

# 电子技术基础

第2版

周筱龙 潘海燕 主编

电子工业出版社

## 内容简介

本教材共分五章和附录，其中第一、二章为模拟电子技术，主要内容可归纳为三个方面：其一是三种半导体器件（二极管、双极型三极管和运放）的结构、特性和有关参数内涵的介绍；其二是以分立元件实用功放案例为中心，介绍组成案例的各种晶体管单元电路的结构、工作过程和技术参数；其三是以带双电源的函数信号发生器案例为中心，介绍组成案例的各种单元电路，这些单元电路主要包括运放的线性应用电路、非线性应用电路和电源电路。

第三、四章为数字电子技术，主要内容也可分成三个方面：其一是介绍必须的基础知识，包括逻辑代数、门电路及其特性和参数，触发器和波形产生、整形等单元电路；其二是以数字钟案例为中心，介绍组合逻辑电路和时序逻辑电路及其应用；其三是以 A/D→SRAM→E<sup>2</sup>PROM→D/A 连用案例为主线，介绍最近被普遍采用的这些大规模集成电路芯片的功能和应用电路。

第五章为既包括模拟电子技术，也包括数字电子技术的两个综合案例：其一是以真实数控机床电机驱动器案例为中心，介绍组成案例的核心器件场效应晶体管(含普通型 VMOS 管)及其相关的单元电路；其二是以有线通话系统案例为中心，介绍系统组成框图、相关的集成电路和单元电路。

全书给出了包括案例附录在内的十多种综合性可供学生课外制作的实用电路，同时以案例的形式，介绍了 CPLD 器件的应用。

本书以案例为主线，在内容和体系上突显了高职教材的特色，强调了应用性、突出了针对性。是在高职教育经过了几年发展与实践后，对高职高专的办学定位、培养目标、生源的具体水平有了比较深刻认识的情况下，专门为高职高专电气自动化技术、应用电子技术、计算机应用技术、通信技术等专业编写的电子技术基础教材。本书也可作为成人高校的参选教材或作为本科院校电子技术实训的参考书。

## 前 言

本书是在《电子技术基础》第一版的基础上,根据电子工业出版社 2005 年 7 月在杭州召开的教材会议上提出的“淡化理论,加强技能,拓展广度,重在应用”的要求,修改、补充、拓展而成的。

第二版教材除补充了一些设计举例,拓展了接口电路、VMOS 管等基础知识外,根据“高职教学应以就业为导向,培养生产和管理一线技术性、技能性应用人才”的定位和目标,本教材在修订中,增加了三个综合性案例,其中数控机床驱动器案例是编者根据有针对性的教学需要,通过亲自解剖、分析了一台数控机床的控制电路,然后再仿照设计、安装、调试成功后编写的实训指导书的内容,具有实际应用性和当前数控机床控制技术的针对性。对于 PLD 器件,本教材采用了一个经调试成功的,用 CPLD 器件设计制作的数字频率计案例作为该内容的介绍,以突出应用性。

第二版由台州职业技术学院周筱龙担任主编,潘海燕担任副主编,范忠、张丽萍参加了编写,同时,苏天顺、王仁春、蒋友明、陈学军等老师帮助审阅并提出了很多宝贵的意见,在此深表感谢。

限于编者水平,缺点和错误难免,敬请读者批评指正。

编者

2006 年 1 月

## 前言(第1版)

本书是在高等职业教育经过几年发展和实践后,对高职高专的办学定位、培养目标、生源的具体水平有了比较深刻认识的情况下,专门为高职高专电子信息类专业编写的电子技术基础教材。

根据教育部的要求:关于高职高专教材,应以基础理论知识适度,技术应用能力强,以“应用”为主旨和特征来构建课程内容体系的精神以及淡化理论、够用为度、培养技能、重在应用的原则,结合多年从事高职教学的实践和体会,通过多个学校从事电子技术教学的老师共同讨论,确定了编写本教材的大纲和思路。同时在编写时,也采纳了由电子工业出版社专门聘请的专家组审核编写大纲时提出的意见。本教材分上下两篇,上篇为模拟电子技术,下篇为数字电子技术,每篇以两个课程案例为中心案例,所涉及的内容包含了电子技术的基本要求。在内容安排上,从应用的角度出发,先安排必须够用的基础知识,再介绍案例所涉及的各种单元电路,最后落实到所给出的案例教学中去。这样使分散的内容具有针对性,给出的案例突出了应用性和综合性。在教学模式上,应以案例为中心,采用边讲边做、讲讲做做的知识与实践交叉互动的教学模式,以激发学生的学习和实践的兴趣,增强学生既动手又动脑的主观能动性。

本教材的另一个特点是减少了单元性、验证性的练习,给出了较多的、经过调试或者结合生产和科研的实际需要,通过专门设计的具体实用的综合电路作为实验和实训内容,同时,为学生课外的科技活动提供了丰富的题材。

本教材由台州职业技术学院周筱龙担任主编,并编写了下篇数字电子技术和附录,广州铁路职业技术学院刘冬香、天津职业技术师范学院陈立云担任副主编,并分别编写了上篇模拟电子技术第1章和第2章。辽宁大学高职学院王力担任主审,台州职业技术学院潘海燕参加了编写工作,全书由周筱龙统稿,并请潘海燕、赵再军、王仁春、范忠等老师仔细审阅后定稿,同时还得到了孙桂花、苏天顺、楼勇等老师的帮助,在此一并深表感谢。

由于编写时间仓促,缺点和错误难免,望读者批评指正。

编 者  
2003年4月

# 目 录

## 上篇 模拟电子技术

### 绪 论

#### 第 1 章 用晶体管放大电路组成的实用功放案例及相关的基础知识

##### 1.1 半导体二极管

- 1.1.1 半导体二极管符号、特性、参数
- 1.1.2 二极管单向导电特性应用电路介绍
- 1.1.3 如何用万用表判别二极管的好坏和正负极
- 1.1.4 特殊二极管符号、名称、功能介绍
- 1.1.5 常用二极管型号参数选录

##### 1.2 双极型半导体三极管

- 1.2.1 三极管的结构、材料、极性和符号
- 1.2.2 三极管的三个电流及其控制关系
- 1.2.3 三极管的特性、三种工作状态、参数和检测
- 1.2.4 三极管的三种组态
- 1.2.5 基本共射电路的组成及工作过程分析
- 1.2.6 三极管放大电路的静态工作点
- 1.2.7 放大器性能参数及对放大器性能的影响
- 1.2.8 常用三极管单元电路介绍
- 1.2.9 多级电压放大器几种耦合方式
- \*1.2.10 图解分析法和微变等效电路法介绍
- 1.2.11 放大电路的调整和测试
- 1.2.12 案例所用三极管型号和主要参数

##### 1.3 电原理图和印制电路图

- 1.3.1 根据电原理图设计印制电路图（板）
- 1.3.2 根据印制电路图画电原理图

##### 1.4 实用功放案例

- 1.4.1 案例教学的目的、要求和教学方法
- 1.4.2 实用功放的电原理图和印制电路图
- 1.4.3 实用功放的安装、焊接与调试
- 1.4.4 实用功放电路所用元件名称和型号规格
- 1.4.5 案例思考题

### 本章小结

### 思考题和习题 1

#### 第 2 章 带电源的简易函数发生器案例及相关的基础知识

##### 2.1 运算放大电路

- 2.1.1 运算放大电路的组成
- 2.1.2 理想运放的技术参数
- 2.1.3 理想运放在线性应用时“虚断”和“虚短”的概念
- 2.1.4 用运放组成的比例运算电路
- 2.1.5 积分电路和微分电路

##### 2.2 放大电路中的负反馈

- 2.2.1 基本概念
- 2.2.2 负反馈四种基本组态及判断
- 2.2.3 负反馈对放大电路的影响
- 2.2.4 电压负反馈  $A_{ur}$  的近似计算及常用电压串联负反馈电路举例
- 2.3 波形产生电路
  - \*2.3.1 正弦波产生电路
  - 2.3.2 非正弦波产生电路
- 2.4 波形变换电路
  - 2.4.1 三角波变换成占空比可调的方波
  - 2.4.2 三角波—正弦波转换电路
- 2.5 电源电路
  - 2.5.1 变压、整流和滤波电路
  - 2.5.2 串联型稳压电源
  - 2.5.3 线性集成稳压器
  - 2.5.4 串联型稳压电源的特性和质量标准
- 2.6 带电源的简易函数发生器案例
  - 2.6.1 案例教学的目的、要求和教学方法
  - 2.6.2 案例电路的原理图和框图
  - 2.6.3 案例思考题
- 本章小结
- 思考题和习题 2

## 下篇 数字电子技术

### 绪 论

### 第 3 章 用标准集成电路组成的数字钟案例及相关的基础知识

- 3.1 逻辑代数基础
  - 3.1.1 数制和码制
  - 3.1.2 三种基本逻辑门及其表示
  - 3.1.3 由三种基本逻辑门导出的其它逻辑门及其表示
  - 3.1.4 同一逻辑关系的各种表示之间的相互转换
  - 3.1.5 逻辑代数的基本公式和基本定律
  - 3.1.6 逻辑函数的卡诺图化简
- 3.2 门电路
  - 3.2.1 以 TTL 与非门为例介绍 TTL 门电路的特性参数
  - 3.2.2 以 CMOS 非门为例介绍 CMOS 门电路的特性参数
  - 3.2.3 TTL 门电路和 CMOS 门电路特性参数差异比较
- 3.3 触发器
  - 3.3.1 基本 RS 触发器及应用
  - 3.3.2 五种功能同步触发器的逻辑符号、特性方程、真值表、CP 触发方式及表示
- 3.4 波形产生、整形和变换电路
  - 3.4.1 施密特触发器及应用
  - 3.4.2 多谐振荡器及应用
  - 3.4.3 单稳态触发器及应用
- 3.5 组合逻辑电路

- 3.5.1 组合逻辑电路的分析方法
- 3.5.2 组合逻辑电路的设计方法及设计组合逻辑电路举例
- 3.5.3 常用组合逻辑电路的名称、功能、逻辑图、管脚图介绍
- 3.5.4 组合逻辑电路的竞争与冒险及消除方法
- 3.5.5 四路数显抢答器电路的分析与设计
- 3.6 时序逻辑电路
  - 3.6.1 用  $T'$  触发器组成二分频电路和模  $2^n$  异步计数器
  - 3.6.2 用 T 触发器组成模  $2^n$  同步计数器
  - 3.6.3 常用集成计数器
  - 3.6.4 高进制计数器变成低进制计数器的方法
  - 3.6.5 寄存器
- 3.7 用标准集成电路组成的数字钟案例
  - 3.7.1 案例教学的目的、要求和教学方法
  - 3.7.2 数字钟的组成框图、电原理图
  - 3.7.3 案例思考题
- 本章小结
- 思考题和习题 3
- 第 4 章 用标准集成电路 A/D、RAM、E<sup>2</sup>PROM、D/A 组成的录音、存储、放音案例及相关基础知识
  - 4.1 半导体存储器
    - 4.1.1 固定只读存储器(ROM)
    - 4.1.2 可编程只读存储器(PROM)
    - 4.1.3 用紫外线照射擦除的可编程只读存储器(EPROM)
    - 4.1.4 用电压信号擦除的可编程只读存储器(E<sup>2</sup>PROM)
    - 4.1.5 随机存储器(RAM)
  - 4.2 数模转换器(D/A 或 DAC)
    - 4.2.1 单极性输出 D/A 转换器
    - 4.2.2 D/A 转换器的双极性输出
    - 4.2.3 D/A 应用电路举例
  - 4.3 模数转换器(A/D 或 ADC)
    - 4.3.1 采样与保持、量化与编码的概念
    - 4.3.2 采样保持电路
    - 4.3.3 用逐次逼近 A/D 的框图说明 A/D 的工作过程和有关参数的物理意义
    - 4.3.4 ADC574 系列芯片在应用时外部接线举例
  - 4.4 A/D→RAM→E<sup>2</sup>PROM→D/A 连用的案例
    - 4.4.1 采用本案例教学的目的、要求和教学方法
    - 4.4.2 各部分连用案例
  - \*4.5 其它常用接口集成电路介绍
    - 4.5.1 集成缓冲器
    - 4.5.2 集成锁存器
    - 4.5.3 集成移位寄存器
  - 本章小结
  - 思考题和习题 4
- 第五章 模拟、数字综合应用案例

- 5.1 场效应晶体管
  - 5.1.1 普通场效应晶体管
  - 5.1.2 VMOS 场效应晶体管
  - 5.1.3 数控机床驱动器案例
- 5.2 用普通电话机组成内部通话系统案例
  - 5.2.1 8870 和 5087 集成电路介绍
  - 5.2.2 通话系统的工作原理
  - 5.2.3 通话系统各部分具体电路介绍

本章小结

习题和思考题 5

## 附录 A

- 1. 热释电红外探测电路
- 2. 无线电调频接收机
- 3. 红外遥控烘手机电路
- 4. 四位数字频率计及相关集成电路介绍
- 5.  $3\frac{1}{2}$  位双积分型数字电压表及相关集成电路

## 附录 B 用 CPLD 器件设计数字频率计

- 1. 概述
- 2. 四位数字频率计原理框图和外围电路
- 3. CPLD 器件内部电路的设计
- 4. 完成四位数字频率计设计

参考文献



# 上篇 模拟电子技术

## 绪 论

模拟电子技术是介绍以模拟信号为输入信号的相关电路及应用。主要包括：有关半导体器件的特性、功能和技术参数的内涵，以半导体器件为核心的各种模拟单元电路的组成、工作过程分析及应用。

学习模拟电子技术应当熟练掌握相关半导体器件的特性、功能和技术参数的内涵，要记住几十种模拟单元电路的名称、组成和功能，并学会把单元电路组成综合电路的方法。

模拟电子技术是一门实践性很强的技术课程，因此加强实践环节是教好、学好模拟电子技术的关键，要减少单元性、验证性实验，应以案例为实训内容，让学生独立完成一个实用的电子产品从安装到调试成功的全过程，来激发学生的学习兴趣，增强自信心，提高课程教学效果。

# 第 1 章 用晶体管放大电路组成的实用功放案例及相关的基 础知识

## 内容提要

本章介绍分立元件电路必须用到的各种半导体二极管和双极型半导体三极管的特性参数的内涵；介绍由二极管和三极管组成的常用单元电路的名称、组成、特点、功能及工作过程分析；介绍由各种单元电路组成实用性、综合性电路的案例；给出电子产品制作过程中的安装、焊接、调试的相关知识和实用技术，为学生入门实训提供实用性、综合性的内容、方法和技术支撑。

## 1.1 半导体二极管

半导体二极管是由一个 PN 结封装制成的器件，二极管按所用材料的不同分硅管和锗管；按结构分为点接触型、面接触型和平面型三类。点接触型二极管因结面积小，不能通过较大电流，但结电容小，适宜在高频下工作，常用于高频检波、变频，有时也用作小电流整流，常用的型号有 2AP1…2AP7；面接触型因结面积较大，允许通过较大的电流和具有较大的功率容量，适用于作整流器件，而结电容较大，一般适用于在较低的频率下工作，常用的型号有 2CP33 等；平面型二极管采用光刻、扩散的工艺制成，常用于数字电路。

### 1.1.1 半导体二极管符号、特性、参数

#### 1. 二极管的符号

二极管是由 PN 结加相应的电极和管壳封装制成的，如图 1.1(a) 所示，P 区的引出线称二极管的正极，N 区的引出线称二极管的负极。虽然二极管在材料和制造工艺上各不相同，但在电路图中均可用图 1.1(b) 的电气符号来表示，图中  $I_D$  的箭头表示二极管导通时的电流方向。



图 1.1 二极管的结构和符号

#### 2. 二极管的伏安特性

二极管的伏安特性是指二极管两端的电压和流过二极管的电流的关系曲线，它是二极管应用的理论根据。二极管的伏安特性可用逐点描法或用专用的晶体管特性图示仪直接测得。图 1.2 所示为二极管的伏安特性曲线。现对该曲线进行分段说明。

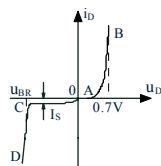


图 1.2 二极管的伏安特性

(1) 正向特性。OA 段：常称“死区”，表示由于起始部分正向电压较小，正向电流也非常小，几乎为零，OA 段的电压称死区电压或门槛电压  $U_T$ ，其大小随管子的材料和温度的不同而改变，一般取硅管为  $0.5V$ ，锗管为  $0.1V$ 。

AB 段：称为正向导通区，表示外加电压越过死区电压后，随着电压增大，正向电流急速增大，二极管正常导通后管子两端的正向压降很小，且几乎不随电流而改变，一般取硅管为  $0.7V$ ，锗管为  $0.3V$ 。

(2) 反向特性。OC 段：称为反向截止区，表示反向电压增加时，反向电流  $I_S$  很小且几乎不变，小功率硅管  $I_S$  小于  $1\mu A$ ，锗管  $I_S$  为几微安到几十微安，通常都可忽略，但  $I_S$  受温度影响大，实验证明，温度每升高  $10^\circ C$  时， $I_S$  将增大一倍。

CD 段：称为反向击穿区，表示反向电压增大到超过某一值时，反向电流急剧增大，这一现象称为反向击穿，反向击穿时所加的电压叫反向击穿电压，记为  $U_{BR}$ ，反向击穿电流过大会使普通二极管烧坏，称为击穿短路。

### 3. 二极管的主要参数

电子器件的参数是其特性的定量描述，也是实际工作中根据要求选用器件的主要依据。二极管的主要参数有以下几个：

(1) 最大整流电流  $I_F$ 。指二极管长期安全应用时，允许通过管子的最大正向平均电流。 $I_F$  的数值是由二极管允许的温升所限定的。使用时，管子的平均电流不得超过此值，否则，二极管 PN 结将可能因过热而损坏。

(2) 最大反向工作电压  $U_R$ 。指工作时加在二极管两端的反向电压不得超过此值，为了留有余地，手册上查到的  $U_R$  通常取反向击穿电压  $U_{BR}$  的一半。

(3) 反向电流  $I_S$ 。指在室温条件下，二极管两端加上规定的反向电压时，流过管子的反向电流值。 $I_S$  越小，管子的单向导电性越好。值得注意的是， $I_S$  受环境温度的影响大，在使用二极管时，要注意温度的影响。

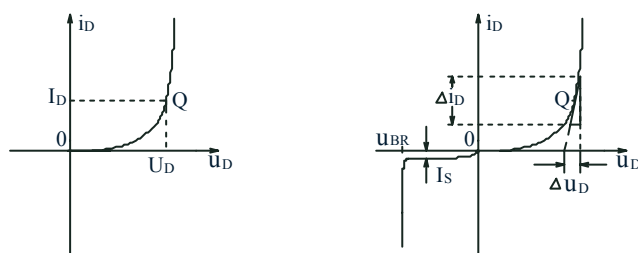
(4) 最高工作频率  $f_{DM}$ 。指二极管在工作时可达到的最高的工作频率，是因为二极管结电容  $C_J$  对交流电流有旁路作用。例如，用于检波的二极管，其结电容小，则  $f_{DM}$  较高；而用于整流的二极管，结电容较大， $f_{DM}$  较低。

(5) 直流电阻  $R_D$  和交流电阻  $r_D$ ：

① 直流电阻  $R_D$ 。指二极管两端所加的电压  $U_D$  与流过管子的直流电流  $I_D$  之比值，用式子表示，即

$$R_D = \frac{U_D}{I_D}$$

二极管两端所加正向电压  $U_D$  和流过的直流电流  $I_D$ ，在二极管的伏安特性曲线上找到相应的一点 Q，该点称为静态工作点。在图 1.3(a) 中， $R_D$  实际上是原点 O 与 Q 点连线的斜率的倒数，从图中可以看出，Q 点位置越高，斜率越大，直流电阻越小，二极管的正向直流电阻随着  $I_D$  的增大而减小。而由于二极管的反向电流很小，所以反向电阻很大。一般二极管的正向直流电阻约几十欧到几千欧之间，反向直流电阻约为几十千欧到几百千欧。因此，二极管的直流电阻具有非线性的特性，所以在用万用表测二极管正向直流电阻时，不同的欧姆挡测得的正向直流阻值是不同的。



(a) 二极管直流电阻

(b) 二极管交流电阻

图 1.3 二极管的直流电阻和交流电阻

②交流电阻  $r_D$ 。二极管在工作点  $Q$  附近的电压微小变化量与相应的电流的微小变化量之比值，用式子表示为

$$r_D = \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D}$$

由于正向电压与正向电流不是线性的关系，不同的工作点具有不同的交流电阻。求  $Q$  点的交流电阻时，先在图 1.3(b) 中通过  $Q$  点对特性曲线做切线，交流电阻是该切线斜率的倒数。

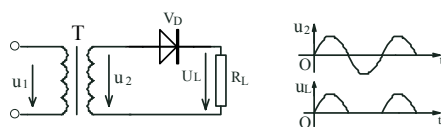
可以看出，在工作点  $Q$  处，二极管的直流电阻大而交流电阻小。

### 1.1.2 二极管单向导电特性应用电路介绍

#### 1. 半波整流和桥式整流电路

电子设备所需的直流电源，除少数情况用化学电池外，大部分都是由交流电网经整流、滤波、稳压后得到的。整流，就是通过二极管的单向导电性的作用，把交流电变成直流电的过程，单相整流电路分半波整流电路和桥式整流电路。

(1)半波整流电路。图 1.4(a)所示为纯电阻负载的半波整流电路，由交流变压器  $T$ ，整流二极管  $V_D$  和负载电阻  $R_L$  组成。其中  $u_1$  表示电网电压， $u_2$  表示变压器次级边电压。设  $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$ ，由于二极管的单向导电性的作用，当电源电压为正半周时，二极管承受正向的电压而导通，有电流流过负载，负载上得到一个上正下负的电压，当忽略二极管上的电压降时，负载上的电压  $u_L$  等于电源变压器次级边的电压  $u_2$ ；当电源电压为负半周时，二极管承受反向电压而截止，没有电流流过负载，此时，负载上的电压  $u_L = 0$ 。整流波形如图 1.4(b)所示。由图 1.4 可以看出，一个周期内负载上只有半个电压波形输出，方向是单方向的，大小却是变化的，称脉动直流电压，它的大小常用一个周期内的平均值来表示。



(a) 半波整流电路

(b) 半波整流输入输出的电压波形

图 1.4 半波整流

(2)桥式整流电路。图 1.5(a)所示为桥式整流电路，设电源变压器的次级边电压  $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$ ，四只二极管接成电桥的形式，当电源为正半周时， $V_{D1}$ 、 $V_{D3}$  承受正向电压而导通， $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  承受反向电压而截止，导电通路为  $a \rightarrow V_{D1} \rightarrow R_L \rightarrow V_{D3} \rightarrow b$ ，负载上流过电流  $i_{VD1,3}$ ；当电源为负半周时， $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  承受正向电压而导通， $V_{D1}$ 、 $V_{D3}$  承受反向电压而截止，导电回路为  $b \rightarrow V_{D2} \rightarrow R_L \rightarrow V_{D4} \rightarrow a$ ，负载上流过电流  $i_{VD2,4}$ ，即一个周期内负载上都有电流流过，且方向一致， $u_L$  为双半周波形。如图 1.5(b)所示。

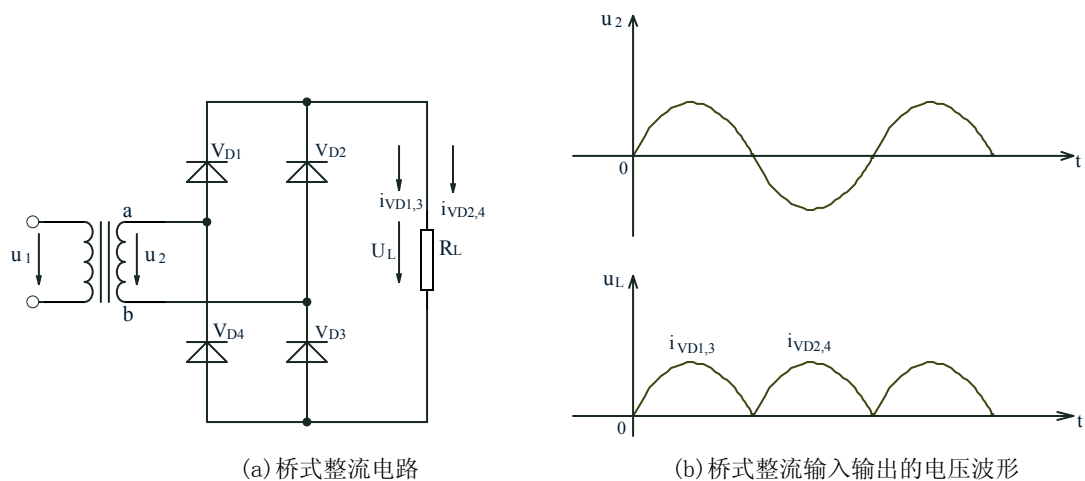


图 1.5 桥式整流

## 2. 二极管限幅电路

二极管限幅电路及输入输出电压波形如图 1.6(a) 和 (b) 所示。

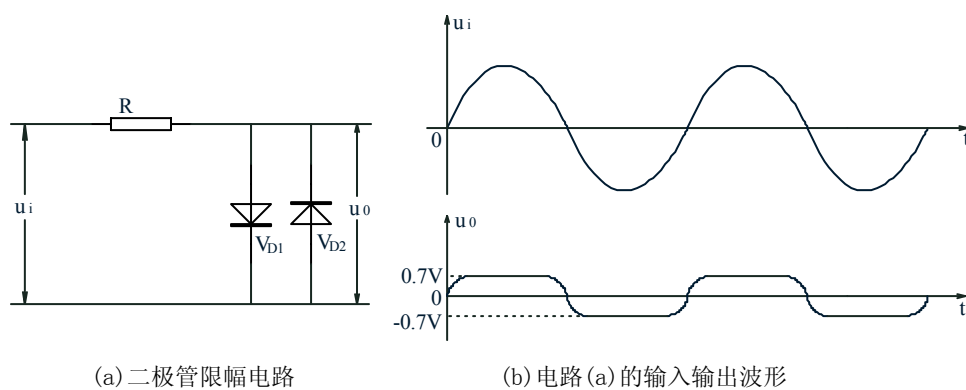


图 1.6 二极管限幅电路

## 3. 二极管钳位电路

二极管钳位电路及输入输出电压波形如图 1.7(a) 和 (b) 所示。

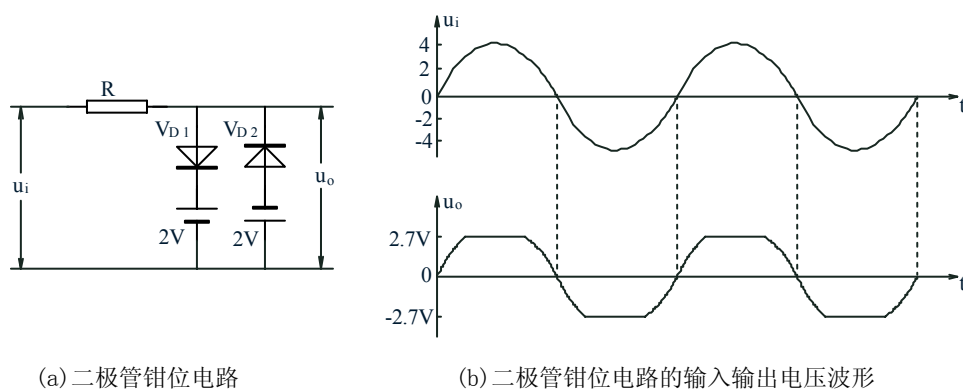
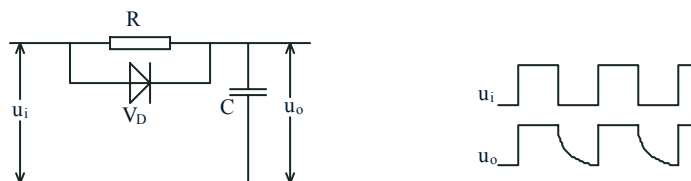


图 1.7 二极管钳位电路

## 4. 利用二极管改变 RC 充放电时间的电路

(1) 利用二极管减少 RC 电路充电时间常数的电路及输入输出电压波形如图 1.8(a) 和 (b) 所示。

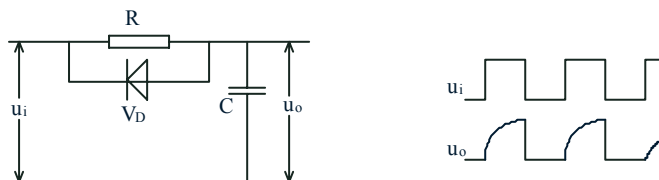


(a) 利用二极管减少充电时间的电路

(b) 图(a)所示电路的输入输出电压波形

图 1.8 利用二极管减少 RC 充电时间的电路及输入输出电压波形

(2)利用二极管减少 RC 电路放电时间的电路及输入输出电压波形如图 1.9(a)和(b)所示。



(a) 利用二极管减少放电时间的电路

(b) 图(a)的输入输出电压波形

图 1.9 利用二极管减少 RC 放电时间的电路及输入输出电压波形

### 1.1.3 如何用万用表判别二极管的好坏和正负极

根据二极管的单向导电性可知，二极管的正向电阻小，反向电阻大。利用这一点，可以用万用表的电阻挡大致测量出二极管的好坏和正负极。

#### 1. 判别二极管的极性

用万用表测量二极管的极性时，如图 1.10 所示，把万用表的开关置于  $R \times 1K$  或  $\times 100$  挡(注意调零)，各测二极管的正、反向电阻一次，若测得阻值小的一次，黑表笔(接内电池的正极)所接的一极为二极管的正极，反之，测得阻值大的一次，红表笔(接内电池负极)所接的一极为二极管的正极。

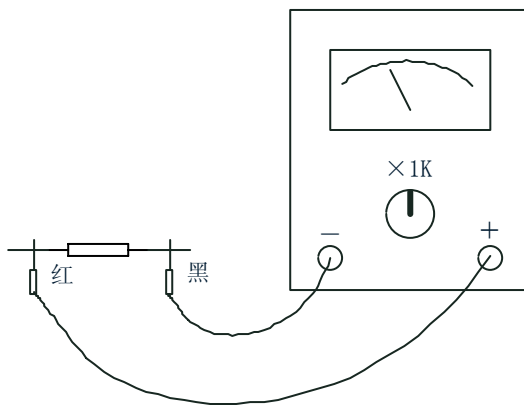


图 1.10 二极管极性的判别

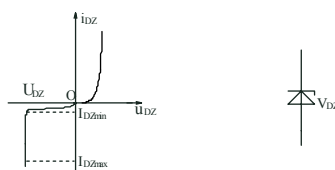
#### 2. 判别二极管性能的好坏

在判别二极管的极性时，若测得正反向的阻值相差越大，表示二极管的单向导电性越好，一般二极管的正向电阻约几千欧，反向电阻约几百千欧。若测得二极管的正、反向电阻阻值相近，表示二极管已坏。若测得二极管正、反向阻值很小或为零，表示管子已被击穿，两电极已短路。若测得正、反向阻值都很大，则表明管子内部已断路，不能再使用。

### 1.1.4 特殊二极管符号、名称、功能介绍

## 1. 稳压管

稳压管是用特殊工艺制成的特殊二极管，它工作于反向击穿区，具有稳压的功能。它的伏安特性曲线和电气符号如图 1.11 所示。



(a) 稳压管的伏安特性曲线 (b) 稳压管的电气符号  
图 1.11 稳压管的伏安特性曲线和电气符号

从特性曲线看，稳压管与普通二极管极其相似，只是稳压管的反向击穿特性曲线更陡，当二极管反向击穿后，流过管子的电流在很大的范围内变化时，管子两端的电压基本不变，起到稳压作用。

稳压管的主要参数如下：

(1) 稳定电压  $U_{DZ}$ 。即反向击穿电压。由于制造上的原因，同一型号、同一批管子， $U_{DZ}$  值并不完全一样，有一定的离散性，而且与温度和工作电流有关，所以不是一个固定值。手册上查到的是一个范围，例如 2CW13 的  $U_{DZ}$ ，其范围为 5~6.5V。选用时应以实际测量结果为准。

(2) 稳定电流  $I_{DZ}$ 。稳压管正常工作时的电流值，其范围在  $I_{DZmin} \sim I_{DZmax}$  之间， $I_{DZ}$  较小时，稳压效果不佳，内阻较大； $I_{DZ}$  过大时，管子功耗也将增大，超过管子允许值，管子将不够安全。

(3) 耗散功率  $P_M$ 。管子所允许的最大功耗  $P_M = I_{DZmax} U_{DZ}$ 。管子功耗超过最大允许功耗时，管子将产生热击穿而损坏。

(4) 动态电阻  $r_{DZ}$ 。衡量管子稳压性能好坏的重要参数。 $r_{DZ} = \frac{\Delta u_{DZ}}{\Delta i_{DZ}}$ 。 $r_{DZ}$  越小，反映管子

在击穿段曲线越陡峭，电压越稳定；反之， $r_{DZ}$  越大，管子稳压性能越差。

(5) 稳定电压的温度系数  $K$ 。指稳压管的特性受温度的影响，即温度变化  $1^\circ\text{C}$  所引起的稳定电压的相对变化量， $K = \frac{\Delta U_{DZ}}{U_{DZ}} / \Delta T$  ( $\%/^\circ\text{C}$ )。 $U_{DZ} < 6\text{V}$  的稳压管为负温度系数， $U_{DZ} > 6\text{V}$  的稳压管为正温度系数。而稳定电压在 6V 左右的管子，其温度系数最小。在使用中，为提高稳定电压的温度稳定性，常将正温度系数的管子和负温度系数的管子串联使用，使其温度系数得到补偿。

稳压管的应用电路如图 1.12 所示。

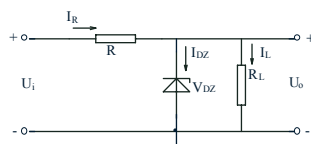


图 1.12 稳压管的应用电路

图 1.12 为并联型稳压电路，稳压管  $V_{DZ}$  与负载  $R_L$  并联， $R$  为限流电阻，该电阻使稳压管的电流工作在  $I_{DZmin} \sim I_{DZmax}$  的范围内，同时起到调整电压的作用。

## 2. 发光二极管

发光二极管的发光机理是电致发光，即通过电场或电流激发固体发光材料并使之发光辐射的现象，是电能直接转换成光能的过程。

发光二极管的符号和伏安特性曲线如图 1.13 所示。其伏安特性与普通二极管十分相似，

只是开启电压和正向特性的上升速率略有不同。发光二极管的开启电压取决于制作材料，例如 GaAsP 红色 LED 约为 1.7 伏，而 GaP 绿色 LED 则约为 2.3 伏。发光材料不同，其波长也不同，发出的光的颜色也不同。表 1.1 列出几种常见的发光二极管的主要参数。

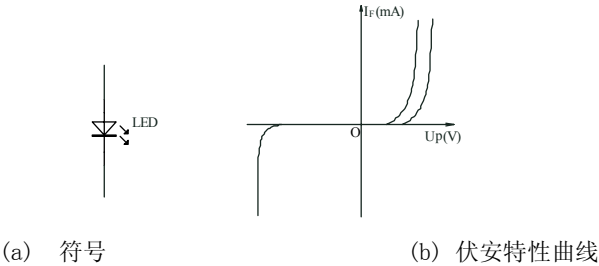


图 1.13 发光二极管  
表 1.1 几种常见的发光二极管的主要参数

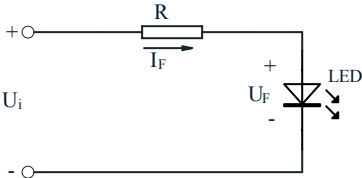
颜色	波长 (nm)	基本材料	正向电压 (V)	光强 (mcd)	光功率 (μ W)
红外	900	GaAs	1.3~1.5		100~500
红	655	GaAsP	1.6~1.8	0.4~1	1~2
鲜红	635	GaAsP	2.0~2.2	2~4	5~10
黄	583	GaAsP	2.0~2.2	1~3	3~8
绿	565	GaP	2.2~2.4	0.5~3	1.5~8

要使发光二极管发光，就必须对其施加一定的驱动电流，发光二极管是一种电流控制的器件，只要流过发光二极管的正向电流在所规定的范围之内，它就可正常发光。

基本的直流驱动电路如图 1.14 所示，LED 的工作电流由电源和限流电阻 R 来供给，因而必须合理选择  $U_i$  和 R，使 LED 工作在额定的工作电流下。一般地，若  $U_i$  一定，则限流电阻可以根据下式来确定：

$$R = \frac{U_i - U_F}{I_F}$$

或中， $U_F$  为额定工作电流下 LED 的正向压降， $I_F$  为 LED 实际所须的正向工作电流(可从手册中查到)。



1.14 基本的直流驱动电路

发光二极管常用于状态指示或高电平指示，也用于数码管和点阵显示，如数字钟、电子称、证券、交通指示等。详细的情况将在数字电路中介绍。

### 3. 光敏二极管

光敏二极管是将光信号转变为电信号的器件。它的工作原理是基于半导体中的光生伏特效应。光敏二极管在受到光照时，若有外接电路连接在光敏二极管的两端，便有光电流流过此外接电路，即使没有外加偏压，二极管自身也会产生一个光生电动势，这种光电效应称为光生伏特效应。光敏二极管在反向电压下工作，当不受光照时，其反向电阻很大，通过它的电流很小。当受到光的照射时，反向电流显著增加，该电流称光电流，它的大小与光照的强度及波长有关。光敏二极管有光伏和光导两种模式。光伏模式不加偏压，而光导模式则要加



反向偏压。图 1.15 为光敏二极管的符号和工作情况简单示意图。

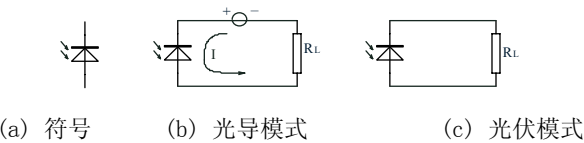


图 1.15 光电二极管的符号和工作情况简单示意图

光敏二极管主要用于自动控制、触发器、光电耦合器等电路中，作为光电转换器件。

### 1.1.5 常用二极管型号参数选录

点接触型二极管、面接触型二极管和硅稳压二极管的主要参数分别如表 1.2、表 1.3 和表 1.4 所示。

表 1.2 点接触型二极管的主要参数

参数		最大整流电流 (mA)	最高反向电压 (V)	反向击穿电压 (V)	正向电流 (mA)	反向电流 ( $\mu$ A)	最高工作频率 (MHz)	极间电容 (pF)
型号	2AP1	16	20	$\geq 40$ ( $I_S=400\mu$ A)	$\geq 2.5$	$\leq 250$ ( $U_R=10V$ )	150	$\leq 1$
	2AP9	5	15	$\geq 20$	$\geq 8$	$\leq 200$ ( $U_R=10V$ )	100	$\leq 0.5$ ( $U_R=6V$ )
	2AP16	$\leq 20$	$\leq 50$		$\geq 30$	$\leq 250$ ( $U_R=50V$ )	40	$\leq 1$
	2AP30C		15	20	2 ( $U_F\leq 1V$ )	$\leq 100$		$\leq 1$

注：括号内的数据是测试条件。

表 1.3 面接触型硅二极管的主要参数

参数		最大整流电流 (mA)	最高反向电压 (V)	最高反向工作电压下的反向电流 ( $\mu$ A)	正向电流 (mA)	最大整流电流下的正向压降 (V)	最高工作频率 (kHz)
型号	2CP10	5~10	25	$\leq 5(T=100^{\circ}C)$		$\leq 1.5$	50
	2CP16	5~10	300	$\leq 5(T=100^{\circ}C)$		$\leq 1.5$	50
	2CP22	300	200	$\leq 250$		$\leq 1.2$	3
	2CP44	100	200	$\leq 5(20\pm 5^{\circ}C)$	$\leq 100$	$\leq 1$	50
	2CZ12C	3000	200	$\leq 1$ mA		$\leq 0.8$	3

注：括号内的数据是测试条件。

表 1.4 硅稳压二极管的主要参数

参数		稳定电压 (V)	稳定电流 (mA)	动态电阻 ( $\Omega$ )	电压温度系数 (%/°C)	极限参数	
						耗散功率 (mW)	最大稳定电流 (mA)
型号	2CW1	7~8.5	5	$\leq 6$	$\leq 0.07$	280	33
	2CW2	8~9.5	5	$\leq 10$	$\leq 0.08$	280	29
	2CW3	9~10.5	5	$\leq 12$	$\leq 0.09$	280	26
	2CW11	3.2~4.5	10	$\leq 70$	-0.05~+0.03	250	55
	2CW12	4~5.5	10	$\leq 50$	-0.04~+0.04	250	45
	2CW13	5~6.5	10	$\leq 30$	-0.03~+0.05	250	38
	2DW7A	5.8~6.6	10	$\leq 25$	0.005	200	30

	2DW7B	5.8~6.6	10	$\leq 15$	0.005	200	30
--	-------	---------	----	-----------	-------	-----	----

## 1.2 双极型半导体三极管

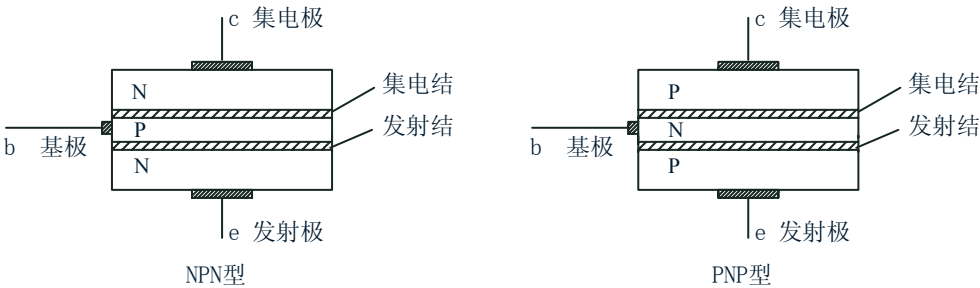
三极管半导体是一种具有放大作用的半导体器件，分双极型晶体管和场效应管两大类。双极型晶体管由两种极性的载流子参与导电，故称双极型晶体管；而场效应管只由一种极性的载流子参与导电，故场效应晶体管又称单极型晶体管。本节主要讨论双极型晶体管的结构、特性及应用电路。（以下介绍的三极管均指双极型半导体三极管，即双极型晶体管。）

### 1.2.1 三极管的结构、材料、极性和符号

三极管是由两个 PN 结三层半导体组成的器件。三层半导体可以排成两种不同的组合，如图 1.16(a) 所示。三层半导体分别称发射区、基区和集电区，从各区引出的电极则称发射极(e)、基极(b)和集电极(c)，发射区与基区之间的 PN 结称发射结；基区和集电区之间的 PN 结则称集电结。

三极管的电气符号如图 1.16(b) 所示，带箭头的电极表示发射极，箭头的方向表示发射极电流的实际方向。

三极管的种类很多。根据材料可分为锗三极管、硅三极管；根据 PN 结类型可分为 PNP 和 NPN 型三极管；根据频率可分为高频管和低频管；根据功率可分为大功率管和小功率管等。



(a) 三极管结构示意图



(b) 三极管的电气符号

图 1.16 三极管的结构、符号

### 1.2.2 三极管的三个电流及其控制关系

三极管的基本功能是放大作用。要使三极管具有放大作用，必须满足其外部条件，即发射结加正向电压(一般小于 1V)，集电结加反向电压(一般为几伏至几十伏)。

在上述条件下，三极管的三个电极电流如图 1.17 所示，并具有如下关系：

$$(1) I_E = I_C + I_B$$

$$(2) I_C \text{ 比 } I_B \text{ 大得多, } \frac{I_C}{I_B} = \beta, \text{ 其值近似为常数, 称为三极管电流放大系数。}$$

