



普通高等教育“十五”国家级规划教材

电 工 学

第 六 版

下 册

电 子 技 术

秦 曾 煌 主 编

获取更多资料 微信: 秦曾煌蓝领星球



高等教育出版社

HIGHER EDUCATION PRESS



普通高等教育“十五”国家级规划教材

《电工学》(第六版)(上、下册)

配套立体化教材

《电工学(第六版)学习辅导与习题选解》

《电工学(第六版)习题全解(上、下册)》

电工学(第六版)电子教案

《电工学简明教程》

《电工学简明教程学习辅导与习题解答》

电工学简明教程电子教案

《电工学实验》

电工学试题库

电工技术网络课程

电子技术网络课程

第三版于1987年荣获全国普通高等学校优秀教材奖

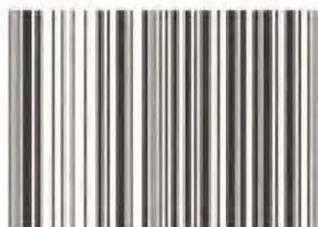
第四版于1997年荣获国家级教学成果二等奖、国家级科技进步三等奖

第五版被评为面向21世纪课程教材、普通高等教育“九五”国家级重点教材

第五版于2002年荣获全国普通高等学校优秀教材二等奖

第六版被评为普通高等教育“十五”国家级规划教材

ISBN 7-04-014519-7



9 787040 145199 >

定价: 34.10元



普通高等教育“十五”国家级规划教材

电 工 学

第 六 版

下 册

电 子 技 术

秦 曾 煌 主 编



高 等 教 育 出 版 社

HIGHER EDUCATION PRESS

内容简介

本书是普通高等教育“十五”国家级规划教材。本书主要是根据教育部(前国家教育委员会)1995年颁发的高等工业学校“电工技术(电工学Ⅰ)”和“电子技术(电工学Ⅱ)”两门课程的教学基本要求,在第五版的基础上作了精选、改写、调整、补充而修订编写的。全书分上、下两册出版。上册是电工技术部分;下册是电子技术部分。各章均附有习题。另编有《电工学(第六版)学习辅导与习题选解》,作为与本书配套的教学参考书。本书可作为高等学校工科非电类专业上述两门课程的教材,也可供社会读者阅读。

本书(第六版)由哈尔滨工程大学张保郁教授审阅。

本书第三版于1987年获全国优秀教材奖,第四版于1997年获国家级教学成果二等奖和国家级科学技术进步三等奖,第五版于2002年获全国普通高等学校优秀教材二等奖。

图书在版编目(CIP)数据

电工学. 下册,电子技术/秦曾煌主编. —6版. 北京: 高等教育出版社,2004.7
ISBN 7-04-014519-7

I. 电... II. 秦... III. ①电工学-高等学校-教材
②电子技术-高等学校-教材 IV. TM1

中国版本图书馆CIP数据核字(2004)第029945号

策划编辑 金春英 责任编辑 金春英 封面设计 于文燕 责任绘图 朱静
版式设计 胡志萍 责任校对 金辉 责任印制 韩刚

出版发行 高等教育出版社
社址 北京市西城区德外大街4号
邮政编码 100011
总机 010-82028899

购书热线 010-64054588
免费咨询 800-810-0598
网 址 <http://www.hep.edu.cn>
<http://www.hep.com.cn>

经 销 新华书店北京发行所
印 刷 高等教育出版社印刷厂

开 本 787×960 1/16
印 张 30
字 数 560 000

版 次 1964年5月第1版
2004年7月第6版
印 次 2004年7月第1次印刷
定 价 34.10元

本书如有缺页、倒页、脱页等质量问题,请到所购图书销售部门联系调换。

版权所有 侵权必究

第六版序言

自1962年编写本书第一版以来,已经历了四十多年。在此期间,电工技术,特别是电子技术发生了巨大的变化。新技术、新器件、新应用层出不穷,日新月异;教学内容和体系的改革不断深入。这都促使本教材随着不断修订提高,日臻完善,以适应时代的需要。

本教材是按照教育部(前国家教育委员会)1995年颁发的“电工技术(电工学Ⅰ)”和“电子技术(电工学Ⅱ)”两门课程的教学基本要求,在第五版的基础上总结提高,修订编写的,在内容处理上作了精选、改写、调整和补充,更适应教学要求和非电类专业需要。

(1) “基本放大电路”、“电子电路中的反馈”、“电力电子技术”、“门电路和组合逻辑电路”、“触发器和时序逻辑电路”、“存储器和可编程逻辑器件”这六章,以及部分内容,如正弦量的相量表示法、电位的计算、变压器绕组的极性和功率放大电路等均作了改写,或加强了基础性、应用性和先进性,或叙述更为简洁,符合认知规律。

(2) 删去了导纳、二阶电路暂态分析及非正弦周期电流电路的计算等内容和一些偏难的例题和习题,更适应非电类专业的要求。

(3) 加强了理论联系实际和元件-电路-系统这一应用体系,使元器件和单元电路更结合实际情况,增加了一些应用举例和实用电路。

(4) 新增加了现代通信技术、直线异步电动机、开关型稳压电源、光电器件和电力电子器件等内容,以扩大知识面。

(5) 习题中增加了少量设计性题目。

(6) 引入 EWB 仿真软件,因其界面直观,操作方便,并与实验操作一致,适用于本课程的学习。

由于非电类专业甚多,对电工学的要求不一,学时也有差异,为了使教材具有灵活性,将本书内容分为三类:

(1) 基本内容

此即为教学基本要求所规定的内容。

(2) 非共同性基本内容(标以“ Δ ”号)

如直流电动机、同步电动机、控制电机、电力电子技术等章节,仅对部分专业讲授。

(3) 参考内容(标以“*”号,用小号字排)

一般指加深加宽内容,如受控源电路、电阻的 $Y-\Delta$ 变换、三相桥式整流电路以及各章的应用举例,作为学生参考用。

此外,“电工测量”一章可结合实验进行教学;“工业企业供电与安全用电”和“现代通信技术”两章作为本课程的基本知识,可让学生自学。以上三章均不计入学时内。有些内容可在教师指导下让学生通过自学掌握,不必全在课堂讲授;并建议多使用现代教学手段,以提高教学质量和教学效率。

本书是高等教育出版社“高等教育百门精品课程教材”之一,和与其配套的多媒体教材形成了较完整的立体化教学包。与其配套的教材有:^①

- (1)《电工学(第六版)学习辅导与习题选解》 秦曾煌编;
- (2)《电工学(第六版)习题全解(上、下册)》 姜三勇编 秦曾煌审;
- (3)《电工学实验》 哈尔滨工业大学 韩明武主编;
- (4)《电工学》(上、下册)电子教案 中国矿业大学 王香婷主编;
- (5)《电工学简明教程》 秦曾煌主编;
- (6)《电工学简明教程学习辅导与习题解答》 秦曾煌编 丁继盛审;
- (7)《电工学简明教程》电子教案 大连海事大学、北京理工大学 于双和主编;
- (8) 电工技术网络课程 北方交通大学 张晓冬主编;
- (9) 电子技术网络课程 大连海事大学 于双和主编;
- (10) 电工学试题库。

本书(第六版)由哈尔滨工程大学张保郁教授审阅,提出了宝贵意见和修改建议;本书前五版还得到许多教师和广大读者的关怀,他们提出了大量建设性意见,在此深表谢忱。

本书第11章“可编程控制器及其应用”和附录“仿真软件 EWB 的应用”由姜三勇同志编写,第22章“存储器和可编程逻辑器件”由丁继盛同志编写,第24章“现代通信技术”由沙学军同志编写。他们对本书的支持,深表谢意。曾参加本书第二版中册编写的有吴项、魏富珍、柳焯、郭文安和问延棣同志。

由于编者能力有限,见解不多,本书有些内容难免不够妥善,希望读者,特别是使用本书的教师和同学积极提出批评和改进意见,以便今后修订提高。

秦曾煌

于哈尔滨工业大学

2003年5月

(时年八十)

^① 均系高等教育出版社出版发行。

第一版序言

1962年5月,教育部召开了高等工业学校教学工作会议,会上审订了机械制造类各专业适用的“电工学教学大纲(试行草案)”。这份教学大纲所规定的教学总学时为150学时,其中讲课100学时;在内容方面与1956年所制订的大纲相比,出入较大。因此,编者按照新教学大纲的内容、分量和安排系统,并根据十年来的教学经验,将目前所用的讲义加以修订补充,编成此书。本书经高等工业学校电工学及电工基础课程教材编审小组审阅后,修改定稿,可作为高等工业学校机械制造类各专业电工学课程的教材。

电工学是一门非电专业的技术基础课程,它的主要任务是为学生学习专业知识和从事工程技术工作打好电工技术的理论基础,并使他们受到必要的基本技能的训练。为此,在本书中对基本理论、基本定律、基本概念及基本分析方法都作了尽可能详尽的阐述,并通过实例、例题和习题来说明理论的实际应用,以加深学生对理论的掌握和理解,以及了解电工技术的发展与生产发展之间的密切关系。

本书注意到与普通物理课的分工,避免了不必要的重复。至于部分内容,例如电路的基本物理量、欧姆定律、电路的参数、磁场的基本物理量及铁磁物质的磁性能等,虽然已在普通物理课程中讲过,但是为了加强理论的系统性和满足电工技术的需要,仍列入本书中,使学生在温故知新的基础上,对这些内容的理解能进一步巩固和加深,并能充分地应用和扩展这些内容。

本书也注意到与后续专业课的分工,书中一般不讨论综合性的用电系统和专用设备,而只研究用电技术的一般规律和常用的电气设备、元件及基本电路。

本书中用小号字排的部分内容教师在讲授时可灵活掌握,一般应视专业的需要、学时的多少和学生的实际水平而决定取舍。有些内容可让学生通过自学掌握,不必全在课堂讲授。本书各章习题的数目比教学大纲所规定的多一些,这样可使教师选择习题时比较灵活,同时也可满足部分学习成绩较好的学生希望多做一些习题的要求。为了照顾某些动力机械制造专业的需要,对同步电机一章的内容介绍较多,其他专业可按其需要选择其中部分内容讲授。

本书所用的图形符号是符合中华人民共和国第一机械工业部所颁布的电工专业标准(草案试行)电(D)42-60《电气线路图上图形符号》的规定的。至于文字符号则以国际通用符号为主,仅对某些物理量的注脚(例如额定电压 U_n 、短

路电流 I_D 、起动转矩 M_Q 、励磁电流 I_L 等)和线路图上的部分文字符号(例如发电机 F、电动机 D、接触器 C 等)参考了上述标准试用了汉语拼音符号(见附录二)。

本书承西安交通大学袁旦庆同志仔细审阅,指出错误,提出修改建议;哈尔滨工业大学电工学教研室对本书内容的安排和部分章节的内容进行过讨论,提出了宝贵意见;并承哈尔滨工业大学绘图室描绘了插图,在此对他们表示衷心的感谢。

由于编者能力有限,见解不多,本书有些内容难免不够妥善,甚至会有错误之处。希望读者,特别是使用本书的教师和同学积极提出批评和改进意见,以便今后修订提高。

秦曾煌

于哈尔滨工业大学

1962年12月

获取更多资料

微信搜索

郑重声明

高等教育出版社依法对本书享有专有出版权。任何未经许可的复制、销售行为均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人将承担相应的民事责任和行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。为了维护市场秩序，保护读者的合法权益，避免读者误用盗版书造成不良后果，我社将配合行政执法部门和司法机关对违法犯罪的单位和个人给予严厉打击。社会各界人士如发现上述侵权行为，希望及时举报，本社将奖励举报有功人员。

反盗版举报电话：(010) 58581897/58581896/58581879

传 真：(010) 82086060

E - mail: dd@hep.com.cn

通信地址：北京市西城区德外大街4号

高等教育出版社打击盗版办公室

邮 编：100011

购书请拨打电话：(010)64014089 64054601 64054588

目 录

下册 电子技术

第 14 章 二极管和晶体管	(4)
14.1 半导体的导电特性	(4)
14.1.1 本征半导体	(4)
14.1.2 N 型半导体和 P 型半导体	(6)
14.2 PN 结及其单向导电性	(8)
14.3 二极管	(9)
14.3.1 基本结构	(9)
14.3.2 伏安特性	(10)
14.3.3 主要参数	(11)
14.4 稳压二极管	(13)
14.5 晶体管	(15)
14.5.1 基本结构	(15)
14.5.2 电流分配和放大原理	(16)
14.5.3 特性曲线	(19)
14.5.4 主要参数	(22)
14.6 光电器件	(26)
14.6.1 发光二极管	(26)
14.6.2 光电二极管	(26)
14.6.3 光电晶体管	(27)
习题	(28)
第 15 章 基本放大电路	(32)
15.1 共发射极放大电路的组成	(32)
15.2 放大电路的静态分析	(35)
15.2.1 用放大电路的直流通路确定静态值	(35)
15.2.2 用图解法确定静态值	(36)
15.3 放大电路的动态分析	(38)
15.3.1 微变等效电路法	(38)
15.3.2 图解法	(44)
15.4 静态工作点的稳定	(48)

15.5	放大电路的频率特性	(52)
15.6	射极输出器	(55)
15.6.1	静态分析	(55)
15.6.2	动态分析	(56)
15.7	差分放大电路	(62)
15.7.1	差分放大电路的工作原理	(63)
15.7.2	典型差分放大电路	(65)
15.7.3	差分放大电路对差模信号的放大	(67)
15.7.4	共模抑制比	(69)
15.8	互补对称功率放大电路	(70)
15.8.1	对功率放大电路的基本要求	(70)
15.8.2	互补对称放大电路	(72)
15.8.3	集成功率放大电路	(74)
15.9	场效晶体管及其放大电路	(75)
15.9.1	绝缘栅场效晶体管	(75)
15.9.2	场效晶体管放大电路	(80)
	习题	(85)
第 16 章	集成运算放大器	(91)
16.1	集成运算放大器的简单介绍	(91)
16.1.1	集成运算放大器的特点	(91)
16.1.2	电路的简单说明	(92)
16.1.3	主要参数	(93)
16.1.4	理想运算放大器及其分析依据	(95)
16.2	运算放大器在信号运算方面的应用	(97)
16.2.1	比例运算	(97)
16.2.2	加法运算	(100)
16.2.3	减法运算	(101)
16.2.4	积分运算	(103)
16.2.5	微分运算	(104)
16.3	运算放大器在信号处理方面的应用	(106)
△16.3.1	有源滤波器	(106)
△16.3.2	采样保持电路	(109)
16.3.3	电压比较器	(110)
*16.4	运算放大器在波形产生方面的应用	(113)
16.4.1	矩形波发生器	(113)
16.4.2	三角波发生器	(114)
16.4.3	锯齿波发生器	(115)

16.5 使用运算放大器应注意的几个问题	(116)
16.5.1 选用元件	(116)
16.5.2 消振	(117)
16.5.3 调零	(117)
16.5.4 保护	(117)
16.5.5 扩大输出电流	(118)
习题	(118)
第 17 章 电子电路中的反馈	(125)
17.1 反馈的基本概念	(125)
17.1.1 负反馈与正反馈	(125)
17.1.2 负反馈与正反馈的判别方法	(126)
17.2 放大电路中的负反馈	(128)
17.2.1 负反馈的类型	(128)
17.2.2 负反馈对放大电路工作性能的影响	(134)
17.3 振荡电路中的正反馈	(138)
17.3.1 自激振荡	(138)
17.3.2 正弦波振荡电路	(139)
习题	(144)
第 18 章 直流稳压电源	(149)
18.1 整流电路	(149)
18.1.1 单相半波整流电路	(149)
18.1.2 单相桥式整流电路	(151)
18.1.3 三相桥式整流电路	(154)
18.2 滤波器	(158)
18.2.1 电容滤波器(<i>C</i> 滤波器)	(158)
18.2.2 电感电容滤波器(<i>LC</i> 滤波器)	(162)
18.2.3 π 形滤波器	(162)
18.3 直流稳压电源	(163)
18.3.1 稳压二极管稳压电路	(163)
18.3.2 恒压源	(164)
18.3.3 串联型稳压电路	(165)
18.3.4 集成稳压电源	(166)
Δ 18.3.5 开关型稳压电源	(169)
习题	(172)
Δ第 19 章 电力电子技术	(177)
19.1 电力电子器件	(177)
19.1.1 电力电子器件的分类	(177)

19.1.2	晶闸管	(178)
19.1.3	功率晶体管、功率场效晶体管和绝缘栅双极晶体管	(185)
19.2	可控整流电路	(188)
19.2.1	可控整流电路	(188)
19.2.2	晶闸管的保护	(194)
19.2.3	单结晶体管触发电路	(195)
19.3	逆变电路	(203)
19.3.1	电压型单相桥式逆变电路	(204)
19.3.2	电压型三相桥式逆变电路	(204)
19.3.3	正弦波脉宽调制	(208)
19.4	交流调压电路	(209)
19.5	直流斩波电路	(212)
	习题	(212)
第 20 章	门电路和组合逻辑电路	(215)
20.1	脉冲信号	(216)
20.2	基本门电路及其组合	(218)
20.2.1	逻辑门电路的基本概念	(218)
20.2.2	分立元件基本逻辑门电路	(219)
20.2.3	基本逻辑门电路的组合	(222)
20.3	TTL 门电路	(225)
20.3.1	TTL 与非门电路	(225)
20.3.2	三态输出与非门电路	(229)
[△] 20.3.3	集电极开路与非门电路	(231)
20.4	CMOS 门电路	(233)
20.4.1	CMOS 非门电路	(233)
20.4.2	CMOS 与非门电路	(234)
20.4.3	CMOS 或非门电路	(234)
[△] 20.4.4	CMOS 传输门电路	(235)
[△] 20.4.5	三态输出 CMOS 门电路	(236)
[△] 20.4.6	几个实际问题	(237)
20.5	逻辑代数	(240)
20.5.1	逻辑代数运算法则	(240)
20.5.2	逻辑函数的表示方法	(242)
20.5.3	逻辑函数的化简	(245)
20.6	组合逻辑电路的分析和综合	(250)
20.6.1	组合逻辑电路的分析	(250)
20.6.2	组合逻辑电路的综合	(252)

20.7	加法器	(256)
20.7.1	二进制	(256)
20.7.2	半加器	(258)
20.7.3	全加器	(258)
20.8	编码器	(261)
20.8.1	二进制编码器	(261)
20.8.2	二-十进制编码器	(262)
20.9	译码器和数字显示	(265)
20.9.1	二进制译码器	(265)
20.9.2	二-十进制显示译码器	(267)
△20.10	数据分配器和数据选择器	(271)
20.10.1	数据分配器	(271)
20.10.2	数据选择器	(271)
*20.11	应用举例	(274)
20.11.1	交通信号灯故障检测电路	(274)
20.11.2	故障报警电路	(275)
20.11.3	两地控制一灯的电路	(276)
20.11.4	水位检测电路	(277)
	习题	(278)
第21章	触发器和时序逻辑电路	(286)
21.1	双稳态触发器	(286)
21.1.1	RS触发器	(286)
21.1.2	JK触发器	(290)
21.1.3	D触发器	(292)
21.1.4	触发器逻辑功能的转换	(293)
21.2	寄存器	(295)
21.2.1	数码寄存器	(295)
21.2.2	移位寄存器	(296)
21.3	计数器	(300)
21.3.1	二进制计数器	(300)
21.3.2	十进制计数器	(306)
21.3.3	任意进制计数器	(310)
*21.3.4	环形计数器	(312)
*21.3.5	环形分配器	(313)
△21.4	时序逻辑电路的分析	(315)
21.5	由555定时器组成的单稳态触发器和无稳态触发器	(319)
21.5.1	555定时器	(319)

21.5.2	由 555 定时器组成的单稳态触发器	(321)
21.5.3	由 555 定时器组成的多谐振荡器	(323)
*21.6	应用举例	(326)
21.6.1	优先裁决电路	(326)
21.6.2	冲床保安电路	(326)
21.6.3	数字钟	(327)
21.6.4	四人抢答电路	(328)
21.6.5	温度控制电路	(329)
21.6.6	步进电机的驱动电源	(330)
习题	(332)
第 22 章	存储器和可编程逻辑器件	(341)
22.1	只读存储器	(341)
22.1.1	ROM 的结构框图	(341)
22.1.2	ROM 的工作原理	(342)
22.1.3	ROM 的阵列图	(345)
22.1.4	ROM 的应用举例	(347)
22.2	随机存取存储器	(353)
22.2.1	RAM 的分类	(353)
22.2.2	RAM 的结构和工作原理	(353)
22.2.3	RAM 芯片简介	(355)
22.2.4	RAM 的扩展	(355)
22.3	可编程逻辑器件	(358)
22.3.1	PLD 的结构框图	(359)
22.3.2	可编程只读存储器	(360)
22.3.3	可编程逻辑阵列	(367)
22.3.4	可编程阵列逻辑	(369)
22.3.5	通用阵列逻辑	(373)
[△] 22.3.6	在系统可编程逻辑器件	(374)
习题	(377)
第 23 章	模拟量和数字量的转换	(384)
23.1	D/A 转换器	(384)
23.1.1	倒 T 形电阻网络 D/A 转换器	(384)
23.1.2	D/A 转换器的主要技术指标	(388)
23.2	A/D 转换器	(389)
23.2.1	逐次逼近型 A/D 转换器	(389)
*23.2.2	双积分型 A/D 转换器	(394)
23.2.3	A/D 转换器的主要技术指标	(395)

习题	(396)
第 24 章 现代通信技术	(397)
24.1 概述	(397)
24.1.1 通信系统分类	(397)
24.1.2 电缆通信与微波中继通信	(401)
24.1.3 光纤通信	(402)
24.1.4 卫星通信	(404)
24.2 移动通信	(405)
24.2.1 无线寻呼系统	(406)
24.2.2 公用移动电话系统	(406)
24.2.3 集群系统	(409)
24.2.4 无绳电话系统	(409)
24.3 程控交换系统	(410)
24.3.1 电话交换网	(410)
24.3.2 程控交换机	(412)
24.4 IP 电话	(416)
24.4.1 IP 电话的工作过程	(416)
24.4.2 IP 电话的网络结构	(417)
24.4.3 中国电信(网通)IP 电话网	(418)
24.5 现代通信发展趋势	(419)
附录	(420)
附录 A 仿真软件 EWB 的应用	(420)
附录 B 半导体分立器件型号命名方法	(441)
附录 C 常用半导体分立器件的参数	(442)
附录 D 半导体集成器件型号命名方法	(446)
附录 E 常用半导体集成电路的参数和符号	(447)
附录 F 数字集成电路各系列型号分类表	(448)
附录 G TTL 门电路、触发器和计数器的部分品种型号	(448)
附录 H 电阻器标称阻值系列	(449)
部分习题答案	(450)
中英名词对照与索引	(460)
参考文献	(465)

下 册

电 子 技 术

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

电子技术由模拟电子技术和数字电子技术两部分构成。两者的区别在于所处理的信号不同。前者处理的信号在时间上或数值上是连续变化的,如温度和速度。这类信号称为模拟信号,相应的电路称为模拟电路。而数字电子技术所处理的信号在时间上和数值上都是不连续的,即所谓离散的,如自动计数生产线,每来一件产品,就发出一个脉冲,自动计数。这类信号称为数字信号,相应的电路称为数字电路。下面举两个实例来具体说明模拟信号和数字信号。

(1) 模拟信号

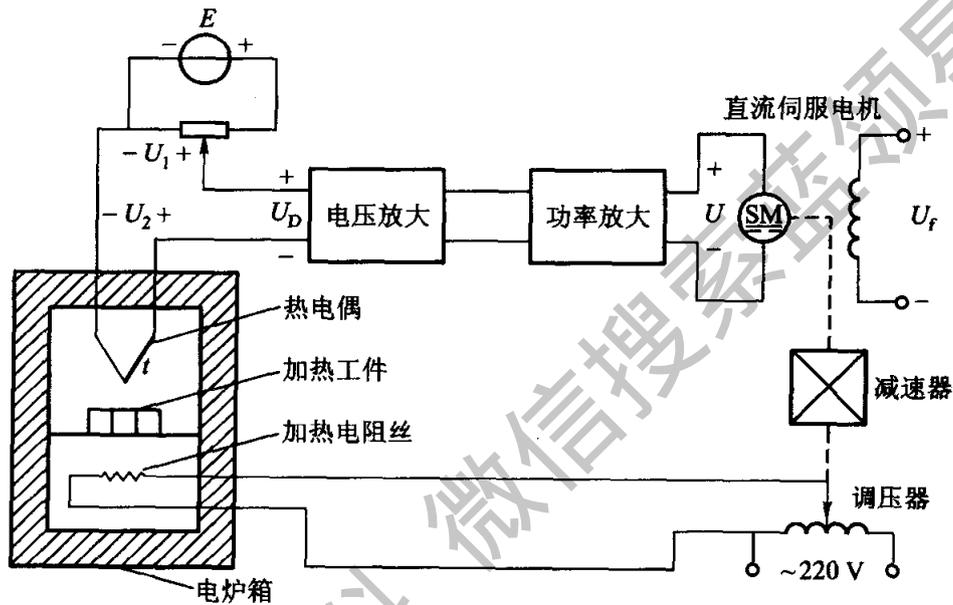


图 0.1 电炉箱恒温自动控制系统

图 0.1 所示的是电炉箱恒温自动控制系统。图中,热电偶用来测量炉温,其输出电压 U_2 正比于炉温。测量电路是电位计电路,给出基准电压 U_1 ,它与炉温的给定值相对应。初始时,系统已调好,使 $U_1 = U_2$,差值电压 $U_D = 0$ 。此时炉温为给定值,伺服电机 SM 不动。若某种原因使炉温高于或低于给定值,则产生差值电压 U_D ,它经电压放大和功率放大后驱动直流伺服电机,电动机通过减速器带动调压器滑动触头以调节加热电流,再使 $U_2 = U_1$, $U_D = 0$ 。差值电压 U_D 和电动机两端电压 U 的极性反映了炉温高于或低于给定值。这里被处理的各个物理量一般都是模拟信号,如图 0.2 所示。电压放大器和功率放大器都是模拟电路的主要器件。

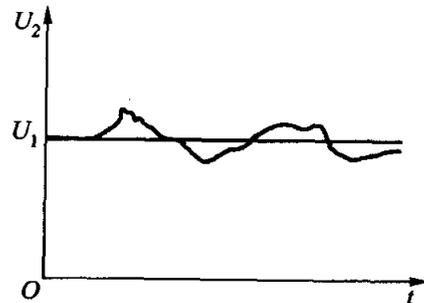


图 0.2 反映炉温变化的模拟信号

(2) 数字信号

图 0.3 所示的是产品自动装箱计数生产线原理框图,日传送产品数万箱,每箱内装产品 12 件。每传送来一件产品,将光源遮住一次,通过光电元件产生一个脉冲信号,再经整形(使脉冲整齐)后输入十二进制(产品件数)计数器,每输入 12 个脉冲,完成一箱包装;同时输出一个脉冲到个位十进制(箱数)计数器,计以 1。再经译码器由 LED 数码管显示箱数。当个位十进制计数器输入 10 个脉冲后,输出一个脉冲(进位)到十位计数器,计以 10。计数过程,以此类推。图中数码管显示:已装箱 23651 箱。

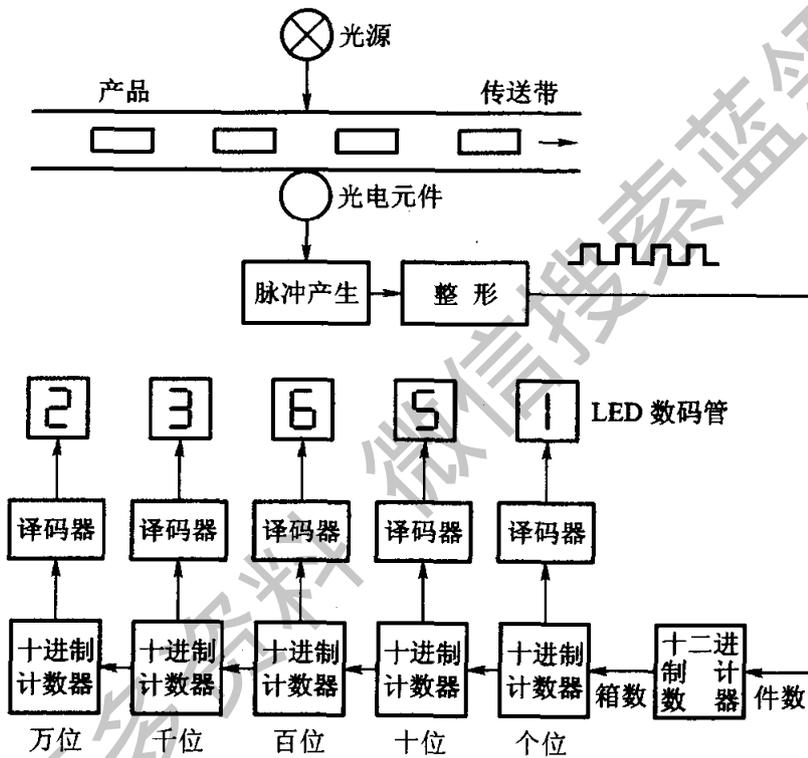


图 0.3 产品自动装箱计数生产线

计数器、译码器及 LED 数码管显示器都是数字电路的主要器件。光电信号经整形后即为数字信号,如图中所示。

本书第 14 章到第 19 章是模拟电路,后面几章是数字电路。

第 14 章

二极管和晶体管

二极管和晶体管是最常用的半导体器件。它们的基本结构、工作原理、特性和参数是学习电子技术和分析电子电路必不可少的基础,而 PN 结又是构成各种半导体器件的共同基础。因此,本章从讨论半导体的导电特性和 PN 结的基本原理(特别是它的单向导电性)开始,然后介绍二极管和晶体管,为以后的学习打下基础。

14.1 半导体的导电特性

所谓半导体,顾名思义,就是它的导电能力介乎导体和绝缘体之间。如硅、锗、硒以及大多数金属氧化物和硫化物都是半导体。

很多半导体的导电能力在不同条件下有很大的差别。例如有些半导体(如钴、锰、镍等的氧化物)对温度的反应特别灵敏,环境温度增高时,它们的导电能力要增强很多。利用这种特性就做成了各种热敏电阻。又如有些半导体(如镉、铅等的硫化物与硒化物)受到光照时,它们的导电能力变得很强;当无光照时,又变得像绝缘体那样不导电。利用这种特性就做成了各种光敏电阻。

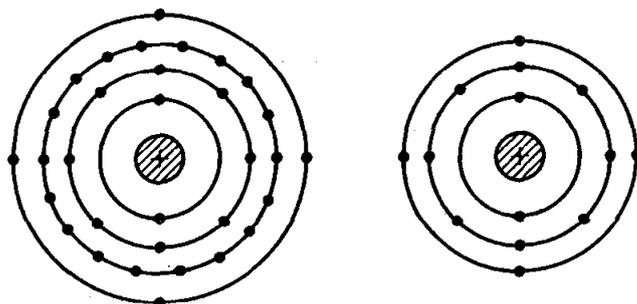
更重要的是,如果在纯净的半导体中掺入微量的某种杂质后,它的导电能力就可增加几十万乃至几百万倍。例如在纯硅中掺入百万分之一的硼后,硅的电阻率就从大约 $2 \times 10^3 \Omega \cdot m$ 减小到 $4 \times 10^{-3} \Omega \cdot m$ 左右。利用这种特性就做成了各种不同用途的半导体器件,如二极管、晶体管、场效晶体管及晶闸管等。

半导体何以有如此悬殊的导电特性呢?根本原因在于事物内部的特殊性。下面简单介绍一下半导体物质的内部结构和导电机理。

14.1.1 本征半导体

用得最多的半导体是锗和硅。图 14.1.1 是锗和硅的原子结构图,它们各有四个价电子,都是四价元素。将锗或硅材料提纯(去掉无用杂质)并形成单晶体后,所有原子便基本上整齐排列,其立体结构图与平面示意图分别如图 14.1.2 和图 14.1.3 所示。半导体一般都具有这种晶体结构,所以半导体也称为晶体,这就是晶体管名称的由来。

本征半导体就是完全纯净的、具有晶体结构的半导体。



(a) 锗 Ge

(b) 硅 Si

图 14.1.1 锗和硅的原子结构

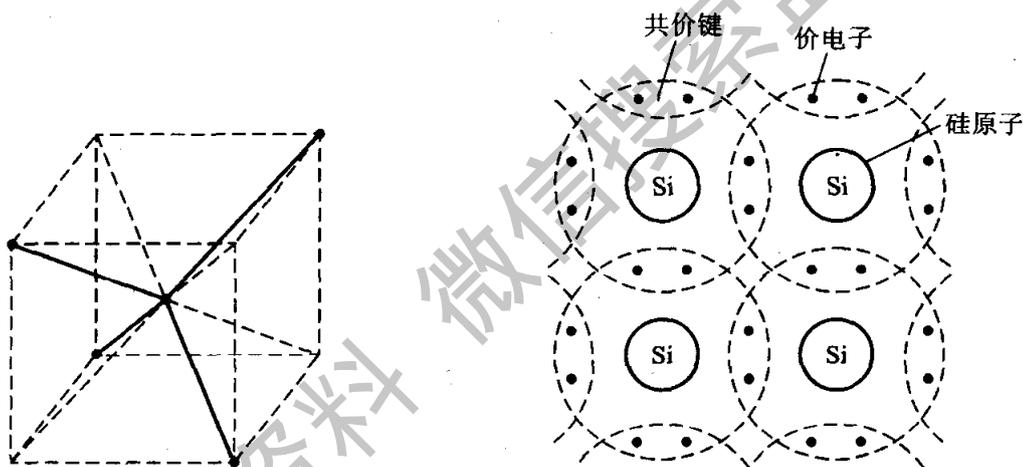


图 14.1.2 晶体中原子的排列方式

图 14.1.3 硅单晶中的共价键结构

在本征半导体的晶体结构中,每一个原子与相邻的四个原子结合。每一原子的一个价电子与另一原子的一个价电子组成一个电子对。这对价电子是每两个相邻原子共有的,它们把相邻的原子结合在一起,构成所谓共价键的结构。

在共价键结构中,原子最外层虽然具有八个电子而处于较为稳定的状态,但是共价键中的电子还不像在绝缘体中的价电子被束缚得那样紧,在获得一定能量(温度增高或受光照)后,即可挣脱原子核的束缚(电子受到激发),成为自由电子。温度愈高,晶体中产生的自由电子便愈多。

在电子挣脱共价键的束缚成为自由电子后,共价键中就留下一个空位,称为空穴。在一般情况下,原子是中性的。当电子挣脱共价键的束缚成为自由电子后,原子的中性便被破坏,而显出带正电。

在外电场的作用下,有空穴的原子可以吸引相邻原子中的价电子,填补这个

空穴。同时,在失去了一个价电子的相邻原子的共价键中出现另一个空穴,它也可以由相邻原子中的价电子来递补,而在该原子中又出现一个空穴,如图 14.1.4 所示。如此继续下去,就好像空穴在运动^①。而空穴运动的方向与价电子运动的方向相反,因此空穴运动相当于正电荷的运动。

因此,当半导体两端加上外电压时,半导体中将出现两部分电流:一是自由电子作定向运动所形成的电子电流,一是仍被原子核束缚的价电子(注意,不是自由电子)递补空穴所形成的空穴电流。在半导体中,同时存在着电子导电和空穴导电,这是半导体导电方式的最大特点,也是半导体和金属在导电原理上的本质差别。

自由电子和空穴都称为载流子。

本征半导体中的自由电子和空穴总是成对出现,同时又不断复合。在一定温度下,载流子的产生和复合达到动态平衡,于是半导体中的载流子(自由电子和空穴)便维持一定数目。温度愈高,载流子数目愈多,导电性能也就愈好。所以,温度对半导体器件性能的影响很大。

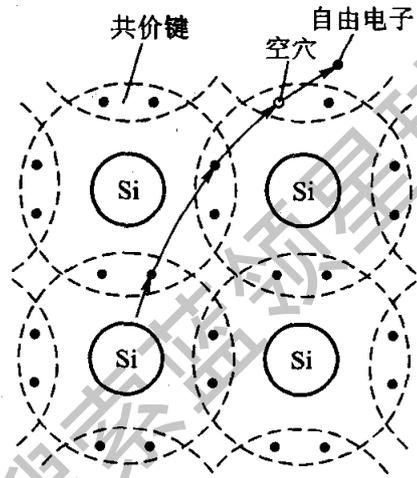


图 14.1.4 空穴和自由电子的形成

14.1.2 N 型半导体和 P 型半导体

本征半导体虽然有自由电子和空穴两种载流子,但由于数量极少,导电能力仍然很低。如果在其中掺入微量的杂质(某种元素),这将使掺杂后的半导体(杂质半导体)的导电性能大大增强。

由于掺入的杂质不同,杂质半导体可分为两大类。

一类是在硅或锗的晶体中掺入磷(或其他五价元素)。磷原子的最外层有五个价电子(图 14.1.5)。由于掺入硅晶体的磷原子数比硅原子数少得多,因此整个晶体结构基本上不变,只是某些位置上的硅原子被磷原子取代。磷原子参加共价键结构只需四个价电子,多余的第五个价电子很容易挣脱磷原子核的束缚而成为自由电子(图 14.1.6)^②。于是半导体中的自由电子数目大量增加,自由电子导电成为这种半导体的主要导电方式,故称它为电子半导体或 N 型半导体。例如在室温 27℃ 时,每立方厘米纯净的硅晶体中约有自由电子或空穴 1.5

^① 这种情况好比剧场中前座的观众走了出现了空位,后座的观众移前递补空位,这就好像空位在向后移动一样。

^② 磷原子失去一个电子而成为正离子。

$\times 10^{10}$ 个,掺杂后成为N型半导体,其自由电子数目可增加几十万倍。由于自由电子增多而增加了复合的机会,空穴数目便减少到每立方厘米 2.3×10^5 个以下。故在N型半导体中,自由电子是多数载流子,而空穴则是少数载流子。

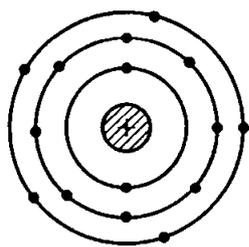


图 14.1.5 磷原子的结构

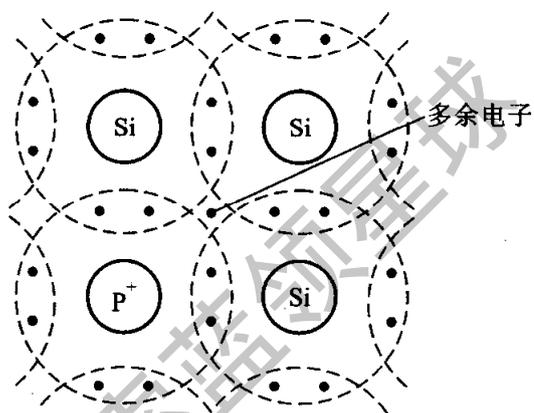


图 14.1.6 硅晶体中掺磷出现自由电子

另一类是在硅或锗晶体中掺入硼(或其他三价元素)。每个硼原子只有三个价电子(图 14.1.7),故在构成共价键结构时,将因缺少一个电子而产生一个空位。当相邻原子中的价电子受到热的或其他的激发获得能量时,就有可能填补这个空位,而在该相邻原子中便出现一个空穴(图 14.1.8)^①。每一个硼原子都能提供一个空穴,于是在半导体中就形成了大量空穴。这种以空穴导电作为主要导电方式的半导体称为空穴半导体或P型半导体,其中空穴是多数载流子,自由电子是少数载流子。

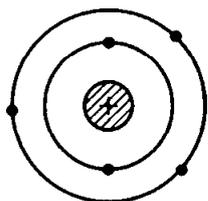


图 14.1.7 硼原子的结构

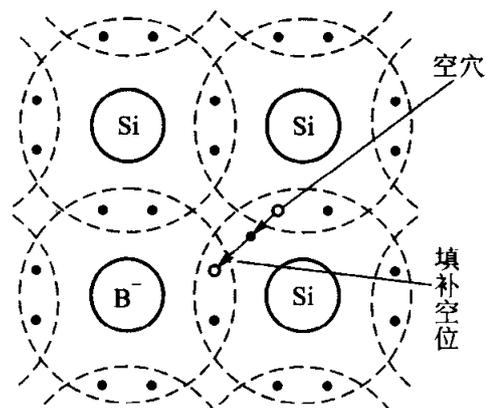


图 14.1.8 硅晶体中掺硼出现空穴

^① 硼原子得到一个电子而成为负离子。

应注意,不论是 N 型半导体还是 P 型半导体,虽然它们都有一种载流子占多数,但是整个晶体仍然是不带电的。

【练习与思考】

- 14.1.1 电子导电和空穴导电有什么区别?空穴电流是不是由自由电子递补空穴所形成的?
 14.1.2 杂质半导体中的多数载流子和少数载流子是怎样产生的?为什么杂质半导体中少数载流子的浓度比本征载流子的浓度小?
 14.1.3 N 型半导体中的自由电子多于空穴,而 P 型半导体中的空穴多于自由电子,是否 N 型半导体带负电,而 P 型半导体带正电?

14.2 PN 结及其单向导电性

通常是在一块 N 型(P 型)半导体的局部再掺入浓度较大的三价(五价)杂质,使其变为 P 型(N 型)半导体。在 P 型半导体和 N 型半导体的交界面就形成一个特殊的薄层,称为 PN 结。

当在 PN 结上加正向电压(或称正向偏置),即电源正极接 P 区,负极接 N 区时[图 14.2.1(a)],P 区的多数载流子空穴和 N 区的多数载流子自由电子在电场作用下通过 PN 结进入对方,两者形成较大的正向电流。此时 PN 结呈现低电阻,处于导通状态。

当在 PN 结上加反向电压(或称反向偏置)时[图 14.2.1(b)],P 区和 N 区的多数载流子受阻难于通过 PN 结。但 P 区的少数载流子自由电子和 N 区的少数载流子空穴在电场作用下却能通过 PN 结进入对方,形成反向电流。由于少数载流子数量很少,因此反向电流极小。此时 PN 结呈现高电阻,处于截止状态。

此即为 PN 结的单向导电性,PN 结是各种半导体器件的共同基础。

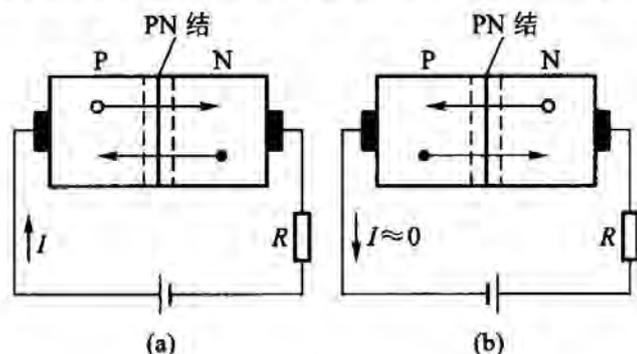


图 14.2.1 PN 结的单向导电性

(a) 加正向电压;(b) 加反向电压

14.3 二极管

14.3.1 基本结构

将 PN 结加上相应的电极引线和管壳,就成为二极管。按结构分,二极管有**点接触型**、**面接触型**和**平面型**三类。点接触型二极管(一般为锗管)如图 14.3.1 (a)所示。它的 PN 结面积很小(结电容小^①),因此不能通过较大电流,但其高频性能好,故一般适用于高频和小功率的工作,也用作数字电路中的开关元件。面接触型二极管(一般为硅管)如图 14.3.1 (b)所示。它的 PN 结面积大(结电容大),故可通过较大电流,但其工作频率较低,一般用作整流。平面型二极管如图 14.3.1 (c)所示,可用于大功率整流管和数字电路中的开关管。图 14.3.1 (d)是二极管的表示符号。

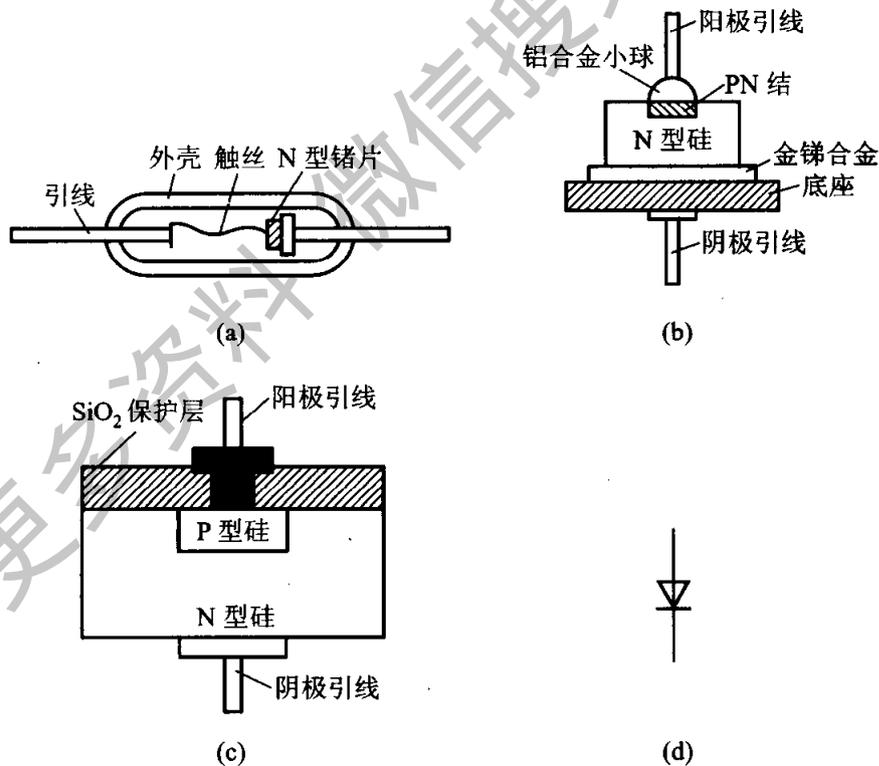


图 14.3.1 二极管

(a) 点接触型;(b) 面接触型;(c) 平面型;(d) 表示符号

图 14.3.2 是常见二极管的外形图。

^① PN 结具有电容效应。

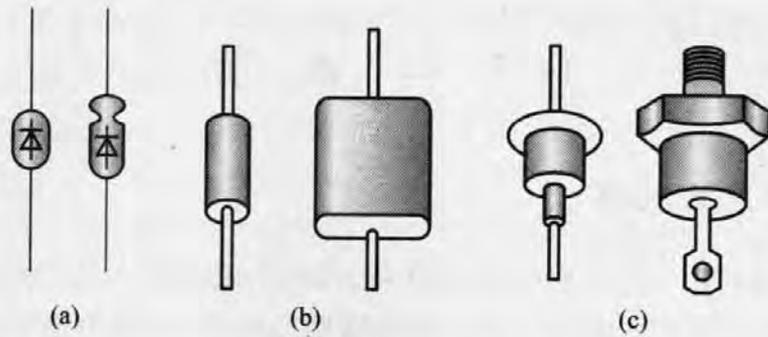


图 14.3.2 常见二极管外形图

(a) 玻璃封装;(b) 塑料封装;(c) 金属封装中、大功率二极管

14.3.2 伏安特性

二极管既然是一个 PN 结,它当然具有单向导电性,其伏安特性曲线如图 14.3.3 所示。由图可见,当外加正向电压很低时,正向电流很小,几乎为零。当正向电压超过一定数值后,电流增长很快。这个一定数值的正向电压称为死区电压或开启电压,其大小与材料及环境温度有关。通常,硅管的死区电压约为 0.5 V,锗管约为 0.1 V。导通时的正向压降,硅管约为 0.6 ~ 0.8 V,锗管约为 0.2 ~ 0.3 V。

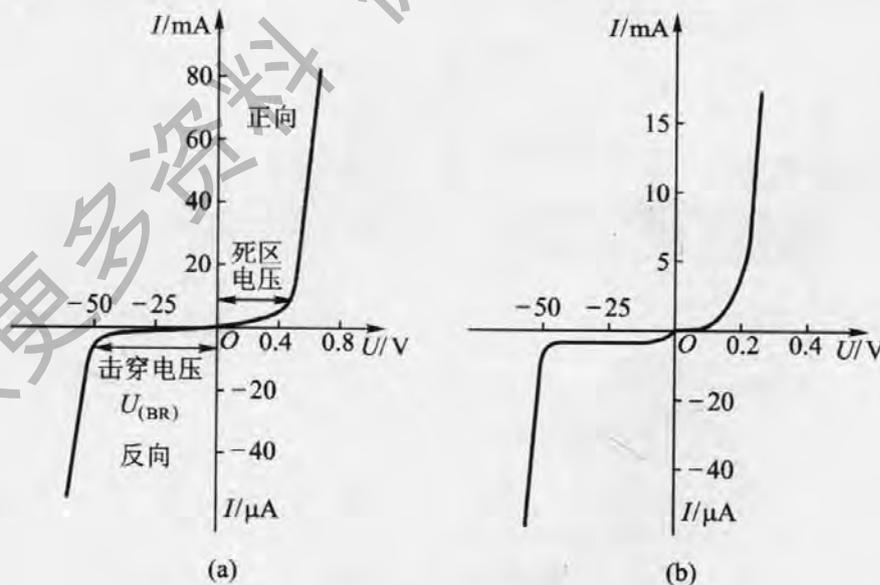


图 14.3.3 二极管的伏安特性曲线

(a) 2CZ52A 硅二极管;(b) 2AP2 锗二极管

在二极管上加反向电压时,形成很小的反向电流。反向电流有两个特点:一是它随温度的上升增长很快;一是在反向电压不超过某一范围时,反向电流的大

小基本恒定,而与反向电压的高低无关,故通常称它为反向饱和电流。而当外加反向电压过高时,反向电流将突然增大,二极管失去单向导电性,这种现象称为击穿。二极管被击穿后,一般不能恢复原来的性能,便失效了。产生击穿时加在二极管上的反向电压称为反向击穿电压 $U_{(BR)}$ 。

14.3.3 主要参数

二极管的特性除用伏安特性曲线表示外,还可用一些数据来说明,这些数据就是二极管的参数。二极管的主要参数有下面几个。

1. 最大整流电流 I_{OM}

最大整流电流是指二极管长时间使用时,允许流过二极管的最大正向平均电流。点接触型二极管的最大整流电流在几十毫安以下。面接触型二极管的最大整流电流较大,如 2CZ52A 型硅二极管的最大整流电流为 100 mA。当电流超过允许值时,将由于 PN 结过热而使管子损坏。

2. 反向工作峰值电压 U_{RWM}

它是保证二极管不被击穿而给出的反向峰值电压,一般是反向击穿电压的一半或三分之二。如 2CZ52A 硅二极管的反向工作峰值电压为 25 V,而反向击穿电压约为 50 V(图 14.3.3)。点接触型二极管的反向工作峰值电压一般是数十伏,面接触型二极管可达数百伏。

3. 反向峰值电流 I_{RM}

它是指在二极管上加反向工作峰值电压时的反向电流值。反向电流大,说明二极管的单向导电性能差,并且受温度的影响大。硅管的反向电流较小,一般在几个微安以下。锗管的反向电流较大,为硅管的几十到几百倍。

二极管的应用范围很广,主要都是利用它的单向导电性。它可用于整流、检波、限幅、元件保护以及在数字电路中作为开关元件等。

【例 14.3.1】 图 14.3.4(a)中的 R 和 C 构成一微分电路。当输入电压 u_1 如图 14.3.4(b)中所示时,试画出输出电压 u_0 的波形。设 $u_{C(0)} = 0$ 。

【解】 在 $0 \sim t_1$ 期间,电容器很快被充电,其上电压为 U ,极性如图中所示。这时 u_0 为零, u_R 为一正尖脉冲。

在 $t_1 \sim t_2$ 期间, u_1 在 t_1 瞬间由 U 下降到零,在 t_2 瞬间又由零上升到 U 。在 t_1 瞬间,电容器经 R 和 R_L 分两路放电,二极管 D 导通, u_R 和 u_0 均为负尖脉冲。在 t_2 瞬间, u_1 只经过 R 对电容器充电, u_R 为一正尖脉冲;这时二极管截止, u_0 为零。输出电压 u_0 的波形如图 14.3.4(b)所示。

在这里,二极管起检波作用,除去正尖脉冲。

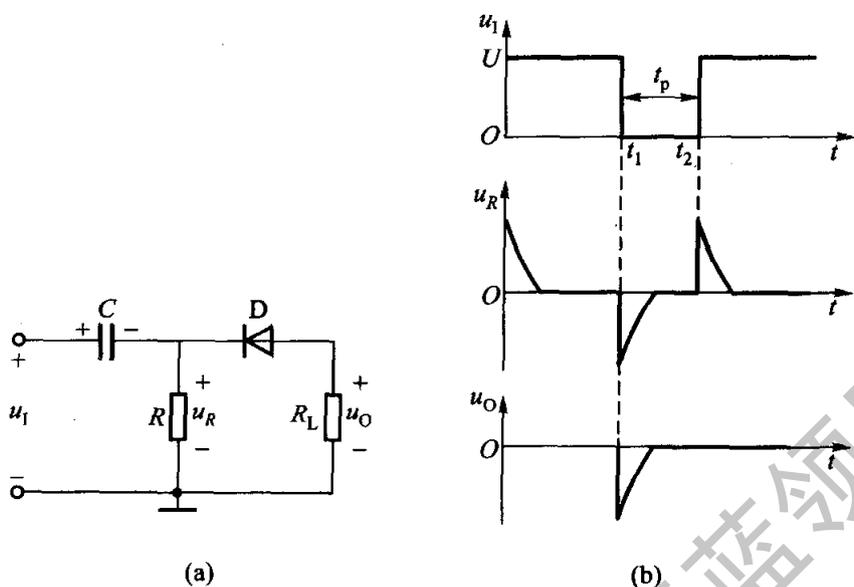


图 14.3.4 例 14.3.1 的图

【例 14.3.2】 在图 14.3.5 中,输入端 A 的电位 $V_A = +3\text{ V}$, B 的电位 $V_B = 0\text{ V}$,求输出端 Y 的电位 V_Y 。电阻 R 接负电源 -12 V 。

【解】 因为 A 端电位比 B 端电位高,所以 D_A 优先导通。如果二极管的正向压降是 0.3 V ,则 $V_Y = +2.7\text{ V}$ 。当 D_A 导通后, D_B 上加的是反向电压,因而截止。

在这里, D_A 起钳位作用,把 Y 端的电位钳住在 $+2.7\text{ V}$; D_B 起隔离作用,把输入端 B 和输出端 Y 隔离开来。

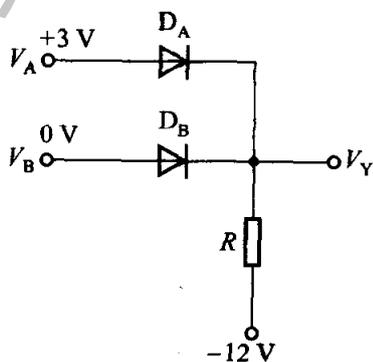


图 14.3.5 例 14.3.2 的图

【练习与思考】

- 14.3.1 二极管的伏安特性上有一个死区电压。什么是死区电压?硅管和锗管的死区电压的典型值约为多少?
- 14.3.2 为什么二极管的反向饱和电流与外加反向电压基本无关,而当环境温度升高时,又明显增大?
- 14.3.3 用万用电表测量二极管的正向电阻时,用 $R \times 100$ 挡测出的电阻值小,而用 $R \times 1\text{ k}\Omega$ 挡测出的大,这是为什么?
- 14.3.4 怎样用万用电表判断二极管的正极和负极以及管子的好坏?
- 14.3.5 把一个 1.5 V 的干电池直接接到(正向接法)二极管的两端,会不会发生什么问题?
- 14.3.6 在某电路中,要求通过二极管的正向平均电流为 80 mA ,加在上面的最高反向电压为 110 V ,试从附录 C 中选用一合适的二极管。

14.4 稳压二极管

稳压二极管是一种特殊的面接触型半导体硅二极管。由于它在电路中与适当数值的电阻配合后能起稳定电压的作用,故称为稳压二极管。其表示符号和外形如图 14.4.1 所示。

稳压二极管的伏安特性曲线与普通二极管的类似,如图 14.4.2 所示,其差异是稳压二极管的反向特性曲线比较陡。

稳压二极管工作于反向击穿区。从反向特性曲线上可以看出,反向电压在一定范围内变化时,反向电流很小。当反向电压增高到击穿电压时,反向电流突然剧增(图 14.4.2),稳压二极管反向击穿。此后,电流虽然在很大范围内变化,但稳压二极管两端的电压变化很小。利用这一特性,稳压二极管在电路中能起到稳压作用。稳压二极管与一般二极管不一样,它的反向击穿是可逆的。当去掉反向电压之后,稳压二极管又恢复正常。但是,如果反向电流超过允许范围,稳压二极管将会发生热击穿而损坏。

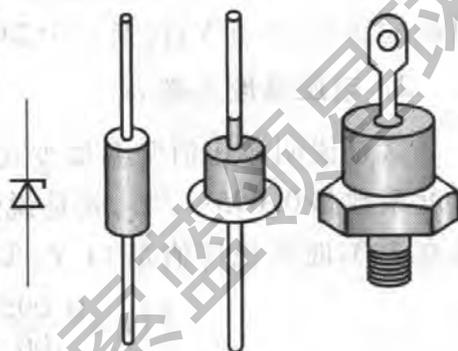


图 14.4.1 稳压二极管的表示符号和外形图

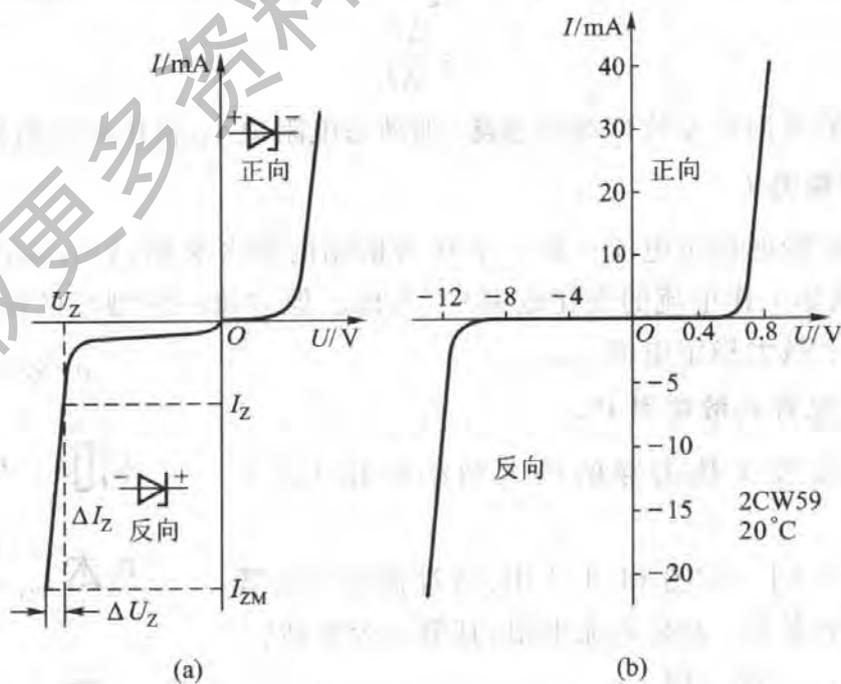


图 14.4.2 稳压二极管的伏安特性曲线

稳压二极管的主要参数有下面几个：

1. 稳定电压 U_Z

稳定电压就是稳压二极管在正常工作下管子两端的电压。手册中所列的都是在一定条件(工作电流、温度)下的数值,即使是同一型号的稳压二极管,由于工艺方面和其他原因,稳压值也有一定的分散性。例如 2CW59 稳压二极管的稳压值为 10 ~ 11.8 V。这就是说,如果把一个 2CW59 稳压二极管接到电路中,它可能稳压在 10.5 V;再换一个 2CW59 稳压二极管,则可能稳压在 11.8 V。

2. 电压温度系数 α_U

这是说明稳压值受温度变化影响的系数。例如 2CW59 稳压二极管的电压温度系数是 0.095%/°C,就是说温度每增加 1°C,它的稳压值将升高 0.095%,假如在 20°C 时的稳压值是 11 V,那么在 50°C 时的稳压值将是

$$\left[11 + \frac{0.095}{100} (50 - 20) \times 11 \right] \text{V} \approx 11.3 \text{V}$$

一般来说,低于 6 V 的稳压二极管,它的电压温度系数是负的;高于 6 V 的稳压二极管,电压温度系数是正的;而在 6 V 左右的管子,稳压值受温度的影响就比较小。因此,选用稳定电压为 6 V 左右的稳压二极管,可得到较好的温度稳定性。

3. 动态电阻 r_z

动态电阻是指稳压二极管端电压的变化量与相应的电流变化量的比值,即

$$r_z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} \quad (14.4.1)$$

稳压二极管的反向伏安特性曲线愈陡,则动态电阻愈小,稳压性能愈好。

4. 稳定电流 I_Z

稳压二极管的稳定电流只是一个作为依据的参考数值,设计选用时要根据具体情况(例如工作电流的变化范围)来考虑。但对每一种型号的稳压二极管,都规定有一个最大稳定电流 I_{ZM} 。

5. 最大允许耗散功率 P_{ZM}

管子不致发生热击穿的最大功率损耗 $P_{ZM} = U_Z I_{ZM}$ 。

【例 14.4.1】 在图 14.4.3 中,通过稳压二极管的电流 I_Z 等于多少? R 是限流电阻,其值是否合适?

【解】 $I_Z = \frac{20 - 12}{1.6 \times 10^3} \text{A} = 5 \times 10^{-3} \text{A} = 5 \text{mA}$

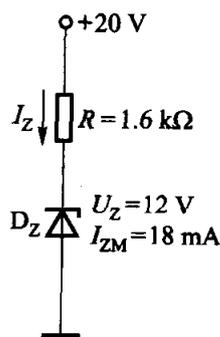


图 14.4.3 例 14.4.1 的图

$I_Z < I_{ZM}$, 电阻值合适。

【练习与思考】

- 14.4.1 为什么稳压二极管的动态电阻愈小, 则稳压愈好?
14.4.2 利用稳压二极管或普通二极管的正向压降, 是否也可以稳压?

14.5 晶体管

晶体管又称半导体三极管, 是最重要的一种半导体器件。它的放大作用和开关作用促使电子技术飞跃发展。晶体管的特性是通过特性曲线和工作参数来分析研究的。但是为了更好地理解和熟悉管子的外部特性, 首先要简单介绍管子内部的结构和载流子的运动规律。

14.5.1 基本结构

晶体管的结构, 目前最常见的有平面型和合金型两类(图 14.5.1)。硅管主要是平面型, 锗管都是合金型。常见晶体管的外形如图 14.5.2 所示。

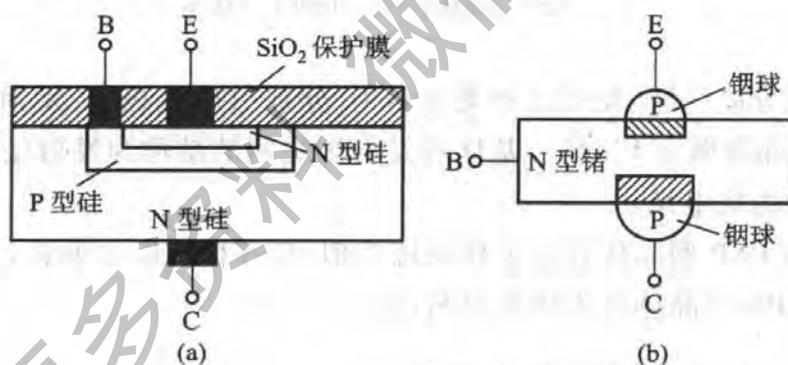


图 14.5.1 晶体管的结构

(a) 平面型; (b) 合金型

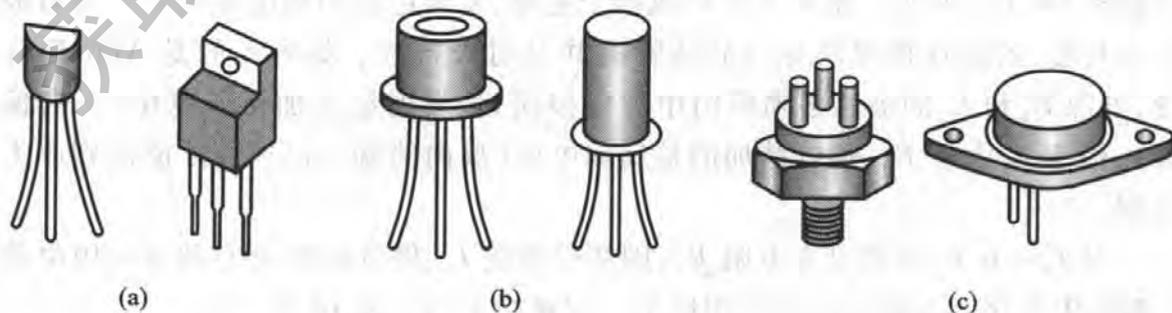


图 14.5.2 常见晶体管的外形图

(a) 硅酮塑料封装; (b) 金属封装小功率管; (c) 金属封装大功率管

不论平面型或合金型,都分成 NPN 或 PNP 三层,因此又把晶体管分为 NPN 型和 PNP 型两类,其结构示意图和表示符号如图 14.5.3 所示。当前国内生产的硅晶体管多为 NPN 型(3D 系列),锗晶体管多为 PNP 型(3A 系列)。

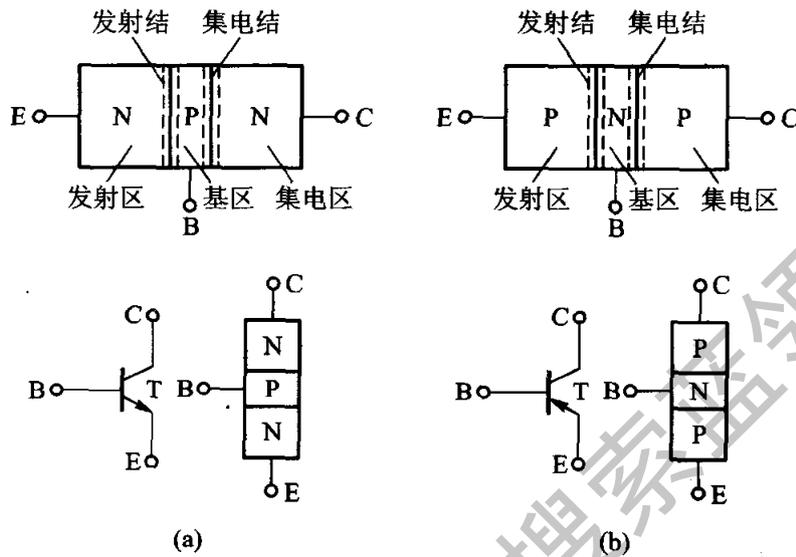


图 14.5.3 晶体管的结构示意图和表示符号

(a) NPN 型晶体管; (b) PNP 型晶体管

每一类都分成基区、发射区和集电区^①,分别引出基极 B、发射极 E 和集电极 C。每一类都有两个 PN 结。基区和发射区之间的结称为发射结,基区和集电区之间的结称为集电结。

NPN 型和 PNP 型晶体管的工作原理类似,仅在使用时电源极性联接不同而已。下面以 NPN 型晶体管为例来分析讨论。

14.5.2 电流分配和放大原理

为了了解晶体管的放大原理和其中电流的分配,我们先做一个实验,实验电路如图 14.5.4 所示。把晶体管接成两个电路:基极电路和集电极电路。发射极是公共端,因此这种接法称为晶体管的共发射极接法。如果用的是 NPN 型硅管,电源 E_B 和 E_C 的极性必须照图中那样接法,使发射结上加正向电压(正向偏置),由于 E_C 大于 E_B ,集电结加的是反向电压(反向偏置),晶体管才能起到放大作用。

设 $E_C = 6\text{ V}$,改变可变电阻 R_B ,则基极电流 I_B 、集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E 都发生变化。电流方向如图中所示。测量结果列于表 14.5.1 中。

^① 掺入发射区的杂质比集电区要多,但集电区的尺寸比发射区要大,所以两者不能互换。

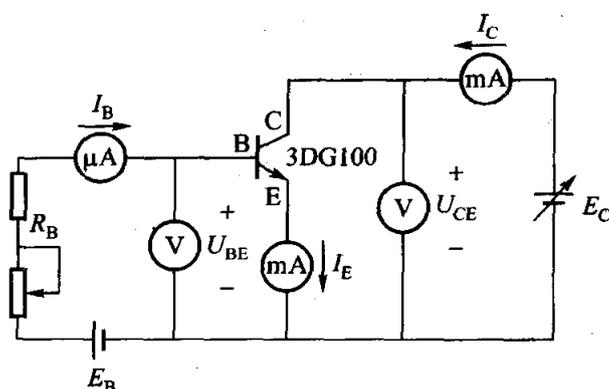


图 14.5.4 晶体管电流放大的实验电路

表 14.5.1 晶体管电流测量数据

I_B/mA	0	0.02	0.04	0.06	0.08	0.10
I_C/mA	<0.001	0.70	1.50	2.30	3.10	3.95
I_E/mA	<0.001	0.72	1.54	2.36	3.18	4.05

由此实验及测量结果可得出如下结论:

(1) 观察实验数据中的每一列,可得

$$I_E = I_C + I_B$$

此结果符合基尔霍夫电流定律。

(2) I_C 和 I_E 比 I_B 大得多。从第三列和第四列的数据可知, I_C 与 I_B 的比值分别为

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1.50}{0.04} = 37.5, \quad \bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2.30}{0.06} = 38.3$$

这就是晶体管的电流放大作用。电流放大作用还体现在基极电流的少量变化 ΔI_B 可以引起集电极电流较大的变化 ΔI_C 。还是比较第三列和第四列的数据,可得出

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{2.30 - 1.50}{0.06 - 0.04} = \frac{0.80}{0.02} = 40$$

(3) 当 $I_B = 0$ (将基极开路)时, $I_C = I_{CEO}$, 表中 $I_{CEO} < 0.001 \text{ mA} = 1 \mu\text{A}$ 。

(4) 要使晶体管起放大作用,发射结必须正向偏置,而集电结必须反向偏置。

下面用载流子在晶体管内部的运动规律来解释上述结论。

1. 发射区向基区扩散电子

对 NPN 型管而言,因为发射区自由电子(多数载流子)的浓度大,而基区自

由电子(少数载流子)的浓度小,所以自由电子要从浓度大的发射区(N型)向浓度小的基区(P型)扩散。由于发射结处于正向偏置,发射区自由电子的扩散运动加强,不断扩散到基区,并不断从电源补充进电子,形成发射极电流 I_E 。基区的多数载流子(空穴)也要向发射区扩散,但由于基区的空穴浓度比发射区的自由电子的浓度小得多,因此空穴电流很小,可以忽略不计(在图 14.5.5 中未画出)。

2. 电子在基区扩散和复合

从发射区扩散到基区的自由电子起初都聚集在发射结附近,靠近集电结的自由电子很少,形成了浓度上的差别,因而自由电子将向集电结方向继续扩散。在扩散过程中,自由电子不断与空穴(P型基区中的多数载流子)相遇而复合。由于基区接电源 E_B 的正极,基区中受激发的价电子不断被电源拉走,这相当于不断补充基区中被复合掉的空穴,形成电流 I_{BE} (图 14.5.5),它基本上等于基极电流 I_B 。

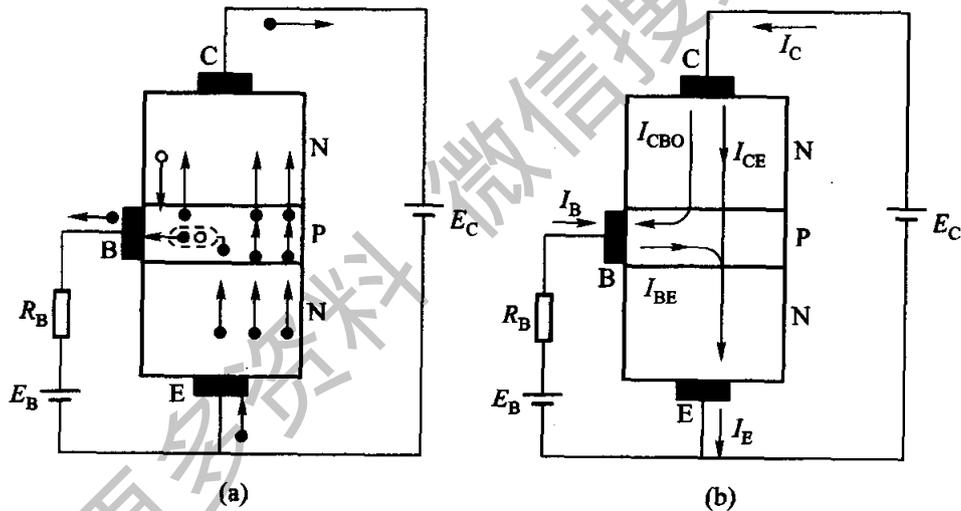


图 14.5.5 晶体管中的电流

(a) 载流子运动;(b) 电流分配

在中途被复合掉的电子越多,扩散到集电结的电子就越少,这不利于晶体管的放大作用。为此,基区就要做得很薄,基区掺杂浓度要很小(这是放大的内部条件),这样才可以大大减少电子与基区空穴复合的机会,使绝大部分自由电子都能扩散到集电结边缘。

3. 集电区收集从发射区扩散过来的电子

由于集电结反向偏置,它阻挡集电区(N型)的自由电子向基区扩散,但可将从发射区扩散到基区并到达集电区边缘的自由电子拉入集电区,从而形成电

流 I_{CE} ，它基本上等于集电极电流 I_C 。

除此以外，由于集电结反向偏置，集电区的少数载流子（空穴）和基区的少数载流子（电子）将向对方运动，形成电流 I_{CBO} 。这电流数值很小，它构成集电极电流 I_C 和基极电流 I_B 的一小部分，但受温度影响很大，并与外加电压的大小关系不大。

上述的晶体管中的载流子运动和电流分配描绘在图 14.5.5 中。

如上所述，从发射区扩散到基区的电子中只有很小一部分在基区复合，绝大部分到达集电区。也就是构成发射极电流 I_E 的两部分中， I_{BE} 部分是很小的，而 I_{CE} 部分所占的百分比是大的。这个比值用 $\bar{\beta}$ 表示，即

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CE}}{I_{BE}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \approx \frac{I_C}{I_B} \quad (14.5.1)$$

从前面的电流放大实验还知道，在晶体管中，不仅 I_C 比 I_B 大得多，而且当调节可变电阻 R_b 使 I_B 有一个微小的变化时，将会引起 I_C 大得多的变化。

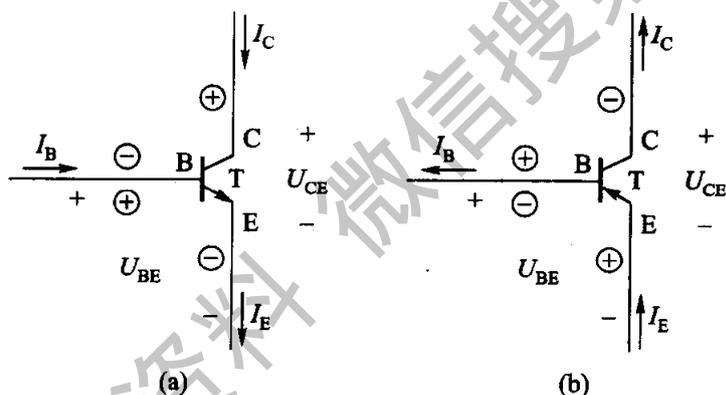


图 14.5.6 电流方向和发射结与集电结的极性

(a) NPN 型晶体管；(b) PNP 型晶体管

此外，从晶体管内部载流子的运动规律，也就理解了要使晶体管起电流放大作用，为什么发射结必须正向偏置，集电结必须反向偏置（这是放大的外部条件）。图 14.5.6 所示的是起放大作用时 NPN 型晶体管和 PNP 型晶体管中电流实际方向和发射结与集电结的实际极性（图 14.5.4 中如换用 PNP 型管，则电源 E_C 和 E_B 要反接）。发射结上加的是正向电压，要使晶体管起放大作用时， $|U_{CE}| > |U_{BE}|$ ，集电结上加的就是反向电压。此外还可看到：对 NPN 型管而言， U_{CE} 和 U_{BE} 都是正值；而对 PNP 型管而言，它们都是负值。

14.5.3 特性曲线

晶体管的特性曲线是用来表示该晶体管各极电压和电流之间相互关系的，

它反映出晶体管的性能,是分析放大电路的重要依据。最常用的是共发射极接法时的输入特性曲线和输出特性曲线。这些特性曲线可用晶体管特性图示仪直观地显示出来,也可以通过如图 14.5.4 的实验电路进行测绘。实验电路中,用的是 NPN 型硅管 3DG100。

1. 输入特性曲线

输入特性曲线是指当集-射极电压 U_{CE} 为常数时,输入电路(基极电路)中基极电流 I_B 与基-射极电压 U_{BE} 之间的关系曲线 $I_B = f(U_{BE})$,如图 14.5.7 所示。

对硅管而言,当 $U_{CE} \geq 1\text{ V}$ 时,集电结已反向偏置,而基区又很薄,可以把从发射区扩散到基区的电子中的绝大部分拉入集电区。此后, U_{CE} 对 I_B 就不再有明显的影 响。就是说 $U_{CE} > 1\text{ V}$ 后的输入特性曲线基本上是重合的。所以,通常只画出 $U_{CE} \geq 1\text{ V}$ 的一条输入特性曲线。

由图 14.5.7 可见,和二极管的伏安特性一样,晶体管输入特性也有一段死区。只有在发射结外加电压大于死区电压时,晶体管才会出现 I_B 。硅管的死区电压约为 0.5 V ,锗管的死区电压约为 0.1 V 。在正常工作情况下,NPN 型硅管的发射结电压 $U_{BE} = (0.6 \sim 0.7)\text{ V}$,PNP 型锗管的 $U_{BE} = (-0.2 \sim -0.3)\text{ V}$ 。

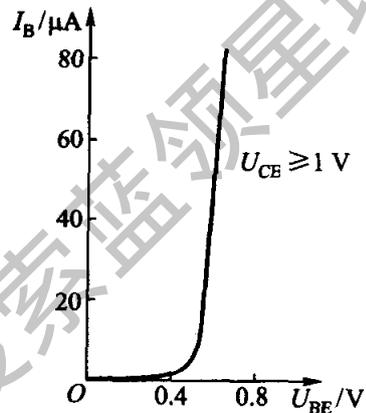


图 14.5.7 3DG100 晶体管的输入特性曲线

2. 输出特性曲线

输出特性曲线是指当基极电流 I_B 为常数时,输出电路(集电极电路)中集电极电流 I_C 与集-射极电压 U_{CE} 之间的关系曲线 $I_C = f(U_{CE})$ 。在不同的 I_B 下,可得出不同的曲线,所以晶体管的输出特性曲线是一组曲线,如图 14.5.8 所示。

通常把晶体管的输出特性曲线组分为三个工作区(图 14.5.8),就是晶体管有三种工作状态。今结合图 14.5.9 的电路来分析(集电极电路中接有电阻 R_C)。

(1) 放大区

输出特性曲线的近于水平部分是放大区。在放大区, $I_C = \beta I_B$ 。放大区也称为线性区,因为 I_C 和 I_B 成正比的关系。如前所述,晶体管工作于放大状态时,发射结处于正向偏置,集电结处于反向偏置,即对 NPN 型管而言,应使 $U_{BE} > 0, U_{BC} < 0$ 。此时, $U_{CE} > U_{BE}$ 。

(2) 截止区

$I_B = 0$ 的曲线以下的区域称为截止区。 $I_B = 0$ 时, $I_C = I_{CEO}$ (在表 14.5.1 中,

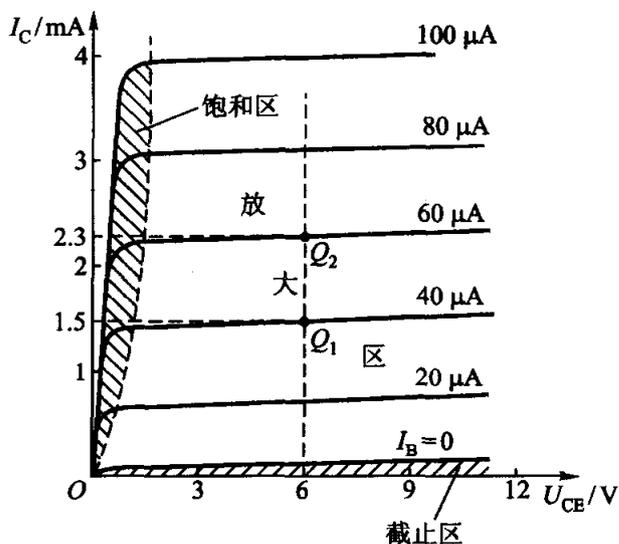


图 14.5.8 3DG100 晶体管的输出特性曲线

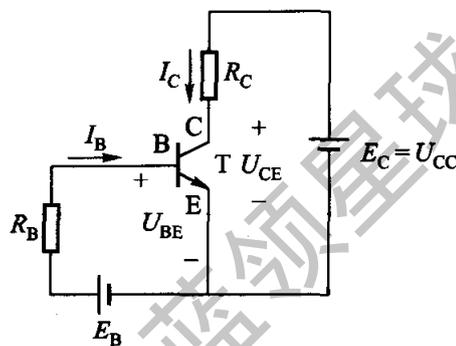


图 14.5.9 共发射电路

$I_{CEO} < 0.001 \text{ mA}$)。对 NPN 型硅管而言,当 $U_{BE} < 0.5 \text{ V}$ 时即已开始截止,但是为了截止可靠,常使 $U_{BE} \leq 0$ 。截止时集电结也处于反向偏置 ($U_{BC} < 0$)。此时, $I_C \approx 0, U_{CE} \approx U_{CC}$ 。

(3) 饱和区

当 $U_{CE} < U_{BE}$ 时,集电结处于正向偏置, ($U_{BC} > 0$),晶体管工作于饱和状态。在饱和区, I_B 的变化对 I_C 的影响较小,两者不成正比,放大区的 β 不能适用于饱和区。饱和时,发射结也处于正向偏置。此时, $U_{CE} \approx 0 \text{ V}, I_C \approx \frac{U_{CC}}{R_C}$ 。

由上可知,当晶体管饱和时, $U_{CE} \approx 0$,发射极与集电极之间如同一个开关的接通,其间电阻很小;当晶体管截止时, $I_C \approx 0$,发射极与集电极之间如同一个开关的断开,其间电阻很大。可见,晶体管除了有放大作用外,还有开关作用。

图 14.5.10 所示的就是晶体管三种工作状态的电压和电流。

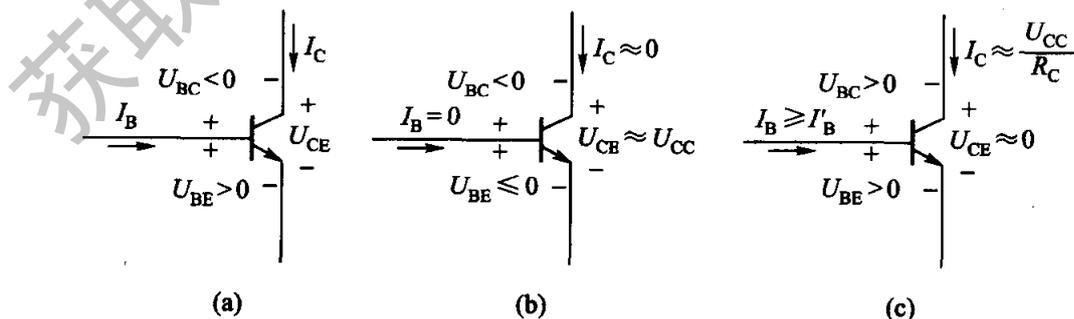


图 14.5.10 晶体管三种工作状态的电压和电流

(a) 放大; (b) 截止; (c) 饱和

表 14.5.2 是晶体管三种工作状态结电压的典型值。

表 14.5.2 晶体管结电压的典型数据

管 型	工 作 状 态				
	饱 和		放 大	截 止	
	U_{BE}/V	U_{CE}/V	U_{BE}/V	U_{BE}/V	
				开始截止	可靠截止
硅管(NPN)	0.7	0.3	0.6~0.7	0.5	≤ 0
锗管(PNP)	-0.3	-0.1	-0.2~-0.3	-0.1	0.1

【例 14.5.1】 在图 14.5.11 的电路中, $U_{CC} = 6\text{ V}$, $R_C = 3\text{ k}\Omega$, $R_B = 10\text{ k}\Omega$, $\beta = 25$, 当输入电压 U_i 分别为 3 V , 1 V 和 -1 V 时, 试问晶体管处于何种工作状态?

【解】 由图 14.5.10(c) 可知, 晶体管饱和时集电极电流近似为

$$I_C \approx \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{6}{3 \times 10^3} \text{ A} = 2 \times 10^{-3} \text{ A} = 2 \text{ mA}$$

晶体管刚饱和时的基极电流为

$$I'_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2}{25} \text{ mA} = 0.08 \text{ mA} = 80 \mu\text{A}$$

(1) 当 $U_i = 3\text{ V}$ 时,

$$I_B = \frac{U_i - U_{BE}}{R_B} = \frac{3 - 0.7}{10 \times 10^3} \text{ A} = 230 \times 10^{-6} \text{ A} = 230 \mu\text{A} > I'_B$$

晶体管已处于深度饱和状态。

(2) 当 $U_i = 1\text{ V}$ 时,

$$I_B = \frac{U_i - U_{BE}}{R_B} = \frac{1 - 0.7}{10 \times 10^3} \text{ A} = 30 \times 10^{-6} \text{ A} = 30 \mu\text{A} < I'_B$$

晶体管处于放大状态。

(3) 当 $U_i = -1\text{ V}$ 时, 晶体管可靠截止。

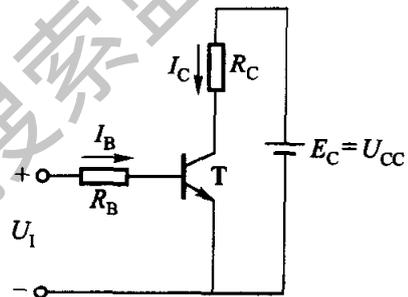


图 14.5.11 例 14.5.1 的图

14.5.4 主要参数

晶体管的特性除用特性曲线表示外, 还可用一些数据来说明, 这些数据就是晶体管的参数。晶体管的参数也是设计电路、选用晶体管的依据。主要参数有下面几个:

1. 电流放大系数 $\bar{\beta}, \beta$

如上所述,当晶体管接成共发射极电路时,在静态(无输入信号)时集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 的比值称为共发射极静态电流(直流)放大系数

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

当晶体管工作在动态(有输入信号)时,基极电流的变化量为 ΔI_B ,它引起集电极电流的变化量为 ΔI_C 。 ΔI_C 与 ΔI_B 的比值称为动态电流(交流)放大系数

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

【例 14.5.2】 从图 14.5.8 所给出 3DG100 晶体管的输出特性曲线上,(1) 计算 Q_1 点处的 $\bar{\beta}$; (2) 由 Q_1 和 Q_2 两点,计算 β 。

【解】 (1) 在 Q_1 点处, $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_B = 40 \mu\text{A} = 0.04 \text{ mA}$, $I_C = 1.5 \text{ mA}$, 故

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1.5}{0.04} = 37.5$$

(2) 由 Q_1 和 Q_2 两点 ($U_{CE} = 6 \text{ V}$) 得

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{2.3 - 1.5}{0.06 - 0.04} = \frac{0.8}{0.02} = 40$$

由上述可见, $\bar{\beta}$ 和 β 的含义是不同的,但在输出特性曲线近于平行等距并且 I_{CEO} 较小的情况下,两者数值较为接近。今后在估算时,常用 $\bar{\beta} \approx \beta$ ^① 这个近似关系。

由于晶体管的输出特性曲线是非线性的,只有在特性曲线的近于水平部分, I_C 随 I_B 成正比地变化, β 值才可认为是基本恒定的。

由于制造工艺的分散性,即使同一型号的晶体管, β 值也有很大差别。常用的晶体管的 β 值在 20 ~ 200 之间。

2. 集 - 基极反向截止电流 I_{CBO}

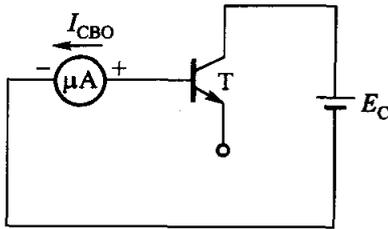
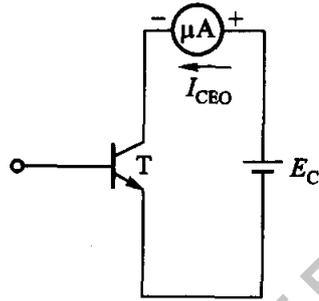
前面已讲过, I_{CBO} 是当发射极开路时由于集电结处于反向偏置,集电区和基区中的少数载流子向对方运动所形成的电流。 I_{CBO} 受温度的影响大。在室温下,小功率锗管的 I_{CBO} 约为几微安到几十微安,小功率硅管在 $1 \mu\text{A}$ 以下。 I_{CBO} 越小越好。硅管在温度稳定性方面胜于锗管。图 14.5.12 是测量 I_{CBO} 的电路。

3. 集 - 射极反向截止电流 I_{CEO}

I_{CEO} 也已在前面讲过,它是当 $I_B = 0$ (将基极开路)、集电结处于反向偏置和发射结处于正向偏置时的集电极电流。又因为它好像是从集电极直接穿透晶体

① 在手册中一般用 h_{FE} 代表 $\bar{\beta}$, 用 h_{FE} 代表 β 。

管而到达发射极的,所以又称为穿透电流。图 14.5.13 是测量 I_{CEO} 的电路。硅管的 I_{CEO} 约为几微安,锗管的约为几十微安,其值越小越好。

图 14.5.12 测量 I_{CBO} 的电路图 14.5.13 测量 I_{CEO} 的电路

由式(14.5.1)可得

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

式中

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

在一般情况下, $\beta I_B \gg I_{CEO}$, 故

$$I_C \approx \bar{\beta} I_B$$

$$I_E = I_C + I_B \approx (1 + \bar{\beta}) I_B$$

4. 集电极最大允许电流 I_{CM}

集电极电流 I_C 超过一定值时,晶体管的 β 值要下降。当 β 值下降到正常数值的三分之二时的集电极电流,称为集电极最大允许电流 I_{CM} 。因此,在使用晶体管时, I_C 超过 I_{CM} 并不一定会使晶体管损坏,但以降低 β 值为代价。

5. 集-射极反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$

基极开路时,加在集电极和发射极之间的最大允许电压,称为集-射极反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 。当晶体管的集-射极电压 U_{CE} 大于 $U_{(BR)CEO}$ 时, I_{CEO} 突然大幅度上升,说明晶体管已被击穿。手册中给出的 $U_{(BR)CEO}$ 一般是常温(25℃)时的值,晶体管在高温下,其 $U_{(BR)CEO}$ 值将要降低,使用时应特别注意。

6. 集电极最大允许耗散功率 P_{CM}

由于集电极电流在流经集电结时将产生热量,使结温升高,从而会引起晶体管参数变化。当晶体管因受热而引起的参数变化不超过允许值时,集电极所消耗的最大功率,称为集电极最大允许耗散功率 P_{CM} 。

P_{CM} 主要受结温 T_j 的限制,一般来说,锗管允许结温约为 70 ~ 90℃,硅管约为 150℃。

根据管子的 P_{CM} 值,由

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

可在晶体管的输出特性曲线上作出 P_{CM} 曲线, 它是一条双曲线。

由 I_{CM} , $U_{(BR)CEO}$, P_{CM} 三者共同确定晶体管的安全工作区, 如图 14.5.14 所示。

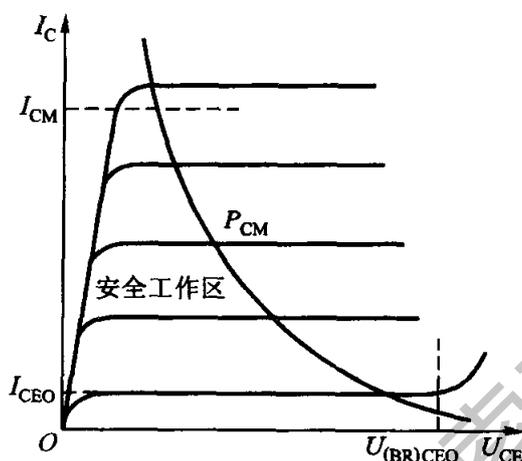


图 14.5.14 晶体管的安全工作区

以上所讨论的几个参数, 其中 β 和 I_{CBO} (I_{CEO}) 是表明晶体管优劣的主要指标; I_{CM} , $U_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} 都是极限参数, 用来说明晶体管的使用限制。

【练习与思考】

- 14.5.1 晶体管的发射极和集电极是否可以调换使用, 为什么?
- 14.5.2 晶体管在输出特性曲线的饱和区工作时, 其电流放大系数和在放大区工作时是否一样大?
- 14.5.3 晶体管具有电流放大作用, 其外部条件和内部条件各为什么?
- 14.5.4 为什么晶体管基区掺杂浓度小而且做得很薄?
- 14.5.5 将一 PNP 型晶体管接成共发射极电路, 要使它具有电流放大作用, E_C 和 E_B 的正、负极应如何联接, 为什么? 画出电路。
- 14.5.6 有两个晶体管, 一个管子 $\bar{\beta} = 50$, $I_{CBO} = 0.5 \mu A$; 另一个管子 $\bar{\beta} = 150$, $I_{CBO} = 2 \mu A$ 。如果其他参数一样, 选用哪个管子较好? 为什么?
- 14.5.7 使用晶体管时, 只要(1)集电极电流超过 I_{CM} 值; (2) 耗散功率超过 P_{CM} 值; (3) 集-射极电压超过 $U_{(BR)CEO}$ 值, 晶体管就必然损坏。上述几种说法是否都是对的?
- 14.5.8 在附录 C 中查出晶体管 3DG100B 的直流参数和极限参数。
- 14.5.9 测得某一晶体管的 $I_B = 10 \mu A$, $I_C = 1 mA$, 能否确定它的电流放大系数? 什么情况下可以, 什么情况下不可以?
- 14.5.10 晶体管在工作时, 基极引线万一断开, 为什么有时会导致管子损坏? (通常在测试或安装晶体管时, 要后接或先断集电极)

14.6 光电器件

在不少场合应用下列几种光电器件进行显示、报警、耦合和控制,本节仅对它们作简要介绍。

14.6.1 发光二极管

当在发光二极管(LED)^①上加正向电压并有足够大的正向电流时,就能发出清晰的光。这是由于电子与空穴复合而释放能量的结果。光的颜色视做成 PN 结的材料和发光的波长而定,而波长与材料的浓度有关。如采用磷砷化镓,则可发出红光或黄光;采用磷化镓,则发出绿光。

发光二极管的工作电压为 1.5 ~ 3 V,工作电流为几毫安到十几毫安,寿命很长,一般作显示用。常用的有 2EF 等系列。图 14.6.1 是它的外形和表示符号。

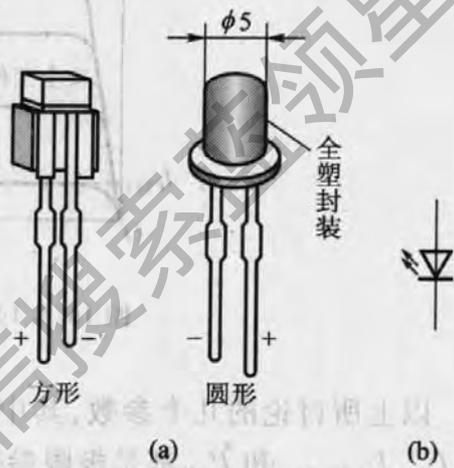


图 14.6.1 发光二极管

(a) 外形;(b) 符号

14.6.2 光电二极管

光电二极管是利用 PN 结的光敏特性,将接收到的光的变化转换为电流的变化。图 14.6.2 是它的外形、表示符号和特性曲线。

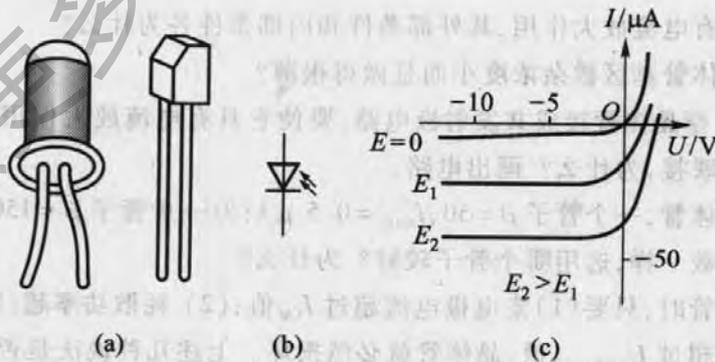


图 14.6.2 光电二极管

(a) 外形;(b) 符号;(c) 伏安特性曲线

① LED 是英文 Light Emitting Diode 的缩写。

光电二极管是在反向电压作用下工作的。当无光照时,和普通二极管一样,其反向电流很小(通常小于 $0.2 \mu\text{A}$),称为暗电流。当有光照时,产生的反向电流称为光电流。照度 E 愈强,光电流也愈大,如图 14.6.2(c) 所示。常用的光电二极管有 2AU, 2CU 等系列。

光电流很小,一般只有几十微安,应用时须进行放大。

14.6.3 光电晶体管

普通晶体管是用基极电流 I_B 的大小来控制集电极电流,而光电晶体管是用入射光照度 E 的强弱来控制集电极电流的。因此两者的输出特性曲线相似,只是用 E 来代替 I_B 。当无光照时,集电极电流 I_{CE0} 很小,称为暗电流。有光照时的集电极电流称为光电流,一般约为零点几毫安到几个毫安。常用的光电晶体管有 3AU, 3DU 等系列。图 14.6.3 是它的外形、符号和输出特性曲线。

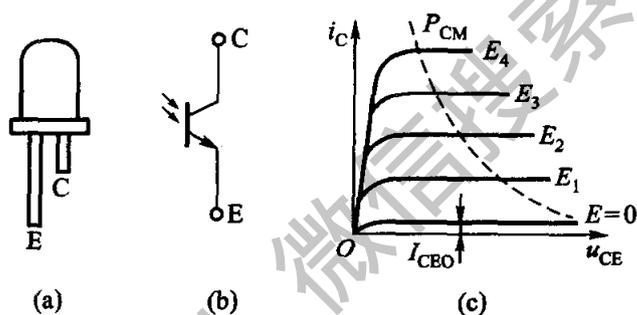


图 14.6.3 光电晶体管

(a) 外形; (b) 符号; (c) 输出特性曲线

图 14.6.4 是光电耦合放大电路一例,可作为光电开关用。图中,LED 是发光二极管, T 是光电晶体管,两者光电耦合; T_1 是输出晶体管。当有光照时, T_1 饱和导通, $u_o \approx 0 \text{ V}$; 当光被某物体遮住时, T_1 截止, $u_o \approx +5 \text{ V}$ 。由此对某些电路起到控制(开关)作用。

发光二极管和光电二极管也可以耦合。

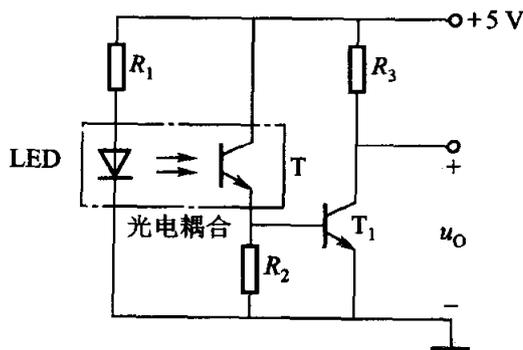


图 14.6.4 光电耦合放大电路

在本书上册可编程控制器的输入、输出接口电路中已引出光电耦合,请复习之。

习 题

- 14.3.1 图 14.01(a)是输入电压 u_1 的波形。试画出对应于 u_1 的输出电压 u_o , 电阻 R 上电压 u_R 和二极管 D 上电压 u_D 的波形,并用基尔霍夫电压定律检验各电压之间的关系。二极管的正向压降可忽略不计。

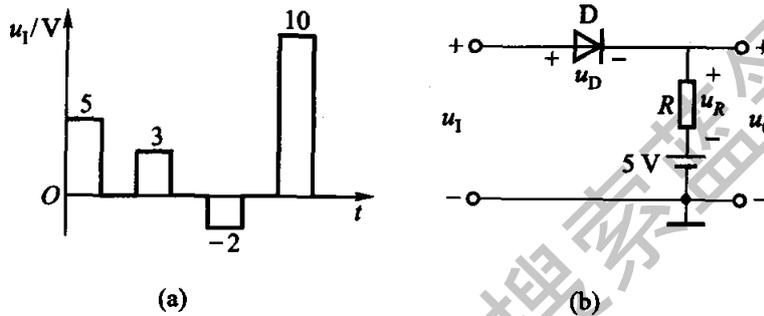


图 14.01 习题 14.3.1 的图

- 14.3.2 在图 14.02 的各电路图中, $E = 5\text{ V}$, $u_i = 10 \sin \omega t\text{ V}$, 二极管的正向压降可忽略不计, 试分别画出输出电压 u_o 的波形。

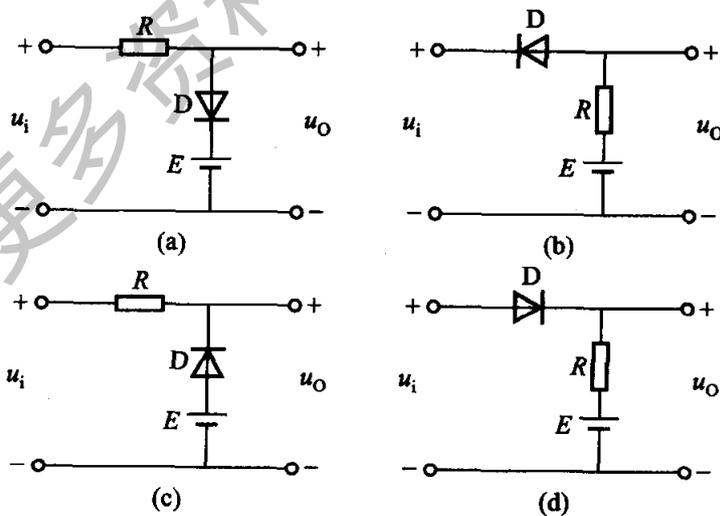


图 14.02 习题 14.3.2 的图

- 14.3.3 在图 14.03 所示的两个电路中, 已知 $u_i = 30 \sin \omega t\text{ V}$, 二极管的正向压降可忽略不计, 试分别画出输出电压 u_o 的波形。

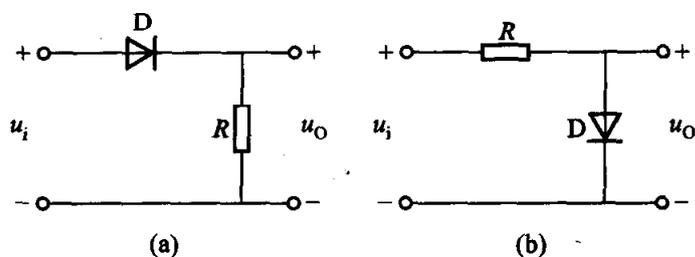


图 14.03 习题 14.3.3 的图

14.3.4 在图 14.04 中,试求下列几种情况下输出端 Y 的电位 V_Y 及各元件 (R, D_A, D_B) 中通过的电流:(1) $V_A = V_B = 0\text{ V}$; (2) $V_A = +3\text{ V}, V_B = 0\text{ V}$; (3) $V_A = V_B = +3\text{ V}$ 。二极管的正向压降可忽略不计。

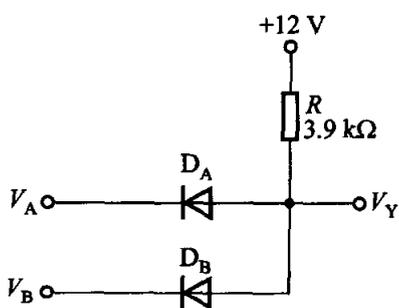


图 14.04 习题 14.3.4 的图

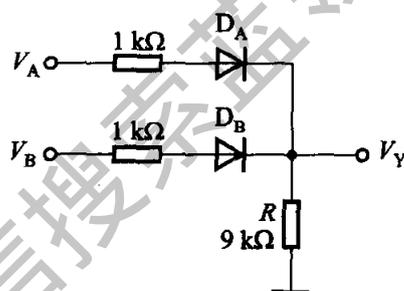


图 14.05 习题 14.3.5 的图

14.3.5 在图 14.05 中,试求下列几种情况下输出端电位 V_Y 及各元件中通过的电流:(1) $V_A = +10\text{ V}, V_B = 0\text{ V}$; (2) $V_A = +6\text{ V}, V_B = +5.8\text{ V}$; (3) $V_A = V_B = +5\text{ V}$ 。设二极管的正向电阻为零,反向电阻为无穷大。

14.3.6 在图 14.06 中, $E = 10\text{ V}, e = 30 \sin \omega t\text{ V}$ 。试用波形图表示二极管上电压 u_D 。

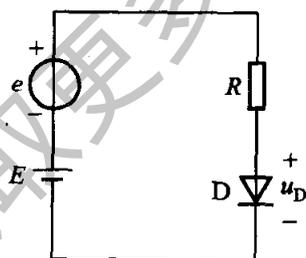


图 14.06 习题 14.3.6 的图

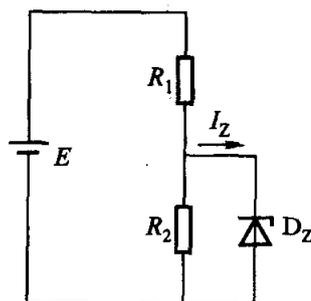


图 14.07 习题 14.4.1 的图

14.4.1 在图 14.07 中, $E = 20\text{ V}, R_1 = 900\ \Omega, R_2 = 1\ 100\ \Omega$ 。稳压二极管 D_Z 的稳定电压 $U_Z = 10\text{ V}$, 最大稳定电流 $I_{ZM} = 8\text{ mA}$ 。试求稳压二极管中通过的电流 I_Z , 是否超过 I_{ZM} ? 如果超过, 怎么办?

14.4.2 有两个稳压二极管 D_{Z1} 和 D_{Z2} , 其稳定电压分别为 5.5 V 和 8.5 V , 正向压降都是 0.5 V 。如果要得到 $0.5\text{ V}, 3\text{ V}, 6\text{ V}, 9\text{ V}$ 和 14 V 几种稳定电压, 这两个稳压二极管(还有限流电阻)应该如何连接? 画出各个电路。

14.5.1 有两个晶体管分别接在电路中,今测得它们管脚的电位(对“地”)分别如下表所列,

晶体管 I			
管脚	1	2	3
电位/V	4	3.4	9

晶体管 II			
管脚	1	2	3
电位/V	-6	-2.3	-2

试判别管子的三个管脚,并说明是硅管还是锗管? 是 NPN 型还是 PNP 型?

- 14.5.2 某一晶体管的 $P_{CM} = 100 \text{ mW}$, $I_{CM} = 20 \text{ mA}$, $U_{(BR)CEO} = 15 \text{ V}$, 试问在下列几种情况下, 哪种是正常工作? (1) $U_{CE} = 3 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$; (2) $U_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 40 \text{ mA}$; (3) $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_C = 20 \text{ mA}$ 。
- 14.5.3 如何用万用电表判断出一个晶体管是 NPN 型还是 PNP 型? 如何判断出管子的三个管脚? 又如何通过实验来区别是锗管还是硅管?
- 14.5.4 在图 14.08 所示的各个电路中, 试问晶体管工作于何种状态?

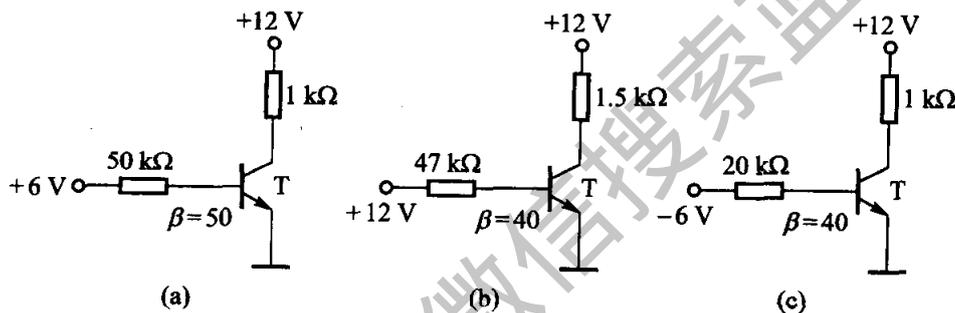


图 14.08 习题 14.5.4 的图

- 14.5.5 图 14.09 是一自动关灯电路(例如用于走廊或楼道照明)。在晶体管集电极电路接入 JZC 型直流电磁继电器的线圈 KA, 线圈的功率和电压分别为 0.36 W 和 6 V 。晶体管 9013 的电流放大系数 β 为 200。当将按钮 SB 按一下后, 继电器的动合触点闭合, 40 W 220 V 的照明灯 EL 点亮, 经过一定时间自动熄灭。(1) 试说明其工作原理; (2) 刚将按钮按下时, 晶体管工作于何种状态? 此时 I_C 和 I_B 各为多少? β 是否为 200? 设饱和时 $U_{CE} \approx 0$; (3) 刚饱和时 I'_B 为多少? 此时电容上电压衰减到约为多少伏? (4) 图中的二极管 D 作何用处?

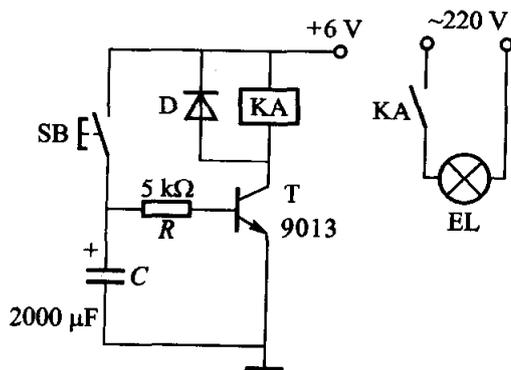


图 14.09 习题 14.5.5 的图

14.5.6 图 14.10 是一声光报警电路。在正常情况下, B 端电位为 0 V; 若前接装置发生故障时, B 端电位上升到 +5 V。试分析之, 并说明电阻 R_1 和 R_2 起何作用?

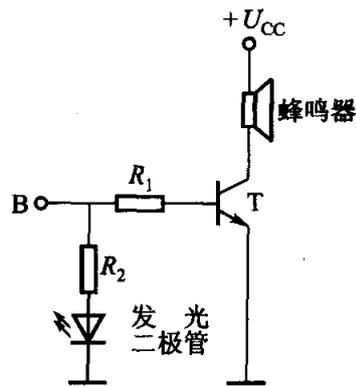


图 14.10 习题 14.5.6 的图

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

第 15 章

基本放大电路

晶体管的主要用途之一是利用其放大作用组成放大电路。在生产和科学实验中,往往要求用微弱的信号去控制较大功率的负载。例如,在自动控制机床上,需要将反映加工要求的控制信号加以放大,得到一定输出功率以推动执行元件(电磁铁、电动机、液压机构等)。又例如在电动单元组合仪表中,首先将温度、压力、流量等非电量通过传感器变换为微弱的电信号,经过放大以后(使用的放大器的放大倍数从几百到几万倍),从显示仪表上读出非电量的大小,或者用来推动执行元件以实现自动调节。就是在常见的收音机和电视机中,也是将天线收到的微弱信号放大到足以推动扬声器和显像管的程度。可见放大电路的应用十分广泛,是电子设备中最普遍的一种基本单元。

本章所介绍的是由分立元件组成的各种常用基本放大电路,将讨论它们的电路结构、工作原理、分析方法以及特点和应用。

15.1 共发射极放大电路的组成

图 15.1.1 是共发射极接法的基本交流放大电路。输入端接交流信号源(通常可用一个电动势 e_s 与电阻 R_s 组成的电压源等效表示),输入电压为 u_i ; 输出端接负载电阻 R_L ^①, 输出电压为 u_o 。电路中各个元件分别起如下作用:

晶体管 T 晶体管是放大电路中的放大元件,利用它的电流放大作用,在集电极电路获得放大的电流,这电流受输入信号的控制。如果从能量观点来看,输入信号的能量是较小的,而输出的能量是较大的,但这不是说放大电路把输入的能量放大了。能量是守恒的,不能放大,输出的较大能量是来自直流电源 E_c 。也就是能量较小的输入信号通过晶体的控制作用,去控制电源 E_c 所供给的能量,以在输出端获得一个能量较大的信号。这就是放大作用的实质,而晶体管也可以说是一个控制元件。

集电极电源 E_c 电源 E_c 除为输出信号提供能量外,它还保证集电结处于

^① 放大电路的输出端都接有负载,如扬声器、继电器、电动机、测量仪表等,或者接有下一级放大电路。这些负载,一般可用一个等效电阻 R_L 来代表。

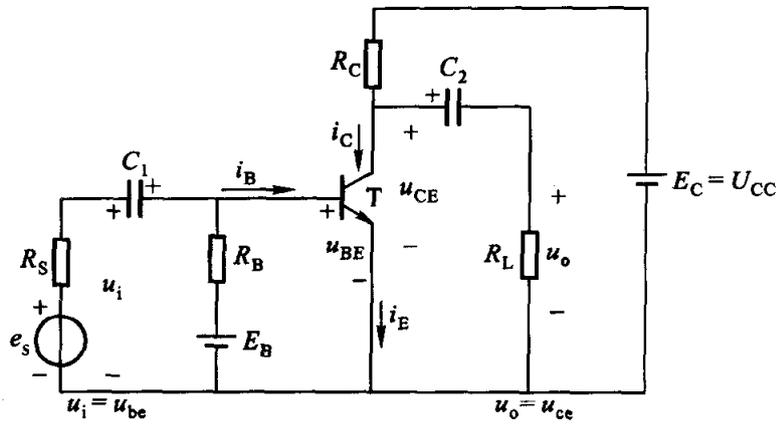


图 15.1.1 共发射极基本交流放大电路

反向偏置,以使晶体管起到放大作用。 E_C 一般为几伏到几十伏。

集电极负载电阻 R_C 集电极负载电阻简称集电极电阻,它主要是将集电极电流的变化变换为电压的变化,以实现电压放大。 R_C 的阻值一般为几千欧到几十千欧。

基极电源 E_B 和基极电阻 R_B 它们的作用是使发射结处于正向偏置,并提供大小适当的基极电流 I_B ,以使放大电路获得合适的工作点。 R_B 的阻值一般为几十千欧到几百千欧。

耦合电容 C_1 和 C_2 它们一方面起到隔直作用, C_1 用来隔断放大电路与信号源之间的直流通路,而 C_2 则用来隔断放大电路与负载之间的直流通路,使三者之间无直流联系,互不影响。另一方面又起到交流耦合作用,保证交流信号畅通无阻地经过放大电路,沟通信号源、放大电路和负载三者之间的交流通路。通常要求耦合电容上的交流压降小到可以忽略不计,即对交流信号可视作短路;因此电容值要取得较大,对交流信号频率其容抗近似为零。 C_1 和 C_2 的电容值一般为几微法到几十微法,用的是极性电容器,联接时要注意其极性。

在图 15.1.1 的放大电路中,用了两个直流电源 E_C 和 E_B ,使用不便。实际上可将 R_B 的一端改接到 E_C 的正极上,这样 E_B 可以省去,只用 E_C 供电,由它来兼管 E_B 的任务。此外,在放大电路中,通常把公共端接“地”,设其电位为零,作为电路中其他各点电位的参考点。同时为了简化电路的画法,习惯上常不画电源 E_C 的符号,而只在联接其正极的一端标出它对“地”的电压值 U_{CC} 和极性(“+”或“-”)。如忽略电源 E_C 的内阻,则 $U_{CC} = E_C$ 。因此,通常的画法如图 15.1.2 所示。

图 15.1.3 是扩音机示意图。话筒是信号源,它将语音转换为电信号,它可用一电压源(\dot{E}_s, R_s)表示。扬声器是负载,它将电信号还原为语音,用等效电阻

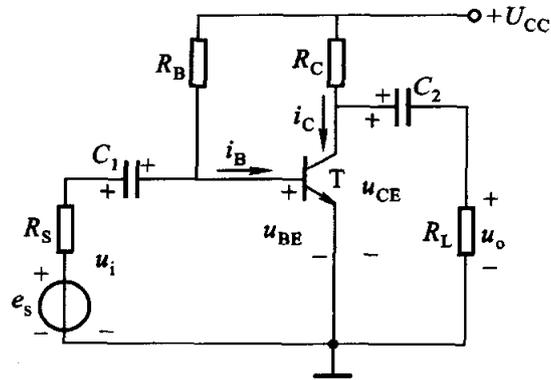


图 15.1.2 共发射极基本交流放大电路

R_L 表示。图 15.1.4 是放大电路示意图。

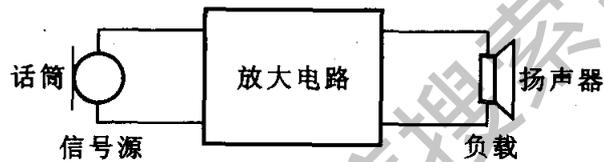


图 15.1.3 扩音机示意图

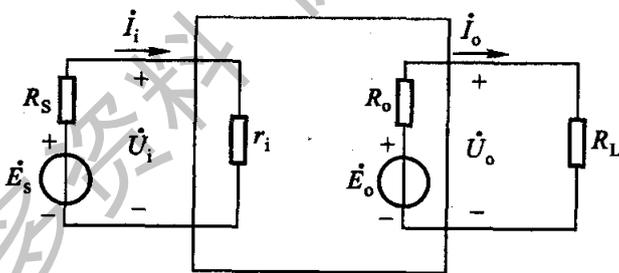


图 15.1.4 放大电路示意图

放大电路的输入端用一个等效电阻 r_i 表示，它称为放大电路的输入电阻，是信号源的负载，即

$$r_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i}$$

放大电路的输出端也可用一电压源 (\dot{E}_o, r_o) 表示，它是负载电阻 R_L 的电源，其内阻 r_o 称为放大电路的输出电阻。

放大电路的输出电压 \dot{U}_o 与输入电压 \dot{U}_i 之比，即

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$$

称为放大电路的电压放大倍数。

电压放大倍数、输入电阻和输出电阻是放大电路的三个主要性能指标,它们将在 15.3 节中进行分析计算。

15.2 放大电路的静态分析

对放大电路可分静态和动态两种情况来分析。静态是当放大电路没有输入信号时的工作状态;动态则是有输入信号时的工作状态。静态分析是要确定放大电路的静态值(直流值) I_B, I_C, U_{BE} 和 U_{CE} ,放大电路的质量与其静态值的关系甚大。动态分析是要确定放大电路的电压放大倍数 A_u 、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o 等。本节先讨论放大电路静态分析的基本方法。

由于放大电路中电压和电流的名称较多,符号不同,今列成表 15.2.1,以便区别。

表 15.2.1 放大电路中电压和电流的符号

名 称	静态值	交流分量		总电压或总电流		直流电源	
		瞬时值	有效值	瞬时值	平均值	电动势	电压
基极电流	I_B	i_b	I_b	i_B	$I_{B(AV)}$		
集电极电流	I_C	i_c	I_c	i_C	$I_{C(AV)}$		
发射极电流	I_E	i_e	I_e	i_E	$I_{E(AV)}$		
集-射极电压	U_{CE}	u_{ce}	U_{ce}	u_{CE}	$U_{CE(AV)}$		
基-射极电压	U_{BE}	u_{be}	U_{be}	u_{BE}	$U_{BE(AV)}$		
集电极电源						E_C	U_{CC}
基极电源						E_B	U_{BB}
发射极电源						E_E	U_{EE}

15.2.1 用放大电路的直流通路确定静态值

静态值既然是直流,故可用交流放大电路的直流通路来分析计算。图 15.2.1 是图 15.1.2 所示放大电路的直流通路。画直流通路时,电容 C_1 和 C_2 可视为开路。

由图 15.2.1 的直流通路,可得出静态时的基极电流

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B} \quad (15.2.1)$$

由于 U_{BE} (硅管约为 0.6 V) 比 U_{CC} 小得多,故可忽略不计。

由 I_B 可得出静态时的集电极电流

$$I_C = \bar{\beta}I_B + I_{CE0} \approx \bar{\beta}I_B \approx \beta I_B \quad (15.2.2)$$

静态时的集 - 射极电压则为

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C \quad (15.2.3)$$

【例 15.2.1】在图 15.1.2 中,已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_C = 4 \text{ k}\Omega$, $R_B = 300 \text{ k}\Omega$, $\bar{\beta} = 37.5$,试求放大电路的静态值。

【解】根据图 15.2.1 的直流通路可得出

$$I_B \approx \frac{U_{CC}}{R_B} = \frac{12}{300 \times 10^3} \text{ A}$$

$$= 0.04 \times 10^{-3} \text{ A} = 0.04 \text{ mA} = 40 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C \approx \bar{\beta}I_B = 37.5 \times 0.04 \text{ mA} = 1.5 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C = [12 - (4 \times 10^3) \times (1.5 \times 10^{-3})] \text{ V} = 6 \text{ V}$$

15.2.2 用图解法确定静态值

静态值也可以用图解法来确定,并能直观地分析和了解静态值的变化对放大电路工作的影响。

在本书上册第 2 章曾讨论过非线性电阻电路的图解法,即电路的工作情况由负载线与非线性元件的伏安特性曲线的交点确定。这个交点称为工作点,它既符合非线性元件上的电压与电流的关系,同时也符合电路中电压与电流的关系。

晶体管是一种非线性元件,即其集电极电流 I_C 与集 - 射极电压 U_{CE} 之间不是直线关系,它的伏安特性曲线即为输出特性曲线(图 14.5.8)。在图 15.2.1 的直流通路中,晶体管与集电极负载电阻 R_C 串联后接于电源 U_{CC} ,我们可列出

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$$

或

$$I_C = -\frac{1}{R_C} U_{CE} + \frac{U_{CC}}{R_C} \quad (15.2.4)$$

这是一个直线方程,其斜率为 $\tan \alpha = -\frac{1}{R_C}$,在横轴上的截距为 U_{CC} ,在纵轴上的

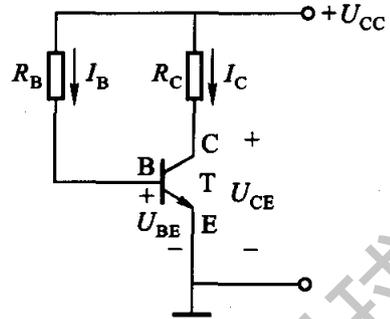


图 15.2.1 图 15.1.2 所示交流放大电路的直流通路

截距为 $\frac{U_{CC}}{R_C}$ 。这一直线很容易在图 15.2.2 上作出。因为它是由直流通路得出的,且与集电极负载电阻 R_C 有关,故称为直流负载线。负载线与晶体管的某条(由 I_B 确定)输出特性曲线的交点 Q ,称为放大电路的静态工作点,由它确定放大电路的电压和电流的静态值。

由图 15.2.2 可见,基极电流 I_B 的大小不同,静态工作点在负载线上的位置也就不同。根据对晶体管工作状态的要求不同,要有一个相应不同的合适的工作点,这可改变 I_B 的大小来获得。因此, I_B 很重要,它确定晶体管的工作状态,通常称它为偏置电流,简称偏流。产生偏流的电路,称为偏置电路,在图 15.2.1 中,其路径为 $U_{CC} \rightarrow R_B \rightarrow$ 发射结 \rightarrow “地”。 R_B 称为偏置电阻。通常是改变 R_B 的阻值来调整偏流 I_B 的大小。

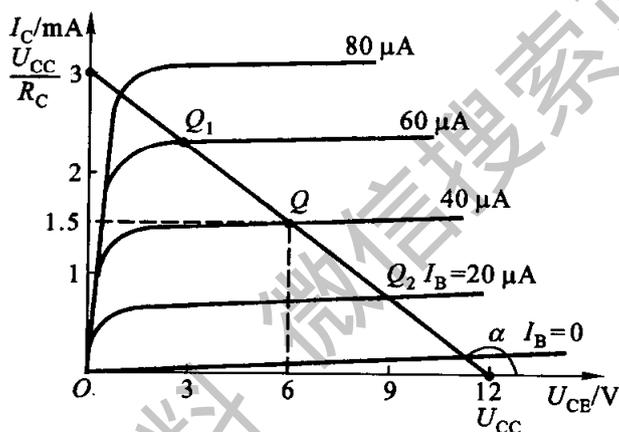


图 15.2.2 用图解法确定放大电路的静态工作点

【例 15.2.2】 在图 15.1.2 所示的放大电路中,已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_C = 4 \text{ k}\Omega$, $R_B = 300 \text{ k}\Omega$ 。晶体管的输出特性曲线组已给出(图 15.2.2)。(1) 作直流负载线;(2) 求静态值。

【解】 (1) 根据图 15.2.1 的直流通路,有

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$$

可得出

$$I_C = 0 \text{ 时} \quad U_{CE} = U_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$U_{CE} = 0 \text{ 时} \quad I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{12}{4 \times 10^3} \text{ A} = 3 \times 10^{-3} \text{ A} = 3 \text{ mA}$$

就可在图 15.2.2 的晶体管输出特性曲线组上作出直流负载线。

(2) 根据式(15.2.1)可算出

$$I_B \approx \frac{U_{CC}}{R_B} = \frac{12}{300 \times 10^3} \text{ A} = 0.04 \times 10^{-3} \text{ A} = 0.04 \text{ mA} = 40 \mu\text{A}$$

由此得出静态工作点 Q (图 15.2.2), 静态值为

$$I_B = 40 \mu\text{A}$$

$$I_C = 1.5 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = 6 \text{ V}$$

所得结果与例 15.2.1 一致。

用图解法求静态值的一般步骤如下: 给出晶体管的输出特性曲线组 → 作出直流负载线 → 由直流通路求出偏流 I_B → 得出合适的静态工作点 → 找出静态值。

【练习与思考】

- 15.2.1 改变 R_C 和 U_{CC} 对放大电路的直流负载线有什么影响?
- 15.2.2 分析图 15.2.2, 设 U_{CC} 和 R_C 为定值, (1) 当 I_B 增加时, I_C 是否成正比地增加? 最后接近何值? 这时 U_{CE} 的大小如何? (2) 当 I_B 减小时, I_C 作何变化? 最后达到何值? 这时 U_{CE} 约等于多少?
- 15.2.3 在例 15.2.2 中, 如果 (1) R_C 不是 $4 \text{ k}\Omega$, 而是 $40 \text{ k}\Omega$ 或 $0.4 \text{ k}\Omega$, (2) R_B 不是 $300 \text{ k}\Omega$, 而是 $3 \text{ M}\Omega$ 或 $30 \text{ k}\Omega$, 试分别说明对静态工作点的影响, 放大电路能否正常工作?
- 15.2.4 在图 15.2.1 所示的电路中, 如果调节 R_B 使基极电位升高, 试问此时 I_C , U_{CE} 及集电极电位 V_C 将如何变化?
- 15.2.5 如果放大电路中用的是 3DG100A 型晶体管, 试问能否用 18 V 的集电极电源?

15.3 放大电路的动态分析

当放大电路有输入信号时, 晶体管的各个电流和电压都含有直流分量和交流分量。直流分量一般即为静态值^①, 由上节所述的静态分析来确定。动态分析是在静态值确定后分析信号的传输情况, 考虑的只是电流和电压的交流分量(信号分量)。微变等效电路法和图解法是动态分析的两种基本方法。

15.3.1 微变等效电路法

所谓放大电路的微变等效电路, 就是把非线性元件晶体管所组成的放大电路等效为一个线性电路, 也就是把晶体管线性化, 等效为一个线性元件。这样, 就可像处理线性电路那样来处理晶体管放大电路。线性化的条件, 就是晶体管在小信号(微变量)情况下工作。这才能在静态工作点附近的小范围内用直线

^① 在某些情况下, 譬如当波形失真时, 两者就不相等了。

段近似地代替晶体管的特性曲线。

1. 晶体管的微变等效电路

如何把晶体管线性化, 用一个等效电路(也称为线性模型)来代替, 这是首先要讨论的。我们从共发射极接法晶体管的输入特性和输出特性两方面来分析讨论。

图 15.3.1(a) 是晶体管的输入特性曲线, 是非线性的。但当输入信号很小时, 在静态工作点 Q 附近的工作段可认为是直线。当 U_{CE} 为常数时, ΔU_{BE} 与 ΔI_B 之比。

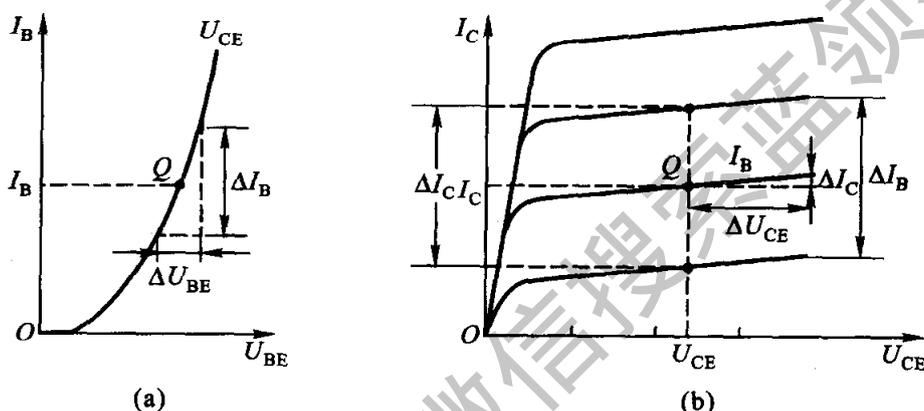


图 15.3.1 从晶体管的特性曲线求 r_{be} , β 和 r_{ce}

$$r_{be} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}} = \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{U_{CE}} \quad (15.3.1)$$

称为晶体管的输入电阻, 它表示晶体管的输入特性。在小信号的情况下, r_{be} 是一常数, 由它确定 u_{be} 和 i_b 之间的关系。因此, 晶体管的输入电路可用 r_{be} 等效代替(图 15.3.2)。

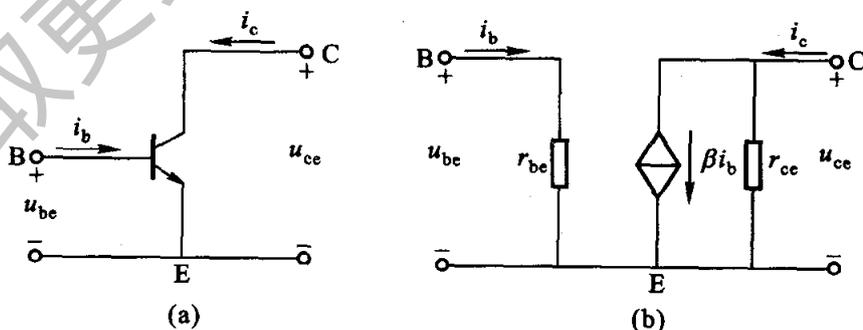


图 15.3.2 晶体管及其微变等效电路

① 若是小信号微变量, 可用电压和交流分量的电流来代替, 即 $\Delta U_{BE} = u_{be}$, $\Delta I_B = i_b$, $\Delta U_{CE} = u_{ce}$, $\Delta I_C = i_c$ 。

低频小功率晶体管的输入电阻常用下式估算

$$r_{be} \approx 200(\Omega) + (\beta + 1) \frac{26(\text{mV})}{I_E(\text{mA})} \quad (15.3.2)$$

式中 I_E 是发射极电流的静态值, 右边第一项常取 $100 \sim 300(\Omega)$ 。 r_{be} 一般为几百欧到几千欧。它是对交流而言的一个动态电阻, 在手册中常用 h_{ie} 代表。

图 15.3.1(b) 是晶体管的输出特性曲线组, 在线性工作区是一组近似等距离的平行直线。当 U_{CE} 为常数时, ΔI_C 与 ΔI_B 之比

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{U_{CE}} \quad (15.3.3)$$

即为晶体管的电流放大系数。在小信号的条件下, β 是一常数, 由它确定 i_c 受 i_b 控制的关系。因此, 晶体管的输出电路可用一受控电流源 $i_c = \beta i_b$ 代替, 以表示晶体管的电流控制作用。当 $i_b = 0$ 时, βi_b 不复存在, 所以它不是一个独立电源, 而是受输入电流 i_b 控制的受控电源。

此外, 在图 15.3.1(b) 中还可见到, 晶体管的输出特性曲线不完全与横轴平行, 当 I_B 为常数时, ΔU_{CE} 与 ΔI_C 之比

$$r_{ce} = \left. \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \right|_{I_B} = \left. \frac{u_{ce}}{i_c} \right|_{I_B} \quad (15.3.4)$$

称为晶体管的输出电阻。在小信号的条件下, r_{ce} 也是一个常数。如果把晶体管的输出电路看作电流源, r_{ce} 也就是电源的内阻, 故在等效电路中与受控电流源 βi_b 并联。由于 r_{ce} 的阻值很高, 约为几十千欧到几百千欧, 所以在后面的微变等效电路中都把它忽略不计。

图 15.3.2(b) 就是我们得出的晶体管微变等效电路。

2. 放大电路的微变等效电路

由晶体管的微变等效电路和放大电路的交流通路可得出放大电路的微变等效电路。如上所述, 静态值可由直流通路确定, 而交流分量则由相应的交流通路来分析计算。图 15.3.3(a) 是图 15.1.2 所示交流放大电路的交流通路。对交流分量讲, 电容 C_1 和 C_2 可视作短路; 同时, 一般直流电源的内阻很小, 可以忽略不计, 对交流讲直流电源也可以认为是短路的。据此就可画出交流通路。再把交流通路中的晶体管用它的微变等效电路代替, 即为放大电路的微变等效电路, 如图 15.3.3(b) 所示。电路中的电压和电流都是交流分量, 标出的是参考方向。

3. 电压放大倍数的计算

下面以图 15.1.2 的交流放大电路为例用它的微变等效电路 [图 15.3.3(b)] 来计算电压放大倍数。设输入的是正弦信号, 图 15.3.3(b) 中的电压和电流都可用相量表示 (图 15.3.4)。

根据图 15.3.4 可列出

$$\dot{U}_i = r_{be} \dot{I}_b$$

$$\dot{U}_o = -R'_L \dot{I}_c = -\beta R'_L \dot{I}_b$$

式中

$$R'_L = R_C // R_L$$

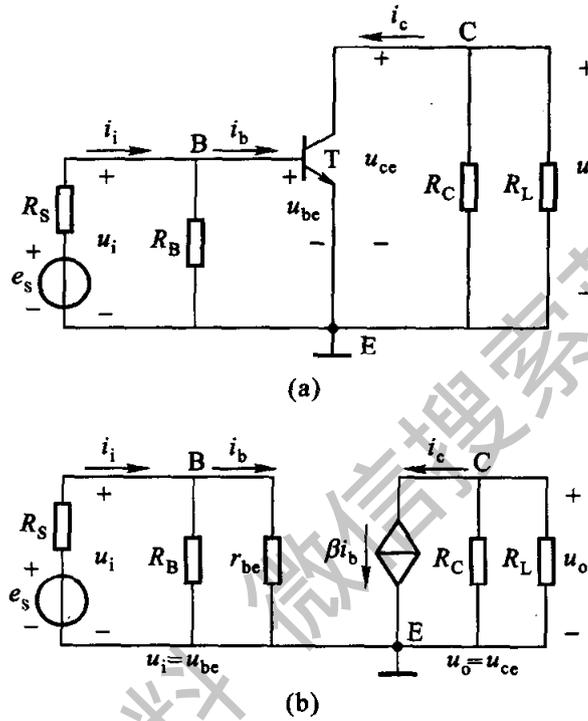


图 15.3.3 图 15.1.2 所示交流放大电路的交流通路(a)及其微变等效电路(b)

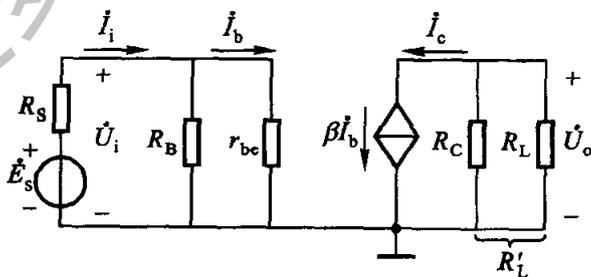


图 15.3.4 微变等效电路

故放大电路的电压放大倍数

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \tag{15.3.5}$$

上式中的负号表示输出电压 \dot{U}_o 与输入电压 \dot{U}_i 的相位相反。

当放大电路输出端开路(未接 R_L)时,

$$A_u = -\beta \frac{R_C}{r_{be}} \quad (15.3.6)$$

比接 R_L 时高。可见 R_L 愈小, 则电压放大倍数愈低。

A_u 除与 R'_L 有关外, 还与 β 和 r_{be} 有关。在保持静态值 I_E 一定的条件下, 由式 (15.3.2) 可见, β 大的管子其 r_{be} 也大, 但两者不是成正比地增大, 而是随着 β 的增大 $\frac{\beta}{r_{be}}$ 值也在增大, 但是增大得愈来愈少。也就是随着 β 的增大, 电压放大倍数增大得愈来愈少。当 β 足够大时, 电压放大倍数几乎与 β 无关。此外, 在 β 一定时, 只要稍把 I_E 增大一些, 却能使电压放大倍数在一定范围内有明显的提高, 而往往选用 β 较高的管子反而达不到这个效果。但是 I_E 的增大是有限制的。

【例 15.3.1】 在图 15.1.2 中, $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_C = 4 \text{ k}\Omega$, $R_B = 300 \text{ k}\Omega$, $\beta = 37.5$, $R_L = 4 \text{ k}\Omega$, 试求电压放大倍数 A_u 。

【解】 在例 15.2.1 中已求出

$$I_C = 1.5 \text{ mA} \approx I_E$$

由式 (15.3.2)

$$r_{be} \approx 200 \Omega + (1 + 37.5) \frac{26 (\text{mV})}{1.5 (\text{mA})} = 0.867 \text{ k}\Omega$$

故

$$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} = -37.5 \times \frac{2}{0.867} = -86.5$$

式中

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

4. 放大电路输入电阻的计算

一个放大电路的输入端总是与信号源(或前级放大电路)相连的, 其输出端总是与负载(或后级放大电路)相连的。因此放大电路与信号源和负载之间(或前级放大电路和后级放大电路之间), 都是互相联系, 互相影响的。

放大电路对信号源(或对前级放大电路)来说, 是一个负载, 可用一个电阻来等效代替。这个电阻是信号源的负载电阻, 也就是放大电路的输入电阻 r_i , 即

$$r_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \quad (15.3.7)$$

它是对交流信号而言的一个动态电阻。

如果放大电路的输入电阻较小, 第一、将从信号源取用较大的电流, 从而增

加信号源的负担;第二、经过信号源内阻 R_s 和 r_i 的分压,使实际加到放大电路的输入电压 U_i 减小,从而减小输出电压;第三、后级放大电路的输入电阻,就是前级放大电路的负载电阻,从而将会降低前级放大电路的电压放大倍数。因此,通常希望放大电路的输入电阻能高一些。

以图 15.1.2 的放大电路为例,其输入电阻可从它的微变等效电路(图 15.3.4)计算:

$$r_i = R_B // r_{be} \approx r_{be} \quad (15.3.8)$$

实际上 R_B 的阻值比 r_{be} 大得多,因此,这一类放大电路的输入电阻基本上等于晶体管的输入电阻,是不高的。注意: r_i 和 r_{be} 意义不同,不能混淆。在电压放大倍数 A_u 的式子中,是 r_{be} ,不是 r_i 。

5. 放大电路输出电阻的计算

放大电路对负载(或对后级放大电路)来说,是一个信号源,其内阻即为放大电路的输出电阻 r_o ,它也是一个动态电阻。

如果放大电路的输出电阻较大(相当于信号源的内阻较大),当负载变化时,输出电压的变化较大,也就是放大电路带负载的能力较差。因此,通常希望放大电路输出级的输出电阻低一些。

放大电路的输出电阻可在信号源短路($U_i = 0$)和输出端开路的条件下求得。现以图 15.1.2 的放大电路为例,从它的微变等效电路(图 15.3.4)看,当 $U_i = 0, I_b = 0$ 时, βI_b 和 I_c 也为零。共发射极放大电路的输出电阻是从放大电路的输出端看进去的一个电阻。因为晶体管的输出电阻 r_{ce} (也和受控电流源 βI_b 并联)很高,在图中已略去,故

$$r_o \approx R_C \quad (15.3.9)$$

R_C 一般为几千欧,因此共发射极放大电路的输出电阻较高。

通常计算 r_o 时可将信号源短路($U_i = 0$,但要保留信号源内阻),将 R_L 取去,在输入端加一交流电压 \dot{U}_o ,以产生一个电流 \dot{i}_o ,则放大电路的输出电阻为

$$r_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{i}_o} \quad (15.3.10)$$

下例是计算 r_o 的另一种方法。

【例 15.3.2】 有一放大电路(图 15.1.2),测得其输出端开路电压的有效值 $U_o = 4 \text{ V}$,当接上负载电阻 $R_L = 6 \text{ k}\Omega$ 时,输出电压下降为 $U_{oL} = 3 \text{ V}$,试求该放大电路的输出电阻。

【解】 放大电路对负载来说,是一信号源,可用等效电动势 \dot{E}_o 和内阻 r_o 表示,如图 15.3.5 所示。等效电源的内阻即为放大电路的输出电阻,也就是从放大电路的输出端看进去的一个等效电阻。

输出端开路时

$$\dot{U}_{oc} = \dot{E}_0$$

输出端接上负载电阻 R_L 时

$$\dot{U}_{oL} = \frac{\dot{E}_0 R_L}{r_o + R_L}$$

由上列两式可得出

$$r_o = \left(\frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_{oL}} - 1 \right) R_L$$

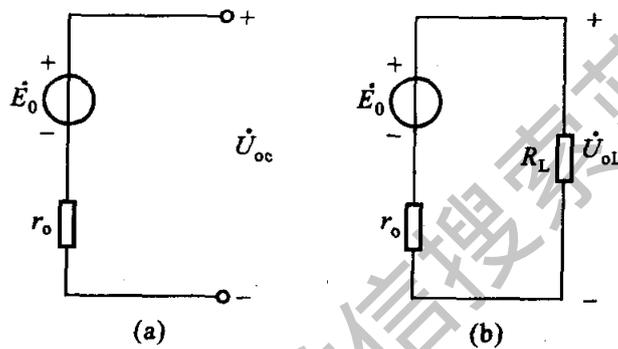


图 15.3.5 例 15.3.2 的图

这表明通过实验(或计算),得出放大电路输出端开路时的输出电压 \dot{U}_{oc} 和接上负载电阻 R_L 时的输出电压 \dot{U}_{oL} ,而后利用上式也能算出放大电路的输出电阻。在本例中,

$$r_o = \left(\frac{4}{3} - 1 \right) \times (6 \times 10^3) \Omega = 2 \times 10^3 \Omega = 2 \text{ k}\Omega$$

利用微变等效电路对放大电路进行动态分析和计算,非常简便,对较为复杂的电路也能适用,但它不能确定静态工作点。

15.3.2 图解法

对放大电路的动态分析也可以应用图解法,就是利用晶体管的特性曲线在静态分析的基础上,用作图的方法来分析各个电压和电流交流分量之间的传输情况和相互关系。

1. 交流负载线

直流负载线反映静态时电流 I_C 和电压 U_{CE} 的变化关系,由于耦合电容 C_2 的

隔直作用,负载电阻 R_L 不加考虑,故其斜率为 $\tan \alpha = -\frac{1}{R_C}$ 。交流负载线反映动态时电流 i_C 和电压 u_{CE} 的变化关系,由于对交流信号 C_2 可视作短路, R_L 与 R_C 并联,故其斜率为 $\tan \alpha' = -\frac{1}{R'_L}$ 。因为 $R'_L < R_C$,所以交流负载线比直流负载线要陡些。当输入信号为零时,放大电路仍应工作在静态工作点 Q ,可见交流负载线也要通过 Q 点。根据上述两点,可作出例 15.3.1 的放大电路的交流负载线,如图 15.3.6 所示。

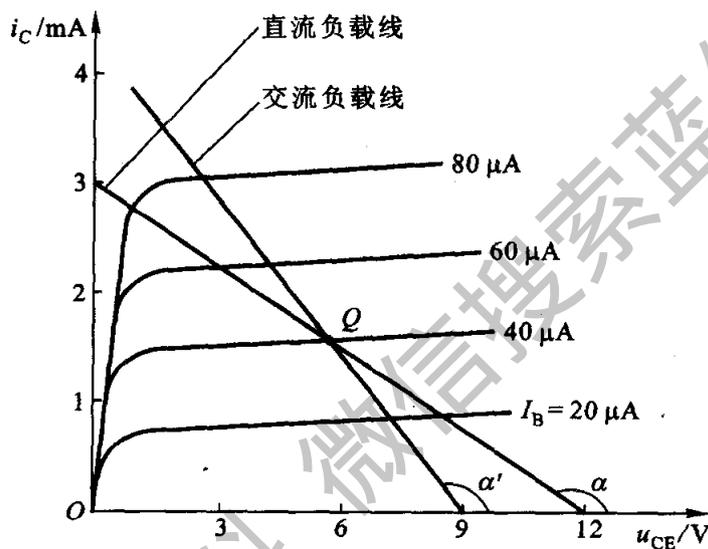


图 15.3.6 直流负载线和交流负载线

2. 图解分析

由图 15.3.7 的图解分析可得出下列几点:

(1) 交流信号的传输情况:

$$u_i \text{ (即 } u_{be}) \rightarrow i_b \rightarrow i_c \rightarrow u_o \text{ (即 } u_{ce})$$

(2) 电压和电流都含有直流分量和交流分量,即

$$u_{BE} = U_{BE} + u_{be} \quad i_B = I_B + i_b$$

$$i_C = I_C + i_c \quad u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$$

由于电容 C_2 的隔直作用, u_{CE} 的直流分量 U_{CE} 不能到达输出端,只有交流分量 u_{ce} 能通过 C_2 构成输出电压 u_o 。

(3) 输入信号电压 u_i 和输出电压 u_o 相位相反。如设公共端发射极的电位为零,那么,基极的电位升高为正数值时,集电极的电位降低为负数值;基极的电位降低为负数值时,集电极的电位升高为正数值。一高一低,一正一负,两者变

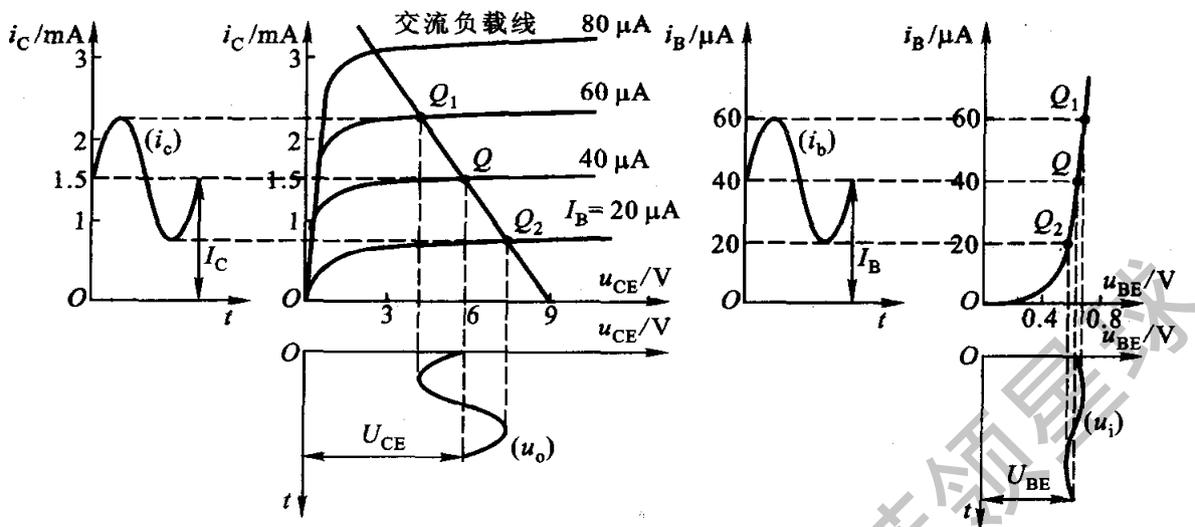


图 15.3.7 交流放大电路有输入信号时的图解分析

化相反。

(4) 从图上也可计算电压放大倍数(虽然是不精确的),它等于输出正弦电压的幅值与输入正弦电压的幅值之比。 R_L 的阻值愈小,交流负载线愈陡,电压放大倍数下降得也愈多。

3. 非线性失真

对放大电路有一基本要求,就是输出信号尽可能不失真。所谓失真,是指输出信号的波形不像输入信号的波形。引起失真的原因有多种,其中最基本的一个,就是由于静态工作点不合适或者信号太大,使放大电路的工作范围超出了晶体管特性曲线上的线性范围。这种失真通常称为非线性失真。

在图 15.3.8(a)中,静态工作点 Q_1 的位置太低,即使输入的是正弦电压,但在它的负半周,晶体管进入截止区工作, i_B , u_{CE} 和 i_C (i_C 图中未画出) 都严重失真了, i_B 的负半周和 u_{CE} 的正半周被削平。这是由于晶体管的截止而引起的,故称为截止失真。

在图 15.3.8(b)中,静态工作点 Q_2 太高,在输入电压的正半周,晶体管进入饱和区工作,这时 i_B 可以不失真,但是 u_{CE} 和 i_C 都严重失真了。这是由于晶体管的饱和而引起的,故称为饱和失真。

因此,要放大电路不产生非线性失真,必须要有一个合适的静态工作点,工作点 Q 应大致选在交流负载线的中点。此外,输入信号 u_i 的幅值不能太大,以避免放大电路的工作范围超过特性曲线的线性范围。在小信号放大电路中,此条件一般都能满足。

图解法的主要优点是直观、形象,便于对放大电路工作原理的理解,但不适

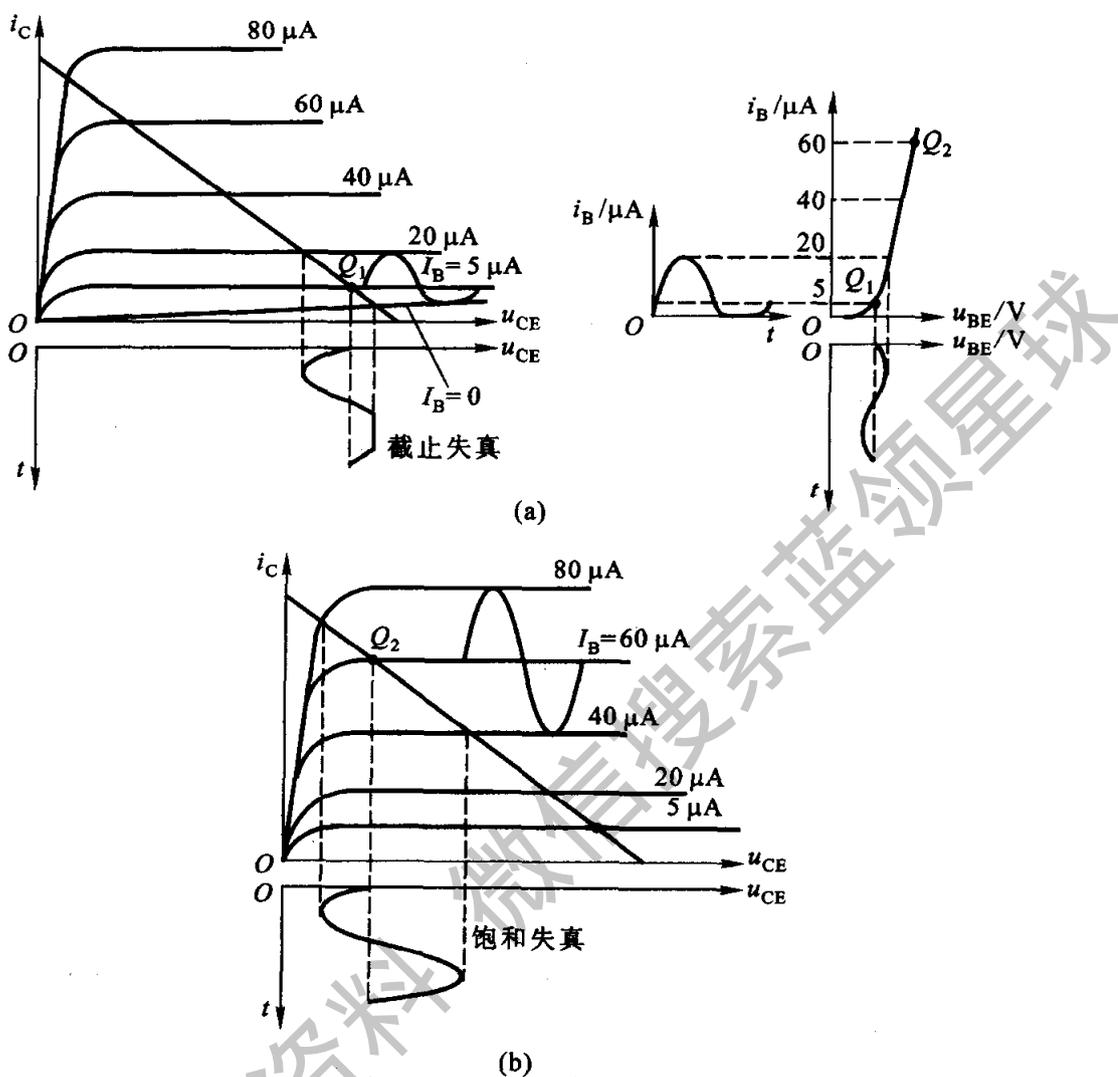


图 15.3.8 工作点不合适引起输出电压波形失真

用于较为复杂的电路(如多级放大电路和带有反馈的放大电路),并且作图过程麻烦,容易产生误差。

【练习与思考】

- 15.3.1 区别交流放大电路的(1)静态工作与动态工作;(2)直流通路与交流通路;(3)直流负载线与交流负载线;(4)电压和电流的直流分量与交流分量。
- 15.3.2 在图 15.1.2 中,电容器 C_1 和 C_2 两端的直流电压和交流电压各应等于多少?并说明其上直流电压的极性。
- 15.3.3 在图 15.1.2 中,用直流电压表测得的集电极对“地”电压和负载电阻 R_L 上的电压是否一样?用示波器观察集电极对“地”的交流电压波形和集电极电阻 R_C 及负载电阻 R_L 上的交流电压波形是否一样?分析原因。
- 15.3.4 晶体管用微变等效电路来代替,条件是什么?

- 15.3.5 电压放大倍数 A_u 是不是与 β 成正比?
- 15.3.6 为什么说当 β 一定时通过增大 I_E 来提高电压放大倍数是有限制的? 试从 I_C 和 r_{be} 两方面来说明。
- 15.3.7 能否增大 R_C 来提高放大电路的电压放大倍数? 当 R_C 过大时对放大电路的工作有何影响? 设 I_B 不变。
- 15.3.8 r_{be}, r_{ce}, r_i, r_o 是交流电阻, 还是直流电阻? 它们各是什么电阻? 在 r_o 中包括不包括负载电阻 R_L ?
- 15.3.9 通常希望放大电路的输入电阻高一些好, 还是低一些好? 对输出电阻呢? 放大电路的带负载能力是指什么?
- 15.3.10 图 15.1.2 所示的放大电路在工作时用示波器观察, 发现输出波形失真严重, 当用直流电压表测量时:
- (1) 若测得 $U_{CE} \approx U_{CC}$, 试分析管子工作在什么状态? 怎样调节 R_B 才能使电路正常工作?
 - (2) 若测得 $U_{CE} < U_{BE}$, 这时管子又是工作在什么状态? 怎样调节 R_B 才能使电路正常工作?
- 15.3.11 发现输出波形失真, 是否说明静态工作点一定不合适?

15.4 静态工作点的稳定

前面说过, 放大电路应有合适的静态工作点, 以保证有较好的放大效果, 并且不引起非线性失真。但由于某些原因, 例如温度的变化, 将使集电极电流的静态值 I_C 发生变化, 从而影响静态工作点的稳定性。如果当温度升高后偏置电流 I_B 能自动减小以限制 I_C 的增大, 静态工作点就能基本稳定。

上面所讲的放大电路(图 15.1.2)中, 偏置电流

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B}$$

当 R_B 一经选定后, I_B 也就固定不变。这种称为**固定偏置放大电路**, 它不能稳定静态工作点。

为此, 常采用图 15.4.1(a) 所示的**分压式偏置放大电路**, 其中 R_{B1} 和 R_{B2} 构成偏置电路。由图 15.4.1(b) 所示的直流通路可列出

$$I_1 = I_2 + I_B$$

若使

$$I_2 \gg I_B \quad (15.4.1)$$

则

$$I_1 \approx I_2 \approx \frac{U_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

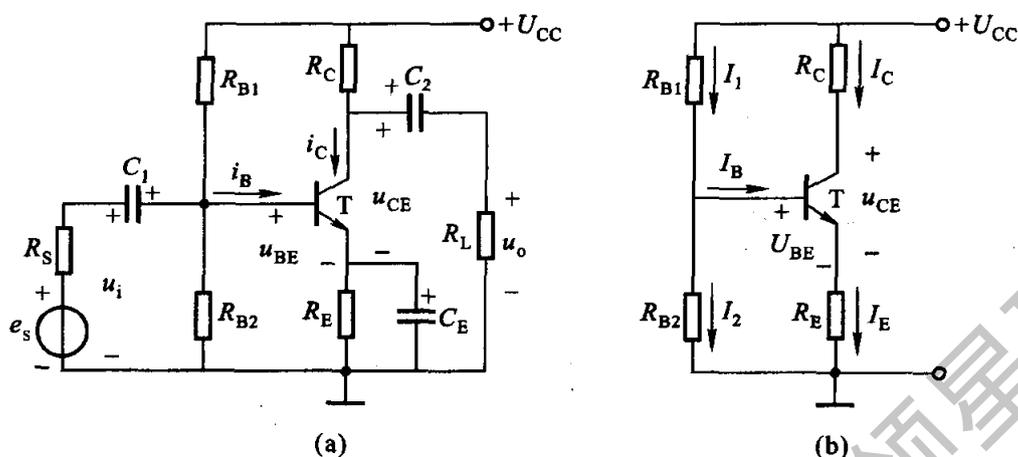


图 15.4.1 分压式偏置放大电路

(a) 放大电路; (b) 直流通路

基极电位

$$V_B = R_{B2} I_2 \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} \quad (15.4.2)$$

可认为 V_B 与晶体管的参数无关, 不受温度影响, 而仅为 R_{B1} 和 R_{B2} 的分压电路所固定。

引入发射极电阻 R_E 后, 由图 15.4.1(b) 可列出

$$U_{BE} = V_B - V_E = V_B - R_E I_E \quad (15.4.3)$$

若使

$$V_B \gg U_{BE} \quad (15.4.4)$$

则

$$I_C \approx I_E = \frac{V_B - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{V_B}{R_E} \quad (15.4.5)$$

也可认为 I_C 不受温度影响。

因此, 只要满足式(15.4.1)和式(15.4.4)两个条件, V_B 和 I_E 或 I_C 就与晶体管的参数几乎无关, 不受温度变化的影响, 从而静态工作点能得以基本稳定。

根据上述两个条件, 似乎 I_2 和 V_B 愈大愈好。其实不然, 还要考虑到其他影响。 I_2 不能太大, 否则, R_{B1} 和 R_{B2} 就要取得较小, 这不但要增加功率损耗, 而且从信号源取用较大的电流, 使信号源的内阻压降增加, 加在放大电路输入端的电压 u_i 减小。一般 R_{B1} 和 R_{B2} 为几十千欧。基极电位 V_B 也不能太高, 否则, 由于发射极电位 V_E ($\approx V_B$) 增高而使 U_{CE} 相对地减小 (U_{CC} 一定), 因而减小了放大电路输出电压的变化范围。因此, 对硅管而言, 在估算时一般可选取 $I_2 = (5 \sim 10) I_B$ 和 $V_B = (5 \sim 10) U_{BE}$ 。

这种电路能稳定工作点的实质是：由式(15.4.3)可知，例如因温度增高而引起 I_C 增大时，发射极电阻 R_E 上的电压降就会使 U_{BE} 减小，从而使 I_B 自动减小以限制 I_C 的增大，工作点得以稳定。 R_E 愈大，稳定性能愈好。但不能太大，否则将使发射极电位 V_E 增高，因而减小输出电压的幅值。 R_E 在小电流情况下为几百欧到几千欧，在大电流情况下为几欧到几十欧。

此外，当发射极电流的交流分量 i_e 流过 R_E 时，也会产生交流压降，使 u_{be} 减小，从而降低电压放大倍数。为此，可在 R_E 两端并联一个电容值较大的电容 C_E ，使交流旁路^①。 C_E 称为交流旁路电容，其值一般为几十微法到几百微法。

【例 15.4.1】 在图 15.4.1(a) 的分压式偏置放大电路中，已知 $U_{CC} = 12\text{ V}$ ， $R_C = 2\text{ k}\Omega$ ， $R_E = 2\text{ k}\Omega$ ， $R_{B1} = 20\text{ k}\Omega$ ， $R_{B2} = 10\text{ k}\Omega$ ， $R_L = 6\text{ k}\Omega$ ，晶体管的 $\bar{\beta} = 37.5$ 。(1) 试求静态值；(2) 画出微变等效电路；(3) 计算该电路的 A_u ， r_i 和 r_o 。

$$\begin{aligned} \text{【解】 (1) } V_B &\approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = \frac{10}{20 + 10} \times 12\text{ V} = 4\text{ V} \\ I_C \approx I_E &= \frac{V_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{4 - 0.6}{2 \times 10^3}\text{ A} = 1.7\text{ mA} \\ I_B &\approx \frac{I_C}{\bar{\beta}} = \frac{1.7}{37.5}\text{ mA} = 0.045\text{ mA} \end{aligned}$$

$$U_{CE} \approx U_{CC} - (R_C + R_E)I_C = [12 - (2 + 2) \times 10^3 \times 1.7 \times 10^{-3}]\text{ V} = 5.2\text{ V}$$

(2) 微变等效电路如图 15.4.2 所示。

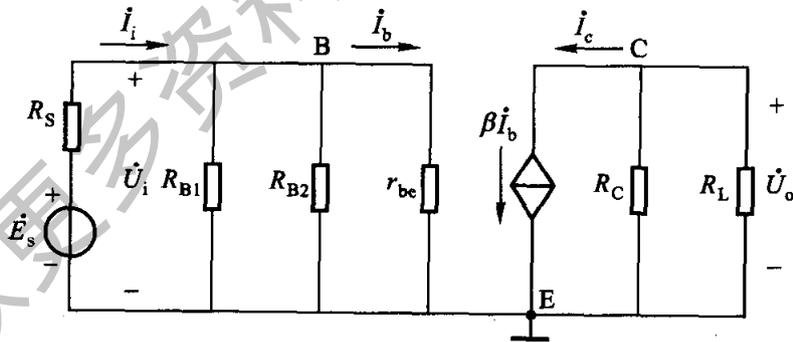


图 15.4.2 图 15.4.1(a) 电路的微变等效电路

$$(3) r_{be} \approx 200 + (1 + \bar{\beta}) \frac{26}{I_E} = \left[200 + (1 + 37.5) \times \frac{26}{1.7} \right] \Omega = 0.79\text{ k}\Omega$$

$$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} = -37.5 \times \frac{1.5}{0.79} = -71.2$$

① 因 $X_{C_E} \ll R_E$ ， i_e 基本上只经电容 C_E ，并且产生的交流压降可忽略不计。

式中

$$R'_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = \frac{2 \times 6}{2 + 6} \text{ k}\Omega = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} \approx r_{be} = 0.79 \text{ k}\Omega$$

$$r_o \approx R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

【例 15.4.2】在上例中,如图 15.4.1(a)中的 R_E 未全被 C_E 旁路,而尚留一段 R'_E , $R'_E = 0.2 \text{ k}\Omega$ (图 15.4.3); (1) 试求静态值; (2) 画出微变等效电路; (3) 计算该电路的 A_u , r_i 和 r_o , 并与上例比较。

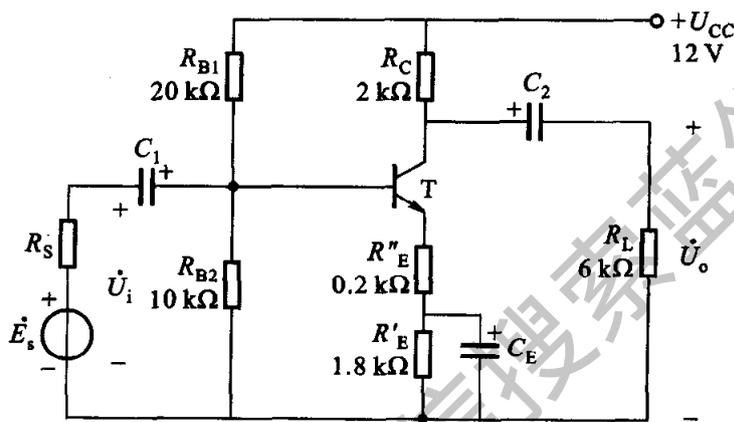


图 15.4.3 例 15.4.2 的图

【解】 (1) 静态值和 r_{be} 与例 15.4.1 相同。

(2) 微变等效电路如图 15.4.4 所示。

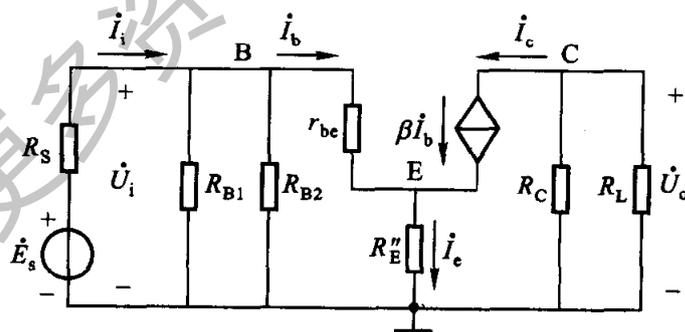


图 15.4.4 例 15.4.2 的微变等效电路

(3) 由图 15.4.4 可写出

$$\dot{U}_i = r_{be} \dot{I}_b + R'_E \dot{I}_e = r_{be} \dot{I}_b + (1 + \beta) R'_E \dot{I}_b$$

$$= [r_{be} + (1 + \beta) R'_E] \dot{I}_b$$

$$\dot{U}_o = -R'_L \dot{I}_c = -\beta R'_L \dot{I}_b$$

故电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R''_E} \quad (15.4.6)$$

将所给数据代入, 则得

$$A_u = -37.5 \times \frac{1.5}{0.79 + (1 + 37.5) \times 0.2} = -6.63$$

$$r_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta) R''_E] = 3.74 \text{ k}\Omega$$

$$r_o \approx R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

留有一段发射极电阻而未被 C_E 旁路, 此即在放大电路中引入了串联电流负反馈(将在第 17 章中讨论), 虽然电压放大倍数降低了, 但改善了放大电路的工作性能, 其中包括提高了放大电路的输入电阻。

【例 15.4.3】 在图 15.4.1(a) 所示的放大电路中, 用万用表直流电压挡测量各点的电位(对“地”电压)或 U_{BE} 和 U_{CE} 以判断下列故障: (1) R_{B1} 开路; (2) R_{B1} 短路; (3) R_E 开路; (4) C_E 击穿; (5) BE 结开路; (6) BE 结击穿; (7) CE 间击穿。

【解】 (1) R_{B1} 开路: $V_B = 0, V_C \approx U_{CC}$;

(2) R_{B1} 短路: $V_B = U_{CC}, V_C \approx V_E$;

(3) R_E 开路: $V_C = U_{CC}, U_{BE} = 0$;

(4) C_E 击穿: $V_E = 0, V_C < U_{CC}$;

(5) BE 结开路: $V_E = 0, V_C = U_{CC}$;

(6) BE 结击穿: $V_E = V_B, U_{BE} = 0$;

(7) CE 间击穿: $V_C = V_E, U_{CE} = 0$ 。

【练习与思考】

- 15.4.1 在放大电路中, 静态工作点不稳定对放大电路的工作有何影响?
- 15.4.2 对分压式偏置电路而言, 为什么只要满足 $I_2 \gg I_B$ 和 $V_B \gg U_{BE}$ 两个条件, 静态工作点能得以基本稳定?
- 15.4.3 对分压式偏置电路而言, 当更换晶体管时, 对放大电路的静态值有无影响? 试说明之。
- 15.4.4 在实际中调整分压式偏置电路的静态工作点时, 应调节哪个元件的参数比较方便? 接上发射极电阻的旁路电容 C_E 后是否影响静态工作点?

