



“十二五”职业教育国家规划教材  
经全国职业教育教材审定委员会审定

# 电子技术

DIANZI JISHU

- ◆ 大学物理
- ◆ 大学物理实验
- ◆ 大学物理学习指导
- ★ ◆ 电子技术
  - ◆ 电工基础
  - ▲ ※ ◆ 电工基础与技能
  - ▲ ※ ★ ◆ 电路基础
    - ◆ 电路分析基础
    - ◆ 电路基础习题及解答
    - ★ 模拟电子技术（第三版）
      - ◆ 模拟电子技术
      - ★ 数字电子技术
- ◆ 高频电子技术
- ★ ◆ 电力电子技术
- ▲ ◆ 电工与电子技术
  - ◆ 电工电子技术
  - ◆ 电工与电子技术项目化教程
  - ◆ 电工实训指导书
- ★ ◆ 电子技术综合实训
  - ◆ 电工技术综合实训
  - ◆ 电工电子实训
  - ★ 机械制图
  - ★ 机械制图习题集

▲ “十四五”职业教育国家规划教材 ◆ “十二五”职业教育国家规划教材  
※ “十三五”职业教育国家规划教材 ★ 普通高等教育“十一五”国家级规划教材  
■ 国家级精品教材  
部分教材配有电子资源，QQ群：878027815。



京师乐学



京师职教



天猫旗舰店

ISBN 978-7-303-28601-0



定价：46.80元



“十二五”职业教育国家规划教材  
经全国职业教育教材审定委员会审定

# 电子技术

主 编 廖 芳 熊增举 王 彦



北京师范大学出版集团  
BEIJING NORMAL UNIVERSITY PUBLISHING GROUP  
北京师范大学出版社

电气信息类基础课系列



“十二五”职业教育国家规划教材  
经全国职业教育教材审定委员会审定

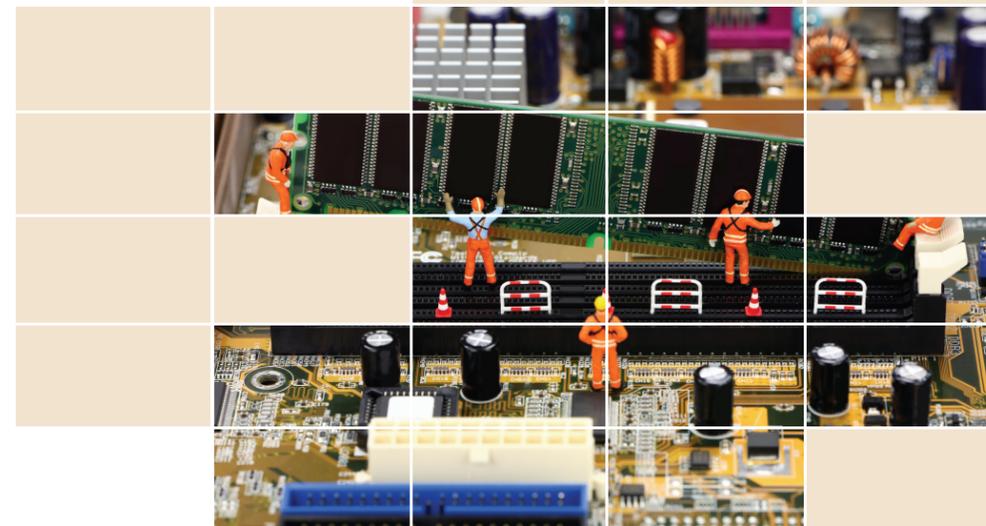


普通高等教育“十一五”国家级规划教材

# 电子技术

主 编 廖 芳 熊增举 王 彦

副主编 朱薇娜 于剑标



北京师范大学出版集团  
BEIJING NORMAL UNIVERSITY PUBLISHING GROUP  
北京师范大学出版社

电气信息类基础课系列



“十二五”职业教育国家规划教材  
经全国职业教育教材审定委员会审定

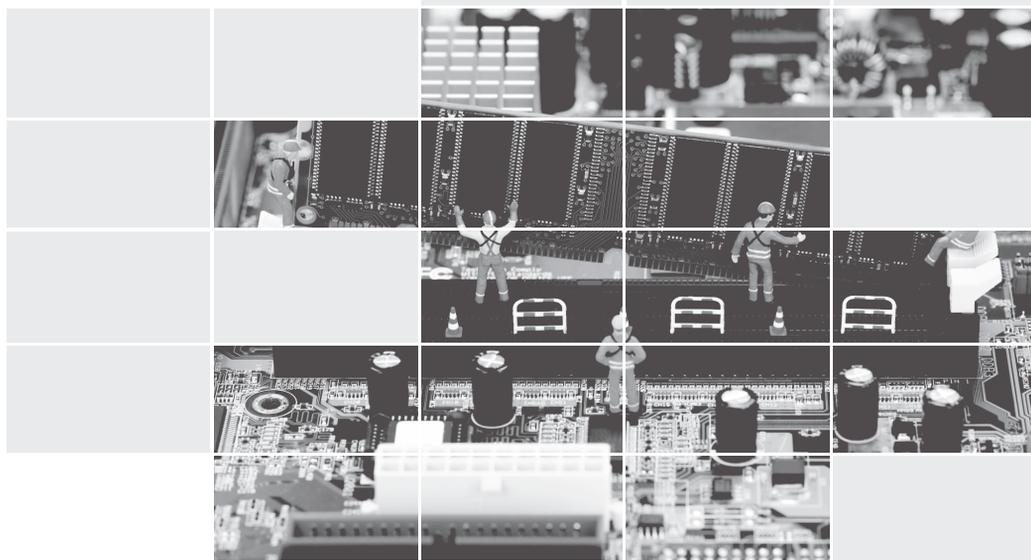


普通高等教育“十一五”国家级规划教材

# 电子技术

主 编 廖 芳 熊增举 王 彦

副主编 朱薇娜 于剑标



北京师范大学出版集团  
BEIJING NORMAL UNIVERSITY PUBLISHING GROUP  
北京师范大学出版社

---

### 图书在版编目(CIP)数据

电子技术/廖芳,熊增举,王彦主编. —3版. —北京:北京师范大学出版社,2024.7

(“十二五”职业教育国家规划教材)

ISBN 978-7-303-28601-0

I. ①电… II. ①廖…②熊…③王… III. ①电子技术—  
高等职业教育—教材 IV. ①TN

中国版本图书馆CIP数据核字(2022)第258678号

---

图书意见反馈: gaozhifk@bnupg.com 010-58805079

营销中心电话: 010-58802755 58800035

---

出版发行: 北京师范大学出版社 www.bnupg.com

北京市西城区新街口外大街12-3号

邮政编码: 100088

印刷: 北京虎彩文化传播有限公司

经销: 全国新华书店

开本: 787 mm×1092 mm 1/16

印张: 19.5

字数: 436千字

版次: 2024年7月第1版

印次: 2024年7月第1次印刷

定 价: 46.80元

---

策划编辑: 周光明

责任编辑: 周光明

美术编辑: 焦 丽

装帧设计: 焦 丽

责任校对: 陈 民

责任印制: 马 洁 赵 龙

---

### 版权所有 侵权必究

反盗版、侵权举报电话: 010-58800697

北京读者服务部电话: 010-58808104

外埠邮购电话: 010-58808083

本书如有印装质量问题, 请与印制管理部联系调换。

印制管理部电话: 010-58800608

## 前 言

电子技术包括模拟电子技术和数字电子技术两部分内容。本教材在编写过程中，以习近平新时代中国特色社会主义思想为指导，贯彻党的二十大精神，以注重实用、保持先进、强化应用、利于知识拓展为宗旨，精练教材内容，强调理论与实践的结合，重视基础知识与实际案例、实践技能的衔接，突出高职高专教学的特色。

教材编写的主要特色包括以下几个方面。

1. 本教材以介绍的基础理论知识够用为度，注重拓展能力、操作能力的培养，突出高职高专特色，同时将思政元素融入教材，弘扬中国电子信息领域的杰出科学家精神，彰显为国效力的国家栋梁，符合国家高等职业教育的教育方针。

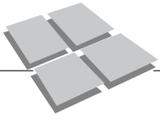
2. 本教材由专业教师和电子行业、企业技术人员及专家共同合作完成。有关电子行业的技术人员及专家提供教材中一些相关资料，并提出指导性意见；专业教师执笔完成教材的编写。

3. 本教材注重实用性，并注意反映新技术的发展。分立元器件以介绍其基本结构、类型特点、工作特性及应用场合为主；模拟电路中具体电路的应用及实例，均以集成电路为主线进行论述，突出了当前电子技术的应用方向。数字电路部分，以介绍中、小规模数字集成电路为主，适当介绍大规模集成电路。在内容编排上，压缩了集成电路的内部工作原理的分析，强化了集成电路的逻辑特性、工作特点及具体应用等方面的介绍。

4. 教材注重应用性和操作能力的培养。本教材中精选了14个与理论教学配套的实验、实训项目，其中包括5个模拟电路方面的项目(实验二~实验六)、6个数字电路方面的项目(实验七~实验十二)、2个数字综合项目(实验十三、实验十四)和1个常规的电子仪器使用的实验(实验一)，一些实验和实训项目中还包含若干个子项目。通过这些实验、实训项目的训练，可以培养学生对常规电子仪器仪表的使用能力，对电子技术理论的理解能力，将电子技术理论转换为实际电路的动手能力、电路综合设计的初步能力，以及应用理论解决实际问题的能力。各院校可根据专业要求和课程的实际学时选择项目和具体内容进行教学实验、实训。

5. 附录部分提供了电子技术中的常用符号，以及常用集成电路的引脚图，便于学生查阅，方便电路的分析与设计。

6. 教材采用纸质教材、PPT课件、微课、短视频等多种展现形式，便于教师形



象、直观地教学,便于学生的自学和课后复习。相关资源可联系 QQ1748966577。

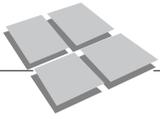
本教材由江西信息应用职业技术学院教师(廖芳、熊增举、朱薇娜、于剑标、张晓文、钟美玲)、武汉铁路职业技术学院教师(王彦)完成,廖芳、熊增举、王彦担任主编,朱薇娜、于剑标担任副主编,张晓文参编。具体编写分工如下:廖芳、朱薇娜完成第2、第3、第4、第13章及附录的编写,熊增举完成第9、第10、第11、第12章的编写,于剑标完成第5、第6、第7章的编写,张晓文完成第1、第8章的编写;微课、微视频由廖芳、张晓文、朱薇娜完成,PPT由廖芳完成。王彦参与教材的部分内容编写。廖芳负责内容的组织、全书的统稿、修改及初审工作,钟美玲担任主审,在教材编写过程中还得到了莫钊、骆丙漂等电子企业人员的关心和帮助,在此表示衷心感谢。

由于编者水平和经验有限,书中难免有错误和不妥之处,敬请读者批评指正。

编 者

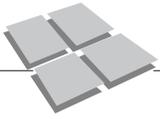
## 目 录

<b>第 1 章 常用半导体器件</b> .....	(1)		
1.1 半导体的基本知识 .....	(1)		
1.1.1 半导体的特点 .....	(1)		
1.1.2 半导体的类型及导电方式 .....	(2)		
1.2 晶体二极管 .....	(3)		
1.2.1 PN 结及其单向导电性 .....	(3)		
1.2.2 晶体二极管及其特性曲线 .....	(5)		
1.2.3 二极管的等效电路 .....	(7)		
1.2.4 常用二极管简介 .....	(8)		
1.3 晶体三极管 .....	(10)		
1.3.1 晶体三极管的基本结构与分类 .....	(10)		
1.3.2 晶体三极管的电流分配关系 .....	(11)		
1.3.3 晶体三极管的特性曲线 .....	(13)		
1.3.4 晶体三极管的主要参数 .....	(14)		
1.3.5 温度对晶体管特性及参数的影响 .....	(15)		
1.4 场效应管 .....	(16)		
1.4.1 结型场效应管 .....	(17)		
1.4.2 绝缘栅型场效应管 .....	(19)		
1.4.3 单极型管与双极型管的比较 .....	(21)		
<b>第 2 章 基本放大电路</b> .....	(26)		
2.1 放大电路的基本知识 .....	(26)		
2.1.1 放大的概念 .....	(26)		
2.1.2 放大电路的主要性能指标 .....	(27)		
2.2 共发射极放大电路 .....	(28)		
2.2.1 共发射极放大电路的组成 .....	(28)		
2.2.2 静态与直流通路 .....	(29)		
2.2.3 共发射极电路的静态分析 .....	(30)		
2.2.4 动态与交流通路 .....	(32)		
2.2.5 用图解法进行动态分析 .....	(32)		
2.2.6 用微变等效电路法进行动态分析 .....	(36)		
2.2.7 放大电路分析方法的比较 .....	(38)		
2.3 稳定静态工作点的放大电路 .....	(39)		
2.3.1 设置静态工作点的必要性 .....	(39)		
2.3.2 温度对静态工作点的影响 .....	(40)		
2.3.3 分压式偏置电路 .....	(41)		
2.4 放大器的三种基本连接方法 .....	(44)		
2.4.1 放大器的三种基本连接方法 .....	(44)		
2.4.2 放大器三种基本电路的性能比较 .....	(45)		
2.5 射极输出器 .....	(45)		
2.5.1 静态分析 .....	(45)		



2.5.2	动态分析	(46)	3.5.2	门限电压比较器	(83)
2.5.3	射极输出器的特点和应用	(47)	3.5.3	过零电压比较器	(84)
2.6	多级放大电路	(48)	3.5.4	限幅电压比较器	(84)
2.6.1	多级放大电路的耦合方式	(48)	3.5.5	滞回电压比较器	(85)
2.6.2	多级放大电路的基本分析	(49)	<b>第4章 振荡电路</b>	<b>(95)</b>	
<b>第3章 集成运算放大电路和负反馈电路</b>	<b>(57)</b>	<b>4.1 振荡电路的组成特点及工作原理</b>	<b>(95)</b>		
3.1	集成电路简介	(57)	4.1.1	振荡电路的组成特点	(95)
3.1.1	集成电路的分类	(57)	4.1.2	振荡电路的基本工作原理	(96)
3.1.2	集成电路的使用注意事项	(58)	4.1.3	振荡电路的基本分析方法与步骤	(97)
3.2	集成运算放大器简介	(58)	4.2	LC 振荡电路	(97)
3.2.1	集成运算放大器的组成	(58)	4.2.1	LC 并联回路的选频特性	(97)
3.2.2	运算放大器的主要参数	(59)	4.2.2	变压器反馈式振荡电路	(98)
3.2.3	运算放大器的工作状态	(60)	4.2.3	三点式振荡电路	(100)
3.3	负反馈放大电路	(62)	4.3	RC 振荡电路	(103)
3.3.1	负反馈电路的组成及分类	(62)	4.3.1	RC 串并网络的选频特性	(103)
3.3.2	负反馈的基本组态及判别方法	(63)	4.3.2	文氏电桥 RC 振荡电路	(104)
3.3.3	负反馈对放大器性能的影响	(69)	4.3.3	移相式 RC 振荡电路	(106)
3.4	集成运放的线性应用	(73)	4.4	石英晶体振荡电路	(107)
3.4.1	反相比例运算电路	(73)	4.4.1	石英晶体的基本特性和等效电路	(107)
3.4.2	同相比例运算电路	(74)	4.4.2	石英晶体振荡电路	(108)
3.4.3	加减运算电路	(75)	<b>第5章 功率放大电路</b>	<b>(114)</b>	
3.4.4	积分和微分电路	(77)	5.1	功率放大器的特点及分类	(114)
3.4.5	有源滤波器	(79)	5.1.1	功率放大电路的特点	(114)
3.5	集成运放的非线性应用	(83)	5.1.2	功率放大电路的分类	(115)
3.5.1	电压比较器的传输特性	(83)	5.2	几种常用的功率放大电路	(116)

5.2.1 OCL 互补对称功率放大 电路 .....	(116)	7.3 晶闸管触发电路及保护 电路 .....	(149)
5.2.2 OTL 互补对称功率放大 电路 .....	(120)	7.3.1 单结晶体管触发电路 .....	(150)
5.2.3 采用复合管的互补功率放大 电路 .....	(122)	7.3.2 晶闸管的过电压保护 .....	(153)
5.3 集成功率放大电路 .....	(123)	7.3.3 晶闸管的过电流保护 .....	(153)
5.3.1 集成功率放大器及其应用 .....	(123)	7.4 双向晶闸管及其应用 .....	(154)
5.3.2 BTL 电路简介 .....	(125)	7.4.1 双向晶闸管的结构和特点 .....	(154)
<b>第 6 章 直流稳压电源</b> .....	(128)	7.4.2 双向晶闸管的触发电路 .....	(155)
6.1 单相整流电路 .....	(129)	<b>第 8 章 数字电路基础</b> .....	(158)
6.1.1 单相半波整流电路 .....	(129)	8.1 数字电路概述 .....	(158)
6.1.2 单相桥式全波整流电路 .....	(130)	8.1.1 数字信号的特点 .....	(158)
6.1.3 半波整流与桥式整流电路的 比较 .....	(131)	8.1.2 数制及其转换 .....	(159)
6.2 滤波电路 .....	(131)	8.1.3 码制 .....	(162)
6.2.1 电容滤波电路 .....	(131)	8.2 逻辑的基本概念和基本逻辑 关系 .....	(164)
6.2.2 电感滤波电路 .....	(132)	8.2.1 逻辑的基本概念 .....	(164)
6.2.3 复合滤波电路 .....	(132)	8.2.2 基本逻辑关系 .....	(164)
6.3 直流稳压电路 .....	(133)	8.3 逻辑代数基础及逻辑函数 化简 .....	(169)
6.3.1 稳压管稳压电路 .....	(134)	8.3.1 逻辑函数的表示方法 .....	(169)
6.3.2 串联调整型稳压电路 .....	(135)	8.3.2 逻辑运算的基本法则和定律 .....	(171)
6.3.3 集成稳压器 .....	(136)	8.3.3 逻辑函数的化简 .....	(173)
6.3.4 开关型稳压电路 .....	(140)	<b>第 9 章 门电路</b> .....	(183)
<b>第 7 章 晶闸管及其应用</b> .....	(144)	9.1 二极管和三极管的开关特性 .....	(183)
7.1 晶闸管的基本工作原理及 导电特性 .....	(144)	9.1.1 理想开关的开关特性 .....	(183)
7.1.1 晶闸管的基本结构和工作 原理 .....	(144)	9.1.2 二极管的开关特性 .....	(183)
7.1.2 晶闸管的伏安特性 .....	(145)	9.1.3 三极管的开关特性 .....	(184)
7.1.3 晶闸管的主要参数 .....	(146)	9.2 分立元件门电路 .....	(185)
7.2 单相可控整流电路 .....	(147)	9.2.1 与门电路 .....	(185)
7.2.1 单相半波可控整流电路 .....	(147)		
7.2.2 单相桥式全波可控整流电路 .....	(148)		



9.2.2	或门电路	(186)	11.3.2	同步计数器	(235)
9.2.3	非门电路	(187)	11.3.3	异步计数器	(236)
9.3	集成门电路	(187)	11.3.4	集成计数器	(238)
9.3.1	TTL与非门	(188)	11.4	寄存器	(242)
9.3.2	CMOS与非门	(190)	11.4.1	寄存器的特点与分类	(242)
9.3.3	集成门电路的其他类型	(190)	11.4.2	数码寄存器	(243)
9.3.4	集成逻辑门的使用注意事项	(192)	11.4.3	移位寄存器	(243)
<b>第10章</b>	<b>组合逻辑电路</b>	(195)	11.5	555定时器	(245)
10.1	组合逻辑电路的分析	(195)	11.5.1	555定时器的组成及功能	(245)
10.2	组合逻辑电路的设计	(197)	11.5.2	555定时器构成的多谐振荡器	(246)
10.3	常用的组合逻辑电路	(199)	11.5.3	555定时器构成的单稳态触发器	(249)
10.3.1	加法器	(200)	<b>第12章</b>	<b>数/模与模/数转换</b>	(253)
10.3.2	数值比较器	(203)	12.1	数/模转换器	(253)
10.3.3	编码器	(205)	12.1.1	倒T形电阻网络D/A转换器	(253)
10.3.4	译码器	(207)	12.1.2	D/A转换器的主要技术参数	(255)
10.3.5	数据选择器与数据分配器	(214)	12.2	模/数转换器	(256)
<b>第11章</b>	<b>时序逻辑电路</b>	(223)	12.2.1	A/D转换的一般步骤	(256)
11.1	触发器	(223)	12.2.2	逐次逼近型A/D转换器	(258)
11.1.1	基本RS触发器	(224)	12.2.3	A/D转换器的主要技术参数	(258)
11.1.2	同步RS触发器	(226)	<b>第13章</b>	<b>电子技术实验与实训</b>	(260)
11.1.3	同步D触发器	(227)	概述		(260)
11.1.4	同步JK触发器	(228)	实验一	常用电子仪器的使用	(261)
11.1.5	触发器逻辑功能的转换	(229)	实验二	晶体管的检测	(268)
11.2	时序逻辑电路的分析方法	(231)	实验三	单管放大器的安装与调试	(270)
11.2.1	同步时序逻辑电路的分析	(231)	实验四	集成运算放大器的线性应用电路	(272)
11.2.2	异步时序逻辑电路的分析	(233)			
11.3	计数器	(234)			
11.3.1	计数器的特点与分类	(234)			

实验五	集成运算放大器的 非线性应用电路 … (275)	实验十一	移位寄存器电路 …………… (289)
实验六	集成稳压电源 …… (278)	实验十二	555 集成定时器及其 应用 …………… (291)
实验七	常用逻辑门电路的测试 …………… (280)	实验十三	抢答器的设计与制作 …………… (293)
实验八	组合逻辑电路的简单 设计 …………… (283)	实验十四	电子秒表的设计与制作 …………… (298)
实验九	编码器和译码器应用 电路设计 …………… (284)	参考文献	…………… (302)
实验十	计数、译码和显示电路 …………… (287)		

# 第1章 常用半导体器件

## 本章要点

1. 半导体的特点、类型及导电方式。
2. 晶体二极管的结构、特点、伏安特性及二极管的等效电路。
3. 常用二极管介绍。
4. 晶体三极管的电流分配关系、伏安特性、主要参数。
5. 温度对晶体管特性及参数的影响。
6. 场效应管的基本类型、特点。
7. 晶体三极管和场效应管性能的比较。

### 重点、难点：

1. 半导体的特点。
2. PN结的结构及单向导电性。
3. 二极管及三极管的结构特点、伏安特性。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

## 1.1 半导体的基本知识

根据导电性能的不同，自然界的物质可分为三类，导体、半导体和绝缘体。通常将电阻率很小( $<10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$ )的物质称为导体，如金、银、铜、铝等金属材料；将电阻率很大( $>10^9 \Omega \cdot \text{cm}$ )的物质称为绝缘体，如塑料、橡胶、陶瓷、玻璃等；导电能力介于导体和绝缘体之间的这一类物质称为半导体，常用的半导体材料有硅、锗、硒、砷化镓以及一些硫化物、氧化物等。

### 1.1.1 半导体的特点

半导体材料主要有以下三大特点。

#### 1. 热敏性

温度升高，半导体的导电能力大大增强，即半导体具有负的温度系数。

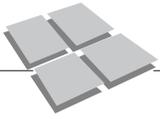
#### 2. 光敏性

光照加强，半导体的导电能力大大增强。

#### 3. 掺杂性

在纯净的半导体中，掺入微量的杂质，半导体的导电能力成百万倍地增强。

人们往往利用半导体的热敏性制成热敏元件，利用半导体的光敏性制成光敏元件，热敏和光敏元件常用于自动控制电路中；利用半导体的掺杂性制造出各种不同性质、用途的半导体器件。



### 1.1.2 半导体的类型及导电方式

#### 1. 本征半导体

纯净的、不含杂质的半导体称为本征半导体，亦称为纯净半导体。从原子结构来看，本征半导体的最外层有4个电子(称为价电子)，因此称其为4价元素。当原子的最外层达到8个价电子时，物质的结构最稳定。

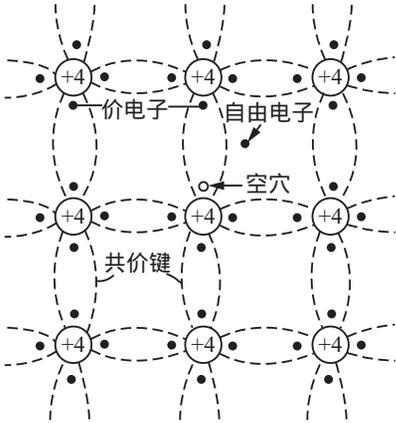


图 1.1 本征半导体的晶体结构

在外加电场作用下，本征半导体内的自由电子、空穴定向运动，形成半导体内的电流，即本征半导体的电流由电子电流和空穴电流两部分组成，如图 1.2 所示。

$$I_{\text{半}} = I_{\text{电}} + I_{\text{空}}$$

由于本征半导体中，自由电子和空穴是本征激发产生的自由电子—空穴对，因而自由电子和空穴的数目相等，由此产生的电子电流和空穴电流的大小也相等，即  $I_{\text{电}} = I_{\text{空}}$ 。

本征半导体为了获得最稳定的结构状态，其原子外层的价电子与相邻原子的价电子形成共价键，使其达到最外层具有8个价电子的稳定结构，原子结构排列成整齐的晶体结构，如图 1.1 所示。因此由半导体制成的半导体管也称为晶体管。

当本征半导体受热或光的激发时，少数价电子可以获得足够的能量而摆脱共价键的束缚，形成自由电子，同时在共价键中留下一个空位(称为空穴)，即产生了自由电子—空穴对，这种现象称为“本征激发”或“热激发”，其中自由电子带负电，空穴带正电。由于自由电子和空穴都是运载电荷(电流)的带电粒子，因此称它们为载流子。

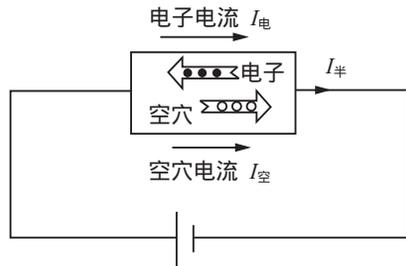


图 1.2 半导体中的电流

#### 2. 杂质半导体

在本征半导体中掺入微量的杂质就形成杂质半导体。根据掺入元素的价电子不同，杂质半导体分为 N 型半导体和 P 型半导体两种。

##### (1) N 型半导体

在本征半导体中掺入微量的 5 价元素就形成 N 型半导体，如图 1.3 所示。由于每掺入一个 5 价元素，就有可能提供一个自由电子，因而 N 型半导体中，电子载流子的数目大大增加，电子成为多数载流子(简称“多子”)，空穴是少数载流子(简称“少子”)，在外电场作用下，自由电子和空穴定向运动，形成 N 型半导体的电流。即 N 型半导体中的电流  $I_N$  满足下列关系

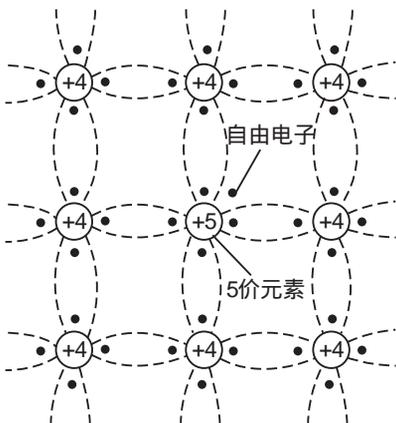


图 1.3 N 型半导体的晶体结构

$$I_N = I_{电} + I_{空}$$

且

$$I_{电} \gg I_{空}$$

可见，N 型半导体以电子导电为主，因此又称为“电子型半导体”。

## (2) P 型半导体

在本征半导体中掺入微量的 3 价元素就形成 P 型半导体，如图 1.4 所示。由于每掺入一个 3 价元素，就提供一个空穴，因而 P 型半导体中，空穴载流子的数目大大增加，空穴成为“多子”，电子是“少子”，在外电场作用下，自由电子和空穴定向运动，形成 P 型半导体的电流。即 P 型半导体中的电流  $I_P$  满足下列关系

$$I_P = I_{电} + I_{空}$$

且

$$I_{电} \ll I_{空}$$

可见，P 型半导体以空穴导电为主，因此又称为“空穴型半导体”。

综上所述，杂质半导体由于其掺入了微量元素，产生的多数载流子的数目远远大于本征激发获得的少数载流子，因而杂质半导体的导电能力远远高于纯净半导体，充分体现了半导体的掺杂性。

可见，半导体参与导电的载流子包括带负电的自由电子和带正电的空穴，而导体只有电子一种载流子参与导电，这就是半导体与导体在导电方式上的本质区别。

半导体通常情况下显中性，只有外加电压的情况下，载流子才会定向运动，才具有导电能力。单纯的半导体仅仅是导电能力好于绝缘物质，并没有多少实际的应用价值。通常将不同类型的半导体巧妙地结合，可以构成功能强大、应用广泛的半导体器件。

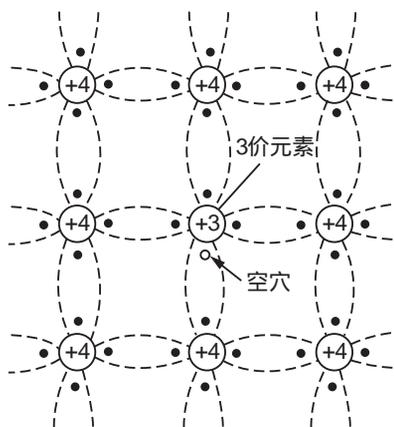


图 1.4 P 型半导体的晶体结构

## 1.2 晶体二极管

### 1.2.1 PN 结及其单向导电性

#### 1. PN 结的形成

PN 结是构成晶体管的核心部分。当 P 型半导体与 N 型半导体紧密地结合在一起时，由于 P 型半导体(P 区)中空穴多、自由电子少，N 型半导体(N 区)中自由电子多、空穴少，因而在 P 区和 N 区的交界面上，出现载流子的浓度差，导致载流子从浓度高的地方向浓度低的地方扩散，即 P 区中的空穴向 N 区扩散，N 区中的电子向 P 区扩散，如图 1.5(a)所示。由于多数载流子的扩散，P 区失去带正电的空穴形成负离子区，N 区失去带负电的电子形成正离子区，由 P 区、N 区交界面上的正、负离子组成的空间电荷区称为 PN 结，如图 1.5(b)所示。

空间电荷区产生由 N 区指向 P 区的电场称为内电场，它阻碍多数载流子的扩散，所以又称其为阻挡层，但它有利于少数载流子穿过 PN 结。为区别起见，将多数载流子的定向运动称为扩散运动，将少数载流子的定向运动称为漂移运动。

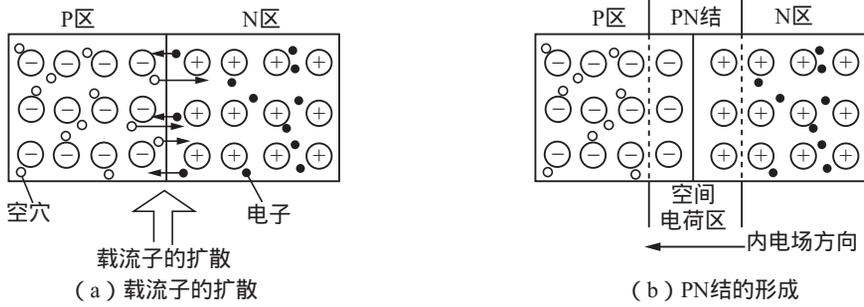
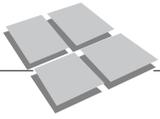


图 1.5 PN 结的形成

扩散运动使 PN 结变宽，内电场  $E_{内}$  加强；漂移运动使 PN 结变窄，内电场  $E_{内}$  削弱。当扩散和漂移运动平衡时，PN 结不再变化，处于相对稳定状态。

## 2. PN 结的单向导电性

当 PN 结外加不同极性的电压时，PN 结出现不同的导电状态。

### (1)PN 结正向偏置时

外加电源的正极接 P 区、负极接 N 区的连接方式称为 PN 结正向连接(PN 结正向偏置)，如图 1.6(a)所示。这时外电源产生的外电场  $E_{外}$  与 PN 结的内电场  $E_{内}$  方向相反，即外电场  $E_{外}$  削弱了内电场  $E_{内}$ ，PN 结变窄，多数载流子的扩散增强，形成一个较大的扩散电流(正向电流)，电流方向由 P 区指向 N 区。这时 PN 结呈现的电阻(正向电阻)很小，PN 结处于正向导通状态。

### (2)PN 结反向偏置时

外加电源的正极接 N 区、负极接 P 区的连接方式称为 PN 结反向连接(PN 结反向偏置)，如图 1.6(b)所示。这时外电场  $E_{外}$  与 PN 结的内电场  $E_{内}$  方向相同，即外电场  $E_{外}$  加强了内电场  $E_{内}$ ，PN 结变宽，于是阻碍了多数载流子的扩散，增强了少数载流子的漂移，从而形成一个微小的漂移电流(反向电流)，电流方向由 N 区指向 P 区。这时 PN 结呈现的电阻(反向电阻)很大，而反向电流趋于零，PN 结处于反向截止(不导通)状态。

由于形成反向电流的少数载流子是由热激发产生的，所以当温度变化时，PN 结的反向电流也随之变化。

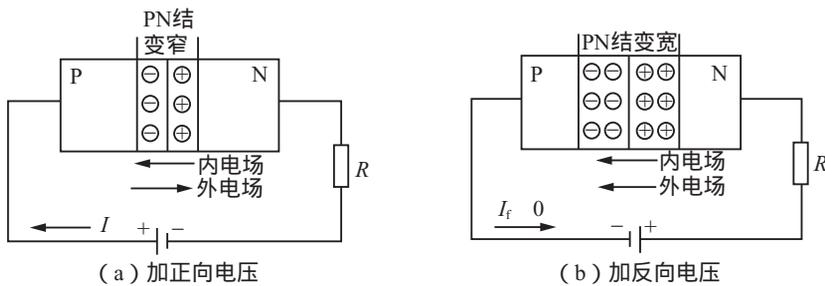


图 1.6 PN 结的单向导电性

可见，PN 结正向偏置(正偏)时导通，正向电流很大，正向电阻很小；PN 结反向偏置(反偏)时截止(不导通)，反向电流很小，反向电阻很大。这就是 PN 结的单向导电性。

### 1.2.2 晶体二极管及其特性曲线

晶体二极管(简称二极管)由一个 PN 结加上两根相应的电极引线和外壳构成,二极管的两个电极称为阳极(从 P 区引出)和阴极(从 N 区引出),其外形结构如图 1.7 所示,用字母“VD”表示。



图 1.7 常用二极管的外形结构图

由于二极管的管芯是一个 PN 结,因此它具有单向导电性。二极管的内部结构和电路符号如图 1.8 所示。

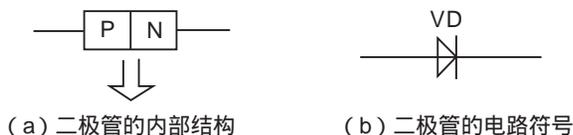


图 1.8 二极管的内部结构和电路符号

二极管的类型很多,可根据不同情况分类。

根据制造二极管的材料分,可分为硅二极管和锗二极管等。

根据二极管的结构分,可分为点接触型二极管和面接触型二极管等。

根据二极管的用途分,可分为稳压二极管、整流二极管、检波二极管和开关二极管等。

#### 1. 二极管的连接方式

二极管有正向连接和反向连接两种形式,如图 1.9 所示。

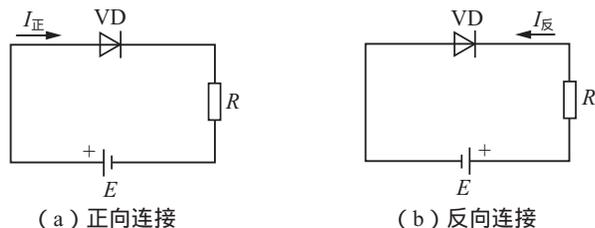


图 1.9 二极管的连接方式

#### 2. 二极管的伏安特性

二极管两端的电压与流过二极管的电流之间的关系称为二极管的伏安特性,如图 1.10 所示。

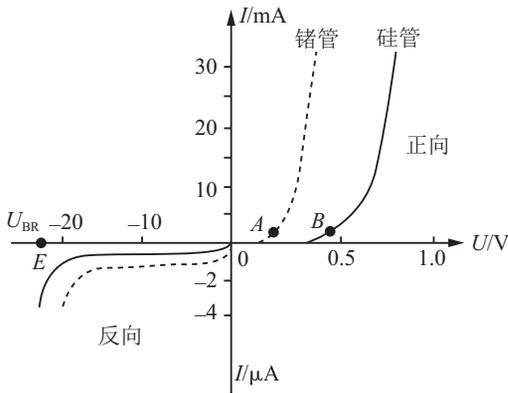
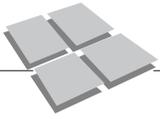


图 1.10 二极管的伏安特性

二极管的伏安特性分三个部分。

### (1) 正向特性

当加在二极管上的正向电压较小(0A段)时,因外电场还不足以克服内电场对多子扩散运动的阻挡作用,故正向电流很小,几乎等于零,这一段称为“死区”,A点对应的电压 $U_T$ 称为死区电压(又称门槛电压)。死区电压 $U_T$ 的大小为

$$U_T \approx \begin{cases} 0.5 \text{ V (硅管)} \\ 0.2 \text{ V (锗管)} \end{cases}$$

当正向电压超过死区电压后,随着电压的升高,正向电流迅速增大,二极管呈

现的电阻很小,这时称二极管导通。二极管的导通电压 $U_D$ 为

$$U_D \approx \begin{cases} 0.7 \text{ V (硅管)} \\ 0.3 \text{ V (锗管)} \end{cases}$$

### (2) 反向特性

二极管加反向电压时,少数载流子漂移形成一个很小的反向电流,二极管呈现的电阻很大,这时二极管处于截止(不导通)的状态。由于少数载流子是本征激发形成的,其数目有限(很少),所以在一定的反向电压下,就能使少子全部通过PN结形成一个很小的反向电流,即使再增加反向电压,反向电流也基本不变,因而反向电流又称为“反向饱和电流”。

反向电流形成后,不随反向电压的变化而变化,但是它随温度的升高而迅速增大。一般锗管的反向饱和电流比硅管大得多,因此硅管的温度稳定性高于锗管。

### (3) 反向击穿特性

当二极管的反向电压增加到一定数值时,半导体中的价电子被强行拉出来参与导电,导致反向电流急剧增大,这种现象称为二极管的“反向击穿”,此时的反向电压 $U_{BR}$ 称为反向击穿电压,如图1.10所示。

普通二极管反向击穿后,失去了单向导电性,并且会因击穿时电流过大而烧坏二极管。因而二极管工作时的反向电压应小于反向击穿电压。

根据二极管的伏安特性得出:二极管具有单向导电性,它是一个非线性元件。

## 3. 二极管的主要参数

二极管的参数是用于描述二极管性能和安全运行范围的指标,可以作为选择和使用二极管的依据。二极管的主要参数包括以下几个。

### (1) 最大正向电流

它指二极管长时间工作时,所允许流过二极管的最大正向电流。二极管工作时,其正向工作电流不得超过此值,否则会导致二极管内的PN结因过热而烧坏。

### (2) 最大反向电压

它指二极管在使用时所允许加在其两端的最大反向电压。一般最大反向电压为反向击穿电压的一半或三分之二。

### (3) 最大反向饱和电流

它指二极管未被击穿时的反向电流值。此电流越小越好。反向电流受温度的影响很大，使用时应注意。

此外，二极管还有最高工作频率、最高使用温度和结电容等参数。

### 1.2.3 二极管的等效电路

由前述分析可知，二极管是一个非线性元件，而在工程计算中，为简化分析过程，往往在精度允许的范围内，将二极管等效为一个线性元件来处理。二极管常用的等效电路有以下两种。

#### 1. 二极管的理想等效

根据二极管的单向导电性，二极管正偏时导通，相当于开关的接通状态，认为其正向压降为零，二极管等效为短路状态；二极管反偏时截止，认为其反向电流为零，相当于开关的断开状态，二极管等效为开路状态，如图 1.11 所示。

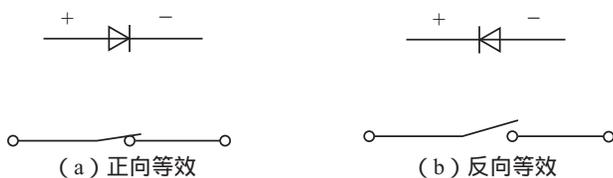


图 1.11 二极管的理想等效

#### 2. 二极管的线性等效

二极管正偏时导通，二极管等效为正向导通电压  $U_0$ ，硅管取 0.7 V，锗管取 0.3 V；二极管反偏时截止，二极管等效为开路状态。

当二极管的正向导通电压  $U_0$  小于与其串联电压的十分之一时，可用二极管的理想等效电路进行电路的分析计算；否则，就采用二极管的线性等效电路进行分析计算。

**例 1.1** 有两只二极管，用万用表的直流电压挡测得它们的阴极和阳极电位如图 1.12 所示，试判断这两只二极管的工作状态。

**解：**二极管 a 的阳极电位是 9 V，高于其阴极电位 8.3 V，即二极管 a 正偏，工作在导通状态；二极管 b 的阳极电位是 -5 V，低于其阴极电位 -4.7 V，即二极管 b 反偏，工作在截止状态。

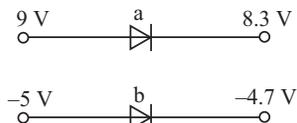


图 1.12 例 1.1 图

**例 1.2** 如图 1.13 所示电路，试求电路中电压  $U_0$  的大小。若  $U_1 = 3$  V， $U_2 = 1$  V，则  $U_0$  又为多少？已知二极管为硅管，电阻  $R = 1$  k $\Omega$ 。

**解：**根据题意，二极管的导通电压为 0.7 V，远远小于图 1.13 所示电路中的电源电压，所以可以将二极管等效为理想二极管。

根据电路的连接形式，二极管工作在导通状态，则二极管可以等效为短路线，因而，电压  $U_0$  为

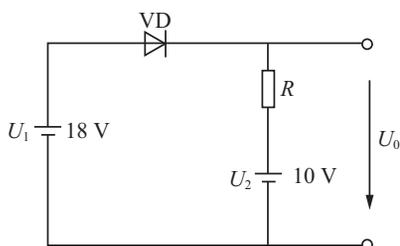
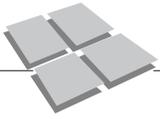


图 1.13 例 1.2 图



$$U_0 = 18 \text{ V}$$

若  $U_1 = 3 \text{ V}$ ,  $U_2 = 1 \text{ V}$ , 说明电源电压与二极管的导通电压相差不多, 则二极管只能等效为一般的线性状态。由于二极管工作在导通状态, 根据电路的连接方式, 得出电压  $U_0$  为

$$U_0 = 3 - 0.7 = 2.3(\text{V})$$

#### 1.2.4 常用二极管简介

除前述普通二极管外, 二极管还有一些常用的类型, 如稳压二极管、发光二极管、光电二极管、变容二极管等。

##### 1. 稳压二极管

稳压二极管简称稳压管, 是一种用特殊工艺制造的面接触硅二极管。该二极管工作在反向击穿区, 具有稳定电压的作用。稳压二极管的电路符号和伏安特性曲线如图 1.14 所示, 当稳压管进入反向击穿区后, 电流变化  $\Delta I_Z$  很大, 而电压变化  $\Delta U_Z$  很小, 趋于稳定的输出电压状态, 即具有稳压作用。只要电流保持在  $I_{Z\min} \sim I_{Z\max}$  的变化范围, 稳压管就具有稳压作用, 也不会发生热击穿而损坏。

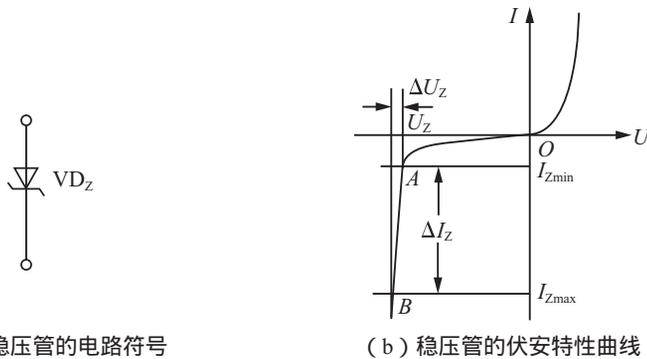


图 1.14 稳压二极管的电路符号和伏安特性曲线

稳压二极管的主要参数有稳定电压  $U_Z$ 、稳定电流  $I_Z$  和动态内阻  $r_Z$ 。

##### (1) 稳定电压 $U_Z$

$U_Z$  是指稳压管反向工作电流急剧增加时所对应的反向电压。同一类型的稳压管, 其稳定电压不完全相同, 即同一类型的稳压管其稳定电压是一个范围, 而不是一个固定值。如 2CW13 稳压管的稳定电压为  $5.5 \sim 6.5 \text{ V}$ 。

##### (2) 稳定电流 $I_Z$

稳定电流是指硅稳压管具有良好的稳压特性所需要流过管子的最小电流。稳压管的实际工作电流要大于稳定电流  $I_Z$ 。

##### (3) 动态内阻 $r_Z$

动态内阻  $r_Z$  是指稳压管两端电压的变化量与通过稳压管电流的变化量之比, 即

$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$$

$r_Z$  越小, 在相同电流的变化量  $\Delta I_Z$  下, 所引起的电压变化量  $\Delta U_Z$  越小, 稳压管的稳压性能就越好。

## 2. 发光二极管(Light Emitting Diode, LED)

发光二极管是一种将电能转换成光能的特殊二极管,是一种新型的冷光源,常用于电子设备的电平指示、模拟显示等场合。它常采用砷化镓、磷化镓等化合物半导体制成。发光二极管的发光颜色主要取决于制造半导体所用的材料,可以发出红、橙、黄、绿四种可见光。发光二极管的外壳是透明的,外壳的颜色表示了它的发光颜色。发光二极管的外形结构和电路符号如图 1.15 所示。



图 1.15 发光二极管的外形结构和电路符号

发光二极管工作在正向区域。其正向导通(开启)工作电压高于普通二极管,一般红色发光二极管的导通电压为  $1.6\sim 1.8\text{ V}$ ,黄色发光二极管的导通电压为  $2.0\sim 2.2\text{ V}$ ,绿色发光二极管的导通电压为  $2.2\sim 2.4\text{ V}$ 。外加正向电压越大,LED 发光越亮,但使用中应注意,外加正向电压不能使发光二极管超过其最大工作电流,以免烧坏管子。发光二极管工作电流的典型值是  $10\text{ mA}$ 。

为保证发光二极管的正常工作,在使用发光二极管时,必须串联限流电阻。

## 3. 光电二极管

光电二极管又称为光敏二极管,它是一种将光能转换为电能的特殊二极管,其管壳上有一个嵌着玻璃的窗口,以便于接受光线。根据制作材料的不同,光电二极管可接收可见光、红外光和紫外光等。光电二极管的外形结构和电路符号如图 1.16 所示。



图 1.16 光电二极管的外形结构和电路符号

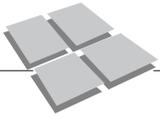
光电二极管工作在反向工作区。无光照时,光电二极管与普通二极管一样,反向电流很小(一般小于  $0.1\ \mu\text{A}$ ),反向电阻很大(几十兆欧以上);有光照时,反向电流明显增加,反向电阻明显下降(几千欧到几十千欧)。即反向电流(称为光电流)与光照成正比。

光电二极管可用于光的测量,可当作一种能源(光电池)使用。光电二极管作为传感器件广泛应用于光电检测、遥控盒报警电路等光电控制系统中。

## 4. 变容二极管

当二极管外加电压时,其两端存在着电容效应,通常用结电容表示。

变容二极管是一种结电容随反向电压变化而显著变化的二极管。变容二极管工作



在反向工作区,当反向电压增加时,变容二极管的结电容明显减小,即其结电容与反向电压的大小成反比。在电路中,变容二极管是作为可变电容来使用的。变容二极管的外形结构和电路符号如图 1.17 所示。



图 1.17 变容二极管的外形结构和电路符号

不同型号的变容二极管,其结电容的变化范围不同,一般呈现的电容量的最大值为几十皮法至几百皮法,最大电容与最小电容之比约为 5 : 1。变容二极管主要用在高频电路中,作自动调谐、调频或调相用。

### ▶ 1.3 晶体三极管

晶体三极管简称三极管或晶体管。它具有放大、电子开关和控制作用,是电子电路与电子设备中广泛使用的基本元件。晶体三极管中有两种极性的载流子(电子、空穴)参与导电,故晶体三极管又称为双极型三极管。

#### 1.3.1 晶体三极管的基本结构与分类

##### 1. 三极管的基本结构

三极管由两个 PN 结构成。根据 PN 结的组合方式不同,三极管分为 NPN 型三极管和 PNP 型三极管两种,如图 1.18 所示。NPN 型和 PNP 型三极管在电路符号上的区别是:发射极箭头的方向不同,箭头的方向表示了发射极电流的实际方向。

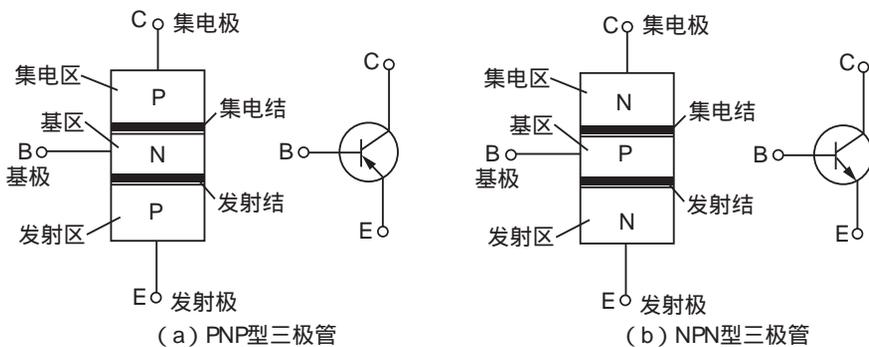


图 1.18 三极管的结构和电路符号

由图 1.18 可知,三极管由三块杂质半导体构成三个区(即发射区、基区和集电区),从三个区分别引出三个电极引线称为发射极 E、基极 B 和集电极 C;在两个 PN 结中,发射区和基区之间的 PN 结称为发射结,集电区和基区之间的 PN 结称为集电结。

## 2. 三极管的制造工艺要求(结构特点)

制造三极管的工艺要求(即三极管具有放大作用的内部条件)是:

- (1)发射区掺杂浓度最大,以利于发射更多的载流子;
- (2)基区掺杂浓度最小,且做得很薄,以缩短载流子在基区扩散的时间;
- (3)集电区的面积大,以利于收集载流子。

厂家生产的合格的三极管,一定满足了三极管具有放大作用的内部条件。

## 3. 三极管的分类

三极管的种类很多,通常按以下方式分类。

- (1)按材料来分,可分为硅三极管和锗三极管。
- (2)按结构来分,可分为 NPN 型三极管和 PNP 型三极管。
- (3)按功率来分,可分为大功率三极管、中功率三极管和小功率三极管。
- (4)按频率来分,可分为高频管和低频管。
- (5)按用途来分,可分为放大管、光电管、检波管和开关管等。

常用三极管的外形结构如图 1.19 所示。

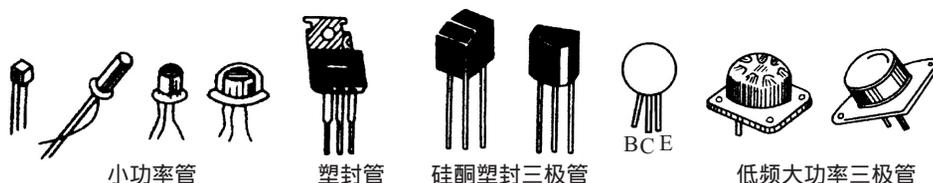


图 1.19 常用三极管的外形结构图

### 1.3.2 晶体三极管的电流分配关系

三极管的主要作用之一是电流放大。使三极管具有电流放大作用的外部条件是:发射结正偏(加正向电压),集电结反偏(加反向电压)。三极管具有放大作用的外部条件依据外加电压来保证。

三极管具有电流放大作用,必须同时满足放大的内部条件和外部条件。

#### 1. 三极管的内部导电过程

以 NPN 型三极管为例,分析三极管的内部导电过程。

图 1.20 所示的三极管满足其内部结构特点,同时满足发射结正偏、集电结反偏的外部条件。

三极管的内部载流子的内部导电过程分为以下三个过程。

##### (1)发射区向基区发射载流子的过程

由于发射结正偏,发射区的多数载流子——自由电子就向基区发射,基区中的多数载流子——空穴向发射区发射,因而形成发射极电流  $I_E$ 。根据三极管所具有的内部结构特点可知,发射区掺杂浓度最大,基区掺杂浓度最

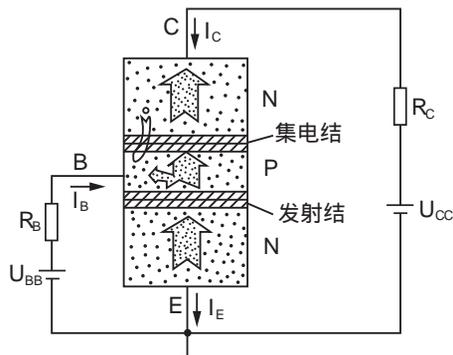
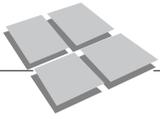


图 1.20 三极管的内部导电过程



小,所以发射极电流  $I_E$  主要是由发射区发射到基区的电子电流。电流方向与电子运动的方向相反,即电流  $I_E$  是流出三极管的。

(2)载流子在基区中的复合与扩散过程

来自发射区的自由电子到达基区后,与基区中的多数载流子——空穴复合,形成基极电流  $I_B$ 。由于基区掺杂浓度很低,其中的多数载流子——空穴很少,所以复合形成的基极电流  $I_B$  也很小,绝大部分的自由电子在基区扩散,到达集电结附近。

(3)集电区收集载流子的过程

由于集电结反偏,且集电区的面积做得很大,因而外电场阻碍了集电区多数载流子——自由电子向基区扩散,而帮助收集基区中扩散过来的电子到集电区,形成了集电极电流  $I_{CN}$ 。同时集电结的反偏帮助了基区中的少子——电子和集电区中的少子——空穴的漂移,形成反向饱和电流  $I_{CBO}$ 。

可见,集电极电流  $I_C$  是由两部分电流形成的,发射区发射的多数载流子被集电区收集后形成的  $I_{CN}$ ,以及基区和集电区的少数载流子漂移形成的反向饱和电流  $I_{CBO}$ ,即

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO}$$

由于  $I_{CBO} \ll I_{CN}$   
所以  $I_C \approx I_{CN}$

2. 三极管的电流分配关系

图 1.20 所示的三极管结构连接图可画成如图 1.21 所示的电路连接图形式,其中  $U_{BB}$  为三极管的发射结提供正向电压,而  $U_{CC} > U_{BE}$ ,则有  $U_{CB} > 0$ ,为集电结提供了反向电压,保证三极管工作在放大状态。

根据前述分析,可知三极管的电流分配关系为

$$I_E = I_B + I_C$$

通常,  $I_B \ll I_C$ ,这是由三极管的内部结构所决定的。

调节  $R_B$  的大小,可改变基极电流  $I_B$  的大小,而发射极电流  $I_E$  和集电极电流  $I_C$  随  $I_B$  的变化而变化。

3. 三极管的电流放大作用

集电极电流  $I_C$  与基极电流  $I_B$  的比值为

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B}$$

由于  $I_B \ll I_C$ ,所以  $\bar{\beta} \gg 1$ ,也就是说,由小的基极电流  $I_B$  就可以获得较大的集电极电流  $I_C$ ,即三极管具有电流放大作用。 $\bar{\beta}$  称为三极管的直流电流放大系数。

若三极管输入交变的信号,则基极电流的变化  $\Delta I_B$ ,也会引起集电极电流的变化  $\Delta I_C$ ,则有

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

$\beta$  称为三极管的交流电流放大系数。

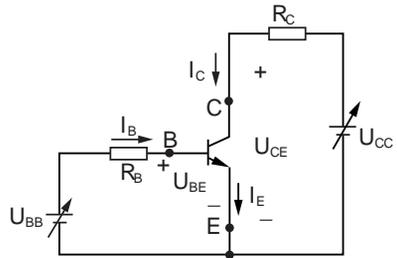


图 1.21 三极管的电流分配关系

$\bar{\beta}$  与  $\beta$  在定义上有所不同, 但从数值上来看, 两者大小基本相等, 在工程计算时,  $\bar{\beta}$  与  $\beta$  可以通用。根据电流放大系数的定义, 可以推导出

$$I_C = \beta I_B$$

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

$\beta$  太小, 三极管的放大能力差; 但  $\beta$  过大, 三极管的工作稳定性差。

注意: 三极管的电流放大作用, 实质上是一种电流控制作用, 它通过改变  $I_B$  的大小达到控制较大的  $I_C$  的目的。所以三极管是一种电流控制元件。

### 1.3.3 晶体三极管的特性曲线

三极管的特性曲线是用来表示三极管各极电压与电流之间相互关系的曲线, 是三极管外特性的表现。

三极管的特性曲线包括输入特性曲线和输出特性曲线两种。下面以最常用的共发射极电路为例介绍三极管的特性曲线, 如图 1.22 所示。

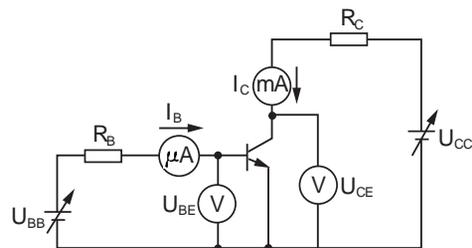


图 1.22 三极管共发射极特性曲线测试电路

#### 1. 输入特性曲线

输入特性曲线是指在  $U_{CE}$  不变时, 输入回路的电流  $I_B$  与电压  $U_{BE}$  之间的关系曲线, 如图 1.23 所示。其表达式为

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

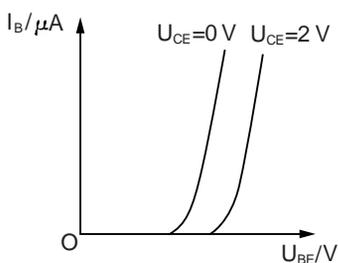


图 1.23 共发射极输入特性曲线

根据图 1.23 所示的共发射极特性曲线测试电路讨论:

(1) 当  $U_{CE} = 0$  时, 三极管的输入回路相当于两个正向连接的 PN 结并联, 这时三极管的输入特性曲线与二极管的正向伏安特性曲线相似, 如图 1.23 中左边的那条曲线。

(2) 当  $U_{CE} \geq 0$  时, 输入特性曲线右移。即同样的  $U_{BE}$  时,  $U_{CE}$  增大,  $I_B$  减小。当  $U_{CE} \geq 1$  V 时, 三极管的发射结正偏、集电结反偏, 发射区发射出来的载流子绝大部分吸收到集电区, 因而再增大  $U_{CE}$ ,  $I_C$  几乎没什么变化,  $I_B$  减小也不明显(变化很小)。

通常取  $U_{CE} = 2$  V 时的曲线作为有代表性意义的输入特性曲线, 如图 1.23 右边的那条曲线。

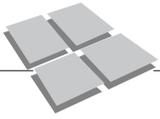
三极管正常工作时, 其发射结也有“死区电压”和“导通电压”的概念, 其大小与二极管的基本相同, 可参考前述内容。

#### 2. 输出特性曲线

输出特性曲线是指基极电流  $I_B$  不变时, 输出回路中的电压  $U_{CE}$  与集电极电流  $I_C$  之间的关系曲线, 如图 1.24 所示。其表达式为

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

根据图 1.22 的测试电路, 每给出一个  $I_B$  值, 可对应得出一条输出特性曲线, 给



出不同的  $I_B$  值,便得出一簇输出特性曲线,如图 1.24 所示。

三极管的输出特性曲线,按工作方式可分为截止区、放大区和饱和区三个区域,分别对应三极管的三种工作状态:截止状态、放大状态和饱和状态。

#### (1)截止区

输出特性曲线上  $I_B \leq 0$  的区域称为截止区。

当三极管的发射结反偏或零偏置 ( $U_{BE} = 0$ ) 时,三极管进入截止区。此时三极管的特点是:  $I_B = 0$ ,  $I_C = I_{CEO} \approx 0$ ,三极管没有放大作用。

#### (2)放大区

发射结正偏、集电结反偏时,三极管进入放大区。

如图 1.24 所示,在放大区,各条输出特性曲线比较平坦,几乎与  $U_{CE}$  轴平行,表示  $I_B$  一定时,  $I_C$  基本上不随  $U_{CE}$  而变化,  $I_C$  仅随  $I_B$  的变化而变化。在放大区,三极管具有电流放大作用,各极电流满足下列关系式

$$I_C = \beta I_B$$

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

#### (3)饱和区

发射结和集电结都正偏时,三极管进入饱和区。以 NPN 型管为例:

当  $U_{CE} = U_{BE}$ ,即  $U_{CB} = 0$  时,三极管达到临界饱和状态;

当  $U_{CE} < U_{BE}$ ,即集电极正偏时,三极管进入深度饱和状态。

在饱和区,三极管的输出压降  $U_{ces} \leq 0.3 \text{ V}$ ,且  $I_C$  随  $U_{CE}$  的变化十分显著,  $I_C$  不随  $I_B$  的变化而变化,  $I_C \neq \beta I_B$ ,三极管没有电流放大作用。

由三极管的特性曲线可知,三极管是一个非线性元件。当外加电压发生变化时,三极管的性能会有较大的变化。作为放大管使用时,三极管应工作在放大区;作为开关管使用时,三极管应工作在饱和区和截止区。

### 1.3.4 晶体三极管的主要参数

三极管的参数是用于描述三极管性能和安全运行范围的指标,可以作为选择和使用三极管的依据。三极管的主要参数除了前面介绍的电流放大系数外,还包括以下几个主要参数。

#### 1. 极间反向饱和电流

##### (1)集-基极反向饱和电流 $I_{CBO}$

$I_{CBO}$  指发射极开路、集电结加上反向电压时,流过集电结的反向电流,如图 1.25(a) 所示。一般小功率锗三极管的  $I_{CBO}$  为几微安到几十微安,硅三极管的  $I_{CBO}$  在几微安以下。

##### (2)集-射极反向饱和电流 $I_{CEO}$

$I_{CEO}$  指基极开路时,流过集电极与发射极之间的反向电流。由于该电流是由集电极穿透基极到发射极的,因此又称为“穿透电流”,如图 1.25(b) 所示。

$$I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$$

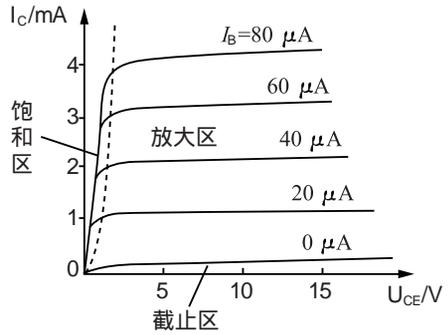


图 1.24 共发射极输出特性曲线



图 1.25 极间反向饱和电流

由于  $I_{CBO}$  和  $I_{CEO}$  都是由少数载流子产生的，所以对温度十分敏感，当温度升高时， $I_{CBO}$  和  $I_{CEO}$  都将急剧上升。

## 2. 极限参数

三极管的极限参数是保证三极管安全运行的指标。若三极管工作时超过极限参数，则三极管的性能下降甚至毁坏。

### (1) 集电极最大允许电流 $I_{CM}$

当集电极电流  $I_C$  过大时，三极管的  $\beta$  值就要下降。当  $\beta$  下降为最大值的  $2/3$  时所对应的集电极电流值，称为集电极最大允许电流  $I_{CM}$ 。可见，当  $I_C > I_{CM}$  时，三极管不一定损坏，但其放大倍数  $\beta$  却大大减低，破坏了三极管的放大特性。

### (2) 集-射极反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$

基极开路时，加在集电极与发射极之间的最大允许电压称为集-射极反向击穿电压  $U_{(BR)CEO}$ 。三极管在正常使用时，集-射极之间的工作电压  $U_{CE}$  一般取

$$U_{CE} = \left( \frac{1}{3} \sim \frac{2}{3} \right) U_{(BR)CEO}$$

若  $U_{CE} > U_{(BR)CEO}$ ，则会导致三极管击穿损坏。

### (3) 集电极最大允许功率损耗 $P_{CM}$

集电极电流通过集电结时，集电结会发热，即有功率损耗。根据集电结允许的最高结温，定出集电极最大允许功率损耗  $P_{CM}$  为

$$P_{CM} = I_C \cdot U_{CE}$$

当实际功率  $P_C$  超过  $P_{CM}$  时，三极管就会烧坏。

根据  $P_{CM}$ ，可以在三极管的输出特性上作出临界损耗线；由  $I_{CM}$ 、 $U_{(BR)CEO}$  和  $P_{CM}$ ，定出三极管的安全工作区，如图 1.26 所示。

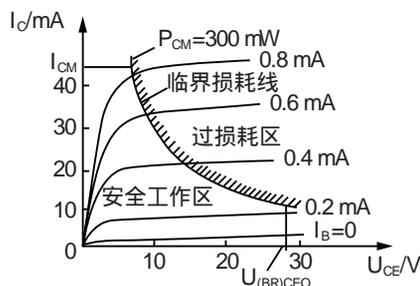


图 1.26 三极管的损耗线与安全工作区

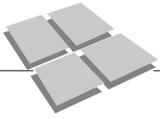
### 1.3.5 温度对晶体管特性及参数的影响

由于半导体材料的热敏性，晶体管的参数几乎都与温度有关。温度对晶体管的特性和参数的影响，主要体现在以下几个方面。

#### 1. 温度对 $I_{CBO}$ 的影响

由于少数载流子是由热激发产生的，所以温度升高时，少数载流子数目增加，则流过集电结的集-基极反向饱和电流  $I_{CBO}$  增大。

根据  $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$  和  $I_C = I_{CN} + I_{CBO}$  得出：温度升高，晶体管的穿透电流  $I_{CEO}$



和集电极电流  $I_C$  亦增大。

可以证明, 温度每升高  $10^\circ\text{C}$ ,  $I_{\text{CBO}}$  约增加一倍。由于硅管的  $I_{\text{CBO}}$  比锗管的  $I_{\text{CBO}}$  小得多, 所以相对来说, 硅管受温度的影响比锗管要小得多。

### 2. 温度对 $U_{\text{BE}}$ 的影响

温度升高,  $U_{\text{BE}}$  减小, 从输入特性曲线上来看, 表现为特性曲线左移。如图 1.27 所示, 为高频小功率管 3DG4 的输入特性随温度变化的情况。

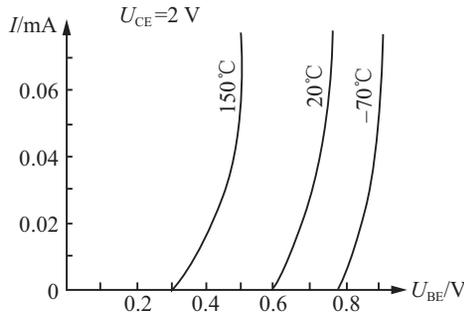


图 1.27 3DG4 的输入特性随温度变化的情况

### 3. 温度对放大系数 $\beta$ 的影响

温度升高, 放大系数  $\beta$  增加。这是因为温度升高时, 载流子的运动加剧, 发射区发射的载流子在基区的扩散时间缩短, 从而在基区复合的数目减少, 被集电区收集的数目增多, 表现为基极电流  $I_B$  减小, 集电极电流  $I_C$  增大, 因而使得放大系数  $\beta$  增大。

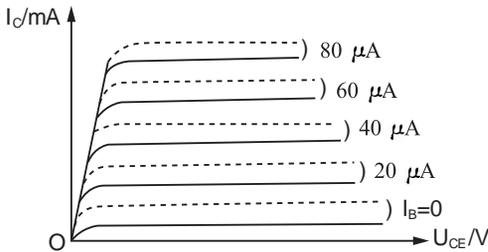


图 1.28 温度对放大系数  $\beta$  的影响

从输出特性曲线上来看, 温度升高, 放大系数  $\beta$  增大, 会使输出特性曲线上移, 每一条输出特性曲线的间隔加大。如图 1.28 中, 实线代表的是温度上升前的输出特性, 虚线代表的是温度上升后的输出特性。

$\beta$  值随温度的变化太大, 会使放大电路的工作不稳定。

总之, 温度升高, 会使  $I_C$  ( $I_{\text{CBO}}$ ) 及  $\beta$  增加, 使  $U_{\text{BE}}$  下降。

## 1.4 场效应管

场效应管(Field Effect Transistor, FET)也是一种半导体器件, 它具有输入阻抗高( $10^6 \sim 10^{15} \Omega$ )、热稳定性好、抗辐射能力强、制造工艺简单、便于集成等优点。场效应管是一种电压控制器件, 它利用输入电压来控制输出电流的大小。

场效应管有三个电极: 源极(S)、漏极(D)和栅极(G)。由于场效应管只有一种载流子(多数载流子)参与导电, 故又称其为单极型三极管。

根据结构的不同, 场效应管分为结型场效应管(JFET)和绝缘栅型场效应管(MOS管)两种, 每一种又有 N 沟道和 P 沟道之分。

### 1.4.1 结型场效应管

#### 1. 结型场效应管的结构及工作原理

结型场效应管的结构和表示符号如图 1.29 所示。

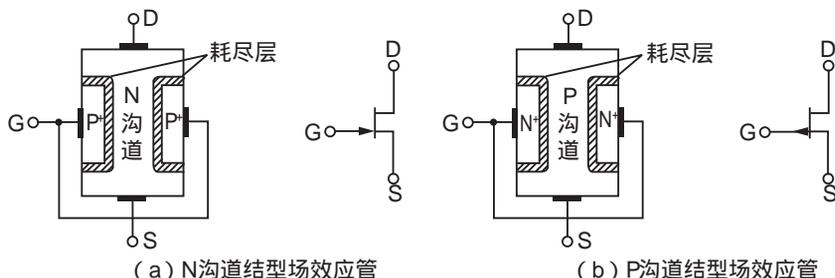


图 1.29 结型场效应管的结构和表示符号

以 N 沟道结型场效应管为例, 介绍结型场效应管的工作原理。如图 1.30 所示为 N 沟道结型场效应管工作时的基本连接图。结型场效应管工作时, 必须外加栅源电压  $U_{GS}$  和漏源电压  $U_{DS}$ 。

#### (1) $U_{GS}$ 对漏极电流 $I_D$ 的控制作用

栅源电压  $U_{GS}$  应使 PN 结(耗尽层)反偏, 则可以通过改变  $U_{GS}$  的大小来改变 PN 结(耗尽层)的宽度, 从而控制导电沟道的宽窄, 即控制导电沟道的电阻的大小, 从而控制漏极电流  $I_D$  的大小。

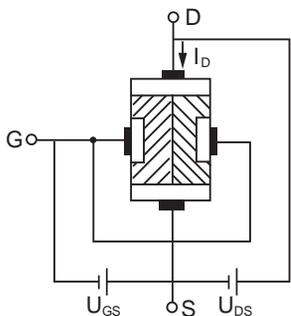


图 1.31 导电沟道的夹断

当  $U_{GS}=0$  时, 导电沟道最宽, 导电沟道呈现的电阻最小, 因而漏极电流达到最大, 为  $I_D = I_{DSS}$ 。当栅源电压  $|U_{GS}|$  增加时, PN 结增宽, 导电沟道变窄, 当  $|U_{GS}|$  增加到耗尽层闭合、导电沟道夹断、沟道电阻趋于无穷大时, 漏极电流  $I_D=0$ 。导电沟道夹断的情况如图 1.31 所示。

使导电沟道夹断的栅源电压  $U_{GS}$  称为夹断电压, 用  $U_P$  表示。

可见, 结型场效应管通过改变栅源之间的电压(电场)  $U_{GS}$  便能有效地控制输出电流  $I_D$  的大小, 场效应管由此而得名。

#### (2) $U_{DS}$ 对漏极电流 $I_D$ 的影响

当  $U_{GS}$  固定在某一数值, 导电沟道存在时, 若  $U_{DS}=0$ , 沟道中的载流子不能形成定向运动, 因而漏极电流  $I_D=0$ 。

当  $U_{DS}>0$  时, N 沟道中的电子载流子在  $U_{DS}$  提供的外电场作用下, 形成从源极到漏极的定向运动, 产生了从漏极流向源极的漏极电流  $I_D$ 。

因而, N 沟道结型场效应管中, 栅源电压  $U_{GS}$  和漏源电压  $U_{DS}$  必须满足下列条件:

$$U_{GS} \leq 0, U_{DS} \geq 0$$

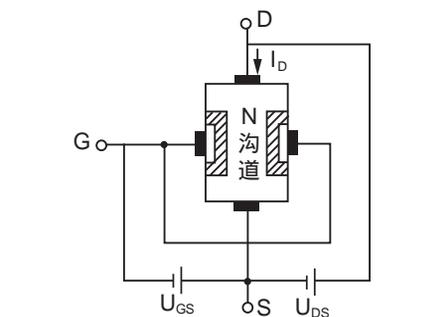
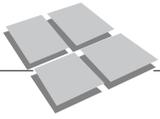


图 1.30 N 沟道结型场效应管的共源接法



P 沟道结型场效应管工作时, 其外加电压的极性与 N 沟道结型场效应管的电压极性相反。

## 2. 结型场效应管的伏安特性

结型场效应管的伏安特性主要有转移特性和漏极特性两种。

### (1) 转移特性

转移特性是指在一定的漏源电压  $U_{DS}$  下, 栅源电压  $U_{GS}$  对漏极电流  $I_D$  的控制作用的关系, 即

$$I_D = f(U_{GS}) \Big|_{U_{DS}=\text{常数}}$$

图 1.32 所示为 N 沟道结型场效应管的转移特性曲线。由图可见, 当  $U_{GS}=0$  时, 导电沟道最宽, 导电沟道呈现的电阻最小, 因而漏极电流  $I_D$  达到最大, 为  $I_D = I_{DSS}$ 。 $I_{DSS}$  亦称为饱和漏极电流。当栅源电压  $|U_{GS}|$  增加时, PN 结增宽, 导电沟道变窄, 漏极电流  $I_D$  减小; 当  $|U_{GS}|$  增加到耗尽层闭合、导电沟道夹断、沟道电阻趋于无穷大时, 漏极电流  $I_D = 0$ , 这时的栅源电压  $U_{GS}$  称为夹断电压, 用  $U_P$  表示。

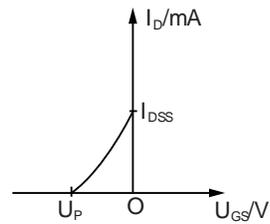


图 1.32 N 沟道结型场效应管的转移特性曲线

由转移特性可知, 改变栅源电压  $U_{GS}$ , 就能控制输出漏极电流  $I_D$  的大小, 场效应管是一种电压控制器件。

### (2) 漏极特性

漏极特性是指当栅源电压  $U_{GS}$  为某一数值时, 漏源电压  $U_{DS}$  与漏极电流  $I_D$  之间的关系, 即

$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{常数}}$$

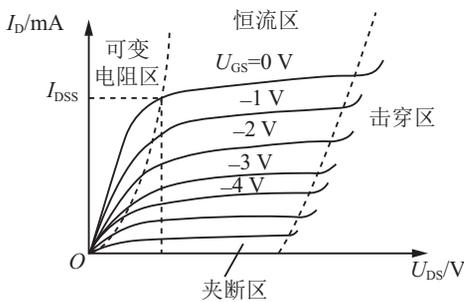


图 1.33 N 沟道结型场效应管的漏极特性曲线

当  $U_{GS}$  取不同数值时, 漏极特性构成一簇曲线, 如图 1.33 所示。漏极特性与晶体三极管的输出特性相似, 可分为三个工作区域。

#### ① 可变电阻区

当  $U_{DS} = U_{GS} - U_P$  时, 场效应管的导电沟道预夹断。

当  $U_{DS} < U_{GS} - U_P$  时, 场效应管工作在可变电阻区。在这个区域内,  $I_D$  随  $U_{DS}$  的增加而线性上升, 场效应管漏源之间可看成是一个线性电阻  $R_{DS} \left( = \frac{U_{DS}}{I_D} \right)$ 。不过, 当栅源电压  $U_{GS}$  取不同数值时,  $R_{DS}$  会随之变化, 因此, 这个区域的场效应管的漏源之间可看作一个受  $U_{GS}$  控制的可变电阻, 所以这个区域称为可变电阻区。

#### ② 恒流区(亦称饱和区或线性放大区)

当  $U_{DS} > U_{GS} - U_P$  时, 场效应管工作在恒流区。在这个区域内,  $I_D$  基本上不随  $U_{DS}$  的变化而变化,  $I_D$  的大小主要取决于栅源电压  $U_{GS}$  的大小。各条曲线近似为水平的直

线，故称为恒流区，也称饱和区。场效应管作放大管使用时，就工作在这个区域，所以这个区域亦称为线性放大区。

### ③ 击穿区

当  $U_{DS}$  升高到一定程度时，反向偏置的 PN 结被击穿， $I_D$  急剧上升，场效应管很快被烧毁，这个区域称为击穿区。场效应管不允许工作在这个区域。

## 1.4.2 绝缘栅型场效应管

绝缘栅型场效应管是由金属、氧化物和半导体形成的，所以称其为金属-氧化物-半导体场效应管 (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor)，简称 MOS 管。MOS 管是一种输入电阻更高 ( $10^{15} \Omega$  左右)、不受温度影响、便于集成化的场效应管。

绝缘栅型场效应管分为增强型和耗尽型两种，每一种又分为 N 沟道和 P 沟道两种。现以 N 沟道 MOS 管为例，介绍 MOS 管的结构、工作原理和伏安特性。

### 1. N 沟道增强型 MOS 管

#### (1) N 沟道增强型 MOS 管的结构与工作原理

图 1.34 所示为 N 沟道增强型 MOS 管的结构示意图及电路符号。它是用一块掺杂浓度较低的 P 型硅片作为衬底，在其上扩散两个高掺杂的 N 区，分别引出源极 S 和漏极 D，并在 P 型硅片上覆盖一层二氧化硅 ( $\text{SiO}_2$ ) 的绝缘层，然后在源极和漏极之间的  $\text{SiO}_2$  上面引出栅极 G。使用时，通常将衬底和源极连接在一起。由于二氧化硅是绝缘材料，所以栅极和源极、漏极、P 衬底之间是相互绝缘的，故此半导体管也称为绝缘栅型场效应管。

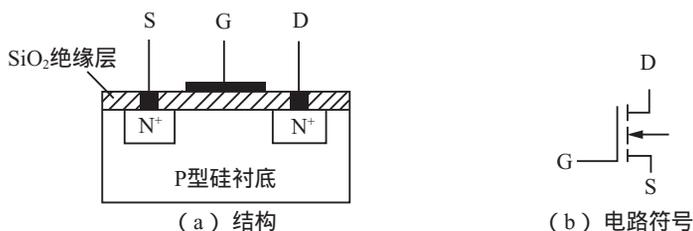


图 1.34 N 沟道增强型 MOS 管的结构和电路符号

由于这种场效应管的栅极被  $\text{SiO}_2$  绝缘层隔离，因此其输入电阻更高，可达  $10^9 \Omega$  以上。又由于 MOS 管的温度稳定性比结型场效应管更好，且集成时的工艺简单，因而广泛应用于大规模和超大规模集成电路中。

源极 S 和漏极 D 的两个  $\text{N}^+$  区与 P 衬底之间构成两个背靠背的 PN 结，当  $U_{GS} = 0$  时，总有一个 PN 结反向偏置，所以无论漏源之间加上什么电压，漏源之间的电流  $I_D$  始终为零 (不导电)。

当栅源之间加上一定的电压，即  $U_{GS} > 0$ ，且等于开启电压  $U_T$  时，会在漏区和源区之间形成一个 N 型导电沟道，如图 1.35 所示。此时，在漏极、源极之间加上一定的正向电压  $U_{DS}$  后，就会形成漏极电流  $I_D$ 。

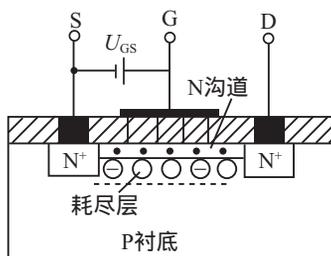
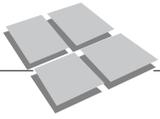


图 1.35 N 沟道增强型 MOS 管导电沟道的形成



$U_{GS}$  越高, 导电沟道越宽, 漏源电流  $I_D$  越大, 即  $I_D$  的大小受栅源电压  $U_{GS}$  的控制。

(2) N 沟道增强型 MOS 管的伏安特性

N 沟道增强型 MOS 管的伏安特性包括转移特性和漏极特性两种, 如图 1.36 所示。

从转移特性上可以看出, 当栅源电压  $U_{GS}$  很小时, N 沟道增强型 MOS 管还没有形成导电沟道, 所以漏源之间没有电流, 即  $I_D=0$ 。当  $U_{GS}$  大于开启电压  $U_T$  后, 漏源之间形成一个 N 型导电沟道, 则沟道中的多数载流子——电子在外电压  $U_{DS}$  的作用下, 从源极向漏极运动, 形成从漏极到源极的电子电流  $I_D$ 。

栅源电压  $U_{GS}$  越大, 导电沟道越宽, 形成的电流  $I_D$  越大。

从图 1.36(b)所示漏极特性可知, N 沟道增强型 MOS 管与结型场效应管一样, 也有类似的几个工作区域: 可变电阻区、恒流区、夹断区和击穿区。MOS 管作为放大管使用时, 工作在恒流区; 作为开关管使用时, 工作在可变电阻区和夹断区。

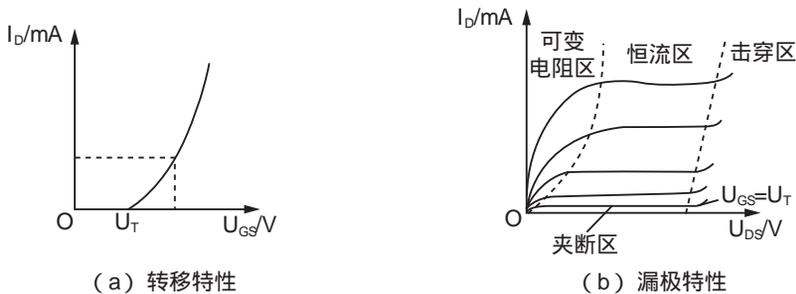


图 1.36 N 沟道增强型场效应管的伏安特性

2. N 沟道耗尽型 MOS 管

(1) N 沟道耗尽型 MOS 管的结构与工作原理

耗尽型 MOS 管与增强型 MOS 管的结构基本相同, 主要区别是: 耗尽型 MOS 管在制造时, 预先在二氧化硅绝缘层中掺入了大量的正离子, 这些正离子产生的电场形成 N 型的导电沟道, 如图 1.37 所示。

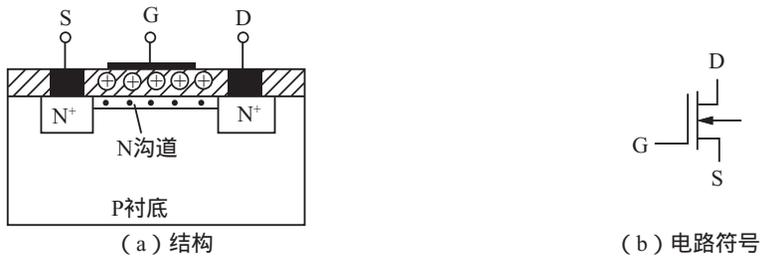


图 1.37 N 沟道耗尽型 MOS 管的结构和电路符号

由于  $U_{GS}=0$  时就有导电沟道, 所以当  $U_{DS}>0$  时, 就会产生一个较大的漏极电流  $I_D$ 。正常工作时, 耗尽型 MOS 管的  $U_{GS}$  可正、可负。当  $U_{GS}$  增加(或降低)时, 会使导电沟道增宽(或变窄), 从而控制漏极电流  $I_D$  的增大(或降低)。当  $U_{GS}$  为负值, 并达到某一数值时, 导电沟道中的感应电荷被“耗尽”, 导电沟道消失, 于是  $I_D=0$ , 故此管称为耗尽型场效应管。使  $I_D=0$  时的栅源电压  $U_{GS}$  (为一负值), 称为夹断电压  $U_P$ 。

(2) N 沟道耗尽型 MOS 管的伏安特性

N 沟道耗尽型 MOS 管的伏安特性包括转移特性和漏极特性两种，如图 1.38 所示。

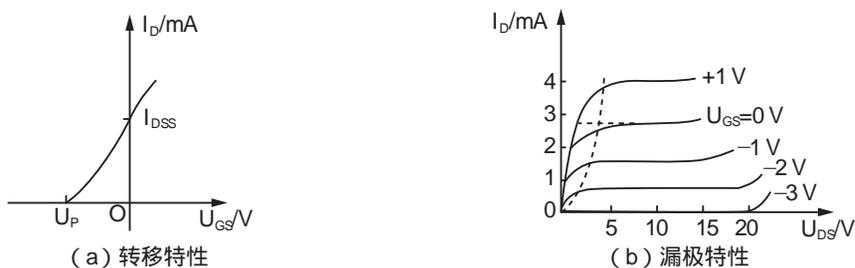


图 1.38 N 沟道耗尽型 MOS 管的伏安特性

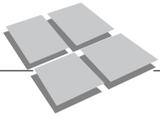
1.4.3 单极型管与双极型管的比较

1. 各种场效应管的电路符号和特性曲线

各种场效应管的电路符号和特性曲线如表 1-1 所示。

表 1-1 各种场效应管的电路符号和特性曲线

种类	符号	转移特性	漏极特性
结型场效应管	N 沟道 		
	P 沟道 		
绝缘栅增强型场效应管	N 沟道 		
	P 沟道 		
绝缘栅耗尽型场效应管	N 沟道 		
	P 沟道 		



## 2. 单极型管与双极型管的比较

(1)晶体三极管是一种电流控制器件,它通过基极电流  $I_B$  来控制集电极电流  $I_C$  的大小;场效应管是一种电压控制器件,它通过栅源电压  $U_{GS}$  控制漏极电流  $I_D$  的大小。

(2)晶体三极管是由多数载流子和少数载流子同时参与导电,即由带负电的电子和带正电的空穴这两种不同极性的载流子同时参与导电的,因此晶体三极管亦称为双极型晶体管;场效应管只有一种极性的多数载流子导电,因此其亦称为单极型晶体管。

由于少数载流子受温度、光照辐射等影响较大(半导体的热敏性和光敏性),导致双极型晶体管的电流不稳定;而场效应管只是多数载流子导电,所以其温度稳定性高、抗辐射能力强。

(3)晶体三极管的输入电阻较小,只有几千欧的数量级;而由于场效应管的栅极几乎不取电流,所以其输入电阻很高,为  $10^6 \sim 10^{15} \Omega$ 。可以根据电路对输入电阻的要求,选择不同的半导体管。

(4)在组成放大电路时,晶体三极管放大电路的电压放大倍数高于场效应管电路。

(5)与晶体三极管相比,场效应管具有热稳定性好、噪声低、抗辐射能力强、制造工艺简单、体积小、便于集成等优点,因而场效应管广泛地应用于大规模和超大规模集成电路中。

## 本章小结

1. 导电能力介于导体和绝缘体之间的这一类物质称为半导体。半导体主要有热敏性、光敏性和掺杂性三大特点。

2. 纯净的、不含杂质的半导体称为本征半导体。本征半导体中,自由电子和空穴的数目相等。

掺入微量杂质的本征半导体称为杂质半导体,分为N型半导体和P型半导体两种。N型半导体中,电子是多子,空穴是少子。P型半导体中,空穴是多子,电子是少子。

半导体是带负电的自由电子和带正电的空穴同时导电,这就是半导体与导体在导电方式上的本质区别。

3. PN结具有单向导电性,即正偏时导通,反偏时截止。

4. 晶体二极管具有单向导电性,它是一个非线性元件。

二极管的伏安特性分正向特性、反向特性和反向击穿特性三个部分。

二极管的导通电压  $U_D$  为

$$U_D \approx \begin{cases} 0.7 \text{ V} & (\text{硅管}) \\ 0.3 \text{ V} & (\text{锗管}) \end{cases}$$

5. 二极管正向导通时相当于开关的接通状态,反向截止时相当于开关的断开状态。

6. 三极管分为NPN和PNP两种类型,它具有放大、电子开关和控制作用,是电子电路与电子设备中广泛使用的基本元件。三极管是一种电流控制元件,以较小的电流  $I_B$  控制较大的电流  $I_C$  的变化。

7. 三极管具有放大作用必须同时满足内部条件和外部条件。

三极管具有放大作用的内部条件是：

- (1) 发射区掺杂浓度最大，以利于发射更多的载流子。
- (2) 基区掺杂浓度最小，且做得很薄，以缩短载流子在基区扩散的时间。
- (3) 集电区的面积大，以利于收集载流子。

三极管具有放大作用的外部条件是：发射结正偏，集电结反偏。

8. 三极管的电流分配关系是

$$I_E = I_B + I_C$$

且

$$I_B \ll I_C$$

三极管的电流放大系数为

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B}, \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

9. 三极管有三个工作区域：截止区、放大区和饱和区。

当三极管的发射极反偏或零偏置( $U_{BE}=0$ )时，三极管进入截止区。此时  $I_B=0$ ,  $I_C=I_{CEO} \approx 0$ ，三极管没有放大作用。

发射结正偏、集电结反偏时，三极管进入放大区。在该区域，三极管具有电流放大作用，且满足  $I_C = \beta I_B$ 。

发射结和集电结都正偏时，三极管进入饱和区。在饱和区，三极管的输出电压降  $U_{CES} \leq 0.3 \text{ V}$ ,  $I_C$  不随  $I_B$  的变化而变化,  $I_C \neq \beta I_B$ ，三极管没有电流放大作用。

10. 由于半导体材料的热敏性，温度对晶体管特性及参数有一定的影响。温度升高时，会使  $I_C(I_{CBO})$  及  $\beta$  增加，使  $U_{BE}$  下降。

11. 场效应管(FET)又称为单极型三极管，也是一种半导体器件，它有三个电极：源极(S)、漏极(D)和栅极(G)。根据结构的不同，场效应管分为结型场效应管(JFET)和绝缘栅型场效应管(MOS管)两种，每一种又有N沟道和P沟道之分。

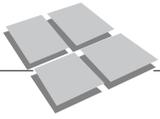
场效应管是一种电压控制器件，它利用输入电压  $U_{GS}$  来控制电流  $I_D$  的大小。它具有输入阻抗高( $10^6 \sim 10^{15} \Omega$ )、热稳定性好、抗辐射能力强、制造工艺简单、便于集成等优点，所以大量使用在大规模和超大规模集成电路中。

## >>> 习题1

1.1 填空：

(1) 半导体的导电能力\_\_\_\_\_，它具有\_\_\_\_\_、\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_等主要特点，是制造\_\_\_\_\_的主要材料。

(2) 半导体分为本征半导体和杂质半导体两大类，其中电子数目和空穴数目相等的半导体是\_\_\_\_\_，电子数目多于空穴数目的半导体是\_\_\_\_\_，电子数目少于空穴



数目的半导体是\_\_\_\_\_。

(3)PN结正向连接是指P区接\_\_\_\_\_电位，N区接\_\_\_\_\_电位，这时PN结的电阻\_\_\_\_\_、电流\_\_\_\_\_。

(4)二极管的最大特点是\_\_\_\_\_，是指正向连接时\_\_\_\_\_，反向连接时\_\_\_\_\_。

(5)稳压二极管稳压时，工作在\_\_\_\_\_区域，其动态电阻 $r_Z$ 越小，其稳压性能\_\_\_\_\_。

(6)三极管有基极、\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_3个电极，有\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_2个PN结，根据结构不同，分为\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_2种类型。

(7)温度升高，三极管的参数 $\beta$ \_\_\_\_\_、 $U_{BE}$ \_\_\_\_\_、 $I_C$ \_\_\_\_\_。

(8)在放大电路中，三极管工作在\_\_\_\_\_状态，在数字开关电路中，三极管工作在\_\_\_\_\_状态。

(9)根据结构的不同，场效应管分为\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_2种，每一种又有\_\_\_\_\_沟道和\_\_\_\_\_沟道之分。其中输入电阻更大的是\_\_\_\_\_。

(10)场效应管的特性曲线主要有\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_2种。

(11)\_\_\_\_\_是一种电流控制器件，而\_\_\_\_\_是一种电压控制器件。

1.2 在测量二极管时，为了使表笔与二极管的两极接触好一些，有人用双手捏紧表笔与二极管两极的连接端，结果测得二极管的反向电阻小，认为二极管不合格，但在实际使用时，二极管的工作正常，这是为什么？

1.3 除普通二极管之外，其他常用的二极管有哪些？各有何作用？

1.4 分析图 1.39 所示电路中二极管的工作状态，并求出电路的输出电压 $U_o$ ，已知电路中的二极管均为硅二极管。

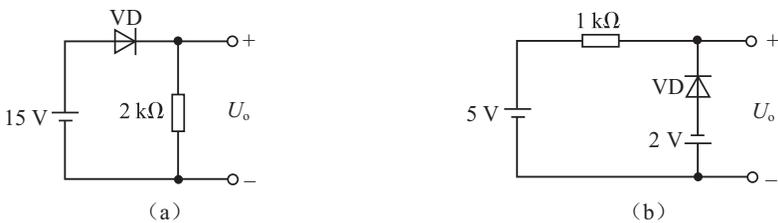


图 1.39 习题 1.4

1.5 如图 1.40 所示电路，已知电源电压为 $u_i=3\sin\omega t(V)$ ，试画出电源电压 $u_i$ 的波形和输出电压 $u_o$ 的波形。

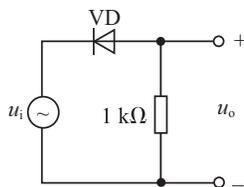


图 1.40 习题 1.5

- 1.6 三极管有哪几个电极？有哪两个 PN 结？
- 1.7 三极管具有放大作用的内部条件和外部条件是什么？
- 1.8 三极管有哪三个工作区域？各有何特点？
- 1.9 二极管由一个 PN 结构成，三极管由两个 PN 结构成，能否用两个二极管连接来代替三极管使用？
- 1.10 分析并列写出 NPN 型三极管和 PNP 型三极管处于放大状态时，其基极电位  $U_B$ 、发射极电位  $U_E$  和集电极电位  $U_C$  之间的大小排列关系。
- 1.11 测出三极管三个管脚的电位，试判断三极管的类型、管脚名称及制作材料(硅或锗)。
- (1) 三个管脚的对地电位：1 脚 8 V，2 脚 5.3 V，3 脚 6 V；
- (2) 三个管脚的对地电位：1 脚 -2 V，2 脚 -2.3 V，3 脚 -5 V。
- 1.12 若三极管工作时超过其极限参数  $I_{CM}$  或  $U_{(BR)CEO}$  或  $P_{CM}$ ，则三极管的性能会有什么影响？
- 1.13 判断图 1.41 中的三极管，是工作在截止区、饱和区，还是放大区？

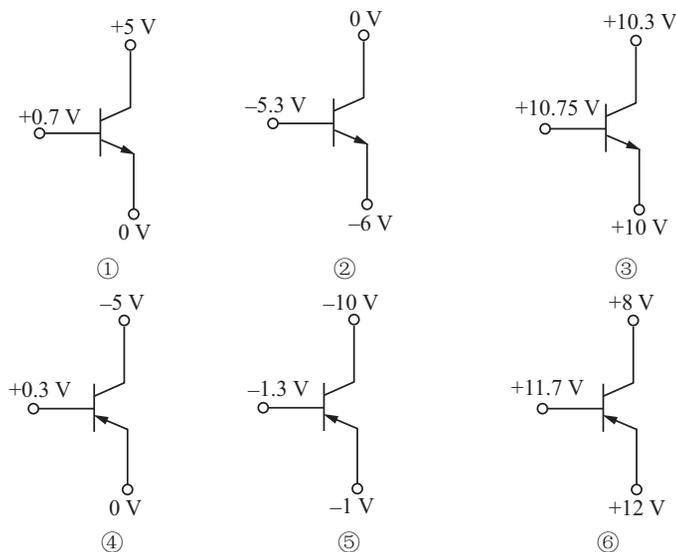
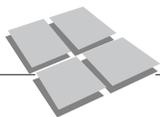


图 1.41 习题 1.13

- 1.14 三极管的哪些参数易受温度的影响？三极管参数受温度影响的原因是什么？
- 1.15 根据场效应管的漏极特性，场效应管有哪三个工作区域？各有何特点？
- 1.16 增强型 MOS 管和耗尽型 MOS 管有何区别？
- 1.17 与晶体三极管相比，场效应管有哪些优点？



## 第2章 基本放大电路

### 本章要点

1. 放大电路的构成特点及主要性能指标。
2. 放大电路的基本分析方法,包括估算法、图解法和微变等效电路法。
3. 放大电路的静态和动态分析。
4. 放大电路的非线性失真。
5. 共发射极电路、射极输出器和分压式偏置电路的组成特点。
6. 多级放大器及其基本分析。

### 重点、难点:

1. 图解法和微变等效电路法。
2. 共发射极电路和射极输出器的分析。
3. 分压式偏置电路稳定静态工作点的过程。
4. 放大电路的非线性失真。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

### 2.1 放大电路的基本知识

放大电路的应用已渗透到国民经济的各个领域,从家用电器(如电视机、收音机、音响设备等)、测量仪器设备(如示波器、信号发生器等),到自动控制系统、高科技领域(如自动化生产线、检测探测系统、卫星系统等),无一例外地运用了放大电路。因而放大电路是模拟电子技术中最基本、最重要的内容。

#### 2.1.1 放大的概念

一个电路的输出信号与输入信号的变化规律相同,且输出信号幅度大于其输入信号幅度时,则称该电路具有“放大”作用。这里所指的信号可以是电压、电流或功率。

能将微弱电信号转换为较强电信号的电路称为放大电路,简称放大器。

扩音机就是运用放大电路的一个常用的基本例子,它可以将一个较小的声音放大成一个较大的声音。图2.1所示为扩音机组成方框图,首先话筒把较小的声音信号转换成与之对应变化的微小电信号,前置放大器将微小的电信号进行电压信号放大,再由功率放大器放大成较强的功率信号去驱动喇叭(负载),由喇叭将功率较强的电信号

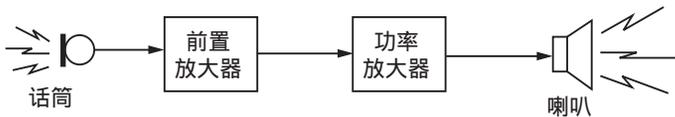


图 2.1 扩音机组成方框图

转换成较大的声音信号。

放大电路实现“放大”信号的实质是：一种能量的控制转换作用。放大电路将直流电源提供的能量，通过三极管(或场效应管)的控制作用，将微弱的电信号转换成与输入信号变化规律相同的、较大的输出电信号的能量。

### 2.1.2 放大电路的主要性能指标

为了很好地选择和运用放大电路，必须了解放大电路有哪些性能指标。图 2.2 所示为放大电路的基本组成方框图。图中  $U_s$  为输入信号源电压， $R_s$  是输入信号源的内阻， $U_i$ 、 $I_i$  分别是放大电路的输入电压和输入电流， $R_i$  是放大电路的负载， $U_o$ 、 $I_o$  分别是放大电路的输出电压和输出电流， $R_o$  是放大电路的等效输入电阻， $R_o$  是放大电路的等效输出电阻。

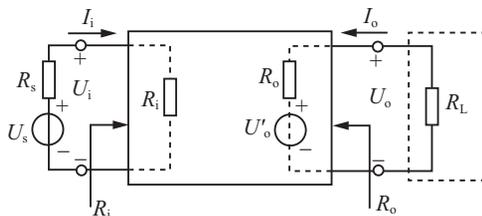


图 2.2 放大电路的基本组成方框图

放大电路的主要性能指标包括：放大倍数、输入电阻、输出电阻、通频带等。

#### 1. 放大倍数 $A$

放大倍数  $A$  是衡量放大电路放大能力的一项重要指标，其定义为输出信号与输入信号的比值，即

$$\text{放大倍数 } A = \frac{\text{输出信号}}{\text{输入信号}} \quad (2-1)$$

根据信号(电压、电流或功率)的内容不同，常用的放大倍数有电压放大倍数  $A_u$ 、电流放大倍数  $A_i$ 、功率放大倍数  $A_p$  等。

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} \quad (2-2)$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \quad (2-3)$$

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = A_u \cdot A_i \quad (2-4)$$

在实际应用中，常常对放大倍数取对数表示，这时放大倍数称为增益，其单位为分贝(dB)。

电压增益  $G_u$ 、电流增益  $G_i$ 、功率增益  $G_p$  与电压放大倍数  $A_u$ 、电流放大倍数  $A_i$ 、功率放大倍数  $A_p$  的关系为

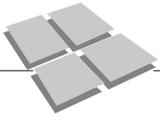
$$G_u = 20 \lg A_u = 20 \lg \frac{U_o}{U_i} (\text{dB}) \quad (2-5)$$

$$G_i = 20 \lg A_i = 20 \lg \frac{I_o}{I_i} (\text{dB}) \quad (2-6)$$

$$G_p = 10 \lg A_p = 10 \lg \frac{P_o}{P_i} (\text{dB}) \quad (2-7)$$

#### 2. 放大电路的输入电阻 $R_i$

当放大电路的输入端加上一个电压  $U_i$  时，其输入端就会产生一个电流  $I_i$ ，这种现



象与电阻上加电压产生电流的情况相似,因此从放大电路的输入端看进去有一个等效电阻,这就是放大电路的输入电阻  $R_i$ ,如图 2.2 所示。其值为

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} \quad (2-8)$$

输入电阻越大,表明它从信号源取用的电流越小,放大电路得到的电压越接近信号源的电压。

### 3. 放大电路的输出电阻 $R_o$ 。

从放大电路的输出端朝放大电路看进去的电阻即为放大电路的输出电阻  $R_o$ 。输出电阻的计算方法是:将信号源短路(令  $U_i=0$ )、负载开路( $R_L \rightarrow \infty$ ),在放大电路的输出端加一电压  $U'_o$ ,输出端产生一相应的电流  $I'_o$ ,则输出电阻  $R_o$  为

$$R_o = \frac{U'_o}{I'_o} \Big|_{U_i=0, R_L \rightarrow \infty} \quad (2-9)$$

输出电阻  $R_o$  反映了放大电路的带负载能力。 $R_o$  小,表明放大电路接入负载后,输出电压的幅值变化不大,电路的带负载能力强。

### 4. 通频带

每一个放大电路只对一定频率范围内的信号具有放大作用,超过该范围,无论频率增加或减小,放大倍数都会大大下降,如图 2.3 所示。放大倍数下降为最大放大倍数  $A_{um}$  的  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  时对应的低端频率  $f_L$  和高端频率  $f_H$ ,称为放大电路的下限频率和上限频率。 $f_L$  和  $f_H$  之间的频率范围称为放大电路的通频带,用  $BW$  表示,即

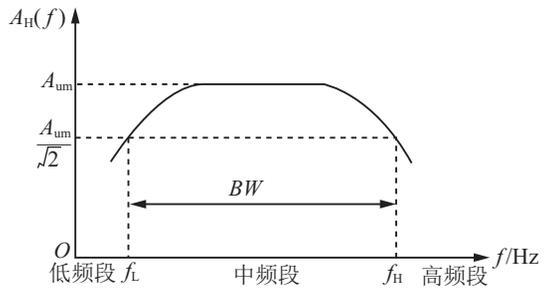


图 2.3 放大电路的通频带

$$BW = f_H - f_L \quad (2-10)$$

## 2.2 共发射极放大电路

放大电路有多种类型,本节以双极型晶体管组成的共发射极放大电路为例,介绍放大电路的基本构成及分析方法。

### 2.2.1 共发射极放大电路的组成

#### 1. 放大电路的组成原则

- (1) 放大电路中必须含有放大的核心元件——三极管。
- (2) 放大电路必须有直流电源为三极管提供发射结正偏、集电结反偏的电压,即满足三极管处于放大状态的外部条件。
- (3) 放大电路必须有一个合适的直流工作电压和直流工作电流,以确保三极管能不失真地放大交流信号。
- (4) 放大电路要保证信号的传输,即信号能从输入端传输到放大器上进行放大,又

能从三极管的输出端将信号传递给负载。

## 2. 共发射极放大电路的组成及各元件的作用

如图 2.4 所示电路, 外加的输入信号  $u_{sr}$  从三极管的基极 B 和发射极 E 两端输入, 放大后的输出信号  $u_{sc}$  从三极管的集电极 C 和发射极 E 两端输出, 即输入、输出共用了发射极, 所以该电路称为共发射极放大电路。

共发射极放大电路由直流电源  $E_C$ 、三极管 VT、基极偏置电阻  $R_B$ 、集电极负载电阻  $R_C$ 、输入耦合电容  $C_1$  及输出耦合电容  $C_2$  等元件组成。各元件的作用如下。

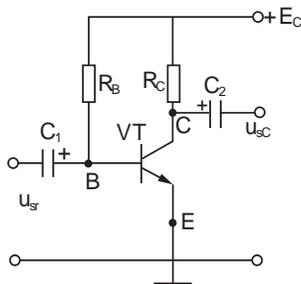


图 2.4 共发射极基本放大电路

(1)三极管 VT: 是放大电路的核心元件。其作用是: 将直流电源  $E_C$  提供的直流能量通过三极管 VT 转换成与输入信号  $u_{sr}$  变化规律相同的、较强的交流信号能量。

(2)直流电源  $E_C$ : 其作用有两个, 一是为整个电路提供电能, 二是保证三极管处于放大状态, 即保证三极管的发射结正偏、集电结反偏。

(3)基极偏置电阻  $R_B$ : 为三极管的基极提供一个合适的正向基极偏置电流  $I_{BQ}$ 。

(4)集电极负载电阻  $R_C$ : 通过  $R_C$  将集电极电流  $i_c$  的变化转换为集电极电压  $u_{ce}$  的变化。

(5)输入耦合电容  $C_1$ 、输出耦合电容  $C_2$ : 其作用是利用电容的“通交流、隔直流”作用, 为放大器提供交流通路, 并隔断各级放大器之间的直流影响。

### 2.2.2 静态与直流通路

由图 2.4 电路可知, 放大电路中既有直流成分(直流电源  $E_C$  提供), 又有交流成分(从输入信号  $u_{sr}$  引入), 因而对放大电路进行分析时, 先将直流分量和交流分量分开进行分析, 然后综合得出分析结果。对直流分量的分析, 是在直流通路的基础上进行的; 对交流分量的分析, 是在交流通路的基础上进行的。

对放大电路的分析, 是在分析静态的基础上, 再分析输入交流信号后的动态情况。

#### 1. 静态与静态工作点的概念

静态: 电路的直流工作状态, 即输入信号为零时放大电路的工作状态。

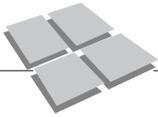
静态工作点: 亦称为直流工作点, 包括三极管各极的电流和各极间的电压。由于静态时, 放大电路中三极管的直流电压和直流电流值在三极管的输入、输出特性曲线上表现为一个点, 因此称其为静态工作点, 简称 Q 点。

三极管的静态电流和电压表示时, 通常用 Q 作下标, 主要包括  $U_{BEQ}$ 、 $U_{CEQ}$ 、 $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ (或  $I_{EQ}$ )。

#### 2. 直流通路

直流通路即为放大电路允许直流通过的部分电路。确定放大电路的静态工作点时, 必须根据直流通路进行求解。

直流通路的画法原则: 电容的容抗为  $X_C = \frac{1}{\omega C}$ , 电感的感抗为  $X_L = \omega L$ , 由于直流时,  $\omega = 2\pi f = 0$ , 即  $X_C \rightarrow \infty$ ,  $X_L = 0$ , 所以画直流通路时, 只需将电容等效为开路,



电感等效为短路即可。图 2.4 放大电路的直流通路如图 2.5 所示。

### 2.2.3 共发射极电路的静态分析

放大电路的静态分析,通常是采用估算法或图解法分析计算静态工作点。

#### 1. 用估算法确定静态工作点

估算法是根据放大电路的直流通路求解静态工作点的方法。图 2.4 所示放大电路的直流通路如图 2.5 所示,其静态基极(偏置)电流  $I_{BQ}$  为

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B} \quad (2-11)$$

在近似计算中,由于发射结正偏,即发射结处于导通状态时, $U_{BEQ}$  的变化范围很小,所以常将  $U_{BEQ}$  作为常数处理,取  $U_{BEQ}$  为

$$U_{BEQ} = \begin{cases} 0.7 \text{ V (硅管)} \\ 0.3 \text{ V (锗管)} \end{cases}$$

根据给出的  $U_{BEQ}$  的近似值及给定的  $E_C$  和  $R_B$ ,即可由式(2-11)估算出  $I_{BQ}$  的大小。根据

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (2-12)$$

求出静态集电极电流  $I_{CQ}$ 。由图 2.5 的直流通路求出静态工作电压  $U_{CEQ}$  为

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ} R_C \quad (2-13)$$

**例 2.1** 如图 2.4 所示电路中,已知  $E_C = 12 \text{ V}$ ,  $R_B = 240 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ ,三极管为硅管,其电流放大系数  $\beta$  为 40,试估算该电路的静态工作点,并判断三极管工作在何种状态。

**解:** 图 2.4 所示电路的直流通路如图 2.5 所示。根据题意,三极管为硅管,取  $U_{BEQ}$  为  $0.7 \text{ V}$ 。由式(2-11)、式(2-12)、式(2-13)估算出其静态工作点为

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{240} \approx 0.05 (\text{mA})$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 40 \times 0.05 = 2 (\text{mA})$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ} R_C = 12 - 2 \times 2 = 8 (\text{V})$$

由于集电结电压  $U_{CBQ} = U_{CEQ} - U_{BEQ} = 8 - 0.7 = 7.3 (\text{V})$ ,即三极管的发射结正偏( $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V} > 0$ ),集电结反偏( $U_{CBQ} = 7.3 \text{ V} > 0$ ),因而三极管工作在放大状态。

#### 2. 用图解法确定静态工作点

图解法是指在三极管的输入、输出特性曲线上,用作图的方法求解放大电路的方法。图解法确定静态工作点时,通常是先利用估算法求出基极电流  $I_{BQ}$ ,然后再根据三极管的输出特性曲线及电路直流通路的输出回路来确定静态的  $U_{CEQ}$  和  $I_{CQ}$ 。

以图 2.4 的放大电路为例,介绍用图解法确定静态工作点的步骤。

##### (1) 列直流负载方程

画出放大电路输出端的直流通路,如图 2.6(a)所示,根据直流通路列出放大电路输出回路电压  $u_{CE}$  和电流  $i_C$  之间的方程,即

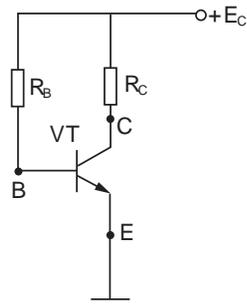


图 2.5 共射电路的直流通路

$$u_{CE} = E_C - i_C R_C \quad (2-14)$$

式(2-14)是二元一次方程，是一条直线方程，称其为直流负载方程。

(2)作直流负载线

作出三极管的输出特性曲线  $i_C = f(u_{CE}) \Big|_{I_B = \text{常数}}$ ，并在输出特性曲线上作出直流负载方程的伏安特性关系，其方法是“取两点、作直线”。

取  $i_C = 0$ ，则  $u_{CE} = E_C$ ，得出在横坐标上的  $M$  点；

取  $u_{CE} = 0$ ，则  $i_C = \frac{E_C}{R_C}$ ，得出在纵坐标上的  $N$  点。

连接  $MN$  两点，得出的直线即为直流负载线，如图 2.6(b)所示。由图 2.6(b)可知，直流负载线的斜率  $\tan\alpha$  为

$$\tan\alpha = \frac{1}{R_C} \quad (2-15)$$

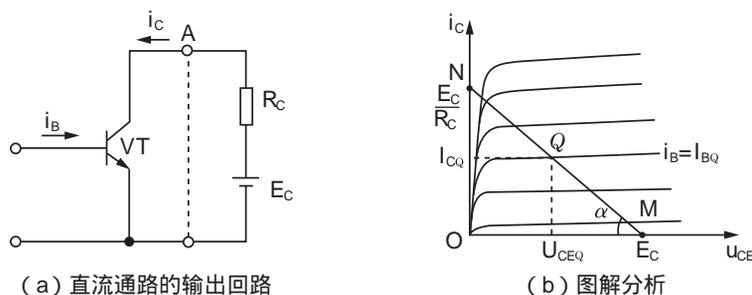


图 2.6 图解法求静态工作点

(3)确定静态工作点

直流负载线  $MN$  与输出特性曲线的交点是放大器的工作点，直流负载线  $MN$  与基极偏置电流  $I_{BQ}$  对应的输出特性曲线的交点即为直流工作点  $Q$ 。通过  $Q$  点作垂线，与横轴的交点为静态工作电压  $U_{CEQ}$ ，通过  $Q$  点作水平线，与纵轴的交点为静态工作电流  $I_{CQ}$ ，如图 2.6(b)所示。

**例 2.2** 如图 2.7(a)所示为一单管共发射极放大电路，图 2.7(b)为三极管的输出特性曲线，已知  $E_C = 12 \text{ V}$ ， $R_B = 280 \text{ k}\Omega$ ， $R_C = 3 \text{ k}\Omega$ ，三极管为硅管。用图解法求解静态工作点。

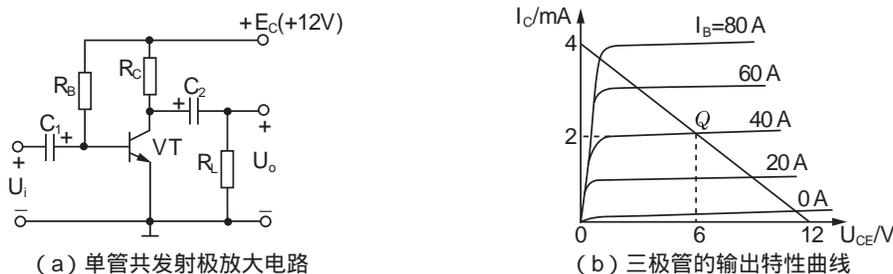
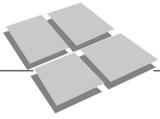


图 2.7 例 2.2 的电路图和三极管的输出特性曲线



**解:** 根据题意, 先画出图 2.7(a) 的直流通路, 如图 2.8 所示。

根据图 2.8, 用估算法先求出基极偏流  $I_{BQ}$ , 取  $U_{BEQ} = 0.7\text{ V}$ , 由式(2-11)得

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{280} \approx 0.04(\text{mA}) = 40\ \mu\text{A}$$

