



发明者电子设计宝典

PRACTICAL ELECTRONICS FOR INVENTORS

(美) Paul Scherz 著
福建科学技术出版社

著作权合同登记号：图字：13-2002-06

Original title: Pratical Electronics for Inventors

Original edition copyright 2002 by The McGraw-Hill Companies, Inc, All rights reserved.

Chinese edition copyright by Fujian Science and Technology Publishing House, All rights reserved.

本书中文版经美国 McGraw-Hill 公司正式授权出版

版权所有。未经授权，本书图文均不得复制

图书在版编目 (CIP) 数据

发明者电子设计宝典 / (美) 斯柯兹著；

蔡声镇等译. —福州：福建科学技术出版社，2004. 8

ISBN 7-5335-2339-3

I. 发… II. ①斯…②蔡… III. 电子线路-电路
设计-基本知识 IV. TN702

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2004) 第 005385 号

书 名	发明者电子设计宝典
作 者	(美) Paul Scherz
译 者	蔡声镇等
出版发行	福建科学技术出版社 (福州市东水路 76 号, 邮编 350001)
经 销	各地新华书店
排 版	福建科学技术出版社排版室
印 刷	福建地质印刷厂
开 本	787 毫米×1092 毫米 1/16
印 张	32.75
插 页	4
字 数	808 千字
版 次	2004 年 8 月第 1 版
印 次	2004 年 8 月第 1 次印刷
书 号	ISBN 7-5335-2339-3/TN·301
定 价	63.00 元

书中如有印装质量问题，可直接向本社调换

前 言

电子学领域的发明者是那些拥有知识、直觉、创造力和技术，并且知道该如何将他们的想法变成实际生活中的小电器的人。我写这本书的目的是激励你的创造力，使你通过对理论和实践的学习对电子学有一个直观的理解。

本书的独特之处——使理论和实践结合起来

不少电子学书籍一开始就给读者许多技术上的公式和理论，而不是先给读者一个特殊的电子器件的概念，或者这个器件实际情况，它和其他器件相比有哪些相似之处以及它如何使用。即便有实践经验的信息被引用，也经常出现在文章末尾，读者可能在这之前就完全对主题失去兴趣，或者可能错过精华部分而被细节和公式所困。而本书先把基本的实践信息列出来，然后把每一个章节分为若干部分。例如，有关场效应管（JFET）的一节的纲要如下所示：

- 基本介绍和典型应用（三端器件；用电压作用于其中一端去控制通过其他两端的电流，控制端实际上不吸取电流；可用作开关和放大器）；

- 类型（n 沟道和 p 沟道；当用一个负电压作用于控制端时，n 沟道 JFET 的两个电极之间的阻抗增加；对于 p 沟道 JFET 可用一个正电压取代之，可以获得相同效果）；

- JFET 工作原理（用一个图形和标注来说明半导体的物理特性）；

- JFET 的水模拟分析（用导管、塞子依照水压响应组成的装置）；

- 技术资料（结型场效应管三电极间的电压与电流响应）；

- 例题（关于如何使用这个理论的一些例题）；

- 基本电路（用电流驱动和电压放大电路来说明 JFET 的应用）；

- 实际考虑 (JFET 的类型; 小信号 JFET、高频率 JFET、匹配对管; 电压、电流等重要参数和规格);

- 应用 (完整的电路: 继电器驱动器、音频混响器、电气仪表)。

通过在章节开始时接受的实践信息, 读者能够很快发现他所学的器件正是一个设计者所需要订购的。只有这样, 读者才能在学习中倾注大量的热情与时间。

纠正错误的概念

本书的目的在于解释电子学中很多经常被误解的或者是很少提及的概念, 例如电容中的电流位移, 怎样看待光学放大器, 光子产生的方式, 什么是阻抗匹配等诸如此类的问题。当前很多电子学书籍常常忽略了这些关键点, 而它们其实是更好的理解电子现象的基本内容。

紧扣实际的示例和问题

很多的电子书籍常常列出许多过于简单或者是与实际脱节的电路问题, 也有一些书籍提供了有趣的问题, 但它们通常没有解释该如何解决这些问题。而这些问题很像考试的试题或者是家庭作业, 而且不幸的是, 你不得不自己学会解决这些问题的方法。因为没有现成的答案, 所以甚至当你已经解决了这些问题, 你也不可能检查你的结论是否是对的, 让读者很失望吧! 本书不会让你去猜答案, 它不但提供答案, 而且对解题过程作了详细说明。

水模拟

模拟可以让人洞悉陌生的领域。使用一个好的模拟来描述一个知识点, 学习就会变得有趣, 而且能够建立一个直观的独特的认识。本书提供给读者多种水的机械设备来模拟电子装置。所有这些结合弹簧、活塞、气球等器具的模拟, 有趣而且易解。本书中提到的水模拟包括电容器的水模拟、各种晶体管的水模拟和运算放大器的水模拟。

实践信息

本书尽力让读者学到在很多传统电子学书籍中没有讲到的技巧。例如: 你会学会辨别不同种类的电池、电容、晶体管和逻辑门家族。你也会学会如何使用诸如示波器、万用表和逻辑探针之类的测试设备。本书中还概括了一些实用知识, 包括译码晶体管和集成电路 (IC) 符号, 怎样避免损坏以及去哪里进一步搜索各项目的更多的信息。

建构电路

当读者读到一本缺乏实际生活电路的书时, 他对电子学的热情就会消减。为了不让你的热情消减, 本书提供了很多电路及其详细的工作原理, 包括电力供应、无线电的发射和接收电路、音频放大器、话筒前置放大电路、红外线传感电路、直流发动机/RC 伺服系统/步进电机驱动电路和发光二极管 (LED) 显示驱动电路等。通过已经构建的电路, 本书还让读者自己去制作、实验和想出新的方法去改善这些电路的性能, 并且在他们的发明创造中使用这些电路。

怎样构建电路

本书为设计和构建电路提供了最新的指导思路, 还为画电路板、使用电路仿真程序、焊

接、安全法则、使用“面包板”、制造印刷电路板、散热、封装设计以及手头的实用工具的使用提供了一些技巧。本书还详细讨论了如何使用示波器、万用表和逻辑探针来测试你的电路，而且还提供了故障检修的一些技巧。

有关安全的提示

本书对电怎样和为什么能造成身体伤害做了解释，而且还告诉读者要避免什么以及怎样避免。本书还讨论了一些由于静电释放而易于损坏的敏感元器件，并且提出了一些方法来避免。

有趣的边缘问题

在本书各章节和附录中，我已经概括了很多边缘主题。提出这些边缘主题的目的是让你对物理学、史学和在传统电子学书籍中很少被提起的一些实用电子知识有更深入的理解。例如，你会发现本书提及配电和家庭配线，提及半导体物理学，提及光子学。其他的边缘主题包括：计算机仿真程序、专利、注塑成型、电子学上发明与发现的历史局限等。

谁会发现本书有用

本书是用来帮助爱好者学习的。它没有很深奥的电子知识，因此教师、学生、有抱负的爱好者、发明者都会发现本书是很有用的。同时，专业技术人员和那些更高级的爱好者也会发现本书是一本很有用的参考书。



本书翻译作者：蔡声镇、林佑国、吴允平、蔡坚勇、吴怡、苏伟达、李汪彪、傅金雨

其中，第一章：吴怡；第二章：吴怡；第三章：吴怡；第四章：林佑国；第五章：林佑国；第六章：苏伟达；第七章：蔡声镇；第八章：傅金雨；第九章：蔡声镇；第十章：吴允平；第十一章：蔡坚勇；第十二章：蔡坚勇；第十三章：蔡声镇；第十四章：李汪彪；附录：林佑国、吴允平

目 录

前言

第 1 章 电子学导论	(1)
第 2 章 电子设计理论	(4)
2.1 电流	(4)
2.2 电压	(5)
2.3 电阻	(7)
2.4 直流电源	(7)
2.5 两个简易的电池电源	(8)
2.6 电路	(8)
2.7 欧姆定律	(9)
2.8 电路的简化	(9)
2.9 基尔霍夫定律	(12)
2.10 戴维南定理	(14)
2.11 正弦电压源	(17)
2.12 均方根电压	(18)
2.13 电容器	(18)
2.14 容抗	(20)
2.15 电感器	(20)
2.16 感抗	(22)
2.17 基本电源和电路	(23)
2.18 直流电源和 $RC/RL/RLC$ 电路	(24)
2.19 复数的计算	(26)

2.20	正弦电压源电路	(29)
2.21	用复阻抗分析正弦电路	(29)
2.22	串联阻抗与电压分配器	(32)
2.23	并联阻抗和电流分配器	(33)
2.24	基尔霍夫定律在交流电路中的应用	(33)
2.25	戴维南定理的交流形式	(36)
2.26	交流电路中的功率	(38)
2.27	分贝	(38)
2.28	LC 谐振电路	(39)
2.29	RLC 谐振电路	(40)
2.30	滤波器	(41)
2.31	周期性非正弦电源电路	(45)
2.32	非周期性电源电路	(47)
2.33	非线性电路及其直观分析法	(47)
第 3 章	电路的基本元件	(49)
<hr/>		
3.1	电线、电缆和连接器	(49)
3.1.1	电线	(49)
3.1.2	电缆	(51)
3.1.3	连接器	(53)
3.1.4	导线和连接器的符号	(56)
3.1.5	电线和电缆中的高频效应	(56)
3.2	电池	(64)
3.2.1	电池工作原理	(65)
3.2.2	原电池 (一次电池)	(66)
3.2.3	各种原电池的比较	(67)
3.2.4	蓄电池 (二次电池)	(68)
3.2.5	电池容量	(70)
3.2.6	关注电池内部的电压降	(70)
3.3	开关	(71)
3.3.1	开关工作原理	(71)
3.3.2	开关的描述	(72)
3.3.3	开关的种类	(73)
3.3.4	简单的开关应用	(75)
3.4	继电器	(76)
3.4.1	特殊种类的继电器	(77)
3.4.2	有关继电器的一些说明	(77)
3.4.3	一些简单的继电器电路	(78)
3.5	电阻器	(79)

3.5.1	电阻器工作原理	(80)
3.5.2	电阻器的基本应用	(80)
3.5.3	固定电阻器的类型	(81)
3.5.4	识别电阻器的标记	(82)
3.5.5	电阻器的额定功率	(83)
3.5.6	可变电阻器	(83)
3.6	电容器	(84)
3.6.1	电容器工作原理	(84)
3.6.2	关于 $I=CdV/dt$ 的说明	(84)
3.6.3	电容器的水模拟	(85)
3.6.4	电容器的基本功能	(86)
3.6.5	电容器的类型	(86)
3.6.6	可变电容器	(88)
3.6.7	电容器的标记	(88)
3.6.8	电容器的使用要点	(89)
3.6.9	电容器的实际应用	(90)
3.7	电感器	(91)
3.7.1	电感器工作原理	(92)
3.7.2	电感器的基本作用	(93)
3.7.3	电感器的类型	(94)
3.8	变压器	(95)
3.8.1	变压器的基本作用	(97)
3.8.2	特殊类型的变压器	(98)
3.8.3	变压器的实际应用	(98)
3.8.4	变压器的实际类型	(100)
3.9	保险丝和断路器	(101)
3.9.1	保险丝和断路器的种类	(102)
第4章	半导体器件	(104)
4.1	半导体技术	(104)
4.1.1	什么是半导体	(104)
4.1.2	硅的应用	(108)
4.2	二极管	(109)
4.2.1	PN结二极管的工作原理	(109)
4.2.2	二极管的水模拟	(111)
4.2.3	二极管的基本应用	(111)
4.2.4	有关二极管的几个要点	(115)
4.2.5	齐纳二极管	(115)
4.2.6	齐纳二极管的水模拟	(115)

4.2.7	齐纳二极管的基本应用	(116)
4.3	晶体三极管	(117)
4.3.1	晶体三极管概述	(117)
4.3.2	双极型晶体三极管	(119)
4.3.3	结型场效应晶体管	(136)
4.3.4	金属氧化物半导体场效应晶体管	(146)
4.3.5	单结晶体管	(154)
4.4	晶闸管	(157)
4.4.1	晶闸管概述	(157)
4.4.2	可控硅 (SCR)	(158)
4.4.3	可控硅开关	(161)
4.4.4	双向可控硅	(162)
4.4.5	四层二极管和双向二极管	(165)
第5章	光电子技术	(166)
5.1	光子概论	(166)
5.2	电灯	(168)
5.3	发光二极管 (LED)	(170)
5.3.1	LED 工作原理	(170)
5.3.2	LED 的种类	(170)
5.3.3	LED 技术资料	(171)
5.3.4	LED 基本应用	(172)
5.4	光敏电阻	(174)
5.4.1	光敏电阻的工作原理	(174)
5.4.2	光敏电阻相关技术	(174)
5.4.3	光敏电阻的应用	(175)
5.5	光电二极管	(176)
5.5.1	光电二极管工作原理	(176)
5.5.2	光电二极管的基本应用	(176)
5.5.3	光电二极管的种类	(177)
5.6	太阳能电池	(177)
5.6.1	太阳能电池的基本应用	(178)
5.7	光电晶体管	(178)
5.7.1	光电晶体管的工作原理	(178)
5.7.2	光电晶体管的基本电路	(179)
5.7.3	光电晶体管的种类	(179)
5.7.4	光电晶体管的技术资料	(180)
5.7.5	光电晶体管的应用	(180)
5.8	光电晶闸管	(181)

5.8.1	LASCN 的工作原理	(181)
5.8.2	LASCN 的基本应用	(181)
5.9	光电耦合器	(182)
5.9.1	集成光电耦合器	(182)
5.9.2	光电耦合器的应用	(183)
第 6 章	集成电路	(184)
6.1	集成电路的封装	(185)
6.2	基本集成电路	(187)
第 7 章	运算放大器	(189)
7.1	运算放大器的水模拟	(190)
7.2	运算放大器的工作原理	(191)
7.3	运算放大器的相关理论	(192)
7.4	负反馈	(193)
7.5	正反馈	(197)
7.6	运算放大器的实际类型	(198)
7.7	运算放大器的特性	(200)
7.8	功率运算放大器	(202)
7.9	实践中的注意事项	(203)
7.10	电压和电流的偏移补偿	(203)
7.11	频率补偿	(204)
7.12	比较器	(205)
7.13	带回滞的比较器	(206)
7.13.1	带回滞的反相比较器	(206)
7.13.2	带回滞的同相比较器	(207)
7.14	单电源比较器	(208)
7.15	窗口比较器	(209)
7.16	电平指示器	(209)
7.17	运算放大器的应用	(210)
第 8 章	滤波器	(215)
8.1	滤波器设计须知	(216)
8.2	基本滤波器	(217)
8.3	无源低通滤波器的设计	(218)
8.4	滤波器的类型	(221)
8.5	无源高通滤波器的设计	(221)
8.6	无源带通滤波器的设计	(223)

8.7	无源陷波滤波器的设计	(225)
8.8	有源滤波器的设计	(226)
8.8.1	有源低通滤波器实例	(227)
8.8.2	有源高通滤波器实例	(228)
8.8.3	有源带通滤波器	(229)
8.8.4	有源陷波滤波器	(231)
8.9	集成滤波器电路	(232)
第9章 振荡器和定时器		(234)
9.1	RC 间歇振荡器	(235)
9.2	555 定时器集成电路	(237)
9.2.1	555 的工作原理 (非稳态运用)	(237)
9.2.2	基本的无稳态运用	(239)
9.2.3	555 的工作原理 (单稳态运用)	(240)
9.2.4	基本的单稳态运用	(241)
9.2.5	555 定时器应用的一些注意事项	(241)
9.2.6	555 的简单应用	(242)
9.3	压控振荡器	(243)
9.4	文氏电桥和双 T 振荡器	(244)
9.5	LC 振荡器 (正弦波振荡器)	(245)
9.6	晶体振荡器	(248)
第10章 稳压器和电源		(251)
10.1	稳压集成电路	(252)
10.1.1	不可调节的稳压集成电路	(253)
10.1.2	可调节的稳压集成电路	(253)
10.1.3	稳压集成电路规格	(254)
10.2	稳压集成电路的应用实例	(254)
10.3	变压器	(254)
10.4	整流器的封装	(254)
10.5	一些简单的电源	(255)
10.6	关于降低纹波的技术要点	(257)
10.7	相关的问题	(259)
10.8	开关稳压集成电路电源	(260)
10.9	各种商品电源	(263)
10.10	电源的制作	(264)
第11章 音频电子技术		(265)
11.1	音频概述	(265)

11.2	话筒	(267)
11.3	话筒的特性指标	(268)
11.4	音频放大器	(268)
11.5	前置放大器	(270)
11.6	混频电路	(270)
11.7	阻抗匹配	(271)
11.8	扬声器	(271)
11.9	分频网络	(272)
11.10	用于驱动扬声器的简单集成电路	(274)
11.11	声响信号设备	(275)
11.12	其他音频电路	(275)
第 12 章	数字电子技术	(278)
12.1	数字电子技术基础	(278)
12.1.1	数字逻辑状态	(278)
12.1.2	数字电路中使用的数码	(279)
12.1.3	时钟计时、并行传输与串行传输	(285)
12.2	逻辑门	(286)
12.2.1	多输入端逻辑门	(287)
12.2.2	数字逻辑门集成电路	(287)
12.2.3	单逻辑门应用	(289)
12.2.4	组合逻辑	(290)
12.2.5	组合逻辑电路的简化(卡诺图)	(296)
12.3	组合器件	(298)
12.3.1	复用器(数据选择器)和双向开关	(299)
12.3.2	分用器(数据分配器)和译码器	(300)
12.3.3	编码器和数码转换器	(303)
12.3.4	二进制加法器	(306)
12.3.5	二进制加法/减法器	(307)
12.3.6	算术逻辑单元(ALU)	(307)
12.3.7	比较器和大小比较集成电路	(308)
12.3.8	奇偶发生器/校验器	(309)
12.3.9	微控制器的发展趋势	(310)
12.4	常用的逻辑器件	(310)
12.4.1	TTL 集成电路	(311)
12.4.2	CMOS 集成电路	(312)
12.4.3	输入/输出电平与噪声容限	(312)
12.4.4	额定电流、扇出及传输延迟	(313)
12.4.5	各种 TTL 和 CMOS 系列	(314)

12.4.6	其他逻辑器件	(316)
12.4.7	集电极开路门 (OC)	(317)
12.4.8	施密特触发器	(318)
12.4.9	各种逻辑器件的连接	(319)
12.5	逻辑集成电路的供电、测试及应用经验法则	(321)
12.5.1	逻辑集成电路的供电	(321)
12.5.2	供电电源的去耦	(321)
12.5.3	闲置的输入端	(321)
12.5.4	逻辑探测器和逻辑脉冲发生器	(322)
12.6	时序逻辑	(323)
12.6.1	SR 触发器	(323)
12.6.2	SR 触发器 (锁存) 集成电路	(327)
12.6.3	D 触发器	(328)
12.6.4	一些简单的 D 触发器的应用	(330)
12.6.5	四位和八位触发器	(331)
12.6.6	JK 触发器	(332)
12.6.7	JK 触发器的应用	(334)
12.6.8	触发器实际应用中应考虑的时间问题	(336)
12.6.9	数字时钟发生器和单脉冲发生器	(337)
12.6.10	上电自清零 (复位) 电路	(341)
12.6.11	开关抗颤动器	(341)
12.6.12	上拉和下拉电阻	(342)
12.7	计数器集成电路	(343)
12.7.1	异步计数器 (纹波计数) 集成电路	(343)
12.7.2	同步计数器集成电路	(346)
12.7.3	带显示功能的计数器	(353)
12.8	移位寄存器	(353)
12.8.1	串行输入/串行输出移位寄存器	(354)
12.8.2	串行输入/并行输出移位寄存器	(354)
12.8.3	并行输入/串行输出移位寄存器	(354)
12.8.4	环形计数器 (移位寄存序列发生器)	(355)
12.8.5	约翰逊移位计数器	(356)
12.8.6	移位寄存器集成电路	(356)
12.8.7	移位寄存器的应用	(360)
12.9	三态缓冲器、锁存器和收发器	(363)
12.9.1	三态八进制缓冲器	(363)
12.9.2	三态八进制锁存器和触发器	(364)
12.9.3	收发器	(366)
12.10	其他数字电子技术内容	(366)

第 13 章 直流电动机、遥控伺服系统和步进电机	(367)
13.1 直流电动机	(367)
13.2 直流电动机的速度控制	(368)
13.3 直流电动机的转向控制	(369)
13.4 遥控伺服系统	(370)
13.5 步进电机	(372)
13.6 步进电机的类型	(372)
13.7 步进电机的驱动	(374)
13.8 带译码器的控制驱动器	(376)
13.9 步进电机的识别	(378)
第 14 章 电子技术实践	(380)
14.1 安全	(380)
14.1.1 一些安全技巧	(381)
14.1.2 放电损坏元件	(382)
14.1.3 使用注意事项	(382)
14.2 创建电路	(382)
14.2.1 画电路原理图	(382)
14.2.2 电路仿真软件	(384)
14.2.3 做电路的调试样板	(384)
14.2.4 最后的电路	(385)
14.2.5 电路板布局的要点	(388)
14.2.6 在构建电路时常用到的特殊元器件	(388)
14.2.7 焊接	(388)
14.2.8 拆焊	(389)
14.2.9 安装电路	(389)
14.2.10 常用的工具	(389)
14.2.11 电路故障的排除	(389)
14.3 万用表	(390)
14.3.1 基本操作	(391)
14.3.2 模拟万用表的工作原理	(391)
14.3.3 数字万用表的工作原理	(393)
14.3.4 测量的误差	(393)
14.4 示波器	(394)
14.4.1 示波器的工作原理	(394)
14.4.2 示波器的内部电路	(395)
14.4.3 时基扫描线	(396)
14.4.4 示波器的基本应用	(398)
14.4.5 示波器旋钮与开关的使用	(399)

14.4.6	示波器的使用	(402)
14.4.7	示波器的其他应用	(406)
附录 A	电网与配电	(410)
A.1	配电	(410)
A.2	三相电	(410)
A.3	其他国家或地区的电网	(413)
附录 B	电子元件符号	(414)
附录 C	常用资料和数学公式	(416)
C.1	科学计数法	(416)
C.2	线性函数 ($y=mx+b$)	(416)
C.3	二次函数 ($y=ax^2+bx+c$)	(417)
C.4	指数和对数	(417)
C.5	三角函数	(417)
C.6	微分	(418)
附录 D	查找元件	(420)
附录 E	注塑成型和发明专利	(421)
附录 F	电子发明发现历史年表	(423)
附录 G	电子元件和数字集成电路的选用、半导体元件命名方式	(427)
G.1	误差为 5% 的碳膜电阻器的标称电阻值	(427)
G.2	二极管的选用	(427)
G.3	齐纳二极管的选用	(429)
G.4	一般用途双极型晶体管的选用	(429)
G.5	一般用途的双极型功率晶体管的选用	(431)
G.6	射频晶体管的选用	(432)
G.7	小信号结型场效应管的选用	(432)
G.8	功率场效应管的选用	(433)
G.9	运算放大器的选用	(434)
G.10	4000 系列通用数字集成电路	(435)
G.11	7000 系列通用数字集成电路	(436)
G.12	半导体元件命名方式	(438)
附录 H	模拟/数字接口	(439)
H.1	模拟信号触发简单的逻辑响应	(439)
H.2	用逻辑信号驱动负载	(440)
H.3	模拟开关	(441)
H.4	模拟复用器/分用器	(441)
H.5	模-数和数-模转换	(442)
H.6	模-数转换器	(448)
附录 I	显示设备	(454)
I.1	LED 显示器	(454)

I.2 字母 LED 显示器	(456)
I.3 液晶显示器	(460)
附录 J 存储设备	(471)
J.1 只读存储器 (ROM)	(472)
J.2 简单二极管式只读存储器	(472)
J.3 存储容量和存储的组织	(473)
J.4 简单的可编程只读存储器	(473)
J.5 只读存储器的类型	(474)
J.6 随机存取存储器 (RAM)	(479)
附录 K 微处理器和微控制器	(485)
K.1 微处理器	(486)
K.2 微控制器	(492)



电子学导论

对于一个要学习电子学的初学者来说，最困难的可能就是准确地了解什么是他应该学习的。哪些内容值得学习？学习这些内容一般要按照怎样的顺序？图 1.1 中提供了一个好的出发点，告诉你哪些是要学的，要按照怎样的顺序学。这张图提供了用来设计实用电子设备的基本元件的概况，并且给出了你将在本书中见到的信息。下面将详细地介绍这些基本元件。

图 1.1 从理论出发。这理论包括关于电压、电流、电阻、电容、电感的知识，各种用于判断电路中电压和电流的大小及方向的定律和法则。当你学习这些基本理论时，你将接触到基本无源元件，如电阻、电容、电感和变压器。

接下来的是分立无源电路。分立无源电路包括限流网络、分压器、滤波电路、衰减器等等。这些简单的电路就它们本身而言并不是十分有趣，但它们是更多复杂电路的重要组成部分。

学完了无源元件和电路之后，可继续学习分立有源器件。有源器件是由半导体材料制成的，主要包括二极管（单向电流门）、三极管（电子开关/放大器）和半导体开关元件（只由电控制的开关）。

学完了分立有源器件之后，可接着开始接触分立有源/无源电路。这些电路包括整流器（交流直流转换器）、放大器、振荡器、调制器、混频器和稳压器。从这部分起，电路就开始变得有趣了。

为了使电路设计者更加方便，生产商设计出了集成电路（IC）。集成电路是把前面所提到的这些分立电路做到一小块硅片上。这种芯片通常都封装在塑料里，再通过内部的细小导线连到外部的金属接线端。像放大器和稳压器这类的集成电路被称为模拟设备，这些设备的响应和激励信号是变化的电压（不像数字集成电路，只有两种电压值），熟悉集成电路对每个应用电路设计者来说是必需的。

接下来是数字电子学。数字电路工作只有两种电压状态，高电平（一般 5V）、低电平（一般 0V）。只有两种电压状态的原因是便于产生

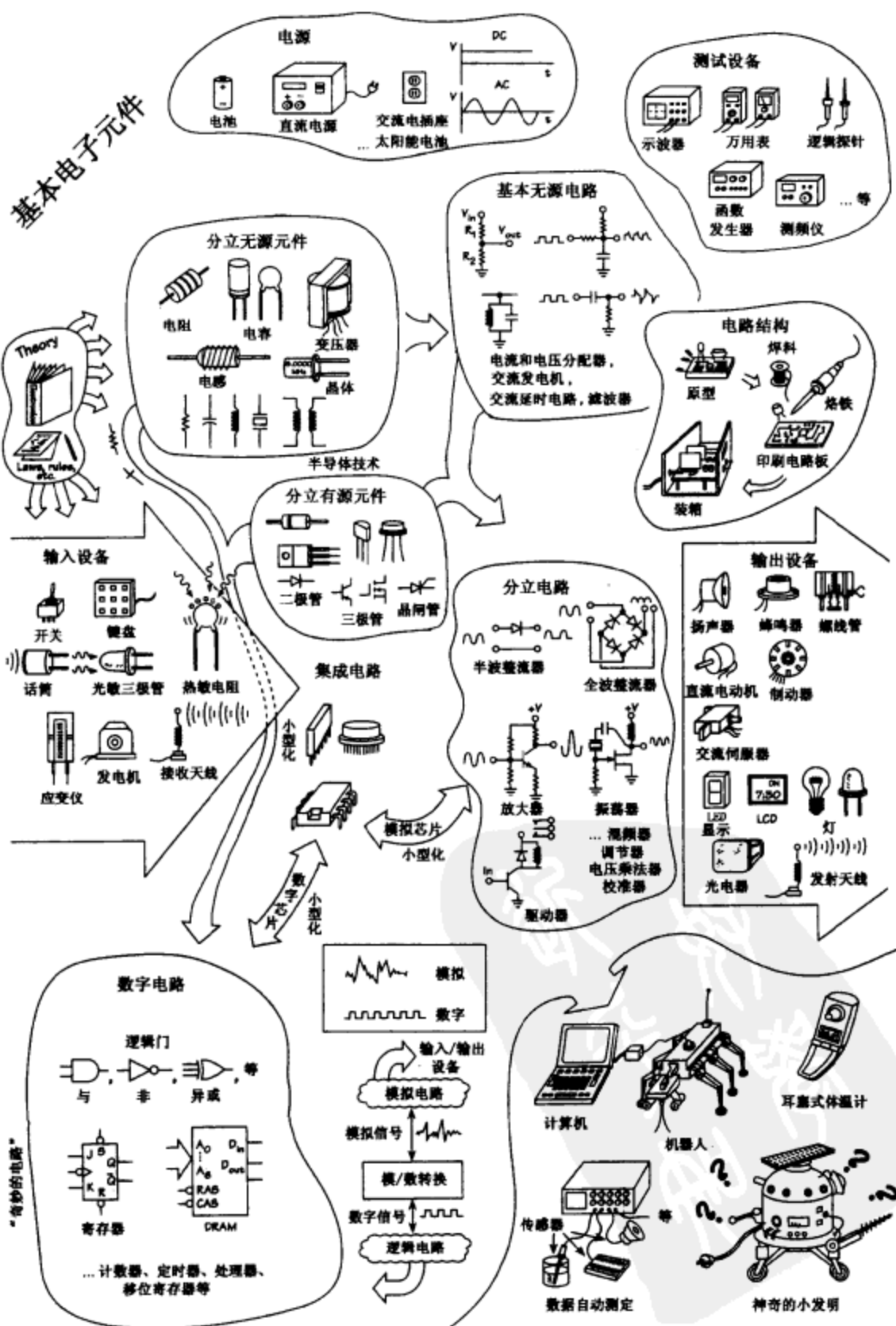


图 1.1

和存储数据（数字、符号、控制信息）。把信息编码成数字电路能识别的信号，就是用位（0和1两种状态，相当于高电平和低电平）组成字的过程。设计者可针对某一特定电路指定这些“字”所表示的意思。和模拟电子不同的是，数字电子使用一整套新的元件，这些元件的核心部分都是集成的。大量的专用集成电路用在数字电子设备中。这种集成电路有些被设计用于对输入信息进行逻辑操作，有些被设计成用来计数，还有一些被设计成用来存储信息（这些信息以后可以取回再用）。数字集成电路包括逻辑门、触发器、移位寄存器、计数器、存储器、处理器等等。数字电路赋予电子小发明电路一个“大脑”。为使数字电路和模拟电路能够相互作用，必须用一种特殊的模-数转换电路来实现将模拟信号转换成由0和1组成的字符串。同样的，数-模转换电路用来将由0和1组成的字符串转换成模拟信号。

通过对电子学的学习，你将会了解各种输入/输出（I/O）设备。输入设备将声音、光、压力等物理信号转换成电路所需要的电信号。输入设备包括话筒、光电晶体管、开关、键盘、热敏电阻、应变计、发生器和天线。输出设备将电信号转换成物理信号。输出设备包括电灯、LED和LCD显示器、扬声器、蜂鸣器、电动机（直流、伺服、步进）、螺线管和天线。正是这些I/O设备使得人和电路能够互相联系起来。

最后进入了搭建、测试阶段。这包括学会读原理图、用实验线路板搭建电路模型、测试电路模型（用万用表、示波器和逻辑笔）、修改电路模型（如果需要的话），最后再使用各种工具和专用电路板制出最终的电路。



电子设计理论

本章论述电子学的基本概念，如电流、电压、电阻、电功、电容和电感。此外，本章还将说明如何计算电阻、电容和电感等基本电子元件的电流和电压，以及如何通过使用一些基本的定律和理论，例如欧姆定律、基尔霍夫定律、戴维南定理，分析由电源、电阻、电容和电感所构成的复杂网络。这些网络由多种电源驱动，有直流电源、交流电源（正弦和非正弦）、非周期电源。在本章的最后，还会讨论包含有非线性元件（如二极管、三极管和集成电路等）电路的分析方法。

值得注意的是，如果本章中某些部分的数学计算看起来比较头疼的话，请不要担心。你会发现，本章中绝大多数复杂的数学是用来证明一个定理或一个理论，或用来建立一种概念，即用来说明一些难题是如何运用数学的推导来解决的。设计绝大多数电路所需要的实际数学计算量是惊人地少的。事实上，只要会代数就足够了。因此，如果你觉得在本章中某些部分的数学如果看起来很令人头疼的话，就先略过这些部分，直接看那些有用的、不那么令人头疼的公式、规则等。

2.1 电流

电流（用大写字母 I 表示）的定义：单位时间内通过导体横截面的电荷量。表示为：

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{dQ}{dt}$$

电流的单位是安培（简称安或 A），1 安培等于 1 库仑每秒即 $1\text{A} = 1\text{C/s}$

电荷是由电子携带的。每个电子携带的电量是 $-e$ ，
 $-e = -1.6 \times 10^{-19}\text{C}$

本杰明·弗兰克林的正电荷

现在，让我们来了解本杰明·弗兰克林（称为电子学之父）创立的关于电流流向的理论，这对以后的学习是非常重要的。如果有人说“电流从A点流向B点”，你可能并不会怀疑这种说法。从前面讲过的电流的知识知道，电流可以从A点流向B点，因为它们是移动的物质。这一点是很明显的。然而，电流这个概念的习惯用法以及公式中所用到的符号 I ，是假定正电荷从A点流向B点的！这意味着，实际上电子运动的方向和电流的方向是相反的。是什么原因呢？为什么会是这样？

答案就是“习惯”，或者更确切地说，是本杰明·弗兰克林的把那些移动的并且会做功的神秘物质（在那个时候这么认为）规定为正电荷的习惯。后来，一个叫约瑟·托马斯的物理学家做了一个实验分离出了这些神秘的物质。为了测量和记录实验，也就是为了去计算电量，托马斯不得不用当时可供他用的唯一的法则——也就是弗兰克林的正电流的公式。然而，托马斯发现的这些移动的电荷（被他称为电子）运动的方向和公式中所运用的电流 I 的方向是相反的，也就是说与习惯是相反的。

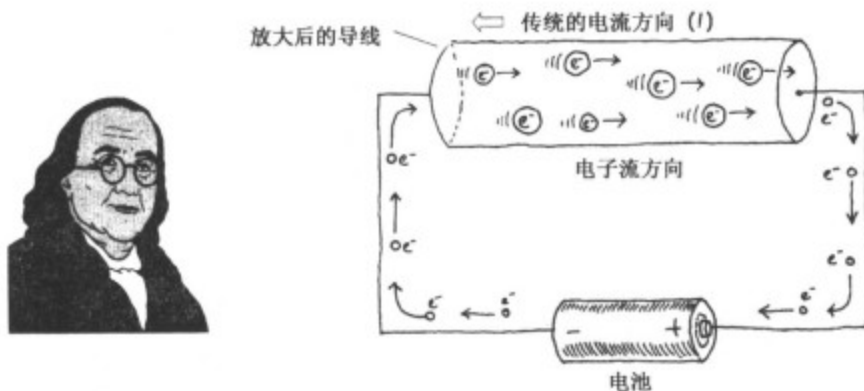


图 2.1

这对我们来说意味着什么呢？对那些对物理的细节不是很感兴趣的人来说同样意味着什么呢？答案是：这并没有什么。我的意思是，我们可以假设在导线里有正电荷在运动，而且电子设备和物质都工作正常。实际上，所有的电子学中所运用的公式，例如欧姆定律 ($V = IR$)，就是“假设”电流是由正电荷形成的。我们还将一直被束缚在这种习惯里。简要地说，无论你什么时候看到“电流”这个名词或者看到 I 这个符号，都假设是正电荷在运动。然而，当你看到电子流这个名词时，一定要认识到它的流动方向与习惯中的电流 I 的运动方向是相反的。

2.2 电压

当两个电荷体之间有一定的距离时，它们之间就存在着力。如果这两个电荷相同（都是正电荷或都是负电荷），这个力的作用是互相排斥。如果电荷是相反的（一个是正电荷，另一个是负电荷），这个力的作用是互相吸引。如果两个电荷体固定放在一个空间里，并在这个系统中放入一个小的单位正电荷，单位正电荷将受到两个电荷的影响。单位正电荷会移向

负电荷体（被负电荷的物体吸过去，被正电荷的物体推开）。电场用来描述这种由于电荷体的原因作用在单位正电荷上的力的大小和方向。在这种系统内当单位正电荷从一点运动到另一点时，它的势能就变化了。这种势能的变化等于单位正电荷通过一段距离所做的功。如果我们用这个势能除以单位正电荷，就被称作电压（或者叫电势——不要跟电势能混淆）。经常我们用电势和电动势来代替电压。

电压（用符号 V 表示）的定义是：把单位正电荷从一点移到另一点电场力所做的功。电压的单位是伏特（用大写字母 V 表示）。1 伏特等于 1 焦耳每库仑：

$$1V = 1J/C$$

在电子学里，可以把电压看做是一种电压力，就像水的压力一样。这种模拟可以看成是一个装满水的桶和两片带有电荷的平行的极板。

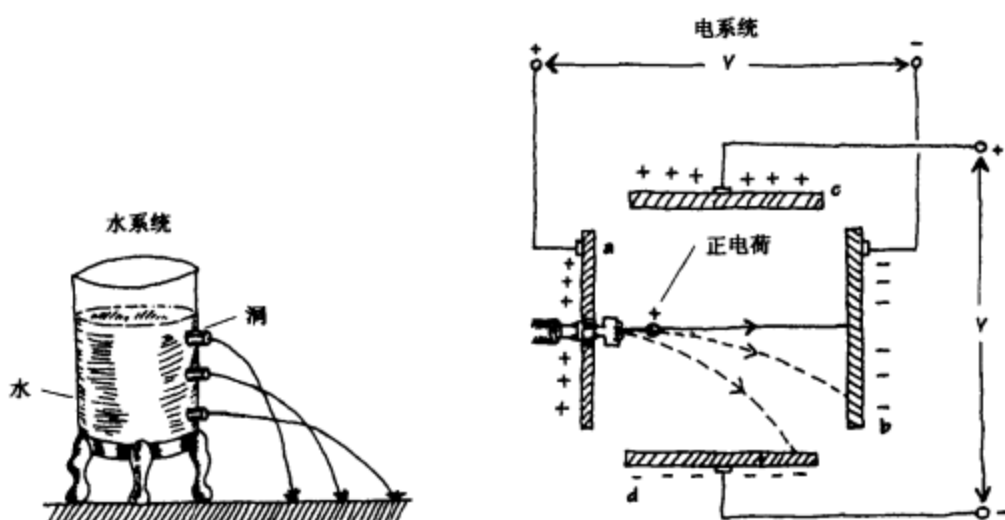


图 2.2

在水系统里，由于水的重量水压力在桶底处最大。如果在桶的一边开一些小孔，水为了释放内部较高的压力就会射出。桶上越低的孔，射出来的水柱越远。水柱由于地球引力会弯向地面。

现在，我们用水来模拟正电荷粒子，用水压来模拟电系统极板间的电压，正电荷粒子会从正极板中拉出，移向负极板（b）。电荷会从电压较高处移向电压较低处（就像水会从桶里流出一样）。当电荷移向极板（b）时，施加在极板（c）和（d）上的电压会使正电荷弯向极板（d）——正电荷再一次移向电压较低处。（这就像当水从桶里流出时会由于地球引力弯向地面。）极板（a）和（b）之间的电压越高，电荷束弯向极板（d）的程度就越少。

电压是一个相对值。例如，说电路中某一点的电压是 $10V$ 是毫无意义的，除非在电路中找到另一个和它比较的参考点。最典型的是地球，它对电荷具有无限的吸收能力，是一个纯净的零电荷体，可以作为一个很好的比较点。地球通常被看做是零参考点或地点。地的符号如图 2.3 所示。



图 2.3

在电路中有时并不指定以地作为电压参考点。例如，在图 2.4 中，前两个电池系统中电池的一端电压就是以另一端做参考点，而第三个电池系统就是以地作为参考点的。

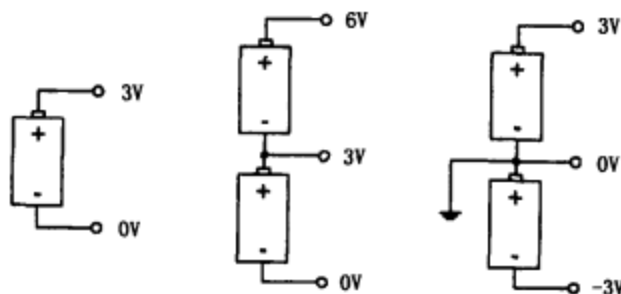


图 2.4

2.3 电阻

电阻是用来描述阻碍电流流动的物理量。所有的导体内部都有电阻。(电阻受以下因素影响: 电导体的材料特性、外部温度、导电介质的杂质等。) 在电子学中, 被称作电阻器的元件是用来描述电流的阻力的。电阻的符号如图 2.5 所示。



图 2.5

如果在电阻器的两端加上电压, 就会有电流流过电阻器, 电流的大小和加在电阻上的电压的大小成正比。一个叫欧姆的人发现了这一关系(称作欧姆定律), 欧姆定律可描述如下:

$$V = IR$$

R 称为电阻, 单位是伏特每安培, 或欧姆。

$$1\Omega = 1V/A$$

电功率

当电流经过电阻器时, 一些电能会转变成热能(由于电阻内晶格原子/离子的振动)。这些由于原子碰撞损失的功率等于电流乘以电压。把欧姆定律代入到功率表示式里, 变成热的功率就多了两种表示方式。这三种能量表示式如下:

$$P = IV = I^2R = V^2/R$$

2.4 直流电源

电源用来给电路提供电压和电流。理论上, 电源可以分成理想电压源和理想电流源。

一个理想的电压源是一个两端的装置, 在它两端有固定的压降。如果把一个变阻的负载接到理想电压源上, 即使负载的阻值发生变化, 电源会维持它的电压不变。这表明电流会随着电阻的变化而变化, 但电压保持不变。(在公式 $I = V/R$ 中, I 随着 R 的变化而变化, 但 V 固定不变。)

对于公式 $I = V/R$, 如果电阻降为零, 那么电流就应该为无穷大。然而, 在现实中, 是没有任何设备能够提供无穷大的电流的。因而, 我们定义的理想电压源(例如电池)



图 2.6

只能提供最大的电流。它类似于一个最佳的电压源串联一个小电阻。

一个理想电流源是一个两端的理想装置，它能够提供给外电路一个持续的电流，且与负载的阻值和提供给它的电压值的大小无关。它必须能够提供任何所需要的电流。实际的电流源能够提供的电流是有限的，而且并不能提供持续的输出电流。理想的电流源是不存在的。

2.5 两个简易的电池电源

图 2.7 所示的两组电池网络能提供给连接在它们两端的负载相同的电功率。左边网络提供给负载的电压是单个电池的 3 倍；而右边网络虽只能提供单个电池的电压，但却能提供给负载 3 倍的电流。

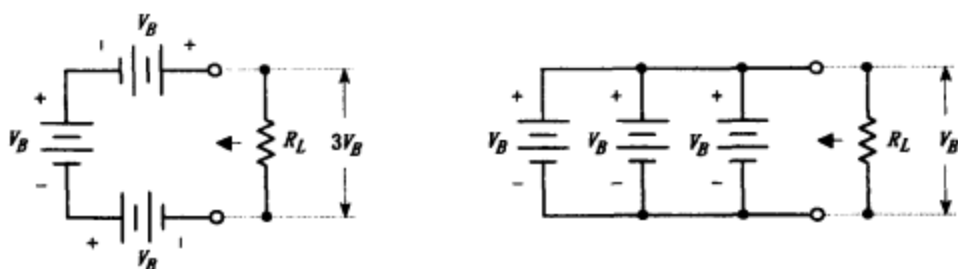


图 2.7

2.6 电路

电路是由电阻、电线和其他一些电子元件组成的。一个典型的电路是由电压源和一些由导线连接在一起的电子元件组成的。电子线路可以分为串联电路、并联电路和串并混联电路。

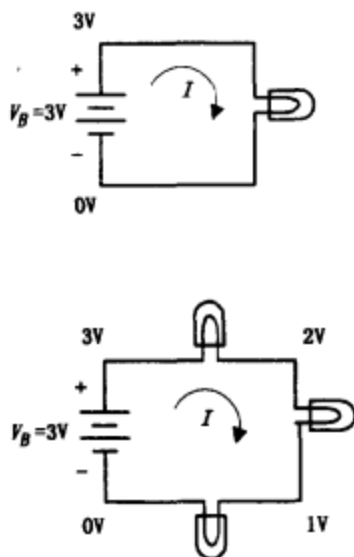


图 2.8

基本电路

一个简单的电灯泡可以看做是负载（负载是电流流过时必须做功的元件）。把灯泡如图所示接到电池的两端，就会有电流从正端流向负端。在这过程中，电流会给灯丝能量，灯会发光。（要注意，电流这个名词在这里是指习惯上所说的正电流——电子流实际的流动方向是相反的。）

串联电路

将负载元件（如电灯泡）一个个地串接在一起就形成了串联电路。在串联电路里，流经负载的电流都是一样的。在这个串联电路里，电压每经过一个灯泡就会降低三分之一。如果这个串联电路中的电池和基本电路中的是一样的话，每个灯泡的亮度就会是基本电路中灯泡亮度的三分之一（这里假设灯泡的亮度正比于流过它的电流，而实际中并非都如此。——译注）。这个电路中的等效电阻是单个电阻元件的电阻的 3 倍。

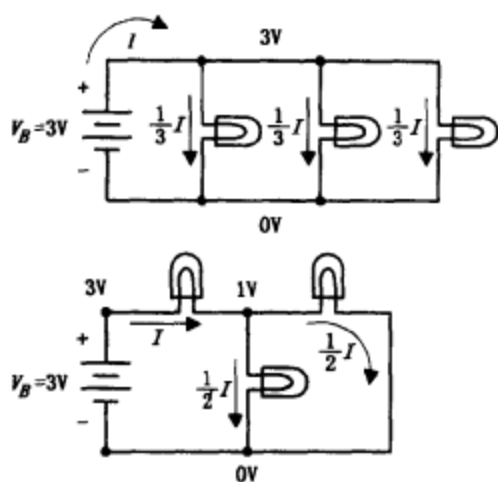


图 2.8 (续)

并联电路

并联电路中负载元件的连接方式如图所示，每个元件上的电压是相同的。如果这 3 个灯泡具有相同的电阻特性，那么电池的电流就会平均分给这 3 条支路。在这种连接方式下电灯泡不会像串联电路中那样变暗，但电池的电流将会是串联电路的 3 倍，因此电池的消耗速度也是串联电路的 3 倍。这个并联电路中的等效电阻是单个电阻元件的 $1/3$ 。

串并混联电路

串并混联电路中负载电阻既有串联又有并联，既会降低电压又会分流。它的等效电阻是单个电阻元件的 1.5 倍。

2.7 欧姆定律

欧姆定律指出，电压 V 加在电阻上，会产生 $I=V/R$ 的电流流过电阻，例如，如果已知 R 和 V 的值，把它们代到欧姆定律中就可以求出 I 。同样，如果已知 R 和 I ，也可以利用欧姆定律公式求出 V 。如果已知 V 和 I 的值，可再次运用欧姆定律求出 R 的值。

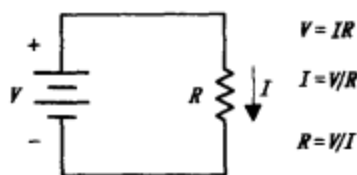


图 2.9

2.8 电路的简化

有许多电阻组成的电路通常可以被分成串联部分和并联部分。判别出电路哪些部分的电阻是串联，哪些部分的电阻是并联，这些部分就可以被简化成一个简单的等效电阻。下面请看如何进行简化。

电阻串联

当电阻 R_1 和 R_2 串联在一起时，每一个电阻上的压降 (V_1 和 V_2) 的和等于供给它们的电压 (V_{in}):

$$V_{in} = V_1 + V_2$$

因为流过这两个电阻的电流是相同的，我们可以用 IR_1 来代替 V_1 ，用 IR_2 来代替 V_2 (应用欧姆定律)。结果就是：

$$V_{in} = IR_1 + IR_2 = I(R_1 + R_2) = IR_{eq}$$

电阻 $R_1 + R_2$ 的和被称作是两个电阻串联后的等效电阻。这表明串联的电阻可以被简化成一个等效电阻，等效电阻 R_{eq} 等于 $R_1 + R_2$ 。



图 2.10

要求出电流 I 的值，可以简单地再次运用欧姆定律，电压用 V_{in} 代入，电阻用 R_{eq} 代入。

$$I = \frac{V_{in}}{R_{eq}}$$

为计算串联电路中每个电阻上的压降，可应用欧姆定律：

$$V_1 = IR_1 = \frac{V_{in}}{R_{eq}} R_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{in}$$

$$V_2 = IR_2 = \frac{V_{in}}{R_{eq}} R_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in}$$

这两个等式被称作电压分配关系，是一定要记住的、经常会碰到的两个公式。

如果串联电路中有许多电阻，那么等效电阻就是单个电阻之和：

$$R = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$

电阻并联

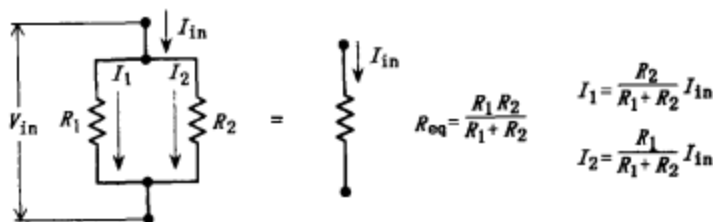


图 2.11

当两个电阻 R_1 和 R_2 并联时，电流 I_{in} 按如下的方式分配到两个电阻中：

$$I_{in} = I_1 + I_2$$

应用欧姆定律，而且知道每个电阻上的电压是相同的（都是 V_{in} ），用 V_{in}/R_1 来代替 I_1 ，用 V_{in}/R_2 来代替 I_2 ，代入前面的公式中，可以得到：

$$I = \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_{in}}{R_2} = V_{in} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

在这个并联电路中，等效电阻就是：

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad \text{或者} \quad R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

为计算并联时每个电阻中的电流，可以再次应用欧姆定律：

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_1} = \frac{I_{in} R_{eq}}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_{in}$$

$$I_2 = \frac{V_{in}}{R_2} = \frac{I_{in} R_{eq}}{R_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_{in}$$

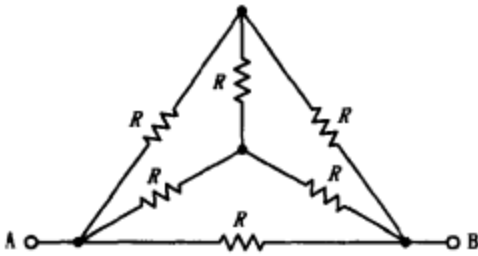
这两个等式被称作电流分配关系。和电压分配关系一样，它们也是非常有用的公式，一定要记住。

求有很多电阻的并联电路的等效电阻，可以用下面的表示式：

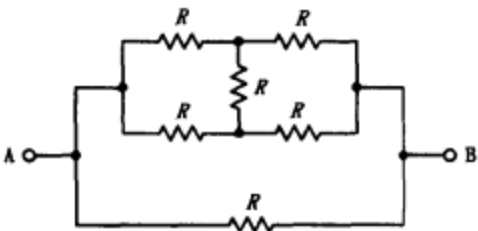
$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

复杂电阻网络的简化

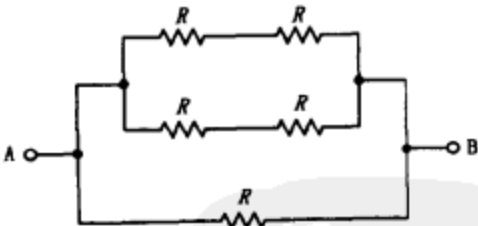
为求复杂电阻网络的等效电阻，可以将电阻网络分为并联部分和串联部分。然后求出这些部分的等效电阻，就可以建成一个新的、更加简单的网络。这个新的网络再被分解和简化。这个过程一直不断地进行下去，直到得到一个单一的等效电阻。下面是一个简化电阻网络的例子。



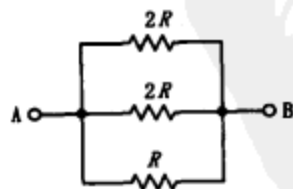
通过应用电路简化方法，可以求出图 2.12 这个复杂电阻网络中 A 点和 B 点之间的等效电阻。



首先，我们把这个电路重画一下，使它看起来比较清楚些。



由于对称性，竖着的电阻可以拿掉（在这种特殊的情况下，这个电阻上没有电压），如果电阻是不相等的，就不能运用对称的方法。要是那样的话，就只能运用我们学过的知识来建立电阻网络。



接下来，我们用串联电路中电阻相加的方法来简化上面两条支路。这些串联支路的等效电阻是 $2R$ 。

最后，为求整个网络的等效电阻，我们可以运用电阻并联的公式：

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{2R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R}$$

最后的等效电阻就是

$$R_{eq} = \frac{R}{2}$$



图 2.12

2.9 基尔霍夫定律

通常我们遇到的电路不能简单地用前面讲到的电路简化的方法来进行分析。即使用电路简化的方法能够求出等效电阻，可能也无法求出电路中每个元件上的电流和电压。例如，当电路复杂时，就无法运用电流和电压分配关系等式。因此，就要运用其他的定律和定理。基尔霍夫定律就是这些重要的定律之一。

基尔霍夫定律为分析电路提供了最一般的方法。这些定律适用线性或非线性元件，不管电路如何复杂都适用。基尔霍夫定律表示如下：

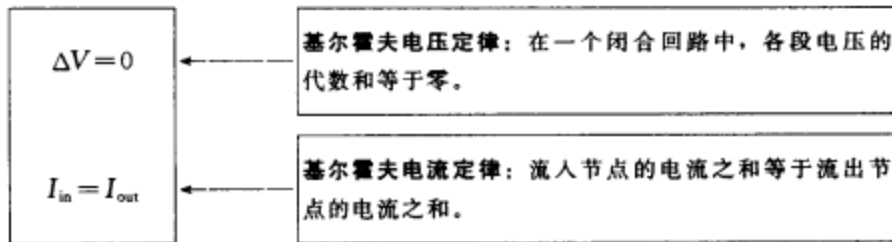


图 2.13

实际上，基尔霍夫电压定律表述的是能量的守恒。如果一个电荷从电路中任一点开始，经过所有的回路回到起始点，则电路对该电荷势能的改变量为零。另一方面，基尔霍夫的电流定律表述的是电路中电荷的守恒。下面就是运用这些定律的一个简单的例子。

假设有如下电路：

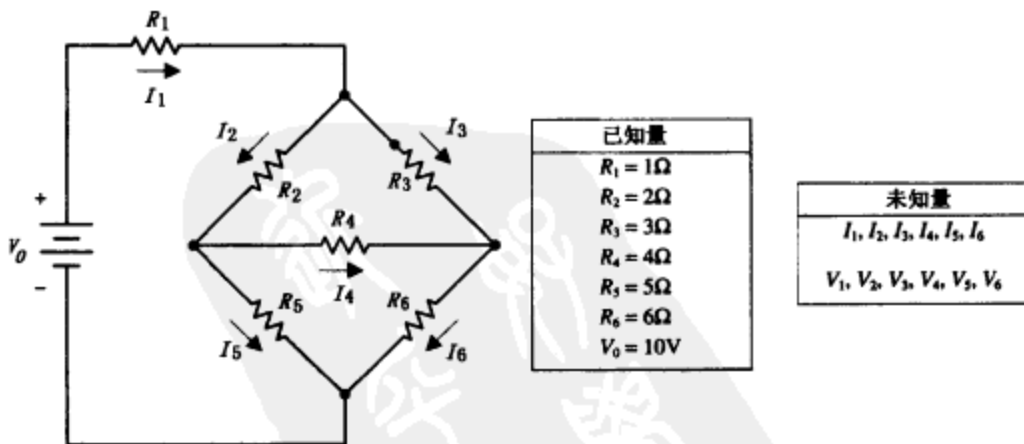
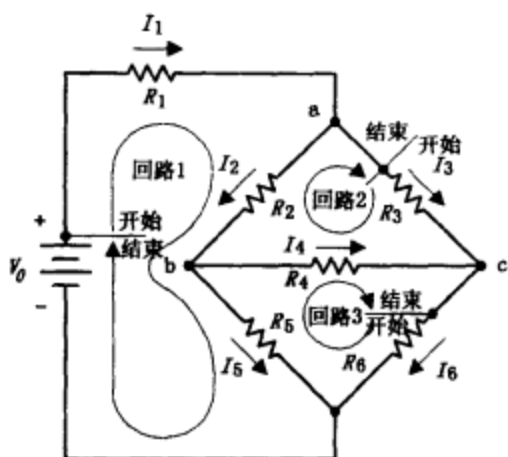


图 2.14

对这个电路，如果 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 、 R_6 和 V_0 是已知的，应用基尔霍夫定律，就可以计算出未知的电流 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 、 I_5 和 I_6 然后，再运用公式 $V_n = I_n R_n$ 求出电压在电阻上的压降 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 和 V_5 。

要解决这个问题，可以对闭合回路运用基尔霍夫电压定律，对节点运用基尔霍夫电流定律，就可以得到足够多的等式来求解这些未知量。然后，就只要做一些简单的代数运算。



运用基尔霍夫电流定律可以得到如下等式：

$$I_1 = I_2 + I_3 \quad (\text{在节点 a 处})$$

$$I_2 = I_5 + I_4 \quad (\text{在节点 b 处})$$

$$I_5 = I_4 + I_3 \quad (\text{在节点 c 处})$$

运用基尔霍夫电压定律可以得到如下等式：

$$V_0 - I_1 R_1 - I_2 R_2 - I_5 R_5 = 0 \quad (\text{在回路 1 内})$$

$$-I_3 R_3 + I_4 R_4 + I_5 R_2 = 0 \quad (\text{在回路 2 内})$$

$$-I_6 R_6 + I_5 R_5 - I_4 R_4 = 0 \quad (\text{在回路 3 内})$$

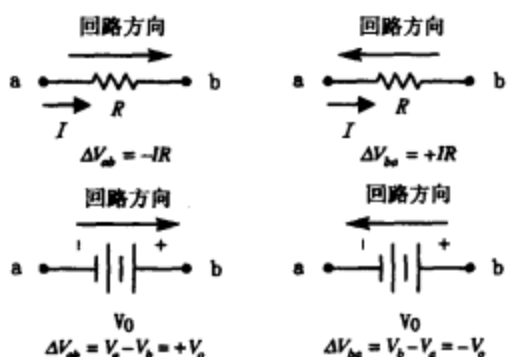


图 2.15

在建立基尔霍夫电压等式时，可运用左图所示的约定来确定电阻和电池上的电压降的符号。

这里一共有六个等式和六个未知量，根据代数的运算法则，只要等式的数量和所要求的未知量的数目相同，就能求出这些未知量。在这种情况下，有三种方法可以求出这些未知量。

方程组：

$$a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1n}x_n = b_1$$

$$a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + \dots + a_{2n}x_n = b_2$$

⋮

$$a_{n1}x_1 + a_{n2}x_2 + \dots + a_{nn}x_n = b_n$$

各变量求解：

$$x_1 = \frac{\Delta x_1}{\Delta}, x_2 = \frac{\Delta x_2}{\Delta}, \dots, x_n = \frac{\Delta x_n}{\Delta}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix}, \Delta x_1 = \begin{vmatrix} b_1 & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ b_2 & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_n & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix}, \Delta x_2 = \begin{vmatrix} a_{11} & b_1 & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & b_2 & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & b_n & \dots & a_{nn} \end{vmatrix}, \Delta x_n = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & b_1 \\ a_{21} & a_{22} & \dots & b_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & b_n \end{vmatrix}$$

图 2.16

第一种方法，可以应用代入求解的方法，用这种方法可以把所有的等式联立，先设法求出一个未知量，然后再把它代回到另一个等式中，求出另一个未知量，如此类推。

第二种方法会更清楚和简单些，就是使用矩阵。线性代数书里会教你怎么用矩阵来求解这些未知量。

第三种方法非常有用，要特别给予介绍。它要用到行列式和克莱姆法则的使用技巧。你不必懂得任何数学，也就是说，只要你有一个能做行列式运算的数学计算机程序或计算器就行。惟一要做的就是把这些数字代入到行列式中，然后按等号。这里并不想详细讲述这种方法，只是简单地提供给你一个等式及利用这些等式求解电阻网络的方法，见图 2.16。

例如，把下列方程组所有的系数代入到行列式中，按下计算器或计算机的“计算”按钮，就可以算出该电阻网络方程组中的 Δ 。

$$\begin{array}{l} I_1 - I_2 - I_3 = 0 \\ I_2 - I_5 - I_4 = 0 \\ I_5 - I_4 - I_3 = 0 \\ I_1 + 2I_2 + 5I_3 = 10 \\ -3I_3 + 4I_4 + 2I_5 = 0 \\ -6I_5 + 5I_3 - 4I_4 = 0 \end{array} \quad \Delta = \begin{vmatrix} 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 2 & 0 & 0 & 5 & 0 \\ 0 & 2 & -3 & 4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -4 & 5 & -6 \end{vmatrix} = -587$$

现在，如果要求 R_5 中流过的电流和压降，可以先求出 ΔI_5 ，然后利用 $I_5 = \Delta I_5 / \Delta$ ，求出电流。再利用欧姆定律求出电压。下面就是求解的过程：

$$\Delta I_5 = \begin{vmatrix} 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 2 & 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 2 & -3 & 4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -4 & 0 & -6 \end{vmatrix} = -660$$

$$I_5 = \frac{\Delta I_5}{\Delta} = \frac{-660}{-587} = 1.12 \text{ A}$$

$$V_5 = I_5 R_5 = (1.12 \text{ A}) (5 \Omega) = 5.6 \text{ V}$$

要求出其他电流值，只要简单地求出其他 $\Delta I'$ ，再将之除以 Δ 即可。

然而，在你热衷于使用方程组求解之前，可以先了解一下一个特殊的定理——戴维南定理。戴维南定理用一些非常巧妙的方法来分析电路，有助于避开用方程组求解。

2.10 戴维南定理

如图 2.17 所示的复杂电路网络，假设我们只想求出端点 A 与端点 F（或者是其他的节点）之间的压降以及连接在节点上的负载电阻中的电流。对于这个问题，如果应用基尔霍夫定律，就会遇到麻烦——建立这些等式的工作量非常大，而且对这些等式求解也相当复杂。

幸运的是，一个叫戴维南的人创立了一个定理，或者说是采用了一个技巧，来简化问题并求解——使我们不必用到那些复杂的数学。在解题中，如果只是对两个端点感兴趣，我们就可以把这两个端点从复杂的电路中提取出来，而电路的其余部分就可以被看做是一个“黑盒子”。戴维南告诉我们，这个黑盒子，或者说任何线性两端直流网络，都可以被表示成一个直流电压源串联一个电阻。电压源被称做戴维南电压 (V_{th})，电阻被称做戴维南电阻

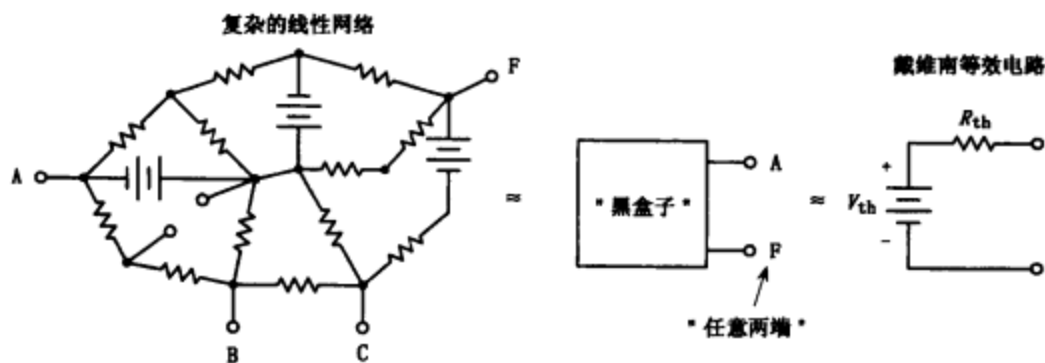


图 2.17

(R_{th})，这两部分合起来被称作戴维南等效电路。在这个简单的等效电路中，你可以通过运用 $I = V_{th} / (R_{th} + R_{load})$ 计算出放在这两个端点之间的负载上的电流值。

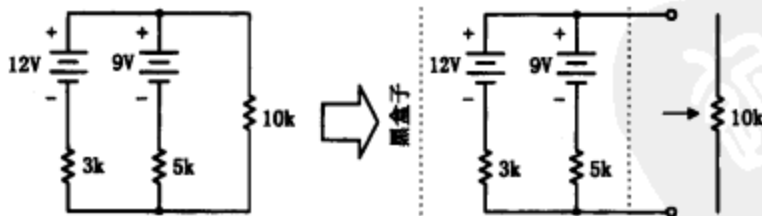
要注意的是，电路的端点（黑盒子的端点）可能实际上并不存在。例如，要想求出一个复杂的网络中的一个电阻 (R_{load}) 上的电流和压降。在这种情况下，可以把电阻移走，形成两个端点（做成一个黑盒子），然后求戴维南的等效电路。戴维南等效电路建立起来后，只要把电阻再放回去（或者放到戴维南等效电路的端点间），再次运用欧姆定律 $I = V_{th} / (R_{th} + R_{load})$ ，计算出这个电阻上的压降和流过电流的大小。

然而， V_{th} 和 R_{th} 的值是多少呢？ V_{th} 的值就是黑盒子的端点间的压降，这个值既可以测量出也可以计算出。 R_{th} 的值是把黑盒子内部的电池短路后的端点之间的电阻值，这个值也可以测量出或者计算出。

下面的几个例子可以很好地说明戴维南定理的应用。

例 1：图 2.18 电路，要求 $10k\Omega$ 电阻上的压降及这个电路中流过的电流。

解：首先，把电阻移开，留下端点，形成了黑盒子。



求 V_{th}

方法一：计算节点间的压降。可以通过求出回路的电流 I 来完成，电源是相反串接的：

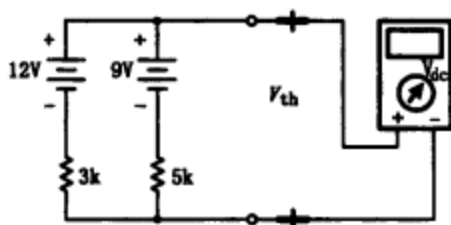
$$I = \frac{12V - 9V}{3k\Omega + 5k\Omega} = 0.375mA$$

然后，要求 V_{th} ，可以用下面的表达式之一：

$$V_{th} = 12V - (0.375mA)(3k\Omega) = 10.875V$$

或者

$$V_{th} = 9V - (0.375mA)(5k\Omega) = 10.875V$$



求 V_{th}

图 2.18

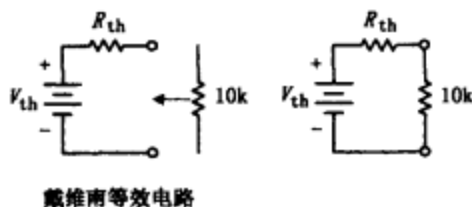
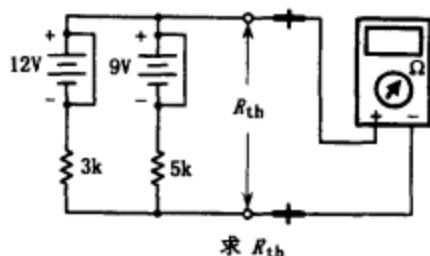


图 2.18 (续)

例 2: 图 2.19 电路, 求端点 e、f 之间的电压。

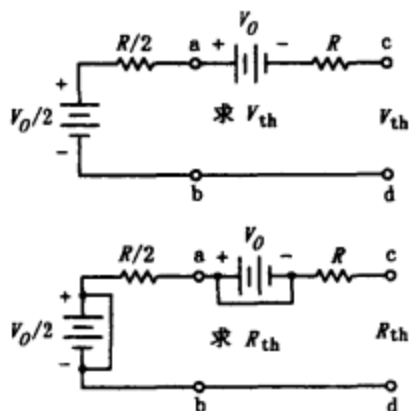
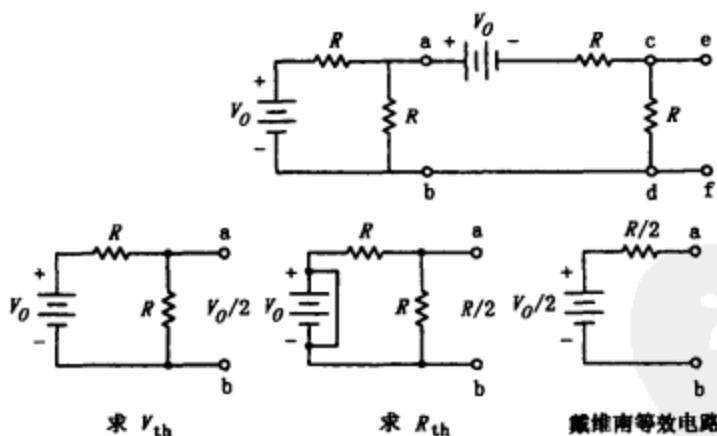


图 2.19

方法二: 用电压表测节点间的压降 V_{th} 的值。

求 R_{th}

方法一: 将内部的电压源用导线短路, 计算短路后的电路中的等效电阻。 R_{th} 就是两个电阻并联后的等效电阻。

$$\frac{1}{R_{th}} = \frac{1}{3k\Omega} + \frac{1}{5k\Omega} \quad R_{th} = 1875\Omega$$

方法二: 用欧姆表测节点间的阻值 R_{th} 。(注意: 不是把电池真正短路——那样会烧坏电池的, 只是把电池移开用一条导线代替。)

现在 V_{th} 和 R_{th} 已知了, 戴维南等效电路就建立起来了。应用戴维南等效电路, 把 $10k\Omega$ 的电阻放回到电路中求出它上面的压降 (V_R)。要求电阻上的电流 (I_R), 可以应用欧姆定律:

$$V_R = \frac{R}{R + R_{th}} V_{th}$$

$$V_R = \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 1.875k\Omega} (12.875V) = 10.842V$$

$$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{10.842V}{10k\Omega} = 1.084mA$$

解: 首先, 求节点 (a) 和 (b) 左边部分的戴维南等效电路。移走负载, 即节点 (a) 和 (b) 右边的部分, 接着求 (a) 和 (b) 之间的 V_{th} 和 R_{th} 。应用分压法求 V_{th} :

$$V_{th} = \frac{R}{R + R} V_0 = \frac{V_0}{2}$$

要求 R_{th} , 将电池短路, 求出并联的两个电阻的等效阻值:

$$R_{th} = \frac{R \times R}{R + R} = \frac{R^2}{2R} = \frac{R}{2}$$

现在, 求 (c) 和 (d) 左边部分的戴维南等效电路。在这里, 可以应用 (a) 和 (b) 左边部分的戴维南等效电路, 并把它插入到电路中。为计算出新的 V_{th} 和 R_{th} 的值, 可应用基尔霍夫定律:

$$V_{th} = \frac{V_0}{2} - V_0 = -\frac{V_0}{2}$$

(注意: 在这种情况下, 由于没有电流流过电阻, 电阻上没有压降, 因此不必考虑电阻的问题。)

要求 R_{th} , 先将电池短路, 计算

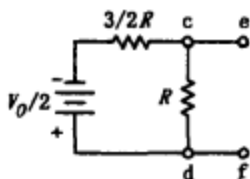


图 2.19 (续)

等效电阻, 在这种情况下就简化成两个电阻的串联:

$$R_{ab} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2}R$$

现在, 再来求 (e) 和 (f) 之间的压降。把前面求出的 (c) 和 (d) 左边部分的戴维南等效电路代入到剩下的电路中。为求 (e) 和 (f) 之间的压降, 可以利用分压法:

$$V_{ef} = \left(\frac{R}{R + 3/2R} \right) \left(\frac{V_0}{2} \right) = -\frac{V_0}{5}$$

2.11 正弦电压源

正弦电压源是一个能够提供随时间做正弦变化的电压的设备。如果一个电阻性负载接到正弦电压源的两端, 正弦电流就会流过负载, 其频率和电压的频率相同。(电阻上的电流和电压是同相的。) 随时间做正弦变化的电流称做正弦交流电流或称 AC 电流。

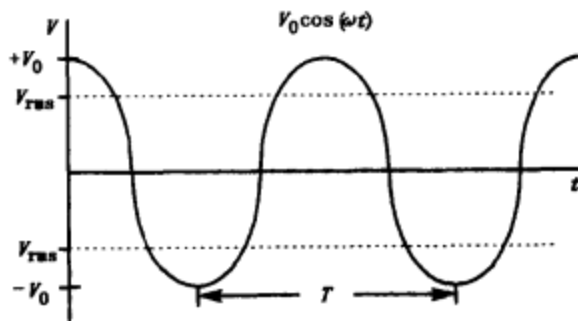


图 2.20

正弦电压源产生的电压可以被表示成 $V_0 \cos(\omega t)$, V_0 是峰值电压 [当 $\cos(\omega t) = 1$ 时的电压值], ω 是角频率 (是波形随时间前进的频率, 以弧度/秒或角度/秒给出)。也可以用 $V_0 \sin(\omega t)$ 表示电压源——这两种表示方法没有特别的差别, 只是 $t=0$ 的定义不同。从现在起, 我们都用 $V_0 \cos(\omega t)$ 表示——因为在后面的计算中会方便些。

在欧姆定律中, V 用 $V_0 \cos(\omega t)$ 代替就可以求出电阻上的电流:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{V_0 \cos(\omega t)}{R}$$

周期 (波形再次出现所需要的时间) 是 $T = 2\pi/\omega = 1/f$, f 是频率 (每秒的转数)。

将 $V_0 \cos(\omega t)$ 代入到功率表示式 $P = IV = I^2 R$ 中, 就可以求出任一时刻的瞬时功率。要特别说明的是, 知道某一时刻的功率值的大小并不重要。重要的是能够求出在一个周期内的平均功率。可以将一个周期内的功率求和后再求出平均功率 (求和可以用积分来完成):

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T I^2 R dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_0^2 \cos^2(\omega t)}{R} dt = \frac{V_0^2}{2R}$$

2.12 均方根电压

在电子学里，交流电压通常用有效电压来表示，这意味着交流电压与一个电压值为该等效电压的直流电压具有相同的做功能力。对于正弦电压，这个有效值是峰值电压的 $1/\sqrt{2}$ ，被称作是均方根电压或者是 rms 电压 (V_{rms})，表示如下：

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_0}{\sqrt{2}} = (0.707) V_0$$

市电的大小都是用有效电压值来表述的。也就是说，一个 220V 的交流市电的峰值电压是它的有效值的 $\sqrt{2}$ (或 1.414) 倍。电压的实际表示式应该是 $220\sqrt{2}\cos(\omega t)$ ，或者是 $311\cos(\omega t)$ 。

应用功率定律 ($P=IV=V^2/R$)，连接在正弦电源上电阻所消耗的平均功率可用电压有效值表示如下：

$$\bar{P} = \frac{V_{\text{rms}}^2}{R}$$

2.13 电容器

如果把两个带有相反极性电荷的平行极板 (一个带有 +Q 电荷，一个带有 -Q 电荷) 装在一起，中间隔开一定的距离，那么在这两个极板间就会产生电势。如果把这两个极板用导线连接起来，就会有电流通过导线从正极板流向负极板，直到两个极板达到电荷均衡 (两个极板都呈电中性)。专门设计用来积累分离电荷的设备叫做电容器 (有时简称电容，只要不引起混淆)。电容器用图 2.21 所示符号表示。

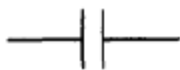


图 2.21

习惯上，一个电容器的两个极板间如果存在分离的电荷，就称它被充电，并且称它所充的电荷量是 Q——正极板的电荷。(要注意的是，实际上电容器的电荷总量是零——一个极板上的正电荷会抵消掉另一个极板上的负电荷。)

电容器上的电荷量 Q 与两个极板间的电势差或电压 V 成正比。Q 和 V 之间的比例系数被称作电容量 (或称电容，用符号 C 表示)，它们之间的关系定义如下：

$$Q = CV \quad C = \frac{Q}{V}$$

C 总是被表示成正值，电容的单位是法拉 (用大写字母 F 表示)，1 法拉等于 1 库仑每伏特：

$$1\text{F} = 1\text{C}/\text{V}$$

一般来说电容的有效范围大约是 1pF (即 10^{-12}F) \sim 1000 μF (即 10^{-3}F)。

如果电容器被接到电池上，一个极板上会产生电荷 -Q，另一个极板上会产生电荷 +Q，电容器中没有电流流过 (假设电池已经接到电容器上一段时间了)。这看起来是讲得通的，因为这两个极板是被分离一段距离的。然而，如果变化的电压加到电容器的管脚上，就会有位移电流流过电容器。这个位移电流并不是传统的电流，也就是说，它是当一个极板正在随着时间变化被充电或放电时产生的。当电荷移向电容器的一个极板时，就会产生一个变化

的磁场，这个磁场又会感应出电流从另一个极板流出。

为求位移电流，可以把 $Q=CV$ 代入到定义电流的表示式 ($I=dQ/dt$) 中：

$$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(CV)}{dt} = C \frac{dV}{dt}$$

把上面等式变换一下，就可以求出电容器上的压降，它是位移电流的函数：

$$V = \frac{1}{C} \int I dt$$

和电阻不一样的是，电容器不消耗能量。相反地，电容器能在它的两个极板间以电场的形式储存能量，当放电后极板又恢复原样。为求储存在电容器中的能量 W ，可以利用电功率的表达式 $P=IV$ 和功率定义的表达式 $P=dW/dt$ ，然后做一些数学运算：

$$W = \int VI dt = \int VC \frac{dV}{dt} dt = \int CV dV = \frac{1}{2} CV^2$$

电容器并联

为求两个电容器并联后的等效电容，可以对图中电路的左边的节点运用基尔霍夫电流定律，即 $I=I_1+I_2$ 。 C_1 和 C_2 上的压降 V 实际上是相同的，把每个电容器的位移电流代入到基尔霍夫电流定律的表达式中，如下：

$$I = C_1 \frac{dV}{dt} + C_2 \frac{dV}{dt} = (C_1 + C_2) \frac{dV}{dt} = C_{eq} \frac{dV}{dt}$$

C_{eq} 被称作是这两个电容器并联后的等效电容：

$$C_{eq} = C_1 + C_2$$

当有多个电容器并联时，它们并联后的等效电容为：

$$C_{eq} = C_1 + C_2 + \dots + C_n$$

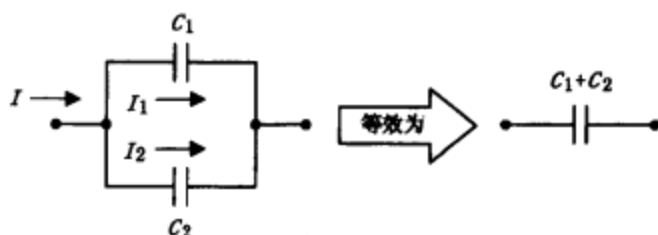


图 2.22

电容器串联

为求两个电容器串联后的等效电容，可以利用基尔霍夫电压定律。因为电流 I 流过每个电容器，基尔霍夫电压变成：

$$V = \frac{1}{C_1} \int I dt + \frac{1}{C_2} \int I dt = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \int I dt = \frac{1}{C_{eq}} \int I dt$$

C_{eq} 被称作两个电容器串联后的等效电容：

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \text{ 或 } C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

多个电容器串联后的等效电容是：

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}$$

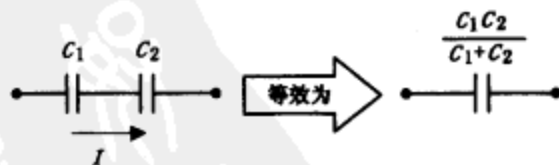


图 2.23

2.14 容抗

电容器接到正弦电压源上,就会有位移电流流过电容器,因为它上面的压降是变化的(对于电容器 $I=CdV/dt$)。例如:如果给定的电压源是 $V_0 \cos(\omega t)$,可以把它代入到电容器的位移电流的表达式中,可得到:

$$I=C \frac{dV}{dt} = -\omega CV_0 \sin(\omega t)$$

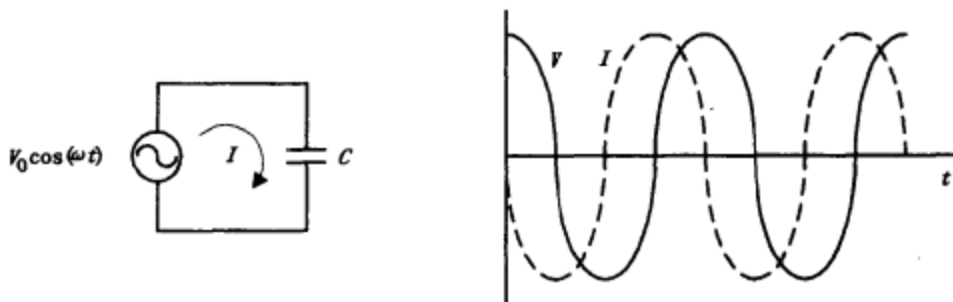


图 2.24

最大的峰值电流 I_0 出现在当 $\sin(\omega t) = -1$ 时,此时 $I_0 = \omega CV_0$ 。峰值电压 V_0 和峰值电流 I_0 的比值类似电阻,单位是欧。然而,因为这种抵抗力(表征极板分离度和感应的位移电流之间的平衡)和电阻器(发热)不同,这种作用力被称做容抗(用 X_C 表示):

$$X_C = \frac{V_0}{I_0} = \frac{V_0}{\omega CV_0} = \frac{1}{\omega C}$$

当 ω 趋于无穷大时, X_C 趋于零,电容器在频率很高时就相当于一短路(在频率很高时电容器允许电流流过)。当 ω 趋于零时, X_C 趋于无穷大,电容器相当于开路(在频率低时电容器不允许电流流过)。

对电流的表达式运用三角函数的定义,就可以把电流用余弦的形式表示出来,以便于和电压源进行比较:

$$I = -I_0 \sin(\omega t) = I_0 \cos(\omega t + 90^\circ)$$

和电压比较,电流的初相位是 $+90^\circ$, 或 $+\pi/2$ 弧度。因此,电容器上的位移电流比电压超前 90° , 见图 2.24。

2.15 电感器

电感器(简称电感)是一种电子元件,它的作用和电容器相反(它让稳态或直流电流流过,而“阻止”电流的变化)。电感器的外形像弹簧圈或者螺线管,如图 2.25。

电感器有两个参数:回路面积 A 和单位长度匝数 (N/l) 。如果有电流流过线圈,根据安培定律,会产生磁通 $\Phi = BA = \mu NIA/l$, 它的指向和电流的流向满足右手定则。这里 μ 是材料的磁导率,线圈绕在该材料上(一般是铁心或者空心)。在真空中, $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}^2$ 。根据法拉第法则,由于磁场的作用,电感器上的压降是:

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{\mu N^2 A dI}{l} = L \frac{dI}{dt}$$

系数 $\mu N^2 A/l$ 被称作电感量 (简称电感, 只要不引起混淆), 可以被简化成系数 L 。

电感的单位是亨利 (大写字母 H 表示), 1 亨利等于 1 韦伯每安培。电感的有效值范围一般是 $1\mu\text{H} \sim 1\text{H}$ 。

为求电感中电流的表达式, 可以应用前面的等式得到如下:

$$I = \frac{1}{L} \int V dt$$

和电容器一样, 电感器并不像电阻一样消耗能量, 而是在线圈中以磁场的形式储存能量。电感中的能量可以通过电功率的表示式 $P = IV$ 和功率的定义式 $P = dW/dt$, 再做一些数学运算得到:

$$W = \int IV dt = \int IL \frac{dI}{dt} dt = \int LI dI = \frac{1}{2} LI^2$$

电感器串联

两个电感器串联后的等效电感可以通过基尔霍夫电压定律得到。把电感 L_1 中的压降用 $L_1 dI/dt$ 表示, 电感 L_2 中的压降用 $L_2 dI/dt$ 表示, 可以得到如下表示式:

$$V = L_1 \frac{dI}{dt} + L_2 \frac{dI}{dt} = (L_1 + L_2) \frac{dI}{dt} = L_{eq} \frac{dI}{dt}$$

L_{eq} 被称作两个电感器串联后等效电感:

$$L_{eq} = L_1 + L_2$$

要求多个电感串联后的等效电感器, 可以用如下的公式:

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + \dots + L_n$$

电感器并联

为求两个电感器并联后的等效电感, 可以对上图电路左边的节点应用基尔霍夫电流定律, 即 $I = I_1 + I_2$ 。由于 L_1 和 L_2 上的压降是相同的, 都是 V , 所以电流 I_1 表示成 $\frac{1}{L_1} \int V dt$,

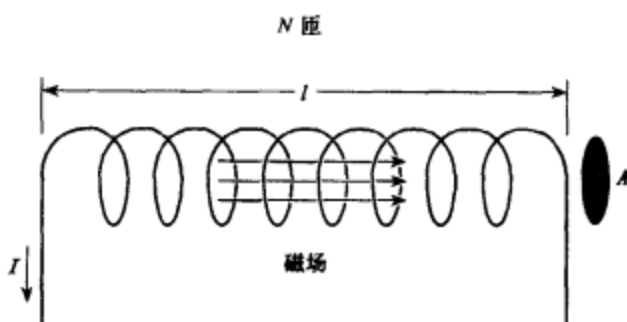


图 2.25

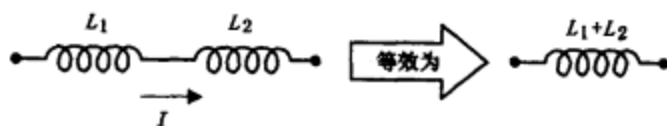


图 2.26

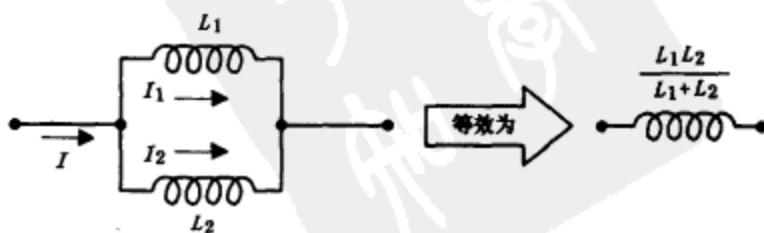


图 2.27

电流 I_2 表示成 $\frac{1}{L_2} \int V dt$ 。电流 I 的最终表达式就变成：

$$I = \frac{1}{L_1} \int V dt + \frac{1}{L_2} \int V dt = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \int V dt = \frac{1}{L_{eq}} \int V dt$$

L_{eq} 称作是两个电感器并联后的等效电感，表示如下：

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \text{ 或 } L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

为求多个电感器并联后的等效电感，可应用如下的公式：

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n}$$

2.16 感抗

电感器接到正弦电压源上，就会允许电流 $I = \frac{1}{L} \int V dt$ 流过。

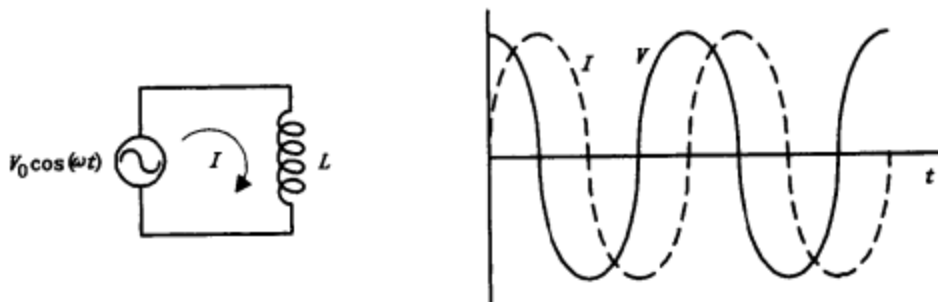


图 2.28

例如：如果正弦电压源是 $V_0 \cos(\omega t)$ ，那么电感上的电流就成为：

$$I = \frac{1}{L} \int V dt = \frac{V_0}{\omega L} \sin(\omega t)$$

电感器中峰值电流的最大值出现在 $\sin(\omega t) = 1$ 处，此时电流为：

$$I_0 = \frac{V_0}{\omega L}$$

峰值电压和峰值电流的比类似电阻，单位是欧姆。然而，电感器的抵抗力（自感应的滞后对电流的阻止作用）和电阻器（发热）不同，因此称之为感抗，用 X_L 表示：

$$X_L = \frac{V_0}{I_0} = \frac{V_0}{V_0 / \omega L} = \omega L$$

当 ω 趋于无穷大时， X_L 也趋于无穷大，电感相当于开路（电感不允许高频信号通过）。然而，当 ω 趋于零时， X_L 也趋于零，电感相当于短路（电感允许低频信号通过，特别是直流信号）。

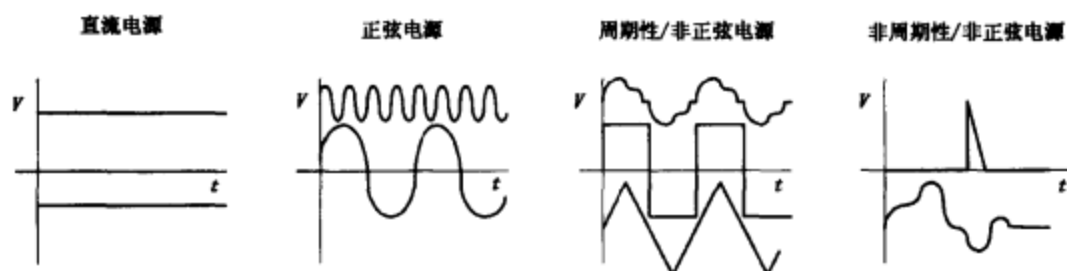
应用三角函数的定义，可以把电流表示成余弦的形式，以便和电压源相比较：

$$I = I_0 \sin(\omega t) = I_0 \cos(\omega t - 90^\circ)$$

和电压源相比较，电流的初相位是 -90° ，或 $-\pi/2$ 弧度。因此电感中的电流比电压滞后 90° ，见图 2.28。

2.17 基本电源和电路

在电子学里，有四种电压源：直流电压源、正弦电压源、周期性非正弦电压源、非周期性非正弦电压源。



电子学里的基本元件是：电阻器、电容器和电感器，它们的电压和电流特征表示见图 2.29。

在理论上，任何复杂的电路都是由这些元件组成的，且都是由上述电压源中的某一种来提供能量的。这些电路都可以运用基尔霍夫定律来进行分析：把上面的电流和电压的表示式以及电源的数学表示式，代入到基尔霍夫电压和电流方程中。

然而，实际上，用这种方法来建立电路模型时从数学的角度讲，有时是非常麻烦的。当电路变得复杂、电流源和电压源也比较奇异（比如是方波）时，建立基尔霍夫方程和求解方程所要求的数学手段就很高。在进行电路分析时，可以使用一些窍门来避免用到不好掌握的数学方法，但是完全避开数学手段是不可能的。表 2.1 给出了分析电路时的难易程度。

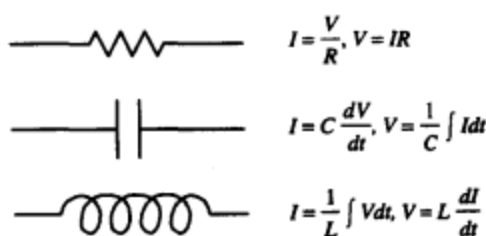


图 2.29

表 2.1 分析电路时所需的数学

电路类型	难度	要求	状态
直流电源+电阻网络	易分析	要求简单的代数，懂得一些法则和定律	已经讨论过
直流电源+RLC 网络	不易分析	要求熟悉计算和真正地掌握不同等式的含义	将要讨论
正弦电源+RLC 网络	极易分析	非常容易，几乎不要懂得积分和微分的知识，但要用到复数	将要讨论
非正弦周期电源+RLC 电路	难分析	要求懂得高等数学如微积分和傅里叶级数	将要简要讨论
非正弦非周期电源+RLC 电路	难分析	要求懂得高等数学如微积分、傅里叶分析和拉普拉斯变换	将要简要讨论

2.18 直流电源和 RC/RL/RLC 电路

直流电源和纯阻性网络相连接的电路已经讨论过了，现在我们来看一下直流电源和包含有电容器和电感器的电路相连接的情况。

RC 电路

在下面的 RC 电路中，假定开关先是打开的，在 $t=0$ 时刻开关闭合，且随后一直闭合。

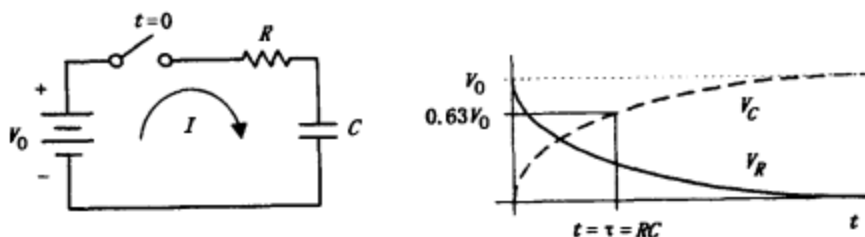


图 2.30

对电路应用基尔霍夫电压定律，可以建立如下的表示式来求出开关闭合后的电流：

$$V_0 = IR + \frac{1}{C} \int Idt$$

为了去掉积分，可以对各项求微分：

$$0 = R \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} I \quad \text{或} \quad \frac{dI}{dt} + \frac{1}{RC} I = 0$$

这个表示式是一个线性的一阶齐次微分方程，它的解如下：

$$I = I_0 e^{-t/(RC)}$$

等式中 RC 项称作 RC 时间系数 ($\tau = RC$)。

电流求出后，把它代入到欧姆定律中就可以求出电阻上的压降 V_R ，同样代入到电容器的电压表示式中就可以求出电容上的压降 V_C ：

$$V_R = IR = V_0 e^{-t/(RC)}$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t I dt = V_0 (1 - e^{-t/(RC)})$$

V_R 和 V_C 随时间变化的曲线如图 2.30 所示。注意到当 $t = \tau = RC$ 时， V_C 达到 $0.632V_0$ ，或者说是电压最大值的 63.2%。

RL 电路

在下面的 RL 电路中，假定开关先是打开的，在 $t=0$ 时刻开关闭合，且随后一直闭合。开关闭合后可以应用基尔霍夫电压定律建立电流的表达式：

$$V_0 = IR + L \frac{dI}{dt} \quad \text{或} \quad \frac{dI}{dt} + \frac{R}{L} I = \frac{V_0}{L}$$

这个表示式是一个线性的一阶齐次微分方程，它的解如下：

$$I = \frac{V_0}{R} (1 - e^{-(R/L)t})$$

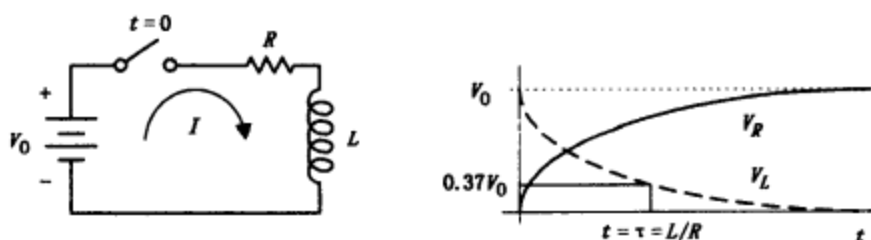


图 2.31

L/R 项叫做 RL 时间系数。

电流求出后，把它代入到欧姆定律中就可以求出电阻上的压降 V_R ，同样代入到电感器的电压表示式中就可以求出电感器上的压降 V_L ：

$$V_R = IR = V_0 (1 - e^{-(R/L)t})$$

$$V_L = L \frac{dI}{dt} = V_0 e^{-(R/L)t}$$

V_R 和 V_L 随时间变化的曲线如图 2.31 所示。注意到当 $t = \tau = L/R$ 时， V_L 达到 $0.37V_0$ ，或者说是电压最大值的 37%。

RLC 电路

在图 2.32 的 RLC 电路中，假定电容器开始时带有电荷且开关是断开的。在 $t=0$ 时刻开关闭合，且随后一直闭合。

开关闭合后，应用基尔霍夫电压定律，可以得到电流的表示式：

$$\frac{1}{C}I dt + IR + L \frac{dI}{dt} = 0 \quad \text{或} \quad \frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dI}{dt} + \frac{1}{LC} I = 0$$

这是一个线性二阶齐次微分方程，它的解如下：

$$I = \frac{V_0}{(C_1 - C_2) L} (e^{C_1 t} - e^{C_2 t})$$

$$C_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \quad C_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$

不像 RC 和 RL 电路，求解的方法有一点难度。这个电路有一些特征，分别讨论如下：

当 $R^2 > 4L/C$ ，电路处于过阻尼状态，当 $R^2 \gg 4L/C$ 时，电流的解约为：

$$I \approx \frac{V_0}{R} (e^{-t/(RC)} - e^{-(R/L)t})$$

当 $R^2 = 4L/C$ 时，电路处于临界阻尼状态，其解为：

$$I = \frac{V_0 t}{L} e^{-Rt/2L}$$

当 $R^2 < 4L/C$ 时，电路处于欠阻尼状态，其解为：

$$I = \frac{V_0}{\omega L} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin(\omega t)$$

注意到欠阻尼情况下的解是振荡的，振荡角频率 ω 与频率 f 之间的关系是 $\omega = 2\pi f$ 。振荡周期可由 $T = 1/f = 2\pi/\omega$ 得到。在欠阻尼的情况下，电能在电容器的电场和电感器的磁场中切换。然而，由于电阻的原因，能量是慢慢地消耗成热量的，因此有一个衰减指数。 RLC

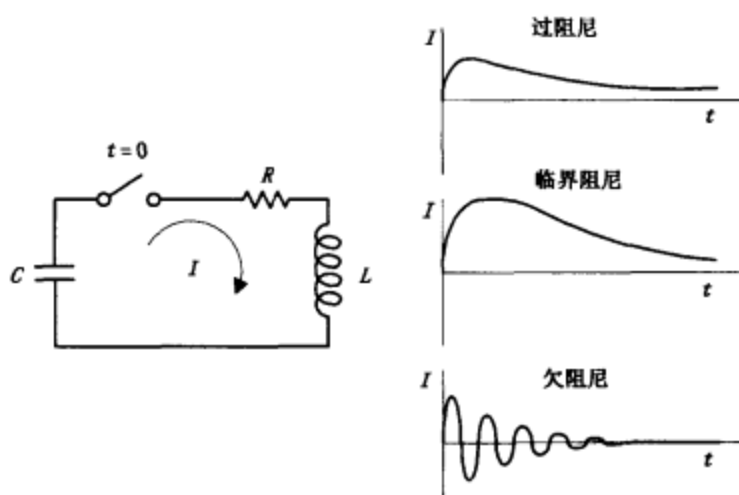


图 2.32

电路因为它的振荡特性被称作谐振电路。一个简单的 LC 电路，没有电阻，也是一个谐振电路。图 2.32 表示的就是过阻尼、临界阻尼和欠阻尼的情况。

2.19 复数的计算

在分析正弦电源驱动电路之前，有必要先复习一下复数。你很快会发现，你可以用复数及复数计算方法解决正弦电路的问题。这种方法很重要，它可以让你避免用到微分方程。

复数由两部分组成：实部和虚部。

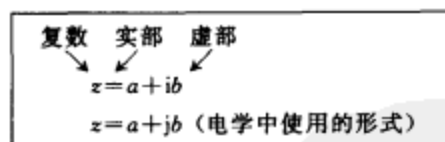


图 2.33

a 和 b 都是实数，然而 $i = \sqrt{-1}$ 是虚部，因此 ib 是虚数或者说是一个复数的虚部。在电学中，为了避免把 i (表示虚部) 和符号 i (表示电流) 混淆。虚部用 j 来代替 i 。

复数可以用复平面坐标表示，水平轴表示的是实轴、垂直轴表示的是虚轴。

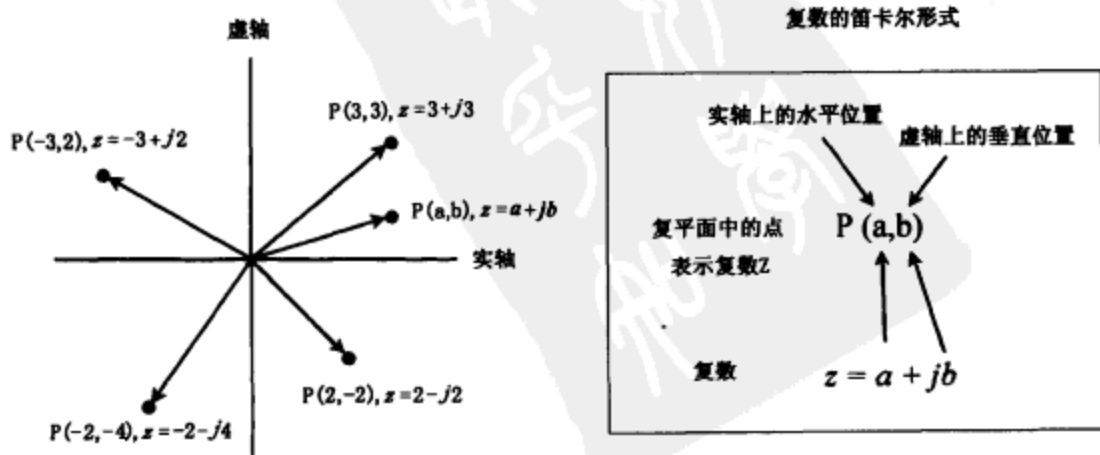


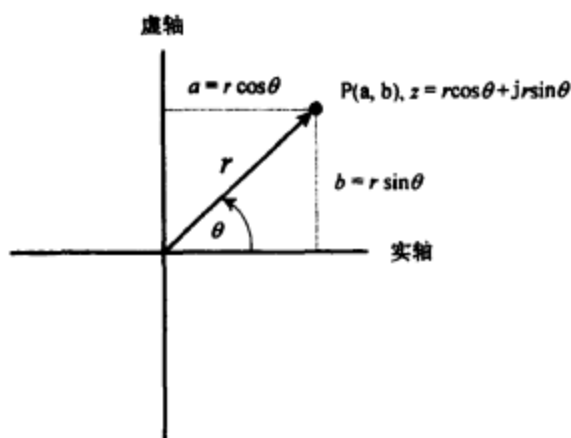
图 2.34

用图示，一个复数可以表示成 0 到 P 的矢量，其幅度或者说长度是：

$$r = \sqrt{a^2 + b^2}$$

与正实轴相交的角度是：

$$\theta = \tan^{-1} \frac{b}{a}$$



复数的三角形形式

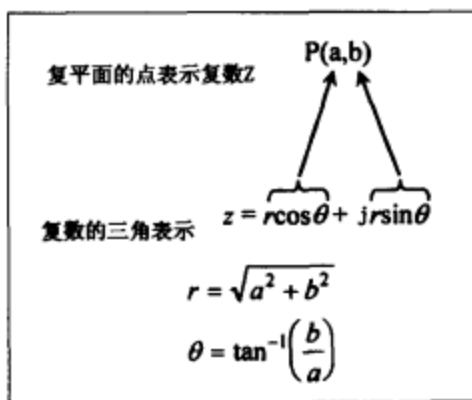


图 2.35

复数在电路分析中是很有用的。下面让我们进一步讨论，但要做一些改变。如果把 a 用 $r \cos \theta$ 代替， b 用 $r \sin \theta$ 来代替，复数就成为了复数的三角形形式。

现在要提到一件事，很久以前，有一个叫欧拉的人注意到复数三角形形式的 $\cos \theta + j \sin \theta$ 部分与 $e^{j\theta}$ 之间有如下的表示式存在：

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

(可以如下证明：求出 $e^{j\theta}$ ， $\cos \theta$ 和 $j \sin \theta$ 的幂级数，如果将 $\cos \theta$ 和 $j \sin \theta$ 的幂级数相加，就可以得到 $e^{j\theta}$ 的幂级数。) 这表明复数可以如下表示：

$$z = r e^{j\theta}$$

现在，有三种方法可以表示一个复数： $z = a + jb$ ， $z = r (\cos \theta + j \sin \theta)$ 及 $z = r e^{j\theta}$ 。每一种形式都很有用。在不同情况下，有时用 $z = a + jb$ 形式比较容易，有时用 $z = r (\cos \theta + j \sin \theta)$ 或 $z = r e^{j\theta}$ 形式比较容易。

图 2.36 可以帮助了解复数的不同形式之间的关系。接着，你也要了解有关复数的数学法则，对此，表 2.2 作了简要小结。

表 2.2 复数运算法则

复数的形式	加/减	乘	除
$z_1 = a + jb$ $z_2 = c + jd$ 复平面坐标形式	$z_1 \pm z_2 =$ $(a \pm c) + j (b \pm d)$ 例如：	$z_1 z_2 = (ac - bd)$ $+ j (ad - bc)$ 例如：	$\frac{z_1}{z_2} = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2}$ $+ j \left(\frac{bc - ad}{c^2 + d^2} \right)$ 例如：

续表

复数的形式	加/减	乘	除
	$z_1 = 3 + j4,$ $z_2 = 5 - j7$ $z_1 + z_2 =$ $(3+5) + j(4-7)$ $= 8 - j3$	$z_1 = 5 + j2,$ $z_2 = -4 + j3$ $z_1 z_2 = [5 \times (-4) - 2 \times 3]$ $+ j [5 \times 3 + 2 \times (-4)]$ $= -26 + j7$	$z_1 = 1 + j,$ $z_2 = 3 + j2$ $\frac{z_1}{z_2} = \frac{1 \times 3 + 1 \times 2}{3^2 + 2^2}$ $+ j \left(\frac{1 \times 3 - 1 \times 2}{3^2 + 2^2} \right)$ $= \frac{5}{13} + j \frac{1}{15}$
$z_1 = \cos \theta_1$ $+ j \sin \theta_1$ $z_2 = \cos \theta_2$ $+ j \sin \theta_2$ 极坐标形式 (三角形式)	可以计算,但要用到三角公式;可以容易地把这种形式转换成复平面形式,然后进行加减运算	可以计算,但要用到三角公式;可以容易地把这种形式转换成复平面形式,然后进行乘运算	可以计算,但要用到三角公式;可以容易地把这种形式转换成复平面形式,然后进行乘除运算
$z_1 = r_1 e^{j\theta_1}$ $z_2 = r_2 e^{j\theta_2}$ 极坐标形式 (指数形式)	这种形式的复数不宜做加或减运算,因为结果不是简化的形式,除非 r_1 和 r_2 相等,最好先把它转化成复平面形式,然后进行加减运算	$z_1 z_2 = r_1 r_2 e^{j(\theta_1 + \theta_2)}$ 例如: $z_1 = 5e^{j\pi/2}, z_2 = 2e^{j\pi/2}$ $z_1 z_2 = 5 \times 2 e^{j(\pi + \pi/2)}$ $= 10e^{j(3\pi/2)}$	$\frac{z_1}{z_2} = \frac{r_1}{r_2} e^{j(\theta_1 - \theta_2)}$ 例如: $z_1 = 8e^{j\pi}$ $z_2 = 2e^{j\pi/3}$ $\frac{z_1}{z_2} = \frac{8}{2} e^{j(\pi - \pi/3)}$ $= 4e^{j(2\pi/3)}$

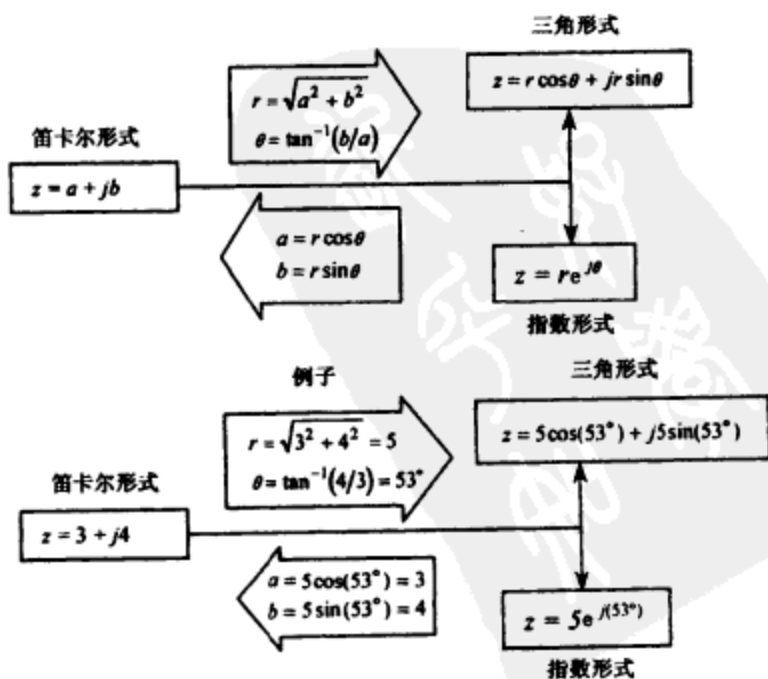


图 2.36

在这里有一些有用的关系需要知道：

$$j = \sqrt{-1}, j^2 = -1, \frac{1}{j} = -j$$

$$e^{j\pi/2} = j, e^{j\pi} = -1, e^{j3\pi/2} = -j, e^{j2\pi} = 1$$

$$\frac{1}{a+jb} = \frac{a-jb}{a^2+b^2}$$

2.20 正弦电压源电路

给出如下两个由正弦电压源驱动的电路上，电路中包含线性元件（电阻、电容和电感）。

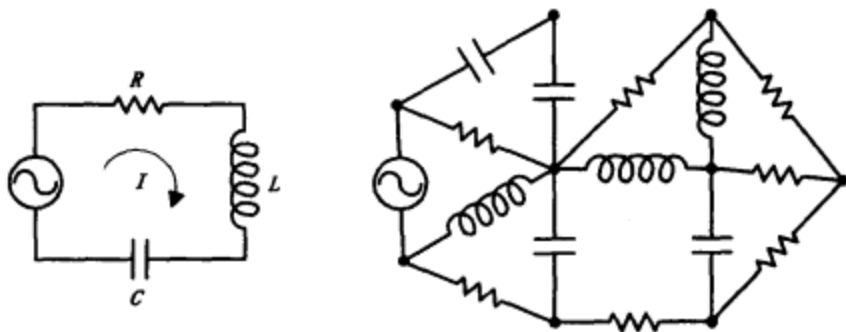


图 2.37

对于左图电路，应用基尔霍夫电压定律，可得到如下关系：

$$V_0 \cos(\omega t) = IR + L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I dt$$

$$\text{它可以表示成：} L \frac{d^2 I}{dt^2} + R \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} I = -\omega V_0 \sin(\omega t)$$

这个表示式是线性二阶非齐次微分方程。为了求解这个表示式，可以使用参量变化方法或者未确定系数的方法。求出电流值后，把电流值代入到电阻、电容、电感等元件的特征电压/电流等式中，就可以求出这些元件上的压降。但是，在这种情况下求电流值并不容易，要用到高等数学的知识。

下面再来看一下如图 2.37 右图所示的更复杂一些的电路。为分析这个电路，可以再次对电路中的回路和节点应用基尔霍夫电压和电流定律，然后建立起微分方程。需要更高等的数学知识，求解也更加困难。

2.21 用复阻抗分析正弦电路

为了使正弦电路的求解变得容易些，我们可以采用一种方法，就是把电容和电感看做是某种特殊的电阻。然后再按分析“电阻”电路的方式分析包含电阻、电容和电感的电路，并可以运用前面提到过的全部的直流定理和定律。这种方法的理论推导是有一定的难度的，但是应用起来却很简单。因此，如果没有时间去学习理论的推导，就跳过这部分，而只要记住重要的结论即可。下面来看一下复阻抗理论。

在一个复杂的、线性的、正弦驱动电路中，电路中的电压和电流肯定都是正弦的。在任一时刻，电流和电压的频率和电源频率相同，而幅度和电源的幅度成正比。电路中电流和电压的波形的相位会随着电源电压波形的改变而改变。这是由于电容器和电感器的容性和感性作用所致。

由于电路中电压和电流处处都具有正弦特性，而且考虑到电压和电流的频率都是相同的，故可以用一种数学方法来分析电路——这种方法可以避免微分方程。这种方法应用叠加定理。叠加定理指出，一个包含有多个正弦电压源线性电路的一个支路上的电流等于每个电压源单独产生的电流之和。叠加定理的证明，可以直接将基尔霍夫定律应用到线性电路中，这会得到一系列的线性方程，这些方程式可以化简成一个线性方程，只有一个未知信号。这样，待求支路的电流就可以表示成每个电源项乘以一个适当的系数的叠加。

也就是说，我们不必很费力地去求解电路中未知电流或电压的时间函数，因为电流和电压总是 $\cos(\omega t + \phi)$ 的形式，故只需应用叠加定理求出未知电流或电压的峰值和相位。为了应用叠加定理表示电流和电压，看起来似乎要用到正弦和余弦的方法来计算幅度、相位和频率。然而，在叠加（相加、相乘等）的数学过程中，会用到大量的正弦和余弦的表示式，需要用到比较难的三角函数规则和定义把结果转换成可以理解的形式。作为另一种形式，我们可以用复数来表示电路中的电压和电流的幅度和相位。

回想一下复数的知识，一个复数至少在复平面中可以表现出正弦特性。例如，复数的三角形式 $z = r\cos\theta + jr\sin\theta$ 可以描述出当 θ 从 0° 到 360° ，或者从 0 到 2π 弧度时复平面上的圆。如果用图示幅度 r 随 θ 变化的情况，会得到一个正弦波形。若要改变它波形的幅度，只要简单地改变 r 的值即可。要想设置频率，只要将 θ 和某个值相乘即可。要想让它相对于另一同频率波形有一个相位移，只要将 θ 加上某个值（角度或弧度）即可。因此，如果将 θ 用 ωt 代替， r 用 V_0 代替，并留出一个项的位置用来和 θ 相加，就可以得到电压源的复数表示形式。电流也可以采用同样的办法。

复数形式比三角形式好，因为可以用三种方法来表示复数：复平面坐标形式、三角形式或指数形式。这三种形式会使叠加过程的数学计算变得简单。例如，如果转换成复平面坐标形式，可以容易地进行加、减运算。如果转换成指数形式，可以容易地进行乘和除运算（在指数部分进行简单的加减运算）。

要注意的是，在现实中，电流和电压都是实的，并没有虚电流或虚电压。那么，为什么会有虚部呢？答案就是，当开始用实部和虚部表示电流和电压时，只是引入了一个表示相位的机制（复数就像一个机器内的隐藏部分，它的作用并没有直接表现出来，但它对外部确实起作用——就是实部的作用）。也就是说，最终的结果总是要转换成实数。这表明，计算完成后，需要把复数的结果转变成三角或复平面坐标的形式，然后删掉虚部。

现在你可能要问：“到底是如何进行叠加的呢？这看起来太抽象，太混乱。到底是如何来说明电阻、电容和电感的工作情况呢？”或许避免这种混乱的最好的办法就是先把一个正弦电压转换成复数表示形式。然后再让这个电压单独地作用于电阻、电容和电感，看看会得到什么。在分析过程中会用到一些新的方法和技术。

让我们从正弦电压的以下表示式开始：

$$V_0 \cos(\omega t)$$

然后把它转换成复数的表示形式：

$$V_0 \cos(\omega t) + j\sin(\omega t)$$

$j\sin(\omega t)$ 是什么呢？是虚部，并没有物理意义，因此它并不影响实电压的表示（然而，在叠加过程却需要它）。为了便于后面的计算，利用欧拉关系式 $r\cos\theta + jr\sin\theta = re^{j\theta}$ 将三角形形式转换成指数形式：

$$V = V_0 e^{j\omega t}$$

可以把这种电压表示成一个向量，在复平面里逆时针的角频率是 ω ($\omega = d\theta/dt$, $\omega = 2\pi f$)。向量的长度表示电压的最大值 V 或 V_0 ，向量在实轴上的投影表示的是实部，或者说是 V 的瞬时值。向量在虚轴上的投影表示的是 V 的虚部。

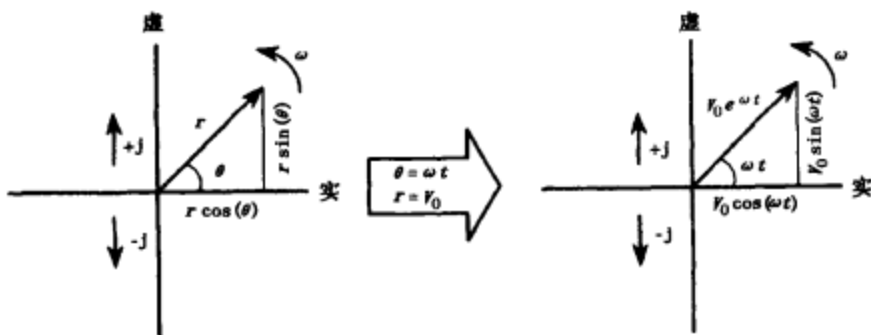


图 2.38

既然电压可以用复数的形式表示，就可以求出连接到电源上的电阻、电感、电容的电流的复数表示式。为求电阻上电流的复数形式，可以把 $V = V_0 e^{j\omega t}$ 代入到 $I = V/R$ 中。为求电容上的电流，可以把 $V = V_0 e^{j\omega t}$ 代入到 $I = C dV/dt$ 。最后，为求电感上的电流，可以把 $V = V_0 e^{j\omega t}$ 代入到 $I = 1/L \int V dt$ 。结果如下：

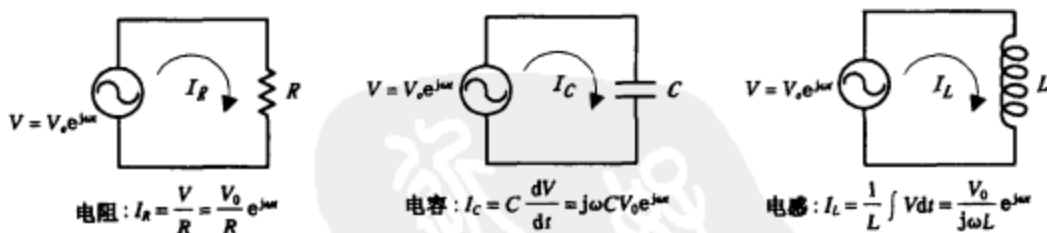


图 2.39

比较每个元件上电流和电压的相位差，会有如下结论：对于电阻，没有相位差；对于电容，有 $+90^\circ$ 的相位差（因为有 $+j$ 项）；对电感，有 -90° 的相位差（因为 $1/j = -j$ ）。这和我们学过的电抗的概念是一致的。电流和电压的相位差关系可以用矢量图表示。矢量图就是复平面的一个图形，表示在某一固定时刻电路中电压和电流矢量的“瞬像”。例如，如果把 $t = 0$ 代入到电流的表示式中，就可以得到下面这三个电路的矢量图。

电流和电压的相位差表示为 I 向量和 V 向量之间的角度。

现在如果把每个元件上的压降除以流过它的电流，那么 $e^{j\omega t}$ 项就会消掉，就可以得到三个表示式。用复源电压除以电阻上的复电流得到的表示式就是电阻 R 。用复源电压除以电容上的电流得到的表示式代表容抗，但它是虚数的形式。用复源电压除以电感上的电流得到的表示式代表感抗，但它也是虚数的形式。既然是用复数来表示，电阻和阻抗就被共同表示成

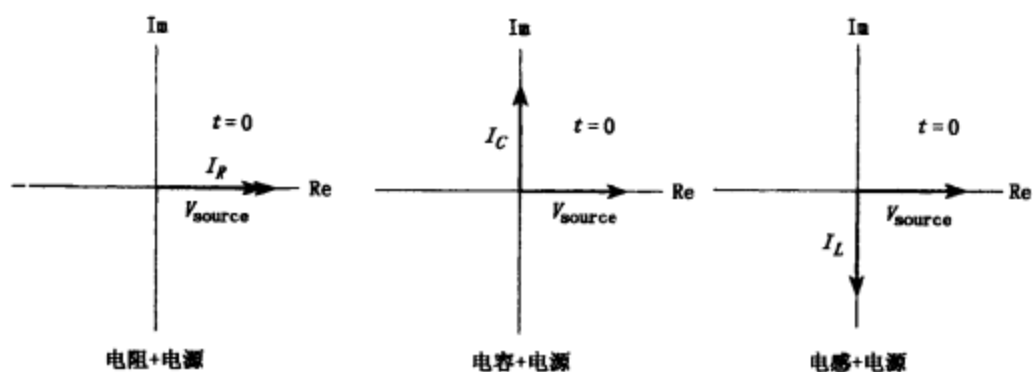


图 2.40

复阻抗 (用符号 Z 表示)。

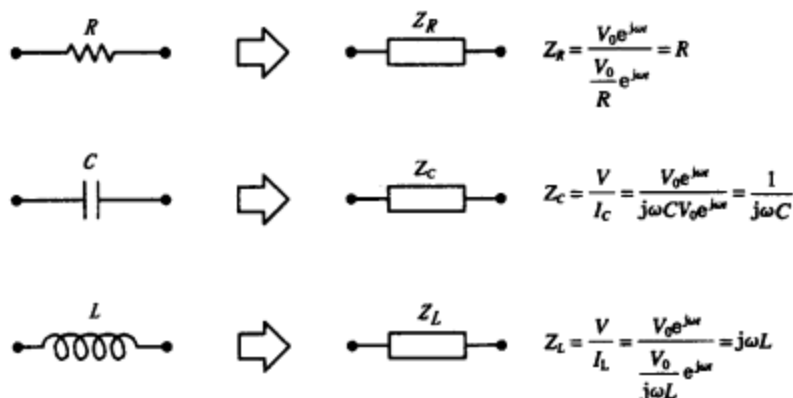


图 2.41

值得注意的是，在电压与电流相除时， $e^{j\omega t}$ 项会消去。结果表示式只是一个复数，而且只是频率的函数，而不是时间的函数，这也是避开使用微分方程的窍门之一。

既然可以用复数的形式表示 I 、 V 和 Z ，那么就可以把这些项代入到前面提到过的那些定律和定理中。不用担心要建立与时间有关的等式——复数会保留所有必需的幅度、频率和相位信息。这些法则、关系和定理看起来不一样，是因为把所有的 R 用 Z 来代替，直流电源用正弦电源代替并且表示成复数的形式。

例如，欧姆定律修正后的形式（称为交流欧姆定律）就是这样的：

$$V(t) = I(t) Z$$

这种修正后的形式也可以应用在其他直流定律和定理中。下面就看一看其他的定律和定理修正后的直流形式。

2.22 串联阻抗与电压分配器

为求几个串联元件的等效阻抗，可以运用：

$$Z_{\text{eq}} = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \dots + Z_n$$

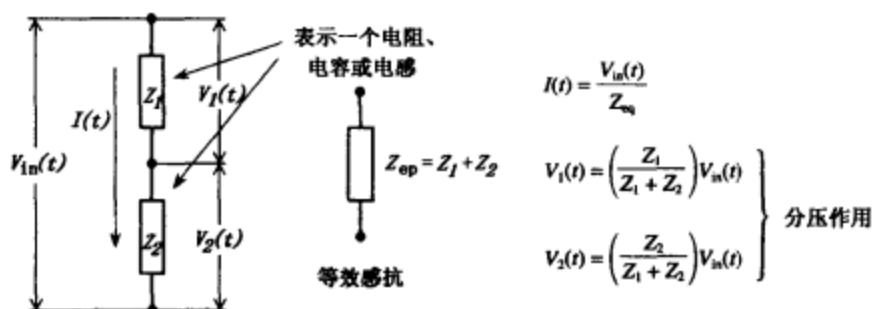


图 2.42

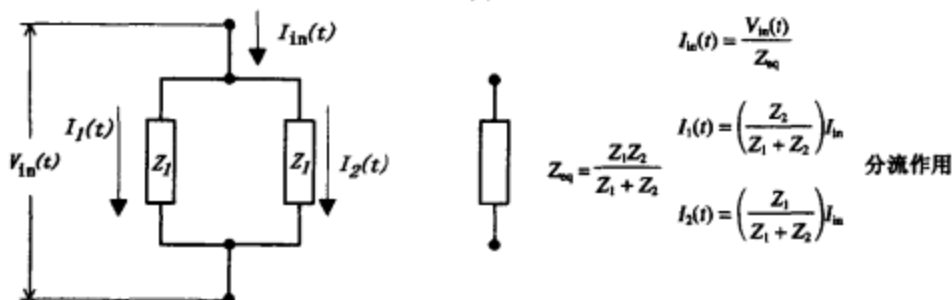


图 2.43

2.23 并联阻抗和电流分配器

为求多个并联元件的等效阻抗，可以运用：

$$1/Z_{eq} = 1/Z_1 + 1/Z_2 + 1/Z_3 + \dots + 1/Z_n$$

2.24 基尔霍夫定律在交流电路中的应用

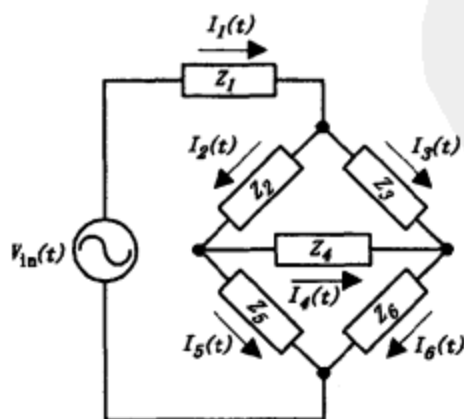


图 2.44

运用基尔霍夫电流定律，可以得到下面一系列的等式：

$$I_1(t) = I_2(t) + I_3(t)$$

$$I_2(t) = I_3(t) + I_4(t)$$

$$I_3(t) = I_4(t) + I_5(t)$$

运用基尔霍夫电压定律，可以得到下面一系列的等式：

$$V_{in}(t) - I_1(t)Z_1 - I_2(t)Z_2 - I_5(t)Z_5 = 0$$

$$-I_3(t)Z_3 + I_4(t)Z_4 + I_2(t)Z_2 = 0$$

$$-I_5(t)Z_4 + I_5(t)Z_5 - I_4(t)Z_4 = 0$$

模拟包含有电阻、电容和电感的典型的正弦电路是容易的。然而，如果不熟悉如何用一些窍门来处理复数的话，在求解结果等式时还是会有一些麻烦。下面选取的例子会显示出在做数学时的一些微妙技巧。

例 1: 图 2.45 是电阻和电容串联电路, 求电阻和电容串联后的等效阻抗 (Z_{eq}), 结果用复平面形式、三角形式和指数形式来表示。

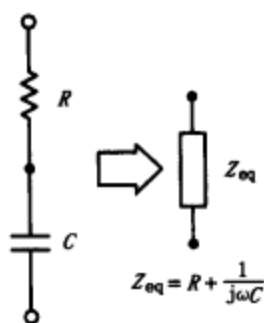


图 2.45

解: 电阻和电容串联后的等效阻抗是:

$$Z_{eq} = Z_R + Z_C$$

$$Z_{eq} = R + \frac{1}{j\omega C} = R - \frac{j}{\omega C} = R - j \left(\frac{1}{\omega C} \right)$$

要求 Z_{eq} 的指数形式 ($re^{j\theta}$), 可求幅度 r 和相位 θ 。

幅度为:

$$r = (a^2 + b^2)^{1/2} = \left[R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]^{1/2}$$

相位为:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{b}{a} \right) = \tan^{-1} \left(-\frac{1/\omega C}{R} \right) = -\tan^{-1} \left(\frac{1}{\omega RC} \right)$$

因此指数形式就变成:

$$Z_{eq} = \left[R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]^{1/2} e^{j \tan^{-1} \left(\frac{1}{\omega RC} \right)}$$

如果 $R=150\Omega$, $C=0.1\mu\text{F}$, $\omega=10^4/\text{s}$ (是连接到电阻和电容上的电源的角频率), Z_{eq} 的数值变成:

$$Z_{eq} = (150 - j2500) \Omega \quad (\text{复平面形式})$$

$$Z_{eq} = (2504\Omega) e^{j(-86.5^\circ)} \quad (\text{指数形式})$$

$$Z_{eq} = (2504\Omega) \cos(-86.5^\circ) + j(2504\Omega) \sin(-86.5^\circ) \quad (\text{三角形式})$$

如果电压源 $V_0 e^{j\omega t}$ 接到直流网络中, 网络上流过的电流可以运用直流欧姆定律求出, 用 Z_{eq} 代替 Z :

$$I(t) = \frac{V_0 e^{j\omega t}}{(2504\Omega) e^{j(-86.5^\circ)}}$$

为求电阻 R 和电容 C 上的各自压降, 可以运用电压分配法:

$$V_R(t) = \left(\frac{Z_R}{Z_R + Z_C} \right) V_0 e^{j\omega t} = \left(\frac{R}{Z_{eq}} \right) V_0 e^{j\omega t}$$

$$V_C(t) = \left(\frac{Z_C}{Z_R + Z_C} \right) V_0 e^{j\omega t} = \left(\frac{1/j\omega C}{Z_{eq}} \right) V_0 e^{j\omega t}$$

求出 $V_R(t)$ 和 $V_C(t)$ 后, 复数结果中的虚部在最后的表达式中会被消去。

例 2: 图 2.46 电阻和电感并联电路, 求电阻和电感并联后的等效阻抗, 把结果用复平面坐标形式、三角形式和指数形式表示出来。

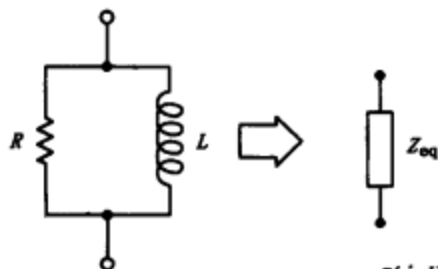


图 2.46

解: 电阻和电感并联后的等效阻抗是:

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_L}$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_R Z_L}{Z_R + Z_L} = \frac{R(j\omega L)}{R + j\omega L} = \frac{R(\omega L)^2 + jR^2\omega L}{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$Z_{eq} = \frac{R(\omega L)^2}{R^2 + (\omega L)^2} + j \frac{R^2\omega L}{R^2 + (\omega L)^2}$$

要求 Z_{eq} 的指数形式 $re^{j\theta}$, 求出幅度 (r) 和相位 (θ) 如下:

$$r = [a^2 + b^2]^{1/2} = \left\{ \frac{R^2(\omega L)^4 + R^4(\omega L)^2}{[R^2 + (\omega L)^2]^2} \right\}^{1/2} = \frac{R\omega L}{[R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{R^2\omega L}{R(\omega L)^2} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{R}{\omega L} \right]$$

$$Z_{eq} = \frac{R\omega L}{[R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}} e^{j\tan^{-1}(R/\omega L)}$$

如果 $R=150\Omega$, $L=50\text{mH}$, $\omega=4\times 10^3/\text{s}$ (是连接到电阻和电感上的电源的角频率), Z_{eq} 的值为:

$$Z_{eq} = (96 + j72) \Omega \quad (\text{复平面坐标形式})$$

$$Z_{eq} = (120\Omega) e^{j(36.9^\circ)} \quad (\text{指数形式})$$

$$Z_{eq} = (120\Omega) \cos(36.9^\circ) + j\sin(36.9^\circ) \quad (\text{三角形形式})$$

如果把电压源 $V_0 e^{j\omega t}$ 连到 RL 并联网路, 可以运用电流分配关系求出电流 $I_R(t)$ 和 $I_L(t)$:

$$I_R(t) = \left(\frac{Z_L}{Z_R + Z_L} \right) I_{in}(t)$$

$$I_L(t) = \left(\frac{Z_R}{Z_R + Z_L} \right) I_{in}(t)$$

这里

$$I_{in}(t) = \frac{V_0 e^{j\omega t}}{Z_{eq}}$$

和以前讲过的一样, 电流的复数结果中的虚部最后也要消去。

例 3: 求图 2.47 所示 RLC 正弦驱动电路中的电流 $I(t)$ 和电压 $V_R(t)$, $V_C(t)$ 和 $V_L(t)$ 的值。

解: 为了求这些值, 先求出电路的等效阻抗, 然后利用欧姆定律 $|I(t) = V(t) / Z_{eq}|$ 求出 $I(t)$, 求出 $I(t)$ 后, 可以把它再代入到欧姆定律中, 求出每个元件上的压降。通过这个例子, 可以注意到所用到的数学方法——有一些部分要用到将两个不同形式的复数相加。

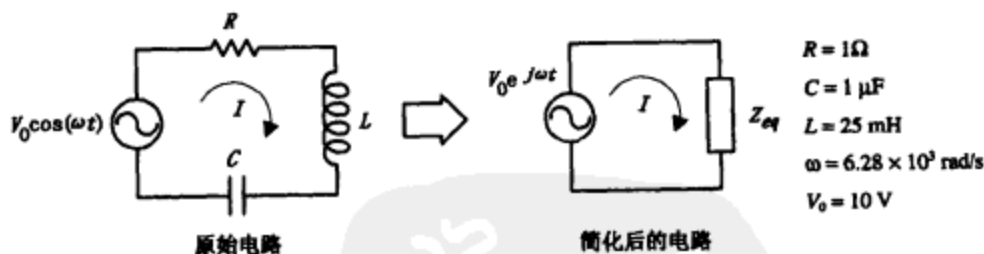


图 2.47

为求电路的等效阻抗, 将串联的阻抗相加得到下面的形式:

$$Z_{eq} = Z_R + Z_C + Z_L = R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L = R + j(\omega L - 1/\omega C) = 1\Omega - j2.08\Omega$$

在计算中把 Z_{eq} 转换成指数形式 $re^{j\theta}$ 会比较方便:

$$r = \sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{1^2 + (-2.08)^2} = 2.30\Omega$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\right) = \tan^{-1}\left(-\frac{2.08}{1}\right) = -64.3^\circ$$

$$Z_{eq} = re^{j\theta} = (2.30\Omega) e^{j(-64.3^\circ)}$$

要求 $I(t)$ 的值, 可以用源电压 $V_0 e^{j\omega t}$ 除以 Z_{eq} :

$$I(t) = \frac{V_0 e^{j\omega t}}{Z_{eq}} = \frac{V_0 e^{j\omega t}}{r e^{j\theta}} = \frac{V_0}{r} e^{j(\omega t - \theta)} = \frac{(10\text{V})}{2.30\Omega} e^{j(\omega t + 64.3^\circ)} = (4.34\text{A}) e^{j(\omega t + 64.3^\circ)}$$

要求 $V_R(t)$, $V_C(t)$ 和 $V_L(t)$ 的值, 可以运用 $V(t) = ZI(t)$:

$$V_R(t) = RI(t) = (1\Omega)(4.34\text{A}) e^{j(\omega t + 64.3^\circ)} = (4.34\text{V}) e^{j(\omega t + 64.3^\circ)}$$

$$\begin{aligned}
 V_L(t) &= (j\omega L)I(t) = j(4.34\text{A})(157.1\Omega)e^{j(\omega t + 64.3^\circ)} \\
 &= (628\text{V})e^{j(\omega t + 64.3^\circ + 90^\circ)} \\
 &= (628\text{V})e^{j(\omega t + 154.3^\circ)} \\
 V_C(t) &= \left(\frac{1}{j\omega C}\right)I(t) = \frac{1}{j}(159.2\Omega)(4.34\text{A})e^{j(\omega t + 64.3^\circ)} \\
 &= (691\text{V})e^{j(\omega t + 64.3^\circ - 90^\circ)} = (691\text{V})e^{j(\omega t - 25.7^\circ)}
 \end{aligned}$$

这里要把 $j(4.34\text{A})$ 转换成指数形式去乘

$$\begin{aligned}
 r &= \sqrt{0^2 + (4.34\text{A})^2} = 4.34\text{A} \\
 \theta &= \tan^{-1}\left(\frac{4.34}{0}\right) = \tan^{-1}(\infty) = 90^\circ \\
 j(4.34\text{A}) &= 4.34\text{A}e^{j90^\circ}
 \end{aligned}$$

这里要把 $\frac{1}{j}(159.2\Omega)$ 转换成指数形式去乘, 利用到 $1/j =$

$-j$:

$$r = \sqrt{0^2 + (-159.2\Omega)^2} = 159.2\Omega$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{-159.2}{0}\right) = \tan^{-1}(-\infty) = 90^\circ$$

$$\frac{1}{j}(159.2\Omega) = (159.2\Omega)e^{j(-90^\circ)}$$

像前面一样, $I(t)$ 、 $V_R(t)$ 、 $V_C(t)$ 和 $V_L(t)$ 必须为实数才有实际意义。将结果实化, 删除虚部, 结果变成:

$$I(t) = (4.34\text{A})e^{j(\omega t + 64.3^\circ)} = (4.34\text{A})\cos(\omega t + 64.3^\circ) = (4.34\text{A})\cos(6.28 \times 10^3 t + 64.3^\circ)$$

$$V_R(t) = (4.34\text{V})\cos(\omega t + 64.3^\circ) = (4.34\text{V})\cos(6.28 \times 10^3 t + 64.3^\circ)$$

$$V_L(t) = (628\text{V})\cos(\omega t + 154.3^\circ) = (628\text{V})\cos(6.28 \times 10^3 t + 154.3^\circ)$$

$$V_C(t) = (691\text{V})\cos(\omega t - 25.7^\circ) = (691\text{V})\cos(6.28 \times 10^3 t - 25.7^\circ)$$

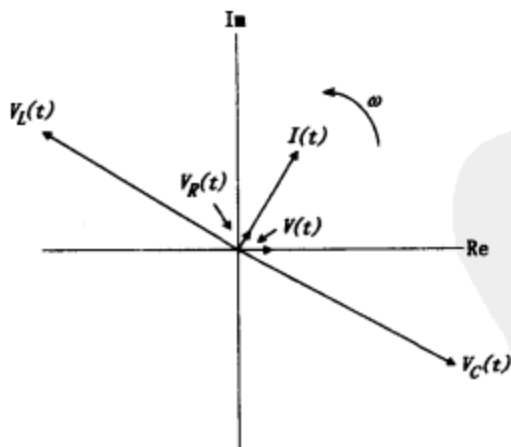


图 2.48

为了看清楚 $I(t)$ 、 $V_R(t)$ 、 $V_C(t)$ 和 $V_L(t)$ 与电源 $V(t) = V_0 e^{j\omega t}$ 的关系, 我们将它们的矢量图画在复平面坐标上, 见图 2.48。

根据矢量图, 矢量在实轴上的垂直投影就是实数值。所有的矢量以角频率 $\omega = 6.28 \times 10^3 \text{ rad/s}$ 按逆时针方向旋转。各矢量之间的夹角表明了彼此电压、电流之间的相位关系。

2.25 戴维南定理的交流形式

戴维南定理和其他的直流定理一样, 可以做些变化后应用在交流线性电路分析中。修正后的戴维南定理如下: 任何一个由电阻、电容、电感组成的复杂网络都可以表示成一个正弦电压源与一个等效阻抗相连。例如, 要想求一个复杂的、线性的、正弦电路两点的压降, 或者要求电路中的某个特定元件上的流过的电流和压降, 可以将元件先移走, 求出 $V_{th}(t)$, 再

将正弦电源短路，求出 $Z_{th}(t)$ (戴维南阻抗)，就可以得到戴维南等效电路。图 2.49 表示的就是一个包含有电阻、电容和电感的复杂电路的戴维南等效电路。

下面是应用戴维南定理求网络中电阻上的电流的例子。

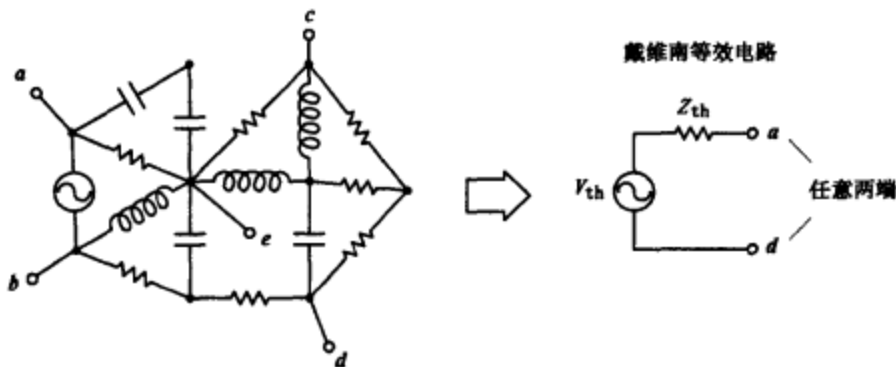


图 2.49

例：求图 2.50 电路中电阻 R 上流过的电流的大小。

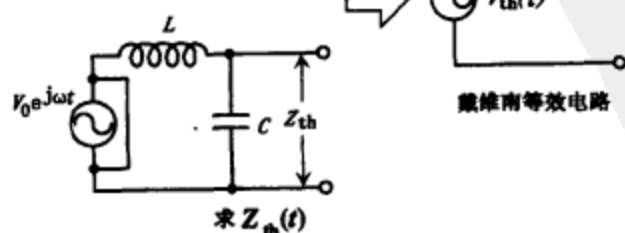
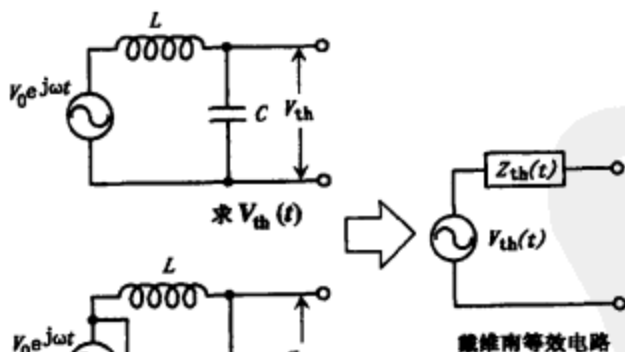
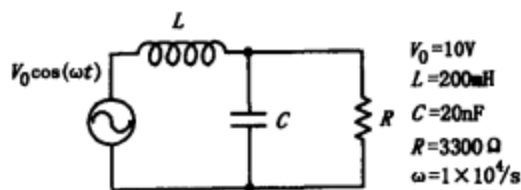


图 2.50

解：可以应用戴维南定理求解。

首先把电阻移开，这样空出来的两端就成了“黑盒子”。接着应用交流电压分配等式计算开路电压 $V_{th}(t)$ ：

$$V_{th}(t) = V_C(t) = \left(\frac{Z_C}{Z_C + Z_L} \right) V_0 e^{j\omega t}$$

$$= \left(\frac{1/j\omega C}{1/j\omega C + j\omega L} \right) V_0 e^{j\omega t} = \left(\frac{1}{1 - \omega^2 LC} \right) V_0 e^{j\omega t}$$

这里：

$$\omega^2 LC = (10^4/s)^2 (0.200H)(2 \times 10^{-8}F)$$

$$= 0.400$$

$$\text{因此, } V_{th}(t) = (16.67V) e^{j\omega t}$$

为求 Z_{th} ，用一条导线将电源短路，得到电感和电容并联后的阻抗：

$$Z_{th} = \frac{Z_C \times Z_L}{Z_C + Z_L} = \frac{1/j\omega C \times j\omega L}{1/j\omega C + j\omega L} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

$$= \frac{j(10^4/s)(0.200H)}{1 - 0.4} = j(2000\Omega)$$

接着，再把负载电阻接入到戴维南等效电路中，求出 Z_{th} 和 Z_R (或 R) 串联后的电阻，再求电流：

$$Z = R + Z_{th} = (3300 + j2000)\Omega = (3859\Omega) e^{j31.2^\circ}$$

应用欧姆定律可以求出电流：

$$I_R(t) = \frac{V_{th}}{Z} = \frac{(16.67V) e^{j\omega t}}{(3859\Omega) e^{j31.2^\circ}}$$

$$= (4.32mA) e^{j(\omega t - 31.2^\circ)}$$

$$I_R(t) = (4.32mA) \cos(\omega t - 31.2^\circ)$$

最后的表示式是 $I_R(t)$ 的去掉虚部后的三角形式。

2.26 交流电路中的功率

在一个线性、正弦驱动电路中，如何求出一个周期内消耗的平均功率？你可能会想到，可以利用公式 $P_{\text{ave}} = I_{\text{rms}}^2 R$ ，用 Z （全部电路中的等效阻抗）代替公式中的 R 。但是在这里不能运用这种替换，因为在实际的电路中只有电阻是始终消耗能量，电容和电感在工作过程中有时存储能量有时释放能量，而不是消耗能量。因此，如果把整个电路中的电阻部分分离出来，就可以运用 $P = I^2 R$ 来求出实际消耗的功率。可以运用下面的表示式求出一个周期内所消耗的平均功率：

$$P_{\text{ave}} = \operatorname{Re}(VI^*) = |VI^*| \cdot \cos\varphi$$

这里， VI^* 是复功率， V 和 I 是有效值。 $\cos\varphi$ 叫做功率系数，是电路的实电阻（发热部分）与全部阻抗的比率。这是用等效阻抗上的电压和电流之间的相角的余弦形式表示的。更简单地说，它可以被认为是阻抗的实部和全部阻抗的幅值的比，表示如下：

$$\text{功率系数} = \cos\varphi = \frac{\operatorname{Re}Z}{|Z|} = \frac{\operatorname{Re}Z}{\sqrt{(\operatorname{Re}Z)^2 + (\operatorname{Im}Z)^2}}$$

（这里，在 $Z = a + jb$ 中， $\operatorname{Re}Z = a$ ， $\operatorname{Im}Z = b$ ）一个纯电抗（没有电阻）的电路，功率系数是零；一个纯阻抗的电路，功率系数是 1。

在实际情况下，电路中的感抗元件会分掉部分提供给负载的电流。为了平衡这种作用，电路中时常会放入电容来抑制这种感抗的作用，以便能给阻性的负载提供更多的电流。

2.27 分贝

在电子学里，经常会遇到这样的情况，就是要比较两个信号的幅度和功率之间的关系。例如，如果一个放大器的输出电压是输入电压的 10 倍，可以得到一个比率， $V_{\text{out}}/V_{\text{in}} = 10/1 = 10$ ，这个比率称作增益。如果一个设备的输出电压小于输入电压，则这个增益比率小于 1。在这种情况下，我们称这个比率是衰减。不仅在电子学里，在其他领域都可以用这个比率来比较两个信号。然而，在有些时候，两个信号的幅度的比率或者是信号的比率范围会非常大。例如，人的耳朵能够感觉到的声音的强度范围是非常大的： $10^{-12} \sim 1 \text{ W/m}^2$ 。在这种情况下，强度的比率范围就是 $10^{-12} \sim 1$ 。这么大的范围会引起一个问题，就是当要画出比率和其他参量之间的关系图时，要在很大的范围内画出许多的点，这是非常麻烦的。为了避免这种问题，可以使用对数的方法。因此，可以使用分贝 dB。

两个信号的幅度 A_1 与 A_2 的比，用分贝定义如下：

$$\text{分贝值} = 20 \log_{10} \frac{A_2}{A_1}$$

这表示当 $A_2/A_1 = 2$ ，相当于 $20 \log_{10} (2) = 6 \text{ dB}$ ； $A_2/A_1 = 10$ ，相当于 $20 \log_{10} (10) = 20 \text{ dB}$ ； $A_2/A_1 = 1000$ ，相当于 60 dB ； $A_2/A_1 = 10^6$ ，相当于 120 dB ，等等。如果比值小于 1，就得到负分贝。例如， $A_2/A_1 = 0.5$ ，相当于 $20 \log_{10} (0.5) = -6 \text{ dB}$ ； $A_2/A_1 = 0.001$ ，相当于 -60 dB ； $A_2/A_1 = 10^{-6}$ ，相当于 -120 dB ，等等。

两个信号的功率之比，用分贝定义如下：

$$\text{分贝值} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

这里 P_1 和 P_2 相当于两个信号的功率。如果两个信号的波形相同，功率的表示式和幅度的表示式会产生相同的结果。（ P 与 A^2 成比例，且 $\log_{10} A_2 = 2\log_{10} A$ ，此式表明了功率与幅度表示式之间的联系。）

用分贝表示信号的幅度和功率的绝对值的例子有很多。要想用分贝来表示信号的功率和幅度，必须提供一个参考值。例如，为了描述电压幅度相对于 1V 参考电压的分贝，可以在 dB 后面加一个 V，即用 dBV。在上面的第一个等式中，如果 A_1 是参考幅度（1V），那么测得的电压幅度就是 A_2 项的值。另一个常用的单位是 dBm。它用来定义当参考电压相当于 1mW 的功率输入到负载上时的电压幅度。

2.28 LC 谐振电路

当 LC 网络被某一特定频率的正弦电压驱动时，会产生一个有趣的现象，这个特定的频率被称做是谐振频率。例如，一个 LC 串联电路（如图 2.51 所示）工作在谐振角频率——即 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 时，穿过 LC 网络的等效阻抗为零（相当于短路）。这意味着电源和地之间的电流会达到最大值。另一方面，如果一个 LC 并联电路工作在谐振角频率——即 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 时，穿过 LC 网络的等效阻抗为无穷大（相当于断路）。这意味着电源和地之间的电流为零。由于 $\omega = 2\pi f$ ，所以谐振频率就是 $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ 。

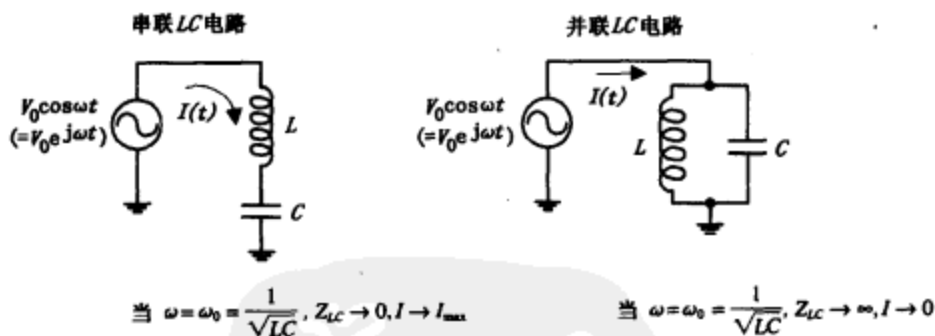


图 2.51

为了解 LC 串联谐振电路的工作情况，我们先求出 LC 串联电路的等效阻抗：

$$Z_{eq} = Z_L + Z_C = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

现在就可以求出能使上式中 Z_{eq} 为零的 ω 的值。这个值即为 $1/\sqrt{LC}$ ——谐振角频率。应用欧姆定律，在谐振频率时的电流为无穷大。

$$I(t) = \frac{V(t)}{Z_{eq}} = \frac{V_0 e^{j\omega t}}{0} = \infty$$

然而，在实际中，考虑到内阻和有限的电源电流输出，电流是不可能达到无穷大的。如果不理解上面的等式，可以想像一下，在谐振频率时电容和电感上的电压相等而相位相反。这表明串联后的等效压降为零；因此，串联后的阻抗也一定为零。

为了了解 LC 并联谐振电路的工作情况，可以先求出 LC 并联电路的等效阻抗：

对上式做一下变换，可以得到： $\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{(1/j\omega C)} = j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$

$$Z_{eq} = j \frac{1}{\left[1/(\omega L) - \omega C\right]}$$

如果 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ，则 Z_{eq} 为无穷大。这表明电流为零（应用欧姆定律）：

$$I(t) = \frac{V(t)}{Z_{eq}} = \frac{V_0 e^{j\omega t}}{\infty} = 0$$

同样，如果不理解上面的等式，可以这样认为：在谐振时， L 上的电抗和电压与 C 上的电抗和电压的幅度相等而相位相反。由此可知，流过 L 和 C 上的电流值相同，方向相反。换句话说，在某一时刻， L 上的电流方向是向上的，而 C 上的电流方向是向下的。 L 上的电流流向 C 的顶部，同时， C 上的电流流向电感的底部。在另一时刻，电流的方向则相反（能量在另一个方向上“跳动”； L 和 C 的作用相当于一个振荡对，具有相同的能量，能量的大小取决于 L 和 C 的大小）。 LC 回路中的内部电流可以看成是循环电流。现在，虽然有电源，它却没有提供电流给网络。为什么呢？因为电压源“感觉”不到它所跨接的网络与它有电势差。或者说如果有外电流供给 LC 网络，则说明某一个元件上流过的电流比另一个元件上流过的电流多。然而，在谐振时这种情况是不可能发生的，因为 L 和 C 上的电流相等、方向相反。

2.29 RLC 谐振电路

RLC 电路，像 LC 电路一样，在 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 时也会产生谐振。然而，因为有电阻，零阻抗（如串联 LC 电路）和无穷大的阻抗（如并联 LC 电路）的现象就不会发生变化。例如，在图 2.52 所示的 RLC 串联电路中，当驱动频率达到谐振频率时， LC 合起来的部分就相当于短路。然而，由于有电阻的存在，流过的电流就不会是无穷大。而是等于 $V(t)/R$ （欧姆定律）。在并联 RLC 电路中，当谐振时 LC 部分的作用相当于无穷大。然而，由于有电阻的存在，流过电阻的电流为 $V(t)/R$ 。

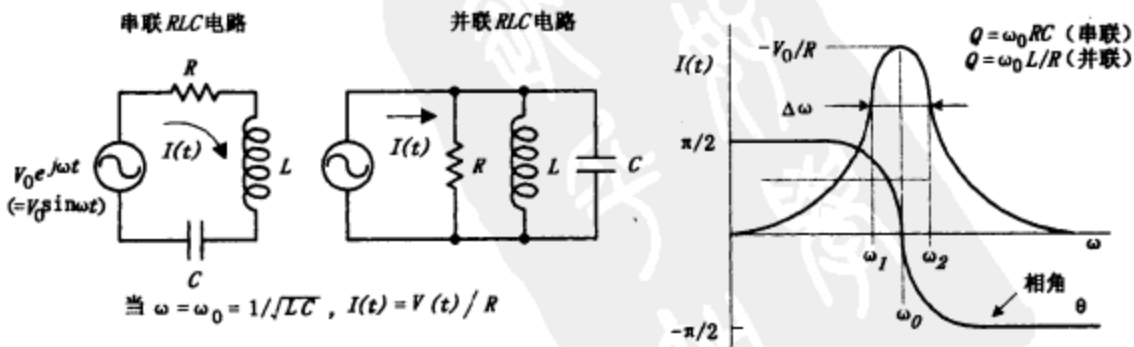


图 2.52

这两个 RLC 电路的电流（与所提供电压的关系）的幅度和相位如图 2.52 所示。在这两个电路中，当 R 变小时，电流曲线的“峰值”会变高，而宽度会变窄。在电子学里，峰值的宽度被定义为两个半功率点 ω_1 和 ω_2 之间的距离。（半功率表示电阻消耗 $1/2 P_{max}$ ，相当于

电压值为 $(1/\sqrt{2})V_0$ 或者电流值为 $(1/\sqrt{2})I_0$ 。半功率点之间的距离被称作是带宽：

$$\text{带宽} = \Delta\omega = (\omega_2 - \omega_1)$$

品质因素是用来描述如图 2.53 所示的峰值的尖锐度的。定义为：

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1}$$

对于一个串联的 RLC 电路， $Q = \omega_0 L/R$ 。对于一个并联的 RLC 电路， $Q = \omega_0 RC$ 。

2.30 滤波器

把电阻、电容和电感以某种方式结合在一起，可以设计出一些电路，这些电路只让某种频率的信号通过，阻止其他频率的信号。在这一部分里要介绍四种基本滤波器：低通、高通、带通和带阻滤波器。

低通滤波器

如图 2.53 所示的简单的 RL 和 RC 滤波电路是一个低通滤波器——允许低频信号通过，阻止高频信号。

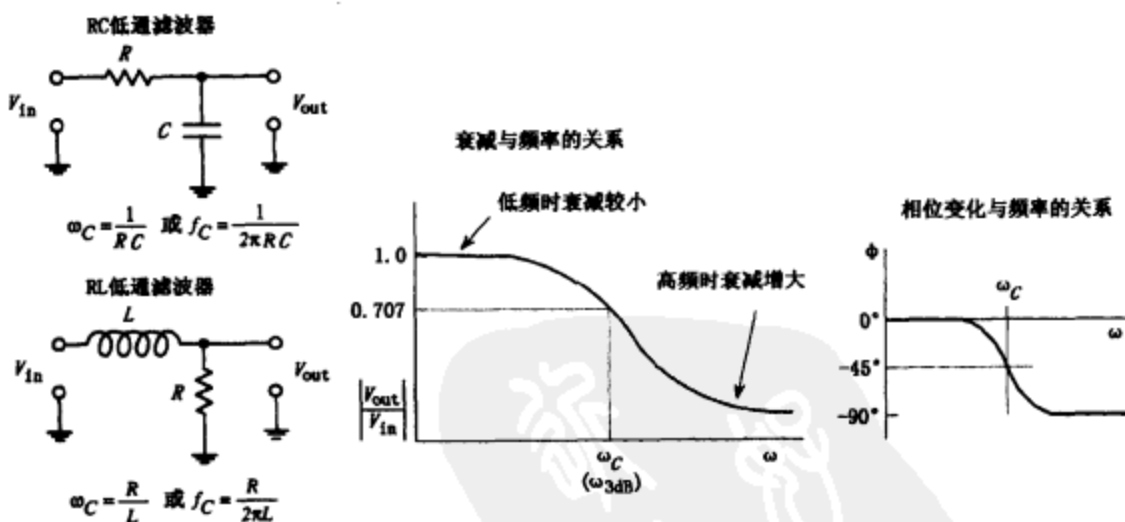


图 2.53

要想了解这两个滤波器的工作情况，可以把它们看作是鉴频电压分配器——鉴频部分来自电抗性元件 (C 和 L)。对于 RC 滤波器，当输入端加入低频信号时，电容器的阻抗增大，导致通过电容到地的输入电流减少——输出电压接近输入电压；在高频时，电容的阻抗较小，通过电容到地的电流很大——输出电压很小。对于 RL 滤波器，当高频信号加到输入端时，电感的阻抗很大，到地的电流很小——输出电压小；在低频时，电感的阻抗减小，绝大多数的电流都流过电感——输出电压接近于输入电压。

如果用等式表示，可以用电压分配关系建立输入电压和输出电压之间的关系式。对于

RC 低通滤波器，可以得到如下的电压分配关系式：

$$V_{out} = \frac{Z_C}{Z_C + R} V_{in}$$

如果把它变换成下面的形式，这个关系式就更有意义了：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_C}{Z_L + Z_R} = \frac{1/(j\omega C)}{1/(j\omega C) + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

为了使上面的等式看起来更直观，可以用 $1 + j\omega RC = Ae^{j\alpha}$ 的关系把它转换成指数的形式，幅度是 $A = \sqrt{1^2 + (\omega RC)^2}$ ，相位是 $\alpha = \tan^{-1}(\omega RC)$ ：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{Ae^{j\alpha}} = \frac{1}{A} e^{-j\alpha} = \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\omega RC)^2}} e^{-j \tan^{-1}(\omega RC)}$$

在电子学里，电压比率的幅度是很有用的。为了求幅度，可以把 V_{out}/V_{in} 项看做是复数（例如， $Z = re^{j\theta}$ ），移开虚指数项（ $e^{j\theta}$ ）就可以得到幅度 r 。如果不想用 r 表示比率的幅度，可以用绝对值的形式：

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$|V_{out}/V_{in}|$ 表示衰减。衰减可以反映有多少的输入电压通过输出端。对于 RC 低通滤波器， ω 为零，则 ωRC 项也为零， $|V_{out}/V_{in}|$ 为 1。这说明低频比较容易通到输出端。当 ω 很大时， $|V_{out}/V_{in}|$ 为 0。这说明高频被阻止，不能到达输出端。当加到 RC 低通滤波器的输入信号的频率达到截止频率，

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (\text{角度形式})$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{常规形式})$$

输出电压就降为输入电压的 $1/\sqrt{2}$ 。（相当于输出电压能提供的功率降为输入电压的一半）。

当描述一个低通滤波器的输出信号时，有一点要注意。就是输出信号的相位的变化与输入信号有关。对于一个 RC 低通滤波器，相位变化是 $\varphi = -\tan^{-1}(\omega RC/1)$ ，就是前面提到的 V_{out}/V_{in} 等式中的指数项。当 ω 为 0 时，相位变化也为 0。当 ω 为无穷大时，相位变化为 -90° 。相位变化也可以用截止频率（ $\omega_c = 1/(RC)$ ）的形式写出：

$$\varphi = -\tan^{-1}(\omega RC) = -\tan^{-1}(\omega/\omega_c)$$

可以看出，当 $\omega = \omega_c$ 时，相位变化就是 -45° 。

在分析 RL 低通滤波器的衰减和相位的变化情况时，可以应用和 RC 滤波器相同的处理办法。最后的结果如下：

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega L/R)^2}}$$

截止频率及相位的变化如下： $\omega_c = \frac{R}{L}$

$$f_c = \frac{R}{2\pi L}$$

且 $\varphi = -\tan^{-1}(\omega L/R) = -\tan^{-1}(\omega/\omega_c)$

衰减的分贝表示

由于滤波器的衰减范围会达到幅度的很多次幂，因此用分贝的形式表示衰减比较合理。衰减的分贝形式如下：

$$A_{dB} = 20 \log \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|$$

图 2.54 表示的是衰减的分贝形式和非分贝形式之间的关系。

	$ V_{out}/V_{in} $	A_{dB}
放大的输出 (如放大器)	1000000	120 dB
	100	40 dB
	10	20 dB
	2	6 dB
联合增益	$\sqrt{2} (= 1.414)$	3 dB
	1	0
衰减的输出 (如:无源滤波器)	$1/\sqrt{2} (= 0.707)$	-3 dB
	0.1	-20 dB
	1/2	-6 dB
	0.01	-40 dB
	0.000001	-120 dB

图 2.54

注意到当 $|V_{out}/V_{in}| = 1/\sqrt{2}$ (半功率条件), $A_{dB} = -3\text{dB}$ 。这叫 -3dB 点。相当于半功率点或者是滤波器的截止频率点。 A_{dB} 的值可以是正的,也可以是负的。如果 A_{dB} 是正的,衰减就不是真正的衰减,而是增益。当处理放大器(是一种有比较大的输出电压和输出功率的设备)时,就要用到正分贝。负分贝表示真正的衰减——输出电压和功率比输入电压和功率要小。当描述无源滤波器时,会用到负分贝。

为了描述衰减随频率上升或是下降的比率,可以用“6dB/倍频程”或是“20dB/10 倍频程”来表示。在这里,6dB/倍频程是说明当频率变化 1 倍频程(乘以 2 或除以 2)时,衰减变化 6dB。20dB/10 倍频程说明如果频率变化 10 倍频程(乘以 10 或除以 10)时,衰减增大或减少 20dB。

高通滤波器

图 2.55 所示的电路是高通滤波器——可以让高频率通过,而阻止低频率。

和低通滤波器一样,要想了解这两个滤波器的工作情况,可以把它看作是鉴频电压分配器。对于 RC 高通滤波器,当输入频率比较高时,电容的阻抗较小,绝大多数的输入电流都流到了输出端——输出电压接近于输入电压;低频时,电容器的阻抗高,很少的电流流到输出端——输出电压很小。对于 RL 滤波器,高频会通到输出端,因为电感的阻抗高——流过电感到地的电流很小;低频时,电感的阻抗小,绝大多数的输入电流通过电感到地——输出电压小。

如果用数学来表示,会发现 RC 高通滤波器的衰减为:

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}}$$

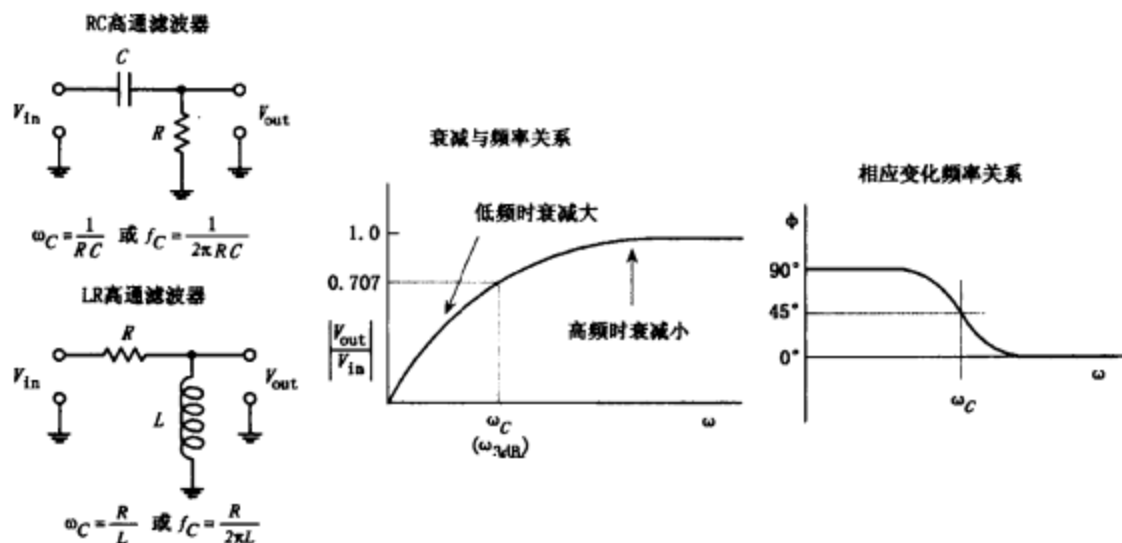


图 2.55

当 ω 为 0 时，衰减为 0；如果 ω 为无穷大，衰减接近于 1。这种滤波器的截止频率为：

$$\omega_c = \frac{1}{RC}, f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

对于 RL 高通滤波器，衰减如下：

$$\omega_c = \frac{R}{L}, f_c = \frac{R}{2\pi L}$$

这两种滤波器的输出相位的变化，用截止频率可以表示如下：

$$\varphi = \tan^{-1} (\omega_c / \omega)$$

当 ω 为 0 时， φ 为 $+90^\circ$ ，如果 ω 为无穷大， φ 为 0° 。在截止频率时， $\varphi = 45^\circ$ 。见图 2.55。

带通滤波器

应用 LC 并联谐振网络作为电压分配元件(见图 2.56)，可以建立一个滤波器，这个滤波器只能让 LC 网络谐振频率附近的一个窄带的频率通过。这样的滤波器被称作“带通滤波器”

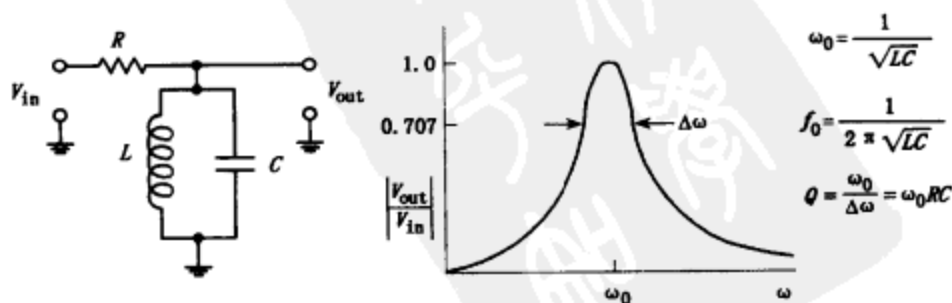


图 2.56

为了分析这种滤波器的工作情况，可以求出 LC 部分的等效阻抗——LC 是并联的。

$$\frac{1}{Z_{LC}} = \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{j\omega L} - \frac{j}{\omega C} = j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)$$

可以求出 Z_{LC} 的值为：
$$Z_{LC} = j \frac{1}{(1/\omega L) - \omega C}$$

当 ω 接近 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 时，并联 LC 网络的阻抗接近于无穷大；只有输入信号的频率接近于谐振频率时，信号才能通过到达输出端。这种滤波器的品质因数和并联 LC 谐振电路的品质因数相同：

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \omega_0 RC$$

陷波滤波器

采用串联 LC 谐振网络作为电压分配元件（如图 2.57），可以设计出一种滤波器，它吸收了 LC 串联网络谐振频率附近的频率信号，此外的频率则被拒收。

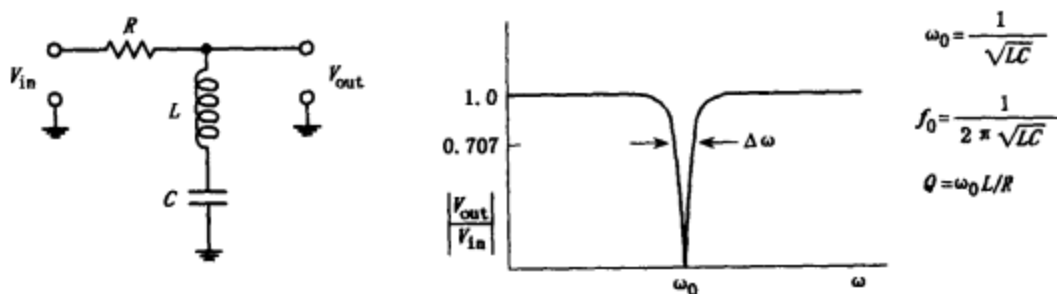


图 2.57

为了分析这种滤波器的工作情况，可以求出 LC 部分的等效阻抗—— LC 是串联的：

$$Z_{LC} = Z_L + Z_C = j\omega L - j \frac{1}{\omega C} = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$$

当 ω 接近 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 时，串联 LC 网络的阻抗接近于零， LC 网络的电流流向地——输出电压下降。这种现象可以解释为如图所示的“陷波”。这种滤波器的品质因数和串联 LC 谐振电路的品质因数相同：

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \omega_0 L/R$$

2.31 周期性非正弦电源电路

假设给定一个周期性非正弦电压源（例如，方波、三角波、斜波等），用它来驱动一个包含电阻、电容和电感的电路。该如何分析这种电路呢？这种电路不是直流的，因此不能应用直流定理。这种电路也不是正弦的，因此也不能直接应用复数阻抗。该怎么分析呢？