15.5 放大电路的频率特性

前面讲到交流放大电路时, 为了分析简便起见, 设输入信号是单一频率的正弦信号。实际上, 放大电路的输入信号往往是非正弦量。例如广播的语言和音

乐信号、电视的图像和伴音信号以及非电量通过传感器变换所得的信号等都含有基波和各种频率的谐波分量。由于在放大电路中一般都有电容元件,如耦合电容、发射极电阻交流旁路电容以及晶体管的极间电容和联线分布电容等。它们对不同频率的信号所呈现的容抗值是不相同的。因而,放大电路对不同频率的信号在幅度和相位上放大的效果不完全一样,输出信号不能重现输入信号的波形,这就产生了幅度失真和相位失真,统称频率失真。因此,我们要讨论放大电路的频率特性。

频率特性又分为幅频特性和相频特性。前者表示电压放大倍数的模 $|A_u|$ 与频率 f 的关系;后者表示输出电压相对于输入电压的相位移 φ 与频率 f 的关系。图 15.5.1 是共发射极放大电路(图 15.4.1)的频率特性。它说明,在放大电路的某一段频率范围内,电压放大倍数 $|A_u| = |A_{u0}|$,它与频率无关,输出电压相对于输入电压的相位移为 180° 。随着频率的升高或降低,电压放大倍数都要减小,相位移也要发生变化。当放大倍数下降为 $\frac{|A_{u0}|}{\sqrt{2}}$ 时所对应的两个频率,分别为下限频率 f_1 和上限频率 f_2 。在这两个频率之间的频率范围,称为放大电路的通频带,它是表明放大电路频率特性的一个重要指标。对放大电路而言,希望通

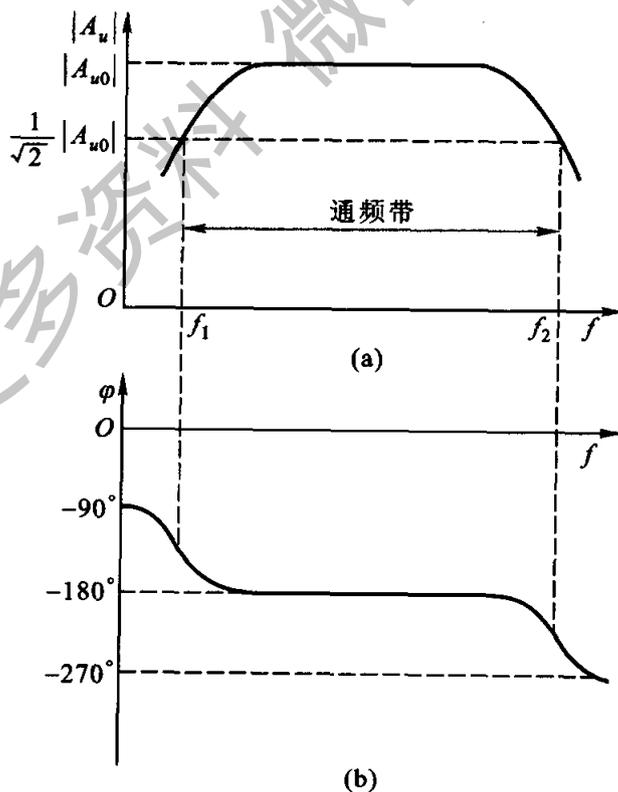


图 15.5.1 放大电路的频率特性
(a) 幅频特性; (b) 相频特性

频带宽一些,让非正弦信号中幅值较大的各次谐波频率都在通频带的范围内,尽量减小频率失真。另外,有些测量仪器(如晶体管电压表)测量不同频率的信号,电压放大倍数应该尽量做到一样,以免引起误差,这也希望放大电路有较宽的通频带。下面对幅频特性做一简单说明。

在工业电子技术中,最常用的是低频放大电路,其频率范围约为 $20 \sim 10\,000$ Hz。在分析放大电路的频率特性时,再将低频范围分为低、中、高三个频段。

在中频段,由于耦合电容和发射极电阻旁路电容的容量较大,故对中频段信号来讲其容抗很小,可视作短路。此外,尚有晶体管的极间电容和连线分布电容等,这些电容都很小,约为几皮法到几百皮法,可认为它们的等效电容 C_0 并联在输出端上(在图 15.4.1 中未标出)。由于 C_0 的容量很小,它对中频段信号的容抗很大,可视作开路。所以,在中频段,可认为电容不影响交流信号的传送,放大电路的放大倍数与信号频率无关。

在低频段,由于信号频率较低,耦合电容的容抗较大,其分压作用不能忽略,以致实际送到晶体管输入端的电压 U_i 比输入信号 U_1 要小,故放大倍数要降低。同样,发射极电阻旁路电容的容抗不能忽略,其上有交流压降,这也使放大倍数降低。在低频段, C_0 的容抗比中频段更大,仍可视为开路。

在高频段,由于信号频率较高,耦合电容和发射极电阻旁路电容的容抗比中频段更小,故皆可视为短路。但 C_0 的容抗将减小,它与输出端的电阻并联后,使总阻抗减小,因而使输出电压减小,电压放大倍数降低。此外,在高频段电压放大倍数的降低,还由于高频时电流放大系数 β 下降之故。这主要是因为载流子从发射区到集电区需要一定时间。如果频率高,在正半周时载流子尚未全部到达集电区,而输入信号就已改变极性,这就使集电极电流的变化幅度下降,因而 β 值降低。

只有在中频段,可认为电压放大倍数与频率无关,并且单级放大电路的输出电压与输入电压反相。前面所讨论的,都是指放大电路工作在中频段的情况。在本书的习题和例题中计算交流放大电路的电压放大倍数,也都是指中频段的电压放大倍数。

【练习与思考】

- 15.5.1 从放大电路的幅频特性上看,高频段和低频段放大倍数的下降主要因为受到了什么影响?
- 15.5.2 为什么通常要求低频放大电路的通频带要宽一些,而在上册讲到串联谐振时又希望通频带要窄一些?

15.6 射极输出器

前面所讲的放大电路都是从集电极输出,共发射极接法。本节将讲的射极输出器(其电路如图 15.6.1 所示)是从发射极输出。在接法上是一个共集电极电路;因为电源 U_{CC} 对交流信号相当于短路,故集电极成为输入与输出电路的公共端。对射极输出器,要注意其特点和用途。

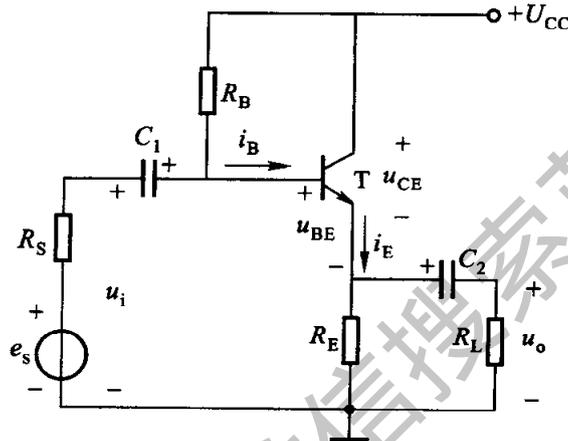


图 15.6.1 射极输出器

15.6.1 静态分析

由图 15.6.2 所示的射极输出器的直流通路可确定静态值。

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = (1 + \beta) I_B \quad (15.6.1)$$

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E} \quad (15.6.2)$$

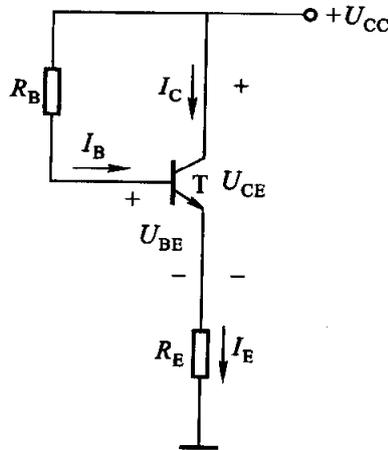


图 15.6.2 射极输出器的直流通路

$$U_{CE} = U_{CC} - R_E I_E \quad (15.6.3)$$

15.6.2 动态分析

1. 电压放大倍数

由图 15.6.3 所示的射极输出器的微变等效电路可得出

$$\dot{U}_o = R'_L \dot{I}_e = (1 + \beta) R'_L \dot{I}_b$$

式中

$$R'_L = R_E // R_L$$

$$\dot{U}_i = r_{be} \dot{I}_b + R'_L \dot{I}_e = r_{be} \dot{I}_b + (1 + \beta) R'_L \dot{I}_b$$

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(1 + \beta) R'_L \dot{I}_b}{r_{be} \dot{I}_b + (1 + \beta) R'_L \dot{I}_b} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \quad (15.6.4)$$

由上式可知:

(1) 电压放大倍数接近 1, 但恒小于 1。

这是因为 $r_{be} \ll (1 + \beta) R'_L$ 的缘故。因此 $\dot{U}_o \approx \dot{U}_i$, 但 U_o 略小于 U_i 。虽然没有电压放大作用, 但因 $I_e = (1 + \beta) I_b$, 故仍具有一定的电流放大和功率放大作用。

(2) 输出电压与输入电压同相, 具有跟随作用。

由 $\dot{U}_o \approx \dot{U}_i$ 可知, 两者同相, 且大小基本相等, 因而输出端电位跟随着输入端电位的变化而变化, 这是射极输出器的跟随作用 (与共发射极放大电路不同), 故它又称为射极跟随器。

2. 输入电阻

射极输出器的输入电阻 r_i 也可从图 15.6.3 所示的微变等效电路经过计算得出, 即

$$r_i = R_B // [r_{be} + (1 + \beta) R'_L] \quad (15.6.5)$$

可见, 射极输出器的输入电阻是由偏置电阻 R_B 和电阻 $[r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$ 并联而得的。通常 R_B 的阻值很大 (几十千欧至几百千欧), 同时 $[r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$ 也比上述的共发射极放大电路的输入电阻 ($r_i \approx r_{be}$) 大得多。因此, 射极输出器的输入电阻很高, 可达几十千欧到几百千欧。

3. 输出电阻

射极输出器的输出电阻 r_o 可由图 15.6.4 的电路和应用式 (15.3.10) 来求得。

将信号源短路, 保留其内阻 R_s , R_s 与 R_B 并联后的等效电阻为 R'_s 。在输出端将 R_L 取去, 加一交流电压 \dot{U}_o , 产生电流 \dot{I}_o 。

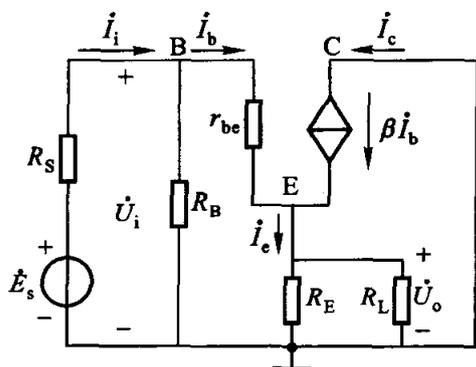
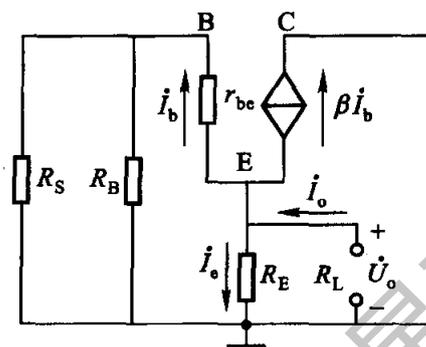


图 15.6.3 射极输出器的微变等效电路

图 15.6.4 计算 r_o 的等效电路

$$i_o = i_b + \beta i_b + i_e = \frac{\dot{U}_o}{r_{be} + R'_S} + \beta \frac{\dot{U}_o}{r_{be} + R'_S} + \frac{\dot{U}_o}{R_E}$$

$$r_o = \frac{\dot{U}_o}{i_o} = \frac{1}{\frac{1 + \beta}{r_{be} + R'_S} + \frac{1}{R_E}} = \frac{R_E (r_{be} + R'_S)}{(1 + \beta) R_E + (r_{be} + R'_S)}$$

通常

$$(1 + \beta) R_E \gg (r_{be} + R'_S), \beta \gg 1$$

故

$$r_o \approx \frac{r_{be} + R'_S}{\beta} \quad (15.6.6)$$

例如, $\beta = 40$, $r_{be} = 0.8 \text{ k}\Omega$, $R_S = 50 \text{ }\Omega$, $R_B = 120 \text{ k}\Omega$ 。由此得

$$R'_S = R_S // R_B = [50 // (120 \times 10^3)] \Omega \approx 50 \text{ }\Omega$$

$$r_o \approx \frac{800 + 50}{40} \Omega = 21.25 \text{ }\Omega$$

可见射极输出器的输出电阻是很低的(比共发射极放大电路的输出电阻低得多),由此也说明它具有恒压输出特性。

综上所述,射极输出器的主要特点是:电压放大倍数接近 1;输入电阻高;输出电阻低。

射极输出器的应用十分广泛,主要由于它具有高输入电阻和低输出电阻的特点。因为输入电阻高,它常被用作多级放大电路的输入级,这对高内阻的信号源更为有意义。如果信号源的内阻较高,而它接一个低输入电阻的共发射极放大电路,那么,信号电压主要降在信号源本身的内阻上,分到放大电路输入端的电压就很小。又如测量仪器里的放大电路要求有高的输入电阻,以减小仪器接入时对被测电路产生的影响,也常用射极输出器作为输入级。另外,如果放大电

路的输出电阻较低,则当负载接入后或当负载增大时,输出电压的下降就较小,或者说它带负载的能力较强。所以射极输出器也常用作多级放大电路的输出级,在后面要讲的运算放大器中就是这样。有时还将射极输出器接在两级共发射极放大电路之间,则对前级放大电路而言,它的高输入电阻对前级的影响甚小(前级提供的信号电流小);而对后级放大电路而言,由于它的输出电阻低,正好与输入电阻低的共发射极电路配合。这就是射极输出器的阻抗变换作用。这一级射极输出器称为缓冲级或中间隔离级。

放大器的输入信号一般都很微弱,因此常采用多级放大,才可在输出端获得必要的电压幅度或足够的功率,以推动负载工作。此外,多级放大的输入级或输出级也常采用射极输出器以获得高输入电阻 r_i 或低输出电阻 r_o ,从而改善工作性能。下例即为一多级放大电路。

【例 15.6.1】 今将图 15.6.1 的射极输出器与图 15.4.1(a) 的共发射极放大电路组成两级放大电路,如图 15.6.5 所示。已知: $U_{CC} = 12\text{ V}$, $\beta_1 = 60$, $R_{B1} = 200\text{ k}\Omega$, $R_{E1} = 2\text{ k}\Omega$, $R_S = 100\ \Omega$ 。后级的数据同例 15.4.1, 即 $R_{C2} = 2\text{ k}\Omega$, $R_{E2} = 2\text{ k}\Omega$, $R'_{B1} = 20\text{ k}\Omega$, $R'_{B2} = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = 6\text{ k}\Omega$, $\beta_2 = 37.5$ 。试求:(1) 前后级放大电路的静态值;(2) 放大电路的输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o ;(3) 各级电压放大倍数 A_{u1} , A_{u2} 及两级电压放大倍数 A_u 。

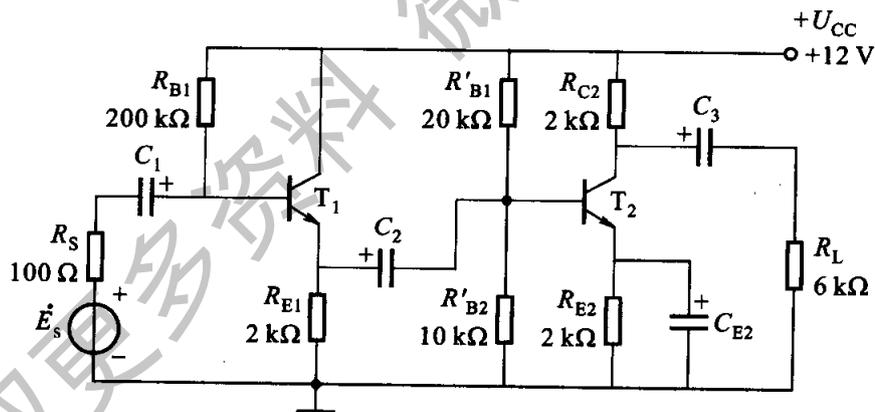


图 15.6.5 例 15.6.1 的阻容耦合两级放大电路

【解】 在图 15.6.5 的两级放大电路中,前、后级之间是通过耦合电容 C_2 及下级输入电阻连接的,故称为阻容耦合。由于电容有隔直作用,它可使前、后级的直流工作状态相互之间无影响,故各级放大电路的静态工作点可以单独考虑。耦合电容对交流信号的容抗必须很小,其交流分压作用可以忽略不计,以使前级输出信号电压差不多无损失地传送到后级输入端。

今对本例计算如下。

(1) 前级静态值为

$$I_{B1} = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R_{B1} + (1 + \beta_1)R_{E1}} = \frac{12 - 0.6}{200 \times 10^3 + (1 + 60) \times 2 \times 10^3} \text{ A} = 0.035 \text{ mA}$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = (1 + \beta_1)I_{B1} = (1 + 60) \times 0.035 \text{ mA} = 2.14 \text{ mA}$$

$$U_{CE1} = U_{CC} - R_{E1}I_{E1} = (12 - 2 \times 10^3 \times 2.14 \times 10^{-3}) \text{ V} = 7.72 \text{ V}$$

后级静态值同例 15.4.1, 即

$$I_{C2} \approx I_{E2} = 1.7 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = 0.045 \text{ mA}$$

$$U_{CE2} = 5.2 \text{ V}$$

(2) 放大电路的输入电阻

$$r_i = r_{i1} = R_{B1} // [r_{be1} + (1 + \beta_1)R'_{L1}]$$

式中

$$R'_{L1} = R_{E1} // r_{i2}$$

为前级的负载电阻, 其中 r_{i2} 为后级的输入电阻, 已在例 15.4.1 中求得, $r_{i2} = 0.79 \text{ k}\Omega$ 。于是

$$R'_{L1} = \frac{2 \times 0.79}{2 + 0.79} \text{ k}\Omega = 0.57 \text{ k}\Omega$$

由式(15.3.2)

$$r_{be1} \approx 200 + (1 + \beta_1) \frac{26}{I_{E1}} = \left[200 + (1 + 60) \times \frac{26}{2.14} \right] \Omega = 0.94 \text{ k}\Omega$$

于是得出

$$r_i = r_{i1} = R_{B1} // [r_{be1} + (1 + \beta_1)R'_{L1}] = 30.3 \text{ k}\Omega$$

输出电阻

$$r_o = r_{o2} \approx R_{C2} = 2 \text{ k}\Omega$$

(3) 计算电压放大倍数

前级

$$A_{u1} = \frac{(1 + \beta_1)R'_{L1}}{r_{be1} + (1 + \beta_1)R'_{L1}} = \frac{(1 + 60) \times 0.57}{0.94 + (1 + 60) \times 0.57} = 0.98$$

后级(见例 15.4.1)

$$A_{u2} = -71.2$$

两级电压放大倍数

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = 0.98 \times (-71.2) = -69.8$$

可见, 输入级采用射极输出器后, 放大电路的输入电阻 ($30.3 \text{ k}\Omega$) 比例 15.4.1 中的输入电阻 ($0.79 \text{ k}\Omega$) 高出很多。

如果将本例中前、后级放大电路交换联接, 试求例题中所列各项。

兹将常见的四种交流放大电路列于表 15.6.1 中, 以便比较。

表 15.6.1 四种常见的

电路名称	固定偏置放大电路	分压式偏置放大电路
电路图		
静态值	$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B}$ $I_C \approx \beta I_B$ $U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$	$I_B = \frac{V_B - U_{BE}^{(1)}}{(1 + \beta) R_E} \approx \frac{V_B}{\beta R_E}$ $I_C \approx \beta I_B$ $U_{CE} \approx U_{CC} - (R_C + R_E) I_C$
电压放大倍数	$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}}$	$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}}$
输入电阻	$r_i = R_B // r_{be} \approx r_{be}$	$r_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} \approx r_{be}$
输出电阻	$r_o \approx R_C$	$r_o \approx R_C$
特点	工作点不稳定, 电压放大倍数高	工作点稳定

① $V_B = \frac{U_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} R_{B2}$

交流放大电路

射极输出器	发射极电阻未被旁路的放大电路
$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1 + \beta)R_E}$ $I_C \approx I_E = (1 + \beta)I_B$ $U_{CE} = U_{CC} - R_E I_E$	$I_B = \frac{V_B - U_{BE}}{(1 + \beta)R_E} \approx \frac{V_B}{\beta R_E}$ $I_C \approx \beta I_B$ $U_{CE} \approx U_{CC} - (R_C + R_E)I_C$
$A_u = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}$	$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_E}$
$r_i = R_B // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$	$r_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_E]$
$r_o \approx \frac{r_{be} + R'_S}{\beta}$	$r_o \approx R_C$
<p>输入电阻高,输出电阻很低,电压放大倍数接近 1</p>	<p>输入电阻高,电压放大倍数虽有所降低但比较稳定</p>

【练习与思考】

- 15.6.1 何谓共集电极电路？如何看出射极输出器是共集电极电路。
 15.6.2 射极输出器有何特点？有何用途？
 15.6.3 为什么射极输出器又称为射极跟随器，跟随什么？

15.7 差分放大电路

例 15.6.1 中的阻容耦合放大电路只能用于放大交流信号。在工业控制中还常遇到另外一些信号，例如用热电偶测量炉温（图 0.1），由于炉温变化很慢，所以热电偶给出的就是一个缓慢变化的电压信号。这种缓慢变化的信号不能采用阻容耦合，只能用直接耦合的多级放大电路来放大，即把前级的输出端直接接到后级的输入端，图 15.7.1 所示的电路就是其中一种。发射极电阻 R_{E2} 用来确定两级合适的工作点，即

$$R_{E2} = \frac{U_{CE1} - U_{BE2}}{I_{E2}} \quad (15.7.1)$$

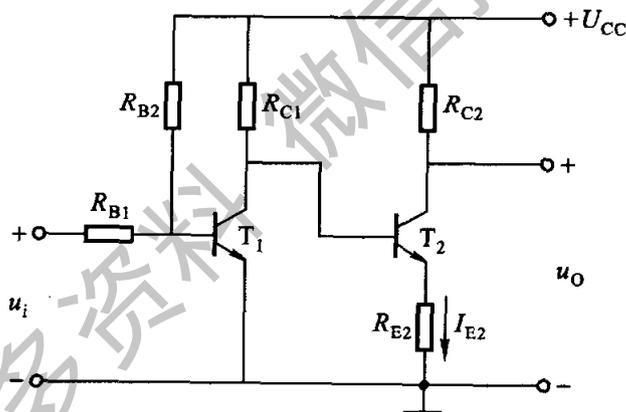


图 15.7.1 两级直接耦合放大电路

直接耦合放大电路的最大问题是零点漂移。

一个理想的直接耦合放大电路，当输入信号为零时，其输出电压应保持不变（不一定是零）。但实际上，把一个多级直接耦合放大电路的输入端短接（ $u_i = 0$ ），测其输出端电压时，却如图 15.7.2 中记录仪所显示的那样，它并不保持恒值，而在缓慢地、无规则地变化着，这种现象就称为零点漂移。

当放大电路输入信号后，这种漂移就伴随着信号共存于放大电路中，两者都在缓慢地变动着，一真一假，互相纠缠在一起，难于分辨。如果当漂移量大到足以和信号量相比时，放大电路就更难工作了。因此，必须查明产生漂移的原因，并采取相应地抑制漂移的措施。

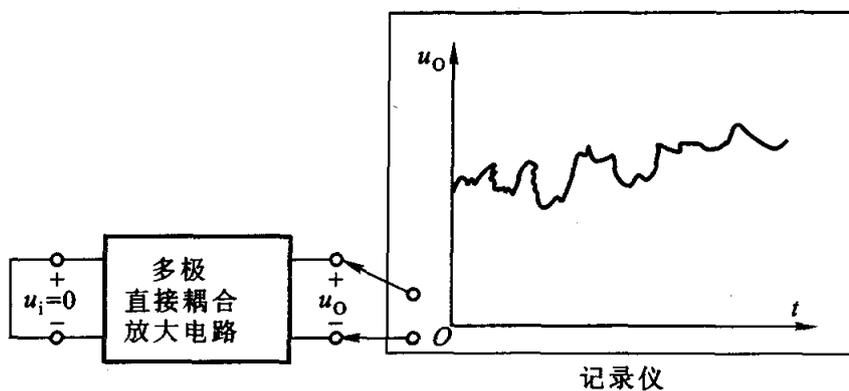


图 15.7.2 零点漂移现象

引起零点漂移的原因很多,如晶体管参数(I_{CBO} , U_{BE} , β)随温度的变化,电源电压的波动,电路元件参数的变化等,其中温度的影响是最严重的,因而零点漂移也称为温度漂移(温漂)。在多级放大电路的各级的漂移当中,又以第一级的漂移影响最为严重。因为由于直接耦合,第一级的漂移被逐级放大,以致影响到整个放大电路的工作。所以,抑制漂移要着重于第一级。

在直接耦合放大电路中抑制零点漂移最有效的电路结构是差分放大电路。因此,要求较高的多级直接耦合放大电路的第一级广泛采用这种电路。

15.7.1 差分放大电路的工作原理

图 15.7.3 是用两个晶体管组成的差分放大原理电路。信号电压 u_{i1} 和 u_{i2} 由两管基极输入,输出电压 u_o 则取自两管的集电极之间。电路结构对称,在理想的情况下,两管的特性及对应电阻元件的参数值都相同,因而它们的静态工作点也必然相同。通常采用集成差分对管,如 BG319 等。

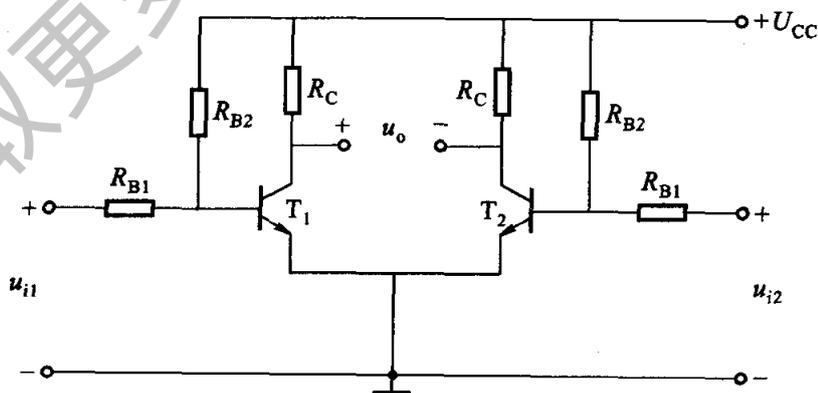


图 15.7.3 差分放大原理电路

1. 零点漂移的抑制

在静态时, $u_{i1} = u_{i2} = 0$, 即在图 15.7.3 中将两边输入端短路, 由于电路的对

称性,两边的集电极电流相等,集电极电位也相等,即

$$I_{C1} = I_{C2}, \quad V_{C1} = V_{C2}$$

故输出电压

$$u_o = V_{C1} - V_{C2} = 0$$

当温度升高时,两管的集电极电流都增大了,集电极电位都下降了,并且两边的变化量相等,即

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2}, \quad \Delta V_{C1} = \Delta V_{C2}$$

虽然每个管都产生了零点漂移,但是,由于两集电极电位的变化是相同的,所以输出电压依然为零,即

$$u_o = V_{C1} + \Delta V_{C1} - (V_{C2} + \Delta V_{C2}) = \Delta V_{C1} - \Delta V_{C2} = 0$$

零点漂移完全被抑制了。对称差分放大电路对两管所产生的同向漂移(不管是什么原因引起的)都具有抑制作用,这是它的突出优点。

2. 信号输入

当有信号输入时,对称差分放大电路(图 15.7.3)的工作情况可以分为下列几种输入方式来分析。

(1) 共模输入

两个输入信号电压的大小相等,极性相同,即 $u_{i1} = u_{i2}$, 这样的输入称为共模输入。

在共模输入信号的作用下,对于完全对称的差分放大电路来说,显然两管的集电极电位变化相同($\Delta V_{C1} = \Delta V_{C2}$),因而输出电压等于零,所以它对共模信号没有放大能力,亦即放大倍数为零。实际上,前面讲到的差分放大电路对零点漂移的抑制就是该电路抑制共模信号的一个特例。因为两管输出端的漂移电压折合到两个输入端的等效漂移电压相当于给放大电路加了一对共模信号^①。所以,差分电路抑制共模信号能力的大小,也反映出它对零点漂移的抑制水平。这一作用是很有实际意义的。

(2) 差模输入

两个输入电压的大小相等,而极性相反,即 $u_{i1} = -u_{i2}$, 这样的输入称为差模输入。

设 $u_{i1} > 0, u_{i2} < 0$, 则 u_{i1} 使 T_1 的集电极电流增大了 Δi_{C1} , T_1 的集电极电位(即其输出电压)因而减低了 Δv_{C1} (负值); 而 u_{i2} 却使 T_2 的集电极电流减小了 Δi_{C2} , T_2 的集电极电位因而增高了 Δv_{C2} (正值)。这样,两个集电极电位一增一减,呈

① 设 u_{od} 为输出端漂移电压, $|A_u|$ 为电压放大倍数, 则折合到输入端的等效漂移电压为 $u_{id} = \frac{u_{od}}{|A_u|}$ 。

现异向变化,其差值即为输出电压

$$u_o = \Delta v_{c1} - \Delta v_{c2}$$

例如 $\Delta v_{c1} = -1 \text{ V}$, $\Delta v_{c2} = 1 \text{ V}$, 则

$$u_o = -1 - 1 = -2 \text{ V}$$

可见,在差模输入信号的作用下,差分放大电路两管集电极之间的输出电压为两管各自输出电压变化量的两倍。

(3) 比较输入

两个输入信号电压既非共模,又非差模,它们的大小和相对极性是任意的,这种输入常作为比较放大(或称差分放大)来运用,在自动控制系统中是常见的。

例如 u_{i1} 是给定信号电压(或称基准电压), u_{i2} 是一个缓慢变化的信号(如反映炉温的变化)或是一个反馈信号,两者在放大电路的输入端进行比较后,得出偏差值($u_{i1} - u_{i2}$),差值电压经放大后,输出电压为

$$u_o = A_u (u_{i1} - u_{i2}) \quad (15.7.2)$$

其值仅与偏差值有关,而不需要反映两个信号本身的大小。不仅输出电压的大小与偏差值有关,而且它的极性与偏差值也有关系。在图 15.7.3 中,如果 u_{i2} 和 u_{i1} 极性相同,并设 u_o 的参考方向如图中所示,当 $u_{i2} > u_{i1}$ 时,则 $u_o > 0$; 当 $u_{i2} = u_{i1}$ (共模)时,则 $u_o = 0$; 而当 $u_{i2} < u_{i1}$ 时,则 $u_o < 0$, 即其极性改变,而极性的改变反映了某个物理量向相反方面变化的情况,例如在炉温控制中反映炉温的升高和降低。这和式(16.7.1)一致,式中 A_u 应是负值。

此外,有时为了便于分析和处理,可以将这种既非共模、又非差模的信号分解为共模分量和差模分量。例如 u_{i1} 和 u_{i2} 是两个极性相同的输入信号,设 $u_{i1} = 10 \text{ mV}$, $u_{i2} = 6 \text{ mV}$ 。可以将 u_{i1} 分解为 8 mV 与 2 mV 之和,即 $u_{i1} = 8 \text{ mV} + 2 \text{ mV}$; 而把 u_{i2} 分解为 8 mV 与 2 mV 之差,即 $u_{i2} = 8 \text{ mV} - 2 \text{ mV}$ 。这样,就可认为 8 mV 是输入信号中的共模分量,即 $u_{ic1} = u_{ic2} = 8 \text{ mV}$; 而 $+2 \text{ mV}$ 和 -2 mV 则为差模分量,即 $u_{id1} = 2 \text{ mV}$, $u_{id2} = -2 \text{ mV}$ 。于是可得出

$$u_{i1} = u_{ic1} + u_{id1}$$

$$u_{i2} = u_{ic2} + u_{id2}$$

并由此可求出输入信号的共模分量和差模分量。

15.7.2 典型差分放大电路

上面讲到,差分放大电路所以能抑制零点漂移,是由于电路的对称性。实际上,完全对称的理想情况并不存在;所以单靠提高电路的对称性来抑制零点漂移是有限度的。另外,上述差分电路的每个管的集电极电位的漂移并未受到抑制,如果采用单端输出(输出电压从一个管的集电极与“地”之间取出),漂移根本无

法抑制。为此,常采用的是图 15.7.4 所示的电路,在这个电路中多加了电位器 R_P 、发射极电阻 R_E 和负电源 $-U_{EE}$ 。

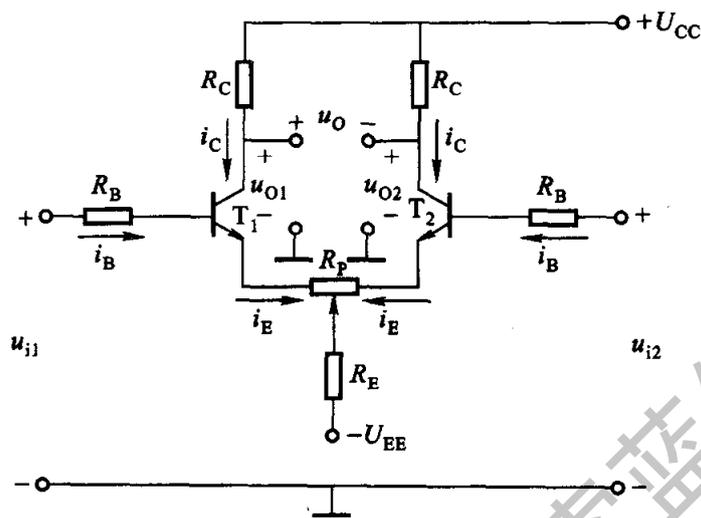
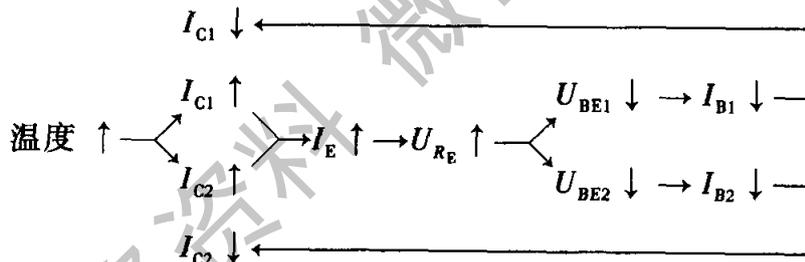


图 15.7.4 典型差分放大电路

R_E 的主要作用是限制每个管子的漂移范围,进一步减小零点漂移,稳定电路的静态工作点。例如当温度升高使 I_{C1} 和 I_{C2} 均增加时,则有如下的抑制漂移的过程:



可见,由于 R_E 上电压 U_{RE} 的增高,使每个管子的漂移得到抑制(这是一种电流负反馈,将在第 17 章中讨论)。

对零点漂移的抑制,也反映了对共模信号的抑制能力。当差分电路输入共模信号时,对它的抑制过程与上述相似。因此 R_E 也称为共模抑制电阻。

那么 R_E 对要放大的差模信号有没有影响呢? 由于差模信号使两管的集电极电流产生异向变化,只要电路的对称性足够好,两管电流一增一减,其变化量相等,通过 R_E 中的电流就近于不变,它对差模信号不起作用。因此, R_E 基本上不影响差模信号的放大效果。

R_E 能区别对待共模信号和差模信号,这正是所期望的。差分放大电路就是要放大差模信号和抑制共模信号。

虽然, R_E 愈大,抑制共模信号的作用愈显著;但是,在 $+U_{CC}$ 一定时,过大的 R_E 会使集电极电流过小,会影响静态工作点和电压放大倍数。为此,接入负电

源 $-U_{EE}$ 来抵偿 R_E 两端的直流压降, 从而获得合适的静态工作点。

电位器 R_p 是调零用的, 在静态时用它来将输出电压调为零。 R_p 值在几十欧到几百欧之间。

15.7.3 差分放大电路对差模信号的放大

图 15.7.4 是双端输入 - 双端输出的差分放大电路, 设加的是一对差模信号, 即 $u_{i1} = -u_{i2}$ 。

1. 静态分析

由于电路对称, 计算一个管的静态值即可。图 15.7.5 是图 15.7.4 所示电路的单管直流通路。因为 R_p 很小, 故在图中略去。

在静态时, 设 $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, $I_{C1} = I_{C2} = I_C$, 则由基极电路可列出

$$R_B I_B + U_{BE} + 2R_E I_E = U_{EE}$$

上式中前两项一般较第三项小得多, 故可略去, 则每管的集电极电流

$$I_C \approx I_E \approx \frac{U_{EE}}{2R_E} \quad (15.7.3)$$

并由此可知发射极电位 $V_E \approx 0$ 。

每管的基极电流

$$I_B \approx \frac{I_C}{\beta} \approx \frac{U_{EE}}{2\beta R_E} \quad (15.7.4)$$

每管的集 - 射极电压

$$U_{CE} \approx U_{CC} - R_C I_C \approx U_{CC} - \frac{U_{EE} R_C}{2R_E} \quad (15.7.5)$$

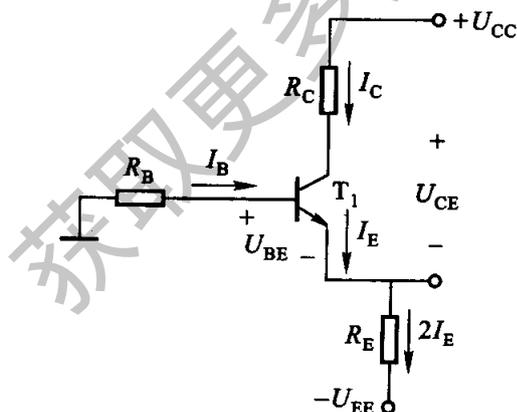


图 15.7.5 单管直流通路

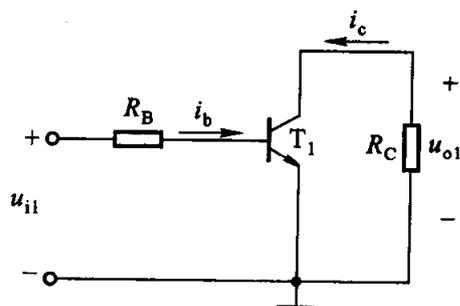


图 15.7.6 单管差模信号通路

2. 动态分析

图 15.7.6 是单管差模信号通路, R_E 对差模信号不起作用。由图可得出单管

差模电压放大倍数:

$$A_{d1} = \frac{u_{o1}}{u_{i1}} = \frac{-\beta i_b R_C}{i_b (R_B + r_{be})} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \quad (15.7.6)$$

同理可得

$$A_{d2} = \frac{u_{o2}}{u_{i2}} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} = A_{d1} \quad (15.7.7)$$

双端输出电压为

$$\begin{aligned} u_o &= u_{o1} - u_{o2} = A_{d1} u_{i1} - A_{d2} u_{i2} \\ &= A_{d1} (u_{i1} - u_{i2}) \end{aligned}$$

双端输入 - 双端输出差分电路的差模电压放大倍数为

$$A_d = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = A_{d1} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \quad (15.7.8)$$

与单管放大电路的电压放大倍数相等。可见接成差放电路是为了能抑制零点漂移。

当在两管的集电极之间接入负载电阻 R_L 时,

$$A_d = -\frac{\beta R'_L}{R_B + r_{be}} \quad (15.7.9)$$

式中 $R'_L = R_C // \frac{1}{2} R_L$ 。因为当输入差模信号时,一管的集电极电位减低,另一管增高,在 R_L 的中点相当于交流接“地”,所以每管各带一半负载电阻。

两输入端之间的差模输入电阻为

$$r_i = 2(R_B + r_{be}) \quad (15.7.10)$$

两集电极之间的差模输出电阻为

$$r_o \approx 2R_C \quad (15.7.11)$$

【例 15.7.1】 在图 15.7.4 所示的双端输入 - 双端输出的差分放大电路中,已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $-U_{EE} = -12 \text{ V}$, $\beta = 50$, $R_C = 10 \text{ k}\Omega$, $R_E = 10 \text{ k}\Omega$, $R_B = 20 \text{ k}\Omega$, $R_P = 100 \Omega$,并在输出端接负载电阻 $R_L = 20 \text{ k}\Omega$,试求电路的静态值和差模电压放大倍数。

【解】

$$I_C \approx \frac{U_{EE}}{2R_E} = \frac{12}{2 \times 10 \times 10^3} \text{ A} = 0.6 \times 10^{-3} \text{ A} = 0.6 \text{ mA}$$

$$I_B \approx \frac{I_C}{\beta} = \frac{0.6}{50} \text{ mA} = 0.012 \text{ mA}$$

$$U_{CE} \approx U_{CC} - R_C I_C = (12 - 10 \times 10^3 \times 0.6 \times 10^{-3}) \text{ V} = 6 \text{ V}$$

$$A_d = -\frac{\beta R'_L}{R_B + r_{be}} = -\frac{50 \times 5}{20 + 2.41} \approx -11$$

式中

$$R'_L = R_C // \frac{1}{2} R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be} \approx 200 + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} = \left(200 + 51 \times \frac{26}{0.6} \right) \Omega = 2.41 \text{ k}\Omega$$

R_p 的阻值较小, 计算时略去。

如果在图 15.7.4 中从 T_1 集电极或 T_2 集电极单端输出, 则电压放大倍数分别为

$$\left. \begin{aligned} A_d &= \frac{u_{o1}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{u_{o1}}{2u_{i1}} = -\frac{1}{2} \times \frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \text{ (反相输出)} \\ A_d &= \frac{u_{o2}}{u_{i1} - u_{i2}} = -\frac{u_{o2}}{2u_{i2}} = \frac{1}{2} \times \frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \text{ (同相输出)} \end{aligned} \right\} \quad (15.7.12)$$

可见, 单端输出差分电路的电压放大倍数只有双端输出差分电路的一半。

双端输入分双端输出和单端输出两种。此外, 还有单端输入的, 即将 T_1 输入端或 T_2 输入端接“地”, 而另一端接输入信号 u_i 。同样, 单端输入也分双端输出和单端输出两种。四种差分放大电路的比较见表 15.7.1。

表 15.7.1 四种差分放大电路

输入方式	双 端		单 端	
	双 端	单 端	双 端	单 端
差模放大倍数 A_d	$-\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}}$	$\pm \frac{\beta R_C}{2(R_B + r_{be})}$	$-\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}}$	$\pm \frac{\beta R_C}{2(R_B + r_{be})}$
差模输入电阻 r_i	$2(R_B + r_{be})$		$2(R_B + r_{be})$	
差模输出电阻 r_o	$2R_C$	R_C	$2R_C$	R_C

15.7.4 共模抑制比

对差分放大电路来说, 差模信号是有用信号, 要求对它有一定的放大倍数; 而共模信号是需要抑制的, 因此对它的放大倍数要越小越好。对共模信号的放大倍数越小, 就意味着零点漂移越小, 抗共模干扰能力越强, 当用作比较放大时, 就越能准确、灵敏地反映出信号的偏差值。为了全面衡量差分放大电路放大差

模信号和抑制共模信号的能力,通常引用共模抑制比 K_{CMRR} 来表征。其定义为放大电路对差模信号的放大倍数 A_d 和对共模信号的放大倍数 A_c 之比,即

$$K_{\text{CMRR}} = \frac{A_d}{A_c} \quad (15.7.13)$$

或用对数形式表示:

$$K_{\text{CMR}} = 20 \lg \frac{A_d}{A_c} \quad (\text{dB})$$

其表示单位为分贝(dB)。

显然,共模抑制比越大,差分放大电路分辨所需要的差模信号的能力越强,而受共模信号的影响越小。对于双端输出差分电路,若电路完全对称,则 $A_c = 0$, $K_{\text{CMRR}} \rightarrow \infty$,这是理想情况。而实际情况是,电路完全对称并不存在,共模抑制比也不可能趋于无穷大。

从原则上看,提高双端输出差分放大电路共模抑制比的途径是:一方面要使电路参数尽量对称,另一方面则应尽可能地加大共模抑制电阻 R_E 。对于单端输出的差分电路来说,主要的手段只能是加强共模抑制电阻 R_E 的作用。

【练习与思考】

- 15.7.1 差分放大电路在结构上有何特点?
- 15.7.2 什么是共模信号和差模信号?差分放大电路对这两种输入信号是如何区别对待的?
- 15.7.3 双端输入-双端输出差分放大电路为什么能抑制零点漂移?为什么共模抑制电阻 R_E 能提高抑制零点漂移的效果?是不是 R_E 越大越好?为什么 R_E 不影响差模信号的放大效果?
- 15.7.4 在图 15.7.3 中有 R_{B2} ,而在图 15.7.4 中将它去掉,这样是否还能得到偏流?

15.8 互补对称功率放大电路

多级放大电路的末级或末前级一般都是功率放大级,以将前置电压放大级送来的低频信号进行功率放大,去推动负载工作。例如使扬声器发声,使电动机旋转,使继电器动作,使仪表指针偏转,等等。电压放大电路和功率放大电路都是利用晶体管的放大作用将信号放大,所不同的是,前者的目的是输出足够大的电压,而后者主要是要求输出最大的功率;前者是工作在小信号状态,而后者工作在大信号状态。两者对放大电路的考虑有各自的侧重面。

15.8.1 对功率放大电路的基本要求

对功率放大电路的基本要求有下面两个:

1. 在不失真的情况下能输出尽可能大的功率。为了获得较大的输出功率,往往让它工作在极限状态,但要考虑到晶体管的极限参数 P_{CM} , I_{CM} 和 $U_{(BR)CEO}$ 。由于信号大,功率放大电路工作的动态范围大,这就要考虑到失真问题。

2. 由于功率较大,就要求提高效率。所谓效率,就是负载得到的交流信号功率与电源供给的直流功率之比值。

效率、失真和输出功率这三者之间互有影响,首先讨论提高效率的问题。

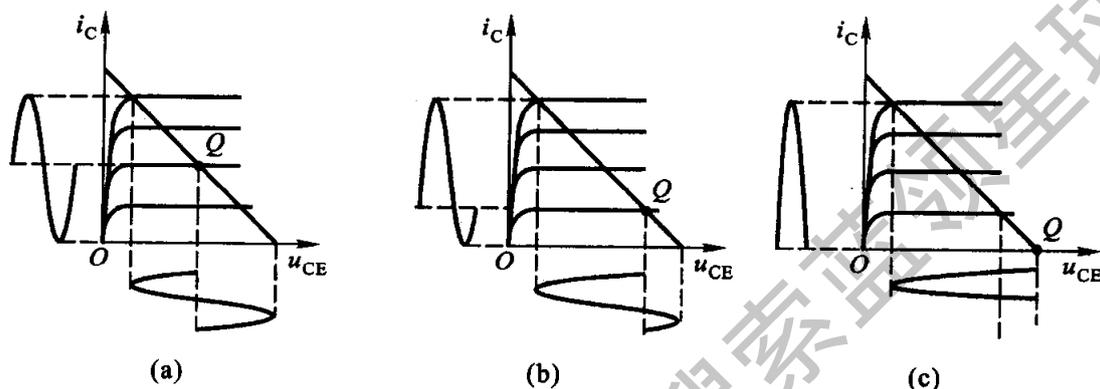


图 15.8.1 放大电路的工作状态

(a) 甲类; (b) 甲乙类; (c) 乙类

放大电路有三种工作状态,如图 15.8.1 所示。在图 15.8.1(a)中,静态工作点 Q 大致在交流负载线的中点,这种称为甲类工作状态。上面所讲的电压放大电路就是工作在这种状态。在甲类工作状态,不论有无输入信号,电源供给的功率 $P_E = U_{CC}I_C$ 总是不变的。当无信号输入时,电源功率全部消耗在管子和电阻上,以管子的集电极损耗为主。当有信号输入时,其中一部分转换为有用的输出功率 P_O ,信号愈大,输出功率也愈大。可以证明,在理想的情况下,甲类功率放大电路的最高效率也只能达到 50%。

欲提高效率,需从两方面着手:一是用增加放大电路的动态工作范围来增加输出功率;二是减小电源供给的功率。而后者要在 U_{CC} 一定的条件下使静态电流 I_C 减小,即将静态工作点 Q 沿负载线下移,如图 15.8.1(b)所示,这种称为甲乙类工作状态。若将静态工作点下移到 $I_C \approx 0$ 处,则管耗更小,这种称为乙类工作状态,如图 15.8.1(c)所示。在甲乙类和乙类状态下工作时,电源供给的功率应为 $P_E = U_{CC}I_{C(AV)}$,式中 $I_{C(AV)}$ 为集电极电流 i_c 的平均值,而在甲类状态下工作时,集电极电流的静态值即为其平均值。

由图 15.8.1 可见,在甲乙类和乙类状态下工作时,虽然提高了效率,但产生了严重的失真。为此,下面介绍工作于甲乙类或乙类状态的互补对称放大电路。它既能提高效率,又能减小信号波形的失真。

15.8.2 互补对称放大电路

1. 无输出变压器 (OTL) ① 的互补对称放大电路

图 15.8.2 是无输出变压器互补对称放大电路的原理图, T_1 (NPN 型) 和 T_2 (PNP 型) 是两个不同类型的晶体管, 两管特性基本上相同。

在静态时, 调节 R_3 , 使 A 点的电位为 $\frac{1}{2}U_{CC}$, 输出耦合电容 C_L 上的电压即为 A 点和“地”之间的电位差, 也等于 $\frac{1}{2}U_{CC}$; 并获得合适的直流电压 U_{B1B2} (即 R_1 和 D_1, D_2 串联电路上的电压), 使 T_1, T_2 两管工作于甲乙类状态。

当输入交流信号 u_i 时, 在它的正半周, T_1 导通, T_2 截止, 电流 i_{C1} 的通路如图中实线所示; 在 u_i 的负半周, T_1 截止, T_2 导通, 电容 C_L 放电, 电流 i_{C2} 的通路如虚线所示。

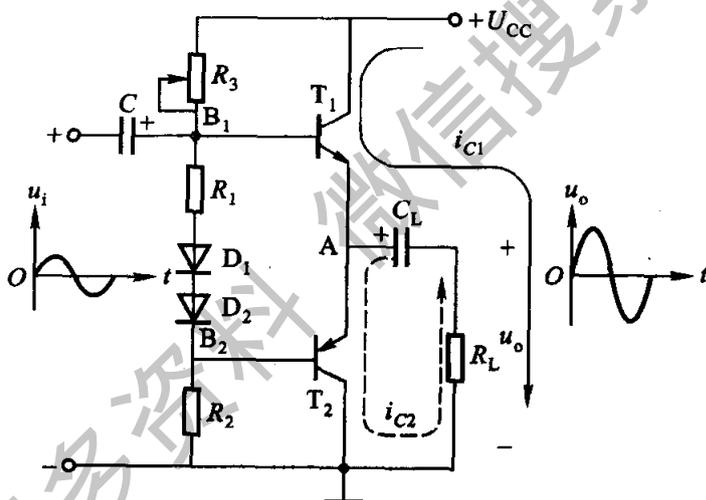


图 15.8.2 OTL 互补对称放大电路

由此可见, 在输入信号 u_i 的一个周期内, 电流 i_{C1} 和 i_{C2} 以正反方向交替流过负载电阻 R_L , 在 R_L 上合成而得出一个交流输出信号电压 u_o 。

为了使输出波形对称, 在 C_L 放电过程中, 其上电压不能下降过多, 因此 C_L 的容量必须足够大。

此外, 由于二极管的动态电阻很小, R_1 的阻值也不大, 所以 T_1 和 T_2 的基极交流电位基本上相等, 否则将会造成输出波形正、负半周不对称的现象。

① OTL 是英文 Output Transformerless (无输出变压器) 的缩写。传统的功率放大电路采用变压器耦合, 经输出变压器与负载联接, 而在互补对称放大电路中没有输出变压器。

由于静态电流很小,功率损耗也很小,因而提高了效率。可以证明,在理论上效率可达 78.5%。

上述互补对称放大电路要求有一对特性相同的 NPN 型和 PNP 型功率输出管,在输出功率较小时,可以选配这对晶体管,但在要求输出功率较大时,就难于配对。因此采用复合管。在图 15.8.3 中举出了两种类型的复合管。

首先讨论复合管的电流放大系数。今以图 15.8.3(a)的复合管为例。

$$\begin{aligned} i_c &= i_{c1} + i_{c2} = \beta_1 i_{b1} + \beta_2 i_{b2} = \beta_1 i_{b1} + \beta_2 i_{e1} \\ &= \beta_1 i_{b1} + \beta_2 (1 + \beta_1) i_{b1} = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) i_{b1} \\ &\approx \beta_1 \beta_2 i_{b1} \end{aligned}$$

可见复合管的电流放大系数近似为两管电流放大系数的乘积,即

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \approx \beta_1 \beta_2 \quad (15.8.1)$$

其次,从图 15.8.3 可以看出,复合管的类型与第一个晶体管(即 T_1)相同,而与后接晶体管(即 T_2)无关。图 15.8.3(a)的复合管可等效为一个 NPN 型管;图 15.8.3(b)的复合管可等效为一个 PNP 型管。因此,图 15.8.2 中的 T_1 管和

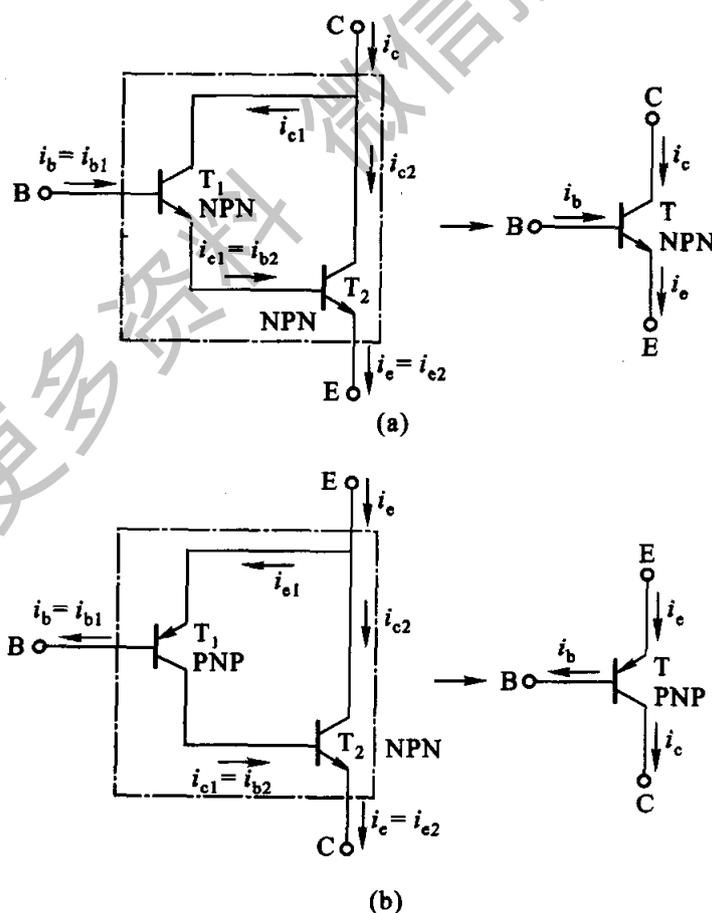


图 15.8.3 复合管

T_2 管可以分别用图 15.8.3 中的两个复合管替代。

2. 无输出电容(OCL)^①的互补对称放大电路

上述 OTL 互补对称放大电路中,是采用大容量的极性电容器 C_L 与负载耦合的,因而影响低频性能和无法实现集成化。为此,可将电容 C_L 除去而采用 OCL 电路,如图 15.8.4 所示。但 OCL 电路需用正负两路电源。

图 15.8.4 的电路工作于甲乙类状态。由于电路对称,静态时两管的电流相等,负载电阻 R_L 中无电流通过,两管的发射极电位 $V_A = 0$ 。

在输入电压 u_i 的正半周,晶体管 T_1 导通, T_2 截止,有电流流过负载电阻 R_L ; 在 u_i 的负半周, T_2 导通, T_1 截止, R_L 上的电流反向。

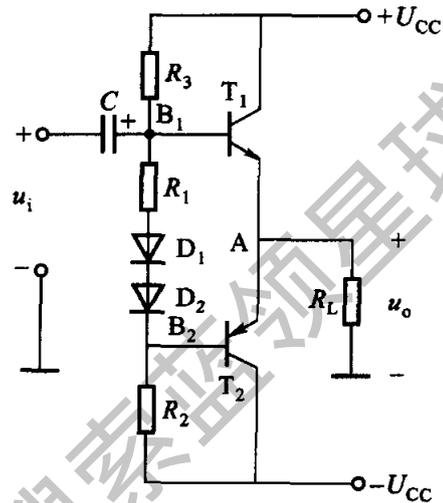


图 15.8.4 OCL 互补对称放大电路

15.8.3 集成功率放大电路

集成功率放大电路的种类和型号繁多,今以 LM386 为例作简单介绍。输入级是双端输入 - 单端输出差分放大电路;中间级是共发射极放大电路,其电压放大倍数较高;输出级是 OTL 互补对称放大电路,故为单电源供电。输出耦合电容 C_L 外接。

图 15.8.5 是由 LM386 组成的一种应用电路。图中 $R_2 C_4$ 是电源去耦电路,

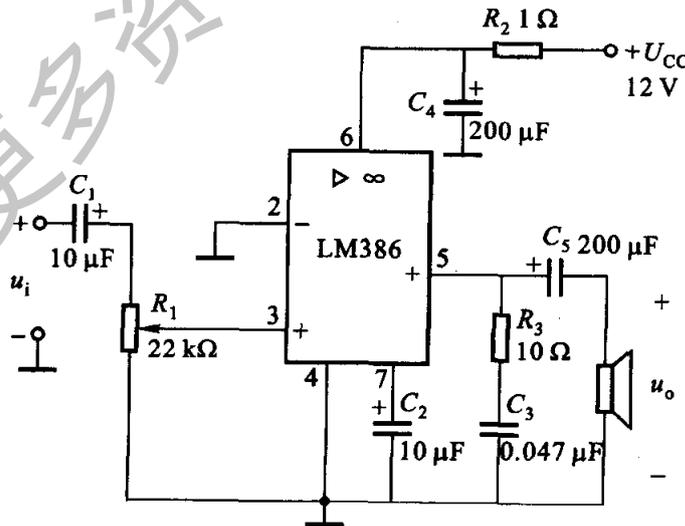


图 15.8.5 功率放大电路的应用

① OCL 是英文 Output Capacitorless(无输出电容)的缩写。

滤掉电源中的高频交流分量; R_3C_3 是相位补偿电路,以消除自激振荡^①,并改善高频时的负载特性; C_2 也是防止电路产生自激振荡用的。

【练习与思考】

15.8.1 从放大电路的甲类、甲乙类和乙类三种工作状态分析效率和失真。

15.8.2 在 OTL 电路中,为什么 C_L 的电容量必须足够大?

15.9 场效晶体管及其放大电路

场效晶体管是一种较新型的半导体器件,其外形与普通晶体管相似,但两者的控制特性却截然不同。普通晶体管是电流控制元件,通过控制基极电流达到控制集电极电流或发射极电流的目的,即信号源必须提供一定的电流才能工作。因此它的输入电阻较低,仅有 $10^2 \sim 10^4 \Omega$ 。场效晶体管则是电压控制元件,它的输出电流决定于输入端电压的大小,基本上不需要信号源提供电流,所以它的输入电阻很高,可高达 $10^9 \sim 10^{14} \Omega$ 。这是它的突出特点。此外,场效晶体管还具有其他优点,所以现在已被广泛应用于放大电路和数字电路中。

场效晶体管按其结构的不同可分为结型场效晶体管和绝缘栅场效晶体管两种类型。在本书中只简单介绍后一种场效晶体管。

15.9.1 绝缘栅场效晶体管

绝缘栅场效晶体管按其工作状态可以分为增强型与耗尽型两类,每类又有 N 沟道和 P 沟道之分。下面简单说明它们的工作原理。

1. 增强型绝缘栅场效晶体管

图 15.9.1 是 N 沟道增强型绝缘栅场效晶体管的结构示意图。用一块杂质浓度较低的 P 型薄硅片作为衬底,其上扩散两个相距很近的高掺杂 N^+ 型区,并在硅片表面生成一层薄薄的二氧化硅绝缘层。再在两个 N^+ 型区之间的二氧化硅的表面及两个 N^+ 型区的表面分别安置三个电极:栅极 G、源极 S 和漏极 D。由图可见,栅极和其他电极及硅片之间是绝缘的,所以称为绝缘栅场效晶体管,或称为金属-氧化物-半导体场效晶体管,简称 MOS 场效应管^②。由于栅极是绝缘的,栅极电流几乎为零,栅源电阻(输入电阻) R_{GS} 很高,最高可达 $10^{14} \Omega$ 。

从图 15.9.1 可见, N^+ 型漏区和 N^+ 型源区之间被 P 型衬底隔开,漏极和源

① 自激振荡不利于放大电路,将在第 17 章中讨论。

② MOS 是英文 Metal Oxide Semiconductor(金属氧化物半导体)的缩写。

极之间是两个背靠背的 PN 结,当栅-源电压 $U_{GS} = 0$ 时,不管漏极和源极之间所加电压的极性如何,其中总有一个 PN 结是反向偏置的,反向电阻很高,漏极电流 I_D 近似为零。

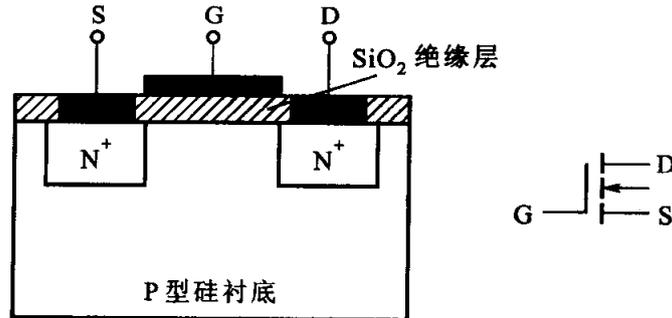


图 15.9.1 N 沟道增强型绝缘栅场效应晶体管的结构及其表示符号

如果在栅极和源极之间加正向电压 U_{GS} ,情况就会发生变化。在 U_{GS} 的作用下,产生了垂直于衬底表面的电场。由于二氧化硅绝缘层很薄,因此即使 U_{GS} 很小(如只有几伏),也能产生很强的电场强度[可达 $(10^5 \sim 10^6) \text{ V/cm}$],P 型衬底中的电子受到电场力的吸引到达表层,填补空穴形成负离子的耗尽层;当 U_{GS} 大于一定值时,还在表面形成一个 N 型层(图 15.9.2),通常称它为反型层。它就是沟通源区和漏区的 N 型导电沟道(与 P 型衬底间被耗尽层绝缘)。 U_{GS} 正值愈高,导电沟道愈宽。形成导电沟道后,在漏-源电压 U_{DS} 的作用下,将产生漏极电流 I_D ,管子导通(图 15.9.3)。

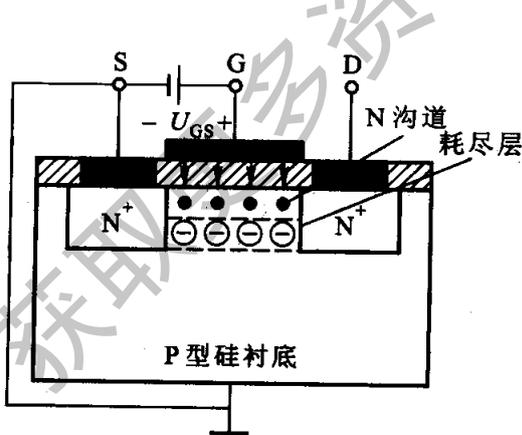


图 15.9.2 N 沟道增强型绝缘栅场效应晶体管导电沟道的形成

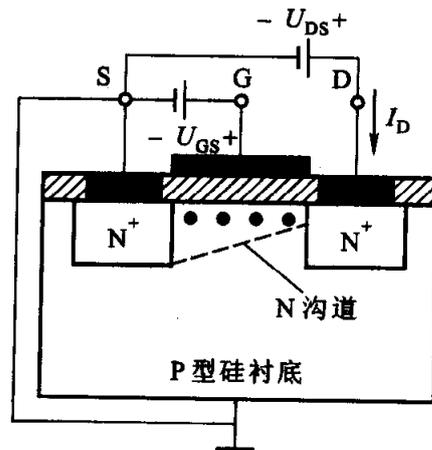


图 15.9.3 N 沟道增强型绝缘栅场效应晶体管的导通

在一定的漏-源电压 U_{DS} 下,使管子由不导通变为导通的临界栅-源电压称为开启电压,用 $U_{GS(th)}$ 表示。

很明显,在 $0 < U_{GS} < U_{GS(th)}$ 的范围内,漏、源极间沟道尚未联通, $I_D \approx 0$ 。只有当 $U_{GS} > U_{GS(th)}$ 时,随栅极电位的变化 I_D 亦随之变化,这就是 N 沟道增强型绝缘栅场效晶体管的栅极控制作用。图 15.9.4 和图 15.9.5 分别称为管子的转移特性曲线和输出特性曲线。所谓转移特性,就是栅-源电压对漏极电流的控制特性。

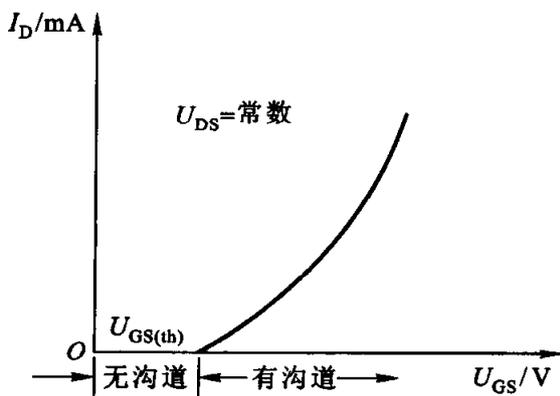


图 15.9.4 N 沟道增强型管的转移特性曲线

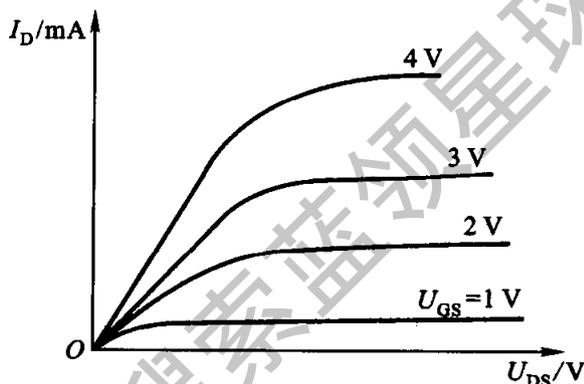


图 15.9.5 N 沟道增强型管的输出特性曲线

图 15.9.6 为 P 沟道增强型绝缘栅场效晶体管的结构示意图。它的工作原理与前一种相似,只是要调换电源的极性,电流的方向也相反。

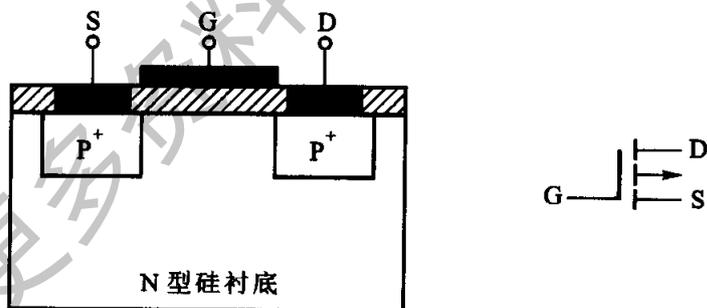


图 15.9.6 P 沟道增强型绝缘栅场效晶体管的结构及其表示符号

2. 耗尽型绝缘栅场效晶体管

上述的增强型绝缘栅场效晶体管只有当 $U_{GS} > U_{GS(th)}$ 时才形成导电沟道,如果在制造管子时就使它具有一个原始导电沟道,这种绝缘栅场效晶体管就属于耗尽型,以与增强型区别。图 15.9.7 是 N 沟道耗尽型绝缘栅场效晶体管的结构示意图。在制造时,在二氧化硅绝缘层中掺入大量的正离子,因而在两个 N^+ 型区之间便感应出较多电子,形成原始导电沟道。与增强型相比,它的结构变化

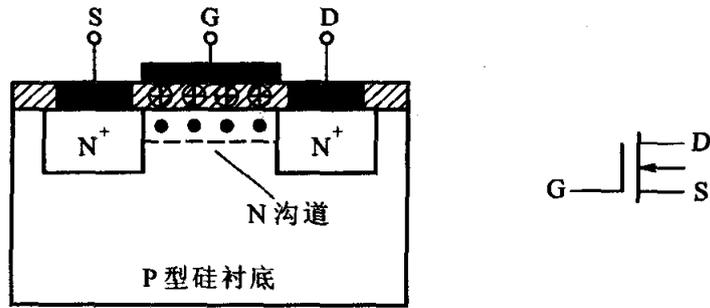


图 15.9.7 N 沟道耗尽型绝缘栅场效晶体管的结构及其表示符号

不大,但其控制特性却有明显改进。在 U_{DS} 为常数的条件下,当 $U_{GS} = 0$ 时,漏、源极间已可导通,流过的是原始导电沟道的漏极电流 I_{DSS} 。当 $U_{GS} > 0$ 时,在 N 沟道内感应出更多的电子,使沟道变宽,所以 I_D 随 U_{GS} 的增大而增大。当 $U_{GS} < 0$,即加反向电压时,在沟道内感应出一些正电荷与电子复合,使沟道变窄, I_D 减小; U_{GS} 负值愈高,沟道愈窄, I_D 也就愈小。当 U_{GS} 达到一定负值时,导电沟道内的载流子(电子)因复合而耗尽,沟道被夹断, $I_D \approx 0$,这时的 U_{GS} 称为夹断电压,用 $U_{GS(off)}$ 表示。图 15.9.8 和图 15.9.9 所示的分别为 N 沟道耗尽型管的转移特性曲线和输出特性曲线。可见,耗尽型绝缘栅场效晶体管不论栅-源电压 U_{GS} 是正是负或零,都能控制漏极电流 I_D ,这个特点使它的应用具有较大的灵活性。一般情况下,这类管子还是工作在负栅-源电压的状态。

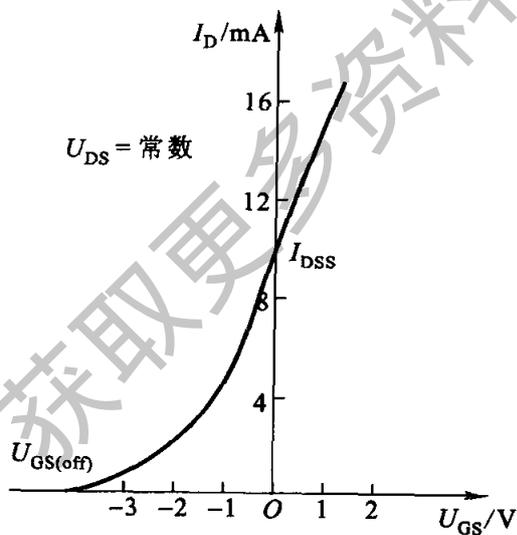


图 15.9.8 N 沟道耗尽型管的转移特性曲线

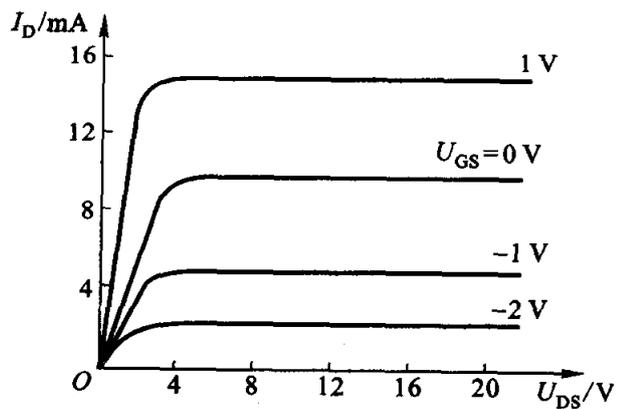


图 15.9.9 N 沟道耗尽型管的输出特性曲线

实验表明,在 $U_{GS(off)} \leq U_{GS} \leq 0$ 范围内,耗尽型场效晶体管的转移特性可近似用下式表示:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (15.9.1)$$

以上分别介绍了 N 沟道增强型和耗尽型绝缘栅场效晶体管, 它们的主要区别就在于是否有原始导电沟道。所以, 如果要判别一个没有型号的绝缘栅场效晶体管是增强型还是耗尽型, 只要检查它在 $U_{GS} = 0$ 时, 在漏、源极间加电压是否能导通, 就可作出判别。

实际上, 不但 N 沟道绝缘栅场效晶体管有增强型与耗尽型之分; 同样, P 沟道绝缘栅场效晶体管也有增强型和耗尽型之分。所以绝缘栅场效晶体管可分为下列四种:

$$\text{绝缘栅场效晶体管} \begin{cases} \text{N 沟道} \begin{cases} \text{增强型 (如 3D06)} \\ \text{耗尽型 (如 3D01, 3D04)} \end{cases} \\ \text{P 沟道} \begin{cases} \text{增强型 (如 3C01)} \\ \text{耗尽型 (如 CS1)} \end{cases} \end{cases}$$

对于不同类型的绝缘栅场效晶体管必须注意所加电压的极性。

绝缘栅场效晶体管的主要参数列在附录 C 中, 除上述的 I_{DSS} , $U_{GS(th)}$, $U_{GS(off)}$, R_{GS} 等外, 还有一个表示场效晶体管放大能力的参数, 它是跨导, 用符号 g_m 表示。跨导是当漏 - 源电压 U_{DS} 为常数时, 漏极电流的增量 ΔI_D 对引起这一变化的栅 - 源电压的增量 ΔU_{GS} 的比值, 即

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS}} \quad (15.9.2)$$

跨导是衡量场效晶体管栅 - 源电压对漏极电流控制能力的一个重要参数, 它的单位是微安每伏或毫安每伏。手册中所列的跨导值多是在低频 (1 000 Hz) 小信号 (电压幅度不超过 100 mV) 情况下测得的, 并且管子作共源极连接, 故称为共源小信号低频跨导。从转移特性曲线上看, 跨导就是这特性曲线上工作点处切线的斜率。

使用绝缘栅场效晶体管时除注意不要超过漏 - 源击穿电压 $U_{DS(BR)}$, 栅 - 源击穿电压 $U_{GS(BR)}$ 和漏极最大耗散功率 P_{DM} 等极限值外, 还特别要注意可能出现栅极感应电压过高而造成绝缘层的击穿问题。为了避免这种损坏, 在保存时, 必须将三个电极短接; 在电路中栅、源极间应有直流通路; 焊接时应使电烙铁有良好的接地。

至于场效晶体管与前述的普通晶体管 (即双极型晶体管) 的区别, 今列表 15.9.1 以资比较。

表 15.9.1 场效晶体管与双极型晶体管的比较

项 目	双极型晶体管	场效晶体管
载流子	两种不同极性的载流子(电子与空穴)同时参与导电,故称为双极型晶体管	只有一种极性的载流子(电子或空穴)参与导电,故又称为单极型晶体管
控制方式	电流控制	电压控制
类 型	NPN 型和 PNP 型两种	N 沟道和 P 沟道两种
放大参数	$\beta = 20 \sim 200$	$g_m = 1 \sim 5 \text{ mA/V}$
输入电阻	$10^2 \sim 10^4 \Omega$	$10^7 \sim 10^{14} \Omega$
输出电阻	r_{ce} 很高	r_{ds} 很高
热稳定性	差	好
制造工艺	较复杂	简单,成本低
对应极	基极 - 栅极, 发射极 - 源极, 集电极 - 漏极	

15.9.2 场效晶体管放大电路

由于场效晶体管具有高输入电阻的特点,它适用于作为多级放大电路的输入级,尤其对高内阻信号源,采用场效应管才能有效地放大。

和双极型晶体管比较,场效应管的源极、漏极、栅极相当于它的发射极、集电极、基极。两者的放大电路也类似,场效晶体管有共源极放大电路和源极输出器等。在双极型晶体管放大电路中必须设置合适的静态工作点,否则将造成输出信号的失真。同理,场效晶体管放大电路也必须设置合适的工作点。

场效晶体管的共源极放大电路和普通晶体管的共发射极放大电路在电路结构上类似(图 15.9.10、图 15.9.11)。首先对放大电路进行静态分析,就是分析它的静态工作点。

如前所述,当 U_{CC} 和 R_C 选定后,晶体管放大电路的静态工作点由基极电流 I_B (偏流)确定。而场效晶体管是电压控制元件,当 U_{DD} 和 R_D 选定后,静态工作点是由栅 - 源电压 U_{GS} (偏压)确定的。常用的偏置电路有下面两种。

1. 自给偏压偏置电路

图 15.9.10 是 N 沟道耗尽型绝缘栅场效晶体管的自给偏压偏置电路。源极电流 I_S (等于 I_D) 流经源极电阻 R_S , 在 R_S 上产生电压降 $R_S I_S$, 显然 $U_{GS} = -R_S I_S$

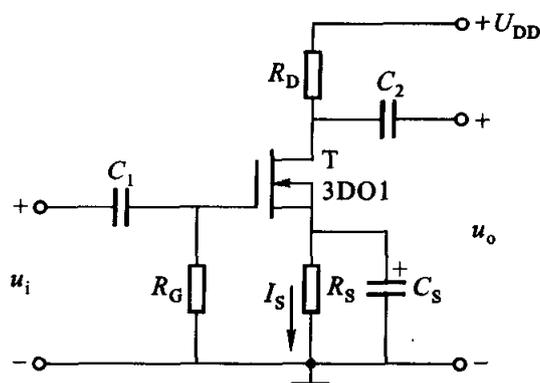


图 15.9.10 耗尽型绝缘栅场效晶体管的自给偏压偏置电路

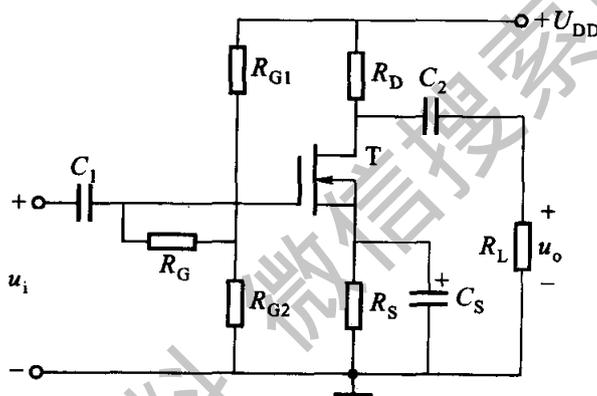


图 15.9.11 分压式偏置电路

$= -R_S I_D$, 它是自给偏压。

电路中各元件的作用如下:

R_S 为源极电阻, 静态工作点受它控制, 其阻值约为几个千欧;

C_S 为源极电阻上的交流旁路电容, 其容量约为几十微法;

R_G 为栅极电阻, 用以构成栅、源极间的直流通路, R_G 不能太小, 否则影响放大电路的输入电阻, 其阻值约为 $200 \text{ k}\Omega \sim 10 \text{ M}\Omega$;

R_D 为漏极电阻, 它使放大电路具有电压放大功能, 其阻值约为几十千欧;

C_1, C_2 分别为输入电路和输出电路的耦合电容, 其容量约为 $0.01 \sim 0.047 \mu\text{F}$ 。

应该指出, 由 N 沟道增强型绝缘栅场效晶体管组成的放大电路, 工作时 U_{GS} 为正, 所以无法采用自给偏压偏置电路。

2. 分压式偏置电路

图 15.9.11 采用分压式偏置电路, R_{G1} 和 R_{G2} 为分压电阻。这样栅 - 源电压为(电阻 R_G 中并无电流通过)

$$U_{GS} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} U_{DD} - R_S I_D = V_G - R_S I_D \quad (15.9.3)$$

式中 V_G 为栅极电位。对 N 沟道耗尽型管, U_{GS} 为负值, 所以 $R_S I_D > V_G$; 对 N 沟道增强型管, U_{GS} 为正值, 所以 $R_S I_D < V_G$ 。

当有信号输入时, 我们对放大电路进行动态分析, 主要是分析它的电压放大倍数和输入电阻与输出电阻。图 15.9.12 是图 15.9.11 所示分压式偏置放大电路的交流通路, 设输入信号为正弦量。

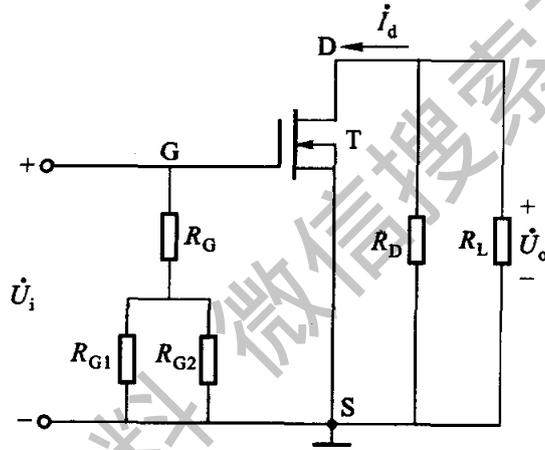


图 15.9.12 图 15.9.11 的交流通路

在图 15.9.11 的分压式偏置电路中, 为什么多出一个电阻 R_G ? 如果 $R_G = 0$, 则放大电路的输入电阻为

$$r_i = R_{G1} // R_{G2} // r_{gs} \approx R_{G1} // R_{G2}$$

因为场效应管的输入电阻 r_{gs} 是很高的, 比 R_{G1} 或 R_{G2} 都高得多, 三者并联后可将 r_{gs} 略去。显然, 由于 R_{G1} 和 R_{G2} 的接入使放大电路的输入电阻降低了。因此, 通常在分压点和栅极之间接入一阻值较高的电阻 R_G , 这样

$$r_i = R_G + (R_{G1} // R_{G2}) \quad (15.9.4)$$

就大大提高了放大电路的输入电阻。 R_G 的接入对电压放大倍数并无影响; 在静态时 R_G 中无电流通过, 因此也不影响静态工作点。

由于场效应管的输出特性具有恒流特性(从输出特性曲线可见), 故其输出电阻

$$r_{ds} = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS}}$$

是很高的。在共源极放大电路中,漏极电阻 R_D 是和管子的输出电阻 r_{ds} 并联的,所以当 $r_{ds} \gg R_D$ 时,放大电路的输出电阻

$$r_o \approx R_D \quad (15.9.5)$$

这点和晶体管共发射极放大电路是类似的。

输出电压为

$$\dot{U}_o = -R'_L \dot{I}_d = -g_m R'_L \dot{U}_{gs} \quad (15.9.6)$$

式中 $\dot{I}_d = g_m \dot{U}_{gs}$ 由式(15.9.2)得出^①, $R'_L = R_D // R_L$ 。

电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{gs}} = -g_m R'_L \quad (15.9.7)$$

式中的负号表示输出电压和输入电压反相。

【例 15.9.1】 在图 15.9.11 所示的放大电路中,已知 $U_{DD} = 20 \text{ V}$, $R_D = 10 \text{ k}\Omega$, $R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{G1} = 200 \text{ k}\Omega$, $R_{G2} = 51 \text{ k}\Omega$, $R_G = 1 \text{ M}\Omega$, 并将其输出端接一负载电阻 $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ 。所用的场效晶体管为 N 沟道、耗尽型,其参数 $I_{DSS} = 0.9 \text{ mA}$, $U_{GS(off)} = -4 \text{ V}$, $g_m = 1.5 \text{ mA/V}$ 。试求:(1) 静态值;(2) 电压放大倍数。

【解】 (1) 由电路图可知,

$$V_G = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} U_{DD} = \frac{51 \times 10^3}{(200 + 51) \times 10^3} \times 20 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

并可列出

$$U_{GS} = V_G - R_S I_D = 4 - 10 \times 10^3 I_D$$

在 $U_{GS(off)} \leq U_{GS} \leq 0$ 范围内,耗尽型场效晶体管的转移特性可近似用下式表示:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2$$

联立上列两式

$$\begin{cases} U_{GS} = 4 - 10 \times 10^3 I_D \\ I_D = \left(1 + \frac{U_{GS}}{4} \right)^2 \times 0.9 \times 10^{-3} \end{cases}$$

解之得

^① 若是小信号微变量,可用电压和电流的交流分量来代替,即 $\Delta I_D = i_d$, $\Delta U_{GS} = u_{gs}$ 。在输入信号为正弦量时,可用相量表示,即得 $\dot{I}_d = g_m \dot{U}_{gs}$ 。

$$I_D = 0.5 \text{ mA}, \quad U_{GS} = -1 \text{ V}$$

并由此得

$$U_{DS} = U_{DD} - (R_D + R_S)I_D = [20 - (10 + 10) \times 10^3 \times 0.5 \times 10^{-3}] \text{ V} = 10 \text{ V}$$

(2) 电压放大倍数为

$$\begin{aligned} A_u &= -g_m R'_L = -1.5 \times \frac{10 \times 10}{10 + 10} \\ &= -7.5 \end{aligned}$$

式中 $R'_L = R_D // R_L$ 。

【例 15.9.2】 将上例中的源极电阻留出 $1 \text{ k}\Omega$ 的电阻 R'_S 未被电容旁路, 试求 A_u 。

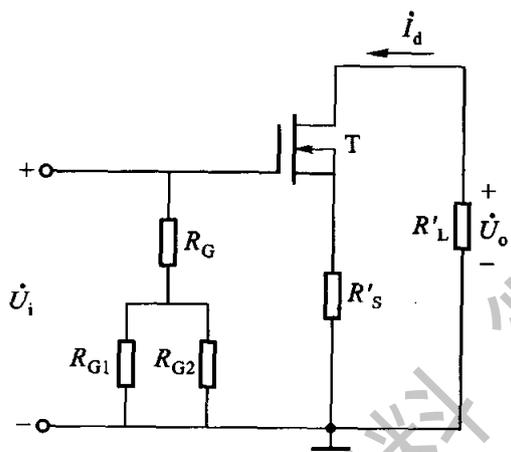


图 15.9.13 例 15.9.2 的图

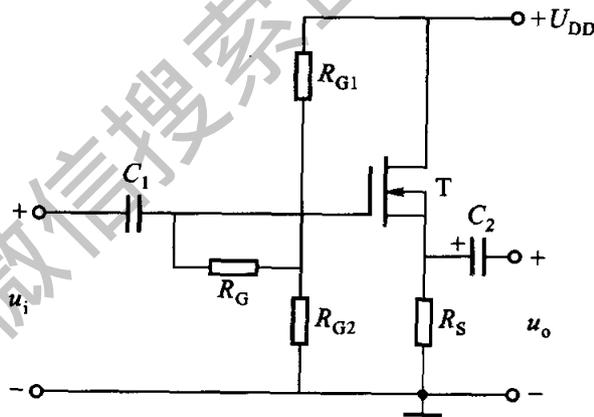


图 15.9.14 源极输出器

【解】 先画出交流通路, 如图 15.9.13 所示。

$$\dot{U}_o = -R'_L \dot{I}_d = -g_m R'_L \dot{U}_{gs}$$

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs} + R'_S \dot{I}_d = \dot{U}_{gs} + g_m R'_S \dot{U}_{gs} = (1 + g_m R'_S) \dot{U}_{gs}$$

故电压放大倍数

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_S} = -\frac{1.5 \times 5}{1 + 1.5 \times 1} = -3$$

图 15.9.14 是源极输出器的放大电路, 它和晶体管的射极输出器一样, 具有电压放大倍数小于但近于 1, 输入电阻高和输出电阻低等特点。

【练习与思考】

15.9.1 场效晶体管 and 双极型晶体管比较有何特点?

15.9.2 说明场效晶体管的夹断电压 $U_{GS(off)}$ 和开启电压 $U_{GS(th)}$ 的意义。试画出: (1) N 沟道

绝缘栅增强型;(2) N 沟道绝缘栅耗尽型;(3) P 沟道绝缘栅增强型;(4) P 沟道绝缘栅耗尽型四种场效晶体管的转移特性曲线,并总结出何者具有夹断电压和何者具有开启电压以及它们的正负。耗尽型和增强型区别在哪里?

- 15.9.3 试解释为什么 N 沟道增强型绝缘栅场效晶体管中(图 15.9.3),靠近漏极的导电沟道较窄,而靠近源极的较宽?
- 15.9.4 绝缘栅场效晶体管的栅极为什么不能开路?
- 15.9.5 比较共源极场效晶体管放大电路和共发射极晶体管放大电路,在电路结构上有何相似之处?为什么前者的输入电阻较高?
- 15.9.6 为什么增强型绝缘栅场效晶体管放大电路无法采用自给偏置?
- 15.9.7 在图 15.9.10 的自给偏压偏置电路中,电阻 R_C 起何作用?如果在 $R_C = 0$ (短路)和 $R_C = \infty$ (开路)两种情况下,则后果如何?在图 15.9.11 的分压式偏置电路中, R_C 又起何作用?
- 15.9.8 为什么在场效晶体管低频放大电路中,输入端耦合电容 C_1 通常取得较小(0.01 ~ 0.047 μF),而在晶体管低频放大电路中往往取得较大(几到几十微法)?

习 题

- 15.2.1 晶体管放大电路如图 15.01(a)所示,已知 $U_{CC} = 12\text{ V}$, $R_C = 3\text{ k}\Omega$, $R_B = 240\text{ k}\Omega$,晶体管的 $\beta = 40$ 。(1) 试用直流通路估算各静态值 I_B, I_C, U_{CE} ; (2) 如晶体管的输出特性如图 15.01(b)所示,试用图解法作放大电路的静态工作点; (3) 在静态时($u_i = 0$) C_1 和 C_2 上的电压各为多少?并标出极性。

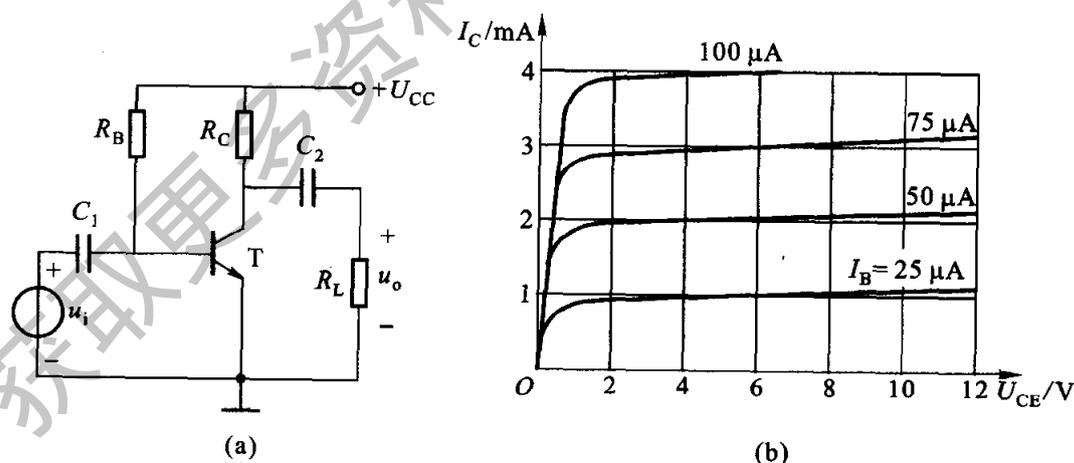


图 15.01 习题 15.2.1 的图

- 15.2.2 在上题中,如改变 R_B ,使 $U_{CE} = 3\text{ V}$,试用直流通路求 R_B 的大小;如改变 R_B ,使 $I_C = 1.5\text{ mA}$, R_B 又等于多少?并分别用图解法作出静态工作点。
- 15.2.3 在图 15.01(a)中,若 $U_{CC} = 10\text{ V}$,今要求 $U_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$,试求 R_C 和 R_B 的阻值。设晶体管的 $\beta = 40$ 。

- 15.2.4 在图 15.02 中,晶体管是 PNP 型锗管。(1) U_{CC} 和 C_1, C_2 的极性如何考虑? 请在图上标出;(2) 设 $U_{CC} = -12\text{ V}$, $R_C = 3\text{ k}\Omega$, $\beta = 75$, 如果要使静态值 I_C 调到 1.5 mA , 问 R_B 应调到多大?(3) 在调整静态工作点时, 如不慎将 R_B 调到零, 对晶体管有无影响? 为什么? 通常采取何种措施来防止发生这种情况?

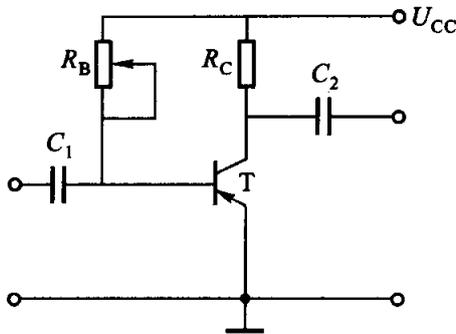


图 15.02 习题 15.2.4 的图

- 15.2.5 试判断图 15.03 中各个电路能不能放大交流信号? 为什么?

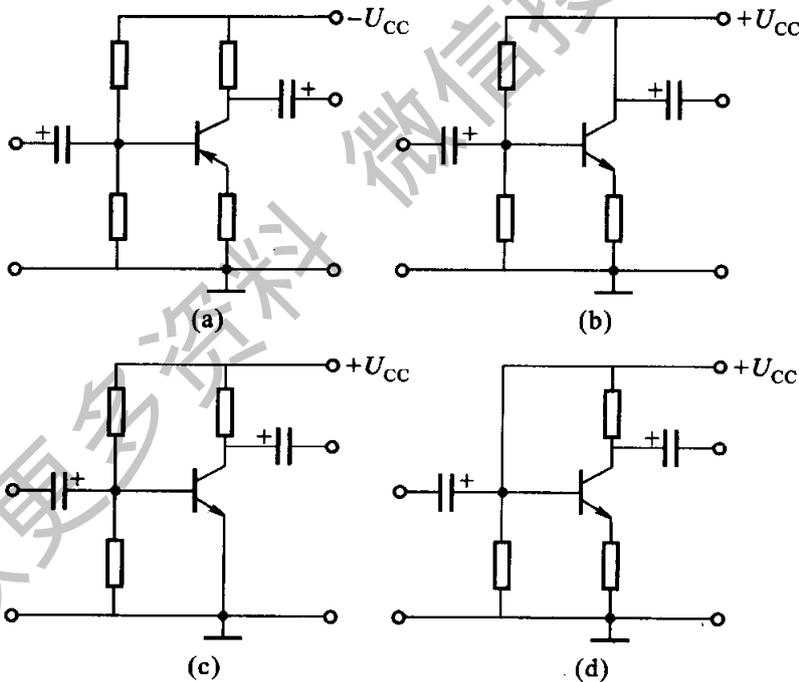


图 15.03 习题 15.2.5 的图

- 15.3.1 利用微变等效电路计算题 15.2.1 的放大电路的电压放大倍数 A_u 。(1) 输出端开路;(2) $R_L = 6\text{ k}\Omega$ 。设 $r_{be} = 0.8\text{ k}\Omega$ 。
- 15.3.2 在图 15.01(a) 所示的固定偏置放大电路中, $U_{CC} = 9\text{ V}$, 晶体管的 $\beta = 20$, $I_C = 1\text{ mA}$ 。今要求 $|A_u| \leq 100$, 试计算 R_C, R_B 及 U_{CE} 。
- 15.3.3 有一放大电路如图 15.04(a) 所示, 其晶体管的输出特性以及放大电路的交、直流负

载线如图 15.04(b) 所示。试问：(1) R_B, R_C, R_L 各为多少？(2) 不产生失真的最大输入电压 U_{iM} 为多少？(3) 若不断加大输入电压的幅值，该电路首先出现何种性质的失真？调节电路中哪个电阻能消除失真？将阻值调大还是调小？(4) 将 R_L 电阻调大，对交、直流负载线会产生什么影响？(5) 若电路中其他参数不变，只将晶体管换一个 β 值小一半的管子，这时 I_B, I_C, U_{CE} 及 $|A_u|$ 将如何变化？

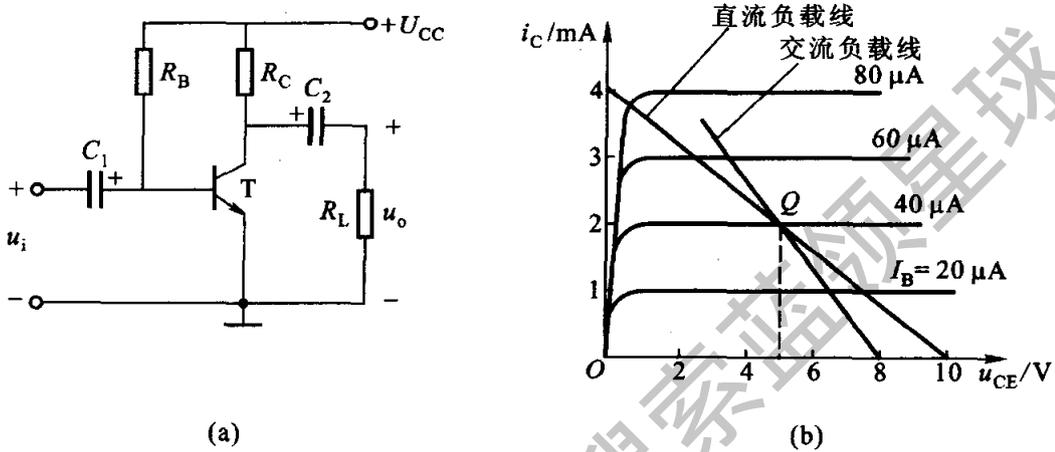


图 15.04 习题 15.3.3 的图

15.3.4 已知某放大电路的输出电阻为 $3.3 \text{ k}\Omega$ ，输出端的开路电压的有效值 $U_{oc} = 2 \text{ V}$ ，试问该放大电路接有负载电阻 $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$ 时，输出电压将下降到多少？

15.3.5 在图 15.05 中， $U_{CC} = 12 \text{ V}, R_C = 2 \text{ k}\Omega, R_E = 2 \text{ k}\Omega, R_B = 300 \text{ k}\Omega$ ，晶体管的 $\beta = 50$ 。电

路有两个输出端。试求：(1) 电压放大倍数 $A_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i}$ 和 $A_{u2} = \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i}$ ；(2) 输出电阻 r_{o1} 和 r_{o2} 。

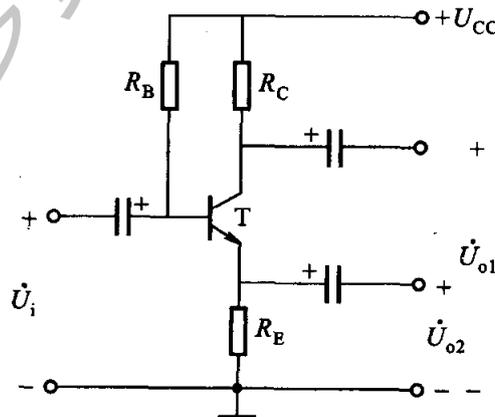


图 15.05 习题 15.3.5 的图。

15.4.1 在图 15.4.1 的分压式偏置放大电路中，已知 $U_{CC} = 15 \text{ V}, R_C = 3 \text{ k}\Omega, R_E = 2 \text{ k}\Omega, I_C = 1.55 \text{ mA}, \beta = 50$ ，试估算 R_{B1} 和 R_{B2} (取附录 H 标称值)。

- 15.4.2 在图 15.4.1 的分压式偏置放大电路中,已知 $U_{CC} = 24 \text{ V}$, $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1.5 \text{ k}\Omega$, $R_{B1} = 33 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$, 晶体管的 $\beta = 66$, 并设 $R_S \approx 0$ 。(1) 试求静态值 I_B , I_C 和 U_{CE} ; (2) 画出微变等效电路; (3) 计算晶体管的输入电阻 r_{be} ; (4) 计算电压放大倍数 A_u ; (5) 计算放大电路输出端开路时的电压放大倍数, 并说明负载电阻 R_L 对电压放大倍数的影响; (6) 估算放大电路的输入电阻和输出电阻。
- 15.4.3 在上题中, 设 $R_S = 1 \text{ k}\Omega$, 试计算输出端接有负载时的电压放大倍数 $A_u = \dot{U}_o / \dot{U}_i$ 和 $A_{us} = \dot{U}_o / \dot{E}_s$, 并说明信号源内阻 R_S 对电压放大倍数的影响。
- 15.4.4 在题 15.4.2 中, 如将图 15.4.1(a) 中的发射极交流旁路电容 C_E 除去, (1) 试问静态值有无变化? (2) 画出微变等效电路; (3) 计算电压放大倍数 A_u , 并说明发射极电阻 R_E 对电压放大倍数的影响; (4) 计算放大电路的输入电阻和输出电阻。
- 15.4.5 设计一单管晶体管放大电路, 已知 $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ 。要求: $|A_u| \geq 60$, $r_i \geq 1 \text{ k}\Omega$, $r_o < 3 \text{ k}\Omega$, 工作点稳定。建议选用高频小功率管 3GD100, 其技术数据见附录 C, β 值可选在 50 ~ 100 之间。最后核查静态工作点是否合适。求得的各电阻值均采用标称值(查附录 H)。
- 15.6.1 在图 15.06 的射极输出器中, 已知 $R_S = 50 \Omega$, $R_{B1} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 30 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, 晶体管的 $\beta = 50$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, 试求 A_u , r_i 和 r_o 。

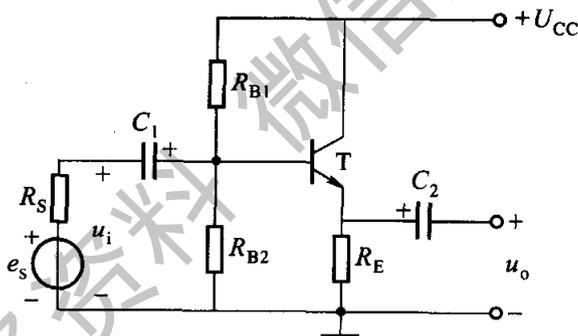


图 15.06 习题 15.6.1 的图

- 15.6.2 两级放大电路如图 15.07 所示, 晶体管的 $\beta_1 = \beta_2 = 40$, $r_{be1} = 1.37 \text{ k}\Omega$, $r_{be2} = 0.89 \text{ k}\Omega$ 。(1) 画出直流通路, 并估算各级电路的静态值(计算 U_{CE1} 时忽略 I_{B2}); (2) 画出微变等效电路, 并计算 A_{u1} , A_{u2} 和 A_u ; (3) 计算 r_i 和 r_o 。
- 15.7.1 在例 15.7.1 中, (1) 当 $R_E = 5 \text{ k}\Omega$ 时, 估算静态值; (2) 当 $-U_{EE} = -6 \text{ V}$ 时, 估算静态值; (3) 当 $U_{CC} = 9 \text{ V}$ 时, 估算静态值。通过分析计算说明电路的静态值与 R_E , $-U_{EE}$ 和 U_{CC} 的关系。
- 15.7.2 在图 15.7.4 的差分放大电路中, 设 $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$, 是共模输入信号。试证明两管集电极中任一个对“地”的共模输出电压与共模输入电压之比, 即单端输出共模电压放大倍数为

$$A_c = \frac{u_{oc1}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc2}}{u_{ic}} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + 2(1 + \beta)R_E} \approx -\frac{R_C}{2R_E}$$

R_E 较小, 可忽略不计, 并在一般情况下, $R_B + r_{be} \ll 2(1 + \beta)R_E$ 。

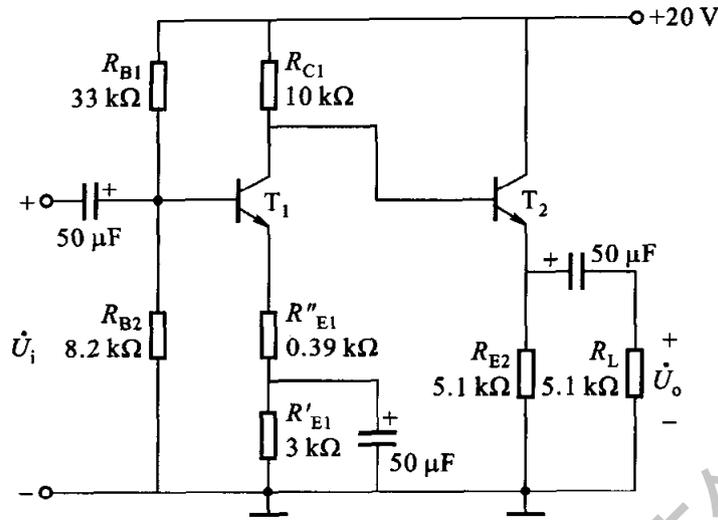


图 15.07 习题 15.6.2 的图

- 15.7.3 在图 15.08 所示的差分放大电路中, $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.7\text{ V}$, 输入电压 $u_{i1} = 7\text{ mV}$, $u_{i2} = 3\text{ mV}$ 。(1) 计算放大电路的静态值 I_B , I_C 及各电极的电位 V_E , V_C 和 V_B ; (2) 把输入电压 u_{i1} , u_{i2} 分解为共模分量 u_{ic1} , u_{ic2} 和差模分量 u_{id1} , u_{id2} ; (3) 求单端共模输出 u_{oc1} 和 u_{oc2} ; (4) 求单端差模输出 u_{od1} 和 u_{od2} ; (5) 求单端总输出 u_{o1} 和 u_{o2} ; (6) 求双端共模输出 u_{oc} 、双端差模输出 u_{od} 和双端总输出 u_o 。

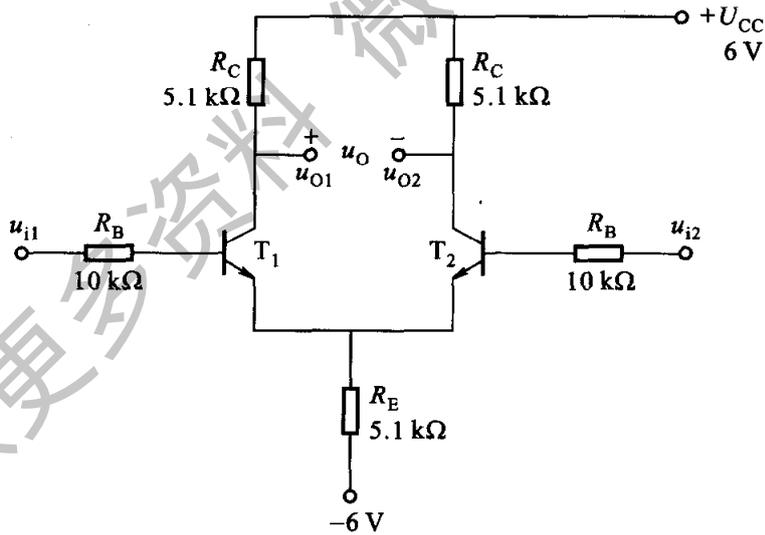


图 15.08 习题 15.7.3 的图

- 15.7.4 图 15.09 所示的是单端输入 - 双端输出差分放大电路, 已知 $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.7\text{ V}$, 试计算电压放大倍数 $A_d = \frac{u_o}{u_i}$ 。
- 15.8.1 图 15.10 是什么电路? T_4 和 T_5 是如何连接的, 起什么作用? 在静态时, $V_A = 0$, 这时 T_3 的集电极电位 V_{C3} 应调到多少? 设各管的发射结电压为 0.6 V 。

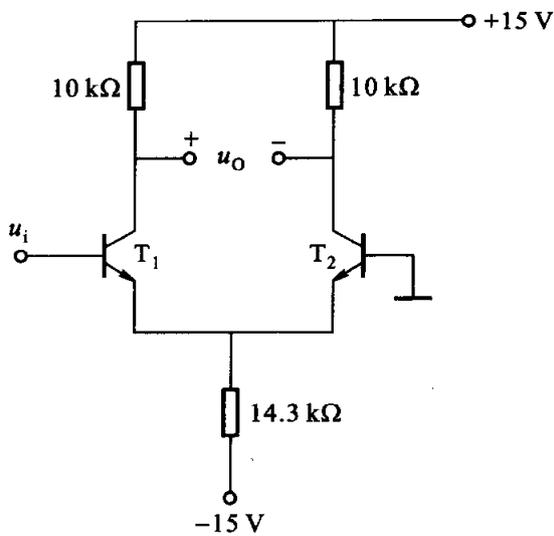


图 15.09 习题 15.7.4 的图

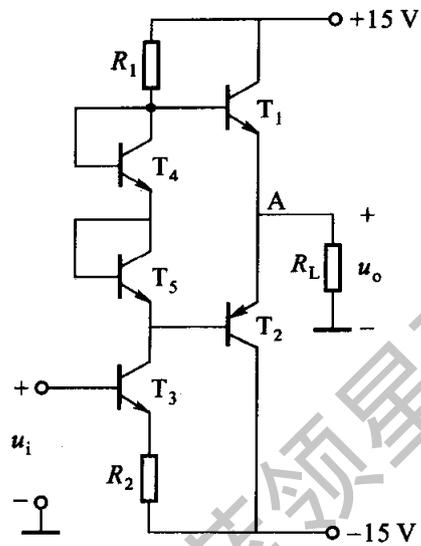


图 15.10 习题 15.8.1 的图

- 15.9.1** 在图 15.9.11 所示的场效晶体管放大电路中, 已知 $R_L = 30 \text{ k}\Omega$, $R_{C1} = 2 \text{ M}\Omega$, $R_{C2} = 47 \text{ k}\Omega$, $R_C = 10 \text{ M}\Omega$, $R_D = 30 \text{ k}\Omega$, $R_S = 2 \text{ k}\Omega$, $U_{DD} = +18 \text{ V}$, $C_1 = C_2 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$, $C_S = 10 \text{ }\mu\text{F}$, 管子为 3D01。试计算: (1) 静态值 I_D 和 U_{DS} ; (2) r_i , r_o 和 A_u ; (3) 如将旁路电容 C_S 除去, 计算 A_{uf} 。设静态值 $U_{GS} = -0.2 \text{ V}$, $g_m = 1.2 \text{ mA/V}$, $r_{ds} \gg R_D$ 。
- 15.9.2** 在图 15.9.14 的源极输出器中, 已知 $U_{DD} = 12 \text{ V}$, $R_S = 12 \text{ k}\Omega$, $R_{C1} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{C2} = 500 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ M}\Omega$ 。试求静态值、电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。设 $V_S \approx V_C$, $g_m = 0.9 \text{ mA/V}$ 。
- 15.9.3** 场效晶体管差分放大电路如图 15.11 所示, 已知 $g_m = 1.5 \text{ mA/V}$, 求电压放大倍数 $A_u = \frac{u_o}{u_i}$ 。

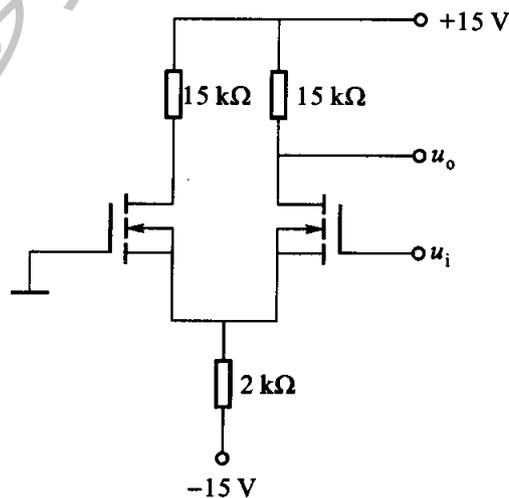


图 15.11 习题 15.9.3 的图

第 16 章

集成运算放大器

前两章讲的是分立电路,就是由各种单个元件联接起来的电子电路。集成电路是相对于分立电路而言的,就是把整个电路的各个元件以及相互之间的连接同时制造在一块半导体芯片上,组成一个不可分割的整体。近年来,集成电路正在取代分立元件电路,它打破了分立元件和分立电路的设计方法,实现了材料、元件和电路的统一。它与由晶体管等分立元件联成的电路比较,体积更小,重量更轻,功耗更低,又由于减少了电路的焊接点而提高了工作的可靠性,并且价格也较便宜。所以集成电路的问世,是电子技术的一个新的飞跃,进入了微电子学时代,从而促进了各个科学技术领域先进技术的发展。

就集成度而言,集成电路有小规模、中规模、大规模和超大规模(即 SSI, MSI, LSI 和 VLSI)^①之分。目前的超大规模集成电路,每块芯片上制有上亿个元件,而芯片面积只有几十平方毫米。就导电类型而言,有双极型、单极型(场效晶体管)和两者兼容的。就功能而言,有数字集成电路和模拟集成电路,而后者又有集成运算放大器、集成功率放大器、集成稳压电源和集成数模和模数转换器等许多种。本章所讲的是集成运算放大器,至于其他集成器件,将在后面各章中分别介绍。

16.1 集成运算放大器的简单介绍

16.1.1 集成运算放大器的特点

集成运算放大器的一些特点与其制造工艺是紧密相关的,主要有以下几点:

第一、在集成电路工艺中还难于制造电感元件;制造容量大于 200 pF 的电容也比较困难,而且性能很不稳定,所以集成电路中要尽量避免使用电容器。而运算放大器各级之间都采用直接耦合,基本上不采用电容元件,因此适合于集成化的要求。必须使用电容器的场合,也大多采用外接的办法。

第二、运算放大器的输入级都采用差分放大电路,它要求两管的性能应该相

^① 是英文 small、medium、large、very large scale integration 的缩写。

同。而集成电路中的各个晶体管是通过同一工艺过程制作在同一硅片上的,容易获得特性相近的差分对管。又由于管子在同一硅片上,温度性能基本保持一致,因此,容易制成温度漂移很小的运算放大器。

第三、在集成电路中,比较合适的阻值大致为 $100\ \Omega \sim 30\ \text{k}\Omega$ 。制作高阻值的电阻成本高,占用面积大,且阻值偏差大(10% ~ 20%)。因此,在集成运算放大器中往往用晶体管(或场效晶体管)恒流源^①代替电阻。必须用直流高阻值电阻时,也常采用外接方式。

第四、集成电路中的二极管都采用晶体管构成,把发射极、基极、集电极三者适当组配使用。

16.1.2 电路的简单说明

集成运算放大器的电路常可分为输入级、中间级、输出级和偏置电路四个基本组成部分(图 16.1.1)。

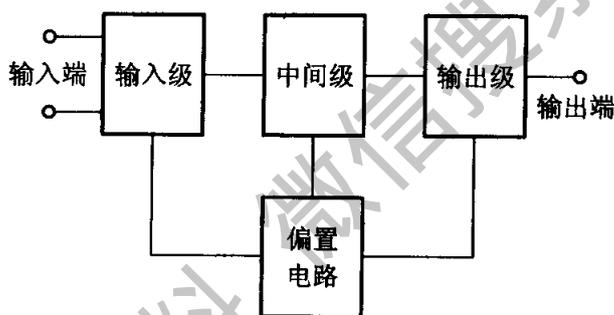


图 16.1.1 运算放大器的方框图

输入级是提高运算放大器质量的关键部分,要求其输入电阻高,静态电流小,差模放大倍数高,抑制零点漂移和共模干扰信号的能力强。输入级都采用差分放大电路,它有同相和反相两个输入端。

中间级主要进行电压放大,要求它的电压放大倍数高,一般由共发射极放大电路构成;其放大管常采用复合管,以提高电流放大系数;集电极电阻常采用晶体管恒流源代替,以提高电压放大倍数。

输出级与负载相接,要求其输出电阻低,带负载能力强,能输出足够大的电压和电流,一般由互补功率放大电路或射极输出器构成。

偏置电路的作用是为上述各级电路提供稳定和合适的偏置电流,决定各级的静态工作点,一般由各种恒流源电路构成。

^① 从晶体管的输出特性来看,当晶体管工作于放大区而 I_B 一定时,其集电极电流 I_C 几乎不随 U_{CE} 而变,表现为恒流特性,恒流元件的动态电阻是很高的,但它两端的直流压降并不大。

在应用集成运算放大器时,需要知道它的几个管脚的用途以及放大器的主要参数,至于它的内部电路结构如何一般是无关紧要的。集成运算放大器可用图 16.1.2(c)的符号来表示。图中所示的是 F007(5G24)集成运算放大器的外形、管脚和符号图。它有双列直插式[图 16.1.2(a)]和圆壳式[图 16.1.2(b)]两种封装。这种运算放大器需要与外电路相接的是通过 7 个管脚引出的。各管脚的功能是:

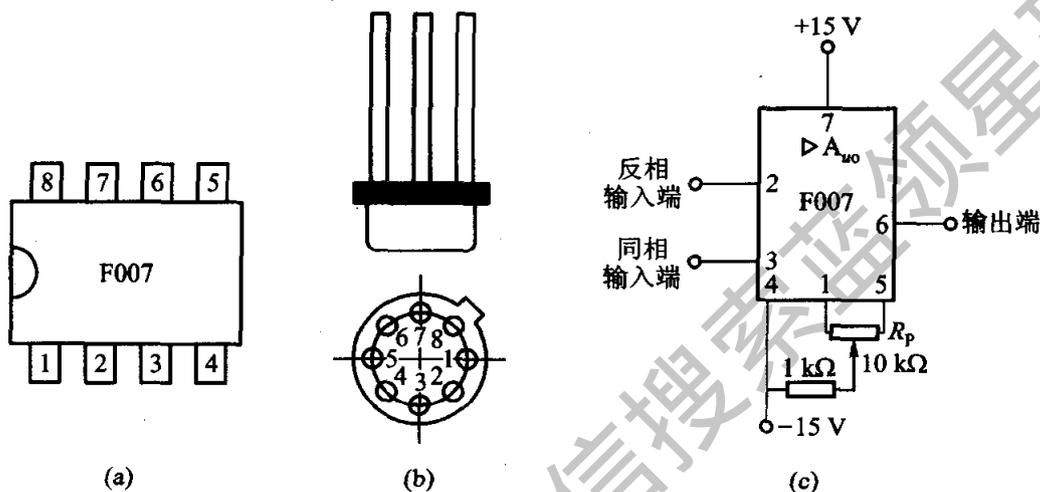


图 16.1.2 F007 集成运算放大器的外形、管脚和符号图

2 为反相输入端。由此端接输入信号,则输出信号和输入信号是反相的(或两者极性相反)。

3 为同相输入端。由此端接输入信号,则输出信号和输入信号是同相的(或两者极性相同)。

4 为负电源端。接 -15 V 稳压电源。

7 为正电源端。接 $+15\text{ V}$ 稳压电源。

6 为输出端。

1 和 5 为外接调零电位器(通常为 $10\text{ k}\Omega$)的两个端子。

8 为空脚。

16.1.3 主要参数

运算放大器的性能可用一些参数来表示。为了合理地选用和正确地使用运算放大器,必须了解各主要参数的意义。

1. 最大输出电压 U_{OPP}

能使输出电压和输入电压保持不失真关系的最大输出电压,称为运算放大器的最大输出电压。F007 集成运算放大器的最大输出电压约为 $\pm 13\text{ V}$ 。

2. 开环电压放大倍数 A_{uo}

在没有外接反馈电路时所测出的差模电压放大倍数,称为开环电压放大倍数。 A_{uo} 越高,所构成的运算电路越稳定,运算精度也越高。 A_{uo} 一般约为 $10^4 \sim 10^7$,即 80 ~ 140 dB^①。

3. 输入失调电压 U_{I0}

理想的运算放大器,当输入电压 $u_{i1} = u_{i2} = 0$ (即把两输入端同时接地)时,输出电压 $u_o = 0$ 。但在实际的运算放大器中,由于制造中元件参数的不对称性等原因,当输入电压为零时, $u_o \neq 0$ 。反过来说,如果要 $u_o = 0$,必须在输入端加一个很小的补偿电压,它就是输入失调电压。 U_{I0} 一般为几毫伏,显然它愈小愈好。

4. 输入失调电流 I_{I0}

输入失调电流是指输入信号为零时,两个输入端静态基极电流之差,即 $I_{I0} = |I_{B1} - I_{B2}|$ 。 I_{I0} 一般在零点零几到零点几微安级,其值愈小愈好。

5. 输入偏置电流 I_{IB}

输入信号为零时,两个输入端静态基极电流的平均值,称为输入偏置电流,即 $I_{IB} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$ 。它的大小主要和电路中第一级管子的性能有关。这个电流也是愈小愈好,一般在零点几微安级。

6. 共模输入电压范围 U_{ICM}

运算放大器对共模信号具有抑制的性能,但这个性能是在规定的共模电压范围内才具备。如超出这个电压,运算放大器的共模抑制性能就大为下降,甚至造成器件损坏。

以上介绍了运算放大器的几个主要参数的意义,其他参数(如差模输入电阻、差模输出电阻、温度漂移、共模抑制比、静态功耗等)的意义是可以理解的,就不一一说明了。

总之,集成运算放大器具有开环电压放大倍数高、输入电阻高(几兆欧以上)、输出电阻低(约几百欧)、漂移小、可靠性高、体积小等主要特点,所以它已成为一种通用器件,广泛而灵活地应用于各个技术领域中。在选用集成运算放大器时,就像选用其他电路元件一样,要根据它们的参数说明,确定适用的型号。

① 放大倍数可用对数形式表示,其表示单位为分贝(dB),即

$$A = 20 \lg \frac{U_o}{U_i} (\text{dB})$$

16.1.4 理想运算放大器及其分析依据

在分析运算放大器时,一般可将它看成是一个理想运算放大器。理想化的条件主要是:

开环电压放大倍数 $A_{uo} \rightarrow \infty$;

差模输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$;

开环输出电阻 $r_o \rightarrow 0$;

共模抑制比 $K_{CMRR} \rightarrow \infty$ 。

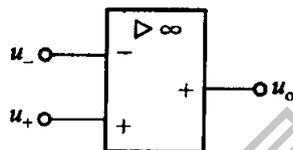


图 16.1.3 运算放大器的图形符号

由于实际运算放大器的上述技术指标接近理想化的条件,因此在分析时用理想运算放大器代替实际放大器所引起的误差并不严重,在工程上是允许的,但这样就使分析过程大大简化。后面对运算放大器都是根据它的理想化条件来分析的。

图 16.1.3 是理想运算放大器的图形符号。它有两个输入端和一个输出端。反相输入端标上“-”号,同相输入端和输出端标上“+”号。它们对“地”的电压(即各端的电位)分别用 u_- 、 u_+ 、 u_o 表示。“ ∞ ”表示开环电压放大倍数的理想化条件。

表示输出电压与输入电压之间关系的特性曲线称为传输特性,从运算放大器的传输特性(图 16.1.4)看,可分为线性区和饱和区。运算放大器可工作在线性区,也可工作在饱和区,但分析方法不一样。

(1) 工作在线性区

当运算放大器工作在线性区时, u_o 和 $(u_+ - u_-)$ 是线性关系,即

$$u_o = A_{uo}(u_+ - u_-) \quad (16.1.1)$$

运算放大器是一个线性放大元件。由于运算放大器的开环电压放大倍数 A_{uo} 很高,即使输入毫伏级以下的信号,也足以使输出电压饱和,其饱和值 $+U_{o(sat)}$ 或 $-U_{o(sat)}$ 达到接近正电源电压或负电源电压值;另外,由于干扰,使工作难于稳定。所以,要使运算放大器工作在线性区,通常引入深度电压负反馈(见下章)。

运算放大器工作在线性区时,分析依据有两条:

① 由于运算放大器的差模输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$,故可认为两个输入端的输入电流为零。

② 由于运算放大器的开环电压放大倍数 $A_{uo} \rightarrow \infty$,而输出电压是一个有限的数值,故从式(16.1.1)可知,

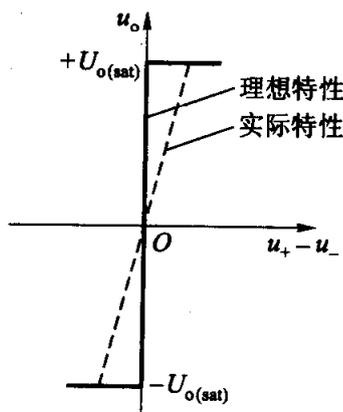


图 16.1.4 运算放大器的传输特性

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

即

$$u_+ \approx u_- \quad (16.1.2)$$

如果反相端有输入时,同相端接“地”,即 $u_+ = 0$,由上式可见, $u_- \approx 0$ 。这就是说反相输入端的电位接近于“地”电位,它是一个不接“地”的“地”电位端,通常称为“虚地”。

(2) 工作在饱和区

运算放大器工作在饱和区时,式(16.1.1)不能满足,这时输出电压 u_o 只有两种可能,或等于 $+U_{o(sat)}$ 或等于 $-U_{o(sat)}$,而 u_+ 与 u_- 不一定相等:

当 $u_+ > u_-$ 时, $u_o = +U_{o(sat)}$;

当 $u_+ < u_-$ 时, $u_o = -U_{o(sat)}$ 。

此外,运算放大器工作在饱和区时,两个输入端的输入电流也认为等于零。运算放大器的应用很广,下面几节将介绍它在几个方面的应用。

【例 16.1.1】 F007 运算放大器的正、负电源电压为 $\pm 15 \text{ V}$,开环电压放大倍数 $A_{uo} = 2 \times 10^5$,输出最大电压(即 $\pm U_{o(sat)}$)为 $\pm 13 \text{ V}$ 。今在图 16.1.3 中分别加下列输入电压,求输出电压及其极性:(1) $u_+ = +15 \mu\text{V}$, $u_- = -10 \mu\text{V}$;(2) $u_+ = -5 \mu\text{V}$, $u_- = +10 \mu\text{V}$;(3) $u_+ = 0 \text{ V}$, $u_- = +5 \text{ mV}$;(4) $u_+ = 5 \text{ mV}$, $u_- = 0 \text{ V}$ 。

【解】 由式(16.1.1)

$$u_+ - u_- = \frac{u_o}{A_{uo}} = \frac{\pm 13}{2 \times 10^5} = \pm 65 \mu\text{V}$$

可见,只要两个输入端之间的电压绝对值超过 $65 \mu\text{V}$,输出电压就达到正或负的饱和值。

$$(1) u_o = 2 \times 10^5 (15 + 10) \times 10^{-6} \text{ V} = +5 \text{ V}$$

$$(2) u_o = 2 \times 10^5 (-5 - 10) \times 10^{-6} \text{ V} = -3 \text{ V}$$

$$(3) u_o = -13 \text{ V}$$

$$(4) u_o = +13 \text{ V}$$

【练习与思考】

- 16.1.1 什么是理想运算放大器?理想运算放大器工作在线性区和饱和区时各有何特点?分析方法有何不同?
- 16.1.2 在例 16.1.1 中,若将反相输入端接“地”,即 $u_- = 0 \text{ V}$,而在同相输入端输入正弦电压 $u_i = u_+ = 5 \sin \omega t \text{ mV}$ 。试画出 u_o 的波形。
- 16.1.3 如将 $A_{uo} = 2 \times 10^5$ 用分贝表示,等于多少(dB)?

16.2 运算放大器在信号运算方面的应用

运算放大器能完成比例、加减、积分与微分、对数与反对数以及乘除等运算，本书只介绍前面几种。

16.2.1 比例运算

1. 反相输入

如果输入信号从反相输入端引入的运算，便是反相运算。

图 16.2.1 是反比例运算电路。输入信号 u_i 经输入端电阻 R_1 送到反相输入端，而同相输入端通过电阻 R_2 接“地”。反馈电阻 R_F 跨接在输出端和反相输入端之间。

根据运算放大器工作在线性区时的两条分析依据可知：

$$i_i \approx i_f, u_- \approx u_+ = 0$$

由图 16.2.1 可列出

$$i_i = \frac{u_i - u_-}{R_1} = \frac{u_i}{R_1}$$

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

由此得出

$$u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_i \quad (16.2.1)$$

闭环电压放大倍数则为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_F}{R_1} \quad (16.2.2)$$

上式表明，输出电压与输入电压是比例运算关系，或者说是比例放大的关系。如果 R_1 和 R_F 的阻值足够精确，而且运算放大器的开环电压放大倍数很高，就可以认为 u_o 与 u_i 间的关系只取决于 R_F 与 R_1 的比值而与运算放大器本身的参数无关。这就保证了比例运算的精度和稳定性。式中的负号表示 u_o 与 u_i 反相。

图中的 R_2 是一平衡电阻， $R_2 = R_1 // R_F$ ，其作用是消除静态基极电流对输出电压的影响（不在本课程讨论）。

在图 16.2.1 中，当 $R_F = R_1$ 时，则由式 (16.2.1) 和 (16.2.2) 可得

$$u_o = -u_i$$

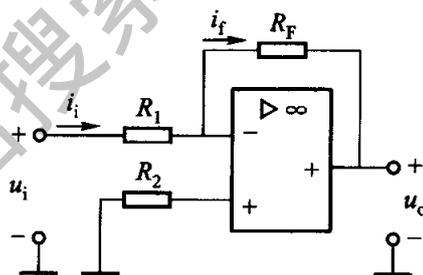


图 16.2.1 反比例运算电路

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -1 \quad (16.2.3)$$

这就是反相器

【例 16.2.1】 电路如图 16.2.2 所示,试分别计算开关 S 断开和闭合时的电压放大倍数 A_{uf} 。

【解】 (1) 当 S 断开时,

$$A_{uf} = -\frac{10}{1+1} = -5$$

(2) 当 S 闭合时,因 $u_- \approx u_+ = 0$,故在计算时可看作两个 $1 \text{ k}\Omega$ 的电阻是并联的。于是得

$$i_i = \frac{u_i}{1 + \frac{1}{2}} = \frac{2}{3}u_i$$

$$i'_i = \frac{1}{2}i_i = \frac{1}{3}u_i$$

$$i_f = \frac{u_- - u_o}{10} = -\frac{u_o}{10}$$

因 $i'_i = i_f$,故

$$\frac{1}{3}u_i = -\frac{u_o}{10}$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{10}{3} = -3.3$$

上面是从电位 $u_- \approx 0$ 考虑,计算 i_i 时将两个 $1 \text{ k}\Omega$ 电阻视作并联;但不能因为 $u_- \approx u_+$ 而将反相输入端和同相输入端直接连接起来。

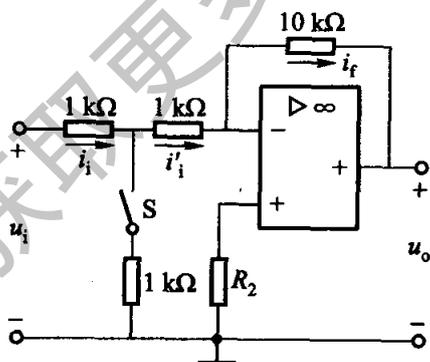


图 16.2.2 例 16.2.1 的图

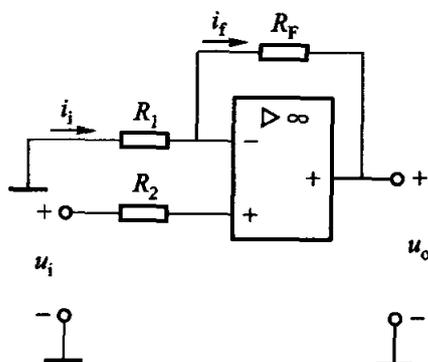


图 16.2.3 同相比例运算电路

2. 同相输入

如果输入信号是从同相输入端引入的运算,便是同相运算。

图 16.2.3 是同相比例运算电路,根据理想运算放大器工作在线性区时的分

析依据:

$$\begin{aligned} u_- &\approx u_+ = u_i \\ i_i &\approx i_f \end{aligned}$$

由图 16.2.3 可列出

$$\begin{aligned} i_i &= -\frac{u_-}{R_1} = -\frac{u_i}{R_1} \\ i_f &= \frac{u_- - u_o}{R_F} = \frac{u_i - u_o}{R_F} \end{aligned}$$

由此得出

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_i \quad (16.2.4)$$

闭环电压放大倍数则为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (16.2.5)$$

可见 u_o 与 u_i 间的比例关系也可认为与运算放大器本身的参数无关,其精度和稳定性都很高。式中 A_{uf} 为正值,这表示 u_o 与 u_i 同相,并且 A_{uf} 总是大于或等于 1,不会小于 1,这点和反比例运算不同。

当 $R_1 = \infty$ (断开) 或 $R_F = 0$ 时,则

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 \quad (16.2.6)$$

这就是电压跟随器。

【例 16.2.2】 试计算图 16.2.4 中 u_o 的大小。

【解】 图 16.2.4 是一电压跟随器,电源 +15 V 经两个 15 k Ω 的电阻分压后在同相输入端得到 +7.5 V 的输入电压,故 $u_o = +7.5$ V。

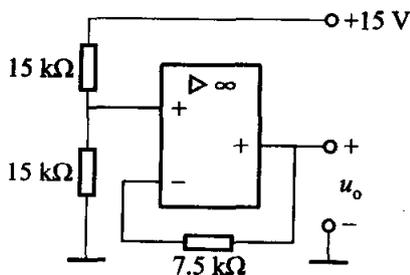


图 16.2.4 例 16.2.2 的图

由本例可见, u_o 只与电源电压和分压电阻有关,其精度和稳定性较高,可作为基准电压。

【例 16.2.3】 电路如图 16.2.5(a) 所示,求 u_o 。

【解】 这三个运算放大器均为电压跟随器, $u_{o1} = u_{i1}$, $u_{o2} = u_{i2}$ 。本例如用戴

维宁定理计算, 可将 A 处断开, 左边部分作为等效电源, 其开路电压 (即为电动势) 为 u_{A0} , 内阻为 R_0 , 如图 16.2.5(b) 所示。

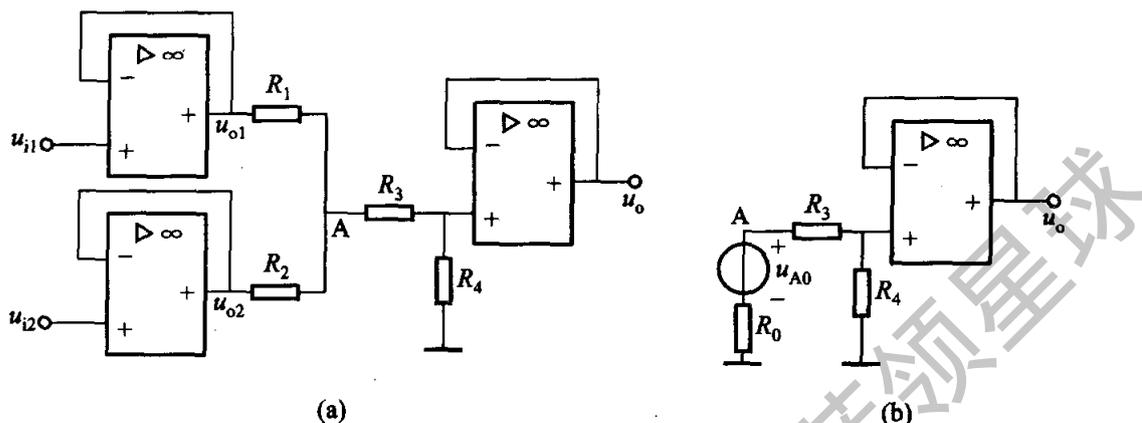


图 16.2.5 例 16.2.3 的图

u_{A0} 可用结点电压法计算, 即

$$u_{A0} = \frac{\frac{u_{o1}}{R_1} + \frac{u_{o2}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

R_0 可将 u_{o1} 和 u_{o2} 对“地”短路后求得:

$$R_0 = R_1 // R_2$$

于是由图 16.2.5(b) 得出

$$u_o = u_+ = \frac{u_{A0}}{R_0 + R_3 + R_4} \cdot R_4$$

16.2.2 加法运算

如果在反相输入端增加若干输入电路, 则构成反相加法运算电路, 如图 16.2.6 所示。

由图可列出

$$\begin{aligned} i_{i1} &= \frac{u_{i1}}{R_{11}} \\ i_{i2} &= \frac{u_{i2}}{R_{12}} \\ i_{i3} &= \frac{u_{i3}}{R_{13}} \\ i_f &= i_{i1} + i_{i2} + i_{i3} \\ i_f &= -\frac{u_o}{R_f} \end{aligned}$$

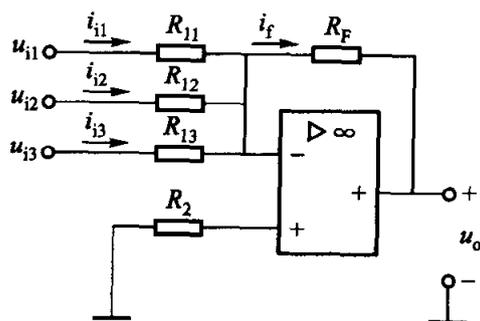


图 16.2.6 反相加法运算电路

由上列各式可得

$$u_o = - \left(\frac{R_F}{R_{11}} u_{i1} + \frac{R_F}{R_{12}} u_{i2} + \frac{R_F}{R_{13}} u_{i3} \right) \quad (16.2.7)$$

当 $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_1$ 时, 则上式为

$$u_o = - \frac{R_F}{R_1} (u_{i1} + u_{i2} + u_{i3}) \quad (16.2.8)$$

当 $R_1 = R_F$ 时, 则

$$u_o = - (u_{i1} + u_{i2} + u_{i3}) \quad (16.2.9)$$

由上列三式可见, 加法运算电路也与运算放大器本身的参数无关, 只要电阻阻值足够精确, 就可保证加法运算的精度和稳定性。

平衡电阻

$$R_2 = R_{11} // R_{12} // R_{13} // R_F$$

【例 16.2.4】 一个测量系统的输出电压和某些非电量(经传感器变换为电量)的关系为 $u_o = -(4u_{i1} + 2u_{i2} + 0.5u_{i3})$, 试选图 16.2.6 中各输入电路的电阻和平衡电阻 R_2 。设 $R_F = 100 \text{ k}\Omega$ 。

【解】 由式(16.2.7)可得

$$R_{11} = \frac{R_F}{4} = \frac{100 \times 10^3}{4} \Omega = 25 \times 10^3 \Omega = 25 \text{ k}\Omega$$

$$R_{12} = \frac{R_F}{2} = \frac{100 \times 10^3}{2} \Omega = 50 \times 10^3 \Omega = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_{13} = \frac{R_F}{0.5} = \frac{100 \times 10^3}{0.5} \Omega = 200 \times 10^3 \Omega = 200 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_{11} // R_{12} // R_{13} // R_F \approx 13.3 \text{ k}\Omega$$

16.2.3 减法运算

如果两个输入端都有信号输入, 则为差分输入。差分运算在测量和控制系统中应用很多, 其运算电路如图 16.2.7 所示。由图可列出

$$u_- = u_{i1} - R_1 i_i = u_{i1} - \frac{R_1}{R_1 + R_F} (u_{i1} - u_o)$$

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

因为 $u_- \approx u_+$, 故从上列两式可得出

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2} - \frac{R_F}{R_1} u_{i1} \quad (16.2.10)$$

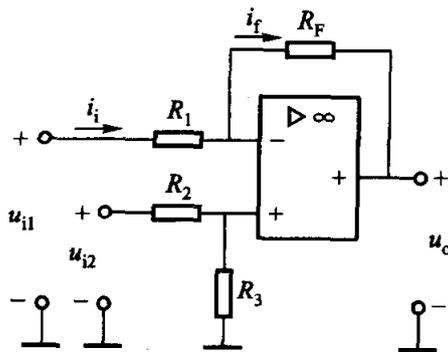


图 16.2.7 差分减法运算电路

当 $R_1 = R_2$ 和 $R_F = R_3$ 时, 则上式为

$$u_o = \frac{R_F}{R_1}(u_{i2} - u_{i1}) \quad (16.2.11)$$

当 $R_F = R_1$ 时, 则得

$$u_o = u_{i2} - u_{i1} \quad (16.2.12)$$

由上两式可见, 输出电压 u_o 与两个输入电压的差值成正比, 所以可以进行减法运算。

由式(16.2.11)可得出电压放大倍数

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_{i2} - u_{i1}} = \frac{R_F}{R_1} \quad (16.2.13)$$

在图 16.2.7 中, 如将 R_3 断开 ($R_3 = \infty$), 则式(16.2.10)变为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)u_{i2} - \frac{R_F}{R_1}u_{i1}$$

即为同相比例运算与反相比例运算输出电压之和。

由于电路存在共模电压, 为了保证运算精度, 应当选用共模抑制比较高的运算放大器或选用阻值合适的电阻。

【例 16.2.5】 在图 16.2.7 中, 输入电压 $u_{i1} = u_{ic1} + u_{id1}$, $u_{i2} = u_{ic2} + u_{id2}$, 其中 $u_{ic1} = u_{ic2}$ 是共模分量, $u_{id1} = -u_{id2}$ 是差模分量。如果 $R_1 = R_2 = R_3$, 试问 R_F 多大时输出电压 u_o 不含共模分量?

【解】 应用式(16.2.10), 可写出

$$\begin{aligned} u_o &= \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2} - \frac{R_F}{R_1} u_{i1} \\ &= \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} (u_{ic2} + u_{id2}) - \frac{R_F}{R_1} (u_{ic1} + u_{id1}) \\ &= \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_F}{R_1} \right] u_{ic2} + \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{id2} - \frac{R_F}{R_1} (-u_{id2}) \end{aligned}$$

欲使输出电压 u_o 中不含共模分量 u_{ic2} , 必须满足下列条件:

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_F}{R_1} = 0$$

因 $R_1 = R_2 = R_3$, 经整理后得 $R_F = R_1$ 。此时输出电压

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_1} u_{id2} - \frac{R_F}{R_1} (-u_{id2}) = 2u_{id2}$$

例如

$$u_{i1} = 10 \text{ mV} = (8 + 2) \text{ mV} = u_{ic1} + u_{id1}$$

$$u_{i2} = 6 \text{ mV} = (8 - 2) \text{ mV} = u_{ic2} + u_{id2}$$

则

$$u_o = 2u_{i2} = -4 \text{ mV}$$

【例 16.2.6】 图 16.2.8 是运算放大器的串级应用,试求输出电压 u_o 。

【解】 A_1 是电压跟随器,因此

$$u_{o1} = u_{i1}$$

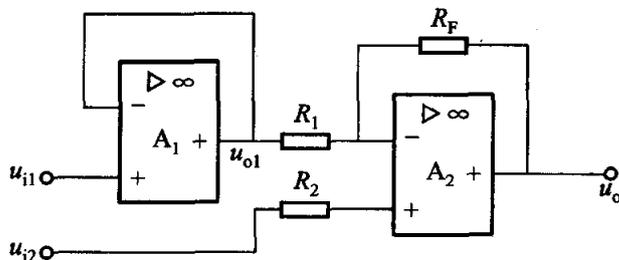


图 16.2.8 例 16.2.6 的电路

A_2 是差分运算电路,因此

$$\begin{aligned} u_o &= \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_{i2} - \frac{R_F}{R_1} u_{o1} \\ &= \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_{i2} - \frac{R_F}{R_1} u_{i1} \end{aligned}$$

在图 16.2.8 的电路中, u_{i1} 输入 A_1 的同相端,而不是直接输入 A_2 的反相端,这样可以提高输入阻抗。

16.2.4 积分运算

与反比例运算电路比较,用电容 C_F 代替 R_F 作为反馈元件,就成为积分运算电路,如图 16.2.9 所示。

由于 $u_- \approx 0$,故

$$i_i = i_f = \frac{u_i}{R_1}$$

$$u_o = -u_c = -\frac{1}{C_F} \int i_f dt = -\frac{1}{R_1 C_F} \int u_i dt \quad (16.2.14)$$

上式表明 u_o 与 u_i 的积分成比例,式中的负号表示两者反相。 $R_1 C_F$ 称为积分时间常数。

当 u_i 为阶跃电压[图 16.2.10(a)]时,则

$$u_o = -\frac{U_i}{R_1 C_F} t \quad (16.2.15)$$

其波形如图 16.2.10(b) 所示,最后达到负饱和值 $-U_{o(sat)}$ 。

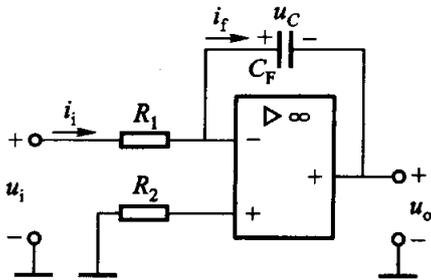


图 16.2.9 积分运算电路

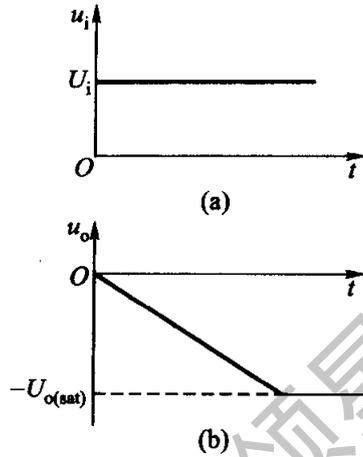


图 16.2.10 积分运算电路的阶跃响应

在上册 3.5 节中也介绍过积分电路,但在该电路中当 u_i 一定时, u_o 随着电容元件的充电而按指数规律增长,其线性度较差。而采用集成运算放大器组成的积分电路,由于充电电流基本上是恒定的 ($i_f \approx i_i \approx \frac{U_i}{R_1}$),故 u_o 是时间 t 的一次函数,从而提高了它的线性度。

积分电路除用于信号运算外,在控制和测量系统中也广泛应用。

【例 16.2.7】 试求图 16.2.11 所示电路的 u_o 与 u_i 的关系式。

【解】 由图 16.2.11 可列出

$$\begin{aligned} u_o - u_- &= -R_F i_f - u_C \\ &= -R_F i_f - \frac{1}{C_F} \int i_f dt \end{aligned}$$

$$i_f = \frac{u_i - u_-}{R_1}$$

因 $u_- \approx u_+ = 0$, $i_f = i_i$, 故得

$$u_o = - \left(\frac{R_F}{R_1} u_i + \frac{1}{R_1 C_F} \int u_i dt \right)$$

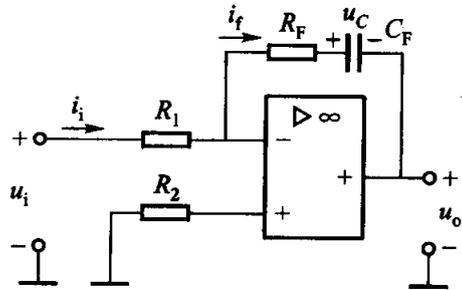


图 16.2.11 例 16.2.7 的图

可见图 16.2.11 的电路是反比例运算和积分运算两者组合起来的,所以称它为比例-积分调节器(简称 PI 调节器)。在自动控制系统中需要有调节器(或称校正电路),以保证系统的稳定性和控制的精度。

16.2.5 微分运算

微分运算是积分运算的逆运算,只需将反相输入端的电阻和反馈电容调换位置,就成为微分运算电路,如图 16.2.12 所示。

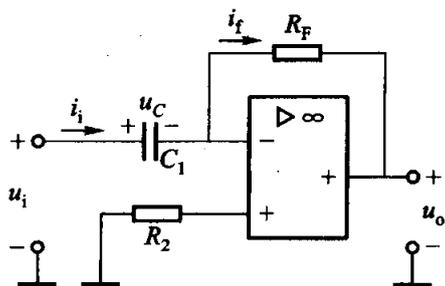


图 16.2.12 微分运算电路

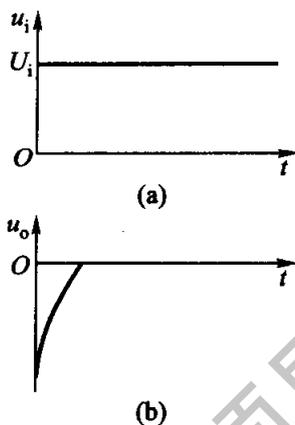


图 16.2.13 微分运算电路的阶跃响应

由图可列出

$$i_i = C_1 \frac{du_c}{dt} = C_1 \frac{du_i}{dt}$$

$$u_o = -R_F i_f = -R_F i_i$$

故

$$u_o = -R_F C_1 \frac{du_i}{dt} \quad (16.2.16)$$

即输出电压与输入电压对时间的一次微分成正比。

当 u_i 为阶跃电压时, u_o 为尖脉冲电压, 如图 16.2.13 所示。

由于此电路工作时稳定性不高, 很少应用。

【例 16.2.8】 试求图 16.2.14 所示电路的 u_o 与 u_i 的关系式。

【解】 由图 16.2.14 可列出

$$u_o = -R_F i_f$$

$$i_f = i_R + i_C = \frac{u_i}{R_1} + C_1 \frac{du_i}{dt}$$

故得

$$u_o = -\left(\frac{R_F}{R_1} u_i + R_F C_1 \frac{du_i}{dt}\right) \quad (16.2.17)$$

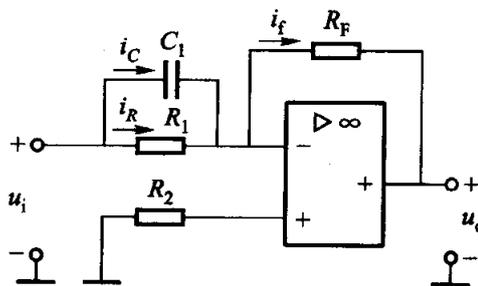


图 16.2.14 例 16.2.8 的图

可见图 16.2.14 的电路是反比例运算和微分运算两者组合起来的, 所以称它为比例-微分调节器(简称 PD 调节器), 也用于控制系统中, 使调节过程起加速作用。

【练习与思考】

16.2.1 什么叫做“虚地”? 在图 16.2.1 中, 同相输入端接“地”, 反相输入端的电位接近

“地”电位。既然这样,就把两个输入端直接联起来,是否会影响运算放大器的工作?

- 16.2.2 在图 16.2.1 中,已知输入电压 $u_i = \sin 6280t$ mV,试求输出电压 u_o 的幅值,并画出 u_i 和 u_o 的波形图。
- 16.2.3 如在图 16.2.9 的积分运算电路和图 16.2.12 的微分运算电路中,输入电压 u_i 是一周期性正负交变的矩形波电压,试分别画出输出电压 u_o 的波形。

16.3 运算放大器在信号处理方面的应用

在自动控制系统中,在信号处理方面常见到的有信号滤波、信号采样保持及信号比较等,下面作简单介绍。

△ 16.3.1 有源滤波器

所谓滤波器,就是一种选频电路。它能选出有用的信号,而抑制无用的信号,使一定频率范围内的信号能顺利通过,衰减很小,而在此频率范围以外的信号不易通过,衰减很大。按此频率范围的不同,滤波器可分为低通、高通、带通及带阻等。在上册 4.7 节曾经介绍过滤波器,它只是由 RC 电路组成的,称为无源滤波器。本节所讲的是将此 RC 电路再接到运算放大器的同相输入端,因为运算放大器是有源元件,所以这种滤波器称为有源滤波器。与无源滤波器比较,有源滤波器具有体积小、效率高、频率特性好等一系列优点,因而得到广泛应用。现将有源低通和高通滤波器的电路与频率特性分述如下。

1. 有源低通滤波器

图 16.3.1(a) 是有源低通滤波器的电路。设输入电压 u_i 为某一频率的正弦电压,则可用相量表示。先由 RC 电路得出

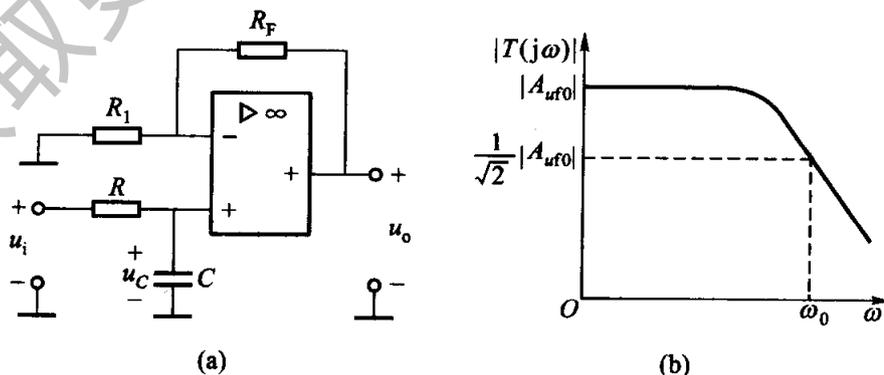


图 16.3.1 有源低通滤波器

(a) 电路; (b) 幅频特性

$$\dot{U}_+ = \dot{U}_c = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \dot{U}_i = \frac{\dot{U}_i}{1 + j\omega RC}$$

而后根据同相比例运算电路的式(16.2.4)得出

$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \dot{U}_+$$

故

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + j\omega RC} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

式中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 称为截止角频率。

若频率 ω 为变量, 则该电路的传递函数

$$T(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{A_{uf0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (16.3.1)$$

其模为

$$|T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

辐角为

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\omega = 0 \text{ 时, } |T(j\omega)| = |A_{uf0}|$$

$$\omega = \omega_0 \text{ 时, } |T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{2}}$$

$$\omega = \infty \text{ 时, } |T(j\omega)| = 0$$

有源低通滤波器的幅频特性如图 16.3.1(b) 所示。

为了改善滤波效果, 使 $\omega > \omega_0$ 时信号衰减得快些, 常将两节 RC 电路串接起来, 如图 16.3.2(a) 所示^①, 称为二阶有源低通滤波器, 其幅频特性如图 16.3.2(b) 所示。

① 为了进一步改善滤波效果, 第一节的电容元件 C 不是接“地”, 而是接到输出端。

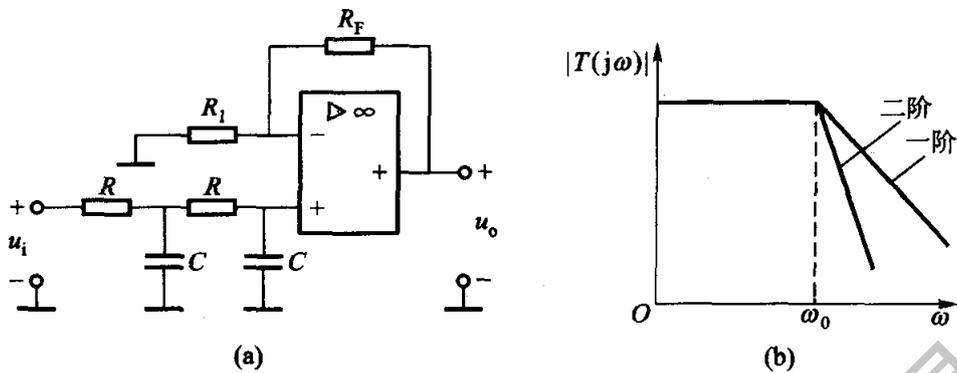


图 16.3.2 二阶有源低通滤波器

(a) 电路; (b) 幅频特性

2. 有源高通滤波器

根据上册 4.7 节所述, 如将有源低通滤波器中 RC 电路的 R 和 C 对调, 则成为有源高通滤波器, 如图 16.3.3(a) 所示。

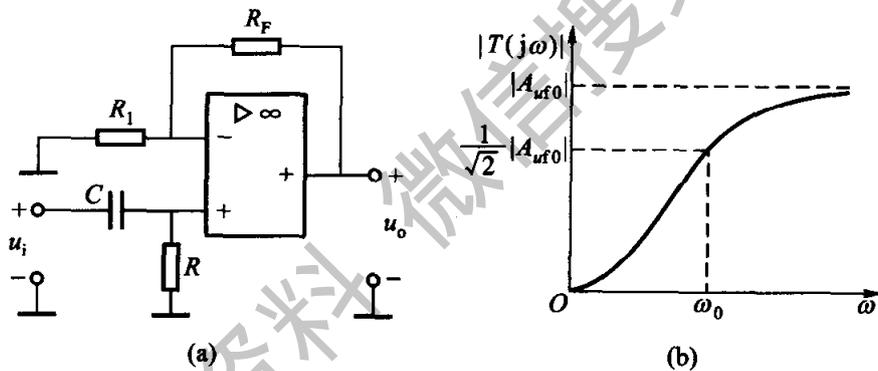


图 16.3.3 有源高通滤波器

(a) 电路; (b) 幅频特性

先由 RC 电路得出:

$$\dot{U}_+ = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \dot{U}_i = \frac{\dot{U}_i}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

而后根据同相比例运算电路的式(16.2.4)得出

$$\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \dot{U}_+$$

故

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 - j \frac{\omega_0}{\omega}}$$

式中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 。

若频率 ω 为变量, 则该电路的传递函数

$$T(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 - j \frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{A_{uf0}}{1 - j \frac{\omega_0}{\omega}} \quad (16.3.2)$$

其模为

$$|T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

辐角为

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{\omega_0}{\omega}$$

$$\omega = 0 \text{ 时, } |T(j\omega)| = 0$$

$$\omega = \omega_0 \text{ 时, } |T(j\omega)| = \frac{|A_{uf0}|}{\sqrt{2}}$$

$$\omega = \infty \text{ 时, } |T(j\omega)| = |A_{uf0}|$$

有源高通滤波器的幅频特性如图 16.3.3(b) 所示。

△ 16.3.2 采样保持电路

当输入信号变化较快时, 要求输出信号能快速而准确地跟随输入信号的变化进行间隔采样。在两次采样之间保持上一次采样结束时的状态。图 16.3.4 是它的简单电路和输入输出信号波形。

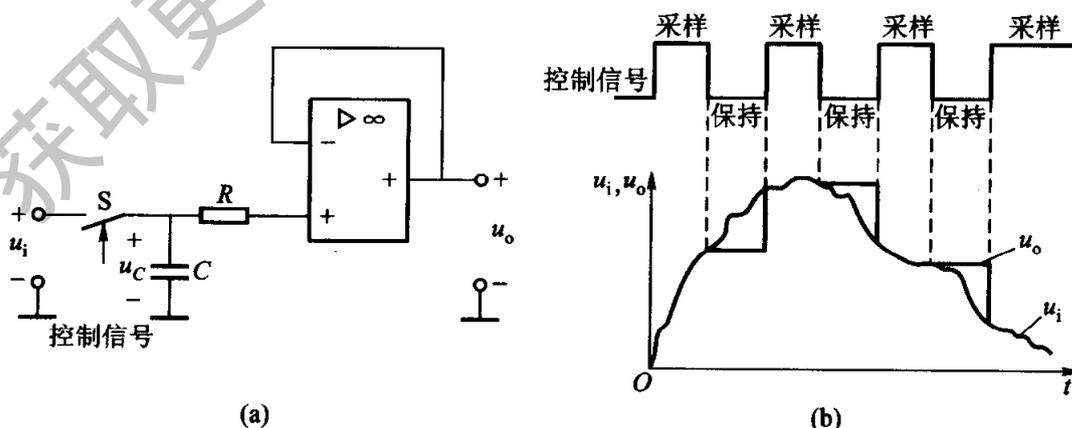


图 16.3.4 采样保持电路

(a) 电路; (b) 输入输出信号波形

图中 S 是一模拟开关,一般由场效晶体管构成。当控制信号为高电平时,开关闭合(即场效晶体管导通),电路处于采样周期。这时 u_i 对存储电容元件 C 充电, $u_o = u_c = u_i$, 即输出电压跟随输入电压的变化(运算放大器接成跟随器)。当控制电压变为低电平时,开关断开(即场效晶体管截止),电路处于保持周期。因为电容元件无放电电路,故 $u_o = u_c$ 。这种将采样到的数值保持一定时间,在数字电路、计算机及程序控制等装置中都得到应用。

16.3.3 电压比较器

电压比较器的作用是用来比较输入电压和参考电压,图 16.3.5(a)是其中一种。 U_R 是参考电压,加在同相输入端,输入电压 u_i 加在反相输入端。运算放大器工作于开环状态,由于开环电压放大倍数很高,即使输入端有一个非常微小的差值信号,也会使输出电压饱和。因此,用作比较器时,运算放大器工作在饱和区,即非线性区。当 $u_i < U_R$ 时, $u_o = +U_{o(sat)}$; 当 $u_i > U_R$ 时, $u_o = -U_{o(sat)}$ 。图 16.3.5(b)是电压比较器的传输特性。可见,在比较器的输入端进行模拟信号大小的比较,在输出端则以高电平或低电平(即为数字信号 1 或 0)来反映比较结果。

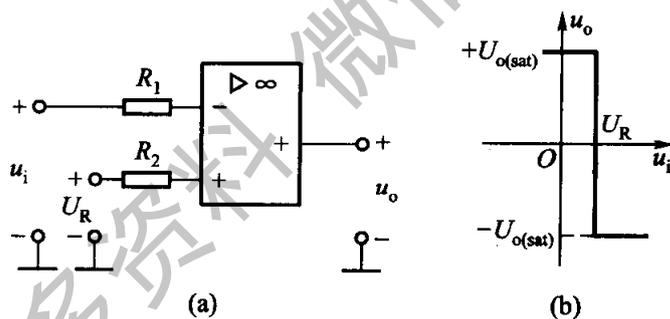


图 16.3.5 电压比较器

(a) 电路;(b) 传输特性

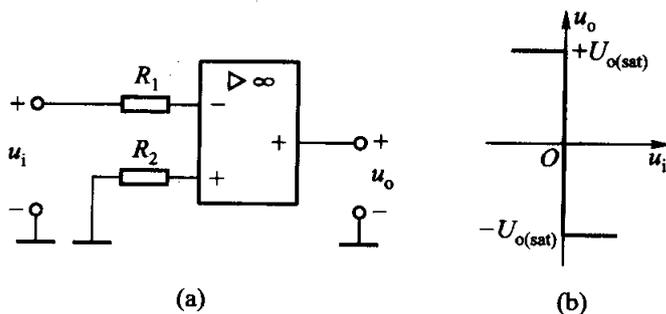


图 16.3.6 过零比较器

(a) 电路;(b) 传输特性

当 $U_R = 0$ 时,即输入电压和零电平比较,称为过零比较器,其电路和传输特性如图 16.3.6 所示。当 u_i 为正弦波电压时,则 u_o 为矩形波电压,如图 16.3.7 所示。

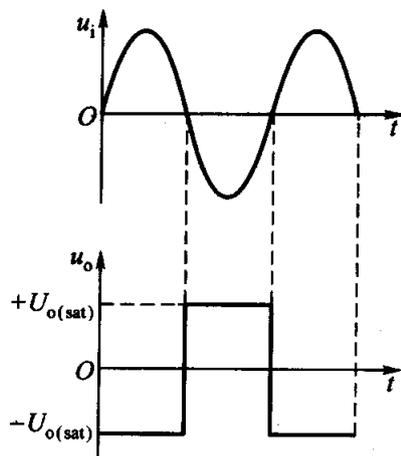


图 16.3.7 过零比较器将正弦波电压变换为矩形波电压

【例 16.3.1】 电路如图 16.3.8(a) 所示,输入电压 u_i 是一正弦电压,试分析并画出输出电压 u''_o , u'_o 和 u_o 的波形。

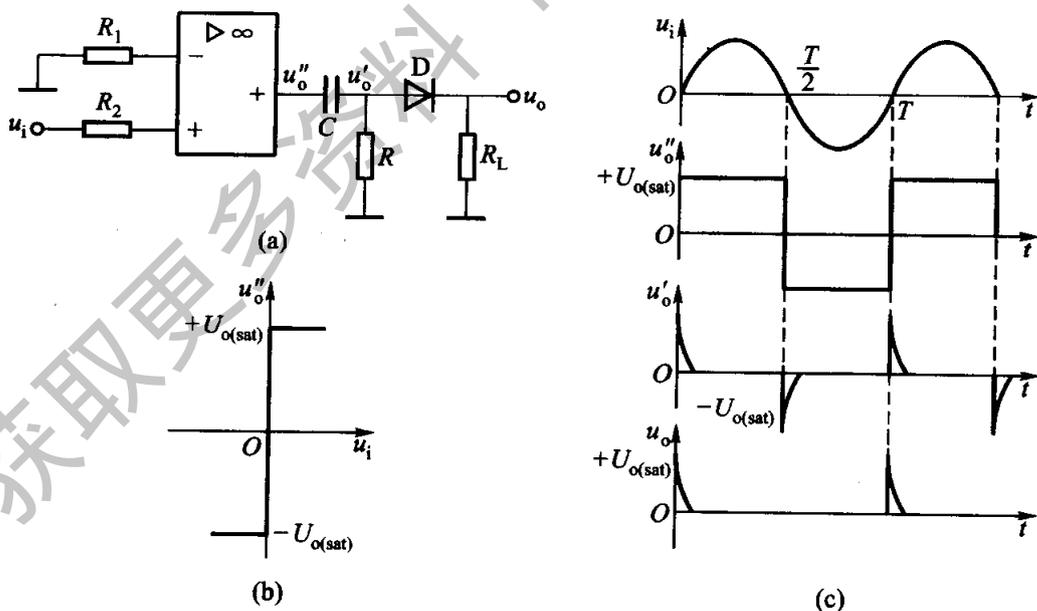


图 16.3.8 例 16.3.1 的图

(a) 电路; (b) 传输特性; (c) 输入和输出电压的波形

【解】 (1) 运算放大器构成过零比较器,从同相输入端输入,反相输入端

接“地”，和图 16.3.6 相反。图 16.3.8(b) 是其传输特性。

(2) u_i 为正弦波电压, u_o' 为矩形波电压, 其幅值为运算放大器输出的正负饱和值。

(3) R 和 C 组成微分电路 ($RC \ll T/2$, T 为 u_i 的周期), 当 u_o' 为矩形波电压时, u_o'' 为周期性正负尖脉冲。

(4) 二极管 D 起削波或限幅作用, 削去负尖脉冲, 使输出限于正尖脉冲。

有时为了将输出电压限制在某一特定值, 以与接在输出端的数字电路的电平配合, 可在比较器的输出端与“地”之间跨接一个双向稳压二极管 D_Z , 作双向限幅用。稳压二极管的电压为 U_Z 。电路和传输特性如图 16.3.9 所示。 u_i 与零电平比较, 输出电压 u_o 被限制在 $+U_Z$ 或 $-U_Z$ 。

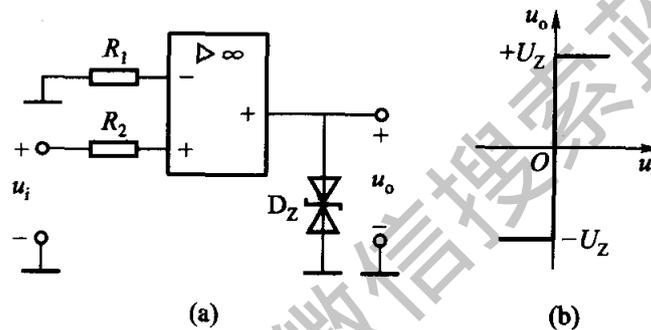


图 16.3.9 有限幅的过零比较器

(a) 电路; (b) 传输特性

上述的是用通用型运算放大器构成的比较器, 输入的是模拟量, 输出的不是高电平, 就是低电平, 即为数字量, 以与数字电路配合。

* 最后介绍滞回比较器, 其电路如图 16.3.10(a) 所示。

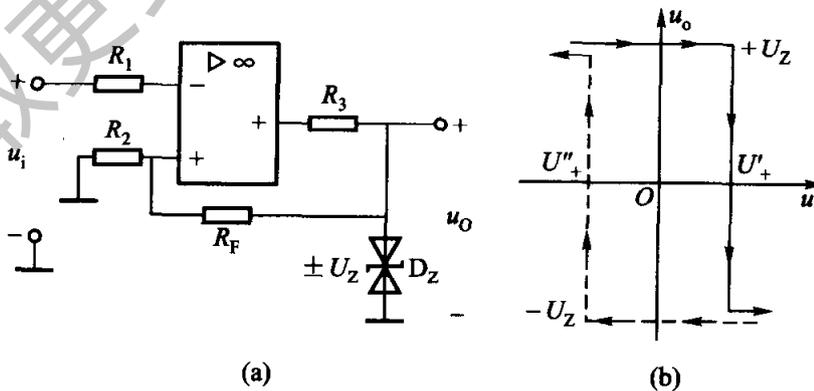


图 16.3.10 滞回比较器

(a) 电路; (b) 传输特性

输入电压 u_i 加到反相输入端, 从输出端通过电阻 R_f 连到同相输入端以实现正反馈。

当输出电压 $u_o = +U_z$ 时,

$$u_+ = U'_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_f} U_z$$

当输出电压 $u_o = -U_z$ 时,

$$u_+ = U''_+ = -\frac{R_2}{R_2 + R_f} U_z$$

设某一瞬时 $u_o = +U_z$, 当输入电压 u_i 增大到 $u_i \geq U'_+$ 时, 输出电压 u_o 转变为 $-U_z$, 发生负向跃变。当 u_i 减小到 $u_i \leq U''_+$ 时, u_o 又转变为 $+U_z$, 发生正向跃变。如此周而复始, 随着 u_i 的大小变化, u_o 为一矩形波电压。 R_3 是限流电阻。

滞回比较器的传输特性如图 16.3.10(b) 所示。 U'_+ 称为上门限电压, U''_+ 称为下门限电压, 两者之差 $U'_+ - U''_+$ 称为回差。

滞回比较器较上述的过零比较器有两个优点:

- (1) 引入正反馈后能加速输出电压的转变过程, 改善输出波形在跃变时的陡度。
- (2) 回差提高了电路的抗干扰能力。输出电压一旦转变为 $+U_z$ 或 $-U_z$ 后, u_i 随即自动变化, u_i 必须有较大的反向变化才能使输出电压转变。

【练习与思考】

- 16.3.1 试说明上述三种信号处理电路中的运算放大器各工作在线性区还是饱和区?
- 16.3.2 在图 16.3.1 的低通滤波器电路中, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_f = 150 \text{ k}\Omega$, $R = 82 \text{ k}\Omega$, $C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ 。试求 $\omega = \omega_0$ 时的 $|T(j\omega)|$ 和 ω_0 。
- 16.3.3 图 16.3.11 是一种电平检测器, 图中 U_R 为参考电压且为正值, R 和 G 分别为红色和绿色发光二极管, 试判断在什么情况下它们会亮?