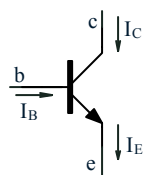


图 1.17 三极管内部电流分配关系

### 1.2.3 三极管的特性、三种工作状态、参数和检测

三极管的特性曲线是指三极管的输入特性和输出特性。输入特性是指  $U_{CE}$  一定时，输入电压  $U_{BE}$  和输入电流  $I_B$  的关系；输出特性是指  $I_B$  一定时， $U_{CE}$  和  $I_C$  的关系。输入特性和输出特性可以通过实测得到，图 1.18 是 NPN 管输入特性和输出特性的实测电路。

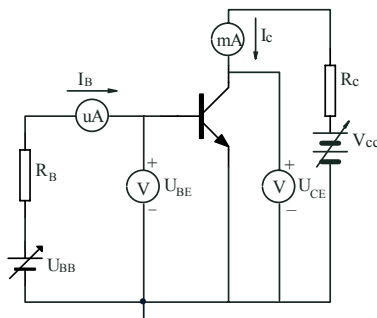


图 1.18 三极管输入、输出特性的测试电路

#### 1. 输入特性

输入特性曲线是指  $U_{CE}$  为一定值时，加在三极管的基极和发射极之间的电压  $U_{BE}$  与它所产生的基极电流  $I_B$  之间的关系，用函数表达式表示为

$$I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{CE}=\text{常数}}$$

用输入特性曲线表示如图 1.19 所示。其中  $U_{CE}=0$  的曲线完全和二极管的伏安特性的正向特性一致； $U_{CE}>1V$  的曲线是三极管工作在放大状态时的输入特性曲线，因为三极管工作在放大状态时， $U_{CE}>1V$  的条件一定是满足的。

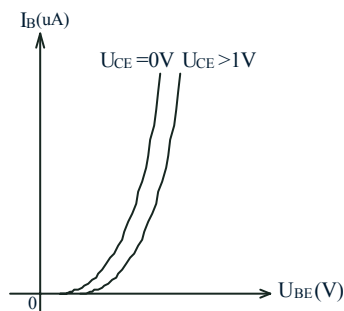


图 1.19 三极管的输入特性曲线

#### 2. 输出特性

输出特性曲线是指基极电流  $I_B$  为一定值时，输出回路中集电极和发射极之间的电压  $U_{CE}$  与集电极电流  $I_C$  的关系，用函数关系式可表示为

$$I_C = f(U_{CE})|_{I_B=\text{常数}}$$

用输出特性曲线表示如图 1.20 所示。对输出特性曲线的分析如下：

- (1) 当  $U_{CE}=0V$  时,  $I_C \approx 0V$ , 曲线过坐标原点。
- (2)  $I_B=0$  时, 在外加电压  $U_{CE}$  下,  $I_C=I_{CE0} \approx 0$  ( $I_{CE0}$  称为三极管的穿透电流)。
- (3) 若  $I_B$  为某固定值时, 在  $U_{CE}$  较小的时候, 随着  $U_{CE}$  的增大, 使  $I_C$  迅速增大, 即图中特性曲线的起始上升部分。当  $U_{CE}$  继续增大,  $I_C$  不能继续增大而趋于平缓, 即图中特性曲线的平坦部分。在这一区域,  $U_{CE}$  的变化很大而  $I_C$  的变化很小, 呈现一种动态电阻很大的恒流特性。此时,  $I_C = \beta I_B$ ,  $I_C$  几乎和  $U_{CE}$  无关。

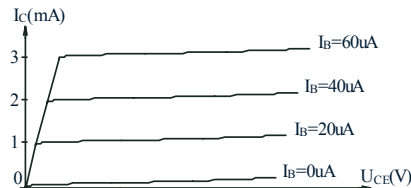


图 1.20 三极管的输出特性曲线

- (4) 当调整  $I_B$  为不同的值时, 可得到一族曲线, 如图 1.20 所示, 当  $U_{CE} > 1V$  以后, 随着  $I_B$  的增大,  $I_C$  也跟着增大, 体现了  $I_B$  对  $I_C$  的控制作用, 因此, 三极管属于电流控制的电流源。
- 除按图 1.18 逐点测量描绘出输入特性曲线和输出特性曲线的方法外, 通常, 输入特性曲线和输出特性曲线也可以在专用的特性图示仪上测出。

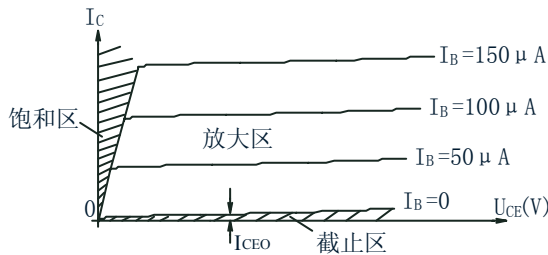


图 1.21 三极管的三种工作状态

### 3. 三极管的三种工作状态

由三极管的输出特性曲线可以看出三极管工作时可分成三个工作区, 如图 1.21 所示, 中间线性的区域称放大区。该区域  $U_{CE}$  逐渐增加,  $I_C$  变化很小, 特性曲线近似水平, 在此区域  $I_C \approx \beta I_B$ 。

而由  $I_B=0$  与横轴所围成的小区域, 称截止区。图中  $I_B=0$  时,  $I_C=I_{CE0}$ ,  $I_{CE0}$  为管子的穿透电流, 一般较小, 但在高温下, 对于锗管该值较大。

在特性曲线的起始部分,  $U_{CE} \leq U_{BE}$  (饱和压降),  $I_C$  随  $U_{CE}$  的变化上升很快, 因此, 在该区域,  $I_C \neq \beta I_B$ ,  $I_B$  对  $I_C$  失去控制作用, 此区域称饱和区。

三极管的三种工作状态是指三极管工作在三个区域的状态：截止状态、放大状态和饱和状态。在图 1.21 中, 三极管工作在三种工作状态的特点及参数之间的关系如表 1.5 所示。

表 1.5 三极管的三种工作状态的特点及参数之间的关系

工作状态	截止状态	放大状态	饱和状态
条件	发射结反偏 集电结反偏	发射结正偏 集电结反偏	发射结正偏 集电结正偏

参数关系	$I_B=0$ $U_{CE} \approx V_{CC}$ $I_C \approx 0$	$I_C = \beta I_B$ $U_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_C$	$I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} \neq \beta I_B$ $U_{CE} \approx 0$
应用	开关电路	放大电路	开关电路

三极管的三种工作状态的特点和参数之间的关系，是检测放大电路中管子正常工作与否的主要依据。

#### 4. 三极管的主要参数

(1) 电流放大系数。三极管的电流放大系数分直流电流放大系数和交流电流放大系数两种，用  $\bar{\beta}$  和  $\beta$  表示。其中，共射极直流电流放大系数为  $\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B}$ ；当三极管输入变化量时，

共射极交流电流放大系数为  $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE}=C(\text{常数})}$ 。

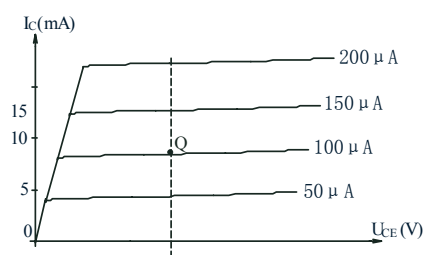


图 1.22  $\beta$  值的求法

$\beta$  的数值可以从输出特性曲线上求取，也可以用测量仪测量。从特性曲线直接求  $\beta$  值的方法如图 1.22 所示，在管子的放大区作一条  $U_{CE}=C$  的直线，在 Q 点附近，可以看出，当  $I_B$  从  $50 \mu A$  到  $100 \mu A$  时， $I_C$  由  $4.4mA$  增加到  $9mA$ ，所以

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{(9 - 4.4) \times 10^{-3}}{(100 - 50) \times 10^{-6}} = 92$$

而 Q 点处的  $I_C=9mA$ ， $I_B=100 \mu A$ ，所以

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{9 \times 10^{-3}}{100 \times 10^{-6}} = 90$$

由上述可以看出， $\beta$  为 Q 点附近的  $I_C$  的变化量与  $I_B$  的变化量之比，因此在讨论小信号的变化量时，应选用  $\beta$ 。而  $\bar{\beta}$  是表示 Q 点处的  $I_C$  与  $I_B$  之比值，在估算直流量的关系时，采用  $\bar{\beta}$  较合适。事实上，在特性曲线近似平行等距并且  $I_{CQ}$  很小的情况下，可以认为  $\bar{\beta} = \beta$ ，因此，工程估算时常混用。

电流放大系数并不是常数，它的数值受许多因素影响。而且，由于管子参数的离散性，相同型号、同一批管子的  $\beta$  也有区别，甚至同一个管子通过的电流不同，或者环境温度的变

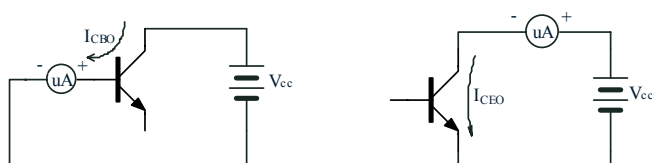
化都会使  $\beta$  值发生变化。

(2) 极间反向电流。三极管的极间反向电流主要指集电结反向电流  $I_{CB0}$  和集电极、发射极间的穿透电流  $I_{CE0}$ ，如图 1.23 所示。

①  $I_{CB0}$  定义为发射极开路，在集电极和基极间加反向电压时，流过集电结的电流。它的大小反映集电结质量的好坏， $I_{CB0}$  越小越好。在常温下，小功率锗管为微安级，小功率硅管为纳安级。

②  $I_{CE0}$  定义为基极开路，在集电极与发射极间加上一定反向电压时的集电极电流，该电流从集电区穿过基区到达发射区，所以称穿透电流。 $I_{CE0}$  比  $I_{CB0}$  大  $(1+\beta)$  倍，即  $I_{CE0} = (1+\beta) I_{CB0}$ 。穿透电流是反映管子质量的重要参数， $I_{CE0}$  越小越好。

因此，在选择管子时，要兼顾  $\beta$  和  $I_{CE0}$  这两个参数。



(a) 集电结反向电流  $I_{CB0}$

(b) 穿透电流  $I_{CE0}$

1.23 三极管的极间反向电流

(3) 三极管的极限参数。三极管的极限参数就是当三极管正常工作时，最大的电流、电压、功率等的数值，它是三极管能够长期、安全使用的保证。

① 集电极最大允许电流  $I_{CM}$ 。当集电极的电流过大时，晶体管的电流放大系数  $\beta$  将下降，一般把  $\beta$  下降到规定的允许值 (例如额定值的  $\frac{1}{2} \sim \frac{2}{3}$ ) 时的集电极最大电流叫集电极最大允许电流。使用中若  $I_C > I_{CM}$ ，管子不一定立即损坏，但性能将变坏。

② 集电极-发射极间击穿电压  $U_{(BR)CE0}$ 。基极开路时，加于集电极和发射极间的反向电压逐渐增大，当增大到某一电压值  $U_{(BR)CE0}$  时开始击穿，其  $U_{(BR)CE0}$  叫集电极-发射极间击穿电压。当温度上升时，击穿电压要下降，所以工作电压要选得比击穿电压小很多，一般选击穿电压的一半，以保证有一定的安全系数。

③ 集电极最大允许耗散功率  $P_{CM}$ 。由于集电结是反向连接的，电阻很大，通过电流  $I_C$  后会产热量，使集电结温度上升。根据管子工作时允许的集电结最高温度  $T_J$  (锗管为  $70^\circ\text{C}$ ，硅管可达  $150^\circ\text{C}$ )，从而定出集电极的最大允许耗散功率  $P_{CM}$ ，使用时应满足  $P_C = U_{CE} I_C < P_{CM}$ ，否则管子将因发热而损坏。根据  $P_{CM}$  的值，在输出特性上画出一条  $P_{CM}$  线，称允许管耗线。如图 1-24 所示，管耗线的左下方范围内是安全区，而在  $P_{CM}$  线的右上方，即  $P_C > P_{CM}$  区，称为过损耗区，使用时， $P_C$  不允许超过最大功耗  $P_{CM}$ 。

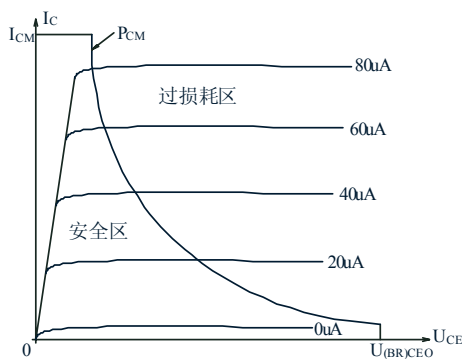


图 1.24 三极管的最大功耗区

## 5. 三极管的检测

### (1) 管脚的判别:

①判别基极。选择万用表  $R \times 1K$  或  $R \times 100$  档(注意调零), 先假定一个管脚为基极并把红表笔接在该管脚上(如图 1.25 所示), 用黑表笔分别接另外两个管脚, 测得两个阻值, 如果阻值一大一小, 则所假设的不是基极, 应重新假设另一管脚, 直到所测两个阻值同大(或同小), 将表笔对换, 再测一次, 阻值将变为同小(或同大), 这时, 所假设的管脚即为基极。 在此基础上, 还可判定管子是 NPN 型还是 PNP 型: 若两阻值同大时, 即 NPN 型(红表笔接基极); 若两阻值同小时, 即 PNP 型(红表笔接基极)。

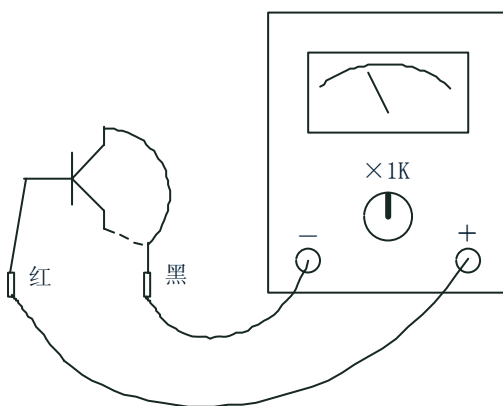
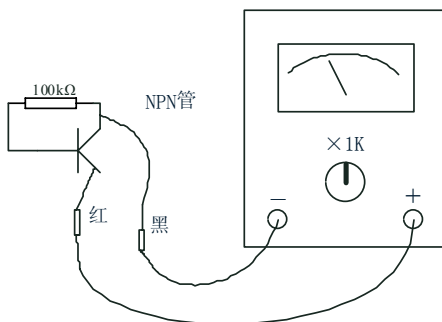


图 1.25 基极的判别

②判别发射极和集电极。若管子为 NPN 型管, 已知基极后, 剩下两个电极, 假定一个管脚为集电极, 用黑表笔接在该管脚上(如图 1.26 所示), 红表笔接另一管脚, 再在所假设的集电极和基极之间加  $100k\Omega$  的电阻, 这时, 万用表测得的电阻阻值将变小, 将两个要判别的管脚对换, 用同样的方法再测一次, 阻值变小幅度大的一次, 则黑表笔所接的管脚为集电极; 若管子为 PNP 型, 则应调换表笔。



(2)管子性能的判别:

①PN 结的好坏。检查正、反向电阻，方法略。

②测穿透电流。如图 1.27 所示(若是 PNP 型管则应调换表笔),阻值应在几十千欧(低频管可低些),若阻值太小,则说明穿透电流大,性能不好;若阻值慢慢变小,说明管子性能不稳定。

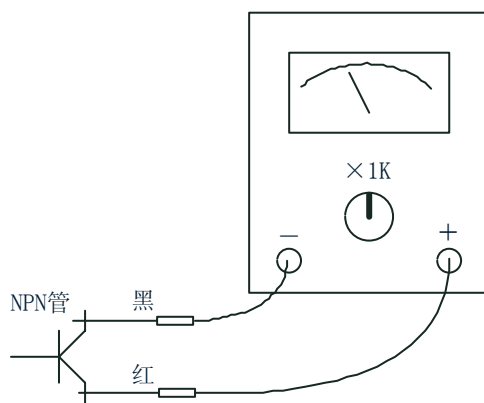


图 1.27 测穿透电流

③ $\beta$  值的检测。在万用表的面板上,一般都有可供测 $\beta$ 的测孔,当对 $\beta$ 值要求不是很高时,用万用表进行测量即可。

### 1.2.4 三极管的三种组态

三极管是分立元件放大电路的核心元件,三极管在放大电路中有三种接法,又称三种组态,图 1.28 是三极管在放大电路中三种接法的示意图。

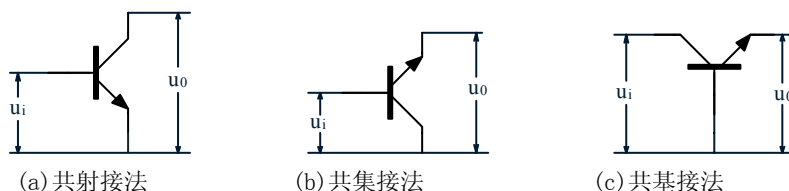


图 1.28 三极管在放大电路中的三种接法

所谓共射接法是指由三极管组成的两输入输出端口电路中,发射极是输入输出端口的公共极;共集接法是指集电极是输入输出的公共极;共基接法是指基极是输入输出端口的公共极。

在由电阻、电容、三极管组成的实际电路中,共射、共集、共基是对交流信号而言的,因此要把实际电路中的电容和直流电源视为短路,找出输入输出端口的公共极,图 1.29 是实际共射、共集、共基三种组态电路图。

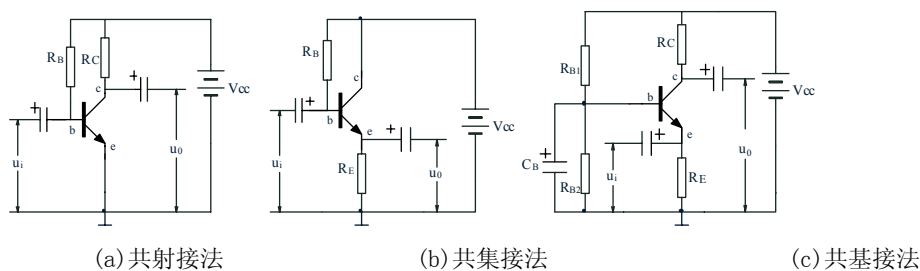


图 1.29 三极管的三种组态电路

### 1.2.5 基本共射电路的组成及工作过程分析



## 1. 基本共射电路的组成

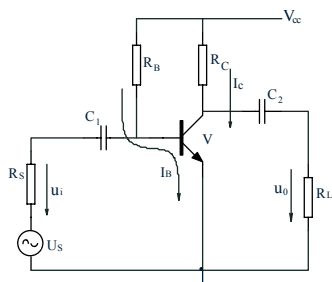


图 1.30 基本共射放大电路

基本共射放大电路的原理图如图 1.30 所示。它是放大电路的最基本的结构形式，输入信号在基极和发射极间输入，输出信号在集电极和发射极间取出，发射极作为输入信号和输出信号的公共端，故称共发射极电路。图中直流电源  $V_{CC}$  是整个电路的能量来源，也是保证三极管工作于放大状态的基本条件；基极偏置电阻  $R_B$ ，一方面使电源给发射结加正向电压，另一方面给三极管提供合适偏流  $I_B$ ；集电极负载电阻  $R_C$ ，一方面使电源给集电结加反向偏压，另一方面把三极管的电流放大转换成电压放大；电容  $C_1$ 、 $C_2$  为耦合隔直电容，它使交流信号顺利通过，同时隔断直流电源对信号源和负载电阻的影响。 $R_L$  是放大电路的负载电阻。

## 2. 共射电路的工作过程分析

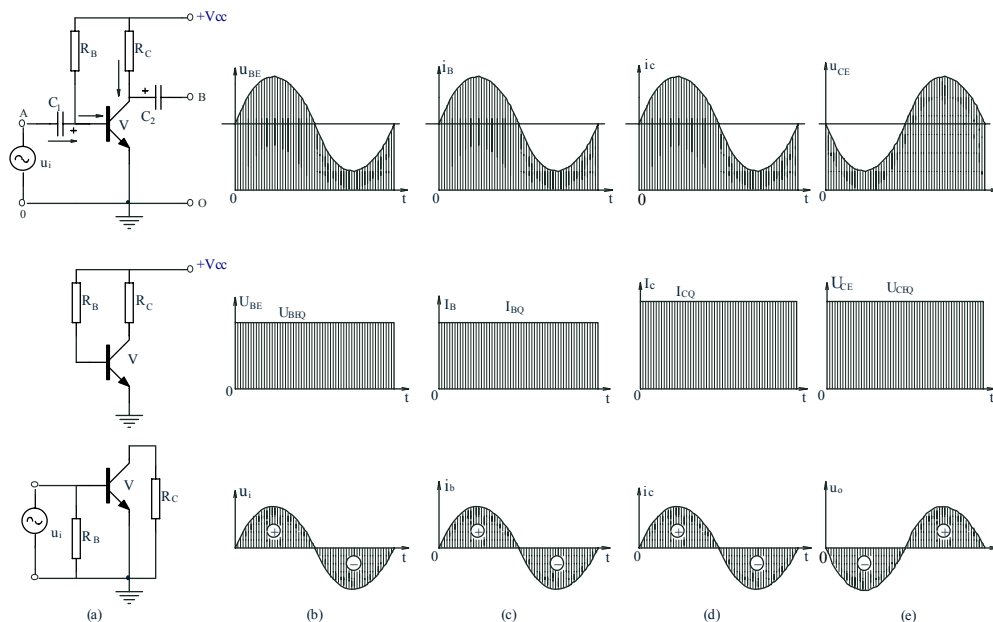


图 1.31 共射电路的工作过程分析

上述基本共射电路中，直流电源和交流信号共同作用，在分析其工作过程时，可以把直流电源和交流信号分开单独分析。

(1)静态工作情况。直流电源单独作用、输入交流信号为 0 时的工作状态叫静态。为了使放大电路能够正常工作，在静态时三极管的发射结必须处于正偏，集电结必须处于反偏。此时，在电源  $V_{CC}$  作用下，三极管各极的直流电压、直流电流分别为  $U_{BEQ}$ 、 $U_{CEQ}$ 、 $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ ，如图 1.31 所示的波形。

(2)动态工作情况。放大电路有交流信号输入时的工作状态叫动态。动态工作情况下的各极电压、电流是在直流量的基础上脉动的。它们的动态波形都是一个直流量和一个交流量的合成，即交流量驮载在直流量上，信号的放大过程如下：

交流信号  $u_i$  经电容器  $C_1$  加到三极管  $V$  的发射结，使 b-e 两极间的电压随之发生变化，即

在基极直流电压的基础上叠加了一个交流电压，波形如图 1.31(b) 所示。

由于发射结工作于正偏状态，正向电压的微小变化量，都会引起正向电流的较大变化，此时的基极电流  $i_B$  也是在直流  $I_B$  的基础上迭加一个交流量  $i_b$ ，如图 1.31(c) 所示。

由于三极管的电流放大作用， $i_c$  将随着  $i_b$  做线性放大，集电极电流也可看做是直流的电流  $I_c = \beta I_B$  上叠加交流的电流  $i_c = \beta i_b$ ，如图 1.31(d) 所示。

显然，当脉动电流通过集电极电阻  $R_c$  时，由于  $i_c$  的变化，引起  $R_c$  上压降的变化，从而造成管压降的变化，这是因为集电极电阻  $R_c$  和三极管  $V$  串联后接在直流电源上，当集电极电流的瞬时值  $i_c$  增大时，集电极电阻  $R_c$  的压降  $u_{R_c}$  也将增大，因而三极管的压降将减小，波形中的脉动  $u_{ce}$  同样也可以看做是直流压降  $U_{CEQ}$  和交流压降  $u_{ce}$  的叠加，如图 1.31(e) 所示。

最后，集电极输出的交流量经过耦合电容  $C_2$  送到输出端，电容  $C_2$  将隔去信号中的直流成分，而输出端将得到放大的交流信号电压  $u_o$  输出。

从上面的分析可以得出如下结论：

- ①放大电路要正常工作，必须给三极管提供合适的静态电压和电流值，即合适的静态工作点。
- ②信号在放大过程中，其频率不变。
- ③交流信号的输入和输出波形的极性相反，或者说，共射放大电路具有反相的作用。

### 1.2.6 三极管放大电路的静态工作点

三极管放大电路的静态工作点是指没有信号输入，只在直流电源的作用下，三极管各极的直流电压和直流电流的数值，因为这些数值在输入输出特性上表现为一点，故称静态工作点。

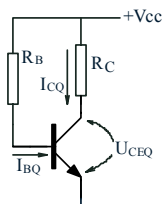


图 1.32 共射放大电路的直流通路

静态工作点是信号的驮载工具，它保证交流信号能够顺利地不失真地通过三极管进行放大。为了确定静态工作点，可以先画出直流通路，即直流电源单独作用时的直流电流通过的路径。电容对直流信号表现出很大的阻抗，相当于开路，图 1.32 画出共射放大电路的直流通路。由图 1.32 知，计算静态值  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$  的公式如下。

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} \approx \frac{V_{CC}}{R_B}$$

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

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C$$

根据以上各式，可以估算出放大电路的静态工作点。静态工作点选取不合适，将使波形产生严重失真。如图 1.33 所示。如果静态工作点选择太低，如图中  $Q_1$ ，因为工作点靠近截止区，将使  $i_c$  的负半周、 $u_{ce}$  的正半周顶部被削去，产生截止失真。如果静态工作点选择位置太高，如图中  $Q_2$ ，因为工作点靠近饱和区，从而使  $i_c$  的正半周和  $u_{ce}$  的负半周被削去一部分，产生饱和失真。同理，若信号太大，超出三极管放大线性区域， $i_c$  和  $u_{ce}$  的两个半周的顶部都

被削去一部分，这种失真称双向限幅失真。截止失真、饱和失真、双向限幅失真通称为非线性失真。

由此可见，若三极管的静态工作点取在如图 1.33 所示的  $Q_0$  处，可获得最大不失真的输出信号。在实际使用时，工作点选取的原则是能低则低，以不失真为前提，这样可省电，并减小热噪声。

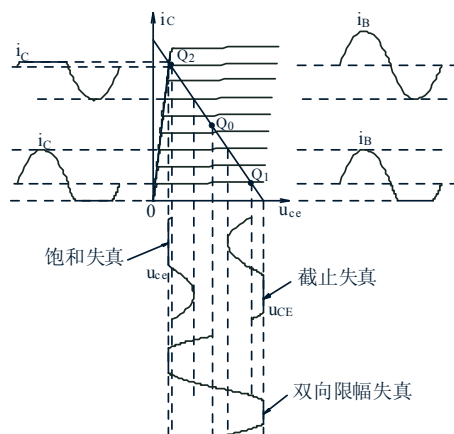


图 1.33 静态工作点对波形的影响

### 1.2.7 放大器性能参数及对放大器性能的影响

放大器的质量常用一些性能参数来评价，主要的性能参数包括  $A_u$ 、 $r_i$ 、 $r_o$ 、 $f_L$ 、 $f_H$  和  $f_{BW}$  等。

#### 1. 电压放大倍数 $A_u$

电压放大倍数是表示放大电路对电压放大能力的参数，它定义为输出波形不失真时输出电压与输入电压的比值，即

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

其中  $u_o$  和  $u_i$  为输出电压和输入电压的有效值，若考虑其附加相移时，则应用复数值来表示。

有时，放大倍数也可用“分贝”来表示，给放大倍数取自然对数再乘以 20 倍，即为放大倍数的分贝值。

$$A_u(\text{dB}) = 20 \lg A_u$$

当输入电压大于输出电压时，叫衰减，dB 取负值；

当输入电压小于输出电压时，叫增益，dB 取正值；

当输入电压等于输出电压时，dB 为 0。

对于放大器来说，当然要求有高的电压增益。

#### 2. 输入电阻 $r_i$

放大器对于信号源来说，它是信号源的负载，而对于负载来说，它又是负载的信号源，于是，放大器可用如图 1.34 的模型来等效它。

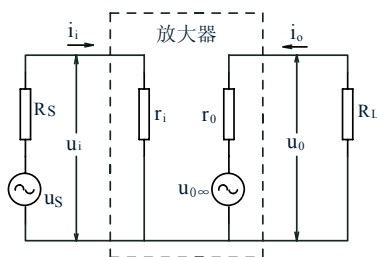


图 1.34 放大器的等效模型

输入电阻即从放大器的输入端看进去的交流等效电阻，也即信号源的负载电阻  $r_i$ ，如图 1.34 所示，输入电阻为：

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

图中  $u_s$  为信号源信号电压， $R_s$  为信号源内阻， $u_i$  为输给放大器的信号电压，其大小为：

$$u_i = \frac{u_s}{R_s + r_i} \times r_i$$

由上式可知， $r_i$  越大，放大电路从信号源获得的信号电压越大，同时从信号源获取的信号电流  $i_i$  越小，所以，在放大电路中一般要求  $r_i$  越大越好。

### 3. 输出电阻 $r_o$ 。

输出电阻是从放大器的输出端看进去的交流等效电阻  $r_o$ 。输出电阻定义为输入端短路，此时  $u_{o\infty}=0$ ，输出开路即  $R_L=\infty$ ，在输出端加信号  $u_o$ ，从输出端流进放大器的电流为  $i_o$ 。则输出电阻为：

$$r_o = \frac{u_o}{i_o}$$

一般地，输出电阻常通过工程的方法进行测量，即测出放大器输出端的开路电压  $u_{o\infty}$  和负载电压  $u_o$ ，如图 1.34 所示，则放大器的输出电阻为：

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

输出电阻是衡量放大器带负载能力的性能参数， $r_o$  越小，输出电压  $u_o$  随负载电阻  $R_L$  的变化就越小，即输出电压越稳定，带负载的能力越强。所以，通常要求放大器的输出电阻越小越好。

### 4. 通频带 $f_{BW}$

由于放大器存在电抗元件(如图 1.36 中的耦合电容  $C_1$ 、 $C_2$ ，旁路电容  $C_E$  等)及三极管的极间电容等，随着信号频率的不同，容抗也跟着变化，在中频一段频率范围内，这些电容的容抗都可忽略不计，所以，中频放大倍数基本不变，而当信号频率过低，容抗将大大地增大，耦合电容和旁路电容与输入电阻是串联的关系，它们的阻抗不能忽略，它们将分去一部分的信号电压，从而使电压放大倍数下降；同理，当信号频率过高时，由于分布电容(极间电容和线路分布电容等)与输入输出电阻是并联的关系，这时，分布电容的容抗就不可忽略，它们的容抗对输入输出电阻就有影响，因而将分去一部分的信号电流，从而使放大器的放大倍数大大下降。

放大倍数随频率变化称频率响应，仅讨论幅值，不考虑相移时称幅频特性，如图 1.35 所示。

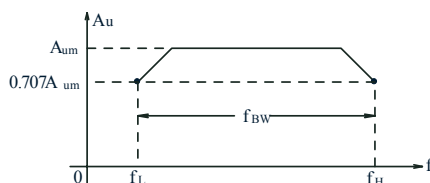


图 1.35 放大电路的频率特性

当放大器的放大倍数随频率下降到中频时的 0.707 倍时，它对应的两个频率分别为上限截止频率  $f_H$  与下限截止频率  $f_L$ ， $f_H$  与  $f_L$  之差则称放大电路的通频带  $f_{BW}$ ，如图 1.35 所示。

由于电子电路的信号频率往往不是单一的，而是在一段频率的范围内，例如广播中的音频信号，其频率范围通常在几十赫到几十千赫之间，所以，要使放大信号不失真，放大电路的通频带要求足够大。如果太小，就会造成一部分频率的信号放大得大些，一部分放大得小些而产生失真，这种失真称为频率失真又称为线性失真。

### 1.2.8 常用三极管单元电路介绍

三极管构成的放大电路有很多形式，下面介绍常用的单元电路的电路结构、电路特点。

#### 1. 分压式偏置共发射极放大电路

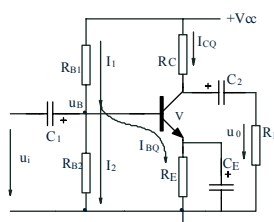
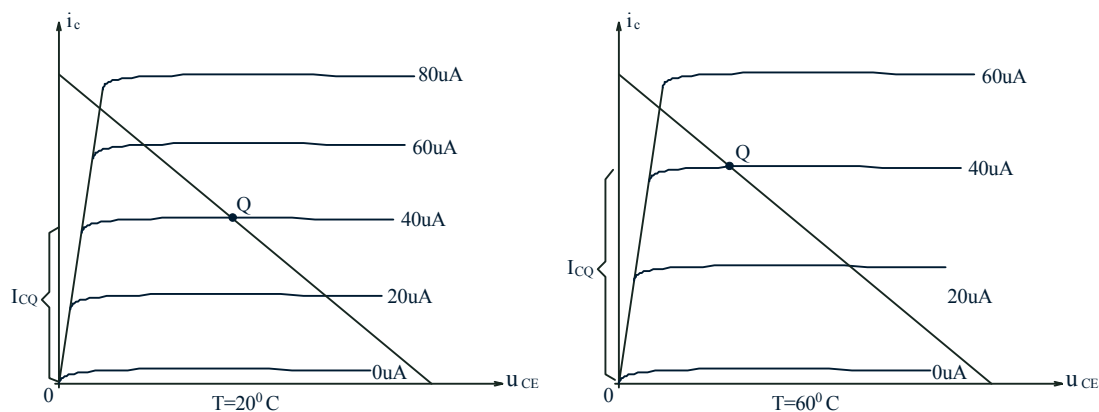


图 1.36 分压式偏置电路

(1)分压式偏置共射电路的静态工作点。图 1.36 所示为分压式偏置共射放大电路。该电路与前节所述基本共射电路相比，不同在于基极的偏置采用电阻  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  的分压形式，而且发射极接一个反馈电阻  $R_E$ ，该电路能够稳定其静态工作点。由实践可知，三极管的参数(包括穿透电流  $I_{CEO}$ 、电流放大系数  $\beta$ 、发射结的正向压降  $U_{BE}$  等)都会随着环境温度的改变而发生变化，从而使已设置好的静态工作点  $Q$  发生较大的移动，严重时将使波形产生失真，如图 1.37 所示。



$$T=20^{\circ}\text{C}$$

$$T=60^{\circ}\text{C}$$

图 1.37 温度对静态工作点的影响

环境温度  $T$  上升时,  $\beta$  及  $I_{CE0}$  都会随之上升, 整个输出特性的曲线族将上移, 曲线间隔加宽, 在相同的偏流  $I_B$  的情况下,  $I_C$  增大, 因而静态工作点  $Q$  将上移, 波形产生饱和失真。

分压式偏置电路从两个方面稳定静态工作点。

①利用电阻固定基极电位  $U_B$ 。设流过电阻  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  的电流分别是  $I_1$  和  $I_2$ , 显然  $I_1 = I_2 + I_{BQ}$ , 由于一般  $I_{BQ}$  较小, 只要合理选择参数, 使  $I_1 \gg I_{BQ}$ , 即可认为  $I_1 \approx I_2$ , 这样, 基极电位为

$$U_B = \frac{V_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} R_{B2}$$

该式子表示  $U_B$  只与  $V_{CC}$  和电阻  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$  有关, 它们受温度的影响小, 可认为固定值不随温度的变化而变化。

②利用发射极电阻  $R_E$  起负反馈作用, 实现静态工作点的稳定。其稳定静态工作点的过程如下:

$$\begin{array}{c} T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow \rightarrow U_{EQ} \uparrow \rightarrow U_{BEQ} \downarrow \rightarrow I_{BQ} \downarrow \\ I_{CQ} \downarrow \leftarrow \end{array}$$

如果合理选择参数, 使  $U_B \gg U_{BE}$ , 则有:

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_B - 0.7V}{R_E} \approx \frac{U_B}{R_E}$$

上式说明  $I_{CQ}$  是稳定的, 它只与固定电压和电阻有关, 和  $\beta$  无关, 同时在更换管子时, 不会改变原先已调好的静态工作点。

(2)分压式偏置共射电路的  $A_u$ 、 $r_i$ 、 $R_o$  的计算式如下:

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{BE}} \quad \left[ \text{式中 } r_{BE} \approx 300\Omega + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}(mA)} \right]$$

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{BE}$$

$$r_o \approx R_C$$

$A_u$ 、 $r_i$ 、 $R_o$  计算式的推导, 读者可参考 1.2.10 节。

## 2. 分压式偏置改进型共射电路

分压式偏置改进型共射电路如图 1.38 所示。

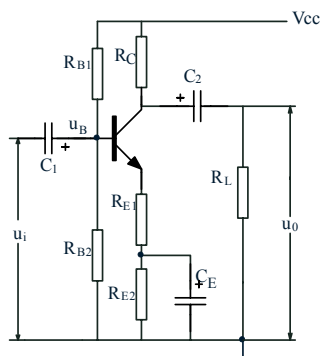


图 1.38 分压式偏置改进型共射电路

(1)静态工作点计算式如下:

$$U_B = \frac{V_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} R_{B2}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - 0.7V}{R_{E1} + R_{E2}}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ}$$

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

$$U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_{E1} + R_{E2})$$

(2) $A_u$ 、 $r_i$ 、 $r_o$ 的计算

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = - \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{BE} + (1 + \beta)R_{E1}}$$

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{BE} + (1 + \beta)R_{E1}]$$

$$r_o \approx R_C$$

该电路和图 1.36 比较,  $A_u$ 减小了,  $r_i$ 增大了。

### 3. 共集电极放大电路

(1)基本共集电极放大电路如图 1.39 所示。

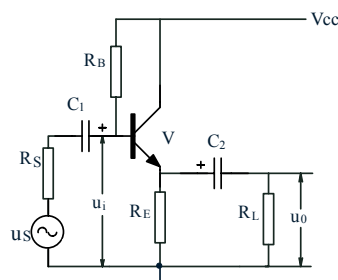


图 1.39 基本共集电极放大电路

静态工作点的计算式为:

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

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

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_E$$

$r_i$ 、 $r_o$ 的计算式为:

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \beta)(R_E // R_L)}{r_{BE} + (1 + \beta)(R_E // R_L)} \approx 1$$





最常见的共基极放大电路如图 1.41 所示。

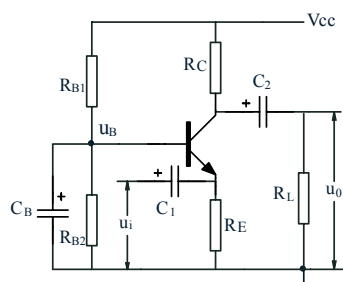


图 1.41 共基极放大电路

共基极放大电路静态工作点的计算式和分压式偏置的共射极放大电路完全一致。

共基极放大电路的  $A_u$ 、 $r_i$ 、 $r_o$  的计算式为：

$$A_u = \beta \frac{R_C // R_L}{r_{BE}}$$

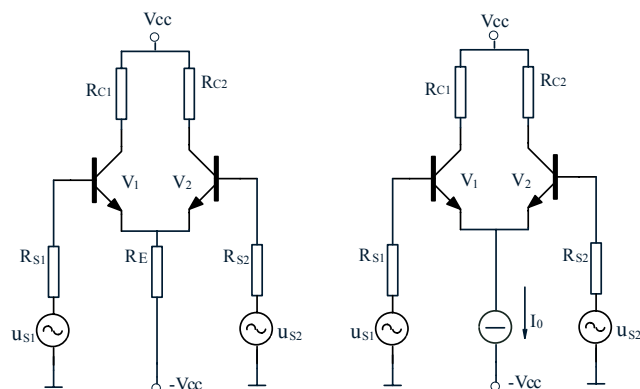
$$r_i = \frac{r_{BE}}{\beta}$$

$$r_o = R_C$$

共基极放大电路的输入和输出同相位，放大倍数的绝对大小和共射极放大电路一致，输出电阻也是和共射极放大电路一致，输入电阻很小。但它的频带较宽，在高频放大电路中常被采用。

## 5. 差分放大电路

(1) 差动放大器的结构。由两个性能一致的单管放大器加上一个长尾  $R_E$  或恒流源组成了差动放大电路，图 1.42 是两种结构的电路图。



(a) 长尾式差动放大器

(b) 恒流源差动放大器

图 1.42 差动放大器的两种结构

(2) 差动放大电路的四种输入输出方式。差动放大器的四种输入输出方式如图 1.43 所示。

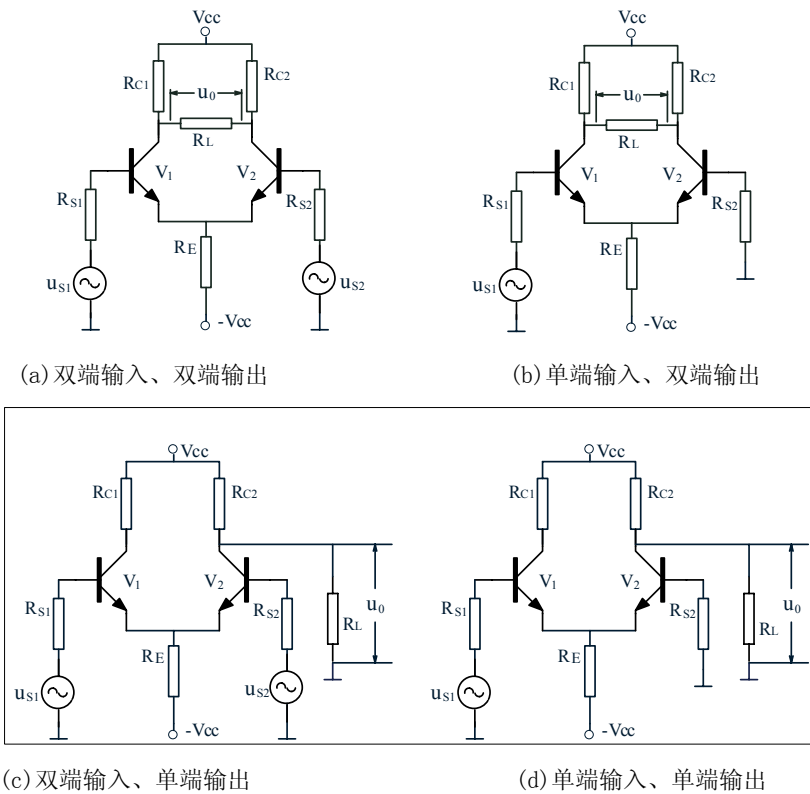


图 1.43 差动放大电路四种输入输出方式

其中双端输入又分三种情况：其一是净差模输入，即  $u_{s1}$  和  $u_{s2}$  大小相同，相位相反；其二是净共模输入，即  $u_{s1}$  和  $u_{s2}$  大小相同，相位一致；其三是双端输入信号中既有共模信号成分，也有差模信号成分，在这种输入情况下，若双端输入的两个信号为  $u_{s1}$  和  $u_{s2}$ ，则其中差模信号成分  $u_{SD} = (u_{s1} - u_{s2}) / 2$ ，共模信号成分为  $u_{SC} = (u_{s1} + u_{s2}) / 2$ 。

四种输入输出方式中，最常用的是双入双出和单入单出。

(3)以长尾式差动电路为例，计算静态工作点。在图 1.44 中，由于  $I_{BQ1}$ 、 $I_{BQ2}$  很小，所以可认为  $U_{B1} = U_{B2} \approx 0$ 。