如果其他方法都不能用，可能会想到惟一可用的方法就是运用基尔霍夫电压定律。在这样做之前，首先考虑一下，如何在数学上表示电压源？也就是说，即使建立了基尔霍夫电压等式，还是要代入电源电压项。比如说，如何在数学上表示一个方波？实际上，建立起周期性非正弦电源的表示式并不容易。然而，为了讨论，假设已经建立了一个波形的数学表示式。如果把这一项代入基尔霍夫定律，就会得到微分方程（在这里不能用复数阻抗，因为是非正弦的）。

为了能够最有效地解决这个难题，最好能够完全避开微分方程，而且同时能运用最简单的复数方法。能够满足这两个条件的惟一的方法就是把非正弦波形看做是正弦波形的叠加。实际上，傅立叶发现了这种方法。他指出许多不同频率、不同幅度的正弦波可以用一种特殊的方法叠加在一起，产生任何非正弦周期波形。就是说，一个周期性的非正弦波形可以用傅立叶级数展开成一些不连续的频率的正弦和余弦波的叠加。

例如，方波可以表示成如下的表示式：

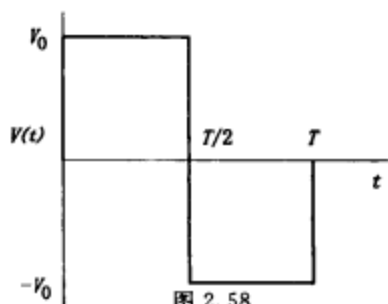


图 2.58

$$V(t) = \frac{4V_0}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ n-\text{奇数}}}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega_0 t$$

取系数的前3项 (\$n=1, 3, 5\$)，就可以得到如图 2.59 所示的叠加波形。这时这个叠加波形看起来并不太像方波，但如果继续把这个级数的后续项叠加起来，结果就会比较接近于方波。如果把所有的级数项都叠加起来，就会得到一个方波的波形。

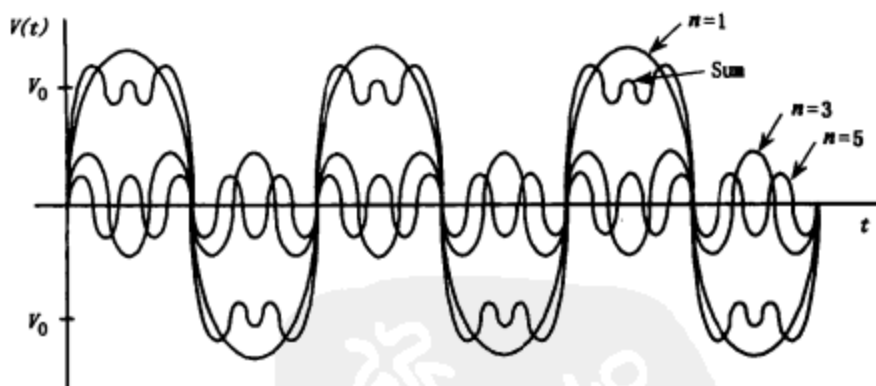


图 2.59

其他常用的波形，如三角波、斜波，也可以用傅立叶级数的方法表示：

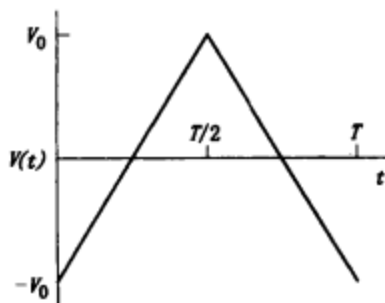


图 2.60

$$V(t) = \frac{8V_0}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ n-\text{奇数}}}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos n\omega_0 t$$

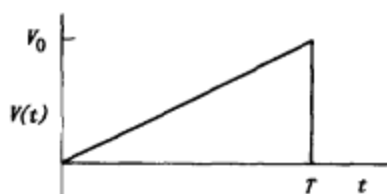


图 2.60 (续)

$$V(t) = \frac{V_0}{2} - \frac{V_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega_0 t$$

假设将某个非正弦电压加到 RLC 电路。要想了解电路内部（电流、电压、相位变化等）的工作情况，可以把电压源的级数代入到直流法则和定律中（在这个过程中可以用复阻抗表示电阻、电容和电感的工作情况）。难点是求级数本身。在电源电压表示式中，如何处理无穷多的项呢？必须要把这些无穷多的项相加吗？这样做是不现实的。但我们可以用一种很好的近似方法。例如，并不是把无穷多项求和，而是用近似的方法把级数的前四项求和。然后把这些项代入到方程中。

要用数学的方法建立起非正弦周期波形的傅立叶级数，还要建立和求解包含级数的方程，这些内容都超过了本书的范围。有一些高等学校教材中会讨论应用傅里叶分析方法来分析非正弦周期电路。

2.32 非周期性电源电路

非正弦非周期性电源也可以表示成傅立叶级数一样的一些正弦波形的叠加。只是它不是一系列离散的频率的和，而是包含有一些连续频谱。一个非周期信号可以看作是一个周期为无穷大的周期信号。可以用傅立叶变换和拉普拉斯变换这两种方法来分析这类波形，这类波形的开始和终止是随机性的，但是无论在正向还是在负向上都会延续至无穷大。如果你对这类电路的分析方法感兴趣，可以看一些关于这方面的书。

2.33 非线性电路及其直观分析法

在这一章中只涉及了包含线性元件（例如，电阻、电容和电感）的电路的分析方法。这里线性是指响应与所加的信号成比例。例如，给电阻加双倍电压，就会有双倍电流流过电阻。给电容加双倍频率的电压，流过电容的电流也会变成双倍。给电感加双倍频率的电压，流过电感的电流变成 1/2。在前面的分析中可以看到，分析线性电路的方法相当直接——可以应用一些法则和定理。

然而，在电子学里，还有一些重要的设备，如二极管、三极管、运算放大器、集成电路等等，并不具有线性特性。例如，二极管上的电压和流过它的电流之间就是非线性关系，这种关系可以近似表示成： $I = I_0 (e^{V/KT} - 1)$ 。如果把把这个等式代入基尔霍夫定律中，则其中的数学运算是非常麻烦的。

为了分析包含非线性元件的电路，就要找到一种新的方法。你可能会想“噢，请不要用到太多的数学”。是的，可以告诉你，真的不需要去学习太多的数学。事实是，你可以用一种直观的方法。这听起来或许有些奇怪，但说的是实话，这是你分析非线性电路最期望学会的方法。（你会发现，直观法也适合分析线性电路。）运用这种方法首先要对每个非线性器件

(或者线性器件)在一般情况下的工作特性有一个基本的认识,即对这些器件各引脚电流、电压的关系有一个基本的认识。然后,再测试一些简单电路中,这些电路中包含那些从电路整体特性看来,输入和输出引脚特性比较特别的器件。在测试这些简单电路的过程中,你已开始寻找一个功能块,它反过来让你了解器件的工作情况及如何应用。例如,你会注意到电压分配器(两个电阻串联)出现在简单的三极管电路如放大器电路中。(给定电压分配器中电阻的阻值,就可以设定三极管基极偏压——基极连接在两个电阻的中间节点上。)通过认识这样的功能块,就可以建立起新的概念:即这些分立元件可以合起来构成其他的电路。一旦了解了元件的工作原理和使用情况,你就可以把它运用到更大更复杂的电路中。

为了接触更复杂的电路,让我们再来看一下功能块内部。这些新功能块都是一些简单电路的组合——而不是单个电路元件的组合。例如,要求出一个简单的交流——直流的电源工作情况,可以先把电源分成几个简单的电路或者是功能块。然后求出每个功能块作为一个整体是如何工作的。最后再求出所有这些功能块之间的相互作用。例如,把交流——直流电源分解开后,可以得到下列功能块:变压器(用来把交流电压转换成低压交流电)、桥式整流电路(用来把变压器的交流电压转变成直流脉动电压)、滤波电路(接到桥式整流器的输出端,用来消除杂波及直流信号的脉动部分)。在这个例子中,了解电路的工作情况并不是要准确地知道功能块中每个二极管或者电阻的工作情况,而是要了解每个功能块是如何工作的,以及功能块之间的作用。我们并不需要准确地先为各个部件建立模型,然后再为整个电路建立数学表示式。那样做是会非常困难的。

本书的其余部分将集中讨论如何用直观方法来分析电子电路。后面的每一章都是这样设计的,这对发明者是很有用的。这意味着,书中所提供的信息足以让读者搭建起自己的电路。后续各章节将对某种器件(或者某种电路)的工作情况进行阐述,并指出它们的典型应用;接着,讨论器件的工作原理(物理上);讨论器件的实际型号(在产品目录上可查阅到);讨论器件的特性,比如额定功率、偏压等等。在每一部分的最后,都会举一些简单电路的例子作为学习的结束。



电路的基本元件

3.1 电线、电缆和连接器

电线和电缆为电流提供低电阻的通路。大多数的电线是用铜或银制成的，并包裹着绝缘层，绝缘层的典型材料是塑料、橡胶或绝缘漆。电缆由一些独立的绝缘电线组成，这些电线组合在一起构成多路传输通道。连接器，诸如插头、插座和转接头，是将电线、电缆与其他电子器件连接在一起的接合件。

3.1.1 电线

电线的直径是用规格号来表示的。规格号体系与通常的习惯恰恰相反。在规格号体系中，随着线径增大，规格号却变小，同时线路电阻也随着变小。当预计电流较大时，必须用小规格号（线径大的）电线。如果太大的电流通过大规格号（线径小的）电线，电线会发热熔断。表 3.1 说明各种规格号的绝缘铜线在 20°C 时的不同特性。对于橡胶绝缘的电线，允许通过的最大电流相应地要减小 30%。

表 3.1 不同规格号铜线的特性

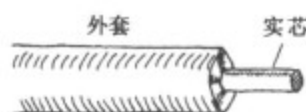
裸导线标称直径 (mm)	直流电阻 (Ω/km)	截面积 (mm^2)	每厘米可绕圈数	载流量		近似英规 SWG
				电流密度 2.5A/cm ²	电流密度 4.5A/cm ²	
0.05	8949	0.0020	153.8	0.005	0.009	47
0.06	6198	0.0028	133.5	0.007	0.013	46
0.07	4556	0.0039	117.6	0.010	0.018	45
0.08	3487	0.0050	105.3	0.013	0.023	44
0.09	2758	0.0064	95.2	0.016	0.029	43
0.10	2237	0.0079	83.3	0.020	0.036	42
0.11	1846	0.0095	76.9	0.024	0.043	41
0.12	1551	0.012	71.4	0.029	0.054	40

续表

裸导线 标称 直径 (mm)	直流 电阻 (Ω/km)	截面积 (mm^2)	每厘米 可绕 圈数	载流量		近似 英规 SWG	裸导线 标称 直径 (mm)	直流 电阻 (Ω/km)	截面积 (mm^2)	每厘米 可绕 圈数	载流量		近似 英规 SWG
				电流密度 $2.5\text{A}/\text{cm}^2$	电流密度 $4.5\text{A}/\text{cm}^2$						电流密度 $2.5\text{A}/\text{cm}^2$	电流密度 $4.5\text{A}/\text{cm}^2$	
0.13	1322	0.013	66.7	0.033	0.059	39	0.41	133	0.13	22.2	0.325	0.586	27
0.15	993	0.018	58.8	0.044	0.081	38	0.44	115	0.15	20.4	0.375	0.675	26
0.17	773	0.023	52.6	0.057	0.104	37	0.51	85.9	0.20	17.9	0.50	0.900	25
0.19	618	0.028	47.6	0.071	0.126	36	0.55	73.7	0.24	16.7	0.60	1.08	24
0.21	506	0.035	42.6	0.087	0.158	35	0.64	54.5	0.32	14.5	0.80	1.44	23
0.23	422	0.042	39.2	0.105	0.189	34	0.72	43.0	0.41	12.8	1.05	1.85	22
0.25	357	0.049	36.4	0.122	0.220	33	0.80	34.8	0.50	11.6	1.26	2.25	21
0.27	306	0.057	32.3	0.143	0.256	32	0.90	27.5	0.64	10.4	1.59	2.88	20
0.29	265	0.066	30.3	0.165	0.297	31	1.00	22.4	0.79	9.4	1.96	3.55	19
0.31	232	0.075	28.6	0.187	0.338	30	1.20	15.5	1.16	7.8	2.90	5.22	18
0.35	182	0.097	25.6	0.242	0.436	29	1.40	11.3	1.54	6.8	3.85	6.94	17
0.38	155	0.12	23.8	0.284	0.540	28	1.62	8.50	2.06	5.8	5.14	9.27	16

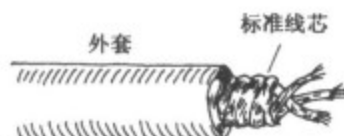
电线包括实芯线、绞合线和网状线。

实芯线



这种线适合在实验电路板上布线，线头较容易插入实验电路板的插孔中，这种线可以通过几次扭曲而连接在一起。

绞合线



这种导线是由若干条单股的铜线组成。绞合线相对于实芯线来说是更好的导线，因为这些独立的线绞在一起有更大的表面积，而且绞合线不容易扭断。

网状线



网状线是由若干条单股的线网织而成。与绞合线一样，这种线是比实芯线好，弯曲时也不易扭断。网状线经常被作为电磁屏蔽线用在抗干扰的电缆中，也可以在电缆中作为一根导线（例如同轴电缆）。

图 3.1

导线的种类

镀锡实芯总线



这种线经常用在实验电路中。它含有锡焊合金以增强焊接能力，通常用聚氯乙烯、聚乙烯或聚四氟乙烯来绝缘。这种线用在项目研发中，制作印刷电路板和其他需要用到线头裸露的细线的应用中。

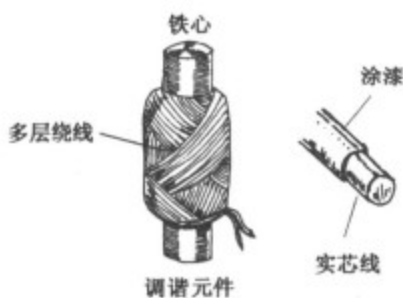
图 3.2

音响线



这种线绞合在一起增大电流通过的截面积。它的铜的含量高，具有较好的传导性能。

漆包线



这种线是用来制作线圈和电磁铁或者其他需要许多匝的器件，比如说无线接收机中的调谐元件。这种线是由单心线表面涂绝缘漆构成。

图 3.2 (续)

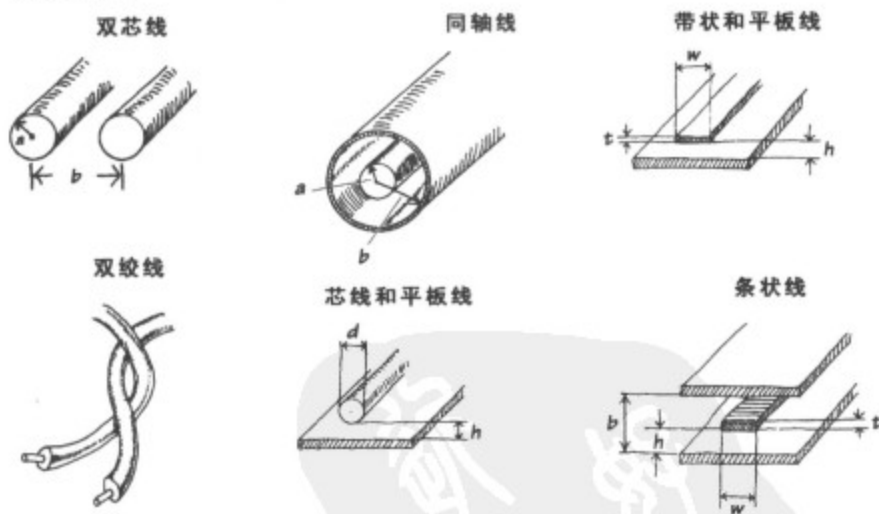


图 3.3

3.1.2 电缆

电缆由多条独立的导线组成。电缆中的这些线可以是实芯的、绞合的、网状的或它们的混合型。电缆中典型的导线构型包括以下几种：

双芯电缆



这种电缆由两条独立的绝缘导线组成。通常用在直流或低频的场合中。

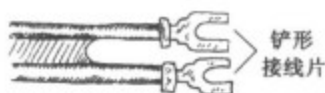
图 3.4

双绞电缆



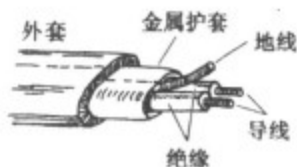
这种电缆是由两条相互绞的绝缘导线组成。它与双芯电缆相似，不同的是两条线绞合在一起。

平行电缆



这种电缆是双芯扁平线，特性阻抗 300Ω ，故经常被称作 300Ω 线，主要用作天线和接收机（如电视、收音机）之间的传输线。电缆中的两条线都是绞合线，以减小趋肤效应。

平行屏蔽电缆



这种电缆与双芯电缆相似，不同的是内部的线被接地的金属箔包裹着。这些金属箔是用来将内部线路与外部电磁场屏蔽的。外部电磁场是能够在内部导线中产生噪声信号的源。

非平衡同轴电缆



这种电缆较典型的应用是用于传输高频信号（如射频信号）。这种电缆的几何构造抑制了电感和电容效应，也抑制了外部电磁场的干扰。中心的导线是由铜线构成，作为“热”线。一种绝缘材料如聚乙烯包裹着中心导线，将中心导线与周围的网状线分隔开。网状线或铜屏蔽层作为“冷”线或地线。同轴电缆可能是传输信息最可靠最常用的电缆。特性阻抗大约从 50Ω 到 100Ω 。

双同轴电缆



这种电缆包含两条非平衡同轴电缆。它用在当两个信号必须分别传输时。

平衡同轴电缆



这种电缆包含两条用塑料绝缘体相互隔绝的线。和非平衡同轴电缆一样，这种电缆也有铜屏蔽层以防止噪声的干扰。不同的是，屏蔽层不作为传输通道，它只作为抵御外部电磁干扰的屏蔽。

带状电缆



这种类型的电缆用在需要许多导线的应用中。这种电缆比较容易弯曲。它用于控制低电压，常见于数字系统，如计算机，用来将并行的多位信号从一个数字设备传送到另一个设备。

图 3.4 (续)

多芯电缆



这种类型的电缆包含有许多单独封装、标色的导线。它用于许多信号必须在一条电缆中传输时。

光缆



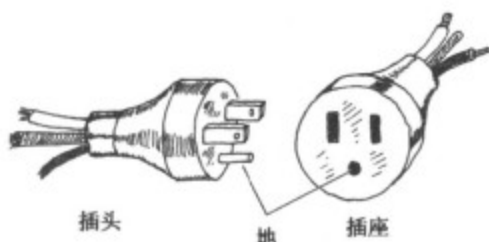
光缆用于传输电磁信号，如光。传导的核心介质由玻璃材料制成，包裹着纤维包层（一种折射系数比纤心高的玻璃材料），电磁信号沿着光缆通过多次内部全反射传播。它用在图像和亮度的直接传输，以及在电信中作为调制信号的波导。一条光缆一般包含许多独立的光纤维。

图 3.4 (续)

3.1.3 连接器

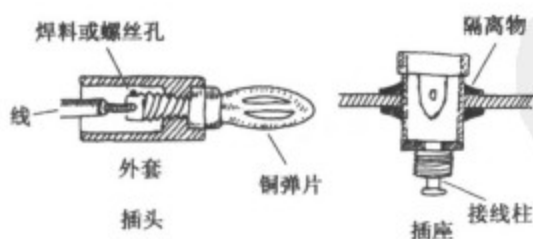
以下是一系列用来将电线和电缆连接到电子设备的常用插头和插座组合。连接件包括插头和插座。要连接不同的连接器，要用到转接头。

117 伏连接器



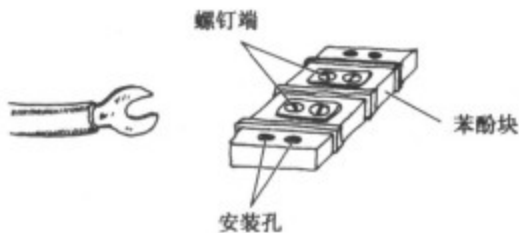
这是一种典型的家用电器连接器，有无极性的和有极性的两种。两种形式都可以是有地线或无地线。（译注：该连接件形状与我国标准不一致。）

香蕉型连接器



这种连接器用于将单条线连接到电子设备，常用在测试设备上。插头是一个四叶弹簧尖头，弹簧尖头嵌入插座中。

铲型接线片/接线带



这是一种简单的连接器，用螺丝将金属接线片固定在螺钉端上，接线带通常充当铲型接线片的接受器。

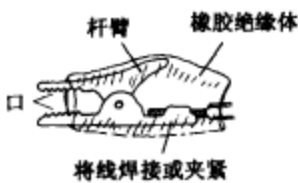
图 3.5

压接式连接器



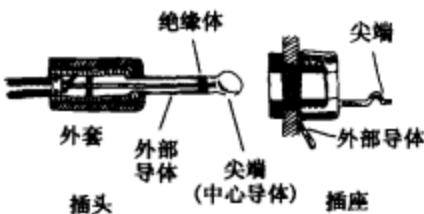
压接式连接器根据所适合的导线的大小以颜色作标记。作为快速、摩擦式连接器，它们在连接器要重复通断的直流电路中使用很方便。压接工具是用来将导线固定在连接器上。

鳄鱼夹



鳄鱼夹主要用在临时测试接线上。

话筒插头/座



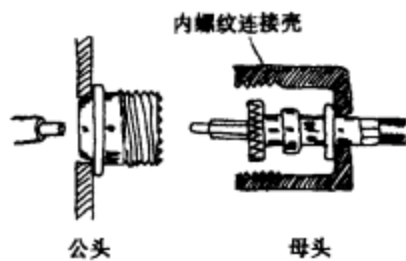
这种连接器有的有屏蔽网，但其尺寸要大一些。话筒插头有两芯的和三芯的，有一个 31.8 mm 长的柱型插头。它们在话筒电缆和其他低电压、低电流应用中用作连接器。

莲花插头



莲花插头通常被作为 RCA 插头或针型插头。它们主要用在音频连接上。

F 型连接器



F 型连接器是和各种非平衡同轴电缆一起使用的。它们通常用于连接视频元器件。F 型连接器通过螺纹接合和或摩擦接合在一起。

针型连接器



插件包含一个单芯金属针，金属针插入插座部分。两部分通过摩擦连接在一起。电线焊接或拧紧在塑料套筒下的接点上。

图 3.5 (续)

微型连接器



这种连接器是用来将电线和屏蔽电缆连接一起。插头的尖端与中心导线接触，而圆柱形金属扩展部分（或柱体）与屏蔽网接触。这种连接器用圆径和单位长度的螺纹数来识别。

PL-259 型连接器



这种连接器通常被称为超高频插件。它们和 RG-59/U 同轴电缆合用。这种连接器可以是旋接或摩擦接合。

BNC 连接器



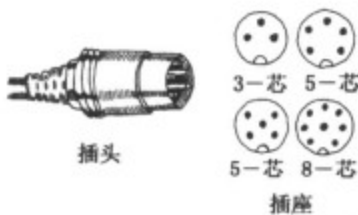
BNC 连接器用于同轴电缆。与 F 型连接器不同，BNC 连接器使用旋转卡口锁定机构。这个特点使它能够快速连接。

T 型连接器



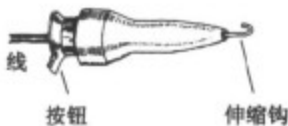
T 型连接器由两个插头端和一个插口端组成。连接同轴电缆时要用到它们。

DIN 连接器



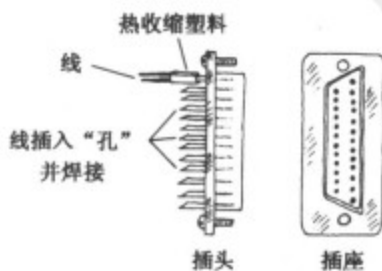
这种连接器用于多芯导线。它们经常用来连接音频附件和计算机附件。

挂钩连接器



这种连接器用作测试探头。按动按钮可以松开和夹紧弹簧钩。钩可以夹在电线或元器件的导线上。

D 型连接器



D 型连接器用于带状电缆。一个连接器可以多达 50 个连接。每根独立的线与每一独立的针或孔的连接，是通过将电线插入各个连接器背部的空心金属圈，然后焊接起来完成的。

图 3.5 (续)

3.1.4 导线和连接器的符号

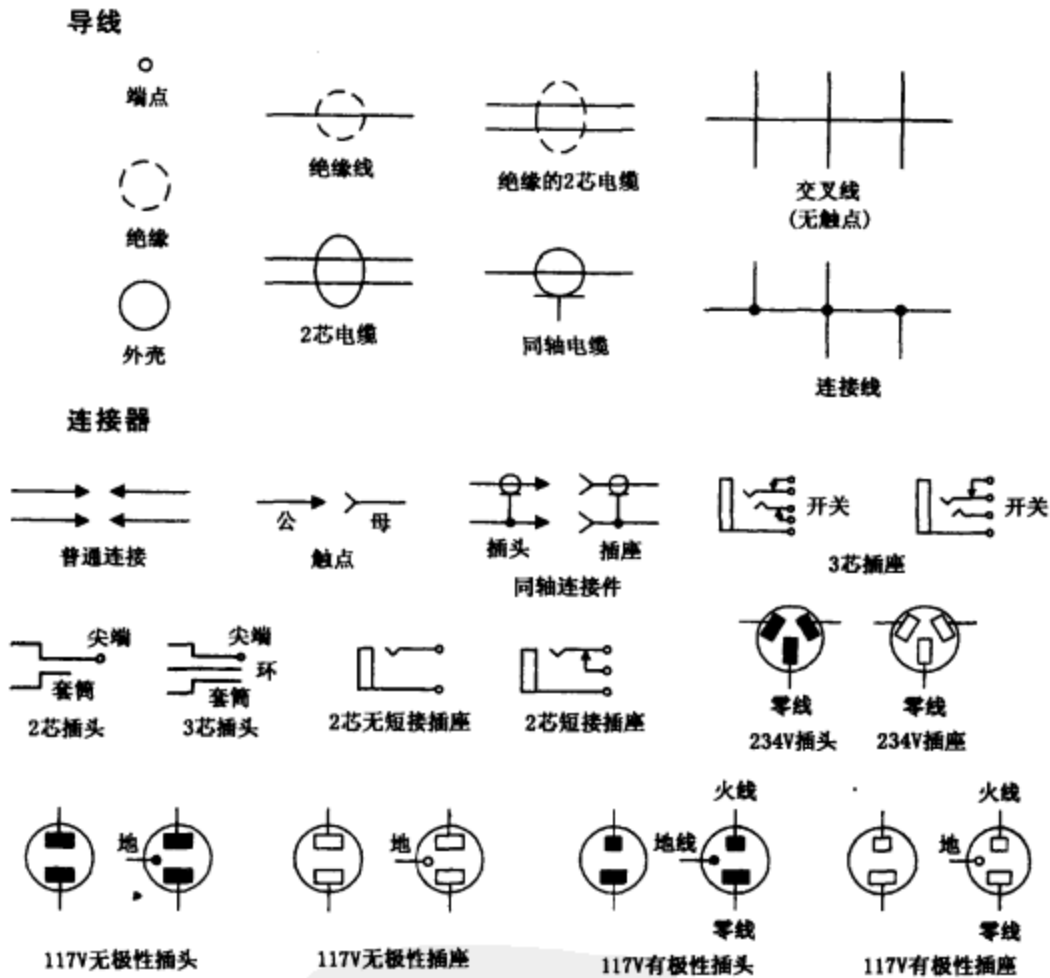


图 3.6

3.1.5 电线和电缆中的高频效应

电线中的趋肤效应

在简单处理直流电路时，电线和电缆是直接传导的——它们作为零阻抗的简单导体。但是，当你用很高频率的交流电流替代直流电流时，怪异的事情在电线内部开始发生。正如你将看到的，怪异的事情使你不能把电线当作完美的导体。

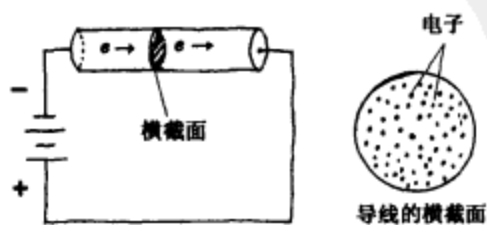


图 3.7

首先，让我们看一下当直流电流通过时，电线内部的工作情况。

电线连接到直流电源将引起电子流过电线，这种方式与水流经管道类似。这意味着任一电子的通道可以是线体的任何位置（如中心、中部、表面）。

现在，让我们看一下当高频交流电流经电线时发生了什么。

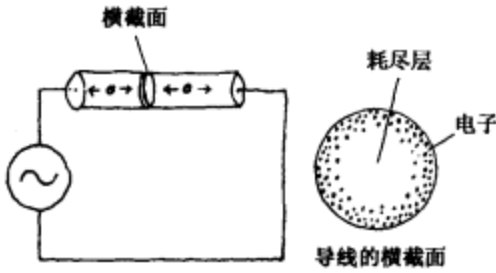


图 3.8

交流电接在电线上，将引起电子来回振动。在振动过程中，电子将产生磁场。应用一些物理原理（判断出每个电子所受的磁场力的方向），你会发现电子被推向电线的表面。随着信号的频率的增加，电子被推离中心越来越远，越推向表面。这样一来，电线的中心区域就缺乏导电电子。

高频状态下，电子向电线表面方向的运动称作趋肤效应。在低频时，趋肤效应对电线的传导性（或阻抗）没有多大的影响。然而，随着频率的增大，电线的阻抗将受影响。表 3.2 显示当信号频率增大时趋肤效应会产生怎样的影响（该表将交流阻抗与直流阻抗的比率作为一个频率函数）。

表 3.2 交流阻抗与直流阻抗的比率的频率函数

电线规格 (英规)	R_{AC}/R_{DC}				电线规格 (英规)	R_{AC}/R_{DC}			
	10^4 Hz	10^7 Hz	10^8 Hz	10^9 Hz		10^4 Hz	10^7 Hz	10^8 Hz	10^9 Hz
22	6.9	21.7	68.6	217	14	17.6	55.7	176	557
18	10.9	34.5	109	345	10	27.6	87.3	276	873

一种减小由趋肤效应产生的阻抗的措施是使用多股绞合线——导线中各股线的表面积总和比相同线径的单芯线的表面积大。

电缆中的线间感应

和电线一样，电缆也表现出趋肤效应。另外，电缆还表现出由于电缆中磁场和电场的存在引起的电感和电容效应。电流流经一条电线产生的磁场将会在另一条线上感应出电流。同样地，电缆中两条电线的电荷存在差异，就存在电场，因此就引起电容效应。



图 3.9 同轴电缆和双股电缆中的电场和磁场

注意到了电感和电容效应，可以把电缆看做好像是由许多小电感和小电容连接在一起构成的。一个用来模仿电缆的等效电感—电容网络如图 3.10 所示。

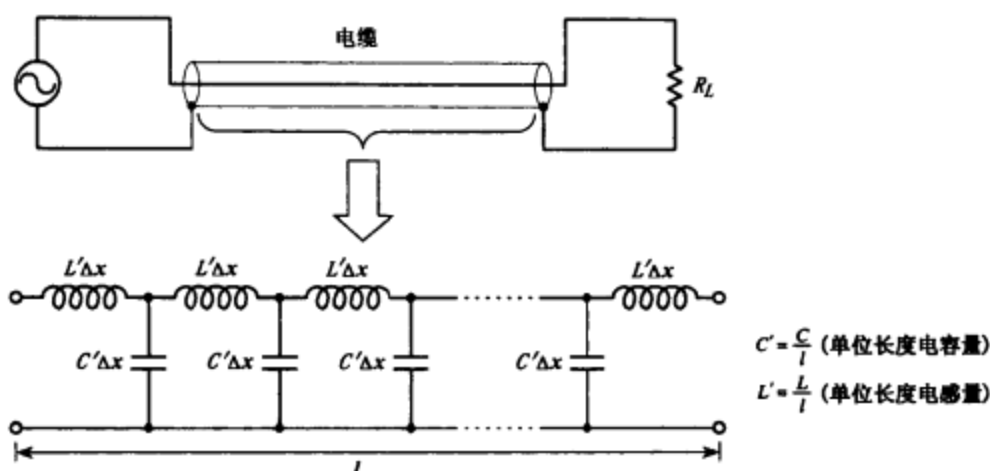


图 3.10 电缆的阻抗可以将电缆当作电感和电容网络来仿效

为了简化电路，我们应用简化的办法，将线路当做是一个无限长的梯子，然后假定增加一级梯子（系统的一个电感—电容组）将不改变电缆总的阻抗 Z 。这意味着什么呢？在数学上说，我们可以建立如 $Z = Z + (LC \text{ 部分})$ 的方程式。这个方程可以解出 Z 。接着，我们求得当 Δx 趋向于零时 Z 的极限值。数学变换和简化电路如下所示。

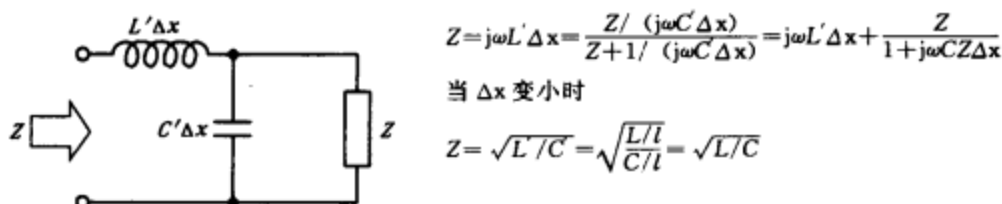


图 3.11

按照常规，电缆的阻抗称作特性阻抗（符号是 Z_0 ）。注意，特性电阻 Z_0 是一个实数。这意味着线缆工作像电阻器，尽管事实上我们假定电缆只由电感和电容构成。

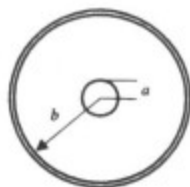
那么接下来的问题是 L 和 C 是什么？要计算出 L 和 C 的值要根据电缆中电线的特殊几何结构，以及用来绝缘电线的绝缘材料的类型。你可以应用一些物理原理求得 L 和 C ，但还是让我们直接来看答案吧。下面是同轴电缆和平行线电缆的 L 、 C 和 Z_0 的表达式：

这里， ϵ 是绝缘体的相对介电常数， $\mu_0 = 1.256 \times 10^{-6} \text{ H/m}$ 是真空磁导率，而 $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ 是真空的介电常数。表 3.3 列出一些普通绝缘介质材料所对应的相对介电常数。

表 3.3 普通绝缘介质材料及对应的常数

材料	相对介电常数 (ϵ)	材料	相对介电常数 (ϵ)
空气	1.0	纸	3.0
胶木	4.4~5.4	聚乙烯	2.3
醋酸纤维	3.3~3.9	聚苯乙烯	5.1~5.9
耐热玻璃	4.8	石英	3.8
云母	5.4	聚四氟乙烯	2.1

同轴电缆



$$L \text{ (H/m)}$$

$$\frac{\mu_0 \ln(b/a)}{2\pi}$$

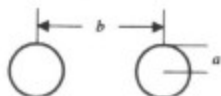
$$C \text{ (F/m)}$$

$$\frac{2\pi\epsilon_0\epsilon}{\ln(b/a)}$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \text{ (\Omega)}$$

$$\frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{b}{a}$$

平行线电缆



$$\frac{\mu_0 \ln(D/a)}{\pi}$$

$$\frac{\pi\epsilon_0\epsilon}{\ln(D/a)}$$

$$\frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{a}$$

图 3.12 同轴电缆和平行线电缆的电感、电容和特性阻抗的公式

通常，电缆制造商提供电缆每米的电容和电感的值。这样一来，你可以很简单地将制造商提供的值填入 $Z = \sqrt{L/C}$ 得到电缆的特性阻抗。表 3.4 列出常见类型的电缆每米的电容和电感的值。

表 3.4 一些普通传输线每米的电容和电感

电缆	电容/长度(pF/m)	电感/长度(μH/m)	电缆	电容/长度(pF/m)	电感/长度(μH/m)
RG-8A/U	95.1	0.27	214-023	65.6	0.35
RG-11A/U	67.3	0.38	214-076	12.8	1.15
RG-59A/U	68.9	0.37			

例题 (求电缆的特性阻抗)

例 1: 一条 RG-59A/U 电缆每米的电容为 68.9pF、电感为 0.37μH，它的特性阻抗是多少?



图 3.13

解: 已经给出了单位长度的电容和电感的值: $C' = C/ft$, $L' = L/ft$ 。应用 $Z_0 = \sqrt{L'/C'}$, 将 L 和 C 的值替换入公式, 就得到

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{0.37 \times 10^{-6}}{68.9 \times 10^{-12}}} = 73\Omega$$

例 2: 如图 3.14 所示的 RG-58A/U 以聚乙烯为绝缘材料 ($\epsilon=2.3$) 同轴电缆的特性阻抗是多少?

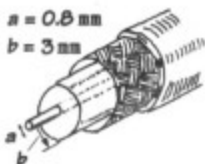


图 3.14

解: $Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{b}{a}$

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{2.3}} \log \left(\frac{3}{0.8} \right) = 91 \times 0.056 = 51\Omega$$

例 3: 算出如图 3.15 所示用聚乙烯绝缘 ($\epsilon=2.3$) 的平行线电缆的特性阻抗。

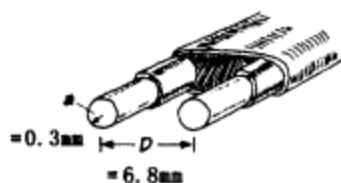


图 3.15

$$\text{解: } Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{a}$$

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{2.3}} \log \left(\frac{6.8}{0.3} \right) = 241 \Omega$$

阻抗匹配

由于传输线内部有阻抗, 因此自然要问到的是, 阻抗是怎样影响信号通过传输线路从一个设备传送到另一设备的。答案根本上取决于传输线连接的设备。如果传输线路的阻抗与所连接负载的阻抗不同, 通过线路传播的信号将只有部分被负载吸收, 剩余的信号将沿着来的方向反射回去。反射信号在电子学中一般是不好的。它们表现为两个电子设备之间传输的无效信号。怎样才能去掉反射呢? 你可以应用一种叫做阻抗匹配的技术。阻抗匹配的目的是使两个被连接的设备阻抗相等。阻抗匹配技术利用特殊的匹配网络插入两个设备当中。

在了解用来匹配阻抗的特殊方法之前, 让我们先看一个模拟, 这个模拟可以部分阐明为什么不匹配的阻抗会引起反射信号。在这个模拟中, 假设传输线是一条绳, 绳的密度相当于传输线的特性阻抗 Z_0 。再假设负载也是一条绳, 绳的密度相当于负载的阻抗 Z_L 。整个分析模拟如下。

阻抗不匹配 ($Z_0 < Z_L$)

低电阻的传输线连接到高电阻的负载上, 类似于将低密度的绳连接到高密度的绳。在绳子的模拟中, 如果你在低密度的绳的左端提供一个脉冲 (模拟通过线路将电信号传送给负载), 这个脉冲会一直走下去, 一直到高密度的绳 (负载) 之前都没问题。根据物理定律, 当波浪到达高密度的绳时, 就会做两件事: 第一, 在高密度的绳中激起较小波长的脉冲; 第二, 激起一个波长相近但是同相和减弱的脉冲, 向低密度的绳的左端弹回。从模拟中, 我们注意到只有部分信号能量从低密度的绳传送到高密度的绳。从这个模拟中, 你可以推断在电路中会产生相似的效应——只不过你面对的是电压、电流、传输线和负载。

阻抗不匹配 ($Z_0 > Z_L$)

高阻抗的传输线连接到低阻抗的负载, 类似于将高密度的绳连接到低密度的绳。当你在高密度的绳的左端提供一个

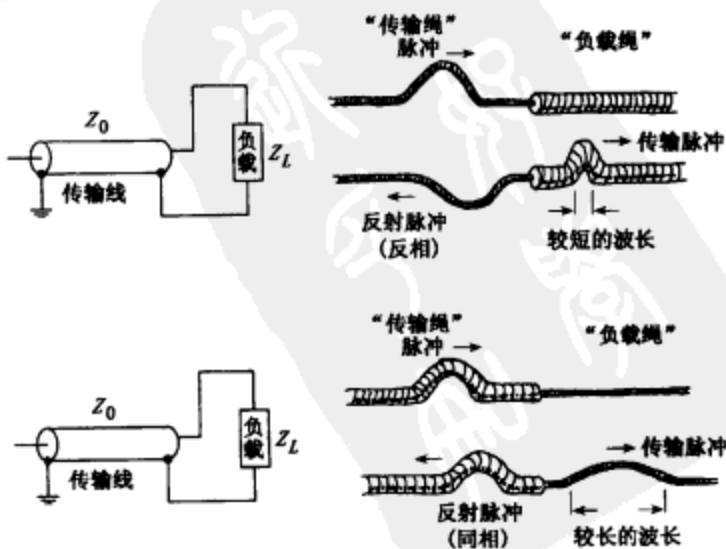


图 3.16

脉冲（模拟通过线路将电信号传送给负载），这个脉冲会一直走下去，直到低密度的绳（负载）之前都没问题。到达低密度的绳时，这个脉冲就会在低密度的绳中激起较长波长的脉冲，并且激起一个波长相近但是同相和减弱的脉冲，向高密度的绳的左端弹回。从这个模拟中，你可以再次看到只有部分信号能量从高密度的绳传送到低密度的绳。

阻抗匹配 ($Z_0 = Z_L$)

将阻抗相等的传输线和负载连接在一起，类似于将密度相同的两条绳子连接在一起。当你在传输绳提供一个脉冲，这个脉冲将沿着绳走下去，没有什么问题。与前面两个模拟不同，当脉冲遇到负载绳时，

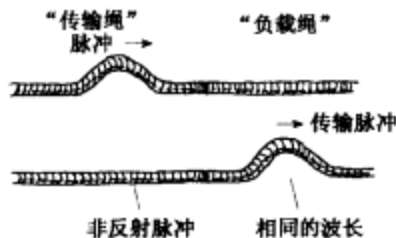
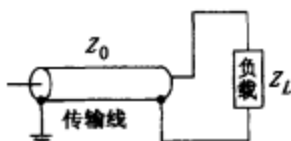


图 3.16 (续)

它将继续通过负载绳。在这过程中，没有反射、波长变化或波幅变化。从这个模拟中，你可以推断如果传输线的阻抗和负载的阻抗匹配，功率传送将是平滑和有效的。

驻波

我们考虑一下，当信号源产生一系列连续的正弦波，线路和负载不匹配时会有什么现象。当然，你可以预计到反射，但你也要注意线路内产生了驻波。驻波是由于入射信号和反射信号叠加形成。图 3.17 展示了在正弦波发生器和负载之间的不匹配的传输线路上产生的典型的驻波的波形。驻波的波形用传输线沿线各点对应的波幅（用 V_{rms} 表示）来图示。

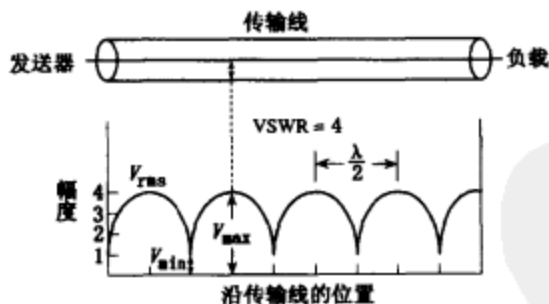


图 3.17

不匹配连接的传输线上的驻波。电压驻波比等于 V_{max}/V_{min} 。

一个用来描述驻波的术语是电压驻波比 (VSWR)。VSWR 是传输线上电压的最大值和最小值之间的比值，它表达为：

$$VSWR = \frac{V_{rms,max}}{V_{rms,min}}$$

图 3.17 所示的驻波的电压驻波比是 4。

假定驻波完全是由于负载的阻抗 R_L 和传输线的特性阻抗 Z_0 失配引起的，VSWR 简单地用下面两条等式之一表示：

$$VSWR = \frac{Z_0}{R_L} \text{ 或 } VSWR = \frac{R_L}{Z_0}$$

究竟取哪一个，要看谁的结果大于 1。

电压驻波比等于 1，表明线路端接适当，没有反射波。如果电压驻波比很大，表明线路

端接不适当，线路中主要是反射。

电压驻波比也可以通过下面的公式用入射波和反射波来表达：

$$VSWR = \frac{V_F + V_R}{V_F - V_R}$$

为使这个表达式更有意义，你可以用入射功率和反射功率替换到公式中。在转换中，你用 $P = IV = V^2/R$ ，获得 P 正比于 V^2 。这样一来，你可以用入射功率和反射功率来重写 VSWR 如下：

$$VSWR = \frac{\sqrt{P_F} + \sqrt{P_R}}{\sqrt{P_F} - \sqrt{P_R}}$$

重新排列这个方程，你将得到用 VSWR 表示的反射功率比和吸收功率比：

$$\text{反射功率比} = \frac{P_R}{P_F} = \left[\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right]^2 \times 100\%$$

$$\text{吸收功率比} = 100\% - \text{反射功率}\%$$

例 求 50Ω 的传输线连接 200Ω 的负载时的驻波比 (VSWR)。再求负载的反射功率比和负载的吸收功率比。

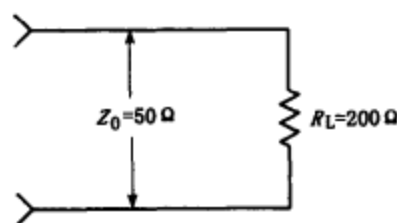


图 3.18

$$VSWR = \frac{Z_0}{R_L} = \frac{200}{50} = 4$$

VSWR 就是 4 : 1

$$\text{反射功率}\% = \frac{VSWR - 1^2}{VSWR + 1^2} \times 100\% = \frac{4 - 1^2}{4 + 1^2} \times 100\% = 36\%$$

$$\text{吸收功率}\% = 100\% - \text{反射功率}\% = 64\%$$

阻抗匹配技术

这里来看一下一些阻抗匹配技术。对于大多数低频的应用中，信号的波长比电缆的长度大得多，就不需要匹配线路阻抗。阻抗匹配技术通常用在高频应用中。此外，大多数电子设备，如示波器、视频设备等，有着与同轴电缆的特性阻抗（典型的是 50Ω ）匹配的输入、输出阻抗。其他设备，如电视输入天线，有着与平行双导线电缆的特性阻抗 (300Ω) 匹配的输入特性阻抗。在这些个例中，已经考虑到了阻抗匹配。

阻抗匹配网络

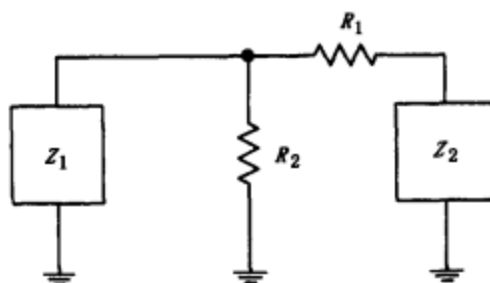


图 3.19

一种用来匹配阻抗的普通方法是用这里所示的匹配网络。为了匹配阻抗，你可以选定

$$R_1 = \sqrt{Z_2 \times (Z_2 - Z_1)}$$

$$R_2 = Z_1 \sqrt{Z_2 \times (Z_2 - Z_1)}$$

Z_1 端的衰减是 $A_1 = R_1/Z_2 + 1$ 。 Z_2 端的衰减是 $A_2 = R_1/R_2 + R_1/Z_1 + 1$ 。例如，如果 $Z_1 = 125\Omega$ ， $Z_2 = 50\Omega$ ，那么 R_1 、 R_2 、 A_1 和 A_2 的值是：

$$R_1 = \sqrt{Z_2 \times (Z_2 - Z_1)} = \sqrt{125 \times (125 - 50)} = 97\Omega$$

$$R_2 = Z_1 \sqrt{Z_2 / (Z_2 - Z_1)} = 50 \sqrt{125 / (125 - 50)} = 65\Omega$$

$$A_1 = \frac{R_1}{Z_2} + 1 = \frac{96.8}{125} + 1 = 1.77$$

$$A_2 = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{Z_1} + 1 = \frac{96.8}{64.6} + \frac{96.8}{50} + 1 = 4.43$$

阻抗变压器

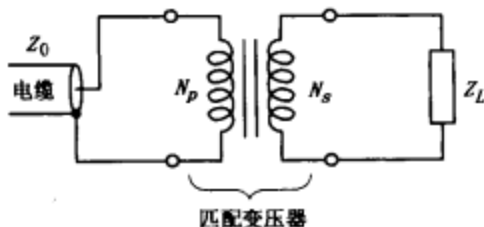


图 3.20

这里，变压器用来使电缆的特性阻抗和负载的阻抗相匹配。通过公式 $N_p/N_s = \sqrt{Z_0/Z_L}$ ，可以为 N_p 和 N_s 选定适当的值使得 N_p/N_s 比率等于 $\sqrt{Z_0/Z_L}$ ，从而使阻抗匹配。

例如，如果你想使阻抗为 800Ω 的线路和 8Ω 的负载匹配，你首先要计算匹配阻抗 $\sqrt{Z_0/Z_L} = \sqrt{800/8} = 10$ ，你可用 $N_p/N_s = 10$ 的方法来选定 N_p （初级线圈的匝数）和 N_s （次级线圈的匝数）。一种方法是设定 N_p 等于 10 而 N_s 等于 1，你也可以设定 N_p 等于 20，而 N_s 等于 2，得到的将是同样的结果。

宽带传输线变压器

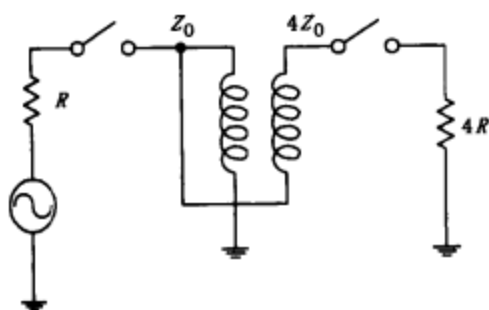


图 3.21

宽带传输线变压器是一种简单的装置，如图 3.21 所示，它包含一些微型的同轴电缆或双芯平行电缆缠绕着铁氧体磁心。不同于常规的变压器，这种装置能更容易地处理高频匹配（它的几何构造消除了电容和电感的谐振）。这种装置能应用于不同的阻抗变换器，而且能够具有令人难以置信的良好的宽带性能（ $0.1 \sim 500\text{MHz}$ 衰减低于 1dB ）。

1/4 波长部件

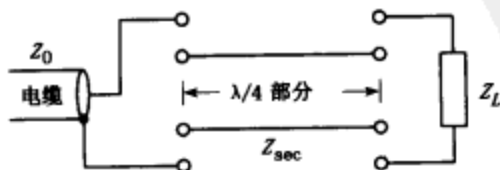


图 3.22

特性阻抗为 Z_0 的线路与阻抗为 Z_L 的负载，可以通过插入一段长度等于传输信号的 $1/4$ 波长 ($1/4\lambda$)、阻抗为 $Z_{sec} = \sqrt{Z_0 Z_L}$ 的电线达到匹配。计算电线的长度，要用公式 $\lambda = v/f$ ，这里 v 是信号沿电缆传送的速度， f 是信号的频率。要得到 v ，用 $v = c/\sqrt{\epsilon}$ ，这里 $c = 3.0 \times 10^8 \text{m/s}$ ， ϵ 是电缆绝缘材料的相对介电常数。

例如，假定你想匹配相对介电常数为 1 的 50Ω 电缆和 200Ω 的负载，而信号的频率是 100MHz ，那么波长是

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c/\sqrt{\epsilon}}{f} = \frac{3 \times 10^8 / 1}{100 \times 10^6} = 3\text{m}$$

从而得到电线段的长度应该是 $\lambda/4 = 0.75\text{m}$ 。电线段的阻抗等于 $Z_{sec} = \sqrt{50 \times 200} = 100\Omega$ 。

短截线

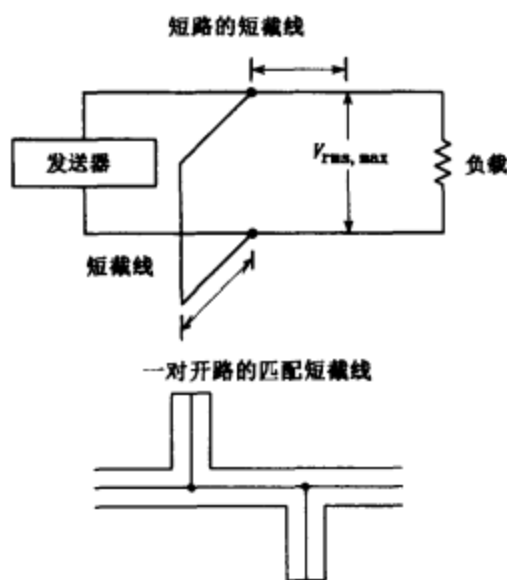


图 3.23

末端开路或短路的短传输线具有电抗特性。适当地选择一段开路或短路的电线段在线路的适当的位置并入原有的传输线，可以把驻波消除掉。这种短的电线段称作短截线。短截线是由与传输线相同类型的电缆构成。计算出短线的长度和应该放在什么位置相当有学问。在实际操作中，需要一些图表和公式。要更多地了解如何使用短截线应阅读更详细的电子手册。

3.2 电池

电池组由一些电池组成。每个电池包含有一个正极和一个负极。

当一个负载被放在一个电池的两极之间时，构成了一个传导的桥，电池中开始了化学反应。这些反应使电池内部的电子离开正极，而聚向负极。结果，电池的两极之间就产生了电压，电子从负极流经负载（在这一过程中工作）回到正极。

一个两极间电压为 1.5V 的典型的电池，依据电池的大小和化学组成可以释放特定大小的电流。如果需要更多的电压或功率，可以把许多电池以串联或并联的方式加在一起。以串联的方式叠加电池，可以制成电压较大的电池组，而以并联的方式叠加电池使电池组有较高的电流输出容量。图 3.25 所示的是一些电池的组合。

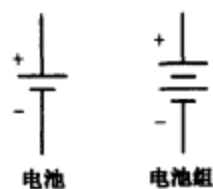


图 3.24

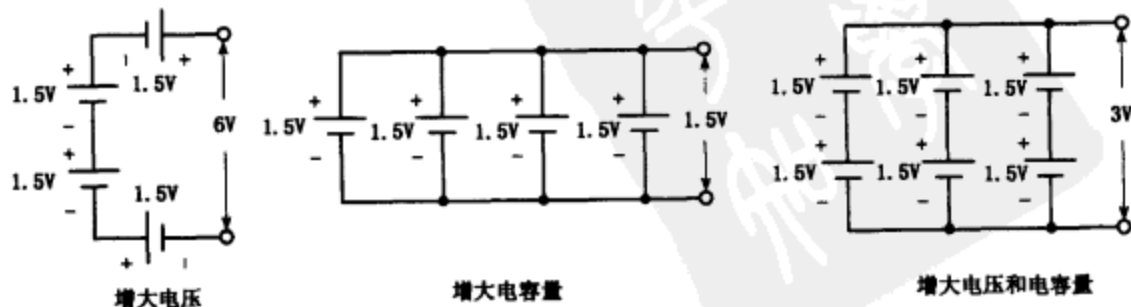


图 3.25

电池用不同的化学配方制成。一个特定的配方能使电池具有一种特定的性能。例如，一些电池是设计成提供高开路电压的，而另外的是设计成提供大电流容量的。一些种类的电池是为弱电、断续的应用设计的，而另一些是为强电流、连续使用的应用设计的。一些电池是为脉冲式的应用设计的，在这些应用中，在很短的周期内需要一个大的电脉冲。一些电池有很好的搁置寿命，另一些电池有不良的搁置寿命。设计成一次性使用的电池，例如碳锌电池和碱性电池，称做原电池。能够充电许多次的电池，如镍镉电池和铅酸蓄电池，被称做是蓄电池。

3.2.1 电池工作原理

电池通过氧化还原反应把化学能转化为电能（反应包括电子交换）。引起反应的三种基本成分为两种化学成分不同的金属（正、负电极）和一种电解质。下面简要讲述一个简单的铅酸电池是如何工作的。

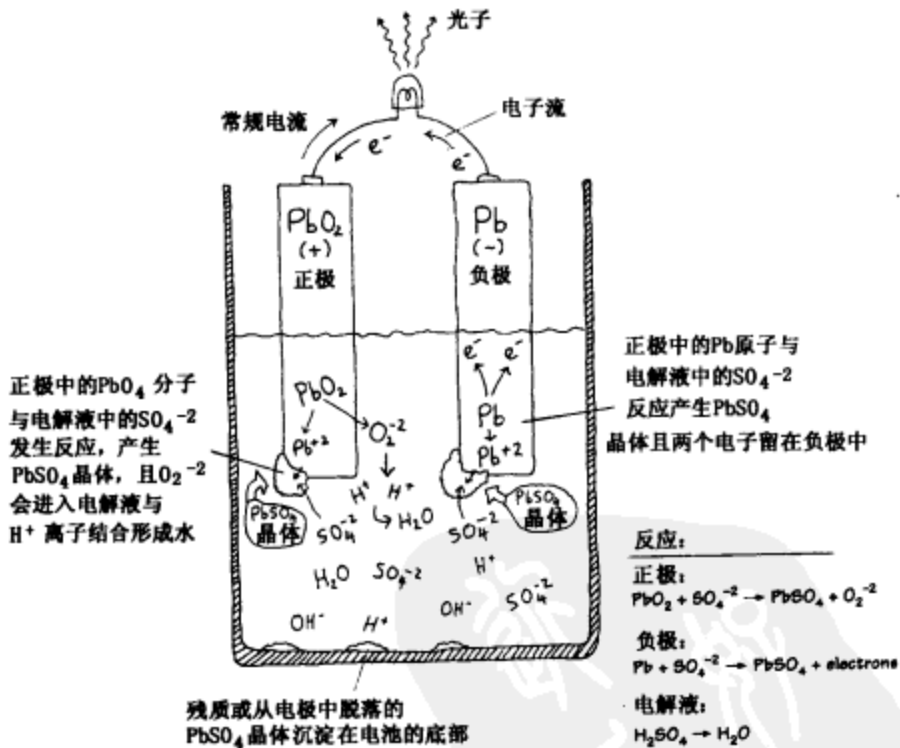


图 3.26

一个铅酸电池，它的一个电极是由纯铅（Pb）制成，另一个电极是由二氧化铅（PbO₂）制成，电解质是硫酸溶液（H₂O + H₂SO₄ → 3H⁺ + SO₄²⁻ + OH⁻）。

如图 3.26 所示，当化学成分不同的两个电极放入硫酸溶液中，电极和酸（SO₄⁻²、H⁺离子）发生反应，使纯铅电极慢慢转变为 PbSO₄ 晶体。在这个转变的反应中，铅电极中的两个电子得到释放。如果你现在检查一下氧化铅电极，你同样可以发现它也变成 PbSO₄ 晶体。不过，在它的变换中不是释放电子，取而代之的是释放 O₂²⁻ 离子。这些离子进入电解质溶液中，和氢离子化合形成 H₂O 分子（水）。把一个负载元件，比如说灯泡，连接在电极之间，电子将从电子含量丰富的铅电极流经灯丝流到电子含量不足的氧化铅电极。

随着时间的推移，化学反应消退（电池耗尽）。为使电池重新得到能量，可以在电池的两端加上反向的电压，这样能够促使逆向的反应发生。理论上，铅酸电池可以充放电若干次。不过，有时晶体的组块从电极破裂出来，落到容器的底部，这是无法恢复的。其他的一些问题是由于电解（过充电的结果）和蒸发引起电解液的损失。

3.2.2 原电池（一次电池）

原电池是一次性使用的——当它们耗尽时，就都结束了。图 3.27 普通的原电池包括碳锌电池（锌锰电池）、碱性电池、汞电池、氧化银电池、锌空气电池、银锌电池。这里是一些普通电池的封装形式：

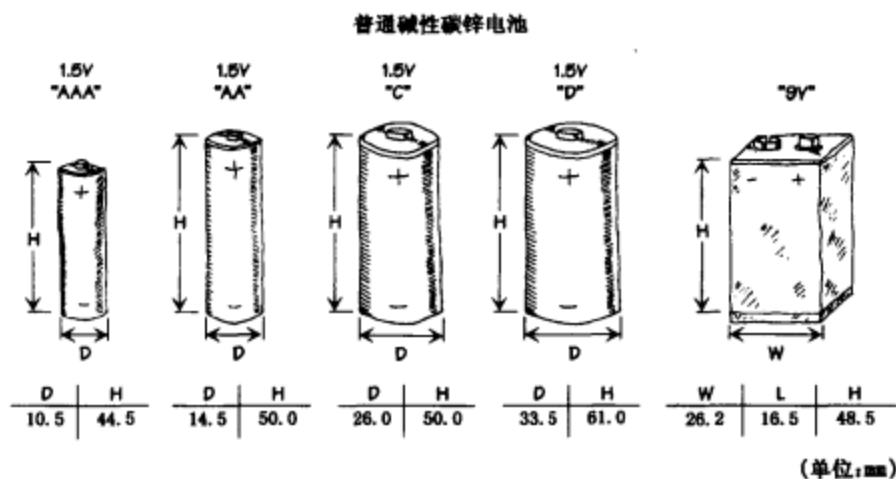


图 3.27

表 3.5 列出一些普通原电池的特性。

表 3.5 普通原电池及其特性

电池类型	负极	正极	最大电压 (理论值) (V)	最大容量 (理论值) (Ah/kg)	工作电压 (实际值) (V)	能量密度 (Wh/kg)	存储期限 (在 25℃, 80% 容量) (月)
碳锌电池	Zn	MnO ₂	1.6	230	1.2	65	18
二氧化锰碱性电池	Zn	MnO ₂	1.5	230	1.15	65	30

续表

电池类型	负极	正极	最大电压 (理论值) (V)	最大容量 (理论值) (Ah/kg)	工作电压 (实际值) (V)	能量密度 (Wh/kg)	存储期限 (在 25℃, 80% 容量) (月)
汞电池	Zn	HgO	1.34	185	1.2	80	36
氧化银电池	Zn	AgO	1.85	285	1.5	130	30
锌空气电池	Zn	O ₂	1.6	815	1.1	200	18
锂电池	Li	(CF) _n	3.6	2200	3.0	650	120
锂电池	Li	CrO ₂	3.8	750	3.0	350	108
镁电池	Mg	MnO ₂	2.0	270	1.5	100	40

3.2.3 各种原电池的比较

碳锌电池 (锌锰电池)

碳锌电池是通用的、不可再充电的电池,它一般由开路电压为 1.6V 的电池单元组成。碳锌电池的放电电压—时间曲线是非线性的,而电流的输出功率随着电耗的增大而减小。碳锌电池有较差的低温特性,但有良好的存储寿命,价格也较便宜。碳锌电池用来为诸如电动玩具、日用电子产品、闪光灯、照相机、手表和遥控器等设备提供电源。由于它温度适应性较差,输出功率小,电压波动大,不适合在一些对供电质量要求很高的设备上使用,所以越来越多地被碱性电池所替代。

氯化锌电池

氯化锌电池相对于碳锌电池来说体积比较大。它用在需要适度的强电流消耗的应用中。氯化锌电池与碳锌电池相比有更好的电压—时间特性和更好的低温特性。氯化锌电池用在收音机、闪光灯、灯笼、日光灯、电动机驱动的设备、便携式音频设备、通讯设备、电子游戏机、计算器和遥控器中。

碱性电池

碱性电池诞生于 1955 年,它使用碱性电解质,因此得名。碱性电池温度适应范围较广(-20~70℃)。碱性电池是通用的电池,它在适度的连续放电时有很高的效率,用在强电流和连续耗电的应用中。它的开路电压大约比碳锌电池小 0.1V,但是比起碳锌电池来,它有更长的存储寿命、更高的电容量、更好的低温特性,而重量轻约 50%。碱性电池和碳锌电池及氯化锌电池之间可以互换。碱性电池用在诸如视频照相机、电动玩具、摄影闪光灯、电动剃须刀、电动机驱动设备、便携式音频设备、通讯设备、烟雾探测器和计算器等设备中。碱性电池有不可再充电和可充电两种形式。

汞电池

汞电池体积较小,俗称“纽扣电池”,是不可再充电的电池,每个电池单元的开路电压

约 1.4V。与碳锌电池和碱性电池不同，汞电池的电压保持在一个值上直到衰竭。它们与碳锌电池、氯化锌电池和碱性电池相比有更大的容量、更好的存储寿命和更好的低温特性。汞电池按外形大小可划分为不同规格，用数字标示（比如 2025、2032 等）。汞电池被设计用于小设备中，诸如助听器、计算器、呼叫器和手表。

锂电池

锂电池由锂负极、正极和有机电解液构成。锂电池的每个电池单元的开路电压为 1.5V 或 3.0V。它们有较高的能量密度、较长的存储寿命（8~10 年），并且可以在很宽的温度范围内工作。但是它的电流容量有限。锂电池用在诸如照相机、计量器、CMOS 存储设备以及手表和计算器的液晶显示器（LCD）上。

氧化银电池

氧化银电池每个电池单元的开路电压为 1.85V。它用于需要高电流脉冲的应用中。氧化银电池直到衰竭都有着平坦电压放电特性，但存储寿命不佳而且造价昂贵。这种电池用在诸如报警器、备用照明和模拟设备等设施上。同碱性电池一样，它有不可再充电和可再充电两种形式。

锌空气电池

锌空气电池体积微小，每个电池单元的开路电压为 1.15~1.4V。它用周围的空气（ O_2 ）作为阴极成分，因而带有通气小孔。这些孔在保存期间用胶带封上。锌空气电池是耐用、高性能的电池，有较长的存储寿命而且有合理的温度特性（温度范围一般为 0~50°C）。这种电池典型地用在小设备，诸如助听器和呼叫器上。

3.2.4 蓄电池（二次电池）

蓄电池不同于原电池，它具有可再充电的特性。蓄电池的放电特性类似于原电池的放电特性，但从设计的角度看，蓄电池适用于长期、大功率的放电，而原电池是设计用于短时间低功率放电。大多数的蓄电池的封装与原电池相似，也有例外的，比如说铅酸电池和特种电池。蓄电池用于为诸如手提电脑、手机、便携式工具、电动车、应急照明系统和引擎启动系统等设备提供电源。

图 3.28 列出的是蓄电池的一些普通封装形式。



图 3.28

表 3.6 列出一些普通蓄电池种类和它们的特性。

表 3.6 蓄电池及其特性

电池类型	负极	正极	最大电压 (V)	最大容量 (理论值) (Ah/kg)	工作电压 (实际值) (V)	能量密度 (Wh/kg)
铅酸电池	Pb	PbO ₂	2.1	55	2.0	37
爱迪生(镍铁)电池	Fe	NiO ₂	1.5	195	1.2	29
镍镉电池	Cd	NiO ₂	1.35	165	1.2	33
银镉电池	Cd	AgO	1.4	230	1.05	55
镉空气电池	Cd	空气(O ₂)	1.2	475	0.8	90
银锌电池	Zn	AgO	1.85	285	1.5	100
锌空气电池	Zn	空气(O ₂)	1.6	815	1.1	150

铅酸电池

铅酸电池是可再充电电池，俗称“电瓶”，每个电池单元开路电压为 2.1V，加负载后保持 1.75~1.9V 的电压。铅酸电池的充放电寿命（电池的充电次数）大约是 1000 次。它有急电流、快速、标准、小电流充电方式。铅酸电池的充电保持时间（电池电压降低到最大值的 80% 的时间）大约是 18 个月。它们以浓度在 27%~39% 的稀硫酸为电解液，需要定期保养（更换）。铅酸电池多用于汽车（一般由 6 个铅酸电池构成电池组）、应急照明设备和某些直流机电设备。

镍镉电池 (Ni-Cd)

镍镉电池包含有一些开路电压大约是 1.2V 的可再充电电池单元。它和碳锌电池及碱性电池之间通常是可以互换的。镍镉电池的电解质是氢氧化钾。在整个使用寿命的前 2/3 中，镍镉电池的放电曲线相对平坦，但在那之后，它的曲线就开始下滑。镍镉电池的重量是碳锌电池的 1/3。这种电池不适合用于并联方式（串联较好）。镍镉电池的放电电流大，适用温度范围广，耐过充能力强，循环使用次数在 300~700 次。镍镉电池在大电流电子产品及工业上应用很多。诸如玩具、日用电子产品、闪光灯、照相机、照相设备、电动工具和仪表等。镍镉电池在充放电不完全情况下其中的镉会产生大量结晶，导致电容量明显减小，这也就是常说的记忆效应。再加上镉这种物质毒性很强，政府对镍镉电池的生产回收控制得越来越严格，导致目前镍镉电池的市场逐渐萎缩。

镍氢电池 (Ni-MH)

镍氢电池可称得上是镍镉电池的升级，它的内部结构与镍镉电池一样，只是负极材料换成了储氢合金。但就是这点材料改变，使镍氢电池在单位重量、单位体积、能量密度有了长足进步。它的记忆效应比镍镉电池减少了很多，而且材料也更环保，循环寿命在 500~1000 次。因此很多数码产品和电器甚至交通工具都采用镍氢电池作电源，目前市场占有率极大。

锂离子电池 (Li-ion)

锂离子电池的正极是锂合金氧化物，负极是石墨或炭黑，电解质是盐与有机物的混合溶

液。现在主流产品是以钴酸锂为正极的，电压为 3.7V。与镍氢电池相比，锂离子电池能量密度更大，电压更高，寿命更长，而且几乎没有记忆效应，自放电率很低。在注重移动性的数码产品中应用得较多。但由于金属钴比较稀少，所以锂离子电池价格还很昂贵，目前主要是 DV，笔记本电脑和手机使用它。

锂聚合物电池 (Li-polymer)

锂聚合物电池是一种在锂离子电池的基础上改进而成的新兴的电池种类。它的电解质很独特，是一种高分子化合物，它同时还起到隔离膜的作用。锂聚合物电池的电解质主要有 PEO (聚环氧乙烷) 和 PAN (聚丙烯腈) 两种，它们与锂的反应性很低，因此锂聚合物电池有比锂离子电池高得多的安全性。在形状上，锂聚合物电池可以配合各种产品的需要，制作成任何形状与容量的电池。该类电池可以达到的最小厚度仅为 0.5mm。

蓄电池充电

给蓄电池充电，必须在蓄电池的两极施加比它的开路电压大的电压。流入电池的电流大小由施加电压与电池开路电压之间的电压差决定。充电（放电）的电流大小可由电池容量除以充电（放电）时间得出。通常，降低充电电流会提高充电效率。

当给电池再充电时，不能过充电是很重要的。过充电会导致副反应（这种反应不同于那些使电极转变为原来状态的反应）。这些反应会引起电解，电解液的一些成分会转变为气体或烟雾小颗粒从电池中逸出。电池过充电的最终结果是降低了电池的功率。

3.2.5 电池容量

电池用额定容量值来表示它们经过一段时间能够释放多少电能。这个额定值等于电池的电流初始值乘以电池耗尽的时间。容量的单位是安时 (Ah) 和毫安时 (mAh)。

例：假设你有一个 1.5V 的 D 规格的、容量为 1000mAh 的电池，如果它为电阻为 1000Ω 的负载供电，问可以持续多长时间？

解：首先要做的是计算出电流初始值：

$$I = V/R = 1.5V/1000\Omega = 1.5mA$$

要得到放电时间，把额定容量值替换入算式：

$$\text{额定容量值}/\text{电流初始值} = 1000\text{mAh}/1.5\text{mA} = 666\text{h}$$

上例中，如果电阻减小到 10Ω，放电时间明显缩短为 6.6 小时。值得注意的是，当电流的需求增大时，电池的电流输出能力降低（先前的算式就不可靠了）。电池内过热和高温引起的功率损耗会阻碍大电流的连续输出。

3.2.6 关注电池内部的电压降

电池有内部电阻，它是组成电池的不完全导电元件引起的（电极和电解液的电阻）。如果电池是新的，内阻就低（压降大约零点几伏），但是当这个电池耗尽时，内阻增大（随着化学反应消退，传导电子的总量变少）。图 3.29 显示了一个带有负载的电池电路。

根据电池的特性，当连接负载电阻时，电路包含有一个理想的电池和两个串联着的电阻（内阻和负载电阻）。在效果上，内阻将导致电路内的附加电压降。负载电阻“感受”到的实际供给电压将会比电池外壳上标注的电压值小。实际上，获知电池内阻的精确值并不重要。

取而代之的是，在电池接入电路后，用电压表来测量电池两端的电压。（不能把电池从电路中挪走后再测量它，读数会受到表的内阻的影响。）这时测得的电压，是负载“感受”到的准确的电压。

注意，内阻会限制电池供给在脉冲应用中所需的大电流的能力，如在照相机闪光和无线电信号发射中。设计用作脉冲应用的可靠电池是氧化银电池。

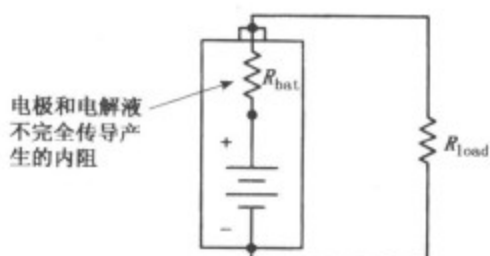


图 3.29

3.3 开关

开关是中断电流在电路中流动或改变其流向的机械装置，如图 3.30 所示。

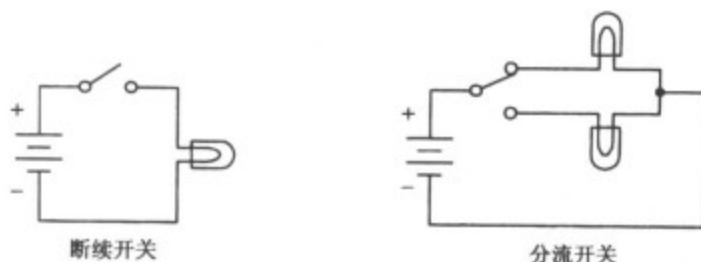


图 3.30

3.3.1 开关工作原理

图 3.31 为两种滑触头开关剖面图。图 3.31 (a) 中的开关充当断续器，而图 3.31 (b) 中的开关充当转向开关。



(a) 当滑杆推向右边，金属条将开关的两个触点的间隔跨接起来，这样一来就允许电流流过。当滑杆推向左边，桥断开，电流就不能流动。

(b) 当滑杆向上推，触点 a 和 b 之间构筑了一个导桥。当滑杆向下推，导桥改变位置，电流可以在触点 a 和 c 之间流动。

图 3.31

其他种类的开关，诸如按钮开关、摇杆开关、磁性簧片开关等等，工作原理与滑触头开关有一些不同。比如说，磁性簧片开关是使用两块叶状薄金属触片，这两个叶片能够被磁场吸合在一起。这种开关以及其他一些独特的开关，稍后在这一节将讨论到。

3.3.2 开关的描述

开关是以刀和掷的数目为特征的。刀表示触点，比如说图 3.31 (b) 中的触点 a。掷表示不同的触点与触点间的连接，比如说图 3.31 (b) 中触点 a 和 b 的连接或触点 a 和 c 之间的连接。为了描述开关，我们用“P”表示刀，用“T”表示掷。标注刀和掷的数目时，用下列常规：当刀和掷的数量等于 1，用字母 S 表示，它代表“单”；当刀和掷的数量等于 2，用字母 D 表示，它代表“双”；当刀和掷的数量超过 2，用整数如 3、4 或 5 来表示。这里是一些例子：SPST、SPDT、DPST、DPDT、DP3T 和 3P6T。图 3.31 (a) 中所示的开关是单刀单掷开关 (SPST)，而图 3.31 (b) 中的开关是单刀双掷开关 (SPDT)。

开关的另外两个重要特征为开关是否瞬间接触动作，是否有中心断开点。瞬间接触开关主要包括按钮开关，它用在只需要简单地开和关时。瞬间接触开关包含有常闭 (NC) 和常开 (NO) 两种形式。常闭按钮开关平时充当闭合电路 (可通过电流) 的角色。常开按钮开关平时充当开路 (断开电路) 的角色。中心断开点开关在分流开关中可以见到，它在两个接通位置之间还有一个断开的位置。要注意并不是所有的开关都有中心断开或瞬间接触的特征——这些特征必须指定。

开关的符号

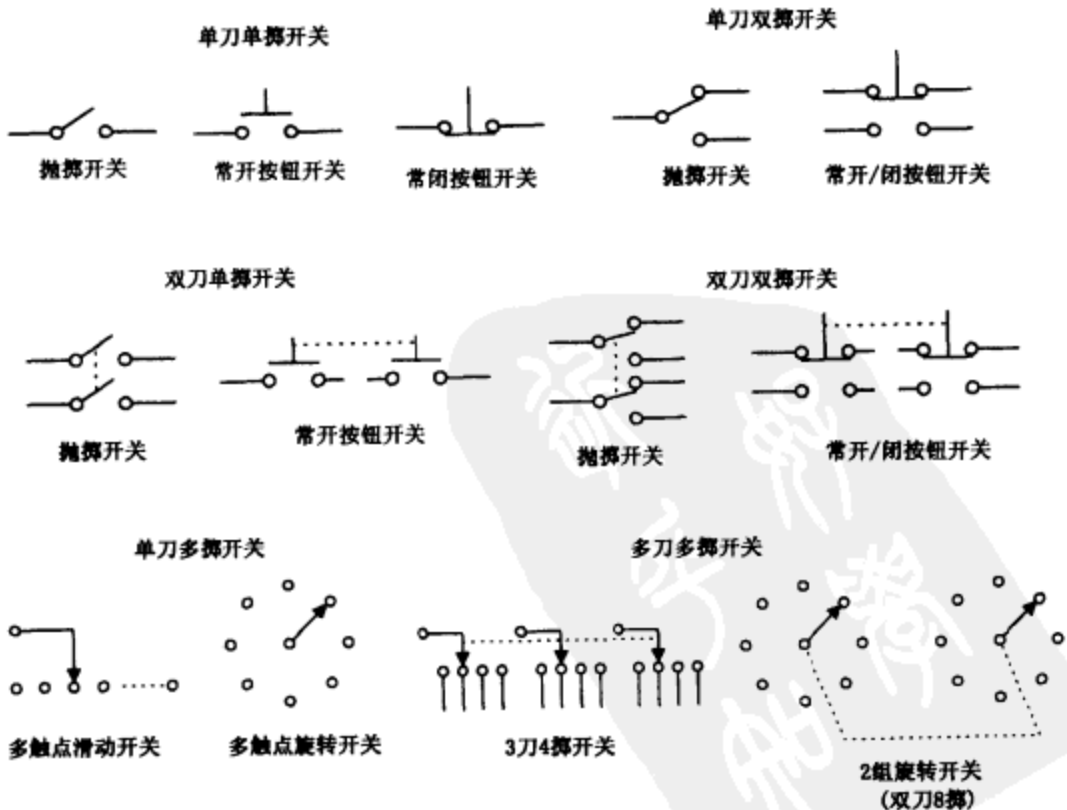
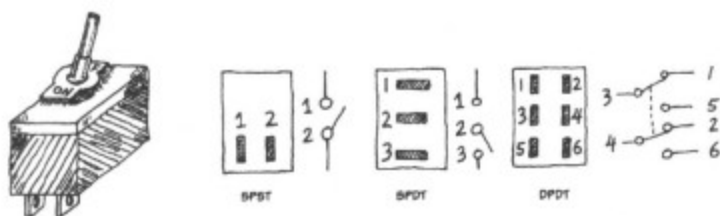


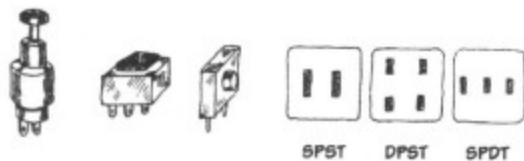
图 3.32

3.3.3 开关的种类

拨动开关



按钮开关



掀钮开关



旋钮开关



磁力簧片开关



簧片开关由密封装置中两个距离接近的叶状的触片组成。当磁场接近时，两个触片将合在一起（如果是常开簧片开关）或者被推开（如果是常关簧片开关）。

图 3.33

二进制编码开关

旋转的
刻度盘



十进制



十六进制



底面



这种开关用于编排数字信息。开关内一个机械装置根据开关表面刻度盘指示的位置建立和断开连接。这种开关包含有纯二进制/十六进制和二进制/十六进制互补两种方式。下面的列表说明这种开关是怎样工作的。

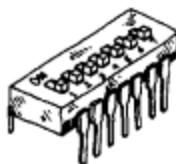
纯二进制/十六进制

类别	位置	代码			
		1	2	4	8
十六进制	0				
	1	•			
	2		•		
	3	•	•		
	4			•	
	5	•		•	
	6		•	•	
	7	•	•	•	
	8				•
	9	•			•
	A		•		•
	B	•	•		•
	C			•	•
	D	•		•	•
	E		•	•	•
	F	•	•	•	•

互补二进制/十六进制

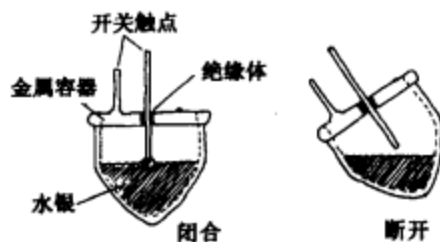
类别	位置	代码			
		1	2	4	8
十六进制	0	•	•	•	•
	1		•	•	•
	2	•		•	•
	3			•	•
	4	•	•		•
	5		•		•
	6	•		•	•
	7				•
	8	•	•	•	
	9		•	•	
	A	•		•	
	B		•	•	
	C	•	•		
	D		•		
	E	•			
	F				

DIP 开关



DIP 代表“双行封装”。这种开关管脚的几何结构使它能够在集成块管座中，管座可以直接接入电路板。

水银倾斜开关



这种开关用做水平感测开关。一个常闭水银倾斜开关，当它垂直取向时，开关接通（液体水银使两个开关触点接触）。然而，当开关倾斜时，水银将移走，因此断开了传导通路。

图 3.33 (续)

3.3.4 简单的开关应用

简易的安全报警

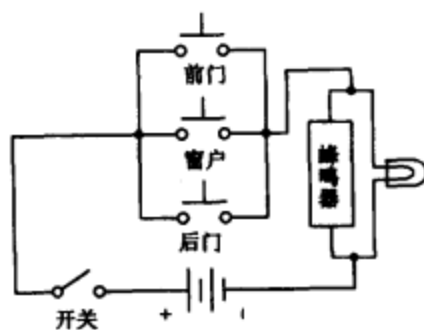


图 3.34

图 3.34 是一个简单的家庭报警电路，当其中一个常开开关闭合时，触发报警（持续蜂鸣和亮灯）。在这种应用中磁力簧片开关特别适用。

双联开关电路

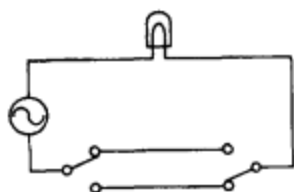


图 3.35

图 3.35 开关电路允许两个位置中的任何一个开关来开灯和关灯。这种设置时常用于家庭布线中。

电流反转开关

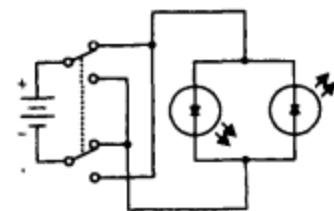


图 3.36

图 3.36 展示的是一个双刀双掷开关，可以用来反转电流流动的方向。当开关向上掷时，电流流向左边的发光二极管。当开关向下掷时，电流流向右边的发光二极管。（发光二极管只允许单向电流流动。）

通过双线线路对压敏设备的多选择控制

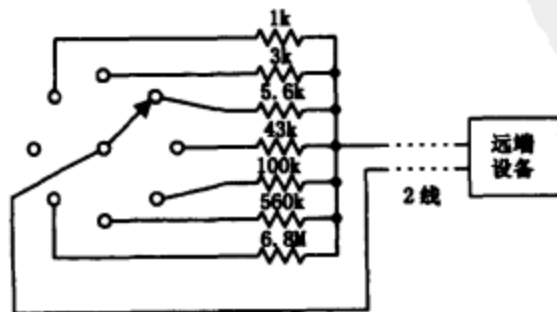


图 3.37

假如说你想要通过双线线路控制一个远程设备，一种方法是把这个设备设计成：改变设备电路中的某个电阻，可以产生新的功能。这个电阻可以是电压分配器的一部分，也可以是以某些方式附加在系列窗口比较器上（见第 7 章），或者可能有一个模拟-数字转换接口。假定这个远程设备有七种不同的运行设置，那么我们要先计算出每一个新功能对应的电阻值，并选择适当阻值的电阻器，把它们和一个旋鈕开关放在一起，如图 3.37 所示。至此控制远程设备就变成一件简单的事情，即转动旋鈕开关来选择适当的电阻器。

3.4 继电器

继电器是电驱动开关。继电器的三种基本类型包括：机电继电器、簧片继电器和电子（电晶体）继电器。一个典型的机电继电器，当电流流经线圈时，磁场使柔软的导电簧片从一个开关点接触到另一个开关点。簧片继电器包含有一对簧片（薄、软的金属条），当电流流经封装的线圈时，簧片就叠在一起。电子继电器是一种通过对半导体 NP 结施加一个外电压来切换开关状态的器件（见第 4 章）。通常，机电继电器用于大电流（典型的是从 2~15A）的场合。簧片继电器是设计用于中等大小电流和中等开关速度（0.2~2ms）的场合。而电子继电器的额定电流范围较宽（从小功率型的几微安到大功率型的 100A），并且有极快的开关速度（典型的从 1~100ns）。簧片继电器和电子继电器有一些局限性，包括有限的开关编排（开关的类型）和易被电源的电冲击损坏。

机电继电器开关部分包含多种标准手动开关的配置（如单刀单掷、单刀双掷、双刀双掷等）。与机电继电器不同，簧片继电器和电子继电器仅有单刀单掷开关。图 3.39 是用来表示继电器的通用符号。

用来触发继电器的电压可以是直流电压或者交流电

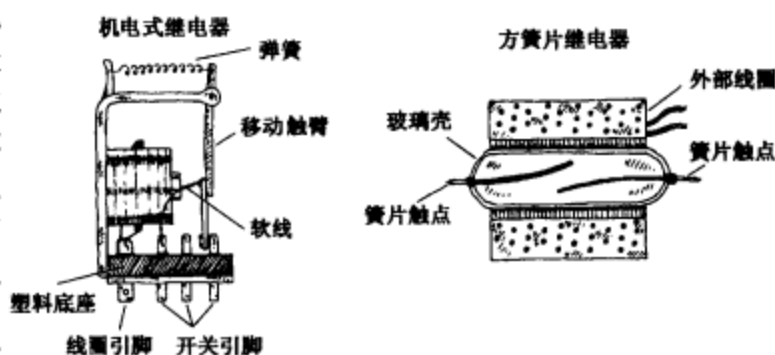


图 3.38

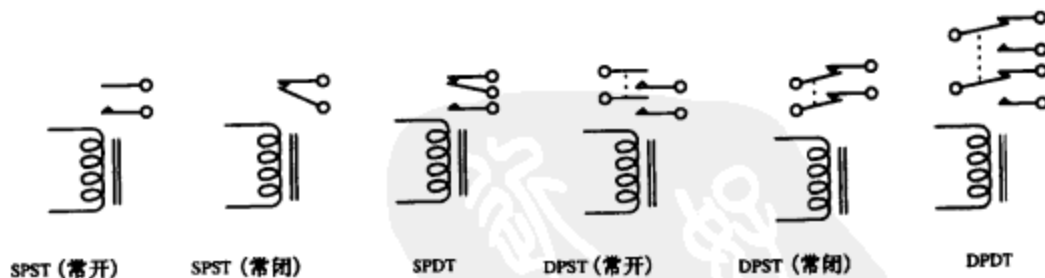


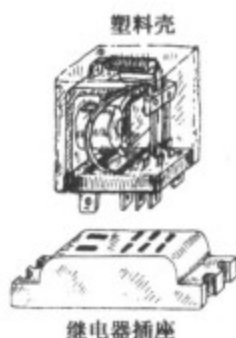
图 3.39

压。比如，当交流电流通过一个带有交流线圈的机电继电器时，金属传导软片就被吸引到一个开关触点，通电多久就保持多久，不受电流交变的影响。但如果直流线圈通入交变电流，它的金属片将随着通入电流的极性的变化来回抖动。

机电继电器还有一个特征，就是一种记忆性。当一个控制脉冲给予自记忆继电器，它的开关就闭合起来。当控制脉冲移走时，开关仍保持闭合的状态。要打开开关，必须应用分离的控制脉冲。

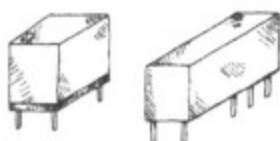
3.4.1 特殊种类的继电器

超小型继电器



典型的机电继电器设计用于“开关”相对较大的电流。它们含有直流线圈或交流线圈。直流触发继电器较典型的激励电压额定值是直流 6V、12V 和 24V，线圈电阻分别是 40Ω、60Ω 和 650Ω。交流触发继电器较典型的激励电压额定值是交流 110V 和 240V，线圈电阻分别是 3400Ω 和 13600Ω。开关速度大约是 10~100ms，电流的额定值大约是 2~15A。

小型继电器



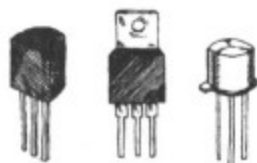
小型继电器类似于超小型继电器，但它们适用于较高灵敏度和较低电流。它们大多数是用直流电压激发，但可能用于“开关”交流电流。它们的激励电压为 5V、6V、12V 或 24V，线圈电阻从 50Ω 到 3000Ω。

簧片继电器



两条薄金属条或簧片，充当可移动触点。簧片装置在石英封装的外壳内，外面包裹着电磁铁线圈。当电流通过外部线圈时，簧片就被吸合在一起，这样一来就闭合了开关。由于簧片质量很轻，故开关速度较快，典型的是 0.2~2ms。这些继电器用一般触点或水银触点，直流触发，“开关”低电流，激励电压是 5V、6V、12V 和 24V，线圈电阻为 250~2000Ω。用管脚直接固定在印刷电路板上。

电子继电器



这些继电器是用半导体材料制作的，包含晶体管（场效应晶体管，BJTs）和晶闸管（可控硅整流器、三端双向可控硅，双向开关二极管等）。电子继电器没有触点磨损的问题，并且有惊人的开关速度。它们典型的不足是接通电阻较高，这需要更细致一点的调谐。同时，它的过载能力比机电式继电器差得多。电子器件将在本书后面部分详细介绍。

图 3.40

3.4.2 有关继电器的一些说明

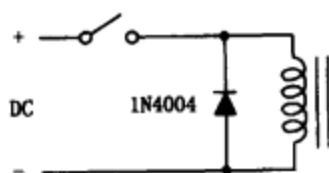
要改变继电器的状态时，加在电磁线圈的电压应在电压额定值上下 25% 范围内。电压太高会损坏电磁线圈，而电压太低将使继电器不动作或抖动（来回跳动）。

继电器的线圈是个电感线圈。如果通过线圈的电流突然中断，如开关突然断开，线圈将

作出响应，在它的两端产生一个突然的、非常大的电压，导致一个很大的冲击电流。从物理上说，这个现象是由于电流突然中断、线圈的磁场消失的结果。〔从数学上，这可以通过关注电流的大变化 (dI/dt) 对线圈两端电压产生的影响 ($V=LdI/dt$) 来理解它。〕由于电感特性产生的电涌可以迸发电压尖脉冲（高达 1000V），对电路中附近的器件有着不良的影响（比如说开关、晶体管可能会被击穿或击坏等）。这些尖脉冲不仅破坏附近的器件，它们也破坏继电器的开关触点（当线圈中产生尖脉冲，触点将遭受柔性金属导电片的猛烈撞击）。

避免尖脉冲的办法是使用瞬变抑制电路。你可以购买封装好的这些电路，或自己制作。下面是一些简单的、可自制的瞬态抑制器，可用在继电器线圈和其他种类的线圈（如变压器线圈）。值得注意的是，下面电路中的开关只是许多可以阻断电流流过线圈的装置之一。事实上，电路可能根本不含有关，但却包含有其他器件（如晶体管、晶闸管等），它们有同样的电流阻断功能。

直流线圈



将一个反向偏置的二极管置于继电器线圈两端，在线圈产生高电压之前它就会导通，以消除电压尖脉冲。这个二极管工作电流必须选择等于电流供给被中断之前流过线圈的最大电流。就这种应用来说，通用型的二极管 1N4004 是较好的一个选择。

交流线圈

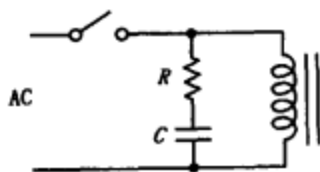


图 3.41

对工作于交流的继电器，用一个二极管来消除电压尖脉冲将不能奏效——二极管将在某半周期导通。用两个反向并联的二极管也不能奏效——电流将不会流过线圈。取而代之的是，可以用一个 RC 串联支路置于线圈两端。电容吸收过多的电荷，电阻有助于控制放电。对于由市电驱动的小负载，大多数情况下设定 $R=100\Omega$ 和 $C=0.05\mu\text{F}$ ，电路将会工作得很好。

3.4.3 一些简单的继电器电路

直流促动开关

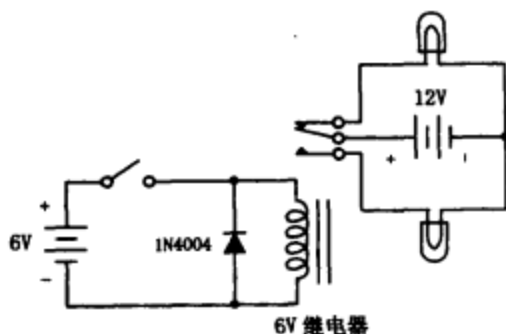
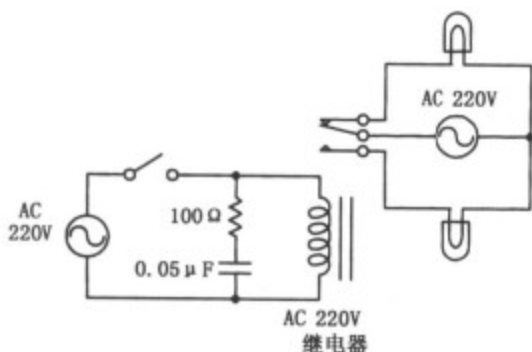


图 3.42

图示为用一个直流单刀双掷继电器来控制两个灯泡。当控制电路中的开关断开时，继电器线圈没有电流，因此继电器是松开的状态，电流流向上面的灯泡。当控制电路中的开关闭合时，继电器线圈流过电流，弹性金属导电片被吸下，使电流流向下方的灯泡。这里的二极管充当瞬变抑制器。注意，所有的元器件必须根据电流和电压值来选定。

交流促动开关



图示为用一个交流促动继电器来控制两个交流灯泡。这个电路的工作情况本质上与前一个电路相同。然而由于电流和电压是交流的，采用了一个 RC 支路用作瞬变抑制器。选择 RC 支路参数时应注意到， RC 支路可能的瞬间电流，与典型的线圈电流最大值要一样大。

继电器驱动器

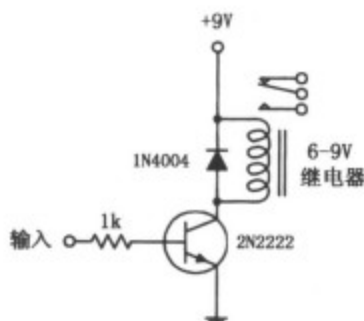


图 3.42 (续)

如果继电器是由单个控制电压驱动，可以用这个电路。这里的 NPN 型双极型三极管充当电流流动的控制阀。当没有电压或输入电流供给三极管的基极时，三极管的集电极到发射极通道断开，因而阻断流经继电器线圈的电流。而如果将一个足够大的电压和输入电流供给三极管的基极，三极管的集电极到发射极通道导通，电流流经继电器线圈。

3.5 电阻器

电阻器是电路中用于减小电流同时降低电压的器件。电阻器两端的电压和通过的电流的关系是 $V=IR$ 。电阻器在不引起混淆的情况下，常简称电阻。

电阻的应用有许许多多。电阻被用来调节电流或信号的大小，提供电压衰减，在增益电路调节精确的增益值，在安培表和电压表中充当分路器，在振荡器中扮演阻尼的角色，在数字电路中充当总线和线路的终端和为放大器提供反馈网络。

电阻可以有固定的电阻值，或者设计为可变的电阻值。它们也可以有随着光和热改变而改变的电阻值（如光敏电阻、热敏电阻）。图 3.43 为各种电阻器的外形。

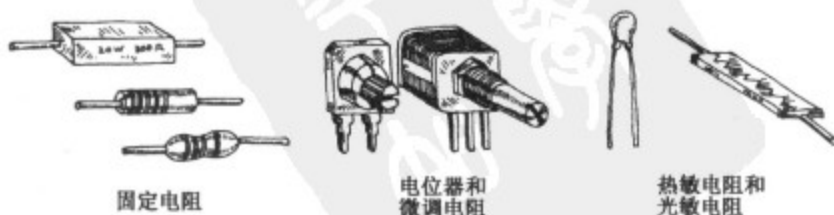


图 3.43

3.5.1 电阻器工作原理

电流中充满了具有动能的电子。电阻的工作是吸收部分能量并把能量送到别处。当电子进入电阻的一端时，它们中的一部分将与里面的原子发生碰撞，把它们的部分能量传送到原子振动中去。这些振动依次进行，就像是敲鼓，并将它们的能量传送给邻近空气的分子或散热装置。电阻中的碰撞的总效应导致电流减小、能量降低。整个过程如图 3.44 所示。

现实生活中一个电阻的例子是简单的绕线电阻。该电阻由电阻线组成，电阻线的总电阻随着线长度的增大而增大。导线环绕在绝缘柱上，使得这种器件较紧凑。而碳合成电阻用碳粉和粘合剂的混合物作为电阻元素。当更多的碳增加到混合物时，元件的电阻变小。其他电阻用金属膜、金属粒子混合物或其他一些种类的物质作为电阻元素。

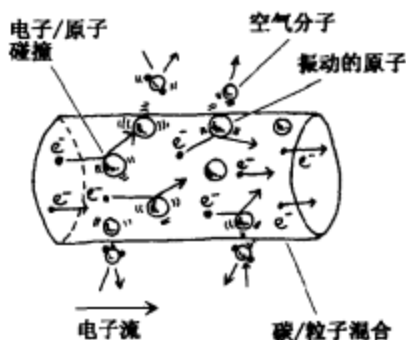
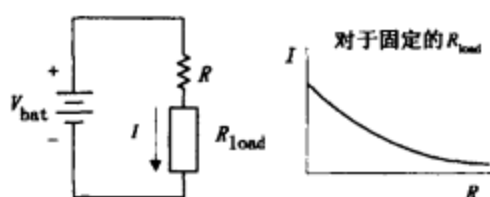


图 3.44

3.5.2 电阻器的基本应用

下面是一些很有用的电阻电路，它们在电路中经常使用到。

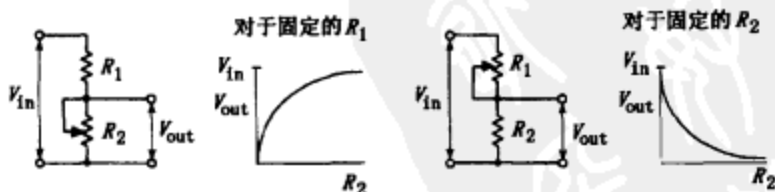
限流器



$$I = \frac{V_{bat}}{R + R_{load}}$$

电阻 (R) 与负载电阻 (R_{load}) 串联，用来减小通过负载的电流。增大 R ， I 就减小。同时，负载两端的电压就减小。

电压分配器



这是电压分配器关系曲线，用来描述整个过程。

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{in}$$

电流分配器

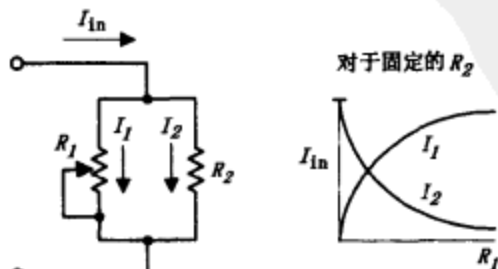


图 3.45

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_{in}$$

当电流 I_{in} 进入上面的连接点，部分流过 R_1 ，其余部分流经 R_2 。如果 R_1 的电阻增大，更多的电流转向 R_2 。

$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_{in}$$

图中的曲线和等式描述改变 R_1 对通过 R_1 和 R_2 的电流有怎样的影响。

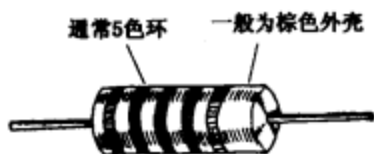
3.5.3 固定电阻器的类型

碳膜电阻



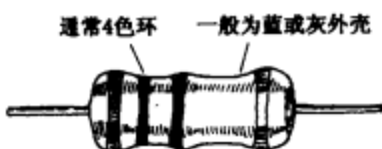
这是最常用的电阻之一。它是将碳膜沉积在陶瓷小圆筒表面内而制成的。碳膜上刻着螺旋形的小凹槽，控制引脚之间的碳量，从而设定了电阻值。这种电阻表现出出色的可靠性、可焊性、噪声稳定性、湿度稳定性和热稳定性。典型的功率范围是从 $1/4\text{W}$ 到 2W 。电阻值范围从大约 10Ω 到 $1\text{M}\Omega$ ，容许误差约 5% 。

碳合成电阻



这是另外一种十分常见的由碳粉末和粘合胶制成的电阻。要增大电阻，只要减少加入的碳的量。这种电阻表现出可预见的性能：低电感、低电容。功率范围从大约 $1/8\text{W}$ 到 2W 。电阻值范围大约从 1Ω 到 $1\text{M}\Omega$ ，容许误差约 $\pm 5\%$ 。

金属氧化膜电阻



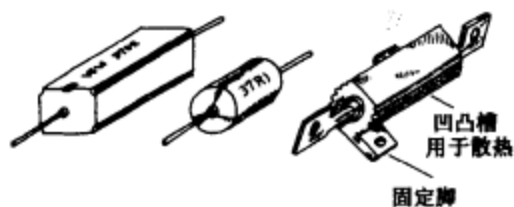
这是一种用金属氧化膜包裹陶瓷心制成的通用的电阻。这种电阻在高温条件下工作时，具有机械和电稳定性及可读性。它们的表面涂有特殊的漆，使它们能抵御火、溶剂、热和潮湿。典型的电阻值范围从 1Ω 到 200Ω ，典型的容许误差为 $\pm 5\%$ 。

精密金属膜电阻



这是一种十分精确、超低噪声的电阻。它是用陶瓷做基层，包裹着金属膜，全都包在环氧树脂外壳中。这种电阻用在精密设备，如测试仪器、数字和模拟设备以及音视频设备中。电阻值范围从大约 10Ω 到 $2\text{M}\Omega$ ，功率范围从 $1/8\text{W}$ 到大约 $1/2\text{W}$ 。容许误差为 $\pm 1\%$ 。

大功率绕线电阻



这种电阻用于大功率的场合。它们包含釉瓷外壳、水泥和包装着绕线电阻的铝壳。电阻成分是由环绕着陶瓷柱的电阻线构成。这是最耐用的电阻，有很强的散热性能和高温稳定性。电阻值范围从 0.1Ω 到大约 $150\text{k}\Omega$ ，功率范围是从大约 2W 到高达 500W 或更大。

图 3.46

光敏电阻和热敏电阻

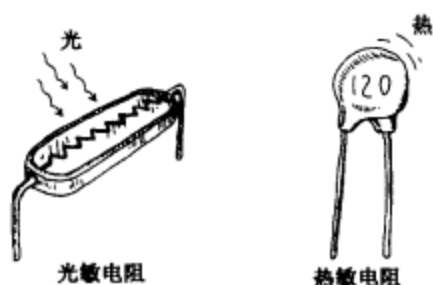


图 3.46 (续)

这些是特殊类型的电阻，当加以热和光时，电阻改变。光敏电阻由半导体材料制成，如硫化镉。增大光强度则降低电阻。光敏电阻将在第五章中详细介绍。热敏电阻是对温度敏感的电阻。增高温度则降低电阻（在大多数情况下）。

3.5.4 识别电阻器的标记

电阻器表面印刷有一系列色带或文字标记来注明电阻值。标记上可能还包括容许误差（标称电阻值和实际电阻的误差的百分比）、温度系数额定值（不全有）和可靠性等级（工作1000小时后电阻保持容许误差值的能力）等其他信息。图 3.47 是一些通用的标记图表。

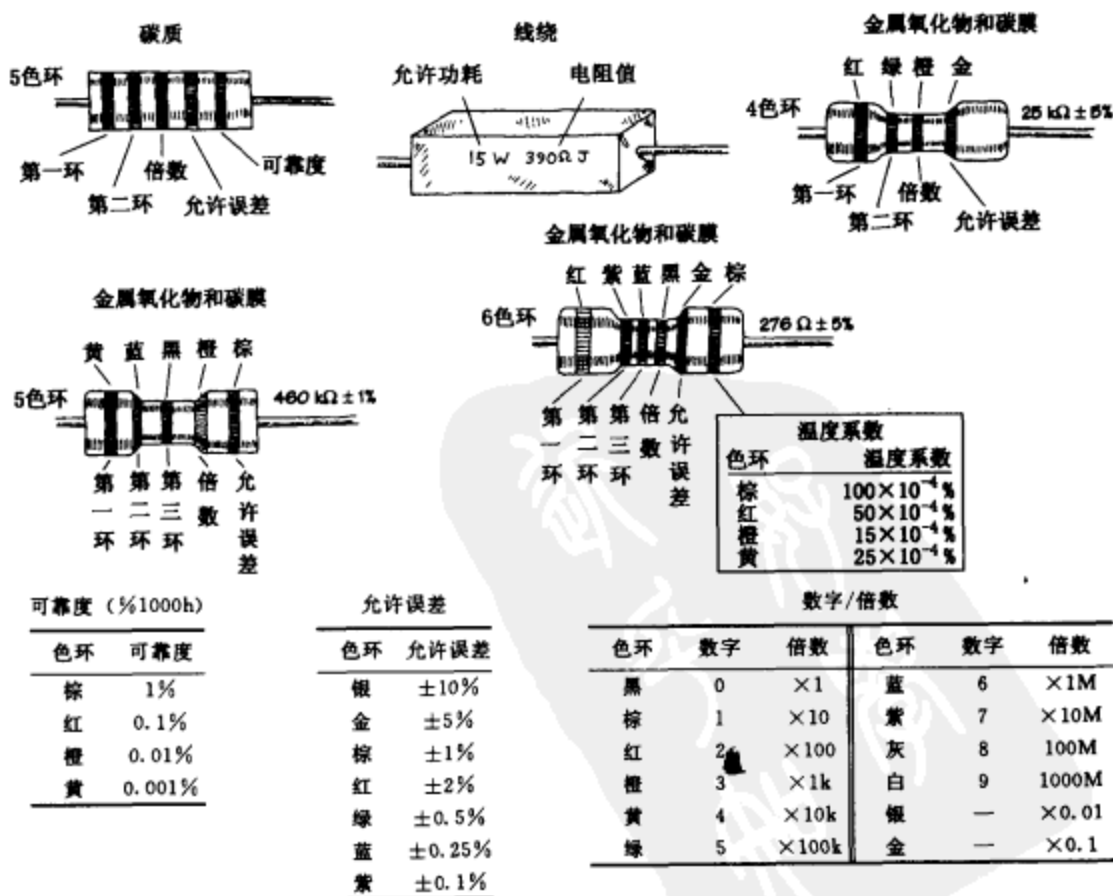


图 3.47

3.5.5 电阻器的额定功率

来关注一下电阻值相同而额定功率（瓦数额定值）不同的两个电阻器是很重要的。额定功率高的电阻能够更有效地散发电流产生的热。用低功率的电阻替代高功率的电阻可能会导致“熔融”。如果你还不能确定用什么规格的电阻，下面的例子也许会对你有帮助。

例：假设你想要传送 10mA (0.01A) 的电流通过一个 3300Ω 的电阻。问：该电阻需要有多大的额定功率？



图 3.48

解：参见图 3.48，要计算出额定功率，你必须查明多大功率进入电阻，使其发热。这个功率可以用功率定律来确定。

$$P = I^2 R = (0.01\text{A})^2 \times (3300\Omega) = 0.33\text{W}$$

那么，你需要的是一个额定功率至少为 0.33W 的电阻，宁可大一点以确保安全。由于电阻典型的额定功率是 1/8W、1/4W、1/2W、1W、2W 等等。这个例子中，应该用一个 1/2W 的电阻。

注意，在处理交流电流和交流电压时，在功率等式（如 $P = I_{\text{rms}}^2 R = V_{\text{rms}}^2 / R$ ）中你一定要用电流和电压的有效值。

3.5.6 可变电阻器

可变电阻器可以通过调节旋钮来提供不同数值的电阻值。图 3.49 为常用可变电阻器。

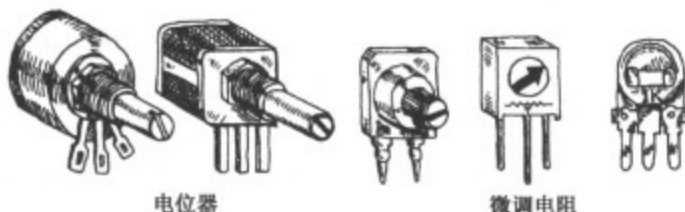


图 3.49

可变电阻器包括电位器、变阻器和微调电阻。电位器和变阻器本质上是同样的东西，但是变阻器一般用在大功率交流电，而电位器一般用于低功率直流电。电位器和变阻器都设计用于频繁调节。微调电阻是不频繁调节的精密电位器，通常带有可以插入印刷电路板的管脚。它们用于微调电路（如调谐一个因老化而失谐的电路），通常藏在一个外壳内。

可变电阻器包含两到三个接线端。图 3.50 是可变电阻器接线端常用的接线方式。

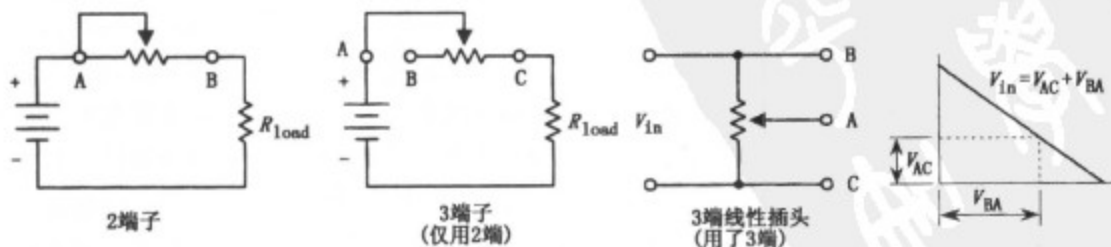


图 3.50

购买可变电阻时，要了解线性和非线性可变电阻的区别。电位器特性曲线描述旋转控制旋钮时，电阻值的变化情况。图 3.51 给出转动控制旋钮时，线性和非线性可变电阻器的

电阻值是如何变化的。

为什么可变电阻器要有非线性的？这是因为人生理上对信号强度（比如声音强度和光强度）变化的感觉有着怪异的方式。例如，你可能以为如果将声强度和光强度加倍，你将感觉到声音和光加倍。不幸的是，至少就直觉来说（不是从大脑的安全管理来说），人不是这样感觉的。事实上，我们感觉到的响度和亮度与 \log_{10} （仪器测量到的实际强度）成正比。因

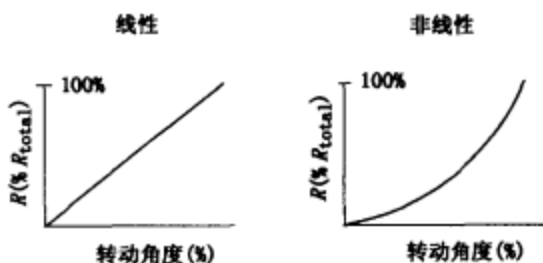


图 3.51

此，如果你正为一套音响构建一个放大器，或者你正建立一个调光电路，选用非线性的可变电阻是明智之举。

3.6 电容器

如同你在第二章所发现的，电容器是临时电荷存储单元，它的特性可用公式 $I=CdV/dt$ 描述。这个方程告诉我们简单道理：如果在 $1\mu\text{F}$ 的电容上加 1s 长的 1mA 脉冲电流，电容器两端的电压就会增加到 1000V 。更一般地，这个方程阐述了：电容器两端的电压随时间变化时（如高频信号），电容“喜欢”通过电流；当电容器两端的电压是常量时，电容“讨厌”通过电流（如直流信号）。电容“不喜欢”通过电流是由电容的容抗 $X_C=1/(\omega C)$ [或复数形式 $Z_C=-j/(\omega c)$] 所决定的。当所使用电压的频率趋于无穷大时，电容器的电抗趋近于 0，这时它就像一个理想的导体。但是，当频率趋近零时，电容器的容抗趋于无穷大，这时它就像一个无穷大的电阻。改变电容的大小也会影响阻抗。当电容增大时，阻抗减小，电流相应增大。

从应用的角度看，当电容器两端的电压波动时，电容器改变阻抗的能力，使得它成为频率敏感应用中的特别有用的器件。比如说，电容用于频率敏感分压器、旁路或阻塞网络、滤波网络、瞬变噪声干扰装置、微分电路、积分电路。电容器也用于倍压电路，振荡电路、闪光灯电路。

3.6.1 电容器工作原理

简单的电容器由两块平行极板构成。当两个极板与直流电压源（如电池）相连时，电子被电池的负极“推”到一块板，而被电池的正极从另一块板“拉”出。如果两个极板间电荷差变得很大时，两个极板间的缝隙会出现火花，并对电容进行放电。为了增加存储极板上电子的能力，在两极板之间填充绝缘材料。介质材料阻断火花，因而增加了电容器的容量。影响容量大小的其他因素包括：电容器极板表面积、两平行极板之间距离。电容器的介质材料可能是纸张、塑料薄膜、云母、玻璃、陶瓷或空气，而极板可能是铝片、铝箔，或者是固体介质材料的相对面上的金属薄片。导体—介质—导体的结构，可能呈平面，也可能卷成圆柱状，图 3.52 给出了几个电容结构实例。

3.6.2 关于 $I=CdV/dt$ 的说明

请注意，根据物理定律，电荷（电子）根本不能够穿过电容器极板间隙。但是，根据

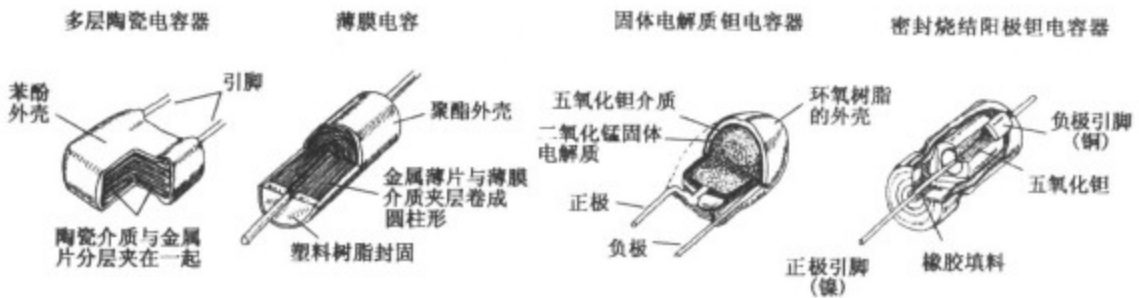


图 3.52

$I=CdV/dt$ ，似乎有电流穿过间隙。这两种说法都正确，但怎样理解它们呢？看来，容易引起误解的是将电流 I 看作传统电流，比如像穿过电阻和导线的电流。这里，我们提出位移电流概念。位移电流是实实在在流过电容器的电流，它是由于电容极板上电荷充电而产生的，它同时也产生磁场，使另一极板上的电子移入。电流不会流过间隙，但是流动电荷所产生的磁场，会“推动”另一个极板上的电荷运动。这一切看起来好像电流渡过了电容器。

3.6.3 电容器的水模拟

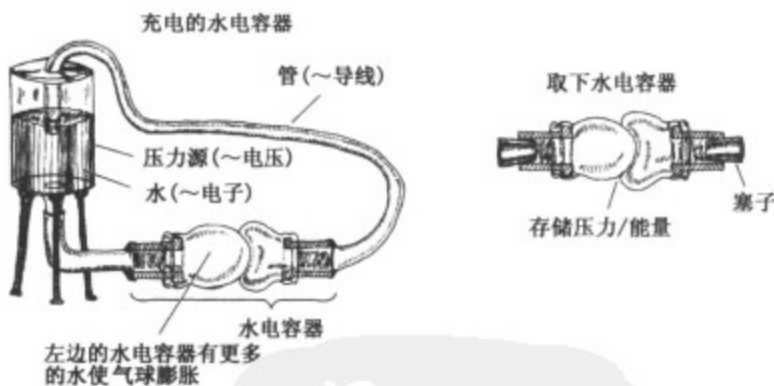
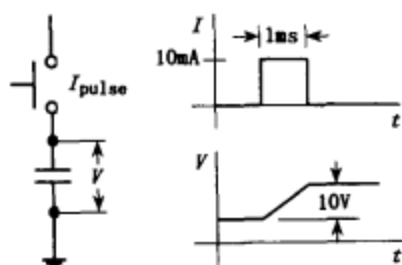


图 3.53

从水模拟的角度来说，图 3.53 是我能想出的最好的办法了。假设电子为水分子，电压为水压。水电容器由两个气球组成。通常，两个气球装的水是相等的，球内部的压力也是相同的（类似于一个未充电的电容器）。图中，真正的电容器是由电池充电的，而水电容器是通过使用水泵或增压的水压来“充电”的。真正的电容两极板间有电压，而水电容器的两个气球的压力是不同的。当电容跟电池分开时，电容保持电荷不变，因为没有导电通路能使电荷流动。当增压的水源移走时，必须使管道塞住，这样水电容器也保持了它存储的压力。当在真正电容上加交流电压时，看起来似乎有交流电（位移电流）穿过电容器，这是由于不断变化的磁场导致的。如果在水电容器的管道中施加交替压力，一个气球将会充满水，并把另一个气球内的水推出，使之呈半充满水状态。当增大压力频率时，水电容器像一个橡皮膜非常快地来回颤动，看起来好像短路（至少在交流的情况下）。事实上，这种模拟过于简单，没有说明有关真正电容作用的微妙之处。

3.6.4 电容器的基本功能

理解 $I = CdV/dt$ 的含义

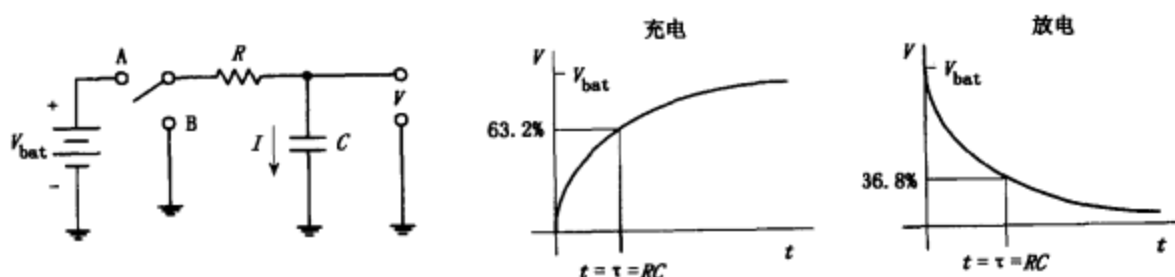


如果在 $1\mu\text{F}$ 的电容上加 1ms 长的 10mA 脉冲电流，电容两端电压就会增加到 10V 。这是计算过程：

$$I = CdV/dt$$

$$dV = I \frac{dt}{C} = \frac{(10\text{mA})(1\text{ms})}{1\mu\text{F}} = 10\text{V}$$

通过电阻对电容充电/放电



当开关拨到位置 A 时，电容器充电，两端电压增加；充完后，若开关拨到位置 B，电容器放电，电压减少。充放电时电容电压的变化曲线如图所示。有关这方面的内容详见第二章。

信号滤波

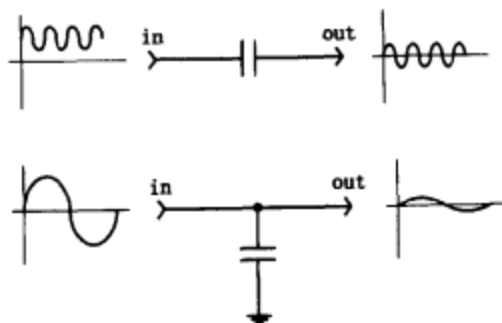


图 3.54

当含有直流成分的波动信号通过电容时，电容会除去直流成分，允许交流成分通过。电容还可用来将不想要的波动信号短接至地。

3.6.5 电容器的类型

电容器有许多类型，特征各异。有些类型适合于存储大量电荷，但是可能有很大的漏电流和很大的允许误差。其他类型可能有很小的允许误差、很小的漏电流，但不能存储大量电荷。有些类型用于高压电路，但可能体积庞大，价格昂贵。其他类型可能不能用于高压电路，但可能有很小的允许误差、很好的温度性能。一些类型实际上可能包括的品种有：极性

电容器与非极性电容器。不同于非极性电容器，极性电容器是专门用于直流波动电压的（非极性电容器既能用于直流电路又能用于交流电路）。极性电容器的正极必须接电路中高电位，负极必须接低电位。极性电容器如果接错方向可能会毁坏。（极性电容器虽然只能用于直流波动电路，它能够做成具有特大容量的。）电容器的电容可以是定值的，也可以是变值的。可变电容器有个旋钮，通过旋转旋钮调节电容大小。固定电容、极性电容、可变电容的符号如图 3.55 所示。

现在，让我们来进一步了解电容器的类型。

电解电容器



电解电容器包括铝和钽电解电容器，它们是通过电化学的方法将氧化膜镀到金属（铝和钽）上来制造的。表面有氧化膜的金属作为阳极或正极，氧化膜作绝缘材料，带电的液体或胶体作为阴极或负极。与铝电解电容器相比，单位体积的钽电解电容有更大的电容量。多数电解电容器是极性电容器。与非电解电容器相比，电解电容器通常有更大的电容量、较大的允许误差（铝电解电容器的允许误差高达 $\pm 100\%$ ，钽电解电容达 $\pm 5\% \sim \pm 20\%$ ）、较差的温度稳定性、较大的漏电流以及较短的寿命。铝电解电容器的容量从 $1\mu\text{F}$ 到 1F ，钽电解电容器的容量从 $0.001\mu\text{F}$ 到 $1000\mu\text{F}$ ，可承受最大电压为 $6 \sim 450\text{V}$ 。

陶瓷电容器



陶瓷电容器体积小、价格便宜，是非常受欢迎的非极性电容器，但是它的温度稳定性差，精确度低。它有陶瓷的绝缘材料和酚醛外壳，常用于旁路与耦合电路。它的允许误差范围为 $\pm 5\% \sim \pm 100\%$ ，容量范围为 $1\text{pF} \sim 2.2\mu\text{F}$ ，可承受最大电压范围为 $3\text{V} \sim 6\text{kV}$ 。

聚酯树脂电容器



聚酯薄膜电容器可靠、便宜、漏电流小，是非常受欢迎的非极性电容器，但是它的温度可靠性很差。它的容量范围为 $0.0001 \sim 10\mu\text{F}$ ，可承受最大电压为 $50 \sim 600\text{V}$ 。

云母电容器



图 3.56

云母电容器是特别精确的小漏电流器件。它是由金属箔和云母片层叠封装而成。它的电容量小，通常用于高频电路（如 RF 电路）。即使在变化的电压和温度条件下，也非常稳定。允许误差范围为 $\pm 0.25\% \sim \pm 5\%$ ，容量为 $1\text{pF} \sim 1\mu\text{F}$ ，可承受最大电压为 $100\text{V} \sim 2.5\text{kV}$ 。

其他类型的电容器包括纸电容器、聚苯乙烯电容器、聚碳酸酯电容器、聚酯电容器、玻璃电容器、浸油电容器。它们的特征在表 3.7 中列出。注意表 3.7 中绝缘电阻较大意味着该电容器有很好的漏电保护。



图 3.55

表 3.7 各种电容器的特征表

类型	容量	最大电压	最大工作温度(°C)	误差(%)	绝缘电阻(MΩ)	评价
铝电解电容	1μF~1F	3~600V	85	+100~-20	<1	常用,容量大,但漏电流大,误差很大
钽电解电容	0.001~1000 μF	6~100V	125	±5~20	>1	
陶瓷电容器	10pF~1μF	50~1000V	125	±5~100	1000	常用,体积小,价格便宜,但误差较大
云母电容器	1pF~0.1μF	100~600V	150	±0.25~±5	100 000	性能优良,常用于高频电路
聚酯树脂电容器	0.001~10μF	50~600V		较小	较大	常用,性能较好,价格便宜
纸电容器	500pF~50μF	100 000V	125	±10~±20	100	
聚苯乙烯电容器	10pF~10μF	100~600V	85	±0.5	10 000	质量高,容量精确,常用于滤波电路
聚碳酸酯电容器	100pF~10μF	50~400V	140	±1	10 000	质量高,容量精确
聚酯电容器	500pF~10μF	600V	125	±10	10-000	
玻璃电容器	10~1000pF	100~600V	125	±1~±20	100 000	稳定性好
浸油电容器	0.1~20μF	200V~10kV			较大	体积大,用于高电压滤波电路,寿命长

3.6.6 可变电容器

可变电容器通过旋转转轴改变电容值。如图 3.57 所示,这类器件包括空气可变电容器和微调电容器。空气可变电容器有两套铝片(定片和动片),定片和动片交错在一起,但没有接触。相对于定片,转动动片可以改变电容器的有效面积,从而改变了电容量。空气可变电容器一般安装在仪表板上,用于频繁调谐的场合(如调谐通讯接收器频率)。微调电容器是更小的单元,用于不是经常需要频率调节的场合(如通讯接收器固定频率微调、晶体频率调节、滤波器特性调节)。微调电容器可以用云母、空气、陶瓷或玻璃作介质材料,调节装置既可以用旋转盘片的装置,也可以用调节盘片松紧度的压力装置。

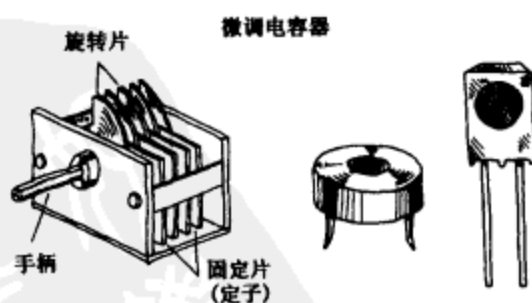


图 3.57

3.6.7 电容器的标记

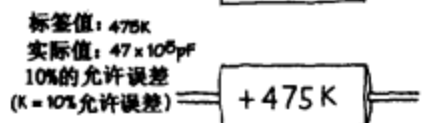
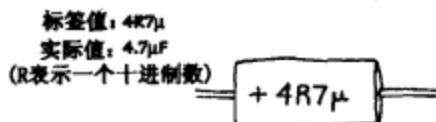
读取电容器标记是需要技巧的。每种类型的电容器使用它自己惟一的标记方法。一些标记很容易理解,而另外一些电容器所使用的字母、符号则很容易引起误解。推断电容器标记

含义的最好方法是，先推断出它属于哪一种电容器，然后按图 3.58 进行读取。

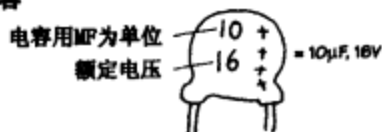
电解电容



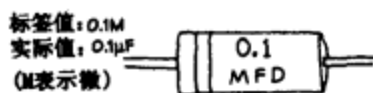
钽电容



浸钽电容

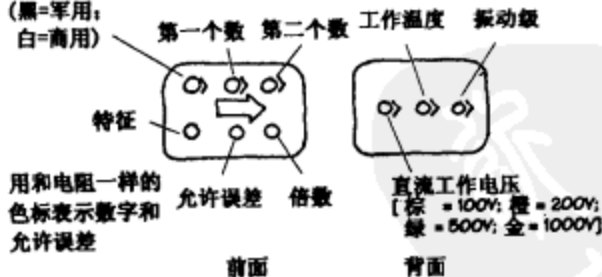


聚酯树脂电容

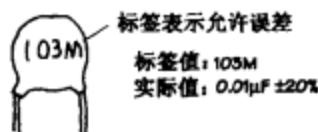


标准

(黑=军用;
白=商用)



陶瓷电容



欧洲标记



倍数	
0	= 无
1	$\times 10$
2	$\times 100$
3	$\times 1000$
4	$\times 10,000$

允许误差	
Z	$+60\%$, -20% (非对称结构)
M	$\pm 20\%$
K	$\pm 10\%$ B = $\pm 0.1\%$
J	$\pm 5\%$ A = $\pm 0.05\%$
G	$\pm 2\%$
F	$\pm 1\%$
D	$\pm 0.5\%$
C	$\pm 0.25\%$
B	$\pm 0.1\%$
A	$\pm 0.05\%$

1pF	$= 1 \times 10^{-12}$ F
1nF	$= 1 \times 10^{-9}$ F
1 μ F	$= 1 \times 10^{-6}$ F

图 3.58

3.6.8 电容器的使用要点

两个电容器即使有相同的电容值，但它们可能有不同的电压额定值。如果用低耐压电容器替代高耐压的电容器，低耐压电容器可能会被击穿。同时记住，使用极性电容器时，正极必须与高电位连接，否则它也会被击穿。

实际应用中，电容的偏差会很大。比如，一个铝电解电容器的标注容量可能与实际偏差 20%~100%。如果一种应用要求电容器低偏差，用容量接近的电容来替代是可行的。

最后要注意的是，小容量（不足 0.01 μ F）的电容器对人没有危险。但是，当容量超过 0.1 μ F 时，触摸电容器的电极会有触电的感觉。比如，电视机和闪光灯中大容量极性电容器

能存储使人致命的电荷。通常，不要触摸大电容器的电极。如不能确定是否带电，使用前，用螺丝刀尖端短路电极对电容器放电。

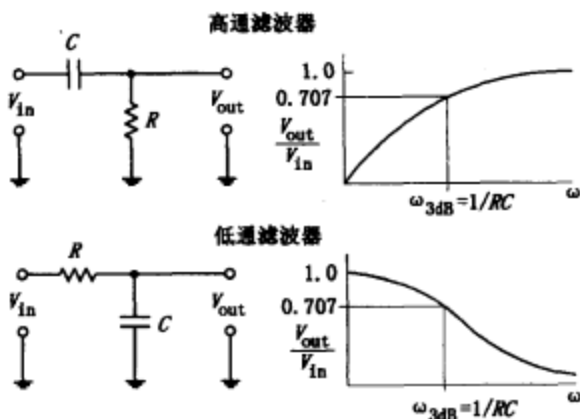
3.6.9 电容器的实际应用

电源滤波电路



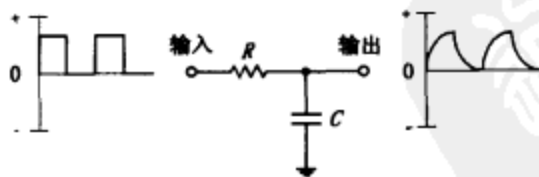
电容经常用于平滑整流器提供的脉冲直流信号，这可以通过对波形中交流部分接地，而仅通过直流部分实现。

滤波电路



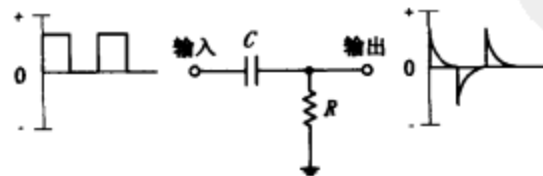
高通滤波器和低通滤波器可以用简单的 RC 网络来实现。在高通滤波器中，低频信号被电容截断，只有高频信号通过电容器输出。在低通滤波器中，高频信号被转移至地，只有低频信号输出。查阅第 2 章和第 8 章可以进一步了解滤波器。

无源积分器



输入信号在输出端子处积分。RC 是时间常数，必须是输入信号周期 10 倍以上，否则该电路将变成拦截高频信号的低通滤波。

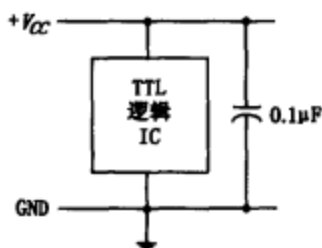
无源微分器



输入信号在输出端处微分。RC 网络将输入的方波转换成脉冲或尖波。RC 是时间常数，应当是输入脉冲持续时间的 1/10 (或者更小)。微分器通常用于产生触发脉冲。

图 3.59

火花和噪声抑制



某些类型的集成电路（如 TTL 逻辑电路），会突然改变某输入输出状态，这会引起电源供电电流突然出现剧烈波动。电源供电的这种变化会在电源线产生很陡的高频电流尖峰。如果有大量其他设备连接到同一电源线上，有害的尖峰会引起这些设备的假触发。尖峰还会产生有害的电磁辐射。为避免有害尖峰产生，可使用去耦电容器。去耦电容器 [TTL 逻辑集成电路的去耦电容器通常为 $0.1 \sim 1\mu\text{F}$ ($>25\text{V}$)] 跨接在系统的每个集成电路的正极与地之间。电容器帮助吸收尖峰，保持 $+V_{\text{CC}}$ 电压恒定，因而减少产生假触发与电磁辐射的可能性。

简单振荡器

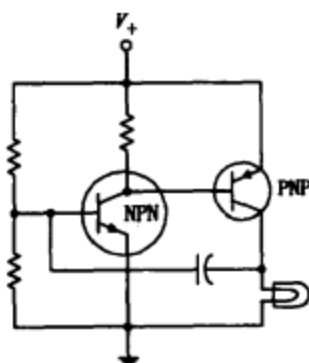


图 3.59 (续)

电容器能用在振荡器中。本电路中，电容器改变了 NPN 晶体管基极的偏压。假设某一时刻，NPN 晶体管基极偏压足够大，NPN 晶体管接通。这使得 PNP 晶体管也接通（它的基极有了适当的偏压）。电流将流过灯泡。但是，不久以后，电容器储存足够多的电荷令 NPN 晶体管基极上电压下降，故 PNP 晶体管基极电压上升，集电极电压下降。通过电容又使 PNP 晶体管基极电压进一步下降，最后晶体管截止，接着，PNP 晶体管也截止，灯泡熄灭。但是过一会儿，电容器上的电荷通过电阻流到地，NPN 晶体管基极电压升高，NPN 晶体管再次接通。这个过程反复循环。电压分配器的阻值和电容器的容量控制了振荡的频率。

3.7 电感器

正如第 2 章所介绍的，当电感中有电流通过时，它会阻止电流的变化。电感的这一特性可以用 $V=LdI/dt$ 来描述。这个方程告诉我们如果流经 1H 电感的电流变化率为 1A/s，电感两端的感应电压为 1V。电压的方向（极性）将与电流改变的方向相反。比如，如果电流增加，在电流流入端的感应电压值就为负。如果电流减小，电感在电流流入端的感应电压值将为正，希望保持电流的流动。

$V=LdI/dt$ 阐明了当电感两端的电压没有改变时（如直流信号），电感“喜欢”电流通过；当电感两端的电压随时间变化（如高频交流信号）时，电感“讨厌”电流通过。电感“不喜欢”电流流过的特征由感应电抗 $X_L=\omega L$ （或复数形式 $Z_L=j\omega L$ ）给出。当所施加的电压频率为零时，电感的电抗为零，它的作用就像导体。当所施加的电压频率为无穷大时，电感的电抗趋于无穷大，它的作用就像无穷大的电阻。（根据 $X_L=\omega L$ ，可以看到如果对一个 20mH 线圈施加 100kHz 的信号，电抗将会达到 2000Ω。）注意， L 的大小也会影响电抗的大小。当 L 增加时，电感的电抗增加。

从应用的角度看，通过电感的电压波动时，电感的电抗发生变化的能力使得它在频率敏感应用中特别有用。比如，电感可用于频敏分压器、阻塞网络和过滤网络（如 RF 发送器和接收器回路）。电感也用于振荡电路、变压器、电磁继电器，在电磁继电器中它的作用像磁铁一样。

3.7.1 电感器工作原理

电感是如何阻止流经它的电流发生变化？这一问题可以用图 3.60 来解释。假设有一个稳定（直流）电流通过电感线圈，如图（a）。

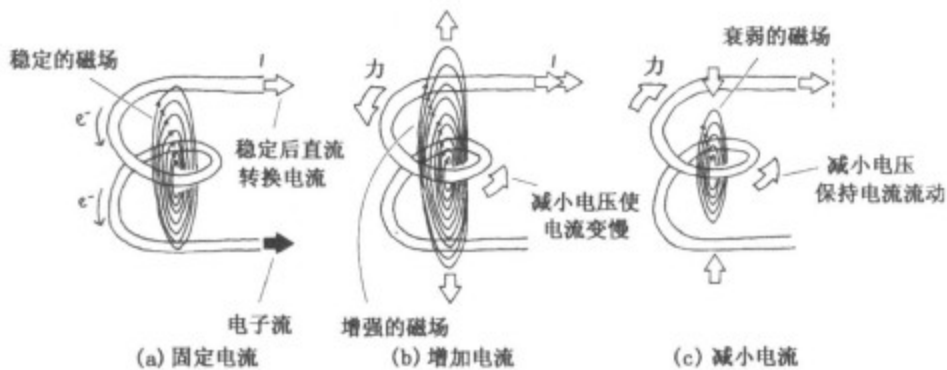


图 3.60

在直流电中，电子以恒定的速度共同运动，运动的结果产生了一个稳定的磁场环绕着它们。判定磁场的方向用左手定则。左手定则告诉我们：如果我们左手握拳，握住导线并伸出拇指，让拇指所指的方向代表了电子运动的方向，则四个屈指所指的方向代表了磁场线的方向 [一般教科书中采用右手定则来判断磁场方向，拇指代表了传统电流方向（与电子流方向相反）——译注]。当电子流在每一段线圈产生的磁场线矢量相加时，由此引起的磁场似乎从线圈中心辐射出来。现在，只要电子稳定流动，这个中心电磁场不会改变。磁场线穿过线圈的各部分，但它们不会影响其间的电流。但是，如果电流突然增加，磁场线增加，如图（b）所示。根据法拉第感应定律（法拉第定律阐述了磁场的改变对带电物体产生作用力），磁场增加将对线圈内部的电子产生作用力，使电子运动减缓。反之，如果突然减小电流，磁场将急剧减小，并产生作用力使电子继续运动，如图（c）所示。

在 $V = L di/dt$ 中， di/dt 表示电流随时间变化的情况， V 表示感应电压（作用在电子上以减小状态变化）。 V 也称为自感电压、补偿电动势、反电动势。现在，方程惟一剩下的是

电感 L 。 L 是感应电压与电流改变的比例常数，它告诉我们电感在阻止电流变化的性能如何。 L 的值取决于许多因素，如线圈的匝数、线圈的大小、线圈的间距、缠绕方式、磁心材料、电感外形（如图 3.61）。

对单层、紧密缠绕的简单线圈，电感计算公式为 $L = \mu N^2 A/l$ ， μ 是线圈缠绕其上的材料

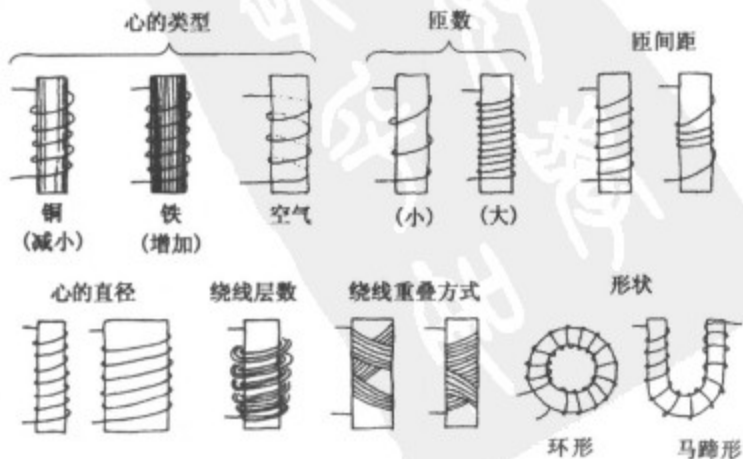


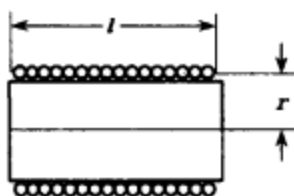
图 3.61

的磁导率（在真空中， $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ ）， N 是线圈缠绕的匝数， A 是线圈环绕区域的面积， l 是线圈的长度。

图 3.6.2 给出计算紧密缠绕的单层与多层空心线圈电感的近似公式。

单层空气线圈：

$$L = \frac{(N \times r)^2}{9r + 10l}$$



多层空气线圈：

$$L = \frac{0.8(N \times 10l)}{6r + 9l + 10b}$$

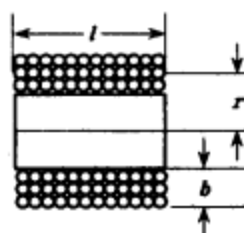
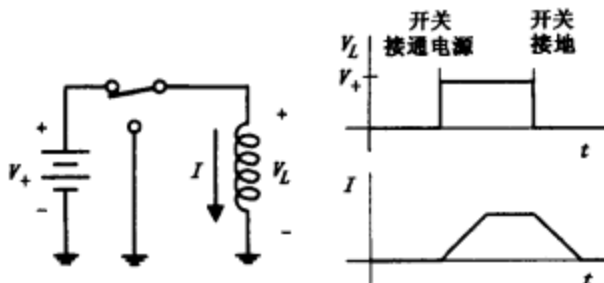


图 3.62

3.7.2 电感器的基本作用

电流/电压特性



如果电路中开关接地一段时间后再接向电源，电感最初会“反抗”施加的电压，电流根据线圈的电感的大小以一定斜率升高。一旦达到稳定状态，线圈通过的电流将等于电压除以线圈电阻。电感的作用像低阻抗的电线。当开关再次接地时，电感也会“反抗”这个突然的变化，电流根据线圈的电感的大小以一定斜率下降。

电阻/电感特性

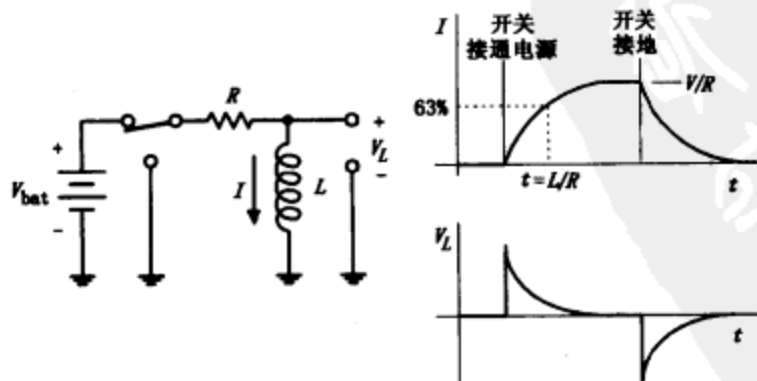


图 3.63

开关接电源时，电感产生感应电压反作用于所施加的电压，反抗电流的流入。电流在 $t = L/R$ 时达到最大值的 63%。随着时间的推移，电流趋于稳定并呈现直流状态。这时，电感的作用如同导线，电流等于 V/R 。随后开关接地，相反电流的效果产生，电感产生反作用的感应电压，反抗电流的下降。

信号滤波

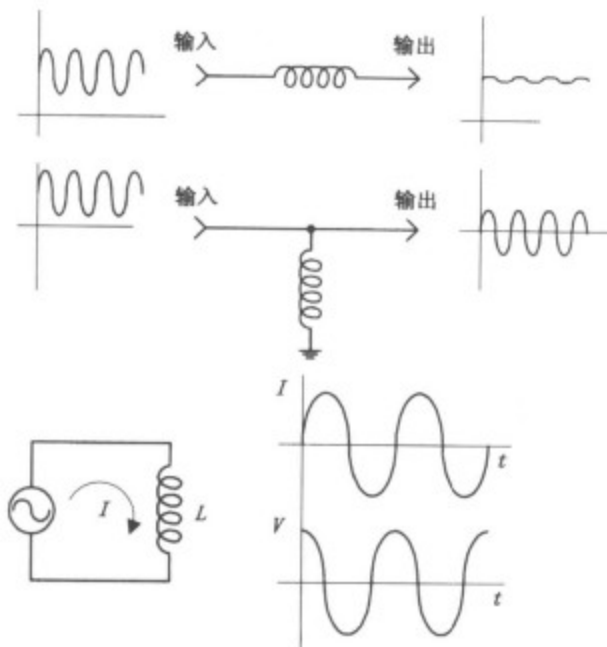


图 3.63 (续)

电感阻塞波动电流，但允许稳定（直流）电流通过。

本电路中，电感用于截断直流电源（直流通通过电感接地），允许交流输出。

如果在电感上施加替代电压，电压和电流有 90° 的相位差（电流比电压滞后 90° ）。电感的电压达到最大值时，电流为 0（能量储存于磁场）。电感的电压为零时，流经电感的电流达到最大值（能量从磁场中释放）。

3.7.3 电感器的类型

通常，线圈是空心、铁心或铁氧体磁心的（图 3.64）。铁心线圈的电感比空心线圈的电感大得多。铁的磁导率比空气的磁导率大得多。有些电感器的磁心可以在线圈中滑进滑出，磁心在线圈中的长度决定了电感的大小。

图 3.65 列出一些你能在商店找到的最普通的电感线圈。

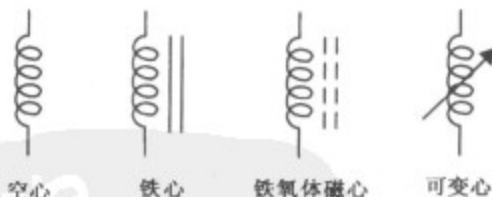


图 3.64

这是最普通的一类电感，用于限制或阻止所通过的稳定（直流）电流的波动。它们的外观类型、缠绕方式、包装类型、电感量、允许误差等级是各种各样的。典型的电感量范围为 $1 \sim 100\,000 \mu\text{H}$ ，允许误差为 $5\% \sim 20\%$ 。一些电感使用像电阻一样的色码来标注电感值。

扼流圈



调谐线圈

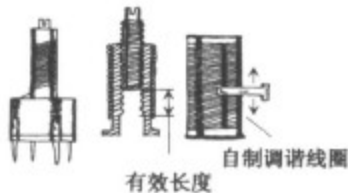
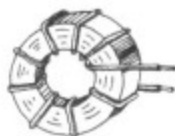


图 3.65

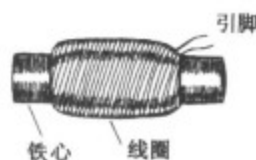
这类线圈经常含有一个像螺丝钉一样的磁心，它们用于调节电感值。调谐线圈通常有一系列的抽头。它们经常用在收音机中用于选择希望的频率。调谐线圈可自制，方法是在塑料圆筒上缠绕漆包线，然后连接一个可移动滑片，如图所示。当然，为了在滑片与线圈之间提供连接，应用锉刀将相应处漆包线上的漆锉去一些。

环形线圈



这类线圈的形状是一个缠绕着电线的环形体。每单位体积有很高的电感值、很高的品质因数，并且能够自我屏蔽。它们也可在极高的频率下工作。

天线线圈



这类线圈的磁心可以放大磁场，使线圈对电流的小变化非常敏感。这类线圈用于调谐特高频信号（如 RF 信号）。

图 3.65 (续)

3.8 变压器

普通的变压器是一个 4 端子器件，它能够将输入的交流电压转换为更高或更低的交流电压（变压器不用于提高或降低直流电压）。典型的变压器包含两个或更多的线圈，它们有共同的叠片铁心，如图 3.66 所示。其中一个线圈称为初级线圈（含有 N_p 匝线圈），其他线圈称为次级线圈（含有 N_s 匝线圈）。

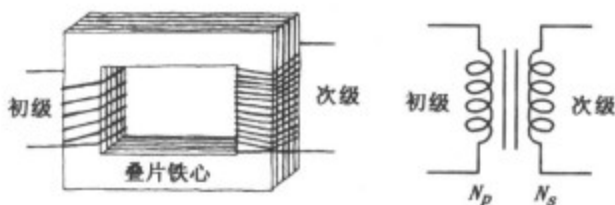


图 3.66

在初级线圈上施加交流电压时，交变的磁通 $\Phi = \int (V_{in}/N_p) dt$ 从初级线圈发出，通过叠片铁心传播，通过次级线圈。（铁心增加了电感，叠片结构减少了电流的消耗。）根据法拉第感应定律，变化的磁通在次级线圈中产生的电压为 $V_s = N_s \frac{d\Phi}{dt}$ 。联立磁通方程与次级线圈感应电压方程，可以得出以下有用的公式：

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} V_p$$

这个方程式告诉我们，如果初级线圈的匝数多于次级线圈，次级线圈的电压将低于初级线圈电压。反过来，如果初级线圈的匝数少于次级线圈，次级线圈的电压将高于初级线圈电压。

在变压器的初级线圈上施加电压，而次级线圈开路时（如图 3.67），电源把变压器看作是一个阻抗为 $Z_p =$

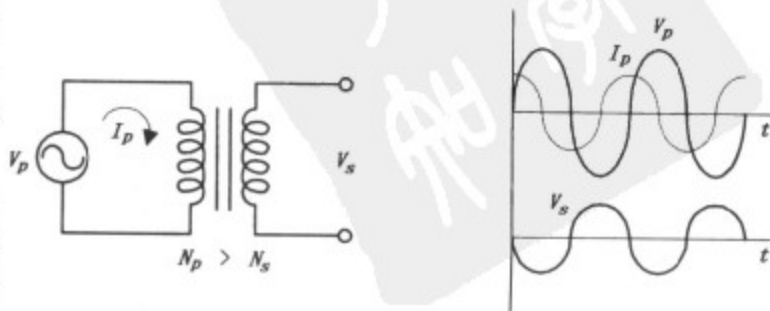


图 3.67

$j\omega L_p$ 的简单电感，这里 L_p 表示初级线圈的电感。即初级线圈的电流比初级线圈的电压滞后 90° ，根据欧姆定律，初级线圈电流等于 V_p/Z_p 。同时，大小为 $(N_s/N_p)V_p$ 的电压将供给次级线圈。由于感应电压的极性，次级线圈电压与初级线圈的电压之间存在 180° 的相位差（这两个电压的相位差与线圈绕向、电压正方向的约定有关，也可能是 0° ——译注）。

现在，让我们看看在次级线圈上加上负载会发生什么事？如图 3.68 所示。在次级线圈上加负载 R_L 时，感应电压使电流流经负载。由于初级线圈的磁通量在次级线圈中感应电流，初级线圈电流电压同相。同时，次级线圈的电压和感应电流 I_s 也同相，但它们与初级线圈的电压、电流存在 180° 相位差。

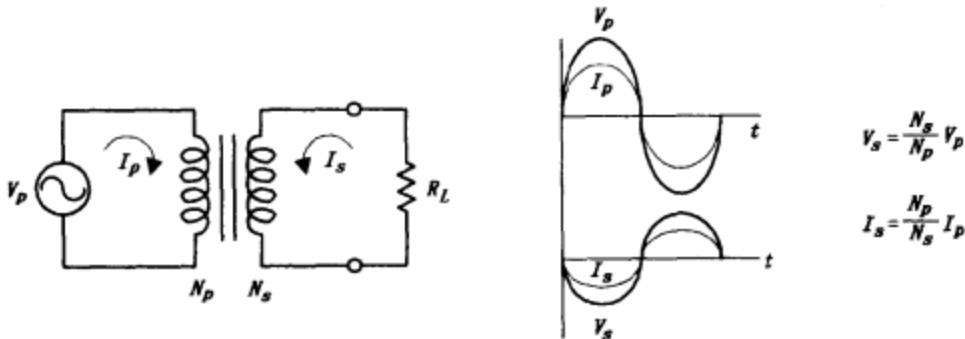


图 3.68

为了了解初级线圈与次级线圈之间的电压关系，先考虑理想变压器的效率是 100% 的（实际变压器的效率是 5%~99%），然后推断出负载上消耗的功率等于初级线圈提供的功率。根据功率定律 ($P=V^2/R$) 和变压器的电压关系，可以推出，不论是负载所消耗的功率还是初级线圈所提供的功率都等于

$$P = \frac{V_s^2}{R_L} = \frac{N_s^2 V_p^2}{N_p^2 R_L}$$

根据 $P=IV$ 的功率定律形式，初级线圈电流

$$I_p = \frac{P_p}{V_p} = \frac{N_s^2 V_p}{N_p^2 R_L}$$

现在，可以用欧姆定律求出变压器和负载部分相对电源的等效电阻。

$$R_{eq} = \frac{V_p}{I_p} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_L$$

为了简化电路，你可以将变压器/负载部分用 R_{eq} 来代替，如图 3.69 所示。

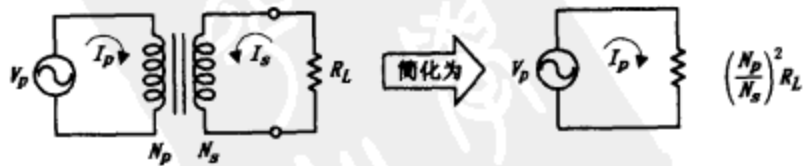


图 3.69

这种方法也可用于复杂阻抗的负载（如 RLC 网络）。惟一不同的是 R_L 必须用复数负载阻抗 Z_L 来代替。

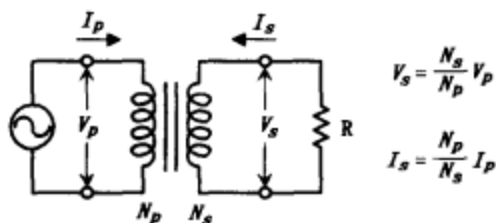
理论的最后，假设你只是对计算初级线圈电流与次级线圈电流感兴趣。由于初级线圈的功率与次级线圈的功率必须相等，你可以利用 $P=IV$ 和变压器的电压关系，得出 $I_s = (N_p/N_s) I_p$ 。

这个方程告诉你，如果增加次级线圈的匝数（更多的匝数导致次级线圈的电压比初级线

圈电压大), 次级线圈的电流将比初级线圈的电流更小。相反, 如果减少次级线圈的匝数 (这导致次级线圈的电压比初级线圈的电压更小), 次级线圈的电流将比初级线圈更大。

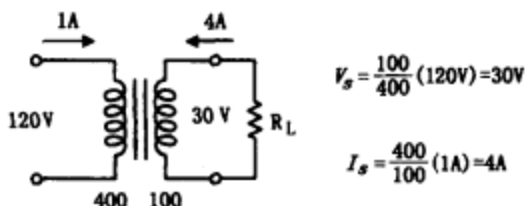
3.8.1 变压器的基本作用

电压/电流关系



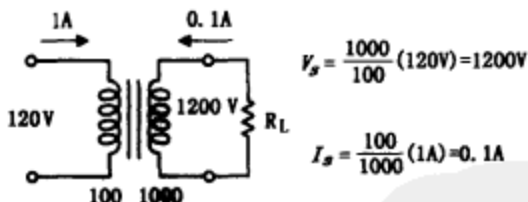
次级线圈为获得大于初级线圈的电压, 次级线圈的匝数必须大于初级线圈的匝数。增加次级线圈的电压导致次级线圈中电流小于初级线圈的电流。次级线圈为获得小于初级线圈的电压, 次级线圈的匝数必须小于初级线圈的匝数。相对于初级线圈, 减小次级线圈的电压导致次级线圈的电流增大。

电压降低/电流增大



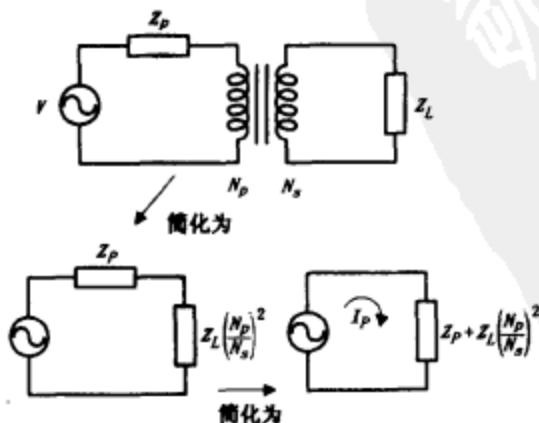
变压器的初级线圈有 400 匝, 次级线圈有 100 匝。它能将初级线圈上 120V、1A 的交流电转变为次级线圈中 30V、4A 的交流电压。一个变压器的次级电压比初级线圈电压小的, 则称它为降压变压器。

电压增大/电流降低



变压器的初级线圈有 100 匝, 次级线圈有 1000 匝。它能将初级线圈中 120V、1A 的交流电转换为次级线圈中 1200V、0.1A 的交流电。一个变压器的次级线圈电压比初级线圈电压高, 则称它为增压变压器。

电路分析实例

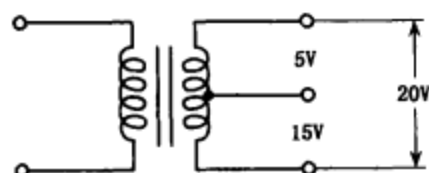


这是个在电路分析中如何处理变压器的例子。比如说有一台变压器其初级线圈与次级线圈两边都有一个包含电阻性、电容性、电感性元件的综合网络 (如 RLC 网络)。为了求得电源“感受”到的等效阻抗, 你可以先求取负载 (Z_L) 与变压器的等效阻抗来化简电路。根据前面所学, 该等效阻抗为 $Z_L (N_p/N_s)^2$ 。之后, 在串联电路中, 将 Z_p 和 $Z_L (N_p/N_s)^2$ 相加, 就会得到最终的简化结果, 并根据欧姆定律 ($I=V/Z$), 求得初级线圈电流。

图 3.70

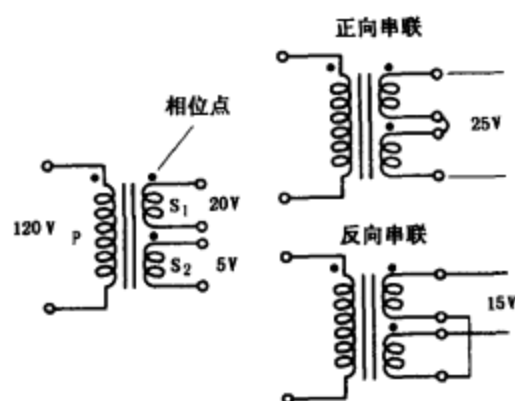
3.8.2 特殊类型的变压器

抽头变压器



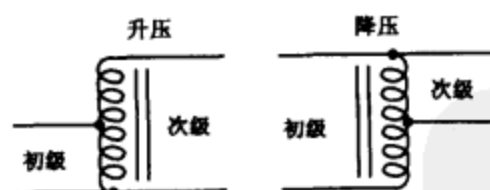
抽头变压器在初级线圈或次级线圈的绕组有附加的接头或抽头。次级线圈的附加抽头为变压器提供了三种可能的输出电压。

多绕组变压器



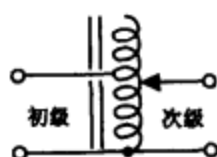
有许多不同的次级线圈绕组的变压器经常很有用，这些绕组在相互之间是电隔离的（不像抽头变压器）。每个次级线圈的电压与它的匝数成比例。次级线圈绕组可以正向串联（电压相加）或反向串联（电压相减），通常用圆点来指示同相接线端。

自耦变压器



自耦变压器用一个带抽头的线圈构成初级线圈和次级线圈。自耦变压器可用于提升或降低电压。但是，它们不能用于需要隔离的场合，因为初级线圈和次级线圈在相同线圈上（两者之间没有电隔离）。这类设备常用于阻抗匹配。

可连续调压的自耦变压器



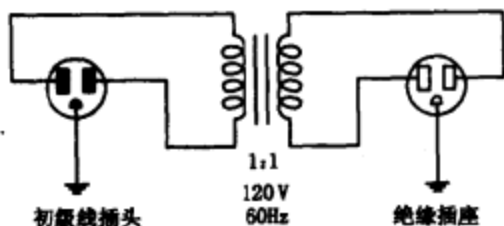
这类变压器有连续的抽头。上下滑动抽头时，可以调节次级线圈的匝数，由此控制次级线圈的电压。

图 3.71

3.8.3 变压器的实际应用

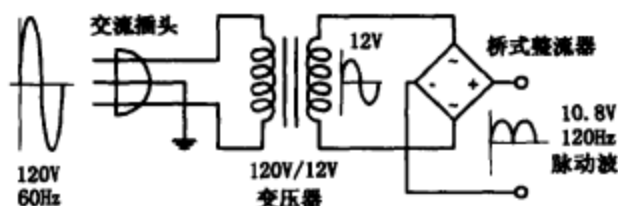
变压器的三种基本应用为隔离保护、电压转换、阻抗匹配。这里举一些应用的例子。

隔离



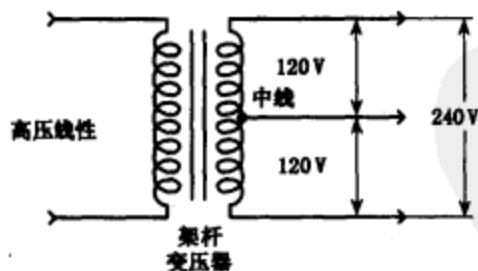
初级与次级绕组比为 1:1 的变压器常用于保护次级电路(或接触次级元件如旋钮、面板盘等的人)免遭电击。起保护作用的原理是,次级与大电流只是磁耦合——而非电耦合。所有测试设备,特别是“悬浮”的设备(没有地线),必须使用隔绝保护,减少电击的危害。使用隔离变压器的另一个优点是,在初级和次级两边的电路元件间没有直联联系,通过变压器,交流设备可以与其他设备耦合,而直流信号却通不过。图示的简单电路表明如何能使电源插座与市电隔离。这种隔离插座用于电源测试设备。

电压转换



变压器在供电中是最基本的设备。图示 120V—12V 的变压器将 120V、60Hz 的市电电压降低为 12V、60Hz 的次级电压。桥式整流器(四个二极管网络)将次级电压整流为峰值为 10.8V、频率为 120Hz 的脉冲直流电。(整流过程由于整流组件偏置电压,电压下降了 1.2V;由于负的振幅被转换为正的振幅,输出电压的频率加倍了。)输出端的平均电流电压等于整流电压峰值的 0.636。

抽头变压器应用



在美国,主干电线中传输的交流电压大于 1000V,用中间有抽头的架杆变压器将电压降低到 240V。然后再用抽头变压器将电压分成 120V。在小型应用场合,如电视机、灯、电吹风,既可使用顶端和中线,也可以使用底端和中线。在大型应用场合,如烘箱、电冰箱、干衣机,可利用 240V 的接线端,但也经常使用中线。

阻抗匹配

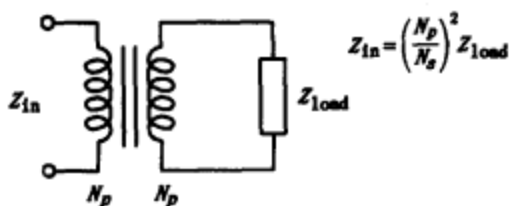


图 3.72

前面你已发现任何连接到变压器初级线圈上的设备,只要变压器次级带负载,它就会“感受”到一个等效阻抗 $(N_p/N_s)^2 Z_{load}$ 。通过调节 N_p/N_s 的比率,你可以认为一个输入设备与一个输出设备相连,甚至输出设备可以是完全不同的阻抗。比如,你想用一个变压器在 8Ω 的扩音器与 1kΩ 的放大器之间进行阻抗匹配,你可将 8Ω 代入 Z_{load} , 1000Ω 代入 Z_{in} , 求

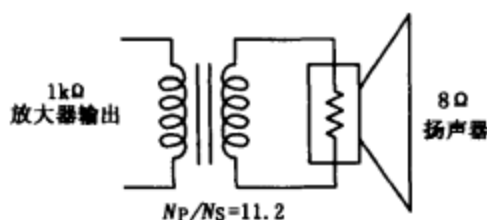


图 3.72 (续)

解的 N_p/N_s 即为所需的初级线圈与次级线圈绕组之间的匝数比。 N_p/N_s 的结果为 11.2，这就是说初级线圈的绕组匝数必须为次级线圈的 11.2 倍。

3.8.4 变压器的实际类型

隔离变压器



这类变压器的作用仅仅是隔离设备。它没有增加或减少次级线圈的电压。交流市电隔离变压器的隔离线圈输入 120V、60Hz 的交流电（在美国），在次级线圈输出类似但被隔离的电压。这类变压器在初级线圈与次级线圈之间通常有静电屏蔽。它们通常有三线插头和插座，可以直接插到电源插座。

转换变换器



这类变压器主要用于降低电压。它们形状、尺寸各异，初级线圈与次级线圈的匝数比也不同。它们通常有抽头和多个次级绕组。它们经常用色码线标注初级线圈与次级线圈的端子（如黑色线表示初级线圈，绿色表示次级线圈，黄色表示抽头端子）。有些变压器的初级线圈、次级线圈、抽头用管脚形式引出，并允许它们安装在固定主板上。

音频变压器



图 3.73

音频变压器主要用于音频设备间阻抗匹配，如在话筒与放大器之间或放大器与扬声器之间。它们在声音频率为 50Hz~15kHz 时效率最佳。它们形状、尺寸各异，通常在初级线圈与次级线圈的中间都有一个抽头。一些音频变压器用色码线标注端子（如蓝色和棕色是初级线圈端子，绿色和黄色是次级线圈端子，红色和黑色表示抽头）。变压器有像管脚一样的可安装在印制主板上的端子。一些产品目录提供了初级绕组和次级绕组的直流电阻值，可以帮助我们为特殊匹配设备的阻抗匹配选择适合的变压器。

小型变压器



小型变压器主要用于阻抗匹配。它们通常有像管脚一样可以安装在印刷电路板上的端子。一些产品目录提供了初级绕组和次级绕组的直流电阻值，并给出了初级与次级绕组的匝数比。

高频变压器

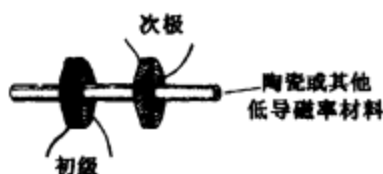


图 3.73 (续)

这类变压器通常是空心或铁氧体磁心的，而不是以叠层铁片为心。它们用于高频，如匹配 RF 传输线到其他设备（如传输线到天线的）。一种特别有用的高频变压器是宽带传输线变压器（查阅关于阻抗匹配的部分）。

3.9 保险丝和断路器

保险丝和断路器用于保护电路免遭大电流损害，这种损害通常是由于短路或突然的浪涌导致的。保险丝中设计了一片窄窄的金属条，当电流超过额定值时，金属条就熔化，因此切断了电源。一旦保险丝烧断（熔化），它就不能再用了，必须换新的。断路器是在“烧断”后可以复位的机械器件。断路器有一个弹簧触点，与另一个触点闭锁在一起。当电流超过断路器的额定值时，断路器内的一个双金属发热变弯。随着该金属片弯曲，锁被打开，弹簧将两触点拉开。要复位断路器，按下按钮或拨动开关即可。这时弹簧压缩，触点闭锁，状态复位。

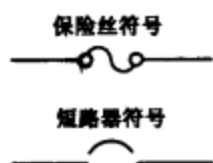


图 3.74

房屋中的保险丝或断路器用于防止墙内的电线在电流过载时（通常大于 15A）熔化，它们不是用于防止设备（如直流电源、示波器和其他电气设备）受损的。比如，一台由电线供电的测试仪器，如果其中一个很重要的限流元件短路了，或者接入了一个特别大的测试电流，设备中的电流很可能会剧增，比如，是 10A 而不是 0.1A。根据 $P=I^2R$ ，功率会增大 10000 倍。结果，电路中的元件将会烧坏。而这时，电力线的

15A 断路器还不能起作用——通过设备的浪涌电流可能很大，但又不足以使断路器断开。由于这个原因，每台设备都有必要配备适当的保险丝。

保险丝有快速（快速烧断）和延时（缓慢烧断）两类。当电流中有短暂的浪涌时，快速保险丝就会烧掉，而延时保险丝则会持续一段时间（1 秒左右）。延时保险丝用于有很大接通电流的电路，如电动机电路和其他电感类电路。

实际上，保险丝的额定电流应当比电路标称的电流大 50%。附加的余量允许电路中出现的未能预料的、微小的变化，同时可补偿保险丝用久后实际额定电流的减小。

用于 120V 交流电的保险丝和断路器必须安装在火线上，而且必须安装在要保护的设备之前。如果保险丝或断路器装在中线，保险丝或断路器熔断后，电压仍会加在输入端。用于保护 240V 交流应用（如烤箱、干衣机）的电路断路器在三根输入线上都要安装保险丝（两根火线和一根中线）（如图 3.75）。