根据图 2.8, 列出直流负载方程, 即

$$U_{CE} = E_C - i_C R_C = 12 - 3i_C$$

作直流负载线。当  $i_C = 0$  时,  $u_{CE} = E_C = 12\text{ V}$ , 找出

$M$  点; 当  $U_{CE} = 0$  时,  $i_C = \frac{E_C}{R_C} = \frac{12}{3} = 4(\text{mA})$ , 找出  $N$  点;

连接  $MN$  即为直流负载线, 如图 2.7(b) 所示。直流负载线的斜率  $\tan \alpha$  为

$$\tan \alpha = \frac{1}{R_C} = \frac{1}{3}$$

直流负载线  $MN$  与  $I_{BQ}$  对应的输出特性曲线的交点即为直流工作点  $Q$ , 由此得出静态值  $U_{CEQ} = 6\text{ V}$ ,  $I_{CQ} = 2\text{ mA}$ 。

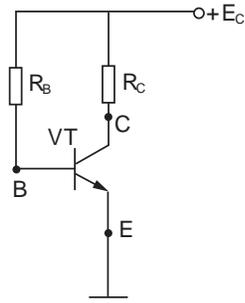


图 2.8 图 2.7(a) 的直流通路

### 2.2.4 动态与交流通路

#### 1. 动态的概念及分析方法

动态: 放大电路输入信号后的工作状态。

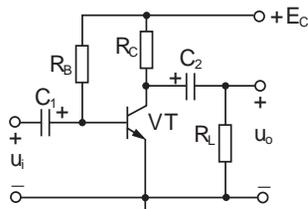
动态常用的分析方法: 图解法及微变等效电路法。

#### 2. 交流通路及其画法原则

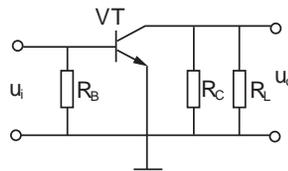
交流通路: 指放大电路输入交流信号后的流通过程。交流通路主要用于分析放大电路的交流工作状态及动态性能参数。

交流通路的画法原则: 放大电路中的旁路电容、耦合电容的作用是“通交流、隔直流”, 因而其交流阻抗  $X_C = \frac{1}{\omega C} \rightarrow 0$ , 即旁路电容、耦合电容对交流可视作短路(用导线代替)。放大电路中的直流电压源的数值是恒定不变的, 即直流电压源对交流也视作短路。

图 2.9(a) 所示的共发射极电路的交流通路如图 2.9(b) 所示。



(a) 单管共发射极电路



(b) 交流通路

图 2.9 共发射极电路的交流通路

### 2.2.5 用图解法进行动态分析

对放大电路的动态情况分析, 是指在静态分析的基础上, 分析交流分量的传输、

变化关系, 确定电路的电压放大倍数和最大不失真输出电压。图解法分析动态的特点是, 可以直观地显示出在输入信号作用下, 放大电路中各个电压和电流波形的幅度大小变化情况及其相位关系。

### 1. 图解法分析动态范围

图解法分析动态的范围, 确切地说就是用作图的方法, 确定电路的输出电压和电压放大倍数, 其分析步骤如下。

- ①先确定放大电路的直流负载线, 找出静态工作点。
- ②画交流通路, 求出放大电路的交流等效电阻  $R'_L = R_C // R_L$ 。
- ③在三极管的输出特性上, 作出交流负载线。
- ④确定放大电路的动态范围。

图解法的分析步骤中, 前两个过程在前面的章节中已介绍, 下面主要分析③④两个过程。

#### (1) 交流负载线的画法

放大电路的交流信号是在交流负载线上工作的, 即交流负载线是放大电路动态工作点移动的轨迹。当输入的交流信号电压瞬时值为零时, 放大电路相当于静态时的情况, 此时放大电路的工作点回到静态工作点的位置, 即静态工作点  $Q$  可以理解为是动态的一种特殊情况, 交流负载线必须经过  $Q$  点; 由于放大电路的交流电阻包括  $R_C$  和  $R_L$ , 其交流等效电阻  $R'_L = R_C // R_L$ , 所以交流负载线是一条通过静态工作点  $Q$ 、斜率为  $\tan \alpha' = \frac{1}{R'_L}$  的直线。

由于  $R'_L = R_C // R_L < R_C$ , 因此  $\tan \alpha' = \frac{1}{R'_L} > \tan \alpha = \frac{1}{R_C}$ , 即交流负载线比直流负载线更陡峭, 如图 2.10 所示。

当放大电路不带负载  $R_L$ , 即负载端开路时,  $R_L \rightarrow \infty$ , 则  $R'_L = R_C // R_L = R_C$ , 交流负载线与直流负载线重合, 即直流负载线是交流负载线的一种特殊情况。

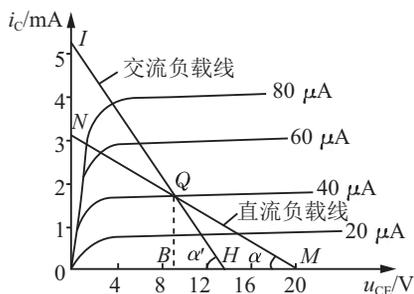


图 2.10 交流负载线

#### (2) 放大电路动态范围

当放大电路的输入端加上一个正弦交流电压  $u_i$  时, 三极管的电流、电压都在静态工作点的基础上按正弦规律变化, 放大电路的输入回路和输出回路的动态变化分别如图 2.11(a)(b) 所示。

根据图 2.11, 求出放大电路的电压放大倍数  $A_u$  为

$$A_u = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_i} = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta u_{BE}} \quad (2-16)$$

根据图 2.9(a) 电路的连接特点和对图 2.11 的分析可知, 共发射极电路的信号从三极管的基极端输入、从三极管的集电极端输出, 信号的幅度得到放大, 但输出信号与输入信号的相位相反。

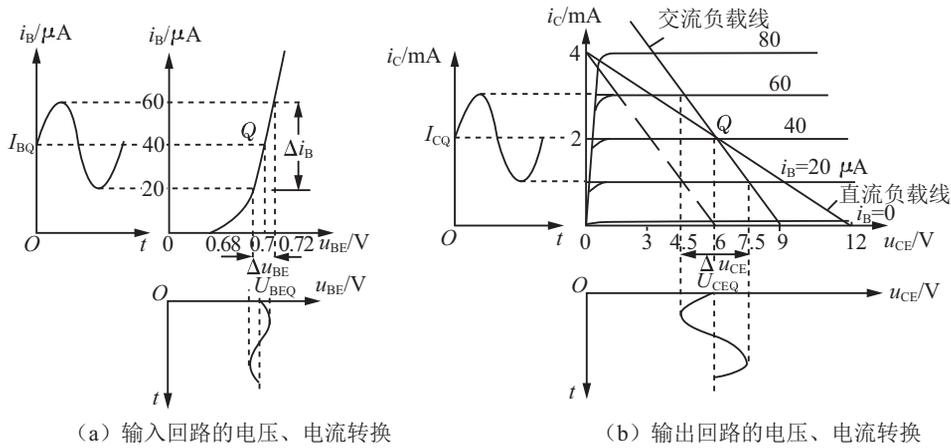
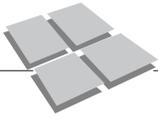


图 2.11 放大电路的动态范围

### 2. 图解法分析交流分量的传输、变化关系

当图 2.9(a) 的共射电路输入交流信号  $u_i$  后, 三极管各极电压和电流均在静态工作点  $U_{BEQ}$ 、 $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  的基础上, 随  $u_i$  的变化而变化, 得出共射电路的电压、电流波形如图 2.12 所示。

由图 2.12 所示波形分析可知: 当输入一个微小的电压  $u_i$  时, 通过放大电路的放大, 在其输出端得到一个与输入信号变化规律相同、且幅度增加了许多的输出电压  $u_o$ , 可见共发射极电路具有电压放大作用; 但输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  的相位相反, 即共发射极电路具有反相作用。

**例 2.3** 如图 2.9(a) 所示的单管共发射极放大电路, 其三极管的输出特性如图 2.13 所示,  $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ 。试用图解法求出放大电路的输出动态范围及电压放大倍数。

**解:** 根据图 2.9(a) 所示电路标出的已知参数, 求出该电路的交流等效电阻  $R'_L$  为

$$R'_L = R_C // R_L = \frac{3 \times 3}{3 + 3} = 1.5 (\text{k}\Omega)$$

用例 2.2 中的方法求出静态工作点  $I_{BQ} = 40 \mu\text{A}$ ,  $U_{CEQ} = 6 \text{ V}$ ,  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ 。通过 Q 点作一条斜率为  $\tan\alpha' = \frac{1}{R'_L} = \frac{1}{1.5} = \frac{2}{3}$  的直线, 即为交流负载线, 如图 2.13 所示。

在图 2.13 中, 当  $i_B$  在静态工作点  $I_{BQ} = 40 \mu\text{A}$  的基础上, 从  $20 \mu\text{A}$  变化到  $60 \mu\text{A}$  时, 输入  $U_{BE}$  的变化为  $U_{BE} = 0.72 - 0.68 = 0.04 (\text{V})$ , 而输出  $U_{CE}$  的变化为  $U_{CE} = 4.5 - 7.5 = -3 (\text{V})$ , 所以电路的电压放大倍数为

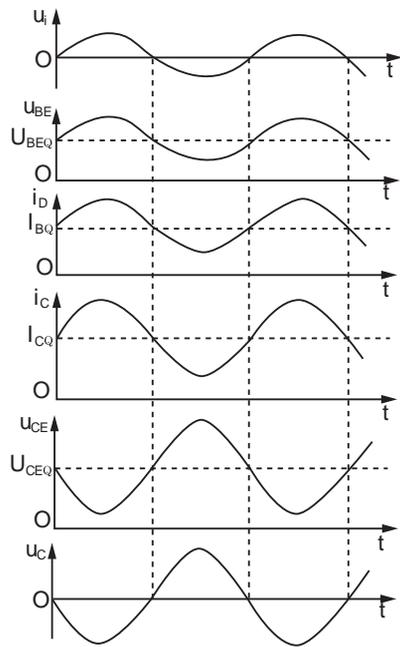


图 2.12 共发射极电路的电压、电流波形

$$A_u = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta u_{BE}} = \frac{-3}{0.04} = -75$$

负号表示输出电压与输入电压反相。

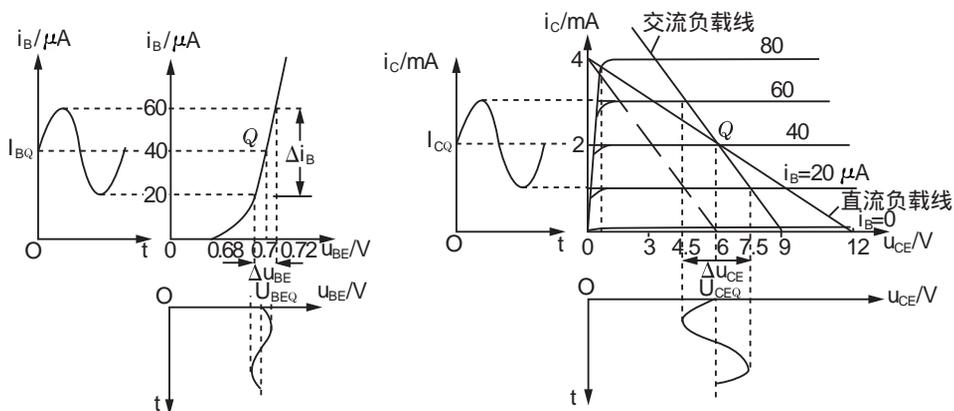


图 2.13 例 2.3 图

### 3. 图解法分析放大电路的非线性失真

由于放大电路中的电流、电压均在静态工作点的基础上工作，因而静态工作点的位置非常重要，如果选择不当，会使最大不失真输出电压减小，严重时，会造成输出波形严重的非线性失真。

放大电路的非线性失真包括：截止失真、饱和失真。

#### (1) 截止失真

当静态工作点选得过低(接近截止区)时，输入信号的负半周会进入截止区，而产生  $i_C$  的负半周、 $u_{CE}$  的正半周削波的失真现象，这种失真是因为三极管进入截止区造成的，因而称为“截止失真”，如图 2.14 所示。

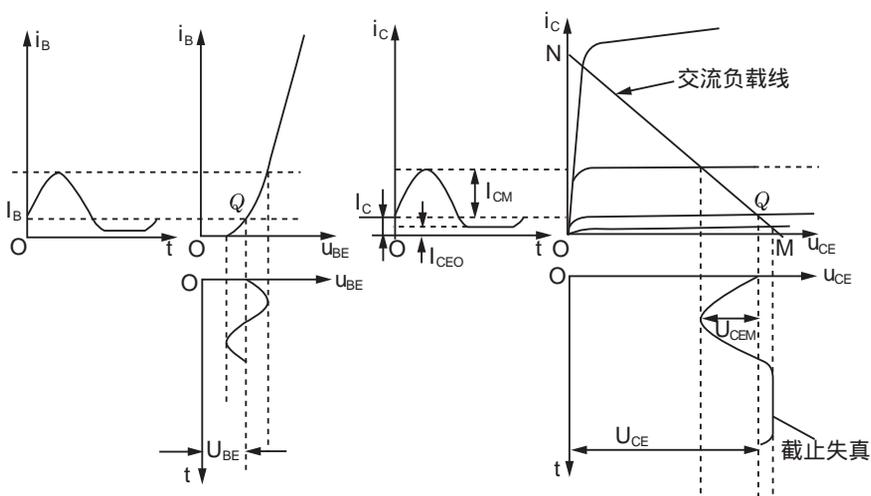
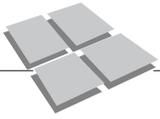


图 2.14 截止失真



避免截止失真的措施是：减小基极偏置电阻  $R_B$ ，增大基极偏置电流  $I_B$ ，提高静态工作点的位置。

### (2) 饱和和失真

当静态工作点选得过高(接近饱和区)时，输入信号的正半周会进入饱和区，而产生  $i_C$  的正半周、 $u_{CE}$  的负半周削波的失真现象，这种失真是因为三极管进入饱和区造成的，因而称为“饱和失真”，如图 2.15 所示。

避免饱和失真的措施是：增加基极偏置电阻  $R_B$ ，减小基极偏置电流  $I_B$ ，降低静态工作点的位置。

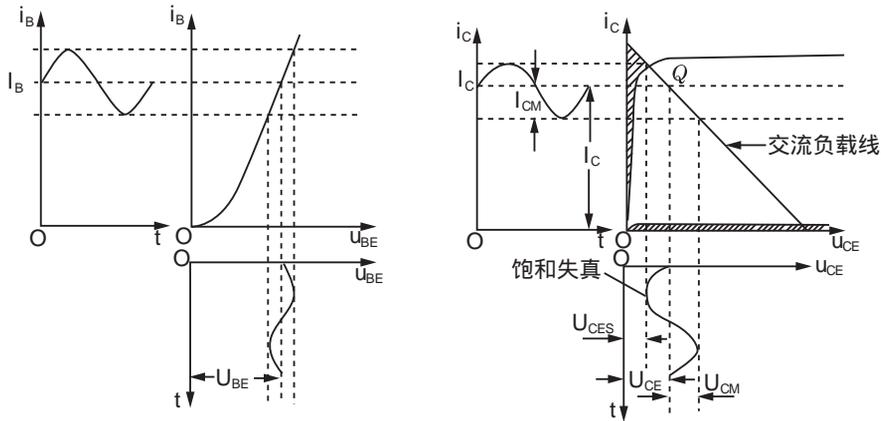


图 2.15 饱和和失真

图解法一般用于输出信号幅度较大而工作频率不太高的情况，如分析功率放大器的输出信号幅度和失真情况等。

### 2.2.6 用微变等效电路法进行动态分析

微变等效电路法是用于信号变化很小时，求解放大电路的交流参数，如放大倍数  $A_u$ 、输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$  等。

当信号很小时，非线性元件三极管上的电流、电压关系可以等效为一种线性关系，这时可用一个线性电路来等效非线性的三极管元件，放大电路就可以用线性电路的分析方法进行分析运算了。

#### 1. 三极管的微变等效电路

如图 2.16(a)所示为三极管的输入特性曲线，当输入信号很小时，在静态工作点  $Q$  附近的线段可认为是直线，即  $\Delta u_{BE}$  与  $\Delta i_B$  成正比，其比值用  $r_{BE}$  表示为

$$r_{BE} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{u_{CE}=\text{常数}} = \left. \frac{u_{BE}}{i_B} \right|_{u_{CE}=0} \quad (2-17)$$

即在小信号时，三极管的发射结可以等效为一个线性电阻  $r_{BE}$ ，通常可以用下列公式估算

$$r_{BE} = r_{BB'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} (\Omega) \quad (2-18)$$

$r_{BB'}$  为三极管的基区体电阻，对于低频小功率管， $r_{BB'}$  通常取  $300 \Omega$ ，则式(2-18)可写成

$$r_{BE} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \quad (2-19)$$

如图 2.16(b)所示为三极管的输出特性曲线。三极管在输出特性的放大区是一组近似平行横轴( $u_{CE}$  轴)的直线,即表明  $i_C$  的变化基本与  $u_{CE}$  无关,  $i_C$  主要受  $i_B$  的控制,这种控制作用的大小用  $\beta$  表示为

$$\beta = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{u_{CE}=\text{常数}} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{u_{CE}=0} \quad (2-20)$$

$$i_C = \beta i_B$$

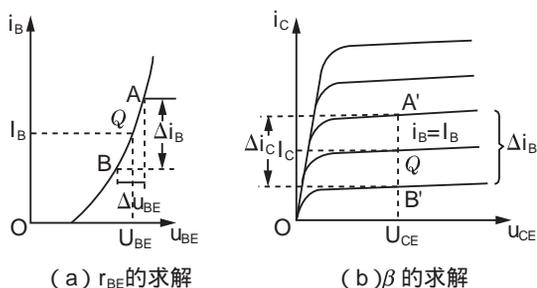


图 2.16 三极管微变等效参数的求解

即三极管的 C、E 两端可以等效为一个电流控制的电流源  $i_C = \beta i_B$ 。

综上所述,三极管的微变等效电路可以用图 2.17(b)的线性电路来描述。即三极管的发射结可以等效为一个线性电阻  $r_{BE}$ ,三极管的 C、E 两端等效为一个电流控制的电流源  $i_C = \beta i_B$ 。

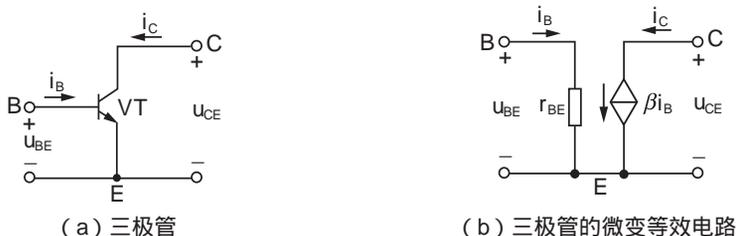


图 2.17 三极管的微变等效电路

## 2. 放大电路的微变等效电路

将放大电路交流通路中的三极管用其微变等效电路代替,就形成放大电路的微变等效电路。图 2.9 的交流通路和微变等效电路如图 2.18 所示。

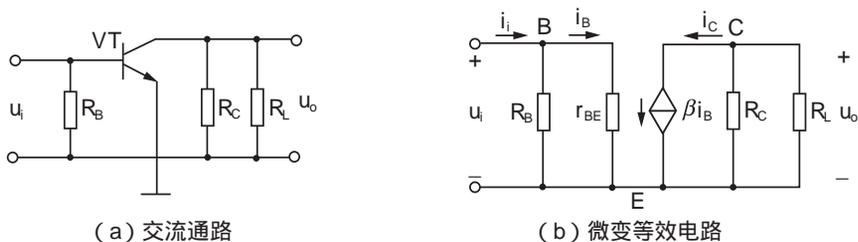
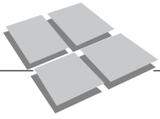


图 2.18 放大电路的交流通路及微变等效电路

## 3. 用微变等效电路法分析放大电路的步骤

- (1) 用估算法求解静态工作电流  $I_{EQ}$ 。
- (2) 计算  $r_{BE}$  和  $\beta$ 。
- (3) 画放大电路的交流通路。
- (4) 画三极管的微变等效电路,再完成放大电路的微变等效电路。



(5)用线性电路的分析方法,求解交流参数  $A_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$ 。

**例 2.4** 在图 2.9 所示的共射电路中,若  $E_C=12\text{ V}$ ,  $U_{BEQ}=0.7\text{ V}$ ,  $R_B=280\text{ k}\Omega$ ,  $R_C=4\text{ k}\Omega$ ,  $R_L=4\text{ k}\Omega$ ,  $\beta=50$ , 试求解放大电路的  $A_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$ 。

**解:** 图 2.9 所示电路的静态电流  $I_{BQ}$  为

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{280} = 40(\mu\text{A})$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 40 = 2(\text{mA}) \approx I_E$$

$$\begin{aligned} \text{则} \quad r_{BE} &= 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \\ &= 300 + 50 \times \frac{26}{2} = 950(\Omega) \end{aligned}$$

该放大电路的交流通路及微变等效电路如图 2.18 所示,根据微变等效电路,得交流等效电阻  $R'_L$  为

$$R'_L = R_C // R_L = 2\text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \text{电压放大倍数 } A_u \text{ 为} \quad A_u &= \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_B R'_L}{i_B r_{BE}} \\ &= -50 \times \frac{2 \times 10^3}{950} \approx -105 \end{aligned}$$

式中负号表示输出电压与输入电压反相。

$$\text{输入电阻 } R_i \text{ 为} \quad R_i = \frac{u_i}{i_i} = r_{BE} // R_B$$

由于  $r_{BE} = 950\ \Omega \ll R_B = 280\text{ k}\Omega$ , 所以

$$R_i \approx r_{BE} = 950\ \Omega$$

当输入  $u_i = 0$  时,  $i_B = 0$ , 则  $i_C = \beta i_B = 0$ , 因而输出电阻  $R_o$  为

$$R_o = \left. \frac{u'_o}{i'_o} \right|_{u_i=0} = R_C = 4\text{ k}\Omega$$

### 2.2.7 放大电路分析方法的比较

放大电路常用的分析方法有三种:估算法、图解法和微变等效电路法。

估算法可以用于估算电路的静态工作点、晶体管的输入电阻  $r_{BE}$ 、放大倍数等。估算法适宜小信号放大器的分析。估算法的特点是抓住主要问题,忽略次要因素,简化分析计算过程。

图解法利用三极管的输入、输出特性,用作图的方法,分析放大电路的交、直流工作情况,包括静态工作点的设置、电路参数对静态工作点的影响、交流信号传输变化情况、信号的放大倍数、信号的非线性失真等。该方法主要用于大信号的情况下,对放大电路进行分析运算,也可分析电路的非线性失真。图解法的特点是:形象,直观,便于理解,可以直观地反映三极管的非线性特性、显示电压和电流波形的变化情况及其相位关系。

微变等效电路法是在小信号的情况下,将非线性元件——三极管等效为线性元件,将放大电路等效为线性电路,用线性电路的分析方法求解放大电路的交流参数,包括放大器的输入电阻、输出电阻和电压放大倍数。该方法只能在小信号情况下求解交流参数,不能在大信号的情况下使用,也不能用于求解直流状态下的静态工作点。微变

等效电路法的特点是，简化了非线性电路复杂的分析运算过程。

## 2.3 稳定静态工作点的放大电路

### 2.3.1 设置静态工作点的必要性

放大电路中设置的静态工作点  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{BEQ}$ 、 $U_{CEQ}$ ，决定了放大电路在没有输入信号时的工作状态，放大电路的一些主要的性能指标、参数，如电压放大倍数、输入电阻、输出电阻和输出动态范围等，都与静态工作点的位置密切相关。

为什么要设置静态工作点？不设置静态工作点直接输入信号行不行？

#### 1. 不设置静态工作点的情况

如图 2.19(a)所示，电路中没有设置基极偏置电阻  $R_B$ ，则静态工作电流  $I_{BQ}=0$ ， $I_{CQ}=0$ ，是无静态工作点的情况。此时对图 2.19(a)所示电路输入一个正弦波信号  $u_i$ 。

在  $u_i$  的正半周，相当于给发射结加正偏电压。若  $u_i$  的幅度小于发射结的死区电压  $U_T$ ，发射结就不导通，所以放大电路没有输出；当  $u_i$  的幅度大于发射结的死区电压  $U_T$ ，则发射结导通，有相应的  $i_B$  和  $i_C$  变化，放大电路可以将电流的这种变化转换为电压进行输出。在  $u_i$  的负半周，相当于给发射结加反偏电压，发射结永远处于截止状态，则交流电流  $i_B=i_C=0$ ，交流电压  $u_{CE}=0$ ，放大电路没有输出，如图 2.19(b)所示。

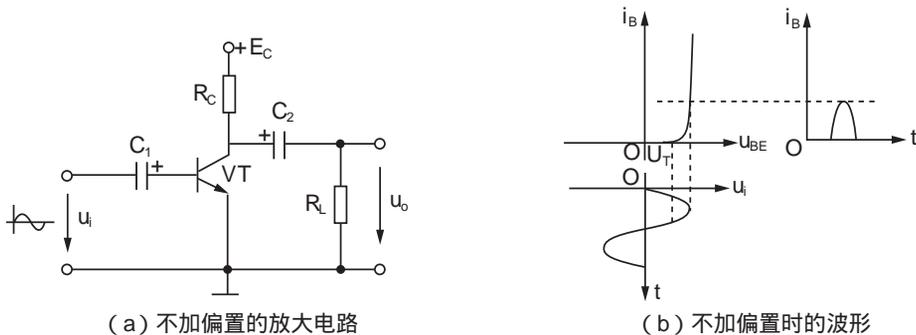


图 2.19 不设置静态工作点的情况

由以上分析可知，不加静态偏置，放大电路只是在  $u_i$  的正半周幅度较大时有输出，其余部分没有输出，因而放大电路的输出信号不能真实地反映输入信号的变化情况，输出信号大大失真，是一种无效的输出。

#### 2. 设置静态工作点的情况

如图 2.20(a)所示电路，设置了一个合适的静态工作点，则交流信号在静态工作点的基础上变化，保证了输入信号  $u_i$  的整个周期放大电路都处于放大导通状态，放大器可以正常地进行放大信号输出，其输出信号的变化情况如图 2.20(b)所示。

应该注意的是，放大电路不设置静态工作点不行，静态工作点设置不合适也是不行的。静态工作点  $Q$  设置太高 ( $I_{BQ}$  太大)，则输入信号  $u_i$  的正半周就可能进入饱和区，产生饱和失真，如图 2.21 中  $Q_1$  点及  $i_{C1}$ 、 $u_{CE1}$  所示；静态工作点  $Q$  设置太低 ( $I_{BQ}$  太小)，则输入信号  $u_i$  的正半周就可能进入截止区，产生截止失真，如图 2.21 中  $Q_3$  点

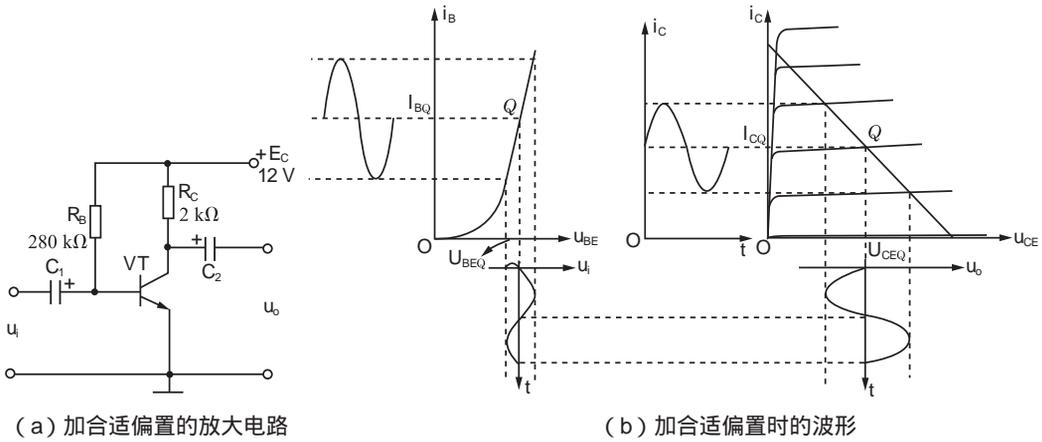
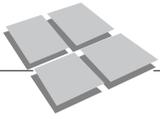


图 2.20 设置合适的静态工作点的情况

及  $i_{C3}$ 、 $u_{CE3}$  所示。为了保证放大器的正常工作，正常、不失真地放大信号，必须设置一个合适的静态工作点，如图 2.21 中  $Q_2$  点及  $i_{C2}$ 、 $u_{CE2}$  所示。

可见，设置合适且稳定的静态工作点，是放大电路设计的一个关键所在。

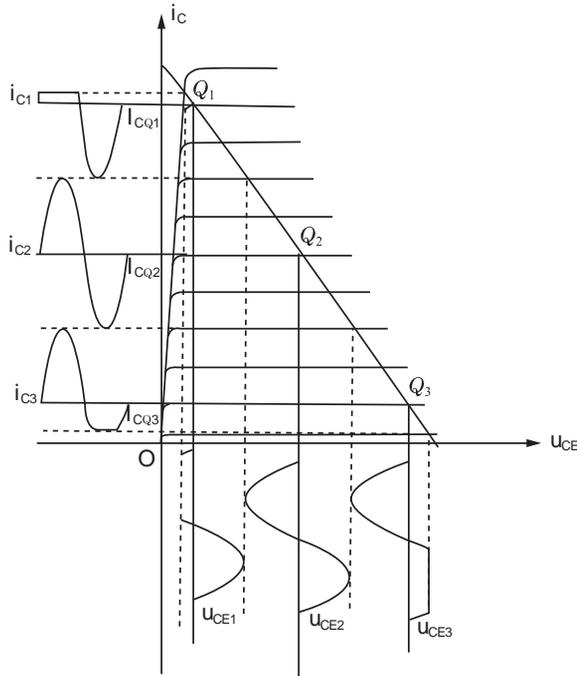


图 2.21 静态工作点设置不合适的波形情况

### 2.3.2 温度对静态工作点的影响

放大电路工作时，需要有一个合适的静态工作点。但是在实际工作中，由于一些外部环境的影响，如电源电压的波动、环境温度的变化、元器件的老化等，都会造成静态工作点不稳定，导致放大电路不能正常工作，这其中最主要的原因是环境温度的变化对三极管的影响。

根据前述分析得知,三极管是一个对温度较敏感的半导体器件,当环境温度变化时,三极管的特性参数( $\beta$ 、 $U_{BE}$ 、 $I_{CBO}$ 等)也随之变化,它将导致静态工作点偏移,使放大器的工作不稳定。

当温度升高时,即  $\beta$  和  $I_{CBO}$  增加,  $U_{BE}$  减小。对于图 2.22(a)所示的共发射极电路来说,这些参数的变化造成  $I_{CEO} = (1 + \beta)I_{CBO}$  增加,三极管的输出特性曲线整体上移; $\beta$  的增加造成输出特性中的各条曲线之间的间隔增加,使  $I_{CQ}$  增加,静态工作点  $Q$  沿着负载线上移, $Q$  很容易进入饱和区产生饱和失真,如图 2.22(b)所示,图中  $Q$  点和实线部分是温度正常时的静态工作点和特性曲线, $Q'$  点是温度上升后静态工作点上移的情况,虚线部分是温度上升后特性的上移变化。

反之,若温度降低,  $I_{CQ}$  减小,静态工作点  $Q$  沿着负载线下移, $Q$  很容易进入截止区产生截止失真。

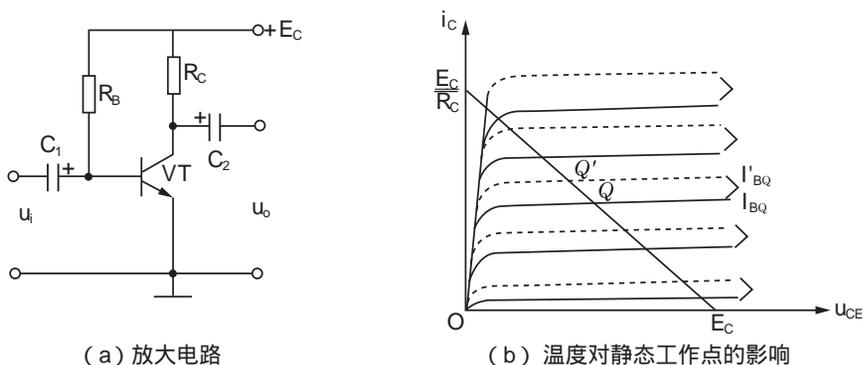


图 2.22 温度对静态工作点的影响

可见,温度的变化对三极管的特性曲线和放大电路的  $Q$  点影响很大,严重时会导致放大电路无法正常工作。为了把静态工作点稳定在合适的位置,必须利用电路自身的某种作用,去自动调节随温度变化的静态工作点,使静态工作点稳定,放大电路工作正常。

### 2.3.3 分压式偏置电路

图 2.23 所示电路是最常用的稳定静态工作点的分压式偏置电路。

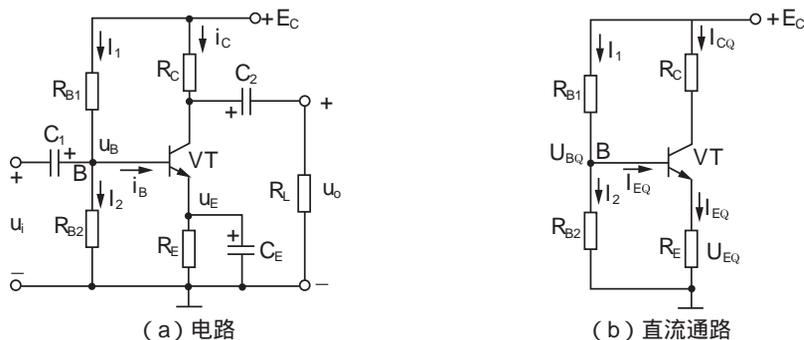
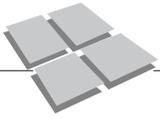


图 2.23 分压式偏置电路



### 1. 电路的组成特点

与共发射极电路相比,分压式偏置电路增加了发射极电阻  $R_E$ ,采用了两个基极偏置电阻  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$ ,其他电路元件没有变化。

#### (1) 基极偏置电阻

电路中的基极偏置电阻由上偏置电阻  $R_{B1}$  和下偏置电阻  $R_{B2}$  组成,在电路设计中,应使  $R_{B2}$  上的电流  $I_2$  远远大于基极偏置电流  $I_{BQ}$ ,对于不同材料的三极管,应满足

$$I_2 = (5 \sim 10) I_{BQ} \quad (\text{硅管})$$

$$I_2 = (10 \sim 20) I_{BQ} \quad (\text{锗管})$$

#### (2) 发射极电阻

发射极电阻  $R_E$  在电路中起负反馈作用,它将电流  $I_{CQ}(I_{EQ})$  的变化转化为发射极电压  $U_{EQ}$  的变化,并回送(反馈)到输入回路,去控制  $U_{BEQ}$  的变化,实现  $I_{CQ}$  基本不变,所以  $R_E$  的作用是稳定静态工作点。

#### (3) 发射极旁路电容

发射极旁路电容  $C_E$  的作用是消除交流负反馈。对交流信号,电路设计使  $C_E$  的容抗  $X_{CE} = \frac{1}{\omega C_E} \rightarrow 0$ ,即  $C_E$  对交流短路,让交流信号通过  $C_E$  旁路到地端,输出的有用交流信号不会回送到输入端,保证了电路在稳定静态工作点的情况下,不影响放大电路的交流信号放大倍数。

### 2. 稳定静态工作点的过程

图 2.23(b)所示为分压式偏置电路的直流通路,通过直流通路分析电路稳定静态工作点的过程。

#### (1) 利用 $R_{B1}$ 和 $R_{B2}$ 的分压,固定基极偏压 $U_{BQ}$

在图 2.23(b)所示直流通路中,由于电路满足  $I_2 \gg I_{BQ}$ ,所以

$$I_1 = I_2 + I_{BQ} \approx I_2$$

因而可以认为  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  是串联的关系,根据分压原理,可求出基极偏压  $U_{BQ}$  为

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot E_C \quad (2-21)$$

由式(2-21)可知,  $U_{BQ}$  是  $E_C$  经  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$  的分压取得的。由于  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$ 、 $E_C$  是不随温度而变化的,所以  $U_{BQ}$  为一固定值,也不随温度变化,这是该电路的一个重要特点。根据电路分压获得固定偏压的这一特性,把该电路称为分压式偏置电路。

#### (2) 利用 $R_E$ 的负反馈稳定静态工作点

当温度升高时,三极管的参数发生变化,即  $I_{CBO} \uparrow$ 、 $U_{BE} \downarrow$ 、 $\beta \uparrow$ ,导致静态电流  $I_{CQ}$  增加,静态工作点上移;在图 2.23 所示电路中,由于  $I_{CQ}$  增加,则  $I_{EQ}$  增加,  $U_{EQ} = I_{EQ} R_E$  增加,由于  $U_{BQ}$  固定不变,则三极管的发射结电压  $U_{BEQ} = U_{BQ} - U_{EQ}$  减小,根据三极管的输入特性,  $I_{BQ}$  随之减小,于是  $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$  也减小,从而达到稳定静态工作点的目的。

稳定过程可简述为

$$\text{温度 } T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow \rightarrow I_{EQ} \uparrow \rightarrow U_{EQ} (= I_{EQ} \cdot R_E) \uparrow \rightarrow U_{BEQ} (= U_{BQ} - U_{EQ}) \downarrow \rightarrow I_{BQ} \downarrow \rightarrow I_{CQ} \downarrow$$

温度下降使静态工作点稳定的过程,可自行分析练习。

由上述讨论可知,温度变化,使静态工作点偏移,但分压式偏置电路可以通过  $R_E$ , 将输出电流  $I_C$  的变化反映到输入回路,经过电路的自动调节作用,又自动地将静态工作点调回到原来的位置,从而起到了稳定静态工作点的作用。

### 3. 静态工作点的计算

根据图 2.23(b)所示直流通路,按下列步骤求解静态工作点。

$$U_{BQ} \rightarrow I_{CQ} \rightarrow U_{CEQ} \rightarrow I_{BQ}$$

(1) 求  $U_{BQ}$

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot E_C$$

(2) 求  $I_{CQ}$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E} \quad (2-22)$$

若  $U_{BQ} \gg U_{BEQ}$ , 则

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{U_{BQ}}{R_E}$$

(3) 求  $U_{CEQ}$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E \approx E_C - I_{CQ}(R_C + R_E)$$

(4) 求  $I_{BQ}$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \quad (2-23)$$

### 4. 交流参数的计算

用微变等效电路法求解电路的交流参数,包括放大电路的输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$  和电压放大倍数  $A_u$ 。由于耦合电容  $C_1$ 、 $C_2$  和发射极旁路电容  $C_E$  对交流短路,直流电压源  $E_C$  为交流地电位,所以分压式偏置电路的交流通路和微变等效电路如图 2.24 所示。

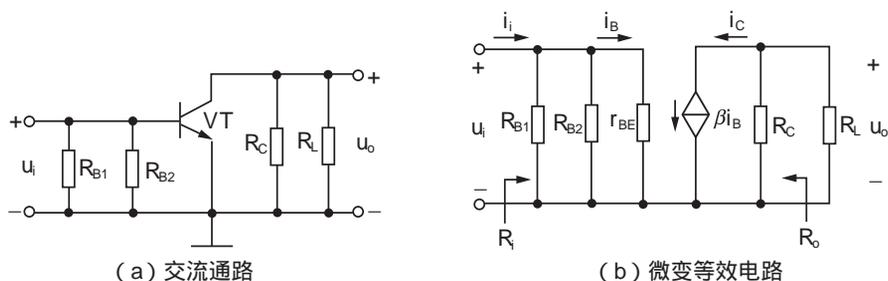
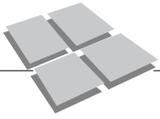


图 2.24 分压式偏置电路的交流等效电路

(1) 输入电阻  $R_i$

由图 2.24 所示微变等效电路可知,放大电路的输入电阻  $R_i$  是晶体管的输入电阻  $r_{BE}$  与偏置电阻  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$  的并联电阻。

$$r_{BE} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$$



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

由于通常情况下,  $R_{B1} \gg r_{BE}$ 、 $R_{B2} \gg r_{BE}$ , 所以

$$R_i \approx r_{BE}$$

(2) 输出电阻  $R_o$ 。

$$R_o = \frac{U'_o}{I'_o} \Big|_{u_i=0, R_L \rightarrow \infty}$$

由图 2.24(b) 所示电路可知, 由于  $u_i=0$  时,  $i_B=0$ , 则  $i_C=\beta i_B=0$ , 所以

$$R_o = R_C$$

(3) 电压放大倍数  $A_u$

根据电压放大倍数的定义, 有

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

其中,  $R'_L = R_C // R_L$

## ▶ 2.4 放大器的三种基本连接方法

根据三极管在放大电路输入和输出回路共用端的不同, 放大电路分为三种连接方式, 即共发射极电路、共集电极电路和共基极电路。

### 2.4.1 放大器的三种基本连接方法

#### 1. 共发射极电路

如图 2.25 所示的共发射极电路, 该电路的信号从三极管的 B、E 端输入, 从三极管的 C、E 端输出, 即输入、输出回路共用了发射极 E 端, 因而称为共发射极电路。

#### 2. 共基极电路

如图 2.26 所示电路, 信号从三极管的 E、B 端输入, 从 C、B 端输出, 即输入、输出共用了基极 B 端, 因而该电路称为共基极电路。

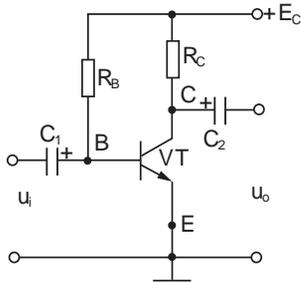


图 2.25 共发射极电路

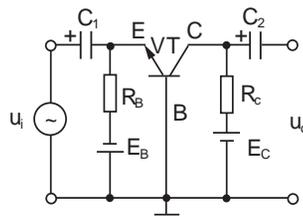


图 2.26 共基极电路

共基极电路的输入电流为  $i_E$ , 输出电流为  $i_C$ , 将输出电流  $i_C$  与输入电流  $i_E$  的比值定义为“共基极电流放大系数  $\alpha$ ”, 有

$$\alpha = \frac{i_C}{i_E} = \frac{i_C}{i_B + i_C} = \frac{\beta}{1 + \beta} < 1 \text{ (接近 1)}$$

### 3. 共集电极电路

如图 2.27 所示电路, 信号从三极管的 B、C 端输入, 从 C、E 端输出, 即输入、输出共用了集电极 C 端, 因而该电路称为共集电极电路。

#### 2.4.2 放大器三种基本电路的性能比较

放大电路连接成不同的方式时, 电路的性能参数会有明显的差异, 在实际应用中, 可根据设计的需要, 选择不同的连接方式。放大器三种基本电路的性能比较见表 2-1。

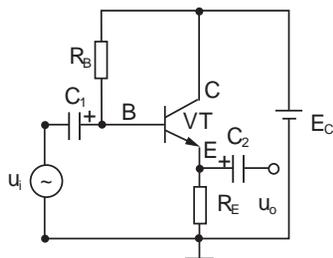


图 2.27 共集电极电路

表 2-1 三种基本电路的性能比较

电路名称	共发射极电路	共基极电路	共集电极电路
电路图			
输入电阻	较小(几百欧至几千欧)	最小(几十欧)	最大(几十千欧以上)
输出电阻	较大(几千欧至几十千欧)	最大(几十千欧至几百千欧)	最小(几十欧以下)
电压放大倍数	大(几十至一百以上)	大(几十至一百以上)	略小于 1
电流放大倍数	$A_i = \beta$ , 大	$A_i = \alpha$ , 略小于 1	$A_i = 1 + \beta$ , 大
功率放大倍数	大	一般	一般
频率特性	高频特性差	高频特性好	高频特性好
输出电压与输入电压的相位关系	反相	同相	同相
同频带	窄	宽	较宽
用途	低频、中频放大	用于高频放大、振荡电路及恒流源电路	适用于输入级、输出级和中间缓冲级

## 2.5 射极输出器

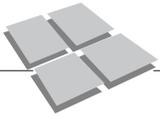
如图 2.27 所示的共集电极电路, 由于其输出信号从三极管的发射极引出, 因此这种电路也称为射极输出器。

### 2.5.1 静态分析

如图 2.27 所示射极输出器的直流通路如图 2.28(a) 所示。根据直流通路可求出射极输出器的静态工作点  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$  (或  $I_{EQ}$ )、 $U_{CEQ}$

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \quad (2-24)$$

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (2-25)$$



$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ} \cdot R_E \approx E_C - I_{CQ} R_E \quad (2-26)$$

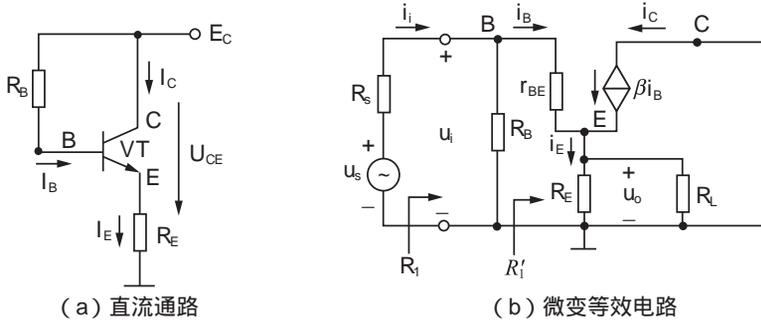


图 2.28 射极输出器的直流通路与微变等效电路

### 2.5.2 动态分析

用微变等效电路法分析电路的放大倍数、输入电阻和输出电阻等。

#### 1. 电压放大倍数 $A_u$

图 2.28(b)为射极输出器的微变等效电路,由此图可知

$$u_i = i_B r_{BE} + i_E (R_E // R_L) = i_B [r_{BE} + (1 + \beta) R'_L]$$

$$u_o = i_E (R_E // R_L) = (1 + \beta) i_B R'_L$$

式中,  $R'_L = R_E // R_L$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \beta) i_B R'_L}{i_B [r_{BE} + (1 + \beta) R'_L]} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{BE} + (1 + \beta) R'_L} < 1 \quad (2-27)$$

由于  $(1 + \beta) R'_L \gg r_{BE}$ , 故  $A_u \approx 1$  接近 1。可见,射极输出器的输出电压与输入电压非常接近,且相位相同,即输出具有跟随输入的作用,所以射极输出器又称为射极跟随器。

#### 2. 电流放大倍数 $A_i$ 和功率放大倍数 $A_p$

$$A_i = \frac{i_E}{i_B} = 1 + \beta \gg 1 \quad (2-28)$$

$$A_p = A_u \cdot A_i \gg 1 \quad (2-29)$$

可见,射极输出器虽然没有电压放大作用,但是具有较大的电流和功率放大作用。

#### 3. 输入电阻 $R_i$

由图 2.28(b)可得

$$R'_i = \frac{u_i}{i_B} = \frac{i_B [r_{BE} + (1 + \beta) R'_L]}{i_B} = r_{BE} + (1 + \beta) R'_L$$

$$R_i = \frac{u_i}{i_i} = R_B // R'_i = R_B // [r_{BE} + (1 + \beta) R'_L] \quad (2-30)$$

由式(2-30)可知,射极输出器具有较大的输入电阻。

#### 4. 输出电阻 $R_o$

令信号源  $u_s = 0$ , 图 2.28(b)的等效电路如图 2.29 所示,由图 2.29 得

$$i'_o = i_{RE} + i_B + i_C = \frac{u'_o}{R_E} + (1 + \beta) \frac{u'_o}{r_{BE} + R'_s}$$

$$R'_s = R_s // R_B$$

$$R_o = \frac{u'_o}{i'_o} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{BE} + R'_s}} = R_e // \left( \frac{r_{BE} + R'_s}{1 + \beta} \right)$$

故

通常

$$R_E \gg \left( \frac{r_{BE} + R'_s}{1 + \beta} \right)$$

所以

$$R_o \approx \left( \frac{r_{BE} + R'_s}{1 + \beta} \right) \quad (2-31)$$

由式(2-31)可知,射极输出器的输出电阻很小,一般在几十欧。

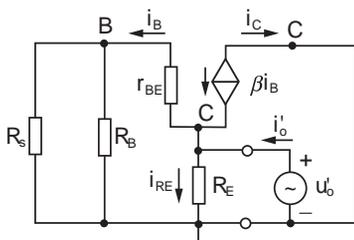


图 2.29 计算射极输出器输出电阻的等效电路

### 2.5.3 射极输出器的特点和应用

#### 1. 射极输出器的特点

射极输出器的主要特点是:输入电阻高、输出电阻低,具有一定的电流和功率放大能力,没有电压放大作用,但具有电压跟随作用。

#### 2. 射极输出器的应用

##### (1) 用作多级放大器的输入级

由于射极输出器具有较高的输入电阻,可以减小放大器对信号源输出的影响,因而它常用作多级放大器的输入级。

##### (2) 用作多级放大器的输出级

由于射极输出器具有较小的输出电阻,可获得稳定的输出电压,提高放大器的带负载能力,因而它常用作多级放大器的输出级。

##### (3) 用作多级放大器的缓冲级

由于射极输出器具有输入电阻高、输出电阻低的特点,可用作阻抗变换,因而常把射极输出器接在多级放大器的中间,作多级放大器的缓冲级。

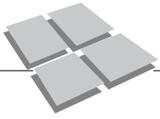
**例 2.5** 在一射极输出器中,已知  $E_C = 12 \text{ V}$ ,  $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta = 50$ ,  $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_s = 100 \Omega$ ,求该电路的静态值和交流参数。

**解:** (1) 静态值

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{12 - 0.7}{200 + 51 \times 2} \approx 40 (\mu\text{A})$$

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 40 \times 10^{-3} = 2 (\text{mA})$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{EQ}R_E = 12 - 2 \times 2 = 8 (\text{V})$$



## (2) 交流参数

$$r_{BE} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}} = 300 + 50 \times \frac{26}{2} = 950(\Omega)$$

$$R'_L = R_L // R_E = 1(\text{k}\Omega)$$

$$A_u = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{BE} + (1 + \beta) R'_L} = \frac{51 \times 1}{0.95 + 51 \times 1} \approx 0.98$$

$$R_i = R_B // [r_{BE} + (1 + \beta) R'_L] = 200 // [0.95 + 51 \times 1] \approx 41(\text{k}\Omega)$$

$$R'_s = R_B // R_s = 200 // 0.1 \approx 0.1(\text{k}\Omega)$$

$$R_o = \frac{r_{BE} + R'_s}{1 + \beta} = \frac{0.95 + 0.1}{51} = 20.6(\Omega)$$

## 2.6 多级放大电路

两级或两级以上的单级放大电路构成的电路称为多级放大电路。在实际应用中,单级放大电路的放大倍数不够高,性能不够稳定,输入电阻、输出电阻等技术指标达不到设计要求,所以实际电路常常将不同性能的单管放大电路连接成多级放大电路。

多级放大电路的组成框图如图 2.30 所示。通常把与信号源连接的第一级放大电路称为输入级,与负载连接的最后一级(末级)称为输出级,输入级与输出级之间的所有级称为中间级。

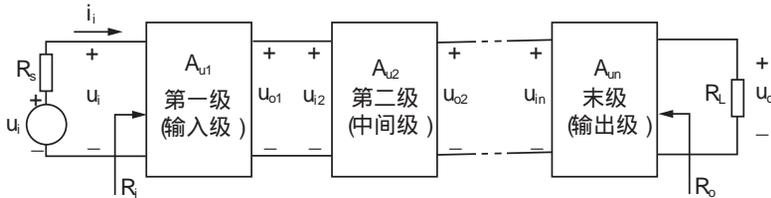


图 2.30 多级放大电路的组成框图

### 2.6.1 多级放大电路的耦合方式

多级放大电路中,级与级之间、信号源与放大电路之间、放大电路与负载之间的连接称为耦合。对耦合电路的要求是:耦合电路必须保证信号能顺利地由前级传送到下一级,并且各级放大电路有合适的静态工作点,使多级放大器能不失真地放大信号。

常用的耦合方式有:阻容耦合、直接耦合、变压器耦合三种。

#### 1. 阻容耦合

利用电容将放大电路前后级连接起来的方式称为阻容耦合,如图 2.31 所示。阻容耦合的特点是:利用电容的隔直作用,隔断各级之间的直流通路,使各级静态工作点彼此独立、互不影响;而只要耦合电容足够大,交流信号就可以顺利通过。但是,阻容耦合不能传递变化十分缓慢的交流信号或直流信号。

阻容耦合常用于电压放大电路的连接中。

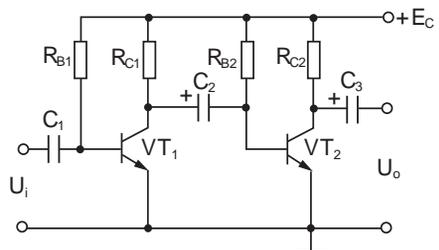


图 2.31 阻容耦合放大电路

## 2. 直接耦合

用导线直接将放大电路前后级连接起来的方式称为直接耦合,如图 2.32 所示。直接耦合的特点是:电路简单、成本低、级间传输损耗小、频率特性好、便于集成,不仅能放大交流信号,还能放大直流信号。但是,由于没有隔直元件,各级静态工作点相互影响,调整时非常复杂,同时还会出现“零点漂移”现象。

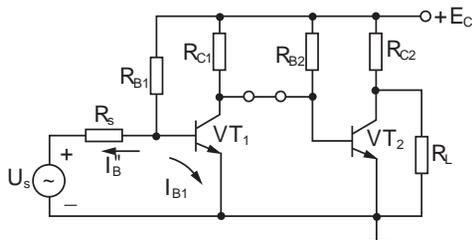


图 2.32 直接耦合放大电路

什么是“零点漂移”?它对放大电路有何影响?

由于外界因素(温度变化、电源电压的波动等)的变化,三极管的参数( $I_{CBO}$ 、 $U_{BE}$ 、 $\beta$ )会发生变化,导致静态工作点偏移,这些静态工作点的偏移经后面若干级逐级放大后,传递到输出端,就出现了输入信号为零、输出不为零的现象,这种现象称为“零点漂移”。

“零点漂移”伴随着输入信号一起放大、传输,因此在输出端无法区分哪一部分是有用信号,哪一部分是零点漂移,所以零点漂移干扰了有用信号,严重时甚至会完全淹没有用信号,使放大电路无法工作。

直接耦合常用于放大直流信号,或用于集成电路中。

## 3. 变压器耦合

利用变压器将放大电路前后级连接起来的方式称为变压器耦合,如图 2.33 所示。变压器耦合的特点是:“通交、隔直”,各级之间的直流通路、静态工作点彼此独立,互不影响,在传送信号的同时,具有阻抗匹配作用,大大提高了信号的传输效率。但变压器体积大、易发热、频率特性差,变压器的磁饱和或非线性易产生信号的失真。

变压器耦合一般用于输出级的功率放大器中。

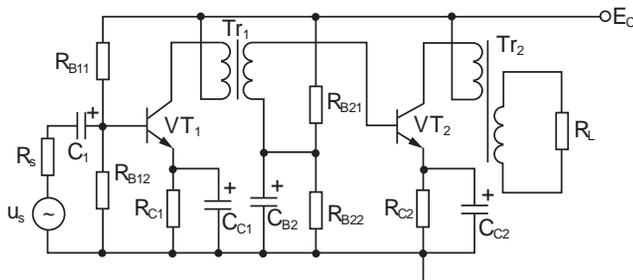


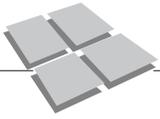
图 2.33 变压器耦合放大电路

### 2.6.2 多级放大电路的基本分析

多级放大电路的前级可以看成是后级的信号源,后级可以看成是前级的负载。因此多级放大电路的每一级不是孤立的,在对多级放大电路进行分析运算时,必须考虑前、后级之间的相互影响。

#### 1. 输入电阻 $R_i$

由图 2.30 电路可知,多级( $n$ 级)放大电路的输入电阻  $R_i$  等于输入级的输入电阻,即



$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_{i1}}{I_{i1}} = R_{i1} \quad (2-32)$$

2. 输出电阻  $R_o$

由图 2.30 电路可知, 多级( $n$ 级)放大电路的输出电阻  $R_o$  等于输出级的输出电阻, 即

$$R_o = R_{on} \quad (2-33)$$

3. 电压放大倍数  $A_u$

由于多级( $n$ 级)放大电路的前级输出信号是后级的输入信号, 即  $U_{o(n-1)} = U_{in}$ , 因而多级放大电路的放大倍数  $A_u$  为

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{on}}{U_{i1}} = \frac{U_{o1}}{U_{i1}} \cdot \frac{U_{o2}}{U_{i2}} \cdot \frac{U_{o3}}{U_{i3}} \cdot \dots \cdot \frac{U_{on}}{U_{in}} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \cdot \dots \cdot A_{un} \quad (2-34)$$

可见, 多级放大电路的放大倍数等于各单级放大电路的放大倍数的乘积。需要注意的是, 在计算每一级的电压放大倍数时, 必须考虑后级输入电阻对它的影响。

用分贝表示时, 多级放大电路的增益为

$$\begin{aligned} G_u &= 20\lg A_u = 20\lg(A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \dots \cdot A_{un}) \\ &= 20\lg A_{u1} + 20\lg A_{u2} + \dots + 20\lg A_{un} \\ &= G_{u1} + G_{u2} + \dots + G_{un} \end{aligned} \quad (2-35)$$

即多级放大电路的增益等于各单级放大电路的增益之和。

**例 2.6** 如图 2.34(a)所示的两级阻容耦合放大电路, 已知  $R_{B1} = 600 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C1} = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{B2} = 510 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C2} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 50$ ,  $E_c = 12 \text{ V}$ , 两个三极管均为硅管。求放大电路的输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$  和电压放大倍数  $A_u$ 。

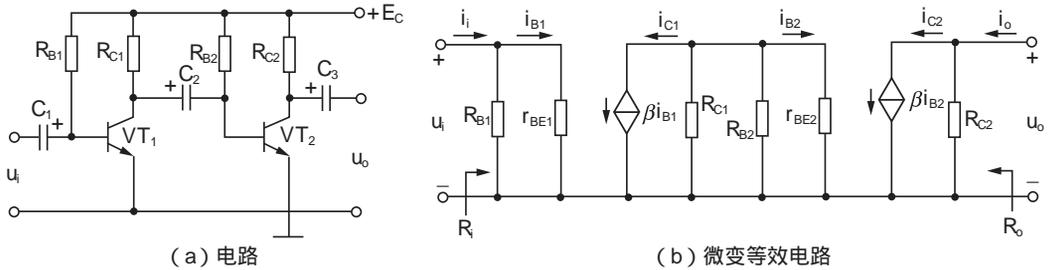


图 2.34 例 2.6 图

**解:** 图 2.34(a)所示电路是阻容耦合方式, 两级电路的静态工作点独立、互不影响, 其静态工作电流为

$$I_{BQ1} = \frac{E_c - U_{BEQ1}}{R_{B1}} = \frac{12 - 0.7}{600} \approx 20(\mu\text{A})$$

$$I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 50 \times 20 \times 10^{-3} = 1(\text{mA})$$

$$I_{BQ2} = \frac{E_c - U_{BEQ2}}{R_{B2}} = \frac{12 - 0.7}{510} \approx 23(\mu\text{A})$$

$$I_{CQ2} = \beta I_{BQ2} = 50 \times 23 \times 10^{-3} = 1.2(\text{mA})$$

三极管的发射极等效电阻为

$$r_{BE1} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ1}(\text{mA})} \approx 300 + 51 \times \frac{26}{1} = 1.6(\text{k}\Omega)$$

$$r_{BE2} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ2}(\text{mA})} \approx 300 + 51 \times \frac{26}{1.2} = 1.38(\text{k}\Omega)$$

根据图 2.34(b) 的微变等效电路, 求解放大电路的输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$  和电压放大倍数  $A_u$ 。

$$R_i = R_{B1} // r_{BE1}$$

由于  $R_{B1} = 600 \text{ k}\Omega \gg r_{BE1} = 1.6 \text{ k}\Omega$ , 所以放大电路的输入电阻  $R_i$  近似为

$$R_i \approx r_{BE1} = 1.6 \text{ k}\Omega$$

放大电路的输出电阻  $R_o$  为

$$R_o = R_{C2} = 1 \text{ k}\Omega$$

放大电路各级的电压放大倍数为

$$A_{u1} = -\beta \frac{R_{C1} // R_{B2} // r_{BE2}}{r_{BE1}} = -50 \times \frac{2 // 510 // 1.38}{1.6} \approx -25.5$$

$$A_{u2} = -\beta \frac{R_{C2}}{r_{BE2}} = -50 \times \frac{1}{1.38} \approx -36.2$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = (-25.5) \times (-36.2) = 923.1$$

## 本章小结

1. 放大电路“放大”信号的实质是：实现能量的控制、转换。放大电路将直流能量通过三极管(或场效应管)的控制作用, 转换成与输入信号变化规律相同的、较大的输出信号的能量。

2. 放大电路的组成原则：

(1) 必须保证三极管的发射极正偏、集电极反偏；

(2) 放大电路必须有一个合适的静态工作点, 保证放大电路不失真地放大交流信号；

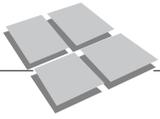
(3) 放大电路要保证信号的传输。

3. 静态与直流通路：电路的直流工作状态即为静态。直流通路用于确定放大电路的静态工作点。直流通路的画法原则：将电容等效为开路、电感等效为短路即可。

4. 动态与交流通路：放大电路输入交流信号后的工作状态称为动态。交流通路主要用于分析放大电路的交流工作状态及动态性能参数。交流通路的画法原则：旁路电容、耦合电容对交流可视作短路, 直流电压源对交流也视作短路。

5. 放大电路主要有图解法和微变等效电路法等分析方法。

图解法是指在三极管的输入、输出特性曲线上, 用作图求解放大电路的方法。图解法可用于确定静态工作点, 分析交流分量的传输、变化关系, 确定放大电路的动态范围, 以及分析输出信号的失真问题。图解法直观、形象,



一般用于输出信号幅度较大而工作频率不太高的情况,如分析功率放大器的输出信号幅度和失真情况等。

微变等效电路法是指当信号很小时,用一个线性电路来等效非线性的放大电路,即用线性电路的分析方法对放大电路进行分析运算。微变等效电路法适用于信号变化很小时,对放大电路进行动态分析,如分析电路的放大倍数  $A_u$ 、输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$  等。

6. 放大电路主要存在两种非线性失真:截止失真和饱和失真。当三极管的静态工作点取得过低时,三极管进入截止区产生的失真称为截止失真;当三极管的静态工作点取得过高时,三极管进入饱和区产生的失真称为饱和失真。

7. 电源电压的波动、环境温度的变化、元器件的老化等,都会造成静态工作点不稳定,导致放大电路不能正常工作,这其中最主要的原因是环境温度的变化对三极管的影响。为减小影响,常采用分压式偏置电路稳定静态工作点。

8. 射极输出器具有输入电阻高、输出电阻低,具有一定的电流和功率放大能力和电压跟随作用,可用作多级放大器的输入级、输出级或缓冲级。

9. 两级或两级以上的单级放大电路构成的电路称为多级放大电路。多级放大电路中常用的耦合方式有:阻容耦合、直接耦合、变压器耦合三种。

阻容耦合的特点是:各级静态工作点彼此独立、互不影响,交流信号可以顺利通过;阻容耦合不能传递变化十分缓慢的交流信号或直流信号。阻容耦合常用于电压放大电路的连接中。

直接耦合的特点是:电路简单、成本低、级间传输损耗小、频率特性好、便于集成,不仅能放大交流信号,还能放大直流信号。但各级静态工作点相互影响,调整时非常复杂;同时存在“零点漂移”的现象。“零点漂移”会干扰有用信号,严重时甚至会完全淹没有用信号,使放大电路无法工作。直接耦合常用于放大直流信号,或用于集成电路中。

变压器耦合的特点是:“通交、隔直”,各级静态工作点彼此独立、互不影响,在传送信号的同时,具有阻抗匹配作用,大大提高了信号的传输效率。但变压器体积大、易发热、频率特性差,变压器的磁饱和或非线性易造成信号的失真。变压器耦合一般用于输出级的功率放大器中。

10. 多级放大电路的输入电阻等于输入级的输入电阻,输出电阻等于输出级的输出电阻,多级放大电路的放大倍数等于各单级放大电路的放大倍数的乘积。

## >>> 习题2

### 2.1 填空:

(1)放大电路的静态工作点主要包括\_\_\_\_\_等,若不设置静态工作点,放大电路会\_\_\_\_\_。

(2) 图解法的特点是\_\_\_\_\_，它主要用于\_\_\_\_\_的场合；微变等效电路法主要用于求解放大电路的\_\_\_\_\_。

(3) 放大器的非线性失真包括\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_。当静态工作点选择太大时，放大器易产生\_\_\_\_\_失真，静态工作点选择太低时，放大器易产生\_\_\_\_\_失真。

(4) 温度升高时，三极管的参数  $I_{CBO}$ 、\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_等会发生变化，其变化情况为： $I_{CBO}$  增大，\_\_\_\_\_、\_\_\_\_\_。

(5) 射极输出器具有\_\_\_\_\_等特点，常用于\_\_\_\_\_等场合。

(6) 直接耦合常用于\_\_\_\_\_，阻容耦合常用于\_\_\_\_\_，变压器耦合常用于\_\_\_\_\_等场合。

(7) 零点漂移是指\_\_\_\_\_，它对\_\_\_\_\_放大器的影响最大。

2.2 画出用 PNP 型三极管构成的共发射极放大电路，标出  $I_B$ 、 $I_C$  和  $I_E$  的实际电流方向，并说明电路中各元件的作用。

2.3 画出图 2.35 所示电路的直流通路和交流通路。

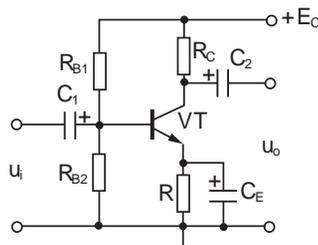


图 2.35 习题 2.3

2.4 判断图 2.36 所示电路是否具有放大作用，说明理由。对于电路中出现的错误请改正。

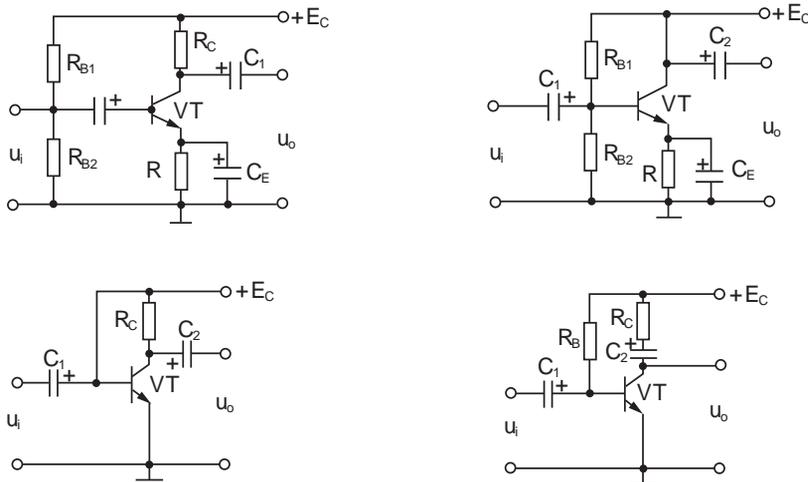
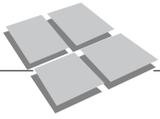


图 2.36 习题 2.4



2.5 什么是放大电路的直流负载线?什么是交流负载线?它们有何区别、联系,各有何作用?

2.6 如图 2.37 所示的放大电路和三极管的输出特性曲线,试用图解法作出直流负载线,并求静态工作点。

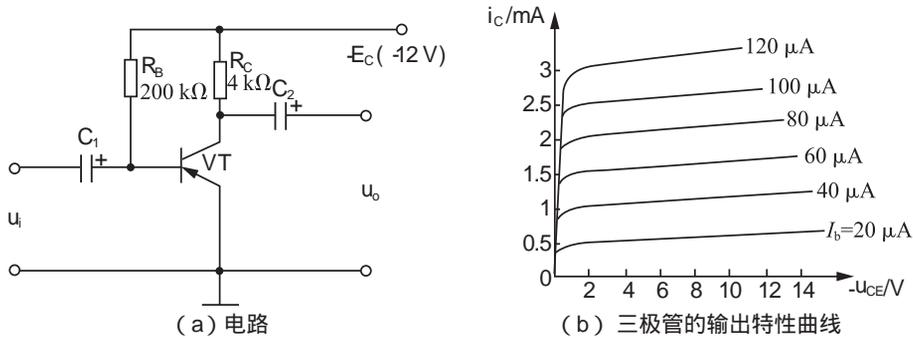


图 2.37 习题 2.6

2.7 放大电路有哪些非线性失真?产生非线性失真的原因是什么?如何避免这些失真?

2.8 某共发射极放大电路输入正弦波信号时,若出现图 2.38 所示的三种输出波形情况,问该放大电路工作是否正常?为什么?如有问题,如何解决?

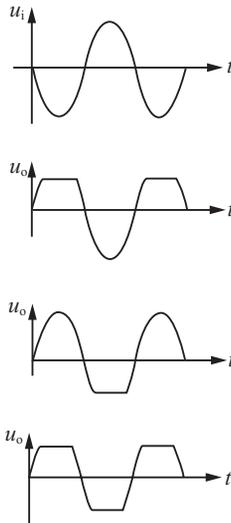


图 2.38 习题 2.8

2.9 如图 2.39 所示放大电路,已知电路参数  $R_B=560\text{ k}\Omega$ ,  $R_C=4\text{ k}\Omega$ ,  $\beta=50$ ,  $E_C=12\text{ V}$ ,试用微变等效电路法求解:

- (1) 不接负载电阻时的电压放大倍数;
- (2) 接负载电阻  $R_L=2\text{ k}\Omega$  时的电压放大倍数;
- (3) 电路的输入电阻和输出电阻。

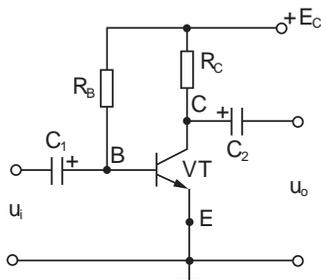


图 2.39 习题 2.9

2.10 静态工作点不稳定的原因是什么？为什么要设置静态工作点？如何稳定静态工作点？

2.11 试比较共射、共基、共集三种基本组态电路的特点，并说出各自的主要用途。

2.12 对于分压式偏置电路，试分析当温度  $T$  下降时，电路稳定静态工作点的过程。

2.13 放大电路如图 2.40 所示，已知  $E_C = 15\text{ V}$ ， $\beta = 100$ ， $U_{BEQ} = 0.7\text{ V}$ ， $r_{BE'} = 200\ \Omega$ 。

(1) 画出该电路的直流通路，求静态工作点  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$ ；

(2) 画出该电路的交流通路和微变等效电路，求  $R_i$ 、 $R_o$  和  $A_u$ 。

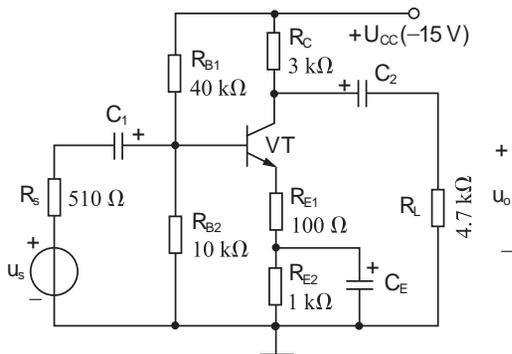


图 2.40 习题 2.13

2.14 射极输出器有何特点？为什么射极输出器又称为射极跟随器？在多级放大电路中，射极输出器有何作用？

2.15 如图 2.41 所示为一射极输出器，已知  $E_C = 20\text{ V}$ ， $\beta = 50$ ， $r_{BE'} = 1.2\text{ k}\Omega$ ， $R_B = 80\text{ k}\Omega$ ， $R_E = 800\ \Omega$ ， $R_L = 1.2\text{ k}\Omega$ 。

(1) 试用估算法求解静态工作点；

(2) 用微变等效电路法求解电路的输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$  和电压放大倍数  $A_u$ 。

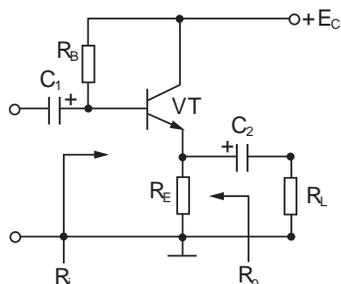
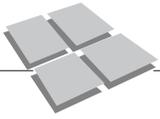


图 2.41 习题 2.15



2.16 如图 2.42 所示电路。

(1) 当  $U_s = 1\text{ V}$ ,  $R_s = 200\ \Omega$  时, 测得  $U_i = 0.8\text{ V}$ , 这时放大电路的输入电阻  $R_i$  是多少?

(2) 当  $U_s = 1\text{ V}$ ,  $R_s = 200\ \Omega$ , 测得  $R_i = 20\text{ k}\Omega$  时, 放大电路的输入电压  $U_i$  是多少?

(3) 负载开路, 测定得输出电压  $U_o = 1.5\text{ V}$ ; 负载  $R_L = 4\text{ k}\Omega$  时,  $U_o = 1\text{ V}$ , 问放大电路的输出电阻  $R_o$  为多少?

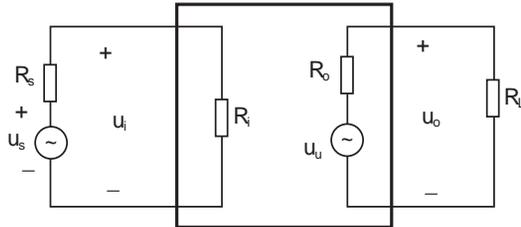


图 2.42 习题 2.16

2.17 多级放大电路的耦合方式有哪几种? 各用于什么场合?

2.18 零点漂移对放大器的性能有何影响?

2.19 阻容耦合和变压器耦合的放大器能放大直流信号吗? 为什么? 直接耦合的放大器能放大交流信号吗? 为什么?

2.20 设有一个三级放大电路, 各级放大增益分别为  $20\text{ dB}$ 、 $30\text{ dB}$  和  $30\text{ dB}$ 。若输入信号  $U_i = 0.1\text{ mV}$ , 则输出电压  $U_o$  是多少?

## 第 3 章 集成运算放大电路和负反馈电路

### 本章要点

1. 集成电路的特点、分类。
2. 集成运放的构成、主要参数和特点。
3. 负反馈电路的组成、分类、组态的判别方法。
4. 负反馈对放大器性能的影响。
5. 集成电路的线性应用和非线性应用。

### 重点、难点：

1. 虚短和虚断的概念。
2. 负反馈的组态判别。
3. 负反馈对放大器性能的影响。
4. 集成电路的线性应用。
5. 电压比较器。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

### 3.1 集成电路简介

集成电路(Integrated Circuit, IC), 是 20 世纪 60 年代发展起来的一种新型电子器件。它是采用一定的生产工艺, 将半导体器件(二极管、三极管及场效应管等)、电阻、小电容以及电路用连接导线集成在一块半导体硅片上, 形成材料、元件、电路三位一体的、具有一定功能的电子电路, 并封装成一个整体的电子器件。

与分立元件相比, 集成电路具有体积小、重量轻、性能好、可靠性高、损耗小、成本低、外接元器件数目少、便于安装调试等优点。

#### 3.1.1 集成电路的分类

集成电路的种类很多, 各有不同的功能、特点, 一般有以下几种分类形式。

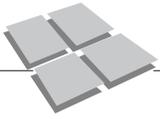
(1)按传送信号的特点来分, 可分为: 模拟集成电路、数字集成电路。

(2)按有源器件分类, 可分为: 双极型集成电路、MOS 型集成电路、双极型-MOS 型集成电路。

(3)按集成度分类, 可分为: 小规模集成电路(集成度为 100 个元件以内或 10 个门电路以内)、中规模集成电路(集成度为 100~1 000 个元件或 10~100 个门电路)、大规模集成电路(集成度为 1 000~10 000 个元件或 100 个门电路以上)、超大规模集成电路(集成度为 10 万个元件以上或 1 万个门电路以上)。

(4)按封装形式分, 可分为: 圆形金属封装集成电路、扁平陶瓷封装集成电路、双列直插式封装集成电路、单列直插式封装集成电路、四列扁平式封装集成电路等。

(5)按集成电路的功能来分, 可分为: 集成运算放大电路、集成稳压器、集成模/



数转换器、集成数/模转换器、编码器、译码器等。

### 3.1.2 集成电路的使用注意事项

(1)使用集成电路时,其各项电性能指标(电源电压、静态工作电流、功率损耗、环境温度等)应符合规定要求。

(2)在电路的设计安装时,应使集成电路远离热源,对输出功率较大的集成电路应采取有效的散热措施。

(3)进行整机装配焊接时,一般最后对集成电路进行焊接;手工焊接时,一般使用20~30 W的电烙铁,且焊接时间应尽量短(少于10 s),避免由于焊接过程中的高温而损坏集成电路。

(4)不能带电焊接或插拔集成电路。

(5)正确处理好集成电路的空脚,不能擅自将空脚接地、接电源或悬空,应根据各集成电路的实际情况进行处理。

(6)使用MOS集成电路时,应特别注意防止静电感应击穿。对MOS电路所用的测试仪器、工具以及连接MOS块的电路,都应进行良好的接地;存储时,必须将MOS电路装在金属盒内或用金属箔纸包装好,以防止外界电场对MOS电路产生静电感应将其击穿。

## 3.2 集成运算放大器简介

### 3.2.1 集成运算放大器的组成

集成运算放大器,简称集成运放,它是一种成本低、应用广、通用性强的小规模模拟集成电路。集成运放最初是由于在模拟计算机中作运算使用而得名。当集成运放接上不同的外围电路元件后,能够实现多种电路功能,如可用作模拟运算放大电路、有源滤波、稳压电路、模数转换等,还可用于非线性电路等。集成运放现已成为精密测量、工业自动化控制、信号处理等方面的重要器件。

集成运放是由许多电子元件组成的,具有高电压增益、高输入电阻、低输出电阻的直接耦合的多级放大器。其组成框图如图3.1所示,包括输入级、中间级、输出级和偏置电路四个部分。

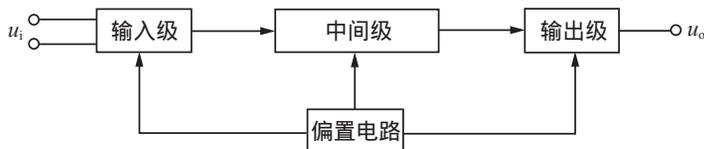


图 3.1 集成运放的组成框图

为了能正常地工作,集成运放有多个引脚,包括电源端、接地端、输入端、输出端、外接元件引脚端等,其常见外形结构如图3.2所示。

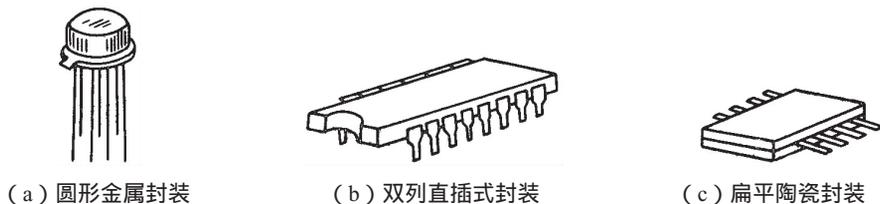


图 3.2 集成运放的外形结构

集成运放的电路符号如图 3.3 所示, 集成运放有两个输入端和一个输出端, 标出“-”号的是反相输入端, 表示输出电压  $u_o$  与该端的输入电压  $u_-$  反相; 标出“+”号的是同相输入端, 表示输出电压  $u_o$  与该端的输入电压  $u_+$  同相位。

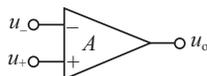


图 3.3 集成运放的电路符号

### 3.2.2 运算放大器的主要参数

#### 1. 集成运放的主要参数

集成运放的性能指标常用其参数来表征, 集成运放的参数是选用集成运放的主要依据。

##### (1) 开环差模电压放大倍数 $A_{ud}$

$A_{ud}$  是指集成运放在开环状态下的差模电压放大倍数。目前, 集成运放的  $A_{ud}$  一般为  $10^4 \sim 10^7$ 。由图 3.4 得

$$A_{ud} = \frac{u_{od}}{u_{id}} \quad (3-1)$$

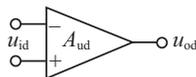


图 3.4 开环集成运放

##### (2) 输入失调电压 $U_{I0}$ 及其温漂 $\frac{dU_{I0}}{dT}$

在集成运放的输入端人为地外加一补偿电压使输出电压为零, 则该补偿电压值称为输入失调电压  $U_{I0}$ , 其值一般为  $(1 \sim 10) \text{mV}$ 。 $U_{I0}$  越小, 说明集成运放的稳定性越高。

输入失调电压  $U_{I0}$  对温度的变化率称为输入失调电压温度漂移, 简称温漂, 用  $\frac{dU_{I0}}{dT}$  表示, 通常它小于  $(10 \sim 20) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

##### (3) 输入失调电流 $I_{I0}$ 及其温漂 $\frac{dI_{I0}}{dT}$

输入信号为零时, 集成运放两输入端的静态电流之差称为输入失调电流  $I_{I0}$ , 即  $I_{I0} = |I_+ - I_-|$ ,  $I_{I0}$  越小越好。

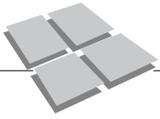
$I_{I0}$  随温度的变化率称为输入失调电流温漂  $\frac{dI_{I0}}{dT}$ 。

##### (4) 最大差模输入电压 $U_{id \max}$

$U_{id \max}$  指集成运放两输入端之间所允许施加的最大差模电压, 用  $U_{id \max}$  表示。当差模输入信号超过  $U_{id \max}$  时, 集成运放输入级会被击穿损坏。

##### (5) 最大共模输入电压 $U_{ic \max}$

$U_{ic \max}$  是指运放在线性工作范围内所能承担的最大共模输入电压, 用  $U_{ic \max}$  表示, 其



值最大可达十几伏。当共模信号超过  $U_{ic\max}$  时, 会使运放失去差模放大能力或永久损坏。

(6) 共模抑制比  $K_{CMR}$

差模放大倍数  $A_{ud}$  与共模放大倍数  $A_{uc}$  的比值, 称为共模抑制比  $K_{CMR}$ , 即

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (3-2)$$

共模抑制比  $K_{CMR}$  反映了运算放大器对差模信号的放大能力和对共模信号的抑制能力。

(7) 差模输入电阻  $R_{id}$

输入差模信号时, 运放两输入端之间的电阻称为差模输入电阻  $R_{id}$ , 一般为几兆欧。

(8) 输出电阻  $R_o$

运放在开环状态下, 其输出端对地之间的等效电阻称为输出电阻  $R_o$ 。 $R_o$  的大小反映了运放的带负载能力。

(9) 单位增益带宽  $BW_G$  和开环带宽  $BW$

$BW_G$  是指开环差模电压放大倍数  $A_{ud}$  下降到 0 dB 时, 其上限频率与下限频率之差。

$BW$  是指  $A_{ud}$  下降到 3 dB 时, 其上限频率与下限频率之差。通常具有

$$BW_G = |A_{ud}| \cdot BW \quad (3-3)$$

## 2. 理想集成运放的主要性能参数

由于集成运放的性能指标非常接近理想运放, 所以在实际应用中, 常常将集成运放当作一个理想运放来运用。理想运放的主要性能参数为:

- (1) 开环差模电压放大倍数  $A_{ud} \rightarrow \infty$ ;
- (2) 共模抑制比  $K_{CMR} \rightarrow \infty$ ;
- (3) 差模输入电阻  $R_{id} \rightarrow \infty$ ;
- (4) 输出电阻  $R_o = 0$ ;
- (5) 带宽  $BW \rightarrow \infty$ 。

### 3.2.3 运算放大器的工作状态

集成运放有两种工作状态: 线性工作状态和非线性工作状态。

#### 1. 集成运放的线性工作状态

当集成运放的输出信号通过某些元件回送到反相输入端(称负反馈状态), 使整个放大电路形成一个闭合回路(称闭环状态)时, 如图 3.5 所示, 集成运放工作在线性区, 此时集成运放具有“虚短”和“虚断”两个特点。

(1) 同相输入端和反相输入端“虚短”

根据图 3.5 所示电路, 集成运放在线性工作区满足下列线性放大关系

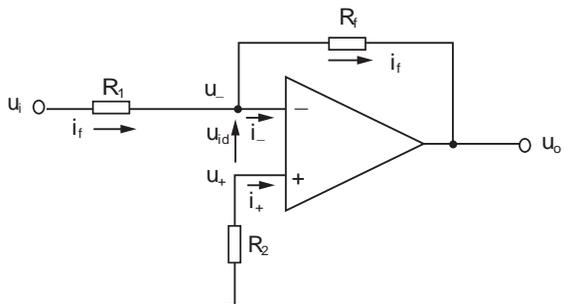


图 3.5 带有负反馈的集成运放电路

$$u_o = A_{ud} u_{id} = A_{ud} (u_+ - u_-) \quad (3-4)$$

由于开环差模电压放大倍数  $A_{ud} \rightarrow \infty$ ，由式(3-4)得

$$u_{id} = u_+ - u_- = \frac{u_o}{A_{ud}} \approx 0$$

即 
$$u_+ \approx u_- \quad (3-5)$$

式(3-5)表明，集成运放的同相输入端电压  $u_+$  和反相输入端电压  $u_-$  近似相等，如同将该两点短路一样，但实际上这两点并没有真正短路，故把这种现象称为“虚短”。

(2)同相输入端和反相输入端“虚断”

由于集成运放的差模输入电阻  $R_{id} \rightarrow \infty$ ，因而集成运放输入端的电流为

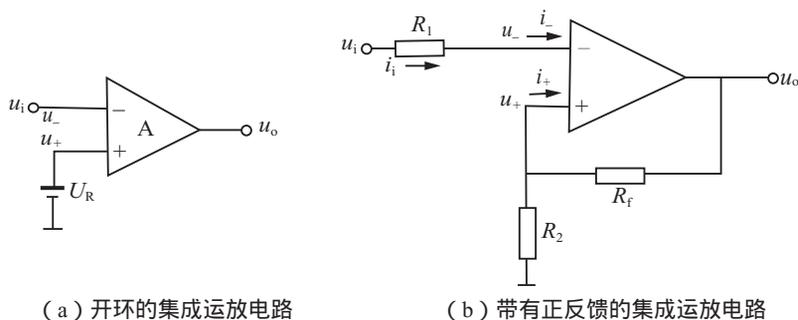
$$i_+ = i_- = \frac{u_{id}}{R_{id}} \approx 0 \quad (3-6)$$

可见，集成运放两输入端的电流均接近于零，如同该两点被断开了一样，这种现象称为“虚断”。

“虚短”和“虚断”是集成运放工作在线性区的两个重要的特点，是分析运放电路的基础。

## 2. 集成运放的非线性工作状态

当集成运放处于开环或正反馈状态时，集成运放工作在线性区，如图 3.6 所示。



(a) 开环的集成运放电路

(b) 带有正反馈的集成运放电路

图 3.6 集成运放的非线性工作状态

集成运放工作在线性状态时，其输出只有两种状态，高电平  $U_{OH}$  和低电平  $-U_{OL}$  状态，如图 3.7 所示为电压传输特性。

由图 3.7 可知，在线性区，集成运放的输出与输入的关系是

$$\left. \begin{array}{l} \text{当 } u_+ > u_- \text{ 时, } u_o = U_{OH} \\ \text{当 } u_+ < u_- \text{ 时, } u_o = -U_{OL} \end{array} \right\} \quad (3-7)$$

在线性区，集成运放仍然满足“虚断”的条件，即

$$i_+ = i_- \approx 0$$

分析集成运放应用电路时，先要根据电路有无反馈、反馈的极性来判断集成运放工作在

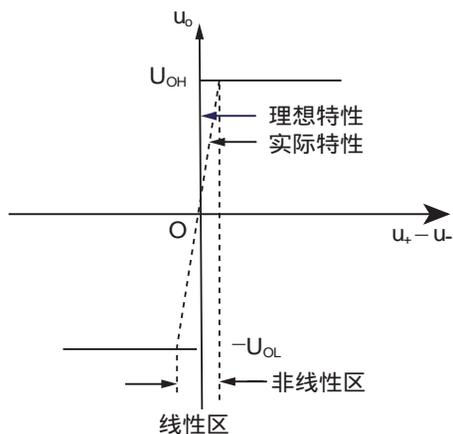
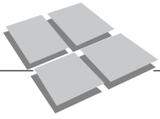


图 3.7 电压传输特性



线性区还是非线性区,再根据不同工作区的特点来分析计算电路。

运算放大电路的应用涉及反馈、负反馈的概念及其反馈类型的判别,因而在分析运算放大电路的应用之前,先介绍反馈电路。

### 3.3 负反馈放大电路

#### 3.3.1 负反馈电路的组成及分类

信号从输入端传输到输出端的过程称为正向传输,信号从输出端回传到输入端的过程称为反向传输。

##### 1. 反馈电路的组成

将放大电路输出信号的一部分或全部回送到输入回路的过程称为反馈。从输出端回送到输入回路的信号称为反馈信号,反向传输信号的电路称为反馈电路或反馈网络。反馈放大电路的组成方框图如图 3.8 所示。

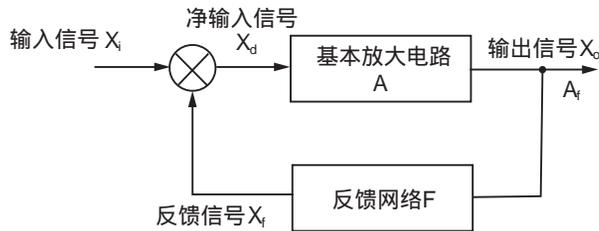


图 3.8 反馈放大电路的组成方框图

由图 3.8 可知,反馈放大电路主要由基本放大电路和反馈网络两部分组成。基本放大电路  $A$  将信号从输入端传输到输出端,反馈网络  $F$  将信号从输出端回送到输入端,即基本放大电路和反馈网络形成一个传输闭环,因此反馈放大电路也称为闭环放大电路。没有反馈的电路称为开环电路。

图 3.8 中, $A$  表示基本放大电路的放大倍数(也称开环增益), $F$  表示反馈电路的反馈系数, $A_f$  为反馈放大电路的放大倍数(也称闭环增益), $X_i$  为原输入信号, $X_d$  为净输入信号, $X_o$  为输出信号, $X_f$  为反馈信号,它们之间的相互关系如下式所示。

(1)基本放大电路的放大倍数  $A$

$$A = \frac{X_o}{X_d} \quad (3-8)$$

(2)反馈电路的反馈系数  $F$

$$F = \frac{X_f}{X_o} \quad (3-9)$$

(3)反馈放大电路的放大倍数  $A_f$

$$A_f = \frac{X_o}{X_i} \quad (3-10)$$

(4)开环增益  $A$  和闭环增益  $A_f$  之间的关系

$$A_f = \frac{X_o}{X_i} = \frac{X_o}{X_d + X_f} = \frac{X_o}{X_d + AFX_d} = \frac{X_o}{X_d} \cdot \frac{1}{1 + AF}$$

$$\text{即} \quad A_f = \frac{A}{1+AF} \quad (3-11)$$

式(3-11)中的 $(1+AF)$ 称为反馈深度,其值越大,负反馈作用越强。

## 2. 反馈的分类

### (1) 正反馈和负反馈

正反馈:若反馈信号 $X_f$ 与原输入信号 $X_i$ 同相,即反馈信号加强了原输入信号,净输入信号 $X_d = X_i + X_f$ 增加,这时的反馈称为正反馈。

负反馈:若反馈信号 $X_f$ 与原输入信号 $X_i$ 的相位相反,即反馈信号削弱了原输入信号,净输入信号 $X_d = X_i - X_f$ 减小,这时的反馈称为负反馈。

本章主要讨论负反馈。

### (2) 直流反馈和交流反馈

直流反馈:若反馈仅在直流电路中进行,即反馈信号中只有直流成分,这种反馈称为“直流反馈”。

交流反馈:若反馈仅在交流电路中进行,即反馈信号中只有交流成分,这种反馈称为“交流反馈”。

交、直流反馈:若反馈同时存在于交、直流电路中,即反馈信号中既有直流成分,又有交流成分,这种反馈称为“交、直流反馈”。

### (3) 串联反馈和并联反馈

串联反馈:在放大器的输入端,若反馈信号 $X_f$ 与原输入信号 $X_i$ 是串联关系(信号以电压的形式出现,并进行相加、减),这种反馈称为串联反馈。

并联反馈:在放大器的输入端,若反馈信号 $X_f$ 与原输入信号 $X_i$ 是并联关系(信号以电流的形式出现,并进行相加、减),这种反馈称为并联反馈。

### (4) 电压反馈和电流反馈

电压反馈:若反馈信号取自输出电压,则为电压反馈。其反馈信号正比于输出电压,反馈取样电路与输出电路并联。

电流反馈:若反馈信号取自输出电流,则为电流反馈。其反馈信号正比于输出电流,反馈取样电路与输出电路串联。

## 3.3.2 负反馈的基本组态及判别方法

### 1. 反馈的基本组态

实际电路中的反馈形式多种多样,通常是根据反馈信号在输出回路的取样信号(电压或电流)以及反馈信号在输入端的连接方式(串联或并联),确定出反馈电路的四种基本组态,即电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈、电流并联负反馈。

### 2. 判断反馈组态的步骤

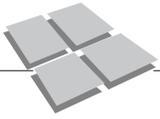
判断反馈组态一般按以下五个步骤进行:

(1)判断有无反馈,若有反馈就继续按下列步骤判断反馈组态,若没有反馈就不用做以下的判别了;

(2)判断是直流反馈还是交流反馈;

(3)判断是正反馈还是负反馈;

(4)判断是串联反馈还是并联反馈;



(5)判断是电压反馈还是电流反馈。

在实际操作中,有时可将(3)(4)步合为一步来判断。

### 3. 反馈类型的判别方法

(1)判断有无反馈

有无反馈的判断方法是:查看放大电路中是否有连接输出回路和输入回路的公共元件或电路。若有,则存在反馈;若无,则没有反馈。图 3.9 所示电路中,图(a)没有反馈;图(b)有反馈,反馈元件是电阻  $R_f$ ;图(c)有反馈,反馈元件是电阻  $R_E$  和电容  $C_E$  的并联。

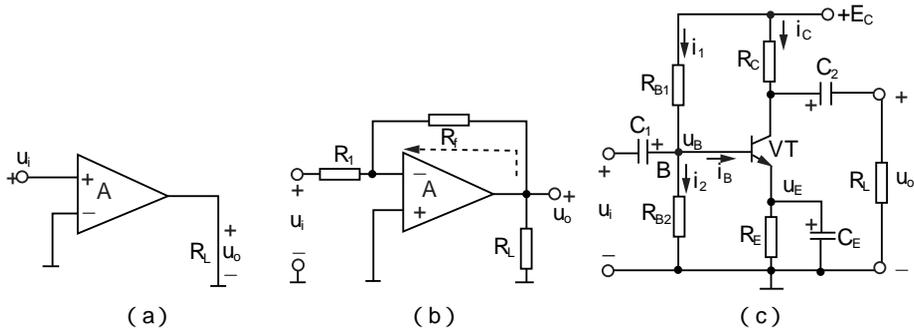


图 3.9 判断有无反馈

(2)判断是直流反馈还是交流反馈

判断是直流反馈还是交流反馈的方法是:画出放大电路的交、直流通路,查看交、直流通路中是否有反馈元件;或者观察反馈信号回送到输入端的信号是直流信号还是交流信号,由此判断是直流反馈还是交流反馈。

**例 3.1** 判断图 3.9(b)(c)电路和图 3.10 电路是直流反馈还是交流反馈。

**解:**在图 3.9(b)电路中,反馈电路中只有一个元件  $R_f$ ,  $R_f$  既可以反馈直流,也可以反馈交流,所以该电路存在交、直流反馈。

图 3.9(c)的电路,其反馈电路中,由于旁路电容  $C_E$  对交流信号短路及对直流信号开路的特点,信号的交流成分被电容  $C_E$  旁路掉了,在  $R_E$  上产生的反馈信号只有直流成分,因此图 3.9(c)的电路是直流反馈。

图 3.10(a)所示电路中,反馈网络是  $R_f$ 、 $C_f$  串联支路,由于  $C_f$  具有“通交流、隔直流”作用,输出端的直流不能回送到输入端,只有交流信号可以回送到输入端,所以

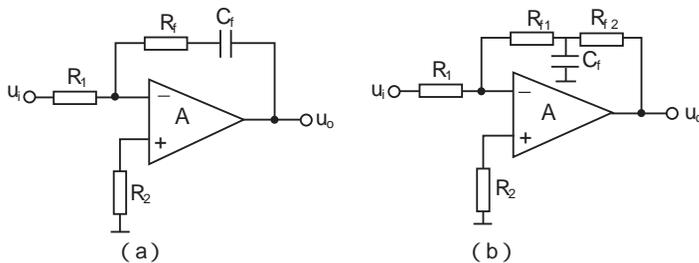


图 3.10 判断是直流反馈还是交流反馈

该电路只有交流反馈。

图 3.10(b)所示电路中,反馈网络由  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$ 、 $C_f$  电路组成,由于旁路电容  $C_f$  对交流短路,使  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$  连接点交流接地,失去交流反馈作用;而  $C_f$  对直流开路, $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$  对直流依然有反馈,因而图 3.10(b)所示电路只有直流反馈,没有交流反馈。

### (3) 判断是正反馈还是负反馈

电路中引入的是正反馈还是负反馈,称为反馈的极性。对于分立元件构成的反馈电路,通常采用瞬时极性法来判别反馈的极性。

瞬时极性法的具体做法是:首先假定输入信号对地的瞬时极性,然后根据放大器各级输入、输出之间的相位关系,分别推断出放大电路各相关点的电位瞬时极性,最后判断回送到输入端的反馈信号是加强了输入信号还是削弱了输入信号。若反馈信号  $X_f$  与原输入信号  $X_i$  同相,即反馈信号加强了原输入信号,净输入信号  $X_d = X_i + X_f$  增加,则为正反馈。若反馈信号  $X_f$  与原输入信号  $X_i$  的相位相反,即反馈信号削弱了原输入信号,净输入信号  $X_d = X_i - X_f$  减小,则为负反馈。用瞬时极性法判断时,用“ $\oplus$ ”或“+”号表示正极性,“ $\ominus$ ”或“-”号表示负极性。

对于运算放大电路来说,反馈极性的判断很简单。若反馈信号从输出端回送到反相输入端,则为负反馈;若反馈信号从输出端回送到同相输入端,则为正反馈。

### 例 3.2 判断图 3.10 和图 3.11 电路的反馈极性。

**解:** 图 3.10 所示电路是运算放大器的反馈电路,其反馈信号都是从输出端回送到反相输入端,所以均为负反馈。

图 3.11(a)电路为分立元件电路,用瞬时极性法判断反馈极性。图中的反馈元件是  $R_E$ ,设输入信号  $u_i$  的瞬时极性为  $\oplus$ ,经过电容  $C_1$  后没有改变电压极性,所以输入信号到达三极管基极的电位仍然为  $\oplus$ 。根据三极管电极的极性特点,即发射极和基极同相、集电极和基极反相,得出发射极的对地瞬时极性也为  $\oplus$ ,反馈信号  $u_f$  与原输入信号  $u_i$ 、净输入信号  $u_{BE}$  满足  $u_{BE} = u_i - u_f$ ,即反馈信号  $u_f$  削弱了原输入信号  $u_i$ ,净输入信号  $u_{BE}$  减小,所以电路为负反馈。

图 3.11(b)所示电路,是运算放大器的反馈电路,其反馈电路有两路,一路是反馈信号通过  $R_{f1}$  从输出端回送到反相输入端,另一路是反馈信号通过  $R_{f2}$  从输出端回送到同相输入端,所以  $R_{f1}$  是负反馈, $R_{f2}$  是正反馈。

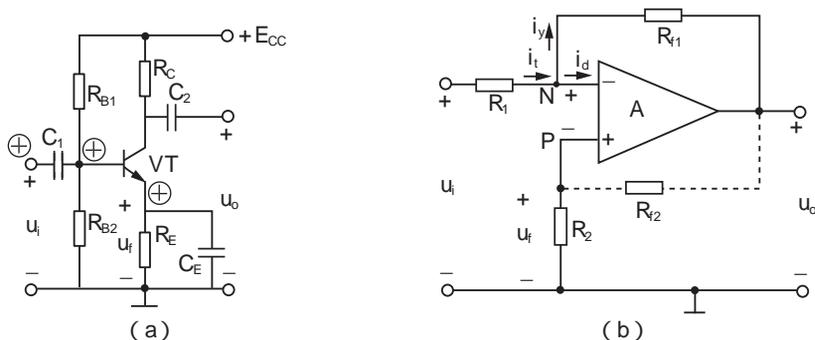
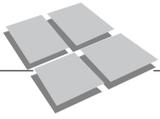


图 3.11 判断反馈极性



(4)判断是串联反馈还是并联反馈

从放大器的输入端来判断是串联反馈还是并联反馈,常用的方法有三种。

①连接方式判断法。在放大电路的输入端,若反馈信号以电压的形式  $u_f$  出现在输入回路,且与输入电压  $u_i$  串联,得到净输入电压  $U_d = u_i - u_f$ ,则判断为串联反馈。若反馈信号以电流的形式  $i_f$  出现在输入回路,与输入电流  $i_i$  叠加,得到净输入电流  $I_d = i_i - i_f$ ,则判断为并联反馈。

图 3.12(a)所示电路,反馈信号是  $R$  上的电压  $u_f$ ,它以电压的形式出现在输入回路,且  $u_f$  与  $u_i$ 、 $U_d$  串联构成一个闭合回路,其净输入电压  $U_d = u_i - u_f$ ,所以该电路存在串联反馈。图 3.12(b)所示电路,反馈信号以电流( $i_f$ )的形式出现在输入回路, $i_f$  与输入电流  $i_i$  叠加,得到净输入电流  $I_d = i_i - i_f$ ,所以该电路存在并联反馈。图 3.12(c)所示电路,反馈信号以电流的形式出现在输入回路, $i_f$  与输入电流  $i_i$  叠加,得到净输入电流  $i_B = i_i - i_f$ ,所以该电路存在并联反馈。图 3.12(d)所示电路,反馈信号是  $R_E$  上的电压  $u_f$ ,它以电压的形式出现在输入回路,且  $u_f$  与  $u_i$ 、 $u_{BE}$  串联构成一个闭合回路,其净输入电压  $u_{BE} = u_i - u_f$ ,所以该电路存在串联反馈。

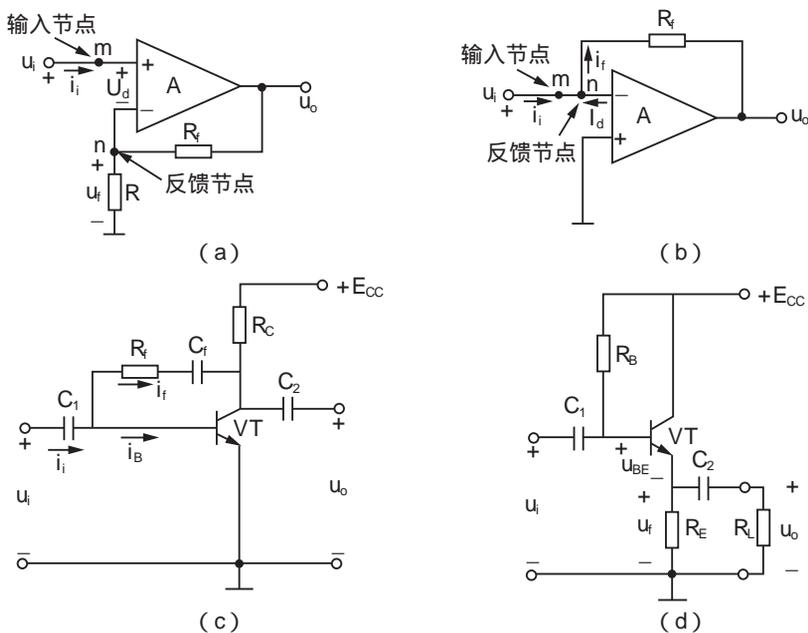


图 3.12 判断是串联反馈还是并联反馈

②短路判断法。将输入信号端对地短路,若反馈消失,则为并联反馈;反之,反馈信号还能注入输入回路,则是串联反馈。

图 3.12(a)所示电路,将输入信号节点  $m$  对地短路,则  $u_i = 0$ ,而  $u_f$  依然注入输入回路,净输入电压  $U_d = -u_f$ ,所以为串联反馈。图 3.12(b)所示电路,将输入信号节点  $m$  对地短路,此时反馈元件  $R_f$  并接在输出端,没有元件将输出信号回送到输入端,即反馈消失,因此该电路存在并联反馈。图 3.12(c)所示电路,将输入信号  $u_i$  对地短路,此时反馈元件  $R_f$  和  $C_f$  并接在输出端,没有元件将输出信号回送到输入端,

即反馈消失，因此该电路存在并联反馈。图 3.12(d) 所示电路，将输入信号  $u_i$  对地短路， $u_i=0$ ，反馈元件  $R_E$  仍然接在输入回路和输出回路之间，反馈电压  $u_f$  依然注入输入回路，反馈依然存在，净输入电压  $U_{BE} = -u_f$ ，所以该电路为串联反馈。

③ 节点判断法。若输入信号与反馈信号加在输入回路的两个不同的节点上，为串联反馈。若输入信号与反馈信号并接在输入回路同一个节点上，为并联反馈。

图 3.12(a) 所示电路，输入信号节点为  $m$ ，反馈信号节点为  $n$ ，该电路中  $m$  和  $n$  为两个不同的节点，因而为串联反馈。图 3.12(b) 所示电路，输入信号节点  $m$  和反馈信号节点  $n$  为同一个节点，因而为并联反馈。图 3.12(c) 所示电路，输入信号和反馈信号都是从三极管的基极输入，即为同一个节点，因而为并联反馈。图 3.12(d) 所示电路，输入信号从三极管的基极输入，反馈信号从三极管的发射极输入，即输入信号和反馈信号是从两个不同的节点输入的，因而为串联反馈。

(5) 判断是电压反馈还是电流反馈

从放大器的输出端判断是电压反馈还是电流反馈，常用的方法有两种。

① 取样信号判断法。若反馈信号直接取自输出电压，反馈网络与输出回路的负载并联，则为电压反馈。若反馈信号取自输出电流，反馈网络与输出回路的负载串联，则为电流反馈。

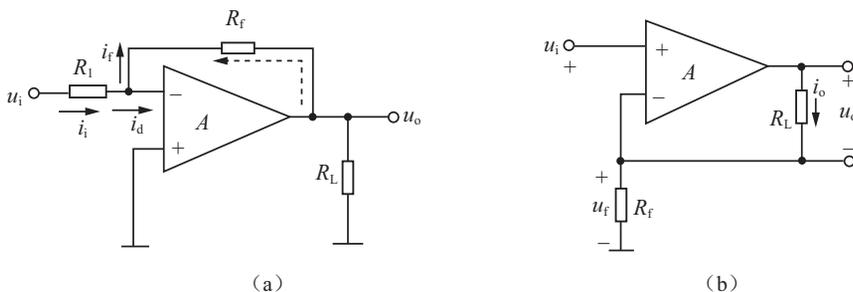
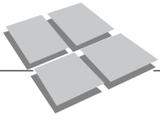


图 3.13 判断是电压反馈还是电流反馈

图 3.13(a) 所示电路，反馈信号取自输出电压  $u_o$ ，反馈电阻  $R_f$  与负载电阻  $R_L$  接在输出回路的同一点上(并联方式)，因而该电路存在电压反馈。图 3.13(b) 所示电路，反馈信号  $u_f = i_o R_f$ ，即反馈信号取自输出电流  $i_o$ ，因而该电路存在电流反馈。图 3.12(c) 所示电路，反馈信号取自输出电压  $u_o$ ，反馈支路  $R_f$ 、 $C_f$  与负载电阻  $R_L$  并接在输出回路的同一点上，因而该电路存在电压反馈。图 3.12(d) 所示电路，反馈信号取自输出电压  $u_o$ ，反馈电阻  $R_E$  与负载电阻  $R_L$  并接在输出回路的同一点上，反馈信号  $u_f = u_o$ ，因而该电路是电压反馈。

② 短路判断法。将输出端负载短路，若反馈消失，则为电压反馈；若反馈信号还存在，则是电流反馈。

图 3.13(a) 所示电路，将输出端负载短路，反馈元件  $R_f$  只连接在输入回路中，即反馈消失，则该电路存在电压反馈。图 3.13(b) 所示电路，将输出端负载短路，反馈信号还存在，则该电路存在电流反馈。图 3.12(c) 所示电路，将输出端负载短路，反馈支路  $R_f$ 、 $C_f$  只接在输入回路中，反馈信号消失，则该电路是电压反馈。图 3.12(d) 所示



电路,将输出端负载短路,反馈元件  $R_E$  也被短路掉,反馈消失,则该电路是电压反馈。

例 3.3 判断图 3.14 所示各电路的反馈组态。

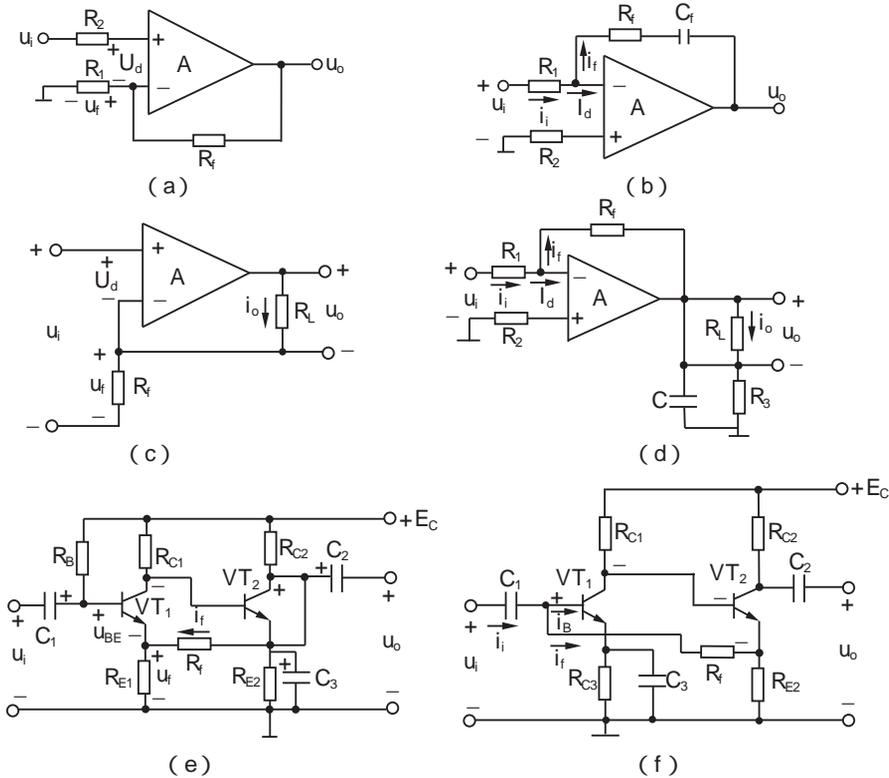


图 3.14 例 3.3 图

解:图 3.14(a)所示电路中,输入与输出之间通过电阻  $R_f$  连接,因此该电路存在反馈;由于  $R_f$  支路既可以反馈直流,又可以反馈交流,该电路是交、直流反馈。从输入端看,反馈信号  $u_f$  与输入信号  $u_i$ 、 $U_d$  是串联,构成串联反馈,反馈信号  $u_f$  从输出端回送到反相输入端,所以是负反馈。从输出端看,反馈电压  $u_f$  是输出电压  $u_o$  分压在  $R_1$  上取得的,  $u_f = R_1 / (R_1 + R_f) \cdot u_o$ ,即反馈电压与输出电压成正比,所以是电压反馈。

综上所述,图 3.14(a)所示电路存在交、直流电压串联负反馈。

在图 3.14(b)所示电路中,  $R_f$ 、 $C_f$  支路将输出端与输入端连接,则  $R_f$ 、 $C_f$  支路为反馈网络,电路存在反馈。由于  $C_f$  的隔直作用,输出端的直流信号不能回送到输入端,因此电路只有交流反馈。反馈信号从输出端回送到反相输入端,电路为负反馈。从输入端看,反馈信号  $i_f$  与输入信号  $i_i$ 、 $I_d$  并联,以电流的形式求和,即满足  $I_d = i_i - i_f$ ,所以是并联反馈。在输出端,将输出负载  $R_L$  短路,反馈消失,即为电压反馈。

综上所述,图 3.14(b)所示电路存在交流电压并联负反馈。

在图 3.14(c)所示电路中,  $R_f$  上既可以获得直流反馈信号,又可以获得交流反馈信号,因此电路具有交、直流反馈。输出端的信号回送到反相输入端,因此电路存在

负反馈。从输入端看, 反馈信号  $u_f$  与输入信号  $u_i$ 、 $U_d$  以电压的形式求和,  $U_d = u_i - u_f$ , 即存在串联反馈。在输出端, 由于  $u_f = i_o R_f$ , 即反馈信号  $u_f$  与输出电流  $i_o$  成正比, 为电流反馈。

综上所述, 图 3.14(c) 所示电路存在交、直流电流串联负反馈。

在图 3.14(d) 所示电路中,  $R_f$  为反馈元件, 由于  $C$  的旁路作用, 交流时, 信号被短路掉, 无法反馈到输入端; 对于直流信号,  $C$  看作开路, 输出端的直流信号可以通过  $R_f$  反馈到反相输入端, 因此电路只有直流负反馈。在输入端, 反馈信号  $i_f$  与输入信号  $i_i$ 、 $I_d$  并联, 它们以电流的形式叠加, 即满足  $I_d = i_i - i_f$ , 所以是并联反馈。在输出端, 将输出负载  $R_L$  短路, 反馈信号依然存在, 该电路存在电流反馈。

综上所述, 图 3.14(d) 所示电路存在直流电流并联负反馈。

图 3.14(e) 所示电路是一个两级分立元件放大电路, 输入回路与输出回路之间通过电阻  $R_f$  连接, 因此该电路存在反馈; 由于  $R_f$  支路既可以反馈直流, 又可以反馈交流, 该电路是交、直流反馈。从输入端看, 反馈信号  $u_f$  与输入信号  $u_i$ 、 $u_{BE}$  是串联, 构成串联反馈; 且满足  $u_{BE} = u_i - u_f$ , 即反馈信号  $u_f$  削弱了原输入信号  $u_i$ , 净输入信号  $u_{BE}$  减小, 所以是负反馈。从输出端看, 将输出端短路,  $R_f$  反馈支路只接到输入端, 反馈消失, 所以是电压反馈。

综上所述, 图 3.14(e) 所示电路存在交、直流电压串联负反馈。

图 3.14(f) 所示电路也是一个两级分立元件放大电路, 输入回路与输出回路之间通过电阻  $R_f$  连接, 因此该电路存在反馈; 由于  $R_f$  支路既可以反馈直流, 又可以反馈交流, 该电路是交、直流反馈。从输入端看, 反馈信号  $i_f$  与输入信号  $i_i$ 、 $i_B$  并联, 满足  $i_B = i_i - i_f$ , 即反馈信号  $i_f$  削弱了原输入信号  $i_i$ , 净输入信号  $i_B$  减小, 所以是并联负反馈。从输出端看, 将输出端短路,  $R_f$  反馈支路仍然接在输入回路和输出回路之间, 还有反馈, 所以是电流反馈。

综上所述, 图 3.14(f) 所示电路存在交、直流电流并联负反馈。

### 3.3.3 负反馈对放大器性能的影响

放大电路引入负反馈后, 对放大器性能有很大的影响, 如可以提高放大倍数的稳定性, 减小非线性失真, 展宽放大电路的通频带, 改变输入、输出电阻等, 但这一切都是以降低放大倍数作为代价的。

#### 1. 降低放大倍数, 提高放大倍数的稳定性

没有加反馈时, 放大电路的放大倍数为  $A$  (开环增益), 引入负反馈后, 放大倍数为  $A_f$  (闭环增益), 开环增益  $A$  和闭环增益  $A_f$  之间的关系为

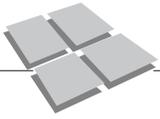
$$A_f = \frac{A}{1+AF}$$

将上式对  $A$  求导, 得

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{1+AF} - \frac{AF}{(1+AF)^2} = \frac{1}{(1+AF)^2}$$

$$\text{即} \quad dA_f = \frac{1}{(1+AF)^2} dA \quad (3-12)$$

$$\text{则} \quad \frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{(1+AF)^2} \bigg/ \frac{A}{1+AF} = \frac{1}{(1+AF)} \cdot \frac{dA}{A} \quad (3-13)$$



根据上述推导可知, 由于负反馈时,  $A \cdot F = \frac{X_o}{X_d} \cdot \frac{X_f}{X_o} = \frac{X_f}{X_d} > 0$ ,  $(1+AF) > 1$ ,

所以:

(1)引入负反馈后,  $A_f < A$ , 负反馈放大器的闭环放大倍数  $A_f$  下降为开环放大倍数  $A$  的  $\frac{1}{1+AF}$ 。

(2)引入负反馈后,  $\frac{dA_f}{A_f} < \frac{dA}{A}$ , 闭环放大倍数的相对变化量  $\frac{dA_f}{A_f}$  下降为开环放大倍数  $\frac{dA}{A}$  的  $\frac{1}{1+AF}$ 。

也就是说, 负反馈的引入使闭环放大倍数下降至开环放大倍数  $A$  的  $\frac{1}{1+AF}$  倍, 但放大倍数的稳定性提高了  $(1+AF)$  倍, 即负反馈电路是以牺牲放大倍数来换取其稳定性的。

(3)深度负反馈时,  $AF \gg 1$ , 由式(3-11)得

$$A_f \approx \frac{1}{F} \quad (3-14)$$

由式(3-14)可知, 深度负反馈时, 放大倍数  $A_f$  只取决于反馈系数  $F$  (由电阻、电容构成) 的大小, 与晶体管的参数无关, 因而深度负反馈放大器的放大倍数稳定性非常高。

**例 3.4** 某放大器的开环放大倍数  $A$  为 10 000, 当加上负反馈后, 若反馈系数  $F$  分别为①0.000 1, ②0.01, 问该放大器的闭环放大倍数是多大? 若由于温度变化使开环放大倍数相对变化了 20%, 则闭环放大倍数的相对变化量为多少?