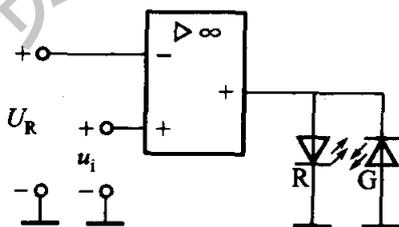


图 16.3.11 练习与思考 16.3.3 的图

* 16.4 运算放大器在波形产生方面的应用

16.4.1 矩形波发生器

矩形波电压常用于数字电路中作为信号源。图 16.4.1(a) 是一种矩形波发生器的电路。图中: 运算放大器作滞回比较器用; D_z 是双向稳压二极管, 使输出电压的幅度被限制在 $+U_z$

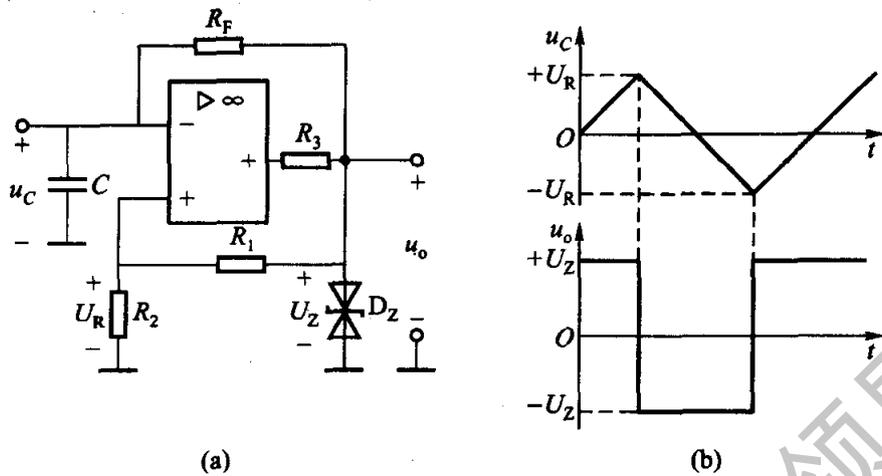


图 16.4.1 矩形波发生器

(a) 电路; (b) 波形

或 $-U_Z$; R_1 和 R_2 构成正反馈电路, R_2 上的反馈电压 U_R 是输出电压幅度的一部分, 即

$$U_R = \pm \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_Z$$

加在同相输入端, 作为参考电压; R_f 和 C 构成负反馈电路, u_c 加在反相输入端, u_c 和 U_R 相比较而决定 u_o 的极性; R_3 是限流电阻。

电路的工作已稳定后, 当 u_o 为 $+U_Z$ 时, U_R 也为正值; 这时 $u_c < U_R$, u_o 通过 R_f 对电容 C 充电, u_c 按指数规律增长。当 u_c 增长到等于 U_R 时, u_o 即由 $+U_Z$ 变为 $-U_Z$, U_R 也变为负值。电容 C 开始通过 R_f 放电, 而后反向充电。当充电到 u_c 等于 $-U_R$ 时, u_o 即由 $-U_Z$ 又变为 $+U_Z$ 。如此周期性地变化, 在输出端得到的是矩形波电压, 在电容器两端产生的是三角波电压, 如图 16.4.1(b) 所示。

从图 16.4.1 可见, 电路中无外加输入电压, 而在输出端也有一定频率和幅度的信号输出, 这种现象就是电路的自激振荡。关于自激振荡问题, 将在下一章讨论。

16.4.2 三角波发生器

在上述的矩形波发生器中, R_f 和 C 所构成的实为一积分电路, 矩形波电压 u_o 经积分后得出三角波电压 u_c 。如将此三角波电压作为输出信号, 就成为三角波发生器。

另外, 如果在矩形波发生器的输出端接一个积分电路, 以替代图 16.4.1(a) 中的 $R_f C$ 电路, 并将 R_2 的一端改接到后者的输出端, 也构成三角波发生器, 其电路和波形如图 16.4.2 所示。运算放大器 A_1 所组成的电路就成为比较器, A_2 组成积分电路。

电路的工作已稳定后, 当 u_{o1} 为 $-U_Z$ 时, 可应用叠加定理求出 A_1 同相输入端的电位

$$u_{+1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-U_Z) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o \quad (16.4.1)$$

式中: 第一项是 A_1 的输出电压 u_{o1} 单独作用时 (A_2 的输出端接“地”短路, 即 $u_o = 0$) 的 A_1 同相输入端的电位; 第二项是 A_2 的输出电压 u_o 单独作用时 (A_1 的输出端接“地”短路, 即 $u_{o1} = 0$)

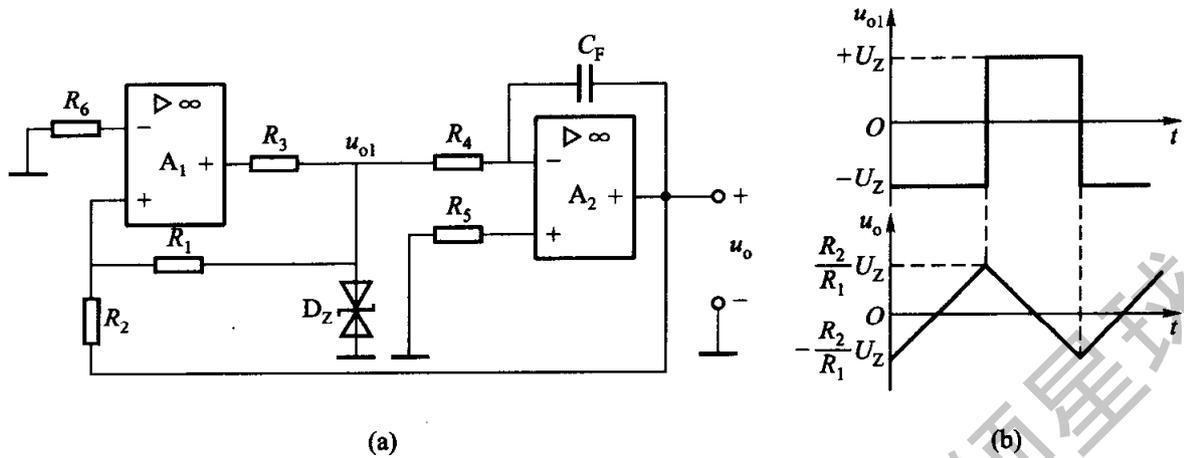


图 16.4.2 三角波发生器

(a) 电路; (b) 波形

的 A_1 同相输入端的电位。比较器的参考电压 $U_R = u_{-1} = 0$ 。要使 u_{o1} 从 $-U_Z$ 变为 $+U_Z$ ，必须在 $u_{+1} = u_{-1} = 0$ 时，这时可从式 (16.4.1) 得出

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} U_Z$$

即当 u_o 上升到 $\frac{R_2}{R_1} U_Z$ 时， u_{o1} 才能从 $-U_Z$ 变为 $+U_Z$ 。

同理，当 u_{o1} 为 $+U_Z$ 时， A_1 同相输入端的电位为

$$u_{+1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o \quad (16.4.2)$$

要使 u_{o1} 从 $+U_Z$ 变为 $-U_Z$ ，也必须在 $u_{+1} = u_{-1} = 0$ 时，这时

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} U_Z$$

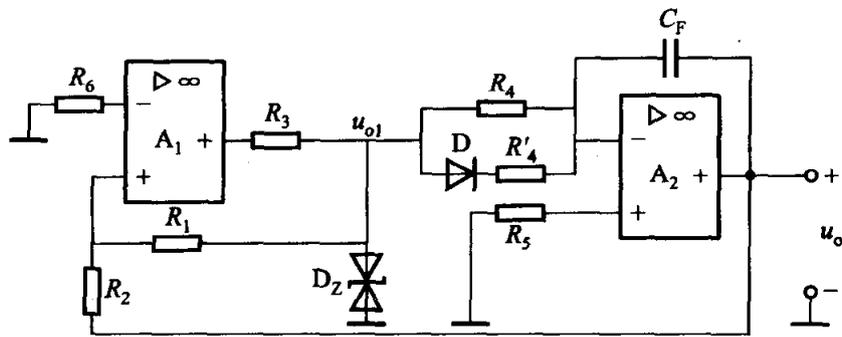
如此周期性地变化， A_1 输出的是矩形波电压 u_{o1} ， A_2 输出的是三角波电压 u_o 。所以图 16.4.2(a) 所示的也称为矩形波 - 三角波发生器电路。

16.4.3 锯齿波发生器

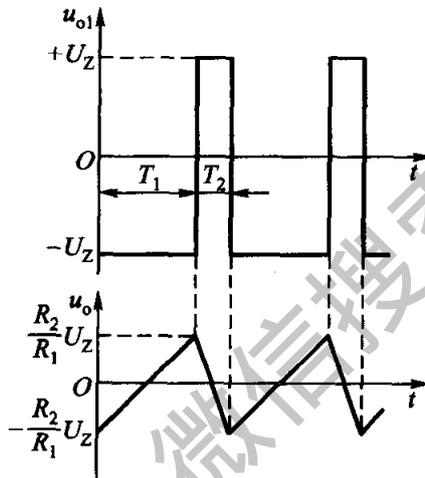
锯齿波电压在示波器、数字仪表等电子设备中作为扫描之用。锯齿波发生器的电路与上述的三角波发生器的电路基本相同，只是积分电路反相输入端的电阻 R_4 分为两路，使正、负向积分的时间常数大小不等，故两者积分速率明显不等。图 16.4.3 是锯齿波发生器的电路和波形。

当 u_{o1} 为 $+U_Z$ 时，二极管 D 导通，故积分时间常数为 $(R_4 // R_4') C_F$ ，远小于 u_{o1} 为 $-U_Z$ 时的积分时间常数 $R_4 C_F$ 。可见，正、负向积分的速率相差很大， $T_2 \ll T_1$ ，从而形成锯齿波电压。

此外，采用运算放大器也可组成正弦波发生器，见第 17 章。



(a)



(b)

图 16.4.3 锯齿波发生器

(a) 电路; (b) 波形

16.5 使用运算放大器应注意的几个问题

16.5.1 选用元件

集成运算放大器按其技术指标可分为通用型、高速型、高阻型、低功耗型、大功率型、高精度型等;按其内部电路可分为双极型(由晶体管组成)和单极型(由场效晶体管组成);按每一集成片中运算放大器的数目可分为单运放、双运放和四运放。

通常是根据实际要求来选用运算放大器。如有些放大器的输入信号微弱,它的第一级应选用高输入电阻、高共模抑制比、高开环电压放大倍数、低失调电压及低温度漂移的运算放大器。选好后,根据管脚图和符号图联接外部电路,包括电源、外接偏置电阻、消振电路及调零电路等。

16.5.2 消振

由于运算放大器内部晶体管的极间电容和其他寄生参数的影响,很容易产生自激振荡,破坏正常工作。为此,在使用时要注意消振。通常是外接 RC 消振电路或消振电容,用它来破坏产生自激振荡的条件。是否已消振,可将输入端接“地”,用示波器观察输出端有无自激振荡。目前由于集成工艺水平的提高,运算放大器内部已有消振元件,毋须外部消振。

16.5.3 调零

由于运算放大器的内部参数不可能完全对称,以致当输入信号为零时,仍有输出信号。为此,在使用时要外接调零电路。如图 16.1.2 所示的 F007 运算放大器,它的调零电路由 -15 V , $1\text{ k}\Omega$ 和调零电位器 R_p 组成。先消振,再调零,调零时应将电路接成闭环。一种是在无输入时调零,即将两个输入端接“地”,调节调零电位器,使输出电压为零。另一种是在有输入时调零,即按已知输入信号电压计算输出电压,而后将实际值调整到计算值。

16.5.4 保护

1. 输入端保护

当输入端所加的差模或共模电压过高时会损坏输入级的晶体管。为此,在输入端接入反向并联的二极管,如图 16.5.1 所示,将输入电压限制在二极管的正向压降以下。

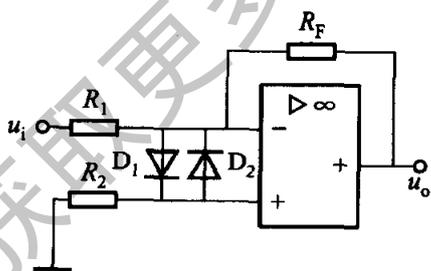


图 16.5.1 输入端保护

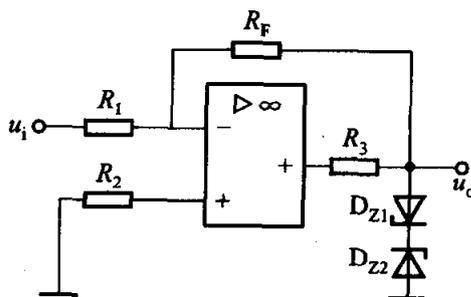


图 16.5.2 输出端保护

2. 输出端保护

为了防止输出电压过大,可利用稳压二极管来保护,如图 16.5.2 所示,将两个稳压二极管反向串联,将输出电压限制在 $(U_z + U_D)$ 的范围内。 U_z 是稳压二极管的稳定电压, U_D 是它的正向压降。

3. 电源保护

为了防止正、负电源接反,可用二极管来保护,如图 16.5.3 所示。

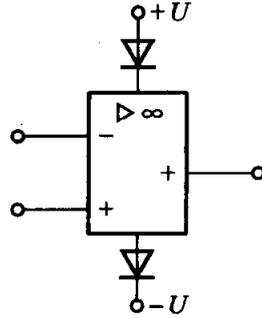


图 16.5.3 电源保护

16.5.5 扩大输出电流

由于运算放大器的输出电流一般不大,如果负载需要的电流较大时,可在输出端加接一级互补对称电路,如图 16.5.4 所示。

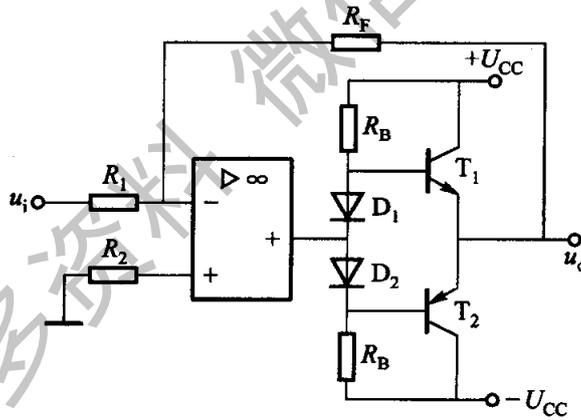


图 16.5.4 扩大输出电流

习 题

- 16.1.1 已知 F007 运算放大器的开环电压放大倍数 $A_{uo} = 100 \text{ dB}$, 差模输入电阻 $r_{id} = 2 \text{ M}\Omega$, 最大输出电压 $U_{opp} = \pm 13 \text{ V}$ 。为了保证工作在线性区,试求:(1) u_+ 和 u_- 的最大允许差值;(2) 输入端电流的最大允许值。
- 16.1.2 在图 16.01 中,正常情况下四个桥臂电阻均为 R 。当某个电阻因受温度或应变等非电量的影响而变化 ΔR 时,电桥平衡即遭破坏,输出电压 u_o 反映此非电量的大小。试证明

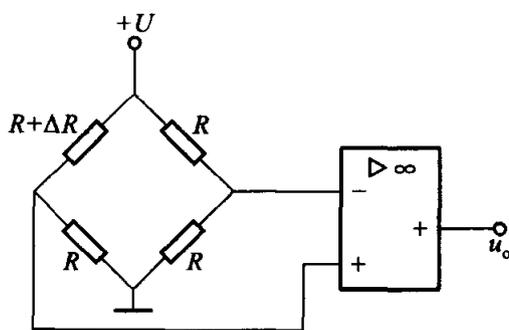


图 16.01 习题 16.1.2 的图

$$u_o = -\frac{A_{uo}U}{4} \cdot \frac{\frac{\Delta R}{R}}{1 + \frac{\Delta R}{2R}}$$

- 16.2.1 在图 16.2.1 的反相比例运算电路中, 设 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_F = 500 \text{ k}\Omega$ 。试求闭环电压放大倍数 A_{uf} 和平衡电阻 R_2 。若 $u_i = 10 \text{ mV}$, 则 u_o 为多少?
- 16.2.2 在图 16.02 的同相比例运算电路中, 已知 $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_F = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 18 \text{ k}\Omega$, $u_i = 1 \text{ V}$, 求 u_o 。

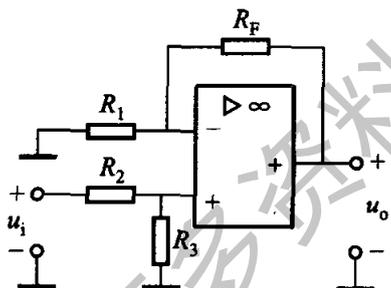


图 16.02 习题 16.2.2 的图

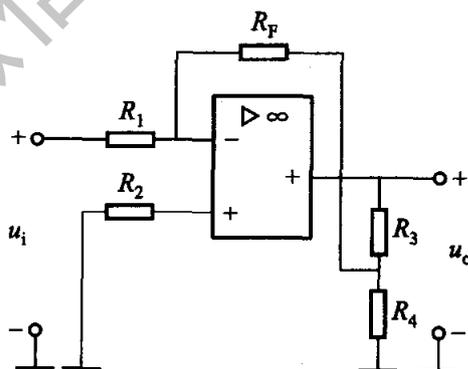


图 16.03 习题 16.2.3 的图

- 16.2.3 为了获得较高的电压放大倍数, 而又可避免采用高值电阻 R_F , 将反相比例运算电路改为图 16.03 所示的电路, 并设 $R_F \gg R_4$, 试证:

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_F}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

- 16.2.4 在上题图 16.03 中: (1) 已知 $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_F = 100 \text{ k}\Omega$, 求电压放大倍数 A_{uf} ; (2) 如果 $R_3 = 0$, 要得到同样大的电压放大倍数, R_F 的阻值应增大到多少?
- 16.2.5 电路如图 16.04 所示, 已知 $u_{i1} = 1 \text{ V}$, $u_{i2} = 2 \text{ V}$, $u_{i3} = 3 \text{ V}$, $u_{i4} = 4 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = R_F = 1 \text{ k}\Omega$, 试计算输出电压 u_o 。
- 16.2.6 求图 16.05 所示电路的 u_o 与 u_i 的运算关系式。

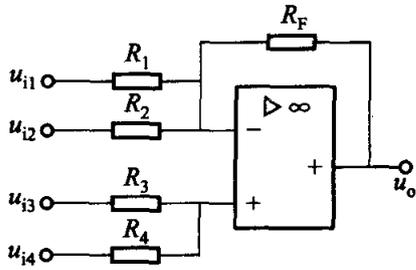


图 16.04 习题 16.2.5 的图

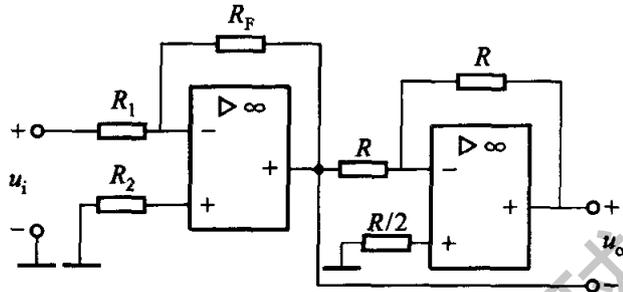


图 16.05 习题 16.2.6 的图

16.2.7 有一个两信号相加的反相加法运算电路(图 16.2.6),其电阻 $R_{11} = R_{12} = R_F$ 。如果 u_{i1} 和 u_{i2} 分别为如图 16.06 所示的三角波和矩形波,试画出输出电压的波形。

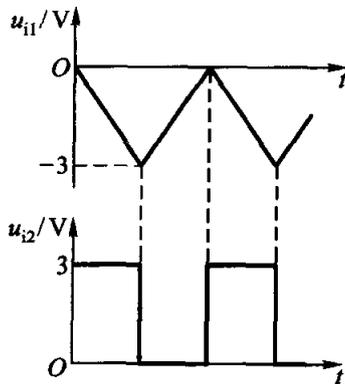


图 16.06 习题 16.2.7 的图

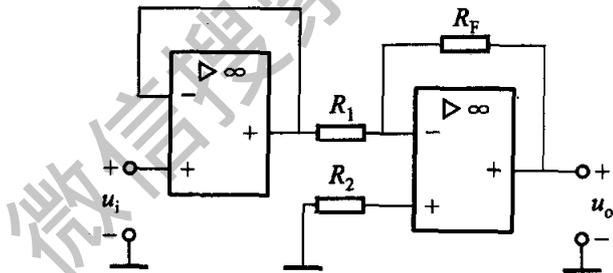


图 16.07 习题 16.2.8 的图

16.2.8 在图 16.07 中,已知 $R_F = 2R_1$, $u_i = -2\text{ V}$,试求输出电压 u_o 。

16.2.9 求图 16.08 所示的电路中 u_o 与各输入电压的运算关系式。

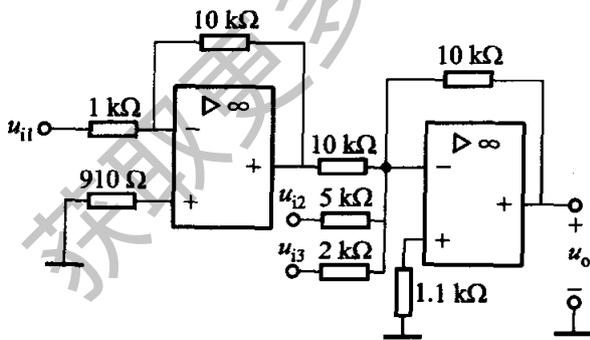


图 16.08 习题 16.2.9 的图

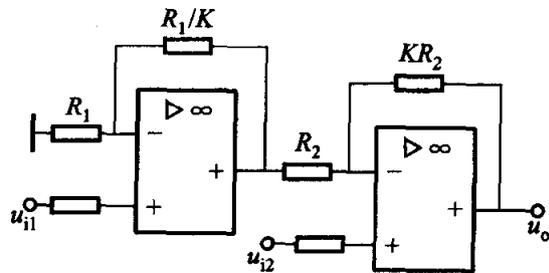


图 16.09 习题 16.2.10 的图

16.2.10 图 16.09 是利用两个运算放大器组成的具有较高输入电阻的差分放大电路。试求出 u_o 与 u_{i1} , u_{i2} 的运算关系式。

16.2.11 在图 16.2.7 所示的差分运算电路中, $R_1 = R_2 = 4\text{ k}\Omega$, $R_F = R_3 = 20\text{ k}\Omega$, $u_{i1} = 1.5\text{ V}$, $u_{i2} = 1\text{ V}$,试求输出电压 u_o 。

16.2.12 为了用低值电阻实现高放大倍数的比例运算,常用一 T 形网络来代替 R_f , 如图 16.10 所示, 试证明:

$$u_o = -\frac{R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_4}{R_1} u_i$$

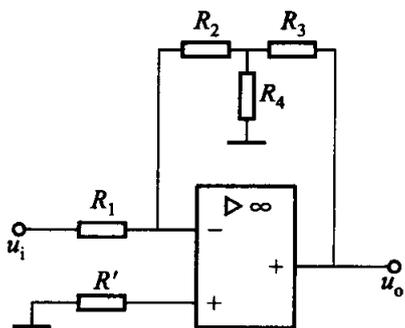


图 16.10 习题 16.2.12 的图

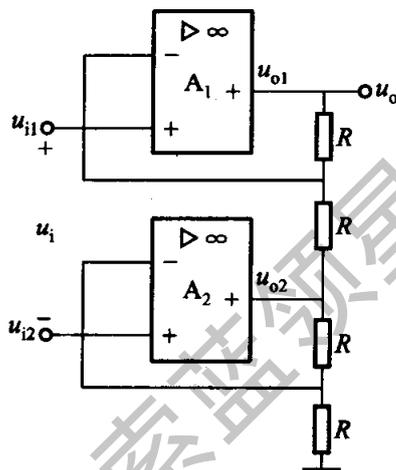


图 16.11 习题 16.2.13 的图

16.2.13 电路如图 16.11 所示, 试证明 $u_o = 2u_i$ 。

16.2.14 电路如图 16.12 所示, 已知 $u_i = 0.5 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, 试求 u_o 。

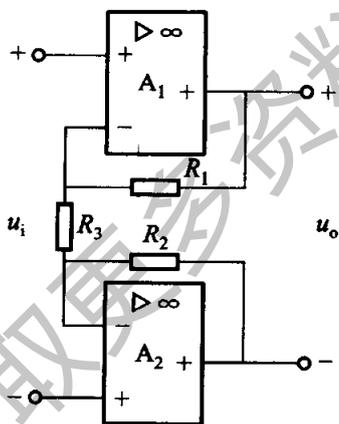


图 16.12 习题 16.2.14 的图

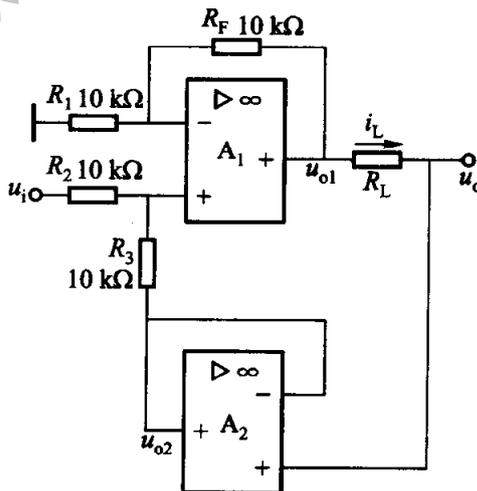


图 16.13 习题 16.2.15 的图

16.2.15 电路如图 16.13 所示, 试证明 $i_L = \frac{u_i}{R_L}$ 。

16.2.16 在图 16.2.9 所示积分运算电路中, 如果 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_f = 1 \mu\text{F}$, $u_i = -1 \text{ V}$ 时, 求 u_o 由起始值 0 V 达到 $+10 \text{ V}$ (设为运算放大器的最大输出电压) 所需要的时间是多少? 超出这段时间后输出电压会呈现什么样的变化规律? 如果要把 u_o 与 u_i 保持积分运算关系的有效时间增大 10 倍, 应如何改变电路参数值?

- 16.2.17 在图 16.14 的电路中,电源电压为 $\pm 15\text{ V}$, $u_{i1} = 1.1\text{ V}$, $u_{i2} = 1\text{ V}$ 。试问接入输入电压后,输出电压 u_o 由 0 上升到 10 V 所需时间。

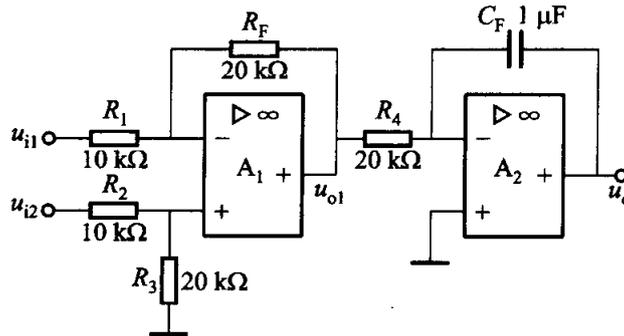


图 16.14 习题 16.2.17 的图

- 16.2.18 按下列各运算关系式画出运算电路,并计算各电阻的阻值,括号中的反馈电阻 R_F 和电容 C_F 是已知值。

- (1) $u_o = -3u_i$ ($R_F = 50\text{ k}\Omega$);
- (2) $u_o = -(u_{i1} + 0.2u_{i2})$ ($R_F = 100\text{ k}\Omega$);
- (3) $u_o = 5u_i$ ($R_F = 20\text{ k}\Omega$);
- (4) $u_o = 0.5u_i$ ($R_F = 10\text{ k}\Omega$);
- (5) $u_o = 2u_{i2} - u_{i1}$ ($R_F = 10\text{ k}\Omega$);
- (6) $u_o = -200 \int u_i dt$ ($C_F = 0.1\text{ }\mu\text{F}$);
- (7) $u_o = -10 \int u_{i1} dt - 5 \int u_{i2} dt$ ($C_F = 1\text{ }\mu\text{F}$)。

- 16.2.19 电路如图 16.15 所示,试求 u_o 与 u_{i1} , u_{i2} 的关系式。

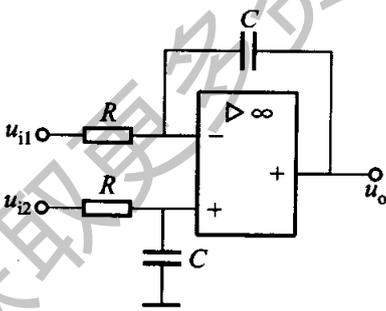


图 16.15 习题 16.2.19 的图

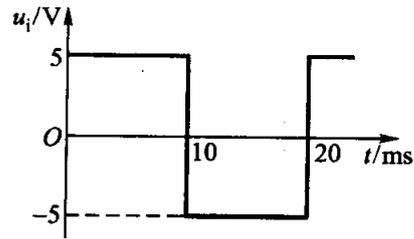


图 16.16 习题 16.2.20 的图

- 16.2.20 在图 16.2.9 中,如果 $R_1 = 50\text{ k}\Omega$, $C_F = 1\text{ }\mu\text{F}$, u_i 如图 16.16 所示,试画出输出电压 u_o 的波形。设 $u_c(0) = 0$ 。
- 16.2.21 分析图 16.17 所示的电路。当继电器触点 KA 经一定时间连续断开和闭合,试问输出何种波形的电压? 设 R 较小,KA 闭合后电容器迅速放电。 U_i 是直流电压且为正值。
- 16.2.22 在图 16.18 中,求 u_o 。

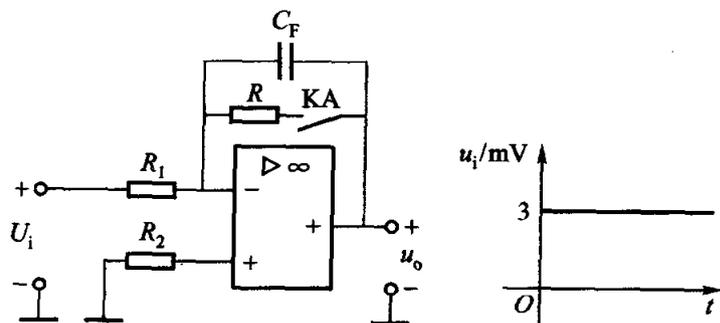


图 16.17 习题 16.2.21 的图

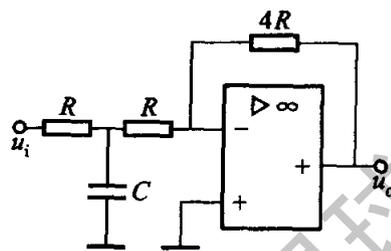


图 16.18 习题 16.2.22 的图

16.2.23 图 16.19 是一基准电压电路, u_o 可作基准电压用, 试计算 u_o 的调节范围。

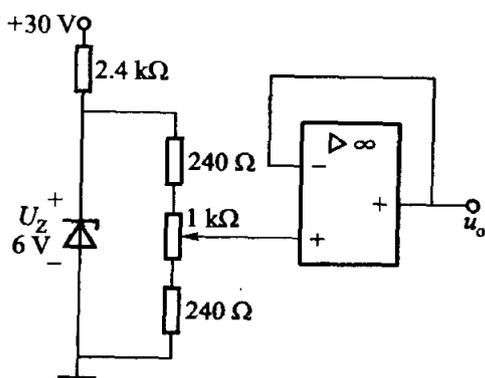


图 16.19 习题 16.2.23 的图

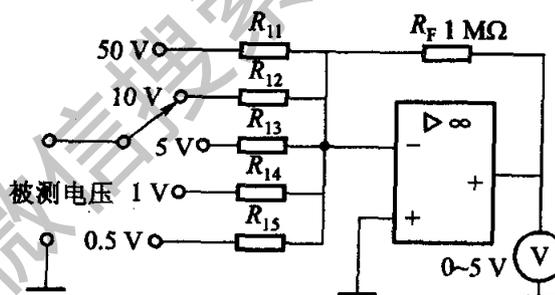


图 16.20 习题 16.2.24 的图

16.2.24 图 16.20 是应用运算放大器测量电压的原理电路, 共有 0.5, 1, 5, 10, 50 V 五种量程, 试计算电阻 $R_{11} \sim R_{15}$ 的阻值。输出端接有满量程 5 V, 500 μ A 的电压表。

16.2.25 图 16.21 是应用运算放大器测量小电流的原理电路, 试计算电阻 $R_{F1} \sim R_{F5}$ 的阻值。输出端接的电压表同上题。

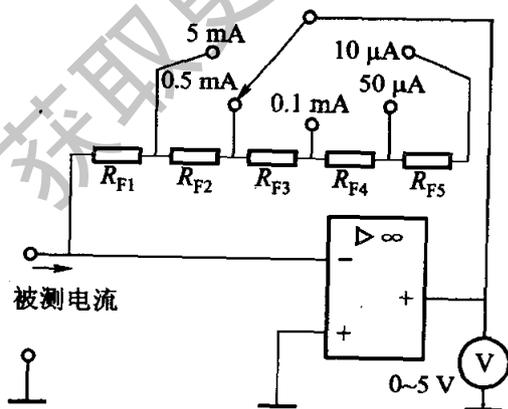


图 16.21 习题 16.2.25 的图

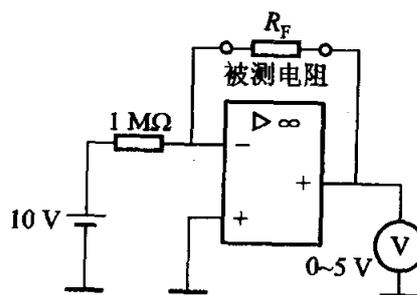


图 16.22 习题 16.2.26 的图

16.2.26 图 16.22 是应用运算放大器测量电阻的原理电路,输出端接的电压表同上题。当电压表指示 5 V 时,试计算被测电阻 R_F 的阻值。

16.3.1 在图 16.23 中,运算放大器的最大输出电压 $U_{OPP} = \pm 12\text{ V}$,稳压二极管的稳定电压 $U_Z = 6\text{ V}$,其正向压降 $U_D = 0.7\text{ V}$, $u_i = 12 \sin \omega t\text{ V}$ 。当参考电压 $U_R = +3\text{ V}$ 和 -3 V 两种情况下,试画出传输特性和输出电压 u_o 的波形。

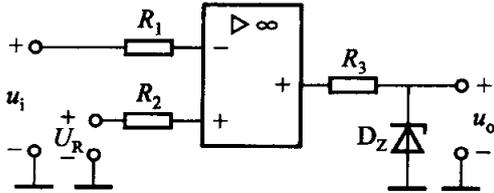


图 16.23 习题 16.3.1 的图

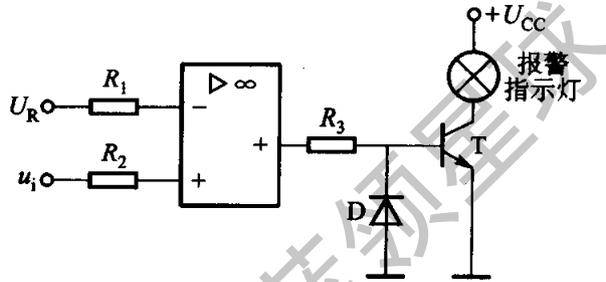


图 16.24 习题 16.3.2 的图

16.3.2 图 16.24 是监控报警装置,如需对某一参数(如温度、压力等)进行监控时,可由传感器取得监控信号 u_i , U_R 是参考电压。当 u_i 超过正常值时,报警灯亮,试说明其工作原理。二极管 D 和电阻 R_3 在此起何作用?

16.3.3 图 16.25 是火灾报警电路的方框图。 u_{i1} 和 u_{i2} 分别来自两个温度传感器,它们安装在室内同一处:一个安装在塑料壳内,产生 u_{i1} ;另一个安装在金属板上,产生 u_{i2} 。无火情时, $u_{i1} = u_{i2}$,声光报警电路不响不亮。一旦发生火情,安装在金属板上的温度传感器因金属板导热快而温度升高较快,而另一个温度上升较慢,于是产生差值电压($u_{i2} - u_{i1}$),当这差值电压增高到一定数值时,发光二极管发亮,蜂鸣器发响,同时报警。请按图示方框图设计电路。



图 16.25 习题 16.3.3 的火灾报警电路的方框图

第 17 章

电子电路中的反馈

反馈在科学技术领域中的应用很多,在上册第 9 章曾结合控制电机介绍过自动调节系统是通过反馈来实现自动调节的。在电子电路中反馈的应用也是极为广泛的,前面已多处(分压式偏置电路、差分放大电路、滞回比较器等)提到反馈。在本章中将对反馈集中讨论,如反馈的基本概念、构成反馈的电路、引入反馈的实际意义等。

17.1 反馈的基本概念

17.1.1 负反馈与正反馈

凡是将电子电路(或某个系统)输出端的信号(电压或电流)的一部分或全部通过反馈电路引回到输入端,就称为反馈。

图 17.1.1(b)是带有反馈的电子电路的方框图,它含有两个部分:一个是基本放大电路 A,它可以是单级或多级的;一个是反馈电路 F,它是联系放大电路的输出电路和输入电路的环节,多数是由电阻元件组成。

图中,用 x 表示信号,它既可表示电压,也可表示电流。信号的传递方向如图中箭头所示, x_i 、 x_o 和 x_f 分别为输入、输出和反馈信号。 x_f 和 x_i 在输入端比较(\otimes 是比较环节的符号),得出净输入信号 x_d 。

若引回的反馈信号与输入信号比较使净输入信号减小、因而输出信号也减小的,则称这种反馈为负反馈。若反馈信号使净输入信号增大、因而输出信号也增大的,则称这种反馈为正反馈。可见电路中引入负反馈后,其放大倍数要降低;反之,电路中引入正反馈后,其放大倍数会升高。

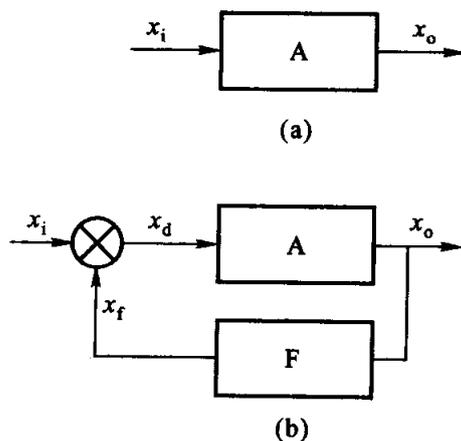


图 17.1.1 电子电路方框图
(a) 不带反馈;(b) 带有反馈

图 17.1.1(a)是不带反馈的电路, x_i 直接加到它的输入端,是开环的;而图

17.1.1(b)则是闭环的。

17.1.2 负反馈与正反馈的判别方法

瞬时极性法是判别电路中负反馈与正反馈的基本方法。设接“地”参考点的电位为零,电路中某点在某瞬时的电位高于零电位者,则该点电位的瞬时极性为正(用 \oplus 表示);反之为负(用 \ominus 表示)。

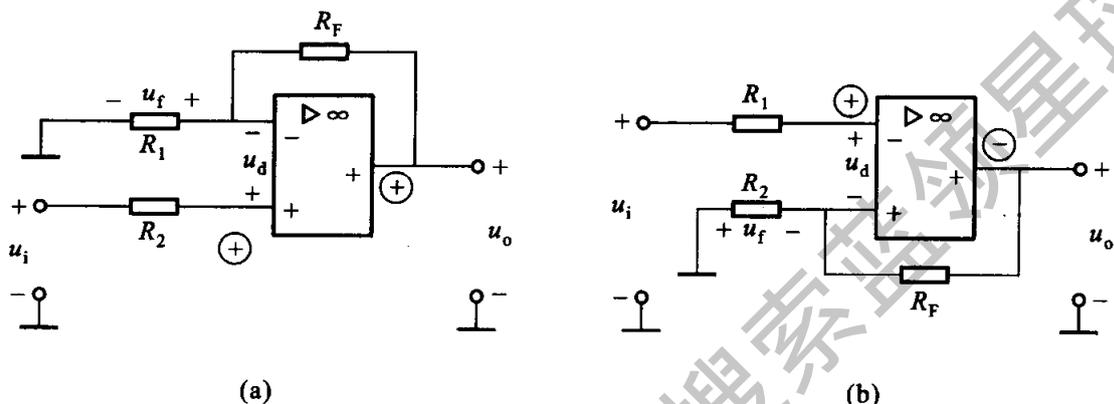


图 17.1.2 负反馈与正反馈的判别

图 17.1.2(a)是前述的同相比例运算电路, R_F 为反馈电阻,跨接在输出端与反相输入端之间。设某一瞬时输入电压 u_i 为正,则同相输入端电位的瞬时极性为 \oplus ,输出端电位的瞬时极性也为 \oplus ,输出电压 u_o 经 R_F 和 R_1 分压后在 R_1 上得出反馈电压 u_f (根据图中的参考方向应是正值),它减小了净输入电压(差值电压) u_d , $u_d = u_i - u_f$,故为负反馈。或者说,输出端电位的瞬时极性为正,通过反馈提高了反相输入端的电位,从而减小了净输入电压。

顺便提一下,对于理想运算放大器,由于 $A_{uo} \rightarrow \infty$,即使在两个输入端之间加一微小电压(如在例 16.1.1 中,超过 $\pm 65 \mu\text{V}$),输出电压就达到正或负的饱和值。因此必须引入负反馈,使 $u_+ - u_- \approx 0$,才能使运算放大器工作在线性区。

图 17.1.2(b)是上一章的滞回比较器的基本电路。设 u_i 为正时,反相输入端电位的瞬时极性为 \oplus ,输出端电位的瞬时极性为 \ominus 。 u_o 经 R_F 和 R_2 分压后在 R_2 上得出反馈电压 u_f (在图中 u_f 应为正值)。显然, u_f 使净输入电压 u_d 增大了,故为正反馈。或者说,输出端电位的瞬时极性为负,通过反馈降低了同相输入端的电位,从而增大了净输入电压。滞回比较器工作在运算放大器的饱和区。

在分立元件的电子电路中,正、负反馈也可用瞬时极性法来判别。图 17.1.3(a)是分压式偏置放大电路,其发射极电阻 R_E 上无交流旁路电容;图 17.1.3(b)是其交流通路,图中 $R'_L = R_C // R_L$, $R_B = R_{B1} // R_{B2}$ 。 R_E 是反馈电阻,它联系输出电路和输入电路。设在正弦输入电压 u_i 的正半周,基极交流电位的瞬时极性为 \oplus

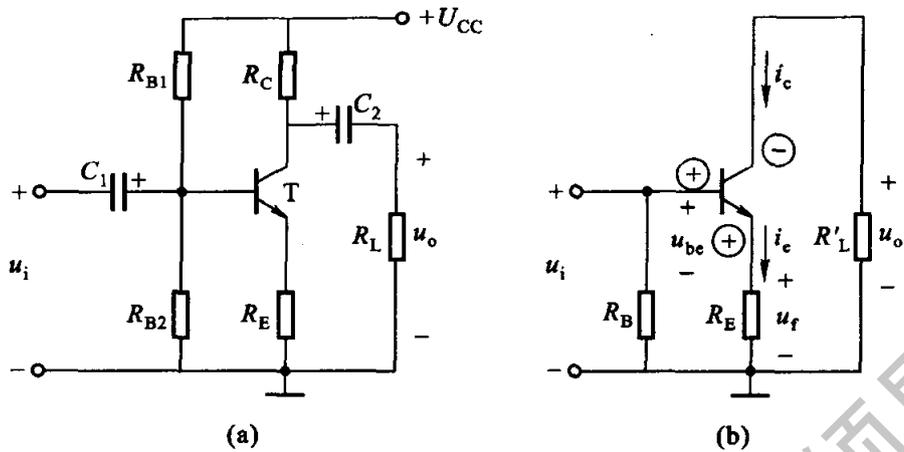


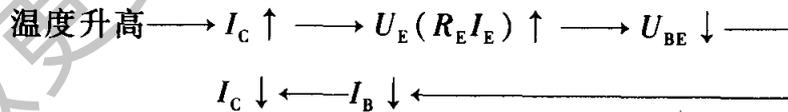
图 17.1.3 发射极电阻无旁路电容的分压式偏置放大电路
(a) 电路图; (b) 交流通路

(这时 u_{be} 也在正半周), 则集电极交流电位的瞬时极性为 \ominus (两者有反相关系); 因此输出电压 u_o 的参考方向与其实际方向相反, 它在负半周。此时电流 i_c ($\approx i_e$) 的实际方向与图中的参考方向相同, 流过 R_E 时, R_E 上端 (发射极) 交流电位的瞬时极性为 \oplus , $u_e = R_E i_e$, 即为反馈电压 u_f , 也在正半周。根据图上的参考方向可列出

$$u_{be} = u_i - u_f$$

由于三者同相, 可见净输入电压 u_{be} 减小了, 即其有效值 $U_{be} < U_i$, 故为负反馈。或者说, 反馈提高了发射极的交流电位, 使净输入电压 U_{be} 减小了。^①

上述的是发射极电流的交流分量 i_e 流过电阻 R_E 而产生的负反馈, 称为交流负反馈。其实, 直流分量 I_E 流过 R_E 也要产生负反馈, 则称为直流负反馈。在静态时, 相应的直流分量为 I_E 、 U_E 和 U_{BE} , 负反馈过程可表示如下:



即当温度升高使 I_C 和 I_E 增大时, 通过 U_E 的增大反映出来, 而后反馈到输入电路与基极电位 V_B (为 R_{B1} 和 R_{B2} 的分压电路所固定) 比较, 使净输入电压 U_{BE} 减小, 从而 I_B 和 I_C 随着减小, 并趋于基本不变。这种直流负反馈的作用是稳定静态工作点。至于交流负反馈的作用将在下节讨论。

如果发射极电阻 R_E 上接有交流旁路电容, 如图 15.4.1(a) 所示, 由于旁路

① 对 NPN 型晶体管而言: 设基极交流电位的瞬时极性为正, 若反馈降低了基极或提高了发射极的交流电位 (即减小 U_{be}), 则为负反馈; 反之, 若反馈提高了基极或降低了发射极的交流电位 (即增大 U_{be}), 则为正反馈。

电容 C_E 的电容量较大,对交流信号频率的容抗很小,对交流分量可视作短路,因此就不存在交流负反馈,只有上述的直流负反馈。在通常放大电路中,直流反馈和交流反馈往往同时存在。

17.2 放大电路中的负反馈

17.2.1 负反馈的类型

根据反馈电路与基本放大电路在输入端和输出端联接方式的不同,负反馈可分为下列四种类型,现分述如下。

1. 串联电压负反馈

图 17.2.1(a)即为图 17.1.2(a),是同相比例运算电路。如前所述, $u_d = u_i - u_f$,电路中引入负反馈。

反馈电压

$$u_f = \frac{R_1}{R_F + R_1} u_o$$

取自输出电压 u_o ,并与之成正比,故为电压反馈。

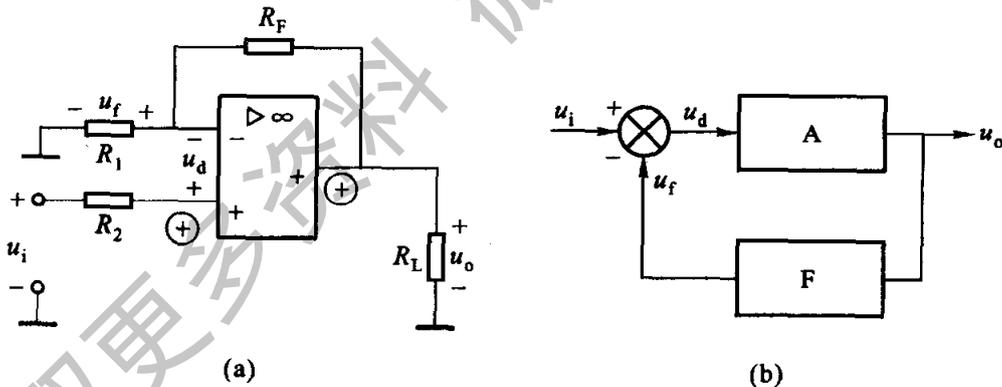


图 17.2.1 串联电压负反馈电路

(a) 电路;(b) 方框图

反馈信号与输入信号在输入端以电压的形式作比较,两者串联,故为串联反馈。

因此,图 17.2.1(a)是引入串联电压负反馈的电路,图 17.2.1(b)是其方框图。

2. 并联电压负反馈

图 17.2.2(a)是反相比例运算电路。设某一瞬时输入电压 u_i 为正,则反相

输入端电位的瞬时极性为正,输出端电位的瞬时极性为负。此时反相输入端的电位高于输出端的电位,输入电流 i_i 和反馈电流 i_f 的实际方向即如图中所示。净输入电流(差值电流) $i_d = i_i - i_f$, 即 i_f 削弱了净输入电流,故为负反馈。

反馈电流

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

取自输出电压 u_o , 并与之成正比, 故为电压反馈。

反馈信号与输入信号在输入端以电流的形式作比较, i_f 和 i_d “并联”由 i_i 供电, 故为并联反馈。

因此, 图 17.2.2(a) 是引入并联电压负反馈的电路, 图 17.2.2(b) 是其方框图。

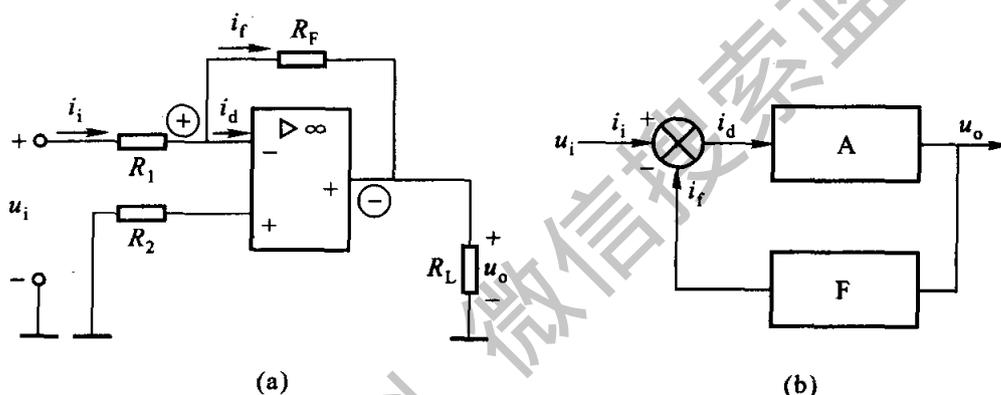


图 17.2.2 并联电压负反馈电路

(a) 电路; (b) 方框图

3. 串联电流负反馈

首先分析图 17.2.3(a) 所示电路的功能。从电路结构看, 它和图 17.2.1(a) 相同, 也是同相比例运算电路, 故

$$u_o = \left(1 + \frac{R_L}{R}\right) u_i$$

输出电流

$$i_o = \frac{u_o - u_-}{R_L} \approx \frac{u_o - u_i}{R_L}$$

由上列两式得出

$$i_o \approx \frac{u_i}{R}$$

可见输出电流 i_o 与负载电阻 R_L 无关, 因此图 17.2.3(a) 是一同相输入恒流源电路, 或称为电压-电流变换电路。改变电阻 R 的阻值, 就可以改变 i_o 的大小。

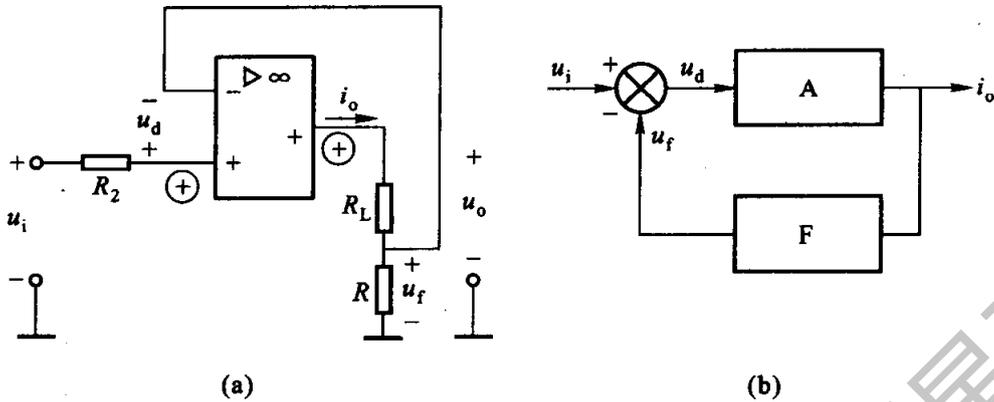


图 17.2.3 串联电流负反馈电路

(a) 电路;(b) 方框图

其次分析反馈类型。参照上述的同相比例运算可知, $u_d = u_i - u_f$, 电路中也引入负反馈。

反馈电压

$$u_f = Ri_o$$

取自输出电流(即负载电流) i_o , 并与之成正比, 故为电流反馈。

反馈信号与输入信号在输入端以电压的形式作比较, 两者串联, 故为串联反馈。

因此, 图 17.2.3(a) 是引入串联电流负反馈的电路, 图 17.2.3(b) 是其方框图。

4. 并联电流负反馈

首先分析图 17.2.4(a) 所示电路的功能。由图可得出

$$i_i = \frac{u_i}{R_1}, \quad i_f = -\frac{u_R}{R_F}$$

设 $i_i \approx i_f$, 则得

$$u_R = -\frac{R_F}{R_1} u_i$$

输出电流

$$\begin{aligned} i_o &= i_R - i_f = \frac{u_R}{R} - \frac{u_i}{R_1} \\ &= -\left(\frac{R_F}{R_1 R} + \frac{1}{R_1}\right) u_i = -\frac{1}{R_1} \left(\frac{R_F}{R} + 1\right) u_i \end{aligned}$$

可见输出电流 i_o 与负载电阻 R_L 无关, 因此图 17.2.4(a) 是一反相输入恒流源电路。改变电阻 R_F 或 R 的阻值, 就可以改变 i_o 的大小。

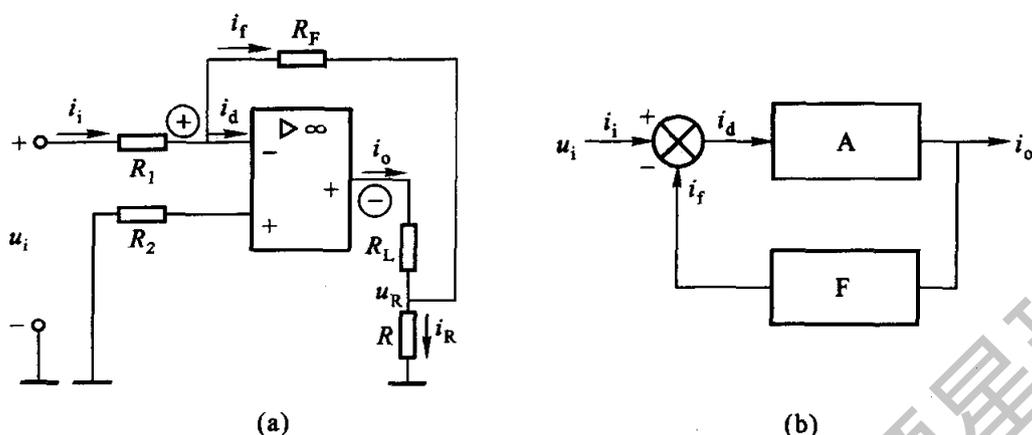


图 17.2.4 并联电流负反馈电路

(a) 电路; (b) 方框图

其次分析反馈类型。设 u_i 为正时, 反相输入端和输出端电位的瞬时极性如图所示, 差值电流 $i_d = i_i - i_f$, 故为负反馈。

反馈电流

$$i_f \approx i_i = \frac{u_i}{R_1} = -\frac{1}{\left(\frac{R_F}{R} + 1\right)} i_o = -\left(\frac{R}{R_F + R}\right) i_o$$

取自输出电流 i_o , 并与之成正比, 故为电流反馈。

反馈信号与输入信号在输入端以电流的形式作比较, i_f 和 i_d “并联” 由 i_i 供电, 故为并联反馈。

因此, 图 17.2.4(a) 是引入并联电流负反馈的电路, 图 17.2.4(b) 是其方框图。

总之, 从上述四个运算放大器电路可以看出:

- (1) 反馈电路直接从输出端引出的, 是电压反馈; 从负载电阻 R_L 的靠近“地”端引出的, 是电流反馈;
- (2) 输入信号和反馈信号分别加在两个输入端(同相和反相)上的, 是串联反馈; 加在同一个输入端(同相或反相)上的, 是并联反馈;
- (3) 反馈信号使净输入信号减小的, 是负反馈。

【例 17.2.1】 试判别图 17.2.5(a) 和 (b) 两个两级放大电路中从运算放大器 A_2 输出端引至 A_1 输入端的各是何种类型的反馈电路。

【解】 (1) 在图 17.2.5(a) 中, 从运算放大器 A_2 输出端引至 A_1 同相输入端的是串联电压负反馈电路:

a. 反馈电路从 A_2 的输出端引出, 故为电压反馈;

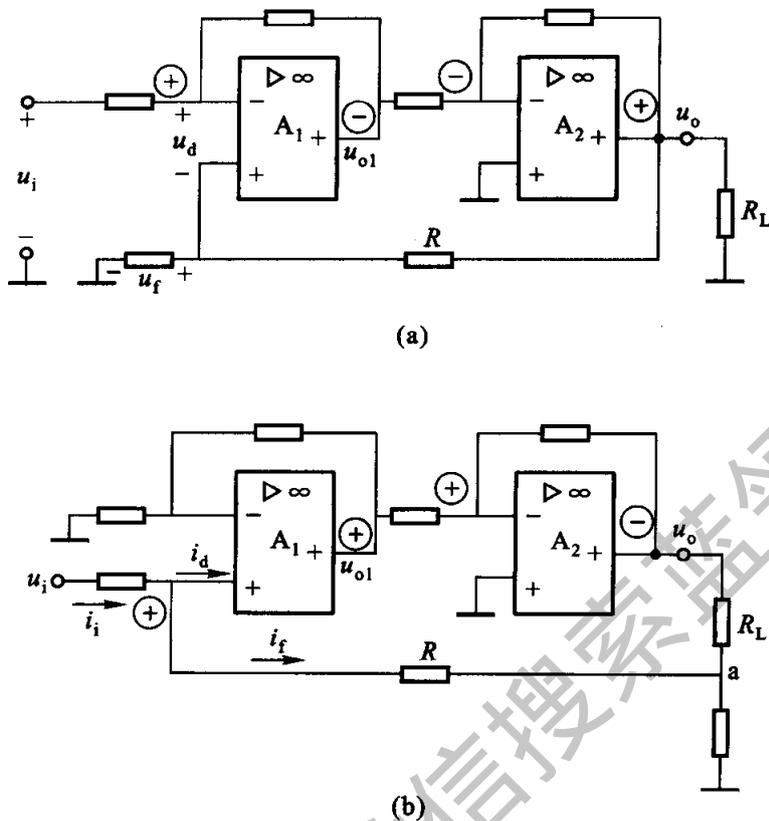


图 17.2.5 例 17.2.1 的图

b. 反馈电压 u_f 和输入电压 u_i 分别加在 A_1 的同相和反相两个输入端, 故为串联反馈;

c. 设 u_i 为正, 则 u_{o1} 为负, u_o 为正。反馈电压 u_f 使净输入电压

$$u_d = u_i - u_f$$

减小, 故为负反馈。

(2) 在图 17.2.5(b) 中, 从负载电阻 R_L 的靠近“地”端引至 A_1 同相输入端的是并联电流负反馈电路:

a. 反馈电路从 R_L 的靠近“地”端引出, 故为电流反馈;

b. 反馈电流 i_f 和输入电流 i_i 加在 A_1 的同一个输入端, 故为并联反馈;

c. 设 u_i 为正, 则 u_{o1} 为正, u_o 为负。 A_1 同相输入端的电位高于 a 点, 反馈电流 i_f 的实际方向即如图中所示, 它使净输入电流

$$i_d = i_i - i_f$$

减小, 故为负反馈。

【例 17.2.2】 在图 17.2.6 所示的两级放大电路中, (1) 哪些是直流负反馈? (2) 哪些是交流负反馈? 并说明其类型; (3) 如果 R_f 不接在 T_2 的集电极,

而是接在 C_2 与 R_L 之间,两者有何不同? (4) 如果 R_F 的另一端不是接在 T_1 的发射极,而是接在它的基极,有何不同,是否会变为正反馈?

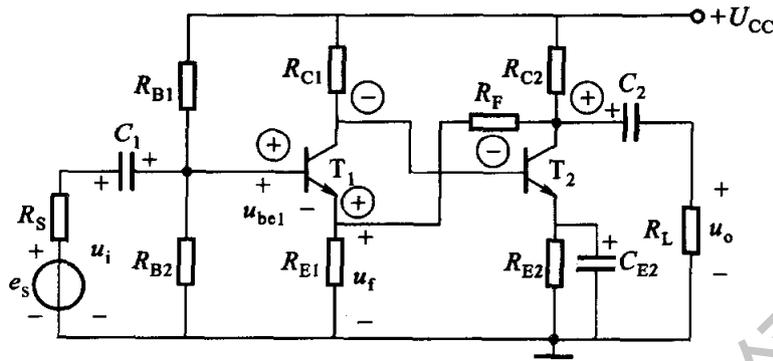


图 17.2.6 例 17.2.2 的电路

【解】 (1) 在图 17.2.6 中, R_{E1} 上有两种直流负反馈: 一是由本级电流 I_{E1} 产生的; 二是由后级集电极直流电压 U_{C2} 经 R_F 和 R_{E1} 分压而产生的。此外, R_{E2} 上有本级电流 I_{E2} 产生的直流负反馈; 因 R_{E2} 被 C_{E2} 旁路, 故无交流负反馈。

(2) R_{E1} 上有两种交流负反馈: 一是由本级交流分量 i_{e1} 产生的串联电流负反馈(与图 17.1.3 相同); 二是由后级集电极交流电压(即输出电压 u_o) 经 R_F 和 R_{E1} 分压而产生的串联电压负反馈。关于第二种负反馈, 今分析如下。

设在输入电压 u_i 的正半周, 晶体管 T_1 和 T_2 各极交流电位的瞬时极性如图中所示, 即

$$B_1(\oplus) \longrightarrow C_1(\ominus) \longrightarrow B_2(\ominus) \longrightarrow C_2(\oplus) \longrightarrow E_1(\oplus)$$

可见反馈提高了 E_1 的电位, 使 U_{be1} 减小, 故为负反馈。

反馈电压 $u_f = \frac{R_{E1}}{R_F + R_{E1}} u_o$, 取自输出电压, 故为电压反馈; u_f 与 u_i 在输入端以电压的形式作比较, $u_{be1} = u_i - u_f$, 故为串联反馈。

(3) 如果将 R_F 的一端改接在电容器 C_2 与负载电阻 R_L 之间, 则因 u_o 中无直流分量, R_{E1} 上就不存在由 R_F 、 R_{E1} 反馈电路产生的直流负反馈。

(4) 如果将 R_F 的另一端改接在 T_1 的基极 B_1 , 则反馈提高了 B_1 的电位, 使 U_{be1} 增大, 变成正反馈了。①

① 对共发射极电路来说, 还可看出:

如果反馈电路是从放大电路输出端的集电极引出的, 是电压反馈; 从发射极引出的, 是电流反馈。

如果反馈电路引入到放大电路输入端的基极, 是并联反馈; 引入到发射极, 是串联反馈。

17.2.2 负反馈对放大电路工作性能的影响

1. 降低放大倍数

由图 17.1.1 所示的带有负反馈的放大电路方框图可知,基本放大电路的放大倍数,即未引入负反馈时的放大倍数(也称开环放大倍数)为

$$A = \frac{x_o}{x_d} \quad (17.2.1)$$

反馈信号与输出信号之比称为反馈系数,即

$$F = \frac{x_f}{x_o} \quad (17.2.2)$$

引入负反馈后的净输入信号为

$$x_d = x_i - x_f \quad (17.2.3)$$

故

$$A = \frac{x_o}{x_i - x_f} \quad (17.2.4)$$

包括反馈电路在内的整个放大电路的放大倍数,即引入负反馈时的放大倍数(也称闭环放大倍数)为 A_f ,由上列各式推导可得

$$A_f = \frac{x_o}{x_i} = \frac{A}{1 + AF} \quad (17.2.5)$$

由式(17.2.1)和式(17.2.2)可得

$$AF = \frac{x_f}{x_d} \quad (17.2.6)$$

由本节 17.2.1 可知, x_f 与 x_d 同是电压或电流,且为正值,故 AF 为正实数。因此,由式(17.2.5)可知, $|A_f| < |A|$,引入负反馈后放大倍数降低了。这在第 15 章例 15.4.1 和例 15.4.2 中,以及例 15.9.1 和例 15.9.2 中都已用具体数据说明。

$(1 + AF)$ 称为反馈深度,其值愈大,负反馈作用愈强, $|A_f|$ 也就愈小。射极跟随器(图 15.6.1)和同相比比例运算跟随器的输出信号全部反馈到输入端,反馈系数为 1,反馈极深,故 $A_{uf} \approx 1$,无电压放大作用。

引入负反馈后,虽然放大倍数降低了,但在很多方面改善了放大电路的工作性能。

2. 提高放大倍数的稳定性

当外界条件变化时(例如环境温度变化、管子老化、元件参数变化、电源电压波动等),即使输入信号一定,仍将引起输出信号的变化,也就是引起放大倍数的变化。如果这种相对变化较小,则说明其稳定性较高。

对式(17.2.5)求导数,则得①

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{dA}{A} \quad (17.2.7)$$

式中, $\frac{dA}{A}$ 是开环放大倍数的相对变化, $\frac{dA_f}{A_f}$ 是闭环放大倍数的相对变化, 它只是前者的 $\frac{1}{1+AF}$ 。可见, 引入负反馈后, 放大倍数降低了, 而放大倍数的稳定性却提高了。

【例 17.2.3】 图 17.2.1(a) 是同相比例运算电路, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_f = 300 \text{ k}\Omega$, 开环电压放大倍数 $A_{uo} = 10^4$ 。(1) 求闭环电压放大倍数 A_{uf} ; (2) 如 $\frac{dA}{A} = 10\%$, 求 $\frac{dA_f}{A_f}$ 。

【解】 (1)

$$F = \frac{u_f}{u_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{10}{10 + 300} = 0.03$$

$$A_{uf} = \frac{A}{1+AF} = \frac{10\,000}{1 + 10\,000 \times 0.03} = 33.2$$

$$(2) \quad \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{301} \times 10\% = 0.033\%$$

负反馈深度愈深, 放大电路愈稳定。如果 $AF \gg 1$, 则根据式(17.2.5)得

$$A_f \approx \frac{1}{F} \quad (17.2.8)$$

此式说明, 在深度负反馈的情况下, 闭环放大倍数仅与反馈电路的参数(如电阻和电容)有关, 它们基本上不受外界因素变化的影响。这时放大电路的工作非常稳定。

3. 改善波形失真

前面说过, 由于工作点选择不合适, 或者输入信号过大, 都将引起信号波形

①

$$\begin{aligned} \frac{dA_f}{dA} &= \frac{1}{1+AF} - \frac{AF}{(1+AF)^2} = \frac{1}{(1+AF)^2} \\ &= \frac{A_f}{A} \cdot \frac{1}{1+AF} \end{aligned}$$

或

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{dA}{A}$$

的失真[图 17.2.7(a)]。但引入负反馈之后,可将输出端的失真信号反送到输入端,使净输入信号发生某种程度的失真,经过放大之后,即可使输出信号的失真得到一定程度的补偿。从本质上说,负反馈是利用失真的了的波形来改善波形的失真,因此只能减小失真,不能完全消除失真[图 17.2.7(b)]。

由于反馈电路通常由电阻组成,故 u_f 和 u_o 是一样的失真波形。

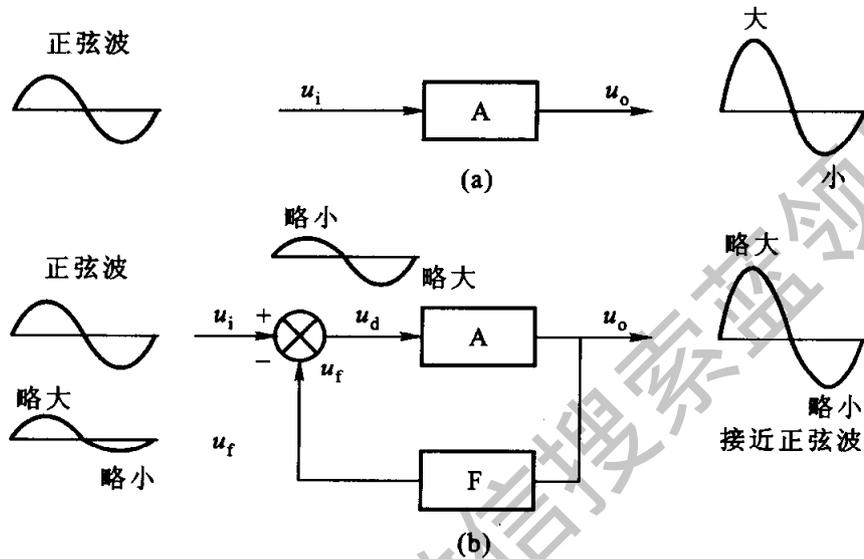


图 17.2.7 利用负反馈改善波形失真

4. 展宽通频带

集成运算放大器电路都采用直接耦合,无耦合电容,故其低频特性良好,展宽了通频带;引入负反馈后,在高频段通频带又能得到展宽,如图 17.2.8 所示。为什么负反馈能展宽通频带,可以这样来理解:在中频段,开环放大倍数 $|A|$ 较高,反馈信号也较高,因而使闭环放大倍数 $|A_f|$ 降低得较多;而在高频段, $|A|$ 较低,反馈信号也较低,因而使 $|A_f|$ 降低得较少;这样,就将放大电路的通频带展宽了。

5. 对放大电路输入电阻的影响

放大电路中引入负反馈后能使输入电阻 r_{if} 增高还是减低,与串联反馈还是并联反馈有关。

在图 17.2.1 和图 17.2.3 的串联反馈运算放大电路中,由于 u_f 与 u_i 反相串联,使输入信号电压的一部分被反馈电压抵消,所以信号源 u_i 供给的输入电流 i_i 减小了,这意味着输入电阻 r_{if} 的增高。而在图 17.2.2 和图 17.2.4 的并联反馈运算放大电路中,信号源除供给 i_d 外,还要增加一个分量 i_f ,因此 i_i 增大了,这意味着输入电阻的减低。

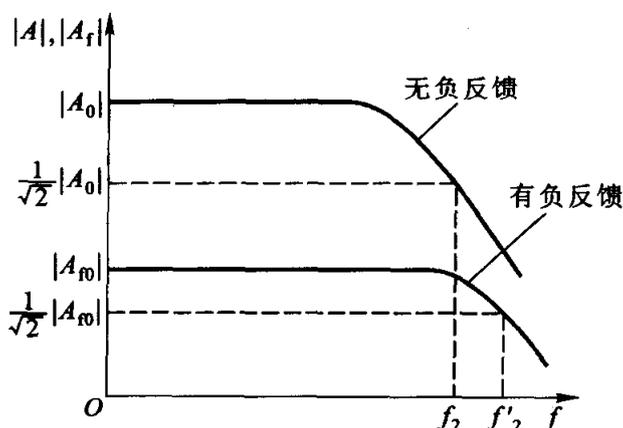
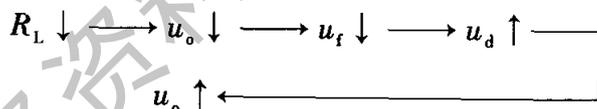


图 17.2.8 负反馈展宽通频带

6. 对放大电路输出电阻的影响

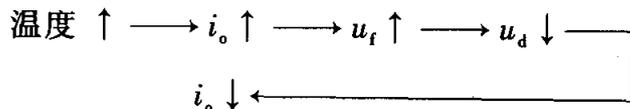
放大电路中引入负反馈后能使输出电阻 r_o 减低还是增高, 与电压反馈还是电流反馈有关。

电压反馈的放大电路具有稳定输出电压 u_o 的作用, 即有恒压输出的特性。如以图 17.2.1 的电压反馈运算放大电路为例。当输入电压 u_i 为一定值, 如果输出电压 u_o 由于负载电阻 R_L 的减小而减小时, 则反馈电压 u_f 也随之减小, 其结果使净输入电压 u_d 增大, 于是输出电压就回升到接近原值。上述过程可表示如下:



具有恒压输出特性的放大电路的内阻很低, 即其输出电阻很低。

电流反馈的放大电路具有稳定输出电流 i_o 的作用, 即有恒流输出的特性。如以图 17.2.3 的电流反馈电路为例。当输入电压 u_i 为一定值, 如果输出电流 i_o 由于温度升高而增大时, 则反馈电压 u_f 也随之增大, 其结果使净输入电压 u_d 减小, 于是输出电流就回落到接近原值。上述过程可表示如下:



具有恒流输出特性的放大电路的内阻很高, 即其输出电阻较高。

放大电路中引入负反馈后, 输入电阻和输出电阻将发生变化。根据反馈类型的不同, 对它们的影响也不同。上述四种负反馈类型对输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o 的影响见表 17.2.1。

表 17.2.1 四种负反馈类型对 r_i 和 r_o 的影响

	串联电压	串联电流	并联电压	并联电流
r_i	增高	增高	减低	减低
r_o	减低	增高	减低	增高

【练习与思考】

- 17.2.1 如果需要实现下列要求,在交流放大电路中应引入哪种类型的负反馈?
- (1) 要求输出电压 U_o 基本稳定,并能提高输入电阻。
 - (2) 要求输出电流 I_o 基本稳定,并能减小输入电阻。
 - (3) 要求输出电流 I_o 基本稳定,并能提高输入电阻。
- 17.2.2 在上题(1)中,是否能同时提高输出电阻?
- 17.2.3 如果输入信号本身已是一个失真的正弦量,试问引入负反馈后能否改善失真,为什么?
- 17.2.4 什么是深度反馈?怎样理解“负反馈愈深,放大倍数降低得愈多,但电路工作愈稳定”。
- 17.2.5 在负反馈放大电路中,如果反馈系数 $|F|$ 发生变化,闭环电压放大倍数能否保持稳定?
- 17.2.6 对分压式偏置放大电路(图 15.4.1)做实验时,在接入旁路电容 C_E 和除去 C_E 的两种情况下,用示波器观察的输出电压波形在失真和幅度上有何不同,为什么?
- 17.2.7 在图 17.1.3 的分立元件放大电路中,发射极电阻 R_E 上引入何种类型的交流负反馈?

17.3 振荡电路中的正反馈

17.3.1 自激振荡

在放大电路中,输入端接有信号源后,输出端才有信号输出。但在振荡电路中,它的输入端不外接信号,而输出端仍有一定频率和幅度的信号输出,这种现象就是电子电路的自激振荡。图 17.3.1 是正弦波振荡电路的方框图,图中 A 是基本放大电路, F 是反馈电路。但是,不管是振荡电路还是放大电路,它们的输出信号总是由输入信号引起的。那么,振荡电路既然不外接信号源,它的输出信号从何而来?而且还能得出单一频率的正弦输出信号。

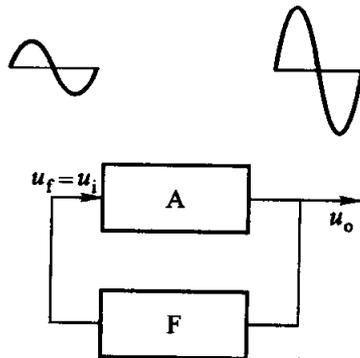


图 17.3.1 正弦波振荡电路的方框图

首先就来讨论这个问题。

当将振荡电路与电源接通时,在电路中激起一个微小的扰动信号,这就是起始信号。它是个非正弦信号,含有一系列频率不同的正弦分量。为了让它发展增长,振荡电路中必须有放大和正反馈环节;为了得到单一频率的正弦输出信号,电路中必须有选频环节;为了不让它无限增长而逐渐趋于稳定,电路中还必须要有稳幅环节。放大、正反馈、选频和稳幅这四者是正弦波振荡电路所含有的。首先讨论前两个环节,后两个待结合具体电路时再分析。

在图 17.3.1 中,放大电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f}$$

反馈电路的反馈系数为

$$F = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}$$

即 $A_u F = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_i} = 1$ 。因此,振荡电路的自激条件是:(1) 反馈电压 u_f 与输入端电压 u_i 要同相,也就是必须是正反馈;(2) 要有足够的反馈量,即两者相等, $u_f = u_i$, 使 $|A_u F| = 1$, 即反馈电压要等于所需的输入电压。

电路中微小的起始扰动信号经选频后,通过正反馈电路反馈到输入端,只要满足上述两个条件,反馈电压经放大电路放大后就会有更大的输出。这样,经过反馈→放大→再反馈→再放大的多次循环过程,最后利用非线性元件的非线性,使输出电压的幅度自动稳定在一个数值上。

关于自激振荡,在第 16 章波形产生一节中已提到。

17.3.2 正弦波振荡电路

正弦波振荡电路是用来产生一定频率和幅度的交流信号的。它的频率范围很广,可以从一赫以下到几百兆赫以上;输出的功率可以从几毫瓦到几十千瓦;输出的交流电能是从电源的直流电能转换而来的。

常用的正弦波振荡电路有 LC 振荡电路和 RC 振荡电路两种。后者输出功率小,频率较低;而前者可以输出较大功率,频率也较高。工业上的高频感应炉、超声波发生器、正弦波信号发生器、半导体接近开关等,都是振荡电路的应用。

1. RC 正弦波振荡电路

RC 振荡电路如图 17.3.2 所示。放大电路是同相比运算电路,RC 串并联电路既是正反馈电路,又是选频电路。输出电压 u_o 经 RC 串并联电路分压后在

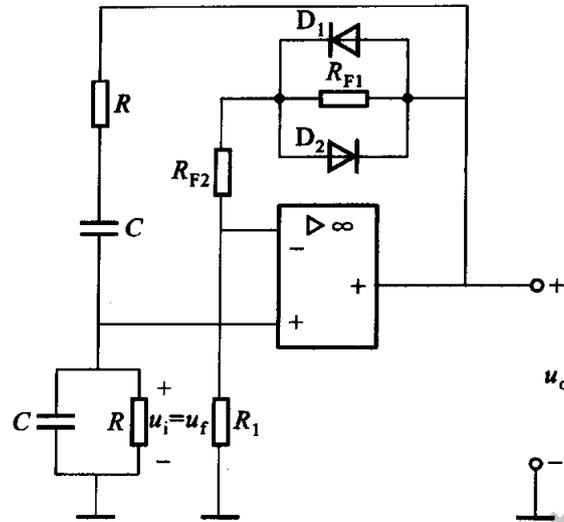


图 17.3.2 RC 振荡电路

RC 并联电路上得出反馈电压 u_f , 加在运算放大器的同相输入端, 作为它的输入电压 u_i 。由此得

$$F = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_o} = \frac{\frac{-jRX_c}{R - jX_c}}{R - jX_c + \frac{-jRX_c}{R - jX_c}} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{R^2 - X_c^2}{RX_c}\right)} \quad (17.3.1)$$

欲使 \dot{U}_i 与 \dot{U}_o 同相, 则上式分母的虚数部分必须为零, 即

$$R^2 - X_c^2 = 0$$

$$R = X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (17.3.2)$$

这时 $|F| = \frac{U_i}{U_o} = \frac{1}{3}$, 而同相比例运算电路的电压放大倍数则为

$$|A_u| = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (17.3.3)$$

可见, 当 $R_F = 2R_1$ 时, $|A_u| = 3$, $|A_u F| = 1$ 。

在特定频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时, u_o 和 u_i 同相, 也就是 RC 串并联电路具有正反馈和选频作用。 u_o 和 u_i 都是正弦波电压。

在起振时, 应使 $|A_u F| > 1$, 即 $|A_u| > 3$ 。随着振荡幅度的增大, $|A_u|$ 能自动减小, 直到满足 $|A_u| = 3$ 或 $|A_u F| = 1$ 时, 振荡振幅达到稳定, 以后并能自动稳幅。

从 $|A_u F| > 1$ 到 $|A_u F| = 1$, 这是自激振荡的建立过程。

在图 17.3.2 中, 是利用二极管正向伏安特性的非线性来自动稳幅的。图中, R_F 分 R_{F1} 和 R_{F2} 两部分。在 R_{F1} 上正、反向并联两只二极管, 它们在输出电压 u_o 的正负半周内分别导通。在起振之初, 由于 u_o 幅度很小, 尚不足以使二极管导通, 正向二极管近于开路, 此时 $R_F > 2R_1$ 。而后, 随着振荡幅度的增大, 正向二极管导通, 其正向电阻渐渐减小, 直到 $R_F = 2R_1$ 时, 振荡稳定。

振荡频率的改变, 可通过调节 R 或 C 或同时调节 R 和 C 的数值来实现。由集成运算放大器构成的 RC 振荡电路的振荡频率一般不超过 1 MHz。如要产生更高的频率, 可采用 LC 振荡电路。

2. LC 正弦波振荡电路

图 17.3.3 是变压器反馈式 LC 振荡电路, 它由晶体管放大电路、 LL_f 变压器正反馈电路和 LC 选频电路三部分组成。至于稳幅是利用晶体管的非线性来实现的。由于 LC 正弦波振荡电路的振荡频率较高, 所以放大电路多采用分立元件电路。

首先讨论选频问题。选频是通过 LC 选频电路来实现的。 LC 选频电路接在集电极电路中, 通过的交流电流为 i_c , 其两端交流电压为 u_{ce} (即为输出电压), 它是一个并联交流电路。当发生并联谐振时, 谐振频率

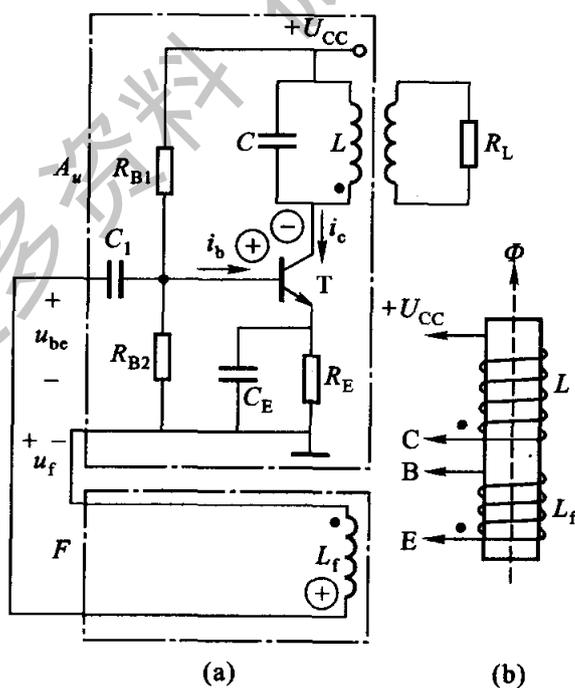
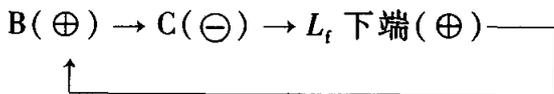


图 17.3.3 LC 振荡电路

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (17.3.4)$$

当将振荡电路与电源接通时,在扰动信号中只有频率为 f_0 的正弦分量才发生并联谐振。在并联谐振时, LC 并联电路的阻抗最大,并且是电阻性的(相当于集电极负载电阻 R_c)。因此,对 f_0 这个频率来说,电压放大倍数最高,当满足自激振荡的条件时,就产生自激振荡。对于其他频率的分量,不能发生并联谐振,这就达到了选频的目的。在输出端得到的只是频率为 f_0 的正弦信号。当改变 LC 电路的参数 L 或 C 时,输出信号的振荡频率也就改变。

其次讨论振荡的建立和稳定问题。第一、要有正反馈,这可用电路中各点交流电位的瞬时极性来判别。在图 17.3.3(a)中,设某瞬时基极电位为正,则



反馈提高了基极电位,使 U_{be} 增大,故为正反馈^①。第二、在 $|A_u F| > 1$ 的情况下产生自激振荡,输出电压 u_o 的幅值将不断增大,当增大到一定程度时,晶体管就进入非线性区工作,它的电流放大系数 β 将逐渐减小,电压放大倍数 $|A_u|$ 也随着降低,最后达到 $|A_u F| = 1$ 时,振荡电路便稳定在某一振荡幅度下工作,即使由于任何原因(如温度或电源电压的变化)使振荡幅度变化时,也能自动稳幅。从 $|A_u F| > 1$ 到 $|A_u F| = 1$,这是自激振荡的建立过程。

RC 振荡电路都工作在运算放大器的线性区;而 LC 振荡器一般工作在晶体管的非线性区,虽然集电极电流 i_c 的波形可能失真严重,但由于 LC 并联谐振电路具有良好的选频性,因此输出电压 u_o 的波形一般失真不大,基本上还是正弦波。

最后要指出,在放大电路中由于内部晶体管的极间电容和其他寄生参数的影响,也会产生自激振荡。这并非好事,它将使放大电路不能正常工作。为此,通常是外接 RC 消振电路或消振电容来破坏产生自激振荡的条件。

【练习与思考】

- 17.3.1 试说明振荡条件、振荡建立和振荡稳定三个问题。
- 17.3.2 从 $|A_u F| > 1$ 到 $|A_u F| = 1$,是自激振荡的建立过程,在此过程中,哪个量减小了?
- 17.3.3 正弦波振荡电路中为什么要有选频电路?没有它是否也能产生振荡?这时输出的是不是正弦信号?

* 3. 应用举例——高频振荡型接近开关

接近开关是一种当移动金属体(例如机床挡块)接近到它一定距离时,不须接触,就能发

^① 实际上,通常不知道线圈的同极性端,无从确定正反馈的联接。这时可以试联。如果不产生振荡(联成负反馈),只需将 L_r 或 L 的两个接头对调一下即可。

出动作信号的电器。它具有反应快、定位准和寿命长等优点,被广泛应用于行程控制、定位控制、自动计数以及安全保护控制等方面。接近开关有多种类型,其中以高频振荡型最为常用。

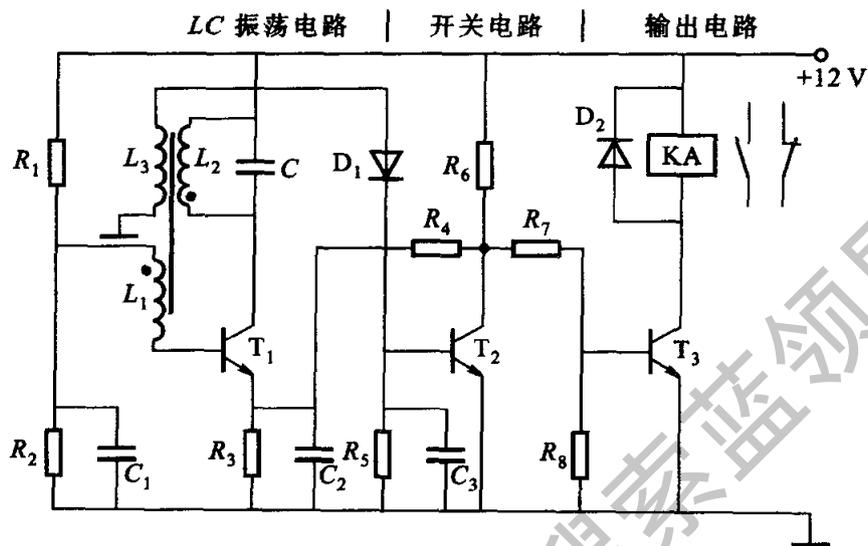


图 17.3.4 高频振荡型接近开关

图 17.3.4 是一种高频振荡型接近开关的电路,它可分为下面三个部分。

(1) LC 振荡电路

此即为图 17.3.3 的变压器反馈式 LC 振荡电路。振荡回路线圈 L_2 (60~100 匝)、输出线圈 L_3 (约 20 匝) 和反馈线圈 L_1 (1~3 匝) 绕在同一铁心上,构成感应头(图 17.3.5),它固定在某物体上。当无金属体接近时,维持振荡;当有金属体接近时,金属体内感应产生涡流,涡流的去磁作用减弱线圈间的磁耦合, L_1 上反馈电压显著降低,因而振荡停止。

(2) 开关电路

振荡时,振荡电路的输出电压经整流(D_1)和滤波(C_3)后加到晶体管 T_2 的基极,使之饱和导通;停振时 T_2 截止。 R_4 是反馈电阻。当停振时,通过它把 T_2 的集电极电压反馈一部分到 T_1 的发射极电阻 R_3 上,使 T_1 的发射极电位升高,以保证振荡电路迅速而可靠地停振;而在起振时, $U_{CE2} \approx 0$, R_3 上无反馈电压,使电路迅速恢复振荡。

(3) 输出电路

振荡时, T_2 导通, T_3 截止,直流继电器 KA 的线圈不通电。停振时, T_2 截止, T_3 导通, KA 通电,以控制其他电路的通断。

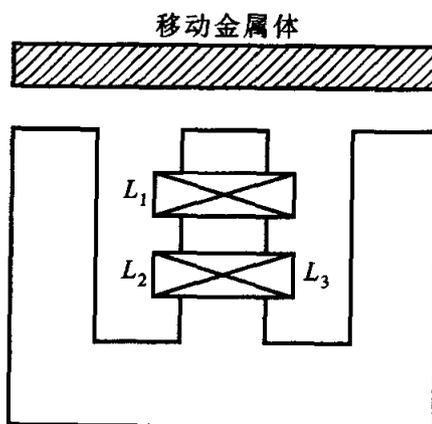


图 17.3.5 感应头

习 题

- 17.1.1 在图 17.01 所示的各电路中是否引入了反馈,是直流反馈还是交流反馈,是正反馈还是负反馈?

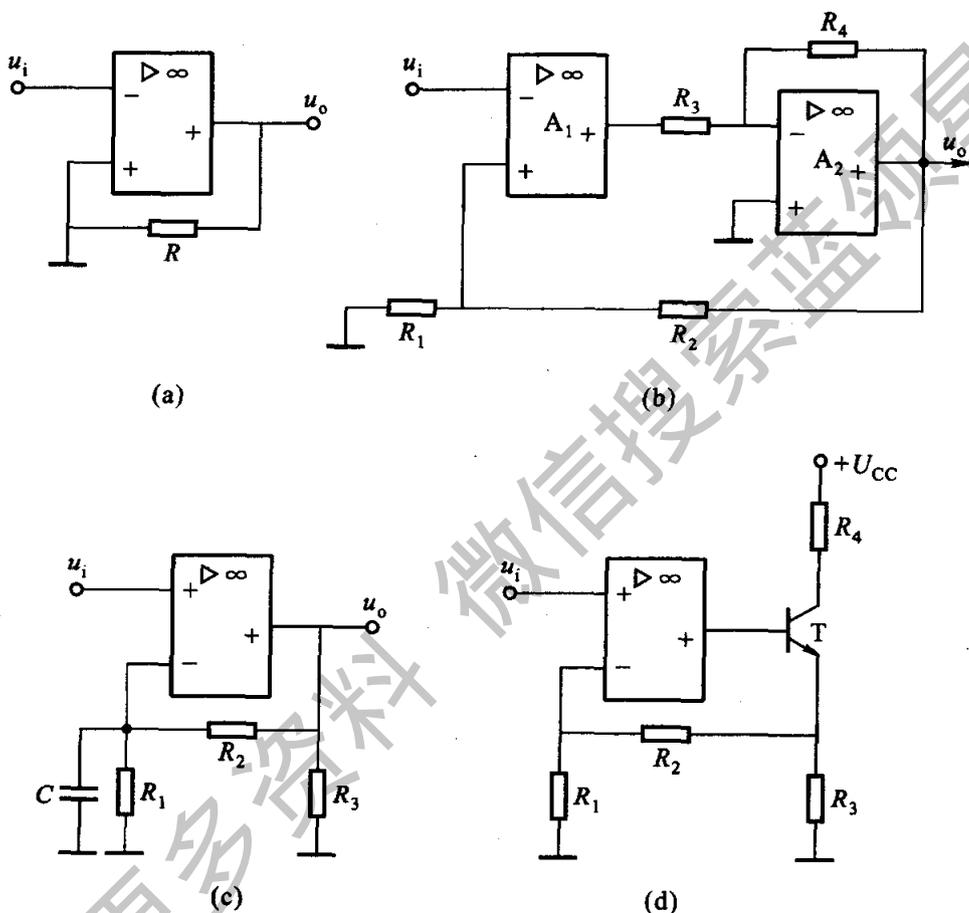
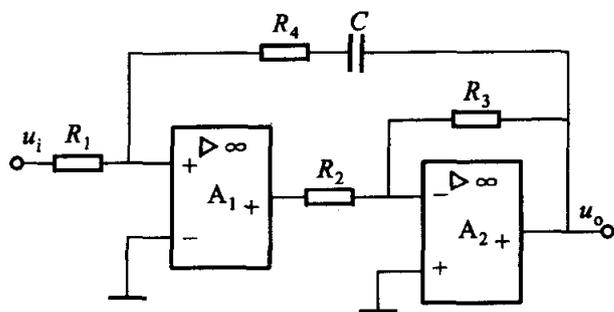
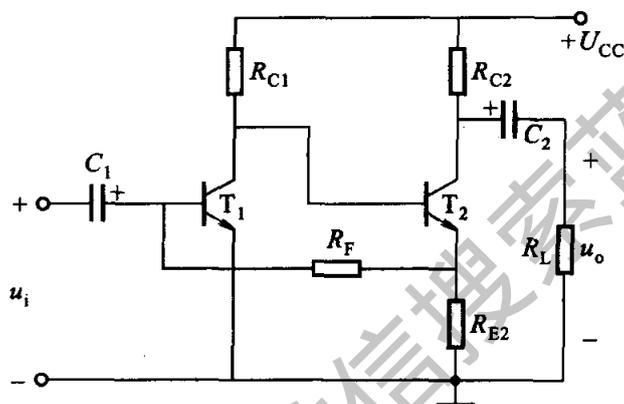


图 17.01 习题 17.1.1 的图

- 17.2.1 试判别图 17.02(a)和(b)两个两级放大电路中引入了何种类型的交流反馈。
- 17.2.2 试分析射极输出器(图 15.6.1)中引入了何种类型的负反馈?为什么说它负反馈很深?
- 17.2.3 为了实现下述要求,在图 17.03 中应引入何种类型的负反馈?反馈电阻 R_f 应从何处引至何处?(1)减小输入电阻,增大输出电阻;(2)稳定输出电压,此时输入电阻增大否?(3)稳定输出电流,并减小输入电阻。
- 17.2.4 试画出一种引入并联电压负反馈的单级晶体管放大电路。
- 17.2.5 当保持收音机收听的音量不变,能否在收音机的放大电路中引入负反馈来减小外部干扰信号的影响?负反馈能不能抑制放大电路内部出现的干扰信号?



(a)



(b)

图 17.02 习题 17.2.1 的图

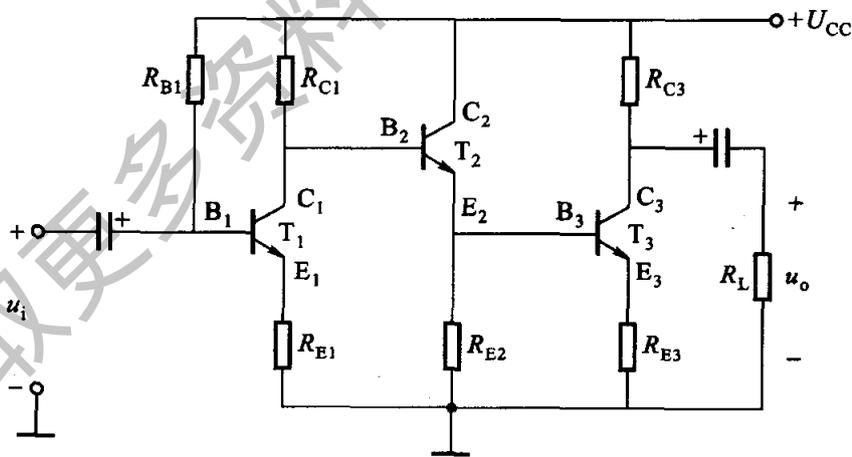


图 17.03 习题 17.2.3 的图

- 17.2.6 有一负反馈放大电路, 已知 $A = 300, F = 0.01$ 。试问: (1) 闭环电压放大倍数 A_f 为多少? (2) 如果 A 发生 $\pm 20\%$ 的变化, 则 A_f 的相对变化为多少?
- 17.2.7 有一同相比例运算电路, 如图 17.2.1 所示。已知 $A_{oo} = 1000, F = +0.049$ 。如果输出电压 $u_o = 2 \text{ V}$, 试计算输入电压 u_i , 反馈电压 u_f 及净输入电压 u_d 。

- 17.2.8 在上例的同相比例运算放大电路中, $R_F = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, 开环差模电压放大倍数 A_{uo} 和差模输入电阻 r_{id} 均近于无穷大, 输出最大电压为 $\pm 13 \text{ V}$ 。试问: (1) 电压放大倍数 A_{uf} 和反馈系数 F 各为多少? (2) 当 $u_i = 1 \text{ V}$ 时, u_o 为多少伏? (3) 若在 R_1 开路、 R_1 短路、 R_F 开路和 R_F 短路这四种情况下, 输出电压分别变为多少?
- 17.2.9 已知一个串联电压负反馈放大电路的电压放大倍数 $A_{uf} = 20$, 当其基本放大电路的电压放大倍数 A_{uo} 相对变化了 $+10\%$, A_{uf} 的相对变化应小于 $+0.1\%$, 试问 F 和 A_{uo} 各为多少?
- 17.3.1 图 17.04 是用运算放大器构成的音频信号发生器的简化电路。(1) R_1 大致调到多大才能起振? (2) R_p 为双联电位器, 可从 0 调到 $14.4 \text{ k}\Omega$, 试求振荡频率的调节范围。

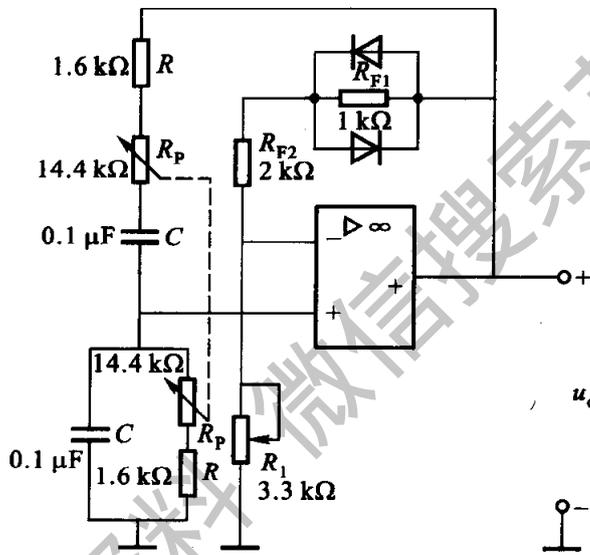


图 17.04 习题 17.3.1 的图

- 17.3.2 图 17.05 是简易电子琴电路, 按下不同琴键(图示为开关)就可以改变 R_2 的阻值。当 $C_1 = C_2 = C$, 而 $R_1 \neq R_2$ 时, 振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}$$

且在 f_0 时,

$$F = \frac{1}{2 + \frac{R_1}{R_2}}$$

当 $R_2 \gg R_1$ 时, $F \approx \frac{1}{2}$ 。已知八个基本音阶在 C 调时所对应的频率如下表所列。

C 调	1	2	3	4	5	6	7	i
f_0/Hz	264	297	330	352	396	440	495	528

试问: (1) R_3 大致调到多大才能起振? (2) 计算 $R_{21} \sim R_{28}$ 。

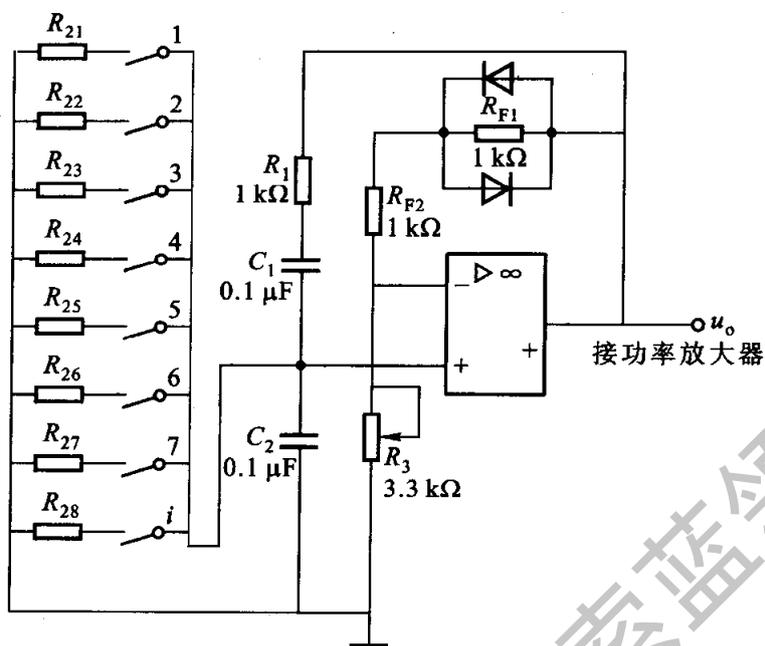


图 17.05 习题 17.3.2 的图

17.3.3 试用相位条件判别图 17.06 所示两个电路能否产生自激振荡,并说明理由。

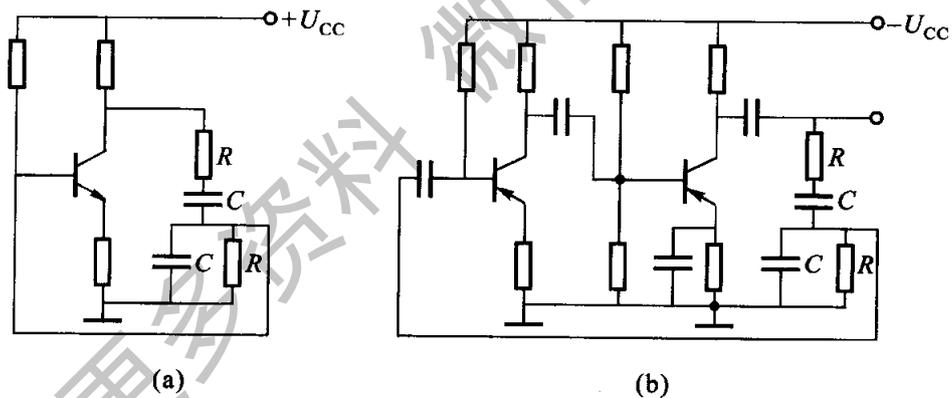


图 17.06 习题 17.3.3 的图

17.3.4 在调试图 17.3.3 所示电路时,试解释下列现象:

- (1) 对调反馈线圈的两个接头后就能起振;
- (2) 调整 R_{B1} 、 R_{B2} 或 R_E 的阻值后就能起振;
- (3) 改用 β 较大的晶体管后就能起振;
- (4) 适当增加反馈线圈的圈数后就能起振;
- (5) 适当增大 L 值或减小 C 值后就能起振;
- (6) 反馈太强,波形变坏;
- (7) 调整 R_{B1} 、 R_{B2} 或 R_E 的阻值后可使波形变好;
- (8) 负载太大不仅影响输出波形,有时甚至不能起振。

17.3.5 图 17.07(a)和(b)分别为电感三点式和电容三点式振荡电路,试用相位条件判别它们能产生自激振荡,并说明哪一段上产生反馈电压?

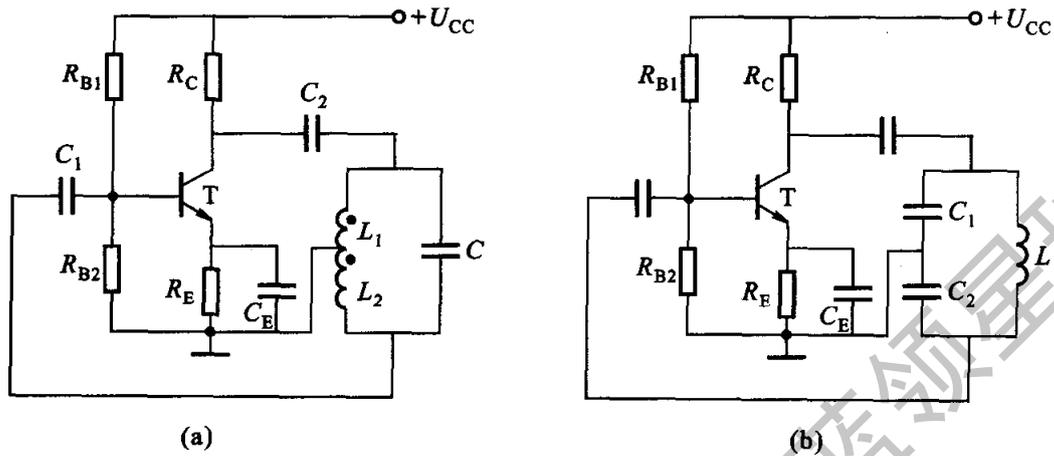


图 17.07 习题 17.3.5 的图

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

第 18 章

直流稳压电源

在工农业生产和科学实验中,主要采用交流电,但是在某些场合,例如电解、电镀、蓄电池的充电、直流电动机等,都需要用直流电源供电。此外,在电子线路和自动控制装置中还需要用电压非常稳定的直流电源。为了得到直流电,除了用直流发电机外,目前广泛采用各种半导体直流电源。

图 18.1 是半导体直流电源的原理方框图,它表示把交流电变换为直流电的过程。图中各环节的功能如下:

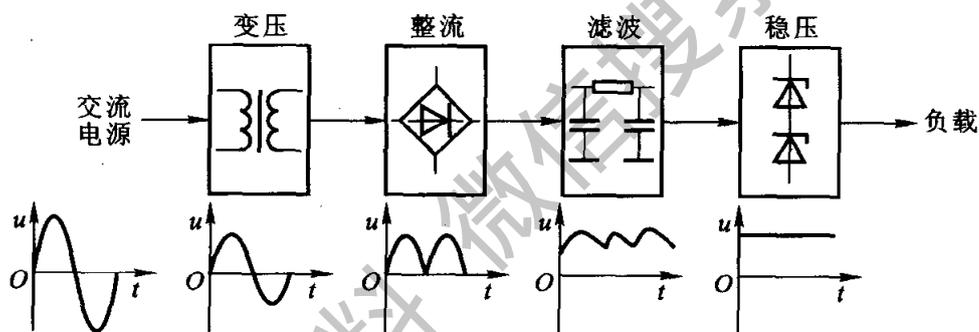


图 18.1 半导体直流电源的原理方框图

1. 整流变压器:将交流电源电压变换为符合整流需要的电压。
2. 整流电路:将交流电压变换为单向脉动电压。其中的整流元件(晶体二极管、电子二极管或晶闸管)所以能整流,是因为它们都具有单向导电的共同特性。
3. 滤波器:减小整流电压的脉动程度,以适合负载的需要。
4. 稳压环节:在交流电源电压波动或负载变动时,使直流输出电压稳定。在对直流电压的稳定程度要求较低的电路中,稳压环节也可以不要。

在这一章里,先讨论整流电路,然后再分析直流稳压电源。

18.1 整流电路

18.1.1 单相半波整流电路

图 18.1.1 是单相半波整流电路。它是最简单的整流电路,由整流变压器

Tr、整流元件 D(二极管)及负载电阻 R_L 组成。设整流变压器二次侧的电压为

$$u = \sqrt{2}U \sin \omega t$$

其波形如图 18.1.2(a) 所示。

由于二极管 D 具有单向导电性,只当它的阳极电位高于阴极电位时才能导通。在变压器二次侧电压 u 的正半周时,其极性为上正下负(图 18.1.1),即 a 点的电位高于 b 点,二极管因承受正向电压而导通。这时负载电阻 R_L 上的电压为 u_0 ,通过的电流为 i_0 。在电压 u 的负半周时,a 点的电位

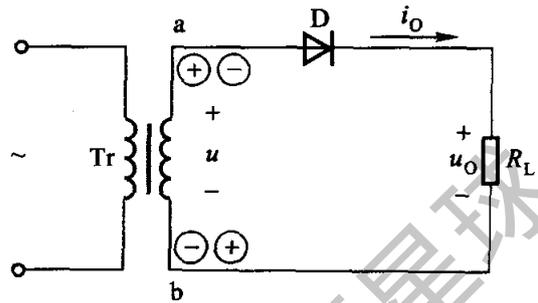


图 18.1.1 单相半波整流电路

低于 b 点,二极管因承受反向电压而截止,负载电阻 R_L 上没有电压。因此,在负载电阻 R_L 上得到的是半波整流电压 u_0 。在导通时,二极管的正向压降很小,可以忽略不计。因此,可以认为 u_0 的这半个波和 u 的正半波是相同的(图 18.1.2)。

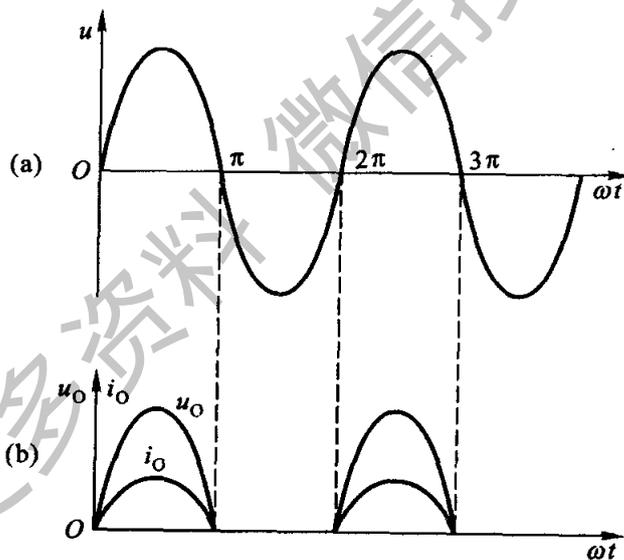


图 18.1.2 单相半波整流电路的电压与电流的波形

负载上得到的整流电压虽然是单方向的(极性一定),但其大小是变化的。这种所谓单向脉动电压,常用一个周期的平均值来说明它的大小。单相半波整流电压的平均值为

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}U \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U = 0.45U \quad (18.1.1)$$

式(18.1.1)表示单相半波整流电压平均值与交流电压有效值之间的关系。由此得出整流电流的平均值

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.45 \frac{U}{R_L} \quad (18.1.2)$$

除根据负载所需要的直流电压(即整流电压 U_o)和直流电流(即 I_o)选择整流元件外,还要考虑整流元件截止时所承受的最高反向电压 U_{RM} 。显然,在单相半波整流电路中,二极管不导通时承受的最高反向电压就是变压器二次侧交流电压 u 的最大值 U_m ,即

$$U_{RM} = U_m = \sqrt{2}U \quad (18.1.3)$$

这样,根据 U_o , I_o 和 U_{RM} 就可以选择合适的整流元件。

【例 18.1.1】 有一单相半波整流电路,如图 18.1.1 所示。已知负载电阻 $R_L = 750 \Omega$, 变压器二次侧电压 $U = 20 \text{ V}$, 试求 U_o , I_o 及 U_{RM} , 并选用二极管。

【解】

$$U_o = 0.45 U = 0.45 \times 20 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = \frac{9}{750} \text{ A} = 0.012 \text{ A} = 12 \text{ mA}$$

$$U_{RM} = \sqrt{2}U = \sqrt{2} \times 20 \text{ V} = 28.2 \text{ V}$$

查附录 C, 二极管选用 2AP4 (16 mA, 50 V)。为了使用安全, 二极管的反向工作峰值电压要选得比 U_{RM} 大一倍左右。

18.1.2 单相桥式整流电路

单相半波整流的缺点是只利用了电源的半个周期, 同时整流电压的脉动较大。为了克服这些缺点, 常采用全波整流电路, 其中最常用的是单相桥式整流电路。它是由四个二极管接成电桥的形式构成的, 如图 18.1.3 (a) 所示, 图 18.1.3 (b) 是其简化画法。我们先来分析它的工作情况。

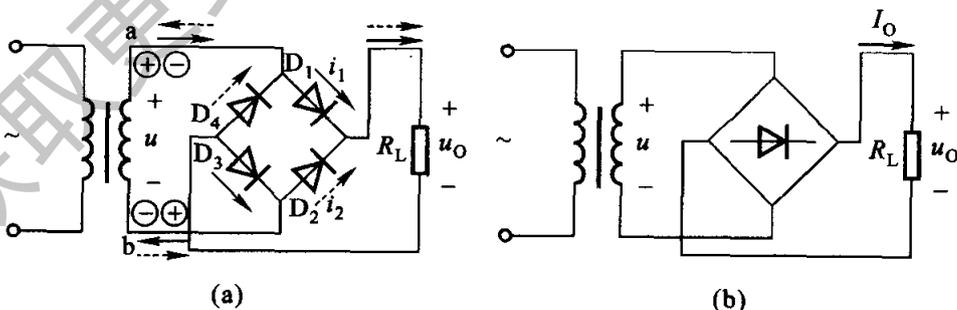


图 18.1.3 单相桥式整流电路

在变压器二次侧电压 u 的正半周时, 其极性为上正下负(图 18.1.3), 即 a 点的电位高于 b 点, 二极管 D_1 和 D_3 导通, D_2 和 D_4 截止, 电流 i_1 的通路是 $a \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_3 \rightarrow b$ 。这时, 负载电阻 R_L 上得到一个半波电压, 如图 18.1.4 (b) 中的 $0 \sim$

π 段所示。

在电压 u 的负半周时, 变压器二次侧的极性为上负下正, 即 b 点的电位高于 a 点。因此, D_1 和 D_3 截止, D_2 和 D_4 导通, 电流 i_2 的通路是 $b \rightarrow D_2 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow a$ 。同样, 在负载电阻上得到一个半波电压, 如图 18.1.4(b) 中的 $\pi \sim 2\pi$ 段所示。

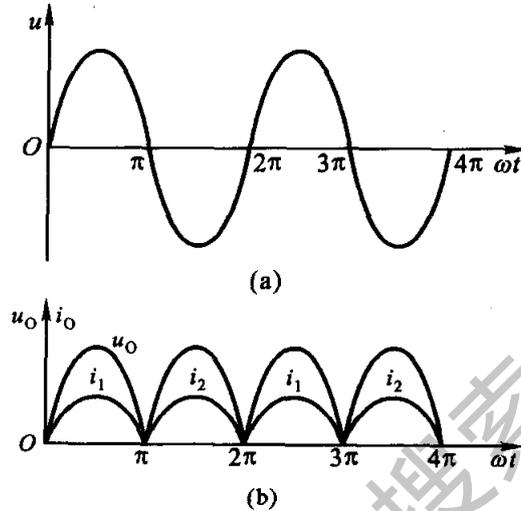


图 18.1.4 单相桥式整流电路的电压与电流的波形

显然, 全波整流电路的整流电压的平均值 U_o 比半波整流时增加了一倍, 即

$$U_o = 2 \times 0.45U = 0.9U \quad (18.1.4)$$

负载电阻中的直流电流当然也增加了一倍, 即

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.9 \frac{U}{R_L} \quad (18.1.5)$$

每两个二极管串联导电半周, 因此, 每个二极管中流过的平均电流只有负载电流的一半, 即

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = 0.45 \frac{U}{R_L} \quad (18.1.6)$$

至于二极管截止时所承受的最高反向电压, 从图 18.1.3 可以看出。当 D_1 和 D_3 导通时, 如果忽略二极管的正向压降, 截止管 D_2 和 D_4 的阴极电位就等于 a 点的电位, 阳极电位就等于 b 点的电位。所以截止管所承受的最高反向电压就是电源电压的最大值, 即

$$U_{RM} = \sqrt{2}U \quad (18.1.7)$$

这一点与半波整流电路相同。

【例 18.1.2】 已知负载电阻 $R_L = 80 \Omega$, 负载电压 $U_o = 110 \text{ V}$ 。今采用单相桥式整流电路, 交流电源电压为 380 V 。(1) 如何选用二极管? (2) 求整流变压器的变比及容量。

【解】 (1) 负载电流

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = \frac{110}{80} \text{ A} = 1.4 \text{ A}$$

每个二极管通过的平均电流

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = 0.7 \text{ A}$$

变压器二次侧电压的有效值为

$$U = \frac{U_o}{0.9} = \frac{110}{0.9} \text{ V} = 122 \text{ V}$$

考虑到变压器二次侧绕组及管子上的压降, 变压器的二次侧电压大约要高出 10%, 即 $122 \times 1.1 = 134 \text{ V}$ 。于是

$$U_{RM} = \sqrt{2} \times 134 \text{ V} = 189 \text{ V}$$

因此可选用 2CZ55E 二极管, 其最大整流电流为 1 A, 反向工作峰值电压为 300 V。

(2) 变压器的变比

$$K = \frac{380}{134} = 2.8$$

变压器二次侧电流的有效值为

$$I = \frac{I_o}{0.9} = \frac{1.4}{0.9} \text{ A} = 1.55 \text{ A}$$

变压器的容量为

$$S = UI = 134 \times 1.55 \text{ V} \cdot \text{A} = 208 \text{ V} \cdot \text{A}$$

可选用 BK300(300 V · A), 380/134 V 的变压器。

由于单相桥式整流电路应用普遍, 现在已生产出集成硅桥堆, 就是用集成技术将四个二极管(PN 结)集成在一个硅片上, 引出四根线, 如图 18.1.5 所示。

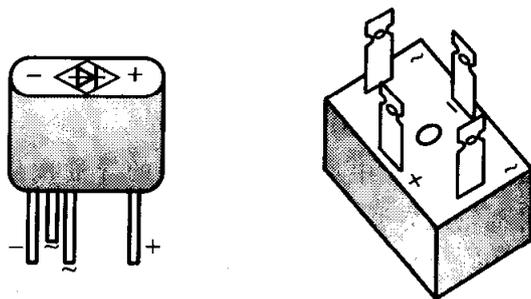


图 18.1.5 硅桥堆

* 18.1.3 三相桥式整流电路

前面所分析的是单相整流电路,功率一般为几瓦到几百瓦,常用在电子仪器中。然而在有些供电场合要求整流功率高达几千瓦以上,这时就不便于采用单相整流电路了,因为它会造成三相电网负载不平衡,影响供电质量。为此,常采用三相桥式整流电路,如图 18.1.6 所示。三相桥式整流电路经三相变压器接交流电源。变压器的二次侧为星形联结,其三相电压 u_1, u_2, u_3 的波形如图 18.1.7(a) 所示。

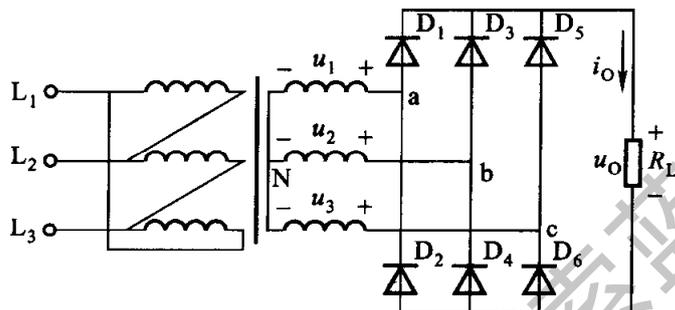


图 18.1.6 三相桥式整流电路

图中 D_1, D_3, D_5 组成一组,其阴极连在一起; D_2, D_4, D_6 组成另一组,其阳极连在一起。每一组中三管轮流导通。第一组中阳极电位最高者导通,第二组中阴极电位最低者导通。同一时间有两个管导通。例如在 $0 \sim t_1$ 期间[图 18.1.7(a)],相电压 u_3 为正,相电压 u_2 为负,相电压 u_1 虽然也为正,但低于相电压 u_3 。因此,在这段时间内,图 18.1.6 电路中的 c 点电位最高, b 点电位最低。于是二极管 D_5 和 D_4 导通。如果忽略正向管压降,加在负载上的电压 u_0 就是线电压 u_{32} 。由于 D_5 导通, D_1 和 D_3 的阴极电位基本上等于 c 点的电位,因此两管截止。而 D_4 导通,又使 D_2 和 D_6 的阳极电位接近 b 点的电位,故 D_2 和 D_6 也截止。在这段时间内的电流通路为

$$c \rightarrow D_5 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow b$$

在 $t_1 \sim t_2$ 期间,从图 18.1.7(a) 可以看出, a 点电位最高, b 点电位仍然最低。因此从图 18.1.6 可见,电流通路为

$$a \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow b$$

即 D_1 和 D_4 导通,其余四个二极管都截止。负载电压即为线电压 u_{12} 。

同理,在 $t_2 \sim t_3$ 期间, a 点电位最高, c 点电位最低,电流通路为

$$a \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_6 \rightarrow c$$

依此类推,就可以列出图 18.1.7 中所示的二极管的导通次序。共阴极连接的三个管 (D_1, D_3, D_5) 在 t_1, t_3, t_5 等时刻轮流导通;共阳极连接的三个管 (D_2, D_4, D_6) 在 t_2, t_4, t_6 等时刻轮流导通。负载所得整流电压 u_0 的大小等于三相相电压的上下包络线间的垂直距离(也就

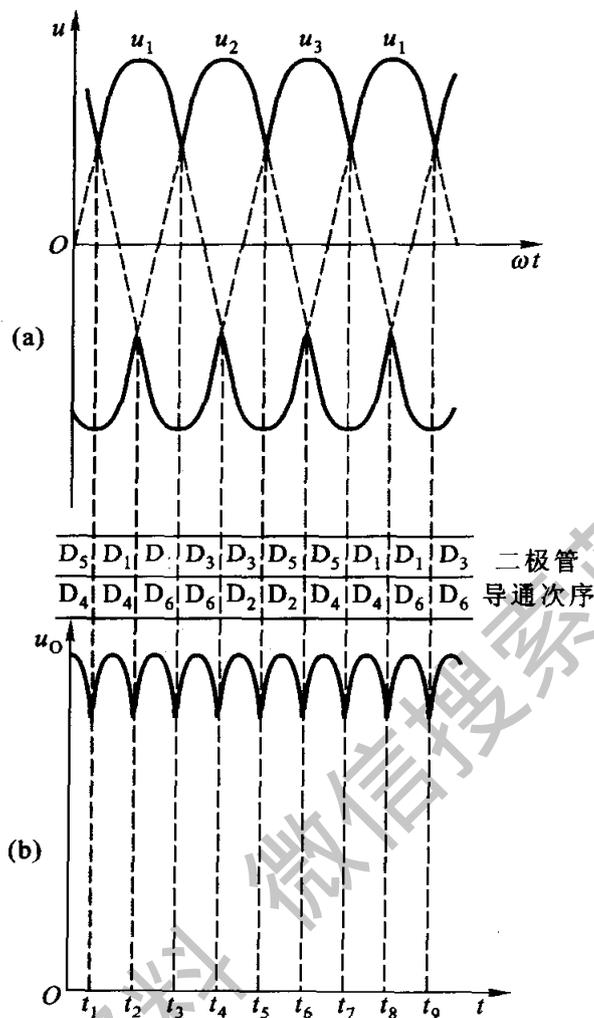


图 18.1.7 三相桥式整流电压的波形

是每个时刻最大一个线电压的值),如图 18.1.7(b)所示。它的脉动较小,平均值为①

$$U_0 = 2.34U \quad (18.1.8)$$

式中 U 为变压器二次侧相电压的有效值。

负载电流 i_0 的平均值为

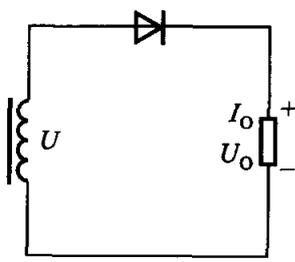
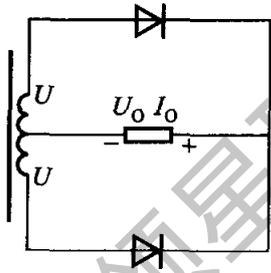
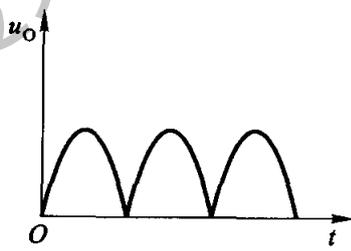
$$I_0 = \frac{U_0}{R_L} = 2.34 \frac{U}{R_L} \quad (18.1.9)$$

由于在一个周期中,每个二极管只有三分之一的时间导通(导通角为 120°),因此流过每

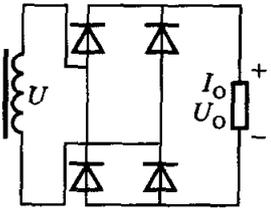
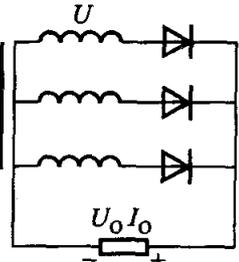
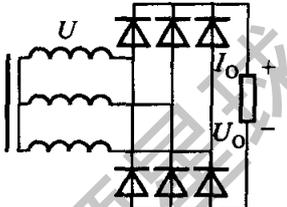
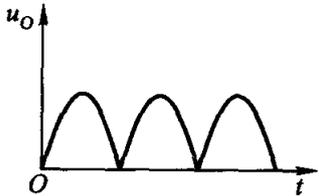
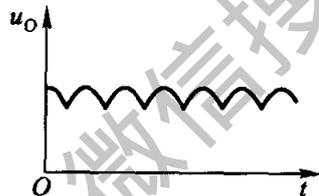
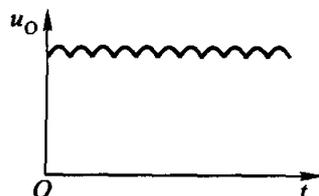
① 由图 18.1.7(b)可得,并考虑到 u_{12} 比 u_1 超前 30° :

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sqrt{2}U_{12} \sin(\omega t + 30^\circ) d(\omega t) \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}U_1 \sin(\omega t + 30^\circ) d(\omega t) \\ &= 2.34U_1 = 2.34U \end{aligned}$$

表 18.1.1 常见的几

类 型	单相半波	单相全波
电 路		
整流电压 u_o 的波形		
整流电压平均值 U_o	$0.45U$	$0.9U$
流过每管的电流平均值 I_D	I_o	$\frac{1}{2}I_o$
每管承受的最高反向电压 U_{RM}	$\sqrt{2}U = 1.41U$	$2\sqrt{2}U = 2.83U$
变压器二次侧电流有效值 I	$1.57I_o$	$0.79I_o$

种整流电路

单相桥式	三相半波	三相桥式
		
		
$0.9U$	$1.17U$	$2.34U$
$\frac{1}{2}I_o$	$\frac{1}{3}I_o$	$\frac{1}{3}I_o$
$\sqrt{2}U = 1.41U$	$\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}U = 2.45U$	$\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}U = 2.45U$
$1.11I_o$	$0.59I_o$	$0.82I_o$

个管的平均电流为

$$I_D = \frac{1}{3} I_0 = 0.78 \frac{U}{R_L} \quad (18.1.10)$$

每个二极管所承受的最高反向电压为变压器二次侧线电压的幅值,即

$$U_{RM} = \sqrt{3} U_m = \sqrt{3} \times \sqrt{2} U = 2.45 U \quad (18.1.11)$$

今将常见的几种整流电路列成表 18.1.1,以便比较。

【例 18.1.3】 试证明单相桥式整流时变压器二次侧电流的有效值 $I = 1.11 I_0$ 。

【解】

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

或

$$I = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_0 = 1.11 I_0$$

【练习与思考】

- 18.1.1 在图 18.1.3 所示的单相桥式整流电路中,如果(1) D_3 接反,(2) 因过电压 D_3 被击穿短路,(3) D_3 断开,试分别说明其后果如何?
- 18.1.2 如果要求某一单相桥式整流电路的输出直流电压 U_0 为 36 V,直流电流 I_0 为 1.5 A,试选用合适的二极管。

18.2 滤波器

前面分析的几种整流电路虽然都可以把交流电转换为直流电,但是所得到的输出电压是单向脉动电压。在某些设备(例如电镀、蓄电池充电等设备)中,这种电压的脉动是允许的。但是在大多数电子设备中,整流电路中都要加接滤波器,以改善输出电压的脉动程度。下面介绍几种常用的滤波器。

18.2.1 电容滤波器(C 滤波器)

图 18.2.1 中与负载并联的电容器就是一个最简单的滤波器。电容滤波器是根据电容器的端电压在电路状态改变时不能跃变的道理制成的。下面分析电容滤波器的工作情况。

如果在单相半波整流电路中不接电容滤波器,输出电压的波形如图 18.2.2

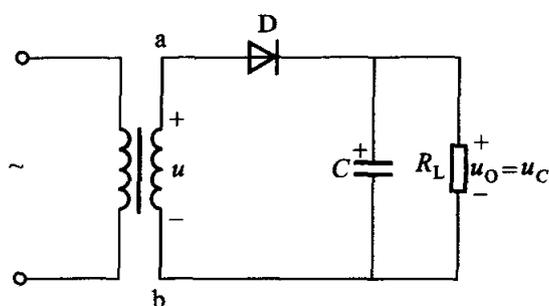


图 18.2.1 接有电容滤波器的单相半波整流电路

(a)所示。加接电容滤波器之后,输出电压的波形就变成图 18.2.2(b)所示的形状。为什么呢?

从图 18.2.1 中可以看出,在二极管导通时,一方面供电给负载,同时对电容器 C 充电。在忽略二极管正向压降的情况下,充电电压 u_c 与上升的正弦电压 u 一致,如图 18.2.2(b)中 Om' 段波形所示。电源电压 u 在 m' 点达到最大值, u_c 也达到最大值。而后 u 和 u_c 都开始下降, u 按正弦规律下降,当 $u < u_c$ 时,二极管承受反向电压而截止,电容器对负载电阻 R_L 放电,负载中仍有电流,而 u_c 按放电曲线 mn 下降。在 u 的下一个正半周内,当 $u > u_c$ 时,二极管再行导通,电容器再被充电,重复上述过程。

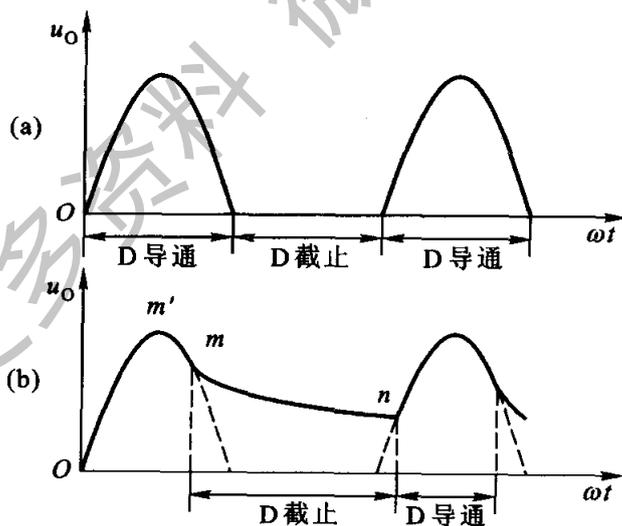


图 18.2.2 电容滤波器的作用

电容器两端电压 u_c 即为输出电压 u_o , 其波形如图 18.2.2(b) 所示。可见输出电压的脉动大为减小, 并且电压较高。在空载 ($R_L = \infty$) 和忽略二极管正向压降的情况下, $U_o = \sqrt{2}U = 1.4U$, U 是图 18.2.1 中变压器二次侧电压的有效值。但是随着负载的增加 (R_L 减小, I_o 增大), 放电时间常数 $R_L C$ 减小, 放电加快, U_o

也就下降。整流电路的输出电压 U_o 与输出电流 I_o (即负载电流) 的变化关系曲线称为整流电路的外特性曲线, 如图 18.2.3 所示。由图可见, 与无电容滤波时比较, 输出电压随负载电阻的变化有较大的变化, 即外特性较差, 或者说带负载能力较差。通常, 取

$$\left. \begin{aligned} U_o &= U(\text{半波}) \\ U_o &= 1.2U(\text{全波}) \end{aligned} \right\} (18.2.1)$$

采用电容滤波时, 输出电压的脉动程度与电容器的放电时间常数 $R_L C$ 有关系。 $R_L C$ 大一些, 脉动就小一些。为了得到比较平直的输出电压, 一般要求 $R_L \geq (10 \sim 15) \frac{1}{\omega C}$, 即

$$R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2} \quad (18.2.2)$$

式中 T 是电源交流电压的周期。

此外, 由于二极管的导通时间短(导通角小于 180°), 但在一个周期内电容器的充电电荷等于放电电荷, 即通过电容器的电流平均值为零, 可见在二极管导通期间其电流 i_D 的平均值近似等于负载电流的平均值 I_o , 因此 i_D 的峰值必然较大, 产生电流冲击, 容易使管子损坏, 因而在选择二极管时要考虑到这点。

至于二极管截止时所承受的最高反向电压 U_{RM} , 如表 18.2.1 所列。

表 18.2.1 截止二极管上的最高反向电压 U_{RM}

电 路	无电容滤波	有电容滤波
单相半波整流	$\sqrt{2}U$	$2\sqrt{2}U$
单相桥式整流	$\sqrt{2}U$	$\sqrt{2}U$

对单相半波带有电容滤波的整流电路而言, 当负载端开路时, $U_{RM} = 2\sqrt{2}U$ (最高)。因为在交流电压的正半周时, 电容器上的电压充到等于交流电压的最大值 $\sqrt{2}U$, 由于开路, 不能放电, 这个电压维持不变; 而在负半周的最大值时, 截止二极管上所承受的反向电压为交流电压的最大值 $\sqrt{2}U$ 与电容器上电压 $\sqrt{2}U$ 之和, 即等于 $2\sqrt{2}U$ 。

对单相桥式整流电路言, 有电容滤波后, 不影响 U_{RM} 。

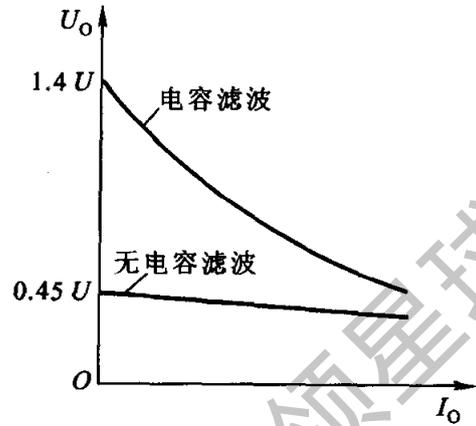


图 18.2.3 电阻负载和电容滤波的单相半波整流电路的外特性曲线

总之,电容滤波电路简单,输出电压 U_o 较高,脉动也较小;但是外特性较差,且有电流冲击。因此,电容滤波器一般用于要求输出电压较高,负载电流较小并且变化也较小的场合。

滤波电容的数值一般在几十微法到几千微法,视负载电流的大小而定,其耐压应大于输出电压的最大值,通常都采用极性电容器。

【例 18.2.1】 有一单相桥式电容滤波整流电路(图 18.2.4),已知交流电源频率 $f = 50 \text{ Hz}$,负载电阻 $R_L = 200 \Omega$,要求直流输出电压 $U_o = 30 \text{ V}$,选择整流二极管及滤波电容器。

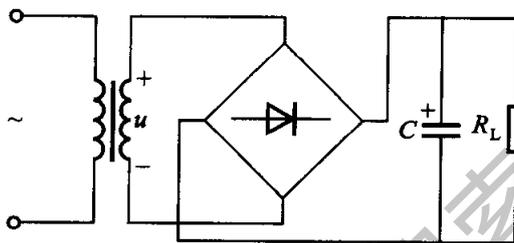


图 18.2.4 例 18.2.1 的图

【解】 (1) 选择整流二极管

流过整流二极管的电流

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = \frac{1}{2} \times \frac{U_o}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{30}{200} \text{ A} = 0.075 \text{ A} = 75 \text{ mA}$$

根据式(18.2.1),取 $U_o = 1.2U$,所以变压器二次侧电压的有效值

$$U = \frac{U_o}{1.2} = \frac{30}{1.2} \text{ V} = 25 \text{ V}$$

整流二极管所承受的最高反向电压

$$U_{RM} = \sqrt{2}U = \sqrt{2} \times 25 \text{ V} = 35 \text{ V}$$

因此可以选用二极管 2CZ52B,其最大整流电流为 100 mA,反向工作峰值电压为 50 V。

(2) 选择滤波电容器

根据式(18.2.2),取 $R_L C = 5 \times \frac{T}{2}$,所以

$$R_L C = 5 \times \frac{1/50}{2} \text{ s} = 0.05 \text{ s}$$

已知 $R_L = 200 \Omega$,所以

$$C = \frac{0.05}{R_L} = \frac{0.05}{200} \text{ F} = 250 \times 10^{-6} \text{ F} = 250 \mu\text{F}$$

选用 $C = 250 \mu\text{F}$,耐压为 50 V 的极性电容器。

18.2.2 电感电容滤波器(LC 滤波器)

为了减小输出电压的脉动程度,在滤波电容之前串接一个铁心电感线圈 L ,这样就组成了电感电容滤波器(图 18.2.5)。

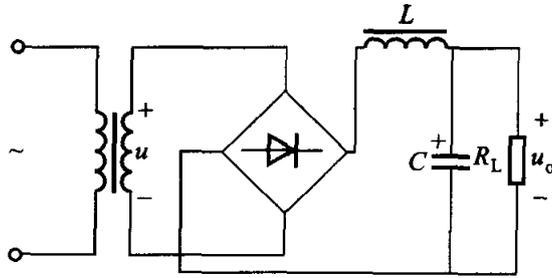


图 18.2.5 电感电容滤波电路

由于通过电感线圈的电流发生变化时,线圈中要产生自感电动势阻碍电流的变化,因而使负载电流和负载电压的脉动大为减小。频率愈高,电感愈大,滤波效果愈好。

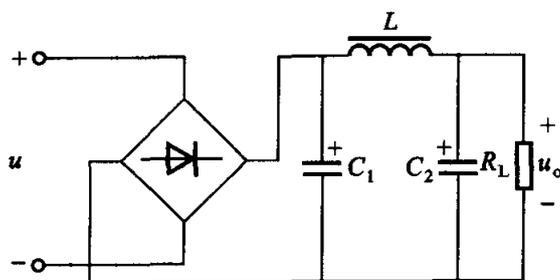
电感线圈所以能滤波也可以这样来理解:因为电感线圈对整流电流的交流分量具有阻抗,谐波频率愈高,阻抗愈大,所以它可以减弱整流电压中的交流分量, ωL 比 R_L 大得愈多,则滤波效果愈好;而后又经过电容滤波器滤波,再一次滤掉交流分量。这样,便可以得到甚为平直的直流输出电压。但是,由于电感线圈的电感较大(一般在几亨到几十亨的范围内),其匝数较多,电阻也较大,因而其上也有一定的直流压降,造成输出电压的下降。

具有 LC 滤波器的整流电路适用于电流较大、要求输出电压脉动很小的场合,用于高频时更为适合。在电流较大、负载变动较大、并对输出电压的脉动程度要求不太高的场合下(例如晶闸管电源),也可将电容器除去,而采用电感滤波器(L 滤波器)。

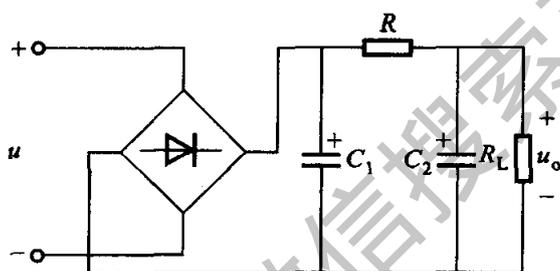
18.2.3 π 形滤波器

如果要求输出电压的脉动更小,可以在 LC 滤波器的前面再并联一个滤波电容 C_1 (图 18.2.6),这样便构成 π 形 LC 滤波器。它的滤波效果比 LC 滤波器更好,但整流二极管的冲击电流较大。

由于电感线圈的体积大而笨重,成本又高,所以有时候用电阻去代替 π 形滤波器中的电感线圈,这样便构成了 π 形 RC 滤波器,如图 18.2.7 所示。电阻对于交、直流电流都具有同样的降压作用,但是当它和电容配合之后,就使脉动电压的交流分量较多地降落在电阻两端(因为电容 C_2 的交流阻抗甚小),而较少

图 18.2.6 π 形 LC 滤波电路

地降落在负载上,从而起了滤波作用。 R 愈大, C_2 愈大,滤波效果愈好。但 R 太大,将使直流压降增加,所以这种滤波电路主要适用于负载电流较小而又要求输出电压脉动很小的场合。

图 18.2.7 π 形 RC 滤波电路

18.3 直流稳压电源

经整流和滤波后的电压往往会随交流电源电压的波动和负载的变化而变化。电压的不稳定有时会产生测量和计算的误差,引起控制装置的工作不稳定,甚至根本无法正常工作。特别是精密电子测量仪器、自动控制、计算装置及晶闸管的触发电路等都要求有很稳定的直流电源供电。

18.3.1 稳压二极管稳压电路

最简单的直流稳压电源是采用稳压二极管来稳定电压的。图 18.3.1 是一种稳压二极管稳压电路,经过桥式整流电路整流和电容滤波器滤波得到直流电压 U_1 ,再经过限流电阻 R 和稳压二极管 D_2 组成的稳压电路接到负载电阻 R_L 上。这样,负载上得到的就是一个比较稳定的电压。

引起电压不稳定的原因是交流电源电压的波动和负载电流的变化。下面分析在这两种情况下稳压电路的作用。例如,当交流电源电压增加而使整流输出电压 U_1 随着增加时,负载电压 U_o 也要增加。 U_o 即为稳压二极管两端的反向电

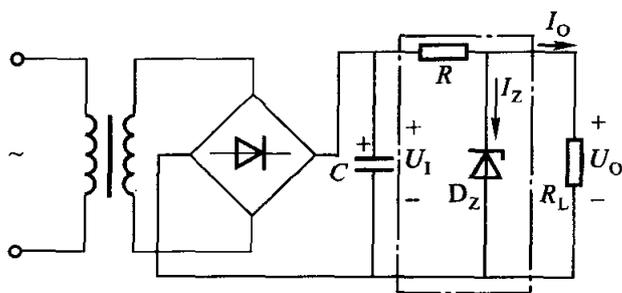


图 18.3.1 稳压二极管稳压电路

压。当负载电压 U_O 稍有增加时,稳压二极管的电流 I_Z 就显著增加,因此电阻 R 上的压降增加,以抵偿 U_1 的增加,从而使负载电压 U_O 保持近似不变。相反,如果交流电源电压减低而使 U_1 减低时,负载电压 U_O 也要减低,因而稳压二极管电流 I_Z 显著减小,电阻 R 上的压降也减小,仍然保持负载电压 U_O 近似不变。同理,如果当电源电压保持不变而是负载电流变化引起负载电压 U_O 改变时,上述稳压电路仍能起到稳压的作用。例如,当负载电流增大时,电阻 R 上的压降增大,负载电压 U_O 因而下降。只要 U_O 下降一点,稳压二极管电流就显著减小,通过电阻 R 的电流和电阻上的压降保持近似不变,因此负载电压 U_O 也就近似稳定不变。当负载电流减小时,稳压过程相反。

选择稳压二极管时,一般取

$$\left. \begin{aligned} U_Z &= U_O \\ I_{ZM} &= (1.5 \sim 5) I_{OM} \\ U_1 &= (2 \sim 3) U_O \end{aligned} \right\} \quad (18.3.1)$$

【例 18.3.1】 有一稳压二极管稳压电路,如图 18.3.1 所示。负载电阻 R_L 由开路变到 $3 \text{ k}\Omega$,交流电压经整流滤波后得出 $U_1 = 30 \text{ V}$ 。今要求输出直流电压 $U_O = 12 \text{ V}$,试选择稳压二极管 D_Z 。

【解】 根据输出电压 $U_O = 12 \text{ V}$ 的要求,负载电流最大值

$$I_{OM} = \frac{U_O}{R_L} = \frac{12}{3 \times 10^3} \text{ A} = 4 \times 10^{-3} \text{ A} = 4 \text{ mA}$$

查附录 C,选择稳压二极管 2CW60,其稳定电压 $U_Z = (11.5 \sim 12.5) \text{ V}$,稳定电流 $I_Z = 5 \text{ mA}$,最大稳定电流 $I_{ZM} = 19 \text{ mA}$ 。

18.3.2 恒压源

由稳压二极管稳压电路和运算放大器组成的恒压源,有如图 18.3.2 所示的两种。

图 18.3.2(a)是反相输入恒压源,可得出

$$U_o = -\frac{R_F}{R_1}U_z \quad (18.3.2)$$

图 18.3.2(b)是同相输入恒压源,可得出

$$U_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)U_z \quad (18.3.3)$$

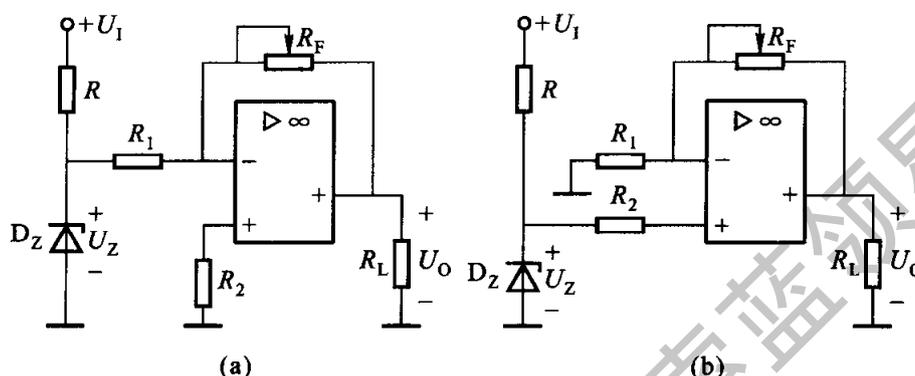


图 18.3.2 恒压源
(a) 反相输入; (b) 同相输入

稳压二极管稳压电路的输出电压的大小是固定的,基本上由稳压二极管的稳定电压决定,在使用中很不方便。而恒压源的输出电压是可调的,并引入电压负反馈使输出电压更为稳定。

18.3.3 串联型稳压电路

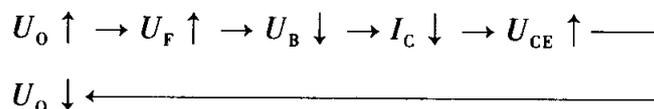
为了扩大运算放大器输出电流的变化范围,将它的输出端(输出电压为 U_B)接到大电流晶体管 T 的基极,而从发射极输出。这样,同相输入恒压源就改变为图 18.3.3 所示的串联型稳压电路,其稳压工作原理如下所述。设由于电源电压或负载电阻的变化而使输出电压 U_o 升高时,由图 18.3.3 可见

$$U_- = U_F = \frac{R_1'' + R_2}{R_1 + R_2}U_o$$

U_F 也就升高。而由式(16.1.1)得

$$U_B = A_{u0}(U_z - U_F)$$

可见 U_B 随着减小。于是得出如下稳压过程:



使 U_o 保持稳定。当输出电压降低时,其稳压过程相反。

可见,输出电压的变化量经运算放大器放大后去调整晶体管的管压降 U_{CE} ,

从而达到稳定输出电压的目的。所以通常称晶体管 T 为调整管。这个自动调整过程实质上是一负反馈过程。反馈电压 U_F 取样于输出电压 U_O , U_F 和基准电压 U_Z 又分别加在运算放大器的两个输入端, 可见图 18.3.3 中引入的是串联电压负反馈, 故称为串联型稳压电路。

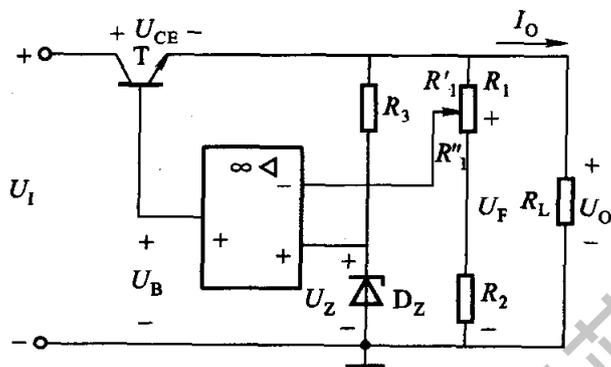


图 18.3.3 串联型稳压电路

改变电位器就可调节输出电压。根据同相比例运算电路可知

$$U_O \approx U_B = \left(1 + \frac{R'_1}{R''_1 + R_2} \right) U_Z$$

18.3.4 集成稳压电源

即使采用运算放大器的串联型稳压电路, 仍有不少外接元件, 还要注意共模电压的允许值和输入端的保护, 使用复杂。当前已经广泛应用单片集成稳压电源。它具有体积小、可靠性高、使用灵活、价格低廉等优点。

本节主要讨论的是 W7800 系列(输出正电压)和 W7900 系列(输出负电压)稳压器的使用。图 18.3.4 是 W7800 系列稳压器的外形、管脚和接线图, 其内部电路也是串联型稳压电路。这种稳压器只有输入端 1、输出端 2 和公共端 3 三个引出端, 故也称为三端集成稳压器^①。使用时只需在其输入端和输出端与公共端之间各并联一个电容即可。 C_1 用以抵消输入端较长接线的电感效应, 防止产生自激振荡, 接线不长时也可不用。 C_2 是为了瞬时增减负载电流时不致引起输出电压有较大的波动。 C_1 一般在 $0.1 \sim 1 \mu\text{F}$ 之间, 如 $0.33 \mu\text{F}$; C_2 可用 $1 \mu\text{F}$ 。W7800 系列输出固定的正电压有 5 V, 8 V, 12 V, 15 V, 18 V, 24 V 多种。例如 W7815 的输出电压为 15 V; 最高输入电压为 35 V; 最小输入、输出电压差为 2 ~ 3 V; 最大输出电流为 2.2 A; 输出电阻为 $0.03 \sim 0.15 \Omega$; 电压变化率为 $0.1\% \sim$

^① W7800, W7900 系列稳压器有金属封装和塑料封装两种, 其管脚编号 1, 2, 3 不一样, 使用时查手册。本书介绍的是金属封装的。

0.2%。W7900 系列输出固定的负电压,其参数与 W7800 基本相同。使用时三端稳压器接在整流滤波电路之后。下面介绍几种三端集成稳压器的应用电路。

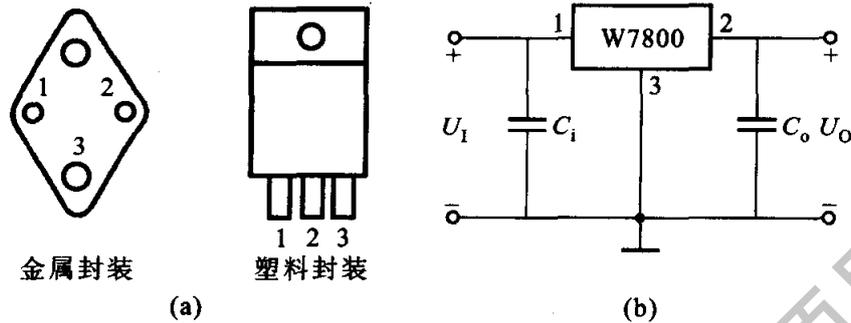


图 18.3.4 W7800 系列稳压器

(a) 外形;(b) 接线图

(1) 正、负电压同时输出的电路(图 18.3.5)

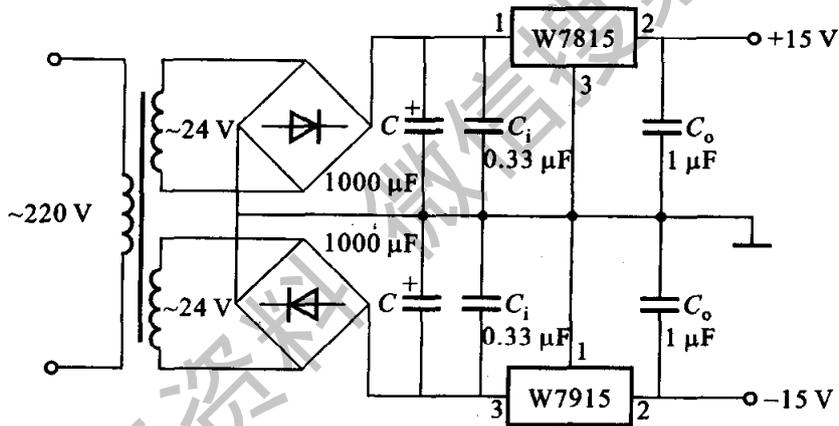


图 18.3.5 正、负电压同时输出的电路

(2) 提高输出电压的电路(图 18.3.6)

图 18.3.6 所示的电路能使输出电压高于固定输出电压。图中, U_{xx} 为 W78xx 稳压器的固定输出电压,显然

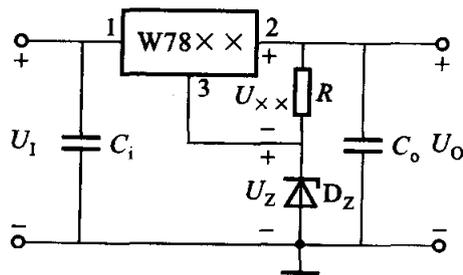


图 18.3.6 提高输出电压的电路

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{xx} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_0$$

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{xx}$$

可见用可调电阻来调整电阻 R_2 与 R_1 的比值,便可调节输出电压 U_0 的大小。

△ 18.3.5 开关型稳压电源

在上述的串联型稳压电路中的调整管是工作在放大状态的,其功耗 $P_C = U_{CE} I_C$ 较大,因而效率较低,约为 (30 ~ 40)%。如能使调整管工作在饱和导通和截止状态(即开关状态),因饱和时 $U_{CE} \approx 0$,截止时 $I_C \approx 0$,则功耗很小,效率可达 80% 左右。因此,研制出了开关型稳压电源。由于调整管(在此也称为开关管)与负载的连接方式有串联和并联两种,所以开关型稳压电源也分为串联开关型和并联开关型两种。

1. 串联开关型稳压电源

图 18.3.9 是串联开关型稳压电源的原理电路。图中,晶体管 T 为调整管,电感和电容组成 LC 滤波电路,D 为续流二极管;电压比较器 C_2 、采样电阻 R_1 和 R_2 以及三角波发生电路和基准电压 U_R 电路。其工作原理可分为滤波和稳压两部分。

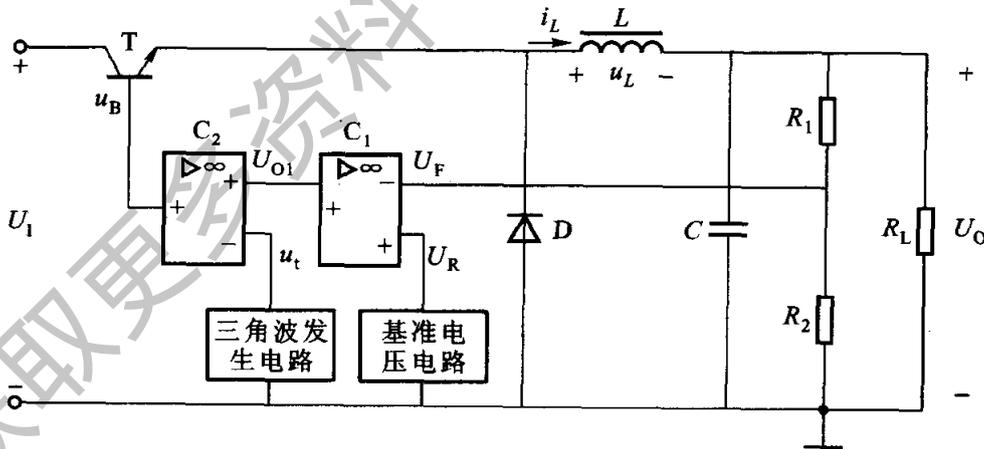


图 18.3.9 串联开关型稳压电源的原理电路

(1) 滤波

U_1 是经整流后的输入电压,调整管 T 基极上所加的电压 u_B 如图 18.3.10 所示。

当 u_B 为高电平时:调整管 T 饱和导通;电感线圈中电流 i_L 近于线性增长, u_L 为正,阻止 i_L 增长;二极管 D 因承受反向电压而截止。 U_1 经 LC 滤波电路后使输

出电压 U_o 的波形基本平滑。

当 u_B 为低电平时: T 截止, 电路与电源脱开; i_L 近于线性衰减, 但方向不变, 这时 u_L 为负, 阻止 i_L 衰减; D 因承受正向电压而导通, 构成电流通路。

当 L 和 C 值取得足够大时, i_L 是连续的, 并且大小变化不大, 输出电压 U_o 也就基本平滑。

(2) 稳压

取样电压 U_F 与基准电压 U_R 经比较放大器 C_1 比较放大后, 得出输出电压 U_{O1} 。若 $U_F < U_R$, 则 U_{O1} 为正。 U_{O1} 与三角波电压 u_i 在比较器 C_2 比较后, 得出 T 的基极电压 u_B 。当 $U_{O1} > u_i$ 时, u_B 为高电平; 反之, u_B 为低电平。 U_{O1} , u_i 和 u_B 的波形如图 18.3.10 所示。 u_B 加在调整管的基极上, 使之饱和导通或截止, 如上所述。图中, $\frac{t_1}{T}$ 称为占空比, 用 D 表示。

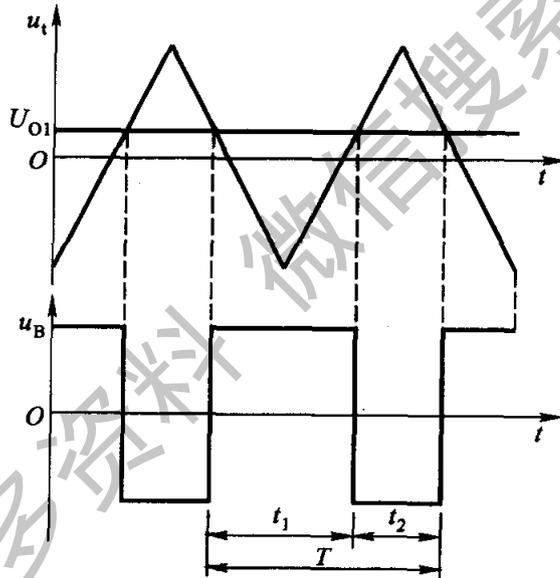


图 18.3.10 u_i 和 u_B 的波形

在稳态时一个周期内电感电压 u_L 的积分为零, 即

$$\int_0^T u_L dt = \int_0^{t_1} u_L dt + \int_{t_1}^T u_L dt = 0 \quad (18.3.4)$$

如果忽略调整管 T 的饱和压降和二极管 D 的正向压降, 在 t_1 期间 T 饱和导通, $u_L = U_1 - U_o$; 在 t_2 期间 T 截止, $u_L = -U_o$ 。于是由上列积分式可得出

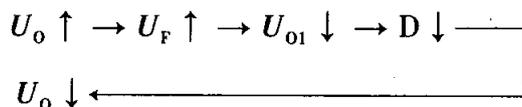
$$(U_1 - U_o)t_1 - U_o(T - t_1) = 0$$

$$U_o = \frac{t_1}{T} U_1 = D U_1 \quad (18.3.5)$$

由图 18.3.10 可见: U_{O1} 小, D 也小; U_{O1} 大, D 也大。也就是 D 与取样电压

U_F , 亦即与 R_1 和 R_2 的比值有关。改变占空比 D , 即可改变输出电压 U_o 的大小。

当由于输入电压或负载的变化引起输出电压 U_o 发生波动时, 稳压过程可表示如下:



使 U_o 基本保持不变, 达到稳压的目的。反之亦然。

这种稳压的控制方式是改变占空比, 即改变 u_B 脉冲的宽度 t_1 , 故称为脉冲宽度调制型(PWM)①。

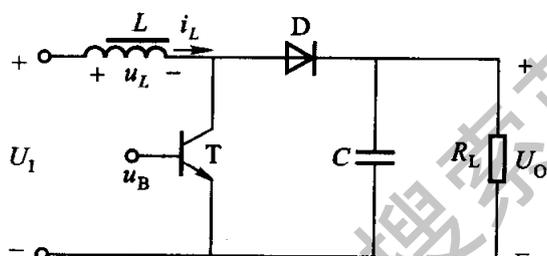


图 18.3.11 并联开关型稳压电源的原理电路

2. 并联开关型稳压电源

图 18.3.11 是并联开关型稳压电源的原理电路。

当 u_B 为高电平时: T 饱和导通, i_L 近于线性增长; D 因承受反向电压而截止; 电容 C 向负载电阻放电。这时 $u_L = U_1$ 。

当 u_B 为低电平时: T 截止; i_L 近于线性衰减, 但方向不变, 这时 u_L 为负, 阻止 i_L 衰减; D 因承受正向电压而导通。这时 $u_L = U_1 - U_o$ 。

由式(18.3.4)的积分式可得出

$$\begin{aligned}
 U_1 t_1 + (U_1 - U_o)(T - t_1) &= 0 \\
 U_o &= \frac{1}{1 - \frac{t_1}{T}} U_1 = \frac{1}{1 - D} U_1
 \end{aligned} \tag{18.3.6}$$

可见, 当 u_B 的周期不变时, 改变占空比, 可以改变 U_o 的大小, 并可稳压。

由式(18.3.5)和(18.3.6)可知: 串联开关型稳压电源是降压型, $U_o < U_1$; 并联开关型稳压电源是升压型, $U_o > U_1$ 。

开关型稳压电源的功耗低、体积小、重量轻, 其功率从几十瓦到几千瓦, 目前得到广泛应用。

① PWM 是英文 Pulse Width Modulation 的缩写。

习 题

- 18.1.1 在图 18.01 中,已知 $R_L = 80 \Omega$, 直流电压表 V 的读数为 110 V , 试求:(1) 直流电流表 A 的读数;(2) 整流电流的最大值;(3) 交流电压表 V_1 的读数;(4) 变压器二次侧电流的有效值。二极管的正向压降忽略不计。

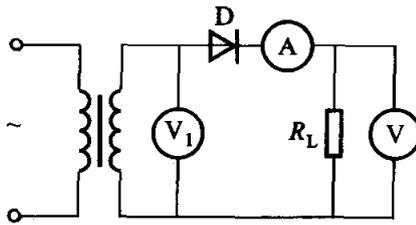
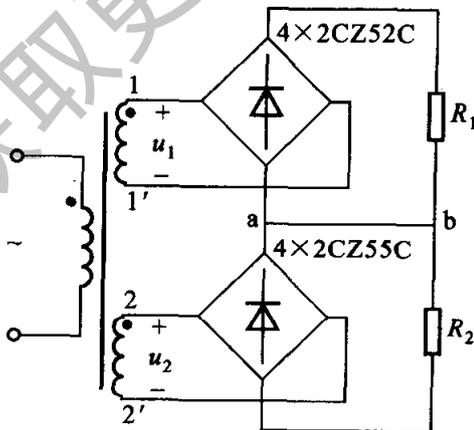


图 18.01 习题 18.1.1 的图

- 18.1.2 在图 18.1.1 的单相半波整流电路中,已知变压器二次侧电压的有效值 $U = 30 \text{ V}$, 负载电阻 $R_L = 100 \Omega$, 试问:(1) 输出电压和输出电流的平均值 U_o 和 I_o 各为多少?(2) 若电源电压波动 $\pm 10\%$, 二极管承受的最高反向电压为多少?
- 18.1.3 若采用图 18.1.3 的单相桥式整流电路,试计算上题。
- 18.1.4 有一电压为 110 V , 电阻为 55Ω 的直流负载,采用单相桥式整流电路(不带滤波器)供电,试求变压器二次绕组电压和电流的有效值,并选用二极管。
- 18.1.5 在图 18.02 所示的整流电路中,变压器二次侧电压有效值 $U_1 = 20 \text{ V}$, $U_2 = 50 \text{ V}$; $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 30 \Omega$; 二极管最大整流电流 I_{OM} 和反向工作峰值电压 U_{RWM} 如表中所列。(1) 试校核电路中各整流桥所选用的二极管型号是否合适。(2) 若将绕组 2-2' 的极性接反,对整流电路有无影响,为什么?(3) 若将 a, b 间联线去掉,电路是否仍能工作? 此时输出电压 U_o 和输出电流 I_o 等于多少? 所选用的二极管是否合适?