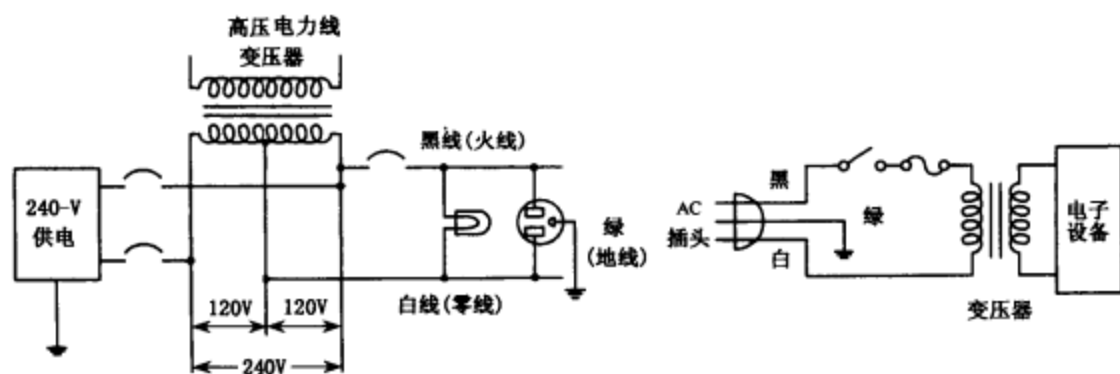
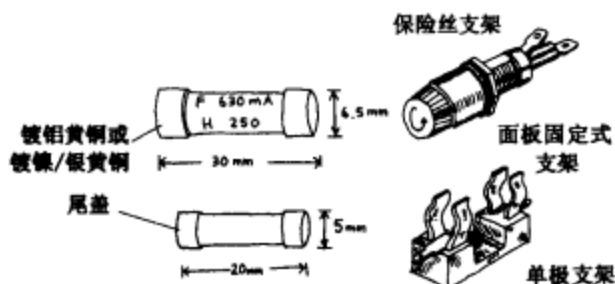


图 3.75

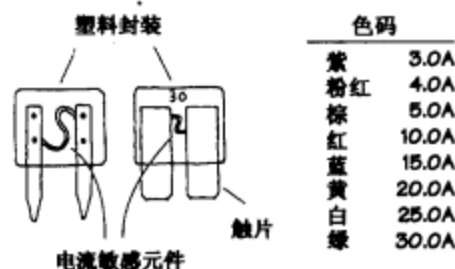
3.9.1 保险丝和断路器的种类

玻璃和陶瓷类



这类保险丝将电流敏感线或陶瓷元件封闭在玻璃圆筒里。圆筒两端都有金属套作为触脚。保险丝可能是快速的也可能是延时。它们用于仪器、电气线路和小电器。通常，圆筒的尺寸为 $\phi 5\text{mm} \times 20\text{mm}$ ，电流额定值为 $0.25 \sim 20\text{A}$ ，额定电压为 32V 、 125V 、 250V 。

片状保险丝



这类保险丝是快速保险丝，触点是片状的。它们便于安装在插座上，也便于拆卸。电流额定值为 $3 \sim 30\text{A}$ ，额定电压为 $32 \sim 36\text{V}$ ，它们根据电流额定值，用不同的色码标注。这类保险丝主要用作汽车电气电路中。

其他类型保险丝



其他类型的保险丝包括微型保险丝、高电流螺旋式保险丝和管式保险丝。微型保险丝的体积很小，有两根引脚，可以安装在印刷电路板上，电流额定值为 $0.05 \sim 10\text{A}$ ，主要用于小电路中。管式保险丝能处理很大的电流，通常用于切断主电源。它们的触点为金属套圈，有的是刀片状的。金属套圈式保险丝保护电流可大至 60A ，而触点刀片状的保险丝的额定电流为 60A 或更高。

图 3.76

断路器

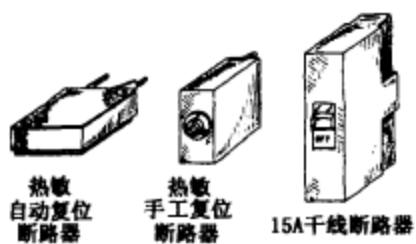


图 3.76 (续)

图中的断路器有按钮式的，也有拨动开关式的。断路器有些必须手工复位，而有的则是热复位（当温度下降时它们自动复位）。主线路上的断路器的额定电流为 $15\sim 20\text{A}$ 。小型电器线路上的断路器额定电流可以低至 1A 。

半导体器件

4.1 半导体技术

我们目前正在使用的最重要可能也是最令人兴奋的电子元器件都是由半导体材料制成的。这些器件，如二极管、晶体三极管、晶闸管、热敏电阻、太阳能电池、光敏晶体管、光敏电阻、激光器和集成电路等，都是由半导体材料或半导体元件制作的。

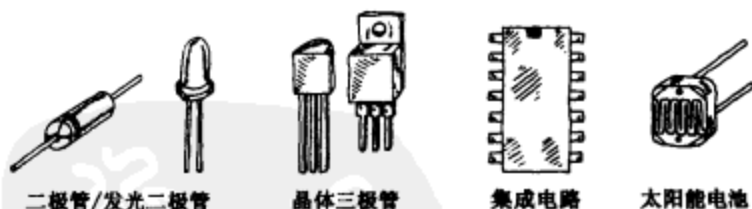


图 4.1

4.1.1 什么是半导体

各种材料可按它们的导电能力进行分类。电流容易通过的材料，如银、铜等，称为导体；而电流很难通过的材料，如橡胶、玻璃和聚四氟乙烯等，称为绝缘体；还有第三类材料，它们的导电能力介于导体和绝缘体之间，这类材料称为半导体。同一族的半导体具有某一中间导电率。专业地讲，半导体是指那些导电率 σ 处于 $10^{-7} \sim 10^3 \Omega/\text{cm}$ 范围内的材料（见图 4.2）。有些半导体为纯元素（如硅、锗），另一些为合金（如镍铬合金、黄铜），还有的半导体为液态。

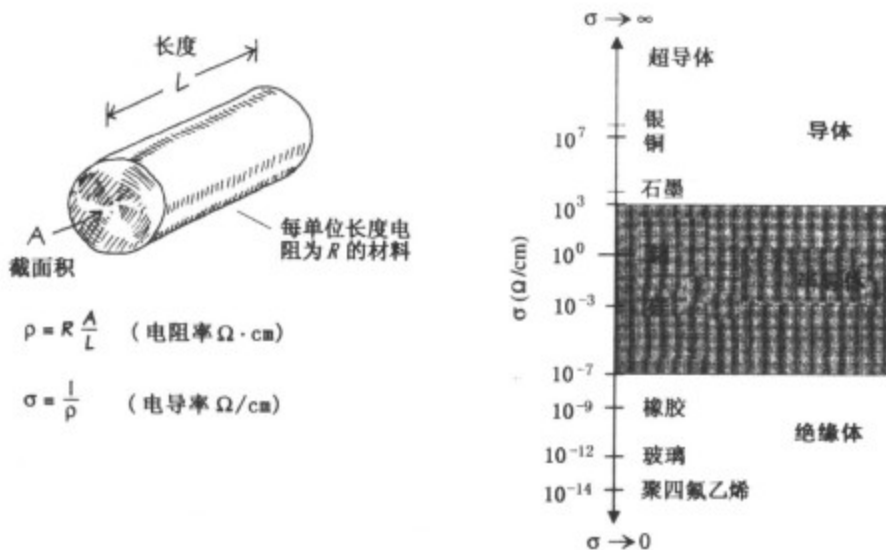


图 4.2

硅

硅是制造电子元器件的最重要的半导体材料。其他的半导体如锗、硒等有时也使用，但没有硅应用得那么广泛。纯净的硅具有独特的原子结构，这种结构具有非常重要的特性，这种特性在制作电子器件时有用。

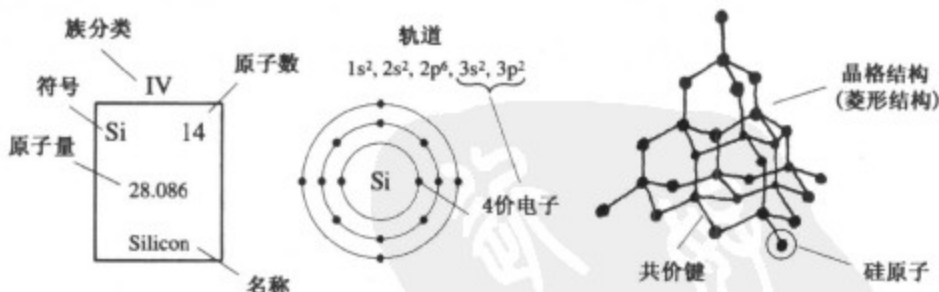


图 4.3

在地壳中，硅的含量在所有元素中占第二位。平均说来，火成岩 27% 的成分是硅。据估计，一立方千米的海水中，大约包含 3600 吨硅。自然界中极难找到纯净的硅晶体，必须先将硅从与它共生在一起的其他元素中分离出来，然后才可被用来制作电子元器件。化学家、材料学家等先把硅提纯，再将其熔化，然后用籽晶生长得到大尺寸的硅晶棒。硅晶棒被切成硅晶片，半导体器件的设计者再用它来制作新奇的电子元器件。

对半导体器件的设计者来说，如果只有硅晶片，其作用并不大，设计者并不用纯净的硅来制作元件，因为它没有那些要使它有用而必须具备的性质。半导体设计者须寻找一种可以改变硅的导电状态的材料，以使硅在某时刻起导体的作用，而在另一时刻起绝缘体的作用。为了使材料的导电状态可以改变，这些材料必须具备对作用于它的外加强制力（如外加的电

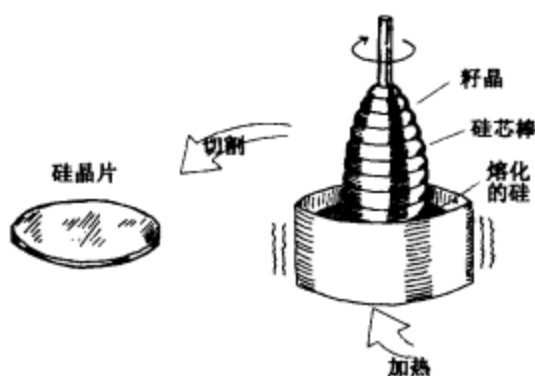


图 4.4

压)作出响应的能力。纯净的硅片没有这种能力,事实上,纯净的硅片更接近于绝缘体,当外加的强制力作用于它时,并不能使它改变导电性能。今天的每一个设计者都知道,硅晶片可以加以改造,并可以和其他经过改造的硅片结合,来制作具有随外力作用而改变导电状态能力的元件。这种改造的方法就是掺杂。

掺杂

掺杂就像“加调料”,是指在硅晶片中添加杂质成分的过程。掺杂使晶片对半导体设计者来说变得有用。可以作为杂质的材料有多种,如锑、砷、铝和镓等。这些杂质成分可以使晶体具备某种特性,如对外加电压的频率响应特性、强度特性、热完整性及其他一些性质。但对半导体设计者来说,最重要的两种杂质是硼和磷。当硅晶片掺杂了硼和磷后,其特性发生了戏剧性的变化。正常情况下,纯净的硅晶片中没有自由电子,所有硅原子的四个价电子都被相邻硅原子的价电子间的共价键束缚(见图 4.5),没有任何自由电子。外加电压只能在晶片产生极小的电流。



图 4.5

纯净的硅晶片中不包含任何自由电子,所有电子都被与相邻的原子间的共价键所束缚。

然而,当硅晶片掺杂了磷后,非常有趣的事情发生了。磷原子与硅不同,有 5 个价电子而不是 4 个,其中 4 个价电子与相邻的 4 个硅原子的价电子形成共价键(见图 4.6)。但第 5 个价电子却没有“家”(束缚位),因而没有受到束缚力的约束而漂移离开了原子,成为自由

电子。如果对掺杂了磷的硅片施加电压，硅片中未受束缚的电子将迁移到电压正端而形成电子流。掺杂到硅片中的磷越多，产生的电子流越大。掺杂了磷的硅叫作 N 型硅，或负电荷载流子型硅。

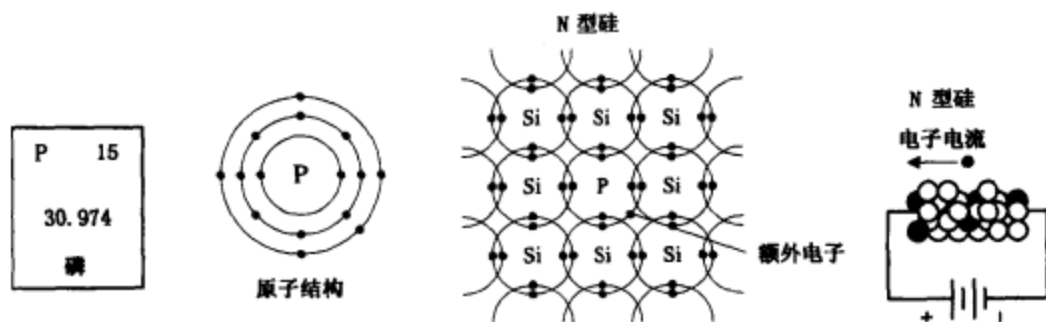


图 4.6

一个磷原子加入硅晶片将产生一个不受束缚的参与导电的电子，掺杂了磷的硅叫作 N 型硅。

现在，如果在纯净的硅中加入一些硼，你将会看到一种不同的导电效应。硼原子与硅原子或磷原子不同，它仅包含三个价电子。当硼掺杂到硅中，它的三个价电子都将和硅原子的价电子形成共价键（见图 4.7）。但在一个硼原子与一个硅原子之间的共价键中将出现一个空位，叫作空穴。如果在掺杂了硼的硅片两端施加电压，空穴将向电压负端移动，而一个相邻的电子将填入原先的空穴中。空穴可被认为携带有正电荷，虽然它们并不含有一个实际的正电荷。换一个说法，之所以说空穴携带正电荷，是因为接受了空穴的硅原子核内的质子所携带的正电荷量与核外轨道上的负电荷量不平衡，使带有空穴的原子的净电荷量相当于一个质子携带的正电荷。掺杂了硼的硅称为 P 型硅或正电荷载流子型硅。

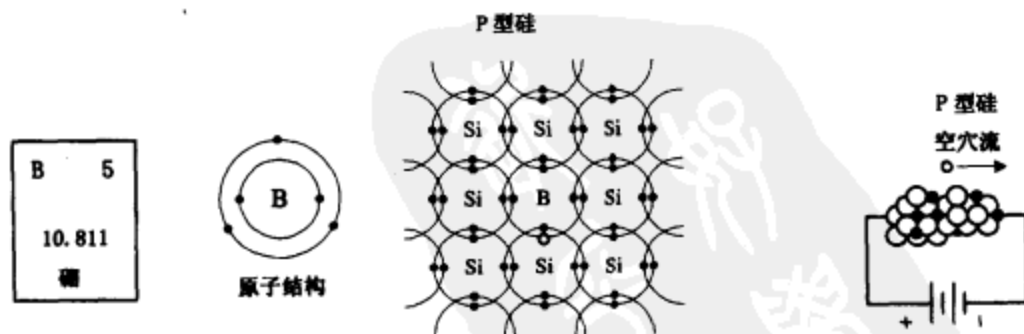


图 4.7

硅中加入硼后产生了空穴。空穴就像正电荷（见前面所述），使硅易于导电。掺杂了硼的硅称为 P 型硅。

现在你该明白，N 型硅和 P 型硅都能导电，前者由未束缚的电子导电（N 型硅），后者则依靠空穴导电（P 型硅）。

注意避免混淆

硼原子中有 3 个电子，不像硅那样有 4 个。这意味着二者混合后的原子晶格结构作为一个整体来看自由价电子更少，但这不意味 P 型硅半导体整体带正电荷。因为结构中缺少的电子正好被硼原子核中缺少的质子所平衡。同样的道理也适用于 N 型硅，这时的情况是半导体中多余电子的负电荷被磷原子核中多出来的质子所携带的正电荷抵消。

另一个要注意的问题（电荷载流子）

空穴流动是什么意思？所谓空穴就是一无所有，对吗？但一无所有又怎么流动呢？这里可能有误导吧。但是当你听到“空穴流”或“P 型硅中正电荷载流子的流动”的说法时，确实是在说电的流动。那么这种流动是否也像电子流在 N 型硅中一样呢？不。想一想把装了水的密封瓶颠倒放置后再倒回到正方向来的情景（见图 4.8），瓶中气泡的运动方向将和水相反。因为气泡要上升，水不得不让路。与此相似，将水代表 P 型硅中的

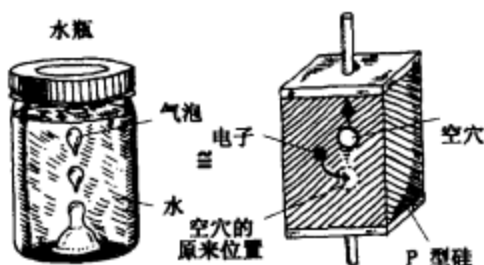


图 4.8

电子，气泡代表空穴，当 P 型硅两端加上电压，围绕着硼原子的电子将被强迫朝着电源正端移动。微妙的是，一个由硼原子引起的空穴将注定要朝电源的负端转移。这个空穴在等待一个来自相邻硅原子中的电子掉进来，使该处的能量降低。一旦相邻硅原子中的一个电子落入到硼原子价电子层的空穴中，该硅原子同时也产生了一个瞬时的空穴；硅原子中的电子有朝电源正端移动的倾向，而新建立的空穴倾向于往电源的负端转移，这种转移过程一直进行下去，使得空穴好像一直在连续运动通过 P 型半导体而成空穴流。

最后一个注意点

最后说一说为什么把空穴叫作正电荷载流子？“一无所有”怎样来携带正电荷？好，继续看看后来发生了什么事情吧。当一个空穴移动穿过硅衬底晶体时，晶体中硅原子周围的电场强度在空穴所到之处将发生改变。当一个电子离开了它原来的位置，在该位置处就产生了一个新的空穴，由于作为一个整体的硅原子丢失了一个电子，使得硅原子核中正电荷的作用被呈现出来（其中一个质子的正电荷量不能得到平衡）。所以，把空穴称为正电荷载流子是因为固定在原子核内的质子的正电荷在起作用。

4.1.2 硅的应用

你可能会问自己，为什么这两种新型的硅（P 型硅和 N 型硅）会如此有用和有趣？它们对半导体设计者来说有什么好处？为什么对它们如此大惊小怪？这些掺杂的硅晶体现在已经是导体了，了不起啦，是吗？是的，我们现在有两种新的导体了，但重要的是这两种新导体独特的导电方式。一种通过空穴来导电，另一种通过电子来导电。

N 型硅和 P 型硅不同的导电方式（电子流和空穴流）对设计电子器件如二极管、晶体管三极管和太阳能电池等来说，是非常重要的。一些聪明的人把块状的 P 型硅和 N 型硅通过夹板、导线等组合起来，并对这些结构体施加电压或电流，产生了独特的和很有用的结果。

产生这种结果的原因可能是 P 型硅的空穴流和 N 型硅的电子流的互相作用。通过这种 P 型硅和 N 型硅的新结构，设计者开始制作了由外加电压和电流来控制开通或关断的电流单向导通门。人们认识到，当把一块 P 型半导体和 N 型半导体组合在一起，并在组合体两端加上一特定的电压，则当电流穿越过两块半导体的结合部（PN 结）时，将会产生光或光子。人们注意到这个过程也可以逆向进行，即当 PN 结受到光照时，将导致电子流动，结果产生了电流。利用将 P 型硅和 N 型硅结合的方法，人们已经制造出许多巧妙的新奇器件。后面几章将介绍其中一些主要的器件。

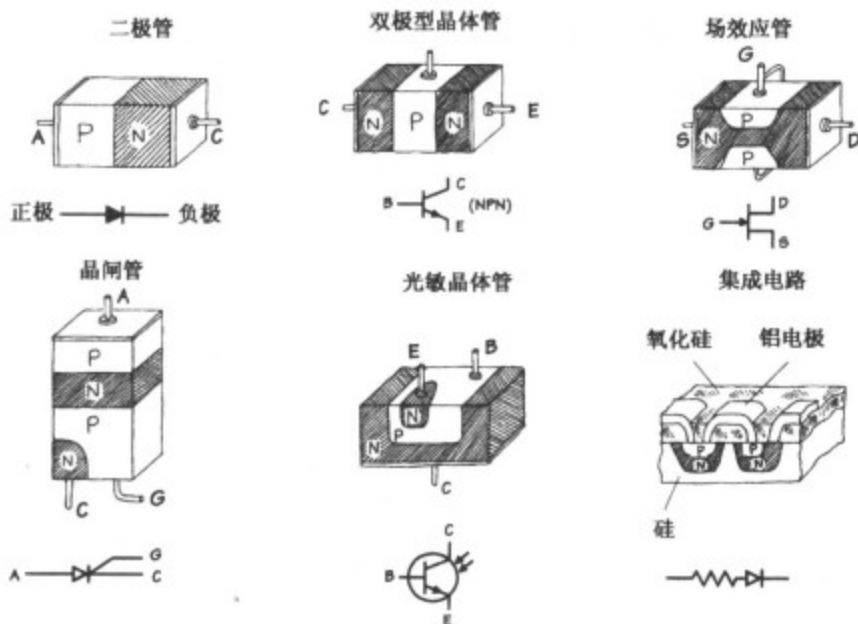


图 4.9

4.2 二极管

二极管是具有两个引脚的半导体元件，它对电流来说就像一个单向导通门。当二极管的正极电压比负极电压高时，这种情况称为正向偏置，电流将通过二极管。然而，如果电压极性相反（二极管正极电压比负极电压更低），这种情况称为反向偏置，这时二极管将阻止电流通过。



图 4.10

二极管在将交流电压或电流转换成直流电压或电流的电路中得到了最广泛的应用（如交流/直流电源电路）。二极管也常应用于倍压整流电路、电压移相电路、电压限幅电路和稳压电路。

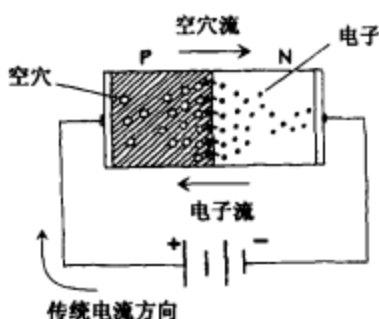
4.2.1 PN 结二极管的工作原理

PN 结二极管（整流二极管）可看成是把 P 型硅和 N 型硅夹在一起而形成的。在实际生产中，制造商开始时生长一块 N 型硅晶体，但在后半段改为生长 P 型硅晶体，然后用玻璃或塑料把它们封装起来。并把 N 型硅作为负极，P 型硅作为正极。

用这种硅片结合体制作单向导通门的方法，可以使 N 型硅和 P 型硅中的载流子以这样的

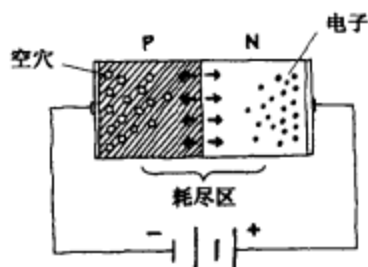
方式相互作用：当电压加在这种器件两端时，电流只能朝一个方向流动。无论是N型硅还是P型硅都能导电，一种是利用电子导电（N型），另一种是利用空穴导电（P型）。在这里，须注意的是那些使二极管的工作状态为单向导通的重要特点，即两种类型的载流子相互作用的方式，以及它们是如何与加在元件两端的电压激发的电场相互作用的。下面是一个说明，它描述了两种载流子是怎样相互作用的，它们怎样在电场的作用下创造了一种电控单向导通门。

正向偏置



二极管与电池按图所示相连，N区的电子和P区的空穴被电池产生的电场强制向中心（PN结）方向运动。电子和空穴复合，从而产生了通过二极管的电流。二极管按上述接法时称为正向偏置。

反向偏置



二极管与电池按图所示相连，P区的空穴被强迫推向左边，N区的电子被强迫推向右边，使PN结周围产生了一个自由载流子的空缺区，叫作耗尽层。耗尽层具有绝缘性能，它阻止电流流过二极管。二极管按上述接法时称为反向偏置。

图 4.11

二极管不是在所有时刻都处于单向导通状态，而是需要加上一个很小的正向电压才能使它导通。如硅二极管一般需施加等于或大于0.6V的正向电压，否则二极管不能导通。这种需要一定的电压才能使二极管导通的特点似乎是一种缺点，但实际上，这种特点在应用于电压传感开关方面是非常重要的。锗二极管与硅二极管不同，通常只需要0.2V的正偏置电压就可以使它导通。图4.12显示了在硅二极管和锗二极管中电流和电压之间的关系。

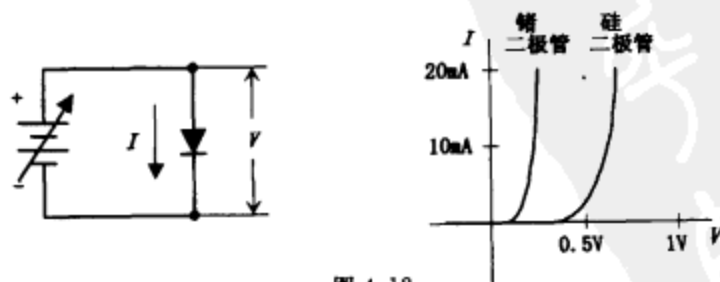


图 4.12

除了正向偏置电压不同之外，硅二极管和锗二极管之间的另一个基本不同点是它们的耐热性能。硅二极管的耐热性能比锗二极管好，锗二极管发热至温度达到85℃时，分子热振动将影响晶体结构的物理性能，使二极管的运行变得不可靠。温度高于85℃后，锗二极管将损坏。

4.2.2 二极管的水模拟

在图 4.13 所示的二极管水模拟装置中，二极管可看做是一个单向导通门，该门有一根“正向偏置弹簧”。

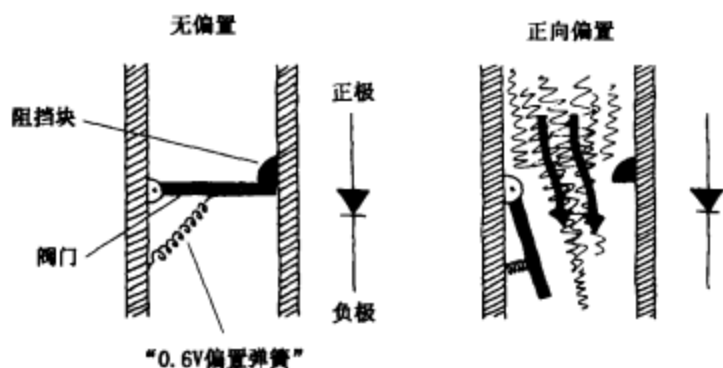


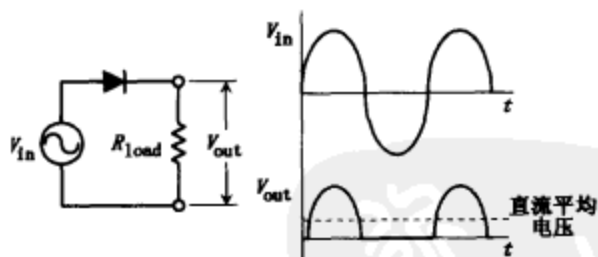
图 4.13

在这个水模拟装置中，一根弹簧使一扇单向开通的门关闭。门上方的水必须对门施加一个足够大的压力来克服弹簧的弹力，该压力用来模拟硅二极管 0.6V 的正向偏置电压。锗二极管也可以用同样的方法来模拟，只是装置中的弹簧弹力要弱一点，更容易被压缩。请注意，本装置中如果水的压力作用于门的下方，阻挡块将会阻止门向上方打开，从而阻止水流朝上方流动，这模拟了二极管的反向偏置电压。

4.2.3 二极管的基本应用

二极管被应用得最多的地方是整流电路——将交流转换成直流的电路。在其他电路中，二极管也有大量的应用。以下是几种最常见的应用。

半波整流器



在本电路中，二极管的作用是将输入的交流电压转换成脉动的直流电压输出。无论什么时候负电压加在二极管的正极，二极管都将阻止电流通过，从而使输出电压（电阻两端的电压）为零，因为输入电压只有半波作用于输出端，所以本电路称为半波整流器。注意，由于二极管上有 0.6V

的管压降，所以输出电压峰值将比输入电压降低 0.6V，输出频率与输入频率相等。输出平均直流电压是输入峰值电压的 0.318 倍。在半波整流电路之前，都有一个变压器将输入电压进行降压或升压。

全波桥式整流器

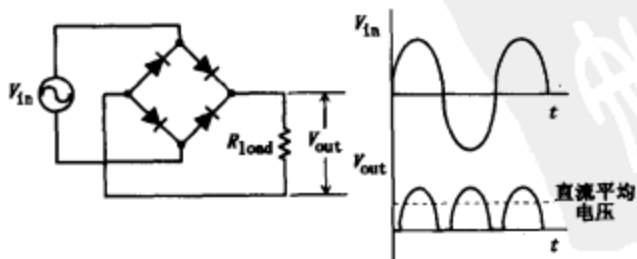
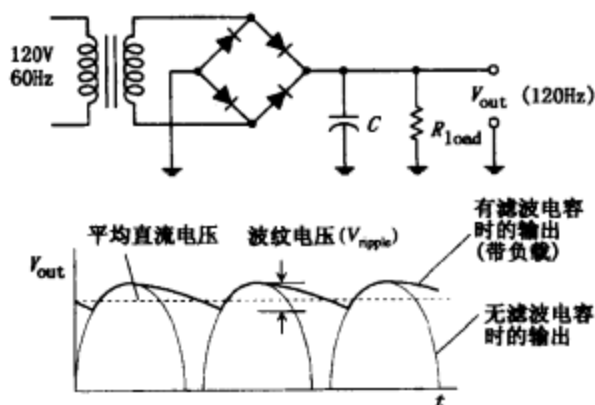


图 4.14

本电路叫做全波整流器或桥式整流器。与半波整流器不同的是，全波整流器不仅不切断负半周电压，而且把负半周电压都转换成正半周电压输出。为了理解本电路工作原理，只要跟随着电流通过由二极管组成的单向导通门即可。注意，输出电压峰值将比输入电压峰值低 1.2V(每个半周

期都有两个 0.6V 的电压降落在二极管上)。输出频率是输入频率的两倍, 输出直流平均电压是输入峰值电压的 0.636 倍。

基本交流—直流电源



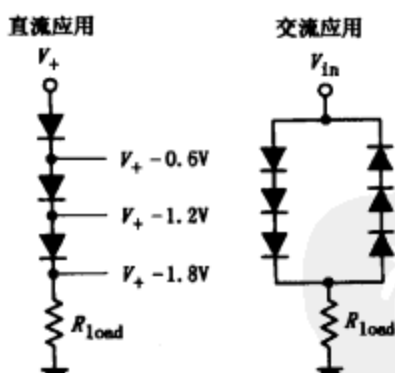
用一个变压器和一个桥式整流电路, 可以组成一个简单的将交流变换为直流的电源电路。图中变压器用来降低交流电压, 桥式整流器把交流输入电压转换为脉动直流输出电压。滤波电容器用来延迟放电时间, 使输出电压“平滑”。电容器的容量必须足够大, 以便存储足够的能量向负载提供稳定的电流。如果电容器容量不够大, 或充电速度不够快, 当负载需要大电流时, 输出电压将会下降。一般可按下式来选择电容器 C :

$$R_{L_{\text{max}}} \cdot C \gg 1/f$$

其中, f 是整流后信号的频率。波纹电压 (相对于直流的偏移量) 可按下式计算:

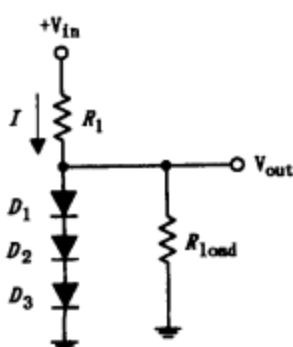
$$V_{\text{波纹}} = I_{L_{\text{max}}} / fc$$

降压器



电流流过一个二极管时, 电压将下降 0.6V (硅二极管)。将一些二极管串联起来, 总的电压降低量为各个二极管电压降之和。在交流应用时两列二极管应反向排列。

稳压器

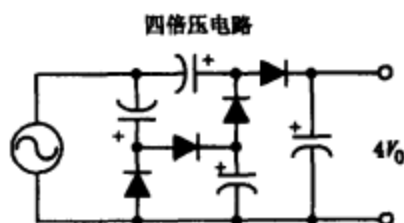
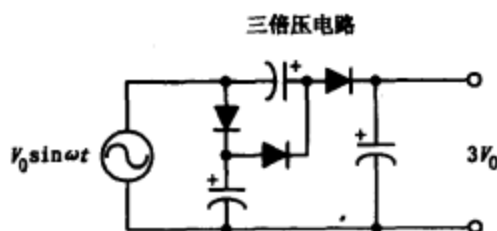
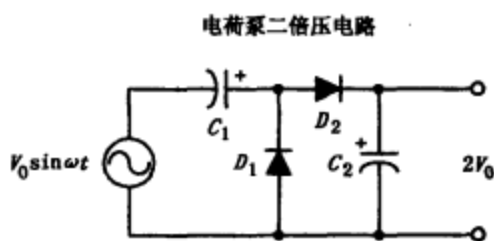
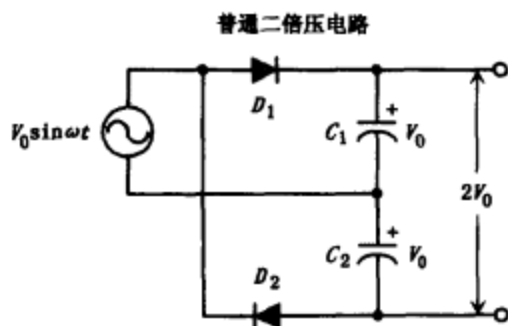


本电路可提供大小为几个二极管正向压降之和的稳定电压。例如假设 D_1 、 D_2 、 D_3 为硅二极管, 每个二极管的电压降为 0.6V, 则三个二极管的总电压降为 1.8V。这意味着, 如果把这电压降作用于负载, 将使负载电压 (V_{out}) 保持为 1.8V。图中 R_1 为限流电阻, 避免因负载变得很大或移去负载而导致二极管过流烧毁。 R_1 的大小可近似按下式计算:

$$R_1 = (V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) / I$$

图 4.14 (续)

倍压电路



拥有一个直流输出电压比交流电源输入电压峰值还高的整流器经常是很有用的。为制作这样的电路，一般采用在整流电路之前用变压器把电压升高的方法。还有一种方法是采用倍压电路。普通二倍压电路，在输入电压的正半周期间， D_1 因正向偏置而导通，使 C_1 被充电到 V_0 。（交流电源峰值电压）。在输入电压负半周期间， D_2 正偏导通， C_2 被充电到 V_0 。由于 C_1 和 C_2 串联，输出电压为两个电容器上的电压之和，即 $2V_0$ 。电荷泵二倍压电路是前一电路的变形，在输入负半周期间，电源通过 D_1 给 C_1 充电， D_2 开路，然后在正半周期间， D_1 开路 D_2 导通， C_1 中的电荷流入 C_2 ，这个过程要一直反复继续进行下去，直到有足够的电荷被泵入 C_2 ，使 C_2 两端的电压上升到 $2V_0$ 为止。本泵电路中，电源的一端与一个输出端连在一起共同接地，这是本电路优于普通二倍压电路之处。要获得更高的电压，可以再加几级电路，如图中的三倍压、四倍压电路。倍压电路的局限性是稳压能力较差，输出电流小。

二极管箝位

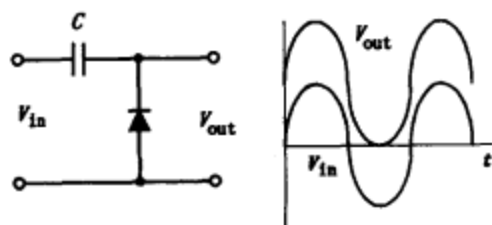
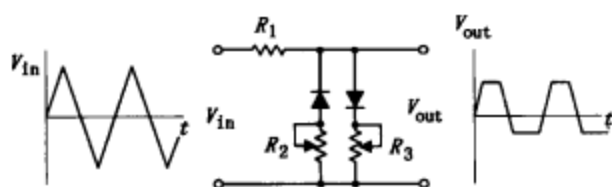


图 4.14 (续)

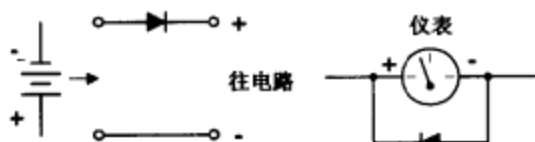
图中所示的二极管箝位电路可以把在正负值之间振荡的交流信号进行变换，使它成为都是正值的信号，或都是负值的信号。在电路中， C 被充电，其两端充得的直流电压大小等于输入电压 V_{in} 的幅值。 C 的容量必须足够大，使它对输入交流成分 V_{in} 来说相当于短路。假定 V_{in} 为正弦波，输出 V_{out} 将等于输入电压 V_{in} 与电容 C 上的直流电压之和而成为永远为正值的信号。如果把图上的二极管反接，输出 V_{out} 将变成永远都是负值。

波形限幅电路



本电路常用来保护元件避免由于电压太高而损坏,也可以用来产生一些特殊的波形。电路中 R_2 可调节输出的下切割电平, R_3 调节输出的上切割电平。 R_1 为安全保护电阻,避免因可变电阻值调节到零时有大电流通过二极管。

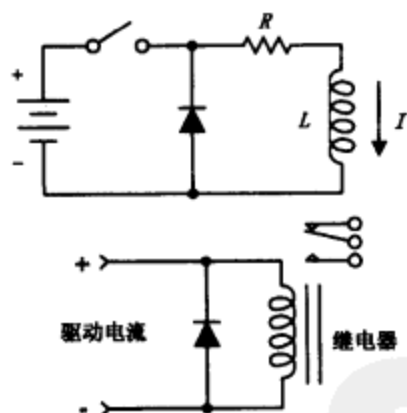
电源极性反相保护器



单个二极管可用来保护电路避免因电源极性相反而造成损坏。如图左端电路中二极管的作用是:当电池极性接反时,切断电流流向电路的通道。

在右端电路中,仪表两端的二极管可以阻止大电流进入仪表的负端。

瞬态保护器



把一个二极管以反向偏置的方向接在一个电感负载的两端,使二极管在电感线圈两端的感生高电压形成之前导通以消除电压尖脉冲。二极管的额定电流必须大于电流源关断前通过负载的最大电流。

下图的电路表明怎样用一个二极管来保护电路,使电路免遭用直流驱动的继电器突然开关切换时产生的电压尖脉冲的损害。

后备电池

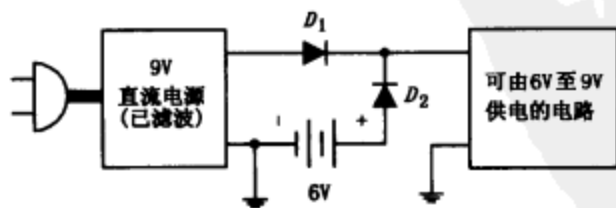


图 4.14 (续)

本电路显示了怎样用一个电池和两个二极管为一个电路提供后备电源。电路平时由一个交流驱动的直流电源(已滤波)供电。假设有一个电路,按设计可以在6V至9V的电压下工作。主电源提供9V电压,电池电压为6V。当由主电源供电时,电路上的电压是8.4V(D_1 上有0.6V的电压降), D_2 的负端电位比它的正端电位高2.4V(8.4V-6V)而截止,即 D_2 将使电池无电流输出,从而避免了电池损耗。如果由于雷电击中使主电源断电, D_2 的正端电压将比负端高而导通,允许电池对电路供电,同时 D_1 切断了电池往主电源的电流通路。

4.2.4 有关二极管的几个要点

二极管有多种外形和尺寸。大电流二极管常附带散热装置，以降低二极管的工作温度。为了提高二极管的电流负载能力，常将几个二极管并联。要使流过几个二极管的电流相等，所有二极管的伏安特性必须非常接近（虽然可以在每个二极管上串联一个小电阻来使各路电流相等）。

所有二极管都有一些漏电流（二极管反偏时流过二极管的电流）。漏电流（ I_R ）——更多称为反向电流——非常小，典型值在毫安数量级以内。二极管有一个最大允许反偏压，即最大峰值反偏压（PRV），或最大反转电压（PIV）。如果电压超过 PIV 将会出现反向大电流，即二极管有可能被击穿而造成永久性的损坏。不同类型的二极管的 PIV 从几伏到几千伏不等。要有效地提高二极管的 PIV，有一种方法是将几个二极管串联，重要的是也要求二极管的特性一致，以保证分配到每个二极管的电压相等（虽然可以在每个二极管上并联一个大电阻来使各二极管上的反向电压相等）。

对二极管还需加以考虑的问题有：最大正向电流（ I_F ），结电容（PN 结两端的电容）和反向恢复时间。

大部分二极管名称前都有前缀“1”（如 1N4003）。二极管的两个引脚常用一个标记来区分。对玻璃封装的二极管的阴极用一个黑环来表示，而黑色塑料封装的二极管的阴极则采用白环表示（见图 4.15）。如果看不到标记（如图所示的许多功率管），它们的负极形状往往像螺栓那样，可用螺母将其与散热片（带孔的金属片）紧密连接起来。负极和散热片之间用纤维或云母制作的垫片绝缘，并在散热片与垫片之间涂上特殊的硅油来提高导热性能。

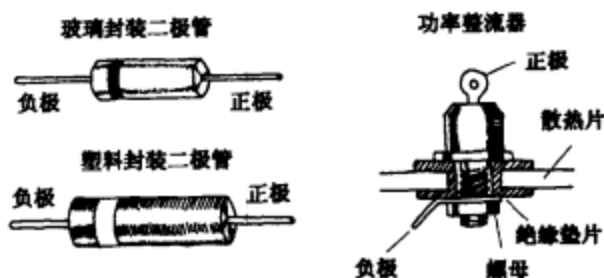


图 4.15

4.2.5 齐纳二极管

在正向偏压的状态下，齐纳二极管的作用和普通的 PN 结二极管相同。但在反向偏置电压的大小到达某一特定值时，齐纳二极管也具有导电能力。齐纳二极管的典型击穿电压值在几伏到几百伏之间（将几个齐纳二极管串联起来，可以得到更大的击穿电压）。图 4.16 所示为齐纳二极管的符号及其正向、反向电流与所加的电压之间的关系。

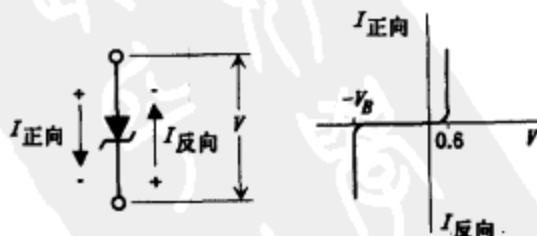


图 4.16

4.2.6 齐纳二极管的水模拟

在图 4.17 所示的齐纳二极管水模拟装置中，齐纳二极管可看做是一个双向导通门。该门有一根“正向偏置的弹簧”和一根更强的“反向偏置弹簧”。

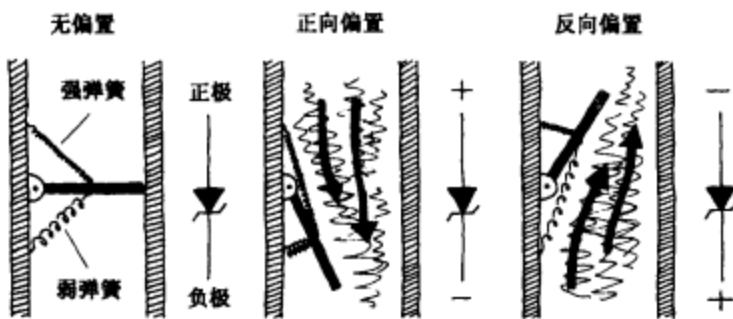


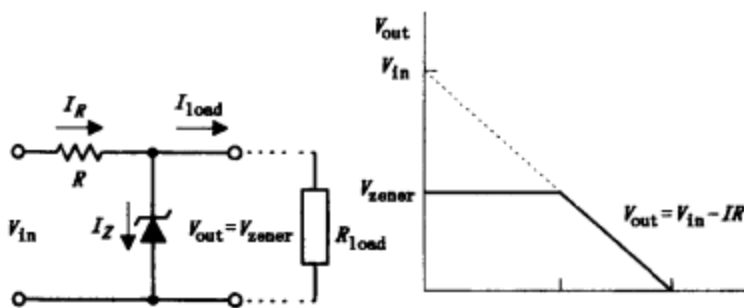
图 4.17

图中所示的水模拟装置与PN结二极管水模拟装置很相似。不同的地方只是这里没有阻挡块来阻止门向“反偏方向”打开。而之以一根弹力更强的弹簧使门保持关闭。如果从反方向（门底部）作用于门上的水压大于反向偏置弹簧作用在门上的压力，门就只能打开了。如果在本装置中采用一根弹力更强的反向偏置弹簧，相当于模拟一个反向偏置电压更大的齐纳二极管。

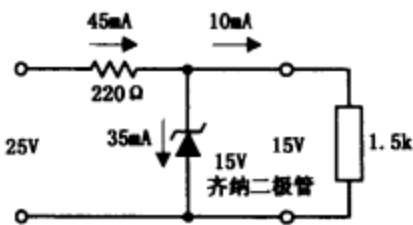
4.2.7 齐纳二极管的基本应用

齐纳二极管在稳压电源中应用得最多。以下是几种运用情况。

稳压器



例 1



例 2

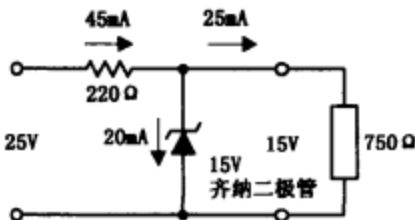


图 4.18

本图中，齐纳二极管用来稳定加在负载上的电压。当输入电压 V_{in} 趋于使输出电压 V_{out} 高于齐纳二极管的击穿电压 (V_{zener}) 时，齐纳二极管将吸收更多的电流朝反偏方向流过自身从而使 V_{out} 保持在 V_{zener} 的水平上，即使 V_{in} 在相当大的范围内变化，都能使 V_{out} 稳定在 V_{zener} 上。电路中 R 是限流电阻，可以防止在移去负载 R_{load} 时，流过齐纳二极管的电流过大。 R 的大小可用下式计算：

$$R = \frac{V_{in} - V_{zener}}{I_{max, zener}}$$

这里 $I_{max, zener}$ 是齐纳二极管的最大允许电流。电阻功耗的估算为：

$$P_R = I V_R = I_{max, zener} (V_{in} - V_{zener})$$

I_{load} 、 I_R 、 I_{zener} 按图中所附的公式进行计算。

$$I_{load} = \frac{V_{in}}{R_{load}} \approx \frac{V_{zener}}{R_{load}}$$

$$I_R = \frac{V_{in} - V_{out}}{R} \approx \frac{V_{in} - V_{zener}}{R}$$

$$I_{zener} = I_R - I_{load}$$

$$I_{load} = \frac{15V}{1.5k\Omega} = 10mA$$

$$I_R = \frac{25V - 15V}{220\Omega} = 45mA$$

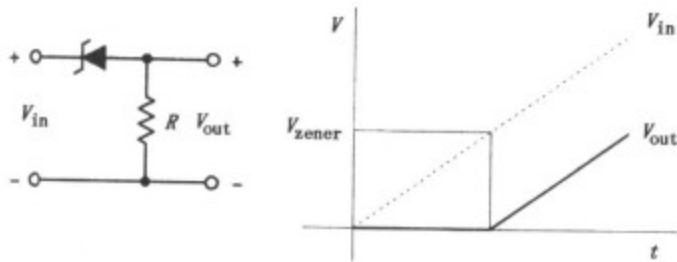
$$I_{zener} = 45mA - 10mA = 35mA$$

$$I_{load} = \frac{15V}{750\Omega} = 20mA$$

$$I_R = \frac{25V - 15V}{220\Omega} = 45mA$$

$$I_{zener} = 45mA - 20mA = 25mA$$

移相器



本电路将输入电压 V_{in} 移相，使输出电压 V_{out} 相对于 V_{in} 相差一个齐纳二极管的击穿电压 V_{zener} 。

波形限幅电路

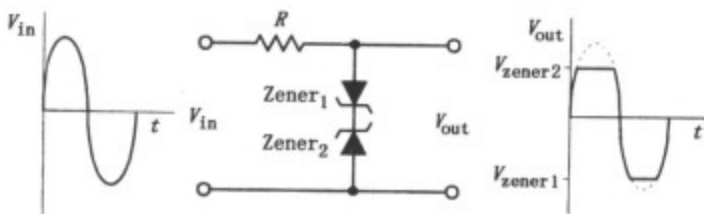


图 4.18 (续)

本电路用两个反极性相串联的齐纳二极管分别对正负半周期的输入信号进行限幅。在这里，输入正弦波信号被转换成近似方波输出。此外，本电路可以作信号整形器，也可以把它设置在电源输出端，防止尖峰脉冲电压加到与电源相连的电路。两个齐纳二极管击穿电压的选择必须根据实际应用电路而定。

4.3 晶体三极管

晶体三极管是一种既可以做电子控制开关，也可以做放大控制电路的半导体元件。绝妙的是，三极管控制其内部电流的方式与水龙头控制水的方式相似。对水龙头来说，是通过操作手柄来控制水的流动。而对晶体三极管来说，则是利用加在三极管一个控制引脚上的小电压或小电流来控制流过它另外两个引脚的大电流。

你能想像得到的几乎所有电子电路中都要用到晶体三极管。例如在开关电路、放大电路、振荡电路、电流源电路、稳压电路、数字逻辑集成电路及几乎所有用小控制信号来控制大电流的电路中你都能找到三极管。

4.3.1 晶体三极管概述

晶体三极管有多种设计品种，它们各自具有不同的控制特性和电流特性。大部分三极管具有可变的电流控制特性，极少例外。在对它们的控制基极或栅极施加电压之前，有些种类的三极管将处于正常导通状态，而有的三极管则是处于正常截止状态（这里的“正常”是指控制引脚处于开路状态，而“导通”则代表一个大小在变化的电流在流通）。有些三极管必

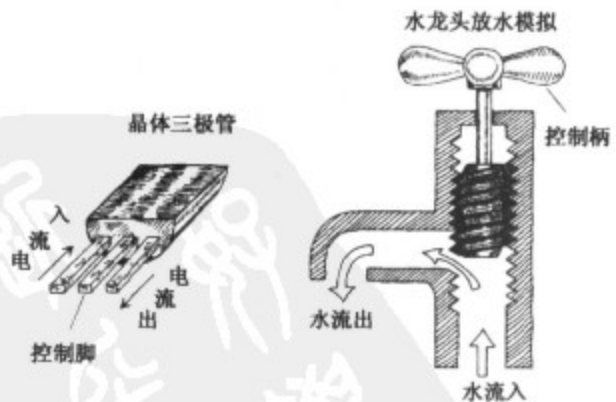






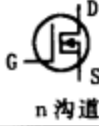

图 4.19

须在它们的控制脚同时施加一个小电流和小电压才能运行，有些三极管只要有小电压就可以了。有些三极管必须对基极（相对于另外两个引脚中的一个）施加负电压和（或）输出电流才能运行，有的三极管的基极则需要正电压和（或）输入电流。

双极型晶体管和场效应管是三极管中的两个主要品种。这两种三极管的主要差别是双极型晶体管需要有输入或输出偏置电流加到它们的控制脚，而场效应管（FET）只需要电压——事实上没有电流——就可以了。〔从物理上看，双极型晶体管既需要有正电荷载流子（空穴）也需要有负电荷载流子（电子）才能工作，而场效应管只需要一种载流子就能工作。〕因为场效应管的输入阻抗极高（ $10^{14}\Omega$ 数量级），所以极少甚至不汲取电流。如此高的输入阻抗意味着场效应管的控制引脚对电路中控制场效应管的动态电流影响极小。对双极型晶体管，控制脚可能从控制电路汲取小电流，与流过它另两个引脚的主电流汇合，共同改变控制电路的动态电流。

在现实中，场效应管的应用肯定要比双极型晶体管广泛。除了它们控制引脚上的输入或输出电流实际上为零之外，它们制造起来更容易，成本更低（所需的硅晶体更少），并且能做得非常小，因而可以制成集成电路中应用的微小元件。场效应管的一个缺点是，在放大电路中，在相同的电流条件下，它的跨导要远低于双极型晶体管，即场效应管的电压增益不如双极型晶体管大。对简单放大电路，除非需要极高的输入阻抗和低输出电流，很少使用场效应管。

表 4.1 晶体管一览表

晶体管种类	符号	工作方式
双极型晶体管 (Bipolar)	 NPN	平时截止。当在它的基极（B）相对于发射极（E）施加一个小输入电流和小正电压时，它导通（允许在它的集电极和发射极之间流通大电流）。工作时， $V_C > V_E$
	 PNP	平时截止。当在它的基极（B）相对于发射极（E）施加一个小输出电流和小负电压时，它导通（允许在它的发射极和集电极之间流通大电流）。工作时， $V_E > V_C$
结型场效应管 (JFET)	 n 沟道	平时导通。当在它的栅极（G）相对于源极（S）施加一个小负电压时，它截止（切断大的漏-源电流）。工作时， $V_D > V_S$ 。不需要栅极电流。可在开关电路和放大电路中应用
	 p 沟道	平时导通。当在它的栅极（G）相对于源极（S）施加一个小正电压时，它截止（切断大的源-漏电流）。工作时， $V_S > V_D$ 。不需要栅极电流。可在开关电路和放大电路中应用
金属氧化物半 导体场效应管 (MOSFET) (耗尽型)	 n 沟道	平时导通。当在它的栅极（G）相对于源极（S）施加一个小负电压时，它截止（切断大的漏-源电流）。工作时， $V_D > V_S$ 。不需要栅极电流。可在开关电路和放大电路中应用
	 p 沟道	平时导通。当在它的栅极（G）相对于源极（S）施加一个小正电压时，它截止（切断大的源-漏电流）。工作时， $V_S > V_D$ 。不需要栅极电流。可在开关电路和放大电路中应用

续表




晶体管种类	符号	工作方式
金属氧化物半 导体场效应管 (MOSFET) (增强型)		平时截止。当在它的栅极 (G) 相对于源极 (S) 施加一个小正电压时, 可使它导通 (切断大的漏-源电流)。工作时, $V_D > V_S$ 。不需要栅极电流。可在开关电路和放大电路中应用
		平时截止。当在它的栅极 (G) 相对于源极 (S) 施加一个小负电压时, 它导通 (切断大的源-漏电流)。工作时, $V_S > V_D$ 。不需要栅极电流。可在开关电路和放大电路中应用
单结晶体管 (UJT)		平时有一个很小的电流从基极 2 (B_2) 流向基极 1 (B_1)。当在发射极 (E) 相对于 B_2 或 B_1 加一正电压时, 电流增大。工作时, $V_{B2} > V_{B1}$ 。不需要发射极电流。只能作开关使用

表 4.1 提供了一些使用得最广泛的三极管的一览表。注意本表中的“平时”是指控制引脚 (如基极或栅极) 与它的另一个引脚 (如发射极、源极) 短路 (同电位)。流过元件的电流通常是变量, 由控制电压的大小决定。本表中所描述的三极管将在本章后面详加讨论。

4.3.2 双极型晶体三极管

双极型晶体管是三端元件, 可作为电子控制开关和放大控制元件。这种元件分为 NPN 型和 PNP 型, 如图 4.20 所示。一个 NPN 双极型晶体三极管在它的基极 (相对于发射极) 加上一个小输入电流和小电压, 可控制在集电极和发射极之间产生一个大得多的电流。反之, PNP 型三极管在小基极输出电流和在基极 (相对于发射极) 加一个负电压的作用下, 可产生从发射极流向集电极的受控大电流。

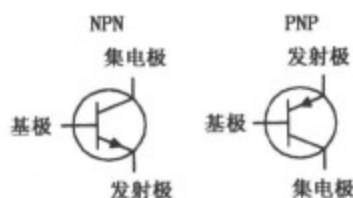


图 4.20

双极型晶体管是一种极其有用的元件。它可以通过被施加控制信号来控制电流, 这种能力使它成为许多电路的重要成员。如电子控制开关电路、稳压电路、放大电路、振荡电路和存储电路等。

双极型晶体三极管的工作原理

图 4.21 是 NPN 型双极型晶体管工作原理的简单模型。(对 PNP 双极型晶体管来说, 组成部分、极性和电流都相反。)

三极管截止

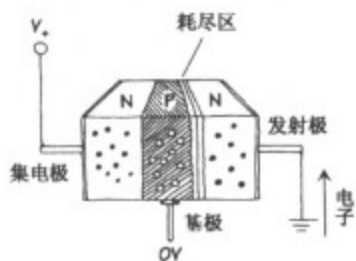


图 4.21

NPN 型双极型晶体三极管是将一片 P 型半导体夹在两块 N 型半导体之间而制成的。在三极管的基极没有加电压时, 由于 PN 结的阻挡, 发射极中的电子不能流向集电极。(记住, 为了使电子能穿过 PN 结, 需向基极施加正电压, 使电子具有足够的能量来摆脱将它们束缚在 N 区域内的原子对它的吸引力。) 要注意的是, 如果在基极施加一负电压, 事情将变得更糟——因为这将使得基极和发射极之间的 PN 结反偏, 结果形成了耗尽层阻挡了电流的流动。

三极管导通

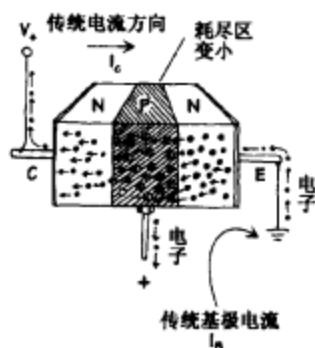


图 4.21 (续)

如果在 NPN 型三极管的基极施加正电压（至少为 0.6V），基极和发射极之间的 PN 结被正向偏置。在正向偏置期间，逃逸的电子被吸向正电位的基极。一些电子穿过并离开了基区，但巧妙的是：由于 P 型基区是如此之薄，使得许多离开发射区冲入基区的电子离集电极足够近而跳进了集电极。提高基极偏置电压，跳进集电极的电子就增多，即从发射极流向集电极的电子流增大。注意，因为传统所指的电流和电子流方向相反，所以按传统电流来说，在基极施加正电压并输入电流，将产生“正”电流 I 从集电极流向发射极。

有关理论

图 4.22 所示为一种双极型晶体管的典型特性曲线。特性曲线描绘了基极电流 I_B 、发射极-集电极间的电压 V_{EC} ，与发射极电流 I_E 、集电极电流 I_C 之间的关系。（你马上就会明白， I_C 实际上可看做与 I_E 相等。）

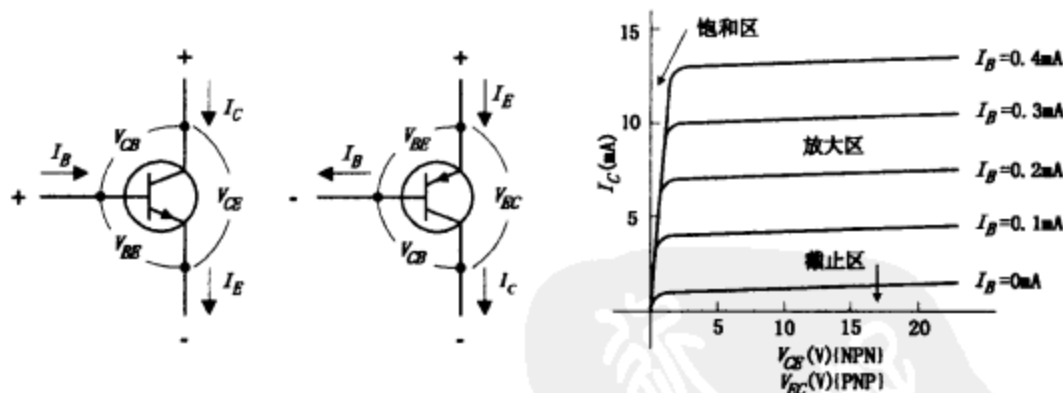


图 4.22

用于描述三极管工作状态的重要概念有饱和区、截止区、放大区（工作区）、偏置和静态工作点（Q 点）。饱和区是指这样一种工作区域：工作在此区域时，集电极电流最大，三极管就像是一个从集电极通向发射极的闭合开关。截止区是指特性曲线图上靠近电压轴的那部分区域，此时三极管就像是开路的开关，在这种工作状态中，仅有非常小的漏电流。在特性图中饱和区的右边和截止区的上方是描述三极管工作状态的放大区。三极管工作在该区时各引脚间的电流（ I_B 、 I_C 、 I_E ）有接近线性的关系。偏置是指三极管各端口特定的直流电压和电流，用来设置预期的工作方式，称为静态工作点或 Q 点。

一些重要规律

规律 1 对 NPN 晶体管来说，集电极电压 V_C 必须比发射极电压 V_E 高，至少要高零点

几伏。否则无论基极偏置电压如何改变都不会有电流从集电极流向发射极。对 PNP 晶体管来说，则要求发射极电压至少高出集电极电压零点几伏。

规律 2 NPN 晶体管的基极至发射极有 0.6V 的电压降，PNP 晶体管从基极到发射极有 0.6 伏的电压升。这说明，NPN 三极管的基极电压至少要比发射极电压 V_E 高 0.6 伏，否则三极管就没有集电极到发射极的电流。而 PNP 三极管的基极电压 V_B 至少要比发射极的电压 V_E 低 0.6 伏，否则就没有发射极到集电极的电流。

一些公式

描述双极型晶体管特性（在放大区时）的基本公式是

$$I_C = h_{FE} I_B = \beta I_B$$

其中， I_B 是基极电流， I_C 是集电极电流， h_{FE} （也可以记为 β ）是电流放大倍数。每个三极管都有它自己的 h_{FE} 。三极管的 h_{FE} 一般可作为常数看待，典型值为 10 至 500，但会随着温度的改变和集电极至发射极间电压的改变而有少量变化。（三极管的 h_{FE} 可在其说明书中查得。）以下简单说明电流放大倍数告诉你什么：如果你拿一个 h_{FE} 为 100 的三极管，然后使流入（NPN）或流出（PNP）基极的电流为 1mA，结果集电极将会产生 100mA 的电流。重要的是要注意本电流放大公式仅适合于规律 1 和规律 2 都符合的状态，即假定三极管工作在放大区。另外，对于允许通过三极管各端口的电流有多大和允许加在各端口的电压是多少的问题，在本章后面将根据图 4.23 来讨论这些限制。

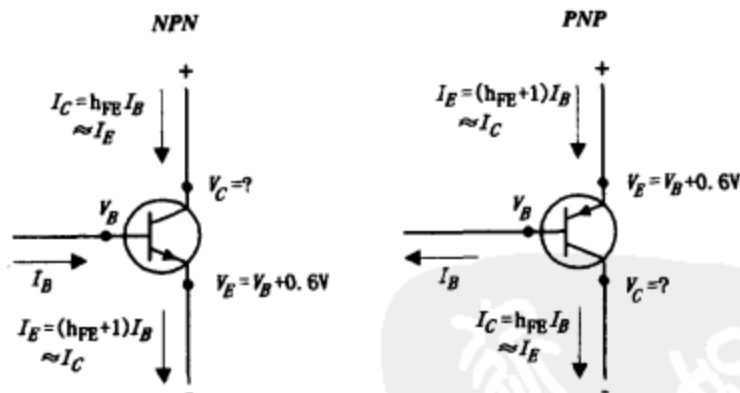


图 4.23

现在，应用基尔霍夫电流定律（按图 4.23 中箭头方向），可以得到关于发射极、集电极和基极电流的表达式。

$$I_E = I_C + I_B$$

把本公式和电流增益公式联立，还可以导出发射极电流和基极电流之间的关系式：

$$I_E = (h_{FE} + 1) I_B$$

可见，上式和电流放大倍数公式 ($I_C = h_{FE} I_B$) 几乎相同，只多了“+1”这一项。实际上，当 h_{FE} 很大时（几乎都是这种情况），“+1”可以忽略不计。于是可以得到下列表达式：

$$I_C \approx I_E$$

最后，下面是规律 2 的两个数学表达式：

$$V_{BE} = V_B - V_E = +0.6V \text{ (NPN)}$$

$$V_{BE} = V_B - V_E = -0.6V \text{ (PNP)}$$

图 4.23 说明了三极管各端口电流和电压之间的关系。在图中, 请注意在集电极电压 V_C 后面有一个问号, 这说明应用公式不能直接得到 V_C 的值。换句话说, V_C 的大小还取决于与集电极相连接的电路网络。举一个例子, 请你对图 4.24 的电路进行考察。为了求出集电极电压, 你必须求出电阻上的电压降。应用欧姆定律和电流增益关系式, 你可以计算得到 V_C 的大小, 计算结果列在图 4.24 中。

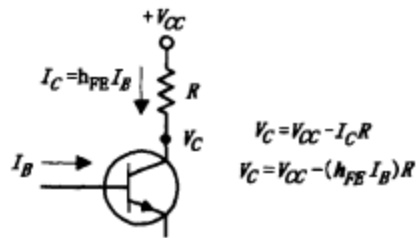


图 4.24

注意, 这里的公式是理想状态时的形式。在实际情况下, 这些公式可能产生不真实的结论, 例如当电压或电流超出了特性曲线范围时, 这些公式就不适宜使用。如果不考虑实际工作特点而盲目使用这些公式, 你就可能以得出实际上完全不可能的荒谬结果而告终。

最后要注意的是关于双极型晶体三极管的理论中所说的传输电阻 r_{tr} 问题。传输电阻代表一个小电阻, 是三极管发射极区域固有的。温度和发射极电流是决定传输电阻的两个因素。下式为 r_{tr} 的粗略近似计算:

$$r_{tr} = \frac{0.026V}{I_E}$$

在许多场合, r_{tr} 因太小 (通常低于 1000Ω) 而可以忽略, 对电路总的运行不起主要作用。然而在一些特定的电路中, r_{tr} 的作用不可忽略。它的存在可能是决定电路全部特性的主要因素。在本章后面我们将更仔细地观察传输电阻。

这里有两个例题能帮助理解这些公式。第一个是关于 NPN 三极管的, 第二个是关于 PNP 三极管的。

例一 已知 $V_{CC} = +20V$, $V_B = 5.6V$, $R_1 = 4.7k\Omega$, $R_2 = 3.3k\Omega$, $h_{FE} = 100$, 求 V_E , I_E , I_B , I_C 和 V_C 。

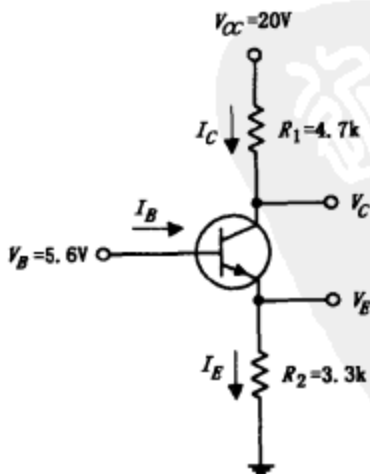


图 4.25

$$\begin{aligned} V_E &= V_B - 0.6V \\ V_E &= 5.6V - 0.6V = 5.0V \\ I_E &= \frac{V_{CC} - V_E}{R_1} = \frac{5.0V}{3300\Omega} = 1.5mA \\ I_B &= \frac{I_E}{(1+h_{FE})} = \frac{1.5mA}{(1+100)} = 0.015mA \\ I_C &= I_E - I_B \approx I_E = 1.5mA \\ V_C &= V_{CC} - I_C R_1 \\ V_C &= 20V - (1.5mA)(4700\Omega) \\ V_C &= 13V \end{aligned}$$

例二 已知 $V_{CC} = +10V$, $V_B = 8.2V$, $R_1 = 560\Omega$, $R_2 = 2.8k\Omega$, $h_{FE} = 100$, 求 V_E , I_E , I_B , I_C 和 V_C 。

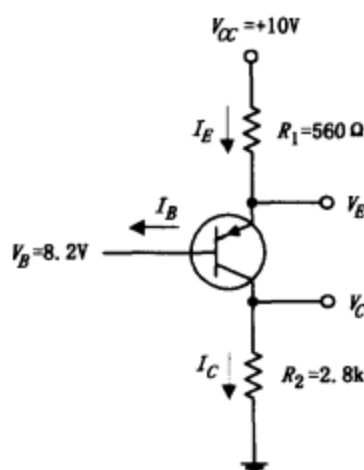


图 4.26

$$V_E = V_B + 0.6V$$

$$V_E = 8.2V + 0.6V = 8.8V$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_E}{R_1} = \frac{10V - 8.8V}{560\Omega} = 2.1mA$$

$$I_B = \frac{I_E}{(1 + h_{FE})} = \frac{2.1mA}{(1 + 100)} = 0.02mA$$

$$I_C = I_E - I_B \approx I_E = 2.1mA$$

$$V_C = 0V + I_C R_2$$

$$V_C = 0V + (2.1mA)(2800\Omega)$$

$$V_C = 5.9V$$

双极型晶体三极管的水模拟装置

NPN 型三极管水模拟装置

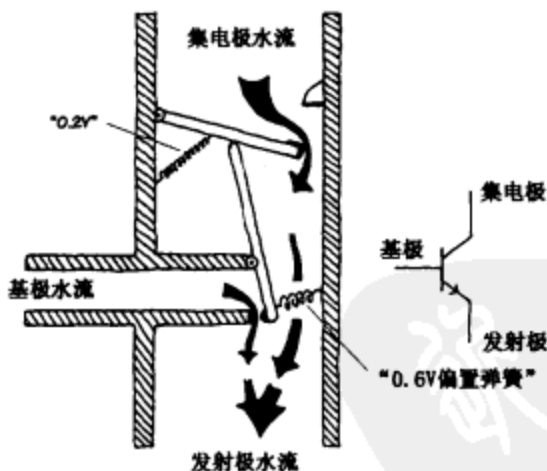


图 4.27

在图 4.27 的水模拟 NPN 型三极管装置中，主装置左边较小的管道代表基极，装置上部的管道代表集电极，下部垂直管道代表发射极。在没有水压或水流作用于“基极”管道时（模拟 NPN 三极管基极开路状态），杠杆将保持垂直，使得装置上部的主通道门被杠杆上臂顶住而保持关闭。这种状态可用于模拟一个实际的 NPN 双极型晶体管的截止状态。当用一个小水压或小水流作用到基极管道中时，垂直杠杆的下部将被流入的水流推动而使杠杆摆向逆时针方向。随着杠杆的摆动，装置上部主导通门将打开，打开程度的大小随杠杆摆动角度的大小而变。在这种状态，水提供足够的压力克服使门关闭的弹簧弹力，从而打开从集电极管道到发射极管道的通路。弹簧的弹力用来模拟基极的 0.6V 偏置电压，该电压是使集电极至发射极有电流流通所需要的。注意在本模拟装置中，“基极”小水流与“集电极”水流的关系。

PNP 型三极管水模拟模型

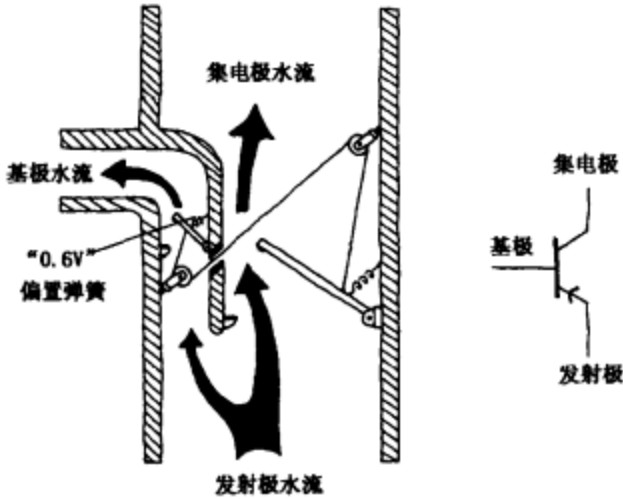


图 4.27 (续)

在 PNP 三极管水模拟装置中, 应注意的主要特点是为了使这模拟三极管导通, 在基极管道需要施加一较小的水压。由于有水流流过基极管道, 管道口的杠杆受水压作用而向上偏转, 从而使发射极至集电极的门打开。门打开的程度取决于杠杆偏转的大小, 而杠杆偏转的大小取决于通过基极管道的水流的大小。另外, 请注意模拟 0.6V 偏置电压的弹簧的作用。

双极型晶体三极管的基本应用

三极管开关

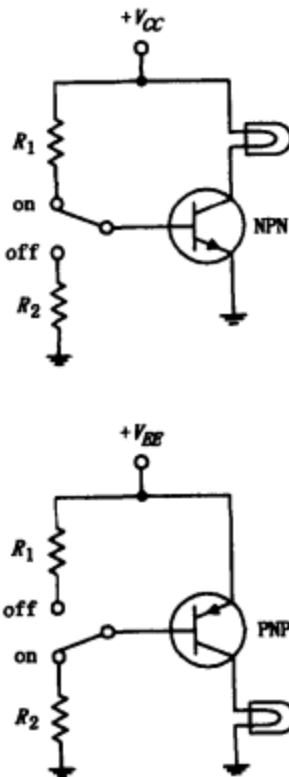


图 4.28

图中用一个 NPN 型三极管来控制流过一个电灯的电流。当开关处于“on”位置时, 三极管正向偏置, 集电极至发射极导通, 电流从 V_{CC} 通过电灯和三极管的集电极、发射极到地。流入基极的电流大小由下式决定:

$$I_B = \frac{V_{CC} - (V_E + 0.6V)}{R_1} = \frac{V_{CC} - 0.6V}{R_1}$$

你可以利用电流放大关系 ($I_C = h_{FE} I_B$) 来求出集电极电流, 电灯上的电压降不会太大 (V_C 电压将大于 $V_E + 0.6V$)。当开关处于关断位置时, 基极被置于地电位, 三极管截止, 切断了电灯电流。 R_2 应取得大些 (例如 $10k\Omega$), 使流经 R_2 到地的电流很小。

在采用 PNP 三极管时, 所有情况都相反, 为了使集电极电流导通, 必须有电流流出基极。

电流源

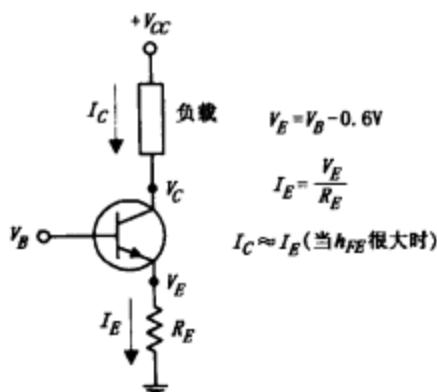


图 4.29

图 4.29 中所示为怎样用一个三极管组成一个简单的电流源电路。通过在基极施加一个小输入电压和电流，可以控制一个大的集电极电流。集电极负载电流和基极电压间的关系可表示为

$$I_C = I_{load} = \frac{V_B - 0.6V}{R_E}$$

该关系式的推导见图 4.29 所示。

电流偏置方法

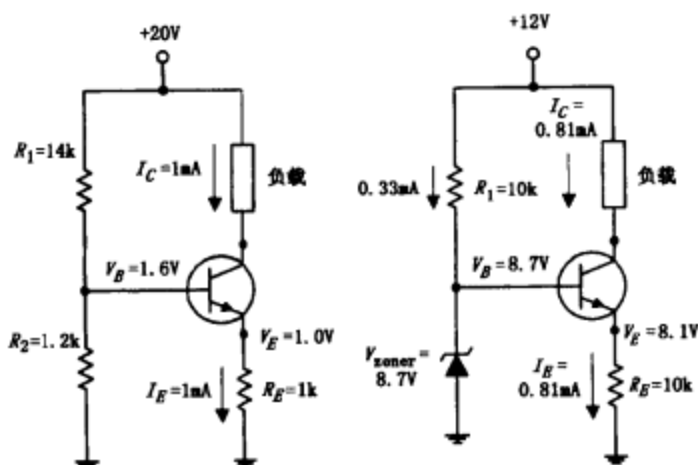


图 4.30

图 4.30 是两种常见的电流源设置偏置的方法，包括电压分压电路（左边电路）和齐纳二极管稳压电路（右边电路）。在电压分压器中，基极电压由 R_1 和 R_2 设定，其值为

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

在采用齐纳二极管的电路中，基极偏置电压由齐纳二极管的击穿电压决定，即

$$V_B = V_{zener}$$

射极跟随器

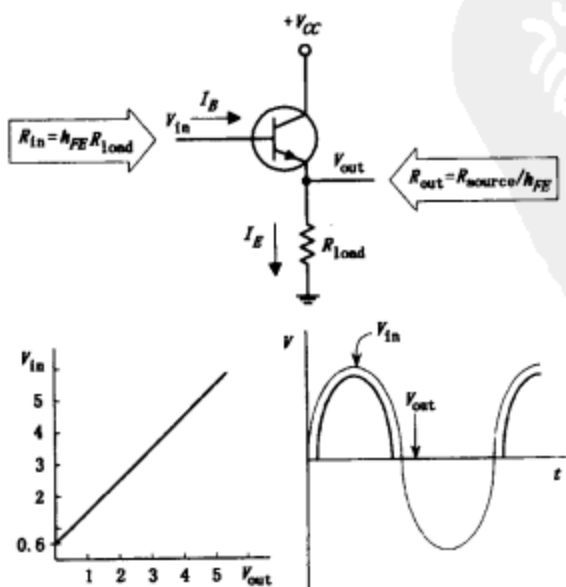


图 4.31

图 4.31 所示的电路叫射极跟随器。在电路中，输出电压（发射极输出）与输入电压的关系几乎可以说是“形影相随”（输出跟随输入），输出相对于输入只相差一个 0.6V 的电压降（由基极-发射极 PN 结引起）。同样，无论何时只要 $V_B \leq V_E + 0.6V$ （在输入为负期间），三极管将截止（PN 结被反向偏置）。这种效应将使信号被限幅（见图）。粗看起来，射极跟随器似乎没有什么用处——它没有电压放大。然而如果你更仔细地考虑一下，你将会发现电路的输入阻抗比输出阻抗大得多，或者准确地说，它的输出电流 (I_E) 远大于基极输入电流 (I_B)。换一句话说，即射极跟随器具有电流增益。在应用上，它的重要性与电压增益相当。这也意味着通过这种电路驱动负载，信号源（输入端信号源）

付出的功率要低于用信号源直接驱动负载时信号源付出的功率。利用三极管增益公式和欧姆定律，可得出输入阻抗和输出阻抗为

$$R_{in} = h_{FE} R_{load}$$

$$R_{out} = R_{source} / h_{FE}$$

射极跟随（共集电极）放大器

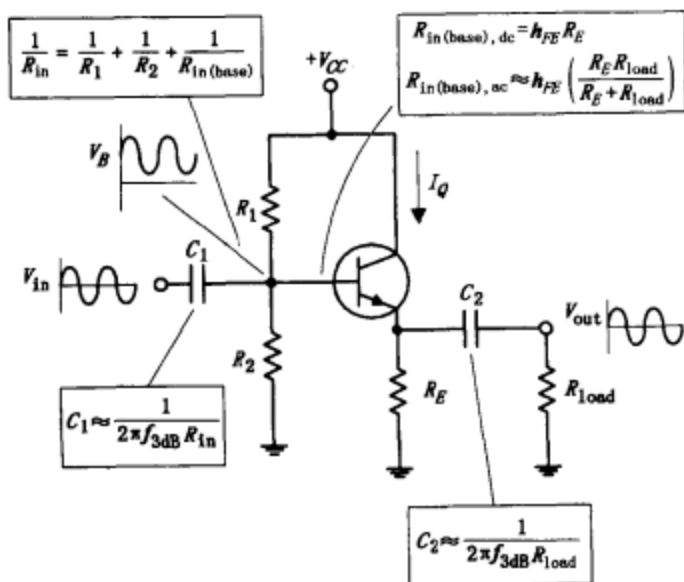


图 4.32 所示为共集电极放大器，它具有电流增益而无电压增益。它被用来作为射极跟随器使用，但经过了改进，避免了在输入信号为负值期间的限幅作用。分压器 (R_1 和 R_2) 用来向输入信号 (通过电容后) 提供一个直流电平或称为工作点 (即静态工作点)。输入和输出电容的作用是使输入信号和输出信号能正常加载，但直流工作点不会受到影响。此外，电容器还起滤波的作用。

设计一个共集电极放大器来驱动 $3\text{k}\Omega$ 的负载。设电源电压为 10V ，三极管的 h_{FE} 为 100 ，希望 $f_{3\text{dB}}$ 为 100Hz 。

1. 选择静态工作点 $I_Q = I_C$ 。为此，选择 $I_Q = 1\text{mA}$

2. 选择 $V_E = \frac{1}{2} V_{CC}$ ，使正负最大不限幅输出电压对称，在本例中是 5V 。为了使 $V_E = 5\text{V}$ ，并使 $I_Q = 1\text{mA}$ ，应利用 R_E 来调节。 R_E 大小可由欧姆定律求得：

$$R_E = \frac{(1/2) V_{CC}}{I_Q} = \frac{5\text{V}}{1\text{mA}} = 5\text{k}\Omega$$

3. 设置静态电压为 $V_B = V_E + 0.6\text{V}$ (与 V_E 配合，避免限幅)。用分压器设置基极电压 (R_1 和 R_2)。 R_1 和 R_2 的比率由下面的电压分压关系确定，其中 $V_B = V_E + 0.6\text{V}$ 。

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_B}{V_{CC} - V_B} = \frac{V_E + 0.6\text{V}}{V_{CC} - (V_E + 0.6\text{V})}$$

幸运的是，你可简单地令 $R_1 = R_2$ ，而得到一个近似的结果。这个近似值“忘记”了 0.6V 的电压降，但通常不会这样具有戏剧性。 R_1 和 R_2 的实际取值范围应为：它们的并联值小于等于基极直流 (静态) 输入电阻的十分之一 (避免分压器输出电压在加入负载的情况下下降)：

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \leq \frac{1}{10} R_{in,dc}$$

$$\frac{R}{2} \leq \frac{1}{10} R_{in,dc} \quad (\text{用近似值 } R = R_1 = R_2)$$

其中，基极直流输入电阻 $R_{in,dc} = h_{FE} R_E = 100 \times 5\text{k}\Omega = 500\text{k}\Omega$ 。利用上面的近似结果，计算得

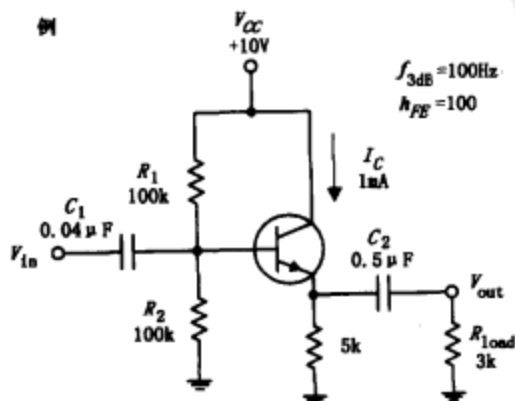


图 4.32

$R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega$ 。(不要担心交流负载,它不会影响分压器,因为在静态, C_2 相当于开路,从而消除了负载的影响。)

4. 选择交流耦合电容,以隔离直流及其他不希望的干扰频率的影响。 C_1 与 R_{in} 一起组成高通滤波器(见图)。 R_{in} 可看作是分压电阻与基极交流输入电阻 $R_{in,ac}$ 的并联值:

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{in,ac}}$$

注意,这里是指交流输入阻抗 $R_{in,ac}$,而不是直流输入阻抗 $R_{in,dc}$ 。因为当输入是起伏变化的信号时,负载不能再视作不存在了,因为这时电容器 C_2 中有位移电流流过。这表明,为了求出交流输入阻抗 $R_{in,ac}$ 的大小,你必须将 R_E 与 R_{load} 并联后再与 h_{FE} 相乘:

$$R_{in,ac} = h_{FE} \left(\frac{R_E R_{load}}{R_E + R_{load}} \right) = 100 \times \frac{5\text{k}\Omega \times 3\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega + 3\text{k}\Omega} = 190\text{k}\Omega$$

现在可以计算 R_{in} 了:

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{100\text{k}\Omega} + \frac{1}{100\text{k}\Omega} + \frac{1}{190\text{k}\Omega}$$

$$R_{in} = 40\text{k}\Omega$$

求出 R_{in} 后,再选择 C_1 来设置 f_{3dB} 点(C_1 和 R_{in} 组成高通滤波器)。可用下面的公式求得 f_{3dB} 点:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R_{in}} = \frac{1}{2\pi (100\text{Hz}) (40\text{k}\Omega)} = 0.04\mu\text{F}$$

C_2 与负载一起组成高通滤波器,可由下式求得:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R_{load}} = \frac{1}{2\pi (100\text{Hz}) (3\text{k}\Omega)} = 0.5\mu\text{F}$$

共发射极结构

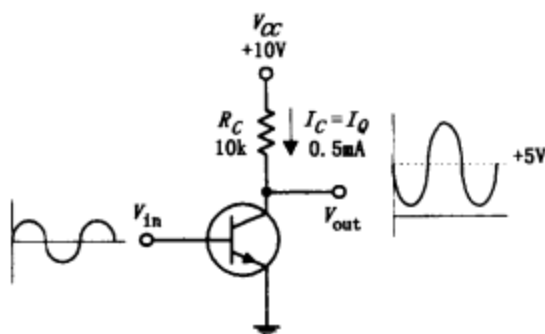


图 4.33

图 4.33 所示晶体管电路称为共发射极结构。与射极跟随器不同,共发射极电路具有电压增益。以下说明电路的工作原理。和射极跟随器一样,我们以选择静态工作电流作为开始。首先取 $V_C = \frac{1}{2} V_{CC}$,使最大正负不限幅输出信号电压大小相等。为了使 $V_C = \frac{1}{2} V_{CC}$,并使 I_Q 为预期值,应选择 R_C 。 R_C 的大小可由欧姆定律求得:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = \frac{V_{CC} - \frac{1}{2} V_{CC}}{I_Q} = \frac{\frac{1}{2} V_{CC}}{I_Q}$$

例如,取 V_{CC} 为10V, I_Q 为0.5mA,则 R_C 应为10kΩ。

求电路的增益:由 $\Delta V_E = \Delta V_B$ (Δ 代表一个小的变化量。)并利用欧姆定律可求得发射极电流为

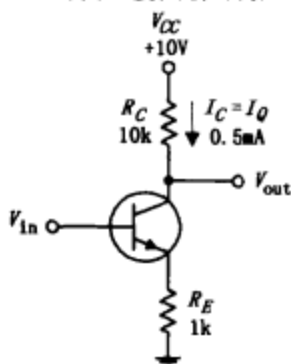
$$\Delta I_E = \frac{\Delta V_E}{R_E} = \frac{\Delta V_B}{R_E} \approx \Delta I_C$$

利用 $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ 和上面的表达式,可得

$$\Delta V_C = -\Delta I_C R_C = -\frac{\Delta V_B}{R_E} R_C$$

因为 V_C 就是 V_{out} , V_B 就是 V_{in} ,所以增益为

为了温度稳定性而引入 R_E



增益高, 温度稳定性好的电路

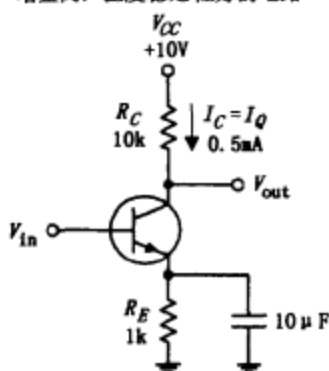


图 4.33 (续)

$$\text{增益} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\Delta V_C}{\Delta V_B} = -\frac{R_C}{R_E}$$

电路中发射极没有接电阻, 那该怎么办呢? 如果采用增益公式, 由于 $R_E = 0\Omega$, 增益会变得为无限大。好在我们在前面已提到过, 双极型晶体管的发射区存在传输电阻, 其近似值为

$$r_{e'} \approx \frac{0.026V}{I_E}$$

取 $I_Q = 0.5mA = I_C = I_E$, 应用上式, 可求得公式中的 $r_{e'}$ 项即 R_E 等于 52。于是求得实际的增益为

$$\text{增益} = -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{R_C}{r_{e'}} = \frac{10k\Omega}{52} = -192$$

注意这里增益是负值 (输出反相)。造成此结果的原因是由于 V_{in} 增加, 使 I_C 增加, 但 V_C 却降低了 (由欧姆定律可得)。本电路有一个问题, 即 $r_{e'}$ 不稳定, 从而使增益也不稳定。原因是 $r_{e'}$ 与温度有关。当温度升高时, V_E 和 I_C 也随之增加, 但 V_B 不变, 因而使 V_{BE} 减小。这使得三极管的“阀门”趋于关闭, 即偏置电压的范围变窄了 (相当于 $r_{e'}$ 增大)。为了消除这种状态, 可在发射极与地之间加一个电阻 R_E (见下一个电路)。因为 R_E 与 $r_{e'}$ 串联, 所以增益可表示为

$$\text{增益} = \frac{R_C}{R_E + r_{e'}}$$

增加了 R_E 后, 分母中变化成分的作用被削弱, 使得增益的稳定性得到提高。在实践中, 一般选择 R_E 使得 V_E 为 1V 左右 (即使热稳定性好, 又使输出尽量大)。将欧姆定律应用于本例, 可得 $R_E = V_E / I_E = V_E / I_Q = 1V / 1mA = 1k\Omega$ 。但在电路中加了 R_E 后, 又产生了增益降低的缺点。这时可使用滤波器, 既能让电路保持良好的热稳定性, 又能消除增益降低的现象。例如在 R_E 两端并联一个旁路电容 (见图), 当输入高频信号时, R_E 就像不存在一样而不起作用 (因为电容器的特点是, 对直流信号阻抗无限大, 而对交流信号阻抗很小)。在放大公式中由于电容将交流信号分流旁路到地, R_E 的大小趋于零, 使得分母中的电阻值只剩下 $r_{e'}$ 一项了。

共发射极放大器

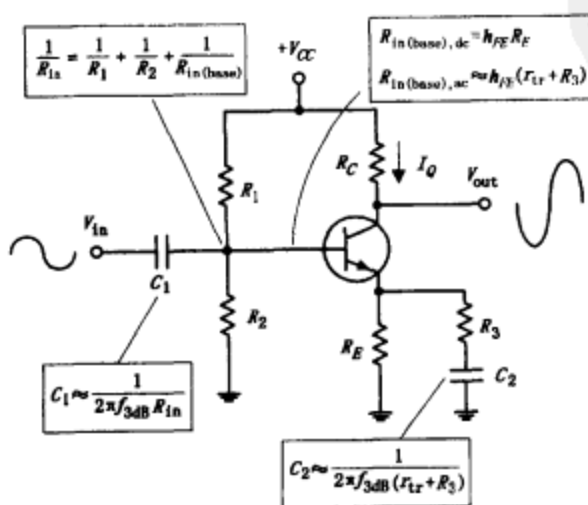


图 4.34

图 4.34 所示为共发射极放大器, 与共集电极放大器不同的是共发射极放大器提供电压增益。本放大器对共发射极结构作了改进, 使之适应交流耦合。让我们通过下面的例子来理解放大器的工作原理。

设计一个共射极放大器, 要求电压增益为 -100, f_{3dB} 为 100Hz, 静态电流 $I_Q = 1mA$, $h_{FE} = 100$, $V_{CC} = 20V$;

1. 选择 R_C , 使输出电压 V_{out} (或 V_C) 以 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 为中心, 获最大对称输出。在本例中, V_C 应设置为 10V, 利用欧姆定律可求得 R_C :

$$R_C = -\frac{V_C - V_{CC}}{I_C} = -\frac{0.5V_{CC} - V_{CC}}{I_Q} = \frac{10V}{1mA} = 10k\Omega$$

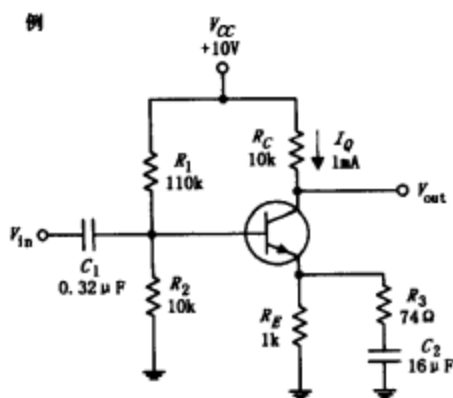


图 4.34 (续)

2. 接下来, 选择 R_E 使 $V_E = 1V$, 用来提高热稳定性。利用欧姆定律并取 $I_Q = I_E = 1mA$, 可得 $R_E = V_E / I_E = 1V / 1mA = 1k\Omega$ 。

3. 现在, 选择 R_1 和 R_2 组成分压电路, 使基极静态电压 $V_B = V_E + 0.6V$, 即 $1.6V$ 。为求出 R_1 和 R_2 合适的比例关系, 利用分压关系式

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_B}{V_{CC} - V_B} = \frac{1.6V}{20V - 1.6V} = \frac{1}{11.5}$$

上式说明应取 $R_1 = 11.5R_2$ 。求得 R_1 和 R_2 大小的办法与共集电极放大器一样, 即它们的并联值应小于或等于 $(1/10) R_{in,d}$ 。

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \leq \frac{1}{10} R_{in,d}$$

将 $R_1 = 11.5R_2$ 代入上式, 并利用 $R_{in,d} = h_{FE} R_E$ 可求得 $R_2 = 10k\Omega$ 。所以应取 $R_1 = 115k\Omega$ (实际上 R_1 取 $110k\Omega$ 已足够接近计算值了)。

4. 选择 R_3 以满足预期的增益, 而增益可表示为

$$\text{增益} = \frac{R_C}{R_E // (r_e + R_3)} = -100$$

[//代表 R_E 与 $(r_e + R_3)$ 并联]。先求出 r_e : $r_e = 0.026V / I_C = 0.026V / 1mA = 26\Omega$ 。现在, 可以假定在交流应用时 R_E “不存在”以简化增益表达式, 可得

$$\text{增益} = \frac{R_C}{(r_e + R_3)} = \frac{10k\Omega}{26\Omega + R_3} = -100$$

解上式得 $R_3 = 74\Omega$ 。

5. 选择电容器 C_1 , 使其滤波性能符合 $C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R_m}$ 。其中 R_m 的大小是从电路左边看进去两分压电阻的并联值与 $R_{in,d}$ 再并联的结果。

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{h_{FE} + (r_e + R_3)} = \frac{1}{110k\Omega} + \frac{1}{10k\Omega} + \frac{1}{100(26\Omega + 74\Omega)}$$

解此式得 $R_m = 5k\Omega$, 于是有

$$C_1 = \frac{1}{2\pi (100Hz) (5k\Omega)} = 0.32\mu F$$

6. 选择 C_2 。将 C_2 和 $r_e + R_3$ 看作为一个高通滤波器 (同样, 在交流应用期间, R_E 可忽略)。 C_2 可由下式给出:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} (r_e + R_3)} = \frac{1}{2\pi (100Hz) (26\Omega + 74\Omega)} = 16\mu F$$

稳压电路

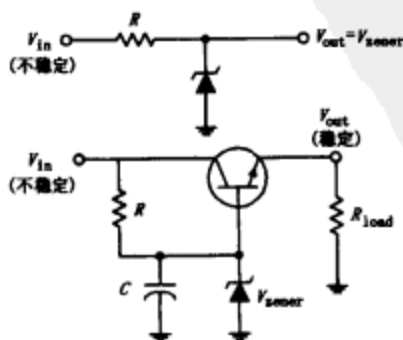


图 4.35

图 4.35 中的第一个电路是齐纳二极管电路, 可当作一个简单的稳压器使用。但在很多应用场合, 这种简单的稳压器存在如下问题: 输出电压不能调至一个精确值; 齐纳二极管对电压的波动只能提供中等程度的保护; 另外, 当负载阻抗变化时, 简单齐纳二极管稳压器的稳压性能也不是很好。如果负载阻抗变化范围大, 则需要额定功率大的齐纳二极管——这又使开支增大。

图中的第二个电路与第一个电路不同, 其稳定性能要好一些。它可以调节不同的输出电压以适应不同的负载, 可以提供更稳定的大电流输出。除了齐纳二极管接在一个 NPN 三极管的基极来稳定集电极至发射极电流之外, 本电路与第一个电路相似。三极管接成

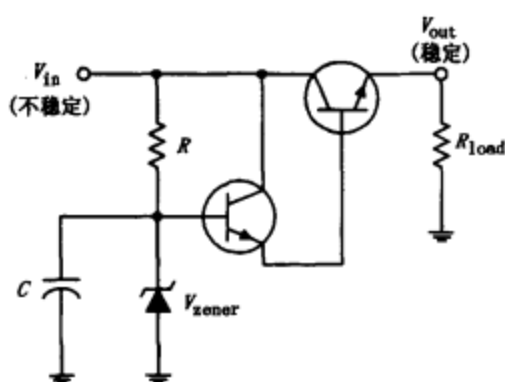


图 4.35 (续)

射极跟随器形式，即发射极输出将跟随基极变化（有 0.6V 电压降）。用齐纳二极管去稳定基极电压，可以使发射极电压稳定。根据三极管的特点，基极电流仅是集电极至发射极电流的 $1/h_{FE}$ ，于是可以用一个小功率的齐纳二极管来稳定三极管的基极电压，而三极管可以通过一个相当大的电流。电容器 C 用来减少来自齐纳二极管的噪声，同时也与电阻 R 一起组成滤波电路以降低电压纹波。

在一些场合，上述齐纳二极管电路可能无法提供足够大的基极电流，解决该问题的一个方法是再增加一个三极管，如第三个电路所示。这个另加的三极管（其基极与齐纳二极管相连）的作用是将送往上面三极管基极的电流进行放大。

达林顿复合管

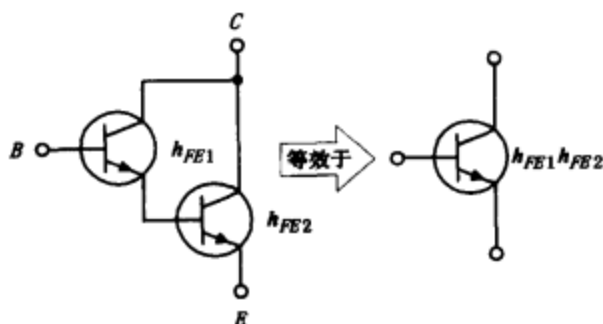


图 4.36

把两个三极管如图 4.36 相连，可组成一个控制电流更大、 h_{FE} 值也更大的等效三极管。这种复合结构叫作达林顿复合管。复合管的等效 h_{FE} 为两单管 h_{FE} 值的乘积 ($h_{FE} = h_{FE1} h_{FE2}$)。达林顿组合管常用在需要大电流的场合，也常作为需要大输入阻抗的放大器的输入级。达林顿管的响应时间比单个三极管慢（因为要用前一个三极管的状态来控制后一个三极管的开或关，所需的时间更长一些）。基极至发射极的电压降为单个三极管的二倍（1.2V 而不是 0.6V）。可以购买到单个封装的达林顿复合管。

双极型晶体三极管的种类

小信号管



这种三极管可用来放大低电平信号，也可以作开关。其典型的 h_{FE} 值范围为 10 至 500，最大 I_C 范围大约为 80~600mA。这种管既有 PNP 型的，也有 NPN 型的。最大工作频率范围为 1~300MHz。

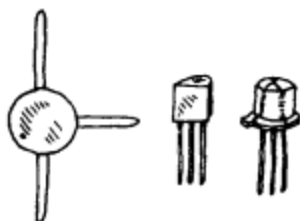
小型开关管



这种三极管主要用作开关，也可作放大管。 h_{FE} 值的典型范围为 10~200，最大 I_C 范围约为 10~1000mA。NPN 和 PNP 两种管型都有，最大开关速率范围在 10~2000MHz 之间。

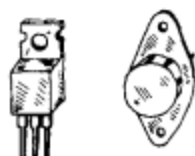
图 4.37

高频 (RF) 管



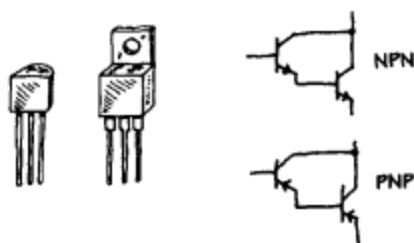
这种三极管常作高频小信号高速开关应用。它的基区很薄，它的芯片也很小。它们常应用于高频、甚高频、特高频、电缆电视等的放大器和振荡器电路中。它们的最高额定频率大约为 2000MHz，最大电流为 10~600mA。NPN 和 PNP 两种管型都有。

功率管



这种三极管用于高功率放大器和电源电路。它们的集电极与作为散热片的金属材料相连。典型功率范围为 0~300W。工作频率为 1~100MHz。最大集电极电流 I_c 值范围在 1~100A 之间。这种三极管有 NPN 型、PNP 型和达林顿管 (PNP 及 NPN 型)。

达林顿对管



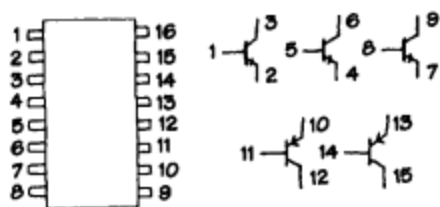
这种管由两个三极管组成一体，在大电流时能稳定工作。其有效 h_{FE} 比单个三极管大得多，所以可以获得更大的电流增益。它们以 NPN (D-NPN) 和 PNP (D-PNP) 型的达林顿对管形式封装。

光敏晶体管



这种双极型晶体管可作光敏传感器 (基区能被光照)。当光照射在基区时，基极电流产生。根据不同的光敏管类型，光仅起偏置的作用 (两引脚光敏管)，或只是起改变原有的基极电流的作用 (三引脚光敏管)。详细的介绍请见第五章。

三极管阵列



这是一种把许多三极管封装成一体的集成器件。图中所示实例中包含了三个 NPN 型三极管和两个 PNP 型三极管。

图 4.37 (续)

关于双极型晶体三极管的几个要点

电流增益 (电流放大倍数 h_{FE}) 不是一个很好的参量。即使对同一种类的三极管，它们的 h_{FE} 值也不相同，分别处于 50 至 500 之间，并将随着集电极电流、集电极和发射极间的电

压的变化而改变。由于 h_{FE} 的不可预测性，应避免过分依赖 h_{FE} 值的大小来制作电路。

所有三极管都有最大额定集电极电流 ($I_{C,MAX}$)、最大集基击穿电压 (BV_{CBO})、集射击穿电压 (BV_{CEO})、射基击穿电压 (BV_{EBO})、最大集电极额定耗散功率 (P_D)。如果这些最大值被超过，三极管将会损坏。一种防止射极至基极击穿电压的方法是在发射极与基极间接一个二极管，如图 4.38a 所示。二极管的作用是，即使发射极的电压比基极高很多，也不会造成发射极至基极的击穿导通（如发射极接地，而基极信号摆动到负电位时也起同样作用）。要避免出现超过 BV_{CBO} ，可将二极管与集电极串联（见图 4.38b）。二极管的作用是，当基极电压比集电极电压高很多时，不会出现集电极至基极的导通状态。为防止集电极的电感负载引起太大的 BV_{CEO} ，可在负载两端并联一个二极管（如图 4.38c）。此二极管的作用是在电感负载两端产生尖脉冲前导通，使电感两端达不到击穿电压水平。

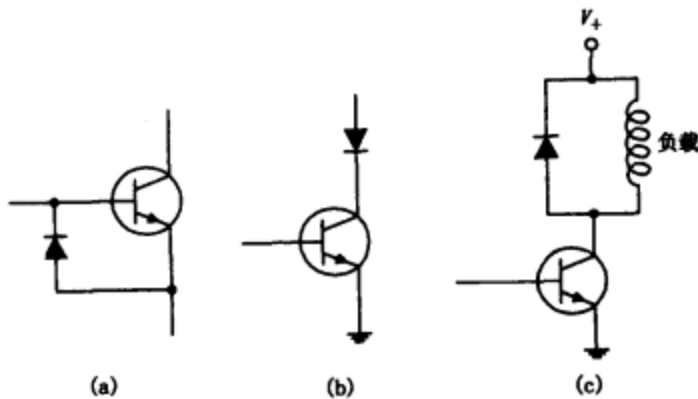


图 4.38

双极型晶体三极管的引脚

双极型晶体管有各种封装类型。有些采用塑料封装，也有些采用金属外壳封装。当要辨别基极、发射极和集电极各引脚时，先观察三极管封装外壳上是否有引脚标记。如果没有提供引脚标记，可参阅晶体管手册。然而，常有这样的情况，一些简单的散装开关三极管可能既没有标记，也无法在手册中查到。而且，这些散装的三极管常堆在一起，看起来都很相似，但它们的引脚顺序可能完全不同。它们的极性也既可能是 NPN 型的，也可能是 PNP 型的。如果你使用三极管的机会比别人多，你最感兴趣的也许是购买一台带三极管测试器的数字万用表。这种仪表带有一些测试小孔。要测试三极管时，把三极管的引脚插入对应小孔，只要简单地按下有关按钮，万用表就会对三极管进行测试，显示该器件的管型（NPN 型还是 PNP 型）及各引脚顺序（如“ebc”、“cbe”等）。同时还给出三极管的 h_{FE} 值。

双极型晶体三极管的应用

继电器驱动电路

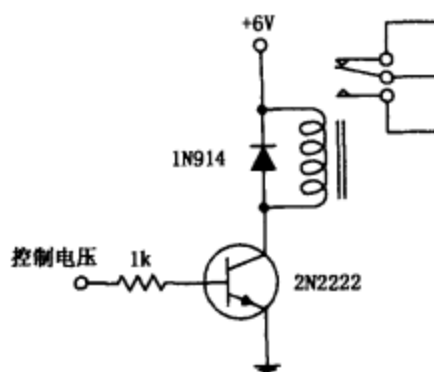


图 4.39

图 4.39 中的 NPN 型三极管用于控制一个继电器。当三极管的基极收到一个控制电压或电流时，三极管将导通，于是有电流流过继电器线圈，使继电器开关动作。二极管用来消除继电器线圈的尖峰脉冲。挑选继电器时，必须注意使继电器的额定电压等参数符合要求。

差分放大器

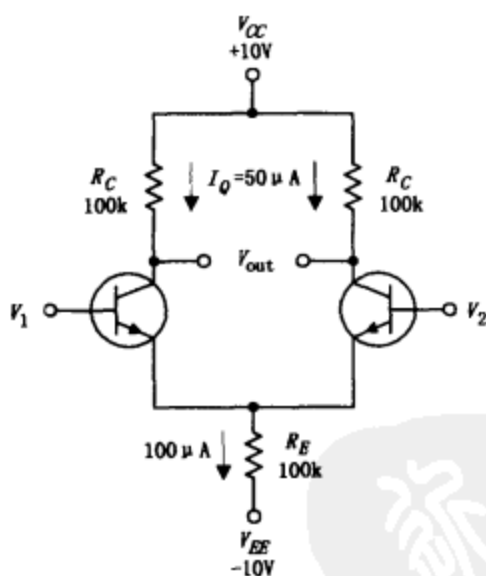


图 4.40

图 4.40 所示的差分放大器是这样的一种电路：它将两个分离的输入信号进行比较，取出两者的差值并将差值进行放大。为了理解电路的工作原理，可认为两个三极管的性能完全一致，同时应注意两个三极管均为共发射极结构。现在，如果将两个完全相同的信号电压 V_1 和 V_2 加到两三极管的基极，每个三极管内就将有完全相同的电流流过，因而两个三极管的集电极电压相等（利用 $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ 可得），因为输出为左、右两三极管的集电极电压之差，所以输出电压为零。现在，假定加到两输入端的信号电压不同，例如 $V_1 > V_2$ 。在这种情况下，流过左边三极管的电流将大于流过右边三极管的电流，这将使左边三极管集电极的电压 V_{C1} 比右边三极管集电极的电压 V_{C2} 下降得更多。由于两三极管均为共发射极结构，故 V_1 和 V_2 的差别被放大了。输入和输出的关系可由下式表示：

$$V_{out} = \frac{R_C}{r_r} (V_1 - V_2)$$

对此表达式进行整理，可得增益等于 R_C/r_r 。

通过检查如图所示的电路，可以解释应该怎样选择电阻值的大小。首先，选择 R_C 使 V_C 等于 $1/2V_{CC}$ ，即 5V，以保证最大对称输出。同时你必须选择静态工作电流（无信号作用时）。例如选择 $I_Q = I_C = 50\mu A$ ，再利用欧姆定律得 $R_C = (10V - 5V) / 50\mu A = 100k\Omega$ 。选择 R_E 使三极管发射极（A）点电压尽可能接近 0V。求 R_E 时，应把左右两路各 $50\mu A$ 的电流相加，得到和为 $100\mu A$ 的电流，让它流过 R_E ，然后利用欧姆定律得 $R_E = (0V + 10V) / 100\mu A = 100k\Omega$ 。接下来，求出三极管的传输电阻： $r_r = 0.026V / 50\mu A = 520\Omega$ 。最后可得电压放大倍数为 $100k\Omega / 520\Omega = 192$ 。

在应用方面，差分放大器可把在用电缆传输过程中变得微弱且混入了许多噪声的信号选出来（差分放大器设置在接收端）。与滤波电路不同的

是，滤波电路只能在噪声频率与信号频率不同的情况下才能将信号分离出来，而差分放大器没有这个要求。它只要求左右两边的噪声相同。

在论及差分放大器时，常使用共模抑制比（CMRR）来描述放大器的性能。优良的差分放大器具有很高的 CMRR（理论上为无限大）。CMRR 是指加在两输入端的信号 V_1 和 V_2 不相同时的放大倍数与加在两输入端信号相同时的放大倍数之比，即

$$CMRR = A_d (\text{差模放大倍数}) / A_c (\text{共模放大倍数})。$$

互补对称放大器

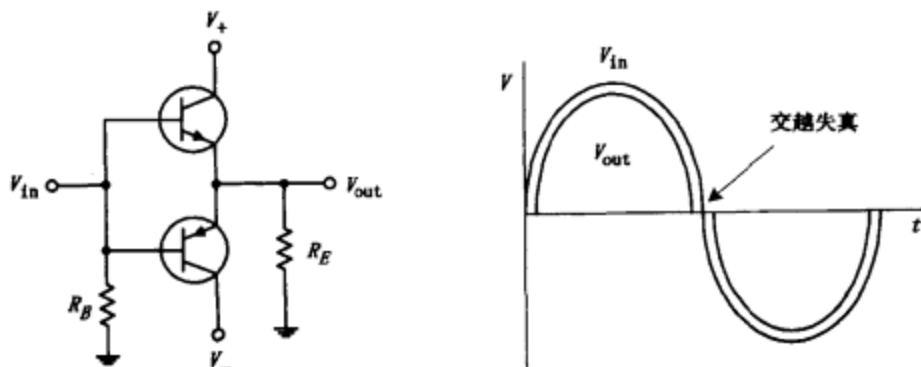


图 4.41

回顾前面的内容，已知一个 NPN 型三极管组成的射极跟随器在输入信号为负值期间输出将被限幅（由于 $V_B \leq V_E + 0.6V$ ，三极管截止）。同样，一个由 PNP 三极管组成的射极跟随器在输入为正值期间输出将被限幅。现在，如果你将一个 NPN 型三极管和一个 PNP 型三极管按图 4.41 那样连接，所得的电路称作推挽跟随器或互补对称放大器，该电路能进行电流放大，而且在输入信号的正、负值期间都能导通。在 $V_{in} = 0$ 时，两个三极管都被偏置在截止状态（ $I_B = 0$ ）。 $V_{in} > 0$ 时，上方的三极管导通，相当于一个射极跟随器，但下方的三极管截止。 $V_{in} < 0$ 时，下方的三极管导通而上方的三极管截止。本电路可作加法直流放大器，而且两个三极管的工作点都设置在 $I_C = 0$ 附近，功耗很小。但在 $I_C = 0$ 处， h_{EF} 和 r_{re} 都不是常数。所以对于小信号或者是大信号在接近零电平的去交处，电路线性不良（引起交越失真）。

镜像电流源

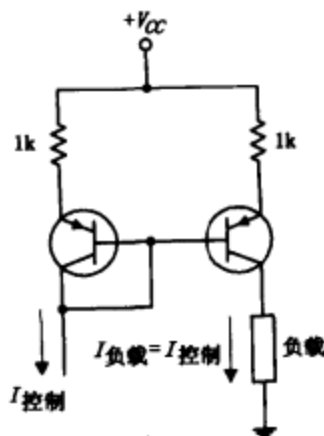


图 4.42

如图 4.42 中两个匹配的 PNP 型三极管可以组成一个镜像电流源电路。在本电路中，负载电流是流出左边三极管集电极的控制电流的“镜像”。由于两个三极管基极的偏置电流相等，故流过两个三极管发射极至集电极的电流也相等。控制电流的大小可由连接集电极与某个更低电位处的电阻值的大小来设定。镜像电流源电路也可以由两个 NPN 三极管组成，但是，你必须把电路颠倒一下：把 PNP 三极管改成 NPN 三极管，使电流方向反向，并交换电源与接地端。

多路电流源

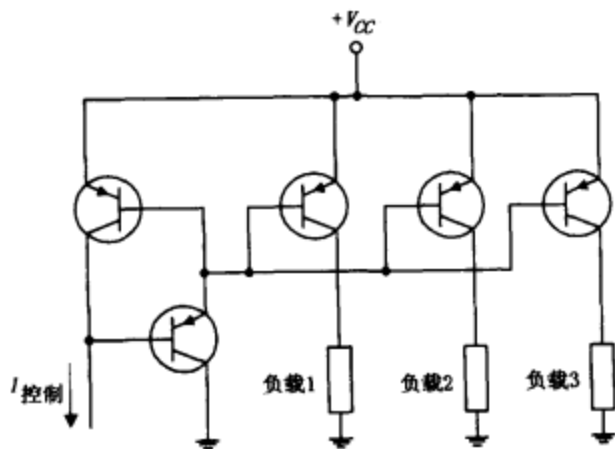
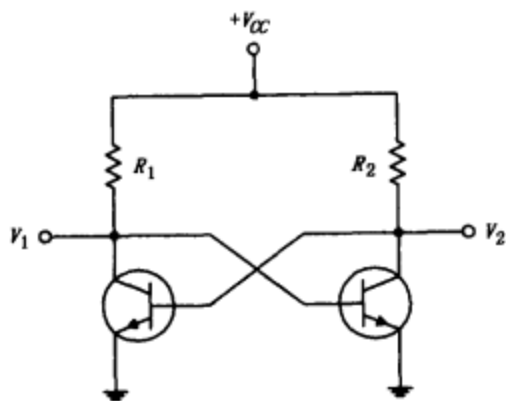


图 4.43

本图所示电路为上一个电路的扩展。该电路用于向多个负载提供控制电流的“镜像”。(同样,你也可以用 NPN 三极管来设计这种电路,需考虑的变动部分参见上例。)注意在控制端另加的三极管,该三极管用来避免因某饱和的三极管从基极公共连线获得了更多的电流而导致其他支路输出电流降低。

多谐振荡器 (触发器)



双稳态 (第一个电路) 双稳态是这样一种电路:它具有两个稳定的状态,在改变其状态的信号作用之前,能保持在其中的一个稳定状态上。当控制信号使双稳态翻转成另一个稳定状态后,只有在下一个控制信号作用下,双稳态电路才又翻转回到前一个稳定状态。为了弄清电路是怎样工作的,先假定 $V_1 = 0V$,即右边三极管无基极电流,从而也没有集电极电流。这样,所有流过 R_2 的电流都流入到左边三极管的基极,使左边三极管饱和。在此状态中, $V_1 = 0$,和原先假设的相同。由于电路的对称性,同样有当 $V_2 = 0$ 时,右边的三极管饱和。根据需要,双稳态电路只要简单地把 V_1 或 V_2 接地,就可以使它从一种状态转换成另一种状态。双稳态电路可以用来作存储器或分频器,因为只要用正负交替的脉冲作控制信号就可以使它交替往复地在两个状态间切换。

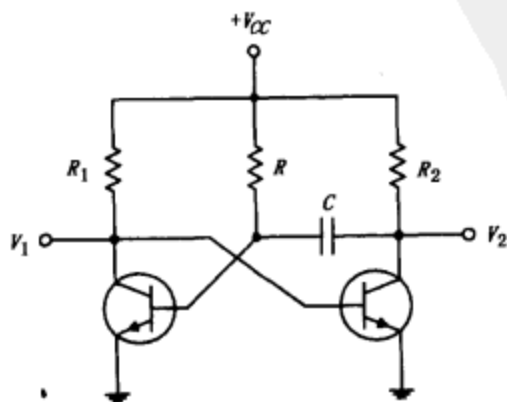


图 4.44

单稳态 (第二个电路) 单稳态是一种只有一个稳定状态的电路。在一个外加信号的作用下,它可以翻转进入到一个不稳定的状态,但随后,它又会自动翻转回到稳定状态。当 $V_1 = 0V$ 时,电路处于稳态。此时如果将 V_2 瞬时接地,电容器 C 瞬间相当于短路(当加在电容器两端的电压突然改变时,电容器中有电流通过)使得左边三极管基极和集电极电流减少到零而截止,于是流过 R_1 的电流全都流入右管的基极,使右管进入饱和状态,这种状态一直保持到 C 经 R 重新充电使左管饱和和导通,电路又翻转回到稳态为止。这种电路可以产生方波脉冲电压 V_1 ,脉冲宽度取决于 R_C 时间常数的大小。 R_C 时间常数的大小与改变电路状态的控制脉冲的宽度及振幅无关。

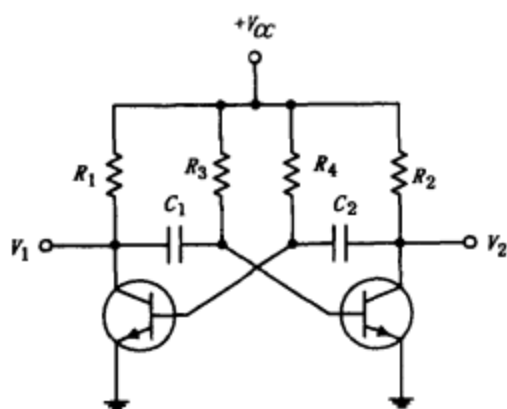


图 4.44 (续)

非稳态多谐振荡器（第三个电路）本电路的两种状态都是不稳定的，并能在没有输入信号控制的情况下，按设计频率自动地在两种状态之间来回切换。为弄清电路的工作原理，可假定 V_1 先接地，即右管的基极接地，这种状态一直保持到 C_1 通过 R_3 充电使其电压上升到足以使右管进入饱和状态为止。此时 V_2 降为 0V，使左管因基极电压瞬时也为 0V 而截止， C_2 上的电压加在左管的基极，而 V_1 变为高电平。这种交替变换将周而复始地进行下去。每种状态的保持时间由基极部分的 RC 网络决定（ R_3C_1 与 R_4C_2 的时间常数决定保持时间）。现在你可以看到，非稳态多谐振荡器事实上只是一种波形（每种状态的时间）可以调节的简单的振荡器而已。

三极管逻辑门

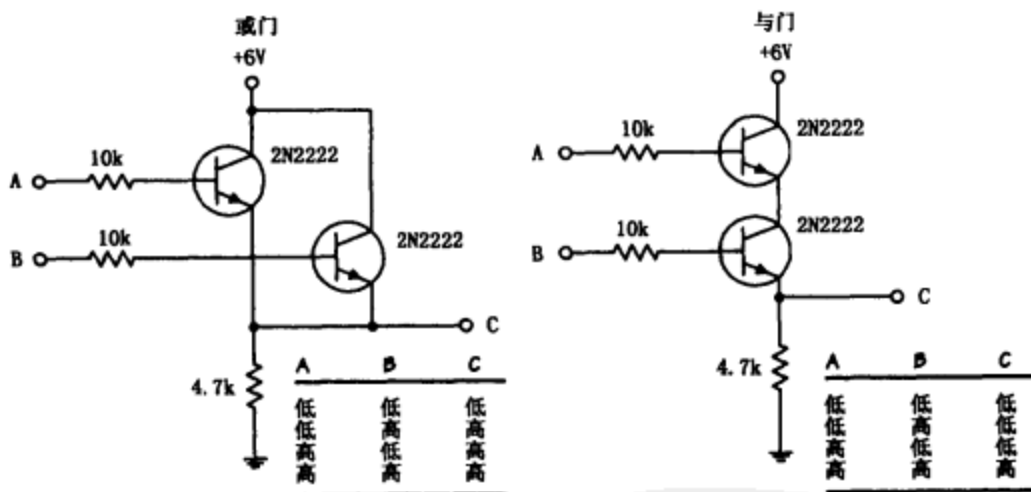


图 4.45

图 4.45 所示是两种逻辑门电路。或门电路在其输入端的 A 和 B 中的一个为高电平或二者都是高电平时，输出端 C 也为高电平。换句话说，只要至少有一个三极管是正向偏置的（导通），输出就是高电平。在与门电路中，只有在 A 与 B 都是高电平时，输出 C 才是高电平。换句话说，为使输出端为高电平，两个三极管都必须被正向偏置（导通）。

4.3.3 结型场效应晶体管

结型场效应晶体管（JFET）是具有三个引脚的半导体器件，可作为电子控制开关、放大器控制器和电压控制可变电阻等。与双极型晶体管不同的是结型场效应管只需要电压控制，不需要偏置电流。结型场效应管另一个特别的地方是，当它的栅极与源极之间无电位差时，漏源极间处于导通状态。二者之间有电位差时，对电流的阻抗增大（通过漏源极间的电流减少）。由于这个原因，结型场效应管被看作是耗尽型元件，不像双极型晶体管那样是增强型元件（在双极型晶体管的基极引脚施加电流和电压时，其导通阻抗降低）。

结型场效应管可分为 N 型沟道结构和 P 型沟道结构。对 N 型沟道结构 JFET，在它的

栅极（相对于源极）施加一负电压时，从漏极流向源极的电流将减小（工作时， $V_D > V_S$ ），对 P 沟道结构 JFET，在其栅极施加一正电压时，源极至漏极的电流将减小（工作时， $V_S > V_D$ ）。两种结型场效应管的符号见图 4.46。



图 4.46

对应用来说，结型场效应管有一个重要的特点，即它具有极高的输入阻抗（典型值为 $10^{10} \Omega$ 数量级）。如此高的输入阻抗意味着 JFET 不汲取或极少汲取电流（低于 μA 数量级），因而对与其栅极相连的元件或电路的影响很小，甚至没有影响——既没有从控制电路中汲取电流，也没有不希望的电流流入控制电路。结型场效应管的这种对电流的控制能力和极高的输入阻抗使它在许多电路中得到了应用，如双向模拟开关、放大器的输入级、简单双端电流源、放大电路、振荡电路、电子增益可控逻辑开关、音频混合电路等。

结型场效应管的工作原理

N 沟道 JFET 由一片两侧各附有一个 P 型硅“泵”的 N 沟道硅组成。栅极引脚与 P 型泵相连，漏极与源极引脚分别与 N 型沟道的两端相连（见图 4.47）。

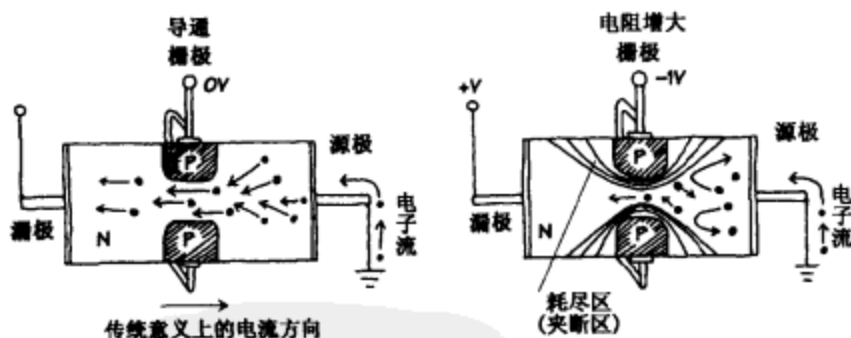


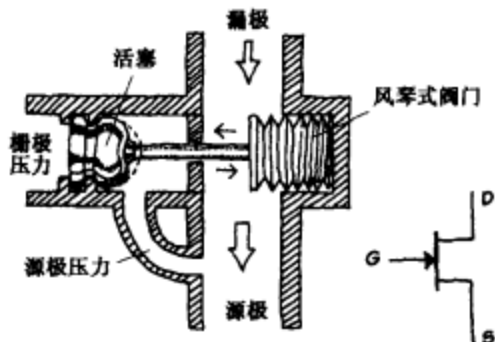
图 4.47

当 N 型沟道结型场效应管的栅极未加电压时，电流自由地通过中心的 N 型沟道——电子通过一个 N 沟道是没有问题的，已有许多负电荷载流子正在那里等着帮助它们出去。但如果在栅极相对于源极施加一个负电压，在两个 P 型泵与 N 沟道硅之间形成了两个反向偏置的区域（一个在上面的 P 型泵旁，另一个在下面的 P 型泵旁）。这种反向偏置的区域形成了两个向 N 沟道扩展的耗尽层。栅极电压越负，耗尽层就越宽，使得电子通过沟道就越困难。P 沟道结型场效应管情况正好相反。即用正栅极电压代替负电压，用 P 型沟道半导体代替 N 型沟道半导体，其两侧的 P 型半导体泵也用 N 型半导体泵代替，用正电荷载流子（空穴）来取代负电荷载流子（电子）。

结型场效应管的水模拟装置

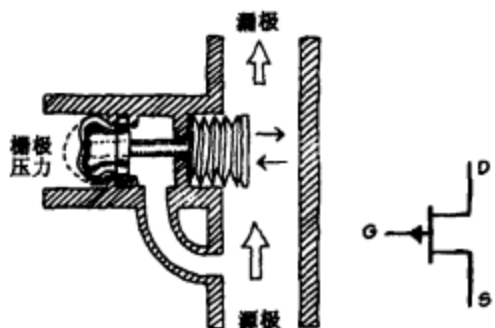
图 4.48 是 N 型沟道和 P 型沟道结型场效应管的水模拟装置，假定用水流来代表电流，水压来代表电压。

N 沟道 JFET 水模拟装置



N 沟道 JFET 水模拟装置的栅极和源极之间无水压时，本装置处于充分导通状态，水可以从漏极管道流向源极管道。为了说明真实的 JFET 的高输入阻抗，模拟装置用了一个活塞机械装置与一个可拉伸的水阀门相连（活塞用来阻止水流从栅极进入漏、源通道，而水压可以控制水阀门的拉伸状态）。当 N 沟道 JFET 模型的栅极水压比源极管道水压低时，活塞将被水压强迫向左边压缩，从而拉动手风琴状的水阀门挡在漏极与源极之间的通道上使得水流减少。

P 沟道 JFET 水模拟装置



P 沟道 JFET 的水模拟装置与 N 沟道的相似，只要将所有的水流方向与水压方向相反即可。在对栅极施加比源极水压更高的水压之前，P 沟道 JFET 模型的源漏之间是充分导通的。栅极施加高水压后，高水压强迫手风琴状的水阀门向右挡在源漏通道上，从而使源极流向漏极的水流减少。

图 4.48

结型场效应管的技术参数

图 4.49 说明了一个典型的 N 沟道 JFET 是如何工作的。准确地说，本图描述了漏极电流 (I_D) 是如何受栅源电压 (V_{GS}) 和漏源电压 (V_{DS}) 的控制的。P 沟道 JFET 的图示与 N 沟道的图相似，只是 I_D 的减少是由于 V_{GS} 的增大引起的。 V_{GS} 是正电压而 V_{DS} 是负电压。

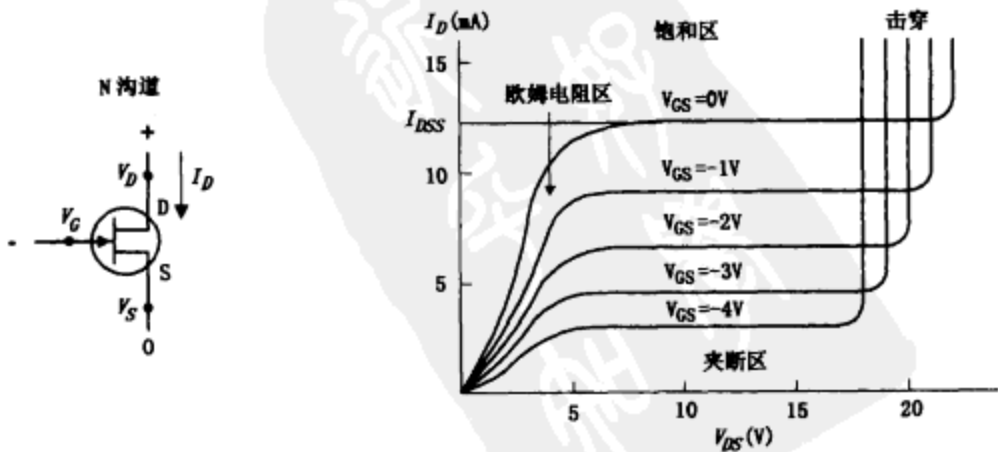


图 4.49

当栅极电压 V_G 与源极电压 V_S 相等 ($V_{GS} = V_G - V_S = 0V$) 时，JFET 中流过的电流达到最大值，在专业上该电流被叫作零偏置漏极饱和电流或 I_{DSS} 。 I_{DSS} 是一个常量，不同的结型

场效应管， I_{DSS} 不同。现在来看漏极电流 I_D 随漏源电压 ($V_{DS} = V_D - V_S$) 的变化情况。当 V_{DS} 很小时，漏极电流 I_D 随 V_{DS} 的变化几乎是线性的 (见特性曲线图上 V_{GS} 固定的曲线)。在图中出现这种情况的区域叫作线性区或欧姆电阻区。在该区域中，JFET 的性能就像是一个电压控制可变电阻器。

现在请注意图中的水平线区域，该区域称作工作区，在此区域，栅源电压 V_{GS} 对漏极电流 I_D 的影响很大，但漏源电压 V_{DS} 对 I_D 几乎没有影响 (可从上下曲线中表示的 I_D 随 V_{GS} 和 V_{DS} 的变化中可看到这一点)。

另一点要注意的是使 JFET 截止的 V_{GS} 值 (使元件中无电流通过时曲线上的对应点)，该值叫作夹断电压 V_P (也叫截止电压 $V_{GS,off}$)。

沿着特性曲线移动，可看到当 V_{DS} 增加到某一点位置时， I_D 突然剧增。在该点由于施加到漏极和源极的电压 V_{DS} 太高，使得 JFET 失去了对电流的抵抗能力。用 JFET 的专业语言来说这种效应称为漏源击穿。漏源击穿电压可用 BV_{DS} 表示。

对典型结型场效应管来说， I_{DSS} 的数量级为 $1mA \sim 1A$ ，n 沟道 JFET 的 V_P 的范围为 $-0.5 \sim -10V$ (P 沟道 JFET 为 $+0.5 \sim 10V$)， BV_{DS} 的范围为 $6 \sim 50V$ 。

与双极型晶体管相似，JFET 具有沟道阻抗，其大小随漏极电流和温度而变化。阻抗的倒数称为跨导 g_m ，JFET 的典型跨导值约为几千西。JFET 的另一个内部参数是导通阻抗，记作 $R_{DS,on}$ ，它代表 JFET 在导通时 ($V_{GS} = 0$) 时的内部电阻。JFET 的 $R_{DS,on}$ 可在特性表中查到，其典型值为 $10 \sim 1000\Omega$ 。

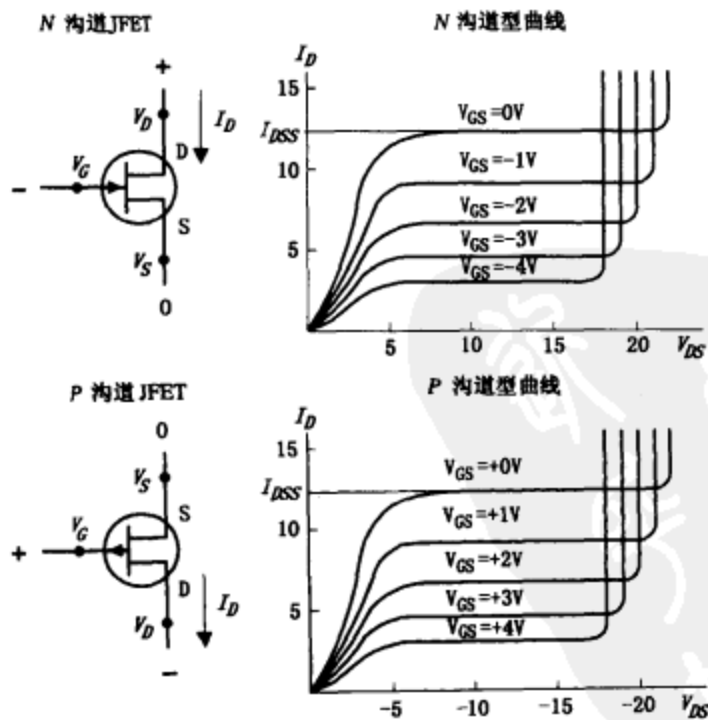


图 4.50

漏极电流
(欧姆电阻区)

$$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \frac{V_{DS}}{-V_P} - \left(\frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2 \right]$$

结型场效应管的一些有用的公式

电阻区 JFET 开始具有电阻性，其作用相当于一个可变电阻器。

饱和区 受栅源电压影响最大，几乎不受漏源电压的影响。

夹断电压 (V_P) 使 JFET 处于开路状态的栅源电压 (沟道电阻处于最大值)。

击穿电压 (BV_{DS}) 加在漏极与源极之间，使漏源沟道被击穿的电压。

零偏置漏极电流 (I_{DSS}) 当栅极电压为零 (或栅极与源极相连， $V_{GS} = 0$) 时的漏极电流。

跨导 (g_m) 当漏源电压 V_{DS} 为某一固定值时漏极电流相对于栅极电压的变化率。它与双极型三极管的跨导 ($1/r_e$) 相似。

N 沟道结型场效应管的 V_P 是负值。
P 沟道结型场效应管的 V_P 是正值。

漏极电流
(工作区)

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

漏源电阻

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{i_D} = \frac{V_P}{2I_{DSS} (V_{GS} - V_P)} = \frac{1}{g_m}$$

导通电阻

$$R_{DS(on)} = \text{常数}$$

漏源电压

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

跨导

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{DS}} = \frac{1}{R_{DS}}$$

$$= g_{m0} \frac{(1 - \frac{V_{GS}}{V_P})}{V_P} = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

栅源短路跨导

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P}$$

V_P , I_{DSS} 为已知值 (它们的值可在有关数据表或手册中查到)。

结型场效应管典型值

$$I_{DSS}: 1\text{mA} \sim 1\text{A}$$

$$V_P: -0.5 \sim -10\text{V} \text{ (n沟道)}$$

$$0.5 \sim 10\text{V} \text{ (p沟道)}$$

$$R_{DS(on)}: 10 \sim 1000\Omega$$

$$BV_{DS}: 6 \sim 50\text{V}$$

$$g_m: 1\text{mA 时}, 500 \sim 3000\mu\text{S}$$

例题

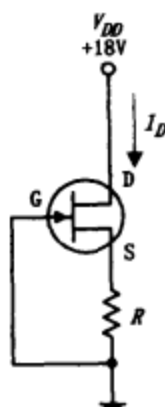


图 4.51

例1 在图 4.51 中, 一个 N 沟道 JFET 的 $I_{DSS} = 8\text{mA}$, $V_P = -4\text{V}$, $R = 1\text{k}\Omega$, $V_{DD} = +18\text{V}$, 假定 JFET 处于工作区, 问: 漏极电流 I_D 是多少?

解: 在工作区, 漏极电流可由下式表示:

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

$$= 8\text{mA} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-4\text{V}}\right)^2 = 8\text{mA} \left(1 + \frac{V_{GS}}{2} + \frac{V_{GS}^2}{16}\right)$$

这里只有一个方程式, 却有两个未知数, 因而必须再列出第二个方程式来。首先, 因栅极接地, 可以假定栅极为 0V, 即:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0\text{V} - V_S = -V_S$$

由此, 你可为漏极电流列出第二个方程式, 利用欧姆定律并令 $I_D = I_S$ 得:

$$I_D = \frac{V_S}{R} = -\frac{V_{GS}}{R} = \frac{-V_{GS}}{1\text{k}\Omega}$$

与上面方程式联立可得:

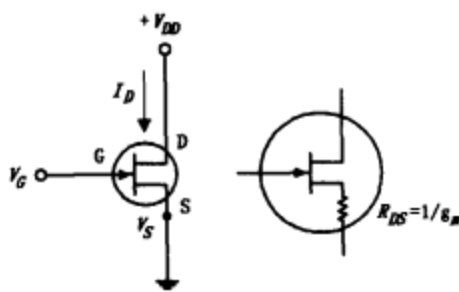
$$-\frac{V_{GS}}{1\text{k}\Omega} = 8\text{mA} \left(1 + \frac{V_{GS}}{2} + \frac{V_{GS}^2}{16}\right)$$

简化后得:

$$V_{GS}^2 + 10V_{GS} + 16 = 0$$

解得结果为 $V_{GS} = -2\text{V}$ 和 $V_{GS} = -8\text{V}$ 。但在工作区, V_{GS} 必须在 -4V 和 0V 之间。所以 $V_{GS} = -2\text{V}$ 是正解, -8V 应舍去。现在将 V_{GS} 值代入 I_D 方程式中的一个, 可得:

$$I_D = -\frac{V_{GS}}{R} = \frac{2\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 2\text{mA}$$



注意: $\frac{1}{\Omega} = \text{S}$
图 4.52

例2 在图 4.52 中, 设 $V_{GS} = -2\text{V}$ 和 $V_{DS} = +1\text{V}$, 且假定 JFET 处于工作区。如果 $V_P = -4\text{V}$, $I_{DSS} = 12\text{mA}$, 求 I_D , g_m 和 R_{DS} 。

解: 当 $V_{GS} = -2\text{V}$ 时, 有:

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

$$= 12\text{mA} \left[1 - \frac{(-2\text{V})}{(-4\text{V})}\right]^2 = 3.0\text{mA}$$

欲求 g_m , 先求 g_{m0} (栅极短路跨导)

$$g_{m0} = \frac{-2I_{DSS}}{V_p} = \frac{-2(12\text{mA})}{(-4\text{V})} = 0.006 \frac{1}{\Omega} = 6000\mu\text{S}$$

于是可求得 g_m 为：

$$g_m = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = (0.006) \sqrt{\frac{3.0}{12.0}} = 0.003 \frac{1}{\Omega} = 3000\mu\text{S}$$

漏源电阻 R_{DS} 可用下式求得：

$$R_{DS} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.003} = 333\Omega$$

当 $V_{GS} = +1$ 时，运用上面的公式可得：

$$I_D = 15.6\text{mA}, g_m = 7500\mu\text{S}, R_{DS} = 133\Omega.$$

结型场效应管的基本应用

调光器

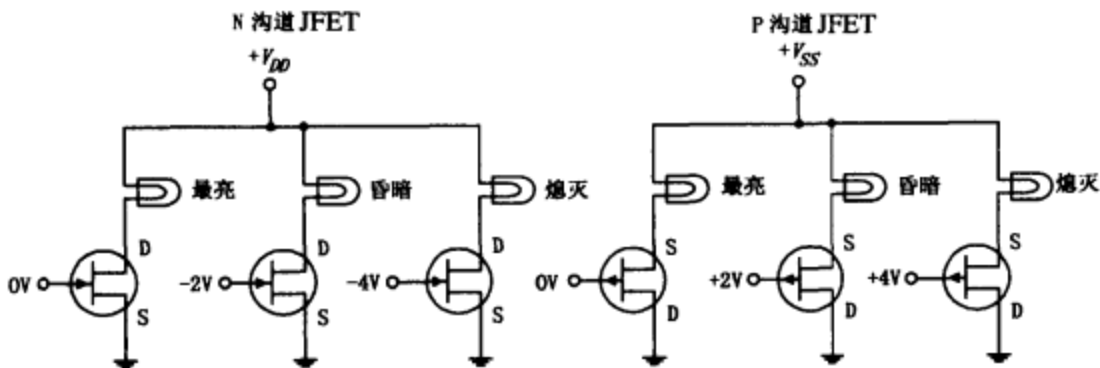


图 4.53

图 4.53 中的两个电路显示了怎样用 JFET 来制作电压控制电灯调光器。在 N 沟道型电路中，栅极电压越负，漏源电阻越大，流过电灯的电流越小。在 P 沟道型电路中，栅极电压越正，漏源电阻越大，流过电灯的电流越小。

基本电流源和基本放大器

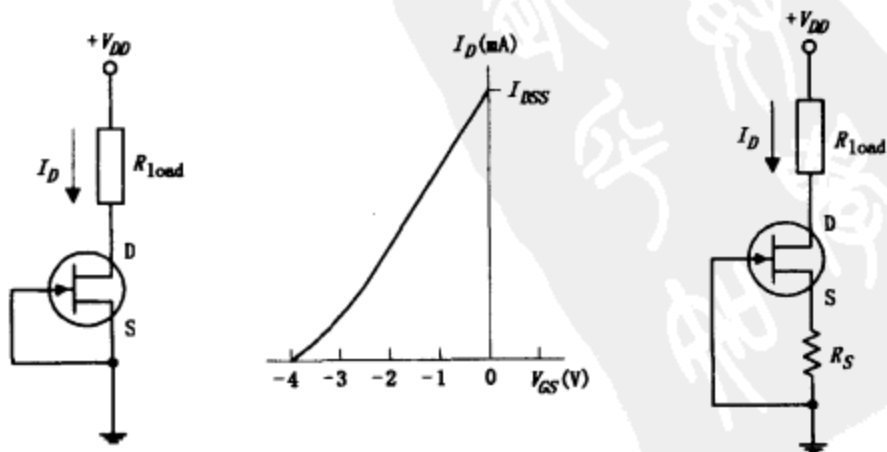


图 4.54

将源极与栅极短接（称为自给偏压），可组成一个简单的电流源，如图 4.54 左边的电路所示。即 $V_{GS} = V_G - V_S = 0V$ 。此时漏极电流只是简单地等于 I_{DSS} 。此电路一个明显的缺点是事先并不知道 JFET 的 I_{DSS} 是多少（每个 JFET 的 I_{DSS} 是不相同的）。另外，该电流源也不能调节。但如果你在源极与地之间接一个电阻器 R_S ，如右边的电路所示，电流就可以调节了。使 R_S 增大， I_D 就减小，反之亦然（见例 2）。除了电流可调节之外，当 V_{DS} 改变时，本电路 I_D 的变化量也比左边的电路少。用这种简单的方法制作的 JFET 电流源的稳定性不如一个优良的晶体管电流源。

源极跟随器

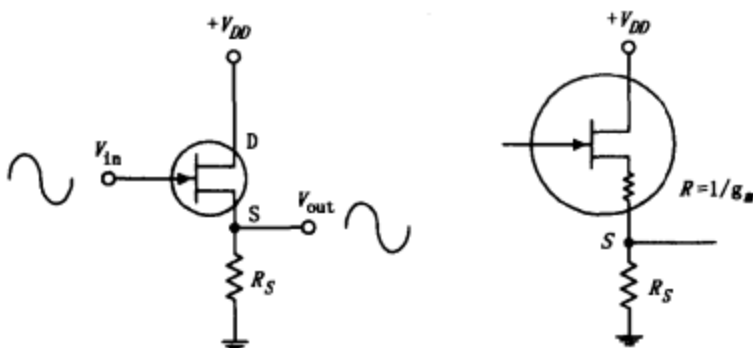


图 4.55

图 4.55 所示电路为源极跟随器，与双极型晶体管的射极跟随器相似，它具有电流放大能力而不能进行电压放大。输出信号振幅可由欧姆定律求得： $V_S = R_S I_D$ ，其中 $I_D = g_m V_{GS} = g_m (V_G - V_S)$ 。由此式可得

$$V_S = \frac{R_S g_m}{1 + R_S g_m} V_G$$

因为 $V_S = V_{out}$ 及 $V_G = V_{in}$ ，所以放大量即为 $\frac{R_S g_m}{1 + R_S g_m}$ 。输出阻抗如例 2 所示，为 $\frac{1}{g_m}$ 。

与射极跟随器不同的是，源极跟随器的输入阻抗极高，所以几乎不取输入电流。同时 JFET 的跨导比双极型晶体管的小，因而输出也比双极型晶体管小，这意味着你可将 $\frac{1}{g_m}$ 项看作是漏源通道中的一个小电阻（见右边电路）。另外，当外加信号使漏极电流变化时， g_m 也将变化，从而使输出阻抗也变化，结果导致输出失真。这种跟随电路的另一个问题是 V_{GS} 的受控性较差，因而它的直流偏移量无法预知。

改进型源极跟随器

前例的源极跟随器线性较差并且具有不可预知的直流偏移量，然而采用图 4.56 中的任何一个电路都可以消除这些问题。在左端的电路中，用一个双极型晶体管电流源代替源极电阻，双极型电流源的作用是稳定 V_{GS} 的大小，使之成为常量，以消除非线性失真。调节 R_1 可设定直流偏移量（ R_2 的作用如图 4.55 中的 R_S ，决定电路的放大量）。右端电路用一个 JFET 电流源来取代双极型电流源。与双极型电流源不同，该电路不需调节且具有更稳定的温度特性。电路中的两个 JFET 为匹配管（匹配管被封装成单个

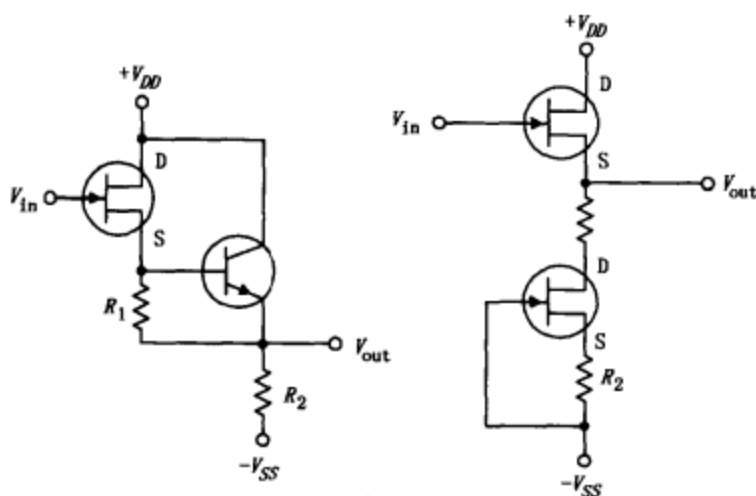
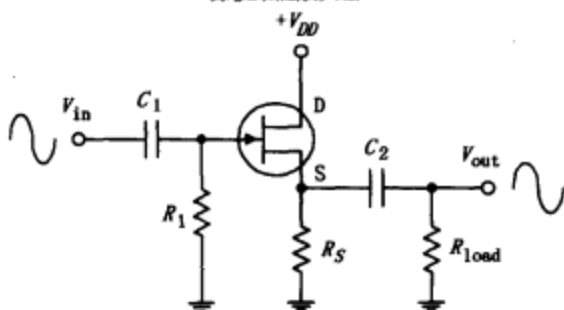


图 4.56

器件形式)。下面的 JFET 通过电流的多少由满足 $V_{GS} = 0$ (栅极短路) 的条件决定, 即两个 JFET 的 V_{GS} 都为零, 使上面的 JFET 组成一个直流偏移量为零的跟随器。又由于下方的 JFET 对上方的 JFET 直接响应, 任何温度变化都将得到补偿。当 R_1 和 R_2 取等值时, $V_{out} = V_{in}$ 。 R_1 和 R_2 使电路中 I_D 的线性改善, 使你可以将漏极电流设置成 I_{DSS} 以外的值并改进线性。在应用方面, JFET 跟随器常用来作为放大电路、测试仪器的输入级或用于其他与低阻抗的源极相连接的设备中。

结型场效应管放大器

源极跟随放大器



回顾一下前述的三极管射极跟随器和三极管共发射极放大器, 图 4.57 所示为两个由 JFET 管组成的相似电路, 分别叫做源极跟随器和共源放大器 (源极跟随放大器有电流增益, 共源放大器具有电压增益)。通过建立相应的方程式并解方程, 可求得放大器的放大倍数为:

$$\text{增益} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_S}{R_S + 1/g_m} \quad (\text{源极跟随器})$$

$$\text{增益} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m \frac{R_D R_L}{R_D + R_L} \quad (\text{共源放大器})$$

其中, 跨导由下式给出

$$g_m = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}, \quad g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_p}$$

与双极型三极管放大器一样, 电路中电阻被用来设置栅极电压和设置静态电流, 而电容器则是起交流耦合和高通滤波的作用。注意, 两种 JFET 放大器都只需要一个自给偏压电阻。

共源极放大器

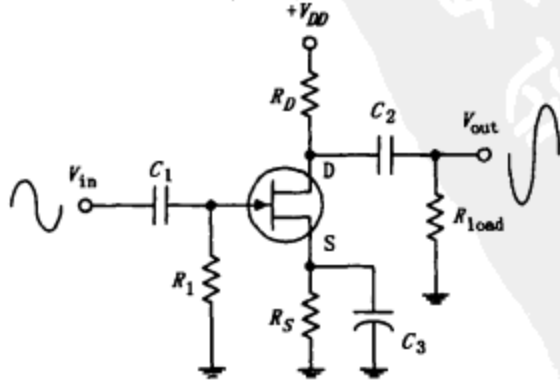


图 4.57

现在, 在这里要提出一个重要问题, 为什么要让场效应管放大电路设置在双极型放大电路的前面? 答案是 JFET 具有高输入阻抗和极少汲取输入电流的特点。如果不需要很高的输入阻抗, 那么最好还是采用简单的双极型晶体管放大器或运算放大器。事实上, 双极型放大器的非线性失真问题较少, 与 JFET 放大器相比, 它们的增益也较高。在电流相同的条件下, JFET 的跨导也低于双极型晶体管, 两者的差别可能大至 100 倍。或者反过来说, JFET 管放大器的放大倍数显得很小。

电压控制可变电阻

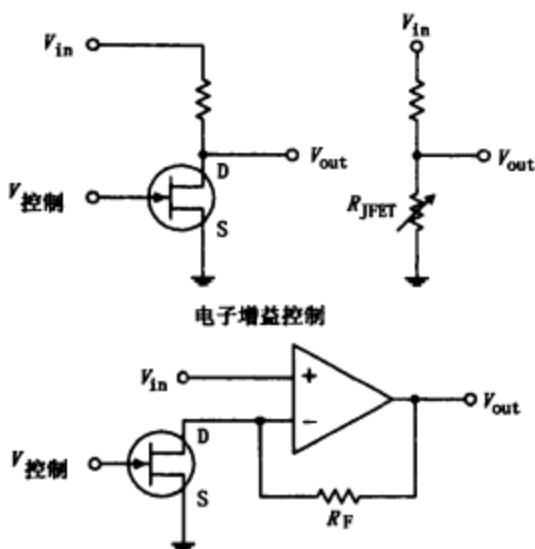


图 4.58

根据前图所示, 你已明白如果 V_{DS} 降到足够低时, JFET 将工作在线性区 (电阻区)。在这个区域, 当 V_{DS} 小于 $V_{GS} - V_P$ 时, I_D 与 V_{DS} 的关系曲线几乎为直线。这表明, 当两引脚之间为小信号时, JFET 的特点就像是一个电压控制的可变电阻器。例如取一个电阻分压电路并将其中一个电阻用 JFET 代替, 就得到了一个电压控制可变电阻器了, 如图 4.58 所示。在此电路中, JFET 的作用就像是一个常规电阻器, 电阻值的大小与不同的 JFET 有关, 并与栅极电压超过 V_P 的值的多少大致成比例。这使 JFET 成为有效的线性电阻, 重要的是要限制 V_{DS} 的大小, 使其小到与 V_P 相当, 同时还要让 V_{GS} 低于 V_P 。JFET 的

这种使用方式在下列电路中常见到, 如电子增益可控放大器、电子衰减器、电子可变滤波器和振荡器振幅控制电路等。图 4.58 给出了一种简单的电子增益控制电路, 电压增益等于 $1 + R_F/R_{DS(on)}$ 。其中 R_{DS} 是漏源沟道电阻。如果 $R_F = 29\text{k}\Omega$, $R_{DS(on)} = 1\text{k}\Omega$, 则最大增益为 30。当 V_{GS} 趋于 V_P 时, R_{DS} 将变得很大, 使 $R_{DS} \gg R_F$, 增益变得很小而接近于 1。可见, 该电路的增益变化范围约为 30~1。

结型场效应管的几个使用要点

JFET 可分为如下几种: 小信号和开关 JFET、高频 JFET、匹配对管等。小信号和开关 JFET 常用于高阻信号源与放大器或其他设备如示波器之间的耦合。这些器件也常用于制作控制开关。高频 JFET 主要用于放大高频信号 (在 RF 范围) 或作高频开关。匹配对管是将两个性能匹配的 JFET 管封装成一体, 如前所见, 它可用来改进源极跟随器的性能。JFET 的封装类型见图 4.59。



图 4.59

与双极型晶体管一样, 过大的电流和过高的电压将使 JFET 管损坏, 所以在应用时必须确信不超过最大额定电流和击穿电压。表 4.2 是几种 JFET 管的规格性能, 使你了解在需要时应挑选什么型号的 JFET 管。

表 4.2 JFET 管规格性能表节选

型号	极性	BV_{GS} (V)	I_{DSS}		V_p		g_m 典型值 (μS)	C_{iss} (pF)	C_{rss} (pF)
			MIN (mA)	MAX (mA)	MIN (V)	MAX (V)			
2N5457	N 沟道	25	1	5	-0.5	-6	3000	7	3
2N5460	P 沟道	40	1	5	1	6	3000	7	2
2N5045	匹配对管 n 沟道	50	0.5	8	-0.5	-4.5	3500	6	2

结型场效应管的应用

继电器驱动电路

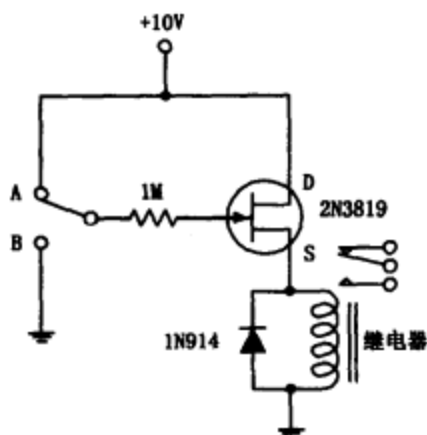


图 4.60

本图中用一个 N 沟道 JFET 作继电器开关。当开关处于 A 位置时，JFET 导通，电流经 JFET 的漏极和源极流过继电器线圈，使继电器开关处于一种状态；当开关掷于 B 位置时，负压（相对于源极）作用于栅极，使得流过继电器线圈的电流被 JFET 的切断，从而迫使继电器改变开关状态。

音频混合器/放大器

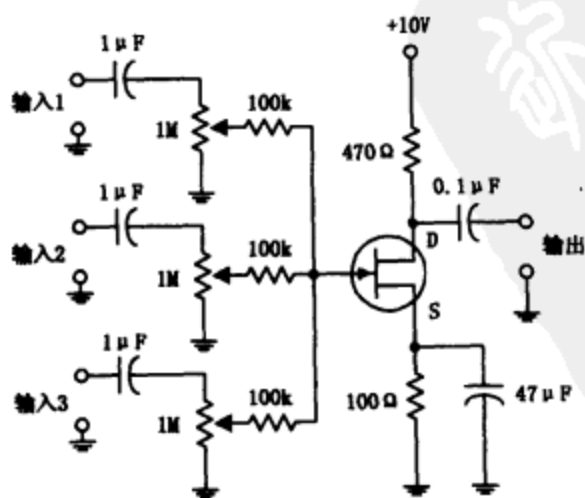


图 4.61

本电路图中，JFET 管共源极放大电路将来自几个不同信号源的信号混合。这些信号源为话筒、前置放大器等。所有输入信号都经交流耦合电容器耦合并滤波。JFET 管的放大量由源极和漏极电阻器设定，1MΩ 电位器用来调节各路输入信号的大小。

场强仪

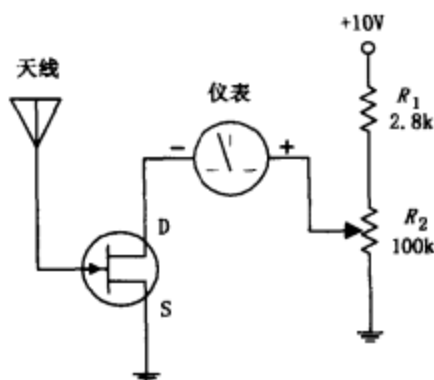


图 4.62

本电路用一个 JFET 管组成了一个简单的静电检测仪。当天线（只是一根导线）靠近一个带电物体时，根据物体是带正电还是带负电，天线上的电子将会受到吸引或排斥力的作用，使它们被拉远离或被推向栅极。电子位置的变动产生了栅极电压，电压的大小正比于物体带电量的多少，极性取决于物体是带正电还是带负电。于是 JFET 将允许或阻碍电流通过它的漏源通道，使得表针偏转。图中 R_1 用于保护电表， R_2 用来校准电表。

4.3.4 金属氧化物半导体场效应晶体管

金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET 或 MOS 管）与 JFET 有些类似，例如在它的栅极施加一个小电压，就能改变它的漏源极电流。与 JFET 不同的是，MOS 管具有更大的输入阻抗（ $\geq 10^{14} \Omega$ ，JFET 为 $10^{10} \Omega$ ），即它几乎不汲取栅极电流。使它具有如此高的输入阻抗的原因是因为在它的栅极与漏、源沟道之间有一层二氧化硅绝缘层。增加了输入阻抗的代价是在栅极与沟道间形成了很小的电容（几 pF）。在用手拿着某些型号的 MOS 管的时候，可能会在其栅极电容上聚集大量静电荷，导致栅极击穿而损坏 MOS 管。（一些型号的 MOS 管设计有保护电路以避免击穿，但不是所有的都这样。）

图 4.63 所示是两种主要的 MOS 管，即增强型 MOS 管和耗尽型 MOS 管。

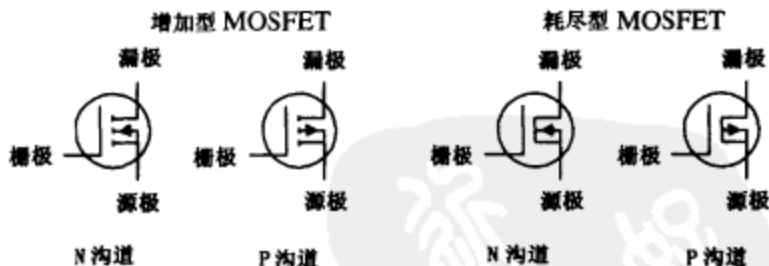


图 4.63

耗尽型 MOS 管在栅极与源极之间无电压差时（ $V_{GS} = V_G - V_S = 0V$ ），处于导通状态（漏源电流最大）。但在其栅极施加电压时，漏极与源极之间的电阻增大，与 JFET 管相似。增强型 MOS 管在 $V_{GS} = 0V$ 时处于关断状态（漏源电流最小），而当在其栅极施加电压时漏源电阻降低。无论增强型 MOS 管还是耗尽型 MOS 管都可分为 N 沟道型和 P 沟道型两种。对 N 沟道耗尽型 MOS 管来说，负栅极电压（ $V_G < V_S$ ）使漏源电阻增大；反之，对 P 沟道耗尽型 MOS 管来说，正栅源电压（ $V_G > V_S$ ）使沟道电阻增大。对 N 沟道增强型 MOS 管来说，正栅源电压（ $V_G > V_S$ ）使漏源电阻减少；反之，对 P 沟道增强型 MOS 管，负栅源电压（ $V_G < V_S$ ）使沟道电阻减少。

现在，MOS 管可能是应用得最广泛的晶体管了。它几乎不汲取输入电流，制作容易（所需材料更少），可将体积做得极小，耗能也很低。在应用方面，MOS 管常应用于需超高

输入阻抗的放大电路、电压控制可变电阻器电路、开关电路和大规模数字集成电路等。

与 JFET 管一样，MOS 管与双极型晶体管相比，跨导很小。如果应用于放大电路，电路的放大倍数将很小。所以除非是需要具有高输入阻抗和低输入电流特性，很少看到 MOS 管应用于简单的放大电路。

MOS 管的工作原理

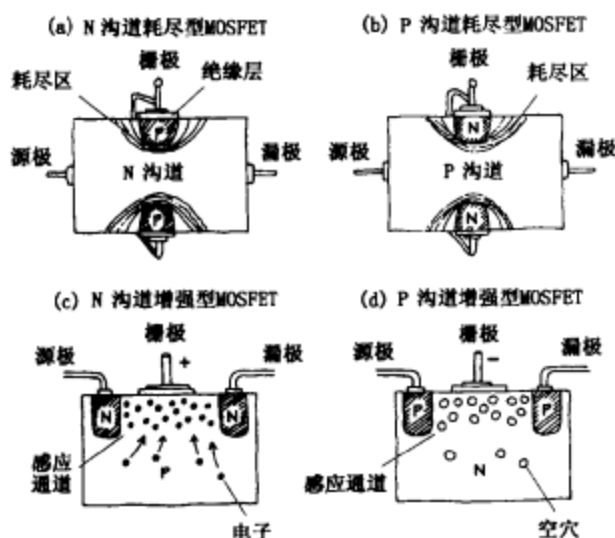


图 4.64

无论是耗尽型 MOS 管还是增强型 MOS 管，它们都是利用栅极电压激发的电场来改变通过漏源沟道的电荷载流子电流。对耗尽型 MOS 管来说，漏源沟道本身具有导电性能，在 N 型和 P 型沟道中已存在电荷载流子如电子（N 型沟道）和空穴（P 型沟道）。如果负栅源电压作用于 N 沟道耗尽型 MOS 管，产生的电场将压缩通过沟道的电子流（见图 4.64a）。如果正栅源电压作用于 P 沟道耗尽型 MOS 管，它将会压缩通过沟道的空穴流（见图 4.64b）。（压缩的作用来自上下相连的栅极附近形成的耗尽区。）增强型 MOS 管与耗尽型 MOS 管不同，其沟道本身电阻很大，沟道中电荷载流子极少。当正的栅源电压作用于 N 沟道增强型 MOS 管时，P 型半导体中的电子向沟道中迁移，使沟道导电性能增强（见图 4.64c）。对 P 沟道增强型 MOS 管，施加负栅源电压时，它将吸引空穴进入沟道从而增强了沟道导电性能（见图 4.64d）。

MOS 管的基本应用

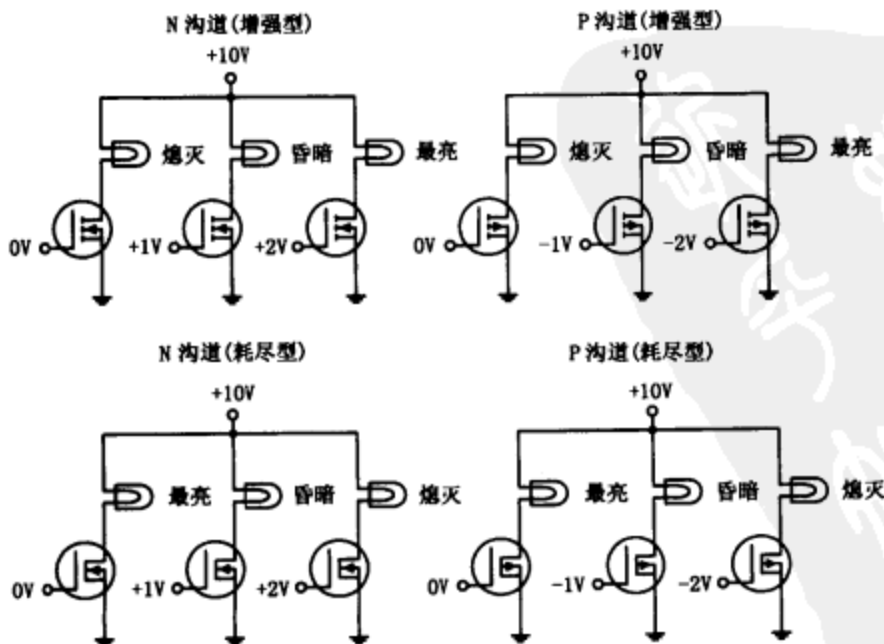


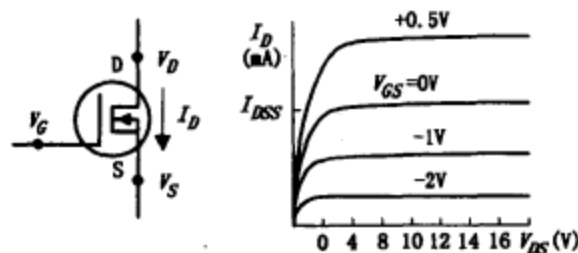
图 4.65

本电路显示了怎样用 MOS 管来控制流过灯泡电流的大小。改变电路中某一 MOS 管的栅极电压就可对其漏极的灯泡进行调光。

MOS管的有关理论

理论上,除非是需要极高的输入阻抗的情况,都可以把耗尽型MOS管看作与JFET管一样。下面的图示、定义和公式总结了该理论。

N沟道耗尽型MOS管



P沟道耗尽型MOS管

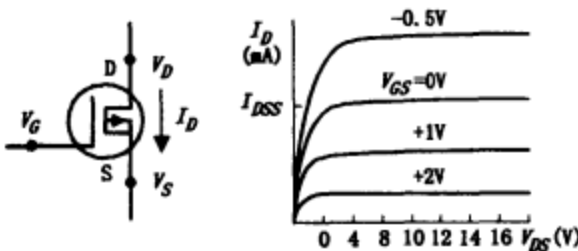


图 4.65

欧姆电阻区 MOS管刚开始有电阻。在这个区域, MOS管的作用就像是一个电阻器。

工作区 MOS管受栅源电压 V_{GS} 的影响最强,但几乎不受漏源电压 V_{DS} 的影响。

夹断电压 V_P 也常称为截止电压 $V_{GS,OFF}$,指使 MOS管切断漏源电流的栅源电压。

击穿电压 BV_{DS} 使 MOS管的沟道击穿的漏源电压。

零偏置漏极电流 I_{DSS} 栅源电压为零时(或栅极与源极短路时)的漏极电流。

跨导 g_m 漏源电压为一固定值 V_{DS} 时,漏极电流对栅源电压的变化率。与双极型晶体管的跨导 ($1/R_{\pi}$) 相似。

耗尽型 MOS管常用公式

漏极电流 (欧姆电阻区)	$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \frac{V_{DS}}{-V_{PS}} - \left(\frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \right]$
漏极电流 (工作区)	$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$
漏源电阻	$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{V_P}{2I_{DSS} (V_{GS} - V_P)} = \frac{1}{g_m}$
导通电阻	$R_{DS,ON} = \text{常数}$
漏源电压	$V_{DS} = V_D - V_S$
跨导	$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Big _{V_{DS}=\text{常数}} = \frac{1}{R_{DS}}$ $= g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$
栅极短路 跨导	$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P}$

N沟道MOS管的 V_P 为负。
P沟道MOS管的 V_P 为正。

V_P 和 I_{DSS} 一般为已知数(可在有关数据表中或在元件包装中查到)。

MOS管典型值:

I_{DSS} : 1mA~1A
 V_P : -0.5~-10V (N沟道)
 $R_{DS,ON}$: 10~100Ω
 BV_{DS} : 6~50V
 g_m (1mA时): 500~3000μS

增强型 MOS 管技术参数和公式

要能预知增强型 MOS 管的运行情况，还需掌握一些新的概念和公式。以下是有关理论的总结。

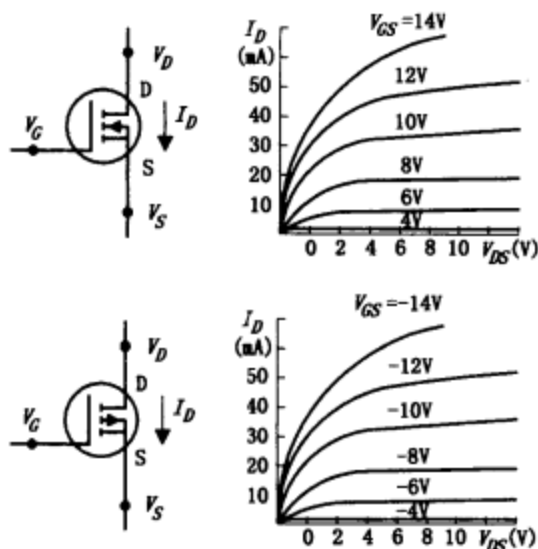


图 4.67

欧姆电阻区 MOS 管刚开始导通，其作用就像可变电阻器。

工作区 MOS 管受栅源电压 V_{GS} 的影响最大，几乎不受漏源电压 V_{DS} 的影响。

开启电压 ($V_{GS,th}$) 使 MOS 管刚开始导通的栅源电压。

击穿电压 (BV_{DS}) 作用于漏极与源极两端，使沟道被击穿的漏源电压。

定偏置漏极电流 ($I_{D,on}$) 在一定的偏置 V_{GS} 下的漏极电流。可在有关数据表中查到。

跨导 (g_m) 在漏极电压为固定值时，漏极电流对栅源电压的变化率，与双极型晶体管的跨导 ($1/R_c$) 相似。

漏极电流 (欧姆电阻区) $I_D = k [2 (V_{GS} - V_{GS,th}) V_{DS} - 1/2 V_{DS}^2]$

漏极电流 (工作区) $I_D = k (V_{GS} - V_{GS,th})^2$

结构因数 $k = \frac{I_D}{(V_{GS,on} - V_{GS,th})^2}$
 $= \frac{I_{D,on}}{(V_{GS,on} - V_{GS,th})^2}$

跨导 $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} |_{V_{DS} = \text{常数}} = \frac{1}{R_{DS}}$
 $= 2k (V_{GS} - V_{GS,th}) = 2 \sqrt{k I_D}$
 $= g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{D0}}}$

漏源电阻 $R_{DS1} = \frac{1}{g_m}$
 $R_{DS2} = \frac{V_{G1} - V_{GS,th}}{V_{G2} - V_{GS,th}} R_{DS1}$

参数 k 与晶体管沟道的宽度与长度的比值成正比并与温度有关。可用左边的参数方程求得。

N 沟道增强型 MOS 管的 $V_{GS,th}$ 是正值。
 P 沟道增强型 MOS 管的 $V_{GS,th}$ 是负值。

典型值
 $I_{D,on} : 1\text{mA} \sim 1\text{A}$
 $R_{DS(on)} : 1\Omega \sim 10\text{k}\Omega$
 $V_P : 0.5 \sim 10\text{V}$
 $BV_{DS(off)} : 6 \sim 50\text{V}$
 $BV_{GS(off)} : 6 \sim 50\text{V}$

在特定的 I_D 下， $V_{GS,th}$ 、 $I_{D,on}$ 、 g_m 可在有关数据表中查到。

R_{DS1} 是在给定栅极电压 V_{G1} 时的已知值。
 R_{DS2} 是在另一个栅极电压 V_{G2} 时的计算值。

例题

例 1 图 4.68 电路中， $V_{GS} = -2\text{V}$ 和 $V_{GS} = 1\text{V}$ 。

N 沟道耗尽型 MOS 管处于工作区， $I_{DSS} = 10\text{mA}$ ， $V_P = -4\text{V}$ 。求 I_D 、 g_m 和 R_{DS} 。

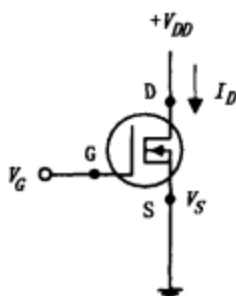


图 4.68

解 当 $V_{GS} = -2\text{V}$ 时, 用下式:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 10\text{mA} \left[1 - \frac{(-2\text{V})}{-4\text{V}}\right]^2 = 2.5\text{mA}$$

要求 g_m , 应先求出 g_{m0}

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P} = -\frac{2(10\text{mA})}{-4\text{V}} = 5000\mu\text{S}$$

将 g_{m0} 代入下式, 可得

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5000\mu\text{S} \left(1 - \frac{-2\text{V}}{-4\text{V}}\right) = 2500\mu\text{S}$$

漏源电阻 $R_{DS} = 1/g_m = 400\Omega$.