**解:** 根据式(3-11)和式(3-13), 可求出

①当  $F=0.000 1$  时

$$\frac{1}{1+AF} = \frac{1}{1+10\,000 \times 0.000\,1} = \frac{1}{2} = 0.5$$

闭环放大倍数为

$$A_f = \frac{A}{1+AF} = \frac{10\,000}{1+10\,000 \times 0.000\,1} = 5000$$

闭环放大倍数的相对变化量为

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{(1+AF)} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{1+10\,000 \times 0.000\,1} \times 20\% = 10\%$$

②当  $F=0.01$  时

$$\frac{1}{1+AF} = \frac{1}{1+10\,000 \times 0.01} = \frac{1}{101} \approx 0.01$$

闭环放大倍数为

$$A_f = \frac{A}{1+AF} = \frac{10\,000}{1+10\,000 \times 0.01} = 99$$

闭环放大倍数的相对变化量为

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{(1+AF)} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{1+10\,000 \times 0.01} \times 20\% = 0.2\%$$

计算结果表明, 负反馈的引入使闭环放大倍数下降  $\frac{1}{1+AF}$ , 但放大倍数的稳定性提高了  $(1+AF)$  倍。反馈系数  $F$  越大, 反馈就越深, 放大倍数下降得越多, 但放大倍数的稳定性越高。

## 2. 减小非线性失真

放大电路的核心元件是三极管。当放大电路输入对称的正弦波信号时, 由于三极管输入特性的非线性,  $i_B$  就出现正半周大、负半周小的非线性失真, 如图 3.15(a) 所示, 这样的信号经放大器放大后, 造成了输出电压波形一半大、一半小的不对称波形的非线性失真, 如图 3.15(b) 所示。

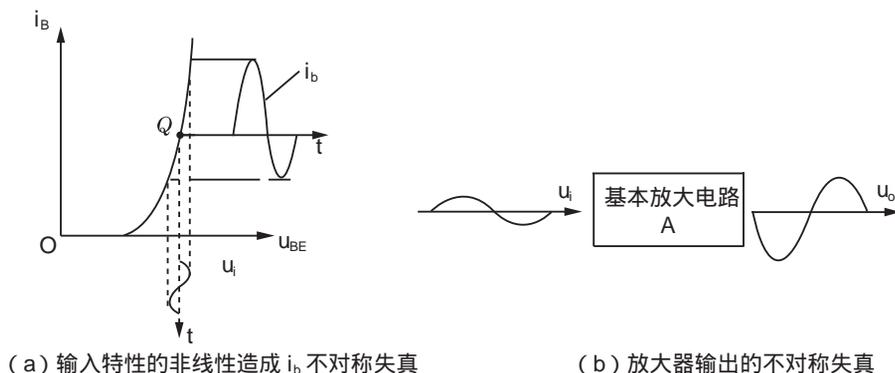


图 3.15 三极管输入特性的非线性引起的非线性失真

引入负反馈后, 基本放大器输出的负半周小、正半周大的波形, 经反馈电路回送到输入端, 由于负反馈的反馈信号  $u_f$  的波形与原输入信号  $u_i$  的相位相反, 使得净输入电压  $u_d = u_i - u_f$  的波形变成正半周小、负半周大的波形, 如图 3.16(b) 所示, 再经三极管非线性修正后, 使得输出电压的正、负半周趋于对称, 即减小了输出波形不对称的非线性失真, 改善了波形质量, 如图 3.16 所示。

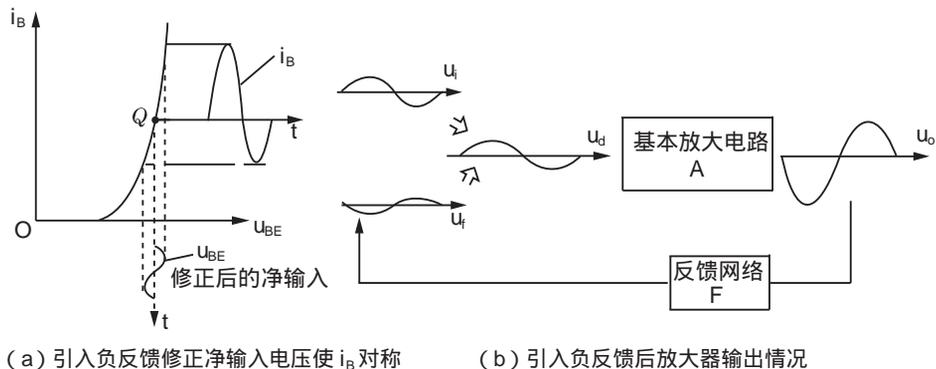
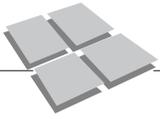


图 3.16 负反馈减小非线性失真

同理, 由放大电路内部产生的干扰和噪声(与非线性失真类似的谐波), 引入负反馈后, 均可以得到补偿。



值得说明的是,负反馈能在一定程度上改善波形的非线性失真,但不能完全消除失真。

### 3. 展宽放大电路的通频带

放大电路引入负反馈后,放大倍数下降,其中在中频段放大倍数下降较多,在高频段和低频段下降较少。从放大电路的幅频特性来看,表现为下限频率  $f_L$  下降为

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1+AF}, \text{ 上限频率 } f_H \text{ 上升为 } f_{Hf} = f_H(1+AF)。$$

引入负反馈前的通频带  $BW$  为

$$BW = f_H - f_L \quad (3-15)$$

引入负反馈后的通频带  $BW_f$  为

$$BW_f = f_{Hf} - f_{Lf} = f_H(1+AF) - \frac{f_L}{1+AF} \quad (3-16)$$

比较式(3-15)和式(3-16),得  $BW_f > BW$ , 即引入负反馈使通频带变宽,如图 3.17 所示。

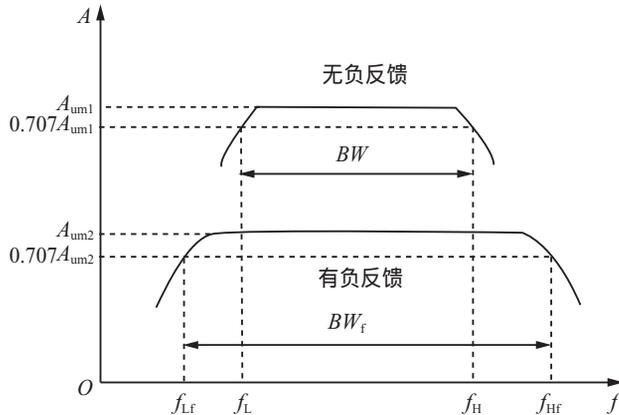


图 3.17 负反馈展宽通频带

### 4. 改变输入、输出电阻

通过引入不同的反馈类型,可以使放大器的输入、输出电阻的大小改变,因而多级放大电路之间的连接会变得更加灵活,信号传递更通畅。

(1) 串联负反馈使输入电阻增加

在原输入电压  $U_i$  不变的情况下,引入串联负反馈,净输入电压  $U_d (=U_i - U_f)$  减小,使净输入电流  $I_i$  也减小,这就意味着输入电阻增加。

未引入负反馈前,输入电阻  $R_i$  为

$$R_i = \frac{U_d}{I_i}$$

引入负反馈后,输入电阻  $R_{if}$  为

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_d + U_f}{I_i} = \frac{U_d + AFU_d}{I_i} = \frac{U_d}{I_i} \cdot (1+AF)$$

所以

$$R_{if} = (1+AF) \cdot R_i \quad (3-17)$$

可见,引入负反馈后的输入电阻  $R_{if}$ ,增加为原输入电阻  $R_i$  的  $(1+AF)$  倍。

(2) 并联负反馈使输入电阻减小

在原输入电压  $U_i$  不变的情况下,引入并联负反馈,输入电流  $I_i (= I_d + I_f)$  增加,这就意味着输入电阻减小。

未引入负反馈前,输入电阻  $R_i$  为

$$R_i = \frac{U_i}{I_d}$$

引入负反馈后,输入电阻  $R_{if}$  为

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_d + I_f} = \frac{U_i}{I_d + AF I_d} = \frac{U_i}{I_d} \cdot \frac{1}{1 + AF}$$

所以

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AF} \quad (3-18)$$

可见,引入负反馈后,输入电阻  $R_{if}$  减小为原输入电阻  $R_i$  的  $\frac{1}{1+AF}$ 。

(3) 电压负反馈使输出电阻减小

电压负反馈的反馈网络与输出回路的负载并联,因而电压负反馈使输出电阻减小。

可以证明,加上电压负反馈后,输出电阻  $R_{of}$  减小为原来  $R_o$  的  $\frac{1}{1+AF}$ ,即

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF} \quad (3-19)$$

可以说,由于加上电压负反馈,输出电阻大大减小,使放大器的输出端接近为一个恒压源,输出电压稳定,即电压负反馈稳定了输出电压。

(4) 电流负反馈使输出电阻增大

电流负反馈的反馈网络与输出回路的负载串联,因而电流负反馈使输出电阻增大。

可以证明,加上电流负反馈后,输出电阻  $R_{of}$  增加为原来  $R_o$  的  $(1+AF)$  倍,即

$$R_{of} = (1 + AF) \cdot R_o \quad (3-20)$$

可以说,由于加上电流负反馈,输出电阻大大增加,使放大器的输出端接近为一个恒流源,输出电流稳定,即电流负反馈稳定了输出电流。

### ▶ 3.4 集成运放的线性应用

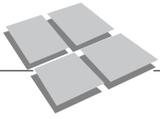
从电路结构来看,当集成运放加上负反馈后,集成运放一般就工作在线性区域。在集成运放的线性区,其主要应用有完成模拟信号的各种运算、进行有源滤波等。

集成运放完成的信号运算主要包括比例运算、加减运算、积分和微分运算等。由集成运放构成的有源滤波包括有源低通、高通、带通、带阻等滤波形式。

在集成运算电路中,主要是以“虚短”和“虚断”两个重要特点作为基本出发点,对完成的各种运算进行分析,求出输出信号和输入信号之间的关系。

#### 3.4.1 反比例运算电路

如图 3.18 所示电路,输入信号  $u_i$  经电阻  $R_1$  加到集成运放的反相输入端,同相输



入端经电阻  $R_2$  接地, 输出电压  $u_o$ 。经反馈元件  $R_f$  回送到反相输入端, 引入了电压并联负反馈, 因而该集成运放电路工作在线性区。

通常, 集成运放连接外电路时, 要求同相输入端和反相输入端外接电阻平衡对称, 避免在集成运放的输入端产生附加的直流偏差电压, 影响输出的结果。对于图 3.18 所示电路来说, 即要求

$$R_2 = R_1 // R_f \quad (3-21)$$

在图 3.18 中, 根据集成运放在线性区“虚断”的概念,  $i_+ = i_- = 0$ , 得

$$\begin{aligned} u_+ &= -i_+ \cdot R_2 = 0 \\ i_i &= i_f + i_- = i_f \end{aligned} \quad (3-22)$$

根据“虚短”的概念,  $u_- = u_+$ , 得  $u_- = u_+ = 0$ , 因而

$$i_i = \frac{u_i - u_-}{R_1} = \frac{u_i}{R_1} \quad (3-23)$$

$$i_f = \frac{u_- - u_o}{R_f} = -\frac{u_o}{R_f} \quad (3-24)$$

将式(3-23)、式(3-24)代入式(3-22), 得

$$\frac{u_i}{R_1} = -\frac{u_o}{R_f}$$

整理得

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u_i \quad (3-25)$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (3-26)$$

式(3-25)、式(3-26)中的“-”号仅表示输出信号与输入信号反相。

可见, 图 3.18 所示电路的输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  的幅值成正比, 但相位相反, 实现了“反相比例运算”。改变电阻  $R_1$  和  $R_f$  的大小比值, 即可改变集成运放的放大倍数。

讨论:

(1) 当  $R_f > R_1$  时,  $|u_o| > |u_i|$ , 输出电压大于输入电压, 电压放大倍数  $|A_u| > 1$ , 电路具有电压放大能力;

(2) 当  $R_f < R_1$  时,  $|u_o| < |u_i|$ , 输出电压小于输入电压, 电压放大倍数  $|A_u| < 1$ , 电路没有电压放大能力;

(3) 当  $R_f = R_1$  时,  $u_o = -u_i$ ,  $A_u = -1$ , 表明输出电压与输入电压的幅值相等但相位相反, 这种电路称为“反相器电路”。

### 3.4.2 同相比例运算电路

如图 3.19 所示电路, 输入信号  $u_i$  经电阻  $R_2$  加到集成运放的同相输入端, 反相输入端通过电阻  $R_1$  接地, 输出电压  $u_o$ 。经反馈元件  $R_f$  回送到反相输入端, 引入了电压串联负反馈, 因而该集成运放电路工作在线性区。

根据电路的平衡性, 电路设计中要求  $R_2 = R_1 // R_f$ 。

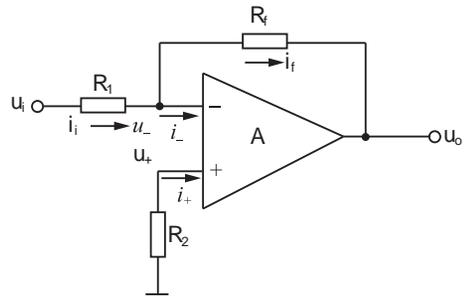


图 3.18 反相比例运算电路

在图 3.19 所示电路中, 根据集成运放“虚断”的概念,  $i_+ = i_- = 0$ , 得

$$u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot u_o \quad (3-27)$$

$$u_i = i_+ R_2 + u_+ = u_+ \quad (3-28)$$

根据“虚短”的概念,  $u_- = u_+$ , 得

$$\frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot u_o = u_i \quad (3-29)$$

故

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot u_i \quad (3-30)$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (3-31)$$

由式(3-30)、式(3-31)可知, 图 3.19 所示电路的输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  的幅值成正比, 且相位相同, 实现了“同相比例运算”。同相比例运算电路的电压放大倍数总是大于或等于 1。当  $R_f = 0$ (短接)或  $R_1 \rightarrow \infty$ (断开或不接)时,  $u_o = u_i$ ,  $A_u = 1$ , 这种电路称为“电压跟随器”, 如图 3.20 所示。

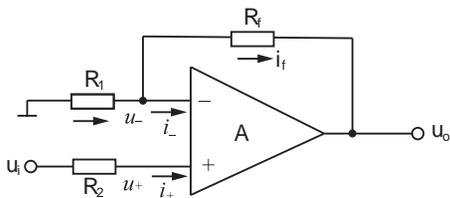


图 3.19 同相比例运算电路

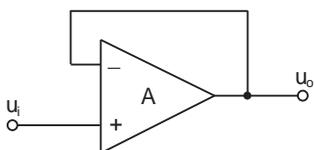


图 3.20 电压跟随器

### 3.4.3 加减运算电路

#### 1. 加法运算

集成运放完成加法运算, 主要有反相求和、同相求和两种电路形式。但常用反相求和电路的形式。下面介绍反相求和运算电路的求和原理。

求和运算电路中, 有两个或两个以上的输入信号, 如图 3.21 所示电路为两个输入信号的反相求和电路, 输入信号  $u_i$  由反相输入端引入。该电路经反馈元件  $R_f$  引入了电压并联负反馈, 因而该集成运放电路工作在线性区。同理, 根据电路的平衡性, 电路设计中要求  $R_3 = R_1 // R_2 // R_f$ 。

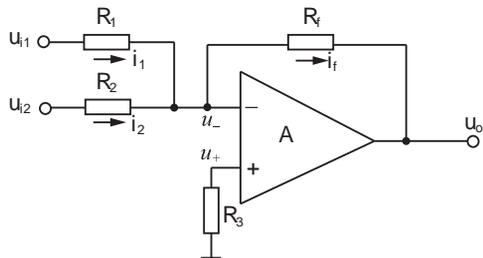


图 3.21 反相求和电路

根据“虚断”和“虚短”的概念, 由图 3.21 电路可得

$$i_- = i_+ = 0, \quad u_- = u_+ = 0,$$

所以

$$i_1 + i_2 = i_f$$

则有

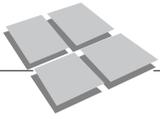
$$\frac{u_{i1} - u_-}{R_1} + \frac{u_{i2} - u_-}{R_2} = \frac{u_- - u_o}{R_f}$$

即

$$\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} = -\frac{u_o}{R_f} \quad (3-32)$$

整理得

$$u_o = -R_f \left( \frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right) \quad (3-33)$$



当  $R_1=R_2=R_f$  时, 式(3-33)为

$$u_o = -(u_{i1} + u_{i2}) \quad (3-34)$$

即电路完成了“反相求和”的运算。

当电路有  $n$  个输入信号时, 式(3-33)、式(3-34)变为

$$u_o = -R_f \left( \frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \dots + \frac{u_{in}}{R_n} \right) \quad (3-35)$$

$$u_o = -(u_{i1} + u_{i2} + \dots + u_{in}) \quad (3-36)$$

**例 3.5** 设计一个能完成  $Y = -2X_1 - 4X_2 - 5X_3$  方程式的电路。

**解:** 选择反相求和运算电路来实现  $Y = -2X_1 - 4X_2 - 5X_3$  方程的运算。由于方程中有 3 个变量  $X_1$ 、 $X_2$ 、 $X_3$ , 所以电路结构设计成如图 3.22 所示, 有三个输入端。

根据式(3-35), 图 3.22 所示电路的输入电压和输出电压之间满足

$$u_o = -R_f \left( \frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3} \right) = -\frac{R_f}{R_1} u_{i1} - \frac{R_f}{R_2} u_{i2} - \frac{R_f}{R_3} u_{i3}$$

将上式与方程  $Y = -2X_1 - 4X_2 - 5X_3$  比较, 得

$$\frac{R_f}{R_1} = 2, \quad \frac{R_f}{R_2} = 4, \quad \frac{R_f}{R_3} = 5$$

取  $R_f = 80 \text{ k}\Omega$ , 得  $R_1 = \frac{R_f}{2} = 40 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = \frac{R_f}{4} = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = \frac{R_f}{5} = 16 \text{ k}\Omega$ 。为了满足电路两输入端的平衡性,  $R_4 = R_1 // R_2 // R_3 // R_f = 6.67 \text{ k}\Omega$ 。

当取  $R_f = 80 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 40 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 16 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 6.67 \text{ k}\Omega$ , 将  $u_o$  当作  $Y$ 、 $u_{i1}$  当作  $X_1$ 、 $u_{i2}$  当作  $X_2$ 、 $u_{i3}$  当作  $X_3$  时, 图 3.22 所示电路就可以实现  $Y = -2X_1 - 4X_2 - 5X_3$  的运算。

## 2. 减法运算

如图 3.23 所示电路, 输入电压  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  分别加在集成运放的反相输入端和同相输入端, 这种输入方式的电路称为“差分运算”电路。

在图 3.23 电路中, 根据“虚断”的概念,  $i_+ = i_- = 0$ , 并利用叠加原理, 可得

$$u_- = \frac{R_f}{R_1 + R_f} u_{i1} + \frac{R_1}{R_1 + R_f} u_o$$

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

根据“虚短”的概念,  $u_+ = u_-$ , 得

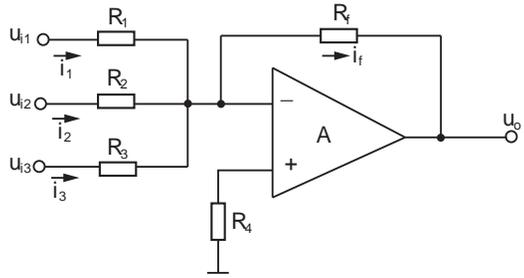


图 3.22 例 3.5 电路

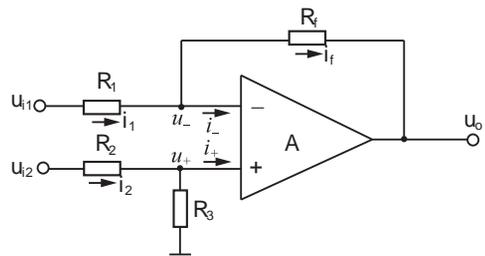


图 3.23 减法电路

$$\frac{R_3}{R_2+R_3}u_{i2} = \frac{R_f}{R_1+R_f}u_{i1} + \frac{R_1}{R_1+R_f}u_o$$

整理得

$$u_o = \frac{R_1+R_f}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_2+R_3}u_{i2} - \frac{R_f}{R_1}u_{i1} \quad (3-37)$$

考虑到电路的平衡性，通常选择  $R_1=R_2$ ， $R_f=R_3$ ，则式(3-37)为

$$u_o = \frac{R_f}{R_1}(u_{i2} - u_{i1}) \quad (3-38)$$

式(3-38)表明，图 3.23 所示电路的输出与两输入信号之差成正比，完成了“减法运算”。

**例 3.6** 推算出图 3.24 所示电路所完成的数学运算关系，问该电路能否完成  $u_o = u_1 + u_2 - u_3$  的运算。

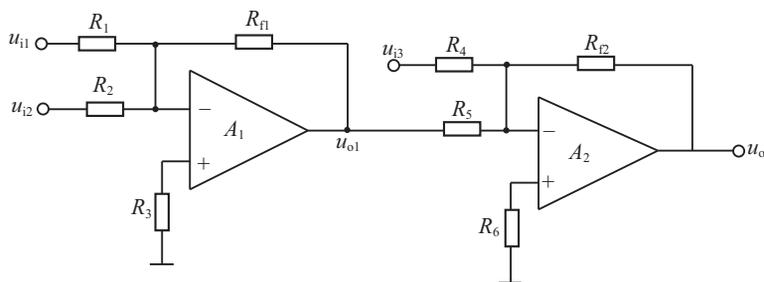


图 3.24 例 3.6 图

**解：**运算放大电路  $A_1$ 、 $A_2$  均为反相求和电路， $A_1$  的输出与输入的关系为

$$u_{o1} = -\left(\frac{R_{f1}}{R_1}u_{i1} + \frac{R_{f1}}{R_2}u_{i2}\right) \quad (3-39)$$

$u_{o1}$  既是  $A_1$  的输出信号，又是  $A_2$  的输入信号， $A_2$  的输出与输入的关系为

$$u_o = -\left(\frac{R_{f2}}{R_4}u_{i3} + \frac{R_{f2}}{R_5}u_{o1}\right) \quad (3-40)$$

将式(3-39)代入式(3-40)，并整理得出该电路完整的数学运算为

$$u_o = \frac{R_{f2}}{R_5}\left(\frac{R_{f1}}{R_1}u_{i1} + \frac{R_{f1}}{R_2}u_{i2}\right) - \frac{R_{f2}}{R_4}u_{i3} \quad (3-41)$$

当  $R_1=R_2=R_4=R_5=R_{f1}=R_{f2}=R$  时，式(3-41)变为  $u_o = u_1 + u_2 - u_3$ ，即图 3.24 电路可以完成  $u_o = u_1 + u_2 - u_3$  的运算。

### 3.4.4 积分和微分电路

#### 1. 积分电路

积分电路是组成模拟计算机的基本单元，利用其充放电过程，可以实现延时、定时以及各种波形的产生。

如图 3.25 所示电路，反馈元件由电容  $C$  组成。图中平衡电阻满足  $R_2=R_1$ 。

根据“虚断”的概念， $i_+ = i_- = 0$ ，可得

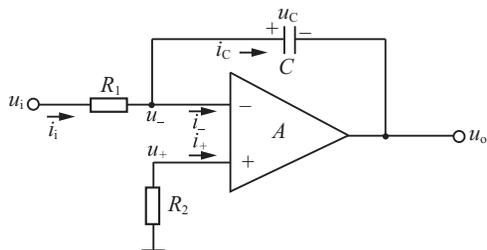
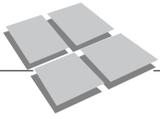


图 3.25 积分运算电路



$$i_i = i_c \quad (3-42)$$

根据“虚短”的概念,得

$$\begin{aligned} u_+ &= u_- = 0 \\ i_i &= \frac{u_i - u_-}{R_1} = \frac{u_i}{R_1} \end{aligned} \quad (3-43)$$

由于电容上的电压  $u_c$  与电流  $i_c$  存在着

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad \text{或} \quad u_c = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt$$

所以,图 3.25 所示电路中

$$u_c = u_- - u_o = -u_o$$

即电容上的电压  $u_c$  与输出电压  $u_o$  仅仅是反相的关系。电容上的电流  $i_c$  为

$$i_c = C \frac{d(u_- - u_o)}{dt} = -C \frac{du_o}{dt} \quad (3-44)$$

将式(3-43)、式(3-44)代入式(3-42)中,得

$$\frac{u_i}{R_1} = -C \frac{du_o}{dt}$$

则

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C} \int u_i dt \quad (3-45)$$

可见,图 3.25 所示电路的输出信号  $u_o$  (也是电容电压)是输入信号  $u_i$  的积分形式。

若电容两端有初始电压  $U_\infty$  时,则式(3-45)为

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C} \int u_i dt + U_\infty \quad (3-46)$$

当输入电压为常数  $u_i = K$  时,式(3-45)为

$$u_o = -\frac{K}{R_1 C} t \quad (3-47)$$

式(3-47)表明,当输入电压为常数时,积分运算的输出电压随时间做线性变化。 $K$  为正时,输出电压随时间负向增长; $K$  为负时,输出电压随时间正向增长。但输出电压的增长不可能无限制增大,当运算放大器进入非线性区——饱和状态时,积分作用停止,输出电压保持恒定。

**例 3.7** 在图 3.25 所示积分电路中,已知  $R_2 = R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ , 电容的初始电压值为零,运放的最大输出为  $U_{\text{OM}} = \pm 20 \text{ V}$ , 输入信号  $u_i$  如图 3.26(a)所示,求输出电压  $u_o$ , 并画出  $u_o$  的波形。

**解:** 由图 3.26(a)所示可知,当  $t \geq 0$  时,输入电压是一个常数,  $u_i = K = 2 \text{ V}$ , 根据式(3-47), 求出积分电路的输出电压  $u_o$  为

$$u_o = -\frac{K}{R_1 C} t = -\frac{2t}{100 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}} = -200t$$

由于  $K = 2 > 0$ , 所以输出电压随时间负向增长。运放的输出达到最大  $U_{\text{OM}} = -20 \text{ V}$  时,有

$$t = \frac{-20}{-200} = 0.1 \text{ (s)}$$

由上列分析画出输出电压波形如图 3.26(b)所示。

可见，运算积分电路的输入电压为常数时，其输出电压随时间线性变化。而 RC 积分电路的输出电压只能随时间按指数规律变化。

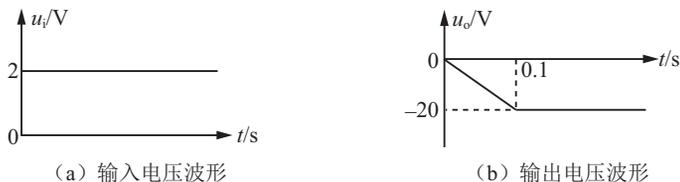


图 3.26 例 3.7 图

## 2. 微分电路

微分电路是积分电路的逆过程。微分电路可以实现波形变换(如将矩形波变换为尖脉冲)、移相等。将积分电路中的电阻  $R$  和电容  $C$  互换位置，就可以实现微分运算，如图 3.27 所示。

根据“虚断”的概念， $i_+ = i_- = 0$ ，得

$$i_c = i_f$$

根据“虚短”的概念， $u_+ = u_- = 0$ ，得

$$i_c = C \frac{d(u_i - u_-)}{dt} = C \frac{du_i}{dt}$$

$$i_f = \frac{u_- - u_o}{R_f} = -\frac{u_o}{R_f}$$

由  $i_f = i_c$ ，并整理得

$$u_o = -R_f C \frac{du_i}{dt} \quad (3-48)$$

可见，图 3.27 所示电路的输出  $u_o$  是输入  $u_i$  的微分形式。

微分电路可以突出信号突变部分。若输入矩形波，则输出端在输入的上升沿和下降沿突变处，将出现尖脉冲，如图 3.28 所示。

### 3.4.5 有源滤波器

滤波电路的功能是：允许一部分频率的信号通过电路输出，对其余频率的信号加以抑制使之急剧衰减。

#### 1. 滤波器的分类

(1) 根据使用的滤波元件性质分

滤波器分为：无源滤波器、有源滤波器。

无源滤波器是由无源元件  $R$ 、 $L$ 、 $C$  组成的，其特点是：电路结构简单，高频滤波效果较好，但低频时，滤波电感较大且品质因数较低，滤波效果不够好。

有源滤波器是以集成运放为核心元件构成的滤波器，其特点是：体积小，质量轻，具有一定的电压放大作用，带负载能力强，但频率带宽不够理想，一般使用频率在几千赫以下。

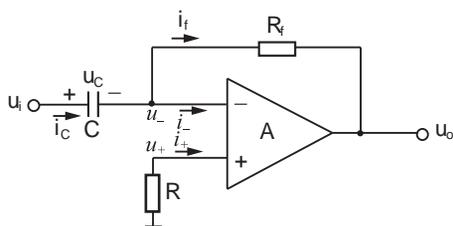


图 3.27 微分运算电路

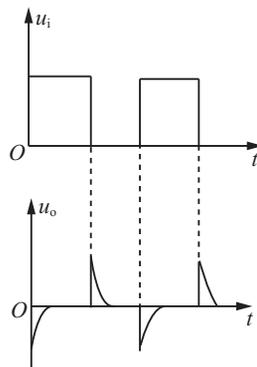
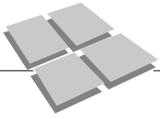


图 3.28 微分电路波形



(2)根据信号的工作频率范围分

滤波器分为：低通滤波器(LPF)、高通滤波器(HPF)、带通滤波器(BPF)、带阻滤波器(BEF)四种。

低通滤波器是指低于某个频率  $f_0$  以下的信号可以通过，而高于  $f_0$  的信号不能通过的滤波器。高通滤波器是指高于某个频率  $f_0$  以上的信号可以通过，而低于  $f_0$  的信号不能通过的滤波器。带通滤波器是指在某个频率范围( $f_1 \sim f_2$ )内信号可以通过，超过这个频率范围信号不能通过的滤波器。带阻滤波器是指在某个频率范围( $f_1 \sim f_2$ )内信号不能通过，其他频率信号可以通过的滤波器。

低通滤波器的通带范围是： $f \leq f_0$ ；

高通滤波器的通带范围是： $f \geq f_0$ ；

带通滤波器的通带范围是： $f_1 \leq f \leq f_2$ ；

带阻滤波器的通带范围是： $f \leq f_1$  和  $f \geq f_2$ 。

各种滤波器的理想频率特性如图 3.29 所示。

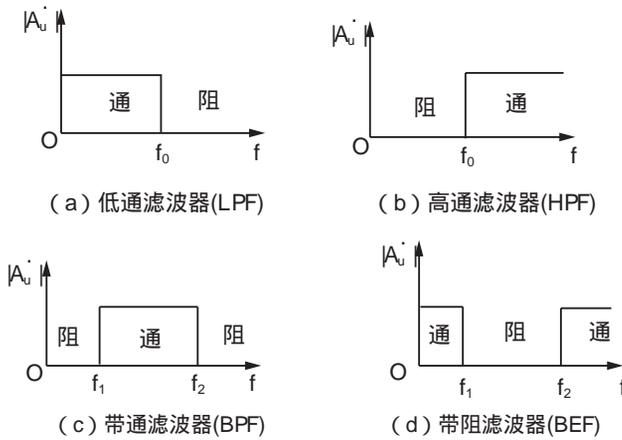


图 3.29 滤波器的理想频率特性

### 2. 有源低通滤波器

图 3.30(a)所示为  $R$ 、 $C$  元件构成的无源低通滤波器。低通滤波器的滤波原理是：低频时，电容  $C$  的容抗  $X_c = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty$ ，电容可看成是开路，因此输入信号  $\dot{U}_i$  可以通过  $R$  输出；高频时，电容  $C$  的容抗  $X_c = \frac{1}{\omega C} \rightarrow 0$ ，因而电容  $C$  将高频信号对地短接，输出端没有高频信号输出，因而该电路实现了“低通滤波”的目的。

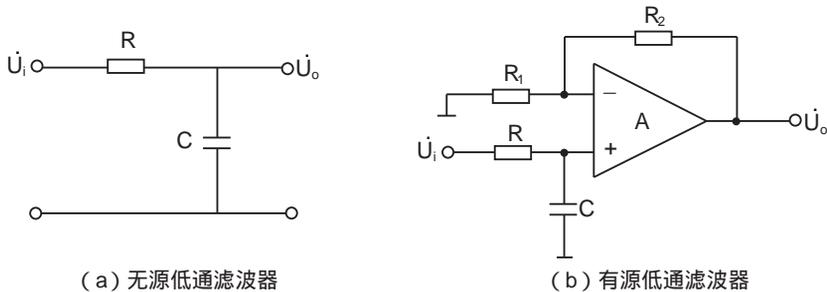


图 3.30 低通滤波器

图 3.30(b)所示的有源低通滤波器,是由无源低通滤波器和集成运放共同组成。该电路中,信号经过  $R$ 、 $C$  低通滤波器滤波后,再经运放电路将信号放大。

有源低通滤波器的优点是:可以保持电路原有的低通滤波特性,提高信号的输出幅度,并且集成运放起隔离负载与低通的作用,提高了电路的带负载能力。

### 3. 有源高通滤波器

将低通滤波器中的  $R$ 、 $C$  位置互换即为高通滤波器,如图 3.31(a)所示。高通滤波器的滤波原理是:低频时,电容  $C$  的容抗  $X_c = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty$ ,电容可看成是开路,电容隔断了交流信号的通路,因此输入信号  $\dot{U}_i$  不能通过电容  $C$  输出;高频时,电容  $C$  的容抗  $X_c = \frac{1}{\omega C} \rightarrow 0$ ,高频信号顺利地通过电容  $C$  输出,完成了“高通滤波”的任务。

图 3.31(b)、(c)所示的两种有源高通滤波器,均由无源高通滤波器和集成运放共同组成。图中,输入信号经过  $R$ 、 $C$  高通滤波器滤波后,再经运放电路将信号放大。

有源高通滤波器的优点与有源低通滤波器的优点相似。

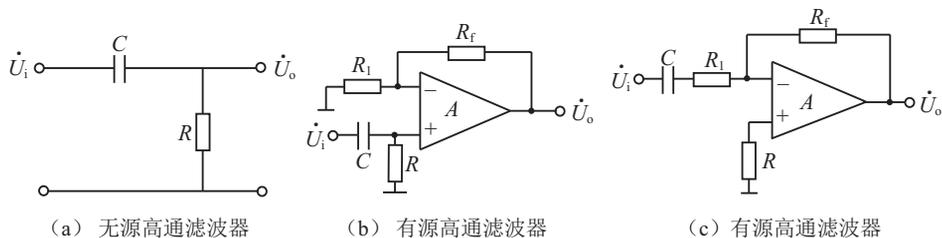


图 3.31 高通滤波器

### 4. 有源带通滤波器

带通滤波器的作用是,在某个频率范围( $f_1 \sim f_2$ )内允许信号通过,超过这个频率范围信号不能通过。将低通滤波器和高通滤波器串联起来,就可构成带通滤波器,如图 3.32 所示。

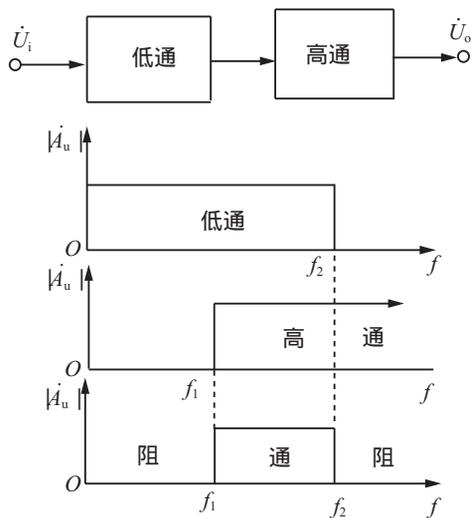


图 3.32 带通滤波器构成原理图

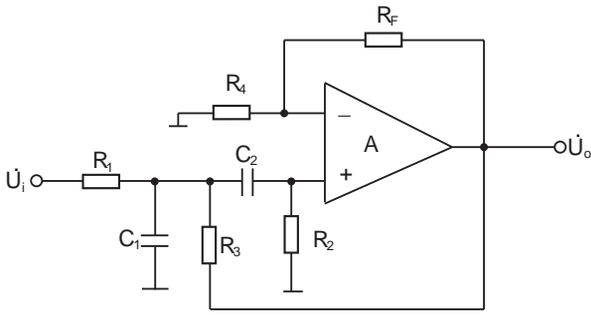
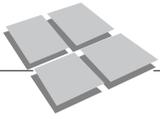


图 3.33 有源带通滤波器

注意：带通滤波器中的低通截止频率  $f_2$  应高于高通起始频率  $f_1$ 。这样才能构成一个通带。

有源带通滤波器如图 3.33 所示，其中， $R_1$  和  $C_1$  组成低通部分， $R_2$  和  $C_2$  组成高通部分，两者串联及滤波后再送到集成运放放大，达到允许某个频带信号可以通过并放大的目的。

### 5. 带阻滤波器

带阻滤波器是指在某个频率范围( $f_1 \sim f_2$ )内信号不能通过，其他频率信号可以通过的滤波器。将低通滤波器和高通滤波器并联起来，就可构成带阻滤波器，如图 3.34 所示。

有源带阻滤波器如图 3.35 所示，其中，双 T 型 RC 选频网络构成低通和高通滤波，2 个  $R$  电阻和 1 个  $2C$  电容构成的 T 型电路主要起低通的作用，2 个  $C$  电容和 1 个  $R/2$  电阻构成的 T 型电路主要起高通的作用，两者并联滤波后再送到集成运放放大，即可达到规定频带内信号不能通过，其他频率信号可以通过，并被运放放大的目的。

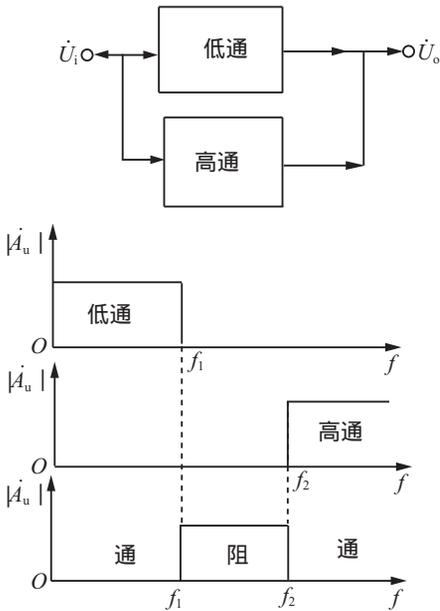


图 3.34 带阻滤波器构成原理图

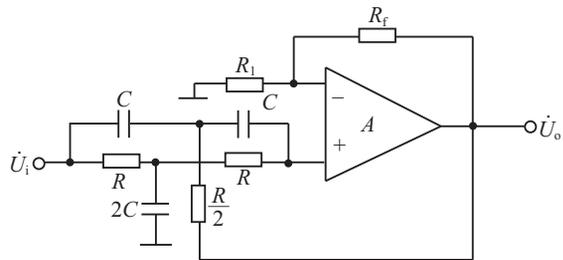


图 3.35 有源带阻滤波器

带通滤波器和带阻滤波器常用于抗干扰设备中，带通滤波器主要用于接收某一频段的有用信号，消除频带外的干扰信号；带阻滤波器用于制止某一频带的干扰信号通过。

### 3.5 集成运放的非线性应用

集成运放在非线性区的主要应用是作电压比较。从电路结构来看,当集成运放处于开环或正反馈方式时,集成运放工作在非线性区域。

#### 3.5.1 电压比较器的传输特性

电压比较器的基本功能是比较两个或两个以上模拟电压量的大小,并由输出电压的高、低电平来表示比较的结果。即电压比较器输入的是连续变化的模拟信号,而输出的是只有高电平和低电平两种状态的数字信号。所以说,电压比较器是模拟电路和数字电路的“接口”。

电压比较器常用于自动控制系统中作模/数转换、非正弦波的产生和变换等场合。

电压比较器特性常用电压传输特性来表示。电压传输特性是指输出电压  $u_o$  随输入电压  $u_i$  变化的特性。电压传输特性是根据集成运放在非线性区的特点得出的。即

当  $u_- > u_+$  时,输出低电压  $u_o = -U_{OL}$ ;

当  $u_- < u_+$  时,输出高电压  $u_o = +U_{OH}$ 。

常见的电压传输特性如图 3.36 所示。

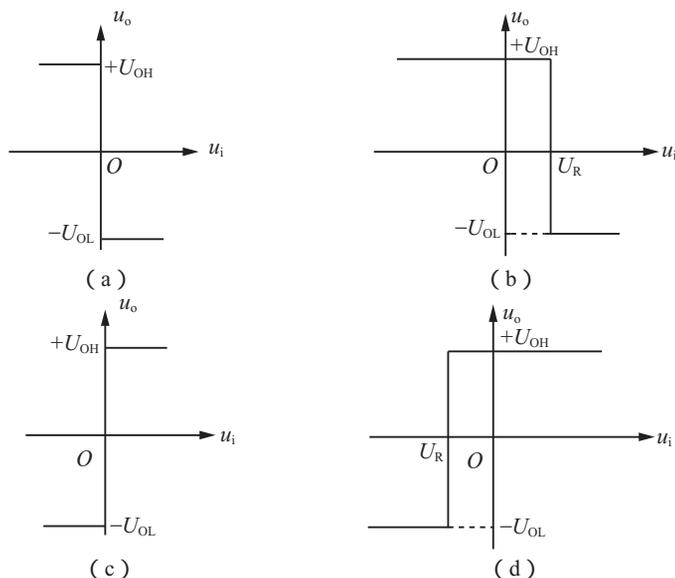


图 3.36 电压比较器的传输特性

#### 3.5.2 门限电压比较器

由集成运放为核心构成的门限电压比较器如图 3.37 所示,此时集成运放处于开环状态,集成运放工作在非线性区域。

门限电压比较器是输入信号电压与基准电压进行比较的电路。设  $U_R$  为基准电压(或称门限电平),它可以是正值、负值或零,可以接在同相输入端,也可以接在反相输入端。

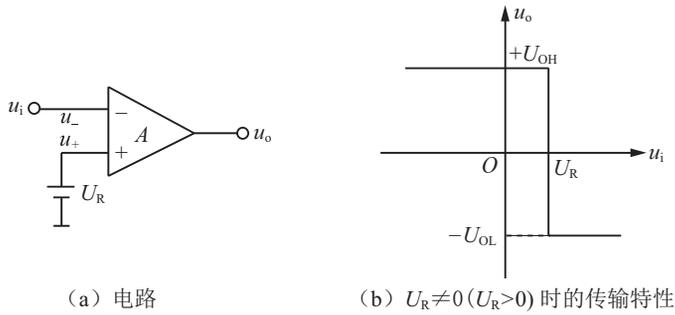
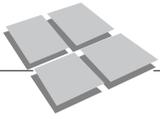


图 3.37 门限电压比较器及其传输特性

图 3.37(a)所示门限电压比较器中,基准电压  $U_R > 0$ ,接在同相输入端,输入信号  $u_i$  接在反相输入端与基准电压  $U_R$  比较。

根据集成运放在非线性区的特点,结合图 3.37(a)所示电路,可知

当  $u_- > u_+$ ,即  $u_i > U_R$  时,输出低电压  $u_o = -U_{OL}$ ;

当  $u_- < u_+$ ,即  $u_i < U_R$  时,输出高电压  $u_o = +U_{OH}$ 。

由此得出图 3.37(a)所示电路的电压传输特性,如图 3.37(b)所示,可见,输出电压的电位跳变,出现在基准电压  $U_R$  这一点上。

### 3.5.3 过零电压比较器

过零电压比较器是指基准电压  $U_R = 0$  时的电压比较器。这种电路的输入信号  $u_i$  每次过零时,输出电压都会发生突变,其传输特性通过坐标原点。

如图 3.38(a)所示电压比较器,其基准电压  $U_R = 0$ ,即同相输入端接地,这种连接方式的电压比较器,即为过零比较器。根据集成运放在非线性区的特点,可知:

当  $u_i > 0$  时,输出低电压  $u_o = -U_{OL}$ ;

当  $u_i < 0$  时,输出高电压  $u_o = +U_{OH}$ 。

由此得出如图 3.38(b)所示的过零比较器的电压传输特性。

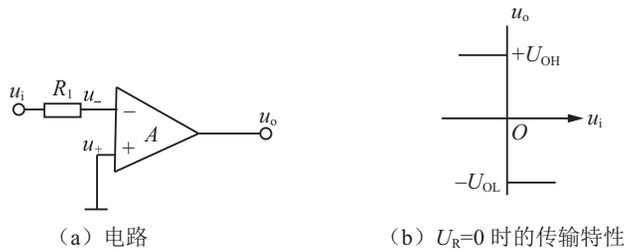


图 3.38 过零电压比较器及其传输特性

### 3.5.4 限幅电压比较器

为了将输出电压限制在一定的范围内,便于电压比较器的输出端与数字部件连接,常在比较器的输出端与反相输入端之间连接一个双向稳压管  $VD_Z$ ,进行双向限幅,使电压比较器的输出电压限制在稳压管的稳定电压  $U_Z$  上,且  $U_Z < U_{OH}$ ,如图 3.39 所示。

**例 3.8** 如图 3.39(a)所示电路中,已知稳压管的稳定电压  $U_Z = 5\text{ V}$ ,且  $U_Z <$

$U_{OH}$ ，当输入电压  $u_i$  为正弦波时，画出输入电压  $u_i$  与输出电压  $u_o$  的波形。

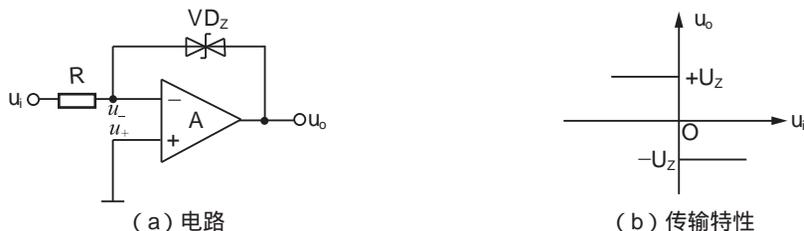


图 3.39 限幅电压比较器

**解：**由于输入信号接在集成运放的反相输入端，而且  $u_+ = 0$ ，所以该电路是一个过零限幅电压比较器。

当  $u_- > u_+$ ，即  $u_i > 0$  时，输出  $u_o < 0$ ， $u_o = -U_z = -5\text{ V}$ ；

当  $u_- < u_+$ ，即  $u_i < 0$  时，输出  $u_o > 0$ ， $u_o = U_z = 5\text{ V}$ 。

由此得出该电压比较器的电压传输特性如图 3.40(a)所示，当输入正弦波时，画出输出电压  $u_o$  的波形如图 3.40(b)所示，这是一个方波信号，其频率与输入的正弦波信号的频率相等。该电路将模拟正弦波变换成了数字波形——方波。

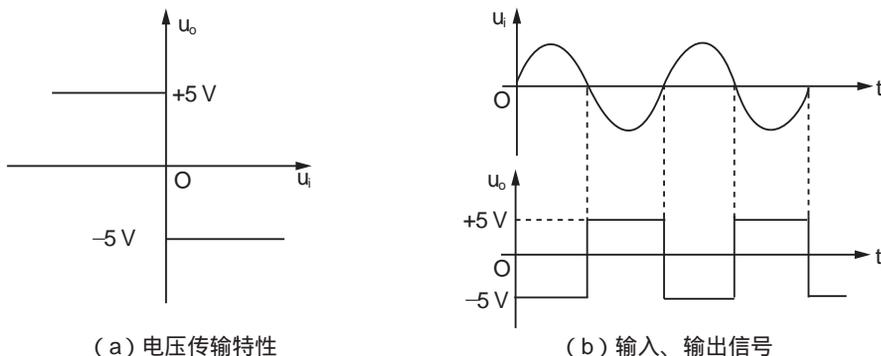


图 3.40 例 3.8 图

可见，电压比较器可以将模拟信号转换为只有高、低两种电平的数字信号。

### 3.5.5 滞回电压比较器

前述电压比较器具有电路结构和工作过程简单、灵敏度高等优点，但其抗干扰能力差，若输入信号中叠加干扰信号时，电压比较器就容易出现误翻转，造成所控制的设备出现误动作，影响正常的工作。为了解决抗干扰能力差的问题，通常采用滞回电压比较器进行模/数信号的转换。

在电压比较器的基础上引入正反馈，就构成滞回电压比较器。滞回电压比较器又称为施密特触发器，如图 3.41(a)所示。该电路的输入信号  $u_i$  从运放的反相端输入，基准电压  $U_R$  经电阻  $R$  接到同相输入端，输出信号经反馈电阻  $R_f$  回送到同相输入端，构成电压串联正反馈。

图 3.41(a)中，利用叠加原理，求出同相输入端电压  $u_+$  为

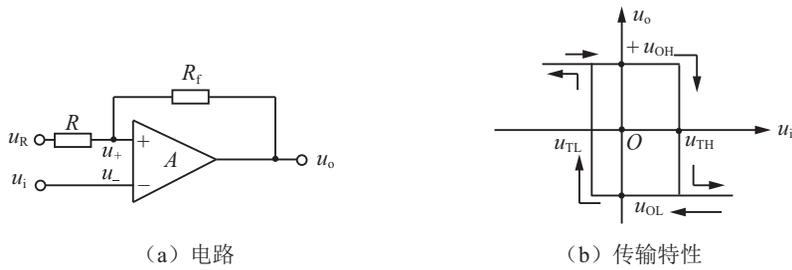
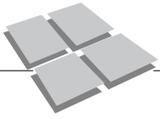


图 3.41 滞回电压比较器及其传输特性

$$u_+ = \frac{R_f}{R+R_f}U_R + \frac{R}{R+R_f}u_o \quad (3-49)$$

输入信号从反相输入端输入, 即

$$u_- = u_i$$

如果比较器的输出电压  $u_o$  要从高电平  $U_{OH}$  变为低电平  $U_{OL}$ , 则根据集成运放在非线性区的特点以及式(3-49), 图 3.41(a)电路必须满足  $u_- > u_+$ , 即  $u_i > \frac{R_f}{R+R_f}U_R + \frac{R}{R+R_f}U_{OH}$  的条件。使输出电压从高电平  $U_{OH}$  变为低电平  $U_{OL}$  的输入电压称为上限电压  $U_{TH}$ , 其值为

$$U_{TH} = \frac{R_f}{R+R_f}U_R + \frac{R}{R+R_f}U_{OH} \quad (3-50)$$

如果比较器的输出电压  $u_o$  要从低电平  $U_{OL}$  跳变为高电平  $U_{OH}$ , 则根据集成运放在非线性区的特点以及式(3-49), 图 3.41(a)电路必须满足  $u_- < u_+$ , 即  $u_i < \frac{R_f}{R+R_f}U_R - \frac{R}{R+R_f}U_{OL}$  的条件。使输出电压从低电平  $U_{OL}$  变为高电平  $U_{OH}$  的输入电压称为下限电压  $U_{TL}$ , 其值为

$$U_{TL} = \frac{R_f}{R+R_f}U_R - \frac{R}{R+R_f}U_{OL} \quad (3-51)$$

可见, 在滞回电压比较器中, 使输出电压从高电平  $U_{OH}$  变为低电平  $U_{OL}$ , 以及使输出电压从低电平  $U_{OL}$  变为高电平  $U_{OH}$  所需的输入电压值是不同的, 其传输特性呈滞回形状, 如图 3.41(b)所示。

上限电压  $U_{TH}$  和下限电压  $U_{TL}$  的差值称为回差电压(或称门限宽度), 用  $\Delta U_T$  表示, 有

$$\Delta U_T = U_{TH} - U_{TL} = \frac{R}{R+R_f} \cdot (U_{OH} + U_{OL}) \quad (3-52)$$

当  $U_{OH} = U_{OL}$  时

$$\Delta U_T = \frac{2R}{R+R_f} \cdot U_{OH} \quad (3-53)$$

可见, 回差电压  $\Delta U_T$  的大小, 取决于运放的外接电阻  $R$ 、 $R_f$  及运放最大输出电压  $U_{OH}$  的大小, 调节电阻  $R$  或  $R_f$  的数值, 即可改变回差电压的大小。

**例 3.9** 在如图 3.42 所示电路中, 已知稳压管稳压值  $U_Z = 3 \text{ V}$ , 基准电压  $U_R =$

2 V,  $R_1=10\text{ k}\Omega$ ,  $R_2=8\text{ k}\Omega$ ,  $R_f=40\text{ k}\Omega$ , 试求

①电路的上限电压  $U_{\text{TH}}$ 、下限电压  $U_{\text{TL}}$  和回差电压  $\Delta U_{\text{T}}$ ;

②若需要将回差电压  $\Delta U_{\text{T}}$  调到 4.5 V, 问应如何调整电阻? 此时电路的上、下限电压各为多少?

**解:** 图 3.42 所示电路为限幅滞回电压比较器, 输出端接的双向稳压管与输出端并联, 将输出电压限制在稳压管  $\text{VD}_Z$  的稳压值上, 即最大输出电压  $U_{\text{OH}}=U_Z=3\text{ V}$ ,  $R_3$  为限流电阻, 保护稳压管  $\text{VD}_Z$ 。

输入信号  $u_i$  通过电阻  $R_2$  从运放的反相端输入, 基准电压  $U_{\text{R}}$  经电阻  $R_1$  接到同相输入端, 输出信号通过反馈电阻  $R_f$  回到同相输入端, 构成电压串联正反馈, 所以运放工作在非线性工作状态。

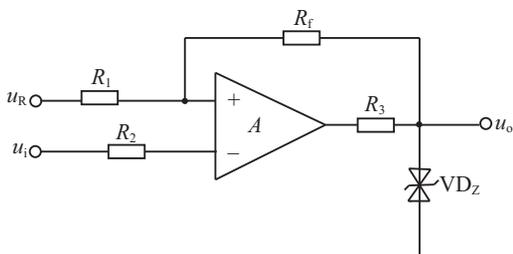


图 3.42 例 3.9 电路图

①由于电路的输出端接了稳压管, 所以电路的上限电压  $U_{\text{TH}}$  为

$$U_{\text{TH}} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} U_{\text{R}} + \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_Z = \frac{40}{10 + 40} \times 2 + \frac{10}{10 + 40} \times 3 \\ = 1.6 + 0.6 = 2.2(\text{V})$$

下限电压  $U_{\text{TL}}$  为

$$U_{\text{TL}} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} U_{\text{R}} - \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_Z = \frac{40}{10 + 40} \times 2 - \frac{10}{10 + 40} \times 3 \\ = 1.6 - 0.6 = 1(\text{V})$$

回差电压  $\Delta U_{\text{T}}$  为

$$\Delta U_{\text{T}} = U_{\text{TH}} - U_{\text{TL}} = 2.2 - 1 = 1.2(\text{V})$$

②若需要将回差电压  $\Delta U_{\text{T}}$  调到 4.5 V, 则根据

$$\Delta U_{\text{T}} = U_{\text{TH}} - U_{\text{TL}} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot (U_{\text{OH}} + U_{\text{OL}}) = \frac{2R_1}{R_1 + R_f} \cdot U_Z$$

$$\text{得出} \quad \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{\Delta U_{\text{T}}}{2U_Z} = \frac{4.5}{2 \times 3} = 0.75$$

整理得出

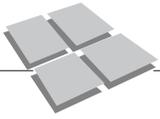
$$R_1 = 3R_f$$

选择  $R_1=30\text{ k}\Omega$ ,  $R_2=7.5\text{ k}\Omega$ ,  $R_f=10\text{ k}\Omega$ , 即可满足回差电压  $\Delta U_{\text{T}}=4.5\text{ V}$  的要求, 同时可满足运放的电阻平衡条件。此时电路的上、下限电压为

$$U'_{\text{TH}} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} U_{\text{R}} + \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_Z = \frac{10}{30 + 10} \times 2 + \frac{30}{30 + 10} \times 3 \\ = 0.5 + 2.25 = 2.75(\text{V})$$

$$U'_{\text{TL}} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} U_{\text{R}} - \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_Z = \frac{10}{30 + 10} \times 2 - \frac{30}{30 + 10} \times 3 \\ = 0.5 - 2.25 = -1.75(\text{V})$$

滞回电压比较器一个重要的特点是: 抗干扰能力强。当输入信号受到干扰或噪声影响时, 只要其变化量不超过上、下限电压范围, 输出电压就不会发生变化, 即不会被干扰。滞回电压比较器常用于将正弦波或三角波变为矩形波的场合。



如图 3.43(a)所示的正弦波输入信号,输入到 3.41(a)所示的滞回电压比较器电路时,其输出波形如图 3.43(b)所示,不存在由于输入干扰信号引起的输出错误动作,起到抗干扰的作用。

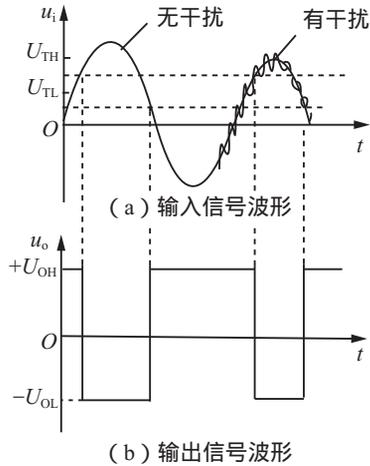


图 3.43 滞回电压比较器的抗干扰作用

## 本章小结

1. 集成电路(IC)是将半导体器件(二极管、三极管及场效应管等)、电阻、小电容以及电路用连接导线集成在一块半导体硅片上,形成材料、元件、电路三位一体的、具有一定功能的一个整体的电子器件;具有体积小、重量轻、性能好、可靠性高、损耗小、成本低等优点。

2. 集成运算放大器是一种具有高电压增益、高输入电阻、低输出电阻的直接耦合的多级放大器。集成运放有两个输入端(反相输入端和同相输入端)和一个输出端。

3. 集成运放有两种工作状态,即线性工作状态和非线性工作状态。

(1)在线性区,集成运放具有“虚短”和“虚断”两个重要的特点,这是分析运放电路的基础。

“虚短”:是指集成运放的同相输入端电压  $u_+$  和反相输入端电压  $u_-$  近似相等,如同将该两点短路一样,即  $u_+ \approx u_-$ 。

“虚断”:是指集成运放两输入端的电流均等于零,如同该两点被断开了一样,即  $i_+ = i_- \approx 0$ 。

(2)在非线性区,集成运放仍然满足  $i_+ = i_- \approx 0$ ,但其输出电压只有两种状态,高电平  $U_{OH}$  和低电平  $-U_{OL}$  状态。当  $u_+ > u_-$  时,  $u_o = U_{OH}$ ; 当  $u_+ < u_-$  时,  $u_o = -U_{OL}$ 。

引入负反馈时,集成运放一般工作在线性区;集成运放处于开环或正反馈状态时,工作非线性区。

4. 将放大电路输出信号的一部分或全部, 回送到输入回路的过程(即反向传输过程)称为反馈。若反馈信号  $X_f$  与原输入信号  $X_i$  同相, 即反馈信号加强了原输入信号, 这时的反馈称为正反馈。若反馈信号  $X_f$  与原输入信号  $X_i$  的相位相反, 即反馈信号削弱了原输入信号, 这时的反馈称为负反馈。

5. 反馈电路有四种基本组态, 即电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈、电流并联负反馈。判断反馈组态的步骤是:

- (1) 判断有无反馈;
- (2) 判断是直流反馈还是交流反馈;
- (3) 判断是正反馈还是负反馈;
- (4) 判断是串联反馈还是并联反馈;
- (5) 判断是电压反馈还是电流反馈。

6. 放大电路引入负反馈后, 可以提高放大倍数的稳定性, 减小非线性失真, 展宽放大电路的通频带, 改变输入、输出电阻等, 但这一切都是以降低放大倍数作为代价的。

7. 集成运放的线性应用主要有: 完成模拟信号的运算、进行有源滤波等。完成的信号运算主要包括: 比例运算、加减运算、积分和微分运算等。由集成运放构成的有源滤波包括: 有源低通、高通、带通、带阻等滤波形式。

8. 集成运放在非线性区的主要应用是作电压比较。电压比较器可以将连续变化的模拟信号转换为只有高、低两种电平的数字信号, 是模拟电路和数字电路的“接口”。电压比较器的常见类型有: 门限电压比较器、过零电压比较器、限幅电压比较器和滞回电压比较器等。电压比较器常用于自动控制系统中作模/数转换、非正弦波的产生和变换等场合。

### >>> 习题3

#### 3.1 填空:

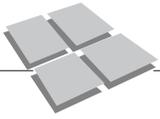
(1) 集成运放是一种具有高电压增益、\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_的\_\_\_\_\_耦合方式的多级放大电路。

(2) 集成运放有两个输入端和一个输出端, 其中电路中, 标有\_\_\_\_\_号的是\_\_\_\_\_输入端, 标有\_\_\_\_\_号的是\_\_\_\_\_输入端。

(3) 集成运放具有线性工作和非线性工作两种状态, 在\_\_\_\_\_的情况下, 集成运放工作在线性区, 此时它具有\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_两个重要的特点; 在\_\_\_\_\_的情况下, 集成运放工作在非线性区, 此时集成运放的输出与输入满足\_\_\_\_\_关系。

(4) 将放大电路输出信号的\_\_\_\_\_, 回送到\_\_\_\_\_的过程称为\_\_\_\_\_, 反馈放大电路也称为\_\_\_\_\_。

(5) 反馈电路的四种组态是\_\_\_\_\_, \_\_\_\_\_、\_\_\_\_\_和电压串联反馈; 其中



使输入电阻增加的是\_\_\_\_\_负反馈,使输出电阻减小的是\_\_\_\_\_负反馈,使输出电流稳定的是\_\_\_\_\_负反馈。

(6)直流负反馈可以\_\_\_\_\_,交流负反馈可以\_\_\_\_\_,提高放大电路增益的稳定性、\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_,但这一切都是以\_\_\_\_\_为代价的。

(7)滤波器分为低通、\_\_\_\_\_,\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_四种形式;只允许某个频率以上的信号通过的滤波器是\_\_\_\_\_,只允许高于频率 $f_1$ 、低于频率 $f_2$ 信号通过的滤波器是\_\_\_\_\_ (已知 $f_1 < f_2$ )。

(8)电压比较器电路是集成运放工作在\_\_\_\_\_的具体运用,它可以将\_\_\_\_\_信号转换为\_\_\_\_\_信号。抗干扰能力较强的电压比较器是指\_\_\_\_\_。

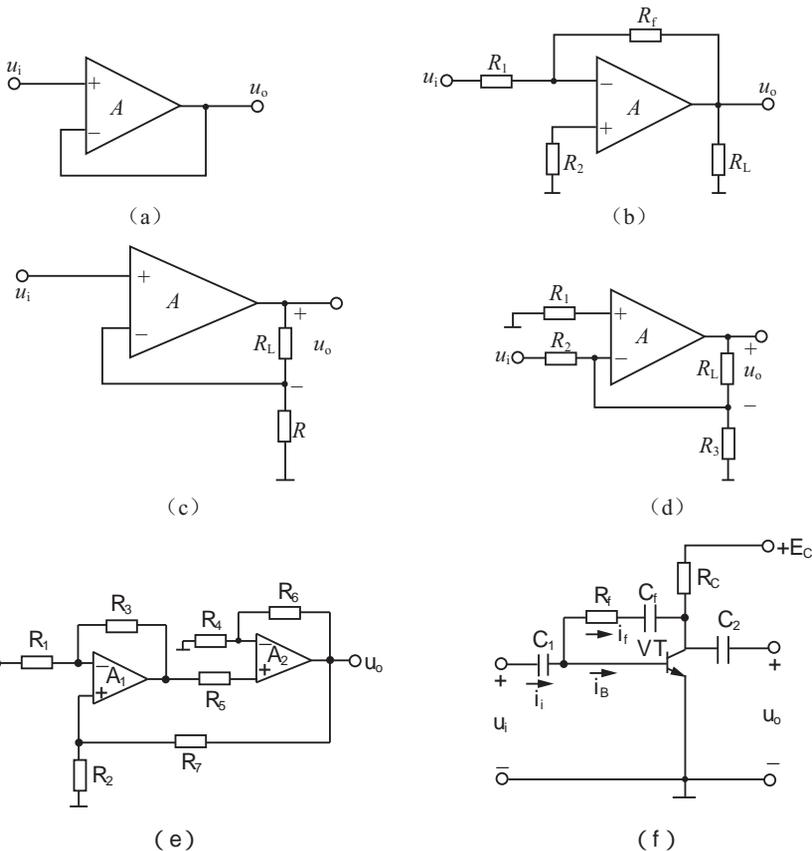
3.2 什么是“虚短”?什么是“虚断”?

3.3 什么叫反馈?什么叫负反馈?什么叫正反馈?放大电路中为什么要引入负反馈?

3.4 根据下列具体要求,引入适当的反馈形式。

- (1)稳定静态工作点;
- (2)稳定输出电压;
- (3)减小输入电阻;
- (4)向信号源索取的电流小;
- (5)增加输出电阻;
- (6)减小非线性失真。

3.5 判断图 3.44 所示各电路有无反馈,并指出反馈类型。



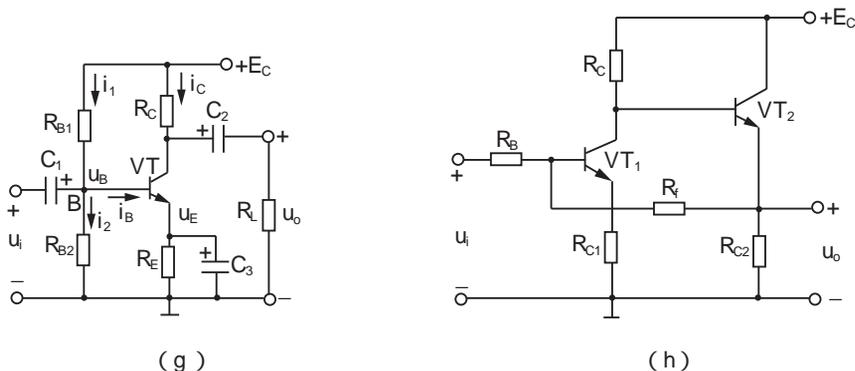


图 3.44 习题 3.5

3.6 某闭环放大电路的基本放大电路的放大倍数为  $A=1\ 000$ ，当反馈系数分别为 0.1、0.01、0.001 时，放大电路的闭环放大倍数  $A_f$  为多少？分析反馈系数的大小对闭环放大倍数的影响。

3.7 在题 3.6 电路中，若由于温度变化，使开环电压放大倍数从 1 000 增加到 1 500 时，计算开环电压放大倍数的相对变化量，问在不同反馈系数的情况下，闭环放大倍数的相对变化量是多少？反馈系数的大小对闭环放大电路的放大倍数稳定性有何影响？

3.8 图 3.45 所示电路是一个利用运算放大器测量电阻的电路。试列出被测电阻  $R_x$  与输出  $u_o$  的关系。当  $R=60\ \text{k}\Omega$ ， $u_i=2\ \text{V}$  时，测得  $u_o=3\ \text{V}$ ，问此时被测电阻  $R_x$  为多大？

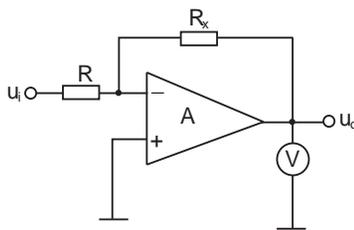


图 3.45 习题 3.8

3.9 图 3.46 所示电路是一个利用运算放大器和普通电压表测量电流的电路。已知  $R_1=10\ \text{k}\Omega$ ， $R_2=50\ \text{k}\Omega$ ，当开关拨向 1 挡时，电压表的指示为 4 V，当开关拨向 2 挡时，电压表的指示为 12 V。问开关拨向不同的挡位时，测出的电流大小。

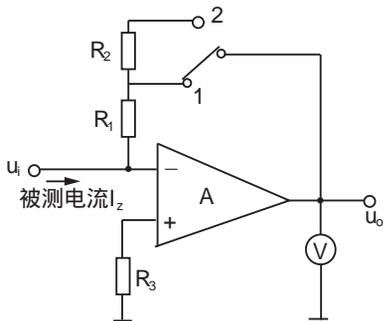


图 3.46 习题 3.9

3.10 设计一个能完成  $Y=1.2X_1+4X_2+10X_3$  的运算电路。

3.11 如图 3.47 所示电路，已知  $R_1=R_2$ ， $R_3=3R_4$ 。列出电路输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$  的关系。

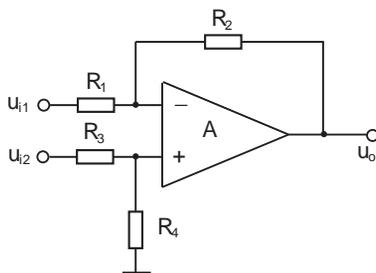
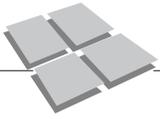


图 3.47 习题 3.11



3.12 一个控制系统的输出电压  $u_o$  与温度信号  $u_{i1}$ 、湿度信号  $u_{i2}$ 、流量信号  $u_{i3}$  的关系满足  $u_o = 2u_{i1} - 5u_{i2} + 8u_{i3}$ 。试设计满足该方程的运算电路。(设所有反馈电阻均为  $100\text{ k}\Omega$ )

3.13 试证明图 3.48 所示电路中,  $u_o = 10(u_{i2} - u_{i1})$ 。

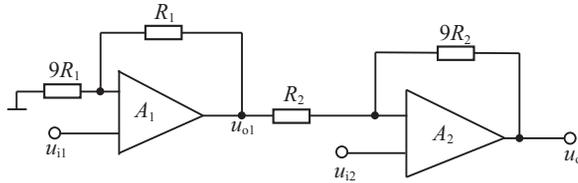


图 3.48 习题 3.13

3.14 列出图 3.49 所示电路的运算表达式。

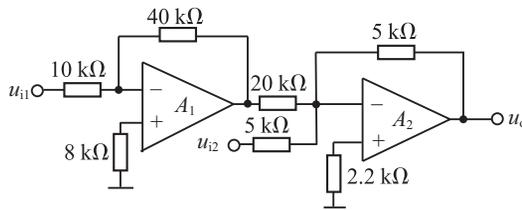


图 3.49 习题 3.14

3.15 如图 3.50(a)所示为一基本积分电路, 已知  $R_1 = R_2 = 100\text{ k}\Omega$ ,  $C = 2\text{ }\mu\text{F}$ , 电容的初始值电压为零, 运放的最大输出电压为  $\pm 3\text{ V}$ , 输入信号如图 3.50(b)所示, 试画出输出信号波形。

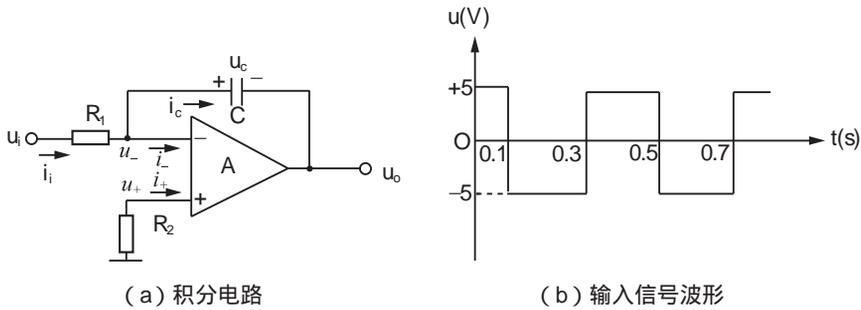


图 3.50 习题 3.15

3.16 图 3.51 所示电路中, 已知电容器两端的初始电压为零。

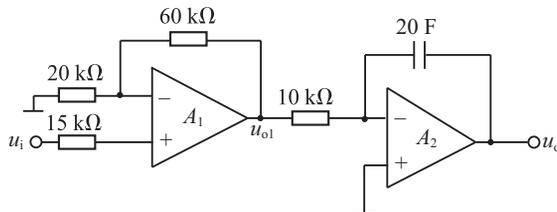


图 3.51 习题 3.16

(1) 列出电路输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  的关系式;

(2) 若  $u_i$  为  $0.1\text{ V}$  的直流信号, 则  $u_o$  为多少? 画出  $u_o$  随时间的变化曲线。

3.17 如图 3.52(a) 所示电压比较器电路中, 已知参考电压  $U_R = -2\text{ V}$ , 输入电压  $u_i$  是如图 3.52(b) 所示的三角波, 理想运放的输出最大幅度为  $10\text{ V}$ 。问输出的是一个什么形状的波形? 画出电路的传输特性和输出电压  $u_o$  的波形。

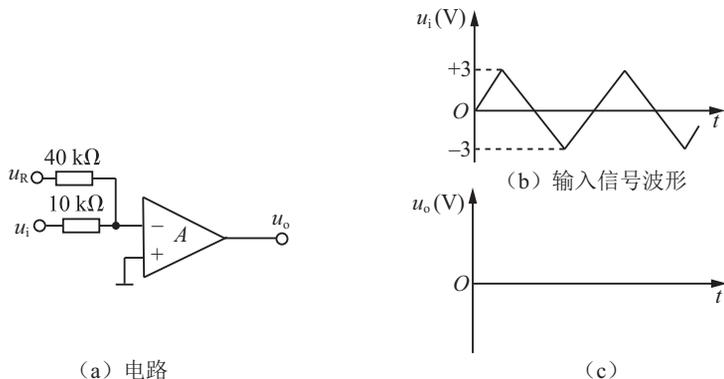


图 3.52 习题 3.17

3.18 图 3.53 所示电路中, 判断各集成运放的工作区域(线性区或非线性区), 已知双向稳压管  $VD_Z$  的稳定电压  $U_Z = \pm 5\text{ V}$ , 若输入电压  $u_i = 2\sin\omega t\text{ (V)}$ , 问输出  $u_o$  是何波形? 画出输入  $u_i$  和输出  $u_{o1}$ 、 $u_o$  的波形图。

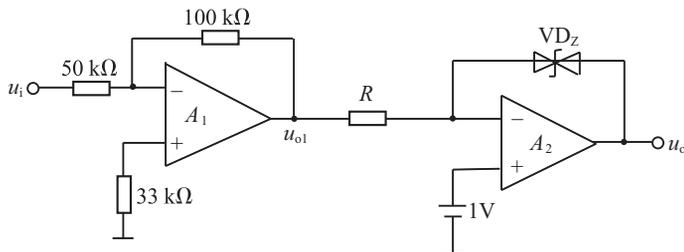


图 3.53 习题 3.18

3.19 试求图 3.54 所示电路中电压比较器的上、下限电压及回差电压, 画出其传输特性。若  $u_i = 5\cos\omega t\text{ (V)}$ , 画出输入信号和与之对应的输出信号的波形。

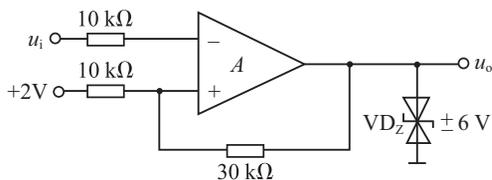
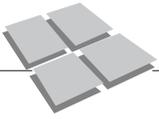


图 3.54 习题 3.19



3.20 试设计能完成图 3.55 所示电压传输特性的电压比较器, 画出设计电路。若要求图 3.55(b)所示电路的最大输出幅度为 5 V(小于运算放大器的最大输出幅度), 则设计的电路是何结构?

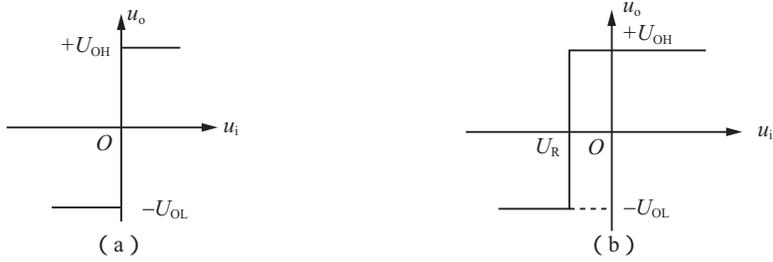


图 3.55 习题 3.20

## 第4章 振荡电路

### 本章要点

1. 振荡电路的组成特点、振荡条件、振荡的建立与稳定。
2.  $LC$  振荡电路的类型、特点及振荡频率。
3.  $RC$  振荡电路的类型、特点及振荡频率。
4. 石英晶体及石英晶体振荡电路。

### 重点、难点:

1. 正弦波振荡电路的组成。
2. 正弦波振荡电路的相位平衡条件和振幅平衡条件。
3. 各种振荡电路的特点、振荡频率及使用场合。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

### 4.1 振荡电路的组成特点及工作原理

振荡电路是一种不需要外加输入信号就可以输出信号的装置。振荡电路实际上是起一个能量转换作用，它将直流能量转换成具有一定频率、一定幅度和一定波形的交流能量。常见的振荡电路有：正弦波振荡电路和非正弦波振荡电路两种。这里只介绍正弦波振荡电路。

正弦波振荡电路广泛地应用在电子工程技术、无线电技术、测量技术、通信和自动控制等领域。

#### 4.1.1 振荡电路的组成特点

图 4.1 为振荡电路的基本组成方框图。当开关置于 1 端时，送入放大器输入端的信号  $\dot{X}_i$  等于外加输入信号  $\dot{X}_s$ ；当开关置于 2 端时，送入放大器输入端的信号  $\dot{X}_i$  等于反馈信号  $\dot{X}_f$ 。若反馈信号  $\dot{X}_f$  与外加输入信号  $\dot{X}_s$  的大小相等、相位相同，即构成正反馈时，则电路成为一个不需要外加输入信号就可以输出  $\dot{X}_o$  信号的振荡电路。

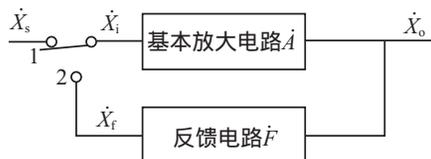
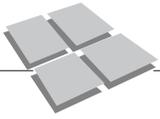


图 4.1 振荡电路的基本组成方框图

当振荡电路需要产生一个频率一定、且等幅的正弦波信号时，振荡电路还必须具有选频和稳幅的特性。

由以上分析可知，振荡电路是以正反馈信号  $\dot{X}_f$  代替外加输入信号  $\dot{X}_s$ ，维持一定输出电压的电路，它由放大电路、正反馈电路、选频电路和稳幅电路四个部分组成，



各部分的作用如下:

- (1)放大电路:具有放大信号的作用,并及时补充振荡过程中的能量损耗;
- (2)选频电路:从众多频率分量中,选出某一个频率信号输出,其他频率分量被衰减,形成单一频率的正弦波信号输出;
- (3)正反馈电路:将输出信号的一部分或全部回送到输入端,代替放大电路的输入信号源,这时的反馈为正反馈;
- (4)稳幅电路:稳定振荡信号的输出幅度。

#### 4.1.2 振荡电路的基本工作原理

##### 1. 振荡电路的振荡条件

在图 4.1 所示振荡电路的方框图中,已知基本放大电路的放大倍数为  $\dot{A}$ , 反馈电路的反馈系数为  $\dot{F}$ , 则输入信号  $\dot{X}_i$  经基本放大电路放大后,其输出  $\dot{X}_o$  为

$$\dot{X}_o = \dot{A} \cdot \dot{X}_i \quad (4-1)$$

输出信号  $\dot{X}_o$  经反馈网络反馈后的输出  $\dot{X}_f$  为

$$\dot{X}_f = \dot{F} \cdot \dot{X}_o \quad (4-2)$$

由于  $\dot{X}_f = \dot{X}_i$ , 所以

$$\dot{X}_o = \dot{A} \cdot \dot{F} \cdot \dot{X}_o$$

$$\text{则有} \quad \dot{A} \cdot \dot{F} = 1 \quad (4-3)$$

式(4-3)是振荡电路的振荡条件。该条件中,包含振幅平衡条件和相位平衡条件。

(1)振幅平衡条件

$$|\dot{A} \cdot \dot{F}| = 1 \quad (4-4)$$

式(4-4)说明反馈信号  $\dot{X}_f$  与输入信号  $\dot{X}_i$  的大小相等。

(2)相位平衡条件

$$\varphi_i + \varphi_f = 2n\pi \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (4-5)$$

式(4-5)说明反馈信号  $\dot{X}_f$  与输入信号  $\dot{X}_i$  的相位相同,即电路构成正反馈。

##### 2. 振荡的建立与稳定

(1)振荡的建立

振荡电路没有外加输入信号。当振荡电路接通电源的瞬间,电路从无电流、电压,跳变为有直流电流和直流电压的状态,这个跳变信号包括从零到无穷大的各种频率的谐波分量,选频电路从中自动选出等于其谐振频率的频率分量,该频率信号经过振荡电路的放大、正反馈,再选频、再放大、再正反馈……若干次反复后,输出信号的振幅迅速增大,振荡就建立起来了。

在振荡的建立过程中,由于正反馈信号  $\dot{X}_f$  始终大于上一次输入振荡电路的信号  $\dot{X}_i$ , 即起振时,满足  $\dot{X}_f > \dot{X}_i$  的条件,根据式(4-1)、式(4-2),得

$$\dot{X}_f = \dot{F} \cdot \dot{X}_o = \dot{F} \cdot (\dot{A} \cdot \dot{X}_i) > \dot{X}_i$$

$$\text{整理得} \quad |\dot{A} \cdot \dot{F}| > 1 \quad (4-6)$$

式(4-6)为振荡电路的起振条件。

### (2) 振荡的稳定

由于放大管(晶体管)是一个非线性器件,当振荡幅度大到一定程度时,晶体管进入饱和区与截止区,导致放大倍数下降,从而限制了信号幅度的增加,直到 $|\dot{A} \cdot \dot{F}| = 1$ 时,电路达到稳定的输出状态。

### 4.1.3 振荡电路的基本分析方法与步骤

对振荡电路的分析,主要是判断振荡电路能否振荡,如果可以振荡,其振荡频率是多少,电路具有什么特点。

振荡电路的基本分析方法与步骤如下。

(1)首先观察电路,看是否具备构成振荡电路的结构条件,即是否具有放大电路、反馈电路、选频电路和稳幅电路四个部分。

(2)检查振荡电路的静态工作点,看是否能保证放大电路正常放大信号。

(3)检查振荡电路的交流通路,看交流信号是否顺利传递。

(4)分析电路是否满足自激振荡的条件。通常是检查电路是否满足相位平衡条件,可用瞬时极性法判断。振幅平衡条件相对来说比较容易满足,振荡电路中放大电路的放大倍数不需要太大就可以满足振幅平衡条件。

(5)计算振荡频率。根据相位平衡条件及振荡电路的参数等计算振荡频率,具体求解方法需结合实际电路进行计算。

## 4.2 LC 振荡电路

根据选频网络的不同,正弦波振荡电路分为LC振荡电路和RC振荡电路两大类。

若正弦波振荡电路的选频网络由电感 $L$ 和电容 $C$ 并联回路组成时,称为LC振荡电路。该电路的振荡频率高(在几十千赫兹),输出功率较大,常用于高频电子电路或设备中。常见的LC振荡电路有变压器反馈式振荡电路、电感三点式振荡电路和电容三点式振荡电路三种类型。

### 4.2.1 LC 并联回路的选频特性

如图4.2所示的LC并联回路,其复导纳 $Y$ 为

$$\begin{aligned} Y &= \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} \\ &= \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j \left[ \omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \right] \end{aligned} \quad (4-7)$$

当式(4-7)的虚部为零时,复导纳 $Y = \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2}$ ,图4.2所示电路中的电压与电流同相,电路呈阻性,电路发生并联谐振。并联谐振频率 $\omega_0$ 。由式(4-7)得出

$$\left[ \omega_0 C - \frac{\omega_0 L}{R^2 + (\omega_0 L)^2} \right] = 0$$

通常 $\omega_0 L \gg R$ ,所以LC并联电路的谐振角频率 $\omega_0$ 和谐振频率 $f_0$ 为

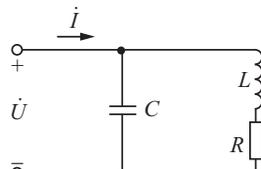
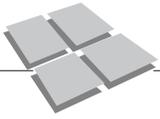


图4.2 LC 并联回路



$$\omega_o \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4-8)$$

$$f_o \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-9)$$

根据  $Z = \frac{1}{Y}$  和式(4-7)求出阻抗  $Z$ 、幅频特性  $|Z|$  和相频特性  $\varphi$  为

$$Z = \frac{Z_o}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)} \quad (4-10)$$

$$|Z| = \frac{Z_o}{\sqrt{1 + \left[Q\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)\right]^2}} \quad (4-11)$$

$$\varphi = -\arctan \left[ Q\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right) \right] \quad (4-12)$$

其中  $Z_o = \frac{L}{RC}$  称为  $LC$  回路谐振阻抗, 是电路谐振(即  $f = f_o$ )时  $LC$  回路的阻抗,

$Q = \frac{\omega_o L}{R}$  称为谐振回路的品质因数。

根据式(4-11)、式(4-12), 可画出  $LC$  并联回路的幅频特性曲线和相频特性曲线, 如图 4.3 所示。

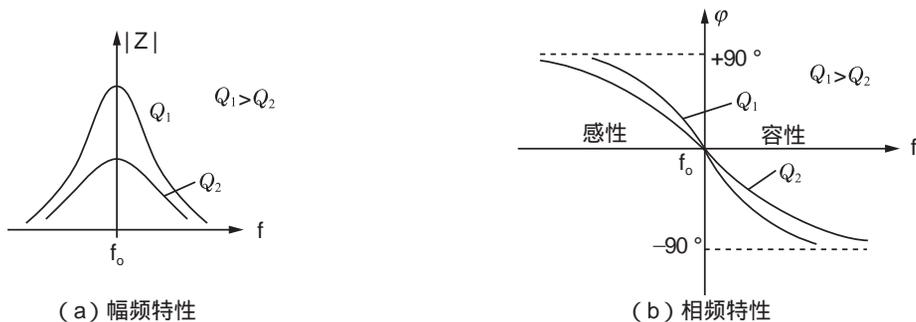


图 4.3  $LC$  并联回路的频率特性

根据图 4.3 所示的  $LC$  并联回路的频率特性, 可以得出以下结论。

(1) 在  $f = f_o$  时, 阻抗  $|Z|$  最大, 电压与电流同相, 即  $\varphi = 0$ , 因而输出最大。当频率偏离  $f_o$  时, 阻抗  $|Z|$  减小, 相位发生偏移, 电路不再是正反馈了, 因而输出急剧减小。所以说  $LC$  并联回路具有选频特性, 它选出频率  $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  的信号, 其余频率信号逐渐衰减。

(2) 品质因数  $Q$  越大, 幅频特性越尖锐, 相位角随频率变化的程度越急剧, 选频特性越好。

#### 4.2.2 变压器反馈式振荡电路

如图 4.4 所示电路, 三极管起到放大及稳幅作用,  $LC$  并联回路构成选频网络, 反馈

由变压器  $T_r$  的次级线圈  $L_2$  来实现, 因此电路具备构成振荡电路的结构条件, 该电路称为变压器反馈式振荡电路。

### 1. 振荡平衡条件的分析

图 4.4 所示振荡电路中, 三极管具有放大作用, 只要适当选取次级线圈  $L_2$  的匝数, 保证一定的反馈量, 则电路就可以满足  $|\dot{A} \cdot \dot{F}| \geq 1$  的振幅起振和平衡条件。

在图 4.4 所示振荡电路中, 当三极管的基极电位为 (+) 时, 集电极电位 A 点则为 (-), 变压器  $L_1$  线圈的 B 点电位为 (+), 根据线圈同名端的定义, 则  $L_2$  线圈的 D 点电位也为 (+),  $L_2$  上的电压反馈到输入端时, 与输入同相, 所以是正反馈, 满足相位平衡条件。

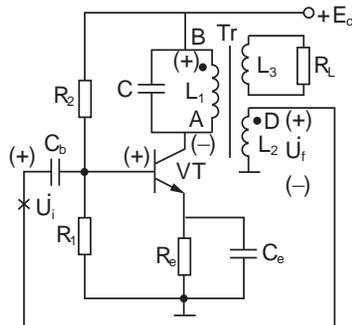


图 4.4 变压器反馈式振荡电路

### 2. 电路的振荡频率

振荡电路的振荡频率就是  $LC$  并联电路的谐振频率, 所以图 4.4 电路的振荡频率  $f_o$  为

$$f_o \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} \quad (4-13)$$

改变电容  $C$  的大小即可方便地调节振荡频率  $f_o$ 。但是在变压器反馈式振荡电路中, 变压器的各绕组之间、三极管的各电极之间均存在分布电容, 由于分布电容参数是个不定值, 且外界因素(如温度、电源电压等)的变化会影响分布参数的数值大小, 因而这些分布电容有可能会影响电路的振荡频率, 造成电路工作的不稳定或频率偏差。为减小分布电容对电路的影响, 变压器耦合的振荡电路的  $L_1 C$  选频回路中, 电容必须选大一些; 但由于电容  $C$  的增大, 导致了振荡频率  $f_o$  的减小, 所以变压器反馈式振荡电路的振荡频率不会太高, 通常在几十千赫至几十兆赫。

**例 4.1** 某超外差收音机的本机振荡电路如图 4.5 所示, 求该电路的本机振荡频率范围。

**解:** 图 4.5 所示电路为变压器反馈式振荡电路, 其振荡频率  $f_o$  为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

当电容最小为  $C_{\min}$  时, 频率最高为  $f_{\max}$ ; 电容最大为  $C_{\max}$  时, 频率最低为  $f_{\min}$ 。

$$C_{\min} = \frac{300 \times (7+3)}{300 + (7+3)} = 9.7 (\text{pF})$$

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\min}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.2 \times 10^{-3} \times 9.7 \times 10^{-12}}} = 3\ 615 (\text{kHz})$$

$$C_{\max} = \frac{300 \times (270+30)}{300 + (270+30)} = 150 (\text{pF})$$

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\max}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.2 \times 10^{-3} \times 150 \times 10^{-12}}} = 920 (\text{kHz})$$

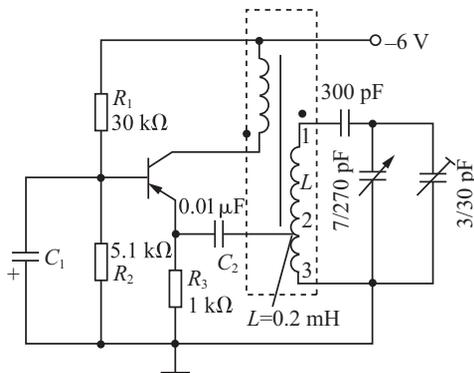
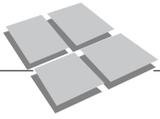


图 4.5 例 4.1 图



即该电路的本机振荡频率范围为(920~3615)kHz。

### 4.2.3 三点式振荡电路

#### 1. 三点式振荡电路的概念

三点式振荡电路是指在振荡电路中,三极管的三个电极分别与LC谐振电路的三个端点连接,这种形式的振荡电路具有连接简单方便,易满足相位平衡条件的特点。

三点式振荡电路的基本形式如图4.6所示,图中 $X_1$ 、 $X_2$ 和 $X_3$ 是谐振回路的三个电抗,三极管与谐振回路连接时,若与发射极连接的两个电抗 $X_1$ 、 $X_2$ 为相同性质的电抗,与基极连接的两个电抗 $X_1$ 、 $X_3$ 为相反性质的电抗,即符合“射同基反”的连接原则,则电路一定满足振荡的相位平衡条件。可以用瞬时极性法验证“射同基反”的正反馈作用。

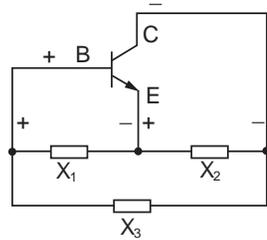


图 4.6 三点式振荡电路的基本结构

根据谐振回路中 $X_1$ 、 $X_2$ 和 $X_3$ 的性质的不同,三点式振荡电路分为电感三点式振荡电路和电容三点式振荡电路两种形式。

#### 2. 电感三点式振荡电路

如图4.7(a)所示振荡电路, $C$ 、 $L_1$ 、 $L_2$ 组成选频回路, $C_B$ 为基极旁路电容, $C_E$ 为发射极耦合电容。交流时, $C_B$ 、 $C_E$ 看作短路,直流电源 $E_C$ 对地短路,则图4.7(a)电路的交流通路如图4.7(b)所示。图4.7(b)所示电路中,电感线圈 $L_1$ 、 $L_2$ 的三个引出端分别与三极管的三个电极相连,所以该电路称为电感三点式振荡电路,又称哈特莱(Hartley)振荡电路。

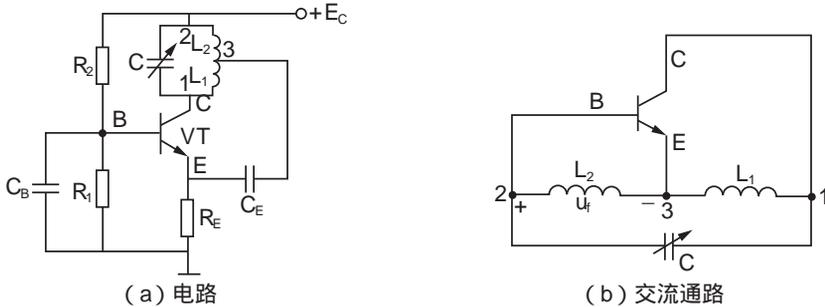


图 4.7 电感三点式振荡电路

根据正弦波振荡电路的判断方法,图4.7(a)所示电路包含了由三极管为核心的放大电路和稳幅电路,由 $C$ 、 $L_1$ 、 $L_2$ 组成选频回路以及电路中包含的反馈电路四部分,放大电路具有静态工作点,由图4.7(b)所示电路的交流通路看出,交流信号可以顺利传递。

同时,观察电感三点式振荡电路,由于三极管的发射极与LC回路中的 $L_1$ 和 $L_2$ (两者为相同性质的元件)的连接点3相连,三极管的基极与LC回路中的 $C$ 与 $L_2$ (两者为相反性质的元件)的连接点2相连,符合“射同基反”的连接原则,则电路满足振荡的相位平衡条件。振幅条件可以通过调节 $L_1$ 与 $L_2$ 的匝数比来满足, $L_2$ 的匝数越多,

反馈越强，电路越容易起振。

根据图 4.7(b)所示的交流通路可以得出，电感三点式振荡电路的振荡频率  $f_0$ 。可近似认为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M) \cdot C}} \quad (4-14)$$

式(4-14)中， $M$  是线圈  $L_1$  与  $L_2$  之间的互感。

电感三点式振荡电路的特点：

- ① 反馈电压  $u_f$  由电感的抽头端取得，其制造过程比变压器简单；
- ② 由于  $L_1$  与  $L_2$  通常是同一个线圈，因而耦合紧密，电路容易起振，输出信号的幅度也大；
- ③ 频率调节方便。通过调节电容  $C$  的大小来改变振荡频率。电感三点式振荡电路的工作频率范围一般在几百千赫至几十兆赫；
- ④ 输出波形失真大。由于反馈信号取自电感  $L_2$  两端，频率越高，其阻抗越大，因此谐波的反馈更强，造成输出振荡波形中含有较大的高次谐波成分，使输出波形失真大。

一般电感三点式振荡电路用于收音机的本机振荡、高频加热器等场合。

### 3. 电容三点式振荡电路

如图 4.8(a)所示振荡电路， $L$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  组成选频回路， $C_B$  为基极耦合电容， $C_E$  为发射极旁路电容， $C_o$  为输出耦合电容。交流时， $C_B$ 、 $C_E$ 、 $C_o$  看作短路，直流电源  $E_C$  对地短路，则图 4.8(a)电路的交流通路如图 4.8(b)所示。图 4.8(b)所示电路中，电容  $C_1$ 、 $C_2$  连接的三个点分别与三极管的三个电极相连，所以该电路称为电容三点式振荡电路，又称考比兹(Colpitts)振荡电路。

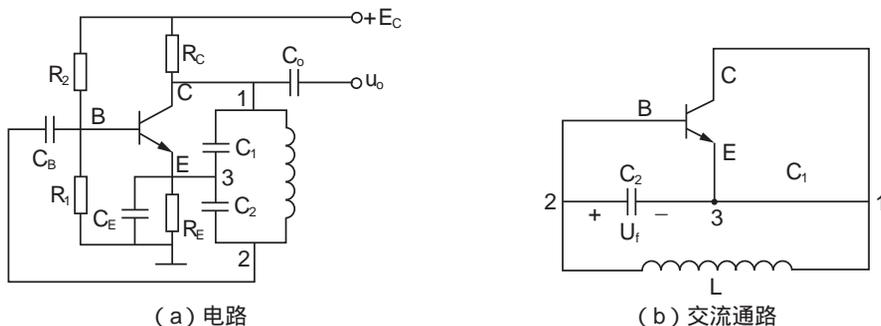
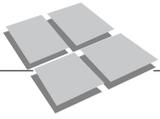


图 4.8 电容三点式振荡电路

根据正弦波振荡电路的判断方法，图 4.8(a)所示电路包含了由三极管为核心的放大电路和稳幅电路，由  $L$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  组成的选频回路以及电路中包含的反馈电路四部分，放大电路具有静态工作点，由图 4.8(b)所示电路的交流通路看出，交流信号可以顺利传递。

观察电容三点式振荡电路，由于三极管的发射极与  $LC$  回路中的  $C_1$ 、 $C_2$  (两者为同性质的元件) 的连接点 3 相连，三极管的基极与  $LC$  回路中的  $C_2$  和  $L$  (两者为相反性质的元件) 的连接点 2 相连，符合“射同基反”的连接原则，则电路满足振荡的相位平衡



条件。由于反馈信号  $U_f$  取自电容  $C_2$  的两端, 适当选取  $C_2$  的数值, 即可满足振幅平衡条件。

根据图 4.8(b)所示的交流通路可以得出, 电容三点式振荡电路的振荡频率  $f_o$  为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (4-15)$$

电容三点式振荡电路的特点:

①输出波形失真小。由于反馈取自电容  $C_2$  上的电压, 而电容对谐波呈现低阻抗, 所以通过电容反馈到输入端的谐波成分少, 故输出波形失真小;

②频率调节范围小。由于反馈信号取自电容, 即电容量的大小决定了起振条件, 若调节电容去改变振荡频率, 势必会影响电路的起振, 所以电容三点式振荡电路一般用于频率调节范围小或固定频率的场合;

③振荡频率较高。由于电容  $C_1$ 、 $C_2$  可以取得很小, 所以电容三点式振荡器的振荡频率较高, 可达 100 MHz 以上;

④振荡频率的稳定性不高。由于三极管的极间电容与  $C_1$ 、 $C_2$  并联, 三极管的极间电容随外界因素影响变化时, 会使电路的振荡频率稳定性降低。

#### 4. 改进型电容三点式振荡电路

为了提高电容三点式振荡电路的频率稳定性, 并具有一定的振荡频率调节范围, 通常在图 4.8(a)所示振荡电路的基础上对电路进行改进, 即在电感支路上串联一个较小容量的可变电容  $C$  ( $C \ll C_1$ ,  $C \ll C_2$ ), 如图 4.9 所示。此时电路称为改进型电容三点式振荡电路, 其振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}}}} \quad (4-16)$$

由于  $C \ll C_1$ ,  $C \ll C_2$ , 因而可变电容  $C$  与电容  $C_1$ 、 $C_2$  串联后的等效电容近似为

$$\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \approx \frac{1}{C}$$

所以, 式(4-15)中,  $C_1$  和  $C_2$  对振荡频率的影响可以忽略, 即振荡频率近似为

$$f_o \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-17)$$

改变可变电容  $C$  的大小, 即可调节振荡频率。改变  $C$  的大小, 不影响电路的正反馈, 即不影响电路的振荡。由于该电路的振荡频率仅由  $LC$  支路的参数决定, 与  $C_1$ 、 $C_2$  无关, 所以与  $C_1$ 、 $C_2$  并联的三极管的极间电容对振荡频率的影响极小, 电路的频率稳定性得到提高, 其稳定性可达  $10^{-5} \sim 10^{-4}$ 。

由上述分析可知, 各种  $LC$  振荡电路的振荡频率与  $L$ 、 $C$  成反比。当要求振荡频率很低时, 振荡回路的电感  $L$  和电容  $C$  的数值就会很大, 且  $L$  和  $C$  的体积也会很大, 造价也

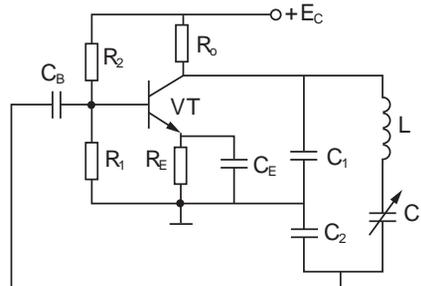


图 4.9 改进型电容三点式振荡电路

高。因此  $LC$  振荡电路不宜用于产生低频信号，而主要用于产生高频信号(在几十千赫兹)。在需要低频振荡信号的场合， $LC$  振荡电路就不适合，需要采用其他形式的振荡电路。

### 4.3 RC 振荡电路

若正弦波振荡电路的选频网络由电阻  $R$  和电容  $C$  组成时，称为  $RC$  振荡电路。 $RC$  振荡电路的振荡频率较低(在几百千赫兹以下)，输出功率较小，常用于低频电子电路或设备中。

在介绍  $RC$  振荡电路之前，先讨论一下  $RC$  串并网络的选频特性。

#### 4.3.1 RC 串并网络的选频特性

如图 4.10(a)所示为  $RC$  串并联电路，信号从  $RC$  串并联端输入，从  $RC$  并联端输出。当信号的频率发生变化时， $RC$  串并联等效电路及其信号也发生变化。

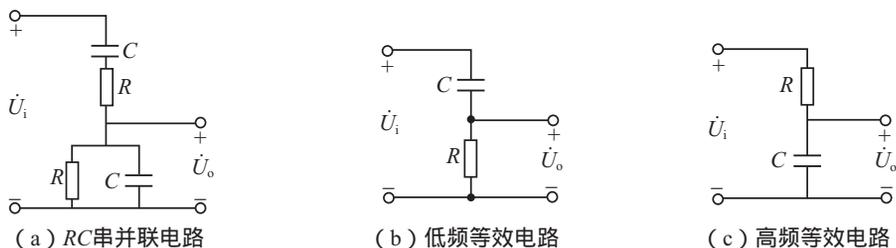


图 4.10  $RC$  串并网络的选频特性

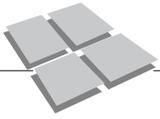
#### 1. 低频分析

低频时，由于频率  $\omega$  很小，则  $\frac{1}{\omega C} \gg R$ 。根据串并联电路的阻抗性质特点可知， $RC$  串联电路的阻抗  $(R + \frac{1}{j\omega C})$  是以大容抗  $\frac{1}{j\omega C}$  起主要作用的，所以可以忽略电阻  $R$  的作用； $RC$  并联电路的阻抗  $(R // \frac{1}{j\omega C})$  是以小的电阻起主要作用的，所以可以忽略容抗  $\frac{1}{j\omega C}$  的作用；因而  $RC$  串并网络的低频等效电路如图 4.10(b)所示。

当频率  $\omega \rightarrow 0$  时， $\frac{1}{\omega C} \gg R$ ，由图 4.10(b)可知，从电阻  $R$  两端输出的电压  $U_o \rightarrow 0$  (则放大倍数  $A = \frac{U_o}{U_i} \rightarrow 0$ )，输出信号与输入信号的相位差  $\varphi \rightarrow 90^\circ$ 。随着频率  $\omega$  从 0 开始上升， $U_o$  从 0 逐渐增加(则放大倍数  $A$  从 0 逐渐增加)， $\varphi$  从  $\varphi = 90^\circ$  逐渐减小。如图 4.11 所示。

#### 2. 高频分析

高频时，由于频率  $\omega$  很大，则  $\frac{1}{\omega C} \ll R$ 。根据串并联电路的阻抗性质特点可知， $RC$  串联电路的阻抗  $(R + \frac{1}{j\omega C})$  是以大电阻  $R$  起主要作用的，所以可以忽略容抗  $\frac{1}{j\omega C}$  的作用； $RC$  并联电路的阻抗  $(R // \frac{1}{j\omega C})$  是以小的容抗  $\frac{1}{j\omega C}$  起主要作用的，所以可以忽略电阻的作



用；因而 RC 串并网络的高频等效电路如图 4.10(c)所示。

当频率  $\omega \rightarrow \infty$  时,  $\frac{1}{\omega C} \ll R$ , 由图 4.10(c)可知, 从电容  $C$  两端输出的电压  $U_o \rightarrow 0$  (则放大倍数  $A = \frac{U_o}{U_i} \rightarrow 0$ ), 输出信号与输入信号的相位差  $\varphi = -90^\circ$ 。当频率从  $\omega \rightarrow \infty$  下降时,  $U_o$  从 0 逐渐增加(则放大倍数  $A$  从 0 逐渐增加),  $|\varphi|$  从  $|\varphi| = |-90^\circ| = 90^\circ$  逐渐减小。如图 4.11 所示。

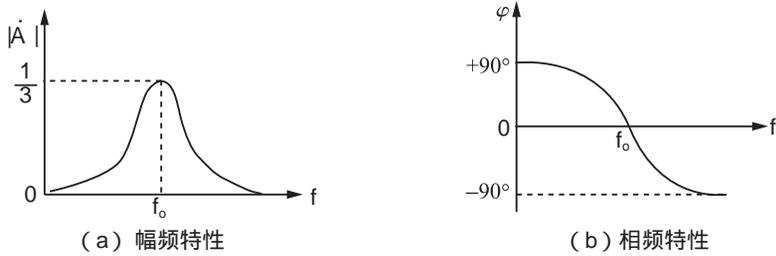


图 4.11 RC 串并网络的频率特性

由此可见, 当频率介于  $0 \sim \infty$  时, 总有一个频率点  $f_0$  可以使输出  $U_o$  达到最大, 增益  $A = \frac{U_o}{U_i}$  最高,  $\varphi = 0$  (即输出信号与输入信号同相)。可以证明, 该电路中, 当

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (4-18)$$

或 
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4-19)$$

时, 输出  $U_o$  达到最大, 增益  $A$  最大, 相位角  $\varphi$  为零, 即

$$A_{\max} = \frac{1}{3}$$

$$\varphi = 0$$

把  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  称为 RC 电路的谐振频率。调节电阻  $R$  或电容  $C$  的数值, 就可以调节电路的谐振频率。由于电阻  $R$  容易做得很大, 因而 RC 串并联电路的谐振频率可以达到很低, 最低可达几赫兹。

#### 4.3.2 文氏电桥 RC 振荡电路

如图 4.12 所示为文氏电桥 RC 振荡电路。该电路中,  $R_1$ 、 $C_1$ 、 $R_2$ 、 $C_2$  组成的 RC 串并联电路构成选频电路, 运放完成放大和稳幅的任务, RC 串并联电路与运放共同形成正反馈, 因此该电路符合构成正弦振荡电路的条件。

电路中  $R_f$  将输出信号回送到运放的反相输入端, 构成负反馈网络。其目的是为了排除外界环境因素(如: 环境温度变化、元器件老化等)的变化对输出电压波形造成不稳定的不利影响,

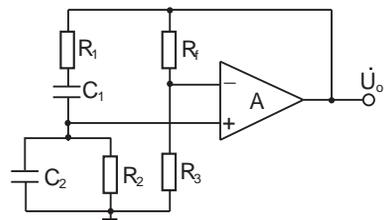


图 4.12 文氏电桥振荡电路

消除因运放放大倍数过高使运放进入非线性区,造成输出波形产生的削波失真。同时,因电阻  $R_f$  和  $R_3$  引入的是电压串联负反馈,它不仅稳定运放的放大倍数,改善输出波形,而且能够提高输入电阻、减小输出电阻,从而减小放大电路对  $RC$  串并联选频电路的影响,提高带负载能力。

### 1. 相位平衡条件

图 4.12 所示电路中采用了同相比例运算电路,其输出与输入同相;当  $RC$  串并联电路的频率满足  $f=f_0$  时,输出最大,相位  $\varphi=0$ ,无相移,因而运放及  $RC$  串并联电路在  $f=f_0$  时形成正反馈,满足相位平衡条件。

### 2. 振幅平衡条件

振荡器的起振及振幅平衡条件为  $|\dot{A} \cdot \dot{F}| \geq 1$ ,而该电路的反馈网络( $RC$  串并联电路)的反馈系数  $|\dot{F}| = \frac{1}{3}$ ,所以只要满足  $|\dot{A}| \geq 3$ ,电路即可起振,并满足振幅平衡条件。

同相比例运算电路中,电压放大倍数  $A_u$  为

$$A_u = 1 + \frac{R_f}{R_3}$$

当  $A_u = 1 + \frac{R_f}{R_3} \geq 3$ ,即当  $R_f \geq 2R_3$  时,满足电路起振及振幅平衡条件。

### 3. 振荡频率

设  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ,当  $f = \frac{1}{2\pi RC}$  时, $RC$  串并联电路的相移  $\varphi = 0$ ,

图 4.12 所示电路满足相位平衡条件,电路振荡,因而该电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4-20)$$

改变电阻  $R$  和电容  $C$  的数值,即可以调节振荡频率。由于电阻  $R$  容易做得很大,不易做得太小,因而  $RC$  振荡电路的振荡频率较低,一般在几赫兹至几百千赫兹,常用于低频电路中。

**例 4.2** 某一低频信号发生器的振荡电路采用图 4.13 所示的电路形式。调节拨动开关  $K_{11}$ 、 $K_{12}$ ,可进行频段转换,调节电位器  $R_p$ ,可进行频率细调。当  $C_1 = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_2 = 0.033 \mu\text{F}$ ,  $C_3 = 0.0033 \mu\text{F}$ ,  $R = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_p = 33 \text{ k}\Omega$ ,  $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R' = 40 \text{ k}\Omega$  时,判断电路能否振荡,并求该低频信号发生器的频率覆盖范围。

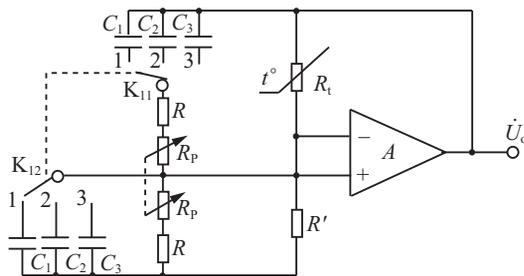
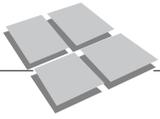


图 4.13 例 4.2 图

**解:** ①该电路为文氏电桥  $RC$  振荡电路。电路中采用的同相比例运算电路与  $RC$  串



并联电路组合,在 $f=f_0$ 时,构成正反馈,满足相位平衡条件;RC串并联电路的反馈系数 $|\dot{F}|=\frac{1}{3}$ ,同相比例运算电路的电压放大倍数 $A_u=1+\frac{R_1}{R'}=1+\frac{100}{40}=3.5$ ,则 $|\dot{A}\cdot\dot{F}|=\frac{1}{3}\times 3.5\approx 1.17>1$ ,即满足电路起振及振幅平衡条件,因而电路可以振荡。