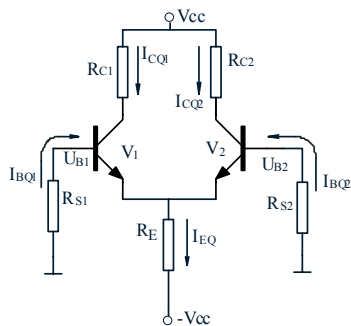


图 1.44 长尾式差动放大器的静态工作点

当  $V_{CC} \gg U_{BE}$  时， $U_{RE} = I_{EQ} R_E = V_{CC}$ ，因为两个单管放大器对称，且性能一致，即

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{1}{2} I_{EQ} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{CC}}{R_E}$$

$$I_{BQ1} = I_{BQ2} = \frac{I_{CQ1}}{\beta_1} = \frac{I_{CQ2}}{\beta_2}$$

$$U_{CEQ1} = U_{CEQ2} = V_{CC} - I_{CQ1} R_{C1},$$

(4)差分放大器的质量指标。差分放大器的质量指标包括：差模放大倍数  $A_{ud}$ 、共模放大

倍数  $A_{uc}$ 、输入电阻  $r_i$ 、共模抑制比  $K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right|$ ,  $K_{CMD}(\text{dB}) = 20\lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right|$ 。

双端输入、双端输出的质量指标为：

$$A_{ud} = -\frac{\beta(R_C // \frac{1}{2}R_L)}{R_S + r_{BE}}$$

$$A_{uc} = \infty$$

$$r_i = 2R_S + 2r_{BE}$$

$$r_o = 2R_C$$

$$K_{CMR} \Big|_{\text{理想}} = \infty$$

$$K_{CMR}(\text{dB}) \Big|_{\text{实际}} \geq 120\text{dB}$$

长尾式单端输入、单端输出的质量指标为：

$$A_{ud} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{2(R_S + r_{BE})}$$

$$A_{uc} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{R_S + r_{BE} + 2(1+\beta)R_E} \approx -\frac{(R_C // R_L)}{2R_E}$$

$$r_i = 2(R_S + r_{BE}) \quad r_o = R_C$$

$$K_{CMR} = \frac{-\frac{\beta(R_C // R_L)}{2(R_S + r_{BE})}}{-\frac{R_C // R_L}{2R_E}} = \frac{\beta R_E}{R_S + r_{BE}}$$

差动放大电路对差模信号的放大能力几乎和普通共射电路一样，而对共模信号具有很强的抑制能力。而差模信号正是需要放大的有用信号，电源电压的波动所引起的集电极电压的变化、由温度变化所引起的集电极电流的变化和外界相关的干扰信号，都属于差动放大电路的共模信号，差动放大器对这些有害的共模信号具有很强的抑制作用，这是差动放大电路特有的优点。差动放大电路通常作为运算放大器的输入级。

## 6. 互补对称功放电路

功率放大器的主要功能是为负载提供不失真的足够大的输出功率，即同时要求输出大幅度的电压和大幅度的电流。功率放大设备常由多级放大器组成，包括输入级、中间级和末级等。而末级(输出级)即为功率放大器。

由于功率放大器在大信号下工作，因此，对于功率放大器有一些特殊的要求：

(1)输出尽可能大的功率。为了输出尽可能大的功率，即在负载上得到尽可能大的信号电压与信号电流，因而三极管需运行在放大区接近极限的工作状态；同时为了保证管子的安全，工作时，集电极电流的最大值  $I_C$  应小于三极管集电极的最大允许电流  $I_{CM}$ ，集电极电压  $U_{CE}$  应小于三极管的集电极—发射极的击穿电压  $U_{(BR)CEO}$ ，集电极的功率损耗  $P_C$  应小于三极管的

允许耗散功率  $P_{CM}$ 。

(2)转换效率尽可能高。放大电路实际上是一种能量转换电路。功率放大器的转换效率是指输出交流信号功率  $P_O$  与直流电源供给功率  $P_E$  之比，即

$$\eta = \frac{P_O}{P_E} \times 100\%$$

(3)非线性失真尽可能小。功率放大器由于是在大信号下工作，电压和电流的变化幅度大，可能超出三极管的特性曲线的线性范围，容易产生非线性失真，为了防止输入信号太大而出现限幅失真，通常功率放大器上配有指示幅度大小的幅度电平指示灯。

(4)三极管的散热问题。直流电源发出的功率中有一部分转换成有用的信号输出，其余部分则损耗在三极管集电结的发热上，效率越低，三极管的发热量越大，对管子的安全的威胁越大，所以，在实际应用中，除了选用较大的  $P_{CM}$  值的三极管外，还应在大功率管上安装散热器，或改善通风条件，如安装风扇等。

低频功率放大器，根据工作状态的不同，可分为甲类、乙类和甲乙类三种。放大器的工作状态由三极管的静态工作点的设置决定。

甲类功放的最高效率只有 50%，而乙类功放的效率则可达 78.5%。

下面要讨论的是互补对称功率放大器。

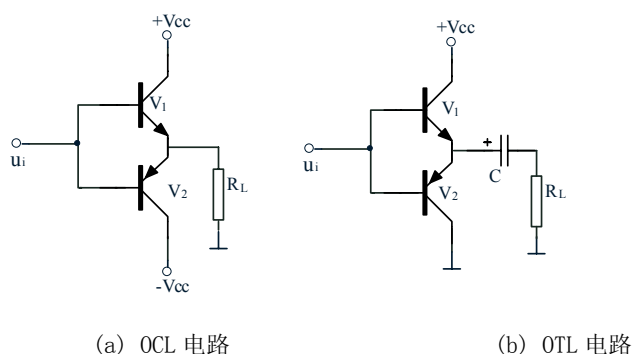


图 1.45 互补对称功率放大电路

图 1.45 所示为互补对称功放电路。由于三极管工作在乙类，故采用两个类型不同的三极管，一个 NPN 型，另一个为 PNP 型，称为互补，并且要求两个管子的参数一致，即为对称。(a)图为无输出电容的互补对称功放电路(简称 OCL 电路)，(b)图为无输出变压器的单电源互补对称功放电路(简称 OTL 电路)。

(5)OCL 电路：

①工作原理。由图 1.46 (a)、(b)、(c)可知，静态时， $u_i=0$ ，因两只管子的基极都未加直流偏置电压，两只管子都不导通，静态电流为零，电源不消耗功率。

输入正弦交流电时，当  $u_i$  为正半周时， $V_1$  导通， $V_2$  截止，负载有电流  $i_{C1}$  流过；当  $u_i$  为负半周时， $V_2$  导通， $V_1$  截止，负载有电流  $i_{C2}$  流过，也就是说，在一个周期内， $V_1$ 、 $V_2$  轮流导通，负载上获得一个完整的正弦波。

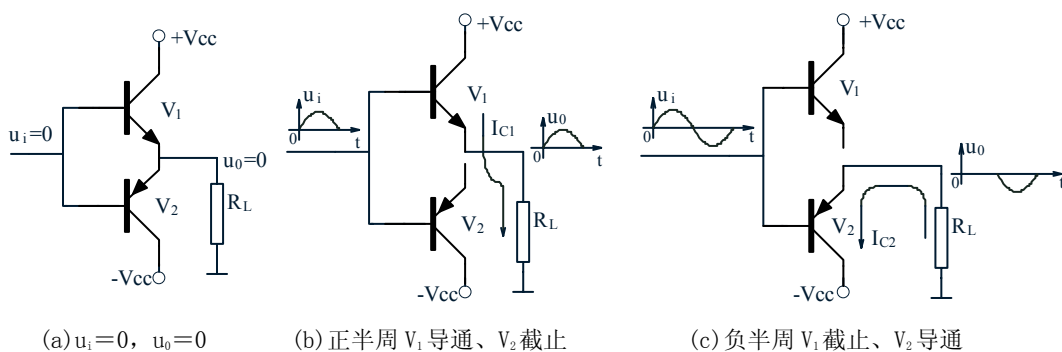


图 1.46 OCL 电路工作过程示意图

电路不管是正半周  $V_1$  工作还是负半周  $V_2$  工作，在工作时均为电压跟随器，所以电路的输出电阻很小，能有效地向负载提供功率。

②有关参数计算：

输出功率  $P_0$ ：

$$P_0 = U_0 I_0 = \frac{U_{0P}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{0P}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{0P} U_{0P} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{0P}^2}{R_L},$$

其中  $I_0$ 、 $U_0$  为有效值， $U_{0P}$ 、 $I_{0P}$  为正弦波的幅值。

当  $U_{0P} = U_{0Pmax} \approx V_{CC}$  时

$$P_0 = P_{0M} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

管耗功率  $P_T$ ，对电路某一管子而言，在一个周期内，半个周期截止，管耗为 0，半个周期导通，导通时的管耗为：

$$\begin{aligned} P_{T1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{CC} - u_0) \frac{u_0}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{CC} - U_{0P} \sin \omega t) \frac{U_{0P} \sin \omega t}{R_L} d(\omega t) = \frac{1}{R_L} \left( \frac{V_{CC} U_{0P}}{\pi} - \frac{U_{0P}^2}{4} \right) \end{aligned}$$

$$P_T = P_{T1} + P_{T2} = \frac{2}{R_L} \left( \frac{V_{CC} U_{0P}}{\pi} - \frac{U_{0P}^2}{4} \right),$$

当  $U_{0P} = U_{0Pmax} \approx V_{CC}$  时

$$P_T \Big|_{U_{0P}=V_{CC}} = \frac{(4-\pi)V_{CC}^2}{2\pi R_L},$$

直流电源  $\pm V_{CC}$  提供的功率为：

$$P_{DC} = P_0 + P_T$$

当  $U_{0P} = U_{0Pmax} \approx V_{CC}$  时，

$$P_{DC} = \frac{2}{\pi} \times \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

在  $U_{0P} \approx V_{CC}$  时，功放的效率为：

$$\eta = \frac{P_{0max}}{P_{DCmax}} = \frac{\frac{1}{2} \times \frac{V_{CC}^2}{R_L}}{\frac{2}{\pi} \times \frac{V_{CC}^2}{R_L}} = 78.5\%,$$

下面求管子的最大功耗  $P_{TM}$ 。

由  $P_T = \frac{2}{R_L} \times \left( \frac{V_{CC} U_{0P}}{\pi} - \frac{U_{0P}^2}{4} \right)$  知  $P_T$  的最大值和  $U_{0P}$  有关，根据求极值的方法可求出当

$P_T = P_{TM}$  时的  $U_{0P}$  的值。

$$\text{令 } \frac{dP_T}{du_{OP}} = \frac{d(\frac{V_{CC}U_{OP}}{\pi} - \frac{U_{OP}^2}{4})}{du_{OP}} = 0, \text{ 可求得 } u_{OP} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \text{ 时, } P_T = P_{TM}, \text{ 所以}$$

$$P_{TM} = \frac{1}{\pi^2} \times \frac{V_{CC}^2}{R_L},$$

$$\text{由 } \frac{P_{TM}}{P_{OM}} = \frac{\frac{1}{\pi^2} \times \frac{V_{CC}^2}{R_L}}{\frac{1}{2} \times \frac{V_{CC}^2}{R_L}} \approx 0.2 \text{ 知, 当功放输出最大功率为 } P_{OM} \text{ 时, 最大管耗为 } P_{OM} \text{ 的 } 0.2 \text{ 倍。}$$

③零偏压状态下 OCL 的交越失真及消除方法。零偏压状态下的 OCL 电路及输入输出电压波形如图 1.47(a)、(b) 所示。

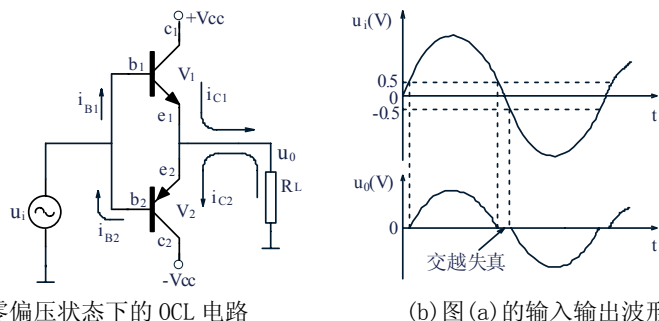


图 1.47 零偏压状态下的 OCL 电路及交越失真

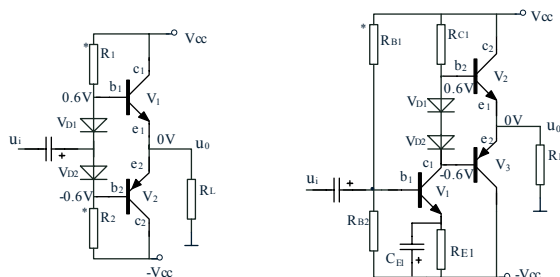
由图 1.47(a) 知, 静态时  $u_{BE1} = u_{BE2} = 0$ , 即  $V_1$ 、 $V_2$  处于零偏压状态。

当  $u_i$  在  $0 \sim 0.5V$  期间,  $i_{B1} = 0$ ,  $i_{C1} = 0$ , 所以  $u_0 = 0$ ;

当  $u_i$  在  $0 \sim -0.5V$  期间,  $i_{B2} = 0$ ,  $i_{C2} = 0$ , 所以  $u_0 = 0$ 。

由此可知, 当  $u_i$  为一个周期的标准正弦信号时,  $u_0$  在由正到负交越时间轴处产生了失真, 这种失真称交越失真。

由于交越失真是因  $V_1$ 、 $V_2$  零偏压造成的, 消除方法就是让  $V_1$ 、 $V_2$  在静态时给一个约  $0.6V$  的偏压, 使  $V_1$ 、 $V_2$  在静态时处于微导通状态, 这样  $u_0$  就会完全跟随  $u_i$  而变化, 从而消除交越失真。图 1.48(a)、(b) 就是给  $V_1$ 、 $V_2$  一个  $0.6V$  左右偏压的具体电路。



(a) 由  $R_1$ 、 $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $R_2$  通路给  $V_1$ 、 $V_2$  偏压 (b) 由  $V_1$  组成的共射电路给  $V_2$ 、 $V_3$  提供偏压

图 1.48 消除交越失真的方法

(6)OTL 电路。互补对称电路也可以采用单电源供电, 如图 1.45(b)所示, 但这时负载  $R_L$  必须采用耦合电容  $C$ , 电容  $C$  的容量一般选择比较大, 这样, 除了有较好的低频特性外, 由于两管的连接端 A 的直流电位为  $\frac{V_{CC}}{2}$ , 电容  $C$  上也将充电至  $\frac{V_{CC}}{2}$ , 当信号使  $V_1$  截止时,  $V_2$  的电流不能依靠  $V_{CC}$  供给, 而是通过  $C$  的放电来提供, 也就是说,  $C$  既是耦合隔直电容, 又

是直流电源。

静态时，由于电路上下对称，A 点电位为  $\frac{V_{CC}}{2}$ ，负载上无电流流过，电容被充电至  $\frac{V_{CC}}{2}$ ，

极性为左正右负。而且因为  $u_i=0$  时，两管基极无直流偏置， $I_B=0$ ，故电路工作于乙类状态。

输入正弦交流电时，当  $u_i$  为正半周时， $V_1$  导通， $V_2$  截止，负载上有电流  $i_{C1}$  流过，在负载上得到上正下负的正半周信号；输出电压的最大值为  $\frac{V_{CC}}{2}$ ；当  $u_i$  为负半周时， $V_1$  截止， $V_2$  导通，有  $i_{C2}$  电流流过负载，此时为电容 C 通过  $V_2$  对负载放电，负载上获得的最大电压值也为  $\frac{V_{CC}}{2}$ 。

由此可见，采用一个电源的互补对称电路，其工作原理与双电源供电的 OCL 电路相似，只是由于每个管子的工作电压不是原来的  $V_{CC}$ ，而是  $\frac{V_{CC}}{2}$ ，所以前面导出的公式  $P_{OM}$ 、 $P_{DC}$ 、

$\eta$  和  $P_{TM}$  要加以修正，即把原来的  $V_{CC}$  改变为  $\frac{V_{CC}}{2}$  即可；同样地，该电路也会产生交越失真，

也可以通过加偏置电压的方法消除。

## 7. 用复合管组成的实用功放电路

在互补对称功率放大电路中，要找到两只性能完全一致的 NPN 和 PNP 两种型号大功率管是十分困难的，如果要找两只性能完全相同的同型号的大功率管则会容易得多。同时为了减小前级的驱动电路，实用功放一般采用复合管作为功放管。

(1) 复合管。复合管的连接原则是：各管的电流流向一致。图 1.49 是相同型号管子的复合。

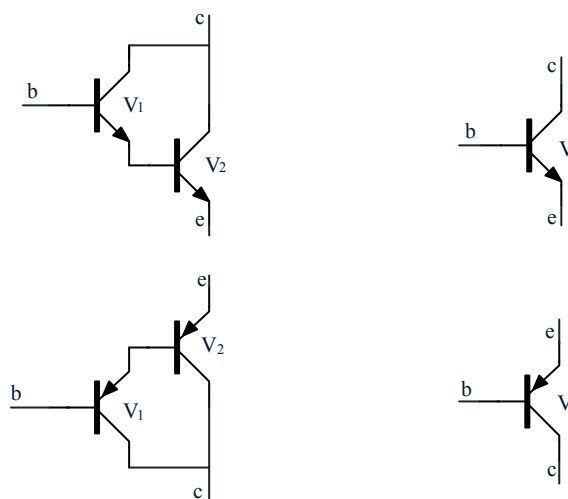


图 1.49 相同型号管子的复合

相同型号管子复合后的型号仍然是该型号，复合后管子的电流放大系数为：

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

不同型号管子复合后的型号与第一只管子相同，如图 1.50 所示，复合管的电流放大系数

$\beta$  也近似等于两只管子电流放大系数的乘积。

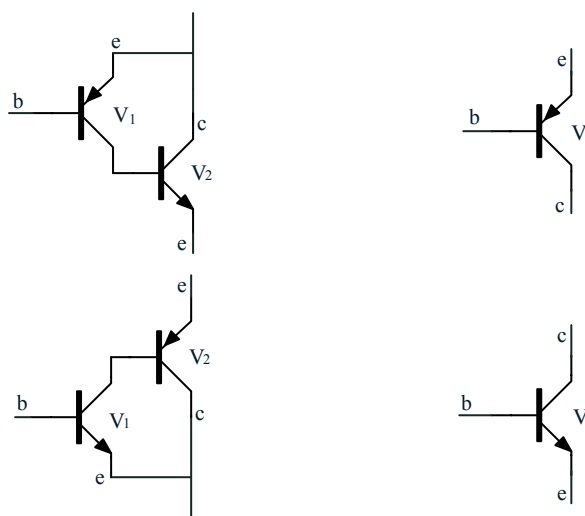


图 1.50 不同型号管子的复合

如图 1.51 所示为用复合管组成的实用功放电路。图中  $V_1$ 、 $V_2$  组成一个差动放大电路。 $V_3$  为推动级， $V_4$ 、 $V_6$  和  $V_5$ 、 $V_7$  复合后分别等效成 NPN 型管和 PNP 型管，组成复合互补对称电路。当  $u_i=0$  时，应通过调整静态工作点，得到  $u_o=0$ 。

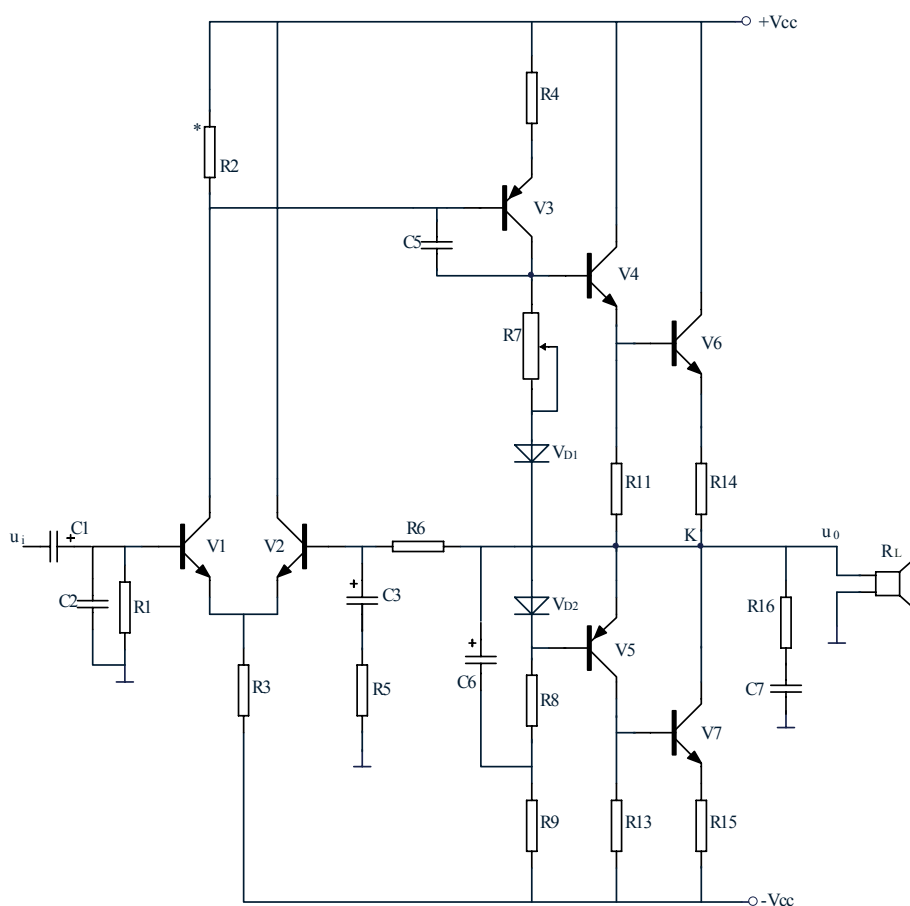


图 1.51 复合管组成的功放电路

当  $u_i$  为正半周时， $V_1$  集电极电压为负半周，经  $V_3$  放大后，又成为正半周，使  $V_4$ 、 $V_6$  导通，再经过  $R_L$  和  $V_{CC}$  形成通路；当  $u_i$  为负半周时，经  $V_3$  放大后， $V_5$ 、 $V_7$  导通，再经过  $R_L$  和  $-V_{CC}$  形成通路。所以， $u_i$  变化一周时， $R_L$  上可得到放大的全波信号。输出端 K 点通过一个电阻  $R_6$  和差动放大器  $V_2$  基极连接，不仅为  $V_2$  提供合适的工作点，也引入了电压串联



负反馈(负反馈的内容详见下一章)。整个电路的电压放大倍数  $A_{uf} = 1 + \frac{R_6}{R_5}$ 。

### 1.2.9 多级电压放大器几种耦合方式

为了获得较高的电压增益,可以把若干个单级放大电路连接起来,构成多级放大器。在多级放大器中,各级间的连接方式称为耦合方式。常用的耦合方式有阻容耦合、直接耦合和变压器耦合。

#### 1. 阻容耦合放大电路

图 1.52 是由两级分压式偏置电路组成的阻容耦合多级电压放大器。阻容耦合放大电路的特点是各级静态工作点互相独立。

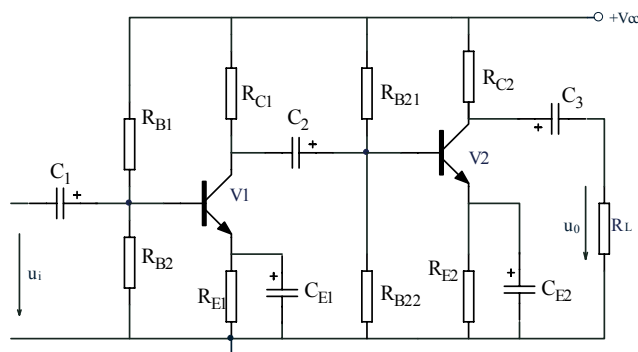


图 1.52 两级阻容耦合放大电路

#### 2. 直接耦合放大电路

图 1.53 是共集、共射直接耦合多级电压放大器。

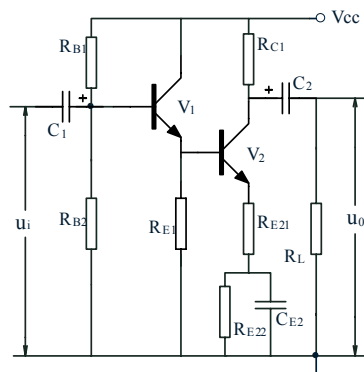


图 1.53 直接耦合放大电路

直接耦合的多级电压放大电路各级的静态工作点互相不独立,图 1.53 中  $V_1$ 、 $V_2$  的静态工作点中的  $I_{CQ}$  计算方法如下:

$$U_{B1} = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$I_{CQ1} \approx I_{EQ1} = \frac{U_{B1} - 0.7V}{R_{E1}}$$

$$I_{CQ2} \approx I_{EQ2} = \frac{U_{BI} - 0.7V - 0.7V}{R_{E21} + R_{E22}}$$

### 3. 变压器耦合放大电路

图 1.54 是常见的变压器耦合放大电路。

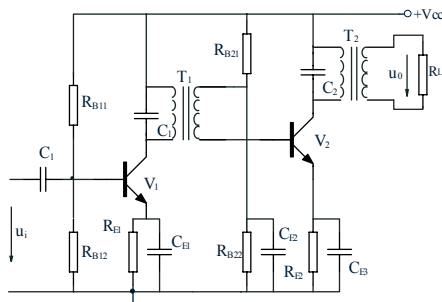


图 1.54 变压器耦合放大电路

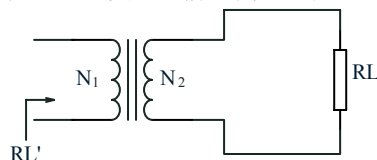


图 1.55 变压器实现阻抗匹配

变压器原、副边之间具有隔直耦合作用，和阻容耦合一样，变压器耦合电路中各级的静态工作也是独立的，变压器除有隔直耦合作用外，同时具有阻抗变换作用。如图 1.55 所示，若变压器的原边匝数为  $N_1$ ，副边匝数为  $N_2$ ，变压器的变比为  $k$ ，则变压器原副边电流、电压与匝数之间有如下关系：

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = k$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{k}$$

所以，从原边看进去的等效电阻为：

$$R'_L = \frac{U_1}{I_1} = k^2 R_L$$

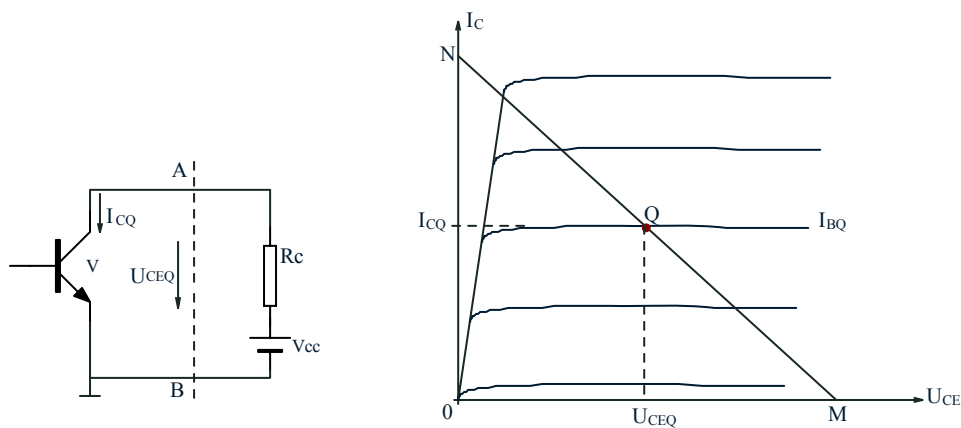
合理地选择变压器的匝数比，可以得到所需的等效电阻值。缺点是变压器体积大，重量重，一般只用于需要进行阻抗变换的大功率的功率放大电路中。

#### \*1.2.10 图解分析法和微变等效电路法介绍

放大电路的基本分析方法除了有近似估算法、实验测量法外，图解分析法和微变等效电路法是分析放大电路性能的基本方法。

##### 1. 图解分析法

所谓图解分析法，就是利用晶体管的伏安特性曲线，通过作图的方法，对放大电路的静态工作点进行分析的方法。



(a) 直流通路的输出回路

(b) 输出回路的图解分析法

图 1.56 静态工作点的图解分析法

(1)静态分析。静态的分析就是要得到静态工作点，即得到  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$  的值。图 1.56(a)画出了放大电路直流通路的输出回路，从图中可以看出，左边是三极管， $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  的关系必须满足三极管的输出伏安特性，右边是直流电路， $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  的关系必须满足  $U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C$ ，该方程在  $U_{CE} - I_C$  的坐标系中为一条直线，故称该直线为直流负载线。静态工作点即为两者的交点，如图 1.56(b)所示。

因此，可以用下列的步骤来确定静态工作点。

①由特性图示仪获得三极管的输出特性曲线。

②在  $U_{CE} - I_C$  的坐标系中作出直流负载线，直流负载线方程为  $U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C$ 。

用两点法作该直线，令  $I_C = 0$ ，得  $U_{CEQ} = V_{CC}$ ，设为 M 点；再令  $U_{CEQ} = 0$ ，得  $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$ ，

设为 N 点，连接 MN，得到直流负载线。

③在输入回路中确定  $I_{BQ}$ 。 $I_{BQ}$  的值一般通过估算的方法求得，对于基本共射极放大电路：

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - 0.7V}{R_B}$$

④确定静态工作点 Q。 $I_{BQ}$  所对应输出特性曲线与直流负载线的交点，即为所求的静态工作点，量取坐标上的值，就是所求的  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  的值。

(2)动态分析。动态分析主要得到输入和输出的电压、电流量的传输关系，得出放大器所能输出的最大动态范围。

从前面的分析可知，动态信号是在静态的基础上叠加的，即信号为零时，晶体管的工作点应为静态工作点。



图 1.57 输出回路的交流等效电路

而交流信号输入时，电容相当与短路，输出交流信号不仅通过集电极  $R_C$ ，而且通过负载电阻  $R_L$ ，如图 1.57 所示，则

$$u_{CE} = -i_c R'_L$$

其中， $R'_L = R_C // R_L$ ，称集电极等效负载电阻。上式反映的是交流  $u_{CE}$  与  $i_c$  的关系，

在  $u_{CE}-i_C$  坐标系中也是一条直线，故称交流负载线。它的斜率为  $\text{tg}\varphi = -\frac{1}{R'_L}$ ，而直流负载

线的斜率则为  $\text{tg}\theta = -\frac{1}{R_C}$ ，因为  $R'_L < R_C$ ，所以，交流负载线更陡。

动态的分析可以通过下列步骤求得：

①作交流负载线。由于交流负载线要通过静态工作点，又知其斜率为  $\text{tg}\varphi = -\frac{1}{R'_L}$ ，根据

点斜式可作出交流负载线  $M' N'$  如图 1.58 所示。

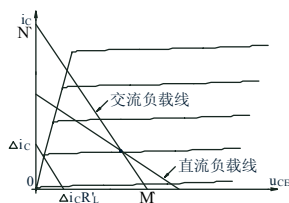
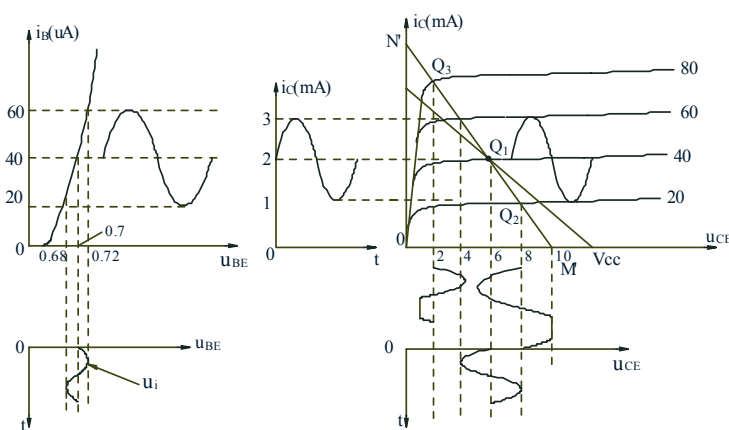


图 1.58 交流负载线的求法

②画出  $i_B$  波形。在输入特性曲线上，由输入信号  $u_i$  叠加到  $U_{BE}$  上得到  $u_{BE}$ ，而对应画出基极电流  $i_B$  的波形，如图 1.59(a) 所示。

③画出  $i_C$ 、 $u_{CE}$  的波形。在输出特性曲线上，根据  $i_B$  的波形，可对应得到  $u_{CE}$  及集电极电流  $i_C$  的变化波形，如图 1.59(b) 所示。



(a) 由输入特性曲线画  $i_B$  波形 (b) 由输出特性和交流负载线画  $i_C$  和  $u_{CE}$  波形

图 1.59 图解分析法

综上所述，可以得到如下的结论：

①用图解分析方法可一目了然地看出，输出波形的三种失真和电路的静态工作点及波形的幅值有关。

②选取静态工作点的原则是能低就低，以不失真为原则。

③由于负载  $R_L$  的关系，使输出电压波形不失真的动态范围减小。

## 2. 微变等效电路法

所谓微变等效电路法，就是在“一定条件”下，用一个线性的电路模型来代替非线性元

件三极管，从而把非线性的放大电路变成线性的电路，以便可以方便地求出放大电路的  $A_u$ 、 $r_i$ 、 $r_o$  参数。

“一定条件”是指放大电路在小信号的条件下工作，这样，三极管静态工作点附近的微小偏移可近似为线性。

(1) 三极管的线性等效模型。可以证明(证明略)，一个三极管可等效成如图 1.60(b)所示的线性等效模型。

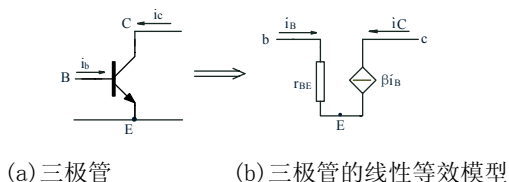
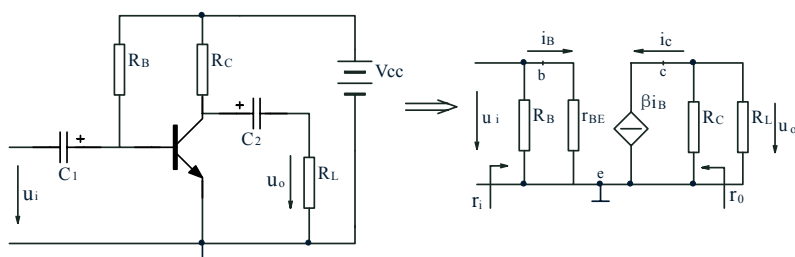


图 1.60 三极管的微变等效电路

(2) 画放大电路的微变等效电路。画微变等效电路的方法可用三句话来概括：

- ① 用三极管的微变等效模型替代三极管；
- ② 把电路中的电容、直流电源视做短路；
- ③ 把电压量和电流量表示成交流量。

图 1.61 (a)、(b) 是基本共射放大电路和它的微变等效电路。



(a) 共射放大电路

(b) 图 (a) 所示电路的微变等效电路

图 1.61 共射放大电路及其微变等效电路

(3) 由微变等效电路求电路的性能参数

① 求电压放大倍数  $A_u$ ：

$$u_i = i_B r_{BE}$$

$$u_o = -i_C R'_L \quad \text{式中 } R'_L = R_C // R_L$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{BE}}$$

注意，式中的“-”号表示的是输出电压和输入电压的反相关系。

② 求输入电阻  $r_i$ 。根据输入电阻的定义，从输入端看进去的电阻为：

$$r_i = R_B // r_{BE} \approx r_{BE}$$

③ 输出电阻  $r_o$ 。根据输出电阻的定义，输出端开路时，从输出端往里看的电阻为：

$$r_o \approx R_C$$

注意，上式是忽略了  $r_{CE}$  的影响。

### 1.2.11 放大电路的调整和测试

放大电路的调试包括测试和调整两部分。测试是在安装后对电路参数进行测量；调整是指在测试的基础上，对电路参数进行修正，使之满足设计要求。

下面以分压式偏置共射放大电路为例，介绍放大电路调试的一般方法和步骤。

#### 1. 通电前的检查

电路安装完毕后，一般不能急于通电，首先要根据电原理图检查电路中元器件是否接错，特别是二极管方向、三极管管脚、电解电容极性是否接对，电源线、信号线是否接反，焊点间是否短路，是否有虚焊。

#### 2. 准备调试仪器

调试前要做好调试用的仪器的检查，看看调试用的仪器仪表工作是否正常，测试时所用量程是否适当等。

#### 3. 静态工作点的测试

用万用表测量电路的静态工作点。如图 1.62 所示，把放大器的输入端接地，或不加输入信号，若是数字万用表，可直接测量三极管三个电极的对地电位  $U_{BQ}$ 、 $U_{CQ}$ 、 $U_{EQ}$ ，如果是模拟万用表，要考虑万用表输入电阻的影响。用模拟万用表测小电阻上的电压比较准确。

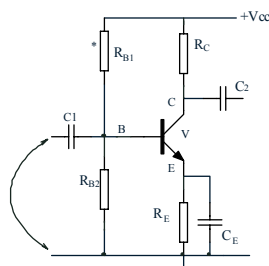


图 1.62 静态工作点的测试

#### 4. 动态调试

动态调试是在静态调试的基础上，给放大器加上合适的输入信号，用示波器观测输出波形，要在不失真的情况下，测试电路的性能参数  $A_u$ 、 $r_i$ 、 $r_o$ 、 $f_{BW}$  等；并结合测试结果对电路参数进行调整，以满足电路设计要求。

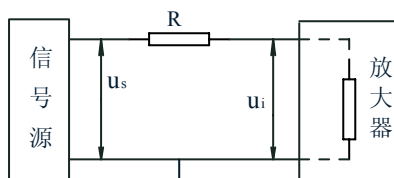


图 1.63 测量输入电阻的示意框图

①输入电阻  $r_i$  的测试。测试输入电阻的示意框图如图 1.63 所示。输入电阻  $r_i$  的测量可用“串接已知电阻法”，即在信号源和放大器输入端之间串接一已知电阻  $R$ ， $R$  的阻值一般选在接近  $r_i$  的数值。用毫伏表或示波器分别测出  $u_s$  和  $u_i$  的有效值  $U_s$  和  $U_i$  或峰值  $U_{SP}$  和  $U_{IP}$ 。则：

$$r_i = \frac{U_i}{U_s - U_i} \times R$$

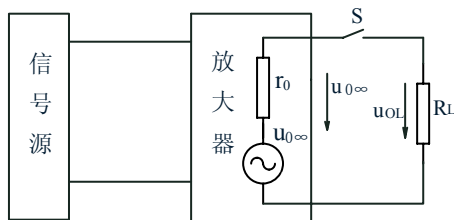


图 1.64 测量输出电阻的示意框图

②输出电阻  $r_o$  的测试。 $r_o$  的测试方法如图 1.64 所示。 $R_L$  的值应选得与  $r_o$  相近。在输出波形不失真的情况下，先测放大器的开路电压  $U_{o\infty}$  (S 断开)，再测放大器的负载电压  $U_{oL}$  的值 (S 闭合)。则：

$$r_o = \left( \frac{U_{o\infty}}{U_{oL}} - 1 \right) R_L$$

③电压放大倍数的测试。在信号不失真的情况下，测出输入、输出电压的有效值  $U_i$  和  $U_o$  或峰值  $U_{iP}$  和  $U_{oP}$ 。根据放大倍数的定义，则：

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{oP}}{U_{iP}}$$

④通频带的测试。

$$f_{BW} = f_H - f_L$$

$f_H$  和  $f_L$  是放大倍数下降到中频时的 0.707 倍时的频率，称上限截止频率和下限截止频率， $f_H$  主要受三极管的结电容和电路分布电容的影响， $f_L$  主要受耦合电容  $C_1$ 、 $C_2$  和旁路电容  $C_E$  的影响。

测试通频带宽时，可先测出放大器中频区 (如  $f=1\text{kHz}$ ) 时的输出电压，然后在维持  $u_s$  不变的情况下，逐渐增大信号源的频率，当频率比较大时，输出电压将下降，在输出电压下降到中频时 0.707 倍时，测量此时输入信号的频率，即为  $f_H$ ；同理，维持  $u_s$  不变，降低信号频率直到输出电压降到中频时的 0.707 倍为止，测出对应的信号源的频率，即为  $f_L$ 。

对于低频功放电路来说，希望电路稳定性好，非线性失真小，电压放大倍数高，输入电阻大，输出电阻小，低频截止频率越低越好，但是这些参数很难同时满足要求，因为它们互相影响的，所以调试时只能根据具体的要求，进行综合考虑。但是如果出现无输出信号、放大倍数明显下降、波形失真等情况，则是电路出现了故障，要先给予排除。

### 1.2.12 案例所用三极管型号和主要参数

案例所用三极管型号和主要参数见表 1.6。

表 1.6 案例所用三极管型号和主要参数

三极管型号	材料及极性	最大耗散功率 $P_{CM}$ (W)	最大集电极电流 $I_{CM}$ (A)	击穿电压 $U_{CEO}$ (V)	特征频率 $f_T$ (MHz)	国内代换型号
9011	硅 NPN 高频小功率管	0.1	0.05	30	400	3DG6C
9013	硅 NPN 高频中功率管	0.7	0.5	30	300	3DG12
9012	硅 PNP 高频中功率管	0.7	0.5	-30	200	3CG12
T1P41	硅 NPN 低频大功率管	65	6	40	3	3DD67C

## 1.3 电原理图和印制电路图

根据电原理图，运用 Protel 绘制印制电路图，或者根据印制电路板，画出电原理图，是电类专业高职毕业生在实际工作中必须掌握的一个技能。本教材在学生接触案例实训之前，对有关基本常识做一下介绍，可以使学生在这些基本常识指导下，通过实际训练，逐步掌握这个技能。

### 1.3.1 根据电原理图设计印制电路图（板）

#### 1. 印制电路图（板）设计的一般常识

印制电路板设计包括：确定印制板尺寸、形状、材料、外部连接和安装方法；布设导线和元器件位置，确定印制导线的宽度、间距和焊盘的直径和孔径等。必须符合电原理图的电气连接和电气、机械性能要求。

(1)合理选择版面尺寸。印制电路板的面积大小应适中，过大时，印制线条长，阻抗增加，抗噪声能力降低，成本亦高；过小时，则散热不好，并在线条间产生干扰。

(2)印制电路板元器件布局与布线。

①元器件布局的一般方法和要求

a. 元器件在印制电路板上的分布应尽量均匀，密度一致。无论是单面印制电路板还是双面印制电路板，所有元器件都尽可能安装在板的同一面，以便加工、安装和维护。

b. 印制电路板上元器件的排列应整齐美观，一般应做到横平竖直，并力求电路安装紧凑、密集，尽量缩短引线。如果装配工艺要求须将整个电路分割成几块安装时，应使每块装配好的印制电路板成为独立的功能电路，以便单独调试、检验和维护。

c. 元器件安装的位置应避免互相影响，元器件间不允许立体交叉和重叠排列，元器件的方向应与相邻印制导线交叉，电感器件要注意防电磁干扰，发热元件要放在有利于散热的位置，必要时可单独放置或装散热器，以降温 and 减少对邻近元器件的影响。

d. 大而笨重的元件如变压器、扼流圈、大电容器、继电器等，可安装在主印制板之外的辅助底板上，利用附件将它们紧固，以利于加工和装配。也可将上述元件安置在印制板靠近固定端的位置上，并降低重心，以提高机械强度和耐振、耐冲击力，减小印制板的负荷和变形。

e. 元器件的跨距(即元器件成型后两引线脚之间的距离)最大不应该大于元件本体长度的 2 倍以上；单向引线的跨距，不应超过本体直径(或长度)的  $\frac{5}{4}$ ，如图 1.65 所示。



