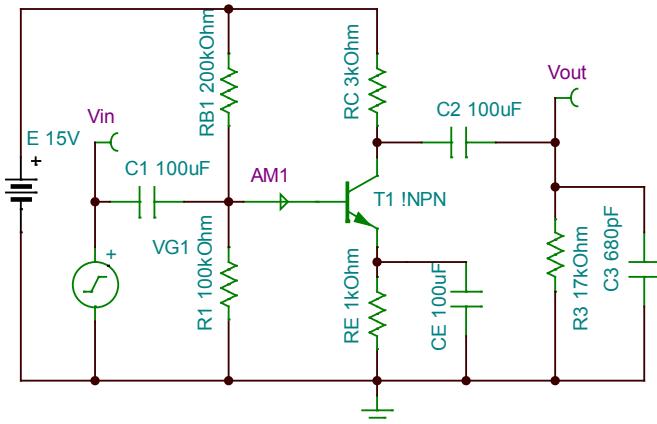


图 Section50-19 习题 2 电路

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。

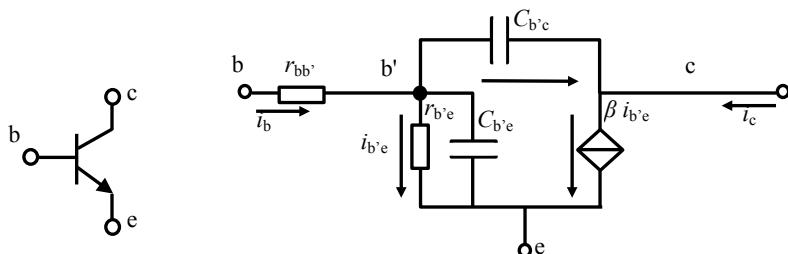


图 Section51-1 晶体管高频简化微变等效模型的一种形式

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。

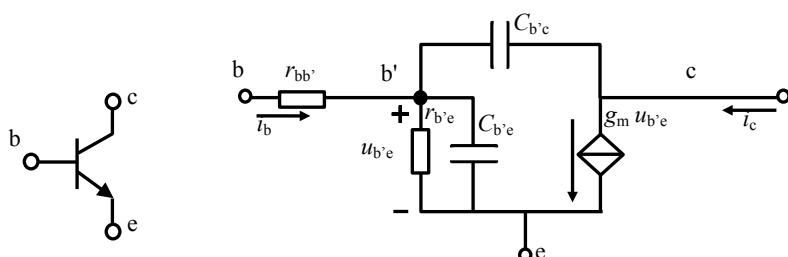


图 Section51-2 晶体管高频简化微变等效模型的通用形式

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。

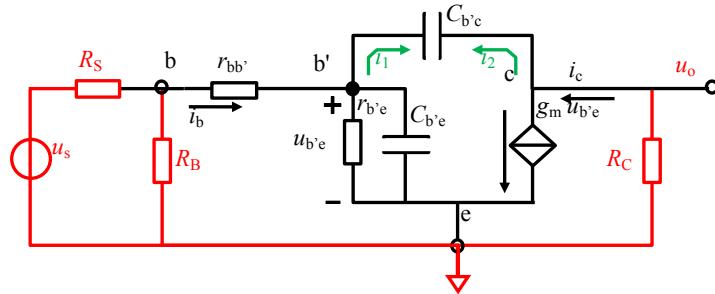


图 Section52-1 共射极放大电路高频动态等效电路

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。

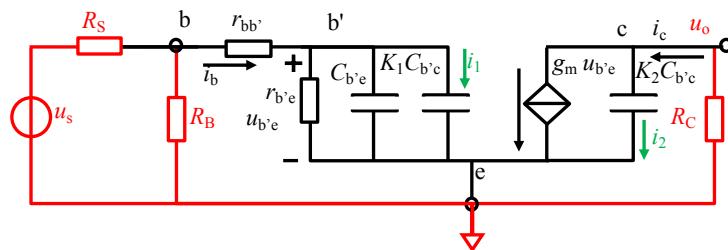


图 Section52-2 密勒等效后的动态电路

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：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R C}, R = (r_{bb'} + R_S) // r_{b'e}, C = K_1 C_{b'c} + C_{b'e} \approx -A_0 C_{b'c} \approx \frac{\beta R_C}{r_{be}} C_{b'c}$$

[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 10Ω 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：

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi R C}, R = R_C, C = K_2 C_{b'c} \approx C_{b'c}$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi C_{b'c}} \times \frac{1}{R_C}$$

[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 2000Ω 变为 20 ，测得中频增益为

785dB，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 β 、 $r_{bb'}$ 、 $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$ 。