在 $V_{GS} = +1\text{V}$ 时按同样的方法可得 $I_D = 15.6\text{mA}$ 、 $g_m = 6250\mu\text{S}$ 及 $R_{DS} = 160\Omega$.

例 2 图 4.69 电路中, N 沟道增强型 MOS 管处于工作区, $V_{GS,th} = +2\text{V}$, $I_D = 12\text{mA}$ 。当 $V_{GS} = +4\text{V}$ 时, 求因数 k 和 R_{DS} 。

在工作区, I_D 与 k 的关系可用下式表示:

$$I_D = k (V_{GS} - V_{GS,th})^2$$

整理上式, 并将已知数代入, 得:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_{GS,th})^2} = \frac{12\text{mA}}{(4\text{V} - 2\text{V})^2} = 0.003\text{S/V} = 3000\mu\text{S/V}$$

再由下式求 g_m :

$$g_m = 2k (V_{GS} - V_{GS,th}) = 2\sqrt{kI_D} \\ = 2\sqrt{(3000\mu\text{S/V})(12\text{mA})} = 0.012\text{S} = 12000\mu\text{S}$$

可求得漏源电阻 $R_{DS} = 1/g_m = 83\Omega$ 。

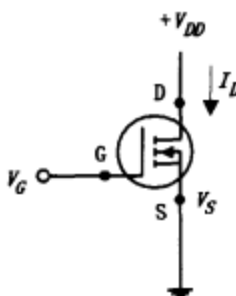


图 4.69

例 3 在图 4.70 的 N 沟道耗尽型 MOS 管电路中, $I_{DSS} = 10\text{mA}$, $V_P = -4\text{V}$, $R_D = 1\text{k}\Omega$, $V_{DD} = +20\text{V}$ 。求 V_D 和放大倍数 V_{out}/V_{in} 。

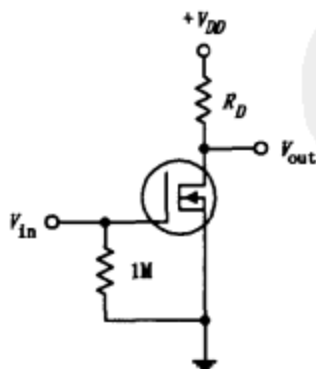


图 4.70

解 利用欧姆定律和基尔霍夫定律, 可得下面表达式

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D R_D$$

$$V_{DD} = V_D + I_D R_D$$

后一个表达式考虑了源极接地。(注意 $1\text{M}\Omega$ 的电阻, 它是自偏压电阻, 并用于补偿漏电流和其他导致 MOS 管不稳定的因素, 以稳定 MOS 管的工作。该电阻上的电压降可忽略, 因为栅极漏电流很小, 为 nA 或 pA 数量级。) 现在假定无输入电压, 则可认为 $I_D = I_{DSS}$, 即可得

$$V_D = V_{DD} - I_{DSS} R_D = 20\text{V} - (10\text{mA})(1\text{k}\Omega) = 10\text{V}$$

再用下面的公式求放大倍数可得增益

$$\text{增益} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_{m0} R_D$$

其中

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} = -\frac{2(10\text{mA})}{-4\text{V}} = 5000\mu\text{S}$$

将 g_{m0} 值代入放大倍数表达式, 得放大倍数为 5。

例 4 在图 4.71 的 N 沟道增强型 MOS 管电路中，如果 $k=1000\mu\text{S}/\text{V}$ ， $V_{\text{DD}}=20\text{V}$ ， $V_{\text{GS,th}}=2\text{V}$ ， $V_{\text{GS}}=5\text{V}$ 。问：要使 V_{D} 为 10V ， R_{D} 应取多大？并求出电路的放大倍数。

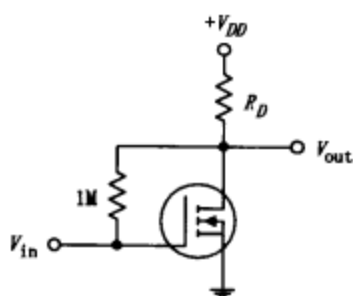


图 4.71

解 先求出漏极电流

$$I_{\text{D}} = k (V_{\text{GS}} - V_{\text{GS,th}})^2 = (1000\mu\text{S}/\text{V}) (5\text{V} - 2\text{V})^2 = 9\text{mA}$$

下一步，求 R_{D} ，它用于调整 V_{D} 至 10V 。应用欧姆定律，有

$$R_{\text{D}} = \frac{V_{\text{DD}} - V_{\text{D}}}{I_{\text{D}}} = \frac{20\text{V} - 10\text{V}}{9\text{mA}} = 1100\Omega$$

(电路中 $1\text{M}\Omega$ 电阻的作用与上例相同。)

欲求出放大倍数，应先求出 g_{m} ：

$$g_{\text{m}} = 2k (V_{\text{GS}} - V_{\text{GS,th}}) = 2 (1000\mu\text{S}/\text{V}) (5\text{V} - 2\text{V}) = 6000\mu\text{S}$$

将 g_{m} 值代入下式，得放大倍数为

$$\text{增益} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = g_{\text{m}} R_{\text{D}} = 6.6.$$

有关 MOS 管的几个要点

有些 MOS 管可能有第四个引脚，称为衬底引脚。该端与漏源沟道之间形成一个 PN 结。衬底引脚必须保持使该 PN 结不导通的电压，如接在源极或接在电路中比源极电位更低（N 型沟道）或更高（P 型沟道）的点上。如果使衬底引脚与源极分开（增强型 MOSFET），并加上与源极不同的电压，则对于给定的 V_{GS} ，开启电压 $V_{\text{GS,th}}$ 将向着使漏极电流减少的方向偏移 $\frac{1}{2}\sqrt{V_{\text{BS}}}$ 。在需要对漏电效应、电容效应和信号极性进行平衡补偿时，通过变动开启电压来解决就显得很重要。常在栅极施加一个递增的交流信号的同时，在衬底端测量 MOS 管的工作点。

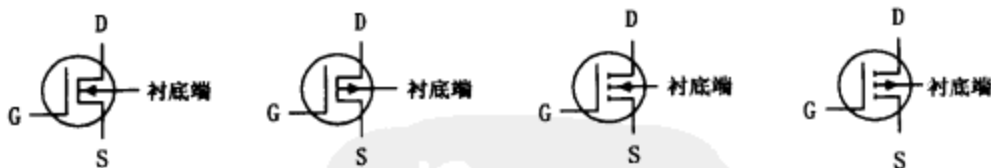


图 4.72

容易损坏的 MOS 管

MOS 管极易损坏。它们栅极通道上脆弱的氧化绝缘层极易遭受带静电物体电子的轰击而损坏。例如，你只要步行通过一块地毯，然后去碰触 MOS 管的栅极，就可能使它们的绝缘层被击穿。因为在你走过地毯的过程中，在你身上积累起来的电荷量可能多到足以使你带上几千伏的电压。虽然在你与 MOS 管接触期间的放电电流没有大到不可思议的程度，但无可救药的是，氧化层太薄了（栅极通道电容极小，典型为几 pF），哪怕是微小的电流对 MOS 管来说都是毁灭性的。在安装 MOS 管时，最基本的一点是一定要消除工作场所的一切静电。在第 14 章你可以找到有关如何在工作中使元件免受静电放电作用的方法。

MOS 管的品种

与其他的晶体管一样，MOS 管既有采用金属壳封装形式，也有采用塑料封装形式的。大功率的 MOS 管具有金属突片，以便于和散热槽相连。也有高、低功率的 MOS 驱动电路

集成封装形式，这些驱动器（典型为双列直插型封装）包含一定数量的互相独立的运行逻辑信号的 MOS 场效应管。



图 4.73

购买 MOS 管时需考虑它的击穿电压、最大允许漏极电流 $I_{D,max}$ 、最大导通电阻 $R_{DS(on),max}$ 、开关速度和静电放电保护等方面的问题。

MOS 管的应用

电灯调光器

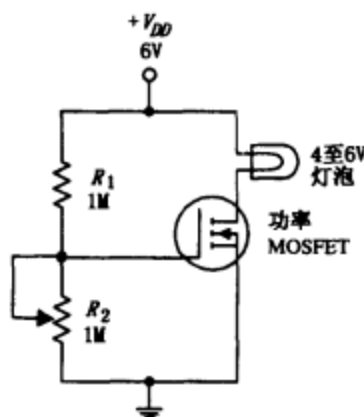


图 4.74

图 4.74 电路中，一个 N 沟道增强型 MOS 管用来控制流过灯泡的电流，调节分压电阻 R_2 可以调节栅极电压的高低，从而改变了流过灯泡的电流的大小。

电流源

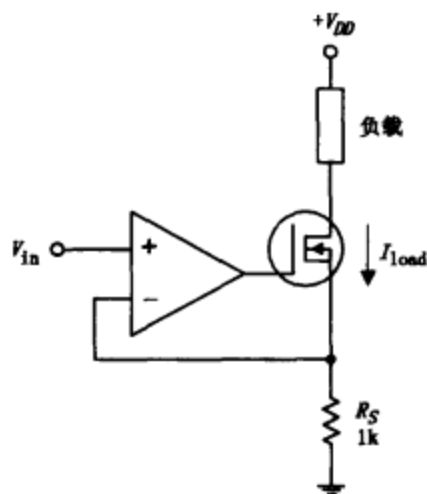


图 4.75

图 4.75 电路中用一个运算放大器与一个 N 沟道耗尽型 MOS 管组成一个高可靠性的电流源电路（误差率小于百分之一）。负载电流通过 MOS 管和 R_S 。运算放大器电路的反向输入端将 R_S 两端电压取样，并与运放输入电压 V_{in} 比较。如果漏极电流趋于增大或减小，运放输出也随之减小或增大，从而在此过程中改变 MOS 管的栅极电压，进而控制负载电流使之趋于稳定。本图中的运放与 MOS 管构成的电流源比简单的双极型晶体管驱动电流源稳定得多。本电路漏电流极小。负载电流可用欧姆定律求得（同时还要使用运算放大器的一些规律，见第 7 章所讨论的内容）：

$$I_{load} = V_{in} / R_S$$

放大器

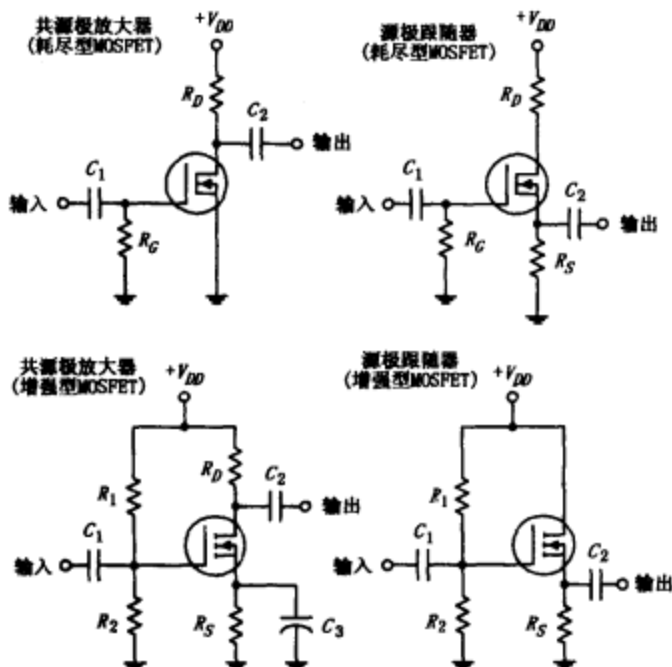


图 4.76

共源放大器和源极跟随放大器既可以采用耗尽型 MOS 管，也可以采用增强型 MOS 管来组成。耗尽型放大器除了具有更高的输入阻抗外，与前面讨论过的 JFET 管放大器相似。增强型 MOS 管放大器本质上来讲其运行机理与耗尽型 MOS 管放大器相同，但它们需要分压电路（与单个电阻相比）来设定栅极静态电压。另外，增强型共源极 MOS 管放大器的输出也是倒相的。电路中的电阻器和电容器的作用应该比在前面讨论过的放大电路中的更容易理解。

音频放大器

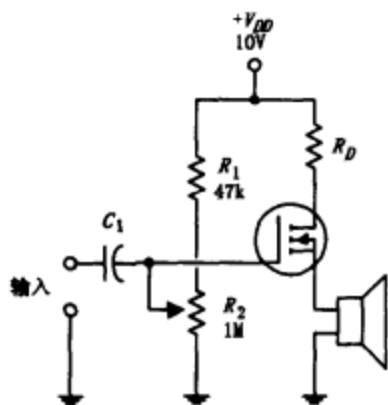


图 4.77

本图中，用一个 N 沟道增强型 MOS 管来放大高阻抗拾音器产生的音频信号，放大后的信号用来驱动一个扬声器。 C_1 为耦合电容器， R_2 为控制增益（音量）的分压电阻。

继电器驱动电路（数字→模拟转换）

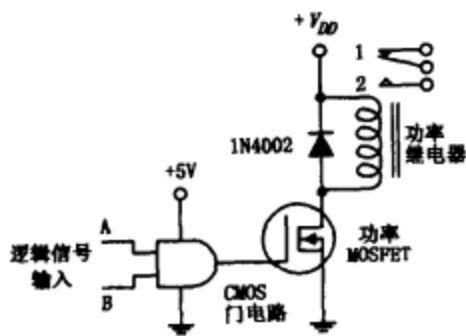


图 4.78

本图所示电路中用一个 N 沟道耗尽型 MOS 管作为一个逻辑电路和一个模拟电路之间的接口电路。在本例中，与门用于驱动 MOS 管导通，从而使继电器动作。如果输入端 A 和 B 都是高电平，继电器将切换至 2 位置。其余任何状态（高/低，低/高，低/低）使继电器处于 1 位置。用 MOS 管作数字→模拟的接口是一种很好的选择。它极高的输入阻抗和低输入电流特性，使它既能向模拟电路提供高电压或大电流，又不必担心从驱动逻辑电路中汲取电流。

直流电机旋转方向控制电路

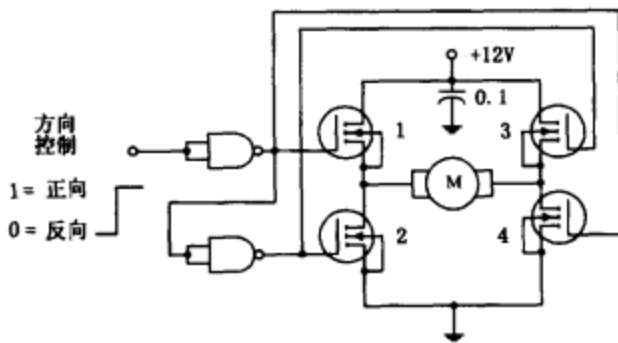


图 4.79

电路中的逻辑输入信号用来控制直流电动机的旋转方向。当输入为高电平时，上方的与非门输出低电平，使 MOS 管 1 和 4 截止。此低电平输出信号还送往下方与非门输入端，使下方的与非门输出高电平，MOS 管 2 和 3 导通。这样，电流的通道只能是从电源 → MOS 管 3 → 电动机 → MOS 管 2 → 地，使电机朝一个方向转动。如果在输入端输入低电平，MOS 管 2 和 3 将截止，MOS 管 4 和 1 将导通，导致流过电机的电流方向反向，从而改变了电机的旋转方向。

4.3.5 单结晶体管

单结晶体管 (UJT) 也是具有三个引脚的元件，专用做电子开关使用 (不做放大控制器件)。UJT 的基本运用相对比较简单。当它的发射极与它的两个基极 (B_1 或 B_2) 中的任何一个之间都没有电位差时，只有极小的电流从 B_2 流向 B_1 。然而当一个足够大的正触发电压 (相对于基极) 加到发射极时，从发射极将流出一个大电流，与 B_2 至 B_1 的小电流汇合在一起，得到一个更大的 B_1 输出电流。前面所述的晶体管电路，它们的控制引脚 (如发射极，栅极) 只提供很小的附加电流 (或根本不提供电流)。而 UJT 管正好相反，它的发射极电流是总电流的主要来源。



图 4.80

UJT 管的工作原理

图 4.81 是一个 UJT 管的简单的模型。它是一根在中间部分“嵌入”P 型半导体材料的 N 型半导体棒。棒的一端作为基极 1 即 B_1 ，另一端为基极 2 即 B_2 。“嵌入”部分作为发射极。下面简单说明它的工作原理。

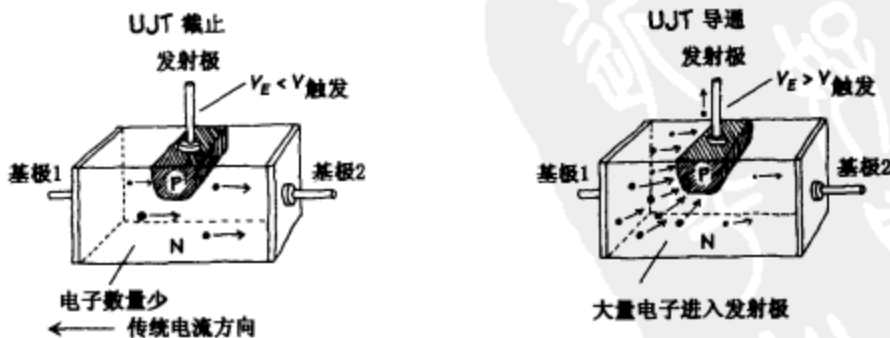


图 4.81

当发射极无作用电压时，N 区的 B_1 和 B_2 之间只有很少的电子通过，发射极至两基极间的电阻大约为几千欧。

当对发射极施加一个充分大的电压时，发射极通道 PN 结被正偏 (与二极管正偏相似)，使得大量的电子离开基极 B_1 而穿过发射极。因为传统意义上的电流方向与电子流方向相反，因而可说是正电流从发射极流出来，并与通道电流汇合，产生了更大的基极 B_1 输出电流。

UJT 管的技术资料

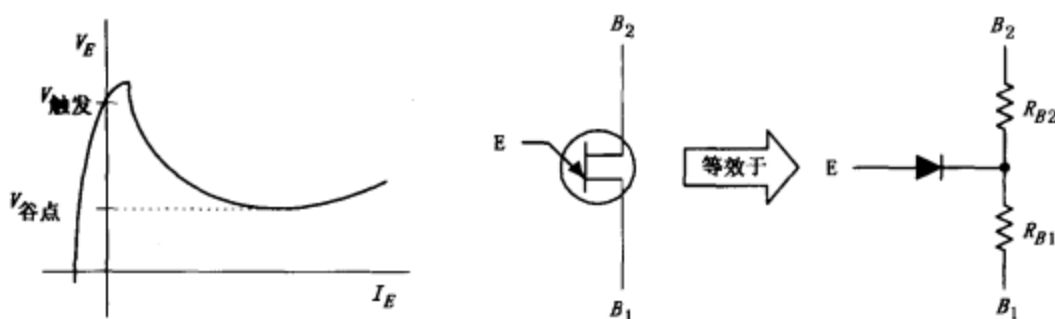


图 4.82

图 4.82 所示为一典型单结晶体管的 $V_E - I_E$ 曲线图及 UJT 的等效电路。根据 UJT 理论，如果 B_1 接地，在发射极施加电压，在该电压没有超过一个临界值即触发电压之前，对 UJT 管没有影响（不会使两基极间的导电性能提高）。触发电压可由下式给出：

$$V_{\text{触发}} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{B2} = \eta V_{B2}$$

公式中， R_{B1} 和 R_{B2} 分别代表 B_1 和 B_2 与发射极间的固有电阻。发射极开路时，电阻的典型值约为几千欧，但 R_{B1} 略大于 R_{B2} 。一旦达到触发电压，PN 结被正向偏置（等效电路中的二极管开始导通），就有发射极电流产生。但如何来测定 R_{B1} 和 R_{B2} ？生产厂商会给你这些电阻值吗？好像不会。一般地他们只会给你一个叫作“固有分压比”的参数 η ，此固有分压比为发射极未导通时上式中的 $\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$ 项。 η 的值在 0 至 1 之间，但一般为 0.5 左右。

UJT 管的典型应用（弛张振荡器）

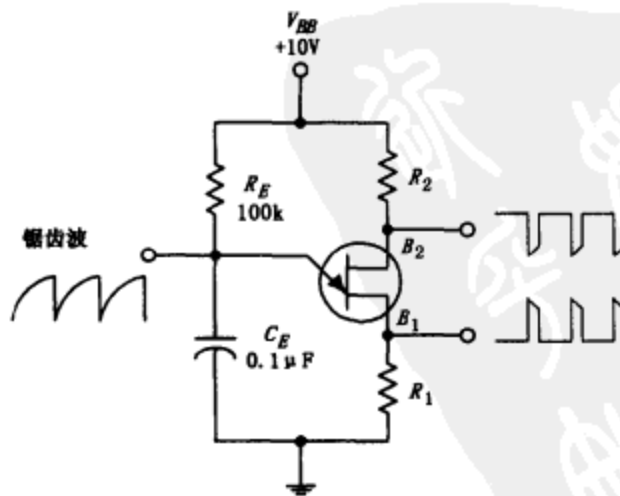


图 4.83

UJT 管大都应用于振荡器电路。图 4.83 中，由一个单结管、几个电阻和一个电容器组成了一个能产生三种不同输出波形的弛张振荡器。工作时，在一定的时间内， C_E 通过 R_E 充电，直到发射极电压升至触发电压。发射极电压一旦达到触发电压，发射极 E 与基极 B_1 之间的电导率突然上升， C_E 经发射极到 B_1 到地放电，使 C_E 上的电荷突然丢失，发射极电压突然降落而低于触发电压，然后电路又重复前面的过程。在此过程中产生的波形见图 4.83 所示。振荡频率由 RC 的充放电周期决定，可由下式给：

$$f = \frac{1}{R_E C_E \ln [1 / (1 - \eta)]}$$

例如，如果 $R_E = 100k\Omega$ ， $C_E = 0.1\mu f$ ， $\eta = 0.61$ ，可得 $f = 106\text{Hz}$

单结管的种类

基本开关

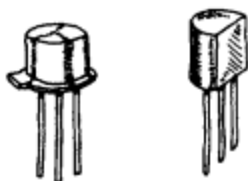


图 4.84

这些单结管可用于振荡电路、定时电路和电平检测电路。它们典型最大额定参数为

I_E : 50mA

两基极间电压 V_{BB} : 35~55V

耗散功率: 300~500mW

可控单结管 (PUT)

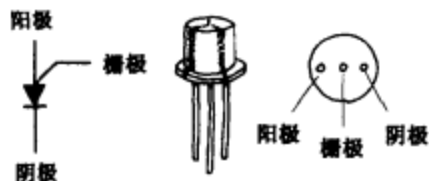


图 4.85

可控单结管 (PUT) 与普通单结管相似, 只是 PUT 的 R_{BB} 、 I_V (谷点电流)、 I_P (峰点电流) 和 η (固有分压比) 可由外加的分压器预设定。这些参数可以调整, 对于消除电路的不稳定性来说是很重要的。PUT 管的电子符号与 UJT 完全不同 (见图 4.85), 各引脚名称也不同, 它们是栅极、阴极和阳极。PUT 管用于制作定时电路、高增益相位控制电路和振荡电路。在下面应用这一节中有一个简单的 PUT 应用电路。

UJT 管的应用

定时继电器驱动电路

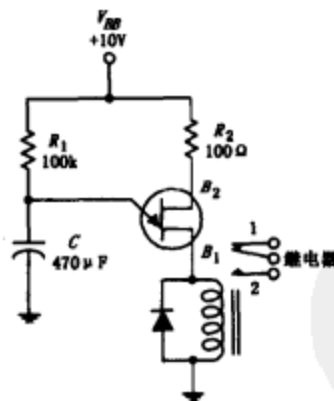


图 4.86

图 4.86 的电路可使继电器开关在 1 和 2 两个位置之间来回进行切换。正电压对电容器充电, 当电容器两端的电压达到 UJT 管的触发电压时, UJT 管导通, 使继电器开关切换至 2 位置。当电容器放电使电容器上的电压下降到低于触发电压时, UJT 管截止, 继电器开关切换至 1 位置。 R_1 用来控制电容器的充电速度, 电容器的大小决定了触发电流的大小, 同时也决定了充电速度。

斜波发生放大器

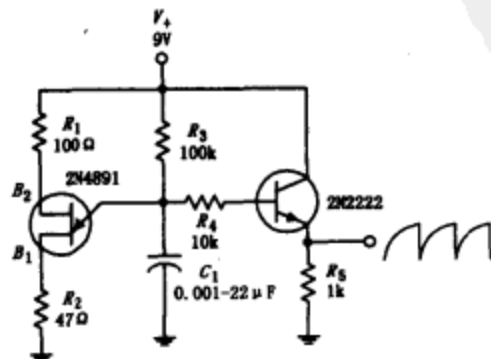


图 4.87

本图中, 一个 UJT 管、几个电阻器、一个双极型晶体管和一个电容器组成了一个锯齿波发生器, 并用它来控制一个放大器 (由双极型晶体管组成)。和前面的振荡器一样, 振荡频率由 C_1 和 R_3 决定, 双极型晶体管将 C_1 的电压取样, 输出斜波或锯齿波电压。

PUT 管弛张振荡器

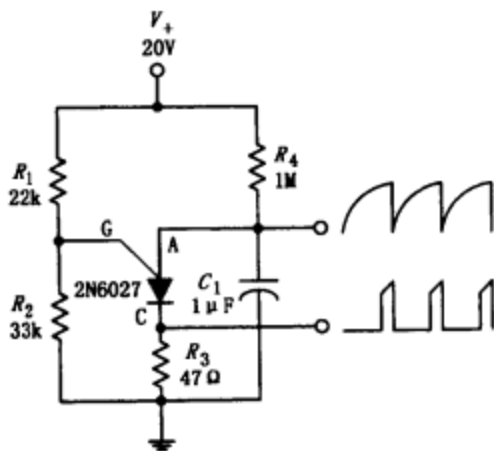


图 4.88

有关计算：

当 $V_A = V_G + 0.7V$ 时，PUT 管开始导通。

其中 V_G 由分压器决定：

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_+$$

当 V_A 达到 PUT 导通值时，阳极电流的大小为

$$I_A = \frac{V_A - 1V}{R_3}$$

图 4.88 中，PUT 管触发电压的大小和阳极电流的大小可由 R_1 和 R_2 决定。这两个电阻组成的分压器设定了栅极电压 V_G 。（该端用于控制 PUT 导通或截止）。要使 PUT 管导通，阳极电压至少要比栅极电压高 0.7V。在某一瞬时电容器放电完毕时，栅极反向偏置，PUT 截止。随着时间的进行，电容开始通过 R_4 充电。当电容器上充的电压足够高而使栅极为正向偏置时，PUT 导通（即阳极电流 I_A 大于峰点电流 I_P ）。然后，电容经 PUT 和 R_3 放电（注意，当 PUT 导通时，阳极与阴极间的电压约为 1V）。随着电容接近放电完毕，阳极电流减小，直到加到阳极的电压已不够大时，PUT 截止。此后，电容又开始充电，此过程不停地重复进行下去。在电路的阳极和阴极，可以分别获得锯齿波电压和尖脉冲电压输出。

4.4 晶闸管

4.4.1 晶闸管概述

与用作放大的晶体管不同，晶闸管是专门作为开关使用的。它们具有两至四个引脚。三引脚的晶闸管可在其中一个引脚上施加一个小电流（小电压），来控制一个大得多的电流通过其他两个引脚。但两引脚的晶闸管没有控制脚，作为取代的设计是当其两引脚间的电压到某一特定的击穿电压时，晶闸管导通，低于击穿电压时晶闸管截止。

你可能有疑问，当作开关运用时为什么不简单地用晶体管而用晶闸管呢？是的，你可以采用晶体管，晶体管确实常用作开关。但与晶闸管相比，使用晶体管的技术性更强。为使其能正常运行，控制电流（电压）要持续存在。一旦撤去控制电流（电压），晶体管可能处于导通与截止之间的状态。一般认为，处于两种状态之间的开关不是好开关。但晶闸管不会处于开或关之间的状态，这种元件要么是完全导通，要么是彻底截止。

在应用方面，晶闸管常应用于速度控制电路、功率开关电路、继电器复位电路、低损耗定时电路、振荡电路、电平检测电路、相位控制电路、倒相电路、断路器电路、逻辑电路、灯光调光电路、电动机转速控制电路等。

表 4.3 晶闸管的主要种类

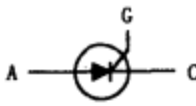
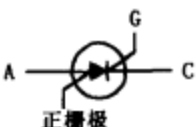
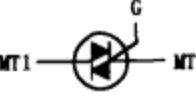


型号	符号	运行方式
可控硅整流器 (SCR)		常开。但在它的栅极 (G) 输入一个小电流时, 它即成为开通状态, 此后即使撤去栅极电流, SCR 仍然保持导通。要使它关断, 必须撤去阳极至阴极的电流, 或使阳极电位低于阴极电位。电流只能单向导通, 即从阳极 (A) 流向阴极 (C)
可控硅开关 (SCS)		与 SCR 相似。但在它的四个引脚中的正栅极施加一个正脉冲, 可将其关断。也可在正栅极施加一个负脉冲而使其被触发导通。电流只能单向导通, 即从阳极 (A) 流向阴极 (C)
双向可控硅		与 SCR 相似, 但双向均可开通。即可以直流开通也可以用交流开通。当栅极流入电流时, 双向可控硅开通, 撤去栅极电流时双向二极管关断。电流可以向两个方向通过 TM1 和 TM2 端
四层二极管		只有两个引脚。将它的两个引脚接入电路, 其作用就像是一个电压传感开关 (压敏开关)。当两个引脚间的电压差低于特定的击穿电压时, 它保持关断状态, 当电压超过击穿电压时, 它转为开通状态。电流单向导通, 从阳极 (A) 流向阴极 (C)
双向二极管		与四层二极管相似, 但可以双向导通。开关信号用交、直流均可

表 4.3 是晶闸管主要种类一览表。“开通”的意思是指通道的两个引脚间 (如阳极至阴极, MT1 至 MT2) 的导电通道已经建立。“常开”是指栅极无电压作用时阳极、阴极间开路状态 (栅极开路)。在后面几节将对晶闸管作进一步的介绍。

4.4.2 可控硅 (SCR)

可控硅是三个引脚的半导体元件, 用作电子控制开关。当一特定大小的正触发电压 (电流) 作用在它的栅极引脚上时, 在它的阳极引脚和阴极引脚之间形成了一个导电通道, 使电流从 SCR 的阳极到阴极单向流通 (像二极管一样)。除了它的电流控制开关特性之外, SCR 的另一个特点是, 在导通后即使撤去栅极电流, 它仍然保持导通状态。即 SCR 在触发导通后, 移去栅极电流不影响导通状态。要使 SCR 关断, 只能采用撤去阳极至阴极的电流或使阳极、阴极间电压极性对换的方法。

在应用方面, SCR 常用于开关电路、相位控制电路、倒相电路、限幅电路和继电器控制电路, 等等。

SCR 的工作原理

一个可控硅本质上可看作是由一个 NPN 和一个 PNP 双极型晶体管组合在一起而构成, 如图 4.90 所示。图中的双极型晶体管等效电路可以说明 SCR 的工作原理。

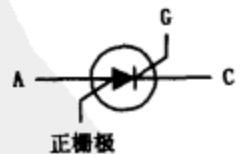


图 4.89

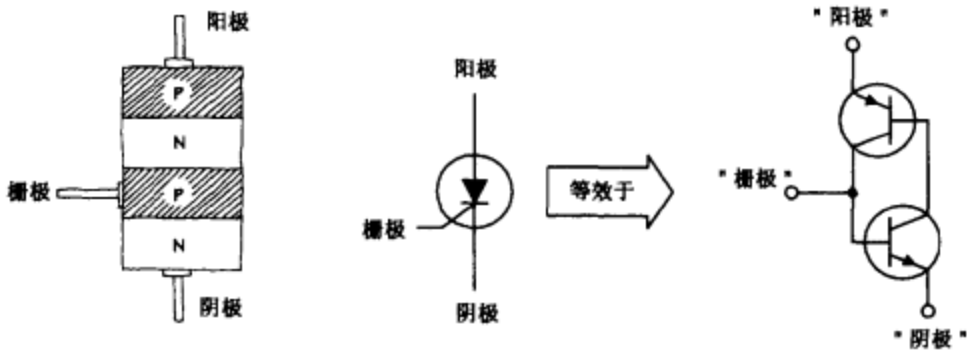


图 4.90

SCR 关断

由等效电路知，如果在栅极施加的电压没有达到使 NPN 管导通的正电压时，PNP 管就没有基极电流，即两管都不能导通。于是阳极至阴极间没有电流流通。

SCR 导通

在栅极施加正电压，使 NPN 晶体管基极被正偏而导通。一旦 NPN 管导通，PNP 晶体管基极电流便能通过 NPN 管的集电极，这正是使 PNP 管导通所需要的。因为两管都导通，电流就能自由地通过阳极和阴极。注意，这时如果撤去栅极电流，SCR 仍然能保持导通。这是因为——根据双极型晶体管的等效电路可看出——在两个三极管都处于导通状态时才撤去栅极电流，PNP 管的基极已经有电流在流通，晶体管不会截止了。

SCR 的基本应用

基本自锁开关

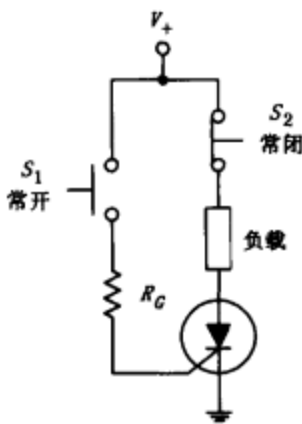


图 4.91

图 4.91 中用 SCR 组成一个简单的自锁电路。S₁ 为常开按键式触点开关。而 S₂ 为常闭按键触点开关。按下 S₁ 后再松开，SCR 栅极将流过一个很小的脉冲电流，使 SCR 导通。于是负载上将有电流流过，并将一直维持到按下 S₂ 使 SCR 关断为止。栅极电阻用来设定触发电流（电压）。后面我们将进一步研究 SCR 的触发特性。

可调节整流器

在图 4.92 所示的电路中，SCR 将正弦信号进行整流后提供给负载。将正弦波作用于栅极，当正弦波正半周期间的电压大小达到触发电压时，SCR 导通。一旦 SCR 导通，信号将经阳极和阴极加到负载上。在正弦波负半周期间，SCR 相当于被反向偏置的二极管截止。R_i 增大可使加到 SCR 的栅极电流（电压）减小，导致阳极与栅极间的导通延时，

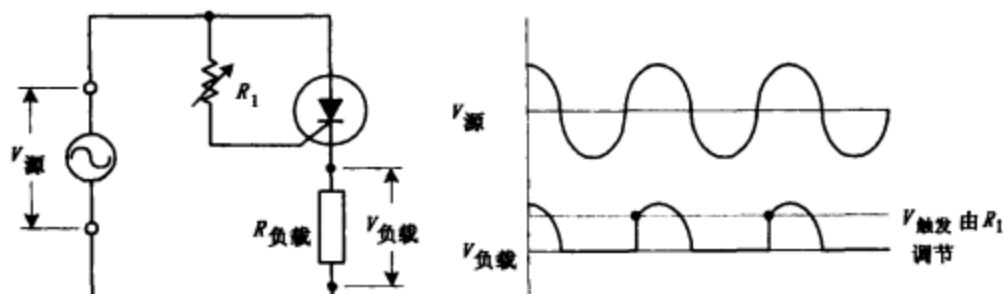


图 4.92

即可以控制 SCR 每周期的导通时间。这说明负载的平均功耗是可以调节的。与使用简单的串联可变电阻器来调节电流相比，使用 SCR 的优势是基本上没有电阻热消耗。

直流电机转速控制

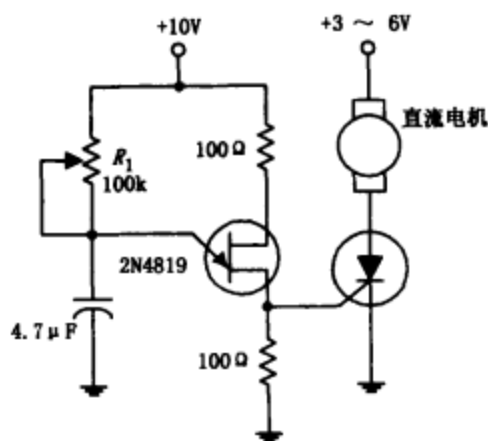


图 4.93

图 4.93 是由一个 SCR、几个电阻、一个电容器和一个 UJT 组成的直流电机转速控制电路。UJT、电容器和电阻组成一个对 SCR 的栅极提供交流电压的振荡器。当 SCR 的栅极电压超过触发电压时，SCR 导通，使电流流过电机。改变电阻 R_1 可改变振荡频率，从而决定了 SCR 栅极被触发导通的相对时间长度，也就使得电机的转速可以控制。（虽然电机接受的是一系列通、断脉冲，但电机依然能持续正常转动。因为电机旋转速度取决于 SCR 在一段时间内的平均导通周期数。）与采用简单的串联可变电阻器来控制电机的转速相比，本电路消耗的能量更少。

SCR 的种类

有的 SCR 是专门为应用于相位控制而设计的，也有的 SCR 是为作高速开关应用而设计的。但最大的差别可能是 SCR 所能控制的电流的大小。小电流 SCR 的最大额定电流/电压几乎没有超过 1A/100V 的。中等电流 SCR 的最大额定电流/电压小于 10A/100V。而大电流 SCR 的最大额定电流/电压可能达到几千安/几千伏。小电流 SCR 采用塑料封装或金属壳封装形式，而中等或大电流 SCR 都装有散热槽。



图 4.94

SCR 技术资料

以下是 SCR 的常用参数。

V_T : 导通状态电压, SCR 导通时阳极与阴极间的管压降。

I_{GT} : 栅极触发电流, 使 SCR 导通必需的最小栅极电流

V_{GT} : 栅极触发电压, 用于触发产生栅极触发电流的最小栅极电压。

I_H : 维持电流, 使 SCR 保持导通状态的最小阳极至阴极电流。

P_{GM} : 栅极峰值功耗, 栅极和阴极之间的最大消耗功率。

V_{DRM} : 断态重复峰值电压, 重复加在 SCR 上的最大断态瞬时电压, 不包括所有不重复电压。

I_{DRM} : 断态重复峰值电流, 由断态重复峰值电压引起的最大断态瞬时电流。

V_{RRM} : 反向重复峰值电压, 允许重复加在 SCR 上的最大反向瞬时电压。不包括所有不重复瞬时电压。

I_{RRM} : 反向重复峰值电流, 由反向峰值电压引起的最大反向瞬时电流。

表 4.4 是一个型号为 2N6401 的 SCR 特性参数, 它会使你了解在 SCR 特性表中可以查到什么内容。

表 4.4 SCR 特性

型号	V_{ORM} (最小) (V)	I_{DRM} (最大) (mA)	I_{RRM} (最大) (mA)	V_T (V)	I_{GT} (典型/最大) (mA)	V_{GT} (典型/最大) (V)	I_H (典型/最大) (mA)	P_{GM} (W)
2N6401	100	2.0	2.0	1.7	5.0/30	0.7/1.5	6.0/40	5

4.4.3 可控硅开关

可控硅开关 (SCS) 与 SCR 相似, 它的特点为: 在它的正栅极施加正的脉冲电压或输入脉冲电流时, SCS 关断; 而施加负脉冲电压和输出电流时, SCS 导通。在其他方面, SCS 特性与 SCR 一样。图 4.95 为 SCS 的符号。注意: 一些场合引脚的名称可能不写成阴极、栅极和正栅极, 而写为发射极 (阴极)、基极 (栅极) 和集电极 (正栅极)。

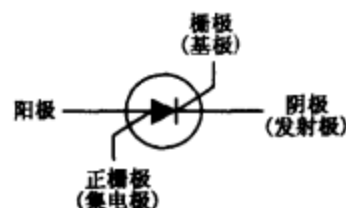


图 4.95

SCS 可用于计数电路、灯光驱动电路、功率开关电路、逻辑电路以及需要由两种独立的脉冲控制开关通断状态的电路。

SCS 的工作原理

图 4.96 所示为由 N 型硅和 P 型硅组成的 SCS 管基本模型及其双极型晶体管等效电路。



图 4.96

由图可见，此等效电路除了具有正栅极引脚外，和 SCR 的等效电路相同。当在栅极施加一个正的电流脉冲时，NPN 晶体管导通，从而使 PNP 晶体管因有了基极电流也导通。由于两个晶体管都导通，电流能够从阳极流向阴极，即 SCS 导通。只有撤去阳极至阴极的电流，或使阳极与阴极间的电压极性反转，或在正栅极施加一个正电压，才能使 SCS 被关断。在正栅极施加正电压可消除晶体管自偏置电流。

规格

购买 SCS 时，必须选择那些具有合适的额定击穿电压、电流和额定功耗的管子。在特性表中一般可查到下列额定值： BV_{CB} 、 BV_{EB} 、 BV_{CE} 、 I_E 、 I_C 、 I_H （维持电流）和 P_D （功耗）。这里假定各引脚的名称如图 4.95 括号中所示。

4.4.4 双向可控硅

双向可控硅与 SCR 相似，也是作为电子控制开关使用。与 SCR 不同的是，它们设计成可以双向导通电流，使它们适宜于交直流运用。双向可控硅有三个引脚：一个栅极及两个称为 TM1 和 TM2 的传导脚。当栅极没有电流/电压时，双向可控硅关断。但当一特定触发电压加到栅极时，双向可控硅导通。要使其关闭，撤去栅极电流/电压即可。

双向可控硅可用于交流电机控制电路、灯光调光电路、相位控制电路和其他交流功率开关电路。它们还常用作机械式继电器的替代物。

双向可控硅的工作原理

图 4.98 为由 N 型和 P 型硅组成的双向可控硅简单模型。该装置类似于两个 SCR 互相反向并联在一起而成。图中的等效电路描绘了双向可控硅的工作原理。

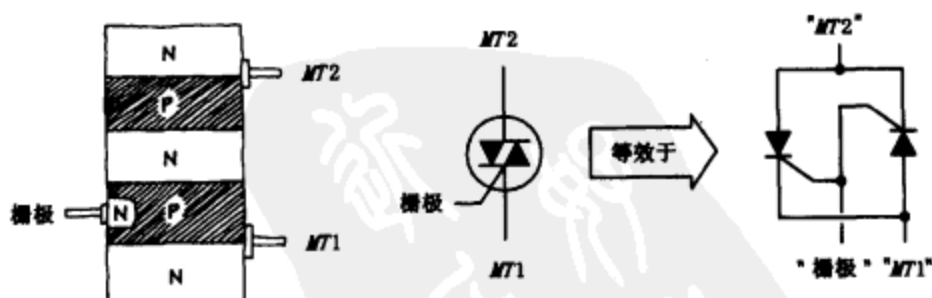


图 4.98

双向可控硅关断

由可控硅等效电路图中可看出，当栅极引脚无电流（电压）时，两个可控硅的公共栅极没有获得触发电压，于是 MT1 和 MT2 两个方向都不能导通电流。

双向可控硅导通

当正的触发电压作用于栅极引脚，使两个可控硅都获得足够大的触发电压而导通时，电流就既可以从 MT1 向 MT2 方向，也可以从 MT2 到 MT1 方向通过双向可控硅。撤去栅极电压后，当作用在 MT1 和 MT2 两端的交流电压过零点时，两个可控硅都截止。

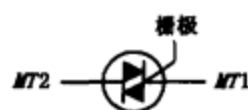


图 4.97

双向可控硅的基本运用

简单开关

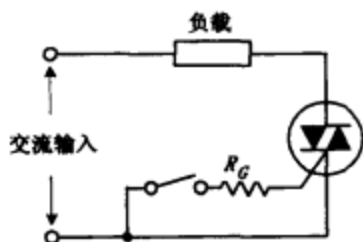


图 4.99

从图 4.99 的简单电路中可看出双向可控硅是怎样允许或阻止电流通过负载的。当机械开关断开时，无电流进入双向可控硅的栅极，双向可控硅截止，因而也无电流通过负载。当机械开关合上时，一个小电流通过 R_G 而触发双向可控硅进入导通状态（提供给栅极的电流和电压应超过双向可控硅所需的触发电压和电流），使交变的电流可以通过双向可控硅向负载供电。如果开关又断开，于是双向可控硅又截止，从而阻止了电流通过负载。

双向整流器

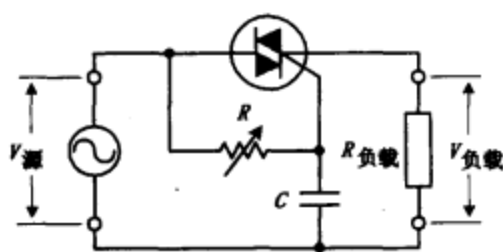


图 4.100

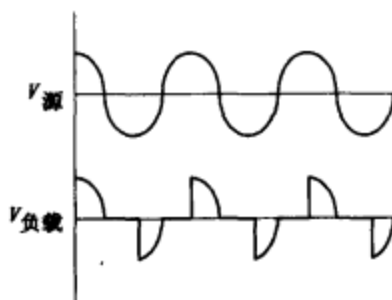


图 4.100 为由双向可控硅、可变电阻器和电容器组成的可调全波整流器。改变可变电阻器 R 阻值可以设定双向可控硅的触发导通时间。 R 增大，触发时间延迟，从而导致输出被切割的部分增多。电容器 C 的大小同样也决定切割量的多少。电容器充电直到它两端的电压达到双向可控硅的触发电压，然后放电。电容器之所以能够增大输出波形切割量是因为电容器能使栅极电压滞后于 MT_2 至 MT_1 间的电压。（即：即使栅极已获得足够大的触发电压， MT_2 至 MT_1 的电压可能正处于过“0”伏的状态而使双向可控硅不导通。）总的说来，切割得越多，负载的功耗就越小。与采用简单的可变电阻与负载相串联的方法进行比较，由于串联可变电阻要消耗很大的能量，而本电路则提供高效率的电流脉冲，所以节能。

交流调光器

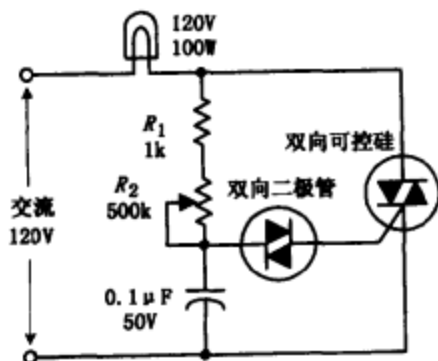


图 4.101

这种电路在许多家用调光器中使用。图中双向二极管（在下面介绍）用于确保双向可控硅被正确触发。（双向二极管用做电流开关，当它两端的电压达到设定的击穿电压时导通，输出一个电流脉冲。）在本电路中，设某时刻双向二极管截止，但当足够大的电流经电阻给电容充电，并使电容上的电压上升。该电压上升到双向二极管的导通触发电压时，双向二极管突然导通，电容器上的电荷瞬时向双向可控硅的栅极放电，从而使双向可控硅导通。这时，电灯被点亮。当电容器放电到电压低于双向二极管的击穿电压时，双向二极管截止，并使双向可控硅截止，电灯断电。

然后电路自动重复前述过程，并一直进行下去。因为电流的通断频率很高，电灯看上去是一直亮着的（被调至某一亮度）。调节 R_2 可以改变电灯的亮度。

交流电机控制器

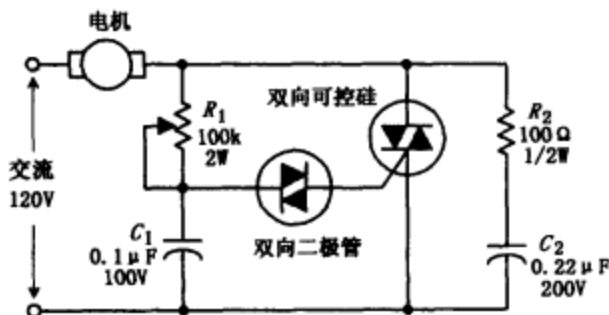


图 4.102

图 4.102 中的电路除了具有由 R_2 、 C_2 组成的瞬态抑制器外，其基本结构与调光电路相同。调节 R_1 可以改变电动机的转速。

双向可控硅的种类

双向可控硅有低电流和中电流两种类型。低电流双向可控硅最大额定电流一般不大于 1A（几百伏）。中电流双向可控硅最大额定电流一般可达 40A（几千伏）。双向可控硅不能像大电流 SCR 那样开关控制大电流。

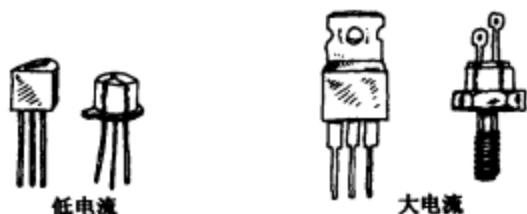


图 4.103

双向可控硅的技术参数

以下是用来说明双向可控硅性能的一些常用参数。

$I_{TRMS,max}$: RMS 导通状态电流，MT1 至 MT2 最大允许电流。

$I_{GT,min}$: 栅极直流触发电流，使双向可控硅导通所需的最小直流栅极电流。

$V_{GT,min}$: 栅极直流触发电压，用于触发生成栅极触发电流所需的最小直流栅极电压。

T_H : 直流维持电流，使双向可控硅保持导通状态所需的最小 MT1 至 MT2 电流。

P_{GM} : 峰值栅极功耗，栅极至 MT1 极间的最大功耗。

I_{surge} : 浪涌电流，最大允许浪涌电流。

表 4.5 是型号为 NTE5600 的双向可控硅特性参数，它会让你了解在这种特性表中可查阅到什么内容。

表 4.5 双向可控硅特性

型号	I_{TRMS} 最大 (A)	I_{GT} 最小 (mA)	V_{GT} 最小 (V)	V_{PCM} (V)	I_H (mA)	I_{SURGE} (A)
NTE5600	4.0	30	2.5	2.0	30	30

4.4.5 四层二极管和双向二极管

四层二极管和双向二极管都是只有两个引脚的晶闸管，它们没有栅极来控制器件的开关，而是采用了当它们两端的电压达到特定击穿电压（或溢出电压）时导通的方法。四层二极管就像是沒有栅极的 SCR，设计用于开关直流。双向二极管就像沒有基极的 PNP 型晶体管，设计用来开关交流。



四层二极管和双向二极管最常用于使 SCR 和双向可控硅获得正确的触发。例如在图 4.105 所示的电路中，用一个双向二极管来触发双向可控硅的栅极，可以避免因温度变化导致元件不稳定而产生的双向可控硅误触发问题等。只有当作用在双向二极管上的电压达到击穿电压时，双向二极管才突然导通而释放一个正确的电流脉冲去触发双向可控硅的栅极。

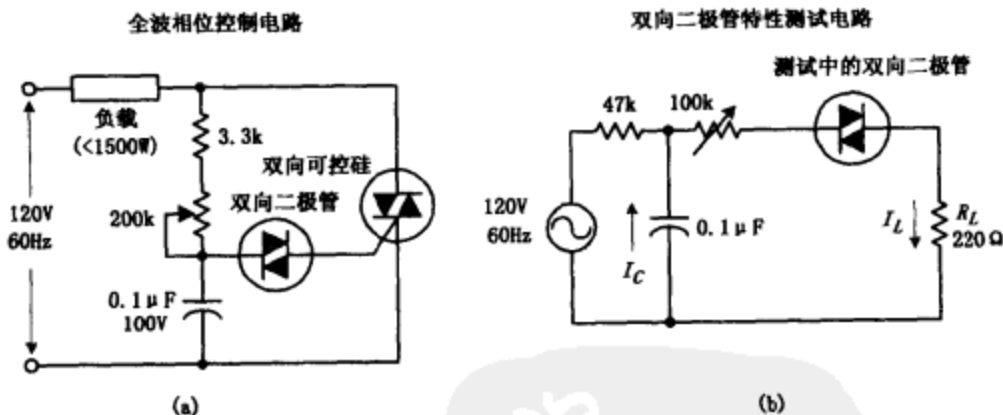


图 4.105

图 4.105 右边的电路是用来测试双向二极管特性的。100kΩ 的可变电阻器应调节在使双向二极管每半周期导通一次的位置上。

双向二极管的规格

表 4.6 是型号为 NTE6411 的双向二极管特性参数。

表 4.6 双向二极管特性

型号	V_{BO} (V)	I_{BO} 最大值 (μA)	I_{pulse} (A)	V_{switch} (V)	P_D (mW)
NTE6411	40	100	2	6	250

其中， V_{BO} 是击穿电压， I_{BO} 是击穿电流， I_{pulse} 是最大峰值脉冲电流， V_{switch} 是最大开关电压。 P_D 是最大功率消耗。

光电子技术

光电子学是关于光辐射和光检测器件的电子学分支。光辐射器件，如电灯、发光二极管（LED），是利用电流去激发电子进入更高的能级而产生电磁能量（如光能，当一个电子改变能级时，发射出一个光子）。另一方面，光检测器件如光敏晶体管、光敏电阻等则是设计用来吸收电磁能并将其转换成电流和电压，这通常是利用光子去解放半导体材料中的束缚电子而实现的。光发射器件的典型应用是作照明灯或指示灯。光检测器件主要用于光传感和通信装置，如暗激活开关和遥控电路等。本章将对下列光电器件进行介绍：灯泡、发光二极管、光敏二极管、太阳能电池、光敏晶体管、光敏晶闸管和光电耦合器等。



图 5.1

5.1 光子概论

光子是电磁辐射的基本单元。例如白光是由一些不同的光子组成的，一些是“绿”光子，一些是“红”光子等。重要的是要注意：自然界并不存在“白”光子。是各种不同颜色的光子组合作用于我们的眼睛，引起我们的大脑产生了“白光”的感觉。

光子并不是只局限于可见光范围内，还有射频光子、红外线光子、微波光子和其他我们的眼睛看不见的光子。

从物理性质上看,光子是一种非常有意思的东西。它们没有静止质量,但它们确实具有动量(能量)。光子在它的电磁束中也具有波样的特性。光子的波长与光子运动于其中的媒介及产生它的光源有关,就是这种波长决定了光子的颜色。光子的频率与波长的关系可表示为 $\lambda=v/f$,其中 v 是光子的速度。在自由空间, v 与光的速度 c 相等($c=3.0\times 10^8\text{m/s}$),但在其他媒介中,如玻璃, v 变得比光速小。长波长(或频率低的)光子的能量低于短波长(或频率高的)光子的能量。光子的能量可用 $E=h\nu$ 表示,其中 h 是普朗克常数($6.63\times 10^{-34}\text{J}\cdot\text{s}$)。“制造”光子的技巧是加速/减速带电粒子。例如,在一根天线中来回振荡的电子将产生射频光子,与可见光的光子相比,它们的波长要长得多(低能量)。而可见光是原子的外层电子被强迫在能级间跃迁的过程中产生的。其他频率的光子的产生可能源于分子的高频振荡或高速旋转。还有一些光子,特别是那些高能光子(如 γ 射线),它们的产生则是源于原子核内的电荷加速度。

图 5.2 所示是电磁波频谱的分类表。射频光子的频率范围为几 Hz 到大约 10^9 Hz (波长从几千米至约 0.3 米)。它们通常由电力输电线和电子电路(如无线电和电视发射机等)中的交变电流产生。

电磁频谱

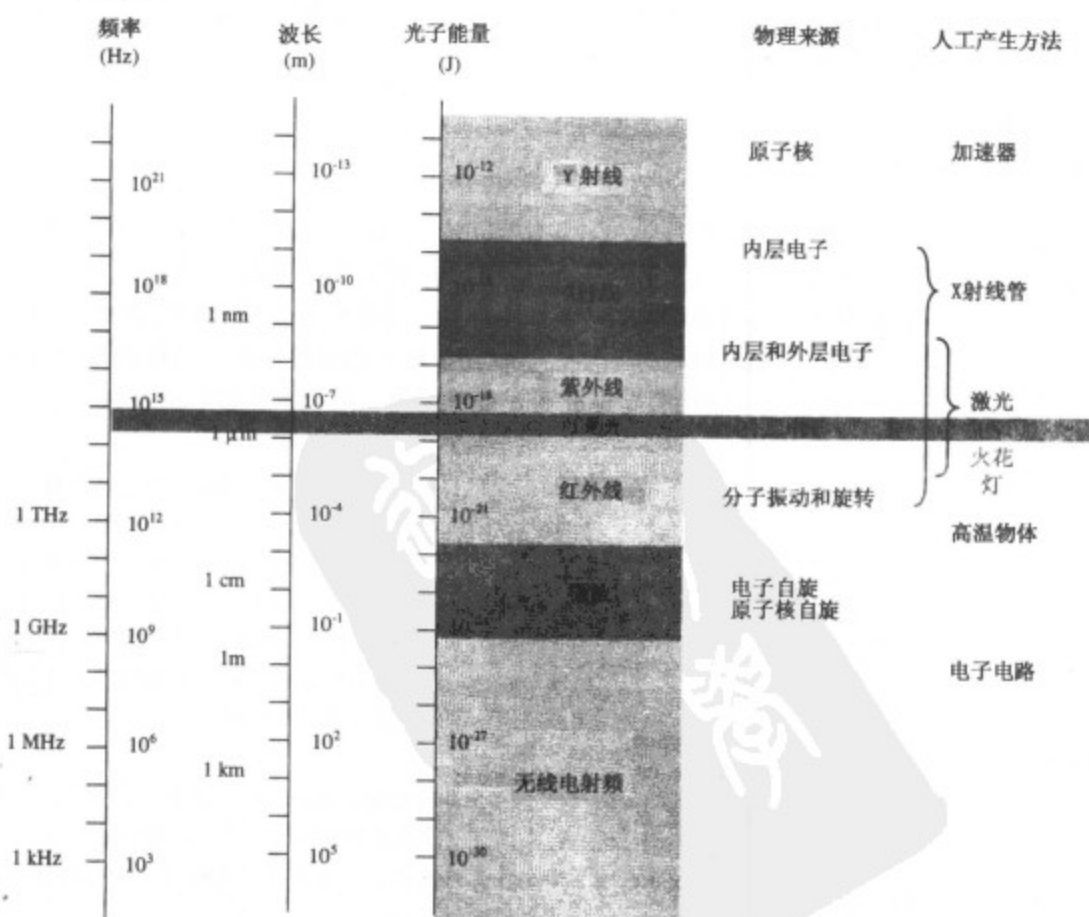


图 5.2

微波光的频率范围大约为 $10^9\sim 3\times 10^{11}$ Hz (波长 30cm 至 1mm)。这些光子可以穿透地球大气层,因而它们可以用于太空通讯、无线电天文学和卫星电话会谈。它们也可以用来烹

调食物。微波的产生是由于原子跃迁和电子自旋、原子核自旋。

红外线光子频率大约为 $3 \times 10^{11} \sim 4 \times 10^{14}$ Hz。红外线辐射的产生是由于分子的振荡，它通常由高温热源，如电炉、炽热的煤炭、太阳、人体（人体红外线波长为 $3000 \sim 10000\text{nm}$ ），和一些特制的半导体器件发射。

可见光的频率范围相对较窄，大约为 $3.83 \times 10^{14} \sim 7.69 \times 10^{14}$ Hz，它通常是由原子或分子内的外层电子重新排列而产生的。例如，在白炽灯泡灯丝中的电子由于被施加电压而向各方向杂乱无章地做加速运动，并经历频繁的相互碰撞，这种碰撞使大范围内的电子被加速，结果使得频谱变宽，从而产生了白光。

紫外光的频率范围大约为 $8 \times 10^{14} \sim 3.4 \times 10^{16}$ Hz。它是由原子内的电子从高激发态向能级差较大的低激发态跃迁时产生的。不幸的是，紫外线会和人类细胞 DNA 起恶劣的反应而导致皮肤病。太阳有大量的紫外辐射，幸好地球大气高层中的臭氧层吸收了大部分紫外辐射，把紫外光子的能量转换成臭氧分子内的振动，从而起了保护作用。

X 射线是高能光子，频率范围大约为 $2.4 \times 10^{16} \sim 5 \times 10^{19}$ Hz，其波长短于一个原子的直径。产生 X 射线的一种方法是将高速运动的带电粒子迅速减速。X 射线的作用有些像子弹，可用于 X 射线成像。

γ 射线是能量最高的光子，它的频率在 5×10^{19} Hz 以上。这种光子是原子核内的粒子向下跃迁时产生的， γ 射线的波象性质极难观测到。

5.2 电灯

电灯是将电流转换成光能的器件。一种常用的转换方法是让电流通过特制的金属灯丝。因为电流与灯丝原子碰撞，使灯丝发热并发射出光子。（在灯丝发射过程中，产生许多不同波长的光子，因而使得发射的光看起来是白色的。）另一种常用于产生光的方法是：把一对间距很小的电极封装到一个充气玻璃球泡中，当在两电极上施加电压时，气体被电离（电子从原子中分离出来），并在此过程中发射出光子。以下是电灯的一些主要种类介绍。

白炽灯



这种灯采用钨金属灯丝，当电流通过灯丝时，产生炽热的白光。灯丝封装在一个预先抽真空并充入氩、氪、氙一类气体的玻璃球泡内，这些气体一方面可以增加灯泡的亮度，同时可以防止灯泡烧毁（避免使灯丝处在富有氧气的环境中）。白炽灯常用作闪光灯、室内照明灯和指示灯。它们有各种不同的大小和外形，同时也有不同的额定电流、电压和功率。

卤素灯

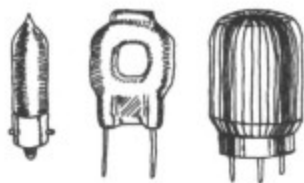


图 5.3

与白炽灯相似，这种灯产生的光亮度极高。与典型的白炽灯不同的是灯丝封装在一个石英泡内，在石英泡内充有卤素气体，如溴或碘。这种灯泡常用作放映灯、汽车前灯和闪光灯等。

气体放电灯



这种灯产生暗淡而苍白的。这种光是灯泡中两电极间氖气的气体分子电离时发生的。典型气体放电灯有氖、氙闪光灯和水银蒸汽灯。气体放电灯具有达到最低工作电压时突然点亮的特点。因为这个原因，它们有时作为触发器和电压较准器使用，它们也常用作指示灯和用来测试室内交流插座。

荧光灯



这种灯的玻璃灯管内壁涂布荧光材料，并充有水银蒸汽，灯管两端是阳极和阴极热丝。当从炽热的阴极发射的电子与水银原子碰撞时，辐射出紫外线（UV）。紫外线激发荧光涂料，使荧光层发射出可见光。荧光灯需要辅带具有双金属片的起辉灯和镇流圈，用来启动荧光灯内的放电效应。荧光灯的效率很高，常用作室内照明。

氙闪光灯

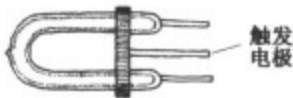


图 5.3 (续)

这是一种充有氙气的气体放电灯。当特定大小的电压作用于它的电极时，氙气即被电离放电。这种灯有三个引脚：阳极、阴极和触发极。如果只在阳极和阴极施加正常电压，灯不能点亮。但若同时在触发极施加特定电压，气体将突然被电离并发出极亮的闪光。这种灯常用作照相闪光灯和用于一些需要特别效果的场合。

灯泡技术资料

灯的亮度是在一个被称为平均球面烛光功率仪（MSCP）中进行测量的。生产厂家把一只灯放在一个积分球壳中心，使灯光平均照射在球壳内表面上。一个灯实际的 MSCP 值是灯丝发光表面的色温的函数。对给定的色温，灯丝表面积增加一倍，MSCP 值也增加一倍。其他有关灯的技术参数有额定电压、额定电流、寿命、几何尺寸和灯丝类型。表 5.1 是型号为 PR2 的白炽灯的典型特性。图 5.4 所示是一些不同类型的灯泡。

表 5.1 白炽灯的典型特性

型号	设计电压 (V)	工作电流 (A)	灯丝烛光功率 (MSCP)	预计寿命 (h)	灯丝类型
PR2	2.38	0.500	0.800	15	C-2R



图 5.4

5.3 发光二极管 (LED)

与PN结二极管一样,发光二极管也有两个引脚。但发光二极管是设计用来发射可见光或不可见的红外光的。当发光二极管的正极引脚电压比负极引脚电压高(至少 $0.6\sim 2.2\text{V}$)时,电流就能通过LED并使它发光。如果把极性对换(使正极电压比负极低),LED将不会导通,也就不发光了。发光二极管的符号见图5.5。

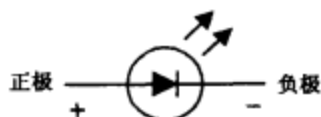


图 5.5

电灯发出包括各种彩色成分的光而形成白光,但LED只能发出某一种特定颜色的光。典型的颜色为红、黄、绿和红外光。在应用方面,LED常用作显示器的指示灯,或作为低照明用途(如自行车的信号灯)。LED(特别是红外线LED)也常在遥控电路中被当作发射元件使用(如电视遥控器)。在这种情况下,接收元件常可能采用光敏晶体管,它们能使接收电路中的电流根据LED发射信号的变化而改变。

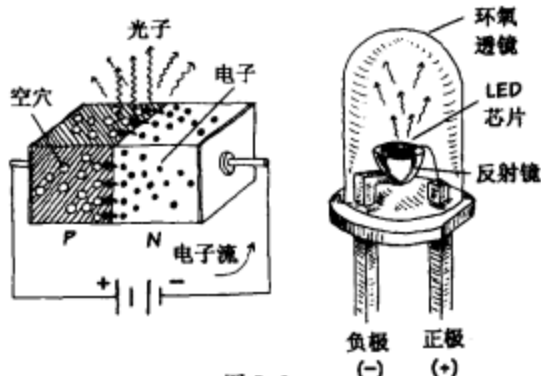


图 5.6

5.3.1 LED 工作原理

LED的发光部分是由N型和P型半导体结合在一起而形成的PN结。当PN结被正向偏置时,N侧的电子将被激发而通过PN结到达P侧,与P侧的空穴复合,并在电子与空穴复合时,发射出光子。LED的PN结部分被封装在一个环氧树脂罩内,环氧树脂中混合有光散射微粒以使光漫射,并使LED看起来更亮。半导体下方常有一个反射镜用来使光朝上方发射。两个引脚采用较大规格的导体制作,以帮助散发半导体的热量。

5.3.2 LED 的种类

可见光 LED



这些灯价格不高,也很耐用,常用作指示灯。它们的颜色一般有绿色(565nm)、黄色(585nm)、橘红(615nm)和红色(650nm)。最大正向偏置电压约为 1.8V ,典型工作电流为 $1\sim 3\text{mA}$ 。另外还有高亮度的LED,常用于高亮度闪光灯(如自行车闪光灯)。

红外线 LED

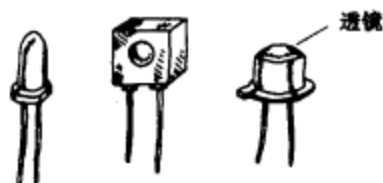
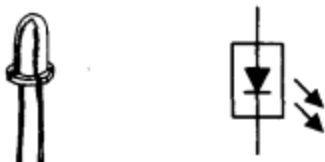


图 5.7

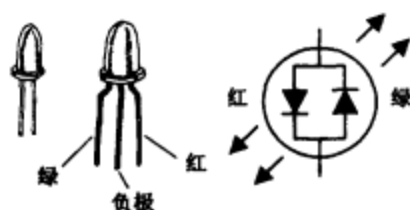
这些LED是设计用于发射红外光的,发射光波长大约在 $880\sim 940\text{nm}$ 之间。它们通常与光敏传感器件(如光敏二极管、光敏电阻、光敏三极管)在遥控电路(如TV遥控电路、入侵报警器)中配合使用。与可见光LED相比较,它们的光发射角很窄,这使它们传播信息的指向性良好。在一定大小的正向电流下,输出光具有确定的输出功率。典型的输出范

围为 0.5mW/20mA 至 8.0mW/50mA。正向电流大小一定时，最大输出电压约为 1.6V/20mA 至 2.0V/100mA。

闪光 LED



三色 LED



这种 LED 包含一个与它封装在一起的微型集成电路，该电路使 LED 每秒钟能闪光 1~6 次。它们最主要的用途是作指示闪光灯，也可用于简单的振荡电路。

这种元件可以看做由两个 LED 反极性并联连接而成，其中一个 LED 是红色的或橘红色的，另一个是绿色的。当电流从某一个方向流过元件时，其中一个 LED 导通而发光，而另一个因反偏而截止。电流反向时，第一个 LED 截止而第二个 LED 导通。通入交流电时，两个 LED 轮流发光，呈现混合色（黄）。它们可作为方向指示灯使用。通常最大额定电压大约为 3V，工作电流范围为 10~20mA。有的 3 色 LED 是由两个 LED 同极性并联而成，共用一个负极。

LED 数码显示器

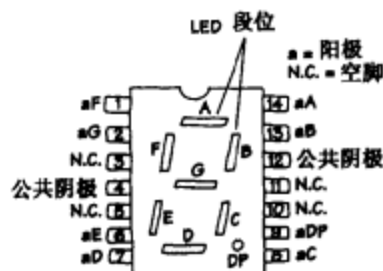


图 5.7 (续)

LED 数码显示器可用来显示数字或其他字符，由图中可看出，它由七个单独的 LED 组合在一起而制成。当对其中的一个 LED 施加电压时，“8”字中的一个笔划发光。与液晶显示器相比，LED 显示器看起来比较粗糙，功耗也更大。在附录 I 中将对显示器作更进一步讨论。

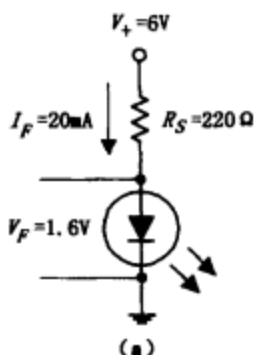
5.3.3 LED 技术资料

与普通的二极管一样，LED 是电流控制元件。可以用调节通过二极管的电流（称为正向电流或 I_F ）方法来控制 LED 的输出强度。LED 能处理的最大持续电流相对比较小，大约为 100mA。但 LED 能处理的脉冲电流的幅度却很大，可以达到 10A 左右。

为使 LED 避免过流而损坏，可用一个电阻与 LED 串联。串联电阻 R_S 的大小取决于 LED 的正向电压 V_F 、外加的电压 V_+ 和预期的正向电流 I_F 。可用欧姆定律来确定 R_S 的大小，如图 5.8a 所示。

与普通的二极管一样，LED 也有一个反向击穿电压 V_R 。反向电压超过 V_R ，将使 LED 损坏。LED 的 V_R 相对较小，典型值在 5V 左右。为给 LED 提供反极性保护，可用二极管与 LED 反极性并联，使得 LED 两端的电压还没有大到危险的程度之前，二极管导通（见图 5.8b）。重要的是应注意 LED 接在电路中的电压降（即 PN 结的电压降）是很小的。此电压降的数量级等于正向电压 V_F ，可能在 0.6~2.2V 之间，随 LED 型号的不同而改变。表 5.2 所示是几种 LED 的典型特性。

限流电阻



$$R_S = \frac{V_+ - V_F}{I_F}$$

$$R_S = \frac{6V - 1.6V}{20mA} = 220\Omega$$

反向电压保护

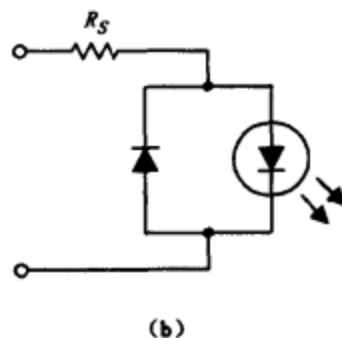


图 5.8

表 5.2 典型 LED 特性

型号	类型	封装方式	典型观察角 (°)	颜色	发光强度 \$I_V\$ (MCD)	典型正向电压降 \$V_F\$ (V)	最大反向击穿电压 \$V_R\$ (V)	最大正向直流电流 \$I_F\$ (mA)	最大功耗 \$P_D\$ (mW)
NTE3000	指示灯	T- $\frac{3}{4}$	80	鲜红	1.4	1.65	5	40	80
NTE3010	指示灯	T-1	90	绿	1	2.2	5	35	105
NTE3026	三色管	T-1 $\frac{3}{4}$	50	红/绿	1.5, 红 0.5, 绿	1.65, 红 2.2 绿	—	70 红 35 绿	200
NTE3130	闪光灯 (3Hz)	T-1 $\frac{3}{4}$	30	黄 闪光	3	5.25	0.4	20	—
NTE3017	红外线		—	900nm	—	1.28	6	100	175

5.3.4 LED 基本应用

LED 亮度控制器

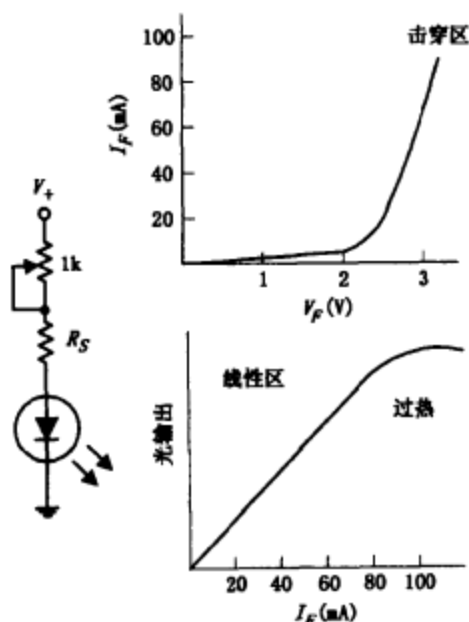


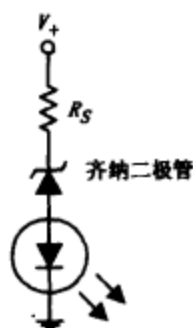
图 5.9

图中 1kΩ 的可变电阻器用来控制通过 LED 的电流大小，从而控制了亮度。\$R_S\$ 用来保护 LED 避免过流损害，\$R_S\$ 可用下式求得：

$$R_S = \frac{V_+ - V_F}{I_F}$$

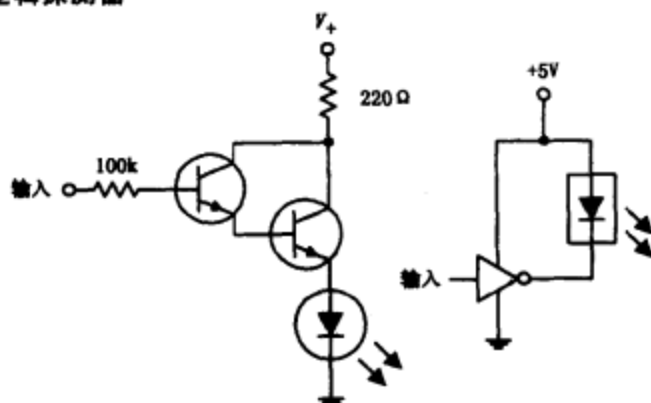
当 LED 开始导通时，随着电压的缓慢增加电流很快增大。太大的电流将使 LED 过热。

电压电平指示器



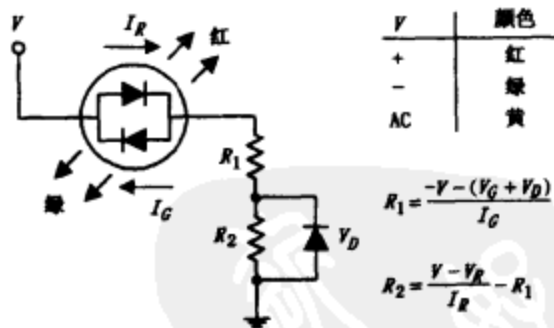
如图所示，一个 LED 和一个齐纳二极管可以组成一个电压电平指示电路。无论何时只要 V_+ 超过了齐纳二极管的击穿电压，齐纳二极管就将导通并使电流通过 LED。各种齐纳二极管具有不同的击穿电压，因此就可能用许多同样形式的电路并联起来组成一个电压显示器。

逻辑探测器



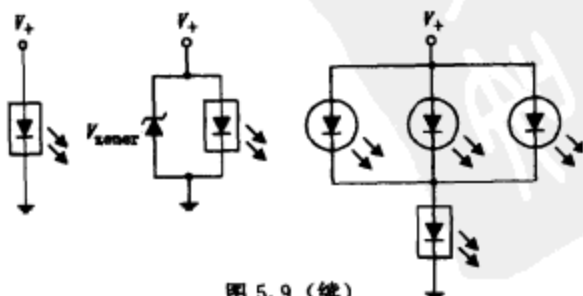
本图显示了怎样用一个 LED 作逻辑门状态探测器。由于逻辑门电路的输出状态取决于输入状态，高电平输入将使三极管导通并使 LED 点亮，而当输入为低电平时，LED 将截止。右边的电路显示用一个闪光 LED 可以做同样的工作。这种电路可用于 TTL 门电路和 CMOS 高输出门电路。

三色管极性指示器



图中电路显示用一个三色 LED 可以指示电流的方向和种类。如果 V 是正直流电压，LED 发红光，如果 V 是负直流电压，LED 发绿光。如果是高频交流电压作用于 LED，LED 发出来的光看起来呈黄色。 R_1 和 R_2 用于保护 LED，二极管 V_D 用于当反向电压超过最大额定值时起保护 LED 的作用。 R_1 和 R_2 的计算方法见公式，在公式中， V 是外加电压， V_G 和 V_R 是 LED 的正向电压， V_D 是二极管的正向电压 (0.6V)。

LED 闪烁电路



闪光 LED 与其他的 LED 不同，它不需要限流电阻。闪光 LED 的典型驱动电压在 3~7V 之间。为避免闪光 LED 因电压太高而损坏，可在其两端并联一个齐纳二极管 (击穿电压为 6V 左右)。右侧的电路表明可用一个闪光 LED 使许多普通 LED 也闪光。

图 5.9 (续)

继电器驱动器

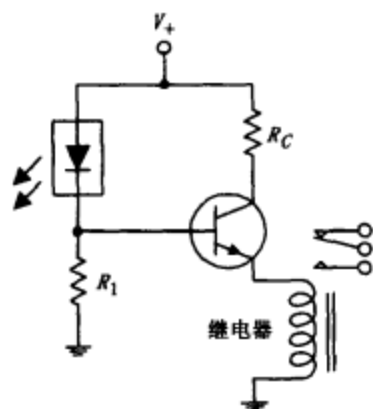


图 5.9 (续)

如图所示的电路中，用一个闪光 LED 向三极管基极提供开关电流（电压）脉冲。当闪光 LED 导通时，双极型晶体管基极获得所需的正电压和输入电流而导通，从而向继电器提供驱动功率。 R_1 设定三极管的基极偏置电压， R_C 设定集电极电流。

5.4 光敏电阻

光敏电阻器是光控可变电阻器。当处于黑暗中时，光敏电阻器的电阻值通常非常大（兆欧数量级）。但当它被光照射时，它的电阻值将非常明显地降低，随着光照强度的增大，电阻值甚至可以降低到几百欧。在应用方面，光敏电阻可用在亮—暗激励开关电路中，也可用于光敏检测电路。图 5.10 为光敏电阻的符号。



图 5.10

5.4.1 光敏电阻的工作原理

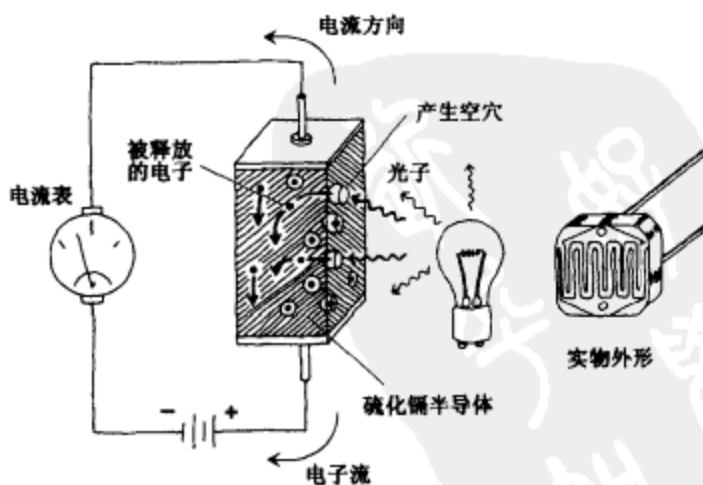


图 5.11

光敏电阻是由特种半导体晶体材料制成的，例如硫化镉（可见光）或硫化铅（红外光）。当将这种半导体元件置于黑暗中时，由于晶体中的原子束缚力很大，电子根本无法在外加电压作用下移动以通过光敏电阻器。但当有光照射时，光线中的光子撞击被束缚的电子，把它们从约束它们的原子中剥离出来，并在此过程中产生了空穴。于是这些解放了的电子在外加电压作用下汇成了电子流而流过电阻器（即电阻值下降了）。

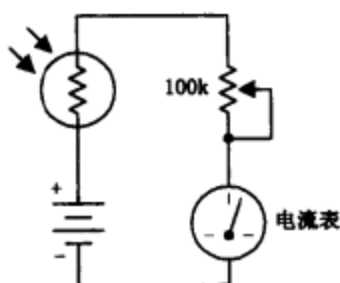
5.4.2 光敏电阻相关技术

光敏电阻对光强度变化的充分响应时间只要几毫秒或稍多一些，但撤去照射光后，电阻值回到它正常的暗电阻值可能要数秒钟的时间。一般来说，光敏电阻的运行方式几乎都相

同,但不同光敏电阻的感光灵敏度和电阻值变化范围的差别却非常大。另外,某一确定的光敏电阻器对某一特定波长的响应会更好一些。例如硫化镉光敏电阻器对波长在 400~800nm 范围内的光响应最好,而硫化铅光敏电阻器对红外光的响应最佳。

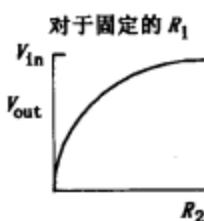
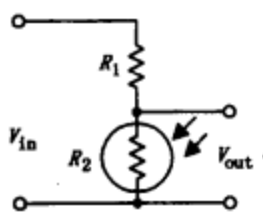
5.4.3 光敏电阻的应用

简单光强表



在如图所示的简单光强表中,用一个光敏电阻作光感元件。在无光照射时,光敏电阻器的电阻值很大,流过串联回路的电流极小,因而光强表指针偏转角也最小。当一个光源发出逐渐增强的亮光照射在光敏电阻上的时候,光敏电阻器的电阻值逐渐下降,流过回路的电流逐渐增大,使得光强表指针的偏转角也逐渐增大。电路中的可变电阻器用来对光强表进行校准。

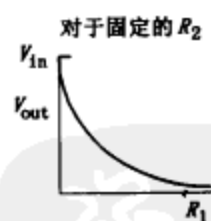
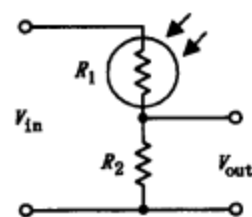
光敏分压器



这些电路与第三章介绍过的分压电路相似。与前述一样,输出电压可由下式给出

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in}$$

当光照强度增加时,光敏电阻器的电阻值减小,使图中上面电路的输出电压 V_{out} 减小,而下面电路的输出电压 V_{out} 增大。



光激励继电器

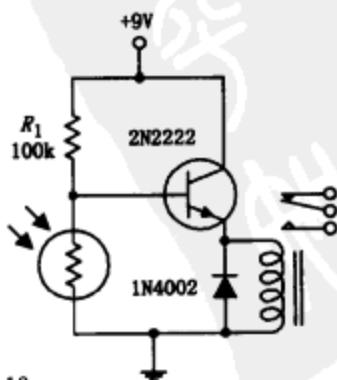
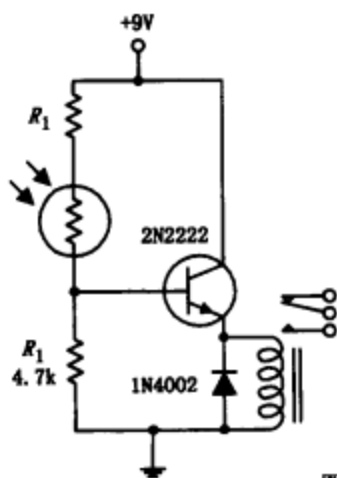


图 5.12

本图中的两个电路都采用了光敏分压器,光照强度发生变化能使继电器动作。左图为亮激励电路。当光照射在光敏电阻上时,光敏电阻器的电阻值下降,使晶体管基极的电流和电压增大。当基极电流和电压足够大时,流过晶体管集电极的电流也足够大,从而触发继电器使之启动。右图的暗激励电路的工作原理也相似,只是工作状态相反。亮激励电路中的 R_1 取值在 1kΩ 左右,应根据实际稍作调整。暗激励电路中的 R_1 (100kΩ) 也需要根据情况调整。两电路中均可采用工作电压为 6~9V、线圈电阻为 500Ω 的继电器。

5.5 光电二极管

光电二极管有两个引脚，它可以把光能直接转换成电流。如果把光电二极管的正负引脚用导线连接起来，并把它放在黑暗中，导线中将不会有电流流通。但如果用光照射，光电二极管立刻就变成一个小电流源，并驱使电流从负极通过导线再进入正极。图 5.13 画出了光电二极管的符号。



图 5.13

在无线通信中，最常用来检测近红外高速脉冲的器件是光电二极管。由于光电二极管的光电响应特性线性良好，在光强度表电路中也常使用它（如照相机光强表、入侵报警器等）。

5.5.1 光电二极管工作原理

光电二极管由一片很薄的 N 型半导体和一片较厚的 P 型半导体结合在一起而组成（N 型侧有丰富的电子，P 型侧有丰富的空穴）。此 PN 结的 N 侧作为负极，P 侧作为正极。如果用光照射此元件，许多光子将通过 N 型半导体进入 P 型半导体。进入 P 区的部分光子将会与束缚电子碰撞而将其逐离原来位置，并在此过程中产生了空穴。如果碰撞在足够靠近 PN 结处进行，被逐出的电子将越过 PN 结。结果，在 N 侧额外增加了电子而在 P 侧额外增加了空穴。这种正负电荷的分离使得在 PN 结两侧形成了电位差。现在，如果你用一根导线将负极（N 侧）与正极（P 侧）相连，电子将从有丰富电子的负极流向有丰富空穴的正极。（也可按习惯那样认为，即电流从正极通过导线流向负极。）光电二极管常采用带窗口的塑料封装或金属封装方式，这种窗口可能带有放大镜和滤光片。

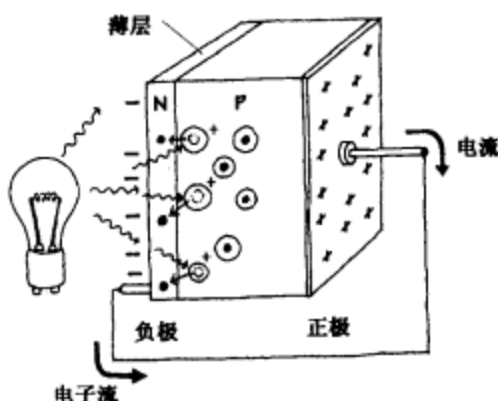


图 5.14

5.5.2 光电二极管的基本应用

光电压电流源

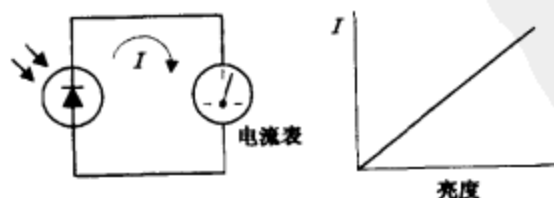


图 5.15

左图所示的电路中，光电二极管将光能直接转换成可由电流表检测的电流。光照强度（亮度）与输出电流几乎为线性关系。

光电导运用

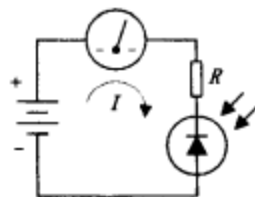


图 5.15 (续)

单个光电二极管可能无法产生足够大的电流来驱动一个光电电路。通常它们都是与一个电压源合在一起使用。左图中，一个光电二极管以反向偏置的方向与电池相连。当处于黑暗中时，只有很小的暗电流（nA 数量级）通过光电二极管。用光照射光电二极管时，通过它的电流增大。本电路与前述电路不同的地方是利用电池来增加输出电流。电路中用一个电阻器与光电二极管串联，电池用于使电流表偏转。注意，如果你将光电二极管看作是普通的二极管，电路是不能导通的。光电二极管的连接方向应与普通二极管相反。

5.5.3 光电二极管的种类

光电二极管有各种各样的外形和大小。有些光电二极管带有透镜，有些带有光学滤波片，有些光电二极管设计用于高速响应的场合，有的光电二极管的感光面积大感光灵敏度高，也有的感光面积较小感光灵敏度低一些。但光电二极管的感光面积增大，响应速度将会变慢。表 5.3 为型号为 NTE3033 的光电二极管特性参数。

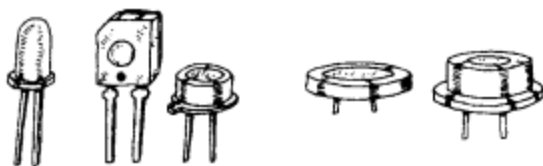


图 5.16

表 5.3 光电二极管特性表

型号	种类	反向电压 V_R (V)	最大暗电流 I_D (nA)	最大亮电流 I_L (μ A)	功耗 P_D (mW)	上升时间 t_r (ns)	典型检测角 ($^\circ$)	典型最大发射 波长 λ_p (nm)
NTE3033	红外线	30	50	35	100	50	65	900

5.6 太阳能电池

太阳能电池是感光表面积很大的光电二极管。由于太阳能电池的感光面积大，所以它对入射光的灵敏度增大，能提供比光电二极管大得多的功率（更大的电流和电压）。例如，单个太阳能电池暴露在明亮的光线下可能产生 0.5V 的电压，并提供高达 0.1A 的电流。

太阳能电池可用来对一些小电器供电，如太阳能计算器。也可以用几个太阳能电池串联后对镍镉电池充电。太阳能电池还常作为可见光和近红外光检测器中的感光元件使用，如用于光强度表、继电器中的光电触发部分。与光电二极管相似，太阳能电池也有正极和负极引脚。将其接入电路时，应使正引脚的电位高于负引脚电位。太阳能电池的典型响应时间大约为 20ms。

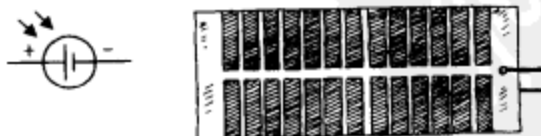
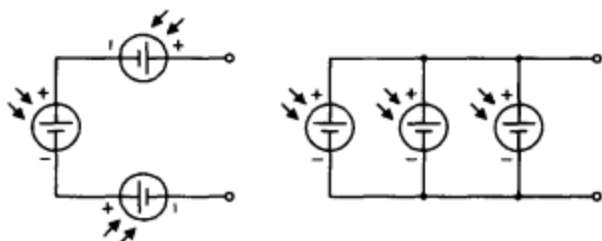


图 5.17

5.6.1 太阳能电池的基本应用

电源



与一般电池一样，太阳能电池既可以互相串联，也可以互相并联。在明亮的光照下，每个电池产生的开路电压约为 $0.45 \sim 0.5\text{V}$ ，并产生达 0.1A 的电流。将几个光电池串联，输出电压为各单个电池电压的总和，而将几个太阳能电池并联，可增大输出电流。

电流充电器

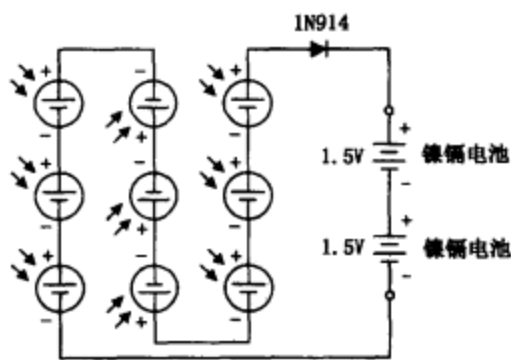


图 5.18

如图所示的电路表明怎样用 9 个串联的太阳能电池对两个 1.5V 的镍镉电池充电（每个太阳能电池提供 0.5V 的电压，总电压为 4.5V 减去二极管的 0.6V 的电压降）。电路中二极管的作用是防止在黑暗状态期间，镍镉电池通过太阳能电池放电。重要的是充电速率不要超过镍镉电池安全充电速率。要降低充电速率，可在电池上串联一个电阻。

5.7 光电晶体管

光电晶体管即对光照敏感的晶体管。普通的光电晶体管就像是用一个光敏表面取代基极引脚的双极型晶体三极管。当此表面处于黑暗中时，光电晶体管截止（无电流通过集-射区）。当光敏表面暴露于光线中时，将产生一个小的基极电流，并控制产生一个大得多的集电极至发射极的电流。场效应光电晶体管与光电晶体管的不同之处是，它是利用光照产生的栅极电压来控制产生漏源电流。场效应光电晶体管对光线的变化极其敏感，但它们比双极型光电晶体管易于损坏（从电性能方面考虑）。

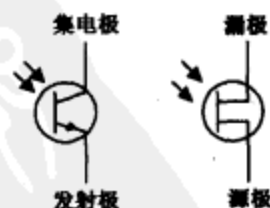


图 5.19

5.7.1 光电晶体管的工作原理

图 5.20 是一个双极型光电晶体管的简单模型。以下是关于其工作原理的详细介绍。

双极型光电晶体管是一种无基极引脚的双极型晶体管。它具有一个格外大的、用来受光照射的开放的 P 型半导体区域。当光线中的光子（这些光子具有正好的频率和能量）撞击了 P 型半导体内的电子，将使电子获得足够大的能量而越过 PN 结能垒。一旦 P 区中的电子进入了下面的 N 区，在 P 区半导体中就产生了空穴。注入到下面 N 区的电子又流向电池的

正端，而电池负端的电子则流入上面的 N 型半导体中，并越过 PN 结进入 P 区，与 P 区的空穴复合。其净结果是产生了从射极到集电极的电子流。对于传统意义上的电流而言，那就要反过来说了，即：当基区被光照射时，产生了正电流 I 从集电极流向发射极。光电晶体管通常是将这种 PNP 型半导体芯片封装在可兼作放大镜的环氧树脂中。也有一些光电晶体管采用带塑料窗口的金属外壳来封装这种芯片。

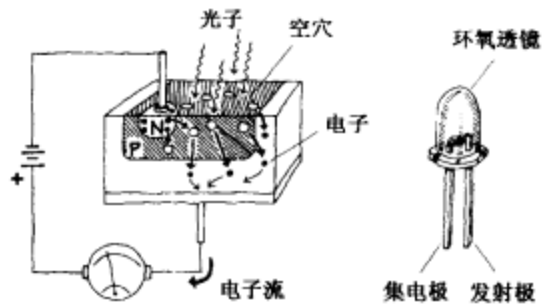


图 5.20

5.7.2 光电晶体管的基本电路

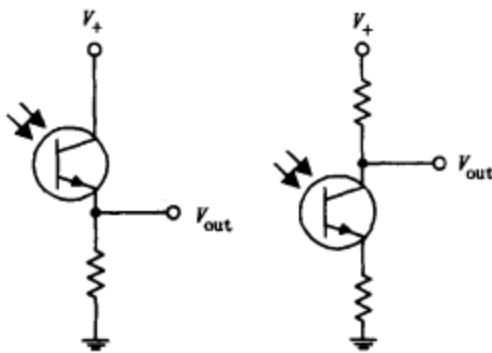
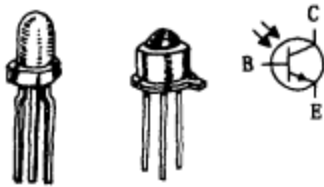


图 5.21

在许多情况下，光电晶体管都与普通双极型晶体管相似。如图 5.21 所示为射极跟随器（有电流增益，无电压增益）。射极跟随器和共射极放大电路已在第 4 章中讨论过。

5.7.3 光电晶体管的种类

三引脚光电晶体管



有时两引脚光电晶体管的基区注入电子数量不够多而不能产生期望的集电极至发射极的电流。为此，要使用带基极引脚的三引脚光电晶体管。增加的基极引脚可以引入外加的电流来帮助提升注入基极的电子数量。也就是说基极电流的大小由光照强度和外加的基极电流共同决定。在实际的光电子电路中，常用三引脚光电晶体管来取代两引脚的管子，但基极引脚不接入电路。

光电达林顿复合管

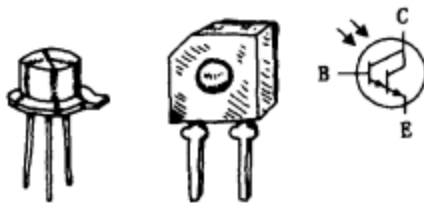


图 5.22

除了具有光电特性外，这种管与普通的达林顿复合管相似。复合光电晶体管的感光性能远高于普通光电晶体管，但它们的响应速度也更慢。这种元件有些带有基极引脚，有些却无基极引脚。

5.7.4 光电晶体管的技术资料

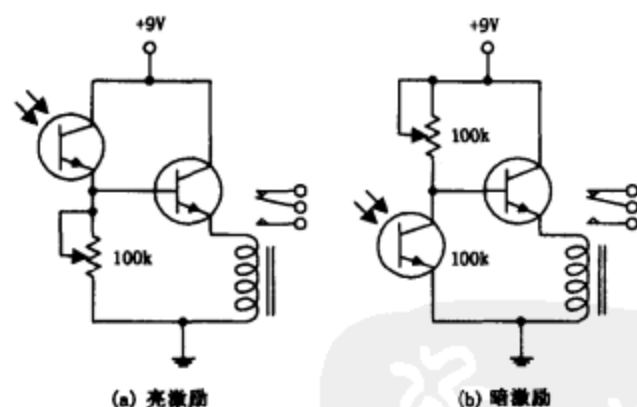
和普通晶体管一样，光电晶体管的参数也包括最大击穿电压、最大额定电流和最大额定功耗。通过光电晶体管集电极的电流 I_C 的大小直接取决于辐射光的强度、元件的直流放大倍数和外加基极电流的大小（对三引脚光电晶体管而言）。一个用光来控制其集电极至发射极电流大小的光电晶体管，即使把它放在黑暗中，仍有一个称为暗电流的小电流通过该元件，暗电流通常忽略不计（几 nA 数量级）。表 5.4 是两种光电晶体管的典型特性参数。

表 5.4 光电晶体管特性表

型号	类型	集基电压 BV_{CE0} (V)	最大集电极电 流 I_C (mA)	最大集电极暗 电流 I_D (nA)	最小光电流 I_L (mA)	最大功耗 P_D (mW)	典型响应 时间 (μ s)
NTE3031	NPN, 硅, 可 见光和红外线	30 (V_{CE0})	40	100, 在 V_{CE} 为 10V 时	1	150	6
NTE3036	NPN, 硅, 复 合管, 可见光 和近红外线	50	250	100	12	250	151

5.7.5 光电晶体管的应用

光激励继电器



左图电路中，光电晶体管用来控制功率开关晶体管的基极电流，进而控制继电器的电流。在图 (a) 所示的亮激励电路中，当光线照射光电晶体管时，光电管导通，允许电源电流通过并进入功率开关晶体管的基极，于是功率开关晶体管导通，电流流过继电器使继电器开关被触发而改变状态。在图 (b) 所示的暗激励电路中，情况与上述电路相反：只有在撤去光电晶体管的照射光后，光电晶体管截止，才使进入功率晶体管基极的电流增大。两图中的 $100k\Omega$ 电位器的作用是通过控制流过光电晶体管的电流的大小来调节感光灵敏度。

接收电路

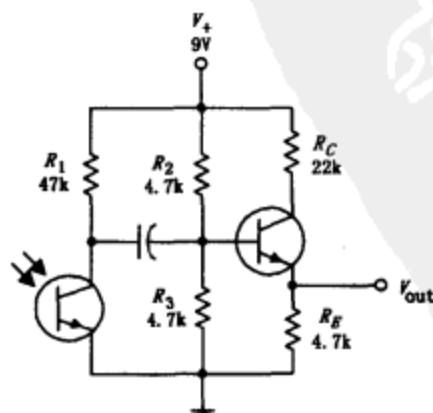


图 5.23

左图的电路说明怎样用一个光电晶体管和一级放大器（电流放大器）来组成一个调制光波接收电路。电路中的 R_2 和 R_3 用来设定功率开关晶体管的直流工作点， R_1 用来设定光电晶体管的感光灵敏度。电容器为隔直电容。

转速表

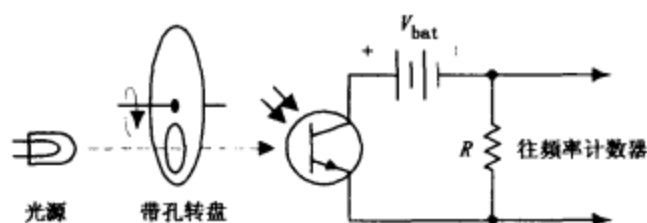


图 5.23 (续)

左图是一个简单的例子，说明怎样用光电晶体管组成简单的频率计数器和转速表。一片带孔的旋转圆盘（与旋转轴相连接），每转一周使光线通过小孔一次，通过小孔的光线可触发电光晶体管使它导通，用一个频率计数器可以对发生的电子脉冲进行计数。

5.8 光电晶闸管

光电晶闸管是一种光激励晶闸管。光激励可控硅（LASCR）和光激励双向可控硅是两种普通的光电晶闸管。LASCR 可作开关使用，当它被光脉冲照射时导通。当光撤除后，LASCR 依然保持导通状态，直至将它的阳极和阴极极性反接或撤除供电为止。光激励双向可控硅性能与 LASCR 相似，但它是设计用于交流电流的。LASCR 的符号见图 5.24。



图 5.24

5.8.1 LASCR 的工作原理

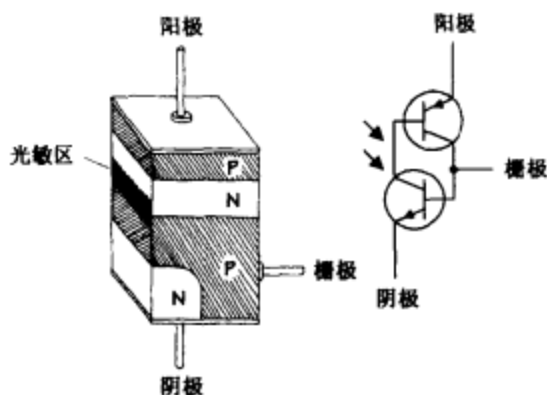


图 5.25

图 5.25 中的模型和等效电路可帮助解释 LASCR 的工作机理。如其他的 PN 结光电器件一样，当一个光子在 P 型半导体侧撞击一个电子时，该电子将被逐离原来位置而越过 PN 结，进入 N 型侧。如果许多光子解放了许多电子并越过了 PN 结，基极将产生足够大的电流使晶体管开通，并将此状态一直保持到把阳极、阴极电源对调或将电源切断为止。（产生这种结果的原因是，从阳极流向阴极的电流继续充当着晶体管的基极电流。）

5.8.2 LASCR 的基本应用

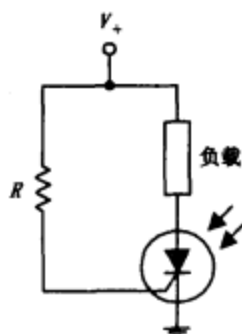


图 5.26

在图 5.26 电路中，在没有光照射时，LASCR 关断，负载中无电流通过。有光照射时，LASCR 导通，使电流通过负载。电路中的电阻器 R 用来设定 LASCR 的触发电平。

5.9 光电耦合器

光电耦合器件是一种用光将两个电路连接起来的器件。例如，一个典型的光电耦合器可能由一个发光二极管和一个光电晶体管共同封装在一个不透光的外壳中组成。光电耦合器中的发光二极管部分与电源相连，而光电晶体管部分与检测电路相连接。无论何时当LED因通电而发光时，都能被光电二极管检测到。另外还有许多类似的源与传感器的组合物，例如：发光二极管和光电二极管，发光二极管和光激励可控硅，以及灯泡与光电晶体管的组合等。

在应用方面，光电耦合器常用于两个在电气上绝缘的分离电路之间，即可以用一个电路来控制另一个电路，但电压和电流不会出现将两个电路相连时可能产生的变化。光电耦合器的典型封装方式为：把源器件和传感器件面对面地放置在一个不透光的外壳中。这种封装方式的耦合器就像是一个“闭合对”（见图 5.27a）。除了在电气上的绝缘应用之外，闭合对常用作电平转换电路和当作固体继电器。开槽耦合/中断器在源和传感器之间开有一个槽孔，槽孔中可插入阻挡片来切断光线（见图 5.27b）。这种器件可用作物体探测器、撞击释放开关和振荡探测仪等。还有一种采用反射对结构的光电耦合器（见图 5.27c），在这种结构中，光源发射光，传感器检测被物体反射的光。反射对结构可作物体探测器、反射监视器、转速计和动作探测器。

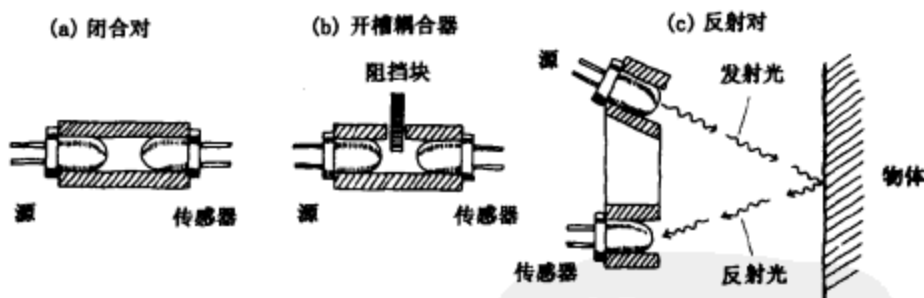


图 5.27

5.9.1 集成光电耦合器

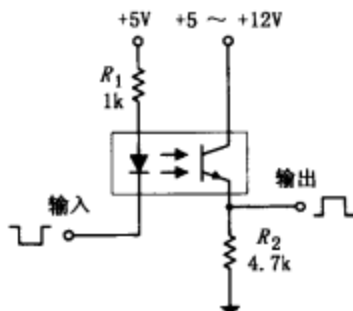
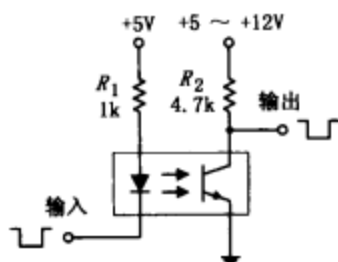
密封的光电耦合对常采用集成封装形式，图 5.28 是两例光电耦合器集成块。



图 5.28

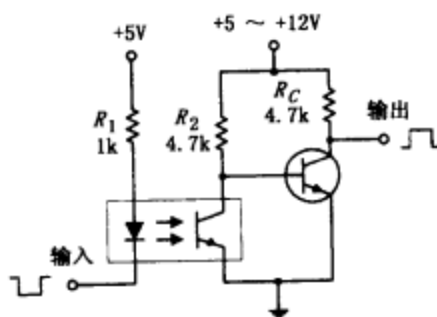
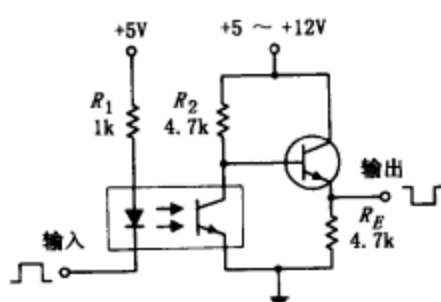
5.9.2 光电耦合器的应用

基本光电耦合器电平转换电路



本光电耦合器由一个发光二极管和光电晶体管组成，即使源电路和传感电路之间绝缘，也能在输出端提供经过转换的直流电平。左边电路输出同相信号，右边电路输出倒相信号。

光耦合放大器



在光电应用中，有时光电耦合器中的光电晶体管部分不具备足够的控制能力来开关大电流，可如图在电路右边增加一级功率开关晶体管来解决这一问题。

图 5.29



集成电路

集成电路 (IC) 就是将大量的电阻、电容和晶体管等器件集成在一个指甲盖大小的单晶硅片上, 实现特定功能的芯片。不同功能的集成电路, 集成的器件数量差别很大, 可以少到数个, 多到成千上万个。通常来说, 其原理就是在生产过程中, 将 N 型和 P 型硅结构嵌入到单晶硅片并进行连接。然后, 在单晶硅片的表面上镀铝, 作为连接微小晶体管、电阻、电容的内部引线。图 6.1 给出了集成电路内部断面的结构, 并说明了单晶片内的元器件是如何制成以及如何连接的。

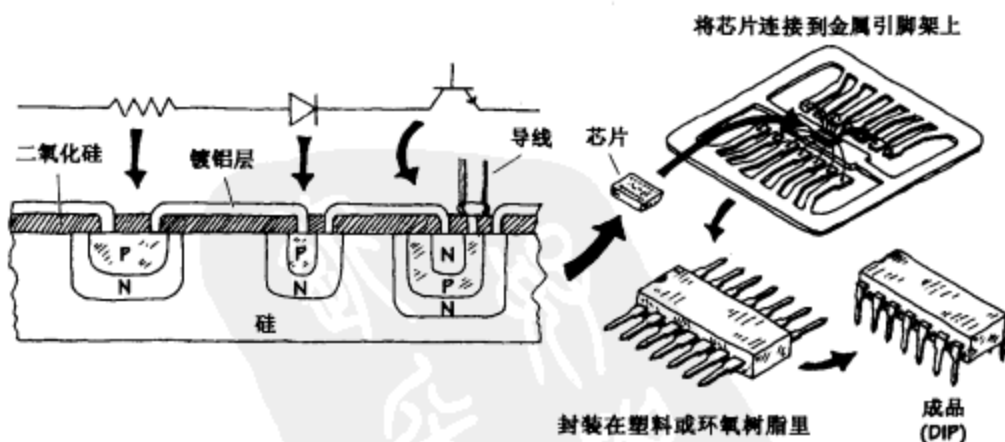


图 6.1

集成电路可分成三种类型: 模拟、数字或者模拟数字混合。模拟 (或线性) 集成电路主要处理对象是电压幅度随时间变化的信号; 数字 (或逻辑) 集成电路则简单得多, 处理的或产生的信号只有高电平和低电平两种状态; 而模拟数字混合集成电路兼有模拟和数字两种集成电路的特点。模拟集成电路主要有: 电压调节器、运算放大器、比较器、定时器和振荡器。数字电路主要有: 逻辑门 (如与门、或门、非门等)、

触发器、存储器、处理器、计数器、移位寄存器、多路传输器、编码器和解码器等。模拟/数字集成电路可能有很多不同的形式。例如，一块模拟定时器集成电路，其内部就可能包含有数字计数器。再者，它也可以设计成能够读取数字信息，并根据这一个数字信号产生一个线性的输出，驱动扬声器、步进电机或者 LED 显示等。

6.1 集成电路的封装

目前，常见的集成电路封装形式多为塑料或陶瓷所组成双列直插式（DIP），每个金属引脚的引脚编号都对应于不同的功能。通常，引脚编号以逆时针方向递增计数，其中，引脚 1 在型号标志的左边（见图 6.2），而制造厂家的商标、前缀、型号和生产日期等直接印在封装的正面。除此之外，还可以看到其他的数字和标号，它代表了该集成电路的适用温度范围、封装类型等。为便于理解，这里列出部分集成电路为例说明。

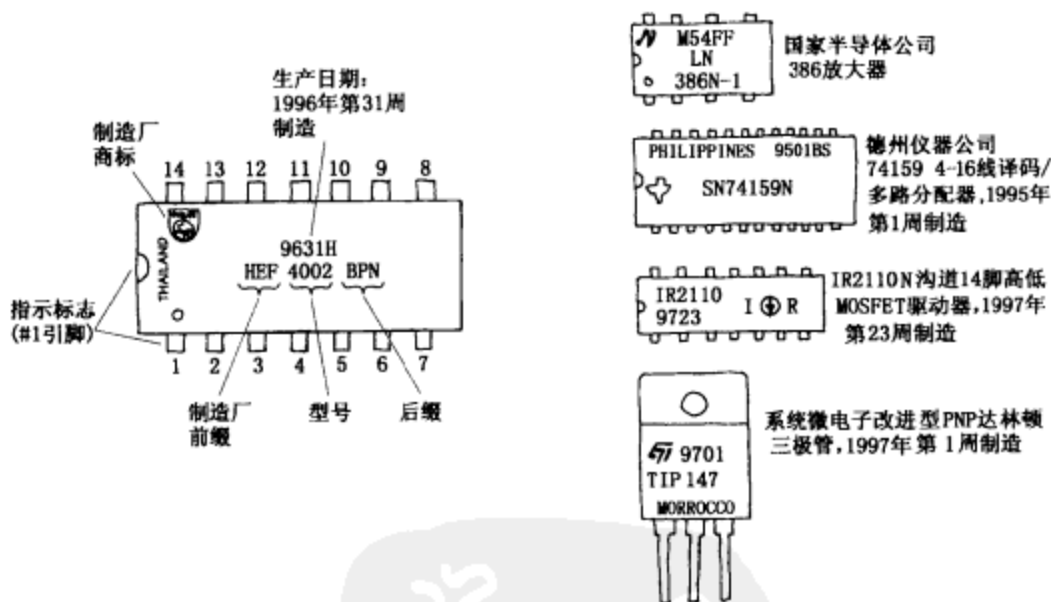


图 6.2

例如：“XX44C55P-1”，“XX”表示制造厂商的前缀，“44”表示芯片的系列编码，“C”是芯片制造工艺（如 C 代表 CMOS 工艺，F 代表高速，HC 代表高速 CMOS，HCT 代表高速 CMOS 且兼容 TTL 电平，IS 代表低功耗肖特基等），“P”表示封装编码（各制造厂定义不同），“1”表示器件的速度代码。

表 6.1 列出部分公司的前缀。需要说明的是：前缀并不能正确确定生产厂家，不同公司可能使用相同的前缀，如使用前缀“P”的公司有 ASD、Harris、Hewlett-Packard、Intel、Mitsubishi、Motorola、NEC、Phillips、SGS 和 Temic 等。此时，商标有助于确定生产厂家。

另一个需要了解的是标记后缀，通常，后缀说明芯片的封装类型（如陶瓷双列直插、塑料双列直插等），有时也说明芯片的适用温度范围等。但后缀并没有一个统一的命名标准，不同公司的后缀，代表意义就各不相同。

表 6.1 公司前缀

制造厂	前缀	制造厂	前缀
Allegro	A, μ PA, UCX	Philips	HEF, HCF, M, AD, AJ, J, B, BB, BA, ON, OT
Analog Devices	AD	Samsung	KA, IR, K Kxx
Advanced Micro Devices	Am, A, AO	Siliconix	L, LD
Panasonic	An	Linear Technology	LT
General Instrument	AY, GIC, GP, GI, FE, GF, W, GI	Mitsubishi	M
Sony	Bx, Cx, GI	Fugitsu	MB, FTU
Intel	B, C, I, M, IR, A, AP AT	MOS Technology	MCS
RCA(Harris)	CA, CD, CDP	Microsystems International	MIL
TRW	CA, TDC, MPY, CMP, DAC, MAT, OP	Mostek	MK
Precision Monolithics	PM, REF, SSS	Plessey	MN, SL, SP
National Semiconductor	DM, LF, LFT, LH, LM, NH, NA, NDx	Signetics	N, NE, S, SE, SP
Sanyo	DSK	Next	Nx
Fairchild (now National Semiconductor)	F μ A, μ L, Unx	NTE	NTE
Ferranti	FSS, ZLD, Zn	Precision Monolithics	PM
GE	GEL	Quality Semiconductor	QS
Harris	HA	Raytheon	R, RAY, RC, RM
Hitachi	HA, HD, HG, HI, HZ	Silicon General	SG
Motorola	HEP, M, MC, MCC, MCM, MFC, MM, MWM, HEF, HEED, T, CH, J	Shanghai Belling Micro	SGS
Intersil	ICH, ICL, ICM, IM	Siemens	B, BB, BF
IR	IR, IRB, IRxx	Texas Instruments	SN, TL, TMS, TEX
Sharp	IR	Toshiba	T, TC, HZ, M, TA, TH, JT
ITT	ITT, MIC	Sprague	ULN, ULS
		NEC	μ P, μ TD, NRA, NRB, NRx
		Westinghouse	WC, WM
		Exar	XR
		Yamaha	YAC, YM, YMF, YSS
		Hewlett-Packard	5082-nnnn, AT

可以登录 www.hitex.com/chipdir/index.htm 网址，了解最新的各公司前缀、商标等，如果不能正常登录，可以使用“Chip Directory”作为关键词查找，了解公司的商标、前缀、后缀、芯片型号、名称、种类和制造厂等。

6.2 基本集成电路

TL783 三端可调电压调节器

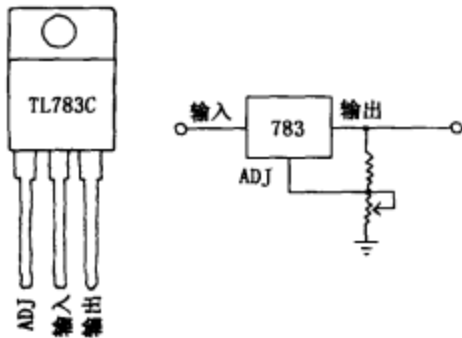


图 6.3

该器件是三端可调电压调节器，主要应用在高电压输出场合。输出电压范围：1.25~125V，最大输出电流 700mA。两个外接电阻可调节输出电压的大小。电压调节器在第 10 章有更详细的说明。

741CD 运算放大器



图 6.4

741 是常用的、高线性度的放大器。通过反馈电阻，将输出信号连接到其反相输入端，可以实现很多功能。例如：可做成反相和同相放大器、振荡器、积分电路、微分电路、加法器和减法等。在无反馈电阻时，可作为比较器使用。有许多公司生产 741 运算放大器。有关运算放大器的内容，详见第 7 章。

555 计时器



图 6.5

555 是多功能集成电路，接上外接电阻、电容，就可构成一个灵巧的电子开关电路，可按电路设定的开关速度工作。它们用于计时（定时）电路、振荡电路、逻辑时钟发生器以及音频信号发生器等。555 计时器将在第 8 章详细说明。

LM7411 三输入与门

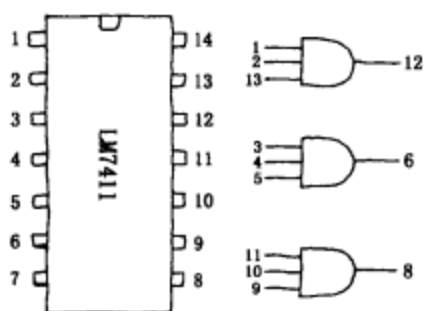


图 6.6

7411 内部有三个独立的三输入与门。三个门共用一个电源。与非门、或门、存储器、微处理器、微控制器和其他逻辑集成电路第 12 章讨论。

MM5480 LED 显示驱动

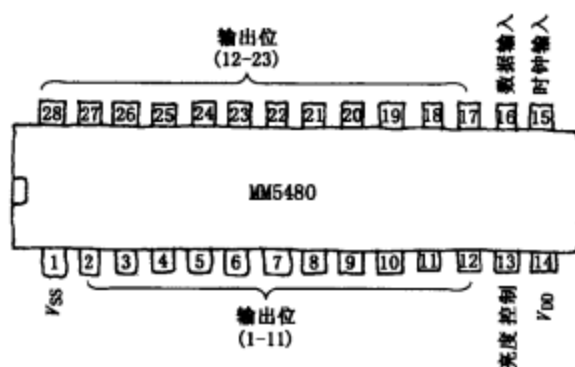


图 6.7

这块集成电路是共阴 LED 数码管的专用驱动芯片。将亮度控制引脚通过一个电位器连接到电源端，可控制 LED 的亮度。该芯片其他特点包括连续亮度控制、串行数据输入、无负载信号要求、TTL 兼容、3 位半 LED 显示和宽的直流供电范围等。MM5480 可应用在工业控制显示、数字时钟、温度计、计算器、电压表等。有关 LED 显示和显示驱动在第 12 章讨论。

LM628 精密转动装置控制

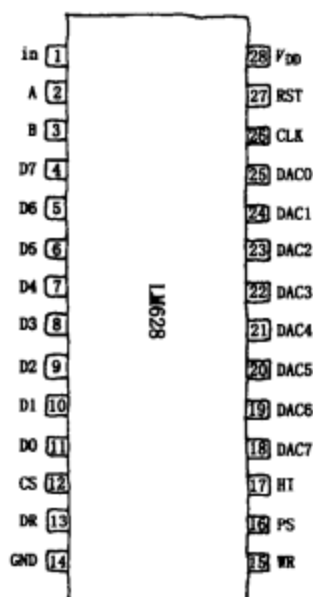


图 6.8

LM628 是一块转动控制处理器，使用正交增量位置反馈信号。这些反馈信号来自从直流电机、无刷伺服电机和其他伺服机械等。这个芯片可驱动 8 位或 12 位的 DAC 输出，从而构成一个包括直流电机、执行器、增量编码器、DAC 和功率放大器的伺服系统。该集成电路的特点是：32 位的位置、速度和加速度存储器，位置和速度运算模式、实时可编程主机中断、8 位并行异步主机接口和正交增量编码器。

运算放大器

运算放大器（简称运放）是常用的、高精度的、微小信号放大器件，有许多令人称奇的使用方法。一个典型的运放带有一个同相输入端、一个反相输入端、两个直流电源引脚（正极和负极）、一个输出端和附加的调零引脚。在电路图中，电源的正负极经常被省略。

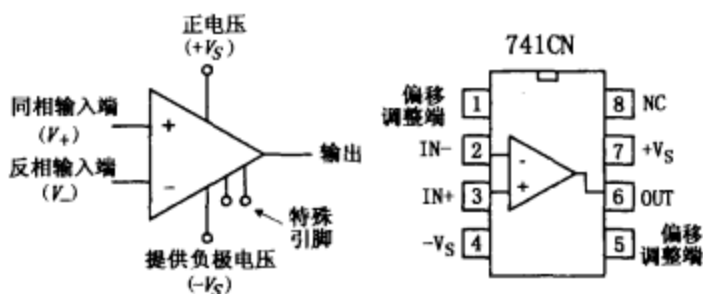


图 7.1

就运算放大器本身而言，它的工作原理是很简单的。如果反相端 V_- 上的电压比同相端 V_+ 上的电压高，输出端的电压将趋于负电源端 $-V_S$ 。相反地，如果 $V_+ > V_-$ ，输出电压将趋于正电源电压 $+V_S$ （见图 7.2），也就是说，只要两个输入端电压有微小的不同，运放便会有最大输出电压。

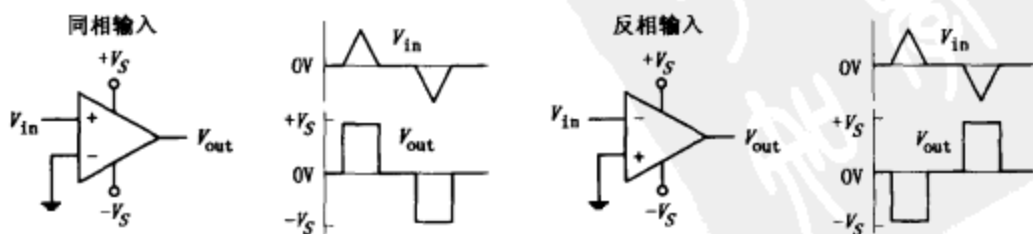


图 7.2

初看起来，运放并不能给人留下很深的印象——当输入端电压稍微有所不同，输出端就会从一个输出最大值转换到另一个最大值。就此而言，它的应用范围确实很窄。但引入负反馈后，运放成为非常有用的器件。

当把输出端的信号反馈到反相输入端（这就是负反馈），运放的放大倍数就可以得到控制——防止运放输出饱和。例如，将一个反馈电阻 R_F 连接在输出和反相输入端之间，如图 7.3 所示，输出端输出的信号电压取决于反馈电阻的大小： $V_{out} = -V_{in} (R_F/R_{in})$ （具体推导过程中将在本章 7.4 节介绍）。输出的负极性信号意味着反馈信号连接到放大器的反相输入端——反相的结果。由这个公式可见，调整反馈电阻 R_F 的大小，就可以调整输出信号的幅度大小，即调整放大倍数。

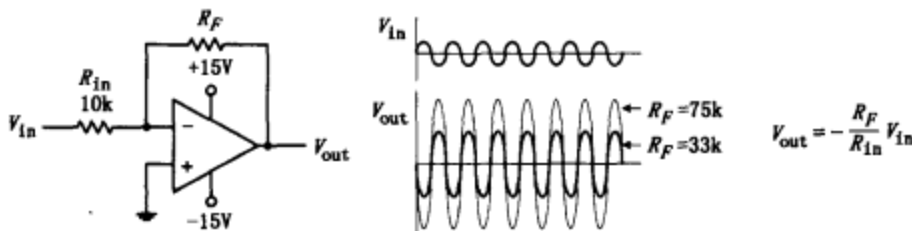


图 7.3

在负反馈回路中增加其他元件，放大器还可以实现其他大量有趣的功能。这些有趣电路包括电压调节电路、电流-电压变换器、电压-电流变换器、振荡电路、运算电路（加法器、减法器、乘法器、除法器、积分器等）、波形发生器、滤波器、整流器、峰值检波器、采样保持电路等。

除负反馈外，还有正反馈，即输出端信号通过网络连接到放大器的同相输入端。正反馈与负反馈相反，它使运放趋于饱和。相对于负反馈电路，正反馈较少应用，常见的有比较器、振荡电路等。正反馈也将在本章中详细介绍。

7.1 运算放大器的水模拟

将运放比作水系统，假设水压为电压，水流为电流。

运放的反相端和同相端用两只水管末端装有弹性的气球表示。当两管的水压相同时，水平杆在中间位置。如果加在同相端的水压比加在反相端的大，则同相端的气球变大并迫使水平杆向下转动，同时水平杆带动球阀逆时针转动。因此，从高气压导管（类似于正电源）到输出导管的通道打开（这类似于当同相输入端的电压高于反相输入的电压时，运放输出正饱和）。如果同相端的水压比反相端的水压小，则反相端的气球推水平杆向上转动，使得球阀顺时针转动。因此，从真空管（类似于负电源）到输出管的通道打开（这类似于当反相输入端的电压高于同相输入端的电压时，运放输出负饱和）。同理可以模拟负反馈过程。水模拟系统还有输入阻抗无穷大，输出阻抗为零的特点，这与理想运放也有相似的输入和输出阻抗，但在实际的运放中，总会存在一定的漏电流。

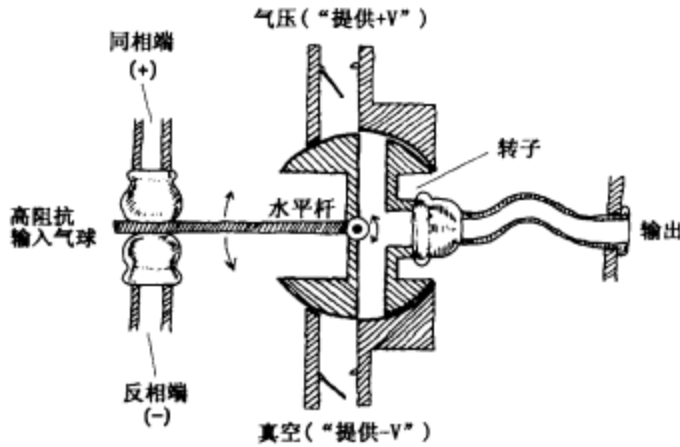


图 7.4

7.2 运算放大器的工作原理

一块运放是由许多的三极管、许多的电阻和一些电容组成的集成电路。图 7.5 所示的是一块廉价通用的双极性运放的原理图。

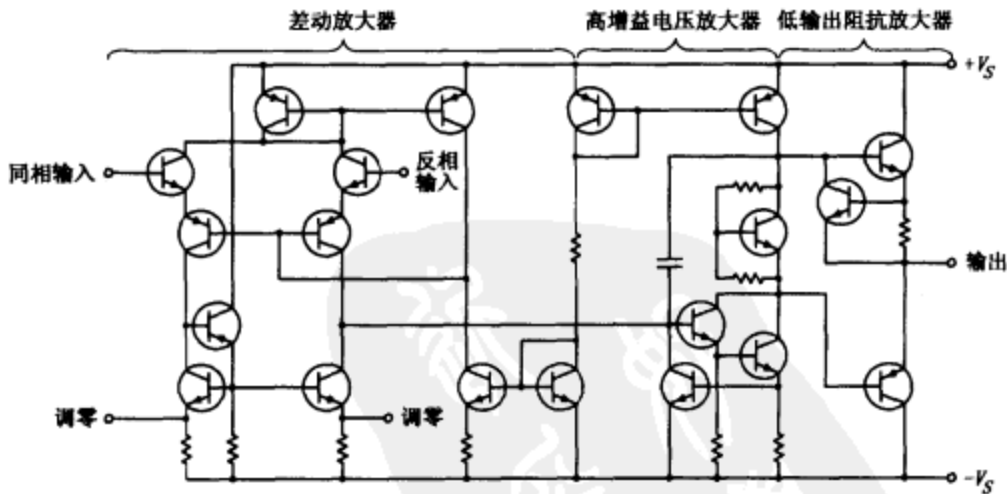


图 7.5

这块运放由三个最基本的部分构成：高输入阻抗差动放大器、带有电平变换（允许输出正负极性转换）的高增益电压放大器和一个低输出阻抗放大器。实际的运放包含更复杂的结构，但这对输入输出端的变化没影响。也就是说，我们没必要去了解运放电路内部电流和电压的运行情况，只要记住一些与输入、输出端有关的规律。这看起来像是在回避难点，但却很有效。

7.3 运算放大器的相关理论

为了掌握运算放大电路的特点，理解下面公式是很有必要的。这是一个基本的公式，给出了输出电压与输入电压 V_+ （同相端）、 V_- （反相端）和运放的开环放大倍数（ A_o ）的函数关系。

$$V_{out} = A_o (V_+ - V_-)$$

这表达式说明一个理想的运放可看作为一个理想的电压源，输出的电压等于 $A_o(V_+ - V_-)$ （见图 7.6）。实际的运放电路要作一些修正，这是考虑到非理想运放的因素，如输入电阻 R_{in} 和输出电阻 R_{out} 。图 7.6 的右边给出实际的运放等效电路。

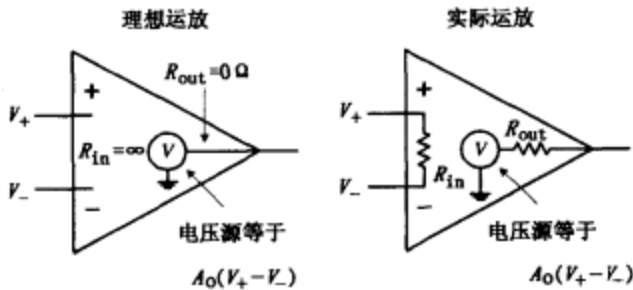


图 7.6

为了得到开环电压放大倍数表达式、理想和实际等效电路， A_o 、 R_{in} 和 R_{out} 有以下规则：

规则 1：对于理想运放，开环电压放大倍数无穷大（ $A_o = \infty$ ），而实际运放，放大倍数是有限的，典型值 $10^4 \sim 10^6$ 。

规则 2：对理想运放，输入阻抗无穷大（ $R_{in} = \infty$ ）。而实际运放，输入阻抗是有限的，典型值在 $10^6 \Omega$ （如典型双极性运放）到 $10^{12} \Omega$ （如典型 JFET 运放）之间。理想运放的输出电阻为零（ $R_{out} = 0$ ），实际运放 R_{out} 的典型值在 $10 \sim 1000 \Omega$ 之间。

规则 3：理想运放输入端电流为零。实际运放也一样，输入电流一般（但不都是）可忽略。其典型值在 pA （如典型 JFET 运放）到 μA （如双极型运放）之间。

理解 $V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$ 和上述三条规则的基础上，我们就可以将它们应用到一些简单例子中。

例 1

求图 7.7 电路的电压放大倍数（ V_{out}/V_{in} ）

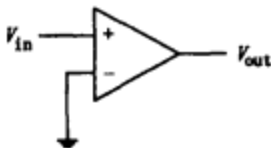


图 7.7

V_- 接地（ 0V ）， V_+ 等于 V_{in} ，将它们代入开环电压放大倍数表达式：

$$\begin{aligned} V_{out} &= A_o (V_+ - V_-) \\ &= A_o (V_{in} - 0\text{V}) = A_o V_{in} \end{aligned}$$

整理等式，得到放大倍数表达式

$$\text{增益} = V_{out}/V_{in} = A_o$$

如果将运放看作理想运放， A_o 将是无穷大。作为实际运放， A_o 的值是有限的（在 $10^4 \sim 10^6$ 之间）。这是一个以地为参考点的同相比较器。当 $V_{in} > 0$ ，理想运放的输出电压为 $+\infty\text{V}$ ；如果 $V_{in} < 0$ ，输出电压为 $-\infty\text{V}$ 。而实际运放的输出电压受电源限制（电源是假定的，在图上没标出来）。确

切的输出电压略低于正电源电压或略高于负电源电压。正、负最大的输出电压称为正、负饱和电压。

例 2

求图 7.8 电路的放大倍数 (V_{out}/V_{in})

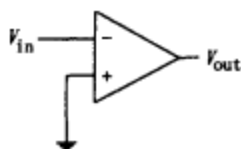


图 7.8

V_+ 接地 (0V), V_- 等于 V_{in} , 将它们代入开环电压放大倍数表达式:

$$\begin{aligned} V_{out} &= A_o(V_+ - V_-) \\ &= A_o(0V - V_{in}) \\ &= -A_o V_{in} \end{aligned}$$

整理等式, 得到放大倍数表达式:

$$\text{增益} = V_{out}/V_{in} = -A_o$$

如果将运放看作理想运放, $-A_o$ 的值是无穷大的。而作为实际运放, $-A_o$ 的值是有限的 (在 -10^4 到 -10^6 之间)。这是一个以地为参考点的反相比较器。当 $V_{in} > 0$ 时, 理想运放的输出电压为 $-\infty V$; 当 $V_{in} < 0V$ 时, 输出电压将达到 $+\infty V$ 。而实际运放输出的动态范围在饱和电压以内。

7.4 负反馈

负反馈是指放大器输出端的信号通过反馈网络连接回到其反相输入端。反馈网络可以是一根导线, 输出端直接连接到反相端, 也可以是电阻、电容或其他复杂电路。如何计算放大倍数呢? 我们知道, 理想放大器的输出信号和输入信号之间满足: $V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$ 。在负反馈电路中, V_- 取自放大器的输出信号, 即: $V_- = fV_{out}$, f 代表反馈系数。

有两种基本的负反馈: 电压反馈和电流反馈, 如图 7.9 所示。

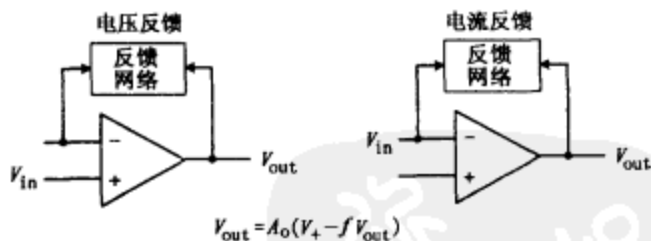


图 7.9

实际上, 计算反馈系数 f 并不重要, 也就是说, 不必精确地计算出其结果。之所以先介绍开环电压输入与输出电压的关系表达式, 是为了便于对负反馈工作原理有一个基本地理解。对一个理想运放, 开环时, 输出与输入电压的关系为:

$$V_{out}/A_o = (V_+ - V_-)$$

其中, 由于理想运放的 A_o 是无穷大的, 即上式左边为零。因此, 可以得到:

$$V_+ - V_- = 0$$

这结论在简化负反馈运放电路的计算时是十分重要的。

规则 4: 当运放的同相和反相输入的电压存在差异时, 反馈电路将起作用, 使两端的电压差为零 ($V_+ - V_- = 0$)。这规则只适用于负反馈。

以下的例子说明如何应用规则 4 (及其他规则) 来解决负反馈运放的问题。

负反馈实例

缓冲器 (跟随器)

求图 7.10 电路的放大倍数 (V_{out}/V_{in})。

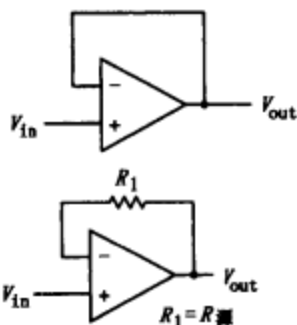


图 7.10

根据规则 4, 也就是说, 从输出端反馈到反相端的电压, 总是使 $V_+ - V_- = 0$, 本例中, 输出端和反相端直接连接, 即 $V_- = V_+$, $V_- = V_{out}$, 即:

$$V_{in} - V_{out} = 0$$

可得到放大倍数为:

$$\text{增益} = V_{out}/V_{in} = 1$$

放大倍数为 1, 即没有放大作用, 运放的输出等于它的输入。似乎反馈回路没有起什么作用。其实反馈回路使得运放的输入电阻增大, 输出电阻却减小, 可作为缓冲器使用。实际应用中, 可在反馈回路中增加一个电阻 (限流), 减少因输入偏置电流产生的误差 (漏电流)。反馈电阻的阻值应等于信号源电阻, 在本章中将讨论输入偏置电流。

反相放大器

求图 7.11 电路的放大倍数 (V_{out}/V_{in})。

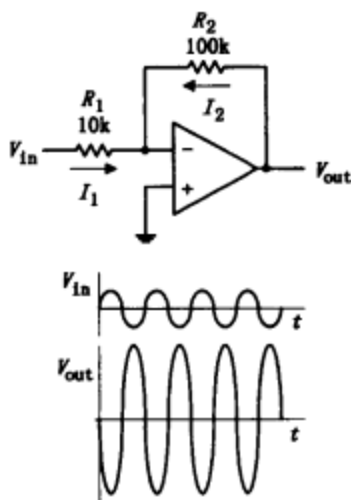


图 7.11

前面介绍了负反馈, 其作用总是使运放的同相 (V_+) 和反相 (V_-) 之间的差值为零。由于 V_+ 接地 (0V), 意味着 V_- 也将为 0V (规则 4)。根据欧姆定律, 可以得到以下表达式:

$$I_1 = \frac{V_{in} - V_-}{R_1} = \frac{V_{in} - 0V}{R_1} = \frac{V_{in}}{R_1}$$

$$I_2 = (V_{out} - V_-) / R_2 = (V_{out} - 0V) / R_2 = V_{out} / R_2$$

因为理想运放的输入阻抗是无穷大的, 可以认为没有电流流入其反相输入端。因此, 应用基尔霍夫电流定律, 得到:

$$I_2 = -I_1$$

即, 电路的增益为: 增益 = $-V_{out}/V_{in} = -R_2/R_1$ 。

负号说明输出信号和输入信号反相 (相位差 180°)。注意, 如果 $R_1 = R_2$, 放大倍数是 -1 (负号意味着反相)。在这种情况下可得到单位反相增益或反相缓冲器。但在实际应用中, 存在比较大的输入偏置电流 (如双极型运放) 时, 应该在同相输入端与地之间接一个电阻值等于 $R_1 // R_2$ 的电阻, 以减少电压偏移。

同相放大器

求图 7.12 电路的放大倍数 (V_{out}/V_{in})。

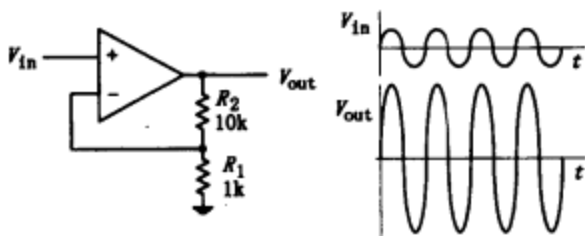


图 7.12

很明显, $V_+ = V_{in}$ 。应用规则 4, 可得 $V_- = V_+$, 也就是 $V_- = V_{in}$;

$$V_- = R_1 / (R_1 + R_2) V_{out} = V_{in}$$

可算出放大倍数为:

$$\text{增益} = V_{out}/V_{in} = (R_1 + R_2) / R_1 = 1 + R_2/R_1$$

与反相放大器不同, 这电路的输出和输入同相。实际应用中, 为了减少由于输入电流引起的电压偏移误差, 应使 $R_{in} = R_1 // R_2$ 。

加法放大器

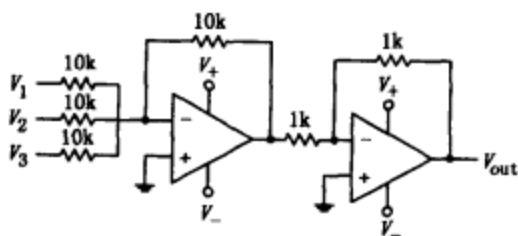
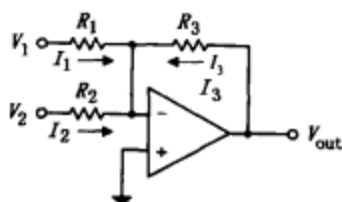
求图 7.13 电路 V_{out} 。

图 7.13

依此类推，三个输入端加在一起得到下面的输出：

$$V_{out} = V_1 + V_2 + V_3$$

在某些实际应用中，需要在同相端和地之间接一个电阻，以避免由于输入偏置电流产生的偏移误差。该电阻大小应等于所有输入电阻的并联值。

减法放大器

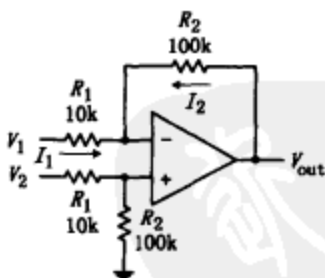
求图 7.14 电路的 V_{out} 。

图 7.14

首先，应用电压分配关系，得到同相端的电压（假设输入电流为零）：

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2$$

在反相输入端应用基尔霍夫节点电流定理，得到：

$$\frac{V_1 - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_{out}}{R_2}$$

使用规则 4 ($V_+ = V_-$)，将 V_+ 代入上式，可得到：

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

当 $R_1 = R_2$ 时， $V_{out} = V_2 - V_1$ 。

积分器

求图 7.15 电路的 V_{out} 。

电路中有反馈，且 $V_+ = 0V$ ，可认为 V_- 也是 $0V$ （规则 4）。已知 V_- ，可求出 I_R 、 I_C ，继而可以列出一个表达式，得 V_{out} 和 V_{in} 的关系。因为没有电流流入运放的输入端（规则 3），流过电容的电流 I_C 和流过电阻的电流 I_R 满足关系： $I_R + I_C = 0$ 。应用欧姆定律，得：

$$I_R = \frac{(V_{in} - V_-)}{R} = \frac{V_{in} - 0V}{R} = \frac{V_{in}}{R}$$

运放的同相端 V_+ 接地 ($0V$)，根据规则 4，得：
 $V_+ = V_- = 0$ 。根据欧姆定律，可得：

$$I_1 = \frac{(V_1 - V_-)}{R_1} = \frac{(V_1 - 0V)}{R_1} = \frac{V_1}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{(V_2 - V_-)}{R_2} = \frac{(V_2 - 0V)}{R_2} = \frac{V_2}{R_2}$$

$$I_3 = \frac{(V_{out} - V_-)}{R_3} = \frac{(V_{out} - 0V)}{R_3} = \frac{V_{out}}{R_3}$$

理想运放的输入电阻无穷大，可以认为没有电流流入到运放的输入端，根据基尔霍夫节点电流定理，可得：

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

将上面结论代入这表达式，可得到答案：

$$V_{out} = -\frac{R_3}{R_1} V_1 - \frac{R_3}{R_2} V_2 = -\left(\frac{R_3}{R_1} V_1 + \frac{R_3}{R_2} V_2\right)$$

当 $R_1 = R_2 = R_3$ 时， $V_{out} = -(V_1 + V_2)$ 。注意：总数为负值，要得到正值，可加上一个反相器。

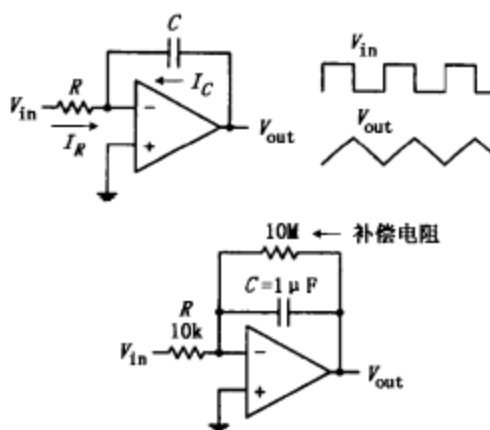


图 7.15

该电路存在一个问题：由于实际运放存在电压漂移和偏置电流等非理想因素，即使输入两端接地，也会有电压输出。对此，可以采用一个大电阻并接在电容两端，为直流负反馈提供稳定的偏置电压。同样，也可以在同相输入端和地之间接一个补偿电阻，来减少因输入偏置电流引起的电压漂移误差。该电阻的阻值等于输入电阻和反馈电阻的并联值。

微分器

求图 7.16 上图电路的 V_{out} 。

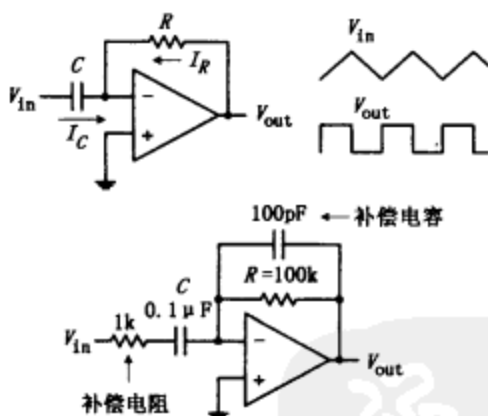


图 7.16

这样的电路称为微分电路，其输出信号是对输入信号的微分。第一个微分电路并不是实际的电路形式。这是因为运放对交流有很大的放大倍数。电路噪声信号较大。而且微分网络是一个 RC 低通滤波器，相位滞后 90° ，可能会引起电路稳定性的问题。在其下面的微分电路中，由于增加了反馈电容和输入电阻，稳定性和噪声两个问题得到了较好的解决。新增加的元件提供了高频通路，可减少高频噪声，这些元件也产生 90° 相移，可抵消 90° 滞后相位。然而由于增加了元件，最高工作频率受到限制——在非常高的频率下，微分器会变成积分器。最后可能需要在同相输入端与地之间增加一个补偿电阻，以避免由于输入偏置电流产生的偏移误差，它的阻值应等于反馈电阻的阻值。

I_C 可以由下式得出：

$$I_C = C \frac{dV}{dt} = C \frac{d(V_{out} - V_-)}{dt} = C \frac{d(V_{out} - 0V)}{dt} = C \frac{dV_{out}}{dt}$$

把 I_C 和 I_R 代入 $I_R + I_C = 0$ ，整理得

$$dV_{out} = -\frac{1}{RC} \cdot V_{in} dt$$

$$V_{out} = -\int \frac{1}{RC} \cdot V_{in} dt$$

这电路叫积分器，输出端是输入信号的积分。

该电路存在一个问题：由于实际运放存在电压漂移和偏置电流等非理想因素，即使输入两端接地，也会有电压输出。对此，可以采用一个大电阻并接在电容

两端，为直流负反馈提供稳定的偏置电压。同样，也可以在同相输入端和地之间接一个补偿电阻，来减少因输入偏置电流引起的电压漂移误差。该电阻的阻值等于输入电阻和反馈电阻的并联值。

V_+ 接地 ($0V$)，根据规则 4，得到： $V_- = V_+ = 0V$ 。

得到了 V_- ，即可求出 I_R 和 I_C ，继而得到 V_{out} 与 V_{in} 关系式。由于没有电流流入运放的输入端（规则 3），通过电容的电流 I_C 与流过电阻的电流 I_R ，满足 $I_R + I_C = 0$ 。由电容的特性及欧姆定律，又可以得到：

$$I_C = C \frac{dV}{dt}$$

$$I_R = \frac{V_{out} - V_-}{R} = \frac{V_{out} - 0V}{R} = \frac{V_{out}}{R}$$

整理可得：

$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt}$$

7.5 正反馈

正反馈与负反馈相反，其输出电压反馈连接到运放的同相端。按照运放工作原理，我们再看一下所熟悉的等式：

$$V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$$

将式中的 V_- 变为 fV_{out} (f 是电压反馈的部分，即反馈系数)，上式可变为：

$$V_{out} = A_o(fV_{out} - V_-)$$

这等式给出了很重要的信息：反馈到同相输入端的电压，在方向上是使运放输出更大（趋于饱和）。也就是说， fV_{out} 项是起“加”的作用。而回顾一下前面介绍的内容，我们知道负反馈的作用是相反的， fV_{out} ($=V_-$) 项起“减”的作用，阻止了输出电压饱和。在电子学中，常认为正反馈是不利的，而负反馈是有利的。在多数场合限制其放大倍数是可取的（负反馈），正反馈是不可取的。

尽管如此，正反馈还是很有用的。当运放用作比较器时，正反馈可使输出的摆幅更为明显。另外，通过调节反馈电阻，比较器可以做成回滞电路。实际上，回滞电路可得到两个门檻电压，两个门檻电压之差称为回滞电压。通过获得两个门檻（而不是仅有一个），比较电路变得更有抗干扰能力，即能够避免噪声产生不必要的输出。为了比较好地理解回滞现象，结合正反馈分析图 7.17 的比较器。

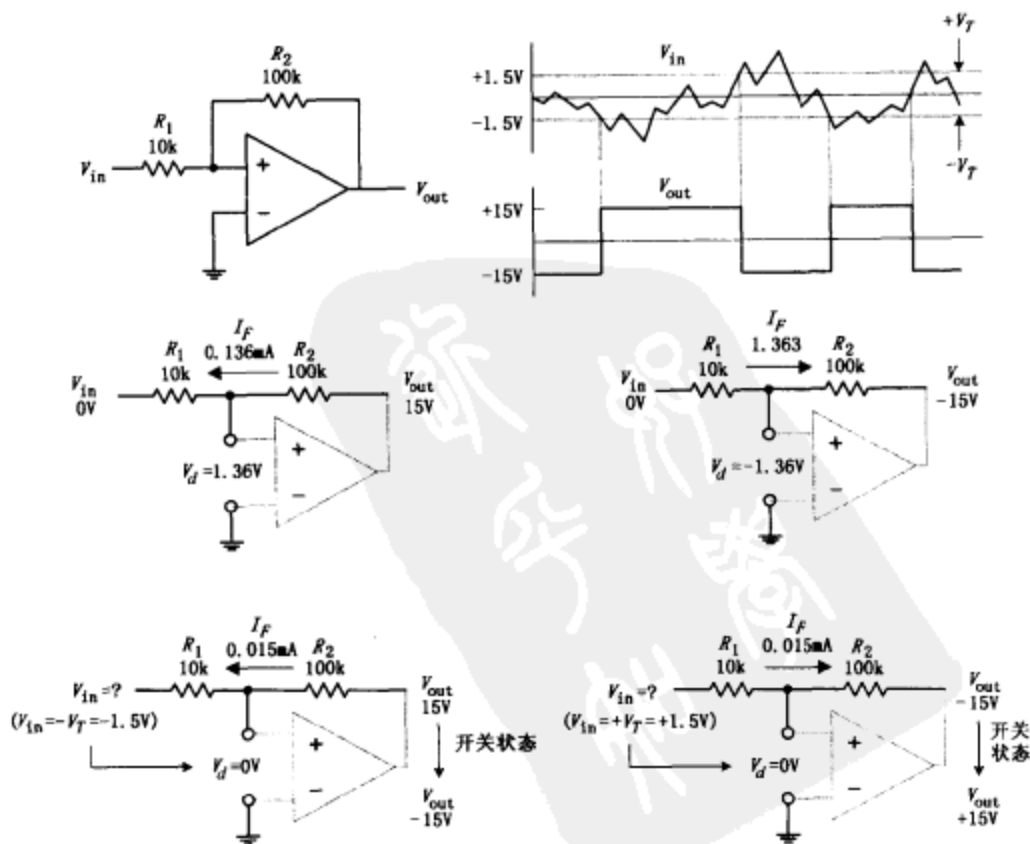


图 7.17

假设运放的同相饱和输出为+15V。当 $V_{in}=0V$ 时，同相和反相输入端的电压差为 1.36V，根据欧姆定律：

$$I_F = (V_{out} - V_{in}) / (R_1 + R_2)$$

$$V_d = I_F R_1$$

这对输出没什么影响，输出仍保持+15V。随后，我们减少 V_{in} ，当 V_d 变为 0 时，输出改变状态，此时的 V_{in} 电压叫做负门檻电压 ($-V_T$)。这电压可由前面两等式决定，即 $-V_{out} / (R_2/R_1)$ 。在本例中， $-V_T = -1.5V$ 。当输出为负饱和 ($-15V$)、输入为 0V 时， $V_d = -1.36V$ ，输出保持 $-15V$ 。随后，我们增大输入电压，在 V_d 变为零时，输出状态改变，此时的 V_{in} 电压称为正回滞电压 ($+V_T$)；等于 $+V_{out} / (R_2/R_1)$ 。在本例中， $+V_T = +1.5V$ 。两个饱和电压的回滞电压差 $V_h = +V_T - (-V_T)$ ，在本例中， $V_h = 3V$ 。

7.6 运算放大器的实际类型

一般用途

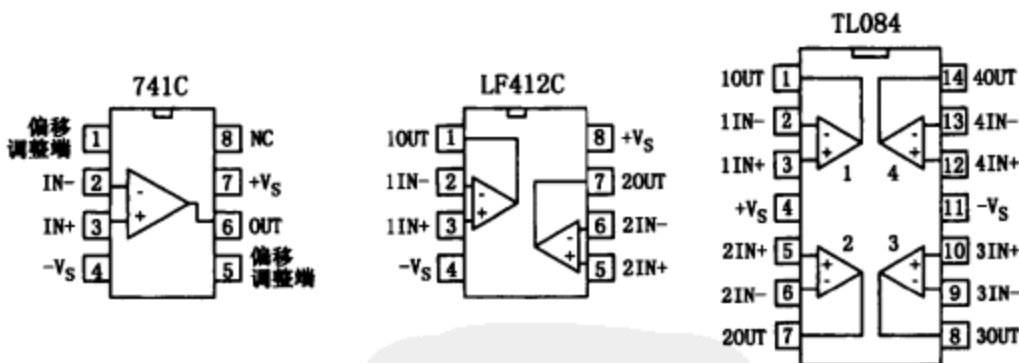


图 7.18

目前，市面上有大量通用的和精密的运放可供选择。精密运放稳定性高、偏移电压低、偏置电流低。可以查阅专业手册选择需要的运放。总体来说，运放（根据输入电流）分为：双极型、JFET、MOSFET 或其他混合型（如 BiFET）。

一般的双极型运放，像 741（工业标准），它的输入偏置电流比 JFET 或 MOSFET 型号的输入偏置电流更高。也就是说，它的输入端有较大的“漏电流”，输入偏置电流在反馈网络电阻、偏置电路电阻或信号源电阻上会产生电压降，导致输出电压偏移。一个电路电压偏移量的允许极限由实际应用决定。正如在前面提到的，在同相输入端和地之间接一个电阻（如双极型反相运放电路），能够减少偏移误差（下面会介绍更多这方面的内容）。

精密用途

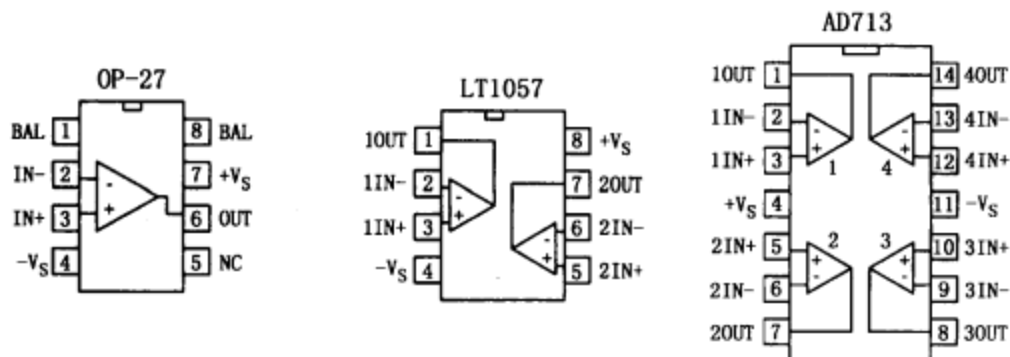


图 7.19

一个避免由输入偏置电流引起问题的简单方法是使用 FET 运放。典型的 JFET 运放输入偏置电流很小，在 pA 量级上，而双极型运放通常在 nA 量级上。一些 MOSFET 运放的输入偏置电流更低，经常不到十分之一 pA。但 FET 运放也有一些不足之处。例如，JFET 运放经常产生倒相，当输入 JFET 的共模电压非常接近负电源电压时，反相端和同相端可能翻转方向。此时，负反馈变为正反馈，导致运放无法正常工作。要避免这问题，只要使用双极型运放或降低共模信号。还有其他几种衡量运放的指标，如：补偿电压（双极型小，JFET 中等，MOSFET 较高）、漂移补偿（双极型小，FET 中等）、偏置匹配（双极型大，FET 小）、偏置/温度变化（双极型大，FET 中）等。

面对各种运放技术参数，其实我们只需关注其产品目录中给出的指标特性，如：速度/转换率、噪声、输入失调电压及其漂移、输入偏置电流及其漂移、共模电压范围、增益、带宽、输入阻抗、输出阻抗、最大电源电压、额定电流、功率耗散、温度范围。在购买运放时还要看运放是内部还是外部频率补偿。外部补偿的运放需要外部补偿元件，阻止在高频时放大倍数降得太快，而导致倒相和振荡。内部补偿运放用内部电路解决这个问题。这里所提到的随后将有更详细的说明。

可编程运放

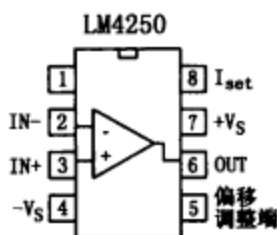


图 7.20

可编程运放是一款多功能器件，它主要应用在低压场合（如电池供电电路）。这些器件可通过外部电流来编程，以获得需要的特性。这些可编程的特性包括静态功耗、输入补偿和偏置电流、转换速度、增益带宽分量和输入噪声特性等，特性指标正比于编程电流。编程电流从器件的编程引脚（如 LM4250 的第 8 脚）流出，通过一个电阻接地。电流范围很宽，一般从几微安到几毫安。根据不同的编程电流，可编程运放可以变为完全不同用途的运放，因此在实际应用中，在系统内可以使用一

种器件实现多种功能。典型的可编程运放可以在很低的电压下工作（如 LM4250 工作电压为 1V）。为了更好地了解有关器件的使用，可查看厂家的资料。

单电源运放

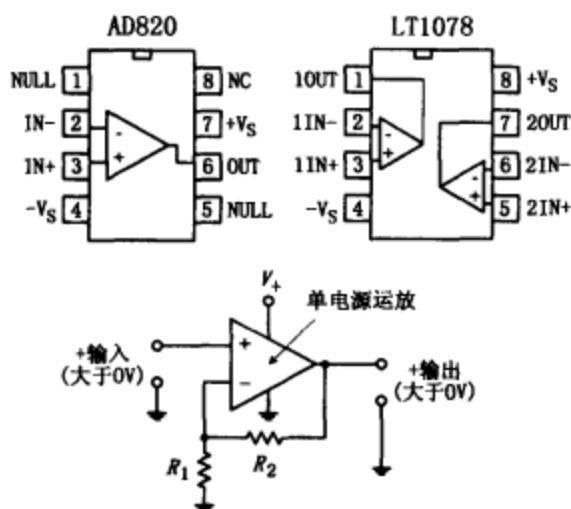


图 7.21

这些运放都由单极性电源（如+12V）供电。允许输入信号电压降到负极限（一般接地）电压。图 7.21 是一个单电源供电的直流放大器。注意：单电源供电放大器不可能输出负极性信号，因此不能用于处理诸如交流耦合的音频信号。单电源运放常用于由电池供电的装置。

音频放大器

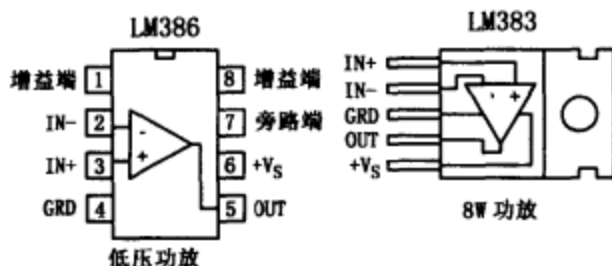


图 7.22

音频放大器设计用于放大 20~20000Hz 之间的音频信号。其噪声和失真度都很低，主要用于高灵敏度的前置放大、音频系统、AM-FM 收音机、伺服放大器、通信和汽车电路。

市面上，有许多音频放大器可供选择，和通用运放不同的是，音频放大器有许多特点，例如：常用的低电压音频放大的 LM386，内部设置放大倍数为 20 倍，但如果在它的增

增益脚（1 脚和 8 脚）接上外接电阻和电容，放大倍数可增加至 200 倍。它还可驱动低阻负载，如 8Ω 扬声器，工作电压 +4~+12V，是电池供电理想的器件。LM383 也用作功率放大，是个大电流（3.5A）器件，可驱动 4Ω 负载（如一个 4Ω 扬声器，或两个并联的 8Ω 扬声器），带热保护电路与散热片。该器件的详细内容将在第 11 章中介绍。

7.7 运算放大器的特性

共模抑制比 (CMRR) 输入到差分放大器的信号，一般包含两种信号：共模和差模信号。共模信号的电压是两个输入端的平均电压，而差模信号的电压则是两个电压的差值。理想放大器应该只对差模信号有放大作用，但实际上，共模信号在某种程度上也被放大。共模抑制比 (CMRR) 是差分信号电压放大倍数与共模信号电压放大倍数的比值，它表明了放大器对加在两个输入端信号的共模抑制能力，CMRR 的值越大，放大器的工作性能越好。

最大差模输入电压 指放大器同相和反相端所能够承受的最大电压值。两端电压如果超

过这个范围值, 容易导致运放性能显著恶化。

差分输入阻抗 表示同相端和反相端的阻抗大小。

输入补偿电压 从理论上讲, 当输入为零时, 运放的输出电压应等于零。而实际上, 内部电路的微小差异, 都会产生一个输出电压。输入补偿电压的作用就是使输入为零电压时, 放大器的输出电压为零。

输入偏置电流 从理论上讲, 运放的输入阻抗是无穷大的, 因此其输入电流为零。但实际上, 输入端总有电流注入, 一般在 $\text{pA} \sim \text{nA}$ 量级, 两个输入端的平均电流称为输入偏置电流。该电流通过反馈网络 (偏置网络或信号源阻抗) 产生电压降, 产生错误的输出电压。输入偏置电流与运放输入电路有关, 对于 FET 运放, 由于该电流足够小, 不至于产生严重的补偿电压; 而对于双极型运放而言, 该电流就会导致严重的问题, 此时, 就需要一个补偿电阻。有关这方面的内容, 我们稍后再讨论。

电压放大倍数 (A_v) 运放的放大倍数一般为 $10^4 \sim 10^6$ 倍 (或 $80 \sim 120\text{dB}$, $\text{ndB} = 20\log_{10} A_v$)。放大倍数降为 1 时的频率称为单位增益频率 f_T , 它一般在 $1 \sim 10\text{MHz}$ 之间。运放的内部电路限制了它的高频特性。

输出电压摆幅 这是以零为参考点的峰值输出电压摆幅, 它是在无限幅条件下所获得的。

转换速率 这表示输出电压相对时间的变化量。输出电压对时间变化量的极限是由内部或外部频率补偿电容决定的。在高频, 运放的转换速率的大小显得很重要。通用运放的转换速率 (如 LM741, $0.5\text{V}/\mu\text{s}$) 比高速运放 (如 HA2539, $600\text{V}/\mu\text{s}$) 要小很多。

供电电流 表示当不接负载, 输出电压为零时, 电源所提供的电流。

表 7.1 列出几个运放的具体参数。

表 7.1 运放参数

型号	电源电压		电流 mA	偏移电压		电流		转换率 典型值 $\text{V}/\mu\text{s}$	f_T 典型值 (MHz)	共模抑 制比 最小值 (dB)	增益 最小值 dB	输出 电流 最大值 (mA)
	最大值 (V)	最小值 (V)		典型值 (mV)	最大值 (mV)	偏置 最大值 (nA)	偏移 最大值 (nA)					
双极型 741C	10	36	2.8	2	6	500	200	0.5	1.2	70	86	20
MOSFET CA3420A	2	22	1	2	5	0.005	0.004	0.5	0.5	60	86	2
JFET LF411	10	36	3.4	0.8	2	0.2	0.1	15	4	70	88	30
双极型 精密型 LM10	1	45	0.4	0.3	2	20	0.7	0.12	0.1	93	102	20

7.8 功率运算放大器

大部分运放要求双极性电源供电。在第 10 章，我们使用带抽头的变压器提供±15V 电压。如果给运放供电的是电池，可以使用图 7.23 所示的电路形式。

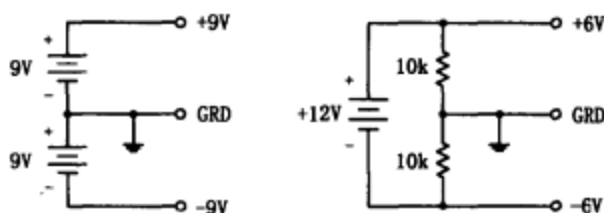


图 7.23

现在，人们经常避免使用双电源供电，特别是在电池供电的应用中。这时可运用单电源运放。然而，正如前面刚提过，这些器件的输入信号趋向负极性时，输出会被削波，因而不适合于交流耦合。当使用单电源供电时，为了避免削波，我们可以使用一个通用的运放并使用电压分配网络给输入端提供直流电平。因而，在输出端有一个直流偏移电平。输入、输出端的偏移电平都是以地为参考电平（电池的负极）。当一个输入端的信号为负半周时，加到运放输入端的电压将降至低于偏移电压，但不会降到地（假设偏置电压足够大，输入信号不太大，否则，会有削波发生）。结果输出将随偏移电平的变化而变化。为了允许输入和输出耦合，有必要加入输入和输出电容。图 7.24 所示的是两个采用通用运放单电源供电的交流耦合放大器（音频放大），一个同相放大，另一个反相放大。单电源供电方便运放的使用。