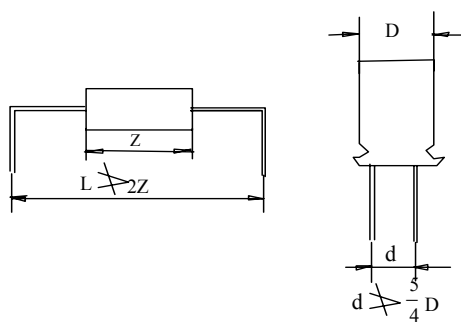


图 1.65 元器件的跨距和单向引线的跨距

f. 元器件的间距, 最小间距  $d$  等于相邻元件的半径(或厚度的一半)之和再加上安全间隙  $b$  ( $b$  为  $1\text{ mm}/200\text{ V}$ ), 如图 1.66 所示。

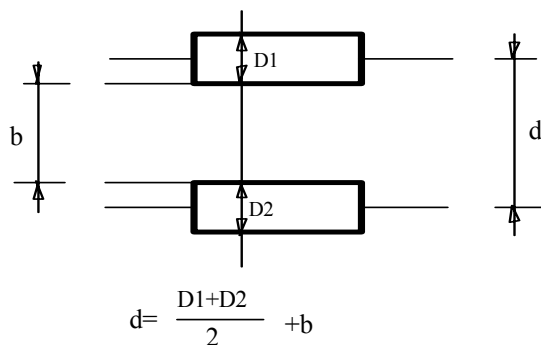


图 1.66 元器件的间距

## ② 布设导线的一般方法和要求:

a. 公共地线应尽可能布置在印制电路板的最边缘, 便于印制电路板安装以及与地相连。同时导线与印制板边缘应留有一定的距离, 以便进行机械加工和提高绝缘性能。

b. 为减小导线间的寄生耦合, 布线时应按信号的顺序进行排列, 尽可能将输入线和输出线的位置远离, 并最好采用地线将两端隔开。输入线和电源线的距离应大于  $1\text{ mm}$ , 以减小寄生耦合, 另外输入电路的印制导线应尽量短, 以减小感应现象及分布参数的影响。

c. 提供大信号的供电线和提供小信号的供电线应分开, 特别是地线, 最好是一点共地。

d. 高频电路中的高频导线、三极管各电极引线及信号输入输出线应尽量做到短而直, 易引起自激的导线应避免互相平行, 宜采取垂直或斜交布线, 若交叉的线较多, 则最好采用双面板, 将交叉的导线布设在印制板的两面。双面板的布线, 应避免基板两面的印制导线平行, 以减小寄生耦合, 最好使印制板的两面导线成垂直或斜交布置。

## (3) 印制导线的尺寸和图形:

① 印制导线的宽度。同一块印制电路板上的印制导线宽度应尽可能保持均匀一致(地线除外), 印制导线的宽度主要与流过其电流的大小有关, 印制导线的宽度一般选择  $1\sim 2\text{ mm}$ , 一些要流过大电流的电路, 线宽要适当加宽, 可宽至  $2\sim 3\text{ mm}$ , 公共地线和电源线在布线允许的情况下可为  $4\sim 5\text{ mm}$ 。

② 印制导线的间距。印制导线的间距一般不小于  $1\text{ mm}$ , 当线间电压高或通过高频信号时, 其间距应相应增大, 避免相对绝缘强度下降, 分布电容增大。

③ 印制导线的形状。印制导线的形状如图 1.67 所示, 应简洁美观, 在设计印制导线时应遵循以下几点:

- a. 除地线外，同一印制板上导线的宽度尽可能保持一致。
- b. 印制导线的走向应平直，不应出现急剧的拐弯或尖角。
- c. 应尽量避免印制导线出现分支。

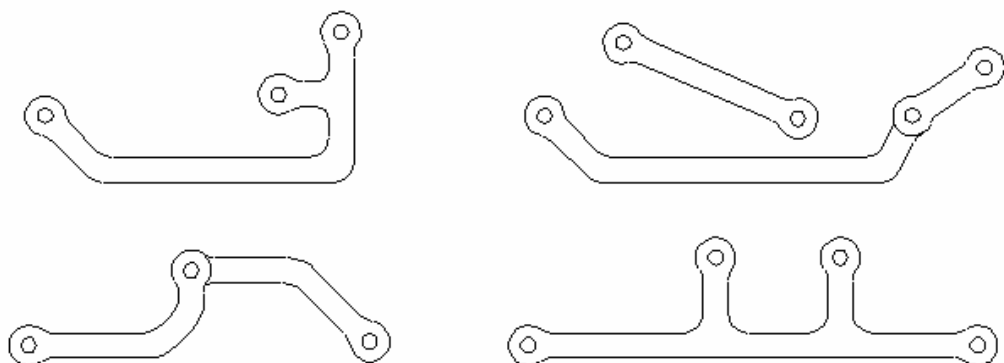


图 1.67 印制导线的形状

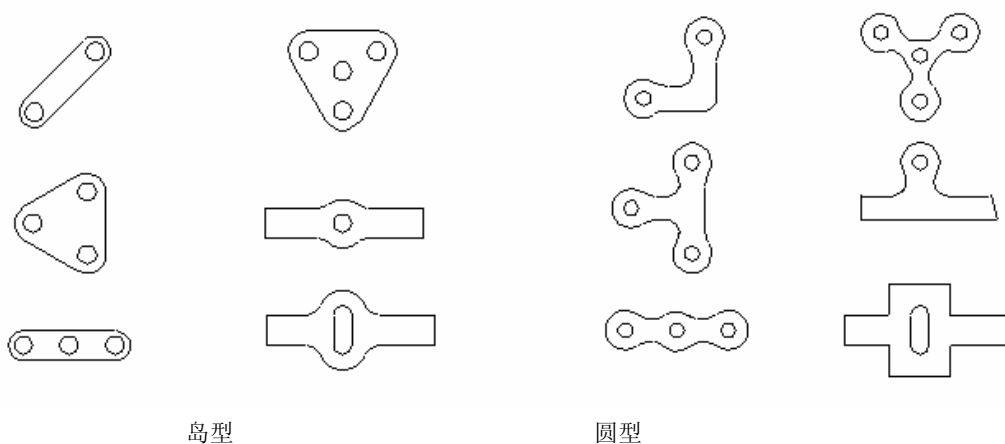


图 1.68 印制板接点的形状

(4)印制接点(焊盘)的形状和尺寸。为了增加在焊接元件与机械加工时印制导线与基板的粘贴强度，必须将导线加工成圆形或岛形，如图 1.68 所示。环外径应略大于其相交的印制导线的宽度，通常取 2~3 mm。而在单个焊盘或连接较短的两个接点加一条辅助线，增加接点的牢固。

(5)印制电路板的制作方法：

- ①根据电路特点和实际元件的大小，按照印制电路板的要求使用 Protel 绘制印制电路图交专门厂家加工。
- ②学校实验室也可配备一套专供实验室小批量使用的专用印制电路板制作设备。

## 2. 根据电原理图，设计印制电路图举例及练习

根据电原理图设计印制电路图，目前基本上均运用 CAD 软件（如 Protel）设计绘制。但是在读者还没有涉及电子线路 CAD 课程之前，只能用手工设计。同时，运用 CAD 软件设计电路板的基础也是建立在手工设计的基础之上的，因此，此处所述的举例和练习，均指用手工设计并绘制印制电路图。

根据电原理图设计印制电路图举例如下：

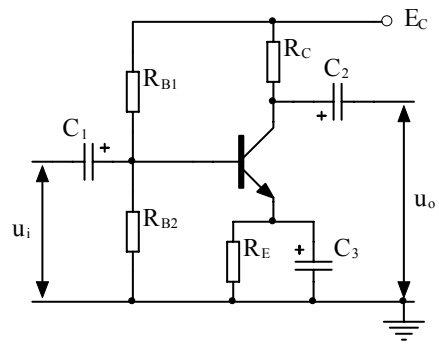


图 1.69 分压式基本共射电路电原理图

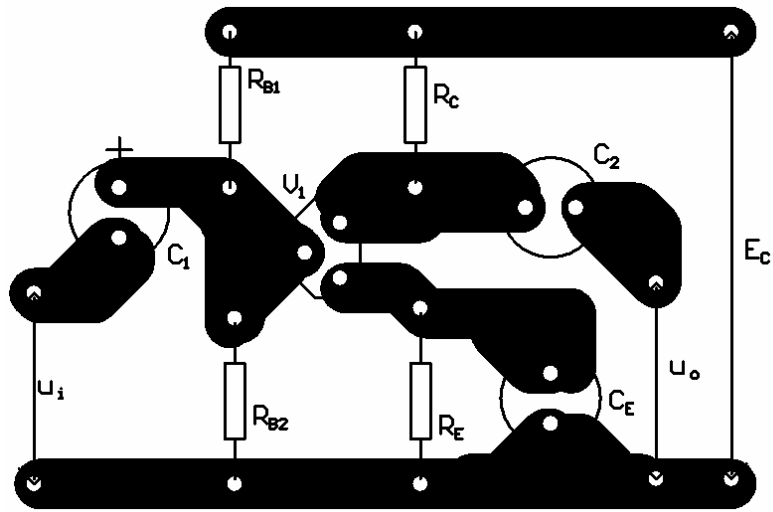


图 1.70 图 1.69 所示电路的印制电路图

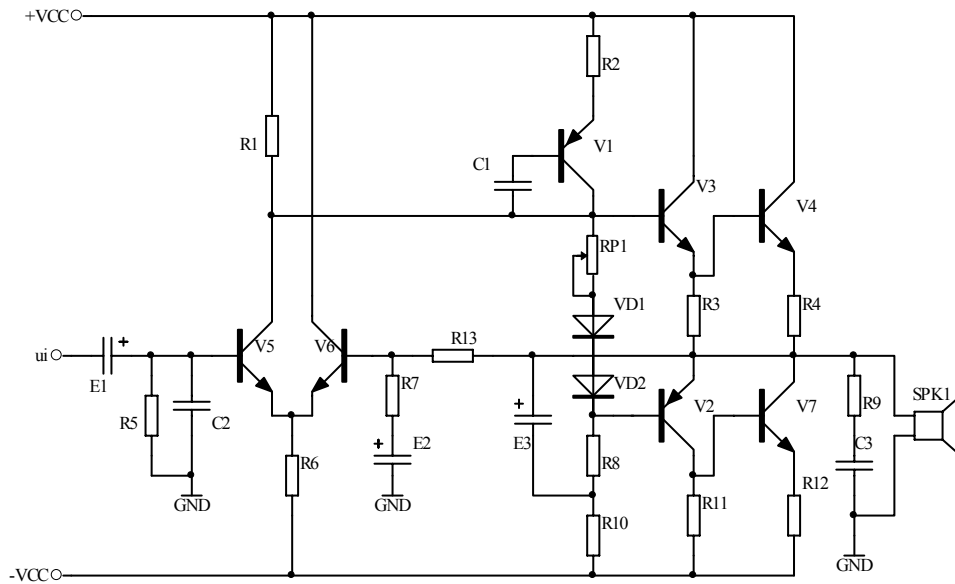


图 1.71 复合管组成的功放电原理图

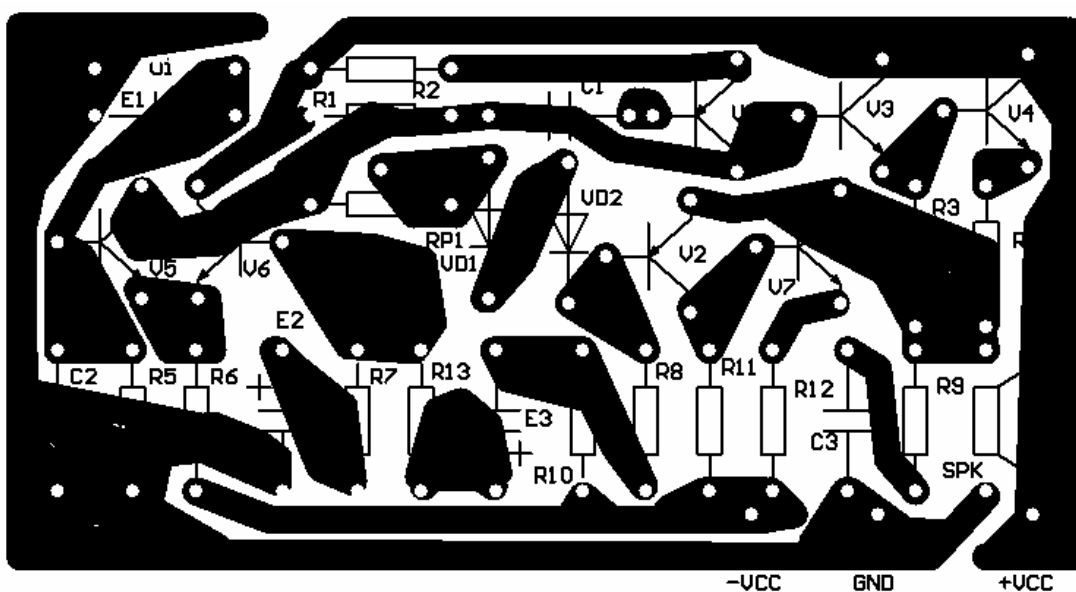


图 1.72 图 1.71 所示电路的印制电路图

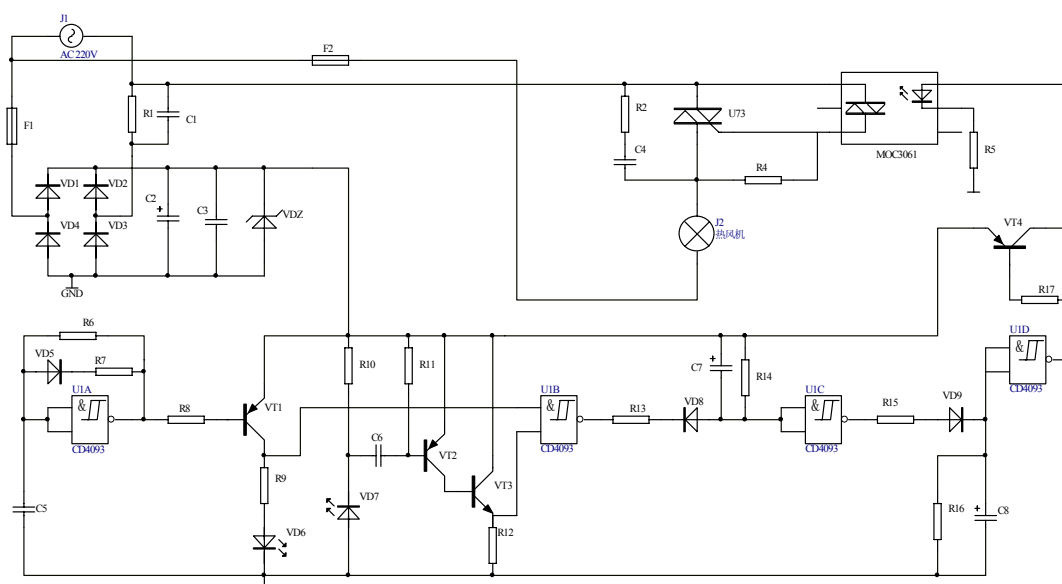


图 1.73 红外遥控烘手机电原理图

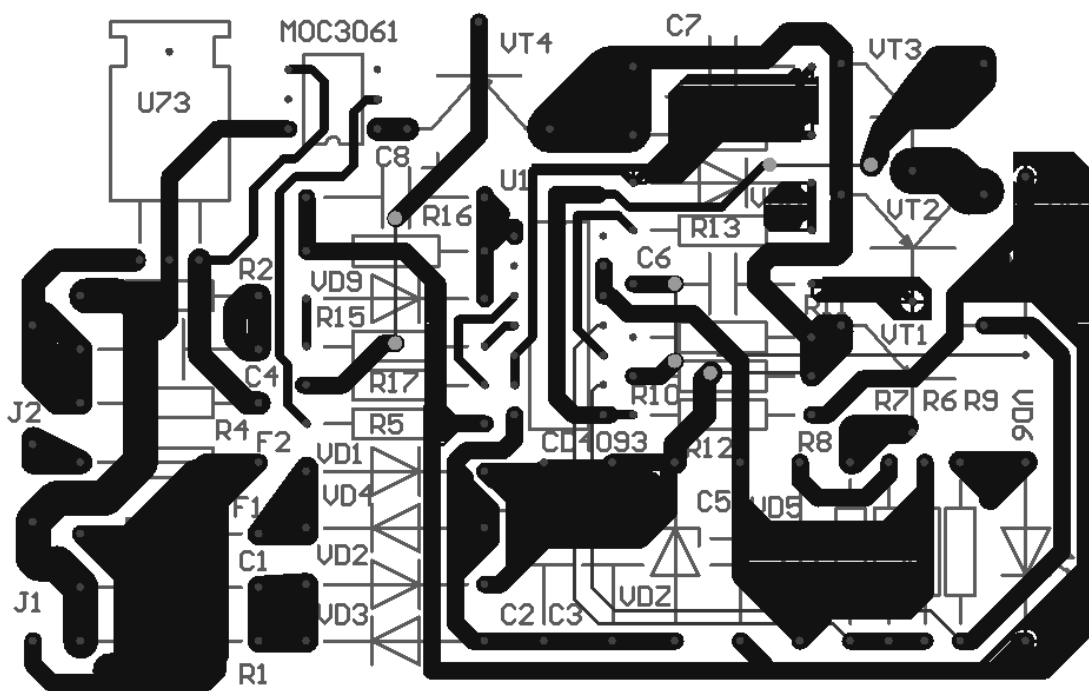


图 1.74 图 1.73 所示电路的印制电路板图

练习 1: 根据举例图 1.71 和举例图 1.73 的电原理图, 将两个原理图中的各个元件与对应的印制电路板图中的元件核对。

练习 2: 根据印制电路板设计的一般常识, 并参照设计举例, 把本书中图 1.52、图 1.53 所示的电原理图, 转画成印制电路板图, 并交教师评价。

### 1.3.2 根据印制电路图画电原理图

#### 1. 根据印制电路图画电原理图的一般方法（步骤）

在维修、仿制电子产品时, 通常需要借助电原理图来分析, 但目前大多数电子产品不提供电原理图, 为此需要根据产品实物（印制电路板）自己画出电原理图。

根据印制电路板画出电原理图的一般方法和步骤简单介绍如下:

- (1) 根据产品的供电情况, 首先画出供电线和地线。
- (2) 寻找出电信号的输入和输出端口。
- (3) 根据信号从输入到输出的大体流程, 确定核心元件。通常在分立元件电路中, 把三极管或者由三极管组成的复合管作为核心元件; 在既有三极管又有集成电路的复杂电路中, 把集成电路作为主要核心元件, 把三极管作为一般核心元件。
- (4) 以核心元件为中心, 画出和核心元件引脚直接相连的各支路, 其中首先画出直通电源线和直通电源地线的支路, 然后再画出核心元件之间互相连接的支路。
- (5) 若电子产品由几块印制电路板组成, 则分别画出每块板的电原理图后, 再把各块板的原理图连接起来。
- (6) 仔细分析已画出的电原理图草稿, 把各单元电路中的元件, 调整位置, 并相对集中, 把自己熟悉的单元电路画成常规的形式, 然后根据信号流程对元件的位置和电路图布局结构进行整理, 使成为比较规范的电原理图。

#### 2. 根据印制电路图画电原理图举例及练习

某一电路的印制电路板图如图 1.75 所示。

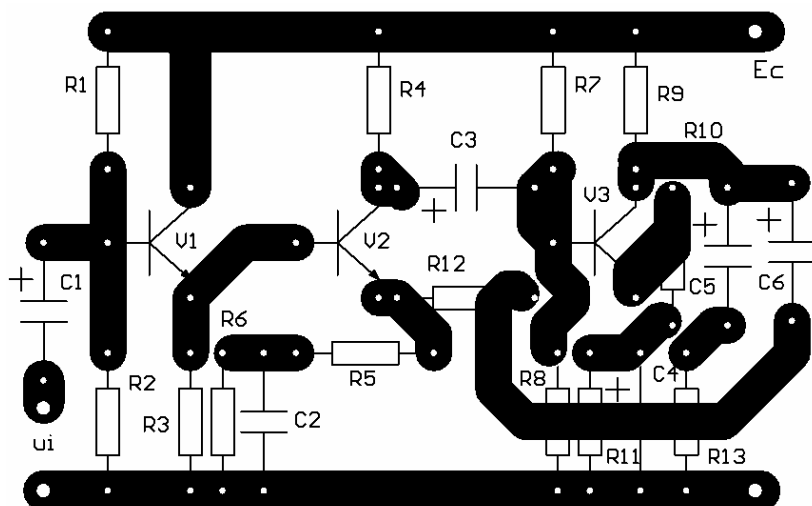
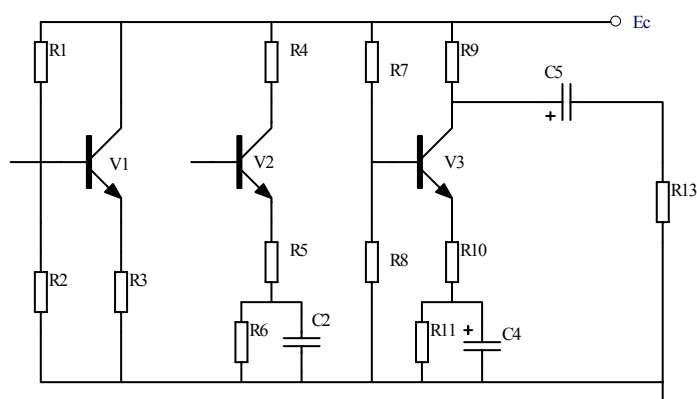
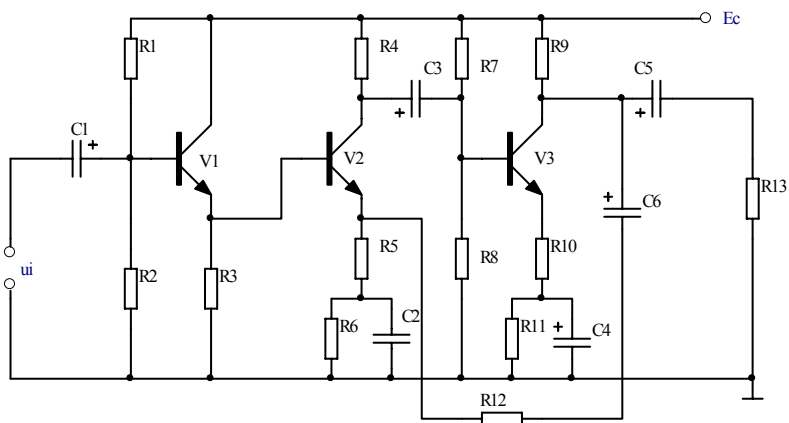


图 1.75 某一电路的印制电路板图

根据图 1.75 所示的印制电路板图画电原理图时，参照前面介绍的由印制电路图画电原理图的一般方法，首先画出电源线和地线，然后画出三个核心元件  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ ，再画由  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  引脚直通电源线和直通地线的支路，画完前述三步的电路图如图 1.76(a)所示，在图 1.76(a)的基础上，再画各个核心元件之间的连接支路，并经校对整理后得到的电原理图如图 1.76(b)所示。



(a) 部分电原理图



(b) 完全电原理图

图 1.76 图 1.75 的电原理图

练习 3：某一小功率家用扩音机的印制电路板图如图 1.77 所示，试根据上述所介绍的方法画出其电原理图并交老师检查。

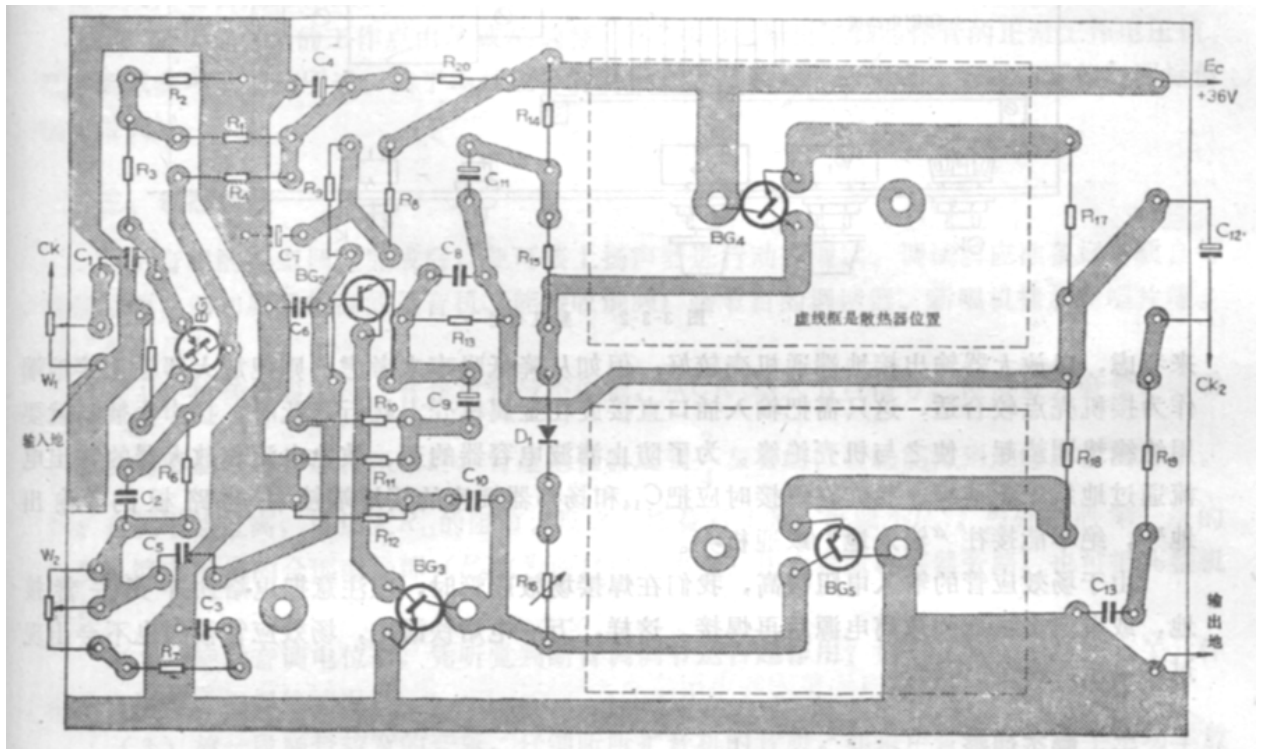


图 1.77 某一印制电路板图

## 1.4 实用功放案例

### 1.4.1 案例教学的目的、要求和教学方法

案例教学的目的就是要通过对具体案例的制作、调试，使其成为一件产品的过程，从中培养同学们对所学知识进行理解、分析、归纳、评价并采取行动的能力；通过联系实际解决问题的过程，培养同学们的责任心和实际动手能力与解决实际问题的能力。

案例教学对老师和学生都提出了更高的要求。

#### 1. 对教师的要求

①教师必须熟知案例，并对案例分析、制作、调试亲历亲为，深入广泛地提出案例所包含的问题和解决这些问题的具体方法。

②确定案例中要解决或讨论的问题，制定案例教学所要达到的目标。

③制定具体的课堂教学计划。能实时地回答现场同学的提问和快速准确地解决现场出现的各种实际问题。

#### 2. 对学生的要求

④要有主动学习的热情，要变被动学习为主动学习，要主动地去探究为什么和怎么做，做一个积极的行动者，在行动中学知识、学技术、学方法。

⑤对案例所涉及的知识进行整理，加深理解，并在实践中应用。

⑥通过亲自实践，在加深理解的基础上，要有所发挥，有所创新，有所心得并学会总结。

案例教学的教学方法是强调采用边讲边做、讲讲做做的知识和实践交叉互动的教学模式。让学生在学中，从实践和活动中获取知识，增进才干，并与原有知识进行整合，形成能力。

### 1.4.2 实用功放的电原理图和印制电路图

实用功放的电原理图如图 1.78 所示。

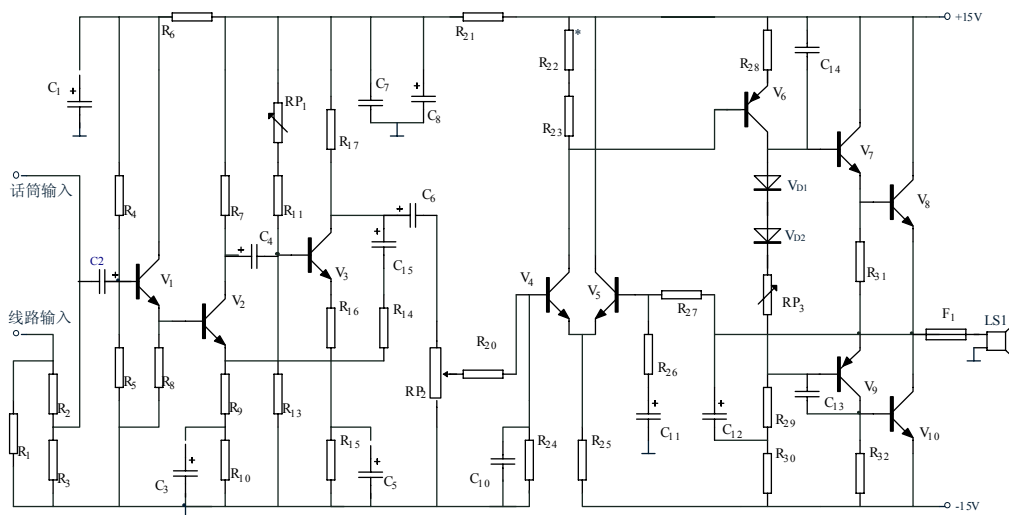


图 1.78 实用功放的电路原理图

该案例电路参数的要求:

- (1) 电源电压  $\pm 15\text{V}$ , 最大不失真功率  $P_O \geq 8\text{W}$ 。
- (2) 频率响应  $80\text{Hz} \sim 15\text{kHz}$ 。
- (3) 适用于话筒输入和线路输入(其中话筒输入信号为  $3 \sim 5\text{mV}$ 、线路输入信号为  $100 \sim 200\text{mV}$ )。

该电路的输入有两种形式, 即话筒输入和线路输入, 其中话筒输入的信号电压是  $3 \sim 5\text{mV}$ , 线路输入的信号电压是  $100 \sim 200\text{mV}$ , 所以线路输入采用衰减电路。

第一级电路是由  $V_1$  及周边元件构成的共集电极放大电路, 用以增加输入电阻, 且该电路采用分压式偏置电路, 保证在元件参数改变时电路的静态工作点不变。

$V_2$  是直接耦合的共射放大电路, 因为  $V_1$  的静态工作点稳定, 所以  $V_2$  的静态工作点也稳定。

$V_3$  及其周边的元件构成分压式偏置的共射放大电路, 继续放大信号电压, 并引入  $C_{15}$ 、 $R_{14}$  构成交流电

压串联负反馈, 用以改善放大器性能。由于引入了深度负反馈, 该部分的电压放大倍数  $A_{u1} = 1 + \frac{R_{14}}{R_9}$ 。

$R_{26}$ 、 $R_{27}$ 、 $C_{11}$  构成功放电路的电压串联负反馈, 以改善功放电路的性能, 这部分电路的电压放大倍数为

$$A_{u2} = 1 + \frac{R_{27}}{R_{26}}。 \text{ 案例电路总的放大倍数 } A_u = A_{u1} A_{u2}。$$

$V_4$ 、 $V_5$  组成差动放大电路, 起抑制零点漂移的作用。

$V_6$  组成共射放大电路, 做推动级。

$V_7$ 、 $V_8$  及  $V_9$ 、 $V_{10}$  采用复合管组成的互补对称功率放大电路, 输出足够大的功率以推动负载喇叭。

各单元电路在前面都有详尽的介绍, 在设计、安装、调试之前应先认真复习, 深入理解。

### 1.4.3 实用功放的安装、焊接与调试

#### 1. 元件的安装与焊接

在印制板上安装元件时, 一般应注意如下几点:

- (1) 在安装前应对元件的好坏进行检查, 防止已损坏的元件被装上印制板。
- (2) 元件引脚若有氧化膜, 则应除去氧化膜, 并进行搪锡处理。
- (3) 安装时, 要确保元件的极性正确, 如二极管的正、负板、三极管的 e、b、c 极, 电解电容的正、负极。
- (4) 元件外形的标注字 (如型号、规格、数值) 应放在看得见的一面。



- (5) 同一种元件的高度应当尽量一致。
- (6) 安装时，应先安装小元件（如电阻），然后安装中型元件，最后安装大型元件，这样便于安装操作。
- (7) 在空间允许时，功率元件的引脚应尽量留得长一些，以便有利于散热。
- 在进行焊接操作前，指导老师应做示范，并在示范操作过程中，讲清如下问题：要注意安全，焊接时间，送锡方法，烙铁头处理，用松香的道理和方法，防止虚焊的措施等。

## 2. 实用功放电路的调试

(1) 通电前的检查。电路安装完毕后，应先对照电路图按顺序检查一遍，一般地：

- ① 检查每个元件的规格型号、数值、安装位置管脚接线是否正确。
- ② 检查每个焊点是否有漏焊、假焊和搭锡现象，线头和焊锡等杂物是否残留在印制电路板上。
- ③ 检查调试用仪器仪表是否正常，清理好测试场地和台面，以便做进一步的调试。

(2) 静态调试。用万用表逐级测量各级的静态工作点。调节偏置电阻，使各级静态工作点正常。若测量值与计算值相差太远的话，应考虑该级偏置电路有虚焊或元件有错的错误，要检查修正。下面是案例中各点的静态电位值(用数字万用表测量的值)：

- ① 输出端  $u_0=0$ ，若偏离，可调  $R_{22}$ 、 $R_{23}$  使其为零。
- ②  $V_6$  的集电极电位  $V_{C6}=1.4V$ 。
- ③  $V_4$  的集电极电位  $V_{C4}=14V$ 。
- ④  $V_3$  的基极电位  $V_{B3}=2.1V$ 。
- ⑤  $V_2$  的基极电位  $V_{B2}=2.4V$ 。
- ⑥  $V_1$  的基极电位  $V_{B1}=3.3V$ 。
- ⑦ 各级的基极和发射极之间的压降  $U_{BE}=0.7V$ 。

(3) 动态测试。在输入端(案例中可在话筒输入端)输入 1kHz 的正弦波信号，用示波器观察输出信号波形，信号由小逐渐增大，直至输出波形增大到恰好不失真为止。

- ① 观察输出波形有无交越失真，调  $RP_3$  可消除交越失真，波形正负半周是否对称。
- ② 测电压放大倍数是否满足要求，即用交流毫伏表测量输入输出信号电压的有效值  $U_i$  和  $U_o$ ，则

$$A_u = \frac{U_o}{U_i}。$$

- ③ 测量最大不失真功率是否符合要求，最大不失真功率  $P_o = \frac{U_o^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{OP}^2}{R_L}$ 。

- ④ 测量电路的转换效率  $\eta = \frac{P_o}{P_E} \times 100\%$ ，其中  $P_o$  为最大输出功率， $P_E$  是电源提供的功率， $P_E = I_E V_{CC}$ ，

测  $I_E$  时可 将毫安表串入电源回路中测得。

⑤ 带宽测试。保持输入信号的幅度不变，调节输入信号的频率，升高频率直到输出电压降到  $0.707U_o$  时的频率为  $f_H$ ；降低频率，直到输出电压降到  $0.707U_o$  时的频率为  $f_L$ ，则带宽为  $f_{BW} = f_H - f_L$ 。

动态调试过程中若出现故障，应先排除。

### 1. 4. 4 实用功放电路所用元件名称和型号规格

实用功放电路所用元件名称、型号见表 1. 7。

表 1. 7 实用功放电路所用元件名称、型号

名称	型号	名称	型号	名称	型号
----	----	----	----	----	----

R <sub>1</sub>	330	R <sub>24</sub>	47k	C <sub>12</sub>	100 uF/16V
R <sub>2</sub>	100k	R <sub>25</sub>	7. 5k	C <sub>13</sub>	200pF
R <sub>3</sub>	2k	R <sub>26</sub>	330	C <sub>14</sub>	200pF
R <sub>4</sub>	300k	R <sub>27</sub>	47k	C <sub>15</sub>	10 uF/16V
R <sub>5</sub>	100k	R <sub>28</sub>	100	RP <sub>1</sub>	470k
R <sub>6</sub>	2k	R <sub>29</sub>	5. 1k	RP <sub>2</sub>	10k
R <sub>7</sub>	4. 7k	R <sub>30</sub>	330	RP <sub>3</sub>	330
R <sub>8</sub>	5. 1k	R <sub>31</sub>	200	V <sub>1</sub>	9011
R <sub>9</sub>	100	R <sub>32</sub>	200	V <sub>2</sub>	9011
R <sub>10</sub>	3k	C <sub>1</sub>	100uF/16V	V <sub>3</sub>	9011
R <sub>11</sub>	100k	C <sub>2</sub>	10 uF/16V	V <sub>4</sub>	9011
R <sub>13</sub>	51k	C <sub>3</sub>	47 uF/16V	V <sub>5</sub>	9011
R <sub>14</sub>	5. 1k	C <sub>4</sub>	10 uF/16V	V <sub>6</sub>	9012
R <sub>15</sub>	2k	C <sub>5</sub>	47 uF/16V	V <sub>7</sub>	9013
R <sub>16</sub>	100	C <sub>6</sub>	10 uF/16V	V <sub>8</sub>	TIP41
R <sub>17</sub>	5. 1k	C <sub>7</sub>	0.1 uF	V <sub>9</sub>	9012
R <sub>20</sub>	3k	C <sub>8</sub>	100 uF/16V	V <sub>10</sub>	TIP41
R <sub>21</sub>	200	C <sub>9</sub>	100 uF/16V	V <sub>D1</sub>	1N4148
R <sub>22</sub>	510	C <sub>10</sub>	200pF	V <sub>D2</sub>	1N4148
R <sub>23</sub>	510	C <sub>11</sub>	47 uF/16V	F <sub>1</sub>	1. 5A

### 1. 4. 5 案例思考题

#### 1. 元器件性能测试方面

- (1) 如何用万用表来检测二极管的正负极，并应注意什么问题？
- (2) 如何用万用表来判断三极管的基极和类型？
- (3) 如何用万用表来确定三极管的集电极和发射极(已知三极管类型)？
- (4) 电阻器上的色环有哪些颜色，它的含义是什么？
- (5) 如何用万用表来检验电容器的好坏？
- (6) 如何用万用表来判别电解电容的正负极？
- (7) 安装电解电容时应注意什么问题？
- (8) 用万用表测二极管的正向电阻时，不同的电阻档为什么读数不同？

#### 2. 仪器仪表使用方面

- (1) 万用表在测量电阻时应如何操作？要注意什么问题？
- (2) 测量结束，万用表的挡位应放在什么位置上？
- (3) 用万用表测电阻和测电压、电流时，它们的读数有什么不同？
- (4) 万用表的测试棒(红与黑)插法应如何？在测量直流电流时，接法如何？测量直流电压时，接法如何？旋在电阻档上，两棒各带什么极性？
- (5) 万用表上的两个调零器的作用有何区别？
- (6) 已知一个正常放大的电路，如图 1.79 所示。当用所标的电压表测量  $U_B$  和  $U_E$  时发现  $U_B < U_E$ ，为什么？

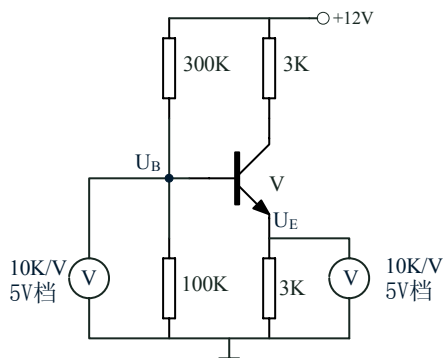


图 1.79

- (7) 有几种途径可以测量三极管集电极电流？哪种精确？哪种方便？
- (8) 示波器开机后，指示灯亮，但荧光屏上无任何光迹，应如何操作？
- (9) 示波器上观察到的光迹如图 1.80 所示，说明哪些旋钮(或开关)不正常，应如何操作？

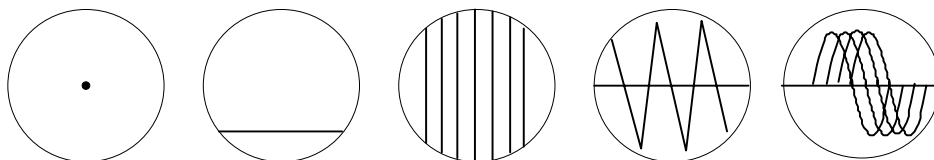


图 1.80 示波器上观察到的光迹

- (10) 示波器中的校准信号起什么作用？
- (11) 示波器中 Y 通道耦合选择开关 AC—GND—DC 三个位置有何区别？同一输入信号在光屏上如何显示？
- (12) 示波器的扫描系统中触发源选择开关、触发方式开关、触发电平旋钮三者各起什么作用？一般情况下应如何放置？
- (13) 示波器为什么能显示波形？
- (14) 用示波器测量信号电压的大小，它的步骤怎样？
- (15) 用示波器测量信号的周期及频率应如何操作？
- (16) 函数发生器的功用是什么？它输出频率大小如何调节？输出信号大小如何调节？

### 3. 电路原理知识方面

- (1) 固定偏置、分压式偏置放大器的静态工作点的参数是指哪些量？如何求得？
- (2) 如何设置放大器的静态工作点？
- (3) 当电源电压不改变情况下，如何调整静态工作点？
- (4) 什么是放大器的输入电阻和输出电阻？如何估算？它的数值大好还是小好？为什么？
- (5) 放大器的非线性失真有几种？是如何引起的？怎样消除它？
- (6) 本案例电路(见图 1.65)是由几级单元电路组成的？各有什么特点？
- (7) 根据提供的参数要求条件，计算出该电路所需要的放大倍数？
- (8) 根据电路元件参数估算出该电路的放大倍数。如何测试该电路的放大倍数？
- (9) 本电路的输入级电路的组成是哪几个电阻？为什么要这样设计？
- (10)  $V_2$ 、 $V_3$  组成的是什么放大器，电路中各元件有何作用？如果分别将  $C_3$ 、 $C_5$  开路， $C_{15}$  短路，对放大器有什么影响(分析静态和动态)？

- (11)  $V_1$  的电路是什么放大器？它起什么作用？
- (12)  $RP_2$  在电路中起什么作用？
- (13)  $V_4$ 、 $V_5$  组成的是什么放大电路？该电路有什么特点？电路中的  $R_{25}$  起什么作用？为什么要用  $-15V$  电源？
- (14) 共模抑制比是什么参数？它的物理意义是什么？
- (15)  $V_4 \sim V_{10}$  组成的功放电路，它的总体放大倍数是如何估算的？
- (16) 电路中  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $RP_3$  三个元件起什么作用？该支路如果短路、断路，对电路分别会引起什么后果？
- (17) 电路中  $C_{12}$ 、 $R_{30}$  两元件起什么作用？
- (18)  $R_{21}$ 、 $C_8$ 、 $C_7$ 、 $R_6$ 、 $C_1$  元件起什么作用？
- (19)  $V_7$ 、 $V_8$  和  $V_9$ 、 $V_{10}$  组成什么电路？它的电流放大系数是如何确定的？它的等效电路如何？
- (20) 如果输入信号太大，音量电位器又调得过大，会出现什么后果？

## 本章小结

二极管是由 PN 结封装制成的最基本的半导体器件，二极管的伏安特性是二极管的主要特性，通过伏安特性曲线，可清楚直观地说明半导体二极管具有单向导电性能，以及二极管动态和静态参数  $r_D$ 、 $R_D$ 、 $I_F$ 、 $I_S$ 、 $U_R$ 、 $f_M$  的内涵，普通二极管的应用主要是二极管单向导电性能的应用，稳压管主要是应用它的齐纳击穿特性，光电二极管主要是应用它的光电信号转换特性。