型号	I_{OM}/A	U_{RWM}/V
2CZ52C	0.1	100
2CZ55C	1	100

图 18.02 习题 18.1.5 的图

- 18.1.6 有一整流电路如图 18.03 所示, (1) 试求负载电阻 R_{L1} 和 R_{L2} 上整流电压的平均值 U_{O1} 和 U_{O2} , 并标出极性; (2) 试求二极管 D_1, D_2, D_3 中的平均电流 I_{D1}, I_{D2}, I_{D3} 以及各管所承受的最高反向电压。

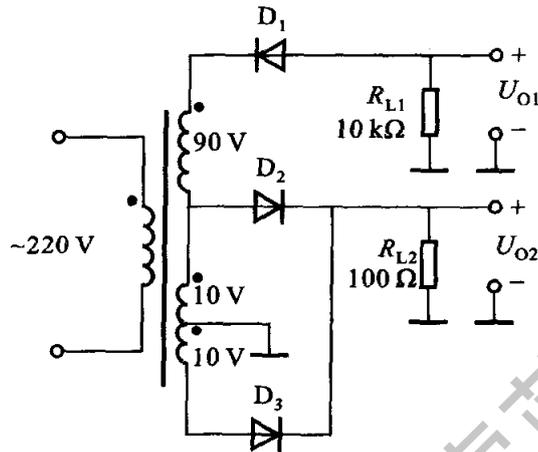


图 18.03 习题 18.1.6 的图

- 18.1.7 图 18.04 是二倍压整流电路, $U_0 = 2\sqrt{2}U$, 试分析之, 并标出 U_0 的极性。

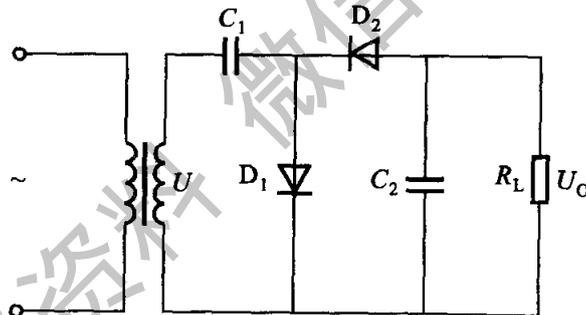


图 18.04 习题 18.1.7 的图

- 18.1.8 有一电解电源, 采用三相桥式整流, 如要求负载直流电压 $U_0 = 20\text{ V}$, 负载电流 $I_0 = 200\text{ A}$, (1) 试求变压器容量为多少 $\text{kV} \cdot \text{A}$; (2) 选用整流元件。考虑到变压器二次绕组及管子上的压降, 变压器的二次侧电压要加大 10%。
- 18.2.1 在表 18.1.1 中, 试证明单相半波整流时变压器二次侧电流的有效值 $I = 1.57I_0$ 。如果带电容滤波器后, 是否仍有上述关系?
- 18.2.2 试分析图 18.05 所示的变压器二次绕组有中心抽头的单相整流电路, 二次绕组两段的电压有效值各为 U :
- (1) 试分析在交流电压的正半周和负半周时电流的通路, 并标出负载电阻 R_L 上电压 u_0 和滤波极性电容器 C 的极性;
 - (2) 分别画出无滤波电容器和有滤波电容器两种情况下负载电阻上电压 u_0 的波形, 是全波还是半波整流?
 - (3) 如无滤波电容器, 负载整流电压的平均值 U_0 和变压器二次绕组每段的有效值

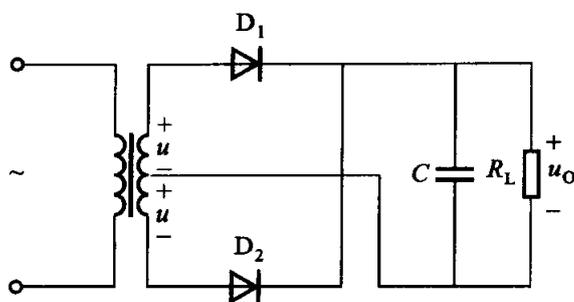


图 18.05 习题 18.2.2 的图

U 之间的数值关系如何? 如有滤波电容, 则又如何?

(4) 分别说明有滤波电容器和无滤波电容器两种情况下截止二极管上所承受的最高反向电压 U_{RM} 是否都等于 $2\sqrt{2}U$ 。

(5) 如果整流二极管 D_2 虚焊, U_0 是否是正常情况下的一半? 如果变压器二次侧中心抽头虚焊, 这时有输出电压吗?

(6) 如果把 D_2 的极性接反, 是否能正常工作? 会出现什么问题?

(7) 如果 D_2 因过载损坏造成短路, 还会出现什么其他问题?

(8) 如果输出端短路, 又将出现什么问题?

(9) 如果把图中的 D_1 和 D_2 都反接, 是否仍有整流作用? 所不同者是什么?

18.2.3 今要求负载电压 $U_0 = 30\text{ V}$, 负载电流 $I_0 = 150\text{ mA}$ 。采用单相桥式整流电路, 带电容滤波器。已知交流频率为 50 Hz , 试选用管子型号和滤波电容器, 并与单相半波整流电路比较, 带电容滤波器后, 管子承受的最高反向电压是否相同?

18.2.4 在图 18.2.7 所示的具有 π 形 RC 滤波器的整流电路中, 已知交流电压 $U = 6\text{ V}$, 今要求负载电压 $U_0 = 6\text{ V}$, 负载电流 $I_0 = 100\text{ mA}$, 试计算滤波电阻 R 。

18.2.5 在图 18.06 的整流电路中, 已知变压器二次侧电压的有效值 $U = 20\text{ V}$, 负载电阻 $R_L = 50\ \Omega$ 。试分别计算开关 $S_1 \sim S_4$ 在不同合断情况下, 负载两端电压 U_0 , 电流 I_0 , 每个二极管中流过的电流 I_D 和承受的最高反向电压 U_{RM} 。

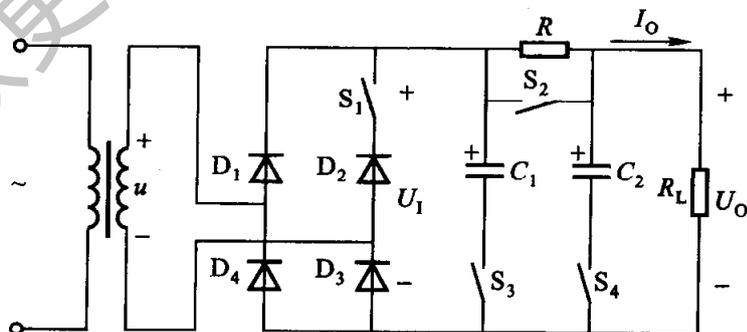


图 18.06 习题 18.2.5 的图

(1) S_1 和 S_2 合上, 其他断开;

(2) S_1 合上, 其他断开;

- (3) $S_1 \sim S_4$ 均合上;
- (4) S_1, S_3, S_4 合上, S_2 断开;
- (5) $S_1 \sim S_4$ 均断开。

18.3.1 稳压二极管稳压电路如图 18.07 所示, 已知 $u = 28.2 \sin \omega t \text{ V}$, 稳压二极管的稳压值 $U_Z = 6 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $R = 1.2 \text{ k}\Omega$ 。试求:

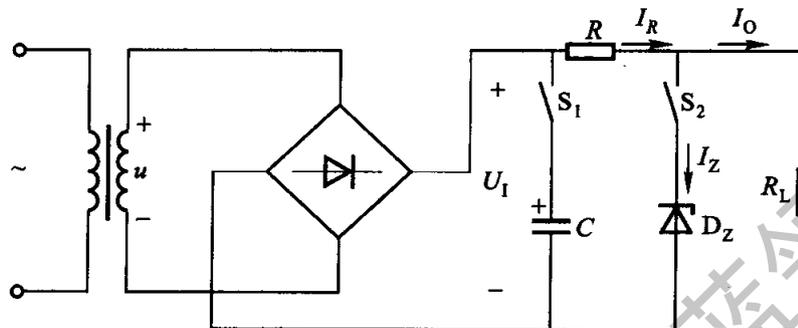


图 18.07 习题 18.3.1 的图

- (1) S_1 断开, S_2 合上时的 I_O, I_R 和 I_Z 。
- (2) S_1 和 S_2 均合上时的 I_O, I_R 和 I_Z , 并说明 $R = 0$ 和 D_Z 接反两种情况下电路能否起稳压作用。

18.3.2 如何连接图 18.08 中的各个元器件以及接“地”符号才能得到对“地”为 $\pm 15 \text{ V}$ 的直流稳压电源, 并写出其导通路径。

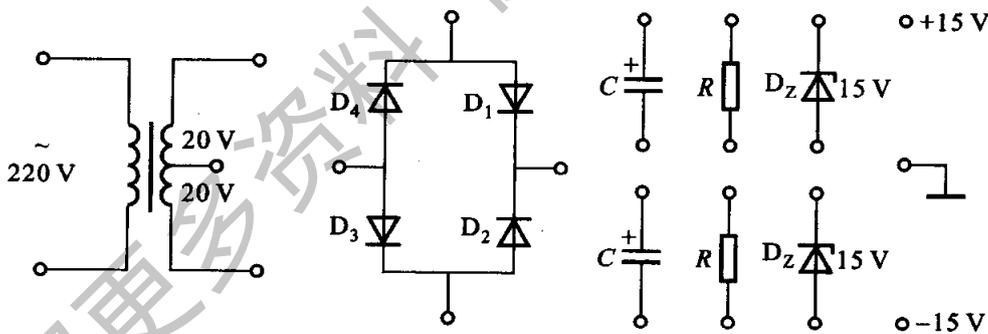


图 18.08 习题 18.3.2 的图

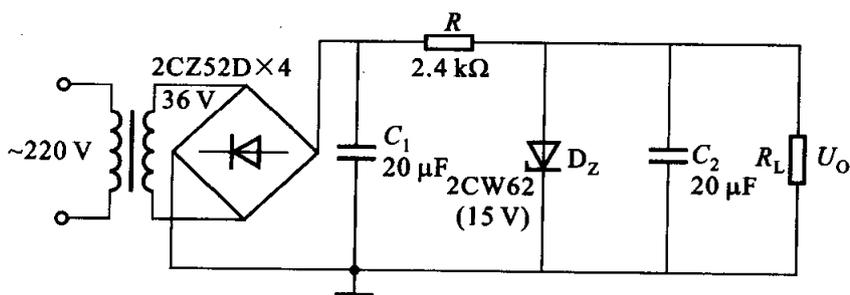


图 18.09 习题 18.3.3 的图

- 18.3.3 某稳压电源如图 18.09 所示,试问:(1) 输出电压 U_o 的极性和大小如何?(2) 电容器 C_1 和 C_2 的极性如何? 它们的耐压应选多高?(3) 负载电阻 R_L 的最小值约为多少?(4) 如将稳压管 D_z 接反,后果如何?(5) 如 $R=0$,又将如何?
- 18.3.4 电路如图 18.3.3 所示。已知: $U_z = 6\text{ V}$, $R_1 = 2\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$, $R_3 = 2\text{ k}\Omega$, $U_1 = 30\text{ V}$, T 的电流放大系数 $\beta = 50$ 。试求:(1) 电压输出范围;(2) 当 $U_o = 15\text{ V}$, $R_L = 150\ \Omega$ 时,调整管 T 的管耗和运算放大器的输出电流。
- 18.3.5 在图 18.10 中,试求输出电压 U_o 的可调范围是多大?

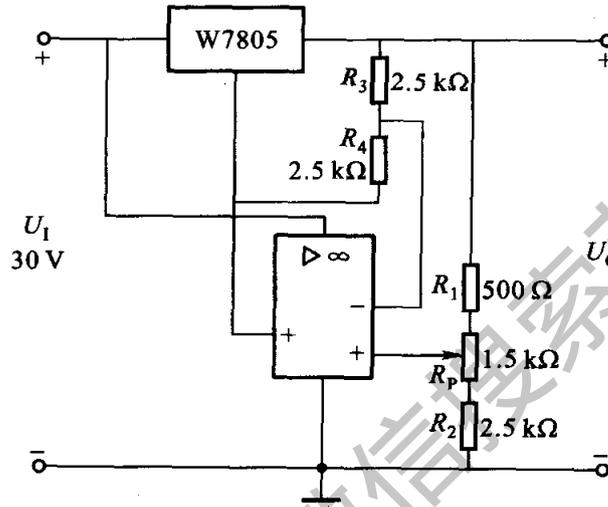


图 18.10 习题 18.3.5 的图

- 18.3.6 在图 18.11 中,试求输出电压 U_o 的可调范围是多少?

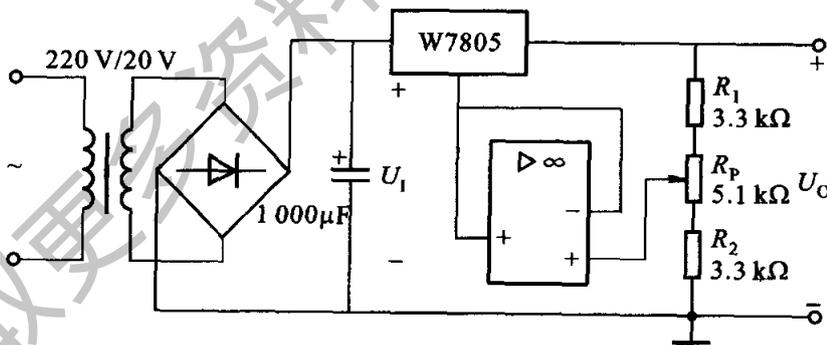


图 18.11 习题 18.3.6 的图

△ 第 19 章

电力电子技术

自 1956 年第一只晶闸管问世以来,电子技术进入了强电领域,从而产生了电力电子技术这门学科,它是以电力电子器件为核心,融合电子技术和控制技术,对强电电路进行电能变换^①和控制,并控制电力电子器件的导通和关断。至今,电力电子技术的应用日益广泛,诸如应用于直流输电、不间断电源、开关型稳压电源、太阳能和风力发电、直流电动机和交流电动机的调速、以及调光装置和变频空调等许多方面。

本章先介绍几种常用的电力电子器件,而后再讨论几种电能变换电路。

19.1 电力电子器件

19.1.1 电力电子器件的分类

根据不同的开关特性,电力电子器件可分为如下三类。

(1) 不控器件 这种器件的导通和关断无可控的功能,如整流二极管(D)等。

(2) 半控器件 对这种器件通过控制信号只能控制其导通而不能控制其关断,如普通晶闸管(T)等。

(3) 全控器件 对这种器件通过控制信号既能控制其导通,又能控制其关断,如可关断晶闸管(GTO)、功率晶体管(GTR)、功率场效晶体管(VDMOS)及绝缘栅双极晶体管(IGBT)等。

它们的表示符号如图 19.1.1 所示。

电力电子器件的主要性能指标为电压、电流和工作频率。当前的产品:T 有 1 kA/12 kV,3 kA/4 kV;GTO 有 1 kA/9 kV,6 kA/6 kV;GTR 有 400 A/1.2 kV;VDMOS 有 38 A/1000 V;IGBT 有 400 A/1.2 kV,1.8 kA/3.5 kV。工作频率:VDMOS 最高,可达 10^6 Hz;其次依次为 GTR,IGBT,GTO;T 最低,在 10^4 Hz 以下,但其输出功率最大,而 VDMOS 的输出功率最小。

^① DC-AC, AC-DC, AC-AC 和 DC-DC 四种变换。

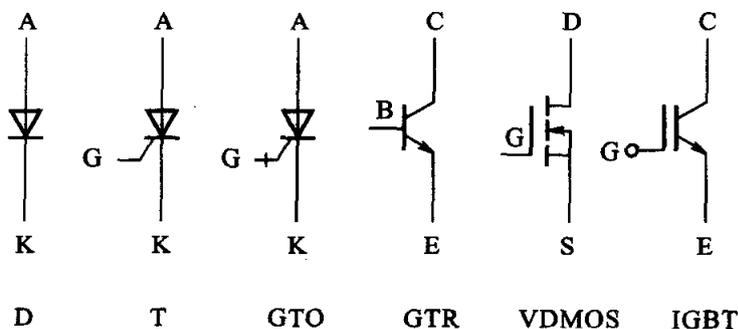


图 19.1.1 电力电子器件的表示符号

19.1.2 晶闸管

晶闸管是晶体闸流管的简称,原名可控硅整流器(SCR),简称可控硅。晶闸管的出现,使半导体器件从弱电领域进入了强电领域。晶闸管的制造和应用技术发展很快,主要用于整流、逆变、调压、开关四个方面,应用得最多的还是晶闸管可控整流。

今就晶闸管的基本结构、工作原理、伏安特性和主要参数作一简单介绍。

1. 基本结构

晶闸管是具有三个 PN 结的四层结构,如图 19.1.2 所示。引出的三个电极分别为阳极 A,阴极 K 和控制极(或称门极)G。

图 19.1.3(a)是一种晶闸管的结构示意图,图 19.1.3(b)是它的外形图。从外形图看,晶闸管的一端是一个螺旋,这是阳极引出端,同时可以利用它固定散热片;另一端有两根引出线,其中粗的一根是阴极引线,细的是控制极引线。

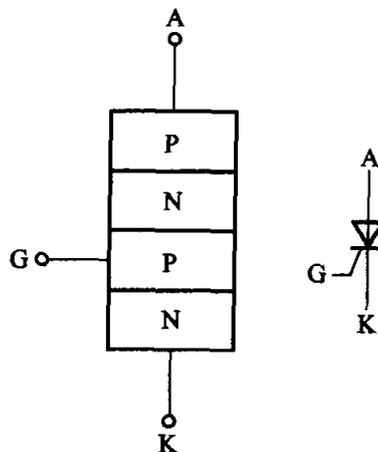


图 19.1.2 晶闸管的结构和表示符号

2. 工作原理

通过图 19.1.4 的实验电路可以说明晶闸管的工作原理。

1. 晶闸管阳极接直流电源的正端,阴极经灯泡接电源的负端,此时晶闸管承受正向电压。控制极电路中开关 S 断开(不加电压),如图 19.1.4(a)所示。这时灯不亮,说明晶闸管不导通。

2. 晶闸管的阳极和阴极间加正向电压,控制极相对于阴极也加正向电压,如图 19.1.4(b)所示。这时灯亮,说明晶闸管导通。

3. 晶闸管导通后,如果去掉控制极上的电压[将图 19.1.4(b)中的开关 S

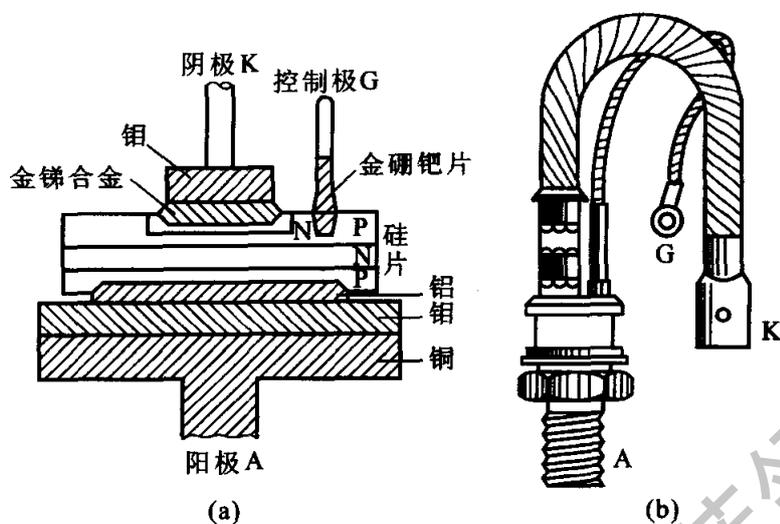


图 19.1.3 晶闸管的结构和外形

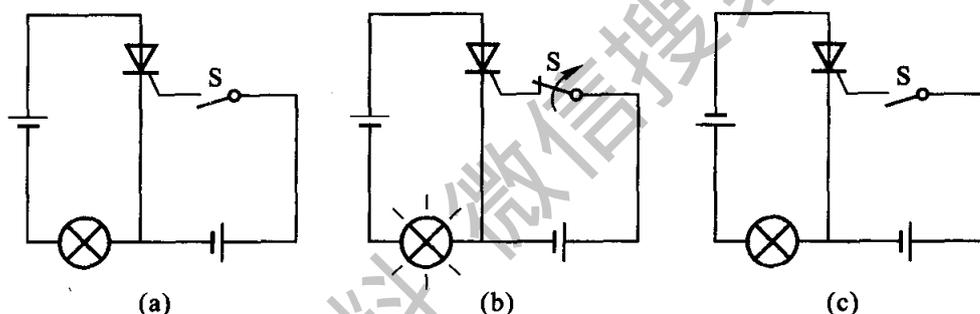


图 19.1.4 晶闸管导通实验电路图

断开],灯仍然亮。这表明晶闸管继续导通,即晶闸管一旦导通后,控制极就失去了控制作用。

4. 晶闸管的阳极和阴极间加反向电压[图 19.1.4(c)],无论控制极加不加电压,灯都不亮,晶闸管截止。

5. 如果控制极加反向电压,晶闸管阳极回路无论加正向电压还是反向电压,晶闸管都不导通。

从上述实验可以看出,晶闸管导通必须同时具备两个条件:

- (1) 晶闸管阳极电路加正向电压;
- (2) 控制极电路加适当的正向电压(实际工作中,控制极加正触发脉冲信号)。

为了说明晶闸管的工作原理,把晶闸管看成是由 PNP 型和 NPN 型两个晶体管连接而成,每一个晶体管的基极与另一个晶体管的集电极相连,如图 19.1.5 所示。阳极 A 相当于 PNP 型晶体管 T_1 的发射极,阴极 K 相当于 NPN 型晶体管

T_2 的发射极。

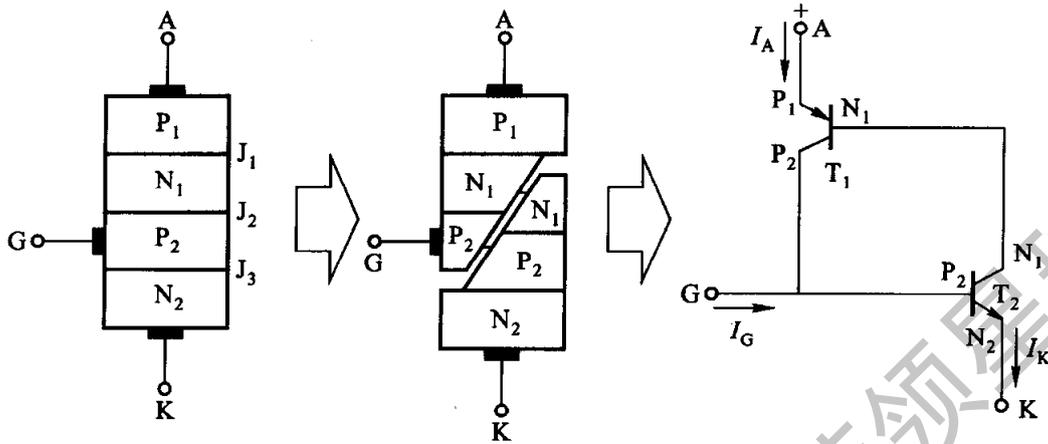


图 19.1.5 晶闸管相当于 PNP 型和 NPN 型两个晶体管的组合

如果晶闸管阳极加正向电压,控制极也加正向电压,如图 19.1.6 所示,那么,晶闸管 T_2 处于正向偏置, E_C 产生的控制极电流 I_G 就是 T_2 的基极电流 I_{B2} , T_2 的集电极电流 $I_{C2} = \beta_2 I_G$ 。而 I_{C2} 又是晶体管 T_1 的基极电流, T_1 的集电极电流 $I_{C1} = \beta_1 I_{C2} = \beta_1 \beta_2 I_G$ (β_1 和 β_2 分别为 T_1 和 T_2 的电流放大系数)。此电流又流入 T_2 的基极,再一次放大。这样循环下去,形成了强烈的正反馈,使两个晶体管很快达到饱和导通。这就是晶闸管的导通过程。导通后,其压降很小,电源电压几乎全部加在负载上,晶闸管中就流过负载电流。

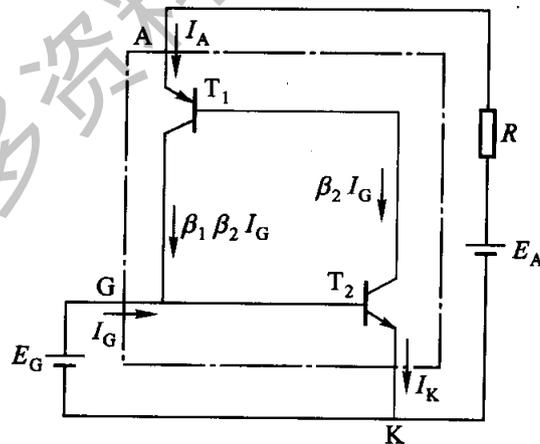


图 19.1.6 用两个晶体管的相互作用说明晶闸管的工作原理

此外,在晶闸管导通之后,它的导通状态完全依靠管子本身的正反馈作用来维持,即使控制极电流消失,晶闸管仍然处于导通状态。所以,控制极的作用仅仅是触发晶闸管使其导通,导通之后,控制极就失去控制作用了。要想关断晶闸管,必须将阳极电流减小到使之不能维持正反馈过程。当然也可以将阳极电源

断开或者在晶闸管的阳极和阴极间加一反向电压。

综上所述,晶闸管是一个可控的单向导电开关。它与具有一个 PN 结的二极管相比,其差别在于晶闸管正向导通受控制极电流的控制;与具有两个 PN 结的晶体管相比,其差别在于晶闸管对控制极电流没有放大作用。

3. 伏安特性

晶闸管的导通与阻断(截止)是由阳极电流 I_A 、阳极与阴极之间电压 U_A 及控制极电流 I_C 等决定的,常用实验曲线来表示它们之间的关系,这就是晶闸管的伏安特性曲线 $I_A = f(U_A)$,它是在不同 I_C 值的条件下作出的,如图 19.1.7 所示。

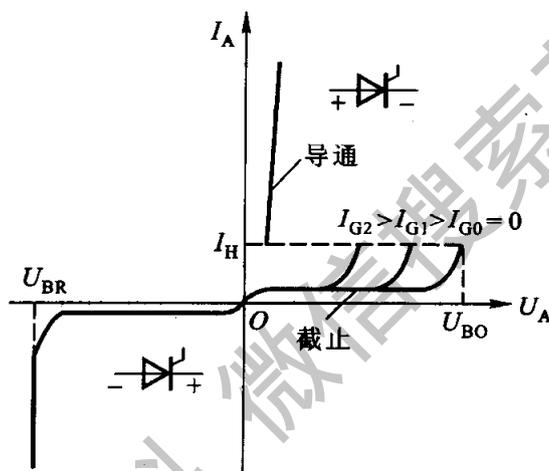


图 19.1.7 晶闸管的伏安特性曲线

从正向特性看,当 $I_C = 0$,且 $U_A < U_{B0}$ 时,晶闸管处于阻断状态,只有很小的正向漏电流通过。当 U_A 增大到某一数值时,晶闸管由阻断状态突然导通,所对应的电压称为正向转折电压 U_{B0} 。 $I_C = 0$ 时的这种导通很容易造成晶闸管的不可恢复性击穿而使管子损坏。晶闸管的正常导通是受控制极电流 I_C 控制的。 I_C 愈大,使晶闸管导通所加的阳极电压 U_A 就愈低(图 19.1.7)。晶闸管导通后,就有较大电流通过,但管压降只有 1 V 左右。

实际规定,当晶闸管的阳极与阴极之间加上 6 V 直流电压,能使元件导通的控制极最小电流(电压)称为触发电流(电压)。由于制造工艺上的问题,同一型号的晶闸管的触发电压和触发电流也不尽相同。如果触发电压太低,则晶闸管容易受干扰电压的作用而造成误触发;如果太高,又会造成触发电路设计上的困难。因此,规定了在常温下各种规格的晶闸管的触发电压和触发电流的范围。例如对 KP50(3CT107)型的晶闸管,触发电压和触发电流分别为 ≤ 3.5 V 和 8 ~ 150 mA。

当晶闸管导通后,若减小阳极电压 U_A , 阳极电流 I_A 就逐渐减小。当它小到某一数值时,晶闸管又从导通状态转为阻断状态。当控制极断开 ($I_G = 0$) 时,维持晶闸管导通的最小电流称为维持电流 I_H 。

从图 19.1.7 的反向特性看 ($I_G = 0$), 晶闸管处于阻断状态, 只有很小的反向漏电流通过。当反向电压增大到某一数值时, 使晶闸管反向导通 (击穿), 所对应的电压称为反向转折电压 U_{BR} 。

4. 主要参数

为了正确地选择和使用晶闸管, 还必须了解它的电压、电流等主要参数的意义。晶闸管的主要参数有以下几项:

(1) 正向重复峰值电压 U_{DRM}

在控制极断路和晶闸管正向阻断的条件下, 可以重复加在晶闸管两端的正向峰值电压, 称为正向重复峰值电压, 用符号 U_{DRM} 表示。按规定此电压比正向转折电压 U_{BO} 低 100 V。

(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM}

就是在控制极断路时, 可以重复加在晶闸管元件上的反向峰值电压, 用符号 U_{RRM} 表示。按规定此电压比反向转折电压 $|U_{BR}|$ 低 100 V。

(3) 正向平均电流 I_F

在环境温度不大于 40°C 和标准散热及全导通的条件下, 晶闸管可以连续通过的工频正弦半波电流 (在一个周期内的) 平均值, 称为正向平均电流 I_F , 简称正向电流。通常所说多少安的晶闸管, 就是指这个电流。如果正弦半波电流的最大值为 I_m , 则

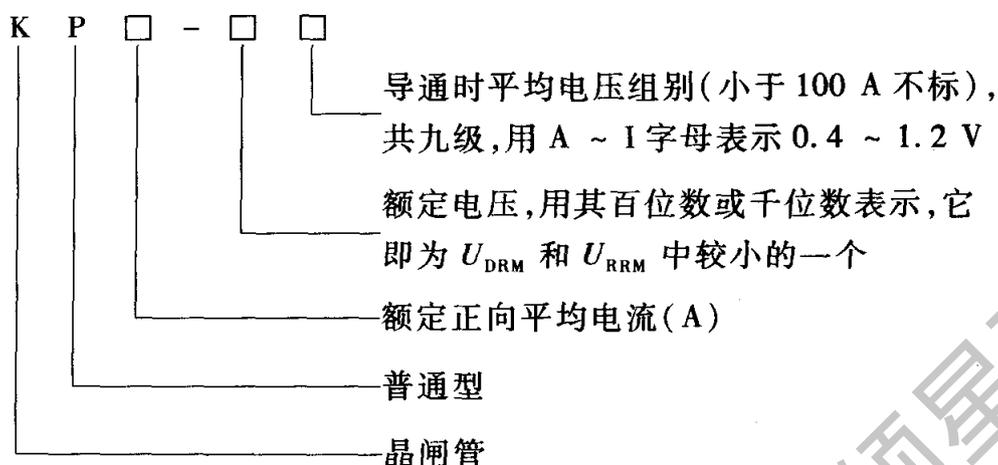
$$I_F = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi}$$

然而, 这个电流值并不是一成不变的, 晶闸管允许通过的最大工作电流还受冷却条件、环境温度、元件导通角、元件每个周期的导电次数等因素的影响。

(4) 维持电流 I_H

在规定的环境温度和冷却条件时, 维持元件继续导通的最小电流称为维持电流 I_H 。当晶闸管的正向电流小于这个电流时, 晶闸管将自动关断。

目前我国生产的晶闸管的型号及其含义如下:



例如 KP5 - 7 表示额定正向平均电流为 5 A、额定电压为 700 V 的晶闸管。

近年来,晶闸管制造技术已有很大提高,在电流、电压等指标上有了重大突破,已制造出电流在千安以上、电压达到上万伏的晶闸管,工作频率也已高达几十千赫。

【练习与思考】

- 19.1.1 在晶闸管中,控制极电流是小的,阳极电流是大的;在晶体管中,基极电流是小的,集电极电流是大的。两者有何不同?晶闸管是否也能放大电流?
- 19.1.2 晶闸管导通的条件是什么?导通时,其中电流的大小由什么决定?晶闸管阻断时,承受电压的大小由什么决定?
- 19.1.3 为什么晶闸管导通之后,控制极就失去控制作用?在什么条件下晶闸管才能从导通转为截止?
- 19.1.4 晶闸管参数中的“控制极触发电压”和“控制极触发电流”这两项表示什么意义?
- 19.1.5 型号 KP200 - 18F 中各个文字和数字代表什么?

上述的是普通晶闸管,双向晶闸管和可关断晶闸管是它的派生器件。

1. 双向晶闸管

双向晶闸管是具有四个 PN 结的 NPNPN 五层结构的器件,它相当于上述的两个晶闸管反向并联。图 19.1.8 所示的是双向晶闸管的结构示意图、表示符号和伏安特性。 A_1 、 A_2 和 G 分别为第一电极、第二电极和控制极。G 与 A_1 间加触发脉冲,能双向触发导通。当 A_2 为高电位, A_1 为低电位时,加正触发脉冲 ($u_{GA_1} > 0$),使晶闸管正向导通,电流从 A_2 流向 A_1 ; 当 A_1 为高电位, A_2 为低电位时,加负触发脉冲 ($u_{GA_1} < 0$),使晶闸管反向导通,电流从 A_1 流向 A_2 。

2. 可关断晶闸管

上述的普通晶闸管是半控器件,只能用控制极正信号使之触发导通,而不能控制极负信号使之关断。在某些设备中要想关断晶闸管,必须设置专门的换

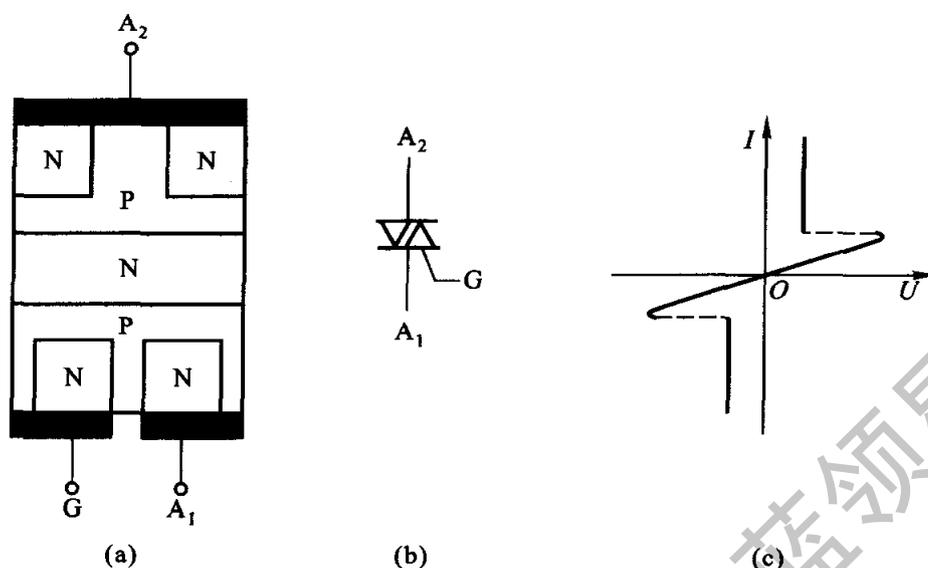


图 19.1.8 双向晶闸管
(a) 结构示意图; (b) 表示符号; (c) 伏安特性

流电路,这就造成线路复杂、体积庞大、能耗增大。而可关断晶闸管(GTO),既能用控制极正信号使之触发导通,又能用控制极负信号使之关断。这就是全控器件,其全控示意图如图 19.1.9 所示。

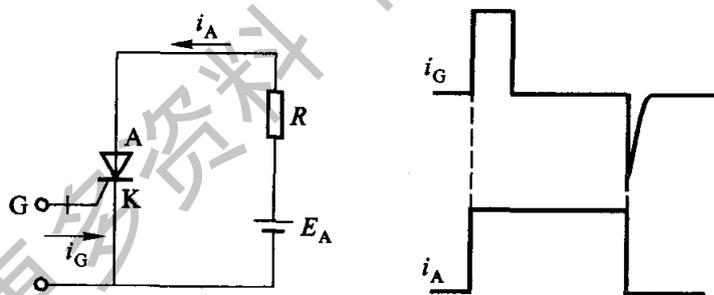


图 19.1.9 GTO 全控示意图

GTO 和普通晶闸管都是 PNPN 四层结构,都可用两个晶体管相互作用来说明它们的工作原理(图 19.1.6)。普通晶闸管的控制极加正信号后,形成强烈的正反馈,使它处于深度饱和状态,控制极加负信号后不能改变它的饱和状态,因此无法关断。而 GTO 两个晶体管的放大参数和前者有所不同,控制极加正信号后,只能使管子处于临界导通状态,当控制极加负信号后,两个晶体管的基极电流和集电极电流联锁循环减小,最后导致关断。

此外,在结构上 GTO 和普通晶闸管也有不同之处。GTO 的阴极细分成许多个,每个阴极都被控制极围住,一个 GTO 由这些小 GTO 单元并联而成。这样,

负的控制极电流能达到整个阴极面,以使 GTO 容易关断。

GTO 有两个参数应该提出:

(1) 最大可关断阳极电流 I_{ATO}

GTO 的容量一般用这个参数标称,如 1 kA/9 kV 的 GTO,1 kA 即为最大可关断阳极电流,耐压为 9 kV。

(2) 关断电流放大系数 β_{off}

它是最大可关断阳极电流 I_{ATO} 与控制极负电流最大值 I_{CM} 之比,即

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|I_{CM}|}$$

其值约为 5 ~ 10。

当控制极负电流上升率 di_c/dt 增大时, I_{CM} 就增大,即 β_{off} 减小,以缩短关断时间,这是通常希望的。

19.1.3 功率晶体管、功率场效晶体管和绝缘栅双极晶体管

除可关断晶闸管外,常用的全控器件还有功率晶体管、功率场效晶体管和绝缘栅双极晶体管。今分述于后。

1. 功率晶体管

功率晶体管 (GTR) 的基本结构、工作原理和参数意义与前述的晶体管相同。晶体管的主要用途是放大小功率信号,而 GTR 作为功率开关使用,因此对它的要求:有足够大的容量(高电压、大电流);较高的开关速度;较低的功率损耗;饱和压降 U_{CE} 要低;穿透电流 I_{CEO} 要小;直流电流放大系数 β 要大。为了提高电流放大系数,也有采用复合管结构的,但其饱和压降增大了,开关速度变低了。

在使用功率晶体管时,绝对不能超过它的极限参数:极间反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$, $U_{(BR)CBO}$ 和 $U_{(BR)EBO}$;集电极最大允许电流 I_{CM} ;集电极最大允许耗散功率 P_{CM} 以及最高允许结温 T_{jM} 。否则,将损坏管子或使性能变坏。

2. 功率场效晶体管

从第 15 章所讲的绝缘栅场效晶体管的结构上看,栅极 G、源极 S 和漏极 D 三个电极均安置在衬底硅片的一侧表面。这种结构不仅硅片的利用率低,而且电流完全沿表面流通,导通电阻较大。这显然是小功率管的结构形式,其漏-源电压不超过 20 V,漏极电流只有几十毫安。为了提高利用率,采用如图 19.1.10 那样的导电结构,即把漏极安置到和源极与栅极相反的一侧。

在图 19.1.10 中,用一块高掺杂的 N^+ 型硅片作为衬底,外延生长 N^- 型高阻层,两者共同组成漏区。在 N^- 型区内,扩散 P 型沟道体区,漏区与沟道体区的

交界面就是漏区 PN 结。在 P 型体区内,又扩散 N^+ 型源区。图中斜线部分是生成的一层薄薄的二氧化硅绝缘层。和前面 N 沟道增强型绝缘栅场效晶体管一样,当 $U_{GS} > U_{GS(th)}$ 时,在二氧化硅绝缘层下的 P 型体区表层产生反型层,它就是沟通源区和漏区的 N 型导电沟道。此时,若加漏-源电压 U_{DS} ,则将产生漏极电流 I_D ,其路径如图中虚线所示。

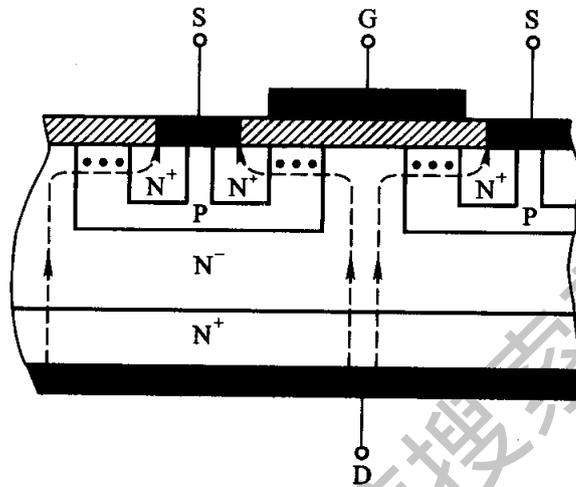


图 19.1.10 VDMOS 场效晶体管结构示意图

这种“垂直导电”的“双扩散”型绝缘栅场效晶体管,通常称为 VDMOS 场效晶体管,属于 N 沟道增强型。它具有下列特点:

- (1) 由于垂直导电,硅片面积得以充分利用,而且可获得较大电流,漏极电流可达几百安;
- (2) 由于设置高电阻率的 N^- 型区,以提高耐压水平,漏-源电压可达千伏;
- (3) 由于导电沟道较短,能降低沟道电阻和栅沟电容,这有利于提高工作效率和开关速度。

还得指出,图 19.1.10 中只示出了 VDMOS 场效晶体管的一个单元,实际上一个芯片上有成千上万个单元并联集成。

此外,源极金属电极与 N^+ 型源区和 P 型沟道体区连接在一起,P 型沟道体区与漏区 (N^-, N^+) 形成的 PN 结就是并联在源极与漏极之间的寄生二极管,如图 19.1.11 所示。这个寄生二极管在逆变器中作为反馈二极管用。

3. 绝缘栅双极晶体管

绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 综合了功率晶体管和功率场效晶体管的优点,具有良好的特性,如具有较高的电压与电流和工作频率,其关断时间可缩短到 40 ns。

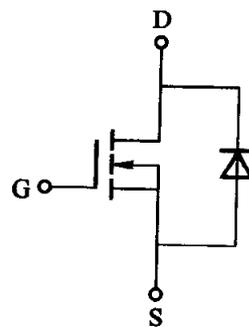


图 19.1.11 寄生二极管

图 19.1.12 是 IGBT 的结构示意图,它与图 19.1.10VDMOS 的结构相比,只多了一个 P^+ 区。它有三个电极:集电极 C 或漏极 D;发射极 E 或源极 S;栅极 G。IGBT 的等效电路如图 19.1.13(a) 所示。图中,一个是 PNP 晶体管, N^+ 和 N^- 是它的厚基区,其电阻为 R_N ;一个是 N 沟道增强型绝缘栅场效晶体管。两者构成复合器件。当栅-射电压 U_{GE} 大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时,场效晶体管形成导电沟道,并为晶体管提供基极电流而使 IGBT 导通;此时, P^+ 区向 N^- 区发射空穴,对 N^- 区的电导率进行调制,减小电阻 R_N ,从而降低导通压降。当 U_{GE} 为负或不加电压时,IGBT 立即关断。IGBT 也是由许多单元并联集成。

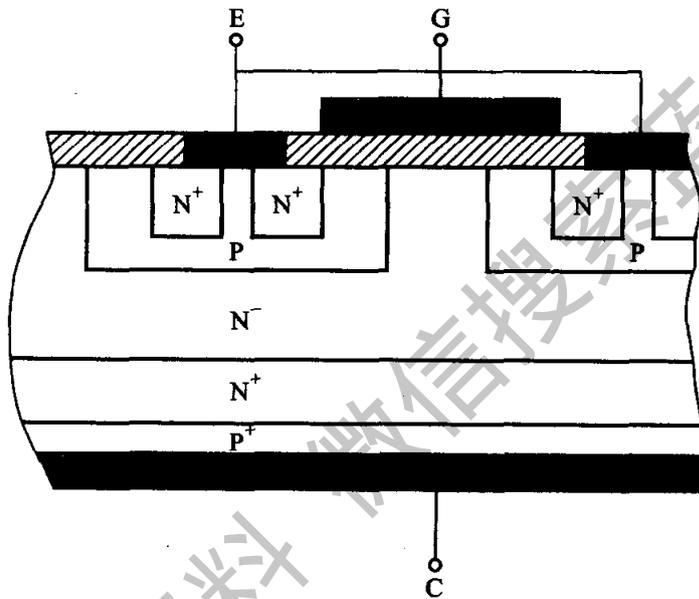


图 19.1.12 绝缘栅双极晶体管结构示意图

图 19.1.13(b) 是 IGBT 的表示符号。

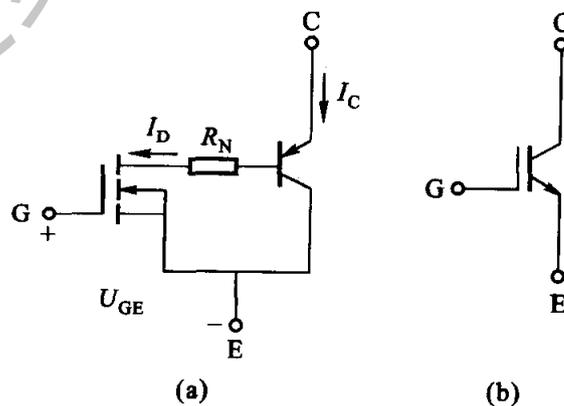


图 19.1.13 绝缘栅双极晶体管

(a) 等效电路; (b) 表示符号

19.2 可控整流电路

整流电路是 AC - DC 电能变换电路。所谓可控,就是将交流电能变换为可调的直流电能。

19.2.1 可控整流电路

1. 单相半波可控整流电路

把不可控的单相半波整流电路(图 18.1.1)中的二极管用晶闸管代替,就成为单相半波可控整流电路。下面将分析这种可控整流电路在接电阻性负载和电感性负载时的工作情况。

(1) 电阻性负载

图 19.2.1 是接电阻性负载的单相半波可控整流电路,负载电阻为 R_L 。从图可见,在输入交流电压 u 的正半周时,晶闸管 T 承受正向电压。假如在 t_1 时刻 [图 19.2.2(a)] 给控制极加上触发脉冲 [图 19.2.2(b)],晶闸管导通,负载上得到电压。当交流电压 u 下降到接近于零值时,晶闸管正向电流小于维持电流而关断。在电压 u 的负半周时,晶闸管承受反向电压,不可能导通,负载电压和电流均为零。在第二个正半周内,再在相应的 t_2 时刻加入触发脉冲,晶闸管再行导通。这样,在负载 R_L 上就可以得到如图 19.2.2(c) 所示的电压波形。图 19.2.2(d) 所示波形的斜线部分为晶闸管关断时所承受的正向和反向电压,其最高正向和反向电压均为输入交流电压的幅值 $\sqrt{2}U$ 。

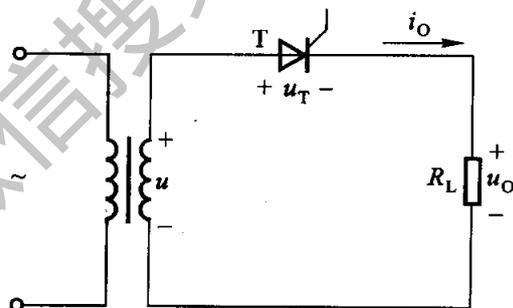


图 19.2.1 接电阻性负载的单相半波可控整流电路

显然,在晶闸管承受正向电压的时间内,改变控制极触发脉冲的输入时刻(移相),负载上得到的电压波形就随着改变,这样就控制了负载上输出电压的大小。图 19.2.2 是接电阻性负载时单相半波可控整流电路的电压与电流的波形。

晶闸管在正向电压下不导通的范围称为控制角(又称移相角),用 α 表示,而导电范围则称为导通角,用 θ 表示 [图 19.2.2(c)]。很显然,导通角 θ 愈大,输出电压愈高。整流输出电压的平均值可以用控制角表示,即

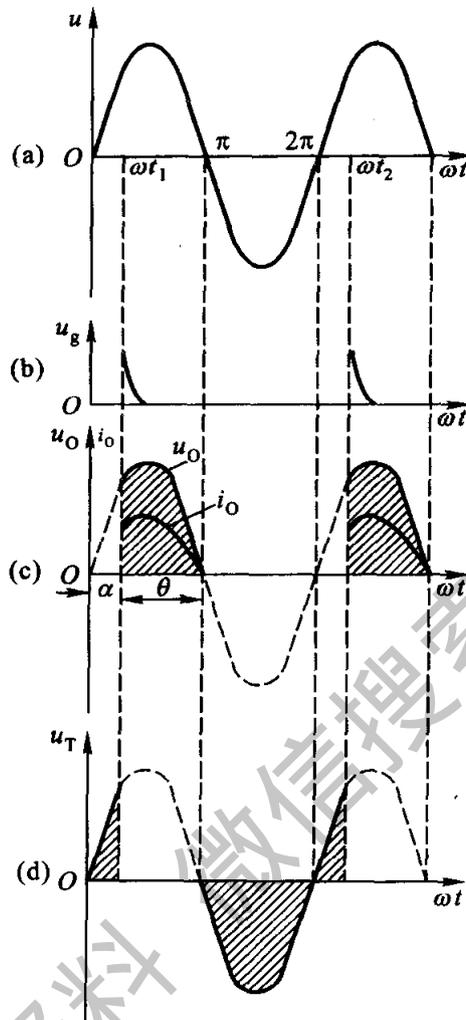


图 19.2.2 接电阻性负载时单相半波可控整流电路的电压与电流的波形

$$\begin{aligned}
 U_o &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{2\pi} U (1 + \cos \alpha) \\
 &= 0.45U \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (19.2.1)
 \end{aligned}$$

从式(19.2.1)看出,当 $\alpha = 0$ 时($\theta = 180^\circ$)晶闸管在正半周全导通, $U_o = 0.45U$,输出电压最高,相当于不可控二极管单相半波整流电压。若 $\alpha = 180^\circ$, $U_o = 0$,这时 $\theta = 0$,晶闸管全关断。

根据欧姆定律,电阻负载中整流电流的平均值为

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.45 \frac{U}{R_L} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (19.2.2)$$

此电流即为通过晶闸管的平均电流。

(2) 电感性负载与续流二极管

上面所讲的是接电阻性负载的情况,实际上遇到较多的是电感性负载,像各种电机的励磁绕组、各种电感线圈等,它们既含有电感,又含有电阻。有时负载虽然是纯电阻的,但串了电感滤波器后,也变为电感性的了。整流电路接电感性负载和接电阻性负载的情况大不相同。

电感性负载可用串联的电感元件 L 和电阻元件 R 表示(图 19.2.3)。当晶闸管刚触发导通时,电感元件中产生阻碍电流变化的感应电动势(其极性在图 19.2.3 中为上正下负),电路中电流不能跃变,将由零逐渐上升[图 19.2.4(a)]。当电流到达最大值时,感应电动势为零,而后电流减小,电动势 e_L 也就改变极性(在图 19.2.3 中为下正上负)。此后,在交流电压 u 到达零值之前, e_L 和 u 极性相同,晶闸管当然导通。即使电压 u 经过零值变负之后,只要 e_L 大于 u ,晶闸管继续承受正向电压,电流仍将继续流通[图 19.2.4(a)]。只要电流大于维持电流时,晶闸管不能关断,负载上出现了负电压。当电流下降到维持电流以下时,晶闸管才能关断,并且立即承受反向电压,如图 19.2.4(b)所示。

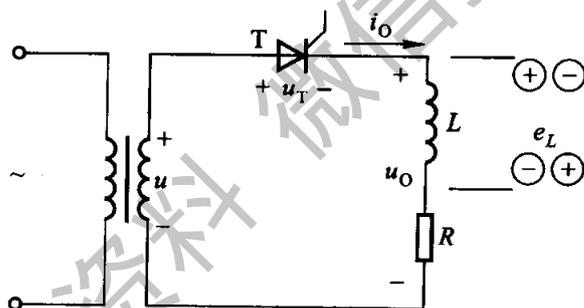


图 19.2.3 接电感性负载的可控整流电路

综上所述,在单相半波可控整流电路接电感性负载时,晶闸管导通角 θ 将大于 $(180^\circ - \alpha)$ 。负载电感愈大,导通角 θ 愈大,在一个周期中负载上负电压所占的比重就愈大,整流输出电压和电流的平均值就愈小。为了使晶闸管在电源电压 u 降到零值时能及时关断,使负载上不出现负电压,必须采取相应措施。

可以在电感性负载两端并联一个二极管 D (图 19.2.5)来解决上述出现的问题。当交流电压 u 过零值变负后,二极管因承受正向电压而导通,于是负载上由感应电动势 e_L 产生的电流经过这个二极管形成回路。因此这个二极管称为续流二极管。这时负载两端电压近似为零,晶闸管因承受反向电压而关断。负载电阻上消耗的能量是电感元件释放的能量。

因为电路中电感元件 L 的作用,使负载电流 i_o 不能跃变,而是连续的。特别当 $\omega L \gg R$ 时,且电路工作于稳态情况下, i_o 可近似认为恒定。此时负载电压 u_o

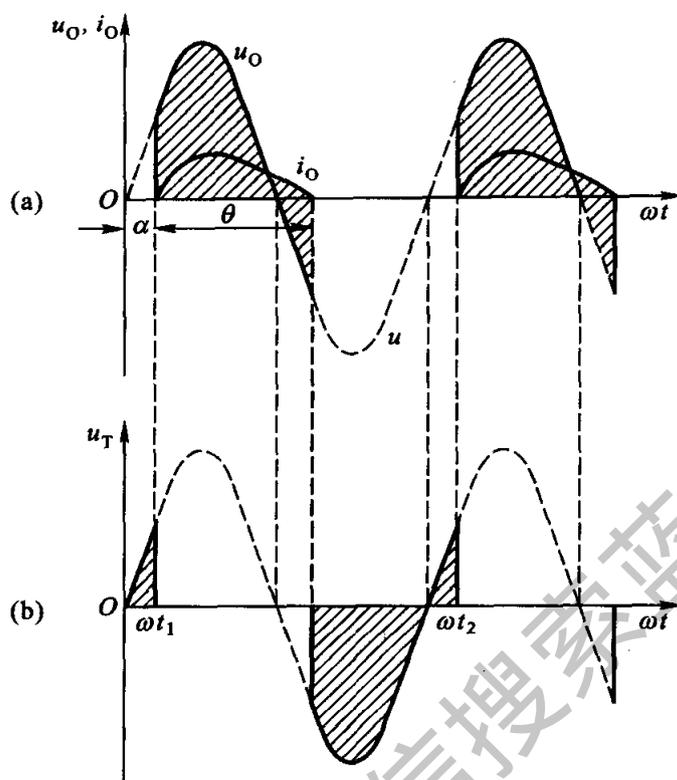


图 19.2.4 接电感性负载时可控整流电路的电压与电流的波形

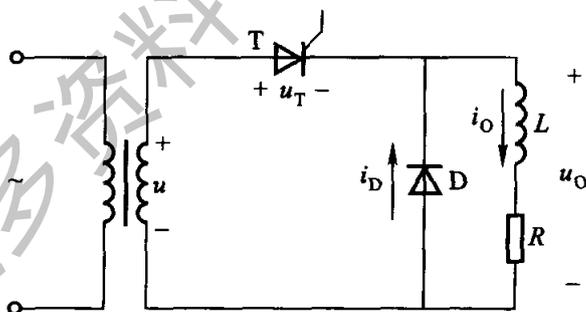


图 19.2.5 与电感性负载并联续流二极管

的波形与电阻性负载时相同,如图 19.2.2(c)所示。

2. 单相半控桥式整流电路

单相半波可控整流电路虽然有电路简单、调整方便、使用元件少的优点,但却有整流电压脉动大、输出整流电流小的缺点。较常用的是半控桥式整流电路(简称半控桥),其电路如图 19.2.6 所示。电路与单相不可控桥式整流电路相似,只是其中两个臂中的二极管被晶闸管所取代。

在变压器二次侧电压 u 的正半周(a 端为正)时, T_1 和 D_2 承受正向电压。这

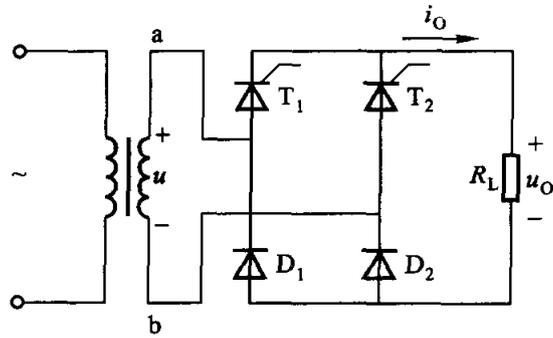


图 19.2.6 接电阻性负载的单相半控桥式整流电路

时如对晶闸管 T_1 引入触发信号, 则 T_1 和 D_2 导通, 电流的通路为

$$a \rightarrow T_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_2 \rightarrow b$$

这时 T_2 和 D_1 都因承受反向电压而截止。同样, 在电压 u 的负半周时, T_2 和 D_1 承受正向电压。这时, 如对晶闸管 T_2 引入触发信号, 则 T_2 和 D_1 导通, 电流的通路为

$$b \rightarrow T_2 \rightarrow R_L \rightarrow D_1 \rightarrow a$$

这时 T_1 和 D_2 处于截止状态。

当整流电路接电阻性负载时, 单相半控桥的电压 u_o 与电流 i_o 的波形如图 19.2.7(c) 所示。显然, 与单相半波整流[图 19.2.2(c)] 相比, 桥式整流电路的

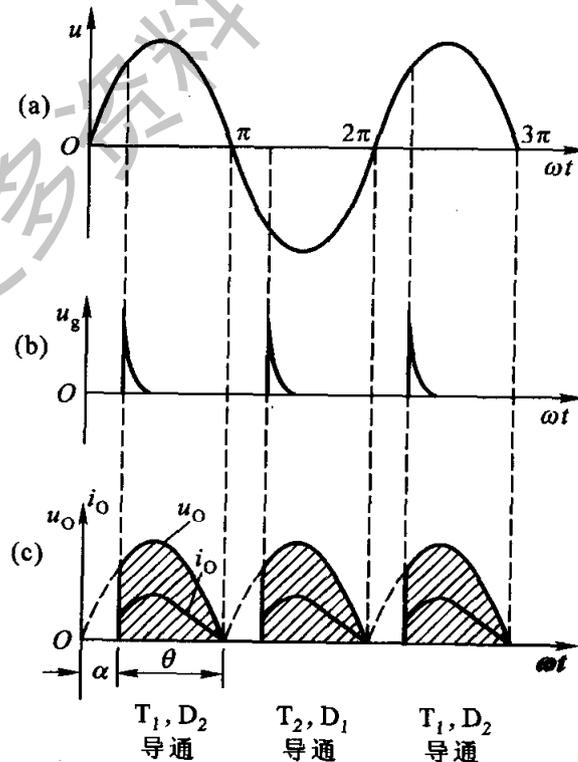


图 19.2.7 接电阻性负载时单相半控桥式整流电路的电压与电流的波形

输出电压的平均值要大一倍,即

$$U_o = 0.9U \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (19.2.3)$$

输出电流的平均值为

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.9 \frac{U}{R_L} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (19.2.4)$$

【例 19.2.1】 有一纯电阻负载,需要可调的直流电源:电压 $U_o = 0 \sim 180$ V,电流 $I_o = 0 \sim 6$ A。现采用单相半控桥式整流电路(图 19.2.6),试求交流电压的有效值,并选择整流元件。

【解】 设晶闸管导通角 θ 为 180° (控制角 $\alpha = 0$) 时, $U_o = 180$ V, $I_o = 6$ A。
交流电压有效值

$$U = \frac{U_o}{0.9} = \frac{180}{0.9} \text{ V} = 200 \text{ V}$$

实际上还要考虑电网电压波动、管压降以及导通角常常到不了 180° (一般只有 $160^\circ \sim 170^\circ$ 左右) 等因素,交流电压要比上述计算而得到的值适当加大 10% 左右,即大约为 220 V。因此,在本例中可以不用整流变压器,直接接到 220 V 的交流电源上。

晶闸管所承受的最高正向电压 U_{FM} 、最高反向电压 U_{RM} 和二极管所承受的最高反向电压都等于

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{2}U = 1.41 \times 220 \text{ V} = 310 \text{ V}$$

流过晶闸管和二极管的平均电流

$$I_T = I_D = \frac{1}{2}I_o = \frac{6}{2} \text{ A} = 3 \text{ A}$$

为了保证晶闸管在出现瞬时过电压时不致损坏,通常根据下式选取晶闸管的 U_{DRM} 和 U_{RRM} :

$$U_{DRM} \geq (2 \sim 3)U_{FM} = (2 \sim 3) \times 310 \text{ V} = (620 \sim 930) \text{ V}$$

$$U_{RRM} \geq (2 \sim 3)U_{RM} = (2 \sim 3) \times 310 \text{ V} = (620 \sim 930) \text{ V}$$

根据上面计算,晶闸管可选用 KP5-7 型,二极管可选用 2CZ5/300 型。因为二极管的反向工作峰值电压一般是取反向击穿电压的一半,已有较大余量,所以选 300 V 已足够。

如在图 19.2.6 的半控桥式整流电路中接的是电感性负载,则亦应与负载并联续流二极管。输出电压 u_o 的波形与接电阻性负载时相同,但输出电流 i_o 在电压 u 的正负半周基本恒定。

关于三相可控整流电路将在下一节中结合逆变电路来讨论。

19.2.2 晶闸管的保护

晶闸管虽然具有很多优点,但是,它们承受过电压和过电流的能力很差,这是晶闸管的主要弱点,因此,在各种晶闸管装置中必须采取适当的保护措施。

1. 晶闸管的过电流保护

由于晶闸管的热容量很小,一旦发生过电流时,温度就会急剧上升而可能把PN结烧坏,造成元件内部短路或开路。

晶闸管发生过电流的原因主要有:负载端过载或短路;某个晶闸管被击穿短路,造成其他元件的过电流;触发电路工作不正常或受干扰,使晶闸管误触发,引起过电流。晶闸管承受过电流能力很差,例如一个100 A的晶闸管,它的过电流能力如表19.2.1所列。这就是说,当100 A的晶闸管过电流为400 A时,仅允许持续0.02 s,否则将因过热而损坏。由此可知,晶闸管允许在短时间内承受一定的过电流,所以,过电流保护的作用就在于当发生过电流时,在允许的时间内将过电流切断,以防止元件损坏。

晶闸管过电流的保护措施有下列几种:

(1) 快速熔断器

普通熔断丝由于熔断时间长,用来保护晶闸管很可能在晶闸管烧坏之后熔断器还没有熔断,这样就起不了保护作用。因此必须采用专用于保护晶闸管的快速熔断器。快速熔断器用的是银质熔丝,在同样的过电流倍数之下,它可以在晶闸管损坏之前熔断,这是晶闸管过电流保护的主要措施。

表 19.2.1 晶闸管的过载时间和过载倍数的关系

过载时间	0.02 s	5 s	5 min
过载倍数	4	2	1.25

快速熔断器的接入方式有三种,如图19.2.8所示。其一是快速熔断器接在输出(负载)端,这种接法对输出回路的过载或短路起保护作用,但对元件本身故障引起的过电流不起保护作用。其二是快速熔断器与元件串联,可以对元件本身的故障进行保护。以上两种接法一般需要同时采用。第三种接法是快速熔断器接在输入端,这样可以同时对输出端短路和元件短路实现保护,但是熔断器熔断之后,不能立即判断是什么故障。

熔断器的电流定额应该尽量接近实际工作电流的有效值,而不是按所保护的元件的电流定额(平均值)选取。

(2) 过电流继电器

在输出端(直流侧)装直流过电流继电器,或在输入端(交流侧)经电流互感

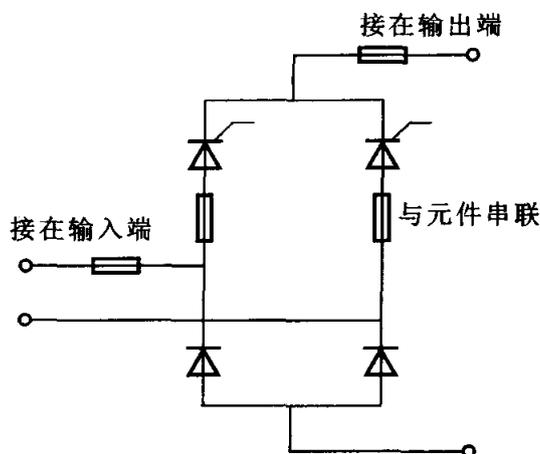


图 19.2.8 快速熔断器的接入方式

器接入灵敏的过电流继电器,都可在发生过电流故障时动作,使输入端的开关跳闸。这种保护措施对过载是有效的,但是在发生短路故障时,由于过电流继电器的动作及自动开关的跳闸都需要一定时间,如果短路电流比较大,这种保护方法不很有效。

(3) 过流截止保护

利用过电流的信号将晶闸管的触发脉冲移后,使晶闸管的导通角减小或者停止触发。

2. 晶闸管的过电压保护

晶闸管耐受过电压的能力极差,当电路中电压超过其反向击穿电压时,即使时间极短,也容易损坏。如果正向电压超过其转折电压,则晶闸管误导通,这种误导通次数频繁时,导通后通过的电流较大,也可能使元件损坏或使晶闸管的特性下降。因此必须采取措施消除晶闸管上可能出现的过电压。

引起过电压的主要原因,是因为电路中一般都接有电感元件。在切断或接通电路时,从一个元件导通转换到另一个元件导通时,以及熔断器熔断时,电路中的电压往往都会超过正常值。有时雷击也会引起过电压。

晶闸管过电压的保护措施通常采用阻容保护。可以利用电容来吸收过电压,其实质就是将造成过电压的能量变成电场能量储存到电容器中,然后释放到电阻中去消耗掉。这是过电压保护的基本方法。

阻容吸收元件可以并联在整流装置的交流侧(输入端)、直流侧(输出端)或元件侧,如图 19.2.9 所示。

19.2.3 单结晶体管触发电路

要使晶闸管导通,除了加正向阳极电压外,在控制极与阴极之间还必须加触

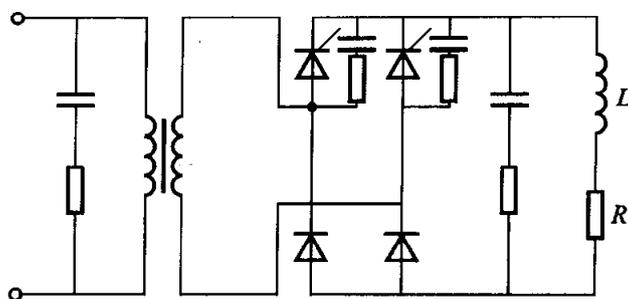


图 19.2.9 阻容吸收元件保护

发电电压。产生触发电压的电路称为晶闸管的触发电路。触发电路的种类很多，在本书中只介绍最常用的单结晶体管触发电路。

1. 单结晶体管

单结晶体管也称为双基极二极管，因为它有一个发射极和两个基极。它的外形和普通三极晶体管相似。图 19.2.10 是单结晶体管的结构示意图和表示符号。在一块高电阻率的 N 型硅片一侧的两端各引出一个电极，分别称为第一基极 B_1 和第二基极 B_2 。而在硅片的另一侧较靠近 B_2 处掺入 P 型杂质，形成 PN 结，并引出一个铝质电极，称为发射极 E。两个基极之间的电阻（包括硅片本身的电阻和基极与硅片之间的接触电阻）为 R_{BB} ，一般约在 $2 \sim 15 \text{ k}\Omega$ 之间。 $R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$ ，其中 R_{B1} 和 R_{B2} 分别为两个基极至 PN 结之间的电阻。

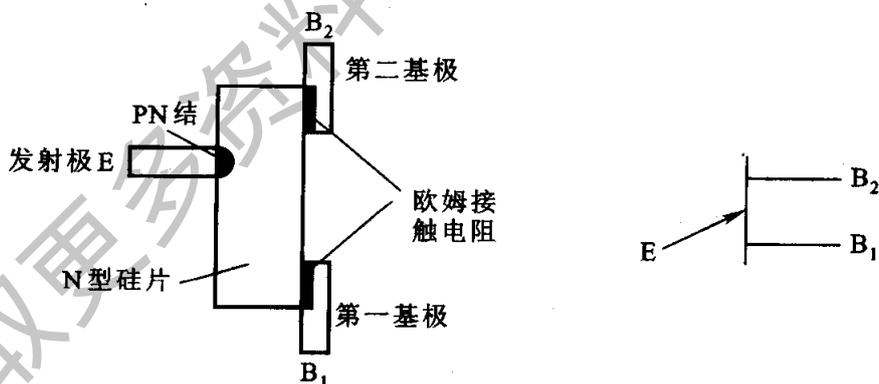


图 19.2.10 单结晶体管的结构示意图及其表示符号

我们将单结晶体管按图 19.2.11(a) 的电路连接，通过实验观察其特性。

首先在单结晶体管的两个基极 B_1, B_2 之间加上一个固定直流电压 U_{BB} ，再在发射极 E 和第一基极 B_1 之间加电压 U_E ，两者极性如图 19.2.11(a) 所示。 R_E 是限流电阻，通过电位器 R_p 可以调节 U_E 的大小。

如果将单结晶体管看成是一个二极管 D 和两个电阻 R_{B1}, R_{B2} 组成的等效电

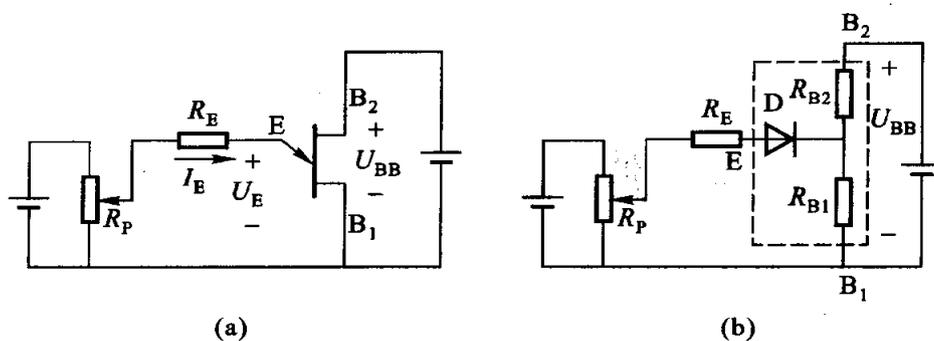


图 19.2.11 测量单结晶体管特性的实验电路

路[图 19.2.11(b)],那么当基极间加电压 U_{BB} 时, R_{B1} 上分得的电压为

$$U_{B1} = \frac{U_{BB}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot R_{B1} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} \cdot U_{BB} = \eta U_{BB} \quad (19.2.5)$$

式中 η 称为分压比,与管子结构有关,约在 0.5 ~ 0.9 之间。

下面来分析单结晶体管的工作情况:

1. 调节 R_p , 使 U_E 从零逐渐增加。当 U_E 比较小时 ($U_E < \eta U_{BB}$), 单结晶体管内的 PN 结处于反向偏置, E 与 B_1 之间不能导通, 呈现很大电阻。当 U_E 很小时, 有一个很小的反向漏电流。随着 U_E 的增高, 这个电流逐渐变成一个大约几微安的正向漏电流。这一段在图 19.2.12 所示的曲线中称为截止区, 即单结晶体管尚未导通的一段。

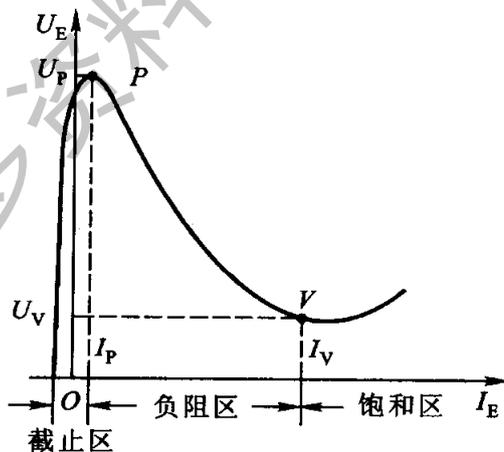


图 19.2.12 单结晶体管的伏安特性曲线

2. 当 $U_E = \eta U_{BB} + U_D$ 时, 单结晶体管内的 PN 结导通, 发射极电流 I_E 突然增大。把这个突变点称为峰点 P 。对应的电压 U_E 和电流 I_E 分别称为峰点电压 U_P 和峰点电流 I_P (图 19.2.12)。显然, 峰点电压

$$U_P = \eta U_{BB} + U_D \quad (19.2.6)$$

式中 U_D 为单晶体管中 PN 结的正向压降, 一般取 $U_D = 0.7 \text{ V}$ 。

在单晶体管的 PN 结导通之后, 从发射区 (P 区) 向基区 (N 区) 发射了大量的空穴型载流子, I_E 增长很快, E 和 B_1 之间变成低阻导通状态, R_{B1} 迅速减小, 而 E 和 B_1 之间的电压 U_E 也随着下降。这一段特性曲线的动态电阻 $\frac{\Delta U_E}{\Delta I_E}$ 为负值, 因此称为负阻区。而 B_2 的电位高于 E 的电位, 空穴型载流子不会向 B_2 运动, 电阻 R_{B2} 基本上不变。

3. 当发射极电流 I_E 增大到某一数值时, 电压 U_E 下降到最低点。特性曲线上的这一点称为谷点 V。与此点对应的是谷点电压 U_V 和谷点电流 I_V 。此后, 当调节 R_p 使发射极电流继续增大时, 发射极电压略有上升, 但变化不大。谷点右边的这部分特性称为饱和区。

综上所述, 单晶体管具有以下特点:

(1) 当发射极电压等于峰点电压 U_p 时, 单晶体管导通。导通之后, 当发射极电压小于谷点电压 U_V 时, 单晶体管就恢复截止。

(2) 从式 (19.2.6) 可以看出, 单晶体管的峰点电压 U_p 与外加固定电压 U_{BB} 及其分压比 η 有关。而分压比 $\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$ 是由管子结构决定的, 可以看作常数。对于分压比 η 不同的管子, 或者外加电压 U_{BB} 的数值不同时, 峰值电压 U_p 也就不同。

(3) 不同单晶体管的谷点电压 U_V 和谷点电流 I_V 都不一样。谷点电压大约在 $2 \sim 5 \text{ V}$ 之间。在触发电路中, 常选用 η 稍大一些、 U_V 低一些和 I_V 大一些的单晶体管, 以增大输出脉冲幅度和移相范围。

2. 单晶体管触发电路

图 19.2.13(a) 是由单晶体管组成的弛张振荡电路, 可从电阻 R_1 上取出脉冲电压 u_c 。图中的 R_1 和 R_2 是外加的, 不是图 19.2.11(b) 中的 R_{B1} 和 R_{B2} 。

假设在接通电源之前, 图 19.2.13(a) 中电容 C 上的电压 u_c 为零。接通电源 U 后, 它经 R 向电容器充电, 使其端电压按指数曲线升高。电容器上的电压就加在单晶体管的发射极 E 和第一基极 B_1 之间。当 u_c 等于单晶体管的峰点电压 U_p 时, 单晶体管导通, 电阻 R_{B1} 急剧减小 (约 20Ω), 电容器向 R_1 放电。由于电阻 R_1 取得较小, 放电很快, 放电电流在 R_1 上形成一个脉冲电压 u_c , 如图 19.2.13(b) 所示。由于电阻 R 取得较大, 当电容电压下降到单晶体管的谷点电压时, 电源经过电阻 R 供给的电流小于单晶体管的谷点电流, 于是单晶体管截止。电源再次经 R 向电容 C 充电, 重复上述过程。于是在电阻 R_1 上就得到一个又一个的脉冲电压 u_c 。但由于图 19.2.13(a) 的电路起不到如后述

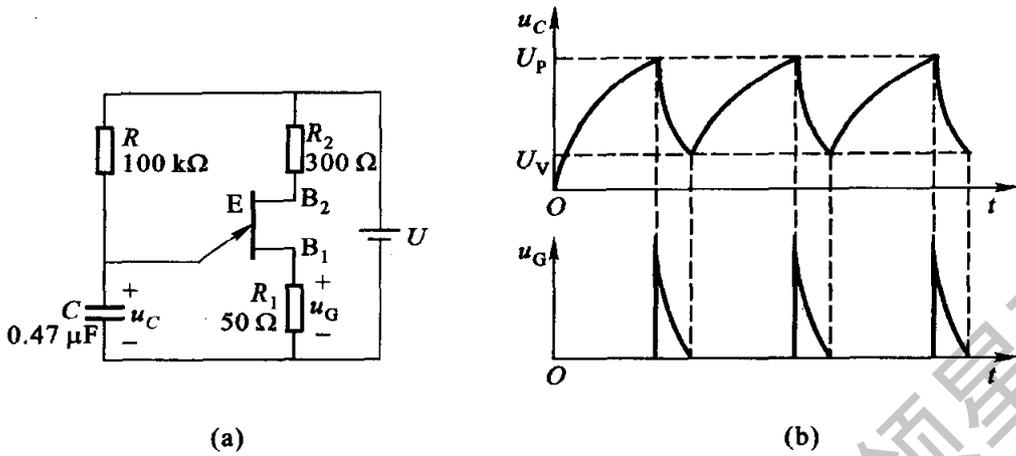


图 19.2.13 单晶体管弛张振荡电路

(a) 电路; (b) 电压波形

的“同步”作用,不能用来触发晶闸管。

图 19.2.14 是由单晶体管触发的单相半控桥式整流电路,电阻 R_1 上的脉冲电压 u_c 就是用来触发晶闸管的。

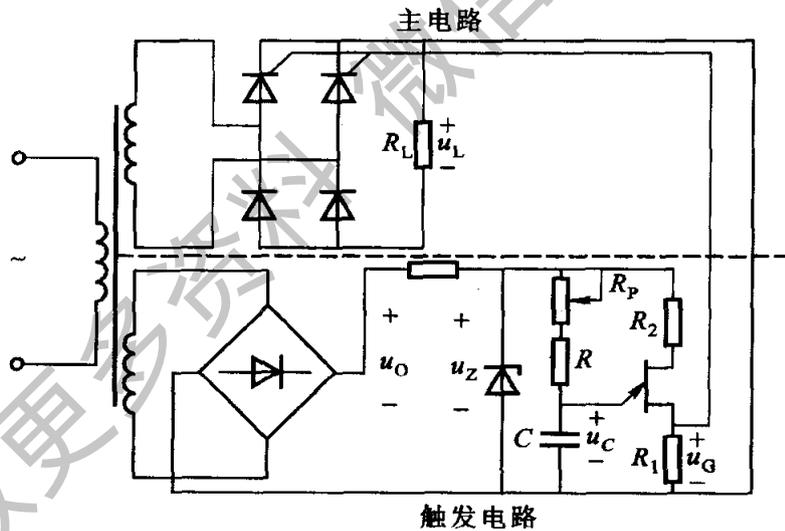


图 19.2.14 由单晶体管触发的单相半控桥式整流电路

改变电位器 R_p 的数值可以调节输出脉冲电压的频率。但是 $(R_p + R)$ 的阻值不能太小,否则在单晶体管导通之后,电源经过 R_p 和 R 供给的电流较大,单晶体管的电流不能降到谷点电流之下,电容电压始终大于谷点电压,因此,单晶体管就不能截止,造成单晶体管的直通现象。选用谷点电流大一些的管子,可以减少这种现象。当然, $(R_p + R)$ 的阻值也不能太大,否则充电太慢,使晶闸管的最大导通角受到限制,减小移相范围。一般 $(R_p + R)$ 是几千欧到几十千欧。

单晶体管触发电路输出的脉冲电压的宽度,主要决定于电容器放电的时间常数 $\tau = R_1 C$ 。 R_1 或 C 太小,放电快,触发脉冲的宽度小,不能使晶闸管触发。因为晶闸管从阻断状态到完全导通需要一定时间,一般在 $10 \mu\text{s}$ 以下,所以触发脉冲的宽度必须在 $10 \mu\text{s}$ 以上。如选用 $C = 0.1 \sim 1 \mu\text{F}$, $R_1 = 50 \sim 100 \Omega$,就可得到数十微秒的脉冲宽度。但是,如果 C 太大,由于充电时间常数 $(R_p + R)C$ 的最小值决定于最小控制角,则 $(R_p + R)$ 就必须很小,如上所述,这将引起单晶体管的直通现象。如果 R_1 太大,当单晶体管尚未导通时,其漏电流就可能在 R_1 上产生较大的电压,这个电压加在晶闸管的控制极上而导致误触发。一般规定,晶闸管的不触发电压为 $0.15 \sim 0.3 \text{ V}$,所以上述电压不应大于这个数值。

脉冲电压的幅度决定于直流电源电压和单晶体管的分压比。如电源电压为 20 V ,单晶体管的分压比为 0.5 ,则在单晶体管导通时,电容器上的电压约为 10 V ,除去管压降外,可以获得幅度为 $7 \sim 8 \text{ V}$ 的输出脉冲电压。根据上述数据,输出脉冲的宽度和幅度都能满足触发晶闸管的要求。

图 19.2.14 中的电阻 R_2 是作温度补偿用的。因为在 $U_p = \eta U_{\text{BB}} + U_D$ 的式中,分压比 η 几乎不随温度而变,而 U_D 将随温度上升而略有下降。这样, U_p 就要随温度而变,这是不希望的。当接入 R_2 (及 R_1) 后, U_{BB} 是由稳压电源的电压 U_z 经 R_2 、 R_{BB} 、 R_1 分压而得,而 R_{BB} 随温度上升而增大,因此在温度上升后, R_{BB} 增大,电流 $I_B = \frac{U_z}{R_2 + R_{\text{BB}} + R_1}$ 就减小, R_1 和 R_2 上的压降也相应减小, U_{BB} 就增大一些,于是补偿了 U_D 因温度上升而下降之值,从而使峰点电压 U_p 保持不变。

在图 19.2.14 中,还需要说明下面三个问题。

(1) 稳压管的作用是将整流电压 u_o 变换成梯形波(削去顶上一块,所谓削波),稳定在一个电压值 U_z [图 19.2.15(b)],使单晶体管输出的脉冲幅度和每半周产生第一个脉冲(第一个脉冲使晶闸管触发导通后,后面的脉冲都是无效的)的时间不受交流电源电压的波动的影响。图 19.2.15 中示出了单晶体管触发电路中(图 19.2.14)各处电压的波形。

(2) 通过变压器将触发电路与主电路接在同一电源上,所以每当主电路的交流电源电压过零值时,单晶体管上的电压 u_z 也过零值,两者同步。在 u_z 过零值时,当然,单晶体管基极间的电压 U_{BB} 也为零。如果这时电容器上还有残余电压,必然要向 R_1 放电,很快放掉,以保证电容器在每一半波之初从零 ($u_c \approx 0$) 开始充电。这样,才能使每半周产生第一个脉冲的时间保持不变,即 $\alpha_1 = \alpha_2$,从而使晶闸管的导通角和输出电压平均值保持不变。

因此,变压器不仅是个整流变压器,而且还起同步作用,故也称为同步变压器。而图 19.2.13(a) 的电路是起不到同步作用的。

(3) 如果改变电位器 R_p 的电阻值,例如增大阻值,电容器 C 的充电变慢,因

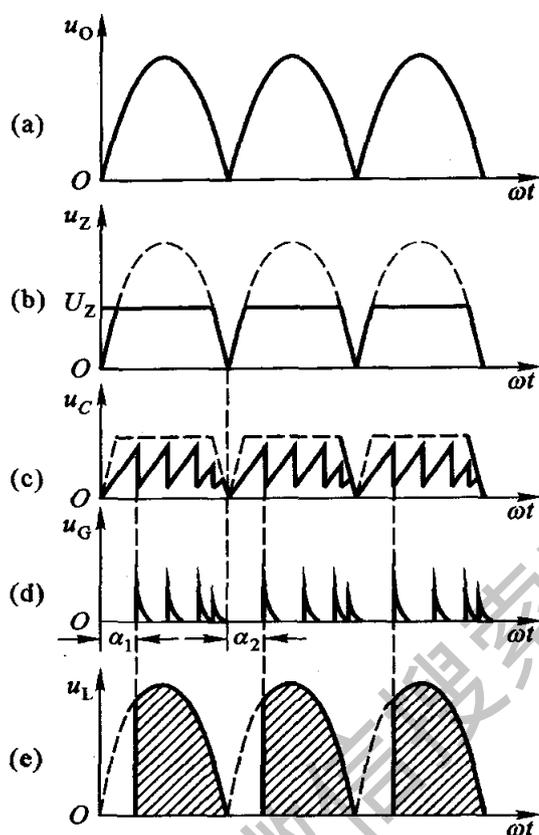


图 19.2.15 图 19.2.14 的电压波形

而每半波出现第一个脉冲的时间后移(即 α 角增大),从而使晶闸管的导通角变小,输出电压的平均值也变小。因此改变 R_p 是起移相的作用,达到调压的目的。

这三个问题就是稳压管的削波作用,变压器的同步作用,改变 R_p 的移相作用。

实际上常用的单结晶体管触发电路如图 19.2.16 所示,带有放大器。晶体管 T_1 和 T_2 组成直接耦合直流放大电路。 T_1 是 NPN 型管, T_2 是 PNP 型管。 U_1 是触发电路的输入电压,由各种信号叠加在一起而得。 U_1 经 T_1 放大后加到 T_2 。当 U_1 增大时, I_{C1} 就增大,而使 T_1 的集电极电位 V_{C1} ,即 T_2 的基极电位 V_{B2} 降低, T_2 更为导通, I_{C2} 增大,这相当于晶体管 T_2 的电阻变小。同理, U_1 减小时, T_2 的电阻变大。因此, T_2 相当于一个可变电阻,随着 U_1 的变化来改变它的阻值。这和图 19.2.14 中改变电位器 R_p 的阻值的作用一样,对输出脉冲起移相作用,达到调压的目的。

输出脉冲可以直接从电阻 R_1 上引出(图 19.2.14),也可通过脉冲变压器输出(图 19.2.16)。

因为晶闸管控制极与阴极间允许的反向电压很小,为了防止反向击穿,在脉冲变压器二次边串联二极管 D_1 ,可将反向电压隔开,而并联 D_2 ,可将反向电压短

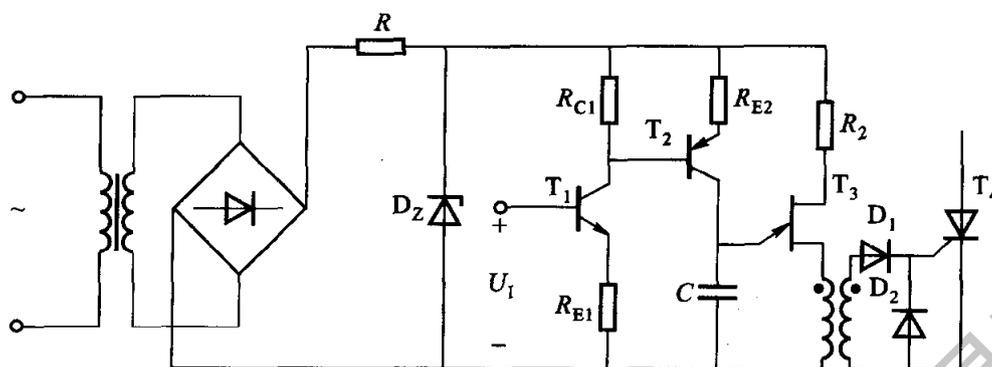


图 19.2.16 单晶体管触发电路

路。

除单晶体管触发电路外,还有同步电压为锯齿波的触发电路和集成移相触发电路等多种,不在本书中介绍。

3. 应用举例:单晶体管电子式时间继电器

在第 10 章时间控制一节中曾提到多种电子式时间继电器,今将其中 JS20 型的一种电路在此作一介绍。电路如图 19.2.17 所示,它是用单晶体管触发晶闸管的通电延时电路,延时范围有 0.1 ~ 180 s, 0.1 ~ 300 s 和 0.1 ~ 3 600 s 三种。

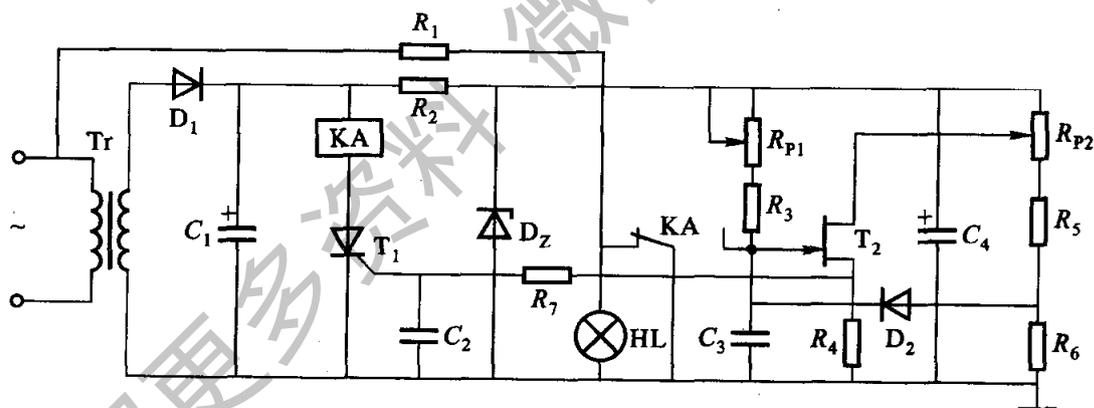


图 19.2.17 JS20 型单晶体管电子式时间继电器

电路的左边部分是电源,经整流和滤波后的电压加在晶闸管 T_1 和继电器线圈 KA 串联的电路。再经稳压管 D_z 和电阻 R_2 稳压后的电压加在右边单晶体管 T_2 的触发电路上。 C_4 也是滤波电容。

延时从接通电源开始,而后分 R_{P1} 、 R_3 和 R_{P2} 、 R_5 、 D_2 两路对电容 C_3 充电。 R_{P2} 一路阻值小,进行快速预充电, R_{P1} 一路在预充电的基础上充到 C_3 上电压上升到等于单晶体管的峰点电压时,单晶体管导通, C_3 向 R_4 放电,在 R_4 上形成一个脉冲电压,触发晶闸管导通,继电器线圈通电,断开动断触点,氖指示灯 HL 起燃,延时结束。同时动合触点 KA 闭合, C_3 迅速放电。断开电源,继电器线圈断电,恢复原状。

【练习与思考】

- 19.2.1 在图 19.2.6 的单相半控桥式整流电路中, 变压器二次侧交流电压的有效值为 300 V, 选用 400 V 的晶闸管是否可以?
- 19.2.2 为什么接电感性负载的可控整流电路(图 19.2.3)的负载上会出现负电压? 而接续流二极管后负载上就不出现负电压了, 又是为什么?
- 19.2.3 设 $U_{BB} = 20 \text{ V}$, $U_D = 0.7 \text{ V}$, 单结晶体管的分压比 $\eta = 0.6$, 试问发射极电压升高到多少伏管子导通? 如果 $U_{BB} = 15 \text{ V}$, 则又如何?
- 19.2.4 为什么触发电路要与主电路同步? 在本书中是如何实现同步的?
- 19.2.5 如何实现触发脉冲的移相?
- 19.2.6 什么是稳压管的削波作用? 其目的何在?
- 19.2.7 在单结晶体管的触发电路中, (1) 电容 C 一般在 $0.1 \sim 1 \mu\text{F}$ 范围内, 如果取得太小或太大, 对晶闸管的工作有何影响? (2) 电阻 R_1 一般在 $50 \sim 100 \Omega$ 之间, 如果取得太小或太大, 对晶闸管的触发有何影响?
- 19.2.8 什么是单晶体管的“直通”? 是如何产生的?

19.3 逆变电路

当直流电源向交流负载供电时, 必须经过直流 - 交流变换, 即 DC - AC 变换。能够实现 DC - AC 变换的电路称为逆变电路。这是一种既能调压又能变频的变换电路。

如果直流是由交流经整流而得, 则整流器和逆变器组成 AC - DC - AC 变换电路, 即为变频电路, 如图 19.3.1 所示。先由整流器将交流电压 u (其频率为 f) 变换为直流电压 U_D , 而后将此直流电压经逆变器变换为交流输出电压 u_o (其频率为 f_o)。逆变器的作用恰与整流器相反。整流器可用二极管作为整流元件, 它是不可控的, 即输出的直流电压 U_D 不能调节; 也可用晶闸管作为整流元件, 它是可控的, 可以调节直流电压 U_D 。逆变器输出电压 u_o 的幅值和频率 f_o 可以单独或同时调节。

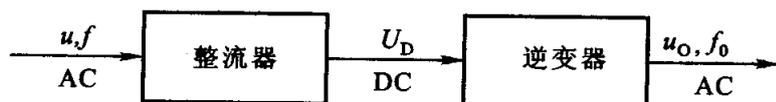


图 19.3.1 变频电路示意图

变频器一般作电源用, 用于交流调速、感应加热、焊接、不间断电源及直流输电等。变频器中的整流器已在前面讲过, 本节主要介绍逆变器。逆变器可采用不同的电力电子器件, 本章只介绍可关断晶闸管逆变电路。

19.3.1 电压型单相桥式逆变电路

图 19.3.2 是电压型单相桥式逆变电路。整流器输出的直流电压为 U_D 。今令晶闸管 T_1, T_3 和 T_2, T_4 轮流切换导通, 则在负载上得到交流电压 u_o 。它是一矩形波电压, 如图所示, 其幅值为 U_D ; 其频率 f_0 则由晶闸管切换导通的时间来决定。如果负载是电感性的, 则 i_o 应滞后于 u_o 。为此, 特设有与各个晶闸管反向并联的二极管 $D_1 \sim D_4$ 。例如, 当 T_1, T_3 导通时, 负载电流 i_o 的方向如图中所示; 但当刚切换为 T_2, T_4 导通时, i_o 的方向尚未改变, 此时可经过二极管 $D_2 \rightarrow$ 电源 $\rightarrow D_4$ 这一通路, 将电感性能量由负载反馈回电源。因此, 这种连接的二极管称为反馈二极管。如果是电阻性负载, i_o 与 u_o 同相, 则二极管中不会有电流流过, 它们不起作用。

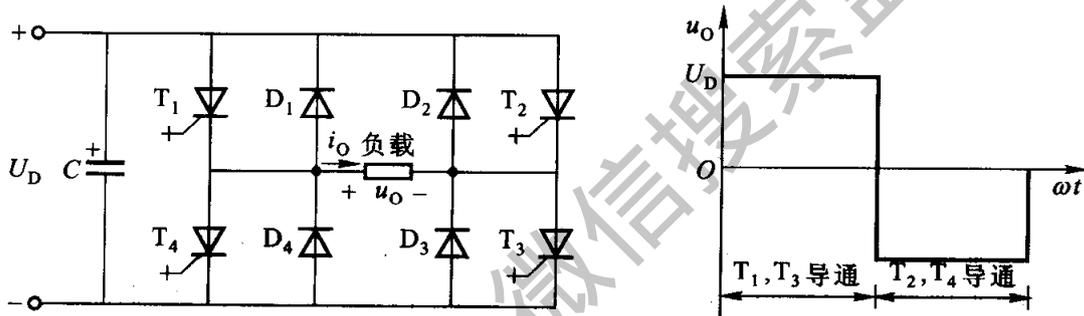


图 19.3.2 电压型单相桥式逆变电路

19.3.2 电压型三相桥式逆变电路

图 19.3.3 是电压型三相桥式逆变电路。晶闸管和反馈二极管的序号见图, 上面是 1, 3, 5; 下面是 4, 6, 2。逆变器的输出端 U_1, V_1, W_1 接星形联结的三相电感性负载(例如三相异步电动机), 每相阻抗模分别为 $|Z_1|, |Z_2|, |Z_3|$ 。逆变器前接的整流器是一般二极管三相桥式整流电路, 其输出电压 U_D 不可调。若相隔 60° 给晶闸管 $T_1 \sim T_6$ 控制极加顺序脉冲 $u_{G1} \sim u_{G6}$ (图 19.3.4), 使晶闸管依次触发导通^①, 导通次序如表 19.3.1 所列。每一 60° 区间有三个晶闸管同时导通, 每隔 60° 更换一个管子, 每管导通 180° 。同一臂的两个晶闸管 T_1 和 T_4, T_3 和 T_6, T_5 和 T_2 不能同时导通, 否则造成直通, 将电源短路; 因此, u_{G1} 和 u_{G4}, u_{G3} 和 u_{G6}, u_{G5} 和 u_{G2} 都是互为反量, 不会同时为正。

下面分析加在负载上的相电压和线电压。如上所述, 每一 60° 区间有三个晶闸管同时导通。导通次序可分为两类: 单号管导通 2 个, 双号管导通 1 个; 单

^① 此处只讨论可关断晶闸管的导通情况; 至于它的关断, 另需负脉冲。

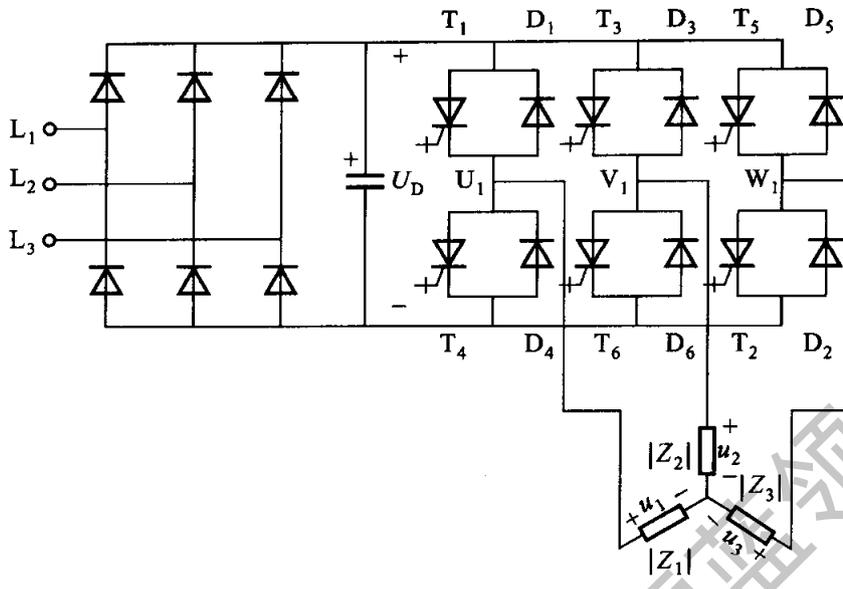


图 19.3.3 电压型三相桥式逆变电路

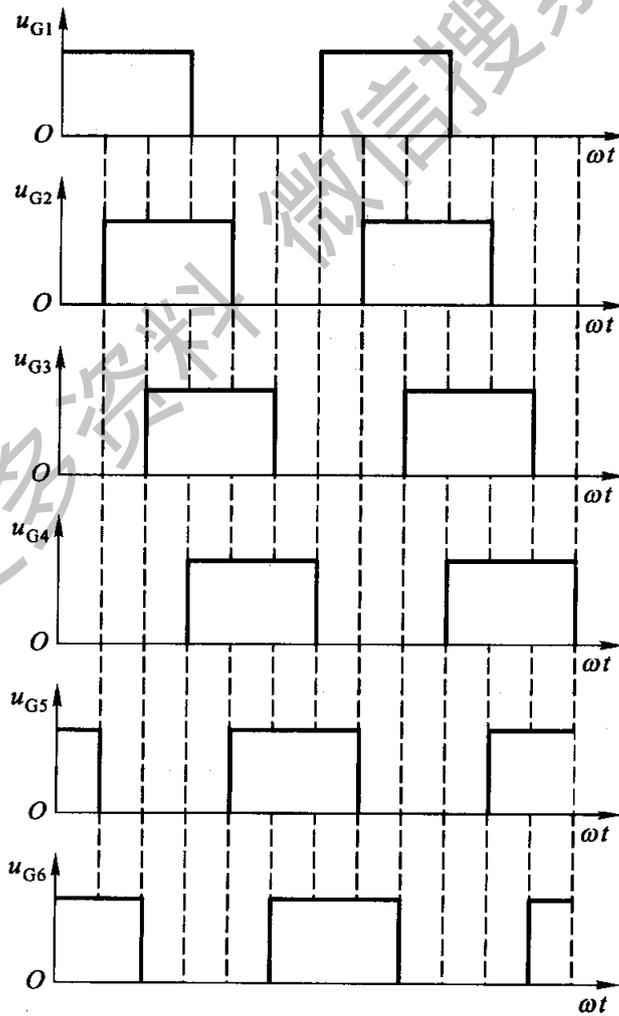


图 19.3.4 顺序脉冲触发电压

号管导通 1 个,双号管导通 2 个。例如在 $0 \sim 60^\circ$ 区间,是第一类情况,其电路如图 19.3.5(a)所示,在图中并设 $|Z_1| = |Z_2| = |Z_3| = |Z|$ 。按照串并联电路的分压关系,相电压为

$$u_1 = u_3 = \frac{1}{3}U_D$$

$$u_2 = -\frac{2}{3}U_D$$

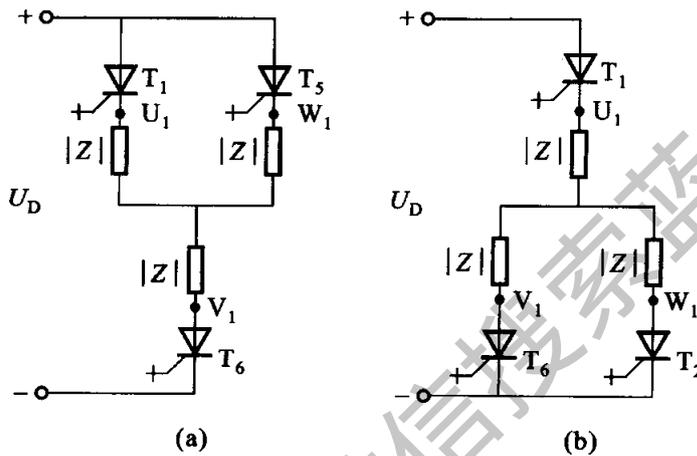


图 19.3.5 不同区间晶闸管的导通情况
(a) $0 \sim 60^\circ$ 区间; (b) $60^\circ \sim 120^\circ$ 区间

表 19.3.1 晶闸管在一个周期内导通次序

导通区间	晶 闸 管 导 通 次 序						
$0 \sim 60^\circ$	T_5	T_6	T_1				
$60^\circ \sim 120^\circ$		T_6	T_1	T_2			
$120^\circ \sim 180^\circ$			T_1	T_2	T_3		
$180^\circ \sim 240^\circ$				T_2	T_3	T_4	
$240^\circ \sim 300^\circ$					T_3	T_4	
$300^\circ \sim 360^\circ$						T_4	
						T_5	
							T_6

在 $60^\circ \sim 120^\circ$ 区间,是第二类情况,其电路如图 19.3.5(b)所示,相电压为

$$u_1 = \frac{2}{3}U_D$$

$$u_2 = u_3 = -\frac{1}{3}U_D$$

同理,可计算其他区间的相电压。相电压的波形如图 19.3.6(a),(b),(c)所示。

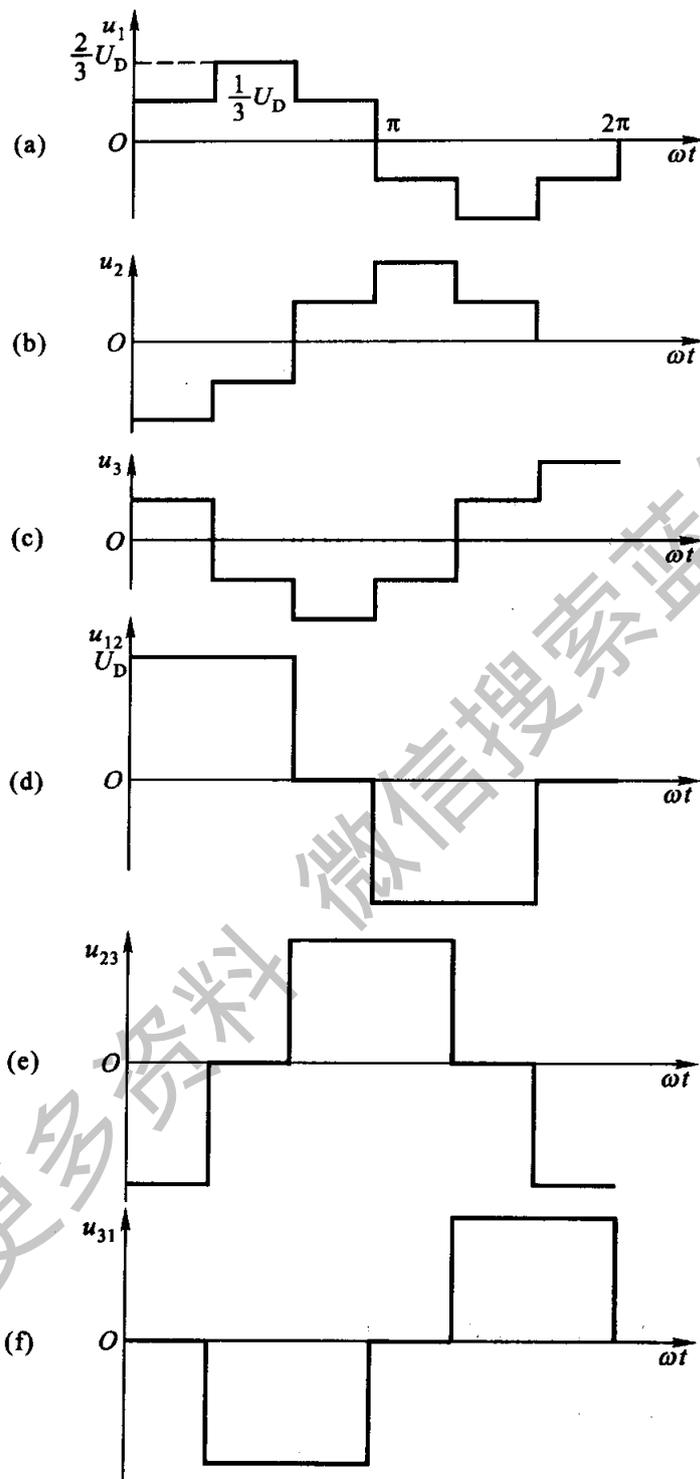


图 19.3.6 相电压和线电压波形

至于线电压,也可按下列各式分区间计算

$$\begin{cases} u_{12} = u_1 - u_2 \\ u_{23} = u_2 - u_3 \\ u_{31} = u_3 - u_1 \end{cases}$$

其波形如图 19.3.6(d), (e), (f) 所示。

相电压和线电压都是阶梯形波, 相电压之间和线电压之间也都相差 120° 。用下式

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u^2 d(\omega t)}$$

也可以计算它们的有效值。相电压有效值和线电压有效值之间也有 $\sqrt{3}$ 的关系。

逆变器的开关元件除用晶闸管(普通晶闸管或可关断晶闸管)外, 还常用功率晶体管(GTR)或功率场效晶体管(VDMOS), 它们的逆变主电路和图 19.3.3 基本相同。单个元件的连接如图 19.3.7 所示。

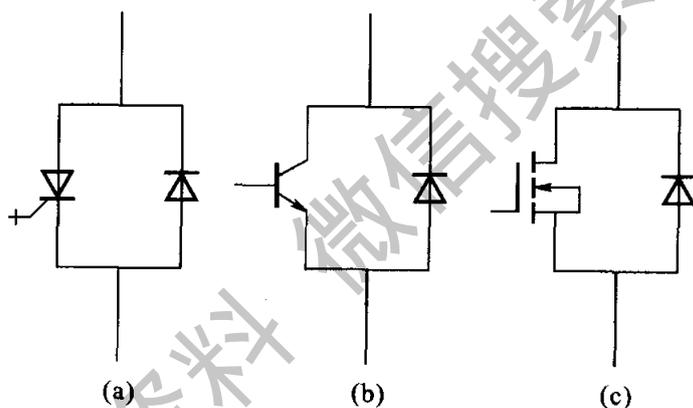


图 19.3.7

(a) 晶闸管; (b) 功率晶体管; (c) 功率场效晶体管

如果负载是三相异步电动机, 则图 19.3.3 即为变频调速器的主电路。小功率变频调速系统常用功率场效晶体管或功率晶体管作为开关元件, 容量较大的则用可关断晶闸管或普通晶闸管。

19.3.3 正弦波脉宽调制

通常采用的 AC - DC - AC 电压型变频电路, 其输出电压(如图 19.3.6 所示)含有较大的谐波分量。如果用作电动机的电源电压, 电动机的效率和功率因数均将降低, 而电流却要增大。此外, 也为了能同时实现电动机的调压和变频, 常用正弦波脉宽调制(SPWM)逆变器。

在图 19.3.8(b)中, 在电压比较器的同相输入端加正弦波调制电压 u_s , 在反相输入端加三角波控制电压(或称载波电压) u_c 。当 $u_s > u_c$ 时, 输出为高电平;

反之,输出为低电平。输出电压 u_o 的波形如图 19.3.8(a) 所示,是一等幅不等宽的序列矩形脉冲。如要产生图 19.3.3 电路中所需的晶闸管控制极顺序脉冲 $u_{G1} \sim u_{G6}$, 调制电压必须是三相对称正弦电压。图 19.3.8(a) 中只画出一相,相应的 u_o 即为 u_{G1} , 而 u_{G4} 应和它反相。这种等幅不等宽的矩形脉冲使晶闸管在应导通期间按一定规律多次导通,从而在逆变器输出端获得的不论是相电压 u_1, u_2, u_3 或线电压 u_{12}, u_{23}, u_{31} 已不再是图 19.3.6 中的阶梯形电压了,而如图 19.3.8(c) 所示那样,也是等幅不等宽的序列矩形脉冲,脉冲宽度正比于正弦函数。

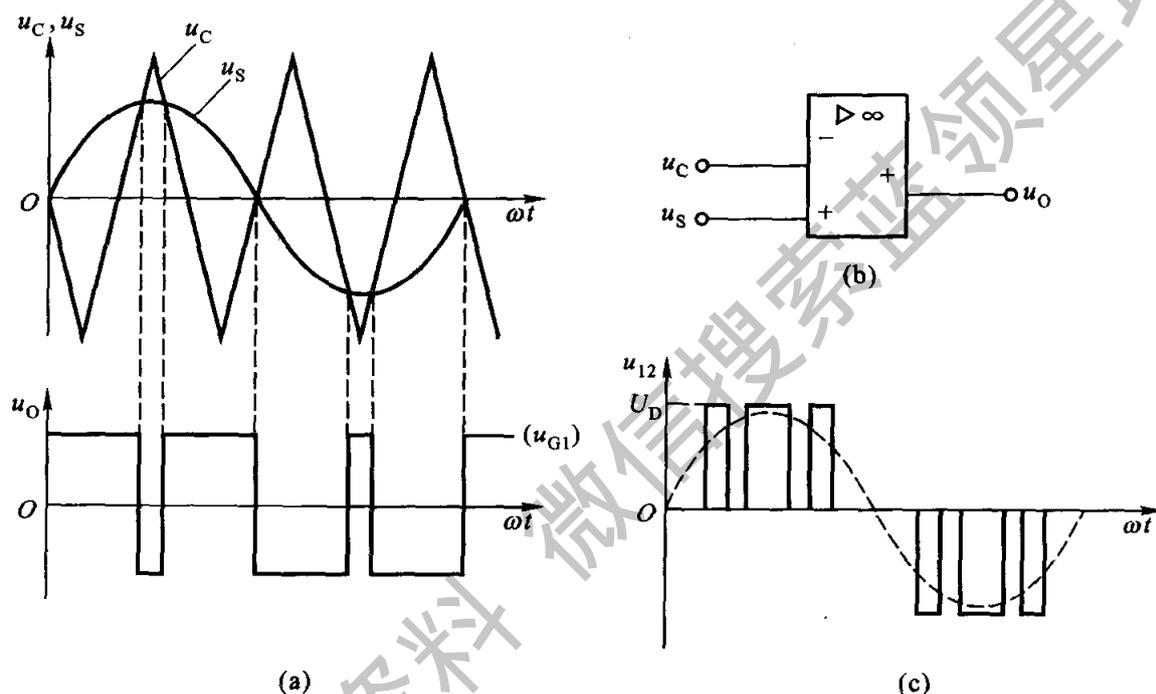


图 19.3.8 正弦波脉宽调制的原理电路和电压波形

通常三角波控制电压 u_c 的幅值是一定的,如果改变正弦波调制电压 u_s 的幅值,则逆变器输出的序列矩形脉冲的幅值不变而脉宽相应改变,达到了对电动机调压调速的要求。如需要调频时,只须改变正弦波电压的频率。为了保持电动机的电压与频率之间近于常数的比例关系,调频和调压往往是同时进行的。

19.4 交流调压电路

前面所讲的各种晶闸管整流电路,实质上是一种直流调压电路。在生产实际中有时还需要调节交流电压,例如用在炉温控制和灯光调节等方面。

图 19.4.1 是最简单的晶闸管交流调压电路。将两只晶闸管反向并联之后串联在交流电路中,控制它们正、反向导通时间,就可达到调节交流电压的目的,此即 AC - AC 变换。

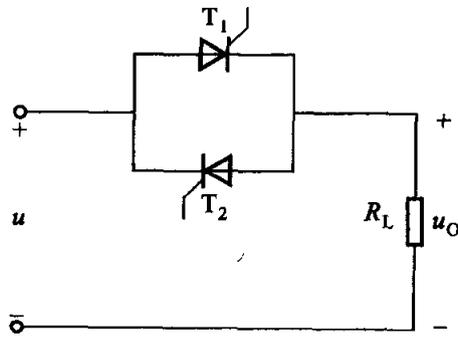


图 19.4.1 晶闸管交流调压电路

设负载是电阻性的,或是白炽灯的灯丝,或是电炉的电阻丝。在电源电压 u 的正半周,晶闸管 T_2 承受反向电压,晶闸管 T_1 承受正向电压。这时如果将 T_1 触发导通,则负载上得到正半周电压。到了 u 的负半周,将 T_2 触发导通,负载上得到负半周电压。在一个周期内,两管轮流导通,负载电压 u_o 的波形如图 19.4.2

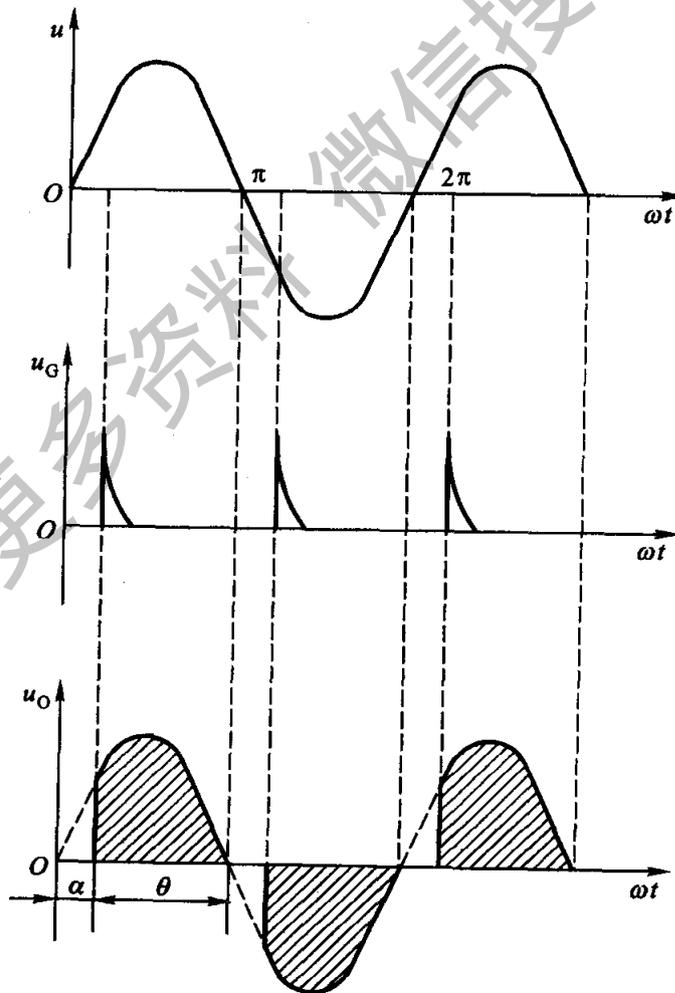


图 19.4.2 晶闸管交流调压电路的电压波形

所示。改变控制角 α , 就可调节 u_0 的有效值

$$U_0 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U \sin \omega t)^2 d(\omega t)}$$

$$= U \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

至于晶闸管的触发, 也可采用图 19.2.16 所示的单结晶体管触发电路。这里, 必须采用有两个二次绕组的脉冲变压器, 对 T_1 和 T_2 分别触发, 使其中承受正向电压的一个导通。读者可自拟电路。

晶闸管交流调压还可用于三相笼型异步电动机的起动和调压调速, 图 19.4.3 是其主电路。起动时输出电压缓慢上升, 上升时间可在 0.5 ~ 150 s 内调节, 起动平滑; 停止时电压下降时间也可在 0.5 ~ 240 s 内调节。实现所谓软起软停, 其起动电流约为额定电流的 (2 ~ 5) 倍, 平稳无冲击。该装置体积小、重量轻、造价低、节能效果显著, 可取代自耦降压起动装置。

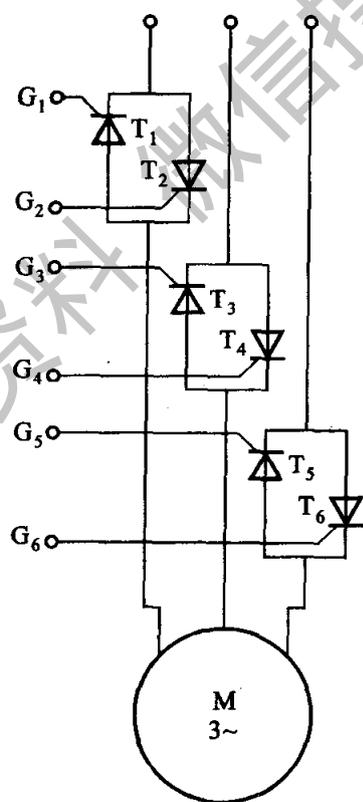


图 19.4.3 软起动主电路

19.5 直流斩波电路

将一个固定的直流电压变换为可调的直流电压,此即 DC - DC 变换。实现这种变换的电路称为斩波电路。它的原理电路和第 18 章 18.3.5 节的开关型稳压电路相同,也分降压型和升压型。只是其中的开关管用的是电力电子开关器件。开关型电源是它的应用之一。

习 题

- 19.2.1 某一电阻性负载,需要直流电压 60 V,电流 30 A。今采用单相半波可控整流电路,直接由 220 V 电网供电。试计算晶闸管的导通角、电流的有效值,并选用晶闸管。
- 19.2.2 有一单相半波可控整流电路,负载电阻 $R_L = 10 \Omega$,直接由 220 V 电网供电,控制角 $\alpha = 60^\circ$ 。试计算整流电压的平均值、整流电流的平均值和电流的有效值,并选用晶闸管。
- 19.2.3 有一电阻性负载,它需要可调的直流电压 $U_o = 0 \sim 60 \text{ V}$,电流 $I_o = 0 \sim 10 \text{ A}$ 。现采用单相半控桥式整流电路,试计算变压器二次侧的电压,并选用整流元件。
- 19.2.4 在上题中,如果不用变压器,而将整流电路的输入端直接接在 220 V 的交流电源上,试计算输入电流的有效值,并选用整流元件。
- 19.2.5 试分析图 19.01 所示的可控整流电路的工作情况。

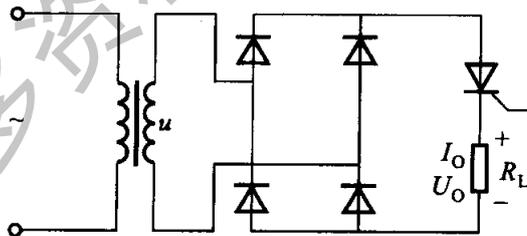


图 19.01 习题 19.2.5 的图

- 19.3.1 图 19.02 是一种触摸式密码箱的电路。当继电器 KA_1 通电后就能把锁打开。触摸键有 $C_1 \sim C_{10}$ 共 10 个。当手指摸到某个键时,相应的晶体管就会由于人体感应而导通,从而在晶闸管的控制极上得到触发信号使晶闸管导通。试分析:
- (1) 开锁时应摸哪几个触摸键? 有无触摸顺序?
 - (2) 如误摸不是开锁的键,后果如何? 如何恢复正常?
- 19.4.1 试分析图 19.03 所示电路的工作情况。

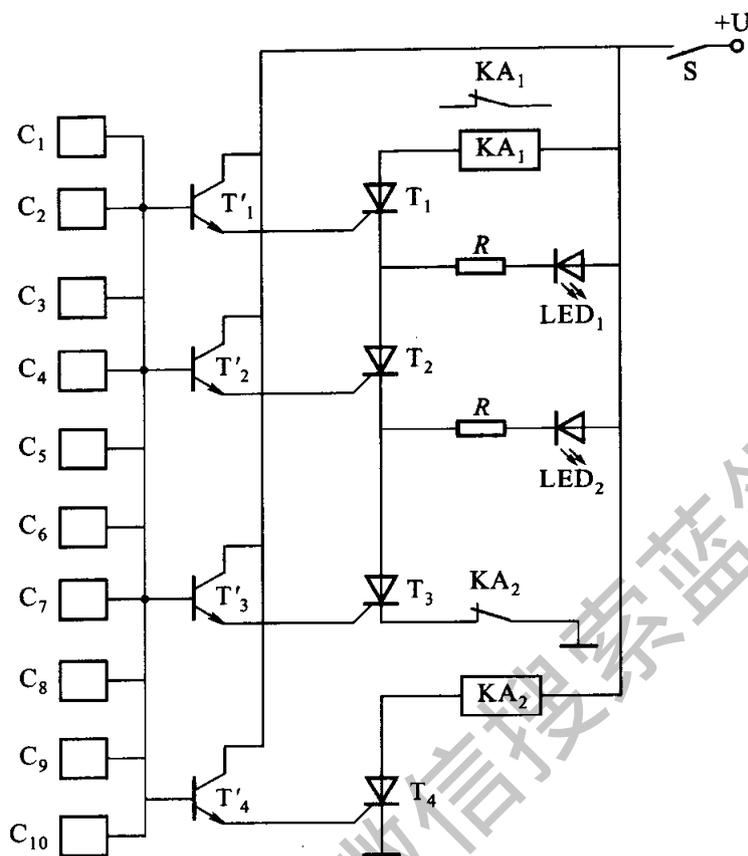


图 19.02 习题 19.3.1 的图

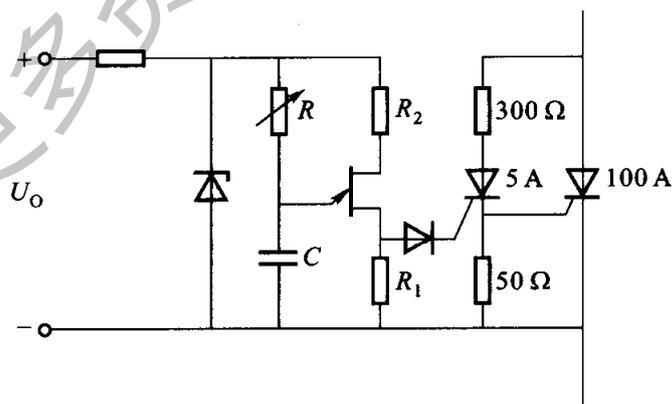


图 19.03 习题 19.4.1 的图

19.4.2 图 19.04 是一种晶闸管时间继电器的电路。在此,晶闸管作为一个开关。试分析电路的工作情况。

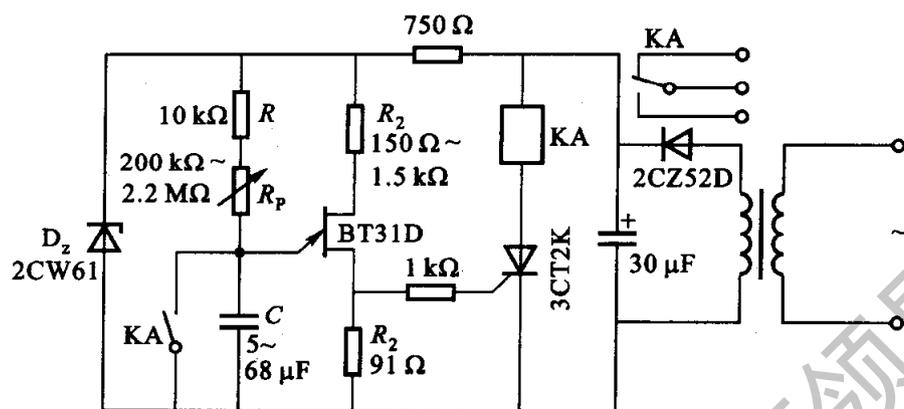


图 19.04 习题 19.4.2 的图

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

原书缺页

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

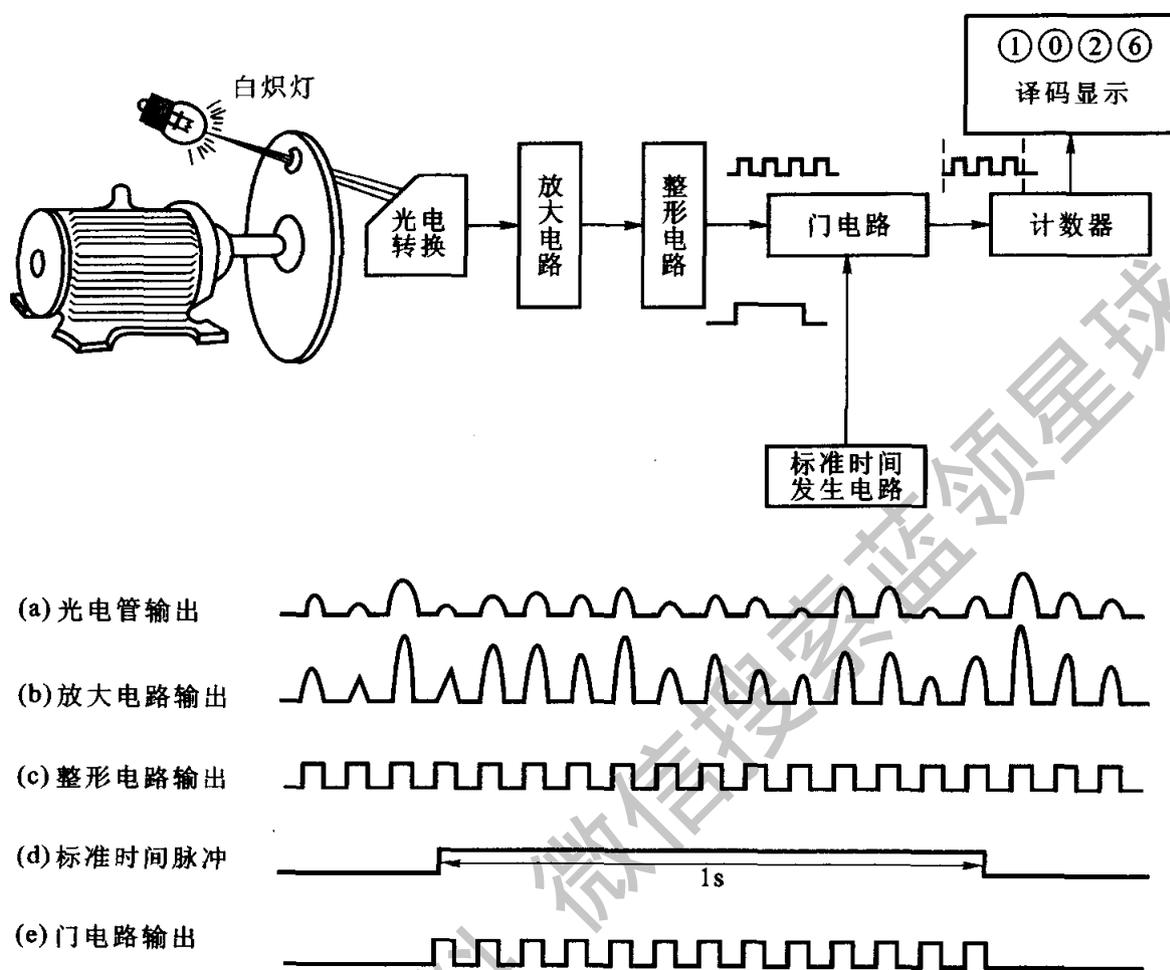


图 20.2 电机转速测速系统示意图及其工作波形

为了测量转速,还要有个时间标准,如以秒为单位,把一秒内的脉冲个数记录下来,就得出电机每秒的转速。这个标准时间是由标准时间发生电路产生的,它是一个宽度为 1 s 的矩形脉冲,让它去控制门电路,把“门”打开 1 s。在这段时间内,来自整形电路的脉冲可以经过门电路进入计数器,而后再由二 - 十进制显示译码器显示出十进制数,这就是电机的转速数。

20.1 脉冲信号

在数字电路中,信号(电压和电流)是脉冲的。脉冲是一种跃变信号,并且持续时间短暂,可短至几个微秒(μs)甚至几个纳秒(ns), $1\text{ ns} = 10^{-9}\text{ s}$ 。图 20.1.1 是最常见的矩形波和尖顶波。实际波形并不像图 20.1.1 那样理想,例如实际的矩形波如图 20.1.2 所示。

下面以图 20.1.2 的矩形波为例,来说明脉冲信号波形的一些参数。

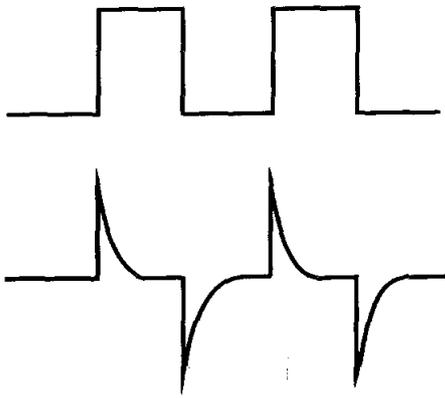


图 20.1.1 矩形波和尖顶波

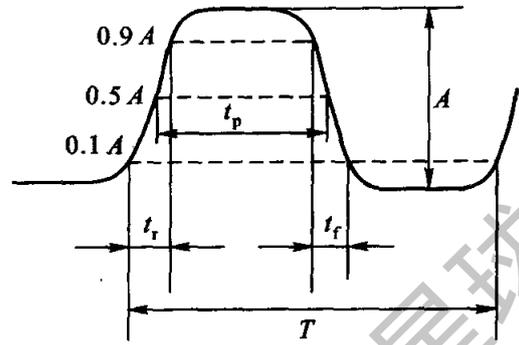


图 20.1.2 实际的矩形波

- (1) 脉冲幅度 A 脉冲信号变化的最大值。
- (2) 脉冲上升时间 t_r 从脉冲幅度的 10% 上升到 90% 所需的时间。
- (3) 脉冲下降时间 t_f 从脉冲幅度的 90% 下降到 10% 所需的时间。
- (4) 脉冲宽度 t_p 从上升沿的脉冲幅度的 50% 到下降沿的脉冲幅度的 50% 所需的时间, 这段时间也称为脉冲持续时间。
- (5) 脉冲周期 T 周期性脉冲信号相邻两个上升沿(或下降沿)的脉冲幅度的 10% 两点之间的时间间隔。
- (6) 脉冲频率 f 单位时间的脉冲数, $f = \frac{1}{T}$ 。

在数字电路中, 通常是根据脉冲信号的有无、个数、宽度和频率来进行工作的, 所以抗干扰能力较强(干扰往往只影响脉冲幅度), 准确度较高。

此外, 脉冲信号还有正和负之分。如果脉冲跃变后的值比初始值高, 则为正脉冲, 如图 20.1.3(a) 所示; 反之, 则为负脉冲, 如图 20.1.3(b) 所示。

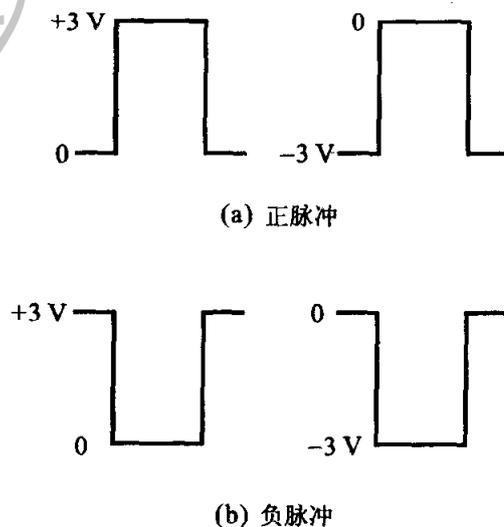


图 20.1.3 正脉冲和负脉冲

20.2 基本门电路及其组合

20.2.1 逻辑门电路的基本概念

在数字电路中,门电路是最基本的逻辑元件,它的应用极为广泛。所谓“门”,就是一种开关,在一定条件下它能允许信号通过,条件不满足,信号就通不过。因此,门电路的输入信号与输出信号之间存在一定的逻辑关系,所以门电路又称为逻辑门电路。基本逻辑门电路有与门、或门和非门。今先举日常遇到的例子来说明逻辑电路的概念以及与、或和非的意义。

(1) 与逻辑

只有决定事物结果的全部条件同时具备时,结果才会发生。这种因果关系(或称逻辑关系)就是与逻辑。

在图 20.2.1(a)中,开关 A 和 B 串联,只有当 A 与 B 同时接通时(条件),电灯才亮(结果)。这两个串联开关所组成的就是一个与门电路,与逻辑关系可用下式表示:

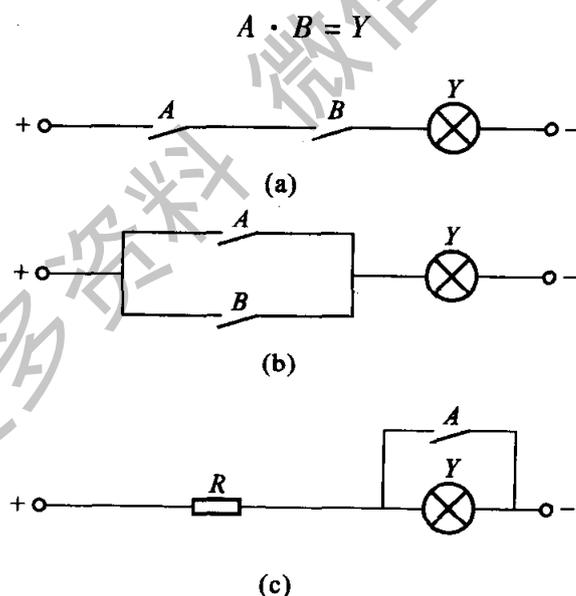


图 20.2.1 由开关组成的逻辑门电路

(a) 与门;(b) 或门;(c) 非门

(2) 或逻辑

在决定事物结果的几个条件中只要有一个或一个以上条件具备时,结果就会发生。这种因果关系就是或逻辑。

在图 20.2.1(b)中,开关 A 和 B 并联,当 A 接通或 B 接通,或 A 和 B 同时接

通时,电灯都亮。这两个并联开关所组成的就是一个或门电路,或逻辑关系可用下式表示:

$$A + B = Y$$

(3) 非逻辑

条件具备了,结果不发生;而条件不具备时,结果却发生了。这种因果关系就是非逻辑。

在图 20.2.1(c)中,开关 A 和电灯并联,当 A 接通时,电灯不亮;当 A 断开时,电灯就亮。这个开关所组成的就是一个非门电路,非逻辑关系可用下式表示:

$$\bar{A} = Y$$

在分析逻辑电路时只用两种相反的工作状态,并用 1 和 0 来代表。例如:开关接通为 1 ,断开为 0 ;电灯亮为 1 ,暗为 0 ;晶体管截止为 1 ,饱和为 0 ;信号的高电位为 1 ,低电位为 0 ,等等。 1 是 0 的反面, 0 也是 1 的反面。用逻辑关系式表示,则为

$$1 = \bar{0} \text{ 或 } 0 = \bar{1}$$

门电路的输入和输出信号都是用电位(或叫电平)的高低来表示的,而电位的高低则用 1 和 0 两种状态来区别。若规定高电位为 1 ,低电位为 0 ,称为正逻辑系统。若规定低电位为 1 ,高电位为 0 ,则称为负逻辑系统。本书中采用的都是正逻辑。

20.2.2 分立元件基本逻辑门电路

1. 二极管与门电路

图 20.2.2(a)是二极管与门电路,它有两个输入端 A 和 B ,一个输出端 Y 。也可认为 A 和 B 是它的两个输入信号或称输入变量, Y 是输出信号或称输出变量。图 20.2.2(b)和(c)分别为与门电路的逻辑符号和波形图。

当输入变量 A 和 B 全为 1 时(设两个输入端的电位均为 3 V),电源 $+5\text{ V}$ 的正端经电阻 R 向两个输入端流通电流(电源的负端接“地”,图中未标出), D_A 和 D_B 两管都导通,输出端 Y 的电位略高于 3 V (因为二极管的正向压降有零点几伏),因此输出变量 Y 为 1 。

当输入变量不全为 1 ,而有一个或两个全为 0 时,即该输入端的电位在 0 V 附近。例如 A 为 0 , B 为 1 ,则 D_A 优先导通。这时输出端 Y 的电位也在 0 V 附近,因此 Y 为 0 。 D_B 因承受反向电压而截止。

只有当输入变量全为 1 时,输出变量 Y 才为 1 ,这合乎与门的要求。与逻辑关系式为

$$Y = A \cdot B \quad (20.2.1)$$

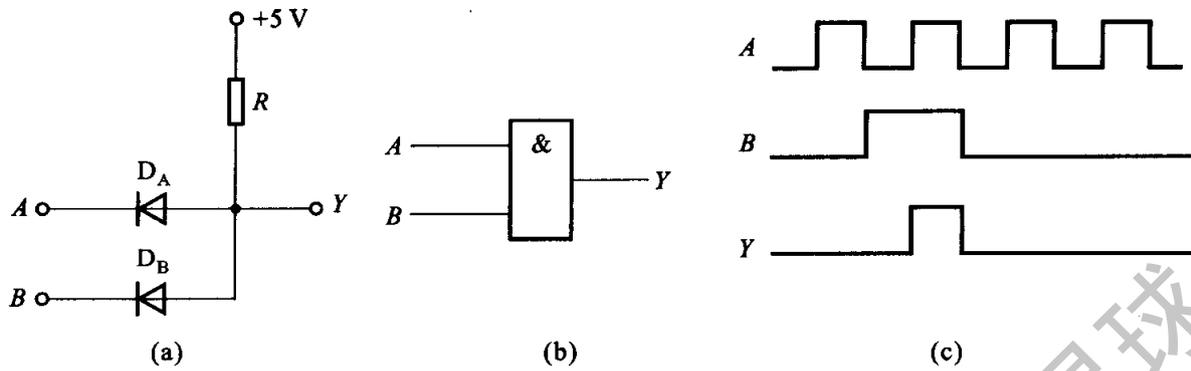


图 20.2.2 二极管与门电路
(a) 电路;(b) 逻辑符号;(c) 波形图

图 20.2.2(a) 有两个输入端, 输入信号有 1 和 0 两种状态, 共有四种组合, 因此可用表 20.2.1 完整地列出四种输入、输出逻辑状态。它可和图 20.2.2(c) 的波形图相对照。

表 20.2.1 与门逻辑状态表

A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

2. 二极管或门电路

图 20.2.3(a) 是二极管或门电路。比较一下图 20.2.2(a) 和图 20.2.3(a) 就可看出, 后者二极管的极性与前者接得相反, 其阴极相连经电阻 R 接“地”。

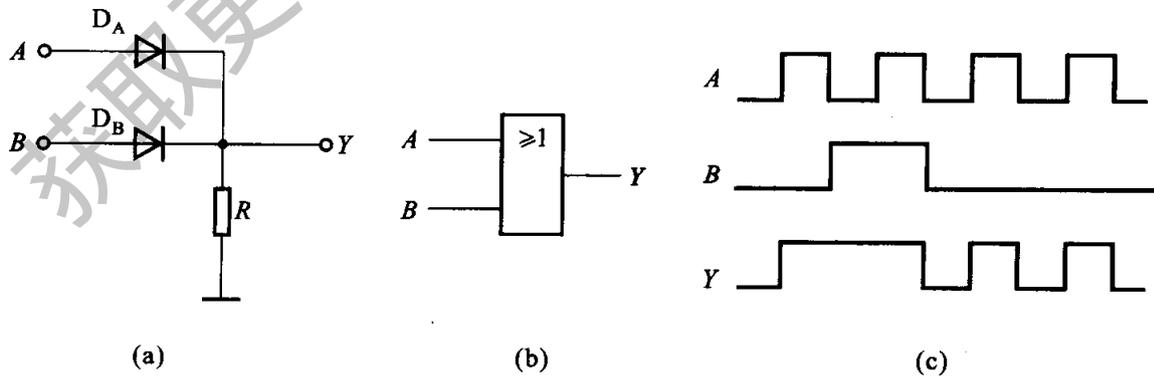


图 20.2.3 二极管或门电路
(a) 电路;(b) 逻辑符号;(c) 波形图

当输入变量只要有一个为1时,输出就为1。例如A为1,B为0,则 D_A 优先导通,输出变量Y也为1。 D_B 因承受反向电压而截止。

只有当输入变量全为0时,输出变量Y才为0,此时两个二极管都截止。或逻辑关系式为

$$Y = A + B \quad (20.2.2)$$

表20.2.2是或门的输入、输出逻辑状态表,它可和图20.2.3(c)的波形图相对照。图20.2.3(b)是或门电路的逻辑符号。

表 20.2.2 或门逻辑状态表

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

3. 晶体管非门电路

图20.2.4(a)所示的是晶体管非门电路。晶体管非门电路不同于放大电路,管子的工作状态或从截止转为饱和,或从饱和转为截止。非门电路只有一个输入端A。当A为1(设其电位为3V)时,晶体管饱和,其集电极,即输出端Y为0(其电位在零伏附近);当A为0时,晶体管截止,输出端Y为1(其电位近似等于 U_{CC})。所以非门电路也称为反相器。加负电源 U_{BB} 是为了使晶体管可靠截止。非逻辑关系式为

$$Y = \bar{A} \quad (20.2.3)$$

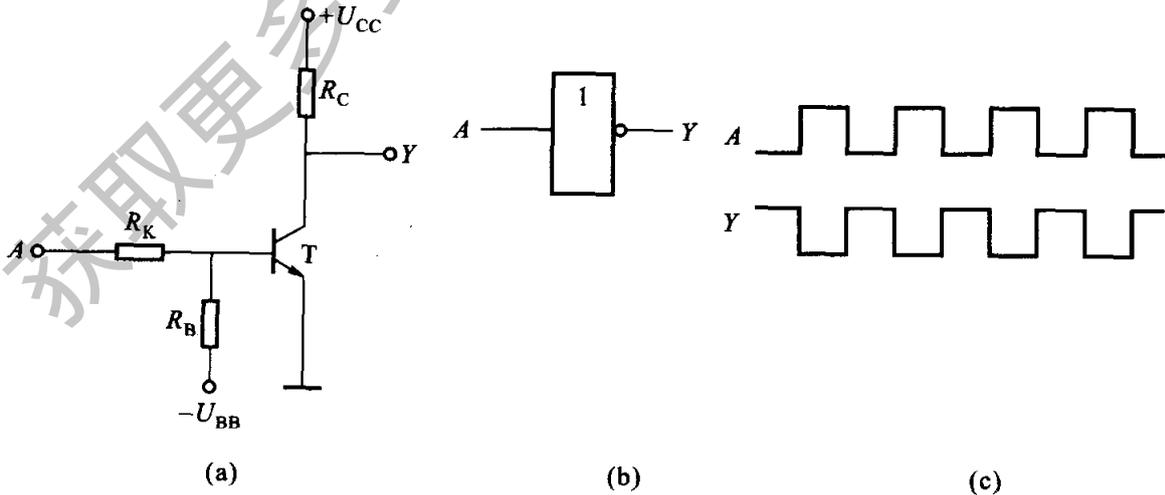


图 20.2.4 晶体管非门电路
(a) 电路;(b) 逻辑符号;(c) 波形图

表 20.2.3 是非门逻辑状态表,它可和图 20.2.4(c)的波形图相对照。图 20.2.4(b)是非门电路的逻辑符号。

表 20.2.3 非门逻辑状态表

A	Y
0	1
1	0

20.2.3 基本逻辑门电路的组合

1. 与非门电路

与非门电路的逻辑图、逻辑符号及波形图如图 20.2.5 所示,表 20.2.4 是其逻辑状态表。与非门最为常用,应熟记其逻辑功能:当输入变量全为 1 时,输出为 0;当输入变量有一个或几个为 0 时,输出为 1。简言之,即全 1 出 0,有 0 出 1。与非逻辑关系式为

$$Y = \overline{A \cdot B} \quad (20.2.4)$$

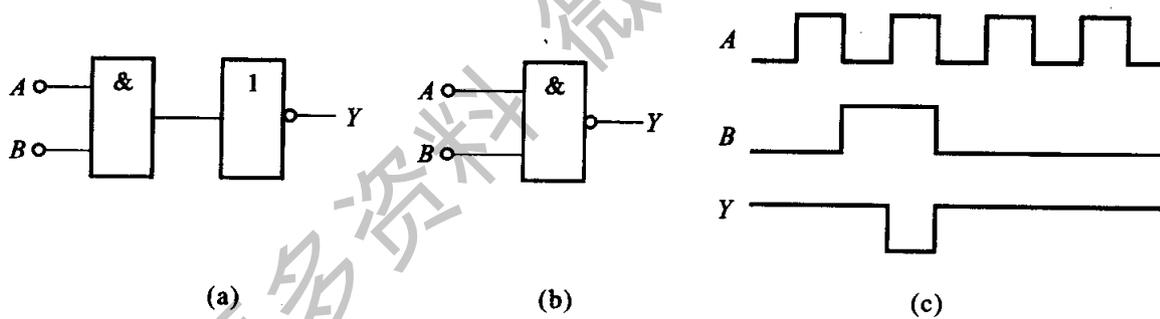


图 20.2.5 与非门电路

(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号;(c) 波形图

表 20.2.4 与非门逻辑状态表

A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

2. 或非门电路

或非门电路的逻辑图、逻辑符号及波形图如图 20.2.6 所示,表 20.2.5 是其逻辑状态表。或非逻辑关系式为

$$Y = \overline{A + B} \quad (20.2.5)$$

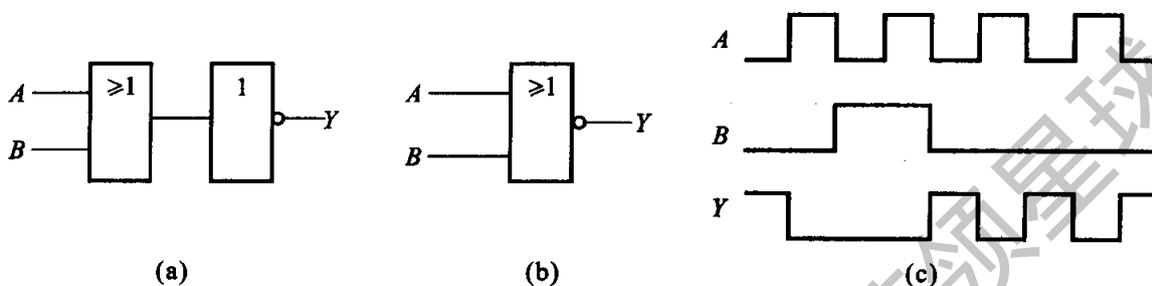


图 20.2.6 或非门电路

(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号;(c) 波形图

表 20.2.5 或非门逻辑状态表

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

3. 与或非门电路

与或非门电路的逻辑图和逻辑符号如图 20.2.7 所示,其逻辑关系式为

$$Y = \overline{A \cdot B + C \cdot D} \quad (20.2.6)$$

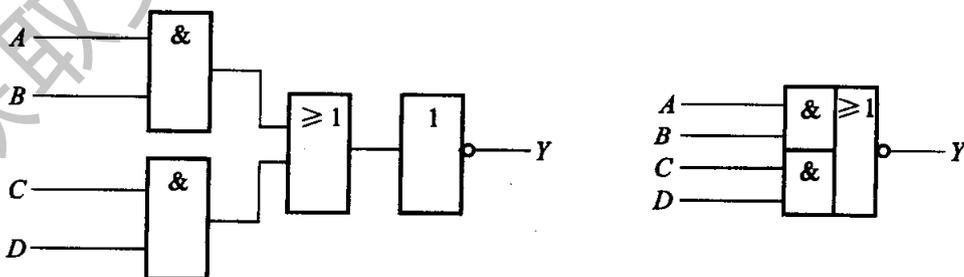


图 20.2.7 与或非门电路

(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号

【例 20.2.1】 在图 20.2.8 所示的三个与门电路中,A 为信号端,B 为控制

端,试说明输出信号 Y 的波形。

【说明】 图 20.2.8(a) 的电路:

当 $B=1$ 时,则 $A=1, Y=1; A=0, Y=0$ 。此时与门开通, A 端信号能通过。

图 20.2.8(b) 的电路:

当 $B=0$ 时,不论 $A=0$ 或 $A=1$,输出信号 Y 总为 0。此时与门关断, A 端信号不能通过。

图 20.2.8(c) 的电路自行分析。

如果是与非门,则又如何?