②RC文氏电桥振荡电路的振荡频率为 $f_0=\frac{1}{2\pi RC}$ 。

当开关拨向1端时,电路接通电容 $C_1$ ,其振荡频率 $f_{o1}$ 为

$$f_{o1}=\frac{1}{2\pi(R+R_p)C_1}$$

当 $R_p$ 调至零时,频率最大为

$$f_{o1\max}=\frac{1}{2\pi\times 2\times 10^3\times 0.33\times 10^{-6}}=241(\text{Hz})$$

当 $R_p$ 调至33 k $\Omega$ 时,频率最小为

$$f_{o1\min}=\frac{1}{2\pi\times(2+33)\times 10^3\times 0.33\times 10^{-6}}=13.8(\text{Hz})$$

当开关拨向2端时,电路接通电容 $C_2$ ,其振荡频率 $f_{o2}$ 为

$$f_{o2}=\frac{1}{2\pi(R+R_p)C_2}$$

当 $R_p$ 调至零时,频率最大为

$$f_{o2\max}=\frac{1}{2\pi\times 2\times 10^3\times 0.033\times 10^{-6}}=2.41(\text{kHz})$$

当 $R_p$ 调至33 k $\Omega$ 时,频率最小为

$$f_{o2\min}=\frac{1}{2\pi\times(2+33)\times 10^3\times 0.033\times 10^{-6}}=138(\text{Hz})$$

当开关拨向3端时,电路接通电容 $C_3$ ,其振荡频率 $f_{o3}$ 为

$$f_{o3}=\frac{1}{2\pi(R+R_p)C_3}$$

当 $R_p$ 调至零时,频率最大为

$$f_{o3\max}=\frac{1}{2\pi\times 2\times 10^3\times 0.0033\times 10^{-6}}=24.1(\text{kHz})$$

当 $R_p$ 调至33 k $\Omega$ 时,频率最小为

$$f_{o3\min}=\frac{1}{2\pi\times(2+33)\times 10^3\times 0.0033\times 10^{-6}}=1.38(\text{kHz})$$

可见,该低频信号发生器的频率覆盖范围是(13.8 Hz~24.1 kHz),分为三个频段,即(13.8~241 Hz)、(138 Hz~2.41 kHz)、(1.38~24.1 kHz)。

### 4.3.3 移相式RC振荡电路

#### 1. RC移相网络

图4.14(a)所示为一节RC移相电路,输入电压 $\dot{U}_1$ 从RC的串并联端输入,输出电压 $\dot{U}_2$ 由R两端取出,其输出与输入的向量图如图4.14(b)所示。

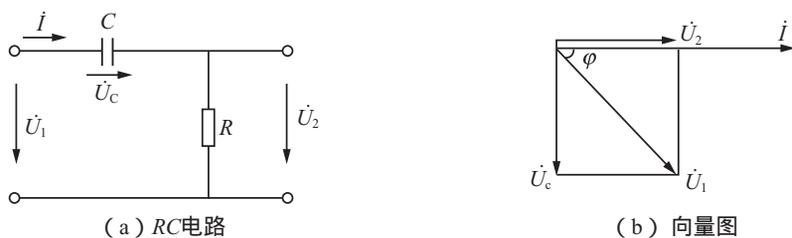


图 4.14 一节 RC 电路的移相特性

由图 4.14(b) 得出, 输出电压  $\dot{U}_2$  超前输入电压  $\dot{U}_1$ , 其相移  $\varphi$  为

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{U_C}{U_2} = \tan^{-1} \frac{1}{\omega RC} \quad (4-21)$$

可见, 一节 RC 电路的相移  $\varphi$  范围为  $0 \sim 90^\circ$ 。实际上相移角  $\varphi$  不可能达到  $90^\circ$ , 因为当相移  $\varphi = 90^\circ$  时, 输出电压  $U_2$  便为零, 因此一节 RC 电路的相移是小于  $90^\circ$  的。同理, 两节 RC 电路的相移小于  $180^\circ$ , 三节 RC 电路的相移小于  $270^\circ$ 。因此要达到  $180^\circ$  相移的输出, 必须使用三节 RC 相移电路。

## 2. 移相式 RC 振荡电路

如图 4.15 所示为移相式 RC 振荡电路。该电路中的选频电路由一个反相输入的运放电路和三节 RC 移相电路组成。反相输入的运放电路具有  $180^\circ$  的相移, 可以证明, 当三节 RC 电路的参数相等, 即  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ ,  $R_1 = R_2 = R$  时, 三节 RC 电路完成  $180^\circ$  相移对应的频率为  $f = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC}$ , 此时电路满

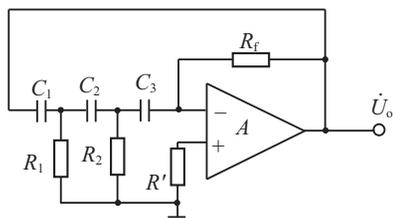


图 4.15 移相式 RC 振荡电路

足振荡的相位平衡条件。因而该电路的振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC} \quad (4-22)$$

移相式 RC 振荡电路的特点: 电路简单, 但振荡波形较差, 频率调节不方便, 振荡频率低, 其频率一般为几赫兹至几十千赫兹, 常用于振荡频率固定且频率稳定性要求不高的低频电路中。

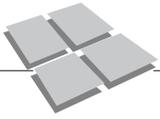
## 4.4 石英晶体振荡电路

### 4.4.1 石英晶体的基本特性和等效电路

#### 1. 石英晶体的基本特性

石英晶体是二氧化硅( $\text{SiO}_2$ )结晶体, 它具有压电效应。若对石英晶体的两侧施加周期性的机械压力, 则在极板上产生相应的交变电压, 这种效应称为正向压电效应; 反之, 若在石英晶体的两极板上加上周期性的电压, 则晶体就会产生相应的周期性机械形变, 这种效应称为反向压电效应; 石英晶体的这种现象称为“压电效应”。

一般情况下, 晶体压电效应产生的机械形变的振幅和交变电压的振幅非常微小,



只有当外加交变电压的频率与晶体的固有振荡频率相等时,振幅才会急剧增加,石英晶体的这种现象称为“压电谐振”,该频率也称为石英晶体的谐振频率。

## 2. 石英晶体的等效电路

石英晶体的电路符号如图 4.16(a)所示。压电谐振时,石英晶体的作用等效于一个  $LC$  谐振电路,可用图 4.16(b)所示的等效电路来表示。其中,  $C_0$  为晶体两极板之间静态电容,其值为几皮法至几十皮法,电容  $C$  用来等效晶体的弹性,其值为  $10^{-3} \sim 10^{-1}$  pF,晶体的机械振动惯性的用电感  $L$  来等效,其值为  $10^{-3} \sim 10^2$  H,  $R$  表示晶体振动时的损耗,为  $100 \Omega$  左右。

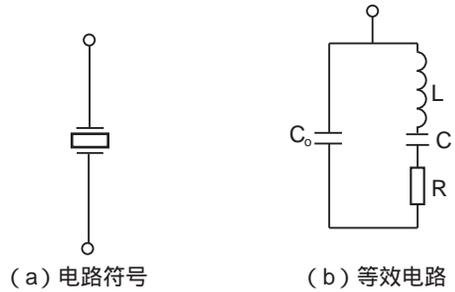


图 4.16 石英晶体的电路符号和等效电路

由等效电路可知,一个石英晶体有两个谐振频率,一个是由电感  $L$  和电容  $C$  串联构成的串联谐振频率  $f_s$ ,另一个是  $LC$  串联电路和电容  $C_0$  并联后产生的并联谐振频率  $f_p$ 。根据图 4.16(b)分析得出:

当  $f < f_s$  时,  $RLC$  串联电路呈容性,石英晶体呈容性;

当  $f = f_s$  时,  $RLC$  串联电路谐振;

当  $f > f_s$  时,  $RLC$  串联电路呈感性,石英晶体呈感性;

当  $f = f_p$  时,  $RLC$  串联电路呈感性,并与电容  $C_0$  发生并联谐振,石英晶体呈感性;

当  $f > f_p$  时,石英晶体呈容性。

如图 4.17 为石英晶体的电抗-频率特性。可见,石英晶体只是在  $f_p > f > f_s$  的范围呈现感性,其他频率范围呈容性。其串联谐振频率  $f_s$  和并联谐振频率  $f_p$  分别为

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-23)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C \cdot C_0}{C+C_0}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad (4-24)$$

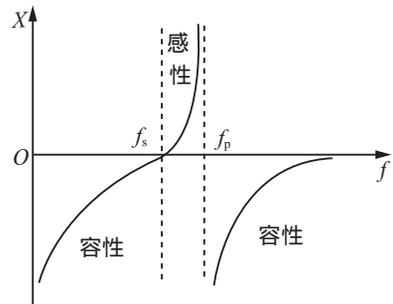


图 4.17 石英晶体的电抗-频率特性

由于  $C \ll C_0$ ,因此频率  $f_s$  和  $f_p$  非常接近,且  $f_p$  稍大于  $f_s$ ,即石英晶体呈感性的区域非常小。

### 4.4.2 石英晶体振荡电路

一般的  $LC$  振荡电路,其频率稳定度  $\frac{\Delta f}{f_0}$  最好也只有  $10^{-5}$  数量级。石英晶体振荡电路中,常使用石英晶体呈电感性质的部分,即使用  $f_p > f > f_s$  的频率范围,由于该频率范围的石英晶体具有较高的  $\frac{L}{C}$  值,其品质因数  $Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$  很高,选频特性好,幅频特性曲线尖锐,如图 4.11(a)所示,故频率的相对变化量  $\frac{\Delta f}{f}$  小,频率的稳定度就高。

因此，利用石英晶体来代替  $LC$  回路构成的石英晶体振荡器，其频率稳定度非常高，通常为  $10^{-1} \sim 10^{-61}$  数量级。

石英晶体振荡电路常用在电子钟表、电子计算机、标准的频率发生器以及脉冲计数器等中。

常见的石英晶体振荡电路分为两大类：并联型石英晶体振荡电路和串联型石英晶体振荡电路。

### 1. 并联型石英晶体振荡电路

并联型石英晶体振荡电路是利用晶体工作在  $f_s$  和  $f_p$  之间(呈现感性的特点)，与两个外接电容  $C_1$ 、 $C_2$  组成电容三点式振荡电路的形式，如图 4.18(a)所示，其交流通路如图 4.18(b)所示。

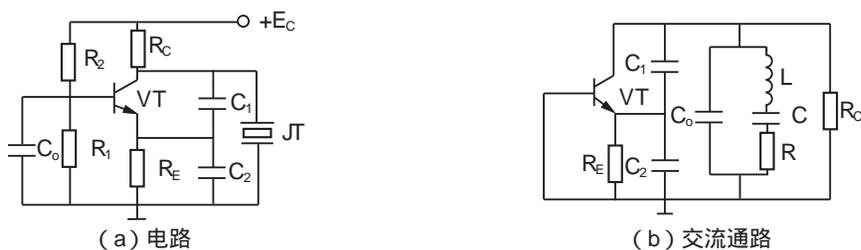


图 4.18 并联型石英晶体振荡电路

根据交流通路，得出石英晶体振荡电路的振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C(C_0 + C')}{C + C_0 + C'}}$$

式中

$$C' = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

由于  $C \ll (C_0 + C')$ ，所以石英晶体的振荡频率近似为

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = f_s \quad (4-25)$$

式(4-25)表明，晶体振荡电路的振荡频率  $f_o$  近似等于石英晶体的固有频率  $f_s$ ，与外接电容  $C_1$ 、 $C_2$  的大小基本无关，因此振荡频率的稳定度很高。

### 2. 串联型石英晶体振荡电路

如图 4.19 所示电路是利用石英晶体作为选频网络和正反馈电路，构成的串联型石英晶体正弦波振荡电路。根据石英晶体的特性，当信号频率等于石英晶体的串联谐振频率  $f_s$  时，晶体阻抗最小，且呈纯阻性，这时在图 4.19 所示电路中，晶体与电位器  $R_p$  串联的支路构成正反馈，且反馈最强，电路满足振荡的相位平衡条件；通过调节电位器

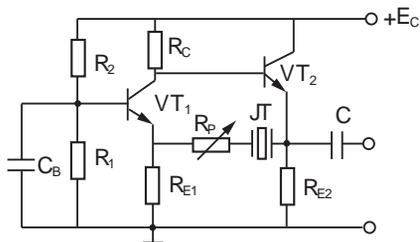
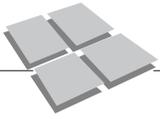


图 4.19 串联型石英晶体振荡电路



$R_P$ , 可改变反馈的强弱,  $R_P$  增大, 反馈减弱, 不易产生振荡;  $R_P$  减小, 反馈加强, 若  $R_P$  太小, 则反馈量太大, 输出波形产生削波失真。合理调整  $R_P$ , 使电路满足振幅平衡条件, 因此图 4.19 所示电路可以振荡并输出正弦波信号, 其振荡频率为石英晶体的串联谐振频率  $f_s$ 。对于偏离  $f_s$  的其他频率信号, 晶体呈现感性或容性, 且阻抗很大, 不满足振荡的相位平衡条件, 电路不能振荡。

## 本章小结

1. 振荡电路由放大电路、正反馈电路、选频电路和稳幅电路四个部分组成。

2. 振荡电路输出正弦波信号, 必须同时满足振幅平衡条件和相位平衡条件。

(1) 振幅平衡条件

$$|\dot{A} \cdot \dot{F}| = 1$$

(2) 相位平衡条件

$$\varphi_i + \varphi_f = 2n\pi \quad (n=0, 1, 2, \dots)$$

即电路构成正反馈。

3.  $LC$  振荡电路有变压器反馈式、电感三点式和电容三点式三种类型, 其振荡频率一般在几十千赫以上, 输出功率较大, 常用于中频或高频电子电路或设备中。 $LC$  振荡电路的选频作用是依靠  $LC$  回路来实现的, 各种  $LC$  振荡电路的振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

4. 常用的  $RC$  振荡电路有文氏电桥和移相式两种类型。其振荡频率较低(在几百千赫兹以下), 输出功率较小, 常用于低频电子电路或设备中。 $RC$  振荡电路的选频网络由电阻  $R$  和电容  $C$  组成。不同类型的  $RC$  振荡电路, 其振荡频率的求解方式不同。

文氏电桥  $RC$  振荡电路的振荡频率为:  $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$ ;

移相式  $RC$  振荡电路的振荡频率为:  $f_o = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC}$ 。

5. 石英晶体具有压电效应。在振荡电路中, 通常把石英晶体作为一个高  $Q$  值的  $LC$  电路使用。

6. 石英晶体振荡电路分为并联型和串联型两大类。由于在石英晶体振荡电路中, 利用石英晶体来代替  $LC$  回路, 因而其频率稳定度非常高, 通常在  $10^{-11} \sim 10^{-6}$  数量级。常用于电子钟表、计算机、标准的频率发生器以及脉冲计数器等场合。

## &gt;&gt;&gt; 习题4

## 4.1 填空:

(1) 正弦波振荡电路是由\_\_\_\_\_、\_\_\_\_\_、\_\_\_\_\_和稳幅电路四部分组成的, 振荡电路中可采用\_\_\_\_\_达到稳幅的目的。

(2) 振荡电路的振荡条件包括\_\_\_\_\_和相位平衡条件, 相位平衡条件通常是用将电路接入\_\_\_\_\_的方式达到的。

(3) 制作频率为  $10\text{ Hz} \sim 20\text{ kHz}$  的音频信号发生器, 应选择\_\_\_\_\_作为选频网络, 制作频率为  $1 \sim 10\text{ MHz}$  的高频信号发生器, 应选择\_\_\_\_\_作为选频网络, 制作频率稳定度很高的测试用信号源, 应选择\_\_\_\_\_作为选频网络。

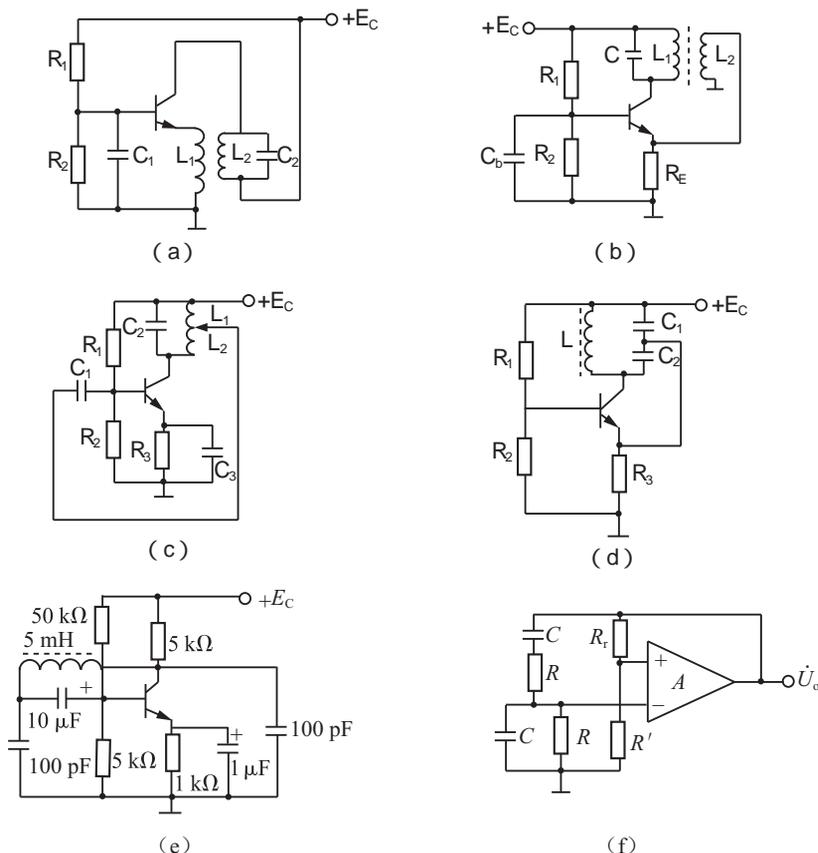
(4) 石英晶体的压电效应是指\_\_\_\_\_, 当外加电压的频率与石英晶体的固有振荡频率相等时, 振幅急剧增加, 这种现象称为\_\_\_\_\_。

4.2 振荡电路与放大电路有何区别?

4.3 振荡电路是如何起振的? 又是如何稳幅的?

4.4 本章介绍的各种振荡电路的输出信号是什么波形信号?

4.5 试用相位平衡条件和振幅平衡条件, 判断图 4.20 所示各电路能否产生振荡。



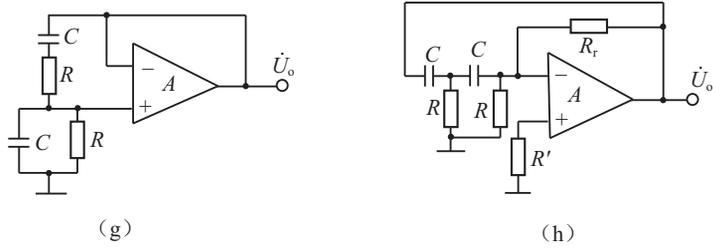
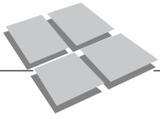


图 4.20 习题 4.5 图

4.6 图 4.21 所示电路是什么类型的振荡电路? 计算该电路的振荡频率范围。若将可变电容  $C_3$  短路, 振荡频率有何变化?

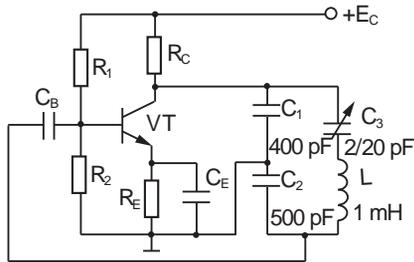


图 4.21 习题 4.6 图

- 4.7 振荡电路中引入负反馈的意义何在? 负反馈对振荡电路的振荡有何影响?
- 4.8 三点式振荡电路是如何满足相位平衡条件的?
- 4.9 试比较电容三点式振荡电路和电感三点式振荡电路的输出波形失真情况, 并说明理由。
- 4.10 图 4.22 所示是何电路? 判断电路在什么条件下可以产生正弦波振荡, 并计算振荡电路的振荡频率。电阻  $R_1$ 、 $R_2$  和电位器  $R_p$  有何作用? 调节  $R_p$  对电路有何影响?

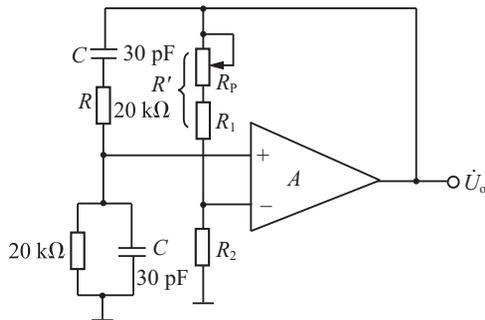


图 4.22 习题 4.10 图

4.11 如图 4.23 所示的文氏电桥振荡电路, 可通过开关切换不同的电容作频率粗调, 通过调节电位器  $R_p$  作频率细调。已知  $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$ , 要求电路频率分三挡输出, 即  $20 \text{ Hz} \sim 1 \text{ kHz}$ ,  $1 \sim 20 \text{ kHz}$ ,  $20 \sim 100 \text{ kHz}$ , 各挡之间频率略有覆盖, 试选择电阻

$R$ 、电位器  $R_P$ 、电容  $C_2$  和  $C_3$  的大小。

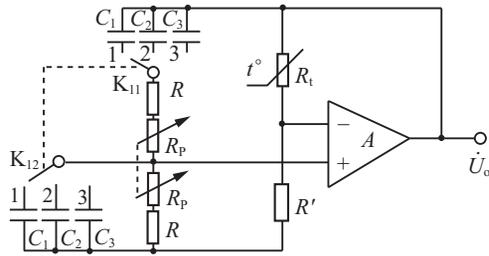


图 4.23 习题 4.11 图

4.12 移相式  $RC$  振荡电路，为何要使用三节  $RC$  电路作为选频电路？

4.13 石英晶体振荡电路如图 4.24 所示，说明该电路中石英晶体的作用，并求出电路的振荡频率。

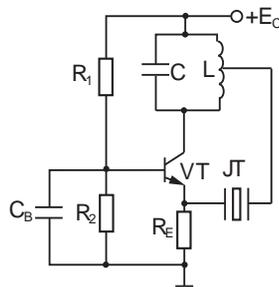
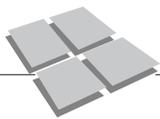


图 4.24 习题 4.13 图



## 第5章 功率放大电路

### 本章要点

1. 功率放大器的特点及分类。
2. OCL 互补对称功率放大电路的结构、工作原理、性能指标。
3. OTL 互补对称功率放大电路的结构、工作原理、性能指标。
4. 采用复合管的互补功率放大电路结构、工作原理、性能指标。

### 重点、难点:

1. 功率放大器的特点和三种工作状态。
2. 推挽功率放大器的构成特点。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

在实际电路中,往往要求放大电路的输出级输出一定的功率以驱动负载。能够向负载提供足够信号功率的放大电路称功率放大电路,简称功放。

从能量控制的观点看,功率放大电路与电压放大电路没有本质的区别,但功率放大电路与电压放大电路所完成的任务不同。

(1)电压放大电路属于小信号放大电路,其输入信号微弱,输出信号不大,因而其主要任务是把微弱的信号进行放大,分析过程中主要讨论的是静态工作点的设置,计算电压放大倍数、输入电阻、输出电阻等技术指标;分析的方法可以是微变等效电路法和图解法两种;其输出功率一般不大。

(2)功率放大器处于多级放大电路的最后一级,其输入、输出信号都较大,是大信号放大电路。它的主要任务是不失真(或失真较小)地放大信号功率。因此,最大不失真输出功率、电源效率、功放管的极限参数以及电路防止失真的措施,是分析时主要讨论的内容;由于功率放大电路信号较大,分析方法只能是图解法,不能用微变等效电路法。

### 5.1 功率放大器的特点及分类

#### 5.1.1 功率放大电路的特点

##### (1)输出功率足够大

为了获得足够大的输出功率,要求功放管的电压和电流都允许有足够大的幅度,通常功放管往往在接近极限状态下工作,即三极管集电极电流最大时接近  $I_{CM}$ , 输出电压最大时接近  $U_{(BR)CEO}$ , 耗散功率最大时接近  $P_{CM}$ , 因此,在选用功放管时,要特别注

意极限参数  $U_{(BR)CEO}$ 、 $I_{CM}$  和  $P_{CM}$  的选择, 以保证三极管能够安全工作。

### (2) 电源转换效率高

由于功率放大电路输出功率较高, 消耗在电路内的能量和电源提供的能量也大, 所以这种电路十分重视电路能量转换的效率。放大电路的效率是指负载获得的功率  $P_O$  与电源提供的功率  $P_V$  之比。用  $\eta$  表示, 即

$$\eta = \frac{P_O}{P_V} \quad (5-1)$$

### (3) 易产生非线性失真

功率放大电路工作在大信号状态, 容易产生非线性失真。对同一功放管来讲, 输出功率越大, 非线性失真往往越严重, 使得输出功率与非线性失真相矛盾。但在不同的场合, 对非线性失真的要求不同, 要根据具体的情况灵活选择。

### (4) 功放管的散热好

功放管往往接在输出级, 其承受的电压高、通过的电流大, 因而功放管易产生升温现象, 升温的结果会使功放管的极限参数下降, 导致功放管烧坏。所以在选用功放管时, 要特别注意其散热条件。常用功放管的外形通常是金属外壳或加装了散热片的结构形式, 就是考虑了功放管的升温散热。在使用时, 功放管还需安装散热片, 有时还要采取各种保护措施, 以保证功放管的正常工作。图 5.1 所示的是常用功放管的外形。

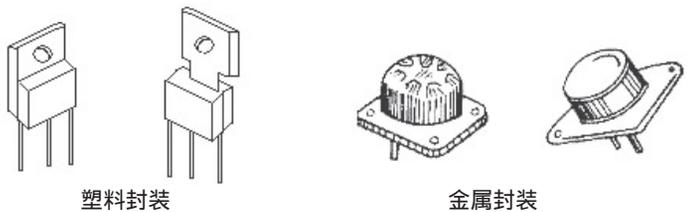


图 5.1 常用功放管的外形

## 5.1.2 功率放大电路的分类

根据三极管静态工作点  $Q$  在交流负载线上的位置不同, 功率放大器可分为甲类、甲乙类和乙类三种, 如图 5.2 所示。

### (1) 甲类功率放大器

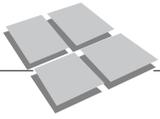
甲类功率放大器的三极管, 其静态工作点设置在交流负载线的中点附近, 如图 5.2(a) 所示。在输入信号的整个周期内都有  $i_C$  流过功放管, 波形失真小。但由于其静态电流大, 功放管消耗的功率大, 放大器的效率低, 最高只能达到 50%, 因此很少采用。

### (2) 甲乙类功率放大器

甲乙类功率放大器的三极管, 其静态工作点介于甲类和乙类之间, 一般略高于乙类, 如图 5.2(b) 所示。在输入信号的整个周期内, 有大于半个周期的电流  $i_C$  流过功放管, 其波形失真情况和效率介于甲类和乙类之间, 是功率放大器常用的形式。

### (3) 乙类功率放大器

乙类功率放大器的三极管, 其静态工作点设置在交流负载线的截止点, 如图 5.2(c) 所示。在输入信号的整个周期内, 功放管只有半个周期导通,  $i_C$  波形只有半个周期有信



号输出。由于几乎无静态电流,因而功率损耗降低到最小,使效率大大提高。如果功率放大器采用两个工作在乙类的三极管组合起来交替工作,就可以放大输出完整的信号波形。

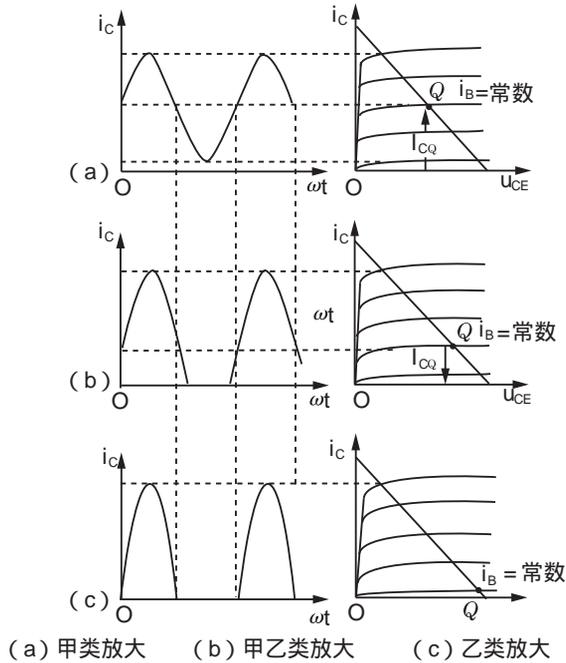


图 5.2 功率放大电路的三种工作状态

## 5.2 几种常用的功率放大电路

为了降低功率放大电路的功率损耗,提高电路的效率,功率放大器常使用两个性能相同的三极管共同完成功率放大任务,两个三极管工作在乙类(或甲乙类)工作状态,它们轮流导通在输出端合成输出一个完整的信号波形。

目前使用最广泛的功率放大电路是无输出电容功率放大电路(OCL 电路)和无输出变压器的功率放大电路(OTL 电路)。

### 5.2.1 OCL 互补对称功率放大电路

#### 1. 电路的组成

OCL(Output Capacitor Less)的含义是无输出电容。OCL 电路的原理图如图 5.3 所示。

图中  $VT_1$  是 NPN 型管,  $VT_2$  是 PNP 型管,两管的特性对称一致,且基极相连,作为输入端;两管的发射极相连,都接成射极输出器,与负载连接输出,以增强带负载能力;电路由正、负对称的两电源  $+E_c$  和  $-E_c$  供电。由图 5.3 可知,电路没有静态偏置,其静态电流、电压均为零,静态损耗为零,电路工作在乙类工作状态;这种电路的损耗最小,电路的效率很高。

#### 2. 工作原理

如图 5.3 所示,当输入信号  $u_i=0$  时,两管不导通,其静态值均为零,工作点在截

止区，电路不消耗功率。

当  $u_i$  为正半周时， $VT_1$  因正向偏置导通， $VT_2$  因反向偏置截止， $+E_C$  电源通过三极管  $VT_1$  向负载  $R_L$  提供电流，即  $i_o = i_{C1}$ ；由于  $VT_1$  为电压跟随器，所以输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  近似相等， $i_{C1}$  流经负载  $R_L$  形成输出电压  $u_o$  的正半周。

当  $u_i$  为负半周时， $VT_1$  因反向偏置截止， $VT_2$  因正向偏置导通， $-E_C$  电源通过  $VT_2$  向负载  $R_L$  提供电流，即  $i_o = i_{C2}$ ；由于  $VT_2$  为电压跟随器，所以输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  近似相等， $i_{C2}$  流经负载  $R_L$  形成输出电压  $u_o$  的负半周。

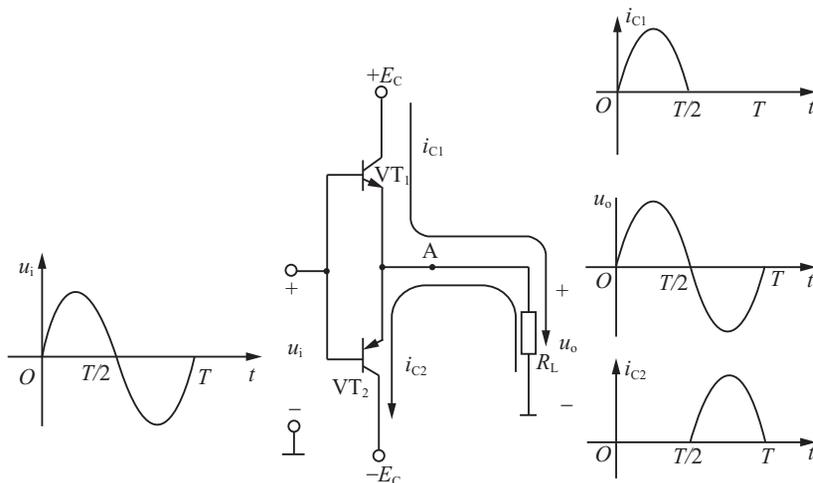


图 5.3 OCL 基本电路及其波形

由此可见， $VT_1$ 、 $VT_2$  工作在乙类放大状态，它们交替导通与截止，正、负电源交替供电，两管“互补”工作，在负载上得到与输入信号近似的但放大的输出信号，实现了功率放大，故该电路称乙类互补对称功率放大电路。因该电路无须耦合电容，故又称为 OCL(无输出电容)功率放大电路。

由于功率放大电路中信号较大，一般采用图解法进行分析，如图 5.4 所示，为乙类互补对称功率放大电路的组合特性曲线，图中 I 区为  $VT_1$  管的输出特性，II 区为  $VT_2$  管的输出特性。该图形象地表示了电路的静态工作点位置、交流信号的变化及合成情况。

### 3. 电路性能指标

因两管的静态电流都很小，可认为静态工作点在横轴上，如图 5.4 中的  $Q$  点所示，因而最大输出电压幅值为  $E_C - U_{CES}$ 。

(1) 输出功率  $P_o$ 。

输出电流的有效值  $I_o$  和输出电压的有效值  $U_o$  的乘积就是功率放大电路的输出功率  $P_o$ ，即

$$P_o = I_o \cdot U_o = \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{om} \cdot U_{om} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{1}{2} I_{om}^2 R_L \quad (5-2)$$

如图 5.4 所示，电路输出电压的最大值  $U_{om}$  为  $E_C - U_{CES}$ ，所以最大输出功率  $P_{om}$  为

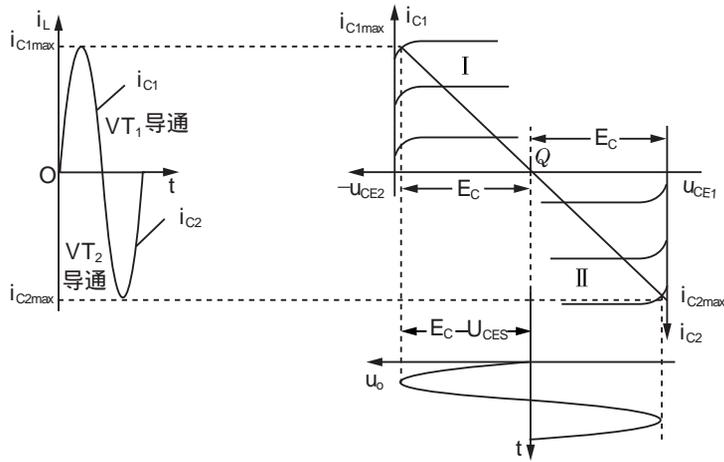
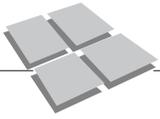


图 5.4 OCL 电路的图解分析

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{(E_C - U_{CES})^2}{2R_L} \approx \frac{E_C^2}{2R_L} \quad (5-3)$$

(2) 直流电源提供的功率  $P_{DC}$

在一个周期中, 由于两管各工作半个周期, 每管的集电极最大平均电流为

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{om} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_{om}}{\pi} = \frac{U_{om}}{\pi R_L} = \frac{E_C - U_{CES}}{\pi R_L}$$

放大电路在工作时, 两管在一个周期交替工作, 所以直流电源提供的功率  $P_{DC}$  为

$$P_{DC} = I_{C1} E_C + I_{C2} E_C = \frac{2I_{om} E_C}{\pi} = \frac{2E_C (E_C - U_{CES})}{\pi R_L} \quad (5-4)$$

(3) 效率  $\eta$

电路的输出功率与电源供给的功率之比为功率放大电路的效率  $\eta$ 。

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} \bigg/ \frac{2U_{om} E_C}{\pi R_L} = \frac{\pi U_{om}}{4E_C} = \frac{\pi(E_C - U_{CES})}{4E_C} \quad (5-5)$$

当忽略三极管的管压降  $U_{CES}$  时, 输出电压幅度  $U_{om} = E_C$ , 此时电路的效率最高, 为

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (5-6)$$

实际电路中, 考虑到三极管的饱和压降及元器件损耗等因素, OCL 功放电路的效率仅能达到 60% 左右。

(4) 集电极最大功耗  $P_{Cmax}$

在功放电路中, 电源提供的功率  $P_{DC}$ , 除了转换成输出功率  $P_o$  外, 其余部分主要消耗在晶体管上, 所以晶体管消耗的功率(简称管耗)  $P_C$  为

$$P_C = P_{DC} - P_o$$

管耗的最大值既不会发生在输入电压最小时, 也不会发生在输入电压最大时; 可以证明, 管耗的最大值  $P_{Cmax}$  为

$$P_{Cmax} = \frac{2}{\pi} P_{om} \approx 0.2 P_{om} \quad (5-7)$$

在理想情况下, 即  $U_{CES}=0$  时, 有

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{E_C^2}{2R_L} \quad (5-8)$$

$$P_{Cmax} = \frac{0.1E_C}{R_L} \quad (5-9)$$

#### 4. 功放管的选择

在功率放大器中, 放大管的集电极电流  $I_C$  很大, 集电极与发射极之间的反向电压  $U_{CEO}$  高, 功放管的管耗大, 要使功放管在输出最大功率的情况下安全工作, 功放管的参数必须满足下列条件:

- (1) 集电极最大功耗  $P_{Cmax}$  满足:  $P_{Cmax} \geq 0.2P_{om}$ ;
- (2) 功放管的耐压  $|U_{(BR)CEO}|$  满足:  $|U_{(BR)CEO}| \geq 2E_C$ ;
- (3) 功放管的最大集电极电流  $I_{Cmax}$  满足:  $I_{Cmax} \geq E_C/R_L$ 。

#### 5. 交越失真

根据三极管的输入特性, 当输入三极管发射极的正向电压很小、低于发射极的门槛电压  $U_T$  时, 基极电流  $i_b$  基本等于零, 三极管处于截止状态, 只有当正向电压高于门槛电压  $U_T$  时, 才会转换为电流, 如图 5.5(a) 所示。在乙类推挽功率放大器中, 由于没有直流偏置, 在  $u_i$  低于门槛电压  $U_T$  时, 三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  都截止, 负载  $R_L$  上无电流流过, 即在输入信号零点附近的一个小区域出现无输出电压的“脱接”的死区现象, 这种现象称交越失真, 如图 5.5(b) 所示。该失真是乙类推挽功率放大器中特有的失真。

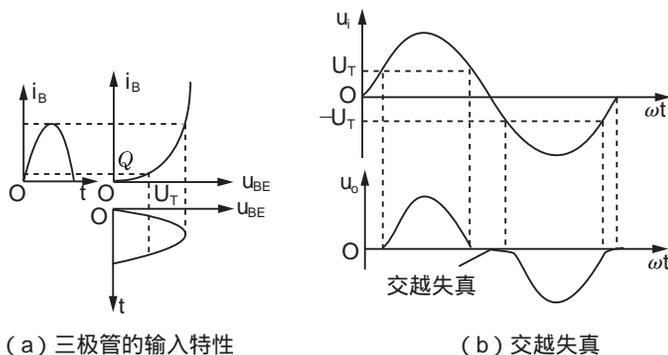


图 5.5 乙类互补功率放大电路的交越失真

#### 6. 甲乙类互补对称功率放大器

为了克服交越失真, 在图 5.3 所示的乙类推挽功率放大器中, 设置了如图 5.6 所示的二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  及电阻构成的偏置电路, 分别给互补对称管  $VT_1$ 、 $VT_2$  的发射结设置一个很小的正向偏置电压, 使它们在静态时处于微导通状态, 这样既消除了交越失真, 功放管的静态损耗也不大, 效率也比较高, 这时的三极管工作在甲乙类工作状态。当信号输入时,  $VD_1$ 、 $VD_2$  对交流信号近似短路, 因此, 加到两正、负半周信号的幅度相等。

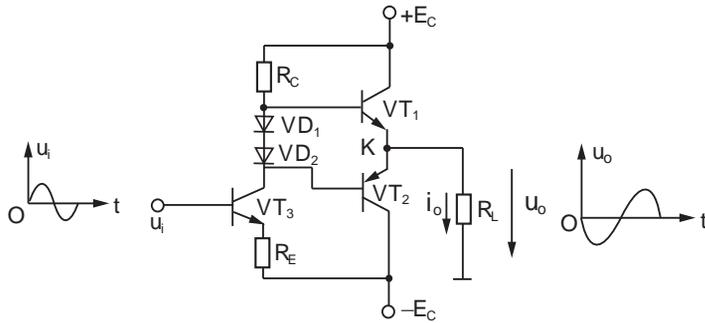
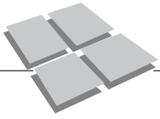


图 5.6 甲乙类互补对称功率放大电路

图 5.7 中  $VT_4$ 、 $R_1$ 、 $R_2$  组成具有恒压特性的偏置电路(称  $U_{BE}$  倍增电路), 该电路由倍增电路提供静态偏置, 使功率放大电路工作在甲乙类工作状态。若  $R_1$  的电流  $i_R \gg i_{B4}$ , 则流过  $R_1$ 、 $R_2$  的电流近似相等,  $VT_1$ 、 $VT_2$  基极之间的电压  $U_{B12}$  为

$$U_{B12} = U_{CE4} \approx i_R \cdot (R_1 + R_2) = \frac{U_{BE4}}{R_2} (R_1 + R_2) = U_{BE4} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (5-10)$$

由于偏置电压  $U_{B12}$  只与三极管的导通电压  $U_{BE4}$  及电阻  $R_1$ 、 $R_2$  的大小有关, 几乎不受外界因素的影响, 偏置电压具有恒压特性, 因而对交流近似短路, 保证加到  $VT_1$ 、 $VT_2$  两管基极的正、负半周信号的幅度相等。同时, 改变  $R_1$ 、 $R_2$  的值, 就可得到任意倍数的直流电压, 以适应不同电路的要求, 故称为“倍压电路”。

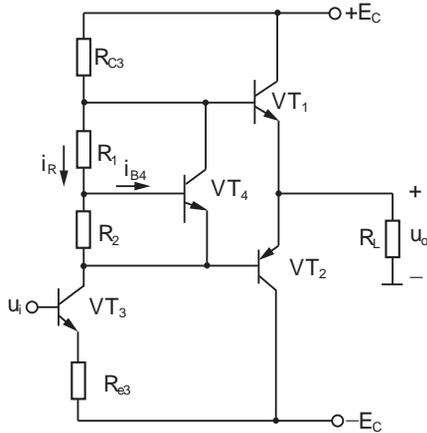


图 5.7 倍增电路作为偏置的甲乙类互补对称功率放大电路

### 5.2.2 OTL 互补对称功率放大电路

OCL(Output Transformer Less)互补对称功率放大电路采用双电源供电, 在某些场合往往给使用者带来不便(如汽车音响就是一个电源), 为此, 有时也采用单电源 OTL 功率放大电路。

#### 1. 电路组成

图 5.8 所示是 OTL 功率放大电路, 图中  $VT_3$  为前置放大极,  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成互补对称输出级,  $VD_1$ 、 $VD_2$  为电路提供一个很小的静态偏置电压, 保证电路工作于甲

乙类状态，消除交越失真；电路的输出端接一个容量较大电容  $C_L$  与负载相连。适当选择  $R_1$ 、 $R_2$ ，就可以给  $VT_1$ 、 $VT_2$  提供一个合适的静态偏置，使 K 点静态时的直流电位为电源电压  $E_C$  的一半，即  $U_K = \frac{E_C}{2}$ ；同时，静态时  $U_K$  对输出耦合电容  $C_L$  充电，使  $C_L$  两端获得左“+”右“-”的  $\frac{E_C}{2}$  大小的静态电压。 $C_L$  的值必须足够大，满足  $R_L C_L \gg T$  (信号周期)，保证在有信号时， $C_L$  两端的电压基本不变，充当一个  $E_C/2$  的直流电源，另外， $C_L$  还起隔直、通交的作用。

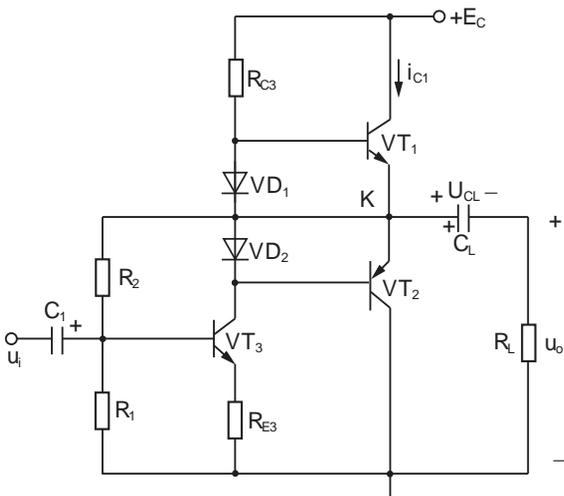


图 5.8 OTL 功率放大电路

## 2. 工作原理

当输入信号  $u_i$  为负半周时，三极管  $VT_3$  的集电极为高电平，使得  $VT_1$  饱和导通， $VT_2$  截止，电流  $i_{C1}$  从电源  $E_C$  经  $VT_1$  流过负载  $R_L$ ，同时向  $C_L$  充电，在负载  $R_L$  上获得上正下负的输出电压。在输入信号  $u_i$  的正半周， $VT_1$  截止， $VT_2$  饱和导通，此时的  $C_L$  起着负电源  $(-\frac{E_C}{2})$  的作用， $i_{C2}$  通过  $C_L$  流过负载  $R_L$ ，在  $R_L$  上获得上负下正的输出电压。

由以上分析可知，电容  $C_L$  和电源  $+E_C$  代替了 OCL 电路中双电源  $\pm E_C$  的作用，但其电源电压的数值等效为  $\pm E_C/2$ 。只要把 OCL 电路性能指标中的  $E_C$  换成  $E_C/2$ ，就可得到 OTL 的性能指标。

**例** 如图 5.9 所示的 OTL 电路，其中  $R_L = 8 \Omega$ ， $E_C = 12 \text{ V}$ ， $C_1$ 、 $C_L$  容量很大。求：

(1) 静态时电容  $C_L$  的两端电压应是多少？调整哪个元件满足这一要求？

(2) 动态时若  $u_o$  出现交越失真，应调整哪个电阻？该电阻是增大还是减小？

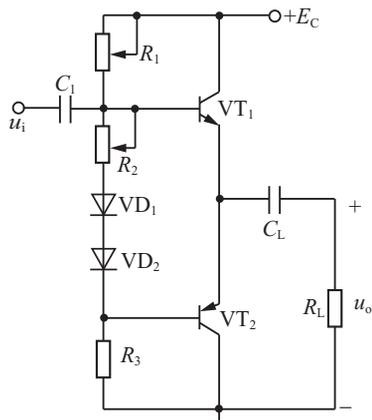
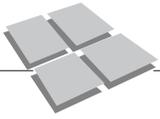


图 5.9 例题图



(3)已知  $R_1=R_2=1.1\text{ k}\Omega$ ,  $\text{VT}_1$  和  $\text{VT}_2$  的  $\beta=40$ ,  $U_{\text{BE}}=0.7\text{ V}$ ,  $P_{\text{CM}}=40\text{ mW}$ 。若  $R_2$  因虚焊而开路,问三极管是否安全?

(4)电路正常工作时,若两管的  $U_{\text{CES}}$  皆可忽略,求  $P_{\text{om}}$ 、 $P_{\text{DCM}}$ 、 $\eta$ 。

解:(1)静态时电容  $C_L$  的两端电压应是  $E_C/2=6\text{ V}$ ,调整  $R_1$  可满足这一要求。

(2)动态时若  $u_o$  出现交越失真,应调整  $R_2$ ;使  $R_2$  增加,保证  $\text{VT}_1$ 、 $\text{VT}_2$  静态时处于微导通状态。

(3)若  $R_2$  与  $R_1$  或  $\text{VT}_1$  相接端断开,则两三极管静态时都截止,三极管安全;若  $R_2$  与  $\text{VD}_1$  相接端断开,则  $\text{VT}_1$ 、 $\text{VT}_2$  都导通,它们的静态值可作如下估算。

$R_2$  最小时:

$$I_{\text{B1}} = \frac{E_C/2 - U_{\text{BE}}}{R_1} = \frac{6 - 0.7}{1.1} = 4.82(\text{mA})$$

$$I_{\text{C1}} = \beta I_{\text{B1}} = 40 \times 4.82 = 152.8(\text{mA})$$

$$P_{\text{CM}} = I_{\text{C1}} \times E_C/2 = 1156.8(\text{mW}) \gg 40\text{ mW}$$

$R_2$  最大时:

$$I_{\text{B1}} = \frac{E_C/2 - U_{\text{BE}}}{R_1 + R_2} = \frac{6 - 0.7}{1.1 + 1.1} = 2.4(\text{mA})$$

$$I_{\text{C1}} = \beta I_{\text{B1}} = 40 \times 2.4 = 96(\text{mA})$$

$$P_{\text{CM}} = I_{\text{C1}} \times (E_C/2) = 96 \times 6 = 576(\text{mW}) \gg 40\text{ mW}$$

可见,三极管会烧毁。

$$(4) \quad P_{\text{om}} = \frac{(E_C/2)^2}{2R_L} = \frac{6^2}{2 \times 8} = 2.25(\text{mW})$$

$$P_{\text{DCM}} = \frac{2(E_C/2)^2}{\pi R_L} = \frac{2 \times 6^2}{\pi \times 8} \approx 2.87(\text{mW})$$

$$\eta = \frac{P_{\text{om}}}{P_{\text{DCM}}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$

### 5.2.3 采用复合管的互补功率放大电路

由前述的分析可知,为了使输入信号的正负半周具有相同的放大能力,要求功放电路中互补的NPN管和PNP管的参数尽可能对称,但实际上,上述要求对于小功率管来说容易实现,但对大功率管来说就相当困难了。解决这一问题的最好方法就是采用复合管代替单个的三极管。

所谓复合管,就是由两个或两个以上的三极管按一定的连接方式组合在一起,完成一个三极管功能的器件,从而得到较大的电流放大系数或获得其他性能的改善。复合管主要用于大功率管的互补配对、小电流推动大电流的场合。

#### 1. 复合管的组成原则

两个或两个以上的三极管任意相连并不能确保得到一个正确可用的复合管,如果复合不正确,这个“复合管”将不能正常工作。不同类型的复合管如图5.10所示。

要得到正确的复合管,必须遵循下面的原则。

(1)保证复合管中各个三极管的各极电流通畅,三极管的各极电压不发生错位现象。

(2) 保证复合管中的各个三极管都工作在放大区, 即保证每个三极管的发射极正偏, 集电极反偏。

(3) 复合管的导电类型与前面第一个三极管的类型相同。

## 2. 复合管的电流放大系数

以图 5.10(a) 为例, 由图可得

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} + \frac{\beta_2 I_{B2}}{I_{B1}} \\ &= \beta_1 + \beta_2 \frac{I_{E1}}{I_{B1}} = \beta_1 + \beta_2 (1 + \beta_1) \approx \beta_1 \cdot \beta_2\end{aligned}\quad (5-11)$$

可见, 复合管的电流放大系数约为两只三极管电流放大系数的乘积。

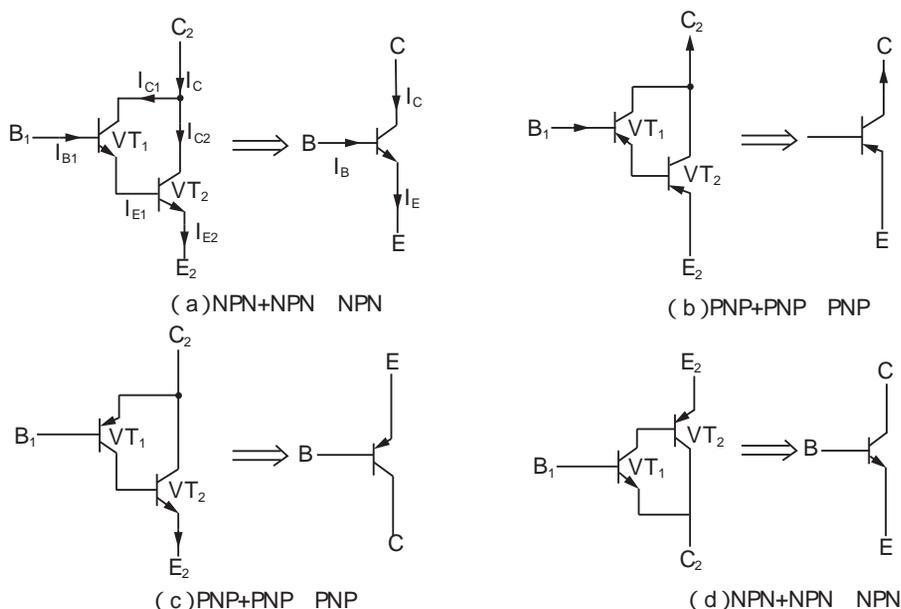


图 5.10 两个三极管组成的复合管

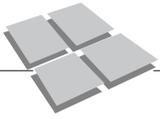
## 5.3 集成功率放大电路

### 5.3.1 集成功率放大器及其应用

#### 1. 集成功率放大器的特点及分类

集成功率放大器具有体积小、质量轻、成本低、安装调试简单、使用方便、温度稳定性好、电源利用率高、非线性失真小、内设各种保护电路等突出优点, 所以在电子设备、家用电器、微机接口、测量仪表、控制电路中得到了广泛应用。它与一般集成运算放大器的主要区别在于, 它要求更大的输出功率, 要求更高的直流电源电压。因此, 其输出极一般由复合管组成, 有时其外壳还需加散热片。

集成功率放大器的种类很多, 按用途分, 有通用型和专用型两类; 按芯片内部的结构分, 有单通道和双通道两类; 按输出功率分有小功率和大功率两类。



## 2. 集成功放芯片 LM386 介绍

本节以集成功率放大器 LM386 为例,介绍集成功率放大器的应用。

LM386 是一种低电压通用型集成功率放大器,采用 8 引线双列直插式塑料封装,其内部电路如图 5.11 所示,其典型应用参数为:

- (1) 直流电源电压范围: 4~12 V;
- (2) 额定输出功率: 660 mW;
- (3) 输入阻抗: 50 k $\Omega$ ;
- (4) 带宽: 300 kHz。

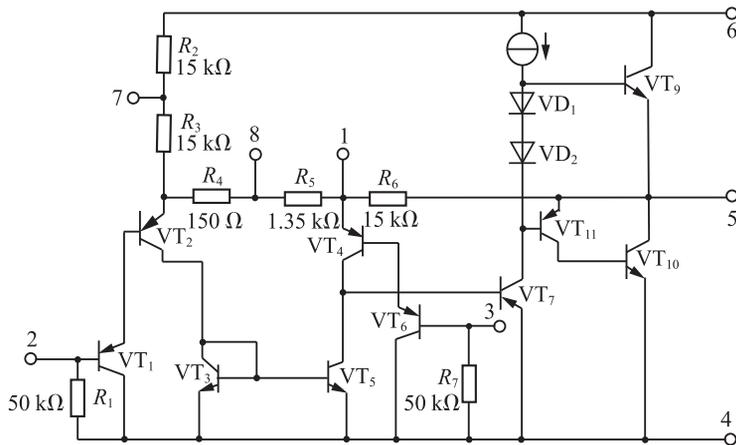


图 5.11 LM386 的内部电路框图

LM386 的各引脚功能如表 5-1 所示。

表 5-1 LM386 的各引脚功能

引脚序号	功能	引脚序号	功能
1	增益调节	5	输出
2	输入	6	电源
3	输入	7	电源去耦
4	地	8	增益调节

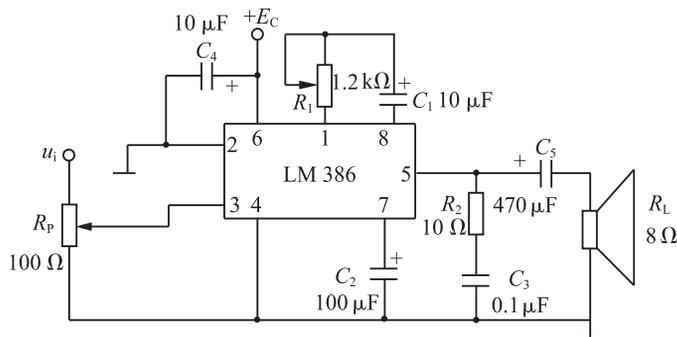


图 5.12 LM386 组成 OTL 功率放大电路

### 3. LM386 组成 OTL 功率放大器的应用电路举例

图 5.12 所示为 LM386 组成的 OTL 功率放大器的应用电路。输入信号  $u_i$  经音量电位器  $R_p$  分压后从引脚 3 输入，信号经 LM386 放大后从 5 脚输出，经电容  $C_5$  耦合输出到扬声器；2 脚接地，6 脚接直流电源  $E_c$ ， $C_4$  起电源滤波作用；1、8 脚接交流负反馈，以调节电压增益；7 脚的外接电容  $C_2$  为电源退耦电路，用于滤波；4 脚为公共地电位端； $R_2$ 、 $C_3$  组成容性阻抗，用于抵消扬声器这个感性负载产生的感应电压，防止信号突变时扬声器的高感应电压损坏功率放大器芯片。

各种集成功率放大器一般都可接成 OTL 和 OCL 电路，如是双电源且输出直接与负载相接时为 OCL 电路，如是单电源且输出通过大电容与负载相接时为 OTL 电路。

#### 5.3.2 BTL 电路简介

BTL 电路是平衡式无输出变压器电路，它的特点是在较低电源电压下可得到较大的输出功率，因而可以降低电源电压的要求，也有利于降低对功放管的要求。其工作原理如图 5.13 所示。

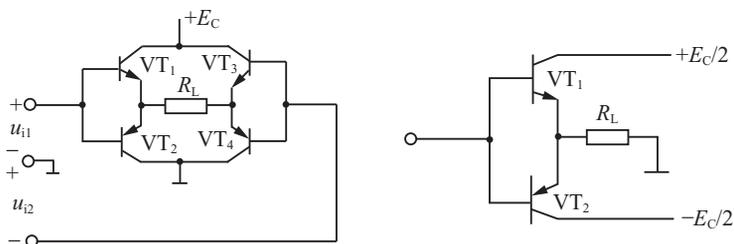


图 5.13 BTL 电路工作原理

四个功放管  $VT_1 \sim VT_4$  组成了桥式电路，负载  $R_L$  接在电桥对角线的两点之间。静态时，电桥平衡， $R_L$  中无直流流过。动态时，输入信号  $u_{i1}$  与  $u_{i2}$  大小相等而相位相反。

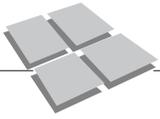
在  $u_{i1}$  为正半周、 $u_{i2}$  为负半周时， $VT_1$  与  $VT_4$  导通， $VT_2$  与  $VT_3$  截止，电流沿  $E_c \rightarrow VT_1 \rightarrow R_L \rightarrow VT_4 \rightarrow$  地流动，在负载  $R_L$  上形成由左向右的电流；

在  $u_{i1}$  为负半周、 $u_{i2}$  为正半周时， $VT_1$  与  $VT_4$  截止， $VT_2$  与  $VT_3$  导通，电流沿  $E_c \rightarrow VT_3 \rightarrow R_L \rightarrow VT_2 \rightarrow$  地流动，在负载  $R_L$  上形成由右向左的电流。可见，在输入信号的整个周期，三极管轮流导通，在负载  $R_L$  上获得振幅为  $E_c$  的交变电压（忽略三极管的管压降）。

与 OCL 电路相比，若电源总电压相同，均为  $E_c$ ，则 BTL 电路中流过负载  $R_L$  的电流加大一倍， $R_L$  上获得的交变电压的幅度加大一倍，这样使 BTL 电路的最大输出功率是 OCL 电路的四倍，达到了较低的电源电压下输出较大功率的要求。

## 本章小结

1. 功率放大电路是大信号放大电路，通常作为多级放大电路和集成运算放大电路的输出级。为提高电源和设备的利用率，希望功率放大器在放大信号不失真的前提下，尽可能大地输出功率信号。这就要求功率放大器输出功率要大，效率要高，非线性失真要小。



功率放大电路的分析方法通常采用图解法。

2. 功率放大器有三种工作状态: 甲类、甲乙类和乙类。甲类功率放大器的静态工作点设置在放大区的中点, 非线性失真小, 但效率低; 甲乙类功率放大器的静态工作点很小, 靠近截止区, 可以减少交越失真, 且效率接近于乙类, 故应用较为广泛; 乙类功率放大器的静态工作点在截止区, 电源效率高, 但存在交越失真。

3. 互补对称放大电路是最常用的一种功率放大电路, 常见的有双电源 OCL 互补对称功率放大电路和单电源 OTL 互补对称功率放大电路。它们通常运行在甲乙类工作状态。

4. 集成功率放大器具有体积小、重量轻、成本低、安装调试简单、使用方便、温度稳定性好、电源利用率高、非线性失真小、内设各种保护电路等突出优点, 所以在电子设备、家用电器、微机接口、测量仪表、控制电路中得到了广泛应用。

## >>> 习题5

### 5.1 填空:

(1) 功率放大电路的主要功能是向负载提供 \_\_\_\_\_, 因此它的三个主要性能指标是 \_\_\_\_\_、\_\_\_\_\_ 和 \_\_\_\_\_。

(2) 为了提高功率放大电路的输出功率, 一般采用的方法是 \_\_\_\_\_, 为了提高功率放大器的效率, 常采用的措施有 \_\_\_\_\_。

(3) 甲类、乙类和甲乙类放大电路中, \_\_\_\_\_ 电路导通角最大; \_\_\_\_\_ 电路效率较高; \_\_\_\_\_ 电路交越失真最大, 为了消除交越失真而又有较高的效率一般采用 \_\_\_\_\_ 电路。

(4) OTL 互补对称功率放大电路与 OCL 互补对称功率放大电路主要区别是 \_\_\_\_\_, 在电路参数和电源电压确定之后, 如果负载电阻增大一倍, 则输出功率 \_\_\_\_\_。

### 5.2 判断以下结论是否正确, 并在相应的括号中填“√”或“×”。

(1) 甲类放大电路一般失真小, 但效率较低( ), 甲类放大电路在输入信号为零时, 管子损耗最大( )。

(2) 乙类推挽放大电路失真大, 但效率高( ), 乙类推挽放大电路的输出功率最大时, 管子损耗功率最大( )。

(3) 一个输出 10 W 的乙类 OTL 功率放大电路, 其每个输出管的额定功率至少为 5 W( ), 这种电路当输入信号最大时管耗也最大( ), 而当输入信号较小时会出现交越失真( )。

(4) 在 OCL 功率放大电路中, 若正、负电源电压绝对值增大, 则输出功率增大( ); 若在  $8\ \Omega$  负载上并接一个  $8\ \Omega$  扬声器, 则输出功率减小一半( ), 但此时

输出功率放大管的温度更高( )。

(5) OTL、OCL 功率放大电路都是单电源供电( )。

5.3 图 5.14 所示是一个 OTL 功率放大电路, 当输入信号的幅值发生变化时, 在什么情况下输出会出现饱和与截止失真? 在什么情况下会出现交越失真? 画出两种失真的波形图。

5.4 在图 5.15 所示电路中,  $E_C=24\text{ V}$ ,  $R_L=8\ \Omega$ ,  $VT_1$ 、 $VT_2$  的饱和压降近似为 0, 电容  $C$  足够大, 试求:

- ① 负载上的最大输出功率  $P_{om}$ ;
- ② 每个三极管的管耗  $P_{CM}$ ;
- ③ 每个管子集电极和发射极之间的最大电压  $U_{CEM}$ 。

5.5 在图 5.14 所示电路中, 输入、输出信号均为正弦波, 若负载上得到最大输出功率为  $8\text{ W}$ , 两个三极管互补对称性很理想, 饱和压降  $U_{CES}=1\text{ V}$ , 试求电源电压值应取多少?

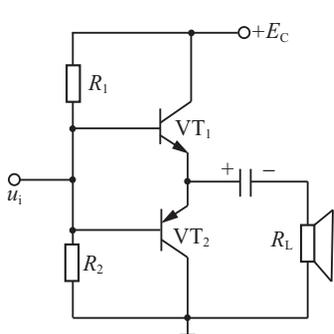


图 5.14 题 5.3 图

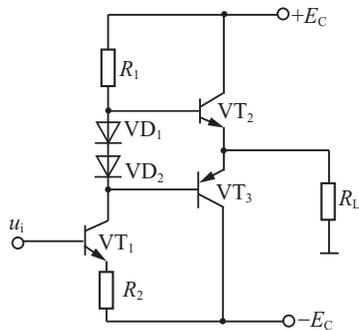
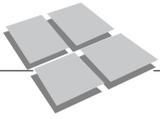


图 5.15 题 5.4 图

5.6 若将图 5.14 所示电路改为 OCL 互补对称功率放大电路, 电路的结构应如何变化? 为了克服交越失真, 电路中应采用什么措施? 试画出电路图, 并说明改动部分的电路功能。

5.7 图 5.15 所示是一种 OCL 互补对称功率放大电路, 试回答下列问题:

- (1)  $VT_1$ 、 $VT_2$  和  $VT_3$  的作用和工作状态;
- (2) 静态时  $R_L$  上的电流有多大?
- (3)  $VD_1$  和  $VD_2$  的作用, 若有一个二极管方向接反, 会出现什么问题?



## 第6章 直流稳压电源

### 本章要点

1. 直流稳压电源的基本组成及各部分的作用。
2. 半波整流和桥式整流电路。
3. 滤波电路的类型和滤波原理。
4. 稳压管稳压电路, 串联调整型稳压电路的构成及稳压原理。
5. 集成稳压电源和开关稳压电源。

### 重点、难点:

1. 桥式整流电路的工作过程和输出电压。
2. 串联调整型稳压电路的稳压原理。
3. 集成稳压电源的组成。



教学进程安排视频  
及思政元素资源

不论是日常使用的电子仪器还是各种工业控制设备, 绝大部分都需要直流供电才能工作。常用的直流电源有三类: 电池、直流变换器、直流稳压电源, 在大多数情况下, 是采用直流稳压电源获得直流电源的。

单相直流稳压电源的作用是: 将电网提供的正弦交流电压(220 V、50 Hz)转换为幅值稳定的直流电(提供直流电压、电流)。其电路主要由电源变压、整流电路、滤波电路和稳压电路四部分组成, 如图 6.1 所示。

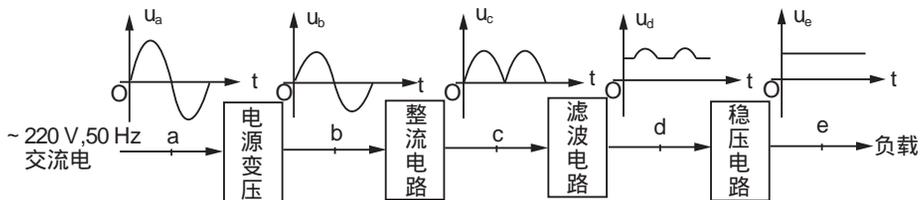


图 6.1 直流稳压电源的组成方框图

直流稳压电源各部分的作用如下。

(1) 电源变压: 利用电源变压器将 220 V、50 Hz 的电网交流电压降低电压幅度, 其输出波形仍为正弦交流电, 其频率也未改变。

(2) 整流电路: 利用二极管的单向导电性, 把方向、大小均变化的交流电转换为大小仍在变化而方向不变的单向脉动的直流电。单相脉动直流电中, 既含有直流成分, 又含有大量的脉动(交流)成分。

(3) 滤波电路: 利用电子元件, 将单向脉动直流电中的交流成分滤除, 输出一个

平滑的直流电。

(4) 稳压电路：其作用是使输出的直流电压可以不受电网电压或是负载变化的影响，达到输出稳定直流电压的效果。

## 6.1 单相整流电路

整流是利用二极管的单向导电性来实现的。常用的单相整流电路有：半波整流、全波整流、桥式整流和倍压整流等形式。

本章节中，主要介绍半波整流和桥式整流电路。

### 6.1.1 单相半波整流电路

单相半波整流电路如图 6.2(a) 所示，它由整流二极管 VD 和负载  $R_L$  组成。利用二极管的单向导电性，可使交流电经二极管后在负载上得到方向不变的脉动直流电。

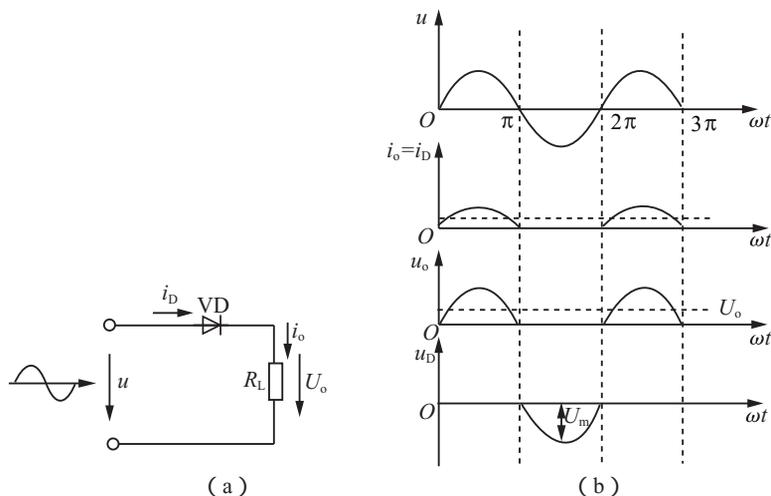


图 6.2 半波整流电路及各点电压电流波形图

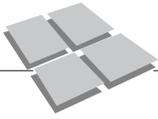
#### 1. 工作原理

经变压器降压后的交流电压  $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$  作为整流电路的输入。当  $u$  为正半周时，VD 因正偏而导通，电流经二极管 VD、负载  $R_L$  形成电流通路，若忽略二极管的正向导通电压，此时负载  $R_L$  上获得的电压  $u_o = R_L \cdot i_o = u$ ，是输入电压的正半周电压。

在  $u$  负半周，VD 因反偏而截止，电路中没有电流，即  $i_o = i_D = 0$ ，负载  $R_L$  上的电压为零， $u_o = R_L \cdot i_D = 0$ 。

当  $u$  随时间按正弦规律变化时，各点的电压电流波形如图 6.2(b) 所示。

由此可见，当输入正弦交流电压时，由于二极管的单向导电性，在负载上获得一个单向脉动的直流电压  $u_o$ ，由于这种电路的负载上只获得输入信号  $u$  的半个波，所以称为“半波整流电路”。



## 2. 电路参数的分析与计算

### (1) 输出电压

负载  $R_L$  上的直流电压  $U_o$ ，为输出电压  $u_o$  在一周内的平均值，分析 6.2(b) 波形后可得

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_o d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} = 0.45U \quad (6-1)$$

### (2) 流过负载的直流电流 $I_o$

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.45 \frac{U}{R_L} \quad (6-2)$$

### (3) 整流二极管 VD 承受的最高反向电压 $U_{Dmax}$

输入为负半周时，二极管截止，电路中无电流，负载上的电压为零，因而输入电压全部加在二极管两端，所以二极管 VD 承受的最高反向电压为

$$U_{Dmax} = \sqrt{2}U \quad (6-3)$$

### 6.1.2 单相桥式全波整流电路

如图 6.3 所示为单相桥式全波整流的电路，该电路由 4 只特性相同的整流二极管接成桥式电路，输入的交流电压接在电桥的一条对角线  $a$ 、 $b$  上，负载  $R_L$  接在电桥的另一对角线  $c$ 、 $d$  上，故称为“桥式整流电路”。

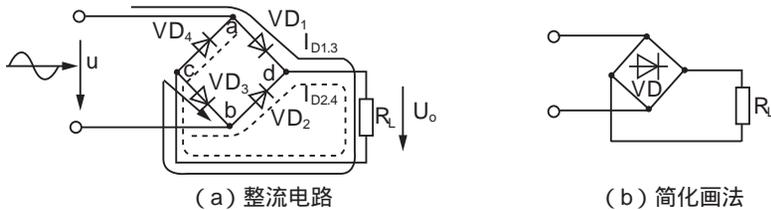


图 6.3 桥式整流电路

### 1. 工作原理

在  $u$  正半周， $a$  点电位高于  $b$  点电位，则  $VD_1$ 、 $VD_3$  因正偏而导通， $VD_2$ 、 $VD_4$  因反偏而截止，电流  $i_1$  从输入电压  $u$  通过  $a$  点  $\rightarrow$   $VD_1$   $\rightarrow$   $R_L$   $\rightarrow$   $VD_3$   $\rightarrow$   $b$   $\rightarrow$  输入电压  $u$ ，形成回路，在负载上获得上“+”下“-”的电压。

在  $u$  负半周， $a$  点电位低于  $b$  点电位，则  $VD_2$ 、 $VD_4$  因正偏而导通， $VD_1$ 、 $VD_3$  因反偏而截止，电流  $i_2$  从输入电压  $u$  通过  $b$  点  $\rightarrow$   $VD_2$   $\rightarrow$   $R_L$   $\rightarrow$   $VD_4$   $\rightarrow$   $a$  点  $\rightarrow$  输入电压  $u$ ，形成回路，仍然在负载上获得上“+”下“-”的电压。

与半波整流的不同之处在于：输入信号  $u$  的整个周期中， $VD_1$ 、 $VD_3$  和  $VD_2$ 、 $VD_4$  轮流导通，使负载  $R_L$  在整个周期都获得上“+”下“-”的单向全波脉动直流电压，桥式整流电路的波形如图 6.4 所示。

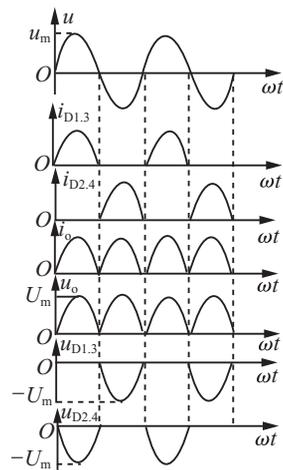


图 6.4 桥式整流电路波形

## 2. 电路参数的分析与计算

(1) 负载上的直流电压  $U_o$  和直流电流  $I_o$ 。

由上述分析可知, 负载上电压、电流是由  $VD_1$ 、 $VD_3$  和  $VD_2$ 、 $VD_4$  轮流导电提供的, 则负载  $R_L$  在整个周期都有信号输出; 比较图 6.2(b) 和图 6.4, 桥式整流电路中, 负载  $R_L$  上的直流电压  $U_o$ 、直流电流  $I_o$  是半波整流电路的 2 倍, 即

$$U_o = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} = 0.9U \quad (6-4)$$

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.9 \frac{U}{R_L} \quad (6-5)$$

(2) 流过整流二极管 VD 的电流

流过负载的电流是  $VD_1$ 、 $VD_3$  和  $VD_2$ 、 $VD_4$  轮流导电提供的, 根据图 6.4, 流过整流二极管 VD 的平均电流为

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = \frac{1}{2} \cdot I_o = 0.45 \frac{U}{R_L} \quad (6-6)$$

(3) 整流二极管所承受的最高反向电压  $U_{Dmax}$

每个二极管 VD 承受的最高反向电压为

$$U_{Dmax} = \sqrt{2}U \quad (6-7)$$

### 6.1.3 半波整流与桥式整流电路的比较

半波整流电路结构简单, 但输出直流电压值较低且波动大, 电源利用率低, 只利用了交流电压的半个周期。与半波整流电路相比, 桥式整流电路虽然需要的二极管数量较多, 但其输出电压高一倍, 且脉动成分少, 电源的利用率高。两种整流电路的重要参数如表 6-1 所示, 这些数据可作为选择整流元件的依据。

表 6-1 半波整流与桥式整流参数比较

电路及参数	$U_o$	$I_D$	$U_{Dmax}$
半波整流	$0.45U$	$0.45 \frac{U}{R_L}$	$\sqrt{2}U$
桥式整流	$0.9U$	$0.45 \frac{U}{R_L}$	$\sqrt{2}U$

表中:  $U_o$  为负载电阻上的平均直流电压;  $I_D$  为每个整流二极管的平均电流;  $U_{Dmax}$  为整流二极管所承受的最高反向电压。

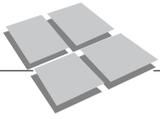
## 6.2 滤波电路

整流后得到的是单向脉动的直流电压, 其中包含了多种频率的交流成分。为了抑制交流分量以获得更平滑的直流电压, 必须设置滤波电路。

滤波元件通常接在整流电路后面, 常用的滤波电路有电容滤波、电感滤波、复合滤波电路等。

### 6.2.1 电容滤波电路

电容滤波电路如图 6.5(a) 所示, 图 6.5(b) 为未加滤波与加滤波后电压与电流的变



化图,虚线是未加滤波时的输出波形,实线是加滤波后的输出波形。

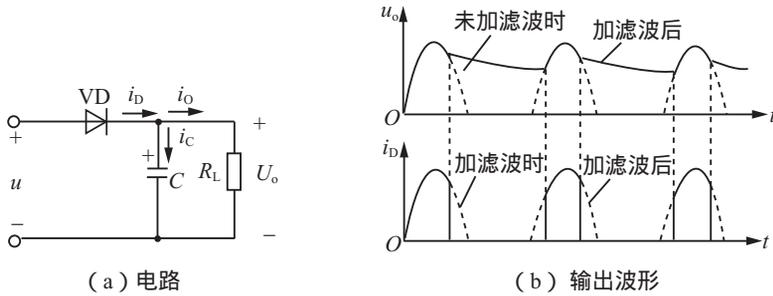


图 6.5 半波整流电容滤波电路

整流输出的单向脉动电压输送到滤波电路的输入端,由于电容  $C$  的隔直作用,其直流全部降在负载电阻  $R_L$  上;对于脉动电流中的交流分量,由于电容的容抗很小,有较大的分流作用,交流分量几乎全部被电容器  $C$  旁路,因而流过负载  $R_L$  的电流中的交流分量即纹波电流变小,输出电压变得平滑。

电容滤波适用于小电流的场合。当负载电流较小即  $R_L$  较大时,容易满足  $\frac{1}{\omega C} \ll R_L$  的条件,电容滤波器的滤波效果较好;当负载电流较大即  $R_L$  较小时,电容的分流作用不明显,电容滤波器的滤波效果将变差。对同样的负载,电容越大,滤波效果越好。

注意:在实际选择滤波电容时,除了要考虑电容的容量,还要注意电容的耐压,通常耐压取输出电压的 1.5 倍。

### 6.2.2 电感滤波电路

电容滤波在大电流状态下效果较差,此时往往可以采用电感滤波电路。电感滤波电路如图 6.6(a)所示。

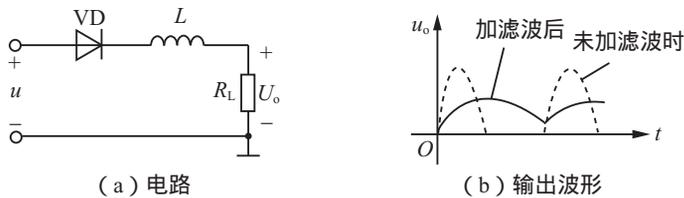


图 6.6 半波整流电感滤波电路

电感具有“通直流、阻交流”的作用,脉动直流电通过滤波电感  $L$  时,其中的交流分量几乎都落在电感元件上,负载上的交流分量就会很小;而对于其中的直流成分,电感呈现短路状态,直流成分全部降落在负载上,因而负载上的电压、电流得到平滑,如图 6.6(b)所示。此外,当负载变化引起电流变化时,电感也能抑制负载电流的变化。

显然,扼流圈的电感量越大,滤波效果越好。因此电感滤波常用于大电流的场合,其负载能力强。但电感的体积大,结构复杂,且价格高,在一般的电子设备中应用不多。

### 6.2.3 复合滤波电路

为了进一步提高滤波的效果,常将电容、电感、电阻等元件组合起来构成复合滤波电路。常用的有  $LC$  滤波器、 $RC$  滤波器等。

### 1. LC- $\Gamma$ 型滤波电路

如图 6.7(a)所示电路,在扼流圈  $L$  后面的负载两端并上了一个滤波电容  $C$ ,构成了一个  $LC-\Gamma$  型滤波器,它综合了电容滤波和电感滤波的优点,滤波效果好,适用于各种负载的要求。其滤波原理是:整流后的脉动直流电,先经扼流圈滤波,降去了大部分交流分量,余下的少量交流分量被滤波电容分流掉,使得负载电流的纹波大为减小,输出电压更为平滑。

$LC-\Gamma$  型滤波电路综合了电容滤波和电感滤波的优点,滤波效果好,适用于各种负载的要求。若增加  $\Gamma$  型滤波器的节数,如图 6.7(b)所示构成的两级  $LC-\Gamma$  滤波电路,其双重滤波使输出电压更平直,可以取得更好的滤波效果。

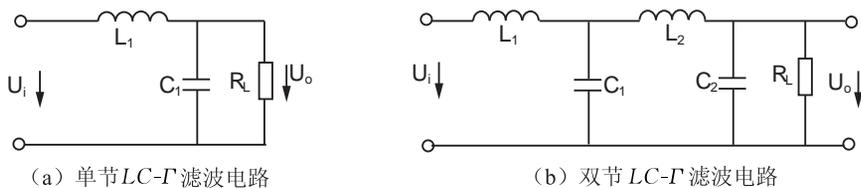


图 6.7  $LC-\Gamma$  型滤波电路

### 2. $LC-\pi$ 型滤波电路

采用两个电容与一个电感构成的滤波电路称为  $LC-\pi$  型滤波电路,如图 6.8(a)所示。较上述单一的  $LC-\Gamma$  型滤波器效果更好。

### 3. $RC-\pi$ 型滤波电路

在负载电流较小的场合,可以用电阻代替  $\pi$  型滤波器中的电感,构成  $RC-\pi$  型滤波器。如图 6.8(b)所示。用电阻代替电感线圈,体积、成本都可以显著降低,但由于直流成分在电阻上会有电压降,因而在输出电流较大时,输出电压的幅度有所下降,仅限应用于输出电流较小的场合。

$RC-\pi$  型滤波电路的滤波效果好、成本低、体积小,所以在小型电子设备中应用极为广泛。

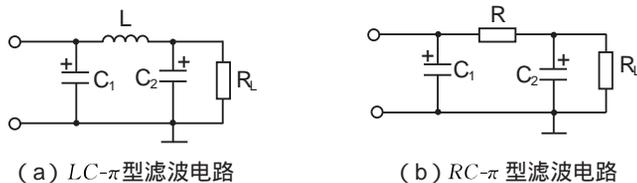
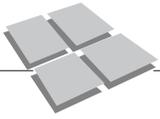


图 6.8  $\pi$  型滤波电路

## 6.3 直流稳压电路

经滤波电路输出的直流电虽然比较平滑,但是很不稳定。当电网电压波动或负载电流发生变化时,都会引起输出的直流电压发生波动。为保障电子设备能够正常工作,就要求为其供电的直流电源能提供一个稳定的输出电压。因此在滤波电路之后还需要有一个稳压环节,以提供稳定的直流电压给负载。



稳压电路有多种类型,按电路构成可分为:分立元件稳压电路和集成稳压电路;按工作原理可分为:二极管稳压电路、串联调整型稳压电路和开关型稳压电路等。

### 6.3.1 稳压管稳压电路

最简单的稳压电路是由稳压二极管(简称稳压管) $VD_Z$ 和限流电阻 $R$ 组成,如图6.9所示,其中稳压管 $VD_Z$ 与负载电阻 $R_L$ 采用并联的方式连接,限流电阻 $R$ 起限流、保护稳压管 $VD_Z$ 的作用。

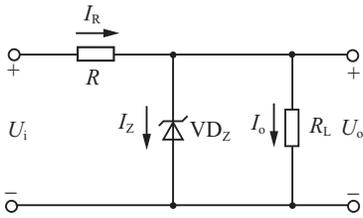


图 6.9 由稳压二极管组成的稳压电路

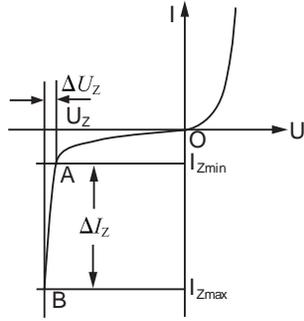


图 6.10 稳压二极管的伏安特性

由图6.10所示的稳压二极管的伏安特性可知,当稳压管处于反向击穿区时,电流在较大范围内变化而稳压管两端的电压变化很小,这就是稳压二极管的稳压特性。在使用中要注意,流过稳压管的反向电流不能超过其极限电流 $I_{ZM}$ ,功耗不能超过其极限功耗 $P_{ZM}$ 。

#### 1. 电路的稳压原理

引起输出电压波动通常有两种情况,电源电压波动及负载的变化。下面以这两种引起输出电压波动的情况来分析电路的稳压调节过程。

##### (1) 电源电压发生波动

若由于电源的升高使得变压器输出的交流电压 $u_2$ 增加,则整流滤波后的脉动直流电压 $U_i$ 增加,这时会导致输出的直流电压 $U_o$ (也即稳压管两端的电压 $U_Z$ )有增加的趋势。此时流过稳压管的电流 $I_Z$ 和流过负载的电流 $I_o$ 将大大增加,使得限流电阻 $R$ 上的电压降 $U_R = RI_R = R(I_Z + I_o)$ 大大增加,因此输出 $U_o = U_i - U_R$ 下降,即 $U_R$ 的增大抵消 $U_o$ 的升高,从而使输出电压 $U_o$ 保持不变,达到稳压的目的。同样,可自行分析 $U_o$ 下降时电路的稳压过程。

##### (2) 负载变化引起的波动

若电网电压不变,而负载 $R_L$ 减小使得输出电压 $U_o$ 有减小的趋势,这一趋势将使得 $I_Z$ 减小, $I_R$ 也减小,而随之引起的 $R$ 两端电压 $U_R$ 的减小会使输出 $U_o$ 有增加的趋势,最终的结果将抵消负载变化对输出产生的影响,维持输出电压 $U_o$ 的稳定。

#### 2. 稳压电路参数选择

##### (1) 稳压二极管的选择

稳压管的稳定电压值为 
$$U_Z = U_o \tag{6-8}$$

稳压管的稳定电流值为 
$$I_{ZM} = (1.5 \sim 3) I_{o\max} \tag{6-9}$$

##### (2) 输入电压 $U_i$ 的要求

$$U_i = (2 \sim 3) U_o \tag{6-10}$$

(3) 限流电阻  $R$  的选择

$$\frac{U_{i\min} - U_Z}{I_{Z\min} + I_{o\max}} > R > \frac{U_{i\max} - U_Z}{I_{Z\max} + I_{o\min}} \quad (6-11)$$

### 3. 二极管稳压电路的特点

二极管稳压电路的优点是电路简单。缺点是输出电压不可调，负载电流变化范围小。该稳压电路适用于输出电压固定、负载电流小且负载变化不大的场合。

#### 6.3.2 串联调整型稳压电路

##### 1. 电路的组成结构及稳压原理

具有放大环节的串联调整型稳压电路由基准电路、取样电路、比较放大电路和调整电路四部分组成，组成框图如图 6.11 所示。

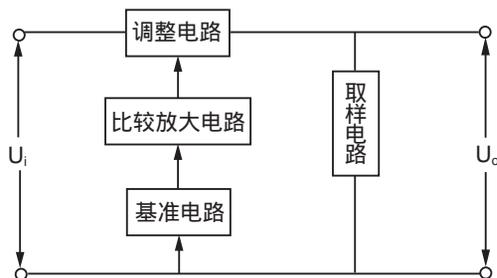


图 6.11 串联调整型稳压电路的组成框图

电路的稳压原理：取样电路对输出电压取样，并将取样结果与基准电压进行比较，得出取样电压与基准电压的误差，经放大电路放大后，送调整电路调整输出，进而达到稳压的目的。

##### 2. 实际电路

串联调整型稳压电路的实际电路如图 6.12 所示。其中， $VT_1$  是调整元件，叫电压调整管； $R_3$  和  $VD_Z$  组成简单二极管稳压电路，形成基准电路； $R_1$ 、 $R_2$  和  $R_P$  组成的分压器构成取样电路，取样结果加到比较放大管  $VT_2$  的基极，与送到比较放大管  $VT_2$  发射极的基准电压进行比较放大。

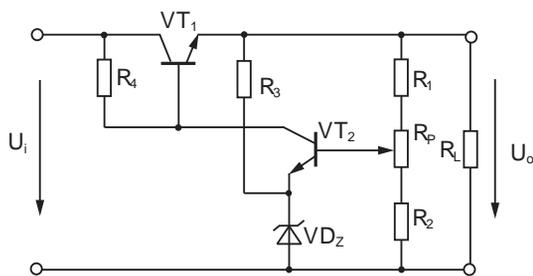
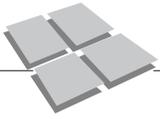


图 6.12 串联调整型稳压电路的实际电路

##### 3. 稳压过程

当由于某种原因使输出电压  $U_o$  升高时，则取样电压升高，导致放大管  $VT_2$  的发射结电压增加， $VT_2$  的极电流  $I_{b2}$  增大，集电极电位  $U_{c2}$  下降，由于  $VT_2$  的集电极电位就是  $VT_1$  的基极电位，所以  $VT_1$  的基极电位下降， $VT_1$  的基极电流  $I_{b1}$  减少， $U_{ce1}$  增大，从而输出电压  $U_o = U_i - U_{ce1}$  下降，使输出电压几乎保持不变，得以稳定。输出电压降低时的稳压过程可自行分析。由于该电路在取样电路中增加了一个电位器  $R_P$ ，因而该稳压电路的输出电压可调。

输出电压的可调范围分析如下。



设稳压管的稳压值为  $U_Z$ ，放大管  $VT_2$  的发射结电压为  $U_{be2}$ ，当电位器  $R_P$  的滑动端调到最上端时，输出电压最小为  $U_{omin}$ ；当电位器  $R_P$  的滑动端调到最下端时，输出电压最大为  $U_{omax}$ 。

$$U_{omin} = \frac{R_1 + R_2 + R_P}{R_2 + R_P} \cdot (U_Z + U_{be2})$$

$$U_{omax} = \frac{R_1 + R_2 + R_P}{R_2} \cdot (U_Z + U_{be2})$$

即输出电压的可调范围是

$$\frac{R_1 + R_2 + R_P}{R_2} \cdot (U_Z + U_{be2}) \geq U_o \geq \frac{R_1 + R_2 + R_P}{R_2 + R_P} \cdot (U_Z + U_{be2}) \quad (6-12)$$

#### 4. 电路特点

串联调整型稳压电源电路简单，输出纹波小，输出电压可调，适用于输出电压较低场合。缺点是效率低，只有 30% 左右，串联调整型稳压电源需要电源变压器，因而体积大，成本高。

#### 6.3.3 集成稳压器

随着半导体工艺的发展，现在已生产并广泛应用的单片集成稳压电源，具有体积小、可靠性高、使用灵活、价格低廉等优点。被广泛地应用于电子仪器、仪表电路及其他小型电子设备中。

最简单的集成稳压器只有输入、输出和公共引出端，故称为三端集成稳压器。常用的集成稳压器有三端固定式稳压器、三端可调式稳压器、多端可调式稳压器。

##### 1. 78 系列和 79 系列三端固定式稳压器

三端固定式稳压器分  $78 \times \times$  系列和  $79 \times \times$  系列，其中  $78 \times \times$  系列输出的电压为正电压值， $79 \times \times$  系列输出的电压为负电压值， $\times \times$  表示输出电压的稳定值。 $78 \times \times$  系列输出电压等级有 5 V、6 V、9 V、12 V、15 V、18 V、24 V 等， $79 \times \times$  系列有 -5 V、-6 V、-9 V、-12 V、-15 V、-18 V、-24 V 等。输出电流有 L 型(最大输出电流为 100 mA)、M 型(最大输出电流为 500 mA)、不标 M 或 L 的(最大输出电流为 1.5 A)三种；如 CW78L05，表明输出 +5 V 电压，输出电流可达 100 mA，CW79M12，表明输出 -12 V 电压，输出电流为 -0.5 A。78 系列和 79 系列三端固定式稳压器封装形式有金属外壳封装和塑料封装，其电路符号及外形如图 6.13 所示。

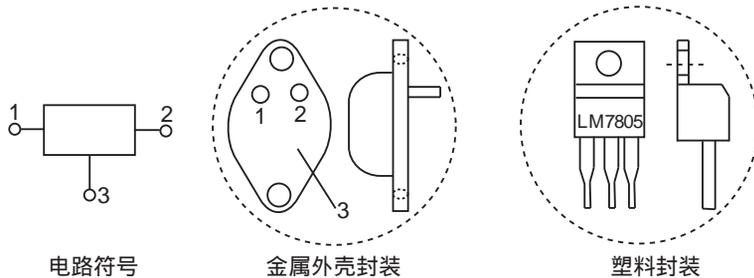


图 6.13 集成稳压器电路符号及外形图

$W78 \times \times$  系列和  $W79 \times \times$  系列的三端集成稳压器的引脚序号如表 6-2 所示。

表 6-2 W78××系列和 W79××系列三端集成稳压器的引脚

系 列	封装形式 引脚	金属封装			塑料封装		
		IN	GND	OUT	IN	GND	OUT
W78××		1	3	2	1	2	3
W78M××		1	3	2	1	2	3
W78L××		1	3	2	3	2	1
W79××		3	1	2	2	1	3
W79M××		3	1	2	2	1	3
W79L××		3	1	2	2	1	3

## (1) 78 系列集成稳压器的基本应用电路

图 6.14 是 78 系列集成稳压器的基本应用电路原理图, 该电路的输出电压  $U_o$  为正极性、固定、稳定的直流电压。集成稳压器稳压电路的输出取决于集成稳压器的输出。为了保证电路正常工作, 要求输入电压比输出电压至少高 2~3 V, 为使输出电压在较宽的输入电压范围内稳定, 一

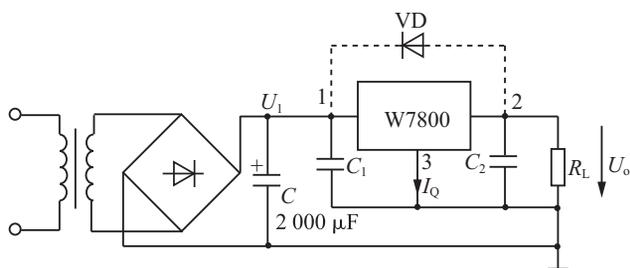


图 6.14 78 系列集成稳压器的基本应用电路

般取输入电压为输出电压的 1.5 倍。三端集成稳压器流过地的静态电流为  $I_Q = 8 \text{ mA}$ 。输入电容  $C_1$  用于抑制电源的高频干扰, 输出电容  $C_2$  用于改善负载的瞬态响应, 消除电路的高频噪声, 同时还具有消振作用。为了防止在输入端短路时输出电容  $C_2$  所存储电荷通过稳压器放电而损坏稳压器, 可以在电路中增加保护二极管。

## (2) 79 系列集成稳压器的基本应用电路

在需要负电源的场合, 可以采用 79 系列集成稳压器, 如图 6.15 所示。  $C_1$  取  $0.33 \mu\text{F}$  左右, 而  $C_2$  可取  $0.1 \mu\text{F}$ , 使用时可查阅有关的器件手册。电路原理与 78 系列集成稳压电源类似, 但使用 79 系列集成稳压器时须注意其管脚排列有所不同, 见图 6.16。

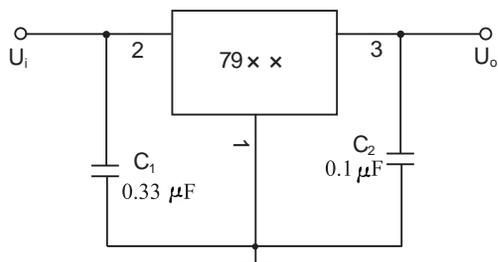


图 6.15 79 系列集成稳压器的基本应用电路

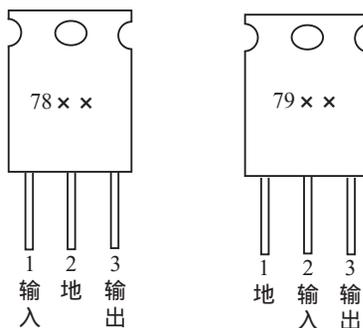
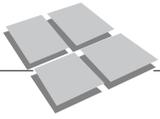


图 6.16 78/79 系列塑料封装的三端稳压器管脚排列



## 2. CW317/CW337 系列可调集成稳压器

三端可调输出电压的集成稳压器是在三端固定输出集成稳压器的基础上发展起来的,它只需辅以少量的外部器件即可方便地组成一个输出电压精密可调的稳压电路。

典型的可调集成稳压器有:输出正电压的 CW117/CW217/CW317 系列和输出负电压的 CW137/CW237/CW337 系列。各系列的内部电路和工作原理基本相同,但工作温度不同,分别为 $(-55^{\circ}\text{C}\sim 150^{\circ}\text{C})$ 、 $(-25^{\circ}\text{C}\sim 150^{\circ}\text{C})$ 和 $(0^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C})$ 三种。根据输出电流的大小,每个系列又分为 L 型(输出电流最大为 0.1 A)、M 型(输出电流最大为 0.5 A),如果不标 M 或 L(输出电流最大为 1.5 A)。直插式三端可调集成稳压器的塑料封装引脚排列如图 6.17 所示。

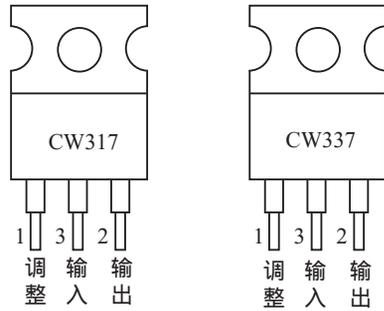


图 6.17 CW317/CW337 系列可调集成稳压器管脚排列

在实际应用中,当输入电压在  $2\sim 40\text{ V}$  范围内变化时,三端可调集成稳压器均能正常工作。

### (1) 三端可调集成稳压器的基本应用电路

如图 6.18 所示为三端可调集成稳压器的基本应用电路,调节电位器  $R_P$  即可改变输出电压的大小。电路正常工作时,集成稳压器的输出端 2 脚和公共端 1 脚之间的电压为:  $U_{\text{REF}} = 1.25\text{ V}$ 。

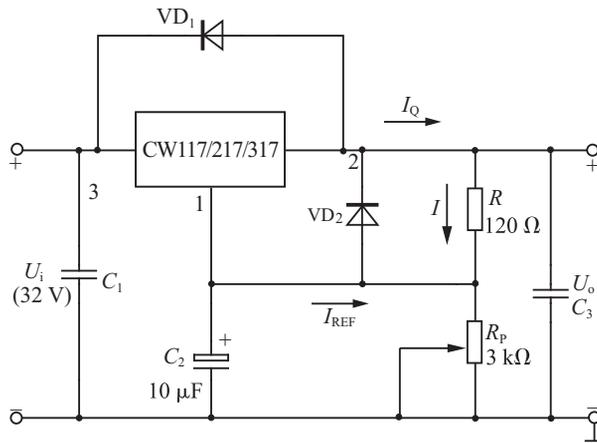


图 6.18 可调集成稳压器基本应用电路

图 6.18 所示电路的输出电压  $U_o$  等于

$$U_o = \frac{U_{\text{REF}}}{R} (R + R_P) + I_{\text{REF}} R_P \quad (6-13)$$

由于  $I_{\text{REF}}$  很小,可以略去,而  $U_{\text{REF}} = 1.25\text{ V}$ , 所以有

$$U_o \approx 1.25 \times \left(1 + \frac{R_P}{R}\right) \quad (6-14)$$

可见,当  $R_P = 0$  时,  $U_o = 1.25\text{ V}$ , 但其最大输出电压不得超过  $30\text{ V}$ 。

## (2) 输出电压连续可调的稳压电路

图 6.19 为由 CW317 组成的输出电压在 0~30 V 范围内连续可调的稳压电路, 图中由电阻  $R_2$  和  $VD_z$  组成的电路提供给 A 点  $-1.25$  V, 这样当  $R_p=0$  时,  $U_A$  电位与  $U_{REF}$  相抵消, 使  $U_o=0$  V。当  $R_p$  增大时, 输出电压  $U_o$  增加,  $U_o$  最大可达 30 V。

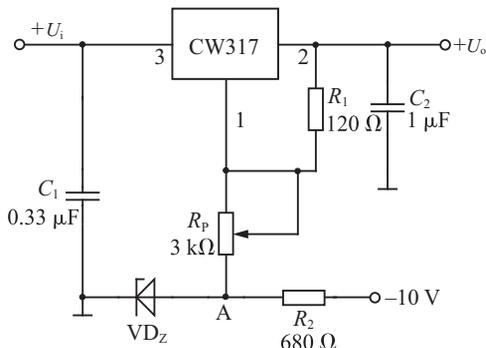


图 6.19 0~30 V 连续可调集成稳压电路

## 3. 集成稳压电源设计举例

**例** 有一电子设备需要配置输出电压为 +5 V、输出最大电流为 300 mA 的直流稳压电源, 设计电路并确定各元件参数。

**解:** 根据题意, 设计电路的原理图如图 6.20 所示。

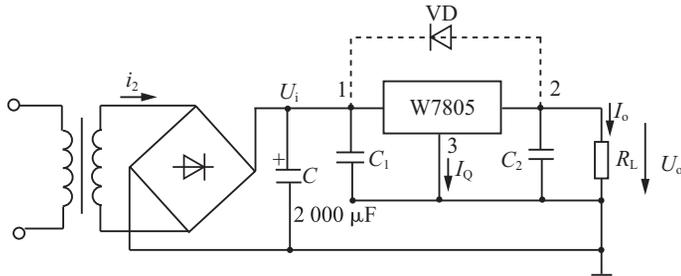


图 6.20 例题设计图

① 确定稳压器型号, 确定输入电压、输入电流的大小。

由于输出电压为 +5 V, 输出最大电流为 300 mA, 故选用 W7805 型三端稳压器。输入电压应当比输出电压高 2~3 V, 取输入电压为 8 V。

输入电流  $I_1 = I_o + I_Q = 300 + 8 = 308$  (mA)。

变压器输出电压有效值  $U_2 = U_i / 1.2 = 6.7$  (V), 取  $U_2 = 7$  V。

② 整流二极管反向耐压  $U_{Dmax}$  选择。

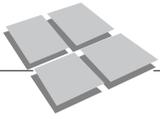
最大反向电压  $U_{Dmax} \geq \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \times 7 \approx 10$  (V)。

③ 滤波电容耐压  $U_{CM}$  选择。

电容器耐压  $U_{CM} \geq \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \times 7 \approx 10$  (V)。

④ 电源变压器容量选择。

副边电流有效值  $I_2 \approx (1.5 \sim 2)I_1 = (1.5 \sim 2) \times 308 = (462 \sim 616)$  (mA), 取  $I_2 =$



500 mA。

副边容量  $P_2 = U_2 I_2 = 7 \times 0.5 = 3.5 (\text{V} \cdot \text{A})$ 。

假设变压器效率为  $\eta = 0.6$ 。

原边容量  $P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{3.5}{0.6} = 5.8 (\text{V} \cdot \text{A})$ 。

平均容量为  $P = 0.5(P_1 + P_2) = 0.5(3.5 + 5.8) = 4.65 (\text{V} \cdot \text{A})$ ，取  $P = 5 \text{ V} \cdot \text{A}$ 。

### 6.3.4 开关型稳压电路

#### 1. 概述

串联调整型稳压电路的电源调整管工作在线性放大状态，流过负载的电流连续通过调整管，因而调整管的功耗大，电源效率低。而开关电源的调整管工作在开关状态，其调整管的功耗很低，电源效率高，可为 60%~80%，甚至可在 90% 以上；而且开关电源不需要笨重的工频电源变压器，因而体积小，重量轻，同时开关电源的稳压范围宽。

开关型稳压电路主要由开关调整管、开关控制电路、滤波电路、稳压电路、保护电路等部分组成。

开关型稳压电路有多种形式，按开关控制电路的振荡方式分，开关型稳压电路可分为自激式开关稳压电路和他激式开关稳压电路；按开关调整管和负载的连接方式分，可分为串联型和并联型开关稳压电路；按调整脉冲的占空比的方式分，可分为脉宽调制(PWM)和频率调制式(PFM)开关稳压电路。下面介绍串联型开关稳压电源和并联型开关稳压电源。

#### 2. 串联型开关稳压电源

串联型开关稳压电源电路组成方框图如图 6.21 所示，包括低频整流滤波、开关调整管、脉冲调制、比较放大、基准电压、高频整流滤波和取样电路等组成部分。

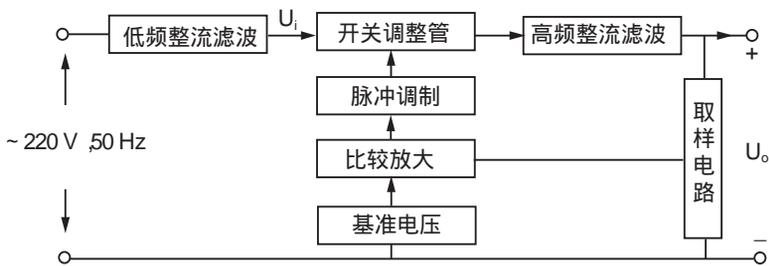


图 6.21 串联型开关稳压电源方框图

串联型开关稳压电源的稳压过程：

交流 220 V 的市电经整流滤波后得到的直流输入电压  $U_i$ ，送到开关调整管的输入端，正常工作时，开关控制信号经推动级放大整形，驱动开关调整管，使开关调整管周期性地导通、截止，将输入信号  $U_i$  变为周期性输出的脉冲电压，该脉冲电压经过高频整流滤波后得到直流输出电压  $U_o$ 。

直流输出电压  $U_o$  的大小和开关管的导通时间有关，输出脉冲的占空比越大，输出直流电压越高，调节输出脉冲电压的占空比就可以调节输出直流电压。图 6.21 中，取样电路、基准电路、比较放大电路及脉宽控制电路组成稳压控制电路。反映输出电压

大小的取样电压和基准电压在比较放大器中进行比较放大，得到相应的控制电压，该控制电压改变脉输出脉冲调制电压的占空比，调节开关管的导通时间，进而调节了输出直流电压，达到稳定输出直流电压的目的。

### 3. 并联型开关稳压电源

并联型开关稳压电源的电路基本组成如图 6.22 所示，图中，开关晶体管  $VT_1$  和输入电压  $U_i$  及输出负载  $R_L$  是并联的， $L_1$  为储能元件， $VD_1$  为续流元件， $C_1$  为滤波元件， $R_1$ 、 $R_2$  组成取样电路，控制电路是根据取样电压和基准电压的比较误差来调节开关管的导通时间，从而稳定输出电压。

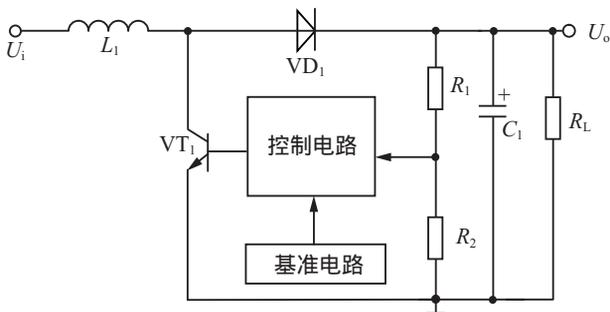


图 6.22 并联型开关稳压电源方框图

并联型开关稳压电源的稳压过程：

当开关管  $VT_1$  导通时，其集电极电位  $U_{C1}$  近似为零，续流二极管  $VD_1$  截止，输入电压  $U_i$  通过储能电感  $L_1$ 、开关管  $VT_1$  形成电流，在储能电感中储能，由高频储能滤波电路中的电容  $C_1$  对负载放电，提供负载电流；当开关管截止时，由于储能电感的电流不能突变，电感的感应电压使续流二极管  $VD_1$  导通，并通过  $VD_1$  向高频滤波电容  $C_1$  充电，补充开关管导通时电容  $C_1$  放电的能量损耗，同时向负载提供电流。开关管不断重复导通、截止，在输出端输出直流电压，如果记导通时间为  $t_{on}$ ，截止时间为  $t_{off}$ ，可以证明，输出电压与输入电压及导通、截止时间之间的关系为

$$U_o \approx U_i \left( 1 + \frac{t_{on}}{t_{off}} \right) \quad (6-15)$$

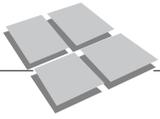
由此可见，并联型开关稳压电源的输出总是大于输入电压，且开关管导通时间越长，储能电感中储存的能量越多，在开关管截止期间向负载提供的能量越多，输出电压就越大。调节开关管的导通时间可以调节输出电压的大小，与串联型开关电源一样，开关控制电路根据取样电压和基准电压的误差调节开关管的导通时间，得到稳定的输出电压。

开关型稳压电源的缺点是输出纹波电压较串联调整型稳压电源高。

## 本章小结

1. 直流稳压电源是电子设备的重要组成部分，其作用是将交流电网的市电转换为稳定的直流电压。对直流稳压电源的要求是当电网电压及负载变化时输出电压稳定，转换效率高，输出纹波电压小。

2. 直流稳压电源由电源变压、整流电路、滤波电路、稳压电路组成。整流电路是利用二极管的单向导电性完成由交流到脉动直流的转换，滤波电路是用来消除脉动直流电压中的纹波电压，稳压电路的作用是稳定输出直流电压。



3. 小功率直流稳压电源常用串联调整型稳压电路。串联调整型稳压电路由调整元件、取样电路、基准电路、比较放大电路组成。

4. 集成稳压器的优点是：体积小，电源结构非常简单，可靠性高，使用灵活，价格低廉，能满足各种不同的电压、电流要求。

5. 中、大功率直流稳压电源常用开关型稳压电路，其优点是不需要电源变压器，调整管工作在开关状态，电源效率高，电源稳压范围宽，因而获得广泛应用。

### >>> 习题6

6.1 电源在电子设备中起什么作用？常用电源有哪些种类？

6.2 直流稳压电源通常由哪几部分组成？各部分的功能是什么？

6.3 图 6.23 所示桥式整流滤波电路中，已知  $R_L=50\ \Omega$ ， $C=1000\ \mu\text{F}$ ，用交流电压表量得  $U_2=20\ \text{V}$ 。如果用直流电压表测得输出电压  $U_o$ 。有以下几种情况：(1)28 V；(2)24 V；(3)20 V；(4)18 V；(5)9 V，试分析电路工作是否正常或出现何种故障。

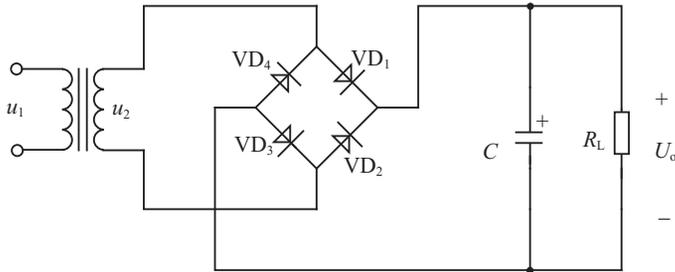


图 6.23 习题 6.3 的桥式整流电容滤波电路

6.4 图 6.24 为变压器次级线圈有中心抽头的单相整流滤波电路，次级电压有效值为  $U_2$ ，试分析：

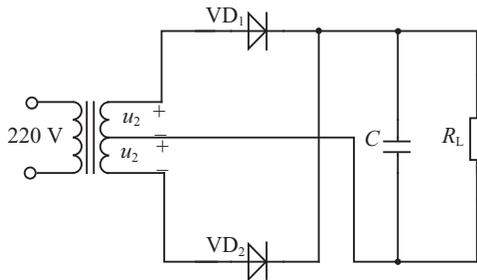


图 6.24 习题 6.4 的单相整流滤波电路

(1) 标出负载电阻  $R_L$  上电压  $U_o$  和滤波电容  $C$  的极性；

(2) 分别画出无滤波电容和有滤波电容两种情况下输出波形电压  $U_o$  的波形。输出

电压平均值  $U_{o(AV)}$  与变压器次级电压有效值  $U_2$  的数值关系如何?

- (3) 无滤波电容的情况下, 二极管上所承受的最高反向电压  $U_{DM}$  为多少?
- (4) 如果二极管  $VD_2$  脱焊、极性接反、短路, 电路会出现什么问题?
- (5) 如果变压器次级线圈中心抽头脱焊, 这时有输出电压吗?
- (6) 在无滤波电容的情况下, 如果  $VD_1$ 、 $VD_2$  的极性接反,  $U_o$  会有什么变化?

6.5 稳压管  $D_w$  的稳压值为  $(6 \sim 7.5)V$ , 但接在电路中测得  $D_w$  两端的电压只有  $0.7V$ , 稳压管并没有损坏, 这是为什么?

6.6 在图 6.25 所示电路中, 稳压管的稳定电压  $U_Z = 6V$ , 电容  $C$  两端的直流电压  $U_i = 18V$ 。求:

- (1)  $U_o$  为多少?
- (2) 若断开电容  $C$ , 试画出  $U_i$ 、 $U_o$  的波形。

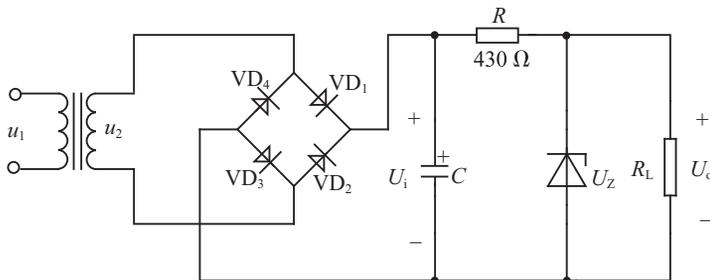


图 6.25 习题 6.6 图

6.7 如图 6.26 所示为一串联型稳压电源, 试纠正电路中接错的元件(不需更换元件), 画出正确的电路图, 并指出输出电压的极性。

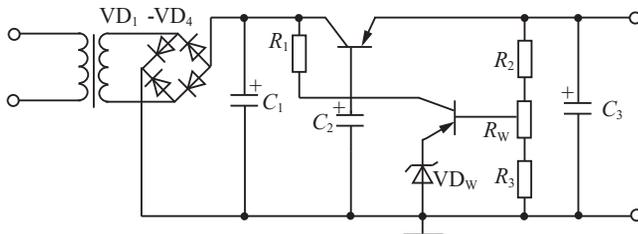
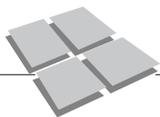


图 6.26 习题 6.7 图

6.8 画出用集成稳压器 CW7815 和 CW7915 组成一输出电压为  $\pm 15V$  的稳压电源电路图(要求采用同一组整流桥式供电)。

6.9 查阅资料, 用集成三端稳压器 LM317 设计一个输出电压为  $0 \sim 12V$ , 负载电流为  $5A$  的直流稳压电源, 要求画出原理电路图, 列出所需元件清单。

6.10 开关稳压电源频率可以提高的根本原因是什么? 开关稳压电路有哪几种主要类型?