双极型半导体三极管是由两个 PN 结制成的，电流控制电流的半导体器件，分 NPN 和 PNP 两种类型，三极管的主要特性是输入特性  $I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{CE}}$  和输出特性  $I_C = f(U_{CE}) \Big|_{I_B}$ ；三极管中的三个电流的控制关系是  $I_C = \beta I_B$ ， $I_E = I_B + I_C$ ；三极管在工作时有三种工作状态，即放大工作状态、截止工作状态和饱和工作状态；三极管在放大电路中有三种接法，即共射、共集和共基。

由三极管组成的单元放大电路常用的有基本共射放大电路、分压式偏置共射放大电路、共集放大电路、差动放大电路和功率放大电路等。分析和设计放大电路应同时考虑多个性能参数是否合适，这些性能参数是

静态工作点 ( $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$ )，电压放大倍数  $A_u = \frac{u_o}{u_i}$ ，输入电阻  $r_i$ ，输出电阻  $r_o$ ，通频带  $f_{BW}$ ，差动放大电路

的共模抑制比  $K_{CMR}$  和功率放大电路的效率  $\eta$  和最大不失真输出功率  $P_o$  等。分析放大电路的基本方法是图解分析法和微变等效电路分析法。

把合适的单元电路通过一定的方式可级联成多级放大电路。级联的方式称为耦合，通常有阻容耦合、直接耦合和变压器耦合三种方式。实用功放案例就是几个单元放大电路通过阻容耦合和直接耦合组成的多级放大器。

放大电路工作是否正常，性能指标是否达到要求，除要按照一定的工艺进行安装焊接外，还要借助于仪器仪表进行调试和测试，熟悉万用表、示波器、信号发生器和直流稳压电源，并会正确使用这些常用仪器仪表，是电子技术专业人员必须达到的要求，案例中的有关思考题可以帮助读者通过实训达到这个要求。

## 思考题和习题 1

1.1 如图 1.81 所示，问：二极管两端的压降和流过二极管的电流是多少？若调换二极管的极性，则二极管两

端的压降和通过二极管的电流又是多少？(设二极管的反向电流  $I_s=0$ )

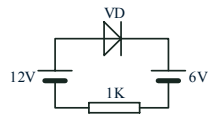


图 1.81

1.2 设二极管和稳压管的正向压降可忽略不计，稳压管的反向击穿电压为  $5V$ ，试求图 1.82 所示电路中流过  $2k\Omega$  电阻的电流。

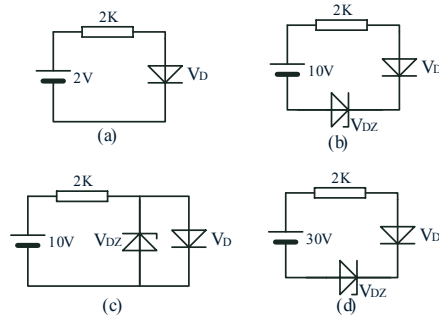


图 1.82

1.3 分析图 1.83 所示电路中各二极管是导通还是截止？并求出 A、O 两端的电压  $U_{AO}$  (设  $V_D$  为理想二极管)。

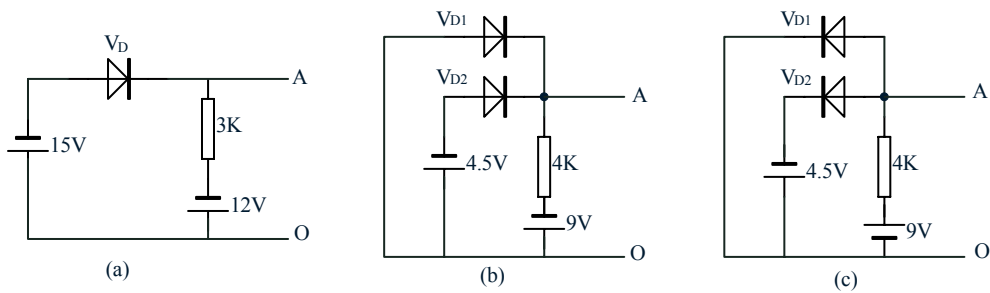


图 1.83

1.4 二极管桥式整流电路如图 1.84 所示，试分析如下问题：

- (1) 若已知  $U_2=20V$ ，试估算  $U_O$  的值。
- (2) 若有一只二极管脱焊， $U_O$  的值如何变化？
- (3) 若二极管  $V_{D1}$  的正负极焊接时颠倒了，会出现什么问题？
- (4) 若负载短接，会出现什么问题？

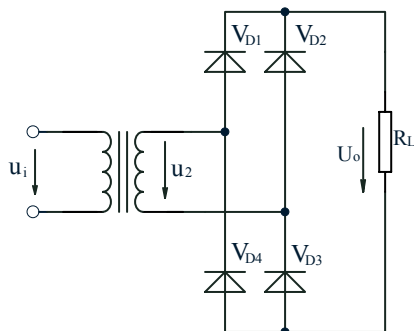


图 1.84

1.5 如图 1.85 所示，已知输入信号为正弦交流电，且  $U_{im}>E$ ，试画出输出电压的波形。

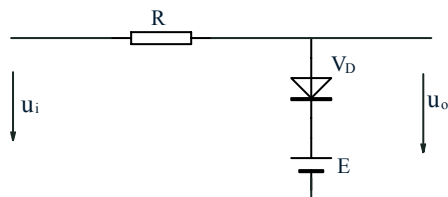


图 1.85

1.6 设  $V_{DZ1}$  和  $V_{DZ2}$  的稳定电压分别为 5V 和 10V，求图 1.86 中各电路的输出电压。

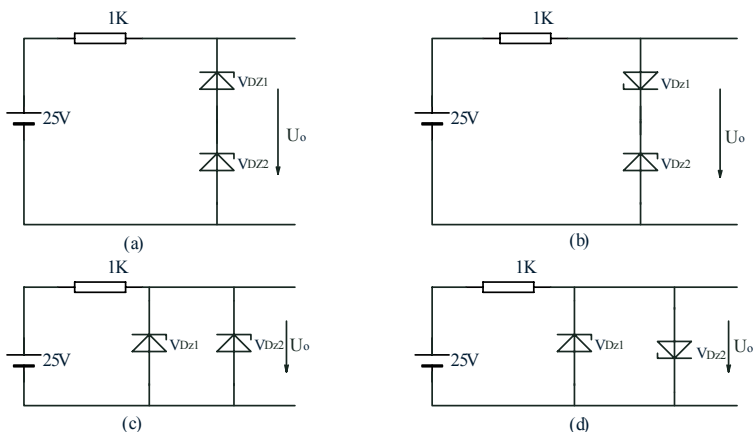


图 1.86

1.7 在检测某放大电路时，一时辨认不出该电路中三极管的型号，但可以从电路中测出它的三个电极的对地电压分别为  $U_1 = -6.2V$ ， $U_2 = -6V$ ， $U_3 = -9V$ ，如图 1.87 所示，试分析哪个电极是发射极、基极和集电极？该管是 NPN 型还是 PNP 型？是锗管还是硅管？

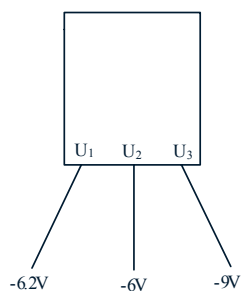


图 1.87

1.8 电路如图 1.88 所示，电路中有三只性能相同的二极管  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $V_{D3}$  和三只 220V、40W 的灯泡  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  互连接后，接入 220V 的交流电压  $u$ ，试分析哪只(或哪些)二极管承受的反向电压最大？

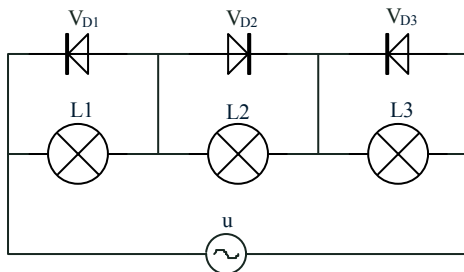


图 1.88

1.9 一硅稳压电路如图 1.89 所示，其中未经稳压的直流输入电压  $U_i = 18V$ ， $R = 1k\Omega$ ， $R_L = 2k\Omega$ ，硅稳压管  $V_{DZ}$  的稳定电压  $U_{DZ} = 10V$ ，动态电阻及未被击穿时的反向电流均可忽略。

- (1) 试求  $U_o$ 、 $I_o$ 、 $I$  和  $I_{DZ}$  的值；
- (2) 试求  $R_L$  值降低到多大时，电路的输出电压将不再稳定。

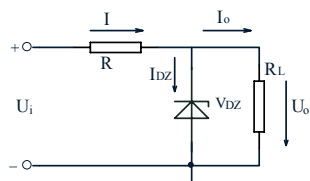


图 1.89

1.10 判别图 1.90 中各三极管的工作状态。

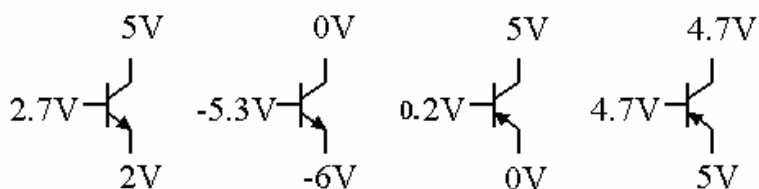


图 1.90

1.11 图 1.91 所示电路能否起正常的放大作用？如果不能，应如何改正？

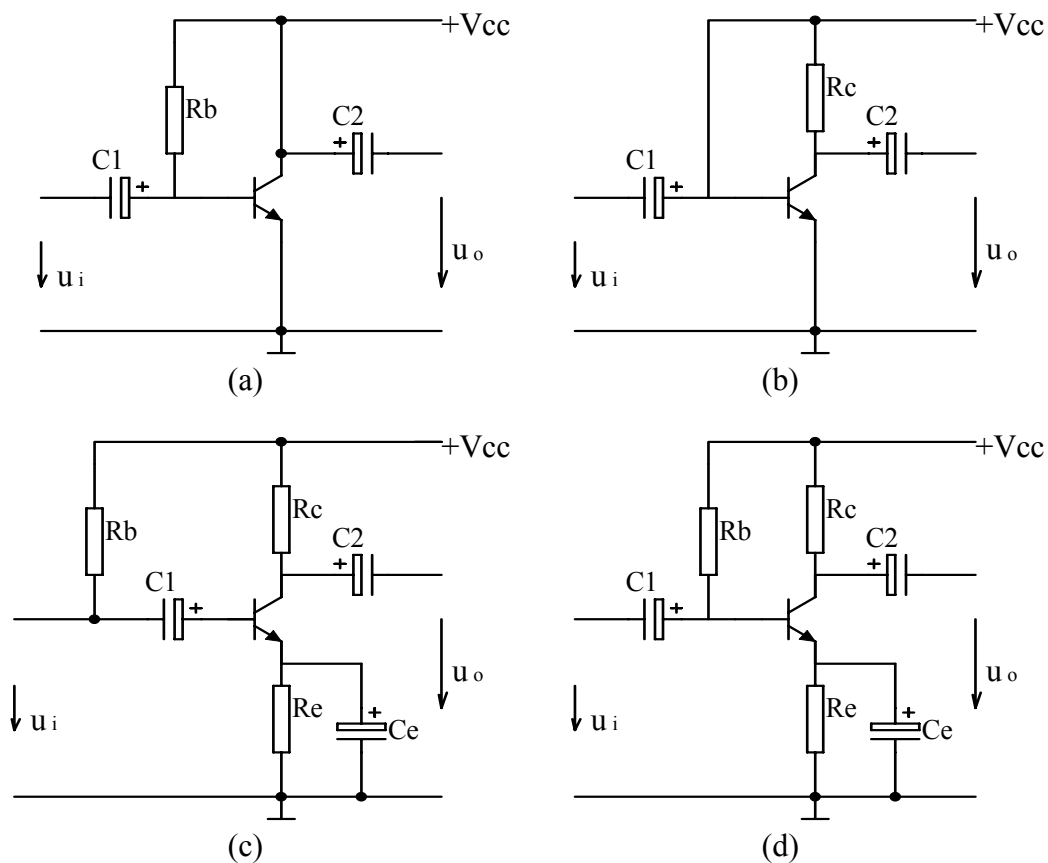


图 1.91

1.12 在单管共射放大电路中输入正弦交流电压，并用示波器测量观察输出端  $u_o$  的波形，若出现图 1.92 所示的失真波形，试分别指出各属于什么失真？可能是什么原因造成的？应如何调整参数以改善波形？

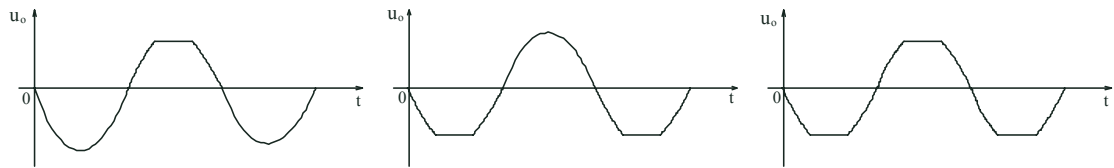


图 1.92

1.13 电路参数如图 1.93 所示， $\beta = 30$ ，试求：

- (1) 静态工作点；
- (2) 如果换上一只  $\beta = 60$  的管子，估计放大电路能否工作在正常的状态；
- (3) 估算该电路的电压放大倍数。

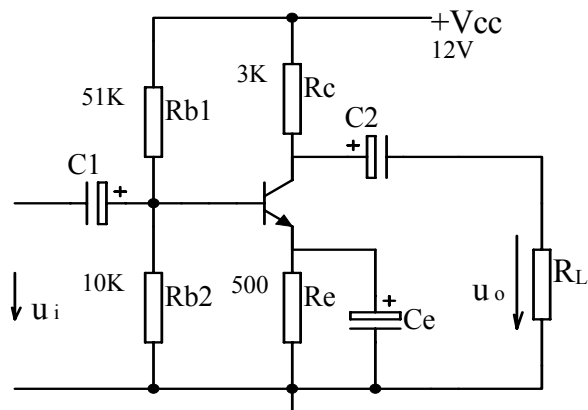


图 1.93

1.14 单端输入、双端输出的差分放大电路的参数如图 1.94 所示，设  $\beta_1 = \beta_2 = 80$ ， $r_{BE1} = r_{BE2} = 4.7k\Omega$ ，试求：

- (1) 确定电路的静态工作点；
- (2) 确定输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  的相位关系；
- (3) 计算差模电压放大倍数  $A_{ud}$ ；
- (4) 计算共模电压放大倍数  $A_{uc}$  及共模抑制比  $K_{CMR}$ 。

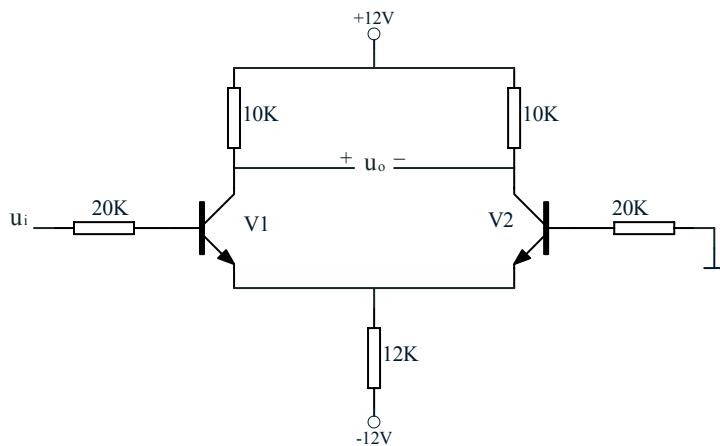


图 1.94

1.15 指出图 1.95 所示各种接法，哪些可以作复合管使用？等效的管型是 NPN 还是 PNP 型？指出 A、B、C 三个管脚各是等效三极管的什么电极？



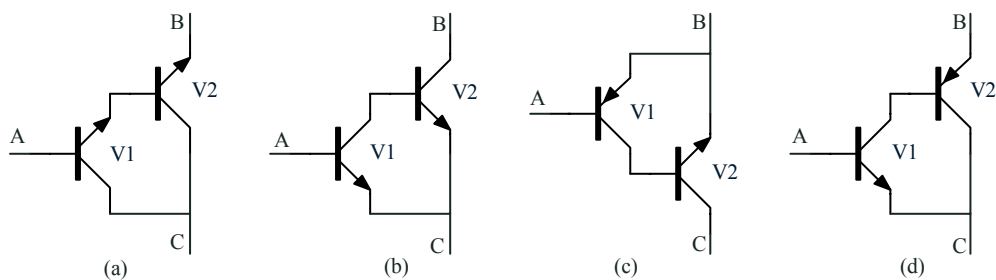


图 1.95

1.16 图 1.96 为复合互补对称功率放大电路，设  $u_i$  的幅值足够大，电源电压为  $\pm 24V$ ，可选用的功率管在下表 1.8 中列出。

- (1) 为了获得大于 25W 的最大不失真输出功率，可选用哪几种晶体管？
- (2) 如果电源改为  $\pm 20V$ ，可输出多大功率？设  $V_3$ 、 $V_5$  管的  $u_{CE}$  最小值为 3V；
- (3) 如果电源为  $\pm 24V$ ，但负载改为  $20\Omega$ ，此时最大不失真输出功率是多少？

表 1.8

型号	$P_{CM}$ (W)	$I_{CM}$ (A)	$U_{(BR)CE0}$ (V)	$U_{CES}$ (V)
3DD51A	1	1	$\geq 30$	$\leq 1$
3DD51B			$\geq 50$	
3DD51C			$\geq 80$	
3DD54A	5	2	$\geq 30$	$\leq 1$
3DD54B			$\geq 50$	
3DD54C			$\geq 80$	
3DD57A	10	3	$\geq 30$	$\leq 1$
3DD57B			$\geq 50$	
3DD57C			$\geq 80$	

1.17 图 1.97 中，静态时， $u_i=0$ ，这时  $V_1$  的集电极电位  $u_{C1}$  应调到多少？设各管的发射结和二极管的导通电压为 0.6V。

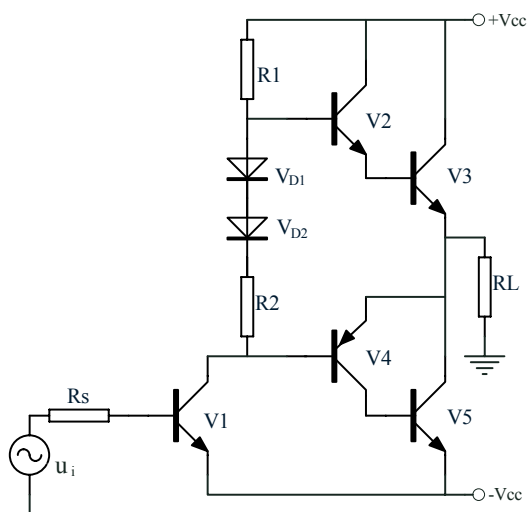


图 1.96

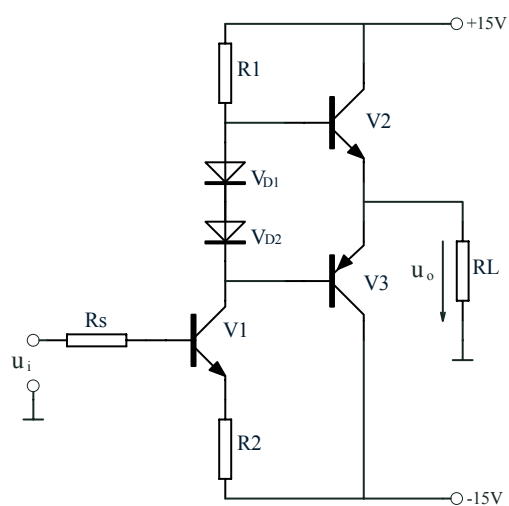


图 1.97

# 第 2 章 带电源的简易函数发生器案例及相关的基础知识

## 内容提要

本章主要介绍：运算放大器的组成、技术参数、理想运算放大器的“虚短”和“虚断”的概念；介绍运算放大器的线性应用单元电路，同时引入反馈的概念；介绍运算放大器非线性应用单元电路；介绍电源电路，最后把其中主要单元电路组成带电源的函数发生器案例，以进一步增强读者的读图能力，给出主要由运放单元电路构成的综合性、实用性的实训内容。

## 2.1 运算放大电路

### 2.1.1 运算放大电路的组成

运算放大电路的类型很多，电路也不尽一样，但结构上差别不大，主要由输入级、中间放大级和输出级组成，如图 2.1 所示。其中输入级一般是三极管或场效应管组成的差动放大电路，差动放大电路的两个输入端即是运算放大电路的同相输入端和反相输入端。中间级由单级或多级电压放大电路组成，主要是提高运算放大电路的开环增益。输出级一般由射极跟随器或互补射极跟随器构成，以提高输出功率。

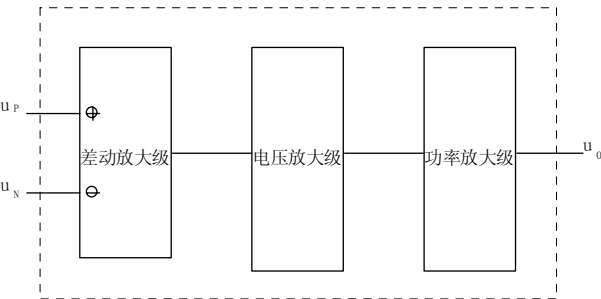
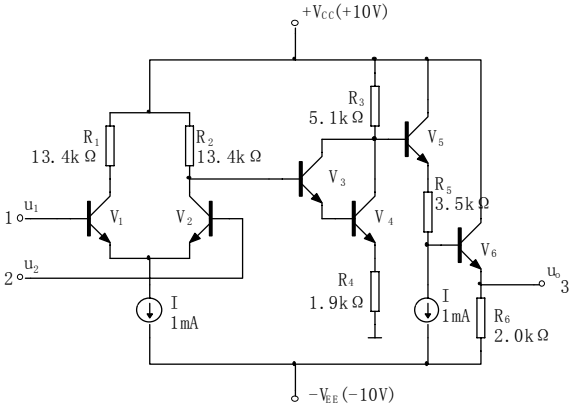
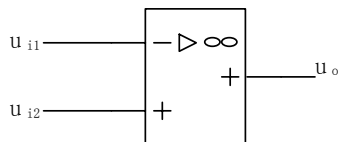


图 2.1 运算放大电路内部组成框图



(a) 电路原理图



(b)符号

图 2.2 简单运算放大器电路原理图和符号

图 2.1 为运算放大器内部组成框图。为加深对运算放大电路的理解，给出一个简单的运算放大器的电路原理，如图 2.2(a) 所示。图中  $V_1$ 、 $V_2$  组成了带恒流源差放，信号由双端输入，单端输出。电压放大级为由  $V_3$ 、 $V_4$  复合管组成的单级共发射极电压放大电路。输出极是由  $V_5$ 、 $V_6$  组成的两级射极跟随器构成的。其中 1 端、2 端为输入端，3 端为输出端，另有电源  $+V_{CC}$  端、 $-V_{EE}$  端和接地端。运算放大电路均用一个符号表示，如图 2.2(b) 所示。图中两个输入端，“-”端叫反相输入端，“+”端叫同相输入端，输出端的电压与反相输入端反相，而与同相输入端同相。

### 2.1.2 理想运放的技术参数

为了合理选择和正确使用集成运放，下面介绍运放的几个主要技术参数。

#### 1. 开环电压放大倍数 $A_{uo}$

集成运放在开环(无反馈)状态下，输出电压  $u_o$  与差模输入信号  $(u_{i2} - u_{i1})$  之比，即  $A_{uo} = u_o / (u_{i2} - u_{i1})$ ， $A_{uo}$  越高，构成的运放运算精度越高，工作也越稳定。实际运放的  $A_{uo}$  很高，如 D508 开环增益高达  $140\text{dB}(10^7)$ ，HA2900 的开环增益高达  $160\text{dB}(10^8)$ 。理想运放认为  $A_{uo} = \infty$ 。

#### 2. 输入失调电压 $U_{io}$

输入电压为零时，输出电压一般不为零，为使输出电压为零，要在输入端加一个补偿电压，此电压即为输入失调电压  $U_{io}$ ，一般为几毫伏，此值越小越好。如 F007 的失调电压为  $2 \sim 10\text{mV}$ 。理想运放的失调电压为零。

#### 3. 输入失调电流 $I_{io}$

当输入信号为零时，两个输入端静态输入电流之差  $I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$  为运放的输入失调电流，一般为  $1 \sim 100\text{nA}$ 。高质量的运放  $I_{io}$  小于  $1\text{nA}$ 。理想运放输入失调电流为零。

#### 4. 输入偏置电流 $I_{IB}$

若输入信号为零时，两个输入端静态基极电流的平均值  $I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2})$ ，为输入偏置电流，一般在  $1\mu\text{A}$  以下。 $I_{IB}$  越小， $I_{io}$  也越小，因而零漂也就越小。如 F007 的  $I_{IB}$  为  $200\text{nA}$ 。理想运放的  $I_{IB}$  为零。

#### 5. 最大共模输入电压 $U_{iCM}$

运放对共模信号有抑制能力，但共模信号必须是在规定的范围内，如超出了这个范围，运放的抑制能力会显著下降。 $U_{iCM}$  表示了集成运放所承受的共模干扰信号的能力。 $U_{iCM}$  越大越好，高质量的运放  $U_{iCM}$  可达十几伏。

#### 6. 最大输出电压 $U_{oppm}$

在电源电压为额定值时，使输出电压和输入电压保持不失真关系的最大输出电压，称为运放的最大输出电压。如 F007 的电源电压为  $\pm 15\text{V}$  时， $U_{oppm}$  约为  $\pm 13\text{V}$ 。

## 7. 共模抑制比 $K_{CMRR}$

运放对差模信号的放大倍数与它对共模信号放大倍数之比称为运放的共模抑制比。这个参数越大则运放的质量越好，一般为  $65\sim 160\text{dB}$  之间。如 F007 的  $K_{CMRR}$  为  $80\sim 86\text{dB}$ 。理想运放的  $K_{CMRR}$  为  $\infty$ 。另外理想运放的输入电阻  $R_i=\infty$ ，输出电阻  $R_o=0$ ，开环带宽  $BW=\infty$ ，而且不存在零点漂移。

### 2.1.3 理想运放在线性应用时“虚断”和“虚短”的概念

实际运放开环放大倍数很高，可达上百万或更高，因此很小的差模输入电压即可使输出电压达到饱和值。运放的传输特性如图 2.3 所示。

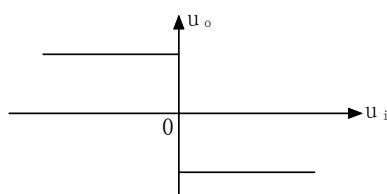


图 2.3 运放的传输特性

为了分析方便(也非常接近实际)，通常把运放视为理想器件，上面给出了理想运放的一些主要参数，为清楚起见列出如下：

开环电压放大倍数  $A_{uo}=\infty$ ；

输入电阻  $R_{id}=\infty$ ；

输出电阻  $R_o=0$ ；

开环带宽  $BW=\infty$ ；

当  $U_+=U_-$  时， $u_o=0$ ；

没有零点漂移。

对于工作在线性区域的理想运放，通过它的理想参数可以推导出下面两条重要的分析法则：

(1)理想运放的两输入端之间的电压为零，即  $U_+=U_-$ 。这相当于两输入端之间短路，即“虚短”的概念。这是因为运放工作在线性区，输出电压为有限值，而理想运放的  $A_{uo}=\infty$ ，则输入端之间的电压( $U_+-U_-$ )应为零。

(2)理想运放的两输入端不吸取电流，即  $I_+=I_-=0$ ，相当于两输入端之间是开路的，即“虚断”的概念。这是因为  $U_+=U_-$ ，即  $U_{id}=U_+-U_-=0$ ，而  $R_{id}=\infty$  的缘故。

利用“虚短”和“虚断”的概念，将使各种运放电路的分析十分简便。

### 2.1.4 用运放组成的比例运算电路

#### 1. 反比例运算放大电路及倒相器

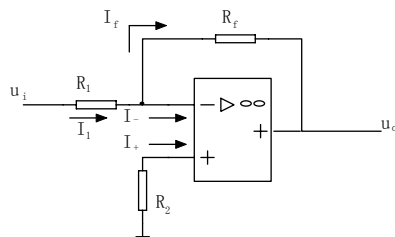


图 2.4 反比例运算放大电路

图 2.4 所示为反比例运算放大电路，输入信号  $u_i$  通过  $R_1$  加到反相输入端，输出信号通过  $R_f$  送回反相输入端，构成深度电压并联负反馈放大电路(有关负反馈电路分析将在 2.2 节讨论)，在同相输入端接一电阻  $R_2$ ，因集成运放毕竟不是理想的，总存在偏置电流、输入失调电压  $U_{io}$ ，并存在零漂。所以要求集成运放的两个输入端的等效电阻相等， $R_2$  就是起平衡作用的，因而称为平衡电阻， $R_2=R_1 \parallel R_f$ 。由图 2.4 知  $U_+=0$ ，而  $U_-=U_+=0$ ，又  $I_+=I_-=0$ ，则有  $I_1=I_f$ 。即

$$\begin{aligned} (u_i - 0)/R_1 &= (0 - u_o)/R_f \\ u_o &= -(R_f/R_1) u_i \\ A_{uf} &= -R_f/R_1 \end{aligned} \quad (2-1)$$

由式(2-1)( $A_{uf}$  表示负反馈放大电路的电压放大倍数)知该电路实现了输出与输入信号之间的反比例运算，故称为反比例运算放大电路。当  $R_1 = R_f$  时， $u_o = -u_i$ ，实现了输出对输入信号的倒相，大小并没有改变，构成了倒相器。

反比例运算电路有如下特点：

(1) 由于反比例运算电路接成“虚地”，即  $U_+=U_-=0$ ，它的共模输入电压为零，因此对运放的共模抑制比要求低，这是它的突出优点。

(2) 输入电阻低， $R_i=R_1$ ，所以要求输入信号源有较强的带负载能力。

例 2.1 电路如图 2.4 所示，设  $R_1=10\text{k}\Omega$ ， $R_f=50\text{k}\Omega$ ，求  $A_{uf}$ 、 $R_2$ 。若  $u_i=0.5\text{V}$  时， $u_o=?$

解：反比例运算电路放大倍数

$$A_{uf} = u_o/u_i = -R_f/R_1 = -50/10 = -5$$

平衡电阻

$$\begin{aligned} R_2 &= R_1 \parallel R_f = 10 \parallel 50 = 8.3\text{k}\Omega \\ u_o &= u_i \times A_{uf} = 0.5 \times (-5) = -2.5\text{V} \end{aligned}$$

## 2. 同比例运算放大电路及电压跟随器

图 2.5(a)所示为一同比例运算放大电路，它是在理想运放的输出和反相输入端之间连接了一反馈电阻  $R_f$ ，构成了深度电压串联负反馈放大电路，电路的输入信号通过  $R_2$  加到运放的同相输入端，反相输入端则通过电阻  $R_1$  接地。 $R_2$  是平衡电阻，应满足  $R_2=R_1 \parallel R_f$ 。由“虚断”  $I_+=I_-=0$  及“虚短”  $U_+=U_-$  的概念得

$$U_{R2}=0 \quad U_+=u_i \quad U_-=U_+=u_i \quad I_1=I_f$$

即

$$\begin{aligned} (0 - U_-)/R_1 &= (U_- - u_o)/R_f \\ (0 - u_i)/R_1 &= (u_i - u_o)/R_f \end{aligned}$$

整理得

$$u_o = (1 + R_f/R_1) u_i$$

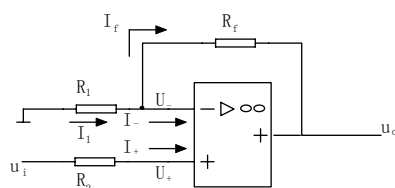
可见  $u_o$  与  $u_i$  同相位且成比例，其比例系数即闭环电压放大倍数

$$A_{uf} = u_o/u_i = 1 + R_f/R_1 \quad (2-2)$$

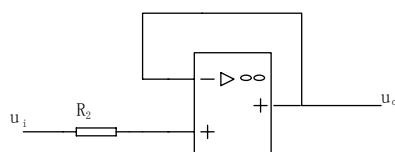
式(2—2)中若  $R_1 = \infty$  (断开),  $R_f = 0$ , 则可得

$$A_{uf} = 1$$

即输出电压等于输入电压, 称为电压跟随器。电路如图 2.5(b)所示



(a) 同相比例运算放大电路



(b) 电压跟随器

图 2.5 同相比例运算放大电路及电压跟随器

同相比例运算放大电路有如下特点:

(1) 输入电阻高, 可达  $100M\Omega$  以上。

(2) 由于  $U_+ = U_- = u_i$ , 即同相比例运算放大电路存在共模输入信号, 大小为  $u_i$ , 对集成运算放大电路的共模抑制比要求比较高, 这是它的缺点, 限制了它的应用场合。

### 3. 反相加法运算电路

图 2.6 为一反相加法运算电路, 输入信号  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  通过  $R_1$ 、 $R_2$  加于运放的反相输入端,  $R_f$  为反馈电阻,  $R_3$  为平衡电阻,  $R_3 = R_1 // R_2 // R_f$ , 因为

$$U_+ = U_- = 0 \quad I_1 + I_2 = I_f$$

所以

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} u_{i1} - \frac{R_f}{R_2} u_{i2} \quad (2-3)$$

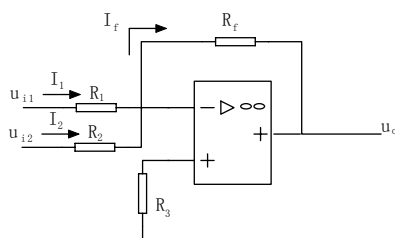


图 2.6 反相加法运算电路

### 4. 同相加法运算电路

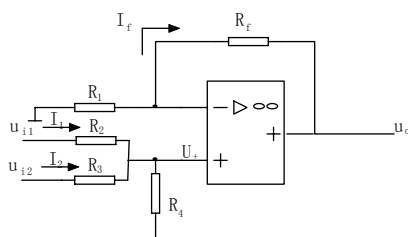


图 2.7 同相加法运算电路

图 2.7 为一同相加法运算电路，电路中的电阻应满足  $R_1 // R_f = R_2 // R_3 // R_4$  的关系，由“虚断”和“虚短”的概念并应用叠加原理推导出：

$$u_o = U_+ \times \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \quad (2-4)$$

其中

$$U_+ = \frac{u_{i1}}{R_2 + R_3 // R_4} \times R_3 // R_4 + \frac{u_{i2}}{R_3 + R_2 // R_4} \times R_2 // R_4$$

例 2.2 运放电路的输出电压  $u_o$  与输入信号电压 ( $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$ 、 $u_{i3}$ ) 的关系为  $u_o = 2u_{i1} + 0.5u_{i2} + 4u_{i3}$ ，若取  $R_f = 100K\Omega$ ，试画出运放电路，并求出相关电阻值。

分析：欲求几个信号之和，且输出与输入同相，可以采用单级同相加法器实现，但调试麻烦，尽可能不用，而采用两级运放即由  $A_1$  反相加法运放和  $A_2$  倒相器构成，电路如图 2.8 所示，有

$$u_{o1} = -[(R_f/R_{11})u_{i1} + (R_f/R_{12})u_{i2} + (R_f/R_{13})u_{i3}]$$

由  $R_f = 100K\Omega$  得

$$R_{11} = 50K\Omega, R_{12} = 200K\Omega, R_{13} = 25K\Omega$$

得平衡电阻

$$R_1 = R_f // R_{11} // R_{12} // R_{13} = 100 // 50 // 200 // 25 = 13.3 K\Omega$$

第二级为倒相器，取  $R_{21} = R_f = 100K\Omega$ ，平衡电阻

$$R_2 = R_{21} // R_f = 100 // 100 = 50K\Omega$$

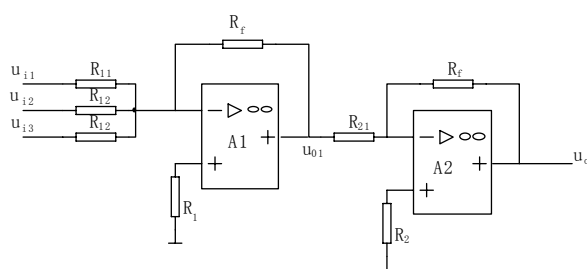


图 2.8 用两级运放实现求和的电路

## 5. 减法运算电路

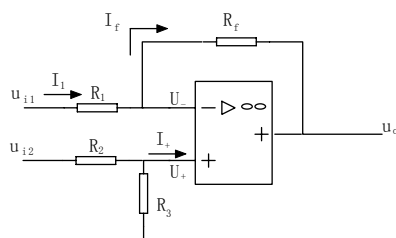


图 2.9 减法运算电路

图 2.9 为一减法运算电路，输入信号  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  分别加至反相输入端和同相输入端，在线性工作区内，它相当于同相比例与反相比例的叠加，也可直接应用“虚断”和“虚短”的概念来分析，结果是相同的。即

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} u_{i1} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) U_+ \quad (2-5)$$

其中

$$U_+ = \frac{u_{i2}}{R_2 + R_3} \times R_3$$

例 2.3 电路如图 2.10 所示， $R_1=R_2=R_3=10\text{K}\Omega$ ， $R_{f1}=51\text{K}\Omega$ ， $R_{f2}=100\text{K}\Omega$ ， $u_{i1}=0.1\text{V}$ ， $u_{i2}=0.3\text{V}$ ，求  $u_{o1}$  和  $u_o$ 。

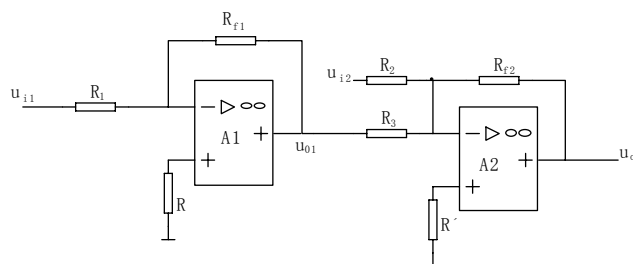


图 2.10 减法运算电路

分析：本题意图是要求读者学会通过反相比例运算放大电路和反相加法运算电路构成减法器，而尽可能不用减法运算电路，这样运算电路同相输入端接地，对运算放大电路共模抑制比要求不高。本电路是由两级集成运放组成，第一级为反相比例运算放大电路，因此根据式(2—1)得：

$$u_{o1} = -R_{f1}u_{i1}/R_1 = -(51 \times 0.1/10) = -0.51\text{V}$$

第二级为反相加法运算电路，根据式(2—3)得：

$$u_o = -R_{f2}/R_2 \times u_{i2} - R_{f2}/R_3 \times u_{o1} = -100/10 \times 0.3 - 100/10 \times (-0.51) = 2.1\text{V}$$

## 2. 1. 5 积分电路和微分电路

### 1. 积分电路

图 2.11(a)为一积分电路，将反相比例运放中的  $R_f$  用适当的  $C_f$  代替即可得积分电路。其中平衡电阻  $R_2$  应满足  $R_2=R_1$ 。假设电容电压初值为 0，由图知

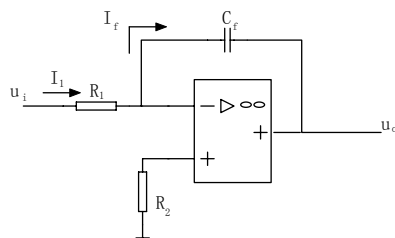
$$U_- = U_+ = 0$$

$$I_1 = u_i/R_1 = I_f$$

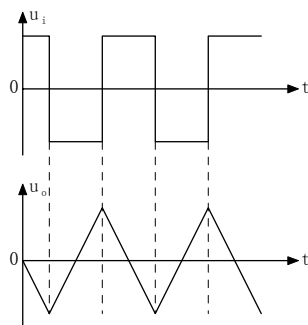
$$u_{Cf} = U_- - u_o = -u_o = 1/C_f \int i_f dt = 1/C_f \int u_i/R_1 dt = 1/(R_1 C_f) \int u_i dt$$



$$u_o = -u_{Cf} = -1/(R_1 C_f) \int u_i dt \quad (2-6)$$



(a) 积分电路



(b) 积分电路的输入输出电压波形

图 2.11 积分电路及输入输出电压波形

由(2—6)式可知  $u_o$  与  $u_i$  之间构成了积分关系，实现了积分运算。式中  $R_1 C_f$  为积分电路的时间常数。下面分析若  $u_i$  为矩形波时的输出电压波形。

设  $C_f$  两端电压初值为 0， $u_i$  为正时，因为电压恒定，则电容被恒流充电， $u_{Cf}$  与时间成正比，直线下降；而  $u_i$  为负时，电容放电， $u_{Cf}$  直线上升，波形如图 2.11(b)所示， $u_o$  为三角波。

## 2. 微分电路

图 2.12(a)为一微分电路，将反比例运放中的  $R_1$  用  $C_1$  代替即可构成一微分电路，其中平衡电阻  $R_2 = R_f$ ，因为

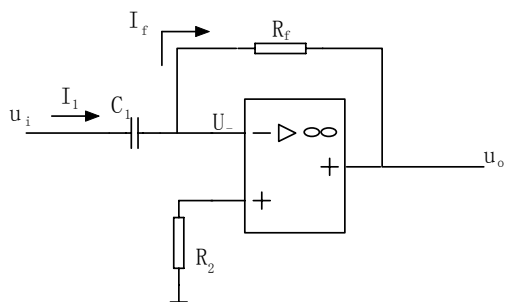
$$U_+ = U_- = 0, \quad I_f = I_1$$

即

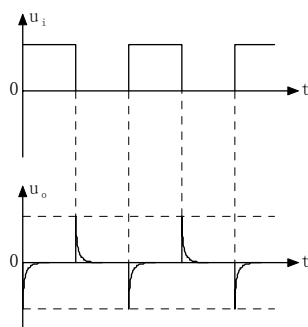
$$-\frac{u_o}{R_f} = \frac{dq_{C1}}{dt} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = C_1 \frac{d(u_i - U_-)}{dt} = C_1 \frac{du_i}{dt}$$

所以

$$u_o = -R_f C_1 \frac{du_i}{dt} \quad (2-7)$$



(a) 微分电路

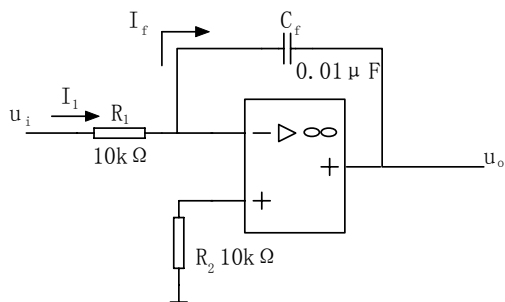


(b) 图(a)所示电路的输入输出电压波形

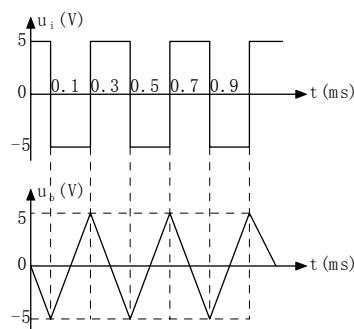
图 2.12 微分电路及输入输出电压波形图

可见输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  之间构成了微分关系，波形如图 2.12(b)所示，其中  $R_f C_i$  为电路的时间常数。由波形图可以看出，只要输入信号  $u_i$  有变化，输出  $u_o$  就不为零，由于是反相输入， $u_i$  增加时  $u_o$  为负， $u_i$  减小时  $u_o$  为正， $u_o$  的波形反映了  $u_i$  的变化情况，这就是微分的概念。