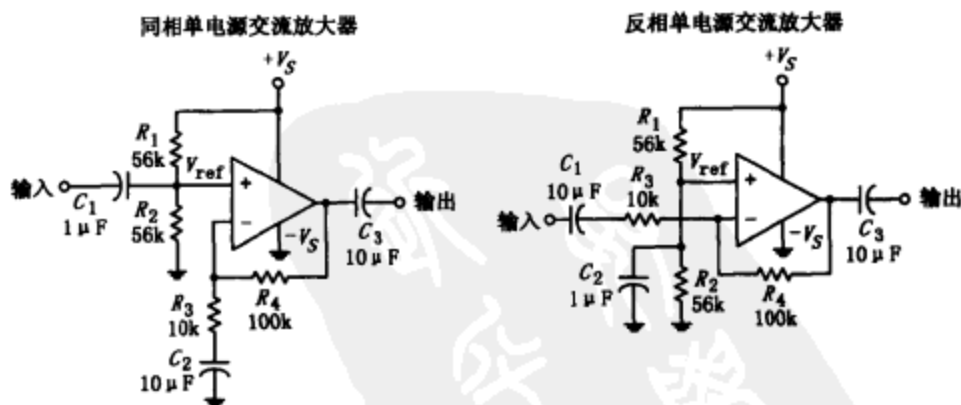


图 7.24

在同相输入电路中，通过 R_1 和 R_2 设置直流偏移电平为一半的电源电压，其目的是为了获得最大的对称摆幅。 C_1 （和 R_2 ）和 C_2 （和 R_{load} ）作为交流耦合（滤波）电容，阻断了不必要直流成分和低频信号。 C_1 应为 $1/(2\pi f_{3dB}R_1)$ ， C_2 应为 $1/(2\pi f_{3dB}R_{load})$ 。这里的 f_{3dB} 是截止频率（见第 8 和第 11 章）。

使用单电源通用运放，要确保运放工作在最大的电压范围之内，也要考虑最大的输出电压幅度限制和最大共模输入范围。

7.9 实践中的注意事项

注意事项：不要把电源极性接反，否则会损坏运放。有一种办法可以避免这种情况的发生。用一个二极管串接在运放负极电源端和电源的负电压端之间，如图 7.25 左图所示。

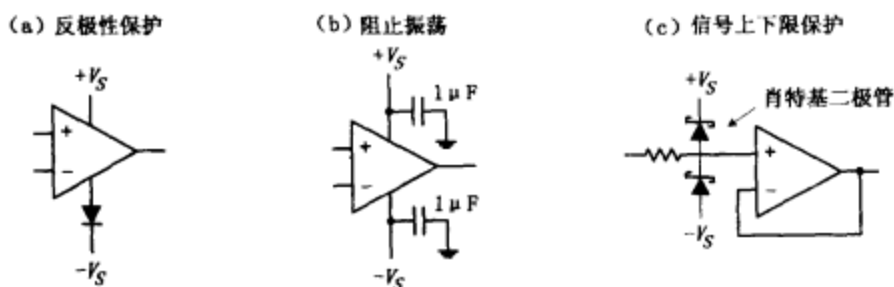


图 7.25

使接到运放电源端的引线既短又直，这有利于消除输出端不必要的振荡与噪声。电源电压的变化也可能产生干扰。为了减少这影响，可在电源端和地之间放置旁路电容，如图 7.25 中图所示。该电容可用 $0.1\mu\text{F}$ 瓷介电容或 $1.0\mu\text{F}$ 钽电容。

当输入信号比各自运放电源电压更高或更低时，双极型和 JFET 运放可能产生严重的后果。如果输入端信号超过 $+V_s+0.7\text{V}$ 或低于 $-V_s-0.7\text{V}$ ，电路的电流流向将发生错误，电源短路并损坏器件。为了避免这种潜在的损坏危险，重点是防止运放的输入端不超过供电电压。这个特征可得出这样一种推论：如果在运放通电之前将一个输入信号加到运放，在运放通电瞬间，运放可能马上损坏。一个有效的解决方法，也就是用二极管（最好用快速低压降肖特基二极管）限制输入电压，见图 7.25 右图。图中用了一个限流电阻保护二极管使之电流不超过极限。这种保护电路也存在问题，二极管的漏电流可能增加误差。

7.10 电压和电流的偏移补偿

从理论上来说，当两个输入端为零时，运放的输出电压也应为零。然而在实际中，内部电路的微小不平衡就会产生输出电压（典型值在 μV 到 mV 数量级）。输入偏移电压是指为了使输出为零而加在一个输入端的电压，这在前面讨论过。为了使输入偏移电压为零，厂家经常外加两个偏移调整端，使用时用一个电位器接到这两端，滑动端接到电源负极，如图 7.26 所示。调校输出时，先将两输入脚短路，并接一个输入电压。如果输出饱和，输入偏移需重新调整，调节电位器滑动端直至输出接近零。

在图 7.26 反相放大电路中，同相端和地之间接入了一个电阻。它的作用是补偿由于输入偏置电流在 R_1 和 R_2 上的电压降所产生输出电压的误差。以前讨论过，双极型运放的输入偏置电流比 FET 运放来得大。FET 运放，输入偏置误差一般很小（在 pA 量级），引起的输出电压误差可忽略，没有必要用到补偿电阻。然而，对于双极型运放，情况就不同了（输入偏置电流在 nA 量级），补偿电阻常常是必需的。在反相放大器中，如果补偿电阻没接上，偏置电流产生输入压降为 $V_{in} = I_{in} (R_1 // R_2)$ ，这个值被放大 $-R_2/R_1$ 后输出。为了修正这

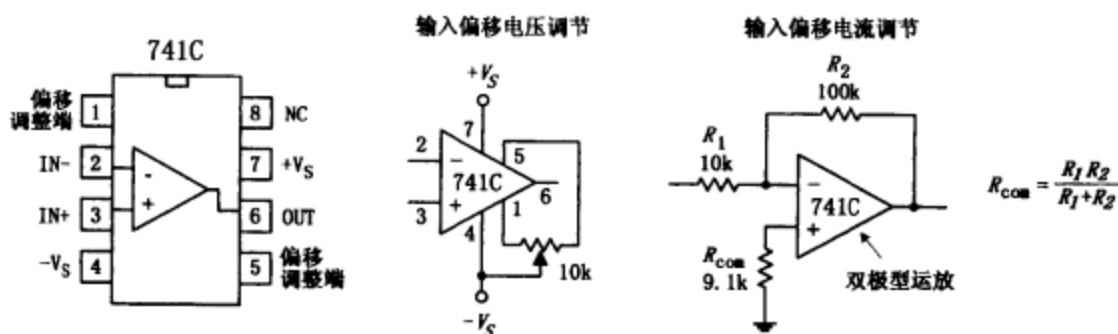


图 7.26

个偏差，在同相输入端和地之间接入一电阻为 $R_1 // R_2$ 的补偿电阻。这个电阻让运放“感到”有同样的驱动电阻。

7.11 频率补偿

对一个典型运放，开环放大倍数在 $10^4 \sim 10^6$ (80~120dB) 之间。然而，在某个高频信号频率（称为转折频率 f_B ）放大倍数会下降 3dB，即下降到 70.7% 的开环放大倍数（最大放大倍数）。随着频率增加，放大倍数将进一步下降。当其接近 1（或 0dB）时，这时的频率称为单位增益频率 f_T 。运放的单位增益频率一般为 1MHz，厂家会给出具体参数（见图 7.27 左图）。由于运放内部电路本身具有低通滤波的作用，当频率上升时，放大倍数会下降。如果引入负反馈，可增加频带宽度，响应曲线平坦部分更宽，如图 7.27 左图的曲线图。由于内部电路中近似滤波部分的相位漂移作用，在 f_T 点，运放的开环放大倍数以每 10 倍频程下降 60dB 的规律下降，而且运放工作不稳定。在放大倍数 > 1 情况下，相位若漂移达到 180° ，负反馈就变为正反馈，结果将产生不必要的振荡（见图 7.27 中图、右图）。为了防止振荡，需要进行频率补偿。这可通过接 RC 网络到运放的频率补偿端来进行。补偿网络，特别是电容，会影响响应曲线。厂家都会提供运放的响应曲线，并会一同给出用于特定频率响应的补偿网络及其参数。

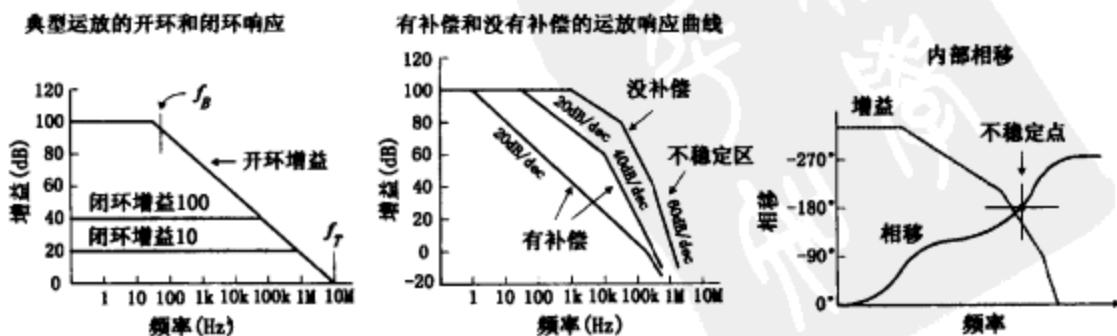


图 7.27

也许处理频率补偿最简单的方法是买内部自带补偿的运放。

7.12 比较器

在许多情况下，需要知道两个信号中哪个比较大，或一个信号何时超出预设的电压。用运放便可很容易地搭建一个简单电路实现这些功能，如图 7.28 所示。在同相比较电路（左图电路）中，当输入电压超过反相端电压时，输出电压将从 0 转换到高电压（正极电压）。在反相比较电路（中图电路）中，当输入电压超过加到同相端参考电压时，输出将从高电平转变为低电平。在右图电路中，使用分压器提供参考电压。

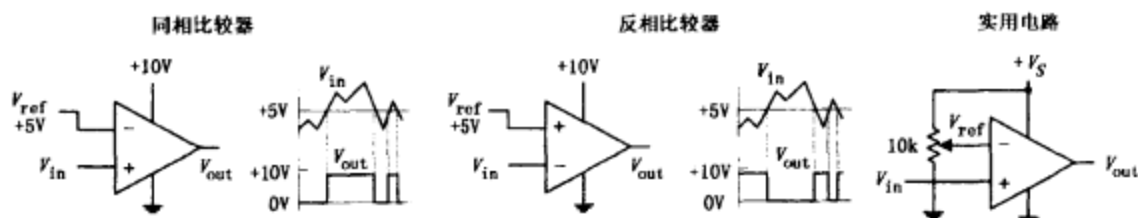


图 7.28

比较两个电压更常用的方法是使用被称为比较器的专用 IC。与运放一样，比较器有反相输入端、同相输入端、输出端和电源端。它的原理图也与运放相类似。然而，与运放不一样的是，比较器没有频率补偿，因此不能作为线性放大。实际上，比较器从来没有使用负反馈，它的输出特性将会不稳定。比较器被设计为高速开关——它们有比运放更快的转换速率和更短的延时。比较器和运放的其他重要的不同在于输出电路，运放采用推挽输出，而比较器用一只晶体管，集电极连到输出端，发射极接地。当比较器的同相端的电压低于反相端电压时，输出晶体管导通，输出接地；当同相端电压高于反相端时，输出晶体管截止。为了使比较器在晶体管截止时 ($V_- < V_+$) 输出高电平，需要外接一个从正电源端到输出端的上拉电阻。晶体管放大器中该上拉电阻就像集电极电阻，上拉电阻应足够大，以避免电源过度消耗，同时也要足够小，让它可以驱动接到比较器输出端的负载电路。上拉电阻典型值从几百到几千欧。图 7.29 所示是包含有上拉电阻的简单的同相和反相比较器电路，两个电路的输出电压都是 $0 \sim +5V$ 。

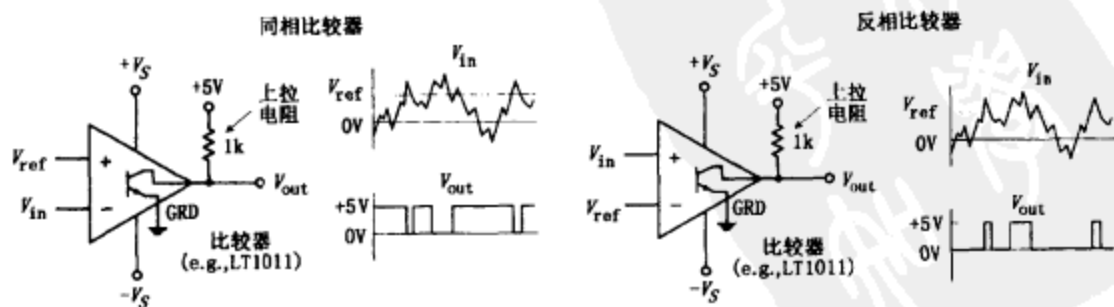


图 7.29

比较器一般用作模数变换。典型应用是在比较器的一个输入端连接磁性传感器或光电二

极管，另一输入端接参考电压，让传感器驱动比较器的输出端产生适合驱动逻辑电路的低电平或高电平。在第 12 章我们将详细讨论模数转换。

7.13 带回滞的比较器

图 7.29 所示的两个比较器电路有一个基本问题：当有一个靠近参考电压变化很缓慢的信号出现时，输出端将“神经质”地在高、低电平间跳跃。在许多情况下，我们对电路响应的要求并不如此讲究，相反的，倒是经常需要一个小“缓冲区”来忽略这种小信号偏差。为了得到一个这样的缓冲，可加入正反馈来得到回滞现象，以产生两个不同的门限电压（或称触发电平）。下面用两个例子来介绍带回滞的比较器是如何工作的。

7.13.1 带回滞的反相比较器

图 7.30 (a) 所示的反相比较器，通过 R_3 正反馈，提供比较器的两个门限电压。之所以会产生两个门限电压，原因是在 V_{out} 为高电平（+15V）和 V_{out} 为低电平（0V）时，加在同相端的参考电压不同。这是反馈电流带来的结果。输出为高电平时的参考电压称为 V_{ref1} ，输出为低电平时的参考电压称为 V_{ref2} 。假设输出为高电平（晶体管截止）且 $V_{in} < V_{ref1}$ ，为了使输出转变为低电平， V_{in} 必须比 V_{ref1} 大。 V_{ref1} 如何计算呢？实际只要算出输出为高电平（+15V）时，反相输入端的电压即可。

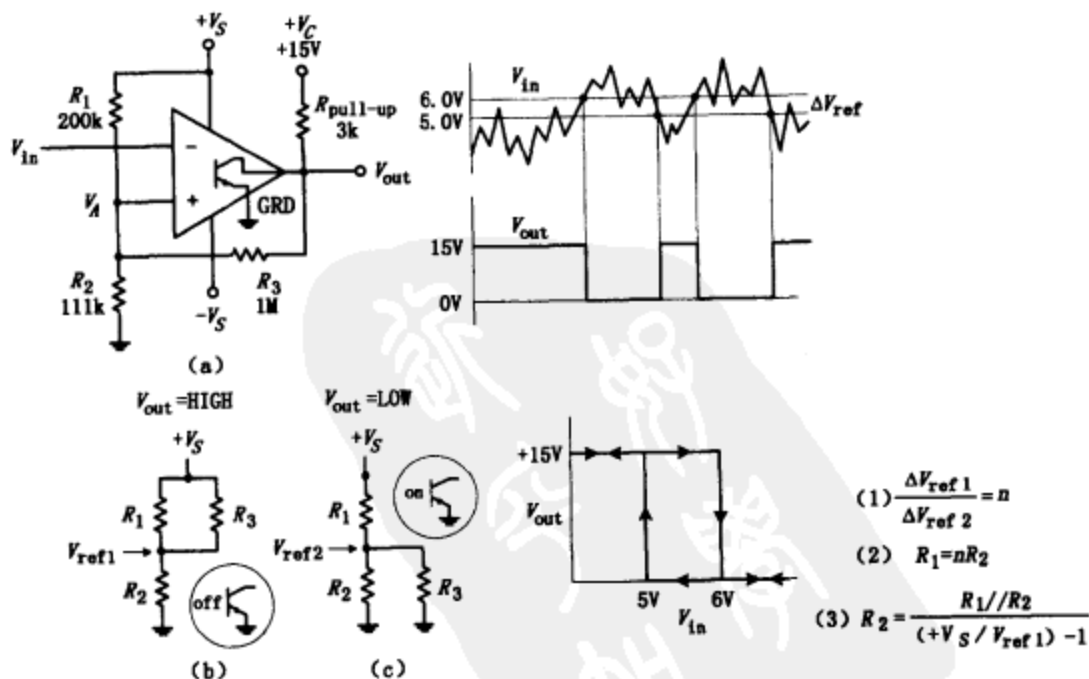


图 7.30

为了计算 V_{ref1} ，参见图 (b) 所示的基本电阻网络

$$V_{ref1} = \frac{+V_S R_2}{(R_1 // R_3) + R_2}$$

$$= \frac{+V_S R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}$$

当输出已是高电平时，一旦 $V_{in} > V_{ref1}$ ，输出将突然变低——晶体管导通。此时输出变为低电平了，出现新的参考电压 V_{ref2} 。为了计算 V_{ref2} ，参见图 (c) 所示的电阻网络：

$$\begin{aligned} V_{ref2} &= \frac{+V_s (R_2 // R_3)}{R_1 + (R_2 // R_3)} \\ &= \frac{+V_s R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \end{aligned}$$

当输入电压降至 V_{ref2} 或更低时，输出将突然变为高电平。这两个参考电压之差称为回滞电压或 ΔV_{ref}

$$\Delta V_{ref} = V_{ref1} - V_{ref2} = \frac{+V_s R_1 R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

现在，让我们通过理论计算得出实际的设计实例。

比如：要设计一个比较电路， $V_{ref1} = +6V$ ， $V_{ref2} = +5V$ ， $+V_c = +15V$ ，驱动 $100k\Omega$ 的负载。首先要做的是定上拉电阻。根据经验公式： $R_{上拉} < R_{负载}$ ， $R_3 > R_{上拉}$ 。 $R_{上拉}$ 的阻值只有比 R_3 和 $R_{负载}$ 小，才能产生最大的输出电压。否则输出电压的降低会导致 V_{ref1} 和回滞电压的降低。令 $R_{上拉} = 3k\Omega$ ， $R_3 = 1M\Omega$ 。

利用上面给出的公式，我们就可进行计算： $n = (6V - 5V) / 5V = 0.20$ 。 $R_1 = nR_3 = 200k\Omega$ ， $R_2 = 166k\Omega / (15V/6V - 1) = 111k\Omega$ 。

7.13.2 带回滞的同相比较器

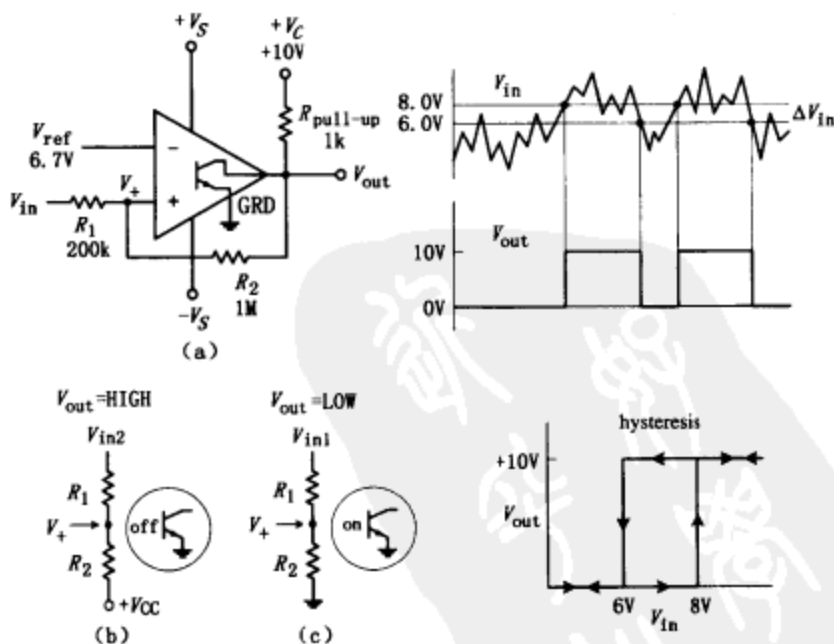


图 7.31

与反相比较器不同的是，图 7.31 的同相比较器只用两个电阻来产生回滞。（如果要用一个电压分配器来设定参考电压，还需要外接电阻，然而，这些电阻不会对回滞电压产生影响。）同样输入信号的端口上也会发生门电平移位——正反馈的结果。当输出端从高电平（ $+V_c$ ）变为低电平（0V）时，加到同相端的门电平改变了参考电压值。例如，假设开始时

V_{in} 的电压很低, 使 V_{out} 保持低电平。为了让输出为高电平, V_{in} 必须升到触发电压 V_{in1} 。该值可以简单的用图 (c) 电阻网络求出:

$$V_{in1} = \frac{V_{ref} (R_1 + R_2)}{R_2}$$

V_{out} 一变为高电平, 同相端电压将转变为另一个比 V_{ref} 更大的值。为了让比较器返回到低电平, V_{in} 必须降低到 V_{in2} 以下。 V_{in2} 的求取可利用图 (b) 的电阻网络。

$$V_{in2} = \frac{V_{ref} (R_1 + R_2) - V_{cc} R_1}{R_2}$$

回滞电压是 V_{in1} 和 V_{in2} 之差

$$\Delta V_{in} = V_{in1} - V_{in2} = \frac{V_{cc} R_1}{R_2}$$

图 7.31 是一个实际的设计实例, 给定 $+V_{cc} = 10V$, 要求 $V_{in1} = 8V$, $V_{in2} = 6V$ 。 R_{upper} 与 R_2 的选取原则同上例, 取 $R_{upper} = 1k\Omega$, $R_2 = 1M\Omega$, 故: $R_1/R_2 = \Delta V_{in}/V_{cc} = 0.20$

$R_1 = 0.20R_2 = 200k\Omega$, $V_{ref} = V_{in1} / (1 + R_1/R_2) = 8V / (1 + 0.2) = 6.7V$

7.14 单电源比较器

像运放一样, 比较器也有双电源和单电源供电的两种形式。单电源供电比较器, 发射极和电源的负极在内部与地接在一起。而双电源运放, 发射极(地)和电源的负极是分开的。图 7.32 是一些比较器集成电路和两个单电源比较器电路。

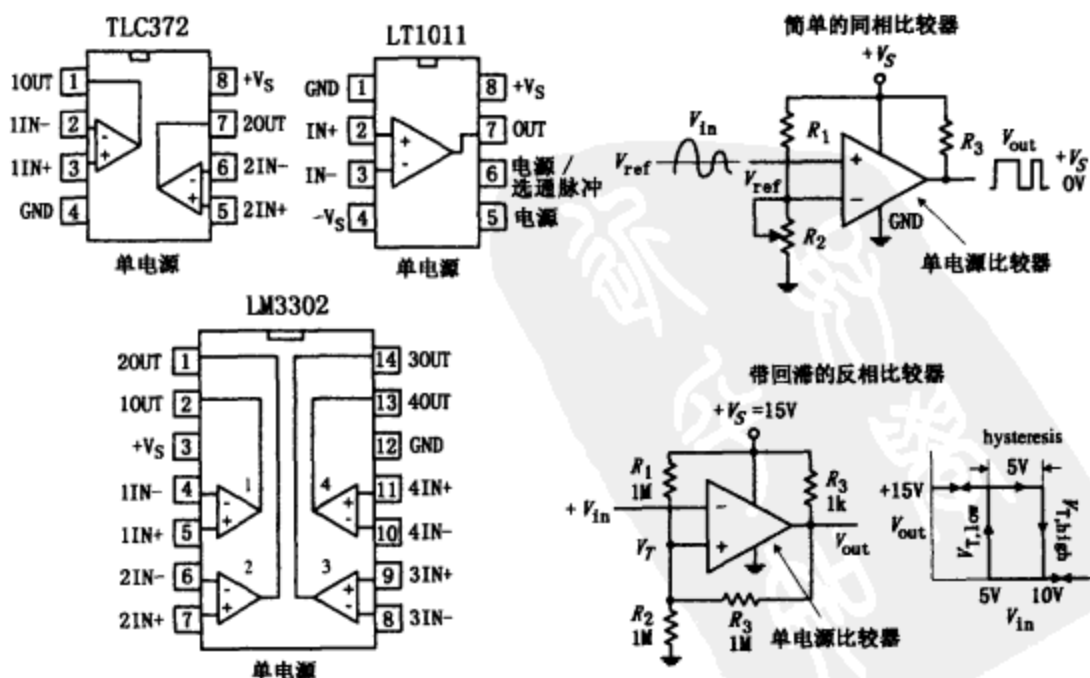


图 7.32

7.15 窗口比较器

窗口比较器是一个很有用的电路。只要输入电压进入或离开预先设定的高低参考电压之间的区域，输出将改变状态。两个参考电压之间的区域称为窗口。图 7.33 是用两个比较器构成的一个简单的窗口比较器（也可以用运放）。在电路（a）中，窗口设置在 +3.5V ($V_{ref,low}$) 和 +6.5V ($V_{ref,high}$) 之间。如果 V_{in} 低于 +3.5V，下面的比较器输出接地，上面比较器输出悬空。当 V_{in} 高于 +6.5V，上面一个比较器输出接地，而下面的比较器输出悬空。只要有一个比较器接地，就能使 $V_{out}=0V$ 。只有当 V_{in} 在 +3.5~+6.5V 之间时，输出端才输出高电平（+5V）。电路（c）使用电阻分压网络来设置参考电压。

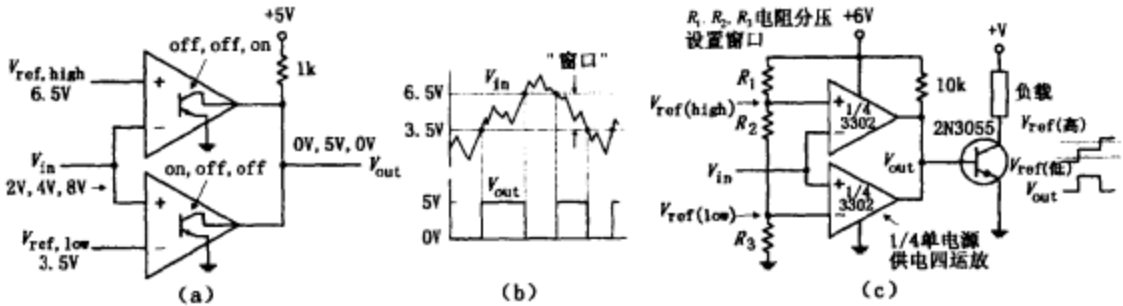


图 7.33

7.16 电平指示器

制作一个电平指示器的简单方法是用许多比较器，输入端接在一起，每一块接上不同的参考电压，如图 7.34 所示。在这电路中，从下往上，比较器上的参考电压一直增加（这是分压网络的结果）。当输入电压增加时，下面的比较器输出先为零（LED 导通），随后上面的比较器依次输出为零。电位器对所有的参考电压进行同比例调节。

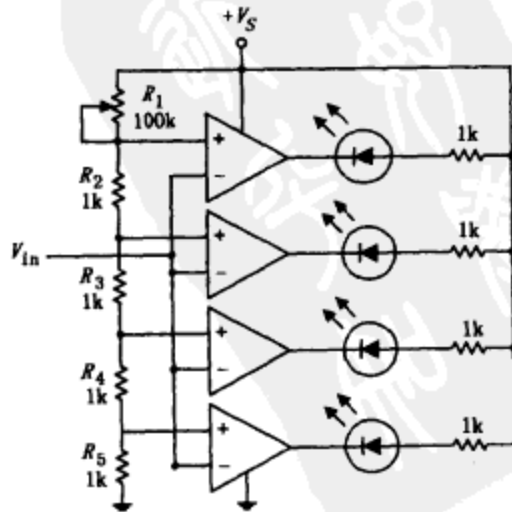


图 7.34

7.17 运算放大器的应用

运放输出驱动器 (对负载开或关)

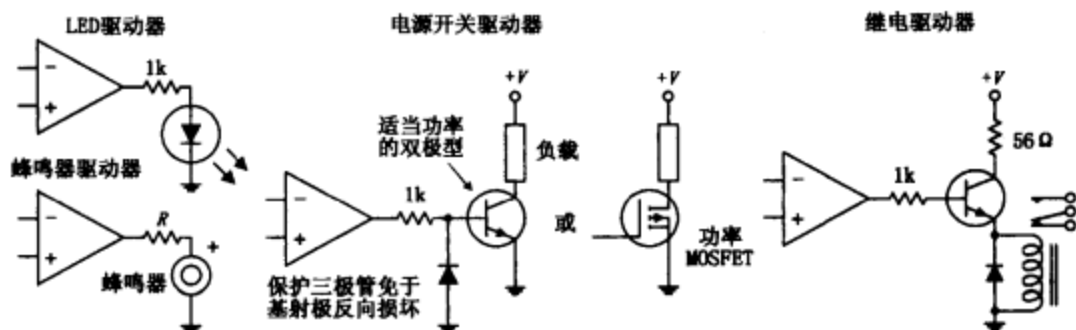


图 7.35

比较器输出驱动器

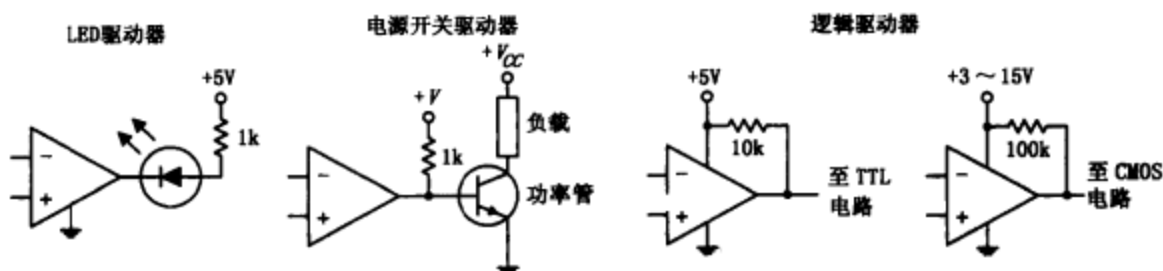


图 7.36

运放功率提升器 (AC 信号)

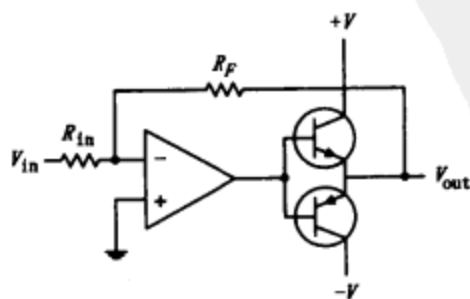


图 7.37

经常，我们既要求运放有较大的带负载能力，又要它保持正负输出摆幅不变。提高输出功率的同时保持输出不失真的简单方法，是用晶体三极管组成互补推挽电路，连接在运放的输出端，如图 7.37 所示。在高频时，需要加偏置电阻和电容防止交越失真。在低频，采用负反馈可消除大部分交越失真。

电压-电流变换器

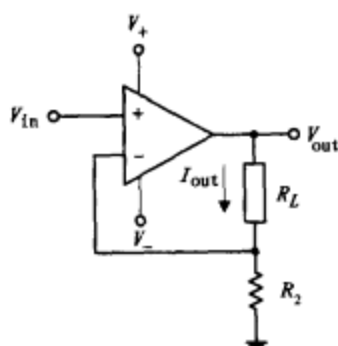


图 7.38

图 7.38 是一个电流源，它的输出电流的大小由加到运放的同相输入电压大小决定。输出电流和电压是由下面表达式决定的。

$$V_{out} = \frac{R_L + R_2}{R_2} V_{in}$$

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_L + R_2} = \frac{V_{in}}{R_2}$$

V_{in} 可由分压器设定。

高精度电流源

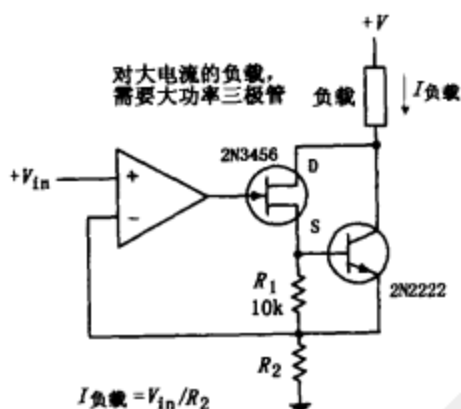


图 7.39

图 7.39 为高精度电流源，它使用一个 JFET 管驱动双极型晶体管，以控制流过负载的电流。与前面的电流源不同，本电路对输出漂移不敏感。用 JFET 管的作用是取得基本上零偏置电流误差（单个双极型晶体管输出场合会流出基极电流）。本电路输出的准确电流比 JFET 管的漏源电流来得大，提供的 V_{gs} 大于 $0V$ 。为了得到更大的电流，可用达林顿管代替 FET 双极型连接，只要基极电流不会引起大的误差。输出电流或负载电流是由 $I_{load} = V_{in}/R_2$ 决定的。 R_2 作为调节控制。该电路可能还需要一些附加的补偿，这要由负载的电抗和晶体管的参数而定。要确保晶体管有足够大的额定功耗以应付负载电流需求。

电流-电压变换

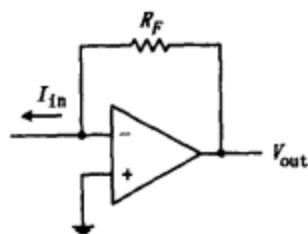


图 7.40

图 7.40 所示的是将电流转换为电压的电路。负反馈电阻 R_F 是用来帮助在反相输入端设置电压，并控制输出电压摆幅。各电路的输出电压都由下式给出：

$$V_{out} = I_{in} R_F$$

图 7.40 (续) 中各光敏电路的工作原理与之相同，其产生的输出电压与流过光敏传感器的电流成正比。

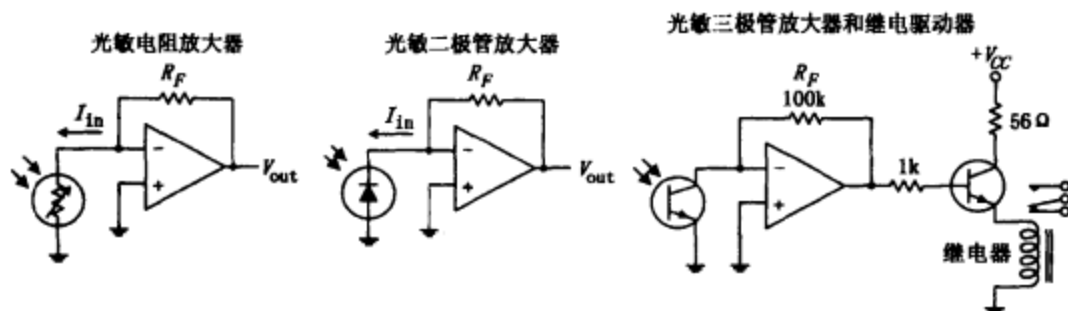


图 7.40 (续)

过压保护

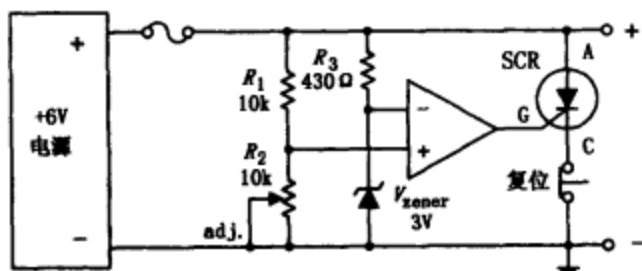


图 7.41

图 7.41 是一个过压快速保护控制电路，用来保护对浪涌电压较敏感的负载。电源提供一个稳定的 +6V。通过 R_1 、 R_2 分压器提供给运放同相输入端的电压为 3V（电位器可进行微调），通过 3V 稳压管在加到运放的反相输入端的电压也为 3V。在这例子中，运放差分输入电压为零，使得输出也为零（运放是作为一个比较器），晶闸管 (SCR) 截止，没有电流从正极流向负极。

此时，若电源电压有浪涌，同相输入电压将上升，而反相端电压保持 3V（由于 3V 稳压管作用）。这结果使得运放的输出为高电平，触发晶闸管导通。此时，电源被短路到地。没有电流流向负载。结果，保险丝（断路器）断开，保护负载。

可编程放大器

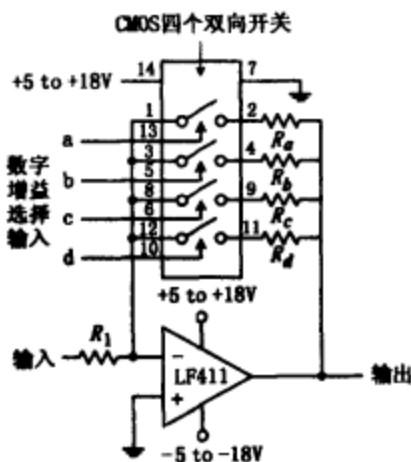


图 7.42

该电路是一个简单的反相放大器，其反馈电阻可选择数字控制双向开关（如 CMOS4066）。例如，当双向开关的输入端 a 置为高电平（+5~+18V），b~d 输入端置低电平（0V）时，只有电阻 R_a 接到反馈回路中；当 a~d 都置为高电平时，有效的反馈电阻是 $R_a \sim R_d$ 的并联值。第 12 章将更详细地讨论双向开关。

采样保持电路

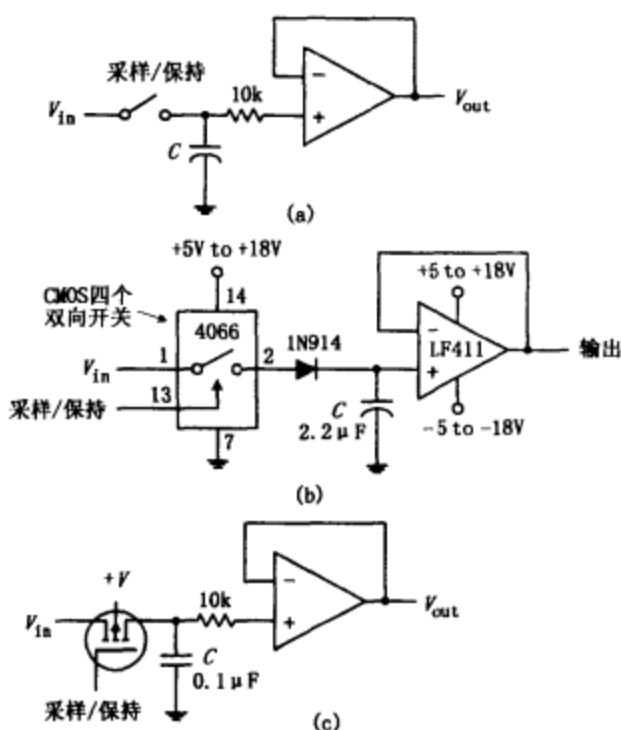


图 7.43

采样保持电路用来采样并保持一个模拟信号，以便分析它或在需要时将之转变为数字信号。在电路 7.43 (a)，开关起采样/保持控制作用。当开关闭合，采样开始，开关断开，采样结束。此时，输入电压将实时存储在电容里。运放作为单位放大（缓冲），传送电容的电压到输出端，防止电容放电（在理想运放的输入端没有电流流入）。采样电压能够保持多久，取决于电容的漏电流。使用低输入偏置电流的运放（如：FET 运放），可让漏电流最小。在其他两个电路中，采样/保持开关用一个电控开关代替，电路 (b) 用双向开关，电路 (c) 用 MOSFET 开关。最适用于采样/保持的电容器为聚四氟烯、聚乙烯和聚碳酸酯介质电容器。

峰值检波

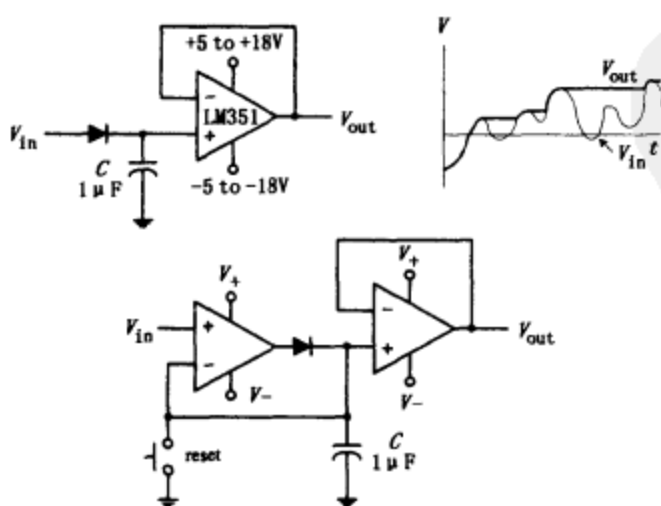


图 7.44

该电路作为峰值检波器，跟随输入电压信号并存储其最大电压值到电容里。图 7.44 上面电路的运放作为缓冲器，“检测”电容的电压并输出，防止电容放电。二极管防止当输入电压低于存储的峰值电压时电容放电。第二个电路是更加实用的峰值检波器，它外加一个运放使得检波器更灵敏，并把电容的电压反馈到反相输入端，以补偿二极管的压降（0.6V 左右）。换句话说，它是一个有源整流器。这电路还外加一个开关来复位检波器。通常，用 FET 代替二极管，用 FET 门作为复位开关，减少电容的容量可加速对 V_{in} 的充电反应时间。

同相限幅放大器

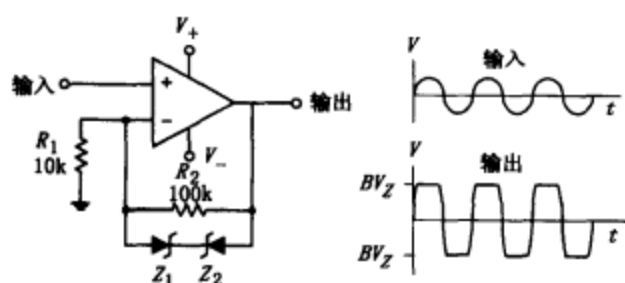


图 7.45

如图 7.45 所示的简单的放大电路能削去输出信号中正负幅值超出的波形。当反馈电压超过稳压二极管的击穿电压时,限幅作用发生。如果拿掉一个稳压二极管,电路将单向限幅(是正向还是反向限幅将取决于哪个稳压二极管被拿掉)。这个电路可用于限制音频放大器过载,也可作为正弦波-方波变换。

有源整流器

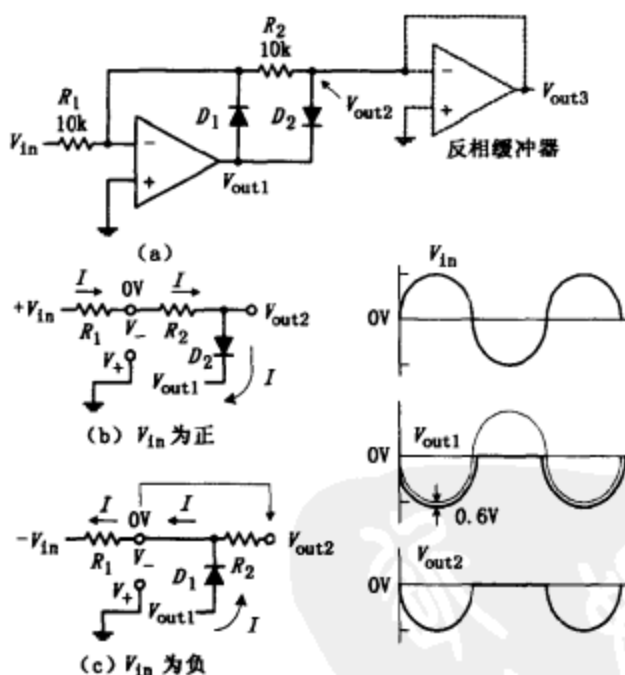


图 7.46

单个二极管可作为信号整流。然而二极管会产生压降(如 0.6V),这不会使输出电压降低,而且使其不能整流低于 0.6V 的电压信号。解决这问题的简单方法是使用有源整流器,如图 7.46(a)所示。这电路作为理想的整流器,它能整流低至 0V 的各方向的信号。为了说明电路是如何工作的,让我们应用所学原理进行如下分析:当输入 V_{in} 为正时,电流 I 将以简化网络(b)中所示方向流动。因为 V_+ 接地,则 $V_- = V_+ = 0V$ (规则 4)。

应用基尔霍夫电压定律求 V_{out1} 、 V_{out2} 和 V_{out3} :

$$0V - IR_2 - 0.6V - V_{out1} = 0$$

$$V_{out1} = 0V - \frac{V_{in}R_2}{R_1} - 0.6V = -V_{in} - 0.6V$$

$$V_{out3} = V_{out2} = -V_{in}$$

注意:最终的结果没有 0.6V 的压降,然而,输出和输入反相。当 V_{in} 为负时,见图(c),输出电流通过 D_1 流到 V_- 的 0V(规则 4),因为没有电流流向 R_2 (由于缓冲器),所以 V_{out1} 和 V_{out2} 与 V_- 相等,都等于 0V。缓冲级为下一级提供低输出阻抗,使下一级不会加载到整流级。为了保持输入极性和输出极性一致,可在输出端接上一个反相缓冲器(单位反相放大器)。

滤波器

滤波器是一种允许在特定频率范围内的信号通过同时阻断其他频率信号的电路。如同在第 2 章中看到的，四种主要的滤波器类型为低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和陷波滤波器（或称带阻滤波器）。低通滤波器流通输入信号的低频成分，高通滤波器流通高频成分。带通滤波器以滤波器的谐振频率为中心流通窄波段的频率，而陷波滤波器是以滤波器的谐振频率为中心流通除了窄带外的所有频率。

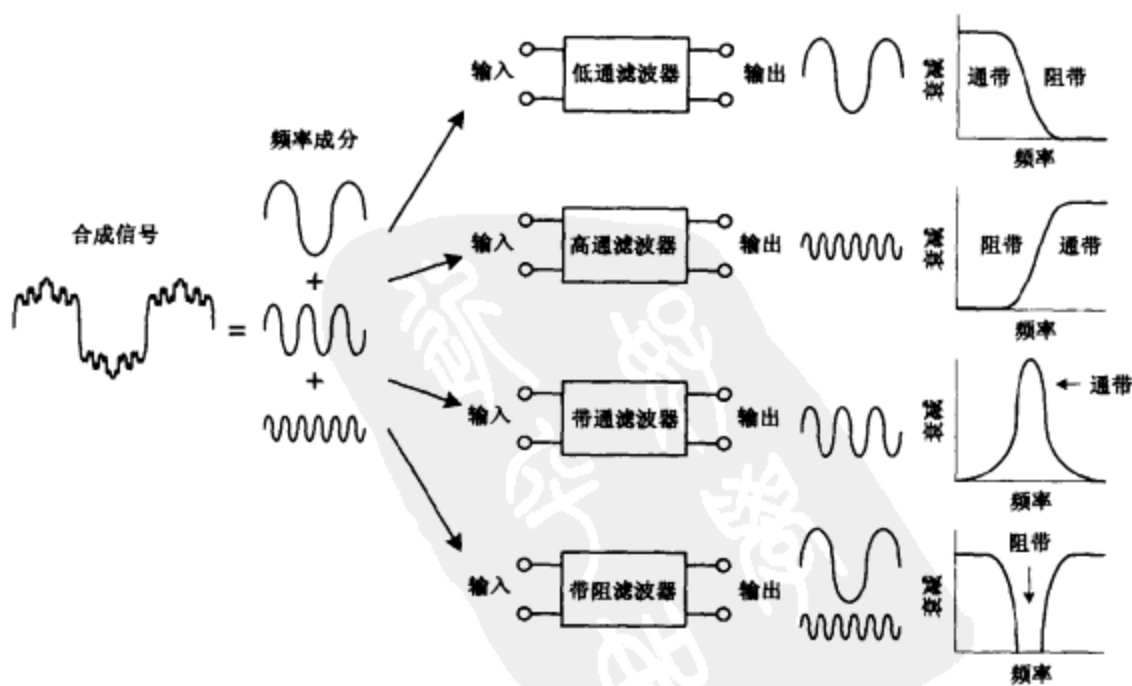


图 8.1

滤波器在电子学上有许多实际应用。例如，在直流供电电路内，滤波器可用于消除交流线路带来的高频噪声，并且它能够平滑整流器输

出的直流电压。在无线电通信中，滤波器使收音机能够仅提供听众所需信号，同时屏蔽其他信号。同样地，滤波器让无线电发射机仅产生一种信号，且削弱其他信号，使之不干扰别的无线电发射机。在声学里，滤波网络称为分频器，它分离出低频音频信号送到低音扬声器，中频音频信号到中音扬声器，高频音频信号到高频扬声器。滤波器的应用是多方面的。

在本章中介绍两种滤波器：无源滤波器和有源滤波器。无源滤波器由无源元件（电阻、电容、电感）设计而成，并且大多是用于 $100\sim 300\text{MHz}$ 的频率。（下限频率受限于电容和电感值，上限频率受限于寄生电容和电感的影响。）当设计具有极大衰减响应的无源滤波器时，电感和电容的数目将增加。越是增加电感和电容的数目去获得所需的响应，信号衰减就越大。而且，当设计无源滤波器时必须考虑到信号源和负载的阻抗。

有源滤波器与无源滤波器不同，它由运算放大器、电阻和电容构成，无需电感器。有源滤波器能够处理超低频（接近 0Hz ）信号，并且如果可以提供电压增益（区别于无源滤波器）。有源滤波器可以设计成与 LC 滤波器性能相当的滤波器，并且便于制作，苛求较少，设计时不需要大容量的元件。对于有源滤波器，其输入、输出阻抗可以理想化，即与频率无关。有源滤波器的主要缺点是高频范围相对有限。在大约 100kHz 以上，有源滤波器可能变得不可靠（受运放的带宽和转换速率限制的结果）。在无线电频率范围，最好使用无源滤波器。

8.1 滤波器设计须知

描述一个滤波器时，常用响应曲线，它是增益（输出电压/输入电压）相对频率的衰减图（见图 8.2）。就像在第 2 章中看到的，衰减常用分贝（dB）表示，频率用角频率形式 ω （rad/s）或常规的形式 f （Hz）表示。这两者的关系为 $\omega=2\pi f$ 。滤波器响应曲线可以被绘成线性-线性，对数-线性，或复对数坐标图。至于对数-线性图，衰减不必特定用分贝表示。

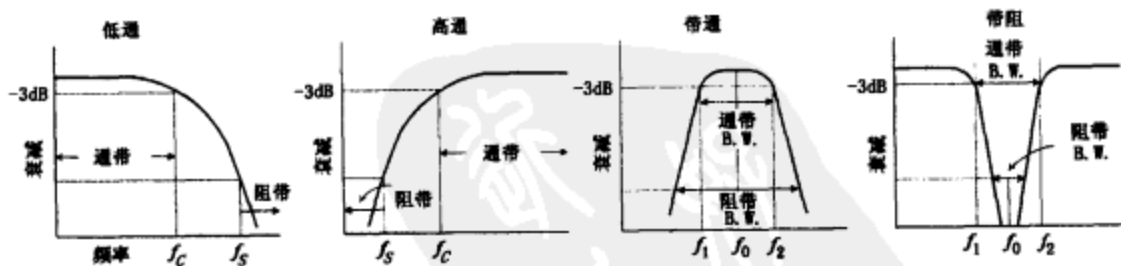


图 8.2

这里用一些术语来描述滤波器的响应：

-3 分贝频率 ($f_{3\text{dB}}$) 表示导致输出信号相对于输入信号降低了一 3dB 时所对应的输入信号频率。这个 -3dB 频率相当于截止频率——在这个点上输入到输出的电压是以 $1/\sqrt{2}$ 递减的。对于低通和高通滤波器，仅有一个 -3dB 频率。然而，对于带通和陷波滤波器，有两个 -3dB 频率，一般用 f_1 和 f_2 表示。

中心频率 (f_0) 倘若响应值是绘制在线性-对数坐标图上（对数坐标轴代表频率），那么带通滤波器的响应是与其谐振频率或称中心频率为几何对称的曲线。在线性-对数坐标图上，中心频率与 -3dB 频率的关系如下式：

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

对于窄带带通滤波器， f_2 与 f_1 的比值小于 1.1，响应形状接近算术对称。这样的话，我们就能够通过求 -3dB 频率的平均值近似地求出 f_0 ：

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

通频带 表示输出衰减量不超过 -3dB 的频率范围。

阻带频率 (f_s) 是一个特定的频率，它对应的衰减值能达到设计者的给定值。对于低通和高通滤波器，超过阻带频率（对于低通为大于 f_s ，对于高通为小于 f_s ）的频率范围被认为是阻带。带通滤波器和陷波滤波器都有两个阻带频率，对于带通滤波器而言，两个阻带频率以外的范围称为阻带；对陷波器而言，两个阻带频率之间的频率称作阻带。

品质因素 (Q) 它表示带通滤波器的中心频率与 -3dB 频带宽度（在 -3dB 的两点 f_1 和 f_2 之间的距离）的比值：

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

对于陷波滤波器，使用 $Q = (f_2 - f_1) / f_0$ ，其中 f_0 常常被认为是零频率。

8.2 基本滤波器

在第 2 章中已经知道，利用电容和电感的电抗特性，以及 LC 串并网络的共振特性，能够做出简单的低通、带通和陷波滤波器。这里先简单看看第 2 章中的基本滤波器：

在图 8.3 中的所有滤波器有一个共同的限制特性，就是响应值超过 -3dB 点后每倍频有 6dB 的衰减。（你可以查阅第 2 章的等式来验证。）在某些非临界应用中，每倍频 6dB 的衰减作用是很好的，特别是在你想去除的信号已经设置在 -3dB 点之外的场合。然而，在某些场合需要更大的频率选择性（例如，更陡的衰减和更平坦的通频带），每倍频 6dB 衰减量的滤波器将不适合工作需要，因而需要用一种新的方法去设计滤波器。

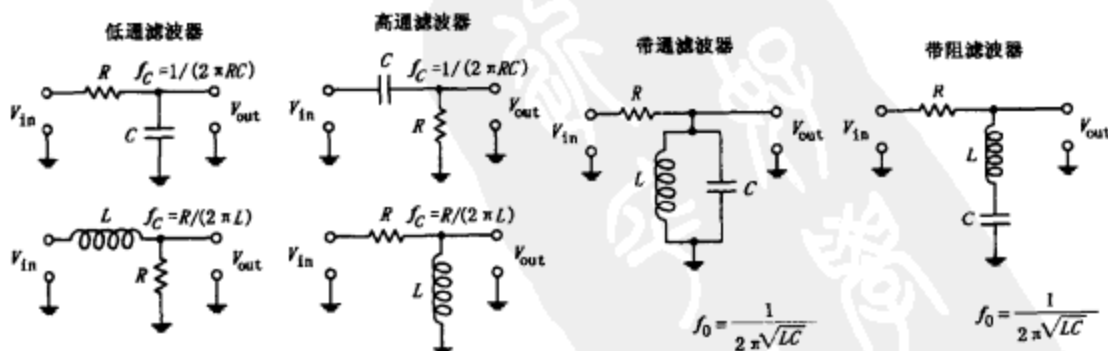


图 8.3

制作具有更陡的衰减和更平坦的通频带响应的滤波器

一种用来获得陡峭衰减的方法是由多个每倍频程衰减 6dB 的滤波器进行组合。每个新的组件都将会过滤前面的组件的输出。然而，一个滤波器和另一个滤波器相连以提高“每倍频分贝”斜率，实现起来并不像看起来那么容易。在某些情况（例如，设计窄带带通滤波

器)下它会变得不切实际。例如,你不得不解决暂态响应、相位漂移、信号恶化、线圈电容、内阻、磁感应噪声等等,事情可能变得难以应付。

为了使讨论切合实际,这里将忽略非常繁杂的滤波器理论,只介绍一些使用基本响应曲线图和滤波器设计图表进行设计的技巧。但真正地理解滤波器理论是非常重要的。如果你想全面深入了解滤波器理论,可以参考滤波器设计手册。

让我们直接跨跃到一些实际滤波器的设计。通过这些实例,你将会发现一些重要的新概念。首先,我们将讨论无源滤波器,然后转到有源滤波器。

8.3 无源低通滤波器的设计

假定你想设计一个具有 $f_{3dB} = 3000\text{Hz}$ (在 3000Hz 衰减是 -3dB) 和在频率为 9000Hz 时有 -25dB 衰减 (这称为截止频率 f_c) 的低通滤波器,并且假定信号源阻抗 R_s 和负载阻抗 R_L 都等于 50Ω 。如何设计这个滤波器呢?

第1步:归一化

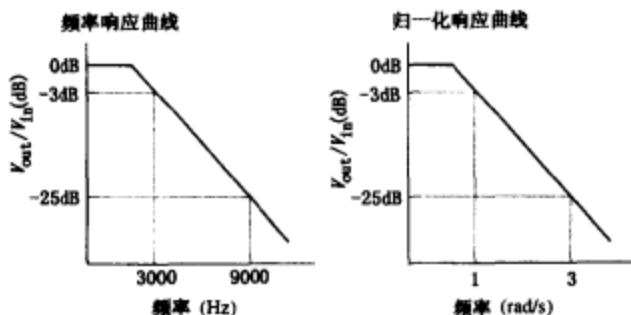


图 8.4

首先,做一个衰减相对频率的草图,让自己对响应(见图 8.4 左图)有一个大致的了解。其次,你必须归一化这张图表。这意味着你设置 -3dB 频率 f_{3dB} 到 1rad/s 。图 8.4 右图为这种归一化图。为了确定该归一化的截止频率,简单地使用以下关系式:

$$A_s = \frac{f_c}{f_{3dB}} = \frac{9000\text{Hz}}{3000\text{Hz}} = 3$$

A_s 称为陡度因子。该式表明归一化的截止频率是归一化的 -3dB 点的频率 1rad/s 的 3 倍。因此,该归一化截止频率是 3rad/s 。

第2步:选择响应曲线

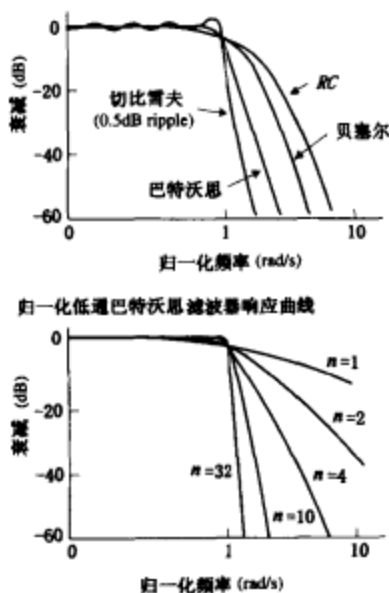


图 8.5

接着你必须选择一种滤波器响应类型。有巴特沃思 (Butterworth)、切比雪夫 (Chebyshev) 和贝塞尔 (Bessel) 三种类型可供选择。这里不需要了解太多的专业知识,巴特沃思、切比雪夫和贝塞尔响应曲线均是以人名命名的,这些 LC 滤波器网络能够用数学中的传递函数来模拟。下面给出该函数:

$$T(S) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_n S^n + N_{n-1} S^{n-1} + \dots + N_1 S + N_0}{D_n S^n + D_{n-1} S^{n-1} + \dots + D_1 S + D_0}$$

方程中的 N 是分子系数, D 是分母系数, $S = j\omega$ ($j = \sqrt{-1}$, $\omega = 2\pi f$)。分母的最高次幂 n 表示滤波器的级数或者极点的数目,分子的最高次幂表示零点数目。现在,通过处理这函数,每个滤波器(例如,巴特沃思、切比雪夫和贝塞尔)都能画出惟一的传递函数曲线图,它类似于级联的 LC 滤波器网络的衰减响应曲线。从实际应用出发,重要的是要知道传递函数中的极点数目和级联滤波网络中的 LC 级数之间的联系,这些决定了响应曲线的整体陡度

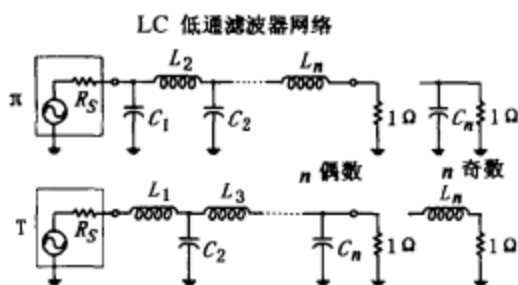


图 8.5 (续)

而贝塞尔则以通带的平坦和衰减陡度为代价，获得最小的相移。稍后将讨论巴特沃思、切比雪夫和贝塞尔三个滤波器的优缺点。现在，让我们先关注巴特沃思滤波器。

第 3 步：确定所需极点的数目

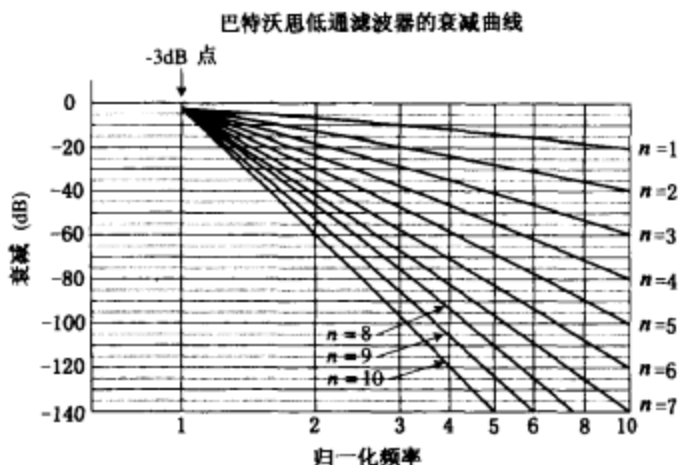


图 8.6

第 4 步：制作一个归一化滤波器

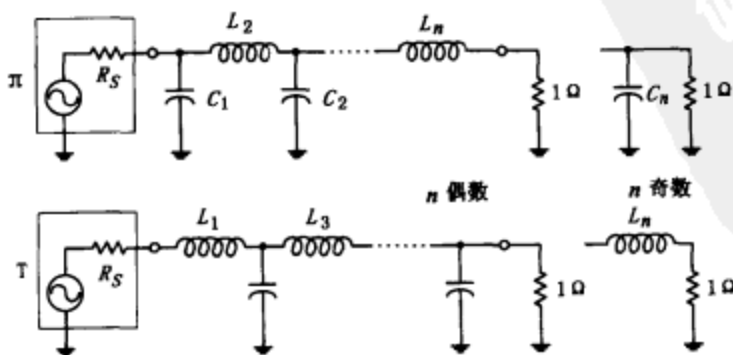


图 8.7

(分贝/倍频)。随着极点数目的增加 (LC 级数增加)，衰减响应变得陡峭，传递函数的系数影响了反应曲线的整体形状，并且与滤波器网络中特定的电容和电感值相关联。巴特沃思、切比雪夫和贝塞尔三个滤波器都有各自的传递函数，并给出了用图表表示的系数值以及变换传递函数的阶数如何影响衰减斜率。巴特沃思滤波器在通带和阻带之间的渐变区内，以损失衰减陡度为代价，获得一个最大平坦度的通带响应。切比雪夫滤波器以通频带内存在纹波为代价，获得通频带和阻带之间极为陡峭的过渡，

继续我们的低通滤波器设计。让我们选择巴特沃思设计方法，它是一种被广泛应用的设计方法。下一步是找出一张巴特沃思低通滤波器的归一化频率衰减曲线图，如图 8.6 所示。(像这样的响应曲线在滤波器手册中有提供，手册一般也提供切比雪夫和贝塞尔滤波器的响应曲线。)接着，按设计要求从图中找出一条在 3 rad/s 处提供 -25dB 衰减的响应曲线，你就会发现 $n=3$ 的曲线在 3rad/s 处提供了充分的衰减。现可知所需的滤波器将是一个三阶低通滤波器，因此它有三个极点。这意味着你要设计的滤波器有三节 LC 电路。

既然你已决定了滤波器的阶数，那就开始下一步——做一个归一化的 LC 滤波电路。(这个电路不会是你所需的最终的滤波电路——它将需要再修改。)这个电路可以是一个 π 型电路网络也可以是 T 型电路网络，如图 8.7 所示。但如果信号源和负载阻抗相匹配，使用哪一种电路结构均可。但 π 型网络更加吸引人，因为它只需较少的电感。然而，负荷阻抗如果比信号源阻抗更大，最好采用 T 型结构。如果负荷阻抗比信号源阻抗小，最好使用的 π 型结构。既然前面已说

明了信号源和负载阻抗都是 50Ω ，我们选择 π 型结构。电感器和电容器的值在表 8.1 中提供。（滤波器手册将会提供这样的表格，连同切比雪夫和贝塞尔滤波器。）既然我们需要一个三阶滤波器，因此取在 $n=3$ 行中列出的值。在这情况下你得到的归一化滤波电路如图 8.8 中所示。

表 8.1 巴特沃思有源低通滤波器的值

n	π	R_S	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
	T	$1/R_S$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
2		1.000	1.4142	1.4142					
3		1.000	1.000	2.000	1.0000				
4		1.000	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654			
5		1.000	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180		
6		1.000	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
7		1.000	0.4450	1.2470	1.8019	1.8019	1.8019	1.2470	0.4450

注：相对于一个 1Ω 的负载，在 1rad/s 的频率下 -3dB 的 L_n 和 C_n 的值，单位分别为 H 和 F。

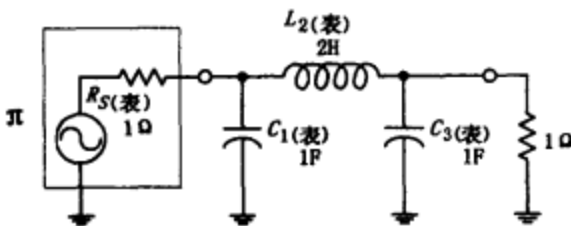


图 8.8

按照稍前提到的，这个电路不是我们所需的最后线路。也就是说，在这个表中列出的元件值将不能使滤波器正常工作！这是因为，我们目前所使用的图表是经归一化处理过的，而且还没有考虑到信号源和负载阻抗的影响。为了要构造最后的工作线路，我们必须按照图 8.8 中列出的电路元件值确定频率和阻抗的大小。这引导我们进行下一步骤。

第 5 步：频率和阻抗的标定

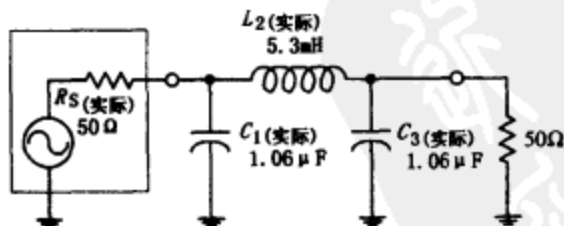


图 8.9

为了解决与信号源和负载的阻抗相适应的问题，同时得到归一化频率的还原值，需要采用下列频率和阻抗标定规则。对频率的标定：将从表格得到的电容和电感值，除以 $\omega (= 2\pi f_c)$ 。对阻抗的标定，使用下面两个等式来得到所需的实际元件值：

$$L_{n(\text{实际})} = \frac{R_L L_{n(\text{表})}}{2\pi f_{3\text{dB}}}$$

$$C_{n(\text{实际})} = \frac{C_{n(\text{表})}}{2\pi f_{3\text{dB}} R_L}$$

$$L_{2(\text{实际})} = \frac{R_L L_{2(\text{表})}}{2\pi f_{3\text{dB}}} = \frac{(50\Omega)(2\text{H})}{2\pi(3000\text{Hz})} = 5.3\text{mH}$$

$$C_{1(\text{实际})} = \frac{C_{1(\text{表})}}{2\pi f_{3\text{dB}} R_L} = \frac{1\text{F}}{2\pi(3000\text{Hz})(50\Omega)} = 1.06\mu\text{F}$$

$$C_{3(\text{实际})} = \frac{C_{3(\text{表})}}{2\pi f_{3\text{dB}} R_L} = \frac{1\text{F}}{2\pi(3000\text{Hz})(50\Omega)} = 1.06\mu\text{F}$$

经计算，最后获得的低通电路如图 8.9 所示。

8.4 滤波器的类型

前面已简短地提到的切比雪夫和贝塞尔滤波器能被用来代替巴特沃思滤波器。为了设计切比雪夫和贝塞尔滤波器，可以采用与设计巴特沃思滤波器相同的方法。然而，需要使用不同的低通衰减图表去获得在 π 型和T型LC网络中的零件参数。如果你对设计切比雪夫和贝塞尔滤波器感兴趣，请查阅滤波器设计手册。现在，通过下面段落帮助你更透彻地理解各种类型滤波器之间的区别。

巴特沃思滤波器或许是最流行的滤波器。它在通频带内有很平坦的频率响应，虽然在靠近 -3dB 点的区域多少有点起伏。除了 -3dB 点外，衰减比率增加并且最终达到每倍频程 $n \times 6\text{dB}$ （例如 $n=3$ ，衰减 $= 18\text{dB}/\text{倍频程}$ ），巴特沃思滤波器相对来说容易构造，并且需要的元件不像其他的滤波器那样要求精确的容许误差。

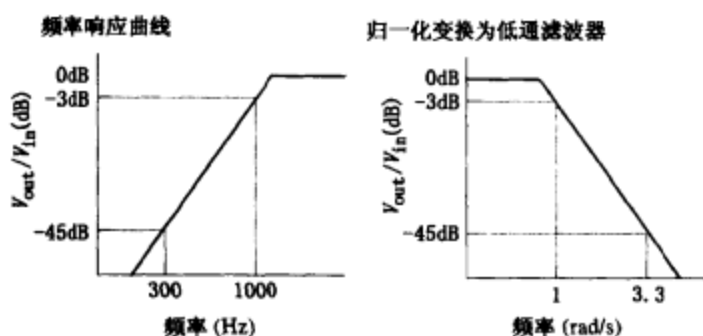
切比雪夫滤波器（例如， 0.5dB 波动， 0.1dB 波动的切比雪夫滤波器）提供比巴特沃思和贝塞尔滤波器在超过 -3dB 点后更敏锐的衰减速率。然而，为了这个陡峭的衰减要付出一定的代价——在通频带内的电压波动，简称为通带波动。该通带波动的大小随滤波器的阶数增加而增加。而且切比雪夫滤波器比巴特沃思滤波器对元件的容许误差更灵敏。

现在，对于巴特沃思和切比雪夫滤波器都存在一个问题——对于不同频率的信号它们两个都引进了不同的延迟时间。换句话说，如果一输入信号由一个多频波形组成（例如调制信号），该输出信号将变形，因为不同频率会因不同的延迟时间而位移。经过通带的延迟时间变化称为延迟失真，并且它随着巴特沃思和切比雪夫滤波器的阶数增加而增加。为了避免这种影响，可使用贝塞尔滤波器。贝塞尔滤波器，不像巴特沃思和切比雪夫滤波器，它提供一个在该通频带上的恒定延迟。但是，贝塞尔滤波器在衰减特性方面不如其他两个滤波器。然而，陡峭的衰减特性并不总是和在输出端还原良好信号一样重要。在某些情况下，必须有实际的信号还原，对此贝塞尔滤波器是更可靠的。

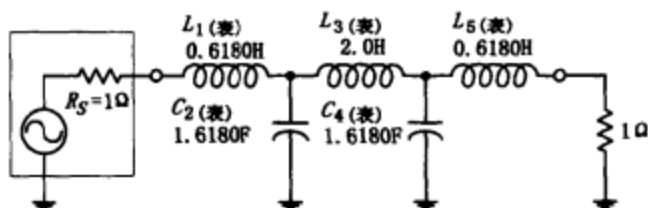
8.5 无源高通滤波器的设计

假定你想设计一个高通滤波器，要求 $f_{3\text{dB}} = 1000\text{Hz}$ ，且在 300Hz 处它的衰减至少是 -45dB （称为截止频率 f_s ）；并假定该滤波器与 50Ω 内阻的信号源和 50Ω 负载相连接，且要求是巴特沃思响应。你怎样设计该滤波器呢？有一个技巧，你会一下子明白的，就是把高通响应当成一个转化的低通响应，然后设计一个归一化的低通滤波器，应用一些换算技巧在该低通滤波器的元件上来得到一个归一化的高通滤波器，接着用频率和阻抗标定该归一化高通滤波器。

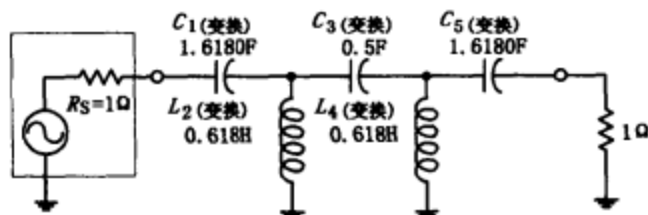
首先，做一个关于该高通滤波器的响应曲线的简单草图，如图8.10上方左图所示。其次，用该高通的曲线在水平方向翻转后，它就可得到一个低通响应曲线。（这就允许你使用低通设计技术。随后你需要应用变换技巧用该低通滤波器的标准元件参数来得到所要求的高通滤波器。）为了获得陡度因子 A_s ，并归一化阻带频率 f_s ，下面使用与低通滤波器例子基本相同的程序，除了 $f_{3\text{dB}}$ 必须在 f_s 上方：



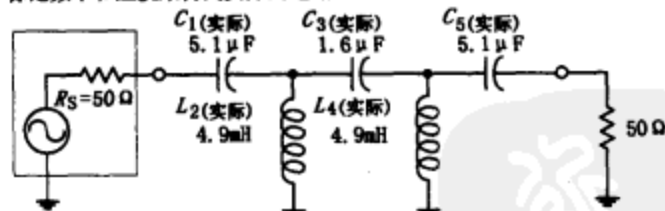
从“T”型低通滤波器开始



将低通滤波器转换为高通滤波器



标定频率和阻抗来得到实际的电路



$$A_s = \frac{f_{3dB}}{f_s} = \frac{1000\text{Hz}}{300\text{Hz}} = 3.3$$

这个表达式告诉我们归一化的阻带频率是-3dB频率的3.3倍。因为该归一化的图表将 f_{3dB} 置于1rad/s, f_s 变成3.3rad/s。

接着,按前面获取低通滤波器响应曲线的步骤,即从图8.6提供的响应特性中,确定在(横坐标)3.3rad/s和至少衰减-45dB(纵坐标)衰减响应曲线。 $n=5$ 曲线符合上述要求,因此可以建立一个五阶的LC网络。现在的问题是是使用 π 型还是T型网络?最初,可能认为 π 型网络是最好的,因为负载和信号源阻抗相等并且需要很少的电感。然而,当你应用变换技巧使低通滤波器转换为高通滤波器时,你将需要将电感和电容器互换。所以,如果现在选择T型低通网络,在最后得到的高通滤波电路中需要将较少的电感。该五阶归一化低通滤波器网络如图8.10所示。

为将低通变换成高通滤波器,用具有 $1/L$ 值的电容器替换电感,用具有 $1/C$ 值的电感替换电容器。换句话说,做下列内容:

$$\begin{aligned} C_{1(\text{变换})} &= 1/L_{1(\text{表})} = 1/0.6180 = 1.6180\text{F} \\ L_{2(\text{变换})} &= 1/C_{2(\text{表})} = 1/0.6180 = 1.6180\text{H} \\ C_{3(\text{变换})} &= 1/L_{3(\text{表})} = 1/2.0 = 0.5\text{F} \\ L_{4(\text{变换})} &= 1/C_{4(\text{表})} = 1/0.6180 = 1.6180\text{H} \\ C_{5(\text{变换})} &= 1/L_{5(\text{表})} = 1/0.6180 = 1.6180\text{F} \end{aligned}$$

然后,标定频率和阻抗来得到实际的元件参数:

图 8.10

$$\begin{aligned} C_{1(\text{实际})} &= \frac{C_{1(\text{表})}}{2\pi f_{3dB} R_L} = \frac{1.618\text{H}}{2\pi (1000\text{Hz}) (50\Omega)} = 5.1\mu\text{F} \\ L_{2(\text{实际})} &= \frac{L_{2(\text{表})} R_L}{2\pi f_{3dB}} = \frac{0.618\text{F} (50\Omega)}{2\pi (1000\text{Hz})} = 4.9\text{mH} \\ C_{3(\text{实际})} &= \frac{C_{3(\text{表})}}{2\pi f_{3dB} R_L} = \frac{0.5\text{H}}{2\pi (1000\text{Hz}) (50\Omega)} = 1.6\mu\text{F} \\ L_{4(\text{实际})} &= \frac{L_{4(\text{表})} R_L}{2\pi f_{3dB}} = \frac{0.618\text{F} (50\Omega)}{2\pi (1000\text{Hz})} = 4.9\text{mH} \\ C_{5(\text{实际})} &= \frac{C_{5(\text{表})}}{2\pi f_{3dB} R_L} = \frac{1.618\text{H}}{2\pi (1000\text{Hz}) (50\Omega)} = 5.1\mu\text{F} \end{aligned}$$

8.6 无源带通滤波器的设计

带通滤波器分为窄带和宽带两类。这两个类型的区别是高通-3dB频率 f_1 和低通-3dB频率 f_2 之间的比值。如果 f_2/f_1 大于 1.5, 则带通滤波器属于宽带类型; 若低于 1.5, 这带通滤波器则属于窄带类。下面将看到, 用上述方法设计宽带带通滤波器和窄带滤波器的区别。

宽带设计

设计宽带带通滤波器的基本方法是将低通和高通滤波器结合起来。以下例子将说明该细节。假定你想设计一个带通滤波器, 要求-3dB点的截止频率 $f_1=1000\text{Hz}$ 和 $f_2=3000\text{Hz}$, 并且在 300Hz 处至少-45dB 衰减, 在 9000Hz 处的衰减超过-25dB。而且, 又假定该信号源和负载的阻抗都是 50Ω , 要求用巴特沃思设计。

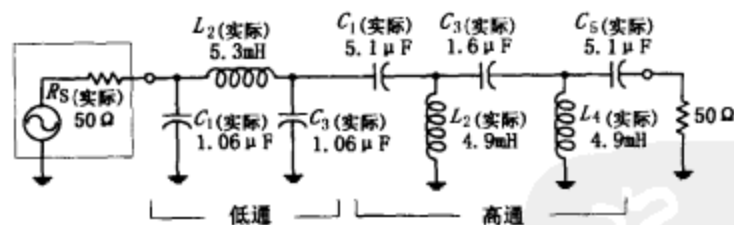
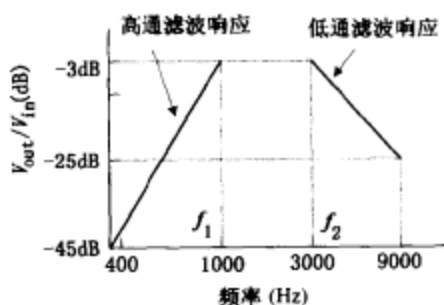


图 8.11

图 8.11 所示的基本草图指出了滤波器的基本响应要求。该比值 $f_2/f_1=3$, 比 1.5 要大, 所以属于宽带的情形。注意该草图有多少类似放在同一图中的低通和高通响应曲线, 如果你把该响应分为低段和高段曲线, 你会得到以下结果:

- 低通 在 3000Hz, 衰减-3dB
- 在 9000Hz, 衰减-25dB
- 高通 在 1000Hz, 衰减-3dB
- 在 300Hz, 衰减-45dB

现在, 到设计该宽带带通滤波器的时候了, 利用上面提供的值设计一个低通滤波器和一个高通滤波器, 该设计技术在前面的低通和高通滤波器例子中已详细介绍过。一旦你做完它, 仅简单地级联该低通和高通滤波器即可。最后的级联网络如图 8.11 所示。

窄带设计

窄带滤波器 ($f_2/f_1 < 1.5$), 不像宽带滤波器, 不能通过简单地级联低通和高通滤波器做成。相反, 你必须使用一种新的稍微棘手的步骤。这个步骤包括把一个带通滤波器的-3dB频带宽度 ($\Delta f_{BW} = f_2 - f_1$) 变换为一个低通滤波器的-3dB频率 f_{3dB} 。同时, 该带通滤波器的阻带带宽转换为相应的低通滤波器的阻带频率。一旦这样做, 就建立起一个归一化低通滤波器。当建立起该归一化的低通滤波器之后, 该滤波器必须用一特殊的频率标定方法才能得到要求的带通滤波器。(如前所述, 该归一化的电路也必须进行阻抗标定。) 当对该归一化的低通滤波器的元件进行频率标定时, 要用低通缩放比例而不要用 $\omega = 2\pi f_{3dB}$ 来除。相反, 该归一化的低通滤波器的元件要用 $2\pi(\Delta f_{BW})$ 来除。接着, 该标定的电路的支路必须

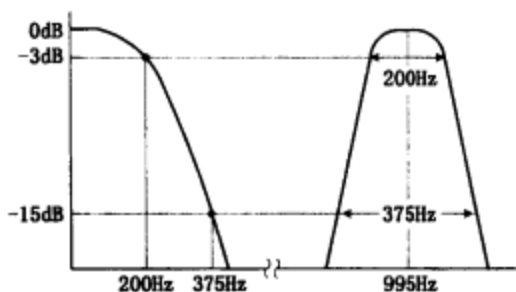
谐振于带通滤波器的中心频率 f_0 ，通过放置另外的电感器与电容器串联再与电感并联。这就建立起 LC 谐振电路部件。该附加的电感和电容的取值用 LC 调谐方程式（见第 2 章相关的细节）确定：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

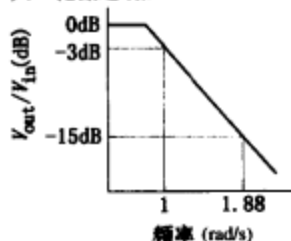
窄带带通滤波器的设计实例

假定你想设计一个具有 -3dB 指向 $f_1 = 900\text{Hz}$ 和 $f_2 = 1100\text{Hz}$ 的带通滤波器并且在 800Hz 和 1200Hz 处至少 -20dB 衰减。假定该信号源和负载阻抗都是 50Ω 而且想得到巴特沃思设计数据。

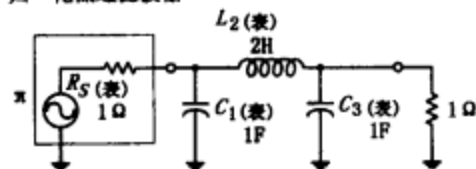
低通与带通的关系



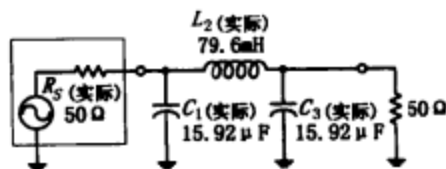
归一化低通响应



归一化低通滤波器



低通滤波器阻抗和频率的标定



最终的带通滤波器

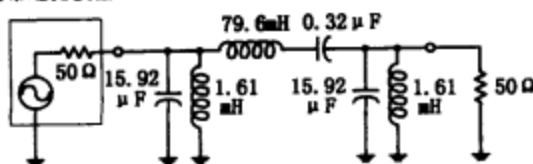


图 8.12

既然 $f_2/f_1 = 1.2$ ，它是小于 1.5，所以是一个窄带滤波器。设计一个窄带带通滤波器的第一步是需要归一化该通带滤波器。首先，确定该几何中心频率：

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(900\text{Hz})(1100\text{Hz})} = 995\text{Hz}$$

接着，通过使用下列公式计算两对几何相似的相关的阻带频率

$$f_s \cdot f_b = f_0^2$$

$$f_s = 800\text{Hz} \quad f_b = \frac{f_0^2}{f_s} = \frac{(995\text{Hz})^2}{800\text{Hz}} = 1237\text{Hz}$$

$$f_b - f_s = 437\text{Hz}$$

$$f_b = 1200\text{Hz} \quad f_s = \frac{f_0^2}{f_b} = \frac{(995\text{Hz})^2}{1200\text{Hz}} = 825\text{Hz}$$

$$f_b - f_s = 375\text{Hz}$$

注意，现在事情多少有点混乱，对每一对阻带频率，可以得到新的两对——这是对 f_0 的“几何化”的结果。选择具有最小间隔的一对，即 375Hz 的那对，这说明更严格的技术要求。

对于该带通滤波器的陡度因子由下式给出

$$A_s = \frac{\text{阻带宽度}}{\text{3dB 带宽}} = \frac{375\text{Hz}}{200\text{Hz}} = 1.88$$

现在选择一个低通巴特沃思响应，它提供了在 1.88rad/s 处至少 -20dB 的衰减。根据图 8.6，对 $n=3$ 曲线使用该技巧，接着使用 π 型结构和表 8.1，建立一个三阶的归一化的低通滤波器。

然后，该归一化的低通滤波器的阻抗和频率标定要满足 50Ω 的阻抗等级，并且 -3dB 频率要等于想要得到的带通滤波器的带宽 ($\Delta f_{\text{BW}} = f_2 - f_1$) ——它相当于 200Hz 。注意该频率标定技巧！结果如下：

$$C_{1(\text{实际})} = \frac{C_{1(\text{表})}}{2\pi(\Delta f_{\text{BW}})R_L} = \frac{1\text{F}}{2\pi(200\text{Hz})(50\Omega)} = 15.92\mu\text{F}$$

$$C_{3(\text{实际})} = \frac{C_{3(\text{表})}}{2\pi(\Delta f_{\text{BW}})R_L} = \frac{1\text{F}}{2\pi(200\text{Hz})(50\Omega)} = 15.92\mu\text{F}$$

$$L_{2(\text{实际})} = \frac{L_{2(\text{表})}R_L}{2\pi(\Delta f_{\text{BW}})} = \frac{(2\text{H})(50\Omega)}{2\pi(200\text{Hz})} = 79.6\text{mH}$$

下面的内容很重要。通过增加串联电容到电感器和增加并联电感线圈到各个电容,使该低通滤波器的各个支路都谐振于 f_0 。附加的元件参数可以由以下 LC 谐振方程式求出:

$$L_{(\text{与C并联})} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{1(\text{实际})}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 995\text{Hz})^2 (15.92\mu\text{F})} = 1.61\text{mH}$$

$$L_{(\text{与C并联})} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{3(\text{实际})}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 995\text{Hz})^2 (15.92\mu\text{F})} = 1.61\text{mH}$$

$$C_{(\text{与L串联})} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_{2(\text{实际})}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 995\text{Hz})^2 (79.6\text{mH})} = 0.32\mu\text{F}$$

最后获得的带通电路如图 8.12 的下图表示。

8.7 无源陷波滤波器的设计

为了设计一个陷波滤波器,你可以应用类似于窄带带通滤波器例子中所使用的方法。然而,现在你需要使用高通滤波器代替低通滤波器作为基本部件。理想的办法是将陷波滤波器 -3dB 带宽($\Delta f_{\text{BW}} = f_1 - f_2$)与高通滤波器的 -3dB 频率和阻带频率联系起来。然后,建立一个归一化的高通滤波器。这个滤波器可以用一种特殊的方法来进行频率标定,即将它的全部元件值除以 $2\pi\Delta f_{\text{BW}}$ 。(这个电路同样必须进行阻抗标定,同上。)和窄带带通滤波器例子一样,通过插入附加的串联电容器到现有的电感并且并入附加的电感线圈到现有的电容器两端。标定后的高通滤波器的支路都谐振于该陷波滤波器的中心频率 f_0 上。

陷波滤波器的设计实例

假定你想设计一个陷波滤波器,要求在 -3dB 点上的频率为 $f_1 = 800\text{Hz}$ 和 $f_2 = 1200\text{Hz}$,并且在 900Hz 和 1100Hz 处至少有一 20dB 衰减。假定该信号源和负载的阻抗是 600Ω ,而且要求按巴特沃思设计。

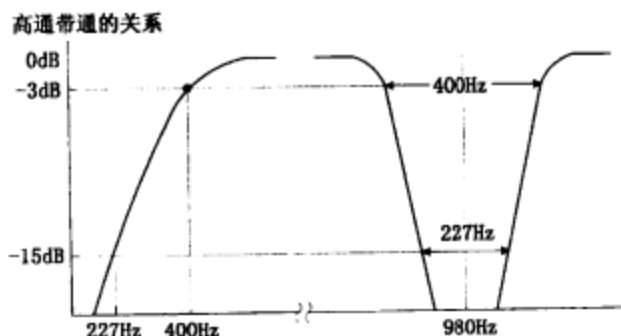


图 8.13

首先,你会发现该几何中心频率:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(800\text{Hz})(1200\text{Hz})} = 980\text{Hz}$$

接着计算该两对几何关系的阻带频率:

$$f_a = 900\text{Hz} \quad f_b = \frac{f_0^2}{f_a} = \frac{(980\text{Hz})^2}{900\text{Hz}} = 1067\text{Hz}$$

$$f_b - f_a = 1067\text{Hz} - 900\text{Hz} = 167\text{Hz}$$

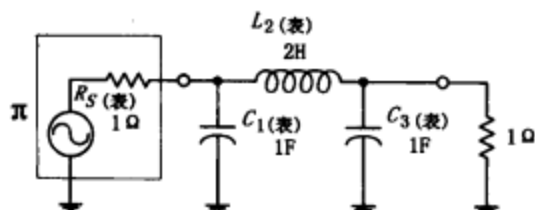
$$f_b = 1100\text{Hz} \quad f_a = \frac{f_0^2}{f_b} = \frac{(980\text{Hz})^2}{1100\text{Hz}} = 873\text{Hz}$$

$$f_b - f_a = 1100\text{Hz} - 873\text{Hz} = 227\text{Hz}$$

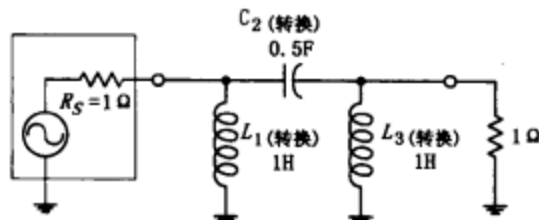
选择一对能提供更严格要求的频率,即 $f_a - f_b = 227\text{Hz}$ 。

然后,计算该陷波滤波器的陡度因子,它由以下公式提供

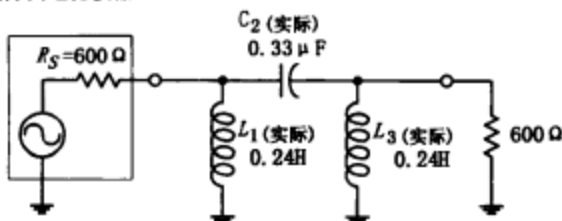
归一化低通滤波器



归一化高通滤波器



实际高通滤波器



最终的带通滤波器

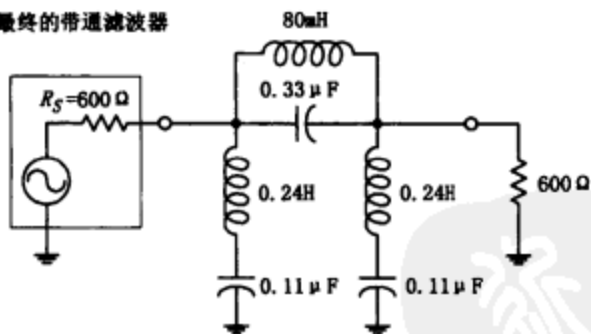


图 8.13 (续)

$$C_{(与L_1串联)} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_{1(实际)}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 400\text{Hz})^2 (0.24\text{H})} = 0.11\mu\text{F}$$

$$C_{(与L_3串联)} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_{3(实际)}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 400\text{Hz})^2 (0.24\text{H})} = 0.11\mu\text{F}$$

$$L_{(与C_2并联)} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{2(实际)}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 400\text{Hz})^2 (0.33\mu\text{F})} = 80\text{mH}$$

最后电路如图 8.13 所示。

$$A_s = \frac{3\text{dB 带宽}}{\text{阻带带宽}} = \frac{400\text{Hz}}{227\text{Hz}} = 1.7$$

为了拿出最后的陷波滤波器设计, 先把陡度因子当成高通滤波器的陡度因子。然后, 应用前面已用过的技巧去做一个高通滤波器。水平地翻转该高通响应可得到一个低通响应。然后使该低通响应归一化 (调整该归一化的截止频率到 1.7rad/s), 并且利用图 8.6 找一条曲线 ($n=3$ 提供在 1.7rad/s 至少 -20dB 衰减)。再利用表 8.1 和 π 型网络去提出归一化的低通设计。然后应用将低通变换到高通的技巧来得到一个归一化的高通滤波器:

$$L_{1(变换)} = 1/C_{1(表)} = 1/1 = 1\text{H}$$

$$L_{3(变换)} = 1/C_{3(表)} = 1/1 = 1\text{H}$$

$$C_{2(变换)} = 1/L_{2(表)} = 1/2 = 0.5\text{F}$$

在图 8.13 中的第一个三调谐电路显示了该低通到高通的变换处理。

接着, 进行阻抗和频率标定, 将该归一化高通滤波器的阻抗标定到所需的 600Ω 级别, 并且 -3dB 频率标定到陷波滤波器所需的带宽 ($\Delta f_{BW} = f_2 - f_1$) ——它相当于 400Hz 。注意该频率标定的技巧! 结果如下:

$$L_{1(实际)} = \frac{R_L L_{1(变换)}}{2\pi(\Delta f_{BW})} = \frac{(600\Omega)(1\text{H})}{2\pi(400\text{Hz})} = 0.24\text{H}$$

$$L_{3(实际)} = \frac{R_L L_{3(变换)}}{2\pi(\Delta f_{BW})} = \frac{(600\Omega)(1\text{H})}{2\pi(400\text{Hz})} = 0.24\text{H}$$

$$C_{2(实际)} = \frac{C_{2(变换)}}{2\pi(\Delta f_{BW})R_L} = \frac{(0.5\text{F})}{2\pi(400\text{Hz})(600\Omega)} = 0.33\mu\text{F}$$

最后, 进行重要的修正——通过增加串联电容器到各个电感和并联电感线圈到各个电容器, 使各个支路谐振于该陷波滤波器的中心频率 f_0 。对于这些附加元件的值必须是

8.8 有源滤波器的设计

这一节包括一些基本的巴特沃思有源滤波器设计。在本章开始我们已经讨论了有源滤波器设计的基本情况。下面将要集中讨论单位增益有源滤波器的实用设计技术。作为开始, 我

们来设计一个低通滤波器。

8.8.1 有源低通滤波器实例

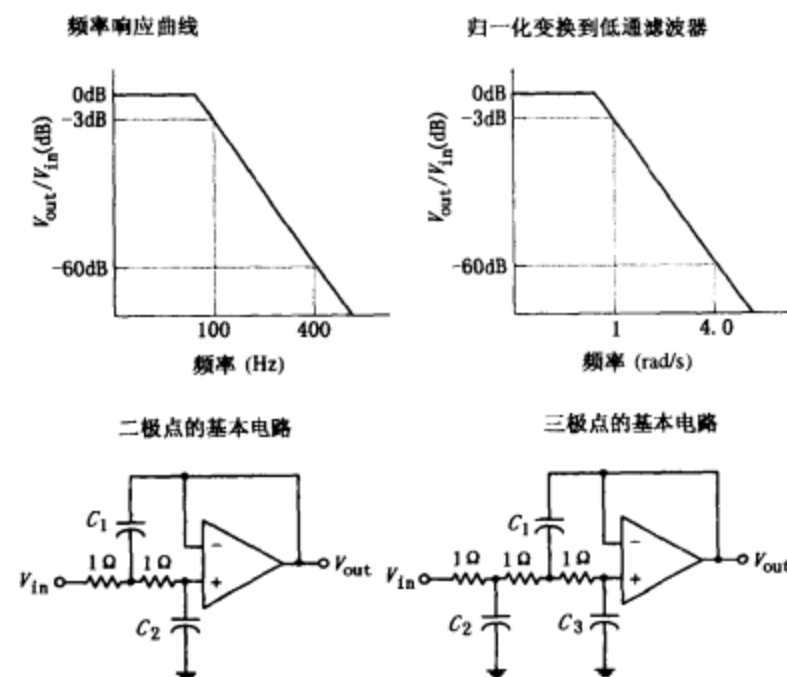


图 8.14

假设你要设计一个有源低通滤波器，要求在 100Hz 处有 -3dB 的衰减，在 400Hz 截止频率 f_c 处至少有 -60dB 衰减。

$$A_c = \frac{f_c}{f_{3dB}} = \frac{400\text{Hz}}{100\text{Hz}} = 4$$

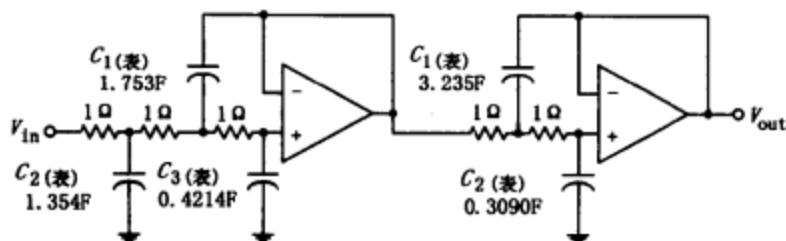
这意味着 f_c 的归一化位置被置于 4rad/s，见图 8.14 的曲线。接着，使用在图 8.6 中的巴特沃思低通滤波器响应曲线来决定所需滤波的阶数。对于本例， $n=5$ 的曲线在 4rad/s 处稍微超出 -60dB。也就是说，你需要一个五阶的滤波器。

有源的滤波器设计需要使用一个与无源滤波器不同的基本归一化滤波器网络和元件的表。在图 8.14 示出的两个有源滤波器网络中，左边为二极点组件，而右边为三极点组件。为了设计一个给定阶数的巴特沃思归一化低通滤波器，使用表 8.2（滤波器手册同时也提供了切比雪夫滤波器和贝塞尔滤波器的表）。在这个例子中，需要五个极点，所以根据表 8.2 需要一个三极点和一个二极点的两个组件。这些组件被级联在一起，而且对应于级联网络里面的元件值也被列在表 8.2 中。由此得到的归一化低通滤波器如图 8.15 所示。

表 8.2 巴特沃思归一化有源低通滤波器的值

阶数	组件数	组件	C1	C2	C3
2	1	二极点	1.414	0.7070	
3	1	三极点	3.546	1.392	0.2024
4	2	二极点 二极点	1.082 2.613	0.9241 0.3825	
5	2	三极点 二极点	1.753 3.235	1.354 0.3039	0.4214
6	3	二极点 二极点 二极点	1.035 1.414 3.863	0.9660 0.7071 0.2588	
7	3	三极点 二极点 二极点	1.531 1.604 4.493	1.336 0.6235 0.2225	0.4885
8	4	二极点 二极点 二极点 二极点	1.020 1.202 2.000 5.758	0.9809 0.8313 0.5557 0.1950	

归一化低通滤波器



最终的低通滤波器

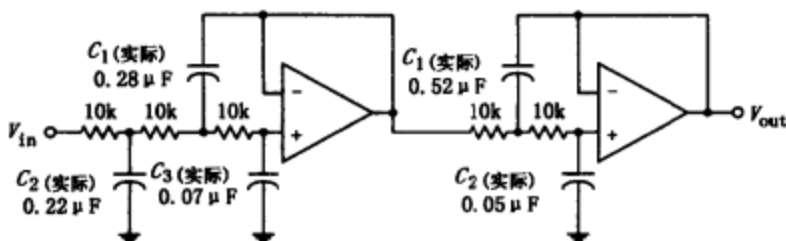


图 8.15

被归一化的滤波器将会提供正确的响应，但是元件值是不实用的——它们太大了。为了使元件值降低，电路必须对频率和阻抗进行标定。对频率标定，只要简单地用 $2\pi f_{3dB}$ 除电容器的值即可。（电阻无需进行频率标定——它们不是电抗元件。）在阻抗标定中，你不必处理信号源/负载的阻抗相配问题，只要简单地将归一化滤波器电路的电阻乘以一个因数 Z ，并且用相同的因数 Z 除电容器的值。 Z 值的选取原则是使标定后的滤波器元件值更切合实际， Z 的典型值为 $10000\ \Omega$ 。总之，最后的缩放比例表示如下：

$$C_{(\text{实际})} = \frac{C_{(\text{表})}}{Z \cdot 2\pi f_{3dB}}$$

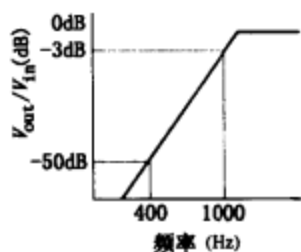
$$R_{(\text{实际})} = Z \cdot R_{(\text{表})}$$

取 Z 为 $10000\ \Omega$ ，你可以得到在图 8.15 的低通滤波器电路图。

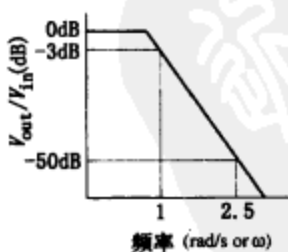
8.8.2 有源高通滤波器实例

设计有源高通滤波器的方法与设计无源高通滤波器的方法是很相似的。取一个普通的低通滤波器，将它转变为一个高通滤波器电路，然后对其频率和阻抗进行标定。例如，要设计一个在 -3dB 时的频率为 1000Hz 和在 300Hz 时的衰减 50dB 高通滤波器。你该如何做呢？

高通频率响应



转换到归一化低通响应



归一化低通滤波器

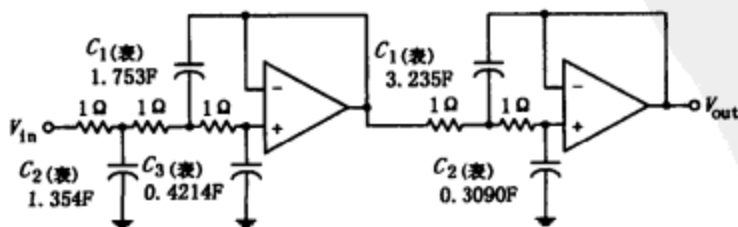


图 8.16

第一步就是把高通滤波器响应转换成一个归一化的低通滤波器响应，如图 8.16 所示。等效低通响应的陡度因子由下式给出：

$$A_s = \frac{f_{3dB}}{f_s} = \frac{1000\text{Hz}}{300\text{Hz}} = 3.3$$

上式表明截止频率在归一化曲线上被设定为 3.3rad/s ，在图 8.6 所示的巴特沃思响应曲线上提供的五阶 ($n=5$) 滤波器将满足所需的衰减响应。就像上一个例子一样，本例需要级联三极点/二极点的归一化低通滤波器。见图 8.16。

接着，该归一化的低通滤波器必须变换成一个归一化的高通滤波器，为了实现变换，交换电阻器和电容器的位置的同时，将 $1/R\ \text{F}$ 作为电容器的值，用 $1/C\ \Omega$ 作为电阻值。在图

归一化高通滤波器(由低通滤波器变换来的)

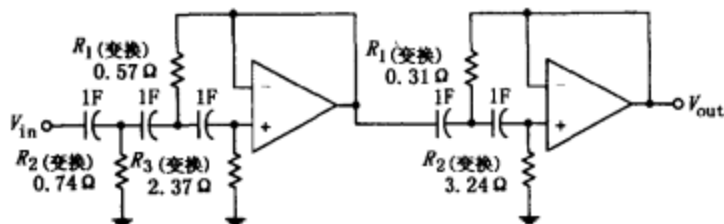


图 8.16 (续)

8.16 (续) 中的电路说明了变换后的情形。

与上一个例子的问题一样, 为了获得最终电路, 归一化的高通滤波器的元件值必须进行频率和阻抗的标定:

$$C_{(\text{实际})} = \frac{C_{(\text{变换})}}{Z \cdot 2\pi f_{\text{dB}}}$$

$$R_{(\text{实际})} = Z \cdot R_{(\text{变换})}$$

此外, 假设 $Z = 10000\Omega$, 则最终电路如图 8.17 所示。

最终的高通滤波器

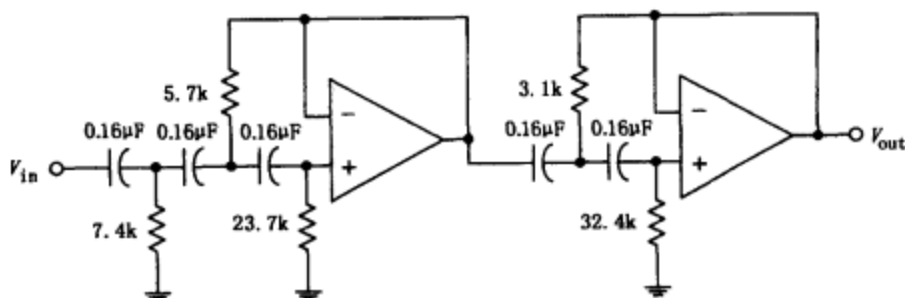


图 8.17

8.8.3 有源带通滤波器

要设计一个有源带通滤波器, 需要决定所需的是宽带还是窄带的。如果高通 -3dB 的频率除以低通 -3dB 的频率的值大于 1.5, 那么带通滤波器就是宽带型的; 如果小于 1.5, 则是窄带型的。对于设计一个宽带型的带通滤波器, 可以将一个高通滤波器和一个低通的滤波器简单地级联起来。而要设计窄带型的带通滤波器, 就需要用一些特殊的技巧。

宽带的设计实例

假设你要设计一个带通滤波器, 要求在 $f_1 = 1000\text{Hz}$ 和 $f_2 = 3000\text{Hz}$ 点有 -3dB 的衰减, 在 300Hz 和 10000Hz 点至少有一 -30dB 的衰减, 该如何做呢?

首先级联两个归一化低通滤波器

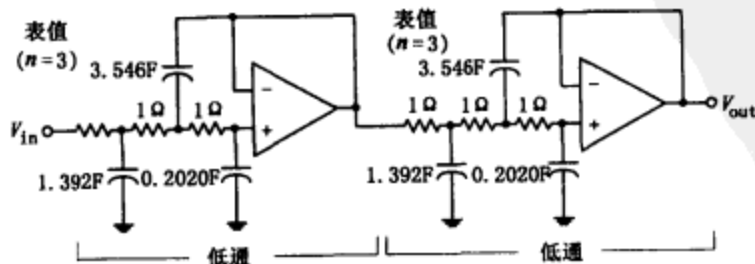


图 8.18

首先, 确定它是一个宽带的:

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{3000\text{Hz}}{1000\text{Hz}} = 3$$

该值比 1.5 大。这意味着你只需级联一个低通和一个高通的滤波器。接下来, 要根据要求将带通滤波器的响应分解成低通和高通。

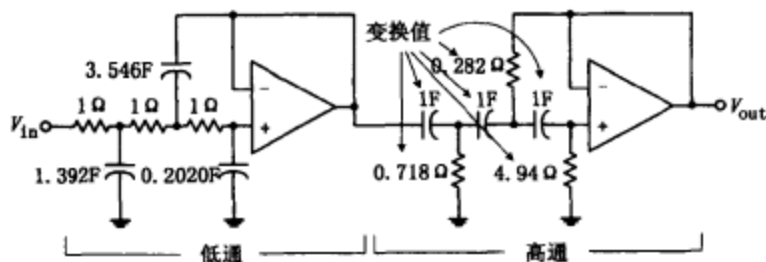
低通: 在 3000Hz 处衰减 -3dB

在 10000Hz 处衰减 -30dB

高通: 在 1000Hz 处衰减 -3dB

在 300Hz 处衰减 -30dB

变换后的归一化带通滤波器



最终的带通滤波器

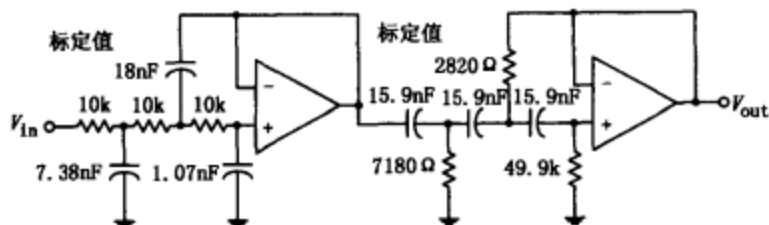


图 8.18 (续)

低通滤波器的陡度因子:

$$A_s = \frac{f_s}{f_{3dB}} = \frac{10000\text{Hz}}{3000\text{Hz}} = 3.3$$

高通滤波器的陡度因子:

$$A_s = \frac{f_{3dB}}{f_s} = \frac{1000\text{Hz}}{300\text{Hz}} = 3.3$$

这就是说,这两种滤波器的归一化截止频率都在 3.3rad/s 。接着,应用图 8.6 中的响应曲线确定所需的滤波器阶数——在 3.3rad/s 处提供超过 -30dB 衰减的是 $n=3$ 。为了建立级联关系,归一化低通/高通滤波器,可以按照上面两个例子的步骤进行。图 8.18 中的上两个电路表明了该过程的行进步骤。为了构造最终的带通滤波器,还必须对归一化带通滤波器进行频率和阻抗的标定:

低通部分:

$$C_{(\text{实际})} = \frac{C_{(\text{归})}}{Z \cdot 2\pi f_{3dB}} = \frac{C_{(\text{归})}}{Z \cdot 2\pi (3000\text{Hz})}$$

高通部分:

$$C_{(\text{实际})} = \frac{C_{(\text{归})}}{Z \cdot 2\pi f_{3dB}} = \frac{C_{(\text{归})}}{Z \cdot 2\pi (1000\text{Hz})}$$

为了使元件值切实可行,选择 $Z=10000\Omega$ 。在归一化电路中,电阻乘以因数 Z 。最终的带通滤波器如图 8.18 (续) 下图所示。

窄带通的设计实例

假设要设计一个中心频率 $f_0=2000\text{Hz}$ 和 -3dB 带宽 $\Delta f=f_2-f_1=40\text{Hz}$ 的带通滤波器。你要怎么样去设计它呢? 因为 $f_2/f_1=2040\text{Hz}/1960\text{Hz}=1.04$, 所以不可能用在宽带滤波器设计中使用的低通和高通级联技术。你必须用一种不同的方法。下面介绍一种简单的方法。

窄带滤波器电路

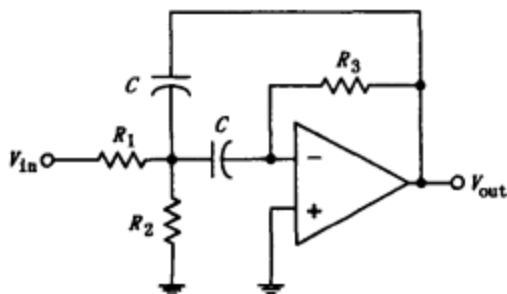


图 8.19

在这个例子里简单地运用了图 8.19 中的电路图和一些重要的公式。

首先,找出影响响应的有效因素:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{2000\text{Hz}}{40\text{Hz}} = 50$$

然后,用下面的设计公式。

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C} \quad R_2 = \frac{R_1}{2Q^2 - 1} \quad R_3 = 2R_1$$

为 C 选择一个合适值,假设为 $0.01\mu\text{F}$, 则电阻的阻值为

最终的滤波器电路

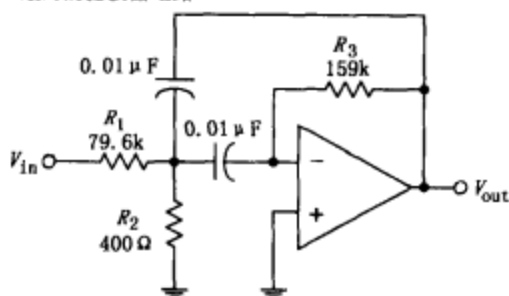


图 8.19 (续)

$$R_1 = \frac{50}{2\pi (2000\text{Hz}) (0.01\mu\text{F})} = 79.6\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{79.6\text{k}\Omega}{2(50)^2 - 1} = 400\Omega$$

$$R_3 = 2(79.6\text{k}\Omega) = 159\text{k}\Omega$$

最后的电路图如图 8.19 (续) 所示, R_2 的阻值可以由可调电阻来调节。

8.8.4 有源陷波滤波器

有源陷波滤波器也有窄带和宽带两种。如果高通的 -3dB 频率除以低通的 -3dB 频率, 所得的结果大于 1.5, 该滤波器就被称为宽带陷波滤波器, 否则就称为窄带陷波滤波器。

宽带陷波滤波器

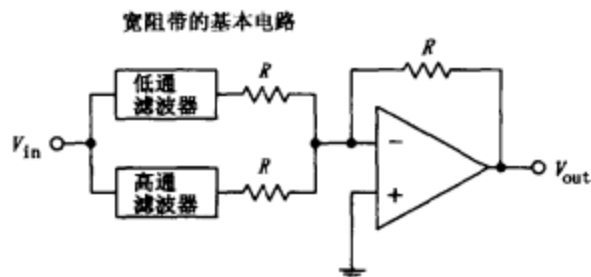


图 8.20

要设计一个宽带陷波滤波器的话, 可以简单地将一个低通和一个高通滤波器级联起来, 就像图 8.20 所示的那样。

举一个例子, 如果你需要一个 -3dB 点的频率为 500Hz 和 5000Hz , 而且在 1000Hz 和 2500Hz 时至少衰减 -15dB 的陷波滤波器, 你可以简单地将下列参数的低通滤波器和高通滤波器级联起来。

- 低通: 在 500Hz 处衰减 -3dB
 在 1000Hz 处衰减 -15dB
- 高通: 在 5000Hz 处衰减 -3dB
 在 2500Hz 处衰减 -15dB

然后, 再考察一下前面提过的低通和带通滤波器设计过程。这种滤波器一旦做好了, 将它们像图 8.20 所示级联起来即可。在这个电路里面, 经常使用 $R=10\text{k}\Omega$ 。

窄带陷波滤波器

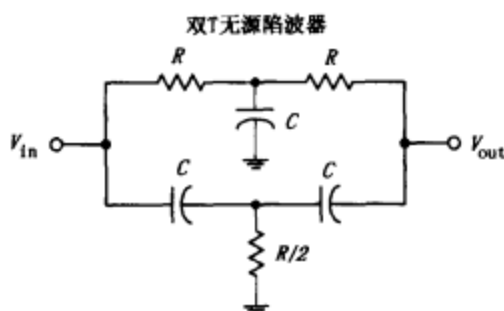


图 8.21

要设计一个窄带陷波滤波器 ($f_2/f_1 < 1.5$), 常见一种双 T 型 RC 网络 (见图 8.21)。应用这个电路可在某一特殊频率获得一个很深的零点, 但是电路的 Q 值只有 $1/4$ 。(陷波滤波器的 Q 值由滤波器的中心频率或称零频率除以 -3dB 带宽得到。) 为了提高 Q 值, 可以应用图 8.22 中的有源陷波滤波器。

就像窄带带通滤波器的例子一样, 让我们简单地看看如何选择有源陷波滤波器的元件值。

假设, 要做一个中心频率为 $f_0 = 2000\text{Hz}$ 和希望 -3dB 带宽为 $\Delta f_{\text{BW}} = 100\text{Hz}$ 的陷波滤波器。为了能

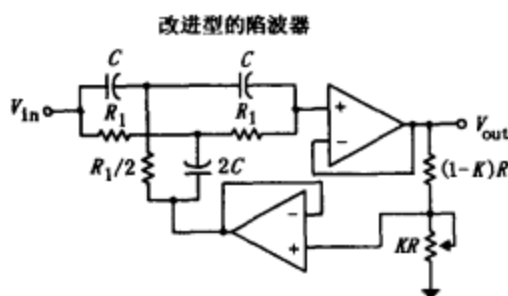


图 8.22

够设计成功，按照下面的步骤进行，首先，决定 Q 的值。

$$Q = \frac{\text{阻带中心频率}}{-3\text{dB 带宽}} = \frac{f_0}{f_{\text{BW}}} = \frac{2000\text{Hz}}{100\text{Hz}} = 20$$

用于有源滤波器的元件为

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C} \text{ 和 } K = \frac{4Q-1}{4Q}$$

现在来选择 R 和 C 的值。设 $R = 10\text{k}\Omega$ 和 $C = 0.01\mu\text{F}$ ，可得 R_1 和 K ：

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi (2000\text{Hz}) (0.01\mu\text{F})} = 7961\Omega$$

$$K = \frac{4Q-1}{4Q} = \frac{4 \times 20 - 1}{4 \times 20} = 0.9875$$

用上述获得的值代入图 8.22 的电路。注意电路中的电位器用于细调电路使之达到最佳。

8.9 集成滤波器电路

许多滤波器集成电路在市场上都可购得。集成滤波器电路主要包括状态变量滤波器集成电路和开关电容滤波器集成电路两种类型。这两种滤波器集成电路可以实现在前面各小节中描述的二阶函数。为了设计高阶滤波器，可以将多个这样的集成电路级联在一起。一般地，设计这些滤波器集成电路只需设定几个电阻。集成电路滤波器在应用上具有多功能性，可以简化设计，有很好的精确性和较低的设计成本。而且，在大部分应用中，频率和选择性因数可以独立调整。

举一个关于状态变量滤波器集成电路的例子：AF100 芯片由国家半导体公司制造，这块集成电路可以提供低通、高通、带通和陷波滤波这些功能（见图 8.23）。与本章前面介绍过的滤波器不同的是，该状态变量滤波器可提供电压增益。

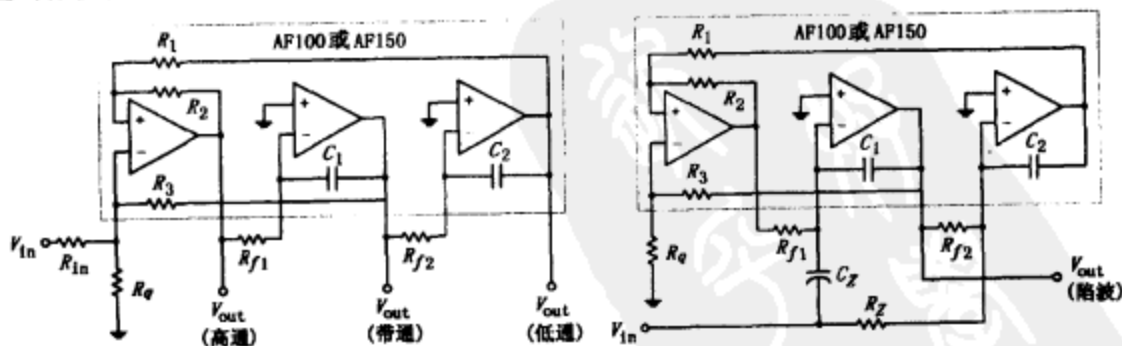


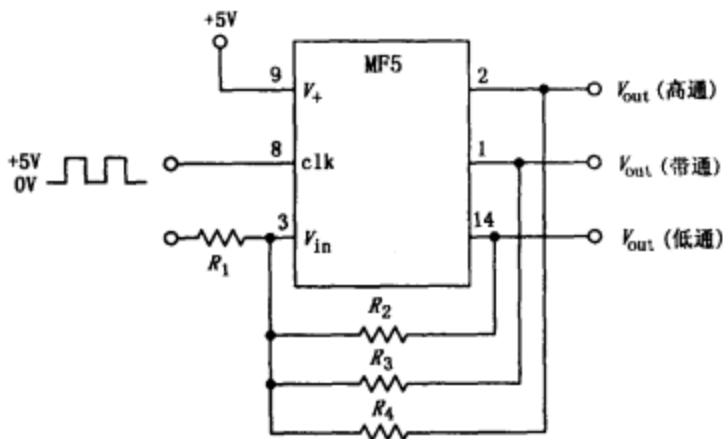
图 8.23

对于 AF100 集成芯片，低通增益是由电阻 R_1 和 R_{in} （增益 $= -R_1/R_{in}$ ）设定的。而高通滤波器，增益由电阻 R_2 和 R_{in} 确定（增益 $= -R_2/R_{in}$ ）。（负号指明输出信号与输入信号是反相的。）对于该带通和陷波功能的增益设定有点复杂。其他的参数，例如 Q 值，可以通过使用厂商提供的设计公式求得。一本好的滤波器设计手册将详述状态变量滤波器并且会提供必要的设计公式。可查阅电子器件目录册，除了 AF100 芯片外，还有其他状态变量集成电

路块。

开关电容滤波器功能上类似于已经论述过的其他滤波器，然而开关电容滤波器使用高频电容开关网络技术，替代了利用外电路电阻来编程所需的性能。该电容开关网络的效果类似于电阻器，其值将随外部时钟频率而改变，时钟信号的频率决定了何种频率可通过、何种频率不能通过。一般地，数字时钟信号常用来驱动该滤波器——如果你想设计能通过数字控制方式改变参数的滤波器，这一特性很有用。国家半导体公司的 MF5 就是开关电容集成电路（见图 8.24）。通过简单地使用一些外接电阻、电源和应用一个时钟信号，你就可能设计出具有低通、高通和带通功能的滤波器。就像状态变量集成电路块一样，厂商也会提供给你必需的公式来选择电阻和时钟信号的频率。

MF5 开关电容滤波器



$$f_0 = \frac{f_{clk}}{50} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

$$Q = \frac{R_1}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

$$\text{低通带增益 } (f < f_0): A_1 = -\frac{R_1}{R_2}$$

$$\text{带通增益 } (f = f_0): A_1 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{高通带增益 } (f > f_0): A_1 = -\frac{R_2}{R_1}$$

图 8.24

开关电容滤波器有不同的阶数。例如，MF4 集成电路是一个四阶巴特沃思低通滤波器，而 MF6 集成电路是一个六阶低通巴特沃思滤波器。它们都是由国家半导体公司生产的。这两个集成电路有统一的通频带增益，并且不需外部元件，但是它们都要求有一个时钟输入。除了这里列出的滤波器外，还有许多各种各样的开关电容滤波器，它们由许多不同的厂商制造。请查看产品目录册。

需要注意的是，在开关电容滤波器上应用周期性的时钟信号，可能在输出信号里产生大量的噪音（大约在 10~25mV 之间）。一般情况下这不用太在意，因为该噪音的频率（相当于时钟的频率）是远离我们所关心的信号带宽。用一个简单的 RC 滤波器即可解决该问题。

振荡器和定时器

实际上, 在每个电子仪器里都有一些某种类型的振荡器。振荡器用来产生所需形状、频率和振幅的周期性波形, 用于驱动其他的电路。根据实际应用, 激励电路可能需要输入脉冲、正弦波、方波、锯齿波和三角波形。

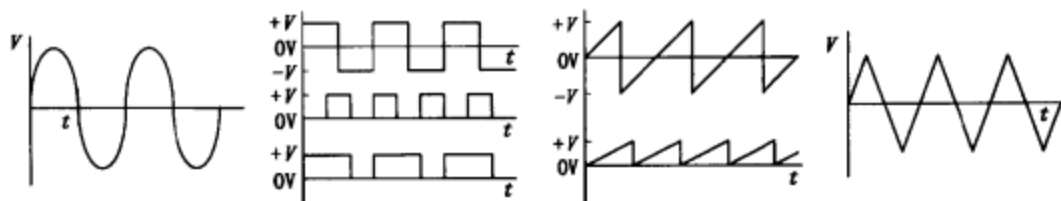


图 9.1

在数字电子学中, 方波振荡器也称时钟振荡器, 用来驱动通过逻辑门的信息位, 并且时钟频率决定了信息位通过逻辑门和触发器的速率。在无线电电路中, 高频正弦波振荡器用来产生载波, 以运载经编码的信息。载波的调制同样也需要振荡器。在示波器里, 锯齿波发生器用来产生电子束水平扫描的基线。振荡器用在合成电路、计算器、定时电路和发光二极管/闪光灯电路中。它的应用还远不止这些。

良好的振荡线路设计工艺是相当复杂的, 可选择设计方案有许多, 需要许多精确的设计技术。不同的设计利用不同的定时方案(例如, RC 充/放电循环电路、 LC 谐振储能电路网络、石英晶体), 并且每个方案都是针对某一个特定应用的。某些设计结构简单, 但频率稳定性有限。有的设计可能在某一频率范围内有更好的稳定性, 但是在该频率范围之外稳定性就很差。振荡器产生的波形是设计时必须考虑的一个因素。

本章主要讨论几种振荡器, 例如 RC 间歇振荡器、文式电桥振荡器、 LC 振荡器和晶体管振荡器, 同时也简要介绍一下当今流行的集成振荡器。

9.1 RC 间歇振荡器

或许 RC 间歇振荡器是最容易设计的振荡器。我们可通过下列原理来解释它的振荡过程：首先电容通过电阻充电，当电容电压达到某一门限电压时电容迅速地放电，而电容上的电压放到一定程度时，电容又开始充电。就这样，这种循环周而复始。通常使用带正反馈的放大器来控制电容的充/放电循环。放大器就像一个充/放电开关——通过门限电压触发——而且也提供振荡器所需的增益。图 9.2 所示的为一个简单的运算放大器间歇振荡器。

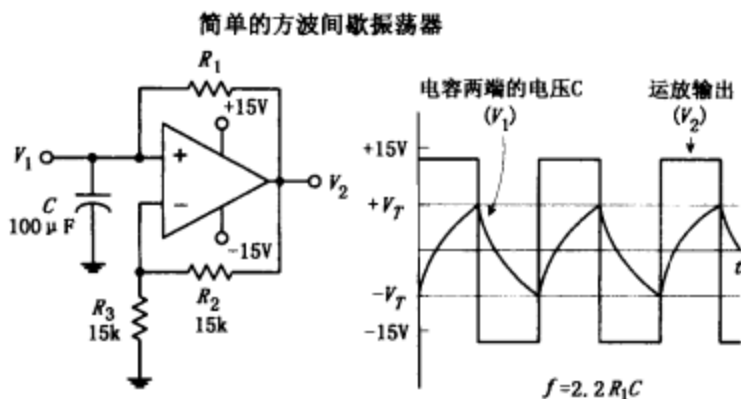


图 9.2

假定刚开启电源时，运算放大器的输出接近正饱和（假设输出达到负饱和也一样，详见第 7 章）。电容将向逼近运算放大器的正电源电压（大约 +15V）趋势开始充电，充电时间常数为 $R_1 C$ 。当电容的电压达到门限电压时，运算放大器的输出端将迅速转向负饱和（大约 -15V）。该门限电压为运放的反相输入端电压，即

$$V_T = \frac{R_3}{R_3 + R_2} (V_{CC})$$

$$= \frac{15k\Omega}{15k\Omega + 15k\Omega} (15V) = 7.5V$$

此时门限电压被分压器设在 -7.5V。电容朝负饱和方向放电，直到 -7.5V，它的放电时间常数同样也是 $R_1 C$ 。这时，运算放大器的输出又回到正饱和电压。循环一直持续下去，一个周期为 $2.2 R_1 C$ 。

图 9.3 是另一个间歇振荡器，它产生锯齿波形。和前面的振荡器不同，该电路类似于运放积分器网络——反馈环中的 PUT（可编程单结型晶体管）除外。PUT 是使该电路振荡的关键组件。这里稍微介绍一下该电路的工作原理。

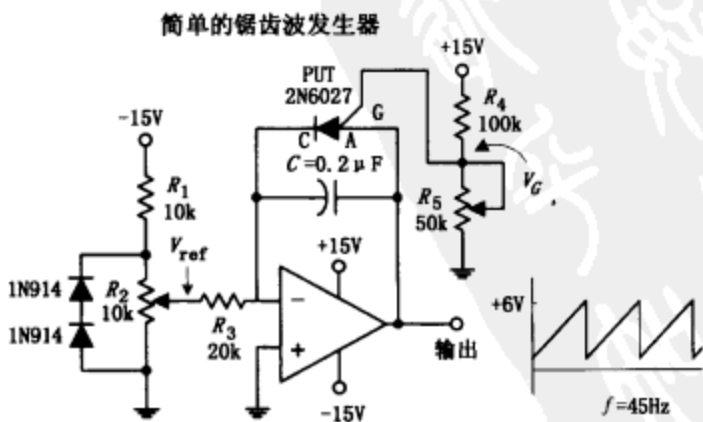


图 9.3

首先假设图 9.3 所示电路中未包含 PUT。这样，该电路将相当于一个简单的积分电路。当一个负电压施加于反相输入端（-）时，电容将按线性速率充电达到正饱和电压（+15V）。输出信号将仅产生一次斜波电压，不会产生重复的三角波。为了产生重复的波形，我们必须采用 PUT 元件。PUT 起到有源开关的作用，使电路起振。其特性为：当正负极间电压比栅压大时，PUT 导通（正极到负极导通），并将保持导通直到通过它的电流下降到最低的维持电流为止。在图 9.3 电路中，在输出电压到达

V_p 时, PUT 导通, 迅速地使电容放电, 输出电压下降; 当电容器放电到一定程度, PUT 关闭, 输出又增加。如此循环重复。PUT 的选通电压通过分压器电阻 R_1 和 R_2 来设定。 R_1 和 R_2 分压器电阻设定反相输入端的基准电压。当调节 R_2 来改变频率时, 二极管可帮助稳定 R_2 的电压。 R_1 决定了输出电压的幅度, 输出频率为

$$f = \frac{V_{sat}}{R_3 C} \left(\frac{1}{V_p - 0.5V} \right)$$

其中, 0.5V 是 PUT 的压降。

图 9.4 为简单的双运放电路, 可产生三角波和矩形波。该电路把三角波发生器和比较器连在一起。

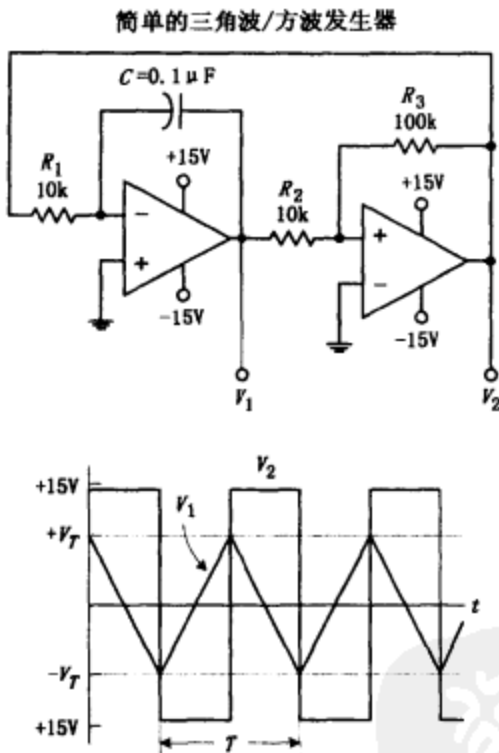


图 9.4

显然, 运放并不是构建间歇振荡器惟一有效的器件。也可用其他的器件替代, 例如晶体管和数字逻辑门等。

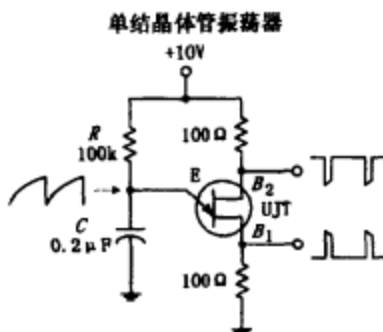


图 9.5

在图 9.4 中右边的运放是一个比较器——它被连接成正反馈。若该运放的输入端电压有稍微的变化, 输出电压 V_2 将趋于正饱和或负饱和。为了便于讨论, 假定此时运放趋向正饱和。它将保持饱和状态直到同相输入端 (+) 电压下降到低于负门限电压 ($-V_T$) 为止, 此时 V_2 将趋于负饱和电压。门限电压为

$$V_T = \frac{V_{sat}}{R_3 - R_2}$$

这里 V_{sat} 为 1V 左右, 比运放的电源电压低得多 (见第 7 章)。现在比较器要和斜波发生器 (图中左边的运放部分) 一起使用。斜波发生器的输出端和比较器的输入端相连, 同时它的输出反馈回斜波发生器的输入端。每次斜波电压达到门限电压, 比较器就会改变状态, 从而引起振荡。输出波形的周期由时间常数 $R_1 C$ 、饱和电压和门限电压确定:

$$T = \frac{4V_T}{V_{sat}} R_1 C$$

频率为 $1/T$ 。

左图是用一个单结晶体管 (UJT)、一些电阻和一个电容做成的间歇振荡器, 它可以产生三种不同的输出波形。在运行期间, 开始时电容 C 通过电阻 R 充电, 直到发射极的电压达到 UJT 的触发电压。一旦该电压大于触发电压, E 极到 B_1 极间的电导率迅速增大, 电容的放电电流流经发射区-基区然后到地。这样, 电容 C 将迅速失去它的电荷, 并且发射极电压会突然低于触发电压。此后, 重复同样的循环。该过程所产生的波形显示在该图中。其振荡频率为

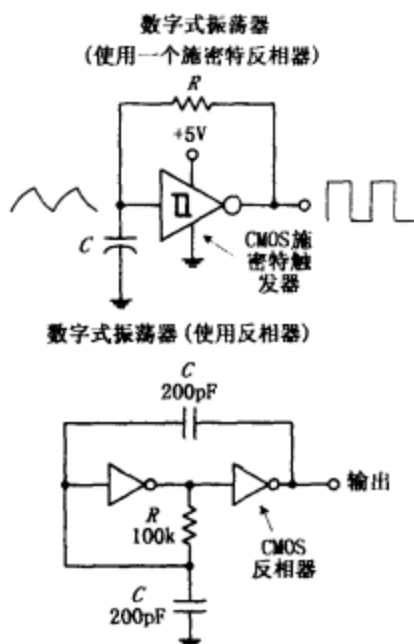


图 9.5 (续)

在本节所讲述的全部间歇振荡器都是相对容易制作的。此外，有一种更容易的方法来产生基本波形。这个方法就是使用专用集成电路。常用的方波发生芯片（外接几个电阻和电容）是 555 定时器。

9.2 555 定时器集成电路

555 定时器是一种极其有用非常精确的定时器，它能够作为定时器或振荡器。作为定时器——最常见的为单稳态模式——555 集成块能简单地产生单脉冲。当在触发端加上触发电压时，该芯片将输出单个矩形波，波形宽度由外部的 RC 电路决定。作为振荡器——最常见的是无稳态模式——555 集成块可以产生矩形波输出，波形（脉宽、频率等）可通过两个外部的 RC 充/放电电路调整。

555 定时器使用方便（仅需要几个元件和几步运算），价格便宜，并且可在许多场合使用。例如，借助于 555 集成块，可以制作数字时钟发生器、LED 发光电路、语音电路（报警器、节拍器等）、单脉冲定时器电路、自由摆动开关、三角波发生器、分频器等等。

9.2.1 555 的工作原理（非稳态运用）

图 9.6 是一个简化方框图，虚线内表示标准的 555 定时集成电路的内部构造。整个电路（包括外部元件）组成一个非稳态振荡电路。

$$f = \frac{1}{R_C C_x \ln [1 / (1 - \eta)]}$$

式中的 η 是 UJT 的固有分压比，其值一般为 0.5 左右，详见第 4 章。

这里举一个简单的间歇振荡器，它是由施密特触发器集成电路和一个 RC 网络构成的。（施密特触发器用来将缓慢变化的输入波形转换为急剧变化的无抖动输出波形，见第 12 章。）当该电路刚加上电源时，电容 C 的电压为 0V，反相器的输出为高电平（+5V）。电容开始通过电阻 R 充电，向输出电压值逼近。当电容电压达到反相器的正向门限电压（例如，1.7V），反相器的输出电压降低（ $\approx 0V$ ）。由于输出电压下降，电容 C 放电并趋向 0V。当电容电压降低到反相器的负向门限电压（例如，0.9V），反相器的输出将变高，重复这样的循环。开/关时间由正向和负向门限电压和 RC 时间常数确定。

第三个例子是用一对 CMOS 反相器构建一个简单的方波 RC 间歇振荡器。电路可工作在 4~18V 的电压之间。振荡频率

$$f = \frac{1}{4\pi \sqrt{2RC}}$$

调节 R 就可改变频率。CMOS 反相器将留在第 12 章来讨论。

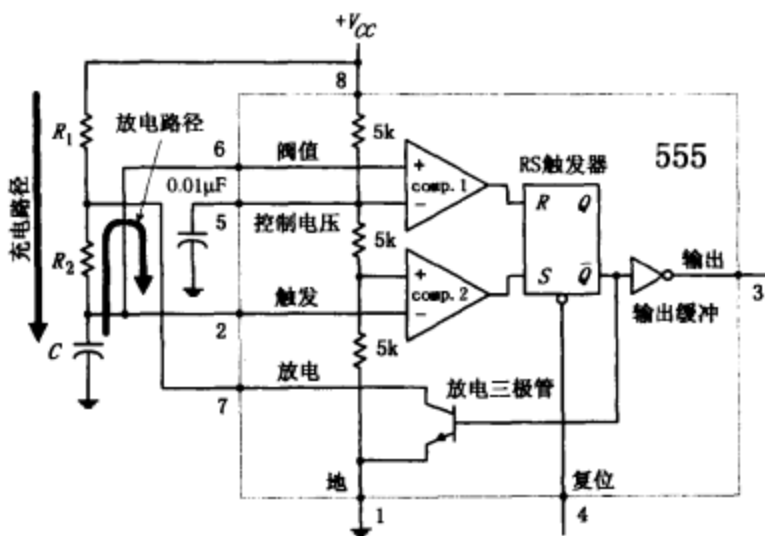


图 9.6

555 集成块的名字是由图示方框图中的 3 个 $5k\Omega$ 电阻而来的。这些电阻在电源电压 (V_{CC}) 和地之间充当一个三级分压器的作用，最底部的 $5k\Omega$ 电阻的顶端（接比较器 2 的同相输入端）电压为 $1/3V_{CC}$ ，中间的 $5k\Omega$ 电阻的顶端（接比较器 1 的反相输入端）电压为 $2/3V_{CC}$ 。比较输入端的模拟电压可使两个比较器的输出端输出为高或为低。如果比较器的同相输入端的电压比反相输入端的电压高，那么它的输出逻辑电平为高；否则，输出逻辑电平为低。比较器的输出送往 RS 触发器的输入端。触发器的输出由 RS 输入端的电压状态决定（见第 12 章）。

第 1 脚（接地端）。集成块接地端。

第 2 脚（触发端）。输入到比较器 2，用来设置触发翻转。当第 2 脚的电压低于 $1/3V_{CC}$ 时，比较器转为高电平，触发器置位。

第 3 脚（输出端）。555 的输出端由一个反相缓冲器（可以吸收或发出大约 200mA 电流）驱动。输出电流决定输出电压电平，电压大约为 $V_{out(高)} = V_{CC} - 1.5V$ 和 $V_{out(低)} = 0.1V$ 。

第 4 脚（复位端）。低电平复位，该端输入低电平将使 \bar{Q} 为高电平，并且使第 3 脚（输出端）为低。

第 5 脚（控制端）。通常连接一个 $0.01\mu F$ 旁路电容器（该电容可以消除电源噪声）后接地。如果需要的话，可通过外加电压将设置一个新的触发电平，让它超过 $2/3V_{CC}$ 。

第 6 脚（阈值端）。接比较器 1 的同相输入，用来复位触发器。当第 6 脚的电压超过 $2/3V_{CC}$ 时，比较器输出为高电平，对触发器复位。

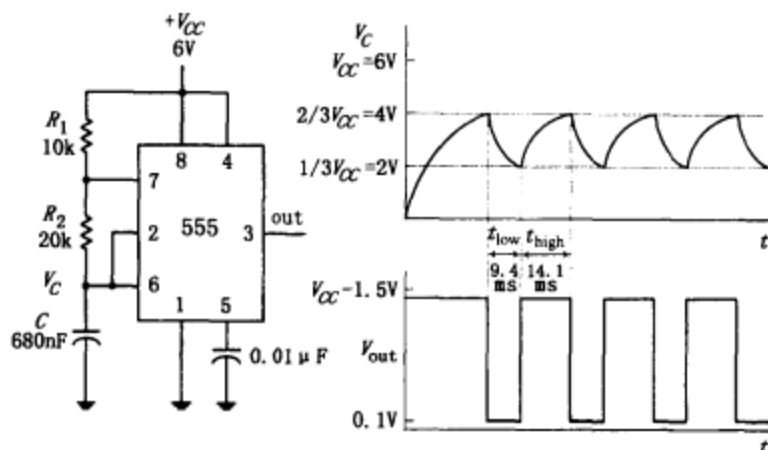
第 7 脚（放电端）。连接到 NPN 型集电极开路的晶体管的集电极。当 \bar{Q} 为高电平（第 3 脚为低电平）时，第 7 脚和地短路，使连接在第 7 脚的电容放电。

第 8 脚（电源电压 V_{CC} ）。对于通用的 TTL 555 定时器，电源电压典型值在 $4.5 \sim 16V$ 之间。（对于 CMOS 类型的，电源电压可能低到 $1V$ 。）

对于图 9.6 电路，系统刚接上电源时，电容尚未充电，第 2 脚上的电压为 $0V$ ，强制比较器 2 输出高电平。这将使触发器置位，即 \bar{Q} 端输出低电平，并且 555 的输出为高电平（反相缓冲器的结果）。 \bar{Q} 为低电平还使放电三极管截止，使 V_{CC} 通过 R_1 和 R_2 向电容 C 充电。当电容电压超过 $1/3V_{CC}$ 时，比较器 2 输出为低电平，RS 触发器保持原态。当电容电压超过 $2/3V_{CC}$ 时，比较器 1 输出为高，触发器被复位，且使 \bar{Q} 为高电平，555 输出为低电平。此时，放电晶体管导通，第 7 脚短路接地，电容 C 通过 R_2 放电。当电容上电压下降到低于 $1/3V_{CC}$ 时，比较器 2 输出跳转为高电平，触发器置位且 \bar{Q} 为低电平，555 输出为高电平。 \bar{Q} 为低电平，晶体管截止，允许电容再次充电。重复同样的循环。输出结果为方波，电平大约

是 $V_{CC} - 1.5V$ ，且开关周期由 C 、 R_1 和 R_2 确定。

9.2.2 基本的无稳态运用



$$t_{low} = 0.693(20K)(680nF) = 9.6ms$$

$$t_{high} = 0.693(10K + 20K)(680nF) = 14.1ms$$

$$f = \frac{1}{9.6ms + 14.1ms} = 42Hz$$

$$\text{占空比} = \frac{14.1ms}{14.1ms + 9.6ms} = 0.6$$

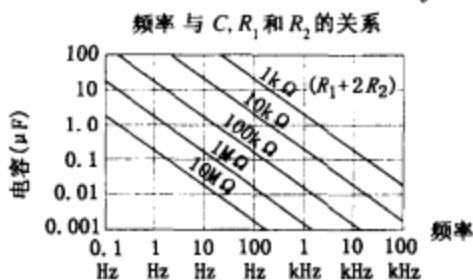


图 9.7

为了可靠运行，电阻取值应该大约在 $10\text{ k}\Omega$ 和 $144\text{ M}\Omega$ 之间，并且定时电容应该在 100 pF 到 $1000\mu\text{F}$ 之间。图 9.7 给出了一个频率对应元件值的示意图。

低占空比运用（非稳态的方式）

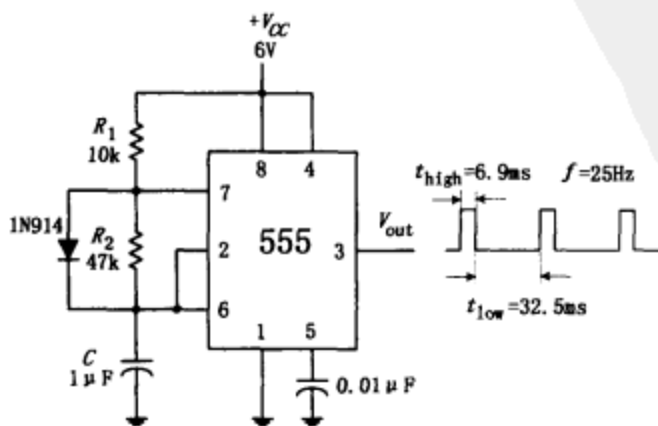


图 9.8

若 555 被置位在不稳态模式下，它就没有稳定的状态，输出上下翻转。 V_{out} 保持为低电平（大约 $0.1V$ ）的时间，由时间常数 R_1C 、电压值 $1/3V_{CC}$ 和 $2/3V_{CC}$ 确定；输出 V_{out} 保持高电平（大约 $V_{CC} - 1.5V$ ）的时间，则由时间常数 $(R_1 + R_2)C$ 和上述两个电压值确定。当做一些基本的计算之后，就可推导出两个有用的表达式：

$$t_{low} = 0.693R_1C$$

$$t_{high} = 0.693(R_1 + R_2)C$$

占空比（输出高电平时间与周期的比值）由下式可得：

$$\text{占空比} = \frac{t_{high}}{t_{high} + t_{low}}$$

输出波形的频率是

$$f = \frac{1}{t_{high} + t_{low}}$$

上述电路中有一个小问题——没法获得小于 0.5 （或称为 50% ）的占空比。换句话说，没法使 t_{high} 比 t_{low} 短，因为 R_2C 值（用来产生 t_{low} ）一定比 $(R_1 + R_2)C$ 值（用于产生 t_{high} ）来得小。那么如何解决这个问题呢？可在 R_2 上并连一个二极管，如图 9.8 所示。适当安插二极管，则当电容充电（产生 t_{high} ）时，时间常数 $(R_1 + R_2)C$ 将减少为 R_1C ，因为充电电流经二极管，而绕过 R_2 。接入二极管后，高电平和低电平的时间变成。

$$t_{\text{high}} = 0.693R_1C$$

$$t_{\text{high}} = 0.693(10\text{k}\Omega)(1\mu\text{F}) = 6.9\text{ms}$$

$$t_{\text{low}} = 0.693R_2C$$

$$t_{\text{low}} = 0.693(47\text{k}\Omega)(1\mu\text{F}) = 32.5\text{ms}$$

$$f = \frac{1}{6.9\text{ms} + 32.5\text{ms}} = 25\text{Hz}$$

简单地取 R_1 小于 R_2 ，就能获得小于 0.5 或 50% 的占空比。

$$\text{占空比} = \frac{6.9\text{ms}}{6.9\text{ms} + 32.5\text{ms}} = 0.18$$

9.2.3 555 的工作原理（单稳态运用）

图 9.9 是由 555 构成的单稳态电路（单触发方式）。与非稳态方式不同，单稳态方式只有一种稳态。这就是说对于输出的翻转，需要施加外部信号。

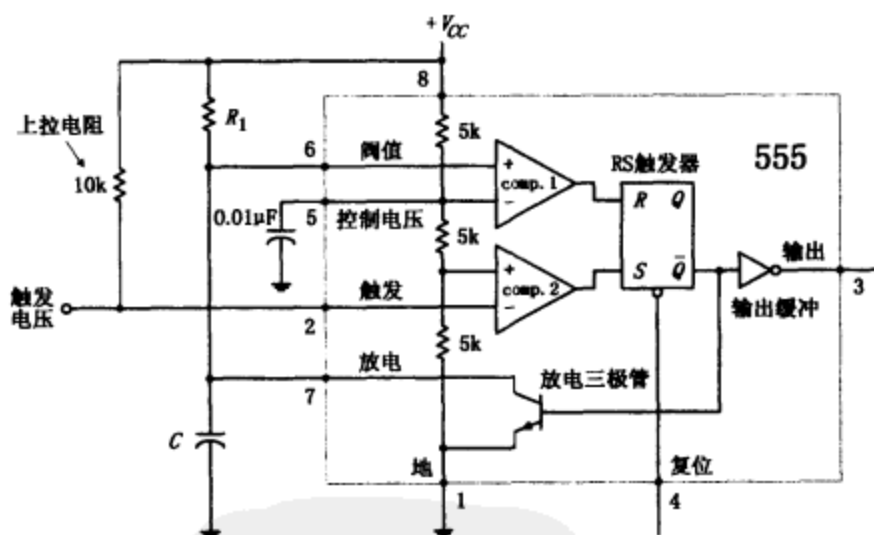


图 9.9

在单稳态电路中，开始时（即施加触发脉冲之前）555 的输出为低电平，同时放电晶体管导通放电，第 7 脚短路接地并且保持电容 C 放电，第 2 脚通过 $10\text{k}\Omega$ 上拉电阻保持为高电平。当在第 2 脚施加一个负的触发脉冲（小于 $1/3V_{\text{CC}}$ ）时，比较器 2 被强制输出高电平，触发器被置位， \bar{Q} 端为低电平，使输出为高电平（由于反相缓冲器的作用）。同时放电晶体管截止，允许 C 通过 R_1 充电，充电电压从 0V 朝 V_{CC} 增大。然而，当电容的电压达到 $2/3V_{\text{CC}}$ 时，比较器 1 的输出为高电平，复位触发器使输出为低电平。同时放电晶体管导通，允许电容迅速放电到 0V 。输出将保持该稳态（低）直到施加另一个触发脉冲。

9.2.4 基本的单稳态运用

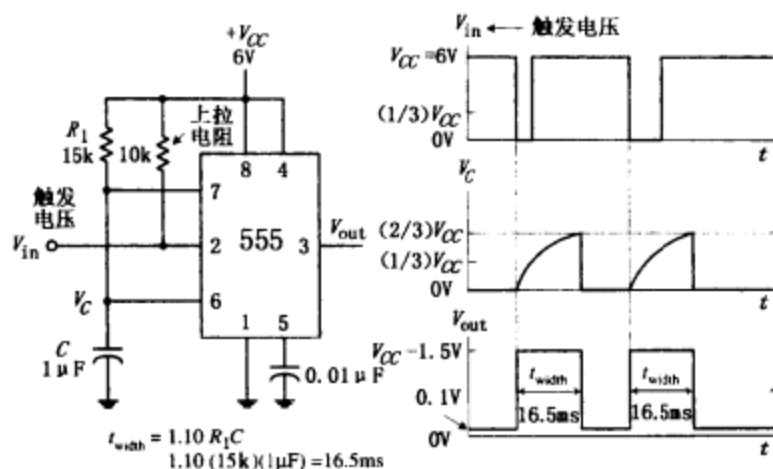


图 9.10

单稳电路仅有一种稳态。也就是说，输出复位在 0V（实际上是 0.1V），除非一个负向的触发脉冲加到触发器的第 2 脚（只要第 2 脚一接地，负向脉冲即产生，即可以在第 2 脚到地之间接一按钮开关）。当施加了触发脉冲后，输出将被置为高电平（大约 $V_{CC} - 1.5V$ ），其持续时间由 R_1C 网络设定。高电平输出脉冲的宽度是

$$t = 1.10R_1C$$

为了可靠运行，定时电阻 R_1 应该在 10k Ω 到 14 M Ω 之间，并且定时电容取值大约为 100pF 到 1000 μ F。

9.2.5 555 定时器应用的一些注意事项

555 集成块有双极型和 CMOS 这两种类型。如同前面的例子，双极型 555 内部采用双极晶体管，CMOS 555 采用 MOSFET。这两种 555 具有不同的最大输出电流和最低的供电电压/电流，最低的触发电流和最大的开关速度。除最大输出电流外，在其他方面 CMOS 555 的性能优于双极型 555。区分 CMOS 555 集成电路和双极型 555 集成块的方法是看集成块上是否含有字母 C（例如，ICL7555，TLC555，LMC555，等等。注意有些 555 同时具有双极型和 CMOS 技术的优点）。表 9.1 列出了一些 555 集成块的技术参数。

表 9.1 部分 555 集成块的技术参数

型号	供电电压		供电电流 ($V_{CC} = 5V$)		触发电流 (重复电流)		典型频率 (MHz)	最大输出电流 I_{out} ($V_{CC} = 5V$)	
	最小 (V)	最大 (V)	典型 (μ A)	最大 (μ A)	典型 (nA)	最大 (nA)		源出 (mA)	吸收 (mA)
SN555	4.5	18	3000	5000	100	500	0.5	200	200
ICL7555	2	18	60	300	—	10	1	4	25
TLC555	2	18	170	—	0.01	—	2.1	10	100
LMC555	1.5	15	100	250	0.01	—	3	—	—
NE555	4.5	15	—	6000	—	—	—	—	200

如果你要求一个集成块中不止一个 555 定时器，那么可使用 556(两个 555 定时器)或 558(四个 555 定时器)。556 包含有两个独立的 555 定时器但共用一个电源，558 包含四个稍微简化的 555 定时器。对于 558，并不是所有的功能都用引脚引出。事实上，该器件主要用于单稳态模式——虽然它稍微改变一下也可用于非稳态下(查阅厂商说明书以获得更多的资料)。

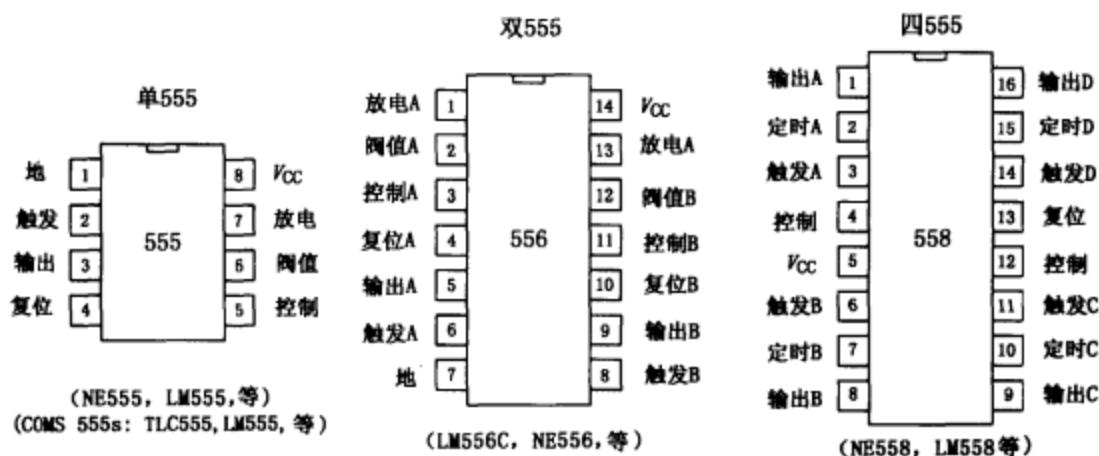


图 9.11

小技巧

为了避免误触发，可使 555 的第 5 脚通过一个 $0.1\mu\text{F}$ 的电容接地（本节我们已使用过了）。而且，如果电源线较长或由于某种原因导致定时器不能工作，试一试在第 8 脚和第 1 脚之间连接一个 $0.1\mu\text{F}$ 或更大的电容。

9.2.6 555 的简单应用

继电器驱动器（延时定时器）

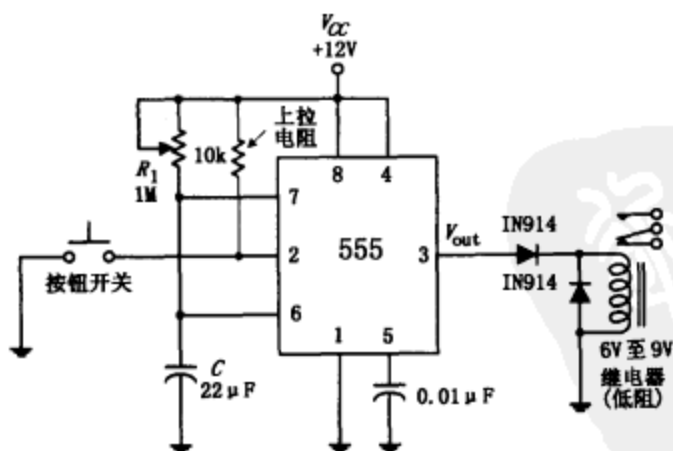


图 9.12

图 9.12 所示的单稳电路是作为一种延时定时器，用来控制延时以产生所需的脉宽。按钮开关断开时，555 输出为低电平（大约 0.1V ），继电器复位。当开关闭合时，555 开始定时周期，输出为高电平（大约 10.5V ），脉宽

$$t = 1.10R_1C$$

在此期间，继电器吸合。二极管可以防止破坏性的浪涌电流（当继电器切换状态时产生的）损坏 555 集成块。

LED、闪光灯和节拍器

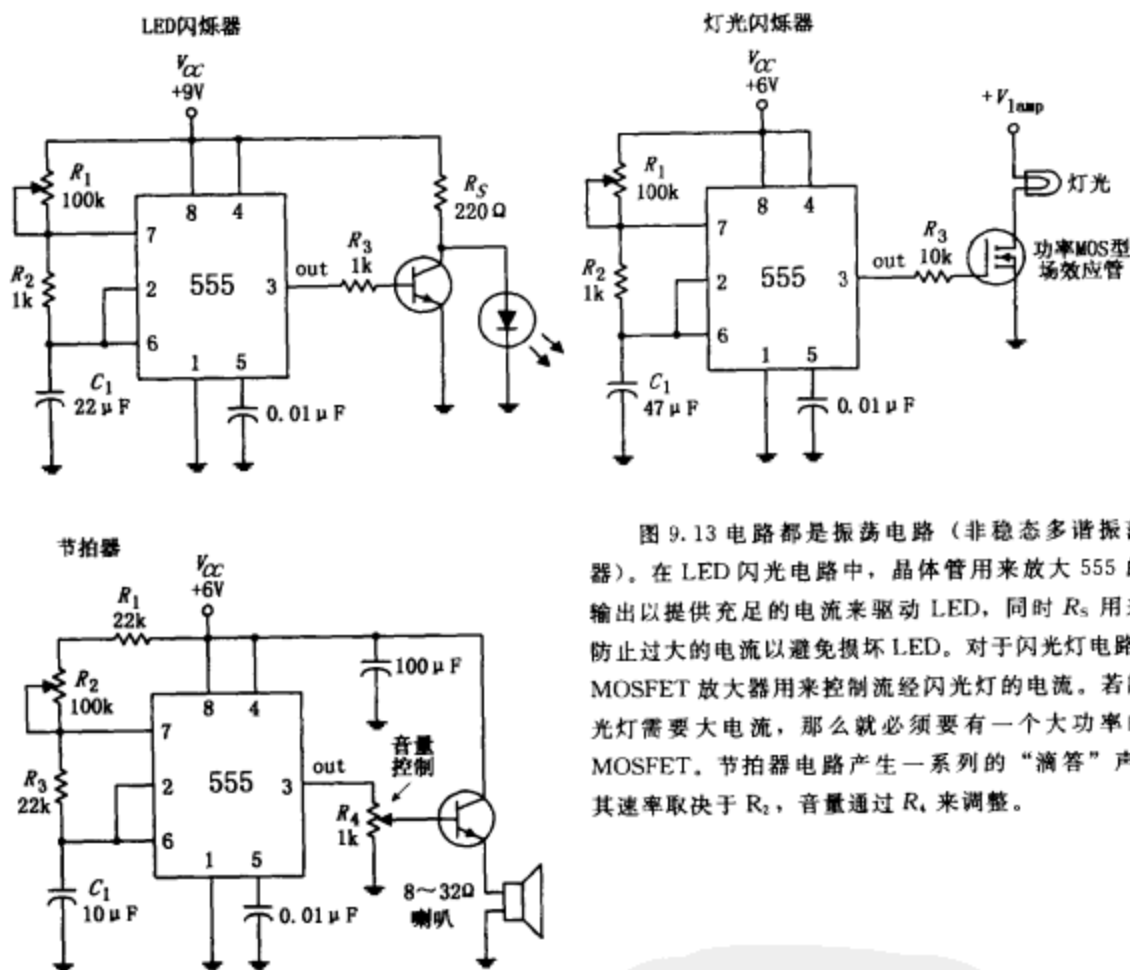


图 9.13

图 9.13 电路都是振荡电路（非稳态多谐振荡器）。在 LED 闪光电路中，晶体管用来放大 555 的输出以提供充足的电流来驱动 LED，同时 R_S 用来防止过大的电流以避免损坏 LED。对于闪光灯电路，MOSFET 放大器用来控制流经闪光灯的电流。若闪光灯需要大电流，那么就必须要有一个大功率的 MOSFET。节拍器电路产生一系列的“滴答”声，其速率取决于 R_2 ，音量通过 R_4 来调整。

9.3 压控振荡器

除了 555 定时器外，在市场上还有许多的压控振荡器（VCO）——其中有一些只提供方波输出。例如，NE566 函数发生器是一种非常稳定、易于使用的三角波和方波发生器。在图 9.14 的 556 应用电路中， R_1 和 C_1 用于设置中心频率，第 5 脚的控制电压可以改变频率。该控制电压是由分压器网络（ R_2 、 R_3 、 R_4 ）施加的。利用图 9.14 中所示的公式可求出 556 的输出频率。

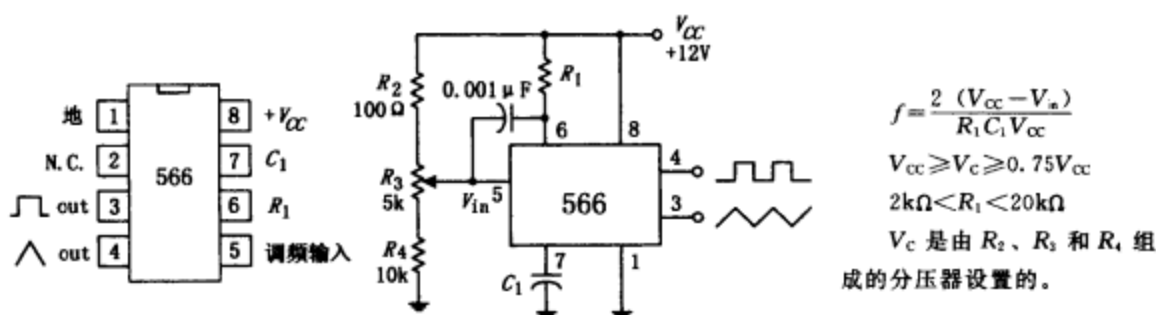


图 9.14

其他的压控振荡器 (VCO), 例如 8039 和 XR2206 都可以生成三种波形, 一般包括正弦波 (近似的)、方波和三角波。有些 VCO (压控振荡器) 是专门用来生成数字波形的, 同时可以用一个外部的石英替换电容来改善系统的稳定性。若想更清楚的了解 VCO 是何种类型, 请查阅电子产品目录。

9.4 文氏电桥和双 T 振荡器

文氏振荡器是一种用于产生低中频率、低失真的正弦波的 RC 电路。与本章已讨论过的振荡电路不同, 这种振荡器采用一种不同的装置来产生振荡, 即选频滤波网络。

文氏振荡器的核心部件是它的选频反馈网络。运算放大器的输出反馈到同相的输入端。反馈中的一部分是正反馈 (通过选频 RC 支路到达同相端), 其他的反馈是负反馈 (通过阻抗支路到达运算放大器的反相输入端)。对于某个特殊的频率 $f_0 = 1/(2\pi RC)$, 它的反相输入端电压 (V_4) 和同相输入端电压 (V_2) 将会相等并且同相——正反馈将抵消负反馈, 电路将发生振荡。对于其他的任何频率, 电压 V_2 会太小以致不能抵消 V_4 , 电路不会振荡。在本电路中, 增益必须置为 +3 (R_1 和 R_2 设置增益)。任何小于该值的增益都将导致振荡停止, 任何大于该值的增益将导致输出饱和。按图 9.15 中所列的零件值, 振荡的范围可能为 1~5kHz。这个频率可通过一个双连可变电容来调整。

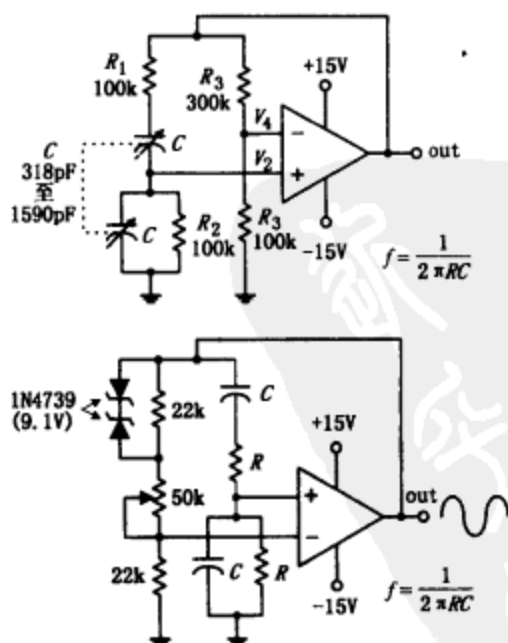


图 9.15

在图 9.15 中示出的第二个电路与第一个稍有不同。第二个电路的正反馈必须比它的负反馈大才能支持振荡。电位器用于调整负反馈量, 而 RC 支路控制基于工作频率的正反馈量。现在, 既然正反馈比负反馈大, 你必须解决“饱和问题”, 正如最后一个例子中所遇到的。为了防止饱和, 两个齐纳二极管必须正极对正极 (或负极对负极) 通过大于 22kΩ 的电阻相连。当输出电压的上升超过齐纳击穿电压时, 总有一个齐纳二极管导通, 哪一个导通取决于反馈的

极性。该导通的齐纳二极管分流了 $22\text{k}\Omega$ 电阻的一部分电流，导致负反馈电路的阻抗减小。其他类型的负反馈也被用于运算放大器中，其目的是使振荡器的输出电压被控制在一个确定的值上。

9.5 LC 振荡器 (正弦波振荡器)

若要产生高频正弦波 (通常用于电磁波)，最常用的方法是采用 LC 振荡器。目前我们讨论的 RC 振荡器仍难以获得高频信号，主要原因是在高频情况下，电容和电阻的值经常变得难以确定，使输送到放大器输入端的反馈信号的相位漂移难以控制。另一方面，LC 振荡器可以使用小电感与电容来得到上限频率大约为 500MHz 的反馈振荡器。但是在低频区 (例如音频范围)，LC 振荡器就变成非常不适用。

LC 振荡器主要由一个含有 LC 选频电路 (或称槽路) 的正反馈的放大器组成。LC 电路用来消除明显不同于它的固有共振频率的任何频率信号，使其不能加至放大器的输入端。正反馈信号在槽路中的共振作用促进整个电路的持续振荡。如果有疑问的话，可以回顾并联 LC 电磁振荡回路，这种振荡回路在 LC 的谐振频率处产生正弦振荡——电容和电感将反复充放电。然而，由于内电阻和负载的作用，振荡将自然地停止。为了持续振荡，常采用放大器。放大器起到提供额外的能量，来使振荡回路在关键时刻持续振荡的作用。关于这点我们举一个简单的例子来说明。

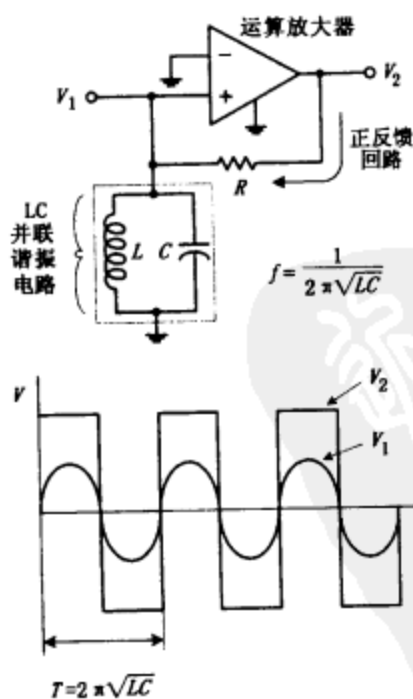


图 9.16

图 9.16 是一个采用正反馈的运算放大器，其反馈量通过 LC 谐振回路来改变。该振荡回路消除了同相输入端中任何明显不同于谐振回路固有共振频率的信号。

LC 谐振回路固有频率为：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

回顾第 2 章介绍的并联 LC 谐振电路可知，其阻抗在谐振频率处最大但在其他地方减小，因而图 9.16 电路中远离谐振频率的反馈信号被过滤接地。如果在 V_1 处输入频率为谐振频率的正弦电压，那放大器的输出将交替趋向正、负饱和，结果在输出端 V_2 产生方波电压。在谐振频率处方波包含一个基本的傅立叶分量，它的一部分通过电阻反馈到同相输入端以维持振荡。如果去掉在 V_1 处最初应用的正弦电压，振荡将继续并且在 V_1 处的电压将成为正弦电压。事实上 (考虑到实际元件和理论上的模型)，没有必要给 V_1 输入正弦波使振荡持续 (这是需要注意的基本点)。这是由于放大器的非理想性，振荡器将自动产生振荡。为什么呢？因为实际的放大器，即便它的输入端接地，在输出端仍有一些固有噪声 (见第 7 章)。该噪声包含频率为谐振频率的信号分量，因为正反馈，该分量的振幅迅速地增大 (或许只用几个周期)，直到输出振幅饱和。

目前,实际的LC振荡器在设计中通常很少含有运算放大器。在其高频(例如,射频范围),由于转换速率和带宽的限制,运算放大器变得不可靠。当频率需要上升到大约100kHz的时候,必须使用另一种放大器设备。对于高频应用,一般采用晶体管放大器(例如,双极型或场效应管)。晶体管的开关速度可能是高得难以置信的——对于特殊的射频晶体管,2000MHz的上限是很平常的。然而,当在振荡器里使用晶体管放大器时,可能需要解决一个小问题:即常见的晶体管放大器的输出端与输入端正好移相 180° ,而为了维持振荡的反馈,输出端必须与输入端同相。对于某种LC振荡器必须通过插入一个附加的相位来校正——即在放大器的输出和输入之间的移相网络。让我们来看一下几种流行的LC振荡器电路。