## 第7章 晶闸管及其应用

### 本章要点

1. 晶闸管的结构和工作原理。
2. 晶闸管的导电特性和使用方法。
3. 晶闸管的应用。

### 重点、难点：

1. 晶闸管的伏安特性。
2. 可控整流电路的工作原理。



教学进程安排视频  
及思政元素资源

晶闸管又称可控硅(SCR),也是一种半导体器件,与晶体三极管、场效应管相比,晶闸管主要工作在开关状态,具有承受高电压、大电流的优点,主要用于大电流场合下的开关控制,是实现无触点弱电控制强电的首选器件,在可控整流、可控逆变、可控开关、变频、电机调速等方面应用广泛。

### 7.1 晶闸管的基本工作原理及导电特性

本节通过介绍单向晶闸管的内部结构,阐明晶闸管的基本工作原理和导电特性,目的是使读者对晶闸管有一个基本的认识。

#### 7.1.1 晶闸管的基本结构和工作原理

晶闸管的内部由PNPN四层杂质半导体构成,其间形成 $J_1$ 、 $J_2$ 、 $J_3$ 三个PN结,引出阳极A、阴极K和控制极G三个电极,其内部结构示意图如图7.1(a)所示。按照PN结的分布和连接关系,单向晶闸管可以看作由一个PNP三极管和一个NPN三极管按照图7.1(b)所示的组合结构,其等效电路如图7.1(c)。

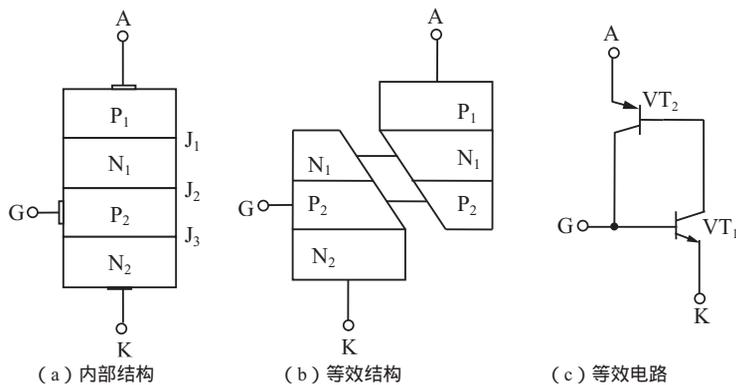


图 7.1 单向可控硅的内部结构及等效电路

晶闸管正常工作时，其阳极和阴极之间加正向电压，即  $U_{AK} > 0$ ；在控制极和阴极之间加正向控制电压，即  $U_{GK} > 0$ ；且  $U_{AK} > U_{GK}$ ，如图 7.2 所示。晶闸管的工作情况如下：

(1) 当  $U_{GK} \leq 0$  时， $VT_1$ 、 $VT_2$  截止， $I_{B1} = I_{C2} = 0$ ， $I_{C1} = 0$ ，晶闸管处于截止状态。

(2) 当  $U_{GK}$  逐渐增大，满足  $U_{GK} > U_T$  时， $VT_1$  导通， $I_{C1} (= I_{B2})$  增大， $VT_2$  也导通， $I_{C2}$  增大，使  $I_{B1}$  进一步增加，这个正反馈过程使  $VT_1$  和  $VT_2$  很快饱和导通，此时，晶闸管 AK 之间的压降为  $0.6 \sim 1.2 \text{ V}$ ，流过晶闸管的电流取决于  $U_{AK}$  和电阻  $R_A$ 。这一过程称为触发导通过程。

(3) 在晶闸管导通的情况下，由于  $I_{C1}$  的作用，此时即使  $U_{GK}$  不存在，只要  $U_{AK}$  继续存在，晶闸管就处于导通状态。这一过程称为维持导通过程。

(4) 晶闸管一旦导通，控制极就不再起控制作用，不管  $U_{GK}$  存在与否，晶闸管仍将导通。若要导通的晶闸管关断，则只有减小  $U_{AK}$ ，直至切断阳极电流，使之不能维持正反馈过程。这一过程称为正向阻断过程。

(5) 如果  $U_{AK} < 0$ ，即晶闸管处于反向阳极电压作用下，两只三极管均处于反向电压，不能放大输入信号，所以晶闸管不导通。这一过程称为反向阻断过程。

可见，晶闸管是一种导通时间可以控制的、具有单向导电性能的可控整流器件。

### 7.1.2 晶闸管的伏安特性

晶闸管的阳极电流随阳极电压及控制极电流的变化规律如图 7.3 所示，阳极电压为正的导电特性叫正向特性，阳极电压为负的导电特性叫反向特性。

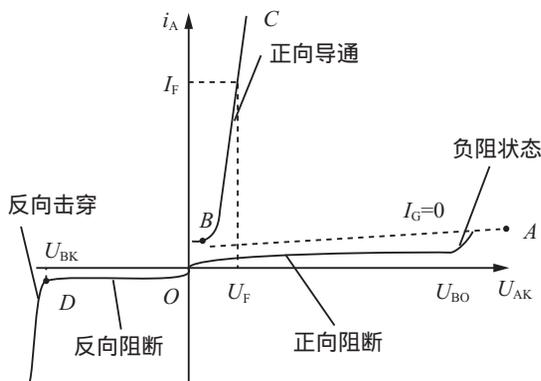


图 7.3 单向可控硅的伏安特性

#### 1. 正向特性

(1) 正向阻断状态：若控制极不加触发信号，即  $I_G = 0$ ，阳极加正向电压  $U_{AK}$ ，晶闸管呈现很大电阻，处于正向阻断状态。

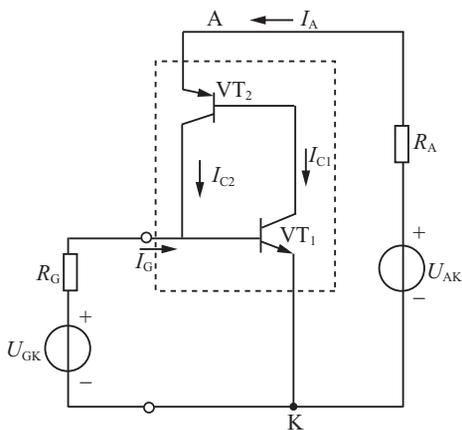
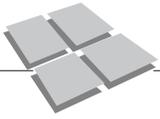


图 7.2 单向可控硅的原理电路



(2)负阻状态:在控制极不加信号的情况下,如果阳极电压增加到某一值,会使 $J_2$ PN结反向击穿,此时,AK之间相当于一个导通的二极管( $J_3$ ),这个阳极电压称为正向转折电压,这种不是由控制极控制的导通称为误导通,晶闸管使用中应避免误导通发生。

(3)正向导通状态:当 $U_{GK}$ 增大到能使 $VT_1$ 导通形成基极电流 $I_{B1}$ 时,会使 $VT_1$ 、 $VT_2$ 饱和导通,晶闸管导通,导电特性如图中BC段,与二极管的正向特性相似,即通过晶闸管的电流很大,而导通压降却很小,约为1V。

## 2. 反向特性

(1)反向阻断状态:给晶闸管的阳极与阴极之间加反向电压后,此时,无论控制极有无信号,晶闸管都不会导通,处于反向阻断状态,如图7.3中OD段,与二极管的反向特性相似。

(2)反向击穿状态:当反向电压增加到 $U_{BR}$ 时,PN结 $J_1$ 、 $J_3$ 被击穿,反向电流急剧增加,有可能造成永久性损坏。

### 7.1.3 晶闸管的主要参数

#### 1. 电压定额

(1)正向转折电压 $U_{BO}$ :在额定结温(100A以上为 $115^{\circ}\text{C}$ ,50A以下为 $100^{\circ}\text{C}$ )和控制极断开的条件下,阳极、阴极间加正弦半波正向电压,使器件由阻断状态发生正向转折,变成导通状态所对应的电压峰值,称为正向转折电压,用 $U_{BO}$ 表示。

(2)正向阻断重复峰值电压 $U_{VM}$ :在额定结温及控制极开路的条件下,允许管子每秒正向阻断50次,每次持续时间不大于10ms,重复施加于晶闸管AK上的最大的正向峰值电压,称为正向阻断重复峰值电压 $U_{VM}$ ,其值 $U_{VM}=0.8U_{BO}$ 。

(3)反向重复峰值电压 $U_{RM}$ :在额定结温及控制极开路条件下,允许管子每秒反向阻断50次,每次持续时间不大于10ms,重复施加于晶闸管AK上的最大的反向峰值电压,称为反向重复峰值电压。其值 $U_{RM}=0.8U_{BR}$ 。

(4)通态平均电压 $U_F$ :在规定条件下,晶闸管正向通以额定的通态平均电流时,阳极与阴极两端压降的平均值叫作通态平均电压,又称管压降,一般在(0.4~1.2)V范围内。这个电压越小,晶闸管导通时的功耗就越小。

(5)额定电压 $U_D$ :取 $U_{VM}$ 和 $U_{RM}$ 中数值最大者作为晶闸管的额定电压。为了安全,使用中一般取额定电压为正常工作时峰值电压的2~3倍。

#### 2. 电流定额

##### (1)额定正向平均电流 $I_F$

在规定的环境温度( $+40^{\circ}\text{C}$ )和标准散热条件下,允许通过电阻性负载单相工频正弦半波电流的平均值称为额定正向平均电流。为在使用中不使管子过热,一般取 $I_F$ 是正常工作平均电流的1.5~2倍。

##### (2)维持电流 $I_H$

在室温和控制极开路的条件下,晶闸管被触发导通后维持导通所必需的最小电流叫作维持电流。维持电流小的晶闸管,工作比较稳定。

### 3. 控制极定额

(1) 控制极触发电压  $U_G$  和触发电流  $I_G$

在规定的环境温度和阳极与阴极间加一定的正向电压的条件下, 使晶闸管从阻断状态转变为导通状态所需的最小控制极直流电压、最小控制极直流电流分别称为控制极触发电压、触发电流。控制电压小的晶闸管, 灵敏度高, 便于控制, 一般  $U_G$  为  $1 \sim 5 \text{ V}$ ,  $I_G$  为几毫安至几百毫安, 为保证可靠触发, 实际值应大于额定值。

(2) 控制极反向电压  $U_{GR}$

在规定结温条件下, 控制极与阴极之间所能加的最大反向电压峰值叫作控制极反向电压。 $U_{GR}$  一般不超过  $10 \text{ V}$ 。

除此以外, 还有反映晶闸管动态特性的性能参数, 如导通时间  $t_{on}$ 、关断时间  $t_{off}$ 、通态电流上升率  $di/dt$ 、断态电压上升率  $du/dt$  等。

## 7.2 单相可控整流电路

由于单向晶闸管具有单向导电性, 并且具有可控制特性, 和二极管一样, 单相可控硅同样可以用于整流电路, 构成单相可控整流电路。

### 7.2.1 单相半波可控整流电路

#### 1. 电路组成

用晶闸管替代单相半波整流电路中的二极管就构成了单相半波可控整流电路, 电路如图 7.4(a) 所示。

#### 2. 工作原理

在变压器初级输入交流电压  $u_1$ , 变压器次级输出交流电压  $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$ , 波形如图 7.4(b) 所示。

(1) 在  $u_2$  的正半周, 晶闸管  $VD_G$  阳极得到正向电压, 只要给晶闸管的控制极加上触发信号, 如图 7.4(c) 所示, 晶闸管就会导通。如果在  $t_1$  时刻给晶闸管加触发信号, 晶闸管导通, 忽略导通压降, 经过晶闸管全部加于负载  $R_L$  上, 并有电流流过负载  $R_L$ 。

(2) 在  $u_2$  的负半周, 晶闸管因阴极得到反向电压而截止, 负载电阻  $R_L$  上的电压为零, 也没有输出电流。

(3) 在以后的各个周期内, 若触发信号在每个周期的出现时机与第一个周期相同, 则重复以上过程, 输出电压、输出电流、晶闸管电压波形如图 7.4(d)(e) 所示。

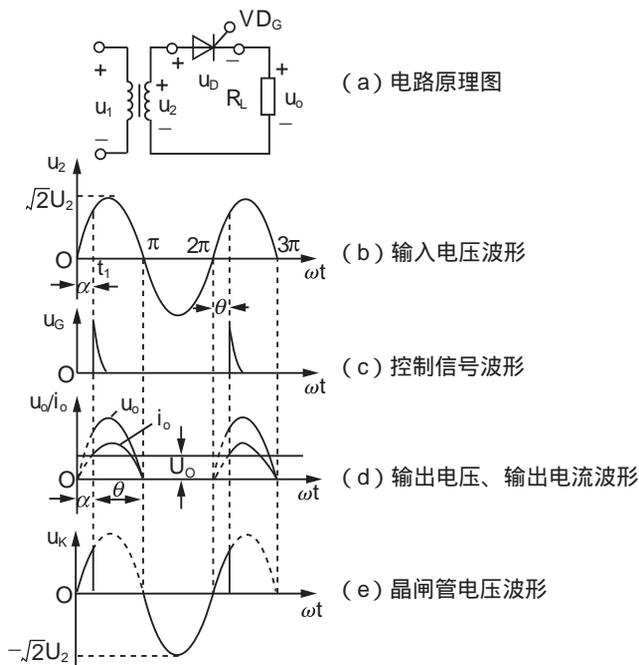
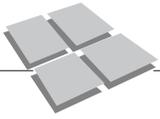


图 7.4 单相半波可控整流电路及工作波形



控制角与导通角：从晶闸管阳极得到正向电压到晶闸管导通之间的范围叫控制角  $\alpha$ ，控制角的可能变化范围称为移相范围。晶闸管导通的范围称为导通角  $\theta$ ，在单向半波整流电路中， $\theta = \pi - \alpha$ ，移相范围是  $0 \sim \pi$ ，最大导通角是  $\pi$ ，此时，晶闸管半波整流电路的特性与二极管半波整流相同。

从以上分析可以知道，改变触发信号出现的时刻，可以改变控制角  $\alpha$ 、导通角  $\theta$  的大小，从而改变输出电压的平均值，实现晶闸管半波整流可调节输出电压的目的。

显然，在晶闸管半波可控整流电路中，控制角越大，晶闸管导通时间越短，输出电压、电流的平均值越小，反之亦然。

### 3. 晶闸管半波可控整流电路的主要参数

(1) 输出电压平均值

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} U_2 (1 + \cos \alpha)$$

$$\approx 0.45 U_2 (1 + \cos \alpha)$$

(2) 输出电流平均值

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} \approx \frac{0.45 U_2}{R_L} (1 + \cos \alpha)$$

(3) 晶闸管承受的最高正向电压

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

(4) 晶闸管承受的最高反向电压

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

(5) 晶闸管的平均电流

$$I_V = I_o$$

(6) 晶闸管的额定电流

$$I_F \geq (1.5 \sim 2) I_o$$

## 7.2.2 单相桥式全波可控整流电路

### 1. 电路组成

在二极管桥式全波整流电路中，用两个单相可控硅替代其中的两个二极管，即可构成单相全波可控整流电路，如图 7.5(a)所示。

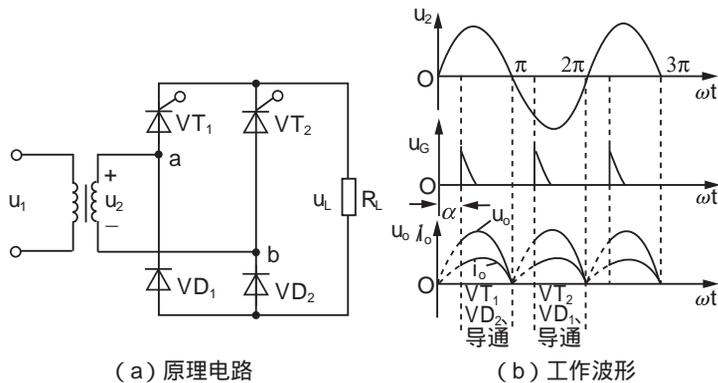


图 7.5 单相全波可控整流电路

## 2. 工作过程

同样假设变压器次级电压  $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$ ，电压波形如图 7.5(b) 所示。

(1) 在  $u_2$  正半周，晶闸管  $VT_2$ 、二极管  $VD_1$  承受反向电压截止，晶闸管  $VT_1$  二极管  $VD_2$  承受正向电压，但在  $0 \sim \omega t_1$  期间，因晶闸管  $VT_1$  控制极未加触发脉冲，故不导通，负载  $R_L$  没有电流流过，负载两端电压  $u_o = 0$ ，晶闸管承受  $u_2$  全部电压。

(2) 在  $\omega t = \omega t_1 = \alpha$  时，触发脉冲加到控制极，晶闸管  $VT_1$  导通， $u_2$  通过晶闸管  $VT_1$ 、负载  $R_L$ 、二极管  $VD_2$  和变压器次级形成闭合回路，电流从负载  $R_L$  上端流向下端，在负载  $R_L$  两端获得上正、下负的电压，由于晶闸管导通后的管压降很小，可忽略不计，因此在  $\omega t_1 \sim \pi$  期间，负载两端电压  $u_o \approx u_2$ ，并有相应的电流流过负载  $R_L$ 。

(3) 当交流电压  $u_2$  过零值时，流过晶闸管  $VT_1$  的电流小于维持电流，晶闸管  $VT_1$  便自行关断，输出电压为零。

(4) 当交流电压  $u_2$  进入负半周时，晶闸管  $VT_1$ 、二极管  $VD_2$  承受反向电压截止，晶闸管  $VT_2$ 、二极管  $VD_1$  承受正向电压，在触发脉冲加到  $VT_2$  的控制极时，晶闸管  $VT_2$  导通，此时  $u_o \approx -u_2$ 。

当下一个周期来临时，电路将重复上述过程。

控制角与导通角的定义与单向半波可控整流相同，同样，导通角  $\theta$  的范围是  $0 \sim \pi$ ，触发信号加入的时刻越早，控制角  $\alpha$  越小，导通角  $\theta$  越大，输出电压的均值越大。

## 3. 晶闸管全波可控整流电路的主要参数

(1) 输出电压平均值

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) \\ \approx 0.9U_2 (1 + \cos \alpha)$$

(2) 输出电流平均值

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} \approx \frac{0.9U_2}{R_L} (1 + \cos \alpha)$$

(3) 晶闸管承受的最高正向电压

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

(4) 晶闸管承受的最高反向电压

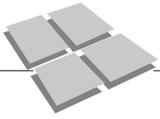
$$U_{RM} = \sqrt{2}U_2$$

(5) 晶闸管的平均电流

$$I_V = \frac{1}{2} I_o$$

## 7.3 晶闸管触发电路及保护电路

晶闸管导通除了需要在阳极和阴极之间加正向电压外，还需要在控制极与阴极之间加合适的触发信号。向晶闸管控制极提供触发信号的电路称为触发电路，根据应用场合和晶闸管的种类，产生触发信号的电路有 RC 阻容移相触发电路、单结管触发电



路、晶体管触发电路、555 时基电路、集成运放组成的触发电路等，也可以采用数字电路、单片机等构成性能更高的触发电路，本节主要介绍一种在中、小功率可控装置中常采用的单结晶体管触发电路及晶闸管保护电路。

### 7.3.1 单结晶体管触发电路

#### 1. 单结晶体管的结构

单结晶体管又称双基极晶体管，它是由一个 PN 结、一个发射极 e、两个基极  $b_1$  和  $b_2$  构成的晶体管，简称单结管，其内部结构、等效电路和电路符号如图 7.6 所示。 $b_1$ 、 $b_2$  分别叫作第一基极和第二基极。 $b_1$  与  $b_2$  至发射结的电阻分别用  $R_{b1}$  和  $R_{b2}$  表示， $R_{b2}$  的阻值较小且固定， $R_{b1}$  随着晶体管的不同状态而变化。电路图 7.6(c) 符号中的箭头表示 PN 结的电流只从发射极 e 流向第一基极  $b_1$ 。

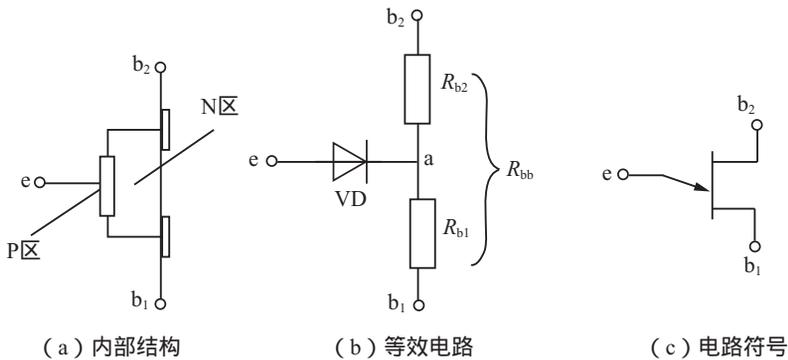


图 7.6 单结管结构、等效电路和电路符号

#### 2. 单结晶体管的伏安特性

单结晶体管的伏安特性是指在双基极  $B_1$ 、 $B_2$  之间电压  $U_{BB}$  不变的情况下，发射极电流  $i_E$  与 E、 $B_1$  之间电压  $U_{EB1}$  的关系。即

$$i_E = f(U_{EB1}) \Big|_{U_{BB} = \text{常数}}$$

单结晶体管伏安特性的等效测试电路如图 7.7(a) 所示。在图 7.7(a) 所示的电路中，假设单结管等效电路中 VD 的阀电压为  $U_D$ 。

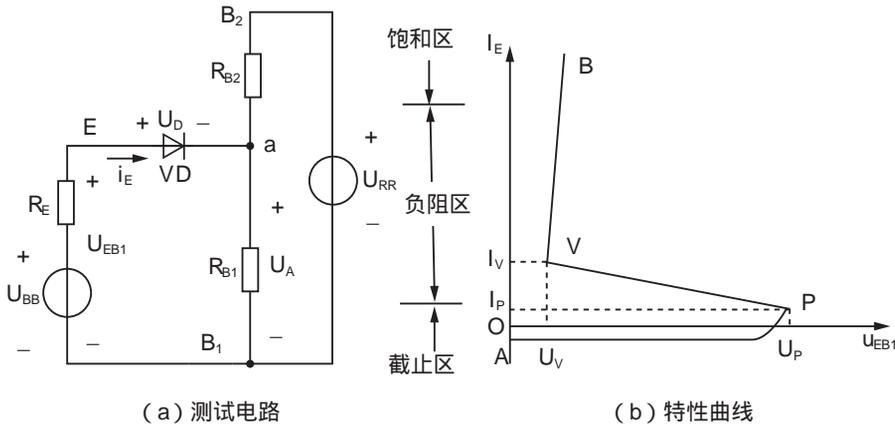


图 7.7 单结晶体管的特性

当 VD 截止时, 加在  $B_1$  和  $B_2$  之间的电压  $U_{BB}$  被  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  分压, 得到  $a$  与  $B_1$  之间的电压为

$$U_A = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot U_{BB} = \eta \cdot U_{BB}$$

式中  $\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$  称为分压比, 其数值由管子的几何形状决定, 一般为  $0.3 \sim 0.9$ , 它是单结管的很重要的参数。

(1) 当外加电压  $U_{EB1} < U_A + U_D$  时, PN 结 VD 上承受了反向电压, 发射极上只有很小的反向电流通过, 单结管处于截止状态, 这段特性区称为截止区。如图 7.7(b) 中的 AP 段。

(2) 当  $U_{EB1}$  增大, 使  $U_{EB1} > U_A$  时, PN 结 VD 导通, 发射极电流  $i_E$  开始大于零, 由于硅二极管的正向压降为  $0.7 \text{ V}$ , 所以  $i_E$  不会有显著的增加, 这一区域称为截止区。

(3)  $U_{EB1}$  继续增加, 当达到一定值(记为  $U_P$ )时, 管子转向导通, PN 结电流开始显著增加, 这时将有大量的空穴进入基区, E、 $B_1$  间载流子大量增加, 使等效电子  $R_{B1}$  迅速减小, 而  $R_{B1}$  的减小又使  $U_A$  降低, 导致  $i_E$  进一步加大……这种正反馈的过程, 使  $i_E$  急剧增加、 $U_A$  急剧下降, 单结管呈现了负阻特性, 如图 7.7(b) 中的 PV 段曲线, 转折点对应的电压  $U_P$  称为峰点电压, 其大小为

$$U_P = \eta U_{BB} + U_D$$

到了 V 点负阻特性结束, V 点电压  $U_V$  称为谷点电压, 谷点电压  $U_V$  是单结管导通的最小发射极电压, 在  $U_{EB1} < U_V$  时, 单结管重新截止。

(4) 过了谷点之后, 继续增加  $U_{EB1}$ ,  $i_E \sim U_e$  曲线形状接近二极管导通时的正向特性曲线, 图中的 VB 段, 此时称为饱和区, 饱和压降一般小于  $4 \sim 5 \text{ V}$ 。

(5) 当改变  $U_{BB}$  电压, 阈值电压  $U_A$  随之改变, 曲线的峰点电压也随之改变。

由此可以归纳出单结管的导电特性: 当  $U_E > U_P$  时, 单结管导通, 当  $U_E < U_V$  时, 单结管截止。

### 3. 单结晶体管张弛振荡器

图 7.8(a) 是一个由单结管构成的张弛振荡器, 可以产生控制脉冲, 用以触发晶闸管。振荡器由单结管 VT、定时电容  $C$ 、定时电阻  $R$ 、温度补偿电阻  $R_2$  和输出电阻  $R_1$  构成。其中, 电源  $U_{BB}$ 、电阻  $R$  和定时电容  $C$  构成充电回路,  $C$ 、 $R_1$  和单结管的 E- $B_1$

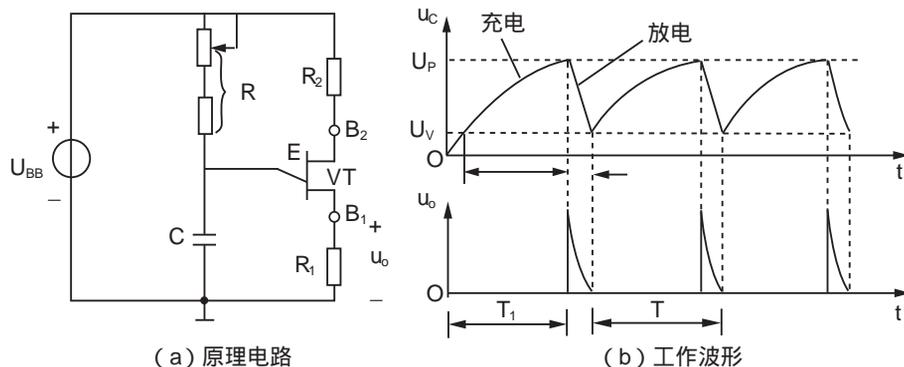
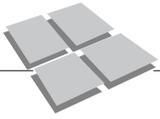


图 7.8 单结管张弛振荡器



结构成放电回路。

图 7.8(a)电路在电源接通后,  $U_{BB}$  将通过  $R$  向电容  $C$  充电, 电容电压逐渐升高, 当电容电压升高达到峰点电压  $U_P$  时, 单结管导通, 由于单结管导通后  $R_{B1}$  迅速减小, 电容电压通过单结管 PN 结(E- $B_1$  结)快速放电, 使电容电压很快降低, 当电容电压低到谷点电压  $U_V$  时单结管阻断, 电源电压  $U_{BB}$  又通过  $R$  向电容充电, 重复以上过程, 单结管在导通与阻断状态下不断转换, 形成振荡过程。

由于电容充电时间常数大, 而放电时间常数小, 单晶管导通时间短而阻断时间长, 因而单结管导通时在输出电阻  $R_1$  上形成窄脉冲电压  $u_o$ , 波形如图 7.8(b)所示, 该脉冲电压可以作为晶闸管的触发电压信号。

调节  $R_p$  的大小, 可以改变电容充电的时间常数, 进而调节振荡单结管的阻断时间及相位、频率等参数。

#### 4. 可控整流同步控制触发电路

在半波或桥式可控整流电路中, 要求加在晶闸管控制极的触发信号必须与晶闸管的交流电源相位协调配合, 这种控制叫作同步控制。图 7.9(a)是一个用单结管张弛振荡器触发的单相桥式可控整流电路, 电路中各点的工作波形如图 7.9(b)所示。

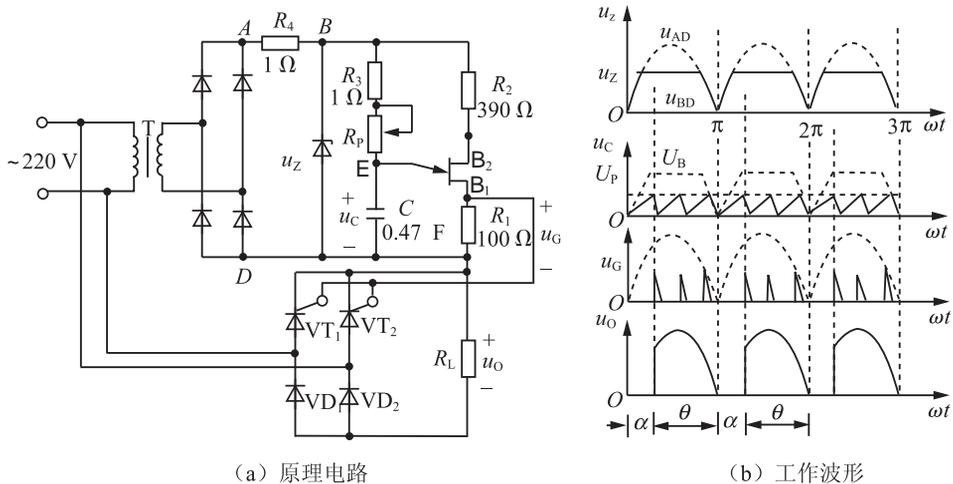


图 7.9 单结管触发的晶闸管可控单相桥式整流电路及工作波形

从变压器次级得到和市电同频同相的交流电, 经过全波整流、稳压管削波得到图 7.9(b)中  $u_z$  所示的脉动直流电压, 作为单结管张弛振荡器的工作电源, 当电源电压过零时, 振荡自动停止, 故电容  $C$  在交流电源每半个周期内的第一次充电, 总是从电压的零点开始, 因而, 张弛振荡器的第一个振荡过程与输入交流电源同步, 张弛振荡器输出到晶闸管控制极的电压波形如图 7.9(b)的  $u_G$  所示, 由于晶闸管一旦导通, 控制极就不再起控制作用, 只有阳极电压为零时才能关断晶闸管, 所以, 张弛振荡器在电源的每个半周期内只有第一个输出信号对晶闸管有触发作用, 后续的输出脉冲对晶闸管的工作没有影响。

由以上分析可以看出, 在每个电源半周内, 张弛振荡器输出第一个脉冲的前沿与该半周的起点有固定的时间关系, 晶闸管总是在第一个触发脉冲的作用下导通, 在半

周过零点关断, 调节张弛振荡器的频率, 可以调节晶闸管的导通角, 从而改变输出电压  $u_o$  的平均值, 达到调节输出直流电压的目的。

### 7.3.2 晶闸管的过电压保护

在晶闸管运行过程中, 由于电网电压升高, 在整流晶闸管导通角不变或超出控制范围时会引起输出电压超过负载允许值, 从而损坏负载。电网严重过压的情况下, 输入电压过高会导致晶闸管承受的实际电压超过晶闸管的额定电压, 从而损坏晶闸管。为此可以设置晶闸管保护电路。

晶闸管过压保护常用瞬间高压抑制保护电路或电子电路。

(1) 并接 RC 阻容吸收回路, 以及用压敏电阻或硒堆等非线性元件加以抑制瞬间高压的晶闸管过压保护电路, 电路如图 7.10 所示。

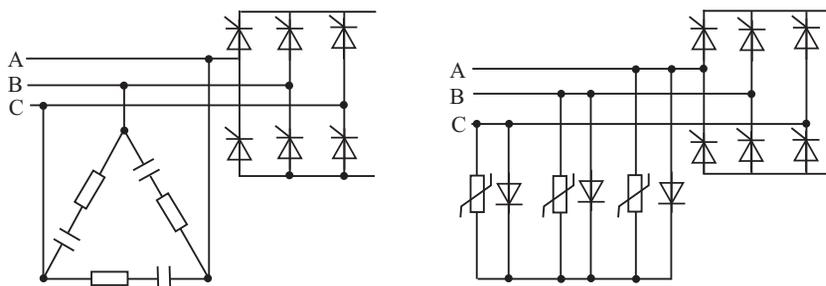


图 7.10 非线性抑制晶闸管过压保护电路

(2) 采用电子电路进行晶闸管过压保护的电路, 电路原理如图 7.11 所示。

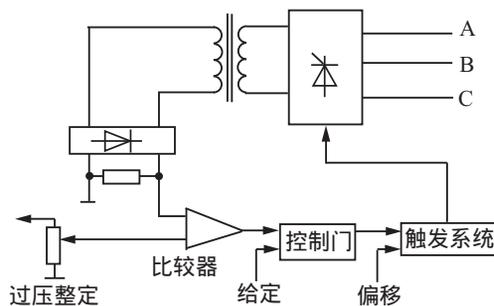
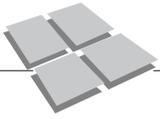


图 7.11 晶闸管的电子电路过压保护原理电路

### 7.3.3 晶闸管的过电流保护

晶闸管设备产生过电流的原因主要分为以下几类: 一类是由于整流电路内部原因造成的过电流。如整流晶闸管损坏, 触发电路或控制系统有故障等, 一般是由于晶闸管因过电压而击穿, 造成无正、反向阻断能力, 它相当于整流桥臂发生永久性短路, 造成另外两桥臂晶闸管导通时, 无法正常换流, 因而产生线间短路引起过电流。另一类则是整流桥负载外电路发生短路而引起的过电流, 这类情况时有发生, 因为整流桥的负载实质是逆变桥, 逆变电路换流失败, 就相当于整流桥负载短路; 另外, 如整流变压器中心点接地, 当逆变负载回路接触大地时, 也会发生整流桥相对地短路。当晶闸管产生过电流时, 会导致晶闸管损坏。



(1)对于第一类过电流,即整流桥内部原因引起的过电流,以及逆变器负载回路接地时,可以采用接入快速熔断器的方式进行保护,如图7.12所示。

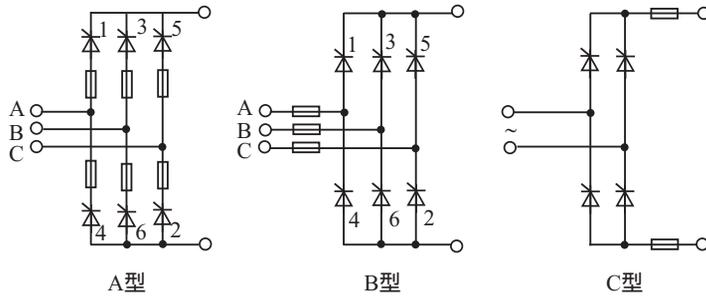


图 7.12 快速熔断器的接入电路图

(2)对于第二类过电流,即整流桥负载外电路发生短路而引起的过电流,则应当采用电子电路进行保护。常见的电子保护原理图如图7.13所示。

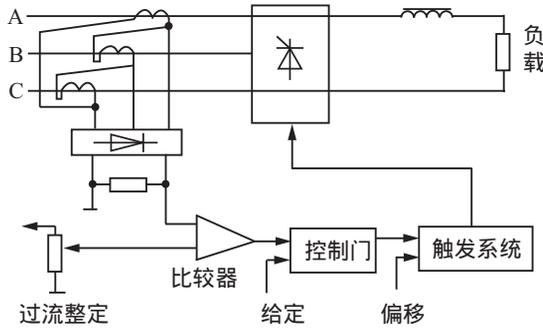


图 7.13 晶闸管电子电路过电流保护原理图

## 7.4 双向晶闸管及其应用

### 7.4.1 双向晶闸管的结构和特点

单向晶闸管的电流只能由阳极流向阴极,属于直流控制电路,在实际强电控制领域,许多负载属于交流负载,如交流电动机、变压器等,在这种场合下,单向晶闸管难以实现控制作用,实际常采用双向晶闸管实现控制。

双向晶闸管就是在单向晶闸管的基础上发展而成的一种器件,用一个控制极实现双向通断控制。双向晶闸管的内部结构如图7.14(a)所示,由NPNPN五层半导体构成,引出 $T_1$ 、 $T_2$ 、G三个电极,其中G称为控制极, $T_1$ 、 $T_2$ 统称主端子。

双向晶闸管相当于两个单项晶闸管反向并联,共用一个控制极,当G极和 $T_2$ 极相对于 $T_1$ 的电压均为正时, $T_2$ 是阳极, $T_1$ 是阴极。反之,当G极和 $T_2$ 极相对于 $T_1$ 的电压均为负时, $T_1$ 变为阳极, $T_2$ 变为阴极。

图7.14(c)是它的伏安特性。显然,它具有比较对称的正反向伏安特性。第一象限的曲线表明, $T_2$ 极电压高于 $T_1$ 极电压,我们称为正向电压,用 $U_{21}$ 表示。若控制极加

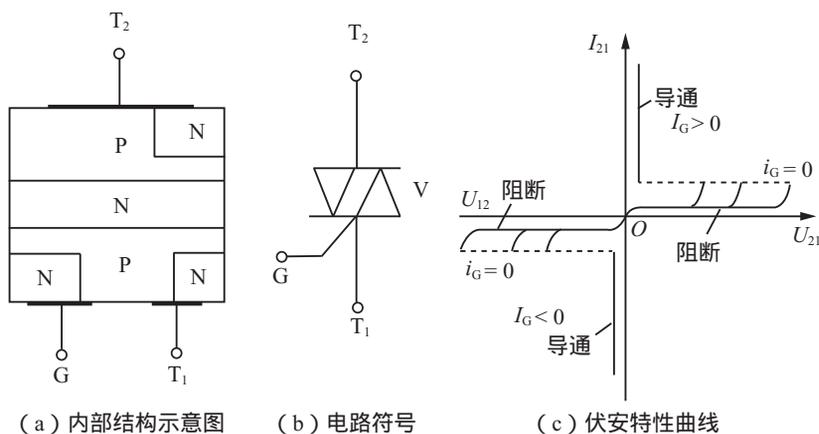


图 7.14 双向晶闸管的结构、符号、伏安特性曲线

正极性触发信号( $I_G > 0$ ), 则晶闸管被触发导通, 电流方向是从  $T_2$  流向  $T_1$ ; 第三象限的曲线表明,  $T_1$  极的电压高于  $T_2$  极电压, 我们称为反向电压, 用  $U_{12}$  表示。若控制极加负极性触发信号( $I_G < 0$ ), 则晶闸管也被触发反向导通, 电流方向是从  $T_1$  流向  $T_2$ 。由此可见, 双向晶闸管只用一个控制极, 就可以控制它的正向导通和反向导通了。双向晶闸管不管它的控制极电压极性如何, 它都可能被触发导通, 这个特点是普通晶闸管所没有的。

#### 7.4.2 双向晶闸管的触发电路

##### 1. 双向触发二极管的结构

双向晶闸管常用双向触发二极管进行触发, 双向触发二极管的外观、结构、符号、等效电路及伏安特性如图 7.15 所示。它是三层对称性质的二端半导体器件, 等效于基极开路、发射极与集电极对称的 NPN 晶体管。其正、反向伏安特性完全对称。

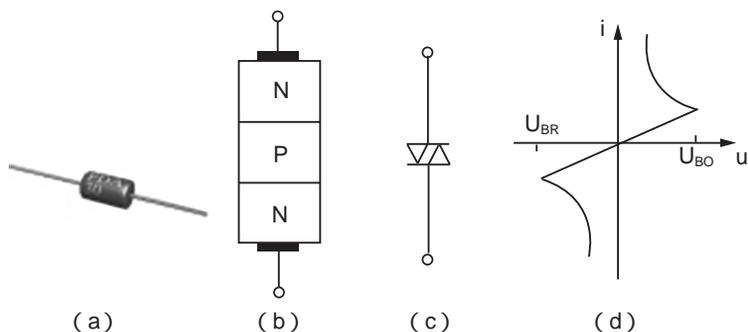


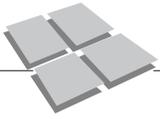
图 7.15 双向触发二极管的外观、结构、电路符号、伏安特性

当双向触发二极管两端的电压小于正向转折电压  $U_{BR}$  时, 呈高阻态; 当  $U > U_{BO}$  时进入负阻区。同样, 当  $|U|$  超过反向转折电压  $|U_{BR}|$  时, 管子也能进入负阻区。

##### 2. 双向晶闸管的应用

图 7.16(a) 是一个由双向二极管触发双向晶闸管构成的调光电路, 触发电路由 RC 移相网络及双向二极管 D 组成。

在输入为 220 V 交流市电时, 输入电压  $u$ 、控制极电压  $u_G$  和负载电压  $u_L$  的波形



如图 7.17 所示。当电源电压  $u$  为上正下负时,电源电压通过  $R_P$  和  $R_1$  向  $C_1$  充电,当电容  $C_1$  上的电压达到双向二极管 VD 的正向转折电压时,VD 突然转折导通,给双向晶闸管的控制极一个正向触发脉冲  $u_G$ ,双向晶闸管 T 的  $T_2$  极向  $T_1$  极方向导通,负载  $R_L$  上得到相应的正半波交流电压,如图 7.17 所示。在电源电压过零瞬间,晶闸管电流小于维持电流  $I_H$  而自动关断。当电源电压  $u$  为上负下正时,电源对  $C_1$  反向充电, $C_1$  上的电压为下正上负,当  $C_1$  上的电压达到双向二极管 VD 的反向转折电压时,VD 导通,给双向晶闸管的控制极一个反向触发脉冲  $u_G$ ,晶闸管 T 由  $T_1$  极向  $T_2$  极方向导通,负载  $R_L$  上得到相应的负半波交流电压。

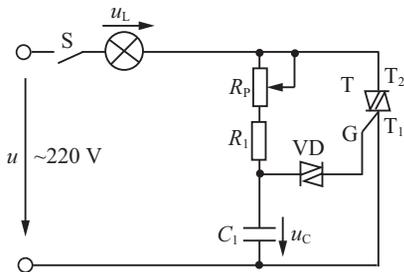


图 7.16 双向晶闸管应用电路

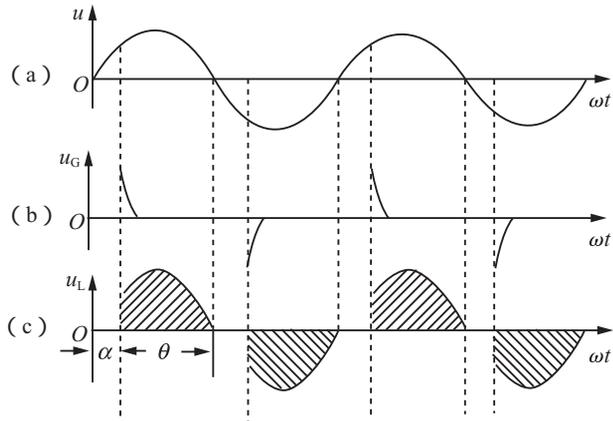


图 7.17 双向晶闸管交流调压工作波形

双向触发二极管除用来触发双向晶闸管外,还常用在过压保护、定时、移相等电路。

## 本章小结

1. 晶闸管是一种大功率半导体器件,也是一种可控开关元件,具有弱电控制强电的特点。
2. 单向晶闸管的工作条件是:阳极与阴极之间加正向电压,控制极与阴极之间加正向控制电压。单向晶闸管导通后,控制极就失去作用。要使单向晶闸管关断,必须使阳极电流小于维持电流  $I_H$ 。
3. 利用单向晶闸管的单向导电性,将二极管整流电路中的二极管用单向晶闸管替换,就组成了可控整流电路,通过触发脉冲的移相,可调节输出电压的大小,它具有输出电流大、反向耐压高、输出电压可调等优点。
4. 单结晶体管的基本特性是负阻特性,利用该特性可以组成张弛振荡器,为单向晶闸管提供触发脉冲,这种触发信号与晶闸管的交流电源相位调配合,便于实现同步控制。
5. 双向晶闸管具有对称的正反向伏安特性,不管它的控制极电压极性如何,它都可能被触发导通,是理想的可控交流开关器件。
6. 双向触发二极管具有双向负阻特性,可以为双向晶闸管提供双向的触发脉冲。

## &gt;&gt;&gt; 习题7

## 7.1 填空:

(1)在图 7.2 中,当  $U_{AK} \leq 0$  时,即使  $U_{GK} > 0$ ,晶闸管也处于\_\_\_\_\_状态,因而,要使单向晶闸管由截止变为导通,必须满足\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_两个条件。当单向晶闸管一旦导通,仅当\_\_\_\_\_时,晶闸管才能重新截止。

(2)在晶闸管可控整流电路中,导通角是指晶闸管\_\_\_\_\_的范围,其最大值是\_\_\_\_\_,导通角越大,输出电压、电流的平均值\_\_\_\_\_。

(3)当单结管的发射极电压\_\_\_\_\_峰点电压时,单结管导通,\_\_\_\_\_谷点电压时,单结管截止,谷点电压一定\_\_\_\_\_峰点电压。

7.2 在图 7.4(a)所示的单相半波可控整流电路中,  $U_2 = 100 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \Omega$ , 控制角  $\alpha = 60^\circ$ , 试求:

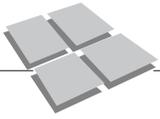
- (1)输出电压、电流的平均值;
- (2)晶闸管两端的最高反向工作电压;
- (3)流过晶闸管的平均电流。

7.3 采用图 7.5(a)所示的单相全波整流电路,  $U_2 = 100 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \Omega$ , 控制角  $\alpha = 60^\circ$ , 试:

- (1)求输出电压的平均值;
- (2)求晶闸管两端的最高反向工作电压;
- (3)求流过晶闸管的平均电流;
- (4)通过计算结果,可以得出哪些结论?

7.4 某电热设备(电阻性负载),要求直流电压  $U_0 = 75 \text{ V}$ , 电流为  $7.5 \text{ A}$ , 采用单相半波可控整流电路,直接由  $220 \text{ V}$  交流电网供电,试:

- (1)画出主电路图;
- (2)计算导通角  $\theta$ ;
- (3)画出有关电压、电流的波形图。



## 第8章 数字电路基础

### 本章要点

1. 数字电路的基本概念、特点及数制、码制等知识。
2. 逻辑的基本概念以及基本的逻辑运算。
3. 逻辑代数和逻辑函数的表示方法及化简。

### 重点、难点:

1. 数制及其转换。
2. 逻辑函数的表示方法。
3. 卡诺图化简。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

随着信息时代的到来,“数字”这两个字正以越来越高的频率出现在各个领域,数字电视、数字通信、数字控制等,数字化已成为当今电子技术的发展潮流。数字电路是电子技术的核心,是计算机和数字通信的硬件基础。

### 8.1 数字电路概述

#### 8.1.1 数字信号的特点

电子电路分成模拟电路和数字电路。传递、处理模拟信号电子电路称为模拟电路。传递、处理数字信号电子电路称为数字电路。

模拟信号是指随时间连续变化的信号,如图 8.1 所示。例如,正弦波信号、锯齿波信号等。数字信号是指在时间上和数量上都不连续变化的信号,即离散信号,如图 8.2 所示。数字信号只有两个离散值,常用数字 0 和 1 来表示,注意,这里的 0 和 1 没有大小之分,只代表两种对立的状态,称为逻辑 0 和逻辑 1,也称为二值数字逻辑。

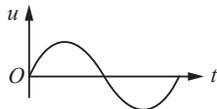


图 8.1 模拟信号

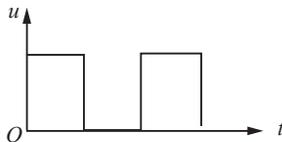


图 8.2 数字信号

数字电路在结构、分析方法、功能、特点等方面均不同于模拟电路。数字电路的基本单元是逻辑门电路,分析工具是逻辑代数,在功能上则着重强调电路输入与输出间的因果关系。与模拟电路相比,数字电路主要有下列优点。

(1) 数字电路采用二进制。由于数字电路是以二值数字逻辑为基础的，只有 0 和 1 两个基本数字，易于用电路来实现，比如可用二极管、三极管的导通与截止这两个对立的状态来表示数字信号的逻辑 0 和逻辑 1。

(2) 工作可靠，精度较高，抗干扰能力强。数字电路可以通过整形很方便地去除叠加于传输信号上的噪声与干扰，还可利用差错控制技术对传输信号进行查错和纠错。

(3) 运算能力强。数字电路不仅能完成数值运算，而且能进行逻辑判断和运算，这在控制系统中是不可缺少的，故又称为数字逻辑电路。

(4) 数字信息便于长期保存。比如可将数字信息存入磁盘、光盘等长期保存。

(5) 通用性强。结构简单、容易制造、便于集成及系列化生产。

(6) 节能。由于数字电路往往工作在开关状态，所以能耗少、节能。

由于数字电路具有一系列的优点，因而数字电路在电子设备或电子系统中得到了越来越广泛的应用，计算机、计算器、电视机、音响系统、视频记录设备、光碟、长途电信及卫星系统等，无一不采用数字系统。

## 8.1.2 数制及其转换

### 1. 数制

用数字量表示物理量的大小时，仅用一位数码往往不够用，因而必须用进位计数的方法组成多位数码使用。我们把多位数码中的每一位的构成方法以及从低位到高位

的进位规则称为数制。

数制中的三个要素：数码符号、进位基数和进位规律。

常用的数制有十进制、二进制和十六进制等几种。

#### (1) 十进制

十进制是日常生活和工作中最常用的进位计数制。其主要特点是：采用 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 共十个符号的不同组合来表示一个数的大小，它的进位规律是“逢十进一，借一当十”。因此，十进制数的进位基数  $R$  为 10，各位的权值为  $10^i$ ， $i$  是各数位的序号。任何一个十进制的数值，可以展开为各位加权系数的和。

$$\text{例 8.1} \quad (5555)_{10} = 5 \times 10^3 + 5 \times 10^2 + 5 \times 10^1 + 5 \times 10^0;$$

$$(209.04)_{10} = 2 \times 10^2 + 0 \times 10^1 + 9 \times 10^0 + 0 \times 10^{-1} + 4 \times 10^{-2}.$$

在数字电路中，计数的基本思想是要把电路的状态与数码一一对应起来。显然，采用十进制是十分不方便的。它需要十种电路状态，要想严格区分这十种状态是很困难的。

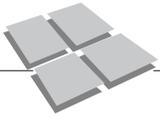
#### (2) 二进制

目前在数字电路中应用最广的是二进制。其主要特点是：每位数码的取值只能由 0 或 1 两个数字符号来表示，它的进位规律是“逢二进一，借一当二”，其进位基数  $R = 2$ ，各位的权值为  $2^i$ ， $i$  是各数位的序号。同样，任何一个二进制的数值，都可以展开为各位加权系数的和。

$$\text{例 8.2} \quad (1011)_2 = 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0;$$

$$(101.01)_2 = 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 + 0 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2}.$$

可见，一个数若用二进制数表示要比相应的十进制数的位数长得多，但采用二进制数却有如下优点。



①因为它只有 0、1 两个数码,在数字电路中利用一个具有两个稳定状态且能相互转换的开关器件就可以表示一位二进制数,因此采用二进制数的电路容易实现,且工作稳定可靠。

②算术运算规则简单。二进制数的算术运算和十进制数的算术运算规则基本相同,不同之处在于二进制数是“逢二进一”“借一当二”,而不是“逢十进一”“借一当十”。

**例 8.3**

加法运算	减法运算	乘法运算	除法运算
$\begin{array}{r} 1101.01 \\ +1001.11 \\ \hline 10111.00 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1101.01 \\ -1001.11 \\ \hline 0011.10 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1101 \\ \times 110 \\ \hline 0000 \\ 1101 \\ \hline 1101 \\ \hline 1001110 \end{array}$	$\begin{array}{r} 101 \dots \text{商} \\ 101 \overline{)11011} \\ \underline{101} \\ 111 \\ \underline{101} \\ 10 \dots \text{余数} \end{array}$

但二进制位数太多,不符合人的习惯,不能在头脑中立即反映出数值的大小,一般要将其转换成十进制数后,才能反映。

(3)八进制

在八进制中,每个数位上规定使用的数码为 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 共 8 个,故其进位基数  $R$  为 8。其计数规则为“逢八进一,借一当八”。各位的权值为  $8^i$ ,  $i$  是各数位的序号。

**例 8.4**  $(207.04)_8 = 2 \times 8^2 + 0 \times 8^1 + 7 \times 8^0 + 0 \times 8^{-1} + 4 \times 8^{-2}$ 。

(4)十六进制

在十六进制中,每个数位上规定使用的数码符号为 0, 1, 2, ..., 9, A, B, C, D, E, F, 共 16 个,故其进位基数  $R$  为 16。其计数规则是“逢十六进一,借一当十六”。各位的权值为  $16^i$ ,  $i$  是各个数位的序号。

**例 8.5**  $(D8.A)_{16} = 13 \times 16^1 + 8 \times 16^0 + 10 \times 16^{-1}$ 。

**2. 数制转换**

在数字电路系统中,二进制主要用于机器内部的数据处理,八进制和十六进制主要用于书写程序,十进制主要用于运算最终结果的输出,它们之间可以相互转换。

(1)二进制数转换成十进制数

二进制数转换成十进制数时,只要将二进制数按权展开,然后将各项数值按十进制数相加,便可得到等值的十进制数。

**例 8.6**  $(1011)_2 = 1 \times 2^3 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 8 + 2 + 1 = (11)_{10}$ ;  
 $(1110.011)_2 = 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^{-2} + 1 \times 2^{-3} = (14.375)_{10}$ 。

(2)十进制数转换成二进制数

十进制数转换成二进制数时,必须将整数部分和小数部分分开转换,然后再将转换后二进制数的整数和小数部分合并即可。

①整数部分的转换按“除 2 取余,倒序排列法”进行。即用 2 不断地去除要转换的十进制数,直到商为 0 为止,然后把全部余数按相反的次序排列起来,即得到所转换的二进制数。

**例 8.7** 将十进制数 29 转换为二进制数。

解：	余数		
$2 \overline{) 29}$	… 1	低位	
$2 \overline{) 14}$	… 0		
$2 \overline{) 7}$	… 1	↑	
$2 \overline{) 3}$	… 1		
$2 \overline{) 1}$	… 1	高位	
0			

所以,  $(29)_{10} = (11101)_2$ 。

② 小数部分的转换按“乘 2 取整, 顺序排列法”进行。即用 2 不断地去乘要转换的十进制数, 直到满足所要求的精度或小数部分是 0 为止。然后, 把整数按顺序排列, 即得到所转换的二进制数。

**例 8.8** 将十进制数 0.6875 转换为二进制数。

解：	整数	
$0.6875 \times 2 = 1.375$	… 1	高
$0.375 \times 2 = 0.75$	… 0	↓
$0.75 \times 2 = 1.5$	… 1	
$0.5 \times 2 = 1.0$	… 1	低

所以,  $(0.6875)_{10} = (0.1011)_2$ 。

(3) 二进制数与八进制数、十六进制数之间的相互转换

八进制数和十六进制数的基数分别为  $8 = 2^3$ ,  $16 = 2^4$ , 所以三位二进制数恰好相当于一位八进制数, 四位二进制数相当于一位十六进制数, 它们之间的相互转换是很方便的。

二进制数转换成八进制数的方法是从小数点开始, 分别向左、向右, 将二进制数按每三位一组分组(不足三位的补 0), 然后写出每一组等值的八进制数。

**例 8.9** 求  $(01101111010.1011)_2$  的等值八进制数。

解：	二进制	001	101	111	010	.	101	100
	八进制	1	5	7	2	.	5	4

所以,  $(01101111010.1011)_2 = (1572.54)_8$ 。

二进制数转换成十六进制数的方法和二进制数与八进制数的转换相似, 从小数点开始分别向左、向右将二进制数按每四位一组分组(不足四位补 0), 然后写出每一组等值的十六进制数。

**例 8.10** 求  $(01101111010.1011)_2$  的等值十六进制数。

解：	二进制	0011	0111	1010	.	1011
	十六进制	3	7	A	.	B

所以,  $(01101111010.1011)_2 = (37A.B)_{16}$ 。

几种数制之间的关系如表 8-1 所示。

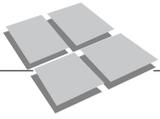


表 8-1 几种数制之间的关系对照表

十进制数	二进制数	八进制数	十六进制数	十进制数	二进制数	八进制数	十六进制数
0	00000	0	0	11	01011	13	B
1	00001	1	1	12	01100	14	C
2	00010	2	2	13	01101	15	D
3	00011	3	3	14	01110	16	E
4	00100	4	4	15	01111	17	F
5	00101	5	5	16	10000	20	10
6	00110	6	6	17	10001	21	11
7	00111	7	7	18	10010	22	12
8	01000	10	8	19	10011	23	13
9	01001	11	9	20	10100	24	14
10	01010	12	A				

### 8.1.3 码制

不同的数码不仅可以表示数量的不同大小,而且还能用来表示不同的事物。在后一种情况下,这些数码将不再表示数量大小的差别,而只是不同事物的代号而已。将一定位数的数码表示特定信息的过程称为编码,这些具有特定含义的数码称为代码。为便于记忆和查找,在编制代码时总要遵循一定的规则,这些规则就叫作码制。

#### 1. 二十进制码(BCD 码)

用 4 位二进制数码表示 1 位十进制数的方法,称为二十进制码,简称 BCD(Binary Coded Decimal)码,几种常用的 BCD 码如表 8-2 所示。若某种代码的每一位都有固定的“权值”,则称这种代码为有权代码;否则,叫无权代码。

##### (1)8421BCD 码

8421BCD 码是最基本和最常用的一种 BCD 码,它和 4 位自然二进制码相似,各位的权值为 8、4、2、1,故称为有权 BCD 码。和 4 位自然二进制码不同的是,它只选用了 4 位二进制码中前 10 组代码,即用 0000~1001 分别代表它所对应的十进制数,余下的六组代码不用。

##### (2)5421BCD 码和 2421BCD 码

5421BCD 码和 2421BCD 码均为有权 BCD 码,它们从高位到低位的权值分别为 5、4、2、1 和 2、4、2、1。这两种有权 BCD 码中,有的十进制数码存在两种加权方法,例如,5421BCD 码中的数码 5,既可以用 1000 表示,也可以用 0101 表示,2421BCD 码中的数码 6,既可以用 1100 表示,也可以用 0110 表示。这说明 5421BCD 码和 2421BCD 码的编码方案都不是唯一的,表 8-2 只列出了一种编码方案。

表 8-2 中 2421BCD 码的 10 个数码中,0 和 9、1 和 8、2 和 7、3 和 6、4 和 5 这 5 对代码互为反码,即每 1 对代码中的两码对应位的取值相反。这种数码的各对码组相加均为 1111,即它也是一种 9 的自补码。

##### (3)余 3 码

余 3 码是在 8421BCD 码的每个码组上,加 0011 形成的。与上述 2421BCD 码一样,也是一种 9 的自补码。余 3 码各位无固定权值,故属于无权码。

表 8-2 几种常用的 BCD 码对照

十进制数	8421 码	5421 码	2421 码	余 3 码	Gray 码
0	0000	0000	0000	0011	0000
1	0001	0001	0001	0100	0001
2	0010	0010	0010	0101	0011
3	0011	0011	0011	0110	0010
4	0100	0100	0100	0111	0110
5	0101	1000	1011	1000	0111
6	0110	1001	1100	1001	0101
7	0111	1010	1101	1010	0100
8	1000	1011	1110	1011	1100
9	1001	1100	1111	1100	1000

**例 8.11**  $(902.45)_{10} = ( )_{8421\text{BCD}}$ ;  $(1000010.1001)_{5421\text{BCD}} = ( )_{10}$ 。

**解:**  $(902.45)_{10} = (\underline{1001} \underline{0000} \underline{0010} \underline{.0100} \underline{0101})_{8421\text{BCD}}$ 。

$(\underline{1000} \underline{0010} \underline{.1001})_{5421\text{BCD}} = (52.6)_{10}$ 。

若把一种 BCD 码转换成另一种 BCD 码, 应先求出某种 BCD 码代表的十进制数, 再将该十进制数转换成另一种 BCD 码。

**例 8.12**  $(01001000.1011)_{\text{余}3\text{BCD}} = ( )_{2421\text{BCD}}$ 。

**解:**  $(01001000.1011)_{\text{余}3\text{BCD}} = (15.8)_{10} = (00011011.1110)_{2421\text{BCD}}$ 。

若将任意进制数用 BCD 码表示, 应先将其转换成十进制数, 再将该十进制数用 BCD 码表示。

**例 8.13**  $(73.4)_8 = ( )_{8421\text{BCD}}$ 。

**解:**  $(73.4)_8 = (59.5)_{10} = (01011001.0101)_{8421\text{BCD}}$ 。

## 2. 可靠性编码

代码在产生和传输的过程中, 由于噪声或干扰难免发生错误。为减少错误的发生, 或者在发生错误时能迅速地发现或纠正, 广泛采用了可靠性编码技术。利用该技术编制出来的代码叫可靠性代码, 最常用的有格雷码和奇偶校验码。

### (1) Gray 码(格雷码)

Gray 码也称循环码, 其最基本的特性是任何相邻的两组代码中, 仅有一位数码不同, 因而又叫单位距离码。

Gray 码的编码方案有多种, 典型的 Gray 码如表 8-2 所示。

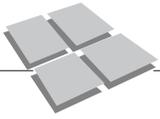
### (2) 奇偶校验码

代码(或数据)在传输和处理过程中, 有时会出现代码中的某一位由 0 错变成 1, 或 1 变成 0。奇偶校验码是一种具有检验出这种错误的代码, 奇偶校验码由信息位和一位奇偶检验位两部分组成, 如表 8-3 所示。

信息位是位数不限的任一种二进制代码。检验位仅有一位, 它可以放在信息位的前面, 也可以放在信息位的后面。它的编码方式有两种:

使得一组代码中信息位和检验位中“1”的个数之和为奇数, 称为奇检验;

使得一组代码中信息位和检验位中“1”的个数之和为偶数, 称为偶检验。



接收方对接收到的奇偶校验码要进行检测。看每个码组中“1”的个数是否与约定相符。若不相符,则为错码。

表 8-3 带奇偶检验的 8421BCD 码

十进制数	8421BCD 奇校验码		8421BCD 偶校验码	
	信息位	校验位	信息位	校验位
0	0000	1	0000	0
1	0001	0	0001	1
2	0010	0	0010	1
3	0011	1	0011	0
4	0100	0	0100	1
5	0101	1	0101	0
6	0110	1	0110	0
7	0111	0	0111	1
8	1000	0	1000	1
9	1001	1	1001	0

奇偶校验码只能检测一位错码,但不能测定哪一位出错,也不能自行纠正错误。若代码中同时出现多位错误,则奇偶校验码无法检测。但是,由于多位同时出错的概率要比一位出错的概率小得多,并且奇偶校验码容易实现,因而该码被广泛采用。

## 8.2 逻辑的基本概念和基本逻辑关系

### 8.2.1 逻辑的基本概念

“逻辑”一词始于逻辑学。逻辑学是研究逻辑思维与逻辑推理规律的一门科学。数字电路也是研究逻辑的,即研究数字电路的输入、输出的因果关系,即研究输入和输出之间的逻辑关系。在逻辑代数中有与、或、非三种基本逻辑关系,有与或、与非、与或非、异或几种导出逻辑关系。

### 8.2.2 基本逻辑关系

#### 1. 基本逻辑关系

##### (1) 与逻辑

当决定某一事件的全部条件都具备时,该事件才会发生,这样的因果关系称为与逻辑关系,简称与逻辑。

图 8.3 所示电路,电源通过开关 A 和 B 向灯泡 Y 供电,只有 A 和 B 同时接通时,灯泡 Y 才亮。A 和 B 中只要有一个不接通或二者均不接通时,则灯泡 Y 不亮,其功能表如表 8-4。可见,只有当一件事情(灯 Y 亮)的几个条件(开关 A 与 B 都接通)全部具备之后,这件事情才会发生,这个电路满足与逻辑关系。

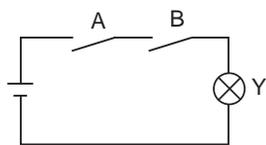


图 8.3 与逻辑电路

与逻辑表达式为

$$Y = A \cdot B \quad (8-1)$$

式(8-1)中,小圆点“ $\cdot$ ”表示逻辑函数  $A$ 、 $B$  的“与”运算,又称逻辑乘。有时也可忽略“ $\cdot$ ”符号,直接写成

$$Y = AB$$

真值表:将表 8-4 功能表中的开关  $A$ 、 $B$  断开用 0 表示,  $A$ 、 $B$  闭合用 1 表示,灯灭用 0 表示,灯亮用 1 表示,得到如表 8-5 所示的真值表描述。真值表的左边列出的是所有逻辑变量的全部取值组合,右边列出的是对应于  $A$ 、 $B$  变量的每种取值组合的输出。因为输入变量有两个,所以取值组合有  $2^2 = 4$  种,对于  $n$  个变量,应该有  $2^n$  种取值组合。

逻辑符号:与逻辑的逻辑符号如图 8.4 所示,其中  $A$ 、 $B$  为输入,  $Y$  为输出。

表 8-5 与逻辑的真值表

$A$	$B$	$Y$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

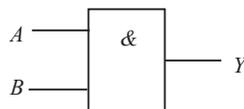


图 8.4 与逻辑的逻辑符号

## (2) 或逻辑

如图 8.5 所示电路,电源通过开关  $A$  或  $B$  向灯泡供电。只要开关  $A$  或  $B$  接通或二者均接通,则灯  $Y$  亮;而当  $A$  和  $B$  均不通时,则灯  $Y$  不亮,其功能表如表 8-6 所示。可见,当一件事情(灯  $Y$  亮)的几个条件(开关  $A$ 、 $B$  接通)中只要有一个或一个以上条件得到满足,这件事就会发生,这种关系称为或逻辑关系。

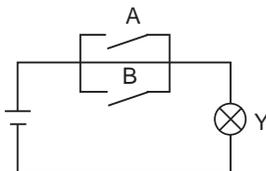


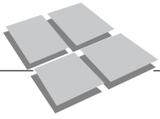
图 8.5 或逻辑电路

表 8-6 电路功能表

开关 $A$	开关 $B$	灯 $Y$
断开	断开	灭
断开	闭合	亮
闭合	断开	亮
闭合	闭合	亮

或逻辑表达式为

$$Y = A + B \quad (8-2)$$



式中符号“+”表示 A、B 或运算, 又称逻辑加。

真值表: 同与运算一样, 用 0、1 表示的或逻辑真值表如表 8-7 所示。

逻辑符号: 或逻辑的逻辑符号如图 8.6 所示, 其中 A、B 表示输入, Y 表示输出。

表 8-7 或逻辑真值表

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

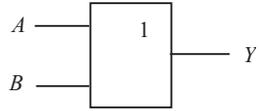


图 8.6 或逻辑的逻辑符号

### (3)非逻辑

如图 8.7 所示, 当开关 A 断开时, 灯 Y 亮; 而当 A 闭合时, 灯 Y 不亮。其电路功能表如表 8-8 所示。可见, 当某一条件具备了, 事情不会发生; 而此条件不具备时, 事情反而发生。这种逻辑关系称为非逻辑关系, 简称非逻辑。

非逻辑表达式为

$$Y = \bar{A} \quad (8-3)$$

式(8-3)中, 字母 A 上方的短划“—”表示非运算。

真值表: 若用 0 和 1 来表示开关和灯泡状态, 则可得如表 8-9 所示的真值表, 在此表中, 开关 A 断开用 0 表示, A 闭合用 1 表示, 灯灭用 0 表示, 灯亮用 1 表示。显然 Y 与 A 总是处于对立的非逻辑状态。

逻辑符号: 非逻辑的逻辑符号如图 8.8 所示, 在输出端用小圆圈表示非运算。

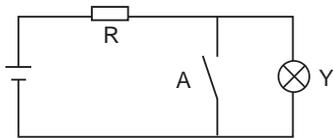


图 8.7 非逻辑电路

表 8-8 电路功能表

开关 A	灯 Y
断开	亮
闭合	灭

表 8-9 非逻辑的真值表

A	Y
0	1
1	0

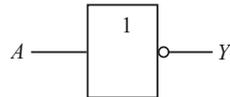


图 8.8 非逻辑的逻辑符号

## 2. 复合逻辑运算

在数字系统中, 除应用与、或、非三种基本逻辑运算之外, 还广泛应用由与、或、非逻辑组合的复合逻辑运算, 最常见的复合逻辑运算有与非、或非、与或非、异或和同或等。

### (1)与非

与非运算由与运算和非运算组合而成, 其逻辑符号如图 8.9 所示。根据与门和非

门的逻辑功能，可以列出与非门逻辑关系真值表，如表 8-10 所示。其逻辑功能的特点是：“当输入全为 1，输出为 0；只要输入有 0，输出就为 1。”

与非逻辑表达式：

$$Y = \overline{ABC} \quad (8-4)$$

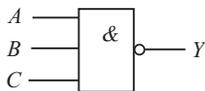


图 8.9 与非逻辑的逻辑符号

表 8-10 与非逻辑的真值表

A	B	C	Y
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

### (2) 或非

或非运算由或运算和非运算组合而成，其逻辑符号如图 8.10 所示。其逻辑功能的特点是：“当输入全为 0，输出为 1；只要输入有 1，输出就为 0。”根据或门和非门的逻辑功能，可以列出或非门逻辑关系真值表，如表 8-11 所示。

或非逻辑表达式为

$$Y = \overline{A+B+C} \quad (8-5)$$

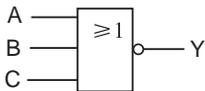


图 8.10 或非逻辑的逻辑符号

表 8-11 或非逻辑的真值表

A	B	C	Y
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

### (3) 与或非

把与门、或门和非门组合起来，就构成了与或非门。它有多多个输入端、一个输出端，其逻辑符号如图 8.11 所示。与或非门的逻辑功能是：当任一组与门输入端全为高电平或所有输入端全为高电平时，输出为低电平；其余情况，输出为高电平。其真值表如表 8-12 所示。

与或非逻辑表达式为

$$Y = \overline{AB+CD} \quad (8-6)$$

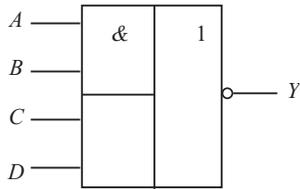
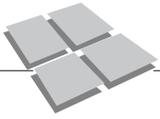


图 8.11 与或非逻辑的逻辑符号

表 8-12 与或非门真值表

输 入	输 出
A B C D	Y
0 0 0 0	1
0 0 0 1	1
0 0 1 0	1
0 0 1 1	0
0 1 0 0	1
0 1 0 1	1
0 1 1 0	1
0 1 1 1	0
1 0 0 0	1
1 0 0 1	1
1 0 1 0	1
1 0 1 1	0
1 1 0 0	0
1 1 0 1	0
1 1 1 0	0
1 1 1 1	0

(4)异或

异或是一种二变量逻辑运算，当两个变量取值相同时，逻辑函数值为 0；当两个变量取值不同时，逻辑函数值为 1。逻辑符号见图 8.12，其真值表如表 8-13 所示。异或门常用于比较两路信号是否相同。

异或的逻辑表达式为

$$Y = A \oplus B = A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot B \tag{8-7}$$

式(8-7)中，符号“ $\oplus$ ”表示异或运算。

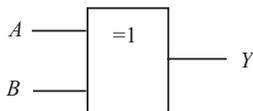


图 8.12 异或逻辑的逻辑符号

表 8-13 异或逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

(5)同或

所谓同或运算，是指两个输入变量取值相同时输出为 1，取值不相同输出为 0。逻辑符号见图 8.13。真值表如表 8-14 所示。

同或逻辑表达式：

$$Y = A \odot B = AB + \bar{A}\bar{B} = \overline{A \oplus B} \tag{8-8}$$

式(8-8)中，符号“ $\odot$ ”表示同或运算。可见，同或是异或的非运算。

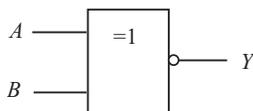


图 8.13 同或逻辑的逻辑符号

表 8-14 同或逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

## 8.3 逻辑代数基础及逻辑函数化简

逻辑代数是分析和设计数字逻辑电路的数学工具，也称为布尔代数或开关代数。

### 8.3.1 逻辑函数的表示方法

从各种逻辑关系中可以看到，当输入变量的取值确定以后，输出变量的取值也随之而定，因而输入和输出之间乃是一种函数关系，我们将这种函数关系称为逻辑函数，写作

$$Y = F(A, B, C, \dots) \quad (8-9)$$

任何一件具体事物的因果关系都可以用一个逻辑函数描述。

描述一个逻辑函数有多种方法，常用的有：真值表、逻辑函数式和逻辑图 3 种。它们各有特点，又互相联系，还可以相互转换。

#### 1. 真值表

真值表是根据给定的逻辑问题，把输入逻辑变量各种可能取值的组合和对应的输出函数值排列成的表格，它表示了逻辑函数与逻辑变量各种取值之间的一一对应关系。对于  $n$  个输入逻辑变量，共有  $2^n$  个不同的变量组合。在列真值表时，为避免遗漏和重复，变量取值的组合一般按二进制递增的方式列出。用真值表表示逻辑函数的优点是直观、明了，可直接看出逻辑函数值和逻辑变量取值之间的关系。

#### 2. 逻辑函数式

逻辑函数式是用与、或、非等基本运算来表示输入变量与输出之间的逻辑代数式。由真值表写出的逻辑函数式是标准的“与或”表达式。

其方法是：列出  $Y=1$  的所有输入变量与组合，并进行或运算。若组合中输入变量为“1”，则取输入变量的原变量（如  $A$ ），若输入变量为“0”，则取其反变量（如  $\bar{A}$ ）。

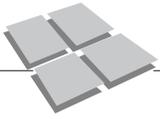
#### 3. 逻辑图

逻辑图是用各种不同的逻辑门组成具有某一逻辑功能的电路图。只要把逻辑函数式中各逻辑运算式，用相应的逻辑门电路的符号代替，就可画出和逻辑函数相应的逻辑图。

逻辑函数的不同表示方法各有特点，适宜不同的应用。

真值表通常用于分析逻辑函数的功能，根据逻辑功能要求建立逻辑函数和证明逻辑等式等。

逻辑函数式便于进行运算和变换，如在分析电路逻辑功能时，通常首先要根据逻辑图写出逻辑式，在设计逻辑电路时需要先写出逻辑式，然后才能画出逻辑图。



逻辑图是分析和设计实际电路的依据。

**例 8.14** 有一 T 形走廊, 在相会处有一路灯, 在进入走廊的 A、B、C 三地各有控制开关, 都能独立进行控制。任意闭合一个开关, 灯亮; 任意闭合两个开关, 灯灭; 三个开关同时闭合, 灯亮。设 A、B、C 代表三个开关(输入变量); Y 代表灯(输出变量)。

**解:** 设开关闭合其状态为“1”, 断开为“0”, 灯亮状态为“1”, 灯灭为“0”。根据题意, 列出表 8-15 所示的真值表(形式唯一)。

表 8-15 逻辑真值表

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

根据真值表, 列出  $Y=1$  的所有输入变量组合, 并进行或运算, 得出逻辑式:

$$Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + ABC$$

根据逻辑表达式, 画出逻辑图如图 8.14 所示。

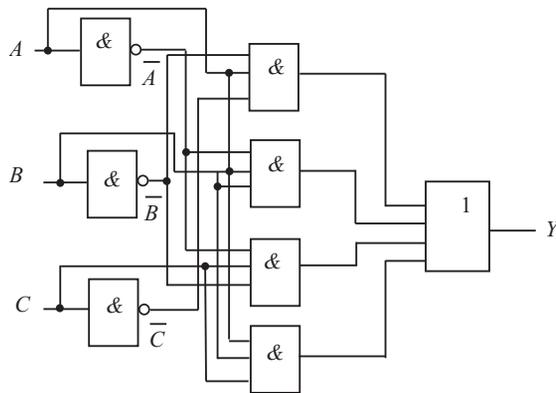


图 8.14 逻辑图

**例 8.15** 已知逻辑式  $Y = \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + ABC$ , 求与它相对应的真值表和逻辑图。

**解:** (1) 由逻辑表达式列出真值表

将输入变量 A、B、C 的各组取值代入逻辑表达式, 算出 Y 的值, 并对应地填入真值表(表 8-16)中。

表 8-16 例 8.15 真值表

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

(2)由逻辑表达式画出逻辑图

用逻辑符号表示逻辑表达式的逻辑图，如图 8.15 所示。

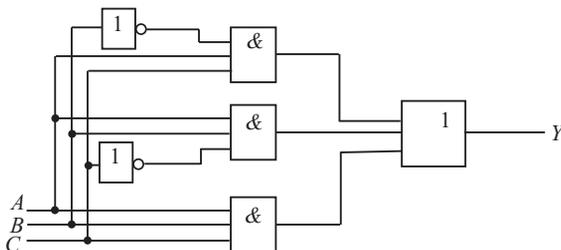


图 8.15 逻辑图

### 8.3.2 逻辑运算的基本法则和定律

逻辑代数和普通代数一样，有一套完整的运算规则，包括公理、定理和定律，用它们对逻辑函数式进行处理，可以完成对电路的化简、变换、分析与设计。

#### 1. 逻辑代数运算的基本定律

逻辑变量的取值只有 0 和 1，根据逻辑变量的与、或、非 3 种运算法则，可推导出逻辑运算的基本公式和定理。这些公式的证明，最直接的方法是列出等号两边函数的真值表，若两边真值表完全相同，则等式成立。也可利用已知的公式来证明其成立。

(1)常量之间的关系

与运算： $0 \cdot 0 = 0$ ， $0 \cdot 1 = 0$ ， $1 \cdot 0 = 0$ ， $1 \cdot 1 = 1$ ；

或运算： $0 + 0 = 0$ ， $0 + 1 = 1$ ， $1 + 0 = 1$ ， $1 + 1 = 1$ ；

非运算： $\bar{0} = 1$ ， $\bar{1} = 0$ 。

(2)基本法则和定律

根据逻辑代数的三种基本运算——“与”逻辑运算、“或”逻辑运算和“非”逻辑运算，可以导出逻辑运算的基本法则和定律，见表 8-17。

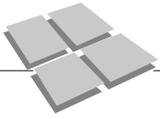


表 8-17 逻辑运算的基本法则和定律

0-1 律	$A+1=1$	$A \cdot 0=0$
自等律(吸收律)	$A+0=A$	$A \cdot 1=A$
互补律	$A \cdot \bar{A}=0$	$A+\bar{A}=1$
交换律	$A+B=B+A$	$A \cdot B=B \cdot A$
结合律	$(A+B)+C=A+(B+C)$	$(A \cdot B) \cdot C=A \cdot (B \cdot C)$
分配律	$A(B+C)=A \cdot B+A \cdot C$	$A+B \cdot C=(A+B)(A+C)$
重叠律(同一律)	$A+A=A$	$A \cdot A=A$
非非律	$\overline{\bar{A}}=A$	
反演律	$\overline{A+B}=\bar{A} \cdot \bar{B}$	$\overline{A \cdot B}=\bar{A}+\bar{B}$

**例 8.16** 证明  $A+B \cdot C=(A+B)(A+C)$ 。

**证明：**等式右边为

$$\begin{aligned}
 (A+B) \cdot (A+C) &= A \cdot A + A \cdot B + A \cdot C + B \cdot C \\
 &= A + A \cdot B + A \cdot C + B \cdot C \\
 &= A \cdot (1+B+C) + B \cdot C = A+B \cdot C \\
 &= \text{左边}
 \end{aligned}$$

可见，等式成立。

**例 8.17** 用真值表证明  $AB+\bar{A}C+BC=A \cdot B+\bar{A} \cdot C$ 。

**解：**将  $A$ 、 $B$ 、 $C$  的所有组合代入公式中，对公式  $AB+\bar{A}C+BC=A \cdot B+\bar{A} \cdot C$  中的每一项进行计算，并将计算结果填在表 8-18 的真值表中，根据真值表显示的结果可知， $AB+\bar{A}C+BC=A \cdot B+\bar{A} \cdot C$ 。

表 8-18 例 8.17 真值表

ABC	等式左边				等式右边		
	$A \cdot B$	$\bar{A}C$	$B \cdot C$	$AB+\bar{A}C+BC$	$A \cdot B$	$\bar{A} \cdot C$	$AB+\bar{A}C$
000	0	0	0	0	0	0	0
001	0	1	0	1	0	1	1
010	0	0	0	0	0	0	0
011	0	1	1	1	0	1	1
100	0	0	0	0	0	0	0
101	0	0	0	0	0	0	0
110	1	0	0	1	1	0	1
111	1	0	1	1	1	0	1

## 2. 逻辑代数运算的基本规则

逻辑代数运算有 3 个重要规则。利用这 3 个规则，可以得到更多的公式，也可扩充公式的应用范围。

### (1) 代入规则

任何一个含有变量  $A$  的等式，如果将所有出现  $A$  的位置都用同一个逻辑函数代

替, 则等式仍然成立。这个规则称为代入规则。

**例 8.18** 已知等式  $\overline{AB} = \overline{A} + \overline{B}$ , 用函数  $Y = AC$  代替等式中的  $A$ , 根据代入规则, 等式仍然成立, 即有:

$$\overline{(AC)B} = \overline{AC} + \overline{B} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C}$$

据此可以证明  $n$  个变量的摩根定律成立。

### (2) 反演规则

对于任何一个逻辑表达式  $Y$ , 如果将表达式中的所有“ $\cdot$ ”换成“ $+$ ”, “ $+$ ”换成“ $\cdot$ ”, “ $0$ ”换成“ $1$ ”, “ $1$ ”换成“ $0$ ”, 原变量换成反变量, 反变量换成原变量, 那么所得的表达式就是函数  $Y$  的反函数(或称补函数)  $\overline{Y}$ , 这个规则称为反演规则。

利用反演规则可以很容易地求出一个函数的反函数。需要注意的是, 在运用反演规则求一个函数的反函数时, 必须按照逻辑运算的优先顺序进行, 即先算括号, 接着与运算, 然后或运算, 最后非运算, 否则容易出错。如:

$$Y = A\overline{B} + C\overline{D}E, \quad \overline{Y} = (\overline{A} + B)(\overline{C} + D + \overline{E})$$

$$Y = A + B + \overline{C} + D + \overline{E}, \quad \overline{Y} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C \cdot \overline{D} \cdot E$$

### (3) 对偶规则

对于任何一个逻辑表达式  $Y$ , 如果将表达式中的所有“ $\cdot$ ”换成“ $+$ ”, “ $+$ ”换成“ $\cdot$ ”, “ $0$ ”换成“ $1$ ”, “ $1$ ”换成“ $0$ ”, 而变量保持不变, 则可得到一个新的函数表达式  $Y'$ ,  $Y'$  称为函数  $Y$  的对偶函数, 这个规则称为对偶规则。如:

$$Y = A\overline{B} + C\overline{D}E, \quad Y' = (A + \overline{B})(C + \overline{D} + E)$$

$$Y = A + B + \overline{C} + D + \overline{E}, \quad Y' = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C \cdot \overline{D} \cdot E$$

由这些例子可以看出, 如果  $Y$  的对偶函数为  $Y'$ , 则  $Y'$  的对偶函数就是  $Y$ 。也就是  $Y$  和  $Y'$  互为对偶函数。已知一个公式, 可以利用对偶规则推出另一个公式, 这就可以使要证明及要记忆的公式数目减少一半。

### 8.3.3 逻辑函数的化简

根据逻辑要求归纳出来的逻辑函数往往不是最简表达式。因此, 必须对逻辑函数进行化简和变换, 以使用最少的器件去实现它们, 从而达到简化电路、降低系统成本、提高系统可靠性的目的, 这一点对自动化控制设备中的逻辑电路的设计和进步具有重大的意义。

化简逻辑函数经常用到的方法有两种: 一种是代数化简法, 就是利用逻辑代数中的公式进行化简; 另一种是卡诺图化简法, 用来进行化简的工具是卡诺图。

#### 1. 逻辑函数的最简表达式

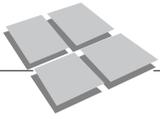
一个逻辑函数的最简表达式, 可按照式中变量之间的运算关系的不同, 分为最简与或表达式、最简与非—与非表达式、最简或与表达式、最简或非—或非表达式和最简与或非表达式 5 种形式。

##### (1) 最简与或表达式

在实际应用中, 往往将逻辑函数化简成最简与或表达式。最简与或表达式的标准是: 乘积项(与项)的个数最少, 且每个乘积项中的变量个数最少。

**例 8.19** 化简表达式。

$$Y = \overline{A}\overline{B}\overline{E} + \overline{A}B + A\overline{C} + A\overline{C}E + B\overline{C} + B\overline{C}D$$



$$\begin{aligned}
 &= \overline{AB} + \overline{AC} + \overline{BC} \\
 &= \overline{AB} + \overline{AC}
 \end{aligned}$$

显然,在函数 $Y$ 的各个与或表达式中,表达式 $Y = \overline{AB} + \overline{AC}$ 是最简的,因为该表达式中的乘积项最少、并且每个乘积项中的变量也最少。

(2)最简与非—与非表达式

最简与非—与非表达式,就是式中的非号最少、并且每个非号下面乘积项中的变量也最少的与非—与非表达式。

最简与非—与非表达式可在最简与或表达式的基础上两次取反,再用摩根定律去掉下面的非号得到。

**例 8.20** 将 $Y = \overline{AB} + \overline{AC}$ 化简为最简的与非—与非表达式。

$$Y = \overline{AB} + \overline{AC} = \overline{\overline{\overline{AB} + \overline{AC}}} = \overline{\overline{AB} \cdot \overline{AC}}$$

(3)最简或与表达式

最简或与表达式,就是式中的括号最少、并且每个括号内相加的变量也最少的或与表达式。求解的方法是:先求出反函数的最简与或表达式,然后在反函数的最简与或表达式的基础上取反,再用摩根定律去掉非号得到。也可在反函数的最简与或表达式的基础上,利用反演规则直接写出函数的最简或与表达式。

**例 8.21** 将 $Y = \overline{AB} + \overline{AC}$ 化简为最简或与表达式。

先求函数 $Y = \overline{AB} + \overline{AC}$ 的反函数,其反函数为

$$\begin{aligned}
 \overline{Y} &= \overline{\overline{AB} + \overline{AC}} = (A + \overline{B})(\overline{A} + C) \\
 &= \overline{AB} + AC + \overline{BC} = \overline{AB} + AC
 \end{aligned}$$

利用反演规则可直接写出函数的最简或与表达式为

$$Y = (A + B)(\overline{A} + \overline{C})$$

(4)最简或非—或非表达式

最简或非—或非表达式,就是式中的非号最少、并且每个非号下面相加的变量也最少的或非—或非表达式。

最简或非—或非表达式可在最简与或表达式的基础上两次取反,再用摩根定律去掉下面的非号得到。

**例 8.22** 将 $Y = \overline{AB} + \overline{AC}$ 化简为最简或非—或非表达式。

$$\begin{aligned}
 Y &= \overline{AB} + \overline{AC} = (A + B)(\overline{A} + \overline{C}) \\
 &= \overline{\overline{(A + B)(\overline{A} + \overline{C})}} = \overline{A + B + \overline{A} + \overline{C}}
 \end{aligned}$$

(5)最简与或非表达式

最简与或非表达式,就是式中非号下面相加的乘积项最少、并且每个乘积项中相乘的变量也最少的与或非表达式。

最简与或非表达式可在最简或非—或非表达式的基础上,用摩根定律去掉大非号下面的小非号得到。也可在反函数的最简与或表达式的基础上直接取反得到。

**例 8.23** 将 $Y = \overline{AB} + \overline{AC}$ 化简为最简与或非表达式。

$$Y = \overline{AB} + \overline{AC} = \overline{\overline{AB} + \overline{AC}} = \overline{A + B + \overline{A} + \overline{C}} = \overline{AB} + AC$$

从上面所介绍的函数的各种最简表达式可知，只要得到了函数的最简与或表达式，再利用摩根定律进行适当的变换，就可以得到其他几种类型的最简表达式。

## 2. 逻辑函数的代数化简法

代数化简法就是运用逻辑代数的有关公式、定理和运算法则，消去原逻辑函数中一些多余项或多余变量，达到简化的目的。常用的方法有下列几种：

### (1) 并项法

利用公式  $A + \bar{A} = 1$ ，将两项合并为一项，并消去一个变量。

**例 8.24** 化简表达式。

$$\begin{aligned} Y_1 &= ABC + \bar{A}BC + B\bar{C} = (A + \bar{A})BC + B\bar{C} \\ &= BC + B\bar{C} = B(C + \bar{C}) = B \\ Y_2 &= ABC + A\bar{B} + A\bar{C} = ABC + A(\bar{B} + \bar{C}) \\ &= ABC + A\overline{BC} = A(BC + \overline{BC}) = A \end{aligned}$$

### (2) 吸收法

①利用公式  $A + AB = A$ ，消去多余的项。

**例 8.25** 化简表达式。

$$\begin{aligned} Y_1 &= \bar{A}B + \bar{A}BCD(E + F) = \bar{A}B \\ Y_2 &= A + \overline{B + CD} + \overline{AD\bar{B}} = A + BCD + AD + B \\ &= (A + AD) + (B + BCD) = A + B \end{aligned}$$

②利用公式  $A + \bar{A}B = A + B$ ，消去多余的变量。

**例 8.26** 化简表达式。

$$\begin{aligned} Y_1 &= A\bar{B} + C + \bar{A}\bar{C}D + B\bar{C}D \\ &= A\bar{B} + C + \bar{C}(\bar{A} + B)D = A\bar{B} + C + (\bar{A} + B)D \\ &= A\bar{B} + C + \overline{A\bar{B}D} = A\bar{B} + C + D \\ Y_2 &= AB + \bar{A}C + \bar{B}C = AB + (\bar{A} + \bar{B})C \\ &= AB + \overline{ABC} = AB + C \end{aligned}$$

### (3) 配项法

①利用公式  $A = A(B + \bar{B})$ ，为某一项配上其所缺的变量，以便用其他方法进行化简。

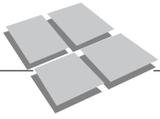
**例 8.27** 化简表达式。

$$\begin{aligned} Y &= A\bar{B} + B\bar{C} + \bar{B}C + \bar{A}B = A\bar{B} + B\bar{C} + (A + \bar{A})\bar{B}C + \bar{A}B(C + \bar{C}) \\ &= A\bar{B} + B\bar{C} + A\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC + \bar{A}B\bar{C} \\ &= A\bar{B}(1 + C) + B\bar{C}(1 + \bar{A}) + \bar{A}C(\bar{B} + B) \\ &= A\bar{B} + B\bar{C} + \bar{A}C \end{aligned}$$

②利用公式  $A + A = A$ ，为某项配上其所能合并的项。

**例 8.28** 化简表达式。

$$\begin{aligned} Y &= ABC + AB\bar{C} + A\bar{B}C + \bar{A}BC \\ &= (ABC + AB\bar{C}) + (ABC + A\bar{B}C) + (\bar{A}BC + \bar{A}B\bar{C}) \\ &= AB + AC + BC \end{aligned}$$



(4)消去冗余项法

利用冗余律  $AB + \bar{A}C + BC = AB + \bar{A}C$ , 将冗余项  $BC$  消去。

例 8.29 化简表达式。

$$\begin{aligned} Y_1 &= A\bar{B} + AC + ADE + \bar{C}D \\ &= A\bar{B} + (AC + \bar{C}D + ADE) \\ &= A\bar{B} + AC + \bar{C}D \\ Y_2 &= AB + \bar{B}C + AC(DE + FG) \\ &= AB + \bar{B}C \end{aligned}$$

例 8.30 化简函数  $Y = AB + A\bar{C} + \bar{B}C + B\bar{C} + ADEF$

$$\begin{aligned} Y &= A(B + \bar{C}) + \bar{B}C + B\bar{C} + ADEF \\ &= \overline{A\bar{B}C} + \bar{B}C + B\bar{C} + ADEF \\ &= A + \bar{B}C + B\bar{C} + ADEF \\ &= A + \bar{B}C + B\bar{C} \end{aligned}$$

用代数法化简逻辑函数的优点是简便, 在变量数较多时仍能适用, 并可化简为任何所需的形式; 它的缺点是要求对逻辑代数的基本定律和公式非常熟悉, 而且还需要有一定的化简技巧, 对化简的结果是否为最简式难以判断。

3. 逻辑函数的卡诺图化简法

卡诺图化简法是将逻辑函数用卡诺图来表示, 在卡诺图上进行函数化简的方法。卡诺图化简法简便、直观, 是逻辑函数化简的一种常用方法。

(1)卡诺图的构成

将逻辑函数真值表中的最小项重新排列成矩阵形式, 并将矩阵的横方向和纵方向的逻辑变量的取值按照格雷码的顺序排列, 这样构成的图形就是卡诺图。图 8.16 所示分别为 2 变量、3 变量和 4 变量的卡诺图。

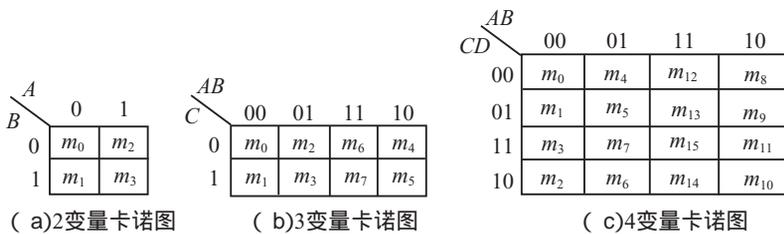


图 8.16 卡诺图的构成

如果一个逻辑函数的某两个最小项只有一个变量不同, 其余变量均相同, 则称这样的两个最小项为相邻最小项。如  $ABC$  和  $\bar{A}BC$ 、 $A\bar{B}C\bar{D}$  和  $A\bar{B}CD$ 。相邻最小项可以合并消去一个变量, 如  $A\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} = A\bar{B}(C + \bar{C}) = A\bar{B}$ ,  $AB\bar{C}\bar{D} + AB\bar{C}D = AB\bar{C}\bar{D}$ 。逻辑化简的实质就是相邻最小项的合并。

卡诺图的特点是任意两个相邻的最小项在图中也是相邻的, 并且图中最左列的最小项与最右列的相应最小项也是相邻的, 最上面一行的最小项与最下面一行的相应最小项也是相邻的。因此, 每个 2 变量的最小项有 2 个最小项与它相邻; 每个 3 变量的最

小项有 3 个最小项与它相邻；每个 4 变量的最小项有 4 个最小项与它相邻。

(2) 逻辑函数在卡诺图上的表示

如果逻辑函数是以真值表或者以最小项表达式给出的，只要在卡诺图上那些与给定逻辑函数的最小项相应的方格内填入 1，其余的方格内填入 0，即得到该函数的卡诺图。

**例 8.31** 对如表 8-19 所示的函数  $Y$ ，列出对应的卡诺图。

**解：**表 8-19 所示的函数  $Y$  对应的卡诺图如图 8.17 所示。

表 8-19 函数  $Y$  的真值表

A	B	C	Y
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

		AB			
		00	01	11	10
C	0	1	0	0	1
	1	0	1	1	0

图 8.17 表 8-19 所示函数  $Y$  的卡诺图

**例 8.32** 列出函数  $Y(A, B, C, D) = \sum m(1, 3, 4, 6, 7, 11, 14, 15)$  的卡诺图。

**解：**根据题意，在最小项  $m_1$ 、 $m_3$ 、 $m_4$ 、 $m_6$ 、 $m_7$ 、 $m_{11}$ 、 $m_{14}$  和  $m_{15}$  所对应的方格内填入 1，其余方格内填入 0，即得到该函数的卡诺图，如图 8.18 所示。

如果逻辑函数是以一般的逻辑表达式给出的，可先将函数变换为与或表达式（不必变换为最小项之和的形式），然后在卡诺图上与每一个乘积项所包含的那些最小项（该乘积项就是这些最小项的公因子）相对应的方格内填入 1，其余的方格内填入 0，即得到该函数的卡诺图。

**例 8.33** 列出函数  $Y = (A + D)(B + \bar{C})$  的卡诺图。

**解：**将函数变换为与或表达式，即

$$Y = (A + D)(B + \bar{C}) = \bar{A}\bar{D} + \bar{B}C$$

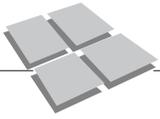
乘积项  $Y = \bar{A}\bar{D}$  所包含的最小项有  $m_0$ 、 $m_2$ 、 $m_4$ 、 $m_6$ ，乘积项  $BC$  所包含的最小项有  $m_2$ 、 $m_3$ 、 $m_4$ 、 $m_{10}$ 、 $m_{11}$ ，在和这些最小项相应的方格（即与  $AD=00$  及  $BC=01$  相应的方格）内填入 1，其余的方格内填入 0，即得到该函数的卡诺图，如图 8.19 所示。

		AB			
		00	01	11	10
CD	00	0	1	0	0
	01	1	0	0	0
	11	1	1	1	1
	10	0	1	1	0

图 8.18  $Y = \sum m(1, 3, 4, 6, 7, 11, 14, 15)$  的卡诺图

		AB			
		00	01	11	10
CD	00	1	1	0	0
	01	0	0	0	0
	11	1	0	0	1
	10	1	1	0	1

图 8.19  $Y = (A + D)(B + \bar{C})$  的卡诺图



**例 8.34** 画出  $Y = (\bar{A} + B)(A + \bar{C} + \bar{D})(\bar{B} + C + D)(A + \bar{B} + \bar{C} + \bar{D})$  的卡诺图。

**解:** 利用摩根定律, 求出函数  $Y$  的反函数  $\bar{Y}$  为

$$\bar{Y} = A\bar{B} + \bar{A}CD + A\bar{C}\bar{D} + \bar{A}BC\bar{D}$$

因上式中各个乘积项的和为反函数  $\bar{Y}$ , 故对  $\bar{Y}$  中所包含的各个最小项, 在卡诺图相应方格内应填入 0, 其余方格内应填入 1, 即得图 8.20 所示的卡诺图。

		$AB$			
		00	01	11	10
$CD$	00	1	0	0	0
	01	1	1	1	0
	11	0	0	1	1
	10	1	0	1	0

图 8.20 例 8.34 的卡诺图

		$AB$			
		00	01	11	10
$CD$	00	0	1	1	0
	01	0	0	0	0
	11	0	0	0	0
	10	1	0	0	1

图 8.21 两个相邻最小项合并的情况

(3) 卡诺图的性质

卡诺图具有如下性质。

① 卡诺图上任何 2 个 ( $2^1$ ) 标 1 的相邻最小项, 可以合并为一项, 并消去一个变量。

例如, 在图 8.21 中, 最小项  $m_4 = \bar{A}BC\bar{D}$  和  $m_{12} = ABC\bar{D}$  相邻, 它们可以合并, 并消去变量  $A$ , 即  $\bar{A}BC\bar{D} + ABC\bar{D} = BC\bar{D}$ ; 最小项  $m_2 = \bar{A}B\bar{C}\bar{D}$  和  $m_{10} = AB\bar{C}\bar{D}$  相邻, 它们也可以合并, 并消去变量  $A$ , 即  $\bar{A}B\bar{C}\bar{D} + AB\bar{C}\bar{D} = B\bar{C}\bar{D}$ 。这种合并, 在卡诺图中表示为把两个标 1 的方格圈在一起, 并将圈中互反变量因子消去, 保留共有变量因子。

② 卡诺图上任何 4 个 ( $2^2$ ) 个标 1 的相邻最小项, 可以合并为一项, 并消去两个变量。

例如, 在图 8.22(a) 中, 最小项彼此相邻, 它们可以合并, 即  $(m_0 + m_2) + (m_8 + m_{10}) = \bar{A}\bar{B}\bar{D} + A\bar{B}\bar{D} = \bar{B}\bar{D}$ ; 最小项  $m_5, m_7, m_{13}$  和  $m_{15}$  也彼此相邻, 它们合并的结果为  $m_5 + m_7 + m_{13} + m_{15} = BD$ , 这样可得该图合并后的函数表达式为

$$Y = BD + \bar{B}\bar{D}$$

根据同样的道理, 将图 8.22(b) 中的相邻最小项合并后, 可得函数表达式

$$Y = B\bar{D} + \bar{B}D$$

将图 8.22(c) 中的相邻最小项合并后, 可得函数表达式

$$Y = \bar{A}\bar{B} + \bar{C}D$$

		$AB$			
		00	01	11	10
$CD$	00	1	0	0	1
	01	0	1	1	0
	11	0	1	1	0
	10	1	0	0	1

(a)

		$AB$			
		00	01	11	10
$CD$	00	0	1	1	0
	01	1	0	0	1
	11	1	0	0	1
	10	0	1	1	0

(b)

		$AB$			
		00	01	11	10
$CD$	00	1	0	0	0
	01	1	1	1	1
	11	1	0	0	0
	10	1	0	0	0

(c)

图 8.22 4 个相邻最小项合并的情况

③ 卡诺图上任 8 个 ( $2^3$ ) 个标 1 的相邻最小项, 可以合并为一项, 并消去 3 个变量。

图 8.23 表示 8 个最小项合并的情况。其中图 8.23(a) 所示的 8 个最小项合并后的结果为:  $Y = D$ , 图 8.23(b) 所示的 8 个相邻最小项合并后的结果为:  $Y = \bar{B}$ 。

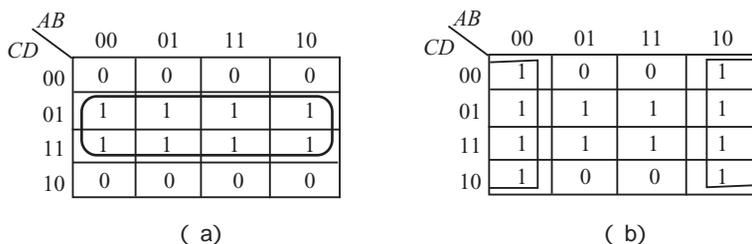


图 8.23 8 个相邻最小项合并的情况

由上述性质可知，相邻最小项的数目必须为  $2^i$  个才能合并为一项，并消去  $i$  个变量。包含的最小项数目越多，即由这些最小项所形成的圈越大，消去的变量也就越多，从而所得到的逻辑表达式就越简单。这就是利用卡诺图化简逻辑函数的基本原理。

(4) 卡诺图化简法的基本步骤

根据上述原理，利用卡诺图化简逻辑函数可按以下步骤进行。

① 将逻辑函数正确地用卡诺图表示出来。

② 合并最小项。在合并画圈时，每个圈所包含的方格数目必须为  $2^i$  个，并可根据需要将一些方格同时画在几个圈内，但每个圈都要有新的方格，否则它就是多余的，同时不能漏掉任何一个方格。此外，要求圈的个数最少，并且每个圈所包围的方格数目最多，这样化简后函数的乘积项最少，且每个乘积项的变量也最少，即化简后的函数是最简的。

③ 将代表每个圈的乘积项相加，即得函数的最简与或表达式。

**例 8.35** 求  $Y = m(1, 3, 4, 5, 10, 11, 12, 13)$  的最简与或式。

**解：**先画出  $Y$  的卡诺图(见图 8.24)。

然后合并最小项。根据化简原则，该卡诺图用三个卡诺圈即可覆盖全部 1 格。

根据卡诺图写出最简逻辑表达式为

$$Y = B\bar{C} + \bar{A}BD + A\bar{B}C$$

**例 8.36** 求  $Y = \bar{B}CD + \bar{A}B\bar{D} + \bar{B}C\bar{D} + ABC\bar{C} + ABCD$  的最简与或式。

**解：**画出给定函数的卡诺图如图 8.25 所示。

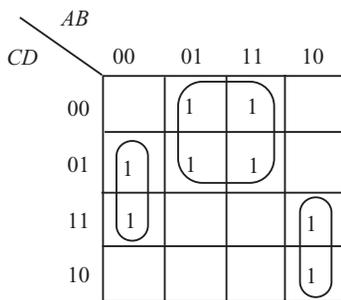


图 8.24 卡诺图

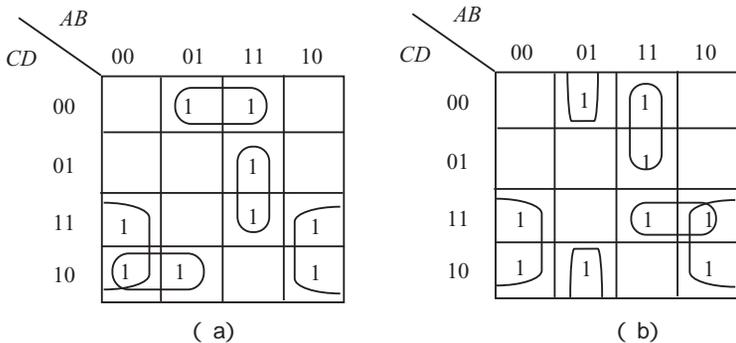
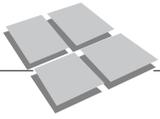


图 8.25 卡诺图



合并最小项,并写出最简与或式。本例有两种圈法,都可以得到最简式。

按图 8.25(a)圈法:  $Y = \overline{B}C + \overline{A}C\overline{D} + \overline{B}C\overline{D} + ABD$ ;

按图 8.25(b)圈法:  $Y = \overline{B}C + \overline{A}B\overline{D} + AB\overline{C} + ACD$ 。

从上面的例题中可以看出,用卡诺图化简逻辑函数的优点是直观、简洁,对逻辑代数公式不熟悉者尤其适用。而且只要方法、步骤得当,就可直接得到最简与或式。它的缺点是当变量较多时,相应的卡诺图会很复杂,因此只适用 5 变量以下的逻辑函数。此外,最后得到的最简逻辑表达式仅为与或的形式。

## 本章小结

1. 数字信号在时间上和数值上均是离散的。对数字信号进行传送、加工和处理的电路称为数字电路。数字系统中常用二进制数来表示数据。

2. 常用的计数制除了十进制之外,还有二进制、八进制、十六进制等,各种计数制之间可以相互转换。由若干个二进制数 0 和 1 按一定规律排列起来表示特定含义的代码,称为二进制代码。常用 BCD 码有 8421 码、2421 码、5421 码、余 3 码等,其中 8421 码使用最广泛。

3. 逻辑运算中的三种基本运算是与、或、非运算。分析数字电路或数字系统的数学工具是逻辑代数。

4. 描述逻辑关系的函数称为逻辑函数,常用的逻辑函数表示方法有真值表、函数表达式、逻辑图,它们之间可以任意地相互转换。

5. 逻辑代数是分析和设计逻辑电路的工具,基本的公式和定律有交换律、结合律、分配律、吸收律、摩根定律等。

6. 逻辑代数化简的目的是为了获得最简逻辑表达式,使电路简单、成本低、可靠性高。化简逻辑函数的方法有代数化简法和卡诺图化简法两种。

代数化简法可化简任何复杂的逻辑函数,但需要一定的技巧和经验,而且不易判断结果是否最简。卡诺图化简法直观、简便,易判断结果是否最简,但一般用于 5 变量以下函数的化简。

## >>> 习题 8

8.1 将下列的二进制数转换成十进制数。

(1)1011, (2)10101, (3)11111, (4)100001。

8.2 将下列的十进制数转换成二进制数。

(1)8, (2)27, (3)31, (4)100。

8.3 完成下列的数制转换。

(1)  $(255)_{10} = ( \quad )_2 = ( \quad )_{16} = ( \quad )_{8421\text{BCD}}$ ,

(2)  $(11010)_2 = ( \quad )_{16} = ( \quad )_{10} = ( \quad )_{8421\text{BCD}}$ ,

(3)  $(3\text{FF})_{16} = ( \quad )_2 = ( \quad )_{10} = ( \quad )_{8421\text{BCD}}$ ,

(4)  $(1000\ 0011\ 0111)_{8421\text{BCD}} = ( \quad )_{10} = ( \quad )_2 = ( \quad )_{16}$ 。

8.4 完成下列二进制的算术运算。

(1)  $1011+111$ , (2)  $1000-11$ , (3)  $1101\times 101$ , (4)  $1100\div 100$ 。

8.5 已知  $A$ 、 $B$  的波形如图 8.26 所示。 $Y_1=\overline{AB}$ ,  $Y_2=\overline{A+B}$ ,  $Y_3=A\oplus B$ 。试画出  $Y_1$ 、 $Y_2$ 、 $Y_3$  的波形。

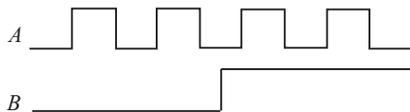


图 8.26 习题 8.5 图

8.6 试写出图 8.27 各逻辑图的表达式。

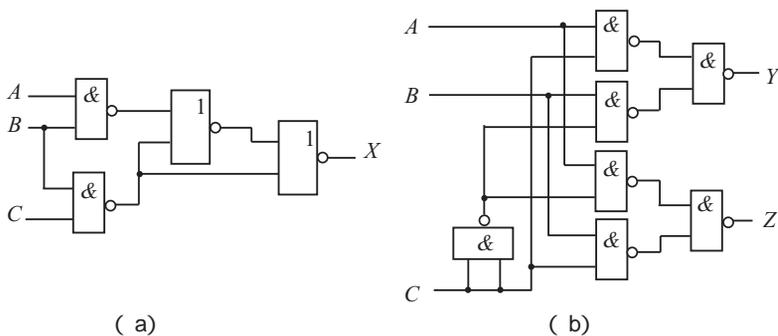


图 8.27 习题 8.6 图

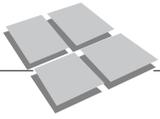
8.7 已知真值表见表 8-20、表 8-21，试写出对应的逻辑表达式。

表 8-20

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

表 8-21

A	B	C	D	Y
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1



8.8 用公式化简下列逻辑函数。

$$(1) Y = A\bar{B} + B + \bar{A}B,$$

$$(2) Y = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + A + \bar{B} + C,$$

$$(3) Y = \overline{A + B + C} + A\bar{B}\bar{C},$$

$$(4) Y = A\bar{B}CD + ABD + A\bar{C}D,$$

$$(5) Y = A\bar{C} + ABC + A\bar{C}D + CD,$$

$$(6) Y = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + A + B + C,$$

$$(7) Y = AD + A\bar{D} + \bar{A}B + \bar{A}C + BFE + CEF,$$

$$(8) Y(A, B, C) = \sum m(0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7),$$

$$(9) Y(A, B, C) = \sum m(0, 1, 2, 3, 4, 6, 7),$$

$$(10) Y(A, B, C) = \sum m(0, 2, 3, 4, 6) \cdot \sum m(4, 5, 6, 7).$$

8.9 用卡诺图化简下列逻辑函数。

$$(1) Y(A, B, C) = \sum m(0, 2, 4, 7),$$

$$(2) Y(A, B, C) = \sum m(1, 3, 4, 5, 7),$$

$$(3) Y(A, B, C, D) = \sum m(2, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 13, 14, 15),$$

$$(4) Y(A, B, C, D) = \sum m(1, 5, 6, 7, 11, 12, 13, 15),$$

$$(5) Y = \overline{\bar{A}\bar{B}\bar{C}} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}C,$$

$$(6) Y = \overline{\bar{A}BC + A\bar{B}C + ABC},$$

$$(7) Y(A, B, C) = \sum m(0, 1, 2, 3, 4) + \sum d(5, 7),$$

$$(8) Y(A, B, C, D) = \sum m(2, 3, 5, 7, 8, 9) + \sum d(10, 11, 12, 13, 14, 15).$$

## 第9章 门电路

### 本章要点

1. 晶体管的开关特性。
2. 分立元件门电路的电路组成及工作原理。
3. TTL、MOS 集成门电路工作原理、特性及参数。
4. 其他集成门电路功能介绍及使用注意事项。

### 重点、难点：

1. 晶体管的开关特性。
2. 集成门电路的常见类型和使用场合。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

实现逻辑功能的具体电路称为逻辑门电路，简称门电路。门电路是构成数字电路的基本单元，是用以实现基本和常用逻辑运算的电子电路。

### 9.1 二极管和三极管的开关特性

在数字电路中，二极管、三极管一般工作在开关状态。因此，研究它们的开关特性是非常重要的。

#### 9.1.1 理想开关的开关特性

在电子设备中，开关是起电路的接通、断开或转换作用的。开关具有两种工作状态：接通和断开。开关的电路符号如图 9.1 所示。当开关接通时，开关的接触电阻很小，可以通过很大的电流；开关断开时，开关绝缘电阻很大，开关两端的电压很大。

对于理想开关，当开关接通时，开关的接触电阻趋于零，相当于短路；开关断开时，开关绝缘电阻为无穷大，相当于开路。理想开关 S 的开关特性表示如下。

##### (1) 静态特性

开关断开时： $R_{AB} = \infty$ ， $I_{AB} = 0$ ；

开关闭合时： $R_{AB} = 0$ ， $U_{AB} = 0$ 。

##### (2) 动态特性

接通时间  $t_{on}$  和关断时间  $t_{off}$  为 0，即  $t_{off} = 0$ ， $t_{on} = 0$ 。

开关断开和接通之间的切换瞬间完成。

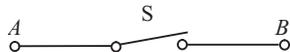
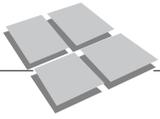


图 9.1 理想开关

#### 9.1.2 二极管的开关特性

二极管具有单向导电性，即外加正向电压时导通，其正向电阻很小（一般在几欧至



几百欧),正向电压很小( $\leq 0.7\text{ V}$ ),正向电流很大;外加反向电压时截止,其反向电阻很小,反向电流很小(几十微安以下)。可见,二极管导通时,等效为开关的接通状态;二极管截止时,等效为开关的断开状态,即二极管具有开关作用。如图 9.2 所示为二极管开关等效电路。

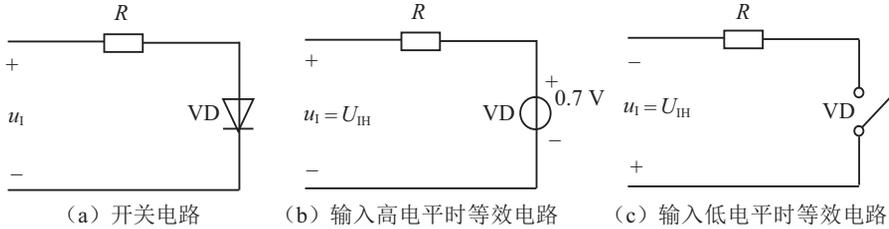


图 9.2 二极管开关等效电路

### 9.1.3 三极管的开关特性

#### 1. 三极管的开关作用

三极管有三个工作区域:放大区、截止区和饱和区。对应着三极管的放大、截止和饱和三种工作状态,如图 9.3 所示。

##### (1)截止区

当三极管的发射结反偏或零偏置时,三极管进入截止区。此时  $I_B = 0$ ,  $I_C = I_{ce0} \approx 0$ ,各极间相当于开路,与开关断开特性接近。

##### (2)放大区

发射结正偏、集电结反偏时,三极管进入放大区。此时  $I_C$  仅随  $I_B$  的变化而变化,三极管具有电流放大作用,各极电流满足  $I_E \approx I_C = \beta I_B$ 。

##### (3)饱和区

发射结和集电结都正偏时,三极管进入饱和区。此时三极管的输出压降  $U_{CES} \leq 0.3\text{ V}$ ,  $I_B$  达到最大,即输出 C、E 之间近似短路,与开关的接通状态接近。

由此可见,三极管工作在饱和区和截止区时,可以作为开关管使用。即三极管截止相当于开关的断开状态,三极管饱和和导通相当于开关的接通状态。

#### 2. 三极管的开关转换时间

三极管在截止和饱和两种状态之间进行转换时,由于 PN 结的电荷效应,需要一定的时间释放电荷或存储电荷,因而三极管由截止转换到饱和(等效为开关从断开转换到接通)、或由饱和转换到截止(等效为开关从接通转换到断开)都不会在瞬间完成,而需要一定的开关转换时间。