例 2.4 基本积分电路如图 2.13(a)所示，输入信号  $u_i$  为一方波，如图 2.13(b)所示，运放最大输出电压为  $\pm 10V$ ，设  $t=0$  时电容电压为零，试画出理想情况下的输出电压波形。



(a) 电路图



(b) 电压波形图

图 2.13 例 2.4 的电路图及输入输出电压波形图

解：由图 2.13(a)可求出电路的充放电时间常数为

$$\tau = R_1 C_f = 10 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6} = 0.1 \text{ms}$$

运放输入端为虚地，输出电压等于电容两端的电压，即  $u_o = -u_c$ ， $u_o(0) = 0$ ，在  $0 \sim 0.1 \text{ms}$  时间段内，输入电压  $u_{iP} = 5 \text{V}$ ， $u_o$  将从 0 开始线性减小， $t = 0.1 \text{ms}$  时达负最大值，其值由积分求得为

$$-U_{oP} = u_o|_{t=0.1\text{ms}} = -\frac{1}{R_1 C_f} \int_0^t u_i dt + u_o(0) = -1/0.1\text{ms} \int_0^{0.1\text{ms}} 5 dt = -5 \text{V}$$

而在  $0.1 \sim 0.3 \text{ms}$  时间段内， $u_{iP}$  为  $-5 \text{V}$ ，所以输出电压  $u_o$  从  $-5 \text{V}$  开始线性增大， $t = 0.3 \text{ms}$  时达到正峰值，其值为

$$\begin{aligned} U_{oP} = u_o|_{t=0.3\text{ms}} &= -\frac{1}{R_1 C_f} \int_{0.1\text{ms}}^{0.3\text{ms}} u_i dt + u_o(0.1\text{ms}) \\ &= -1/0.1\text{ms} \int_{0.1\text{ms}}^{0.3\text{ms}} (-5) dt + (-5 \text{V}) = 5 \text{V} \end{aligned}$$

$u_o$  的最大输出  $\pm 5 \text{V}$  没有超出运放的最大输出电压  $\pm 10 \text{V}$  的范围，所以输出与输入间为线性积分关系，输入为方波，输出为三角波，波形如图 2.13(b)所示。

## 2.2 放大电路中的负反馈

在现代社会中，反馈几乎无处不在，在电子技术中，负反馈是改善放大器性能的重要手段，在上篇两个案例中均多处用到负反馈放大电路。本节主要介绍反馈的概念、类型、判断方法和负反馈对放大电路的影响，最后介绍电压串联负反馈电路应用的例子。这些应用例子均被上篇中的两个案例所采用。

### 2.2.1 基本概念

在放大电路中，输入信号由输入端加入，经放大后从输出端输出，这是信号正向传输通道。如果通过一个网络将输出信号(电压或电流)的一部分或全部反方向送回到放大电路的输入回路，并与输入信号相合成，这个过程称为反馈。

#### 1. 反馈放大电路组成及有关参数定义

反馈放大电路由无反馈的基本放大电路和反馈电路网络组成，如图 2.14 所示。

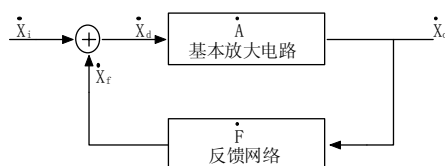


图 2.14 反馈放大电路框图

反馈网络可以是电阻、电容、电感、变压器、二极管等单个元件及其组合，也可能是较为复杂的电路。放大电路可以是第 1 章介绍的分立元件组成的放大电路，也可以是运放，带有反馈的放大电路称为闭环放大电路，而无反馈的放大电路称为开环放大电路。图 2.14 为反馈放大电路框图，其中  $\dot{x}_i$  是放大电路的输入信号， $\dot{x}_o$  为输出信号， $\dot{x}_f$  为反馈信号， $\dot{x}_d$  为真正输入到基本放大电路的净输入信号。

$\dot{A}$  为开环放大倍数， $\dot{F}$  为反馈系数， $\dot{A}_f$  为引入反馈后的广义闭环放大倍数。参数之间的关系为  $\dot{A} = \frac{\dot{x}_o}{\dot{x}_d}$ ， $\dot{F} = \frac{\dot{x}_f}{\dot{x}_o}$ ， $\dot{x}_d = \dot{x}_i + \dot{x}_f$ ，

的广义闭环放大倍数。参数之间的关系为  $\dot{A} = \frac{\dot{x}_o}{\dot{x}_d}$ ， $\dot{F} = \frac{\dot{x}_f}{\dot{x}_o}$ ， $\dot{x}_d = \dot{x}_i + \dot{x}_f$ ，

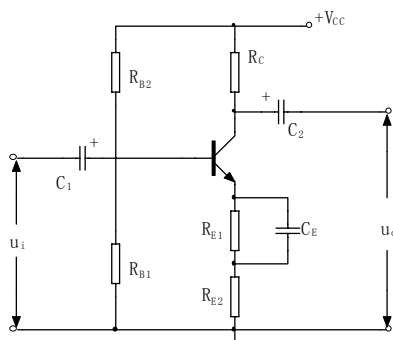
$\dot{A}_f = \frac{\dot{x}_o}{\dot{x}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$ 。（在分析放大电路时，我们常用正弦信号的响应来分析，因此在用框图表示时，其信号和相关量均用复数表示。但是对于具体电路及其框图或不需考虑相位时均可不用复数表示。）

图表示时，其信号和相关量均用复数表示。但是对于具体电路及其框图或不需考虑相位时均可不用复数表示。）

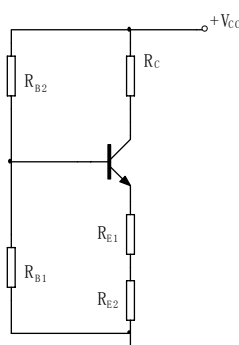
## 2. 反馈的分类

(1) 正反馈和负反馈。当反馈信号  $\dot{x}_f$  起削弱  $\dot{x}_i$  的作用，使净输入信号  $\dot{x}_d$  减小，使放大电路放大倍数降低，则所引的反馈为负反馈；相反， $\dot{x}_f$  起增强输入信号  $\dot{x}_i$  的作用，使净输入信号  $\dot{x}_d$  变大，放大倍数升高，所引的反馈称为正反馈。放大电路中常引入负反馈以稳定放大电路的静态工作点，改善放大电路的动态性能，而不引入正反馈，因为正反馈很容易引起自激振荡，造成放大电路工作不稳定。但在振荡电路中必须引入正反馈，这将在后面的内容中详细讨论。

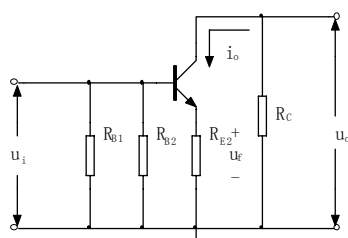
(2) 直流反馈和交流反馈。图 2.15(a) 所示电路是分压式偏置共射放大电路，它在第 1 章放大电路中已经讨论过，其静态工作点比较稳定，就是因为电路中引入了直流负反馈。为判断是交流反馈还是直流反馈，只要画出放大电路的直流通路和交流通路即可，从图 2.15(b)、(c) 中可以看出  $R_{E1}$ 、 $R_{E2}$  既在输入回路中又在输出回路中，构成了反馈电路。电阻  $R_{E1}$  和  $R_{E2}$  均出现在直流通路中，因而引入了直流反馈， $R_{E2}$  也出现在交流通路中，对交流信号有反馈作用，因而  $R_{E2}$  既引入直流反馈，也引入了交流反馈， $R_{E1}$  被旁路电容  $C_E$  短路了，它没有引入交流反馈。



(a) 分压式射极偏置放大电路



(b) 直流通路



(c) 交流通路

图 2.15 直流反馈和交流反馈的判别

(3) 串联反馈和并联反馈。如果反馈信号与输入信号相串联就是串联反馈，在串联反馈中，反馈信号是以电压的形式出现在输入回路中的，如图 2.16 所示。由此可知，图 2.15 中  $R_{E1}$ 、 $R_{E2}$  引入的反馈是串联反馈。如果反馈信号与输入信号相并联就是并联反馈。在并联反馈中，反馈信号是以电流形式出现在输入回路中的，如图 2.17 所示，显然图 2.18 中  $R_f$  引入了并联反馈。

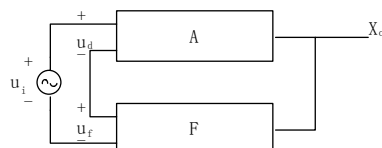


图 2.16 串联反馈框图

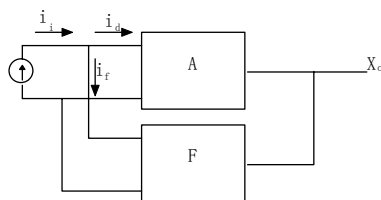


图 2.17 并联反馈框图

(4) 电流反馈和电压反馈。如果反馈信号取自输出电流并与之成正比，就是电流反馈，如图 2.19 所示。在图 2.15(c) 中， $u_f$  取自输出电流并与之成正比，因而是电流反馈。如果反馈信号取自输出电压并与之成正比就是电压反馈，如图 2.20 所示。在图 2.21 中，因为  $u_f = u_o$ ，所以是电压反馈。

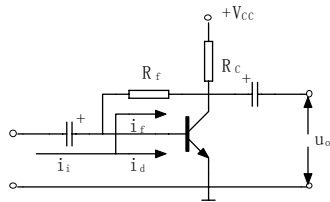


图 2.18  $R_f$  引入并联反馈

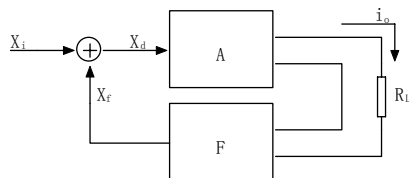


图 2.19 电流反馈框图

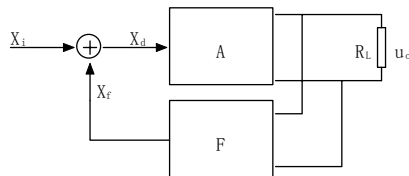


图 2.20 电压反馈框图

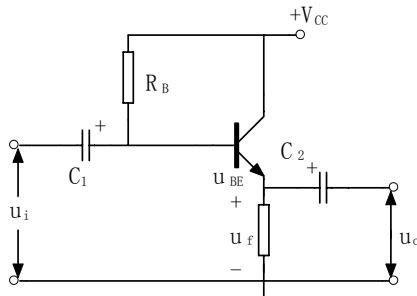


图 2.21 电压反馈放大电路

### 2.2.2 负反馈四种基本组态及判断

在放大电路中负反馈主要分四种基本组态：即电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈和电流并联负反馈，下面通过具体电路进行分析。

#### 1. 电压串联负反馈

如图 2.22 所示的电路是电压串联负反馈电路，其中基本放大电路是一个集成运放，由电阻  $R_1$ 、 $R_2$  组成的分压器就是反馈网络。判别反馈极性采用瞬时极性法，即假设在同相输入端接入一电压信号  $u_i$ ，设其瞬时极性为正(对地)，因为输出端与同相输入端极性一致也为正， $u_o$  经  $R_1$ 、 $R_2$  分压后 N 点电位仍为正，而在输入回路中有  $u_i = u_d + u_f$ ，则  $u_d = u_i - u_f$ ，由于  $u_f$  的存在使  $u_d$  减小了，因而所引入的反馈为负反馈；由于反馈信号在输入回路中与输入信号串联，故为串联反馈；从输出端看， $R_1$ 、 $R_2$  组成分压器，将输出电压的一部分取出作为反馈信

号  $u_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o$ ，所以为电压反馈。综合上面的三点可知，图 2.22 电路中引入的反馈为

电压串联负反馈。再如由分立元件构成的反馈放大电路(如图 2.21 所示)，设放大管基极电位为正，射极电位为正，则  $u_i = u_{BE} + u_f$ ，而  $u_{BE} = u_i - u_f$ ，因为  $u_f$  的存在使  $u_{BE}$  比  $u_i$  小了，因而为负反馈。又因为电路中  $u_f = u_o$ ，故为电压负反馈；反馈信号以电压形式出现在输入回路中并与输入电压  $u_i$  相串联，所以是串联反馈。由此可知图 2.21 所引入的反馈也为电压串联负反馈。引入电压负反馈可以稳定放大电路的输出电压。

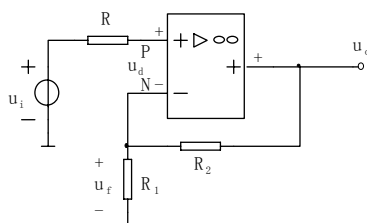


图 2.22 电压串联负反馈放大电路

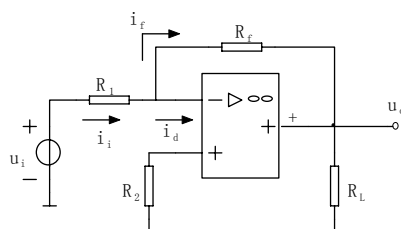


图 2.23 电压并联负反馈放大电路

## 2. 电压并联负反馈

图 2.23 是一个电压并联负反馈放大电路，从图 2.23 输入端看，反馈信号  $I_f$  与输入信号  $i_d$  相并联，所以为并联反馈；从输出端看，反馈电路(由  $R_f$  构成)与基本放大电路和负载  $R_L$  相并联，若将输出端短路，反馈信号就消失了，这说明反馈信号与输出电压成正比，因而为电压反馈。设某一瞬间输入  $u_i$  为正，则  $u_o$  为负， $I_f$  和  $i_d$  的方向如图 2.23 中所标，可见净输入电流  $i_d = i_i - I_f$ ，由于  $I_f$  的存在， $i_d$  变小了，故为负反馈。由上述分析知，电路所引反馈为电压并联负反馈。

## 3. 电流串联负反馈

图 2.24 是一个电流串联负反馈放大电路，在图 2.24 中，反馈信号  $u_f$  与输入信号  $u_i$  和净输入信号  $u_d$  串联在输入回路中，故为串联反馈；从输出端看，反馈电阻  $R_f$  和负载电阻  $R_L$  相串联，若输出端被短路即  $u_o = 0$ ，而  $u_f = i_o R_f$  仍存在，故为电流反馈；设  $u_i$  瞬时极性对地为正，输出电压  $u_o$  对地也为正， $i_o$  流向如图 2.24 中所标， $u_f$  极性已标出，在输入回路中有  $u_i = u_d + u_f$ ，则  $u_d = u_i - u_f$ ， $u_f$  的存在使  $u_d$  减小了，则为负反馈。故电路所引反馈为电流串联负反馈，引入电流负反馈可以稳定输出电流。

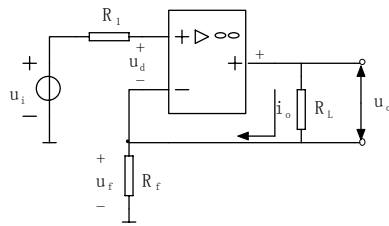


图 2.24 电流串联负反馈放大电路

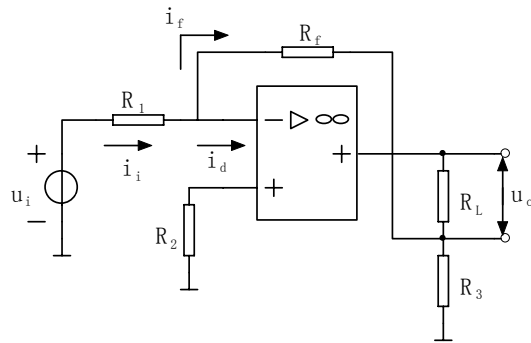


图 2.25 电流并联负反馈放大电路

#### 4. 电流并联负反馈

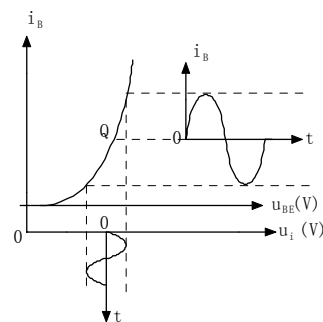
图 2.25 是一个电流并联负反馈放大电路，在图 2.25 中，反馈信号与净输入信号相并联，故为并联反馈；若将  $R_L$  短路，则  $u_o=0$ ，而反馈信号  $I_f$  仍存在，故为电流反馈；设  $u_i$  瞬时极性为正，输出电压  $u_o$  为负，则  $I_f$  及  $i_i$  方向如图 2.25 中所标， $i_d=i_i-I_f$ ，故为负反馈。由此分析可知，电路所引反馈为电流并联负反馈。

### 2.2.3 负反馈对放大电路的影响

#### 1. 负反馈使放大电路放大倍数降低、稳定性提高

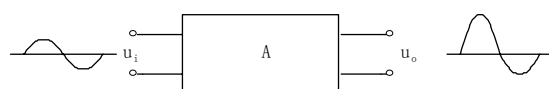
带有负反馈的闭环放大电路的放大倍数为  $A_f=A/(1+AF)$ ，当  $1+AF \gg 1$  时称为深度负反馈 ( $AF > 10$  即可)，放大倍数有较大降低，此时  $1+AF \approx AF$ ，得  $A_f=A/(1+AF) \approx 1/F$ 。可见深度负反馈时，反馈放大电路的闭环放大倍数只取决于反馈系数，而几乎不受基本放大电路其它参数的影响，如不受温度的影响，因而放大倍数具有很高的稳定性。

#### 2. 负反馈使放大电路的非线性失真减小

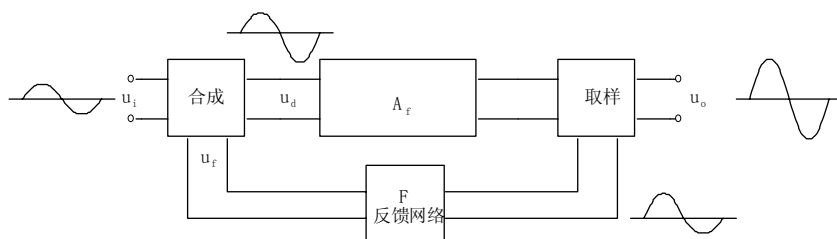


(a) 三极管的输入特性





(b) 开环放大电路产生非线性失真



(c) 负反馈对非线性失真的改善

图 2.26 负反馈改善放大电路的非线性失真

如图 2.26(a)所示, 由于三极管的非线性, 开环放大电路(无反馈)会造成如图 2.26(b)所示的非线性失真, 即输出信号正负半周放大不均。引入负反馈后, 输出波形的一部分被反馈网络送回到输入端 (设反馈电路不产生附加失真), 与输入信号极性相反并合成, 合成后的波形  $u_d$  的正半周幅度相对变小, 负半周幅度变大, 这样的波形再经过基本放大电路放大后得到补偿, 使输出信号正负半周趋于相等, 从而减小了非线性失真, 如图 1.26(c)所示, 但只能减小, 而不可能消除这种非线性失真。

### 3. 负反馈对输入和输出电阻有影响

负反馈对放大电路的输入输出电阻的影响列于表 2.1 中。

表 2.1 负反馈对放大电路输入输出电阻的影响

负反馈组态	输入电阻	输出电阻
电压并联负反馈	减小	减小
电压串联负反馈	增大	减小
电流并联负反馈	减小	增大
电流串联负反馈	增大	增大

上表也可用四个“凡是”来表述, 即凡是电压反馈均使输出电阻减小, 凡是电流反馈均使输出电阻增大, 凡是串联反馈均使输入电阻增大, 凡是并联反馈均使输入电阻减小。

#### 2.2.4 电压负反馈 $A_{uf}$ 的近似计算及常用电压串联负反馈电路举例

##### 1. 电压串联负反馈 $A_{uf}$ 的近似计算

引入深度电压负反馈使输出电压非常稳定, 在 2.1 节介绍的运算放大电路中引入了深度电压串联负反馈, 构成了同相比例运算放大电路, 如图 2.27 所示, 根据深度负反馈计算公式, 可以很方便地计算出它的电压放大倍数。

因为运放的开环放大倍数很高, 达  $10^5 \sim 10^6$  甚至更高, 而反馈系数

$$F = u_f/u_o = [R_1 u_o / (R_1 + R_2)] / u_o = R_1 / (R_1 + R_2)$$

因反馈深度  $1 + AF \gg 1$ , 所以放大电路闭环电压放大倍数

$$A_{uf} = 1/F = u_o/u_f = (R_1 + R_2)/R_1 = 1 + R_2/R_1 \quad (2-8)$$

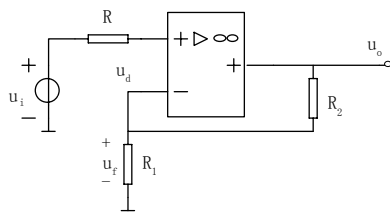


图 2.27 电压串联负反馈

## 2. 常用电压串联负反馈电路举例

(1)射极输出器。射极输出器是一个典型的电压串联负反馈放大电路，如图 2.28 所示。其中  $F = \frac{u_f}{u_o} = 1$ ，因此  $A_{UF} \approx \frac{1}{F} = 1$ 。

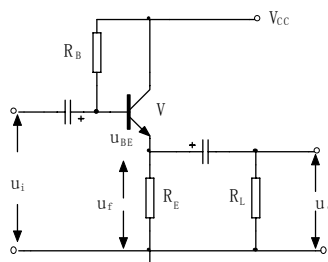


图 2.28 射极输出器

(2)由二级阻容耦合的共射电路组成的电压串联负反馈放大电路。此电路如图 2.29 所示。其中

$$u_f = \frac{u_o R_{E11}}{R_f + R_{E11}} \quad F = \frac{u_f}{u_o} = \frac{R_{E11}}{R_f + R_{E11}} \quad A_{UF} = \frac{1}{F} = \frac{R_f + R_{E11}}{R_{E11}} = 1 + \frac{R_f}{R_{E11}}$$

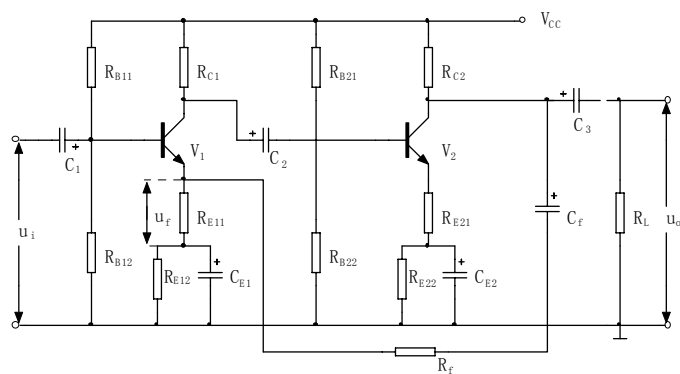


图 2.29 由二级阻容耦合的共射电路组成的电压串联负反馈放大电路

(3)由同相比例运算放大电路和互补对称功放组成的电压串联负反馈放大电路。此电路如图 2.30 所示。其中

$$u_f = \frac{u_o R_1}{R_f + R_1} \quad F = \frac{R_1}{R_f + R_1} \quad A_{UF} = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

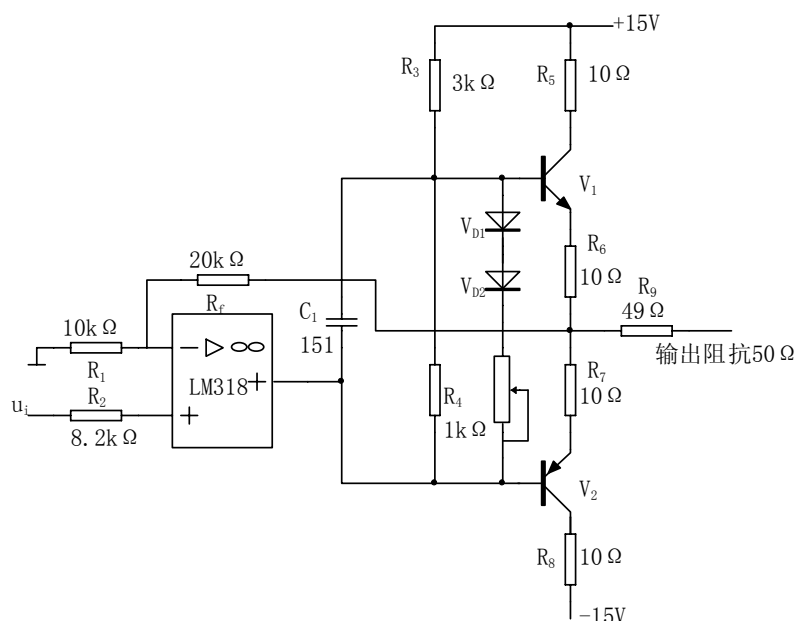


图 2.30 由同相比运算放大电路和互补对称功放组成的电压串联负反馈放大电路

## 2.3 波形产生电路

波形产生电路是指正弦波、三角波等周期波形产生电路，通常实验室使用的函数发生器是同时产生对称方波、占空比可调方波、三角波和正弦波的综合电路，函数发生器作为案例放在最后介绍。实际运用中也常需要只产生某一种单一波形的振荡器，本节主要介绍正弦波产生电路和非正弦波产生电路，其中非正弦波产生电路是案例中的主要单元电路，而正弦波产生电路虽和案例无关，但毕竟是电子技术中的一个重要内容，在此也稍作介绍。

### \*2.3.1 正弦波产生电路

正弦波振荡电路是一种基本模拟电子电路，是常用的一种信号源，在测量、自动控制通信和热处理等许多技术领域中都有着广泛的应用。

#### 1. 产生正弦振荡的条件

正弦振荡电路由基本放大电路、正反馈支路、选频网络和稳幅环节四部分组成。

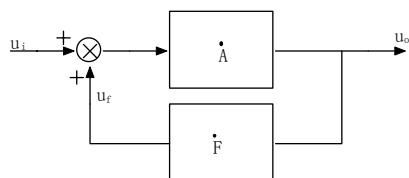


图 2.31 正反馈放大电路

正反馈放大电路框图如图 2.31 所示，若在放大器的输入端有一个瞬时干扰信号  $u_i$ ， $u_i$  经

放大电路和反馈电路后，在输入端得到一个反馈信号  $u_f$ ，若  $u_f$  比  $u_i$  大，且同相位，这样  $u_i$  就会在放大、反馈和再放大、再反馈中逐渐增大，最后由于电路的限幅而在电路的输出端得到一个稳定的输出信号，这种情况称电路产生了自激振荡。

至此可以有这样结论：正弦振荡电路就是满足一定条件(相位和幅值平衡条件)的没有输入信号却有稳定输出信号的正反馈选频放大电路。

## 2. 正弦振荡电路介绍

正弦振荡电路包括：RC 振荡电路、LC 振荡电路和石英晶体振荡电路。

(1)RC 正弦振荡电路。由电阻、电容元件组成选频网络的正弦波振荡电路称为 RC 正弦振荡电路。常见的 RC 振荡电路为 RC 桥式振荡电路，如图 2.32 所示。

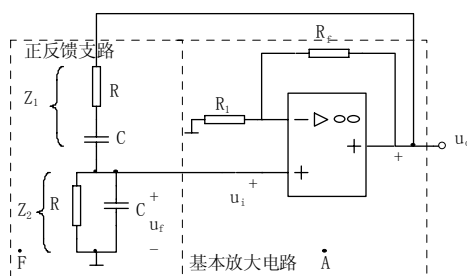


图 2.32 RC 桥式振荡电路

RC 桥式振荡电路由基本放大器和带选频的正反馈支路构成，基本放大电路为集成运放组成的电压串联负反馈放大器。 $Z_1$ 、 $Z_2$  组成兼做选频的正反馈支路。图中  $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $R_1$ 、 $R_f$  正好形成一个四臂电桥，其对角线两顶点接到运放的两个输入端，因而得名桥式正弦振荡电路。

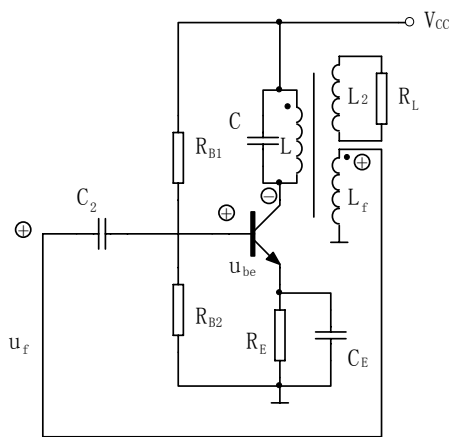
RC 振荡器只能产生较低频率的正弦波，称为低频振荡器。电路起振的条件为

$$A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1} > 3 \quad (2-9)$$

电路的振荡频率为

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2-10)$$

(2)LC 正弦振荡器。采用 LC 选频网络构成的正弦振荡电路称为 LC 正弦振荡电路，与 RC 正弦振荡电路相比，它可以产生 1MHz 以上高频正弦信号。电路的基本形式仍然是一个没有输入信号的正反馈选频放大器。常见电路形式有：变压器反馈式、电感三点式、电容三点式和改进型电容三点式。上述四种电路分别如图 2.33、图 2.34、图 2.35 和图 2.36 所示。四种 LC 振荡器的共同特点是选频网络均是 LC 并联谐振回路，基本放大电路均是分压式偏置的共射电路，LC 振荡器的频率稳定度在  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  之间，振荡频率均为 LC 并联谐振频率。



2.33 变压器反馈式正弦振荡电路

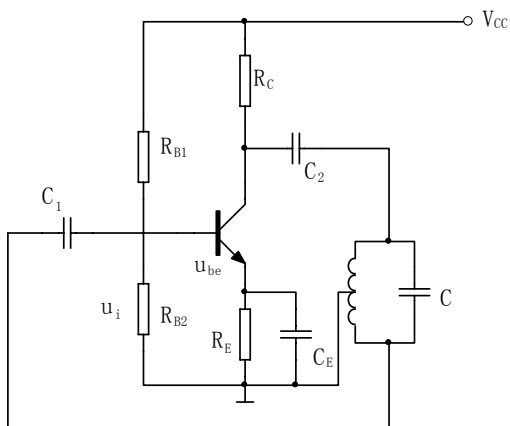


图 2.34 电感三点式正弦振荡电路

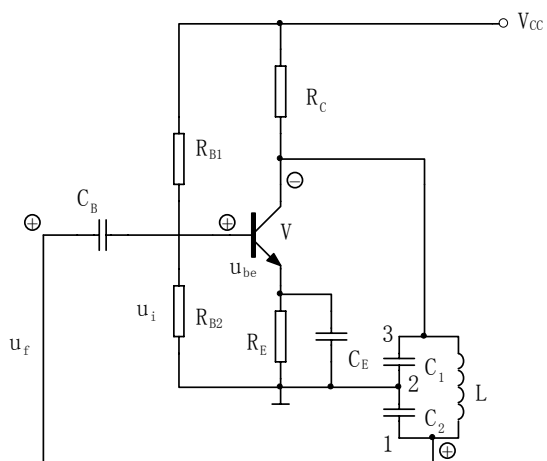


图 2.35 电容三点式正弦振荡电路

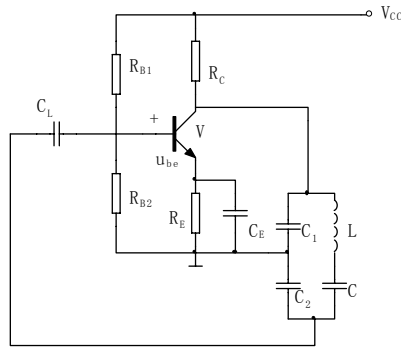


图 2.36 改进型电容三点式正弦振荡电路

(3) 石英晶体振荡器。对于要求振荡频率十分稳定的标准信号发生器，如脉冲计数器和计算机中的时钟信号发生器等，一般的 LC 振荡器很难满足要求，往往采用石英晶体振荡器。石英晶体振荡器就是用石英晶体取代 LC 振荡器中的 L、C 元件组成的正弦波振荡器，它的频率稳定度很高。

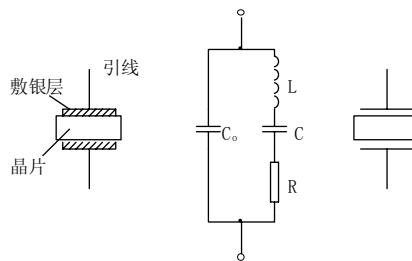


图 2.37 石英谐振器的结构符号、等效电路

① 石英晶体的特性。石英晶体的主要化学成份是  $\text{SiO}_2$ ，化学和物理性能十分稳定，在晶片的两表面涂敷银层作为电极并引出接线，当对晶片施加交流电压时，晶片会产生机械振动。当对晶片施加周期性的机械压力使它振动时，则在晶片两极会出现周期性交流电，这种现象称为石英晶体的压电效应。当加在石英晶片两极之间的交流电压频率等于晶片的固有频率(与晶片外形尺寸及切割方式有关)时，其振动幅度最大，产生共振，称之为石英晶体的压电谐振。这与 LC 回路的谐振现象非常相似，因此可以把石英晶片等效为一个 LC 谐振电路。石英谐振器的结构、符号、等效电路如图 2.37 所示，等效电路有两个谐振频率，一个是 R、L、C 串联支路的串联谐振频率  $f_s$ ，另一个是串联支路的等效电感和  $C_0$  组成并联回路的并联谐振频率  $f_p$ ，分别为

$$f_s = 1/(2\pi\sqrt{LC})$$

$$f_p = 1/(2\pi\sqrt{L \frac{CC_0}{C+C_0}}) = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$$

其中  $C_0 \gg C$ ，所以  $f_s$  和  $f_p$  很接近。

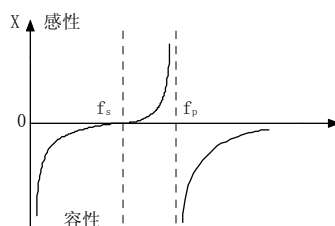
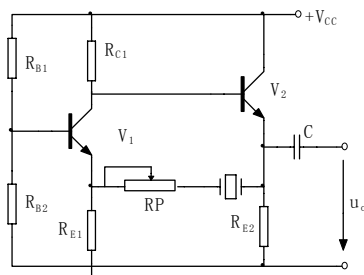


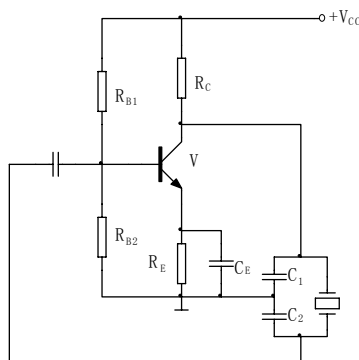
图 2.38 石英晶体振荡器的频率特性曲线

图 2.38 为石英晶体电抗的频率特性曲线, 由图可知, 当频率在  $f_s$  和  $f_p$  之间时, 电抗呈感性, 由于  $f_s$  和  $f_p$  十分接近, 因此石英晶体振荡器的频率稳定性非常好, 可达  $10^{-7} \sim 10^{-11} \text{Hz}$ 。

②石英晶体振荡器电路形式。石英晶体振荡器分为并联型和串联型两类, 图 2.39(a)为串联型晶体振荡器, 晶体接在  $V_1$ 、 $V_2$  之间, 组成正反馈电路。当信号频率等于石英晶体振荡器的串联谐振频率  $f_s$  时, 晶体呈纯阻性, 阻抗最小, 这时正反馈作用最强, 电路满足自激振荡条件。对其它频率的信号, 晶体阻抗增大, 且不为纯阻性, 不满足自激振荡条件, 很快被抑制衰减掉。图 2.39(b)为并联型石英晶体振荡器, 当信号频率在  $f_s$  和  $f_p$  之间时, 石英晶体谐振器呈感性, 此时晶体等效为一个电感元件, 它与  $C_1$ 、 $C_2$  构成三点式振荡电路, 振荡频率接近  $f_p$ , 而在  $f_s$  和  $f_p$  之外的频率均不能使晶体呈电感性而被抑制衰减掉。



(a) 串联型石英晶体振荡器



(b) 并联型石英晶体振荡器

图 2.39 晶体振荡电路

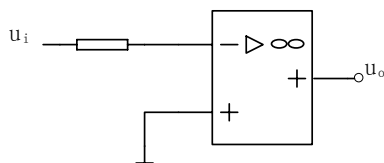
### 2.3.2 非正弦波产生电路

与正弦波振荡电路比较, 非正弦波发生器的电路构成、工作原理和分析方法都不相同。这里主要介绍矩形波和锯齿波(三角波)发生器。由于非正弦波产生电路是由电压比较器、正反馈网络和 RC 充放电环节构成的, 为此首先介绍几种常用的电压比较器, 然后介绍矩形波和锯齿波(三角波)发生器。

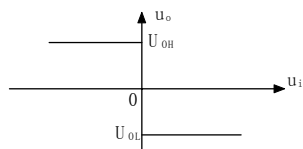
#### 1、过零电压比较器

电压比较器是对工作在非线性状态下的理想运放的两个输入电压进行比较, 根据比较结果, 输出高电平或低电平的一种电路。

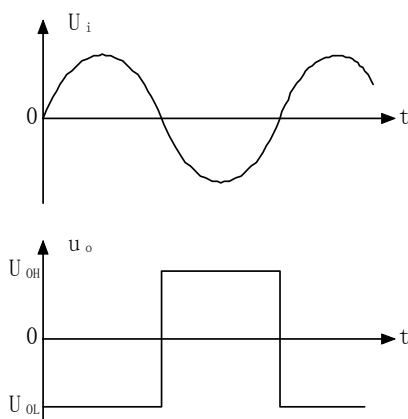
图 2.40(a)为最简单的电压比较器——过零电压比较器电路,  $u_i$  为输入电压, 它与同相输入端的参考电压  $U_{REF}=0$  相比较, 由于运放工作在开环状态, 当反相输入电压  $u_i > 0$  时,  $u_o = U_{OL}$ , 当  $u_i < 0$  时,  $u_o = U_{OH}$ , 其传输特性如图 2.40(b)所示。由于输入电压和  $0V$  电压比较, 故称为过零电压比较器。图 2.40(c)为输入正弦波时的输出电压波形。被比较的电压称为电压比较器的阈值电压或门限电压。



(a) 过零电压比较器电路

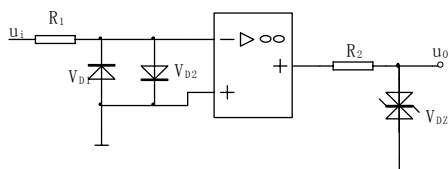


(b) 图(a)所示电路传输特性

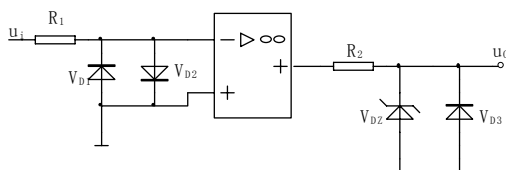


(c) 图(a)所示电路的输入输出波形

图 2.40 过零电压比较器



(a) 输出电压为  $\pm U_{DZ}$  的过零电压比较器电路



(b) 输出电压为 0 和  $+U_{DZ}$  的过零电压比较器电路

图 2.41 有输入输出限幅保护的过零比较器

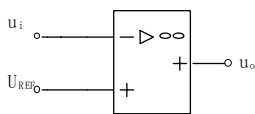
图 2.41(a)、(b)为有输入、输出限幅保护的过零电压比较器， $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  用来防止输入信号过大损坏集成运放，输出端并联稳压管既限制了输出电压幅度，又加快了工作速度。图 2.41(b)中的  $V_{D3}$ (锗管)是为了使负向输出电压接近于零。

## 2. 单门限电压比较器

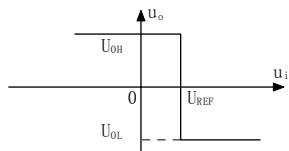
若在同相输入端接一比较电压  $U_{REF} \neq 0$  时，则构成了单门限电压比较器，如图 2.42(a)所示，其工作原理类似于过零比较器，只是被比较电压等于  $U_{REF}$  而不是零而已，不再赘述，



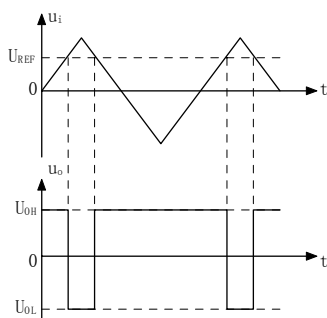
其传输特性和输入输出波形如图 2.42(b)、(c)所示。当图中  $u_i$  为一三角波时，输出波形为一矩形波，如图 2.42(c)所示，改变参考电压值即可改变矩形波的占空比。



(a) 单门电压限比较器电路



(b) 图(a)所示电路的传输特性

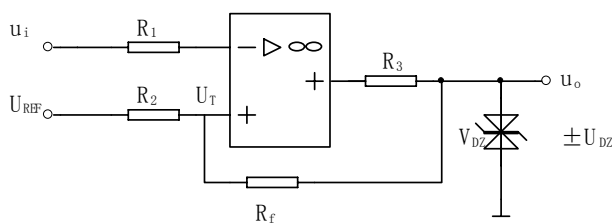


(c) 图(a)所示电路的输入输出波形

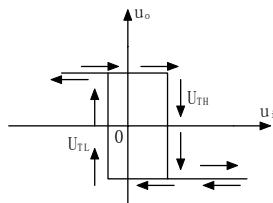
图 2.42 单门限电压比较器

### 3. 迟滞比较器

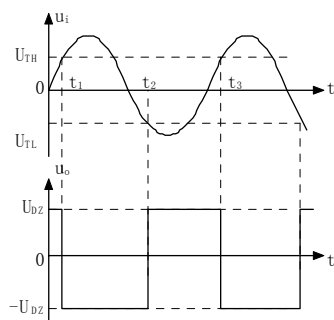
(1)反相迟滞比较器。过零比较器和单门限比较器抗干扰能力差，在阈值附近，只要有很小的干扰信号都可能使电路误动作，为解决这个问题，将输出电压通过反馈电阻  $R_f$  引向同相输入端，形成正反馈，将参考电压  $U_{REF}$  通过  $R_2$  接于同相输入端，输入信号通过  $R_1$  接于反相输入端，这样就构成了如图 2.43(a)所示的反相迟滞比较器。图 2.43(b)、(c)分别是它的传输特性曲线和输入输出波形。



(a) 反相迟滞比较器



(b) 传输特性



(c) 波形

图 2.43 反相迟滞比较器

反相迟滞比较器的特点是被比较电路的电压有两个，当  $u_o = U_{DZ}$  时，被比较电压用  $U_{TH}$

表示，根据叠加原理，可求得  $U_{TH} = \frac{U_{REF} R_f}{R_f + R_2} + \frac{U_{DZ} R_2}{R_f + R_2}$ ，当  $u_o = -U_{DZ}$  时，被比较电压用  $U_{TL}$

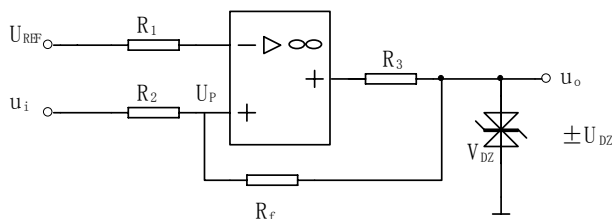
表示， $U_{TL} = \frac{U_{REF} R_f}{R_f + R_2} - \frac{U_{DZ} R_2}{R_f + R_2}$ ，其中  $U_{TH} - U_{TL} = \Delta U_T$  称为回差。回差越大，抗干扰能力就