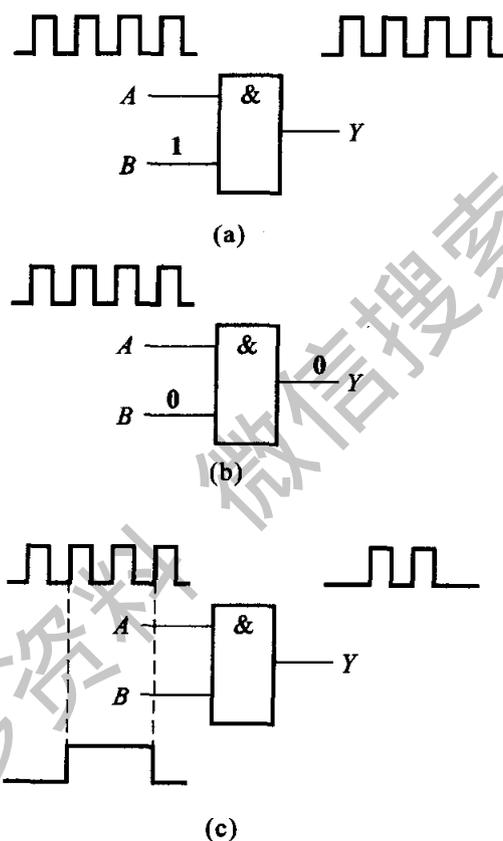


图 20.2.8 例题 20.2.1 的图

【练习与思考】

- 20.2.1 逻辑运算中的 1 和 0 是否表示两个数字? 逻辑加法运算和算术加法运算有何不同?
- 20.2.2 什么是正逻辑和负逻辑? 如对图 20.2.2(a) 和图 20.2.3(a) 的二极管门电路采用负逻辑分析,试列出逻辑状态表,并说明其逻辑功能。
- 20.2.3 在图 20.2.2(a) 中,二极管的正向压降为 0.7 V,试问:(1) A 端接 3 V, B 端接 0.3 V 时;(2) A 、 B 端均接 3 V 时,输出端的电压为几伏?
- 20.2.4 在图 20.2.3(a) 中,二极管的正向压降为 0.7 V,试问:(1) A 端接 3 V, B 端接 0.3 V 时;(2) A 、 B 端均接 0.3 V 时,输出端的电压为几伏?
- 20.2.5 试写出图 20.2.9 所示电路的逻辑式,并画出输出波形 Y 。

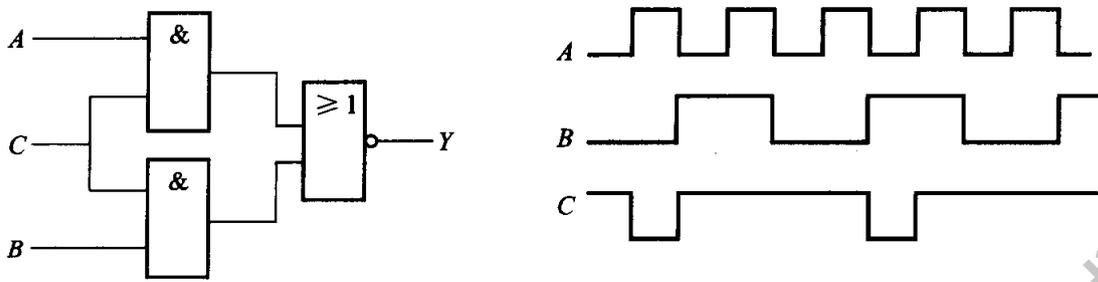


图 20.2.9 练习与思考题 20.2.5 的图

20.3 TTL 门电路^①

上面讨论的门电路都是由二极管、晶体管组成的,它们称为分立元件门电路。本节将介绍的是集成门电路,它具有高可靠性和微型化等优点。在数字电路中最常用的是与、或、非、与非、或非、与或非等门电路。其中,应用得最普遍的莫过于与非门电路。

20.3.1 TTL 与非门电路

图 20.3.1 是标准 TTL74 系列与非门电路及其逻辑符号和外形。 T_1 是多发射极晶体管,可把它的集电结看成一个二极管,而把发射结看成与前者背靠背的两个二极管,如图 20.3.2 所示。这样, T_1 的作用和二极管与门的作用完全相似。下面来分析 TTL 门电路的工作原理以及它是如何实现与非逻辑功能的。

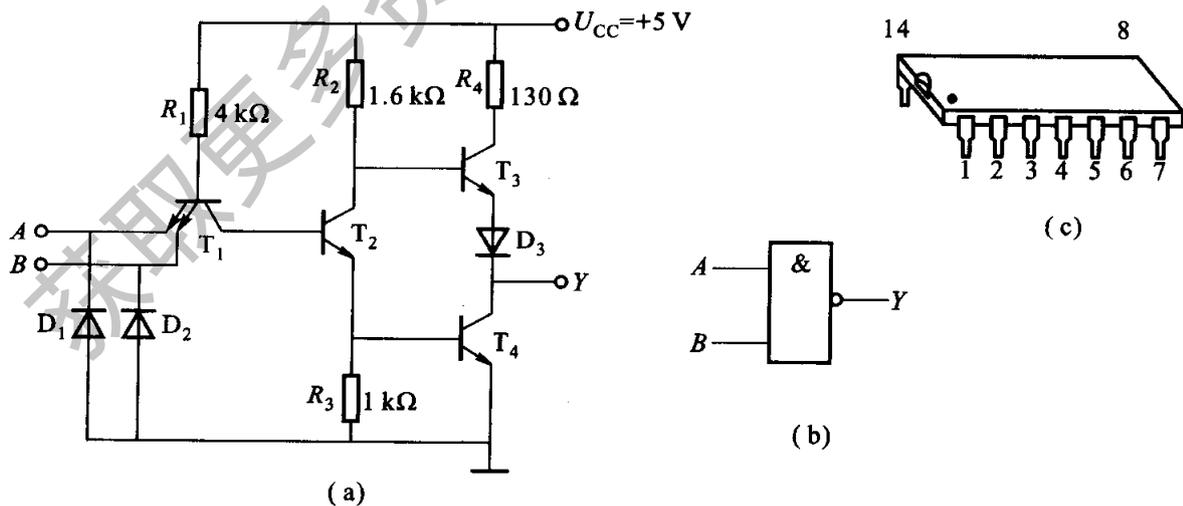


图 20.3.1 TTL 与非门电路及其逻辑符号和外形

① TTL 是英文 Transistor - Transistor Logic(晶体管 - 晶体管逻辑)的缩写。

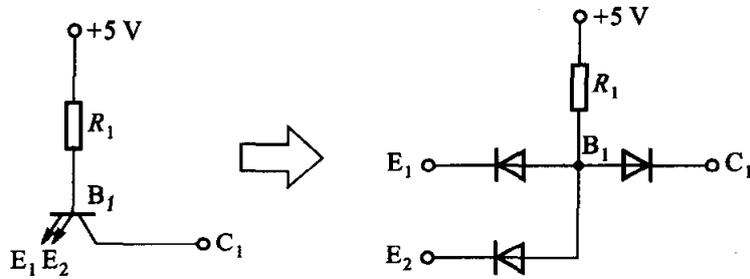


图 20.3.2 多发射极晶体管

1. 输入端不全为 1 的情况

当输入端 A 或 B 为 0 , 或 A, B 均为 0 (约为 0.3 V) 时, 则 T_1 的基极电位, $V_{B1} \approx (0.3 + 0.7)\text{ V} = 1\text{ V}$, 它不足以向 T_2 提供正向基极电流, 所以 T_2 截止, 以致 T_4 也截止。 T_2 的集电极电位接近于 $+5\text{ V}$, T_3 因而导通, 所以输出端的电位为

$$V_Y = 5\text{ V} - R_2 I_{B3} - U_{BE3} - U_{D3}$$

因为 $R_2 I_{B3}$ 很小, 可以略去不计, 于是

$$V_Y = (5 - 0.7 - 0.7)\text{ V} = 3.6\text{ V}$$

即 $Y = 1$ 。

由于 T_4 截止, 当接负载后, 有电流从 U_{CC} 经 R_4 流向每个负载门, 这种电流称为拉电流。

2. 输入端全为 1 的情况

当输入端 A 和 B 全为 1 (约为 3.6 V) 时, T_1 的两个发射结都处于反向偏置, 电源通过 R_1 和 T_1 的集电结向 T_2 提供足够的基极电流, 使 T_2 饱和导通。 T_2 的发射极电流在 R_3 上产生的压降又为 T_4 提供足够的基极电流, 使 T_4 也饱和导通, 所以输出端的电位为

$$V_Y = 0.3\text{ V}$$

即 $Y = 0$ ①。

T_2 的集电极电位为

$$V_{C2} = U_{CE2} + U_{BE4} \approx (0.3 + 0.7)\text{ V} = 1\text{ V}$$

此即 T_3 的基极电位, 它不足以使 T_3 和 D_3 导通, 所以 T_3 截止。

由于 T_3 截止, 当接负载后, T_4 的集电极电流全部由外接负载门灌入, 这种电流称为灌电流。

由上述可知, 图 20.3.1 的门电路具有与非逻辑功能, 即 $Y = \overline{A \cdot B}$ 。

① 这时 T_1 的基极电位 $V_{B1} = U_{BC1} + U_{BE2} + U_{BE4} = 0.7 + 0.7 + 0.7 = 2.1\text{ V}$, 故 T_1 的发射结反向偏置。

图 20.3.3 是两种 TTL 与非门的外引线排列图及逻辑符号(两边的数字是引线号),一片集成电路内的各个逻辑门互相独立,可以单独使用,但共用一根电源引线和一根地线。

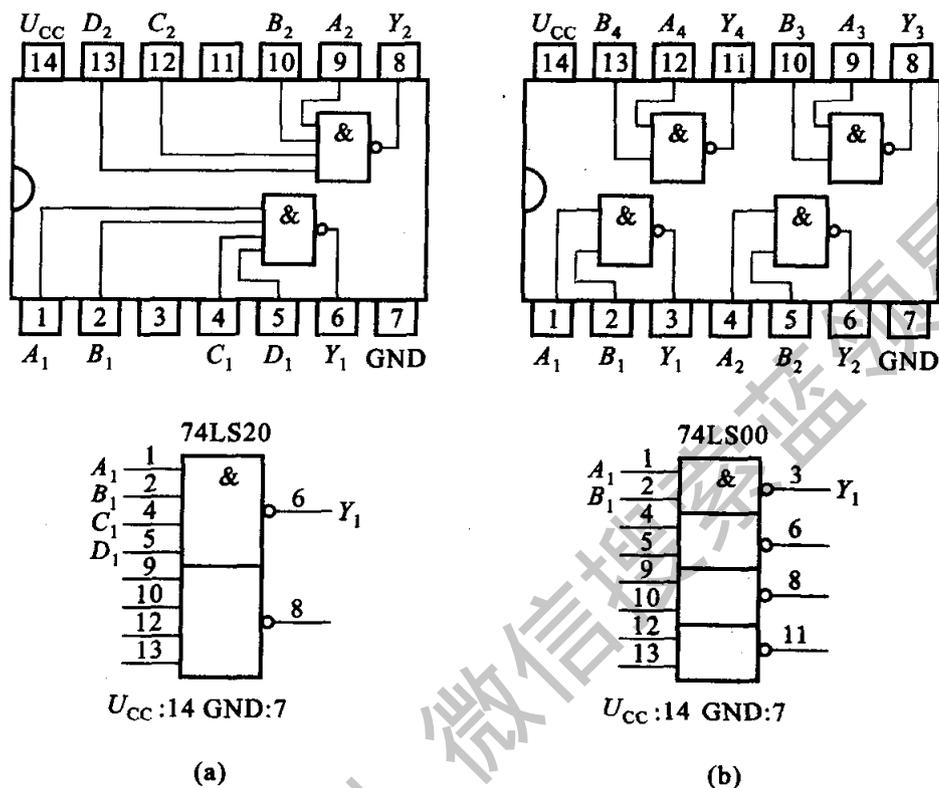


图 20.3.3 TTL 与非门外引线排列图及逻辑符号

(a) 74LS20(4 输入 2 门);(b) 74LS00(2 输入 4 门)

TTL 与非门有多种系列,参数很多,这里仅举出几个反映性能的主要参数,并对这些参数有一个数量概念,便于今后应用。

3. 输出高电平电压 U_{OH} 和输出低电平电压 U_{OL}

首先分析 TTL 与非门的输出电压 U_o 与输入电压 U_i 之间的关系,即电压传输特性,如图 20.3.4 所示,它是通过实验得出的,即将某一输入端的电压由零逐渐增大,而将其他输入端接在电源正极保持恒定高电位。

当 $U_i < 0.5 \text{ V}$ 时,输出电压 $U_o \approx 3.6 \text{ V}$,此即图中的 AB 段。当 U_i 在 $0.5 \sim 1.3 \text{ V}$ 之间时, U_o 随 U_i 的增大而线性地减小,即 BC 段。当 U_i 增至 1.4 V 左右时,输出管 T_4 开始导通,输出迅速转为低电平, $U_o \approx 0.3 \text{ V}$,即 CD 段。当 $U_i > 1.4 \text{ V}$ 时,保持输出为低电平,即 DE 段。 T_4 由截止转为导通,或输出高电平转为低电平时,所对应的输入电压,称为阈值电压或门檻电压,用 U_T 表示,在图 20.3.4 中, U_T 约为 1.4 V 。

输出高电平电压 U_{OH} 是对应于 AB 段的输出电压;输出低电平电压 U_{OL} 是对

应于 DE 段的输出电压,它是在额定负载下测出的。对通用的 TTL 与非门, $U_{OH} \geq 2.4 \text{ V}$, $U_{OL} \leq 0.4 \text{ V}$ 。

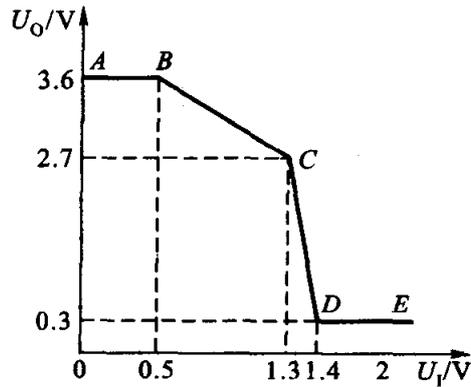


图 20.3.4 TTL 与非门的电压传输特性

4. 扇出系数 N_o

扇出系数是指一个与非门能带同类门的最大数目,它表示带负载能力。对 TTL 与非门, $N_o \geq 8$ 。

5. 平均传输延迟时间 t_{pd}

在与与非门输入端加上一个脉冲电压,则输出电压将有一定的时间延迟,如图 20.3.5 所示。从输入脉冲上升沿的 50% 处起到输出脉冲下降沿的 50% 处的时间称为上升延迟时间 t_{pd1} ;从输入脉冲下降沿的 50% 处到输出脉冲上升沿的 50% 处的时间称为下降延迟时间 t_{pd2} 。 t_{pd1} 与 t_{pd2} 的平均值称为平均传输延迟时间 t_{pd} ,此值愈小愈好。

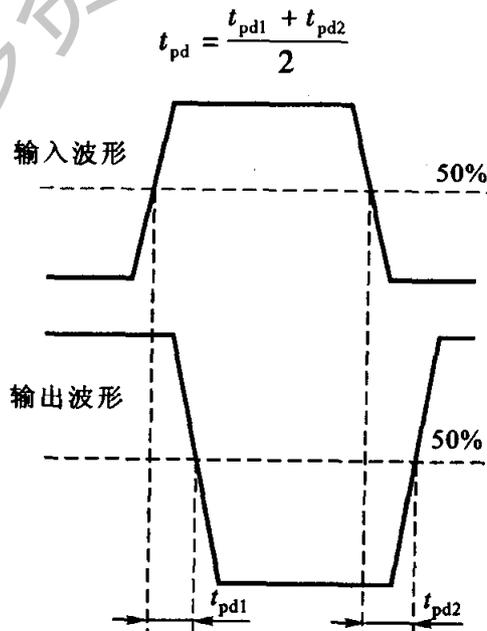


图 20.3.5 表明延迟时间的输入、输出电压的波形

6. 输入高电平电流 I_{IH} 和输入低电平电流 I_{IL}

当某一输入端接高电平、其余输入端接低电平时,流入该输入端的电流称为输入高电平电流;而当某一输入端接低电平、其余输入端接高电平时,从该输入端流出的电流称为输入低电平电流。

TTL74LS 系列门电路的主要参数见表 20.4.1。

在图 20.3.1(a)中,接在输入端的二极管 D_1 和 D_2 是起保护作用的。当输入电压是正值时,它们不起作用。但一出现负输入电压或负干扰脉冲时, T_1 的发射极电流过大;为此,接入 D_1 和 D_2 ,使输入端电压钳位在零伏附近。

20.3.2 三态输出与非门电路

三态输出与非门电路与上述的与非门电路不同,它的输出端除出现高电平和低电平外,还可以出现第三种状态——高阻状态。

图 20.3.6 是 TTL 三态输出与非门电路及其逻辑符号。它与图 20.3.1 比较,只多出了二极管 D ,其中 A 和 B 是输入端, E 是控制端或称使能端(是另一与非门的输出端)。

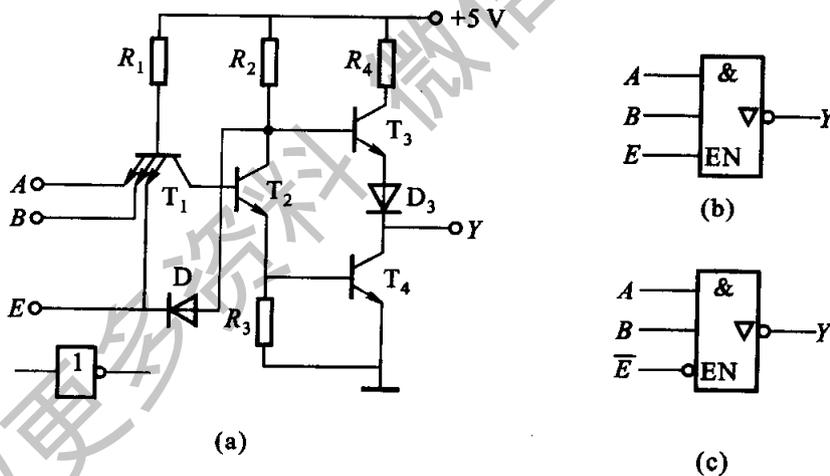


图 20.3.6 TTL 三态输出与非门电路及其逻辑符号

当控制端 $E = 1$ 时,三态门的输出状态决定于输入端 A, B 的状态,实现与非逻辑关系,即全1出0,有0出1。此时电路处于工作状态。

当 $E = 0$ (约为 0.3 V) 时, T_1 的基极电位约为 1 V,致使 T_2 和 T_4 截止。同时,二极管 D 将 T_2 的集电极电位箝位在 1 V,而使 T_3 也截止。因为这时与输出端相连的两个晶体管 T_3 和 T_4 都截止(不管输入端 A, B 的状态如何),所以输出端开路而处于高阻状态。逻辑符号如图 20.3.6(b) 所示。

表 20.3.1 是三态输出与非门的逻辑状态表。

表 20.3.1 三态输出与非门的逻辑状态表

控制端 E	输入端		输出端 Y
	A	B	
1	0	0	1
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0
0	x	x	高阻

(x 表示任意态)

由于电路结构不同,例如在控制端串接一非门,状态就与上述相反,即当控制端为高电平时出现高阻状态,而在低电平时电路处于工作状态。这时的逻辑符号则如图 20.3.6(c)所示,与图 20.3.6(b)不同。

三态门最重要的一个用途是可以实现用一根导线轮流传送几个不同的数据或控制信号,如图 20.3.7 所示,这根导线称为母线或总线。只要让各门的控制端轮流处于高电平,即任何时间只能有一个三态门处于工作状态,而其余三态门均处于高阻状态,这样,总线就会轮流接受各三态门的输出。这种用总线来传送数据或信号的方法,在计算机中被广泛采用。

图 20.3.8 所示的是数据双向传输示意图。

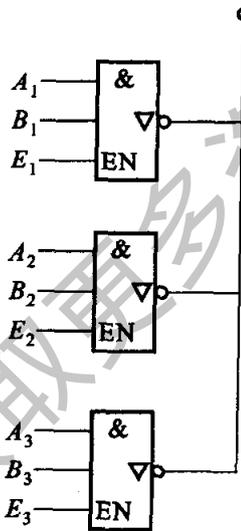


图 20.3.7 三态输出与非门的应用

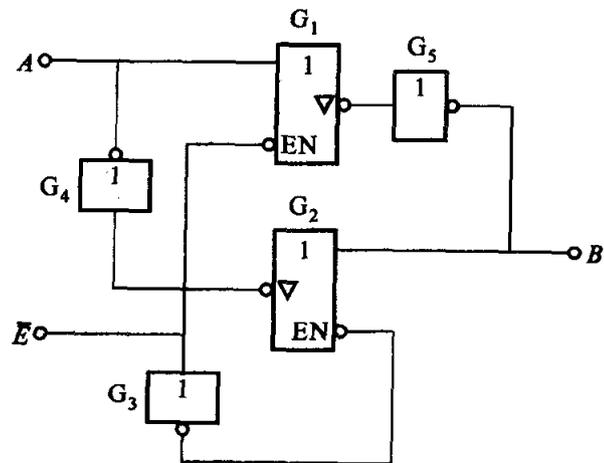


图 20.3.8 数据双向传输

当 $\bar{E} = 0$ 时, G_1 有输出, G_2 高阻, 信号由 A 传至 B ; 当 $\bar{E} = 1$ 时, G_2 有输出, G_1 高阻, 信号由 B 传至 A 。

试问 G_3, G_4, G_5 三个非门在此起何作用?

△20.3.3 集电极开路与非门电路

集电极开路与非门(OC 门)电路及其逻辑符号如图 20.3.9 所示,它与图 20.3.1 的普通 TTL 与非门相比,少了 T_3 一个晶体管,并将输出管 T_4 的集电极开路。工作时, T_4 的集电极(即输出端)外接电源 U 和电阻 R_L ,作为 OC 门的有源负载。

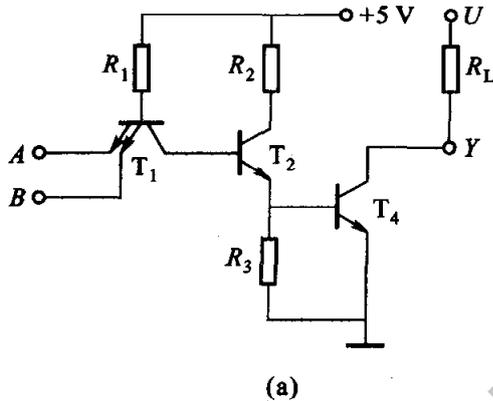


图 20.3.9 集电极开路与非门电路及其逻辑符号

在 OC 门的输出端可以直接接负载,如继电器、指示灯、发光二极管等,如图 20.3.10 所示(图中接有继电器线圈 KA)。而普通 TTL 与非门不允许直接驱动电压高于 5 V 的负载,否则与非门将被损坏。

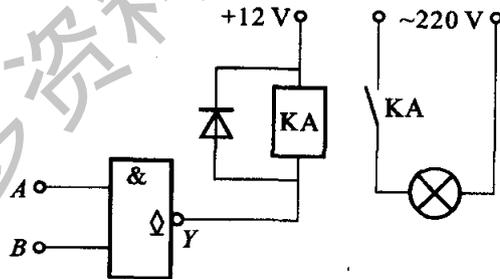


图 20.3.10 OC 门的输出端直接接继电器

此外,可将几个 OC 门的输出端相连,而后接电源 U 和负载电阻 R_L ,如图 20.3.11 所示。当 OC_1 门的输入全为高电平,而其他门的输入中都有低电平时, OC_1 门的输出管 T_4 饱和导通($Y_1 = 0$),其他门的输出管截止($Y_2 = 1$)。这时负载电流全部流入 OC_1 门的输出管, $Y = 0$ 。当每个门的输入中都有低电平时,则每个门的输出管都截止($Y_1 = 1, Y_2 = 1$), $Y = 1$ 。这样,就实现了“线与”的功能,即将多个输出信号(1或0)再按与逻辑输出。

普通与非门的输出端不允许直接相连。否则,当一个门的 T_4 管截止输出高

电平,而另一个门的 T_4 管导通输出低电平时,将有较大电流从截止门流到导通门(图 20.3.12),可能会将两个门损坏。

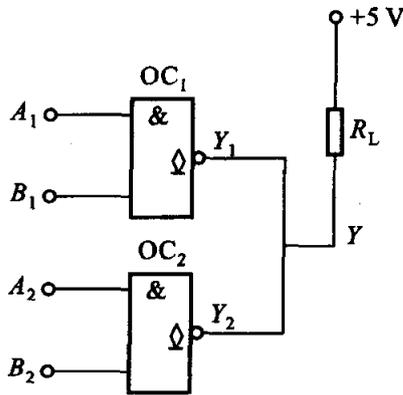


图 20.3.11 “线与”电路图

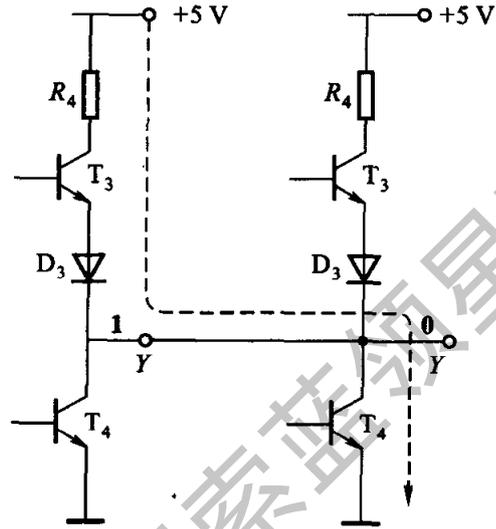


图 20.3.12 两个门的输出端直接相连

【练习与思考】

20.3.1 为了实现 $Y = \bar{A}$, 图 20.3.13 中各门电路多余输入端的处理是否正确? 哪些电路能实现 $Y = \bar{A}$?

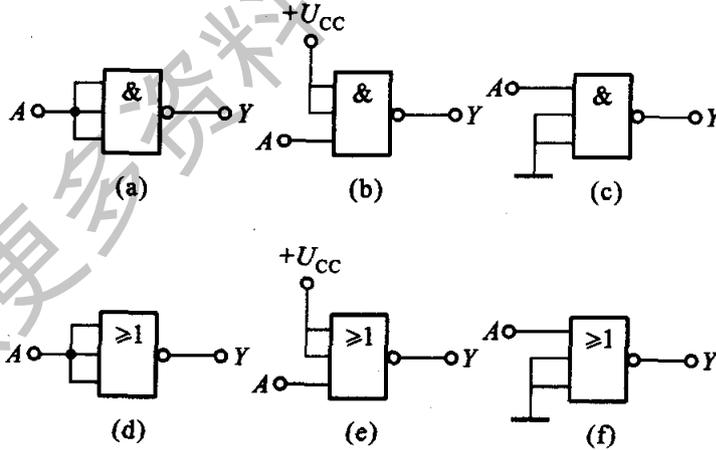


图 20.3.13 练习与思考 20.3.1 的图

20.3.2 什么是“线与”,试写出图 20.3.11 中 Y 的逻辑式。

20.3.3 在图 20.3.14 所示的电路中,试画出输出信号 Y 的波形。

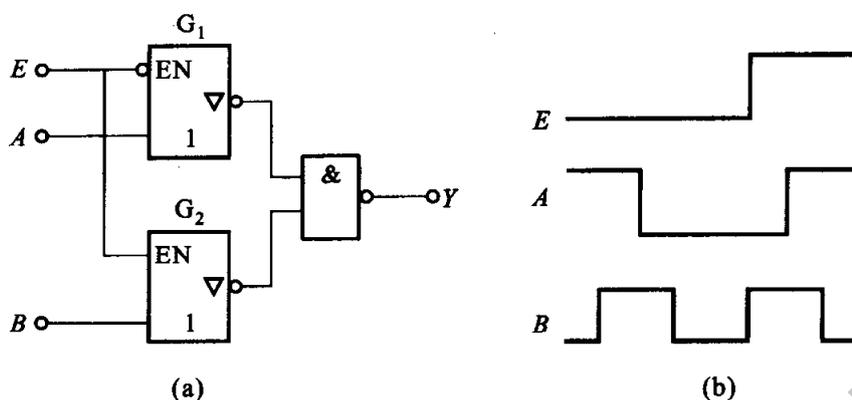


图 20.3.14 练习与思考 20.3.3 的图

20.4 CMOS 门电路

MOS 门电路由绝缘栅场效应晶体管组成,它具有制造工艺简单,集成度高,功耗低,抗干扰能力强等优点,所以发展很快,更便于向大规模集成电路发展。它的主要缺点是工作速度较低。其中的 CMOS 门电路是一种互补对称场效应晶体管集成电路,目前应用最多。

20.4.1 CMOS 非门电路

图 20.4.1 是 CMOS 非门电路(常称为 CMOS 反相器),驱动管 T_1 采用 N 沟道增强型(NMOS),负载管 T_2 采用 P 沟道增强型(PMOS),它们一同制作在一块硅片上。两管的栅极相连,由此引出输入端 A;漏极也相连,由此引出输出端 Y。两者联成互补对称的结构。衬底都与各自的源极相连。

当输入 A 为 1(约为 U_{DD})时,驱动管 T_1 的栅-源电压大于开启电压,它处于导通状态;而负载管 T_2 的栅-源电压小于开启电压的绝对值,它不能开启,处于截止状态。这时, T_2 的电阻比 T_1 高得多,电源电压便主要降在 T_2 上,故输出 Y 为 0(约为 0 V)。

当输入 A 为 0(约为 0 V)时, T_1 截止,而 T_2 导通。这时,电源电压主要降在 T_1 上,故输出 Y 为 1(约为 U_{DD})。

于是得出 $Y = \bar{A}$ 。

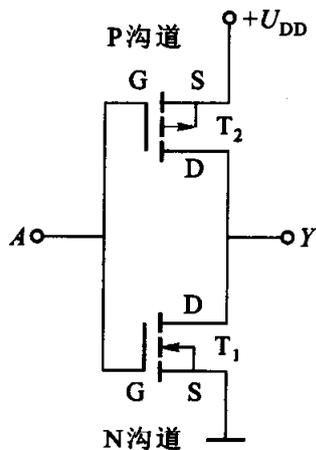


图 20.4.1 CMOS 非门电路

20.4.2 CMOS 与非门电路

图 20.4.2 是 CMOS 与非门电路。驱动管 T_1 和 T_2 为 N 沟道增强型管, 两者串联; 负载管 T_3 和 T_4 为 P 沟道增强型管, 两者并联。负载管整体与驱动管相串联。

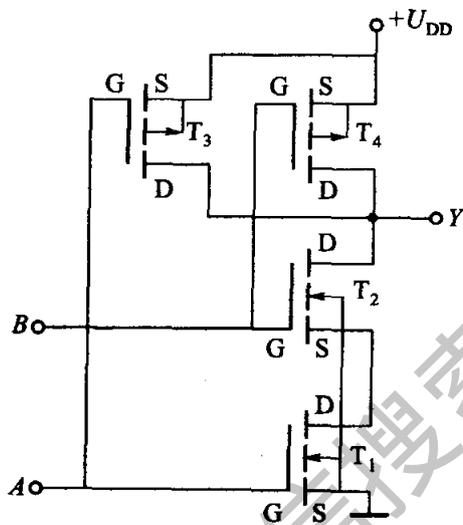


图 20.4.2 CMOS 与非门电路

当 A, B 两个输入全为 1 时, 驱动管 T_1 和 T_2 都导通, 电阻很低; 而负载管 T_3 和 T_4 不能开启, 都处于截止状态, 电阻很高 (并联后的电阻仍很高)。这时, 电源电压主要降在负载管上, 故输出 Y 为 0。

当输入有一个或全为 0 时, 则串联的驱动管截止, 而相应的负载管导通, 因此负载管的总电阻很低, 驱动管的总电阻却很高。这时, 电源电压主要降在串联的驱动管上, 故输出 Y 为 1。

于是得出 $Y = \overline{AB}$ 。

20.4.3 CMOS 或非门电路

图 20.4.3 是 CMOS 或非门电路。驱动管 T_1 和 T_2 为 N 沟道增强型, 两者并联; 负载管 T_3 和 T_4 为 P 沟道增强型, 两者串联。

当 A, B 两个输入全为 1 或其中一个为 1 时, 输出 Y 为 0。只有当输入全为 0 时, 输出才为 1, 即 $Y = \overline{A + B}$ 。

由上述可知, 与非门的输入端愈多, 串联的驱动管也愈多, 导通时的总电阻就愈大, 输出低电平值将会因输入端的增多而提高, 所以输入端不能太多。而或非门电路的驱动管是并联的, 不存在这个问题。所以在 MOS 电路中, 或非门用得较多。

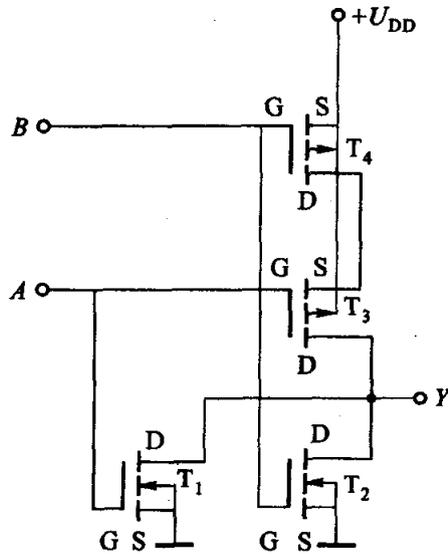


图 20.4.3 CMOS 或非门电路

△ 20.4.4 CMOS 传输门电路

CMOS 传输门电路如图 20.4.4(a) 所示, 它由 NMOS 管 T_1 和 PMOS 管 T_2 并联而成。两管的源极相连, 作为输入端; 两管的漏极相连, 作为输出端 (输入端和输出端可以对调)。两管的栅极作为控制极, 分别加一对互为反量的控制电压 C 和 \bar{C} 进行控制。

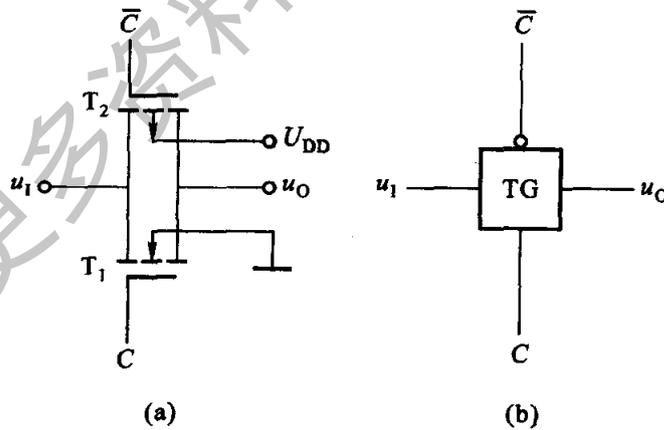


图 20.4.4 CMOS 传输门

(a) 电路; (b) 逻辑符号

设两管的开启电压绝对值均为 3 V 。如在 T_1 管的栅极加 $+10\text{ V}$, 在 T_2 管的栅极加 0 V , 当输入电压 u_1 在 $0 \sim 10\text{ V}$ 范围内连续变化时, 传输门开通, u_1 可传输到输出端, 即 $u_0 = u_1$ 。因为, 当 u_1 在 $0 \sim 7\text{ V}$ 范围内变化时, T_1 导通; 当 u_1 在 $3 \sim$

10 V 范围内变化时, T_2 导通。可见, 当 u_1 在 0 ~ 10 V 范围内变化时, 至少有一个管导通, 这相当于开关接通。此时, CMOS 传输门可以传输模拟信号, 所以也称为模拟开关。

如果在 T_1 管的栅极加 0 V, 在 T_2 管的栅极加 +10 V, 当 u_1 仍在 0 ~ 10 V 范围内变化时, 两管都截止, 传输门关断, 这相当于开关断开, u_1 不能传输到输出端。

由上可知, CMOS 传输门的开通和关断取决于栅极上所加的控制电压。当 C 为 1 (\bar{C} 为 0) 时, 传输门开通, 反之则关断。图 20.4.4(b) 是传输门的逻辑符号。

传输门在电路中起开关作用, 图 20.4.5 是 CC4066 型四模拟开关的单元电路与逻辑符号。当 $E=1$ 时, 电路开通; 当 $E=0$ 时, 电路关断。

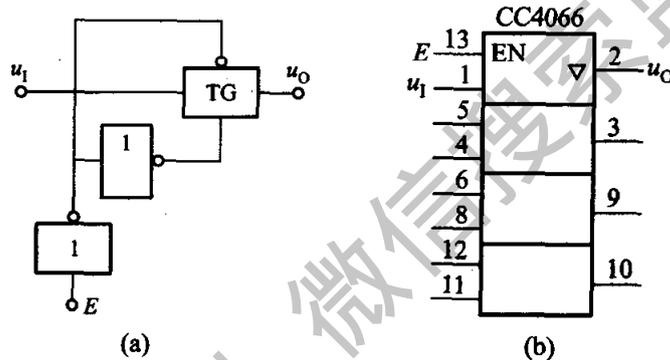


图 20.4.5 CC4066 型四模拟开关

(a) 单元电路; (b) 逻辑符号

△20.4.5 三态输出 CMOS 门电路

三态输出 CMOS 门电路比三态输出 TTL 门电路要简单得多, 但两者功能是一样的。图 20.4.6 和图 20.4.7 所示的是两种三态输出 CMOS 门电路。

图 20.4.6 是在 CMOS 非门电路的基础上增加了一个 P 沟道 MOS 管 T'_2 和一个 N 沟道 MOS 管 T'_1 , 作为控制管。当控制端 $\bar{E}=1$ 时, T'_1 和 T'_2 均截止, 输出处于高阻状态。而当 $\bar{E}=0$ 时, T'_1 和 T'_2 均导通, 电路处于工作状态, $Y=\bar{A}$ 。

图 20.4.7 是在 CMOS 非门电路的基础上增加了一个控制管 T'_1 和一个与非门。当 $E=0$ 时, T'_1 和 T_2 均截止, 输出处于高阻状态。而当 $E=1$ 时, T'_1 导通, 电路处于工作状态, $Y=A$ 。

图 20.4.8 是双向总线数据传输示意图。当 $E=1$ 时, 数据 A 从 G_1 输入, 经总线到 G_2 输出; 当 $E=0$ 时, 数据 B 从 G_3 输入, 经总线到 G_4 输出。这就是计算机内各个部件之间传输数据的一种方法。

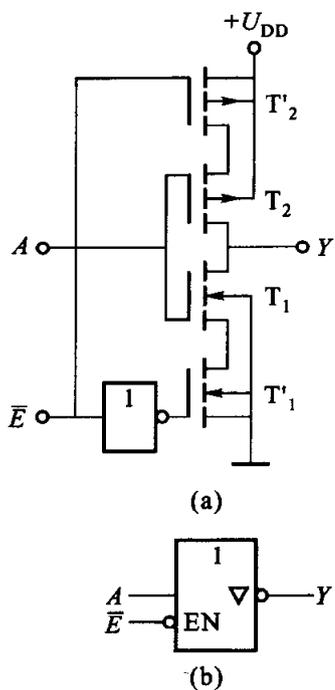


图 20.4.6 CMOS 三态门电路

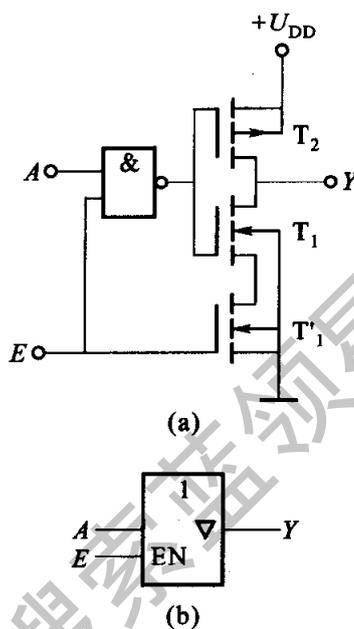


图 20.4.7 CMOS 三态门电路

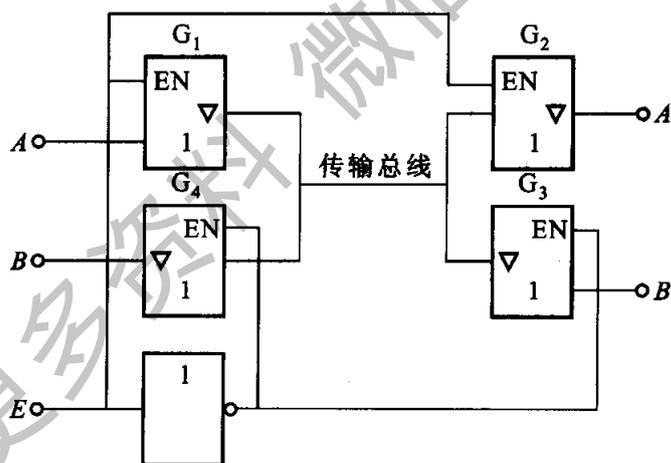


图 20.4.8 双向总线数据传输

△20.4.6 几个实际问题

1. CMOS 门电路与 TTL 门电路性能的比较

表 20.4.1 CMOS 电路与 TTL 电路性能比较表

参 数	电 路	CMOS4000 系列	TTL74LS 系列	TTL74 系列
$U_{OH(min)}/V$		4.6	2.7	2.4
$U_{OL(max)}/V$		0.05	0.5	0.4

续表

参 数	电 路	CMOS4000 系列	TTL74LS 系列	TTL74 系列
$U_{IH(min)}/V$		3.5	2	2
$U_{IL(max)}/V$		1.5	0.8	0.8
$I_{OH(max)}/mA$		-0.51	-0.4	-0.4
$I_{OL(max)}/mA$		0.51	8	16
$I_{IH(max)}/\mu A$		0.1	20	40
$I_{IL(max)}/mA$		-0.1×10^{-3}	-0.4	-1.6
t_{pd}/ns		50	10	10
单门功耗/mW		10^{-5}	2	10
电源电压 $U_{CC}/V, U_{DD}/V$		3 ~ 18	4.75 ~ 5.25	4.75 ~ 5.25

由上表可见,CMOS 门电路的功耗很小,所需输入电流几乎可以忽略;TTL 门电路的工作速度快,输入电流较大。

2. 门电路多余输入端的处理

一般不允许将多余输入端悬空(悬空相当于高电平),否则将会引入干扰信号。

(1) 对与逻辑(与、与非)门电路,应将多余输入端经电阻(1 ~ 3 k Ω)或直接接电源正端,如图 20.3.13(b)。

(2) 对或逻辑(或、或非)门电路,应将多余输入端接“地”,如图 20.3.13(f)。

(3) 如果前级(驱动级)有足够的驱动能力,也可将多余输入端与信号输入端联在一起,如图 20.3.13(a)。

3. CMOS 门电路与 TTL 门电路的连接

在数字电路中 CMOS 电路与 TTL 电路可以混合使用,这就有一个连接问题。

(1) CMOS 电路驱动 TTL 电路

由于 CMOS 电路的驱动电流小,而 TTL 电路的输入电流大,为了使两者匹配,可采用图 20.4.9 所示的两个电路。图(a)是通过晶体管将电流放大;图(b)是采用漏极开路的 CMOS 驱动门,它能吸收较大的负载电流。

(2) TTL 电路驱动 CMOS 电路

由于 TTL 电路的输出电平低,而 CMOS 电路的输入电平高,所以采用图 20.4.10 所示的两个电路。图(a)是用电阻 R_L (几百到几千欧)来提高 TTL 门的输出电平(因为 TTL 门输出高电平时,输出管 T_4 截止,其漏电流很小,通过电阻

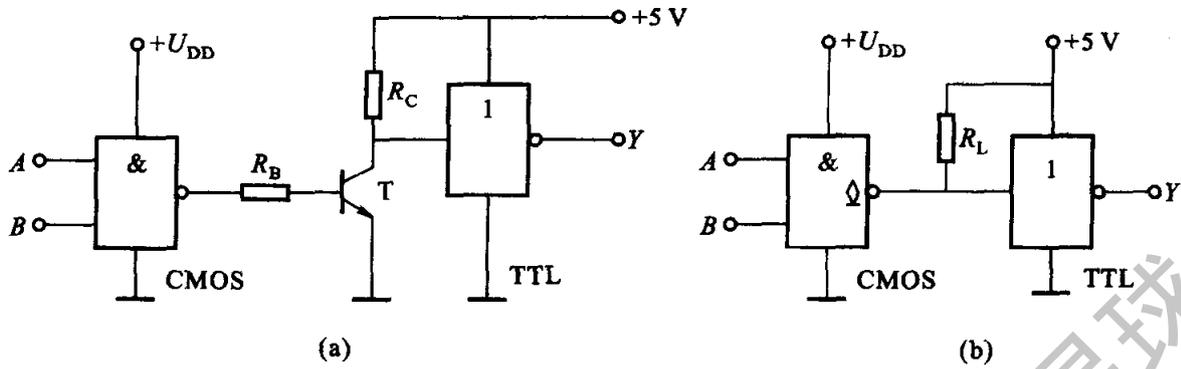


图 20.4.9 CMOS 电路驱动 TTL 电路

R_L 可将其输出高电平提高到 $U_{OH} \approx U_{DD}$); 图 (b) 是采用集电极开路的驱动门, 其输出端晶体管耐压较高。

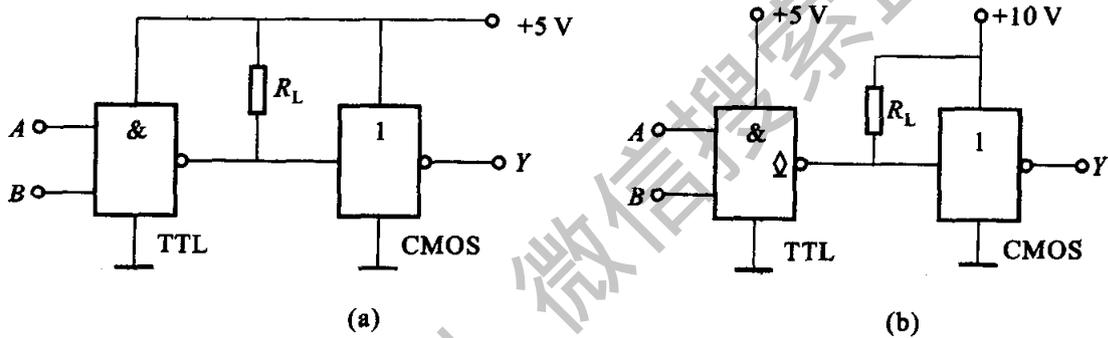


图 20.4.10 TTL 电路驱动 CMOS 电路

4. 门电路驱动分立元件电路

用门电路驱动分立元件电路, 如图 20.4.11 为所举的几个例。

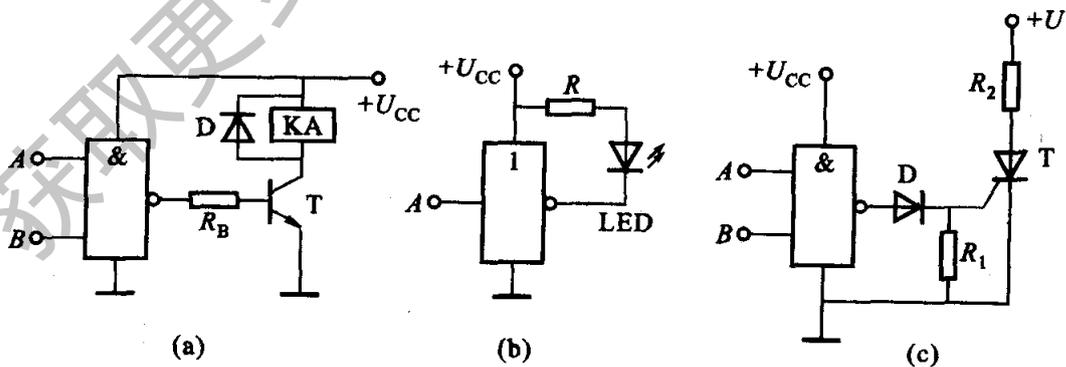


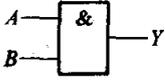
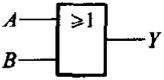
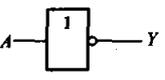
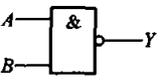
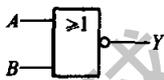
图 20.4.11 TTL 门电路驱动分立元件电路

(a) 继电器; (b) 发光二极管; (c) 触发晶闸管

为了便于比较, 今将五种常用的逻辑门电路列于表 20.4.2 中。我们可以将

这些逻辑门电路组合起来,构成组合逻辑电路,以实现各种逻辑功能。

表 20.4.2 逻辑门电路

逻辑门		与	或	非	与非	或非
逻辑符号						
逻辑式		$Y = A \cdot B$	$Y = A + B$	$Y = \bar{A}$	$Y = \overline{A \cdot B}$	$Y = \overline{A + B}$
输入逻辑变量						
A	B	Y	Y	Y	Y	Y
0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	1	1	1	0
1	0	0	1	0	1	0
1	1	1	1	0	0	0

20.5 逻辑代数

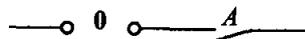
20.5.1 逻辑代数运算法则

逻辑代数或称布尔代数,它是分析与设计逻辑电路的数学工具。它虽然和普通代数一样也用字母(A, B, C, \dots)表示变量,但变量的取值只有1和0两种,所谓逻辑1和逻辑0。它们不是数字符号,如20.2节所述,而是代表两种相反的逻辑状态。逻辑代数所表示的是逻辑关系,不是数量关系,这是它与普通代数本质上的区别。

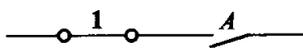
在逻辑代数中只有逻辑乘(与运算)、逻辑加(或运算)和求反(非运算)三种基本运算。根据这三种基本运算可以推导出逻辑运算的一些法则,就是下面列出的逻辑代数运算法则。

基本运算法则

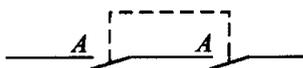
1. $0 \cdot A = 0$



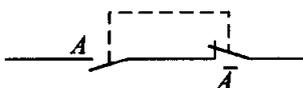
2. $1 \cdot A = A$



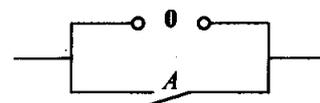
3. $A \cdot A = A$



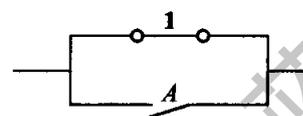
4. $A \cdot \bar{A} = 0$



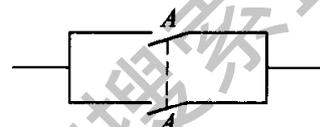
5. $0 + A = A$



6. $1 + A = 1$



7. $A + A = A$



8. $A + \bar{A} = 1$



9. $\bar{\bar{A}} = A$

交换律

10. $AB = BA$

11. $A + B = B + A$

结合律

12. $ABC = (AB)C = A(BC)$

13. $A + B + C = A + (B + C) = (A + B) + C$

分配律

14. $A(B + C) = AB + AC$

15. $A + BC = (A + B)(A + C)$

证: $(A + B)(A + C) = AA + AB + AC + BC$

$$= A + A(B + C) + BC$$

$$= A [1 + (B + C)] + BC = A + BC$$

吸收律

16. $A(A + B) = A$

证: $A(A + B) = AA + AB = A + AB = A(1 + B) = A$

17. $A(\bar{A} + B) = AB$

18. $A + AB = A$

19. $A + \bar{A}B = A + B$

证: $A + \bar{A}B = (A + \bar{A})(A + B) = A + B$

20. $AB + A\bar{B} = A$

21. $(A + B)(A + \bar{B}) = A$

证: $(A + B)(A + \bar{B}) = AA + AB + A\bar{B} + B\bar{B} = A + A(B + \bar{B})$
 $= A + A = A$

反演律(摩根定律)

22. $\overline{AB} = \bar{A} + \bar{B}$

证:

A	B	\bar{A}	\bar{B}	\overline{AB}	$\bar{A} + \bar{B}$
0	0	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1
0	1	1	0	1	1
1	1	0	0	0	0

23. $\overline{A + B} = \bar{A}\bar{B}$

证:

A	B	\bar{A}	\bar{B}	$\overline{A + B}$	$\bar{A}\bar{B}$
0	0	1	1	1	1
1	0	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0
1	1	0	0	0	0

20.5.2 逻辑函数的表示方法

表 20.4.2 所列的各逻辑式中, A 和 B 是输入变量, Y 是输出变量; 字母上面无反号的叫原变量; 有反号的叫反变量。这几个式子分别表达了相应的与、或、非、与非和或非逻辑关系。输出变量 Y 也就是输入变量 A 和 B 的逻辑函数。逻辑函数常用逻辑状态表、逻辑式、逻辑图和卡诺图四种方法表示, 它们之间可以相互转换。前两种表示方法已作过介绍, 今再举例进一步说明。

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), 开关闭合其状态

为1,断开为0;灯亮 Y (输出变量)为1,灯灭为0。今分别用四种方法表示逻辑函数 Y 。

1. 逻辑状态表

按照上列逻辑要求,可以列出逻辑状态表 20.5.1。逻辑状态表是用输入、输出变量的逻辑状态(1或0)以表格形式来表示逻辑函数的,十分直观明了。

输入变量有各种组合:二变量有四种;三变量有八种;四变量有十六种。如果有 n 个输入变量,则有 2^n 种组合。

表 20.5.1 三地控制一灯的逻辑状态表

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

2. 逻辑式

逻辑式是用与、或、非等运算来表达逻辑函数的表达式。

(1) 由逻辑状态表写出逻辑式

a. 取 $Y=1$ (或 $Y=0$)列逻辑式。

b. 对一种组合而言,输入变量之间是与逻辑关系。对应于 $Y=1$,如果输入变量为1,则取其原变量(如 A);如果输入变量为0,则取其反变量(如 \bar{A})。而后取乘积项。

c. 各种组合之间,是或逻辑关系,故取以上乘积项之和。

由此,从表 20.5.1 的逻辑状态表写出相应的三地控制一灯的逻辑式:

$$Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + ABC \quad (20.5.1)$$

反之,也可以由逻辑式列出逻辑状态表。例如逻辑式为

$$Y = AB + BC + CA \quad (20.5.2)$$

有三个输入变量,共有八种组合,把各种组合的取值分别代入逻辑式中进行运算,求出相应的逻辑函数值,即可列出状态表,见表 20.5.2。

表 20.5.2 $Y=AB+BC+CA$ 的逻辑状态表

A	B	C	Y
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

(2) 最小项

设 A, B, C 是三个输入变量, 有八种组合, 相应的乘积项也有八个: $\bar{A}\bar{B}\bar{C}, \bar{A}\bar{B}C, \bar{A}B\bar{C}, \bar{A}BC, A\bar{B}\bar{C}, A\bar{B}C, AB\bar{C}, ABC$ 。它们的特点是:

- 每项都含有三个输入变量, 每个变量是它的一个因子;
- 每项中每个因子或以原变量 (A, B, C) 的形式或以反变量 ($\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$) 的形式出现一次。

这样, 这八个乘积项是输入变量 A, B, C 的最小项 (n 个输入变量有 2^n 个最小项)。式 (20.5.1) 中的是对应于 $Y=1$ 的四个最小项。式 (20.5.2) 中的 AB, BC, CA 显然不是最小项, 但该式也可用最小项表示。

【例 20.5.1】 写出 $Y=AB+BC+CA$ 的最小项逻辑式。

$$\begin{aligned} \text{【解】 } Y &= AB + BC + CA = AB(C + \bar{C}) + BC(A + \bar{A}) + CA(B + \bar{B}) \\ &= ABC + ABC\bar{C} + ABC + \bar{A}BC + ABC + A\bar{B}C \\ &= ABC + ABC\bar{C} + \bar{A}BC + A\bar{B}C \end{aligned}$$

这与由表 20.5.2 取 $Y=1$ 的逻辑式是一致的。可见, 同一个逻辑函数可以用不同的逻辑式来表达, 但由最小项组成的与或逻辑式则是惟一的, 而逻辑状态表是用最小项表示的, 因此也是惟一的。

3. 逻辑图

一般由逻辑式画出逻辑图。逻辑乘用与门实现, 逻辑加用或门实现, 求反用非门实现。式 (20.5.1) 就可用三个非门、四个与门和一个或门来实现, 见图 20.5.1。

因为逻辑式不是惟一的, 所以逻辑图也不是惟一的。

反之, 由逻辑图也可以写出逻辑式, 见下节例 20.6.1。

关于卡诺图, 将另立专节讨论。

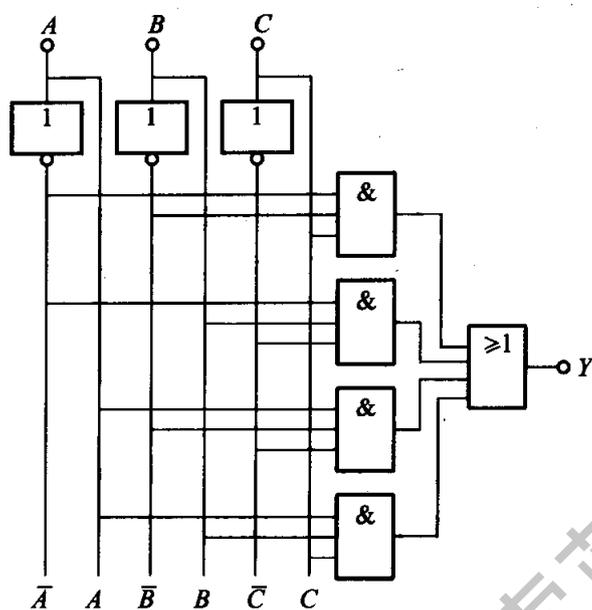


图 20.5.1 三地控制一灯的逻辑图

20.5.3 逻辑函数的化简

由逻辑状态表写出的逻辑式,以及由此而画出的逻辑图,往往比较复杂。如果经过化简,就可以少用元件,可靠性也因而提高。

1. 应用逻辑代数运算法则化简

(1) 并项法

应用 $A + \bar{A} = 1$, 将两项合并为一项,并可消去一个或两个变量。如:

$$\begin{aligned} Y &= ABC + \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}BC \\ &= AB(C + \bar{C}) + \bar{A}\bar{B}(C + \bar{C}) \\ &= AB + \bar{A}\bar{B} = A(B + \bar{B}) = A \end{aligned}$$

(2) 配项法

应用 $B = B(A + \bar{A})$, 将 $(A + \bar{A})$ 与某乘积项相乘,而后展开、合并化简。如:

$$\begin{aligned} Y &= AB + \bar{A}\bar{C} + B\bar{C} \\ &= AB + \bar{A}\bar{C} + B\bar{C}(A + \bar{A}) \\ &= AB + \bar{A}\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}B\bar{C} \\ &= AB(1 + \bar{C}) + \bar{A}\bar{C}(1 + B) = AB + \bar{A}\bar{C} \end{aligned}$$

(3) 加项法

应用 $A + A = A$, 在逻辑式中加相同的项,而后合并化简。如:

$$\begin{aligned} Y &= ABC + \bar{A}BC + A\bar{B}C \\ &= ABC + \bar{A}BC + A\bar{B}C + ABC \end{aligned}$$

$$= BC(A + \bar{A}) + AC(B + \bar{B}) = BC + AC$$

(4) 吸收法

应用 $A + AB = A$, 消去多余因子。如:

$$Y = \bar{B}C + \bar{A}\bar{B}C(D + E) = \bar{B}C$$

【例 20.5.2】应用逻辑代数运算法则化简下列逻辑式:

$$Y = ABC + ABD + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + CD + B\bar{D}$$

【解】简化得

$$Y = ABC + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + CD + B(\bar{D} + DA)$$

由法则 19 $A + \bar{A}B = A + B$ 得 $\bar{D} + DA = \bar{D} + A$, 所以

$$\begin{aligned} Y &= ABC + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + CD + B\bar{D} + AB \\ &= AB(1 + C) + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + CD + B\bar{D} \end{aligned}$$

由法则 6 $1 + A = 1$ 得 $1 + C = 1$, 所以

$$\begin{aligned} Y &= AB + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + CD + B\bar{D} \\ &= B(A + \bar{A}\bar{C}) + CD + B\bar{D} \end{aligned}$$

由法则 19 得 $A + \bar{A}\bar{C} = A + \bar{C}$, 所以

$$\begin{aligned} Y &= AB + B\bar{C} + CD + B\bar{D} \\ &= AB + B(\bar{C} + \bar{D}) + CD \end{aligned}$$

由法则 22 $\bar{A} + \bar{B} = \overline{AB}$ 得 $\bar{C} + \bar{D} = \overline{CD}$, 所以

$$Y = AB + B\overline{CD} + CD$$

由法则 19 得 $CD + \overline{CDB} = CD + B$, 所以

$$\begin{aligned} Y &= AB + CD + B \\ &= B(1 + A) + CD \\ &= B + CD \end{aligned}$$

【例 20.5.3】试证明 $ABC\bar{D} + ABD + B\bar{C}\bar{D} + ABC + BD + BC = B$

【证】 $ABC\bar{D} + ABD + B\bar{C}\bar{D} + ABC + BD + BC$

$$= ABC(1 + \bar{D}) + BD(1 + A) + B\bar{C}\bar{D} + BC$$

$$= ABC + BD + B\bar{C}\bar{D} + BC$$

$$= B(AC + D + \bar{C}\bar{D} + \bar{C})$$

$$= B(AC + D + C + \bar{C}) \quad (\text{因 } D + \bar{C}\bar{D} = D + \bar{C})$$

$$= B(AC + D + 1)$$

$$= B$$

2. 应用卡诺图化简

(1) 卡诺图

逻辑函数还可以用卡诺图表示。所谓卡诺图, 就是与变量的最小项对应的按一定规则排列的方格图, 每一小方格填入一个最小项。

n 个变量有 2^n 种组合, 最小项就有 2^n 个, 卡诺图也相应地有 2^n 个小方格。图 20.5.2 分别为二变量、三变量和四变量卡诺图。在卡诺图的行和列分别标出变量及其状态。变量状态的次序是 **00, 01, 11, 10**, 而不是二进制递增的次序 **00, 01, 10, 11**。这样排列是为了使任意两个相邻最小项之间只有一个变量改变。小方格也可用二进制数对应于十进制数编号, 如图中的四变量卡诺图, 也就是变量的最小项可用 m_0, m_1, m_2, \dots 来编号。

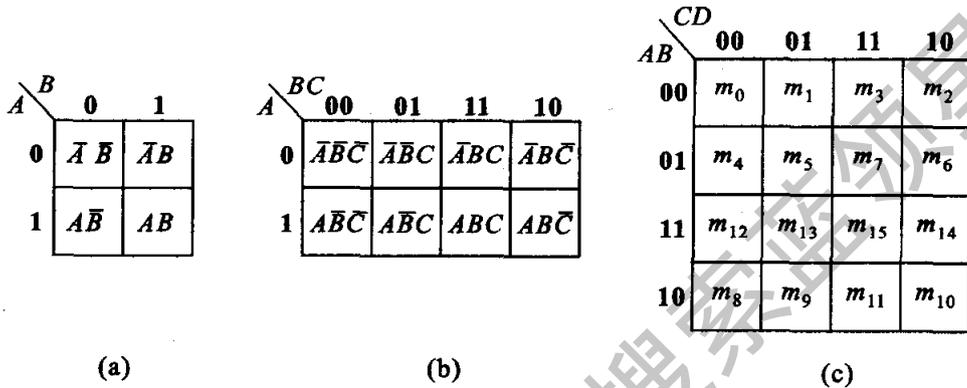


图 20.5.2 卡诺图
(a) 二变量; (b) 三变量; (c) 四变量

(2) 应用卡诺图化简

应用卡诺图化简逻辑函数时, 先将逻辑式中的最小项(或逻辑状态表中取值为 1 的最小项)分别用 1 填入相应的小方格内。如果逻辑式中的最小项不全, 则填写 0 或空着不填。如果逻辑式不是由最小项构成, 一般应先化为最小项(或列其逻辑状态表), 也可按例 20.5.7 的方法填写。

应用卡诺图化简逻辑函数时, 应了解下列几点:

a. 将取值为 1 的相邻小方格圈成矩形或方形, 相邻小方格包括最上行与最下行及最左列与最右列同列或同行两端的两个小方格。

所圈取值为 1 的相邻小方格的个数应为 2^n ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$), 即 1, 2, 4, 8, \dots , 不允许 3, 6, 10, 12 等。

b. 圈的个数应最少, 圈内小方格个数应尽可能多。每圈一个新的圈时, 必须包含至少一个在已圈过的圈中未出现过的最小项, 否则重复而得不到最简式。

每一个取值为 1 的小方格可被圈多次, 但不能遗漏。

c. 相邻的两项可合并为一项, 并消去一个因子; 相邻的四项可合并为一项, 并消去两个因子; 类推, 相邻的 2^n 项可合并为一项, 并消去 n 个因子。

将合并的结果相加, 即为所求的最简与或式。

最小圈可只含一个小方格, 不能化简。

【例 20.5.4】 将 $Y = ABC + AB\bar{C} + \bar{A}BC + A\bar{B}C$ 用卡诺图表示并化简。

【解】 卡诺图如图 20.5.3 所示。将相邻的两个 1 圈在一起,共可圈成三个圈。三个圈的最小项分别为

$$ABC + AB\bar{C} = AB(C + \bar{C}) = AB$$

$$ABC + \bar{A}BC = BC(A + \bar{A}) = BC$$

$$ABC + A\bar{B}C = CA(B + \bar{B}) = CA$$

于是得出化简后的逻辑式

$$Y = AB + BC + CA$$

与应用逻辑代数运算法则化简比较,是应用了加项法,加了项 ABC 。对卡诺图化简法讲,就是保留一个圈内最小项的相同变量,而除去相反的变量。

【例 20.5.5】 应用卡诺图化简逻辑函数

$$Y = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}BC + A\bar{B}\bar{C}$$

【解】 卡诺图如图 20.5.4 所示。根据图中三个圈可得出

$$Y = \bar{B}\bar{C} + \bar{A}C + \bar{A}\bar{B}$$

但上式并非最简式,因为

$$\begin{aligned} Y &= \bar{B}\bar{C} + \bar{A}C + \bar{A}\bar{B} \\ &= \bar{B}\bar{C} + \bar{A}C + \bar{A}\bar{B}(C + \bar{C}) \\ &= \bar{B}\bar{C} + \bar{A}C + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}\bar{B}\bar{C} \\ &= \bar{B}\bar{C}(1 + \bar{A}) + \bar{A}C(1 + \bar{B}) \\ &= \bar{B}\bar{C} + \bar{A}C \end{aligned}$$

上式才是最简的。问题在于圈法不对。如果先圈两个实线圈,所有的 1 都被圈过,再圈虚线圈,必然多出一项 $\bar{A}\bar{B}$ 。因此,每圈一个圈,不但要有未圈过的 1,而且圈数要尽可能少,以避免出现多余项。

【例 20.5.6】 应用卡诺图化简 $Y = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}BC\bar{D}$ 。

【解】 卡诺图如图 20.5.5 所示。可将最上行两角的 1 圈在一起,将最下行两角的 1 圈在一起,则得出

$$\begin{aligned} Y &= \bar{A}\bar{B}\bar{D} + \bar{A}B\bar{D} \\ &= \bar{B}\bar{D}(A + \bar{A}) = \bar{B}\bar{D} \end{aligned}$$

也可将四个 1 圈在一起,其相同变量为 $\bar{B}\bar{D}$,故直接得出

$$Y = \bar{B}\bar{D}$$

【例 20.5.7】 应用卡诺图化简 $Y = \bar{A} + \bar{A}\bar{B} + B\bar{C}\bar{D} + B\bar{D}$ 。

【解】 首先画出四变量的卡诺图(图 20.5.6),将式中各项在对应的卡诺图小方格内填入 1。在本例中,每一项并非只对应一个小方格。如 \bar{A} 项,应在含

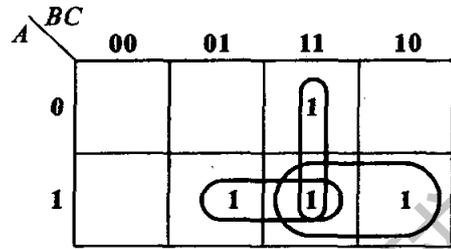


图 20.5.3 例 20.5.4 的图

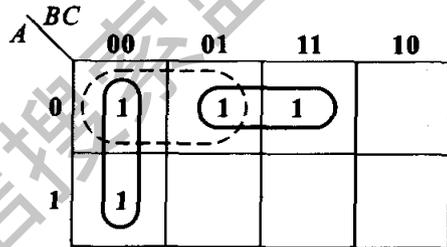


图 20.5.4 例 20.5.5 的图

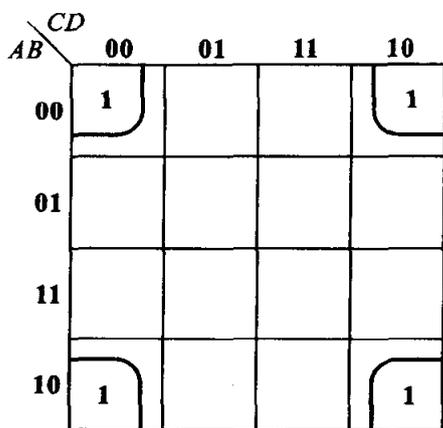


图 20.5.5 例 20.5.6 的图

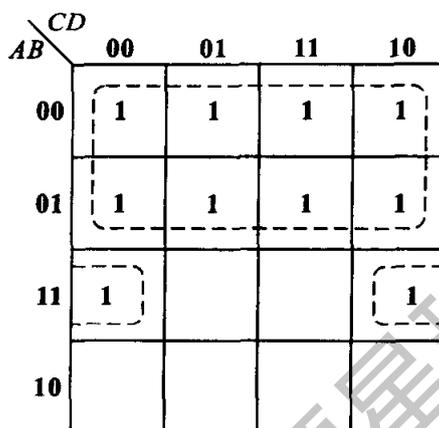


图 20.5.6 例 20.5.7 的图

有 \bar{A} 的所有小方格内都填入 1 (与其他变量为何值无关), 即图中上面八个小方格。含有 $\bar{A}\bar{B}$ 的小方格有最上面四个, 已含在 \bar{A} 项内。同理, 可在 $BC\bar{D}$ 和 $B\bar{D}$ 所对应的小方格内也填入 1。而后圈成两个圈、相邻项合并, 得出

$$Y = \bar{A} + AB\bar{D} = \bar{A} + B\bar{D}$$

【例 20.5.8】应用卡诺图化简 $Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}BC + A\bar{B}\bar{C} + A\bar{B}C + ABC + AB\bar{C}$ 。

【解】卡诺图如图 20.5.7 所示。

(1) 将取值为 1 的小方格圈成两个圈, 得出

$$Y = A + \bar{A}C = A + C$$

(2) 也可将取值为 0 的两个小方格圈成一个圈, 得出

$$\bar{Y} = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} = \bar{A}\bar{C}$$

$$Y = \overline{\bar{A}\bar{C}} = A + C$$

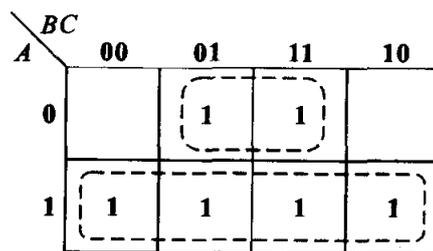


图 20.5.7 例 20.5.8 的图

如果卡诺图中 0 的小方格较 1 的小方格少得多时, 则圈 0 更为简便。

【练习与思考】

- 20.5.1 逻辑代数和普通代数有什么区别?
- 20.5.2 能否将 $AB = AC, A + B = A + C, A + AB = A + AC$ 这三个逻辑式化简为 $B = C$?
- 20.5.3 逻辑函数的四种表示法 (逻辑状态表、逻辑式、逻辑图、卡诺图) 之间是如何转换的?
- 20.5.4 什么是最小项?
- 20.5.5 如何理解逻辑状态表和卡诺图是惟一的?
- 20.5.6 试用卡诺图表示式 (20.5.1) $Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}C + ABC$, 从图上能否看出这已是最简式。

20.6 组合逻辑电路的分析和综合

下面就分析和综合两个问题来讨论组合逻辑电路。

20.6.1 组合逻辑电路的分析

分析组合逻辑电路的步骤大致如下：

已知逻辑图→写逻辑式→运用逻辑代数化简或变换→列逻辑状态表→分析逻辑功能

【例 20.6.1】 分析图 20.6.1 的逻辑图。

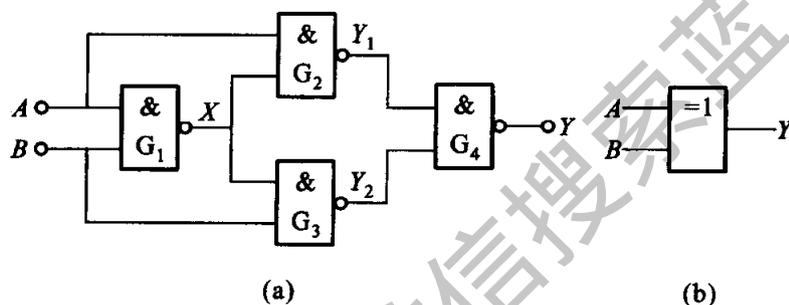


图 20.6.1 例 20.6.1 的图

(a) 逻辑图; (b) 异或门的逻辑符号

【解】 (1) 由逻辑图写出逻辑式

从输入端到输出端,依次写出各个门的逻辑式,最后写出输出变量 Y 的逻辑式:

$$G_1 \text{ 门} \quad X = \overline{AB}$$

$$G_2 \text{ 门} \quad Y_1 = \overline{AX} = \overline{A \cdot \overline{AB}}$$

$$G_3 \text{ 门} \quad Y_2 = \overline{BX} = \overline{B \cdot \overline{AB}}$$

$$\begin{aligned} G_4 \text{ 门} \quad Y &= \overline{Y_1 Y_2} = \overline{\overline{A \cdot \overline{AB}} \cdot \overline{B \cdot \overline{AB}}} = \overline{\overline{A \cdot \overline{AB}} + \overline{B \cdot \overline{AB}}} \\ &= \overline{A \cdot \overline{AB} + B \cdot \overline{AB}} = \overline{A(\overline{A} + \overline{B}) + B(\overline{A} + \overline{B})} \\ &= \overline{A\overline{A} + A\overline{B} + B\overline{A} + B\overline{B}} = \overline{A\overline{B} + B\overline{A}} \end{aligned}$$

(2) 由逻辑式列出逻辑状态表(表 20.6.1)

表 20.6.1 异或门逻辑状态表

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

(3) 分析逻辑功能

当输入端 A 和 B 不是同为 1 或 0 时, 输出为 1; 否则, 输出为 0。这种电路称为异或门电路, 其逻辑符号如图 20.6.1(b) 所示。逻辑式也可写成

$$Y = A\bar{B} + B\bar{A} = A \oplus B$$

【例 20.6.2】 某一组合逻辑电路如图 20.6.2 所示, 试分析其逻辑功能。

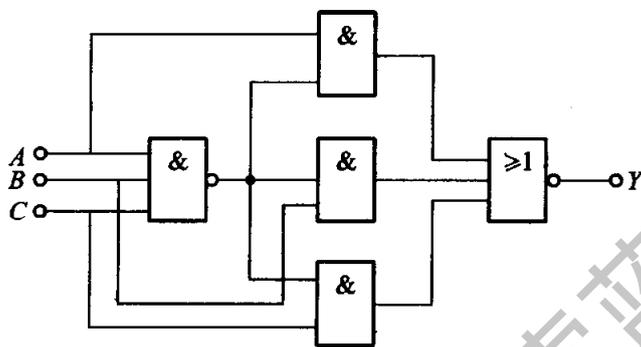


图 20.6.2 例 20.6.2 的图

【解】 (1) 由逻辑图写出逻辑式, 并化简

$$\begin{aligned} Y &= \overline{ABC \cdot A + ABC \cdot B + ABC \cdot C} \\ &= \overline{ABC(A + B + C)} \\ &= \overline{ABC} + (A + B + C) \\ &= ABC + \overline{ABC} \end{aligned}$$

(2) 由逻辑式列出逻辑状态表(表 20.6.2)

(3) 分析逻辑功能

只当 A, B, C 全为 0 或全为 1 时, 输出 Y 才为 1, 否则为 0。故该电

表 20.6.2 例 20.6.2 的逻辑状态表

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	1

路称为判一致电路, 可用于判断三个输入端的状态是否一致。

20.6.2 组合逻辑电路的综合

综合组合逻辑电路的步骤大致如下：

已知逻辑要求→列逻辑状态表→写逻辑式→运用逻辑代数化简或变换→画逻辑图。

【例 20.6.3】 试设计一逻辑电路供三人(A,B,C)表决使用。每人有一电键,如果他赞成,就按电键,表示 1;如果不赞成,不按电键,表示 0。表决结果用指示灯来表示,如果多数赞成,则指示灯亮, $Y=1$;反之则不亮, $Y=0$ 。

【解】 (1) 由题意列出逻辑状态表

共有八种组合, $Y=1$ 的只有四种。逻辑状态表如表 20.6.3 所示。

表 20.6.3 例 20.6.3 的逻辑状态表

A	B	C	Y
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

(2) 由逻辑状态表写出逻辑式

$$Y = ABC\bar{C} + A\bar{B}C + \bar{A}BC + ABC$$

(3) 变换和化简逻辑式

对上式应用逻辑代数运算法则 7,8,14 进行变换和化简:

$$\begin{aligned} Y &= ABC\bar{C} + ABC + \bar{A}BC + ABC + ABC + ABC \\ &= AB(C + \bar{C}) + BC(A + \bar{A}) + CA(B + \bar{B}) \\ &= AB + BC + CA \end{aligned}$$

(4) 由逻辑式画出逻辑图

由上式画出的逻辑图如图 20.6.3 所示。

【例 20.6.4】 在集成电路中,与非门是其基本元件之一。在上例中试用与非门来构成逻辑图。

【解】 可用求反及逻辑代数运算法则 22 和 23 将与或逻辑式变换为与非逻辑式。

$$Y = AB + BC + CA$$

$$\begin{aligned} &= \overline{\overline{AB + BC + CA}} \\ &= \overline{AB \cdot BC \cdot CA} \end{aligned}$$

由此可画出逻辑图(图 20.6.4)。

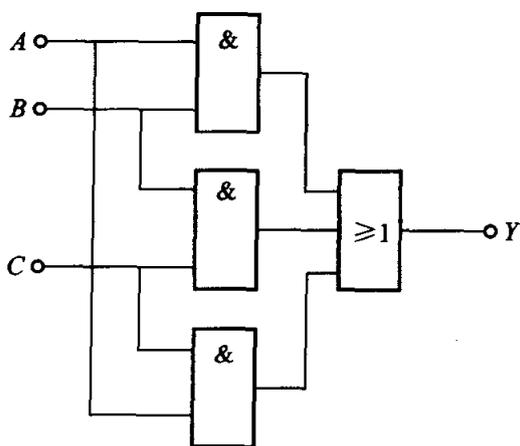


图 20.6.3 例 20.6.3 的图

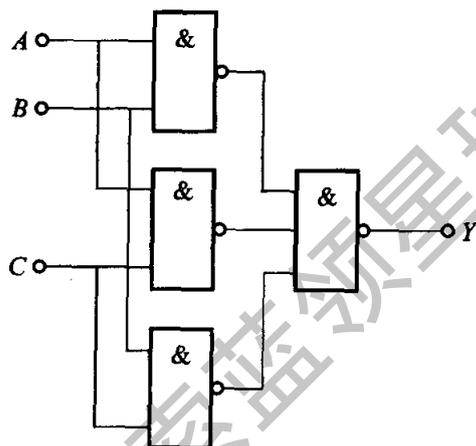


图 20.6.4 例 20.6.4 的图

【例 20.6.5】 本例为医院优先照顾重患者的呼唤电路。设医院某科有 1, 2, 3, 4 四间病室, 患者按病情由重至轻依次住进 1~4 号病室。为了优先照顾重患者, 设计如下呼唤电路, 即在每室分别装有 A, B, C, D 四个呼唤按钮, 按下为 1。值班室里对应的四个指示灯为 L_1, L_2, L_3, L_4 , 灯亮为 1。现要求 1 号病室的按钮 A 按下时, 无论其他病室的按钮是否按下, 只有 L_1 亮; 当 1 号病室未按按钮, 而 2 号病室的按钮 B 按下时, 无论 3, 4 号病室的按钮是否按下, 只有 L_2 亮; 当 1, 2 号病室均未按按钮, 而 3 号病室的按钮 C 按下时, 无论 4 号病室的按钮是否按下, 只有 L_3 亮; 只有在 1, 2, 3 号病室的按钮均未按下, 而只按下 4 号病室的按钮 D 时, L_4 才亮。试画出满足上述要求的逻辑图。

【解】 (1) 按照要求列出逻辑状态表(表 20.6.4)

表 20.6.4 例 20.6.5 的逻辑状态表

A	B	C	D	L_1	L_2	L_3	L_4
1	×	×	×	1	0	0	0
0	1	×	×	0	1	0	0
0	0	1	×	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	1

(×表示任意态)

(2) 由逻辑状态表写出逻辑式

$$L_1 = A, L_2 = \bar{A}B, L_3 = \bar{A}\bar{B}C, L_4 = \bar{A}\bar{B}\bar{C}D$$

(3) 由逻辑式画出逻辑图(图 20.6.5)

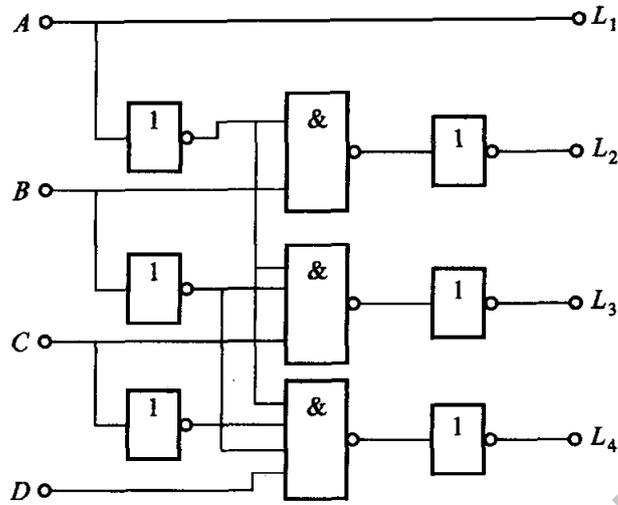


图 20.6.5 例 20.6.5 的图

【例 20.6.6】 某工厂有 A, B, C 三个车间和一个自备电站, 站内有两台发电机 G_1 和 G_2 。 G_1 的容量是 G_2 的两倍。如果一个车间开工, 只需 G_2 运行即可满足要求; 如果两个车间开工, 只需 G_1 运行; 如果三个车间同时开工, 则 G_1 和 G_2 均需运行。试画出控制 G_1 和 G_2 运行的逻辑图。

【解】 A, B, C 分别表示三个车间的开工状态: 开工为 1, 不开工为 0; G_1 和 G_2 运行 1, 停机为 0。

(1) 按题意列出逻辑状态表(表 20.6.5)

表 20.6.5 例 20.6.6 的逻辑状态表

A	B	C	G_1	G_2
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

(2) 由逻辑状态表写出逻辑式并化简

$$\begin{cases} G_1 = \bar{A}BC + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC \\ G_2 = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + ABC \end{cases}$$

$$G_1 = AB + BC + CA = \overline{\overline{AB + BC + CA}} = \overline{\overline{AB} \cdot \overline{BC} \cdot \overline{CA}}$$

$$G_2 = \overline{\overline{\bar{A}\bar{B}C} \cdot \overline{\bar{A}B\bar{C}} \cdot \overline{A\bar{B}\bar{C}} \cdot \overline{ABC}}$$

(3) 由逻辑式画出逻辑图(图 20.6.6)

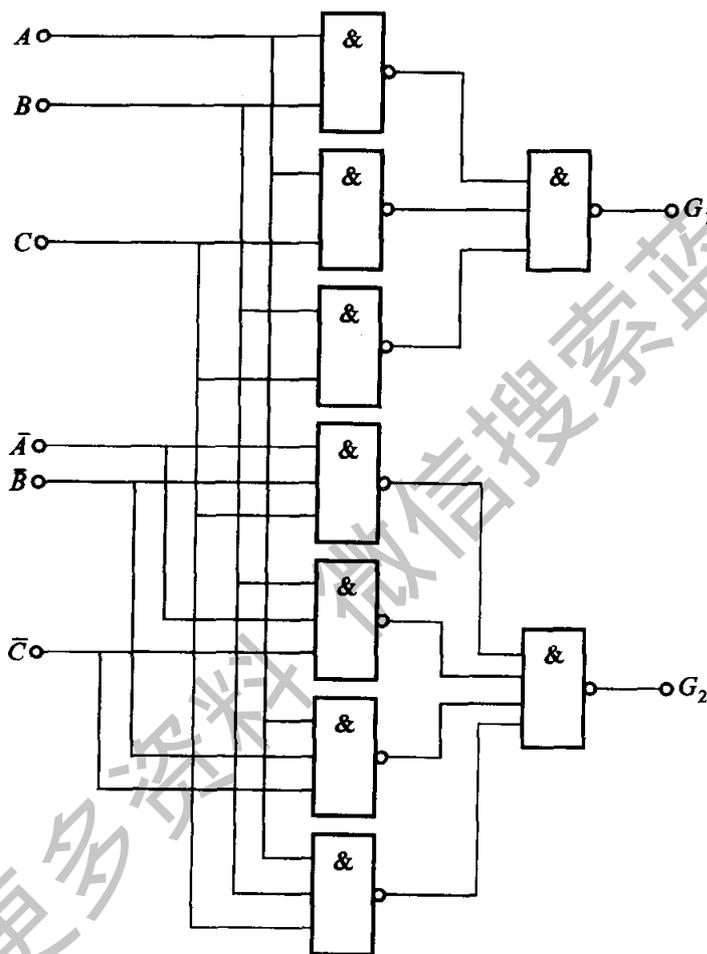


图 20.6.6 例 20.6.6 的图

【例 20.6.7】 某单位举办军民联欢晚会,军人持红票入场,群众持黄票入场,持绿票的军民均可入场。试画出实现此要求的逻辑图。

【解】 本题只需三个输入变量 A, B, C 。

$A = 1$	军人,	$A = 0$	群众
$B = 1$	红票,	$B = 0$	黄票
$C = 1$	有绿票,	$C = 0$	无绿票
$Y = 1$	可入场,	$Y = 0$	不准入场

(1) 列逻辑状态表(表 20.6.6)

表 20.6.6 例 20.6.7 的逻辑状态表

A	B	C	Y
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

(2) 写出逻辑式

取 $Y=0$ 列逻辑式较为简便

$$\begin{aligned}\bar{Y} &= \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} \\ &= \bar{C}(\bar{A}B + A\bar{B}) \\ &= \bar{C}(A \oplus B) \\ Y &= \overline{\bar{C}(A \oplus B)}\end{aligned}$$

(3) 画逻辑图(图 20.6.7)

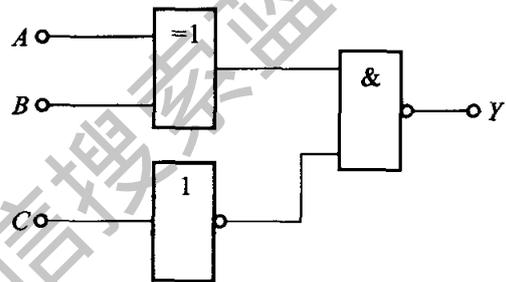


图 20.6.7 例 20.6.7 的图

【练习与思考】

- 20.6.1 由逻辑式 $Y = \bar{A}BC + A\bar{B}C + ABC$ 列出逻辑状态表,并说明具有判偶(偶数个 1)逻辑功能。
- 20.6.2 计算下列各式:(1) $Y = 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0$; (2) $Y = 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1$; (3) $Y = 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1$ 。
- 20.6.3 某机床电动机由电源开关 S_1 、过载保护开关 S_2 和安全开关 S_3 控制。三个开关同时闭合时,电动机转动;任一开关断开时,电动机停转。试用逻辑门实现,画出控制电路。
- 20.6.4 试证明 $\overline{AB + \bar{A}B} = AB + \bar{A}B$ 。

20.7 加 法 器

在数字系统,尤其是在计算机的数字系统中,二进制加法器是它的基本部件之一。

20.7.1 二进制

在计数体制中,通常用的是十进制,它有 0,1,2,3,⋯,9 十个数码,用它们来

组成一个数。但在数字电路中,为了把电路的两个状态(1 态和 0 态)和数码对应起来,采用二进制较为方便。二进制只有0和1两个数码。

二进制不同于十进制的,不仅数码个数不同,而且进位的规则也不同。十进制是“逢十进一”,即 $9 + 1 = 10$,可以写为 $10 = 1 \times 10^1 + 0 \times 10^0$,其中 0 是 10^0 位数,1 是 10^1 位数,也就是十进制是以 10 为底数的计数体制。每个数码处于不同数位时,它代表的数值是不同的。例如 3754 可写为

$$3754 = 3 \times 10^3 + 7 \times 10^2 + 5 \times 10^1 + 4 \times 10^0$$

二进制是“逢二进一”,即 $1 + 1 = 10$ (读为“壹零”,不是十进制中的“拾”),其中 0 是 2^0 位数,1 是 2^1 位数,因此可以写为 $10 = 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0$,也就是二进制是以 2 为底数的计数体制。例如

$$(11011)_2 = 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = (27)_{10}$$

这样,就可以将任何一个二进制数转换为十进制数。

反过来,如何将一个十进制数转换为二进制数呢?由上式可见,

$$\begin{aligned} (27)_{10} &= d_4 \times 2^4 + d_3 \times 2^3 + d_2 \times 2^2 + d_1 \times 2^1 + d_0 \times 2^0 \\ &= (d_4 d_3 d_2 d_1 d_0)_2 \end{aligned}$$

式中 d_4, d_3, d_2, d_1, d_0 分别为相应位的二进制数码 1 或 0。它们可用下法求得。27 用 2 去除,得到的余数就是 d_0 ;其商再连续用 2 去除,得到余数 d_1, d_2, d_3, d_4 ,直到最后的商等于 0 为止,即

$$\begin{array}{r} 2 \overline{) 27} \cdots \cdots \text{余 } 1 (d_0) \\ \underline{21} \cdots \cdots \text{余 } 1 (d_1) \\ 2 \overline{) 13} \cdots \cdots \text{余 } 1 (d_1) \\ \underline{10} \cdots \cdots \text{余 } 0 (d_2) \\ 2 \overline{) 6} \cdots \cdots \text{余 } 0 (d_2) \\ \underline{4} \cdots \cdots \text{余 } 1 (d_3) \\ 2 \overline{) 3} \cdots \cdots \text{余 } 1 (d_3) \\ \underline{2} \cdots \cdots \text{余 } 1 (d_4) \\ 2 \overline{) 1} \cdots \cdots \text{余 } 1 (d_4) \\ \underline{0} \end{array}$$

所以

$$(27)_{10} = (d_4 d_3 d_2 d_1 d_0)_2 = (11011)_2$$

可见,同一个数可以用二进制和十进制两种不同表示形式表示。两者有如下关系:

十进制	二进制	十进制	二进制
0	0	8	1000
1	1	9	1001
2	10	10	1010
3	11	11	1011
4	100	12	1100

5	101	13	1101
6	110	14	1110
7	111	15	1111

还有一点要加以区别的,二进制加法运算同逻辑加法运算的含义是不同的。前者是数的运算,而后者表示逻辑关系。二进制加法为 $1+1=10$,而逻辑加则为 $1+1=1$ 。

20.7.2 半加器

所谓“半加”,就是只求本位的和,暂不管低位送来的进位数,即

$$A + B \rightarrow \text{半加和}$$

$$0 + 0 = 0$$

$$0 + 1 = 1$$

$$1 + 0 = 1$$

$$1 + 1 = \boxed{1}0$$

由此得出半加器的逻辑状态表(表 20.7.1):

表 20.7.1 半加器逻辑状态表

A	B	S	C
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

其中, A 和 B 是相加的两个数, S 是半加和数, C 是进位数。

由逻辑状态表可写出逻辑式:

$$S = A\bar{B} + B\bar{A} = A \oplus B \quad (20.7.1)$$

$$C = AB \quad (20.7.2)$$

由逻辑式就可画出逻辑图,如图 20.7.1(a)所示,由一个异或门(即图 20.6.1)和一个与门组成。半加器是一种组合逻辑电路,其逻辑符号如图 20.7.1(b)所示。

20.7.3 全加器

当多位数相加时,半加器可用于最低位求和,并给出进位数。第二位的相加有两个待加数 A_i 和 B_i ,还有一个来自前面低位送来的进位数 C_{i-1} 。这三个数相

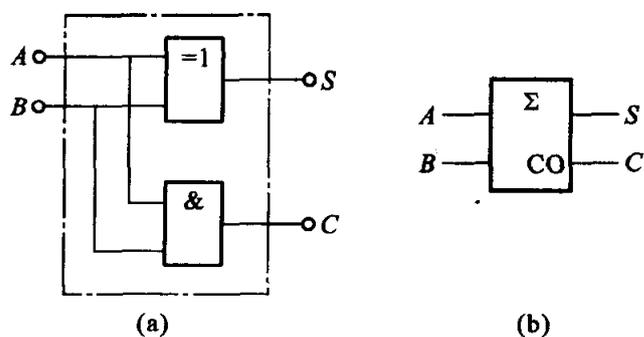


图 20.7.1 半加器逻辑图及其逻辑符号

加, 得出本位和数(全加和数) S_i 和进位数 C_i 。这种就是“全加”, 表 20.7.2 是全加器的逻辑状态表。

表 20.7.2 全加器逻辑状态表

A_i	B_i	C_{i-1}	S_i	C_i
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

由表 20.7.2 可写出全加和数 S_i 和进位数 C_i 的逻辑式:

$$\begin{aligned} S_i &= \bar{A}_i \bar{B}_i C_{i-1} + \bar{A}_i B_i \bar{C}_{i-1} + A_i \bar{B}_i \bar{C}_{i-1} + A_i B_i C_{i-1} \\ &= \bar{A}_i (B_i \oplus C_{i-1}) + A_i (\overline{B_i \oplus C_{i-1}}) \text{①} \\ &= A_i \oplus B_i \oplus C_{i-1} \end{aligned} \quad (20.7.3)$$

$$\begin{aligned} C_i &= \bar{A}_i B_i C_{i-1} + A_i \bar{B}_i C_{i-1} + A_i B_i \bar{C}_{i-1} + A_i B_i C_{i-1} \\ &= A_i B_i + A_i C_{i-1} + B_i C_{i-1} \end{aligned} \quad (20.7.4)$$

由上两式可画出一位全加器的逻辑图, 如图 20.7.2(a) 所示。

全加器电路的结构形式有多种, 但都应合乎表 20.7.2 的逻辑要求。图 20.7.2(b) 是全加器的逻辑符号。

【例 20.7.1】 用 4 个一位全加器组成一个逻辑电路以实现两个四位二进制数 A ——1101(十进制为 13) 和 B ——1011(十进制为 11) 的加法运算。

① 见练习与思考 20.6.4 和习题 20.5.6(3)。

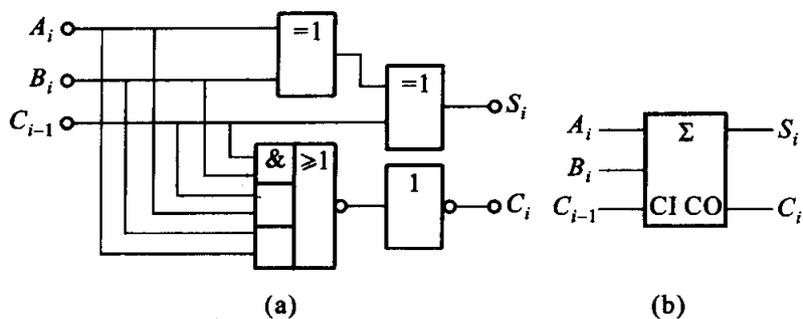


图 20.7.2 全加器逻辑图及其逻辑符号

【解】 逻辑电路如图 20.7.3 所示,和数是 $S=11000$ (十进制为 24)。根据全加器的逻辑状态表自行分析。

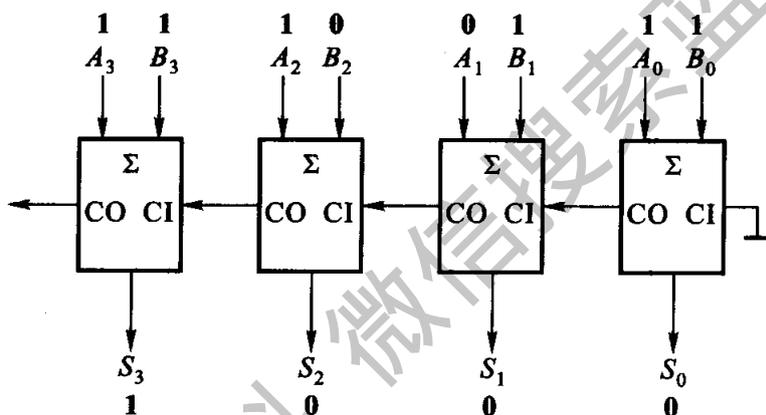


图 20.7.3 例 20.7.1 的逻辑图

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。但和数是并行相加的。这种串行加法器的缺点是运算速度慢,但其电路比较简单,因此在对运算速度要求不高的设备中,仍不失为一种可取的全加器。T692 型集成全加器就是这种四位串行加法器,图 20.7.4 是它的逻辑符号。

【练习与思考】

- 20.7.1 二进制加法运算和逻辑加法运算的含义有何不同?
 20.7.2 将十进制数 13, 43, 121 转换为二进制数;将二进制数 10101, 11111, 000011 转换为十进制数。
 20.7.3 什么是半加器? 什么是全加器?
 20.7.4 试说明 $1+1=2$, $1+1=10$, $1+1=1$ 各式的含义。

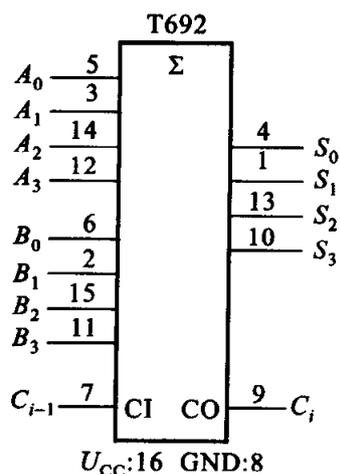


图 20.7.4 T692 型全加器的逻辑符号

20.7.5 试用两片 T692 型全加器实现八位二进制加法运算。

20.8 编 码 器

什么是编码？例如装电话要给个电话号码，寄信要有邮政编码等，都是编码。一般地讲，用数字或某种文字和符号来表示某一对象或信号的过程，称为编码。

十进制编码或某种文字和符号的编码难于用电路来实现。在数字电路中，一般用的是二进制编码。二进制只有 0 和 1 两个数码，可以把若干个 0 和 1 按一定规律编排起来组成不同的代码（二进制数）来表示某一对象或信号。一位二进制代码有 0 和 1 两种，可以表示两个信号；两位二进制代码有 00, 01, 10, 11 四种，可以表示四个信号。 n 位二进制代码有 2^n 种，可以表示 2^n 个信号。这种二进制编码在电路上容易实现。下面讨论两种编码器。

20.8.1 二进制编码器

二进制编码器是将某种信号编成二进制代码的电路。例如，要把 $I_0, I_1, I_2, I_3, I_4, I_5, I_6, I_7$ 八个输入信号编成对应的二进制代码而输出，其编码过程如下：

1. 确定二进制代码的位数

因为输入有八个信号，所以输出的是三位 ($2^n = 8, n = 3$) 二进制代码。这种编码器通常称为 8/3 线编码器。

2. 列编码表

编码表是把待编码的八个信号和对应的二进制代码列成的表格。这种对应关系是人为的。用三位二进制代码表示八个信号的方案很多，表 20.8.1 所列的是其中一种。每种方案都有一定的规律性，便于记忆。

表 20.8.1 三位二进制编码器的编码表

输 入	输 出		
	Y_2	Y_1	Y_0
I_0	0	0	0
I_1	0	0	1
I_2	0	1	0
I_3	0	1	1
I_4	1	0	0
I_5	1	0	1
I_6	1	1	0
I_7	1	1	1

3. 由编码表写出逻辑式

$$Y_2 = I_4 + I_5 + I_6 + I_7 = \overline{\overline{I_4 + I_5 + I_6 + I_7}} = \overline{\overline{I_4} \cdot \overline{I_5} \cdot \overline{I_6} \cdot \overline{I_7}}$$

$$Y_1 = I_2 + I_3 + I_6 + I_7 = \overline{\overline{I_2 + I_3 + I_6 + I_7}} = \overline{\overline{I_2} \cdot \overline{I_3} \cdot \overline{I_6} \cdot \overline{I_7}}$$

$$Y_0 = I_1 + I_3 + I_5 + I_7 = \overline{\overline{I_1 + I_3 + I_5 + I_7}} = \overline{\overline{I_1} \cdot \overline{I_3} \cdot \overline{I_5} \cdot \overline{I_7}}$$

4. 由逻辑式画出逻辑图

逻辑图如图 20.8.1 所示。输入信号一般不允许出现两个或两个以上同时输入。例如,当 $I_1 = 1$,其余为 0 时,则输出为 001;当 $I_6 = 1$,其余为 0 时,则输出为 110。二进制代码 001 和 110 分别表示输入信号 I_1 和 I_6 。当 $I_1 \sim I_7$ 均为 0 时,输出为 000,即表示 I_0 。

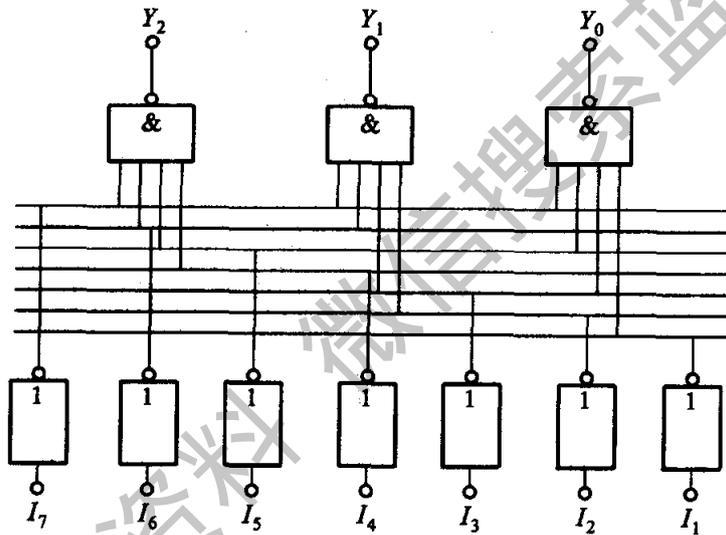


图 20.8.1 三位二进制编码器的逻辑图

20.8.2 二 - 十进制编码器

1. 8421 编码

二 - 十进制编码器是将十进制的十个数码 0,1,2,3,4,5,6,7,8,9 编成二进制代码的电路。输入的是 0~9 十个数码,输出的是对应的二进制代码。这二进制代码又称二 - 十进制代码,简称 BCD 码^①。

因为输入有十个数码,而三位二进制代码只有八种组合,所以输出的应是四位($2^n > 10$,取 $n=4$)二进制代码。

四位二进制代码共有十六种状态,其中任何十种状态都可表示 0~9 十个数

^① BCD 是英文 Binary - Coded - Decimal 的缩写。

码,方案很多。最常用的是 8421 编码方式,就是在四位二进制代码的十六种状态中取出前面十种状态,表示 0~9 十个数码,后面六种状态去掉,见表 20.8.2。二进制代码各位的 1 所代表的十进制数从高位到低位依次为 8,4,2,1,称之为“权”,而后把每个数码乘以各位的“权”,相加,即得出该二进制代码所表示的一位十进制数。例如“1001”,这个二进制代码就是表示

$$1 \times 8 + 0 \times 4 + 0 \times 2 + 1 \times 1 = 8 + 0 + 0 + 1 = 9$$

表 20.8.2 8421 码编码表

输 入	输 出			
	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0
0(I_0)	0	0	0	0
1(I_1)	0	0	0	1
2(I_2)	0	0	1	0
3(I_3)	0	0	1	1
4(I_4)	0	1	0	0
5(I_5)	0	1	0	1
6(I_6)	0	1	1	0
7(I_7)	0	1	1	1
8(I_8)	1	0	0	0
9(I_9)	1	0	0	1

2. 二 - 十进制优先编码器

上述编码器每次只允许一个输入端上有信号,而实际上还常常出现多个输入端上同时有信号的情况。例如计算机有许多输入设备,可能多台设备同时向主机发出中断请求,希望输入数据。这就要求主机能自动识别这些请求信号的优先级别,按次序进行编码。这里就需要优先编码器。74LS147 型 10/4 线优先编码器是常用的,表 20.8.3 是其功能表。由表可见,有九个输入变量 $\bar{I}_9 \sim \bar{I}_1$,四个输出变量 $\bar{Y}_3 \sim \bar{Y}_0$,它们都是反变量。输入的反变量对低电平有效,即有信号时,输入为 0。输出的反变量组成反码,对应于 0~9 十个十进制数码。例如表中第一行,所有输入端无信号,输出的不是与十进制数码 0 对应的二进制数 0000,而是其反码 1111。输入信号的优先次序为 $\bar{I}_9 \sim \bar{I}_1$ 。当 $\bar{I}_9 = 0$ 时,无论其他输入端是 0 或 1(表中 × 表示任意态),输出端只对 \bar{I}_9 编码,输出为 0110(原码为 1001)。当 $\bar{I}_9 = 1, \bar{I}_8 = 0$ 时,无论其他输入端为何值,输出端只对 \bar{I}_8 编码,输出为 0111(原码为 1000)。以此类推。

表 20.8.3 74LS147 型优先编码器的功能表

输 入									输 出			
\bar{I}_9	\bar{I}_8	\bar{I}_7	\bar{I}_6	\bar{I}_5	\bar{I}_4	\bar{I}_3	\bar{I}_2	\bar{I}_1	\bar{Y}_3	\bar{Y}_2	\bar{Y}_1	\bar{Y}_0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	x	x	x	x	x	x	x	x	0	1	1	0
1	0	x	x	x	x	x	x	x	0	1	1	1
1	1	0	x	x	x	x	x	x	1	0	0	0
1	1	1	0	x	x	x	x	x	1	0	0	1
1	1	1	1	0	x	x	x	x	1	0	1	0
1	1	1	1	1	0	x	x	x	1	0	1	1
1	1	1	1	1	1	0	x	x	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1	1	0	x	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0

图 20.8.2 是十键 8421 码编码器的逻辑图,按下某个按键,输入相应的一个十进制数码。例如,按下 S_5 键,输入 5,即 $\bar{I}_5 = 0$,输出为 0101。按下 S_0 键,则输出为 0000。

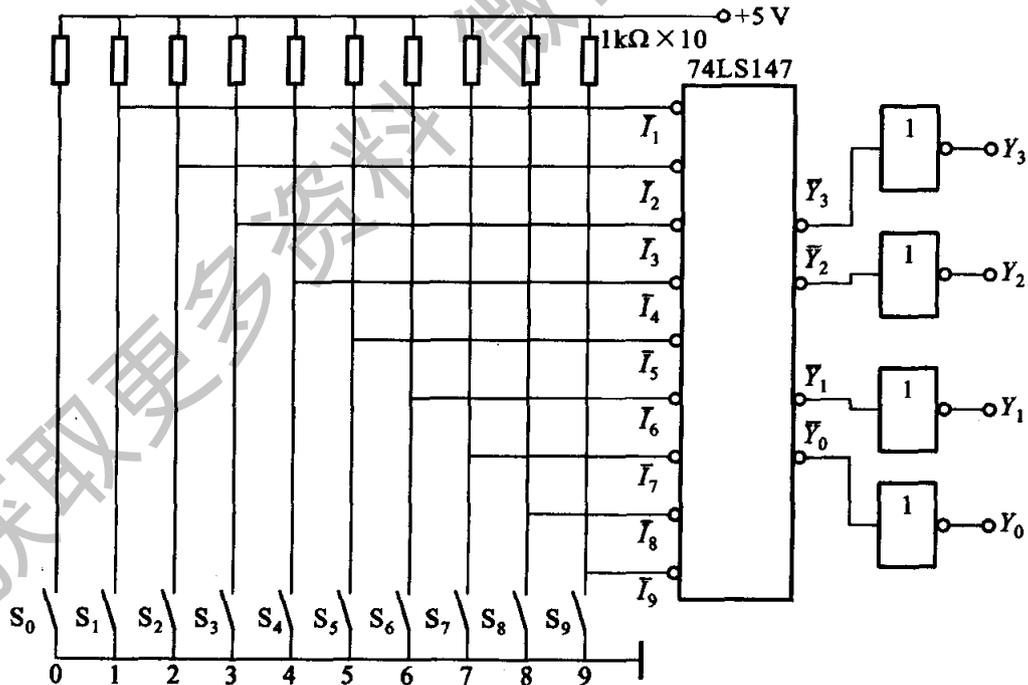


图 20.8.2 十键 8421 码编码器的逻辑图

20.9 译码器和数字显示

译码和编码的过程相反。编码是将某种信号或十进制的十个数码(输入)编成二进制代码(输出)。译码是将二进制代码(输入)按其编码时的原意译成对应的信号或十进制数码(输出)。

20.9.1 二进制译码器

例如,要把输入的一组三位二进制代码译成对应的八个输出信号,其译码过程如下:

(1) 列出译码器的状态表

设输入三位二进制代码为 ABC , 输出八个信号低电平有效, 设为 $\bar{Y}_0 \sim \bar{Y}_7$ 。每个输出代表输入的一种组合, 并设 $ABC = 000$ 时, $\bar{Y}_0 = 0$, 其余输出为 1; $ABC = 001$ 时, $\bar{Y}_1 = 0$, 其余输出为 1; ……; $ABC = 111$ 时, $\bar{Y}_7 = 0$, 其余输出为 1, 则列出的状态表如表 20.9.1 所示。

表 20.9.1 三位二进制译码器的状态表

使能	控制		输入			输出								
	S_1	\bar{S}_2	\bar{S}_3	A	B	C	\bar{Y}_0	\bar{Y}_1	\bar{Y}_2	\bar{Y}_3	\bar{Y}_4	\bar{Y}_5	\bar{Y}_6	\bar{Y}_7
0	x	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

x 表示任意态

(2) 由状态表写出逻辑式

$$\begin{aligned} \bar{Y}_0 &= \overline{ABC} & \bar{Y}_1 &= \overline{ABC} \\ \bar{Y}_2 &= \overline{ABC} & \bar{Y}_3 &= \overline{ABC} \\ \bar{Y}_4 &= \overline{ABC} & \bar{Y}_5 &= \overline{ABC} \\ \bar{Y}_6 &= \overline{ABC} & \bar{Y}_7 &= \overline{ABC} \end{aligned}$$

(3) 由逻辑式画出逻辑图(图 20.9.1)

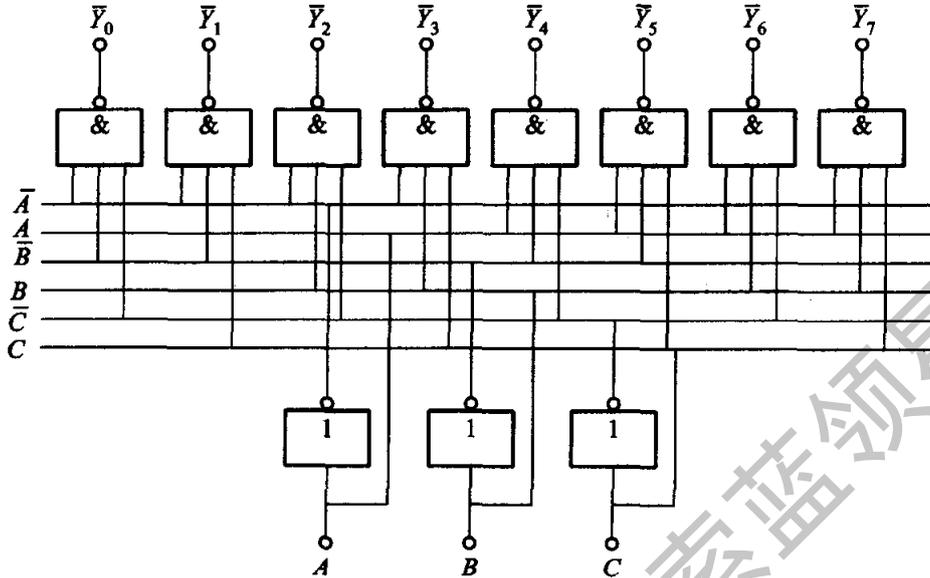


图 20.9.1 三位二进制译码器

这种三位二进制译码器也称为 3/8 线译码器,最常用的是 74LS138 型译码器,表 20.9.1 就是它的功能表。它还有一个使能端 S_1 和两个控制端 \bar{S}_2, \bar{S}_3 。 S_1 高电平有效, $S_1 = 1$ 时,可以译码; $S_1 = 0$ 时,禁止译码,输出全为 1。 \bar{S}_2 和 \bar{S}_3 低电平有效,若均为 0,可以译码;若其中有 1 或全 1,则禁止译码,输出也全为 1。

二进制译码器除 3/8 线译码器外,还有 2/4 线译码器和 4/16 线译码器。

【例 20.9.1】 图 20.9.2 是 74LS139 型双 2/4 线译码器的逻辑图和逻辑符号。该译码器内部含有两个独立的 2/4 线译码器,图中所示的是其中一个译码器的逻辑图。 A_0, A_1 是输入端, $\bar{Y}_0 \sim \bar{Y}_3$ 是输出端。 \bar{S} 是使能端,低电平有效,当

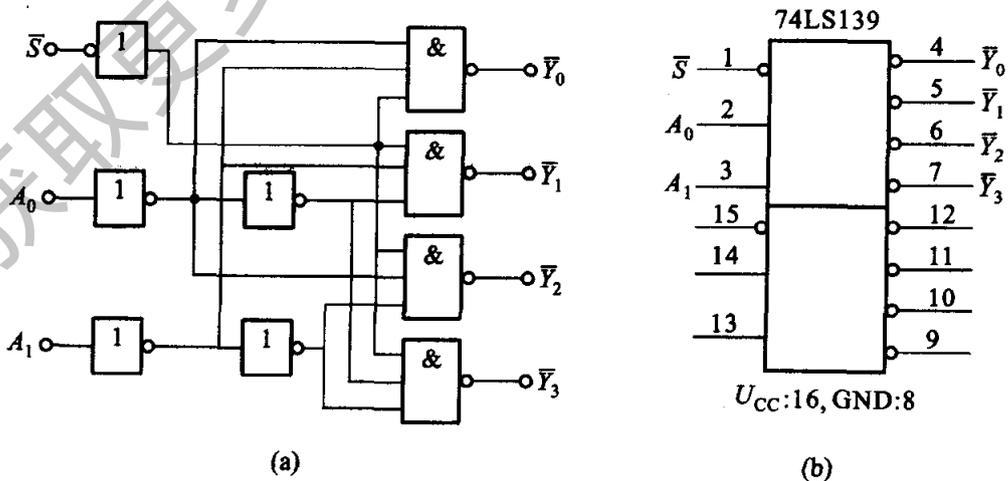


图 20.9.2 74LS139 型译码器

(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号

$\bar{S} = 0$ 时,可以译码; $\bar{S} = 1$ 时,无论 A_0 和 A_1 是 0 或 1,禁止译码,输出全为 1。试写出逻辑式和逻辑功能表。

【解】 由逻辑图可写出逻辑式

$$\begin{aligned} \bar{Y}_0 &= \overline{S\bar{A}_1\bar{A}_0} & \bar{Y}_1 &= \overline{S\bar{A}_1A_0} \\ \bar{Y}_2 &= \overline{SA_1\bar{A}_0} & \bar{Y}_3 &= \overline{SA_1A_0} \end{aligned}$$

表 20.9.2 是它的功能表,可由上列逻辑式列出。对应于每一组输入二进制代码,四个输出信号只有一个为 0,其余为 1。

表 20.9.2 74LS139 型译码器的功能表

输 入			输 出			
\bar{S}	A_1	A_0	\bar{Y}_3	\bar{Y}_2	\bar{Y}_1	\bar{Y}_0
1	x	x	1	1	1	1
0	0	0	1	1	1	0
0	0	1	1	1	0	1
0	1	0	1	0	1	1
0	1	1	0	1	1	1

【例 20.9.2】 如 20.5 节中所述,逻辑式可用门电路(构成逻辑图)来实现。此外,也可用译码器来实现。试用译码器实现逻辑式 $Y = AB + BC + CA$ 。

【解】 由于是三变量函数,故选用 74LS138 型 3/8 线译码器。

将逻辑式用最小项表示(见【例 20.5.1】)

$$Y = AB + BC + CA = \bar{A}BC + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC$$

将输入变量 A, B, C 分别对应地接到译码器的输入端 A_2, A_1, A_0 。由表 20.9.1 的状态表或逻辑式可得出

$$\begin{aligned} \bar{Y}_3 &= \overline{\bar{A}BC} & \bar{Y}_5 &= \overline{A\bar{B}C} \\ \bar{Y}_6 &= \overline{AB\bar{C}} & \bar{Y}_7 &= \overline{ABC} \end{aligned}$$

因此得出

$$Y = Y_3 + Y_5 + Y_6 + Y_7 = \bar{Y}_3 \cdot \bar{Y}_5 \cdot \bar{Y}_6 \cdot \bar{Y}_7$$

用 74LS138 型译码器实现上式的逻辑图如图 20.9.3 所示。

20.9.2 二 - 十进制显示译码器

在数字仪表、计算机和其他数字系统中,常常要把测量数据和运算结果用十进制数显示出来。这就要用显示译码器,它能够把“8421”二 - 十进制代码译成

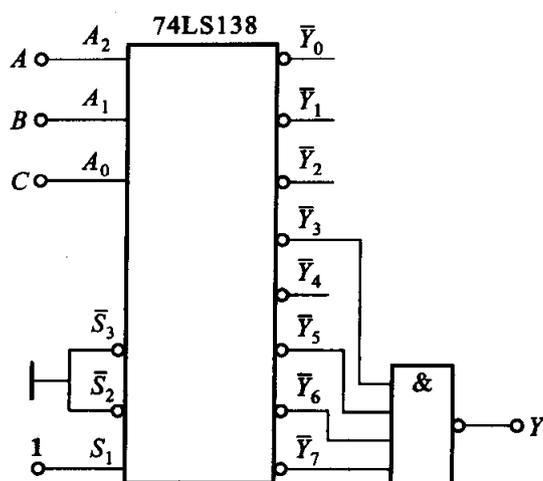


图 20.9.3 例 20.9.2 的图

能用显示器件显示出的十进制数。

常用的显示器件有半导体数码管、液晶数码管和荧光数码管等。下面只介绍半导体数码管一种。

1. 半导体数码管

半导体数码管(或称 LED 数码管)的基本单元是发光二极管 LED(见 14.6 节),它将十进制数码分成七个字段,每段为一发光二极管,其字形结构如图 20.9.4(b)所示。选择不同字段发光,可显示出不同的字形。例如,当 a, b, c, d, e, f, g 七个字段全亮时,显示出 8; b, c 段亮时,显示出 1。

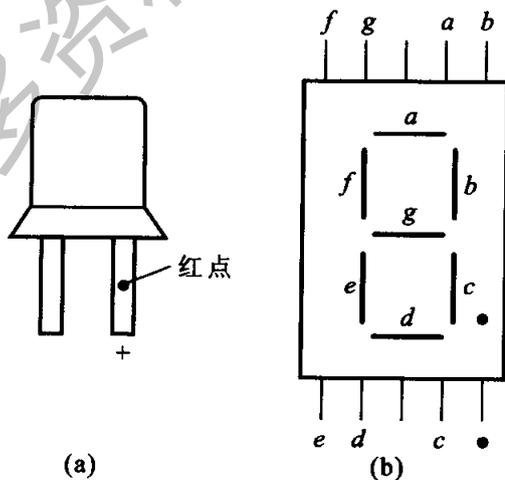


图 20.9.4 半导体数码管

(a) 发光二极管; (b) 字形结构

半导体数码管中七个发光二极管有共阴极和共阳极两种接法,如图 20.9.5 所示。前者,某一字段接高电平时发光;后者,接低电平时发光。使用时每个管

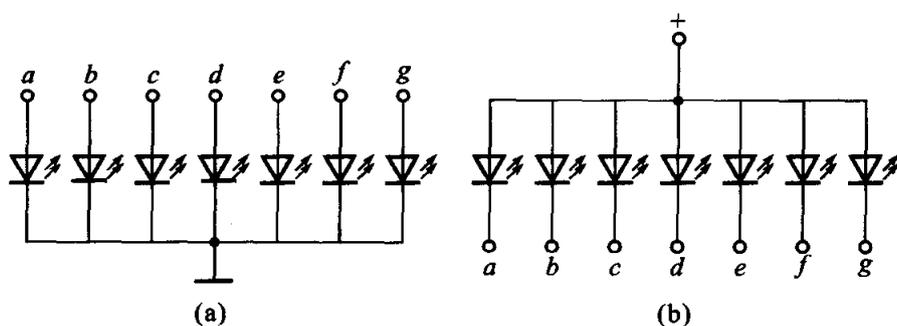


图 20.9.5 半导体数码管两种接法

(a) 共阴极; (b) 共阳极

要串联限流电阻。

2. 七段显示译码器

七段显示译码器的功能是把“8421”二 - 十进制代码译成对应于数码管的七个工作段信号,驱动数码管,显示出相应的十进制数码。如果采用共阳极数码管,则七段显示译码器的功能表如表 20.9.3 所示;如采用共阴极数码管,则输出状态应和表 20.9.3 所示的相反,即 1 和 0 对换。^①

表 20.9.3 74LS247 型七段译码器的功能表

功能和 十进制数	输 入							输 出							显示
	\overline{LT}	\overline{RBI}	\overline{BI}	A_3	A_2	A_1	A_0	\overline{a}	\overline{b}	\overline{c}	\overline{d}	\overline{e}	\overline{f}	\overline{g}	
试灯	0	×	1	×	×	×	×	0	0	0	0	0	0	0	8
灭灯	×	×	0	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	全灭
灭 0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	灭 0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	×	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1
2	1	×	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	2
3	1	×	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	3
4	1	×	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	4
5	1	×	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	5
6	1	×	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	6
7	1	×	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	7
8	1	×	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	8
9	1	×	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	9

① 74LS247 型译码器输出低电平有效,74LS248 型输出高电平有效。

表 20.9.3 所列举的是 74LS247 型译码器的功能表,图 20.9.6 是它的外引线排列图。它有四个输入端 A_0, A_1, A_2, A_3 和七个输出端 $\bar{a} \sim \bar{g}$ (低电平有效),后者接数码管七段。此外,还有三个输入控制端,其功能如下:

(1) 试灯输入端 \overline{LT} 用来检验数码管的七段是否正常工作。当 $\overline{BI} = 1, \overline{LT} = 0$ 时,无论 A_0, A_1, A_2, A_3 为何状态,输出 $\bar{a} \sim \bar{g}$ 均为 0,数码管七段全亮,显示“8”字。

(2) 灭灯输入端 \overline{BI} 当 $\overline{BI} = 0$,无论其他输入信号为何状态,输出 $\bar{a} \sim \bar{g}$ 均为 1,七段全灭,无显示。

(3) 灭 0 输入端 \overline{RBI} 当 $\overline{LT} = 1, \overline{BI} = 1, \overline{RBI} = 0$,只有当 $A_3 A_2 A_1 A_0 = 0000$ 时,输出 $\bar{a} \sim \bar{g}$ 均为 1,不显示“0”字;这时,如果 $\overline{RBI} = 1$,则译码器正常输出,显示“0”。当 $A_3 A_2 A_1 A_0$ 为其他组合时,不论 \overline{RBI} 为 0 或 1,译码器均可正常输出。此输入控制信号常用来消除无效 0。例如,可消除 000.001 前两个 0,则显示出 0.001。

上述三个输入控制端均为低电平有效,在正常工作时均接高电平。

图 20.9.7 是 74LS247 型译码器和共阳极 BS204 型半导体数码管的连接图。

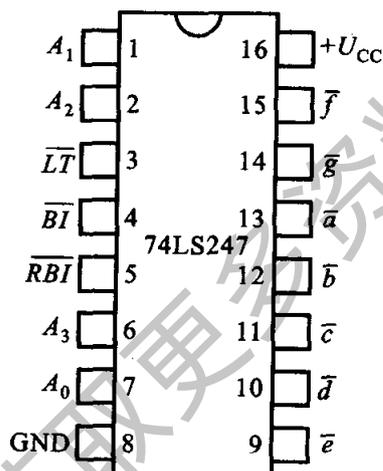


图 20.9.6 74LS247 型译码器的外引线排列图

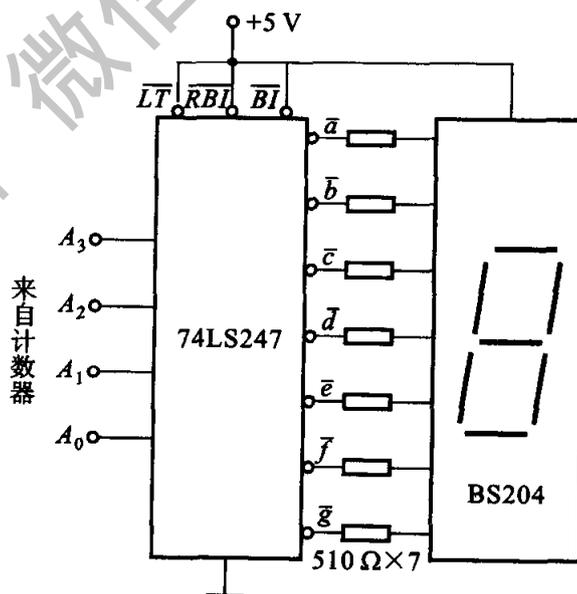


图 20.9.7 七段译码器和数码管的连接图

【练习与思考】

20.9.1 什么是译码? 什么是编码?

20.9.2 二进制译码(编码)和二-十进制译码(编码)有何不同?

△20.10 数据分配器和数据选择器

数据分配器和数据选择器都是数字电路中的多路开关。数据分配器是将一路输入数据分配到多路输出；数据选择器是从多路输入数据中选择一路输出。

20.10.1 数据分配器

数据分配器是将译码器改接而成,不单独生产。例如,可将 74LS138 型 3/8 线译码器改接成 8 路数据分配器,如图 20.10.1 所示。将译码器的两个控制端 \bar{S}_2 和 \bar{S}_3 相连作为分配器的数据输入端 D ;使能端 S_1 接高电平;译码器的输入端 A, B, C 作为分配器的地址输入端,根据它们的八种组合将数据 D 分配给八个输出端。根据表 20.9.1 可知:例如,当 $ABC = 000$ 时,输入数据 D 分配到 Y_0 端; $ABC = 001$ 时,就分配到 \bar{Y}_1 端。

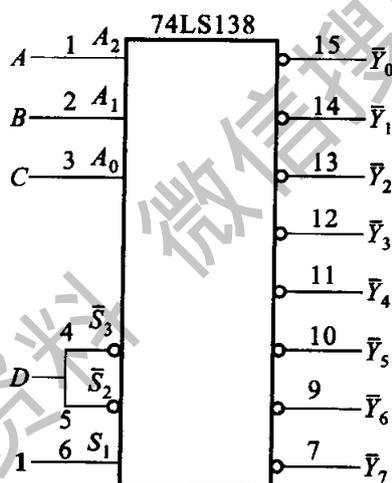


图 20.10.1 将 74LS138 型译码器改接为 8 路分配器

若 D 端输入的是时钟脉冲,则可将该时钟脉冲分配到 $\bar{Y}_0 \sim \bar{Y}_7$ 的某一个输出端,从而构成时钟脉冲分配器。

也可将 74LS139 型 2/4 线译码器改接成 4 路数据分配器,请根据表 20.9.2 的功能表自行改接。

20.10.2 数据选择器

数据选择器的功能就是能从多个输入数据中选择一个作为输出。图 20.10.2 是 74LS153 型双 4 选 1 数据选择器的一个逻辑图。图中, $D_3 \sim D_0$ 是四个数据输入端; A_1 和 A_0 是地址输入端; \bar{S} 是使能端,低电平有效; Y 是输出端。

由逻辑图可写出逻辑式

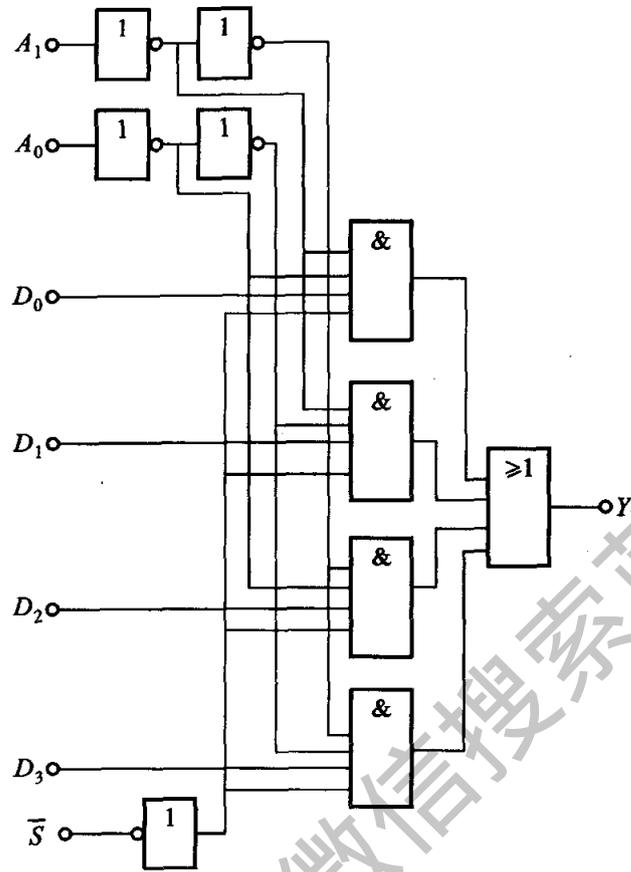


图 20. 10. 2 74LS153 型 4 选 1 数据选择器

$$Y = D_0 \bar{A}_1 \bar{A}_0 \bar{S} + D_1 \bar{A}_1 A_0 \bar{S} + D_2 A_1 \bar{A}_0 \bar{S} + D_3 A_1 A_0 \bar{S}$$

由逻辑式列出选择器的功能表 20. 10. 1

表 20. 10. 1 74LS153 型数据选择器的功能表

输 入			输 出
\bar{S}	A_1	A_0	Y
1	×	×	0
0	0	0	D_0
0	0	1	D_1
0	1	0	D_2
0	1	1	D_3

当 $\bar{S} = 1$ 时, $Y = 0$, 禁止选择; $\bar{S} = 0$ 时, 正常工作。

有四个输入端, 就需要两个地址输入端, 因为它们有四种组合; 如果有八个输入端, 就需要三个地址输入端。

图 20. 10. 3 是用两块 74LS151 型 8 选 1 数据选择器构成的具有 16 选 1 功

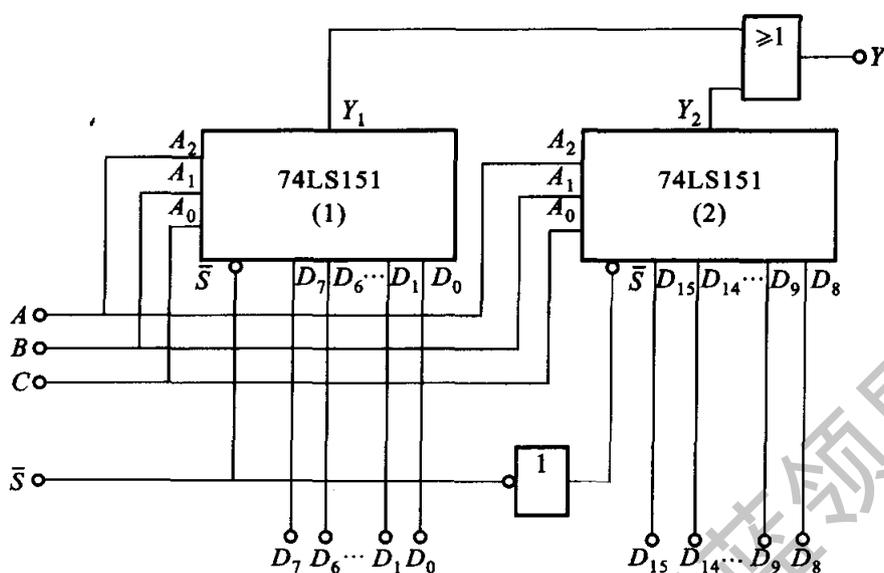


图 20.10.3 16 选 1 数据选择器

能的数据选择器。当 $\bar{S} = 0$ 时, 第一块工作; $\bar{S} = 1$ 时, 第二块工作。其他自行分析。表 20.10.2 是 74LS151 型数据选择器的功能表。

表 20.10.2 74LS151 型数据选择器的功能表

输 入			使 能	输 出
地 址				
A_2	A_1	A_0	\bar{S}	Y
x	x	x	1	0
0	0	0	0	D_0
0	0	1	0	D_1
0	1	0	0	D_2
0	1	1	0	D_3
1	0	0	0	D_4
1	0	1	0	D_5
1	1	0	0	D_6
1	1	1	0	D_7

【例 20.10.1】 用 74LS151 型 8 选 1 数据选择器实现逻辑函数式 $Y = AB + BC + CA$ 。

【解】 将该逻辑式用最小项表示:

$$Y = AB + BC + CA = \bar{A}BC + A\bar{B}C + ABC + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + ABC$$

将输入变量 A, B, C 分别对应地接到数据选择器的地址输入端 A_2, A_1, A_0 。

由表 20.10.2 可知,将数据输入端 D_3, D_5, D_6, D_7 接 1,其余输入端接 0,即可实现输出 Y ,如图 20.10.4 所示。

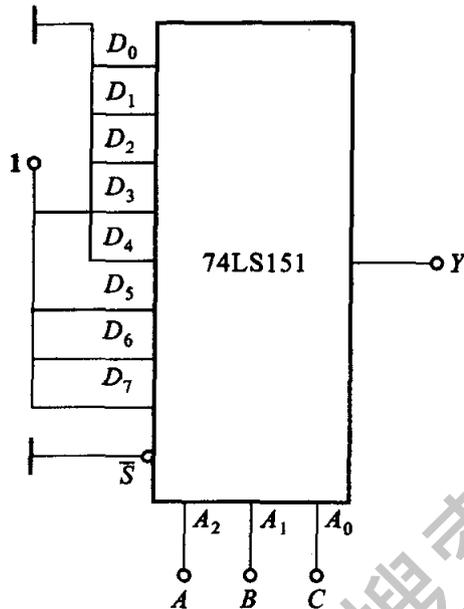


图 20.10.4 例 20.10.1 的图

* 20.11 应用举例

20.11.1 交通信号灯故障检测电路

交通信号灯在正常情况下:红灯(R)亮——停车;黄灯(Y)亮——准备;绿灯(G)亮——通行;正常时只有一个灯亮。如果灯全不亮或全亮或两个灯同时亮,都是故障。

输入变量为 1,表示灯亮;输入变量为 0 表示不亮。有故障时输出为 1,正常时输出为 0。由此,可列出逻辑状态表 20.11.1。

表 20.11.1 信号灯故障的逻辑状态表

R	Y	G	F
0	0	0	1
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

由逻辑状态表写出故障时的逻辑式

$$F = \bar{R}\bar{Y}\bar{G} + \bar{R}YG + R\bar{Y}\bar{G} + RY\bar{G} + RYG$$

应用卡诺图(图 20.11.1)化简上式,得

$$F = \bar{R}\bar{Y}\bar{G} + RG + YG + RY$$

为了减少所用门数,将上式变换为

$$\begin{aligned} F &= \overline{\bar{R}\bar{Y}\bar{G}} + R(Y+G) + YG \\ &= \overline{R+Y+G} + R(Y+G) + YG \end{aligned}$$

由此可画出交通信号灯故障检查电路,如图 20.11.2 所示。发生故障时,晶体管导通,继电器 KA 通电,其触点闭合,故障指示灯亮。

信号灯旁的光电检测元件经放大器,而后接到 R, Y, G 三端,灯亮则为高电平。

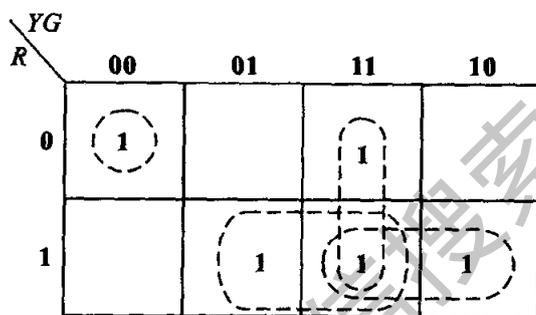


图 20.11.1 信号灯故障的卡诺图

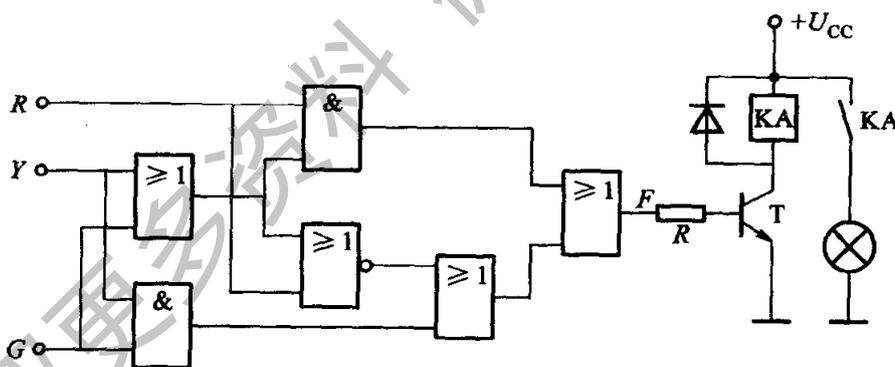


图 20.11.2 交通信号灯故障检查电路

20.11.2 故障报警电路

图 20.11.3 是一故障报警电路。当工作正常时,输入端 A, B, C, D 均为 1(表示温度或压力等参数均正常)。这时:(1) 晶体管 T_1 导通,电动机 M 转动;(2) 晶体管 T_2 截止,蜂鸣器 HA 不响;(3) 各路状态指示灯 $HL_A \sim HL_D$ 全亮。如果系统中某路出现故障,例如 A 路,则 A 的状态从 1 变为 0。这时:(1) T_1 截止,电动机停转;(2) T_2 导通,蜂鸣器发出报警声响;(3) HL_A 熄灭,表示 A 路发生故障。

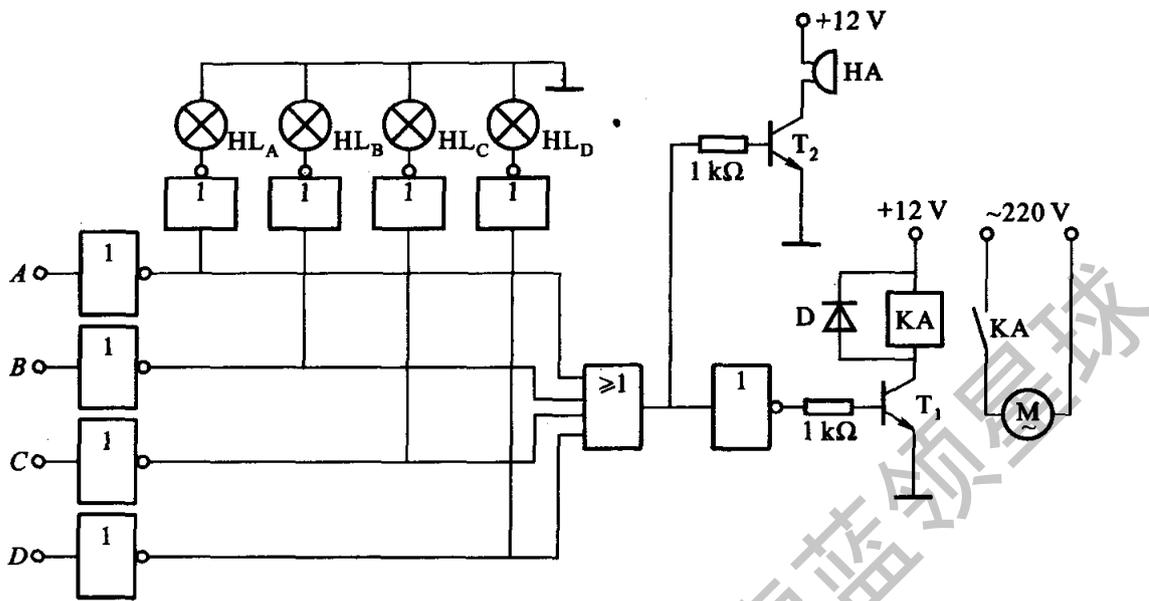


图 20.11.3 故障报警电路

20.11.3 两地控制一灯的电路

图 20.11.4 是在 A, B 两地控制一个照明灯的电路。当 $Y=1$ 时, 灯亮; 反之则灭。

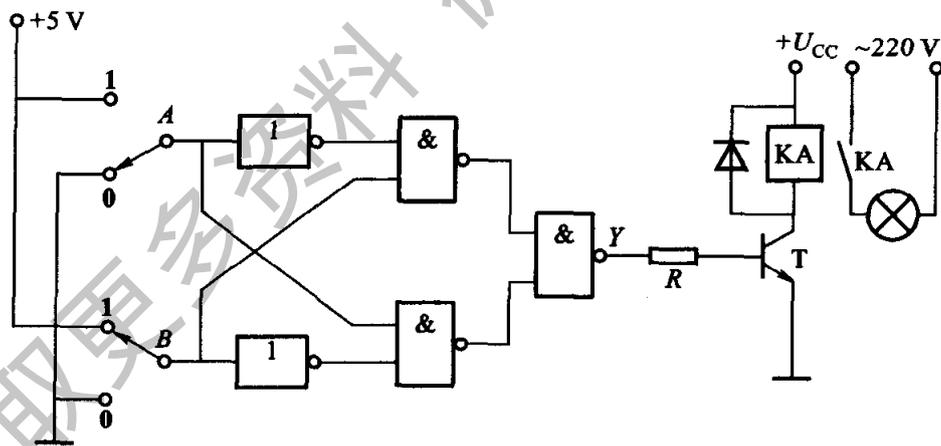


图 20.11.4 两地控制一灯的电路

由图 20.11.4 可写出逻辑式

$$Y = \overline{\overline{A}B} \cdot \overline{A\overline{B}}$$

由逻辑式可列出逻辑状态表 20.11.2。

表 20.11.2 两地控制一灯的逻辑状态表

开 关		输 出	照明灯
A	B	Y	
0	0	0	灭
0	1	1	亮
1	0	1	亮
1	1	0	灭

图 20.11.4 中的逻辑图可用一片 74LS20 型双 4 输入与非门和一片 74LS00 型四 2 输入与非门(参见图 20.3.3)组成图 20.11.5 所示的电路。

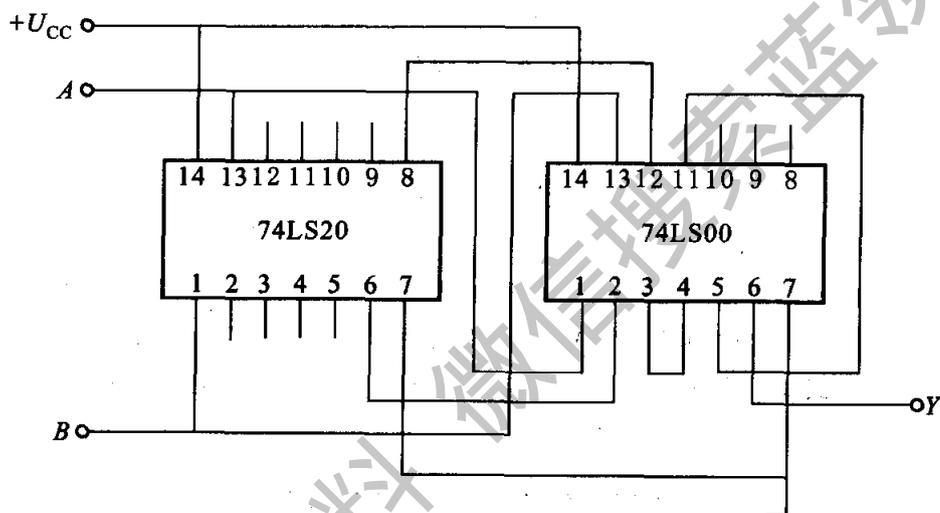


图 20.11.5 由 74LS20 和 74LS00 接成的电路

关于多余输入端的处理,参见 20.4.6 节。

20.11.4 水位检测电路

图 20.11.6 是用 CMOS 与非门组成的水位检测电路。当水箱无水时,检测杆上的铜箍 A~D 与 U 端(电源正极)之间断开,与非门 $G_1 \sim G_4$ 的输入端均为低电平,输出端均为高电平。调整 3.3 k Ω 电阻的阻值,使发光二极管处于微导通状态,微亮度适中。

当水箱注水时,先注到高度 A, U 与 A 之间通过水接通,这时 G_1 的输入为高电平,输出为低电平,将相应的发光二极管点亮。随着水位的升高,发光二极管逐个依次点亮。当最后一个点亮时,说明水已注满。这时 G_4 输出为低电平,而使 G_3 输出为高电平,晶体管 T_1 和 T_2 因而导通。 T_1 导通,断开电动机的控制电路,电动机停止注水; T_2 导通,使蜂鸣器 HA 发出报警声响。

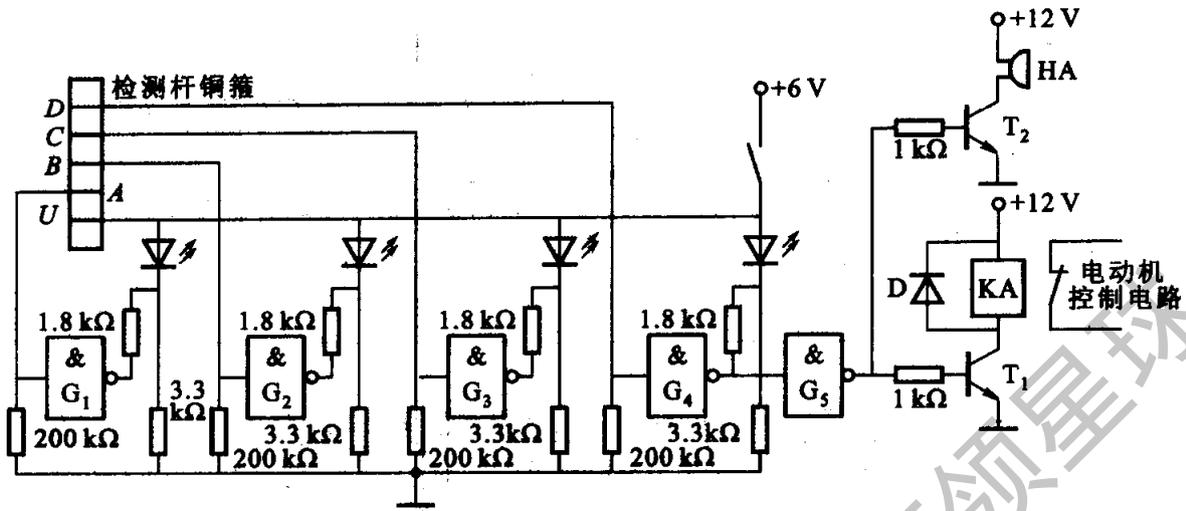


图 20.11.6 水位检测电路

习 题

20.2.1 如果与门的两个输入端中, A 为信号输入端, B 为控制端。设输入 A 的信号波形如图 20.01 所示, 当控制端 B=1 和 B=0 两种状态时, 试画出输出波形。如果是与非门、或门、或非门则又如何, 分别画出输出波形。最后总结上述四种门电路的控制作用。

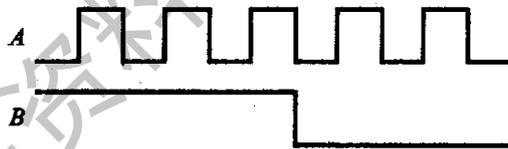


图 21.01 习题 20.2.1 的图

20.2.2 试画出图 20.02 中与非门输出 Y 的波形。

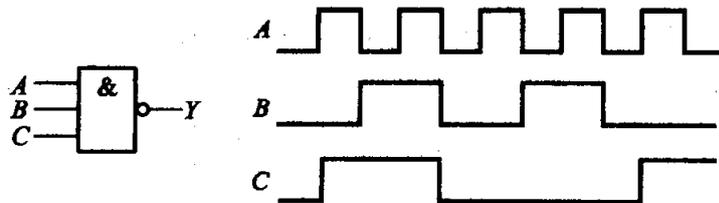


图 20.02 习题 20.2.2 的图

20.2.3 在图 20.03 的门电路中, 当控制端 C=1 和 C=0 两种情况时, 试求输出 Y 的逻辑式和波形, 并说明该电路的功能。输入 A 和 B 的波形如图中所示。

20.3.1 在图 20.04 所示两个电路中, 当控制端 $\bar{E}=1$ 和 $\bar{E}=0$ 两种情况时, 试求输出 Y 的波

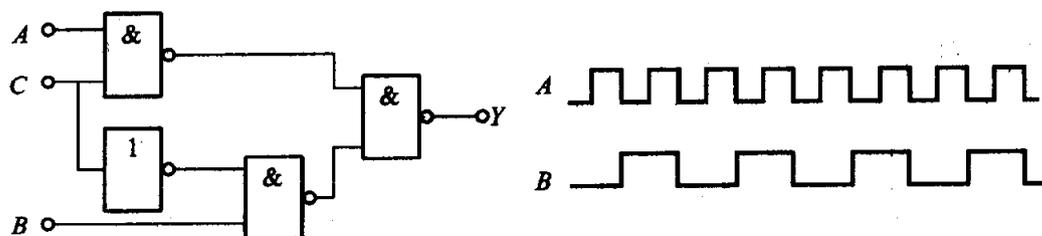


图 20.03 习题 20.2.3 的图

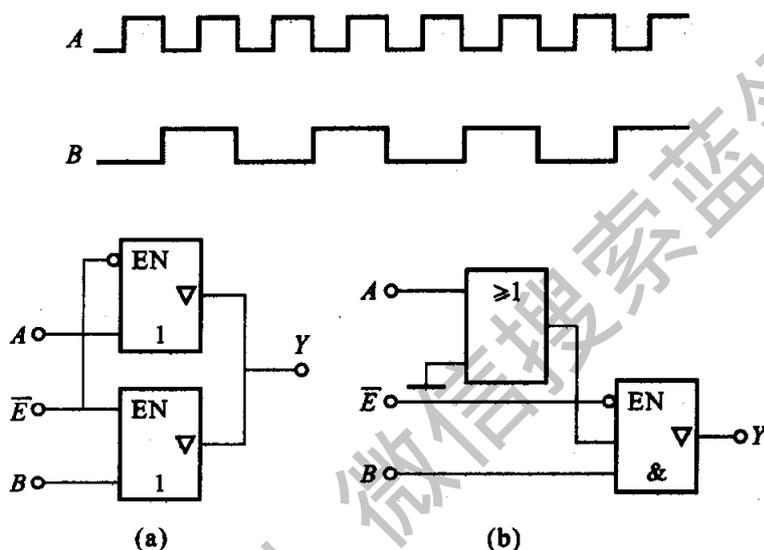


图 20.04 习题 20.3.1 的图

形。输入 A 和 B 的波形如图中所示。

- 20.3.2 用内阻为 $50\text{ k}\Omega/\text{V}$ 的万用表的直流电压挡 ($0\sim 10\text{ V}$) 去测量 TTL 与非门的一个悬空输入端与“地”之间的电压值, 在下列情况下, 估计该表的读数: (1) 其余输入端全悬空时; (2) 其余输入端全接电源 ($+5\text{ V}$) 时; (3) 其余输入端全接“地”时; (4) 其余输入端中有一个接“地”时; (5) 其余输入端全接 0.3 V 时。

△20.4.1 图 20.05 是两个 CMOS 三态门电路, 其中 T_1 和 T_2 组成的即为图 20.4.1 所示的非门电路。试分析其工作情况, 并画出各个逻辑符号。

20.5.1 根据下列各逻辑式, 画出逻辑图:

- (1) $Y = (A + B)C$; (2) $Y = AB + BC$;
 (3) $Y = (A + B)(A + C)$; (4) $Y = A + BC$;
 (5) $Y = A(B + C) + BC$

20.5.2 用与非门和非门实现以下逻辑关系, 画出逻辑图:

- (1) $Y = AB + \bar{A}C$; (2) $Y = A + B + \bar{C}$;
 (3) $Y = \bar{A}\bar{B} + (\bar{A} + B)\bar{C}$;
 (4) $Y = A\bar{B} + A\bar{C} + \bar{A}BC$

20.5.3 用与非门和非门组成下列逻辑门:

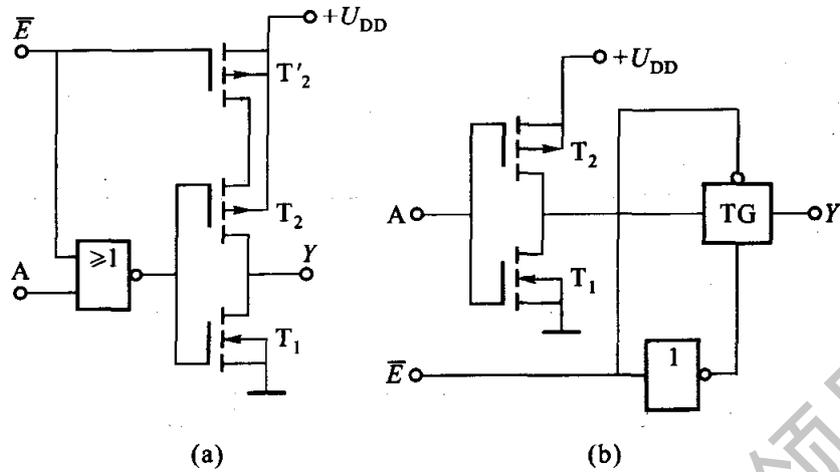


图 20.05 习题 20.4.1 的图

- | | |
|---------|----------------------------|
| (1) 与门 | $Y = ABC;$ |
| (2) 或门 | $Y = A + B + C;$ |
| (3) 非门 | $Y = \bar{A};$ |
| (4) 与或门 | $Y = ABC + DEF;$ |
| (5) 或非门 | $Y = \overline{A + B + C}$ |

20.5.4 写出图 20.06 所示两图的逻辑式。

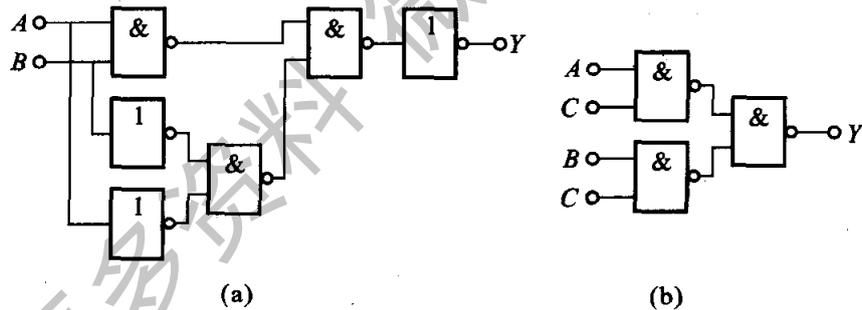


图 20.06 习题 20.5.4 的图

20.5.5 应用逻辑代数运算法则化简下列各式：

- (1) $Y = AB + \bar{A}\bar{B} + A\bar{B};$
- (2) $Y = \overline{ABC + \bar{A}B + ABC};$
- (3) $Y = \overline{(A + B) + AB};$
- (4) $Y = (AB + \bar{A}\bar{B} + \bar{A}B)(A + B + D + \bar{A}\bar{B}\bar{D});$
- (5) $Y = ABC + \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + D$

20.5.6 应用逻辑代数运算法则推证下列各式：

- (1) $ABC + \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} = 1;$
- (2) $\bar{A}\bar{B} + \bar{A}B + \bar{A}\bar{B} = \bar{A} + \bar{B};$
- (3) $AB + \bar{A}\bar{B} = \overline{\bar{A}B + A\bar{B}};$

- (4) $A(\bar{A} + B) + B(B + C) + B = B;$
 (5) $\overline{(A + B)} + \overline{(A + \bar{B})} + \overline{(\bar{A}B)}(\bar{A}\bar{B}) = 1$

△ 20.5.7 应用卡诺图化简下列各式:

- (1) $Y = AB + \bar{A}BC + \bar{A}B\bar{C};$
 (2) $Y = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}BCD + A\bar{B}\bar{C}\bar{D};$
 (3) $Y = \bar{A}\bar{B} + \bar{B}\bar{C}\bar{D} + ABD + \bar{A}B\bar{C}\bar{D};$
 (4) $Y = A + \bar{A}B + \bar{A}BC + \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$

- 20.6.1 (1) 根据逻辑式 $Y = AB + \bar{A}\bar{B}$ 列出逻辑状态表,说明其逻辑功能,并画出其用非门和与非门组成的逻辑图。
 (2) 将上式求反后得出的逻辑式具有何种逻辑功能?
 20.6.2 证明图 20.07 (a) 和 (b) 两电路具有相同的逻辑功能。

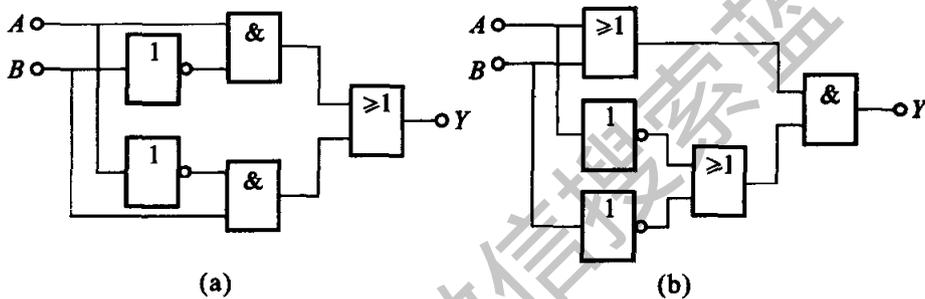


图 20.07 习题 20.6.2 的图

- 20.6.3 列出逻辑状态表分析图 20.08 所示电路的逻辑功能。
 20.6.4 化简 $Y = AD + \bar{C}\bar{D} + \bar{A}C + \bar{B}C + D\bar{C}$,并用 74LS20 双 4 输入与非门组成电路。
 20.6.5 某一组合逻辑电路如图 20.09 所示,试分析其逻辑功能。

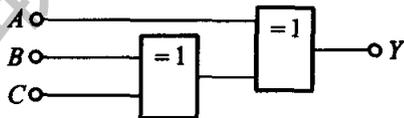


图 20.08 习题 20.6.3 的图

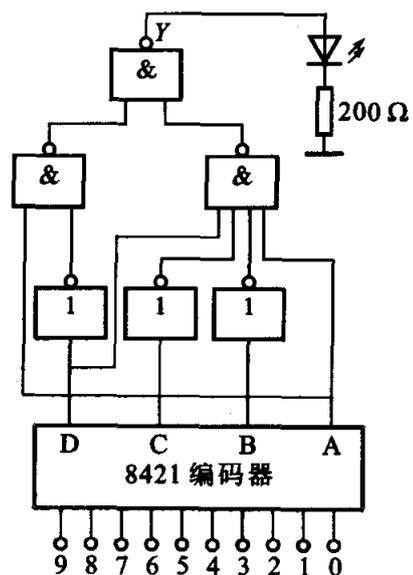


图 20.09 习题 20.6.5 的图

20.6.6 试分析图 20.10 的电路,输入端开关 A, B, C, D 在哪些位置时,指示灯 HL 能亮。

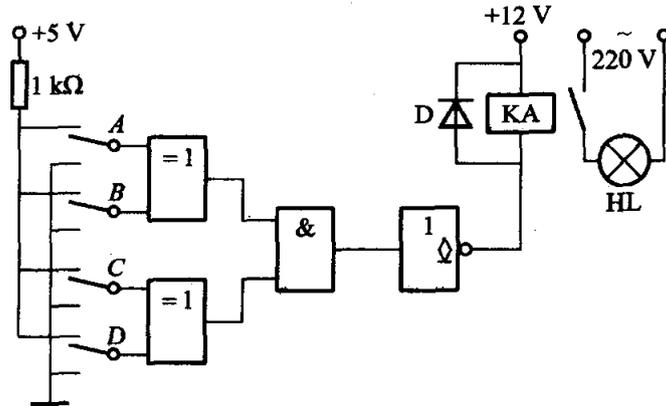


图 20.10 习题 20.6.6 的图

20.6.7 试分析图 20.11 所示电路的输出状态。

20.6.8 保险柜的两层门上各装有一个开关,当任何一层门打开时,报警灯亮,试用一逻辑门来实现。

20.6.9 图 20.12 是两处控制照明灯的电路,单刀双投开关 A 装在一处, B 装在另一处,两处都可以开闭电灯。设 $Y=1$ 表示灯亮, $Y=0$ 表示灯灭; $A=1$ 表示开关向上扳, $A=0$ 表示开关向下扳, B 亦如此。试写出灯亮的逻辑式。

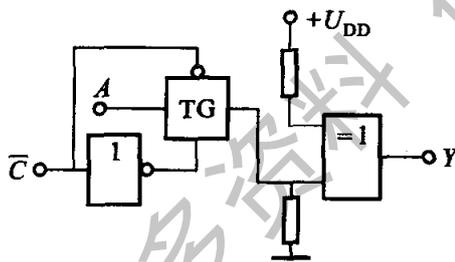


图 20.11 习题 20.6.7 的图

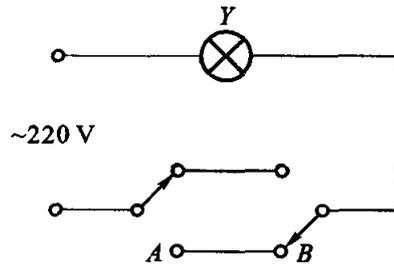


图 20.12 习题 20.6.9 的图

20.6.10 旅客列车分特快、直快和普快,并依此为优先通行次序。某站在同一时间只能有一趟列车从车站开出,即只能给出一个开车信号,试画出满足上述要求的逻辑电路。设 A, B, C 分别代表特快、直快、普快,开车信号分别为 Y_A, Y_B, Y_C 。

20.6.11 图 20.13 是一密码锁控制电路。开锁条件是:拨对密码;钥匙插入锁眼将开关 S 闭合。当两个条件同时满足时,开锁信号为 1,将锁打开。否则,报警信号为 1,接通警铃。试分析密码 $ABCD$ 是多少?

20.6.12 甲、乙两校举行联欢会,入场券分红、黄两种,甲校学生持红票入场,乙校学生持黄票入场。会场入口处如设一自动检票机:符合条件者可放行,否则不准入场。试画出此检票机的放行逻辑电路。

20.6.13 某汽车驾驶员培训班进行结业考试,有三名评判员,其中 A 为主评判员, B 和 C 为

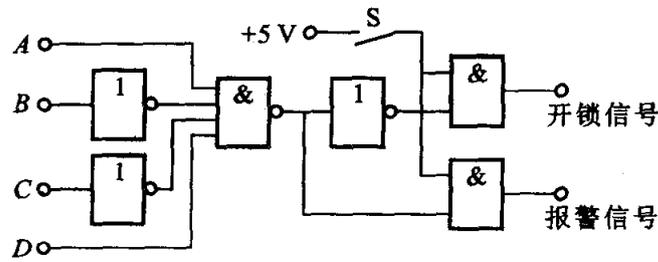


图 20.13 习题 20.6.11 的图

副裁判员。在评判时,按照少数服从多数的原则通过,但主裁判员认为合格,亦可通过。试用与非门构成逻辑电路实现此评判规定。

20.6.14 某同学参加四门课程考试,规定如下:

- (1) 课程 A 及格得 1 分,不及格得 0 分;
- (2) 课程 B 及格得 2 分,不及格得 0 分;
- (3) 课程 C 及格得 4 分,不及格得 0 分;
- (4) 课程 D 及格得 5 分,不及格得 0 分。

若总得分大于 8 分(含 8 分),就可结业。试用与非门画出实现上述要求的逻辑电路。

20.6.15 设 A, B, C, D 是一个 8421 码的四位,若此码表示的数字 x 符合 $x < 3$ 或 $x > 6$ 时,则输出为 1,否则为 0。试用与非门组成逻辑图。

20.6.16 图 20.14 是一智力竞赛抢答电路,供四组使用。每一路由 TTL 四输入与非门、指示灯(发光二极管)、抢答开关 S 组成。与非门 G_5 以及由其输出端接出的晶体管电路和蜂鸣器电路是共用的,当 G_5 输出高电平时,蜂鸣器响。(1) 当抢答开关如图示

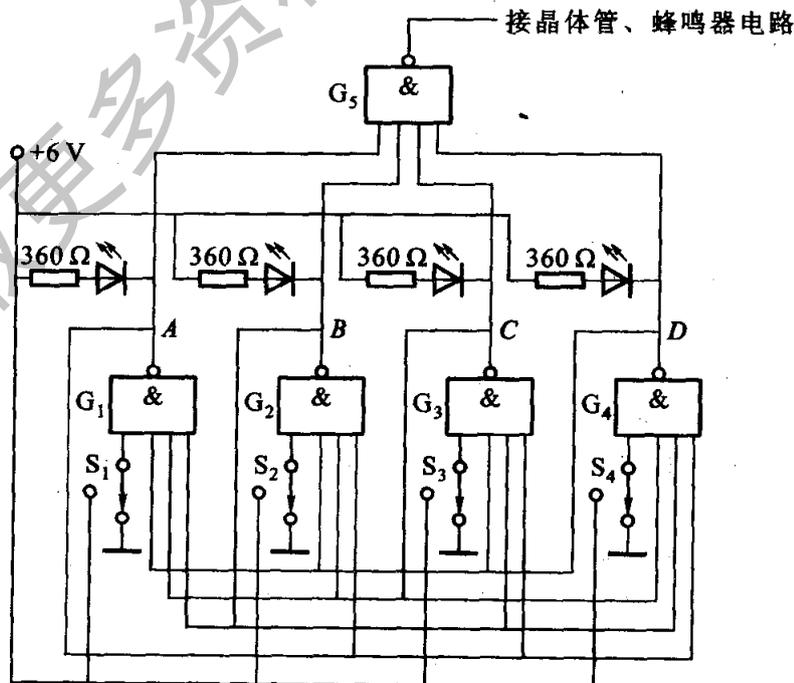


图 20.14 习题 20.6.16 的图

位置,指示灯能否发亮?蜂鸣器能否响?(2)分析 A 组扳动抢答开关 S_1 (由接“地”点扳到 +6 V) 时的情况,此后其他组再扳动各自的抢答开关是否起作用?(3)试画出接在 G_3 输出端的晶体管电路和蜂鸣器电路。

- 20.7.1 十六进制是“逢十六进一”,是以 16 为底数的计数体制,它有 0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,A,B,C,D,E,F 共十六个数码。试将十六进制数 $(7E6AD)_{16}$ 转换为十进制数和二进制数。
- 20.7.2 仿照全加器画出一位二进制数的全减器:输入被减数为 A ,减数为 B ,低位来的借位数为 C ,全减差为 D ,向高位的借位数为 C_1 。
- 20.8.1 试设计一个 4/2 线二进制编码器,输入信号为 $\bar{I}_3, \bar{I}_2, \bar{I}_1, \bar{I}_0$,低电平有效。输出的二进制代码用 Y_1, Y_0 表示。
- 20.9.1 在图 20.15 中,若 u 为正弦电压,其频率 f 为 1 Hz,试问七段 LED 数码管显示什么字母?