三极管由截止转换到饱和所需的时间,称为开关的开通时间( $t_{on}$ );三极管由饱和转换到截止所需的时间,称为开关的关断时间( $t_{off}$ )。

图 9.4 表现了三极管的开关转换特性。当  $u_1$  从  $-V$  跳变为  $+V$  时,要经历一段延

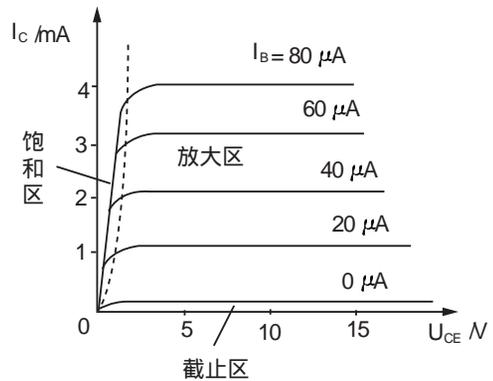


图 9.3 三极管的三种工作状态

迟时间  $t_d$  和一个上升时间  $t_r$ ,  $i_C$  才能达到  $0.9I_{CS}$ , 即开关才能从断开变为接通状态, 因而开关的开通时间为  $t_{on}=t_d+t_r$ 。当  $u_1$  从  $+V$  跳变为  $-V$  时, 要经历一段存储时间  $t_s$  和一个下降时间  $t_f$ ,  $i_C$  才逐渐下降到  $0.1I_{CS}$ , 即开关才能从接通变为断开状态, 因而开关的关断时间为  $t_{off}=t_s+t_f$ 。

开通时间和关断时间的大小反映了三极管的开关速度, 是影响电路工作速度的主要因素。那么如何提高三极管的开关速度, 一是可以选择开、关时间短的高频管; 二是在设计外电路时可以设法减小  $t_{on}$  和  $t_{off}$ , 最有效的方法是在基极电阻  $R_B$  两端并联加速电容来提高三极管的开关特性。

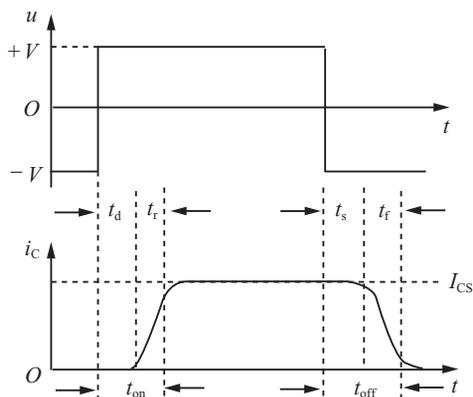


图 9.4 三极管的开关转换

## 9.2 分立元件门电路

### 9.2.1 与门电路

#### 1. 电路组成

与门是实现“与”逻辑功能的电路, 它有一个输出端和多个输入端。如图 9.5 所示与门电路由二极管构成, 输入变量为  $A$ 、 $B$ 、 $C$ , 输出逻辑函数变量为  $Y$ 。

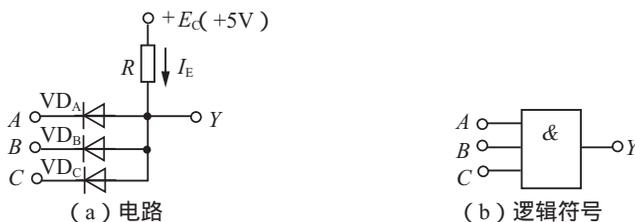


图 9.5 二极管与门电路及逻辑符号

#### 2. 原理分析

(1) 当  $A$ 、 $B$ 、 $C$  均为低电平 ( $0\text{ V}$ ) 时, 三个二极管均导通, 忽略二极管的正向压降, 二极管相当于短路, 则输出  $Y$  为低电平。

(2) 当  $A$ 、 $B$  为低电平 ( $0\text{ V}$ ),  $C$  为高电平 ( $3\text{ V}$ ) 时, 二极管  $VD_A$ 、 $VD_B$  导通,  $VD_C$  截止, 输出  $Y$  为低电平。同理, 当只有一个或两个输入变量为低电平时, 输出  $Y$  就是低电平。

(3) 当  $A$ 、 $B$ 、 $C$  均为高电平 ( $3\text{ V}$ ) 时, 三个二极管均导通, 输出端被钳位于高电平 ( $3\text{ V}$ ) 上, 因而输出  $Y$  的逻辑值为 1。

根据上列分析, 设高电平为逻辑“1”, 低电平为逻辑“0”, 可列出图 9.5 电路的真值表如表 9-1 所示, 由此得出图 9.5 所示电路是与门电路。因而该电路的逻辑表达式为

$$Y=ABC$$

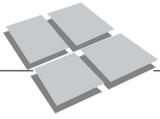


表 9-1 图 9.5 电路真值表

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

### 9.2.2 或门电路

#### 1. 电路组成

或门是实现“或”逻辑功能的电路。它也有一个输出端和多个输入端。如图 9.6 所示或门电路的输入变量为 A、B、C，输出逻辑函数变量为 Y。和与门不同，二极管接法相反，电阻 R 接负电源。

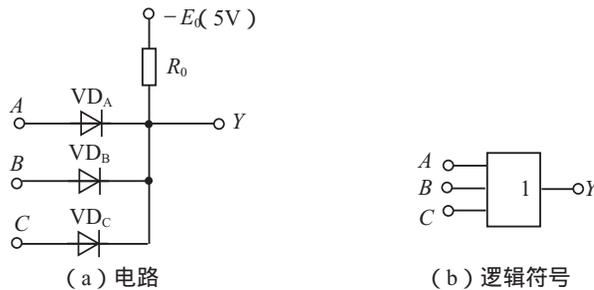


图 9.6 二极管或门电路及逻辑符号

#### 2. 原理分析

(1)当 A、B、C 均为低电平(0 V)时，由于二极管的负极接在电源的负极上，因而三个二极管均处于导通状态，若忽略二极管的导通压降，此时输出电压为 0 V，即输出 Y 为低电平。

(2)当 A、B 为低电平，C 为高电平(3 V)时，二极管  $VD_C$  导通， $VD_A$ 、 $VD_B$  截止，输出电压被钳位在 3 V 电压上，即 Y 为高电平。同理，只要有一个或一个以上的二极管输入高电平时，输出 Y 为高电平。

(3)当 A、B、C 均为高电平(3 V)时，三个二极管均导通，输出电压钳位在 3 V，即输出端 Y 为高电平。

根据上述分析，可列出图 9.6 电路的真值表，如表 9-2 所示。由真值表可知，图 9.6 所示电路是或门。其逻辑表达式为

$$Y=A+B+C$$

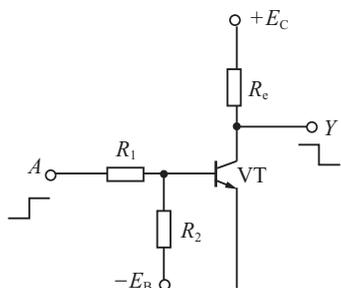
表 9-2 图 9.6 电路真值表

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

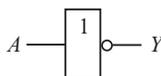
### 9.2.3 非门电路

#### 1. 电路组成

非门就是反相器，图 9.7 所示电路是三极管构成的非门电路。只有一个输入  $A$ ，一个输出  $Y$ 。



(a) 电路



(b) 逻辑符号

表 9-3 非门真值表

输入	输出
A	Y
0	1
1	0

图 9.7 三极管非门电路及逻辑符号

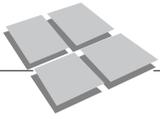
#### 2. 原理分析

如图 9.7 所示电路，当输入  $A$  为低电平 0 时，三极管 VT 截止，输出  $Y$  为高电平 1；当输入  $A$  为高电平 1 时，三极管 VT 饱和导通，输出  $Y$  为低电平 0。因此，该电路的输出与输入反相，即是一种“非”逻辑运算，故又称为非门。非门的真值表如表 9-3 所示，其逻辑表达式为

$$Y = \bar{A}$$

## 9.3 集成门电路

采用分立元件构成的逻辑门电路，虽然能完成各种逻辑功能，但存在着成本高、可靠性差、功耗大、制作困难等问题。因此目前在实际应用中大量使用的是集成门电路，集成与非门电路是最基本的集成门电路。从电路性质来分，集成与非门主要分为 TTL 与非门电路和 CMOS 与非门电路等两种。TTL 与非门和 CMOS 与非门的逻辑功能相同，但特性、参数有差别。



### 9.3.1 TTL与非门

TTL(Transistor-Transistor Logic)电路称为晶体管-晶体管逻辑门电路,其内部电路均由晶体管构成。

TTL门电路具有结构简单、稳定可靠、开关速度快等优点,而且品种繁多,所以它是广泛应用的数字电路之一。

#### 1. 电路结构

如图9.8所示为TTL与非门的典型电路。它由三个部分组成:输入级、中间级和输出级。

输入级由多发射极晶体管三极管 $VT_1$ 和电阻 $R_1$ 构成,完成“与”的逻辑功能;中间级是由 $VT_2$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 组成的倒相放大级构成,可以实现“非”的逻辑功能; $VT_3$ 、 $VT_4$ 、 $VT_5$ 、 $R_4$ 、 $R_5$ 组成推挽式输出级,其优点是既能提高开关速度,又能提高带负载能力和抗干扰能力。

具有一个基极、一个集电极和 $n$ 个( $n \geq 2$ )发射极的三极管称为多发射极三极管。从逻辑功能上看,多发射极三极管等效为 $n$ 个基极和集电极分别并接在一起的晶体管,如图9.9所示为三发射极晶体管的等效电路。由多发射极晶体管构成的“与”门,可以提高与门电子开关的转换速度。

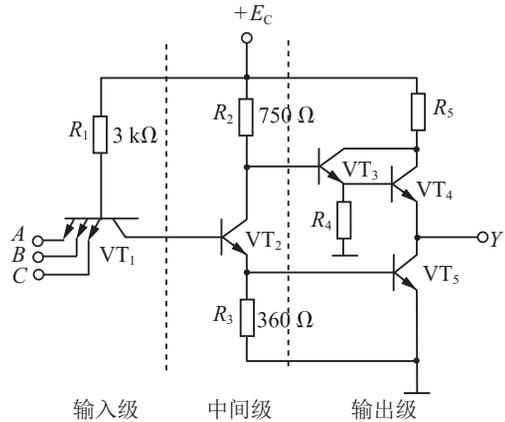


图 9.8 TTL与非门电路

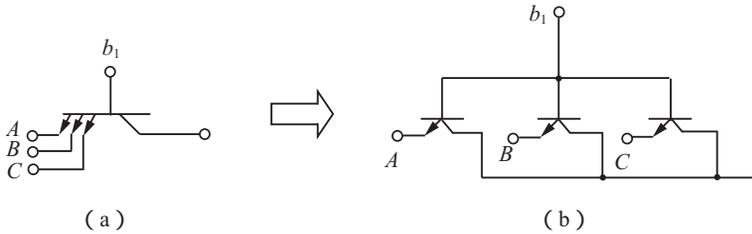


图 9.9 多发射极晶体管

#### 2. 工作原理

已知集成门电路输入信号的高电平 $U_{iH}$ 为3.6 V,低电平 $U_{iL}$ 为0.3 V,电路供电直流电源 $E_C=5$  V。

(1)若输入A、B、C至少有一个为低电平输入时, $VT_1$ 饱和导通,则 $VT_1$ 的集电极为低电平, $VT_1$ 基极电位为

$$u_{B1} = U_L + u_{BE1} = 0.3 + 0.7 = 1(\text{V})$$

由于 $VT_1$ 的集电极即是 $VT_2$ 的基极,所以 $VT_2$ 截止,则 $VT_2$ 的发射极电压为低电平、 $VT_2$ 的集电极输出高电平。 $VT_2$ 的发射极的低电平使 $VT_5$ 截止, $VT_2$ 的集电极高电平使 $VT_3$ 、 $VT_4$ 导通,所以TTL门电路的输出电压 $u_o$ 为高电平输出,即

$$u_o = U_{OH} = E_C - i_{B3}R_2 - u_{BE3} - u_{BE4}$$

由于 $i_{B3}$ 很小,可以忽略不计, $u_{BE3} = u_{BE4} = 0.7$  V,即得到

$$U_{OH} = E_C - u_{BE3} - u_{BE4} = 5 - 0.7 - 0.7 = 3.6(\text{V})$$

(2)若输入A、B、C均为高电平， $U_{iH} = 3.6\text{V}$ ， $VT_1$ 的集电极为高电平，则 $VT_2$ 、 $VT_5$ 饱和导通，输出端Y为低电平，即

$$u_o = U_{OL} = U_{CES5} = 0.3\text{V}$$

综上所述，如图9.8所示电路，当输入端有一个或一个以上信号是低电平时，输出为高电平；只有输入全为高电平时，输出才是低电平。因此该电路具有与非逻辑功能，即

$$Y = \overline{ABC}$$

### 3. 电压传输特性

输出电压与输入电压的关系称为电压的传输特性。如图9.10所示为TTL集成门电路电压传输特性测试电路和电压传输特性曲线。

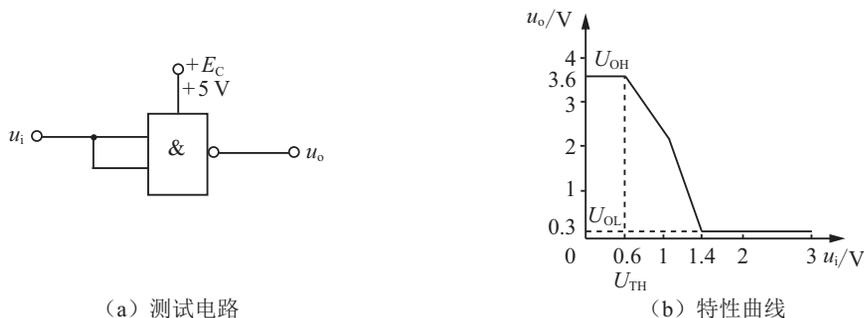


图9.10 TTL与非门的电压传输特性

电压传输特性大致分成三个区段。

(1)输出高电平 $U_{OH}$ ：若TTL与非门输入端有一个及一个以上为低电平输入时，即当 $u_i < 0.6\text{V}$ 时， $VT_1$ 饱和， $VT_2$ 、 $VT_5$ 截止， $VT_3$ 、 $VT_4$ 导通，与非门输出为高电平 $u_o = U_{OH} = 3.6\text{V}$ 。

(2)转折区段：当 $0.6\text{V} < u_i < 1.4\text{V}$ 时，由于电路内部晶体管电平的翻转，使得输出 $u_o$ 随着 $u_i$ 的增加而迅速地下降，是门电路电平翻转的区段。

(3)输出低电平 $U_{OL}$ ：当输入端均为高电平输入，即当 $u_i > 1.4\text{V}$ 时， $VT_2$ 、 $VT_5$ 饱和导通，与非门输出端Y为低电平 $u_o = U_{OL} = 0.3\text{V}$ 。

### 4. TTL与非门的主要参数

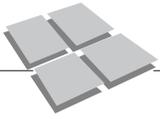
(a)输出高电平 $U_{OH}$ ：当与非门输入端至少有一个为低电平时的输出电压值。各种门电路会有些差异， $U_{OH}$ 的典型值为 $3.6\text{V}$ 。

(b)输出低电平 $U_{OL}$ ：指与非门输入端均为高电平时的输出电压值。一般 $U_{OL} < 0.4\text{V}$ ，典型值是 $0.3\text{V}$ 。

(c)阈值电压 $U_{TH}$ ：为电压传输特性曲线转折区间的一个特殊界限电压值。当 $u_i < U_{TH}$ 时，输出高电平 $U_{OH}$ 保持不变；当 $u_i > U_{TH}$ 后，输出很快下降为低电平 $U_{OL}$ 。

(d)扇出系数 $N$ ：是指允许驱动同类型与非门的最大数目，它表示门电路的带负载能力，一般 $N \geq 8$ 。

(e)平均传输时间 $t_{pd}$ ：是指电路导通传输延迟时间和截止传输延迟时间的平均值。



$t_{pd}$  越小,表示与非门的工作速度越快,典型值为  $3\sim 4\text{ ns}$ 。

### 9.3.2 CMOS 与非门

CMOS(Complementary Metal-Oxide-Semiconductor)是互补金属氧化物半导体的简称。CMOS 电路具有高速度、功耗低(静态功耗为零)、输入电阻很大、扇出系数大、电源电压范围宽、抗干扰能力强、集成度高等一系列特点,使之在整个数字集成电路中占据主导地位的趋势日益明显。

#### 1. 电路结构

如图 9.11 所示是 2 输入端 CMOS 与非门电路,其中包括两个串联的 N 沟道增强型 MOS 管  $VT_{PN}$ 、 $VT_{PG}$  和两个并联的 P 沟道增强型 MOS 管  $VT_{P1}$ 、 $VT_{P2}$ 。每个输入端连到一个 N 沟道和一个 P 沟道 MOS 管的栅极。

#### 2. 工作原理

当输入端 A、B 中有一个为低电平时,就会使与它相连的 NMOS 管  $VT_{PN}$ 、 $VT_{PG}$  截止,与它相连的 PMOS 管  $VT_{P1}$ 、 $VT_{P2}$  导通,输出为高电平;当 A、B 全为高电平时,才会使两个串联的 NMOS 管都导通,使两个并联的 PMOS 管都截止,输出为低电平。因此,这种电路具有与非的逻辑功能,即

$$Y = \overline{AB}$$

$n$  个输入端的与非门必须有  $n$  个 NMOS 管串联和  $n$  个 PMOS 管并联。

### 9.3.3 集成门电路的其他类型

在实际的数字系统中,还有一些其他类型的集成逻辑门电路,如 OC 门、三态门、传输门等。

#### 1. OC 门

集电极开路(Open Collector Gate)的与非门简称为 OC 门。由于 OC 门内部的输出管集电极开路,因而 OC 门工作时,必须外接负载电阻  $R_L$  来实现其输出电平变化。图 9.12(a)(b)所示为 OC 门电路及逻辑符号。

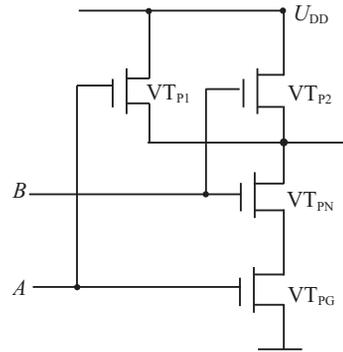


图 9.11 CMOS 与非

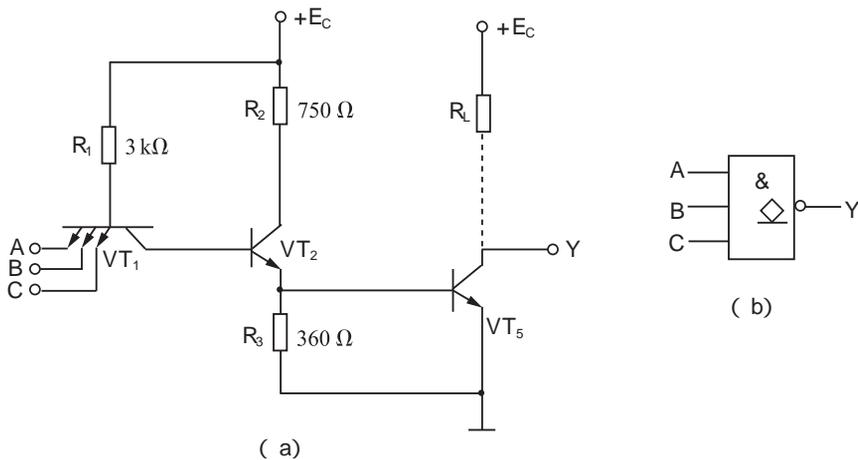


图 9.12 OC 门电路及逻辑符号

OC 门的结构特殊，它是将图 9.8 所示的 TTL 与非门电路中， $VT_3$ 、 $VT_4$  管组成的提供输出高电平射极输出电路取消，改为  $VT_5$  管集电极开路输出，并在输出端外接电阻  $R_L$ ，使电路不仅能实现与非功能，还能实现线与，扩展了 TTL 与非门的功能。

图 9.13 所示为两个 OC 门线与的逻辑图，其逻辑功能为

$$Y = \overline{A \cdot B \cdot C \cdot D} = \overline{AB} + \overline{CD}$$

由表达式可以看出，线与可以实现与非或非逻辑功能。

注意：由于 OC 门集电极是开路的，只要选取适当阻值的  $R_L$ ，就可满足输出高电平时  $U_{OH}$  值的要求，同时使得流入 OC 门的电流不至于太大。但是不能将  $n$  个普通的 TTL 与非门的输出端直接并联，否则当某一个门输出为低电平时，会有很大的电流流过其内部的输出管，造成器件损坏和逻辑混乱，这时必须采用集电极开路的 OC 门来连接。

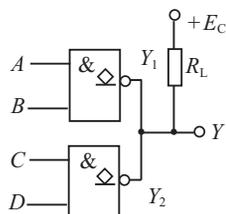


图 9.13 OC 门线与

## 2. 三态门

三态门，简称 TSL 门，是可控与非门。是指门电路的输出端除了高电平、低电平两种状态外，还具有第三种状态——高阻态的逻辑门电路。这类器件除了具有一般与非门的输入、输出端之外，还有一个控制端“EN”，或称为“使能端”，该端的电平高低决定器件工作于正常逻辑状态还是非工作状态的“高阻态”。但应注意，三态门不是指它有三种逻辑状态值。

图 9.14 所示为三态输出 TTL 门电路，其逻辑符号如图 9.15 所示。

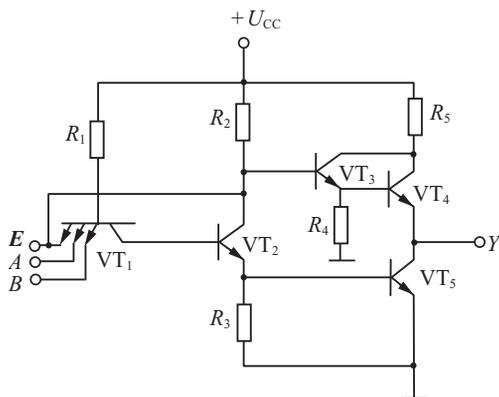


图 9.14 TTL 三态门电路

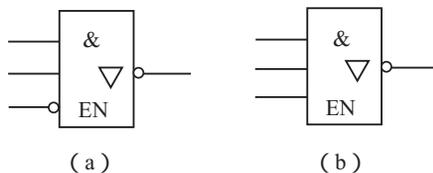


图 9.15 TTL 三态门逻辑符号

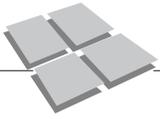
图 9.15(a) 是低电平有效的三态门的逻辑符号，当使能端 EN 为低电平 0 时，电路为正常与非门工作状态，若  $EN=1$ ，则输出为高阻态；图 9.15(b) 则是高电平有效的三态门符号。

在计算机或其他数字系统中，为了减少连线的数量，往往希望在同一根导线上采用分时传送多路信息。三态门的主要作用就是实现多路数据在同一条总线上传送。

如图 9.16 所示总线数据传送结构图，图中只要轮流使各个三态门的控制端 EN 接高电平，就可以保证在任何时刻只有一个三态门为与非门，而其他三态门输出均为高阻状态。这样就能轮流将各路数据按与非关系送到总线上传送。

## 3. 传输门

在信号的传输过程中，往往要对信号传输的方向和时间进行一定的控制，这时就



可以采用 CMOS 传输门来实现这一功能。图 9.17 所示是 CMOS 传输门的逻辑符号，其控制端 C 的电平高低可实现传输门的导通和关闭。

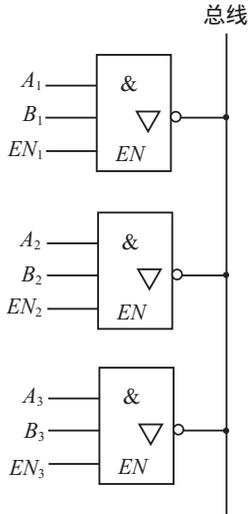


图 9.16 三态门在总线数据传送的结构图

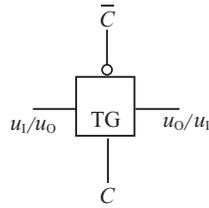


图 9.17 CMOS 传输门的逻辑符号

当  $C=0$ ,  $\bar{C}=1$  时, 输入和输出之间呈高阻抗, CMOS 传输门相当于开关断开, 输入信号不能传输到输出端, 这时称传输门禁止。

当  $C=1$ ,  $\bar{C}=0$  时, 输入和输出之间呈低阻抗, CMOS 传输门相当于开关闭合, 输入信号可以传输到输出端, 这时称传输门导通。

由于 CMOS 传输门的内部是由 MOS 管构成, 而 MOS 管的源极和漏极是可以互换使用的, 所以 CMOS 传输门属于双向器件, 即信号可以双向传输, 其输入端和输出端可以互换使用, 故 CMOS 传输门又称为双向开关。

### 9.3.4 集成逻辑门的使用注意事项

#### 1. TTL 门电路使用注意事项

(1) 多余输入端的处理: 对于暂时不用的多余输入端的处理, 应以不改变电路的逻辑状态及工作稳定、可靠、损耗小为原则。在外界干扰较小的情况下, 可采用悬空处理。这时相当于悬空端接高电平。

(2) 输出端不允许并联使用(OC 门和三态门除外), 而对于 OC 门输出的器件在输出端并联时, 要注意选择适当的上拉电阻, 以使其能够正常工作。

(3) 电源电压应稳定, 一般为  $(5 \pm 0.5)V$ 。为减少电源馈线引入的干扰, 可在电源输入端接上几十微法的低频去耦电容, 并在每一集成块的电源输入端接一个高频去耦电容。

#### 2. CMOS 门电路使用注意事项

(1) 防静电: 应注意存放的环境, 防止外来感应电势将栅极击穿。

(2) 输入、输出端: 多余或暂时不用的输入端不允许悬空, 否则会引入干扰。应按逻辑要求接  $U_{DD}$  或  $U_{SS}$  (电源或地)。如果输入端接电阻到地, 即使电阻值大于  $1 M\Omega$ , 该端仍为低电平。

(3) 电路在未接通时, 不允许输入端先行输入信号, 电路输入信号必须严格地小于电源电压。

## 本章小结

1. 二极管导通时, 等效为开关的接通状态; 二极管截止时, 等效为开关的断开状态。三极管截止相当于开关的断开状态, 三极管饱和导通相当于开关的接通状态。

2. 分立元件门电路是组成单元逻辑门的基本形式, 是集成逻辑门电路的基础。基本的分立元件门电路包括与门、或门、非门电路。

3. 在集成与非门电路中, 常用 TTL 门及 CMOS 门。TTL 门电路具有结构简单、稳定可靠、开关速度快等优点, 而且品种繁多, 所以它是广泛应用的数字电路之一。CMOS 电路具有速度快、功耗低、输入电阻很大、扇出系数大、电源电压范围宽、抗干扰能力强、集成度高等一系列特点。

4. OC 门是集电极开路的与非门, 它不仅能实现与非功能, 还能实现线与, 扩展了 TTL 与非门的功能。

5. 三态门是可控与非门, 电路的输出端具有高电平、低电平和高阻态三种状态。三态门主要用于实现多路数据在同一条总线上分时传送。

6. CMOS 传输门主要是对信号传输的方向和时间具有一定的控制作用。CMOS 传输门属于双向器件, 即信号可以双向传输, 故 CMOS 传输门又称为双向开关。

## >>> 习题 9

- 9.1 二极管作为开关使用时, 与理想开关有何不同?
- 9.2 三极管作为开关使用时, 工作在哪个区域? 使用区域相当于开关的什么状态?
- 9.3 设计门电路, 用分立元件实现下列逻辑函数关系:  
(1)  $Z = A \cdot B + C$ , (2)  $Z = (A + B) \cdot C$ 。
- 9.4 什么是多发射极晶体管? 它应用在 TTL 与非门电路中有何优点?
- 9.5 图 9.18 中各门电路为 TTL 门, 试写出各门电路的输出状态。

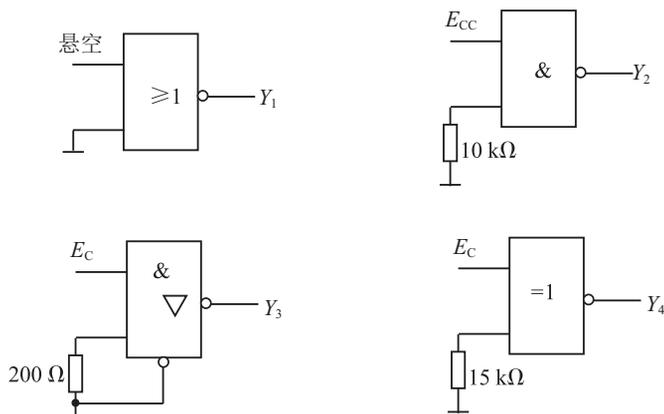
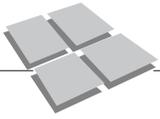


图 9.18 习题 9.5 图



9.6 图 9.19 中各门电路为 CMOS 门, 试写出各门电路的输出状态。

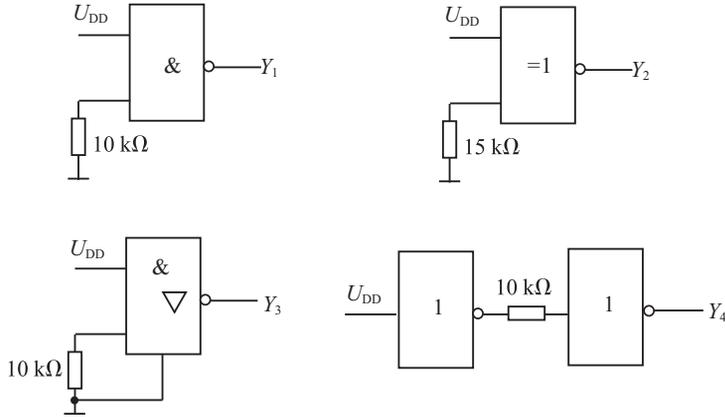


图 9.19 习题 9.6 图

9.7 TTL 门电路输入端悬空时, 应视为(高电平, 低电平, 不定)中的哪种状态?

9.8 TTL、CMOS 集成电路使用时, 应注意什么事项?

9.9 “线与”是利用什么逻辑门电路实现的? “线与”可以完成什么逻辑功能? 能否使用 TTL 与非门完成“线与”?

9.10 图 9.20 所示为某门电路的特性曲线, 试据此确定它的下列参数: 输出高电平  $U_{OH} =$  \_\_\_\_\_; 输出低电平  $U_{OL} =$  \_\_\_\_\_; 输入短路电流  $I_{iL} =$  \_\_\_\_\_; 高电平输入漏电电流  $I_{iH} =$  \_\_\_\_\_; 阈值电平  $U_T =$  \_\_\_\_\_。

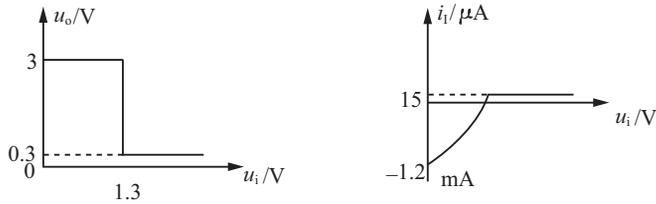


图 9.20 习题 9.10 图

9.11 TTL 三态门的输出有哪几种状态? 试写出图 9.21 所示三态门的逻辑表达式, 并画出输出波形。

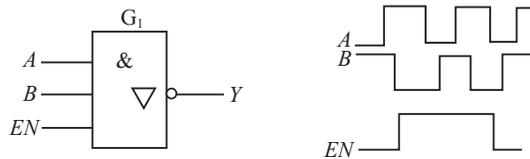


图 9.21 习题 9.11 图

## 第 10 章 组合逻辑电路

### 本章要点

1. 组合逻辑电路的分析方法。
2. 组合逻辑电路的设计方法。
3. 常用集成组合逻辑电路的功能分析、设计方法及应用。包括：加法器、数值比较器、编码器、译码器、数据选择器、数据分配器等。

### 重点、难点：

1. 组合逻辑电路的结构特点。
2. 组合逻辑电路的分析和设计方法。
3. 常用集成组合逻辑电路的功能及应用。



教学进程安排视频

及思政元素资源

根据逻辑功能的不同特点，数字电路通常可以分为两类：一类是组合逻辑电路，另一类是时序逻辑电路。组合逻辑电路的特点是：电路中任一时刻的稳态输出仅仅取决于该时刻的输入状态，而与电路原来的状态无关。组合逻辑电路可以有多个输入端和多个输出端。数字信号在组合逻辑电路中的传递是单向的，即从输入到输出，没有反馈信号，电路没有存储和记忆作用。研究组合逻辑电路可以从两方面着手，一方面是对组合逻辑电路的分析，另一方面是组合逻辑电路的设计。

本章首先介绍组合逻辑电路的分析和设计方法，然后介绍几种常用的组合逻辑电路，包括加法器、数值比较器、编码器、译码器、数据选择器、数据分配器等小规模器件(SSL)及中规模器件(MSL)。

### 10.1 组合逻辑电路的分析

组合逻辑电路的分析是根据给定的逻辑电路，找出其输出信号和输入信号之间的关系，从而确定电路的逻辑功能。其步骤如下。

(1)由给定的逻辑图写出其逻辑函数表达式。一般从输入端向输出端逐级写出各个门输出对其输入的逻辑表达式，从而写出整个逻辑电路的输出对输入变量的逻辑函数式。必要时，可进行化简，求出最简输出逻辑函数式。

(2)列出逻辑函数的真值表。

(3)分析逻辑功能。通过分析真值表和逻辑函数表达式的特点来说明电路的逻辑功能。

**例 10.1** 分析图 10.1(a)所示电路的逻辑功能。

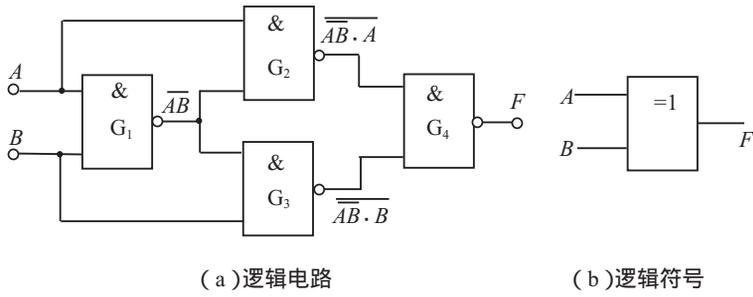
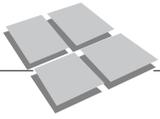


图 10.1 例 10.1 图

解：从输入变量  $A$ 、 $B$  开始，逐级写出各级逻辑门输出的逻辑表达式，如图 10.1(a) 所示，可得该逻辑图的逻辑函数式为

$$F = \overline{\overline{AB} \cdot A} \cdot \overline{\overline{AB} \cdot B}$$

化简

$$\begin{aligned} F &= \overline{\overline{AB} \cdot A} \cdot \overline{\overline{AB} \cdot B} \\ &= \overline{AB}A + \overline{AB}B \\ &= (\overline{A} + \overline{B})A + (\overline{A} + \overline{B})B \\ &= \overline{A}B + \overline{A}B \end{aligned}$$

由化简后的逻辑表达式列出其真值表如表 10-1 所示。从其真值表可以看出，当  $A$ 、 $B$  相同时输出为 0， $A$ 、 $B$  相异时输出为 1，这种逻辑关系称为异或关系。其逻辑表达式为

$$F = \overline{A}B + \overline{A}B = A \oplus B$$

表 10-1  $F = \overline{A}B + \overline{A}B$  的真值表

输入		输出
$A$	$B$	$F$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

此电路实现了异或功能。在数字电路中把具有这种功能的电路称为异或门。它的逻辑符号如图 10.1(b)所示，这是一种很常用的复合门电路。

例 10.2 分析图 10.2(a)所示电路的逻辑功能。

解：由逻辑图可写出逻辑式

$$F = \overline{\overline{AB}} \cdot \overline{\overline{AB}}$$

该式可化简如下

$$F = \overline{\overline{AB}} + \overline{\overline{AB}} = AB + \overline{AB}$$

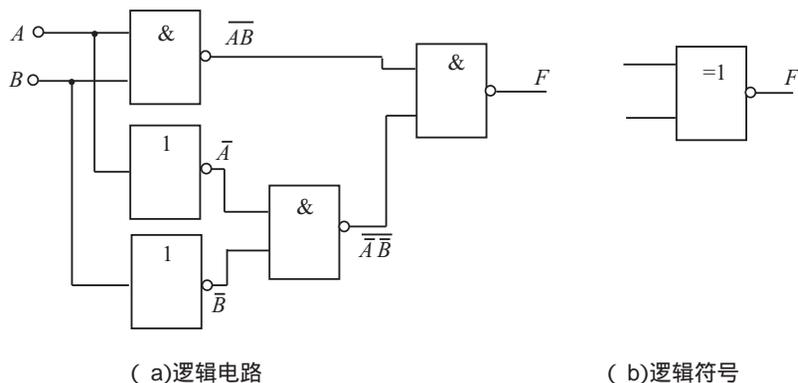


图 10.2 例 10.2 电路图

由逻辑式列出其真值表，如表 10-2 所示。

表 10-2  $F = AB + \bar{A}\bar{B}$  的真值表

输入		输出
A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

由表可见，当电路输入端 A 和 B 相同(同为 1 或同为 0)时，输出为 1，否则输出为 0，这种逻辑关系称为同或逻辑关系。其逻辑表达式为

$$F = AB + \bar{A}\bar{B} = A \odot B$$

此电路实现了同或逻辑功能，在数字电路中把具有这种逻辑功能的电路称为同或门，其逻辑符号如图 10.2(b)所示。它也是一种复合门电路。

常用的 TTL 异或门产品有 CT1086(四组异或门)、CT3135(四组异或/同或门)、CT1136(四组 OC 异或门)等。

## 10.2 组合逻辑电路的设计

组合逻辑电路的设计是组合逻辑电路分析的逆过程，它是根据给定的实际逻辑功能要求，设计出最简单的逻辑电路图，即按已知逻辑要求画出逻辑图。其设计步骤如下。

(1) 根据题意，分析实际的逻辑问题，确定输入、输出变量，并作出相应的逻辑规定，即规定何种状态用 0 表示，何种状态用 1 表示。

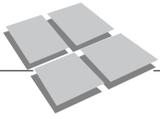
(2) 根据输入、输出之间的逻辑关系，列出真值表。

(3) 由真值表写出逻辑函数表达式，并进行化简。

(4) 由函数表达式，选定所使用的逻辑门，画出逻辑电路图。

**例 10.3** 设计一个三人表决器，当多数赞成时，提议通过，否则提议不通过。

**解：**(1) 根据题意，可知输入端有三个变量，分别用 A、B、C 表示。赞成用“1”表



示, 否决用“0”表示。输出端有一个, 用  $F$  表示, 提议通过时,  $F$  为“1”, 提议不通过时,  $F$  为“0”。

(2)列出真值表如表 10-3 所示。

表 10-3 三人表决器真值表

输入			输出
$A$	$B$	$C$	$F$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

(3)化简。由表 10-3 真值表可列出逻辑表达式, 即

$$F = ABC\bar{C} + A\bar{B}C + \bar{A}BC + ABC$$

将上式利用逻辑代数常用公式进行变换和化简, 即

$$\begin{aligned} F &= ABC\bar{C} + A\bar{B}C + \bar{A}BC + ABC + ABC + ABC \\ &= AB(\bar{C} + C) + BC(\bar{A} + A) + CA(\bar{B} + B) \\ &= AB + BC + CA \end{aligned}$$

化简后的逻辑表达式为与或式, 所以可用与门及或门组合构成此电路, 其逻辑图如图 10.3 所示。

在集成电路中, 与非门是一种常用的基本元件, 如要求用单一的与非门构成此电路时, 可对与或式求反并用反演律将逻辑式变换为与非与非式:

$$\begin{aligned} F &= AB + BC + CA \\ &= \overline{\overline{AB + BC + CA}} \\ &= \overline{\overline{AB} \overline{BC} \overline{CA}} \end{aligned}$$

由此式可用与非门构成逻辑电路, 如图 10.4 所示。

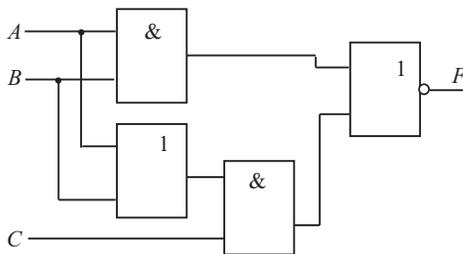


图 10.3 用与门及或门组成的三人表决器电路

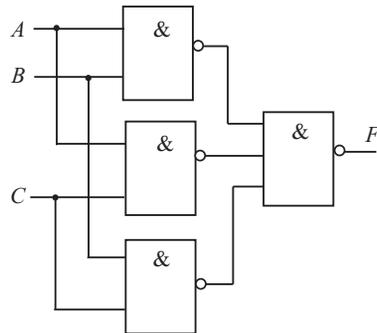


图 10.4 用与非门组成的三人表决器电路

**例 10.4** 交通信号灯有红、绿、黄三种，3 种灯单独工作或黄、绿灯同时工作是正常情况，其他情况均属于故障现象，要求出现故障时输出报警信号。试用与非门设计一个交通灯报警控制电路。

**解：**(1) 根据题意，设输入变量为  $A$ 、 $B$ 、 $C$ ，分别代表红、绿、黄三种灯，灯亮时其值为 1，灭时为 0，输出报警信号用  $F$  表示，灯正常工作时其值为 0，灯出现故障时其值为 1。

(2) 列出该报警电路的真值表如表 10-4 所示。

表 10-4 例 10.4 报警电路的真值表

输入			输出
$A$	$B$	$C$	$F$
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

(3) 化简。由表 10-4 写出逻辑表达式，并化简成与非表达式，即

$$\begin{aligned}
 F &= \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}\overline{B}C + A\overline{B}\overline{C} + ABC \\
 &= \overline{A}\overline{B}\overline{C} + AB + AC \\
 &= \overline{\overline{\overline{A}\overline{B}\overline{C}} \overline{AB} \overline{AC}} \\
 &= \overline{ABC \overline{AB} \overline{AC}}
 \end{aligned}$$

(4) 画出逻辑图，如图 10.5 所示。

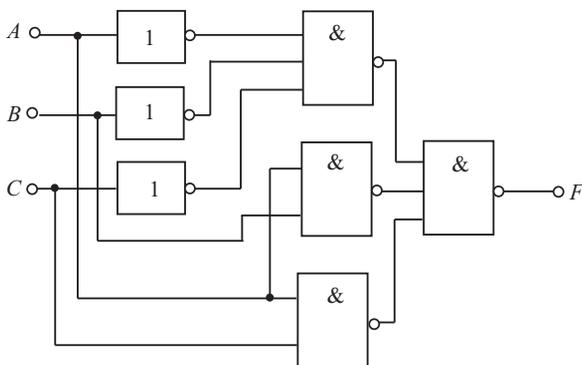
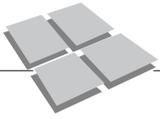


图 10.5 例 10.4 的逻辑图

### 10.3 常用的组合逻辑电路

数字系统中，常用的组合逻辑电路有加法器、数值比较器、编码器、译码器、数



据选择器、数据分配器、奇偶校验电路等。

### 10.3.1 加法器

数字系统的基本任务之一是进行算术运算。而在系统中加、减、乘、除均是利用加法来进行的,所以加法器便成为数字系统中最基本的运算单元。

数字系统中,加法电路的基本概念:

- (1)逢二进一。
  - (2)只考虑两个一位二进制数相加,而不考虑低位来的进位数的运算,称为半加。
  - (3)考虑两个本位二进制数和一个来自低位的进位数的三者相加的运算,称为全加。
  - (4)任何位相加的结果都产生两个输出,一个是本位和,另一个是向高位的进位。
- 加法器电路是根据上述基本原则而设计的。加法器分为半加器和全加器。

#### 1. 半加器

实现两个一位二进制数相加,而不考虑低位来的进位数的运算电路,称为半加器。

设加数和被加数分别是两个一位二进制数  $A$  和  $B$ ,  $S$  表示本位和,  $C$  表示向高位的进位输出,因此可列出表 10-5 所示半加器的真值表。

表 10-5 半加器真值表

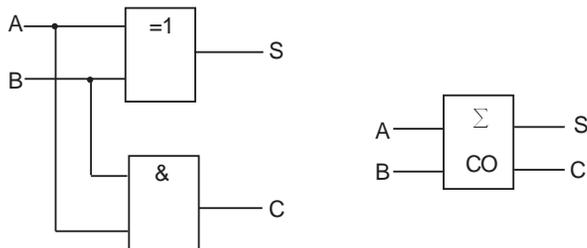
输入		输出	
$A$	$B$	$S$	$C$
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

由真值表可得出逻辑表达式

$$S = A\bar{B} + \bar{A}B = A \oplus B$$

$$C = AB$$

半加器的逻辑图和逻辑符号如图 10.6 所示。



(a)逻辑图

(b)逻辑符号

图 10.6 半加器的逻辑图和逻辑符号

#### 2. 全加器

全加过程是被加数、加数以及低位向本位来的进位数三者相加,所以全加器电路

有三个输入端(被加数、加数以及由低位向本位来的进位数)、两个输出端(和数及向高位的进位数)。设  $A_n$  为被加数,  $B_n$  为加数,  $C_{n-1}$  为低位向本位的进位数,  $S_n$  为本位的全加和,  $C_n$  为本位向高位的进位。根据全加规则可列出全加器的真值表如表 10-6 所示。

表 10-6 全加器真值表

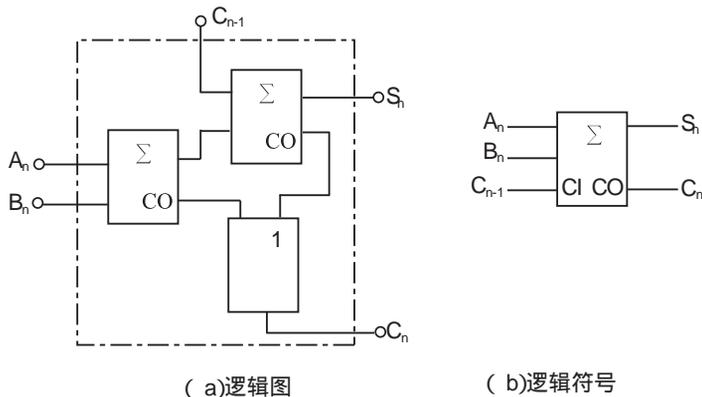
输 入			输 出	
$A_n$	$B_n$	$C_{n-1}$	$S_n$	$C_n$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

由逻辑状态表可分别写出输出端  $S_n$  和  $C_n$  逻辑表达式, 并化简得

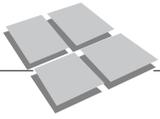
$$\begin{aligned} S_n &= \bar{A}_n \bar{B}_n C_{n-1} + \bar{A}_n B_n \bar{C}_{n-1} + A_n \bar{B}_n \bar{C}_{n-1} + A_n B_n C_{n-1} \\ &= (\bar{A}_n B_n + A_n \bar{B}_n) \bar{C}_{n-1} + (\bar{A}_n \bar{B}_n + A_n B_n) C_{n-1} \\ &= S'_n \bar{C}_{n-1} + \bar{S}'_n C_{n-1} = S'_n \oplus C_{n-1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_n &= \bar{A}_n B_n C_{n-1} + A_n \bar{B}_n C_{n-1} + A_n B_n \bar{C}_{n-1} + A_n B_n C_{n-1} \\ &= (\bar{A}_n B_n + A_n \bar{B}_n) C_{n-1} + A_n B_n (\bar{C}_{n-1} + C_{n-1}) \\ &= (A_n \oplus B_n) C_{n-1} + A_n B_n \\ &= S'_n C_{n-1} + A_n B_n \end{aligned}$$

由逻辑表达式可画出逻辑图如图 10.7(a) 所示。全加器的逻辑符号如图 10.7(b) 所示。



(a) 逻辑图 (b) 逻辑符号  
图 10.7 全加器的逻辑图和逻辑符号



### 3. 加法器集成电路

加法器集成电路是把多个全加器集成到一个芯片上。如 CT4183 (54LS183/74LS183) 即是把两个独立的全加器集成到一个组件中。两个全加器各自具有独立的本位和与进位输出。其管脚引线排列如图 10.8 所示。在逻辑功能表中, 通常以符号“H”表示高电平 1, 而以“L”表示低电平 0。

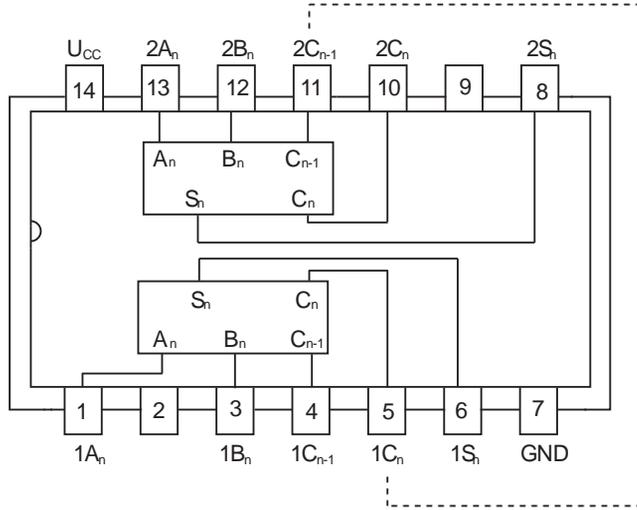


图 10.8 CT4183 双全加器管脚图

用几个全加器可组成一个多位二进制数加法运算的电路。图 10.9 是 4 位全加器的一种逻辑电路图, 这种全加器的任意一位的加法运算都必须等到低位加法完成送来进位时才能进行, 这种进位方式称为串行进位。如 CT2083(74H83) 就是 4 位串行进位的加法器。

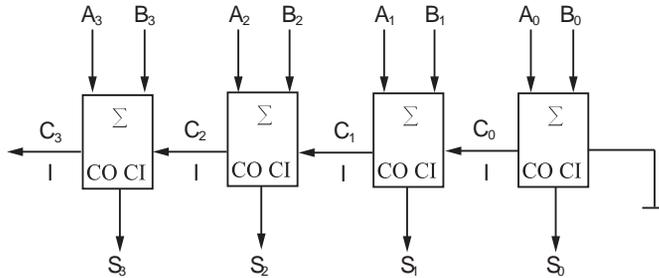


图 10.9 4 位串行进位全加器逻辑图

另一种集成全加器是 CT1283(或 3283、4283), 它是 4 位二进制全加器, 采用并行进位方式。即全加器的每一位同时产生各位所需的进位信号, 因而操作速度快, 通称为“超前进位”全加器。图 10.10 是用两片 CT1283 构成的 8 位并—串行进位全加器, 图中  $A'_8 \sim A'_1$  和  $B'_8 \sim B'_1$  分别是 8 位二进制加数和被加数,  $F'_8 \sim F'_1$  为输出的 8 位全加和。这种工作方式表明, 每片组件内部是并行(“超前”)进位, 而两片组件之间是串行进位。

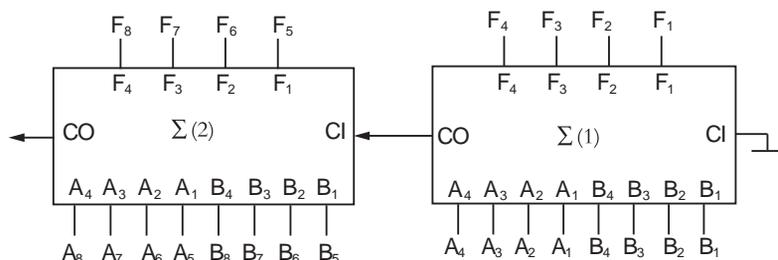


图 10.10 8 位并一串行进位加法器

### 10.3.2 数值比较器

在各种数字系统尤其是在计算机中，经常需要对两个二进制数进行大小比较，然后根据比较结果转向执行某种操作。用来完成两个二进制数大小比较的逻辑电路称为数值比较器，简称比较器。在数字电路中，数值比较器的输入是要进行比较的 2 个二进制数，输出是比较的结果。

#### 1. 1 位数值比较器

2 个 1 位二进制数  $A$  和  $B$  的大小比较，有三种情况： $A > B$ 、 $A < B$  和  $A = B$ ，故该比较器应有 2 个输入端，3 个输出端。

当  $A > B$  时， $Y_{(A>B)} = 1$ ， $Y_{(A<B)}$  和  $Y_{(A=B)}$  均为 0；

当  $A < B$  时， $Y_{(A<B)} = 1$ ， $Y_{(A>B)}$  和  $Y_{(A=B)}$  均为 0；

当  $A = B$  时， $Y_{(A=B)} = 1$ ， $Y_{(A>B)}$  和  $Y_{(A<B)}$  均为 0。

其真值表如表 10-7 所示。

表 10-7 1 位数值比较器的真值表

输入		输出		
$A$	$B$	$Y_{(A>B)}$	$Y_{(A<B)}$	$Y_{(A=B)}$
0	0	0	0	1
0	1	0	1	0
1	0	1	0	0
1	1	0	0	1

根据真值表可写出各个输出的逻辑表达式为

$$Y_{(A>B)} = A\bar{B}$$

$$Y_{(A<B)} = \bar{A}B$$

$$Y_{(A=B)} = \bar{A}\bar{B} + AB$$

由以上逻辑表达式可画出 1 位数值比较器的逻辑图，如图 10.11 所示。

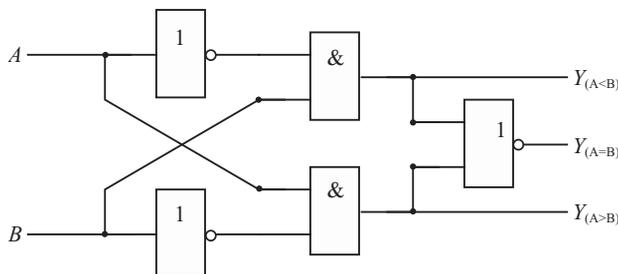
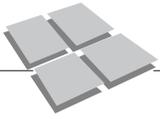


图 10.11 1 位数值比较器的逻辑图



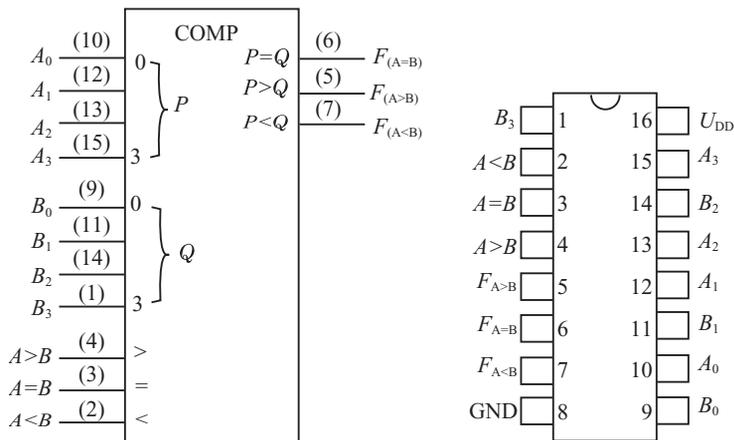
## 2. 多位数值比较器

多位二进制数进行比较时, 需要从高位到低位逐位进行比较, 只有在高位相等时, 才能进行低位比较。如 2 个 4 位二进制数  $A=A_3A_2A_1A_0$  和  $B=B_3B_2B_1B_0$  进行比较时, 需要从高位到低位逐位进行比较, 当比较到某一位数值不等时, 其结果便为两个 4 位数的比较结果。如  $A_3 > B_3$  时, 则  $A > B$ ; 如  $A_3 < B_3$  时, 则  $A < B$ ; 如  $A_3 = B_3$ 、 $A_2 > B_2$  时, 则  $A > B$ ; 如  $A_3 = B_3$ 、 $A_2 < B_2$  时, 则  $A < B$ 。其余类推, 直到比较出结果来为止。

常用的集成器件 74LS85 是一种 4 位数值比较器, 其功能如表 10-8 所示, 图 10.12 所示的是其逻辑符号和外引线排列图。其中,  $A_3A_2A_1A_0$  及  $B_3B_2B_1B_0$  是相比较的 4 位数据输入端,  $A < B$ 、 $A = B$ 、 $A > B$  是扩展端, 供片间连接时使用;  $F_{(A>B)}$ 、 $F_{(A<B)}$ 、 $F_{A=B}$  是三个比较输出端。功能表中的前 8 行表示当两个输入数据  $A_3A_2A_1A_0$  和  $B_3B_2B_1B_0$  不相等时的情况, 比较时从高位到低位依次比较。后 3 行表示当  $A_3A_2A_1A_0$  和  $B_3B_2B_1B_0$  相等时, 要看级联输入  $A$  和  $B$  的情况, 只有当  $A = B$  时,  $F_{A=B}$  才为高电平。

表 10-8 4 位数值比较器 74LS85 功能表

数码输入				级联输入			输出		
$A_3B_3$	$A_2B_2$	$A_1B_1$	$A_0B_0$	$A > B$	$A < B$	$A = B$	$F_{(A>B)}$	$F_{(A<B)}$	$F_{(A=B)}$
$A_3 > B_3$	×	×	×	×	×	×	H	L	L
$A_3 < B_3$	×	×	×	×	×	×	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 > B_2$	×	×	×	×	×	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 < B_2$	×	×	×	×	×	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 > B_1$	×	×	×	×	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 < B_1$	×	×	×	×	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 > B_0$	×	×	×	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 < B_0$	×	×	×	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 = B_0$	H	L	L	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 = B_0$	L	H	L	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 = B_0$	L	L	H	L	L	H



(a) 74LS85逻辑符号

(b) 74LS85外引线图

图 10.12 4 位数值比较器 74LS85 逻辑符号和外引线图

### 10.3.3 编码器

用二进制代码的组合表示特定含义输入信号的过程称为编码。实现编码功能的逻辑电路，称为编码器。编码器的作用就是把输入信号编成一个对应的二进制代码。

常用的编码器有二进制编码器、二-十进制编码器及优先编码器等。

#### 1. 二进制编码器

将信号或对象编为二进制代码的电路称为二进制编码器。二进制编码器的特点是：任一时刻只能对一个输入信号进行编码，即只允许一个输入信号为有效电平，其余输入信号均为无效电平。当有多个输入信号时，只将其中优先级别最高的信号编成二进制代码的电路，称为二进制优先编码器。8 线-3 线优先编码器 CT74LS148 的逻辑符号如图 10.13 所示，表 10-9 是其功能表。

下面以 8 线-3 线优先编码器 CT74LS148 为例介绍二进制编码器的工作过程。

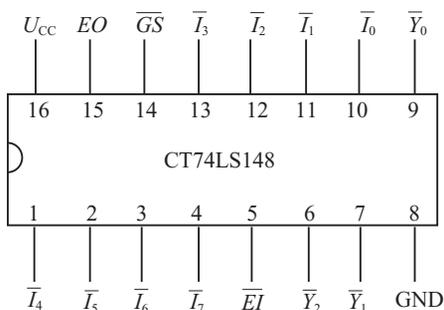


图 10.13 8 线-3 线优先编码器 CT74LS148 逻辑符号

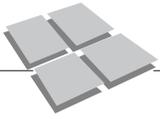
表 10-9 8 线-3 线优先编码器 CT74LS148 功能表

输 入								输 出					
$\overline{EI}$	$\overline{I_0}$	$\overline{I_1}$	$\overline{I_2}$	$\overline{I_3}$	$\overline{I_4}$	$\overline{I_5}$	$\overline{I_6}$	$\overline{I_7}$	$\overline{Y_2}$	$\overline{Y_1}$	$\overline{Y_0}$	$\overline{GS}$	$EO$
1	×	×	×	×	×	×	×	×	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
0	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0	0	1
0	×	×	×	×	×	0	1	1	0	1	0	0	1
0	×	×	×	×	0	1	1	1	0	1	1	0	1
0	×	×	×	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1
0	×	×	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1
0	×	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1

8 线-3 线优先编码器有 16 个引脚，其中 8 个输入端  $\overline{I_0} \sim \overline{I_7}$ ，3 个输出端  $\overline{Y_2}$ 、 $\overline{Y_1}$ 、 $\overline{Y_0}$ ，1 个选通输入端  $\overline{EI}$ ，1 个选通输出端  $EO$ ，1 个扩展输出端  $\overline{GS}$ ，1 个电源端  $U_{CC}$ ，1 个接地端 GND。根据表 10-9 和图 10.13 对 CT74LS148 的逻辑功能说明如下。

(1) 输入  $\overline{I_0} \sim \overline{I_7}$  为低电平 0 有效，编码输出  $\overline{Y_2} \sim \overline{Y_0}$  采用反码形式。编码输入  $\overline{I_7} \sim \overline{I_0}$  中， $\overline{I_7}$  优先权最高， $\overline{I_0}$  最低。也就是说，当  $\overline{I_7} = 0$  时，不论其余输入信号是 0 还是 1，电路只对  $\overline{I_7}$  编码输出  $\overline{Y_2} \overline{Y_1} \overline{Y_0} = 000$  (反码)。又如  $\overline{I_7} = 1$ ， $\overline{I_6} = 0$  时，电路只对  $\overline{I_6}$  进行编码，输出  $\overline{Y_2} \overline{Y_1} \overline{Y_0} = 001$  (反码)。其余类推。

(2) 选通输入端  $\overline{EI}$  的作用。当  $\overline{EI} = 1$  时，输出被封锁，此时无论输入  $\overline{I_0} \sim \overline{I_7}$  是什么状态，输出  $\overline{Y_2} \overline{Y_1} \overline{Y_0}$  都为 111，编码器不工作。当  $\overline{EI} = 0$  时，解除封锁，允许编码器编码。



(3)选通输出端  $EO$  的作用。 $EO$  受选通输入端  $\overline{EI}$  的控制,当  $\overline{EI}=1$  时,  $EO=1$ , 编码器禁止编码;当  $\overline{EI}=0$ , 允许编码时,分两种情况讨论。

①当编码器没有信号输入,即输入  $\overline{I}_0 \sim \overline{I}_7$  都为 1 时,表示本级编码器无输入编码请求,则  $EO=0$ ,表示本级编码器不工作,但允许下级编码器编码。

②当编码器有信号输入,即本级编码器有输入编码请求时,则  $EO=1$ ,表示本级编码器处于工作状态,但禁止下级编码器工作。

(4)扩展输出端  $\overline{GS}$  的作用。当  $\overline{GS}=0$  时,表示本级编码器在编码,输出  $\overline{Y}_2$ 、 $\overline{Y}_1$ 、 $\overline{Y}_0$  由输入决定;若  $\overline{GS}=1$ ,表示本级编码器不在工作,本级编码器输出  $\overline{Y}_2\overline{Y}_1\overline{Y}_0=111$ 。

因此,选通输出端  $EO$  和扩展输出端  $\overline{GS}$  是在扩展编码器规模时使用。

## 2. 二十进制优先编码器

将输入 0~9 十个信号转换成对应的 BCD 码,且按照优先级高低进行编码的电路,称为二十进制优先编码器,又称 10 线-4 线优先编码器。图 10.14 所示为常用的集成编码器 74LS147 的逻辑符号。

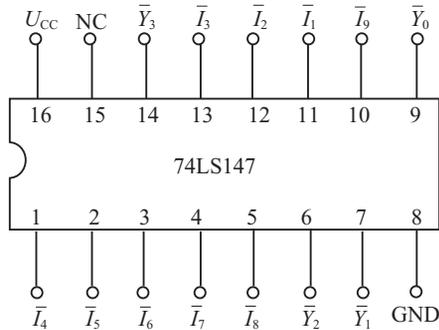


图 10.14 二十进制优先编码器 74LS147 逻辑符号

图 10.14 的编码器 74LS147 的逻辑功能如表 10-10 所示。

表 10-10 74LS147 的逻辑功能表

输 入									输 出			
$\overline{I}_1$	$\overline{I}_2$	$\overline{I}_3$	$\overline{I}_4$	$\overline{I}_5$	$\overline{I}_6$	$\overline{I}_7$	$\overline{I}_8$	$\overline{I}_9$	$\overline{Y}_3$	$\overline{Y}_2$	$\overline{Y}_1$	$\overline{Y}_0$
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
×	×	×	×	×	×	×	×	0	0	1	1	0
×	×	×	×	×	×	×	0	1	0	1	1	1
×	×	×	×	×	×	0	1	1	1	0	0	0
×	×	×	×	×	0	1	1	1	1	0	0	1
×	×	×	×	0	1	1	1	1	1	0	1	0
×	×	×	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
×	0	1	×	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

74LS174 的逻辑功能说明如下。

(1) 输入信号低电平有效，优先级别最高是  $\bar{I}_9$ ，其他依次降低， $\bar{I}_1$  优先级别最低。

(2) 采用反码形式输出， $\bar{Y}_3 \sim \bar{Y}_0$  为 8421 码，是 4 位编码输出端。

(3) 74LS174 实际上只有 9 个输入端  $\bar{I}_1 \sim \bar{I}_9$ ，而没有  $\bar{I}_0$  输入端。当  $\bar{I}_1 \sim \bar{I}_9$  全为高电平，即  $\bar{I}_1 \sim \bar{I}_9$  无编码请求时，输出全为高电平，此时相当于对  $\bar{I}_0$  进行了编码。

**例 10.5** 试用两片 74LS148 优先编码器扩展成 16 线-4 线优先编码器。

**解：**由于每片 74LS148 有 8 个信号输入端，两片正好是 16 个输入端，因此待编码的信号输入端无须扩展；而每片代码输出只有 3 位，所以需要扩展一位代码输出端，由此设计的逻辑图如图 10.15 所示。

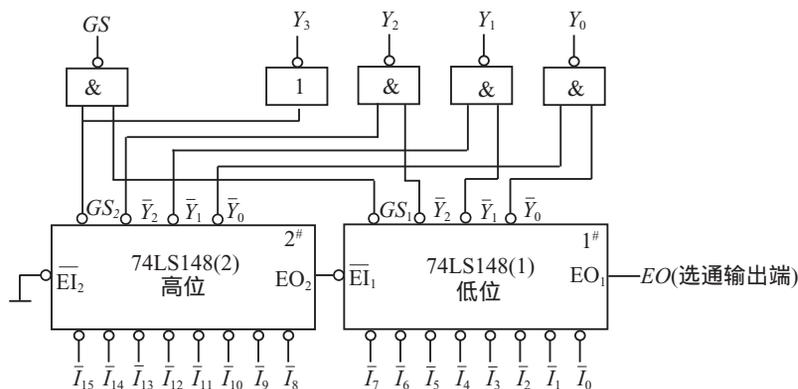


图 10.15 例 10.5 的逻辑图

图中  $\bar{I}_0 \sim \bar{I}_{15}$  为反码编码输入，其中的  $\bar{I}_{15}$  优先级别最高， $\bar{I}_0$  的优先级别最低， $Y_0 \sim Y_3$  为编码输出， $\overline{GS}$  为判断输出。

此电路将片 2 的  $EO_2$  接至片 1 的  $\overline{EI}_1$  端，则只在  $\bar{I}_8 \sim \bar{I}_{15}$  均无信号时，才允许对  $\bar{I}_0 \sim \bar{I}_7$  的输入信号进行编码。另外，利用片 1 的  $\overline{GS}_1$  直接作编码输出的第 4 位  $Y_3$ ，则只要  $\bar{I}_8 \sim \bar{I}_{15}$  有编码信号输入， $Y_3(\overline{GS}_1)$  即为 1，反之为 0。

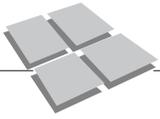
两个片子的  $\bar{Y}_2$ 、 $\bar{Y}_1$ 、 $\bar{Y}_0$  分别加到 3 个与非门上构成编码输出的  $Y_2$ 、 $Y_1$ 、 $Y_0$  位，这样，整个编码器的输出为原码输出。

$\overline{GS}$  端有两个判断作用。一是当编码输入  $\bar{I}_0 \sim \bar{I}_{15}$  全为高电平，即没有编码输入时， $\overline{GS}$  为低；当编码输入  $\bar{I}_0 \sim \bar{I}_{15}$  有低电平时， $\overline{GS}$  为高。二是由于此电路当  $\bar{I}_0 = 0$  和  $\bar{I}_0 \sim \bar{I}_{15}$  全为 1 时，其输出  $Y_3 Y_2 Y_1 Y_0$  均为 0。为了区别这两种工作情况，也可根据  $\overline{GS}$  判断，前者  $\overline{GS}$  为高，后者  $\overline{GS}$  为低。

### 10.3.4 译码器

译码的过程是编码的逆过程。由于编码是将含有特定意义的信息编成二进制代码，因此，译码则是将表示特定意义信息的二进制代码转换成相应的特定状态输出。实现译码功能的电路称为译码器。

译码器的种类很多，有二进制译码器、二-十进制译码器和显示译码器等。



### 1. 译码器的原理

译码器的输入是二进制代码,输出是与之对应的特定电平信号。以二进制译码为例,如输入为  $n$  个变量组成的二进制代码,则输出有  $2^n$  个变量与之对应。图 10.16 所示是二输入、四输出(简称 2 线-4 线)译码器的原理逻辑图。

它的输出表达式分别为

$$\begin{cases} Y_0 = \bar{A}_1 \bar{A}_0 \\ Y_1 = \bar{A}_1 A_0 \\ Y_2 = A_1 \bar{A}_0 \\ Y_3 = A_1 A_0 \end{cases}$$

根据译码器的输出表达式,可列出真值表如表 10-11 所示。

表 10-11 2 线-4 线译码器真值表

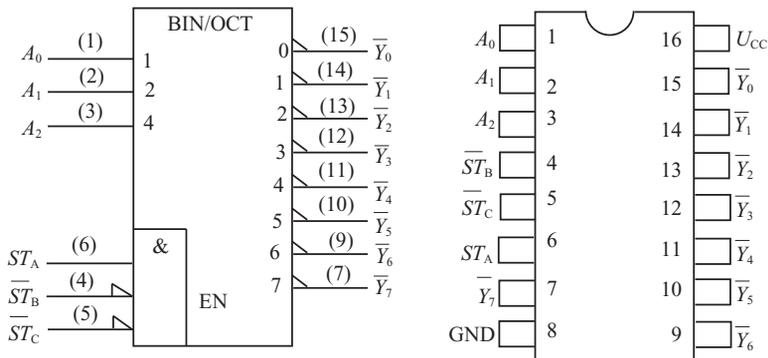
输入		输出			
$A_1$	$A_0$	$Y_3$	$Y_2$	$Y_1$	$Y_0$
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0

由真值表可看出,当输入二进制码  $A_1A_0$  给出一组确定值后,输出  $Y$  中有一个为 1。通常称  $A_1A_0$  为译码器的地址码。

### 2. 二进制译码器

二进制译码器的输入是  $n$  位二进制代码,有  $n$  个输入端,对应于  $2^n$  组输入状态,因此,输出端相应有  $2^n$  个。

常用的二进制集成译码器为 74LS138,其逻辑符号和外引线图如图 10.17 所示。它有 3 个输入端和 8 个输出端,因此称为 3 线-8 线译码器,其逻辑功能见表 10-12。



(a) 逻辑符号

(b) 外引线图

图 10.17 译码器 74LS138 逻辑符号和外引线图

表 10-12 译码器 74LS138 功能表

输 入			输 出								备注			
$ST_A$	$\overline{ST_B}$	$\overline{ST_C}$	$A_2$	$A_1$	$A_0$	$\overline{Y_0}$	$\overline{Y_1}$	$\overline{Y_2}$	$\overline{Y_3}$	$\overline{Y_4}$		$\overline{Y_5}$	$\overline{Y_6}$	$\overline{Y_7}$
×	H	×	×	×	×	H	H	H	H	H	H	H	H	不工作
×	×	H	×	×	×	H	H	H	H	H	H	H	H	
L	×	×	×	×	×	H	H	H	H	H	H	H	H	
H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	工作
H	L	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	
H	L	L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	
H	L	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	
H	L	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H	
H	L	L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	
H	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	
H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	

$A_2$ 、 $A_1$ 、 $A_0$  是 3 个二进制输入端， $\overline{Y_7} \sim \overline{Y_0}$  是 8 个输出端，低电平有效，另有  $ST_A$ 、 $\overline{ST_B}$ 、 $\overline{ST_C}$  3 个使能控制端，作为扩展或级联时使用。当  $ST_A=0$  时或  $\overline{ST_B} + \overline{ST_C}=1$  时，译码器不工作，输出端被锁为高电平 1，当  $ST_A=1$  且  $\overline{ST_B} + \overline{ST_C}=0$  时，译码器才能正常工作，此时由图 10.17 可得输出函数式为

$$\overline{Y_0} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_0}$$

$$\overline{Y_1} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_1}$$

$$\overline{Y_2} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_2}$$

$$\overline{Y_3} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_3}$$

$$\overline{Y_4} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_4}$$

$$\overline{Y_5} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_5}$$

$$\overline{Y_6} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_6}$$

$$\overline{Y_7} = \overline{A_2 A_1 A_0} = \overline{m_7}$$

由上式可以看出， $\overline{Y_7} \sim \overline{Y_0}$  同时又是  $A_2$ 、 $A_1$ 、 $A_0$  3 个变量的全部最小项的译码输出，故又称这种译码器为最小项译码器。利用它可以方便地实现组合逻辑函数。

**例 10.6** 用 74LS138 实现逻辑函数  $Y(A、B、C) = m_0 + m_2 + m_5 + m_7 = \overline{m_0} \overline{m_2} \overline{m_5} \overline{m_7}$ 。

**解：**将  $A$ 、 $B$ 、 $C$  分别接译码器输入  $A_2$ 、 $A_1$ 、 $A_0$ ，则从译码器输出  $\overline{Y_0}$ 、 $\overline{Y_2}$ 、 $\overline{Y_5}$ 、 $\overline{Y_7}$  端可得到  $\overline{m_0}$ 、 $\overline{m_2}$ 、 $\overline{m_5}$ 、 $\overline{m_7}$ ，再用一与非门连接即可实现逻辑函数，如图 10.18 所示。

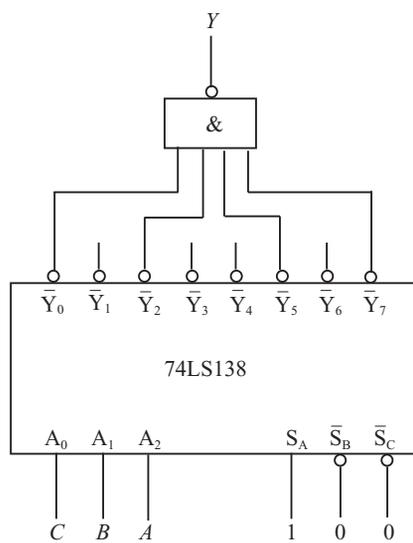
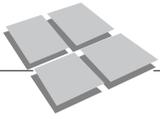


图 10.18 例 10.6 的逻辑图



### 3. 二十进制译码器

把二十进制代码翻译成 10 个十进制数字信号的电路,称为二十进制译码器。二十进制译码器的输入是十进制数的 4 位二进制编码,分别用  $A_3 \sim A_0$  表示,输出的是与 10 个十进制数字相对应的 10 个信号,用  $Y_9 \sim Y_0$  表示。8421 码译码器的真值表如表 10-13 所示。

表 10-13 8421 码译码器的真值表

输入				输出									
$A_3$	$A_2$	$A_1$	$A_0$	$Y_9$	$Y_8$	$Y_7$	$Y_6$	$Y_5$	$Y_4$	$Y_3$	$Y_2$	$Y_1$	$Y_0$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

由表 10-13 可得各函数的逻辑表达式分别为

$$Y_0 = \bar{A}_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0$$

$$Y_1 = \bar{A}_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0$$

$$Y_2 = \bar{A}_3 \bar{A}_2 A_1 \bar{A}_0$$

$$Y_3 = \bar{A}_3 \bar{A}_2 A_1 A_0$$

$$Y_4 = \bar{A}_3 A_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0$$

$$Y_5 = \bar{A}_3 A_2 \bar{A}_1 A_0$$

$$Y_6 = \bar{A}_3 A_2 A_1 \bar{A}_0$$

$$Y_7 = \bar{A}_3 A_2 A_1 A_0$$

$$Y_8 = A_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0$$

$$Y_9 = A_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0$$

由这些逻辑表达式画出的逻辑图如图 10.19 所示。

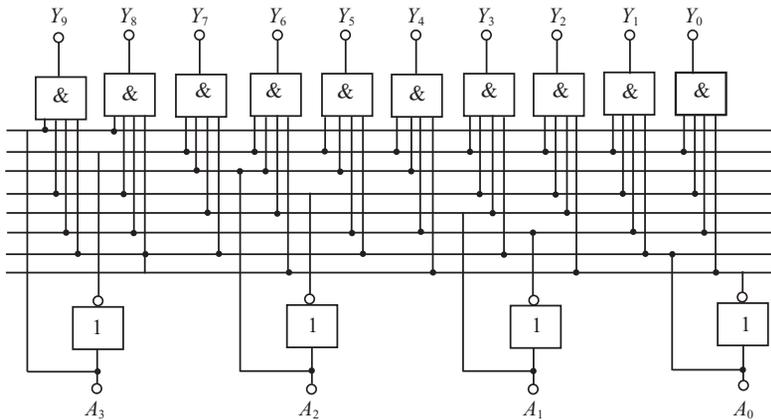


图 10.19 8421 码译码器的逻辑图

由于二进制译码器有 4 根输入线，10 根输出线，所以又称 4 线-10 线译码器。

如果要输出为反变量，即为低电平有效，则只需将图 10.19 所示电路中的与门换成与非门即可。

#### 4. 显示译码器

在各种数字设备中，经常需要将数字、信息和符号直观地显示出来，供人们直接读取结果，或监视数字系统的工作情况，因此，显示电路是许多数字设备中必不可少的部分。用来驱动各种显示器件，从而将需要显示的代码翻译成特定的输出信号去驱动显示器件，这种翻译的电路称为显示译码器。

显示译码器的种类很多，数字设备中用得较多的是驱动七段数码管的 BCD 七段字形译码器。

(1)常用的七段数码显示器：按发光材料的不同，七段数码显示器可分为半导体显示器(LED)、液晶显示器(LCD)等类型。LED 主要用于显示数字和字母，LCD 可以显示数字、字母、文字和图形等。

①半导体显示器(LED)。它是由条形发光二极管 a~g 七段组成的数码显示器，h 为小数点，其外形如图 10.20 所示。数码显示器内部发光管的接法有共阴和共阳两种，如图 10.21 所示。译码器输出高电平有效时，需选用共阴接法的数码显示器；译码器输出为低电平有效时，需选用共阳接法的数码显示器。

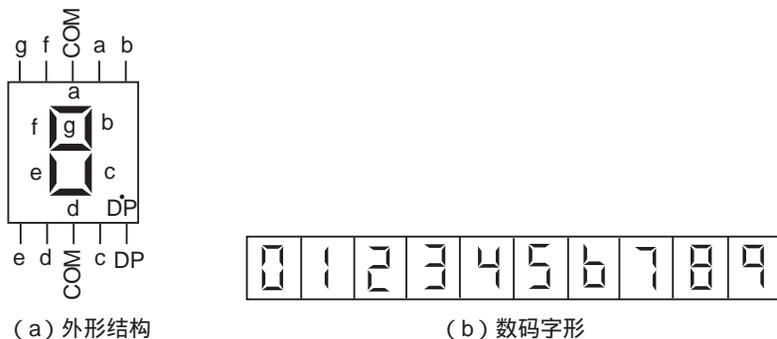


图 10.20 半导体数码管

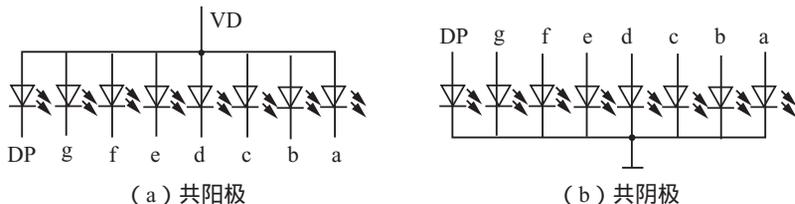
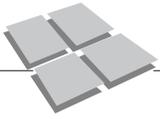


图 10.21 数码显示器的两种接法

半导体数码显示器的主要优点是字形清晰、工作电压低(1.5~3 V)、寿命长(>1000 h)、响应速度快(1~100 ns)、体积小、颜色多(有红、绿、黄等色)、工作可靠，缺点是功耗较大。

②液晶显示器(LCD)。液晶是液态晶体的简称，它既有液体的流动性，又有晶体



的某些光学特性,其透明度和颜色受外加电场控制,利用这一特点制成了数码显示器件。它的显示机理是:在无外加电场时,液晶分子排列整齐,呈透明状态,对光线没有散射作用,不显示数字。若在各相应段的电极上加上电压时,由于液晶内部的导电正离子作定向运动,破坏了液晶分子的整齐排列,使入射光产生散射,原来透明的液晶变成了暗灰色,显示出相应的数字。当外加电压断开时,液晶分子又恢复到整齐排列状态,字形也随之消失。

液晶显示器的主要优点是功耗极小,工作电压低。它的主要缺点是显示不够清晰,响应速度慢。

(2)集成 BCD 码七段显示译码器

由于显示器件的种类比较多,因而用于显示驱动的译码器也有各种不同的规格和品种。常用的驱动七段字形的显示译码器就有 74LS47(共阳,无上拉电阻)、74LS48(共阴,有上拉电阻)、CC4511(共阴,有上拉电阻)等多种型号。

①集成显示译码器 CC4511。

图 10.22(a)所示为 CC4511 的引脚排列。A、B、C、D 为 BCD 码输入端, a~g 为译码输出端,输出“1”有效;  $\overline{LT}$  为测试输入端,  $\overline{LT} = 0$  时,译码输出全为“1”;  $\overline{BI}$  为消隐输入端,  $\overline{BI} = 0$  时,译码输出全为“0”; LE 为锁定端, LE = “1”时译码器处于锁定(保持)状态,译码输出保持在 LE = 0 时的值, LE = 0 时,译码器正常译码。

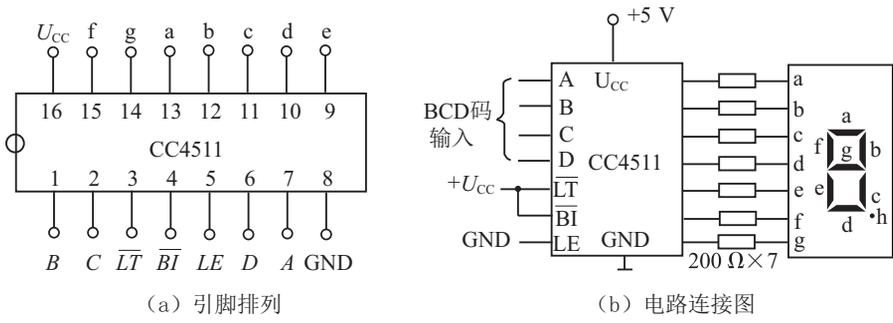


图 10.22 CC4511 集成 BCD 码七段显示译码器

由于 CC4511 输出为高电平有效,所以应接共阴极管的数码显示器(BS202),并需要在输出端和数码段之间串入限流电阻,如图 10.22(b)所示。

②译码驱动器 74LS48。

74LS48 是用于共阴极半导体数码的译码/驱动器,其逻辑符号和外引线排列如图 10.23 所示,其功能见表 10-14。

输入信号  $A_3A_2A_1A_0$  组成 8421BCD 码,输出信号  $Y_a \sim Y_g$  为集电极开路输出结构,上拉电阻 2 kΩ 已接好,可直接驱动共阴极半导体数码管。 $\overline{LT}$ 、 $\overline{RBI}$  及  $\overline{BI/RBO}$  端为使能控制端,功能如下:

$\overline{LT}$  为灯测试输入端。当  $\overline{BI/RBO} = 1$  时,只要令  $\overline{LT} = 0$ ,则无论其他端的状态如何,  $Y_a \sim Y_g$  的输出均为高,数码管 a~g 各段均被点亮,用于检查数码管各段是否工作正常。

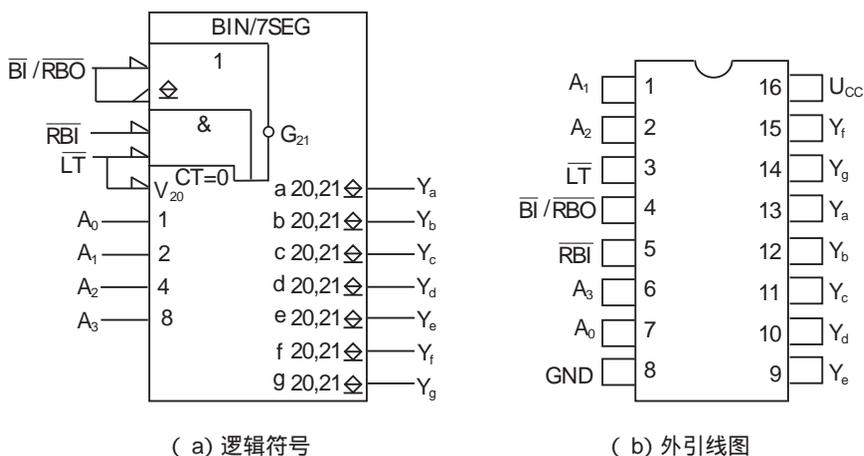
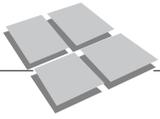


图 10.23 74LS48 译码/驱动器的逻辑符号和外引线图

表 10-14 74LS48 的功能表

十进制或 功能	输入						$\overline{BI}/\overline{RBO}$	输出							字形
	$\overline{LT}$	$\overline{RBI}$	$A_1$	$A_2$	$A_3$	$A_4$		$Y_a$	$Y_b$	$Y_c$	$Y_d$	$Y_e$	$Y_f$	$Y_g$	
0	H	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L	0	
1	H	×	L	L	L	H	H	L	H	H	L	L	L	1	
2	H	×	L	L	H	L	H	H	H	L	H	L	H	2	
3	H	×	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	3	
4	H	×	L	H	L	L	H	L	H	H	L	L	H	4	
5	H	×	L	H	L	H	H	H	L	H	H	L	H	5	
6	H	×	L	H	H	L	H	L	L	H	H	H	H	6	
7	H	×	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	7	
8	H	×	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	8	
9	H	×	H	L	L	H	H	H	H	L	L	H	H	9	
10	H	×	H	L	H	L	H	L	L	L	H	H	L	A	
11	H	×	H	L	H	H	H	L	L	H	H	L	H	B	
12	H	×	H	H	L	L	H	L	H	L	L	L	H	C	
13	H	×	H	H	L	H	H	H	L	L	H	L	H	D	
14	H	×	H	H	H	L	H	L	L	L	H	H	H	E	
15	H	×	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L	L	F	
消 隐	×	×	×	×	×	×	L	L	L	L	L	L	L		
动态灭零	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L		
灯 测 试	L	×	×	×	×	×	H	H	H	H	H	H	H	8	

$\overline{RBI}$  为灭零输入端。在正常显示情况下，当  $A_3A_2A_1A_0$  输入为 0 时，数码管应该



显示0, 此时如果令  $\overline{RBI}=0$ , 则会将显示0的数码管熄灭。

$\overline{BI}/\overline{RBO}$  为灭灯输入/灭零输出端。这是一个双功能的输入/输出端, 当  $\overline{BI}/\overline{RBO}$  作为输入端使用时, 称灭灯控制输入端。只要  $\overline{BI}/\overline{RBO}=0$ , 无论  $\overline{LT}$ 、 $\overline{RBI}$ 、 $A_3A_2A_1A_0$  的状态如何,  $Y_a \sim Y_g$  的输出均为低, 数码管 a~g 各段均灭, 即数码管熄灭。当  $\overline{BI}/\overline{RBO}$  作为输出端使用时, 称灭零输出端。当数码管工作在灭零状态时,  $\overline{BI}/\overline{RBO}$  输出低电平, 可用于其他位灭零。将  $\overline{BI}/\overline{RBO}$  与  $\overline{RBO}$  端配合使用, 可方便实现多位数码显示系统的灭零控制。图 10.24 给出了 8 位数码显示系统灭零控制的连接方法。

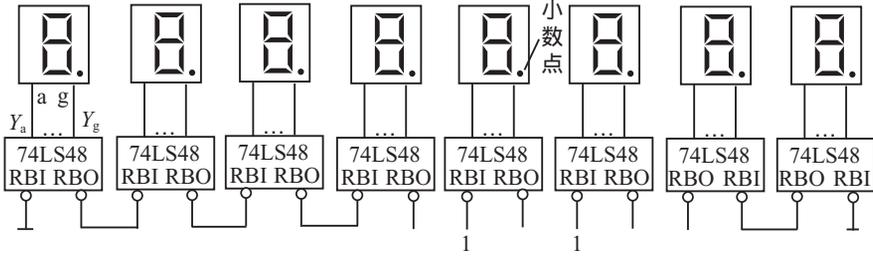


图 10.24 有灭零控制的数码显示系统图

### 10.3.5 数据选择器与数据分配器

数据选择器又称多路选择器, 它实现的逻辑功能是从多个输入数据中选择一路数据输出。至于选择哪一路数据输出, 则由选择控制信号来决定。数据分配器也称多路分配器, 它实现的逻辑功能是将一路输入数据分配到多个数据输出端的其中一端上, 至于分配到哪一路数据输出端, 也是由选择控制信号来决定。

#### 1. 数据选择器

常用的数据选择器有二选一、四选一、八选一、十六选一等。

##### (1) 四选一数据选择器原理

图 10.25 为四选一数据选择器工作原理的示意图。其中  $D_0 \sim D_3$  为 4 路数据输入信号,  $A_0$ 、 $A_1$  为地址码输入端, 共有  $2^2=4$  种不同组合, 每一种组合可选择一路相应的数据由 Y 端输出。

输出端 Y 的逻辑表达式为

$$Y = [D_0(\overline{A_1} \cdot \overline{A_0}) + D_1(\overline{A_1} \cdot A_0) + D_2(A_1 \cdot \overline{A_0}) + D_3(A_1 \cdot A_0)]$$

逻辑功能: 如表 10-15 所列真值表所示。

表 10-15 四选一数据选择器的真值表

地 址		输出信号	选通信号
$A_1$	$A_0$	Y	
0	0	$D_0$	$D_0$
0	1	$D_1$	$D_1$
1	0	$D_2$	$D_2$
1	1	$D_3$	$D_3$

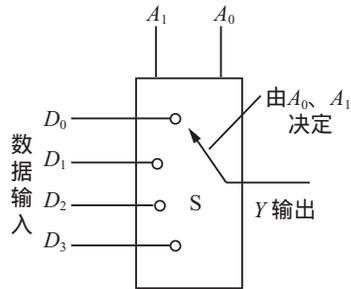


图 10.25 四选一数据选择器原理图

(2) 八选一数据选择器 74LS151

74LS151 是八选一数据选择器，其逻辑符号和外引线图如图 10.26 所示。

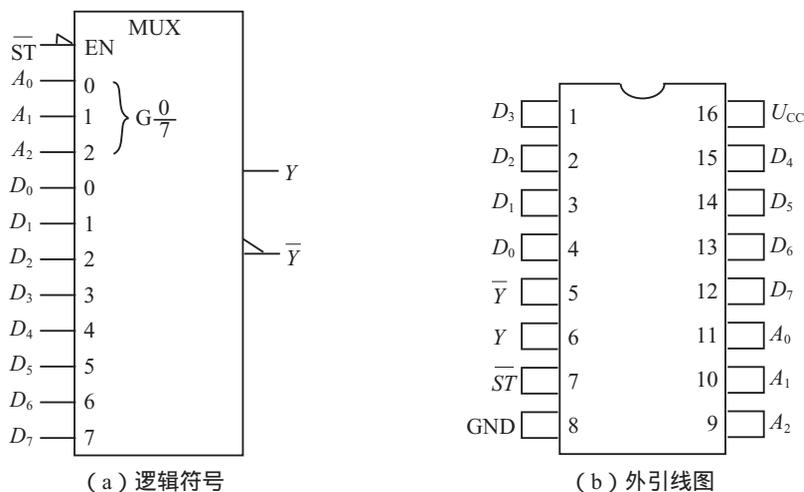


图 10.26 八选一数据选择器 74LS151 逻辑符号和外引线图

八选一数据选择器 74LS151 有 8 个数据输入端  $D_0 \sim D_7$ ，2 个互补输出端  $Y$  和  $\bar{Y}$ ， $Y$  为原码数据输出端， $\bar{Y}$  为反码数据输出端，3 个地址端  $A_2$ 、 $A_1$ 、 $A_0$ ，1 个使能端  $\overline{ST}$ 。其功能表见表 10-16。

表 10-16 74LS151 功能表

输 入				输 出	
$A_2$	$A_1$	$A_0$	$\overline{ST}$	$Y$	$\bar{Y}$
×	×	×	$H$	$L$	$H$
$L$	$L$	$L$	$L$	$D_0$	$\bar{D}_0$
$L$	$L$	$H$	$L$	$D_1$	$\bar{D}_1$
$L$	$H$	$L$	$L$	$D_2$	$\bar{D}_2$
$L$	$H$	$H$	$L$	$D_3$	$\bar{D}_3$
$H$	$L$	$L$	$L$	$D_4$	$\bar{D}_4$
$H$	$L$	$H$	$L$	$D_5$	$\bar{D}_5$
$H$	$H$	$L$	$L$	$D_6$	$\bar{D}_6$
$H$	$H$	$H$	$L$	$D_7$	$\bar{D}_7$

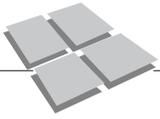
当  $\overline{ST}=1$  时，数据选择器不工作， $Y=0$ ， $\bar{Y}=1$ ；

当  $\overline{ST}=0$  时，数据选择器工作，此时

$$Y = \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 D_0 + \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0 D_1 + \bar{A}_2 A_1 \bar{A}_0 D_2 + \bar{A}_2 A_1 A_0 D_3 + \\ A_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 D_4 + A_2 \bar{A}_1 A_0 D_5 + A_2 A_1 \bar{A}_0 D_6 + A_2 A_1 A_0 D_7$$

(3) 四选一数据选择器 74LS153

74LS153 是双四选一数据选择器，即 1 个芯片中包含 2 个四选一电路。其逻辑符号



和外引线排列如图 10.27 所示,其功能见表 10-17。

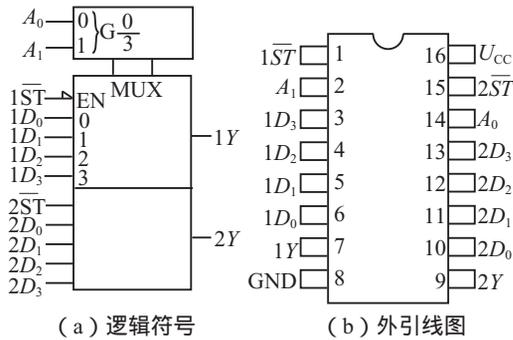


表 10-17 74LS153 功能表

输入			输出
$\overline{ST}$	$A_1$	$A_0$	$Y$
$H$	$\times$	$\times$	$L$
$L$	$L$	$L$	$D_0$
$L$	$L$	$H$	$D_1$
$L$	$H$	$L$	$D_2$
$L$	$H$	$H$	$D_3$

图 10.27 四选一数据选择器 74LS153 的逻辑符号和外引线图

74LS153 中的两个四选一数据选择器共用地址输入端( $A_1$ 、 $A_0$ )、电源和地,其他均各自独立。每个输出逻辑表达式为

$$Y = \overline{A_1} \overline{A_0} D_0 + \overline{A_1} A_0 D_1 + A_1 \overline{A_0} D_2 + A_1 A_0 D_3$$

(4)用数据选择器实现组合逻辑函数

数据选择器除了用于传送数据外,还可用于实现组合逻辑函数,下面通过一个例题进行讨论。

**例 10.7** 分别用八选一数据选择器 74LS151 和四选一数据选择器 74LS153 实现逻辑函数  $Y = \overline{A} \overline{B} C + \overline{A} B \overline{C} + AB$ 。

**解:** ①用八选一数据选择器 74LS151 实现逻辑函数  $Y = \overline{A} \overline{B} C + \overline{A} B \overline{C} + AB$ 。

列出逻辑函数  $Y = \overline{A} \overline{B} C + \overline{A} B \overline{C} + AB$  的真值表,如表 10-18 所示。

表 10-18 例 10.7 用八选一数据选择器的真值表

输入			输出
$A$	$B$	$C$	$Y$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

将输入变量  $A$ 、 $B$ 、 $C$  分别对应地接到八选一数据选择器 74LS151 的 3 个地址输入端  $A_2$ 、 $A_1$ 、 $A_0$ ,即设  $A_2 = A$ 、 $A_1 = B$ 、 $A_0 = C$ 。对照表 10-16 和表 10-18 可知,将数据输入端  $D_0$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 、 $D_5$  接高电平 1,  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_6$ 、 $D_7$  接低电平 0,即可用 74LS151 实现此函数。接线图如图 10.28 所示。

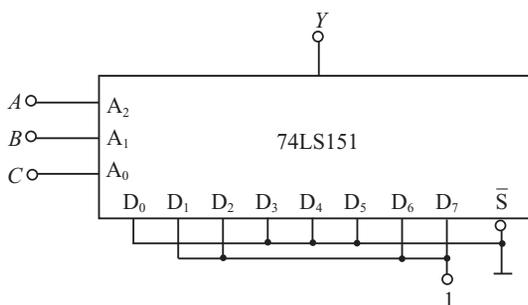


图 10.28 用 74LS151 实现例 10.7 的函数

②用四选一数据选择器 74LS153 实现逻辑函数  $Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + AB$ 。

以  $A$ 、 $B$  为变量列出逻辑函数  $Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + AB$  的真值表，如表 10-19 所示。将输入变量  $A$ 、 $B$  分别对应地接到八选一数据选择器 74LS151 的 2 个地址输入端  $A_1$ 、 $A_0$ ，即设  $A_1 = A$ 、 $A_0 = B$ 。

表 10-19 例 10.7 用四选一数据选择器的真值表

输 入		输 出
$A_1$	$A_0$	$Y$
0	0	$C$
0	1	$\bar{C}$
1	0	0
1	1	1

对照表 10-17 和表 10-19 可知，将数据输入端  $D_0$  接  $C$ 、 $D_1$  接  $\bar{C}$ 、 $D_2$  接低电平 0， $D_3$  接高电平 1，即可用 74LS153 实现函数  $Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + AB$ 。接线图如图 10.29 所示。

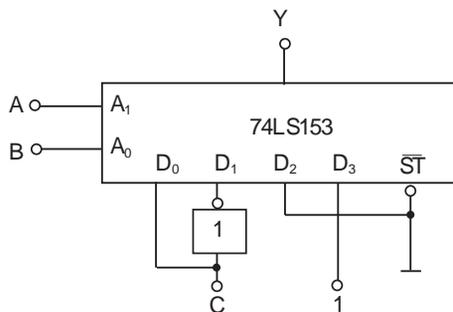
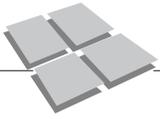


图 10.29 用 74LS153 实现例 10.7 的函数

## 2. 数据分配器

原则上说，任何带使能端的通用译码器均可作为数据分配器使用。将译码器的使能端作为数据输入端，二进制代码输入端作为地址输入端，则可以完成数据分配器的功能。



目前多采用中规模集成译码器作数据分配器,方法如下。

(1)将具有使能端的译码器改为数据分配器。图 10.30 所示为 3 线-8 线译码器 74LS138 构成的 8 路数据分配器。

在图 10.30(a)中选择  $ST_B$  为数据输入端,令  $ST_A=1$ ,  $\overline{ST_C}=0$ , 根据 74LS138 的功能可知,当  $A_2A_1A_0=000$  时,若  $\overline{ST_B}=0$ , 则芯片工作,  $\overline{Y_0}=0$ ; 若  $\overline{ST_B}=1$ , 则芯片不工作,  $\overline{Y_0}=1$ 。此时数据输入被分配到  $\overline{Y_0}$  端, 满足了数据分配器的逻辑功能。

在图 10.30(b)中选择  $ST_A$  作为数据输入端  $D$ , 由于  $ST_A$  是高电平有效, 而  $\overline{Y}$  为低电平输出, 因此输出为输入的反码。

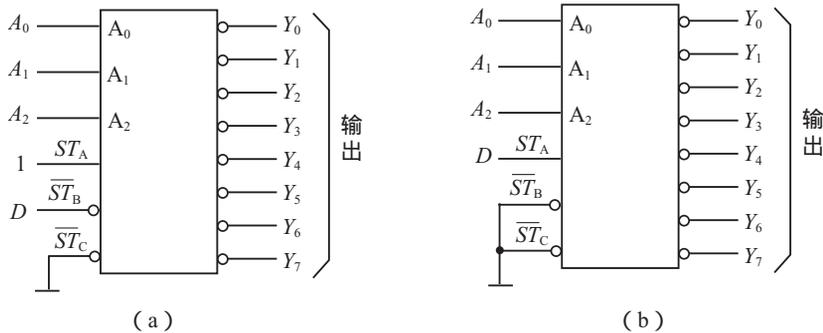


图 10.30 74LS138 构成的 8 路数据分配器

(2)将没有使能端的译码器改为数据分配器。图 10.31 所示为由 4 线-10 线译码器 74LS42 构成的 8 路数据分配器。其 4 路地址线中,  $A_0$ 、 $A_1$ 、 $A_2$  作为地址码输入端, 把最高位  $A_3$  用作数据  $D$  输入,  $\overline{Y_0} \sim \overline{Y_7}$  作为输出通道。

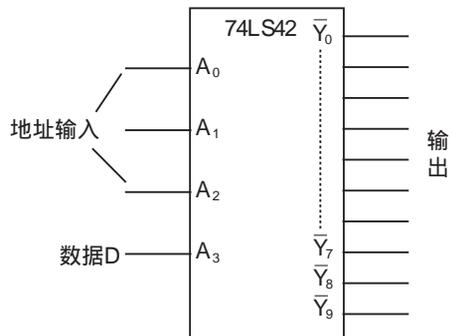


图 10.31 74LS42 构成的 8 路数据分配器

数据分配器在计算机系统中有广泛的应用。数据要传送到的最终地址以及传送的方式都可通过数据分配器来实现。同时, 数据分配器与数据选择器一起构成数据传送系统, 可实现多路数字信息的分时传送, 达到减少传输线数目的目的。

## 本章小结

1. 组合逻辑电路是由门电路组合而成的，其特点是电路在任何时刻的输出只取决于当时的输入信号，而与电路原来所处的状态无关。

2. 分析组合逻辑电路的目的是：根据给出的逻辑电路，经分析确定电路的逻辑功能。组合逻辑电路的分析步骤：根据给定的逻辑电路，写出输出逻辑函数表达式，然后进行化简和变换，列出逻辑函数真值表，最终确定电路的逻辑功能。

3. 组合逻辑电路的设计任务是：根据题目的要求，设计一个符合题意的最佳逻辑电路。组合逻辑电路的设计步骤：根据题目要求设定输入变量和输出函数，列出相应的真值表，写出其逻辑表达式，求出最简逻辑函数表达式，并由此画出最简(或称最佳)的逻辑电路。

4. 组合逻辑电路种类非常多，常用的中规模组合逻辑电路器件有：加法器、数值比较器、编码器、译码器、数据选择器、数据分配器等。为了增强使用的灵活性和便于扩展功能，多数器件都设置了使能端(或称选通端、控制端)，它既可以控制电路的工作状态，又可作为输出信号的选通或信号的输入端使用。合理运用这些控制端，可以最大限度地发挥这些器件的潜能，完成更多的逻辑功能。

加法器是实现二进制数加法运算的电路。数值比较器可对两组数据进行比较。编码器可将十进制数、符号、指令等转换为二进制代码。译码器则将二进制代码转换成对应的输出信号。数据选择器是从多个输入信号中选择一个输出。数据分配器则是将输入信号从多个输出中选择一个输出。

## >>> 习题 10

10.1 写出图 10.32 所示逻辑图的逻辑表达式，并化简之。

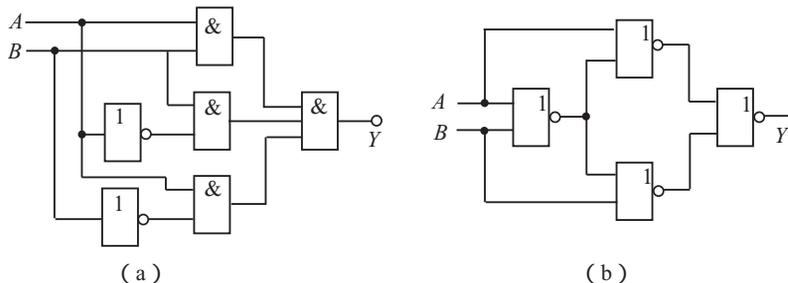


图 10.32 习题 10.1 图

10.2 分析图 10.33 所示的两个逻辑电路，要求写出逻辑式，列出真值表，然后说明这两个电路的逻辑功能是否相同。

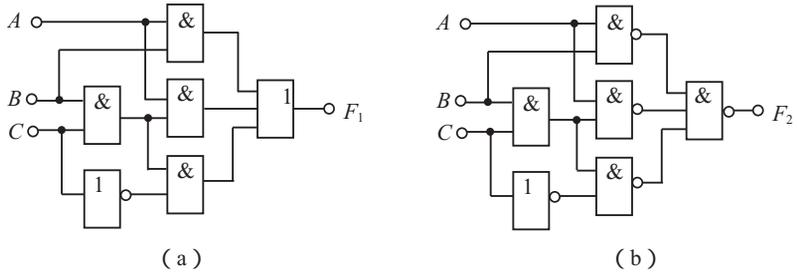
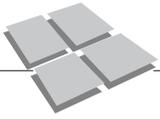


图 10.33 习题 10.2 图

10.3 组合电路如图 10.34 所示, 试用与非门实现最简逻辑图。

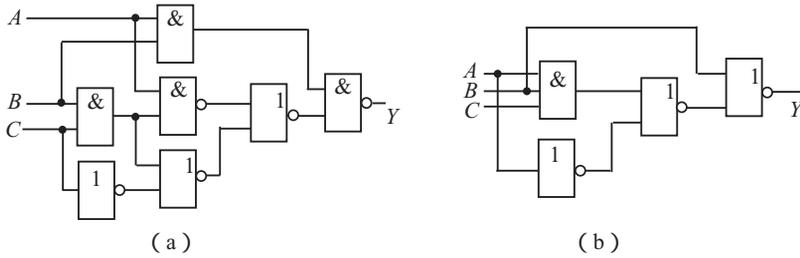


图 10.34 习题 10.3 图

10.4 画出实现下列逻辑函数的逻辑图。

(1)  $Y = \overline{AB + \overline{A}B + A\overline{B}}$ ,

(2)  $Y = \overline{AB + \overline{B}C}$ ,

(3)  $Y = \overline{\overline{A}BC + A + B}$ ,

(4)  $Y = \overline{\overline{\overline{(A + B + CD)}E + F}}$ 。

10.5 试用与非门分别实现下列逻辑函数, 画出逻辑图。

(1)  $Y = \overline{AB + CD}$ ,

(2)  $Y = \overline{(\overline{A} + \overline{B})B}$ 。

10.6 写出表 10-20 所示真值表中各函数的逻辑表达式, 并将各函数化简后用与非门画出逻辑图。

表 10-20 习题 10.6 的真值表

A	B	C	F <sub>1</sub>	F <sub>2</sub>	F <sub>3</sub>	F <sub>4</sub>
0	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	0	1	0	1	0
1	1	1	0	1	1	1

10.7 根据电路图 10.35(a)画出输出波形, 该电路的输入波形如图 10.35(b)所示。

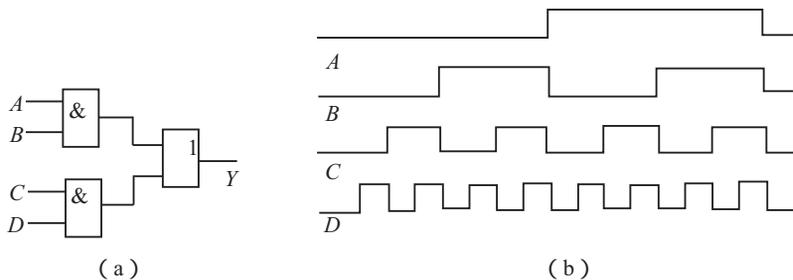


图 10.35 习题 10.7 图

10.8 用示波器测得某组合逻辑电路三个输入端 A、B、C 和输出端 Y 的波形如图 10.36 所示, 试写出输出逻辑函数表达式, 用与非门形成此电路。

10.9 某组合逻辑电路输出与输入的关系如图 10.37 所示, 试说明其逻辑功能。

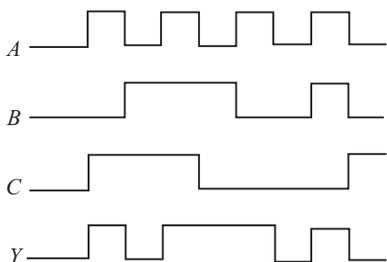


图 10.36 习题 10.8 图

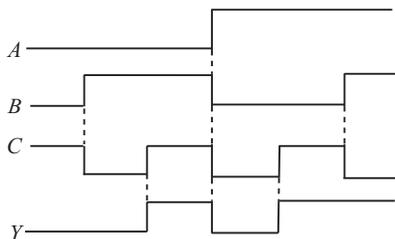


图 10.37 习题 10.9 图

10.10 某机构需要 3 条启动电路, 其中 2 条为正常启动电路, 必须同时使用才有效; 而另 1 条为应急启动电路, 只这 1 条应急启动就有效, 试用与非门来实现此控制电路。

10.11 有 4 台电动机的额定功率分别为 10 kW、10 kW、20 kW、30 kW, 电源额定容量为 45 kW。若电动机的运行是随机的, 试用与非门设计一个电源过载保护的逻辑电路。

10.12 设三台电动机 A、B、C, 要求: (1) A 开机则 B 也必须开机; (2) B 开机则 C 也必须开机。如果不满足上述要求, 即发出报警信号。试写出报警信号的逻辑式, 并画出逻辑图。

10.13 设计一个组合逻辑电路, 使其输出信号 F 与 A、B、C、D 的关系满足图 10.38 所示的波形图。

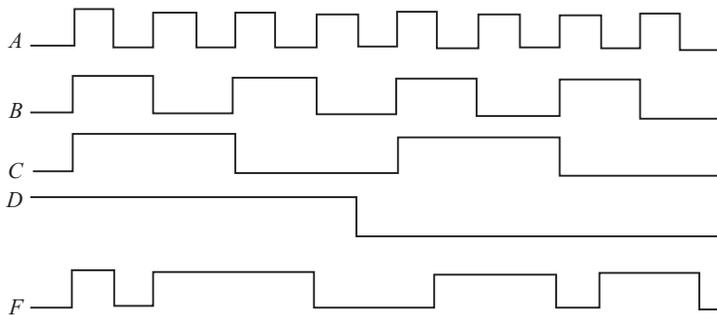
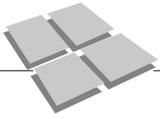


图 10.38 习题 10.13 图



10.14 用与非门设计一个能够满足下列要求的4输入、4输出的组合逻辑电路。

(1) 当控制信号  $C=0$  时输出信号状态与输入信号状态相反;

(2) 当控制信号  $C=1$  时输出信号状态与输入信号状态相同。

10.15 试用与非门及半加器构成全加器的电路图。

10.16 设计一个数值比较器, 输入是两个2位二进制数  $A=A_1A_0$ 、 $B=B_1B_0$ , 输出是两者的比较结果  $Y_1$  ( $A=B$  时其值为1)、 $Y_2$  ( $A>B$  时其值为1) 和  $Y_3$  ( $A<B$  时其值为1)。

10.17 图 10.39 所示为8线-3线优先编码器 74LS148 的一种工作状态, 试指出输出信号  $W$ 、 $Z$ 、 $B_2$ 、 $B_1$ 、 $B_0$  的状态(1或0)。

10.18 试用2片8线-3线优先编码器 74LS148 组成16线-4线优先编码器, 画出接线图(允许附加必要的逻辑门)。

10.19 试写出图 10.40 中  $Z_1$ 、 $Z_2$  的最简与或表达式。

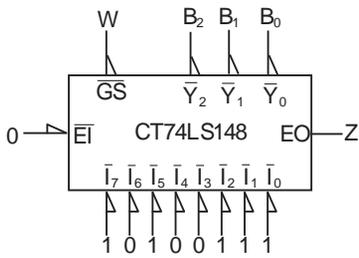


图 10.39 习题 10.17 图

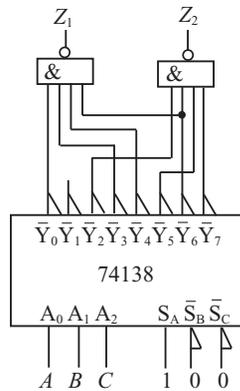


图 10.40 习题 10.19 图

10.20 试用2片3线-8线译码器 74LS138 组成4线-16线译码器, 画出接线图。

10.21 试用3线-8线译码器 74LS138 和与非门实现下列逻辑函数:

(1)  $Y=AB+BC$ ,

(2)  $Y=ABC+A\bar{C}D$ 。

10.22 试用四选一数据选择器 74LS153 实现下列逻辑函数:

(1)  $Y=\bar{A}\bar{B}+\bar{A}B+AB$ ,

(2)  $Y=A\bar{B}\bar{C}+\bar{A}BD$ 。

10.23 试用八选一数据选择器 74LS151 实现下列逻辑函数:

(1)  $Y(A, B, C) = \sum m(0, 1, 5, 6)$ ,

(2)  $Y=A\bar{B}\bar{C}+\bar{A}BD$ 。

## 第 11 章 时序逻辑电路

### 本章要点

1. RS 触发器、D 触发器和 JK 触发器的逻辑功能、特性方程及其相互转换。
2. 时序逻辑电路的分析方法。
3. 常用的时序逻辑电路，如计数器、寄存器等的特点及应用。
4. 555 定时器的工作原理及应用。

### 重点、难点：

1. 时序逻辑电路的特点和分析方法。
2. 移位寄存器。
3. 计数器的实现。



教学进程安排视频  
及思政元素资源

与上一章讨论的组合逻辑电路不同，本章讨论的时序逻辑电路在任何时刻的输出不仅取决于当时的输入信号，而且还与电路的原来状态有关。

组合逻辑电路和时序逻辑电路的区别在于以下两点。

(1) 从功能上看，组合逻辑电路的输出仅仅取决于电路当前的输入信号；而时序逻辑电路的输出不仅取决于当时的输入信号，而且还与电路的原来状态有关，即时序逻辑电路具有记忆功能。