哈特莱 LC 振荡器

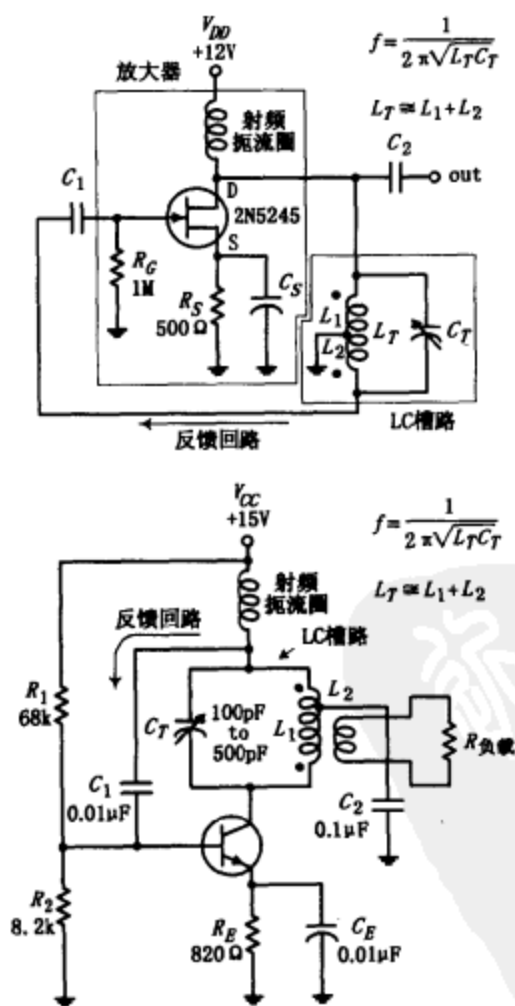


图 9.17

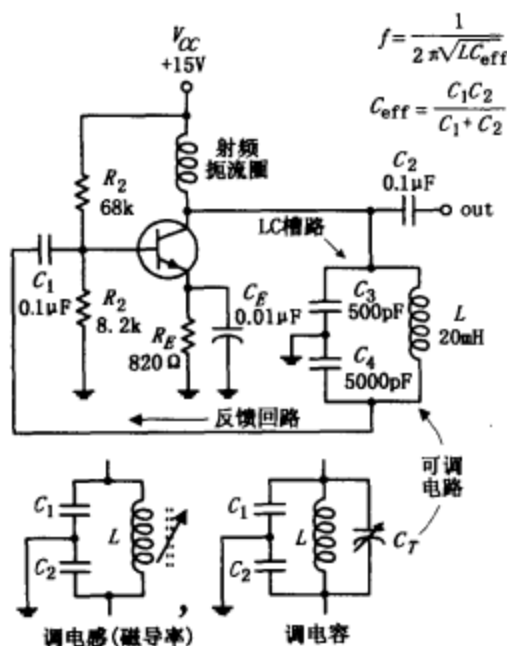
哈特莱振荡器使用电感分压器来确定反馈系数。哈特莱振荡器可以采用许多类型(如场效应晶体管、双极型晶体管等等),这里以结型场效应管为例论述。图9.17振荡器完成 180° 的相移所需的正反馈,通过在谐振电路里的电感线圈抽头获得。相对于地来说,电感线圈的两个末端,相电压相差 180° 。 L_2 两端的反馈信号经 C_1 耦合到达晶体管放大器的基极。抽头电感线圈基本上是一个自耦变压器, L_1 是初级, L_2 是次级。哈特莱振荡器的频率由电路谐振频率决定。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}}$$

频率可以通过改变 C_T 来调整。 R_G 为栅极偏置电阻,用来设置栅极电压。 R_S 是源极电阻。 C_S 用来改善放大器稳定度, C_1 和 C_2 充当隔直电容,对振荡器的工作频率而言其容抗为低阻抗,同时防止对场效应管的直流工作点的影响。射频扼流圈(RFC)用来提供放大器稳定的直流电源,并消除不必要的交流干扰。

第二个电路是另一种哈特莱式振荡器类型,它采用双极型晶体管代替JFET(结型场效应晶体管)作为放大器件。工作频率也是由LC电路的谐振频率确定。注意,在这个电路中的负载和变压器次级线圈与振荡器有很大关系。

考毕兹 LC 振荡器



$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eff}}}$$

$$C_{eff} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

考毕兹振荡器适用于大范围的频率并且比哈特莱式振荡器具有更好的稳定性。与哈特莱式振荡器不同，它的反馈信号是通过在两个串联的电容器之间的抽头获得的。等幅振荡需要的 180° 相移是在 LC 回路中的交流电流通过两个串联的电容器获得的。相对而言，在两个电容器上随时会产生极性相反的电压信号。例如谐振回路两个末端电压的方向总是相反的。谐振电压分别通过这两个电容器传输。来自集电极信号的一部分即 C_1 的信号电压通过耦合电容器 C_1 连接到晶体管的基极，构成正反馈。集电极信号通过 C_3 馈送给谐振电路信号能量以补偿能量损失。工作频率也是由 LC 电路的谐振频率确定：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_{eff}}}$$

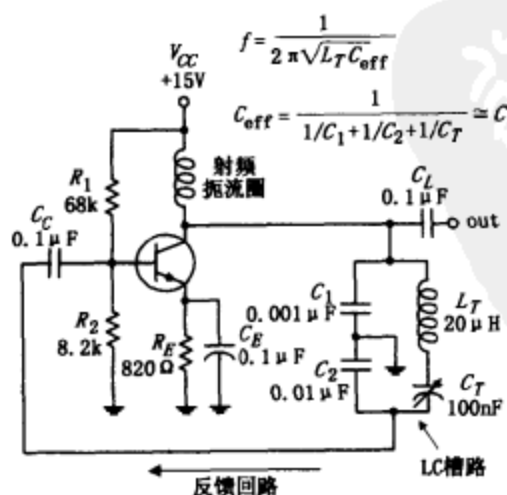
这里 C_{eff} 是 C_3 和 C_1 的串联电容：

$$\frac{1}{C_{eff}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

C_1 和 C_2 是隔直电容, R_1 和 R_2 用来设置晶体管的偏置电压。RF 谐振扼流圈用来提供稳定的直流电流给放大器。电路中的谐振电路与两个可调节的谐振电路网络中的一个互换, 可以实现振荡频率的调节。其中一个谐振电路采用磁调谐 (可变电感线圈), 另一个采用置于电感支路的调谐电容器来改变谐振电路的谐振频率。

图 9.18

克拉普振荡器 (电容反馈改进型振荡器)



$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_{eff}}}$$

$$C_{eff} = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_T} \approx C_3$$

克拉普振荡器的频率具有异乎寻常的稳定性。它是考毕兹振荡器的一种简单演变。总谐振电容是 C_1 和 C_2 的串联组合。谐振电路的有效电感 L 随纯电抗的改变而改变, 纯电抗通过增减 L_T 的感抗和 C_T 的容抗而改变。通常 C_1 和 C_2 比 C_T 大, L_T 和 C_T 串联共振在所需的工作频率上。反馈系数由 C_1 和 C_2 决定, 并且由于它们比 C_T 大, 故调节 C_T 对反馈几乎没影响。克拉普振荡器因它的稳定性而出名, 寄生电容的影响通过 C_1 和 C_2 被消除, 这意味着频率几乎完全由 L_T 和 C_T 决定。工作频率由以下表达式确定

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_{eff}}}$$

这里 C_{eff} 是

$$C_{eff} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_T}} \approx C_T$$

图 9.19

9.6 晶体振荡器

当稳定性和精度成为设计振荡器需要考虑的关键时，最好的方法是使用晶体振荡器。晶体振荡器的误差为 $0.01\% \sim 0.001\%$ ，远小于 RC 振荡器的误差（大约为 0.1% ）和 LC 振荡器的误差（最小的大约为 0.01% ）。

石英晶体按一定方位角切割成薄片，在两个面上装金属板并引出电极，就形成了一个两个引脚的器件。其性能类似于一个 RLC 调谐回路。当晶体被物理压缩或施加一个外加电压而受到冲击激励时，它就会以特有的频率产生机械振动并且会持续振动一段时间，同时在这两个盘片之间会产生一个交流电压。这种现象（著名的压电效应）与 LC 电路冲击激励的阻尼电子振荡相类似。然而，与 LC 电路不同的是石英晶体的振荡在开始的冲击激励后将持续更久——这是因为石英晶体具有自然的高 Q 值。对于高品质因数的石英晶体， Q 值为 100000 的是很普通的。 LC 电路的 Q 值一般为几百。

图 9.20 显示的 RLC 电路等效于石英晶体电路。等效电路的下半部分由 R_1 、 C_1 和 L_1 串联组成，我们称它为动态臂。动态臂表示石英晶体的串联机械共振。上半部分的 C_0 是晶体本身电极和引线间的寄生电容。动态电感 L_1 的大小通常为若干亨（H），而动态电容 C_1 容量很小（ $\ll 1$ pF），因而晶体的 L_1 与 C_1 的比值比实际的电感与电容的比值大得多。晶体的内电阻和 C_0 值也都是非常小的。对于一个 1MHz 的晶体，在等效电路里的典型值为 $L_1 = 3.5$ H， $C_1 = 0.007$ pF， $R_1 = 340 \Omega$ ， $C_0 = 3$ pF。对于一个 10MHz 基频的晶体，其典型值为 $L_1 = 9.8$ mH， $C_1 = 0.026$ pF， $R_1 = 7 \Omega$ ， $C_0 = 6.3$ pF。

在工作期间，晶体可以工作在串联谐振或并联谐振上。对于串联谐振，晶体工作在串联谐振频率 f_s 上，此时晶体类似串联谐振的 LC 电路，它的阻抗变得最小——只剩下 R_1 。对于并联谐振，晶体工作在并联谐振频率 f_p 上，类似一个 LC 并联谐振电路，它的阻抗有一个最大值，如图 9.20 所示。

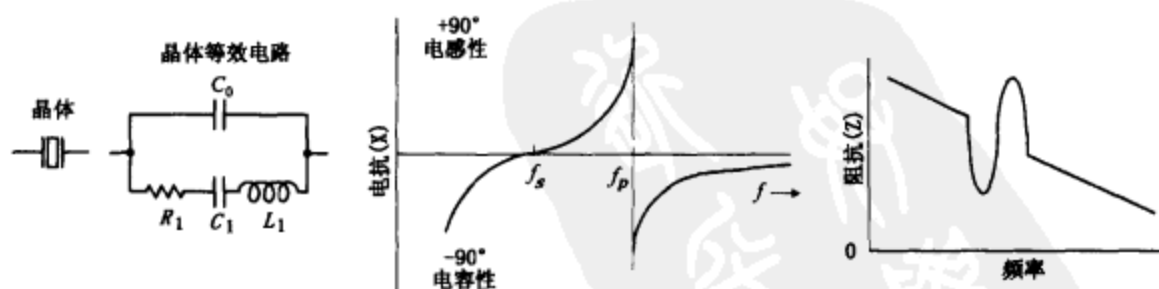


图 9.20

石英晶体可以以串联方式或并联方式出现，并且可设计成基频类型或谐波类型。基频类晶体用来设计工作于晶体的基本频率上的振荡器，而谐波类晶体用来设计工作在晶体的谐波频率之一的振荡器。晶体产生的谐波频率是基频的奇倍数。例如，15MHz 基频的晶体也将有 45MHz 的三次谐波，75MHz 的五次谐波，135MHz 的九次谐波等等。图 9.21 所示的是一个晶体的 RLC 等效电路及其响应曲线，它们都是估算谐波频率所必需的。基频类晶体大约工作在 10kHz 到 30MHz，谐波类晶体管最大可工作在几百兆赫。通常可获得的频率是

100kHz 和 1.0MHz、2.0MHz、4MHz、5MHz、8MHz 和 10MHz。

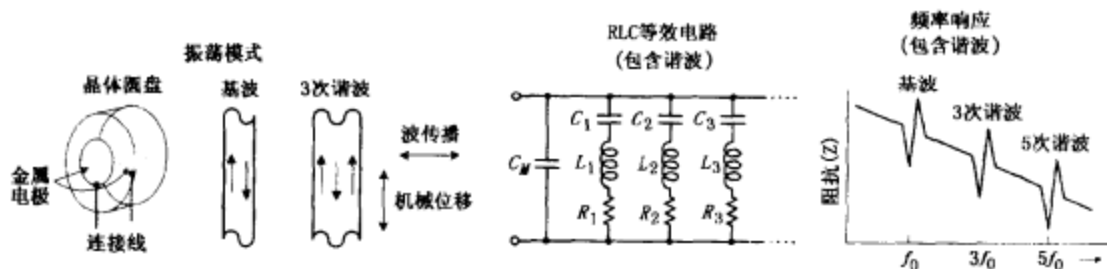


图 9.21

设计晶体振荡电路与设计 LC 振荡电路相同，除了用晶体替换 LC 储能电路外。晶体将提供正反馈并可得到串联或并联谐振频率，因此可持续振荡。下面从一些基本的晶体振荡电路开始进行论述。

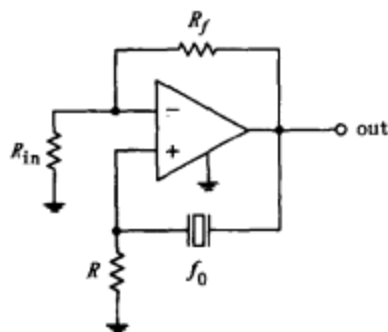


图 9.22 上图的基本晶振电路类似于图 9.16，区别就是采用晶体的串联谐振代替 LC 电路的并联谐振来提供所需频率的正反馈。其他的晶体振荡器，比如皮尔斯振荡器、考毕兹振荡器和 CMOS 反相振荡器，如图 9.22 下图所示，也接入晶体作为确定频率的零件。皮尔斯振荡器（采用 JFET 放大级）采用晶体作为串联谐振反馈元件。从通路的损耗来看，最大的正反馈仅出现在晶体的串联谐振频率处。考毕兹电路（与皮尔斯电路不同）使晶体处于并联反馈设置下，最大的基极-发射极电压信号出现在晶体管的并联谐振频率上。CMOS 电路采用一对 CMOS 反相器连同一个晶体构成一个串联谐振反馈元件，最大正反馈存在于晶体的串联谐振频率。

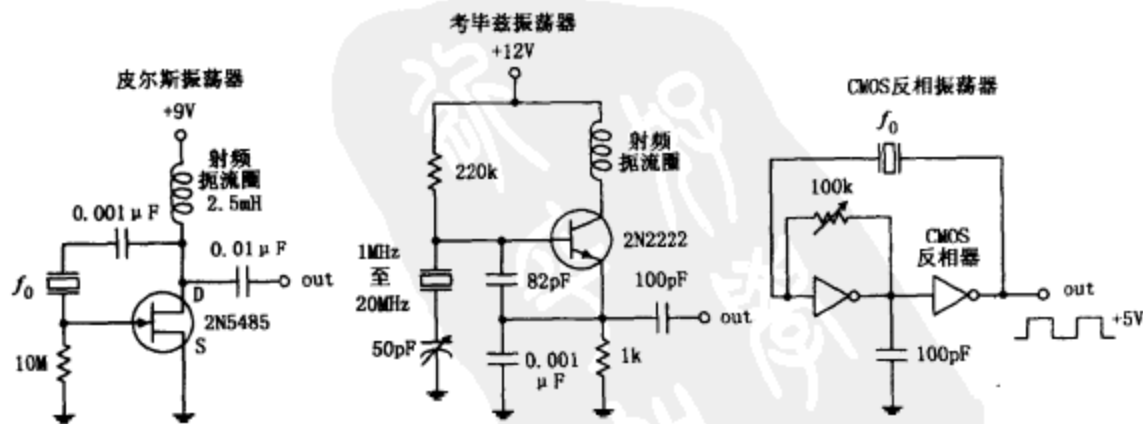


图 9.22

有许多集成块可用来轻而易举地设计晶体振荡器。比如 74S124 TTL VCO（方波发生器），可以利用外部晶体使输出为一个方波，它的频率由晶体的谐振频率确定。MC12060 压控振荡器，输出波形是一对正弦波。查看产品目录可获知何种类型的振荡器集成块可供

使用。

现在也有一些晶体振荡器模块把所有东西（石英等等）装成一体。这些模块类似一个DIP金属封装晶体，它们可工作在特定的标准频率上（例如，1MHz、2MHz、4MHz、5MHz、6MHz、10MHz、16MHz、24MHz、25MHz、50MHz和64MHz，等等）。



稳压器和电源

电路通常需要一个可以保持固定的电压同时向负载提供充足的驱动电流的直流电源。干电池是一个很好的直流电源，但相对其他电源来说，它们的电流容量太小了，以至于用在大电流和频繁使用的电路中是不切实际的。另一种方法是将交流市电电压转换为一种可用的直流电压。交流电压转换成一种可用的（一般是低电压）直流电压，首先采用变压器来降低交流电压，然后，通过一个整流器来滤除负电压部分（若设计负电压电源则是正电压部分），实现交流电压向直流电压的变换。一旦消除了负电压部分，再使用滤波电路来平滑整流信号，就会使输出的直流电压波形非常平滑。图 10.1 示出了工作过程。

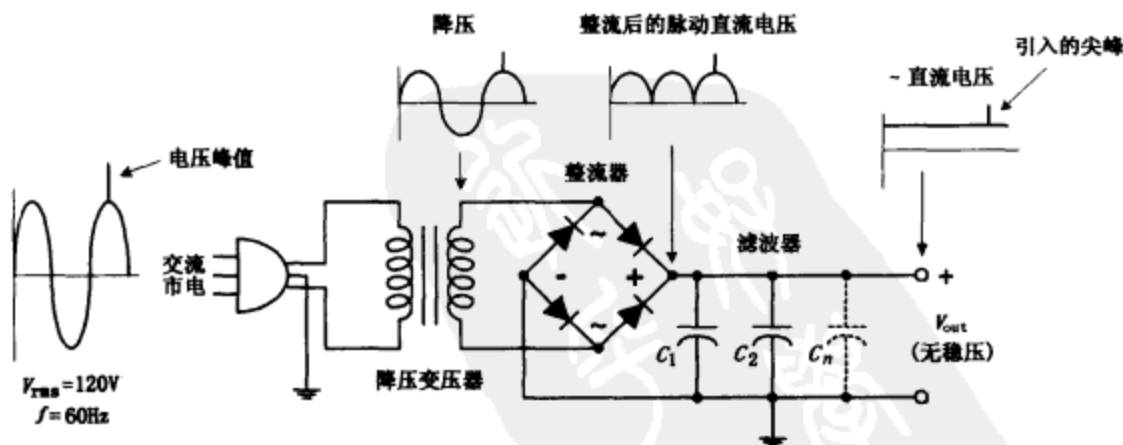


图 10.1

这种供电方法还存在一个稳定性问题——如果在交流输入电压里存在任何意外的冲击（尖峰、下跌等等），这些变化都体现在电压输出（注意尖峰信号可以通过图 10.1 所示的电路）。使用未经稳压的电源来运行敏感电路（例如，数字集成电路）不是一种好的主意。电流尖峰会导致不适当的工作特性（例如，误触发等），还可能会损坏工作中的

10.1.3 稳压集成电路规格

稳压集成电路的规格表一般提供如下信息：输出电压、精度（百分比）、最大输出电流、功率损耗、最大和最小输入电压、120Hz 波纹抑制（分贝）、热稳定性 ($\Delta V_{out}/\Delta T$) 和输出阻抗（在特定的频率上）。良好的稳压集成电路的纹波抑制特性可以大大地减小电源输出端的电压变化。在本章后面你将会看到这点。

10.2 稳压集成电路的应用实例

前面我们已经了解了怎样把稳压器用到电源电路中，那么它在其他方面是如何应用呢？这里举一些例子。

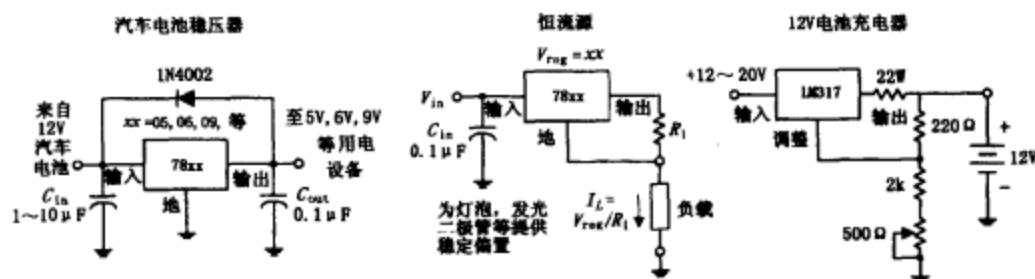


图 10.6

10.3 变压器

对于电源来说，选一个合适的变压器是很重要的。变压器的次级电压不能比稳压集成电路的输出电压高太多，否则稳压集成电路功耗将增大，并要对其加强散热。同时，次级电压也不能比稳压集成电路的最低输入电压低（一般比输出电压高 2~3V）。

10.4 整流器的封装

电源电路的三个基本整流电路为：半波、全波与桥式整流器，如图 10.7 所示。在第 4 章我们已介绍过整流器是如何工作的。

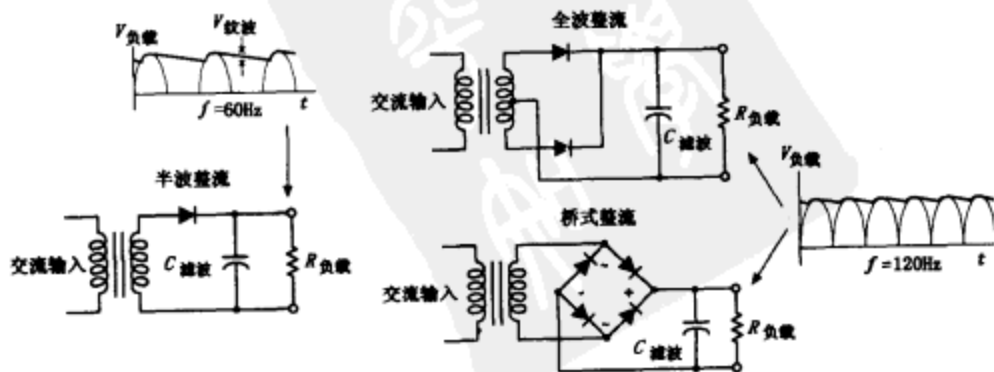


图 10.7

半波、全波与桥式整流器完全可以用分立的二极管制成。然而，全波与桥式整流器已有预先封装的形式（见图 10.8）。

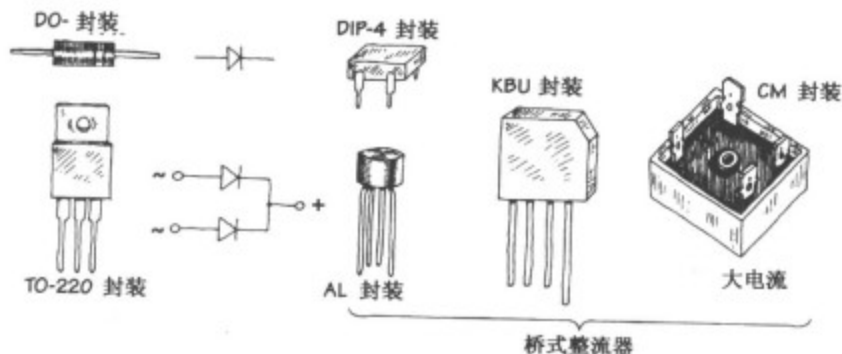


图 10.8

电源电路中的整流二极管应有合适的正向整流电流和反向峰值电压 (PIV)。一般整流二极管的额定电流为 1~25A, PIV 额定值为 50~1000V, 浪涌电流额定值为 30~400A。一般通用的整流二极管包括: 1N4001~1N4007 系列 (额定电流值为 1A, 0.9V 正向电压降), 1N5059~1N5062 系列 (额定电流值为 2A, 1.0V 正向电压降), 1N1183A-90A (额定电流值 40A, 0.9V 正向电压降)。对于低压应用, 可以使用肖特基势垒整流器, 其正向压降小于标准的整流器 (一般小于 0.4V), 然而它们的反向击穿电压比较小。通用的全波电桥整流器包括 3N246~3N252 系列 (额定值为 1A, 0.9V 正向电压降) 和 3N253~3N259 系列 (额定值 2A, 0.85V 正向电压降)。

10.5 一些简单的电源

不可调节的 +5V 电源

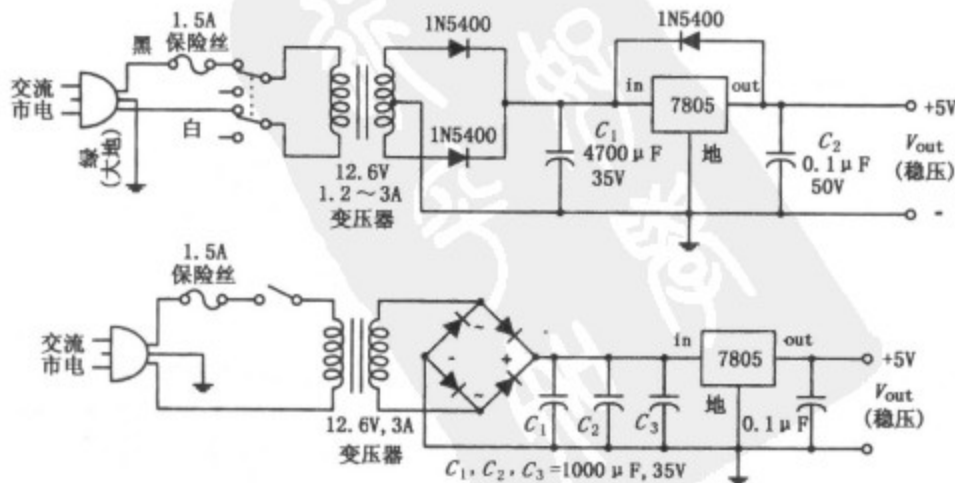


图 10.9

第一个电源采用额定值在 12.6V、1.2~3A 的中心抽头变压器。整流后的脉动电压峰值为 8.9V。滤波电容 (C_1) 滤平脉冲, 7805 稳压输出 +5V。 C_2 跨接在稳压集成电路的输出端, 用来旁路可能由负载产生的高频噪声。跨接在 7805 输入输出端的二极管用来保护稳压集成电路, 避免来自负载端产生的浪涌反向电流的损害, 当电源关断时就有可能产生这样的浪涌。例如, 断电后跨接在输出端的电容放电速度比跨接在输入端的电容放电速度慢, 这将使稳压集成电路反偏并且可能损害工作中的稳压集成电路。这时, 二极管将旁路稳压集成电路的反向电流。第二个电源与第一个相类似, 只是它采用了桥式整流器而已。

可调节 +1.2~+37V, 1.5A 电源

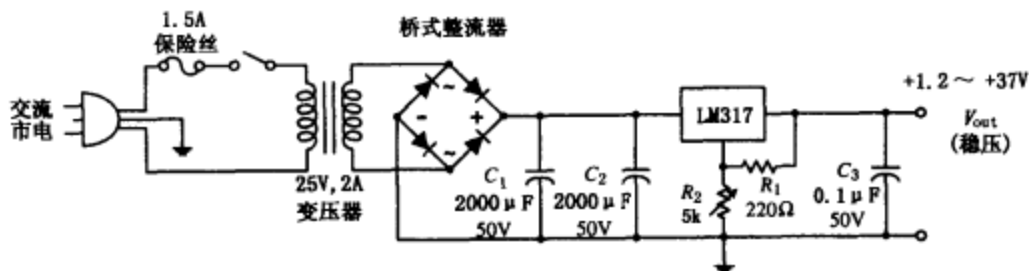


图 10.10

图 10.10 是 +1.2~+37V 电源, 采用 LM317 可调节稳压集成电路来调节输出电压。输出电压可通过改变 R_2 来调整。 C_1 和 C_2 充当滤波电容, C_3 用作高频旁路的滤波电容 (见后面例子)。

±12V 和 ±15V 电源

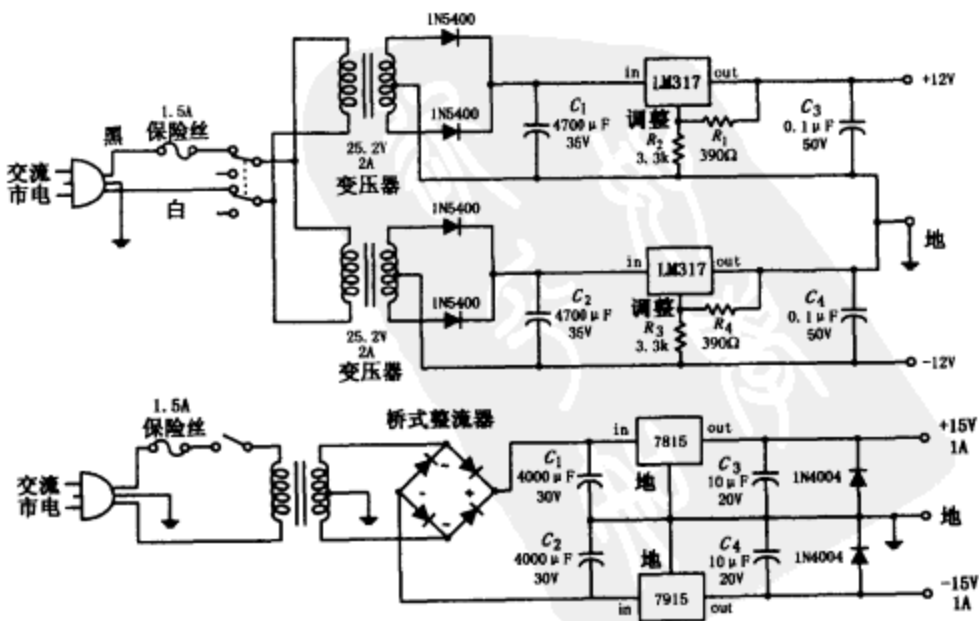


图 10.11

图 10.11 上图是由两个 LM317 可调稳压集成电路和两个 25.2V 中心抽头变压器构造的 12V 双极性的电源，最大输出电流为 1.5A。注意，即使 LM317 并不是负电压稳压集成电路，我们仍可以通过图示的连接方法，用它来获得负电压稳压输出。为了改变输出电压， $R_1 \sim R_4$ 电阻是可变的。

图 10.11 下图电路为 $\pm 15V$ 电源，它由正电压稳压集成电路 7815 和负电压稳压集成电路 7915 组成。注意，与前一个电源电路比较，这里只需要一个变压器。

10.6 关于降低纹波的技术要点

当使用一个电源来对敏感电路供电时，它必须保持输出电压的变化尽可能小。例如，当以 5V 电源驱动数字电路，输出电压的变化应该限定在 5%（即 0.25V）或更低。事实上，数字逻辑电路通常有最低 200mV 的噪声容限。对于小信号模拟电路更要特别关注电源的输出变化。例如，有时要求电源电压变化小于 1% 才会正常工作。那么，要如何保持输出变化足够低呢？答案是：要使用滤波电容和稳压器。

滤波电容在正向整流期间存储电荷，存储的电荷可以减少输出的波动；在负向整流期间，滤波电容通过负载放电——使输出电平有一个足够缓慢下降的变化从而保持输出电压在一定电平上。如果滤波电容太小，它可能无法存储足够的电荷，在负向整流期间它将无法保持负载电流和输出电压稳定。

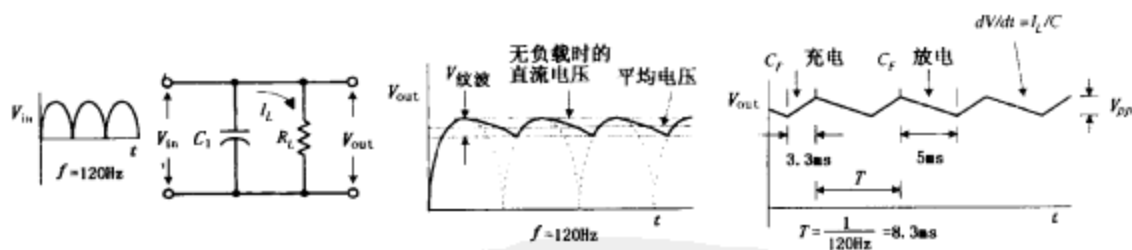


图 10.12

改变流经负载的电流量将影响电容的放电速率。如果在电源输出端跨接一个低阻值的负载，电容相对地的放电将更快，使电容器和负载两端的电压下降相应变快。另一方面，对于高阻抗的负载，电容放电变慢，这意味着输出电压将不会有很大的变化。可以使用下式计算在放电期间的电容压降：

$$I = C \frac{dV}{dt} \approx C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

这里 I 是负载电流， Δt 是放电时间， ΔV 是输出电压在平均直流电平上下的波动值。 ΔV 也被认为是脉动电压峰峰值 V_{pp} 。（这里，用线性曲线来替代指数曲线绘出电压波形，见图 10.12。） Δt 大约为整流输出电压的一个周期。对于全波整流，周期为 $1/(120\text{Hz})$ 或 $8.3 \times 10^{-3}\text{s}$ 。事实上，在峰峰值变化期间，电容放电的实际时间是 5ms，充电时间是 3.3ms。为了方便起见，可用下式简化计算：

$$V_{\text{纹波}(\text{rms})} = (0.0024\text{s}) \frac{I_L}{C_f}$$

注意纹波电压不是峰峰值而是有效值 ($V_{PP} = \sqrt{2}V_{rms}$)。为了检验该等式, 让我们算出一个连接有 $4700\mu\text{F}$ 滤波电容、最大负载电流为 1.0A 的 5V 电源的纹波电压。(这里假设没用稳压器。) 将上述数值代入等式, 可得到 $V_{纹波(rms)} = 510\text{mV}$ 。之前我们说过, 用它来运行数字集成块, 电压变化量应在 $\pm 0.25\text{V}$ 之内。 510mV 的纹波电压显然太大了。这时, 你若硬套上面的等式, 将得出这样的结论: 通过改变电容值以获得更好的结果, 比如说取 C 为无穷大。理论上, 这是对的, 但实际上是不可能的, 它的错误有三个基本原因的。第一个原因很简单: 不可能找到无限大的电容, 如果存在无限大电容, 整个世界也将变得面目全非, 这不是我们要讨论的事。第二个原因和电容误差有关, 不幸的是, 用于电源的大容量电解电容都有较大的误差值。对于这些元件来说, 5% 到 20% 或更大的误差是很平常的, 事实上误差值是很不好的, 它会使等式变得很不确定。第三个或许是让你避免硬套等式的最主要原因是: 可以利用稳压器内在的纹波抑制特性可以解决这些问题。

稳压器经常用分贝表示纹波抑制参数。例如, 7805 的纹波抑制参数大约为 60dB 。使用衰减表达式, 可以得到纹波的抑制程度:

$$-60\text{dB} = 20\log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad -3\text{dB} = \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad 10^{-3} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

上式表明输出纹波减小为 1000 分之一。如果你使用上述滤波电路和稳压集成电路, 其输出纹波电压将仅有 0.51mV ——在安全限值以内。有必要指出的是 7805 在输入和输出之间需要一个不小于 3V 的电压差值才能正常工作。这意味着要获得 5V 输出, 稳压集成电路的输入电压不能小于 8V 。同时, 要注意跨接在整流器上的压降 (一般大约是 $1\sim 2\text{V}$)。因此变压器的次级电压必须大于 8V 。对于 5V 的电源, 使用次级电压为 12V 左右的变压器是适当的。

现在再来看 LM317 可调稳压集成电路如何更好地抑制纹波。假设变压器次级有 12.6V 的有效值电压。在一个周期期间的电容峰值电压是 17.8V (次级线圈的峰峰值电压)。 LM317 抑制纹波的特性大约为 65dB , 用一个 $10\mu\text{F}$ 电容来旁路 LM317 的分压器, 该值大约可提升到 80dB (见图 10.13)。

如果让滤波电容为 $4700\mu\text{F}$, 且假定最大负载电流是 1.5A , 则可得到纹波电压为:

$$V_{r(rms)} = 0.0024\text{s} (1.5\text{A}/4700\mu\text{F}) = 760\text{mV}$$

另外, 该纹波电压对于敏感集成电路显得太大了, 很难工作。然而, 若考虑到 LM317 的抑制纹波参数 (假定使用旁路电容), 对纹波的衰减量为:

$$-80\text{dB} = 20\log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad -4 = \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad 10^{-4} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

换句话说, 输出纹波减少为 1000 分之一, 最终输出脉动电压仅为 0.076mV 。

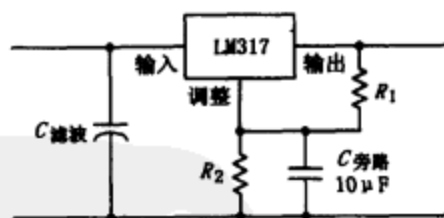


图 10.13

10.7 相关的问题

线路滤波器和电浪涌抑制器

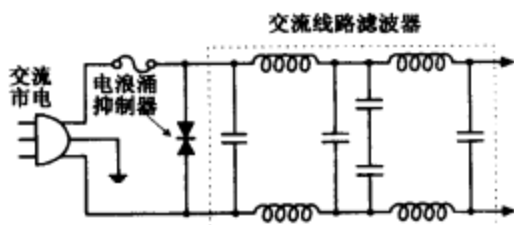


图 10.14

线路滤波器是一种接在电源电路与市电之间的 LC 滤波电路，用来滤除输入电源线路中的高频干扰。线路滤波器也可以减少电压尖峰，消除由电源产生的射频干扰辐射。线路滤波器接在变压器之前，如图 10.14 所示。封装好的交流线路滤波器市面上可买得到。

电浪涌抑制器用来短路超过安全极限值端电压（例如，尖峰信号）。这些器件就像双向的大功率齐纳二极管。它们很便宜，做成像二极管的封装形式。

过压保护

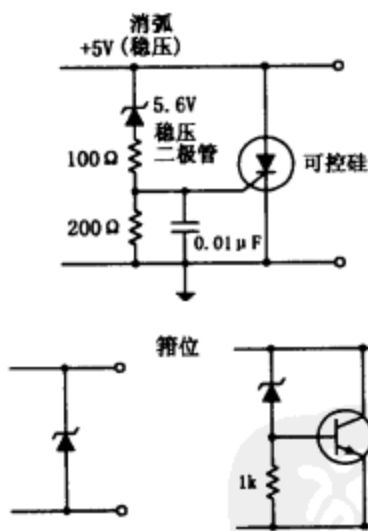


图 10.15

这里显示的消弧电路和箝位电路可以跨接在稳压电源的输出端，用来保护负载，避免当稳压器损坏时输出过高的电压。

消弧电路

对于消弧电路，当电源电压超过齐纳二极管击穿电压 0.6V 时，齐纳二极管导通，触发半导体可控硅 (SCR) 导通。SCR 分流有害的电流到地。此后只有当电源关断或切断通过 SCR 的电流时，消弧电路的 SCR 才能关闭。

箝位电路

在电源的输出端跨接一个齐纳二极管也可以实现过压保护。然而，如果大电流时，它可能会被烧毁。为了避免齐纳二极管烧毁，可用一个大功率晶体管来分流。当电压超过齐纳二极管的击穿电压时，将有电流通过它流入晶体管的基极，使额外的电流经晶体管流向地。利用箝位电路可以消除由于电压尖峰产生的误触发。另一方面，它不需要复位，这点与消弧电路不同。

泄放电阻器和电涌抑制器

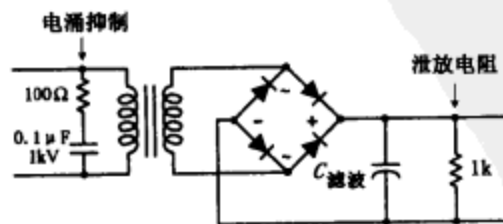


图 10.16

见图 10.16，电阻跨接在无稳压电源的输出端。当关闭电源且去掉负载时，滤波电容的高压（可能是致命的）就会通过它放电。这样的电阻称泄放电阻，最好用 $1k\Omega$ 、 $1/2W$ 的电阻。

RC 串联电路跨接在变压器的初级线圈，可以防止当电源关闭时产生很大的感应瞬变浪涌电压。电容的耐压参数必须足够高。标准的 RC 电路由一个 100Ω 电阻和一个 $0.1\mu F$ 、 $1kV$ 电容组成。就像前面所提到的，也可以使用专门的瞬时电涌抑制器件。

10.8 开关稳压集成电路电源

开关电源或开关式电源是一种特殊的电源，它的转换效率远大于前面所提到的线性电源。线性可调电源和稳压集成电路需要比实际所需电压更高的输入电压。降低电压时，在稳压电路的器件上将产生热量导致能量损失。对这些电源来说，能量转换效率 (P_{out}/P_{in}) 一般低于 50%。也就是说大半的能量以热的形式散发掉。

开关式电源可以获得超过 85% 的能量转换效率，这意味着它比线性稳压电源有更好的能量转换效率。开关电源也有一个很宽的电流和电压工作范围，并且可以做成降压（输出电压小于输入电压）、升压（输出电压大于输入电压）或反向（输出与输入极性相反）电源。而且，开关电源可以做成直接运行于交流电源（市电），无需笨重的电源变压器，可做得既轻又小，这使开关电源适用于电脑或其他的小型设备。

开关电源在许多方面与线性电源类似。然而，它有两个独有的特点：储能电感器和非线性稳压电路。和线性电源不同的还有，线性电源通过改变调整元件的电阻值来调整电压，而开关电源接入一个可调系统，通过控制调整元件开通和关断时间来调整电压。开/关脉冲是通过振荡器、误差放大器和脉宽调制器电路来控制的（见图 10.17）。

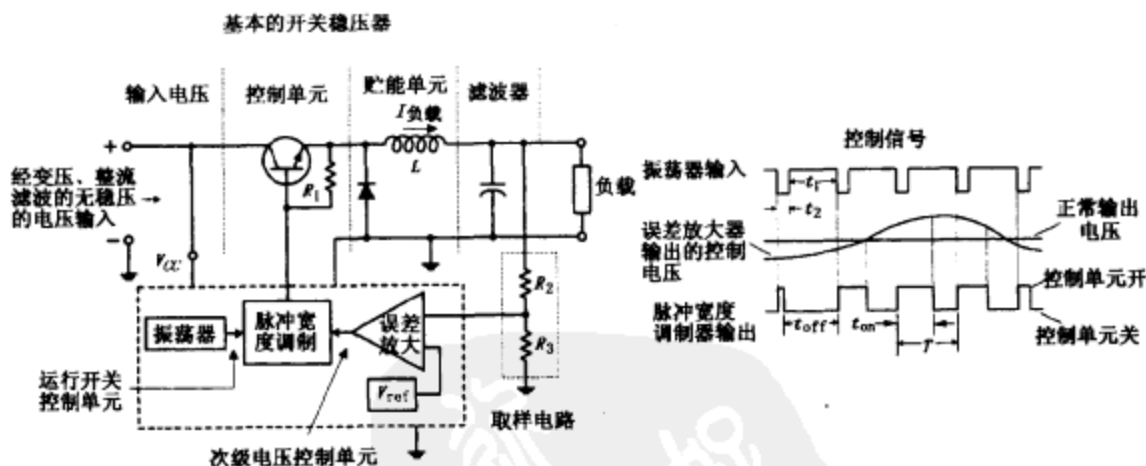


图 10.17

在开关调整元件接通期间，能量流经电感（能量存储在电感线圈磁场里）。当开关调整元件关断时，存储在电感里的能量直接通过二极管到滤波器和负载释放。取样电路 (R_2 和 R_3) 对输出电压进行取样且反馈到误差放大器的一个输入端。然后误差放大器将取样电压和参考电压 (V_{ref}) 进行比较，若取样电压低于参考电压，误差放大器将提高它的输出控制电压，然后该控制电压送给脉宽调制器。如果取样电压超过参考电压，误差放大器将减少输出电压送给调制器。与此同时，振荡器提供稳定的一系列触发电压脉冲给脉宽调制器。调制器采用振荡器的脉冲和误差放大器的输出来产生开/关信号，送给开关调整元件的基极。经整形后的振荡器信号以矩形波表示，由输入误差电压决定调整器件的导通时间。如果误差电压低（意味着取样电压比要求的要高），调制器送一个较短脉宽给控制元件。要是误差电压较高（意味着取样电压比要求的要低），脉宽调制器送一个较长的脉宽给控制元件。图

10.17 显示了振荡器、误差放大器和脉宽调制器输出波形之间的相互关系。用频率和宽度均可改变的开关脉冲提供给开关稳压电源的调整器件，可以获得很高的转换效率，因此，开关电源比线性电源的效率更高，且关闭电源时的辐射更小。

图 10.18 显示一个标准的开关稳压电路布局。556 双时基集成电路具有振荡器和脉宽调制器功能，同时 UA723 稳压集成电路用作误差放大器。 R_2 和 R_3 构成取样电路， R_4 和 R_5 设置参考电压， R_6 和 R_7 设置送给脉宽调制器的控制电压。

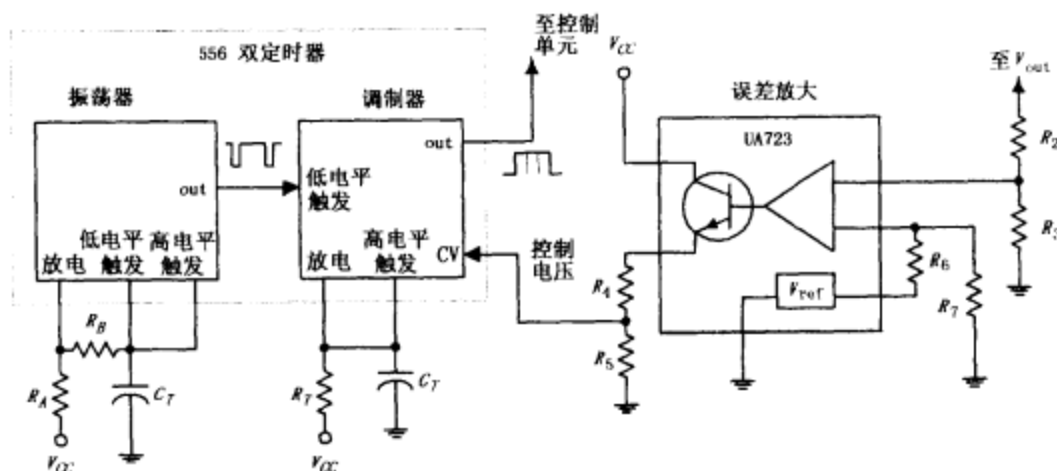


图 10.18

升压、降压和反向型开关稳压电路

开关稳压集成电路见图 10.17，该图是降压稳压集成电路。用于输出电压低于稳压集成电路的输入电压的应用场合。现在，开关稳压集成电路也用到升压和反向电路中。当输出比输入高时就采用升压电路，反向电路用于输出电压和输入电压极性相反的情形。

降压型开关稳压电路

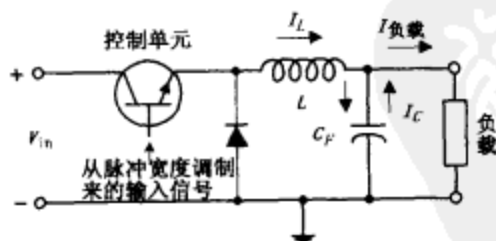


图 10.19

当输出电压比输入电压低时，采用降压型稳压集成电路，见图 10.19。当控制元件接通时， L 存储能量，并向负载提供电流且向滤波电容充电。当控制元件关闭时，存储在 L 的能量释放，既向负载提供电流又继续对 C_F 充电——当控制元件关断且 L 放电完后， C_F 的能量用来维持对负载的供电。

升压型开关稳压电路

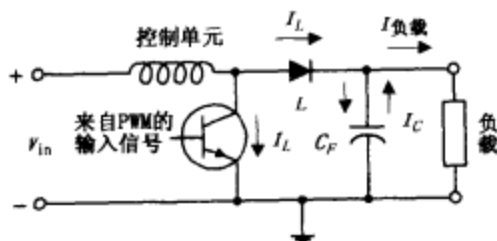


图 10.20

当要求输出电压比输入电压高时，可采用升压型开关电路，见图 10.20。控制元件开通时，能量存储在电感中，被二极管隔离的负载由存储在 C_F 中的能量供电。控制元件关断时，存储在 L 中的能量与输入电压相加，向负载供电，同时对 C_F 充电——当控制元件关断且 L 中的能量释放尽时， C_F 的能量用来供应负载电流。

变换型开关稳压电路

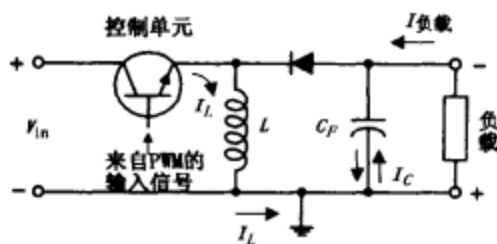


图 10.21

当需要输出电压与输入电压极性相反时，可采用反向型开关稳压电路，见图 10.21。当控制元件接通时，能量存在 L 中，同时二极管将 L 和负载隔开，负载电流由 C_F 提供。当控制元件关断时，存储在 L 中的能量向负载供电且对 C_F 充电，形成负极性的 V_{out} 。当控制元件关闭且电感放电结束时， C_F 向负载提供电流。反向开关电源稳压电路可以做成升压型或降压型。

去掉笨重的电源变压器

通过使用开关稳压电源独特的开关转换原理，设计一个在输入级中不需要笨重的电源变压器的稳压电源是可能的。换句话说，可以设计一个可直接接驳到交流市电的开关电源——在馈送到稳压集成电路之前还必须对交流电压进行整流和滤波。然而，去掉电源变压器后就去掉了 120V 交流市电（译注：美国标准，120V，60Hz）至直流输入端之间的保护性隔离。没有了隔离，直流输入电压将是 160V 左右。为了避免潜在的不稳定因数，开关稳压电路必须更改。提供隔离的一个方法是用带次级绕组的高频变压器代替存储能量的电感，同时使用另一个高频变压器或光耦合管来链接来自误差放大器反馈到可调元件的误差信号（见图 10.22）。

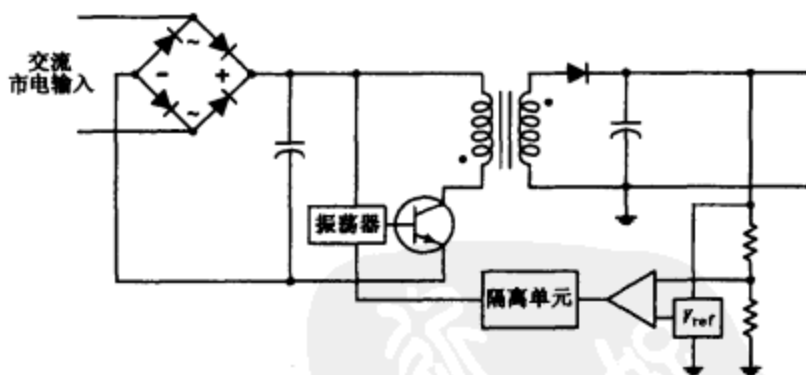


图 10.22

现在，你也许会问：为何去掉变压器和加入另一个变压器（如果不需要两个的话）会使器件更小、更轻？根据物理学定律，当变化的信号频率变高，就可以减小变压器内的大铁心。（在高频处，从初级到次级的磁场不需要很紧的耦合。）你可以用高频变压器，因为开关振荡器的振荡非常快（例如，65kHz）。采用高频变压器的开关电源和采用一个 60Hz 的电源变压器的开关电源，大小和重量差异是很明显的。而且，开关电源比线性电源运行时温度更低。

对于开关电源还有一个小问题要说明：由于开关稳压电路的脉冲开、关作用，开关电源的输出将包含一个小的开关脉动电压（一般在几十毫伏）。通常脉动电压不会造成太多问题（例如，对于数字集成电路，200mV 噪声容限不算大）。然而，如果电路不能很好地适应这脉动信号，就必须外加一个大电流的低通滤波器。

10.9 各种商品电源

为了方便起见，你可以去购买一个成品的电源。这些电源要么是线性的要么是开关形式的，且有各种不同的封装形式。

小型模块单元

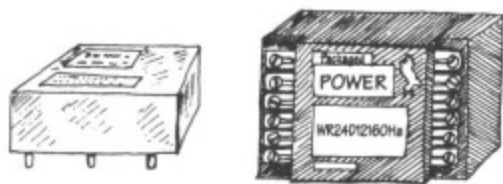


图 10.23

图 10.23 是用于小功率应用的电源（例如， $\pm 5\text{V}$ ， $\pm 10\text{V}$ ， $\pm 15\text{V}$ ），这种电源为小模块封装，大小通常是 $6.5\text{cm} \times 10\text{cm} \times 2.5\text{cm}$ 左右。它们通常带有引脚，可以直接装入电路板上，或者在它的旁边带有连接端子。这些电源可以是单输出端子的（例如， $+5\text{V}$ ），也可能是双输出端子的（例如， $\pm 15\text{V}$ ），或三输出端子的（例如， $+5\text{V}$ ， $\pm 15\text{V}$ ）。线性电源的额定功率为 $1\sim 10\text{W}$ ，而开关电源的额定功率大约为 $10\sim 25\text{W}$ ，而且必须安装保险丝、开关和滤波器。

电源板

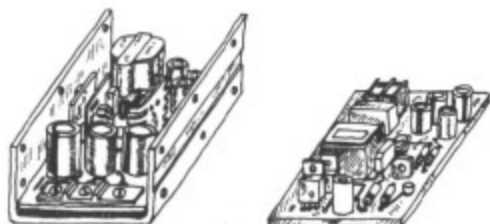


图 10.24

图 10.24 所示是电源板，电源的电路板、变压器等等安装在一个金属架上（如果是低压电源，它可以简单地装在电路板上），它可以被固定在仪器中。电源有线性性和开关两个类型，且具有大范围的电压、电流和功率额定值（对线性电源来说是 $10\sim 200\text{W}$ ，对开关电源是 $20\sim 400\text{W}$ ）。一般来说你还要给它装上保险丝、开关和滤波器。

实验电源

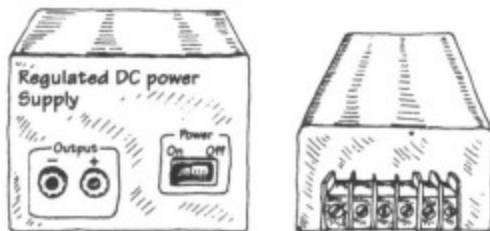


图 10.25

这些电源封装在一个易于散热的金属盒子里，见图 10.25，有线性和开关两种类型。线性电源额定功率是 $10\sim 800\text{W}$ ，开关电源额定功率是 $20\sim 1500\text{W}$ 。

壁挂电源

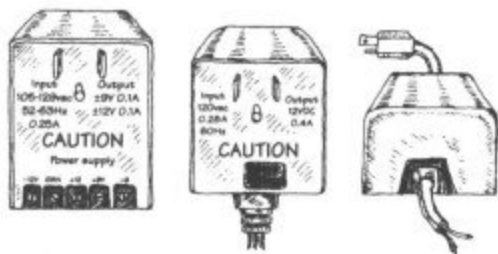


图 10.26

壁挂电源可以直接插入墙上的交流电插座，见图 10.26。有的电源仅提供交流变压，有的提供固定的直流电压，有的提供可调的直流输出。可调电源有线性 and 开关两种调节类型。标准的输出电压有 +3V、+5V、+6V、+7.5V、+9V、+12V 和 +15V，它们也有双极性的。

10.10 电源的制作

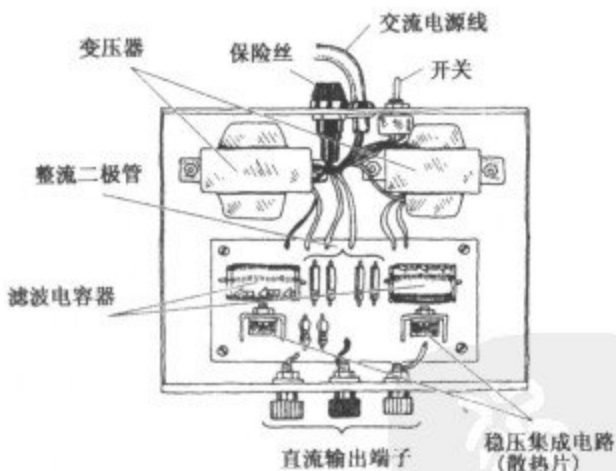


图 10.27

对制作电源的一些建议：

- 装配时电源变压器应直接装到金属外壳的后部。
- 保险丝、电源开关和接线端子也应安装在外壳后面板上。
- 电路板用固定器固定住。
- 在电路板上二极管或整流器组件与滤波电容和电压调整元件放置在一起。
- 保证稳压器的有效散热。
- 在外壳前面板放置电源输出插孔。
- 在外壳上钻孔帮助散热。
- 外壳接地。
- 电源线从后面板的孔中引出，在出口使用一个橡皮圈。
- 为了避免电击，确认所有裸露的电源连接点都用热缩管隔离。

音频电子技术

音频电子学的一部分内容涉及如何将声音信号转换成电信号。典型地，这一转换过程可以通过话筒来完成。声音信号一旦被转变，对电信号的使用就看你的需要了。比如，可以放大信号，从信号中滤掉某些频率，与其他信号相混合，转换成数字信号并存入内存，调制该信号用于无线电波发射，用来触发一个开关电路（比如，转换器或延迟器），等等。

音频电子学的另一部分内容则涉及如何用电信号产生声音信号。扬声器可以把电信号转换成音频信号（假如对频率响应不太在意，比如说只想产生一个警报音，则可以仅仅使用一个简单的发声设备如蜂鸣器或电铃）。用于驱动扬声器的电信号可以由声音产生的原始电信号或经振荡电路产生的电信号。

11.1 音频概述

在开始处理与音频有关的电路前，有必要再次了解有关声音的一些基本的概念。声音包括三个基本的要素：频率、强度（响度）和音色（泛音）。

声音频率对应的是发声物体的振动频率。从人类的生理学上，人的耳朵可以听到的频率范围是 $20 \sim 25000\text{Hz}$ ，人耳最敏感的频率范围是 $1000 \sim 2000\text{Hz}$ 。

声音强度表示的是在单位面积上每秒传播的声音能量的大小（单位为 W/m^2 ），它取决于振动物体的振幅。当远离声源时，强度的衰减与距离的平方成正比。人耳能够感受到的声音强度为 $10^{-12} \sim 1\text{W}/\text{m}^2$ 。因为该范围跨度很大，所以采用对数标尺来描述强度比较方便。基于这个原因，引入了分贝这个单位。采用分贝(dB)表示时，声音强度的定义为 $1\text{dB} = 10\log_{10}(I/I_0)$ ，这里的 I 是被测强度，单位为 W/m^2 ， $I_0 = 10^{-12}\text{W}/\text{m}^2$ 表示人耳能够感受到的声音强度的最小值。用分贝表示声

音强度，则人耳能够感受到的声音强度范围为 0~120dB。图 11.1 表示了一些声音的频率和声音强度的范围。

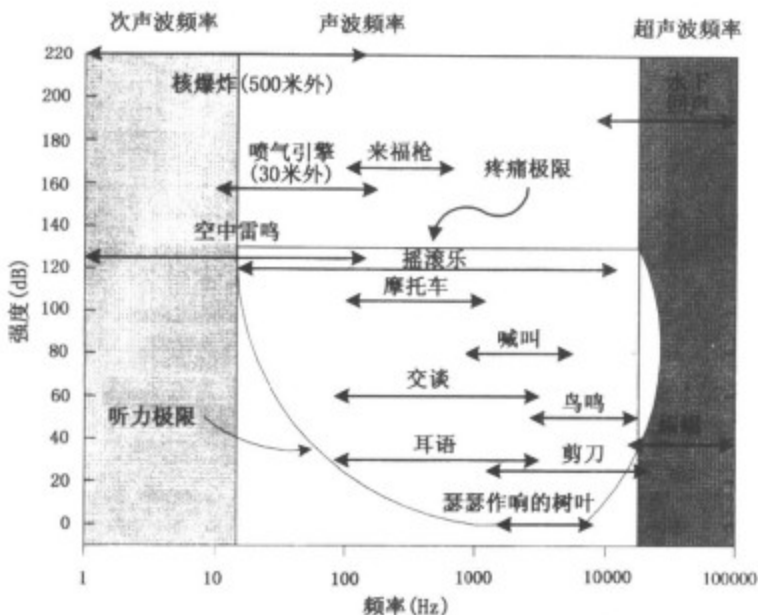


图 11.1

音调的品质，也就是音色，取决于由乐器、音源等的泛音所产生的复杂波形的模式，这些波形是和基频一起出现的。为了理解泛音的意思，考虑一个简单的调音音叉，其共振频率为 261.1Hz(中央 C 音)。假设该音叉为一个理想的振动源，当敲击音叉时，该音叉会产生频率为 261.1Hz 的单一波形。在这个例子中，我们没有得到泛音，只得到一种频率。但是如果我们在小提琴上拉出中央 C 音，就会得到以 261.1Hz 为主的同时包含其他频率较高但强度较弱的声波。通常强度较低的叫作泛音（或谐波），强度最大的通常叫做基频。泛音是基频的整数倍(如 $2 \times 261.1\text{Hz}$ 是一次谐波， $3 \times 261.1\text{Hz}$ 是二次谐波， $n \times 261.1\text{Hz}$ 是 $n-1$ 次谐波)。

理论上，通过分析乐器的泛音频谱，可以创建各种乐器（比如小提琴、大号等等）的声音。为了解释说明，假设有一些理想的调谐音叉，一个产生基频，其他产生不同的泛音频率。用一种乐器谐波频谱作参考，就可以通过改变每个泛音音叉的强度来模拟出乐器的声音。（实际上，要准确地模拟一种乐器，仅控制这些泛音的强度是不够的，你还必须考虑增加和减少特定泛音的时间。）数学上，可以将一个复杂的声音表示为它所有泛音之和的形式：

$$\text{信号} = a \sin \omega_0 t + b \cos \omega_0 t + c \sin 2\omega_0 t + d \cos 2\omega_0 t + e \sin 3\omega_0 t + f \cos 3\omega_0 t + \dots$$

其中系数 a 、 b 、 c 、 d 等表示强度，基频 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ 。这种表示称为傅立叶展开。系数由给定波形算出，或是从绘图数据中标出。利用谐波分析可以自动计算系数。图 11.2 的右图给出一个由 7 种谐波叠加而成的复杂声音。

通过电流合成声音是一个非常复杂的过程，要准确模拟一个乐器的声音、火车的鸣笛、鸟儿的喳喳声等，必须先设计可以产生各种复杂波形的电路，包括各种泛音以及衰变时间和上升时间信息。为此需要使用特殊的振荡器和调制电路。

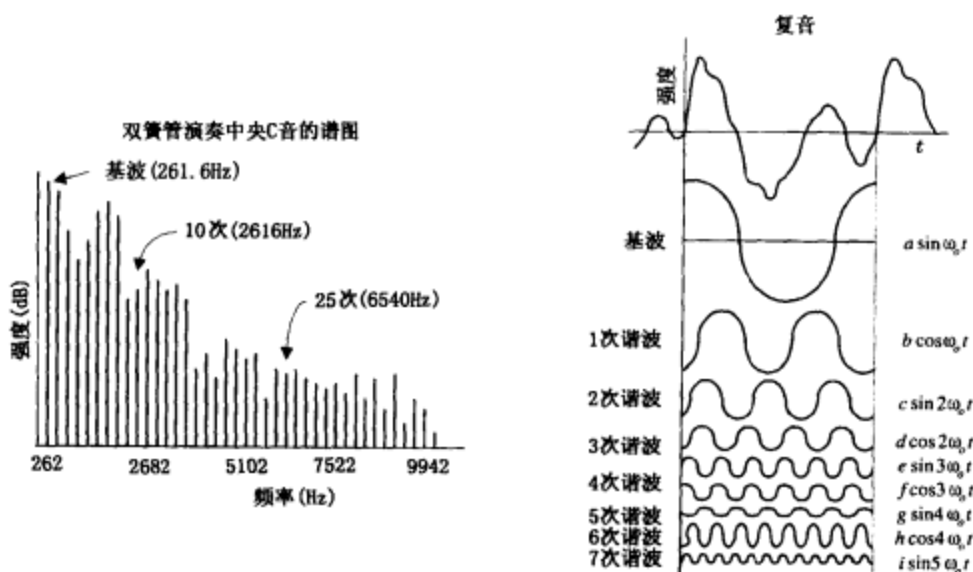


图 11.2

11.2 话筒

话筒能将声压的变化转化为电流的变化。话筒产生的交流电振幅正比于声强，而频率正比于声频（如果声音信号中包含泛音，则这些泛音也将出现在电信号中）。下面介绍三种常用的话筒。

动圈式话筒

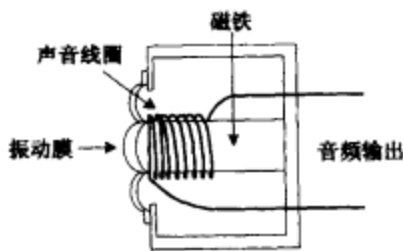


图 11.3

它由塑料振动膜、声音线圈、永磁铁构成。振动膜一端接在声音线圈上，另一端置于磁极中（或磁体边）。给振动膜施加方向不断变化的压力时，声音线圈会作出响应。声音线圈在磁场中加速运动，它会感应出电压。该电压可驱动小负载。若经过放大则可驱动大负载。动圈式话筒较简单，能提供平滑的频率响应，且不需要通过直流电来驱动。它适用环境温度范围广，输出阻抗低。有些动圈式话筒内置转换器，可用开关选择高输出阻抗或低输出阻抗。动圈式系统在公共场合、高保真音响、录音设备中有广泛应用。

电容式话筒

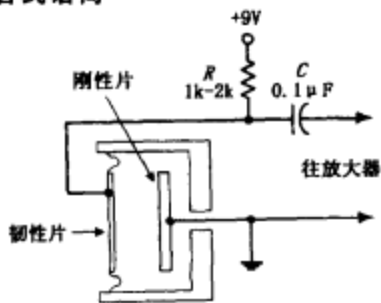


图 11.4

该话筒由一对充电片构成。其中一片由刚性金属制成，固定放置并接地；另一片由弹性较好的金属或缠绕着金属线圈的塑料制成，接输入电压。空气压强不同时，两片间隔会发生变化，使其作用像一个“声容器”。系统利用一个低噪音、高阻抗的放大器以保证输出阻抗较低。电容式话筒音质清晰、噪音小，用于高质量录音。

驻极体话筒

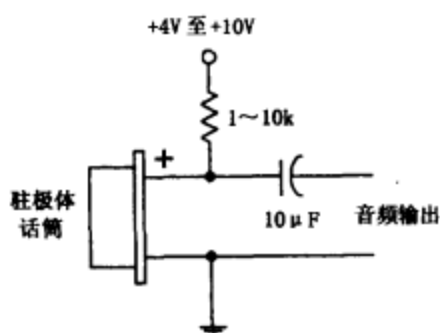


图 11.5

驻极体话筒由电容式话筒改造而来。它采用一片永久极化的膜片外加一片有金属膜的可导电膜片，因而不需要给振动膜充电的外电压源。大部分驻极体话筒内置一个小小的 FET 放大器。FET 放大器须外加电压驱动，电压通常为 +4~+10V，通过一个 1~10k Ω 的电阻后再加到放大器上。驻极体话筒适用于中高频及高频段，不适用于低频区。随着使用年限的增加，极性变弱，话筒的效果会变差。

11.3 话筒的特性指标

灵敏度 话筒的灵敏度反映了输出电压对输入声音强度的比率。灵敏度常常用分贝来表示。

频率响应范围 这是衡量话筒声电转换能力的指标。常规讲话只需要话筒能转换 100~3000Hz 范围内的声波；对高保真应用，则须在 20~20000Hz 范围内。

方向特性 它是指话筒对不同方向传来的声波的响应特性。全向型话筒对各方向的响应一致，定向型话筒仅对某些方向的声波响应较好。

阻抗 它是指话筒阻挡直流信号的能力。低阻抗在 600 Ω 以下，中阻抗为 600~10000 Ω ，高阻抗指高于 10000 Ω 。现代音响设备流行用低阻抗话筒接高阻抗输入设备（如：50 Ω 话筒接 600 Ω 混频器），而不采用高阻抗话筒接低阻抗输入设备，这样信号才不会失真。通常负载阻抗为源阻抗的 10 倍。

11.4 音频放大器

音频电路的电信号常常需要放大以便有效地驱动其他的电路模块或设备，也许使用运算放大器来放大信号是最简单的也是最有效的方法。通用的运算放大器如 741 用于许多非临界的音频应用电路，工作情况良好，但是一旦声音信号变得更为复杂时，它们可能就会引起信号失真并出现一些不可预料的结果。所以较好的方法是设计专门的运算放大器来处理音频信号。音频放大器具有高转换速率、高增益带宽、高阻抗、低失真、高效的电压/功率转换以及很低的输入噪声等特点。下面为部分高品质的值得一提的运算放大器：AD842，AD847，AD845，AD797，NE5532，NE5534，NE5535，OP-27，LT1115，LM833，OPA2604，OP249，HA5112 和 LT1057。

反相放大器

下面的两个电路是反相放大器。这两种电路的增益取决于 $-R_2/R_1$ ，而输入阻抗约等于

R_1 。第一种电路使用的是双电源供电，而第二种用单电源供电。

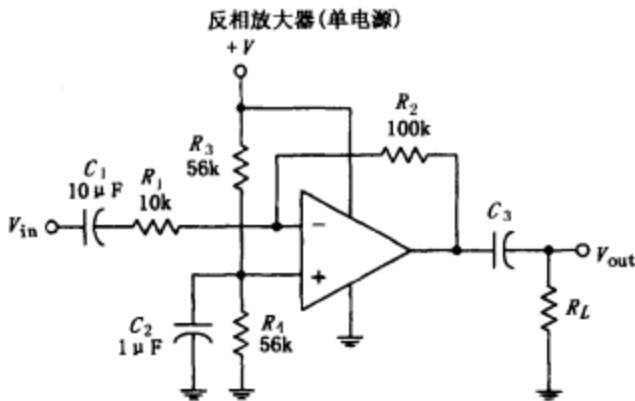
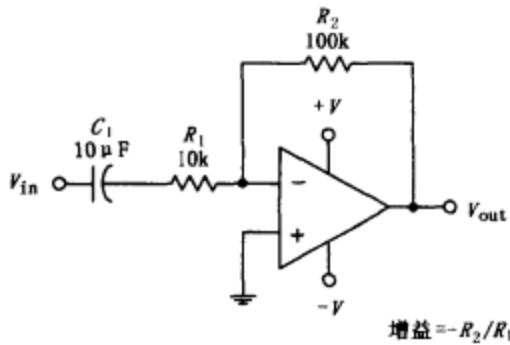


图 11.6

在两种电路中，交流耦合电容 C_1 阻止来自前级电路中不需要的直流信号，仅让交流信号通过。少了 C_1 ，运算放大器输出将包含前级信号的直流电平成分，会使放大器输出饱和，信号失真。 C_1 同时还能阻止低频噪声到达放大器的输入端。

在单电源电路中，偏置电阻 R_3 、 R_4 用于防止在音频输入信号处于负半周时放大器被截止，它们给运算放大器的输出提供一定的直流偏压，以便得到完整的交流信号波形。若设置 $R_3 = R_4$ ，则输出直流电平为 $1/2 (+V)$ 。为确保输出信号可靠，偏置电阻阻值应当在 $10\text{k}\Omega$ 至 $100\text{k}\Omega$ 之间。耦合电容 C_3 用以阻止直流信号传到下一级电路。 C_3 大小应等于 $1/(2\pi f_c R_L)$ ，其中 R_L 为负载电阻， f_c 为截止频率。滤波电容 C_2 用以滤去电源噪声。

值得注意的是，许多音响运算放大器被特别设计为单电源运行模式，不需要外加偏置电阻。

同相放大器

反相放大器在许多场合都很适用，但它的输入阻抗不够大。为了获得更大的输入阻抗，可以采用下述同相放大器。左图电路采用双电源，右图中的电路采用单电源。两种电路的增益均为 $1 + R_2/R_1$ 。

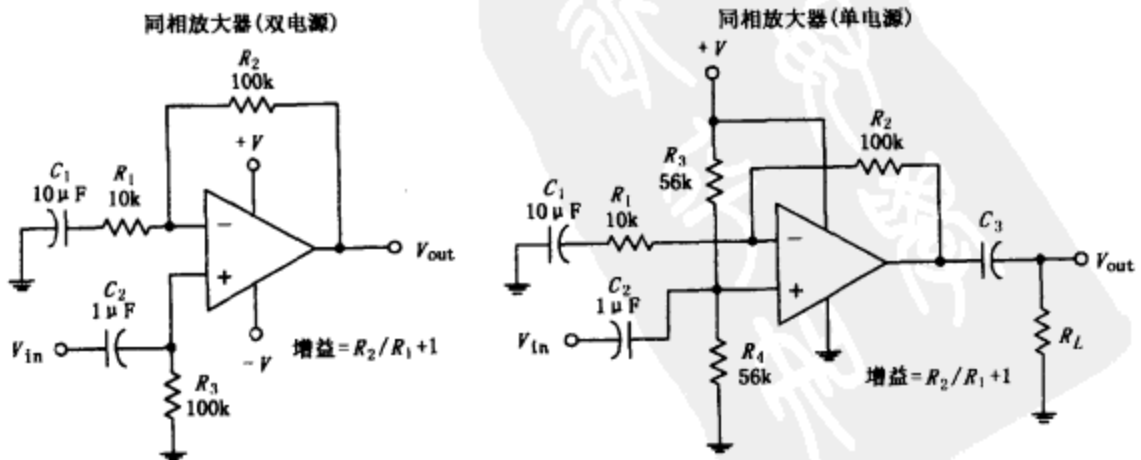


图 11.7

R_1 、 C_1 、 R_2 和偏置电阻的功能与反相放大器电路相同，同相输入提供了极高的输入阻抗，通过调节 R_3 和 C_2 （双电源电路）或 R_4 （单电源电路）

可以实现和源阻抗的实时匹配。输入阻抗近似等于 R_3 (双电源电路) 或 R_1 (单电源电路)。

11.5 前置放大器

在大多数音频应用中,前置放大器被称为控制放大器,用来控制输入选择、电平、增益和阻抗等。图 11.8 给出一些简单话筒前置放大器电路,作为入门知识。(图中的“高阻”指高输入阻抗话筒,其阻抗多在 600Ω 以上。)

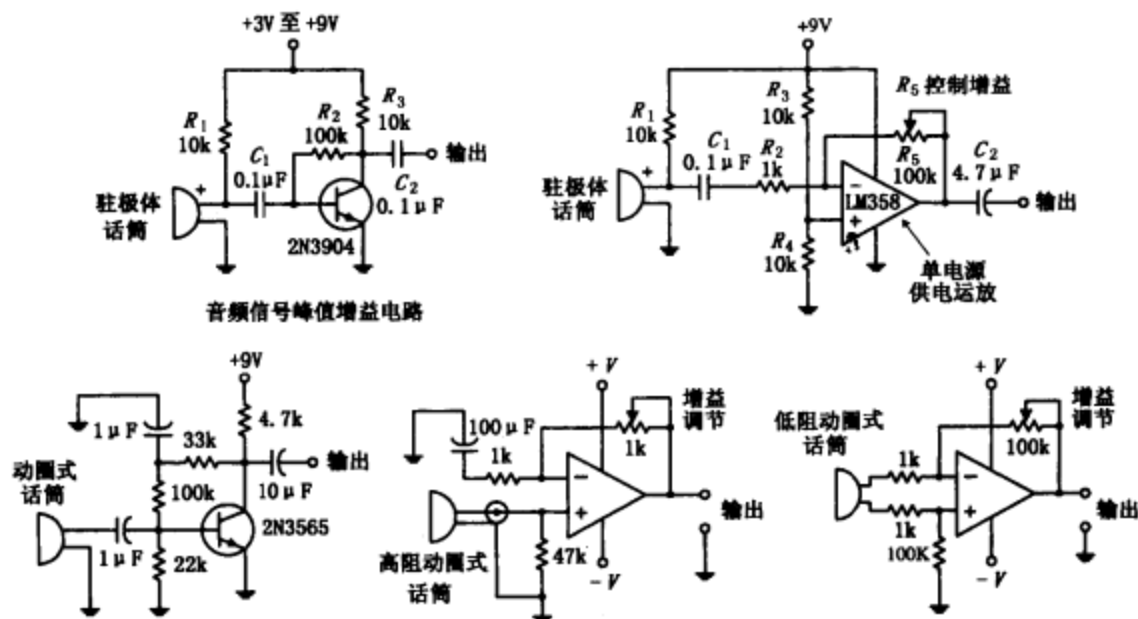


图 11.8

11.6 混频电路

混频器本质上是一个加法放大器——它们把一系列不同的输入信号相加,形成一个叠加输出信号。图 11.9 是两种简单的音响混频电路。左图使用共射极放大器作为加法器,右图使用运算放大器。电位器用以独立控制各输入信号。

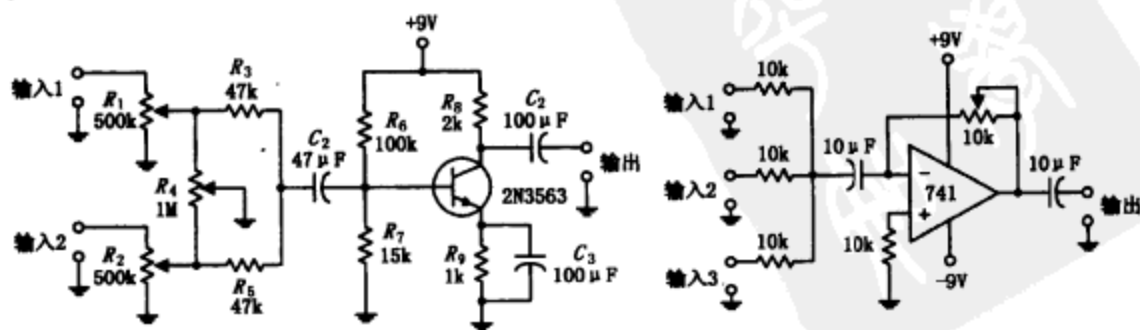


图 11.9

11.7 阻抗匹配

音响设备之间的阻抗匹配有必要吗？不说别的，至少在连接低阻抗信号源和高阻抗负载时是必要的。在电子管放大器中，阻抗匹配是十分重要的，阻抗匹配可以实现设备间的最大功率传送。随着晶体管的出现，更高效的放大器也出现了。对于这些新的放大器，重要的是最大电压传输，而不是最大功率传输（设想一个运算放大器，它具有很高的输入阻抗，而输出阻抗极低。要从中得到大输出电流响应，几乎不需要什么输入电流）。为实现最大电压传输，负载阻抗至少应为源（放大器）输出阻抗的 10 倍，这种条件称为桥式原则（如果没有按照桥式原则设计，当两个具有相同阻抗的音频设备接入电路时，在信号中会出现一个 6dB 的衰减）。桥式原则是现代音响设备的连接中最普遍的原则。它也应用于许多其他源放大器负载电路连接，除了那些需要阻抗匹配的射频电路，以及那些传输电流而非电压的电路。如果传输的信号是电流，那么源阻抗就必须大于负载阻抗。

若高阻抗信号源连接低阻抗负载（如高阻抗的话筒连接一个低阻抗的混合器的场合）时，电压传输就会引起较大的信号丢失，其损耗等于 $20\log_{10} \frac{R_{\text{负载}}}{R_{\text{负载}} + R_{\text{源}}}$ 。

根据经验，6dB 或更少的信号损耗对多数的设备是可以接受的。

11.8 扬声器

扬声器用来把电信号转化成声音信号。现在最流行的扬声器是电动式扬声器。电动式扬声器与动圈式话筒的基本工作原理是一样的。当变化的电流流过一个围绕着磁棒的动圈（或被环形磁铁包围的动圈）时，动圈将受迫前后振动（法拉第定律），固定在动圈上的锥形大纸盆就会相应地前后振动而发出“嗡嗡”响的声波。

每个扬声器都有一个额定阻抗 Z ，代表它的平均阻抗（实际阻抗将因频率的不同而在额定阻抗的上下变化）。应用时可以将扬声器视为一个阻抗为 Z 的简单阻性负载。例如，将一个 8Ω 的扬声器作为一个放大器的输出负载，放大器将视该扬声器为一个 8Ω 的负载。放大器输出的总电流为 $I = V_{\text{out}} / Z_{\text{扬声器}}$ ，如果用一个 4Ω 的扬声器替代这个 8Ω 的扬声器，放大器的总输出电流 I 将翻倍。

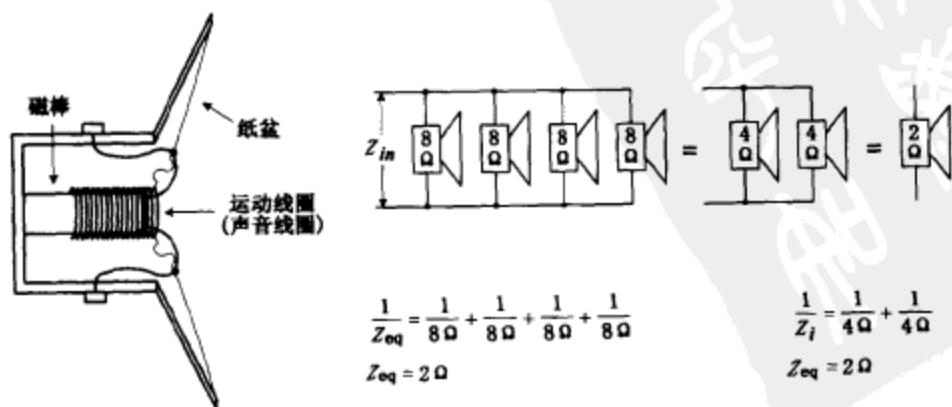


图 11.10

驱动两个并联的 8Ω 扬声器等效于驱动一个 4Ω 的扬声器，驱动两个并联的 4Ω 扬声器等效于驱动一个 2Ω 的扬声器。使用高功率电阻将改变放大器对总负载阻抗。例如，使用一个 4Ω 电阻和一个 4Ω 扬声器，可以得到 8Ω 的负载阻抗。但这样可能使音质变差。市面上有与扬声器匹配的转换器，它可以把阻抗从 4Ω 升到 8Ω 。高质量的转换器只引起些许的频率响应误差和动态误差，但价格有可能和新的扬声器价格一样贵。

扬声器的另外一个特性是频率响应。频率响应表示扬声器可有效响应声音信号的振动范围。那些设计成对低频（通常低于 200Hz ）响应的扬声器称作低音扬声器。中音扬声器可处理的典型频率在 $500\sim 3000\text{Hz}$ 之间。高音扬声器通常指的是可以处理高于中音频率的扬声器（球顶扬声器或号筒式扬声器是一种特例）。有些扬声器是全频段的，它可以处理的信号频率从 $100\sim 15000\text{Hz}$ 。这种扬声器的音质不如低、中、高音合在一起组成的扬声器组的音质。

11.9 分频网络

好的扬声器是把中音、低音、高音组合在一起，这样就可以得到全频段（ $20\sim 20000\text{Hz}$ ）的声音。当然，简单地把它们并联在一起是不行的，因为每个扬声器只对自身频率响应的频率作出响应。这时我们必须用滤波器把频率高的信号划分给高音扬声器，频率低的划给低音扬声器，频率中的划给中音扬声器。这种滤波网络叫做分频网络。分频网络有两种类型：无源和有源。

无源分频网络由位于功率放大器和扬声器之间的无源元件（如电容、电阻和电感线圈）组成，并且放置于扬声器箱内。无源分频网络价格低廉，结构简单，可以为特定的扬声器定制。但这种分频网络不可调节并且还要损耗一些放大器的功率。有源分频网络是由有源滤波器（运算放大滤波）组成，位于放大器之前，这使得对信号的处理变得更加容易，因为此时的信号仍很微弱（未经放大）。一个有源分频器还可以用来同时控制许多不同的放大器-扬声器组合。由于有源分频网络使用的是有源滤波，音频信号就不会像通过无源分频器时衰减得那么多。

图 11.11 表示用一个无源分频网络来连接三扬声器系统。图中的曲线图给出了每个扬声器的频率响应曲线。要从该系统产生一个平滑响应，要用到低通、带通和高通滤波器。 C_1 、 R_t 组成高通滤波器。 L_1 、 C_2 和 R_m 组成带通滤波器， L_2 和 R_w 组成低通滤波（ R_t 、 R_m 和 R_w 是高、中、低扬声器的阻抗）。

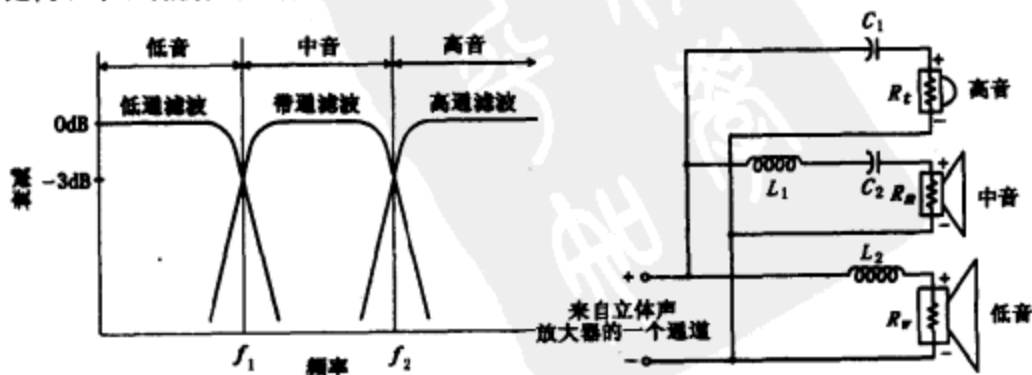


图 11.11

为了获得预期的频率响应，可以利用以下算式计算每个元件的值： $C_1 = 1 / (2\pi f_2 R_1)$ ， $L_1 = R_m / (2\pi f_2)$ ， $C_2 = 1 / (2\pi f_1 R_m)$ 和 $L_2 = R_w / (2\pi f_1)$ 。其中 f_1 和 f_2 对应于曲线图中的 3dB 衰减点。通常，无源分频网络要比这里给出的系统要复杂。它们通常由高阶滤波器和一些附加的元件组成，如阻抗补偿网络、衰减网络、串联陷波滤波器等，这些都是用来使响应更平滑些。

图 11.12 给出一个更切实际的无源分频网络，用来驱动由 8Ω 高音扬声器和 8Ω 低音扬声器组成的双喇叭系统。

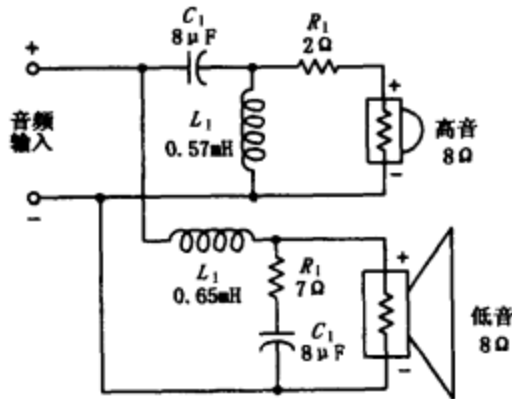


图 11.12

图 11.13 是一个有源分频网络，用来驱动一个双扬声器系统。该系统在 500Hz 周围有一个分频点（3dB 点），且有每倍频程 18dB 的响应。LF356 高性能运放用作有源单元。请记住有源滤波器的输出信号必须经过放大后才能作用于扬声器。

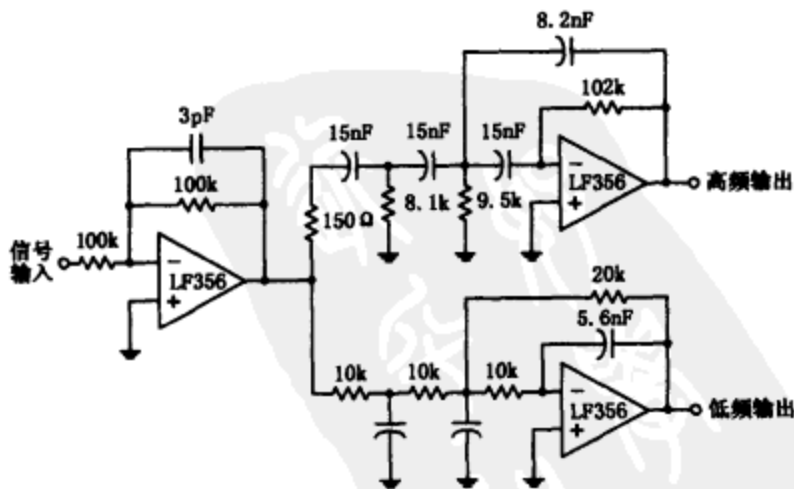
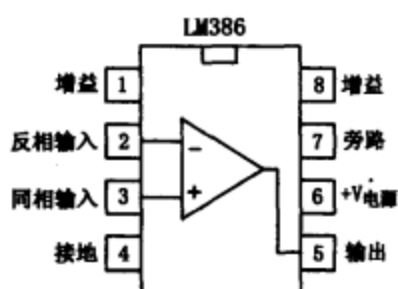


图 11.13

11.10 用于驱动扬声器的简单集成电路

音频放大器 (LM386)



LM386 音频放大器主要是为低功率应用而设计的，用+4~+15V电压来供电。不像传统的运放，LM386的增益由其内部固定为20。当然，也可以提高增益到200，只要在1、8脚之间接入一个阻容网络即可。将LM386的输入端接地，其内部电路自动偏置输出信号为电源电压的二分之一。该音频放大器被设计用来驱动一个8Ω的扬声器。

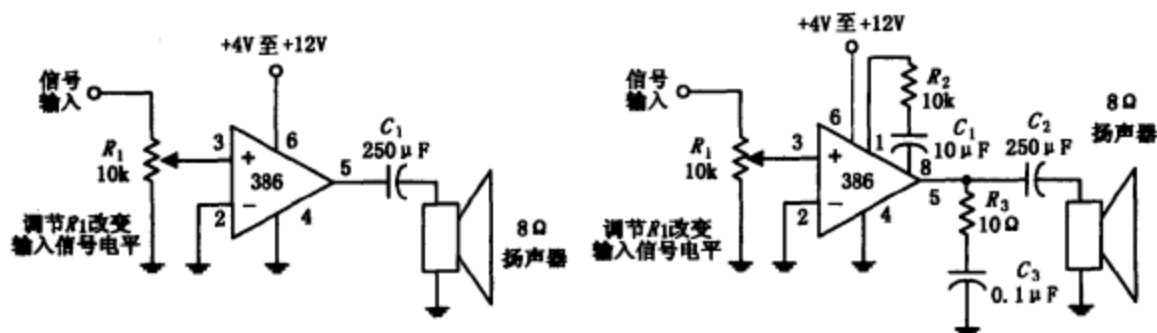
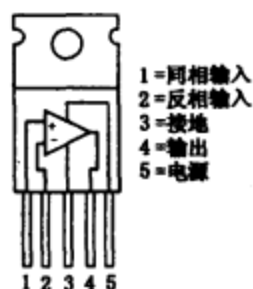


图 11.14

音频放大器 (LM383)



LM383 用来驱动一个 4Ω 的扬声器，或两个并联的 8Ω 扬声器并联。该集成电路含有热切断电路以防止过载，应用时需要一个散热器以避免器件损坏。

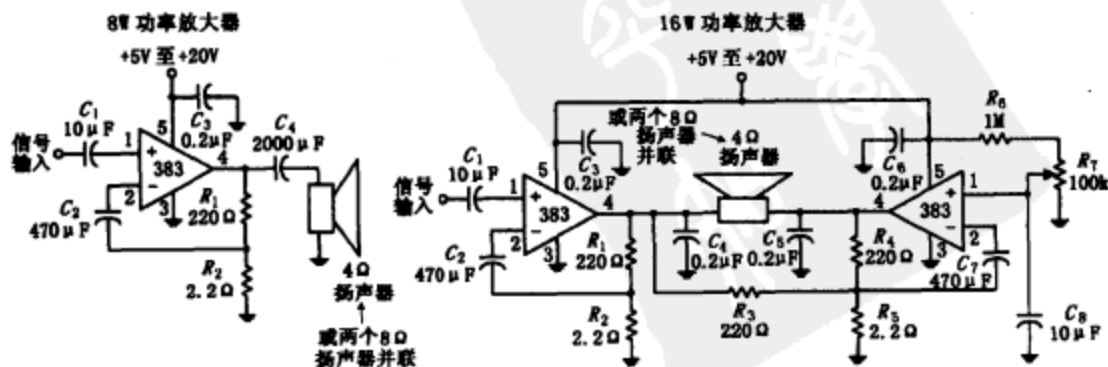


图 11.15

11.11 声响信号设备

许多不同的声响信号设备都可用作简单的警报器。有些是持续响铃，有些是间断响铃，还有一些能发出不同频率的音调，以及具有不同的周期循环特性。声响信号设备可以是交流型的也可以是直流型的，大小形状不一。图 11.16 给出了几个产品的外形。一个好的电子产品目录，应提供声响信号设备清单，内容包括其尺寸、声音类型、衰减比率、电压比、漏电流指数等。

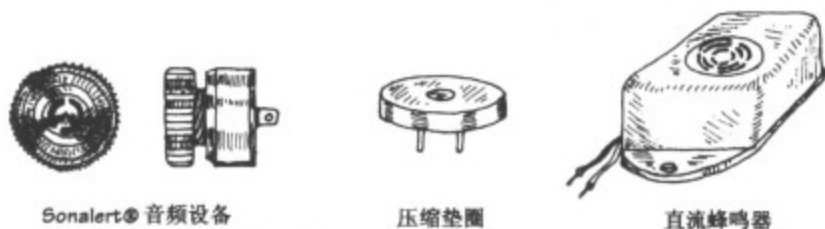


图 11.16

11.12 其他音频电路

简易音调电路

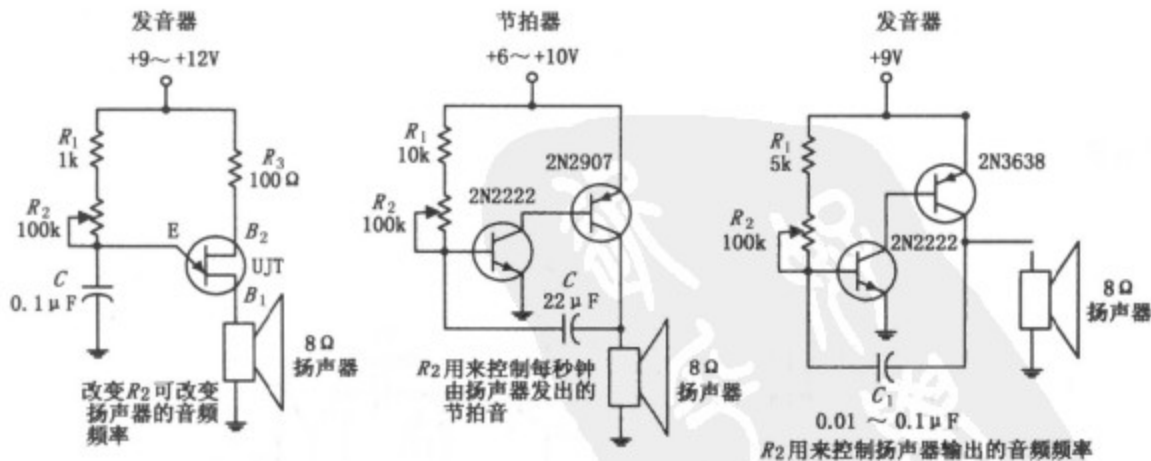


图 11.17

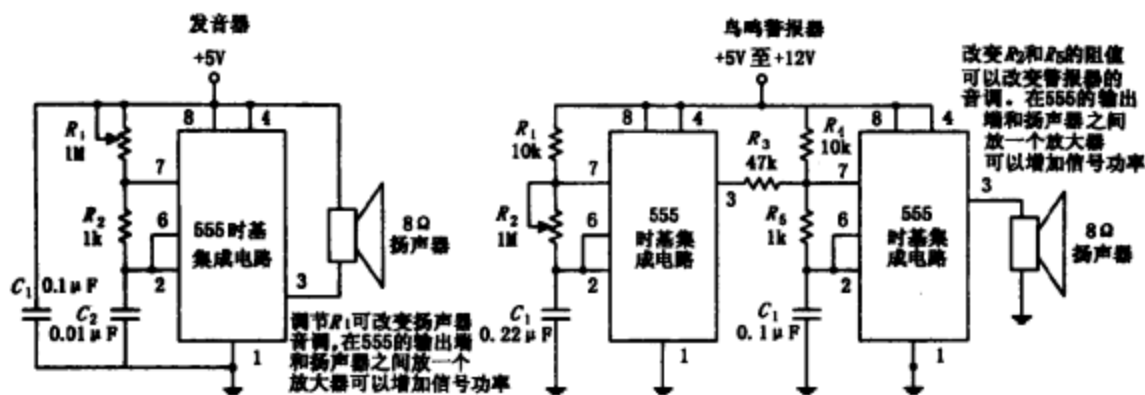


图 11.17 (续)

简易蜂鸣器电路

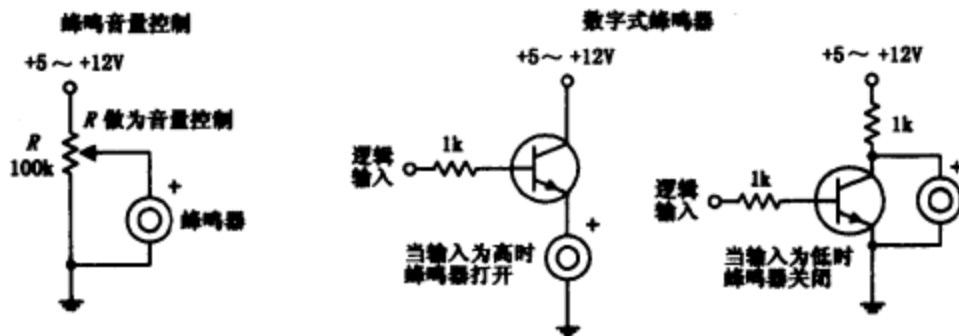


图 11.18

扩音器

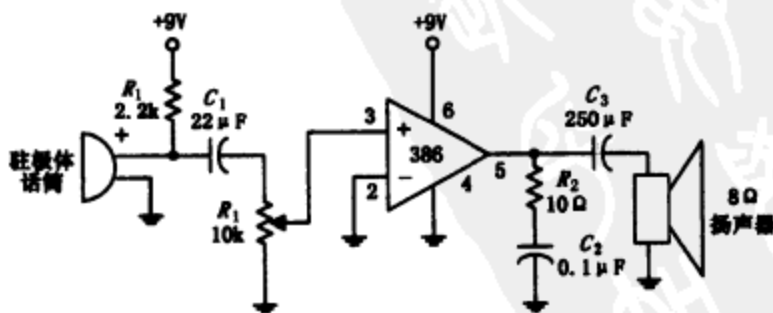


图 11.19

声控有源开关

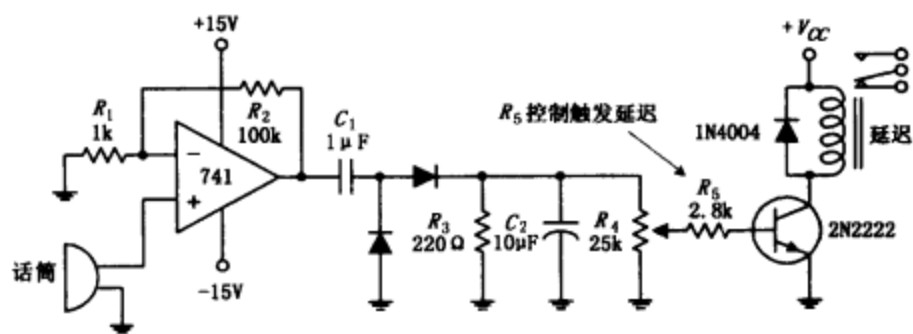


图 11.20



数字电子技术

12.1 数字电子技术基础

在本章之前，涉及的主要是电子学中的模拟部分——那种用来接收和响应给定范围内连续变化的电压信号的电路。这样的模拟电路有整流器、滤波器、放大器、简单的 RC 定时器、振荡器和简单的晶体管开关电路等。虽然就其自身而言，这些电路都很有用，但它们都缺乏一种共同的主要特性：它们无法存储和处理用来解决复杂的逻辑问题的单元信息。要使电路具有逻辑判断处理能力，就必须采用数字电子技术。

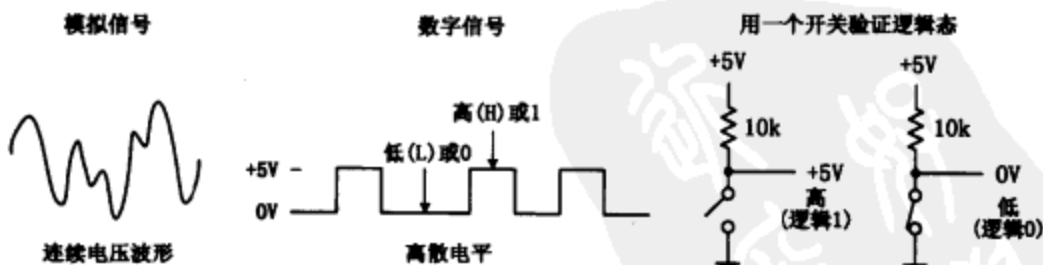


图 12.1

12.1.1 数字逻辑状态

在数字电子学中，电路的任意点上只会出现两种电平状态：高电平或低电平。它们可以表示许多不同的东西，例如，可以用来表示开关或饱和晶体管的导通或关断状态，也可以用来表示一个数中的一位，或者某件事是否发生，或某些行为是否被执行。

高、低电平可以用布尔逻辑的“真”与“假”来表示。大部分情况下，高电平=真，低电平=假。不过并非一定如此——你可以定义：

高电平=假，低电平=真。在数字语言中，为防止读者被这种规定弄乱，通常用正逻辑和负逻辑两种术语，正逻辑指：高电平=真。负逻辑指：高电平=假。

布尔逻辑中1和0被用于表示是与非。不巧的是，在数字电路中它们被用来表示高低电平的状态，高电平=1和低电平=0。正如你所见，这将引起一些混淆，特别是在无法确定采用的是正逻辑还是负逻辑时。本章的后面将给出一些这方面的例子。

高、低电平状态的实际电压取决于所用的特定逻辑集成电路（这里，数字部件完全基于集成电路）。一般来说，+5V即为高电平，0V（接地）为低电平。但有时候（如12.4中所述）也不是这样。比如，有些集成电路把+2.4~+5V当作高电平，0~+0.8V当作低电平。其他的集成电路则可能有完全不同的电压范围，将在本章的后面讨论这些细节。

12.1.2 数字电路中使用的数码

二进制

由于数字电路仅工作在两种电平状态，因而很适合采用二进制数制来保持信息。一个二进制数由两个被称为位元的二进制数0和1组成，比如0=低电平，1=高电平。作为对比，一个十进制的数，比如736，可以10的幂次表示为：

$$736_{10} = 7 \times 10^2 + 3 \times 10^1 + 6 \times 10^0$$

类似地，一个二进制数，比如11100（ 28_{10} ）可以2的幂次表示为：

$$11100_2 = 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0$$

下标说明正在使用的数制，比如 X_{10} 代表十进制数， X_2 代表二进制数。最左边的数位称作最高位(MSB)，最右边的数位称作最低位(LSB)。十进制数与二进制数的相互转换如下图所示。

十—二进制转换

二—十进制转换

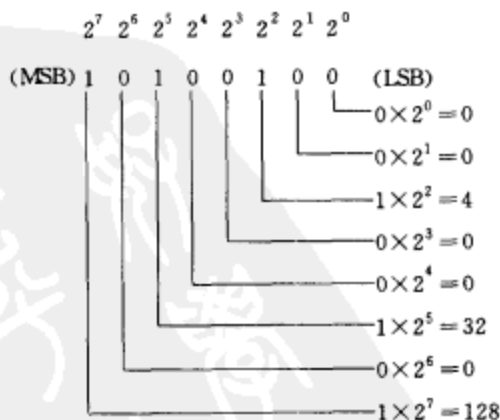
109₁₀ 转换成二进制

10100100转换成十进制

109/2=54余数为1(LSB)
54/2=27余数为0
27/2=13余数为1
13/2=6余数为1
6/2=3余数为0
3/2=1余数为1
1/2=0余数为1(MSB)

答案:1101101
8位答案:01101101

将十进制数连续除以2，并保留余数，第一个余数成为LSB，而最后一个余数为MSB。



如图所示展开二进制数，并将各项相加，得到的结果就是十进制数。

答案:164₁₀

图 12.2

应当注意的是，大多数数字系统所处理的数字串位数为4，8，16，32等等。在上面给出的十进制—二进制转换的例子中，得到的答案是7位长的。在一个8位系统中，你应当在MSB的前面加0（比如01101101），16位的系统就要9个0，比如000000001101101。

实际应用时最简单的方法是利用计算器进行数制转换。举例来说,要将一个十进制数转换成二进制数,只要在基数 10 模式下键入这个十进制数,然后变换到二进制模式(这通常需要使用一个 2d 功能键),这个数就转换成二进制数了(由 1 和 0 组成的数)。要将二进制数转换成十进制数,开始于二进制模式,键入数字,然后切换到十进制模式。

八进制和十六进制

数字电路中经常用到的另外两种数制是八进制和十六进制。在八进制(基数为 8)系统中,允许使用的八个数是 0、1、2、3、4、5、6、7。在十六进制(基数为 16)系统中,允许使用的十六个数是 0、1、2、3、4、5、6、7、8、9、10、A、B、C、D、E、F。这里给出对应十进制数的八进制和十六进制数的例子:

$$247_8 (\text{八进制}) = 2 \times 8^2 + 4 \times 8^1 + 7 \times 8^0 = 167_{10} (\text{十进制})$$

$$2D5_{16} (\text{十六进制}) = 2 \times 16^2 + D (=13_{10}) \times 16^1 + 5 \times 16^0 = 725_{10} (\text{十进制})$$

现在,二进制数已成为数字系统的天然选择,但是当二进制数变长而很难用我们的基于十进制的智力(我们的 10 根手指的一个结果)来解释时,通常将其用十六进制或八进制的形式写出。与十进制数不同,八进制或十六进制数可以很容易从二进制转换而来。这是因为对一个二进制数而言,无论其位数有多长,总是可以按 3 位一组(用于八进制)或 4 位一组(用于十六进制)进行分组——如果二进制数的总位数不能被 3 或 4 整除,你只要简单地在数的前头添加一个零,如图 12.3。

八进制转二进制	二进制转八进制	十六进制转二进制	二进制转十六进制
537 ₈ 转二进制 $\begin{array}{ccc} 5 & 3 & 7 \\ \hline 1010 & 1010 & 111 \end{array}$	111 001 100 ₂ 转八进制 $\begin{array}{ccc} 111 & 001 & 100 \\ \hline 7 & 1 & 4 \end{array}$	3E9 ₁₆ 转二进制 $\begin{array}{ccc} 3 & E & 9 \\ \hline 0011 & 1110 & 1001 \end{array}$	1001 1111 1010 0111 ₂ 转十六进制 $\begin{array}{ccc} 1001 & 1111 & 1010 & 0111 \\ \hline 9 & F & A & 7 \end{array}$
答案: 101010111 ₂	答案: 714 ₈	答案: 0011 1110 1001 ₂	答案: 9FA7 ₁₆

用 3 位二进制数代替每个八进制数,反之将每 3 位二进制数用 1 位八进制数代替。然后将这些 3 位数组合在一起(或者将八进制数组合在一起)

用 4 位二进制数代替每个十六进制数,反之将每 4 位二进制数用 1 位十六进制数代替。然后将这些 4 位数组合在一起(或者将十六进制数组合在一起)

图 12.3

今天,十六进制已经基本上取代了八进制系统。八进制曾经流行一时,因为那时微处理器系统所使用的 12 位和 36 位的字,包括一个 6 位的字母数字编码,都可以按 3 位为一组(1 个八进制数)进行分割。今天,微处理器系统主要使用 8、16、20、32 或 64 位元的字,它们都可以按 4 位为一组(1 个十六进制数)进行分割。换句话说,一个 8 位的字可分成 2 个十六进制数,一个 16 位的字可分成 4 个十六进制数,一个 20 位的字可分成 5 个十六进制数,等等。二进制数的十六进制表示出现在许多存储器和微处理器的应用中。在这些应用中,利用程序代码(比如在汇编语言里)来注明存储器地址或初始化其他一些特殊任务,否则的话就需要输入很长的二进制数。举例来说,一个用来标志一百万个存储器单元中的一个存储器单元的 20 位地址码(在汇编语言中)可以用一个由 5 个十六进制数组成的十六进制码来替代。注意,随后要用一个编译程序将汇编语言中的十六进制数转换成微处理器能够使用的二进制数(机器码)。表 12.1 给出了转换表。

表 12.1 十进制、二进制、八进制、十六进制、BCD 转换表

十进制	二进制	八进制	十六进制	BCD
00	0000 0000	00	00	0000 0000
01	0000 0001	01	01	0000 0001
02	0000 0010	02	02	0000 0010
03	0000 0011	03	03	0000 0011
04	0000 0100	04	04	0000 0100
05	0000 0101	05	05	0000 0101
06	0000 0110	06	06	0000 0110
07	0000 0111	07	07	0000 0111
08	0000 1000	10	08	0000 1000
09	0000 1001	11	09	0000 1001
10	0000 1010	12	0A	0001 0000
11	0000 1011	13	0B	0001 0001
12	0000 1100	14	0C	0001 0010
13	0000 1101	15	0D	0001 0011
14	0000 1110	16	0E	0001 0100
15	0000 1111	17	0F	0001 0101
16	0001 0000	20	10	0001 0110
17	0001 0001	21	11	0001 0111
18	0001 0010	22	12	0001 1000
19	0001 0011	23	13	0001 1001
20	0001 0100	24	14	0010 0000

BCD 码

二进制编码的十进制 (BCD) 用于将十进制数中的每一位数字表示成为 4 位二进制数, 举例来说, 数 150_{10} 用 BCD 码来表示则为

$$\begin{array}{ccc}
 1 & 5 & 0 \\
 / & | & \backslash \\
 0001 & 0101 & 0000
 \end{array}
 \quad 150_{10} = 0001\ 0101\ 0000_{(BCD)}$$

从 BCD 转换成二进制码是一件很困难的事, 见图 12.4。当然, 可以取巧, 首先从 BCD 码转换成十进制码, 然后转换成二进制码, 但这样并不能让你明了机器是如何利用这些 1 和 0 处理事件的。实际上难得需要做 BCD—二进制转换, 所以我将不详谈这个主题, 我将其留给你自己去领会其是如何工作的 (见图 12.4)。

BCD 通常使用在输出显示十进制数 (0~9) 的情况, 例如在数字钟和万用表中所见到的那样。对 BCD 码的讨论将在后面的 12.3 节中进行。

符号数和补码

直到现在我尚未涉及负的二进制数。你该如何表示这样的二进制数呢? 一个简单的方法是采用符号表示法。在这种方法中, 你只需简单地预留出一位作为符号位, 这个位通常是 MSB (最高有效位)。如果该符号位为 0, 则为正数; 如果符号位为 1, 则为负数 (见图

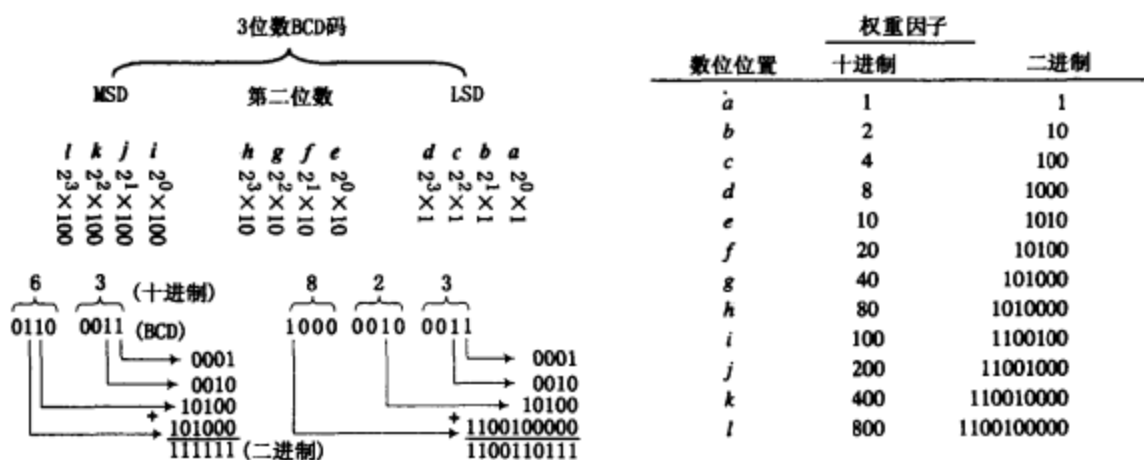


图 12.4

12.5)。虽然符号表示法简单，但仍然很少使用，原因是与减法相比加法需要不同的程序（正如你将在下节中要看到的那样）。偶尔你会看见符号数用于显示和模数应用中，但几乎从来不会用在执行运算的电路中。

在处理负数时更流行的选择是采用补码表示法。在补码中，正数精确地与无符号二进制数相同，而被表示成二进制数的一个负数，当加上与其相应的正的等效值时结果为零。用这种方法，你能够避免采用两种单独的程序处理加法和减法，这在下一节中可看到这些是如何工作的。图 12.5 概要说明了如何从一个十进制数转换成二进制数进而得到补码，以及相反过程的简单程序。

十进制、符号数、补码转换

十进制	符号数	补码	十进制转换成补码	
+7	0000 0111	0000 0111	+41 ₁₀ 转换成补码	如果十进制数为正，则其补码等于与十进制数等价的二进制原码。
+6	0000 0110	0000 0110	二进制原码=0010 1001	如果十进制数位负，则其补码由以下两个步骤生成：
+5	0000 0101	0000 0101	补码 = 0010 1001	1) 将与十进制数等价的二进制原码逐位取反（将 1 变为 0，0 变为 1）得到反码；
+4	0000 0100	0000 0100	-41 ₁₀ 转换成补码	2) 由反码加 1 得到补码。符号位总是为 1。
+3	0000 0011	0000 0011	二进制原码=0010 1001	如果补码为正（符号位为 0），执行常规的二进制—十进制转换。
+2	0000 0010	0000 0010	反码 = 1101 0110	如果补码为负（符号位为 1），十进制数将为负数。
+1	0000 0001	0000 0001	加 1 +1	十进制由以下三个步骤生成：
0	0000 0000	0000 0000	补码 = 1101 0111	1) 将补码逐位取反；
-1	1000 0001	1111 1111	补码转换成十进制	2) 加上 1 后获得二进制原码；
-2	1000 0010	1111 1110	11001101 (补码) 转成十进制	3) 执行二进制—十进制转换。
-3	1000 0011	1111 1101	补码 = 1100 1101	
-4	1000 0100	1111 1100	反码 = 0011 0010	
-5	1000 0101	1111 1011	加 1 +1	
-6	1000 0110	1111 1010	原码 = 0011 0011	
-7	1000 0111	1111 1001	十进制数 = -51 ₁₀	
-8	1000 1000	1111 1000		

图 12.5

二进制数算术运算

二进制、十六进制数等的加、减、乘、除运算可以用一台设置成特殊模式的计算器来完成。但这种投机取巧的做法不能帮助你理解完成这些运算的“技巧”，尤其在设计实际的运算电路时这种技巧变得很重要。这里给出二进制数加、减法的基本技术。

$$\begin{array}{r}
 + 5_{10} = \begin{array}{cccc} & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ + 3_{10} = & 0 & 1 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 1 & 0 \end{array} \\
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{r}
 + 20_{10} = 00010100 \\
 + 87_{10} = 01010111 \\
 \hline
 01101011
 \end{array}$$

图 12.6

$$\begin{array}{r}
 4_{10} = \begin{array}{cccc} & & 1 & \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ - 1_{10} = & 0 & 0 & 0 \\ \hline 3_{10} = & 0 & 0 & 1 \end{array} \\
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{r}
 + 19_{10} = 00010011 \\
 - 7_{10} = 11111001 \\
 \hline
 \text{Sum} = 00001100
 \end{array}$$

图 12.7

加法

二进制数的加法与十进制数的加法一样，只要加法的结果导致数字的任何一列大于数字 1 时，一个 1 就会被进位到下一列做加法运算。

减法

十进制数的减法并非如所见到的那样容易。二进制数的减法类似于十进制数的减法，但容易混淆。比如说，你可能认为如果要从一个 0 中减去一个 1，只要从左边的一列借一个 1 即可。错了！你必须借 10 (2_{10})。如果你想用手试着完成这一过程，你会很头疼的。做二进制减法的窍门是采用补码表示法，这种表示法提供了前面提到的符号位，并且只要加上由负数变换而来的正数求和即可。这种方法常常为数字电路所用，因为其允许加法和减法同时使用一个电路，无须为从一个较大的数中减去一个较小的数而犯难。

ASCII 码

ASCII (美国信息互换标准代码) 是一种文字数字码，用来在计算机与外设 (如打印机、键盘等等) 之间传送字符、符号、数字以及特殊的非打印字符。ASCII 码由 128 个单独的 7 位代码组成，其中从 000 0000 (或十六进制码 00) 到 001 1111 (或十六进制码 1F) 的代码预留给非打印字符或特殊的机器命令如 ESC (退出)、DEL (删除)、CR (回车)、LF (换行) 等等。从 010 0000 (或十六进制码 20) 到 111 1111 (或十六进制码 7F) 的代码预留给可打印字符如 a、A、#、&、{、@、3 等等，参见表 12.2 和表 12.3。事实上，当 ASCII 码被传送时，一个附加位被加上以使其与 8 位系统一致。这个附加位或许被设成 0 并被忽略，或许被用作错误检测的校验位 (将在 12.3 节中涉及)，或者作为特殊功能位，用来实现特殊字符的附加设置。

表 12.2 ASCII 非打印字符

十进制	十六进制	7 位码	控制符	字符	意义	十进制	十六进制	7 位码	控制符	字符	意义
00	00	000 0000	ctrl-@	NUL	空	07	07	000 0111	ctrl-G	BEL	铃声
01	01	000 0001	ctrl-A	SOH	标题开始信号	08	08	000 1000	ctrl-H	BS	回格
02	02	000 0010	ctrl-B	STX	正文起始	09	09	000 1010	ctrl-I	HT	水平制表
03	03	000 0011	ctrl-C	ETX	正文结束	10	0A	000 1011	ctrl-J	LF	换行
04	04	000 0100	ctrl-D	EOT	磁带结束符	11	0B	000 1100	ctrl-K	VT	直列制表
05	05	000 0101	ctrl-E	ENQ	询问	12	0C	000 1101	ctrl-L	FF	换页
06	06	000 0110	ctrl-F	ACK	命令正确应答	13	0D	000 1110	ctrl-M	CR	回车

续表

十进制	十六进制	7位码	控制符	字符	意义	十进制	十六进制	7位码	控制符	字符	意义
14	0E	000 1111	ctrl-N	SO	移出	23	17	001 0111	ctrl-W	ETB	信息组传送结束
15	0F	000 1111	ctrl-O	SI	移入	24	18	001 1000	ctrl-X	CAN	取消
16	10	001 0000	ctrl-P	DLE	数据传送换码	25	19	001 1001	ctrl-Y	EM	信息结束
17	11	001 0001	ctrl-Q	DC1	设备控制 1	26	1A	001 1010	ctrl-Z	SUB	替代
18	12	001 0010	ctrl-R	DC2	设备控制 2	27	1B	001 1111	ctrl-[ESC	转换字符
19	13	001 0011	ctrl-S	DC3	设备控制 3	28	1C	001 1100	ctrl-\	FS	文件分割
20	14	001 0100	ctrl-T	DC4	设备控制 4	29	1D	001 1101	ctrl-]	GS	组分割
21	15	001 0101	ctrl-U	NAK	无应答	30	1E	001 1110	ctrl-^	RS	纪录分割
22	16	001 0110	ctrl-V	SYN	同步空闲	31	1F	001 1111	ctrl_	US	单位分割

表 12.3 ASCII 可打印字符

十进制	十六进制	7位码	字符	十进制	十六进制	7位码	字符	十进制	十六进制	7位码	字符
32	20	010 0000	SP	64	40	100 0000	@	96	60	110 0000	,
33	21	010 0001	!	65	41	100 0001	A	97	61	110 0001	A
34	22	010 0010	"	66	42	100 0010	B	98	62	110 0010	B
35	23	010 0011	#	67	43	100 0011	C	99	63	110 0011	C
36	24	010 0100	\$	68	44	100 0100	D	100	64	110 0100	D
37	25	010 0101	%	69	45	100 0101	E	101	65	110 0101	E
38	26	010 0110	&	70	46	100 0110	F	102	66	110 0110	F
39	27	010 0111	'	71	47	100 0111	G	103	67	110 0111	G
40	28	010 1000	(72	48	100 1000	H	104	68	110 1000	H
41	29	010 1001)	73	49	100 1001	I	105	69	110 1001	I
42	2A	010 1010	*	74	4A	100 1010	J	106	6A	110 1010	J
43	2B	010 1011	+	75	4B	100 1011	K	107	6B	110 1011	K
44	2C	010 1100	,	76	4C	100 1100	L	108	6C	110 1100	L
45	2D	010 1101	-	77	4D	100 1101	M	109	6D	110 1101	M
46	2E	010 1110	.	78	4E	100 1110	N	110	6E	110 1110	N
47	2F	010 1111	/	79	4F	100 1111	O	111	6F	110 1111	O
48	30	011 0000	0	80	50	101 0000	P	112	70	111 0000	P
49	31	011 0001	1	81	51	101 0001	Q	113	71	111 0001	Q
50	32	011 0010	2	82	52	101 0010	R	114	72	111 0010	R
51	33	011 0011	3	83	53	101 0011	S	115	73	111 0011	S
52	34	011 0100	4	84	54	101 0100	T	116	74	111 0100	T
53	35	011 0101	5	85	55	101 0101	U	117	75	111 0101	U
54	36	011 0110	6	86	56	101 0110	V	118	76	111 0110	V
55	37	011 0111	7	87	57	101 0111	W	119	77	111 0111	W
56	38	011 1000	8	88	58	101 1000	X	120	78	111 1000	X
57	39	011 1001	9	89	59	101 1001	Y	121	79	111 1001	Y
58	3A	011 1010	:	90	5A	101 1010	Z	122	7A	111 1010	Z
59	3B	011 1011	;	91	5B	101 1011	[123	7B	111 1011	{
60	3C	011 1100	<	92	5C	101 1100	\	124	7C	111 1100	
61	3D	011 1101	=	93	5D	101 1101]	125	7D	111 1101	}
62	3E	011 1110	>	94	5E	101 1110	^	126	7E	111 1110	~
63	3F	011 1111	?	95	5F	101 1111	_	127	7F	111 1111	DEL

12.1.3 时钟计时、并行传输与串行传输

在开始下一节前，让我们先来对三个重要的项目做一个简要的回顾：时钟计时、并行传输和串行传输。

时钟计时

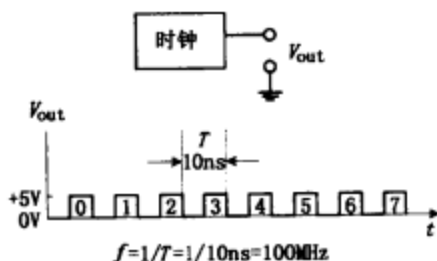


图 12.8

数字电路需要精确的计时以获得合适的功能。通常由一个时钟电路产生一串频率固定的高低脉冲，作为系统中所有重要动作的计时参考。时钟还用来使得数据逐位通过数字电路。时钟脉冲的周期与频率的关系为 $T=1/f$ ，所以，如果 $T=10\text{ns}$ ，则 $f=1/(10\text{ns})=100\text{MHz}$ 。

串行表示与并行传输

二进制信息可以串行或并行方式从一个地方传送到另一个地方。串行格式用 1 根导线（和 1 根公共地）传送数据，二进制的每一位占用一个单独的时钟周期，从一位到另一位的变化发生在时钟脉冲的上升沿或下降沿——具体是哪一个边沿取决于所使用的电路。图 12.9 显示一个 8 位的字 (10110010)，在 8 个时钟脉冲 (0~7) 内从电路 A 传送到电路 B。在计算机系统中，串行通讯常常用于键盘和计算机之间的数据传送，也用在两台计算机之间通过电话线进行的数据传送。

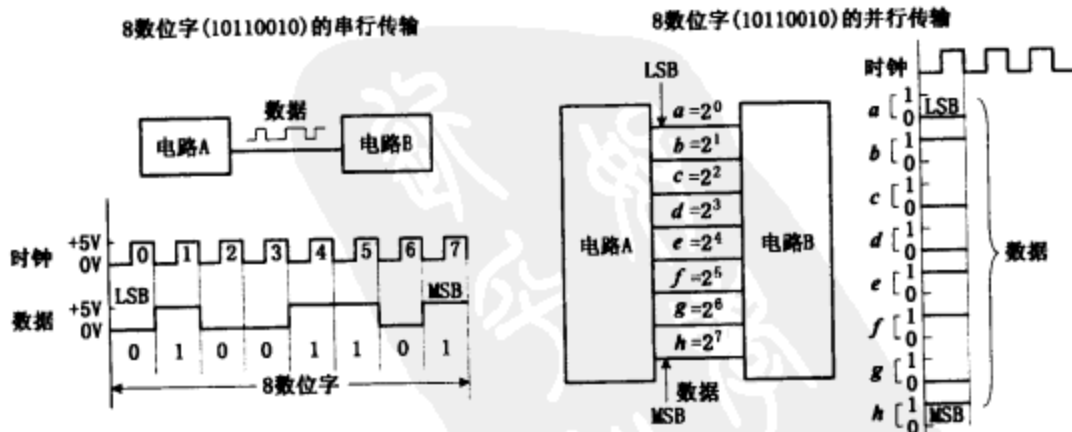


图 12.9

并行传送为每一位数据提供一根单独的导线（以及 1 根公共地）。在图 12.9 中，一个 8 位的字串 (01110110) 从电路 A 送到了电路 B。如你所见，与串行传送不同，整个字的传送仅用了一个时钟周期，而不是 8 个时钟周期，换句话说，传送的速度快了 7 倍。并行通讯最常在微处理器系统（如内存、输出寄存器等）中见到。

12.2 逻辑门

逻辑门是数字电子学的基本单元。基本逻辑门包括反相器（非门）、与门、与非门、或门、或非门、异或门和异或非门。每一种逻辑门完成一种不同的逻辑操作，图 12.10 给出了每种逻辑门的功能描述以及开关模拟和晶体管模拟电路。

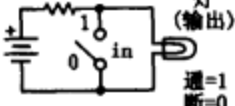
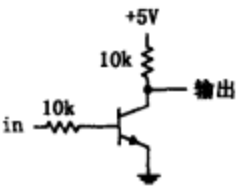
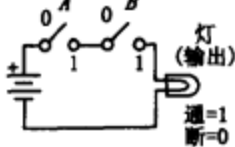
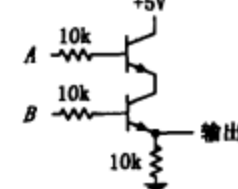
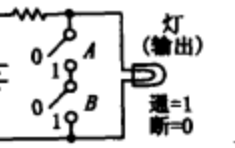
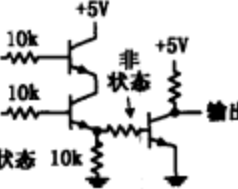
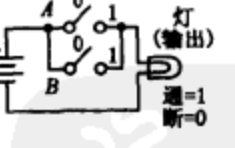
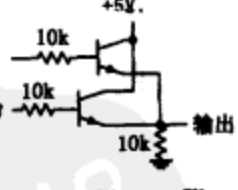
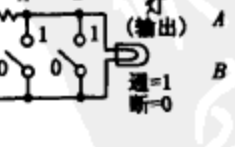
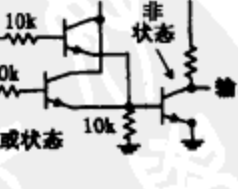
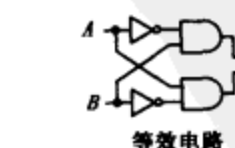

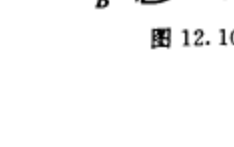
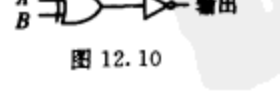
电路类型	真值表	开关模拟	晶体管模拟	功能															
反相器(非门)	<table border="1"> <tr><th>输入</th><th>输出</th></tr> <tr><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td></tr> </table> <p>0=低电平 1=高电平</p>	输入	输出	0	1	1	0	 <p>灯 (输出) 通=1 断=0</p>		非门或反相器的输出逻辑电平与其输入逻辑电平相反									
输入	输出																		
0	1																		
1	0																		
与门	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>输出</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	A	B	输出	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	 <p>灯 (输出) 通=1 断=0</p>		仅当两个输入均为高时与门的输出为高
A	B	输出																	
0	0	0																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	1																	
与非门	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>输出</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	A	B	输出	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	 <p>灯 (输出) 通=1 断=0</p>	 <p>非状态 与状态</p>	组合了非门和与门的功能。当两个输入均为高时输出为低
A	B	输出																	
0	0	1																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	0																	
或门	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>输出</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	A	B	输出	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	 <p>灯 (输出) 通=1 断=0</p>		如果一个或两个输入为高，则或门输出为高，仅当两个输入均为低时输出为低
A	B	输出																	
0	0	0																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	1																	
或非门	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>输出</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	A	B	输出	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	 <p>灯 (输出) 通=1 断=0</p>	 <p>非状态 或状态</p>	组合了非门和或门的功能；如果一个或两个输入为高，则输出为低，两个输入均为低时输出为高
A	B	输出																	
0	0	1																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	0																	
异或门(XOR)	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>输出</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	A	B	输出	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	 <p>灯 (输出) 通=1 断=0</p>	 <p>等效电路</p>	如果两个输入端互不相同，则异或门输出为高，否则为零
A	B	输出																	
0	0	0																	
0	1	1																	
1	0	1																	
1	1	0																	
异或非门(XNOR)	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>输出</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	A	B	输出	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1	 <p>灯 (输出) 通=1 断=0</p>	 <p>等效电路</p>	组合非门和异或门的功能；如果两个输入端相同则输出为高
A	B	输出																	
0	0	1																	
0	1	0																	
1	0	0																	
1	1	1																	

图 12.10

12.2.1 多输入端逻辑门

与门、与非门、或门和或非门常常有多于两个的输入端（而异或门和异或非门仅有两个输入端）。图 12.11 展示了 4 输入端与门、8 输入端与门、3 输入端和 8 输入端或非门。对于 8 输入端与门，只有当所有的输入端都为高电平时输出才为高。对于 8 输入或门，至少要有 1 个输入为高电平时，输出才为高。

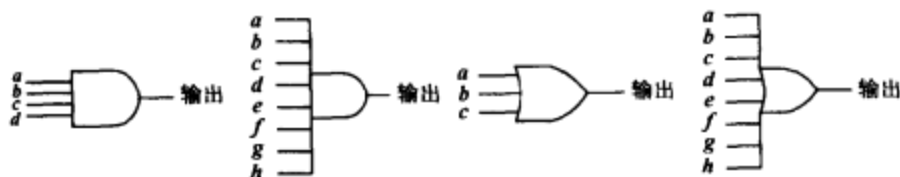


图 12.11

12.2.2 数字逻辑门集成电路

数字逻辑门的构造最好留给集成电路制造商。事实上，从总性能（功耗、速度、驱动能力等等）以及总造价和总的外形尺寸来说，以分立的方式制造门电路是很不实用的。

在数字逻辑制造中采用了一些技术，其中两种最流行的技术是 TTL 逻辑门（晶体管-晶体管逻辑门）和 CMOS（互补场效应晶体管）逻辑门。TTL 将晶体三极管纳入其设计中，而 CMOS 则采用场效应晶体管。两种技术具有相同的基本功能，但具体特性（比如功耗、速度、输出驱动能力等等）不同。TTL 和 CMOS 系列中有许多子系列。这些子系列，以及各个子系列的特性，将在 12.4 节中做更详细的讨论。

一个 TTL 或 CMOS 逻辑集成电路内所包含的逻辑门数量超过一个（比如四个 2 输入与非门，六个反相器）。集成电路中的每一个逻辑门共享一个公共的电源供给，这通过两个电源引脚实现，一个是电源正极引脚（ $+V_{CC}$ 或 $+V_{DD}$ ）和一个接地引脚（GND）。TTL 集成电路的绝大多数和 CMOS 集成电路被设计成运行在 $+5V$ 电压下。（这并不适用于所有逻辑门系列，我将在以后讨论。）

一般而言，输入和输出电平被分别设计成 $0V$ （低）和 $+5V$ （高）。然而，实际需要的输入电平和可提供的输出电平并非一成不变。举例来说：74xx 系列的 TTL 系列，在保证高电平为 $2.4\sim 5V$ ，低电平为 $0\sim 0.4V$ 时，可认为输入电压为 $2.0\sim 5V$ 时为高电平， $0\sim 0.8V$ 时为低电平。不过，对于 CMOS 4000B 系列（ $V_{CC} = +5V$ ）来说，公认的输入电压范围是： $3.3\sim 5V$ 为高电平， $0\sim 1.7V$ 为低电平，可保证输出高电平和低电平分别为 $4.9\sim 5V$ 和 $0\sim 0.1V$ 。而现在我们只要了解一些这些集成电路的外表特征——见图 12.12 和图 12.13。图中列出的 CMOS 集成电路包括 74HCxx、4000 (B)，TTL 集成电路包括 74xx、74Fxx、74LS 等。

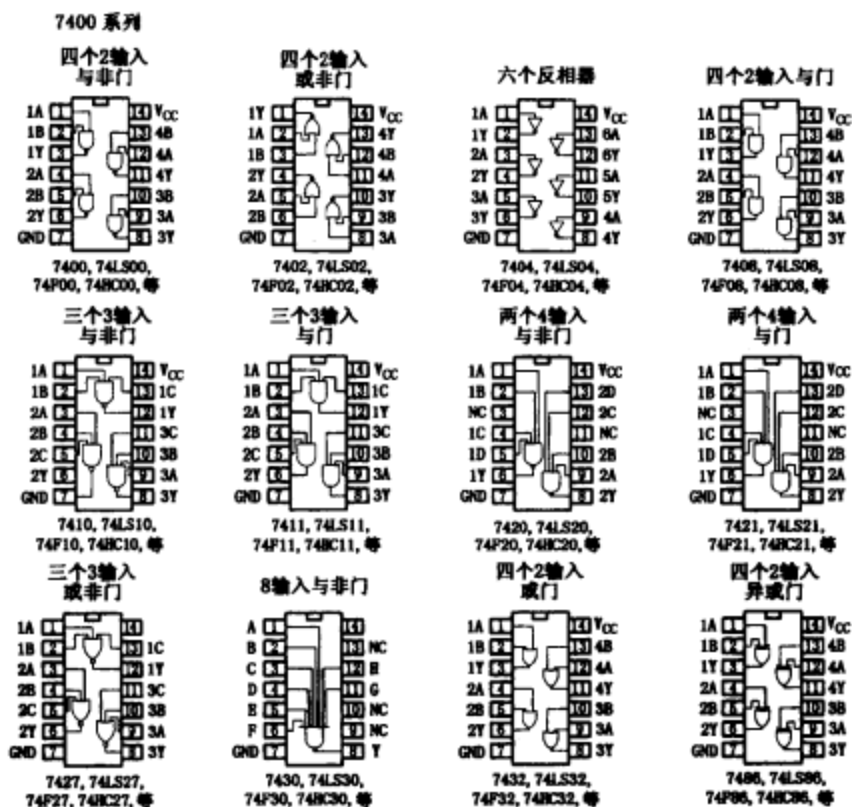


图 12.12

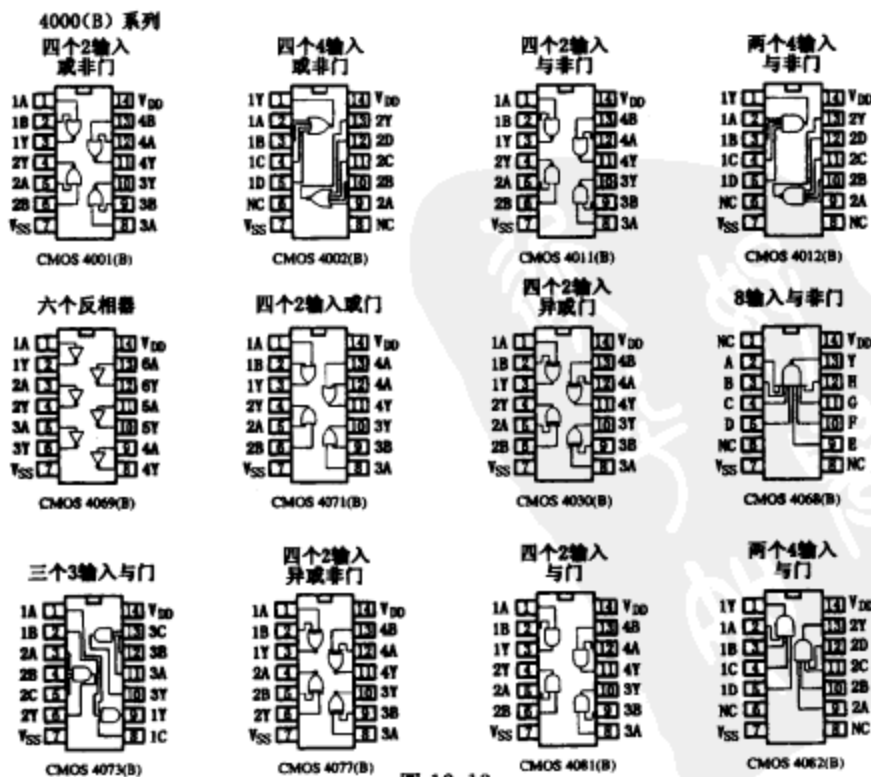


图 12.13

12.2.3 单逻辑门应用

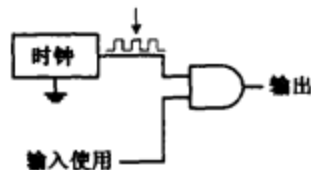
在我们介绍用组合逻辑门构成复杂的逻辑门电路之前，让我们先关注一下单逻辑门的简单应用。

使能/禁止控制

使能/禁止门是一种用来控制给定波形通路的逻辑门。该给定波形，比如时钟信号，接至逻辑门的一个输入端，而另一个输入端则用作使能/禁止控制端。使能/禁止门经常用在数字系统中，用来使能和禁止来自各种设备的信息。图 12.14 显示了两种使能/禁止电路。第一种使用了一个与门电路，第二种使用了一个或门。与非门和异或门也常常被用作使能/禁止门。

使用与门作为启动门

$$f_{\text{clk}} = 1\text{MHz}, T_{\text{clk}} = 1\mu\text{s}$$



使用或门作为启动门

$$f_{\text{clk}} = 1\text{MHz}, T_{\text{clk}} = 1\mu\text{s}$$

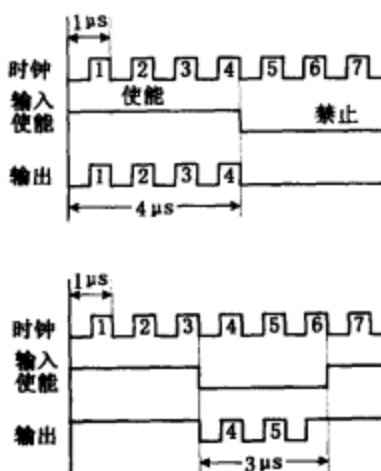
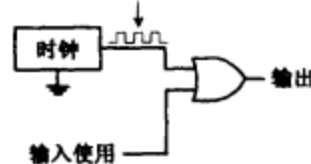


图 12.14

在图的上半部分，一个与门起到使能/禁止门的作用。当使能输入端设置为高时，时钟信号将被传送到输出端。在这个例子中，使能输入保持高电平 4 μs，允许 4 个时钟脉冲通过（这里 $T_{\text{clk}} = 1\mu\text{s}$ ）。当使能输入端设置为低时，门被禁止，时钟脉冲无法输出。

图的下半部分，一个或门被用来作为使能/禁止门。当使能输入端为高时，即使时钟信号是变化的，输出端始终保持为高，而当使能输入端为低时，时钟脉冲可以通过输出端。

波形产生

通过使用逻辑门的基本使能/禁止功能，如上例所示，借助重复脉冲产生电路，可生成用于时序电路数字控制的特定波形。波形产生电路的一个例子是约翰逊计数器，如图 12.15 所示。约翰逊计数器将在 12.8 节中讨论，现在让我们简单地关注它的输出。图中，约翰逊计数器利用时钟脉冲产生不同的输出波形，见图中的时序图。输出端 A、B、C 和 D 保持 4 μs（四个时钟周期）并且相互偏移 1 μs。输出端 \bar{A} 、 \bar{B} 、 \bar{C} 和 \bar{D} 产生的波形分别与 A、B、C 和 D 端的输出相反。

现在，可能有某种应用电路，它以 4 μs 宽的方波脉冲用作计数脉冲。那么，假如需要一个起始于 2 μs 处、结束于 5 μs 处的 3 μs 宽的高电平波形，我们该做些什么呢？这正是逻辑门派得上用场的地方。举例来说，如果你将一个与门的输入端接到计数器的 A 和 B 输出端，你将在与门的输出端得到起始于 2 μs 处、结束于 5 μs 处的高电平波形：从 1 μs 至 2 μs 处与门的输出为低电平（A=1, B=0），从 2 μs 至 5 μs 处与门的输出为高电平（A=1, B=1），从 5 μs 至 6 μs 处与门的输出为低电平（A=0, B=1）。参见图 12.16 最左边部分。

其他特殊波形能够通过使用不同的逻辑门和约翰逊移位计数器的不同输出端的组合来产

约翰逊移位计数器

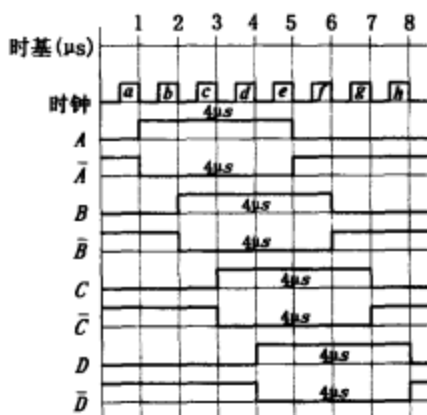
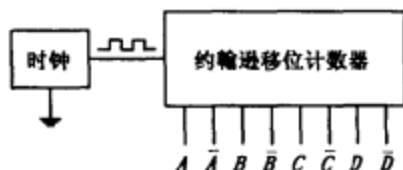
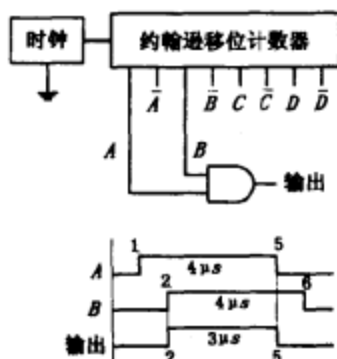


图 12.15

用于1μs至5μs的波形的连接



其他可能的连接及其波形

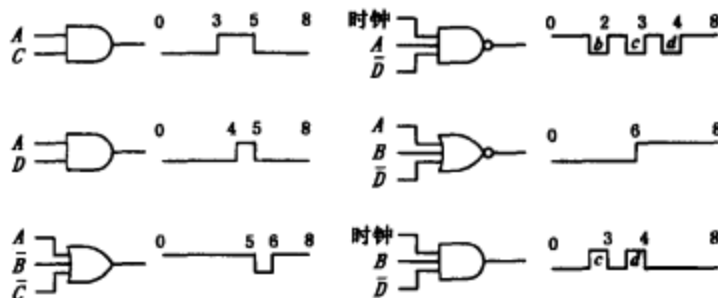


图 12.16

生。图 12.16 还显示了用逻辑门配合约翰逊移位计数器构成的其他六种可能的应用。

12.2.4 组合逻辑

组合逻辑包括将逻辑门组合在一起构成更有用、功能更复杂的电路。举例来说，让我们来设计这样一种逻辑，用来指示一个机器人仅当碰到一组特殊条件时可以自我充电（寻找一个电源插座）。“自我充电”的条件如下：机器人的电池用完（由来自电池检测电路的高电压指示）；或一个工作日结束（由来自计时电路的高电压指示）；或吸尘完成（由来自吸尘完成检测电路的高电压指示），和上蜡完成（由来自上蜡完成检测电路的高电压指示）。让我们也假定当一个高电平加到电源插座搜寻程序电路的输入端时电路被激活。

图 12.17 为两种简单的用来完成机器人逻辑功能的组合电路。这两种电路使用的门电路数不同，但具有相同的功能。现在的问题是，我们如何着手设计这些电路？在每一种电路中，很难预计需要何种门电路。你只需简单地将出现在条件语言里的单词“and”转换成逻辑电路中的与门，将出现在条件语言里的单词“or”转换成逻辑电路中的或门。

然而，当你开始设计更复杂的电路时，单凭直觉来确定采用何种逻辑门以及如何将它们

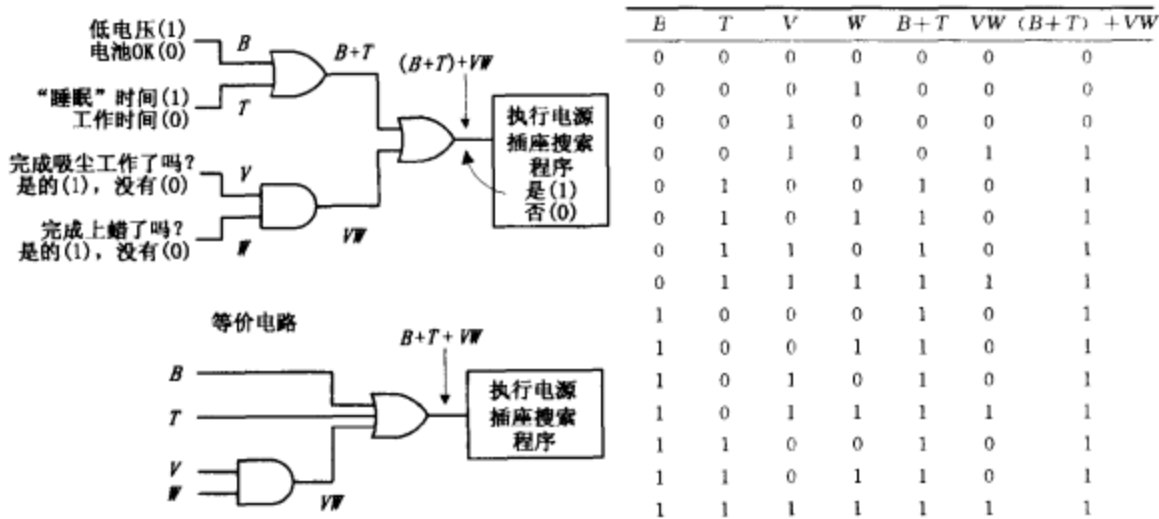


图 12.17

组合起来变得非常困难了。为了简化组合电路的设计，一种特殊的称作布尔代数的符号语言应运而生，这种语言仅适用于真与假两种变量。上述机器人电路的一种布尔表达式可能具有如下形式：

$$E = (B+T) + VW$$

该式总的意思是如果 B（电池检测电路的输出量）或 T（计时电路的输出量）为真，或 V 和 W（吸尘和上蜡电路的输出量）为真，则 E（电源插座电路的输入量）为真。注意单词“or”（或）由符号+来表示，而单词“and”（与）被表示成一种两变量的乘积。另一个需要注意的是在布尔代数中术语真表示为 1，而假表示为 0，我们假定此为 正逻辑，即真=高电平。对机器人电路使用布尔表达式，我们能够得到下列一些结果（图 12.17 中的真值表提供了所有可能的结果）：

$E = (B+T) + VW$	
$E = (1+1) + (1 \cdot 1) = 1+1=1$	（电池低，睡眠时间，家务完成=去充电）
$E = (1+0) + (0 \cdot 0) = 1+0=1$	（电池低=去充电）
$E = (0+0) + (1 \cdot 0) = 0+0=0$	（未完成打蜡=尚不需充电）
$E = (0+0) + (1 \cdot 1) = 0+1=1$	（已经完成所有家务=去充电）
$E = (0+0) + (0 \cdot 0) = 0+0=0$	（未完成吸尘和上蜡=尚不需充电）

机器人例子展示了如何在布尔表达式中表示“and”和“or”功能。但非运算（非、与非、或非）和异运算（异或、异或非）又是如何在布尔项中表达呢？为了表示非，只需在要非的变量上面划一条线。同样，在与表达式的上面划一条线，表示与非；在或表达式的上面划一条线表示或非。对于异运算，使用符号⊕。图 12.18 列出了各种逻辑门的布尔表达式。

就像传统代数，布尔代数也有一组能被用于简化布尔表达式的逻辑恒等式，这可使得电路更简洁。这些恒等式被称为加法交换律、加法结合律、分配律等等。不用为给各种恒等式命名而烦恼，只需简单地参考图 12.19 左边列出的恒等式。虽然有一些不是那么明显，这些恒等式中的大部分无需加以说明。图 12.19 右图中的各种电路显示了一些恒等式的等价电路。

各种逻辑门的布尔表达式

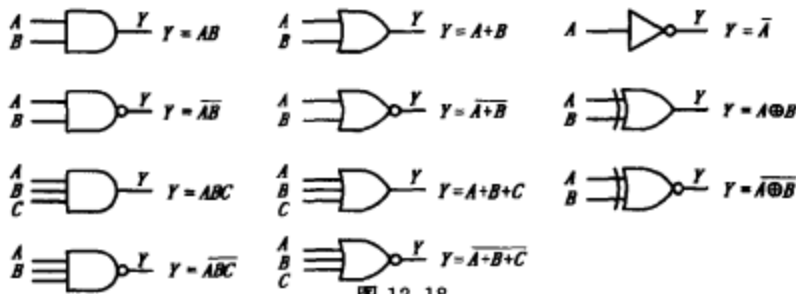


图 12.18

逻辑恒等式

- 1) $A + B = B + A$
- 2) $AB = BA$
- 3) $A + (B + C) = (A + B) + C$
- 4) $A(BC) = (AB)C$
- 5) $A(B + C) = AB + AC$
- 6) $(A + B)(C + D) = AC + AD + BC + BD$
- 7) $\bar{1} = 0$
- 8) $\bar{0} = 1$
- 9) $A \cdot 0 = 0$
- 10) $A \cdot 1 = A$
- 11) $A + 0 = A$
- 12) $A + 1 = 1$
- 13) $A + A = A$
- 14) $AA = A$
- 15) $\bar{\bar{A}} = A$
- 16) $A + \bar{A} = 1$
- 17) $A\bar{A} = 0$
- 18) $\overline{A+B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$
- 19) $\overline{AB} = \bar{A} + \bar{B}$
- 20) $A + \bar{A}B = A + B$
- 21) $\bar{A} + AB = \bar{A} + B$
- 22) $A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B} = (A + B)(\bar{A}\bar{B})$
- 23) $A \oplus B = AB + \bar{A}\bar{B}$

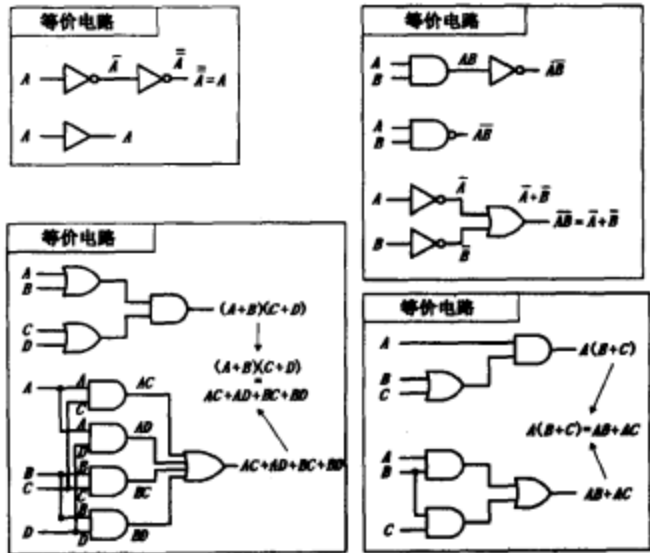


图 12.19

例

先找出图 12.20 中电路的初始布尔表达式，然后利用逻辑恒等式化简，构造出需要较少逻辑门的具有相同功能的电路。

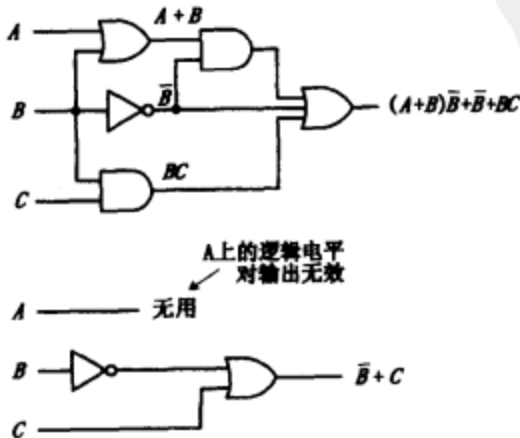


图 12.20

这里列出的电路可以由下列布尔表达式表示

输出 = $(A + B) \bar{B} + \bar{B} + BC$

再利用恒等式 5

$(A + B) \bar{B} = A \bar{B} + B \bar{B}$ 可得到

输出 = $A \bar{B} + B \bar{B} + \bar{B} + BC$

利用恒等式 17 ($B \bar{B} = 0$) 和恒等式 11 ($B + 0 = B$), 可得到

输出 = $\bar{B} (A + 1) + BC$

利用恒等式 12 ($A + 1 = 1$) 和恒等式 10 ($A \cdot 1 = A$) 可得到

输出 = $\bar{B} (1) + BC = \bar{B} + BC$

最后, 利用恒等式 21 ($\bar{A} + AB = \bar{A} + B$), 可得到化简后的表达式

输出 = $\bar{B} + C$

注意 A 现在消失了, 这意味着在 A 端的逻辑输入对输出端没有贡献, 因而可以被省略。根据这种化简, 可得到图下部的简化电路。

异或运算 (恒等式 22 和 23)

现在让我们来看一看前面才提到的那一对不是那么明显的逻辑恒等式, 即异或门 (恒等式 22) 和异或非门 (恒等式 23)。图 12.21 左边部分等价于异或门电路。在较下面的两种等价电路中, 恒等式 22 通过布尔化简得到证明。图右边部分是异或非门的等价电路。为了证明恒等式 23, 你只要简单地对恒等式 22 取反即可。

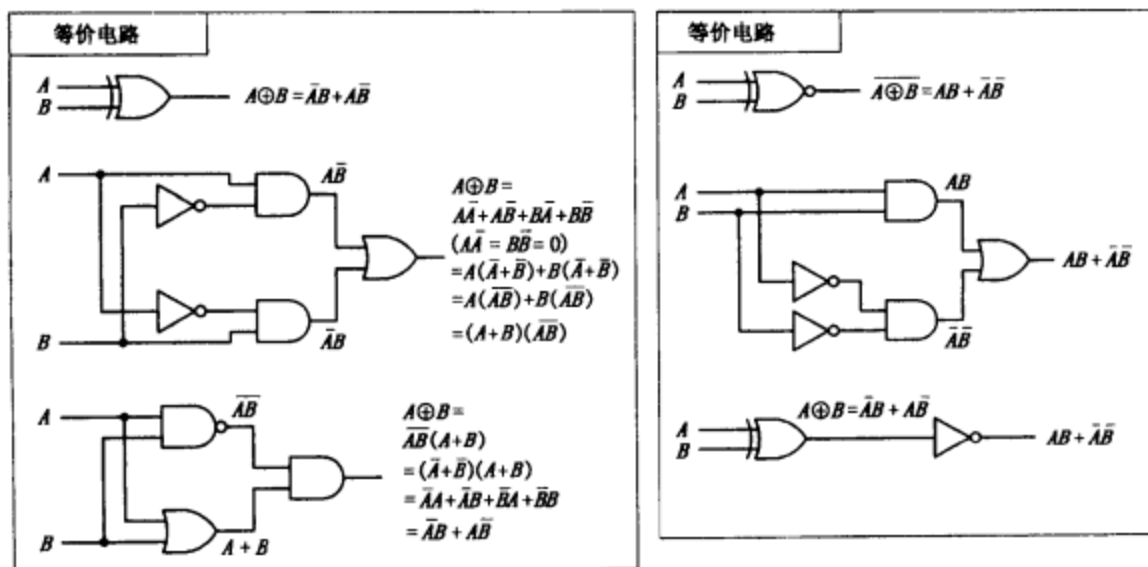


图 12.21

摩根定理 (恒等式 18 和 19)

要化简包含与非门和或非门的电路, 你可以使用一种非常有用的定理, 即著名的摩根定理。这个定理允许你将两个以上变量上具有反相条的表达式, 转换成仅含有单个变量上具有反相条的表达式。摩根定理 (恒等式 18 和 19) 如下所示:

$$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B} \quad (2 \text{ 个变量}) \qquad \overline{A \cdot B \cdot C} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} \quad (3 \text{ 个以上变量})$$

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B} \qquad \overline{A + B + C} = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$$

证明这些恒等式成立的最简单的方法是使用下图, 注意这些等价电路的真值表是相同的。注意出现在图中最左边门输入端的反相小圆圈。这种反相小圆圈意味着在输入变量 A 和 B 作用到基本门之前已经被反相 (取非)。换句话说, 小圆圈是非门的简化表示。

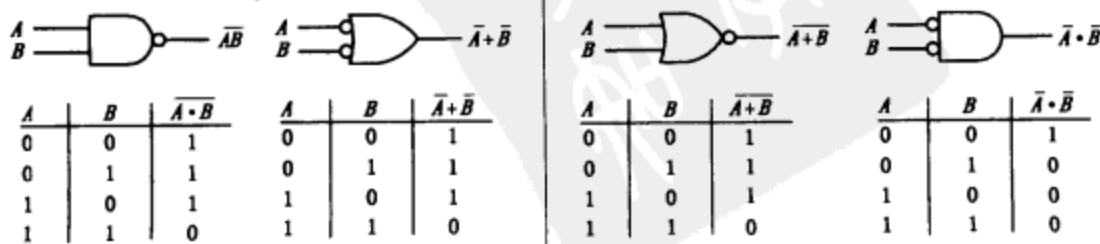


图 12.22

为什么要使用输入反相或门符号代替与非门符号？或者为什么使用输入反相与门符号代替或非门符号？这取决于设计者的选择——看哪种选择用起来符合逻辑。举例来说，当设计一个电路时，若采用或反相输入或者与反相输入比采用与非输入或者或非输入更容易时，就可采用前者构建电路。用输入反相门可能在建立真值表或者建立输入布尔表达式时会更容易些——特别是在没有多个变量在同一个反相条下的场合。当然，在构造实际的工作电路时，你可能要输入反相的与非门和或非门，因为它们无须在输入端附加非门。

冒泡法

一种基于摩根定理的构造等价逻辑电路的快捷方法被称作冒泡法 (bubble pushing)。

冒泡法包括下列诀窍：首先将与门转变为或门，或者将或门转变为与门；其次将转换“泡泡”添加到原先没有小“泡泡”的输入端和输出端，同时将原来有小“泡泡”的改成没有小“泡泡”的，这样就可以了。你可以自行通过验证原逻辑门和经过泡沫变换的逻辑门的真值表，证明这种做法的可行性，或者你也可以用摩根定理通过布尔表达式证明之。图 12.23 显示了冒泡法的例子。

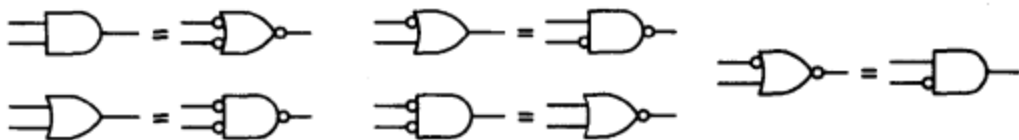


图 12.23

与非门和或非门的通用能力

与非门和或非门被称作通用逻辑门，因为这两种门可通过自我组合构成所有其他可能的逻辑门。这种用与非门或者或非门建立任何逻辑门的能力明显有用。举例来说，如果你手边没有异或门集成电路，你就可以使用一块含有多个与非门的集成电路（比如 74HC00）来替代。图 12.24 展示了如何用与非门或者或非门来建立不同的逻辑门等价电路。

与或非门 (AOI)

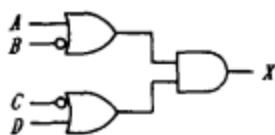
当化简一个布尔表达式时，得到的典型方程式具有如下两种形式之一：和的乘积式 (POS) 或者乘积和的形式 (SOP)。一个 POS 表达式表现为两个以上的变量首先相或，再和其他多个相或的变量做与运算。而 SOP 表达式表现为两个以上的变量首先相与，再和其他多个相与的变量做或运算。图 12.25 为两种提供相同逻辑功能的电路（它们相互等价），其中左边的电路按 POS 表达式设计，右边的电路按 SOP 表达式设计。

上述设计中，哪一种电路最好？是按照 POS 表达式设计的好还是按照 SOP 表达式设计的好？在这里显示出 POS 设计似乎是比较好的选择，因为其所用的逻辑门较少。然而，由于很容易用布尔表达式工作，所以 SOP 设计很好。举例来说，在上面列出的布尔表达式中你更愿意用哪一个 (POS 或 SOP) 来建立真值表？SOP 表达式似乎是明智的选择。采用 SOP 设计的一个更实际的原因是，被称作与或非门 (AOI) 的专用集成电路被设计成更适

逻辑门	与非门等价电路	或非门等价电路
非门	$AA = \bar{A}$	$A+A = \bar{A}$
与门	$\overline{\overline{AB}} = AB$	$\overline{\overline{A+B}} = A+B$
与非门		\bar{A}
或门	$\overline{\overline{A}} \overline{\overline{B}} = A+B$	$\overline{\overline{A+B}} = A+B$
或非门	$\overline{\overline{A}} \overline{\overline{B}} = A+B$	
异或门		
异或非门		

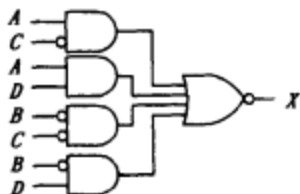
图 12.24

适合POS表达式的逻辑电路



$$X = (A + \bar{B})(\bar{C} + D)$$

适合SOP表达式的逻辑电路



$$X = A\bar{C} + AD + \bar{B}C + \bar{B}D$$

由SOP表达式得到的真值表
(比POS更容易得到)

A	B	C	D	$A\bar{C}$	AD	$\bar{B}C$	$\bar{B}D$	X
0	0	0	0	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1
1	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	0	1
1	1	0	1	1	1	0	0	1
1	1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	1	0	0	1

图 12.25

合于 SOP 的表达式。比如，图 12.26 是利用 74LS54 AOI IC 构建一个输出反相的 SOP 表达式，它通过将两个 2 输入与门和两个 3 输入与门的输出或非在一起来实现。设计时可以在输出端加入一个非门以去掉反相条。如果其中的一些输入端不用，则应该将它们置于高电平，如图中右边的示例电路所示。AOI 集成电路流行多种不同的配置——使用时对照产品目录看看哪些适用。

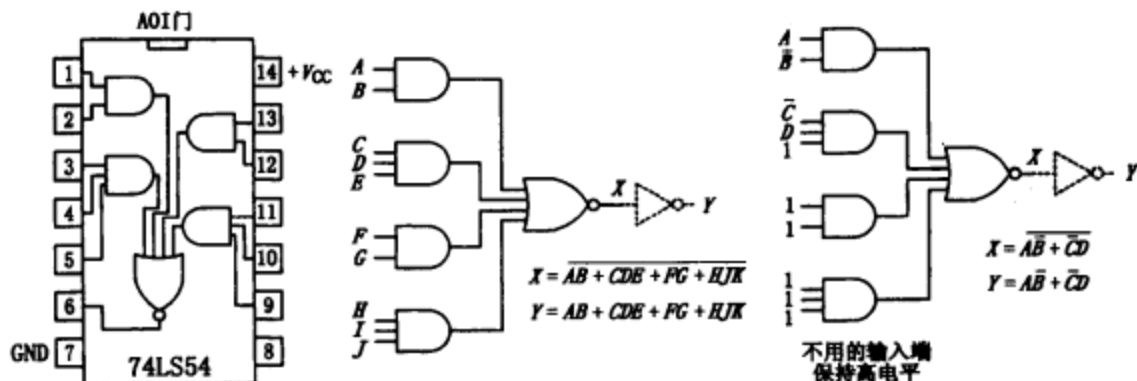


图 12.26

12.2.5 组合逻辑电路的简化（卡诺图）

我们已经看到逻辑恒等式是如何化简布尔表达式。这种化简很重要，因为它减少了用来构造逻辑电路的逻辑门数量。然而，正如我确信一样，你也会同意，用普通方法求解布尔问题不是一件容易的事，这需要花费时间和技巧。现在，一种简单的方法可以避免这样一种不愉快的工作：得到一个可以接受真值表或布尔表达式的计算机程序，然后由程序给出最简单的表达式，甚至可能给出电路示意图。可是，假使你没有这样一种程序来帮助你解决这个问题，你还要坚持用普通的布尔方法来解决这个问题吗？不用！你所要做的就是引用卡诺图技术。根据给定的真值表（或能够转换真值表的布尔表达式），利用这种技术将其转换成卡诺图，再运用一些简单的图形规则，可得到最简单的（大部分情况下）可能的布尔表达式用于你的最终电路。当电路的输入量为三四个时，卡诺图工作得最好，这种情况下，事情通常不一定需要做太多的考虑；超过四个输入量，事情就变得很棘手了。下面是一个三输入系统如何应用卡诺图的基本概括：

1. 首先，选择一个期望的真值表。让我们选择图 12.27 中的一个（如果你只有布尔表达式，可将其转换成 SOP 表达式，然后由 SOP 表达式建立真值表——参见图 12.26 的做法）

2. 其次，根据真值表画出卡诺图。卡诺图类似于真值表，只不过是沿着两个轴线方向填充变量。从真值表转换到卡诺图，减少了 1 和 0 的数。图 12.27 说明了转换是如何执行的。

3. 建立卡诺图后，将相邻的值为 1 的单元格圈成 2 个一组、4 个一组或 8 个一组。你所能划圈的组数越多，得到的最终表达式越简单。换句话说，画上所有可能的圈。

4. 现在，找出那些在每个环中保持不变的变量，然后将这些变量写成 SOP 等式。这里不变的含义是指原变量及其反变量不同时出现在一个环中。比如，图 12.27 中卡诺图上部水

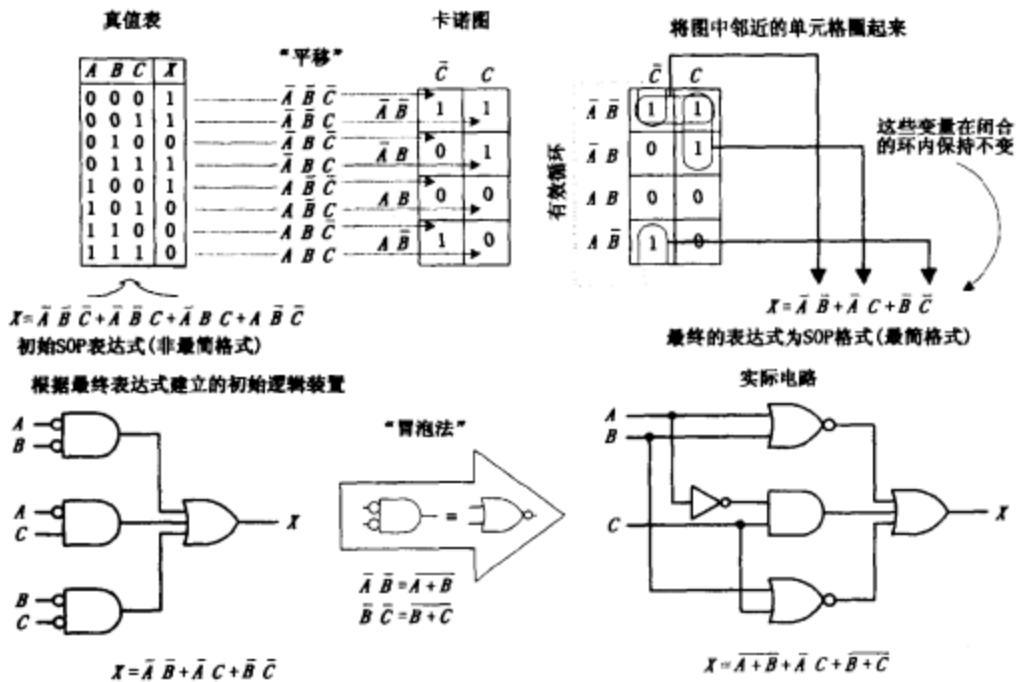


图 12.27

平环能产生出 $\bar{A}\bar{B}$ 项 (SOP 表达式中的第一项), 是因为 \bar{A} 和 \bar{B} 的反变量 (A 和 B) 没有出现。而变量 C 从该项中消失则是因为 C 和 \bar{C} 同时出现。

5. 最后你得到了最简单的可能的表达式, 据此你可以建立自己的逻辑电路。你可能还需应用某些冒泡法以得到最终实际的电路, 如下所示。

采用与三输入方案中一样的基本步骤, 可以将卡诺图技术应用于四输入电路中。然而, 现在你就必须使用一个 4×4 的卡诺图来保持所有的信息。这里有一个关于如何将一个四输入变量真值表 (或未简化的四变量 SOP 表达式) 映射成卡诺图并转换成简单的 SOP 表达式, 然后建立最终逻辑电路的例子, 如图 12.28。