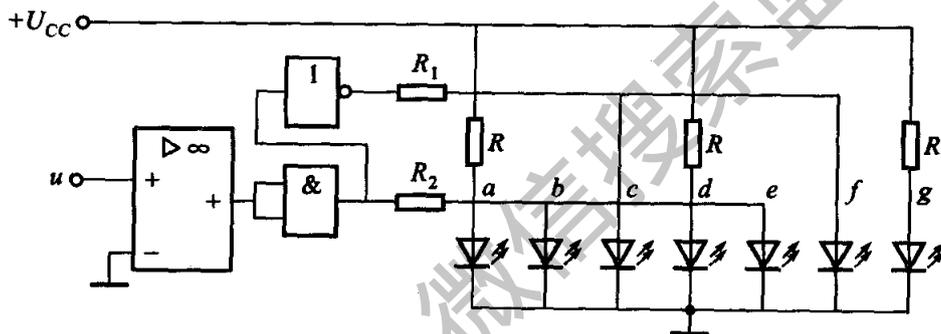


图 20.15 习题 20.9.1 的图

- 20.9.2 试设计一个能驱动七段 LED 数码管的译码电路,输入变量 A, B, C 来自计数器,按顺序 000 ~ 111 计数。当 $ABC = 000$ 时,全灭;以后要求依次显示 H, O, P, E, F, U, L 七个字母。采用共阴极数码管。
- 20.9.3 图 20.16 是用 74LS139 型双 2/4 线译码器(表 20.9.2 是它的功能表)和若干与非门及非门组成的脉冲分配器。脉冲由 D 端输入,受 A_1, A_0, \bar{S} 的控制,从 0 ~ 7 八个输出端的某一路输出。试分析其工作情况。
- 20.9.4 试用 74LS138 型译码器实现 $Y = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}BC + AB$ 的逻辑函数。
- 20.9.5 试设计一个用 74LS138 型译码器监测信号灯工作状态的电路。信号灯有红(A)、黄(B)、绿(C)三种,正常工作时,只能是红、或绿、或红黄、或绿黄灯亮,其他情况视为故障,电路报警,报警输出为 1。
- △ 20.10.1 试分别用 74LS139 型双 2/4 线译码器(图 20.9.2)和 74LS153 型 4 选 1 数据选择器(图 20.10.2)实现 $Y = A + \bar{B}$ 。
- △ 20.10.2 用 74LS151 型 8 选 1 数据选择器(见表 20.10.2 的功能表)实现 $Y = A\bar{B} + AC$ 。
- △ 20.10.3 试用 74LS153 型双 4 选 1 数据选择器来实现全加器。
- 20.10.4 有两个一位数字的比较器,其逻辑状态列于表 20.01 中,试写出各输出逻辑式,并画出逻辑图。

第 21 章

触发器和时序逻辑电路

在上章所讨论的门电路及由其组成的组合逻辑电路中,它的输出变量状态完全由当时的输入变量的组合状态来决定,而与电路的原来状态无关,也就是组合电路不具有记忆功能。但在数字系统中,为了能够实现按一定程序进行运算,需要记忆功能。在本章将讨论的触发器及由其组成的时序逻辑电路中,它的输出状态不仅决定于当时的输入状态,而且还与电路的原来状态有关,也就是时序电路具有记忆功能。

组合电路和时序电路是数字电路的两大类。门电路是组合电路的基本单元;触发器是时序电路的基本单元。

21.1 双稳态触发器

触发器按其稳定工作状态可分为双稳态触发器、单稳态触发器、无稳态触发器(多谐振荡器)等。双稳态触发器按其逻辑功能可分为 RS 触发器、 JK 触发器、 D 触发器和 T 触发器等;按其结构可分为主从型触发器和维持阻塞型触发器等。

21.1.1 RS 触发器

1. 基本 RS 触发器

基本 RS 触发器由两个与非门 G_1 和 G_2 交叉联接而成,如图 21.1.1(a)所示。 Q 和 \bar{Q} 是它的输出端,两者的逻辑状态应相反。因而这种触发器有两个稳定状态:一个是 $Q=0, \bar{Q}=1$,称为复位状态(0 态);另一个是 $Q=1, \bar{Q}=0$,称为置位状态(1 态)。相应的输入端分别称为直接复位端或直接置 0 端(\bar{R}_D)和直接置位端或直接置 1 端(\bar{S}_D)。 Q 的状态规定为触发器的状态。

\bar{R}_D 和 \bar{S}_D 平时固定接高电位,处于 1 态;当加负脉冲后,由 1 态变为 0 态。

今按与非逻辑关系分四种情况分析它的状态转换和逻辑功能。设 Q_n 为原来的状态,称为原态; Q_{n+1} 为加触发信号(正、负脉冲或时钟脉冲)后新的状态,称为新态或次态。

$$(1) \bar{S}_D = 1, \bar{R}_D = 0$$

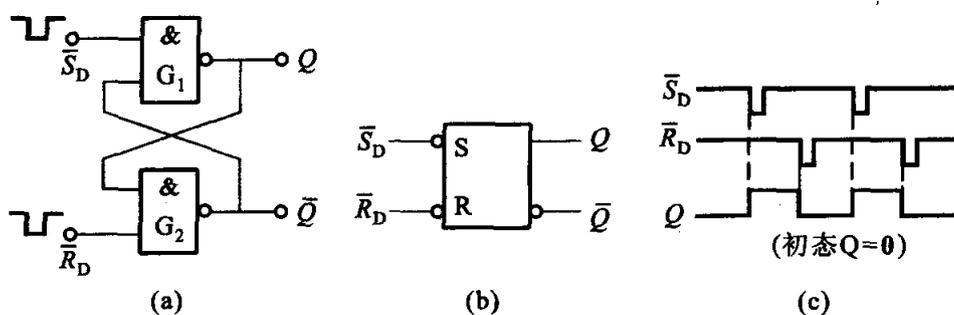


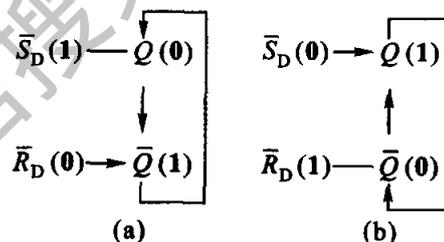
图 21.1.1 由与非门组成的基本 RS 触发器

(a) 逻辑图; (b) 逻辑符号; (c) 波形图

当 G_2 门 \bar{R}_D 端加负脉冲后, $\bar{R}_D = 0$, 按与非逻辑关系“有 0 出 1”, 故 $\bar{Q} = 1$; 反馈到 G_1 门, 按“全 1 出 0”, 故 $Q = 0$; 再反馈到 G_2 门, 即使负脉冲消失, $\bar{R}_D = 1$ 时, 按“有 0 出 1”, 仍然 $\bar{Q} = 1$ 。在这种情况下, 不论触发器原态为 0 或 1, 经触发后它翻转为或保持 0 态, 状态转换过程如图 21.1.2(a) 所示。

(2) $\bar{S}_D = 0, \bar{R}_D = 1$

当 G_1 门 \bar{S}_D 端加负脉冲后, $\bar{S}_D = 0$, 触发器状态转换过程如图 21.1.2(b) 所示。不论触发器原态为 0 或 1, 它翻转为或保持 1 态。



(3) $\bar{S}_D = 1, \bar{R}_D = 1$

这时, \bar{S}_D 端和 \bar{R}_D 端均未加负脉冲, 触发器保持原态不变。

(4) $\bar{S}_D = 0, \bar{R}_D = 0$

当 \bar{S}_D 端和 \bar{R}_D 端同时加负脉冲时, 两个与非门输出端都为 1, 这就达不到 Q 与 \bar{Q} 的状态应该相反的逻辑要求。但当负脉冲除去后, 触发器将由各种偶然因素决定其最终状态。因此这种情况在使用中应禁止出现。

图 21.1.2 触发器状态转换过程

表 21.1.1 由与非门组成的基本 RS 触发器的逻辑状态表

\bar{S}_D	\bar{R}_D	Q_n	Q_{n+1}	功能
1	1	0 1	$\left. \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\} Q_n$	保持
1	0	0 1	$\left. \begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} \right\} 0$	置 0
0	1	0 1	$\left. \begin{matrix} 1 \\ 1 \end{matrix} \right\} 1$	置 1
0	0	0 1	$\left. \begin{matrix} \times \\ \times \end{matrix} \right\} \times$	禁用

表 21.1.1 是由与非门组成的基本 RS 触发器的逻辑状态表,图 21.1.1(c) 是波形图,两者可对照分析。

图 21.1.1(b)是由与非门组成的基本 RS 触发器的逻辑符号,图中输入端引线上靠近方框的小圆圈表示触发器用负脉冲来置 0 或置 1,即低电平有效,故用 \bar{S}_D 和 \bar{R}_D 表示。

基本 RS 触发器也可用或非门组成,如图 21.1.3(a)所示。

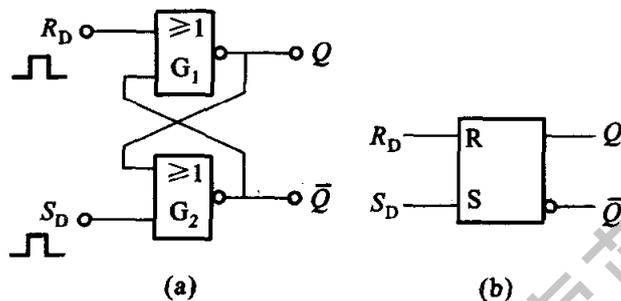


图 21.1.3 由或非门组成的基本 RS 触发器

(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号

与前者不同的是,它用正脉冲来置 0 或置 1,即高电平有效。它的逻辑状态表如表 21.1.2 所示,可与表 21.1.1 比较。

表 21.1.2 由或非门组成的基本 RS 触发器的逻辑状态表

S_D	R_D	Q_n	Q_{n+1}	功能
0	0	0 1	$\left. \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix} \right\} Q_n$	保持
0	1	0 1	$\left. \begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} \right\} 0$	置 0
1	0	0 1	$\left. \begin{matrix} 1 \\ 1 \end{matrix} \right\} 1$	置 1
1	1	0 1	$\left. \begin{matrix} \times \\ \times \end{matrix} \right\} \times$	禁用

2. 可控 RS 触发器

上面介绍的基本 RS 触发器是各种双稳态触发器的共同部分。除此之外,一般触发器还有导引电路(或称控制电路)部分,通过它把输入信号引导到基本触发器。

图 21.1.4(a)是可控 RS 触发器的逻辑图,其中,与非门 G_1 和 G_2 组成基本 RS 触发器,与非门 G_3 和 G_4 组成导引电路。 R 和 S 是置 0 和置 1 信号输入端。

在数字电路中所使用的触发器,往往用一种正脉冲来控制触发器的翻转时

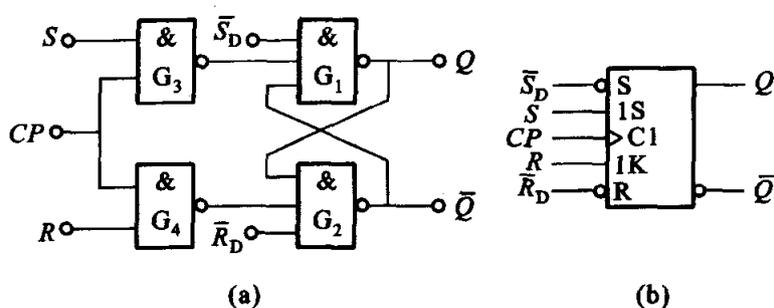


图 21.1.4 可控 RS 触发器

(a) 逻辑图; (b) 逻辑符号

刻,这种正脉冲就称为时钟脉冲 CP ,它也就是一种控制命令。通过导引电路来实现时钟脉冲对输入端 R 和 S 的控制,故称为可控 RS 触发器。当时钟脉冲来到之前,即 $CP=0$ 时,不论 R 和 S 端的电平如何变化, G_3 门和 G_4 门的输出均为 1,基本触发器保持原状态不变。只有当时钟脉冲来到之后,即 $CP=1$ 时,触发器才按 R, S 端的输入状态来决定其输出状态。时钟脉冲过去后,输出状态不变。

当 $CP=1$ 时,如果此时 $S=1, R=0$,则 G_3 门输出将变为 0,向 G_1 门送去一个置 1 负脉冲,触发器的输出端 Q 将处于 1 态。^① 如果此时 $S=0, R=1$,则 G_4 门将向 G_2 门送置 0 负脉冲, Q 将处于 0 态。如果此时 $S=R=0$,则 G_3 门和 G_4 门均保持 1 态,不向基本触发器送负脉冲;在这种情况下,时钟脉冲过去以后的新状态 Q_{n+1} 和时钟脉冲来到以前的状态 Q_n 一样。如果此时 $S=R=1$,则 G_3 门和 G_4 门都向基本触发器送负脉冲,使 G_1 门和 G_2 门输出端都为 1,这违背了 Q 与 \bar{Q} 的逻辑状态应该相反的要求。当时钟脉冲过去以后, G_1 门和 G_2 门的输出端哪一个将处于 1 态是不定的,这种不正常情况应避免出现。

表 21.1.3 可控 RS 触发器的逻辑状态表

S	R	Q_n	Q_{n+1}	功能
0	0	0 1	0 1	保持
0	1	0 1	0 0	
1	0	0 1	1 1	置 1
1	1	0 1	x x	

① 触发器原来是 0 态,将翻转为 1 态,原来是 1 态,仍将保持 1 态。

表 21.1.3 是可控 RS 触发器的逻辑状态表,图 21.1.5 是它的波形图。

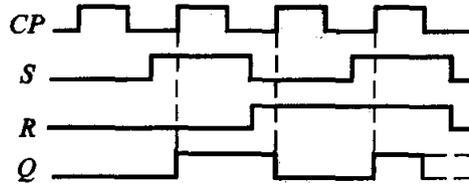


图 21.1.5 可控 RS 触发器的波形图(初态 $Q = 0$)

\bar{R}_D 和 \bar{S}_D 是直接复位和直接置位端,就是不经过时钟脉冲 CP 的控制可以对基本触发器置 0 或置 1。一般用在工作之初,预先使触发器处于某一给定状态,在工作过程中不用它们。不用时让它们处于 1 态(高电平)。

21.1.2 JK 触发器

图 21.1.6(a) 是主从型 JK 触发器的逻辑图,它由两个可控 RS 触发器串联组成,分别称为主触发器和从触发器。时钟脉冲先使主触发器翻转,而后使从触发器翻转,这就是“主从型”的由来。此外,还有一个非门将两个触发器联系起来。J 和 K 是信号输入端,它们分别与 \bar{Q} 和 Q 构成与逻辑关系,成为主触发器的 S 端和 R 端,即

$$S = J\bar{Q}, R = KQ$$

从触发器的 S 和 R 端即为主触发器的输出端。

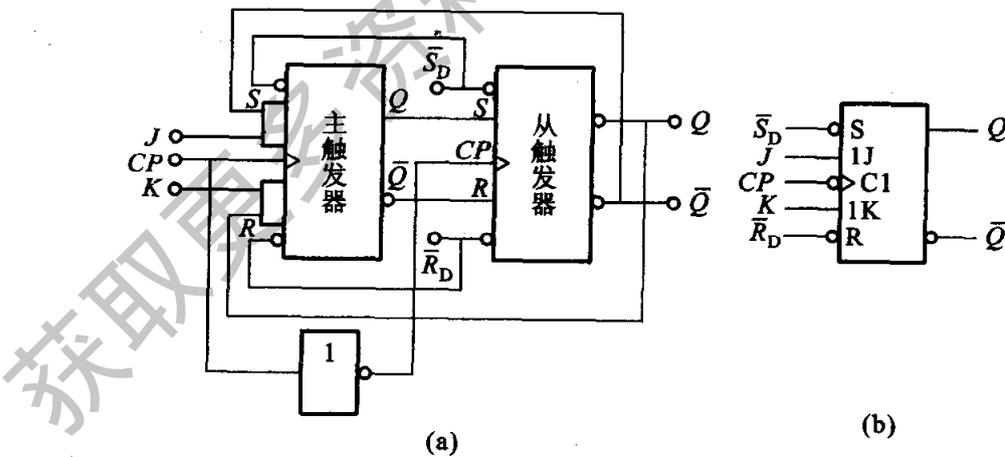


图 21.1.6 主从型 JK 触发器

(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号

下面分四种情况分析主从型 JK 触发器的逻辑功能。

(1) $J = 1, K = 1$

设时钟脉冲来到之前($CP = 0$)触发器的初始状态为 0 。这时主触发器的 $S = J\bar{Q} = 1, R = KQ = 0$,当时钟脉冲来到后($CP = 1$),即翻转为 1 态。当 CP 从 1 下跳为 0 时,非门输出为 1 ,由于这时从触发器的 $S = 1, R = 0$,它也翻转为 1 态。主、从触发器状态一致。反之,设触发器的初始状态为 1 ,可以同样分析,主、从触发器都翻转为 0 态。

可见 JK 触发器在 $J = K = 1$ 的情况下,来一个时钟脉冲,就使它翻转一次,即 $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$ 。这表明,在这种情况下,触发器具有计数功能。

(2) $J = 0, K = 0$

设触发器的初始状态为 0 。当 $CP = 1$ 时,由于主触发器的 $S = 0, R = 0$,它的状态保持不变。当 CP 下跳时,由于从触发器的 $S = 0, R = 1$,也保持原态不变。如果初始状态为 1 ,亦如此。

(3) $J = 1, K = 0$

设触发器的初始状态为 0 。当 $CP = 1$ 时,由于主触发器的 $S = 1, R = 0$,它翻转为 1 态。当 CP 下跳时,由于从触发器的 $S = 1, R = 0$,也翻转为 1 态。如果初始状态为 1 ,当 $CP = 1$ 时由于主触发器的 $S = 0, R = 0$,它保持原态不变;当 CP 下跳时,由于从触发器的 $S = 1, R = 0$,也保持原态不变。

(4) $J = 0, K = 1$

不论触发器原来处于什么状态,下一个状态一定是 0 态。请读者自行分析。

表 21.1.4 和图 21.1.7 分别为主从型 JK 触发器的逻辑状态表和波形图。

表 21.1.4 主从型 JK 触发器的逻辑状态表

J	K	Q_n	Q_{n+1}	功能
0	0	0	0 } Q_n	保持
		1		
0	1	0	0 } 0	置 0
		1		
1	0	0	1 } 1	置 1
		1		
1	1	0	1 } \bar{Q}_n	计数
		1		

主从型触发器具有在 CP 从 1 下跳为 0 时翻转的特点,也就是具有在时钟脉冲下降沿触发的特点。下降沿触发的逻辑符号是在 CP 输入端靠近方框处用一小圆圈表示[图 21.1.6(b)]。

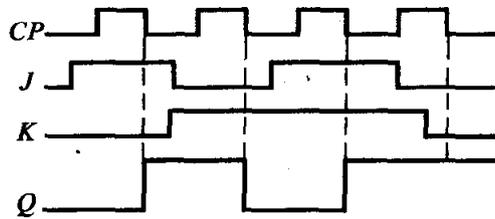


图 21.1.7 主从型 JK 触发器的波形图

21.1.3 D 触发器

触发器的结构类型有多种,除上述的主从型外,常用的还有边沿触发器。边沿触发器的次态仅取决于 CP 边沿(上升沿或下降沿)到达时刻输入信号的状态,而与此边沿时刻以前或以后的输入状态无关,因而可以提高它的可靠性和抗干扰能力。在产品中,有利用 CMOS 传输门的边沿触发器、有 TTL 维持阻塞型触发器、有利用传输延迟时间的边沿触发器等。而 D 触发器多半是边沿结构类型。本书只介绍一种目前用得较多的维持阻塞型 D 触发器,其逻辑图、逻辑符号和波形图如图 21.1.8 所示。它由六个与非门组成,其中 G_1, G_2 组成基本触发

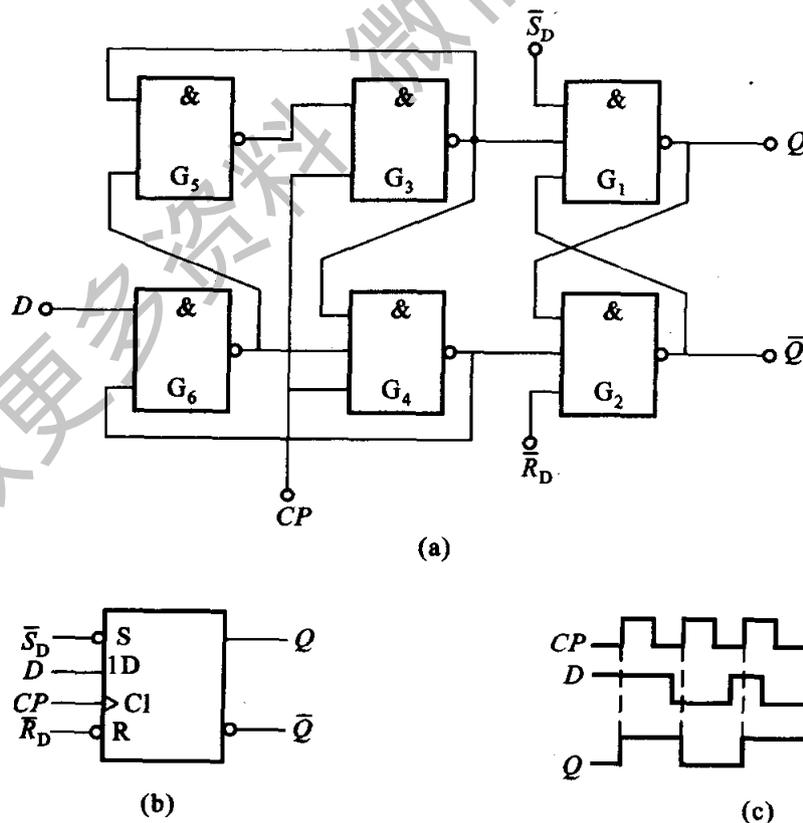


图 21.1.8 维持阻塞型 D 触发器
(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号;(c) 波形图

器, G_3, G_4 组成时钟控制电路, G_5, G_6 组成数据输入电路。

下面分两种情况来分析维持阻塞型 D 触发器的逻辑功能。

(1) $D = 0$

当时钟脉冲来到之前, 即 $CP = 0$ 时, G_3, G_4 和 G_6 的输出均为 1, G_5 因输入端全 1 而输出为 0。这时, 触发器的状态不变。

当时钟脉冲从 0 上跳为 1, 即 $CP = 1$ 时, G_6, G_5 和 G_3 的输出保持原状态未变, 而 G_4 因输入端全 1 其输出由 1 变为 0。这个负脉冲一方面使基本触发器置 0, 同时反馈到 G_6 的输入端, 使在 $CP = 1$ 期间不论 D 作何变化, 触发器保持 0 态不变。

(2) $D = 1$

当 $CP = 0$ 时, G_3 和 G_4 的输出为 1, G_6 的输出为 0, G_5 的输出为 1。这时, 触发器的状态不变。

当 $CP = 1$ 时, G_3 的输出由 1 变为 0。这个负脉冲一方面使基本触发器置 1, 同时反馈到 G_4 和 G_5 的输入端, 使在 $CP = 1$ 期间不论 D 作何变化, 只能改变 G_6 的输出状态, 而其他门均保持不变, 即触发器保持 1 态不变。

由上可知, 维持阻塞型 D 触发器具有在时钟脉冲上升沿触发的特点, 其逻辑功能为: 输出端 Q 的状态随着输入端 D 的状态而变化, 但总比输入端状态的变化晚一步, 即某个时钟脉冲来到之后 Q 的状态和该脉冲来到之前 D 的状态一样。于是可写成

$$Q_{n+1} = D$$

表 21.1.5 是维持阻塞型 D 触发器的逻辑状态表。

为了与下降沿触发相区别, 在逻辑符号中时钟脉冲 CP 输入端靠近方框处不加小圆圈[图 21.1.8(b)]。

表 21.1.5 D 触发器的逻辑状态表

D	Q_n	Q_{n+1}	功能
0	0	0	置 0
	1	0	
1	0	1	置 1
	1	1	

21.1.4 触发器逻辑功能的转换

根据实际需要, 可将某种逻辑功能的触发器经过改接或附加一些门电路后, 转换为另一种触发器。下面举例说明。

1. 将 JK 触发器转换为 D 触发器

如图 21.1.9 所示,当 $D=1$,即 $J=1$ 和 $K=0$ 时,在 CP 的下降沿触发器翻转为(或保持)1 态;当 $D=0$,即 $J=0$ 和 $K=1$ 时,在 CP 的下降沿触发器翻转为(或保持)0 态。

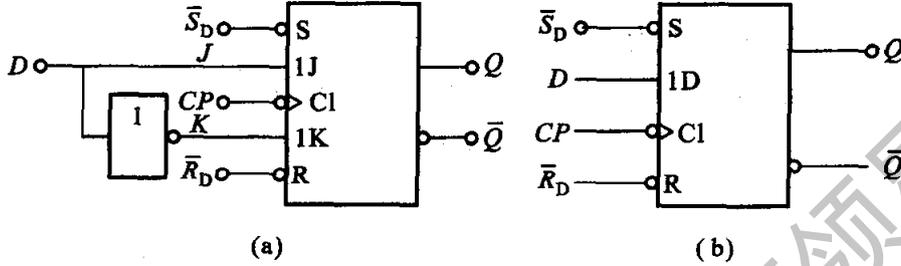


图 21.1.9 将 JK 触发器转换为 D 触发器

(a) 逻辑图;(b) 逻辑符号

2. 将 JK 触发器转换为 T 触发器

如图 21.1.10 所示,将 J, K 端联在一起,称为 T 端。当 $T=0$ 时,时钟脉冲作用后触发器状态不变;当 $T=1$ 时,触发器具有计数逻辑功能,即 $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$,其逻辑状态表如表 21.1.6 所示。

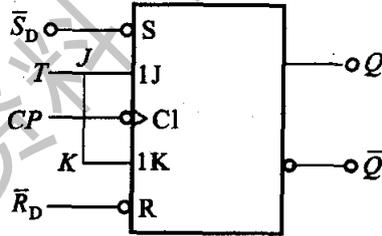


图 21.1.10 将 JK 触发器转换为 T 触发器

表 21.1.6 T 触发器的逻辑状态表

T	Q_n	Q_{n+1}	功 能
0	0	0 } Q_n	保 持
	1		
1	0	1 } \bar{Q}_n	计 数
	1		

3. 将 D 触发器转换为 T' 触发器

如将 D 触发器的 D 端和 \bar{Q} 端相联,如图 21.1.11 所示,就转换为 T' 触发器,

它的逻辑功能是每来一个时钟脉冲,翻转一次,即 $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$,具有计数功能。

【练习与思考】

- 21.1.1 说明基本 RS 触发器在置 1 或置 0 脉冲消失后,为什么触发器的状态保持不变。
- 21.1.2 \bar{S}_D 和 \bar{R}_D 两个输入端起什么作用?
- 21.1.3 试述 RS, JK, D, T 等各种触发器的逻辑功能,并默写出其状态表。
- 21.1.4 将 JK 触发器的 J 和 K 端悬空(也称 T' 触发器),试分析其逻辑功能。

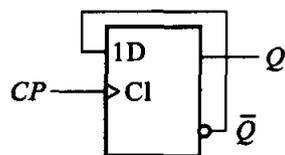


图 21.1.11 D 触发器转换为 T' 触发器

21.2 寄存器

触发器具有时序逻辑的特征,可以由它组成各种时序逻辑电路。本章主要介绍寄存器和计数器。

寄存器用来暂时存放参与运算的数据和运算结果。一个触发器只能寄存一位二进制数,要存多位数时,就得用多个触发器。常用的有四位、八位、十六位等寄存器。

寄存器存放数码的方式有并行和串行两种。并行方式就是数码各位从各对应位输入端同时输入到寄存器中;串行方式就是数码从一个输入端逐位输入到寄存器中。

从寄存器取出数码的方式也有并行和串行两种。在并行方式中,被取出的数码各位在对应于各位的输出端上同时出现;而在串行方式中,被取出的数码在一个输出端逐位出现。

寄存器常分为数码寄存器和移位寄存器两种,其区别在于有无移位的功能。

21.2.1 数码寄存器

这种寄存器只有寄存数码和清除原有数码的功能。图 21.2.1 是一种四位数码寄存器。输入端是四个与门,如果要输入四位二进制数 $d_3 \sim d_0$ 时,可使与门的输入控制信号 $IE = 1$,把它们打开, $d_3 \sim d_0$ 便输入。当时钟脉冲 $CP = 1$ 时, $d_3 \sim d_0$ 以反量形式寄存在四个 D 触发器 $FF_3 \sim FF_0$ 的 \bar{Q} 端。输出端是四个三态非门,如果要取出时,可使三态门的输出控制信号 $OE = 1$, $d_3 \sim d_0$ 便可从三态门的 $Q_3 \sim Q_0$ 端输出。注意,工作之初先清零。

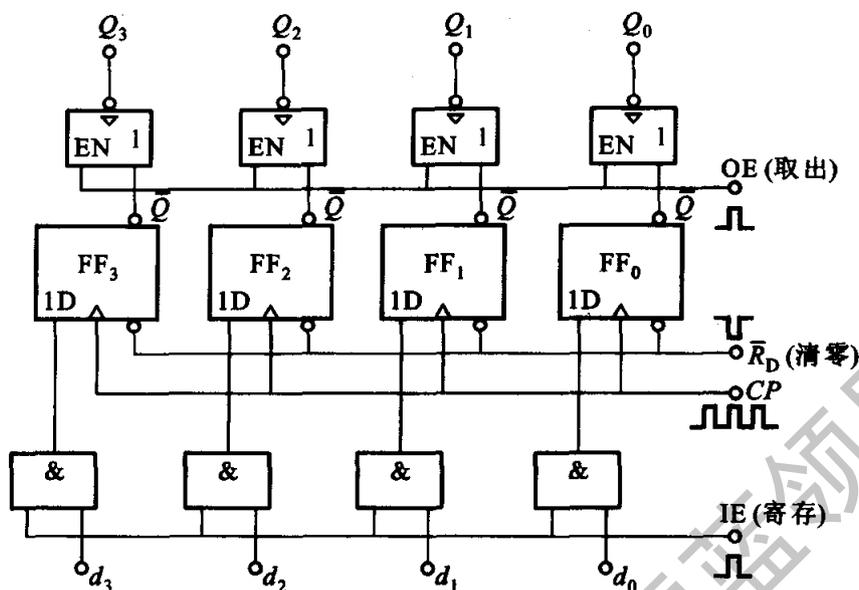


图 21.2.1 四位数码寄存器

21.2.2 移位寄存器

移位寄存器不仅有存放数码而且有移位的功能。所谓移位,就是每当来一个移位正脉冲(时钟脉冲),触发器的状态便向右或向左移一位,也就是指寄存的数码可以在移位脉冲的控制下依次进行移位。移位寄存器在计算机中应用广泛。

1. 单向移位寄存器

图 21.2.2 是由 JK 触发器组成的四位移位寄存器。FF₀ 接成 D 触发器,数码由 D 端输入。设寄存的二进制数为 1011,按移位脉冲(即时钟脉冲)的工作节拍从高位到低位依次串行送到 D 端。工作之初先清零。首先 D=1,第一个移位脉冲的下降沿来到时使触发器 FF₀ 翻转, Q₀=1,其他仍保持 0 态。接着 D=0,第

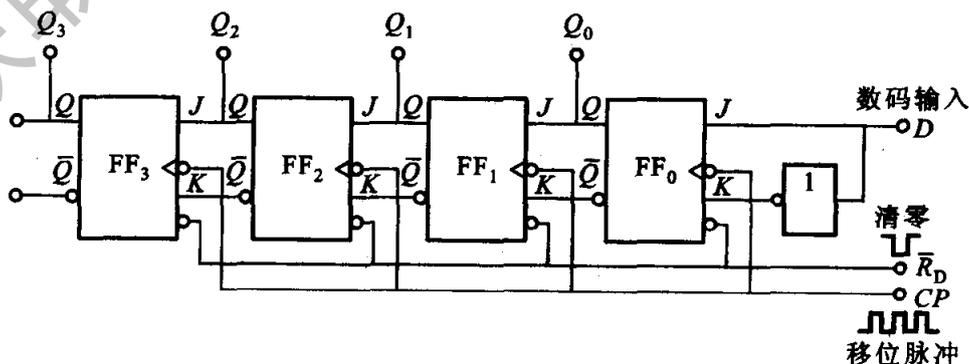


图 21.2.2 由 JK 触发器组成的四位移位寄存器

二个移位脉冲的下降沿来到时使 FF_0 和 FF_1 同时翻转, 由于 FF_1 的 J 端为 1, FF_0 的 J 端为 0, 所以 $Q_1 = 1, Q_0 = 0, Q_2$ 和 Q_3 仍为 0。以后过程如表 21.2.1 所示, 移位一次, 存入一个新数码, 直到第四个脉冲的下降沿来到时, 存数结束。这时, 可以从四个触发器的 Q 端得到并行的数码输出。

表 21.2.1 移位寄存器的状态表

移位脉冲数	寄存器中的数码				移位过程
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	
0	0	0	0	0	清 零
1	0	0	0	1	左移一位
2	0	0	1	0	左移二位
3	0	1	0	1	左移三位
4	1	0	1	1	左移四位

如果再经过四个移位脉冲, 则所存的 1011 逐位从 Q_3 端串行输出。

△2. 双向移位寄存器

图 21.2.3 是 74LS194 型四位双向移位寄存器的外引线排列和逻辑符号。各外引线端的功能是:

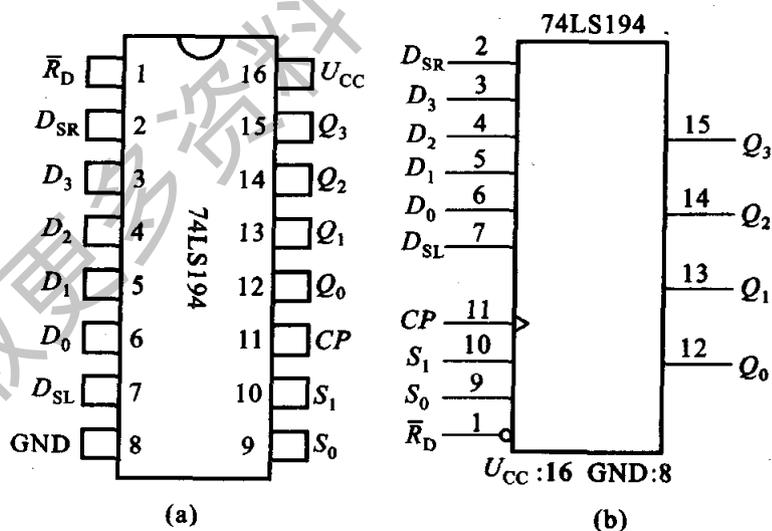


图 21.2.3 74LS194 型双向移位寄存器

(a) 外引线排列图; (b) 逻辑符号

1 为数据清零端 \bar{R}_D , 低电平有效;

3 ~ 6 为并行数据输入端 $D_3 \sim D_0$;

12 ~ 15 为数据输出端 $Q_0 \sim Q_3$;

2 为右移串行数据输入端 D_{SR} ;

7 为左移串行数据输入端 D_{SL} ;

9, 10 为工作方式控制端 S_0, S_1 : 当

$S_1 = S_0 = 1$ 时, 数据并行输入;

$S_1 = 0, S_0 = 1$ 时, 右移数据输入;

$S_1 = 1, S_0 = 0$ 时, 左移数据输入;

$S_1 = S_0 = 0$ 时, 寄存器处于保持状态。

11 为时钟脉冲输入端 CP , 上升沿有效 ($CP \uparrow$)。

表 21. 2. 2 是 74LS194 型移位寄存器的功能表。

表 21. 2. 2 74LS194 型移位寄存器的功能表

输 入										输 出			
\bar{R}_D	CP	S_1	S_0	D_{SL}	D_{SR}	D_3	D_2	D_1	D_0	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	x	x	x	x	x			x		0	0	0	0
1	0	x	x	x	x			x		Q_{3n}	Q_{2n}	Q_{1n}	Q_{0n}
1	\uparrow	1	1	x	x	d_3	d_2	d_1	d_0	d_3	d_2	d_1	d_0
1	\uparrow	0	1	x	d			x		d	Q_{3n}	Q_{2n}	Q_{1n}
1	\uparrow	1	0	d	x			x		Q_{2n}	Q_{1n}	Q_{0n}	d
1	x	0	0	x	x			x		Q_{3n}	Q_{2n}	Q_{1n}	Q_{0n}

从表 21. 2. 2 可知, 74LS194 型移位寄存器具有清零、并行输入、串行输入、数据右移和左移等功能。

图 21. 2. 4 是用两片 74LS194 型四位移位寄存器接成八位双向移位寄存器的电路图。 $G = 0$, 数据右移; $G = 1$, 数据左移。其他自行分析。

3. 应用举例

寄存器的应用极广, 图 21. 2. 5 所示的是应用于加法器中的一例。图中, I, II, III 是三个 n 位的移位寄存器, I 和 II 是并行输入/串行输出, III 是串行输入/并行输出。工作过程如下述。

- (1) 进行运算之前先将各个寄存器和进位 D 触发器清零。
- (2) 给“寄存指令”(正脉冲), 将加数 $A_0 \sim A_{n-1}$ 和被加数 $B_0 \sim B_{n-1}$ 分别送入寄存器 I 和 II。
- (3) 输入移位脉冲 CP , 两个寄存器中的数码依次逐位右移(从低位到高位), 并送入全加器中逐位相加。
- (4) 逐位相加后, 将本位和数 S_i 存入寄存器 III; 将进位数 C_{i-1} 暂时存放在进位触发器中,

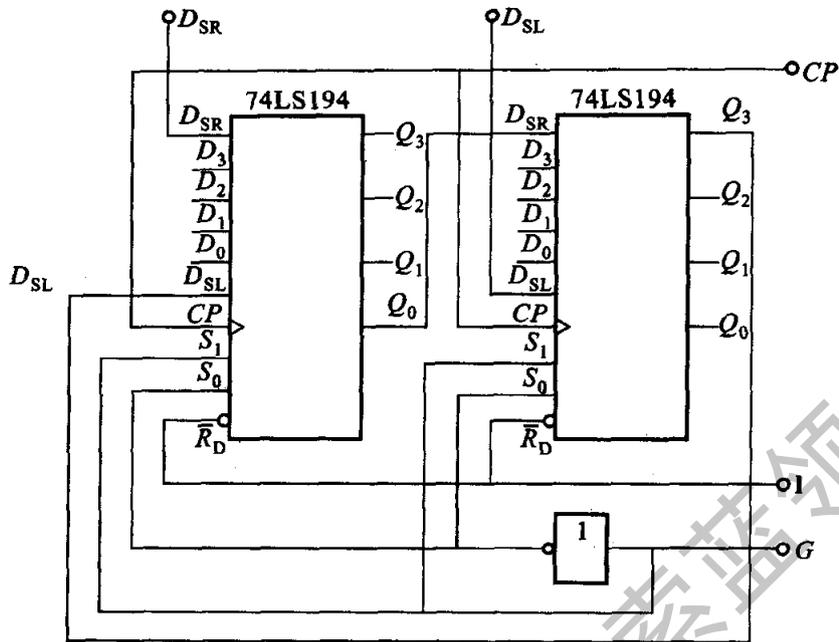


图 21.2.4 用两片 74LS194 型移位寄存器接成八位双向移位寄存器的电路

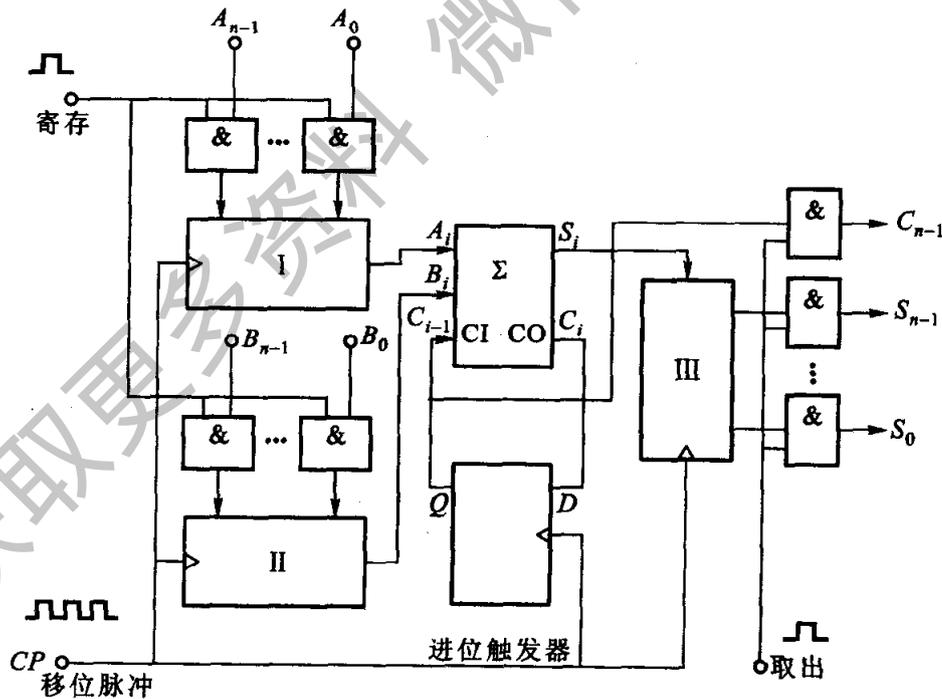


图 21.2.5 串行加法器

以便和本位数 A_i 、 B_i 相加。 D 触发器具有将输入数码延迟一步输出的功能, 所以用它作为进位触发器。

(5) 相加完毕后,给“取出指令”(正脉冲),将和数和进位数从移位寄存器Ⅲ和进位触发器中取出。最高位 C_{n-1} 即为进位数,是存放在进位触发器中的。

在实际应用上,寄存器Ⅲ可以省去,将全加器输出的本位和数 $S_0 \sim S_{n-1}$ 逐位送回到寄存器Ⅰ存起来。寄存器Ⅰ既能存放加数,又能存放和数,称它为累加寄存器。

【练习与思考】

- 21.2.1 数码寄存器和移位寄存器有什么区别?
 21.2.2 什么是并行输入、串行输入、并行输出和串行输出?
 21.2.3 继续列出表 21.2.1 的状态表,说明再经过四个移位脉冲(5~8),则所存的 1011 逐位从 Q_3 端串行输出。

21.3 计数器

在电子计算机和数字逻辑系统中,计数器是基本部件之一,它能累计输入脉冲的数目,就像我们数数一样,1,2,3,⋯,最后给出累计的总数。计数器可以进行加法计数,也可以进行减法计数,或者可以进行两者兼有的可逆计数。若从进位制来分,有二进制计数器、十进制计数器(也称二-十进制计数器)等多种。

21.3.1 二进制计数器

二进制只有 0 和 1 两个数码。所谓二进制加法,就是“逢二进一”,即 $0 + 1 = 1, 1 + 1 = 10$ 。也就是每当本位是 1,再加 1 时,本位便变为 0,而向高位进位,使高位加 1。

由于双稳态触发器有 1 和 0 两个状态,所以一个触发器可以表示一位二进制数。如果要表示 n 位二进制数,就得用 n 个触发器。

根据上述,我们可以列出四位二进制加法计数器的状态表(表 21.3.1),表中还列出对应的十进制数。

要实现表 21.3.1 所列的四位二进制加法计数,必须用四个双稳态触发器,它们具有计数功能。采用不同的触发器可有不同的逻辑电路。即使用同一种触发器也可得出不同的逻辑电路。下面介绍两种二进制计数器。

1. 异步二进制计数器

由表 21.3.1 可见,每来一个计数脉冲,最低位触发器翻转一次;而高位触发器是在相邻的低位触发器从 1 变为 0 进位时翻转。因此,可用四个主从型 JK 触发器来组成四位异步二进制加法计数器,如图 21.3.1 所示。每个触发器的 J, K 端悬空,相当于 1,故具有计数功能。触发器的进位脉冲从 Q 端输出送到相邻高位触发器的 CP 端,这符合主从型触发器在输入正脉冲的下降沿触发的特点。

图 21.3.2 是它的波形图。

表 21.3.1 四位二进制加法计数器的状态表

计数脉冲数	二进制数				十进制数
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	2
3	0	0	1	1	3
4	0	1	0	0	4
5	0	1	0	1	5
6	0	1	1	0	6
7	0	1	1	1	7
8	1	0	0	0	8
9	1	0	0	1	9
10	1	0	1	0	10
11	1	0	1	1	11
12	1	1	0	0	12
13	1	1	0	1	13
14	1	1	1	0	14
15	1	1	1	1	15
16	0	0	0	0	0

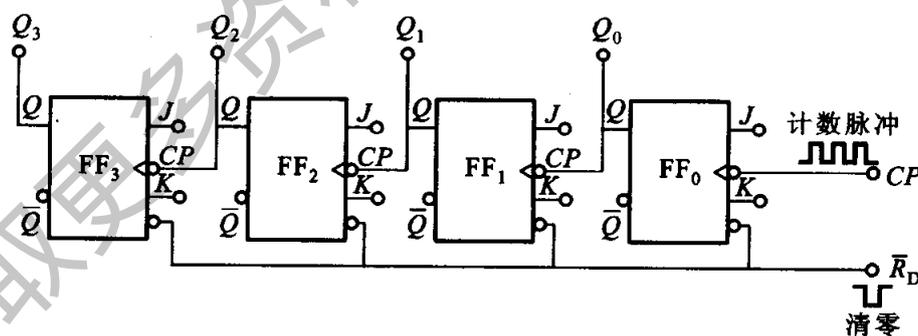


图 21.3.1 由主从型 JK 触发器组成的四位异步二进制加法计数器

这种所以称为“异步”加法计数器,是由于计数脉冲不是同时加到各位触发器的 CP 端,而只加到最低位触发器,其他各位触发器则由相邻低位触发器输出的进位脉冲来触发,因此它们状态的变换有先有后,是异步的。

【例 21.3.1】分析和比较图 21.3.3(a)和(b)所示两个逻辑电路的逻辑功

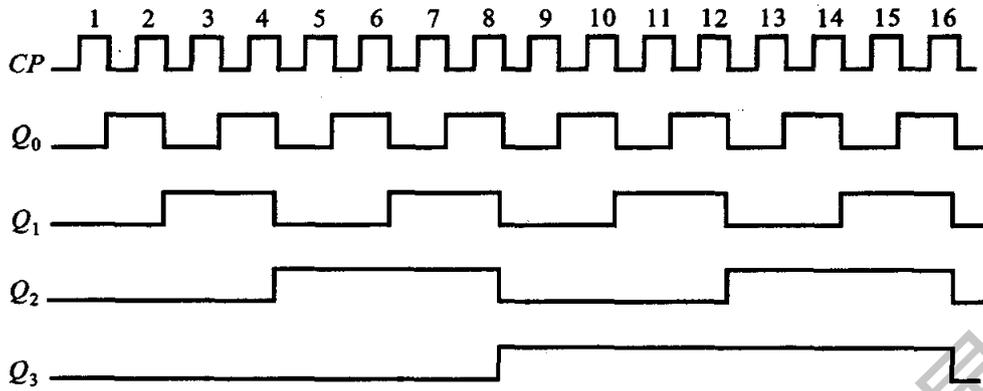
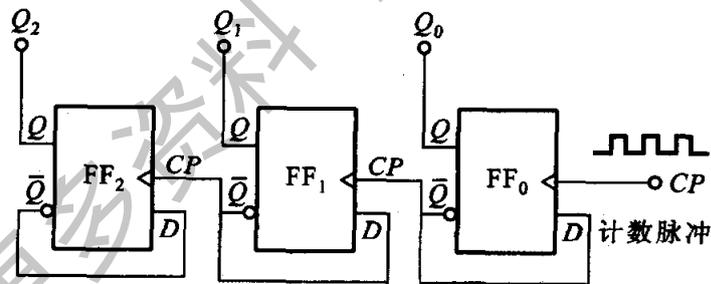


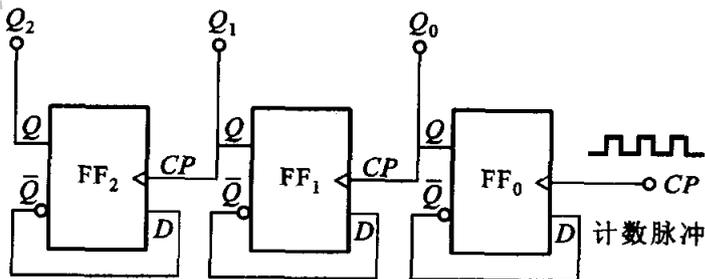
图 21.3.2 图 21.3.1 所示二进制加法计数器的波形图

能。

【解】 图 21.3.3(a) 是三位异步二进制加法计数器, 图 21.3.3(b) 是三位异步二进制减法计数器。它们的波形图和状态表分别示于图 21.3.4、图 21.3.5 和表 21.3.2、表 21.3.3 中。两者仅是级间连接方法不同: 加法计数器 $\bar{Q} \rightarrow CP$; 减法计数器 $Q \rightarrow CP$ 。各个触发器均为由 D 触发器转换的 T' 触发器, 具有 $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$ 的计数功能。这种触发器在上升沿触发翻转。因此, 在图 21.3.3(a) 中, 触发器 FF_1 和 FF_2 应在 \bar{Q}_0 和 \bar{Q}_1 的上升沿 (即 Q_0 和 Q_1 的下降沿) 翻转; 而在图 21.3.3



(a)



(b)

图 21.3.3 例 21.3.1 的图

(b)中, FF_1 和 FF_2 应在 Q_0 和 Q_1 的上升沿翻转。

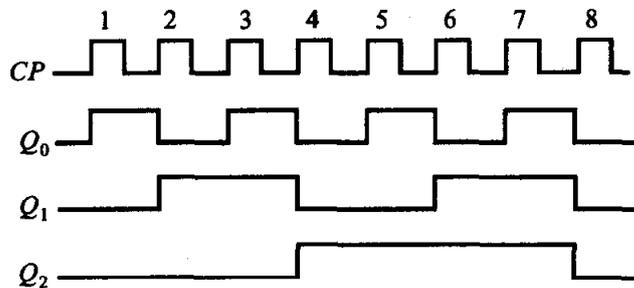


图 21.3.4 三位异步二进制加法计数器的工作波形图

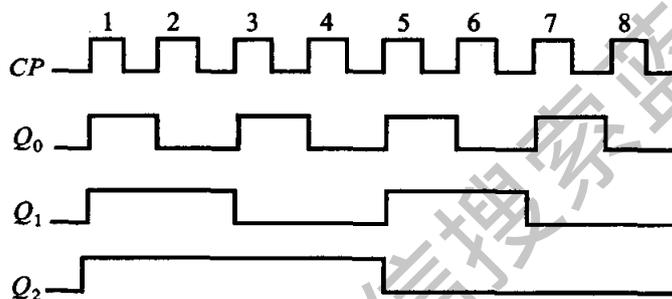


图 21.3.5 三位异步二进制减法计数器的工作波形图

表 21.3.2 三位异步二进制加法计数器的状态表

计数脉冲数	二进制数			十进制数
	Q_2	Q_1	Q_0	
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	2
3	0	1	1	3
4	1	0	0	4
5	1	0	1	5
6	1	1	0	6
7	1	1	1	7
8	0	0	0	0

表 21.3.3 三位异步二进制减法计数器的状态表

计数脉冲数	二进制数			十进制数
	Q_2	Q_1	Q_0	
0	0	0	0	0
1	1	1	1	7
2	1	1	0	6
3	1	0	1	5
4	1	0	0	4
5	0	1	1	3
6	0	1	0	2
7	0	0	1	1
8	0	0	0	0

2. 同步二进制计数器

如果计数器还是用四个主从型 JK 触发器组成, 根据表 21.3.1 可得出各位触发器的 J, K 端的逻辑关系式:

(1) 第一位触发器 FF_0 , 每来一个计数脉冲就翻转一次, 故 $J_0 = K_0 = 1$;

(2) 第二位触发器 FF_1 , 在 $Q_0 = 1$ 时再来一个脉冲才翻转, 故 $J_1 = K_1 = Q_0$;

(3) 第三位触发器 FF_2 , 在 $Q_1 = Q_0 = 1$ 时再来一个脉冲才翻转, 故 $J_2 = K_2 = Q_1 Q_0$;

(4) 第四位触发器 FF_3 , 在 $Q_2 = Q_1 = Q_0 = 1$ 时再来一个脉冲才翻转, 故 $J_3 = K_3 = Q_2 Q_1 Q_0$ 。

由上述逻辑关系式可得出图 21.3.6 所示的四位同步二进制加法计数器的逻辑图。由于计数脉冲同时加到各位触发器的 CP 端, 它们的状态变换和计数脉冲同步, 这是“同步”名称的由来, 并与“异步”相区别。同步计数器的计数速度较异步为快。

图中, 每个触发器有多个 J 端和 K 端, J 端之间和 K 端之间都是与的逻辑关系。

在上述的四位二进制加法计数器中, 当输入第十六个计数脉冲时, 又将返回起始状态 **0000**。如果还有第五位触发器的话, 这时应是 **10000**, 即十进制数 16。但是现在只有四位, 这个数就记录不下来, 这称为计数器的**溢出**。因此, 四位二进制加法计数器, 能记的最大十进制数为 $2^4 - 1 = 15$ 。 n 位二进制加法计数器,

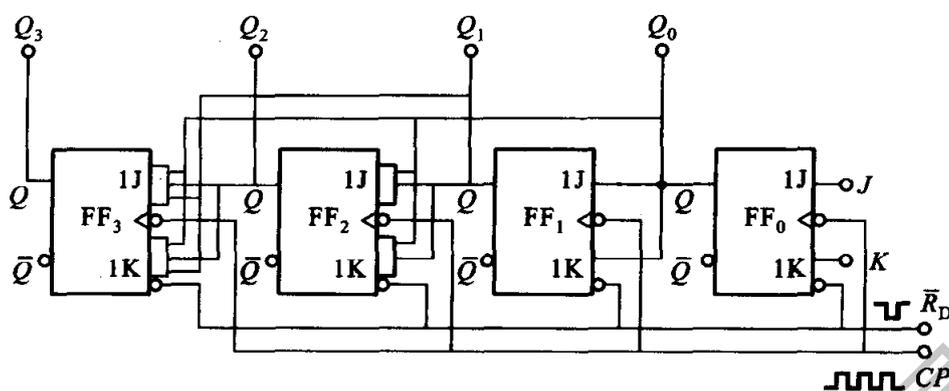


图 21.3.6 由主从型 JK 触发器组成的
四位同步二进制加法计数器

能记的最大十进制数为 $2^n - 1$ 。

图 21.3.7 是 74LS161 型四位同步二进制计数器的外引线排列和逻辑符号。各外引线端的功能是：

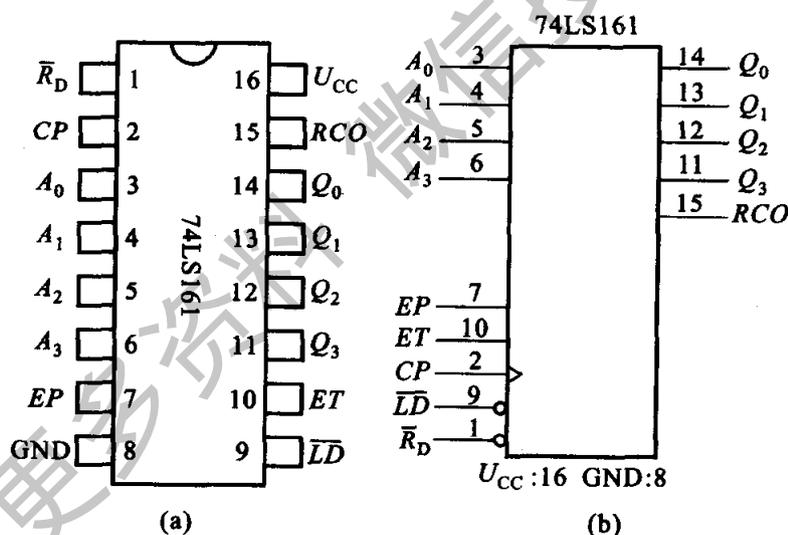


图 21.3.7 74LS161 型四位同步二进制计数器
(a) 外引线排列图；(b) 逻辑符号

- 1 为清零端 \bar{R}_D ，低电平有效；
- 2 为时钟脉冲输入端 CP ，上升沿有效 ($CP \uparrow$)；
- 3 ~ 6 为数据输入端 $A_0 \sim A_3$ ，是预置数，可预置任何一个四位二进制数；
- 7, 10 为计数控制端 EP, ET ：当两者或其中之一为低电平时，计数器保持原态；当两者均为高电平时，计数；
- 9 为同步并行置数控制端 \bar{LD} ，低电平有效；

11 ~ 14 为数据输出端 $Q_3 \sim Q_0$;

15 为进位输出端 RCO , 高电平有效。

表 21.3.4 是 74LS161 型四位同步二进制计数器的功能表。

表 21.3.4 74LS161 型同步二进制计数器的功能表

输 入					输 出							
\bar{R}_D	CP	\bar{LD}	EP	ET	A_3	A_2	A_1	A_0	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	x	x	x	x			x		0	0	0	0
1	↑	0	x	x	d_3	d_2	d_1	d_0	d_3	d_2	d_1	d_0
1	↑	1	1	1			x		计 数			
1	x	1	0	x			x		保 持			
1	x	1	x	0			x		保 持			

21.3.2 十进制计数器

二进制计数器结构简单,但是读数不习惯,所以在有些场合采用十进制计数器较为方便。十进制计数器是在二进制计数器的基础上得出的,用四位二进制数来代表十进制的每一位数,所以也称为二-十进制计数器。

前章已讲过最常用的 8421 编码方式,是取四位二进制数前面的 0000 ~ 1001 来表示十进制的 0 ~ 9 十个数码,而去掉后面的 1010 ~ 1111 六个数。也就是计数器计到第九个脉冲时再来一个脉冲,即由 1001 变为 0000。经过十个脉冲循环一次。表 21.3.5 是 8421 码十进制加法计数器的状态表。

1. 同步十进制计数器

与二进制加法计数器比较(比较表 21.3.1 与表 21.3.5),来第十个脉冲不是由 1001 变为 1010,而是恢复 0000,即要求第二位触发器 FF_1 不得翻转,保持 0 态,第四位触发器 FF_3 应翻转为 0。如果十进制加法计数器仍由四个主从型 JK 触发器组成, J, K 端的逻辑关系式应作如下修改:

- (1) 第一位触发器 FF_0 , 每来一个计数脉冲就翻转一次,故 $J_0 = 1, K_0 = 1$;
- (2) 第二位触发器 FF_1 , 在 $Q_0 = 1$ 时再来一个脉冲翻转,而在 $Q_3 = 1$ 时不得翻转,故 $J_1 = Q_0 \bar{Q}_3, K_1 = Q_0$;
- (3) 第三位触发器 FF_2 , 在 $Q_1 = Q_0 = 1$ 时再来一个脉冲翻转,故 $J_2 = Q_1 Q_0, K_2 = Q_1 Q_0$;

表 21.3.5 8421 码十进制加法计数器的状态表

计数脉冲数	二进制数				十进制数
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	2
3	0	0	1	1	3
4	0	1	0	0	4
5	0	1	0	1	5
6	0	1	1	0	6
7	0	1	1	1	7
8	1	0	0	0	8
9	1	0	0	1	9
10	0	0	0	0	进位

(4) 第四位触发器 FF_3 , 在 $Q_2 = Q_1 = Q_0 = 1$ 时, 再来一个脉冲翻转, 并来第十个脉冲时应由 1 翻转为 0, 故 $J_3 = Q_2 Q_1 Q_0, K_3 = Q_0$ 。

由上述逻辑关系式可得出图 21.3.8 所示的同步十进制加法计数器的逻辑图。

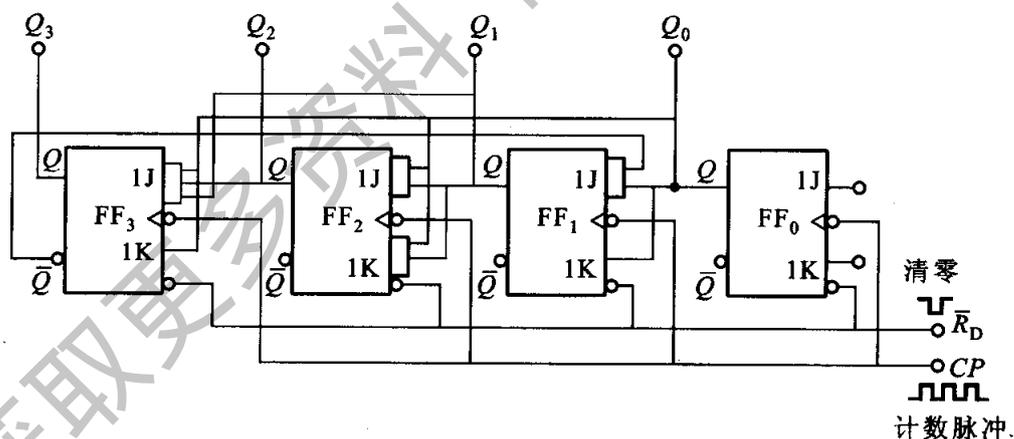


图 21.3.8 由主从型 JK 触发器组成的同步十进制加法计数器

比较图 21.3.8 和图 21.3.6 中各位触发器 J, K 端的联接方式, 只是触发器 FF_1 的 J 端和触发器 FF_3 的 K 端不同。

图 21.3.9 是十进制加法计数器的波形图, 读者可结合表 21.3.5 和图 21.3.8 自行分析。

74LS160 型同步十进制计数器是常用的, 它的外引线排列图和功能表与上

述的 74LS161 型同步二进制计数器完全相同。

要正确使用集成计数器,必须看懂它的功能表和查出它的外引线排列图(见练习与思考 21.3.3)。

2. 异步十进制计数器

图 21.3.10 是 74LS290 型异步二 - 五 - 十进制计数器的逻辑图和外引线排列图。 $R_{0(1)}$ 和 $R_{0(2)}$ 是清零输入端,由表 21.3.6 的功能表可见,当两端全为 1 时,

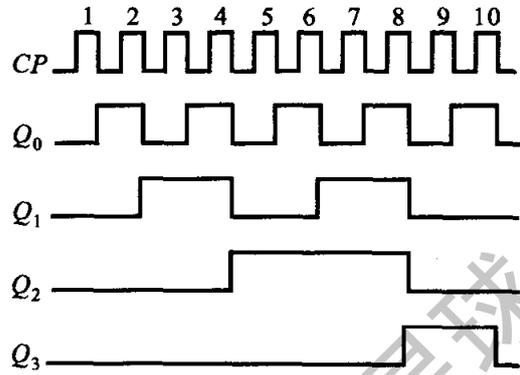
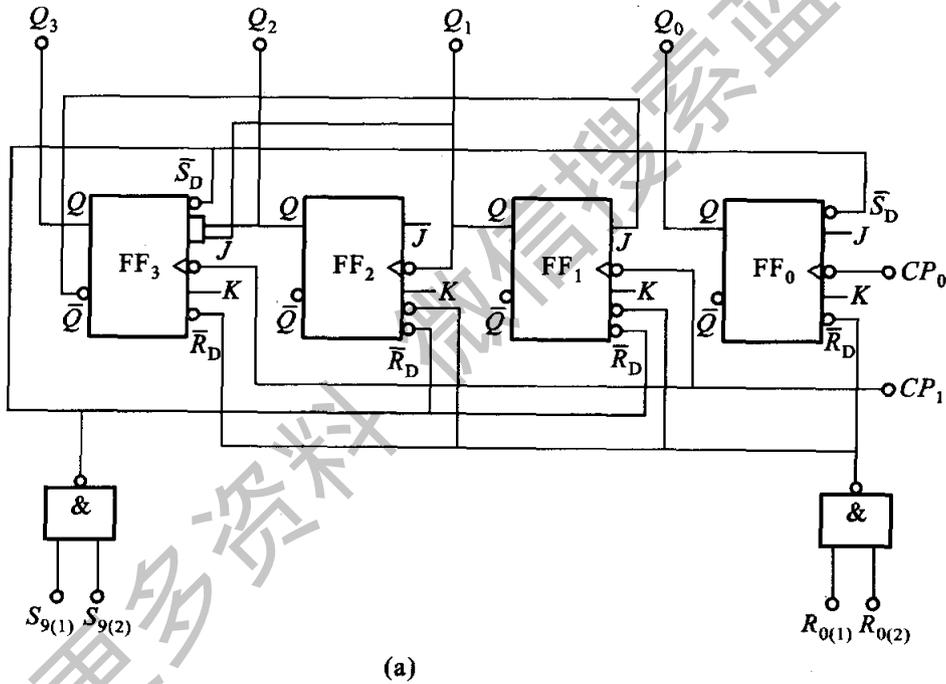
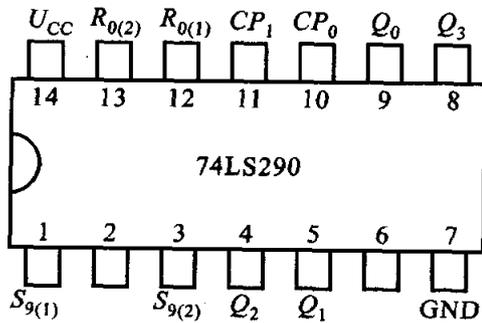


图 21.3.9 十进制加法计数器的波形图



(a)



(b)

图 21.3.10 74LS290 型计数器
(a) 逻辑图;(b) 外引线排列图

将四个触发器清零; $S_{9(1)}$ 和 $S_{9(2)}$ 是置“9”输入端, 同样, 由功能表可见, 当两端全为 1 时, $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1001$, 即表示十进制数 9。清零时, $S_{9(1)}$ 和 $S_{9(2)}$ 中至少有一端为 0, 不使置 1, 以保证清零可靠进行。它有两个时钟脉冲输入端 CP_0 和 CP_1 。下面按二、五、十进制三种情况分析。

表 21.3.6 74LS290 型计数器的功能表

$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$S_{9(1)}$	$S_{9(2)}$	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	1	0	×	0	0	0	0
×	×	×	0	0	0	0	0
×	×	1	1	1	0	0	1
×	0	×	0				
0	×	0	×		计		
0	×	×	0		数		
×	0	0	×		计		
					数		
					计		
					数		

(1) 只输入计数脉冲 CP_0 , 由 Q_0 输出, $FF_1 \sim FF_3$ 三位触发器不用, 为二进制计数器。

(2) 只输入计数脉冲 CP_1 , 由 Q_3, Q_2, Q_1 输出, 为五进制计数器。今分析如下。

由图可得出 FF_1, FF_2, FF_3 三位触发器 J, K 端的逻辑关系式

$$J_1 = \bar{Q}_3 \quad K_1 = 1$$

$$J_2 = 1 \quad K_2 = 1$$

$$J_3 = Q_1Q_2 \quad K_3 = 1$$

先清零使初始状态 $Q_3Q_2Q_1 = 000$, 这时各 J, K 端的电平为

$$J_1 = 1 \quad K_1 = 1$$

$$J_2 = 1 \quad K_2 = 1$$

$$J_3 = 0 \quad K_3 = 1$$

根据 JK 触发器的逻辑状态表得出各触发器的下一状态, 即 001。其中 FF_2 只在 Q_1 的状态从 1 变为 0 时才能翻转。而后再以 001 分析下一状态, 得出 010。一直逐步分析到恢复 000 为止。在分析过程中列出表 21.3.7 的状态表, 可见经过五个脉冲循环一次, 故为五进制计数器。

表 21.3.7 五进制计数器的状态分析

计数脉冲数	$J_3 = Q_1Q_2$	$K_3 = 1$	$J_2 = 1$	$K_2 = 1$	$J_1 = \bar{Q}_3$	$K_1 = 1$	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
1	0	1	1	1	1	1	0	0	1
2	0	1	1	1	1	1	0	1	0

续表

计数脉冲数	$J_3 = Q_1 Q_2$	$K_3 = 1$	$J_2 = 1$	$K_2 = 1$	$J_1 = \bar{Q}_3$	$K_1 = 1$	Q_3	Q_2	Q_1
3	1	1	1	1	1	1	0	1	1
4	0	1	1	1	0	1	1	0	0
5	0	1	1	1	1	1	0	0	0

(3) 将 Q_0 端与 FF_1 的 CP_1 端联接, 输入计数脉冲 CP_0 。按照上述的分析方法, 可知为 8421 码异步十进制计数器, 即从初始状态 **0000** 开始计数, 经过十个脉冲后恢复 **0000**。

21.3.3 任意进制计数器

目前常用的计数器主要是二进制和十进制, 当需要任意一种进制的计数器时, 只能将现有的计数器改接而得。下面介绍两种改接方法。

1. 清零法

如将计数器适当改接, 利用其清零端进行反馈置 0, 可得出小于原进制的多种进制的计数器。例如将图 21.3.10(a) 中的 74LS290 型十进制计数器改接成图 21.3.11 所示的两个电路, 就分别成为六进制和九进制计数器。以图 21.3.11(a) 为例, 它从 **0000** 开始计数, 来五个脉冲 CP_0 后, 变为 **0101** (见表 21.3.5)。

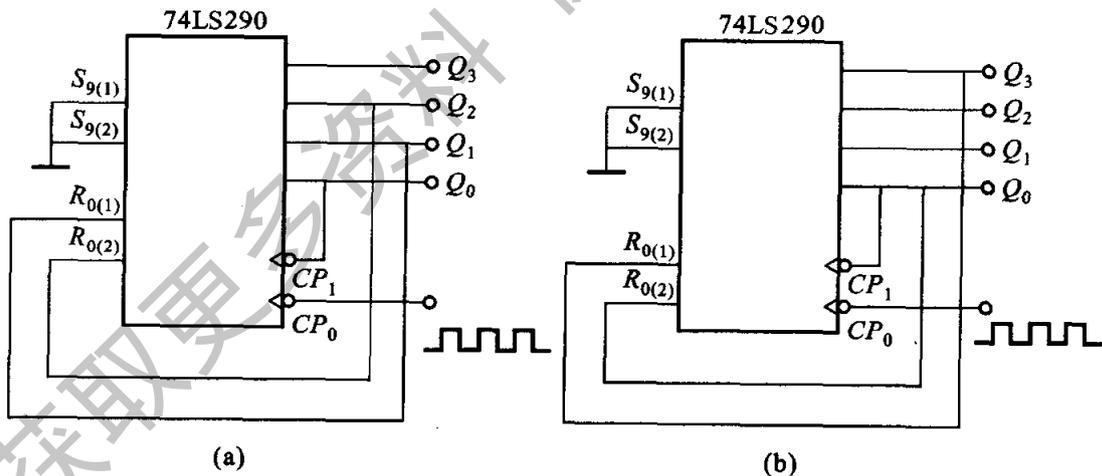


图 21.3.11

(a) 六进制计数器; (b) 九进制计数器

当第六个脉冲来到后, 出现 **0110** 的状态, 由于 Q_2 和 Q_1 端分别接到 $R_{0(2)}$ 和 $R_{0(1)}$ 清零端, 强迫清零, **0110** 这一状态转瞬即逝, 显示不出, 立即回到 **0000**。它经过六个脉冲循环一次故为六进制计数器, 状态循环如图 21.3.12 所示, 其状态循环中不含 **0110**, **0111**, **1000**, **1001** 四个状态。同理, 图 21.3.11(b) 是九进制计数

器。

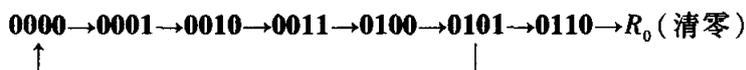


图 21.3.12 图 21.3.11(a) 六进制计数器的状态循环图($Q_3Q_2Q_1Q_0$)

【例 21.3.2】 数字钟表中的分、秒计数都是六十进制, 试用两片 74LS290 型二 - 五 - 十进制计数器联成六十进制电路。

【解】 六十进制计数器由两位组成, 个位(1)为十进制, 十位(2)为六进制, 电路联接如图 21.3.13 所示。个位的最高位 Q_3 联到十位的 CP_0 端。

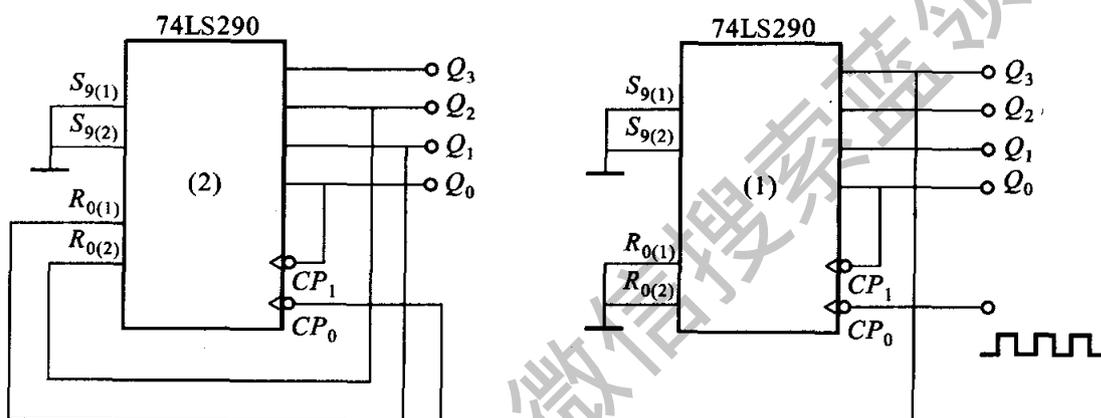


图 21.3.13 例 21.3.2 的图

个位十进制计数器经过十个脉冲循环一次, 每当第十个脉冲来到时, Q_3 由 1 变为 0 (见表 21.3.5), 相当于一个下降沿, 使十位六进制计数器计数。个位计数器经过第一次十个脉冲, 十位计数器计数为 0001; 经过二十个脉冲, 计数为 0010; 以此类推, 经过六十个脉冲, 计数为 0110。接着, 立即清零, 个位和十位计数器都恢复为 0000。这就是六十进制计数器。

2. 置数法

此法适用于某些有并行预置数的计数器。图 21.3.14(a) 是七进制计数器, 图 21.3.14(b) 是六进制计数器, 两者均由 74LS160 型同步十进制计数器改接而得。74LS160 型的功能表与 74LS161 型的相同, 见表 21.3.4。

在图 21.3.14(a) 中, 预置数为 0000。当第六个 CP 上升沿来到时, 输出状态为 0110, 使 $\overline{LD} = 0$ 。此时预置数尚未置入输出端, 待第七个 CP 上升沿来到时才置入, 输出状态变为 0000。此后, \overline{LD} 又由 0 变为 1, 进行下一个计数循环。可见, 这点和图 21.3.11(a) 由 74LS290 型改接的六进制计数器不同, 在状态循环 [图 21.3.15(a)] 中含有 0110, 是七进制计数器, 在状态循环中不含 0111, 1000,

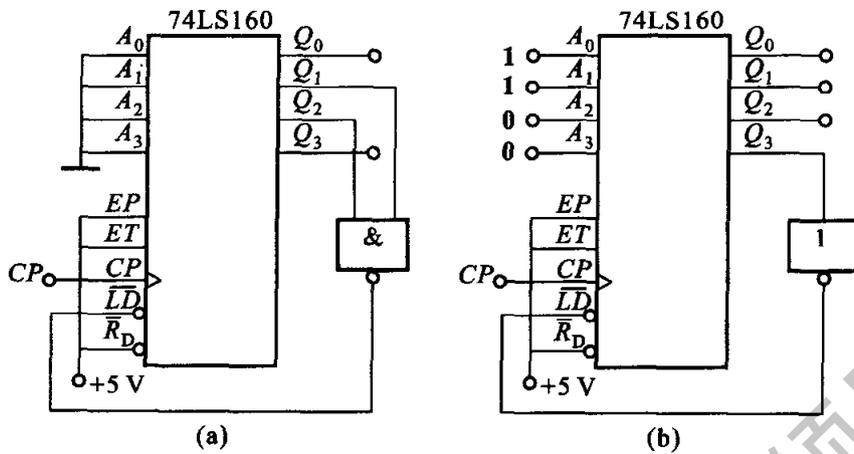


图 21.3.14

(a) 七进制计数器; (b) 六进制计数器

1001 三个状态。

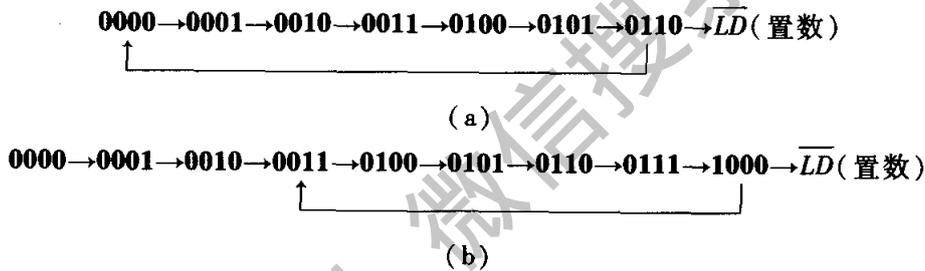


图 21.3.15 图 21.3.14 计数器的状态循环图 ($Q_3Q_2Q_1Q_0$)

(a) 七进制; (b) 六进制

在图 21.3.14(b) 中, 预置数 0011, 其状态循环如图 21.3.15(b) 所示, 其中不含 1001, 0000, 0001, 0010 四个状态, 是六进制计数器。

* 21.3.4 环形计数器

图 21.3.16 所示的是一串行输入/串行输出移位寄存器, 如将它的最低位输出端 Q_0 与最高位输入端 D 相联, 即组成环形计数器, 它能产生循环的顺序脉冲。

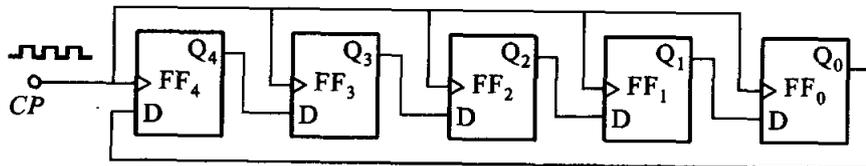


图 21.3.16 环形计数器

工作时, 先将计数器置为 $Q_4Q_3Q_2Q_1Q_0 = 10000$ 状态, 而后每当一个时钟脉冲 CP 的上升沿来到时, 依次右移一位, 即

10000→01000→00100→00010→00001→10000

当第五个时钟脉冲 CP 的上升沿来到时,恢复为 10000,循环一次。

表 21.3.8 和图 21.3.17 分别为环形计数器的状态表和波形图。

由于环形计数器产生的是顺序脉冲,所以它是顺序脉冲发生器的一种。

表 21.3.8 环形计数器的状态表

CP	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q ₀
0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	0	1	0
4	0	0	0	0	1
5	1	0	0	0	0

* 21.3.5 环形分配器

图 21.3.18 是环形分配器的逻辑图,各位触发器的 J、K 端的逻辑关系式为

$$J_0 = \bar{Q}_2, \quad K_0 = Q_2$$

$$J_1 = Q_0, \quad K_1 = \bar{Q}_0$$

$$J_2 = Q_1, \quad K_2 = \bar{Q}_1$$

由此可列出它的状态表(表 21.3.9)。由状态表画出波形图(图 21.3.19),由图可见, Q₀, Q₁, Q₂, \bar{Q}_0 , \bar{Q}_1 , \bar{Q}_2 依次滞后一个角度;并且, Q₀ 和 \bar{Q}_0 , Q₁ 和 \bar{Q}_1 , Q₂ 和 \bar{Q}_2 都是互为反量。这六个顺序脉冲可用作三相桥式逆变电路中开关元件(晶闸管、功率晶体管或功率场效晶体管)的控制电压,见第 19 章 19.3 节的图 19.3.3 和图 19.3.4。

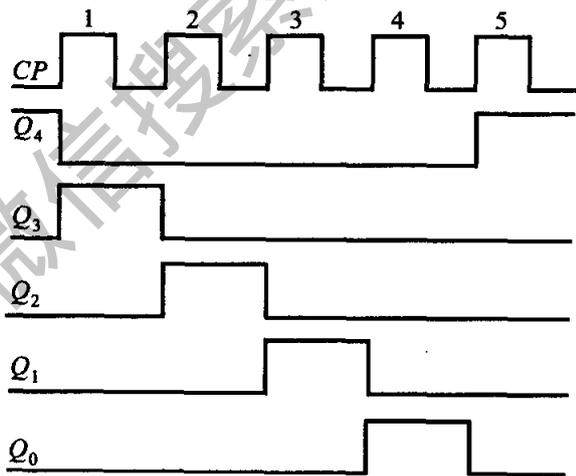


图 21.3.17 环形计数器的波形图

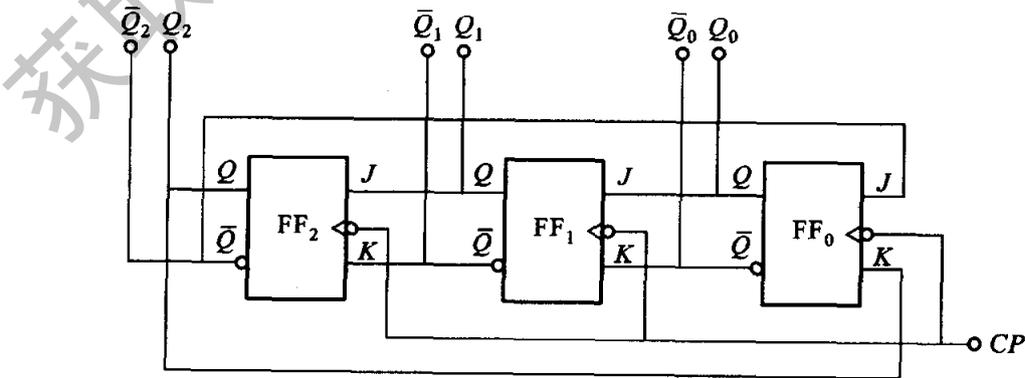


图 21.3.18 环形分配器

表 21.3.9 环形分配器的状态表

C	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	1
3	1	1	1
4	1	1	0
5	1	0	0
6	0	0	0

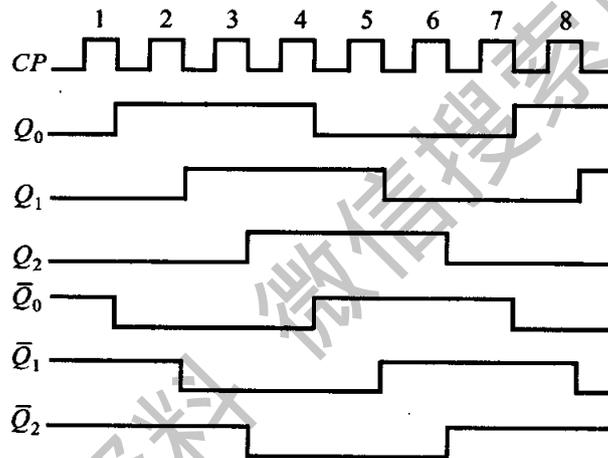


图 21.3.19 环形分配器的波形图

【练习与思考】

- 21.3.1 什么是异步计数器,什么是同步计数器?两者区别何在?
- 21.3.2 试用两片 74LS290 型异步十进制计数器构成百进制计数器。
- 21.3.3 74LS192 型同步十进制可逆计数器的功能表和逻辑符号分别如表 21.3.10 和图 21.3.20 所示。所谓可逆,就是能进行加法计数和减法计数。(1)说明表中各项的意义;(2)试用两片 74LS192 型计数器构成百进制计数器。先将各片接成十进制加法计数工作状态,而后联接两片。图中 \overline{CO} 和 \overline{BO} 分别为进位和借位输出端。

表 21.3.10 74LS192 型同步十进制可逆计数器的功能表

输 入				输 出							
R_D	\overline{LD}	CP_+	CP_-	A_3	A_2	A_1	A_0	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	×	×	d_3	d_2	d_1	d_0	d_3	d_2	d_1	d_0
0	1	↑	1	×				加法计数			

续表

输 入				输 出							
R_D	\overline{LD}	CP_+	CP_-	A_3	A_2	A_1	A_0	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	1	1	↑			×		减法计数			
0	1	1	1			×		保持			
1	×	×	×			×		0	0	0	0

21.3.4 根据表 21.3.7 画出五进制计数器 CP, Q_1, Q_2, Q_3 的波形图。

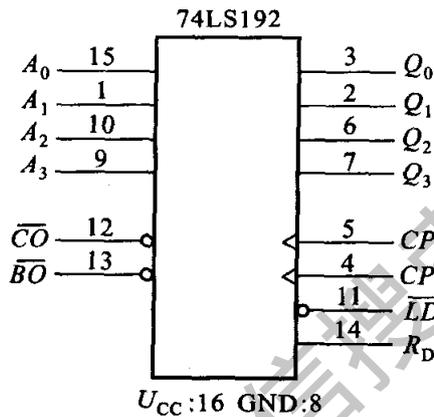


图 21.3.20 74LS192 型计数器的逻辑符号

△21.4 时序逻辑电路的分析

时序逻辑电路的分析就是根据已知的电路求其逻辑功能,前面已用逐次推断状态法作过简单分析(见表 21.3.7),今结合例题完整地进行分析。

【例 21.4.1】分析图 21.4.1 所示电路的逻辑功能,设初始状态为 000。

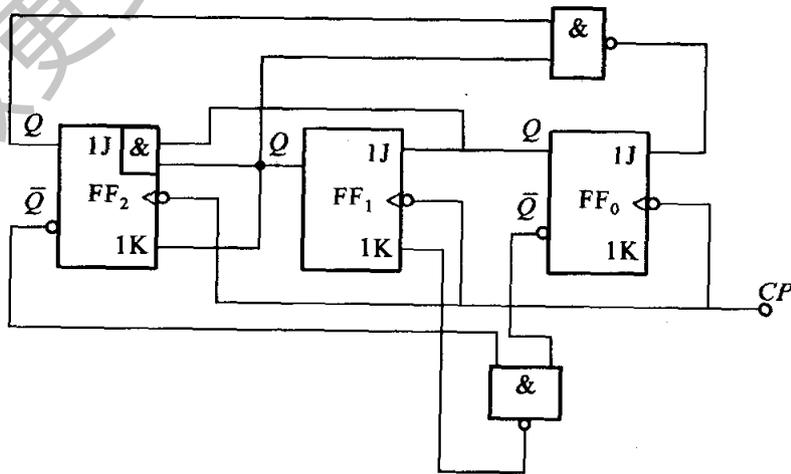


图 21.4.1 例 21.4.1 的图

【分析】

(1) 分析电路的组成

该电路由三个 JK 触发器和两个与非门组成,是一同步逻辑时序电路,无外输入信号(CP 不算输入信号)。

(2) 列出驱动方程

$$\begin{aligned} J_0 &= \overline{Q_2 Q_1}, & K_0 &= 1 \\ J_1 &= Q_0, & K_1 &= \overline{Q_2} \overline{Q_0} \\ J_2 &= Q_1 Q_0, & K_2 &= Q_1 \end{aligned}$$

(3) 列出状态方程

首先由 JK 触发器的逻辑状态表(表 21.1.4)求其特性方程^①

$$\begin{aligned} Q_{n+1} &= \overline{J} \overline{K} Q_n + \overline{J} K \overline{Q}_n + J \overline{K} Q_n + JK \overline{Q}_n \\ &= \overline{J} \overline{Q}_n (K + \overline{K}) + \overline{K} Q_n (J + \overline{J}) \\ &= \overline{J} \overline{Q}_n + \overline{K} Q_n \\ &= \overline{J} \overline{Q} + \overline{K} Q \quad (\text{为简化书写,略去 } n) \end{aligned}$$

将驱动方程代入,得出电路的状态方程:

$$\begin{aligned} Q_{0(n+1)} &= \overline{Q_2 Q_1} \overline{Q_0} \\ Q_{1(n+1)} &= Q_0 \overline{Q_1} + \overline{Q_2} \overline{Q_0} Q_1 \\ Q_{2(n+1)} &= Q_1 Q_0 \overline{Q_2} + \overline{Q_1} Q_2 \end{aligned}$$

(4) 列出逻辑状态表

首先将初态 $Q_2 Q_1 Q_0 = 000$ 代入状态方程,得 **001**;再将 **001** 代入,得 **010**;以此类推,当输入第七个 CP 时,状态恢复为 **000**,一次循环结束,如表 21.4.1 所示。

表 21.4.1 例 21.4.1 的状态表

CP 顺序	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	0	0	0

0	1	1	1
1	0	0	0

① 各种触发器有各自的特性方程,均可由状态表得出。如 T 触发器, $Q_{n+1} = T\overline{Q}_n + \overline{T}Q_n$; D 触发器, $Q_{n+1} = D$ 。

(5) 画出状态循环图

根据状态表可画出状态循环图(也称状态转换图),如图 21.4.2 所示。

电路中用了三个触发器,应有八种状态,其中 000 ~ 110 七个状态进行有效循环,而 111 是无效状态,但经 CP 的作用下可进入有效循环,即电路具有自启动功能。

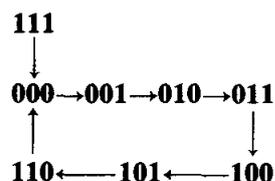


图 21.4.2 状态循环图($Q_2Q_1Q_0$)

(6) 分析逻辑功能

此电路为同步七进制加法计数器,具有自启动功能。

【例 21.4.2】 分析图 21.4.3 所示电路的逻辑功能,设初始状态为 0000。

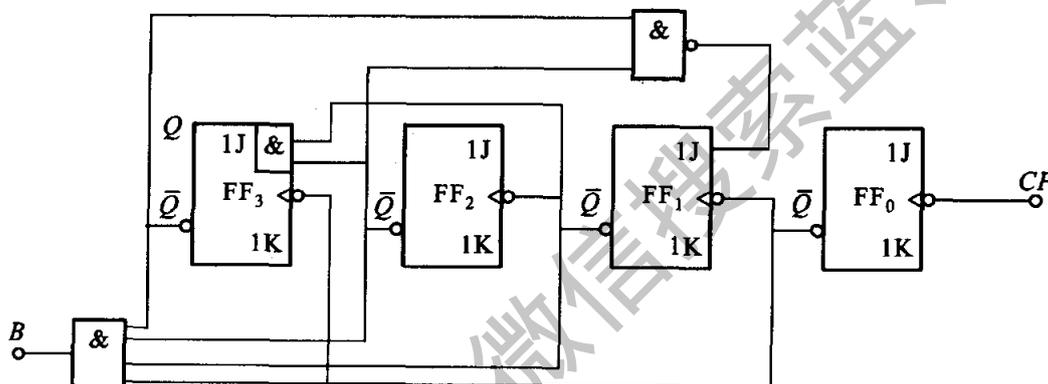


图 21.4.3 例 21.4.2 的图

【分析】 (1) 分析电路的组成

该电路由四个 JK 触发器、一个与非门和一个与门组成,是一异步逻辑时序电路,输出为 B。

(2) 列出驱动方程、输出方程和时钟脉冲方程

$$J_0 = 1, \quad K_0 = 1$$

$$J_1 = Q_3, \quad K_1 = 1$$

$$J_2 = 1, \quad K_2 = 1$$

$$J_3 = Q_2, \quad K_3 = 1$$

$$B = Q_3 Q_2 Q_1 Q_0$$

$$CP_0 = CP, CP_1 = Q_0, CP_2 = Q_1, CP_3 = Q_0$$

(3) 列出状态方程

$$Q_{0(n+1)} = \overline{Q_0} (CP \downarrow)$$

$$Q_{1(n+1)} = \overline{Q_3} \overline{Q_2} Q_1 (\overline{Q_0} \downarrow)$$

$$Q_{2(n+1)} = \overline{Q_2} (\overline{Q_1} \downarrow)$$

$$Q_{3(n+1)} = \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \bar{Q}_3 (\bar{Q}_0 \downarrow)$$

(4) 列出逻辑状态表

对四个 JK 触发器, 时钟脉冲下降沿有效, 即 $1 \rightarrow 0$ 。如在上升沿, 即 $0 \rightarrow 1$, 或电平不变, 均认为无时钟脉冲作用, 触发器保持原态不变。因此, 首先判断时钟脉冲有效否, 如在下降沿, 才将触发器状态代入状态方程进行计算。本例的逻辑状态如表 21.4.2 所示。

表 21.4.2 例 21.4.2 的状态表

CP 顺序	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	B
0	0	0	0	0	1
1	1	0	0	1	0
2	1	0	0	0	0
3	0	1	1	1	0
4	0	1	1	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	0	0	0
7	0	0	1	1	0
8	0	0	1	0	0
9	0	0	0	1	0
10	0	0	0	0	1

0	1	1	1	1	0
1	1	1	1	0	0
2	0	1	0	1	0

0	1	1	0	1	0
1	1	1	0	0	0
2	0	0	1	1	0

0	1	0	1	1	0
1	1	0	1	0	0
2	0	0	0	1	0

(5) 画出状态循环图

根据表 21.4.2 画出的状态循环图如图 21.4.4 所示。

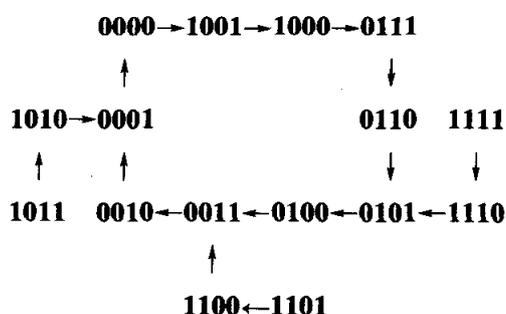


图 21.4.4 状态循环图

 $(Q_3 Q_2 Q_1 Q_0)$

由图可见,1001 ~ 0000 十个状态进行有效循环,其他六个 1111,1110,1101,1100,1011,1010 为无效状态,但经时钟脉冲作用后可进入有效循环。

(6) 分析逻辑功能

此电路为异步十进制减法计数器,具有自启动功能。

21.5 由 555 定时器组成的单稳态触发器和无稳态触发器

上述的都是双稳态触发器,它有两个稳定状态,从一个稳定状态翻转为另一个稳定状态必须靠信号脉冲触发,脉冲消失后,稳定状态能一直保持下去。单稳态触发器与此不同,在触发信号未加之前,触发器处于稳定状态,经信号触发后,触发器翻转,但新的状态只能暂时保持(暂稳状态),经过一定时间(由电路参数决定)后自动翻转到原来的稳定状态。所以只有一个稳定状态,这是“单稳态”名称的由来。而无稳态触发器没有稳定状态,同时毋须外加触发脉冲,就能输出一定频率的矩形脉冲(自激振荡)。因为矩形波含有丰富的谐波,故也称为多谐振荡器。

555 定时器是一种数字电路与模拟电路相结合的中规模集成电路,其应用极为广泛,通过其外部不同的连接,就可以构成单稳态触发器和多谐振荡器。现具体分述如下。

21.5.1 555 定时器

常用的 555 定时器有 TTL 定时器 CB555 和 CMOS 定时器 CC7555 等^①,下面以前者为例进行分析。

^① CB555 定时器和 CC7555 定时器的外引线编号及其功能是一致的。

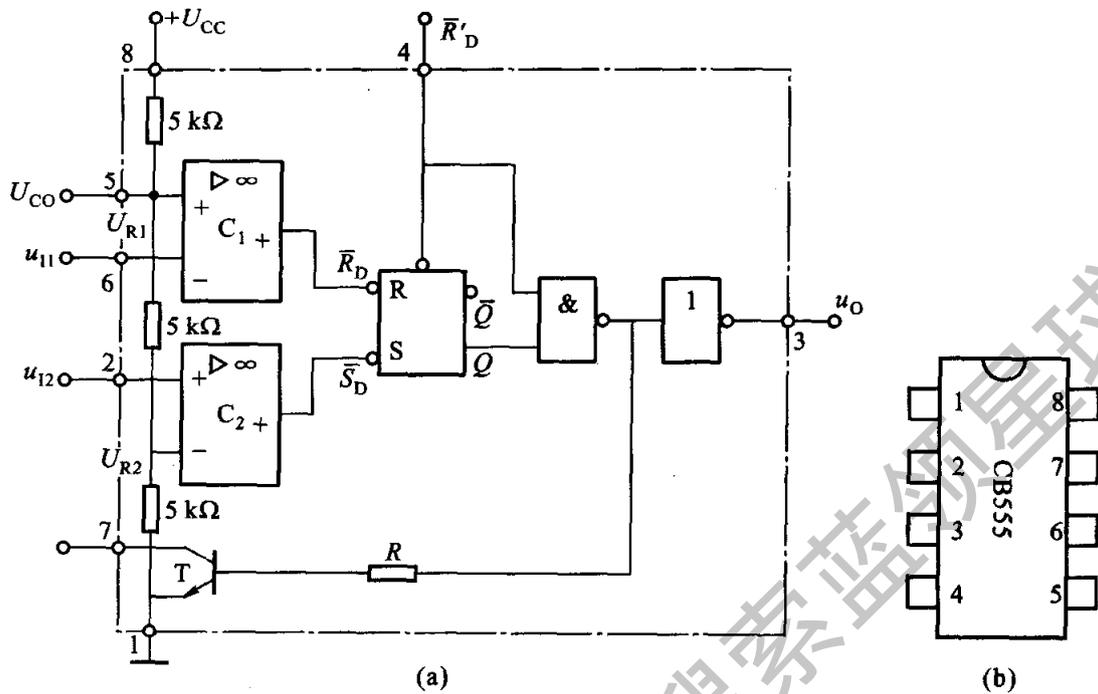


图 21.5.1 CB555 定时器

(a) 电路; (b) 外引线排列图

CB555 定时器的电路和外引线排列如图 21.5.1 所示。它含有两个电压比较器 C_1 和 C_2 、一个由与非门组成的基本 RS 触发器、一个与门、一个非门、一个放电晶体管 T 以及由三个 $5\text{ k}\Omega$ 的电阻组成的分压器。比较器 C_1 的参考电压 $U_{R1} = \frac{2}{3}U_{CC}$ ，加在同相输入端； C_2 的参考电压 $U_{R2} = \frac{1}{3}U_{CC}$ ，加在反相输入端。如果 5 端外接固定电压 U_{CO} ，则 $U_{R1} = U_{CO}$ ， $U_{R2} = \frac{1}{2}U_{CO}$ ；如果 5 端不用时，经 $0.01\ \mu\text{F}$ 的电容接“地”，以防干扰引入。

\bar{R}'_D 是置 0 输入端，低电平有效，加上低电平，输出电压 $u_O = 0$ ，不受其他输入端状态的影响。正常工作时， $\bar{R}'_D = 1$ 。 u_{I1} 和 u_{I2} 分别为 6 端和 2 端的输入电压。 u_{I1} 和 u_{I2} 分别与 U_{R1} 和 U_{R2} 比较，得出 C_1 和 C_2 的输出状态，由此得出基本 RS 触发器 Q 端的状态，而后得出 u_O 的状态。工作原理的说明列在表 21.5.1 中。

表 21.5.1 CB555 的工作原理说明表

\bar{R}'_D	u_{I1}	u_{I2}	\bar{R}_D	\bar{S}_D	Q	u_O	T
0	x	x	x	x	x	0	导通
1	$> U_{R1}$	$> U_{R2}$	0	1	0	0	导通
1	$< U_{R1}$	$< U_{R2}$	1	0	1	1	截止
1	$< U_{R1}$	$> U_{R2}$	1	1	保持	保持	保持

电源电压范围为 $5 \sim 18 \text{ V}$ 。输出电流可达 200 mA ，因此可以直接驱动继电器、发光二极管、扬声器及指示灯等。输出高电压约低于电源电压 $1 \sim 3 \text{ V}$ 。

21.5.2 由 555 定时器组成的单稳态触发器

图 21.5.2(a) 是由 CB555 定时器组成的单稳态触发器。 R 和 C 是外接元件，触发脉冲 u_i 由 2 端输入。下面对照图 21.5.2(b) 的波形图进行分析。

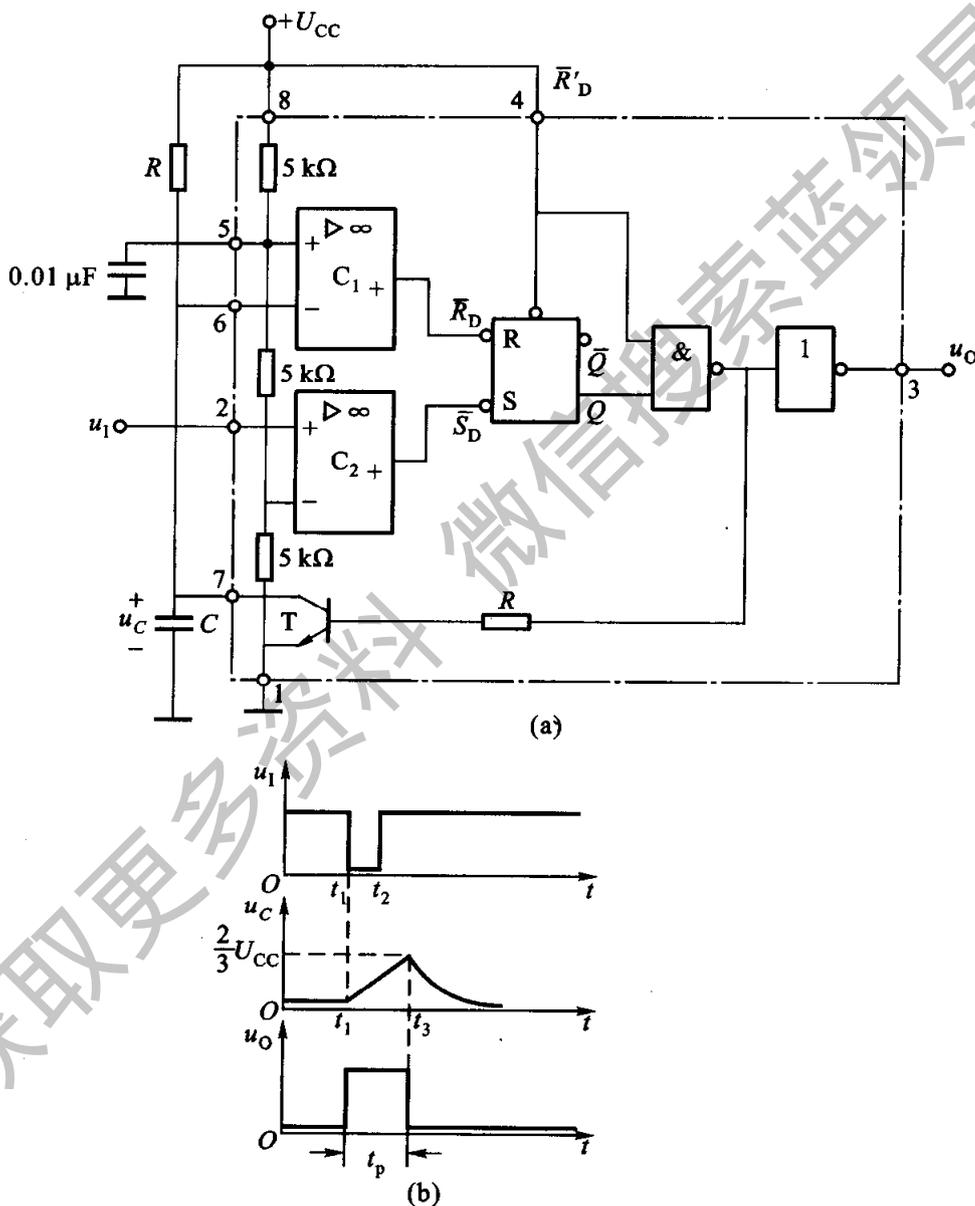


图 21.5.2 单稳态触发器

(a) 电路图; (b) 波形图

在 t_1 以前, 触发脉冲尚未输入, u_I 为 **1**, 其值大于 $\frac{1}{3}U_{CC}$, 故比较器 C_2 的输出为 **1**。若触发器的原状态 $Q = 0, \bar{Q} = 1$, 则晶体管 T 饱和导通, $u_c \approx 0.3 V$, 故 C_1 的输出也为 **1**, 触发器的状态保持不变。若 $Q = 1, \bar{Q} = 0$, 则 T 截止, U_{CC} 通过 R 对电容 C 充电, 当 u_c 上升略高于 $\frac{2}{3}U_{CC}$ 时, 比较器 C_1 的输出为 **0**, 使触发器翻转为 $Q = 0, \bar{Q} = 1$ 。

可见, 在稳定状态时, $Q = 0$, 即输出电压 u_o 为 **0**。

在 t_1 时刻, 输入触发负脉冲, 其幅度低于 $\frac{1}{3}U_{CC}$, 故 C_2 的输出为 **0**, 将触发器置 **1**, u_o 由 **0** 变为 **1**, 电路进入暂稳状态。这时放电管 T 截止, 电源又对电容充电。当 u_c 上升略高于 $\frac{2}{3}U_{CC}$ 时 (在 t_3 时刻), C_1 的输出为 **0**, 从而使触发器自动翻转到 $Q = 0$ 的稳定状态。此后电容 C 迅速放电。

输出的是矩形脉冲, 其宽度 (暂稳状态持续时间)

$$t_p = RC \ln 3 = 1.1RC \quad (21.5.1)$$

由上式可知:

(1) 改变 RC 值, 可改变脉冲宽度 t_p , 从而可以进行定时控制。例如在图 21.5.3 中, 单稳态触发器输出的是一宽度为 t_p 的矩形脉冲, 把它作为与门输入信号之一, 只有在它存在的 t_p 时间内 (譬如 $1s$ 内), 信号 u_A 才能通过与门。

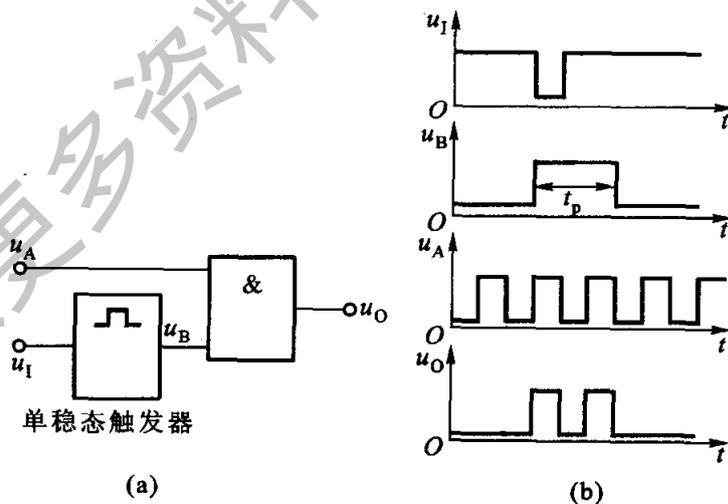


图 21.5.3 单稳态触发器的定时控制

(a) 电路示意图; (b) 波形图

(2) 输入脉冲的波形往往是不规则的 (例如由光电管构成的脉冲源), 边沿不陡, 幅度不齐, 不能直接输入到数字装置, 需要经单稳态触发器或另外某种触

发器整形。因为单稳态触发器的输出只有 1 和 0 两种状态,在 RC 值一定时,就可得到幅度和宽度一定的矩形波输出脉冲,如图 21.5.4 所示。

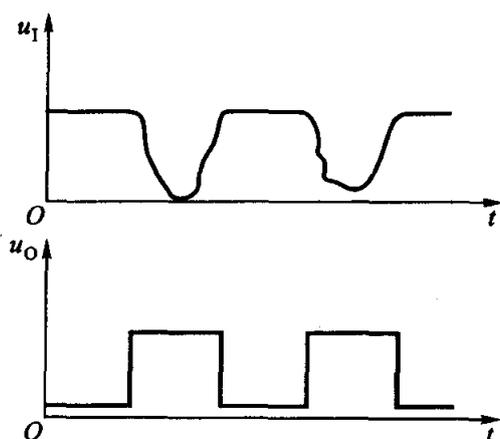


图 21.5.4 脉冲整形

21.5.3 由 555 定时器组成的多谐振荡器

图 21.5.5(a)是由 CB555 定时器组成的多谐振荡器。 R_1 、 R_2 和 C 是外接元件。

接通电源 U_{CC} 后,它经 R_1 和 R_2 对电容 C 充电,当 u_c 上升略高于 $\frac{2}{3}U_{CC}$ 时,比较器 C_1 的输出为 0,将触发器置 0, u_o 为 0。这时放电管 T 导通,电容 C 通过 R_2 和 T 放电, u_c 下降。当 u_c 下降略低于 $\frac{1}{3}U_{CC}$ 时,比较器 C_2 的输出为 0,将触发器置 1, u_o 又由 0 变为 1。这时,放电管 T 截止, U_{CC} 又经 R_1 和 R_2 对电容 C 充电。如此重复上述过程, u_o 为连续的矩形波,如图 21.5.5(b)所示。

第一个暂稳状态的脉冲宽度 t_{p1} ,即电容 C 充电的时间:

$$t_{p1} \approx (R_1 + R_2) C \ln 2 = 0.7(R_1 + R_2) C \quad (21.5.2)$$

第二个暂稳状态的脉冲宽度 t_{p2} ,即电容 C 放电的时间:

$$t_{p2} \approx R_2 C \ln 2 = 0.7 R_2 C \quad (21.5.3)$$

振荡周期

$$T = t_{p1} + t_{p2} \approx 0.7(R_1 + 2R_2) C \quad (21.5.4)$$

振荡频率

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.43}{(R_1 + 2R_2) C} \quad (21.5.5)$$

由 555 定时器组成的振荡器,最高工作频率可达 300 kHz。

输出波形的占空比

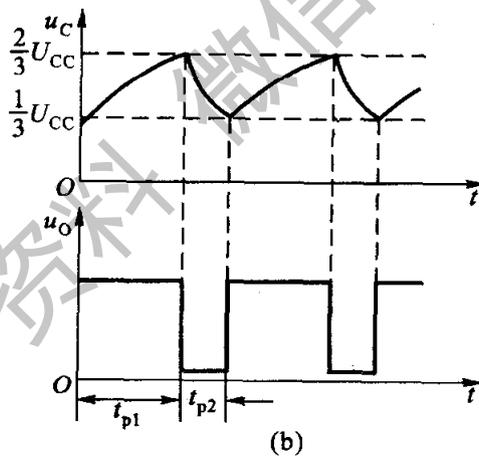
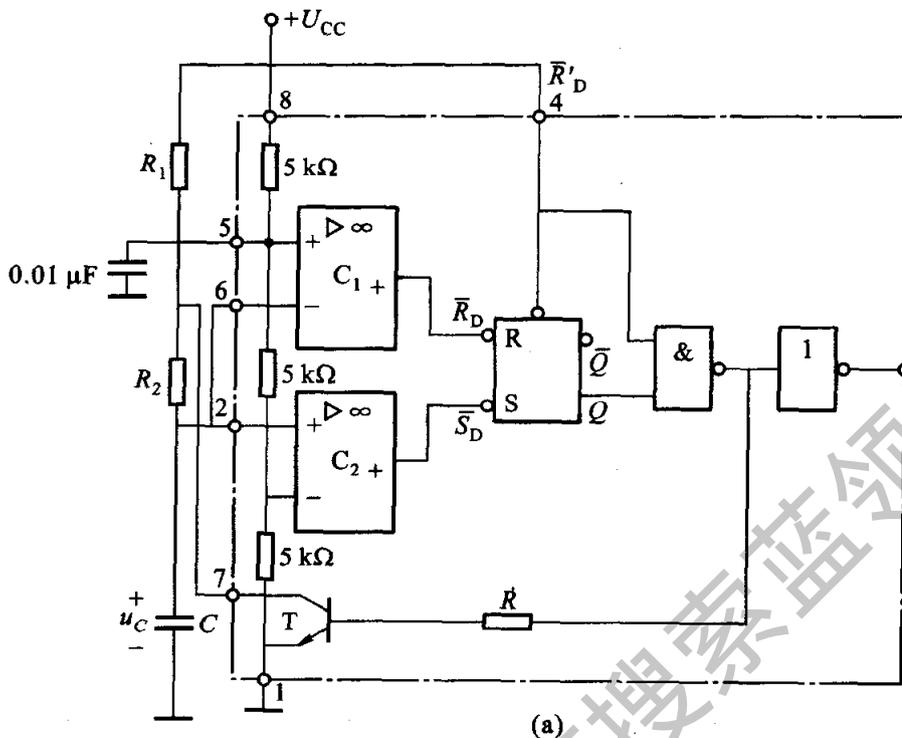


图 21.5.5 多谐振荡器

(a) 电路图; (b) 波形图

$$D = \frac{t_{p1}}{t_{p1} + t_{p2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (21.5.6)$$

图 21.5.6 是占空比可调的多谐振荡器。图中用 D_1 和 D_2 两只二极管将电容 C 的充放电电路分开, 并接一电位器 R_p 。

充电电路:

$$U_{CC} \rightarrow R'_1 \rightarrow D_1 \rightarrow C \rightarrow \text{“地”}$$

放电电路:

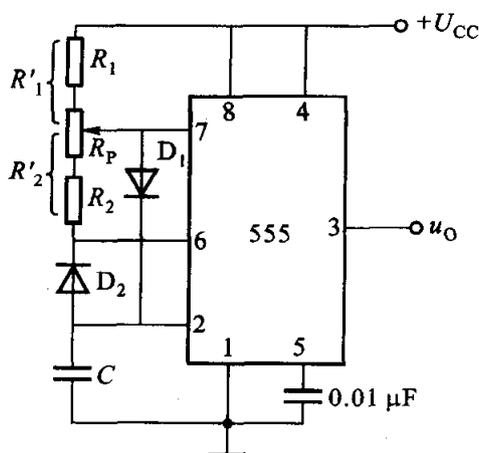


图 21.5.6 占空比可调的多谐振荡器

$C \rightarrow D_2 \rightarrow R'_2 \rightarrow T \rightarrow \text{“地”}$

充电和放电的时间分别为

$$t_{p1} \approx 0.7 R'_1 C, \quad t_{p2} \approx 0.7 R'_2 C$$

占空比为

$$D = \frac{t_{p1}}{t_{p1} + t_{p2}} = \frac{R'_1}{R'_1 + R'_2}$$

下面举一例进一步说明由 555 定时器组成的多谐振荡器的工作原理。

图 21.5.7 是由两个多谐振荡器构成的模拟声响发生器。调节定时元件 R_{11} , R_{12} , C_1 使第 1 个振荡器的振荡频率为 1 Hz, 调节 R_{21} , R_{22} , C_2 使第 2 个振荡器的振荡频率为 2 kHz。由于低频振荡器的输出端 3 接到高频振荡器的置 0 输入端 4, 因此当振荡器 1 的输出电压 u_{O1} 为高电平时, 振荡器 2 就振荡; u_{O1} 为低电平时, 振荡器 2 停止振荡。从而扬声器便发出“呜……呜……”的间隙声响。 u_{O1} 和 u_{O2} 的波形如图中所示。

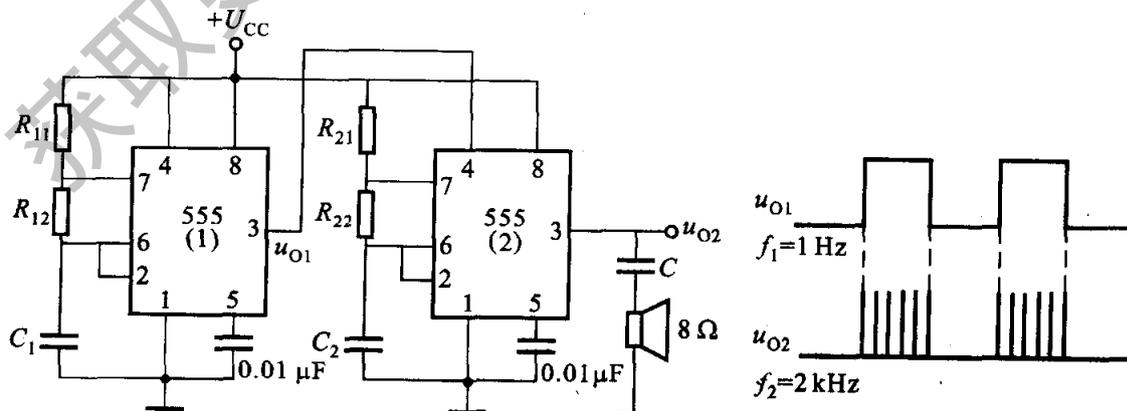


图 21.5.7 模拟声响电路

【练习与思考】

- 21.5.1 单稳态触发器为什么能用于定时控制和脉冲整形？
 21.5.2 试证明式(21.5.1)，略去放电晶体管的饱和压降 $U_{CE(sat)}$ 。
 21.5.3 试证明式(21.5.4)。

* 21.6 应用举例

21.6.1 优先裁决电路

图 21.6.1 是一优先裁决电路。例如在游泳比赛中用来自动裁决优先到达者。图中，输入变量 A_1, A_2 来自设在终点线上的光电检测管。平时， A_1, A_2 为 0，复位开关 S 断开。比赛开始前，按下复位开关 S 使发光二极管 LED 全部熄灭。当游泳者到达终点线时，通过光电管的作用，使相应的 A 由 0 变为 1，同时使相应的发光二极管发光，以指示出谁首先到达终点。电路的工作原理可自行分析。

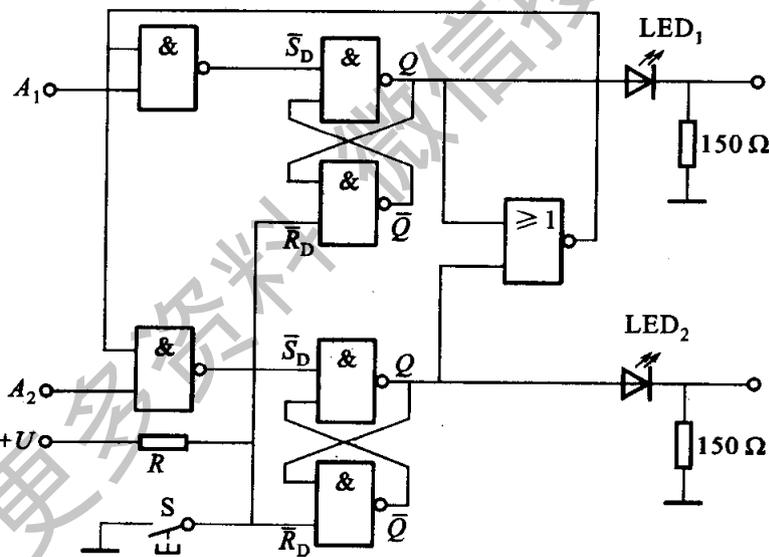


图 21.6.1 优先裁决电路

21.6.2 冲床保安电路

图 21.6.2 是冲床保安电路。图中的基本 RS 触发器由或非门组成，和由与非门组成的基本 RS 触发器(图 21.1.1)是对应的，但不同之处：由正脉冲触发(即高电平有效)，置 1 端 (S_D) 和置 0 端 (R_D) 的位置相反，状态表如表 21.1.2 所示。

当操作人员的手进入危险区时，遮住光电二极管 D_1 的光线，其电流很小，晶体管 T_1 截止，输出端为高电位，将触发器置 1，使晶体管 T_2 导通，从而断开电动机的控制电路，电动机

1. 标准秒脉冲发生电路

这部分电路由石英晶体振荡器和六级十分频器组成。

石英晶体的振荡频率极为稳定,因而用它构成的多谐振荡器产生的矩形波脉冲的稳定性很高。为了进一步改善输出波形,在其输出端再接一非门,作整形用。

所谓分频,就是脉冲频率每经一级触发器就减低一半,即周期增加一倍。由图 21.3.2 所示的二进制计数器的波形图可见,第一级触发器输出端 Q_0 的波形的频率是计数脉冲的 $\frac{1}{2}$,即每输入两个计数脉冲, Q_0 端输出一个脉冲。因此一位二进制计数器是一个二分频器。同理,每输入四个计数脉冲,第二级触发器的 Q_1 端输出一个脉冲,即其频率为计数脉冲的 $\frac{1}{4}$ 。以此类推,当二进制计数器有 n 位时,第 n 级触发器输出脉冲的频率是计数脉冲的 $1/2^n$ 。对十进制计数器言,每输入十个计数脉冲,第四级触发器的 Q_3 端输出一个脉冲,所以它是一个十分频器。每个十分频器的输出信号就相应于标准时间。如果石英晶体振荡器的振荡频率为 1 MHz(即 10^6 Hz),则经六级十分频后,输出脉冲的频率为 1 Hz,即周期为 1 s。此脉冲即为标准秒脉冲。

2. 时、分、秒计数、译码、显示电路

这部分包括两个六十进制计数器、一个二十四进制计数器以及相应的译码显示器。标准秒脉冲进入秒计数器进行六十分频(即经过六十个脉冲)后,得出分脉冲;分脉冲进入分计数器再经六十分频得出时脉冲;时脉冲进入时计数器。时、分、秒各计数器的计数经译码显示。最大显示值为 23 小时 59 分 59 秒,再输入一个秒脉冲后,显示复零。

3. 时、分校准电路

校“时”和校“分”的校准电路是相同的,今以校“分”电路来说明时间的校准。

(1) 在正常计时时,与非门 G_1 的一个输入端为 1,将它开通^①,使秒计数器输出的分脉冲加到 G_1 的另一输入端,并经 G_3 进入分计数器。而此时 G_2 由于一个输入端为 0,因此被关断^②,校准用的秒脉冲进不去。

(2) 在校“分”时,按下开关 S_1 ,情况与(1)适反。 G_1 被封闭, G_2 打开,标准秒脉冲直接进入分计数器进行快速校“分”。

同理,在校“时”时,按下开关 S_2 ,标准秒脉冲直接进入时计数器进行快速校“时”。

可见, G_1, G_2, G_3 构成的是一个二选一电路。

21.6.4 四人抢答电路

图 21.6.4(a)是四人(组)参加智力竞赛的抢答电路,电路中的主要器件是 74LS175 型四

① 当与非门的一个信号输入端为 1,另一信号输入端为 0 或 1,则输出为 1 或 0,即信号能通过,故谓“开通”。

② 当与非门的一个信号输入端为 0,不论另一信号输入端为 0 或 1,输出总是为 1,即信号通不过,故谓“关断”。

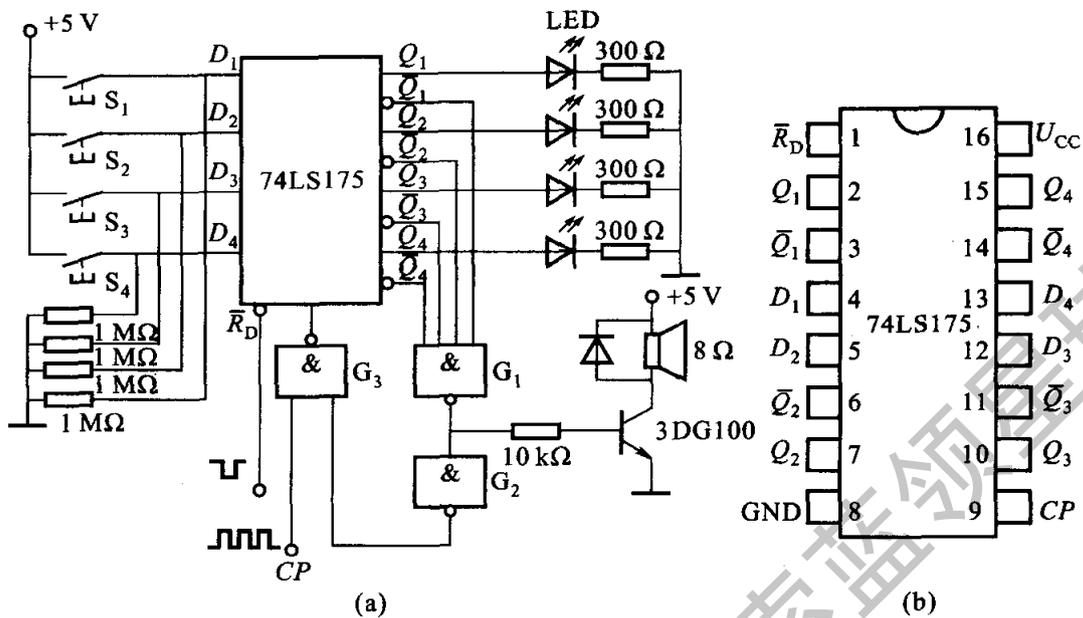


图 21.6.4 四人抢答电路

上升沿D触发器[其外引线排列见图 21.6.4(b)],它的清零端 \bar{R}_D 和时钟脉冲 CP 是四个 D 触发器共用的。

抢答前先清零, $Q_1 \sim Q_4$ 均为 0, 相应的发光二极管 LED 都不亮; $\bar{Q}_1 \sim \bar{Q}_4$ 均为 1, 与非门 G_1 输出为 0, 扬声器不响。同时, G_2 输出为 1, 将 G_3 开通, 时钟脉冲 CP 可以经过 G_3 进入 D 触发器的 CP 端。此时, 由于 $S_1 \sim S_4$ 均未按下, $D_1 \sim D_4$ 均为 0, 所以触发器的状态不变。

抢答开始, 若 S_1 首先被按下, D_1 和 Q_1 均变为 1, 相应的发光二极管亮; \bar{Q}_1 变为 0, G_1 的输出为 1, 扬声器响。同时, G_2 输出为 0, 将 G_3 关断, 时钟脉冲 CP 便不能经过 G_3 进入 D 触发器。由于没有时钟脉冲, 因此再接着按其他按钮, 就不起作用了, 触发器的状态不会改变。

抢答判决完毕, 清零, 准备下次抢答用。

21.6.5 温度控制电路

图 21.6.5 是由 555 定时器组成的温度控制电路。图中的 R_t 是一个负温度系数的热敏电阻, 即温度升高时其电阻减少。

当温度升高到上限值时, 6 端电压 u_6 上升到 $\frac{2}{3}U_{CC}$, 定时器的输出 u_0 为低电平, 切断加热器或接通冷却器。随着温度降低到下限值时, 2 端电压 u_2 下降到 $\frac{1}{3}U_{CC}$, 这时输出 u_0 为高电平, 接通加热器或切断冷却器。

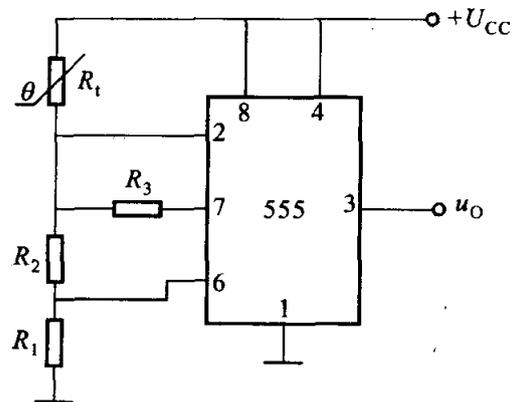


图 21.6.5 温度控制电路

21.6.6 步进电机的驱动电源

步进电机的驱动电源主要由环行分配器和功率放大器两部分组成,它们的电路结构有多种,今只介绍其中一种。

1. 环行分配器

图 21.6.6 是一种六拍通电方式的环行分配器。先清零, $Q_1 Q_2 Q_3 = 000$, 即预置状态 $U_1 V_1 W_1 = 001$ 。 E 是转向控制端, $E = 1$, 正转; $E = 0$, 反转。输入端六个箭头表示与触发器相应输出端相联, 它们经过三个与非门和一个非门来控制各个触发器 J 和 K 的状态。工作原理见表 21.6.1, 请读者自行分析。

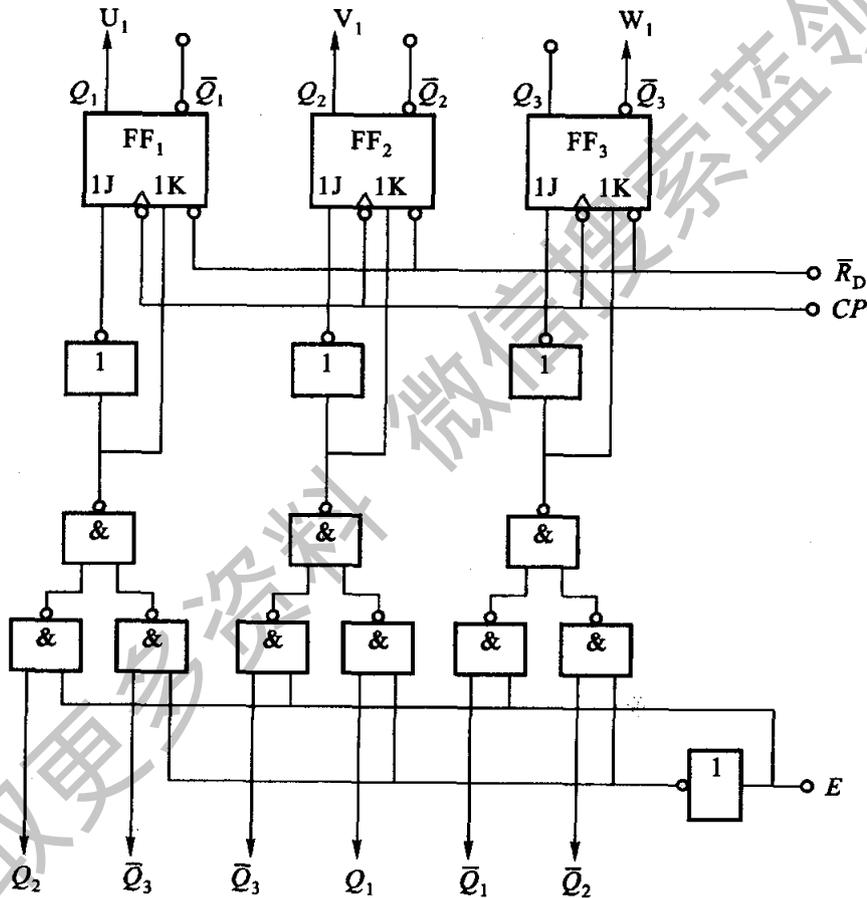


图 21.6.6 六拍环行分配器

表 21.6.1 六拍环行分配器的状态表

E	\bar{R}_D	J_1 K_1	J_2 K_2	J_3 K_3	Q_1 (U_1)	Q_2 (V_1)	\bar{Q}_3 (W_1)
1	0	1 0	0 1	0 1	0	0	1
1	1	1 0	0 1	1 0	1	0	1

续表

E	\bar{R}_D	$J_1 \quad K_1$		$J_2 \quad K_2$		$J_3 \quad K_3$		Q_1	Q_2	\bar{Q}_3
								(U ₁)	(V ₁)	(W ₁)
1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0
1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	0
1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
1	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1
0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1
0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1
0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1
0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1

由表可见,正转时,按 $U_1 \rightarrow U_1, V_1 \rightarrow V_1 \rightarrow V_1, W_1 \rightarrow W_1 \rightarrow W_1, U_1 \rightarrow U_1 \rightarrow \dots$ 的顺序轮流通电; 反转时,按 $U_1 \rightarrow U_1, W_1 \rightarrow W_1 \rightarrow W_1, V_1 \rightarrow V_1 \rightarrow V_1, U_1 \rightarrow U_1 \rightarrow \dots$ 的顺序轮流通电。

2. 功率放大器

功率放大器的主要作用是将环形分配器输出的信号进行放大,并实现电流快速切换。在小型步进电机的驱动电源中,常采用图 21.6.7 的功率放大电路,其中只显示出步进电机的 U_1 相绕组(rL)。电阻 R_c 值较大,以减小时间常数 τ ($\tau = \frac{L}{r+R_c}$),从而加快电流的上升和下降。

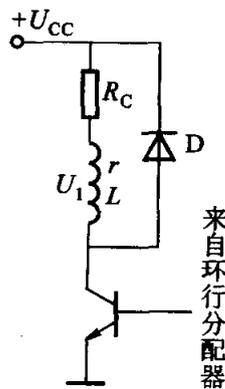


图 21.6.7 功率放大电路

习 题

- 21.1.1 当由与非门组成的基本 RS 触发器的 \bar{R}_D 和 \bar{S}_D 端加上图 21.01 所示的波形时,试画出 Q 端的输出波形。设初始状态为 0 和 1 两种情况。

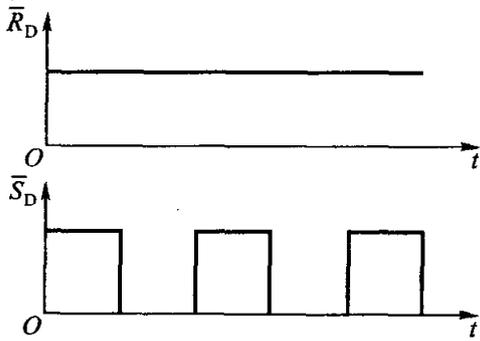


图 21.01 习题 21.1.1 的图

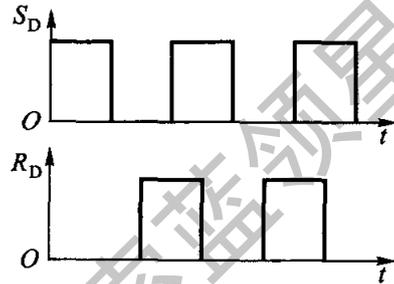


图 21.02 习题 21.1.2 的图

- 21.1.2 当由或非门组成的基本 RS 触发器[图 21.1.3(a)]的 S_D 和 R_D 端加上图 21.02 所示的波形时,试画出 Q 端的输出波形。设初始状态为 0 和 1 两种情况。

- 21.1.3 当可控 RS 触发器[图 21.1.4(a)]的 CP, S 和 R 端加上图 21.03 所示的波形时,试画出 Q 端的输出波形。设初始状态为 0 和 1 两种情况。

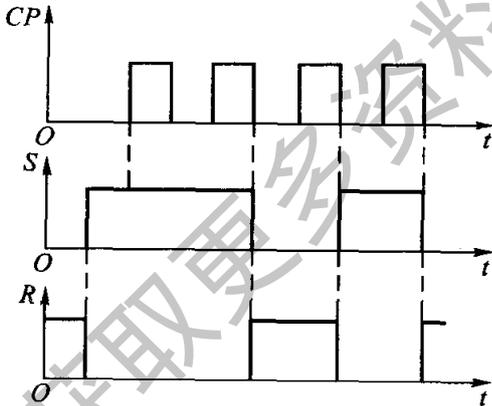


图 21.03 习题 21.1.3 的图

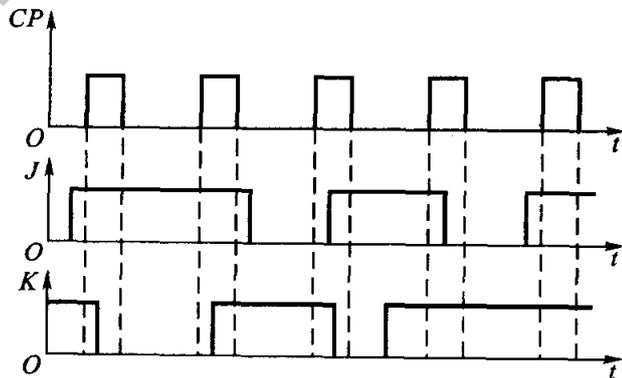


图 21.04 习题 21.1.4 的图

- 21.1.4 当主从型 JK 触发器的 CP, J, K 端分别加上图 21.04 所示的波形时,试画出 Q 端的输出波形。设初始状态为 0。
- 21.1.5 已知时钟脉冲 CP 的波形如图 21.1.5 所示,试分别画出图 21.05 中各触发器输出端 Q 的波形。设它们的初始状态均为 0。指出哪个具有计数功能。

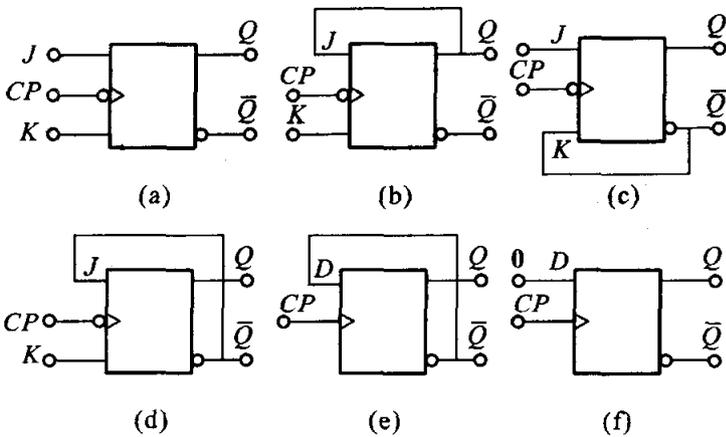


图 21.05 习题 21.1.5 的图

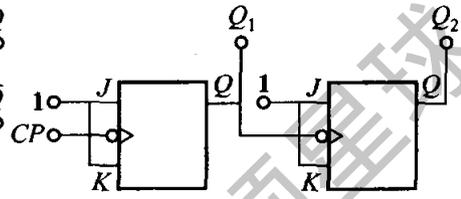


图 21.06 习题 21.1.6 的图

- 21.1.6 在图 21.06 的逻辑图中,试画出 Q_1 和 Q_2 端的波形,时钟脉冲 CP 的波形如图 21.1.5 所示。如果时钟脉冲的频率是 4000Hz,那么 Q_1 和 Q_2 波形的频率各为多少? 设初始状态 $Q_1 = Q_2 = 0$ 。
- 21.1.7 根据图 21.07 的逻辑图及相应的 CP, \bar{R}_D 和 D 的波形,试画出 Q_1 端和 Q_2 端的输出波形,设初始状态 $Q_1 = Q_2 = 0$ 。

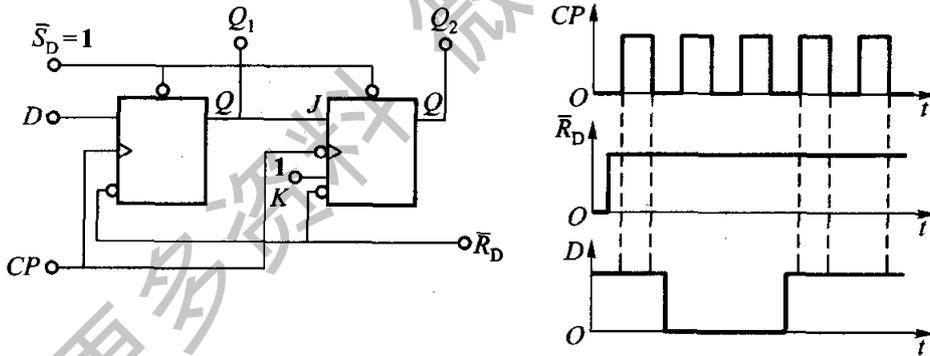


图 21.07 习题 21.1.7 的图

- 21.1.8 电路如图 21.08 所示,试画出 Q_1 和 Q_2 的波形。设两个触发器的初始状态均为 0。
- 21.1.9 图 21.09 所示电路是一个可以产生几种脉冲波形的信号发生器。试从所给出的时钟脉冲 CP 画出 Y_1, Y_2, Y_3 三个输出端的波形。设触发器的初始状态为 0。
- 21.1.10 试分析图 21.10 所示的电路,画出 Y_1 和 Y_2 的波形,并与时钟脉冲 CP 比较,说明电路功能。设初始状态 $Q = 0$ 。
- 21.1.11 图 21.11(a)是一单脉冲输出电路,试用一片 74LS112 型双下降沿 JK 触发器[其外引线排列见图 21.11(b)]和一片 74LS00 型四 2 输入与非门[见图 20.3.3(b)]连接该电路,画出接线图,并画出 CP, Q_1, Q_2, Y 的波形图。

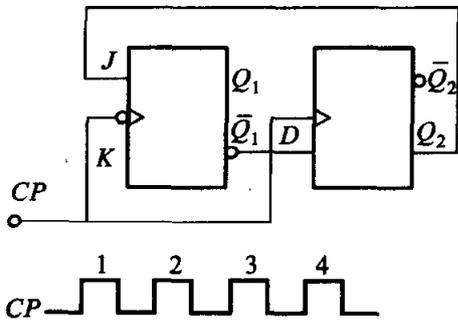


图 21.08 习题 21.1.8 的图

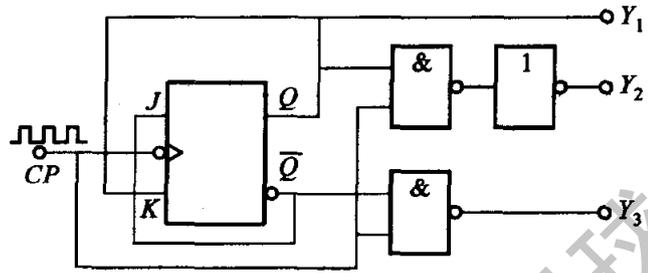


图 21.09 习题 21.1.9 的图

21.1.12 74LS175 型四上升沿 D 触发器和 74LS112 型双下降沿 JK 触发器的接线图如图 21.12 (a) 所示, 它们的外引线排列分别见图 21.6.4 (b) 和图 21.11 (b)。(1) 试按图画出逻辑电路; (2) 设 CP , \bar{R}_D , D_1 的波形如图 21.12 (b) 所示, 试画出两触发器输出端 Q 的波形。两触发器的初始状态均为 0。

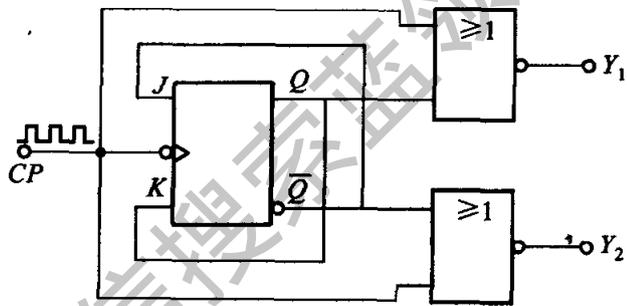
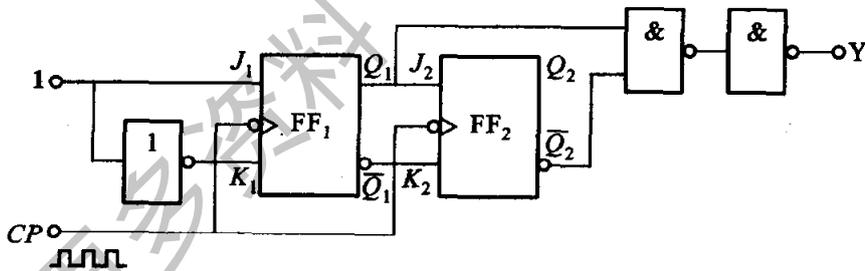
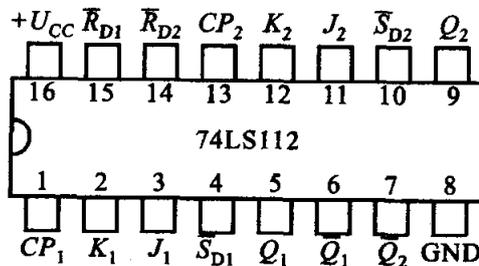


图 21.10 习题 21.1.10 的图



(a)

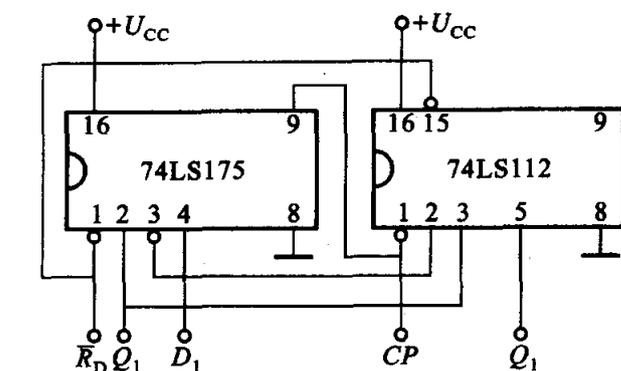


(b)

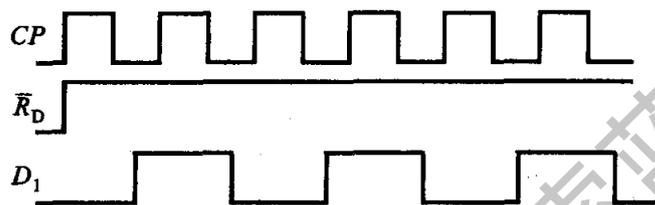
图 21.11 习题 21.1.11 的图

21.2.1 试用四个 D 触发器组成四位移位寄存器。

21.3.1 图 21.3.1 是由主从型 JK 触发器组成的四位二进制加法计数器。试改变级间的连

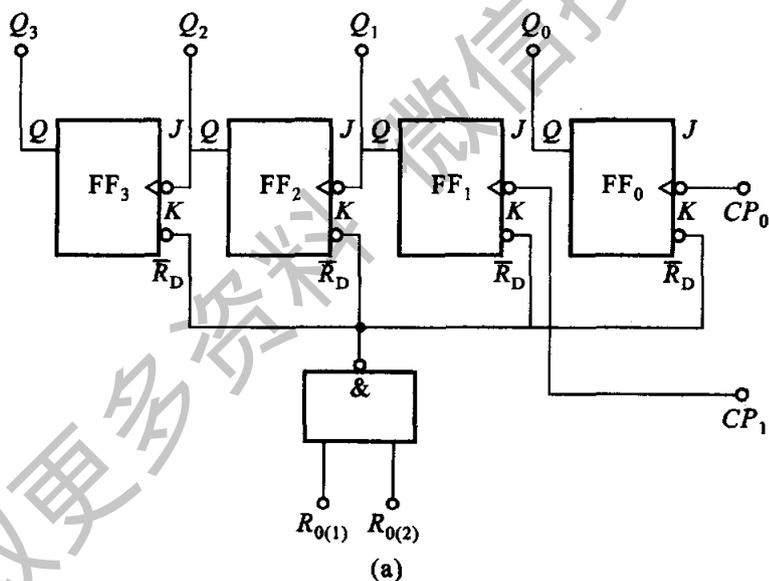


(a)

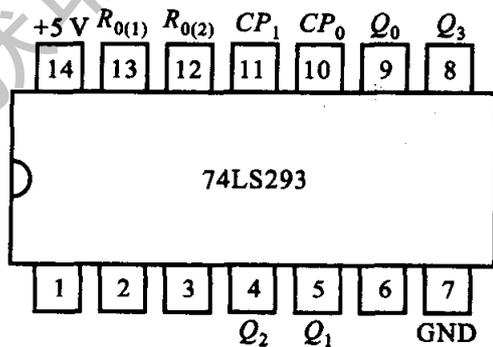


(b)

图 21.12 习题 21.1.12 的图



(a)



(b)

$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	1	0	0	0	0
0	×	计 数			
×	0	计 数			

(c)

图 21.13 习题 21.3.2 的图

接方法,画出也是由该触发器组成的四位二进制减法计数器,并列出其状态表。在工作之前先清零,使各个触发器的输出端 $Q_0 \sim Q_3$ 均为 0。(参照例 21.3.1)

21.3.2 74LS293 型计数器的逻辑图、外引线排列图及功能表如图 21.13 所示。它有两个时钟脉冲输入端 CP_0 和 CP_1 。试问(1)从 CP_0 输入, Q_0 输出时,是几进制计数器?(2)从 CP_1 输入, Q_3, Q_2, Q_1 输出时,是几进制计数器?(3)将 Q_0 端接到 CP_1 端,从 CP_0 输入, Q_3, Q_2, Q_1, Q_0 输出时,是几进制计数器? 图中 $R_{0(1)}$ 和 $R_{0(2)}$ 是清零输入端,当该两端全为 1 时,将四个触发器清零。

21.3.3 将 74LS293 接成图 21.14 所示的两个电路时,各为几进制计数器? 如何用它接成七进制计数器?

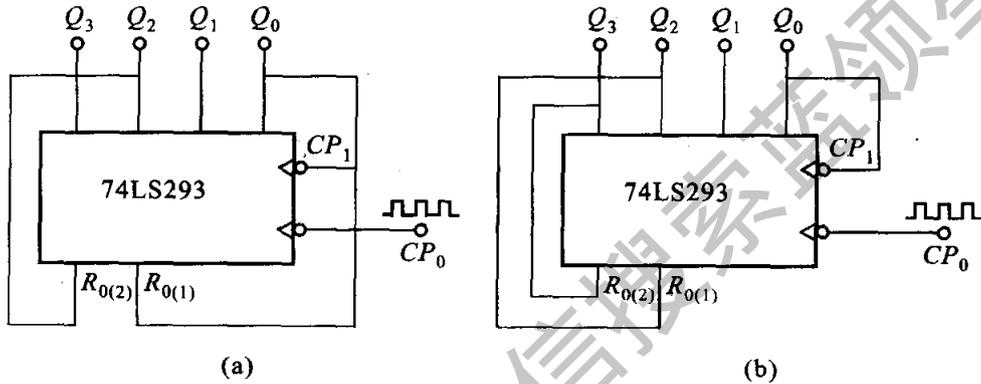


图 21.14 习题 21.3.3 的图

21.3.4 试用 74LS161 型同步二进制计数器接成十二进制计数器:(1)用清零法;(2)用置数法。

21.3.5 试用两片 74LS290 型计数器接成二十四进制计数器。

21.3.6 试列出图 21.15 所示计数器的状态表,从而说明它是一个几进制计数器。设初始状态为 000。

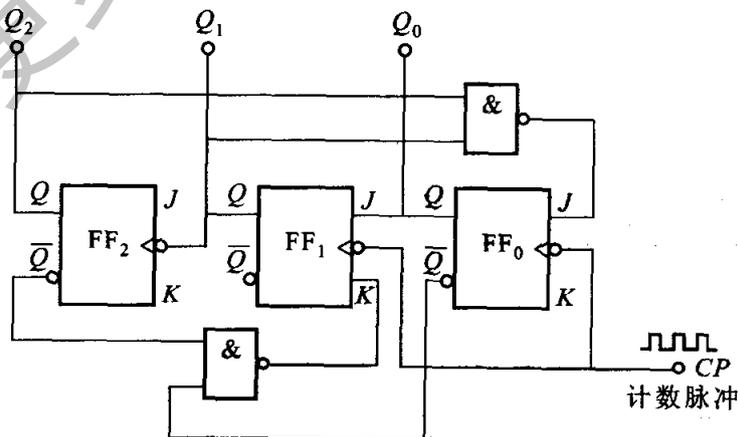


图 21.15 习题 21.3.6 的图

21.3.7 分析图 21.16 所示逻辑电路的逻辑功能,并说明其用途。设初始状态为 0000。画出 CP, Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 的波形图。

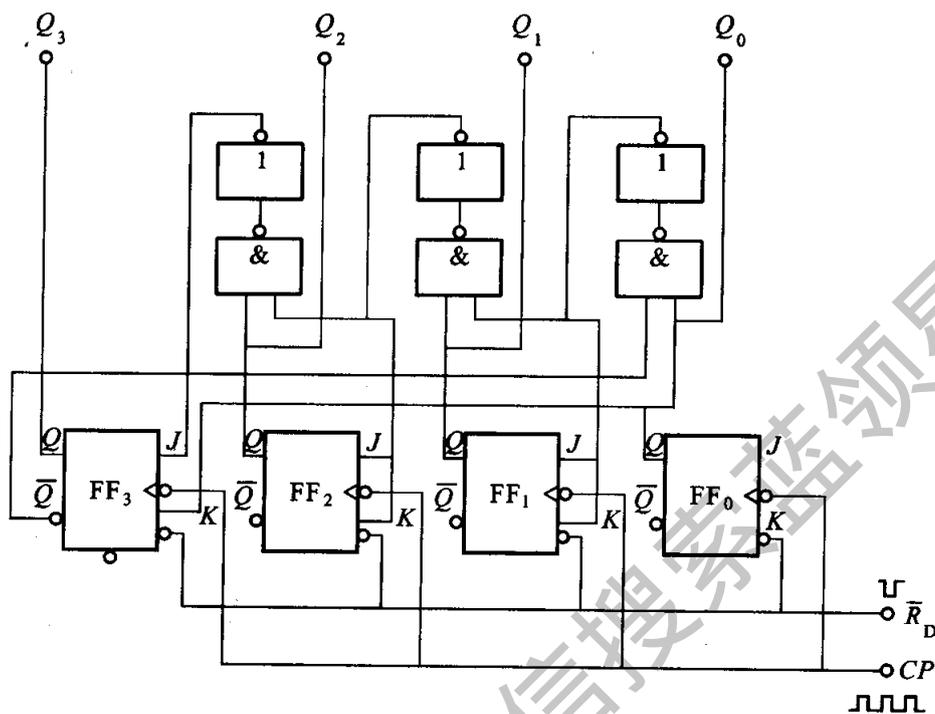


图 21.16 习题 21.3.7 的图

21.3.8 逻辑电路如图 21.17 所示。设 $Q_A = 1$, 红灯亮; $Q_B = 1$, 绿灯亮; $Q_C = 1$, 黄灯亮。试分析该电路,说明三组彩灯点亮的顺序。在初始状态,三个触发器的 Q 端均为 0。此电路可用于晚会对彩灯采光。

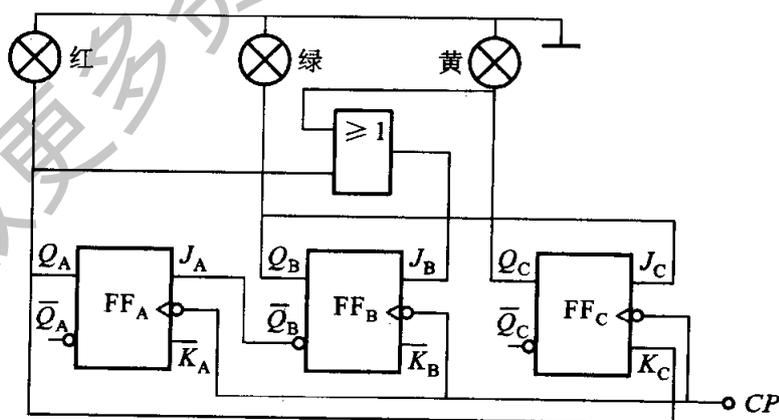


图 21.17 习题 21.3.8 的图

21.3.9 分析图 21.18 的逻辑电路,说明发光二极管作亮 3 s、暗 2 s 的循环。

21.5.1 图 21.19 是一个防盗报警电路, a、b 两端被一细铜丝接通,此铜丝置于认为窃贼者必经之处。当窃贼者闯入室内将铜丝碰断后,扬声器即发出报警声(扬声器电压为

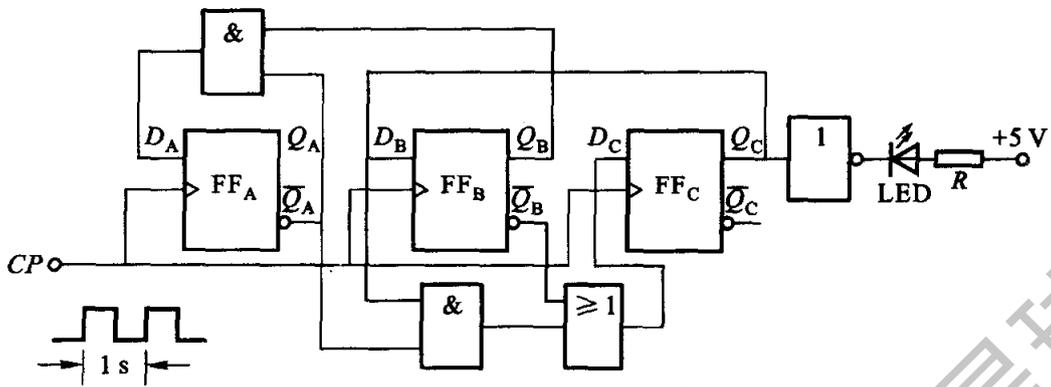


图 21.18 习题 21.3.9 的图

1.2 V, 通过电流为 40 mA)。(1) 试问 555 定时器接成何种电路? (2) 说明本报警电路的工作原理。

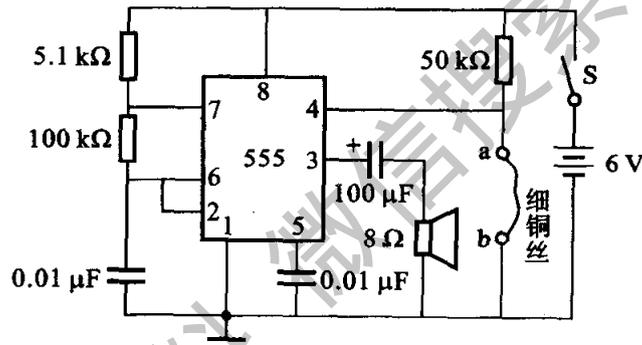


图 21.19 习题 21.5.1 的图

21.5.2 图 21.20 是照明灯自动点熄电路, 白天让照明灯自动熄灭; 夜晚自动点亮。图中 R 是光敏电阻, 当受光照射时, 电阻变小; 当无光照或光照微弱时, 电阻增大。试说明其工作原理。

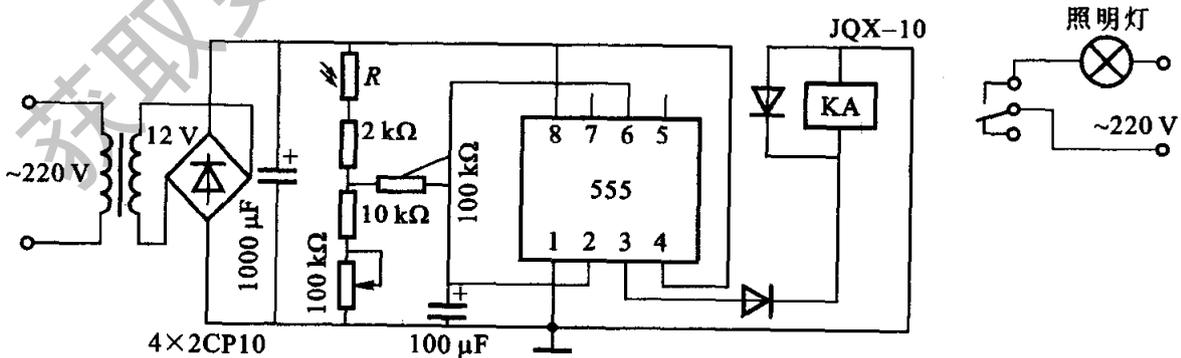


图 21.20 习题 21.5.2 的图

21.5.3 图 21.21 是一简易触摸开关电路,当手摸金属片时,发光二极管亮,经过一定时间,发光二极管熄灭。试说明其工作原理,并问发光二极管能亮多长时间?(输出端电路稍加改变也可接门铃、短时用照明灯、厨房排烟风扇等)

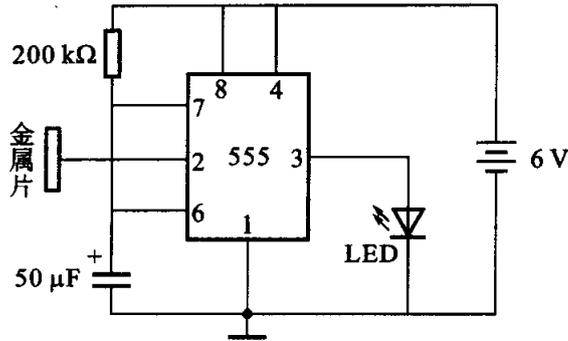


图 21.21 习题 21.5.3 的图

21.5.4 图 21.22 是一门铃电路,试说明其工作原理。

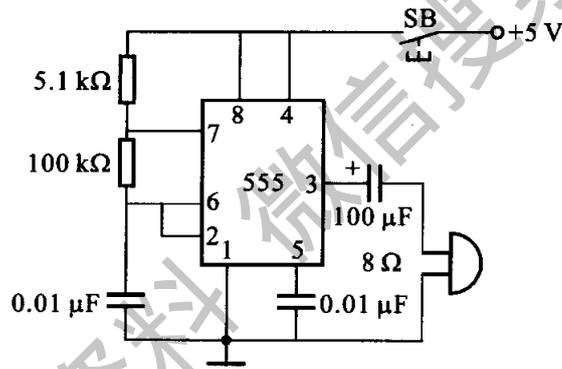


图 21.22 习题 21.5.4 的图

21.6.1 图 21.23 是步进电机六拍通电方式的环行分配器的逻辑电路,请分析之。

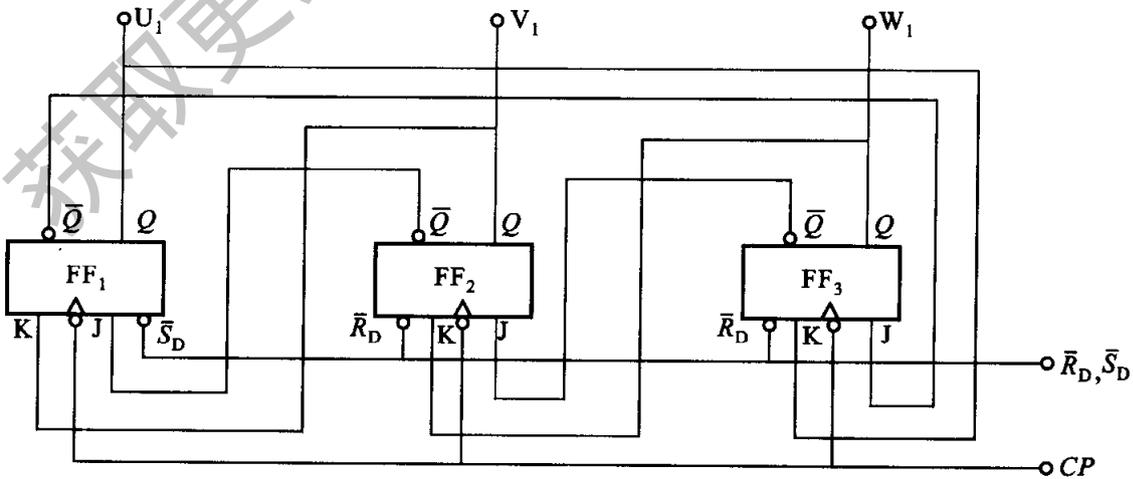


图 21.23 习题 21.6.1 的图

- * 21.6.2 根据图 0.3 产品自动装箱计数生产线的要求,试设计其逻辑电路。
- * 21.6.3 试设计一个三人抢答逻辑电路,要求:
- (1) 每位参赛者有一个按钮,按下就发出抢答信号;
 - (2) 主持人另有一个按钮,按下电路复位;
 - (3) 先按下按钮者将相应的一个发光二极管点亮,此后他人再按下各自的按钮,电路不起作用。
- (建议:可用由两片 74LS00 组成的三个基本 RS 触发器和由两片 74LS20 组成的三个与非门来实现)
- * 21.6.4 试设计一个由两个 T 触发器组成的逻辑电路,能实现三个彩灯 A, B, C 作图 21.24 所示的顺序亮暗。

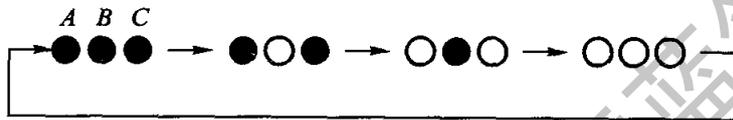


图 21.24 习题 21.6.4 的图

- * 21.6.5 试用由与非门组成的 RS 基本触发器并用起动按钮 SB_2 和停止按钮 SB_1 来控制电机的起停。

第 22 章

存储器 and 可编程逻辑器件

存储器不仅能够大量存放数据、资料 and 运算程序等二进制数码,而且可以大量存放文字、声音 and 图像等二元信息代码。存储器是电子计算机、可编程控制器 and 一些数字电路系统的重要组成部分。随着半导体集成技术的发展,半导体存储器得到了广泛应用。

半导体存储器的分类:如按存储功能分,有只读存储器和随机存取存储器;如按构成元件分,有双极型晶体管存储器和 MOS 型场效应管存储器。双极型存储器速度快,但功耗大;MOS 型存储器速度较慢,但功耗小,集成度高。

可编程逻辑器件是一种新型的逻辑芯片。在这种芯片上,用户使用专用的编程器和编程软件,在计算机的控制下可以灵活地编制自己需要的逻辑程序。有的芯片还可以多次编程、多次修改逻辑设计,甚至可以先将芯片装配成产品,然后对芯片进行在系统编程^①,大大简化了设计和生产流程。

本章首先分析只读存储器和随机存取存储器的基本结构和工作原理,然后简单介绍可编程逻辑器件的结构原理和主要类型。

22.1 只读存储器

只读存储器(ROM^②)是存储器中结构最简单的一种,它存储的信息是固定不变的。工作时,只能读出信息,不能随时写入信息,所以称为只读存储器。

22.1.1 ROM 的结构框图

图 22.1.1 是 ROM 的结构框图,它是由存储矩阵和地址译码器两个主要部分组成的。为了增加带负载能力,在存储矩阵的输出端接有读出电路,通过读出电路读出 ROM 中所存信息。

存储矩阵是 ROM 的主体,含有大量存储单元,每个存储单元可以存放一位二进制数码(或二元信息代码)1 或 0。存储单元排成若干行和若干列,形成矩阵结构。

^① 在系统编程,是一种全新的正在兴起的编程技术,见本章 22.3.6。

^② ROM 是英文 Read Only Memory 的缩写。

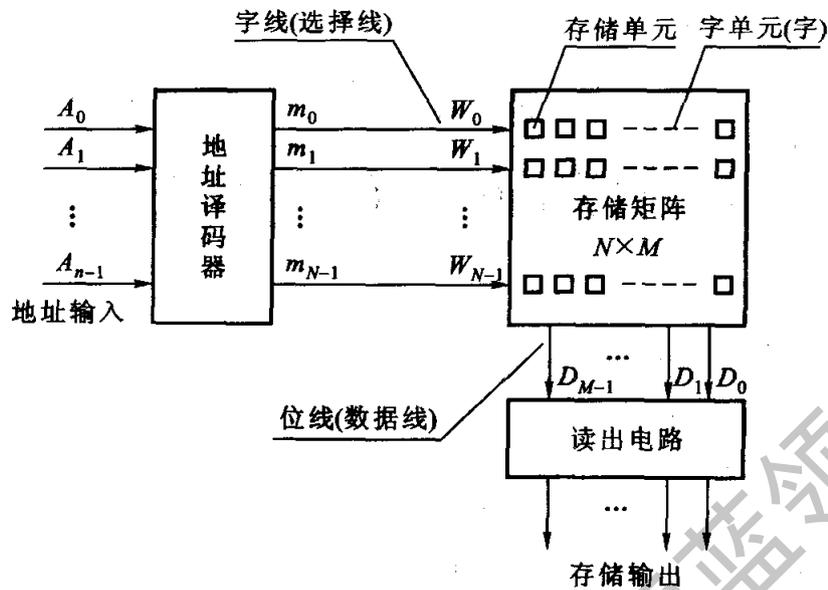


图 22.1.1 ROM 的结构框图

通常,数据和信息是用若干位(例如:四位、八位、十六位等)二进制数码(或二元代码)来表示的。这样的二进制数码称为一个字,一个字的位数称为字长 M 。存储器以字为单位进行存储,即用一组存储单元存放一个字。存放一个字长为 M 的字,需要 M 个存储单元,这 M 个存储单元称为字单元。在图 22.1.1 中共有 N 个字单元,存储单元的总数为 N 字 \times M 位, $N \times M$ 称为存储器的存储容量。存储容量愈大,存储的信息就愈多,存储功能就愈强。

为了从存储矩阵中取出信息,每个字单元都有一个标号,即地址。在图 22.1.1 中, $W_0 \sim W_{N-1}$ 分别为 N 个字单元的地址; $W_0 \sim W_{N-1}$ 这 N 条线称为字线,也称地址选择线。地址的选择由地址译码器来完成。

地址译码器是 ROM 的另一主要组成部分,它有 n 位输入地址码 ($A_0 \sim A_{n-1}$),由此组合出 N 个 ($N = 2^n$) 输出译码地址,即 N 个最小项,用 $m_0 \sim m_{N-1}$ 表示,它们对应于 N 条字线或 N 个字单元的地址 ($W_0 \sim W_{N-1}$)。选择哪一条字线,这决定于地址码的哪一种取值。任何情况下,只能有一条字线被选中。于是,被选中的那条字线所对应的一组存储单元中的各位数码便经位线(也称数据线) $D_0 \sim D_{M-1}$ 通过读出电路输出。

22.1.2 ROM 的工作原理

今以图 22.1.2 所示二极管 ROM 存储器(图中未画出读出电路)为例,具体说明 ROM 的工作原理。图中的存储矩阵和地址译码器均由二极管构成。在存储矩阵和地址译码器之间,由字线联系起来。

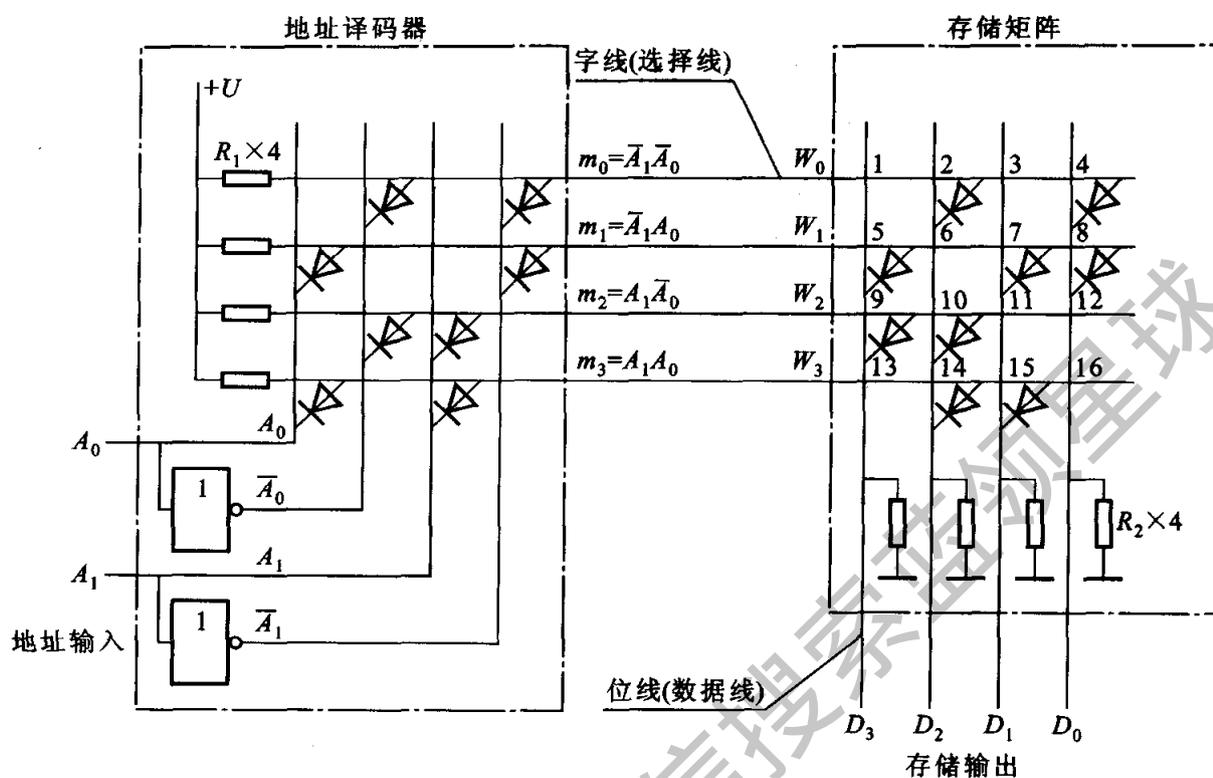


图 22.1.2 二极管 ROM 电路

1. 存储矩阵

这个存储矩阵有四条字线 $W_0 \sim W_3$ 和四条位线 $D_0 \sim D_3$, 共有 $N \times M = 4 \times 4 = 16$ 个交叉点 (注意, 不是结点), 每个交叉点都是一个存储单元, 可以存放一位二进制数码 **1** 或 **0**。交叉点处接有二极管的相当于存 **1**, 没有接二极管的相当于存 **0**。例如: 字线 W_0 与位线有四个交叉点 (1~4), 其中有两处 (2 和 4) 接有二极管。当 W_0 为高电平 **1** (其余字线均为低电平 **0**) 时, 两个二极管因正偏而导通, 使位线 D_2 和 D_0 均为高电平 **1**; 而另两个交叉点由于没有接二极管, 使位线 D_3 和 D_1 均为低电平 **0**。

存储单元存 **1** 还是存 **0**, 这取决于 ROM 需要存储什么内容, 设计时已经确定, 制造时便完全“固化”在存储器芯片里。ROM 出厂后, 它内部存储矩阵的结构已经定型, 所存内容不能更改。工作时, 即使断开电源, ROM 所存信息也不会消失, 可以长期保存。所以, ROM 又称为固定存储器。ROM 适于大批量生产, 成本较低。