(2) 从结构上看，组合逻辑电路仅由若干逻辑门电路组成；而时序逻辑电路不仅包含有逻辑门电路，而且必须含有存储电路。

时序逻辑电路的组成方框图如图 11.1 所示，其中具有记忆功能的存储电路主要由各类触发器组成。本章从分析触发器的工作原理入手，介绍计数器、移位寄存器等时序电路的分析方法和应用。

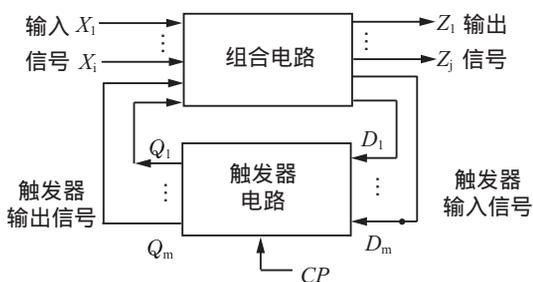
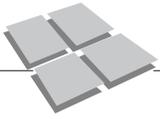


图 11.1 时序逻辑电路组成方框图

### 11.1 触发器

触发器是一种具有记忆功能的逻辑单元，是组成时序逻辑电路的基本单元，能够寄存二进制编码信息。触发器有两个稳定状态：“1”状态与“0”状态。在外加触发信号的作用下，能从一种状态翻转到另一种状态，并保持稳定，所以常用来构成各种计数器和寄存器。



触发器有两个逻辑状态相反的输出端  $Q$  和  $\bar{Q}$ , 把  $Q$  和  $\bar{Q}$  称为互补输出端。通常规定  $Q$  端的状态为触发器的状态, 即:

- (1) 当  $Q=1$  时, 称触发器为“1”态, 因  $Q$  和  $\bar{Q}$  互补, 则此时  $\bar{Q}=0$ ;
- (2) 当  $Q=0$  时, 称触发器为“0”态, 因  $Q$  和  $\bar{Q}$  互补, 则此时  $\bar{Q}=1$ 。

由此可见,  $Q$  和  $\bar{Q}$  不可能出现同一逻辑电平的情况。

本节主要讨论 RS 触发器、D 触发器和 JK 触发器的逻辑功能和特点。

### 11.1.1 基本 RS 触发器

#### 1. 电路组成

基本 RS 触发器是由  $G_1$ 、 $G_2$  两个“与非”门交叉连接而成, 如图 11.2(a) 所示。 $\bar{R}_D$  和  $\bar{S}_D$  是触发器的两个输入端。 $\bar{R}_D$  和  $\bar{S}_D$  的上方的一符号, 表示该触发器是低电平有效的电路, 即输入端出现低电平“0”时相当于有信号加入, 输入端呈现高电平“1”时相当于无信号输入。

图 11.2(b) 所示为基本 RS 触发器的逻辑符号,  $\bar{R}_D$  和  $\bar{S}_D$  输入端上方的小圆圈“o”表示触发器是用低电平触发的。

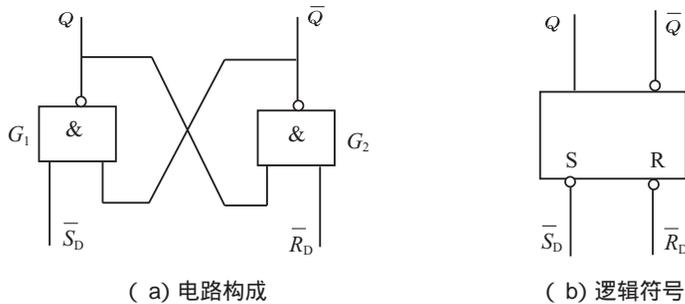


图 11.2 基本 RS 触发器的电路构成及逻辑符号

#### 2. 逻辑功能

(1) 当  $\bar{R}_D=1$ ,  $\bar{S}_D=1$  时, 触发器将保持原态不变。如电路原来处于  $Q=0$ ,  $\bar{Q}=1$  的“0”状态时, 由于  $G_2$  输入有低电平“0”, 输出  $\bar{Q}=1$ ; 对于  $G_1$ , 输入全为高电平“1”, 输出  $Q=0$ ; 因此, 电路所处的“0”状态是稳定的。同理, 分析  $Q=1$ ,  $\bar{Q}=0$  的状态也是稳定的。

(2) 当  $\bar{R}_D=1$ ,  $\bar{S}_D=0$  时, 触发器具有“置 1”的功能。如图 11.2(a) 所示电路, 无论电路原来处于何种状态, 由于  $\bar{S}_D=0$ , 则使  $G_1$  输出  $Q=1$ , 触发器翻到“1”状态。由于  $\bar{R}_D=1$ 、 $Q=1$ , 则使  $\bar{Q}=0$ , 而  $\bar{Q}=0$  反馈到  $G_1$  的输入端, 维持  $Q=1$  不变, 即使在  $\bar{S}_D=0$  消失之后也是如此。所以  $\bar{R}_D=1$ ,  $\bar{S}_D=0$  时, 触发器具有“置 1”的功能。

(3) 当  $\bar{R}_D=0$ ,  $\bar{S}_D=1$  时, 触发器具有“置 0”的功能。如图 11.2(a) 所示电路, 无论电路原来处于何种状态, 由于  $\bar{R}_D=0$ , 则使  $G_2$  输出  $\bar{Q}=1$ ,  $\bar{S}_D=1$ 、 $\bar{Q}=1$  使  $Q=0$ , 即触发器翻到“0”状态。而  $Q=0$  反馈到  $G_2$  的输入端, 维持  $\bar{Q}=1$ 、 $Q=0$  不变, 即使在  $\bar{R}_D=0$  消失之后也是如此。所以  $\bar{R}_D=0$ ,  $\bar{S}_D=1$  时, 触发器具有“置 0”的功能。

(4) 当  $\bar{R}_D=\bar{S}_D=0$  时, 由于  $G_1$  门和  $G_2$  门的输入都有“0”, 使得  $Q=\bar{Q}=1$ , 这是一种未定义状态。当  $\bar{R}_D=\bar{S}_D=0$  同时消失时, 触发器是处于 0 状态还是 1 状态将由各种偶然因素决定, 因此, 要保证基本 RS 触发器能正常工作, 不允许  $\bar{R}_D$  和  $\bar{S}_D$  同时为

零，而要求  $\bar{R}_D + \bar{S}_D = 1$ 。

综上所述，图 11.2(a)所示的基本 RS 触发器当中，当输入端  $\bar{S}_D = 0$ 、 $\bar{R}_D = 1$  时，即  $\bar{S}_D$  加入信号后，不管 RS 触发器原来是什么状态，触发器输出变为“1”态，即  $\bar{S}_D$  具有“置 1”的功能，因而称  $\bar{S}_D$  为置 1 端，或称置位端；当  $\bar{S}_D = 1$ 、 $\bar{R}_D = 0$  时，即  $\bar{R}_D$  加入信号后，不管 RS 触发器原来是什么状态，触发器输出变为“0”态，即  $\bar{R}_D$  具有“置 0”的功能，因而称  $\bar{R}_D$  为置 0 端，或称复位端；当  $\bar{S}_D = \bar{R}_D = 1$  时，触发器维持原状态不变；为避免触发器不稳定状态的出现，必须遵守  $\bar{R}_D + \bar{S}_D = 1$  的约束条件。

为了说明触发器新状态、原状态以及输入三者之间的关系，引入现态和次态两个概念：现态，指触发器在触发信号作用前的稳定状态，记作  $Q^n$ ；次态，指触发信号作用后电路新的稳定状态，记作  $Q^{n+1}$ 。因此，上述基本 RS 触发器的逻辑功能可用表 11-1 表示。

表 11-1 基本 RS 触发器逻辑功能表

输 入		输出原态	输出次态	功能说明
$\bar{R}_D$	$\bar{S}_D$	$Q^n$	$Q^{n+1}$	
0	0	0	×	禁止状态，触发器状态不定
0	0	1	×	
0	1	0	0	触发器置 0
0	1	1	0	
1	0	0	1	触发器置 1
1	0	1	1	
1	1	0	0	触发器保持原状态不变
1	1	1	1	

### 3. 特性方程

根据表 11-1 画出基本 RS 触发器的卡诺图，如图 11.3 所示。

由卡诺图可求得其特性方程为

$$Q^{n+1} = S_D + \bar{R}_D Q^n \quad (\bar{R}_D + \bar{S}_D = 1)$$

上式中， $\bar{R}_D + \bar{S}_D = 1$  是 RS 触发器的约束条件，即输入端  $\bar{R}_D$  和  $\bar{S}_D$  中不能同时输入低电平“0”信号。

		$\bar{R}_D \cdot \bar{S}_D$			
		00	01	11	10
$Q^n$	0	×	0	0	1
	1	×	0	1	1

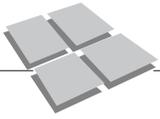
图 11.3 基本 RS 触发器的卡诺图

### 4. 激励表和状态转换图

在表 11-2 中，列出了由现态  $Q^n$  和次态  $Q^{n+1}$  的取值来确定输入信号的取值关系，该表格称为激励表，又称驱动表。

表 11-2 RS 触发器的激励表

输 入		输 出	
$\bar{R}_D$	$\bar{S}_D$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
×	1	0	0
1	0	0	1
0	1	1	0
1	×	1	1



由激励表还可以得出描述触发器逻辑功能的状态转换图,如图 11.4 所示。图中的两个圆圈分别表示触发器的两个稳定状态,箭头表示在输入信号作用下状态转换的方向,箭头旁的标注表示转换的条件。如要使触发器的状态由  $Q^n=0$  转换到  $Q^{n+1}=1$  时,则要求输入信号  $\bar{R}=1$ 、 $\bar{S}=0$ 。其余类推。

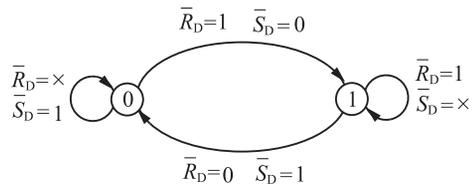


图 11.4 RS 触发器的状态转换图

### 11.1.2 同步 RS 触发器

在数字电路系统中,为了使各部分电路协调工作,通常要求触发器以一定的节拍工作,这种节拍通常是由统一的时钟信号来控制的,这种与时钟脉冲同步触发翻转的触发器称为同步触发器,又称为时钟触发器。

在基本 RS 触发器的基础上增加两个由时钟  $CP$  控制的门  $G_3$ 、 $G_4$ ,只有在  $CP$  端出现  $CP$  时钟脉冲时,触发器的状态才按  $R$ 、 $S$  端的电平高低翻转,这就构成了同步 RS 触发器,其逻辑电路图和逻辑符号如图 11.5 所示。

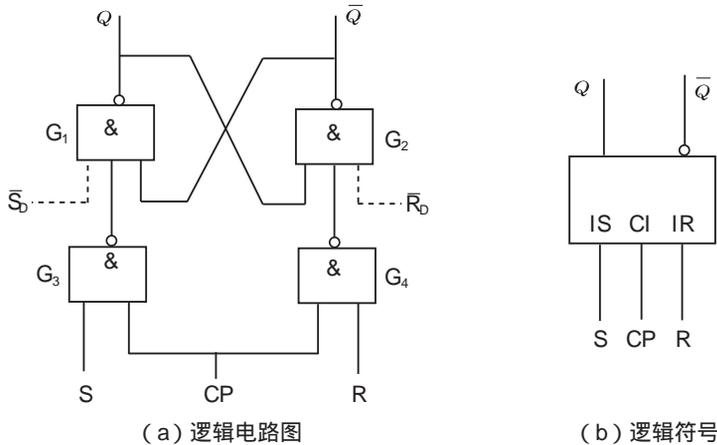


图 11.5 同步 RS 触发器逻辑电路图和逻辑符号

同步 RS 触发器的逻辑功能分析与基本 RS 触发器电路的类似,不同之处在于以下几点。

- (1)该逻辑电路是高电平有效的逻辑电路,即输入端出现高电平“1”时相当于有信号加入,输入端呈现低电平“0”时相当于无信号输入;
- (2)当  $CP=1$  时,触发器电路接收输入信号,同步 RS 触发器的状态随着输入信号  $R$ 、 $S$  的变化而改变;
- (3)当  $CP=0$  时,触发器电路被封锁,此时无论输入信号  $R$ 、 $S$  如何变化,触发器都处于保存状态,即触发器的状态不变;
- (4)由于该逻辑电路是高电平有效的逻辑电路,所以  $R$  和  $S$  输入端不能同时为 1,因而同步 RS 触发器的约束条件为:  $RS=0$ 。

同步 RS 触发器的逻辑功能表如表 11-3 所示,读者可自行分析。

表 11-3 同步 RS 触发器的逻辑功能表(真值表)

时钟 $CP$	输 入		输 出	功 能
	$R$	$S$	$Q^{n+1}$	
0	×	×	$Q^n$	保持
1	0	0	$Q^n$	保持
1	0	1	1	置 1
1	1	0	0	置 0
1	1	1	不定	禁止

根据同步 RS 触发器的真值表，得到同步 RS 触发器的特征方程如下

$$Q^{n+1} = S + \bar{R}Q^n \quad (CP=1 \text{ 有效, 且 } RS=0)$$

上式中， $RS=0$  为同步 RS 触发器的约束条件。

由上述分析得知，基本 RS 触发器和同步 RS 触发器都有置 0、置 1 和保持的逻辑功能，但都有一个严重的缺陷，会出现输出不确定的工作状态，使用时必须注意约束条件。

### 11.1.3 同步 D 触发器

为了避免同步 RS 触发器同时出现  $R$  和  $S$  都为 1 的不确定工作状态，在  $R$  和  $S$  之间接入非门  $G_5$ ，如图 11.6 所示，这就构成单输入端形式的 D 触发器。

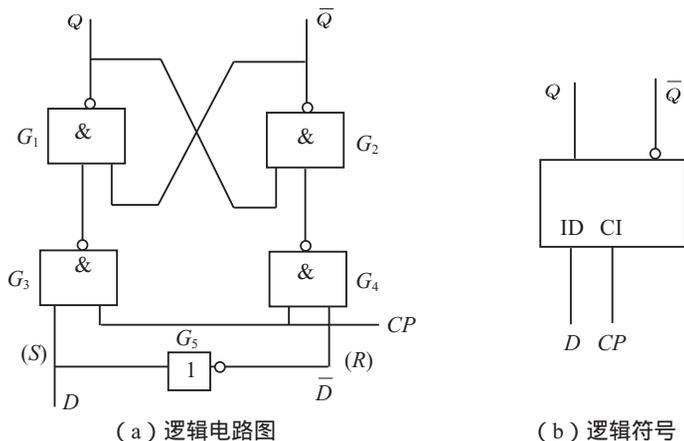


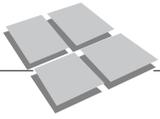
图 11.6 同步 D 触发器的逻辑电路图与逻辑符号

#### 1. 逻辑功能

在  $CP=0$  时， $G_3$  和  $G_4$  被封锁都输出 1，触发器保持原状态不变，不受  $D$  端输入信号的控制。

当  $CP=1$  时， $G_3$ 、 $G_4$  解除封锁，可接收  $D$  端输入的信号。如  $D=1$  时， $\bar{D}=0$ ， $G_4$  输出为“1”状态， $G_3$  输出为“0”态，则  $Q^{n+1}=1$ ；若  $D=0$  时， $\bar{D}=1$ ， $G_3$  输出为“1”状态， $G_4$  输出为“0”状态，则  $Q^{n+1}=0$ 。

综上所述，D 触发器的逻辑功能如下：当  $CP$  由 0 变为 1 时，触发器的状态翻转到和  $D$  的状态相同；当  $CP$  由 1 变为 0 时，触发器保持原状态不变。D 触发器具有“置 1”和“置 0”的功能。



### 2. 同步 D 触发器的激励表

根据逻辑功能分析, 得出同步 D 触发器的激励表, 如表 11-4 所示。

表 11-4 同步 D 触发器的激励表(真值表)

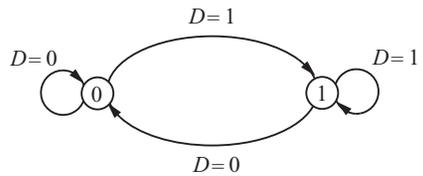
时钟	输入	输出	功能
$CP$	$D$	$Q^{n+1}$	
0	×	$Q^n$	保持
1	0	$D$	置 0
1	1		置 1

### 3. 同步 D 触发器的状态转换图和特性方程

由激励表可画出图 11.7 所示的状态转换图。

同步 D 触发器的特性方程为

$$Q^{n+1} = D$$

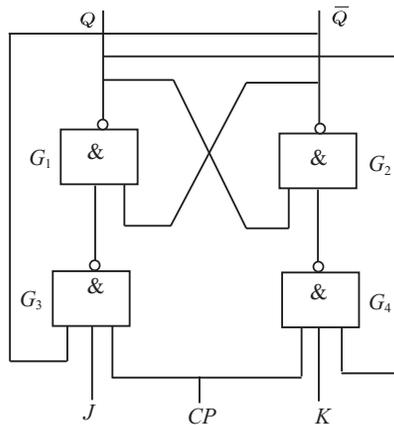


#### 11.1.4 同步 JK 触发器

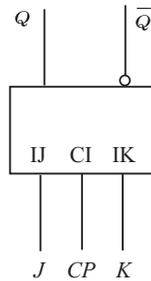
克服同步 RS 触发器在  $R=S=1$  时出现不确定状态, 图 11.7 同步 D 触发器的状态转换图

状态的另一种方法是, 将触发器输出端  $Q$  和  $\bar{Q}$  的

状态反馈到输入端, 这就构成了同步 JK 触发器。根据电路的结构特点, 门电路  $G_3$  和  $G_4$  的输出不会同时出现 0, 从而避免了不确定状态的出现。同步 JK 触发器的逻辑电路如图 11.8(a)所示。图 11.8(b)为其逻辑符号。



(a) 逻辑电路图



(b) 逻辑符号

图 11.8 同步 JK 触发器的逻辑电路图和逻辑符号

#### 1. 逻辑功能

(1)在  $CP=0$  时,  $G_3$  和  $G_4$  被封锁, 都输出 1, 触发器保持原状态不变。

(2)当  $CP=1$  时,  $G_3$ 、 $G_4$  解除封锁, 输入  $J$ 、 $K$  端的信号可控制触发器的状态。

①当  $J=K=0$  时,  $G_3$  和  $G_4$  都输出 1, 触发器保持原状态不变, 即  $Q^{n+1}=Q^n$ 。

②当  $J=1$ 、 $K=0$  时, 如果触发器此时处于“0”状态, 由于  $\bar{Q}^n=1$ , 故在  $CP=1$  时,  $G_3$  输入全为 1, 其输出 0,  $G_1$  的输出  $Q^{n+1}=1$ 。又因为  $K=0$ ,  $G_4$  输出 1, 这时  $G_2$  输出全 1, 输出  $\bar{Q}^{n+1}=0$ 。触发器翻转到“1”状态, 即  $Q^{n+1}=1$ 。

当  $J=1$ 、 $K=0$  时, 如果触发器原态为  $Q^n=1$ 、 $\overline{Q}^n=0$  的 1 状态, 在  $CP=1$  时,  $G_3$  和  $G_4$  的输入分别为  $\overline{Q}^n=0$  和  $K=0$ , 这两个门都输出 1, 触发器保持原状态不变, 即保持  $Q^{n+1}=Q^n=1$  的状态。

可见在  $J=1$ 、 $K=0$  时, 不论触发器原来处于什么状态, 则在  $CP$  由 0 变为 1 后, 触发器翻转到和  $J$  相同的“1”状态。

③当  $J=0$ 、 $K=1$  时, 用同样的分析方法可知, 在  $CP$  由 0 变为 1 之后, 不论触发器原来处于什么状态, 触发器都会翻转到和  $J$  相同的“0”状态。

④当  $J=K=1$  时, 在  $CP$  由 0 变为 1 之后, 触发器的状态由  $Q$  和  $\overline{Q}$  端的反馈信号决定。若触发器原先处于  $Q^n=0$ 、 $\overline{Q}^n=1$  的“0”状态, 则此时触发器会翻转到 1 状态; 而如果触发器原处于  $Q^n=1$ 、 $\overline{Q}^n=0$  的“1”状态, 则此时触发器会翻转到“0”状态。读者可自行分析其翻转过程。

可见, 当  $J=K=1$  时, 每输入一个时钟脉冲  $CP$ , 触发器的状态就变化一次, 电路的次态总是与现态相反, 即  $Q^{n+1}=\overline{Q}^n$ 。

综上所述, 同步 JK 触发器具有置 0、置 1、翻转、保持四种逻辑功能。其中翻转功能也就是计数功能, 因为当  $J=K=1$  时, 每输入一个时钟脉冲  $CP$ , 触发器的状态就变化一次, 翻转的次数就等于输入  $CP$  脉冲的个数。

## 2. 同步 JK 触发器的激励表

由逻辑功能分析, 可以得出同步 JK 触发器的激励表如表 11-5 所示。

表 11-5 同步 JK 触发器的激励表(真值表)

输 入		输 出		功 能	
$J$	$K$	$Q^n$	$Q^{n+1}$		
0	0	0	0	$Q^n$	保持
		1	1		
0	1	0	0	0	置 0
		1	0		
1	0	0	1	1	置 1
		1	1		
1	1	0	1	$\overline{Q}^n$	翻转
		1	0		

## 3. 同步 JK 触发器的状态转换图和特性方程

根据激励表可画出同步 JK 触发器的状态转换图, 如图 11.9 所示。

同步 JK 触发器的特性方程为

$$Q^{n+1} = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n$$

### 11.1.5 触发器逻辑功能的转换

根据逻辑功能的不同, 常用的时钟逻辑触发器有 RS 触发器、D 触发器和 JK 触发器等类

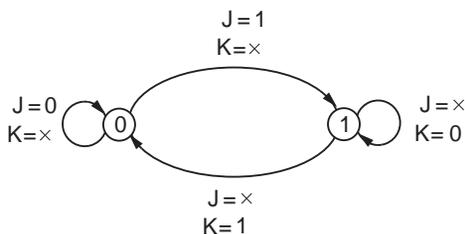
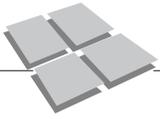


图 11.9 同步 JK 触发器的状态转换图



型。有时根据实际情况,需要将已有的触发器转换成其他类型的触发器,以充分发挥触发器的效能。

触发器逻辑功能的转换方法通常是,将已有触发器和待求触发器的特征方程进行比较,找出已有触发器的输入端和待求触发器输入端的关系,然后根据比较分析的结果加入一些简单的门电路和相应的连线,从而实现触发器功能的转换。

**1. 将 JK 触发器转换为 D 触发器**

已有 JK 触发器的特性方程为:  $Q^{n+1} = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n$ ;

待求 D 触发器的特性方程为:  $Q^{n+1} = D$ 。

由于 JK 触发器是双端输入,而 D 触发器是单端输入,因此对 D 触发器的特性方程要做一些修改,得出修改后 D 触发器的特性方程为

$$Q^{n+1} = D = D(Q^n + \overline{Q}^n) = D\overline{Q}^n + DQ^n$$

比较 JK 触发器和修改后的 D 触发器的特性方程,得出:只要令  $J = D$ 、 $K = \overline{D}$ ,即可实现将 JK 触发器转换为 D 触发器,转换逻辑图如图 11.10 所示。

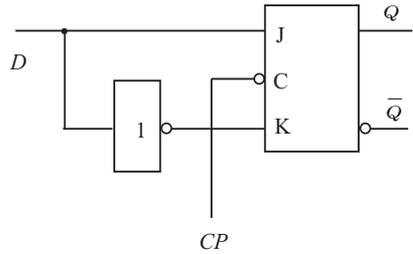


图 11.10 JK 触发器转换为 D 触发器

**2. JK 触发器转换为 RS 触发器**

已有 JK 触发器的特性方程为:  $Q^{n+1} = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n$ ;

待求 RS 触发器的特性方程为:  $Q^{n+1} = S + \overline{R}Q^n$ 。

由于 JK 触发器的特性方程中含有  $Q^n$  和  $\overline{Q}^n$ ,所以修改 RS 触发器的特性方程得

$$Q^{n+1} = S(Q^n + \overline{Q}^n) + \overline{R}Q^n = S\overline{Q}^n + \overline{S}RQ^n$$

比较 JK 触发器和修改后的 RS 触发器的特性方程,并注意到 RS 触发器的约束条件是  $RS = 0$ ,因此可得:当  $J = S$ 、 $K = \overline{S}R = \overline{S}R + SR = R$  时,JK 触发器可以转换为 RS 触发器。

根据上述分析,将 JK 触发器转换为 RS 触发器的电路如图 11.11 所示。

**3. D 触发器转换为 JK 触发器**

已有 D 触发器的特性方程为:  $Q^{n+1} = D$ ;

待求 JK 触发器的特性方程为:  $Q^{n+1} = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n$ 。

所以 D 触发器转换为 JK 触发器就必须满足的条件是

$$D = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n = \overline{\overline{J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n}} = \overline{\overline{J\overline{Q}^n} \cdot \overline{\overline{K}Q^n}}$$

由此得出 D 触发器转换为 JK 触发器的电路,如图 11.12 所示。

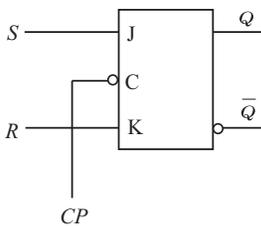


图 11.11 JK 触发器转换为 RS 触发器

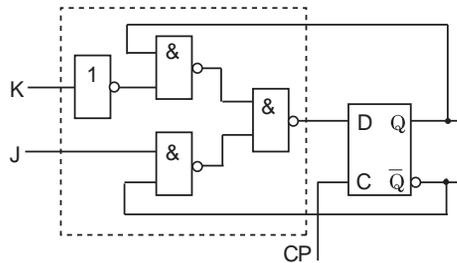


图 11.12 D 触发器转换为 JK 触发器

#### 4. D 触发器转换为 RS 触发器

已有 D 触发器的特性方程为： $Q^{n+1} = D$ ；

待求 RS 触发器的特性方程为： $Q^{n+1} = S + \bar{R}Q^n$  (且  $RS = 0$ )。

比较 D 触发器和修改后的 RS 触发器的特性方程，得出，当  $D = S + \bar{R}Q^n$  时，以上两式必然相等。由此得出 D 触发器转换为 RS 触发器的电路，如图 11.13 所示。

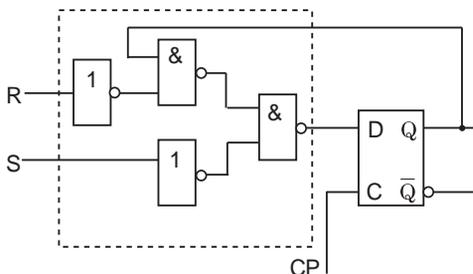


图 11.13 D 触发器转换为 RS 触发器

## 11.2 时序逻辑电路的分析方法

时序逻辑电路中的触发器通常是由时钟脉冲同步控制的，根据触发器状态变化的时刻是否一致，时序逻辑电路可以分为两大类：同步时序逻辑电路和异步时序逻辑电路。

同步时序逻辑电路中所有触发器的时钟端  $CP$  都连在一起，在同一个时钟脉冲作用下，凡具备翻转条件的触发器都同时动作；异步时序逻辑电路的时钟脉冲只推动部分触发器，其余触发器靠电路内部脉冲推动，具备翻转条件的触发器状态的变化有先后，并不都和时钟脉冲  $CP$  同步。

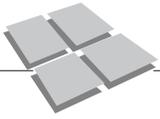
时序逻辑电路的分析是根据给定的电路，写出它的方程、列出状态转换真值表、画出状态转换图和时序图，然后分析出它的功能。其分析步骤如下：

- (1) 确定时序电路的工作方式，判断是异步时序逻辑电路还是同步时序逻辑电路；
- (2) 写出驱动方程和时钟方程，驱动方程即为时序逻辑电路各输入端的激励函数表达式；
- (3) 确定状态方程，把驱动方程代入触发器的特性方程，即可求出状态方程；
- (4) 写出输出方程；
- (5) 列状态转换真值表；
- (6) 画出状态转换图和时序图；
- (7) 分析得出该时序电路的逻辑功能。

### 11.2.1 同步时序逻辑电路的分析

#### 1. 同步时序逻辑电路的特点

在同步时序逻辑电路中，由于所有触发器都由同一个时钟脉冲信号  $CP$  来触发，各触发器状态同时更新，故分析时，状态方程可以不写出时钟方式，只需写出存储电路现在的输入信号和现态决定的各触发器次态方程。



2. 分析举例

例 11.1 电路如图 11.14 所示, 试分析该时序电路的逻辑功能。

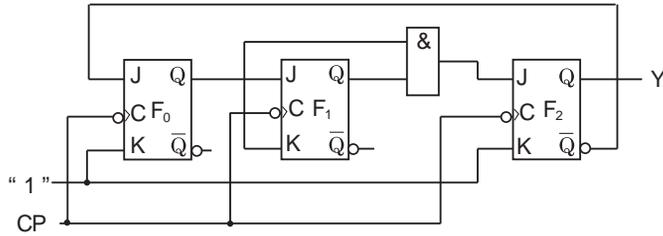


图 11.14 例 11.1 图

解: 该电路是由 3 个 JK 触发器构成, 各触发器的时钟信号相同, 故该电路属于同步时序电路。

(1) 写出触发器的驱动方程

$$J_0 = \overline{Q_2^n}, K_0 = 1$$

$$J_1 = K_1 = Q_0^n$$

$$J_2 = Q_0^n \cdot Q_1^n, K_2 = 1$$

(2) 将驱动方程代入 JK 触发器的特性方程, 求出该电路的状态方程。

JK 触发器的特性方程

$$Q^{n+1} = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n$$

故该电路的状态方程为

$$Q_0^{n+1} = J_0\overline{Q_0^n} + \overline{K_0}Q_0^n = \overline{Q_2^n} \cdot \overline{Q_0^n}$$

$$Q_1^{n+1} = J_1\overline{Q_1^n} + \overline{K_1}Q_1^n = Q_0^n\overline{Q_1^n} + \overline{Q_0^n}Q_1^n$$

$$Q_2^{n+1} = J_2\overline{Q_2^n} + \overline{K_2}Q_2^n = Q_0^n \cdot Q_1^n \cdot \overline{Q_2^n}$$

(3) 写出电路的输出方程

$$Y = Q_2^n$$

(4) 列状态转换真值表

设电路的初始状态  $Q_2^n Q_1^n Q_0^n = 000$ 。将现态代入状态方程和输出方程, 求得次态和输出值。而这个次态作为下一个时钟脉冲 CP 到来前的现态, 并进行计算求得下一个次态, 以此类推, 列出状态转换真值表, 如表 11-6 所示。

表 11-6 状态转换真值表

态序	各触发器现态			各触发器次态			输出	说明
	$Q_2^n$	$Q_1^n$	$Q_0^n$	$Q_2^{n+1}$	$Q_1^{n+1}$	$Q_0^{n+1}$		
0	0	0	0	0	0	1	0	有效状态
1	0	0	1	0	1	0	0	
2	0	1	0	0	1	1	0	
3	0	1	1	1	0	0	0	
4	1	0	0	0	0	0	1	无效状态
5	1	0	1	0	1	0	1	
6	1	1	0	0	1	0	1	
7	1	1	1	0	0	0	1	

由状态转换真值表可知, 该电路有 5 种有效状态, 000、001、010、011、100, 有 3 种无效状态, 101、110、111。对于有效状态, 电路可以在脉冲的控制下自动进入现态和电路的循环状态; 而无效状态, 电路是无法通过循环进入现态的, 只能是预置进入现态。

(5) 根据表 11-6 画出状态转换图和时序图如图 11.15 所示。

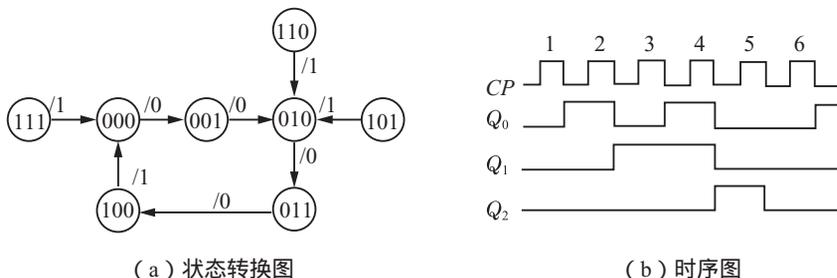


图 11.15 例 11.1 电路的状态转换图和时序图

(6) 检查电路能否自启动。电路在无效状态时, 可在  $CP$  脉冲的作用下进入循环有效状态, 这时称电路具有“自启动”功能; 若电路从无效状态无法进入循环有效状态的情况, 则电路没有“自启动”功能。

从转换表 11-6 和转换图 11.15 均可看到,  $Q_2Q_1Q_0$  的三个无效状态 101、110、111 均可在  $CP$  脉冲的作用下, 返回到有效状态, 故电路能够自启动。

(7) 分析电路的逻辑功能: 从状态转换图上可以看出, 当输入第 5 个  $CP$  脉冲时, 电路返回到初始的 000 状态, 因此, 本题的电路可以完成五位数的循环, 即该电路为同步五进制计数器。

### 11.2.2 异步时序逻辑电路的分析

#### 1. 异步时序逻辑电路的特点

异步时序电路的分析方法与同步时序电路基本相同。但是由于异步时序逻辑电路中, 各触发器状态的变化不是在同一个人时钟控制下, 各触发器的状态变化有先有后, 因此分析时, 要写出各触发器的时钟方程; 在写状态方程时, 必须考虑时钟函数对触发器次态的影响, 各触发器的状态方程所表示的逻辑功能只有在相应的  $CP$  脉冲到来时才成立。无时钟脉冲时, 触发器保持原态不变。

#### 2. 分析举例

**例 11.2** 试分析图 11.16 所示电路的逻辑功能。画出  $Q_0$ 、 $Q_1$  和输出  $Y$  的波形。

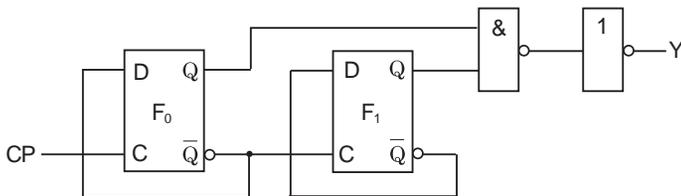
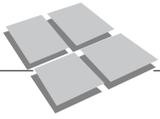


图 11.16 例 11.2 图

**解:** 该电路由 2 个 D 触发器构成, 触发器  $F_0$  的时钟端接外时钟信号  $CP$ , 触发器  $F_1$  的时钟信号由  $\overline{Q_0}$  端提供。2 个 D 触发器的时钟信号不同, 因此该电路是异步时序电



路。根据图 11.16, 列出相应的方程如下:

(1) 写出时钟方程和驱动方程

$$CP_0 = CP, CP_1 = \overline{Q_0}$$

$$D_0 = \overline{Q_0^n}, D_1 = \overline{Q_1^n}$$

(2) 将驱动方程代入 D 触发器的特性方程得到状态方程

$$Q_0^{n+1} = D_0 = \overline{Q_0^n} \quad (CP \text{ 上升沿有效})$$

$$Q_1^{n+1} = D_1 = \overline{Q_1^n} \quad [\overline{Q_0} \text{ 上升沿}(Q_0 \text{ 下降沿}) \text{有效}]$$

(3) 输出方程

$$Y = Q_0^n \cdot Q_1^n$$

(4) 列出状态转换真值表

根据上面列出的各方程组, 可写出电路的状态转换真值表如表 11-7 所示。

表 11-7 状态转换真值表

态序	各触发器现态		各触发器次态		输出	时钟信号	
	$Q_1^n$	$Q_0^n$	$Q_1^{n+1}$	$Q_0^{n+1}$		$CP_1 = \overline{Q_0}$	$CP_0 = CP$
0	0	0	0	1	0	0	↑
1	0	1	1	0	0	↑	↑
2	1	0	1	1	1	0	↑
3	1	1	0	0	0	↑	↑

(5) 画出状态转换图和时序图

依照表 11-7 画出状态转换图和时序图, 如图 11.17 所示。

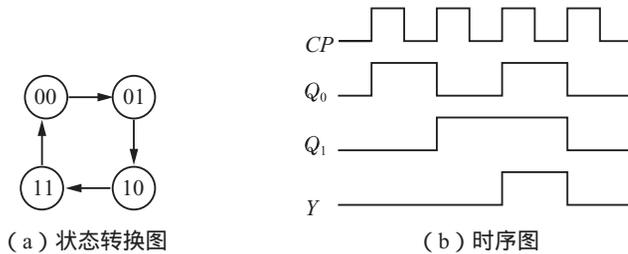


图 11.17 例 11.2 电路的状态转换图和时序图

(6) 分析电路的逻辑功能

从状态转换真值表和状态转换图上可以看出, 本例题的电路在经过 4 个脉冲作用后, 电路的状态循环一次; 因此, 电路可以完成四进制加法计数, 同时每循环一次, 输出一个脉冲作为向高位的进位信号。

## 11.3 计数器

### 11.3.1 计数器的特点与分类

计数器是重要的时序逻辑组件。它主要由触发器和门电路组成(触发器用于计数,

门电路用于构成各种类型的计数器), 不仅用于对时钟脉冲进行计数, 而且还广泛用于数字系统的分频、定时、产生节拍脉冲和进行数字运算等。

计数器种类繁多, 特点各异。按计数脉冲输入方式的不同, 可分为异步计数器和同步计数器; 按计数的变化规律, 又可分为加法计数器、减法计数器和可逆计数器; 按计数进制的不同, 还可为二进制计数器、十进制计数器、 $N$  进制计数器。

### 11.3.2 同步计数器

同步计数器的特点是: 计数脉冲同时加到各触发器的  $CP$  端, 触发器状态翻转符合计数条件的变化。图 11.18 是 4 个 JK 触发器构成的同步十进制加法计数器电路。

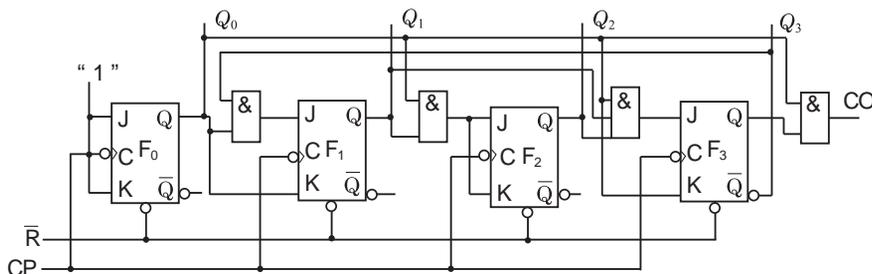


图 11.18 同步十进制加法计数器电路

(1) 驱动方程

$$J_0 = K_0 = 1$$

$$J_1 = Q_0^n \cdot \overline{Q_3^n}; K_1 = Q_0^n$$

$$J_2 = K_2 = Q_1^n \cdot Q_0^n$$

$$J_3 = Q_2^n \cdot Q_1^n \cdot Q_0^n; K_3 = Q_0^n$$

(2) 状态方程

$$Q_0^{n+1} = \overline{Q_0^n}$$

$$Q_1^{n+1} = \overline{Q_3^n} Q_0^n \overline{Q_1^n} + \overline{Q_0^n} Q_1^n$$

$$Q_2^{n+1} = Q_1^n Q_0^n \overline{Q_2^n} + \overline{Q_1^n} Q_0^n Q_2^n$$

$$Q_3^{n+1} = Q_2^n Q_1^n Q_0^n \overline{Q_3^n} + \overline{Q_0^n} Q_3^n$$

(3) 状态转换图

由状态方程可写出状态转换表(请读者自行分析), 进而画出状态转换图如图 11.19 所示。

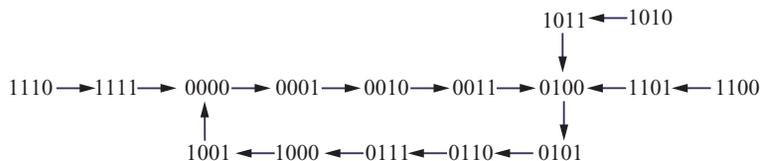
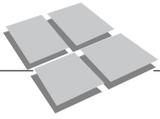


图 11.19 状态转换图

(4) 逻辑功能分析

从状态转换图中可知, 该电路状态在 0000~1001 这 10 种状态之间循环转换, 每来一个时钟脉冲  $CP$ , 电路完成加 1 运算, 因而该电路是一个十进制加法计数器。而且



一旦由于某种原因,电路进入六个无效状态 1010~1111 中时,在时钟脉冲的作用下均能返回到有效循环状态,具有自启动功能。

### 11.3.3 异步计数器

#### 1. 异步二进制加法计数器

图 11.20 是由 D 触发器组成的三位二进制异步加法计数器。计数脉冲 CP 只加到最低位触发器的时钟输入端,高位触发器的时钟输入端接低位触发器的输出端 Q 或  $\bar{Q}$ ,各级触发器状态转换是由低位向高位逐级进行。

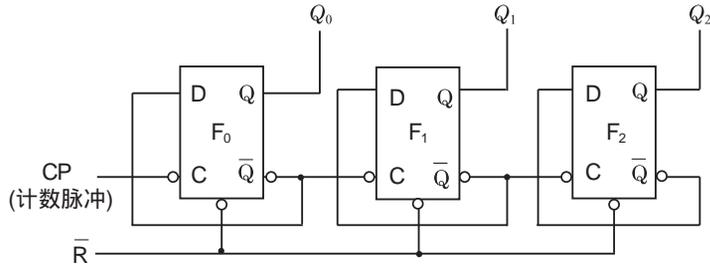


图 11.20 三位二进制异步加法计数器电路

(1)写出各类方程

时钟方程:  $CP_0 = CP, CP_1 = \bar{Q}_0, CP_2 = \bar{Q}_1$ ;

状态方程: 由于 D 触发器的特性方程为:  $Q^{n+1} = D$ 。

故:  $Q_0^{n+1} = \bar{Q}_0^n$  ( $CP_0$  上升沿到来时有效);

$Q_1^{n+1} = \bar{Q}_1^n$  ( $CP_1$  上升沿, 即  $\bar{Q}_0$  的上升沿、 $Q_0$  的下降沿到来时有效);

$Q_2^{n+1} = \bar{Q}_2^n$  ( $CP_2$  上升沿, 即  $\bar{Q}_1$  的上升沿、 $Q_1$  的下降沿到来时有效)。

(2)填写状态转换表

根据时钟方程和状态方程,可填写出表 11-8 所示的状态转换表。

表 11-8 状态转换表

$Q_2^n$	$Q_1^n$	$Q_0^n$	$Q_2^{n+1}$	$Q_1^{n+1}$	$Q_0^{n+1}$	$CP_2$	$CP_1$	$CP_0$
0	0	0	0	0	1			✓
0	0	1	0	1	0		✓	✓
0	1	0	0	1	1			✓
0	1	1	1	0	0	✓	✓	✓
1	0	0	1	0	1			✓
1	0	1	1	1	0		✓	✓
1	1	0	1	1	1			✓
1	1	1	0	0	0	✓	✓	✓

(3)画出图 11.20 所示电路的状态转换图和时序图

由表 11-8 可画出图 11.21 所示的状态转换图、时序图。

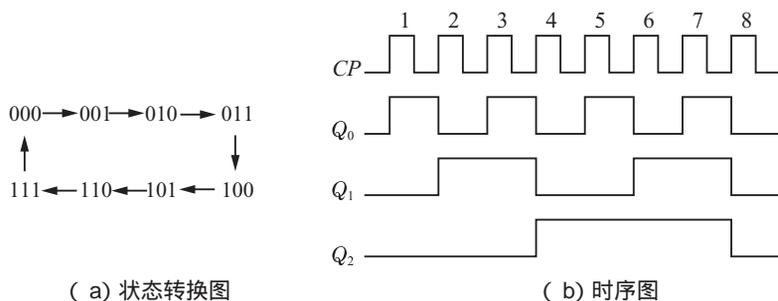


图 11.21 状态转换图与时序图

## (4) 功能分析

从状态转换图和时序图可以看出，电路每输入一个脉冲， $Q_2Q_1Q_0$  的状态完成加 1 的运算，当记录了 8 个时钟脉冲后，计数器完成一个计数循环，所以该电路可以实现二进制计数的功能，是一个异步三位二进制加法计数器。

同时可以看出，该电路中，第一级 D 触发器的输出周期是 CP 时钟脉冲周期的 2 倍，第二级 D 触发器的输出周期是第一级 D 触发器脉冲周期的 2 倍，第三级 D 触发器的输出周期是第二级 D 触发器脉冲周期的 2 倍。即  $Q_0$  的频率是 CP 的 1/2，实现了二分频； $Q_1$  的频率是  $Q_0$  的 1/2，是 CP 的 1/4，实现了四分频； $Q_2$  的频率是  $Q_1$  的 1/2，是 CP 的 1/8，实现了八分频。因此该电路不仅可以实现计数，而且实现了分频。

## 2. 异步二进制减法计数器

图 11.22 是由 D 触发器构成的三位二进制异步减法计数器电路。表 11-9 是其状态转换表。

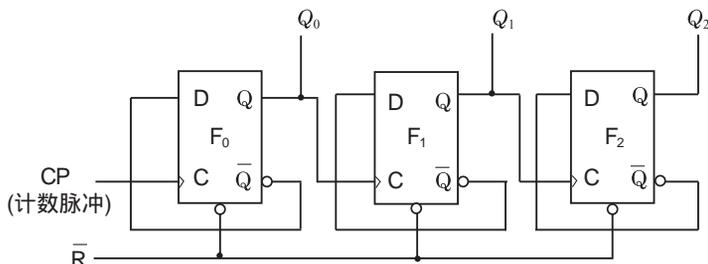


图 11.22 三位二进制异步减法计数器电路

## (1) 写出各类方程

时钟方程： $CP_0 = CP$ ， $CP_1 = Q_0^n$ ， $CP_2 = Q_1^n$ ；

状态方程：由于 D 触发器的特性方程为： $Q^{n+1} = D$ 。

故： $Q_0^{n+1} = \overline{Q_0^n}$  ( $CP_0$  上升沿到来时有效)；

$Q_1^{n+1} = \overline{Q_1^n}$  ( $CP_1$  上升沿，即  $Q_0$  的上升沿到来时有效)；

$Q_2^{n+1} = \overline{Q_2^n}$  ( $CP_2$  上升沿，即  $Q_1$  的上升沿到来时有效)。

## (2) 填写状态转换表

根据时钟方程和状态方程，可填写出表 11-9 所示的状态转换表。

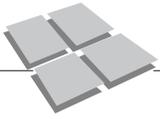


表 11-9 状态转换表

$Q_2^n$	$Q_1^n$	$Q_0^n$	$Q_2^{n+1}$	$Q_1^{n+1}$	$Q_0^{n+1}$	$CP_2$	$CP_1$	$CP_0$
0	0	0	1	1	1	✓	✓	✓
1	1	1	1	1	0			✓
1	1	0	1	0	1		✓	✓
1	0	1	1	0	0			✓
1	0	0	0	1	1	✓	✓	✓
0	1	1	0	1	0			✓
0	1	0	0	0	1		✓	✓
0	0	1	0	0	0			✓

(3)画出图 11.22 所示电路的状态转换图和时序图

由表 11-9 可画出状态转换图、时序图,如图 11.23 所示。

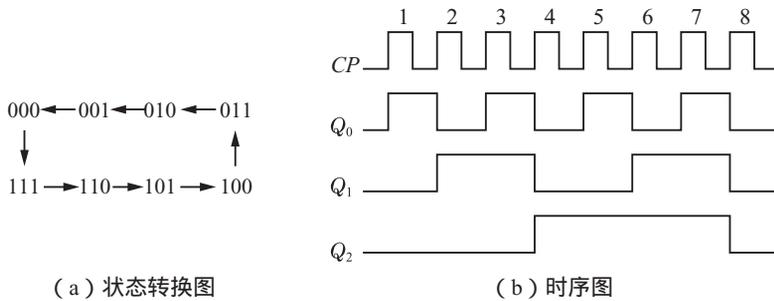


图 11.23 状态转换图与时序图

(4)功能分析

从状态转换图和时序图可以看出,电路每输入一个脉冲, $Q_2Q_1Q_0$  的状态完成减 1 的运算,当记录了 8 个时钟脉冲后,计数器完成一个减法计数循环,所以该电路可以实现二进制计数的功能,是一个异步三位二进制减法计数器。与异步三位二进制加法计数器类似,异步三位二进制减法计数器也可以实现分频功能,即第一级 D 触发器的输出  $Q_0$  实现了二分频;第二级 D 触发器的输出  $Q_1$  实现了四分频;第三级 D 触发器的输出  $Q_2$  实现了八分频。

### 11.3.4 集成计数器

在实际应用中,根据需要可使用现成的集成计数器来构成任意进制的计数器,目前中规模集成计数器有同步/异步、二进制/十进制等多种类型,且功能齐全,可以灵活地组成任意进制的计数电路,下面举例介绍同步和异步集成计数器芯片,以及集成计数器的应用电路。

#### 1. 四位二进制同步加法计数器 74LS161

74LS161 是一种集成计数器,具有同步预置数功能、异步清零功能、同步加法计数功能。图 11.24 所示为 74LS161 的外引脚排列图,各引脚符号功能为:

$CP$ : 时钟脉冲输入端(上升沿有效);

$\overline{CR}$ : 异步清零端(低电平有效);

$\overline{LD}$ : 同步预置端(低电平有效);

$D_0 \sim D_3$ : 并行预置数据输入端;

$CT_T$ 、 $CT_P$ : 计数控制端;

$Q_0 \sim Q_3$ : 计数输出端;

$CO$ : 计数器进位输出端。

74LS161 功能表如表 11-10 所示。

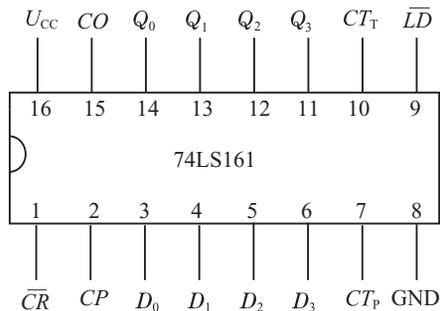


图 11.24 74LS161 的引脚排列

表 11-10 74LS161 功能表

$CP$	$\overline{CR}$	$\overline{LD}$	$CT_P$	$CT_T$	$D_3$	$D_2$	$D_1$	$D_0$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	$CO$	说明
×	0	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0	0	异步清零
↑	1	0	×	×	$A$	$B$	$C$	$D$	$A$	$B$	$C$	$D$	0	同步预置数
×	1	1	0	×	×	×	×	×	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	0	保持
×	1	1	×	0	×	×	×	×	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	0	
↑	1	1	1	1	×	×	×	×	0	0	0	0	0	计数
↑	1	1	1	1	×	×	×	×	1	1	1	1	1	

四位二进制同步加法计数器 74LS161 可构成  $N$  进制计数器, 用 74LS161 构成  $N < 16$  进制计数器有三种方法: 预置数复位法(同步清零法), 进位输出置最小数法(反馈置数法), 脉冲反馈归零法(异步清零法)等。

#### (1) 预置数复位法

将并行预置数据输入端  $D_0 \sim D_4$  全部接地, 相当于接低电平“0”, 在异步清零端  $\overline{CR} = 1$ 、同步预置端  $\overline{LD} = 0$  时, 加上时钟脉冲使 74LS161 的输出端  $Q_0 \sim Q_3$  清零, 即  $Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 0000$ , 达到预置数复位的目的。图 11.25 所示为采用预置数复位法将 74LS161 接成十进制计数器的连接图。

图 11.25 所示电路在预置数复位完成后, 将同步预置端  $\overline{LD}$  设为高电平, 即  $\overline{LD} = 1$ , 同时将异步清零端设为  $\overline{CR} = 1$ , 计数控制端  $CT_T$  和  $CT_P$  均设为高电平状态, 此时图 11.25 所示电路处于计数状态, 每来一个时钟脉冲  $CP$ , 74LS161 连接成的图 11.25 所示电路都从  $Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 0000$  状态开始进行加法计数。

由于同步预置端  $\overline{LD}$  的电位高低由  $Q_0$  和  $Q_3$  控制,  $\overline{LD} = \overline{Q_3 \cdot Q_0}$ , 只有在  $Q_0$  和  $Q_3$  都是高电平时, 即  $Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 1001$  时,  $\overline{LD} = 0$ , 电路进行预置数复位,  $Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 0000$ ; 在  $Q_0 \sim Q_3$  的其他状态下,  $\overline{LD} = 1$ , 不能进行预置数复位, 而是处于计数状态。因而可得出, 图 11.25 所示电路完成的是十进制计数的功能, 即  $Q_3 Q_2 Q_1 Q_0$  的变化状态为图 11.26 所示的 10 种有效计数状态, 完成十进制加法计算。

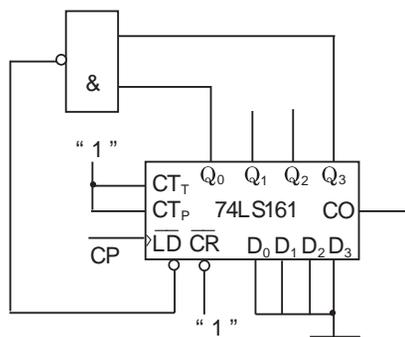


图 11.25 预置数复位法将 74LS161 接成十进制计数器

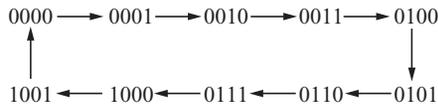
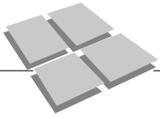


图 11.26 图 11.25 所示电路的 10 种有效计数状态

(2) 进位输出置最小数法(反馈置数法)

将计数器进位输出端  $CO$  通过非门反馈到同步预置端  $\overline{LD}$ , 在 74LS161 电路计数出现进位时,  $CO=1$ , 通过非门反馈到同步预置端使  $\overline{LD}=0$ , 这时来一个时钟脉冲  $CP$ , 使 74LS161 的输出端  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  置数为预先设置的最小数  $D_3D_2D_1D_0$  状态, 完成反馈置数; 同时计数器进位输出端  $CO$  重新变为低电平“0”态, 电路从  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = D_3D_2D_1D_0$  状态开始进行加法计数。

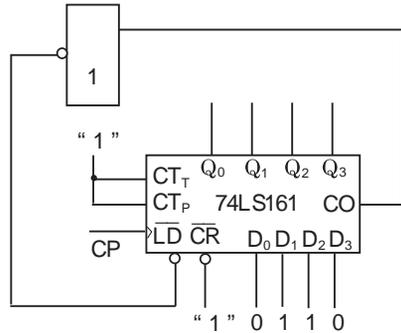


图 11.27 进位输出置最小数法将 74LS161 接成十进制计数器

图 11.27 所示为采用进位输出置最小数法(反馈置数法)将 74LS161 接成十进制计数器的连接图。该电路的最小数  $D_3D_2D_1D_0$  设置为  $D_3D_2D_1D_0 = 0110$ , 当  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  从 0110 状态开始加 1 计数, 到 1111 状态时, 再来一个时钟脉冲  $CP$ ,  $CO=1$ , 电路又回到  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = D_3D_2D_1D_0 = 0110$  的最小计数值的状态, 再次循环加法计数。图 11.28 所示为电路的 10 种有效计数状态, 可以完成十进制加法计算。

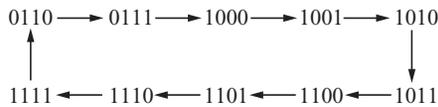


图 11.28 图 11.27 所示电路的 10 种有效计数状态

(3) 脉冲反馈归零法(异步清零法)

将并行预置数据输入端  $D_0 \sim D_4$  全部接地, 即  $D_3D_2D_1D_0 = 0000$ , 根据计数的需要, 将 74LS161 电路的某些输出端通过逻辑门电路反馈到异步清零端  $\overline{CR}$ , 异步清零端  $\overline{CR}$  不需要时钟脉冲的控制, 只要  $\overline{CR}=0$ , 电路立刻清零,  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$ 。在清零信号消失(即  $\overline{CR}=1$ )时, 74LS161 从  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$  的状态开始重新计数。

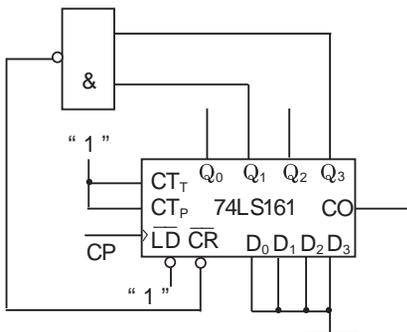


图 11.29 脉冲反馈归零法将 74LS161 接成十进制计数器

图 11.29 所示为采用脉冲反馈归零法(异步清零法)将 74LS161 接成十进制计数器的连接图。

图 11.29 所示电路将输出端  $Q_3$  和  $Q_1$  通过一个与非门接到异步清零端  $\overline{CR}$ , 只有当  $Q_3$  和  $Q_1$  都为高电平“1”时, 异步清零端  $\overline{CR}$  才会为低电平“0”,  $\overline{CR} = \overline{Q_3 \cdot Q_1} = \overline{1 \cdot 1} = 0$ , 电路立刻清零, 图 11.29 电路从  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$  的状态开始重新计数。所

以电路构成十进制计数器，其 10 种有效计数状态为： $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000 \sim 1001$ ， $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1010$  为过渡态，当计数从 0000 开始计数到第 10 个脉冲时，电路进入 1010 状态，此时  $\overline{CR} = \overline{Q_3} \cdot \overline{Q_1} = 1 \cdot 1 = 0$ ，电路立刻清零到  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$ ，并不需要时钟脉冲的控制，即该电路仍然是 10 个脉冲完成一个循环的计数，所以该电路是十进制计数器。图 11.30 所示为图 11.29 电路的 10 种有效计数状态。

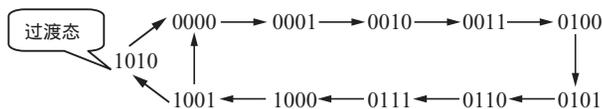


图 11.30 图 11.29 所示电路的 10 种有效计数状态

## 2. 集成异步计数器 74LS290

74LS290 是一种常见的中规模集成二-五-十进制异步加法计数器，它的功能很强，可以灵活地组成各种进制的计数器。74LS290 的引脚排列如图 11.31 所示。74LS290 芯片有 14 个引脚，其中的 2、6 引脚为空引脚，时钟  $CP$  是采用下降沿触发的方式。

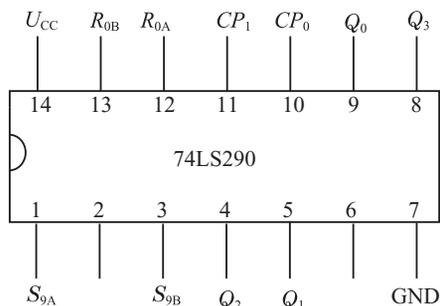


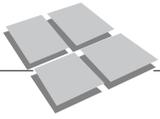
图 11.31 74LS290 的引脚排列

74LS290 的功能表如表 11-11 所示。通过不同的连接方式，74LS290 可以实现二进制、五进制、8421BCD 十进制和 5421BCD 十进制计数四种不同的逻辑功能；而且还可借助  $R_{0A}$  和  $R_{0B}$  对计数器清零，借助  $S_{9A}$  和  $S_{9B}$  将计数器置 9。其具体功能详述如下：

当  $R_{0A} = R_{0B} = 1$ ， $S_{9A} \cdot S_{9B} = 0$  时，74LS290 实现异步清零功能，即  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$ ；当  $S_{9A} = S_{9B} = 1$ ， $R_{0A} \cdot R_{0B} = 0$  时，74LS290 置 9， $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1001$ 。

表 11-11 74LS290 的功能表

复位输入		置位输入		时钟		输出				功能说明
$R_{0A}$	$R_{0B}$	$S_{9A}$	$S_{9B}$	$CP_0$	$CP_1$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	
1	1	0	×	×	×	0	0	0	0	置 0
1	1	×	0	×	×	0	0	0	0	
×	0	1	1	×	×	1	0	0	1	置 9
0	×	1	1	×	×	1	0	0	1	
×	0	×	0	↓	0	二进制计数， $Q_0$ 输出				计数
0	×	0	×	↓	0	二进制计数， $Q_0$ 输出				
×	0	×	0	0	↓	五进制计数， $Q_3Q_2Q_1$ 输出				
0	×	0	×	0	↓	五进制计数， $Q_3Q_2Q_1$ 输出				
×	0	×	0	↓	$Q_0$	8421BCD 码十进制计数， $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				
0	×	0	×	↓	$Q_0$	8421BCD 码十进制计数， $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				
×	0	×	0	$Q_3$	↓	5421BCD 码十进制计数， $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				
0	×	0	×	$Q_3$	↓	5421BCD 码十进制计数， $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				



若计数脉冲从  $CP_0$  端输入, 而  $CP_1$  端接低电平时, 74LS290 完成二进制计数, 计数结果从  $Q_0$  端输出。

若计数脉冲从  $CP_1$  端输入, 而  $CP_0$  端接低电平时, 74LS290 完成五进制计数, 计数结果从  $Q_3Q_2Q_1$  端输出。

若将  $Q_0$  与  $CP_1$  相连, 计数脉冲从  $CP_0$  输入, 74LS290 完成 8421BCD 十进制计数, 计数结果从  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  端输出, 如图 11.32(a)所示。

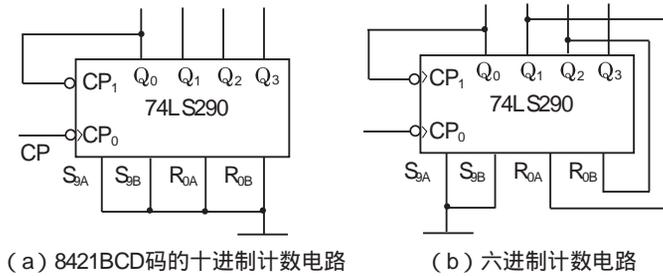


图 11.32 用 74LS290 构成的计数电路

若将  $Q_3$  与  $CP_0$  相连, 计数脉冲从  $CP_1$  输入, 74LS290 完成 5421BCD 十进制计数, 计数结果从  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  端输出。

利用 74LS290, 可以灵活地组成各种进制的计数器。如图 11.32(b)所示为六进制计数电路, 该电路采用了 8421BCD 码十进制计数的基本连接方式, 再通过  $Q_1$ 、 $Q_2$  反馈到置 0 端  $R_{0A}$ 、 $R_{0B}$  来控制计数的有效计数状态, 计数结果从  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  端输出。图 11.33 所示为图 11.32(b)电路的 6 种有效计数状态:

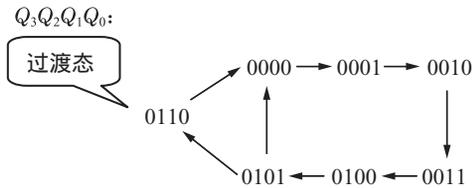


图 11.33 图 11.32 所示电路的 6 种有效计数状态

## 11.4 寄存器

### 11.4.1 寄存器的特点与分类

在数字系统中, 经常需要把一些数据、信息或指令存放起来等待处理, 能够实现这种功能的逻辑部件称为寄存器。

寄存器是由具有存储功能的触发器和具有控制作用的门电路配合构成的。由于每个触发器只能存放 1 位二进制数码, 因此寄存器要存放几位二进制数码, 就必须由几个触发器组成。寄存器是数字仪表和计算机硬件电路中最基本的逻辑器件之一, 几乎所有的数字系统都要用到它。

按存入数码的方式分, 寄存器可分为串行寄存器和并行寄存器两种。

按寄存数码的功能分，寄存器可分为数码寄存器和移位寄存器两种。

### 11.4.2 数码寄存器

数码寄存器具有接收、保存和清除数码的功能，也称为锁存器和基本寄存器。它可以用 RS、D、JK 触发器来实现。

图 11.34 所示电路为 D 触发器构成的 4 位并行数码寄存器。图中  $D_0 \sim D_3$  为并行数码输入端， $CP$  为时钟脉冲端， $Q_0 \sim Q_3$  为并行数码输出端。

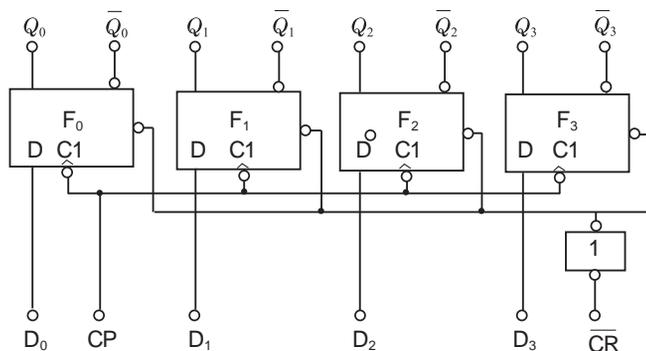


图 11.34 由 D 触发器构成的 4 位数码寄存器

当置零端  $\overline{CR}=0$  时，触发器  $F_0 \sim F_3$  同时被置 0。寄存器工作时， $\overline{CR}$  为高电平 1。

从图 11.34 可知， $D_0 \sim D_3$  分别为 4 个 D 触发器  $F_0 \sim F_3$  的输入数码，当时钟脉冲  $CP$  上升沿到达时， $D_0 \sim D_3$  被并行置入到 4 个触发器中，这时  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = D_3D_2D_1D_0$ ，即将 4 个输入数码  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  移到寄存器的输出端。

当  $\overline{CR}=1$ 、 $CP=0$  时，4 个 D 触发器锁存，寄存器中寄存的数码保持不变，即  $F_0 \sim F_3$  的状态保持不变。

### 11.4.3 移位寄存器

移位寄存器除了具有存放数码的功能之外，还具有移位的功能。该寄存器在移位脉冲的作用下，使已寄存的数码在相邻的触发器间逐个移动。

按照移位的方向不同，移位寄存器分为单向(左移、右移)和双向移位两种。

#### 1. 单向移位寄存器

图 11.35 是用 D 触发器构成的 4 位右移寄存器。

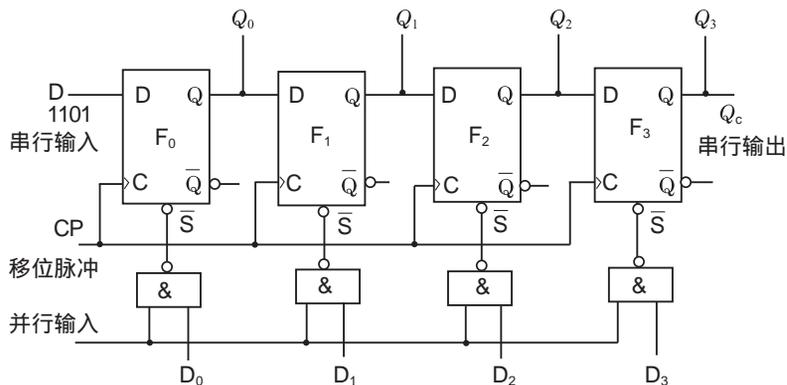
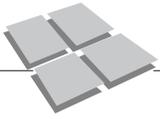


图 11.35 用 D 触发器构成的 4 位右移寄存器



该电路由一个串行数据输入端  $D$ ，一个串行数据输出端  $Q_c$ ，4 个并行输入端  $D_0 \sim D_3$ ，4 个并行输出端  $Q_0 \sim Q_3$  及几个控制门组成。触发器中存储的数据在  $CP$  脉冲的作用下，从左向右移动。例如，从输入端按照  $CP$  的节拍，依次串行输入数据 1101，经过 4 个移位脉冲之后，4 个数码 1101 恰好全部送入寄存器，这时可以从 4 个触发器的  $Q$  端得到并行输出数据  $Q_3Q_2Q_1Q_0=1101$ 。若是再经过 4 个脉冲，则可以从  $Q_c$  端依次得到串行输出的数码 1101。

### 2. 集成移位寄存器

集成移位寄存器的种类很多，74LS194 是一种常用的 4 位双向集成移位寄存器，它的引脚排列如图 11.36 所示。其功能表见表 11-12。

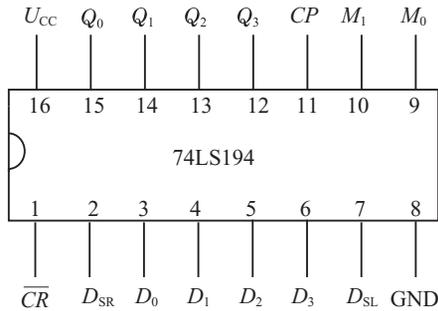


图 11.36 4 位双向集成移位寄存器引脚排列图

表 11-12 74LS194 的功能表

输 入					输 出				功能说明					
$\overline{CR}$	$M_1$	$M_0$	$D_{SR}$	$D_{SL}$	$CP$	$D_0$	$D_1$	$D_2$		$D_3$	$Q_0^{n+1}$	$Q_1^{n+1}$	$Q_2^{n+1}$	$Q_3^{n+1}$
0	×	×	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0	清零
1	×	×	×	×	0	×	×	×	×	$Q_0^n$	$Q_1^n$	$Q_2^n$	$Q_3^n$	保持
1	0	0	×	×	×	×	×	×	×	$Q_0^n$	$Q_1^n$	$Q_2^n$	$Q_3^n$	保持
1	1	1	×	×	↑	$d_0$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_0$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	置数
1	0	1	$D_i$	×	↑	×	×	×	×	$D_i$	$Q_0^n$	$Q_1^n$	$Q_2^n$	右移
1	1	0	×	$D_i$	↑	×	×	×	×	$Q_1^n$	$Q_2^n$	$Q_3^n$	$D_i$	左移

由表 11-12 可知，74LS194 主要有以下功能。

(1)置 0(清零)：当  $\overline{CR}=0$  时，移位寄存器置 0，即  $Q_3Q_2Q_1Q_0=0000$ 。

(2)保持：当  $\overline{CR}=1$ ， $CP=0$ ，或  $\overline{CR}=1$ 、 $M_1M_0=00$  时，移位寄存器保持原状态不变。

(3)并行送数：当  $\overline{CR}=1$ ， $M_1M_0=11$  时，在  $CP$  的作用下，使  $D_0 \sim D_3$  端输入的数码  $d_0 \sim d_3$  送入寄存器，即  $Q_3Q_2Q_1Q_0=d_3d_2d_1d_0$ 。

(4)右移串行送数：当  $\overline{CR}=1$ ， $M_1M_0=01$  时，在  $CP$  的作用下，执行右移功能， $D_{SR}$  端输入的数码依次送入寄存器。

(5)左移串行送数：当  $\overline{CR}=1$ ， $M_1M_0=10$  时，在  $CP$  的作用下，执行左移功能， $D_{SL}$  端输入的数码依次送入寄存器。

## 11.5 555 定时器

555 定时器是一种功能强大的模拟数字混合集成电路，只要外接少数几个阻容元件就可以组成施密特触发器、单稳态触发器、多谐振荡器等基本单元电路。其具有性能优良、可靠性强、使用灵活方便等优点，被广泛应用于检测与控制、家用电器、电子玩具等领域。

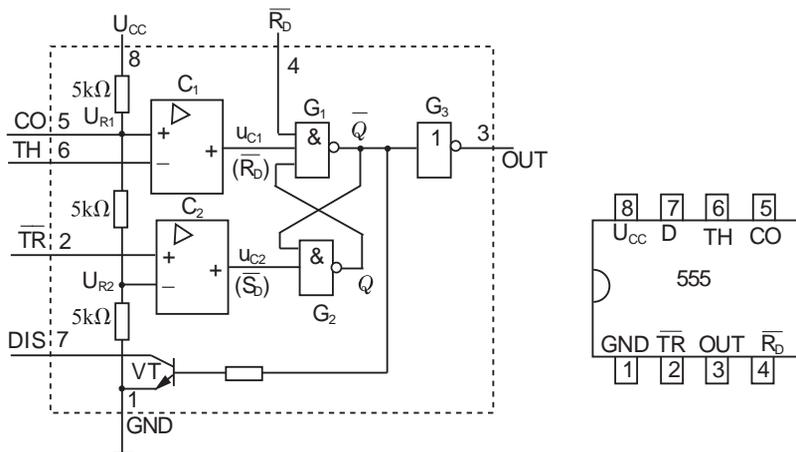
555 定时器分为双极型与 CMOS 两大类，其中双极型有 NE555、5G555 等型号；CMOS 型有 ICM7555、CC7555 等型号。TTL 单定时器型号的最后 3 位数字为 555，双定时器型号的最后 3 位数字为 556；CMOS 单定时器的最后 4 位数字为 7555，双定时器的最后 4 位数字为 7556。它们的逻辑功能和外部引线排列完全相同。通常，双极型集成 555 定时器具有较大的驱动能力，电源电压范围为 5~16 V。而 CMOS 型集成 555 定时器具有低功耗、输入阻抗高等优点，电源电压范围为 3~18 V。

### 11.5.1 555 定时器的组成及功能

#### 1. 555 定时器的组成

555 定时器的内部电路结构如图 11.37(a)所示，包括电压比较器  $C_1$  和  $C_2$ 、由  $G_1$ 、 $G_2$  构成的 RS 触发器、电阻分压器、集电极开路的放电管 VT 和输出缓冲级等部分。其中电阻分压器由三个  $5\text{ k}\Omega$  电阻组成， $U_{R1} = \frac{2U_{CC}}{3}$ ，为比较器  $C_1$  的基准电压， $TH$  (阈值输入端)为  $C_1$  的输入端。 $U_{R2} = \frac{U_{CC}}{3}$ ，为比较器  $C_2$  的基准电压， $\overline{TR}$  (触发输入端)为比较器  $C_2$  的输入端。 $CO$  为控制端，当外接固定电压  $U_{CO}$  时， $U_{R1} = U_{CO}$ ， $U_{R2} = \frac{U_{CO}}{2}$ 。 $\overline{R_D}$  为直接置 0 端，当  $\overline{R_D} = 0$  时，输出端  $u_o$  为低电平。正常工作时， $\overline{R_D}$  必须为高电平。

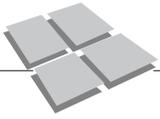
图 11.37(b)为 555 定时器的芯片引脚排列图。555 定时器芯片的 1 脚是接地端  $GND$ ，2 脚是低电平触发端  $\overline{TR}$ ，3 脚是输出端  $OUT$ ，4 脚是清零端  $\overline{R_D}$ ，5 脚是电压控制端  $CO$ ，6 脚是高电平触发端  $TH$ ，7 脚是放电端  $DIS$ ，8 脚是电源端  $U_{CC}$ 。



(a) 555 定时器电路结构图

(b) 555 芯片引脚排列图

图 11.37 555 定时器及其引脚排列



## 2. 555 定时器的逻辑功能

设  $\overline{TH}$  和  $\overline{TR}$  的输入电压分别为  $u_{11}$  与  $u_{12}$ , 对 555 定时器的工作原理进行分析:

(1) 当  $u_{11} > U_{R1}$ ,  $u_{12} > U_{R2}$  时, 比较器  $C_1$  输出  $u_{C1}$  为低电平, 比较器  $C_2$  输出  $u_{C2}$  为高电平, RS 触发器置 0, 即  $Q=0$ ,  $\overline{Q}=1$ , 则非门  $G_3$  输出为低电平, 同时三极管 VT 饱和导通。

(2) 当  $u_{11} < U_{R1}$ ,  $u_{12} < U_{R2}$  时, 比较器  $C_1$  输出  $u_{C1}$  为高电平, 比较器  $C_2$  输出  $u_{C2}$  为低电平, RS 触发器置 1, 即  $Q=1$ ,  $\overline{Q}=0$ , 则非门  $G_3$  输出为高电平, 同时三极管 VT 截止。

(3) 当  $u_{11} < U_{R1}$ ,  $u_{12} > U_{R2}$  时, 比较器  $C_1$  输出  $u_{C1}=1$ , 比较器  $C_2$  输出  $u_{C2}=1$ , RS 触发器保持原状态不变。

通过上述分析, 得出 555 定时器的功能表如表 11-13 所示。

表 11-13 555 定时器的功能表

输入			输出	
$\overline{R_D}$	$\overline{TH}(u_{11})$	$\overline{TR}(u_{12})$	$u_o$	三极管 VT 的工作状态
0	×	×	0	导通
1	$> \frac{2U_{CC}}{3}$	$> \frac{U_{CC}}{3}$	0	导通
1	$< \frac{2U_{CC}}{3}$	$< \frac{U_{CC}}{3}$	1	截止
1	$< \frac{2U_{CC}}{3}$	$> \frac{U_{CC}}{3}$	原状态	保持原状态

## 11.5.2 555 定时器构成的多谐振荡器

### 1. 555 定时器构成的基本多谐振荡器

将 555 定时器的 7 脚(DIS 端)经  $R_1$  与电源  $U_{CC}$  相连接, 同时 7 脚对地接  $R_2$  和 C 积分电路, 2 脚( $\overline{TR}$  端)与 6 脚( $\overline{TH}$  端)相连, 接到积分电容上, 就构成如图 11.38(a) 所示的多谐振荡器。多谐振荡器是一种无需外加触发信号的脉冲产生电路, 该电路没有稳态, 仅存在两个暂稳态  $T_{W1}$  与  $T_{W2}$ 。其工作波形如图 11.38(b) 所示。

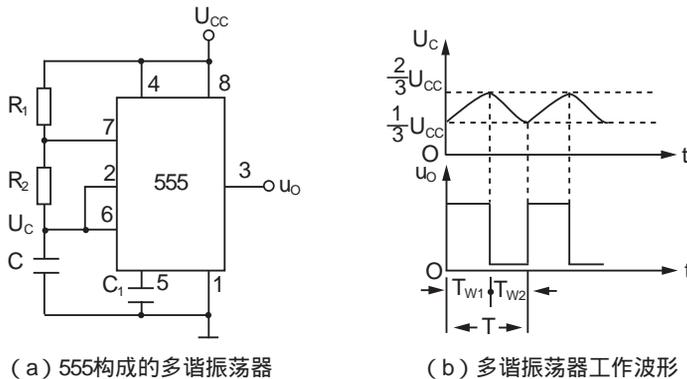


图 11.38 555 构成的多谐振荡器及其工作波形

#### (1) 过渡时期

电路刚接通瞬间, 电容 C 上未来得及充电, 即  $U_c=0$  V。这时 6、2 脚电位都为低

电平, 故输出  $u_o$  为高电平, 三极管 VT 截止, 由电源  $U_{CC}$  经过  $R_1$ 、 $R_2$  对  $C$  充电, 使  $U_C$  电位不断升高, 这是刚通电时电路的过渡时期。

(2) 放电阶段(第一暂稳态期)

当充电到  $U_C$  略大于  $\frac{2U_{CC}}{3}$  时, 6、2 脚为高电平, 电压比较器  $C_1$  输出  $u_{C1}$  为低电平, 电压比较器  $u_{C2}$  为高电平, RS 触发器置 0, 即  $Q=0$ ,  $\bar{Q}=1$ , 对应输出  $u_o$  为低电平, 同时 555 定时器 7 脚所接的三极管 VT 饱和导通, 这时电容  $C$  经过  $R_2$  及 555 定时器的 7 脚(对应内部电路的三极管 VT)对地放电, 6 脚电位  $U_C$  按指数规律逐渐下降。当放电到电容电压  $U_C$  略低于  $\frac{U_{CC}}{3}$  时, 6、2 脚都为低电平, 电压比较器  $C_1$  输出高电平, 电压比较器  $C_2$  输出低电平, 基本 RS 触发器置 1,  $Q=1$ ,  $\bar{Q}=0$ , 对应输出  $u_o$  为高电平, 同时三极管 VT 截止, 将进行下次充电。设这段放电时间为  $T_{w2}$ , 则其放电时间为电容  $C$  上的电压由  $\frac{2U_{CC}}{3}$  放电到  $\frac{U_{CC}}{3}$  所需的时间, 可用下式估算:

$$T_{w2} = R_2 C \ln 2 \approx 0.7 R_2 C$$

(3) 充电阶段(第二暂稳态期)

当  $U_C$  放电到略低于  $\frac{U_{CC}}{3}$  时, 6、2 脚电位都为低电平, 电压比较器  $C_1$  输出低电平, 电压比较器  $C_2$  输出高电平, 基本 RS 触发器置 1,  $Q=1$ ,  $\bar{Q}=0$ , 故输出  $u_D$  为高电平, 同时三极管 VT 截止, 这时电源  $U_{CC}$  经过  $(R_1 + R_2)$  对  $C$  充电, 6 脚电位  $U_C$  按指数规律逐渐上升。当充电到  $U_C$  略高于  $\frac{2U_{CC}}{3}$  时, 6、2 脚为高电平, 电压比较器  $C_1$  输出低电平, 电压比较器  $u_{C2}$  输出为高电平, RS 触发器置 0,  $Q=0$ ,  $\bar{Q}=1$ , 因而输出  $u_o$  变为低电平, 同时三极管 VT 导通, 又开始重复上述步骤 2 的放电过程。设这段充电时间为  $T_{w1}$ , 则其放电时间为电容  $C$  上的电压由  $\frac{U_{CC}}{3}$  充电到  $\frac{2U_{CC}}{3}$  所需的时间, 可用下式估算:

$$T_{w1} = (R_1 + R_2) C \ln 2 \approx 0.7 (R_1 + R_2) C$$

由此得出 555 定时器的振荡周期  $T$  为

$$T = T_{w1} + T_{w2} = 0.7 (R_1 + 2R_2) C$$

振荡频率  $f$  为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.7 (R_1 + 2R_2) C}$$

## 2. 占空比可调的多谐振荡器

占空比可调的多谐振荡器如图 11.39 所示, 它比一般的多谐振荡器电路增加了一个电位器和两个导引二极管  $VD_1$  与  $VD_2$ 。利用二极管的单向导电性, 把电容  $C$  的充电回路和放电回路隔离开; 调节电位器  $R_p$  可调整振荡信号的占空比。

图 11.39 所示电路, 在充电时  $VD_1$  导通,

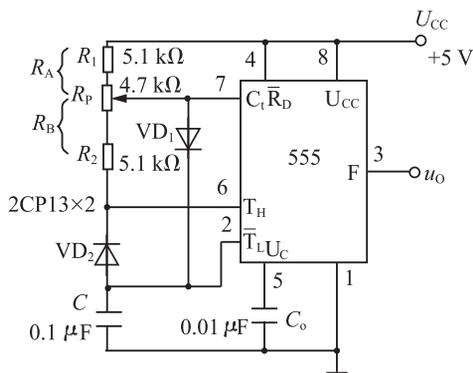
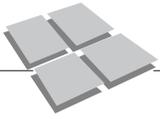


图 11.39 占空比可调的多谐振荡器



VD<sub>2</sub> 截止；在放电时 VD<sub>2</sub> 导通，VD<sub>1</sub> 截止。

(1) 充电回路

由于充电时，555 定时器 7 脚所接的三极管 VT 截止，即 7 脚没有电流流入，相当于开路状态，因而充电回路为

$$U_{CC} \rightarrow R_A \rightarrow VD_1 \rightarrow C \rightarrow \text{地}$$

(2) 放电回路

由于放电时，555 定时器 7 脚所接的三极管 VT 饱和导通，即 7 脚相当于接地，因而放电回路为

$$C \rightarrow VD_2 \rightarrow R_B \rightarrow \text{地}$$

(3) 多谐振荡器输出波形的占空比 D

输出波形的占空比 D 是指脉冲宽度与脉冲周期之比，根据图 11.38(b) 的输出波形可知，占空比 D 为

$$D = \frac{T_{w1}}{T_{w1} + T_{w2}} = \frac{R_A}{R_A + R_B}$$

上式中若取 R<sub>A</sub> = R<sub>B</sub>，则电路的占空比为 50%，输出波形为方波信号。

3. 多谐振荡器应用举例

多谐振荡器在电子产品中应用十分广泛，图 11.40 所示为一些 555 构成的多谐振荡器实际应用电路。

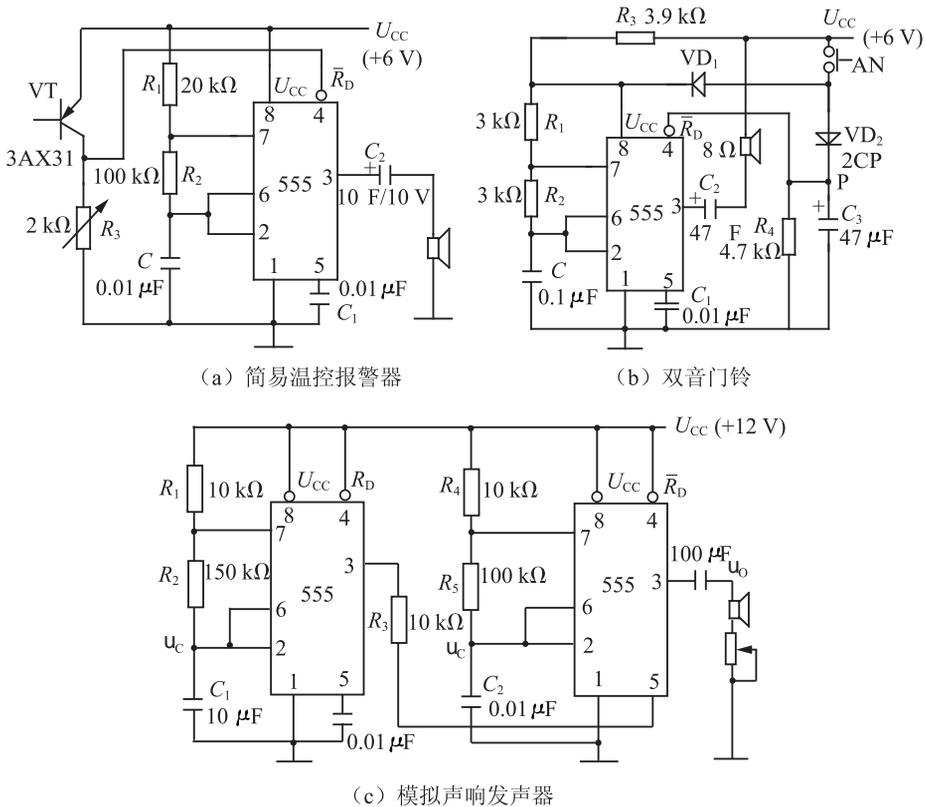


图 11.40 多谐振荡器实际应用电路

图 11.40(a)所示为一个简易温控报警器,该电路利用 555 定时器构成的可控音频振荡电路,通过扬声器发声报警。该电路选择 3AX(或 3AG)系列的三极管或选用光敏管作温控器件,当温度在正常范围内,555 定时器的 4 脚(复位端  $\bar{R}_D$ )为低电平,多谐振荡电路停振,扬声器不发声;当温度升高到达设定警戒值时,555 定时器的 4 脚(复位端  $\bar{R}_D$ )变为高电平,多谐振荡电路振荡,扬声器发声报警。该电路可通过电位器  $R_3$  来调节温度警戒值;通过改变电阻  $R_1$ 、 $R_2$  或电容  $C$  的大小,来改变报警的音调高低。

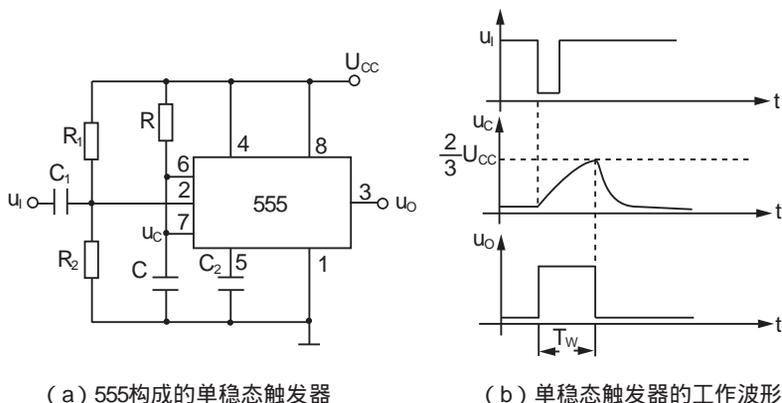
图 11.40(b)所示的双音门铃和图 11.40(c)所示的模拟声响发声器的电路组成特点和电路的工作原理,读者可结合前述内容自行分析。

### 11.5.3 555 定时器构成的单稳态触发器

单稳态电路是具有一个稳态和一个暂稳态的电路,在外加触发脉冲作用下,能从稳态翻转到暂稳态,在暂稳状态维持一段时间后,自动返回到稳态。

#### 1. 电路组成与工作原理

由 555 定时器组成的单稳态触发器如图 11.41(a)所示。该电路中,555 定时器的 2 脚( $\overline{TR}$  端)作为触发信号  $U_i$  的输入端,6 脚( $TH$  端)7 脚( $DIS$  端)相连,一端通过电阻  $R$  与电源  $U_{CC}$  相连,另一端通过电容  $C$  接地。该触发器的工作波形如图 11.41(b)所示。



(a) 555 构成的单稳态触发器

(b) 单稳态触发器的工作波形

图 11.41 555 构成的单稳态触发器及其工作波形

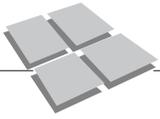
电路的工作原理如下。

#### (1) 稳态时期

没有加触发信号时,2 脚( $\overline{TR}$  端)为高电平。电源  $U_{CC}$  经电阻  $R$  对电容  $C$  进行充电,当电容  $C$  上的电压  $U_c \geq \frac{2U_{CC}}{3}$  时,电压比较器  $C_1$  输出低电平,此时 2 脚输入电压  $U_{i2}$  为高电平,电压比较器  $u_{c2}$  输出高电平,基本 RS 触发器置 0,输出  $u_o$  为低电平,同时 555 定时器的内部三极管 VT 导通(7 脚),电容  $C$  经 VT 迅速放电,使 7 脚电位下降为  $U_c \approx 0$ ;这时电压比较器  $C_2$  输出  $u_{c1}$  变为高电平,即基本 RS 触发器的两个输入信号都为高电平 1,处于保持状态。这种状态为单稳态触发器的稳定状态,简称稳态。在稳定状态时,7 脚的电平和输出电压均为 0,即  $U_c = 0$ ,  $u_o = 0$ ,如图 11.41(b)所示。

#### (2) 暂态时期

当输入信号  $U_i$  由高电平跃到低电平时,此时 2 脚输入电压  $u_{i2}$  为低电平,电压比较器  $u_{c2} = 0$ (低电平), $u_{c1}$  为高电平,所以基本 RS 触发器被置 1,输出  $u_o$  由低电平跃



到高电平;同时,三极管截止,电源  $U_{CC}$  经电阻  $R$  对电容  $C$  进行充电,电路进入暂稳态。在暂稳态期间,输入电压  $u_i$  必须回到高电平。

(3)返回稳定状态

电容  $C$  上的电压逐渐增大,当  $U_c \geq \frac{2U_{CC}}{3}$  时,电压比较器  $C_1$  的输出  $u_{c1} = 0$  (低电平),由于此时  $u_i$  为高电平,电压比较器  $C_2$  的输出  $u_{c2}$  为高电平,基本 RS 触发器置 0,输出  $U_o$  变为低电平,同时三极管 VT 导通,电容  $C$  经三极管 VT 迅速放电,使 7 脚电位  $U_c \approx 0$ 。电路返回稳定状态。

单稳态触发器的输出脉冲宽度  $T_w$  为暂稳态维持的时间,它实质上为电容  $C$  上的电压由 0 V 充电到  $2/3U_{CC}$  所需的时间,可按下式计算:

$$T_w = RC \ln 3 \approx 1.1RC$$

2. 单稳态触发器应用举例

555 定时器构成的单稳态触发器能够把不规则的输入信号,整形成为幅度和宽度都相同的标准矩形脉冲。下面是单稳态触发器应用的两个例子。

(1)触摸定时控制开关

工作原理:只要用手触摸一下金属片 P,由于人体感应电压相当于在触发输入端(2 引脚)加入一个负脉冲,555 输出端(3 脚)输出高电平,灯泡( $R_L$ )发光,当暂稳态时间( $T_w$ )结束时,555 输出端恢复低电平,灯泡熄灭。该触摸开关可用于夜间定时照明,定时时间可由 RC 参数调节。

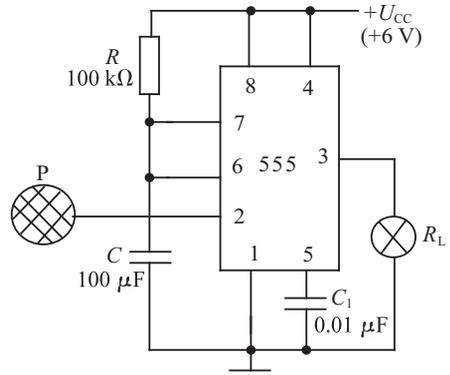


图 11.42 触摸定时控制开关

(2)触摸、声控双功能延时灯

工作原理:555 和三极管  $VT_1$ 、电阻  $R_3$ 、 $R_2$ 、电容  $C_4$  组成单稳定时电路,定时(灯亮)时间约为 1 分钟。当击掌声传至压电陶瓷 HTD 时,HTD 将声音信号转换成电信号,经  $VT_2$ 、 $VT_1$  放大,触发 555,使 555 输出高电平(3 脚),触发导通晶闸管 SCR,电灯亮;同样,若触摸金属片 A 时,人体感应电信号经  $R_4$ 、 $R_5$  加至  $VT_1$  基极,也能使  $VT_1$  导通,触发 555,达到上述效果。

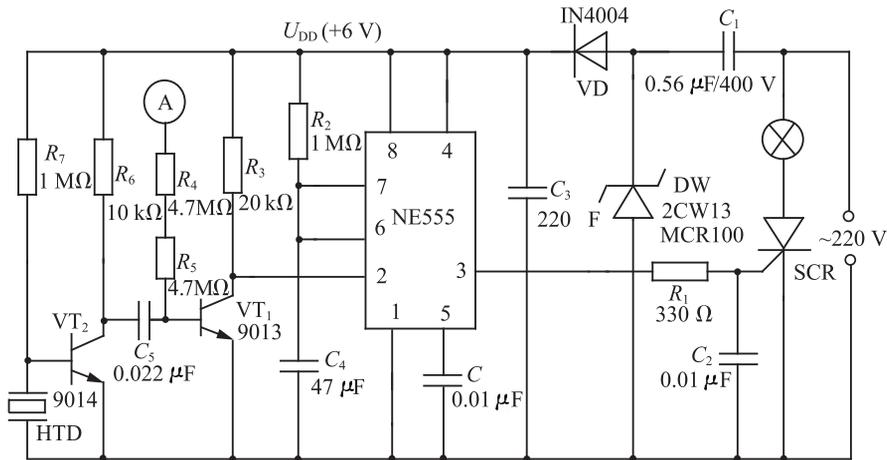


图 11.43 触摸、声控双功能延时灯

## 本章小结

1. 时序逻辑电路由触发器和组合逻辑电路组成。其输出不仅和输入有关，而且还与电路原来的状态有关，电路的状态由触发器记忆并表示出来。

2. 描述时序逻辑电路逻辑功能的方法有逻辑图、状态方程、驱动方程、输出方程、状态转换真值表、状态转换图和时序图等。

3. 各种触发器虽然都能完成逻辑功能，但它们各自的功能又有差别，可分为：RS 触发器、D 触发器、JK 触发器等多种类型。各触发器之间可以相互转换。

4. 时序逻辑电路通常分为两大类：同步时序逻辑电路和异步时序逻辑电路。常用的时序逻辑电路有寄存器和计数器等。时序逻辑电路分析的关键是求出状态方程和状态转换真值表，根据状态转换真值表可画出状态转换图和时序图，由此可分析出时序逻辑电路的功能。

5. 计数器是快速记录输入脉冲个数的部件。按计数进制可分为二进制计数器、十进制计数器和任意进制计数器；按计数变化规律可分为加法计数器、减法计数器等；按时钟脉冲(计数脉冲)输入方式可分为同步计数器和异步计数器。计数器可用于分频、定时、运算和自控等场合。

6. 寄存器主要用以存放数码。移位寄存器不但可存放数码，而且还能对数据进行移位操作。

7. 555 定时器是一种多用途的单片集成电路，利用它可以方便地构成施密特触发器、单稳态触发器和多谐振荡器等单元电路。

8. 多谐振荡器是一种脉冲产生电路，它不需要外加输入信号，而使电路能够周而复始地产生矩形波振荡信号；多谐振荡器没有稳定状态，只有两个暂稳态，暂稳态时间的长短取决于定时元件  $RC$  的充放电时间。振荡周期  $T$  是多谐振荡器的主要参数。

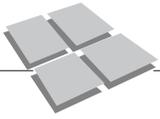
9. 单稳态触发器是一种脉冲整形电路，多用于脉冲波形的整形、延时和定时。它有一个稳态和一个暂稳态，稳态到暂稳态的转换靠外触发脉冲的作用，暂稳态维持一段时间后自动返回稳态，暂稳态维持时间的长短由定时元件  $R$ 、 $C$  决定。

## >>> 习题 11

11.1 时序逻辑电路有哪些特点？它主要由哪几部分组成？它和组合逻辑电路有哪些区别？

11.2 同步时序逻辑电路和异步时序逻辑电路有何区别？

11.3 试述同步时序逻辑电路的分析方法，在分析步骤上与异步时序逻辑电路又有哪些异同点？



11.4 一时序电路如图 11.44 所示,说明该电路完成什么功能,设各触发器的起始状态均为 0,当频率为 1600 Hz 的计数脉冲从 CP 端输入,试计算各触发器输出端波形的频率是多少?

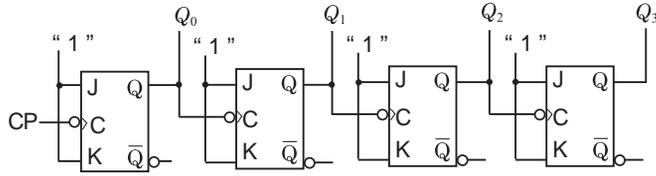


图 11.44 习题 11.4 图

11.5 试分析图 11.45 所示电路。写出驱动方程及次态方程,画出状态转换图,说明该电路的逻辑功能。

11.6 电路如图 11.46 所示,分析该电路的逻辑功能,画出状态转换图,若欲增加有效循环状态数应作如何改动?

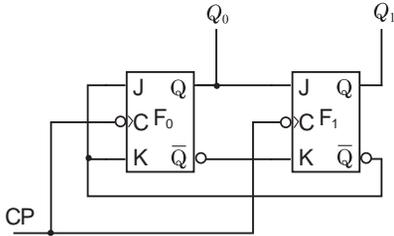


图 11.45 习题 11.5 图

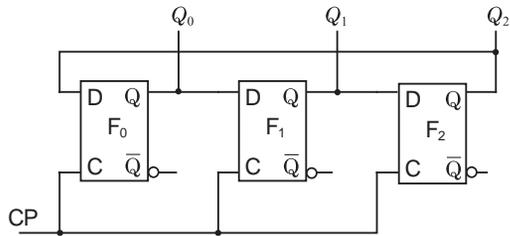


图 11.46 习题 11.6 图

11.7 分析图 11.47 所示计数器。假设起始状态是  $Q_2Q_1Q_0=000$ 。如果由于偶然原因,电路落入  $Q_2Q_1Q_0=010$  状态中,问它能否恢复到正常的计数状态中?

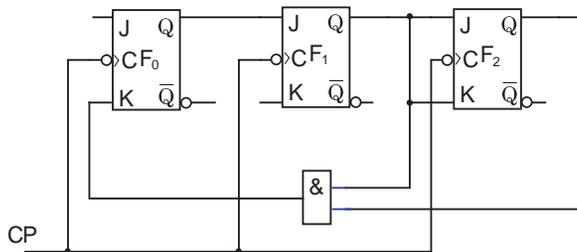


图 11.47 习题 11.7 图

11.8 试用集成同步二进制计数器 74LS161 构成十二进制计数器。要求分别采用同步预置数法和异步清零法来实现。

11.9 试用集成异步加法计数器 74LS290 构成一个二十三进制计数器。

## 第 12 章 数/模与模/数转换

### 本章要点

1. 数/模(D/A)转换器的作用、构成、工作原理和主要技术参数。
2. 模/数(A/D)转换器的作用、构成、工作原理和主要技术参数。

### 重点、难点:

1. 数/模(D/A)转换器工作原理和主要技术参数。
2. 模/数(A/D)转换器工作原理和主要技术参数。



现实生活中采集的信号通常是模拟信号，如温度、压力、位移、教学进程安排视频声音、图像等，而现代信息处理系统在分析和处理信息时，往往使用及思政元素资源数字处理技术，如计算机、数字仪表等。为了能用数字技术来处理模拟信号，必须把模拟信号转换成数字信号；在数字系统对数字信号分析、处理后，还需把数字信号转换为相应的模拟信号，才能为执行机构所接受。

把从模拟信号到数字信号的转换称为模/数转换，或称为 A/D(Analog to Digital)转换，把从数字信号到模拟信号的转换称为数/模转换，或称为 D/A(Digital to Analog)转换。同时，把实现 A/D 转换的电路称为 A/D 转换器(Analog Digital Converter)或 ADC；把实现 D/A 转换的电路称为 D/A 转换器(Digital Analog Converter)或 DAC。本章主要介绍 D/A 转换器和 A/D 转换器的基本工作原理和常用的 D/A 和 A/D 转换器。

### 12.1 数/模转换器

D/A 转换器的主要作用是将输入的二进制数字信号转换成模拟信号，并以电压或电流的形式输出。D/A 转换器有多种形式，按工作原理可分为倒 T 形电阻网络 D/A 转换器和权电阻网络 D/A 转换器；按工作方式可分为电压相加型 D/A 转换器和电流相加型 D/A 转换器；按输出模拟电压极性又可分为单极型 D/A 转换器和双极型 D/A 转换器。

#### 12.1.1 倒 T 形电阻网络 D/A 转换器

##### 1. 电路组成

由图 12.1 可知，电路由四部分组成：倒 T 形电阻转换网络(由  $2R$  和  $R$  两种规格的电阻组成)、电子模拟开关( $S_0, S_1, S_2, S_3$ )、基准电压源( $U_{REF}$ )和运算放大器(工作在线性工作状态)。从电路结构上看，倒 T 形电阻转换网络是由  $2R$  和  $R$  两种规格的电阻构成的 T 形结构，故该电路称为 R-2R 倒 T 形电阻网络 D/A 转换器。

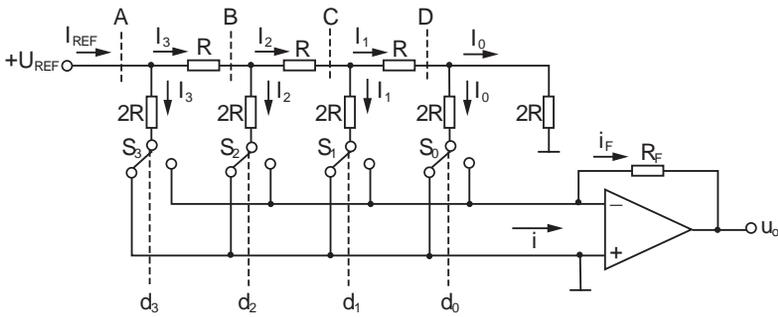
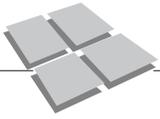


图 12.1 倒 T 形电阻网络 D/A 转换器

## 2. 工作原理

图 12.1 中, 电路的输入信号为 4 位数字信号  $d_3d_2d_1d_0$ , 输出端电压为  $u_o$ 。4 个电子模拟开关  $S_0, S_1, S_2, S_3$  受输入数字信号  $d_3d_2d_1d_0$  的控制, 当输入的数字量  $d_i=1$  时, 对应的模拟开关  $S_i$  便将  $2R$  电阻支路接到运算放大器的反相输入端; 当  $d_i=0$  时, 对应的模拟开关  $S_i$  将  $2R$  电阻支路接到运算放大器的同相输入端, 即  $S_i$  直接接地。根据理想运算放大器的虚地特性可知, 不论模拟开关  $S_i$  接到运算放大器的反相输入端(虚地)还是接到地, 也就是不论输入数字信号是 1 还是 0, 从虚线 A、B、C、D 处向右看的二端网络等效电阻都是  $R$ , 并且各支路的电流也不变, 所以从参考电压  $+U_{REF}$  端输入的电流为

$$I_{REF} = \frac{U_{REF}}{R}$$

由此得出 A、B、C、D 各点的电位分别为

$$U_A = U_{REF}, U_B = \frac{1}{2}U_{REF}, U_C = \frac{1}{4}U_{REF}, U_D = \frac{1}{8}U_{REF}$$

因而流过各个电阻的电流为

$$I_3 = \frac{U_A}{2R} = \frac{1}{2}I_{REF} = \frac{U_{REF}}{2R}, \quad I_2 = \frac{U_B}{2R} = \frac{1}{4}I_{REF} = \frac{U_{REF}}{4R}$$

$$I_1 = \frac{U_C}{2R} = \frac{1}{8}I_{REF} = \frac{U_{REF}}{8R}, \quad I_0 = \frac{U_D}{2R} = \frac{1}{16}I_{REF} = \frac{U_{REF}}{16R}$$

流入运放反相输入端的总电流  $i$  为

$$\begin{aligned} i &= I_0d_0 + I_1d_1 + I_2d_2 + I_3d_3 \\ &= \left( \frac{1}{16}d_0 + \frac{1}{8}d_1 + \frac{1}{4}d_2 + \frac{1}{2}d_3 \right) \frac{U_{REF}}{R} \\ &= \frac{U_{REF}}{2^4 R} (d_3 \cdot 2^3 + d_2 \cdot 2^2 + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0) \end{aligned}$$

则运算放大电路的输出电压  $u_o$  为

$$u_o \approx -R_F i_F \approx -R_F i = -\frac{U_{REF} R_F}{2^4 R} (d_3 \cdot 2^3 + d_2 \cdot 2^2 + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0)$$

同理, 对于有  $n$  位倒 T 形电阻网络的 D/A 转换器, 则相应的输出为

$$u_o = -\frac{U_{\text{REF}} R_F}{2^n R} (d_{n-1} \cdot 2^{n-1} + d_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0)$$

由上式得出, D/A 转换器输出的模拟电压  $u_o$  与输入的二进制数字信号  $d_i$  成正比, 实现了数字信号与模拟信号的转换。

由于 D/A 转换器应用广泛及集成电路技术的发展, 市场上已有多种特性和功能的 D/A 转换器集成芯片出售。如 8 位的 DAC0832、10 位的 DA7520、12 位的 DAC1230 等, 使用时可根据实际要求和芯片功能选用, 这里就不一一具体介绍了。

### 12.1.2 D/A 转换器的主要技术参数

#### 1. 分辨率

分辨率是指 D/A 转换器分辨最小电压的能力, 是用最小输出电压  $U_{\text{LSB}}$  与满刻度输出电压  $U_{\text{FSR}}$  的比值来表示的。

对于一个  $n$  位 D/A 转换器来说, 其最小输出电压  $U_{\text{LSB}}$  即为输入数码最低位为 1 ( $D_0=1$ )、其余各位为 0 时的电压, 即  $U_{\text{LSB}} = -\frac{U_{\text{REF}}}{2^n}$ ; 满刻度输出电压  $U_{\text{FSR}}$  是指输入  $n$  位数字代码都为 1 时的输出电压, 即  $U_{\text{FSR}} = -\frac{2^n - 1}{2^n} \cdot U_{\text{REF}}$ ; 所以分辨率表示为

$$\text{分辨率} = \frac{U_{\text{LSB}}}{U_{\text{FSR}}} = \frac{1}{2^n - 1}$$

由上式可以看出: 输入数字代码的位数  $n$  越多, 分辨力越高, 分辨最小输出电压的能力也就越强。因此, 有时也直接用输入数字量的有效位数来表示分辨率。

**例** 如果输出模拟电压满量程  $U_{\text{FSR}}$  为 10 V, 试分别计算一个 4 位和一个 10 位的 D/A 转换器的分辨率。

**解:** 根据分辨率的定义, 分辨率  $= \frac{U_{\text{LSB}}}{U_{\text{FSR}}} = \frac{1}{2^n - 1}$ , 则

$$4 \text{ 位 D/A 转换器的分辨率} = \frac{1}{2^4 - 1} = \frac{1}{15} \approx 0.067$$

$$10 \text{ 位 D/A 转换器的分辨率} = \frac{1}{2^{10} - 1} = \frac{1}{1023} \approx 0.001$$

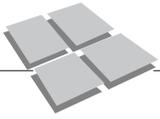
可见, D/A 转换器的位数越多, 即  $n$  越大, 能分辨输出最小电压的能力就越强, 分辨出越小的电压, 分辨灵敏度越高。

#### 2. 转换精度

D/A 转换器的转换精度是指输出模拟电压的实际值与理想值之差, 以最大静态转换误差的形式给出。通常用输出电压满刻度的百分数表示。如某 D/A 转换器的输出模拟电压满刻度值为 10 V, 精度为  $\pm 0.1\%$ , 则其输出电压的最大误差为  $0.1\% \times 10 = 0.01 \text{ V}$ 。

D/A 转换器的转换精度是一个综合指标, 包括有非线性误差、比例系数误差以及漂移误差等。

造成 D/A 转换器转换误差的原因主要是: 参考电压  $U_{\text{REF}}$  的波动、运算放大器的零点漂移、模拟开关的导通压降、电阻阻值的偏差、温度的变化等。



### 3. 输出电压(电流)建立时间

指从数字信号输入数-模转换器 DAC 起,到输出电流(或电压)达到稳态值所需的时间为输出信号的建立时间。建立时间的大小决定了转换速度的快慢。建立时间越短,D/A 转换器完成一次转换所需的时间越短。一般 10 位或 12 位集成 D/A 转换器的建立时间在  $1\mu\text{s}$  以内。

除以上几个主要技术参数外,D/A 转换器还有线性度、功率、工作温度范围等参数,使用时可查阅相关资料。

## 12.2 模/数转换器

能实现 A/D 转换的电路系统叫作模/数转换器,简称 ADC。具体来说,A/D 转换器就是把由传感器获得的模拟量转换成数字量,它相当于一个编码器。

### 12.2.1 A/D 转换的一般步骤

要实现将连续变化的模拟信号变为离散的数字信号,通常要经过四个步骤:采样、保持、量化和编码。如图 12.2 所示,一般采样和保持的阶段由采样-保持电路完成,而量化和编码的过程由 ADC 完成。

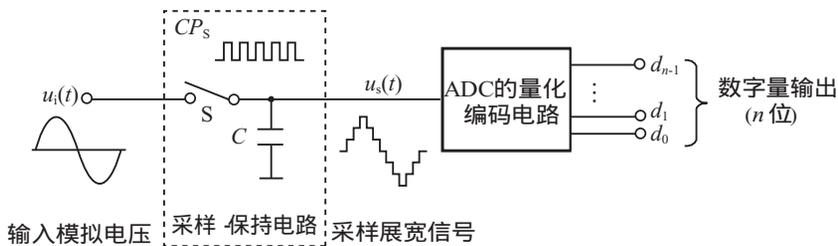


图 12.2 模拟信号到数字信号的转换过程

图 12.2 所示电路中,模拟电子开关  $S$  在采样脉冲  $CP_s$  的控制下重复接通、断开的过程。 $S$  接通时,  $u_i(t)$  对  $C$  充电,为采样过程; $S$  断开时,  $C$  上的电压保持不变,为保持过程。在保持过程中,采样的模拟电压经量化编码电路转换成一组  $n$  位的二进制数输出。

#### 1. 采样

所谓采样,就是将一个时间上连续变化的模拟信号转化为时间上离散变化的模拟信号。在 A/D 转换器中,输入的模拟信号在时间上是连续变化的,而输出的数字信号则在时间、幅值上都是离散的,所以要将模拟量转换成数字量,首先要按一定的时间间隔抽取模拟信号,这个过程就叫采样。

#### 2. 保持

由于采样的宽度往往很窄、采样时间又极短,而每次把采样电压转换为相应的数字量都需要一定的时间,所以在每次采样以后,必须把采样电压保持一段时间以保证量化编码过程的实施。通常将需要的采样结果存储起来,并将之保持到下一个采样脉冲到来之前,这个过程称作保持。一般采样和保持用同一个电路实现,称为采样-保持电路。常用的采样保持电路和波形如图 12.3(a)(b)所示,其中  $u_i$  为输入模拟信号,  $u_o$

为输出模拟信号，两个运算放大器  $A_1$  和  $A_2$  都可看成理想运算放大器，它们都接成电压跟随器的形式。

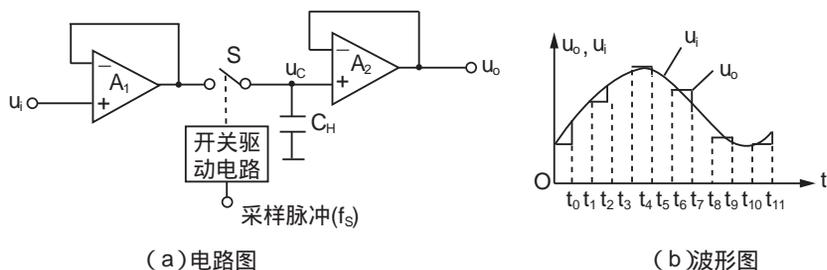


图 12.3 信号的采样和保持

图 12.3 中， $t_0, t_2, \dots, t_{2n-2}$  时刻为开关 S 闭合阶段， $t_1, t_3, \dots, t_{2n-1}$  时刻为开关 S 断开阶段。在开关 S 闭合期间，电容  $C_H$  被迅速充电，电路处于采样阶段。由于两个运算放大器  $A_1$  和  $A_2$  都接成电压跟随器的形式，其增益都为 1，因此这一阶段输出电压  $u_o$  跟随输入电压  $u_i$  变化，即  $u_o = u_i$ 。在开关 S 断开期间，电路处于保持阶段。此时由于运算放大器  $A_2$  接近理想运放，其输入阻抗为无穷大，开关 S 断开，因而  $C_H$  没有放电回路，两端保持充电时的最终电压值不变，即输入信号  $u_i$  存储在电容上，从而保证电路输出端的电压  $u_o$  维持不变。

### 3. 量化

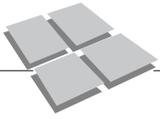
模拟信号经过采样保持后，得到的是在时间上、数值上断续变化的阶梯波，但是由于阶梯波的幅度是任意的，采样保持后输出的电压将会有无数个数值，因此该阶梯波仍是一个在给定时刻上取值的模拟信号，而不是数字信号，必须进一步将该模拟信号转换成与其幅度对应的数字信号，才算完成了模拟信号到数字信号的转换。

由于数字信号的位数有限，只能表示有限个数值 ( $n$  位数字量只能表示  $2^n$  个数值)，因此，用数字信号来表示连续变化的模拟信号时就有一个类似于四舍五入的近似问题。必须将取样后的采样电压归化到与之接近的离散电压上，这个过程称为量化，指定的离散电压称为量化电压  $U_q$ 。两个相邻量化电压之间的差值称为量化间隔  $S$ ，显然，数字信号最低有效位 (LSB) 的 1 所代表的数量大小就等于  $S$ 。位数越多，量化等级越细， $S$  就越小。

取样保持后未量化的  $U_s$  值与量化电平  $U_q$  值通常是不相等的，其差值称为量化误差  $\delta$ ，即  $\delta = U_s - U_q$ 。显然，量化级越细，量化误差就越小，但所用的二进制代码的位数就越多。同时，采用不同的量化方法进行量化时，可能产生不同的量化误差。量化的方法一般有两种：只舍不入法和有舍有入法。

(1) 只舍不入法：它是将取样保持信号  $U_s$  不足一个量化间隔  $S$  的尾数舍去，取其原整数。这种方法的量化误差  $\delta$  总为正值，最大量化误差为  $\delta_{\max} \approx S$ 。

(2) 有舍有入法：当取样保持信号  $U_s$  的尾数  $< S/2$  时，用舍尾取整法得其量化值；当  $U_s$  的尾数  $\geq S/2$  时，用舍尾入整法得其量化值。这种方法的量化误差  $\delta$  可正，也可负，其最大量化误差  $|\delta_{\max}| = \frac{S}{2}$ 。可见，它要比第一种方法误差要小。



#### 4. 编码

把量化得到的结果用二进制代码表示出来,这个过程就是编码。

##### 12.2.2 逐次逼近型 A/D 转换器

A/D 转换器的种类很多,逐次逼近型 A/D 转换器的转换速度较快、转换精度较高、误差较小,是一种应用广泛的 A/D 转换器。此处只介绍这一种 A/D 转换器。

###### 1. 组成原理框图

逐次逼近型 A/D 转换器的原理框图如图 12.4 所示。它是由顺序脉冲发生器(或称控制电路)、逐次逼近的数据寄存器、D/A 转换器和电压比较器四个基本部分组成。逐次逼近型 A/D 转换器的转换过程是通过不断对模拟量进行逐次比较、鉴别,直到最末一位为止,这就和用天平称物体重量的原理基本相似,只不过所用的砝码一个比一个重量少一半。

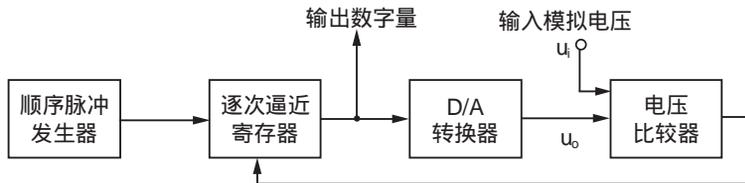


图 12.4 逐次逼近型 A/D 转换器原理框图

###### 2. 基本工作原理

逐次逼近型 A/D 转换器的工作原理如下:

转换开始前先将所有寄存器清零。开始转换以后,时钟脉冲通过控制电路首先将寄存器最高位置成 1,其他各位置成 0,即寄存器的输出数字信号为  $100\cdots 0$ ,这个数码被 D/A 转换器转换成相应的模拟电压  $u_o$ ,送到比较器中与模拟量输入电压  $u_i$  进行比较。若  $u_i > u_o$ ,说明数字过大了,于是控制电路将寄存器的最高位 1 清除;若  $u_i < u_o$ ,说明数字还不够大,应将这一位保留。然后,再按同样的方式将次高位置成 1,并且经过比较以后确定这个 1 是否应该保留。这样逐位比较下去,一直到最低位为止。比较完毕后,寄存器中的状态就是所要求的 A/D 转换数字信号。

常用的逐次逼近型 A/D 转换器集成芯片有 ADC0801、ADC0809 等,使用时可根据需求和功能选用。

##### 12.2.3 A/D 转换器的主要技术参数

###### 1. 分辨率

A/D 转换器的分辨率是指 A/D 转换器对输入信号的分辨能力,用输出二进制数的位数表示。二进制的位数越多,量化误差越小,转换精度越高,分辨率就越高。

例如:已知某 A/D 转换器的输入模拟电压的变化范围为  $0\sim 5\text{ V}$ ,则输出 8 位二进制数可以分辨的最小模拟电压为  $5\text{ V}\times 2^{-8}\approx 20\text{ mV}$ ;而输出 12 位二进制数可以分辨的最小模拟电压为  $5\text{ V}\times 2^{-12}\approx 1.22\text{ mV}$ 。

###### 2. 相对精度

相对精度是指 A/D 转换器转换后的实际输出数字量和理想输出数字量之间的误差。在理想情况下,所有的转换点应在一条直线上,通常以最低有效位 LSB 的倍数表

示。例如给出相对误差  $\leq \frac{1}{2}$  LSB, 说明实际输出数字量和理论计算出来的数字量之间的误差不大于最低位 1 的一半。

### 3. 转换速度

A/D 转换器的转换速度是指完成一次转换所需的时间。所谓转换时间, 指完成一次 A/D 转换所需的时间。即从接到转换指令开始, 到输出端得到稳定的数字输出为止所经过的这段时间。不同的转换电路, 其转换速度区别很大, 逐次逼近型 A/D 转换器的转换速度中等, 一般在  $50 \mu\text{s}$  以内。

除以上几个主要技术参数外, 还有功耗、温度系数等参数, 就不一一介绍了。

## 本章小结

1. 将数字信号转变为模拟信号称为 D/A 转换, 能实现这种转换的电路称为数/模转换器, 简称 DAC。常用的 R-2R 倒 T 型电阻网络 D/A 转换器, 将相应的输出数字信号转换成为模拟电压, 实现了数字量与模拟量的转换。其输出电压  $u_o$  与输入数字量  $d_3d_2d_1d_0$  的关系为

$$u_o = -\frac{U_{\text{REF}}R_F}{2^n R} (d_{n-1} \cdot 2^{n-1} + d_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0)$$

2. 数/模转换器的主要技术参数有分辨率、转换精度、输出电压(电流)建立时间等。其中分辨率取决于转换器的位数, 位数越多, 分辨率越高。

3. 将模拟信号转变为数字信号称为 A/D 转换, 能实现这种转换的电路叫作模/数转换器, 简称 ADC。A/D 转换一般需要经过采样、保持、量化和编码四个步骤完成。采样-保持电路是将输出的模拟信号采用脉冲抽取样值, 并展宽, 量化是对采样-保持电路输出的信号进行分级, 编码是将分级后的信号转换成二进制代码。

4. 模/数转换器的主要技术参数有分辨率、相对精度、转换速度等。

## >>> 习题 12

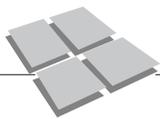
12.1 什么叫 DAC? 什么叫 ADC?