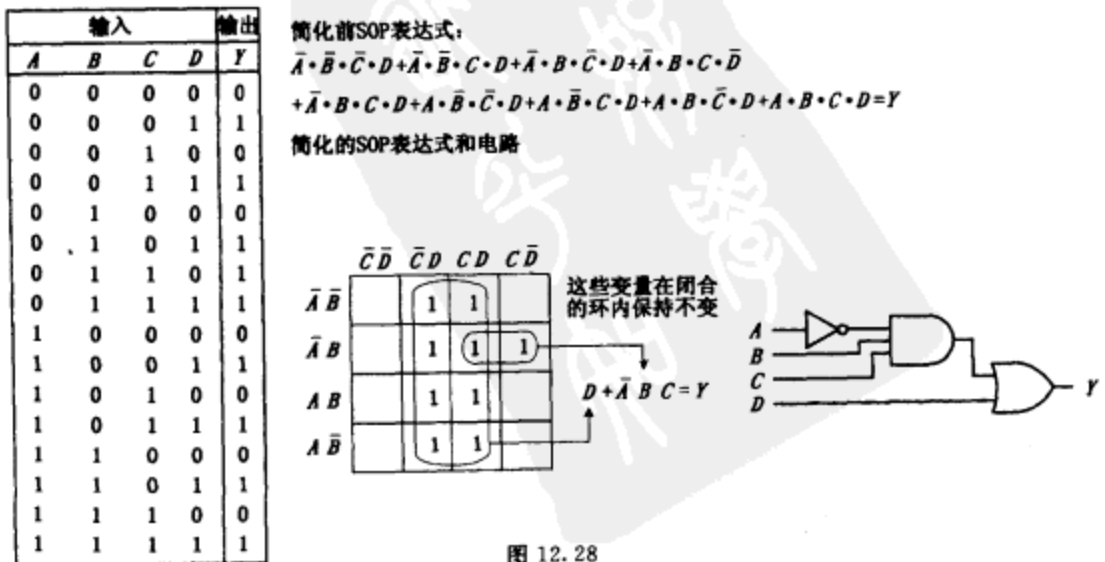


图 12.28

图 12.29 是一个用一块 AOI IC 实现使用卡诺图处理后得到的最终 SOP 表达式的例子。在这里我抛弃了传统的变量名 A、B、C 和 D，目的是说明变量并不局限于此。变量的选择取决于你，而且通常依赖于应用程序。

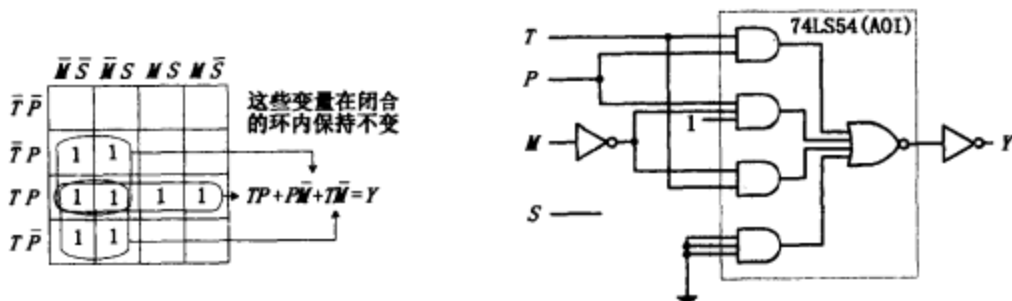


图 12.29

下面是一些 4×4 卡诺图上的其他环形结构的例子：

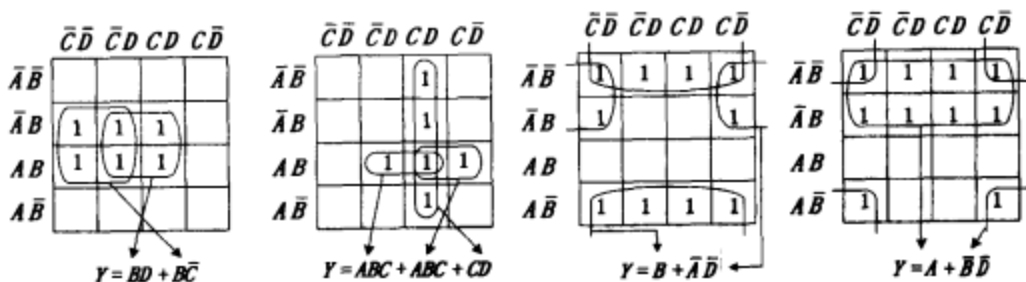


图 12.30

12.3 组合器件

既然我们已经知道如何用逻辑门来实现真值表和布尔表达式中的功能。现在我们就看一下一些实际数字电路中的通用功能。如前所述，这些功能是由包含所有的逻辑门组成的集成电路实现的。

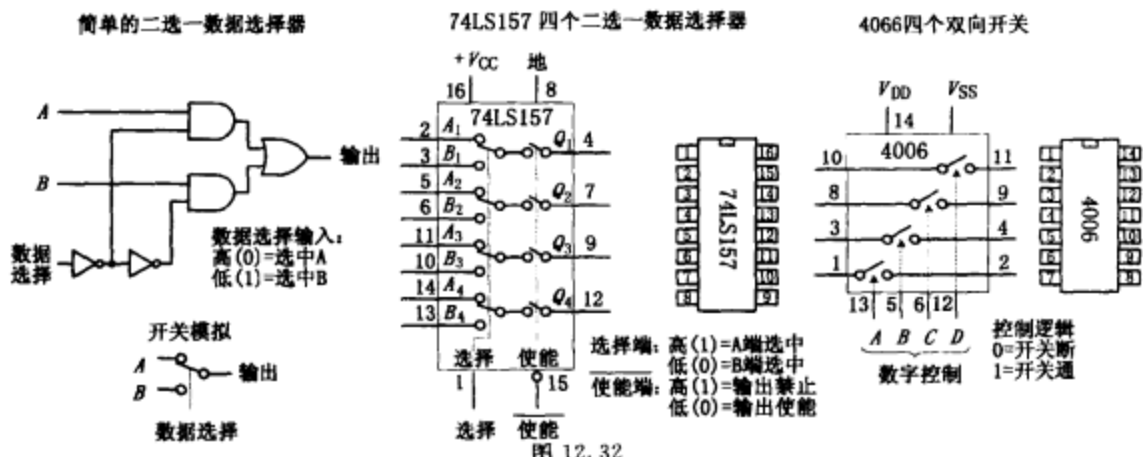
如同逻辑门集成电路，下面要提到的组合集成电路是 4000 和 7400 系列。值得一提的是早期的 TTL 集成电路，如 74138，实质上与类似的较新的集成电路，如 74F138、74HC128 (CMOS)、74LS138 等是同一种器件（相同引脚，相同功能，当然不是所有的）。实际的差别体现在总体性能上（速度、能耗、额定电压等），我将详细说明。



图 12.31

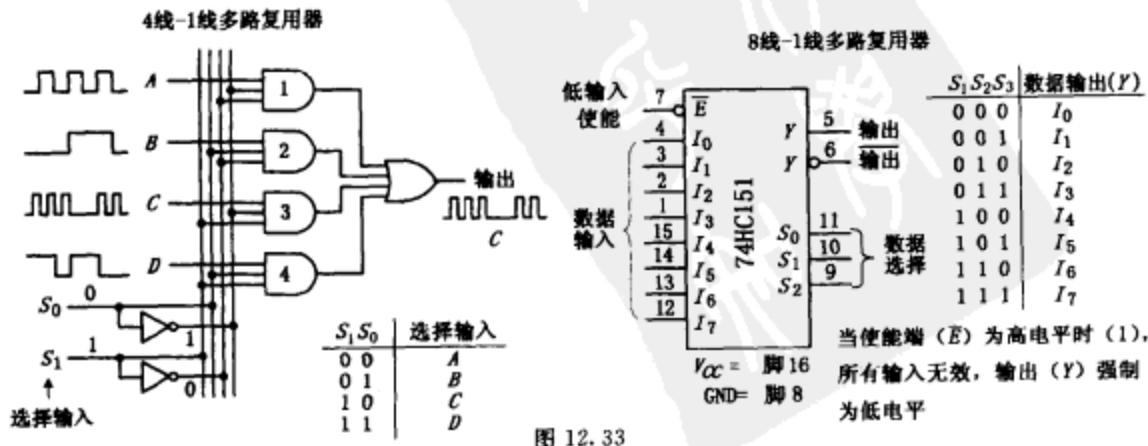
12.3.1 复用器（数据选择器）和双向开关

数据选择器常用作数字控制开关。图 12.32 是一个用逻辑门构成的简单 2 选 1 数据选择器，该电路的数据选择输入端用来控制哪个输入数据（A 或 B）可以被输出；当数据选择端是高电平时，A 通过而 B 被锁定。相反，低电平时，B 通过而 A 被锁定。把与门当作使能逻辑门就可以理解该电路的工作原理。



集成电路可以构成好几种不同的数据选择器。例如，图 12.32 的 74LS157 是 2 选 1 数据选择集成电路，像是一个电控制内嵌式 SPDT（双掷开关）（或是 4PDT）。当选择输入置为高电平 1 时， A_1 、 A_2 、 A_3 、 A_4 就会被输出到 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 。当选择输入置为 0 时， B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 就会被输出到 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 。但是这种输出都是由使能输入端的状态决定的，当使能端是低电平时，所有数据输入信号都被允许通至输出端；而当使能端高电平时，所有数据都无法通过。由于激活功能（使数据到达输出端）只有当低电平时有效，所以这种类型的触发称为低电平触发。低电平触发输入端用小泡指示，并在标签上面画一条线。有些是直接在内标签上画条线。这两种约定都是常用的。

图 12.33 是一个用逻辑门构成的 4 选 1 数据选择器。该电路类似于图 12.32 的 2 选 1 数据选择器，只是外加一个选择输入以提供 4 位地址组合。



当使能端 (\bar{E}) 为高电平时 (1)，所有输入无效，输出 (Y) 强制为低电平

在集成电路中，有各种输入端数量不同的数据选择器，例如，74151为8选1数据选择器，它采用3个选择输入端（ S_0 、 S_1 、 S_2 ），从8个可能的数据输入（ $I_0 \sim I_7$ ）中选一个输入到输出端。该芯片实际上有两个输出，1个原变量端（引脚5）和另一个为反相端（引脚6）。当低电平有效的使能端置为高电平时，不管输入是什么状态，都将迫使原变量输出端为低。

可以把两个小的数据选择器组合起来制作更大的数据选择器，例如，图12.34是一个8选1数据选择器组合成一个16选1多路编码器。另外一种是利用16选1多路编码器IC（如74HC150）。详细的可以查看目录。

组合两个8线-1线多路复用器
构成16线-1线多路复用器

16线-1线多路复用器

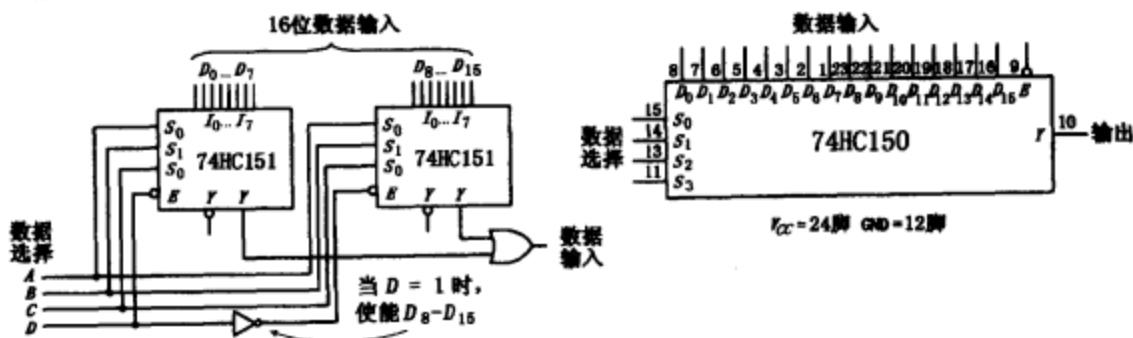


图 12.34

最后，来看一下一种很有用的芯片叫双向开关。如图12.32左边部分是一个4066的双向开关。不像数据选择器，该芯片只是仅仅作为数控的内嵌式双掷开关或内嵌式传输门。使用数字控制输入信号，可以选择哪个开关开，哪个开关关闭。某个门的开关选择输入端为高电平时，该开关就闭合；反之亦然。

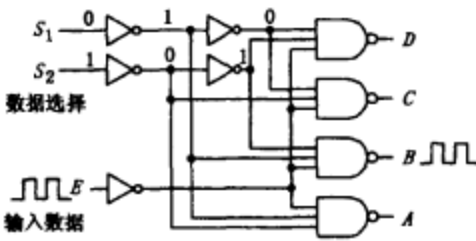
本章的后面还将遇到模拟开关和数据选择器。这些器件采用数字选择输入来控制模拟信号。当你开始将数字世界和模拟世界连接起来时，模拟开关和数据选择器就显得重要了。

12.3.2 分用器（数据分配器）和译码器

分用器是复用器的逆过程。它由一路简单的输入分解出几路输出。图12.35左边是一种由逻辑门构成的4线分用器。要想把输入数据送到某个输出端（A、B、C、D）就必须按照真值表要求将电平加到数据选择输入。注意未被选到的输出端为高电平，被选到的输出端输出电平随输入信号而变。74HC139集成电路包含两个功能独立的四通道数据分配器（如图12.35右所示）。需要更多的输出时可以使用75xx154十六线数据分配器，这种集成电路使用四个数据选择输入端，可从16个可能的输出中选择一个数据。其他类型的数据分配器参见产品目录。

译码器类似于数据分配器，但它不是通过数据选择输入端信号来对输入数据进行排序并输出到特定的输出端口，而是通过数据选择输入端信号选择某个或某几个输出端为高或低电平。各个译码器功能不同，所以它们的地址输入端个数、输出端个数、选定输出端的有效状态等也各不相同。

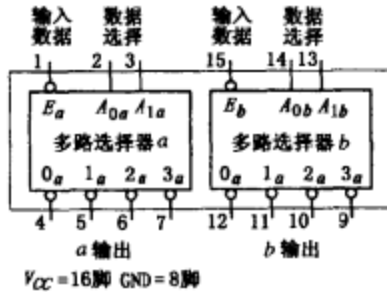
4线多路输出选择器逻辑电容



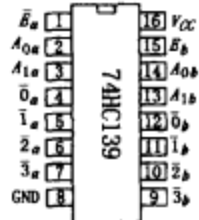
控制逻辑

S_1	S_0	输入发送到	
0	0	A	
0	1	B	禁止输出
1	0	C	保持高电平
1	1	D	

74HC139两个4线多路复用器



$V_{CC}=16$ 脚 GND=8脚



控制逻辑

A_{1a}	A_{0a}	输入发送到
0	0	$\bar{0}_a$
0	1	$\bar{1}_a$
1	0	$\bar{2}_a$
1	1	$\bar{3}_a$

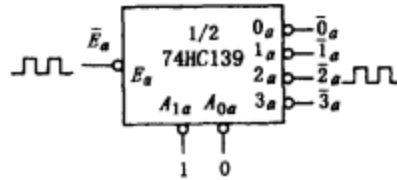
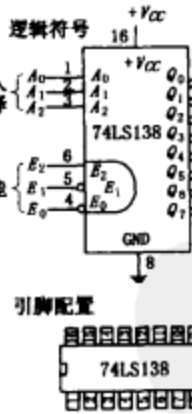
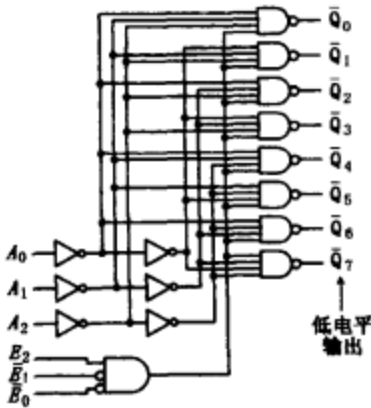


图 12.35

例如，图 12.36 显示的 74LS138 为 8 选 1 译码器，它使用三位地址输入来选择 8 个输出的哪个端口为低电平（其他为高电平）。和图 12.35 的数据分配器一样，这种译码器输出逻辑低电平有效。

1线-8线译码器74LS138逻辑图



74LS138真值表

\bar{E}_0	\bar{E}_1	E_2	A_0	A_1	A_2	\bar{Q}_0	\bar{Q}_1	\bar{Q}_2	\bar{Q}_3	\bar{Q}_4	\bar{Q}_5	\bar{Q}_6	\bar{Q}_7
H	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	H	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	L	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L
L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L
L	L	L	L	H	H	L	L	L	L	L	L	L	L
L	L	L	L	H	H	H	L	L	L	L	L	L	L
L	L	L	L	H	H	H	H	L	L	L	L	L	L
L	L	L	L	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L
L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L
L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L
L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L
L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

L-低电平
H-高电平
X-不确定

图 12.36

输出逻辑低电平有效，意味着当某输出端被选定后，它被设定为低电平，否则保持高电平。输出逻辑高电平有效刚好相反。输出逻辑低电平有效通常用一个小泡指示，但有时也常用一个集成电路逻辑符号上画一条线来指示。输出逻辑高电平有效时没有小泡。把负载（如报警 LED）加在 $+V_{CC}$ 和一个低电平激活输出端之间，可以使电流经过负载反向流入被选中的低电平激活输出端。把负载接在一个高电平输出端口和地线间可以从高电平输出端引入电流通过负载再入地。集成电路所能调节的电流范围相关讨论见 12.4 节。另外，12.10 节给出用于驱动各种类似负载的配置。

现在让我们回头再看 74LS138 译码器，讨论一下剩下的几个使能输入端 E_0 、 E_1 、 E_2 。

想让 74LS138 实现译码功能, 应使输入低电平有效的 E_0 、 E_1 端为低电平, 让输入高电平有效的 E_2 端为高电平。其他任何组合都无法启动 74LS138, 所有输出端都输出高电平。

其他常见的译码器如图 12.37 所示, 如 7442 为 BCD-DEC 译码器, 74154 为 16 选 1 (十六进制) 和 7447 为 BCD-七段译码器。如前所提到的译码器, 这些译码器也是输出低电平有效。7442 可从二—十进制编码的输入中 10 选 1 输出 (0~9)。74154 使用 4 位二进制输入, 从 16 中选择 1 个输出 (0~15)。要使输出低电平 (其他高电平), 使能端都要设为低电平。

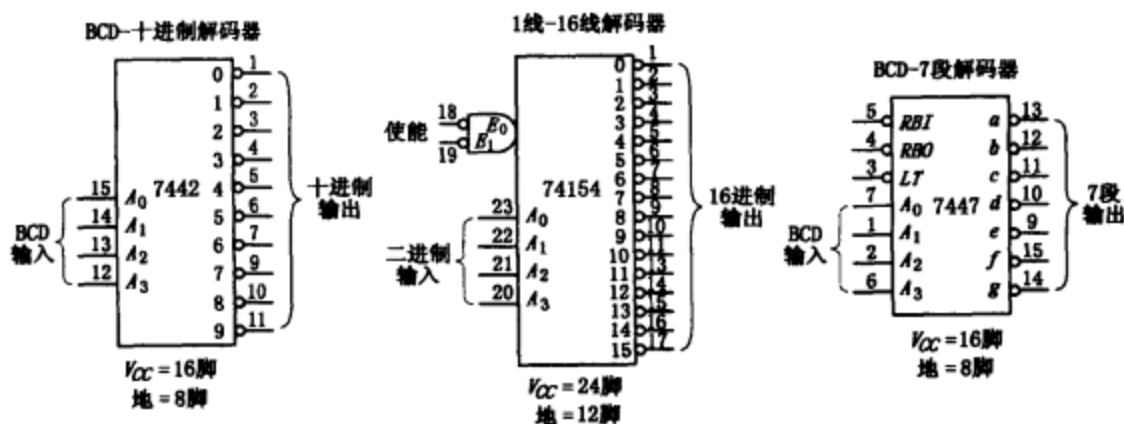


图 12.37

7447 和其他的译码器有些不同, 它可以同时让几个输出为 0。这一功能使得 7447 能用于驱动一个 7 段 LED 显示, 如果想得到不同的数字, 就必须同时驱动几个不同的 LED 片段。如图 12.38, 当二进制数 5 (0101) 输入到 7447 的输入端后, 除了 \bar{b} 和 \bar{e} 外其他所有输出端均为低电平, 这将使得 LED 的 a 、 d 、 c 、 f 、 g 段点亮——7447 正是按真值表和内部布线图所显示的那样让电流流过这几段 LED 的。

7447 BCD-7 段译码器/LED 驱动 IC

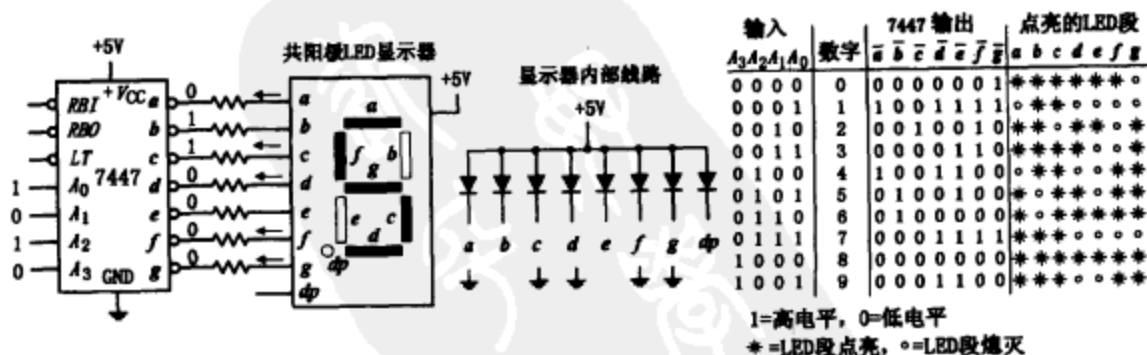


图 12.38

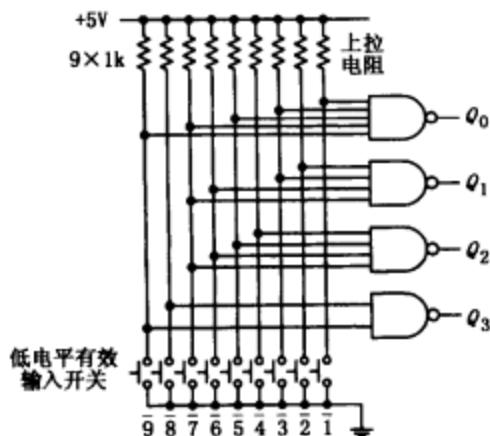
7447 还有一个低电平有效输入端 (\overline{LT}) 用来检测是否所有的 LED 发光段都可用。逐位消隐输入 (\overline{RBI}) 和逐位消隐输出 (\overline{RBO}) 可在多态显示应用中被用在一个多位小数中消除前导零和后缘零。例如, 利用逐位消隐输入和输出, 可将 0056.020 这样一个 8 位数字的表达式显示成 56.02, 消去了两个前导零和一个后缘零。前导零的压缩, 是通过将译码器的

逐位消隐输出接到较低一级译码器的逐位消隐输入端来实现的。最高一级的译码器应该将其逐位消隐输入接地。对小数部分的零消除过程与此类似。

12.3.3 编码器和数码转换器

编码器与译码器相反，用于把单一的数字输入编成一串数码。先看一个简单的例子，十进制—BCD 码编码器，电路如图 12.39 示。

简单的十进制—BCD 编码器



真值表										BCD (负逻辑)			
$\bar{1}$	$\bar{2}$	$\bar{3}$	$\bar{4}$	$\bar{5}$	$\bar{6}$	$\bar{7}$	$\bar{8}$	$\bar{9}$	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	
H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	0000 (0_{10})
L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	H	0001 (1_{10})
H	L	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H	L	0010 (2_{10})
H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	H	0011 (3_{10})
H	H	H	L	H	H	H	H	H	L	H	L	L	0100 (4_{10})
H	H	H	H	L	H	H	H	H	L	H	L	H	0101 (5_{10})
H	H	H	H	H	L	H	H	H	L	H	H	L	0110 (6_{10})
H	H	H	H	H	H	L	H	H	L	H	H	H	0111 (7_{10})
H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	L	L	L	1000 (8_{10})
H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	L	L	H	1001 (9_{10})

H=高电平、L=低电平

图 12.39

在这个电路中，由于连到+5V的上拉电阻的作用，通常所有线路都是高电平。输入一个十进制数后，相应的开关闭合，输出一串BCD码的数字。真值表见图12.39。

图12.40所示为74LS147十进制—BCD码(10线—4线)优先编码IC。74LS147具有和图12.39电路相同的基本功能，但输出为低电平有效。这意味着当选择“3”时得到的输出是LLHH，而在前一个编码器中，得到的则是HHLL。两种输出都对应同样一个“3”，一个(74LS147)采用负逻辑，一个采用正逻辑。如果你不习惯负逻辑，在74LS147后接一个反相器即可变换到正逻辑。使用正、负逻辑依需要而定，例如，驱动一个输入低电平有效的设备时就应采用负逻辑。

两种编码器另一个重要差异在于74LS147有优先功能，而图12.39的编码器则没有。由于74LS147有优先功能，使得当两个或更多个输入端被选中时，只会选中数字最大的输入端。例如，如果3、5、8三个输入端同时被选中，只有数字最大的8会被输出(负逻辑BCD码为LHHH或0111)。图12.40的真值表也体现了这一点——观察表中的“X”项。不具备优先功能的编码器如果同时接受几个数字输入，输出态将难以确定。

图12.41简单显示了如何把编码器和译码器组合起来，实现用LED显示一个数字键盘(0~9)。74LS147对键盘输出数据进行编码(采用负逻辑)，通过反相器后输入到7447七段LED译码IC。

图12.42所示74148八进制—二进制优先编码IC，把一个八进制一位数转换成一个三位二进制数输出。74148也具有优先功能。

一个高电平作用到使能输入端(\bar{EI})将迫使所有输出端处于非激活态(高电平)，并允许移动新的数据到输入端而不会产生错误信息。优先编码工作状态标志(\bar{GS})与使能输出(\bar{EO})可用于系统的扩展。当任一输入为低电平时(有效)， \bar{GS} 输出是低电平有效。当所有的输入

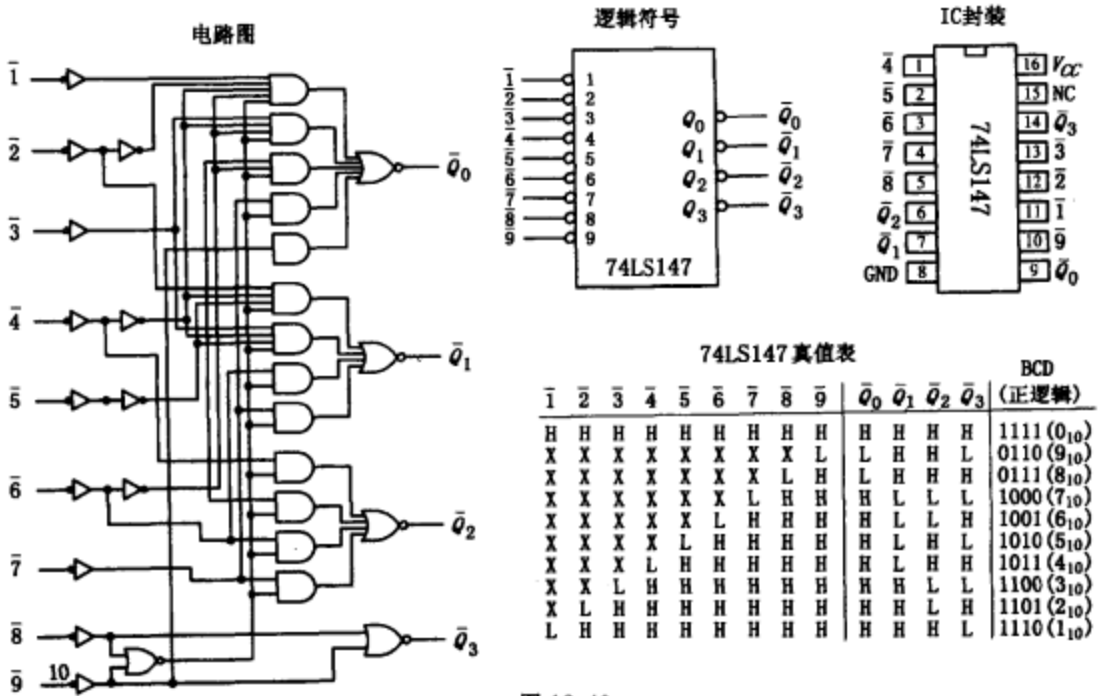


图 12.40

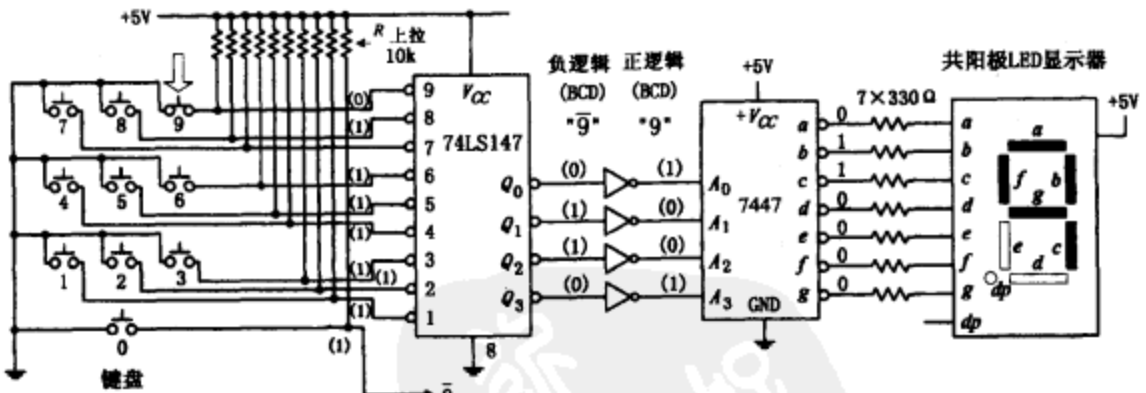


图 12.41

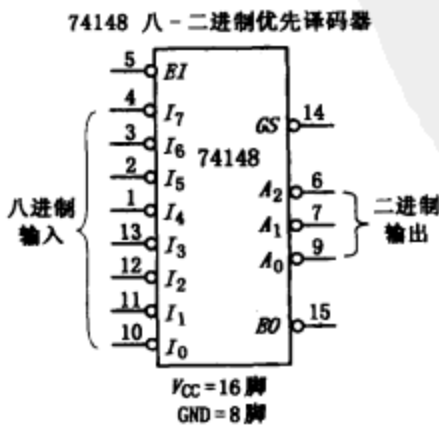


图 12.42

均为高电平时, \overline{EO} 输出为低电平(有效)。同时使用输入使能和输出使能可对几个同时输入的信号进行优先编码。当输入使能端为 1 时(器件被禁止), \overline{EO} 和 \overline{GS} 都变成高电平了。

图 12.43 所示为 74184 BCD—二进制转换器(编码器)集成电路。该器件有 8 个高电平有效的输出端 ($Y_1 \sim Y_8$)。 $Y_1 \sim Y_5$ 端口供常规 BCD—二进制转换使用, $Y_6 \sim Y_8$ 端口用于一种特殊的被称为九进制补码和十进制补码的 BCD 码。高电平有效的 BCD 码从 $A \sim E$ 输入端输入。 \overline{G} 输入端则是一个低电平有效的输入端。

74184 BCD 二进制转换器

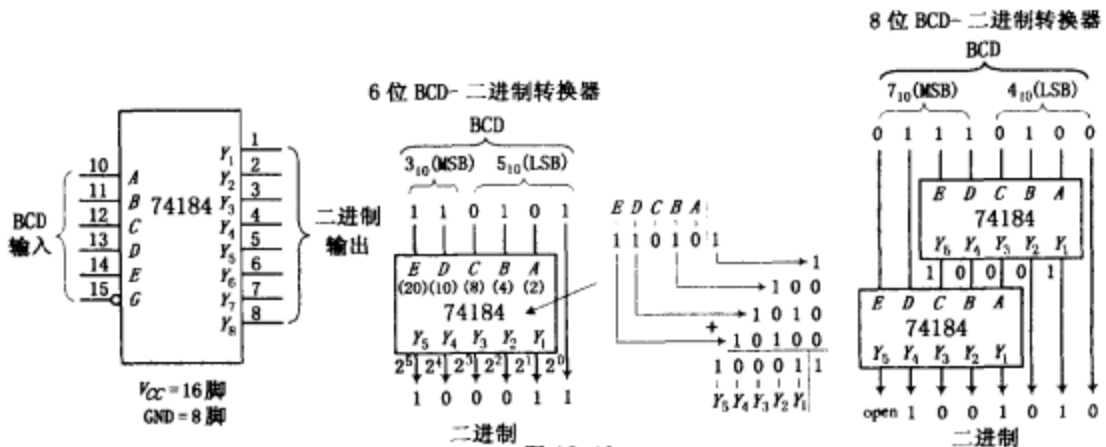


图 12.43

图 12.43 右方同时还给出了用 74184 组成的一个 6 位 BCD—二进制转换器和一个 8 位 BCD—二进制转换器的范例。在 6 位的电路中, 由于 BCD 输入中的 LSB 始终与二进制码输出端的 LSB 相同, 所以输入与输出端可直接相连。其余的 BCD 位直接作用到输入端 $A \sim E$ 。二进制权重因子分别为: $A=2, B=4, C=8, D=10, E=20$ 。对于 6 位 BCD 码而言, 仅剩 2 位用于 MSD BCD 输入, 在该位置上最大的 BCD 数字是 3 (二进制数 11)。把两个 74184 串接起来就可以得到一个完整的 8 位 BCD 码转换器, 如图 12.43 最右边所示。

图 12.44 所示为 74185 二进制—BCD 码转换器, 与 74184 功能刚好相反。两图分别表

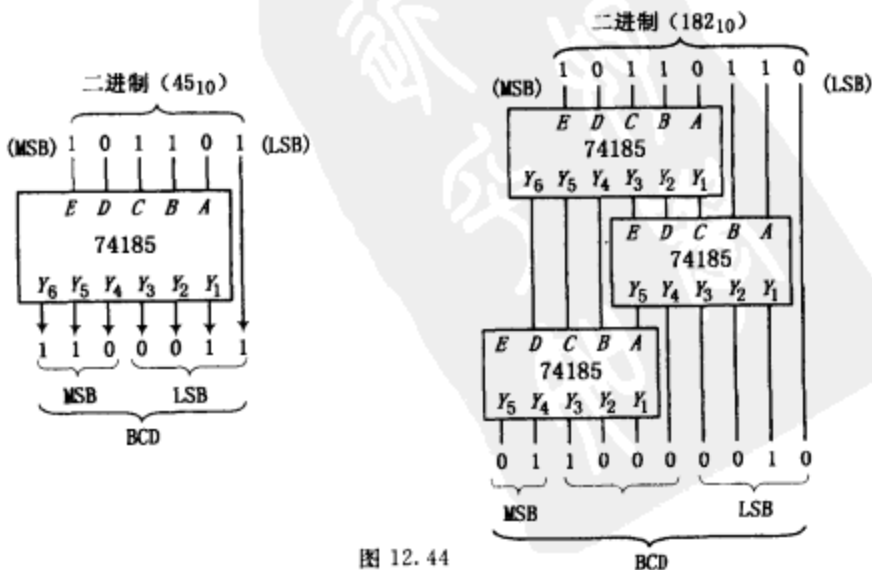


图 12.44

示如何用 74185 实现将一个 6 位或 8 位的二进制数转换为 BCD 码。

12.3.4 二进制加法器

用几个逻辑门就可以做一个二进制加法器。二进制加法法则类似于十进制加法，只不过十进制是逢十进一，二进制是逢二进一而已。例如：1+1=10 或 0 但进位为 1。对于多位数相加，需要做多重进位。我们先来看一个简单的例子，半加器，图 12.45 所示的两种半加器是一样的，只不过一个使用异或 (XOR) / 与 (AND) 逻辑，另一个使用或非 (NOR) / 与 (AND) 逻辑。半加器把两个一位数 A、B 相加，结果为一个两位的数字，LSB 用 Σ_0 表示，MSB 或进位用 C_{out} 表示。

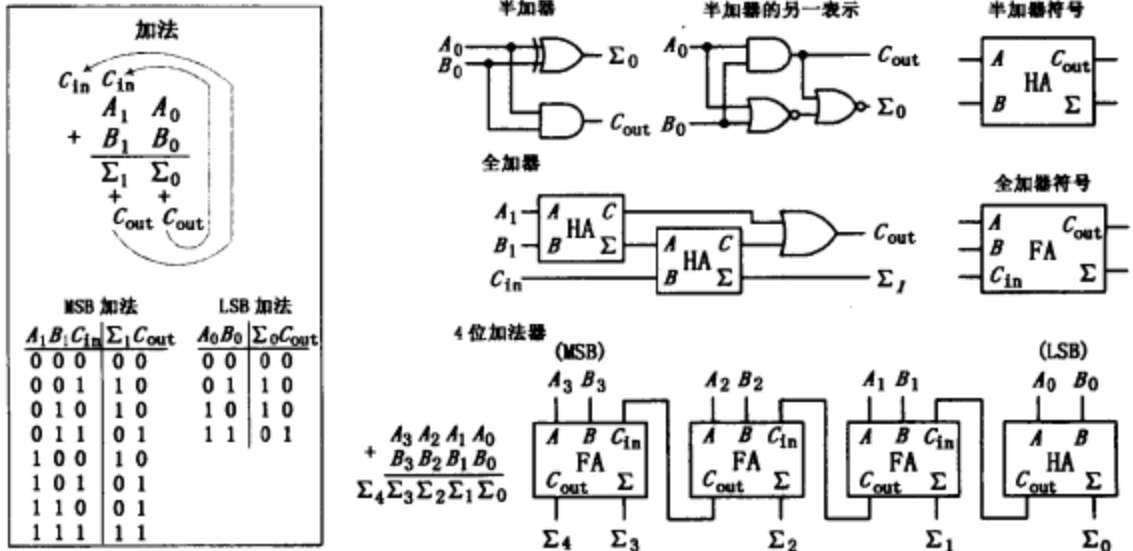


图 12.45

半加器能做的最复杂的操作为 1+1。对两位以上的数字相加必须添加一个全加器。全加器有三个输入端，前两个输入端用于接受两个二进制数的第二位 (A_1, B_1)，第三个用于接受半加器进位输入。全加器的两个输出端提供第二位数字的和 Σ_1 ，以及另一个进位数，并将其作为最终总和的第三位数。继续向半加器/全加器组合中添加全加器，可以实现更多位的数字相加。图 12.45 所示的 4 位加法器即是采用这种方法设计的。

4 位全加器有很多种，如 74LS283, 4008 等等。这些器件允许对两个 4 位二进制数相加，并提供进位输出和一个附加的进位输入，输出结果也可带进位。所以把它们串接起来就可得到 8 位、12 位、16 位……的加法器。图 12.46 给出由 2 片四位全加器 74LS283 组成的 8 位全加器电路。

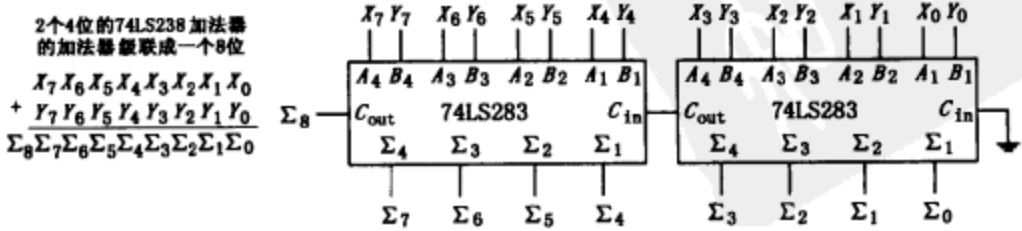
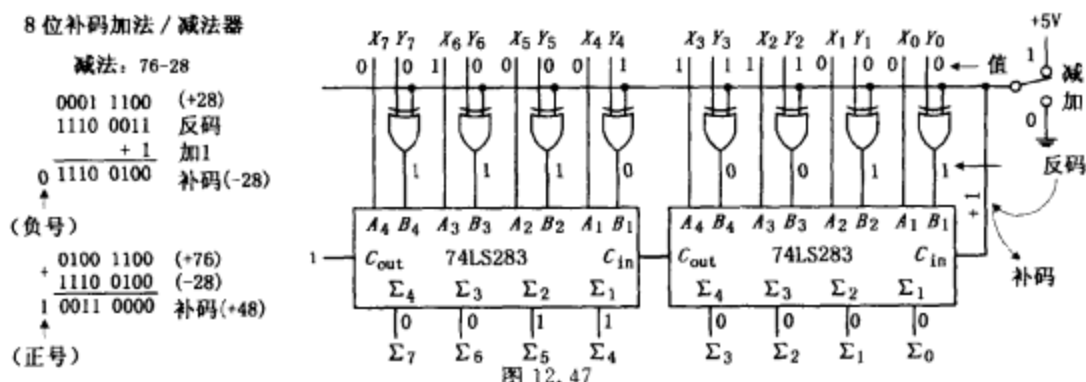


图 12.46

12.3.5 二进制加法/减法器

图 12.47 显示了如何用两片 74LS283 四位加法器与一组异或门阵列，组合产生一个 8 位补码加法/减法器。第一个数 X 作用于 $X_0 \sim X_7$ ，第二个数 Y 作用于 $Y_0 \sim Y_7$ 输入端。



把加/减开关拨到加位，可以实现 X 加 Y 。这时，所有异或门中的一个输入为低电平， Y 值被直接输入到 74LS283 的 B 输入端， X 值被输入到 A 输入端，两数相加。

要实现 X 减 Y ，必须先把 Y 变成它的反码，再加 1 变成补码， X 加上 Y 的补码等价于 $X - Y$ 。把加/减开关拨到减位，异或门中的某一个输入为高电平，这将导致作用于其他异或门输入端的 Y 值在输出端反相，此时得到 Y 的补码。然后 Y 的补码被预存到 8 位加法器的输入端。与此同时，通过导线将左边那块 74LS283 的 C_{in} 端设置为高电平（如图所示），这样就可实现对 Y 的反码加 1，从而得到 Y 的补码。最终可在输出端得到计算结果。

12.3.6 算术逻辑单元 (ALU)

一个算术逻辑单元 (ALU) 是一个多功能集成电路，可以实现多种算术或逻辑操作。这种 IC 有模式选择输入，可通过输入一个二进制数码选择某一种工作模式。图 12.48 所示

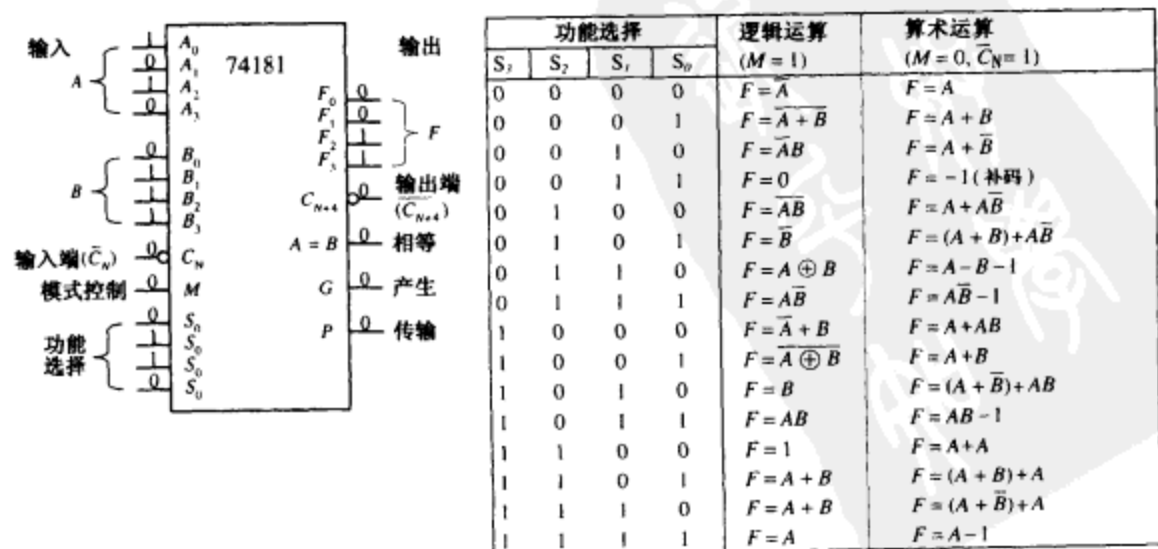


图 12.48

的 74181 是一个 4 位的 ALU，可实现 16 种逻辑运算和 16 种算术运算。

74181 模式控制输入 (M) 端口设为 0 时进行算术运算，设为 1 时进行逻辑运算。M 端口设定以后，输入一个 4 位的二进制数到模式选择输入端 ($S_0 \sim S_3$)，即可选择具体要实现的某种运算 (真值表见图 12.48)。例如，选择 $S_3 = S_2 = S_1 = 1$ ， $S_0 = 0$ ， $M = 1$ ，则可得 $F_0 = A_0 + B_0$ ， $F_1 = A_1 + B_1$ ， $F_2 = A_2 + B_2$ ， $F_3 = A_3 + B_3$ 。注意此处 + 号代表或运算。输入端口 C_N 和输出端口 C_{N+1} 用在代数运算中。所有代数运算结果均用补码表示。

12.3.7 比较器和大小比较集成电路

数字比较器用于比较两个二进制数大小，看看它们是否相等。例如，图 12.49 中的电路为一个 1 位比较器和一个 4 位比较器。当两输入 A、B 相等时，一位比较器输出为 1，否则为 0。4 位比较器实际上就是 4 个 1 位比较器的组合，当 4 个 1 位比较器的输出均为 1 时，与门打开，输出为 1。如果两数某一位不等，则输出为 0。

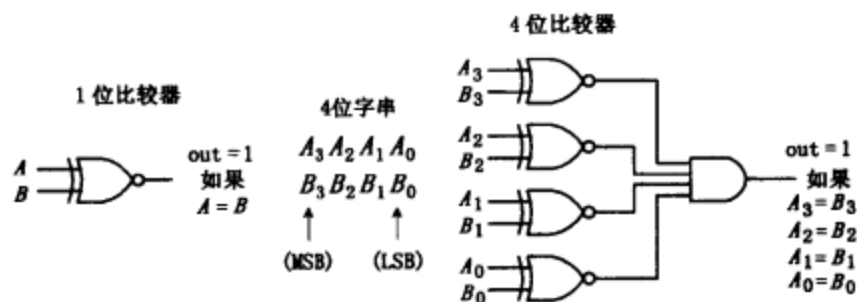


图 12.49

如果想知道 A 或 B 哪个数更大，则图 12.49 的电路将无法胜任，需要采用大小比较器，如图 12.50 所示的 74HC85。这种器件不仅可以告诉你两个数是否相等，还可以告诉你哪一个数更大。例如，把 1001 (9_{10}) 输入到 $A_3 \sim A_0$ ，1100 (12_{10}) 输入到 $B_3 \sim B_0$ ，则 $A < B$ 引脚输出 1， $A = B$ 、 $A > B$ 引脚保持为 0。如果 A 等于 B，则 $A = B$ 引脚输出 1， $A < B$ 、 $A > B$ 引脚保持为 0。如果要对两个更大的数进行比较，比如两个 8 位数，只需把 2 个 74HC85 串联 (如图 12.50 所示)。左边的 74HC85 位数低，右边的 74HC85 位数高。连接时注意要把低位器件的输出连接到高位器件的扩展输入端。低位器件的扩展输入始终设为低 ($I_A < B$ 端)、高 ($I_A < B$ 端)、低 ($I_A < B$ 端)。

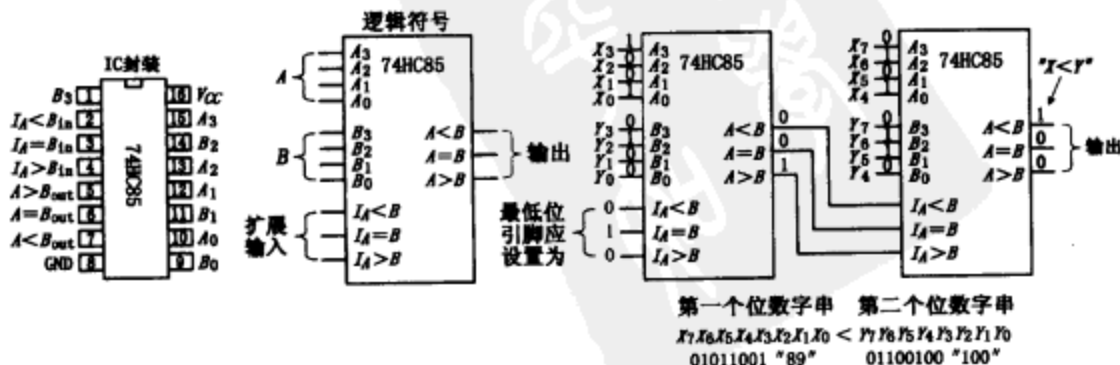


图 12.50

12.3.8 奇偶发生器/校验器

当二进制信息沿着导线从一个器件转向另一个器件时，常常会因外部噪音而变坏（从一个逻辑门传向另一个逻辑门时引起一个位的翻转）。比如像图 12.51 所示的 4 位系统，BCD 码 4 (0100) 受噪音干扰，在到达目的地前就已经变成 0101 (5)。在某些应用场合这种误差会引起严重的问题。

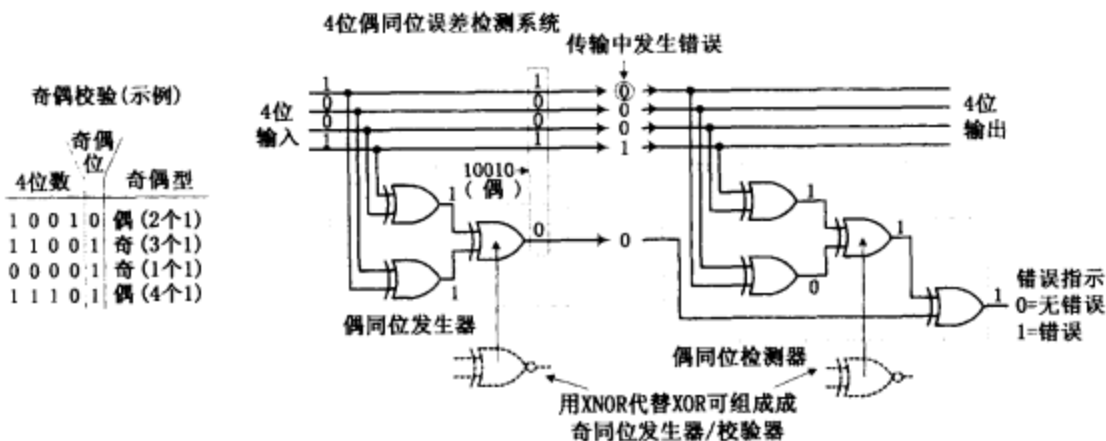


图 12.51

使用奇偶校验器可避免这类问题发生（如图 12.51 所示）。其出发点是给待传输数据添加一位奇偶位。若加入奇偶位后使得各位数字（包括奇偶位）之和为奇，则传输数据为奇型，否则为偶型。数据发送端的奇偶发生器给数据添加奇偶位，接收端的奇偶校验器验证传送过来的数据奇偶类型是否符合要求（奇型合格或是偶型合格是系统预先规定好的）。奇偶位紧挨于 MSB 或 LSB 均可，只要接受端能识别出哪一位是奇偶位，哪些是数据位即可。图 12.51 所示为一位偶型奇偶错误检测系统。

如果你想避免从零开始制作奇偶发生器和校验器，可以使用奇偶发生器/校验器集成电路，就像图 12.52 所示的 74F289，一种 9 位奇偶发生器/校验器。一个完整的错误检测系统需要两个 74F280，一个作发生器，另一个做校验器。发生器的 A~H 8 个输入引脚接到传输部分的八条数据线上，第九个输入引脚 (I) 接地。如果需要一个奇校验发生器，可以利用 $\Sigma_{\text{奇}}$ 输出引脚；对于偶校验，则可以利用 $\Sigma_{\text{偶}}$ 引脚。74F280 校验器在接收端利用主线，同时从 I 输入脚接收奇偶位。图 12.52 所示为一个八位奇校验错误检测系统，如有错误产生， $\Sigma_{\text{奇}}$ 输出脚将为 1。

74F280 9位奇偶发生器/校验器

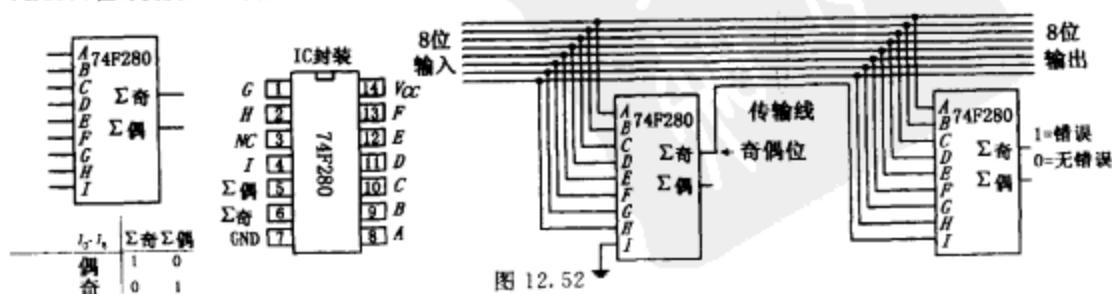


图 12.52

12.3.9 微控制器的发展趋势

前面介绍了教科书及电子产品目录中的大部分组合器件。其中相当一部分仍在使用，但有些东西，如二进制加法器、换码器等渐渐过时了。

今天，发展趋势是使用软件控制的器件（比如微处理器、微控制器等）进行算术运算和代码转换。在设计逻辑电路之前建议先看一下附录 K，注意那里关于微控制器的介绍。它们比较复杂，实质是微处理器，不过容易操作，容易和其他设备接口。

微控制器可用于数据采集、数据存储、对输入数据进行逻辑运算，也能产生输出信号，并用来控制各种显示器、音响设备、步进电机、伺服系统等等。微控制器所能实现的操作功能取决于存储在内部 ROM 存储器内的程序。操作微控制器通常使用厂家提供的特定程序单元。该程序单元通常由特殊的平台组成，该平台通过串行或并行端口连接到运行主程序的 PC 上。主程序可用高级语言如 C 语言写成。只需按一个键，程序就可转换为机器语言（用 1 或 0 表示），并写入微控制器内存中。

在许多应用场合，一个微控制器就可以替换由大量零散部分组成的整个逻辑电路。所以本章下面的介绍可以略去不看。不过，对于初学者而言，学习离散部件的工作过程有助于理解数字控制背后的重要概念。况且有些简单的数字电路并不需要用到微控制器提供的诸多功能。另外，看到电子产品目录中罗列的各种应有尽有的组件，你可能会有一种茫然感，而它们中有些可能是过时的，所以知道它们中哪些是过时的而哪些比较有用也是很重要的。

12.4 常用的逻辑器件

在介绍时序逻辑之前，让我们先看一看那些还在使用的逻辑器件，以及它们的工作特征。本节还将介绍一些特殊的逻辑门，它们具有集电极开路输出态或施密特触发式输入端。

不管是逻辑门、数据选择器，还是微处理器，组合逻辑器件的关键部件是晶体管。组合电路中所用的晶体管类型实际上决定了逻辑器件的类型。IC 中最流行的两种晶体管是三极管和场效应晶体管。较之三极管，用场效应晶体管做的 IC 体积较小，抗噪性好，功耗低。但由于场效应晶体管输入阻抗与容抗均较高，它的启动/关闭速度慢，所以常用于对速度要求不高的设备中。经过多年的改进，两者的差别已大为缩小。



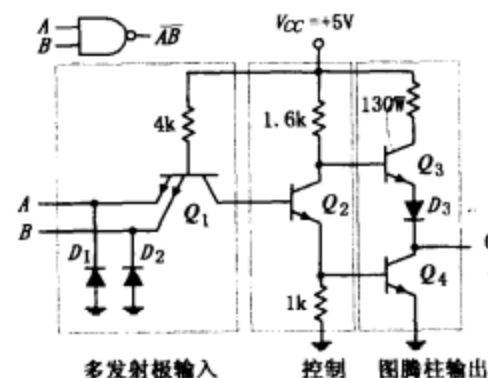
图 12.53

三极管和场效应晶体管的逻辑器件均可再分出一些子类。三极管器件主要成员有 TTL、ECL、IIL, I^2L 。场效应晶体管器件主要成员有 PMOS、NMOS、CMOS 等。CMOS 同时使用了 PMOS 和 NMOS 技术。TTL 和 CMOS 最流行, 其他的多用于大型组合设备如微处理器和存储器中。新技术的不断涌现使得更快、更高效的设备得以制造, 如 BiCMOS、GaAs、SOS、约瑟夫森效应连接技术等。

正如你已经学到的, TTL 和 CMOS 设备已经按功能分类, 分别为 7400 系列 [74F、74LS、74HC (CMOS), 等等] 或 4000 CMOS 系列 (或改进 4000B 系列)。下一个目标就是 5400 系列。5400 系列和 7400 系列基本相同 (引脚相同, 基本逻辑功能相同), 但较贵, 因为它是为军用而设计的, 需要增加供电电压容限度和温度容限度。例如, 7400IC 供电电压范围为 4.75~5.25V, 适宜环境温度范围 0~70°C, 5400 IC 供电电压范围为 4.5~5.5V, 适宜环境温度范围 -55~125°C。

12.4.1 TTL 集成电路

最初的 TTL 系列, 也即标准 TTL 系列 (74xx), 是在 20 世纪 60 年代早期发明的, 虽然整体性能不如新的产品如 74LSxx、74ALSxx、74Fxx, 但现在仍在使用。下面将介绍一种标准的 TTL7400 与非门的内部线路及工作过程。



TTL 与非门可分解为三个基本部分: 多发射极输入、控制部分、图腾柱输出级。在多发射极输入部分, 一个多发射极三极管 Q_1 作用类似于一个双输入与门, 二极管 D_1 、 D_2 的作用类似于负向箝位二极管, 用于保护输入端免受瞬间负输入电压的损害。 Q_2 提供对图腾柱输出级的调节和电流放大。当 Q_1 输出为 1 时, Q_2 关断, Q_3 导通。由于两二极管中总有一个关断, 因而该级中从 V_{CC} 流入地的电流被最小化了。下图显示了高和低电平两种输出状态, 以及各点的近似电压。注意, 实际的输出电压并非 0V 或 +5V。电阻、二极管、半导体管都会引起内部电压下降, 所以输出的高电平约为 3.4V, 低电平约为 0.3V。

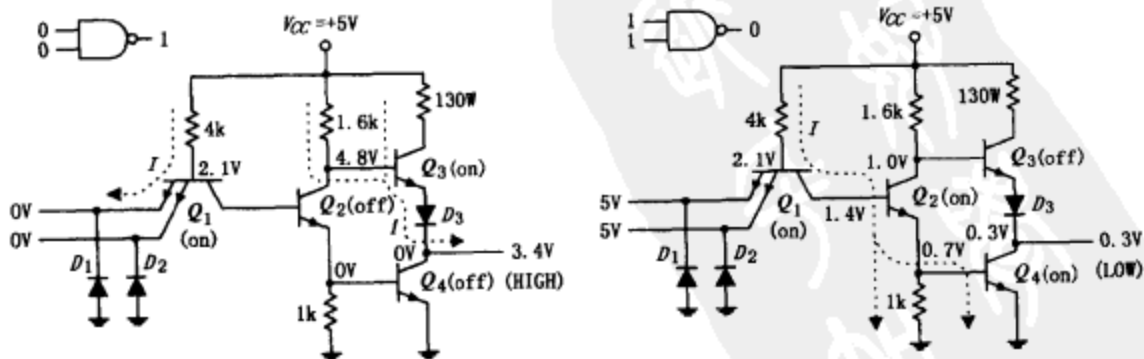


图 12.54

早期对标准 TTL 系列所作的小改进是通过降低内部电阻来降低 RC 时间常数, 提高速度。这就是 74H 系列。74H 系列速度虽是 74 系列的 2 倍, 但能耗也是它的 2 倍。后来又出

现了 74L 系列。74L 采用 74 构造，并提高了内阻，使得功率下降，但传输延迟增加。

74Sxx 系列（肖特基 TTL 系列）是 TTL 家族发展史上的显著改进。其关键的改进是在晶体管的基极和集电极之间连接了一个肖特基二极管。这些肖特基二极管能把累积在晶体管基区的电荷传导到集电极，从而消减了由此产生的电容效应。肖特基二极管由于其天生的低电荷累积特性而备受青睐，提速可达 5 倍，而能耗仅为 2 倍。后来通过组合技术和提高内阻，更为高效的系列不断出现，如低功耗肖特基 74LS 系列，功耗仅为 74S 的 1/3。同期出现的 74F 系列，采用一种新型的氧化物隔离组合技术，使得传输延迟进一步下降，体积进一步减小（ALS 系列也采用这种技术）。

今天在电子手册中仍可以见到许多老产品，选择何种系列取决于所要实现的功能。

12.4.2 CMOS 集成电路

当 TTL 系列处在不断变革之中时，CMOS 系列出现了。最初的 CMOS 4000 系列采用场效应晶体管，其高输入阻抗的特性，使得 CMOS 4000 功耗明显低于 TTL 系列。4000B 系列更是提供了 3~18V 的输入电压容宽，最低逻辑高电平为 $2/3V_{DD}$ ，最高逻辑低电平 $1/3V_{DD}$ 。4000B 系列比 TTL 系列在能源的利用上更有效，但速度慢，而且易受静电辐射影响。图 12.55 为 CMOS 与非门、与门、或非门，想了解它们的工作过程，输入 1 或 0，看哪个门打开，哪个门关闭就是了。

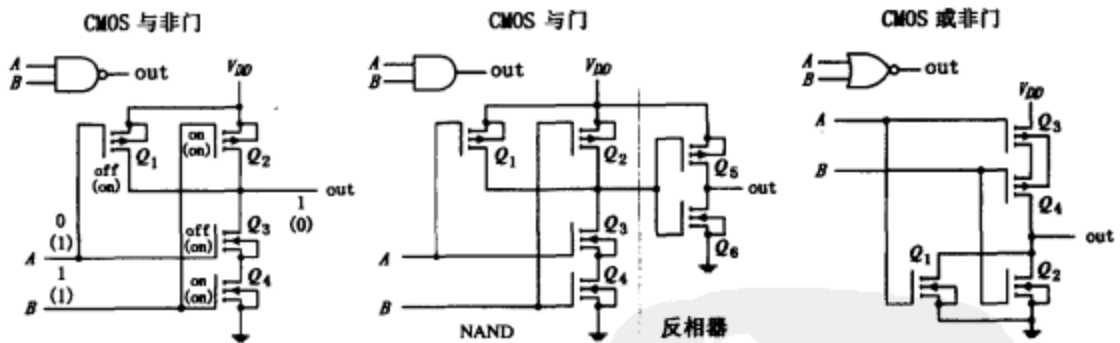


图 12.55

40H00 系列在速度上比 4000B 系列更快，但还是比不上 74LS TTL 系列。同期还出现了 74C CMOS 系列，其被设计成与 TTL 管脚兼容。另外还有 74HC、74HCT 系列，与 74C 相同的是，二者均可与 TTL74 管脚兼容。74HC（高速 CMOS）同时具有 74LS 的高速和 CMOS 的低功耗优点。74HCT 系列（高速 CMOS TTL 兼容）可与 TTL 器件互换（同样的输入/输出电压特性）。74HC 系列目前十分流行。对 74HC/74HCT 的进一步改造产生了 74AC/74ACT 系列，74AC（高级 CMOS）具有与 74F TTL 系列可比拟的速度，而 74ACT（高级 CMOS TTL 兼容）系列与 TTL 系列兼容。

12.4.3 输入/输出电平与噪声容限

不同逻辑家族，对于输入高电平（逻辑 1）或输入低电平（逻辑 0）所需要的确切电压值是不同的，输出高电平和输出低电平的电压值也是不同的。图 12.56 给出 74LS TTL 和 74HC CMOS 的有效输入/输出电平。

图 12.56 中 V_{IH} 代表有效输入高电平范围, V_{IL} 代表有效输入低电平范围, V_{OH} 代表有效输出高电平范围, V_{OL} 代表有效输出低电平范围。

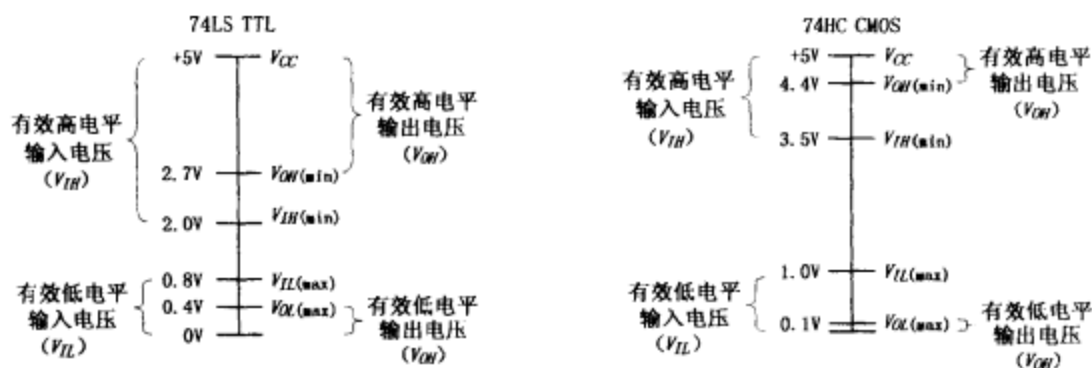


图 12.56

从图 12.56 中也可看出, 如果把一个 74HC 器件的输出端接到 74LS 的输入端, 则可实现电平匹配——74HC 器件的输出逻辑电平落在 74LS 器件的有效输入范围内。但如果换一下, 用 74LS 去驱动 74HC, 就出问题了。74LS 输出的高电平对于 74HC 的输入高电平的要求来说太小了。随后我要介绍这些接口技巧。

12.4.4 额定电流、扇出及传输延迟

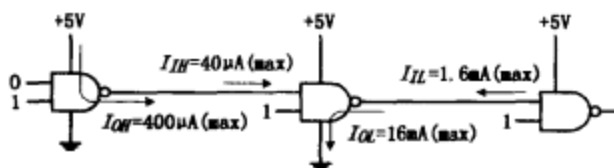
逻辑 IC 仅能接受或输出某些特定范围内的电流。 I_{IH} 代表最大输入高电平时的电流, I_{IL} 代表最大输入低电平时的电流, I_{OH} 代表最大输出高电平时的电流, I_{OL} 代表最大输出低电平时的电流。

例如, 标准 74xxTTL 门的 $I_{IL} = -1.6\text{mA}$, $I_{IH} = 40\text{mA}$, $I_{OH} = -400\text{mA}$, $I_{OL} = 16\text{mA}$, 负信号表示电流流出 (TTL 门作电流源), 正信号表示电流流入 (TTL 门接受电流)。

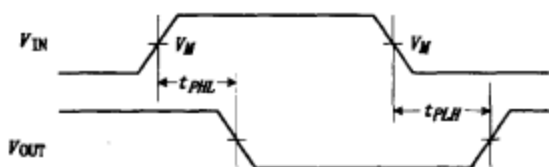
设备可以接受或输出的电流范围决定了可以承受的负荷大小。“扇出”一词用于指定同一家族中在不超过额定电流的情况下单个逻辑门能驱动的门数。扇出数由 I_{OL}/I_{IL} 或 I_{OH}/I_{IH} 的较小值决定。对于标准 74 系列, 扇出数为 10 ($16\text{mA}/1.6\text{mA}$), 74LS 系列的扇出数约为 20, 74F 系列约为 33, 74HC 系列约为 50。

如果给一个逻辑门输入方形脉冲, 输出信号会有一个呈坡状上升和下降的过程, 如图 12.57 所示。上升时间 (t_r) 定义为脉冲幅值从高电平的 10% 上升到高电平的 90% 所花的时间 (比如: $5\text{V} =$ 高电平; 0.5V 为 10%, 4.5V 为 90%, 下降时间 (t_f) 定义为脉冲从高电平的 90% 下降到 10% 所花的时间。虽然如此, 和输入变换与输出响应之间的传输延迟比起来, 上升时间和下降时间却是微不足道的。传输延迟是由逻辑器件内部转换开关的速度限制引起的, 低电平到高电平的传输延迟 T_{PHL} 为经输入变换后逻辑器件的输出从低电平切换到高电平所用的时间, 高电平到低电平的传输延迟 T_{PLH} 为输入变换后输出从高电平切换到低电平所用的时间。设计电路时应充分考虑这些延迟时间, 尤其是在时序逻辑电路中。12.4.5 节给出了多种 TTL 和 CMOS 器件的典型传输延迟时间, 厂商一般都会在产品手册中提供更详尽的相关信息。

标准TTL 74xx 最大输入/输出电流

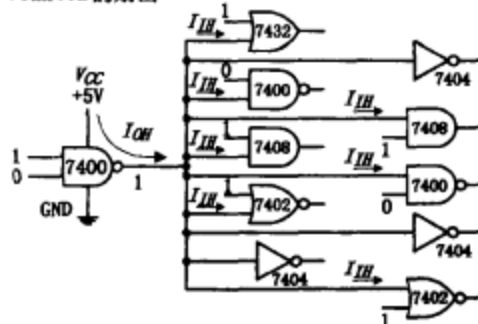


TTL 门电路的延迟特性



$V_M = 1.3V(74LS) V_M' = 1.5V(其他TTL系列)$ 图 12.57

74xx TTL 的扇出

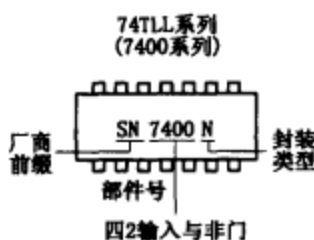


12.4.5 各种 TTL 和 CMOS 系列

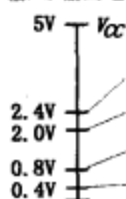
图 12.58 和图 12.59 所列数据，尤其是传输延迟和额字电流方面的数据只是给定逻辑系列的典型值。更精确的数据应查产品手册。下列数据只是给你一些感性认识。

TTL 系列

说明



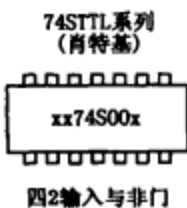
输入/输出电平



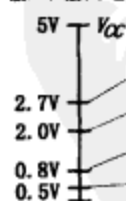
推出年代: 1968
电源电压: 4.5~5.5V
 $P_D = 10 \text{ mW/gate}$
 $t_{PHL} = 8\text{ns}, t_{PLH} = 13\text{ns}$
 $f_{max} = 35 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 40\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -1.6\text{mA (source)}$
 $I_{OH(max)} = -0.4\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 16\text{mA (sink)}$

74xxTTL 系列已经成为每一种新的集成电路的基础和参考。该系列使用简单，并具有良好的输出驱动能力。不过，该系列功耗高和速度较慢，这使得在与更新的 TTL 系列比较时显示得过时和陈旧

说明



输入/输出电平



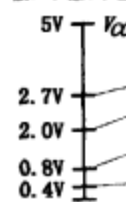
推出年代: 1974
电源电压: 4.5~5.5V
 $P_D = 20 \text{ mW/gate}$
 $t_{PHL} = 5\text{ns}, t_{PLH} = 5\text{ns}$
 $f_{max} = 125 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 50\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -2.0\text{mA (source)}$
 $I_{OH(max)} = -1.0\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 20\text{mA (sink)}$

与标准 74xxTTL 系列相比速度更快。在集成电路内的晶体管基极和集电极之间跨接了一个肖特基二极管，通过释放累积在晶体管基区的存储电荷（电荷存储效应消耗很多的时间，从而导致了传输延迟），减小了传输延迟时间（约为 74xx 系列的 1/4）

说明



输入/输出电平

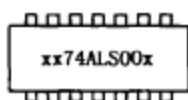


推出年代: 1976
电源电压: 4.5~5.5V
 $P_D = 2 \text{ mW/gate}$
 $t_{PHL} = 8\text{ns}, t_{PLH} = 8\text{ns}$
 $f_{max} = 45 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 20\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -400\mu\text{A (source)}$
 $I_{OH(max)} = -0.4\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 4\text{mA (sink)}$

一款今天仍然非常流行的 TTL 系列，改进了 74Sxx 系列的功耗，但速度没那么快

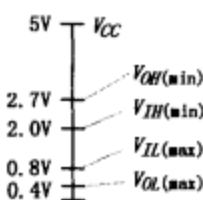
图 12.58

74ALS TTL系列
(高级低功耗肖特基)



四2输入与非门

输入/输出电平

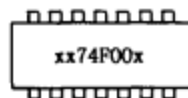


推出年代: 1979
电源电压: 4.5~5.5V
 $P_D = 1 \text{ mW/gate}$
 $t_{PHL} = 7\text{ns}, t_{PLH} = 5\text{ns}$
 $f_{max} = 35 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 20\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -0.1\text{mA (source)}$
 $I_{OH(max)} = -0.4\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 8\text{mA (sink)}$

说明

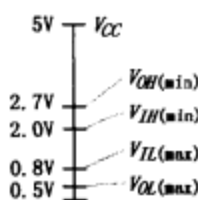
是74LSxx系列的进一步改进型, 减小了传输延迟时间和功耗, 很快就取代了74xx和74LSxx系列

74F TTL系列
(快速逻辑门)



四2输入与非门

输入/输出电平



推出年代: 1983
电源电压: 4.5~5.5V
 $P_D = 4 \text{ mW/gate}$
 $t_{PHL} = 3.7\text{ns}, t_{PLH} = 3.2\text{ns}$
 $f_{max} = 100 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 20\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -1\text{mA (source)}$
 $I_{OH(max)} = -0.6\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 20\text{mA (sink)}$

说明

比74ALS TTL系列更快, 同时改善了噪声容限, 减小了输入电流, 驱动能力更好, 带大负载能力比早期的TTL家族更强

图 12.58 (续)

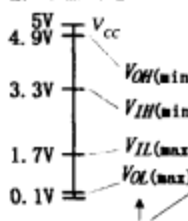
CMOS 系列

4000 CMOS系列
(4000B改进版)



四2输入与非门

输入/输出电平



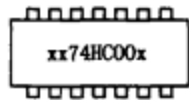
当 $V_{CC} = +5\text{V}$

推出年代: 1970
电源电压: 3~18V
 $P_D = 1 \text{ mW/gate at } 1 \text{ MHz}$
 $t_{PHL} = 50\text{ns}, t_{PLH} = 65\text{ns}$
 $f_{max} = 6 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 1\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -1\mu\text{A (source)}$
 $I_{OH(max)} = -3.0\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 3.0\text{mA (sink)}$

说明

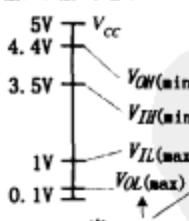
4000系列是最早的CMOS系列, 4000B系列则是改进型。在 $V_{IH} = 2/3V_{CC}$ 和 $V_{OH} = 1/3V_{CC}$ 时可提供从3~18V的电压范围。其流行的原因在于比TTL更低的功耗。与更新的CMOS集成电路相比则显得已经落伍, 而且其速度与任何一款TTL系列相比都要低得多。4000系列很容易被静电放电所损坏

74HC CMOS系列
(高速CMOS系列)



四2输入与非门

输入/输出电平



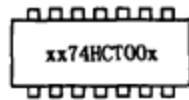
当 $V_{CC} = +5\text{V}$

推出年代: 1975
电源电压: 2~6V
 $P_D = 0.5 \text{ mW/gate at } 1 \text{ MHz}$
 $t_{PHL} = 20\text{ns}, t_{PLH} = 20\text{ns}$
 $f_{max} = 20 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 1\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -1\mu\text{A (source)}$
 $I_{OH(max)} = -4\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 4\text{mA (sink)}$

说明

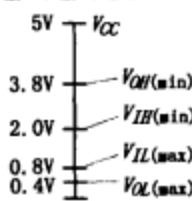
与4000CMOS系列相比在速度上有很大的改进; 根据工作频率的不同, 速度可与74LSxxTTL系列媲美, 具有比TTL系列更大的抗干扰度、更大的电压和更高的工作温度。这一系列非常流行

74HCT CMOS系列
(高速CMOS系列, 兼容TTL)



四2输入与非门

输入/输出电平



推出年代: 1975
电源电压: 4.5~5.5V
 $P_D = 0.5 \text{ mW/gate at } 1 \text{ MHz}$
 $t_{PHL} = 40\text{ns}, t_{PLH} = 40\text{ns}$
 $f_{max} = 24 \text{ MHz}$
 $I_{IH(max)} = 1\mu\text{A (sink)}$
 $I_{IL(max)} = -1\mu\text{A (source)}$
 $I_{OH(max)} = -4\text{mA (source)}$
 $I_{OL(max)} = 4\text{mA (sink)}$

说明

与74HCxx CMOS差不多, 但兼容TTL (管脚兼容, 输入、输出电平也兼容)

图 12.59

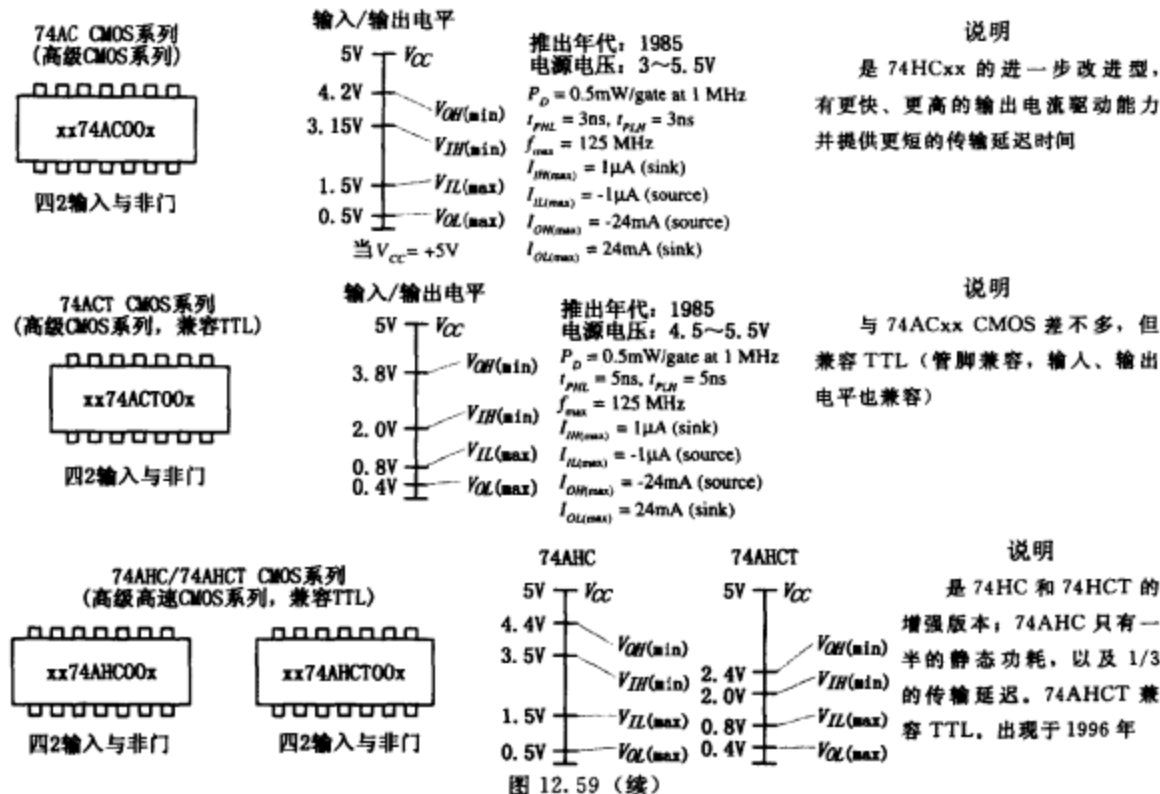


图 12.59 (续)

12.4.6 其他逻辑器件

74-BiCMOS 系列

74-BiCMOS 系列器件综合了双极型晶体管和 CMOS 技术的优点, 是一种高速度、低功耗的数字逻辑家族, 最适合、常常也仅限于做处理器总线接口逻辑。每个厂商都用不同的后缀标志自己的 BiCMOS 产品线。如 Texas 公司的 BCTxx, Phillips 则用 74ABTxx。

74 低电平系列

74 低电平系列属较新的产品, 使用 3.3V 电源电压, 产品包括 74LV、74LVC、74LVT、74ALVC, 详见图 12.60。

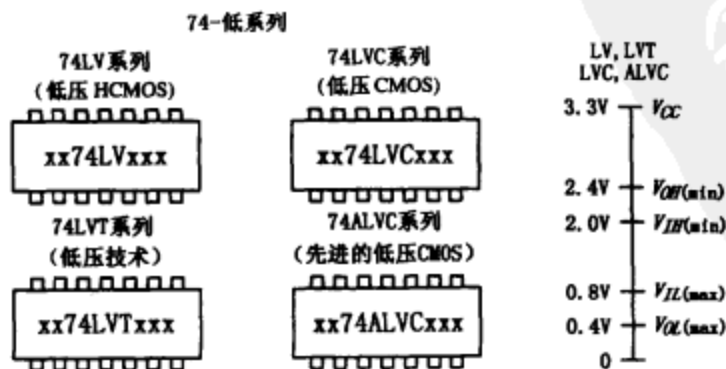


图 12.60

这是一种超低功耗 (比如, 用电池供电的器件)、低电压的相对新型的逻辑门系列, 采用标称 3.3V 电源电压。LV 逻辑门的开关速度很快, 从 LB 系列的 9ns 至 ALVC 系列的 2.1ns。LV 系列另一个优点是高输出驱动能力, 比如, LVT 系列中的 LVT 1992BiCMOS、LVT/ALVC 1993 CMOS 等均可接受高达 64mA 的电流, 输出电流可达 32mA。

发射极耦合逻辑门 (ECL)

ECL 属双极型家族的成员，用于高速应用场合，速度可达 500MHz，而传输延迟仅为 0.8ns。但 ECL 也有一个问题——功耗大。ECL 适用于计算机系统，此处功耗问题远不及速度问题重要。让 ECL 中的双极型晶体管反应如此之快的技巧是绝对不能让晶体管饱和。的确，高电平还是低电平取决于差分放大器中哪个晶体管的导通程度更大些。图 12.61 显示了一个 ECL 或门/或非门的内部电路。高、低逻辑电平（分别为 -0.8V 和 -1.7V）和电源电压（-5.2V/0V）有些特殊，所以和 TTL、CMOS 连接时会有一些困难。

这里所示的或门/或非门由差分放大器的输入级和一个输出级组成。在差分放大器中，参考电压通过电压分配网络（半导体/电阻）被置于 Q_3 的基极处。参考电压决定了高低电平的起始值。当 Q_3 的基极比 Q_1 和 Q_2 的发射极电压高时， Q_3 导通。当 Q_3 截止时，或门输出低电平。如果输入端 A、B 均升高到 -0.8V（高电平）， Q_1 和 Q_2 的基极电压将高于 Q_3 的基极， Q_3 截止，使或门输出高电平。ECL 的设计有效防止了饱和现象的发生，从而消除了晶体管基区的电荷存储效应，提高了开关速度。

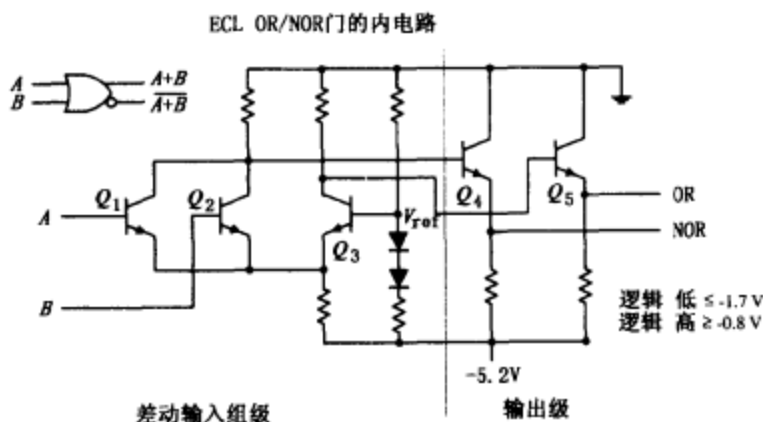


图 12.61

12.4.7 集电极开路门 (OC)

TTL 系列成员中有一种特殊的逻辑门，用集电极开路输出级取代传统的图腾柱配置。（CMOS 家族中也有类似的器件，称为漏极开路输出级。）在随后见到的典型的逻辑门中这两类器件不可混淆。集电极开路门的输出特性完全不同。图 12.62 是一个带集电极开路 (OC) 输出的与非门。注意在 OC 与非门中晶体管 Q_3 已不再使用，这样输入端 A、B 为 00、01 或 10 时，输出不再为高电平，而处于悬浮状态。当 A、B 均为 1 时，输出接地，这意味

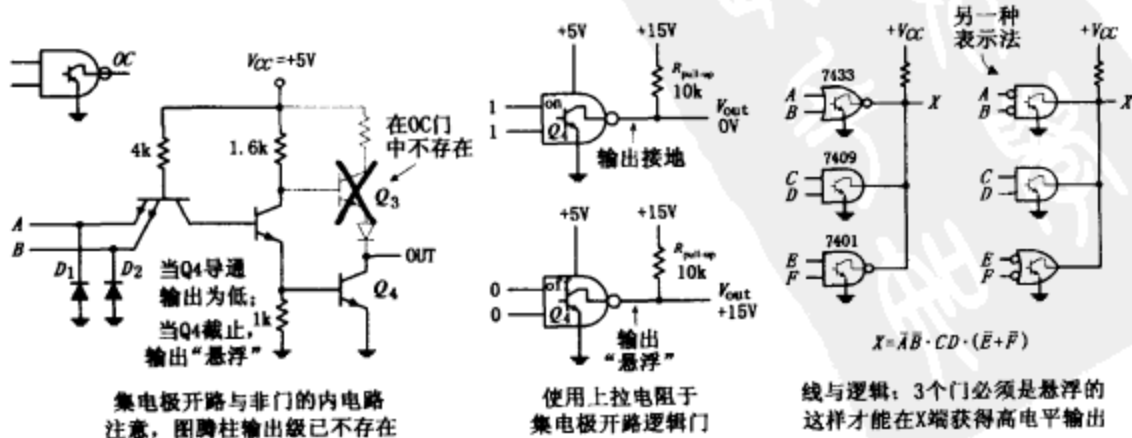


图 12.62

着 OC 门仅可接收而不能输出电流。那么如何得到高电平输出呢？可采用一个外接电源和一个上拉电阻，如图中间的电路所示。现在，当输出悬浮时，连接到外电源的上拉电阻会将输出拉向与外电源相同的电压，在本例中是 +15V。这是使用 OC 门的一个主要好处——你可以根据需要采用不同于逻辑电路的电压来驱动负载。

OC 门另一个的重要特征是它可以接收大电流。例如，7506 OC 反相缓冲器/驱动器 IC 可以接收 40mA 的电流，是标准 7404 反相器所能接收电流的 10 倍（7404 OC 缓冲器/驱动器具有和 7406 OC 门相同的接收电流能力，但不提供任何逻辑功能——仅能简单地用做缓冲级）。OC 门的这种能够接受很大电流的能力，使其能够用于驱动继电器、电动机、LED 发光管及其他大电流负载。图 12.63 显示了一组 OC 逻辑门集成电路。

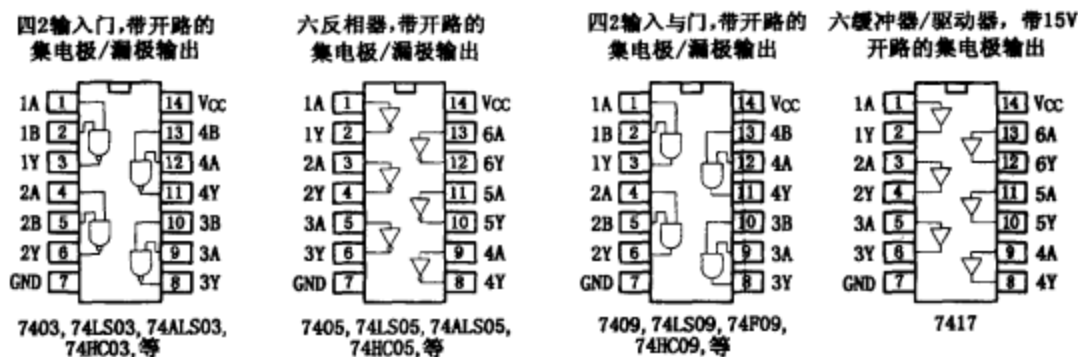


图 12.63

OC 门也可用于需要将两个以上的逻辑门或其他设备的输出端并联在一起的情况。如果将采用图腾柱作为输出级的标准逻辑门用于这样的场合，当其中一个门的输出为高电平（+5V）而另一个门的输出为低电平（0V）时将直接导致电路的短路，致使一个或两个逻辑门烧毁。使用 OC 门，这种情况就可得到避免。

用 OC 门工作时不能用与标准门同样的布尔逻辑，作为替代，可以采用一种叫做线与非的逻辑，这种逻辑适用于将各种门的输出简单地连在一起的情况，如图 12.62 所示。也就是，为了得到一个输出高电平，所有门的输出必须悬浮。

12.4.8 施密特触发器

带施密特触发输入的逻辑门是为特殊目的而设计的，与普通逻辑门不同，施密特触发门具有两个输入电压极限。一个叫正向阈值电压（ V_{T+} ），另一个叫负向阈值电压（ V_{T-} ）。图 12.64 给出的施密特触发门分别包含了六个反相器、四个 2 输入与非门和两个 4 输入与非门。

为了对这些器件是如何工作的有个感性认识，让我们将 7414 施密特反相门和普通的 7404 反相门比较一下。对于 7404，为了使输出从高电平变为低电平，或从低电平变为高电平，输入电压必须高于或低于 2.0V 的阈值电压。然而，对于 7414 来说，为使其输出由低电平变为高电平，输入电压必须降到 V_{T-} 之下（+0.9V）；若输出从高到低，则输入电平必须高于 V_{T+} （+1.7V）。 V_{T+} 与 V_{T-} 之间的差值叫做滞后电压（详见第 7 章）。施密特触发门的逻辑符号看起来就像其传输特性曲线，如图 12.65 示。

在应用方面，施密特触发门器件非常有利于消除噪声，对于那种在阈值电压附近来回抖

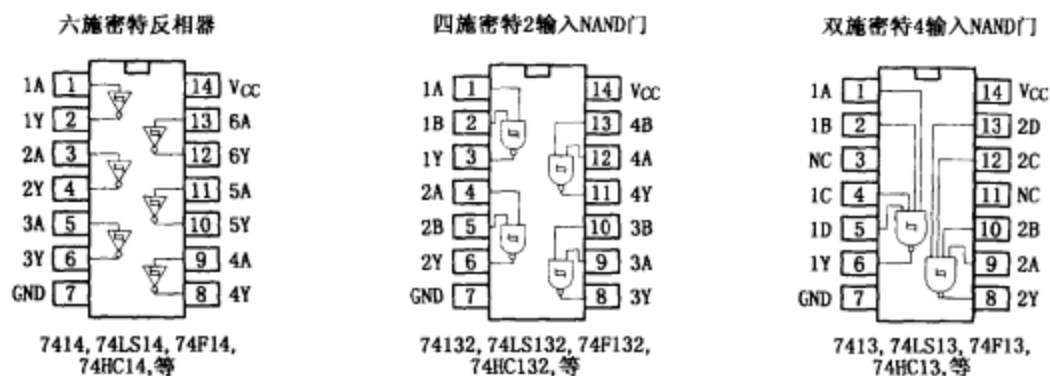


图 12.64

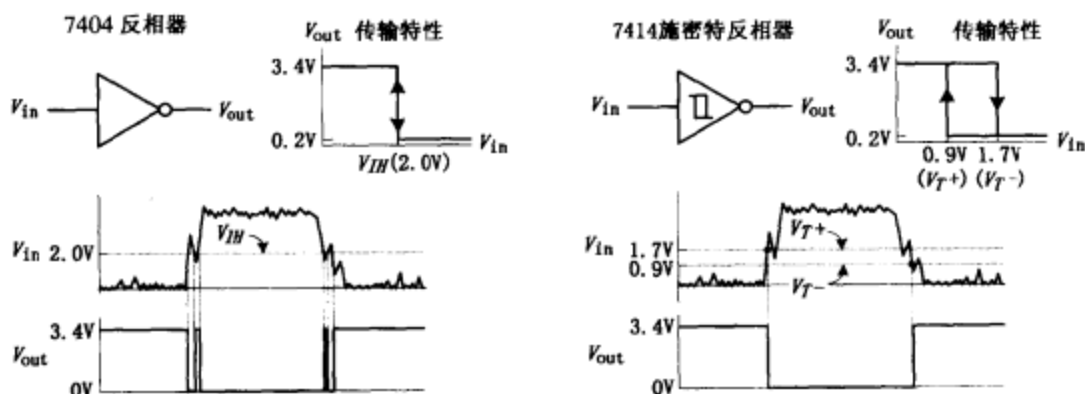


图 12.65

动的信号，可以得到平滑的输出信号。就像图 12.65 下面的曲线图所示的那样，如果是常规的 7404，则会由于电压从低到高以及由高到低的转换过程中存在的很小的尖峰，导致输出一个无用的尖脉冲。施密特触发反相器则因其所具有的滞后效应而消除了这些尖脉冲。

12.4.9 各种逻辑器件的连接

一般来说，应当避免不同逻辑器件系列的混合使用。不能混用的原因在于不同系列在输入/输出电平、电源电压、输出驱动能力等方面都不相同。另外一个重要的原因是不同器件间存在速度差异。如果把一个慢速逻辑 IC 和一个快速逻辑 IC 连接在一起，就会碰到计时问题。

然而，有时混合使用是不可避免的，甚至是必须的。例如，或许有一种特殊用途的器件（如存储器、计数器等）仅仅存在于 CMOS，而系统的其他部分又是由 TTL 构成。驱动负载时也常将不同逻辑器件混合使用。例如，TTL 门（经常是集电极开路输出）常用作 CMOS 电路和外部负载之间的接口。比如继电器或指示灯，CMOS 的输出通常无法提供足够大的电流或功率去驱动这种负载。在后面章节我们将讨论驱动负载问题。

图 12.66 显示了不同逻辑器件的接口技巧，包括输入/输出兼容问题和电源电压兼容。但不涉及时间上的兼容问题。

接口逻辑系列

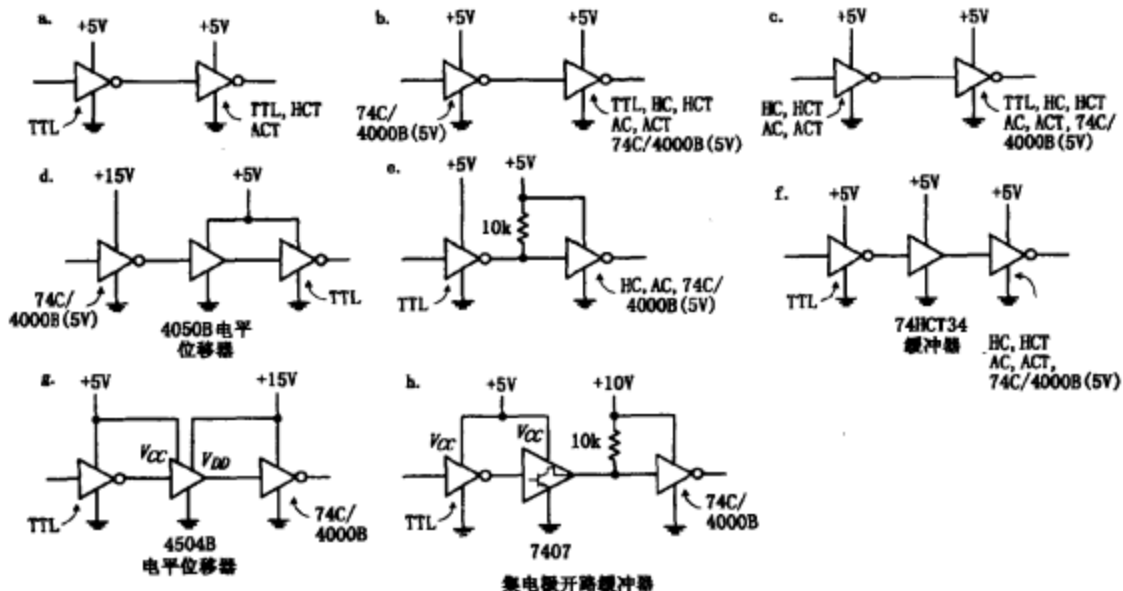


图 12.66

图 a TTL 能够与自身或 HCT、ACT 系列相连接。

图 b $V_{DD} = +5V$ 的 CMOS 74C/4000 (B) 可以驱动 TTL、HC、HCT、AC、ACT 以及 74C/4000 (B)。

图 c HC、HCT、AC、ACT 能够直接驱动 TTL、HC、HCT、AC、ACT 和 74C/4000B (5V)。

图 d 当 74C/4000 (B) 使用的电源电压高于 +5V 时，可以使用一个电平平移缓冲器集成电路，比如 4050B。4050B 由 5V 电源供电，并能接受 0V/15V 输入逻辑电平，同时提供相应的 0V/5V 的输出逻辑电平。缓冲器还能提供增强的输出驱动电流（与 TTL 相比，4000B 的输出驱动能力很弱）。

图 e TTL 逻辑门实际的高电平输出大约是 3.4V 而不是 5V，但 CMOS ($V_{DD} = 5V$) 的输入高电平为从 4.4V (HC) 到 4.9V (4000B)。如果 CMOS 器件是 74C/4000B 系列，则实际需要的输入高电平的电压值取决于电源电压并且等于 $2/3$ 的 V_{DD} 。为了使 TTL 逻辑门能够提供足够的输出电压与 CMOS 系列的输入电平相匹配，可以使用一个上拉电阻，用来将输出到 CMOS 逻辑门的电平拉近到电源电压。

图 f 另一个将 TTL 连接到 CMOS 的技巧，就是简单地采用一个 CMOS TTL 适配门，就像 74HCT 或 74ACT。

图 g、图 h 显示了两种不同的方法，用于连接 TTL 门和一个采用高电源电压的 CMOS 门。图 g 中使用了一个电平平移缓冲器 4504B。4504B 需要两种电源电压：一个作为 TTL 的电源 (0V/5V)，另一个作为 CMOS 的电源 (0V/15V)。图 h 中用了一个集电极开路缓冲器和一个 10k Ω 的上拉电阻，用来将较低的 TTL 输出电平转换成较高的 CMOS 输入电平。

12.5 逻辑集成电路的供电、测试及应用经验法则

12.5.1 逻辑集成电路的供电

大部分的 TTL 和 CMOS 逻辑器件的工作电压为 $5V \pm 0.25V$ (5%)。如图 12.67 所示, 使用 TTL 家族中的 74xx、74S、74AS、74F 系列时, 应避免用电池供电。较之 CMOS 74HC 系列, 它们将耗散较大的电流。当然, 低功率、低工作电压的 74LV、74LVC、74LVT、74ALVC 和 74BCT 系列, 可以很方便地用电池作供电电源, 它们只要 1.2~3.6V 的工作电压, 每个逻辑门功耗仅为 2.5mW (对 74BCT 而言)。

数字逻辑电路 5V 供电电源

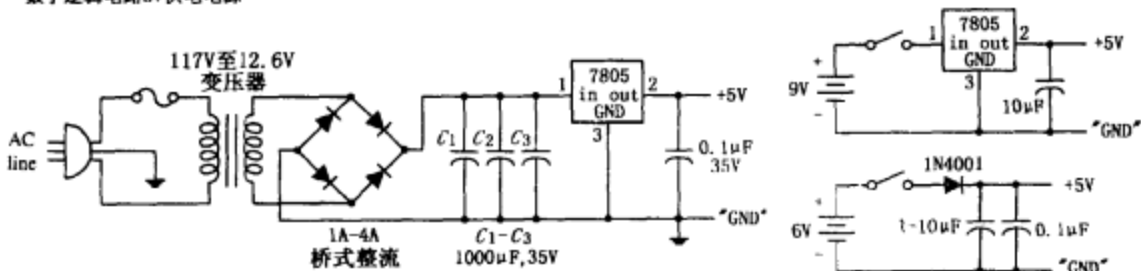


图 12.67

12.5.2 供电电源的去耦

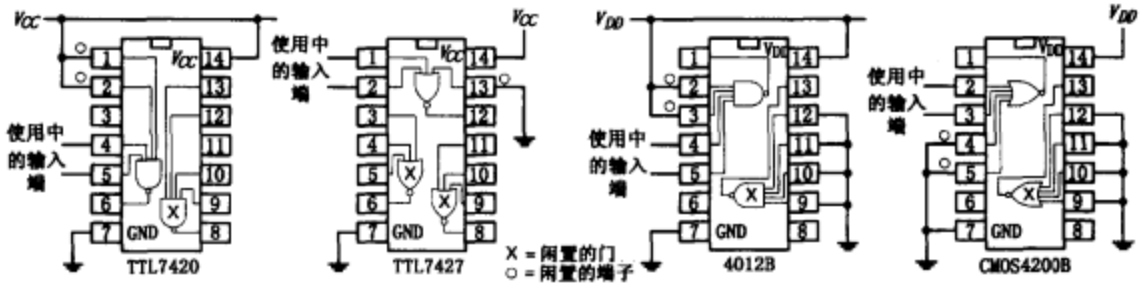
当 TTL 器件实现低电平到高电平或高电平到低电平转换时, 输出晶体管在达到更高和更低电平的过程中, 需要一段传导时间。在这段时间间隔内, 供电电源的电流发生激烈的变化, 会导致在供电线路中产生高频的尖峰信号。如果有其他器件连接到相同的供电线路, 这种不必要的尖峰信号将导致这些器件的误触发。这种尖峰信号也会产生不必要的电磁辐射。在 TTL 系统中, 可以使用去耦电容消除这种不必要的尖峰信号。系统中在每块集成电路的 V_{CC} 和地引脚中直接连接去耦电容, 特别是 $0.01 \sim 1\mu F$ (耐压大于 5V) 的钽电容。电容消除了尖峰信号并使得每块集成电路的 V_{CC} 电平稳定, 因此降低了误触发的可能性和一般的电磁辐射。去耦电容应尽可能地靠近集成电路以限制电流尖峰信号, 避免其反馈回电源端。通常可以在每 5~10 个门电路或每 5 个计数或寄存集成电路中使用一个去耦电容达到这种效果。

12.5.3 闲置的输入端

影响芯片逻辑状态的闲置输入引脚不应被浮置, 而应被置为高或低电平, 以免可能因外部电噪声导致输出状态不稳定。例如, 只用了两个输入端的四输入 TTL 与非门应将它的两个闲置输入端置为高电平, 以保证正确的逻辑操作。一个只用了两个输入端的三输入或非门, 应将它的闲置输入端置为低电平以保证工作正常。同样, 触发器的清零端和复位端也应适当地接地或置为高电平。

集成电路内部如有闲置部分 (例如多个门电路封装集成电路中的闲置逻辑门), 这些部分的输入端对 TTL 来说可以不用连接, 但对 CMOS 门却不行。当 CMOS 器件的闲置输入

端被置空时，输入端可能耦合不必要的电荷并达到一定的电平，导致输出 MOS 晶体管的电源 V_{DD} 和地间同时产生较大的内部电流尖峰信号。这会造成电流过大和集成电路损坏。为避免这种情况产生，CMOS 集成电路闲置部分的输入端应接地。图 12.68 表明怎样处理 TTL 和 CMOS 的与非门和或非门集成电路的闲置输入端。



将与非门的闲置输入端接高电平，以保持正确的逻辑功能。将或非门的闲置输入端接低电平，以保持正确的逻辑功能。闲置的TTL门的输入端可不连接

将与非门的闲置输入端接高电平，以保持正确的逻辑功能。将或非门的闲置输入端接低电平，以保持正确的逻辑功能。闲置的CMOS门的输入端必须接地

图 12.68

应该注意的另一点是，当集成电路的电源撤消后，不要驱动 CMOS 的输入引脚，否则会导致集成电路输入保护二极管的损坏。

12.5.4 逻辑探测器和逻辑脉冲发生器

用来测试逻辑集成电路和电路的两个简易工具为测试探测器和逻辑脉冲发生器。其结构如图 12.69 所示。

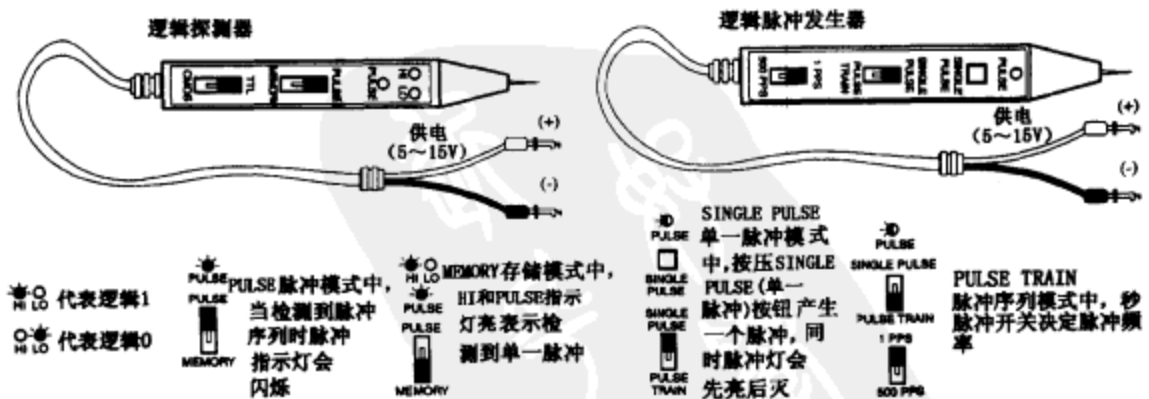


图 12.69

典型的测试探测器的封装像钢笔，有金属探针和电源线，一条红色，一条黑色。红色连接到数字电路电压的正端 (V_{CC})，黑色连接到电路的地端 (V_{SS})。我们用探测器的金属探针测试电路的逻辑状态。如果检测到高电压，探测器的高电压指示灯亮；如果探测到低电压，探测器的低电压指示灯灭。除了简单的状态测试外，逻辑探测器也能进行一些简单的动态测试，比如检测快得连人眼都无法感觉到的短暂的单脉冲或者检测脉冲序列如时钟信号。为检

测单脉冲，探测器的脉冲/存储开关应置于存储挡。当检测到单脉冲时，内部存储电路记下单脉冲并且使高电压指示灯和脉冲指示灯同时亮。为清除存储内容以检测新的单脉冲，我们将脉冲/存储开关触发。要检测脉冲序列，脉冲/存储开关应置于脉冲挡。当脉冲序列被检测到时，脉冲指示灯将明暗闪烁。逻辑探测器一般用来检测脉宽为 10ns 的单脉冲和频率大于 100MHz 的脉冲序列。这些参数的极限值可参阅探测器附件的具体说明。

逻辑脉冲发生器可以为集成电路和其他电路提供单脉冲或脉冲序列。脉冲在电路中的响应可以被逻辑探测器检测到。发送单脉冲时，将单脉冲/脉冲序列开关置于单脉冲挡。如图 12.69 所示的脉冲发生器的模型，你可以选择使用每秒钟一个脉冲（记为 1pps）或每秒钟 500 个脉冲。

12.6 时序逻辑

前述组合电路（如编码器、译码器、多路复用器、奇偶产生/校验等）具有输入到输出的及时性。这意味着当数据输入到组合电路时，输出立即响应。这样的组合电路缺乏一个很重要的特性——无法存储信息。实际上，无法存储信息的数字器件并不能满足实际需求。

为使电路具有“记忆”功能，你必须制造一种能将数据及时锁存到我们所希望的时间。研究这门学科的数字电子领域称为“时序逻辑”。这门电子的分支被称为“时序的”，是因为必须有一系列步骤按照特定的顺序发生，才能使数据位被存储和恢复。例如，步骤中可能含有一些特定步骤：首先向存储器件发送使能脉冲，然后立即并行地装载一组数据位，或者也可能按照各自的步骤串行地装载一组数据位。此后，这些数据位可能需要由第一个控制脉冲恢复到存储器件。这些数据位从存储器件输出可能需要其他一系列的脉冲。

将数据位输入时序逻辑电路通常需要时钟发生器。时钟发生器类似于人类的心脏。它产生一系列高低电压（类似心脏为推动血液产生的高低压力）使数据位工作。时钟也作为所有时序行为可以参照的时基。时钟发生器以后会详细讨论，现在我们看一下最基本的时序器件 SR 触发器。

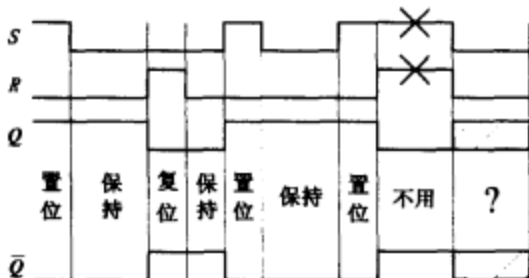
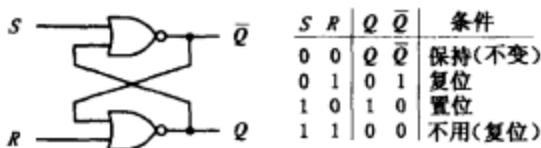
12.6.1 SR 触发器

最基本的数据存储电路是 SR（置位复位）触发器，也称作透明锁存器。它有两种基本形式：交叉或非门 SR 触发器和交叉与非门 SR 触发器。

首先，我们考虑图 12.70 所示的交叉或非门 SR 触发器。首先从形式上看，只考虑两个输入端的电压是无法判定该 SR 触发器状态的，因为每个或非门都有输入端接到另一个的输出端。那么，输出究竟是怎样呢？首先你知道，如果或非门的两个输入都是低（逻辑 0）时它才输出高（逻辑 1）。据此你可推断如果 $S=1, R=0$ ，那么 Q 必定为 1， \bar{Q} 必定为 0，这称为置位条件（不考虑输出前一状态）。同样地，根据相同的理论，我们可以推断如果 $S=0, R=1$ ，那么 Q 必定为 0， \bar{Q} 必定为 1，这称为复位条件。

但是 $R=0, S=0$ 时，情况会怎样呢？只考虑这个输入电平你能推测输出吗？不行！然而，如果你事先知道输出的状态，你就能把事情解决。比如，如果你首先将触发器置位（ $S=1, R=0, Q=1, \bar{Q}=0$ ），然后使 $S=0, R=0$ ，触发器将保持置位状态（上方门： $S=0, Q=1, \bar{Q}=0$ 。下方门： $R=0, \bar{Q}=0, Q=1$ ）。同样地，如果你从复位模式开始（ $S=0, R=1, Q=0, \bar{Q}=1$ ），然后使 $S=0, R=0$ ，触发器将保持复位状态（上方门： $S=0, Q=0, \bar{Q}=1$ 。下方门： $R=0, Q=0, \bar{Q}=1$ ）。

交叉或非门SR触发器



从 $S=1, R=1$ 回到保持条件($S=0, R=0$)
会导致不可预见的输出, 因而 $S=1, R=1$ 不用

交叉与非门SR触发器

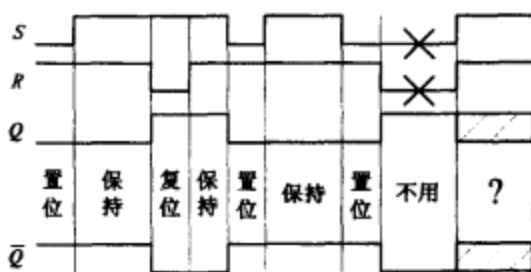
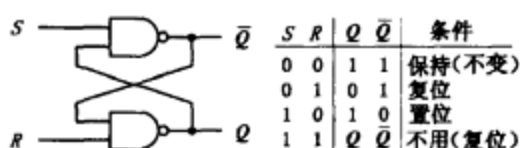


图 12.70

$\bar{Q}=1$ 。下方门: $R=0, \bar{Q}=1, Q=0$)。换句话说, 即使两个输入端都变成低(0), 触发器仍记忆或锁存输出的前一状态——这称为保持条件。

另一种情况是 $S=1, R=1$ 。这时很容易推测会有什么发生。我们知道, 只要或非门至少有一个输入为高(1), 输出总是为0, 所以 $Q=0, \bar{Q}=0$ 。现在会有两个基本的问题提出: 首先, 为什么要同时复位和置位? 其次, 当触发器从 $S=1, R=1$, 返回到保持状态时, 你将得到不确定的输出。除非你知道哪个输入较迟返回低值。为什么呢? 当输入端回到保持状态之初, $R=0, S=0, Q=0, \bar{Q}=0$, 两个或非门都要输出1(而且它们会保持)。我们假定其中一个或非门输出比另一个早 $\frac{1}{10}$ 秒转换到1。这样, 较慢的触发器将无法如所预料地输出1, 而是输出0。这是一个竞争情况的典型事例, 这时较慢的门无法实现其逻辑。但哪一个较慢呢? 这是不确定的。这就无法避免无法预测的状态, 因而无法得以使用。

交叉与非门SR触发器同样提供和或非门SR触发器相同的基本功能, 但存在基本的差别。它的保持和不定的状态是相反的。这是因为和或非门在输入相同时输出只为低电平不同的是, 与非门在输入相同时输出只为高电平。这意味着交叉与非门SR触发器的保持条件是 $S=1, R=1$, 而不定的条件是 $S=0, R=0$ 。下面是SR触发器的两个简单应用。

开关抗抖动器

假如你用远置开关/上拉电阻电路(图12.71)使与门的输入为高或低(另一端为高), 当开关断开时, 与门应为高; 当开关闭合时, 与门应为低。电流本该这样, 但实际上不一定如此。为什么? 答案是: 开关状态的跳动。当开关闭合时, 由于自身弹簧式的特性。在达到稳定前, 金属触片会有一段跳动时间。虽然它一般不超过50ms, 但却会导致不必要的误触发, 如图中所示。消除这种跳动的一个简单方法是使用开关抗抖动电路, 见图12.71中间电路。该电路使用一个SR触发器存储开关触片的初始电压值, 而忽略跳动的过程。该电路中当开关从B拨到A时, 触发器被置位。尽管开关会出现交替的高低电平, 输出端Q仍保持

高电平。这是因为当开关触片跳离 A 时，S 输入端为高（R 也为高），这正好是保持条件——输出保持不变。当开关从 A 拨到 B 时，情况也同样。

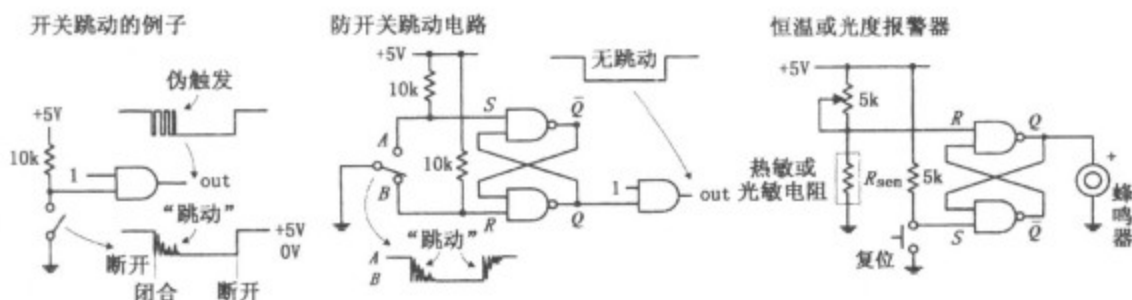


图 12.71

恒温或光度报警器

该简易电路（图 12.71 右图）使用一个 SR 触发器，当温度（使用热敏电阻）或光度（使用光敏电阻）达到较高程度时，将驱动蜂鸣器报警。当温度/光度升高时，热敏/光敏电阻减少，R 输入端电压下降。当 R 端的电压降低于与非门的高域值时，触发器被置位，报警器工作。当按压复位按钮并且温度/光度值低于触发器电平时，报警才停止工作。可调电阻用来调节工作电平。

SR 电平触发器

我们最好能让 SR 触发器同步工作，也就是说能用像时钟之类的控制脉冲使 S 端和 R 端工作或失效。只有当时钟脉冲到来时输入端才被采样。以这种方式响应的触发器称为同步或时钟触发器（相对前面的异步触发器而言）。为使前面的 SR 触发器变成同步触发器或时钟触发器，我们可以简单地把使能门接到 SR 触发器的输入端，如图 12.72 所示（这里我们用了交叉与非门，同样用交叉或非门也可以）。只有当时钟为高电平时，S 和 R 输入端才有效。当时钟为低时，输入无效，触发器处于保持模式。下面的真值表和时序图有助于说明器件是如何工作的。

时钟触发与非门 SR 触发器



图 12.72

SR 边沿触发器

前述的电平触发器有一个比较烦人的问题，即在时钟信号使触发器有效时，S 和 R 输入端在整个时间内必须保持理想的输入条件（置位、复位、保持）。然而，只要稍作改变，我

们可以将电平触发器转换成边沿触发器（就时间控制而言），边沿触发器只在时钟的上升沿或下降沿对输入端采样（↑表上升沿，↓表下降沿）。时钟边沿之前或之后的任何改变都被忽略——触发器这时处于保持模式。在前面的电平触发器中，连接上正或负的电平触发时钟脉冲发生器网络就得到边沿触发器，如图 12.73 所示。

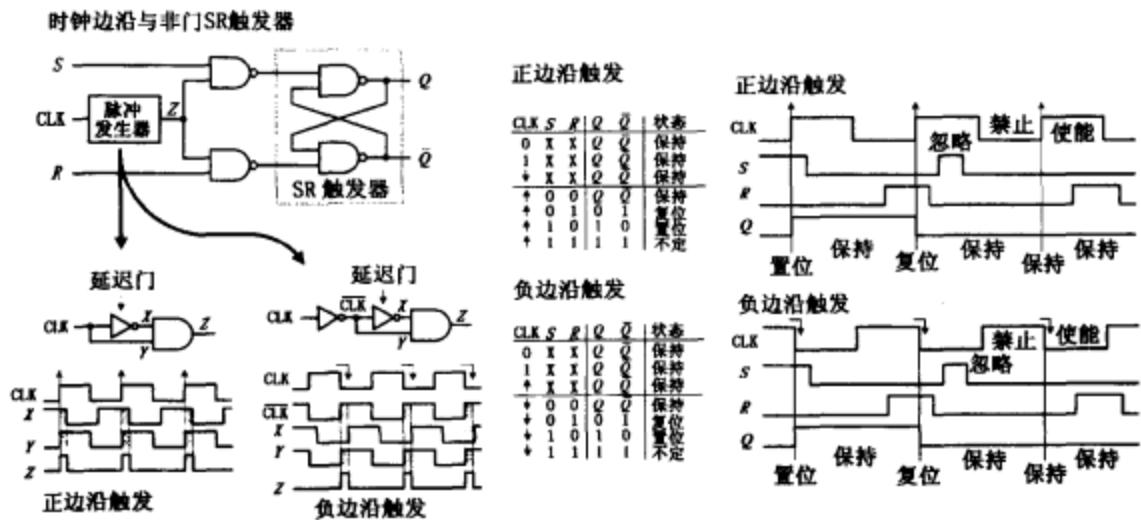


图 12.73

在上升沿触发发生器电路中，我们添加了具有延时传播的非门。因为时钟信号通过反相器时被延时，因而与门的输出并不都为低电平（无延时传播时输出都为低电平），它会输出一个脉冲。该脉冲在时钟信号边沿到来时开始，且持续时间和非门延时时间相同。正是这个脉冲被作为触发器的时钟。在下降沿触发发生器电路中，时钟信号首先被反相，然后再输到相同的非/与网络。输出脉冲在时钟下降沿处开始，且持续时间和非门延时时间相同。延时传播时间一般很短（ns 级），脉冲基本上是“边沿”型。

SR 脉冲触发器（主从触发器）

SR 脉冲触发器是时钟型电平触发器，然而，输出一旦有任何变化产生，时钟的高电平和低电平一定会上升和下降。脉冲触发器也称为主从触发器，主触发器接受原始的输入，然后在时钟负边沿到来时以它的输出激活从触发器。经常使用的另一种比拟的说法是在上升沿期间，主触发器扣上扳机（像枪一样），在时钟负边沿，从触发器触发。图 12.74 表示了一个具体的交叉与非门 SR 脉冲触发器。

主触发器是一个在时钟高电平被使能并输出 Y 和 \bar{Y} （无论是置位、复位或保持条件）的时钟 SR 触发器。从触发器与主触发器相似，但它只在负时钟脉冲期间被使能（由于反相器的原因）。从触发器被使能时，它把主触发器的输出 Y 和 \bar{Y} 作为输入，然后输出最终结果。我们注意一下预置（ \overline{PRE} ）和清零（ \overline{CLR} ）端，它们称为异步输入端。跟同步输入端 S 和 R 不同，异步输入端与时间无关，它或者清除（也称为异步复位）或者预置（也称为异步置位）触发器。当 \overline{CLR} 为高， \overline{PRE} 为低时，我们得到异步复位， $Q=1$ ， $\bar{Q}=0$ ，并与 CLK 、 S 和 R 的输入无关。这些低电平有效的输入端一般可以用升高电平的方法使它们失效。接下来你会看到，在讨论触发器的应用时，我们经常用异步置位和复位的功能清除所有由触发器

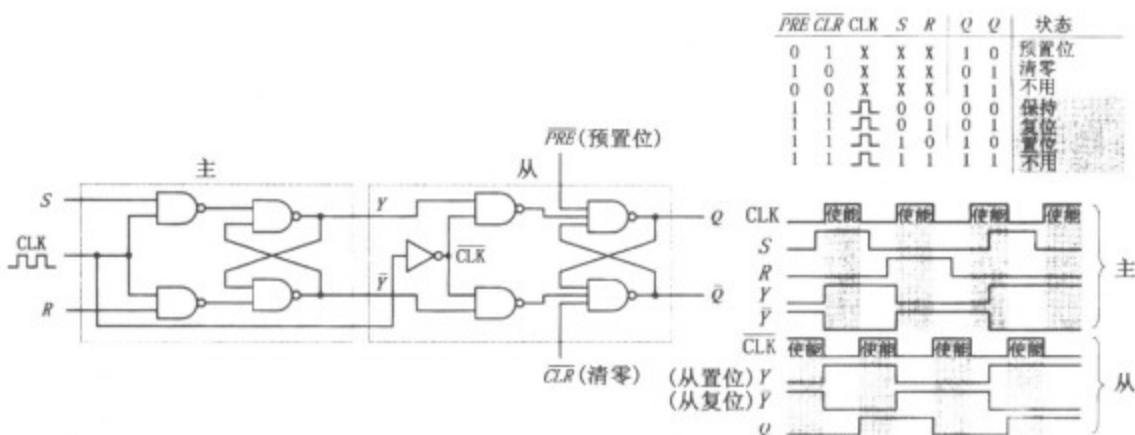


图 12.74

阵列组成的寄存器。

触发器符号

通常你不必为零开始去构造一个触发器而担忧——你可购买触发器集成电路。同样你不必为触发器复杂的逻辑门原理图而担忧——你可使用图 12.75 所示的符号。虽然这些符号应用于 SR 触发器，但其所述的基本规则也可用于在下述的 D 触发器和 JK 触发器。

电平触发、边沿触发和脉冲触发器的符号

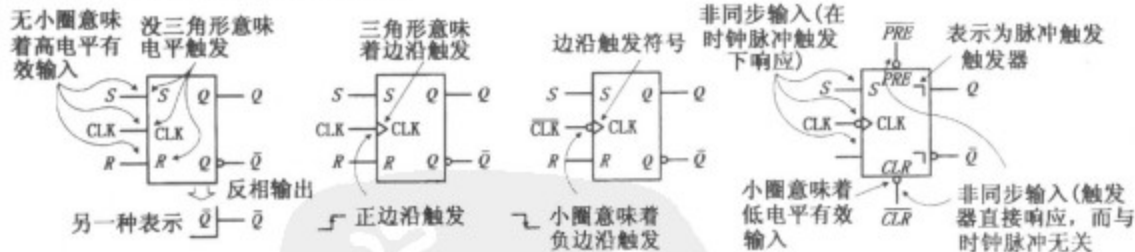
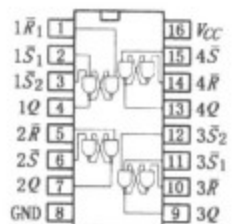


图 12.75

12.6.2 SR 触发器 (锁存) 集成电路

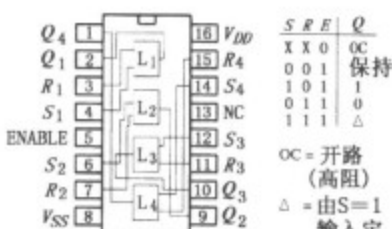
图 12.76 画出了 SR 触发器 (锁存) 集成电路的例子。74LS279A 内部有四个独立的 SR 锁存器 (注意其中两个有一特殊的置位输入端)。这种集成电路通常用在开关抗跳动器。4043 内有四个三态交叉耦合或非门 SR 锁存器。每个锁存器有相互独立的置位和复位输入端, 以及独立的输出端 Q。三态门是一种特殊的保险装置, 它允许你有效地断开与所有的 Q 输出端的连接, 这看起来像输出端被开路 (高阻)。三态门曾常被应用在一些必须共享相同数据总线的器件。当输出数据从一个锁存器传送到总线时, 其他锁存器 (或器件) 的输出将被置于高阻状态。4044 与 4043 相似, 它含有四个三态交叉耦合与非门 RS 锁存器。

74LS279A四个SR触发器



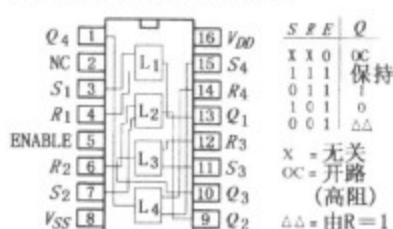
其中两个触发器有2个S输入端, 且是低电平有效

4043四个3态或非门SR触发器



使能端低电平输入将使输出端Q与触发器脱离, Q端呈开路或高阻状态

4044四个3态与非门SR触发器



X = 无关
OC = 开路 (高阻)
△△ = 由R=1输入定

图 12.76

12.6.3 D 触发器

一个D触发器(数据触发器)是只有一个输入的器件, 如图12.77所示。它基本上是一个SR触发器, 其S端被D端取代, R被 \bar{D} (D的反相)取代, 反相输入是由D输入激发, 通过反相器送到R输入端。反相器确保不定状态(跳变或无用状态 $S=1, R=1$)不会发生。同时, 反相器排除保持状态, 所以只剩下置位和复位状态。图12.77的电路是一种电平触发D触发器。

基本D触发器

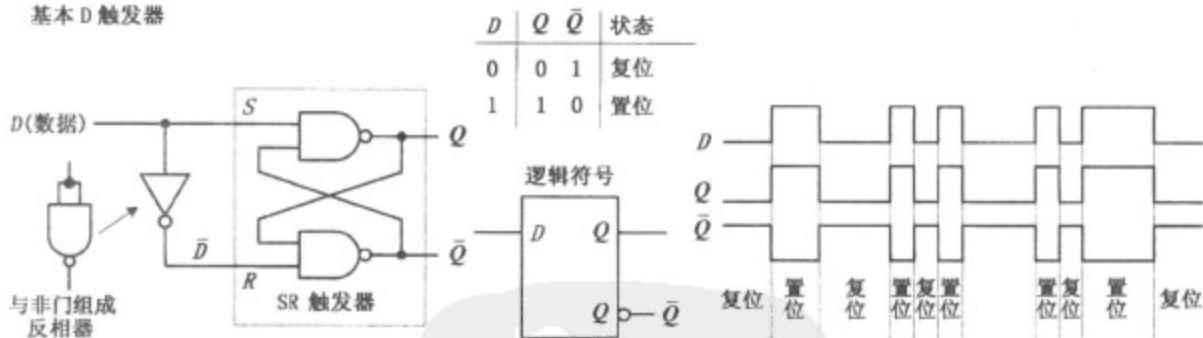


图 12.77

为得到时钟型电平触发D触发器, 可以用一个时钟型SR电平触发器, 然后再外加一个反相器, 如图12.78所示。

时钟电平触发D触发器



图 12.78

为得到时钟型边沿触发 D 触发器，可用一时钟型 SR 边沿触发器再加以一反相器，如图 12.79 所示。图 12.80 是一款流行的边沿触发 D 触发器集成电路 7474（如 74HC74 等），它含有两个 D 上升沿触发的触发器，且带异步复位和清除端。

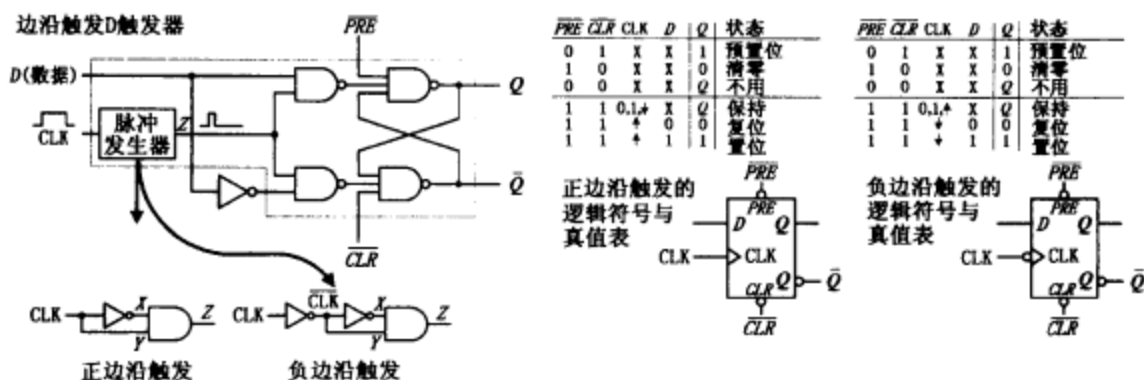


图 12.79

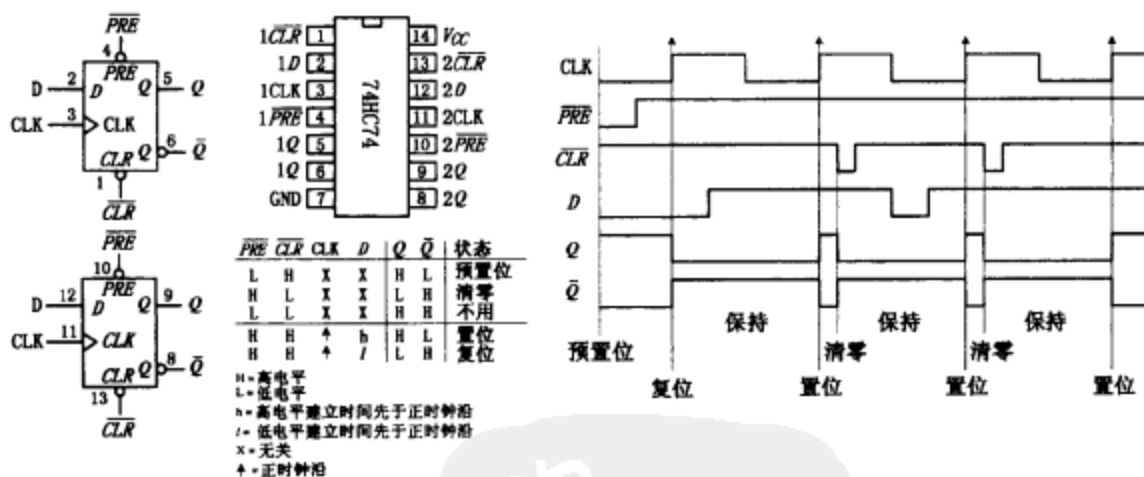


图 12.80

注意图 12.80 真值表里小写字母 *l* 和 *h*。*h* 和 *H* 相似，代表高电平；*l* 和 *L* 相似，代表低电平。但是为了使触发器的输入如真值表所示，必须要有一个附加的条件。这个条件是 D 输入的高（或低）电平，在时钟上升沿来到之前必须至少稳定一段“建立时间”（ t_s ）。这个条件是来源于触发器集成电路所具有的延时特性。如果你试图使触发器开关状态快速转换（未能给电子足够的时间转移），你将得到不准确的输出结果。比如 7474 的建立时间是 20ns，因此当使用这种集成电路时，你所输入的脉冲必须不能在 20ns 的极限范围内。其他触发器会有不同的建立时间，你必须查阅生产商的数据单。我会在这一节的最后更详细地讨论建立时间和一些其他触发器时间参数。

D 触发器有时也用在脉冲触发（主从）的场合。回想一下脉冲触发器在输出反映输入（本例的 D 输入）时需要一个完整的时钟脉冲。图 12.81 表示了一个 D 脉冲触发器的基本结构。除了在主触发器的输入端附加了反相器外，它几乎完全和 SR 脉冲触发器一样。

脉冲触发 D 触发器(主从 D 触发器)

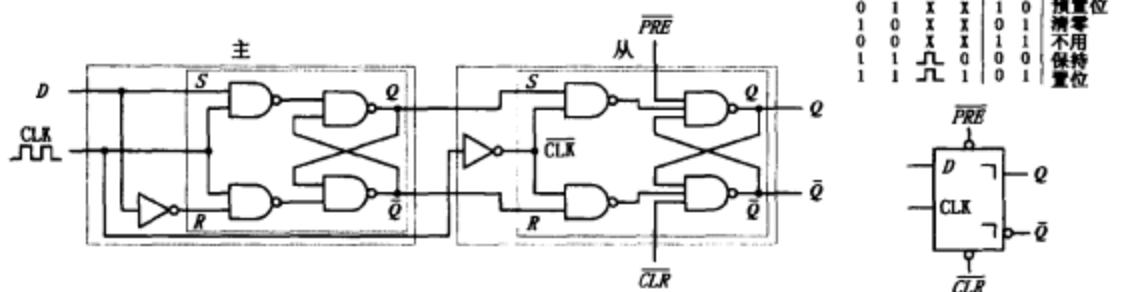


图 12.81

12.6.4 一些简单的 D 触发器的应用

图 12.82 为 3 个 D 触发器应用电路。

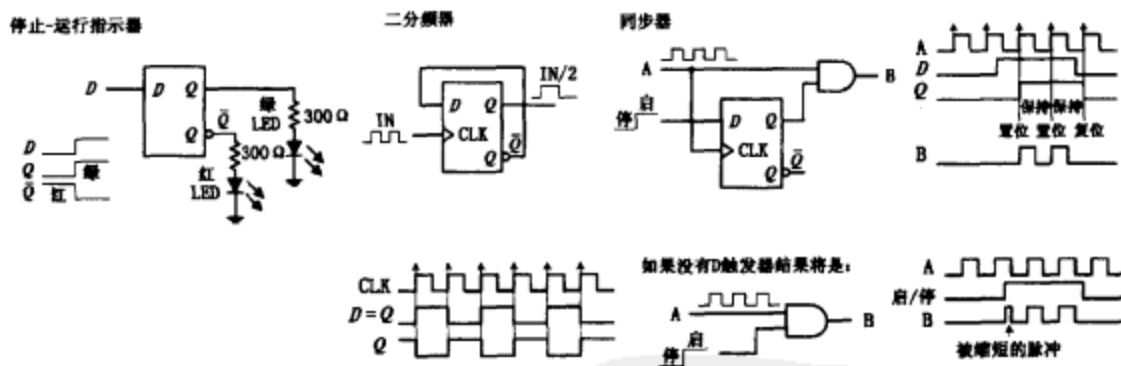


图 12.82

在停止-运行指示电路中，当 D 输入为低（复位）时，电平触发器可用来使红 LED 亮；当输入为高（置位）时，它可使绿 LED 亮。在某一时候只有一个 LED 可被点亮。

二分频器用一个上升沿 D 触发器构成，它可将输入信号的频率减半。其工作原理很简单：上升沿触发器忽略了下降沿。该电路的原理你可自行分析。

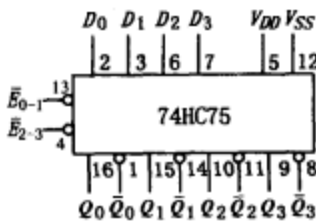
当你在同步系统使用外部异步控制信号（可能由开关或其他输入器件产生）控制一些动作时，可以使用同步器。同步器能使控制信号产生的动作，其相位与同步系统相位保持一致。比如假设你想在同步系统中用异步控制信号控制从 A 点到 B 点的时钟脉冲的个数。你可试着用一简单的使能门，如图中同步器电路下方所示。然而，因为外部控制信号与时钟在相位上并不同步，当你输入外部控制信号时，你可能会缩短第一个或最后一个输入脉冲，如下方的时序图所示。而一些应用无法适应这种被缩短的时钟脉冲，将无法正确工作。为避免出现缩短的脉冲，我们添加一个 D 边沿触发器组成同步器。触发器的 CLK 端由输入时钟触发，它的 D 输入端接收外部控制信号，Q 输出端连接到与门使能端。通过这样连接后就永

远不会出现被缩短的时钟脉冲，因为触发器的 Q 端不会给与门传送与输入时钟信号相位不一致的使能脉冲。这是由于在触发器 CLK 输入端接收到正时钟边沿后，触发器忽略输入 D 端信号的任何变化直到下一个时钟正边沿到来。

12.6.5 四位和八位触发器

你会发现，常常几个 D 触发器或 D 锁存器组合在单片 IC 内，比如下面的 74HC75，它包含四个独立的 D 锁存器。锁存器 0 和 1 共同使用一低电平有效使能端 E_{0-1} ，而锁存器 2 和 3 共同使用低电平有效的使能端 E_{2-3} 。从功能表中可以知道，只要相应的使能端为高，每一个 Q 输出随 D 输入变化。当使能端变低 Q，输出将锁存使能端由高到低跳变前的一个“建立时间” D 的数值。4042 是另一种四 D 锁存器，它的工作情况已在图 12.83 中说明。D 锁存器一般用作总线工作系统中的数据寄存器，图中作了详细解释。

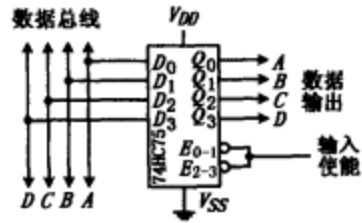
74HC75四D触发器



\bar{E}	D	Q	\bar{Q}	状态
H	L	L	H	数据使能
H	H	H	L	数据使能
L	X	q	\bar{q}	数据锁存

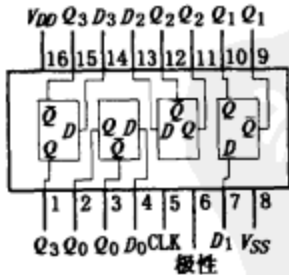
q = 小写字母表示参考输出
状态建立的时间先于
高-低电平的使能传输

应用：4位数据寄存器



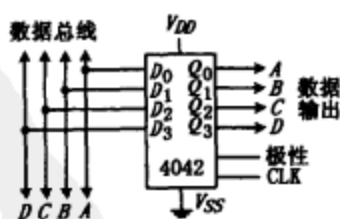
这个 4 位数据寄存器把两个使能端连一起，形成单一的使能端。只有当使能端为高电平时，总线的数据出现在输出端。当使能端为低电平时，总线上的数据锁存入 D 触发器，直至使能端再次为高电平。

4042四D时钟触发器



CLK	极性	Q
0	0	D
1	0	锁存
0	1	D
1	1	锁存

应用：4位数据寄存器



根据极性端时钟电平的大小，这里 4042 被用作一个 4 位数据寄存器。总线上的数据出现在输出端。在时钟跳变状态，数据锁存（存储）。一个相反的时钟跳变出现为止。

图 12.83

D 触发器也以八进制的形式——每片 IC 中含 8 个触发器的形式出现。这些器件经常在微处理器系统中用作 8 位数据寄存器，在这里它们共享 8 位或 16 位数据或地址总线。八 D 触发器的一个例子是图 12.84 所示的 74HCT273。74HCT273 内所有的 D 触发器共享上升沿触发时钟输入和低电平有效的清零。当时钟输入端收到时钟上升沿时，输出到 $D_0 \sim D_7$ 的数据位存储到 8 位 D 触发器并输出到 $Q_0 \sim Q_7$ 。要清零所有触发器，给清零端一低电平脉冲即可。以后我会谈更多关于八位触发器和适合总线的器件。

带清零的74HCT273八进制边沿触发D触发器

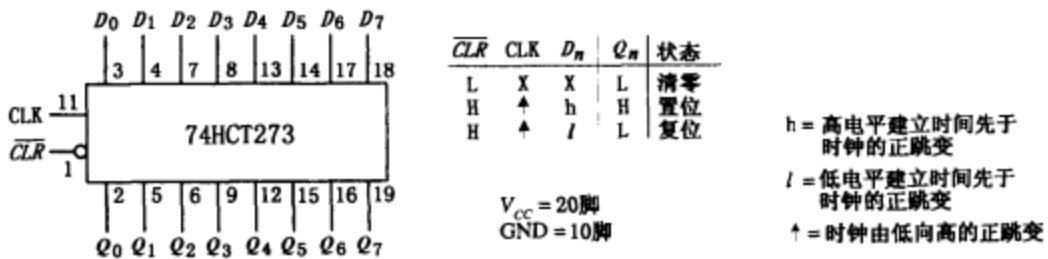
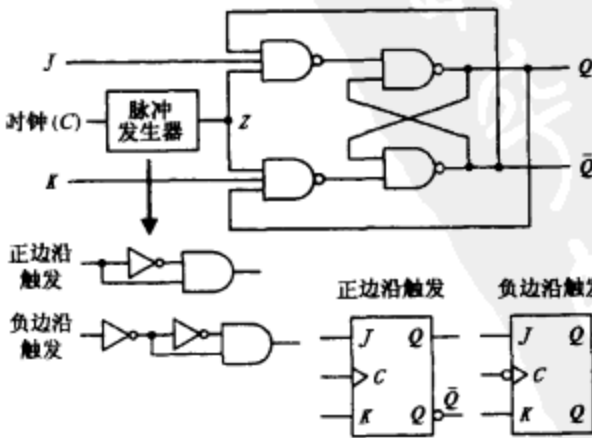


图 12.84

12.6.6 JK 触发器

最后我们谈一下最后一种触发器——JK 触发器。JK 触发器与 SR 触发器相似，它的 J 端类似 S 端，K 端类似 R 端。同样，它存在一个置位模式 ($J=1, K=0$)、复位模式 ($J=0, K=1$) 和保持模式 ($J=0, K=0$)。然而与 SR 触发器在 $S=1, R=1$ 时未定模式不同的是，JK 触发器在 $J=1, K=1$ 时有一触发模式。触发意味着 Q 和 \bar{Q} 输出在每一有效的时钟边沿时转向各自相反的状态。要得到 JK 触发器，可以修改 SR 触发器内部逻辑电路，在输入和输出之间添加两条交叉耦合反馈线路。然而这种修改意味着 JK 触发器无法被电平触发，它只能被边沿触发或脉冲触发。图 12.85 显示了如何在交叉与非门 SR 边沿触发器的基础上组成边沿触发器。

JK边沿触发 触发器



正边沿触发

负边沿触发

正边沿触发						负边沿触发					
c	J	K	Q	\bar{Q}	状态	c	J	K	Q	\bar{Q}	状态
0	X	X	Q	\bar{Q}	保持	0	X	X	Q	\bar{Q}	保持
1	X	X	Q	\bar{Q}	保持	1	X	X	Q	\bar{Q}	保持
+	X	X	Q	\bar{Q}	保持	+	X	X	Q	\bar{Q}	保持
+	0	0	Q	\bar{Q}	保持	+	0	0	Q	\bar{Q}	保持
+	0	1	0	0	复位	+	0	1	0	0	复位
+	1	0	0	0	置位	+	1	0	0	0	置位
+	1	1	Q	\bar{Q}	翻转	+	1	1	Q	\bar{Q}	翻转

JK边沿触发 触发器时序图

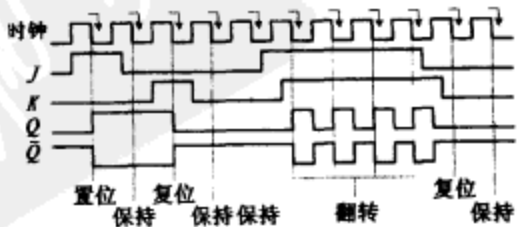
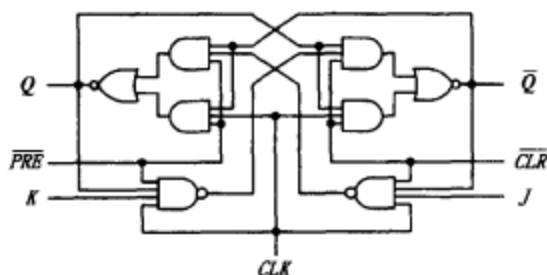


图 12.85

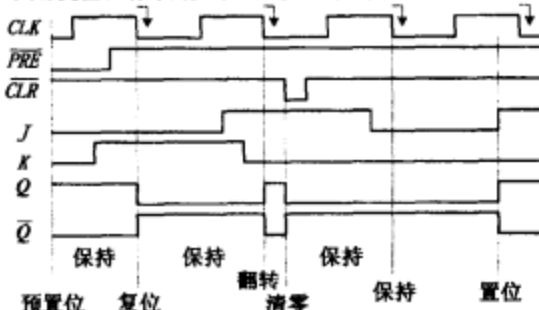
JK 边沿触发器同样也有复位(异步置位)和清零(异步复位)输入端,如图 12.86 所示。

带置位与清零的边沿触发JK触发器

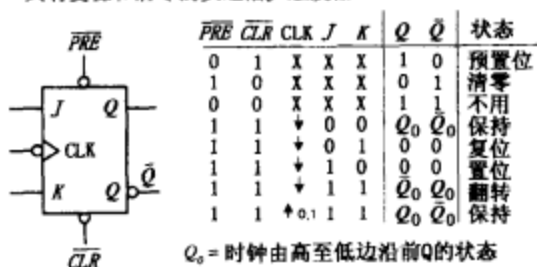
具有复位和清零的JK边沿触发器原理图



具有复位和清零的JK边沿触发器时序图



具有复位和清零的负边沿JK触发器



具有复位和清零的正边沿JK触发器

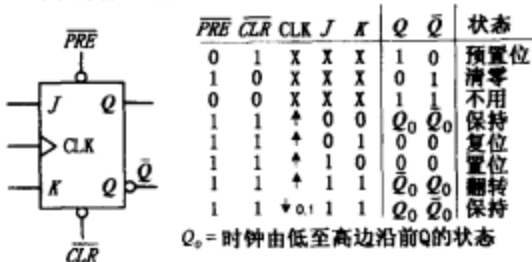


图 12.86

此外, 还有脉冲触发(主从)触发器, 但它们因为会出现一些不良的响应(见后述)而不那么流行。JK 具有独特的交叉耦合反馈连接, 从触发器的 Q 和 Q̄ 输出端, 返回连接到主触发器输入端。此外, 它们与 SR 脉冲触发器是相似的。图 12.87 给出一简单的与非门脉冲触发 JK 触发器。

脉冲触发JK触发器(主-从JK触发器)

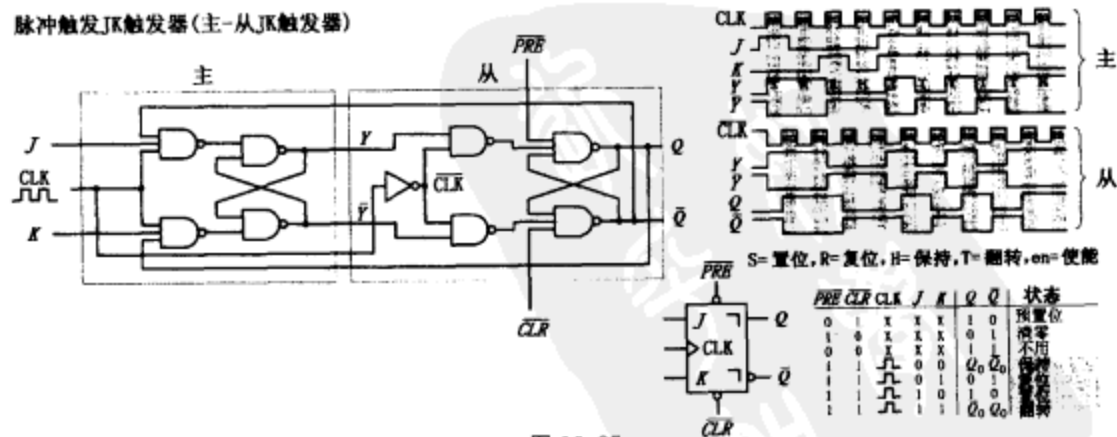
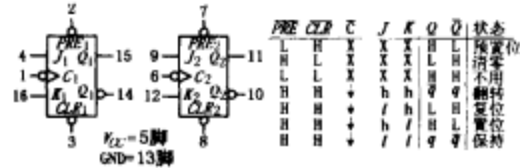


图 12.87

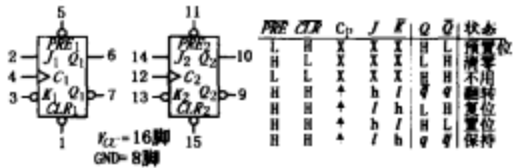
使用脉冲触发 JK 触发器经常会遇到一问题, 即一次变化问题: 当时钟电平为高时, 无用的脉冲或由于电噪声引起的短时脉冲干扰若加到 J 和 K 端, 触发器将记住这些短时脉冲波形干扰并将它们当作实际的数据。在时钟脉冲持续较短的时候, 一次变化一般不会成为问题, 但当时钟脉冲变长时你就得注意了。为避免出现一次变化, 可用边沿触发 JK 触发器。

常见的 JK 触发器集成电路

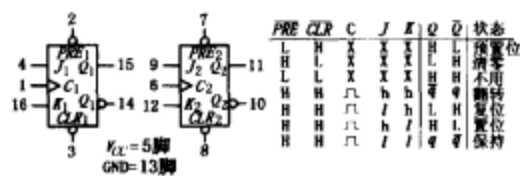
具有复位和清零 JK 双负边沿触发器 74LS76



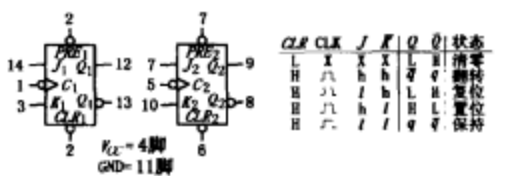
具有复位和清零 JK 双正边沿触发器 74LS109



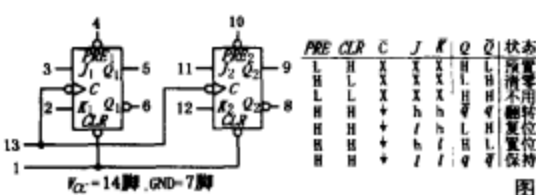
具有复位和清零 JK 双脉冲触发器 7476



具有清零 JK 双脉冲触发器 74HC73



通用时钟 JK 双脉冲触发器 74114



H=高电平, 稳定状态
h=高电平, 时钟脉冲负跳变前的一段建立时间
L=低电平, 稳定状态
l=低电平, 时钟脉冲正跳变前的一段建立时间
q=小写字母表示在时钟负跳变前一段建立时间的参考输出状态
X=任意状态
△=正时钟脉冲
↓=时钟下降沿
↑=时钟上升沿

图 12.88

12.6.7 JK 触发器的应用

JK 触发器的两个主要应用是用于计数器和移位寄存器电路。现在简单地介绍计数器的应用。移位寄存器和附加的计数器电路将在本章的后面讨论。

纹波计数器 (异步计数器)

一个 MOD-16 纹波计数器 (或异步计数器) 可通过将四个 JK 触发器连接在一起而构成。如图 12.89 所示。MOD-16 意味着计数器有 16 个二进制状态, 即它能从 0 到 15 计数——0 是其中之一的计数值。

MOD-16 纹波计数器/2分频、4分频、8分频、16分频计数器

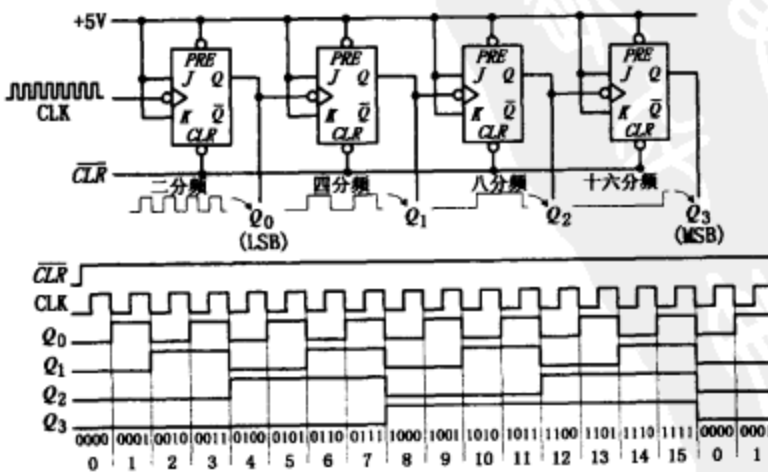


图 12.89

纹波计数器中每个触发器都处于触发模式 (J 和 K 均保持为高)。由于触发的结果, 加在第一个触发器的时钟信号使触发器在其 Q 输出端得到一个时钟频率二分频的信号。第二个触发器在时钟输入端接收 Q 的输入并同样将其二分频。此过程一直持续到电路终端。最终得到的是一个四位二进制计数器。最低有效位是 Q₀, 最高有效位是 Q₃。当计数达到 1111 时, 计数器返回 0000, 并从此继续计数。要在任意时刻复位计数器, 低电平有效、清零端加低脉冲。要使计数器从 1111 到 0000 倒向计数, 你只需使用 \bar{Q} 端输出。

上面的纹波计数器也可当作二分频、四分频、八分频、十六分频计数器。你可以简单地用任何你希望分频的信号取代时钟信号。为得到二分频计数器，你只需第一个触发器；为得到八分频计数器，你需要前三个触发器。

更高 MOD 值的纹波计数器可通过在 MOD-16 计数器上添加更多的触发器而组成。但你如何构建一个 2、4、8、16 等以外的一个 MOD 值纹波计数器？比如，MOD-10（0 到 9）纹波计数器？同样地，如果你想在达到一特定计数值停止计数并触发一些如 LED 或蜂鸣器的器件时，你该怎么做呢？图 12.90 所示的正是这样一个电路。

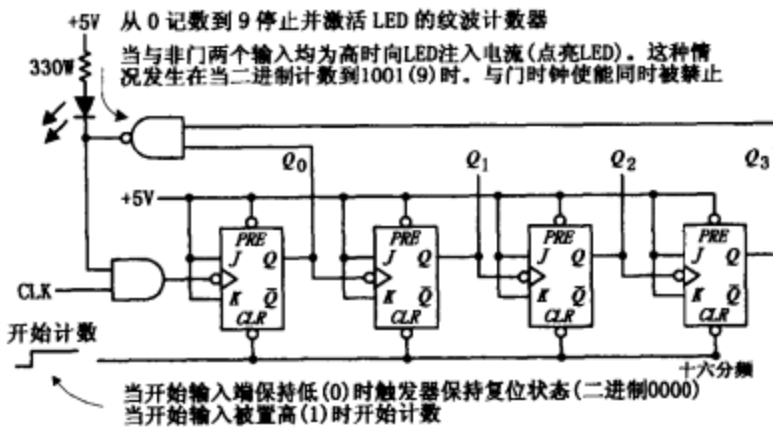


图 12.90

要得到 MOD-10 计数器，你只需用 MOD-16 计数器并将 Q_0 和 Q_3 输出端连接到一个与非门，如图所示。当计数器计数到 9（1001）， Q_0 和 Q_3 都将变高，使得与非门的输出变低。与非门注入电流，点亮 LED，同时禁止时钟使能门和停止计数。（当与非门为高时，LED 两端无电压差，故不能点亮。）要开始新的计数，低电平有效清零端应加瞬间低脉冲。同样，要得到 MOD-15 计数器，你可以使用相似的基本方法，但必须将 Q_1 、 Q_2 和 Q_3 连接到三输入与非门。

同步计数器

以上讨论的纹波计数器存在一个问题。随着触发器输出级的增加（从第一个由时钟触发的触发器算起），对由初始时钟信号引起的改变作出响应的时间被延缓了。对于一个给定的触发器，这是由于内部传输延迟所造成的结果。标准 TTL 触发器可能会有 30ns 的内部延时。如果将 4 个触发器连接构成一个 MOD-16 计数器，那么在更高阶输出延时的累积时间将是 120ns。当用于高精度同步系统时，这么大的延时将导致时间上的问题。

为避免大的延时，我们可以构建所谓的同步计数器。与纹波（异步）计数器不同，同步计数器所包含的触发器的输入端由同一时间线路同时驱动。这意味着每一触发器的输出转换将同时发生。与纹波计数器不同的是，为给出理想计数波形，你必须在各种触发器的输入端和输出端之间添加一些附加的逻辑电路。比如为构建一个 4 位 MOD-16 同步计数器，需添加两个附加的与门，如图 12.91 所示。与门使触发器处于保持模式（如果门的两输入均为低）或触发模式（如果门的两输入均为高）。所以当在 0~1 计数时，第一个触发器处于触发

模式（一般也是此模式）其他全部都保持在保持模式。当计数 2~4 时，第一和第二触发器将置为触发模式，最后两个为保持模式。当计数 4~8 时，第一个与门被使能，以允许第三个触发器为触发模式。当计数 8~15 时，第二个与门被使能，允许最后一个触发器为触发模式。你可以通过研究电路和时间波形得知细节。

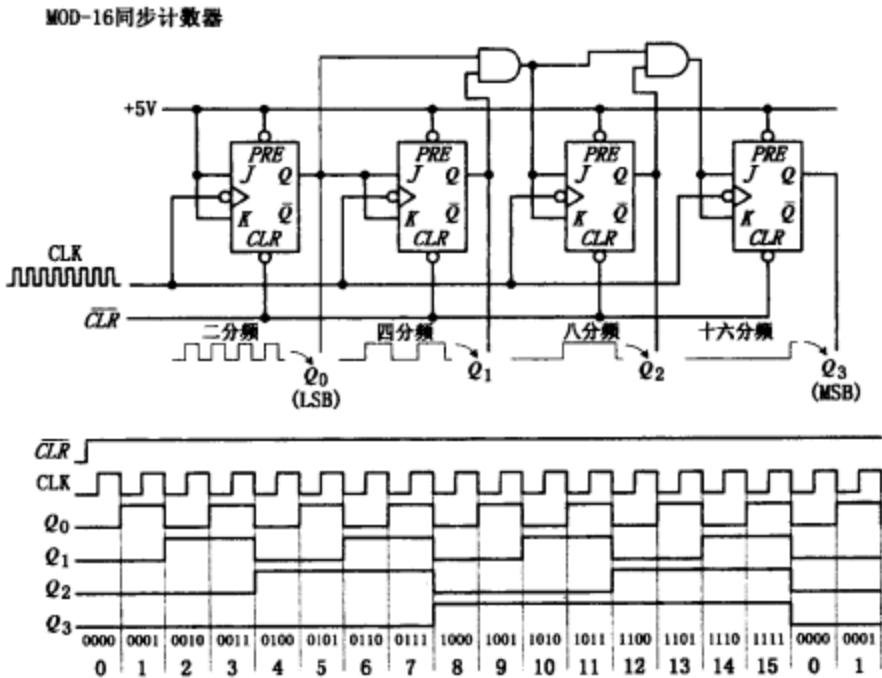


图 12.91

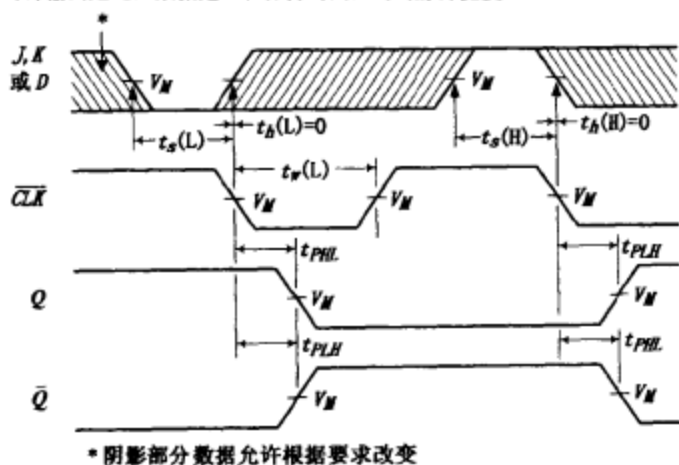
实际上，如果你需要计数器，无论是纹波或同步计数器，我们可以使用计数器集成电路。这些集成电路通常是 MOD-16 或 MOD-10 计数器并且一般会附带许多功能。比如，许多集成电路允许你用并行输入线路预置你所想要的计数值，而有些允许你通过控制输入的方法实现递增或递减计数。下文会更详细地讨论计数器集成电路。

12.6.8 触发器实际应用中应考虑的时间问题

当使用触发器时，避免竞争状态是很重要的。比如假设在你向 JK 触发器的一个输入端输入高或低电平脉冲的那一刻，你输入了一个有效的时钟边沿。这时触发器就会发生典型的竞争状态。因为 JK 触发器传送时钟边沿到来那一刻输入端的值，而该时刻输入端由高到低的改变将导致问题的出现。因为你无法决定输入端电平在那一刻是高还是低。为避免这种类型的竞争状态出现，你必须在有效的时钟传到之前，保持触发器的输入至少一个建立时间 t_s 的稳定，否则输出电平将是不可靠的。对一给定的触发器，其建立时间可查阅生产商的数据清单获得。比如 74LS76JK 触发器的最小建立时间是 20ns。其他时间参数比如保持时间、延迟时间等生产商也会给出。图 12.92 给出这些参数的意义。

触发器时序参数

时钟输出延迟, 数据建立和保持时间, 时钟脉冲宽度



输出的预置和清零延迟, 预置和清零脉冲宽度

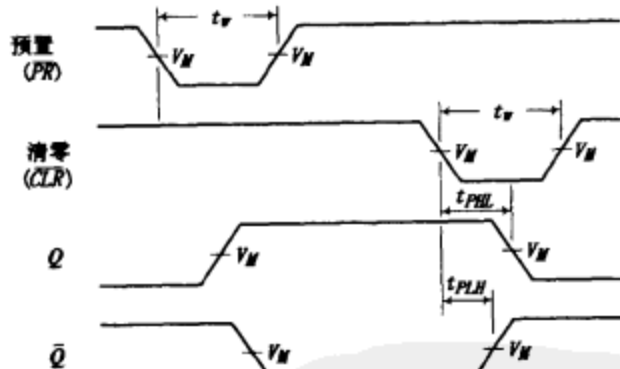


图 12.92

重要事项

建立时间 t_s ——在对正确操作有效的时钟边沿进入之前, 输入必须保持的时间。对典型的触发器, t_s 大约为 20ns。

保持时间 t_h ——在对正确操作有效地时钟边沿进入之后, 输入必须保持的时间。对于大多数触发器, 它为 0ns——这意味着输入无需保持比有效时钟信号更长的时间。

t_{PLH} ——从时钟触发点到 Q 输出端由低变高中点的延迟时间。典型值大约为 20ns。

f_{max} ——时钟输入端允许的最大频率。高于该极限的任意频率值将导致不可靠的操作结果。它有比较大的范围。

$t_{w(L)}$ ——时钟脉冲宽度(低), 在对可靠操作低电平期间, 时钟输入端允许的最小宽度 (ns 级)。

$t_{w(H)}$ ——时钟脉冲宽度(高), 在对可靠操作高电平期间, 时钟输入端允许的最小宽度 (ns 级)。

预置或清除脉冲宽度——同样由 $t_{w(L)}$ 给出, 预置或清除端低脉冲的最小宽度 (ns 级)

12.6.9 数字时钟发生器和单脉冲发生器

你已经看到时钟和单脉冲控制信号的重要性。下面让我们看一些能够产生这些信号的电路。

时钟源 (多稳态多谐振荡器)

时钟只是一个方波振荡器。在第 9 章已讨论了产生方波的方法, 这里只简单地举一些实际的电路。数字时钟可以由逻辑门、电容、电阻和晶体构建而成, 或者由 IC 的形式获得。图 12.93 是一些时钟发生器的例子。

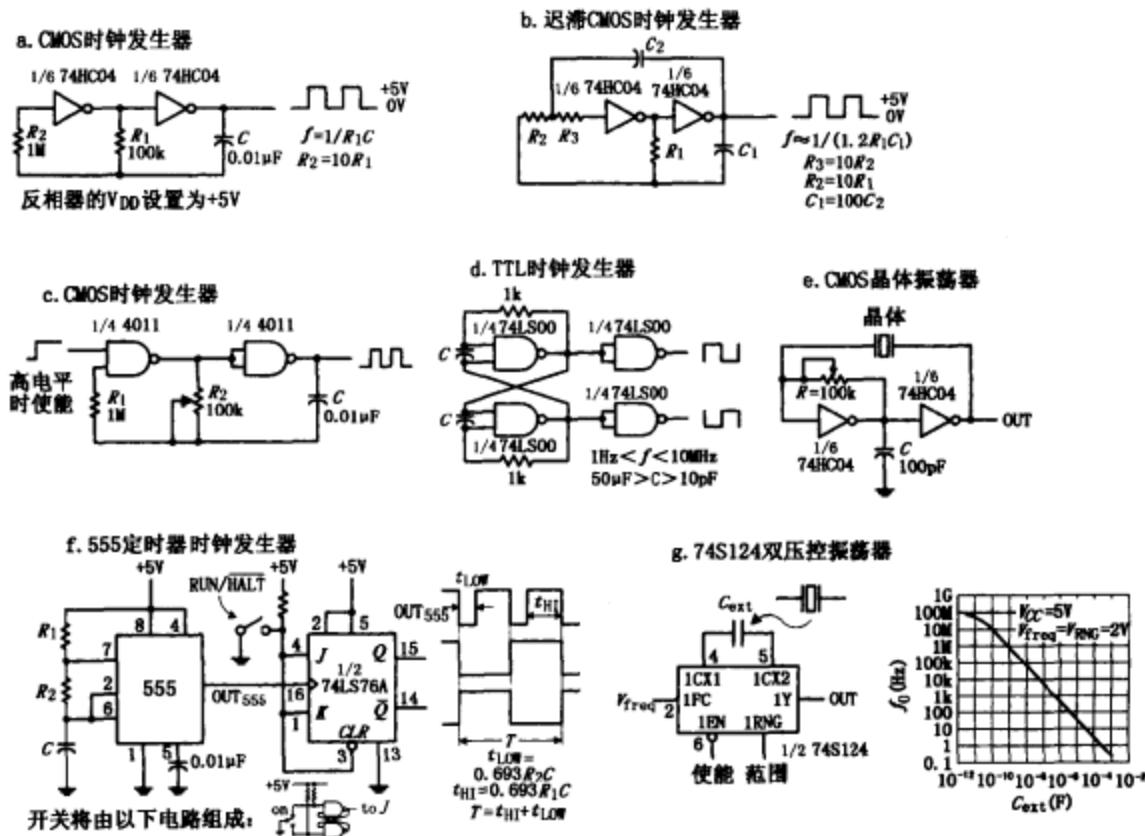


图 12.93

图 a, 两个 CMOS 反相器连接形成一方波输出的 RC 弛张振荡器。输出频率取决于 RC 常数, 如图所示。

图 b, 前一个振荡器存在一个问题——如果组成它的两个门过渡区不同, 它有可能不振荡, 或者由于左边的门增益有限, 它可能以比预计的稍微低的频率振荡。这里所示的振荡器通过添加附加的 RC 网络迟滞解决这些问题。

图 c, 该振荡器使用一对 CMOS 与非门和 RC 时间网络, 可调电阻用来调整频率。产生的输出方波最高频率大约 2MHz。第一个门的其他输入端, 被接出来当作时钟使能端 (当它为高电平时时钟被使能)。

图 d, 具有双反馈电阻的 SR 触发器使用一 RC 弛张型配置以产生一方波。时钟的频率取决于 R 和 C 的值。改变 C_1 到 C_2 比率也就改变了占空比。

图 e, 当需要高稳定度时, 晶体振荡器是时钟发生器的最佳选择。该图中使用了一对 CMOS 反相器和一反馈晶体 (见第 8 章详述)。工作频率由晶体决定。振荡前需调整可调电阻。

图 f, 非稳态模式的 555 定时器可用于产生方波。该图中, 我们插入了一个工作于触发模式的 JK 触发器, 以使高低电平时间保持相同。图中所给的时序图和等式足以说明一切。

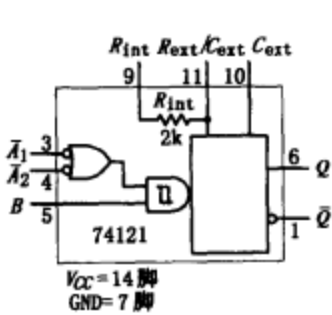
图 g, 74S124 双压控振荡器 (VCO) 输出方波的频率取决于外部电容器的容量以及加在频率范围输入端 (V_{RNG}) 和频率控制输入端 (V_{freq}) 的电压值。图中所示的图表表明当 V_{RNG} 和 V_{freq} 被置为 2V 时它的频率如何随容量改变。该器件同时具有低电平有效的使能输入端。其他用于时钟产生的压控器件包括 74LS624、4042 和 4046 (PLL)。你可在元件种类列表中找到更多器件。