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： $\beta = 206$ 。

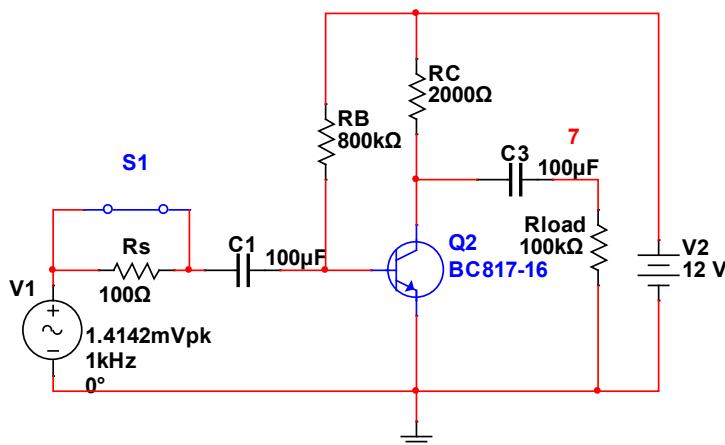


图 Section52-3 举例 1 电路

实验 2 中，当将 R_C 由 2000Ω 变为 20Ω 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 $K_1 C_{b'c}$ 对输入回路电容的影响很小，因此：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R C} = 753MHz, R = (r_{bb'} + R_S)//r_{b'e} \approx r_{bb'}, C = K_1 C_{b'c} + C_{b'e} \approx C_{b'e}$$

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：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R C} = 8.54MHz, R = (r_{bb'} + R_S)//r_{b'e} \approx R_S, C = K_1 C_{b'c} + C_{b'e} \approx C_{b'e}$$

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 0.68nF ，它和 R_C 、 R_{load} 是并联的，将起到决定上限截止频率的作用。

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_C//R_L)C_2} \approx \frac{1}{6.28 \times 1k\Omega \times 0.68 \times 10^{-9}\text{F}} = 234\text{kHz}$$

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 $1k\Omega$ ，还应包括并联晶体管的 r_{ce} 约为 $20k\Omega$ ，这导致电阻约为 943Ω ，对应的上限截止频率为 248kHz 。

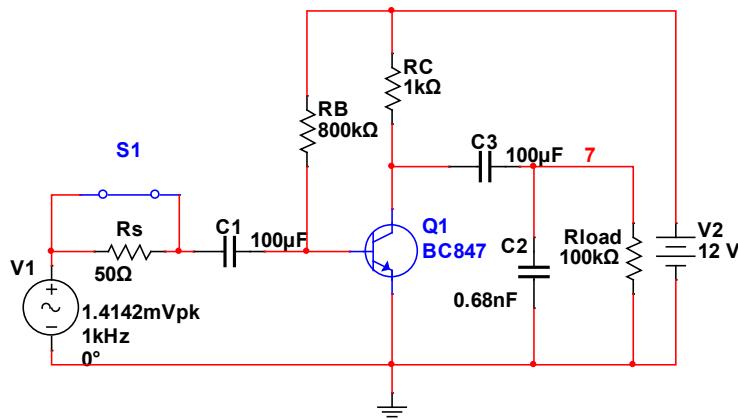


图 Section52-4 举例 2 电路

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

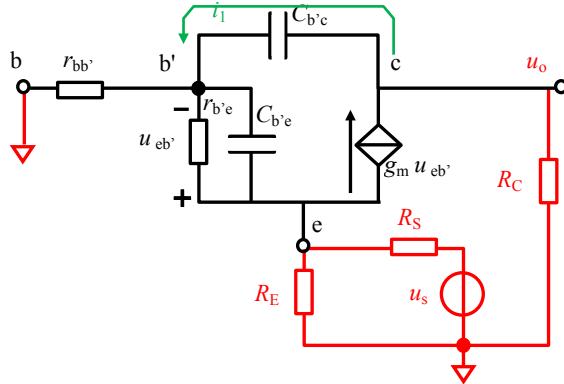


图 Section53-1 共基极放大电路动态等效电路

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，也不会在 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 β 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。

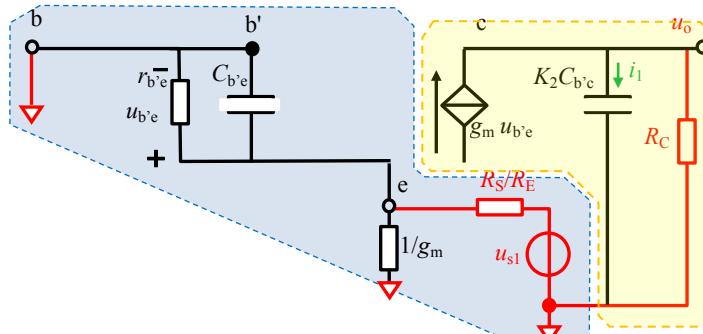


图 Section53-2 输入和输出独立回路等效电路

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：

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi R_C C_{b'c}}$$

[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：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}, R = (R_S + r_{bb'}) // ((1 + \beta)(R_E // R_L)), C = C_{b'c}$$