12.2 影响 D/A 转换器转换精度的主要因素有哪些?

12.3 有一 12 位的倒 T 型电阻网络 D/A 转换器, 求其分辨率是多少? 当它的输入数字量只有最高两位为 1 时, 对应输出电压为 9 V, 则当其输入数字量为 111111111110 时, 此时输出电压为多少?

12.4 A/D 转换的一般步骤是哪些?

12.5 有一 8 位的逐次逼近型 A/D 转换器原理框图如图 12.4 所示, 若已知该 A/D 转换器的输入模拟电压满量程为 4.973 V, 试分析当输入电压  $U_i = 3.042 \text{ V}$  时, 输出的数字量应是多少?



## 第13章 电子技术实验与实训

### 本章要点

电子技术实验与实训是学习电子技术课程的一个重要实践性环节。通过实践性环节的严格训练,可进一步巩固和加深对理论知识的理解,培养学生电子技术方面的实践技能,提高应用理论知识解决实际问题的能力。

#### 重点、难点:

1. 电路的识图与电路的连接。
2. 电路的设计方法。
3. 电路参数的测试方法。
4. 实验、实训的总结和扩展运用。



微课、教学进程安排视频  
及思政元素资源

### 概述

电子技术是一门实践性很强的课程,为了使学生在电子技术方面的基本理论、基本知识的同时,掌握电子技术的基本技能及应用,培养学生分析问题、解决问题的能力,本教材安排了与理论教学配套的14个项目实验和实训,其中包括5个模拟电路方面的项目(实验二至实验六)、6个数字电路方面的项目(实验七至实验十二)、2个综合项目(实验十三、实验十四)和1个常规的电子仪器使用的实验项目(实验一),一些实验和实训项目中还包含若干个子项目。各校可根据专业要求和课程的实际学时选择项目和具体内容进行教学实验、实训。

为了保证实验、实训的正常进行,达到实践课程的教学目的,在实践教学中应满足以下几个方面的操作规程与要求。

#### 1. 对学生的基本要求

实验、实训课程的学习包括预习、操作和总结三个环节。通过实验、实训课的学习,学生应具有以下基本技能。

(1)能正确使用常规的电子仪器,如万用表、示波器、低频信号发生器、电子电压表、稳压电源和有关电子技术实验设备等。

(2)能正确选用和检测常用的电子元器件,如二极管、三极管、电阻、电容、电感、常用集成电路等。

(3)能读懂基本电子电路图,并按照电子电路原理图正确连接电路,合理布置实验现场。

(4)能对电子基本单元电路进行静、动态测量和调试,并能检测和排除常见故障。

(5)能正确读取、记录和处理实验数据，并会撰写明确、工整和结论合理的实验报告。

## 2. 实验操作规程

(1)进入实验室，应先检查实验所用仪器设备、工具及器材是否完整齐全；实验结束后，应做好仪器和器材的整理工作、工作台及周围环境的清理工作。

(2)仪器设备的使用必须严格遵守操作规程。调节时要耐心细致、轻拨缓调，避免人为因素造成的仪器设备的损坏。

(3)注意安全用电。不得在带电的情况下改接电路或拆装元器件；先接电路元件，最后接电源，拆除时，先拆电源连线；测量、调节通电电路时，手不可触及导体裸露的部分。

(4)将电源接进电路时，应注意不要将电源极性接反，不要将高电压引入低电压电路，不要将交流电源误接入直流电路、信号输入端等。

## 实验一 常用电子仪器的使用

### 1. 实验目的

- (1)掌握常用仪器的功能及使用方法。
- (2)掌握常用仪器的数据读取方法。

### 2. 实验仪器与材料

数字万用表、示波器、信号发生器、直流稳压电源等仪器各一台，各种不同阻值类型的电阻若干，各种型号的三极管和二极管若干。

### 3. 常用电子仪器的功能和使用方法

在电子技术实验和应用中，常用的仪器有直流稳压电源、信号发生器、示波器、万用表等。一般电子技术实验中各个电子仪器和实验电路的连接如图 13.1 所示。

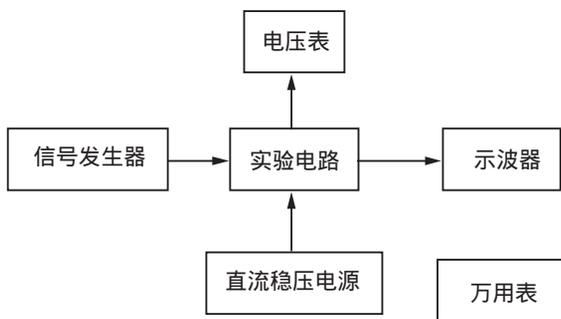
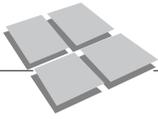


图 13.1 常用电子实验仪器使用示意图

#### (1)直流稳压电源的功能与使用

直流稳压电源的作用是提供稳定的直流电压。几乎所有的电子技术实验电路都需要直流电压源，现在常用的直流稳压电源都是独立的双路、可调输出直流稳压电源，可以串联组成正负对称直流电源。

直流稳压电源的两路输出电压，每一路都可以独立工作，每路输出都有输出电压



调节旋钮。如图 13.2 所示。

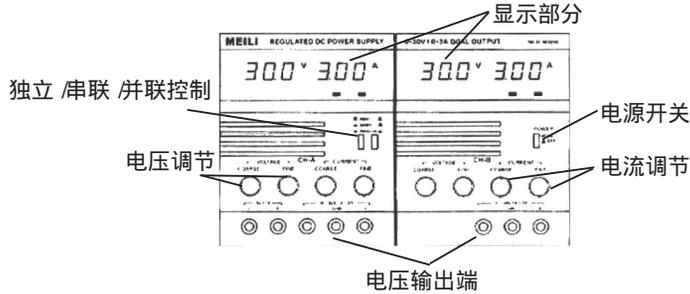


图 13.2 直流稳压电源面板图

实验用直流稳压电源具有很好的短路保护功能，在不慎短路的情况下电源会自动保护，切断输出电压，这时，必须排除短路故障才可重新启动，电源的重新启动不需关断电源开关，只需按下复位按钮即可。

(2) 万用表的功能和使用

目前常用的万用表有模拟指针式万用表和数字式万用表两种。如图 13.3 所示。



(a) 指针式万用表



(b) 数字式万用表

图 13.3 万用表的面板图

万用表是一种便携式测量工具，可以直接用于测量交直流电压、直流电流和电阻。在电路测量中常用于测量电路元件的好坏，测量电路的静态和动态电压或电流，以及判断电路的工作状态；有的数字万用表还可以测量温度、电容等，有的数字万用表还有短路蜂鸣的功能。

万用表的使用方法及注意事项如下。

①测量直流电流时，应将万用表串入被测电路中，使被测电流从红(+)表棒流入，从黑(-)表棒流出。

②测量直流电压时，将万用表并接在被测电路的两端，红(+)表棒接被测电路的高电位端，黑(-)表棒接被测电路的低电位端。

③测量交流电压时，将万用表并接在被测电路的两端即可，无须考虑表棒的连接极性。

④指针式万用表测量电阻之前，要先作“调零”处理，再进行测量。数字万用表测量电阻时，不需要作“调零”处理。切勿在带电情况下测量电阻，否则测量有误差，且易损坏万用表。

⑤数字万用表的红表笔与万用表内部电源的正极相连，黑表笔接内电源的负极。指针万用表与数字万用表相反。

⑥切勿用电流挡或电阻挡测量电压，否则极易烧坏万用表。

⑦切勿在测量高电压或大电流时，旋转转换开关，以防产生电弧而烧坏开关的触点。

### (3) 信号发生器的功能和使用的

为了测试实验电路的性能，需要输入不同的信号，信号发生器就是提供信号的信号源。常用的信号发生器可以输出正弦信号、脉冲信号、三角波、锯齿波等多种信号，且输出频率、输出幅度可调，并可显示出输出信号的频率和输出电压有效值。如图 13.4 所示为 XD-2B 信号发生器的面板图。

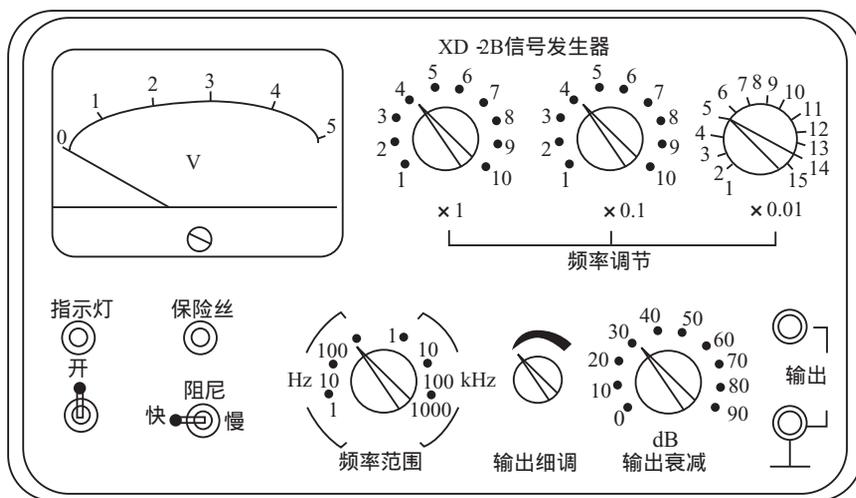


图 13.4 XD-2B 信号发生器的面板图

信号发生器的使用主要分为以下四个步骤。

①将输出幅度电位器逆时针旋转到最小，打开电源开关。

②输出波形选择。根据实验需要，选择合适的输出波形。

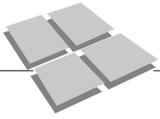
③输出幅度的调节。当需要输出电压较小时，需要用“输出衰减”进行衰减，然后细调输出调节旋钮。如果需要较为精确的输出幅度，必须借助示波器或毫伏表，边监测输出边调整。

④输出频率调节。首先根据需要的输出频率范围调节合适的波段开关，然后细调输出频率旋钮。如果是带有数码频率显示的信号发生器，可以直接看到输出频率的数值，如果是指针式频率显示，需要借助示波器或频率计才能精确调到需要的频率。

### (4) 示波器的功能和使用的

示波器可以观察周期信号的电压波形，测量信号的幅度、频率、周期、相位等。双踪示波器还可以比较两个信号的波形差异。

示波器分为模拟示波器和数字示波器两种，模拟示波器观察的波形稳定、毛刺干扰小，但高频时不易测量信号，不能直接读数、换算费时。数字示波器测量方便、读



数方便(可直接读取测量数据),但测量的波形往往有毛刺、并伴有抖动现象。使用时可根据不同的测量要求选择不同的示波器。

1)模拟双踪示波器的结构与使用方法。

以 SS-5702 为例,介绍模拟双踪示波器的结构与使用方法。示波器的结构分为显示部分、Y通道和 X通道三部分。如图 13.5 所示为 SS-5702 模拟双踪示波器的面板图。

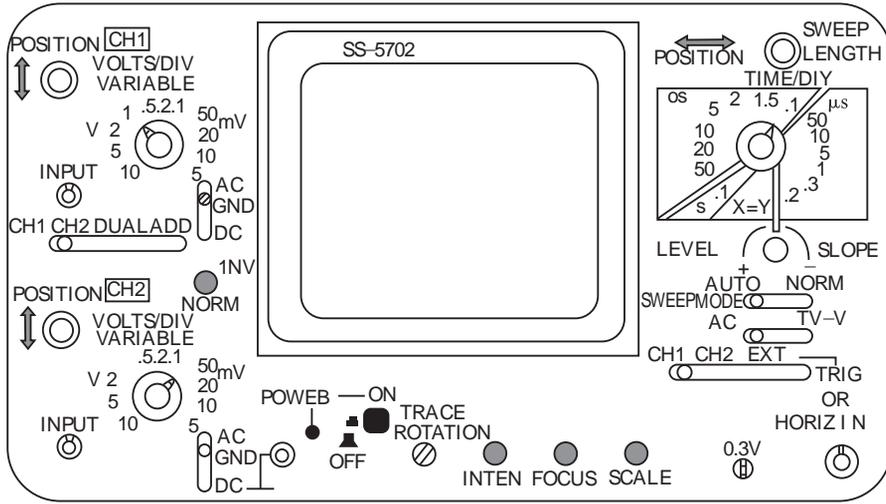


图 13.5 SS-5702 模拟双踪示波器的面板图

①显示部分。

显示部分用于观察被测信号的形状和大小,包括以下几个调节旋钮。

电源开关:用于控制示波器的电源通断,电源接通时电源指示灯亮。

辉度:控制扫描轨迹的显示亮度。

聚焦:调节扫描轨迹的清晰度。

标尺亮度:控制照明刻度标尺的亮度。

扫迹旋转:控制扫描轨迹与水平刻度线平行。

②Y通道。

a. 双踪示波器有两个垂直输入通道,标记为 CH1 和 CH2,两个通道共用一个水平扫描,两个通道的工作方式有四种。

(a)CH1:仅显示通道 1 信号。

(b)CH2:仅显示通道 2 信号。

(c)双踪 DUAL:同时分别显示两个通道的信号。

(d)相加 ADD:显示两个通道信号的代数和。改变 CH2 的“极性”开关,可实现 CH1+CH2 或 CH1-CH2 的叠加。

b. 双踪示波器垂直扫描的控制方法如下。

(a)通道输入(INPUT):Y 轴的信号输入接口,被观察信号一般从该接口输入。

(b)耦合方式选择(AC-GND-DC):

AC: 输入信号经过电容耦合到示波器。

DC: 输入信号的所有成分都直接输入到示波器。

GND: 将输入信号端接地, 信号无法输入示波器。

(c)垂直位移(PPOSITION): 控制所显示波形的垂直方向的位移。

(d)伏特/格(VOLTS/DIV): 选择垂直偏转因数。表示标尺刻度在垂直方向每格对应的电压值。微调旋钮(VARIABLE)提供在(VOLTS/DIV)各挡位间连续可调的偏转因数。

(e)极性(POLARITY): CH2 通道中用于控制显示波形极性的开关。

③X 通道。

X 通道用于控制水平扫描。

a. 水平位移(PPOSITION): 控制显示水平位移。

b. 扫描长度(SWEEP LENGTH): 控制显示扫描长度, 将此旋钮拉出, 显示扫描速度扩展 5 倍。

c. 时间/格(TIME/DIV): 扫描速度选择。要获得校正的扫描速度, 微调旋钮需位于校正(CALL)位置。

d. 扫描速度微调(VARIABLE): 在扫描速度各挡位之间连续调节扫描速度。

e. 电平/触发极性(LEVEL/SLOPE): 触发电平控制。也可用于选择触发极性(推拉控制)。

f. 扫描方式(SWEEP MODE): 选择扫描方式。和耦合方式组合选择扫描方式。

自动方式(AUTO): 可以由 50 Hz 以上的信号或由耦合方式选择的信号触发。当无触发信号或“电平”旋钮旋至触发范围以外时, 自激扫描产生一个基准扫描。一般扫描方式应置于 AUTO 方式。

标准方式(NORM): 扫描由耦合方式确定的频率范围内的信号触发。当“电平”旋钮旋至触发范围以外或无触发信号时, 扫描停止。

g. 耦合方式(COUPLING): 选择触发信号的耦合方式。有两种耦合方式:

AC(EXT DC)方式: 选择内触发信号时为交流耦合, 选择外触发信号时为直流耦合。

TV-V 方式: 这种耦合方式适合于全电视信号测试。

h. 触发源(SOURCE):

CH1/CH2: 置于这两个位置时为内触发方式。

EXT: 置于这个位置时触发信号来源于 HORIZ IN 输入的信号。

i. 电平(LEVEL): 调节触发信号的电平。

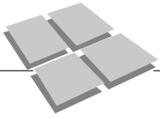
j. 校正输出(CAL OUT): 该输出口输出一个幅度为 0.3 V 的 1 kHz 的方波, 用于校准示波器的垂直、水平扫描因素。

2)数字双踪示波器的结构与使用方法。

下面以 TDS1012B 为例, 介绍数字双踪示波器的结构与使用方法。

数字双踪示波器的结构介绍如下。

如图 13.6 所示为 TDS1012B 数字双踪示波器的面板图, 主要分为显示、垂直控制、水平控制、菜单和控制按钮、输入及连接等区域。



显示部分是用于显示被测试的波形形状、大小及相关参数。  
菜单和控制按钮是用于选择所需测试的项目、测试的方式和需要完成的功能。  
垂直控制部分是用于调节显示的波形在垂直方向的位置、比例关系等。  
水平控制部分是用于调节显示的波形在水平方向的位置、比例关系等。  
输入及连接区域是用于将被测信号输入示波器,或将信号输出、存储等。  
触发控制调节是用于选择不同的触发方式。

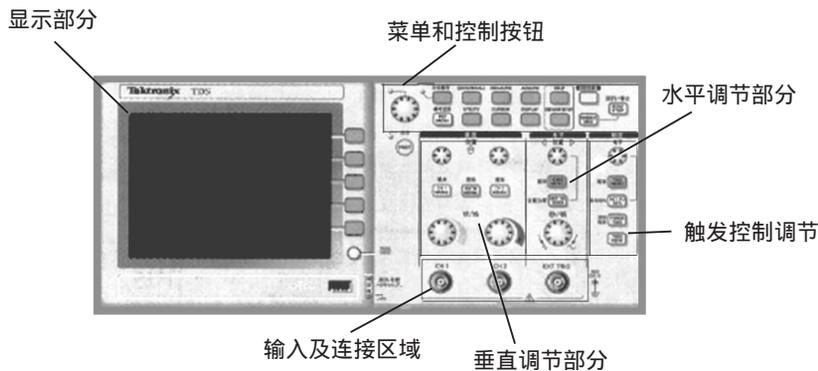


图 13.6 TDS1012B 数字双踪示波器面板图

TDS1012B 数字示波器的主要操作功能包括自动设置、自动量程、存储设置和调出设置等。

①自动设置功能。

每次按下“自动设置”按钮,示波器会自动地调整垂直刻度、水平刻度和触发设置,就会在显示器上显示出稳定的波形信号,同时该功能也可在刻度区域显示几个自动测量结果。

②自动量程功能。

该功能可以调节设置值,当信号有大的变化或探头移到另一测试点时,起跟踪信号的作用。

③保存设置功能。

在关闭示波器电源前,如果测试波形的最后设置已等待 5 秒,示波器就会自动保存当前设置,下次接通电源时,示波器将调出此设置。并可以将该设置通过 USB 闪存驱动器接口储存和检索可移动数据。

④调出设置功能。

示波器可以调出关闭电源前的最后一个设置,或保存的设置,或者默认的设置。使用 SAVE/RECALL(保存/调出)菜单,永久性地保存或调用 10 个不同的设置。

⑤默认设置功能。

示波器厂家设置的一种常规操作功能状态。按下 DEFAULT SETUP(默认设置)按钮,就可查看默认设置状态。

#### 4. 实验内容与步骤

##### (1)直流稳压电源和万用表的使用

①打开直流稳压电源开关,读取稳压电源电压指示表的读数,根据读数选择万用表直流电压挡的合适量程,用万用表测量直流稳压电源的输出电压,记录表头读数和

测量读数。

②调节稳压电源的输出，用万用表监测输出电压，分别输出 1.25 V、5 V、12 V、24 V、15 V，并读出表头读数，记录各电压输出的输出范围挡位和表头的读数到表 13-1 中。

③用万用表测量各个电阻的阻值，并和电阻的标称值对照，在表 13-2 中记录色环标记、标称值和测量值。

#### (2) 信号发生器和示波器的使用

①熟悉示波器各个旋钮的位置和功能，使示波器的两个通道都显示水平线，调节有关屏幕显示的各个旋钮，观察屏幕显示的变化。注意：不要使扫描轨迹太亮，以防损坏示波器。

②打开示波器电源，调节用 CH1 通道测试校正信号，读出该信号的幅度、周期，如果不是 0.3 V/1 kHz，寻找原因并进行调整。调节各个旋钮，体验各旋钮的功能。

③打开信号发生器电源，选择输出频率为 1 kHz 的正弦信号，将其输出幅度调节在 5 V 以内。用示波器观察该正弦信号，调节信号发生器的频率调节旋钮、输出旋钮、衰减旋钮，观察示波器显示波形的变化。

④用示波器观察输出信号波形，调节信号发生器的相应旋钮，分别输出 100 Hz /1 V 的正弦波、1 kHz/0.5 V 的方波、20 kHz/0.3 V 的正弦波。

⑤用 CH1 输入 1 kHz 的正弦信号，用 CH2 输入示波器的校正信号，调节示波器的相关旋钮，在示波器上实现这两个信号的分别显示、相加显示、相减显示、交替显示，并画出各个波形。

⑥关闭示波器电源，关闭信号发生器电源，清点实验材料并归位，整理实验数据。

### 5. 实验数据

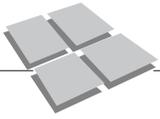
表 13-1 直流稳压电源输出电压的测量数据

单位(V)	原始输出	1.25	5	12	24	15
表头读数						
输出范围挡位						
万用表挡位						
测量读数						

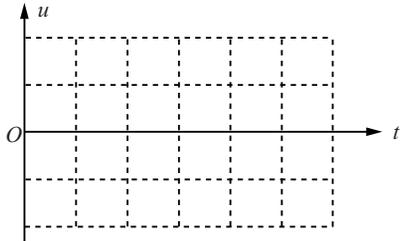
表 13-2 电阻测量实验数据

色环标记									
标称值									
测量值									

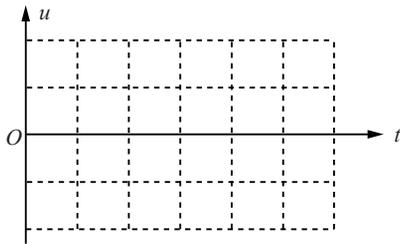
示波器双踪显示正弦波和校正信号的波形。



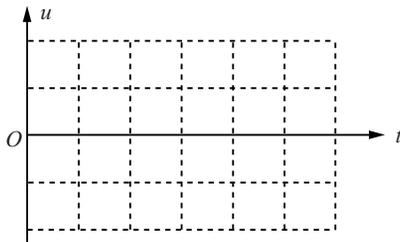
(1)分别显示的波形



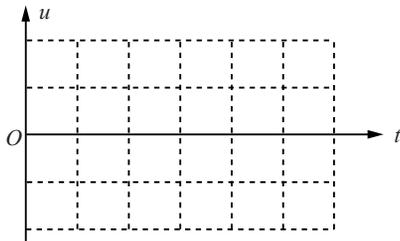
(2)相加显示的波形



(3)相减显示的波形



(4)交替显示的波形



### 6. 实验报告提纲

- (1)在本次实验中,你认识了哪些电子仪器?它们各有哪些功能?
- (2)使用模拟示波器和数字示波器测量信号时,有什么异同?
- (3)在用电子仪器测量时要注意哪些问题?
- (4)实验数据分析,得出的结论。
- (5)实验中遇到什么问题?是如何解决的?

## ▶实验二 晶体管的检测

### 1. 实验目的

- (1)学会用万用表检测二极管的好坏,区分阳极、阴极。

(2)学会用万用表检测并判别三极管的管型和管脚。

## 2. 实验仪器及材料

二极管若干、三极管若干、电阻若干、指针式万用表 1 块。

## 3. 实验内容及步骤

测量普通二极管和三极管时，选用万用表的  $R \times 100$  或  $R \times 1 \text{ k}$ “欧姆”挡。使用  $R \times 1$  挡时电流太大，容易烧坏二极管， $R \times 10 \text{ k}$  挡的内电源电压太大，易击穿二极管。

### (1)二极管的检测

二极管的检测主要是测量二极管性能的好坏与电极引脚，是根据二极管的单向导电性这一特点进行的。二极管性能的好坏分为正常(性能良好)、性能不好、击穿与短路四种情况，只有在二极管性能良好时，才能正常使用，其他三种情况二极管是不能使用的。

测量方法：将两表棒分别接在二极管的两个电极上，读出测量的阻值；然后将表棒对换，再测量一次，记下第二次阻值。若两次阻值(一次为正向电阻，另一次为反向电阻)相差很大，说明该二极管性能良好；并根据测量电阻小的那次的表棒接法(称之为正向连接)，判断出与黑表棒连接的是二极管的正极，与红表棒连接的是二极管的负极。因为万用表内部电源的正极与万用表的“-”插孔连通，内电源的负极与万用表的“+”插孔连通。如果两次测量的阻值都很小，说明二极管已经击穿，失去了单向导电性，二极管不能使用。如果两次测量的阻值都很大，说明二极管内部已经断路，也不能使用。若正、反向电阻相差不多，说明二极管的性能不好或已经损坏，还是不能使用。

### (2)三极管的检测

三极管的检测主要是测量三极管的管脚、管型与好坏。

#### ①三极管引脚极性及三极管管型的判断。

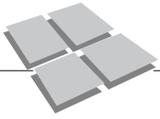
测量的步骤是：先测量三极管的基极 B，然后判断三极管的管型(NPN 管或 PNP 管)，再测量判断三极管的集电极 C 和发射极 E。

##### a. 基极 B 及三极管管型的判断方法如下。

根据三极管的结构特点可知，基极 B 与集电极 C 之间、基极 B 与发射极 E 之间分别为两个 PN 结。测量时，先将红表棒接在一个假定的基极上，黑表棒分别依次接到其余两个电极上，测出的电阻值都很大(或都很小)；然后将表棒对换，即黑表棒接在假定的基极上，红表棒分别依次接到其余两个电极上，测出的电阻值都很小(或都很大)。若满足这个条件，说明假定的基极是正确的，而且该三极管为 NPN 管(对应上述括号中测试结果的是 PNP 管)。如果得不到上述结果，那假定就是错误的，必须换一个电极重新测试，直到满足条件为止。

##### b. 集电极 C 和发射极 E 的区分方法如下。

若三极管为 NPN 管，测试电路如图 13.7(a)所示。在上一个步骤中，已经确定基极 B。因而对另两个电极，一个假设为集电极 C，另一个假设为发射极 E；在 C、B 之间接上人体电阻(用手捏紧 C、B 两电极，但不能将 C、B 两电极短接)代替电阻  $R_B$ ，并将黑表棒(对应万用表内电源的正极)接 C 极，红表棒(对应万用表内电源的负极)接 E 极，测量出 C、E 之间的等效电阻，记录下来；然后按前一次对 C、E 相反的假设，再



测量一次。比较两次测量结果,以电阻小的那一次为假设正确。

若三极管为PNP管,测试电路如图13.7(b)所示。测量时,只需将红表棒接C极,黑表棒接E极即可。

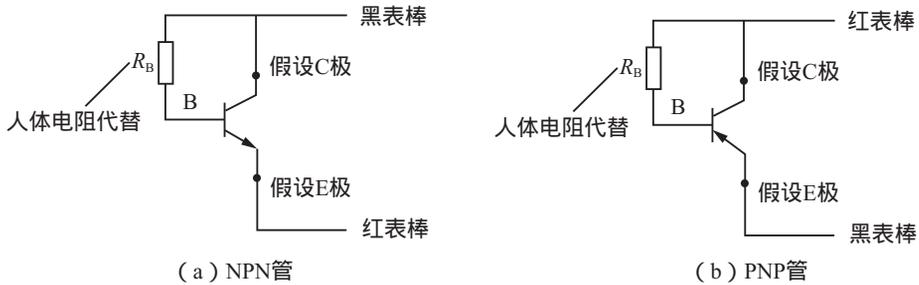


图 13.7 区分三极管集电极 C 和发射极 E 的测试电路

### ②三极管好坏的检测。

用万用表的电阻挡( $R \times 100$  或  $R \times 1 \text{ k}$ )测量三极管两个 PN 结的正、反向电阻的大小,根据测量结果,判断三极管的好坏。

检测判断方法如下。

- a. 若测得三极管的任意一个 PN 结的正、反向电阻都很小,说明三极管有击穿现象,该三极管不能使用。
- b. 若测得三极管 PN 结的正、反向电阻都是无穷大,说明三极管内部出现断路现象。
- c. 若测得三极管任意一个 PN 结的正、反向电阻相差不大,说明该三极管的性能变差,已不能使用。

### 4. 实验报告提纲

- (1)用万用表测量二极管、三极管的依据、方法和测试数据。
- (2)判断二极管和三极管好坏的方法。
- (3)实验中遇到什么问题?是如何解决的?

## ▶实验三 单管放大器的安装与调试

### 1. 实验目的

- (1)熟悉单管放大器的电路组成,了解电路中各元件的作用。
- (2)掌握放大器静态工作点的调试和测量方法。
- (3)观察静态工作点对输出波形失真与电压放大倍数的影响。
- (4)学习测量放大器  $A_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  的方法。

### 2. 实验仪器和材料

直流稳压电源 1 台、示波器 1 台、低频信号发生器 1 台、万用表 1 块、实验电路所需电子元件及插装电路的面包板等。

### 3. 实验内容及步骤

实验电路图如 13.8 所示。

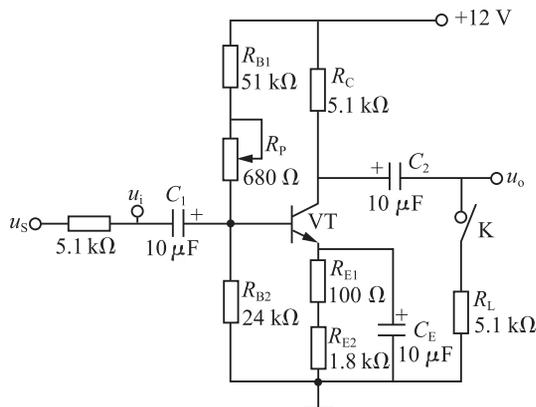


图 13.8 单管放大电路

(1)按实验电路图在面包板上插装实验电路,检查插装电路无误后,方可通电测量。

(2)调整静态工作点并进行静态测试。调节  $R_p$  使发射极电位  $U_E = 2.2$  V,用万用表测量静态工作点  $U_{BEQ}$ 、 $U_{CEQ}$ 、 $I_{CQ}$  的大小及对应的  $R_p$ ,将测量结果记录在表 13-3 中,该结果为修正前的静态值。

(3)观察输出波形的失真。将信号发生器输出  $f = 1$  kHz 的正弦波作为放大器的输入信号,接到放大器的输入端,用示波器观察输入、输出波形。调整信号发生器,使其输给放大器的信号尽量大一些,直至放大器的输出波形产生削波失真为止。

(4)观察静态工作点及负载对输出波形失真与电压放大倍数的影响。负载开路(开关 K 断开)时,调节电位器  $R_p$ ,以获得最大不失真输入和输出,记录这时的(修正后)静态工作点以及最大不失真输入、输出信号幅度;然后接通开关,连接上 5.1 kΩ 的负载,观察输出波形与电压放大倍数有何变化。将测量的数据记录在表 13-4 中。其中  $U_s$  是信号源输出信号电压幅值,  $U_i$  是放大电路净输入信号电压幅值,  $U'_o$  是负载开路时的输出信号电压幅值,  $U_o$  是负载为 5.1 kΩ 时的输出信号电压幅值。

(5)交流参数  $A_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  的测量。

根据图 13.9 求解输入电阻  $R_i$ , 即

$$R_i = \frac{U_i}{U_s - U_i} R_s$$

根据图 13.10 求解输出电阻  $R_o$ , 即

$$R_o = \frac{U'_o - U_o}{U_o} R_L$$

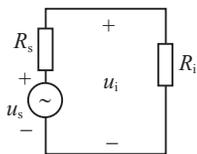


图 13.9 输入电阻的测量

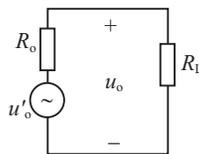
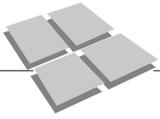


图 13.10 输出电阻的测量



电压放大倍数可根据测量的输出电压  $U_o$  和输入电压  $U_i$  的大小,然后用下式进行计算

$$A_u = \frac{U_o}{U_i}$$

#### 4. 实验数据

表 13-3 放大电路的静态工作点

静态值	$U_{BEQ}$	$U_{CEQ}$	$I_{CQ}$
修正前			
修正后			

表 13-4 放大器的动态测量数据

$U_s$	$U_i$	$U'_o$	$U_o$	$A_u (R_L \rightarrow \infty)$	$A_u$	$R_i$	$R_o$

#### 5. 实验报告要求

(1)测试数据分析。分析基极偏置电阻对放大器静态工作点的影响,当基极偏置电阻偏大或偏小时,工作点的变化情况及产生的失真情况。

(2)当  $R_p$  为最大值和最小值时静态工作点的大小,并由此分析三极管的工作状态。

(3)实验中遇到什么问题?是如何解决的?

### 实验四 集成运算放大器的线性应用电路

#### 1. 实验目的

(1)掌握集成运算放大器在线性工作区的运用。

(2)学会用集成运算芯片组成调零电路,比例、求和等电路,了解这些电路的特点及性能。

(3)学会上述电路的测试和分析方法。

#### 2. 实验仪器与器材

直流稳压电源 1 台、示波器 1 台、信号发生器 1 台、万用表 1 块、面包板、集成运算芯片 LM741 及相应实验电路所需电子元件若干。

#### 3. 实验内容及步骤

集成运算放大器 LM741 是一种高性能内补偿运算放大器,该集成运算芯片具有较宽的共模电压范围,具有外接调零电路,其外形采用了 8 引线双列直插封装的结构,LM741 各引脚作用:

①调零端, ②反相输入端, ③同相输入端, ④负电源,

⑤调零端, ⑥输出, ⑦正电源, ⑧空

集成运算放大器 LM741 可连接成多种功能的电路,典型的线性应用电路包括调零电路、电压跟随器、同相比例放大器、反相求和放大电路等。

## (1) 调零电路

调零电路的作用是：当输入信号为零时，输出电压必须为零，可消除零点漂移现象，保证放大电路正常地放大直流信号。

实验线路如图 13.11 所示，按照图 13.11 连接电路，检查电路连接无误后接通电源，将同相输入端、反相输入端对地短路，用万用表检测输出电压，调节电位器  $R_p$ ，直到输出电压  $u_o$  为零。

## (2) 电压跟随器

电压跟随器的作用：可使输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  大小、相位完全相等，但输出与输入又相互隔离。电压跟随器实验电路如图 13.12 所示。按照图 13.12 连接电路，当输入电压  $u_i = -0.5 \text{ V}$ 、 $0 \text{ V}$ 、 $1 \text{ V}$  的直流电压，以及  $u_i = \sin \omega t (\text{V})$ 、 $f = 1 \text{ kHz}$  的交流电压时，测量所对应的输出电压  $u_o$  的大小，将测量数据记录在表 13-5 中，并用示波器观察输出电压和输入电压的相位关系。

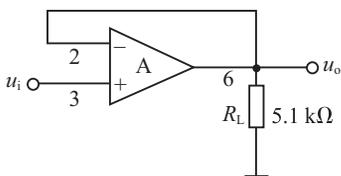


图 13.12 电压跟随器

## (3) 同相比例放大器

同相比例放大器实验电路如图 13.13 所示，已知  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ， $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ ， $R_f = 60 \text{ k}\Omega$ ，输出与输入的比例关系为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot u_i$$

当输入信号为  $u_i = 30 \text{ mV}$ 、 $100 \text{ mV}$  的直流电压，以及  $u_i = 100 \sin \omega t (\text{mV})$  的交流电压时，测量所对应的输出电压  $u_o$  的大小，将测量数据记录在表 13-6 中，并用示波器观察输出电压和输入电压的相位关系。

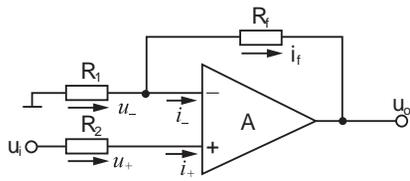


图 13.13 同相比例放大器

## (4) 反相比例放大器

反相比例运算放大器实验电路如图 13.14 所示，已知  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ， $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ ， $R_f = 60 \text{ k}\Omega$ ，输出与输入的比例关系为

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u_i$$

当输入信号为  $u_i = 30 \text{ mV}$ 、 $100 \text{ mV}$  的直流电压，以及  $u_i = 100 \sin \omega t (\text{mV})$  的交流电压时，测量所对应的输出电压  $u_o$  的大小，将测量数据记录在表 13-7 中，并用示波器观察输出电压和输入电压的相位关系。

## (5) 反相求和放大电路

反相求和放大电路的实验电路如图 13.15 所示，已知  $R_1 = R_2 = 60 \text{ k}\Omega$ ， $R_f = 30 \text{ k}\Omega$ ， $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$ ，输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  的关系为

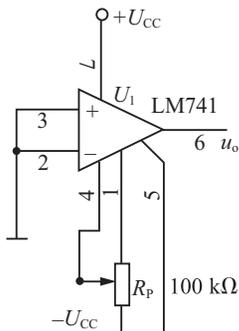
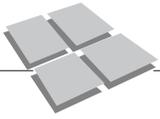


图 13.11 集成运算放大器 LM741 调零电路



$$u_o = -R_f \left( \frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right)$$

当输入信号为  $u_{i1} = 0.3\text{V}$ ,  $-0.3\text{V}$  的直流电压,  $u_{i1} = 0.1\sin\omega t$  (V) 的交流电压, 对应的  $u_{i2} = 0.2\text{V}$ ,  $0.2\text{V}$  的直流电压,  $u_{i2} = 0.5\sin\omega t$  (V) 的交流电压时, 测量所对应的输出电压  $u_o$  的大小, 将测量数据记录在表 13-8 中, 用示波器观察输出电压和输入电压的相位和大小关系。

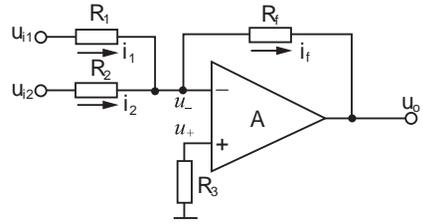


图 13.15 反相求和放大电路

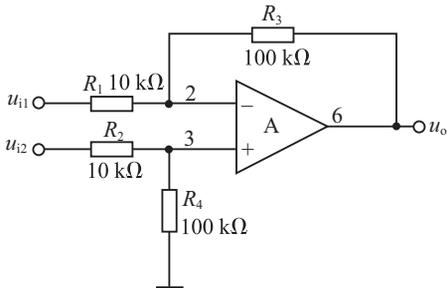


图 13.16 双端输入求和放大电路

(6) 双端输入求和放大电路

双端输入求和放大电路的实验电路如图 13.16 所示, 已知  $R_1 = R_2 = 10\text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = R_4 = 100\text{ k}\Omega$ , 输出电压  $u_o$  与输入电压  $u_i$  的关系为

$$u_o = \frac{R_1 + R_4}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2} - \frac{R_4}{R_1} u_{i1}$$

因为  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$ , 故上式为

$$u_o = \frac{R_3}{R_1} (u_{i2} - u_{i1})$$

当输入信号为  $u_{i1} = 0.2\text{V}$ ,  $-0.2\text{V}$  的直流电压, 对应的  $u_{i2} = 1\text{V}$ ,  $0.5\text{V}$  的直流电压时, 测量所对应的输出电压  $u_o$  的大小, 并将测量数据记录在表 13-9 中。

4. 实验数据

表 13-5 电压跟随器理论与实验结果

$u_i/\text{V}$		-0.5	0	1	$\sin\omega t$ ( $f=1\text{ kHz}$ )	输入、输出电压的相位关系
$u_o/\text{V}$ (理论数据)	$R_L = \infty$					
	$R_L = 5.1\text{ k}\Omega$					
$u_o/\text{V}$ (实验数据)	$R_L = \infty$					
	$R_L = 5.1\text{ k}\Omega$					

表 13-6 同相比例放大电路理论与实验结果

$u_i/\text{mV}$	30	100	$100\sin\omega t$	输入、输出电压的相位关系
$u_o/\text{mV}$ (理论数据)				
$u_o/\text{mV}$ (实验数据)				
误差				

表 13-7 反相比例放大电路理论与实验结果

$u_i/\text{mV}$	30	100	$100\sin \omega 5t$	输入、输出电压的相位关系
$u_o/\text{mV}$ (理论数据)				
$u_o/\text{mV}$ (实验数据)				
误差				

表 13-8 反相求和放大电路理论与实验结果

$u_{i1}/\text{V}$	0.3	-0.3	$0.1\sin \omega t$
$u_{i2}/\text{V}$	0.2	0.2	$0.5\sin \omega t$
(理论) $u_o/\text{V}$			
(测量) $u_o/\text{V}$			

表 13-9 双端输入求和放大电路理论与实验结果

$u_{i1}/\text{V}$	$u_{i2}/\text{V}$	(理论) $u_o/\text{V}$	(测量) $u_o/\text{V}$
0.2	1		
-0.2	0.5		

### 5. 实验报告要求

- (1) 集成运算放大器应用在线性放大时应注意什么问题？
- (2) 简单分析理论计算结果和实验结果的差别。
- (3) 测试数据分析。实验中遇到什么问题？是如何解决的？

## 实验五 集成运算放大器的非线性应用电路

### 1. 实验目的

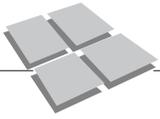
- (1) 掌握集成运算放大器在非线性工作区的运用。
- (2) 学会用集成运算芯片组成电压比较器、矩形波发生器等电路，了解这些电路的特点及性能。
- (3) 学会上述电路的测试和分析方法。

### 2. 实验仪器及器材

直流稳压电源 1 台、示波器 1 台、信号发生器 1 台、万用表 1 块、面包板、集成运算芯片 LM741 及相应实验电路所需电子元件若干。

### 3. 实验内容及步骤

当集成运放处于开环或正反馈方式时，集成运放工作在线性区域。集成运放在非线性区的主要应用是作电压比较器、矩形波发生器。本节实验内容是利用集成运算放大器 LM741 组成电压比较器、矩形波发生器等电路。



(1)过零电压比较器

过零电压比较器是指基准电压  $U_R=0$  时的电压比较器。这种电路的输入信号  $u_i$  每次过零时,输出电压都会发生突变,其传输特性通过坐标原点。过零电压比较器电路如图 13.17 所示,电路没有反馈,处于开环状态。

实验时,先按照图 13.17 连接电路,检查无误后接通电源。在输入  $u_i$  悬空,以及接 500 Hz、1 V,500 Hz、100 mV 的正弦信号三种情况下,用示波器观察输出  $u_o$  的波形,并将波形画在图 13.20 中。若输出端不接 6 V 稳压管,输出电压有什么变化。

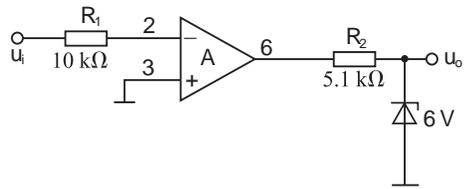


图 13.17 过零电压比较器

(2)反相滞回电压比较器

在电压比较器的基础上引入正反馈,外加输入信号从反相输入端输入,就构成反相滞回电压比较器。反相滞回电压比较器电路如图 13.18 所示。

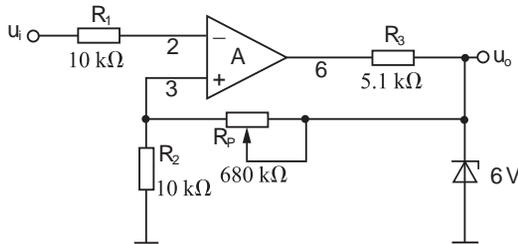


图 13.18 反相滞回电压比较器

实验时,先按照图 13.18 连接好电路,并将  $R_p$  调为 100 kΩ,检查无误后接通电源。

输入  $u_i$  接 500 Hz、1 V 的正弦信号,用示波器观察输出电压从高水平  $U_{OH}$  变为低电平  $U_{OL}$  所对应的输入电压上限值  $U_{TH}$ ,以输出电压从低电平  $U_{OL}$  变为高水平  $U_{OH}$  所对应的输入电压下限值  $U_{TL}$ 。将波形画到图 13.21 中。

将  $R_p$  调为 200 kΩ,重复上述步骤,比较两次实验输出波形的变化。

(3)矩形波发生电路

集成运放可构成产生矩形波的振荡电路,如图 13.19 所示。

按照图 13.19 连接电路,用示波器观测并测量电路的输出电压  $u_o$  的波形及振荡频率、幅值、占空比等参数,将观测的波形及参数记录在图 13.22 中。

分别调节  $R_{P1}$  和  $R_{P2}$ ,观测输出波形的变化,分析各个电位器对输出波形参数的影响。

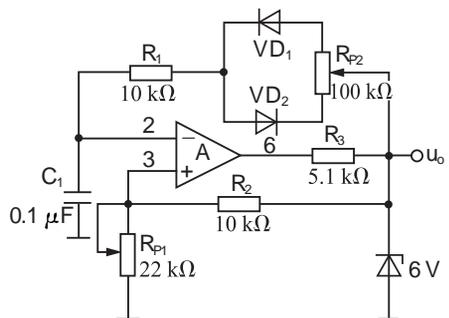


图 13.19 矩形波发生电路

## 4. 实验数据

表 13-10 滞回电压比较器临界比较电压理论、实验数据

输入电压 $u_i$ 的临界值	$U_{OH} \rightarrow U_{OL}$		$U_{OL} \rightarrow U_{OH}$	
	$R_p = 100 \text{ k}\Omega$	$R_p = 200 \text{ k}\Omega$	$R_p = 100 \text{ k}\Omega$	$R_p = 200 \text{ k}\Omega$
	$U_{TH}$		$U_{TL}$	
理论值				
实验值				
误差				

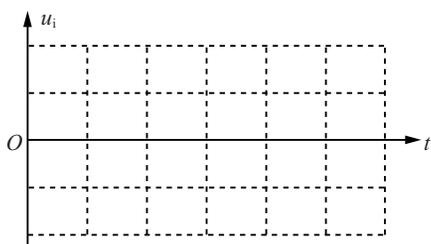


图 13.20 电路图 13.17 的输入输出波形

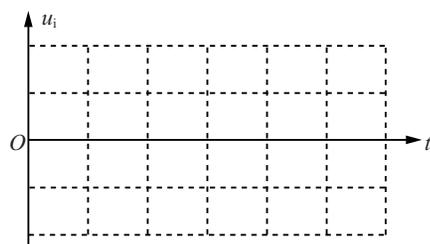


图 13.21 电路图 13.18 的输入输出波形

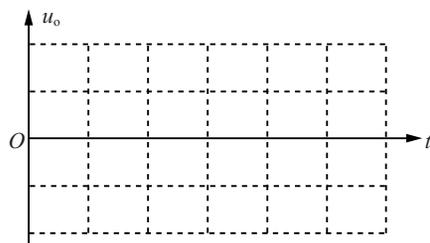
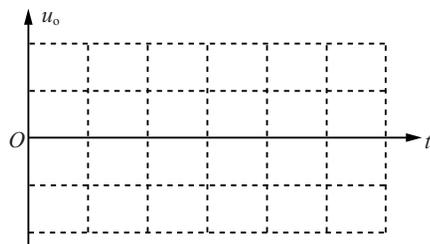
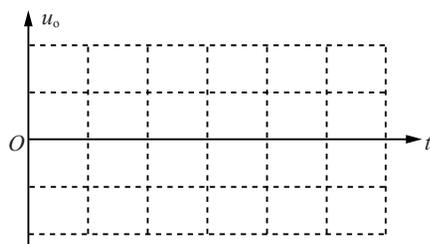
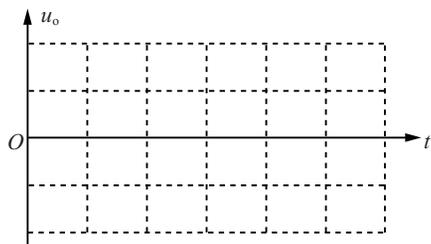
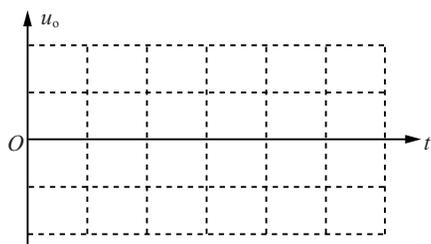
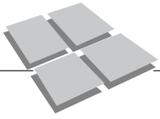


图 13.22 电路图 13.19 的输出波形



### 5. 实验报告要求

- (1)电压比较器中,输出端所接的6 V稳压管对输出电压有什么影响?
- (2)滞回电压比较器中,电位器 $R_p$ 对临界比较电压有什么影响,并分析其原因。
- (3) $R_{p1}$ 和 $R_{p2}$ 对矩形波发生电路及输出波形的频率各有什么影响,简单分析原因。
- (4)测试数据分析。实验中遇到什么问题?是如何解决的?

## 实验六 集成稳压电源

### 1. 实验目的

- (1)了解三端集成稳压电路的工作原理。
- (2)熟悉常用三端集成稳压器件,掌握其典型的应用方法。
- (3)掌握三端集成稳压电路特性的测试方法。

### 2. 实验仪器及器材

示波器1台、直流稳压电源1台、万用表1块、三端集成稳压器CW7805、CW317及电阻、电容、二极管、稳压管等元件若干。

### 3. 实验内容及步骤

采用集成工艺,将调整管、基准电压、取样电路、误差放大和保护电路等集成在一块芯片上,就构成了集成化稳压电源芯片。集成稳压电路按照输出电压是否可调分为固定式和可调式两种。本实验分为两部分,分别测试三端固定输出集成稳压电路以及三端可调输出集成稳压电路主要性能指标。图13.23为常用三端集成稳压器芯片的外引脚图。

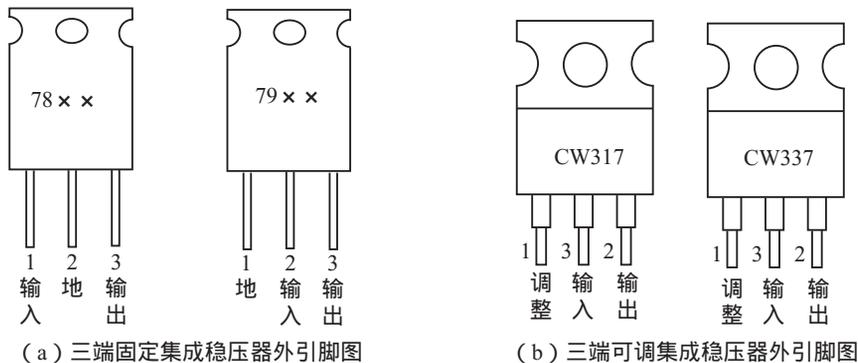


图 13.23 常用三端集成稳压器芯片的外引脚图

#### (1)三端固定输出集成稳压电路

基本应用电路的测试:按实验电路图13.24接线,经检查无误后接通工作电源。借助示波器和万用表测量电路的稳定输出电压 $U_o$ 、电压稳定系数 $S_r$ 和输出电阻 $R_o$ 等参数。

##### ①测量电路的稳定输出电压 $U_o$ 。

调整实验图中13.24的输入信号源,使 $U_i$ 分别为9 V、12 V、15 V,用万用表测量其对应输出电压 $U_o$ 的大小。

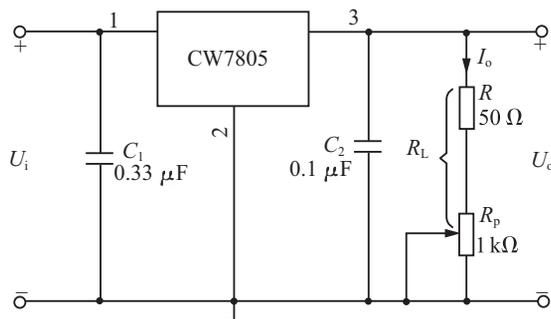


图 13.24 三端固定输出集成稳压电路

②测量电压稳定系数  $S_r$ 。

稳压系数  $S_r$ ，是指负载固定时，输出电压的相对变化量与输入电压的相对变化量之比，即

$$S_r = \left. \frac{\Delta U_o / U_o}{\Delta U_i / U_i} \right|_{R_L = \text{常数}}$$

使输入电压变化  $\pm 10\%$ ，用数字万用表分别测出稳压器 CW7805 的输入电压  $U_i$  和输出电压  $U_o$  的变化量  $\Delta U_i$  和  $\Delta U_o$ ，然后根据上式计算稳压系数  $S_r$ 。

③测量输出电阻  $R_o$ 。

输出电阻  $R_o$  是指输入电压  $U_i$  固定时，输出电流的变化量与由此引起的输出电压变化量之比，即

$$R_o = \left. \frac{\Delta U_o}{\Delta I_o} \right|_{U_i = \text{常数}}$$

实际测量时，可根据公式  $R_o = \left( \frac{U'_o}{U_o} - 1 \right) R_L$  计算稳压电路的输出电阻  $R_o$ 。其中， $U_o$  是稳压电路带负载  $R_L$  时的输出电压， $U'_o$  是输出开路（负载  $R_L$  断开）时的输出电压值。

## (2)三端可调输出集成稳压器

三端可调输出集成稳压器分为正可调输出集成稳压器（如 CWX17 系列）与负可调输出集成稳压器（如 CWX37 系列），正输出可调集成稳压器的输出电压范围为 1.2~37 V，输出电流可调范围为 0.1~1.5 A。在可调集成稳压器的输出与调整端之间有一个  $U_{REF} = 1.25 \text{ V}$  的基准电压。常用的三端可调基本稳压电路如图 13.25 所示。

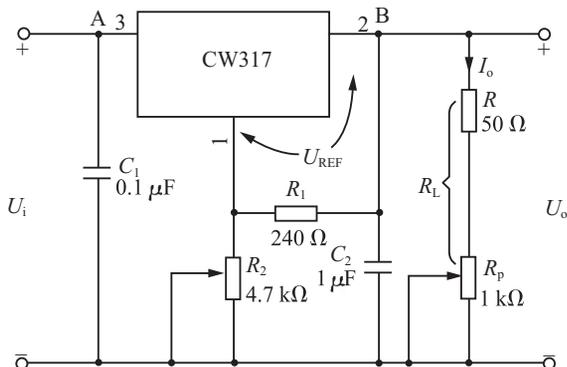
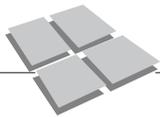


图 13.25 三端可调基本输出集成稳压电路



### ①测量输出电压 $U_o$ 范围。

按实验电路图 13.25 接线,经检查无误后接通工作电源。加入  $U_i=20\text{ V}$  的直流电压信号,分别测 A 点(稳压电路输入)和 B 点(稳压电路输出)的直流电压值,调节  $R_2$ ,分别测量稳压电路的最大、最小输出电压值及与之对应的输入电压值,验证公式

$$U_o=1.25\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

### ②测量电压稳定系数 $S_r$ 。

调整  $R_2$  大小,使输出电压  $U_o$  为  $12\text{ V}$ ,改变输入电压  $U_i$  值,使其在  $\pm 10\%$  的范围内变化,测出相应的  $U_i$ 、 $U_o$  及  $\Delta U_i$ 、 $\Delta U_o$  值的大小,数据记录于自拟的实验数据表格中,并计算出电压稳定系数  $S_r$ ,即

$$S_r=\left.\frac{\Delta U_o/U_o}{\Delta U_i/U_i}\right|_{R_L=\text{常数}}$$

### ③测量输出电阻 $R_o$ 。

测量带负载  $R_L$  时的输出电压值  $U_o$  和输出开路(负载  $R_L$  断开)时的输出电压值  $U_o'$ ,根据公式  $R_o=\left(\frac{U_o'}{U_o}-1\right)R_L$ ,计算稳压电路的输出电阻  $R_o$ 。

## 4. 实验报告要求

- (1)整理实验数据,根据实验结果验证对应的公式。
- (2)推导输出电阻  $R_o$  的计算公式。
- (3)总结实验过程中出现的问题及解决办法。

## 实验七 常用逻辑门电路的测试

### 1. 实验目的

- (1)了解各种集成逻辑门电路的逻辑符号。
- (2)测试常用 TTL 集成逻辑门电路的逻辑功能。
- (3)了解集成电路的引脚排列规律及使用方法。
- (4)掌握测试的方法与测试的原理。

### 2. 实验仪器及器材

数字逻辑电路实验箱,数字万用表 1 块,需测试的 TTL 集成逻辑门器件(包括与非门 74LS00、反相器 74LS04、与门 74LS08、或门 74LS32、异或门 74LS86)等芯片,可根据需要增加不同类型的 TTL 集成逻辑门器件芯片,连接导线等。

### 3. 实验内容及步骤

本实验中选用了常用的 74LS 系列的 TTL 集成逻辑门电路,它的供电电源电压为  $5(1\pm 10\%)\text{ V}$ ,逻辑高电平“1”的电压  $U_G$  满足  $U_G\geq 2.4\text{ V}$ ,逻辑低电平“0”的电压  $U_D$  满足  $U_D\leq 0.4\text{ V}$ 。

测试的步骤为以下 6 步。

(1)在数字逻辑电路实验箱中插上要测试的芯片,注意管脚数与实验板上所标数对应。

(2)按照芯片的管脚分布图接入实验箱的输入信号端,将芯片对应的输出接到实验箱的输出显示端(注意:高低电平的输入和高低电平的显示)。

(3)将芯片的电源端与接地端连接好(注意:必须在断电的情况下连接)。

(4)检查连接无误后,接通电源,输入信号,观察在不同的输入逻辑组合情况下,输出的逻辑状态,并对照电平显示单元的逻辑功能显示填入真值表,判断测试的集成逻辑门器件完成的逻辑功能。

(5)用数字万用表测量所测试芯片的输入、输出电压的大小。

(6)将测试结果分别填入表 13-11~表 13-15 中。

图 13.26~图 13.30 为需测试的逻辑门电路芯片。

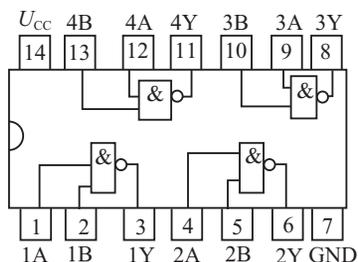


图 13.26 2 输入与非门 74LS00 引脚图

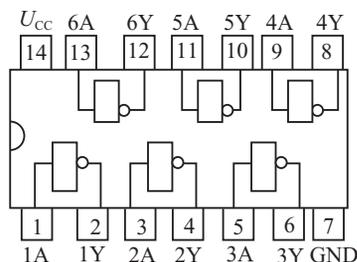


图 13.27 非门 74LS04 引脚图

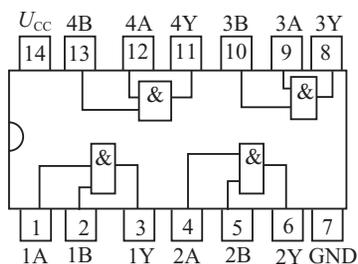


图 13.28 2 输入与门 74LS08 引脚图

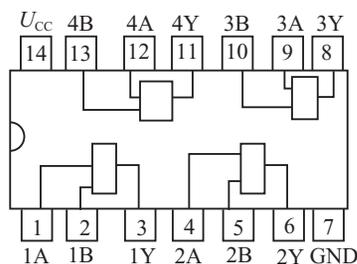


图 13.29 2 输入或门 74LS32 引脚图

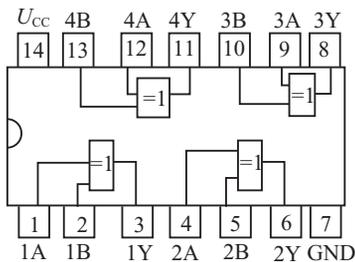
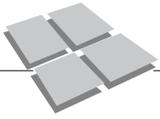


图 13.30 异或门 74LS86 引脚图



4. 实验数据

表 13-11 74LS00 的逻辑功能

输入状态		输出状态(0 或 1)	逻辑功能
A	B	Y	
0	0		
0	1		
1	0		
1	1		
0	悬空		
1	悬空		
悬空	0		
悬空	1		
悬空	悬空		

表 13-12 74LS04 的逻辑功能

输入状态	输出状态(0 或 1)	逻辑功能
A	Y	
0		
1		
悬空		

表 13-13 74LS08 的逻辑功能

输入状态		输出状态(0 或 1)	逻辑功能
A	B	Y	
0	0		
0	1		
1	0		
1	1		
0	悬空		
1	悬空		
悬空	0		
悬空	1		
悬空	悬空		

表 13-14 74LS32 的逻辑功能

输入状态		输出状态(0 或 1)	逻辑功能
A	B	Y	
0	0		
0	1		
1	0		
1	1		
0	悬空		
1	悬空		
悬空	0		
悬空	1		
悬空	悬空		

表 13-15 74LS86 的逻辑功能

输入状态		输出状态(0 或 1)	逻辑功能
A	B	Y	
0	0		
0	1		
1	0		
1	1		
0	悬空		
1	悬空		
悬空	0		
悬空	1		
悬空	悬空		

### 5. 实验报告要求

- (1) 根据实验结果, 说明各集成门电路的逻辑功能。
- (2) 根据测试结果, 总结 TTL 门电路输入端悬空相当于接何种电平。
- (3) 实验中遇到什么问题? 是如何解决的?

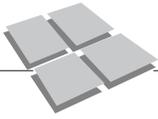
## 实验八 组合逻辑电路的简单设计

### 1. 实验目的

- (1) 掌握组合逻辑电路的特点。
- (2) 熟悉组合逻辑电路的设计方法。

### 2. 实验仪器及器材

数字电路实验箱, 相关的集成逻辑门芯片 74LS10、74LS00、74LS86, 连接导线等。



### 3. 实验内容及步骤

(1)熟悉组合逻辑电路的设计流程图

组合逻辑电路的设计任务是：根据题目的要求，设计一个符合题意的最佳逻辑电路。组合逻辑电路的设计过程包括：根据题目要求设定输入变量和输出函数，列出相应的真值表，写出其逻辑表达式，求出最简逻辑函数表达式，并由此画出最简(或称最佳)的逻辑电路。其设计流程如图 13.31 所示。

(2)设计一个多数表决器

在一个由 3 人组成的选举团中，表决时，有 2 人或 2 人以上同意时，选举才算通过，否则没有通过。要求用与非门实现。

(3)设计一个半加器

要求用与非门和异或门的组合实现。

### 4. 实验报告要求

(1)根据实验内容要求，写出设计过程及设计电路。

(2)总结实验设计电路设计调试过程。

(3)对所设计的电路，按照组合逻辑电路的分析步骤方法再进行分析，检验实验的结论。

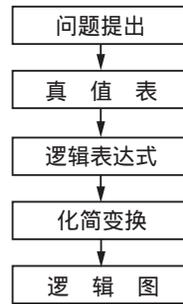


图 13.31 逻辑电路的设计流程图

## 实验九 编码器和译码器应用电路设计

### 1. 实验目的

(1)掌握集成编码器、译码器的性能及使用方法，学会验证其逻辑功能。

(2)学会用集成编码器、译码器设计相关的应用电路。

### 2. 实验仪器与器材

数字实验箱、74LS147 优先编码器、74LS138 译码器、连接导线等。

### 3. 实验内容与步骤

(1)74LS147 优先编码器功能测试

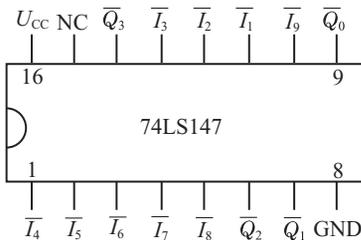


图 13.32 74LS147 管脚示意图

74LS147 是一种 BCD 码输出的优先编码器，其管脚示意图如图 13.32 所示。 $\bar{I}_1 \sim \bar{I}_9$  是 9 个编码输入端，低电平有效。其中  $\bar{I}_9$  的优先级别最高， $\bar{I}_1$  的优先级别最低。 $\bar{Q}_0 \sim \bar{Q}_3$  是 4 位数码输出端，输出为 8421 码的反码。

将 74LS147 的 9 个输入端分别接逻辑开关，4 个输出端分别接电平指示灯，按照表 13-17 逻辑功能表顺序，改变输入信号状态，观察输出端的状态，并将相应结果填入该表中。

## (2) 74LS138 译码器功能测试

74LS138 是一种 3 线-8 线的通用译码器，其管脚示意图如图 13.33 所示。 $A_0$ 、 $A_1$ 、 $A_2$  是三位输入二进制代码， $\bar{Y}_0 \sim \bar{Y}_7$  是对应于输入的 8 个输出端，低电平有效，每输入一组二进制代码只有一个输出端有信号输出。 $S_A$ 、 $\bar{S}_B$ 、 $\bar{S}_C$  是使能端，当  $S_A=1$ 、且  $\bar{S}_B + \bar{S}_C = 0$  时，译码器处于译码工作状态；当  $S_A=0$  或  $\bar{S}_B + \bar{S}_C = 1$  时，译码器处于禁止状态，此时译码器输出端  $\bar{Y}_0 \sim \bar{Y}_7$  全为 1，为无效输出。其逻辑功能表如表 13-16 所示，按该表将各个输入端分别接逻辑开关，输出端接电平指示灯，验证其逻辑功能。

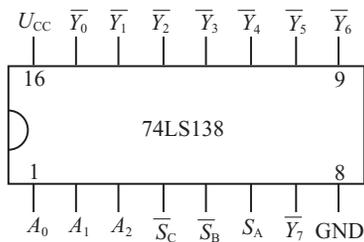


图 13.33 74LS138 管脚示意图

表 13-16 74LS138 逻辑功能表

输 入					输 出							
使能		地址码										
$S_A$	$\bar{S}_B + \bar{S}_C$	$A_2$	$A_1$	$A_0$	$\bar{Y}_7$	$\bar{Y}_6$	$\bar{Y}_5$	$\bar{Y}_4$	$\bar{Y}_3$	$\bar{Y}_2$	$\bar{Y}_1$	$\bar{Y}_0$
0	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1
×	1	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1

## (3) 通用译码器的应用

如图 13.34 为用 74LS138 组成一线—多线数据分配器的接线示意图，其中， $A_0 \sim A_2$  是通道选择地址码， $\bar{Y}_0 \sim \bar{Y}_7$  是接收装置的输入接口，数据 D 从使能端输入，由  $\bar{Y}_0 \sim \bar{Y}_7$  中某一被选中端输出进入对应通道。例如若想让数据从  $\bar{Y}_6$  端送出，只要让  $A_2 A_1 A_0$  为 110， $\bar{Y}_6$  端就被选中，且此时该端输出数据与 D 端数据变化一致。按该图接线，将各个输入端分别接逻辑开关，输出端接电平指示灯，观察当输入信号改变时，输出端的变化情况，并将结

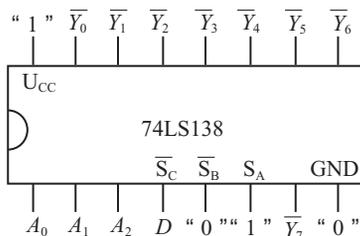
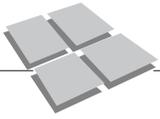


图 13.34 译码器作数据分配器示意图



果填入表 13-18 中。

4. 实验数据

表 13-17 74LS147 优先编码器逻辑功能表

输 入									输 出			
$\bar{I}_1$	$\bar{I}_2$	$\bar{I}_3$	$\bar{I}_4$	$\bar{I}_5$	$\bar{I}_6$	$\bar{I}_7$	$\bar{I}_8$	$\bar{I}_9$	$\bar{Q}_3$	$\bar{Q}_2$	$\bar{Q}_1$	$\bar{Q}_0$
1	1	1	1	1	1	1	1	1				
×	×	×	×	×	×	×	×	0				
×	×	×	×	×	×	×	0	1				
×	×	×	×	×	×	0	1	1				
×	×	×	×	×	0	1	1	1				
×	×	×	0	1	1	1	1	1				
×	×	×	0	1	1	1	1	1				
×	×	0	1	1	1	1	1	1				
×	0	1	1	1	1	1	1	1				
0	1	1	1	1	1	1	1	1				

表 13-18 数据分配器逻辑功能表

输 入				输 出							
D	$A_2$	$A_1$	$A_0$	$\bar{Y}_7$	$\bar{Y}_6$	$\bar{Y}_5$	$\bar{Y}_4$	$\bar{Y}_3$	$\bar{Y}_2$	$\bar{Y}_1$	$\bar{Y}_0$
0	0	0	0								
	0	0	1								
	0	1	0								
	0	1	1								
	1	0	0								
	1	0	1								
	1	1	0								
	1	1	1								
1	0	0	0								
	0	0	1								
	0	1	0								
	0	1	1								
	1	0	0								
	1	0	1								
	1	1	0								
	1	1	1								

5. 实验报告要求

- (1)整理以上实验数据，将表格填好，并进行数据分析和讨论。
- (2)思考为什么 74LS147 没有  $\bar{I}_0$  输入端？
- (3)怎样用两片 74LS138 扩展成一个 4-16 线译码器？
- (4)写出本次实验的心得体会。

## 实验十 计数、译码和显示电路

### 1. 实验目的

- (1)掌握集成计数器、显示译码器和半导体发光数码管(LED)的使用方法。
- (2)能熟练运用上述组件组成计数、译码和显示电路。

### 2. 实验仪器与器材

数字实验箱,集成计数器 74LS290(或 CC40192、74LS192)、CC4511、BS202、CC4011、CC4012 等。

### 3. 实验内容

#### (1)74LS290 计数器功能测试

74LS290 是一种常见的中规模集成二-五-十进制异步加法计数器,可实现异步置 0、异步置 9 及计数功能。其管脚排列如图 13.35 所示。74LS290 芯片有 14 个引脚,其中的 2、6 引脚为空引脚,时钟  $CP$  是采用下降沿触发的方式。 $R_{0A}$  和  $R_{0B}$  是置 0 端, $S_{0A}$  和  $S_{0B}$  是置 9 端。74LS290 的逻辑功能表如表 13-19 所示,将表中的各个输入端分别接逻辑开关,输出端接电平指示灯,验证其逻辑功能。

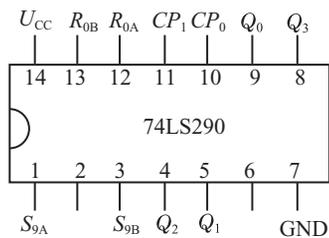


图 13.35 74LS290 管脚示意图

表 13-19 74LS290 逻辑功能表

复位输入		置位输入		时钟		输出				功能说明
$R_{0A}$	$R_{0B}$	$S_{9A}$	$S_{9B}$	$CP_0$	$CP_1$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	
1	1	0	×	×	×	0	0	0	0	置 0
1	1	×	0	×	×	0	0	0	0	
×	0	1	1	×	×	1	0	0	1	置 9
0	×	1	1	×	×	1	0	0	1	
×	0	×	0	↓	0	二进制计数, $Q_0$ 输出				计数
0	×	0	×	↓	0	二进制计数, $Q_0$ 输出				
×	0	×	0	0	↓	五进制计数, $Q_3Q_2Q_1$ 输出				
0	×	0	×	0	↓	五进制计数, $Q_3Q_2Q_1$ 输出				
×	0	×	0	↓	$Q_0$	8421BCD 码十进制计数, $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				计数
0	×	0	×	↓	$Q_0$	8421BCD 码十进制计数, $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				
×	0	×	0	$Q_3$	↓	5421BCD 码十进制计数, $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				计数
0	×	0	×	$Q_3$	↓	5421BCD 码十进制计数, $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 输出				

#### (2)74LS248 显示译码器功能测试

74LS248 是一种 BCD 七段显示译码器/驱动器,可用于驱动共阴极的 LED 数码管。其管脚排列如图 13.36 所示。

$A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  为 4 个数据输入端,  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$ 、 $e$ 、 $f$ 、 $g$  为 7 个输出端,高电平有效。测试输入端  $\overline{LT}$  端用来测试七段数码管发光段好

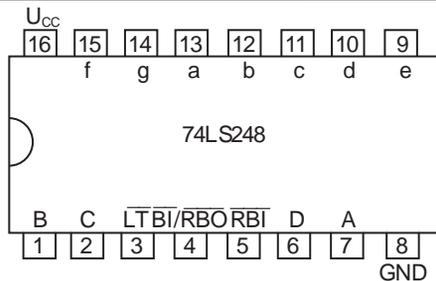
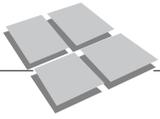


图 13.36 74LS248 管脚示意图



坏。当  $\overline{LT}=0$  时, 各段应全亮, 显示字形 B, 否则说明数码管有故障。正常工作时该端应接高电平。灭零输入信号端  $\overline{RBI}$  端为 0 时, 若输入数码  $DCBA=0000$ , 则数码管各段均不亮; 当显示一位十进制数时, 该端应接高电平。消隐输入信号端  $\overline{BI}$  是为了降低显示电路的功耗而设置的, 可利用该端使数码管按照要求显示或熄灭。 $\overline{RBO}$  为灭零输出信号端, 它与  $\overline{RBI}$  配合可消去混合小数的前零和无用的尾零, 而保留非零数字和有效的 0 数字。当显示一位十进制数时, 该端应接高电平。74LS248 的主要逻辑功能如表 13-20 所示。

表 13-20 74LS248 逻辑功能表

输 入							输 出						
$\overline{LT}$	$\overline{BI}/\overline{RBO}$	$\overline{RBI}$	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	1	×	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1
×	0	×	×	×	×	×	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
1	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1

可将 74LS248 的四个数据输入端分别接四个逻辑开关, 七个输出端分别接七个电平指示灯, 按照其逻辑功能表验证其逻辑功能。

(3)BS201 半导体发光数码管测试

BS201 是一种共阴极的 LED 数码管。是由七个条状的发光二极管排成 8 字形, 加上小数点“·”构成。其内部结构和外形示意图如图 13.37 所示。a、b、c、d、e、f、g 各段当某段接高电平时, 该段就发光, 七段的组合可显示 0~9 十个数字。

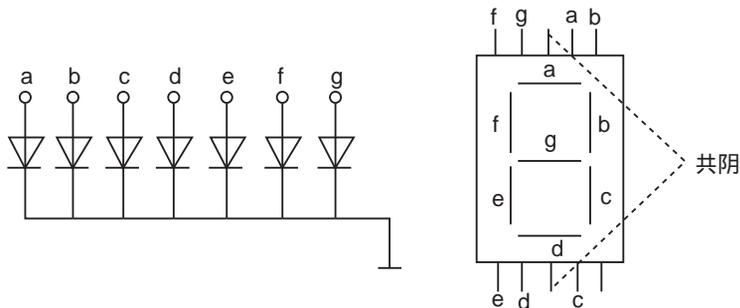
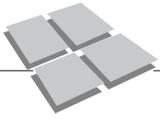


图 13.37 BS201 半导体发光数码管





为直接无条件清零端; CP 为时钟脉冲输入端。

将  $\overline{CR}$ 、 $M_1$ 、 $M_0$ 、 $D_{SL}$ 、 $D_{SR}$ 、 $D_3$ 、 $D_2$ 、 $D_1$ 、 $D_0$  分别接逻辑电平开关输入插孔;  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  用 LED 电平显示, CP 接单脉冲源输出插孔。

①清零: 令  $\overline{CR} = 0$ , 其他输入均为任意值, 这时寄存器输出  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = \underline{\hspace{2cm}}$ 。清零后, 置  $\overline{CR} = 1$ 。

②送数: 令  $\overline{CR} = M_1 = M_0 = 1$ , 送入任意四位二进制数  $D_3D_2D_1D_0 = abcd$ , 观察  $CP = 0$ 、 $CP$  由  $1 \rightarrow 0$ 、 $CP$  由  $0 \rightarrow 1$  三种情况下, 输出端  $Q_3Q_2Q_1Q_0$  的变化。状态变化发生在  $CP$  脉冲的  $\underline{\hspace{2cm}}$ 。

③右移: 清零以后, 令  $\overline{CR} = 1$ ,  $M_1 = 0$ ,  $M_0 = 1$ , 由右移输入端  $S_R$  输入二进制数码, 如 0100, 由  $CP$  端连续输入 4 个  $CP$  脉冲, 观察输出情况, 记录结果是  $\underline{\hspace{2cm}}$ 。

④左移: 清零后, 令  $\overline{CR} = 1$ ,  $M_1 = 1$ ,  $M_0 = 0$ , 由左移输入信号端  $S_L$  输入二进制数码, 如 1010, 连续加入 4 个  $CP$  脉冲, 观察输出端情况, 记录结果是  $\underline{\hspace{2cm}}$ 。

⑤保持: 寄存器预置任意四位二进制数码  $abcd$ 。令  $\overline{CR} = 1$ ,  $M_1 = M_0 = 0$ , 加  $CP$  脉冲, 观察寄存器输出状态, 记录结果是  $\underline{\hspace{2cm}}$ 。

(2)用 74LS194 构成 8 位移位寄存器

使用 2 块 74LS194 进行级联, 就可以构成 8 位移位寄存器。电路连接如图 13.40 所示, 只要将芯片(1)的  $Q_3$  接至芯片(2)的  $D_{SR}$ , 将芯片(2)的  $Q_4$  接至芯片(1)的  $D_{SL}$  即可。

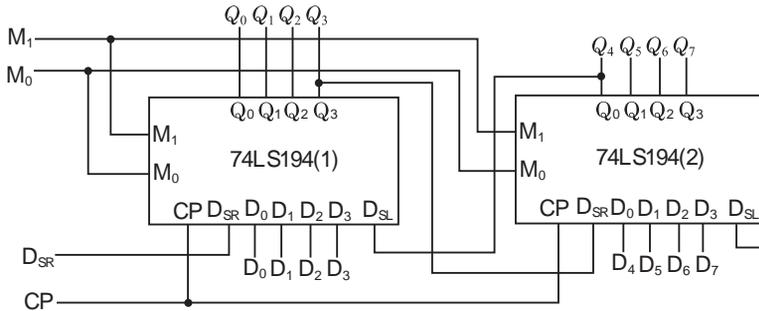


图 13.40 8 位的移位寄存器

实验时, 将  $Q_0 \sim Q_7$  用 LED 显示。

①用并行送数法预置寄存器为某一个二进制数码(如  $\overline{CR} = M_1 = M_0 = 1$ , 送  $D_3D_2D_1D_0 = 1101$ );

②设定  $M_1M_0$  移位模式(如  $M_1M_0 = 01$  右移,  $M_1M_0 = 10$  左移), 用单脉冲源依次输入  $CP$  脉冲, 观察  $Q_0 \sim Q_7$  的变化情况。

(3)74LS194 构成环形计数器

把移位寄存器的输出反馈到它的串行输入端, 就可以进行循环移位。设初态为  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1000$ , 则在  $CP$  作用下, 模式设为右移(或设为左移), 即将  $Q_3$  端接到右移(或左移)数据输入端  $D_{SR}$ (或  $D_{SL}$ ), 即可构成如图 13.41 所示的右移环形计数器。

输出端  $Q_0 \sim Q_3$  用 LED 显示。在计数脉冲的作用下,

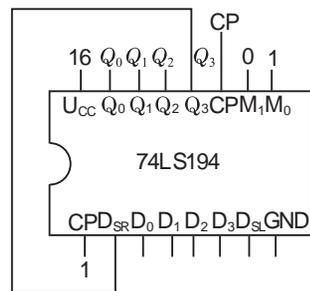


图 13.41 右移环形计数器

观察输出状态的变化。记入表 13-21 中。

表 13-21

CP	$Q_0$	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$
0	0	0	0	1
1				
2				
3				
4				

#### 4. 实验报告要求

- (1) 总结 74LS194 的逻辑功能，并且完成实验内容与步骤的数据。
- (2) 环形计数器如何实现左移位？
- (3) 实验中遇到什么问题？是如何解决的？

## 实验十二 555 集成定时器及其应用

### 1. 实验目的

- (1) 熟悉 555 集成定时器的组成及功能。
- (2) 熟悉用 555 时基电路构成单稳态触发器、多谐振荡器和施密特触发器的方法。

### 2. 实验仪器与器件

数字实验箱、万用表、函数发生器、双踪示波器、555 定时器、电阻、电位器、电容、二极管、连接导线若干。

### 3. 实验内容及步骤

555 电路又称集成定时器，是一种数字、模拟混合型的中规模集成电路，应用十分广泛。它是一种产生时间延迟和多种脉冲信号的电路，由于内部电压标准使用了三个  $5\text{ k}\Omega$  电阻，故取名 555 电路。555 定时器的内部电路及引线排列如图 13.42 所示。

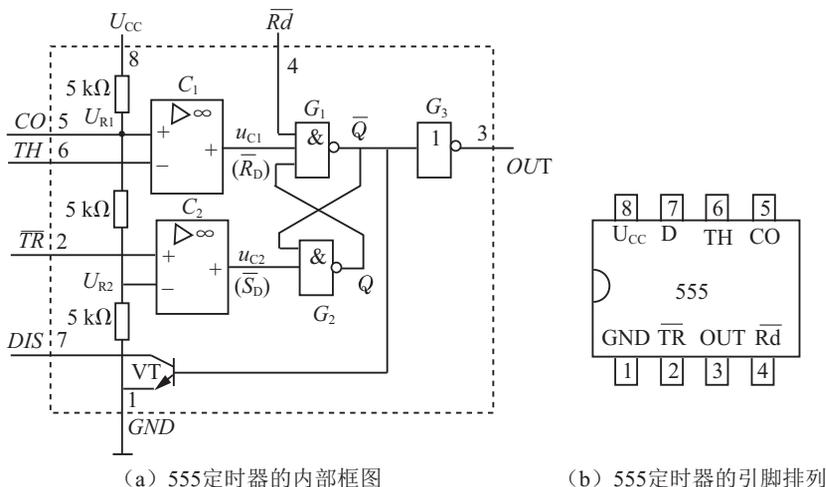
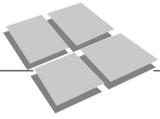


图 13.42 555 定时器内部框图及引脚排列



555 定时器主要是与电阻、电容构成充放电电路,并由两个比较器来检测电容器上的电压,以确定输出电平的高低和放电开关管的通断。这就很方便地构成从微秒到数十分钟的延时电路,可方便地构成单稳态触发器、多谐振荡器、施密特触发器等脉冲产生或波形变换电路。

(1)单稳态触发器

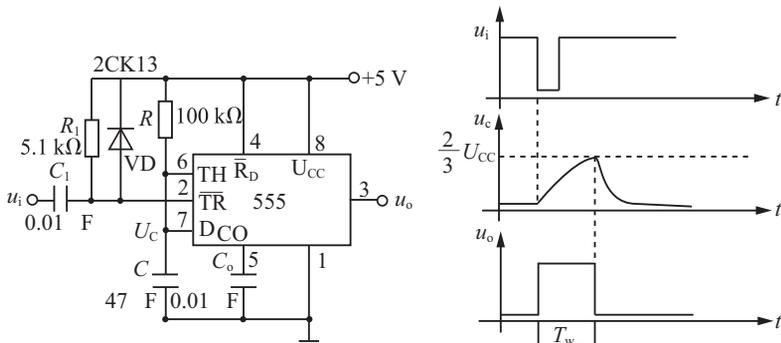
由 555 定时器和外接定时元件  $R$ 、 $C$  构成的单稳态触发器如图 13.43(a)所示。暂稳态的持续时间  $t_w$  (即为延时时间)取决于外接元件  $R$ 、 $C$  值的大小。

$$t_w = 1.1RC$$

通过改变  $R$ 、 $C$  的大小,可使延时时间在几微秒到几十分钟之间变化。当这种单稳态电路作为计时器时,可直接驱动小型继电器,并可以使用复位端(4脚)接地的方法来中止暂态,重新计时。图 13.43(a)中续流二极管 VD 与继电器线圈并接,以防继电器线圈反电势损坏内部功率管。

①按图 13.43(a)连线,取  $R=100\text{ k}\Omega$ ,  $C=47\text{ }\mu\text{F}$ ,输入信号  $u_i$  由单次脉冲源提供,用双踪示波器观测  $u_i$ ,  $u_c$ ,  $u_o$  波形,测定幅度与暂稳时间。

②将  $R$  改为  $1\text{ k}\Omega$ ,  $C$  改为  $0.1\text{ }\mu\text{F}$ ,输入端加  $1\text{ kHz}$  的连续脉冲,观测波形  $u_i$ 、 $u_c$ 、 $u_o$ ,测定幅度及暂稳时间。



(a) 由555定时器构成的单稳态触发器

(b) 波形

图 13.43 单稳态触发器

(2)多谐振荡器

①由 555 定时器和外接元件  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C$  构成多谐振荡器如图 13.44(a)所示,引脚 2 与 6 直接相连。电路没有稳态,仅存在两个暂稳态,电路亦不需要外加触发信号,利用电源通过  $R_1$ 、 $R_2$  向  $C$  充电,以及  $C$  通过  $R_2$  向放电端  $C_1$  放电,使电路产生振荡,其振荡波形如图 13.44(b)所示。输出信号的时间参数是

$$T = t_{w1} + t_{w2}, t_{w1} = 0.7(R_1 + R_2)C, t_{w2} = 0.7R_2C$$

按图 13.44 接线,用双踪示波器观测  $u_c$ 、 $u_o$  的波形,测定频率  $f$ 。

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

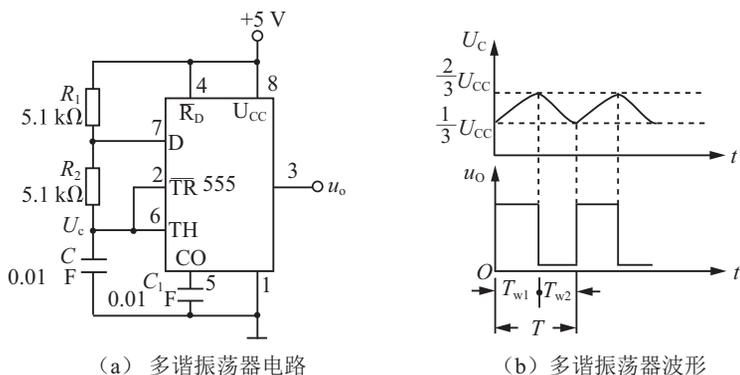


图 13.44 多谐振荡器

②按图 13.45 接线, 组成占空比可调的多谐振荡器, 其输出波形为 50% 的方波信号。观测  $u_c$ 、 $u_o$  波形, 测定波形参数。

### (3) 施密特触发器

按图 13.46 接线, 将引脚 2、6 连在一起作为信号输入端, 即得到施密特触发器。输入信号由音频信号源提供, 预先调好  $u_s$  的频率为 1 kHz, 接通电源, 逐渐加大  $u_s$  的幅度, 观测输出波形, 测绘电压传输特性, 算出回差电压  $\Delta U$ 。

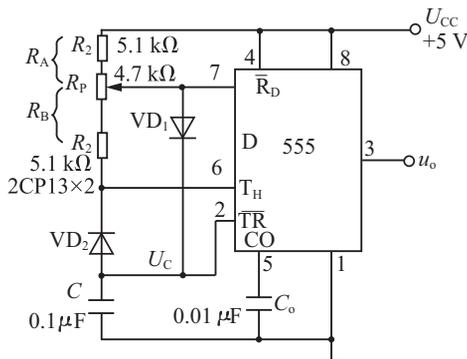


图 13.45 占空比可调的多谐振荡器

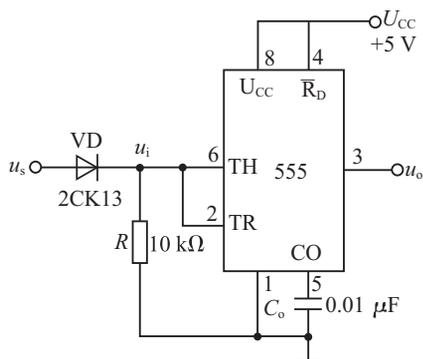


图 13.46 施密特触发器

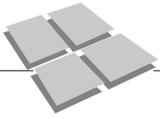
## 4. 实验报告要求

- (1) 画出各实验电路中的有关波形并在图中标出有关的参数。
- (2) 改变电容  $C$  的大小能够改变振荡器输出电压的周期和占空比系数吗? 试说明要想改变占空系数, 必须改变哪些电路参数?
- (3) 分析、总结实验结果。

## 实验十三 抢答器的设计与制作

### 1. 实验目的

(1) 熟悉优先编码器、555 电路、译码/驱动电路、触发器、单稳态触发器、计数器等电路的应用方法。



- (2)熟悉时序电路的设计方法。
- (3)会用电路设计软件设计电路。
- (4)会用仿真软件仿真设计电路。
- (5)会安装、制作、测试抢答器。

### 2. 实验仪器与器件

主要器件：74LS00、74LS148、74LS279、74LS121、NE555 等芯片各 1 个，74LS192 芯片 2 个，74LS48 芯片 3 个，发光二极管 2 只，共阴极数码显示器 3 只，扬声器、三极管等若干。

主要仪器：5 V 直流稳压电源、万用表、计算机、仿真软件、电路设计软件等。

### 3. 实验任务与设计要求

- (1)设计一个 8 路数字定时抢答器，可同时供 8 名选手或 8 个代表队参加比赛。
- (2)设置一个控制开关，用来控制系统的清零(编号显示数码管灭灯)和抢答的开始。
- (3)要求该数字抢答器具有数据锁存和显示的功能，抢答开始后，若有选手按动抢答按钮，编号立即锁存，并在 LED 数码管上显示出选手的编号，同时扬声器给出音响提示。此外，要封锁输入电路，禁止其他选手抢答。优先抢答选手的编号一直保持到主持人将系统清零为止。

(4)抢答器具有定时抢答的功能，且一次抢答的时间可以由主持人设定(如 30 s)。当节目主持人启动“开始”键后，要求定时器立即减计时，并用显示器显示，同时扬声器发出短暂的声响，声响持续时间 0.5 s 左右。参赛选手在设定的时间内抢答，抢答有效，定时器停止工作，显示器上显示选手的编号和抢答时刻的时间，并保持到主持人将系统清零为止。

(5)如果定时抢答的时间已到，却没有选手抢答时，本次抢答无效，系统短暂报警，并封锁输入电路，禁止选手超时后抢答，时间显示器上显示 00。

### 4. 实验内容与步骤

数字定时抢答器的原理框图如图 13.47 所示，主要由定时电路、8 线-3 线优先编码器、RS 锁存器、译码电路、显示和报警电路组成。其中，定时电路、8 线-3 线优先编码器及 RS 锁存器三部分的时序配合非常关键。

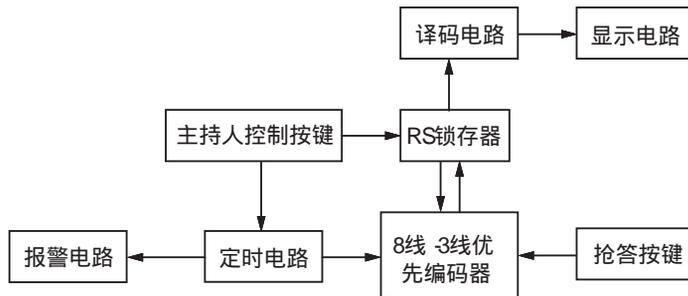
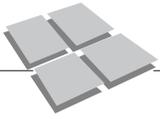


图 13.47 数字定时抢答器原理框图

图 13.47 所示的定时抢答器的工作过程是：接通电源时，节目主持人将开关置于





74LS48译码后,显示器显示出“5”。74LS148的 $\overline{EI}$ 端为高电平,74LS148处于禁止工作状态,封锁了其他按键的输入。当按下的键松开后,74LS148的 $\overline{GS}$ 为高电平,74LS148处于禁止工作状态,其他按键的输入信号不会被接收。这样就保证了抢答者的优先性以及抢答电路的准确性。当优先抢答者回答完问题后,由主持人操作控制开关S,使抢答电路复位,以便进行下一轮抢答。

(2) 定时电路设计

节目主持人根据抢答题的难易程度,设定一次抢答的时间,通过预置时间电路对计数器进行预置,选用十进制同步加/减计数器74LS192进行设计,计数器的时钟脉冲由秒脉冲电路提供。具体电路如图13.49所示。

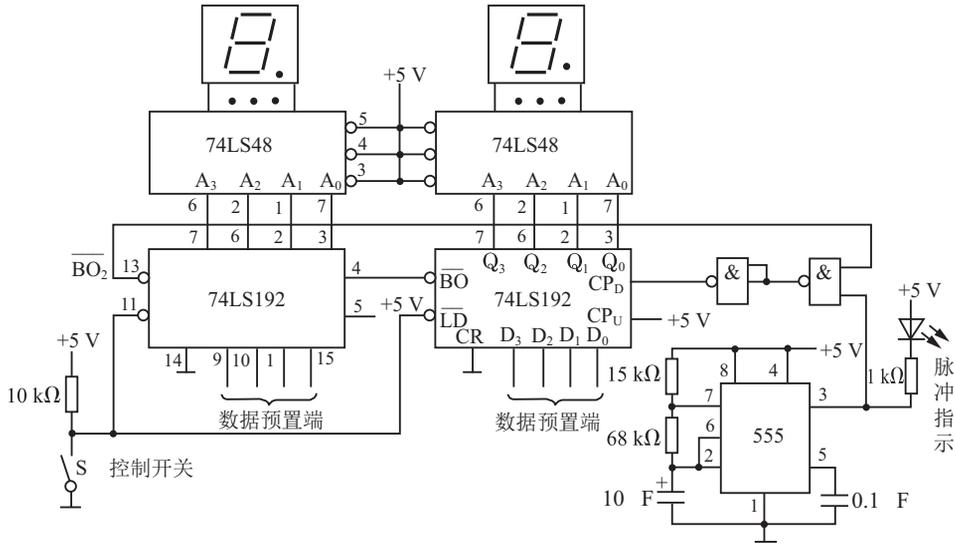


图 13.49 可预置时间的定时电路

(3) 报警电路设计

报警电路由NE555定时器和三极管构成,如图13.50所示。其中NE555构成多谐振荡器,其振荡频率为

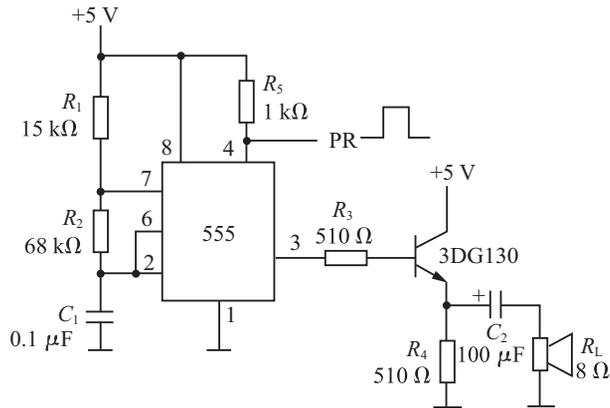


图 13.50 报警电路

$$f_0 = \frac{1}{(R_1 + 2R_2)C \cdot \ln 2} \approx \frac{1.43}{(R_1 + 2R_2)C}$$

其输出信号经三极管驱动扬声器,  $PR$  为控制信号, 当  $PR$  为高电平时, 多谐振荡器工作, 反之, 电路停振。

#### (4) 时序控制电路设计

时序控制电路是抢答器设计的关键, 它要完成以下三项功能。

① 主持人将控制开关拨到“开始”位置时, 扬声器发声, 抢答电路和定时电路进入正常抢答工作状态;

② 当参赛选手按动抢答键时, 扬声器发声, 抢答电路和定时电路停止工作;

③ 当设定的抢答时间到, 无人抢答时, 扬声器发声, 同时抢答电路和定时电路停止工作。

根据上面的功能要求以及图 13.48 和图 13.49, 设计的时序控制电路如图 13.51 所示。图中  $G_1$  的作用是控制时钟信号  $CP$  的放行与禁止, 门  $G_2$  的作用是控制 74LS148 的输入使能端  $\overline{EI}$ 。当主持人控制开关从“清除”位置拨到“开始”位置时,  $CTR=0$ , 经  $G_3$  反相,  $A=1$ , 则从 555 输出端来的时钟信号  $CP$  能够加到 74LS192 的  $CP_D$  时钟输入端, 定时电路进行递减计时。同时, 图 13.49 中 74LS192 的错位输出端  $\overline{BO}_2=1$ , 使图 13.51 中门  $G_2$  的输出  $\overline{EI}=0$ , 使 74LS148 处于正常工作状态, 从而实现功能①的要求。当选手在定时时间内按动抢答键时,  $CTR=1$ , 经  $G_3$  反相,  $A=0$ , 封锁  $CP$  信号, 定时器处于保持工作状态; 同时, 门  $G_2$  的输出  $\overline{EI}=1$ , 74LS148 处于禁止工作状态, 从而实现功能②的要求。当定时时间到时, 来自 74LS192 的  $\overline{BO}_2=0$ ,  $\overline{EI}=1$ , 74LS148 处于禁止工作状态, 禁止选手进行抢答。同时, 门  $G_1$  处于关门状态, 封锁  $CP$  信号, 使定时电路保持 00 状态不变, 从而实现功能③的要求。图 13.51(b) 所示为用 74LS121 控制报警电路及发声的时间。

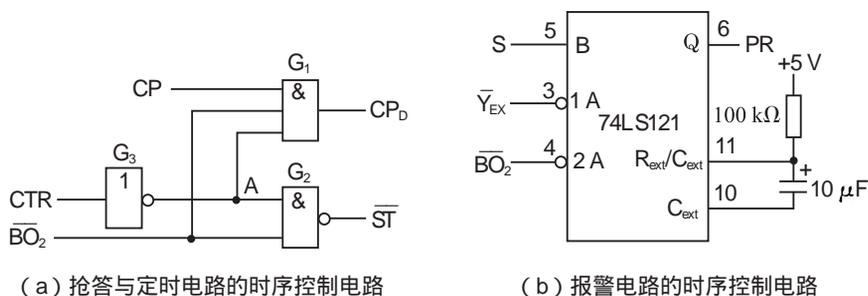
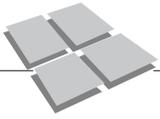


图 13.51 时序控制电路

将以上各单元电路组合起来即可得到数字定时抢答器的整机电路。按照实验要求设计电路, 用仿真软件进行仿真, 检查设计的正确性, 然后按图在万能板上搭建电路, 检查无误后通电调试, 测试电路是否符合设计要求, 对测试结果进行分析, 得出实验结论。

### 5. 实验数据

测出  $S$  在开始和清除状态下, 按下不同键抢答时 74LS148 和抢答电路中 74LS48 的



输入输出状态,并将数据填入表 13-22 中。

表 13-22 74LS148 和 74LS48 的输入输出状态

S	$S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7$	$\bar{Y}_2 \bar{Y}_1 \bar{Y}_0$ (74LS148)	$A_2 A_1 A_0$ (74LS48)	$Y_a Y_b Y_c Y_d Y_e Y_f Y_g$ (74LS48)

### 6. 实验报告要求

- (1)画出电路方框图和原理图。
- (2)写出安装、制作、调试步骤。
- (3)对设计电路进行实验测量数据分析,实验结果分析,写出实验收获和体会。

## 实验十四 电子秒表的设计与制作

### 1. 实验目的

- (1)通过电子秒表的设计与制作掌握数字电路中基本 RS 触发器、单稳态触发器、555 定时器及计数、译码显示等单元电路的应用方法。
- (2)熟悉 555 时基电路构成多谐振器的方法。
- (3)学习电子秒表的调试方法。

### 2. 实验仪器与器材

+5 V 直流电源、双踪示波器、直流数字电压表、数字频率计、单次脉冲源、连续脉冲源、逻辑电平开关、逻辑电平显示器、译码显示器、74LS00×2、555×1、74LS90×3、电位器、电阻、电容若干。

### 3. 实验原理

图 13.52 为电子秒表的电路原理图。按功能分成四个单元电路进行分析。

#### (1)基本 RS 触发器

图 13.52 中单元 I 为用集成与非门构成的基本 RS 触发器。属低电平直接触发的触发器,有直接置位、复位的功能。基本 RS 触发器在电子秒表中的职能是启动和停止秒表的工作。

#### (2)单稳态触发器

图 13.52 中单元 II 为用集成与非门构成的微分型单稳态触发器,图 13.53 为各点波形图。

单稳态触发器的输入触发负脉冲信号  $u_i$  由基本 RS 触发器  $\bar{Q}$  端提供,输出负脉冲  $u_o$ 。通过非门加到计数器的清除端  $R$ 。

静态时,门 4 应处于截止状态,故电阻  $R$  必须小于门的关门电阻  $R_{off}$ 。定时元件  $RC$  取值不同,输出脉冲宽度也不同。当触发脉冲宽度小于输出脉冲宽度时,可以省去输入微分电路的  $R_p$  和  $C_p$ 。

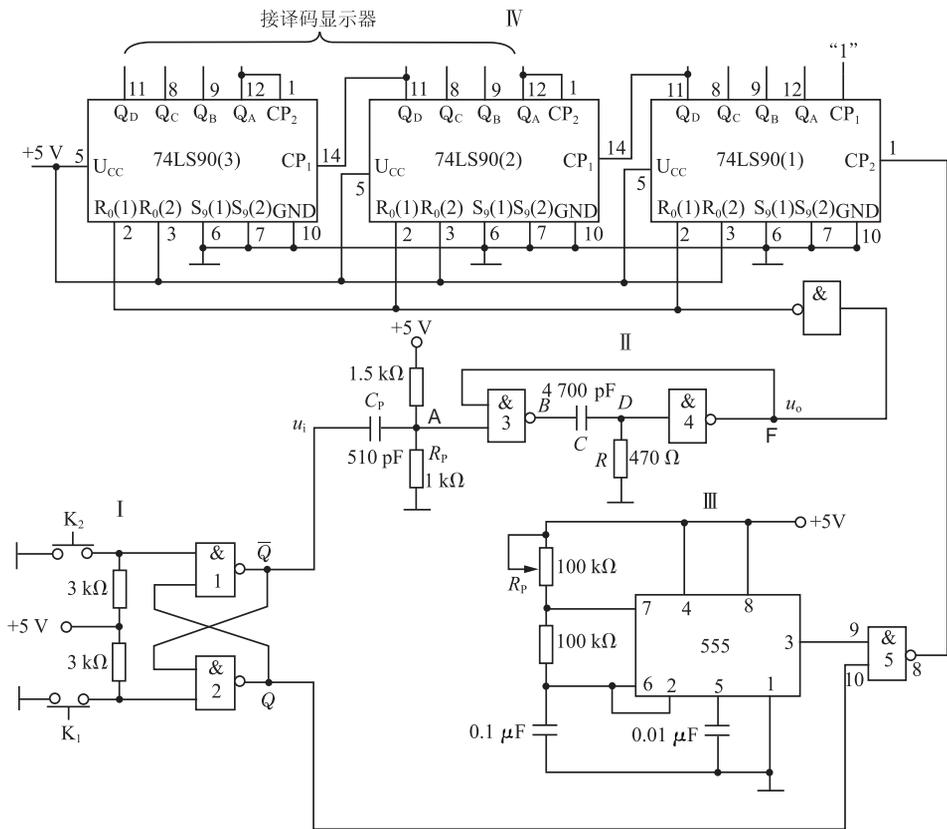


图 13.52 电子秒表原理图

单稳态触发器在电子秒表中的职能是为计数器提供清零信号。

(3) 时钟发生器

图 13.52 中单元 III 为用 555 定时器构成的多谐振荡器，是一种性能较好的时钟源。

调节电位器  $R_p$ ，使在输出端 3 获得频率为 50 Hz 的矩形波信号，当基本 RS 触发器  $Q=1$  时，门 5 开启，此时 50 Hz 脉冲信号通过门 5 作为计数脉冲加于计数器 1 的计数输入端  $CP_2$ 。

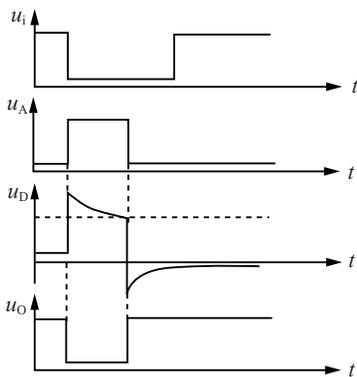


图 13.53 单稳态触发器波形图

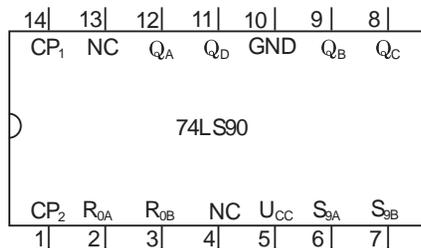
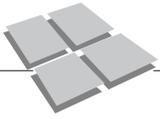


图 13.54 74LS90 引脚排列



#### (4)计数及译码显示

二-五-十进制加法计数器 74LS90 构成电子秒表的计数单元,如图 13.52 中单元 IV 所示。其中计数器 1 接成五进制形式,对频率为 50 Hz 的时钟脉冲进行五分频,在输出端  $Q_D$  取得周期为 0.1 s 的矩形脉冲,作为计数器 2 的时钟输入。计数器 2 及计数器 3 接成 8421 码十进制形式,其输出端与实验装置上译码显示单元的相应输入端连接,可显示 0.1~0.9 s; 1~9.9 s 计时。图 13.54 为 74LS90 引脚排列。

#### 4. 实验步骤

实验时,应按照实验任务的次序,将各单元电路逐个进行接线和调试,即分别测试基本 RS 触发器、单稳态触发器、时钟发生器及计数器的逻辑功能,待各单元电路工作正常后,再将有关电路逐级连接起来进行测试,直到测试电子秒表整个电路的功能。

这样的测试方法有利于检查和排除故障,保证实验顺利进行。

##### (1)基本 RS 触发器的测试

基本 RS 触发器的一路输出  $\bar{Q}$  作为单稳态触发器的输入,另一路输出  $Q$  作为与非门 5 的输入控制信号。按动按钮开关  $K_2$  (接地),则门 1 输出  $\bar{Q}=1$ ; 门 2 输出  $Q=0$ ,  $K_2$  复位后  $Q$ 、 $\bar{Q}$  状态保持不变。再按动按钮开关  $K_1$ ,则  $Q$  由 0 变为 1,门 5 开启,为计数器启动做好准备。 $\bar{Q}$  由 1 变 0,送出负脉冲,启动单稳态触发器工作。

##### (2)单稳态触发器的测试

###### ①静态测试。

用直流数字电压表测量 A、B、D、F 各点电位值。记录之。

###### ②动态测试。

输入端接 1 kHz 连续脉冲源,用示波器观察并描绘 D 点( $u_D$ )、F 点( $u_o$ )波形,如嫌单稳输出脉冲持续时间太短,难以观察,可适当加大微分电容 C (如改为 0.1  $\mu$ F),待测试完毕,再恢复 4700pF。

##### (3)时钟发生器的测试

测试方法:用示波器观察输出电压波形并测量其频率,调节  $R_P$ ,使输出矩形波频率为 50 Hz。

##### (4)计数器的测试

①计数器 1 接成五进制形式,  $R_{0A}$ 、 $R_{0B}$ 、 $S_{9A}$ 、 $S_{9B}$  接逻辑开关输出插口,  $CP_2$  接单次脉冲源,  $CP_1$  接高电平“1”,  $Q_D \sim Q_A$  接实验设备上译码显示输入端 D、C、B、A,测试其逻辑功能,记录之。

②计数器 2 及计数器 3 接成 8421 码十进制形式,同内容①进行逻辑功能测试,记录之。

③将计数器 1、2、3 级连,进行逻辑功能测试,记录之。

##### (5)电子秒表的整体测试

各单元电路测试正常后,按图 13.52 把几个单元电路连接起来,进行电子秒表的总体测试。

先按一下开关  $K_2$ ,此时电子秒表不工作,再按一下开关  $K_1$ ,则计数器清零后便开始计时,观察数码管显示计数情况是否正常,如不需要计时或暂停计时,按一下开关

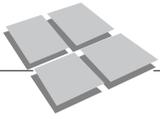
$K_2$ ，计时立即停止，但数码管保留所计时之值。

(6) 电子秒表准确度的测试

利用电子钟或手表的秒计时对电子秒表进行校准，可通过改变 555 定时器的振荡频率来获得较高的计时精度。

**5. 实验报告要求**

- (1) 电子秒表的基本功能。
- (2) 电子秒表的调试过程。
- (3) 分析调试中发现的问题及故障排除方法。



## 参考文献

- [1] 廖芳, 冯钟. 电子技术[M]. 北京: 北京师范大学出版社, 2006.
- [2] 华成英. 模拟电子技术基本教程[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [3] 吕国泰. 电子技术[M]. 2版. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [4] 付植桐. 电子技术[M]. 北京: 高等教育出版社, 2005.
- [5] 李中发. 电子技术基础[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2004.
- [6] 周筱龙. 电子技术基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [7] 窦敬仁. 电工与电子技术基础[M]. 北京: 人民交通出版社, 2005.
- [8] 冯满顺, 骆秋秋, 等. 电工与电子技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [9] 易沅平. 电工学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2005.
- [10] 郝波. 数字电路[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [11] 梅开乡等编. 数字逻辑电路[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [12] 王家继. 脉冲与数字电路[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [13] 谢自美. 电子线路设计·实验·测试[M]. 2版. 武汉: 华中理工大学出版社, 2000.
- [14] 张存礼. 电子技术综合实训[M]. 北京: 北京师范大学出版社, 2005.
- [15] 章继涛. 电工电子技术实验教程[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2007.
- [16] 廖芳. 电子产品生产工艺与管理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.