2. 地址译码器

地址译码器的输入端有两位地址码 A_1, A_0 , 能译出四个不同的地址 **00, 01, 10** 和 **11**, 即最小项 $m_0 \sim m_3$ 。

在图示地址译码器中,含有四个与逻辑门。例如:以第一行电路为例,可以画出如图 22.1.3(a)所示的二极管与门电路,另外三行电路也是如此。四个与门电路构成了一个与逻辑矩阵,四个最小项为

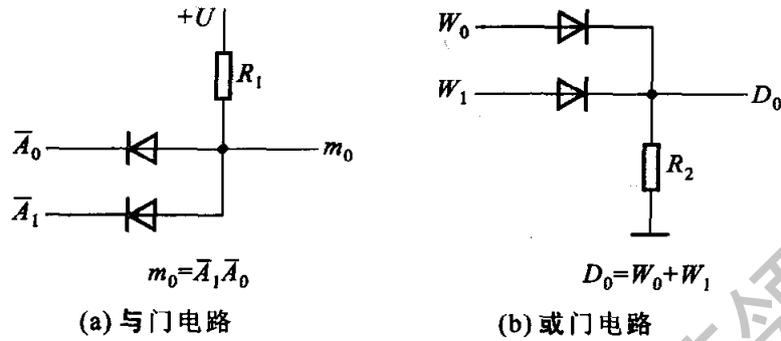


图 22.1.3 ROM 中的与门和或门

$$\left. \begin{aligned} m_0 &= \bar{A}_1 \bar{A}_0 \\ m_1 &= \bar{A}_1 A_0 \\ m_2 &= A_1 \bar{A}_0 \\ m_3 &= A_1 A_0 \end{aligned} \right\} \quad (22.1.1)$$

如表 22.1.1 所示。因此,地址译码器也称为最小项译码器。

表 22.1.1 最小项译码和 N 选一译码

地址码		最小项译码			N 选一译码				存储内容			
A_1	A_0	最小项	编号	W_3	W_2	W_1	W_0	D_3	D_2	D_1	D_0	
0	0	$\bar{A}_1 \bar{A}_0$	m_0	0	0	0	1	0	1	0	1	
0	1	$\bar{A}_1 A_0$	m_1	0	0	1	0	1	0	1	1	
1	0	$A_1 \bar{A}_0$	m_2	0	1	0	0	1	1	0	0	
1	1	$A_1 A_0$	m_3	1	0	0	0	0	1	1	0	

此外,在图 22.1.2 中, $N=4$, 四条字线的逻辑式与式(22.1.1)相同,即

$$\left. \begin{aligned} W_0 &= \bar{A}_1 \bar{A}_0 \\ W_1 &= \bar{A}_1 A_0 \\ W_2 &= A_1 \bar{A}_0 \\ W_3 &= A_1 A_0 \end{aligned} \right\} \quad (22.1.2)$$

当地址码 $A_1 A_0$ 分别为 00, 01, 10 和 11 四种情况时,由上式可知,四条字线 W_0, W_1, W_2 和 W_3 分别为高电平 1。这就是说,无论地址码 $A_1 A_0$ 为何种取值,四

条字线中必有一条为高电平 1, 它被选中(四选一), 其余字线均为低电平 0, 如表 22.1.1 所示。因此, 地址译码器又称为 N 选 1 译码器。例如, 当 $A_1A_0 = 01$ 时, 字线 $W_1 = \bar{A}_1A_0 = 1$, 因此, W_1 就是被选中的字线。此时在存储矩阵中, 字线 W_1 与各位线的交叉点上, 5, 7 和 8 三处的三只二极管因阳极为高电平而导通, 使位线 D_3, D_1 和 D_0 均为高电平 1。于是, 存储矩阵输出的数据(存储内容)为 $D_3D_2D_1D_0 = 1011$, 如表 22.1.1 所示。

22.1.3 ROM 的阵列图

如上所述, 图 22.1.2 中 ROM 的地址译码器是一个与逻辑矩阵。那么, ROM 的存储矩阵是什么性质的矩阵呢? 以位线 D_0 这一列电路为例, 可以画出如图 22.1.3(b) 所示的二极管或门电路, 另外三列电路也是如此。四个或门电路构成了一个或逻辑矩阵。四条位线的逻辑式为

$$D_0 = W_0 + W_1$$

$$D_1 = W_1 + W_3$$

$$D_2 = W_0 + W_2 + W_3$$

$$D_3 = W_1 + W_2$$

在图 22.1.2 中, 地址译码器和存储矩阵的行线和列线交叉点处的二极管, 可以用一圆点“·”代替, 将图 22.1.2 画成如图 22.1.4 所示的 ROM 阵列图(图中的与门电阻和或门电阻省略不画出)。ROM 的阵列图可以很直观地表示出地址译码器和存储矩阵之间的逻辑关系。例如: 当地址码 $A_1A_0 = 10$ 时, 译码器输出最小项 $m_2 = A_1\bar{A}_0 = 1$, 同时字线 $W_2 = 1$, 该字线上两个交叉点有圆点(存 1), 另两个交叉点无圆点(存 0), ROM 输出的信息为 $D_3D_2D_1D_0 = 1100$ 。

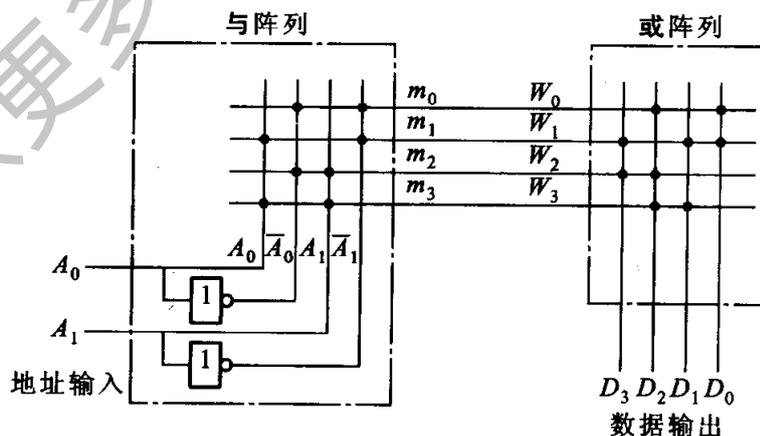


图 22.1.4 ROM 的阵列图

图 22.1.4 也可画成如图 22.1.5 所示的简化 ROM 阵列图。把地址译码器

用一方框表示,标出其输入地址码和输出最小项。这样的简化阵列图能更清晰地表示出各种不同地址时 ROM 存储矩阵中所存储的内容。由图可以看出,该 ROM 的存储矩阵中存储了四个字(即字单元),每字四位。当地址码 A_1A_0 分别为 **00**, **01**, **10** 和 **11** 时,ROM 输出的数据则分别为 **0101**, **1011**, **1100** 和 **0110**,与表 22.1.1 一致。

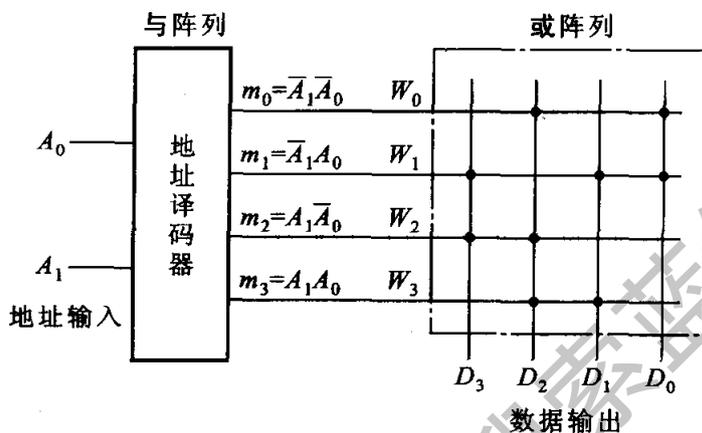


图 22.1.5 ROM 简化阵列图

图 22.1.2 所示 ROM 存储矩阵是由二极管构成的。存储矩阵也可由双极型晶体管和 MOS 型场效应管构成,分别如图 22.1.6 和图 22.1.7 所示。在它们的存储矩阵中,每个存储单元存储的二进制数码 **1** 或 **0**,也是以该单元有无管子来表示的。

在图 22.1.6 中,字线和位线交叉点处接有晶体管时,相当于存 **1**,无晶体管时,相当于存 **0**。当 $W_0 \sim W_3$ 中某字线(例如 W_1)被选中时,该字线给出高电平,即 $W_1 = 1$,使接在这条字线上的所有晶体管均导通,这些晶体管的发射极所接的位线均为高电平 **1**,即 $D_2 = 1, D_1 = 1, D_0 = 1$,因而 ROM 的数据输出端输出为 $D_3D_2D_1D_0 = 0111$ 。

在图 22.1.7 中,字线和位线交叉点处接有 N 沟道增强型 MOS 管时,相当于存 **0**,无 MOS 管时,相当于存 **1**。当 $W_0 \sim W_3$ 中某字线(例如 W_1)被选中时,该字线给出高电平,即 $W_1 = 1$,使接在这条字线上的所有 MOS 管均导通,这些 MOS 管的漏极所接的位线均为低电平 **0**,即 $d_2 = 0, d_1 = 0, d_0 = 0$,因而 ROM 的四条位线输出为 $d_3d_2d_1d_0 = 1000$,经四个反相器(输出电路)反相,ROM 的数据输出端输出为 $D_3D_2D_1D_0 = 0111$ 。

图 22.1.6 和图 22.1.7 两个存储矩阵中所存储的内容,读者可自行分析,并练习画出它们的简化阵列图。

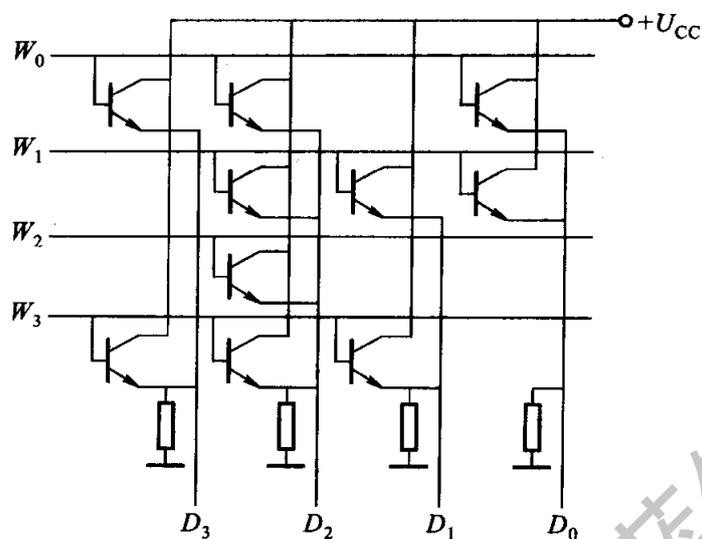


图 22.1.6 双极型存储矩阵

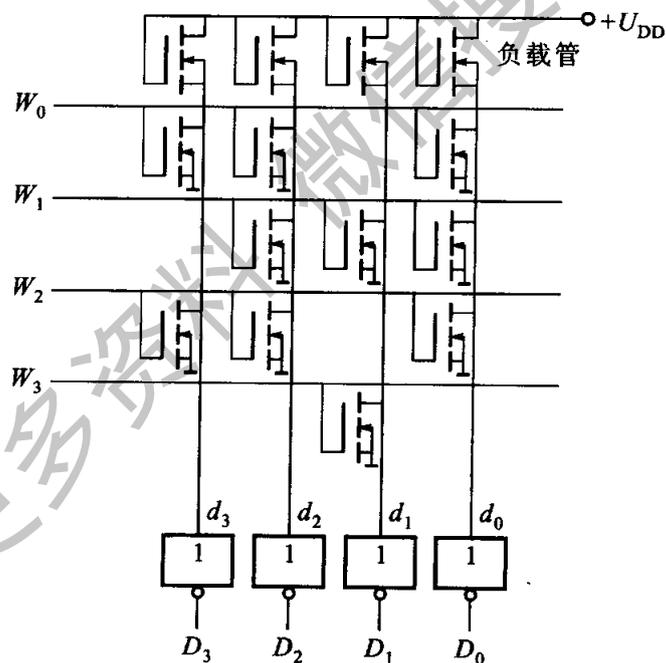


图 22.1.7 MOS 型存储矩阵

22.1.4 ROM 的应用举例

由于 ROM 能大量固定存储二进制数码(或二元代码),所以它在数字系统中得到了广泛应用。例如:用于组合逻辑电路、波形变换、字符发生、函数运算以及用于计算机的数据表格和程序代码的存储等。特别适合于那些对所存内容确

定后永不更改的应用场合。

【例 22.1.1】 试用 ROM 构成全加器。

【解】 全加器有三个输入量和两个输出量。设 A, B 为两个输入的待加数, C_0 为输入的低位进位数; 输出量 S 为本位和数, C 为本位向高位的进位数。全加器输出量 S 和 C 的逻辑式为^①

$$\begin{aligned} S &= \bar{A}\bar{B}C_0 + \bar{A}B\bar{C}_0 + A\bar{B}\bar{C}_0 + ABC_0 \\ &= m_1 + m_2 + m_4 + m_7 \end{aligned} \quad (22.1.3)$$

$$\begin{aligned} C &= \bar{A}BC_0 + A\bar{B}C_0 + AB\bar{C}_0 + ABC_0 \\ &= m_3 + m_5 + m_6 + m_7 \end{aligned} \quad (22.1.4)$$

全加器的逻辑状态及三输入变量的最小项编号如表 22.1.2 所示。输入变量数 $n=3$, 最小项数 $N=2^3=8$ 。

表 22.1.2 用 ROM 构成全加器的逻辑状态

地址译码器			存储矩阵				
输入变量			最小项	编号	被选中的字线	位线(输出)	
A	B	C_0				S	C
0	0	0	$\bar{A}\bar{B}\bar{C}_0$	m_0	$W_0 = 1$	0	0
0	0	1	$\bar{A}\bar{B}C_0$	m_1	$W_1 = 1$	1	0
0	1	0	$\bar{A}B\bar{C}_0$	m_2	$W_2 = 1$	1	0
0	1	1	$\bar{A}BC_0$	m_3	$W_3 = 1$	0	1
1	0	0	$A\bar{B}\bar{C}_0$	m_4	$W_4 = 1$	1	0
1	0	1	$A\bar{B}C_0$	m_5	$W_5 = 1$	0	1
1	1	0	$AB\bar{C}_0$	m_6	$W_6 = 1$	0	1
1	1	1	ABC_0	m_7	$W_7 = 1$	1	1

根据表 22.1.2, 由 ROM 构成的全加器如图 22.1.8 所示。 A, B 和 C_0 作为地址码, 其不同的取值对应不同的最小项, 选中不同的字线为 1。在式(22.1.3)和(22.1.4)中, S 含有最小项 m_1, m_2, m_4 和 m_7 ; C 含有最小项 m_3, m_5, m_6 和 m_7 。

【例 22.1.2】 图 22.1.9 是用 ROM 构成的七段译码电路框图。 $A_3A_2A_1A_0$ 为四位二进制数, ROM 七段译码器的输出 $a \sim g$ 控制半导体数码管七个字段(共阴极接法, 高电平有效)。试列出 ROM 七段译码状态表, 画出 ROM 阵列图。

① 与式(20.7.3)和式(20.7.4)相比, 略去了下标 i , 并将 C_{i-1} 改为 C_0 。

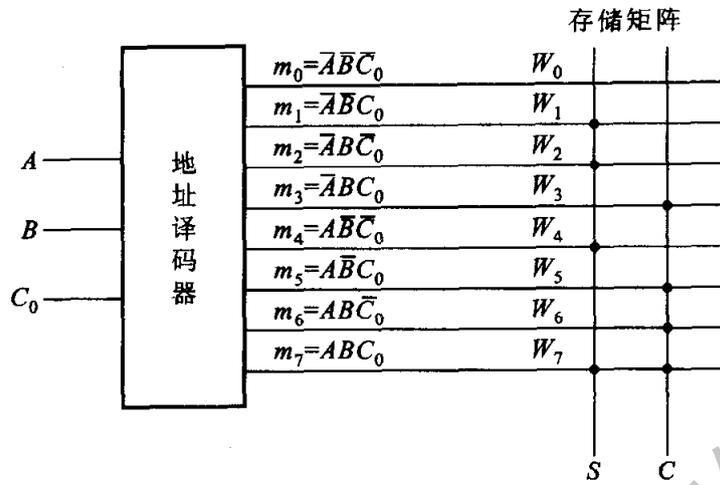


图 22.1.8 用 ROM 构成的全加器阵列图

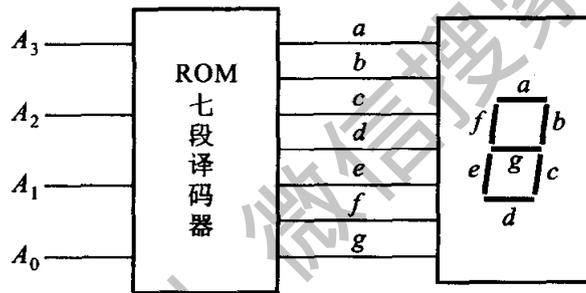


图 22.1.9 ROM 七段译码框图

【解】 四位二进制数 $A_3A_2A_1A_0$ 共有 $N = 2^4 = 16$ 个最小项, 其中 $m_0 \sim m_9$ 对应十进制数的 0 ~ 9 十个数码, 如表 22.1.3 所示^①。

表 22.1.3 ROM 七段译码状态表

输 入				最小项	输 出							数码显示
A_3	A_2	A_1	A_0		a	b	c	d	e	f	g	
0	0	0	0	m_0	1	1	1	1	1	1	0	0
0	0	0	1	m_1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	m_2	1	1	0	1	1	0	1	2
0	0	1	1	m_3	1	1	1	1	0	0	1	3

① 如采用共阳极数码管, 则如表 20.9.3 所列。

续表

输 入				最小项	输 出							数码显示
A_3	A_2	A_1	A_0		a	b	c	d	e	f	g	
0	1	0	0	m_4	0	1	1	0	0	1	1	4
0	1	0	1	m_5	1	0	1	1	0	1	1	5
0	1	1	0	m_6	1	0	1	1	1	1	1	6
0	1	1	1	m_7	1	1	1	0	0	0	0	7
1	0	0	0	m_8	1	1	1	1	1	1	1	8
1	0	0	1	m_9	1	1	1	1	0	1	1	9
1	0	1	0	m_{10}	此区间 $a \sim g$ 均为 0							无显示
	∴			∴								
1	1	1	1	m_{15}								

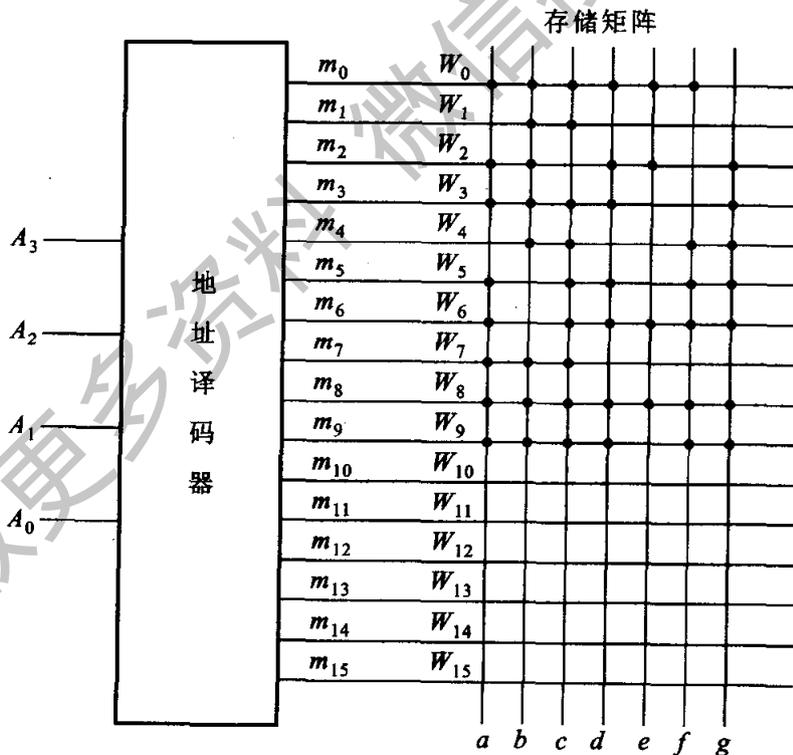


图 22.1.10 ROM 七段译码阵列图

图 22.1.10 为 ROM 七段译码的阵列图,交叉点上的圆点表示存 1,无圆点表示存 0。字线 $W_{10} \sim W_{15}$ 的所有交叉点,全部存 0。

【例 22.1.3】 试用 ROM 构成 $\pi(3.1415926\dots)$ 小数部分十六位发生器。

【解】 图 22.1.11 是 π 发生器的逻辑框图。表 22.1.4 是 π 发生器中 ROM 的存储关系表,将 π 的十六位十进制小数转换成二 - 十进制数码(8421BCD 码)存储在 ROM 的存储矩阵中。用四位二进制同步计数器控制 ROM 的地址输入端,使其地址按二进制数码顺序周期地对 ROM 所有存储单元中的信息进行逐行扫描,ROM 的存储矩阵便经位线 $D_3D_2D_1D_0$ 输出 π 的小数部分的数值(8421BCD 码)。

按表 22.1.4 所列内容,可以画出 π 发生器的 ROM 阵列图,如图 22.1.12 所示。

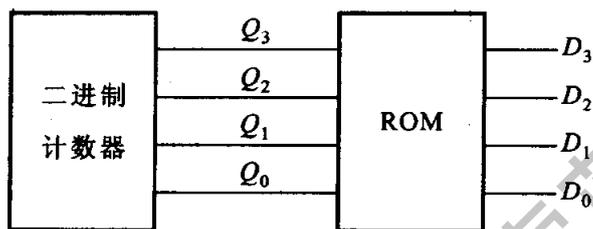
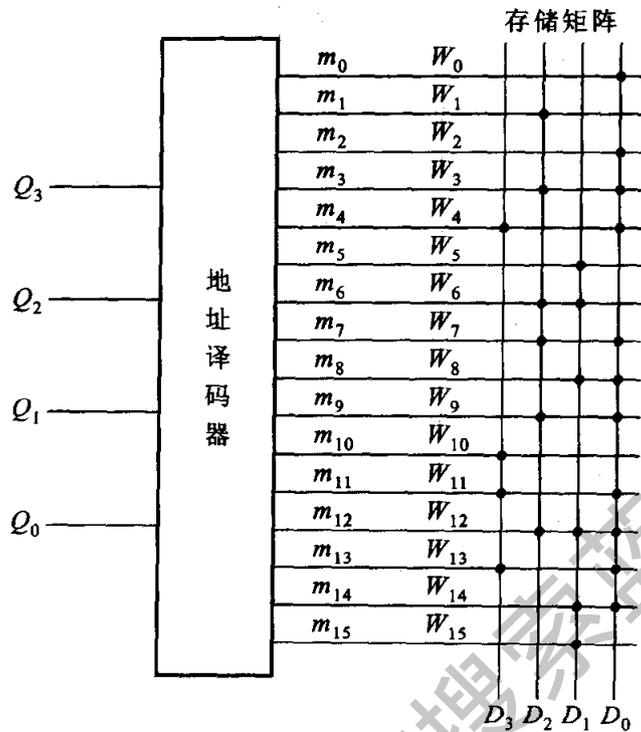


图 22.1.11 π 发生器框图

表 22.1.4 π 发生器 ROM 存储关系表

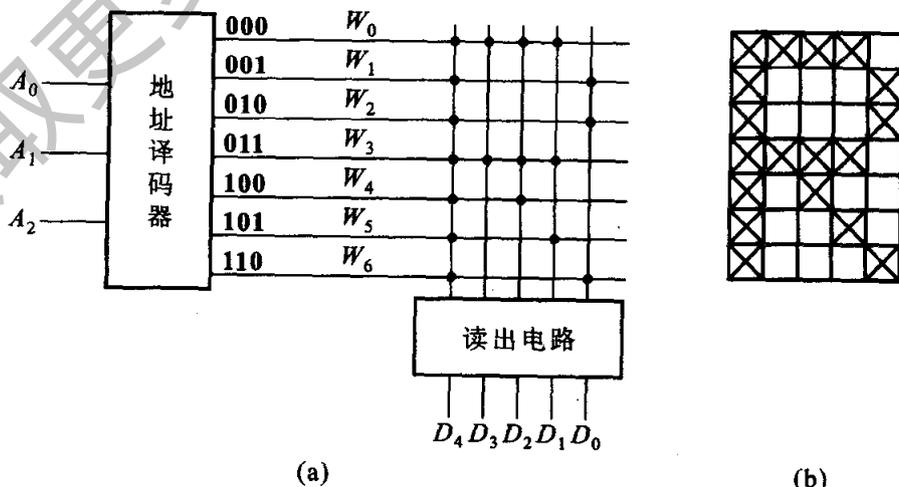
顺序	地址译码器				存储矩阵						
	地址输入				最小项 编号	被选中的 字线	存储内容(8421BCD 码)				π 的小数部分
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0			D_3	D_2	D_1	D_0	
0	0	0	0	0	m_0	$W_0 = 1$	0	0	0	1	1
1	0	0	0	1	m_1	$W_1 = 1$	0	1	0	0	4
2	0	0	1	0	m_2	$W_2 = 1$	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	m_3	$W_3 = 1$	0	1	0	1	5
4	0	1	0	0	m_4	$W_4 = 1$	1	0	0	1	9
5	0	1	0	1	m_5	$W_5 = 1$	0	0	1	0	2
6	0	1	1	0	m_6	$W_6 = 1$	0	1	1	0	6
7	0	1	1	1	m_7	$W_7 = 1$	0	1	0	1	5
8	1	0	0	0	m_8	$W_8 = 1$	0	0	1	1	3
9	1	0	0	1	m_9	$W_9 = 1$	0	1	0	1	5
10	1	0	1	0	m_{10}	$W_{10} = 1$	1	0	0	0	8
11	1	0	1	1	m_{11}	$W_{11} = 1$	1	0	0	1	9
12	1	1	0	0	m_{12}	$W_{12} = 1$	0	1	1	1	7
13	1	1	0	1	m_{13}	$W_{13} = 1$	1	0	0	1	9
14	1	1	1	0	m_{14}	$W_{14} = 1$	0	0	1	1	3
15	1	1	1	1	m_{15}	$W_{15} = 1$	0	0	1	0	2

图 22.1.12 π 发生器 ROM 阵列图

【例 22.1.4】 试用 ROM 构成字符发生器。

【解】 字符发生器常用于显示终端、打印机以及其他一些数字装置。用 ROM 构成字符发生器的原理是：将各种字母、数字和符号等字符的点阵预先存储在 ROM 的存储矩阵中，再以适当方式顺序地给出地址码，从存储矩阵中逐行输出字符的点阵信息，并送入显示器即可显示出字符。

常用的字符发生器的字形规格有 9×7 、 7×7 和 7×5 等几种。图 22.1.13 (a)、(b) 表示用 ROM 构成字符发生器显示字母“R”的原理。7 行 5 列构成存储



(a)

(b)

图 22.1.13 用 ROM 构成字符发生器

矩阵,将字母“R”的字形分割成点阵状,并在相应的存储单元存入信息 1。可以看出,该存储矩阵中存储了七个字(即字单元),每字五位,共有 35 个存储单元。除存 1 的存储单元外,其余的存储单元一律存 0。

当地址输入由 000 ~ 110 周期地循环变化时,即可逐行扫描各字线,把 $W_0 \sim W_6$ 各字单元所存储的字母“R”的字形信息从位线 $D_0 \sim D_4$ 送出,并在显示器上显示出图 22.1.13(b)所示的“R”字形。

【练习与思考】

- 22.1.1 只读存储器(ROM)是由哪两个主要部分构成的?它们的主要作用是什么?
- 22.1.2 ROM 的存储矩阵是如何构成的?怎样表示它的存储容量?
- 22.1.3 在 ROM 的存储矩阵中,什么是存储单元?什么是字单元?
- 22.1.4 ROM 的地址译码器为什么又称最小项译码器和 N 选一译码器?
- 22.1.5 ROM 为什么只能随时读出信息而不能随时写入信息?为什么断电时也不会丢失信息?

22.2 随机存取存储器

随机存取存储器(RAM^①)也称为读/写存储器,它不仅可以随时从指定的存储单元读出数据,而且可以随时向指定的存储单元写入数据。因此,RAM 的读、写非常方便,使用起来更加灵活。但 RAM 有丢失信息的缺点(断电时存储的数据会随之消失),不利于数据和信息的长期保存。

22.2.1 RAM 的分类

RAM 有双极型和 MOS 型两大类。两者相比,双极型存储速度快,但集成度较低,制造工艺复杂,功耗大,成本高,主要用于高速场合;MOS 型速度较低,但集成度高,制造工艺简单,功耗小,成本低,主要用于对工作速度要求不高的场合。在 MOS 型 RAM 中,又分为静态 RAM 和动态 RAM 两种,动态 RAM 存储单元所用元件少集成度高,功耗小,但不如静态 RAM 使用方便。一般,大容量存储器使用动态 RAM,小容量存储器使用静态 RAM。

22.2.2 RAM 的结构和工作原理

图 22.2.1 是 RAM 的结构框图,它由下列几个部分组成。

① RAM 是英文 Random Access Memory 的缩写。

1. 存储矩阵

RAM 的存储矩阵与 ROM 一样,也是由大量存储单元构成的。与 ROM 存储单元不同的是, RAM 存储单元中的数据不是预先固定的,而是随时由外部输入。为了存得住这些数据, RAM 的存储单元采用有记忆功能的电路构成。

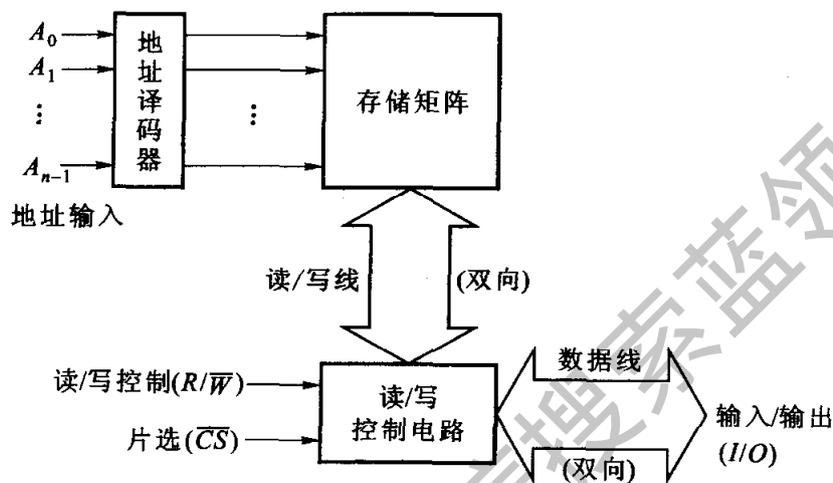


图 22.2.1 RAM 的结构框图

2. 地址译码器

地址译码器的作用与 ROM 相似,也是对输入的地址码进行译码,一个地址对应着一条字线(选择线)。当某条选择线被选中,与该选择线相连系的字单元中的数据便与位线(数据线)相通,就可以进行读数或写数。

3. 读/写控制电路

当一个地址选中存储矩阵中相应一组存储单元时,是进行读数?还是进行写数?这由读/写控制端(R/\bar{W})来决定:当 $R/\bar{W} = 1$ 时,执行读操作, RAM 将存储矩阵中的内容送到输入/输出端(I/O);当 $R/\bar{W} = 0$ 时,执行写操作, RAM 将输入/输出端(I/O)上的输入数据写入存储矩阵中。在同一时间内,不会同时发出读和写的指令, RAM 的读和写是有序进行的。因此,可以把原来分开的输入线和输出线合用一条双向数据线。同理,读/写线也应是双向的。

4. 片选控制

数字系统中的随机存取存储器容量很大,一般由多片 RAM 组成。访问存储器时,每次只与其中的一片或几片来往,交流信息。因此,在每片 RAM 上均加有片选端 \overline{CS} , 低电平有效,即当 $\overline{CS} = 0$ 时,该片(或几片) RAM 工作;当 $\overline{CS} = 1$

时,不工作。于是,只有 $\overline{CS} = 0$ 的一片(或几片)RAM的输入/输出端(I/O)与外部总线接通,交换数据,而其他各片的输入/输出端(I/O)呈高阻状态,不能与总线交换数据。

22.2.3 RAM 芯片简介

图 22.2.2 是 2114 型 RAM 的外引线排列图。它有 18 条引脚,双列直插式封装,其中:

(1) $A_9 \sim A_0$ 是 RAM 的地址输入端。有 10 条($n = 10$)地址线(10 位地址码)。该 RAM 的字数为: $2^n = 2^{10} = 1024$ 字(即 1024 个字单元)。1024 字习惯上称为 1 k 字。

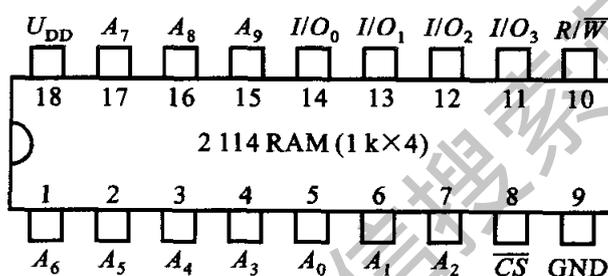


图 22.2.2 2114RAM 外引线排列图

(2) $I/O_3 \sim I/O_0$ 是 RAM 的数据输入/输出端。有 4 条数据线,数据为 4 位。

(3) 该 RAM 的存储容量为 $1024 \times 4 = 4096$ 个存储单元。可表示为 1024 字 \times 4 位 RAM 或 1 k \times 4 RAM(“字”和“位”可省略)。

(4) R/\overline{W} 是 RAM 的读/写控制端。 $R/\overline{W} = 1$ 时, RAM 执行读出操作; $R/\overline{W} = 0$ 时, RAM 执行写入操作。

(5) \overline{CS} 是 RAM 的片选控制端。 $\overline{CS} = 0$ 时, 该片 RAM 被选中, 可以进行读/写操作。

(6) 2114RAM 采用 NMOS 工艺制造, 电源 U_{DD} 为 +5 V。

22.2.4 RAM 的扩展

一片 RAM 的位数和字数都是有限的。使用时为增加 RAM 的位数和字数, 可把几片 RAM 按一定方式组合在一起, 扩展使用。RAM 的扩展分位数扩展和字数扩展, 也可以将位数和字数同时扩展。

1. RAM 位数的扩展

当所用的单片 RAM 的位数不够用时, 就需扩展位数。图 22.2.3(a) 所示电路就是用两片 2114 型 1 k 字 \times 4 位 RAM 扩展成 1 k 字 \times 8 位 RAM 的接线图。

位数扩展的关键是如何增加 RAM 的数据端,要从输入/输出(I/O)方面考虑。在图 22.2.3(a)中,只需将两片 RAM 的地址端 $A_9 \cdots A_0$ 、读/写控制端 R/\bar{W} 和片选控制端 \bar{CS} 都对应地并联在一起,两片共用。余下的数据端并行输出,从低四位至高四位共八位 $I/O_7 \cdots I/O_0$,扩展成为 $1\text{ k 字} \times 8\text{ 位}$ 的 RAM 存储器,其等效单元电路如图 22.2.3(b)所示。

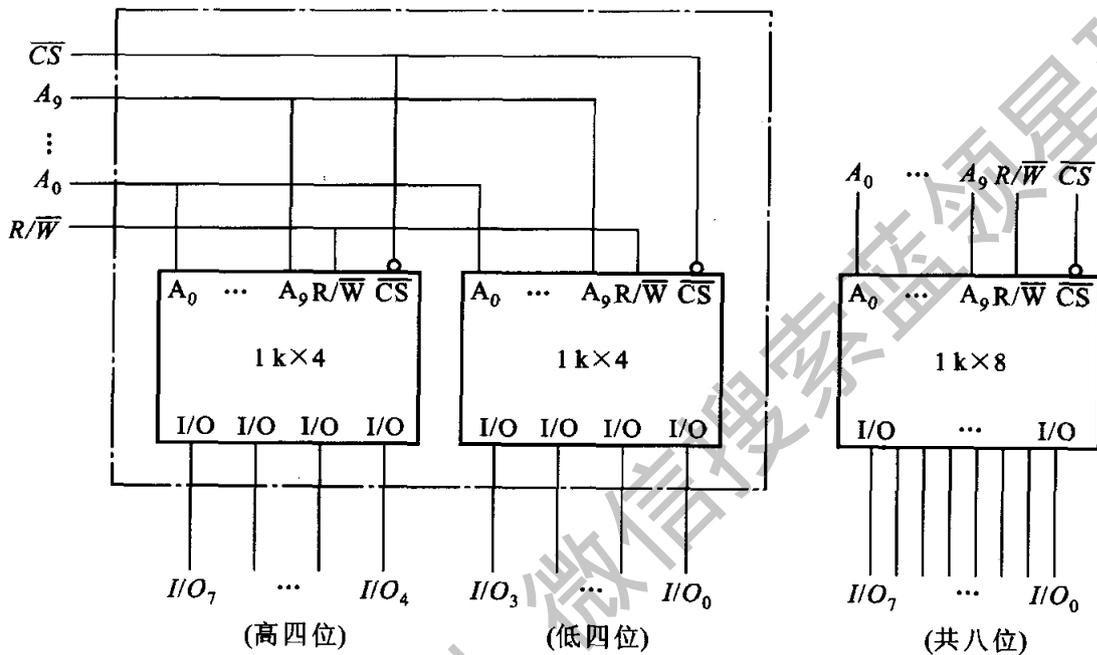
(a) 用两片 $1\text{ k} \times 4$ RAM 的位数扩展(b) 扩展后的 $1\text{ k} \times 8$ RAM 的单元电路

图 22.2.3 用两片 2114RAM 实现位数扩展

2. RAM 字数的扩展

当所用的单片 RAM 的字数不够用时,就需扩展字数。字数扩展的关键是如何增加 RAM 的地址输入端。在图 22.2.4 所示的电路是用两片 2114 型 $1\text{ k 字} \times 4\text{ 位}$ RAM 扩展为 $2\text{ k 字} \times 4\text{ 位}$ RAM 的接线图。图中,先将两片 RAM 的地址输入端 $A_9 \sim A_0$ 、读/写控制端 R/\bar{W} 和输入/输出端 $I/O_3 \sim I/O_0$ 都对应地并联起来,再用一个非门控制两片 RAM 的片选端即可。地址输入端增加一位高位码 A_{10} 。当 $A_{10} = 0$ 时,第 1 片 RAM 被选中,可以对它的 1 k 字 进行读/写操作;当 $A_{10} = 1$ 时,第 2 片 RAM 被选中,可以对它的 1 k 字 进行读/写操作。由此得到 $2\text{ k} \times 4\text{ RAM}$,字数扩展两倍。

【例 22.2.1】 试用 4 片 2114 型 $1\text{ k 字} \times 4\text{ 位}$ RAM 构成 $4\text{ k 字} \times 4\text{ 位}$ 的 RAM。

【解】 此例字数扩展 4 倍,所以地址端应增加 2 位高位地址码 A_{11}, A_{10} , 扩展

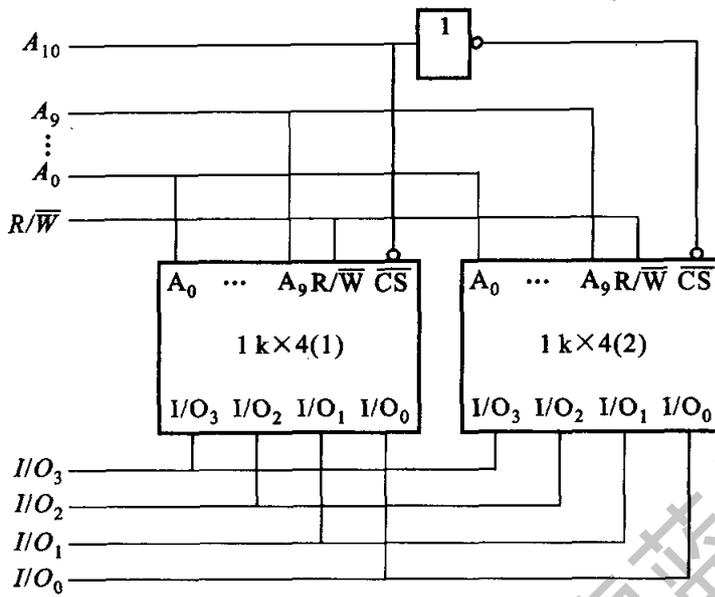


图 22.2.4 用两片 2114RAM 实现字数扩展

后的电路如图 22.2.5 所示。各片 RAM 的地址端 $A_9 \dots A_0$, 读/写控制端 R/\bar{W} 和输入/输出端 $I/O_3 \dots I/O_0$ 的连接方式与图 22.2.4 相同。

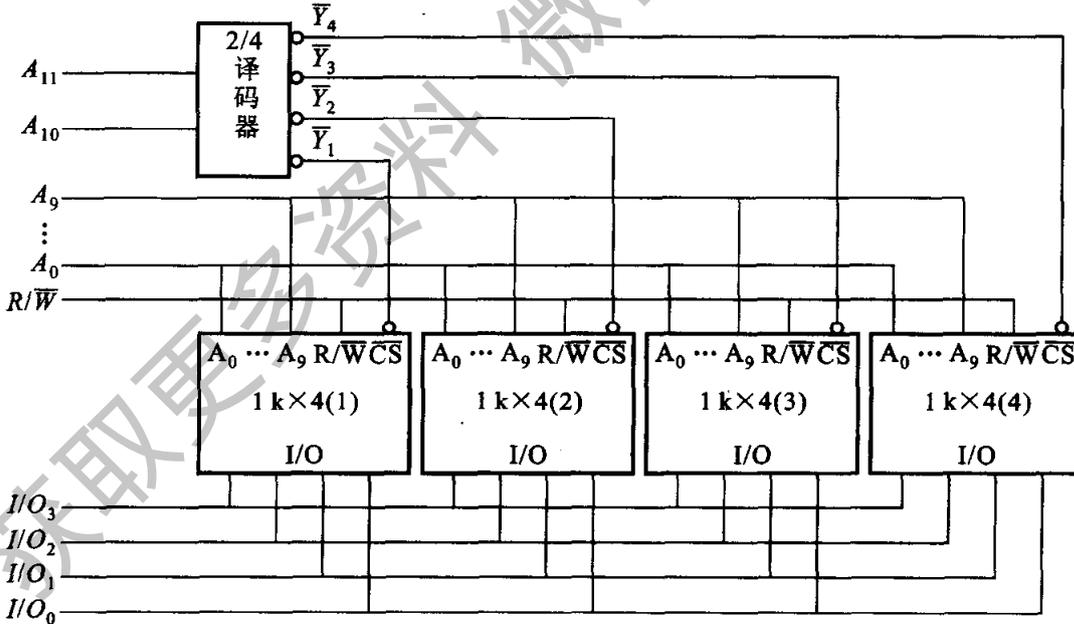


图 22.2.5 用四片 2114RAM 实现字数扩展

用新增的两位高位地址码 $A_{11}A_{10}$ 通过外加的 2/4 线译码器将 $A_{11}A_{10}$ 的 00, 01, 10 和 11 分别译成 $\bar{Y}_1, \bar{Y}_2, \bar{Y}_3$ 和 \bar{Y}_4 (低电平有效) 控制 4 片 RAM 的片选端。译码器和各 RAM 片选端的状态如表 22.2.1 所示。由表可以看出: 当 $A_{11}A_{10} =$

00 时,第 1 片 RAM 被选中,可以对第 1 片 RAM 的 1 k 字进行读/写操作;当 $A_{11}A_{10} = 01$ 时,第 2 片 RAM 被选中,可以对第 2 片 RAM 的 1 k 字进行读/写操作;同理,当 $A_{11}A_{10} = 10$ 和 11 时,第 3 片和第 4 片 RAM 分别被选中,可以对第 3 片和第 4 片 RAM 的 1 k 字分别进行读/写操作。扩展后的 RAM 有 12 位地址端,总字数为: $2^{12} = 2^2 \times 2^{10} = 4 \text{ k}$ 字,成为 $4 \text{ k} \times 4 \text{ RAM}$ 。

表 22.2.1 译码器及各 RAM 片选端状态表

高位地址码		$\overline{CS}(1)$	$\overline{CS}(2)$	$\overline{CS}(3)$	$\overline{CS}(4)$	被选中的 RAM
A_{11}	A_{10}	$\overline{Y}_1 = \overline{A_{11}A_{10}}$	$\overline{Y}_2 = \overline{A_{11}A_{10}}$	$\overline{Y}_3 = \overline{A_{11}A_{10}}$	$\overline{Y}_4 = \overline{A_{11}A_{10}}$	
0	0	0	1	1	1	(1)
0	1	1	0	1	1	(2)
1	0	1	1	0	1	(3)
1	1	1	1	1	0	(4)

【练习与思考】

- 22.2.1 随机存取存储器(RAM)是由哪些主要部分构成的? 它的读/写控制端和片选控制端各起什么作用?
- 22.2.2 现有 $256 \times 8 \text{ RAM}$ 一片,试回答以下问题:
- (1) 该 RAM 有多少位地址码?
 - (2) 该 RAM 有多少个字?
 - (3) 该 RAM 字长多少位?
 - (4) 该 RAM 共有多少个存储单元?
 - (5) 访问该 RAM 时,每次会选中多少个存储单元?
- 22.2.3 什么是 RAM 的位数扩展和字数扩展? 有何实际意义? 如何实现位数和字数的同时扩展?
- 22.2.4 试比较 ROM 和 RAM 的基本结构和主要功能的异同。

22.3 可编程逻辑器件

可编程逻辑器件(PLD^①)是 20 世纪末期蓬勃发展起来的新型半导体通用集成电路,它是泛指可由用户自行定义功能(编程)的一类逻辑器件的总称。

^① PLD 是英文 Programmable Logic Device 的缩写。

现代数字系统愈来愈多地采用 PLD 来构成,这不仅能大大简化系统的设计过程,而且还能使系统结构简单,可靠性提高。PLD 技术从一个方面反映了现代电子技术的发展趋势。

22.3.1 PLD 的结构框图

PLD 的结构框图如图 22.3.1 所示。其核心部分是由两个逻辑门阵列(与阵列和或阵列)所组成。与阵列在前,通过输入电路接受输入逻辑变量 $ABC\dots$;或阵列在后,通过输出电路送出输出逻辑变量。不同类型的 PLD,结构差异很大,但它们的共同之处是,都有一个与阵列和一个或阵列。有的 PLD 内部还有反馈电路。

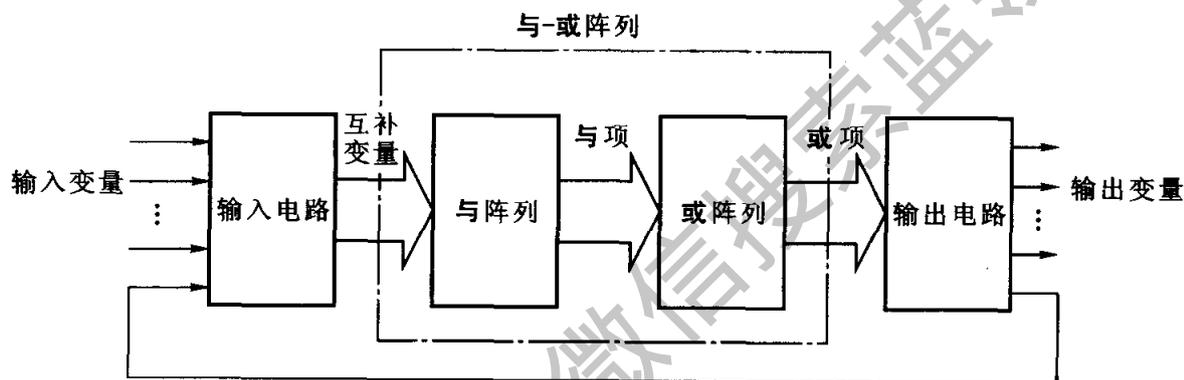


图 22.3.1 PLD 的结构框图

作为用户,可根据实际需要,将厂家提供的 PLD 产品,按规定的编程方法自行改变其内部的对阵列和或阵列结构(或者其中之一),从而获得所需要的逻辑关系和逻辑功能。

PLD 结构复杂,线路纵横交错。为了清晰地表示 PLD,人们约定了一些不同于常规的图形含义和图形符号。主要有以下几种。

1. 导线交叉点的含义

在图 22.3.2 中,两条导线的交叉点处,有三种含义。图(a)的圆点表示两条导线是连通的,该点是固定连接点。PLD 出厂时,厂家已经将该点“固化”成永久性连接点,用户不能改变。图(b)的叉点也表示

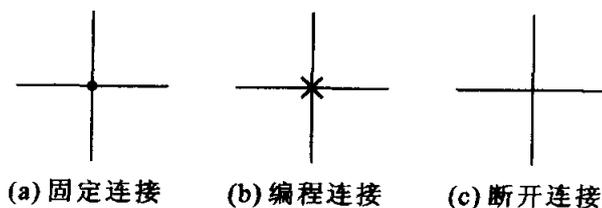


图 22.3.2 PLD 中三种交叉点

表示两线是连通的,但该点是编程点,厂家留给用户编程用。用户编程时,如果需要两线连通,则保留“x”点;如果需要两线断开,则擦除“x”点。图(c)既无圆

点又无叉点,表示两线是断开的;或者是编程时“×”点被擦除过(见下面内容 PROM),两线已不再连通。

2. 与门和或门的图形符号

图 22.3.3 表明了与门和或门在 PLD 中的画法。与门输出 $Y_1 = ABD$ (变量 C 和与门无关),或门输出 $Y_2 = A + B + C$ (变量 D 和或门无关)。与门和或门都有输入线和输出线。与门的输入线只有一条,称为乘积线;输出线的 $Y_1 = ABD$ 称为与项。或门的输入线也只有一条,称为相加线;输出线的 $Y_2 = A + B + C$ 称为或项。输入变量 A, B, C, D 称为输入项。

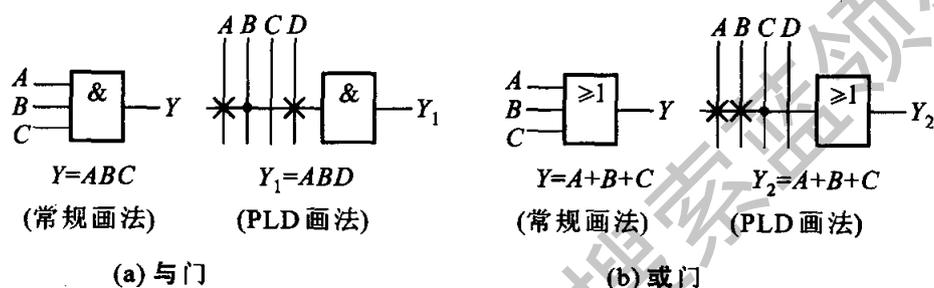


图 22.3.3 PLD 中的与门和或门

3. 缓冲器的图形符号

图 22.3.4 表示缓冲器。 $Y_1 = \bar{A}$ 为反相缓冲器的输出, $Y_2 = A$ 为同相缓冲器的输出。缓冲器可以提供互补的原变量 A 和反变量 \bar{A} , 还可以增强带负载的能力。

应当说明的是, 在一些书籍和资料中, 以上与门、或门和缓冲器也有其他画法, 可以对照阅读。

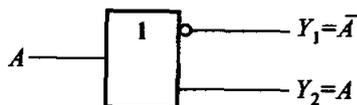


图 22.3.4 缓冲器

22.3.2 可编程只读存储器

由 22.1 节可知, 只读存储器 (ROM) 存储的信息是固定的, 用户不能改变。而实际应用时, 用户往往需要方便地自己编程, 将一些新的数据和信息存储到 ROM 中。这样, 就产生了 PROM、EPROM 和 EEPROM 可编程只读存储器, 以满足用户的不同需求。

1. 一次编程只读存储器 (PROM)

厂家为了用户的需求, 在制造这种器件时, 让存储矩阵中所有存储单元的内容全部为 1。其具体结构是: 在存储矩阵的每个交叉点处都制作了二极管或双极型晶体管或 MOS 场效应管^①, 而且, 每个管子都串联了一个快速熔丝, 如图

^① 如果制作的是场效应管, 则所存内容全部为 0。

22.3.5 所示。图 22.3.6 就是一个 PROM 存储矩阵全部存 1 的示意图。这样的 PROM 芯片实际上是个“空片”，就像一张白纸，什么信息也没储存。用户编程时，根据逻辑要求，如果某些存储单元应当存 1，则保留其熔丝；而另一些存储单元应当存 0，就借助编程工具用脉冲电流将其熔丝烧断就行了。显然，PROM 的熔丝被烧断后，不能恢复。因而 PROM 只能编程一次，一次成功。一旦编好就不能再行修改，所以称为一次编程只读存储器。一次编程写入的信息，和 ROM 一样，可以长期保存。

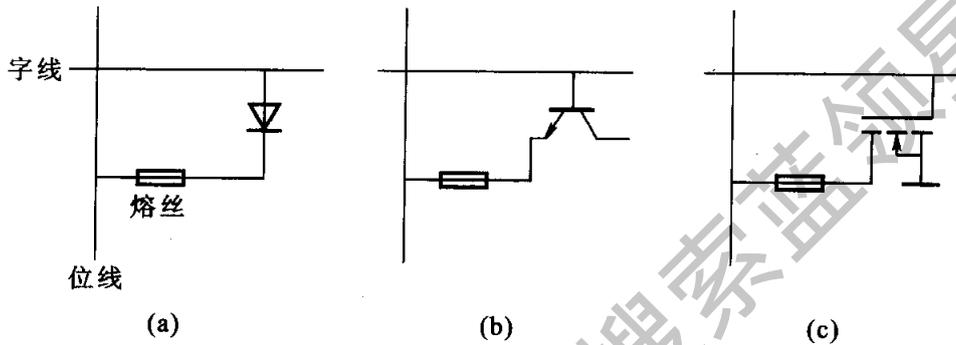


图 22.3.5 PROM 存储单元中的熔丝

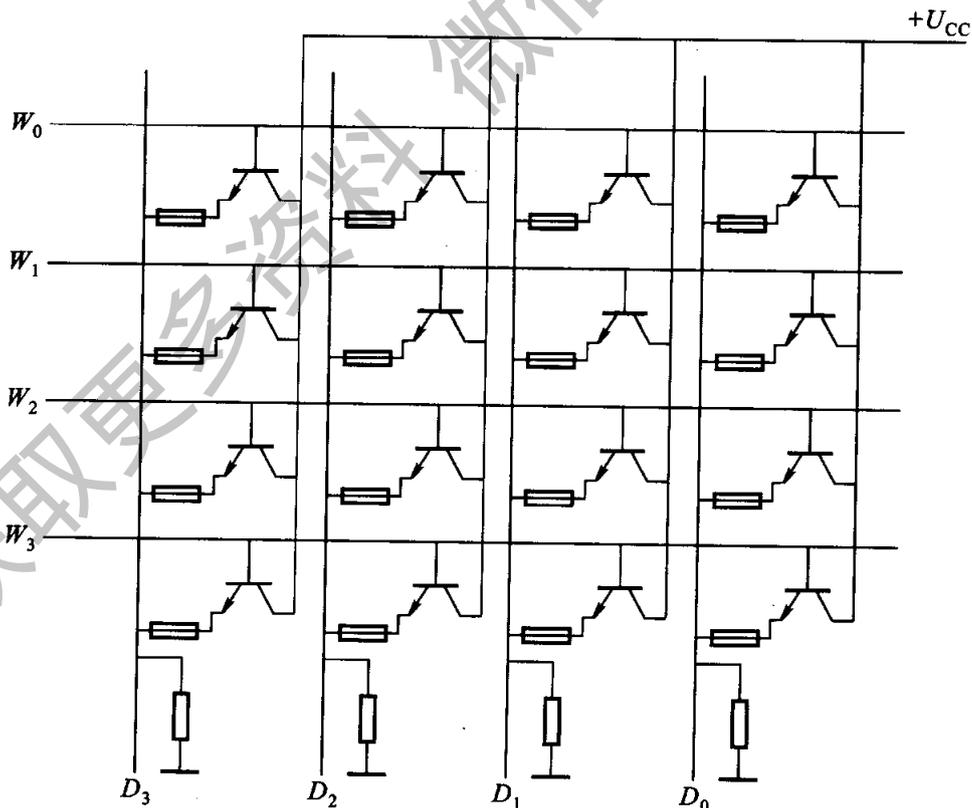


图 22.3.6 存储矩阵全部存 1

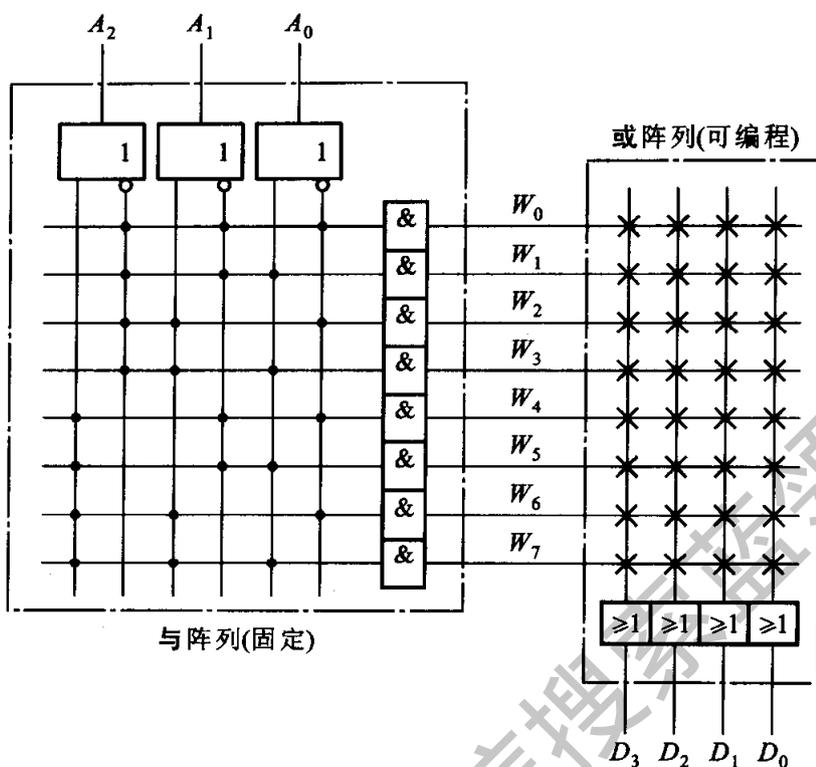


图 22.3.7 PROM 的基本结构图

PROM 的基本结构常用如图 22.3.7 所示的阵列图表示。它由一个固定的与阵列(地址译码器)和一个可编程的或阵列(存储矩阵)组成,图中圆点表示固定连接点,叉点表示编程点,这就是一个尚未编程的 PROM 阵列图。下面通过举例来说明 PROM 的应用,并从中理解怎样在 PROM 阵列图上进行编程。

【例 22.3.1】 试用 PROM 实现一组逻辑函数:

$$Y_0 = \bar{A}C$$

$$Y_1 = ABC\bar{C}$$

$$Y_2 = \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}BCD + BCD\bar{D}$$

【解】 (1) 由于 PROM 的地址译码器是最小项译码器,所以需把 \$Y_0 \sim Y_2\$ 各式化为最小项形式

$$\begin{aligned} Y_0 &= \bar{A}C(\bar{B} + B) \\ &= \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}BC \\ &= \bar{A}\bar{B}C(\bar{D} + D) + \bar{A}BC(\bar{D} + D) \\ &= \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}\bar{B}CD + \bar{A}BC\bar{D} + \bar{A}BCD \\ &= m_2 + m_3 + m_6 + m_7 \\ Y_1 &= ABC(\bar{D} + D) \\ &= ABC\bar{D} + ABCD \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= m_{12} + m_{13} \\
 Y_2 &= \overline{A}BC\overline{D} + \overline{A}BCD + BCD(\overline{A} + A) \\
 &= \overline{A}BC\overline{D} + \overline{A}BCD + \overline{A}BC\overline{D} + ABC\overline{D} \\
 &= m_6 + m_7 + m_{10} + m_{14}
 \end{aligned}$$

可以清楚地看出, $Y_0 \sim Y_2$ 各式总共含有 8 个最小项: $m_2, m_3, m_6, m_7, m_{10}, m_{12}, m_{13}$ 和 m_{14} 。

(2) 按 $Y_0 \sim Y_2$ 各式总共含有的最小项编程, 可画出如图 22.3.8 所示的阵列图。画法是: 标出输入变量的原变量 A, B, C, D 和反变量 $\overline{A}, \overline{B}, \overline{C}, \overline{D}$ 。在与阵列上用圆点标出上述 8 个最小项(其余不用的最小项不必标出)。在或阵列上根据 $Y_0 \sim Y_2$ 各式所含有的最小项选留编程点“×”(未标叉点处表示已被擦除)。

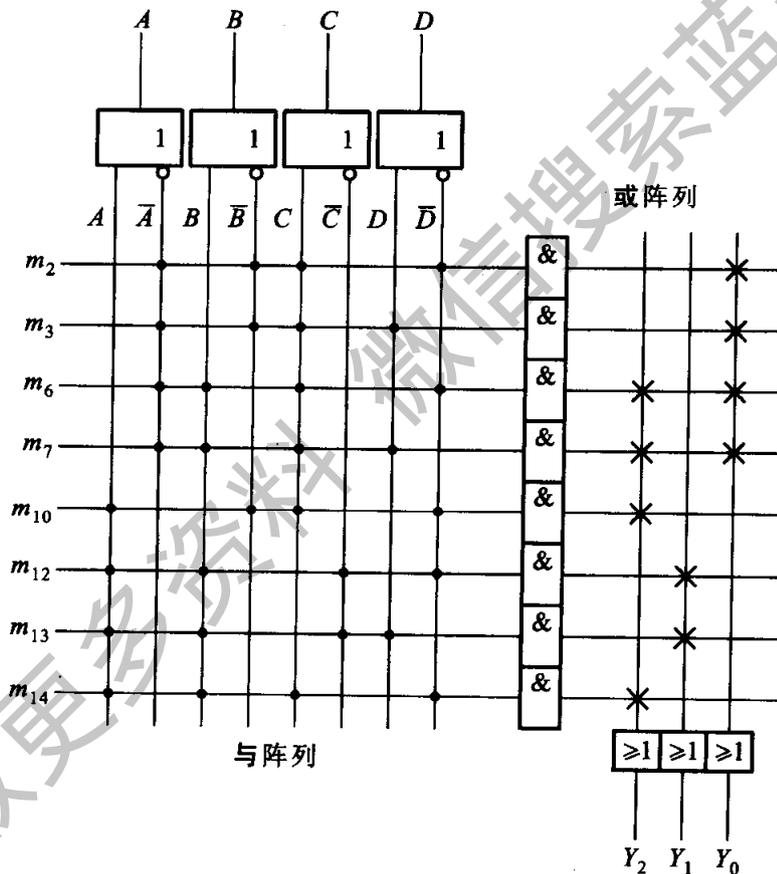


图 22.3.8 用 PROM 产生一组逻辑函数

【例 22.3.2】 图 22.3.9 是用 PROM 构成的阶梯波发生器。输出电压 u_o 的波形由 PROM 存储的内容决定。图中四个电子开关的动作由 PROM 的位线 $D_0 \sim D_3$ 的电平控制: 当各 $D = 1$ 时, 开关接通基准电压 ($-U_R$); 当各 $D = 0$ 时, 开关接“地”。今需产生如图 22.3.10 所示阶梯波信号电压时, 试对 PROM 进行编程, 并画出 PROM 的编程阵列图。

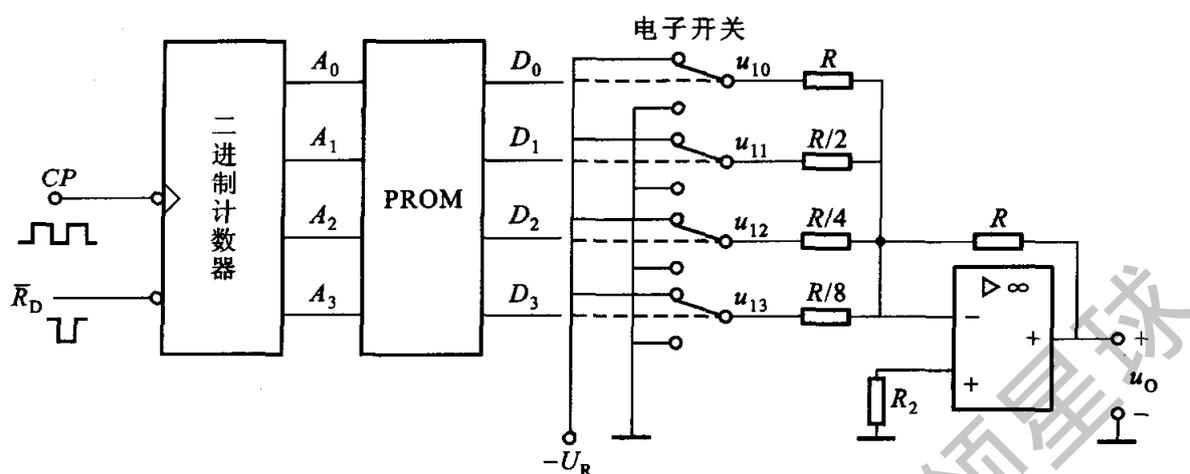


图 22.3.9 用 PROM 构成阶梯波发生器

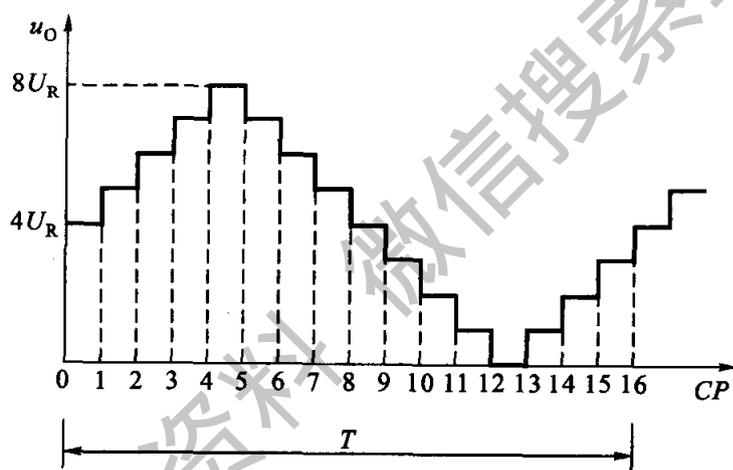


图 22.3.10 阶梯波

【解】(1) 电压 u_o 与 PROM 输出数据 D_0, D_1, D_2, D_3 之间的关系, 由集成运放反相加法运算电路的公式可知

$$\begin{aligned}
 u_o &= -\left(\frac{R}{R/8}u_{i_3} + \frac{R}{R/4}u_{i_2} + \frac{R}{R/2}u_{i_1} + \frac{R}{R}u_{i_0}\right) \\
 &= -(8u_{i_3} + 4u_{i_2} + 2u_{i_1} + u_{i_0}) \\
 &= 8U_R D_3 + 4U_R D_2 + 2U_R D_1 + U_R D_0 \\
 &= (8D_3 + 4D_2 + 2D_1 + D_0)U_R
 \end{aligned} \tag{22.3.1}$$

式中

$$u_{i_3} = -U_R D_3 \quad u_{i_2} = -U_R D_2 \quad u_{i_1} = -U_R D_1 \quad u_{i_0} = -U_R D_0$$

(2) 列 PROM 的编程表

PROM 的编程表如表 22.3.1 所示。阶梯波电压 u_0 一个周期有 16 个波幅与二进制计数器 16 个状态相对应。例如:当 $A_3A_2A_1A_0 = 0000$ 时, $u_0 = 4U_R$, 将 u_0 值代入式(22.3.1)

表 22.3.1 PROM 的编程表

CP	A_3	A_2	A_1	A_0	u_0	D_3	D_2	D_1	D_0
0	0	0	0	0	$4U_R$	0	1	0	0
1	0	0	0	1	$5U_R$	0	1	0	1
2	0	0	1	0	$6U_R$	0	1	1	0
3	0	0	1	1	$7U_R$	0	1	1	1
4	0	1	0	0	$8U_R$	1	0	0	0
5	0	1	0	1	$7U_R$	0	1	1	1
6	0	1	1	0	$6U_R$	0	1	1	0
7	0	1	1	1	$5U_R$	0	1	0	1
8	1	0	0	0	$4U_R$	0	1	0	0
9	1	0	0	1	$3U_R$	0	0	1	1
10	1	0	1	0	$2U_R$	0	0	1	0
11	1	0	1	1	U_R	0	0	0	1
12	1	1	0	0	0	0	0	0	0
13	1	1	0	1	U_R	0	0	0	1
14	1	1	1	0	$2U_R$	0	0	1	0
15	1	1	1	1	$3U_R$	0	0	1	1

$$4U_R = (8D_3 + 4D_2 + 2D_1 + D_0) U_R$$

$$4 = 8D_3 + 4D_2 + 2D_1 + D_0$$

可知 $D_3 = 0 \quad D_2 = 1 \quad D_1 = 0 \quad D_0 = 0$

即 $D_3D_2D_1D_0 = 0100$

同理,当 $A_3A_2A_1A_0 = 0001$ 时, $u_0 = 5U_R$, 代入式(22.3.1), 可知

$$D_3D_2D_1D_0 = 0101$$

以此类推,即可画出 PROM 的编程表中 16 个状态所对应的有关数据。

(3) 由 PROM 编程表可画出 PROM 的编程阵列图,如图 22.3.11 所示。

我们已经知道, PROM 只能编程一次,而且出错不能修改。这对编程者来说,条件有些苛刻。于是,在 PROM 的基础上又出现了能够擦除修改、可以重复

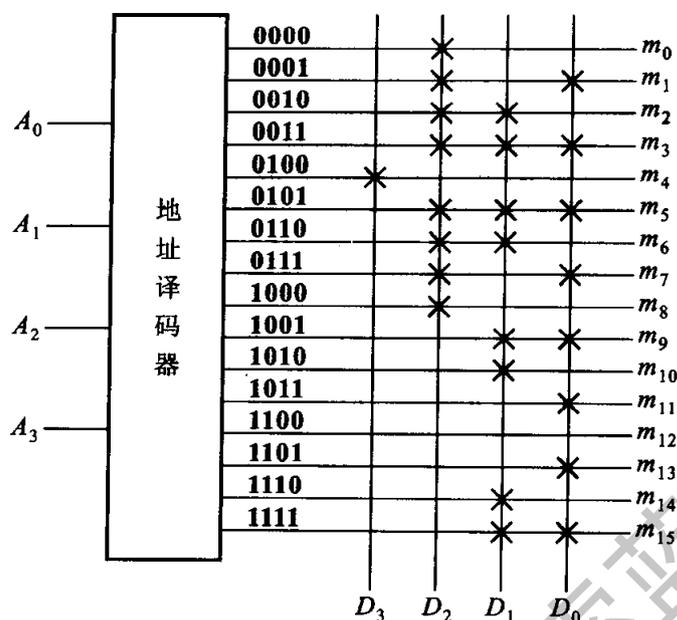
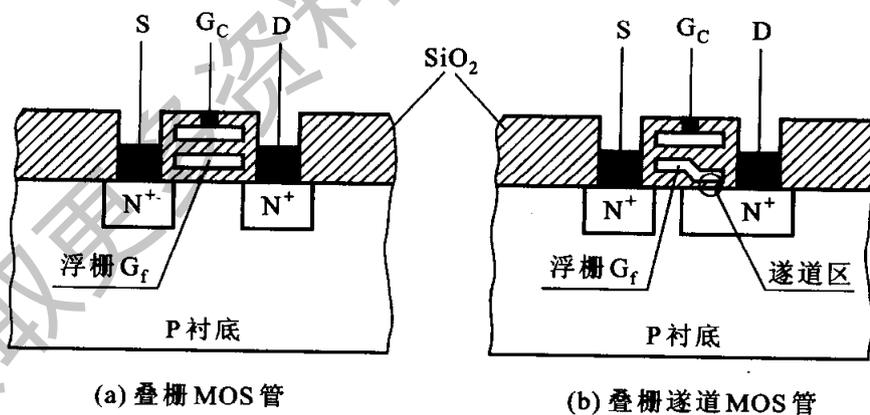


图 22.3.11 PROM 的阵列图

编程的存储器 EPROM 和 EEPROM (E^2 PROM)。

2. 紫外线擦除可编程只读存储器 (EPROM)

紫外线擦除可编程是指能用紫外线擦除存储器中原有信息,可以重新写入新信息。这一特性来源于 EPROM 内部的特殊结构。现以图 22.3.12(a)所示雪崩效应注入型叠栅 MOS 管为例,简要说明其存储及擦除原理。

图 22.3.12 用于 EPROM 和 E^2 PROM 的 MOS 管

图示叠栅 MOS 管是一个 N 沟道增强型 MOS 管,与普通 NMOS 管相似,但它有两个栅极:控制栅极 G_c 和浮置栅极 G_f (简称浮栅)。控制栅有引出线用于控制读出和写入,浮栅无引出线用于长期保存被注入的电荷。

若在漏极和源极之间加上较高的电压 (+20 ~ 25 V),使沟道中的电场足够强,沟道中则会产生雪崩击穿效应,出现大量高能量电子。同时,又在控制栅加上编程脉冲电压 (+25 V),

一些速度较高的电子便在控制栅电场作用下穿过 SiO_2 氧化层到达浮栅,浮栅便注入了电荷。由于浮栅周围都是绝缘的 SiO_2 ,电荷很难泄漏,能长期保存(10年)。

在 EPROM 的存储单元中(电路未画出),对叠栅 MOS 管来说,如果浮栅注入了电荷,则使该管的开启电压变得很高,当控制栅为高电平时,该管并不导通(相当于存 0);反之,如果浮栅没有注入电荷,该管的开启电压较低,当控制栅为高电平时,该管导通(相当于存 1)。因此,可以利用叠栅 MOS 管的浮栅是否注入了电荷来表示信息。这种 EPROM 出厂时,所存信息全为 1(浮栅上均无电荷),用户可根据需要将应编程为 0 的存储单元都写入 0。

要想擦除 EPROM 中的内容,可用 EPROM 擦除器产生的紫外线照射其石英玻璃窗口,使浮栅上的电子获得足够能量,便可穿越氧化层回到衬底中。从而将编程信息全部擦去,相当于存储全 1。擦除了信息的 EPROM 又可重新编程写入信息。EPROM 擦写后要用黑胶带将其玻璃窗口封好,以防光线干扰片内信息。

*3. 电擦除可编程只读存储器(E^2 PROM)

EPROM 可重复编程,但每次编程写入新内容之前,必须采用紫外线擦除存储器中原有的信息,给用户带来一些麻烦。而电擦除可编程只读存储器则克服了 this 缺点,使用起来十分方便。

在 E^2 PROM 中采用了另一种叠栅 MOS 管,如图 22.3.12(b)所示,称为叠栅隧道氧化层型 MOS 管。它也有一个浮置栅 G_f ,只是在浮置栅 G_f 和漏极 N^+ 区之间有一小块极薄的被称为隧道区的 SiO_2 氧化层(厚度仅 10~15 nm),可产生隧道效应^①。

在 E^2 PROM 的存储单元中(电路未画出),叠栅隧道 MOS 管有两种工作状态:通过隧道效应,电子由衬底注入浮栅(存储了电荷,可长期保存);浮栅上的电子通过隧道返回衬底(电荷被擦除)。 E^2 PROM 的编程和擦除都是通过向漏极和控制栅上加电脉冲实现的,写入的信息长期保存(5~10年)。

EPROM 和 E^2 PROM 的编程方法与 PROM 相同,不再举例。

22.3.3 可编程逻辑阵列

可编程逻辑阵列(PLA^②)是由可编程与阵列和可编程或阵列组成,其结构如图 22.3.13 所示。PLA 与 PROM 的结构相似,其区别在于译码器(与阵列)部分也可由用户自己编程。PROM 采用全译码方式,产生全部最小项。但对大多数逻辑函数而言,并不需要全部最小项,有许多最小项是没用的。因此,由于不能充分利用 PROM 与阵列就造成了硬件的浪费。PLA 的与阵列采用部分译码方式,只产生函数所需要的乘积项,对逻辑函数的处理更为有效。PLA 可以方便地构成组合逻辑电路,如果在或阵列的输出端外接触发器,还可构成时序逻辑电路。

【例 22.3.3】 试用 PLA 产生例 22.3.1 中相同的一组逻辑函数,以比较两

① 当隧道区的电场足够强(大于 10^7 V/cm)时,便在漏区 N^+ 和浮栅之间产生导电隧道。

② PLA 是英文 Programmable Logic Array 的缩写。

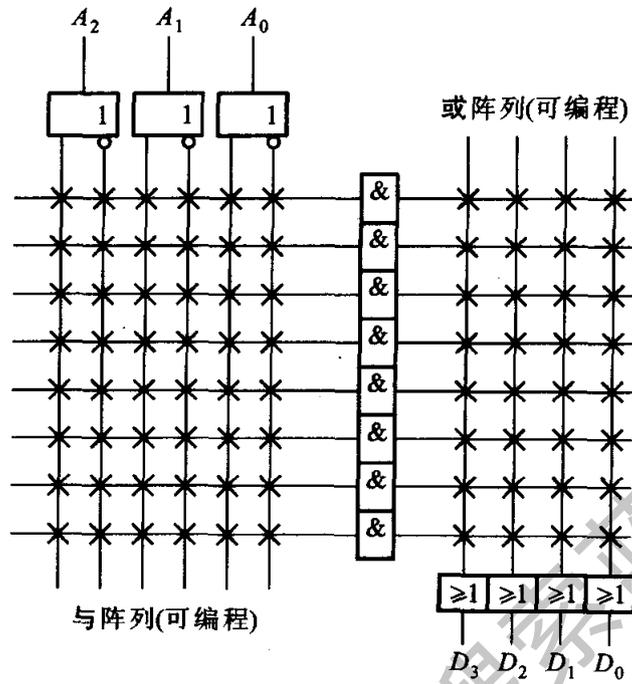


图 22.3.13 PLA 结构图

种器件的区别。一组逻辑函数是：

$$Y_0 = \bar{A}C$$

$$Y_1 = ABC\bar{C}$$

$$Y_2 = \bar{A}BC\bar{D} + \bar{A}BCD + BCD\bar{D}$$

【解】 PLA 的与阵列和或阵列均可编程。因此，首先把 $Y_0 \sim Y_2$ 中的与或逻辑式化简，然后分别对其与阵列和或阵列进行编程。

$$Y_0 = \bar{A}C$$

$$Y_1 = ABC\bar{C}$$

$$Y_2 = \bar{A}BC\bar{D} + \bar{A}BCD + BCD\bar{D}$$

$$= \bar{A}BC\bar{D} + \bar{A}BCD + BCD(\bar{A} + A)$$

$$= \bar{A}BC\bar{D} + \bar{A}BCD + \bar{A}BC\bar{D} + ABC\bar{D}$$

$$= AC\bar{D}(\bar{B} + B) + \bar{A}BC(\bar{D} + D)$$

$$= AC\bar{D} + \bar{A}BC$$

可以看出，在 $Y_0 \sim Y_2$ 的逻辑式中共含有四个与项。能画出如图 22.3.14 所示的编程阵列图。与图 22.3.8 相比，后者编程简单多了，与阵列和或阵列的编程点明显减少，前者为 $8 \times 8 + 3 \times 8 = 88$ 个，后者为 $8 \times 4 + 3 \times 4 = 44$ 个。

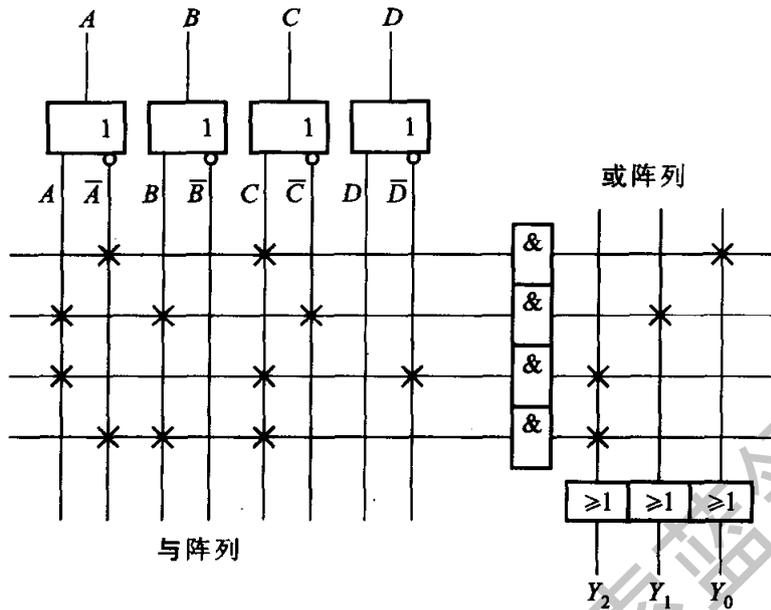


图 22.3.14 用 PLA 产生一组逻辑函数

22.3.4 可编程阵列逻辑

可编程阵列逻辑(PAL^①)的基本结构与 PLA 相似,也是由与阵列和或阵列组成。但有两点不同:① PAL 的或阵列是固定的,不用编程。② PAL 在两个基本逻辑阵列之外,它的输出端还备有不同的输出电路和反馈电路(图中未画出),供电路设计者选用。目前常用的此种器件的输入端可达 20 个,与逻辑阵列的与项可达 80 个。每个或门输入端可达 16 个。

PAL 的基本结构如图 22.3.15(a)所示。但实际产品常画成如图 22.3.15(b)所示的阵列图,此种画法便于表示比较复杂的可编程逻辑器件。比较两种画法,后者的逻辑关系更清晰。例如或门输出 D_2 ,它含有四个与项,来自与阵列。每个与门乘积线上的变量关系也一目了然。

【例 22.3.4】 今有四位二进制数 $ABCD$ 。试自选 PAL 芯片设计一个数值判别电路:若 $ABCD$ 数值小于十时,逻辑函数 $Y_1 = 1$;数值等于十时, $Y_2 = 1$;数值大于十时, $Y_3 = 1$ 。

【解】 (1) 由题意列出逻辑状态表,如表 22.3.2 所示。

① PAL 是英文 Programmable Array Logic 的缩写

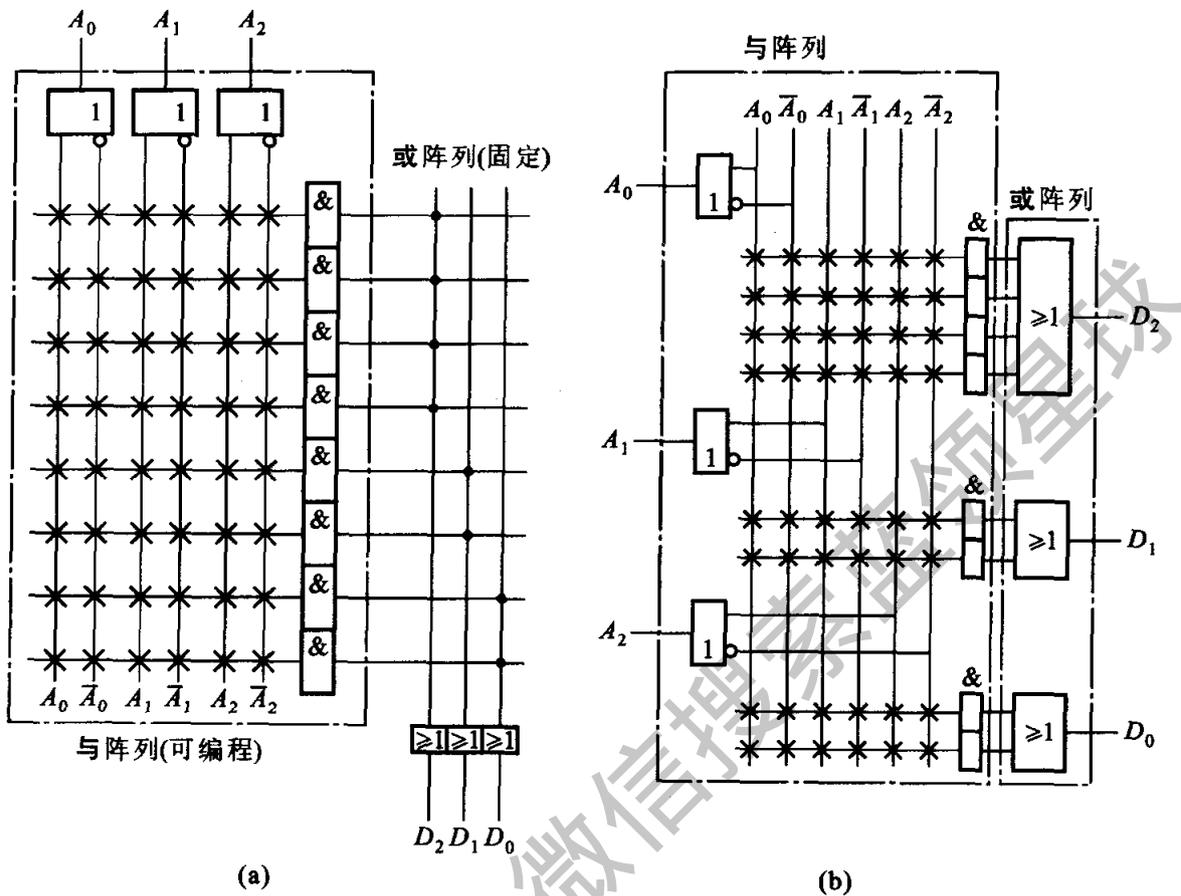


图 22.3.15 PAL 基本结构图

表 22.3.2 数值判别逻辑状态表

顺序	A	B	C	D	Y_1	Y_2	Y_3
0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	1	1	0	0
2	0	0	1	0	1	0	0
3	0	0	1	1	1	0	0
4	0	1	0	0	1	0	0
5	0	1	0	1	1	0	0
6	0	1	1	0	1	0	0
7	0	1	1	1	1	0	0
8	1	0	0	0	1	0	0
9	1	0	0	1	1	0	0

续表

顺序	A	B	C	D	Y_1	Y_2	Y_3
10	1	0	1	0	0	1	0
11	1	0	1	1	0	0	1
12	1	1	0	0	0	0	1
13	1	1	0	1	0	0	1
14	1	1	1	0	0	0	1
15	1	1	1	1	0	0	1

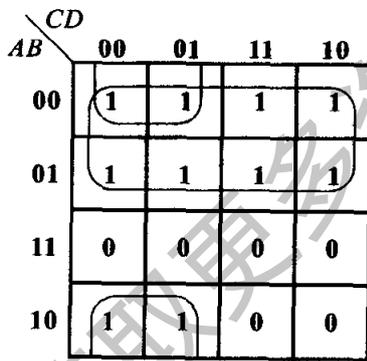
(2) 由逻辑状态表写出逻辑式

由状态表可以看出, Y_1 和 Y_3 含与项较多, 需用卡诺图化简。卡诺图的画圈如图 22.3.16 所示。三个逻辑式可以写为

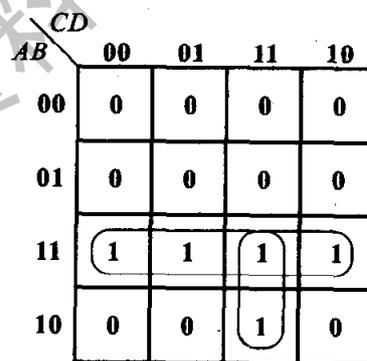
$$Y_1 = \bar{A} + \bar{B}\bar{C}$$

$$Y_2 = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$$

$$Y_3 = AB + ACD$$



(a) Y_1



(b) Y_3

图 22.3.16 Y_1 和 Y_3 的卡诺图

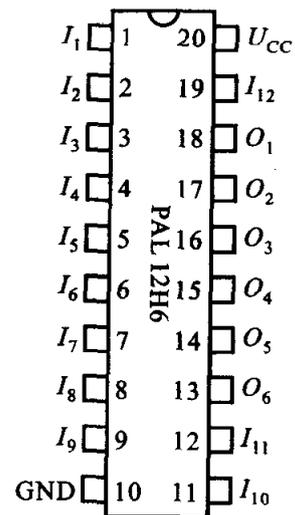


图 22.3.17 PAL12H6 型的外引线排列图

(3) 查集成电路手册, 选用 PAL12H6 型芯片, 其外引线排列如图 22.3.17 所示。其中 1~9 和 11, 12, 19 引脚为输入端(共 12 个), 13~18 引脚为输出端(共 6 个), 10 和 20 引脚分别为公共地端和电源端(+5 V)。

图 22.3.18 是 PAL12H6 的逻辑阵列图, 输出端有 6 个或门。其中: 或门 13

和 18 各有 4 个与项,或门 14、15、16 和 17 各有 2 个与项。编程时可选用。

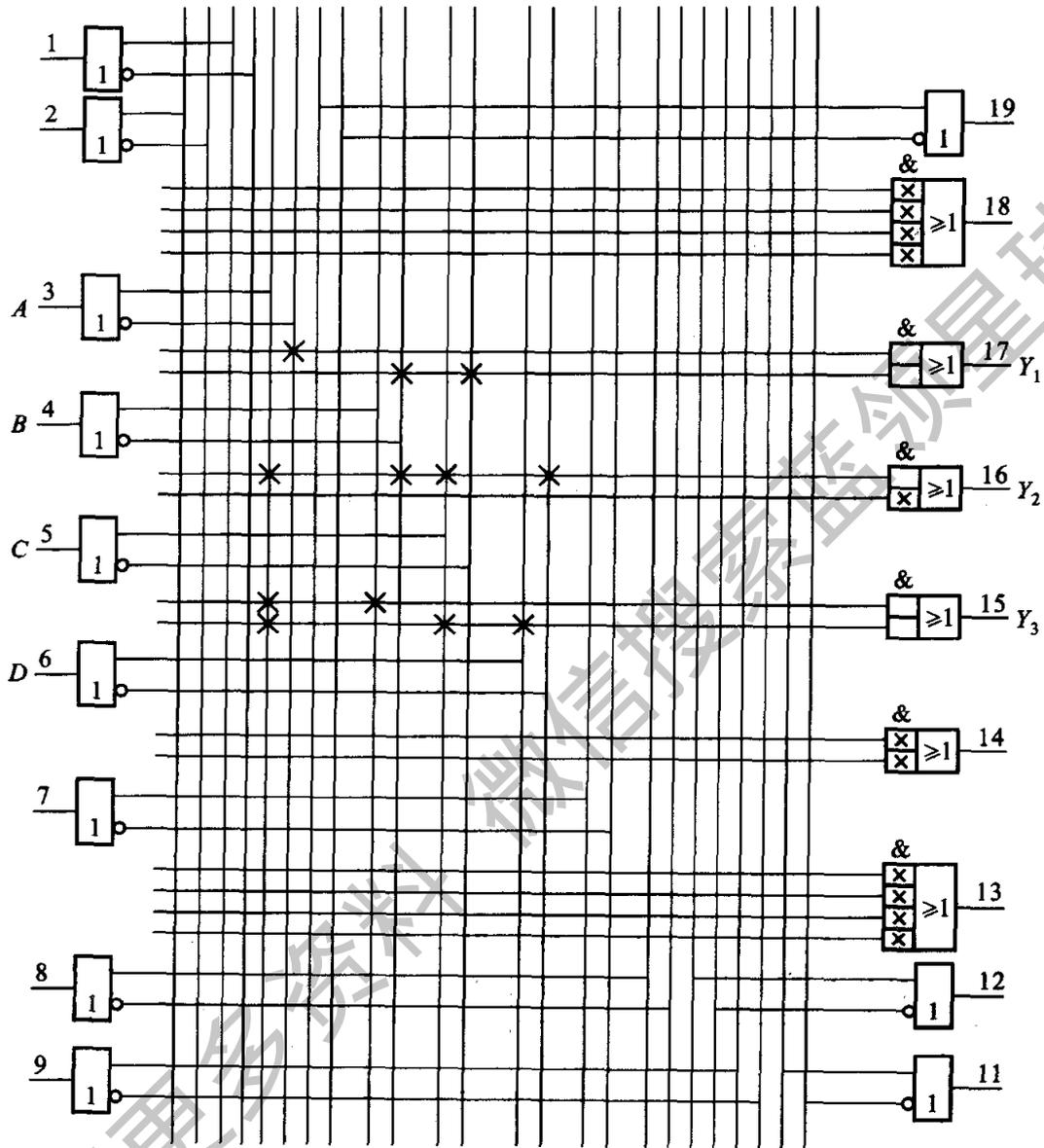


图 22.3.18 PAL12H6 编程阵列图

(4) 根据逻辑式画编程阵列图

选四个输入端 3、4、5 和 6, 标上 A 、 B 、 C 和 D 。选三个输出端 17、16 和 15, 标上 Y_1 、 Y_2 和 Y_3 , 并逐行编程(各与门乘积线上的“ \times ”点处表示保留熔丝; 无“ \times ”点处表示熔丝被烧断)。编程后的 PAL12H6 如图 22.3.18 所示。

除了选用的输入端和输出端外, 还剩余许多输入端和输出端, 大量编程点未被利用。可见, 如能充分利用, 一片 PAL12H6 即可连接成一个较大的逻辑系统, 完成较复杂的逻辑功能。图中输出端一些与门的小方框内打“ \times ”号的, 表示两

个意思:① 这些与门未被使用。② 这些与门的乘积线和所有列线的交叉点(编程点)均有熔丝,没有编程,本应画“×”,但为使电路图形清晰而省略不画。

22.3.5 通用阵列逻辑

通用阵列逻辑(GAL^①)是上世纪80年代中期发展起来的电擦除可编程逻辑器件,其功能比PAL更强。它的突出优点是:在GAL的输出端设置了多个可编程的逻辑宏单元(OLMC^②),它们是一种由或门、D触发器、数据选择器和一些门电路组成的控制电路。用户通过编程可将OLMC设置成多种工作模式,使GAL器件有多种功能的输出。此外,GAL还设置了电子标签(便于用户文档管理)和加密位(防止信息非法复制)。GAL丰富灵活的逻辑功能,为复杂的逻辑设计提供了有利的方便条件。

图22.3.19是常用的GAL16V8芯片的逻辑图,今做一简单说明。

(1) 2~9是8条输入引线,它们分别联在8个输入缓冲器上,以提供一对互补变量。此外,还有相应的8个反馈/输入缓冲器。

(2) 12~19是8条输出引线,从8个三态非门输出。

(3) 输出端有8个输出逻辑宏单元(OLMC),其工作模式由用户编程选择。

(4) 可编程与阵列有64行32列,共有2048个编程点(为使电路清晰,编程点上没有画“×”)。

(5) 组成或阵列的8个或门分别包含在8个OLMC中,它们和与阵列的连接是固定的。

(6) GAL16V8中的16表示输入变量数(包括8个反馈输入);8表示输出端数;V表示输出模式可以改变。

上述四种PLD可作如下分类(见表22.3.3)。

表 22.3.3 PLD 的分类

PLD	与阵列	或阵列	输出电路
PROM	固定	可编程	固定
PLA	可编程	可编程	固定
PAL	可编程	固定	固定
GAL	可编程	固定	可改变

① GAL是英文Generic Array Logic的缩写。

② OLMC是英文Output Logic Macro Cell(输出逻辑宏单元)的缩写。

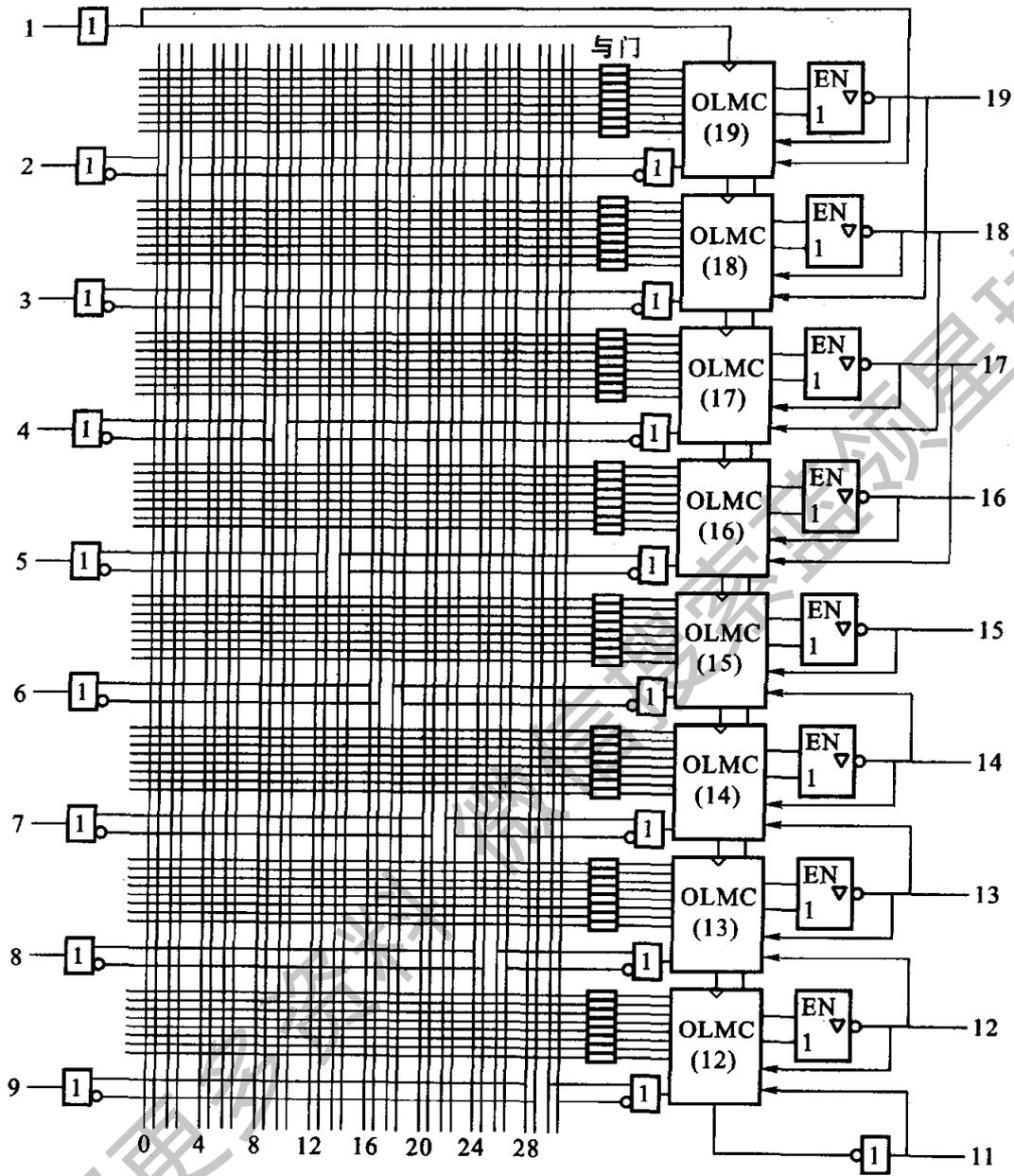


图 22.3.19 GAL16V8 逻辑图

△ 22.3.6 在系统可编程逻辑器件

上述 PLA、PAL 和 GAL 等可编程逻辑器件编程时,都要把它们从系统的电路板上取下来,插到编程器上,由编程器对器件实施“离线”编程。这种编程方式很不方便。在系统可编程逻辑器件(ISP^①-PLD)是 20 世纪 90 年代推出的一

① ISP 是英文 In - System Programmable 的缩写。

种高性能大规模数字集成电路,它成功地将原属于编程器的有关电路也集成于ISP-PLD中。因此,ISP-PLD的最大特点是,编程时既不需要使用编程器,也不需要将器件从系统的电路板上取下,用户可以直接在系统上进行编程。

可编程逻辑器件从“离线”编程发展到“在线”编程,具有重要意义,它改变了产品生产的先编程后装配的惯例,可以先将器件全部安装在电路底板上,然后编程制成产品。这就简化了产品设计和生产流程,降低了产品成本。成为产品后还可“在线”反复编程,修改逻辑设计,重构逻辑系统,实现新的逻辑功能,对产品实行升级换代。

在系统编程技术,更新了人们的设计观念,为电子设计自动化(EDA)开创了新的途径。

ISP-PLD有低密度和高密度两种类型。后者比前者复杂得多,功能也更强,也称为复杂可编程逻辑器件(CPLD)。

低密度ISP-PLD是在GAL的基础上增加了写入/擦除控制电路而构成的。例如,ispGAL16Z8有正常、诊断和编程三种工作方式,工作方式由输入控制信号指定。在正常工作状态时,与上述的GAL16V8的工作状态相同。

在高密度ISP-PLD中,以ispLSI1016为例作一简单介绍。它的电路结构框图和逻辑功能划分框图分别如图22.3.20和图22.3.21所示。

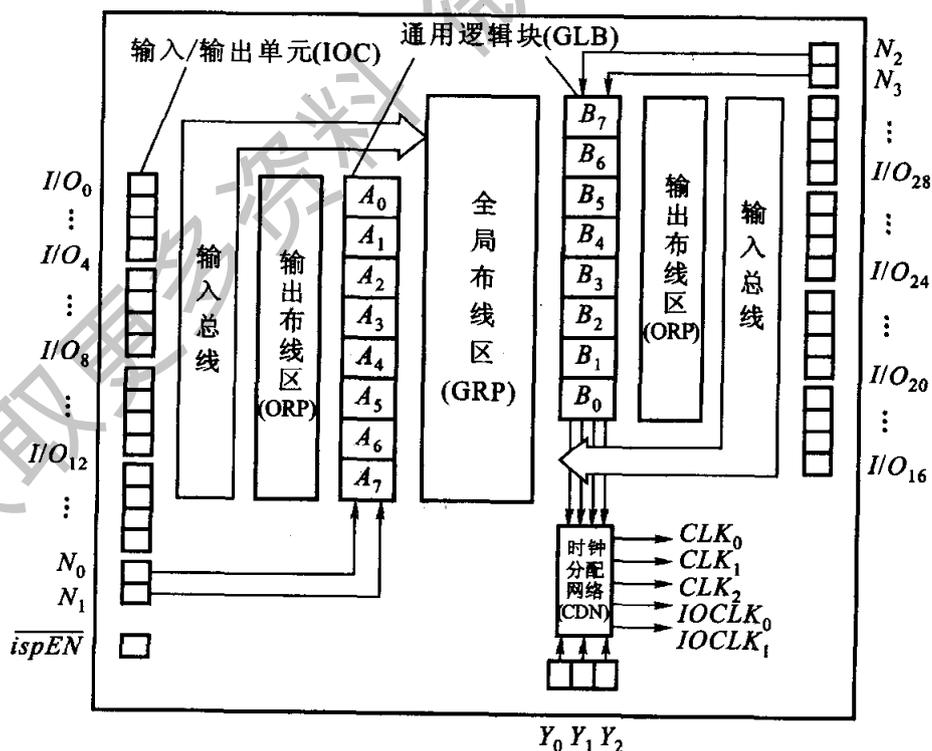


图 22.3.20 ispLSI1016 的电路结构框图

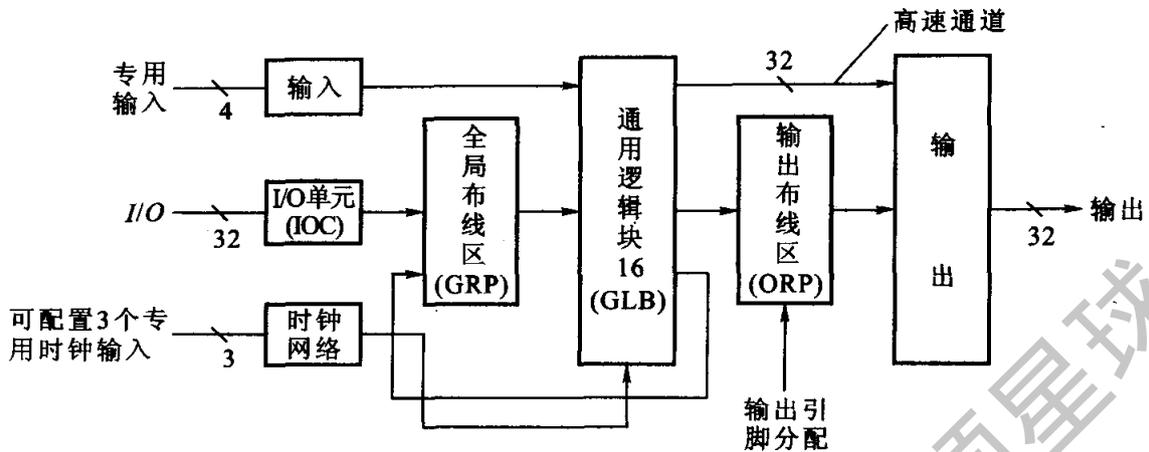


图 22.3.21 ispLS1016 的逻辑功能划分框图

由图 22.3.20 可见,ispLS1016 芯片有 $A_0 \sim A_7$ 和 $B_0 \sim B_7$ 共 16 个通用逻辑块 GLB (Generic Logic Block)、32 个输入/输出单元 IOC (I/O Cell)、全局布线区 GRP (Global Routing Pool)、输出布线区 ORP (Output Routing Pool)、时钟脉冲分配网络 CDN (Clock Distribution Network) 和编程控制电路。 $N_0 \sim N_3$ 是 4 个专用输入。

(1) 全局布线区 GRP

GRP 位于芯片中央。通过编程,可将 16 个 GLB 互相联接以及与 IOC 和 ORP 的连接,任何一个 GLB 能与任何一个 IOC 相连。

(2) 通用逻辑块 GLB

GLB 位于 GRP 的两边,每边 8 块,共 16 块。GLB 主要由可编程的与阵列、乘积项共享的或阵列和四输出逻辑宏单元 OLMC 三部分组成,如图 22.3.22 所示。它的与阵列有 18 个输入端,其中 16 个来自 GRP,2 个是专用输入。每个 GLB 有 20 个与门,组成 20 个乘积项。4 个或门的输入按 4,4,5,7 配置,它们的 4 个输出送至 4 个输出逻辑宏单元 OLMC,OLMC 的 4 个输出送至 GRP、ORP 和 IOC。

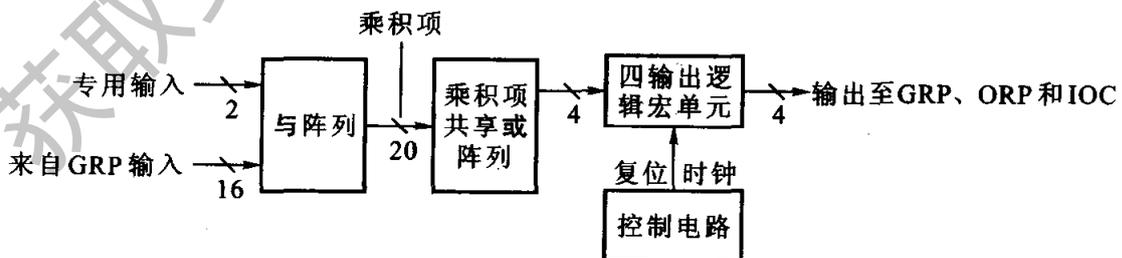


图 22.3.22 GLB 的电路结构框图

(3) 输出布线区 ORP

ORP 是可编程互连阵列,阵列的输入是 8 个 GLB 的 32 个输出。阵列的 16 个输出端分别与该侧的 16 个 IOC 相连,这就是把 GLB 的输出信号接到 IOC。

不仅可以将一个 GLB 的输出送至 16 个 IOC 的某一个,还可以通过输入总线和 GRP 送至另一侧的 16 个 IOC。ORP 逻辑功能的示意图如图 22.3.23 所示。

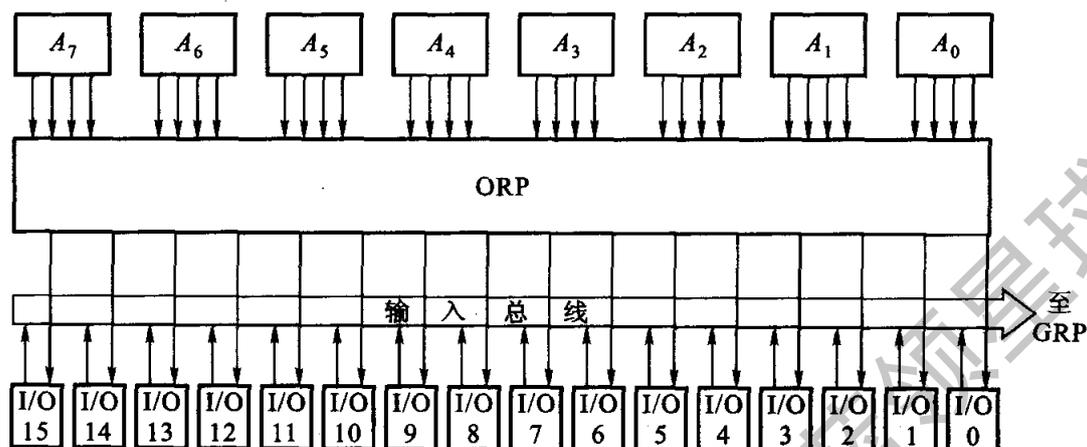


图 22.3.23 ORP 逻辑功能的示意图

(4) 时钟脉冲分配网络 CDN

CDN 产生 5 个时钟脉冲: $CLK_0, CLK_1, CLK_2, IOCLK_0, IOCLK_1$, 前 3 个作为 GLB 的时钟信号,后 2 个提供给 IOC。CDN 的输入信号由三个专用输入端 Y_0, Y_1, Y_2 提供,其中 Y_1 兼有时钟和复位的功能。

(5) 编程使能信号 \overline{ispEN}

$ispEN = 1$ 时,器件为正常工作状态; $ispEN = 0$ 时,所有 IOC 的三态输出缓冲器均被置成高阻态,并允许器件进入编程状态。

ISP - PLD 的应用提高了数字系统的电子设计自动化水平,同时也为系统的安装、调试、修改进一步提供了方便和灵活性。

【练习与思考】

- 22.3.1 可编程逻辑器件(PLD)基本结构中的核心部分是什么?
- 22.3.2 试比较 ROM, PROM, EPROM 和 EEPROM 在结构和功能上有什么联系和区别?
- 22.3.3 试比较 PLA 和 PROM 的与阵列和或阵列有何异同?
- 22.3.4 试比较 PAL 和 PLA 的与阵列和或阵列有何异同?
- 22.3.5 GAL 的突出优点是什么?
- 22.3.6 在系统编程技术有什么优越性?

习 题

- 22.1.1 已知 ROM 的阵列图如图 22.01 所示。(1)列表说明 ROM 存储的内容;(2)写出 D_0 和 D_1 的逻辑式。

22.1.2 二极管存储矩阵如图 22.02 所示。(1) 画出简化阵列图。(2) 列表说明其存储的内容。(3) 写出 $D_0 \sim D_3$ 的逻辑式。

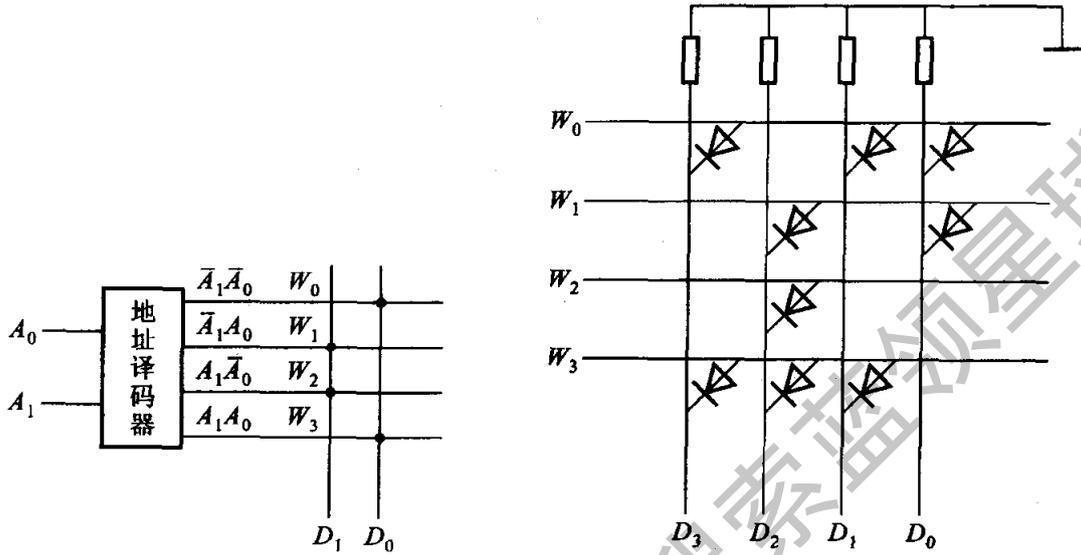


图 22.01 习题 22.1.1 的图

图 22.02 习题 22.1.2 的图

22.1.3 在图 22.03 中,ROM 的存储矩阵是由双极型晶体管构成的。(1) 画出简化阵列图。(2) 列表说明其存储的内容。(3) 写出 $D_0 \sim D_3$ 的逻辑式。

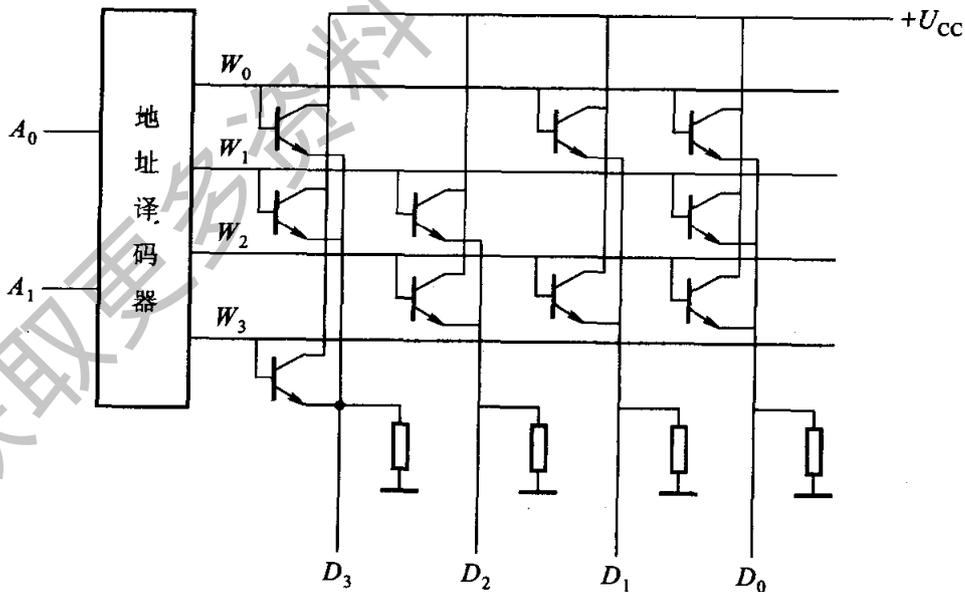


图 22.03 习题 22.1.3 的图

22.1.4 图 22.04 是由 NMOS 管构成的 ROM 存储矩阵。(1) 画出简化阵列图。(2) 列表说明其存储的内容。(3) 写出 $D_0 \sim D_3$ 的逻辑式。

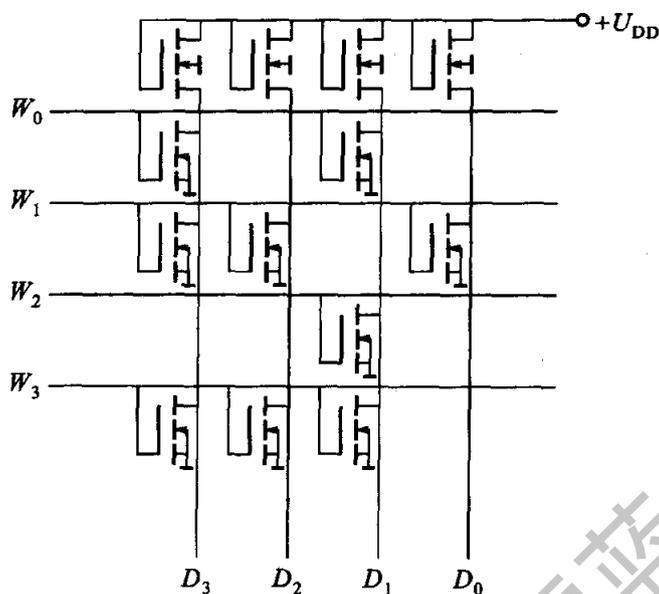


图 22.04 习题 22.1.4 的图

22.1.5 试用 ROM 产生一组与或逻辑函数,画出 ROM 阵列图,并列表说明 ROM 存储的内容。逻辑函数是:

$$Y_0 = AB + BC$$

$$Y_1 = A\bar{B} + \bar{A}B$$

$$Y_2 = AB + BC + CA$$

22.1.6 图 22.05 是用 ROM 构成的七段译码电路框图。 $A_4 \sim A_0$ 是 ROM 的输入端,其中 $A_3 \sim A_0$ 是数据输入端,最高位 A_4 只用作试灯输入端(LT)。当 $LT = 1$ 时,不论二进制数码 $A_3A_2A_1A_0$ 为何值,数码管七段全亮;当 $LT = 0$ 时,数码管则显示四位二进制数所对应的十进制数码。半导体数码管为共阴极接法。试列出实现上述逻辑要求的 ROM 功能表,并画出 ROM 的阵列图。

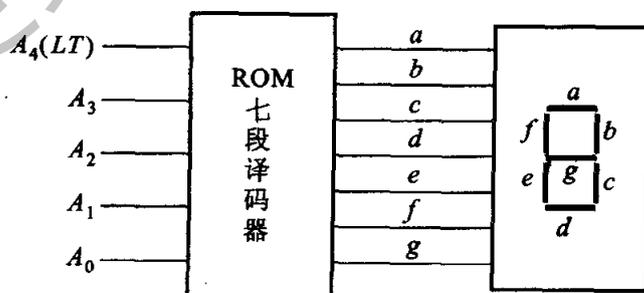


图 22.05 习题 22.1.6 的图

22.2.1 试用两片 256 字 \times 4 位 RAM 扩展成 256 字 \times 8 位 RAM,画出接线图($2^8 = 256$)。

22.2.2 试用四片 256 字 \times 8 位 RAM 扩展成 1024 字 \times 8 位 RAM,画出接线图。

22.2.3 试用八片 256 字 \times 4 位 RAM 扩展成 1024 字 \times 8 位 RAM,画出电路接线图。

22.2.4 试分析图 22.06 中各片 RAM 有多少位地址码？有多少字？每字多少位？扩展后的 RAM 有多少字？每字多少位？画出等效 RAM 的单元电路。

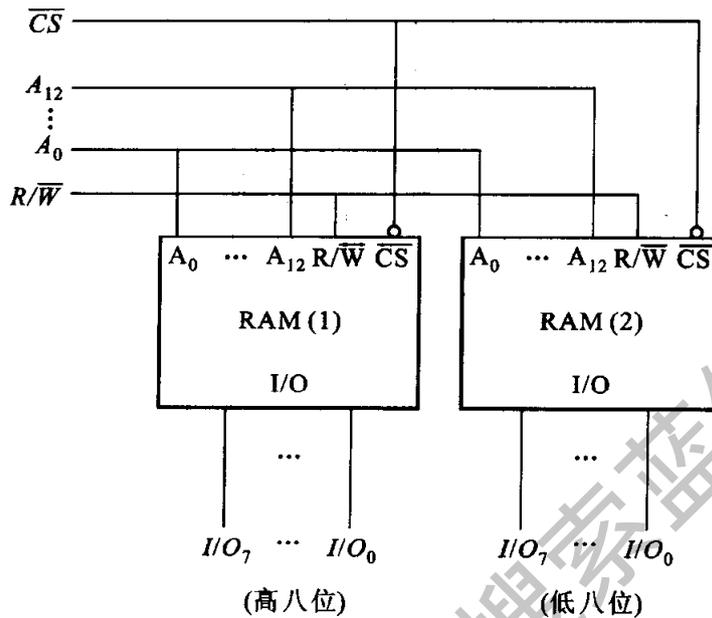


图 22.06 习题 22.2.4 的图

22.2.5 试分析图 22.07 中各片 RAM 有多少位地址码？多少字？每字多少位？扩展后的 RAM 有多少位地址码？多少字？每字多少位？

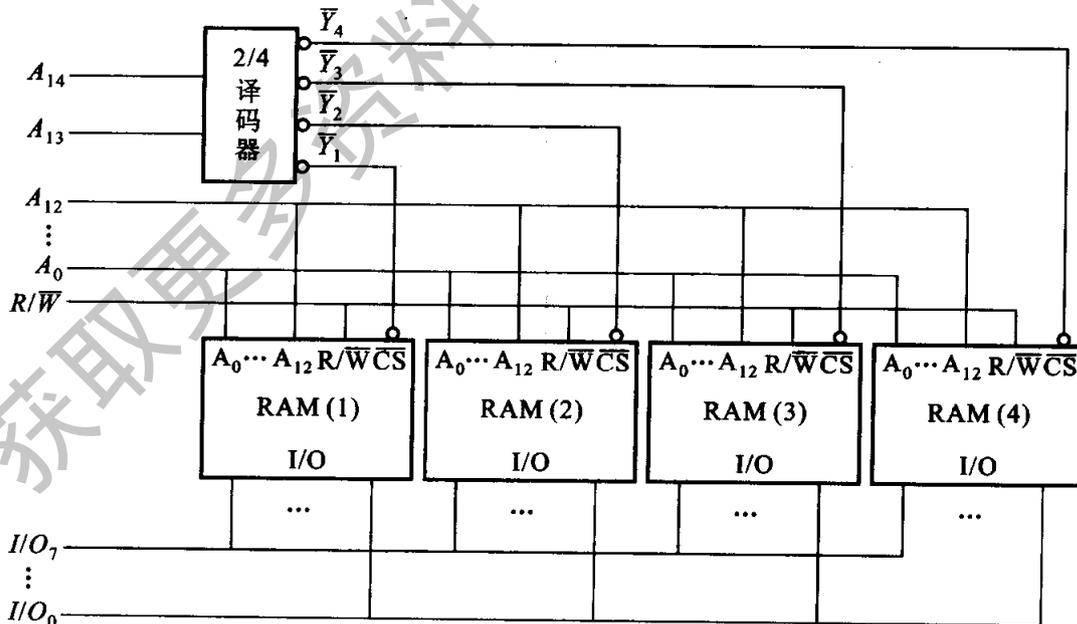


图 22.07 习题 22.2.5 的图

22.3.1 在图 22.3.9 中,若 PROM 存储矩阵的编程如图 22.08 所示。试画出输出电压 u_o 的波形。

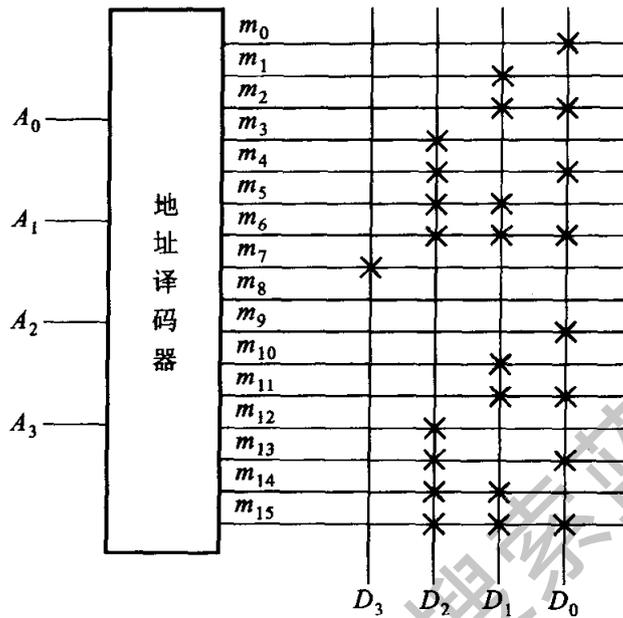


图 22.08 习题 22.3.1 的图

22.3.2 图 22.09 是 PROM 编程阵列图。试写出 Y_1 和 Y_2 的逻辑式并分析逻辑功能。

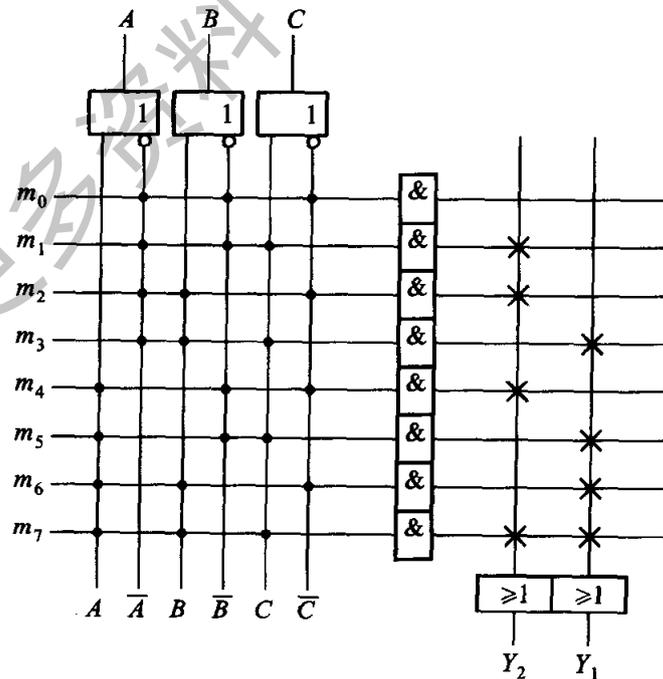


图 22.09 习题 22.3.2 的图

22.3.3 图 22.10 为编程不完整的 PLA 阵列图(其中或阵列尚未编程)。试根据其输出的一组逻辑函数 $Y_0 \sim Y_3$ 将或阵列予以编程。逻辑函数为

$$Y_0 = ABCD$$

$$Y_1 = AB + \bar{A}\bar{B}$$

$$Y_2 = A\bar{B} + \bar{A}B$$

$$Y_3 = ABCD + \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$$

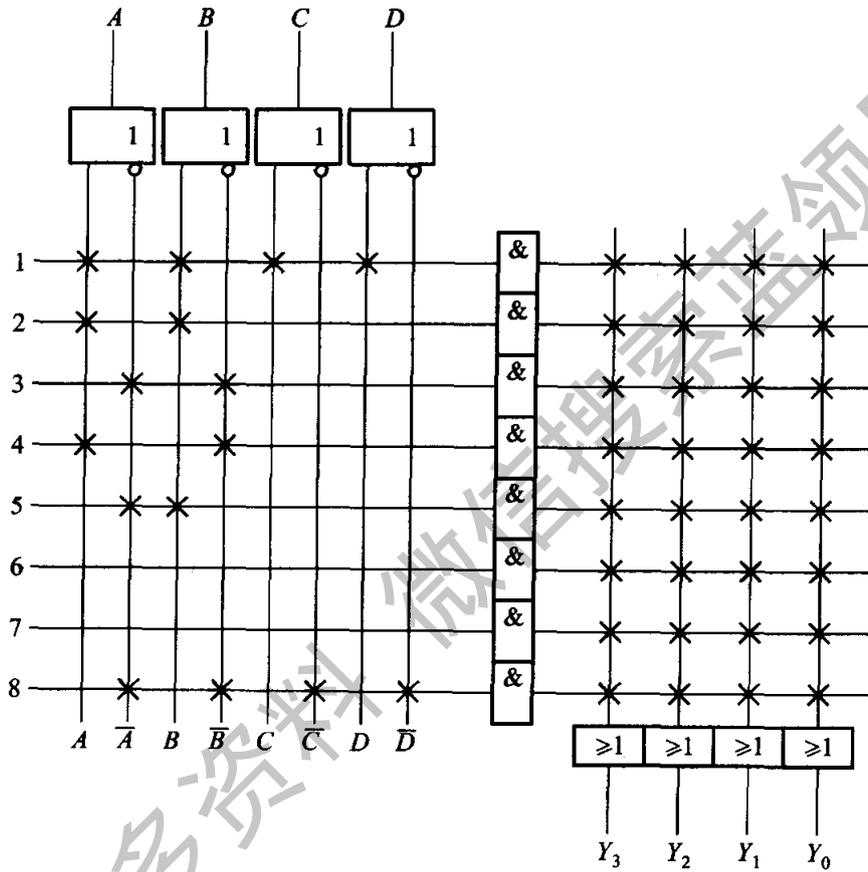


图 22.10 习题 22.3.3 的图

22.3.4 图 22.11 为已编程的 PLA 阵列图,试写出所实现的逻辑函数。

22.3.5 试用 PAL12H6(见图 22.3.18)实现下面一组逻辑函数,画出编程阵列图。

$$Y_1 = AB\bar{C}$$

$$Y_2 = AB + \bar{A}\bar{B}$$

$$Y_3 = A\bar{B} + \bar{A}B$$

$$Y_4 = AB + BC + CA + \bar{A}\bar{B}\bar{C}$$

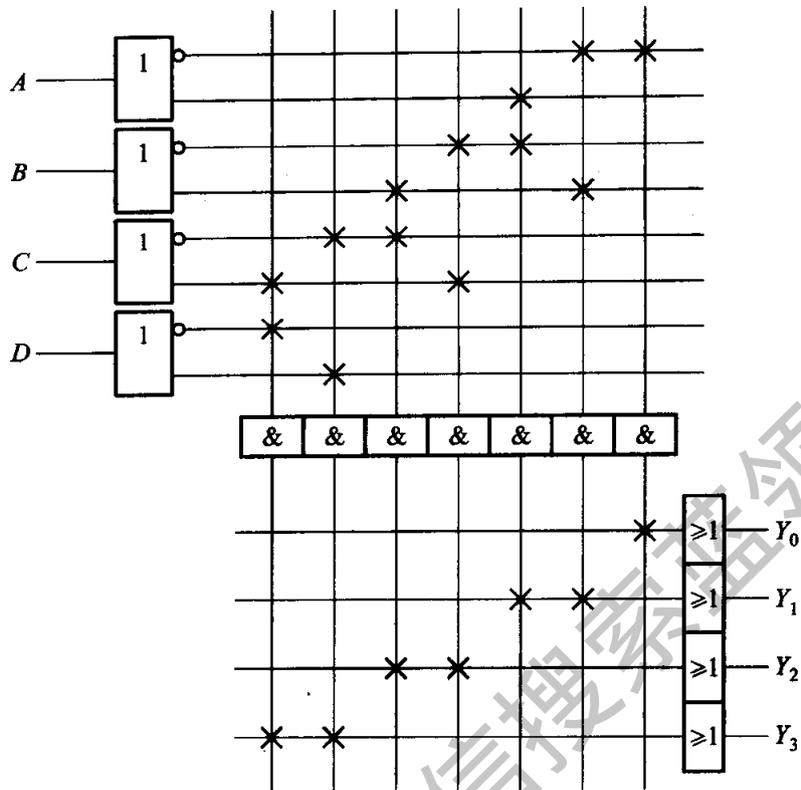


图 22.11 习题 22.3.4 的图

获取更多资料

微信搜索 领星球

第 23 章

模拟量和数字量的转换

在电子技术中,模拟量和数字量的互相转换是很重要的。例如用电子计算机对生产过程进行控制时,首先要将被控制的模拟量转换为数字量,才能送到数字计算机中去进行运算和处理;然后又要将处理得出的数字量转换为模拟量,才能实现对被控制的模拟量进行控制。再如在数字仪表中,也必须将被测的模拟量转换为数字量,才能实现数字显示。

能将数字量转换为模拟量的装置称为数-模转换器,简称 D/A 转换器或 DAC^①;能将模拟量转换为数字量的装置称为模-数转换器,简称 A/D 转换器或 ADC^②。因此,DAC 和 ADC 是联系数字系统和模拟系统的“桥梁”,也可称为两者之间的接口。图 23.1 是数-模和模-数转换的原理框图。

本章将对数-模和模-数转换的基本概念和基本原理作一简要介绍,使读者对此有一初步了解。

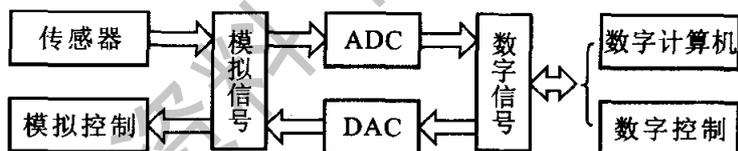


图 23.1 D/A 和 A/D 转换器的原理框图

23.1 D/A 转换器

23.1.1 倒 T 形电阻网络 D/A 转换器

D/A 转换器有多种,本书只介绍倒 T 形电阻网络 D/A 转换器一种。目前生产的 D/A 转换器中大多采用这种结构,其电路如图 23.1.1 所示。它由 $R-2R$ 倒 T 形电阻网络、电子模拟开关 $S_0 \sim S_3$ 和运算放大器等组成。运算放大器接成

① DAC 是英文 Digital - Analog Converter 的缩写。

② ADC 是英文 Analog - Digital Converter 的缩写。

反比例运算电路,其输出为模拟电压 U_o 。 d_3, d_2, d_1, d_0 为输入四位二进制数,各位的数码分别控制相应的模拟开关。当二进制数码为 1 时,开关接到运算放大器的反相输入端($u_- \approx 0$); 二进制数码为 0 时接“地”。

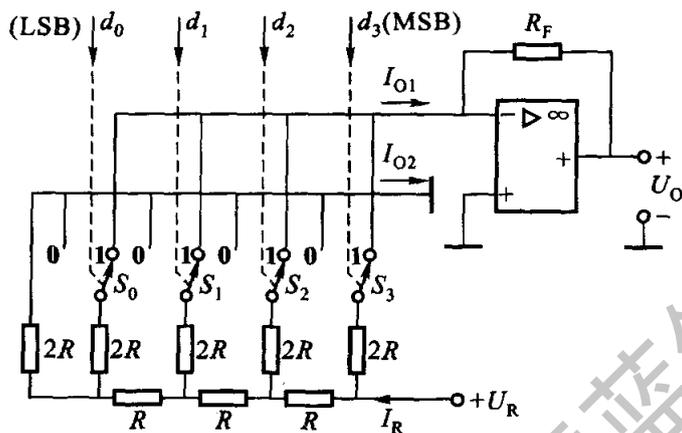


图 23.1.1 倒 T 形电阻网络 D/A 转换器

图 23.1.1 中的电子模拟开关是用单刀双投开关表示的,实际电路的一种如图 23.1.2 所示,由两个 N 沟道增强型 MOS 管和一个非门组成。当输入数字电路第 i 位 $d_i = 1$ 时, T_1 导通, T_2 截止,将该位的 $2R$ 电阻支路与运算放大器的反相输入端接通;当 $d_i = 0$ 时, T_2 导通, T_1 截止,则将 $2R$ 电阻接地。

我们先计算电阻网络的输出电流 I_{O1} 。计算时要注意两点:(1) 在图 23.1.3 中, $00', 11', 22', 33'$ 左边部分电路的等效电阻均为 R ; (2) 不论模拟开关接到运算放大器的反相输入端(虚地)或接“地”(也就是不论输入数字信号是 1 或 0),各支路的电流是不变的。因此,从参考电压端输入的电流为

$$I_R = \frac{U_R}{R}$$

而后根据分流公式得出各支路电流

$$I_3 = \frac{1}{2} I_R = \frac{U_R}{R \cdot 2^1}$$

$$I_2 = \frac{1}{4} I_R = \frac{U_R}{R \cdot 2^2}$$

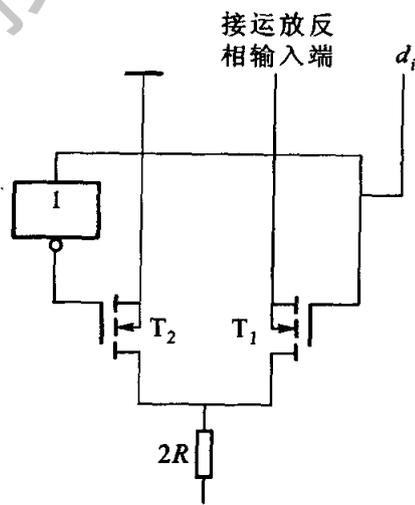


图 23.1.2 电子模拟开关

$$I_1 = \frac{1}{8} I_R = \frac{U_R}{R \cdot 2^3}$$

$$I_0 = \frac{1}{16} I_R = \frac{U_R}{R \cdot 2^4}$$

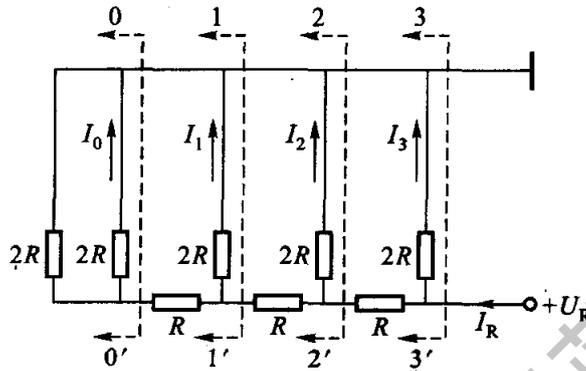


图 23.1.3 计算倒 T 形电阻网络的输出电流

由此可得出电阻网络的输出电流

$$I_{O1} = \frac{U_R}{R \cdot 2^4} (d_3 \cdot 2^3 + d_2 \cdot 2^2 + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0) \quad (23.1.1)$$

运算放大器输出的模拟电压 U_0 则为

$$U_0 = -R_F I_{O1} = -\frac{R_F U_R}{R \cdot 2^4} (d_3 \cdot 2^3 + d_2 \cdot 2^2 + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0) \quad (23.1.2)$$

如果输入的是 n 位二进制数, 则

$$U_0 = -\frac{R_F U_R}{R \cdot 2^n} (d_{n-1} \cdot 2^{n-1} + d_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + d_0 \cdot 2^0) \quad (23.1.3)$$

当取 $R_F = R$ 时, 则上式为

$$U_0 = -\frac{U_R}{2^n} (d_{n-1} \cdot 2^{n-1} + d_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + d_0 \cdot 2^0) \quad (23.1.4)$$

随着集成电路制造技术的发展, 数 - 模转换器集成电路芯片种类很多。按输入的二进制数的位数分类有八位、十位、十二位和十六位等。例如 AD7520, 它是十位 CMOS 数 - 模转换器, 其电路和图 23.1.1 相似, 采用倒 T 形电阻网络。模拟开关是 CMOS 型的, 也同时集成在芯片上。但运算放大器是外接的。AD7520 的外引线排列及联接电路如图 23.1.4 所示。

AD7520 共有 16 个引脚, 各引脚的功能如下:

4 ~ 13 为十位数字量的输入端;

1 为模拟电流 I_{O1} 输出端, 接到运算放大器的反相输入端;

- 2 为模拟电流 I_{O2} 输出端,一般接“地”;
- 3 为接“地”端;
- 14 为 CMOS 模拟开关的 $+U_{DD}$ 电源接线端;
- 15 为参考电压电源接线端, U_R 可为正值或负值;

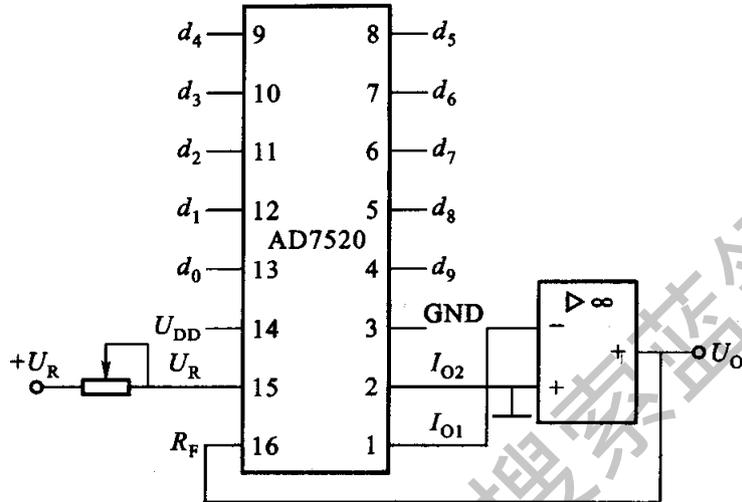


图 23.1.4 AD7520 的外引线排列及连接电路

16 为芯片内部一个电阻 R 的引出端,该电阻作为运算放大器的反馈电阻 R_F ,它的另一端在芯片内部接 I_{O1} 端。

表 23.1.1 所列的是由式 (23.1.4) 得出的 AD7520 输入数字量与输出模拟量的关系,其中 $2^n = 2^{10} = 1024$ 。

表 23.1.1 AD7520 输入数字量与输出模拟量的关系①

输入数字量										输出模拟量
d_9	d_8	d_7	d_6	d_5	d_4	d_3	d_2	d_1	d_0	U_o
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	$-\frac{1}{1024}U_R$
										\vdots
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	$-\frac{511}{1024}U_R$
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$-\frac{512}{1024}U_R$

① 本表指单极性输出,例如输出电压范围为 $0 \sim +5\text{V}$ 。如果输出电压范围为 $-5\text{V} \sim +5\text{V}$,则为双极性输出。两者输入与输出的关系不同。

续表

输入数字量										输出模拟量
d_9	d_8	d_7	d_6	d_5	d_4	d_3	d_2	d_1	d_0	U_o
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	$-\frac{513}{1024}U_R$
										\vdots
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	$-\frac{1022}{1024}U_R$
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	$-\frac{1023}{1024}U_R$

23.1.2 D/A 转换器的主要技术指标

1. 分辨率

D/A 转换器的分辨率是指最小输出电压(对应的输入二进制数为 1)与最大输出电压(对应的输入二进制数的所有位全为 1)之比。例如十位 D/A 转换器的分辨率为

$$\frac{1}{2^{10} - 1} = \frac{1}{1023} \approx 0.001$$

2. 精度

转换器的精度是指输出模拟电压的实际值与理想值之差,即最大静态转换误差。这误差是由于参考电压偏离标准值、运算放大器的零点漂移、模拟开关的压降以及电阻阻值的偏差等原因所引起的。

3. 线性度

通常用非线性误差的大小表示 D/A 转换器的线性度。产生非线性误差有两种原因:一是各位模拟开关的压降不一定相等,而且接 U_R 和接“地”时的压降也未必相等;各个电阻阻值的偏差不可能做到完全相等,而且不同位置上的电阻阻值的偏差对输出模拟电压的影响又不一样。

4. 输出电压(或电流)的建立时间

从输入数字信号起,到输出电压或电流到达稳定值所需时间,称为建立时间。建立时间包括两部分:一是距运算放大器最远的那一位输入信号的传输时间;一是运算放大器到达稳定状态所需时间。由于倒 T 形电阻网络 D/A 转换器是并行输入的,其转换速度较快。目前,像十位或十二位单片集成 D/A 转换器(不包括运算放大器)的转换时间一般不超过 $1 \mu s$ 。

5. 电源抑制比

在高质量的 D/A 转换器中,要求模拟开关电路和运算放大器的电源电压发生变化时,对输出电压的影响非常小。输出电压的变化与相对应的电源电压变化之比,称为电源抑制比。

此外,尚有功率消耗、温度系数以及输入高、低逻辑电平的数值等技术指标,不再一一在此介绍。

23.2 A/D 转换器

23.2.1 逐次逼近型 A/D 转换器

A/D 转换器也有很多种,下面先介绍目前用得较多的逐次逼近型 A/D 转换器。什么是逐次逼近?好比用四个分别重 8 g, 4 g, 2 g, 1 g 的砝码去称重 13 g 的物体,称量顺序如表 23.2.1 所列:

表 23.2.1 逐次逼近称物一例

顺序	砝码重量	比较判别	该砝码是否保留或除去
1	8 g	$8\text{ g} < 13\text{ g}$	留
2	$8\text{ g} + 4\text{ g}$	$12\text{ g} < 13\text{ g}$	留
3	$8\text{ g} + 4\text{ g} + 2\text{ g}$	$14\text{ g} > 13\text{ g}$	去
4	$8\text{ g} + 4\text{ g} + 1\text{ g}$	$13\text{ g} = 13\text{ g}$	留

逐次逼近型 A/D 转换器的工作过程与上述称物过程十分相似。逐次逼近型 A/D 转换器一般由顺序脉冲发生器、逐次逼近寄存器、D/A 转换器和电压比较器等几部分组成,其原理框图如图 23.2.1 所示。

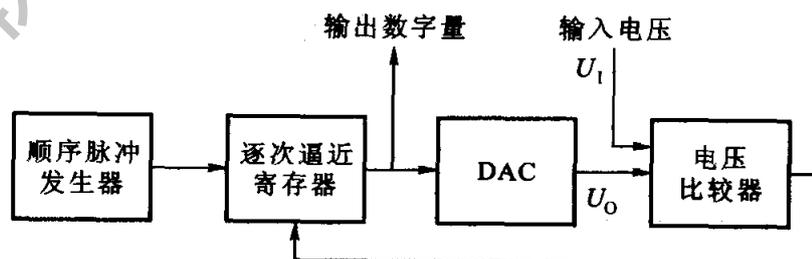


图 23.2.1 逐次逼近型 A/D 转换器的原理框图

转换开始,顺序脉冲发生器输出的顺序脉冲首先将寄存器的最高位置 1(见

21.3.4 节),经 D/A 转换器转换为相应的模拟电压 U_0 送入比较器与待转换的输入电压 U_1 进行比较。若 $U_0 > U_1$,说明数字量过大,将最高位的 1 除去,而将次高位置 1;若 $U_0 < U_1$,说明数字量还不够大,应将这一位的 1 保留,还须将下一次高位置 1。这样逐次比较下去,一直到最低位为止。寄存器的逻辑状态就是对应于输入电压 U_1 的输出数字量。

因为模拟电压在时间上一般是连续变化量,而要输出的是数字量(二进制数),所以在进行转换时必须在一系列选定的时间间隔对模拟电压采样(见第 16 章 16.3 节)。经采样保持电路后,得出的每次采样结束时的电压就是上述待转换的输入电压 U_1 。

下面结合图 23.2.2 的具体电路来说明逐次逼近的过程。图 23.2.2 的电路由下列几部分组成:

(1) 逐次逼近寄存器

它由四个可控 RS 触发器 FF_3, FF_2, FF_1, FF_0 组成,其输出是四位二进制数 $d_3 d_2 d_1 d_0$ 。

(2) 顺序脉冲发生器

它即为图 21.3.16 所示的环形计数器,输出的是 Q_4, Q_3, Q_2, Q_1, Q_0 五个在时间上有一定先后顺序的顺序脉冲,依次右移一位,波形如图 21.3.17 所示。

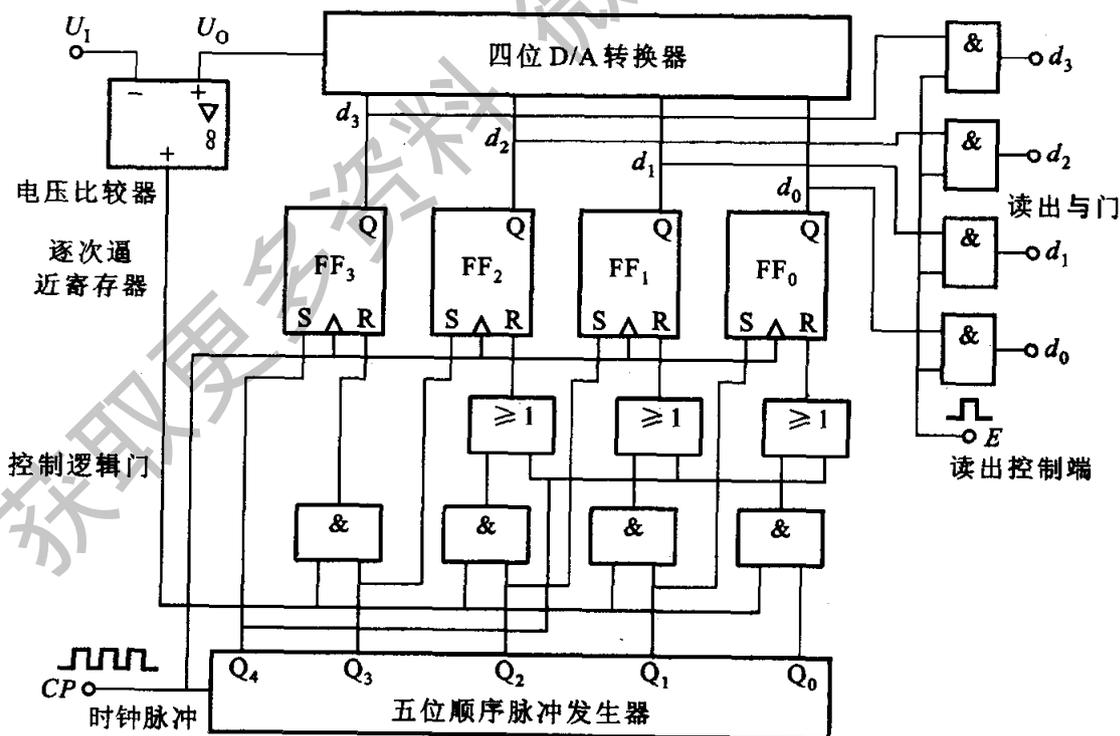


图 23.2.2 四位逐次逼近型 A/D 转换器的原理电路

Q_4 端接 FF_3 的 S 端及三个或门的输入端; Q_3, Q_2, Q_1, Q_0 分别接四个控制与门的输入端, 其中 Q_3, Q_2, Q_1 还分别接 FF_2, FF_1, FF_0 的 S 端。

(3) D/A 转换器

它的输入来自逐次逼近寄存器, D/A 转换器将这个输入数字量转换为相应的模拟电压 U_0 , 送到电压比较器的同相输入端。

(4) 电压比较器

用它比较输入电压 U_1 (加在反相输入端) 与 U_0 的大小以确定输出端电位的高低: 若 $U_1 < U_0$, 则输出端为 **1**; 若 $U_1 \geq U_0$, 则输出端为 **0**。它的输出端接到四个控制与门的输入端。

(5) 控制逻辑门

图中有四个与门和三个或门, 用来控制逐次逼近寄存器的输出, 可参照第 21 章图 21.1.4 可控 RS 触发器的状态表来分析。

(6) 读出与门

当读出控制端 $E = 0$ 时, 四个与门关断; 当 $E = 1$ 时, 把它们开通, 输出 $d_3 d_2 d_1 d_0$, 即为转换后的二进制数。

今分析电路的转换过程, 并设 D/A 转换器的参考电压 $U_R = -8 \text{ V}$, 输入模拟电压 $U_1 = 5.52 \text{ V}$ 。

转换开始前, 先将 FF_3, FF_2, FF_1, FF_0 清零, 并置顺序脉冲 $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 10000$ 状态。

当第一个时钟脉冲 CP 的上升沿来到时, 使逐次逼近寄存器的输出 $d_3 d_2 d_1 d_0 = 1000$, 加在 D/A 转换器上。由式(23.1.4)可知, 此时 D/A 转换器的输出电压

$$U_0 = -\frac{U_R}{2^4} (d_3 \cdot 2^3 + d_2 \cdot 2^2 + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0) = \frac{8}{16} \times 8 = 4 \text{ V}$$

因 $U_0 < U_1$, 故比较器的输出为 **0**。同时, 顺序脉冲右移一位, 变为 $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 01000$ 状态。

当第二个时钟脉冲 CP 的上升沿来到时, 使 $d_3 d_2 d_1 d_0 = 1100$ 。此时 $U_0 = \frac{8}{16} \times 12 = 6 \text{ V}$, $U_0 > U_1$, 比较器的输出为 **1**。同时, 顺序脉冲右移一位, 变为 $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 00100$ 状态。

当第三个时钟脉冲 CP 的上升沿来到时, 使 $d_3 d_2 d_1 d_0 = 1010$ 。此时, $U_0 = \frac{8}{16} \times 10 = 5 \text{ V}$, $U_0 < U_1$, 比较器的输出为 **0**。同时, $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 00010$ 。

当第四个时钟脉冲 CP 的上升沿来到时, 使 $d_3 d_2 d_1 d_0 = 1011$ 。此时, $U_0 = \frac{8}{16} \times 11 = 5.5 \text{ V}$, $U_0 \approx U_1$, 比较器的输出为 **0**。同时, $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1 Q_0 = 00001$ 。

当第五个时钟脉冲 CP 的上升沿来到时, $d_3d_2d_1d_0 = 1011$, 保持不变, 此即为转换结果。此时, 若在 E 端输入一个正脉冲①, 即 $E = 1$, 则将四个读出与门开通, $d_3d_2d_1d_0$ 得以输出。同时, $Q_4Q_3Q_2Q_1Q_0 = 10000$, 返回原始状态。

这样就完成了一次转换。转换过程如表 23.2.2 和图 23.2.3 所示。

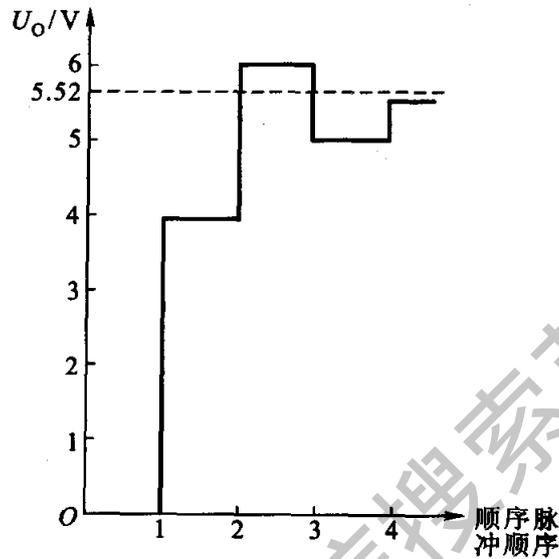


图 23.2.3 U_o 逼近 U_1 的波形

表 23.2.2 四位逐次逼近型 ADC 的转换过程

顺 序	d_3	d_2	d_1	d_0	U_o/V	比较判别	该位数码 1 是否保留或除去
1	1	0	0	0	4	$U_o < U_1$	留
2	1	1	0	0	6	$U_o > U_1$	去
3	1	0	1	0	5	$U_o < U_1$	留
4	1	0	1	1	5.5	$U_o \approx U_1$	留

上例中转换误差为 0.02 V。误差决定于转换器的位数, 位数越多, 误差越小。

目前一般用的大多是单片集成 A/D 转换器, 其种类很多, 例如 AD571, ADC0801, ADC0804, ADC0809 等。下面以 ADC0809 为例, 简单介绍其结构和使用的。ADC0809 是 CMOS 八位逐次逼近型 A/D 转换器, 它的结构框图和外引线排

① 如用六位顺序脉冲发生器, 并将 Q_0 端与 E 端相联, 当 $Q_5Q_4Q_3Q_2Q_1Q_0 = 000001$ 时, 即可得此正脉冲。

列分别如图 23.2.4 和图 23.2.5 所示。

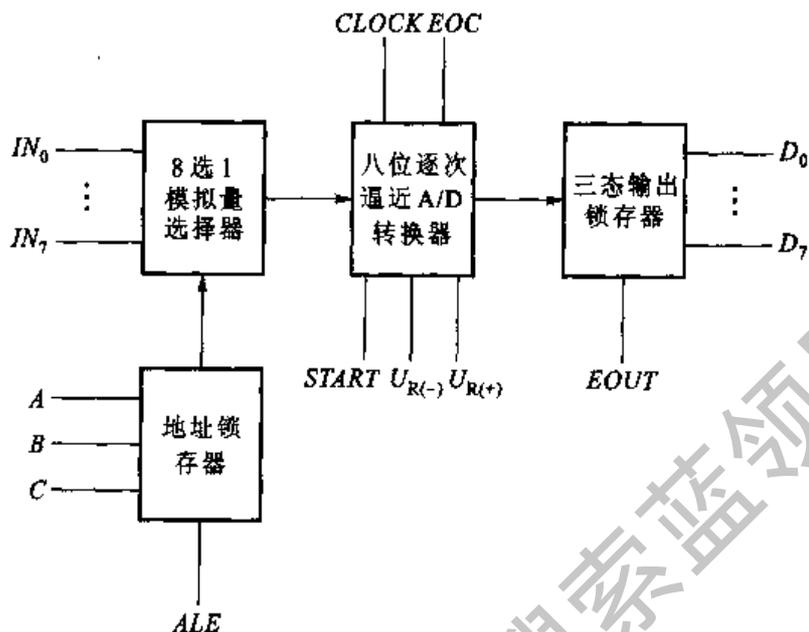


图 23.2.4 ADC0809 的结构框图

ADC0809 共有 28 个引脚,各引脚的功能如下:

$IN_0 \sim IN_7$ 为八通道模拟量输入端。由 8 选 1 选择器选择其中某一通道送往 A/D 转换器的电压比较器进行转换。

A, B, C 为 8 选 1 模拟量选择器的地址选择线输入端。输入的三个地址信号共有八种组合,以便选择相应的输入模拟量,见表 23.2.3。

ALE 为地址锁存信号输入端,高电平有效。在该信号的上升沿将 A, B, C 三选择线的状态锁存,8 选 1 选择器开始工作。

$D_0 \sim D_7$ 为八位数字量输出端。

$EOUT$ 为输出允许端,高电平有效。

$CLOCK$ 为外部时钟脉冲输入端,典型频率为 640 kHz。

$START$ 为启动信号输入端。在该信号的上升沿将内部所有寄存器清零,而在其下降沿使转换工作开始。

EOC 为转换结束信号端,高电平有效。当转换结束时, EOC 从低电平转为高电平。

U_{DD} 为电源端,电压为 +5 V。

GND 为接地端。

$U_{R(+)}$ 和 $U_{R(-)}$ 为正、负参考电压的输入端。该电压确定输入模拟量的电压范围。一般 $U_{R(+)}$ 接 U_{DD} 端, $U_{R(-)}$ 接 GND 端。当电源电压 U_{DD} 为 +5 V 时,模

拟量的电压范围为 $0 \sim +5 \text{ V}$ 。

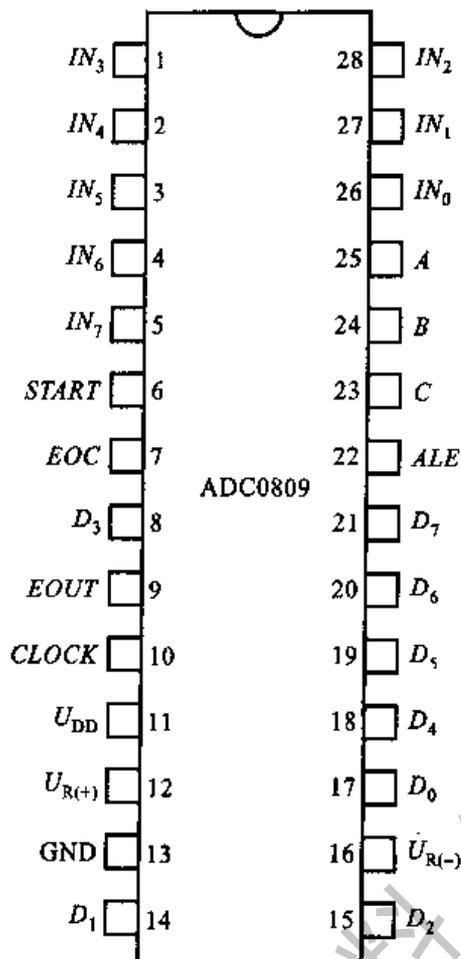


表 23.2.3 8 选 1 模拟量选通表

选 择			输 出
C	B	A	
0	0	0	IN_0
0	0	1	IN_1
0	1	0	IN_2
0	1	1	IN_3
1	0	0	IN_4
1	0	1	IN_5
1	1	0	IN_6
1	1	1	IN_7

图 23.2.5 ADC0809 的外引线排列图

* 23.2.2 双积分型 A/D 转换器

图 23.2.6 是双积分型 A/D 转换器的电路,它由积分电路 A、电压比较器 C、CP 控制门 G、 n 位二进制计数器、定时控制触发器 FF_S 、电子开关 S_1 和 S_2 以及它们的逻辑控制电路等组成,其转换过程如下。

(1) 转换开始前

转换信号 $u_i = 0$, 对各触发器清零,并使 S_2 闭合,让积分电路的电容 C 完全放电。

(2) 对输入模拟电压 u_i 积分

使 $u_i = 1$, 由控制电路将 S_2 断开,并将 S_1 接到输入电压端,积分电路开始对 u_i 积分。积分输出 u_A 为负值,比较器输出 u_C 为 1, 开通 CP 控制门 G, 计数器开始计数。当计到 2^n 个脉冲时,计数器输出全 0, 同时输出一进位信号,使 FF_S 置 1。对 u_i 的积分结束,积分时间 $T_i = 2^n T_{CP}$, T_{CP} 为 CP 的周期,即一个脉冲的时间。 T_i 是一定的(定时),不因 u_i 而变。图 23.2.7 是波形图。

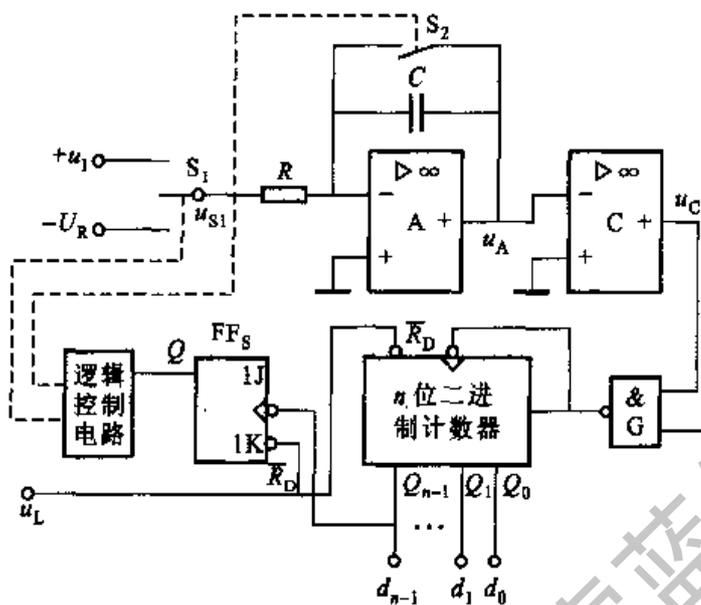


图 23.2.6 双积分型 A/D 转换器的电路图

(3) 对参考电压 ($-U_R$) 积分

当 FF_s 置 1 时, S_1 接到参考电压端, 开始对 ($-U_R$) 积分。因 u_i 和 ($-U_R$) 极性相反, 可使 u_A 以斜率相反的线性斜坡恢复为 0, 随即结束对 ($-U_R$) 的积分。比较器的输出 u_C 为 0, 关断控制门 G, CP 不能输入, 计数器停止计数。此时 $d_{n-1} \sim d_0$ 即为转换后的数字量。这段积分时间 $T_2 = NT_{CP}$, N 为脉冲个数, 它与 u_i 值成正比(定压)。可由两阶段积分式子推算出

$$u_i = \frac{|U_R|}{2^n} \cdot N \quad (23.2.1)$$

设 $|U_R| = 2 \text{ V}$, $2^n = 2^{10} = 1024$, $N = 600$, 则被测模拟电压 $u_i = 1.172 \text{ V}$ 。

在此 A/D 转换器的基础上, 再添加标准时钟脉冲发生器(或标准时间发生器)、控制进入计数器中的被测脉冲个数的门电路、译码器和显示器等部分, 就成为一个简单的直流数字电压表。

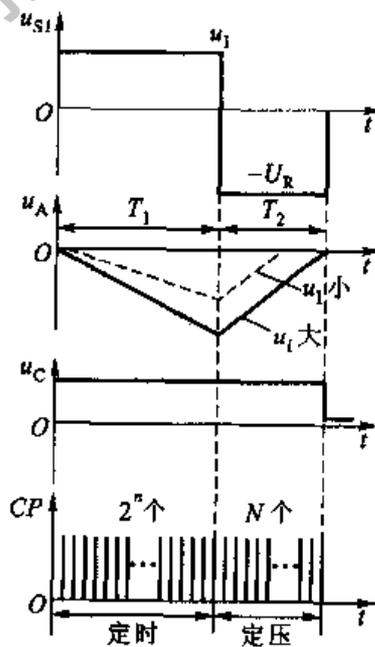


图 23.2.7 双积分型 A/D 转换器的波形图

23.2.3 A/D 转换器的主要技术指标

1. 分辨率

以输出二进制数的位数表示分辨率, 位数越多, 误差越小, 转换精度越高。

2. 相对精度

相对精度是指实际的各个转换点偏离理想特性的误差。在理想的情况下,所有的转换点应当在一条直线上。

3. 转换速度

它是指完成一次转换所需的时间。转换时间是指从接到转换控制信号开始,到输出端得到稳定的数字输出信号所经过的这段时间。采用不同的转换电路,其转换速度是不同的。并行型比逐次逼近型要快得多。低速的 ADC 为 1 ~ 30 ms,中速为 50 μ s 左右,高速约为 50 ns。ADC0809 为 100 μ s。

4. 电源抑制

在输入模拟电压不变的前提下,当转换电路的供电电源电压发生变化时,对输出也会产生影响。这种影响可用输出数字量的绝对变化量来表示。

此外,尚有功率消耗、温度系数、输入模拟电压范围以及输出数字信号的逻辑电平等技术指标,不再一一在此介绍。

习 题

- 23.1.1 在图 23.1.1 中,当 $d_3d_2d_1d_0 = 1010$ 时,试计算输出电压 U_0 。设 $U_R = 10$ V, $R_y = R_0$ 。
- 23.1.2 在图 23.1.1 中,设 $U_R = 10$ V, $R = R_F = 10$ k Ω ,当 $d_3d_2d_1d_0 = 1011$ 时,试求此时的 I_R, I_{01}, U_0 以及各支路电流 I_3, I_2, I_1, I_0 。
- 23.1.3 在四位逐次逼近型 A/D 转换器中,设 $U_R = 10$ V, $U_1 = 8.2$ V,试说明逐次比较的过程和转换的结果。
- 23.2.1 在双积分型 A/D 转换器中,试写出第一阶段对输入电压 u_i 和第二阶段对参考电压 $-U_R$ 的两个积分式,并推算式(23.2.1)。