越强，但回差越大，将使灵敏度越低。

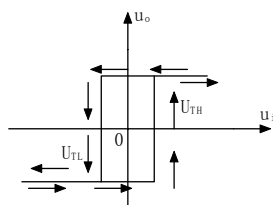
(2)同相迟滞比较器。同相迟滞比较器的电路与传输特性如图 2.44(a)、(b)所示，同相迟滞比较器和反相迟滞比较器的区别在于同相迟滞比较器被比较的电压只有一个，即从反相输入的  $U_{REF}$ ，但是，电路输出有两个不同值，要求和  $U_{REF}$  相同时的两个  $u_i$  是不同的，当  $u_o = -$

$U_{DZ}$  时，要求  $U_P = U_{REF}$  的  $u_i$  用  $U_{TH}$  表示， $U_{TH} = \frac{R_f + R_2}{R_f} U_{REF} + \frac{R_2}{R_f} U_{DZ}$ 。当  $u_o = U_{DZ}$  时，要求

$U_P = U_{REF}$  的  $u_i$  用  $U_{TL}$  表示， $U_{TL} = \frac{R_f + R_2}{R_f} U_{REF} - \frac{R_2}{R_f} U_{DZ}$ 。



(a) 同相迟滞比较器电路



(b) 传输特性

图 2.44 同相迟滞比较器

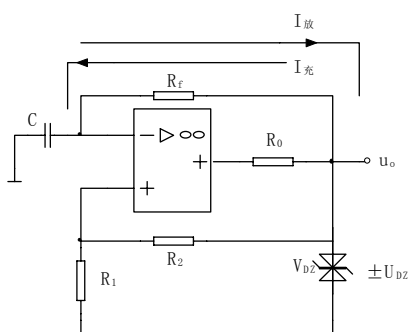
#### 4、方波和三角波产生电路

(1)方波产生电路。图 2.45(a)所示电路为由迟滞比较器构成的方波产生电路，它是在迟滞

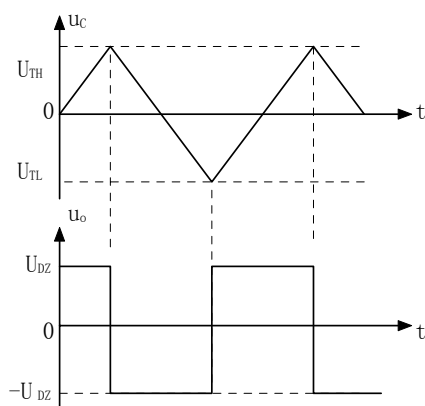
比较器的基础上增加了一个由  $R_f$ 、 $C$  组成的积分电路。迟滞比较器的  $U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{DZ}$ ,

$U_{TL} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{DZ}$ , 其工作过程是这样的: 当通电源瞬间, 电容  $C$  两端电压为零, 输出高

电平  $u_o = U_{DZ}$ , 此时  $u_o = U_{DZ}$  的高电平通过  $R_f$  向  $C$  充电,  $u_c$  逐渐上升, 当  $u_c$  上升到  $U_{TH}$  并稍超过后, 电路发生转换,  $u_o = -U_{DZ}$ , 当  $u_o = -U_{DZ}$  后,  $U_{TH}$  要通过  $R_f$  向  $u_o = -U_{DZ}$  放电,  $u_c$  由  $U_{TH}$  逐渐下降, 当  $u_c$  下降到  $U_{TL}$  并稍小时, 电路再次发生转换, 周而复始, 形成振荡, 输出对称方波, 如图 2.45(b) 所示。



(a) 方波产生电路



(b) 图(a)所示电路的  $u_c$  和  $u_o$  波形图

图 2.45 方波发生器

可以证明电路的振荡周期和频率为:

$$T = 2 R_f C \ln(1 + 2 R_1 / R_2)$$

$$f = 1/T = 1 / (2 R_f C \ln(1 + 2 R_1 / R_2))$$

改变  $R_f$  和  $C$  可改变振荡频率。

为了获得不对称方波, 在图 2.45 的基础上稍加改进即成, 如图 2.46(a) 所示。图中利用二极管的单向导电特性使充放电时间常数不同而得到不对称方波, 其中充电回路为  $V_{D1}$ 、 $R$ 、 $C$ , 充电时间常数  $\tau_{充} = RC$  (忽略二极管正向电阻), 而放电时间常数  $\tau_{放} = R' C$ ,  $u_o$  处于高电平, 向  $C$  充电的时间为

$$T_{充} = RC \ln(1 + 2 R_1 / R_2)$$

$u_o$  为低电平,  $u_c$  通过  $V_{D2}$  放电的时间为

$$T_{放} = R' C \ln(1 + 2 R_1 / R_2)$$

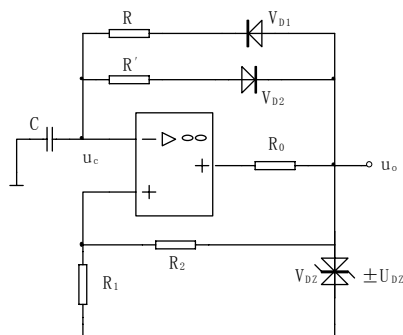
输出波形的周期

$$T = T_{充} + T_{放}$$

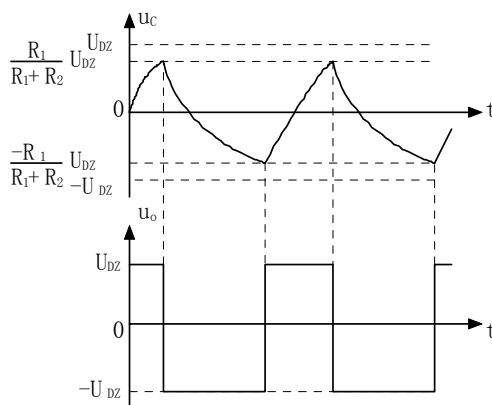
占空比

$$\frac{T_{\text{充}}}{T} = \frac{RC \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})}{(R + R')C \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})} = \frac{R}{R + R'} = \frac{1}{1 + \frac{R'}{R}}$$

上式表明，改变比值  $\frac{R'}{R}$  可以调节电路的占空比， $u_c$  和  $u_o$  的波形如图 2.46(b)所示。



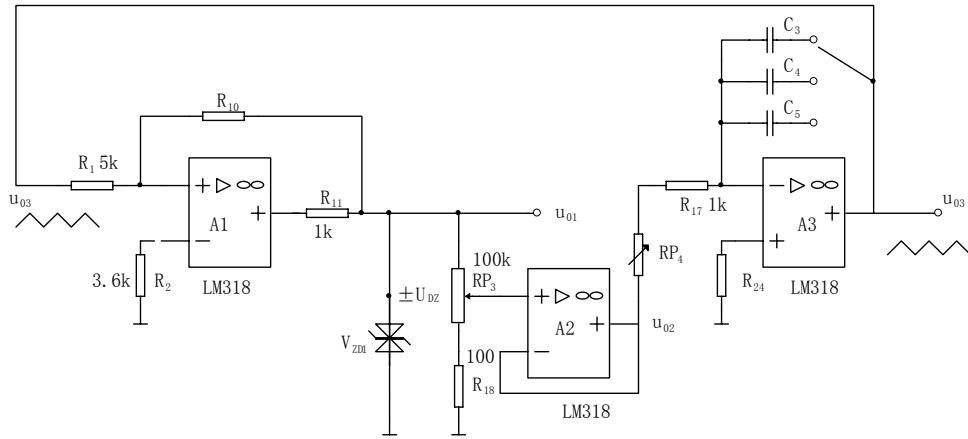
(a) 占空比可调的方波产生电路



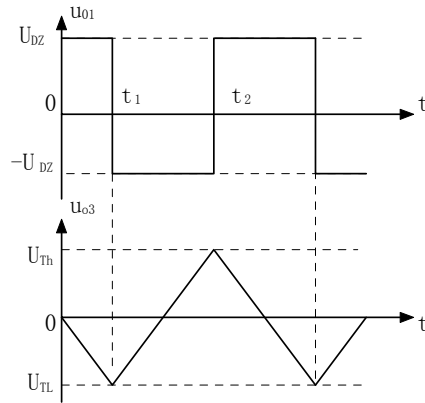
(b) 图(a)所示电路的  $u_c$  和  $u_o$  的波形

图 2.46 占空比不对称方波产生电路

(2)三角波方波产生电路。图 2.45 是由迟滞比较器加 RC 积分环节组成的，由于 RC 电路的充放电不是恒流的，所以  $u_c$  波形不能作为三角波使用，用由运放组成的恒流积分电路替代图 2.45 所示电路中的 RC 积分环节，则既可得到方波输出，又可得到标准的三角波输出，用恒流积分电路替代 RC 积分环节的电路如图 2.47(a)所示。在图 2.47(a)中，运放均用  $f_H$  较高的 LM318，其中  $A_1$  构成同相输入的迟滞比较器， $A_2$  构成电压跟随器， $A_3$  构成恒流积分电路，电路中的  $RP_4$ 、 $RP_3$  和  $C_3$ 、 $C_4$ 、 $C_5$  是用来改变三角波  $u_{o3}$  的幅度和周期， $u_{o1}$  和  $u_{o3}$  的波形如图 2.47(b)所示。



(a) 三角波方波发生电路



(b) 图(a)的  $u_{01}$  和  $u_{03}$  波形

图 2.47

电路的工作过程和有关参数的计算如下。

由同相输入迟滞比较器知

$$U_{TH} = \frac{R_1}{R_{10}} U_{DZ} \quad U_{TL} = -\frac{R_1}{R_{10}} U_{DZ}$$

工作过程为：当刚接上电源时，若  $u_c = 0$ ， $u_{01} = +U_{DZ}$ ，则  $u_{02}$  也为正值， $u_{02}$  通过  $RP_4$  和  $R_{17}$  向  $C$  充电， $u_{03}$  逐渐线性下降，当  $u_{03}$  下降到  $U_{TL} = -\frac{R_1}{R_{10}} U_{DZ}$  时，电路发生转换。 $u_{01} = -$

$U_{DZ}$ ，则  $u_{02}$  也为负值，此时  $C$  通过  $RP_4$  和  $R_{17}$  反向充电， $u_{03}$  线性上升，当  $u_{03}$  上升到  $U_{TH} = \frac{R_1}{R_{10}} U_{DZ}$

时，电路再次发生转换，周而复始形成振荡。其中  $u_{01p} = U_{DZ}$ ， $u_{03p} = U_{TH} = \frac{R_1}{R_{10}} U_{DZ}$ 。

振荡周期的计算：根据  $u_c(t) = \frac{q(t)}{C}$  的公式，得  $u_c(t) = \frac{1}{C} i t$ ，其中在  $\frac{T}{2}$  时间内(即

$t_2 - t_1$  时间内  $u_{cp} = U_{TH} - U_{TL} = \frac{2R_1}{R_{10}} U_{DZ}$  ,  $i = \frac{u_{o2}}{RP_4 + R_{17}}$  ,  $t = t_2 - t_1 = \frac{T}{2}$  , 所以有

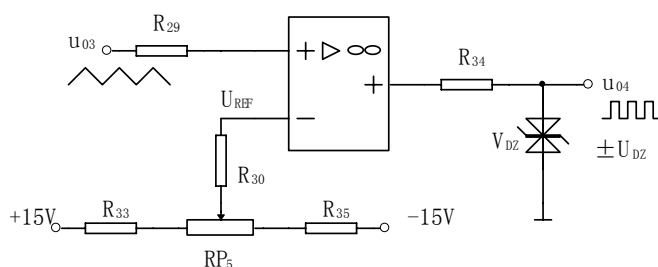
$$\frac{2R_1}{R_{10}} U_{DZ} = \frac{1}{C} \times \frac{u_{o2}}{RP_4 + R_{17}} \times \frac{T}{2}, \text{ 所以 } T = \frac{2R_1}{R_{10}} \times \frac{U_{DZ}}{u_{o2}} \times 2(RP_4 + R_{17})C, \quad f = \frac{1}{T}。$$

注意图 2.47 所示电路即是本章案例电路“简易函数发生器原理图”的一部分，务必弄清楚，否则会给掌握案例带来困难。

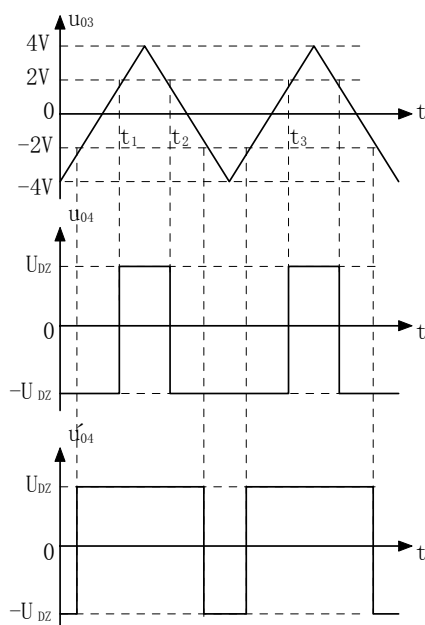
## 2.4 波形变换电路

### 2.4.1 三角波变换成占空比可调的方波

图 2.48(a)是用单门限比较器把三角波变成占空比可调的方波的变换电路。调节电位器  $RP_5$  可以改变单门限电压比较器被比较的电压  $u_{REF}$ ，从而可改变输出方波  $u_{o4}$  的占空比，图 2.48(b)是  $U_{REF}$  等于 2V 和 -2V 时输入和输出电压波形图。



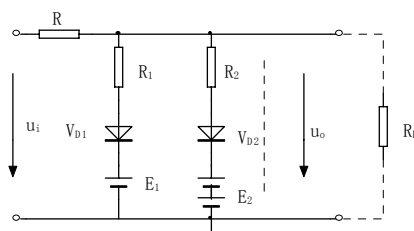
(a) 把三角波变成占空比可调的方波的变换电路



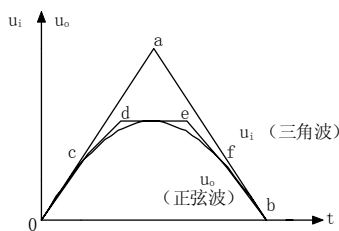
(b) 图(a)所示电路的输入输出波形

图 2.48 把三角波变成方波

## 2.4.2 三角波—正弦波转换电路



(a) 电路原理图



(b) 图 (a) 的输入输出波形

图 2.49 三角波—正弦波转换器

图 2.49(a)为三角波—正弦波转换电路，它的工作过程是这样的： $u_i$  为图 2.49(b)中折线 Oab 所示的三角波(只画出了正半周的情况)，而下面的曲线为正弦波，可用折线 Ocdefb(b 点与 O 点对称，f 点与 c 点对称)来近似，折线的分段越多，就越接近正弦波。由波形图知三角波输入  $u_i$  从 0 开始上升，当电压低于  $E_1$  和  $E_2$ ，则  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  截止，这时  $u_o$  上升的斜率由 R 和  $R_L$  决定且最大(与  $V_{D1}$  或  $V_{D2}$  导通时相比)，得图中折线 Oc 段。当  $u_i$  继续上升，使  $u_o$  超过 c 点，如果  $E_1 < u_i < E_2$ ， $V_{D1}$  导通， $V_{D2}$  仍然截止，将电阻  $R_1$  接入电路，此时  $u_o$  上升的斜率取决于 R 和  $R_1 // R_L$ ，得 cd 段折线，其上升斜率降低了， $u_i$  继续上升， $u_i > E_2$  后  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  都导通了， $R_2$  也被接入， $u_o$  为斜率更小的 de 段(此时折线斜率由 R 与  $R_1 // R_2 // R_L$  决定)。当  $u_i$  下降时与上升时类同，可以画出正弦波中 ef 和 fb 段，负半周时  $u_i$  为负，则二极管和直流电源的极性都应改变，原理同正半周，可得由折线构成的正弦波的负半周，这里不在重复。

本章案例电路中三角波—正弦波转换电路如图 2.50 所示，输入为三角波，通过同相比比例放大器和电阻  $R_{12}$  输送到三角波——正弦波转换器，经变换后的正弦波又通过  $R_{32}$  和  $L_1$  相并联的低通滤波电路送给电压跟随器后输出  $u_{o5}$ 。工作过程如下：当输入三角波电压从 0 开始上升时， $u_i > 0$ ，随  $u_i$  的上升，二极管  $V_{D6}$ 、 $V_{D5}$ 、 $V_{D2}$ 、 $V_{D1}$  依次导通，将相应电阻  $R_{26}$ 、 $R_{25}$ 、 $R_{19}$ 、 $R_{27}$ 、 $R_{21}$  和  $R_{20}$  依次接入，而当  $u_i$  下降时  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $V_{D5}$ 、 $V_{D6}$  又依次截止，电阻  $R_{20}$ 、 $R_{21}$ 、 $R_{27}$ 、 $R_{19}$ 、 $R_{25}$  和  $R_{26}$  又依次被切断，每接入或切断一个电阻，输出波形的折线斜率就改变一次，输出正弦波电压  $u_o$  的正半周是由 9 段折线组成的。负半周时二极管  $V_{D8}$ 、 $V_{D7}$ 、 $V_{D4}$ 、 $V_{D3}$  依次导通，将相应电阻接入又依次切断，9 条折线构成了正弦波输出电压的负半周，经  $R_{32}$  和  $L_1$  组成的低通滤波电路滤波后送给电压跟随器，这样就可得正弦波输出电压  $u_{o5}$ 。

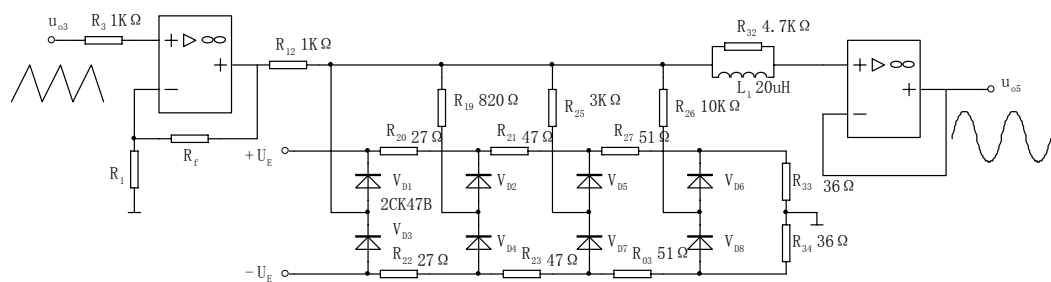


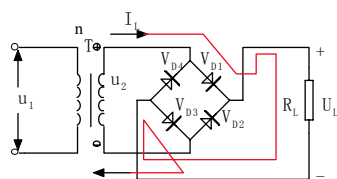
图 2.50 实用三角波—正弦波转换电路

## 2.5 电源电路

### 2.5.1 变压、整流和滤波电路

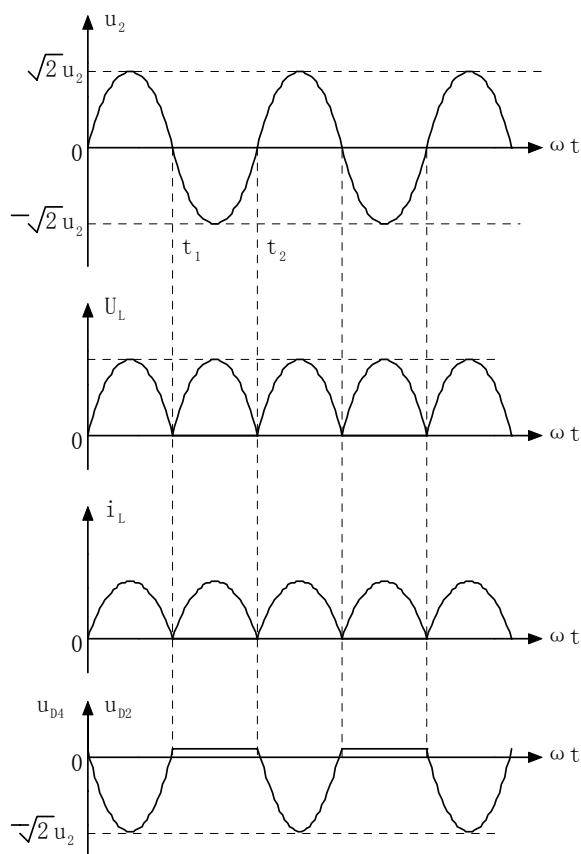
#### 1. 变压、桥式整流电路

变压、桥式整流电路如图 2.51(a) 所示，有关波形图如图 2.51(b) 所示。



(a) 变压、桥式整流电路





(b) 图(a)所示电路的有关电压电流波形图

图 2 . 51 变压、桥式整流电路

在电路图 2.51(a)中,  $T$  是电源变压器,  $u_2 = \frac{1}{n} u_1$ ,  $n$  为变压器初次级线圈匝数比;  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $V_{D3}$ 、 $V_{D4}$  及  $R_L$  构成了一个桥式整流电路。当  $u_2$  为正半周时,  $V_{D1}$ 、 $V_{D3}$  承受正偏电压而导通, 而  $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  承受反偏电压而截止, 电流  $I_L$  由变压器次级的正端经  $V_{D1} \rightarrow R_L \rightarrow V_{D3} \rightarrow$  负端, 忽略两导通管压降, 则  $U_L = u_2$ , 截止管承受的反向电压  $u_{D2} = u_{D4} = -u_2$ 。当  $u_2$  为负半周时, 对应  $t_1 \sim t_2$  时间段,  $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  导通, 此时  $U_L = |u_2|$ ,  $u_{D1} = u_{D3} = u_2$ , 若  $R_L$  为阻性负载, 则  $I_L$  与  $U_L$  同相位。则负载上直流电压平均值

$$U_L = 0.9 U_2$$

负载上流过直流电流平均值

$$I_L = U_L / R_L = 0.9 U_2 / R_L$$

整流元件通过的电流平均值

$$I_D = I_L / 2 = 0.45 U_2 / R_L$$

二极管承受的最高反向电压

$$U_{RM} = \sqrt{2} U_2$$

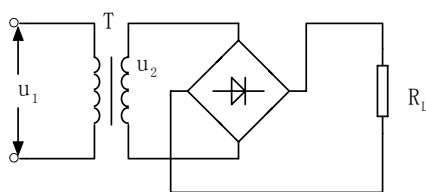


图 2.52 变压、桥式整流电路的简易画法形式

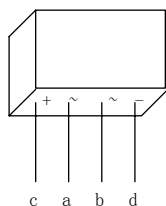


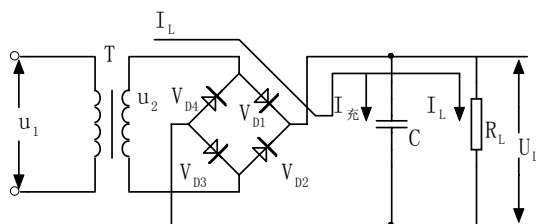
图 2.53 整流桥外形

桥式整流电路还可以画成图 2.52 的形式。由于桥式整流电路应用很广，生产厂家专门生产了将四只二极管制作并封装一起的器件，称为整流桥，它有两个引脚为交流输入端，另两个为直流输出端，其外形如图 2.53 所示。

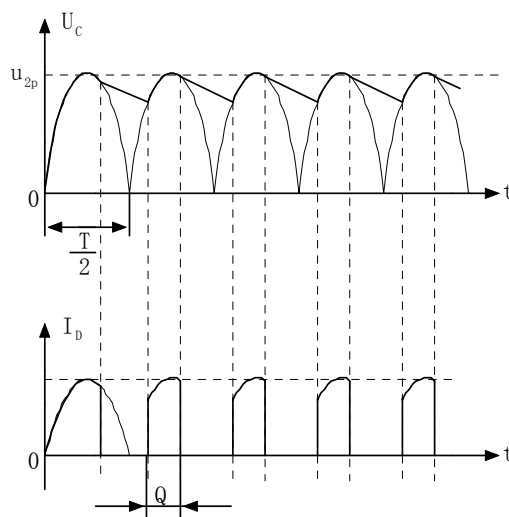
## 2. 变压、桥式整流、滤波电路

由于整流电路只能得到脉动的直流电，其中仍有较大比例的交流成分，必须通过滤波，才能获得较平滑的直流电。滤波电路的种类主要有电容滤波、电感滤波、复式滤波和电子滤波，这里分析前三种形式的滤波电路。

(1) 变压、桥式整流、电容滤波电路。电容滤波电路简单，效果明显，但只适用于电流小且变化范围不大的负载。图 2.54(a) 所示电路就是桥式整流电容滤波电路。利用电容的通交隔直作用，使脉动直流电中的交流成分通过电容被短路，而直流成分只能通过负载，使负载获得的是较平滑的直流电。下面详细介绍其工作过程。



(a) 变压、桥式整流、电容滤波电路



(b) 图(a)所示电路的  $U_C$ 、 $I_D$  波形  
图 2.54 变压、桥式整流、电容滤波电路

设电容电压初值为 0, 当  $u_2$  为正半周时,  $V_{D1}$ 、 $V_{D3}$  正偏导通, 电流从正端点出发, 经  $V_{D1}$  后一路向负载供电, 另一路向电容充电, 由于充电电路中电阻仅为两个二极管的正向电阻, 因而充电很快,  $U_C(U_L)$  几乎跟随电源电压  $u_2$  迅速上升, 当  $u_2$  达正峰值时,  $U_C$  接近  $U_{2p}$ , 随后  $u_2$  按正弦规律下降, 当  $u_2 < U_C$  时, 原来导通的二极管  $V_{D1}$ 、 $V_{D3}$  因承受反压而被迫提前截止(若无滤波电容  $C$ ,  $V_{D1}$ 、 $V_{D3}$  一直导通到正半周结束), 而  $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  也是截止的, 则负载  $R_L$  与电源之间相当于断开, 电容将通过负载  $R_L$  放电。由于  $R_L C$  很大, 则放电很慢, 此时  $u_2$  仍在按正弦规律变化, 当正半周结束、负半周刚开始时, 因为  $|u_2| < U_C$ ,  $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  仍反偏截止(若无  $C$  则  $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  将开始导通), 当  $|u_2|$  开始大于  $U_C$  时,  $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  导通, 电流由正端出发经  $V_{D2}$  后一路向  $R_L$  供电, 另一路向电容充电, 与正半周类似, 当  $u_2$  过了峰值,  $|u_2| < U_C$  时, 原来导通的  $V_{D2}$ 、 $V_{D4}$  被迫提前截止,  $C$  再次通过  $R_L$  放电, 以后每个周期重复上述过程, 波形如图 2.54(b)所示, 由于  $|u_2|$  较小时, 电容仍以接近  $u_2$  峰值的电压向  $R_L$  供电, 而当  $|u_2| > U_C$  时, 电源向负载供电, 并同时向电容充电, 因此负载  $R_L$  在一个周期内, 基本上能获得接近峰值的电压。其平均值一般取

$$U_L \approx 1.2U_2$$

空载时

$$U_L = \sqrt{2} U_2$$

流过负载电流平均值

$$I_L = U_L / R_L$$

流过每个二极管的电流

$$I_D \approx I_L / 2$$

整流管承受最大反向电压

$$U_{RM} = \sqrt{2} U_2$$

与桥式整流电路比较, 接上滤波电容后负载上的直流电压明显升高了, 而且交流成分减少了, 但整流二极管导通角变小了(无滤波电容时, 二极管的导通角为  $\pi$ , 加上滤波电容后导通角为  $\theta$ ), 即通过整流管的浪涌电流变大了。负载电流变化会直接影响放电速度, 使输出电压有明显变化。当然  $I_L$  变大时,  $U_L$  会降低,  $I_L$  变小时,  $U_L$  会升高, 当负载开路( $I_L = 0$ )电容  $C$  无放电回路, 电容将保持其充电后的最高电压  $U_C = U_L = \sqrt{2} U_2$ , 电容放电速度由放电时间常

数决定，当  $\tau_{\text{放}} = R_L C$  较大时放电速度慢，则输出电压平均值较高，而  $\tau_{\text{放}}$  小时放电快，输出电压平均值较低，如图 2.55 所示。设计时，应保证  $R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$ ， $T$  是 50Hz 的交流电的周期， $T = 20\text{ms}$ 。当  $R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$  满足时， $U_C = U_L \approx 1.2U_2$ 。

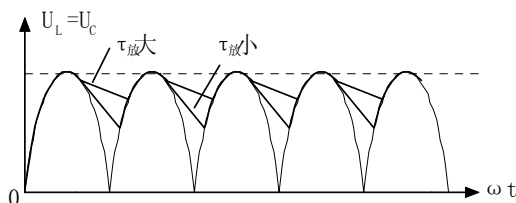
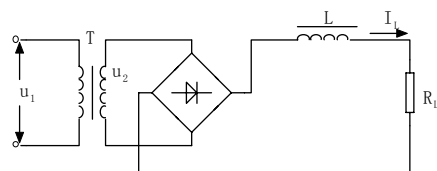
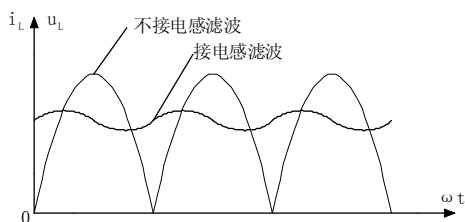


图 2.55 桥式整流电容滤波  $\tau_{\text{放}}$  不同时  $U_L$  波形



(a) 电感滤波电路



(b) 图(a)所示电路的  $I_L$  波形

图 2.56 电感滤波

(2)其他变压、桥式整流、滤波电路。对于大电流低电压负载可采用如图 2.56(a)所示电感滤波电路。我们知道电感线圈能阻碍通过它的电流发生变化，当电流上升时， $L$  阻止它上升；而当电流下降时， $L$  又阻止它下降，结果使电流变化较为平缓，即电感具有对脉动电压的滤波作用。也可以这样理解，电感线圈的直流电阻很小，其交流电阻很大，负载电阻  $R_L$  一般较小(但远大于电感线圈的直流电阻，又远小于电感线圈的交流电阻)，因此整流后的交流电压主要降在电感线圈上，负载上分得交流电压小，而直流电压主要降在负载上，电感线圈上的直流压降很小。理论上讲，滤波电感越大效果越好，但  $L$  太大会增加成本，同时，直流损耗会增加，使输出电压和电流降低，一般  $L$  取几亨至几十亨。若负载呈感性，自身就具有滤波作用，不必另接滤波器。

复式滤波电路是由电容、电感或电阻组成的滤波器。有  $LC$ 、 $LC\pi$  型和  $RC\pi$  型几种，如图 2.57、图 2.58、图 2.59 所示，它们的滤波效果要比单纯的电容滤波或电感滤波好得多，因而得到了广泛的应用。

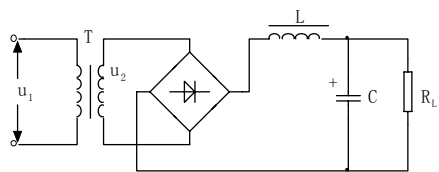


图 2.57 LC 滤波电路

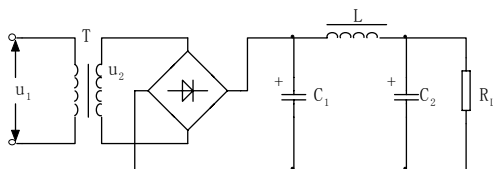


图 2.58 LC  $\pi$  型滤波电路

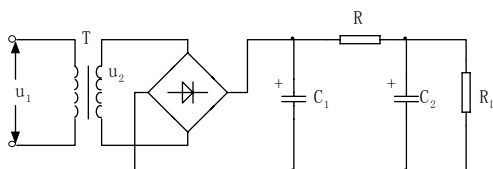


图 2.59 RC  $\pi$  型滤波电路

图 2.57 为 LC 型滤波电路，整流输出的脉动直流电压大部分降落在电感上，只有小部分通过电感后再经电容滤波，这样负载上获得的直流电压相当平滑了。图 2.58 是 LC  $\pi$  型滤波电路，它的滤波效果要优于 LC 滤波电路，在负载电流不大的情况下，为了降低成本可用电阻 R 来代替电感 L 组成 RC  $\pi$  型滤波电路，如图 2.59 所示，同样有比较理想的效果。各种滤波电路性能比较列于表 2.2 中。

表 2.2 各种滤波电路性能比较

序号	类型	性能		
		$U_o/U_2$	适用场合	整流管冲击电流
1	电容滤波	$\approx 1.2$	小电流	大
2	RC $\pi$ 型滤波	$\approx 1.2$	小电流	大
3	LC $\pi$ 型滤波	$\approx 1.2$	小电流	大
4	电感滤波	0.9	大电流	小
5	LC 滤波	0.9	适应性强	小

## 2.5.2 串联型稳压电源

### 1. 串联型稳压电源的组成

串联型稳压电源由变压、整流、滤波和串联稳压电路组成，其中串联稳压电路又包含基准电压、取样电路、比较放大电路和电压调整器件。串联型稳压电源的组成框图如图 2.60 所示。

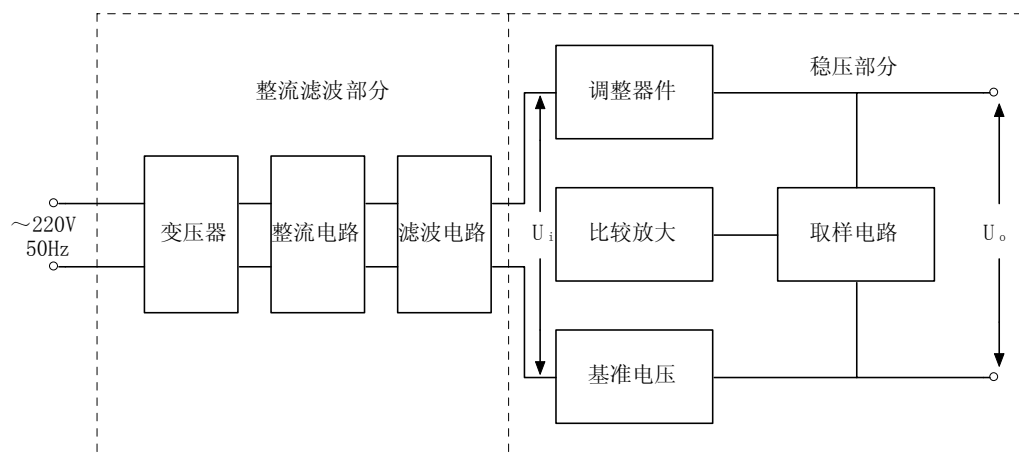


图 2.60 串联型稳压电源组成框图

## 2. 由晶体管组成比较放大电路的串联型稳压电路

由晶体管组成比较放大电路的串联稳压电路如图 2.61 所示，其中 T、 $V_D \times 4$  和  $C_3$  是前面介绍过的变压、桥式整流、电容滤波电路， $R_2$ 、 $V_{DZ}$  组成了基准电压电路， $V_{DZ}$  为稳压管， $R_2$  是限流电阻，由稳压管稳压的  $U_{DZ}$  为基准电压。 $R_3$ 、 $R_4$  为采样电阻，通过  $R_3$ 、 $R_4$  可以把  $U_o$  的变化反映到  $V_3$  的基极， $V_3$  是晶体管采样信号放大管， $R_1$  是  $V_3$  的集电极电阻， $V_2$  是调整管，通过改变  $V_2$  的  $U_{CE}$  来调整输出电压  $U_o$  的大小。

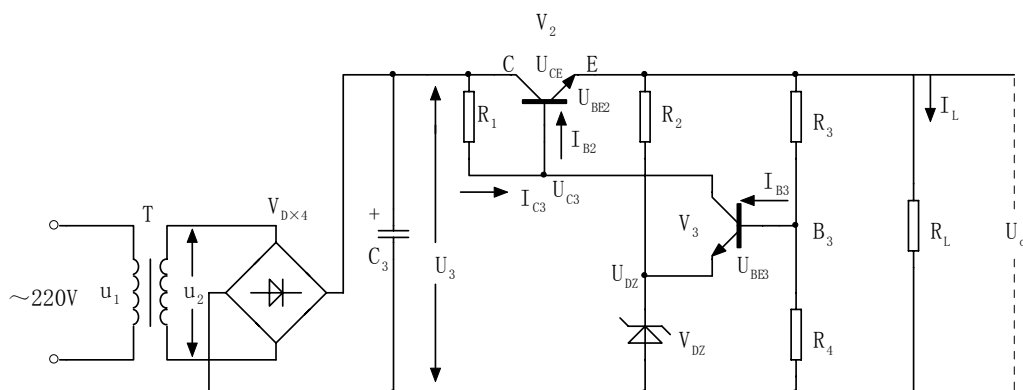


图 2.61 晶体管组成比较放大电路的串联型稳压电路

串联稳压电源的作用是在电源电压  $u_1$  变化或负载的电流  $I_L$  变化时，保持输出电压  $U_o$  稳定。图 2.61 所示的串联型稳压电路的工作原理如下：

当交流电源电压  $u_1$  变大(负载电流不变)，则经整流滤波后的  $U_3$  变大，输出电压  $U_o$  变大，取样后的  $U_{B3}$  变大，由于稳压管的稳压值  $U_{DZ}$  恒定，则  $U_{BE3}$  增大，导致  $I_{B3}$ 、 $I_{C3}$  增大，使  $U_{C3}$  下降， $U_o = U_{C3} - U_{BE2}$ ，所以  $U_o$  下降，从而保持了  $U_o$  的稳定，这一过程可表示为

$$u_1 \uparrow \rightarrow U_3 \uparrow \rightarrow U_o \uparrow \rightarrow U_{B3} \uparrow \rightarrow U_{BE3} \uparrow \rightarrow I_{B3} \uparrow \rightarrow I_{C3} \uparrow \rightarrow U_{C3} \downarrow \rightarrow U_o \downarrow$$

当交流电源电压  $u_1$  变小时，其过程与上述相反，同样起到调整稳压的作用。当由于  $R_L$  变化，致使  $U_o$  变化时，电路调整稳压的过程和上述相同。

串联型稳压电源输出电压的计算如下：

$$\frac{U_{B3}}{R_4} = \frac{U_o}{R_3 + R_4}$$

其中  $U_{B3}=0.7V+U_{DZ}$ ，所以

$$U_o = \frac{(U_{DZ} + 0.7V)(R_3 + R_4)}{R_4} \quad (2-8)$$

若  $R_3$ 、 $R_4$  可以改变，则可得输出电压可调的稳压电源电路如图 2.62 所示。

在图 2.62 中，若  $R_3=1k\Omega$ ， $RP=1k\Omega$ ， $U_{DZ}=2.3V$ ，则  $U_o$  的可调电压范围计算如下：  
当  $RP$  调到 A 点时，有

$$\frac{0.7V + 2.3V}{R_4 + RP} = \frac{U_{o\min}}{R_3 + RP + R_4}$$

$$U_{o\min} = 3V \times \frac{3k\Omega}{2k\Omega} = 4.5V$$

当  $RP$  调到 B 点时，有

$$\frac{0.7V + 2.3V}{R_4} = \frac{U_{o\max}}{R_3 + RP + R_4}$$

$$U_{o\max} = 3V \times \frac{3k\Omega}{1k\Omega} = 9V$$

即  $U_o$  的可调范围为 4.5~9V。

**例 2.5** 如图 2.61 所示， $R_3=5K\Omega$ ， $R_4=7K\Omega$ ， $R_1=200\Omega$ ， $U_3=16V$ ， $U_{DZ}=6.3V$ ， $V_2$ 、 $V_3$  为硅三极管，求额定输出电压。

**解：**根据式(2—8)有

$$U_o = (U_{DZ} + 0.7V) \times (R_3 + R_4) / R_4 = 7V \times 12k\Omega / 7k\Omega = 12V$$

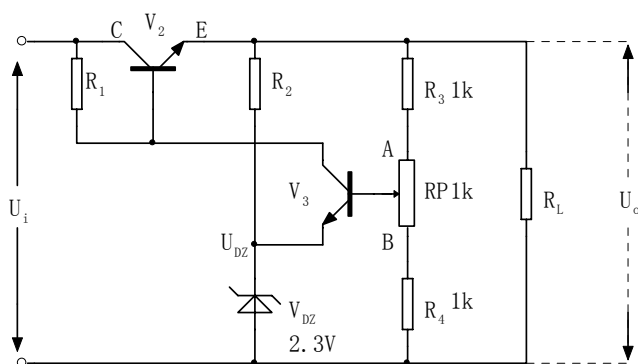


图 2 . 62 输出电压可调的稳压电路

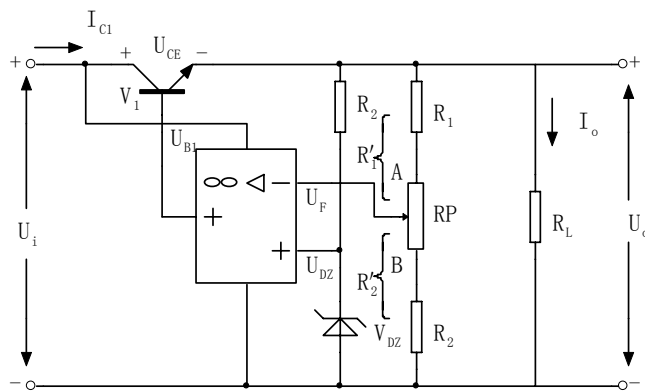


图 2.63 运放组成比较放大电路的串联型稳压电路

### 3. 用运放组成比较放大电路的串联型稳压电路。

为了提高稳压电源的稳定度，可采用有很高放大倍数的运放来构成比较放大电路，如图 2.63 所示。与图 2.62 相比较，图 2.63 的输出电压更稳定了。因为只要  $U_o$  有微小的变化，其采样信号经具有很大放大倍数运放比较放大电路后，能更灵敏地调整放大管  $U_{CE}$  电压，从而提高稳压电源的精度，图 2.63 的输出电压为

$$U_o = U_{DZ} \times \frac{R_1' + R_2'}{R_2} = U_{DZ} \times \left(1 + \frac{R_1'}{R_2}\right)$$

### 2.5.3 线性集成稳压器

线性集成稳压器就是将调整管、取样电路、比较放大器、基准电压、启动和保护电路等，全部集成在一块半导体芯片上形成的一种集成稳压电路。按原理可分为串联调整式、并联调整式和开关调整式等几种。按引出端又分为三端集成稳压器和多端集成稳压器。三端集成稳压器一般为串联调整式，由于所组成的电路简单，因而得到广泛的应用。

#### 1. 78 79 系列三端集成稳压器

常用的 CW78 $\times\times$  系列(其中 $\times\times$ 表示  $U_o$  的电压值，单位为伏特)是输出固定正电压的稳压器，CW79 $\times\times$  系列是输出固定负电压的集成稳压器，它们都只有三个引出端：输入、输出和公共接地端，外形很象三极管，使用和安装与三极管一样简便。CW78 $\times\times$ 、CW79 $\times\times$  的外形及管脚排列如图 2.64 所示。

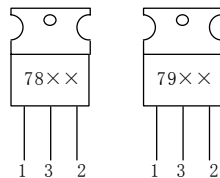


图 2.64 78、79 系列外形及管脚排列图



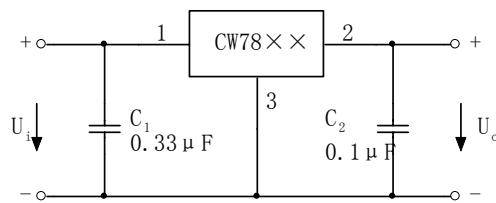


图 2.65 固定输出正电压稳压器

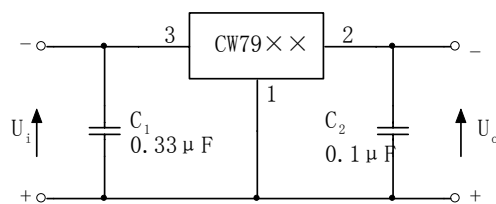


图 2.66 固定输出负电压稳压器

图 2.65 和图 2.66 是分别由 CW78×× 和 CW79×× 组成的固定输出正负电压的典型接线图, 对于 78××, 1、3 为输入端, 2、3 为输出端, 对于 79××, 3、1 为输入端, 2、1 为输出端。