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。

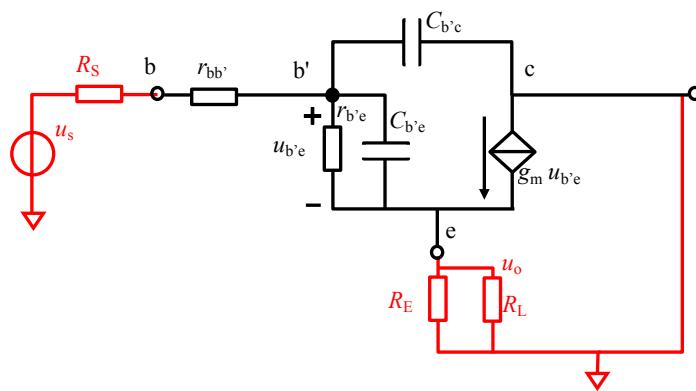


图 Section53-3 共集电极放大电路动态等效电路

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 $R_E=1k\Omega$ 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 30.2MHz ，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。

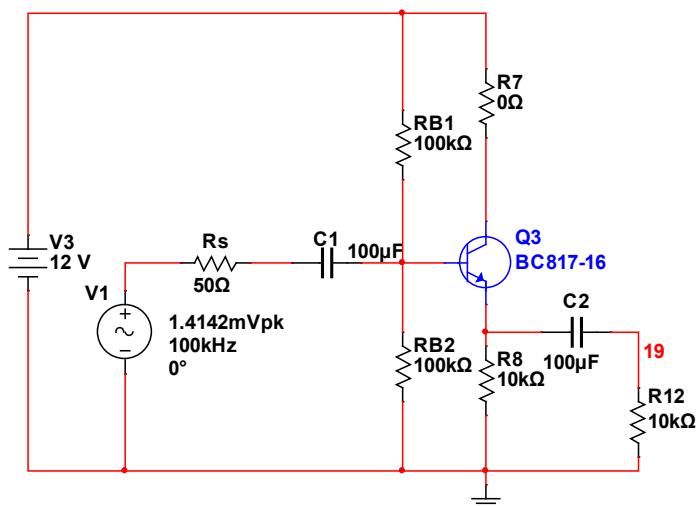


图 Section53-4 举例1 电路图

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。

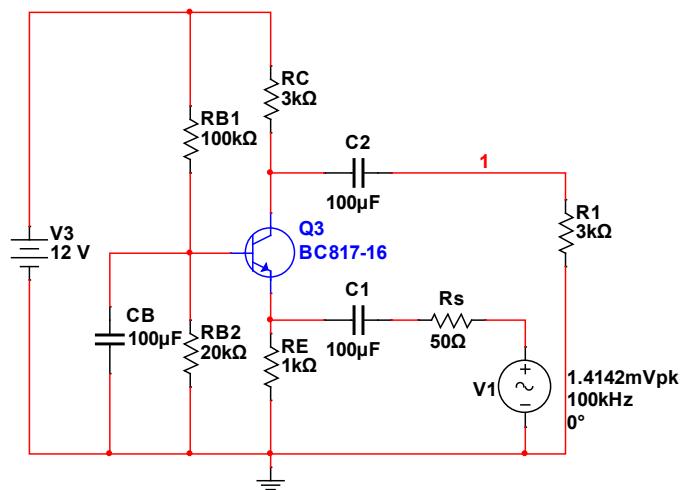


图 Section53-4 举例2 电路图

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：

$$E_B - 0.7V = I_{BQ}(R_B + (1 + \beta)R_E)$$

$$I_{BQ} = \frac{E_B - 0.7V}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{11.3V}{16.67 \text{k}\Omega + 201 \text{k}\Omega} = 51.9 \mu\text{A}$$

$$r_{b'e} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{26mV}{51.9\mu A} = 501\Omega$$

输入回路的上限截止频率：

$$R = R_S // R_E // \frac{r_{b'e}}{1 + \beta} \approx 2.38\Omega, C = C_{b'e} = 20pF$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.28 \times 2.38\Omega \times 20pF} = 3345MHz$$