第 24 章

现代通信技术

本章是电工学的基本知识,可让学生自学,不计入学时。

24.1 概 述

在人类社会里,人们总是离不开消息的传递。通信实际上是由一地向另一地传送含有信息的信息。通信中所传递的消息,有各种不同的形式,如符号、文字、语音、数据、图片以及画面等;因而,根据所传递消息的类别,在通信业务上可分为电报、电话、传真、数据传输及可视电话等。如果从广义的角度来看,则广播、雷达、导航、遥控、遥测等也可列入通信的范畴。

信息资源的最大特点就是流通、使用和共享。而信息的传递(通信)则起着关键作用。其重要作用在于它是信息社会的支柱。所谓信息化社会就是要具有发达的现代化信息网络、通信技术和计算机技术的紧密结合、通信网、计算机和终端设备的融合。实现人与人、人与机器、机器与机器的信息交流,达到信息资源共享。一般通信系统的结构如图 24.1.1 所示,信源与信宿可以是人,也可以是机器。发出或接收的是信息,经过变换后转换为在通信网络上可以有效传输的信号,这个转换主要考虑传输的效率和对于干扰的抑制能力。

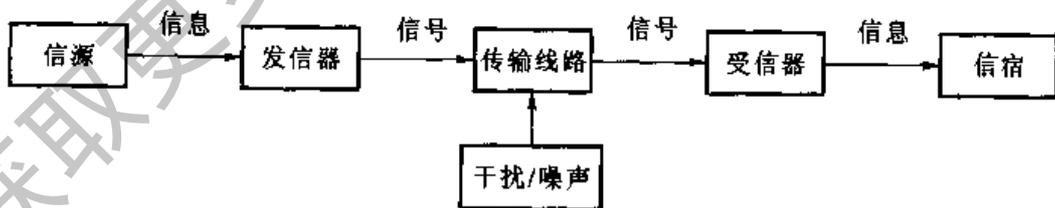


图 24.1.1 通信系统的一般结构框图

24.1.1 通信系统分类

通信系统的分类标准不是惟一的,如果按照消息传输媒质的不同,通信可分为有线通信和无线通信;如果按照传输信号的不同,可分为数字通信和模拟通

信。

1. 按照传输媒质分类

(1) 有线通信

图 24.1.2 所示的是有线通信系统示意图,即消息传输是用“导线”作为传输媒质来进行通信的。这里的“导线”可以是架空明线、电缆或光纤等,例如普通的有线电话系统。



图 24.1.2 有线通信系统示意图

图中的信号变换模块负责将话筒的微弱电信号进行放大,符合一定的指标要求;网络接口则负责将该信号继续进行必要的变换,使之适合网络或信道的传输。接收端则进行相反的转换工作,恢复原始信号。

(2) 无线通信

无线通信不需要架设线路而用无线电波在空间传播来传递消息。在图 24.1.3 的无线通信系统中,在发送端首先经话筒的声电转换将语音变成语音电信号。由于语音电信号的频率太低,难于通过天线辐射出去,所以电台另有高频(射频)振荡信号,用它来“运载”低频语音信号,然后再辐射出去。这一过程称为调制。这高频振荡波称为载波。在接收端接收到已调制的高频信号时,要将有用的低频语音信号“分离”出来,这一过程称为解调。解调后的低频语音电信号再经扬声器的电声转换恢复为原始语音信号。由于信号较弱,在两端均有放大环节。

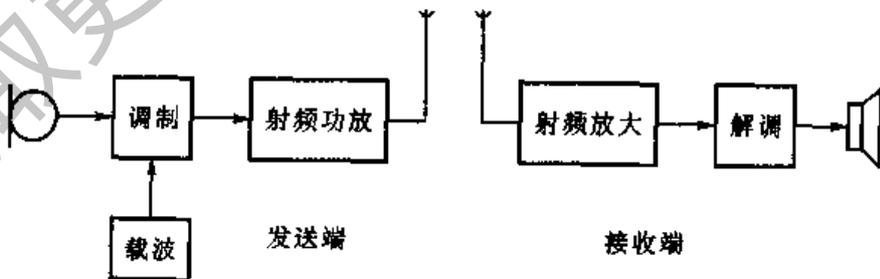


图 24.1.3 无线通信系统示意图

调制方式广义上可以分为幅度调制和角度调制;幅度调制即是调幅(AM);角度调制包括调频(FM)和调相(PM),这两者的特性相似,可以相互转化。所

以,我们只介绍调幅与调频。

(a) 调幅方式

调幅方式是将低频信号“加”到高频载波信号的幅度上,如图 24.1.4 所示。 u_c 为高频载波信号, u_m 为低频调制信号,经过调幅后的信号为 u_A 。可以看到,低频信号被包含在高频载波的幅度变化上。

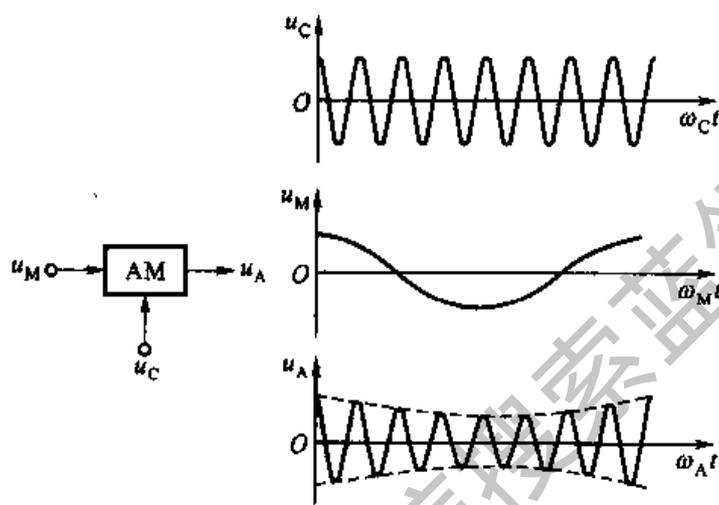


图 24.1.4 调幅信号的波形

(b) 调频方式

在调频方式中,低频信号将导致高频载波瞬时频率的变化, u_c 、 u_m 与前面相同, u_f 是经过调频后的信号,它们的波形如图 24.1.5 所示。由于一般的干扰对信号幅度的影响较大,所以两种调制方式相比,调频方式载波幅度恒定,在传输中抗干扰特性优于调幅方式。

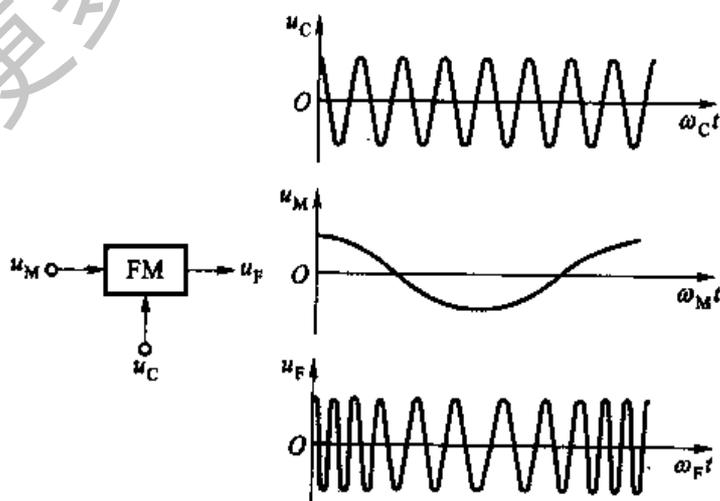


图 24.1.5 调频信号的波形

在无线通信中根据使用的频率不同,将整个频段作了不同的划分,如表 24.1.1 所示。

表 24.1.1 无线频段划分

波段名称	波长范围	频率范围	频段名称
超长波	10 000 m ~ 100 000 m	3 ~ 30 kHz	甚低频(VLF)
长波	1 000 ~ 10 000 m	30 ~ 300 kHz	低频(LF)
中波	100 ~ 1 000 m	300 ~ 3 000 kHz	中频(MF)
短波	10 ~ 100 m	3 ~ 30 MHz	高频(HF)
超短波(米波)	1 ~ 10 m	30 ~ 300 MHz	甚高频(VHF)
分米波	10 ~ 100 cm	300 ~ 3 000 MHz	特高频(UHF)
厘米波	1 ~ 10 cm	3 ~ 30 GHz	超高频(SHF)
毫米波	1 ~ 10 mm	30 ~ 300 GHz	极高频(EHF)

(GHz 为吉赫, $1 \text{ GHz} = 10^9 \text{ Hz}$)

不同频段的电波传播方式也不同:

(a) 地表波 沿着地表传播的电磁波称为地表波或地波,中波就是地表波。地表波受地形影响较小。

(b) 天波 在地球大气的外层大约 50 ~ 400 公里的高度,大气受到太阳的照射而发生电离,形成电离层。电离层对短波有反射作用,所以,短波电台可以通过电离层反射进行几千公里的通信。但是电离层受太阳的影响明显,白天和夜晚情况有时会有很大差别,所以,天波传播的稳定性较差。

(c) 直射波 以直线方式传播的电磁波为直射波,它只能视距传播,受地形地物影响大,通信最大距离由地球曲率决定。超短波以及微波都属于直射波。

需要指出的是,各种波段划分是相对的,各波段之间并没有显著的分界线,不过各个不同的波段仍有许多明显的差别。

2. 按照传输信号分类

(1) 数字通信系统

数字通信系统的结构如图 24.1.6 所示。这里需要说明的是编码和解码部分。对于数字信号的信源,产生的信息都有一定冗余度,信源编码的任务是尽可能压缩冗余信息,使要发送的信息量减少;信道编码则主要针对信道的干扰和噪声,对要传输的信息进行编码,提高信息传输的可靠性。信道解码负责按照编码规则进行检查和纠正错误,信源解码则负责恢复原始信息。信源编码、信道编码和调制构成变换器;解调、信道解码和信源解码构成反变换器。

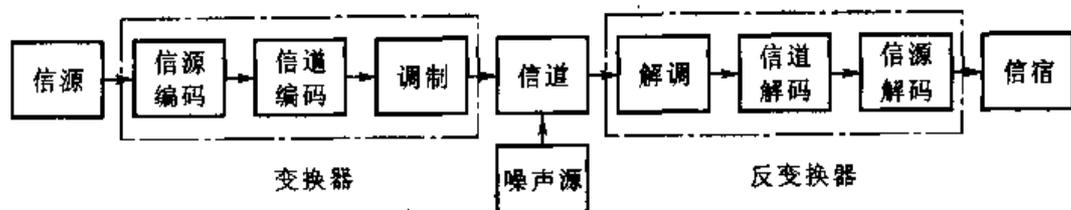


图 24.1.6 数字通信系统

(2) 模拟通信系统

模拟通信系统的结构如图 24.1.7 所示。对于模拟通信系统,如以语音信号通信为例,在发送端发话者为信源,发话器(一般为话筒)将语音信号转换成电信号,由于它的频率低,故称为基带信号。为了适应频带信道传输,还需二次变换,即需要用调制器把语音基带信号变换为占有一定频率范围的信号,称为频带信号。该频带信号通过信道被传输到接收端,由接收端的解调器恢复成基带信号,受话器完成电声交换,恢复原始语音信号并将其传送给受话者,即信宿。

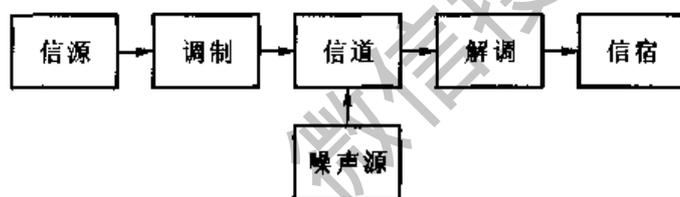


图 24.1.7 模拟通信系统

与数字通信系统相比,模拟通信系统的主要优点是频带利用率高,缺点是抗干扰能力差,不易保密,设备不易大规模集成,不适应飞速发展的计算机通信的要求等。因此,近年来发展不如数字通信系统快。

24.1.2 电缆通信与微波中继通信

电缆通信是较早发展起来的通信手段,用于长途通信已有 60 年历史,在有线通信中占有突出地位。在光纤通信和移动通信发展之前,电话、电报、传真等各用户终端与交换机的连接几乎全靠市话电缆。电缆还曾是长途通信和国际通信的主要传输手段,大西洋、太平洋均敷设了大容量的越洋海底电缆。国际上同轴电缆每芯最高容量达 13200 话路(或 6 路广播电视信号),我国沪-杭、京-汉-广同轴电缆干线可通 1800 路载波电话。近年来,由于光纤通信的发展,同轴电缆有逐渐被光纤通信取代的趋势。

微波中继通信是 20 世纪 60 年代开始发展的,它弥补了电缆通信的缺点,可

到达电缆难以敷设的地区,且容易架设,建设周期短,投资也低于同轴电缆。目前模拟电话微波通信容量每频道可达 6000 话路。微波通信系统示意图如图 24.1.8 所示。

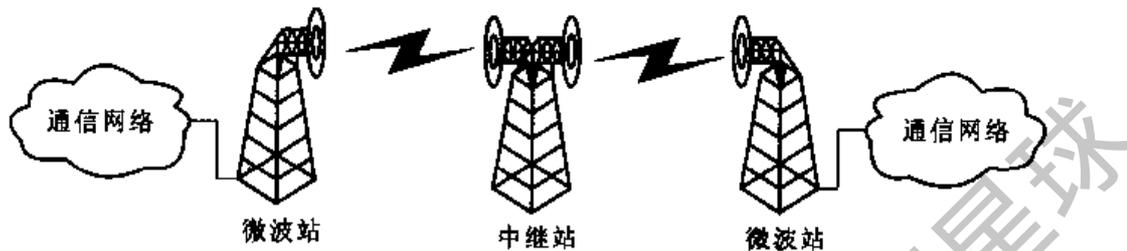


图 24.1.8 微波通信系统示意图

随着数字通信的发展,数字微波成为微波中继通信的主要发展方向。我国的微波中继通信线路将逐步向数字微波发展。尽管微波中继通信面临光纤通信的严重挑战,但仍将是长途通信的一个重要传输手段。

24.1.3 光纤通信

光纤通信与电缆通信相比具有容量大、传输距离长、抗电磁干扰性能好,并可以大量节省有色金属。因此,在 1977 年世界上第一个光纤通信系统在芝加哥投入运行以来,光纤通信发展极为迅速,新器件、新工艺、新技术不断涌现,通信性能日臻完善。横跨大西洋和横跨太平洋的海底光缆通信系统已经开通使用,其容量已超过原有的海底电缆通信系统。目前某些国家已经建成了长途和市话中继系统光纤通信网,并将发展用户光纤通信网。在我国,光纤通信也发展很快,以北京为中心,连通各个省会城市的光缆通信线路已经建成。

光纤的全称是光导纤维,是用石英玻璃制成的纤维丝(直径约 0.1 mm),在实际应用上是几条或几百条光纤绞合成光缆,其结构如图 24.1.9 所示。

图 24.1.10 是光纤的结构示意图,中间是纤芯,外有包层,两者掺入不同的元素,使其光折射率不相同。纤芯的折射率高于外层折射率。这样,只要光的入射角 θ 等于或小于某一特定值时,光波便不会进入折射率低的外层,而是产生全反射,光波只能在纤芯内传播。

图 24.1.11 是光纤通信系统的示意图,它也是由发送、信道(光缆)和接收三部分组成。发送端通信网络将发送的电话、电视等模拟信号转换为数字信号,送入发送光端机,再转换为脉冲光信号,而后传输入光纤中。发送光端机的光源一般为半导体激光器。接收光端机中有光电二极管,它能将送来的光信号转换为对应的数字电信号,再经过放大后输出,进入接收通信网络,再还原为原来电

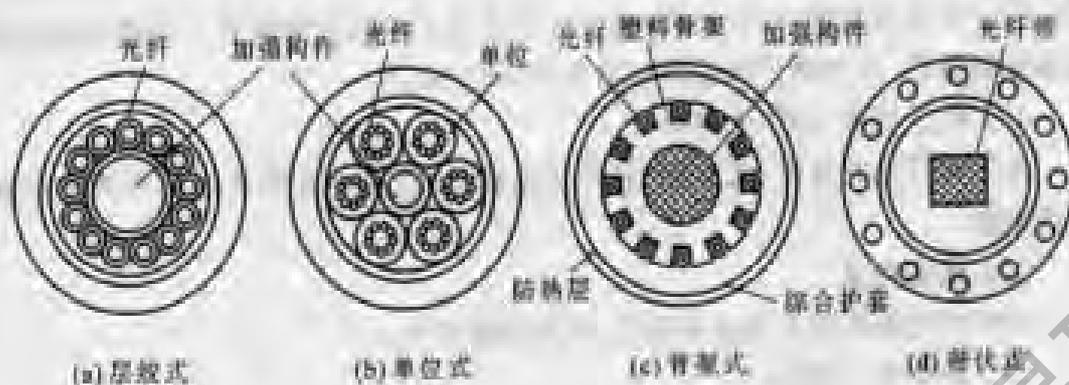


图 24.1.9 光缆的一般结构图



图 24.1.10 光纤的结构示意图

话或电视等信号。



图 24.1.11 光纤通信系统示意图

为了补偿光波在传输过程中的损耗,系统设有再生站,即光中继站。

在光纤通信系统中,半导体激光器和光缆是主要的两部分。半导体激光器的发光面积很小,它输出稳定而且方向性极好的激光,激光可以运载很大的信息量。光纤具有把光封闭在其中并沿轴向传播的导波结构。

光纤通信之所以能飞速发展,是由于它具有如下优点。

(1) 传输频带宽,通信容量大

载波频率愈高,通信容量愈大。目前使用的光波频率比微波频率约高出百倍,通信容量可增加 $10^3 \sim 10^4$ 倍。光纤通信适合于高速、宽带信息的传输。

(2) 损耗低,中继距离远

目前制造的石英玻璃纤维丝纯度极高,故其损耗极低,从而在通信线路中

可以减少中继站数量,可以达到 100 km 以上的无中继传输距离。而同样速率的同轴电缆通信,无中继传输距离仅为 1.6 km 左右。

(3) 抗干扰能力强、无串话

由于光纤是非导体、无电感,它不受电磁干扰,因而在光纤通信中就不存在串话现象。

(4) 保密性强

光纤内传播的光波基本不辐射,因此很难窃听。

(5) 线径细、重量轻

由于光纤的直径很小,制成的光缆比电缆细而轻,便于敷设。

“光纤到户”是把光纤铺进每一个家庭,用光纤代替电话线联结互联网,最终实现电话、有线电视和上网“三网合一”,上网的数据传输速度比常用拨号上网要快数百倍,人们可以流畅地欣赏音乐、清晰地收看电影。随着光纤成本的大幅下降,光纤光缆价格一落千丈,“光纤到户”这一理想不再遥不可及。

24.1.4 卫星通信

卫星通信的特点是通信距离远,覆盖面积大,不受地形条件限制,传输容量大,可靠性高。自 1965 年第一颗国际通信卫星投入商用以来,卫星通信的使用范围已遍及全球,仅国际卫星通信组织就拥有数十万条话路,成为国际通信的主要传输手段。卫星通信系统的示意图如图 24.1.12 所示。它是一个以卫星为中继站,实现各个地面站间通信的系统。

一般地面站设有天线馈电系统、发射系统、接收系统、终端系统和电源系统。

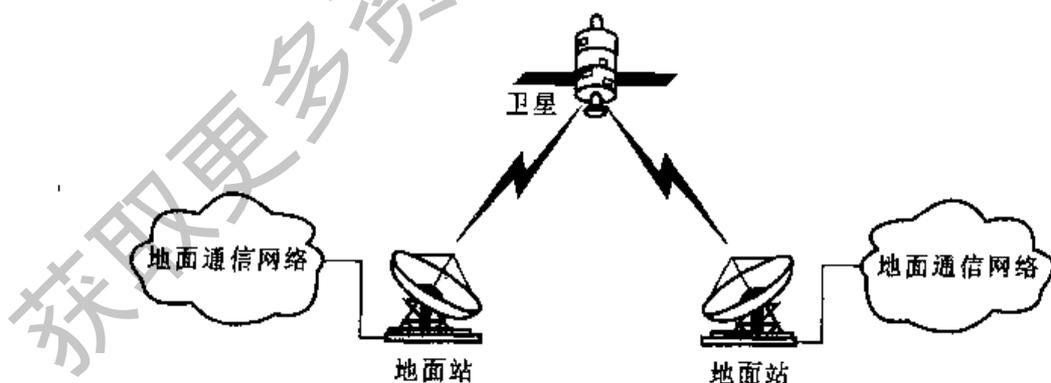


图 24.1.12 卫星通信系统示意图

我国自 20 世纪 70 年代起,开始将卫星通信用于国际通信。从 1985 年起开始发展国内卫星通信系统,并初步组成了国内公用卫星通信网及若干专用通信网。目前的卫星通信系统,根据轨道的不同可以分为同步轨道和中、低轨道系

统,其系统基本结构相同,如图 24.1.13 所示。

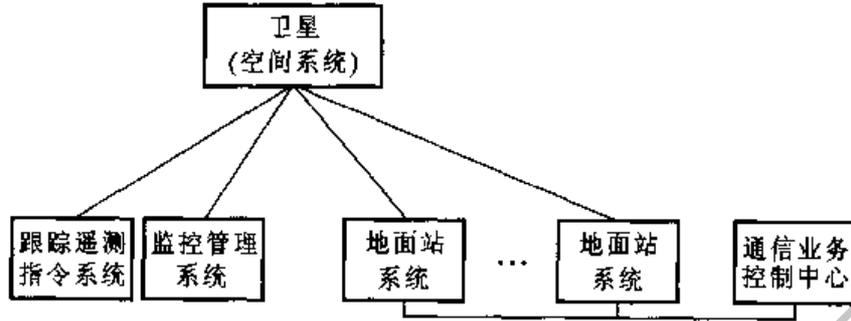


图 24.1.13 卫星通信系统结构示意图

所谓同步轨道,就是卫星处于地球赤道上空 35860 km 处的圆形轨道,卫星在这个轨道上绕地球一周的时间恰好为 24 h,卫星与地球处于相对静止状态,两者同步运行,这种卫星也称为地球同步卫星。三颗同步卫星即可将地球表面除极地以外的地区覆盖,实现全球卫星通信,覆盖区域如图 24.1.14 所示。

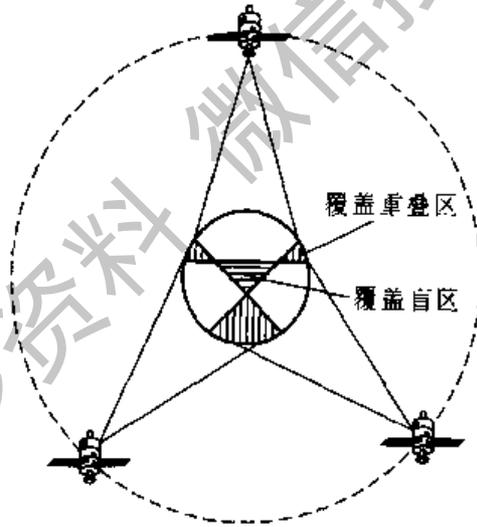


图 24.1.14 同步卫星建立全球通信的示意图

24.2 移动通信

移动通信是现代通信中发展最为迅速的一种通信手段,它是固定通信的延伸,也是实现人类理想通信必不可少的手段。移动通信已发展成为有线通信和无线通信融为一体、固定和移动相互连通的通信系统。由于大规模集成电路和

微处理器的应用,大大促进了移动通信设备的小型化、自动化,并使系统向大容量和多功能方向发展,移动通信业务必将有更大发展。目前移动通信系统可以根据其用途不同,分为无线寻呼系统、公用移动电话系统、集群系统、无绳电话系统等。

24.2.1 无线寻呼系统

无线寻呼系统是一种单向通信系统,图 24.2.1 示出了典型无线寻呼系统的结构示意图。

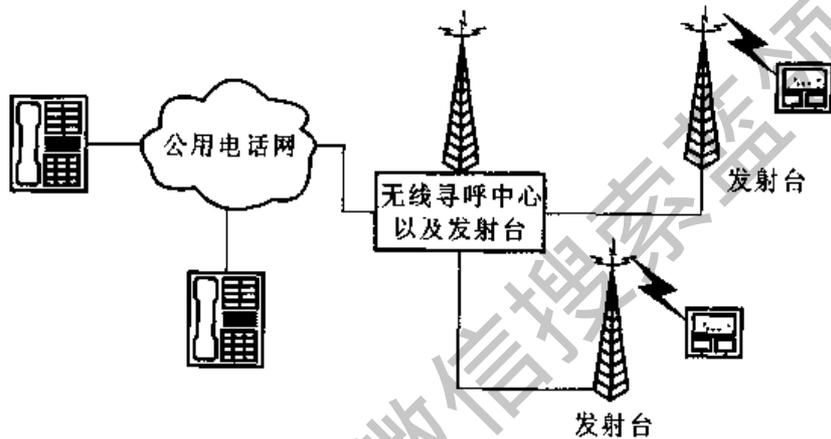


图 24.2.1 无线寻呼系统结构示意图

图中寻呼控制中心与市公用电话网相连,市话用户要寻找外出用户时,通过寻呼控制中心发出被呼用户的号码,用户的接收机(俗称 BP 机)就显示呼叫用户的电话号码,以及简单的通信内容。

24.2.2 公用移动电话系统

1. 公用移动电话系统的组成

公用移动电话系统是最典型的移动通信方式,使用范围广,用户数量多。由于其独特的区域构成,被称为蜂窝移动通信系统。它由移动用户台(MS)、基站(BS)和移动电话局或称移动交换中心(MSC)等部分组成。移动用户台是指车载台和手持机(简称手机),其上设有收发装置、天线共用器以及相关控制单元。各区基站负责本区移动用户的呼叫和信道分配等。移动电话局负责统一控制和管理各区基站,并通过中继线与公用电话网相连,即将无线用户与有线用户联通。图 24.2.2 是公用移动电话系统结构示意图。

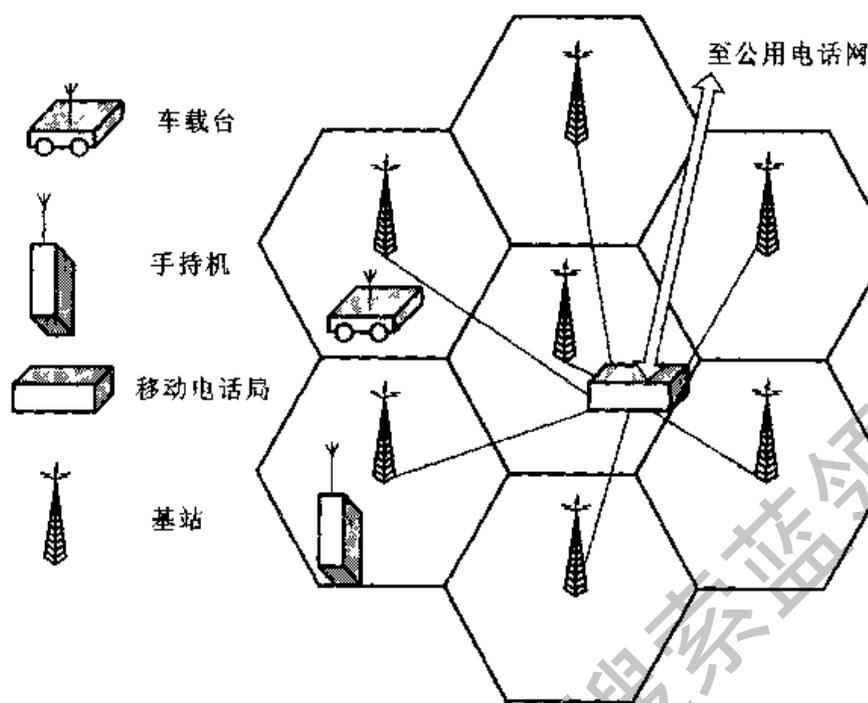


图 24.2.2 公用移动电话系统结构示意图

2. 移动通信网的区域覆盖

移动通信网的区域覆盖方式一般可分为小容量的大区制和大容量的小区制两类。

大区制是指一个基站覆盖整个服务区(例如一个中、小城市)。为了增大单基站的服务区域,要求天线架设得高,发射功率要大,基站信道数要多。但这些总是有限的。因此,大区制只能适用于小容量的通信网。

小区制是将整个服务区划分为若干小区,每一小区设一基站,负责与小区内所有移动用户台无线通信。同时设一移动交换中心,统一控制与管理各区基站,保证移动用户只要在其服务区内,都能正常通信。

服务区为平地区域的一般采用蜂窝网移动通信系统(图 24.2.2),因为正六边形区域所需的基站最少。而这正六边形网络形似蜂窝,故称为蜂窝网。

3. GSM 移动通信系统^①

当前 GSM 移动通信系统应用广泛,它主要采用了时分多址(TDMA)技术。TDMA 的基本想法是系统中各移动台占用同一频带,但占用不同的时隙。各移

^① GSM 是欧洲电信运营部门于 1982 年成立的一个移动通信特别小组的简称,它制订一种泛欧数字移动通信系统的技术规范。

动台只在规定的时隙内发送信号,这些信号通过基站的控制,在时间上依次排列,互不重叠;同样,各移动站只要在指定的时隙内接收信号,就能从各路信号中把发给它的信号区分出来。

根据我国的技术标准,GSM 频段分配和频道划分如图 24.2.3 所示,主要技术指标有:890 ~ 915 MHz(移动台→基站),935 ~ 960 MHz(基站→移动台),收发间隔频带为 45 MHz;在 25 MHz 带宽内分为 124 个 TDMA 载波(即频道),每个载波占用带宽为 200 kHz,每个载波时隙数为 8;传输速率为 270.833 千比特每秒(kbit/s 或 kbps)^①。边缘载波 1 号和 124 号一般避免使用。

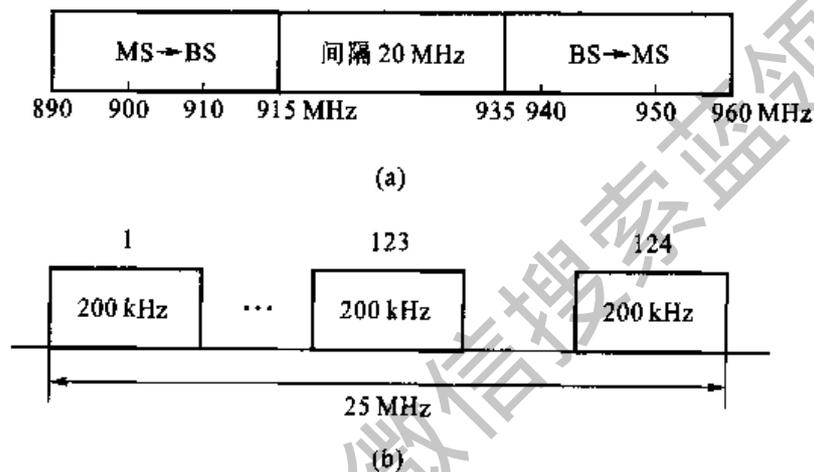


图 24.2.3 GSM 频段分配与频道划分

当前与 GSM 系统同时应用的有中国联通的窄带 CDMA 系统。

4. 第三代(3G)移动通信系统

随着用户对移动通信业务的需求,它不断发展,第三代移动通信系统已被提出,它将取代目前的 GSM 或窄带 CDMA 系统。3G 系统网络划分为核心网和接入网,接入网负责将用户通过无线手段接入核心网,核心网负责提供业务、鉴权等服务。3G 网络有以下特点。

(1) 第二代移动通信系统一般为区域或国家标准,而第三代移动通信系统将是一个在全球范围内覆盖和使用的系统。它将使用共同的频段,全球统一标准。

(2) 具有支持多媒体业务的能力,特别是支持 internet 业务。现有的移动通信系统主要以提供语音业务为主,根据业务改变带宽。

(3) 快速移动环境,最高速率达 144 kbit/s;步行环境,最高速率可达

^① 比特的英文是 bit,是二进制数的“位”。

384 kbit/s ~ 2 Mbit/s。而现有移动通信系统的传输速率较低。

(4) 便于过渡、演进。由于第三代移动通信引入时,第二代网络(例如 GSM)已具有相当规模,所以第三代网络一定要能在第二代网络的基础上逐渐灵活演进而成,并应与固定网兼容。

(5) 高频谱效率。

(6) 高服务质量,低成本,高保密性。

24.2.3 集群系统

集群移动通信系统简称集群系统,属于调度性专用网。由于调度业务日益增多,各单位自行建立调度系统的结果使频率拥挤现象更为严重。在这样情况下,到了20世纪80年代,国际上出现了集群移动通信系统。所谓“集群”,它包含两个方面:一是将各单位或各部门所需的基站及控制设备,集中建站、统一管理、统一使用,各单位只需建立各自的调度台、调度终端(包括车载台、固定台或手持机);二是多信道共用,采取动态分配空闲信道的方式,充分利用频率资源和信道设备。

24.2.4 无绳电话系统

普通电话机不能随便移动,利用无绳电话可以使打电话的人在一定范围内自由地移动进行通话。因此它是实现便携式电话的一种有效方式。图 24.2.4 示出了系统结构示意图。它包括接续器和手持机。在普通的有线电话机上设置一个接续器(小型的无线电收发信机)即构成一个座机,它与随身携带的手持机建立双工^①无线电话通信。因此在座机周围(例如 200 m 以内)可以随时随地通过无线信道与有线电话网通信。也可以说,无绳电话系统是有线电话网一种延伸的电话系统。

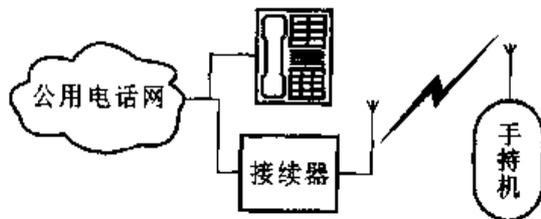


图 24.2.4 无绳电话系统结构示意图

① 双工通信是指通信双方都能同时向对方传递消息。

24.3 程控交换系统

现代通信是从电话开始的,使用电话必须要有电话交换机,通过交换机将任意两个电话用户接通。电话交换从人工交换、机械交换发展到今日的程控交换。所谓程控,就是“存储程序控制”,设计者预先把电话交换功能编制成相应的程序,存储在存储器中,当进行电话接续时由程序的自动执行来控制交换机的操作,以完成电话接续任务。这种交换机称为程控交换机。世界上第一台程控交换机于 1965 年由美国贝尔实验室推出的。其后,在程控交换机中又引入了脉冲编码调制(PCM)技术,于 1970 年开通了世界上第一台数字程控交换机。目前,所有公用电话网几乎都采用数字程控交换机。

24.3.1 电话交换网

电话通信已普及到千家万户,不仅要进行本地电话交换,而且还要与世界各地进行通话。因此,要将各地的电话连接起来,也就是要将各地各级众多的交换机联在一起,构成电话交换网。

电话交换网由电话终端设备、传输链路和电话交换设备三个基本部分构成。

电话终端设备即为电话机,是电话网的源点和终点,它除对应于图 24.1.1 通信系统框图中的信源和信宿外,还包括一部分变换装置。终端设备的主要功能是把传送的话音信息和在信道上传送的电信号相互转换,此外还能发出和接收控制信号。

传输链路是网络节点的连接媒介,是信息和信号的传输通路。它除主要对应于通信系统框图中的信道部分之外,还包括一部分变换和反变换装置。传输链路的实现方式很多,最简单的传输链路如明线、电缆等。此外,载波传输系统、数字微波传输系统、光纤传输系统及卫星传输系统等都可作为电话网的传输链路的实现方式。

电话交换设备是电话网中的核心,它的基本功能是完成话音信息汇集、转接、接续和分配。对电话业务网的转接交换节点的要求是不允许对通话信号的传输产生延时,因此,目前主要采用直接接续通话电路的电路交换方式。

根据《电话自动交换网技术体制》的规定,公用电话网由长途网和若干本地网组成。因此,本地网的含义是相对于长途网而言的局部地区电话网。本地网内包括若干个端局及汇接局,组成一个封闭编号区,网内所有用户实行统一号长拨号。一般情况下,网内有一个长途局,其局址根据该局在长途网中的位置而定,并分配有自己的长途区号。但从严格区分本地网和长途网概念出发,该长途局不属于本地网的组成部分。电话网络的一般结构如图 24.3.1 所示,其中由若

于本地电话局构成本地网。

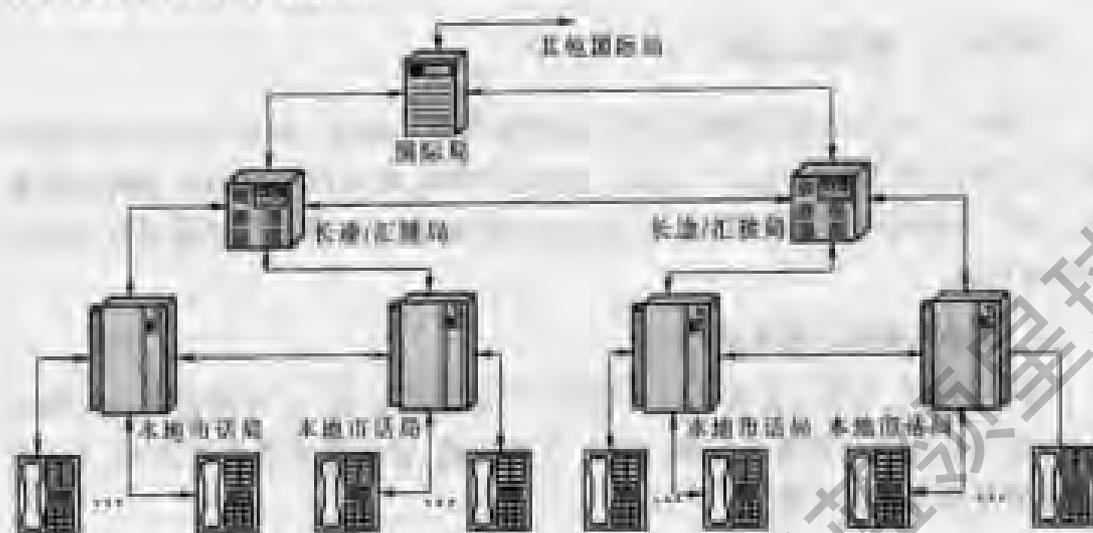


图 24.3.1 电话网络的一般结构

与用户电话机连接的交换机称为“端局”，即图中的本地市话局。随着本地网的不断扩大，在市区内实行分区，每区建立一个电话分局，负责本区内电话用户的通话。当分局很多时，可以把若干个分区组成一个联合区，整个市话网由若干个联合区构成。这种联合区叫做汇接区。在每个汇接区内设汇接局，下设若干个电话端局。汇接局的作用是将各个端局送来的呼叫集中后送到长途局。

国际电话通信通过国际电话局完成。每一个国家都设有国际电话局，国际局之间形成国际电话网。

国际电话网目前已覆盖全球，为了满足国际电话通信可靠性和发展的要求，同时考虑目前电话数量和质量在区域上的不平衡性。国际电信联盟（ITU）规定全球分9大区，即北美、非洲、欧洲、南美、南太平洋、独联体、东亚、远东和中东，其中，欧洲分为两个区。每个区设一个以上国际局，如纽约、开罗、伦敦、巴黎、里约热内卢、悉尼、莫斯科、东京和新德里等城市都设有国际局。我国位于东亚区，北京、上海和广州都设有国际局。我国的国际电话通信要靠这些国际局进行转接或中继。另外，根据业务需要，还在广州和南宁设立了两个边境局。

由于国际局之间距离较远，通话路数较多，铺设线路多为光缆或卫星线路，如太平洋海底光缆、印度洋上空的卫星等。

打国际长途电话，只要拨足被叫号码的位数，就能与国外某个用户通话。首先用户的国际呼叫通过端局和汇接局送到长途局，长途局将呼叫送到长途线上。经过几个长途局中转后，这个呼叫就被送到国际局。国际局通过国际电话网将呼叫送到对方国家的国际局，然后再经对方国家的长途局、汇接局、端局送到被

叫用户。

24.3.2 程控交换机

交换机可分为局用交换机和用户交换机两类。局用交换机用于所辖区域内用户电话的交换和局间电话的交换,一般端局和汇接局内采用的都是局用交换机。用户交换机也称小交换机,用于单位内的电话交换以及内部电话与公用电话网的联接。

1. 程控交换机的基本结构

程控交换机实质上是通过计算机的“存储程序控制”来实现各种接口的电路接续、信息交换及其他的控制、维护、管理功能,它的基本结构如图 24.3.2 所示,主要包括下列几个部分。

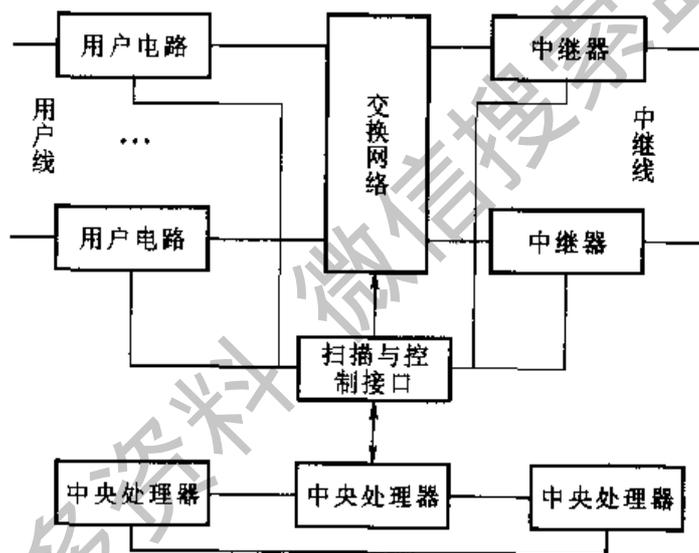


图 24.3.2 程控交换机的基本结构

(1) 外围接口单元

外围接口单元包括模拟用户线电路(ALC)、数字用户线电路(DLC)、模拟中继线单元(ATU)、数字中继线单元(DTU)及各种其他接口单元。

用户线接口电路(简称用户电路)的作用是实现各种用户线与交换网络之间的连接。根据交换机制式和应用环境的不同,用户线接口电路也有多种类型。对于目前常用的程控交换机来说,主要有与模拟话机或传真机连接的模拟用户线电路,与数字话机或计算机数据终端设备连接的数字用户线电路以及与无线或移动用户接口的无线接入单元等。用户线所传送的信号一般为基带信号。

另一种是中继线接口,通过局间的中继线与其他交换机连接,所传送的信号

一般为多路复用信号(一般在一条传输线上复用 30 条话路),即频带信号。中继器是交换网络与中继线之间的接口。

小交换机与局用交换机的中继电路分为入中继和出中继两种,即规定了中继电路的呼叫方向:若小交换机用户为主叫方,则为出中继;反之,为入中继。

(2) 交换网络

交换网络的作用是为话音信号提供接续通路并完成交换过程。

(3) 控制系统

控制系统的作用是对呼叫进行处理,并对交换机的运行进行管理、监测和维护。控制系统包括中央处理器(CPU)、扫描器、存储器和输入/输出设备等(后两者图中未标出)。扫描器是用来收集用户线和中继线信息的(如忙闲状态),用户电路与中继器状态的变化通过扫描器送入中央处理器。存储器是存储交换机的工作程序和实时数据。输入/输出设备有键盘、打印机和显示器等,具有输入各种指令和打印运行数据等功能。

程控交换机可分为集中控制、分级控制和全分散控制三种方式。

a. 集中控制方式:整个程控交换机的控制功能(包括呼叫处理、障碍处理、自诊断和维护管理等)由一对处理器(称中央处理器)来完成,虽便于控制,但一般要配备大型处理器。

b. 分级控制方式:随着微处理器的发展,在程控交换机里配备若干个微处理器作为区域处理器来完成如监视用户摘、挂机及接收拨号等这些比较简单重复的工作,以减轻中央处理器的大量处理工作,因而可采用小型处理器,以降低成本。

c. 全分散控制方式:信号控制(如摘机、挂机、拨号识别等)是终端设备(如用户电路等)的任务,交换网络控制可在网络内设置。所以可以在终端设备的接口部分和交换网络中分别配备微处理器来完成这两项控制功能;而呼叫控制功能则另设专用微处理器来完成,这样就有可能完全取消中央处理器。

2. 用户电路的功能

程控交换机必须将用户电话机发出的模拟话音信号转换为数字信号,还要对用户电话机进行馈电、振铃和测试等。为此,程控交换机为用户提供一个专用接口电路——用户电路,在进入数字交换网络之前由用户电路来完成上述这些功能。

用户电路的功能通常以缩写词 BORSCHT 来表示。它们的含义和功能如下所述。

(1) 馈电(B, Battery feed)。交换机通过用户线向共电式话机直流馈电,我国规定馈电电压为 -48 V ,容差为 $(+6, -4)\text{ V}$ 。在摘机时,馈电电流为 $18\sim$

50 mA。

(2) 过压保护(O, Overvoltage protection)。提供保护措施,防止用户线上的电压冲击或过压、过流而损坏交换机。

程控交换机一般采用两级保护。第一级保护是在配线架上安装保护器(如避雷器和放电管),主要用来防止雷电。但由于保护器在雷电袭击时仍可能有上百伏的电压输出,对交换机中的器件还会产生致命的损伤。因此,在用户电路中一般还用二极管钳位电路、热敏电阻等作为第二级保护。当非正常电压(高于 0 V 或低于 -48 V)短时侵入时,使用户线上电压被钳位在正常电压。用户线中还串有热敏电阻,当非正常电压侵入时间较长时,热敏电阻发热,其阻值迅速增大,以起限流作用。

(3) 振铃(R, Ring)。向被叫用户话机馈送铃流信号。

我国采用 $90\text{ V} \pm 15\text{ V}$ (有效值)、25 Hz 交流电压作为铃流信号。这么高的电压是不允许通过数字交换网络的,一般是通过继电器或高压集成电子开关单独向用户话机馈送。

(4) 监视(S, Supervision)。借助扫描器监视用户线通断状态,以检测话机的摘机、挂机与拨号脉冲等用户线信号并转送给控制设备,以表示用户的忙闲情况,并利用脉冲收号器进行拨号号码识别,确定其接续要求。对于双音多频(DTMF)话机,需要利用专用集成电路作为收号器,进行拨号号码识别。

(5) 编译码(C, Code)。用户讲话时,模拟话音信号不能直接通过交换机的数字交换网络。因此,在用户电路中设置编译码电路。如是发送方,则通过编码完成 A/D 变换,如是接收方,则通过译码完成 D/A 变换,并经相应的滤波器滤除 50 Hz 电源干扰,而后与程控交换机的数字交换网络接口。

(6) 混合(H Hybrid)。用户线上的模拟话音信号是二线双向传送,而数字交换是四线(两线来话,两线去话)单向交换。因此,要在用户电路中设置 2/4 线转换器。该转换功能可用混合线圈或专用集成电路实现。对话音信号先进行 2/4 线转换,再进行编译码,最后接入数字交换网络。

(7) 测试(T, Test)。提供测试端口,通过测试继电器或电子开关、交换机测试程序,对用户电路进行自动测试,其结果可在交换系统维护终端上加以显示。

3. 程控交换机的服务功能

程控交换机能够提供很多服务功能。这些功能使用方便,也很灵活。现作一简单介绍。

(1) 缩位拨号

缩位拨号就是主叫用户在呼叫经常联系的被叫用户时,用 1~2 位的缩位号码来代替原来的多位被叫号码。这一功能可用于市话呼叫、国内长途和国际长

途全自动呼叫。

(2) 转移呼叫

转移呼叫也称“随我来”。当某用户离开办公室去他处时,可事先向电话局登记临时去处的电话号码。此后,如有用户呼叫他原电话号码时,就可自动转移到他的临时去处。用户返回后,应及时取消这种转移,否则将不会接到打人的电话。这种服务既方便了用户,又减少了电话局内的久叫不应和重复呼叫次数,使有效呼叫的比例提高。

(3) 热线服务

热线服务也叫“不拨号就接通”,即用户摘机后不需要拨号就可以和事先被指定的被叫用户接通。

(4) 呼叫等待

当用户 A 与被叫用户 B 正在通话时,第三个用户 C 呼叫 A, C 可以听到回铃音,同时 A 可以听到呼叫等待信号音。此时可由 A 作出选择,若 A 想与 C 通话,可拍一下叉簧或按某键,就能与 C 通话,同时 A 与 B 的通路仍保持着, B 可听到保持音。当 A 与 C 通话后,再拍一下叉簧或按键即可恢复与 B 的通话。这一功能可减少重复呼叫次数。

(5) 自动回叫

自动回叫又称“遇忙回叫”。当主叫用户呼叫时遇被叫用户忙,可挂机,待被叫挂机变空闲时,可由交换机进行自动回叫。执行自动回叫功能时,先向主叫振铃,主叫摘机后,改向被叫振铃,如果向主叫振铃久叫不应,则此次自动回叫服务就自动取消。

在程控小交换机中有呼叫出中继遇忙的自动回叫功能时,主叫可挂机等待出中继有空闲时自动回叫。

(6) 自动叫醒服务

自动叫醒服务又称“闹钟服务”。用户需要电话局自动叫醒时,事先向电话局登记叫醒的时间,到预定时间就自动振铃,以代替闹钟。这种服务也是一次性的,自动振铃后,不论用户是否应答,不再第二次自动叫醒。如果在预定时间遇到用户电话忙,也自动取消这次服务。如果还未到预定时间,用户可向电话局申请撤销这次登记。

(7) 免打扰服务

免打扰服务又称“暂不接受受话服务”。使用这一功能时,用户可向电话局登记该项服务,此后就暂停来话。在此期间如有呼叫该话机时,作为忙处理或由交换机提供截接、录音留言等服务。

(8) 遇忙转移或无应答转移

这种转移与转移呼叫不同,转移呼叫是“跟踪”受话人的去向,为受话者提

供方便,而本功能是为主叫提供方便。使用本功能时,用户应事先向电话局提出申请和提供转移次序表,执行本功能时,如遇被叫忙或超过久叫不应时限(一般为 20~30 秒),就转移到下一电话号码。

(9) 截接服务

本功能为呼叫空号、临时性闭塞等情况的主叫用户服务,使他明白未接通的原因。截接服务的具体办法有以下几种方法:专用信号音、代答台或辅导台、语音通知设备等。

(10) 限制呼出或呼入

电话局可根据需要对单位小交换机中继线、欠费用户等限制。

(11) 询问第三者

主叫 A 与被叫 B 通话时,如有事向第三者了解,可由 A(或 B)呼叫用户 C(通过拍叉簧,听到拨号音后拨第三者电话号码),建立与第三者通话,话毕再拍叉簧仍回到 A 与 B 的通话。

(12) 会议电话

当具有此功能的用户和一方在通话时,可以拨叫第三方加入通话,构成三方会议。

24.4 IP 电 话

IP^①电话是一种全新的通信业务,从 20 世纪末期以来已进入人们的生活,尤其在长途通信方面更得到普遍欢迎和使用,其诱人之处在于对用户计费比普通电话便宜。此外,对系统而言,每路电话占用的资源少。

IP 电话是利用计算机互联网(IP 网)进行的一种语音信号传输业务,是互联网与公共电话网(PSTN)相结合的产物,也可称为网络电话。

24.4.1 IP 电话的工作过程

从技术角度看,IP 电话的工作过程可分为 5 个步骤。

(1) 语音信号数字化

各种信号要在计算机网络上传输,必须首先数字化,IP 电话使用的传输网是基于 IP 协议(互联网协议)的计算机网络。

(2) 信号压缩

对数字化后的语音信号(或称数据)要进行压缩。

^① IP 是英文 Internet protocol 的缩写,可译为互联网协议。

传统的电话一般采用 64 kbit/s 的语音编码速率,而对 IP 电话采用先进的压缩技术可以将语音信号压缩到 8 kbit/s 以下,以节省传输带宽和提高网络传输效率,可以在网络上为更多的用户提供传输服务。

此外,传统电话占有 64 kbit/s 的固定信道,不能被别的呼叫使用,而 IP 电话的语音信息不占用固定的信道,只有在有信息时才传送,以提高频带的利用率。

(3) 信号分组

信号被压缩后,按照 IP 协议将被分成一个个分组(也叫数据打包)。每个分组都带有目的地址和分组的顺序号,分组在网络中可沿不同的路径到达目的地。

(4) 解包与解压缩

当每个分组(数据包)到达目的地主机(网关、服务器或用户计算机终端)时,要检查该分组的顺序号并将它放到正确的位置,恢复成连续的数据,然后进行解压缩恢复原始信号数据。

(5) 语音恢复

经过解压缩的数据,再经过数模转换,就可恢复成为语音信号。

24.4.2 IP 电话的网络结构

IP 电话系统一般由终端和网络组成,它由电话网络和计算机网络共同发展而成,其结构方式有下列几种。

(1) 电话到电话

图 24.4.1 是最典型的“电话到电话”的结构方式。



图 24.4.1 电话到电话结构方式

其中网关是 IP 电话网络系统中最重要的一部分,是实现 IP 电话的关键,它把公共电话网(PSTN)和 IP 网连接起来。这样,本地的语音走本地电话网,而长途的语音则经过 IP 网来传输。在 IP 网上传输信息很便宜,用户打长途电话时只需交纳本地电话费及少量的服务费。

用户的语音信号经过 PSTN 送到网关,网关对它进行压缩、分组和一些保证质量的处理,将 IP 语音信号分组发送到 IP 网上传送,到达对方所在地的网关后,对语音信号分组进行相反的处理,形成原始语音信号,再经过 PSTN 传输到对方的电话机上。

在网关支持下的“电话到电话”联通方式,能提供全部服务,通话双方不需增加任何软硬件设备,只需利用现有电话即可实现 IP 电话功能(单点对多点,多点对单点,普通拨号,随时通话等)。

另外,还有一种“电话到电话”的结构方式,如图 24.4.2 所示。通话双方都有计算机与电话直接连接,用户不必直接操作计算机,但是只能进行单点对单点的通话,没有标准的通信服务功能。



图 24.4.2 电话到电话结构方式

(2) 计算机到电话

“计算机到电话”的结构方式如图 24.4.3 所示。通话时一方利用计算机(PC)或局域网(LAN)等专用手段和专用软件上网,通过网关拨到对方电话机上。支持这种功能的软件有 IPPhone 和 NetPhone 等。

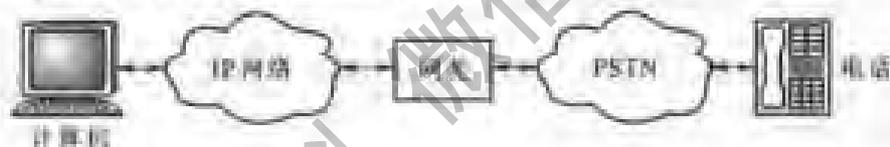


图 24.4.3 计算机到电话结构方式

(3) 计算机到计算机

“计算机到计算机”的结构方式如图 24.4.4 所示。通话双方同时利用计算机和计算机网路(如 Internet),这适用于计算机爱好者使用。需要的专用软件有 IPPhone、YmPhone、Netmeeting、Cool Talk 等。



图 24.4.4 计算机到计算机结构方式

24.4.3 中国电信(网通)IP 电话网

中国电信(网通)自 1999 年开通 IP 电话业务以来,发展迅速,目前已在国内

各大城市开通,即将普及全国。在国际上,中国电信(网通)已与很多国家开通IP电话业务。中国电信的IP电话网的服务接入码为“17900”。目前各地电信运营商也不断推出新的接入服务号。

在IP电话网的结构上,中国电信采用通用结构,在所有城市都有网关,负责本城市用户的接入,网关的一端连中国电信分组网(China Net),另一端联公共电话网,北京有一个全网的网管中心。

24.5 现代通信发展趋势

目前从世界各国发展的趋势来看,通信系统正朝着综合化、智能化、标准化方向发展。

1. 综合化

从公众通信来说,一方面是将移动通信系统和陆地固定通信系统进行互联,即将陆海空联网成一个全国甚至跨国的综合通信系统;另一方面是除电话业务外还扩展数据、传真、图像等各种非电话业务,最终成为综合业务数字网(ISDN)的组成部分。

2. 智能化

网络的智能化可以用户使用户最终摆脱通信终端的束缚,例如打电话时电话接通了,但是却找不到用户。在未来的通信系统中,无论用户在何处,智能化的网络都能将系统的服务提供到最近的终端上,打破了传统的网络用户、终端、网络接口一一对应的关系,从而能够实现无论何时、何地,使用任何一种通信终端,均能实现与任何人建立任何方式、任何种类的信息交换。

3. 数字化

微电子技术的迅速发展,为通信数字化提供了有利条件。数字传输具有的抗干扰能力强、与计算机接口方便、保密性好等这些优点都促进了数字化的发展。

4. 标准化

由于通信的实质就是人类社会按照公认的协定传递信息,标准化问题便显得特别重要,没有技术体制的标准化便无法组成国际统一的通信网,没有设备性能的标准化也不能进行大规模生产和普遍应用。

附 录

附录 A 仿真软件 EWB 的应用

附 A.1 电路仿真软件 EWB 简介

随着电子技术和计算机技术的发展,电子产品设计与计算机已日益紧密相连。电子设计自动化(Electronic Design Automation——EDA)技术,使得电子线路的设计人员能在电路的集成度越来越高,而产品的更新周期却越来越短的情况下,可以通过计算机完成电路的功能设计、逻辑设计、性能分析、时序测试直至印刷电路板的自动设计,有效地节省产品的开发成本与时间。EDA是在计算机辅助设计(Computer Aided Design——CAD)技术的基础上发展起来的电路计算机设计软件系统。与早期的CAD软件相比,EDA软件的自动化程度更高、功能更完善、运行速度更快,而且操作界面友善,有良好的数据开放性和互换性。

Electronics Workbench(电子工作平台——简称EWB)是加拿大Interactive Image Technologies公司于80年代末、90年代初推出的电子电路仿真的虚拟电子工作台软件(现已升级并改称为Multisim)。作为EDA软件中的一种,它具有如下一些特点:

(1) EWB采用界面直观、交互性好的图形方式创建电路,操作和调整十分方便,容易掌握。

(2) EWB在计算机屏幕上模仿真实实验室的工作台,绘制电路图所需要的各种元器件、电路仿真所需要的各种测试测量仪器均可直接从屏幕上相应的元器件库和仪器仪表库中选取。

(3) EWB中各种仪器的控制面板外形和操作方式都与实物相似,可以实时显示测量结果。

(4) EWB不仅带有丰富的电路元器件库,而且具有完整的混合模拟与数字模拟的功能,可提供多种电路分析仿真方法。

(5) EWB作为以SPICE为内核的设计工具,它可以同其他流行的电路分析、设计和制板软件(如Protel、PSPICE、OrCAD等软件)交换数据。EWB绘制的电路文件甚至可以直接输出至常见的印制板设计软件中自动排出印制电路板图。

EWB 作为一个优秀的电工电子技术设计训练工具,利用它提供的虚拟仪器和元器件不仅可以熟悉掌握常用电子仪器的使用和测量方法,还可以用比实验室中更灵活的方式进行电路实验,仿真电路的实际运行情况。既大大提高了电子设计的工作效率,而且没有设备条件的限制和各种物质消耗。因此非常适合电工电子类课程的辅助教学和实验。

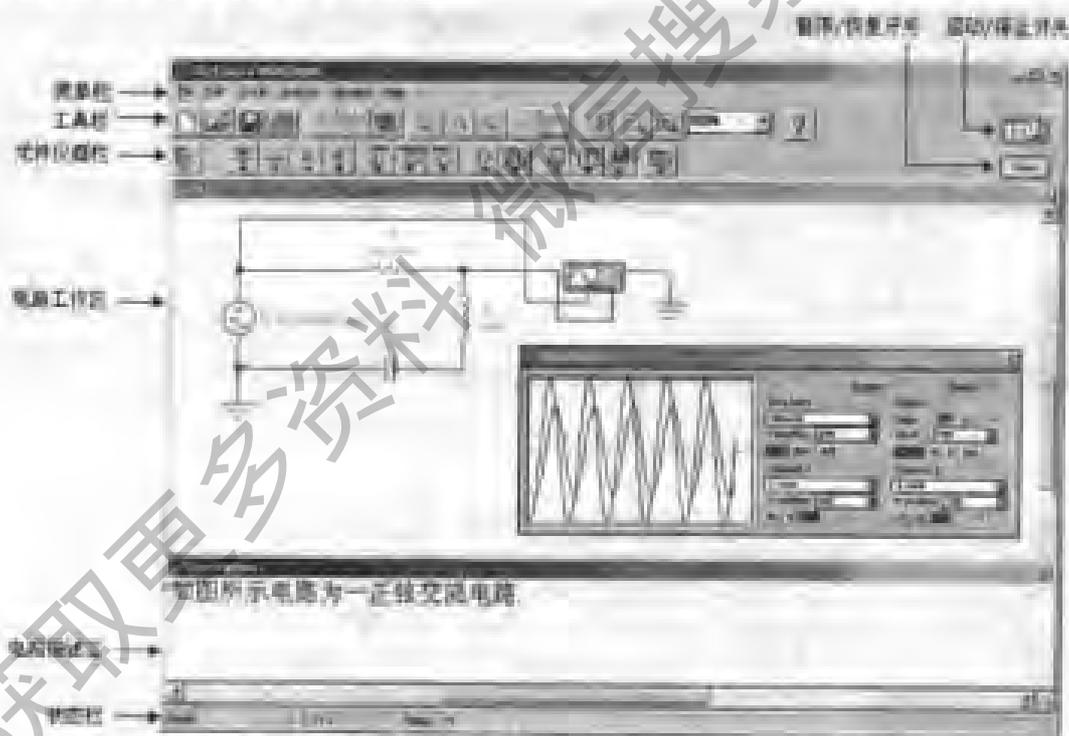
这里,我们以 EWB5.0c 版本为例介绍 EWB 软件的初步知识,基本操作方法和基本分析方法。更深入的内容可在掌握该软件的基本使用方法后自学完成。

附 A.2 EWB 的基本界面、菜单及常用元器件和仪器库

1. EWB 基本界面

(1) 主窗口

EWB 界面的主窗口包括菜单栏、工具栏、元器件栏、电路工作区、电路描述区、状态区等,如附图 A.1 所示。



附图 A.1 EWB 界面的主窗口

(2) 主菜单栏

主菜单栏位于操作界面的第二行,由文件【File】、编辑【Edit】、电路【Circuit】、分析【Analysis】、视窗【Windows】和帮助【Help】菜单构成。



(3) 工具栏

工具栏位于操作界面的第三行,由文件工具快捷键、图形工具快捷键和帮助快捷键构成。



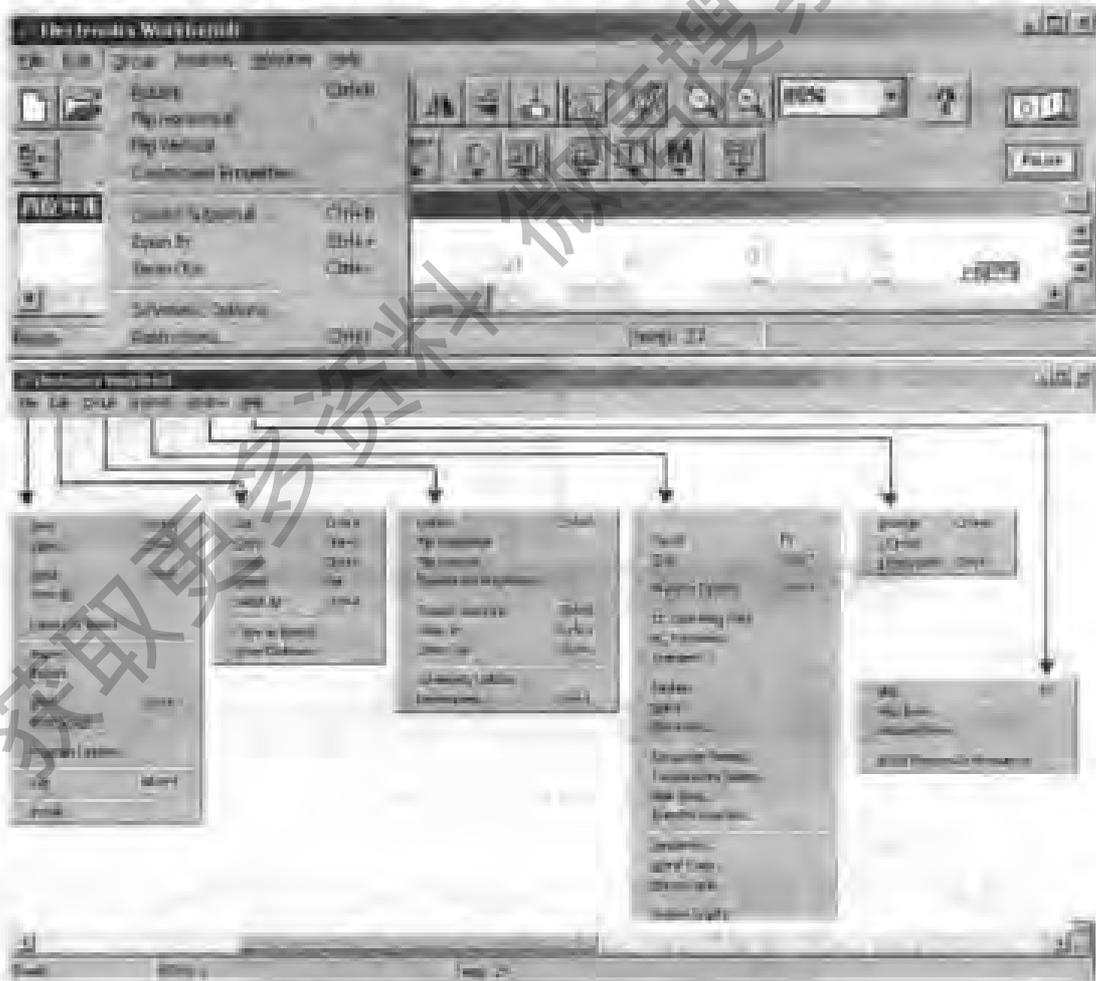
(4) 元器件及仪器库栏

元器件及仪器库栏位于操作界面的第四行,由各类元器件库快捷键和仪器仪表库快捷键构成。



2. EWB 菜单

EWB 菜单由文件菜单、编辑菜单、电路菜单、分析菜单、视图菜单和帮助菜单等下拉式菜单构成,如附图 A.2 所示。这些菜单分别提供对电路文件进行操



附图 A.2 EWB 菜单

作、对所设计电路进行编辑、对电路图的显示方式和电路元器件属性进行设定、对电路分析选项进行设定并选择分析方法和结果显示方法、安排视窗结构以及给出软件各种帮助信息。

EWB 软件各菜单项的详细命令如附表 A.1 所示。

附表 A.1

菜单名称	菜单命令及其快捷键			命令功能注释
File 文件 菜单	<u>N</u> ew	Ctrl + N	新建文件	
	Ope <u>n</u> ...	Ctrl + O	打开文件	
	<u>S</u> ave	Ctrl + S	保存	
	Save <u>A</u> s...		另存为...	换名存盘
	R <u>e</u> vert to Saved...		恢复原存储文件	
	I <u>m</u> port...		由...导入	输入其他电路仿真软件的网表文件(*.NET 或 *.CIR 等),形成原理图
	E <u>x</u> port...		导出至...	将电路原理图文件以扩展名 .NET 或 .CIR 等形式存盘,以供其他相应软件使用
	P <u>r</u> int...	Ctrl + P	打印	
	P <u>r</u> int S <u>e</u> tup...		打印设置	
	P <u>r</u> ogram O <u>p</u> tion...		程序选项	
	E <u>x</u> it	Alt + F4	退出	
	I <u>n</u> stall...		安装	安装有关文件
Edit 编辑 菜单	C <u>u</u> t	Ctrl + X	剪切	
	<u>C</u> opy	Ctrl + C	复制	
	<u>P</u> aste	Ctrl + V	粘贴	
	<u>D</u> elete	Del	删除	将选中内容删除
	S <u>e</u> lect <u>A</u> ll	Ctrl + A	全部选中	
	C <u>o</u> py as B <u>i</u> tmap		以位图形式拷贝到剪切板	选择此命令后,将由光标所选区域的电路以位图形式拷贝到剪切板
	<u>S</u> how C <u>l</u> ipboard		显示剪切板内容	

续表

菜单名称	菜单命令及其快捷键		命令功能注释
Circuit 电路 菜单	<u>R</u> otate	Ctrl + R	旋转 将选中元件逆时针旋转 90°
	Flip Horizontal		水平翻转 将选中元件进行水平翻转
	Flip Vertical		垂直翻转 将选中元件进行垂直翻转
	Component Properties...		元器件属性 用于设定元器件的模型、参数、分析条件、修改标记和显示
	Create Subcircuit...	Ctrl + B	创建子电路 可将电路部分或全部创建为子电路以备调用
	Zoom In	Ctrl + +	放大显示
	Zoom Out	Ctrl + -	缩小显示
	Schematic Options...		原理图选项 可对电路和元器件的栅格对齐、标号与编号以及字体等显示方式进行设定
Restrictions...	Ctrl + I	限制 对电路的某些功能进行限制	
Analysis 分析 菜单	<u>A</u> ctivate	Ctrl + G	激活电路分析 相当于接通电源开关
	Pause/Resume		暂停/重新开始分析 暂时中断或恢复电路的仿真过程
	<u>S</u> top	Ctrl + T	停止分析 相当于关闭电源开关
	Analysis Options...	Ctrl + Y	分析选项 设置有关分析计算和仪器使用方面的内容
	DC Operating Point		直流工作点分析 分析显示直流工作点结果
	AC Frequency...		交流频率分析 分析电路的频率特性
	Transient...		瞬态分析 进行电路的时域分析
	<u>F</u> ourier...		傅立叶分析 分析时域信号的直流分量、基波分量和谐波分量
	<u>N</u> oise...		噪声分析 分析电阻或半导体管的噪声对电路的影响
	<u>D</u> istortion...		失真分析 分析电路中的谐波失真和内部调制失真
	<u>P</u> arameter Sweep...		参数扫描分析 分析某元件的参数变化对电路的影响
Temperature Sweep...		温度扫描分析 分析不同温度条件下的电路特性	
<u>P</u> ole - <u>Z</u> ero...		极点-零点分析 分析电路中极点、零点的数目及数值	

续表

菜单名称	菜单命令及其快捷键		命令功能注释
Analysis 分析 菜单	Transfer Function...		传递函数分析 分析器和输出变量之间的直流小信号传递函数
	Sensitivity...		灵敏度分析 分析节点电压或支路电流对电路元件变化的灵敏度
	Worst Case...		最坏情况分析 分析电路特性变化的最坏可能性
	Monte Carlo...		蒙特卡洛分析 分析电路中元件参数在误差范围变化时对电路特性的影响
	Display Graphs		显示图形窗口 以图形或数据的方式显示各种分析结果
Window 窗口 菜单	Arrange	Ctrl + W	安排窗口 重排窗口内容
	Circuit		电路窗口 显示电路窗口内容
	Description	Ctrl + D	电路描述窗口 显示描述窗口内容
Help 帮助 菜单	Help	F1	帮助 用于获取实时的在线帮助
	Help Index...		帮助索引 提供帮助目录
	Release Notes		版本注释 提供版本注释内容
	About Electronics Workbench		关于 Electronics Workbench 提供版本说明

3. EWB 的元器件库及仪器仪表库

EWB5.06 提供有丰富的元器件库和包含各种常用测量测试仪器的仪器仪表库,为电路的仿真实验带来极大方便。单击元器件栏上某一元件库的图标可以将该库打开。

(1) 电源器件库 : 包含有各种类型的交、直流独立电源及受控源。



(2) 基本器件库 : 包含有各种电阻、电容、电感、开关、变压器、连接接头等无源元件。



(3) 二极管类器件库 : 包括各种二极管, 稳压管, 发光二极管, 整流桥, 晶闸管等。



(4) 晶体管库 : 包括各种类型的三极管, 场效应管。



(5) 模拟集成电路库 : 包含有各种运算放大器, 比较器及锁相环电路。



(6) 混合集成电路库 : 包含有模/数转换器, 数/模转换器, 单稳态触发电路, 555 定时器等。



(7) 数字集成电路库 : 包含有各种 74 系列和 4000 系列数字集成电路。



(8) 逻辑门电路库 : 包含有与门, 或门, 非门, 与非门, 或非门, 三态门, 缓冲器等各类基本数字门。



(9) 数字器件库 : 包含有加法器、触发器、多路开关、移位寄存器、计数器、译码器和算术处理单元等数字部件。



(10) 指示器件库 : 包含有电压表、电流表、灯泡、逻辑探针、数码显示器、蜂鸣器、条图显示器等。



(11) 控制器件库 : 包含有微分器、积分器、乘法器、除法器、限幅器等。



(12) 其他器件库 : 包含有熔断器、传输线、晶体振荡器、直流电机、真空管、变换器、文本框、标题框等。



(13) 仪器仪表库 : 包含有数字万用表、函数信号发生器、双踪示波器、扫频仪、字符发生器、逻辑分析仪、逻辑转换器等。



(14) 自定义器件库 : 存放自定义的元器件或子电路。



附 A.3 EWB 的基本操作方法

要对一个电路进行模拟仿真实验必须经过逐一选择放置元器件、连接电路、选择放置仪器仪表、将仪器仪表连接至电路中、设置元器件参数、选择和调整仪

器仪表的档位或量程等步骤之后,最后合上“电源开关”。

1. 创建电路

(1) 元器件操作

元件选用:在元器件库栏中单击包含该元器件的元器件库图标,打开该元器件库,然后移动鼠标到需要的元件图形符号上,按下左键,将该元器件拖拽到电路工作区适当位置后释放。

元器件的选中:在连接电路时,常常需要对元器件进行移动、旋转、删除和设置参数等操作,这就需要先选中该元器件。元器件被选中后将以红色显示。

① 选择单个元器件,用鼠标左键单击该元器件即可。

② 选中多个元器件,可在按住(Ctrl)键的同时,依次单击要选中的元器件。

③ 选中某一区域的元器件,按下鼠标左键,用鼠标在电路工作区的适当位置拖曳出一个矩形区域,该区域内的元器件同时被选中。

要取消所有被选中元器件的选中状态,单击电路工作区的空白部分即可;要取消其中某一个元器件的选中状态,可以使用Ctrl+单击。

元件的移动:要移动一个元器件,只要用鼠标指向已被选中的元器件,鼠标箭头变成“凸”后按下鼠标左键后可拖拽该元件在电路工作区进行移动。如果被选中的是多个元器件,用鼠标左键拖拽其中的任意一个元器件,则可拖动多个被选元器件一起移动。元器件被移动后,与其相连接的导线就会自动重新排列。选中元器件后,也可以使用计算机键盘的上下左右箭头键使之作微小移动。

元件的剪切、复制和删除:使用工具栏中的“剪切、复制、粘贴”快捷按钮或菜单命令,可以分别实现对被选中的元器件的剪切、复制、粘贴。如果直接将元器件拖拽回已打开的元器件库也可以实现删除操作。

元器件的旋转和翻转:为了使电路布局合理,便于连接,常常需要对元器件进行旋转或翻转操作。可用鼠标单击元件符号选中该元件,然后使用工具栏上的“旋转、水平翻转、垂直翻转”三种快捷按钮完成。通过编辑菜单或单击右键激活弹出菜单,也可进行相应的操作。

元器件参数设置:用鼠标双击所要设置属性参数的元器件,则会弹出该元器件的属性对话框,该对话框具有多种选项可供选择,用户可在其中对该元器件的各种参数——标识(Label)、参考编号(Reference ID)、标称值(Value)和模型(Model)、故障设置(Fault)、显示(Display)、分析设置(Analysis Setup)等进行修改和设定。元器件的属性对话框也可通过选中元器件后按下工具栏中的元器件属性图标或按鼠标右键从弹出菜单中选“元件属性”(Component Properties)来获得。

(3) 节点属性的设置

在连接电路时,电路中的每个节点都被自动分配一个编号,是否显示节点的编号由前面提到的 Circuit/Schematic Option 对话框中的 Show/Hide 设置。

节点的属性设置功能可以用于设置节点的标号、与节点相连的导线颜色及进行节点故障模拟。双击某个节点屏幕弹出一个节点属性(Connector Properties)对话框,其中,Label 选项设置节点标识;Display 选项设置节点显示特性;Fault 选项进行节点故障模拟;Node 选项用于设置与节点相关联的连线的颜色、是否显示节点标识、是否设置测试点、是否使用初始条件以及设置瞬态分析和直流工作点分析时该节点的状态。

(4) 电路图选项的设置

Circuit/Schematic Option 对话框可对电路中元件的标识、编号、标称值、模型参数、节点号等的显示方式及栅格(Grid)、显示字体(Fonts)进行设置,该设置对整个电路图的显示方式有效。其中节点号是在连接电路时,EWB 自动为每个连接点分配的。选项前有√的表示该选项有效。

栅格(Grid)设置:如果选择使用栅格,则电路图上的元器件与导线均落在栅格线上。如取消栅格的使用,则元器件、导体均可无级移动,有利于微小对齐调整。

显示/隐藏(Show/Hide)设置:如果按下 Show/Hide 选项,可设置标识、参考编号、标称值、模型、节点号的显示方式。如对电路中某个元器件的显示方式有特殊要求,可使用元器件属性设置中 Display 选项单独设置。应该特别注意:在进行电路分析时,节点(Node)必须为显示状态。

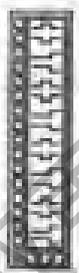
字型(Fonts)设置:如按下 Fonts 可设置标识、标称值或模型的字体和字号。

2. 连接仪器仪表

电路图设计完毕就可以将仪器仪表接入电路,以供实验测试使用。EWB 提供了仿真实验可能用到的各种仪器仪表,使用时只需打开仪表库,将鼠标光标移到所需的仪器上,按住鼠标左键将仪器拖至电路工作区中的适当位置释放即可。仪器仪表与元器件的连线方法同上。连线时应分清输入端、输出端和地端,如果对仪器的各端口不熟悉,可用鼠标双击仪器符号显示仪器的面板图,根据面板图上的位置进行连接。一般可将仪器上的输入连线和输出连线设置为不同的颜色,以便于测试时辨别和区分信号波形与读数。

仪器仪表库中图标所对应的仪器仪表名称及其功能如附表 A.2 所示。各种仪器的面板布置与实际仪器基本相同,见附图 A.3(a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f)、(g)所示。各仪器仪表的详细使用方法参见软件的帮助元件。

附表 A.2

符号	名称	功能
	数字万用表	用于测量电流、电压、电阻等。表的内阻和量程可设置。
	信号发生器	用于产生各种频率和幅度的正弦波、锯齿波和矩形波信号。另外还可设置信号的占空比和偏置量(直流分量)。
	双踪示波器	可用于显示和测量两路被测信号的幅度和相位。
	扫频仪 (波特图仪)	用于观察和测量电路的频率特性,即幅频特性和相频特性。
	字符发生器	用于产生 16 位二进制数字信号。
	逻辑转换器	用于真值表、逻辑表达式和逻辑电路之间的转换。
	逻辑分析仪	用于以方波波形来显示被测点的逻辑状态。可同时显示电路中 16 个点的逻辑状态变化。
	伏特表	用于测量直流电压和交流电压(有效值)。表的内阻和交、直流性质可双击该符号在弹出的属性框中进行设定。
	安培表	用于测量直流电流和交流电流(有效值)。表的内阻和交、直流性质可双击该符号在弹出的属性框中进行设定。



(a) 数字万用表



(b) 函数信号发生器



(c) 双踪示波器



(d) 扫频仪(波特图仪)

说明:

- ① 标识 (Label): 是用户自行根据设计需要赋予电路图中各元器件的名称。
- ② 参考编号 (Reference ID): 通常由系统自动分配, 必要时可以修改, 但必须保证参考编号的惟一性;
- ③ 标称值 (Value) 可设置电阻、电容、电感等简单元器件的标称值。
- ④ 模型 (Model): 可设置复杂元器件的参数模型, 选项有模型库 (Library) 和模型 (Model)。模型缺省设置 (Default) 通常为 ideal (理想), 这有利于加快分析的速度, 同时也能够满足多数情况下的分析要求。
- ⑤ 故障设置 (Fault): 可用于人为设置模拟元器件的隐含故障, 包括开路 (Open)、短路 (Short)、漏电 (Leakage)、无故障 (None) 等。
- ⑥ 显示 (Display): 用于设置元器件的标识、参考编号、标称值的显示方式。
- ⑦ 分析设置 (Analysis Setup): 用于设置电路元器件的工作温度等有关参数, 可根据实际需要进行选择。一般系统默认值为 27℃。

(2) 导线的操作

主要包括: 导线的连接、删除、弯曲导线的调整、导线颜色的改变及连接点的使用。

连接导线: 用鼠标指向某一元件的端点, 出现黑色小圆点后, 按下左键并拖拽导线到另一个元件的端点, 当出现黑色小圆点后松开鼠标左键, 即可实现一段导线的连接。

删除导线: 选定该导线, 单击鼠标右键, 在弹出菜单中选 delete (删除)。或者用鼠标将导线的端点拖拽离开它与元件的连接点, 也可实现导线的删除。

调整导线位置: 元件位置与导线不在一条直线上就会产生弯曲。调整时, 需先选中导线, 即用鼠标点击需调整的导线, 使该导线变粗, 然后用鼠标随箭头方向可移动该导线至适当位置; 也可以选中该元器件, 然后用鼠标拖曳或用计算机的四个箭头键微调元器件的位置。如果导线接入端点的方向不合适, 也会造成导线不必要的弯曲, 可删除后重新连接。

调整导线颜色: 用鼠标双击待调整颜色的导线或在选中该导线后右击鼠标, 在弹出的导线属性 (Wire Properties) 对话框中选中 Schematic Option 选项并按下设置导线颜色 (Set Wire Color) 按钮即可更改导线的颜色, 有 6 个色块可供选择。将导线设置为不同的颜色, 有助于对电路图的识别和满足特别显示需要。

说明:

- ① 连接点是一个小圆点, 存放在无源元件库中, 一个连接点最多可以连接来自四个方向的导线, 而且连接点可以赋予标识;
- ② 向电路插入元器件时, 可直接将元器件拖曳放置在导线上, 然后释放即可插入电路中。

(3) 节点属性的设置

在连接电路时,电路中的每个节点都被自动分配一个编号,是否显示节点的编号由前面提到的 Circuit/Schematic Option 对话框中的 Show/Hide 设置。

节点的属性设置功能可以用于设置节点的标号、与节点相连的导线颜色及进行节点故障模拟。双击某个节点屏幕弹出一个节点属性(Connector Properties)对话框,其中,Label 选项设置节点标识;Display 选项设置节点显示特性;Fault 选项进行节点故障模拟;Node 选项用于设置与节点相关联的连线的颜色、是否显示节点标识、是否设置测试点、是否使用初始条件以及设置瞬态分析和直流工件点分析时该节点的状态。

(4) 电路图选项的设置

Circuit/Schematic Option 对话框可对电路中元件的标识、编号、标称值、模型参数、节点号等的显示方式及栅格(Grid)、显示字体(Fonts)进行设置,该设置对整个电路图的显示方式有效。其中节点号是在连接电路时,EWB 自动为每个连接点分配的。选项前有√的表示该选项有效。

栅格(Grid)设置:如果选择使用栅格,则电路图中的元器件与导线均落在栅格线上。如取消栅格的使用,则元器件、导体均可无级移动,有利于微小对齐调整。

显示/隐藏(Show/Hide)设置:如果按下 Show/Hide 选项,可设置标识、参考编号、标称值、模型、节点号的显示方式。如对电路中某个元器件的显示方式有特殊要求,可使用元器件属性设置中 Display 选项单独设置。应该特别注意:在进行电路分析时,节点(Node)必须为显示状态。

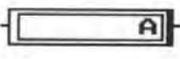
字型(Fonts)设置:如按下 Fonts 可设置标识、标称值或模型的字体和字号。

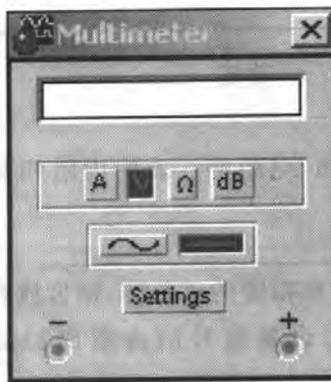
2. 连接仪器仪表

电路图设计完毕就可以将仪器仪表接入电路,以供实验测试使用。EWB 提供了仿真实验可能用到的各种仪器仪表,使用时只需打开仪表库,将鼠标光标移到所需的仪器上,按住鼠标左键将仪器拖至电路工作区中的适当位置释放即可。仪器仪表与元器件的连线方法同上。连线时应分清输入端、输出端和地端,如果对仪器的各端口不熟悉,可用鼠标双击仪器符号显示仪器的面板图,根据面板图上的位置进行连接。一般可将仪器上的输入连线和输出连线设置为不同的颜色,以便于测试时辨别和区分信号波形与读数。

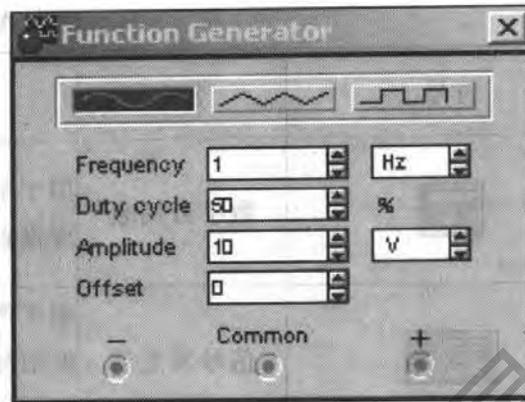
仪器仪表库中图标所对应的仪器仪表名称及其功能如附表 A.2 所示。各种仪器的面板布置与实际仪器基本相同,见附图 A.3(a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f)、(g)所示。各仪器仪表的详细使用方法参见软件的帮助元件。

附表 A.2

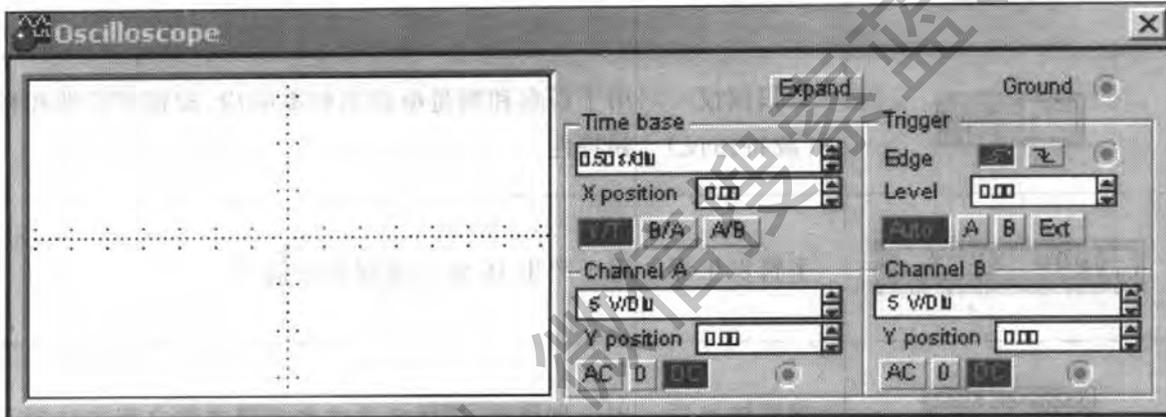
符号	名称	功能
	数字万用表	用于测量电流、电压、电阻等。表的内阻和漏电流可设置。
	信号发生器	用于产生各种频率和幅度的正弦波、锯齿波和矩形波信号。另外还可设置信号的占空比和偏移量(直流分量)。
	双踪示波器	可用于显示和测量两路被测信号的幅度和频率。
	扫频仪 (波特图仪)	用于观察和测量电路的频率响应,即幅频特性和相频特性。
	字符发生器	用于产生 16 位二进制数字信号。
	逻辑转换器	用于真值表、逻辑表达式和逻辑电路之间的转换。
	逻辑分析仪	用于以方波波形来显示被测点的逻辑状态。可同时显示电路中 16 个点的逻辑状态变化。
	伏特表	用于测量直流电压和交流电压(有效值)。表的内阻和交、直流性质可双击该符号在弹出的属性框中进行设定。
	安培表	用于测量直流电流和交流电流(有效值)。表的内阻和交、直流性质可双击该符号在弹出的属性框中进行设定。



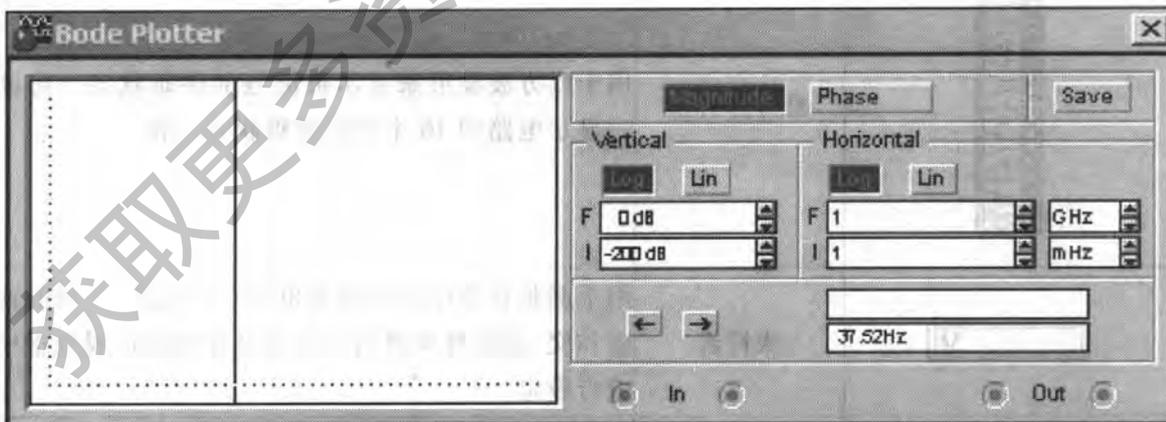
(a) 数字万用表



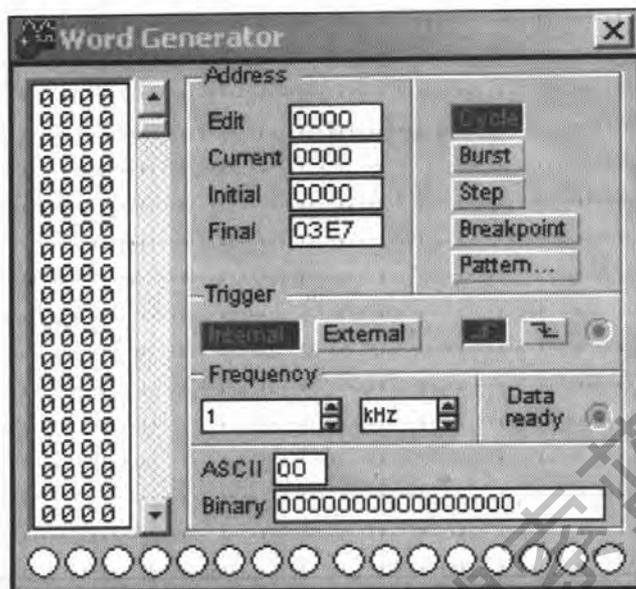
(b) 函数信号发生器



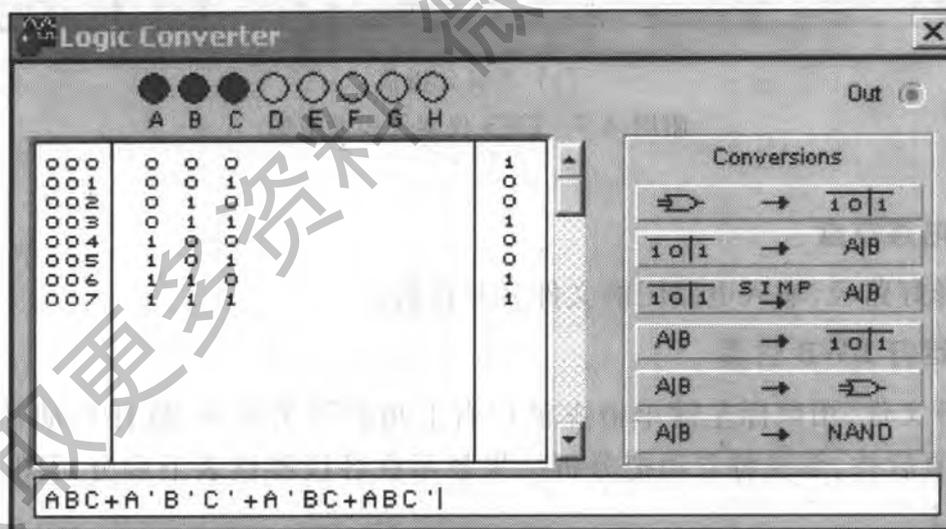
(c) 双踪示波器



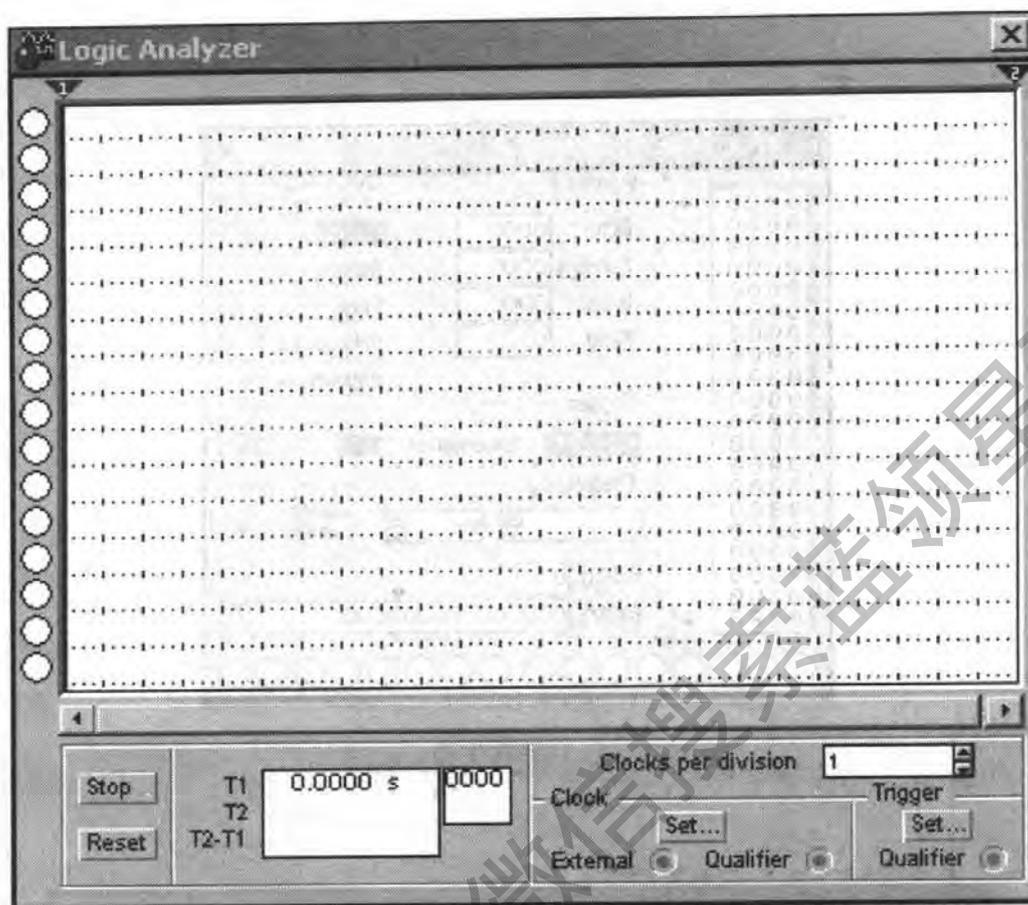
(d) 扫频仪(波特图仪)



(e) 字发生器



(f) 逻辑转换仪



(g) 逻辑分析仪

附图 A.3 EWB 仪器仪表表面板图

3. 电路存盘

选择好路径,输入电路图的文件名并存盘。

4. 运行 EWB 仿真

打开文件,用鼠标左键单击主窗口右上角的开关图标,软件自动开始运行 EWB 仿真软件,系统将自动把分析结果显示在各仪器仪表上和分析图 (Display Graphs) 上。

如果要暂停仿真操作,用鼠标单击主窗口右上角的暂停 (Pause) 图标,实现暂停/恢复操作。

如果电路中有错误,屏幕将提示错误信息。

5. 查看分析结果

EWB 中查看分析结果有两种方法:

(1) 接通电源,打开仪器仪表的面板,调节仪器仪表的设置,以满足实验需要。观察指定点的波形或数值的变化。

(2) 接通电源,用鼠标左键单击工具栏上的分析图图标,屏幕出现要显示的波形,单击该波形即可对该波形进行读数。显示图中除了可以显示仪器上的波形外,还可以显示各种分析中的曲线或数值。在分析显示图上单击鼠标右键,从弹出的对话框中可修改显示坐标。

附 A.4 EWB 的仿真分析方法

在 EWB 上进行的电路仿真分析,实质上就是用其内核程序 SPICE 对所设计的电路进行模拟运行的过程。EWB5.0c 的仿真分析方法主要有:

(1) 六种基本分析功能:直流工作点分析、交流频率分析、瞬态分析、傅立叶分析、噪声分析和失真分析。

(2) 三种扫描分析功能:参数扫描分析、温度扫描分析和灵敏度分析。

(3) 两种高级分析功能:极点—零点分析、传递函数分析。

(4) 两种统计分析:最坏情况分析、蒙特卡罗分析。

分析方法的选用和设置可根据具体实际问题的分析要求进行选择。各种分析方法的简要介绍如附表 A.3 所示。

附表 A.3

分析方法名称		分析方法功能注释
DC Operating Point Analysis	直流工作点分析	计算电路直流工作点,分析结束用报表报告每一节点的直流电压和各支路电流。
AC Frequency Analysis	交流分析(频域分析)	在给定的频率范围内,计算电路中任意节点的电压幅度及相位随频率变化的关系,分析结束后的结果以幅频和相频特性图显示。
Transient Analysis	瞬态分析(时域分析)	在给定的起始与终止时间内,计算电路中任意节点的电压或支路电流随时间变化的瞬时关系,分析结果以电压或电流的时域图显示。
Fourier Analysis	傅里叶分析	在给定的频率范围内,对电路任意节点的瞬态响应进行傅里叶分析,计算出该瞬态相应的直流分量、基波分量以及其他各次谐波分量的幅值与相位。
Noise Analysis	噪声分析	对指定的电路输出节点的噪声强度进行检测,计算所选取的噪声源(无源或有源器件)在扫描频率范围内对该节点所产生噪声的效果,结果以输入噪声谱图、输出噪声谱图和元件噪声谱图显示。

续表

分析方法名称		分析方法功能注释
Distortion Analysis	失真分析	对指定的任意节点以及扫频范围、扫频类型(线性或对数)及分辨率,计算总的小信号谐波失真和互调失真。
Parameter Sweep Analysis	参数扫描分析	检测电路中某个元件的参数,在一定取值范围内变化时对电路直流工作点、瞬态特性、交流频率特性的影响。
Temperature Sweep Analysis	温度扫描分析	研究和观察不同温度条件下的电路特性。
Pole-Zero Analysis	极点-零点分析	用于确定交流小信号电路传递函数中的极点和零点,以获得有关电路稳定性信息。
Transfer Function Analysis	传递函数分析	用于分析一个输入源与两个节点的输出电压之间或与一个电流输出变量之间在直流小信号状态下的传递函数,也可用于计算电路的输入和输出阻抗。
Sensitivity Analysis	灵敏度分析	研究元件参数发生变化时,电路任一节点电压、支路电流对该变化的敏感程度。
Worst Case Analysis	最坏情况分析	用统计分析方法观察元件参数在给定的误差条件下,电路特性变化的最坏可能结果。
Monte Carlo Analysis	蒙特卡罗分析	用统计分析方法计算电路中的元件参数按给定的误差分布类型在一定的范围内变化时对电路特性的影响,以预测电路在批量生产时的成品率和生产成本。

分析结果除了有些可通过示波器、扫频仪等进行显示外,通常还可通过图形显示窗口进行图形或者数据的显示以及对这些数据文件进行操作。图形显示窗口(Display Graphs)如附图 A.4 所示。

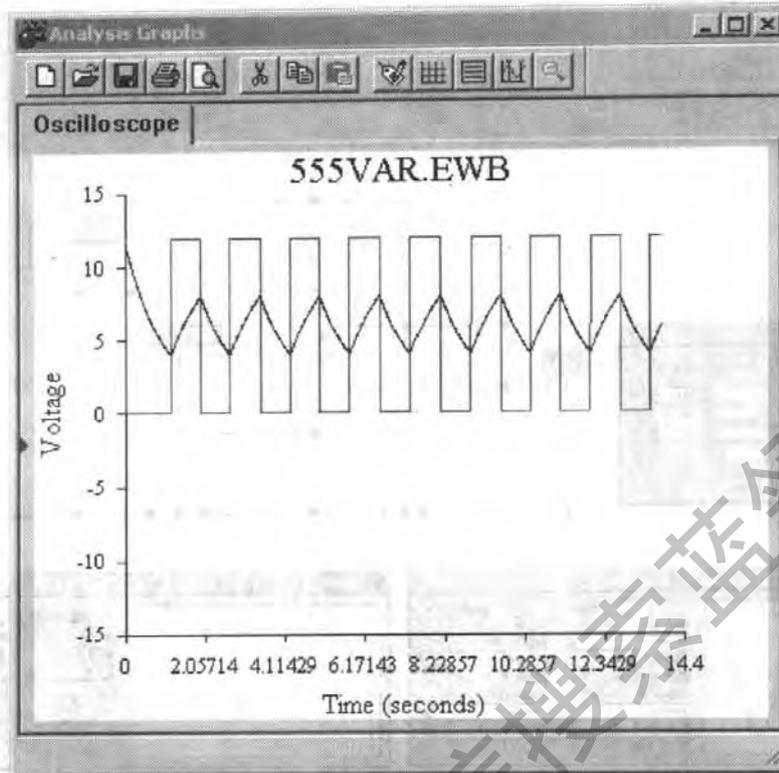
附 A.5 EWB 的仿真实例

一、RC 串并联电路的频率特性测试

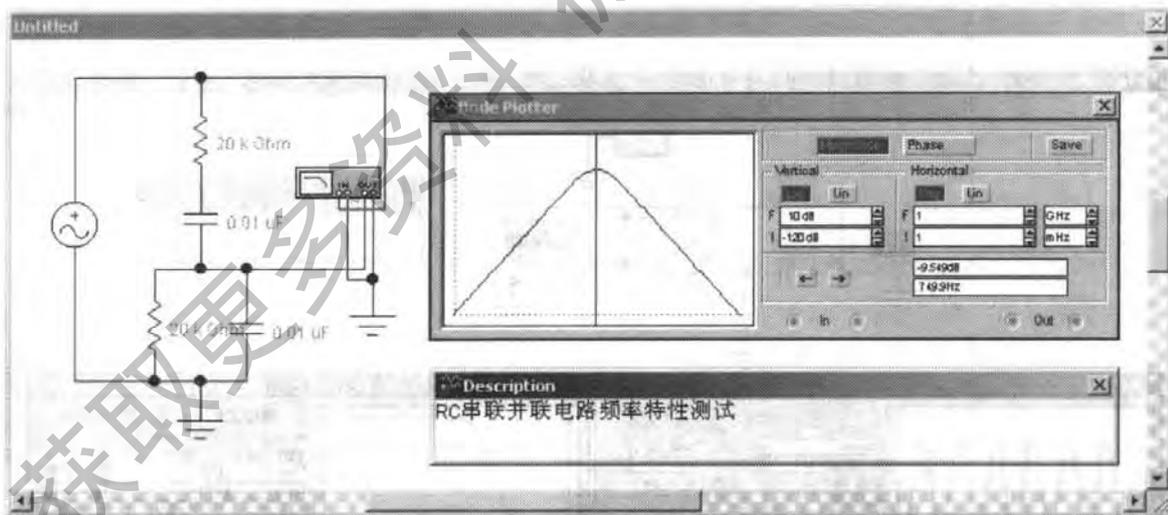
选取电阻电容元件及交流电源构成 RC 串并联电路,选取扫频仪并连接于电路中,合上仿真开关可测出该电路的频率特性,如附图 A.5 所示。

二、模拟电路仿真实例

例 1:单管基本放大电路



附图 A. 4

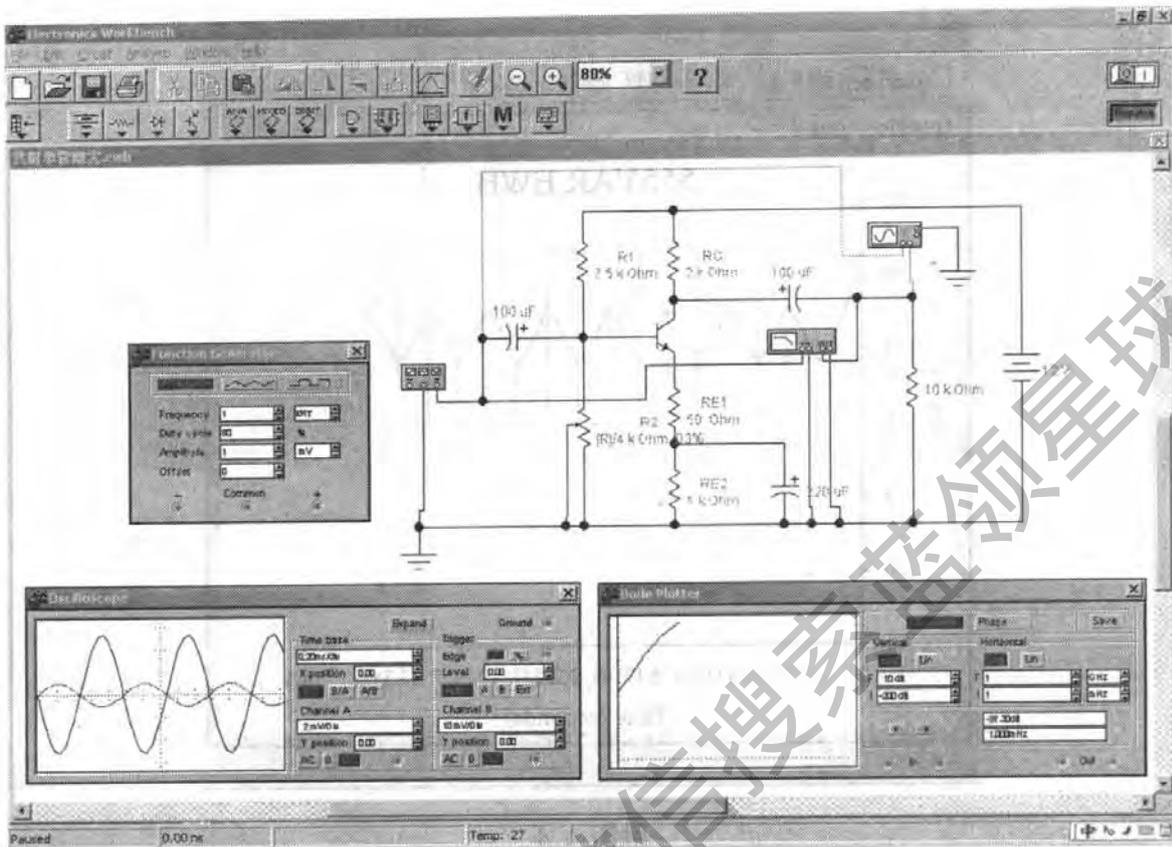


附图 A. 5 RC 串并联电路的频率特性测试

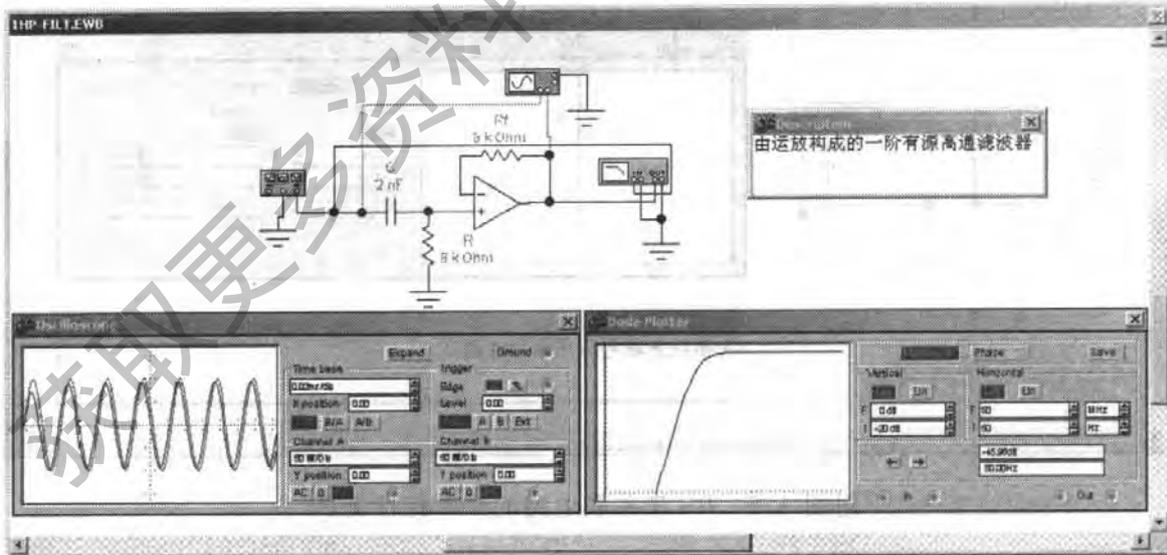
附图 A. 6 为分压偏置式单管放大电路波形和频率特性的测试电路。

例 2: 一阶有源高通滤波器

附图 A. 7 为一阶有源高通滤波器, 通过示波器可观察输入、输出波形, 通过波特图仪可观察该滤波器的频率特性并测量截止频率。



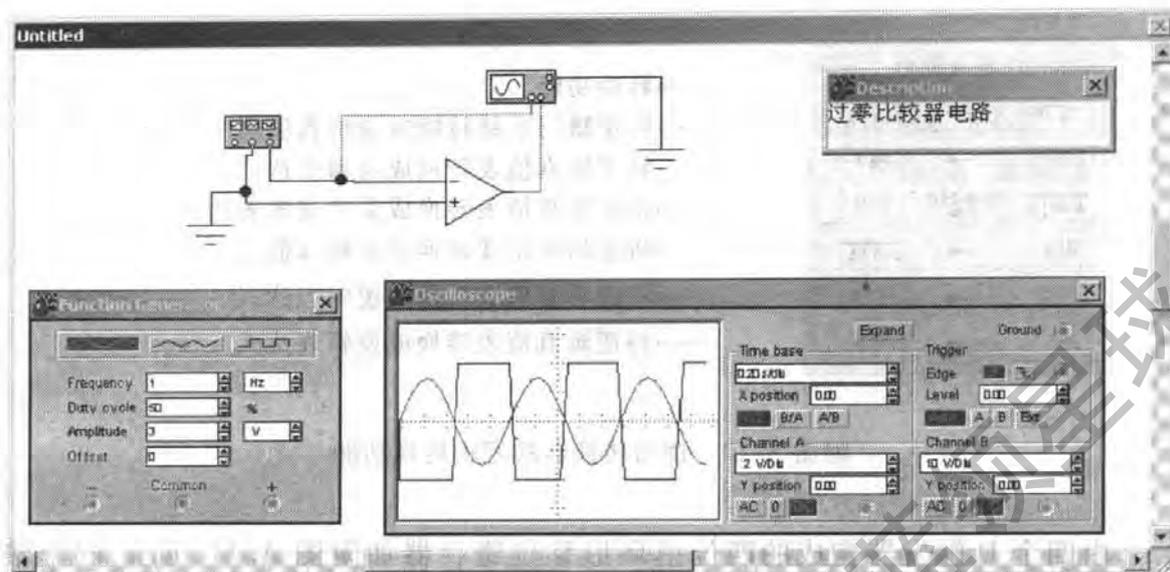
附图 A.6 分压偏置式单管放大电路波形和频率特性的测试



附图 A.7 一阶有源高通滤波器测试

例 3: 过零比较器

由运算放大器构成的过零比较器如附图 A.8 所示。

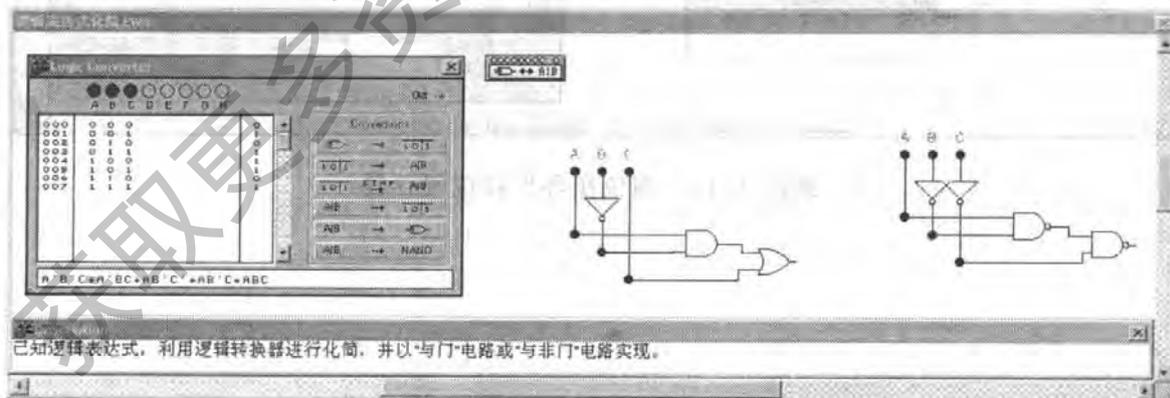


附图 A.8 过零比较器

三、数字电路仿真实例

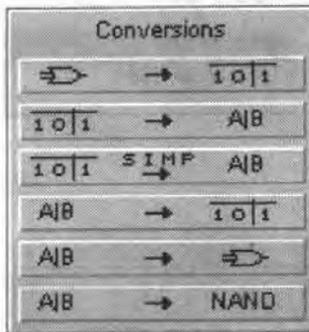
例 1: 逻辑表达式化简及逻辑功能转换

附图 A.9 为一逻辑表达式化简和逻辑功能转换实验。从仪器库中选取逻辑转换器,用鼠标双击后显示其面板。将已知逻辑表达式输入至面板下部的逻辑表达式栏(表达式中变量的非用“'”表示),点击右侧的转换功能键,可将原表达式化简成最简表达式,并用与门或与非门实现。附图 A.10 为逻辑转换器功能键的转换功能。



附图 A.9 逻辑表达式化简和逻辑功能转换实验

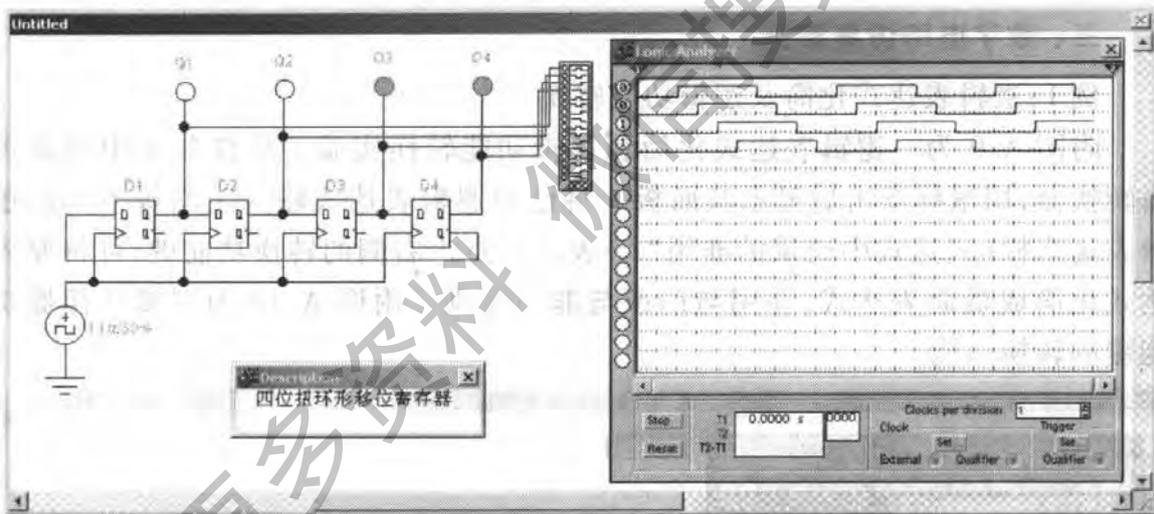
例 2: 四位扭环形移位寄存器



- 转换功能
- 将逻辑门电路转换成逻辑真值表
- 将逻辑真值表转换成逻辑表达式
- 将逻辑真值表转换成最简逻辑表达式
- 将逻辑表达式转换成逻辑真值表
- 将逻辑真值表转换成逻辑表达式
- 将逻辑真值表转换成逻辑表达式

附图 A.10 逻辑转换器的逻辑转换功能

由四个 D 触发器构成的四位扭环形移位寄存器如附图 A.11 所示,四个输出端接有四个逻辑状态探针,显示各输出端的状态,同时将它们接至逻辑分析仪,通过波形图显示移位输出变化的情况。



附图 A.11 四位扭环形移位寄存器

附录 B 半导体分立器件型号命名方法

(国家标准 GB249 - 89)

第一部分		第二部分		第三部分		第四部分	第五部分
用阿拉伯数字表示器件的电极数目		用汉语拼音字母表示器件的材料和极性		用汉语拼音字母表示器件的类别		用阿拉伯数字表示序号	用汉语拼音字母表示规格号
符号	意义	符号	意义	符号	意义		
2	二极管	A	N型, 锗材料	P	小信号管		
		B	P型, 锗材料	V	混频检波管		
		C	N型, 硅材料	W	电压调整管和电压基准管		
		D	P型, 硅材料	C	变容管		
3	三极管	A	PNP型, 锗材料	Z	整流管		
		B	NPN型, 锗材料	L	整流堆		
		C	PNP型, 硅材料	S	隧道管		
		D	NPN型, 硅材料	K	开关管		
		E	化合物材料	U	光电管		
				X	低频小功率管(截止频率 < 3 MHz, 耗散功率 < 1 W)		
				G	高频小功率管(截止频率 ≥ 3 MHz, 耗散功率 < 1 W)		
				D	低频大功率管(截止频率 < 3 MHz, 耗散功率 ≥ 1 W)		
				A	高频大功率管(截止频率 ≥ 3 MHz, 耗散功率 ≥ 1 W)		
				T	晶体闸流管		

示例

3 A G I B

规格号
序号
高频小功率管
PNP型, 锗材料
三极管

附录 C 常用半导体分立器件的参数

一、二极管

参数	最大整流电流	最大整流电流时的正向压降	反向工作峰值电压
符号	I_{OM}	U_F	U_{RWM}
单位	mA	V	V
型	2AP1	16	20
	2AP2	16	30
	2AP3	25	30
	2AP4	16	≤1.2
	2AP5	16	50
	2AP6	12	75
	2AP7	12	100
号	2CZ52A	100	25
	2CZ52B		50
	2CZ52C		100
	2CZ52D		200
	2CZ52E		≤1
	2CZ52F		300
	2CZ52G		400
	2CZ52H		500
号	2CZ55A	1000	25
	2CZ55B		50
	2CZ55C		100
	2CZ55D		200
	2CZ55E		≤1
	2CZ55F		300
	2CZ55G		400
	2CZ55H		500
号	2CZ56A	3000	25
	2CZ56B		50
	2CZ56C		100
	2CZ56D		200
	2CZ56E		≤0.8
	2CZ56F		300
	2CZ56G		400
	2CZ56H		500

二、稳压二极管

参数	稳定电压	稳定电流	耗散功率	最大稳定电流	动态电阻	
符号	U_z	I_z	P_z	I_{zM}	r_z	
单位	V	mA	mW	mA	Ω	
测试条件	工作电流等于稳定电流	工作电压等于稳定电压	$-60^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$	$-60^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$	工作电流等于稳定电流	
型 号	2CW52	3.2 ~ 4.5	10	250	55	≤ 70
	2CW53	4 ~ 5.8	10	250	41	≤ 50
	2CW54	5.5 ~ 6.5	10	250	38	≤ 30
	2CW55	6.2 ~ 7.5	10	250	33	≤ 15
	2CW56	7 ~ 8.8	10	250	27	≤ 15
	2CW57	8.5 ~ 9.5	5	250	26	≤ 20
	2CW58	9.2 ~ 10.5	5	250	23	≤ 25
	2CW59	10 ~ 11.8	5	250	20	≤ 30
	2CW60	11.5 ~ 12.5	5	250	19	≤ 40
	2CW61	12.2 ~ 14	3	250	16	≤ 50
	2DW230	5.8 ~ 6.6	10	200	30	≤ 25
	2DW231	5.8 ~ 6.6	10	200	30	≤ 15
	2DW232	6 ~ 6.5	10	200	30	≤ 10

三、晶体管

参数符号	单位	测试条件	型 号				
			3DG100A	3DG100B	3DG100C	3DG100D	
直 流 参 数	I_{CBO}	μA	$U_{CB} = 10\text{ V}$	≤ 0.1	≤ 0.1	≤ 0.1	≤ 0.1
	I_{EBO}	μA	$U_{EB} = 1.5\text{ V}$	≤ 0.1	≤ 0.1	≤ 0.1	≤ 0.1
	I_{CEO}	μA	$U_{CE} = 10\text{ V}$	≤ 0.1	≤ 0.1	≤ 0.1	≤ 0.1
	$U_{BE(sat)}$	V	$I_B = 1\text{ mA}$ $I_C = 10\text{ mA}$	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1
	$h_{FE}(\beta)$		$U_{CB} = 10\text{ V}$ $I_C = 3\text{ mA}$	≥ 30	≥ 30	≥ 30	≥ 30

续表

参数符号	单位	测试条件	型 号				
			3DG100A	3DG100B	3DG100C	3DG100D	
交流参数	f_T	MHz	$U_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 3 \text{ mA}$ $f = 30 \text{ MHz}$	≥ 150	≥ 150	≥ 300	≥ 300
	G_p	dB	$U_{CB} = 10 \text{ V}$ $I_C = 3 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	≥ 7	≥ 7	≥ 7	≥ 7
	C_{ob}	pF	$U_{CB} = 10 \text{ V}$ $I_C = 3 \text{ mA}$ $f = 5 \text{ MHz}$	≤ 4	≤ 3	≤ 3	≤ 3
极限参数	$U_{(BR)CBO}$	V	$I_C = 100 \mu\text{A}$	≥ 30	≥ 40	≥ 30	≥ 40
	$U_{(BR)CEO}$	V	$I_C = 200 \mu\text{A}$	≥ 20	≥ 30	≥ 20	≥ 30
	$U_{(BR)EBO}$	V	$I_E = 100 \mu\text{A}$	≥ 4	≥ 4	≥ 4	≥ 4
	I_{CM}	mA		20	20	20	20
	P_{CM}	mW		100	100	100	100
	T_{jM}	°C		150	150	150	150

四、绝缘栅场效晶体管

参 数	符 号	单 位	型 号			
			3D04	3D02 (高频管)	3D06 (开关管)	3C01 (开关管)
饱和漏极电流	I_{DSS}	μA	$0.5 \times 10^3 \sim 15 \times 10^3$		≤ 1	≤ 1
栅源夹断电压	$U_{GS(off)}$	V	$\leq -9 $			
开启电压	$U_{GS(th)}$	V			≤ 5	$-2 \sim -8$
栅源绝缘电阻	R_{GS}	Ω	$\geq 10^9$	$\geq 10^9$	$\geq 10^9$	$\geq 10^9$
共源小信号低频跨导	g_m	$\mu\text{A/V}$	≥ 2000	≥ 4000	≥ 2000	≥ 500
最高振荡频率	f_M	MHz	≥ 300	≥ 1000		
最高漏源电压	$U_{DS(BR)}$	V	20	12	20	
最高栅源电压	$U_{GS(BR)}$	V	≥ 20	≥ 20	≥ 20	≥ 20
最大耗散功率	P_{DM}	mW	100	100	100	100

注:3C01为P沟道增强型,其他为N沟道管(增强型: $U_{GS(th)}$ 为正值;耗尽型 $U_{GS(off)}$ 为负值)。

五、单结晶体管

参 数	符号	单位	测试条件	型 号			
				BT33A	BT33B	BT33C	BT33D
基极电阻	R_{BB}	k Ω	$U_{BB} = 3 \text{ V}$ $I_E = 0 \text{ V}$	2 ~ 4.5	2 ~ 4.5	>4.5 ~ 12	>4.5 ~ 12
分压比	η		$U_{BB} = 20 \text{ V}$	0.45 ~ 0.9	0.45 ~ 0.9	0.3 ~ 0.9	0.3 ~ 0.9
峰点电流	I_P	μA	$U_{BB} = 20 \text{ V}$	<4	<4	<4	<4
谷点电流	I_V	mA	$U_{BB} = 20 \text{ V}$	>1.5	>1.5	>1.5	>1.5
谷点电压	U_V	V	$U_{BB} = 20 \text{ V}$	<3.5	<3.5	<4	<4
饱和压降	U_{ES}	V	$U_{BB} = 20 \text{ V}$ $I_E = 50 \text{ mA}$	<4	<4	<4.5	<4.5
反向电流	I_{EO}	μA	$U_{EBO} = 60 \text{ V}$	<2	<2	<2	<2
E, B ₁ 间反向电压	U_{EB1O}	V	$I_{EO} = 1 \mu\text{A}$	≥ 30	≥ 60	≥ 30	≥ 60
耗散功率	P_{BM}	mW		300	300	300	300

六、晶闸管

参 数	符号	单位	型 号				
			KP5	KP20	KP50	KP200	KP500
正向重复峰值电压	U_{FRM}	V	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000
反向重复峰值电压	U_{RRM}	V	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000
导通时平均电压	U_F	V	1.2	1.2	1.2	0.8	0.8
正向平均电流	I_F	A	5	20	50	200	500
维持电流	I_H	mA	40	60	60	100	100
控制极触发电压	U_C	V	≤ 3.5	≤ 3.5	≤ 3.5	≤ 4	≤ 5
控制极触发电流	I_C	mA	5 ~ 70	5 ~ 100	8 ~ 150	10 ~ 250	20 ~ 300

附录 D 半导体集成器件型号命名方法

(国家标准 GB3430 - 89)

第 0 部分		第一部分		第二部分	第三部分		第四部分	
用字母表示器件符合国家标准		用字母表示器件的类型		用阿拉伯数字表示器件的系列和品种代号	用字母表示器件的工作温度范围		用字母表示器件的封装	
符号	意义	符号	意义		符号	意义	符号	意义
C	符合国家标准	T	TTL		C	0 ~ 70℃	F	多层陶瓷扁平
		H	HTL		G	-25 ~ 70℃	B	塑料扁平
		E	ECL		L	-25 ~ 85℃	H	黑瓷扁平
		C	CMOS		E	-40 ~ 85℃	D	多层陶瓷双列直插
		M	存储器		R	-55 ~ 85℃	J	黑瓷双列直插
		F	线性放大器		M	-55 ~ 125℃	P	塑料双列直插
		W	稳压器				S	塑料单列直插
		B	非线性电路				K	金属菱形
		J	接口电路				T	金属圆形
		AD	A/D 转换器				C	陶瓷片状载体
DA	D/A 转换器				E	塑料片状载体		
						G	网格阵列	

示例

C F 741 C T

- 符合国家标准
- 线性放大器
- 通用型运算放大器
- 工作温度为 0 ~ 70℃
- 金属圆形封装

附录 E 常用半导体集成电路的参数和符号

一、运算放大器

参数	符号	单位	型 号					
			F007	F101	8FC2	CF118	CF725	CF747M
最大电源电压	U_s	V	± 22	± 22	± 22	± 20	± 22	± 22
差模开环电压 放大倍数	A_{u0}		$\geq 80\text{dB}$	$\geq 88\text{dB}$	3×10^4	2×10^5	3×10^6	2×10^5
输入失调电压	U_{IO}	mV	2 ~ 10	3 ~ 5	≤ 3	2	0.5	1
输入失调电流	I_{IO}	nA	100 ~ 300	20 ~ 200	≤ 100			
输入偏置电流	I_{IB}	nA	500	150 ~ 500		120	42	80
共模输入 电压范围	U_{ICR}	V	± 15			± 11.5	± 14	± 13
共模抑制比	U_{CMR}	dB	≥ 70	≥ 80	≥ 80	≥ 80	120	90
最大输出电压	U_{OPP}	V	± 13	± 14	± 12		± 13.5	
静态功耗	P_D	mW	≤ 120	≤ 60	150		80	

二、W7800 系列和 W7900 系列集成稳压器

参数名称	符号	单位	7805	7815	7820	7905	7915	7920
输出电压	U_o	V	$5 \pm 5\%$	$15 \pm 5\%$	$20 \pm 5\%$	$-5 \pm 5\%$	$-15 \pm 5\%$	$-20 \pm 5\%$
输入电压	U_i	V	10	23	28	-10	-23	-28
电压最大调整率	S_u	mV	50	150	200	50	150	200
静态工作电流	I_o	mA	6	6	6	6	6	6
输出电压温漂	S_T	mV/°C	0.6	1.8	2.5	-0.4	-0.9	-1
最小输入电压	U_{imin}	V	7.5	17.5	22.5	-7	-17	-22
最大输入电压	U_{imax}	V	35	35	35	-35	-35	-35
最大输出电流	I_{omax}	A	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5

附录 F 数字集成电路各系列型号分类表

系列	子系列	名 称	国标型号	国际型号	速度/ns - 功耗/mW
TTL	TTL	标准 TTL 系列	CT1000	54/74 × × ×	10 - 10
	HTTL	高速 TTL 系列	CT2000	54/74H × × ×	6 - 22
	STTL	肖特基 TTL 系列	CT3000	54/74S × × ×	3 - 19
	LSTTL	低功耗肖特基 TTL 系列	CT4000	54/74LS × × ×	9.5 - 2
	ALSTTL	先进低功耗肖特基 TTL 系列		54/74ALS × × ×	4 - 1
MOS	PMOS	P 沟道场效晶体管系列	CC4000		125ns - 1.25μW
	NMOS	N 沟道场效晶体管系列			
	CMOS	互补场效晶体管系列			
	HCMOS	高速 CMOS 系列			
	HCMOST	与 TTL 兼容的 HC 系列			

附录 G TTL 门电路、触发器和计数器的部分品种型号

类型	型号	名称
门电路	CT4000(74LS00)	四 2 输入与非门
	CT4004(74LS04)	六反相器
	CT4008(74LS08)	四 2 输入与门
	CT4011(74LS11)	三 3 输入与门
	CT4020(74LS20)	双 4 输入与非门
	CT4027(74LS27)	三 3 输入或非门
	CT4032(74LS32)	四 2 输入或门
	CT4086(74LS86)	四 2 输入异或门
触发器	CT4074(74LS74)	双上升沿 D 触发器
	CT4112(74LS112)	双下降沿 JK 触发器
	CT4175(74LS175)	四上升沿 D 触发器
计数器	CT4160(74LS160)	十进制同步计数器
	CT4161(74LS161)	二进制同步计数器
	CT4162(74LS162)	十进制同步计数器
	CT4192(74LS192)	十进制同步可逆计数器
	CT4290(74LS290)	2 - 5 - 10 进制计数器
	CT4293(74LS293)	2 - 8 - 16 进制计数器

附录 H 电阻器标称阻值系列

E24 系列	E12 系列	E6 系列
允许偏差 $\pm 5\%$	允许偏差 $\pm 10\%$	允许偏差 $\pm 20\%$
1.0	1.0	1.0
1.1		
1.2	1.2	
1.3		
1.5	1.5	1.5
1.6		
1.8	1.8	
2.0		
2.2	2.2	2.2
2.4		
2.7	2.7	
3.0		
3.3	3.3	3.3
3.6		
3.9	3.9	
4.3		
4.7	4.7	4.7
5.1		
5.6	5.6	
6.2		
6.8	6.8	6.8
7.5		
8.2	8.2	
9.1		

电阻器的标称阻值应符合上表所列数值之一,或表列数值再乘以 10^n , n 为整数。

部分习题答案

- 14.3.4 (1) $V_Y = 0, I_R = 3.08 \text{ mA}, I_{DA} = I_{DB} = 1.54 \text{ mA}$;
(2) $V_Y = 0, I_R = I_{DB} = 3.08 \text{ mA}, I_{DA} = 0$;
(3) $V_Y = 3 \text{ V}, I_R \approx 2.3 \text{ mA}, I_{DA} = I_{DB} \approx 1.15 \text{ mA}$
- 14.3.5 (1) $V_Y = 9 \text{ V}, I_R = I_{DA} = 1 \text{ mA}, I_{DB} = 0$;
(2) $V_Y = 5.59 \text{ V}, I_R = 0.62 \text{ mA}, I_{DA} = 0.41 \text{ mA}, I_{DB} = 0.21 \text{ mA}$;
(3) $V_Y = 4.74 \text{ V}, I_R = 0.53 \text{ mA}, I_{DA} = I_{DB} = 0.26 \text{ mA}$
- 14.4.1 $I_Z = 2.02 \text{ mA}$
- 15.2.1 (1) $I_B = 50 \text{ } \mu\text{A}, I_C = 2 \text{ mA}, U_{CE} = 6 \text{ V}$
- 15.2.2 $R_B = 160 \text{ k}\Omega, I_C = 3 \text{ mA}, I_B = 75 \text{ } \mu\text{A}, U_{CE} = 3 \text{ V}$;
 $R_B = 320 \text{ k}\Omega, I_C = 1.5 \text{ mA}, I_B = 37.5 \text{ } \mu\text{A}, U_{CE} = 7.5 \text{ V}$
- 15.2.3 $R_C = 2.5 \text{ k}\Omega, R_B = 200 \text{ k}\Omega$
- 15.3.1 (1) $A_u = -150$; (2) $A_u = -100$
- 15.3.2 $R_C = 3.6 \text{ k}\Omega, R_B = 180 \text{ k}\Omega, U_{CE} = 5.4 \text{ V}$
- 15.3.3 (1) $R_B = 250 \text{ k}\Omega, R_C = 2.5 \text{ k}\Omega, R_L = 3.75 \text{ k}\Omega$;
(2) $U_{iM} = 34.5 \text{ mV}$;
(5) I_B 不变, I_C 减小近一半, U_{CE} 增大, $|A_u|$ 将减小一半
- 15.3.4 $U_{OL} = 1.2 \text{ V}$
- 15.4.1 R_{B1} 取 $36 \text{ k}\Omega, R_{B2}$ 取 $12 \text{ k}\Omega$
- 15.4.2 (1) $I_B = 0.05 \text{ mA}, I_C = 3.32 \text{ mA}, U_{CE} = 8.06 \text{ V}$;
(3) $r_{be} = 0.72 \text{ k}\Omega$;
(4) $A_u = -183.7$;
(5) $A_u = -302.5$;
(6) $r_i = 0.72 \text{ k}\Omega, r_o \approx 3.3 \text{ k}\Omega$
- 15.4.3 $A_u = -183.7, A_{us} = -76.9$
- 15.4.4 $A_u = -1.3$
- 15.6.1 $A_u \approx 1, r_i = 16 \text{ k}\Omega, r_o = 21 \text{ } \Omega$
- 15.6.2 (1) $I_{C1} \approx 1 \text{ mA}, I_{B1} \approx 25 \text{ } \mu\text{A}, U_{CE1} \approx 6.6 \text{ V}$;
 $I_{C2} \approx 1.8 \text{ mA}, I_{B2} \approx 45 \text{ } \mu\text{A}, U_{CE2} \approx 10.8 \text{ V}$;
(2) $A_{u1} = -21, A_{u2} = 0.99, A_u = -20.8$;
(3) $r_i = 4.77 \text{ k}\Omega, r_o \approx 272 \text{ } \Omega$
- 15.7.3 (1) $I_B = 0.01 \text{ mA}, I_C = 0.5 \text{ mA}, V_C = 3.45 \text{ V}, V_E = -0.798 \text{ V}, V_B = -0.1 \text{ V}$;

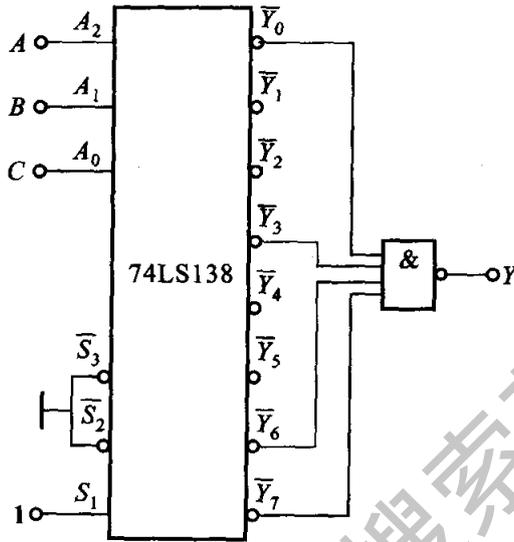
- (2) $u_{ic1} = u_{ic2} = 5 \text{ mV}$, $u_{id1} = -u_{id2} = 2 \text{ mV}$;
- (3) $u_{oc1} = u_{oc2} = -2.39 \text{ mV}$;
- (4) $u_{od1} = -39.8 \text{ mV}$, $u_{od2} = +39.8 \text{ mV}$;
- (5) $u_{o1} = -42.2 \text{ mV}$, $u_{o2} = +37.4$;
- (6) $u_{oc} = 0$, $u_{od} = -79.6 \text{ mV}$, $u_o = -79.6 \text{ mV}$
- 15.7.4 -172.4
- 15.9.1 (1) $I_D = 0.3 \text{ mA}$, $U_{DS} = 8.4 \text{ V}$;
- (2) $r_i = 10 \text{ M}\Omega$, $r_o = 30 \text{ k}\Omega$, $A_u = -18$;
- (3) $A_{uf} = -5.3$
- 15.9.2 $I_D = 0.33 \text{ mA}$, $U_{DS} = 8 \text{ V}$, $A_u \approx 1$, $r_i = 1.33 \text{ M}\Omega$, $r_o \approx 1.1 \text{ k}\Omega$
- 15.9.3 -11.25
- 16.2.1 $A_{uf} = -50$, $R_2 = 9.8 \text{ k}\Omega$, $u_o = -500 \text{ mV}$
- 16.2.2 $u_o = 5.4 \text{ V}$
- 16.2.5 $u_o = 5.5 \text{ V}$
- 16.2.6 $u_o = \frac{2R_F}{R_1} u_i$
- 16.2.8 $u_o = 4 \text{ V}$
- 16.2.10 $u_o = (1 + K)(u_{i2} - u_{i1})$
- 16.2.11 $u_o = -2.5 \text{ V}$
- 16.2.14 $u_o = 5.5 \text{ V}$
- 16.2.16 $t = 0.1 \text{ s}$, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ 或 $C_F = 10 \mu\text{F}$
- 16.2.17 $t = 1 \text{ s}$
- 16.2.19 $u_o = \frac{1}{RC} \int (u_{i2} - u_{i1}) dt$
- 16.2.22 $u_o = 6(e^{-2t/RC} - 1) \text{ mV}$
- 16.2.23 $0.97 \text{ V} \sim 5.02 \text{ V}$
- 16.2.24 $R_{11} = 10 \text{ M}\Omega$, $R_{12} = 2 \text{ M}\Omega$, $R_{13} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{14} = 200 \text{ k}\Omega$, $R_{15} = 100 \text{ k}\Omega$
- 16.2.25 $R_{F1} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{F2} = 9 \text{ k}\Omega$, $R_{F3} = 40 \text{ k}\Omega$, $R_{F4} = 50 \text{ k}\Omega$, $R_{F5} = 400 \text{ k}\Omega$
- 16.2.26 $R_F = 500 \text{ k}\Omega$
- 17.2.6 (1) 75; (2) +4.34%, -5.88%
- 17.2.7 $A_{uf} = 20$, $u_i = 0.1 \text{ V}$, $u_f = 0.098 \text{ V}$, $u_d = 0.0002 \text{ V}$
- 17.3.1 (1) $R_1 \leq 1.5 \text{ k}\Omega$; (2) 大致 100 Hz ~ 1 000 Hz
- 17.3.2 (1) $R_3 \leq 1 \text{ k}\Omega$;
- (2) $R_{21} = 36.3 \text{ k}\Omega$, $R_{22} = 28.65 \text{ k}\Omega$, $R_{23} = 23.23 \text{ k}\Omega$,
- $R_{24} = 20.41 \text{ k}\Omega$, $R_{25} = 16.13 \text{ k}\Omega$, $R_{26} = 13.06 \text{ k}\Omega$,
- $R_{27} = 10.32 \text{ k}\Omega$, $R_{28} = 9.07 \text{ k}\Omega$
- 18.1.1 (1) 1.38 A; (2) 4.33 A; (3) 244.4 V; (4) 2.16 A
- 18.1.2 (1) 13.5 V, 0.135 A; (2) 46.7 V

- 18.1.3 (1) 27 V, 0.27 A; (2) 46.7 V
- 18.1.4 122 V, 2.22 A
- 18.1.5 (3) 电路仍能工作, $U_o = 63$ V, $I_o = 0.48$ A, 二极管 2CZ52C 过载, 应更换型号
- 18.1.6 (1) $U_{O1} = 45$ V, $U_{O2} = 9$ V;
 (2) $I_{D1} = 4.5$ mA, $I_{D2} = I_{D3} = 45$ mA, $U_{RM1} = 141$ V,
 $U_{RM2} = U_{RM3} = 28.2$ V
- 18.1.8 (1) 5 kV · A; (2) 选 100 A, 50 V 的整流管
- 18.2.3 2CZ52C, 250 μ F
- 18.2.4 12 Ω
- 18.3.1 (1) $U_1 = 18$ V, $I_R = 10$ mA, $I_o = 3$ mA, $I_Z = 7$ mA;
 (2) $U_1 = 24$ V, $I_R = 15$ mA, $I_o = 3$ mA, $I_Z = 12$ mA
- 18.3.4 (1) 6V ~ 18 V; (2) 1.5 W, 2 mA
- 18.3.5 5.6 V ~ 22.5 V
- 18.3.6 6.96 V ~ 17.73 V
- 19.2.1 102.2°, 62 A, KP50-6
- 19.2.3 66.7 V, 选 10 A, 200 V 的晶闸管和 10 A, 100 V 的二极管
- 19.2.4 18.5 A, 选 10 A, 600 V 的晶闸管和 10 A, 300 V 的二极管
- 20.2.3 $C = 1, Y = A; C = 0, Y = B$ 。
- 20.4.1 (a) $\bar{E} = 1$ 时, 高阻; $\bar{E} = 0$ 时, $Y = A$ 。(b) $\bar{E} = 1$ 时, 高阻; $\bar{E} = 0$ 时, $Y = \bar{A}$ 。
- 20.5.4 (a) $Y = \bar{A}B + A\bar{B}$; (b) $Y = (A + B)C$
- 20.5.5 (1) $Y = A + \bar{B}$; (3) $Y = A \oplus B$; (5) $Y = 1 + D$
- 20.5.7 (1) $Y = B$; (3) $Y = A\bar{B} + B\bar{C} + AD$
- 20.6.1 (1) 同或门电路; (2) 异或门电路
- 20.6.3 是一判奇电路。当输入有奇数个 1 时, 输出为 1, 否则为 0。
- 20.6.4 $Y = AD + \bar{C} = \overline{\overline{AD} \cdot C}$
- 20.6.5 是一判奇电路。当十进制的奇数接高电平时, $Y = 1$, 发光二极管亮; 否则 $Y = 0$ 。
- 20.6.9 $Y = AB + \bar{A}\bar{B}$
- 20.6.10 $Y_A = A, Y_B = \bar{A}B, Y_C = \bar{A}\bar{B}C$
- 20.6.11 $ABCD = 1001$
- 20.6.12 $A = 1$ 甲校学生, $A = 0$ 乙校学生
 $B = 1$ 有红票, $C = 1$ 有黄票
 由 $Y = \bar{A}C + AB$ 画逻辑电路
- 20.6.13 由 $Y = \overline{\overline{A} \cdot BC}$ 画逻辑电路
- 20.6.14 由 $Y = \overline{\overline{ABD} \cdot CD}$ 画逻辑电路
- 20.7.2 $D = B \oplus (A \oplus C), C_1 = \overline{\overline{AC} \cdot B \cdot A \oplus C}$
- 20.8.1 $Y_1 = \overline{\overline{I_3} \cdot I_2}, Y_0 = \overline{\overline{I_3} \cdot I_1}$
- 20.9.2 $a = \overline{\overline{AB} \cdot A B}, b = \overline{\overline{AC} \cdot B C}$

$$c = \overline{\overline{A} B C} \cdot \overline{\overline{B} C}, d = \overline{\overline{A} B} \cdot \overline{\overline{A} C} \cdot \overline{\overline{B} C}$$

$$e = f = \overline{\overline{A} B C}, g = \overline{\overline{A} C} \cdot \overline{\overline{A} B}$$

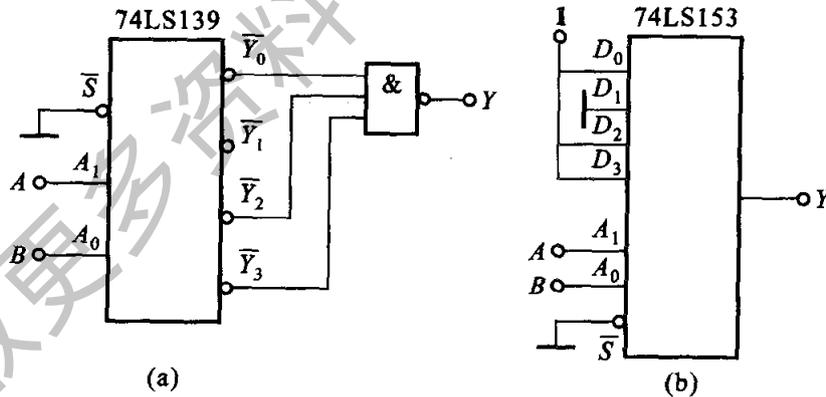
20.9.4 $Y = \overline{Y_0} \cdot \overline{Y_3} \cdot \overline{Y_6} \cdot \overline{Y_7}$



习题 20.9.4 的答案

20.9.5 $Y = \overline{Y_0} \cdot \overline{Y_2} \cdot \overline{Y_5} \cdot \overline{Y_7}$ 照习题 20.9.4 画出电路。

20.10.1



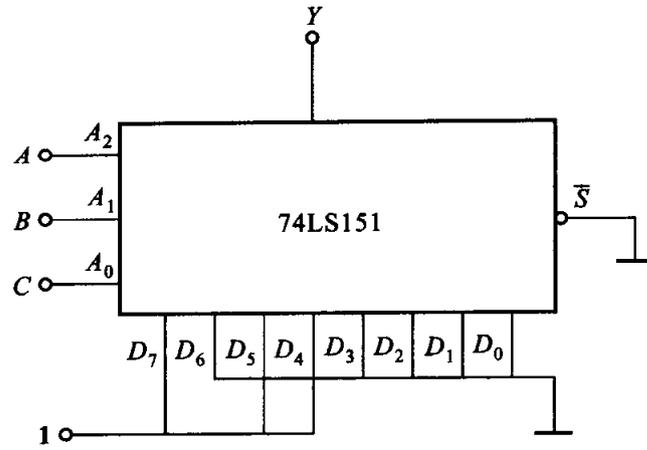
习题 20.10.1 的答案

20.10.2 见习题 20.10.2 的答案。

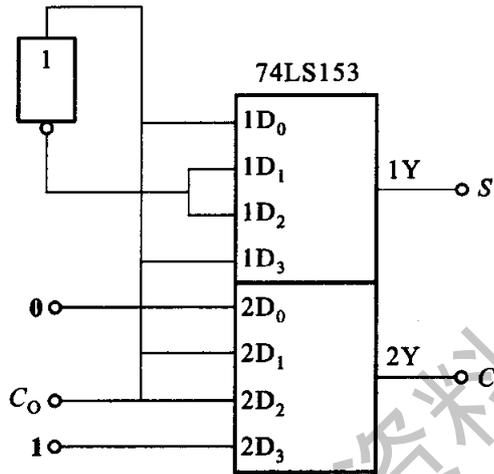
20.10.3 见习题 20.10.3 的答案。

20.10.4 $Y_1 = A \overline{B}, Y_2 = \overline{A} B, Y_3 = \overline{A} \overline{B} + AB$ 由此画逻辑图

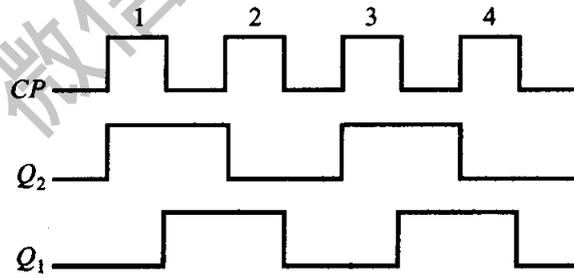
21.1.8 见习题 21.1.8 的答案,是一正交波形发生电路。



习题 20.10.2 的答案

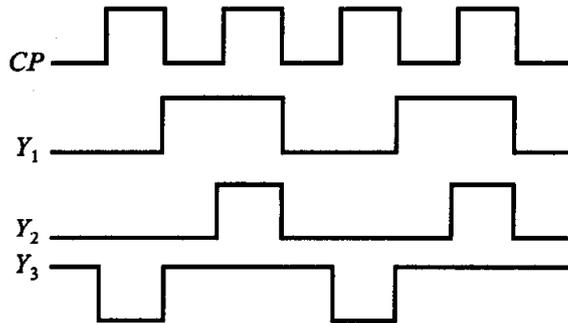


习题 20.10.3 的答案



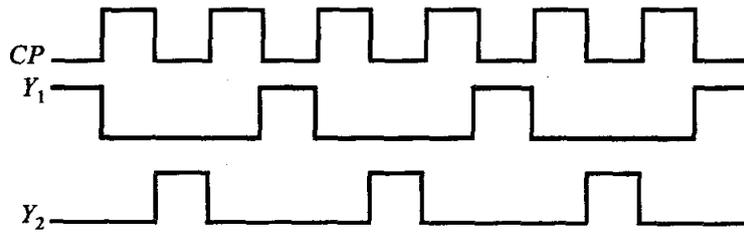
习题 21.1.8 的答案

21.1.9



习题 21.1.9 的答案

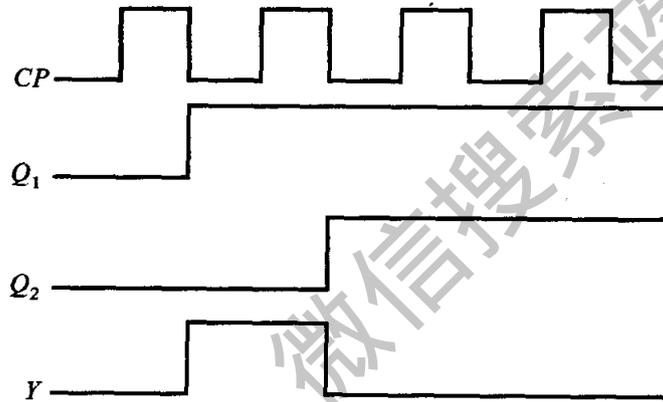
21.1.10



习题 21.1.10 的答案

是双向时钟脉冲发生电路

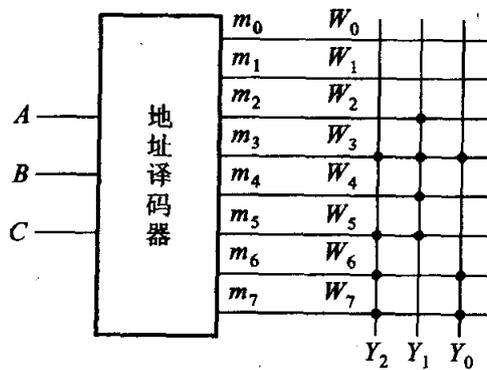
21.1.11



习题 21.1.11 的答案

21.3.6 七进制计数器

22.1.5



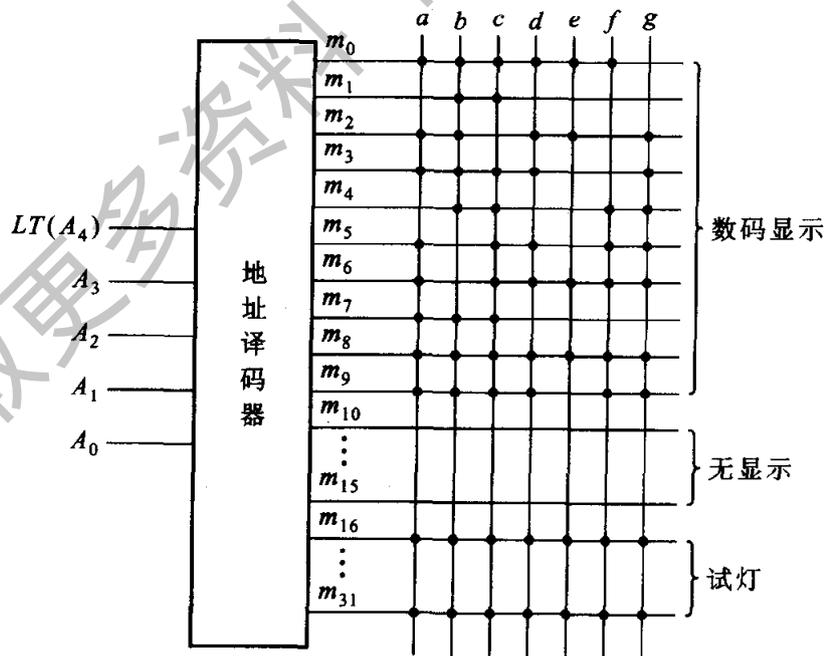
习题 22.1.5 的答案

22.1.6

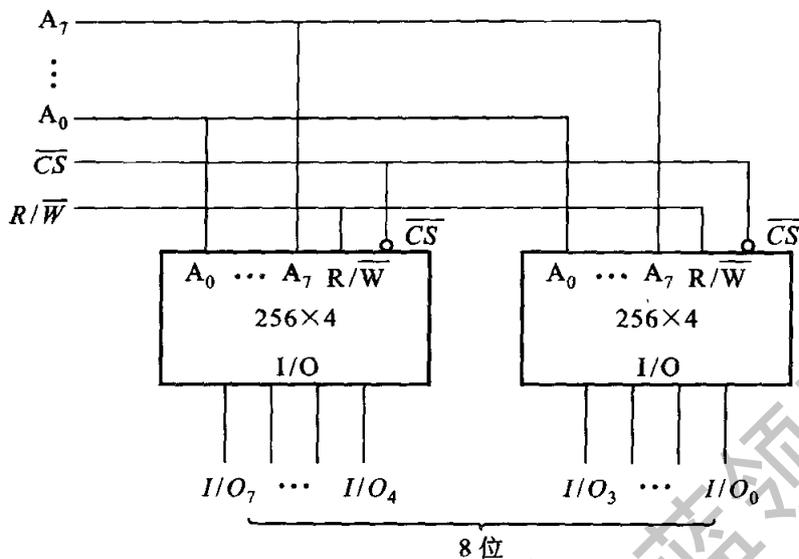
(1) ROM 七段译码状态表

顺序	输入						输出							数码显示							
	$LT(A_4)$	A_3	A_2	A_1	A_0	最小项	a	b	c	d	e	f	g								
0	0	0	0	0	0	m_0	1	1	1	1	1	1	0	0							
1	0	0	0	0	1	m_1	0	1	1	0	0	0	0	1							
2	0	0	0	1	0	m_2	1	1	0	1	1	0	1	2							
3	0	0	0	1	1	m_3	1	1	1	1	0	0	1	3							
4	0	0	1	0	0	m_4	0	1	1	0	0	1	1	4							
5	0	0	1	0	1	m_5	1	0	1	1	0	1	1	5							
6	0	0	1	1	0	m_6	1	0	1	1	1	1	1	6							
7	0	0	1	1	1	m_7	1	1	1	0	0	0	0	7							
8	0	1	0	0	0	m_8	1	1	1	1	1	1	1	8							
9	0	1	0	0	1	m_9	1	1	1	1	0	1	1	9							
10	0	1	0	1	0	m_{10}	此区间, $a \sim g$ 均为 0							无显示							
∴	∴		∴		∴																
15	0	1	1	1	1	m_{15}															
16	1	0	0	0	0	m_{16}	此区间 $LT=1$ (试灯) $a \sim g$ 均为 1							8							
∴	∴		∴		∴																
31	1	1	1	1	1	m_{31}															

(2) ROM 阵列图

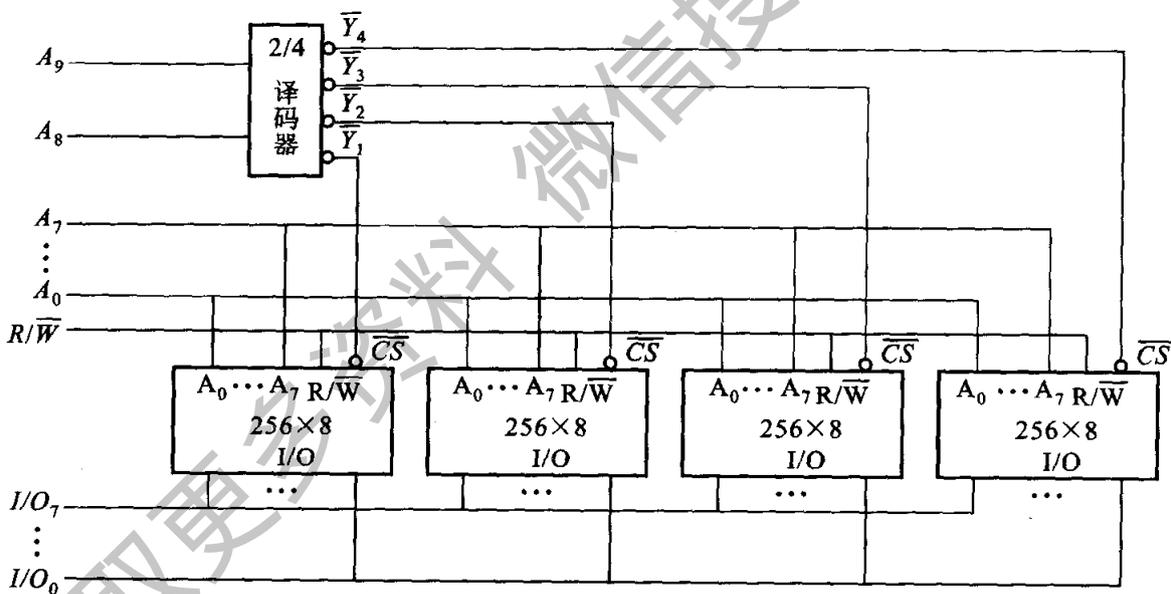


习题 22.1.6 的答案



习题 22.2.1 的答案

22.2.2



习题 22.2.2 的答案

22.2.4 (1) 扩展前 13 位地址码 $A_{12} \sim A_0$, 8 k 字, 每字 8 位

(2) 扩展后 8 k 字 \times 16 位

22.2.5 (1) 扩展前 13 位地址码 $A_{12} \sim A_0$, 8 k 字, 每字 8 位

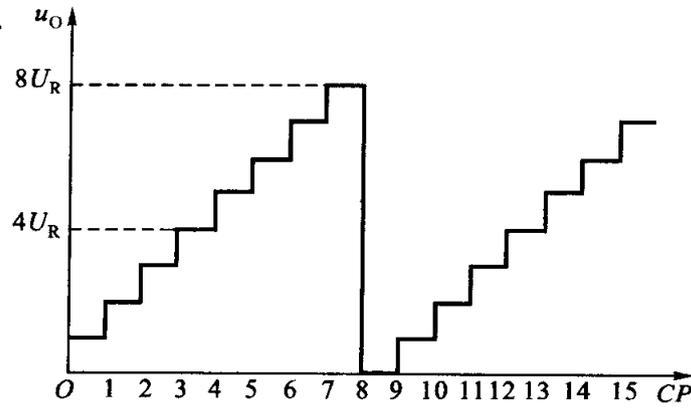
(2) 扩展后 15 位地址码 $A_{14} \sim A_0$, 32 k 字, 每字 8 位

22.3.1

22.3.2 $Y_1 = \bar{A}BC + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC$

$Y_2 = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + ABC$

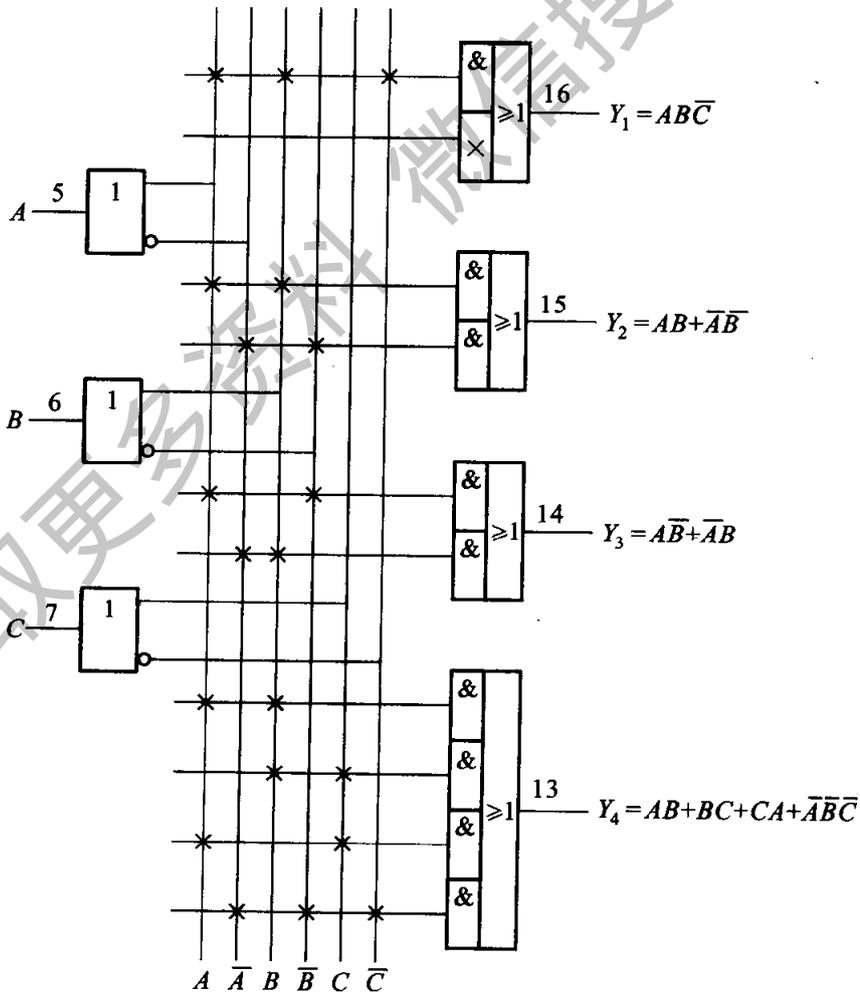
全加器



习题 22.3.1 的答案

22.3.4 $Y_0 = \bar{A}$
 $Y_1 = A\bar{B} + \bar{A}B$
 $Y_2 = B\bar{C} + \bar{B}C$
 $Y_3 = C\bar{D} + \bar{C}D$

22.3.5



习题 22.3.5 的答案

23.1.1 -6.25 V

$$23.2.1 \quad (1) \quad u_A = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} u_1 dt = -\frac{T_1}{RC} u_1$$

$$(2) \quad u_A = \frac{1}{RC} \int_0^{T_2} U_R dt - \frac{T_1}{RC} u_1 = 0$$

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

参 考 文 献

- (1) 杨福生主编. 电子技术(电工学Ⅱ). 北京:高等教育出版社,1989
- (2) 康华光主编. 电子技术基础(第三版). 北京:高等教育出版社,1988
- (3) 童诗白主编. 模拟电子技术基础(第三版). 北京:高等教育出版社,2001
- (4) 阎石主编. 数字电子技术基础(第四版). 北京:高等教育出版社,1998
- (5) 皇甫正贤主编. 数字集成电路基础. 南京:南京大学出版社,1995
- (6) 唐育正主编. 数字电子技术. 上海:上海交通大学出版社,2001
- (7) 刘守义等主编. 数字电子技术. 西安:西安电子科技大学出版社,2001
- (8) 陈振源主编. 电子技术基础. 北京:高等教育出版社,2001
- (9) 刘全盛主编. 数字电子技术. 北京:机械工业出版社,2001
- (10) 丁毓银主编. 数字电路逻辑设计. 北京:高等教育出版社,1999
- (11) 林渭勋等编著. 电力电子技术基础. 北京:机械工业出版社,1990
- (12) 张立主编. 现代电力电子技术基础. 北京:高等教育出版社,1999
- (13) 孙文卿、朱承高主编. 电工学试题汇编. 北京:高等教育出版社,1993
- (14) 刘昭和主编. 电工学习题及解答. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1988