## 2. 用 78 系列组成固定电压输出的变压、整流、电容滤波的集成稳压电源的设计

由 78 系列组成固定输出电压的稳压电源电路的结构一般是固定的, 而且十分简单, 例如设计一个输出电压为 12V, 最大输出电流为 1A 的稳压电源, 如图 2.67 所示。所谓设计, 只要求根据电路图, 合适选取其中部分元件的有关参数。在图 2.67 中  $C_2$ 、 $C_3$  取 0.1~0.33μF 即可, 三端稳压块根据输出电压和输出电流选定。

(1) 变压器初次级匝数比的计算。变压器的次级电压

$$U_{2\min} \geq \frac{12V + 4V}{1.2} = 13.3V$$

其中 12V 是输出电压, 4V 电压是保证三端集成稳压块正常工作时 1、2 脚之间的最小电压。初次级匝数比  $n=198V/13.3V=14.88 \approx 15$ 。

(2) 变压器次级功率  $P_{\text{次}}$  的计算。当  $U_1=U_{1\max}=242V$  时,  $U_{2\max}=242/15=16.2V$ , 所以  $P_{\text{次}}=16.2V \times 1A=16.2W$

当考虑留有余量时, 可取  $P_{\text{次}}=20W$ 。

(3) 滤波电容  $C_1$  的计算。为了保证  $U_3=1.2U_2$ , 应使  $R_{\min}C_1 \geq (3 \sim 5)T/2$ , 其中  $R_{\min}=16V/1A=16\Omega$ ,  $T/2=10ms=0.01S$ , 按  $R_{\min}C_1=4T/2$  计算, 则  $C_1 \approx 0.04/16=2500\mu F$ , 取  $C_1$  为 2200μF/50V。

(4) 整流二极管参数的计算。流过二极管的平均电流为  $I_{VD} = \frac{1}{2}I_L = 0.5A$ , 考虑到电容滤波时的瞬态电流, 取  $I_{VD\max} = 1A$ , 整流二极管的反向耐压  $U_{RM} = U_{2\max} \times \sqrt{2} \approx 16.2 \times 1.4 \approx 23V$ 。考虑到应留有余量, 实际选用整流二极管时要求  $I_{VD} \geq 1A$ ,  $U_B \geq 50V$  ( $U_B$  是二极管的反向击穿电压)。

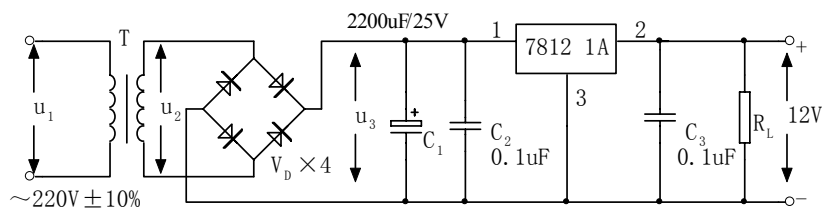


图 2.67 用 78 系列组成稳压电源电路

### 3. 用 78 和 79 系列组成输出正负固定电压的变压、整流、电容滤波集成稳压电源的组成及参数

用 78 和 79 系列组成  $\pm 15\text{V}$  固定电压输出的稳压电源电路如图 2.68 所示, 有关元件的参数标在电路图中, 整流二极管的选择及变压器的功率计算和前面相同, 读者可自行计算。

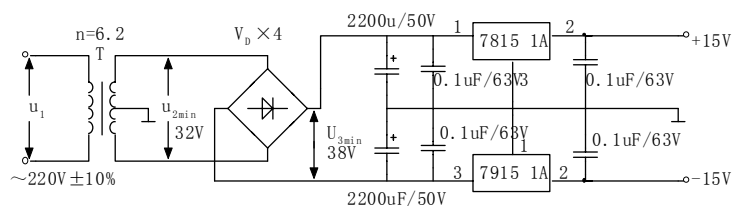
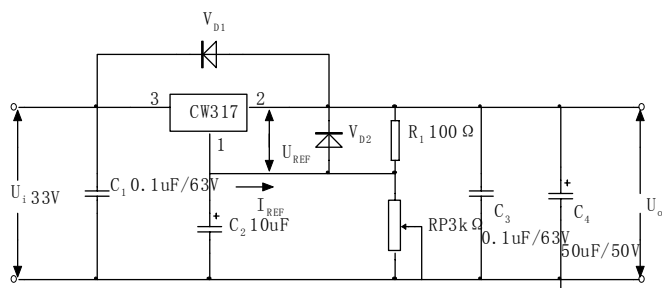


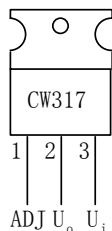
图 2.68 由 78、79 系列组成输出正负固定电压的变压整流、电容滤波的电源电路及参数

### 4. 三端可调输出电压集成稳压器

三端正输出电压可调集成稳压器的典型产品有 CW117、CW217、CW317; 三端负输出电压可调集成稳压器的典型产品有 CW137、CW237 和 CW337。图 2.69(a) 是由 CW317 组成的正输出电压可调的稳压电源电路, 图 2.69(b) 是 CW317 的外形及管脚引线图。



(a) 由 CW317 组成的 1.25~30V 稳压电源电路



(b) CW317 外形及引脚图

图 2.69 由 CW317 组成的正输出电压集成稳压电源电路和外形及引脚图

图中, 1、2 脚之间是由 CW317 内部给出的基准电压  $U_{\text{REF}}=1.25\text{V}$ ,  $U_o = U_{\text{REF}}(1 + \frac{R_P}{R_1})$ ,

输出电流有三种规格, CW317 上如标 L, 则  $I_o \leq 0.1\text{A}$ , 标上 M, 则  $I_o \leq 0.5\text{A}$ , 既无 M 又无 L,

$I_o \leq 1.5A$ 。  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  是电路的保护二极管，用 1N4004 即可。

## 2.5.4 串联型稳压电源的特性和质量标准

### 1. 特性指标

(1)最大输入电压  $U_{imax}$  是指 220V 市电经变压、整流、滤波后的输出给稳压器输入端允许的最大电压，若超过此值，稳压器的输出电压将不能稳定在额定值。

(2)最小输入输出电压差  $(U_i - U_o)_{min}$  是指为保证稳压器正常工作所要求的输入电压与输出电压的最小差值，一般应大于 2~3V，若输入电压过低造成  $U_i - U_o < (U_i - U_o)_{min}$ ，则稳压器不能正常工作。

(3)输出电压  $U_o$  是指稳压器处于正常工作状态时输出电压和输出电压的可调范围。

(4)最大输出电流  $I_{om}$  是指稳压器允许输出的最大电流值。

### 2、质量指标

稳压电源的质量指标包括：电压调整率、电流调整率、纹波电压和温度系数等参数。

(1)电压调整率  $S_u$ 。电压调整率  $S_u$  指当负载电流  $I_o$  及工作温度  $T$  不变而输入电压 220V 变化  $\pm 10\%$  时，输出电压  $U_o$  的相对变化量，即

$$S_u = \frac{\Delta U_o}{U_o} \times 100\% \left| \begin{array}{l} \Delta I_o = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array} \right.$$

$S_u$  越小稳压性能越好。

(2)电流调整率  $S_i$ 。电流调整率  $S_i$  指当输入电压  $U_i$ 、温度  $T$  不变时，输出电流从 0 变到最大值  $I_{om}$  时输出电压的相对变化量  $\times 100\%$ 。

$$S_i = \frac{\Delta U_o}{U_o} \times 100\% \left| \begin{array}{l} \Delta U_i = 0 \\ \Delta T = 0 \\ \Delta I_o = I_{om} \end{array} \right.$$

$S_i$  越小越好。电流调整率  $S_i$  的大小是由稳压电源的内阻(输出电阻) $R_o$  所决定的，因此有些资料上，直接用输出电阻  $R_o$  的大小来表示这一质量指标。

$$R_o = \frac{\Delta U_o}{\Delta I_o} \left| \begin{array}{l} \Delta U_i = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array} \right.$$

(3) 温度系数  $S_T$ 。输入电压  $U_i$  和负载电流  $I_o$  不变时，温度变化所引起的输出电压相对变化量与温度变化量的比值称温度系数，用  $S_T$  表示。

$$S_T = \frac{\Delta U_o}{U_o} / \Delta T \left| \begin{array}{l} \Delta U_i = 0 \\ \Delta I_o = 0 \end{array} \right.$$

(4)纹波电压及纹波抑制比。纹波电压是指叠加在直流输出电压  $U_o$  上的交流电压的有效值或峰值。纹波抑制比  $S_R$  是指稳压电路输入纹波电压峰值  $U_{ip}$  与输出纹波电压峰值  $U_{op}$  之比，并用对数表示

$$S_R = 20 \lg(U_{ip}/U_{op})$$

$S_R$  越大说明稳压电路对交流纹波的抑制力越强。

## 3 质量指标的测量方法

质量指标的测量电路如图 2.70, 其中 T 为自耦变压器,  $\text{V}$  为能测到 mV 级的数字电压表,  $\text{A}$  为容量合适的电流表,  $R_{L\min}$  为满载时负载电阻。

(1) 电压调整率  $S_u$  的测量。保持  $I_o$  不变(图中 S 合上或断开均可), 调节自耦变量, 使  $u_i$  从 198V 变到 242V, 测出输出电压的变化量  $\Delta U_o$ , 并代入  $S_u = \Delta U_o / U_o \times 100\%$ 。

(2) 电流调整率  $S_i$  的测量。使  $u_i = 220\text{V}$ , 分别测出  $I_o = 0$  和  $I_o$  为额定值  $I_{om}$  时对应的  $U_o$  值(S 断开,  $I_o = 0$ ; S 合上,  $I_o = I_{om}$ ), 求出  $\Delta U_o$  ( $\Delta I_o = I_{om}$ ), 并代入  $S_i = (\Delta U_o / U_o) \times 100\%$ , 求出  $S_i$ 。

(3) 纹波电压的测量。使  $U_i = 220\text{V}$ , 当  $I_o$ 、 $U_o$  均为额定值时用示波器测输出电压中纹波电压峰值。

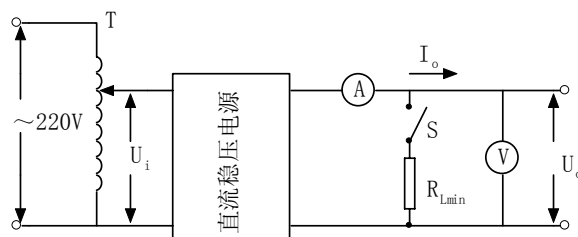


图 2.70 稳压电源质量指标的测量电路

## 2.6 带电源的简易函数发生器案例

### 2.6.1 案例教学的目的、要求和教学方法

#### 1. 目的及要求

(1) 掌握案例电路——简易函数发生器的框图组成

(2) 使学生进一步理解案例电路中各部分单元电路的工作原理及其在电路中的作用, 增强读图能力。

(3) 案例电路涉及本章大部分内容, 通过案例教学, 增强学生对基础知识的理解, 促使学生应用能力的提高。

#### 2. 教学方法

(1) 首先是在本章教学内容理论教学中, 讲解案例所涉及的必须够用的基础知识。

(2) 在讲完相应知识点之后, 适时安排相应电路的制作、调试, 最终完成整个电路的安装与调试(也可由两人合作完成), 并达到要求, 这样可以激发学生学习兴趣, 锻炼学生的动手能力, 加深学生对所学知识的理解, 大大降低理论教学难度。

(3) 引导学生进行课外制作, 可以案例为内容, 然后扩展, 使学生在做中学, 学中做, 这样与传统的原理到习题的学习模式相比, 可达事半功倍的效果。

### 2.6.2 案例电路的原理图和框图

#### 1、案例电原理图和框图说明

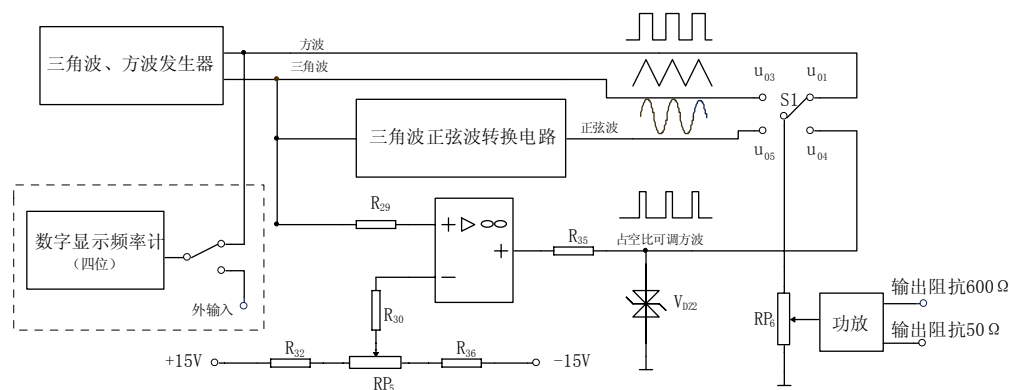


图 2.71 带电源的简易函数发生器案例框图

案例电路框图如图 2.71 所示，案例电原理图如图 2.72 所示。由框图和电原理图可知，带电源的简易函数发生器是由前面介绍过的一部分单元电路，加上一个辅助电源电路组成的综合性、实用性电路。这些单元电路包括：

- (1) 三角波、方波产生电路，此电路在 2.3.2 节中（如图 2.47 所示）作过介绍。
- (2) 三角波-正弦波转换电路，此电路在 2.4.2 节中（如图 2.49、图 2.50 所示）作过介绍。
- (3) 三角波转换成占空比可调的方波电路，此电路在 2.4.1 节中（如图 2.48 所示）作过介绍。
- (4) 输出电阻为  $50\Omega$  和  $600\Omega$  的功率放大电路，此电路在 2.2.4 节中（如图 2.30 所示）作为电压串联负反馈应用电路举例作过介绍。
- (5) 正负 15V 电源电路，此单元电路在框图和原理图中没有画出，但在 2.5.3 节中（如图 2.68 所示）已作了介绍。
- (6) 辅助电源电路，此单元是指在电原理图中的由  $V_{DZ3}$ 、 $V_{DZ4}$  组成的正负 6V 稳压管稳压电路和由  $V_1$ 、 $V_2$  组成的电压跟随器，这个辅助电源电路的功能是给三角波-正弦波转换电路提供合适的偏置电压  $+U_E$  和  $-U_E$ ，要求  $+U_E$ 、 $-U_E$  电压稳定，输出电阻小，电压值可调，该电路能满足这个要求。

另外，框图虚线方框内给出的数字显示频率计，是用来显示函数发生器输出信号的频率的，函数发生器中应该包含这个电路。但是，该电路属于数字电子技术内容，本案例还不可能作为具体要求提出来，四位数字显示频率计的具体电路在本教材附录中作了详细介绍。

## 2、简易函数发生器的功能

简易函数发生器的功能为：

- (1) 通过波形选择开关，可输出对称方波、占空比可调的方波、三角波和正弦波。
- (2) 输出信号的频率分档连续可调，频率调节范围为几十赫兹到几十万赫兹。
- (3) 输出信号的电压幅值连续可调，如果再加一个精密的衰减器，电压幅值可由几十毫伏调到十几伏。
- (4) 在学完数字电子技术后，再加上一个四位数字显示频率计，则该函数发生器就可作为实验室的实用仪器使用。

## 3、案例电路的元器件型号、参数和调试

本案例电路所用元器件型号和参数均标在电原理图中，所标元器件型号和元器件参数均是经调试后给出的，本案例输出信号的最高频率约为 400kHz，最高频率主要受到运放转换速率的限制，LM318 是中速运放，如果要进一步提高输出频率，则需选用高速运放，即选择转换速率每微秒大于几十伏的高速运放。

在调试时，比较困难的一步是三角波—正弦波转换电路的调试，要把三角波转换成标准的正弦波，必须选择合适的三角波的幅值和三角波—正弦波转换电路的偏置电压 $+U_E$ 和 $-U_E$ 的值。读者可先固定 $+U_E=2.5V$ ， $-U_E=-2.5V$ ，然后调节三角波的幅值。由原理图可知，调节  $RP_8$ ，可调节三角波送给转换电路的幅值。另外，在电原理图中，凡是线性应用的运放的电源，均应加去耦滤波电路，否则会产生寄生振荡。如果要求输出毫微数量级的波形幅度，读者应加较精确的输出衰减器。

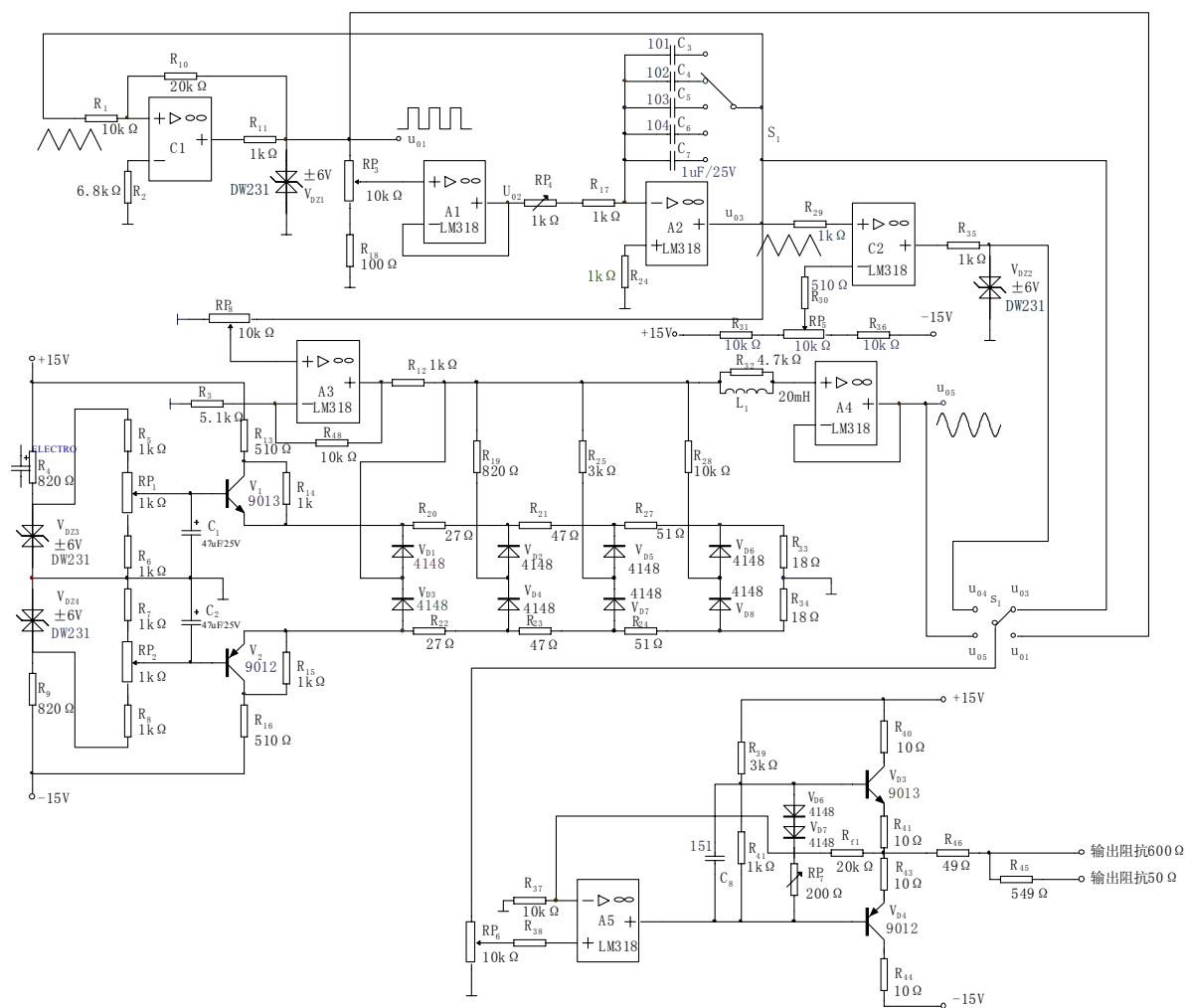


图 2.72 带电源的简易函数发生器案例电原理图

### 2.6.3 案例思考题

1. 案例电路由哪几部分组成？写出各部分电路的名称。
2.  $u_{04}$  与  $u_{01}$  有哪些参数是相同的？不同的是什么？
3. 试分析三角波—正弦波转换电路的工作原理。若对正弦波形要求高时此电路能否满足要求？为什么？
4. 电路中由运放组成的电压跟随器的作用是什么？
5. 电路是通过什么方法改变各种输出信号的频率的？四种信号的频率是否相同？为什么？
6. 怎样能得到正的矩形波？
7. 功放电路的作用是什么？如何调节输出信号的幅度？
8. 分析三角波和方波发生器各个组成部分的作用。
9. 如何计算三角波的幅度和频率？
10.  $R_{31}$ 、 $RP_5$ 、 $R_{36}$  的取值如何确定？它和  $u_{03}$  的幅度有何关系？ $R_{31}=R_{36}$  太大了或大小了， $u_{04}$  会出现怎样的情况？
11. 电路中  $R_{32}$ 、 $L_1$  的作用是什么？
12.  $\pm 15V$  电源的  $I_{om}$  大约要多大？能估算出来吗？
13.  $R_{11}$  和  $R_{35}$  的作用是什么？
14. 电路中共有七个运算放大器，哪些工作在线性状态？哪些工作在非线性状态？
15.  $RP_7$  的作用是什么？ $RP_7$  阻值太大或断路，对功放管  $V_3$ 、 $V_4$  有何影响？

## 本章小结

运算放大器是由差动放大电路作为输入级的集成多级电压放大器器件。实际运放均可按理想运放处理，所谓理想是指把运放的  $A_{uo}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 、 $K_{CMR}$  看做是理想的，即  $A_{uo} \rightarrow \infty$ 、 $R_i \rightarrow \infty$ 、 $R_o \rightarrow 0$ 、 $K_{CMR} \rightarrow \infty$ 。由理想运放可得到“虚短”和“虚断”的概念。

运放在线性应用时，总要引入负反馈，因此在电路结构上，从输出端到反相输入端总有反馈网络相连接，常用的线性应用单元电路有同相比例放大器、反相比例放大器、求和电路、和差电路、积分电路、微分电路等。这些单元电路的输出和输入的关系均可用“虚短”和“虚断”的概念求得。

负反馈是改进放大器性能的主要方法，常见的负反馈有四种类型，其中电压串联负反馈是使用最多的一种负反馈，正反馈是产生振荡的必要条件，判别电路引入的正反馈还是负反馈可用瞬时极性方法。

波形产生电路主要是指正弦振荡器，包括适用于低频的 RC 振荡器，适用于高频的 LC 振荡器和频率十分稳定的晶体振荡器，不管是哪种振荡电路，通常均由基本放大电路、正反馈支路、选频网络和稳幅环节组成。

运放在非线性应用时，电路的结构要么是开环，要么是引入正反馈，电路的输出只有两个值  $U_{om}$  和  $-U_{om}$ ，非线性应用时主要单元电路有过零比较器、单门限比较器、迟滞比较器、三角波和方波发生器等。

电源电路是任何电子产品中必须具有的电路，目前常用的电源有串联稳压电源和开关稳压电源。就串联稳压电源而言，主要包括变压、整流、滤波和三端集成稳压器等部分，电路组成比较简单，设计电源电路的关键是正确选择元件的参数。开关稳压电源精度较低，但效率较高，本教材没有介绍，读者可参阅有关资料。



带电源的函数发生器案例包含了 $\pm 15\text{V}$  电源电路、方波和三角波产生电路、三角波到正弦波变换电路、三角波到占空比可调的方波变换电路及输出级功放电路，本案例是集本章多数单元电路的一个综合应用电路。案例可以帮助读者进一步提高读图能力，熟悉单元电路的组成、功能和有关参数的计算是提高读图能力的关键。

## 思考题和习题 2

- 2.1 理想运放的主要参数  $A_{uO}$ 、 $R_o$ 、 $R_i$ 、 $BW$  各为多少？
- 2.2 集成运放应用于信号运算时工作在什么区域？用于比较器时工作在什么区域？
- 2.3 理想运放工作在线性区和非线性区时各有什么特点？各得出什么重要关系式？
- 2.4 反相比例电路如图 2.73 所示  $R_1=10\text{k}\Omega$ ， $R_f=30\text{k}\Omega$ ，试估算它的电压放大倍数和平衡电阻  $R_2$ 。

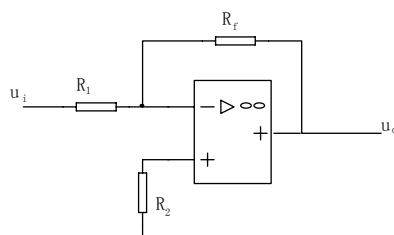


图 2.73

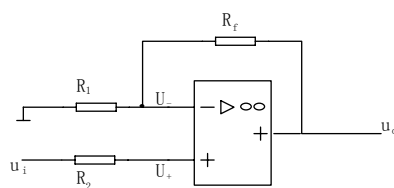
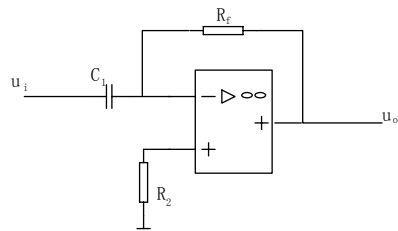
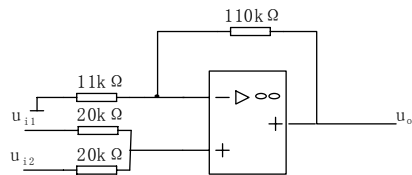


图 2.74

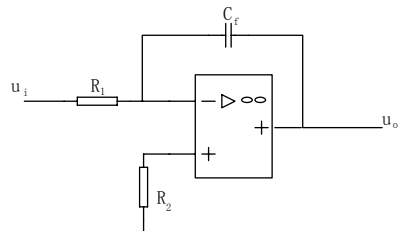
- 2.5 电路如图 2.74 所示，理想运放的最大输出电压为 $\pm 10\text{V}$ ， $R_1=10\text{k}\Omega$ ， $R_f=390\text{k}\Omega$ ， $R_2=R_1//R_f$ ，当输入电压等于  $0.2\text{V}$  时，求下列各种情况的输出电压值：
  - (1) 正常情况；
  - (2) 电阻  $R_1$  开路；
  - (3) 电阻  $R_f$  开路。
- 2.6 试比较反相输入比例运算电路和同相输入比例运算电路的特点( $A_{uf}$ 、 $R_i$ 、共模输入信号、负反馈组态等)。为什么集成运放组成多输入运算电路时一般多采用反相输入形式，而较少采用同相输入形式？
- 2.7 分别用一级和两级运放，设计满足关系式  $u_o=2.5u_i$  的运算电路，画出电路图，算出电路中所有电阻值(反相输入电阻不小于  $10\text{k}\Omega$ )。
- 2.8 试用集成运放实现下列求和运算：
  - (1)  $u_o=-(u_{i1}+2u_{i2})$ ；
  - (2)  $u_o=u_{i1}+5u_{i2}$ 。
 要求对各个输入信号输入电阻不小于  $5\text{k}\Omega$ ，请选择电路的结构形式并确定电路参数。
- 2.9 在分析工作在线性区的集成运放时运用“虚短”、“虚断”和“虚地”的概念，它们的实质是什么？
- 2.10 设图 2.75 各电路中的集成运放是理想的，试分别求出它们的输出电压与输入电压的函数关系式，并指出哪个电路对运放的共模抑制比要求不高？为什么？



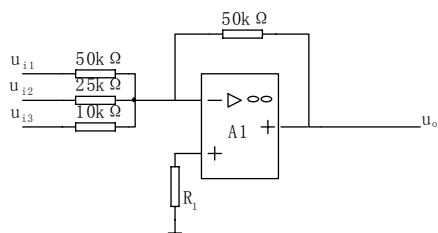
(a)



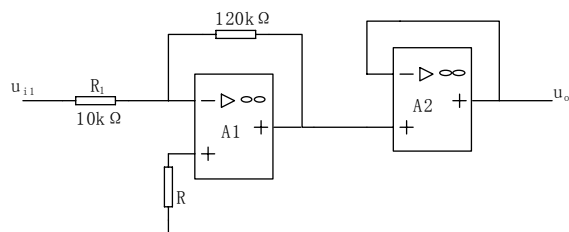
(b)



(c)



(d)



(e)

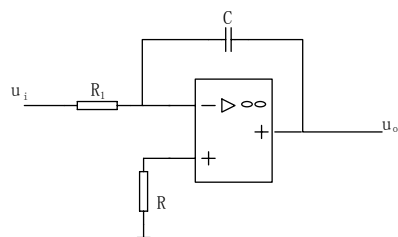
图 2.75

2.11 基本积分电路及输入波形  $u_i$  如图 2.76 所示,  $u_i$  的重复周期  $T=4\text{s}$ , 幅度为  $\pm 2\text{V}$ , 当电阻、电容分别为下列数值:

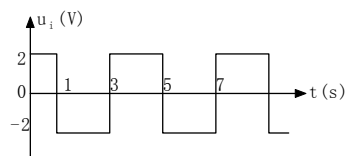
(1)  $R_1=1\text{M}\Omega$ ,  $C=1\mu\text{F}$ ;

(2)  $R_1=1\text{M}\Omega$ ,  $C=0.5\mu\text{F}$ 。

试画出相应的输出电压波形。已知集成运放的最大输出电压  $U_{opp}=\pm 12\text{V}$ , 假设  $t=0$  时积分电容上的电压等于零。



(a) 基本积分电路



(b) 输入电压波形

图 2.76

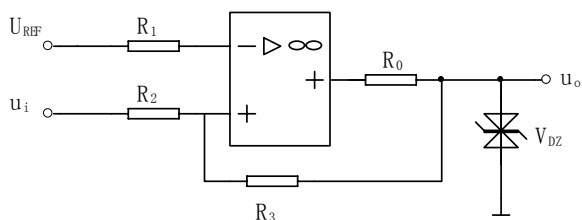
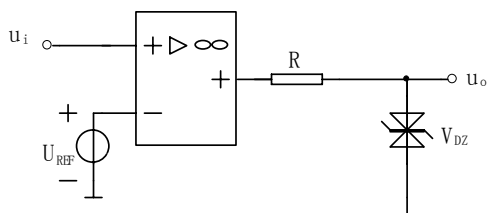


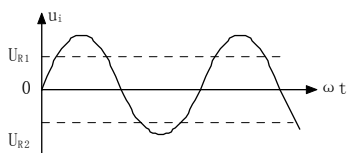
图 2.77

2.12 电压比较器电路如图 2.77 所示，指出电路属于何种类型的比较器(过零、单门限、迟滞)，画出它的传输特性。设集成运放的  $U_{OH} = +12V$ ， $U_{OL} = -12V$ ，各稳压管的稳压值  $U_{DZ} = \pm 6V$ 。

2.13 图 2.78 所示为单门限电压比较器，当  $u_i$  为正弦波时，试分别画出如图所示不同参考电压  $U_{R1}$ 、 $U_{R2}$  下的输出电压波形。



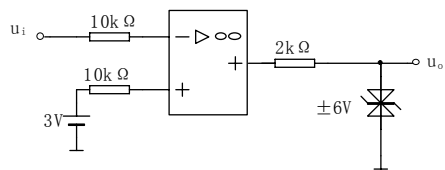
(a)



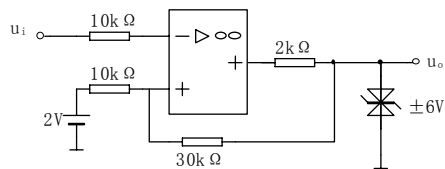
(b)

图 2.78

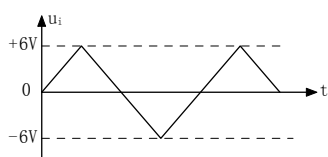
2.14 求图 2.79 中各电压比较器的阈值电压，并分别画出它们的传输特性。 $u_i$  波形如图 2.79(c)所示，分别画出各电路输出电压的波形。



(a)



(b)



(c)

图 2.79

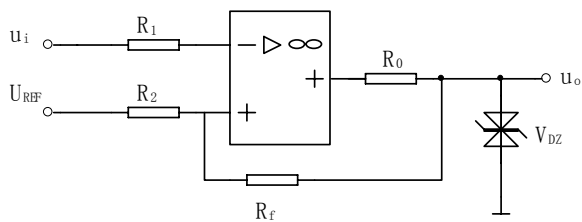
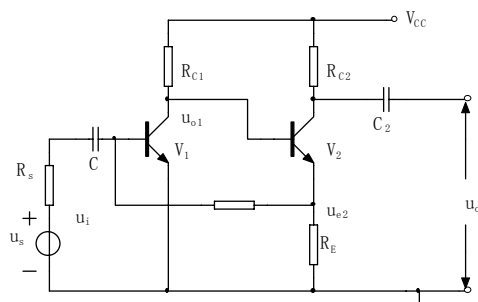


图 2.80

2.15 迟滞比较器如图 2.80 所示, 试计算其阈值电压  $U_{T+}$  和  $U_{T-}$  及其回差电压, 画出其传输特性; 当  $u_i = 6\sin\omega t$  V 时, 试画出输出电压  $u_o$  的波形。

2.16 判断下列电路中引入的反馈类型。



(a)

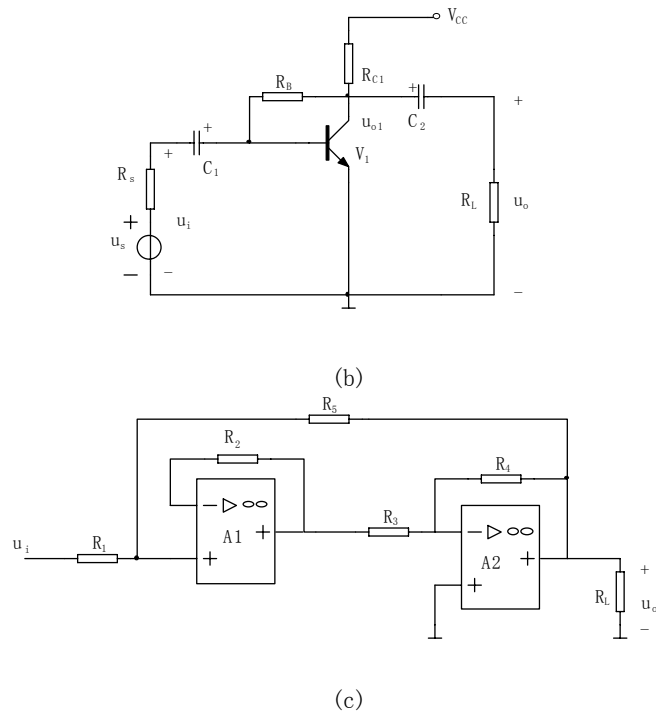


图 2.81

2.17 图 281(c)中  $A_1$ 、 $A_2$  为理想集成运放。问：

- (1) 第一级与第二级在反馈接法上分别是什么组态？
- (2) 从输出端引回到输入端的级间反馈是什么组态？

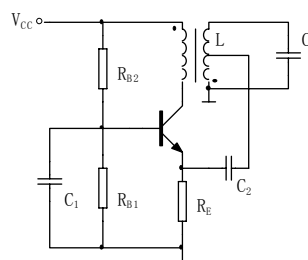
2.18 负反馈对放大电路性能有哪些主要影响？要提高某放大电路的输入电阻稳定输出电压应引入什么组态的负反馈？

2.19 反相比例运算电路中引入深度负反馈，其电压放大倍数  $A_{uf} = -R_f/R_1$ ，而与运放的开环放大倍数无关，所以有人说可以把运放用任何基本放大电路代替， $A_{uf}$  不变，这种说法对吗？

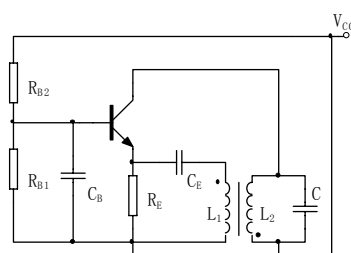
2.20 正弦波振荡电路由哪些部分组成？为什么必须有选频网络？

2.21 试用相位平衡条件判断图 2.82 所示各电路：

- (1) 哪些可能产生振荡？哪些不能？
- (2) 能振荡的电路，求出其振荡频率。



(a)



(b)

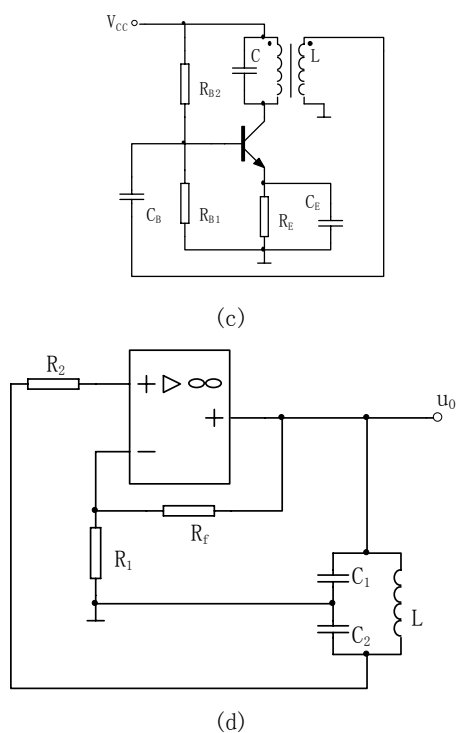


图 2.82

2.22 石英晶体振荡器有哪些主要优点？

2.23 方波产生电路如图 2.83 所示，图中二极管  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  相同，电位器  $RP$  用来调节输出方波的占空比，试分析它的工作原理并定性画出  $R'=R''$ 、 $R'>R''$ 、 $R'<R''$  时振荡波形  $u_o$  及  $u_c$ 。

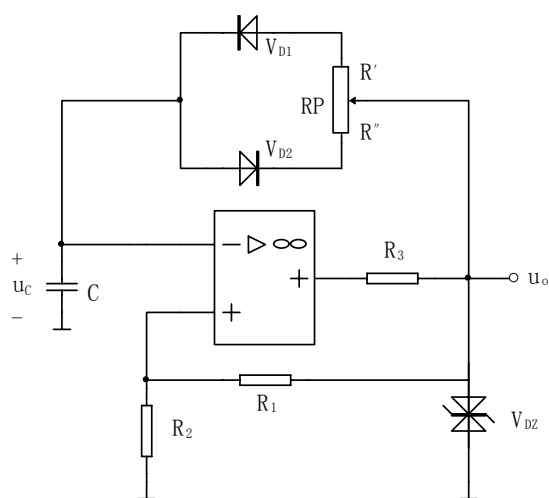


图 2.83

2.24 分别列出单相半波、全波和桥式整流电路的以下几项参数的表达式并进行比较。

- (1) 输出直流电压  $U_o$ ;
- (2) 二极管正向平均电流  $I_D$ ;
- (3) 二极管承受的最大反向电压  $U_{RM}$ 。

2.25 整流电路输出直流电压 40 伏，在下列情况下变压器次边电压各为多少？每只整流二极管承受的最大反向峰值电压各是多少？

- (1) 单相半波整流;
- (2) 单相全波整流;
- (3) 单相桥式整流。

2.26 单相桥式整流电路中，四只二极管的极性全部接反，输出有何影响？若其中一只二极管断开、短路或接反时对输出有什么影响？

2.27 线路板上，电源变压器、四只二极管和负载电阻、滤波电容排列如图 2.84 所示，如何在四只二极管各个端点接入交流电源、电阻、电容实现桥式整流电容滤波，要求完成的电路简明整齐。

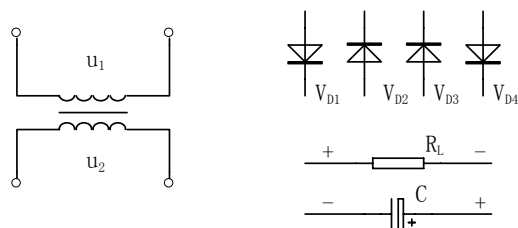


图 2.84

2.28 桥式整流电容滤波电路如图 2.85 所示。已知  $u_2=20V$ ， $R_L=40\Omega$ ， $C=1000\mu F$ ，试问：

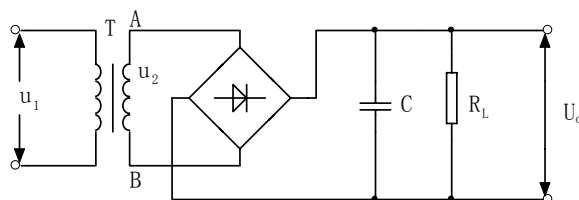


图 2.85

(1) 正常时，直流输出电压  $U_o=?$

(2) 若测得直流输出电压  $U_o$  为下列数值，可能出现了什么故障：

①  $U_o=18V$ ；

②  $U_o=28V$ ；

③  $U_o=9V$ 。

2.29 图 2.85 所示的桥式整流电容滤波电路中，已知交流电频率  $f=50Hz$ ，变压器次边电压有效值  $u_2=10V$ ， $R_L=50\Omega$ ， $C=2200\mu F$ ，试问：

(1) 输出电压  $U_o=?$

(2)  $R_L$  开路时  $U_o=?$

(3)  $C$  开路时  $U_o=?$

(4) 二极管  $V_{D1}$  开路时  $U_o=?$

2.30 电容和电感为什么能起滤波作用？它们在电路中应如何与  $R_L$  连接？

2.31 串联型稳压电路主要由哪几部分组成？各部分的作用是什么？

2.32 如图 2.86 所示电路中，稳压管稳定电压为  $5.3V$ ， $R_1$  为  $500\Omega$ ， $U_i=12V$  取样电路中  $R_3=2k\Omega$ ， $R_4=4k\Omega$ ，试求：

(1)  $U_o=?$

(2) 若要求输出电流为  $500mA$ ，调整管的  $\beta$  应为多大？

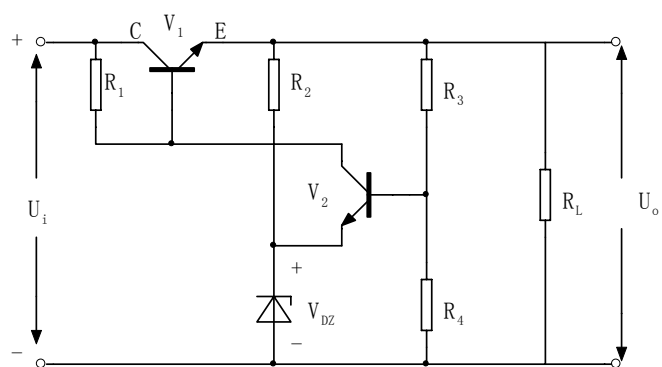


图 2.86

2.33 画出用 78、79 系列组成输出正负固定电压的变压、整流、电容滤波的集成稳压电路并标出参数。

2.34 试用 79 系列设计简单稳压电源，要求画出电路的变压、整流、滤波及稳压部分，并合理选择参数标于电路中(写出设计内容及步骤)。要求指标：

- (1)输入交流电压： $220\text{V} \pm 10\%$ ， $50\text{Hz}$ ；
- (2)输出直流电压： $-15\text{V}$ ；
- (3)输出电流： $0 \sim 500\text{mA}$ 。