输出回路的上限截止频率：

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C // R_1)C_{b'c}} = \frac{1}{6.28 \times 1.5k\Omega \times 4.16pF} = 25.5MHz$$

综合分析，取较小值， $f_H = 25.5MHz$ 。仿真结果为 $f_H = 23.9MHz$ ，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 β 会下降，当 $f=f_T$ 时， β 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_β 和 f_α

当输入信号频率越来越高时，晶体管的 β 会下降，当 $f=f_\beta$ 时， β 下降为低频时的 0.707 倍。当 β 下降会导致 $\alpha=\beta/(1+\beta)$ 也下降，当 $f=f_\alpha$ 时， α 下降为低频时的 0.707 倍。很显然， f_β 远小于 f_α 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， β 只给出了最小值，我们必须先确定它。根据电路，可以估算出：

$$I_{BQ} = \frac{12V - 0.7V}{800k\Omega} = 14.125\mu\text{A}, r_{b'e} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = 1840\Omega \approx r_{be}$$

$$|A_{um}| = \frac{\beta(R_C//R_L)}{r_{be}} = \frac{\beta \times 4k\Omega // 100k\Omega}{1840\Omega} = 143, \text{解得} \beta = 66$$

其次，根据数据手册知： $C_{b'e} \leq 2.2\text{pF}$ ，典型值为 1.6pF ，因此，可取 $C_{b'e} = 1.6\text{pF}$ 。

第三，根据数据手册知： $f_T = 500\text{MHz}$ ，据式[Section54-1]得：

$$C_{b'e} \approx \frac{\beta}{2\pi r_{b'e} f_T} - C_{b'e} = \frac{66}{6.28 \times 1840 \times 500 \times 10^6} - 1.6\text{pF} = 9.8\text{pF}$$

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

$$f_H \approx f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C//R_L)C_{b'e}} = \frac{1}{6.28 \times 4k\Omega \times 1.6\text{pF}} = 24.8\text{MHz}$$

仿真验证结果为 $f_H = 19.2\text{MHz}$ 。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 35Ω ，此即为 $r_{bb'}$ ，利用式[Section52-3]，可得到 $f_{H1} = 46.4\text{MHz}$ ，它只是 f_{H2} 的近似 2 倍，用[Section49-3]计算，取 $K=1.099$ ，则 $f_H = 19.9\text{MHz}$ ，基本吻合。但是，这属于幕后操作。)

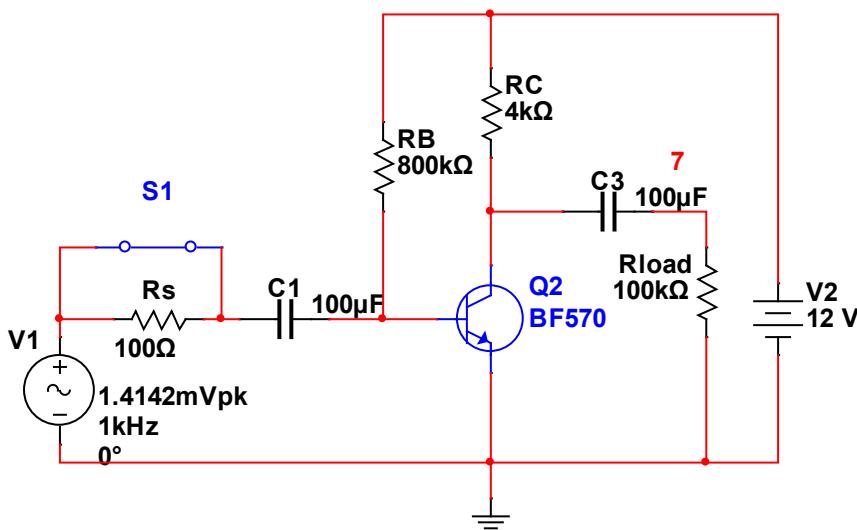


图 Section54-1 举例 1 电路图

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]

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R C}, R = (r_{bb'} + R_S) // r_{b'e} \approx 94.8\Omega$$

$$C = K_1 C_{b'e} + C_{b'e} = (1 + |A_{um}|) C_{b'e} + C_{b'e} = 144 \times 1.6\text{pF} + 9.8\text{pF} = 240.2\text{pF}$$

解得： $f_{H1} = 6.99\text{MHz}$ 。另据式[Section52-4]

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C//R_L)C_{b'e}} = \frac{1}{6.28 \times 4k\Omega \times 2\text{pF}} = 19.9\text{MHz}$$

综合分析，取较小值，则 $f_H \approx f_{H1} = 6.99\text{MHz}$ 。仿真验证结果为 $f_H = 6.8\text{MHz}$ 。