单稳态触发器

为产生理想脉宽的单脉冲信号，可以采用单稳态触发器。该触发器只有一个高（或低）的稳定状态，并可被触发为低（或高）的稳定状态，且其持续时间由 RC 网络确定。单稳态触发器可由简单的门、电容和电阻构成，也有现成的集成电路产品供选用。

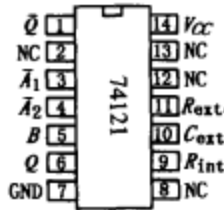
两种流行的单稳态触发器是：不可重复触发的 74121 和可重复触发的 74123，如图 12.94 所示。

非重复触发单稳态触发器 74121



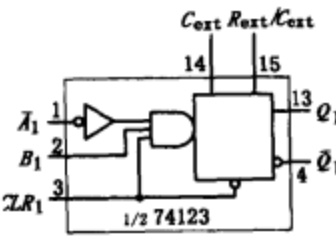
输入			输出	
A ₁	A ₂	B	Q	Q̄
L	X	H	L	H
L	X	L	L	H
L	H	H	L	H
L	H	L	L	H
H	X	H	L	H
H	X	L	L	H
H	H	H	L	H
H	H	L	L	H

▽ 正脉冲
 ▽ 负脉冲
 ▽ 负边沿
 ▽ 正边沿



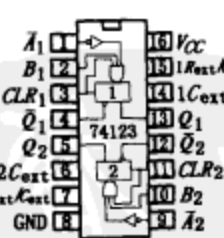
74121 具有 3 个触发输入端 (\bar{A}_1, \bar{A}_2, B)，两个输出端 (Q, \bar{Q})，以及与 RC 网络连接的计时输入端 ($R_{ext}/C_{ext}, C_{ext}$)。要从 74121 得到触发脉冲，你有五种触发方式可选择，如图的真值表所示。触发信号从 B 输入时，由于信号直接加在内部施密特触发的反相器，在处理缓慢上升或噪声信号时易受干扰。为得到希望的脉冲宽度 (t_w) 输出，可在 R_{ext}/C_{ext} 和 C_{ext} 输入端连接一电阻/电容，如图示。（集成电路内部提供一个 $2k\Omega$ 电阻，欲使用它，可以将第 9 脚连接到 V_{CC} ，并且将电容跨接在第 10 脚和第 11 脚，或在第 9 脚外部串接电阻。外接电阻和电容值的大小可参见由生产商提供的公式。为使电路可靠工作， t_w 的最大值不应超过 $28s$ ($R=40k\Omega, C=1000\mu F$)。同样应当注意，对于不可重复触发单稳态触发器，如 74121，当器件工作在不稳定状态时任何触发脉冲都将被忽略。

重复触发单稳态触发器 74123



输入			输出	
CLR	A	B	Q	Q̄
L	X	X	L	H
L	X	L	L	H
L	H	H	L	H
L	H	L	L	H
H	X	H	L	H
H	X	L	L	H
H	H	H	L	H
H	H	L	L	H

▽ 正脉冲
 ▽ 负脉冲
 ▽ 负边沿
 ▽ 正边沿



74123 包含两个可重复触发单稳态触发器。与不可重复触发的单稳态触发器不同，该器件不会忽略工作于不稳定状态时的触发脉冲。相反，当在不稳定工作状态期间如有新的触发脉冲来临，该不稳定将再持续一段 t_w 时间。换句话说，器件被简单地重新触发。74123 有两个触发输入端 (\bar{A}_1, B_1) 和一个清除端 (CLR_1)。当 CLR_1 为低，触发器被强置为稳定状态。如果 $C_{ext} > 1000pF$ ， t_w 大小的决定参见给出的公式。如果 $C_{ext} < 1000pF$ ，请参见生产商提供的 $t_w/C_{ext}/R_{ext}$ 图表，以决定 t_w 的大小。

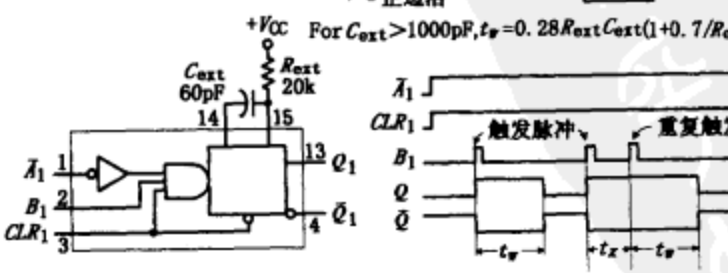
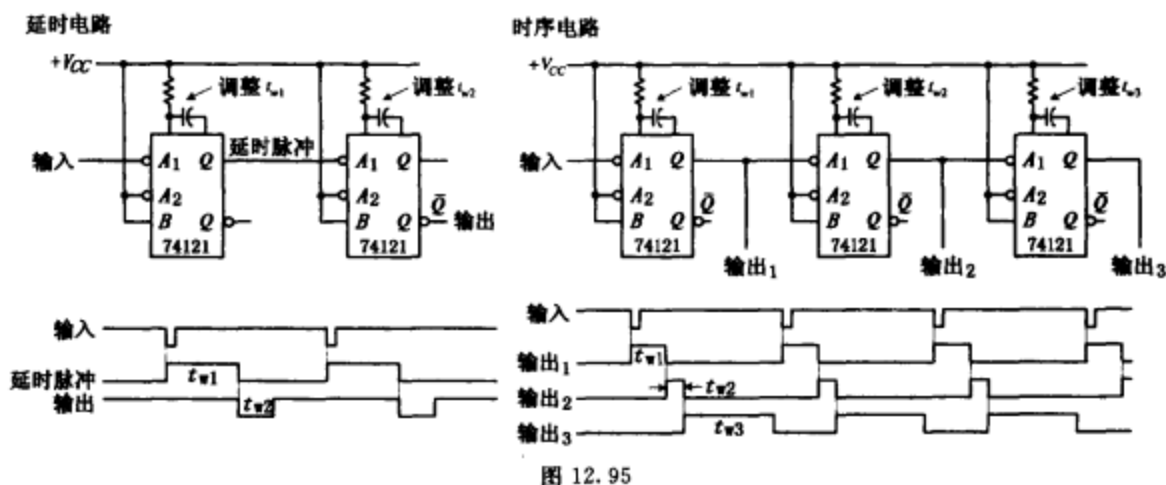
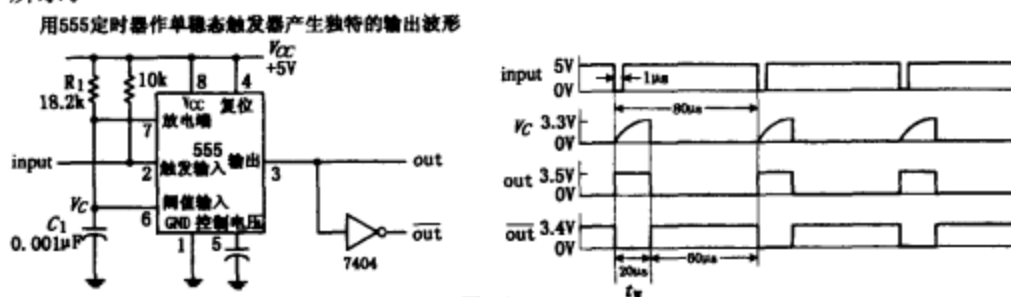


图 12.94

除了当作简单的脉冲发生器外，单稳态触发器可组合成时间延迟发生器和时序电路。如图 12.95 所示。

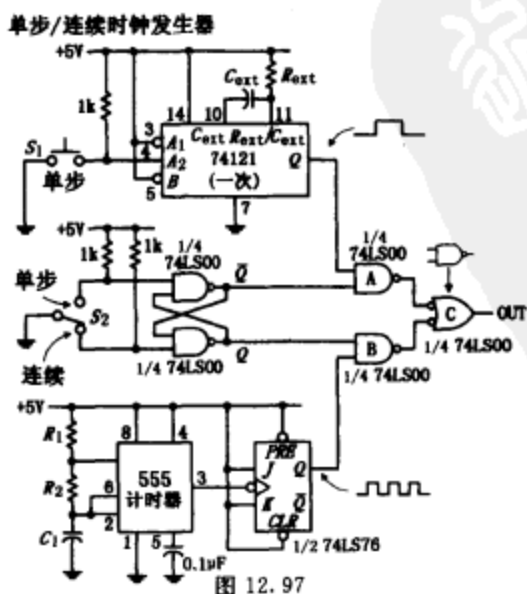


如果你没有 74121 之类的单稳态触发器，你可以用一个 555 集成电路构成，如下图 12.96 所示。



单步/连续时钟发生

图 12.97 是一个手控单步/连续时钟发生器，它在你进行逻辑电路实验时是很有用的。



该电路中，开关 S_2 用于选择是单步时钟还是连续时钟从输出端送出。当 S_2 处于单步位置时，与非门 SR 触发器复位 ($\bar{Q}=1, Q=0$)。这样就禁止了与非门 B，而打开与非门 A，这就允许来自单稳态触发器的单脉冲可通过门 C 到达输出端。按压开关 S_1 就得到一次触发。当 S_2 被置于连续位置时，RS 触发器被置位 ($\bar{Q}=0, Q=1$)。这禁止了与非门 A，并打开与非门 B，允许 555/触发器产生的时钟信号通过门 C 到达输出端。（为避免混淆，需要逻辑门 C 以阻止输出同时为高或低。）

12.6.10 上电自清零（复位）电路

在时序电路中，当电源第一次加到器件时，通常最好将器件清零（复位）。这可保证器件比如触发器和时序集成电路不会在起始时出现奇异的模式（例如，计数器集成电路不会开始以 1101 代替 0000 计数）。图 12.98、图 12.99 是两个用来提供上电自清零的方法。

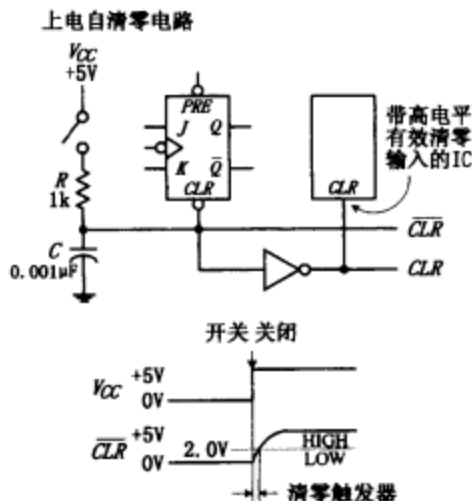


图 12.98

假设电路中的器件有一需要上电自清零的 JK 触发器。为使触发器清零并迅速转变为同步工作方式中，你可能会采用在它的低电平有效的清零端加 0V 电压；然后把电压升高（对 74LS76 JK 触发器至少在 2.0V 以上）。完成该功能的一个简单方法是使用如图所示的 RC 网络。当电源关断（开关断开），电容放电（0V）。这意味着 $\overline{\text{CLR}}$ 端为低（0V）。一旦电源打开（开关闭合），电容开始向 V_{CC} （+5V）充电。然而在电容电压达到 2.0V 前， $\overline{\text{CLR}}$ 端对低电平有效清零端仍被认为低。经过 $t=RC$ 时间后，电容的电压将已达到 V_{CC} 的 63% 或 3.15V；经过 $t=5RC$ 后，它的电压将接近等于 +5V。因为 74LS76 的清零端只要至少 2.0V 就能被置为同步工作方式，所以 $t=RC$ 已经足够长了。因此，粗略地估计，如果你希望 $\overline{\text{CLR}}$ 端上电复位后保持 $1\mu\text{s}$ 的低电平，你必须使 $RC=1\mu\text{s}$ 。使 $R=1\text{k}\Omega$ 和 $C=0.001\mu\text{F}$ 就可以了。

这种自动复位的方案可用于电路中含有一些可复位的集成电路。如果集成电路需要高电平有效复位（较少见），这可简单地添加一个反相器产生高电平有效清除端，如图所示。以这种器件复位的清零端的低电平时间大约为 $1\mu\text{s}$ 。如果有更多的器件置于清零端，由于附加了充电电路，低电平时间将减少。为防止这种情况发生，可以使用一个大电容。

改进的上电自清零电路

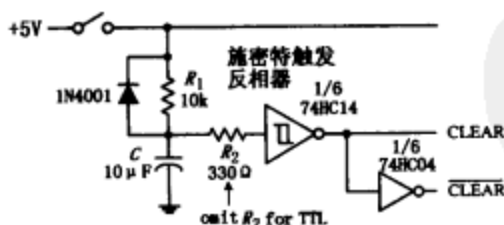


图 12.99

改进的上电自清零电路如图 12.99 所示。这里使用了一个施密特触发的反相器使清除信号有效关断。对于 CMOS 施密特触发反相器，必须使用一个二极管和输入电阻，使得当电源被移走时起保护 CMOS 集成电路的作用。

12.6.11 开关抗颤动器

我们对图 12.100 最左端的开关抗颤动器应相当熟悉。它是一个交叉与非门 SR 锁存型开关抗颤动器。构建该电路时 74LS279A 集成电路是一个理想的选择，它含有 4 个 SR 锁存器。

现在，开关抗颤动器不必由 SR 锁存器构建而来。实际上，任何一个具有预置和清除（复位）输入端的早期触发器都可使用。比如图 12.100 中间的电路使用了一个 74LS74D 触发器和上拉电阻作为开关抗颤动器，D 输入端和 CLK 输入端被接地，所以只有预置和清除

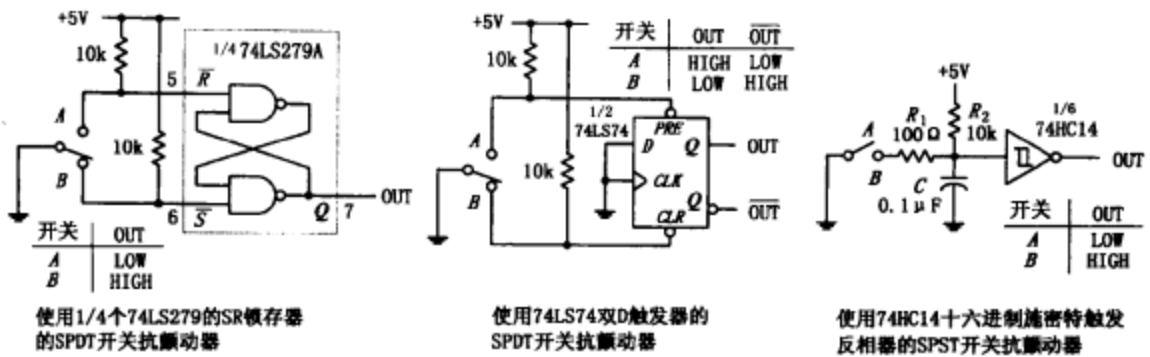


图 12.100

模式两种可被激活。而且上拉电阻会使预置或清除输入端的一端为高电平，而不管开关是否发生跳变。从这两个例子中，借助图 12.80 的 74HC74 的真值表，你可以得到其余内容。

可用来抗颤动的另一种方法 SPST 开关如图 12.100 右端所示。该抗颤动器使用了一个施密特触发器和一个独特的 RC 时钟网络。当开关断开时，电容被完全充电（+5V），输出为低电平。当开关闭合时，电容通过 100Ω 电阻向地迅速放电，使得输出变为高。所以，当开关颤动时，电容又会通过 10kΩ 电阻慢慢充电到 +5V，然后又通过 100Ω 电阻迅速放电到 0V，这使得输出为高电平。通过使用比 100Ω 放电电阻大的 10kΩ 上拉电阻，电容两端的电压或反相器输入端的电压在颤动期间就没有机会超过反相器的正门槛电压 (V_{T+})。因此使它忽略了开关的颤动，输出仍为高电平。本例中，充电时间常数 ($R_2C=10k\Omega \times 0.1\mu F$) 保证了充足余量。当开关被重新断开时，电容向 +5V 方向充电。当电容电压达到 V_{T+} 时，输出变为低电平。

12.6.12 上拉和下拉电阻

正如在开关抗颤动器电路中所用的那样，上拉电阻用来使输入端保持高电平，否则它将处于悬浮状态。如果你想使上拉输入端为低，你可以通过一个开关将引脚接地。使用什么规格的上拉电阻是很重要的。关键是使电阻值小到足以使通过它的电压不会被衰减到低于集成电路的最小最高门槛电压 ($V_{IH,min}$)。同时，你也不能使它太小，否则当你将引脚接地时，会流过过多的电流。

图 12.101 左图，使用了一个 10kΩ 上拉电阻使 74LS 器件输入为高电平。要使输入为低电平，可闭合开关。为了计算出电阻是不是足够大但又不至于使输入电平下降过多，可以使用 $V_{in} = +5V - RI_{IH}$ 公式。这里 I_{IH} 是当开关断开时，输入状态为高电平期间注入 IC 的电流。对于典型的 74LS 器件， I_{IH} 大约 20μA。因此通过这个简单的公式，你会发现 $V_{in} = 4.80V$ ，这对 74LS 器件而言比 $V_{IH,min}$ 高出相当多。如果你闭合开关使输入为低，电源通过电阻释放的功率 ($P_D = V^2/R$) 将是 $(5V)^2/10k\Omega = 25mW$ 。图中所示的图形画出了 V_{in} 和 P_D 对 R 的曲线图。你会发现，如果 R 太大， V_{in} 会降到低于 $V_{IH,min}$ ，输出就不会达到预计的高电平。 R 小时，耗电迅猛。对具体的逻辑集成电路，该用什么样的电阻值，你可以查阅数据单中 $V_{IH,min}$ 和 $V_{IH,max}$ 的值，再应用简单的公式计算出。多数应用电路中，10kΩ 的上拉电阻有较佳的工作状态。

现在我们讨论在什么情况下使用下拉电阻使悬浮的端子为低电平。与上拉电阻不同，下

用上拉电阻使输入保持常高

用下拉电阻使输入保持常低

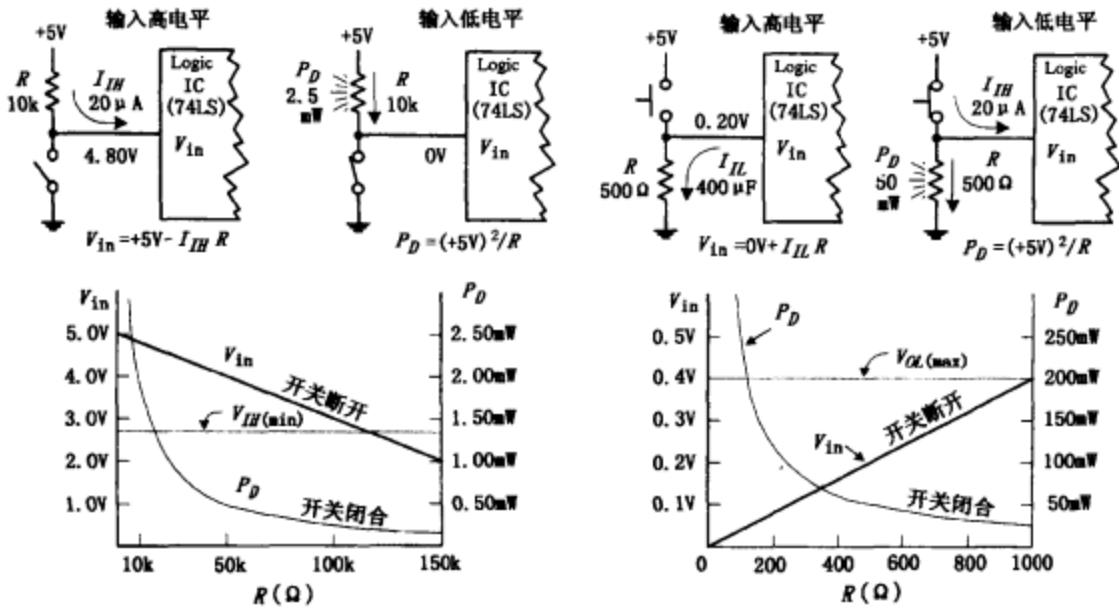


图 12.101

拉电阻必须小得多，因为输入低时电流 I_{IL} （依 IC 而低）通常比 I_{IH} 大得多。通常情况下，下拉电阻大约为 $100 \sim 1k\Omega$ 。更小的阻值可保证 V_{in} 低到足以被逻辑输入认为低电平；为确定 V_{in} 是否够低，可用 $V_{in} = 0V + I_{IL}R$ 公式计算。举个例子，使用 $I_{IL} = 400\mu A$ 的 74LS 器件和 500Ω 的下拉电阻。当开关断开时，输入将为 $0.20V$ ，这对 74LS（约为 $0.8V$ ）而言已比 $V_{IL,max}$ 低得多。当开关闭合时，电源通过电阻释放的功率将为 $(5V)^2/500\Omega = 50mW$ 。图 12.101 所示图形画出 V_{in} 和 P_D 对 R 的曲线图。从曲线中你会发现，如果 R 变得太大， V_{in} 将超过 $V_{IL,max}$ 使输出不是预计中的低电平。当 R 变小，电源耗电迅猛。如果你一定要使用下拉电阻/开关，请留心当开关闭合时电阻的耗电较大。

12.7 计数器集成电路

前面你可学会触发器如何被连成异步（纹波）和同步计数器。实际中，我们会避免使用分离的触发器构成计数器，而使用预封装的计数器集成电路。这些集成电路所费不多，却有许多附加的功能，如控制使能输入、并行加载等。有许多不同种类的计数器集成电路可供使用，它们以异步（纹波）或同步的形式出现，并且通常被设计成以二进制或 BCD 的形式进行计数。

12.7.1 异步计数器（纹波计数）集成电路

异步计数器在很多的电路应用中工作良好，但对需要精确计时的高频应用电路中，同步计数器工作更为良好。（同步计数器的触发器被时钟同时触发，所以同步计数器几乎不累计传输延时，而异步计数器则不同。）下面是一些常见的异步计数器。

具有独立的 MOD-2 和 MOD-8 计数单元的 4 位纹波计数器 7493

7493 的内部包含四个 JK 触发器，它们接成可以独立实现 MOD-2 (0~1 计数器) 和 MOD-8 (0~7 计数器) 计数功能。MOD-2 和 MOD-8 两个单元均由独立时钟输入端触发。MOD-2 单元使用 C_{p0} 作为它的时钟输入端，而 MOD-8 单元使用 C_{p1} 作为它的时钟输入端。同样地，两个单元有独立的输出——MOD-2 的输出是 Q_0 ，而 MOD-8 的输出包括 Q_1 、 Q_2 和 Q_3 。MOD-2 单元也用作二分频计数器。而 MOD-8 单元可用作二分频计数器 (Q_1 输出端触发)、四分频计数器 (Q_2 输出端触发)、八分频计数器 (Q_3 输出端触发)。如果你想得到 MOD-16 计数器，只要把 Q_0 连到 C_{p1} ，简单地把 MOD-2 和 MOD-8 单元连接在一起即可，这时 C_{p0} 作为惟一的时钟输入端。MOD-2、MOD-8 或 MOD-16 计数器通过使两个与门的主复位端 (MR_1 和 MR_2) 都为高电平而被清零。开始计数时两主复位端至少一个为低电平。当时钟负边缘到达时，计数加 1。当达到最大计数值后 (对 MOD-2 是 1，对 MOD-8 是 111，对 MOD-16 是 1111)，输出跳回零，计数重新开始。7493 的封装及逻辑功能见图 12.102。

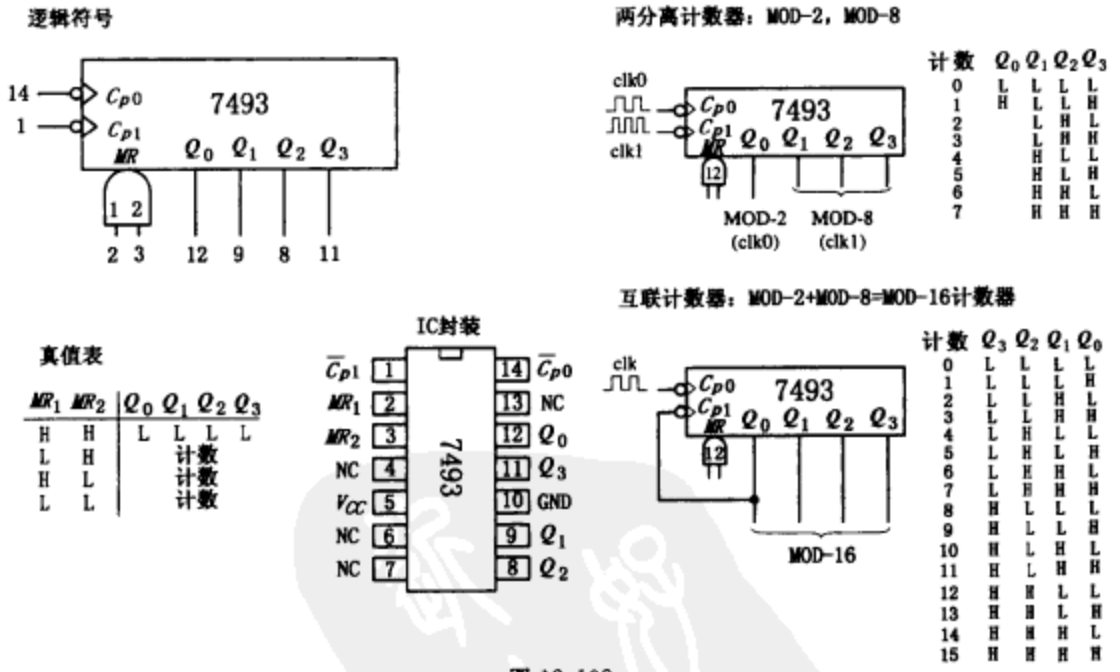


图 12.102

具有 MOD-2 和 MOD-5 计数单元的 4 位纹波计数器 7490

和 7493 一样，7490 是另一种 4 位纹波计数器。然而，它的触发器内部连接可实现 MOD-2 和 MOD-5 单元。同样，每一单元使用独立的时钟端；MOD-2 为 C_{p0} ，MOD-5 为 C_{p1} 。通过把 Q_0 接到 C_{p1} ，并把 C_{p0} 当作惟一的时钟输入端，就得到一个 MOD-10 的计数器 (十进制或 BCD 计数器)。当主复位端 MR_1 和 MR_2 被置为高电平时，计数器输出被复位到 0——假设主复位端 MS_1 和 MS_2 不同时为高电平 (MS 端优先于 MR 端)。当 MS_1 和 MS_2 为高，输出被置为 $Q_0=1$ 、 $Q_1=0$ 、 $Q_2=0$ 和 $Q_3=1$ 。在 MOD-10 的配置中这意味着计数器被置为 9 (二进制的 1001)。如果你想第一个时钟信号过后从 0000 开始计数，上述的置位功

能可很方便地实现这一目的。(主复位实现从 0001 开始计数。)

7490 的封装及逻辑功能见图 12.103。

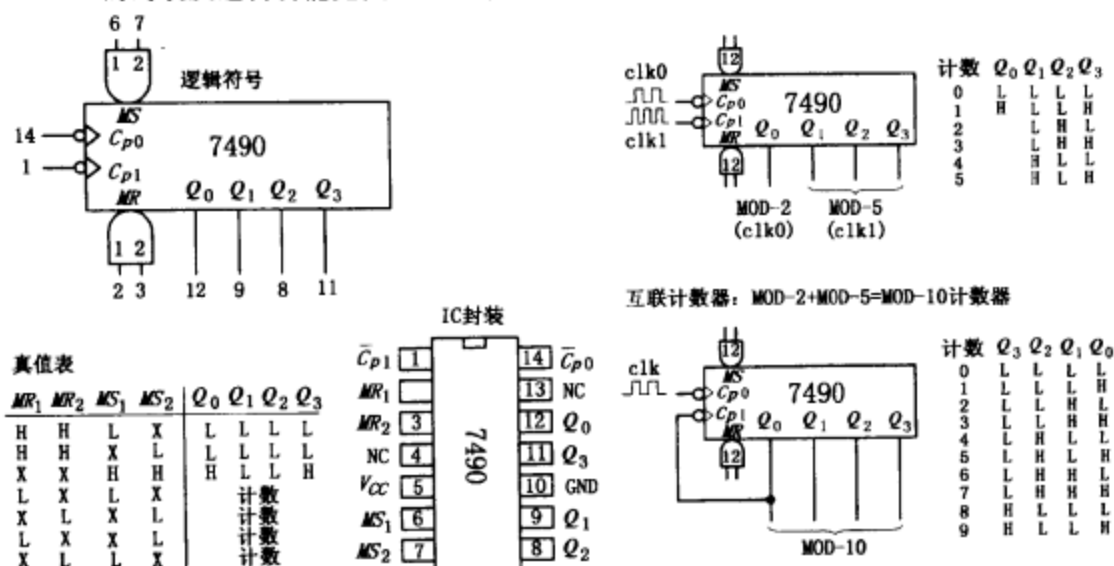


图 12.103

具有 MOD-2 和 MOD-6 计数单元的十二分频纹波计数器 7492

7492 是与 7490 相似的另一种 4 位纹波计数器。但是它有一个 MOD-2 和一个 MOD-6 单元，并有相应的时钟输入 C_{p0} (MOD-2) 和 C_{p1} (MOD-6)。通过把 Q_0 连到 C_{p1} ，我们可得到一个 MOD-12 计数器， C_{p0} 作为它的唯一时钟输入端。将高电平输到主复位输入端 MR_1 和 MR_2 时，计数器清零。

7492 的封装及逻辑功能见图 12.104。

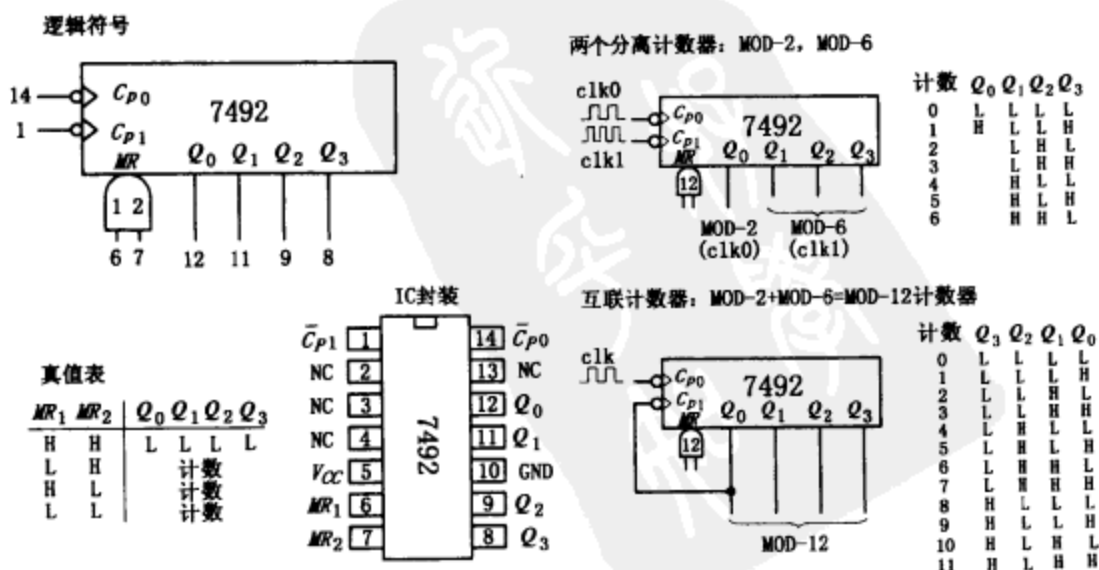


图 12.104

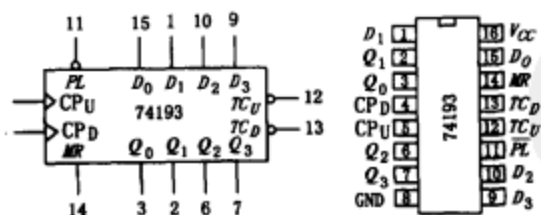
12.7.2 同步计数器集成电路

与异步计数器集成电路相似，同步计数集成电路也以各种 MOD 的组成出现。这些器件通常都伴有特殊的功能，如控制递增或递减计数和用于预置计数器所需的起始计数值的并行加载输入端。同步计数集成电路比异步计数集成电路流行，不仅因为这些附加的功能，而且因为它们没有异步计数器集成电路那么长的延迟时间。让我们看一些流行的同步计数器集成电路。

可预置可逆 4 位同步计数器 74193

74193 是一种可逆计数，并能在 0 到 15 之间预置所需任意值的多功能 4 位同步计数器。它有两个独立的时钟输入端 CP_U 和 CP_D 。 CP_U 用于加计数，而 CP_D 用于减计数。为使某个输入端能计数，另一个必须为高电平。二进制计数输出来自 Q_0 (2^0)、 Q_1 (2^1)、 Q_2 (2^2) 和 Q_3 (2^3)。要预置计数器为所需的任意计数值时，相应的二进制数必须加载到并行输入端 $D_0 \sim D_3$ 。当并行加载输入端 (\overline{PL}) 脉冲为低时，二进制数就被置入计数器，计数就以加或减的方式从那个数开始计数。加计数终端 ($\overline{TC_U}$) 和减计数终端 ($\overline{TC_D}$) 一般为高电平。 $\overline{TC_U}$ 用来表示已经达到最大计数值，并且计数器将从最小计数值 (0000) 重新开始——进位状态。特别地，这意味着当计数达到 15 (1111)，且输入时钟 (CP_U) 从高电平变为低电平时， $\overline{TC_U}$ 变为低电平。 $\overline{TC_U}$ 直到 CP_U 返回高电平时才变高电平。 $\overline{TC_U}$ 的低电平脉冲可用来当作多阶计数器的下一高阶的输入脉冲。减计数端 ($\overline{TC_D}$) 输出用于表示已达到最小计数值 (0000)，且计数器将从最大值 15 (1111) 重新计数——借位状态。特别地，这意味着当减计数到 0000 且输入时钟 (CP_D) 变为低电平时， $\overline{TC_D}$ 变为低电平。图 12.105 给出 74193 的真值表，并有加载、加计数和减计数工作的例子。

74193 可预置 4 位二进制加/减计数器



模式	输入				输出									
	\overline{MR}	\overline{PL}	CP_U	CP_D	D_0	D_1	D_2	D_3	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	$\overline{TC_U}$	$\overline{TC_D}$
复位	H	X	X	L	X	X	X	X	L	L	L	L	H	H
并行加载	H	X	X	H	X	X	X	X	L	L	L	L	H	H
加计数	L	L	L	X	L	L	L	L	L	L	L	L	H	H
减计数	L	L	H	X	H	H	H	H	L	L	L	L	H	H

H=高电平, L=低电平, X=忽略, +=由低到高时钟转变

加载, 加计数, 减计数时序示例

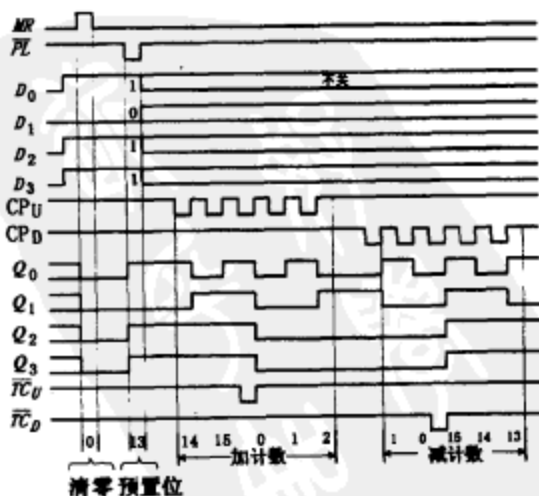


图 12.105

可预置十进制 (BCD 或 MOD-10) 可逆同步计数器 74192

图 12.106 所示的 74192 除了从 0 到 9 重复加计数或从 9 到 0 重复减计数外，与 74193

基本上是相同。当加计数达到最大计数（9 或 1001）时，随着 CP_U 时钟电平由高变为低，加计数终端 (\overline{TC}_U) 将变为低电平。 \overline{TC}_U 在 CP_U 返回高之前一直保持低。当减计数达到最小计数值（0 或 0000）且输入时钟电平 CP_D 变低时，减计数端 (\overline{TC}_D) 变为低电平。图 12.106 的真值表，加载、加计数、减计数工作时序例子更详细地解释 74192 是如何工作的。

74192可预置十进制(BCD)可逆计数器

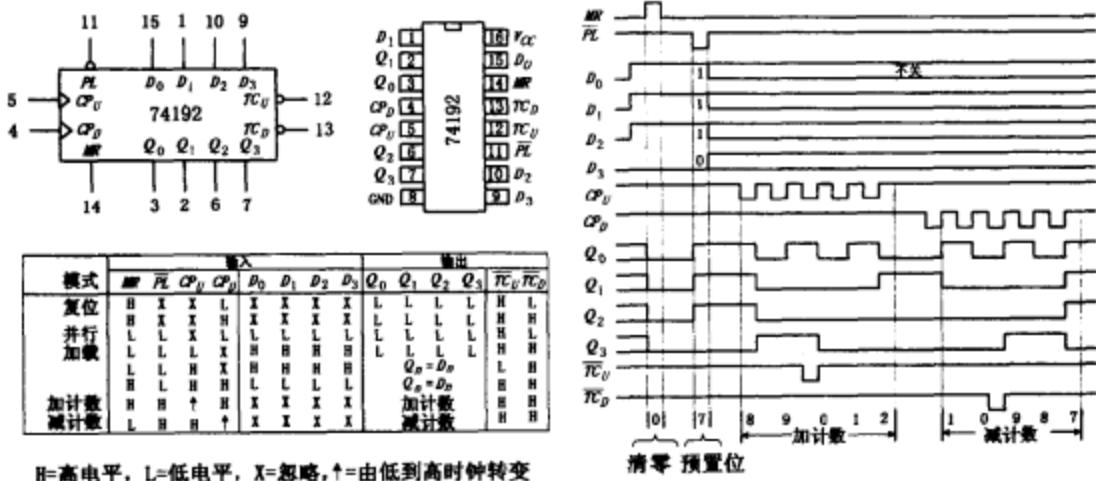
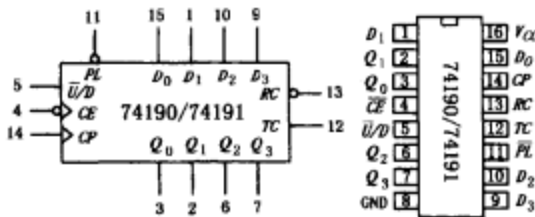


图 12.106

可预置十进制 (BCD 或 MOD-10) 可逆同步计数器 74190 和可预置可逆四位 MOD-16 同步计数器 74191

74190、74191 基本上与 74192、74193 一样，但其操作模式、输入和输出引脚有一点不同（74190 和 74191 有相同的输出引脚和操作模式，惟一的不同是最大计数值）。与前面的同步计数器一样。这些计数器可通过并行加载 (\overline{PL}) 操作预置任何数值。但是与前面同步计数器不同的是它只需用一个输入 \overline{U}/D 实现加计数或减计数。当 \overline{U}/D 被置为低电平时，计数器加计数；当 \overline{U}/D 为高电平时，计数器减计数。有一时钟使能输入 (\overline{CE}) 可用于计数器的使能或禁止。当 \overline{CE} 为低电平时，计数器被使能。当 \overline{CE} 为高电平时，计数停止且当前计数值保留在 $Q_0 \sim Q_3$ 输出端。与前面同步计数器不同，74190 和 74191 只用一个计数输出端 (TC) 来表示什么时候达到最大或最小计数值且重新计数。在减计数模式中， TC 通常为低电平，但当计数器为 0 时变为高电平（74190 和 74191 都一样）；在加计数模式中， TC 一般为低电平，但当计数器达到 9（对于 74190）或 15（对于 74191）时变为高电平。纹波时钟输出 (\overline{RC}) 在 TC 为高时与输入时钟 (CP) 一致。这意味着在减计数模式中，当计数达到零， CP 若变为低电平时 \overline{RC} 也将变为低电平。 RC 输出可作为下一更高阶的多阶计数器的时钟输入。然而这会导致多阶计数器无法真正同步，因为从每个计数器的 CP 到 \overline{RC} 会有微小的延迟。为了让多阶计数器真正同步，你必须把每一集成电路的时钟端接在相同的时钟输入线路。而且在计数终点前，用 TC 输出端禁止高阶计数。图 12.107 示出各种基于 74191 集成电路的异步（纹波式）和同步多阶计数器。

可预置十进制(BCD或MOD-10)可逆同步计数器74190
可预置可逆四位MOD-16同步计数器74191



模式选择功能表

模式	输入					输出			
	\overline{PL}	$\overline{U/D}$	\overline{CE}	CP	D_0	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
并行加载	L	X	X	X	H	L	H	L	H
加计数	H	H	/	↑	X	↑	X	↑	X
减计数	H	H	/	↓	X	↓	X	↓	X
保留	H	X	H	X	X	X	X	X	X

TC 和 RC 真值表

输入			计数状态				输出	
$\overline{U/D}$	\overline{CE}	CP	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	TC	RC
H	X	X	H	H	H	H	L	H
L	X	X	H	H	H	H	L	H
L	L	X	H	H	H	H	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H
L	L	X	L	L	L	L	L	H

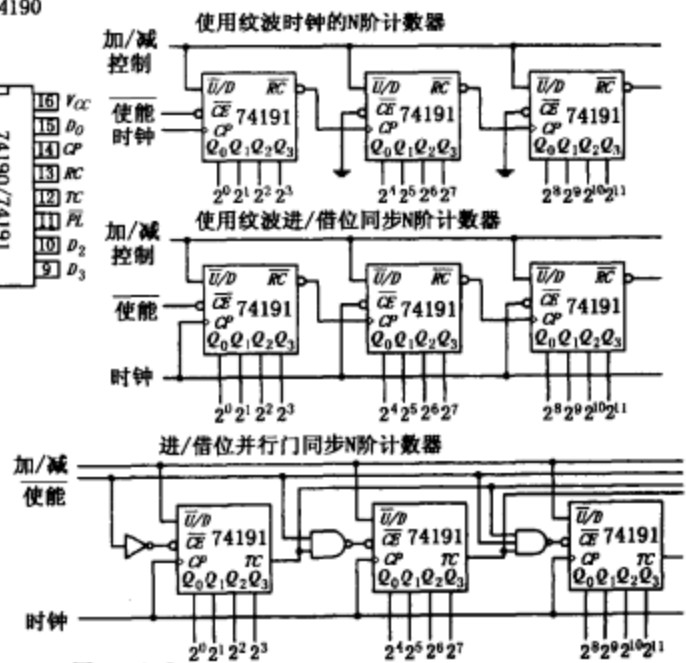
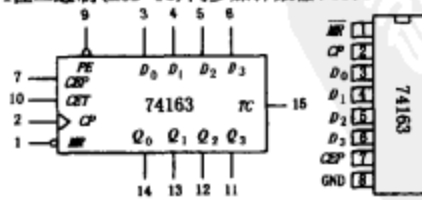


图 12.107

可预置可逆四位 (MOD-16) 同步计数器 74163

74160 和 74163 与 74190 和 74191 相似,但当用在多阶计数器配置中时并不需要外部门电路。相反地你只要简单把计数器集成电路串联起来,如图 12.108 最后一个图所示。对这两种器件,可将所需计数值输入到 $D_0 \sim D_3$ 输入端实现计数值预置,然后在并行输入使能端(\overline{PE})置低电平。在下一由低到高的时钟转变时,输入的数值就被加载到计数器内。主复位(\overline{MR})用来忽略其他输入信号,强制所有 Q 输出为低电平。开始计数时,两个时钟输入使能(\overline{CEP} 和 \overline{CET})必须为高电平。当达到最大计数值,终端计数被置为高电平,但如果 \overline{CET} 变低电平,它也会被置为低电平。这是使多阶配置同步的一个重要特性,因为这避免了使用外部门电路。图

4位二进制(MOD-16)同步加计数器74163



模式	输入						输出		
	\overline{MR}	CP	\overline{CEP}	\overline{CET}	\overline{PE}	D_n	Q_n	TC	
复位	↓	↑	X	X	X	X	L	L	
并行加载	h(c)	↑	X	X	/	/	L	(a)	
增计数	h(c)	↑	h	h	h(c)	X	计数 (a)		
保留	h(c)	X	/	(b)	X	h(c)	X	q_n (a)	
	h(c)	X	X	/	(b)	h(c)	X	q_n (a)	

注意:
(a)当 \overline{CET} 为高时,TC输出为高并且计数器为最终计数(HBBH)
(b) \overline{CEP} 或 \overline{CET} 的高到低转变只能发生在 CP 执行保存操作时的高态
(c) \overline{PE} 或 \overline{MR} 的低到高转变只能发生在 CP 执行保存操作时的高态

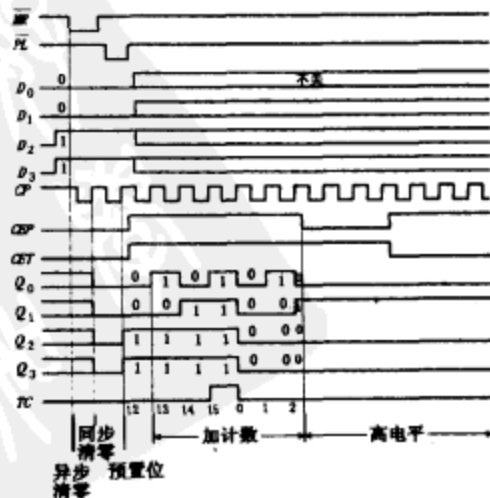
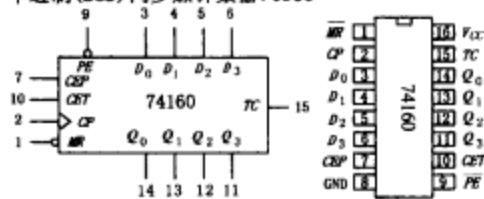


图 12.108

十进制(BCD)同步计数器74160

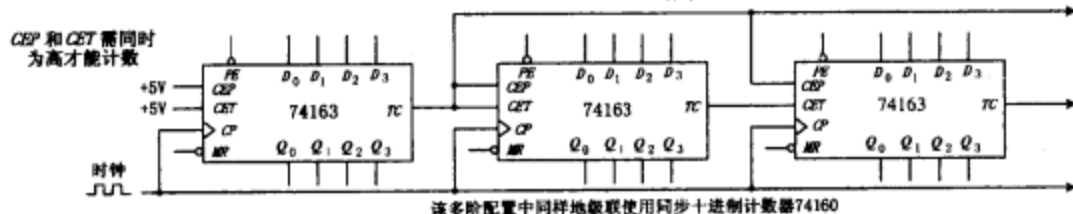


模式	输入					输出		
	MR	CP	CET	PE	D _n	Q _n	TC	
复位	L	X	X	X	X	L	L	
并行加载	H	↑	X	X	/	/	L	(a)
加计数	H	↑	h	h(c)	X	计数(a)		
保留	H	X	/	(b)	X	h(c)	X	Q _n (a)
	H	X	X	/	(b)	h(c)	X	Q _n L

注意:

- (a) 当CET为高时, TC输出为高并且计数器为最终计数(9999)
- (b) CEP或CET的高到低转变只能发生在CP执行保存操作时的高态
- (c) PE或MR的低到高转变只能发生在CP执行保存操作时的高态

使用74163的同步多阶计数器



该多阶配置中同样地级联使用同步十进制计数器74160

图 12.108 (续)

中的真值表以及加载、加计数、减计数时序可以帮助你更好地理解这两个器件是如何工作的。

异步计数器应用

n 分频计数器 74LS90

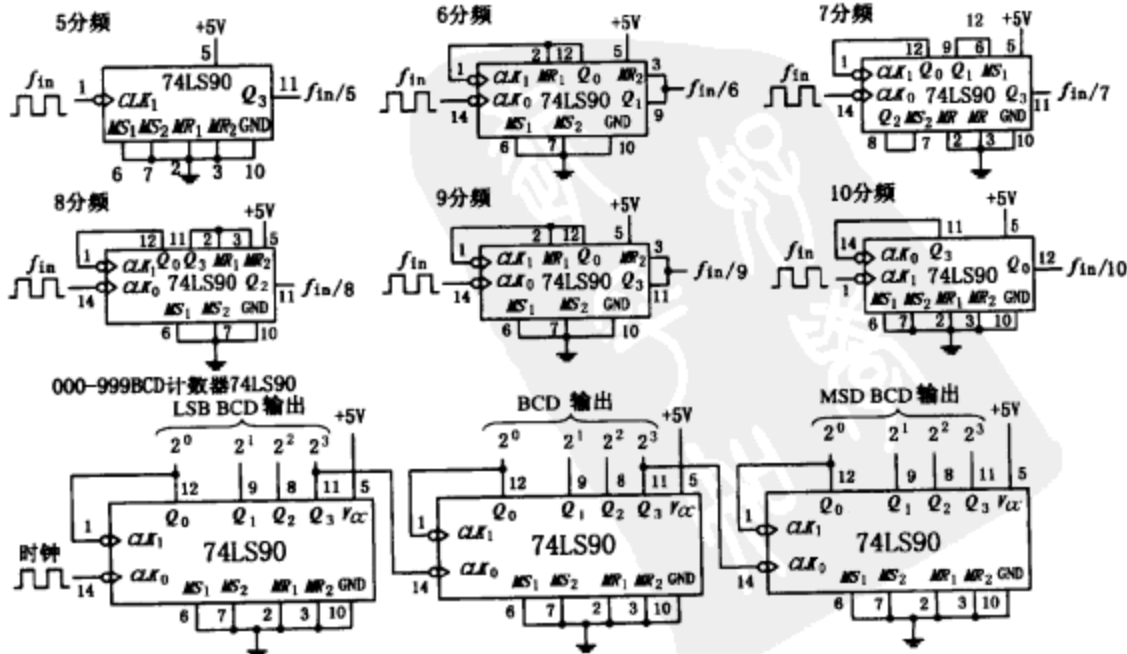


图 12.109

时钟脉冲发生器 (60Hz, 10Hz, 1Hz)

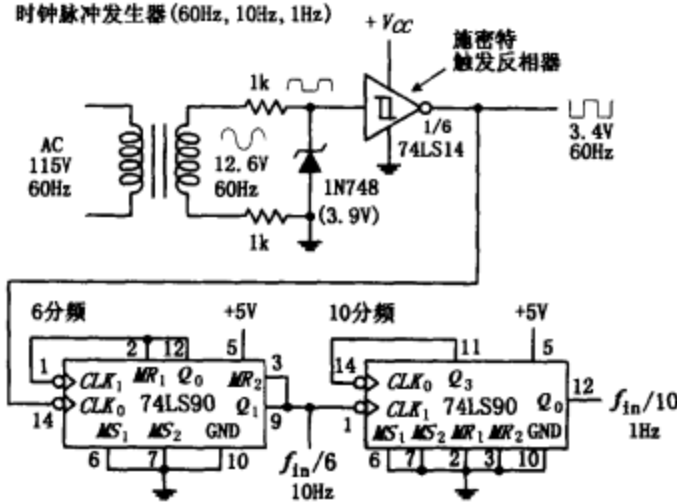


图 12.110

该简易时钟脉冲发生器提供独特的方法，用于产生 60Hz、10Hz、1Hz 的时钟信号。它的基本思想是利用交流电压特有的 60Hz 信号，并把它转换成相同频率的较低电压的方波。（译注：中国交流电频率为 50Hz 而不是 60Hz，所以该电路无法按已定原理工作。）首先，交流电压由变压器降压为 12.6V。12.6V 交流电压的负半波被齐纳二极管滤除（如同半波整流），同时齐纳二极管将正向信号稳定在其稳压值（3.9V）。这使得施密特触发反相器避免接收到超过它的最大输入值。施密特触发反相器将输入的信号转换成真正的方波。施密特触发器的输出在输入电压超过它的正向门阈电压 V_{T+} （约 1.7V）时变为低电平（约 0.2V），在输入降低到

反向门阈电压 V_{T-} （0.9V）时变为高电平（约 3.4V）。从反相器的输出你可以得到 60Hz 方波（或每秒 60 个脉冲的时钟信号）。要得到 10Hz 时钟信号可用 6 分频计数器。要得到 1Hz 信号可在 6 分频计数器后添加 10 分频计数器。

计数到 600 截止的 3 位十进制定时器/延时驱动器

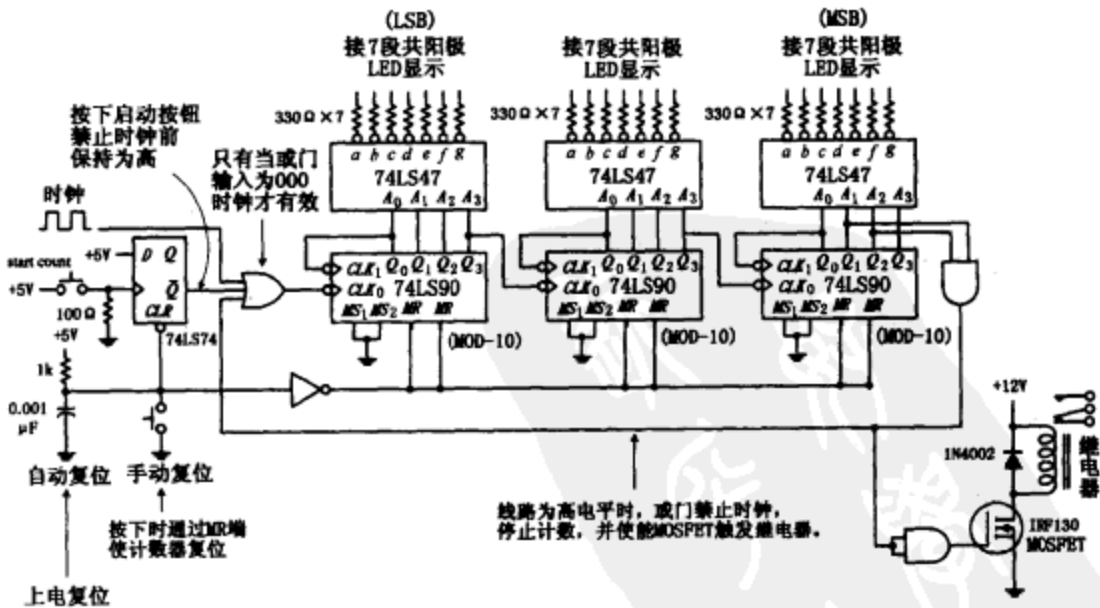


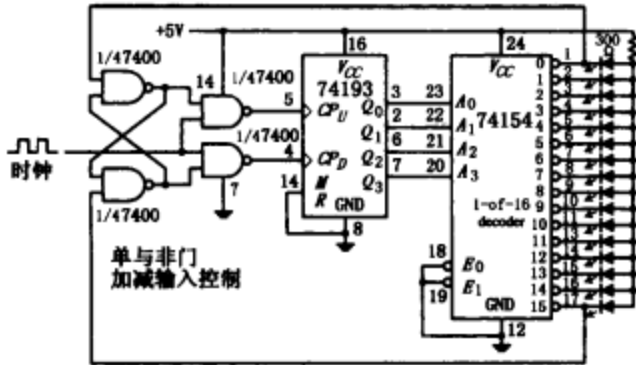
图 12.111

图 12.111 电路使用 3 个 74LS90 的 MOD-10 计数集成电路组成一个 3 位（十进制）计数器。值得注意的是，电路包含一个通过主复位输入端使计数器上电时自动复位的网络。计数开始前，D 触发器的 \bar{Q} 输出端保持高电平，禁止时钟到达第一个计数器的输入端。当按钮闭合时，触发器的 \bar{Q} 输出端变为低电平，从而使能第一个计数器计数。每一个计数器的 BCD 输

出端，连接到独立的 BCD 七段译码器/驱动集成电路，按次序驱动 LED 显示。最左边的计数器的输出端代表着计数器的最低位，而最右边的计数器的输出代表着计数器的最高位。如图，当计数达到 600 时，最后一个计数器输出端所连接的与门被使能，使得三输入或门禁止时钟进入（停止计数），同时也使触发继电器。要复位计数器可短暂闭合人工复位开关。

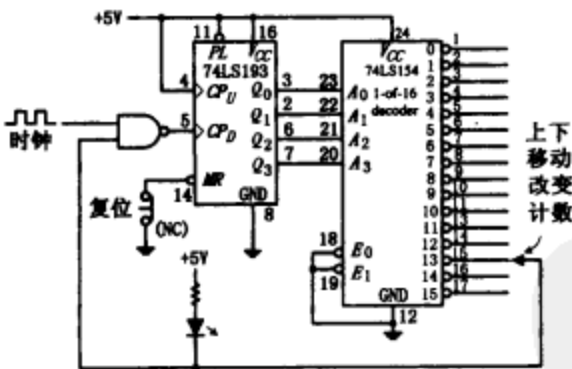
同步计数器应用

74193：可逆计数器/闪烁电路



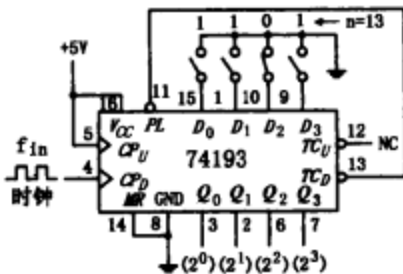
74193 用来从 0000 到 1111 增序计数然后变为从 1111 到 0000 减序计数，此后又变为增计数，等等。与非门网络用来提供增序或减序计数控制。16 取 1 译码器 74154 在其地址输入端接收二进制数并迫使相应地址输入的输出端为低电平，以点亮相应的 LED。

74193：从 0 到 15 加计数并停止计数



该电路从 0 计数到 15 后停止计数，在此过程中伴随 LED 点亮。电路中使用一个 16 取 1 译码器将来自计数集成电路的 4 位二进制输出转换成相应的惟一输出。电路接成增计数到 15。当计数器计数达到 15（译码器除了 13 脚外其他所有脚均为高），与非门被禁止从而避免时钟信号到达 CP_U 。

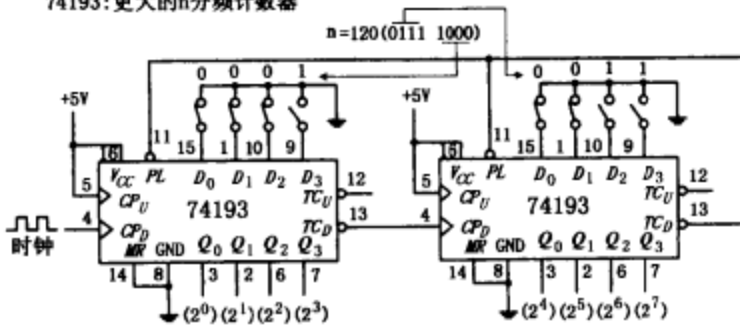
74193：n 分频计数器



电路中开关用于将输入数据置为 1101 (13)，使计数器从 13 减计数到 0。这意味着每当第 13 个 CP_D 脉冲来到， TC_D 输出将变成低电平。当 TC_D 输出变为低电平时， PL 输入被触发，重新读取输入数据 1101，减计数重新开始。

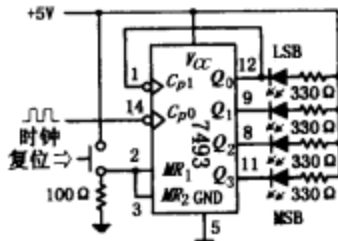
图 12.112

74193:更大的n分频计数器



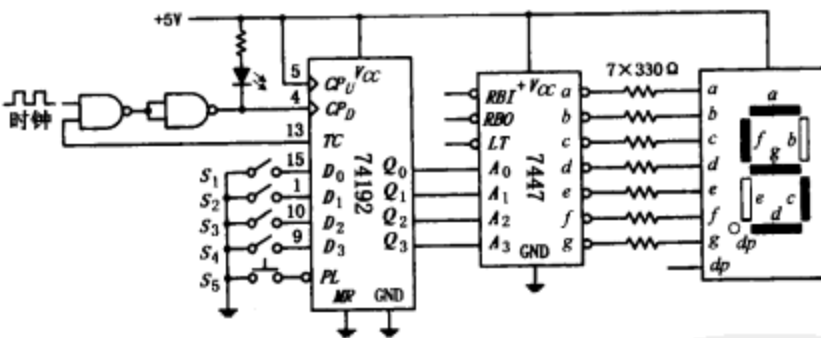
通过两片4位的74193集成电路的级联使用我们得到8位减计数器。电路中我们给8位计数器预加载了数据120使它减计数到0并重复。实际上,第一个循环以后,计数器在第二个TC₀输出低脉冲期间从119减计数到0以完成120个时钟脉冲。

74193:4位二进制计数器(MOD-16)



从0到15重复计数。Q端为低电平时相应的LED点亮。通过按复位按钮将计数器复位为0。

可编程减计数定时器(最大从9到0)



通过开关S₁~S₄设置D₀~D₃为所需计数值。按S₅加载D₀~D₃并开始(或复位)计数。当计数结束时(达到0000)TC₀变为高电平,使得第一个与非门禁止。这停止了计数并使LED点亮。BCD七段译码器/驱动集成电路和LED显示使你可以以十进制形式观察计数。

图 12.112 (续)

通过级联使用74160BCD计数器生成0到999计数器

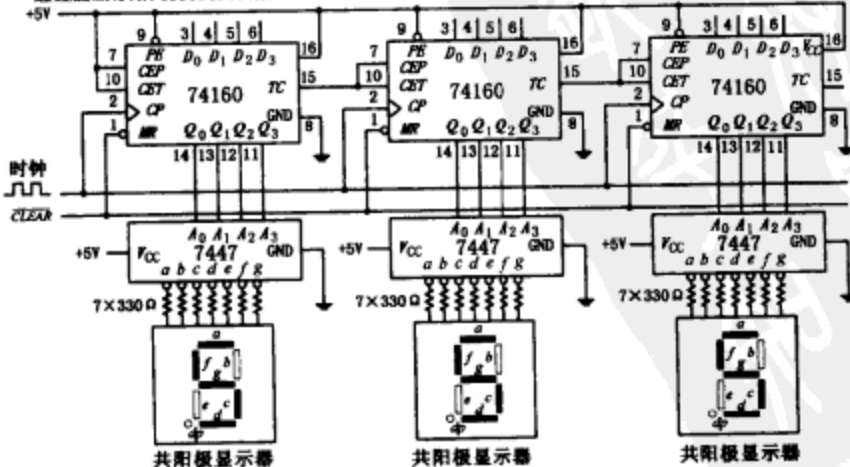


图 12.113

12.7.3 带显示功能的计数器

如果你想构建一个能够显示许多数字的复杂计数器，前面所用的技术并不值得推崇，因为它们有太多的分离元件（如每个数字都用单独的七段译码/驱动）。一个较为可行的方法是使用具有计数器和显示驱动功能的微控制器。微控制器能实现分离电路较难实现的多路显示。多路系统中，多位数字显示器中的每一个数字的对应段是连在一起的，而公用线路却被分隔开来。等一下你会发现，这样可使得线路的数量被大大减少。一个非复用七段四位显示有 28 段线路和四个公共线路，而四位复用显示只有 $7+4=11$ 条线路。复用的技巧在于使每一位数字以足够快的速度一个接一个地闪烁，使得显示看起来是连续的。为达到复用的目的，微控制器中的程序必须同时提供给每一段线路以正确的数据，通过一个控制信号使一个给定的数字能够送到那个数字的公共端口。

另一种用以构建多位数字计数器的方法是使用多位数字计数/显示驱动集成电路。比如由 Intersil 公司生产的四位 LED 显示可逆可编程计数器集成电路 ICM7217A。这种器件通常用于使用推拉式开关加载数据和 SPDT 开关控制芯片实物连接的应用系统中。ICM7217A 提供多路 7 段 LED 显示输出，用于驱动共阴极显示器。

ICM7217A 的一个简单应用为如图 12.114 所示的四位计数单元。如果你对该计数器具体是如何工作和该器件有哪些其他的应用感兴趣的话，可以通过因特网 (www.intersil.com) 查阅相关资料。其他生产商相似的器件也可以从它们的网页中查阅。

4 位 LED 显示 ICM7217A，可编程可逆计数器

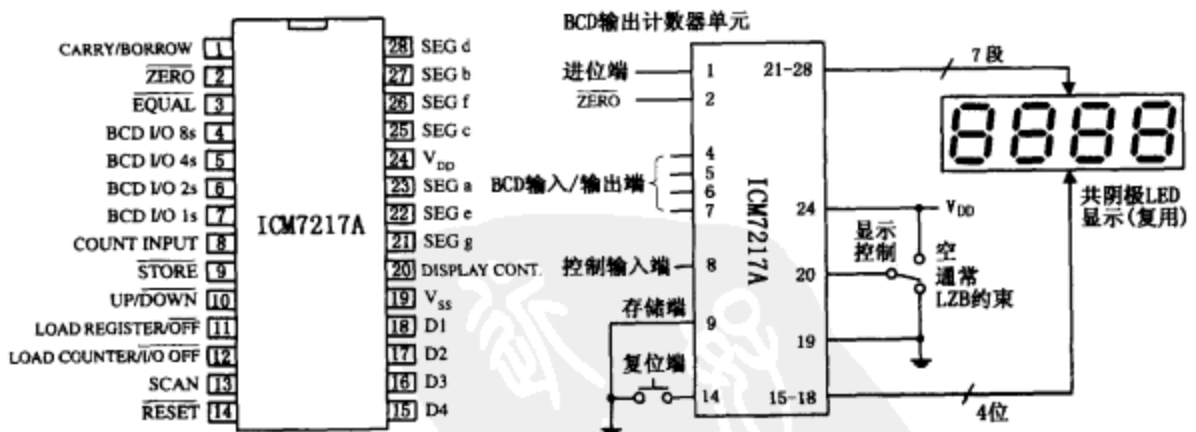


图 12.114

12.8 移位寄存器

数据通过数字系统传输时，常常需要被暂存、复制、做少量的左移或右移。能用于这种应用的器件是移位寄存器。一个移位寄存器由一排相连的双稳态多谐振荡器构成，从而数据可以沿着向左或向右的方向移位。多数移位寄存器可以实现与串行移位相同的并行移位，也可以用作并行向串行或串行向并行的转换。图 12.115 表示了移位寄存器的三种方式：串行输入/串行输出、并行输入/串行输出和串行输入/并行输出。

串行输入/串行输出、并行输入/并行输出和串行输入/并行输出方块图



图 12.115

12.8.1 串行输入/串行输出移位寄存器

图 12.116 给出一种由 D 触发器构成的 4 位串行输入/串行输出移位寄存器。串行数据从触发器 0 的 D_0 输入端，当时钟端收到时钟的上升沿时，串行数据从触发器 0 右移到触发器 1。在相同的时间脉冲期间，触发器 2、3、4 输出端的数据位也被右移。要在该寄存器中存储 4 位的字需要 4 个时钟脉冲。右边的电路给出该如何重新连线得到左移寄存器。为得到更多位的移位寄存器，需要添加更多的触发器（比如，一个 8 位移位寄存器需要 8 个触发器串联在一起）。

简易 4 位串行输入/串行输出移位寄存器

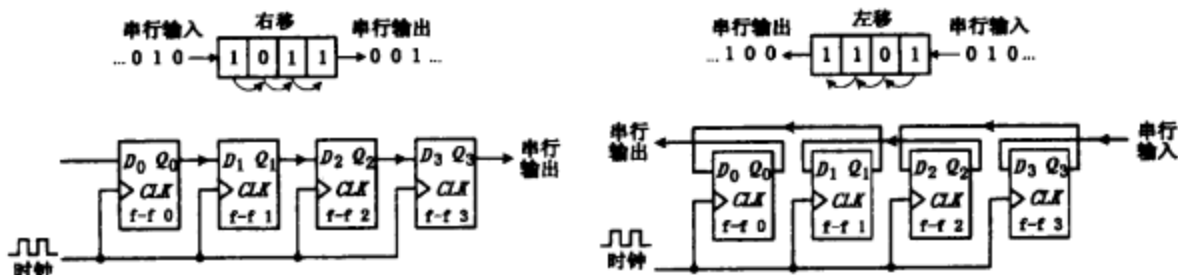


图 12.116

12.8.2 串行输入/并行输出移位寄存器

图 12.117 表示一个由 D 触发器构建的 4 位串行输入/并行输出移位寄存器。除了把每一个触发器的输出作为并行输出端外，该电路与前面的串行输入/串行输出移位寄存器基本一样。该移位寄存器也具有一个低电平有效清零端 (\overline{CLR}) 和一个作为时钟使能控制的选通脉冲输入端。时序图给出一个串行转并行的移位时序。

12.8.3 并行输入/串行输出移位寄存器

用 D 触发器构建 4 位并行—串行移位寄存器需要一些附加的控制逻辑，如图 12.118 电路所示。并行数据应首先加载到四个触发器的输入端。加载数据时，移位/加载端必须为低电平。这使标有“X”记号的与门允许 4 位并行输入字进入触发器的 $D_0 \sim D_3$ 输入端。加载模式下，当时钟脉冲输入时，4 位并行字同时被锁存到 4 个触发器并出现在 $Q_0 \sim Q_3$ 输出端。为了将被锁存的数据通过串行输出端移出，移位/加载端必须置为高电平。这使所有没有标记的与门允许在触发器 Q 输出端被锁存的数据位移到右边触发器的输入端。在这种移位模式中，并行字从串行输出端移出需要 4 个时钟脉冲。

4位串行输入/并行输出移位寄存器

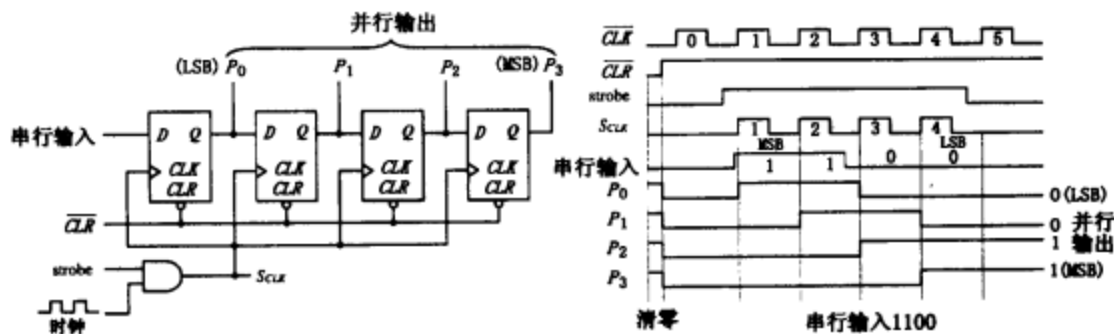


图 12.117

并行-串行移位寄存器

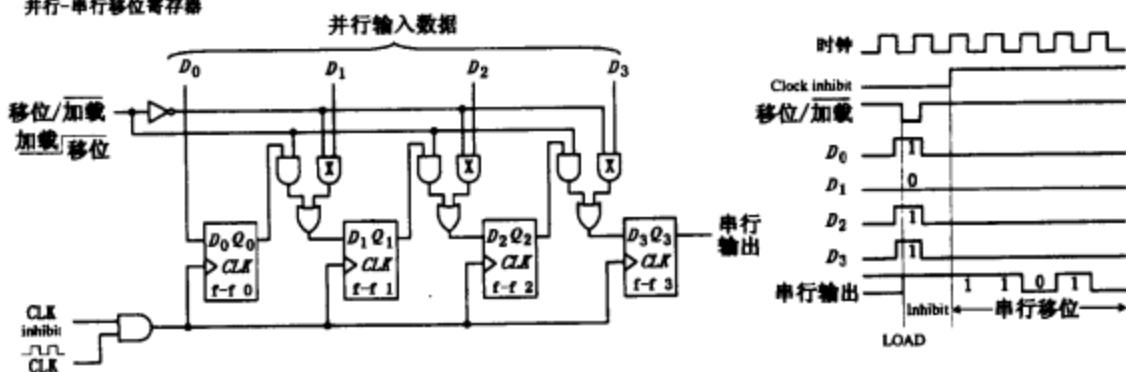


图 12.118

12.8.4 环形计数器 (移位寄存序列发生器)

环形计数器是一种含有从最后一个触发器输出端反馈到第一个触发器输入端的独特的移位寄存器。图 12.119 给出一种由 D 触发器组成的四位环形计数器。当电路中的 \overline{START} 端为低电平时, Q_0 被这个低电平有效信号预置为高电平, 而 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 则被清零, 从而使得二进制数 1000 被存储在寄存器中。在 \overline{START} 端为高电平期间, 触发器存储的数据位在每一

使用正边沿触发 D 触发器的环形计数器

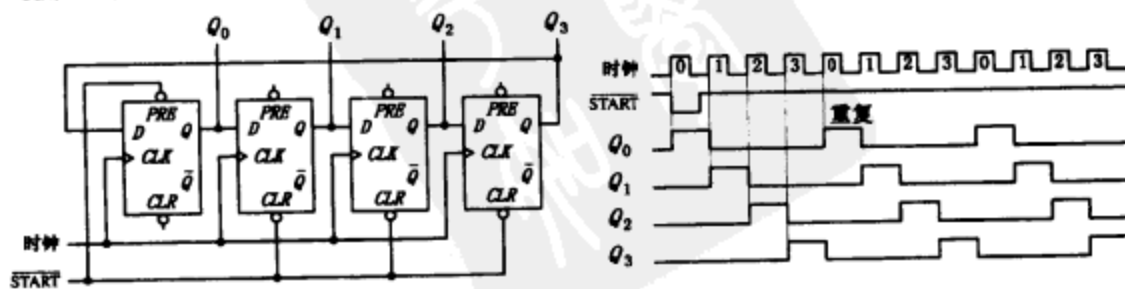


图 12.119

时钟的上升沿作用下右移。最后一个触发器的数据位被送到第一个触发器的 D 输入端。只要有时钟信号作用，移位循环就将持续循环下去。要开始新的循环， \overline{START} 端就要瞬间变为低电平。

12.8.5 约翰逊移位计数器

除了从最后一个触发器数据反相输出端 (\overline{Q}) 返回数据到第一个触发器外，约翰逊移位计数器类似环形计数器。在图 12.120 所示简单的四位约翰逊移位计数器中，在 \overline{START} 端输入低电平使 Q_0 预置为高电平， Q_1 、 Q_2 和 Q_3 置为低电平， $\overline{Q_3}$ 为高电平。换句话说，在计数器内加载了二进制字 1000。正如在环形计数器中置数一样，当你给 \overline{START} 端高电平时，数据会通过寄存器移位。然而，与环形计数器不同的是，送回第一个触发器的第一位为高电平，因为反馈来自 $\overline{Q_3}$ 而不是 Q_3 。在下一个时钟边沿，另一个高电平返回到 D_0 ；再下一个时钟边沿，另一个高电平返回；再下一个时钟边沿，另一个高电平返回。只有当四个时钟边沿过后，才返回一个低电平（1 已经移到最后一个触发器且 $\overline{Q_3}$ 变低。这时移位寄存器全为 1。当再来一个时钟脉冲时，反馈回路将低电平带给 D_0 。4 个时钟脉冲过后，所有触发器的 Q 输出均为低电平而 $\overline{Q_3}$ 变为高电平。下一个时钟的上升沿， $\overline{Q_3}$ 的高电平反馈回 D_0 ，循环重新开始。正如你看到的，四位约翰逊移位寄存器有 8 个状态（需 8 个时钟脉冲方能循环），而不像环路计数器只有 4 个状态。

使用正边沿触发 D 触发器的约翰逊计数器

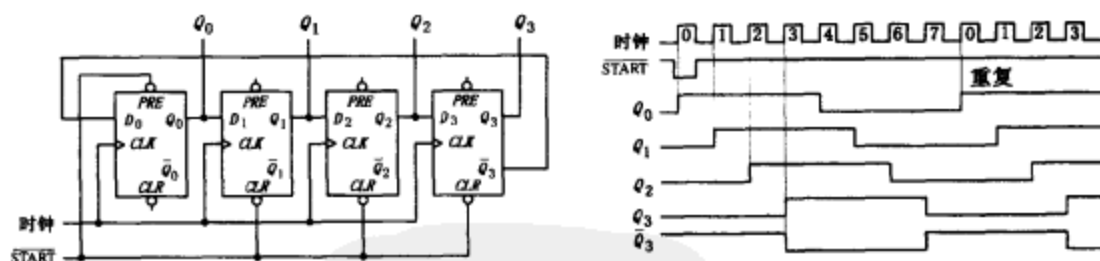


图 12.120

12.8.6 移位寄存器集成电路

上文介绍了移位寄存器的基本原理，现在让我们看一个实际的移位寄存器集成电路，其内部包含了所有需要的逻辑电路。

八位串行输入/串行输出移位寄存器 7491A

7491A 是一个 8 位串行输入/串行输出移位寄存器，它由八个 SR 触发器组成。该器件具有上升沿触发输入端和内部相与的一对数据输入端（A 和 B），如图 12.121 所示。这种形式的数据输入意味着为了将二进制数 1 移入到寄存器，两数据输入端都必须置为高电平。对于二进制数 0，只要任一输入端为低电平，即可将它移入寄存器。数据在每一个时钟的上升沿向右移。

八位串行输入/串行输出移位寄存器集成电路7491A

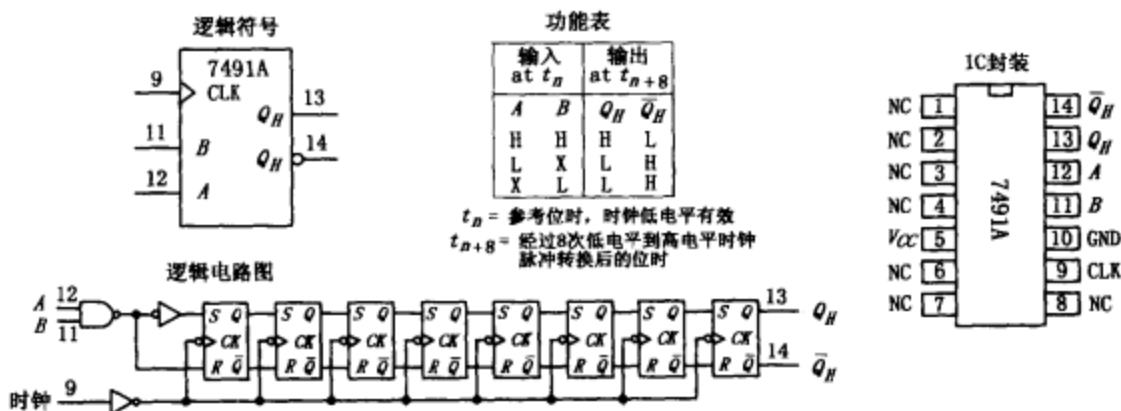


图 12.121

八位串行输入/并行输出移位寄存器 74164

74164 是一个 8 位串行输入/并行输出移位寄存器，它包含八个内部互连的触发器且有两个相与的串行输入端 D_{sa} 和 D_{sb} 。就像 7491A，未被使用的串行输入端可作为其他输入端的使能/禁止控制。举例来说，如果你把 D_{sa} 作为串行输入端，则必须使 D_{sb} 保持为高电平，才能允许数据进入寄存器，如果使 D_{sb} 为低电平，则可以禁止数据进入寄存器。数据在每一时钟的上升沿从头一个位置向右移。每一个进入的数据最终停留在 Q_7 ，在第八个时钟脉冲后并行输出。主复位端 (\overline{MR}) 使内部所有触发器复位。当它的脉冲为低电平时，Q 端输出为低电平。在图 12.122 所示的电路中，串行二进制数 10011010 (154₁₀) 被转换进入它的并行相应部位。注意电路中的与门和选通脉冲输入。选通脉冲输入作为时钟使能输入，当它为高电平时，时钟被使能。时序图还给出它的其余部分。

八位串行输入/并行输出移位寄存器集成电路74164

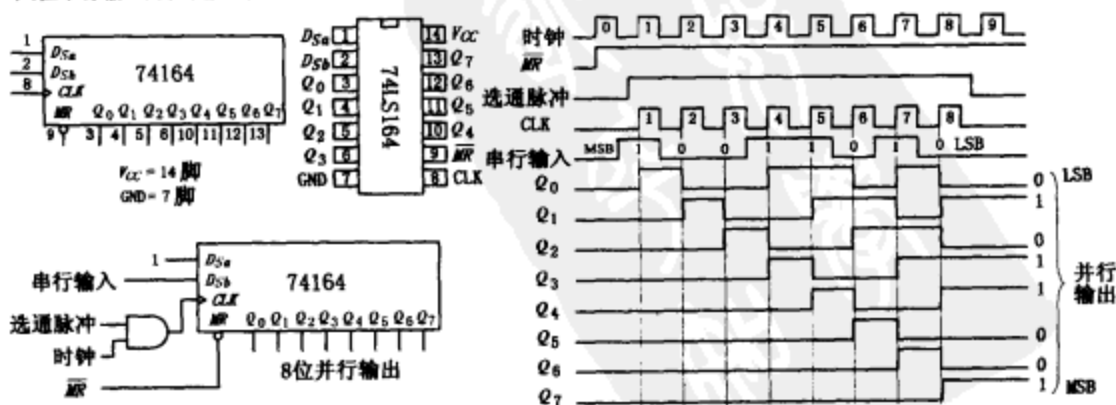


图 12.122

八位串行输入或并行输入/串行输出移位寄存器 75165

75165 是一种既可以作为串-串移位寄存器, 也可作为并-串移位寄存器的独特 8 位器件。当用作并-串移位寄存器时, 并行数据加到 $D_0 \sim D_7$ 输入端, 且当并行加载输入端 (\overline{PL}) 的脉冲为低时, 数据被加载到寄存器中。要使加载的数据从串行输出端 Q_7 (或 \overline{Q}_7 , 如果你想对数据取反的话) 移位输出, 时钟使能输入 (\overline{CE}) 必须被置为低电平以允许时钟信号能输入内部 D 触发器的时钟输入端。当用作串-串移位寄存器时, 串行数据被送到串行时钟输入端 DS 。一个移位、加载以及禁止时序的例子如图 12.123 所示。

八位(串行输入或并行输入)/串行输出移位寄存器74165

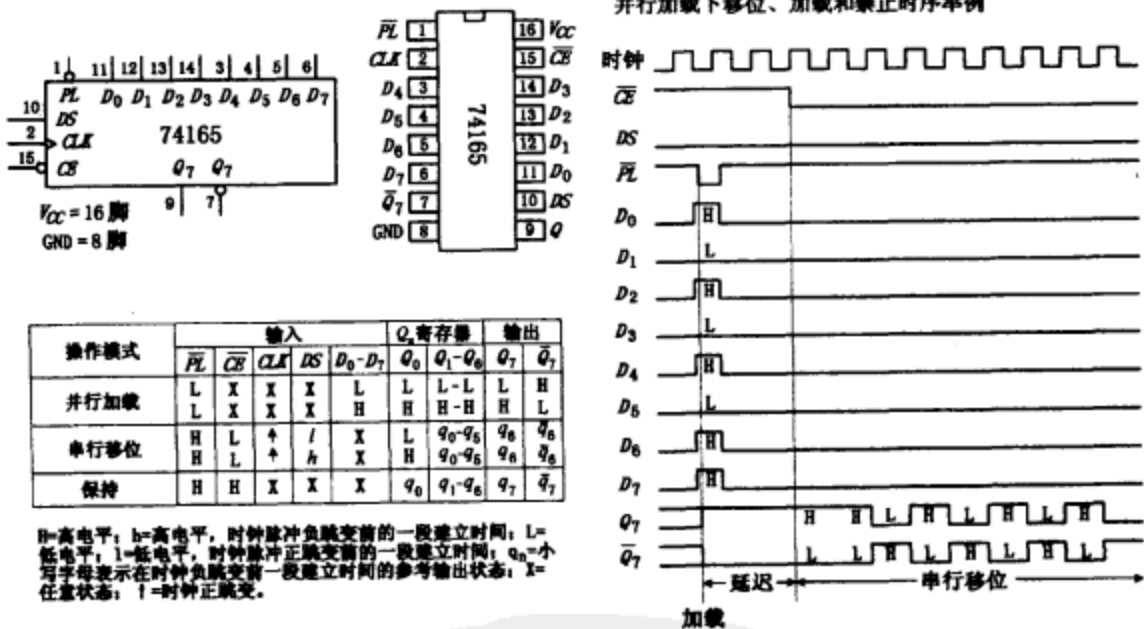


图 12.123

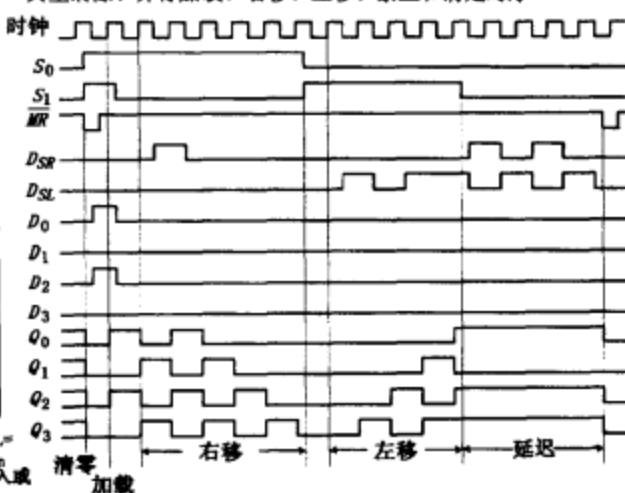
通用移位寄存器 74194

图 12.124 显示了 4 位双向通用移位寄存器 74194。该器件可接收串行或并行输入, 提供串行或并行输出。它还可根据输入到选择控制端 S_0 和 S_1 的信号决定是左移还是右移。串行数据可输入到串行右移输入端 (D_{SR}) 或串行左移输入端 (D_{SL})。选择控制 S_0 和 S_1 的电平, 可以设置器件为保持模式 ($S_0 = \text{低}, S_1 = \text{低}$)、左移模式 ($S_0 = \text{低}, S_1 = \text{高}$)、右移模式 ($S_0 = \text{高}, S_1 = \text{低}$) 或并行加载模式 ($S_0 = \text{高}, S_1 = \text{高}$)——此时必须输入时钟脉冲以使数据移位或并行加载。在并行加载模式 ($S_0 = \text{高}, S_1 = \text{高}$), 并行输入数据通过 $D_0 \sim D_3$ 输入端输入, 并在下一个由低电平到高电平的时钟变换时传输到 $Q_0 \sim Q_3$ 输出端。74194 还具有当脉冲为低电平时, 使所有 Q 输出为低电平的异步主复位输入端 (\overline{MR})。要得到一个循环右移的寄存器, Q_3 输出端可反向接到 D_{SR} 输入端, 且保持 $S_0 = \text{高}, S_1 = \text{低}$ 。要得到循环左移的寄存器, Q_0 输出端接到 D_{SL} 输入端, 且保持 $S_0 = \text{低}, S_1 = \text{高}$ 。图 12.124 表示一个典型并行加载和移位时序图的例子。

4位双向通用移位寄存器74194



典型清除、并行加载、右移、左移、禁止和清楚时序



操作模式	输入						输出				
	CP	MR	S ₁	S ₀	DSR	DSL	D _n	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
复位(清零)	X	L	X	X	X	X	X	L	L	L	L
保持	X	H	b	b	X	X	X	q ₀	q ₁	q ₂	q ₃
左移	+	H	h	b	X	/	X	q ₁	q ₂	q ₃	L
右移	+	H	b	h	/	X	X	L	q ₀	q ₁	q ₂
并行加载	↑	H	h	h	X	X	d _n	d ₀	d ₁	d ₂	d ₃

H=高电平; h=高电平, 时钟脉冲负跳变前的一段建立时间; L=低电平; l=低电平, 时钟脉冲正跳变前的一段建立时间; d_n(q_n)=小写字母表示在时钟负跳变前一段建立时间的参考输入或输出状态; X=任意状态; ↑=时钟正跳变。

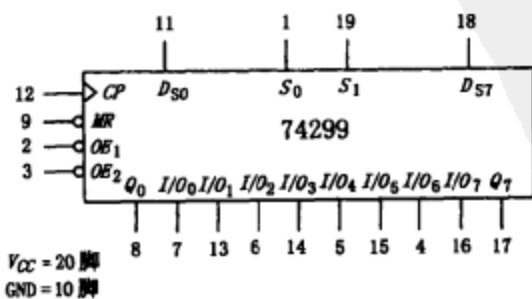
b=对于常规操作, S₀和S₁的负跳变输入仅发生在时钟为高电平期间。

图 12.124

具有三态接口的 8 位通用移位/存储寄存器 74299

有些移位寄存器具三态输出, 即输出可为高电平、低电平或高阻态(开路或浮置态)。这些器件通常在三态总线接口应用中作为存储寄存器。具有三态输出的八位通用移位/存储寄存器的例子是 74299, 如图 12.125 所示。该器件有四个通过选择输入端 S₀ 和 S₁ 选择的同步工作模式, 如同前述的移位寄存器 74194。74299 的选择模式包括右移、左移、保持和并行加载(参见图 12.125 表)。模式选择输入端、串行数据输入端(D_{so}和D_{st})和并行数据输入端(I/O₀~I/O₇)输入端是上升沿触发的。主复位端(MR)是异步低电平有效输入。

具有三态输出的8位通用移位/存储寄存器 74299



工作模式	输入							输出			
	MR	CP	S ₀	S ₁	D _{SO}	D _{ST}	I/O _n	Q ₀	Q ₁ -Q ₆	Q ₇	
复位(清零)	L	H	X	X	X	X	X	L	L-L	L	
右移	H	+	h	/	/	X	X	L	q ₀ -q ₆	q ₆	
左移	H	+	/	h	X	h	X	H	q ₀ -q ₆	q ₆	
保持	H	+	/	/	X	X	X	q ₀	q ₁ -q ₆	q ₇	
并行加载	H	+	h	h	X	X	h	L	L-L	L	

三态I/O端口工作模式	输入					输出
	OE ₁	OE ₂	S ₀	S ₁	Q _n (register)	I/O _n --I/O ₇
读	L	L	L	X	L	L
	L	L	L	X	H	H
	L	L	X	L	L	L
	L	L	X	L	H	H
加载	X	X	H	H	Q _n =I/O _n	I/O _n =inputs
禁止I/O	H	X	X	X	X	High Z
	X	H	X	X	X	High Z

H=高电平; h=(时钟脉冲正跳变前的一段建立时间为)高电平; L=低电平; l=(时钟脉冲正跳变前一段建立时间为)低电平; q_n=小写字母表示在时钟正跳变前一段建立时间的参考输出状态; X=任意状态; ↑=时钟正跳变。

图 12.125

当脉冲为低电平时，寄存器清零。三态双向 I/O 口具有三种工作模式：读寄存器、加载寄存器和禁止 I/O。读寄存器模式允许寄存器内数据被 I/O 输出口读取。该模式的选择是通过使两个输出使能端 (\overline{OE}_1 和 \overline{OE}_2) 为低电平且使一个或两个选择输入端为低电平而实现的。加载寄存器模式使寄存器在下一个低电平到高电平的时钟转变时实现并行加载。该模式是通过使两个选择输入端均为高电平实现的。禁止 I/O 模式的作用是使输出禁止（置为高阻态），该模式在高电平作用于一个或两个输出使能输入端时实现。

12.8.7 移位寄存器的应用

16 位串-并行转换器

构建一个 16 位串并转换器的简便方法是将两个 8 位串行输入/并行输出移位寄存器 74164 连接在一起，如图 12.126 所示。连接时只需简单地将第一个寄存器的 Q_7 输出端接到第二个寄存器串行输入端的其中之一。未作为串行数据输入的串行输入端作为另一串行输入端的高电平有效使能控制。就操作而言，当数据从第一个寄存器的 Q_7 （或数据输出端 D_7 ）移出时它们进入第二个的串行输入端（图中选择 D_{8a} 为串行输入端），并且出现在第二个寄存器的 Q_0 输出端（或数据输出端 D_8 ）。为使一个数据位到达第二个寄存器的 Q_7 输出端（或数据输出端 D_{15} ），必须用到 16 个时钟脉冲。

使用两片 74164 构成 16 位串行转并行转换器

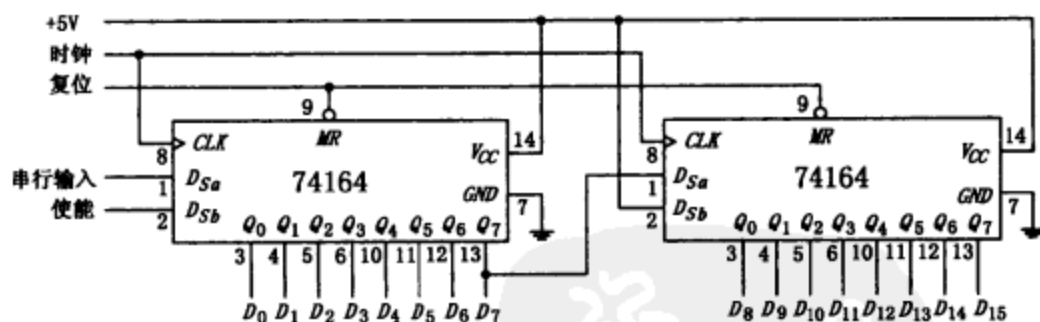


图 12.126

具有数据同时传输功能的 8 位串-并转换器

图 12.127 给出一种串-并行转换器，它是在所有 8 位数据都进入寄存器后才送出该 8 位数据。这里用到一个 8 位串行输入/并行输出移位寄存器 74164，并且使用了一个八进制 D 触发器 74HCT273 和八分频计数器。在每一个时钟的上升沿，串行数据载入 74164，8 个时钟脉冲以后，每一个进入的串行数据位移到 74164 的 Q_7 输出端而最后一个进入的串行数据停留在 74164 的 Q_0 输出端。在第八个时钟下降沿，下降沿触发的八分频电路的输出变为高电平。在该高电平期间，74HCT273 输入端的数据同时传输给 74HCT273 的输出端（可将 74HCT273 认为是一个在每第八个时钟脉冲后输出自己数据的暂存寄存器）。

8位串行转并行数据转换器

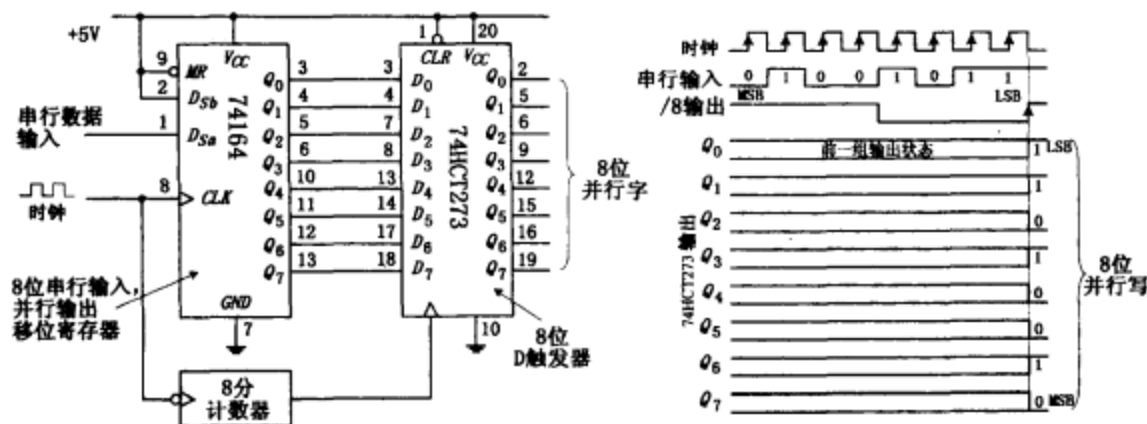


图 12.127

八位并串接口

8位并-串行移位寄存器 74165 能接收并行 ASCII 码字, 并把它转换成能送往串行器件的串行 ASCII 码字。ASCII 码只有 7 位的长度 (如 “&” 的二进制代码是 0100110)。如何描述缺少的位呢? 原来大多数通过串行 ASCII 通信的 8 位器件使用附加的第八位用于特殊用途, 该位可能作为等值位或作为特殊功能位以实现特殊字符集。该特殊位通常只是被接收的串行器件置为低电平或忽略。为简化问题, 我们置该特殊位为低电平并假设串行器件也是如此工作。这意味着将 74165 的 D_0 输入端置为低电平。ASCII 码的最高有效位将被作用到 D_1 输入端, 而 ASCII 码的最低有效位将被作用到 D_7 输入端。现在, 随着并行 ASCII 字被作用到寄存器的输入端, 当将并行加载端置为低电平时, ASCII 码字连同“忽略位”一起被加载到寄存器。接着, 你必须使能时钟以允许被加载的数据能够串行地移出, 通过设置时钟使能输入端 (\overline{CE}) 为低电平, 时钟脉冲将并行字移出。第八个时钟脉冲 (0~7) 以后, 串行器件将已接收到所有八位串行数据位。事实上, 必须用到微处理器或微控制器给 \overline{CE} 和 \overline{PL} 端提供必须的控制信号以保证寄存器和串行器件的正确通信。

8位并行转串行接口

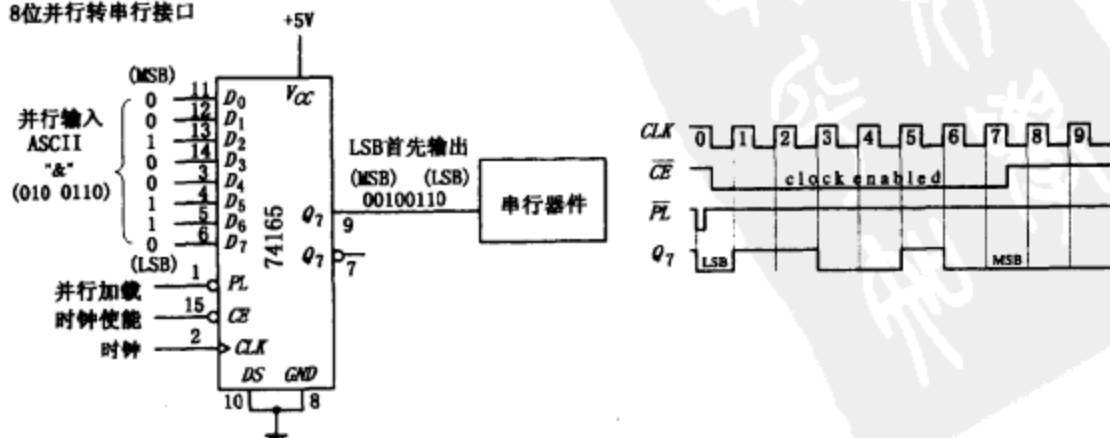


图 12.128

循环记忆寄存器

循环记忆寄存器是一种可以预加载二进制数的移位寄存器，并且通过从寄存器输出端到输入端的反馈连接，该二进制数可在该寄存器中串行循环。循环寄存器用途广泛，例如，它可提供用于驱动集成电路输入的特殊重复波形；也可用于驱动控制步进电机输出的驱动装置。

在 12.129 的最左端，并行四位二进制数被作用于通用移位寄存器 74194 的 $D_0 \sim D_3$ 端。当选择输入端 S_1 被置为高电平（开关断开）时，该 4 位长的数被加载到寄存器。当 S_1 端被置为低电平（开关闭合）时，该数在寄存器中串行移位， Q_3 输出，并在时钟的上升沿到达时，通过 D_{SR} 输入端（串行右移输入端）反馈回 Q_0 。此外移位寄存器所加载的是 0111，即寄存器移位时，低电平输出不断循环，会导致连接在那些输出为低电平的 LED 点亮。换句话说，这个电路就是一个简单的圣诞树闪灯器。

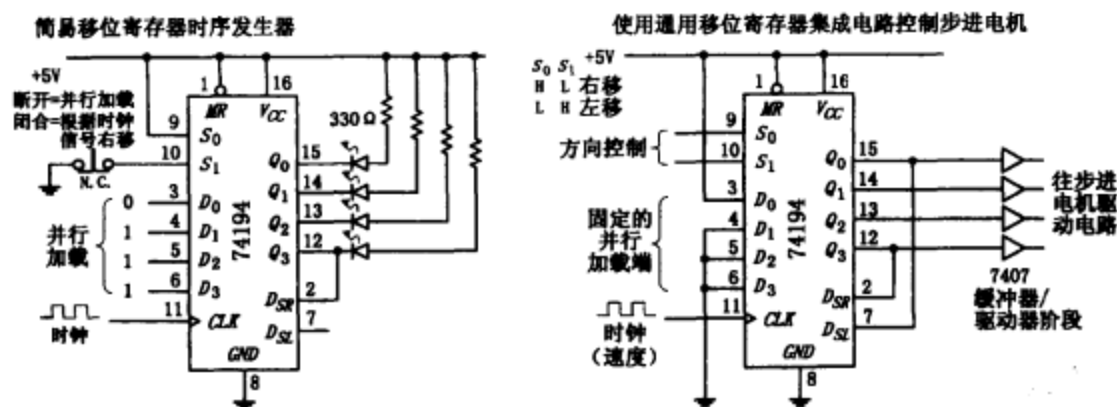


图 12.129

图 12.129 右边的电路图基本上与左边的电路相似。然而该电路被用于驱动步进电机。典型地，步进电机有四个定子绕组，按顺序给四个定子绕组通电，可以使电机转动给定的角度。例如为使步进电机顺时针转动，你必须把它的定子绕组 1、2、3 和 4 按以下顺序激活：1000、0100、0010、0001、1000 等。为使电机逆时针转动，可用下列次序：1000、0001、0010、0100、1000 等。可以通过在 74194 的 $D_0 \sim D_3$ 输入端并行加载二进制数 1000 产生这些简单的工作顺序。要输出顺时针工作顺序，只要通过置 $S_0 = \text{高}$ 和 $S_1 = \text{低}$ ，使数据位右移。当时钟脉冲到达时，输出端的 1000 将变成 0100，然后是 0010、0001、1000 等。电机的旋转速度取决于时钟的频率。要输出逆时针工作顺序，只要通过置 $S_0 = \text{低}$ 和 $S_1 = \text{高}$ ，使数据位左移。为驱动电机，一般需要用到后述的 7407 缓冲器/驱动器接口，以及未画出来的输出三极管。同样，不同类型的电机可能需要与此不同的工作顺序。步进电机和用于驱动它们的不同电路，将在第 13 章详细讨论。

12.9 三态缓冲器、锁存器和收发器

随后你就会看到，使用微处理器的数字系统有许多不同的器件（如 RAM、ROM、I/O 器件等），它们共享一条不同类型的总线。对简单的微处理器系统，数据总线通常是八位宽（八条独立的导线）。为使器件共享总线，在某一时刻只能有一器件能进行数据传输——微处理器决定哪一个器件获得总线使用权，哪一个器件不能。为使微处理器能控制数据流，需要辅之以外部寄存器之类的器件。该器件接收由微处理器产生的控制信号，并作出允许并行数据通过或禁止并行数据通过的响应。用于该应用的三种流行器件是三态八进制缓冲器、八进制锁存/触发器和收发器。

12.9.1 三态八进制缓冲器

三态八进制缓冲器是这样一种器件：当被使能时，它八个输入端的数据无改变地传输到它的输出端；当被禁止时，输入数据被禁止传输到输出端，输出端被置于高阻态。该高阻态使得数据总线在不同器件间共享成为可能。八进制缓冲器也提供驱动输出器件所必须的附加注入电流或源电流。三个流行的三态八进制缓冲器如图 12.130 所示。74xx240 是一个三态反相八进制缓冲器，74xx241 是一个三态施密特触发反相八进制缓冲器，74xx244 是一个普通的三态八进制缓冲器，所有三种器件的使能/禁止控制都是一样的。为使能所有八个输出端（允许数据从 I 输入端传到 Y 输出端），两输出使能输入端 \overline{OE}_a 和 \overline{OE}_b 必须被置为低电平。如果你只想使能四个输出端，你可使一个输出使能为高电平而将另一个置为低电平（参考图 12.130，看看哪一个输出使能控制哪一组反相器）。要禁止所有八个输出端，两个输出使能端都要置为高电平。

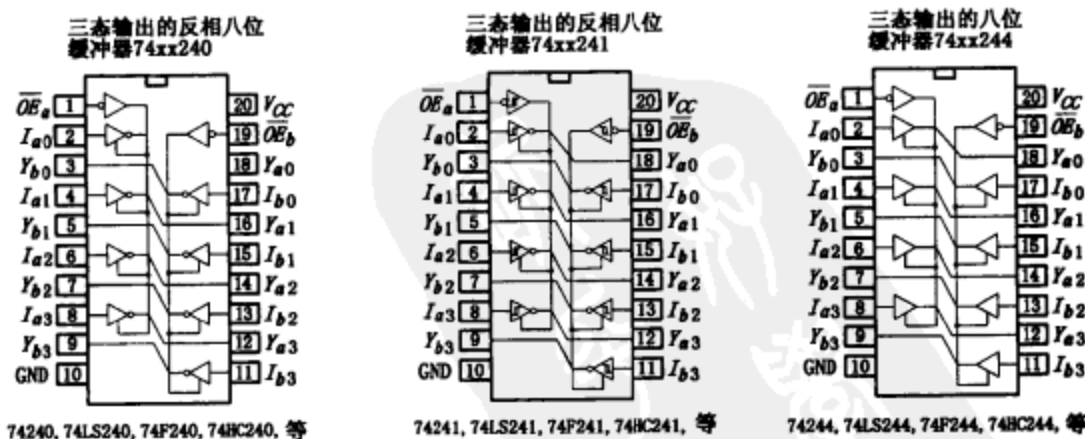


图 12.130

图 12.131 给出一个三态反相八进制缓冲器是如何在 8 位微处理器系统下工作的例子。上方的缓冲器将一总线连接到普通数据总线。下方两个缓冲器用于将输入器件连接到普通数据总线。在程序和附加控制总线的帮助下，微处理器能选择哪一个缓冲器被使能，哪一个缓冲器被禁止。

使用三态八位反相缓冲集成电路的 8 位总线缓冲系统

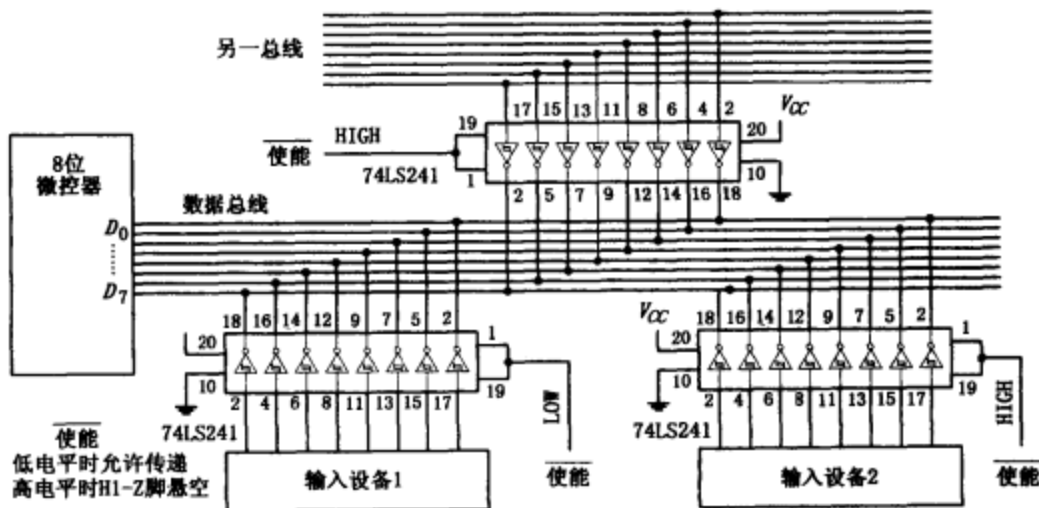


图 12.131

从输入器件或其他总线传输到数据总线的的数据只有当相应的八位缓冲器被使能（输入使能端为低）时才有效。在某一时刻只允许一个输入器件或总线将数据传输到数据总线。电路中输入器件 1 是惟一被允许传输数据到数据总线的器件，因为它的使能输入端被置低。应当注意数据经过 8 位反相缓冲器时被反相。

12.9.2 三态八进制锁存器和触发器

与三态八进制缓冲器不同，三态八进制锁存和触发器在将数据传送到输出端前能保持其输入端的数据。微处理器应用中，有大量的器件共享公共数据总线，这种记忆功能是很有用的，因为它允许处理器先存储数据，然后去处理需要数据总线的其他操作，并在必要的时候返回处理存储的数据。这种功能还允许输出器件在当前数据总线状态即将改变时，轻易地采集保持的总线数据。为了了解三态八进制锁存器和触发器是如何工作的，我们首先看一下图 12.132 所示的三态八进制锁存器 73xx373 和三态八进制触发器 74xx374。

八进制锁存器 73xx373 包含 8 个 D 型“透明的”锁存器，当它的使能输入端 (E) 为高电平时，输出端 ($Q_0 \sim Q_7$) 随输入端 ($D_0 \sim D_7$) 变化。当 E 为低电平时，输入端的数据被加载到锁存器。要置输出端为高阻态，输出使能输入端 (\overline{OE}) 要置为高电平。图 12.133 给出一个使用两个 73HC373 与输入器件和输出器件通信的简单的总线型系统。同样，与八进制缓冲器相似，控制信号一般由微处理器提供。

八进制触发器 74xx374 有八个边沿触发触发器。与八进制锁存器不同，74xx374 输出不是“透明的”——它们并不随输入变化。取而代之的是，在数据出现在输出端之前，时钟输入端 CP 必须加上时钟上升沿以加载器件。要使输出为高阻态，输出使能 (\overline{OE}) 输入端应置为高电平。图 12.134 给出一种用两个 74HC374 与两个输出器件通信的简单的总线型系统。

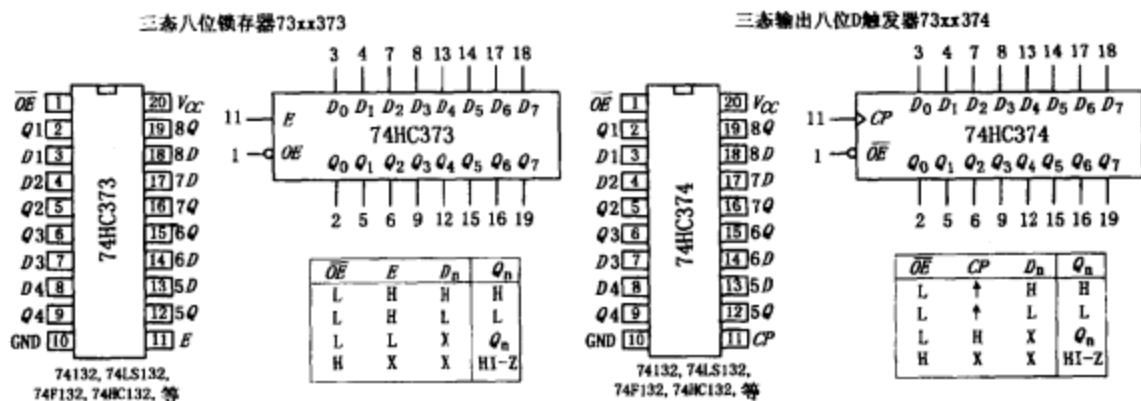


图 12.132

使用三态八位锁存集成电路作为数据总线寄存器

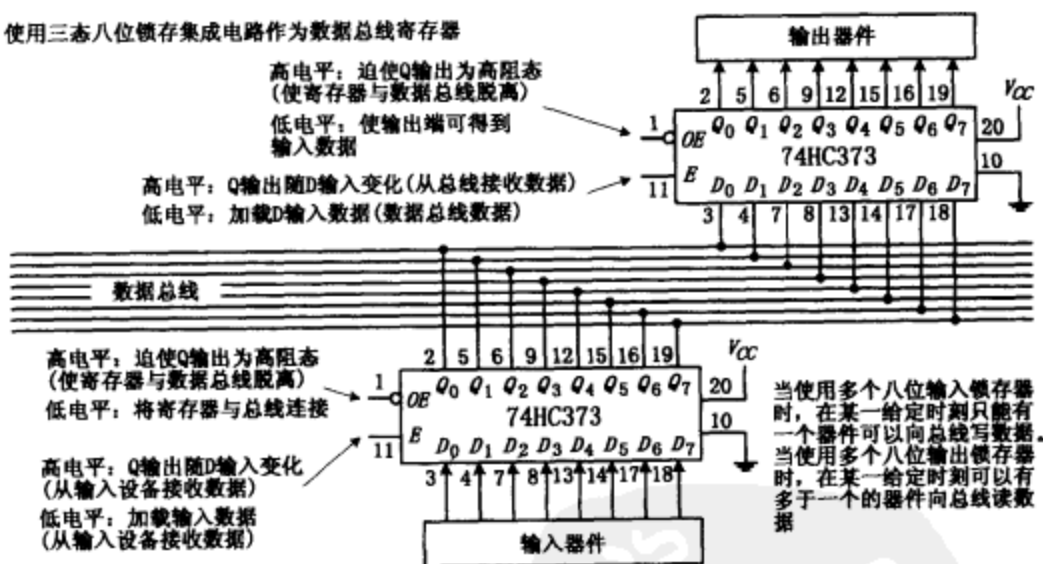


图 12.133

使用八位D触发器为时钟源的三态数据总线寄存器

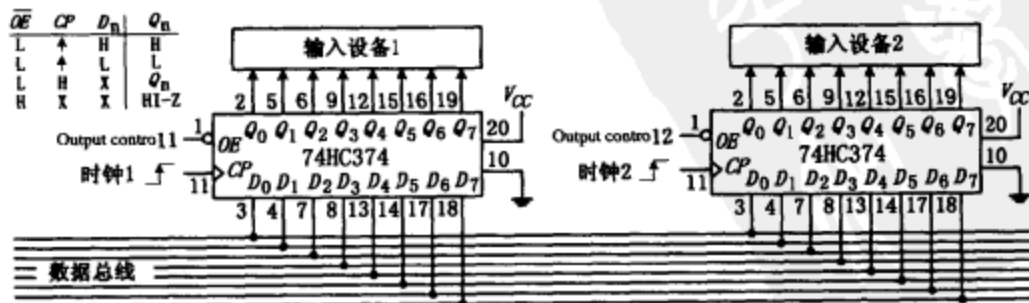


图 12.134

12.9.3 收发器

连接共享总线器件的另一种方法是使用收发器。与三态八进制缓冲器、八进制锁存器和八进制触发器不同，收发器是一种双向器件。这意味着当用在总线型系统中时，外部器件可从数据总线进行读与写。图 12.135 所示给出具有应用电路的八进制收发器 74xx245。在该应用电路中，74LS245 被用作两个数据总线间的双向接口。要从总线 A 发送数据到总线 B，74LS245 的发送/接收输入端 (T/\bar{R}) 被置为高电平，而输出使能输入端 (\overline{OE}) 被置为低电平。要从总线 B 发送数据到总线 A， T/\bar{R} 被置为低电平。要禁止收发器的输出（使输出为高阻态）， \overline{OE} 端应加高电平。

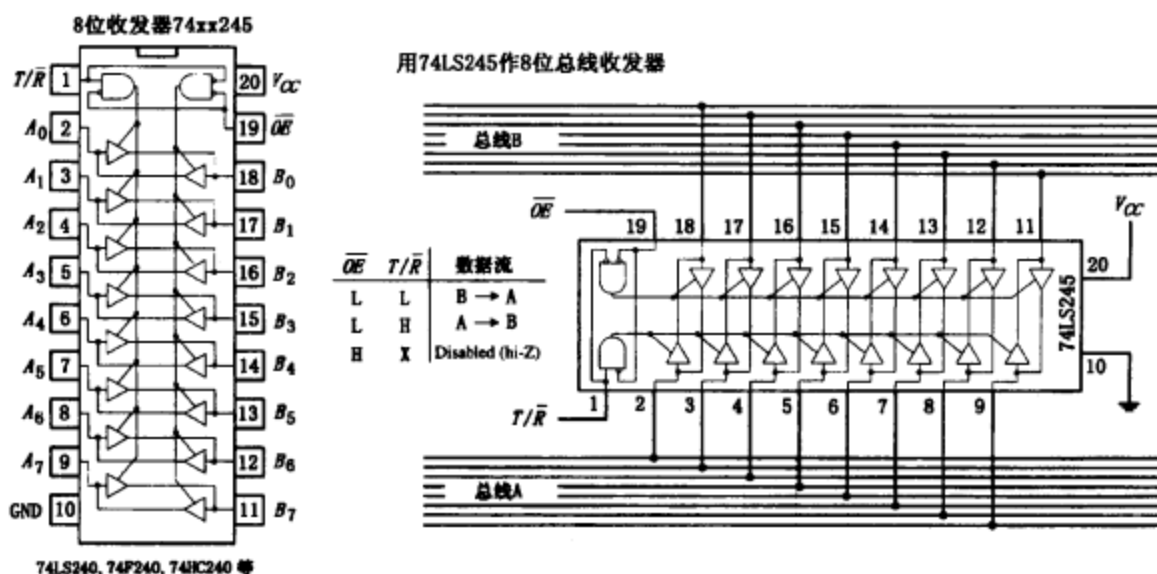


图 12.135

12.10 其他数字电子技术内容

在附录 H 到 K 我们还要论述数字电子技术的其他重要内容，如数模或模数转换、数字显示、存储、微处理器及微控制器。

直流电动机、遥控伺服系统和步进电机

也许电子学实践中最愉快的事情之一就是使一些机械装置“动”起来。有三种常用设备的作用是“使物体动起来”，它们分别是直流电动机、遥控伺服系统和步进电机。

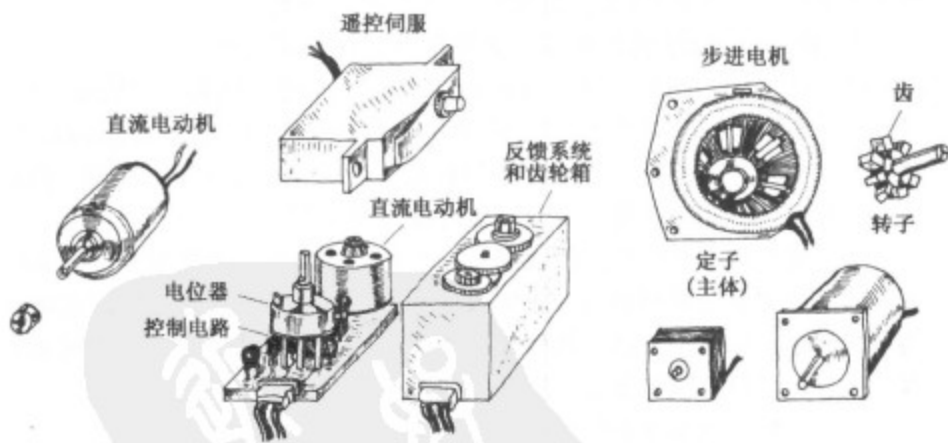


图 13.1

13.1 直流电动机

直流电动机是有两根引线的电控设备。它有一根转轴，可装配上齿轮、推进器等。直流电动机旋转速度相当大，如果要改变它们的旋转方向（比如顺时针旋转改成逆时针旋转），只要改变它们两根导线的电源极性就可以了。在低速的时候，它们能提供微量的转矩和极小的位移，使它们可以组成微控制系统。

直流电动机有不同的形状和尺寸，大多数的直流电动机的转速是

3000~8000 转/分。它们的额定工作电压一般是 1.5~24V,在额定电压下,电动机的工作效率最高。在实际应用中,可以通过降低或提高它们的工作电压,来降低或提高它们的转速。一般情况下,实际工作电压小于额定电压的 50%,电动机就会停止工作。而实际工作电压高于额定电压的 30%时,电动机就会发烫,甚至损坏。在实际使用中,脉冲宽度调制(高速地开关电动机)可以提高电动机的工作效率。通过控制脉冲宽度或脉冲周期可以控制电动机的转速。在没有负载的情况下,电动机线圈中只有少量的电流。一旦有负载,流过电动机线圈的电流就会增大(增长到 1000%,甚至更多)。电动机生产厂商一般会提供“停转电流”的参数。这个参数准确地指出当电动机将停转时的电流。如果你买的电动机没有提供这个参数的话,你自己可以用一个电流表来测出这个参数:给电动机的转轴施加一个压力,让电动机处于将要停止转动的状态,此时电流表的读数就是你电动机的停转电流。另外一个参数是额定转矩。这个参数表明这台电动机可提供的转矩。一个高额定转矩的电动机可以提供更大的力量给负载。

13.2 直流电动机的速度控制

对直流电动机的控制,一种表面上看起来很简单的方法是利用一个分压器来控制加在电动机两端的电压(如图 13.2 左图所示)。根据欧姆定律,电位器的电阻值越大,电流越小,最终导致电动机停转。可是使用电位器来控制电动机电压的效率相当低。当电位器的电阻升高,电能转换成的热能也增多。这种增加热耗来降低电动机转速的方法并不是一种好方法,会平白无故地消耗电源的能量,还可能导致电位器烧毁。另外一种方法(如图 13.2 右图所示)看起来不错,它是使用晶体管来控制电动机的转速,但它也是低效率的。这个方法同样地存在一个温度问题。当集-射极电阻增加时,晶体管的发热问题就相当严重,很有可能将晶体管击穿。

为了提高效率和防止器件烧毁,一种类似的方法是使用开关电源来控制电动机转速。这种方法的原理是把原来的直流供电改成脉冲供电,只要控制脉冲的宽度和频率就可以控制电动机的转速。用这种方法,任何情况下任何一个元器件都可以长时间工作。如图 13.3 所示,有三种方法可以产生所需要的脉冲,如图 13.3 所示。

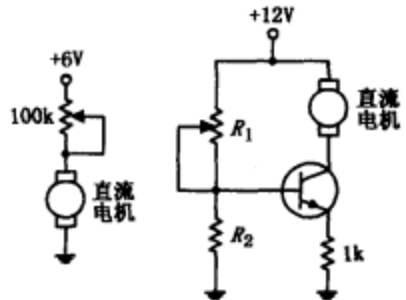


图 13.2

单结晶体管/可控硅控制电路

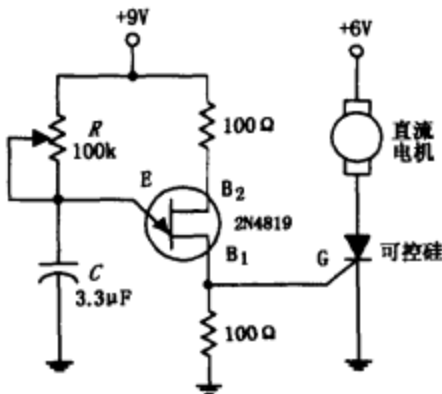
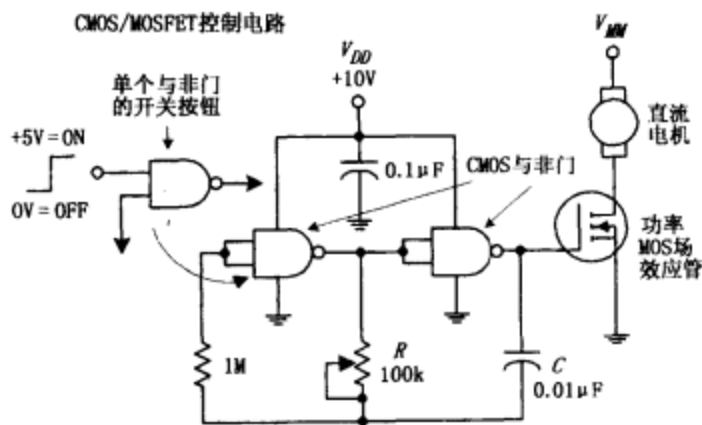
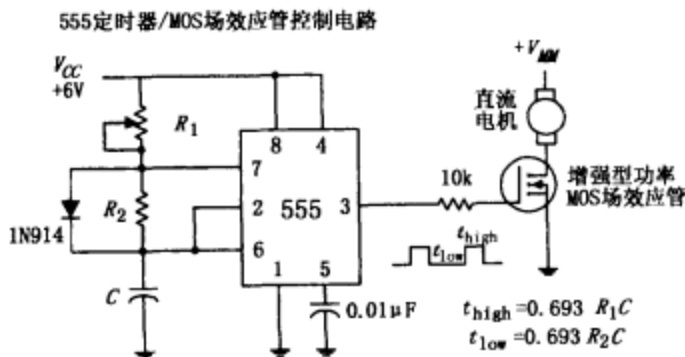


图 13.3

用单结晶体管组成振荡器来产生脉冲,控制可控硅整流器开、关。要改变电动机的转速,只要改变振荡器的 RC 常数即可。



用一对与非门组成振荡器来驱动一个增强型 MOS 管以控制电动机。和第一个图一样，电动机的转速也是由振荡器的 RC 常数决定的。注意：只要把左边的与非门一脚接出，它就可以当成一个电动机的开关使用。



用一个 555 时基集成块构成一个方波发生器来驱动 MOS 管进而控制电动机。脉冲的频率及占空比由 R_1 、 R_2 、 C 决定。相关参数的计算公式在电路图的右下方。

图 13.3 (续)

13.3 直流电动机的转向控制

为了控制电动机的转向，电动机两根引线的极性必须可以互相转换。最简单的方法就是使用一个双刀双掷开关，如图 13.4 左图所示。当然由晶体管驱动的双路继电器也可以代替双刀双掷开关，如图 13.4 中图所示。如果你不喜欢使用继电器，一个推挽式电路也可以很好地完成所需要的功能，如图 13.4 右图所示。图中使用两个晶体管（一个是 NPN 管，一个是 PNP 管）。当输入为高电平（+5V）时，上面 NPN 管导通，电流从 +V_{CC} 经过 NPN 管、电动机流向地。当输入为低电平（-5V）时，下面的 PNP 管导通，电流从地经过电动机、PNP 管，流向负电源。

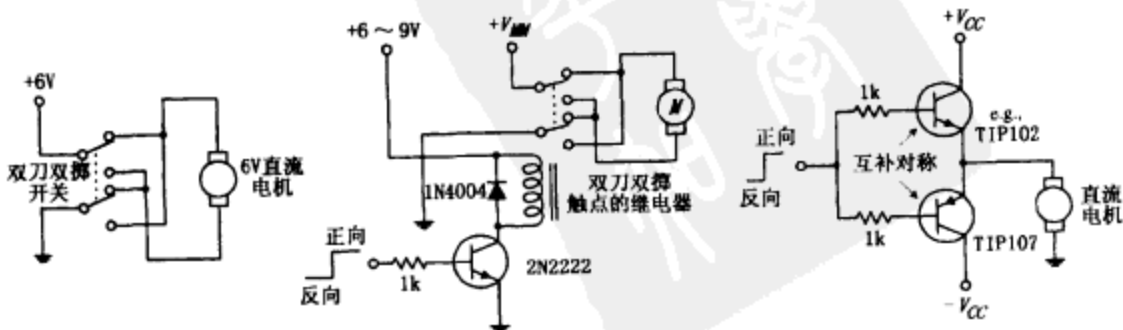


图 13.4

另外一种常见电路是使用 H 型桥式电路。图 13.5 中画出两种常见的 H 型桥式电路。左图采用晶体管，右图采用 MOS 管。要使电机往某一方向转动，只要按电路中的标志加上高电平就可以。注意，不允许两个输入端同时为高电平。电路的工作原理为：当 Q_3 基极为高电平时， Q_3 导通， Q_2 也导通，此时电流从 Q_2 流经电动机，通过 Q_3 到地。此时电动机转动的方向我们称之为“正转”。当 Q_4 基极为高电平时（ Q_3 基极为低电平）， Q_4 和 Q_1 导通，电流从 Q_1 流经电动机，通过 Q_4 到地，此时直流电动机的电流方向与前一种情况相反，故电动机的转动方向称为“反转”。由 MOS 管组成的电路原理相同，我们就不再阐述了。电路中的二极管用于防止线圈的冲击电流损害其他元件。电路中的晶体管（除了右图中的两个三极管以外）必须是大功率晶体管。

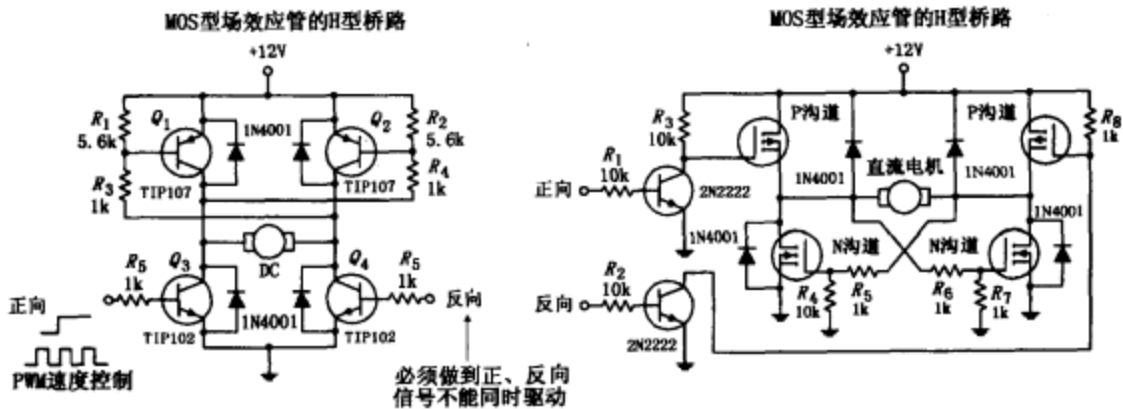


图 13.5

我们可以在实际使用中应用上述电路，但购买一块现成的电动机驱动芯片可能更便宜，更省事。例如，美国国家半导体公司的 LMD18200 电动机驱动芯片，它的参数如下：高电平有效、最高工作电流 3A、工作电压从 12~55V，芯片内部自带短路保护二极管和温度报警输出，既有 TTL 芯片也有 CMOS 芯片，使用起来非常的方便。另外一种常用的芯片是 L293D，它比 LMD18200 更容易使用，而且更便宜，但是没有提供 LMD18200 那么多的附加功能。还有很多芯片和电路可以驱动电动机，我们就不一一列出了。在实际应用中，可以通过产品手册和上网查找，看哪些芯片和电路符合我们的要求。

13.4 遥控伺服系统

与直流电动机不同，遥控伺服系统只是类似电动机的装置，它被设计用于特定的指向式位置控制的应用场合。一个遥控伺服系统使用一个外加的脉冲宽度调制 (PWM) 信号去控制遥控伺服系统的转轴位置。要改变转轴的位置，只要改变脉冲的宽度。遥控伺服系统的转角控制在 $180^\circ \sim 210^\circ$ 之间。这些装置可以提供一个较大的低速率的扭矩（由于内部有一个传动系统），而且可以提供适当的全摆幅位移开关速率，遥控伺服系统经常用来操纵车、船和飞机模型。它也常用在机器人和位置传感器中。

一个标准的遥控伺服系统看起来就像一个普通的盒子，盒子上面有一个转轴和三根导线。其中，一根是电源线（一般是红的），一根是地线（一般是黑的），另外一根是转轴位置控制线，颜色就不一定了。盒子里有一个直流电动机、一个反馈装置和一个控制电路。反馈

装置由一个电位器组成。该电位器的操纵盘由电动机通过齿轮控制。当电动机旋转时，电位器的操纵盘也跟着旋转。电动机转轴旋转的角度一般限制在 180° （或 210° ）以内，这样电位器的旋转角度也就被确定了。电位器作为位置指示装置，通过其电阻值告诉控制电路电动机转了多少角度。所以控制线路使用该阻值，同脉宽调制输入控制信号一起，控制电动机旋转一个特定的角度然后停止。脉冲宽度将决定电动机旋转的角度。

一般规定，当脉冲宽度为 1.5ms 时，伺服系统必须旋转到中间角度（比如某个系统旋转范围为 $0\sim 180^\circ$ ，此时系统旋转的角度就为 90° ）。现在为了使系统旋转一定的角度，可通过改变脉冲的宽度来实现。为了使系统在中间角度位置上逆时针旋转，只要在控制端加上一个大于 1.5ms 的脉冲。反之，为了让系统顺时针旋转，就要加上一个小于 1.5ms 的脉冲，如图 13.6 所示。需要指出的是伺服系统所达到的精度是由所使用的伺服系统的厂商决定的。伺服系统需要的驱动电压通常为 4.8V ，或者是 6.0V ，这主要取决于伺服系统的品牌和驱动电压的不同。伺服系统的电流变化很大，主要由输出的功率决定。

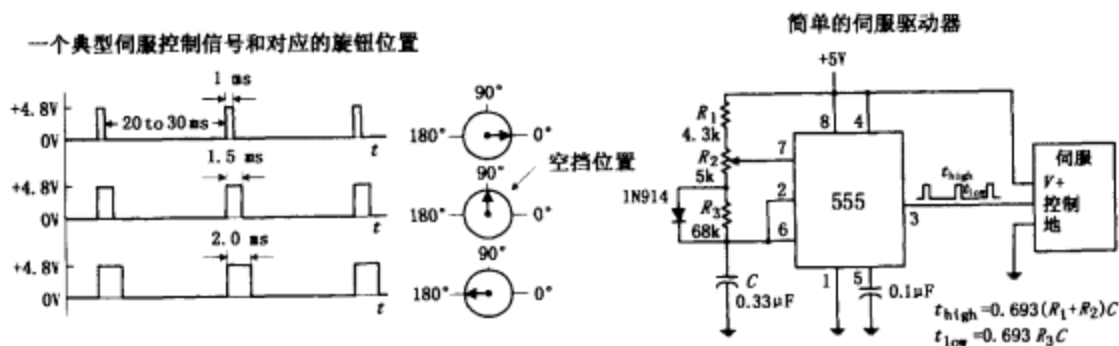


图 13.6

办法就是切断它的反馈回路，即移去电位器（并且解开齿轮装置，这样它就可以 360° 地旋转），用两个分压电阻来替代它（用分压输出代替电位器滑动端）。分压器是用来确保伺服系统的控制电路处于其控制范围的中间状态。分压电阻的精确值，可用原电位器及欧姆表测得。如果要让电动机顺时针转动，需要输入一个脉宽大于 1.5ms 的控制信号到控制端。只要这个控制信号存在，电动机就会一直旋转下去——这时我们已经不处于反馈循环中。同理，要让电动机逆时针方向旋转，只要输入一个脉宽小于 1.5ms 的控制信号到控制端。

13.5 步进电机

步进电机是数控的无刷电机，每来一个时钟脉冲它转过一定的角度（一步）。时钟脉冲输到一个特定的译码电路，再由这译码电路来控制步进电机。对于一些特殊的步进电机，每步转过的角度最小可以达到 0.72° ，最大则可以达到 90° 。而一般的步进电机每步转过的角度范围则为 $15^\circ\sim 30^\circ$ 。和遥控伺服系统不一样，在特定的数字电路控制下，步进电机可以转过 360° ，还可以像直流电动机一样连续工作（但是最大工作速度较低）。但步进电机在低速的情况下却有更大的转矩，这就适用于那些要求低速度高精度控制的很多场合。比如用来控制打印机打印纸的移入，用于望远镜的三维坐标系统，用于测绘和传感系统等。如图 13.7 描述的就是步进电机的基本工作原理。

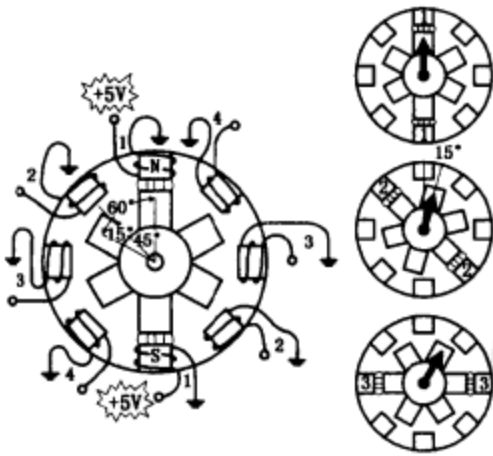


图 13.7

这是一个步长 15° 的可变磁阻步进电机的简单模型。这种步进电机包括固定部件和可移动部件。固定部件又叫做定子，它由 8 个磁极围成一圈组成，每两个磁极间隔 45° 。可移动部件又叫做转子，它由一块铁磁材料组成，有 6 个齿，每两个齿间隔 60° 。要让转子转动一步，需要在方向相对的一对定子磁极线圈上同时通以电流。这个电流使得这对磁极被磁化，如图所示，使得转子的齿和磁极对齐。为了使转子从这个角度顺时针转过 15° ，电流从第一对磁极线圈移去，并流过第二对磁极线圈。之后，为了使转子再次顺时针转过 15° ，电流从第二对磁极线圈移去，并流过第三对磁极线圈。如此一直继续下去。同理，如果要使转子逆时针旋转，只要让磁极线圈流过电流的顺序相反即可。

13.6 步进电机的类型

在上述例子中引用的电机模型是建立在可变磁阻步进电机的基础上的。但它并不是完备的——它并没有体现一个真正的可变磁阻步进电机内部是如何接线的。此外，这个模型并不能应用于永磁式一类的步进电机中。图 13.8 是一些实际的步进电机的例子。

变磁阻步进电机

图 13.8 示出了步进为 30° 的变磁阻步进电机的实物模型和原理图。这个电机包括 6 极

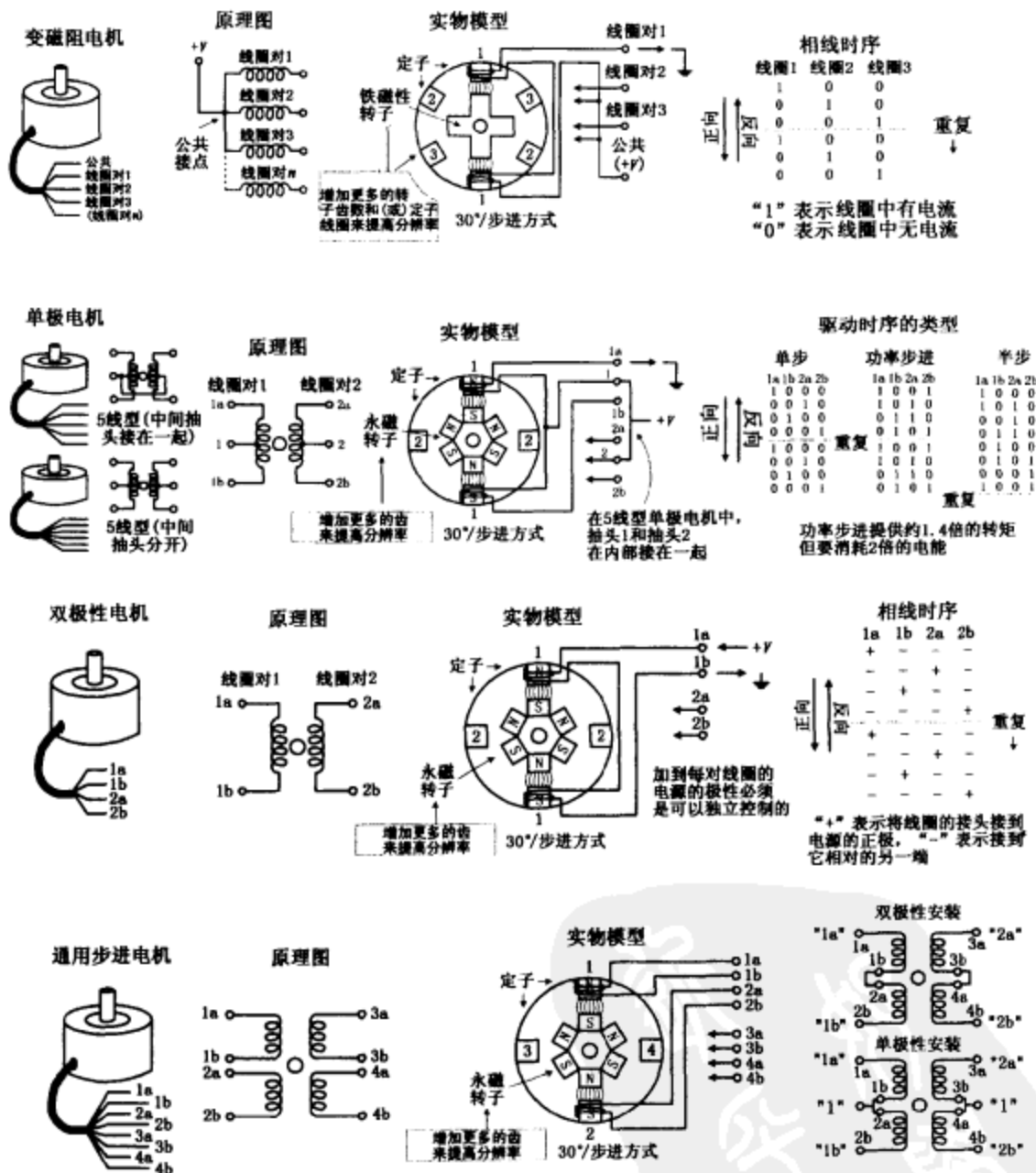


图 13.8

(3对线圈)定子和4齿的铁磁性转子。更高角度分辨率的变磁阻步进电机由更多对的线圈和更多齿的转子构成。注意,不论是在实物模型还是在原理图中,每对线圈的终点都是接到一个公共点上(线圈终端的连接在电机盒内部)。公共点和线圈的其他端子用线引到电机盒的外部。这些线称为相线。工作时公共线接到电源的正极,而相线按照图13.8中表格的时序依次接地。

永磁电机（单极、双极、通用）

单极步进电机

这种步进电机与变磁阻步进电机有一个相似的定子排列，但是它们使用永磁转子和不同的内部连线排列。图 13.8 示出了一个步进 30° 的单极步进电机。它有 4 极（两对线圈）定子和 6 齿永磁铁转子。每对线圈有一个中心抽头，它可能在电机内部连在一起，再用一根线引到外面，也有可能是用两根线单独引到外面。一般中心抽头接到电源的正极，线圈的另外两端交替地接到地，以改变线圈产生的磁场方向。正如图中所示，当电流从线圈 1 的中心抽头流到端点 1a 时，定子的顶端为 N 极，底端为 S 极。这样猛烈地吸引转子进入相应的位置。此后如果通过线圈 1 的电流被撤走，而送到线圈 2，并且方向是从端子 2a 输出，这时水平电极被激励，导致转子转过 30° ，或者说转过一步。在图 13.8 中，给出了三种驱动时序。第一种驱动时序提供了完整的步进动作（如刚刚讨论的）。第二种驱动时序称为激励步进时序，它提供了 1.4 倍完整步进动作的转矩但消耗 2 倍的电能。第三种的驱动时序提供了一半的步长（例如：以 15° 代替 30° 的速率）。它是通过对邻近电极同时进行激励，来实现半步步进的，因为吸引力沿转子两电极的中间方向，这样便产生一半的步进角度。正如图中最后的注释，要提高单极步进电机的角分辨率，需要装配较多的转子齿来实现。同样地，单极步进电机通常是 5 线或 6 线型的。5 线型的有内部连线的中心抽头端子，而 6 线型的没有。

双极步进电机

这种步进电机与单极步进电机相似，但是它们的线圈没有中间抽头。这意味着不能像单极步进电机（供给中心抽头的电压是固定的）中的情况那样提供固定电压，而供给每个线圈端点的电压都必须是交替的。同时，线圈对的两个端点一定被设定成相反的极性。举例来说，在图 13.8 中，步进为 30° 的双极步进电机，通过加入图中列出的驱动时序表中的极性来使其旋转。注意驱动时序和单极步进电机使用一样的基本驱动器图案，但是将“0”和“1”信号替换为“+”和“-”，以体现极性关系。正如你将会在下节中看见的，驱动双极步进电机，需要为每对线圈配一个 H 型电桥网络。比起单极步进电机和变磁阻步进电机来说，双极步进电机更难控制，但是它独特的极性移位操作特性使之具有较好的尺寸——转矩比。最后要注意的是，装配较多的转子齿数的双极步进电机有比较高的角分辨率。

通用步进电机

这种步进电机是单极和双极的混合类型。一个通用步进电机带四个独立的绕阻和八条引线。通过并联连接线圈绕组，如图 13.8 所示，通用步进电机能被转换成一个单极步进电机。如果串连接线圈绕组，步进电机又能被转换成一个双极步进电机。

13.7 步进电机的驱动

每个步进电动机都需要一个能控制提供步进电机定子线圈电流的驱动电路。而驱动电路受一个称为译码器的逻辑电路控制。在驱动电路之后，我将讨论译码器电路。

图 13.9 给出了变磁阻步进电机和单极步进电机的驱动网络。每个驱动器都使用晶体管

来控制流过电机各个线圈的电流。在驱动网络中,加入一个输入缓冲级,保护译码器的电路,以防止电动机的供电电压击穿晶体管。每个驱动电路中都加入二极管,用来保护驱动晶体管不受电机线圈产生强烈的自感电动势的破坏。(注意到单极步进电机使用特别多的二极管,因为中心抽头的两边都有感应电动势产生。马上可以看到,在这个驱动器里可用二极管对替换单个二极管,保留元件总数为4个。)在图 13.9 中示出了单驱动电路中使用了哪些类型的元件。在该电路中使用了大功率的晶体管、TTL 缓冲器和合适的快速保护二极管。如果你不想用分立的晶体管元件,可以用 Allegro 微系统公司的 ULN200x 系列 IC 阵列或者美国国家半导体公司的 DS200x 系列 IC 阵列来构建驱动电路。图 13.9 示出的 ULN2003 是一个与 TTL 电平兼容的芯片,它包含了 7 个带保护二极管的达林顿晶体管。7407 缓冲 IC 能够用来与 ULN2003 一起构成一个完整的步进电机驱动器。其他的像摩托罗拉公司的 MC1413 达林顿 IC 阵列,也能用逻辑输入直接驱动多个电机线圈。

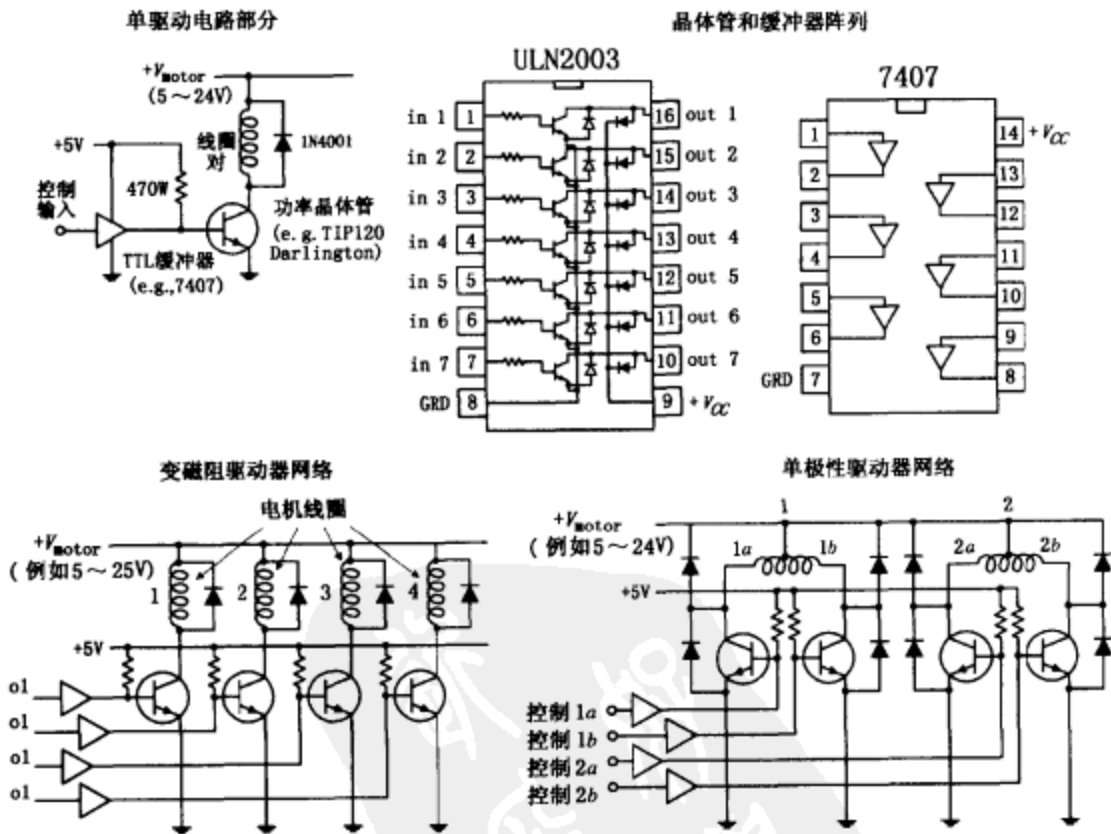


图 13.9

双极步进电机的驱动电路要求用 H-型桥式电路。H-型桥式电路用来切换步进电机内部线圈的供电极性。(H-型桥式电路的详细资料参考前面直流电动机方向控制的章节。)步进电机中每一组线圈需要一个单独的 H-型桥式电路。图 13.10 显示的 H-型桥式电路使用了 4 个带保护二极管的达林顿功率晶体管。输入端加入了一个异或逻辑电路来防止输入信号中有两个同时为“1”的情况。[如果两个输入信号都是高电平(假定无逻辑电路),电源将被短路到地,这是不允许的。]图 13.10 中的表格提供了输入控制信号与电机线圈供电极性的关系。

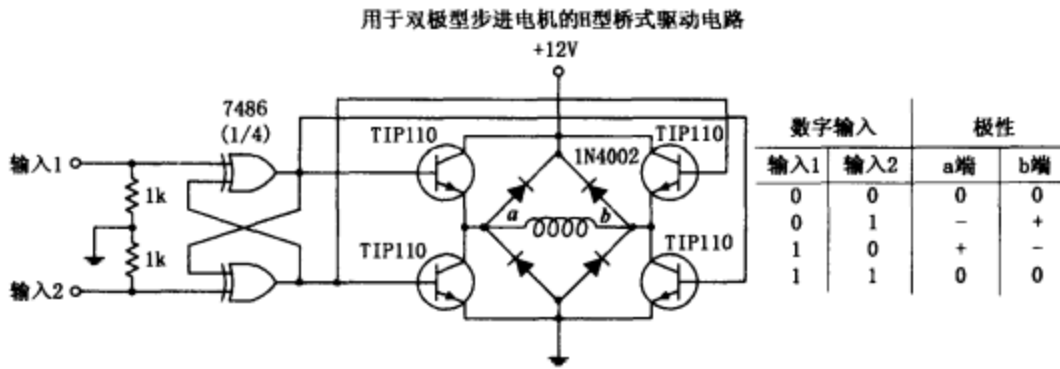


图 13.10

如本章直流电动机一节中提到的，可以购买到 H 型桥式驱动集成电路。SGS 汤姆逊公司的 L293H 型双电桥是常用的一种集成电路，可用来驱动小型双极步进电机，在 36V 的电源电压下可以向每个绕组提供 1A 的驱动电流。L298 类似于 L293，但其驱动每个绕组的电流可达 2A。国家半导体公司的 LMD18200 的驱动电流达 3A，与 L293 和 L298 不同是，它内设保护二极管。可以查阅产品目录，了解更多的双电桥芯片。

13.8 带译码器的控制驱动器

译码器是用来产生驱动驱动器的脉冲的电路。在一些情况下，晶体管可简单地接到计算机或可编程控制器，用软件直接产生控制驱动器所需的输出信号。在多数情况下，译码器通常被设计成专用集成电路。在时钟信号作用下，向外提供合适的输出信号。另一种输入信号是控制驱动序列的方向（电动机的转动方向）。许多步进电机译码器集成电路既容易使用又便宜。让我们关注一下这些器件，首先了解由简单的数字电路组成的译码器电路。

一种简单的方法是应用 CMOS 型 4017 十进制计数器/分频器（或 TTL 型的 74149）产生四相驱动波形。这种器件在输入时钟信号的作用下，10 个输出端相继地 10 选 1 输出高电平（其他保持低电平）（见图 13.11），将第 5 个输出端（ Q_4 ）接复位端（Reset），使该电路成为四相译码器。另一种四相译码电路是利用双 JK 触发器 CMOS4027（或 TTL7446）构成，它能提供功率步进控制和方向控制。其中方向控制用 CMOS 异或门 4070 集成电路（或 TTL 异或门 7486）来实现。

图 13.12 示出集译码器、驱动器和步进电机为一体的电路。电动机是单极步进电机，而 TTL71194 是移位计数器。555 定时器为 74194 提供时钟信号，而双刀双掷开关用于控制电机的方向。电动机速度取决于时钟频率（该频率取决于 R_1 的阻值）。本电路中的译码器也能用来控制变磁阻步进电动机。你可以用该电路实现图 13.8 所示的驱动时序，驱动图 13.9 所示的变磁阻步进电机。

许多制造商生产包含译码器和驱动器的变磁阻步进电动机的控制器。这些芯片相当便宜和易用。一种经典的变磁阻步进电动机控制器芯片是飞利浦公司生产的 SAA1027。SAA1027 是一种双极型的芯片，专门为驱动四相步进电动机设计的。它含有一个双向的四状态计数器和一个能用于驱动四路顺序输出的编码转换器。该芯片具有抑制强噪音的输入

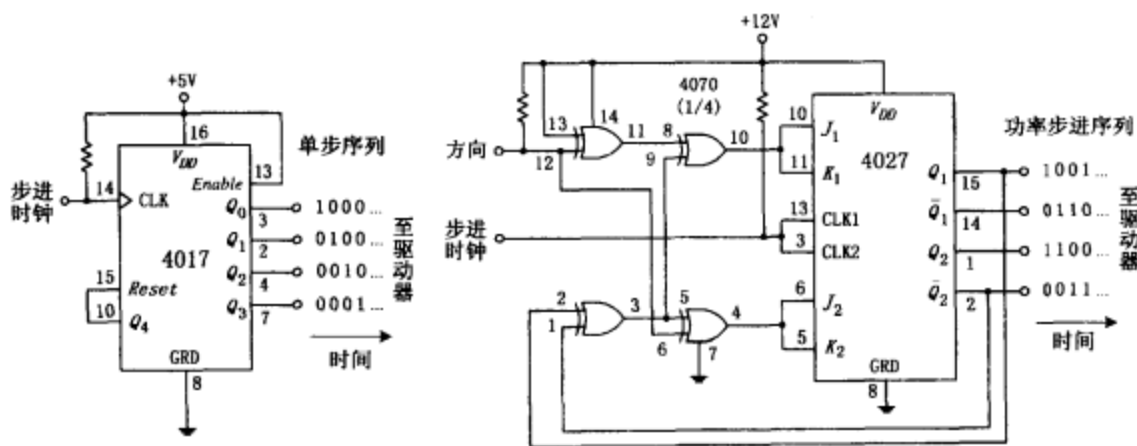


图 13.11

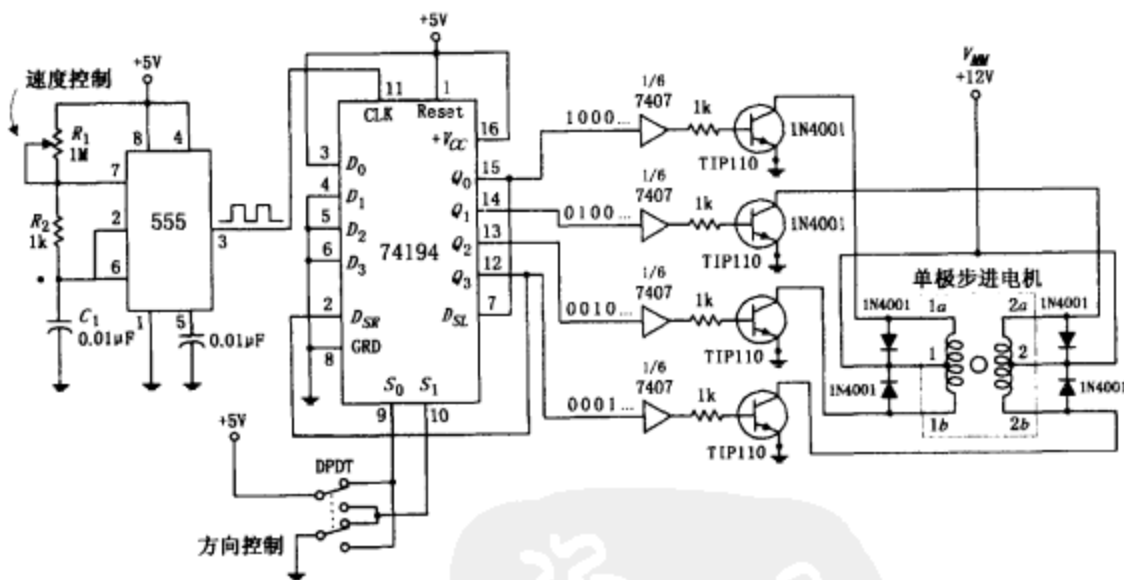


图 13.12

端，顺时针和逆时针转向控制的能力，一个复位控制输入，大输出电流和输出电压保护的功能。它的电源电压为 9.5V 至 18V，输入高电平的最小值为 7.5V，低电平的最大值为 4.5V，最大输出电流为 500mA，图 13.13 给出其典型应用电路。

SAA1027 是一个经典的双极型芯片，但许多制造厂家已进行了更新，推出了更好的步进电机控制集成电路。如果你有兴趣更多地了解这类芯片，可以试着查阅相关资料或在因特网上搜索了解。

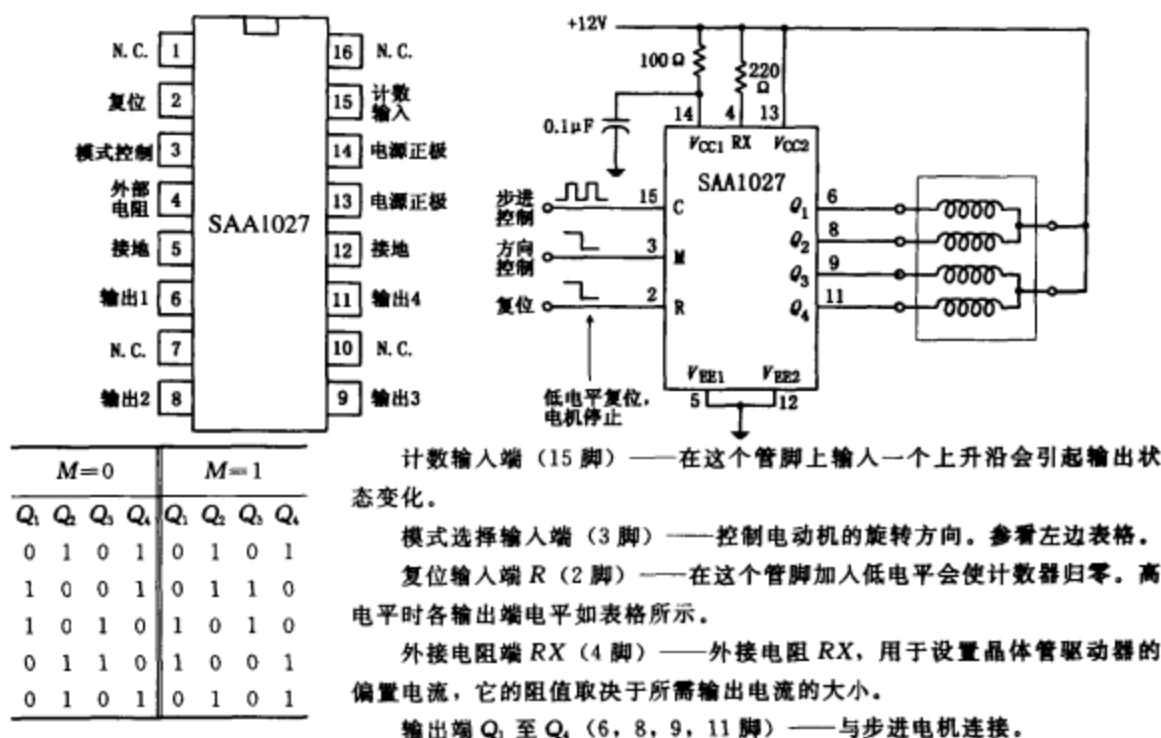


图 13.13

13.9 步进电机的识别

当需要识别未知的步进电机的特性时, 下列的建议应该是有帮助的。现在在市场上的步进电机大多数是单极型、双极型或通用型。

因此, 你能猜测到: 如果步进电机有四根引线, 它很有可能是双极步进电机; 如果有五根引线, 那么这个电动机很可能是带有中心抽头的单极步进电机; 如果步进电机有六根引线, 它可能是中心抽头分开的单极步进电机; 如果有八根引线, 则很可能是一个通用步进电机。(如果你认为电动机可能是一个变磁阻步进电机, 可以尝试旋转转轴。如果转轴自由地快速旋转, 电动机很可能是一个变磁阻步进电机。若有齿状阻力的表示这个步进电机是水磁型的。)

一旦明确步进电机的类型, 下一步是确认电机的引线 (与电路原理图相对应)。最简单的方法是用欧姆表测出各引线之间的电阻值。

分辨双极步进电机的管脚是很容易的。用欧姆表测引线电阻, 电阻值小表明这两根是同一组线圈中的两根引线。如果两根引线不是同一组线圈的, 它们之间的电阻则为无穷大。用同样的方法可以区别通用步进电机的不同绕组。区别 6-线单极步进电机要求区分开两组三线 (有中心抽头) 的线圈。对此, 可以通过测量独立线圈三根引线之间的电阻, 并用 R 和 $2R$ 表示线圈的电阻值, 这样不难判断出哪一根线是中心抽头 (见图 13.14)。区别 5-线的单极步进电机 (有中心抽头的公共端) 比起区别其他的步进电机更需要一定的技巧, 因为中心抽头是公共端并隐藏于电机内部。为了便于分辨步进电机的引线, 你可以参照图 13.14 中的

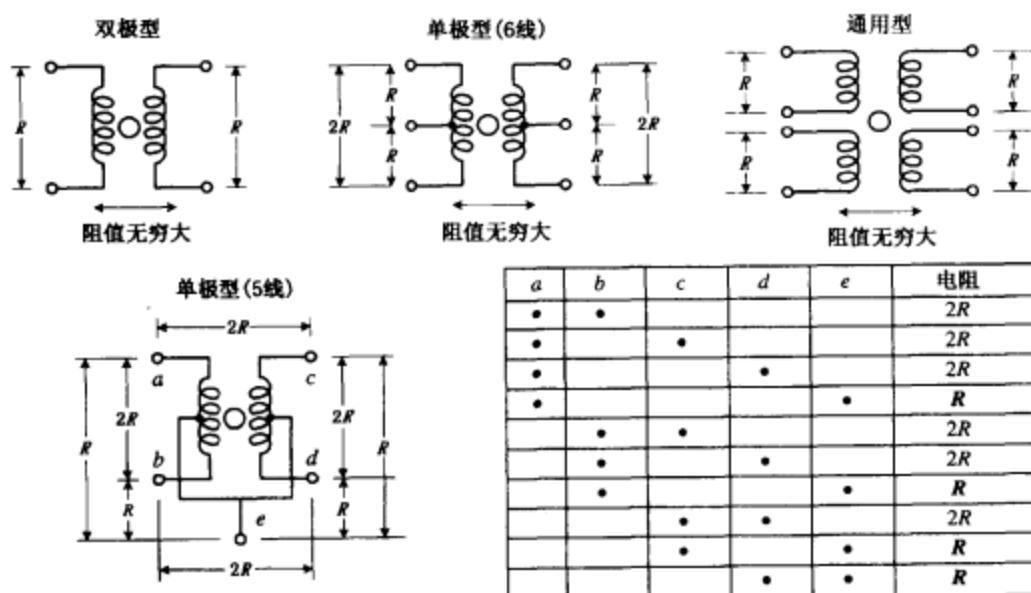


图 13.14

原理图和表格。(表格中的点表示欧姆表的两根表笔接在原理图中的位置。)当用欧姆表测出以 R 为单位的电阻值后,可以应用该表格来判别 e 端(线圈的公共端)。接着通过测量一根与其他各根导线阻值来决定哪根线是实际上的 e 端。如果测得的阻值均为 R ,则该根导线就是 e 端;如果你得到阻值有 $2R$,则该根就不是 e 端。一旦 e 端决定下来,任何一种的欧姆表都无法区别其他引线了——因为你测得的其他引线之间的阻值始终为 $2R$ 。此时最好的方式是将电机接到驱动电路中,看它是否能工作。如果它不能工作,可以随便换接这些引线直到它可以工作为止。

电子技术实践

14.1 安全

人的身体是一个由大脑接收和送出电化学信号控制的复杂系统。如果有外部流入身体的电流干扰这些信号，身体的主要器官将可能完全停止工作，最终可能导致死亡。

通过人体的电流大约为 1mA 时，人体会会有刺痛及轻微的振动感觉；10mA 左右就已经是足够强度的触电了，将导致使肌肉失去控制；若人体通过 100mA 的电流持续 1s 以上，能导致严重的后果，有可能导致死亡；通过电流大于 100mA，即为严重触电，这样能导致心室收缩（心跳无规则），很容易导致死亡。

人体的电阻在干燥时约为 1MΩ，在湿润时为几百欧，人体的电阻大小在二者之间变化。可以计算出流过身体的电流，假设有理想的电压源，就可以简单地用欧姆定律 ($I=V/R_{\text{体}}$) 获得。假设你的手和脚接触一个 6V 电池的两端，如果你身体内部的阻抗为 300 kΩ（你那天出汗了），则流过你手、脚两端的电流为 $6V/300\ 000\Omega=20\text{nA}$ 。这个电流在安全范围之内，你可能感觉不到它。但是，如果你不小心将 120V 的电源掉入浴缸（当你在浴缸中），那么流过你身体电流的大小——假想现在淋湿了的身体的电阻为 1000Ω——则是 $120V/1000\Omega=0.12A$ 。这个电流是可能致命的。

你可能听说过“不是电压杀了你，而是电流”。但根据欧姆定律，好像电压 (V) 决定电流 (I)，这样，两者好像起着同等的作用，这是为什么？以上的阐述是否正确？首先，我们要了解一下什么是电压，至少在欧姆定律的定义中，这是决定电流大小的因素。当使用欧姆定律时，我们总是假设电压源是理想的。正如你在理论中学到的，一个理想的电压源是一个维持固定电压的器件，无论所带负载为多少。一个理想的电压源可以维持它的电压不变，无论接在它两端的电阻是多少，

它一定可以供给相应的电流量。如果你把所有的电源看作为理想的电压源，那么“杀你的不是电压，而是电流”，这种说法并没有什么意义。问题在于现实中你时常处理的不是理想的电压源——它只能提供有限的输出电流。这样说来，盲目地使用欧姆定律是行不通的。论证这个观点的一个很好的例子是：当你在梳头发时，能在梳子上积累静电电荷。在进行这个简单动作的时候，多达 10^{10} 个电子将会从你的头发转到梳子上存放，产生 2000 V 的电压（相对于地）是很有可能的。如果你把这个电压套入欧姆定律中，假设人体电阻为 10000Ω ，其结果是 0.2A——可能致命的电流。然而，你听说过有人被梳子的静电放电杀死吗？问题在于你正在处理的是一个典型的非理想的电压源，为形成电流，电荷数量的流逝是非常迅速的。你可以粗略地计算一下释放这些电荷需要的时间。如果有 10^{10} 个电子，每个有 $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ 的电量，然后你可以得出净电量为 $1.6 \times 10^{-9} \text{C}$ 。接着，使用电流的定义公式 $I = \Delta Q / \Delta t$ ，假定 $\Delta Q = 1.6 \times 10^{-9} \text{C}$ 和 $I = 0.2 \text{A}$ ，则可计算出时间 $\Delta t = 8 \times 10^{-9} \text{s}$ ，或 8ns。这样短的脉冲电流将不会对你产生任何伤害。

我们还可以引入一个比较直观的模拟：从第 2 层楼高的窗口落下一粒沙子到行人的头上。只要沙粒不落入行人的眼睛，它是不可能造成任何永久性伤害的。如果相同的沙粒自第 10 层楼高的窗口上落下来掉到同一个人头上，由于沙粒具有较大的动能，有可能刺痛这个人的头。然而，如果你用 100 千克的沙包代替一粒沙子，正如你可以想像到的，结果将会是大大地不同。沙在这里代表电子，沙子下落的高度代表电压，而行人代表人的内部器官和组织。

14.1.1 一些安全技巧

下面这些安全要点能使你安全，或者至少能防止你触电。

- 确认连到交流电线上的全部元件是否符合电源的安全等级。
- 用一只手测量，保持你的另一只手在另一边或放在口袋里。万一你触电了，电流通过你的心脏的几率会小得多。
- 当构建电源供电系统或测量系统时，确认全部的导线和元件是否装在金属盒里或绝缘塑料箱子里。如果你用的是金属盒，把外壳接地是很有必要的（从内表面连一根导线到接地电缆上）。金属外壳接地可以防止火线脱落掉到盒子上使整个外壳带电而发生触电。
- 当金属盒上钻有连接电源线的孔时，在穿孔上放一个橡胶垫，减少电源线被磨破的几率。
- 请勿在上电情况下修理电源电路。务必先关闭电源。
- 一般情况下应该提防滤波器、电压放大器和能量贮存电容。这些器件能够存贮足以致命的电流，可能维持放电好几天。甚至当电压低到 5V 或 10V 也能造成危险。同时，不要触摸到电容的电极。当对电容操作时，可以用带绝缘柄的螺丝刀，先短路它的两个引脚，放掉电容上的电。
- 当操作交流电时，穿上橡胶鞋或者站在橡胶板或木制品上。
- 避免站在能够产生危险的位置上，万一你由于触电而使肌肉失去控制时，通常摔伤比触电本身更严重。
- 在操作高压电时，带上在你出现意外时能协助你的人在场。如果你看到某人无法脱离带电物体时，千万不要直接去抓他，而应用木棒或绝缘的物体将带电体与他脱离。
- 所有使用高压（大于 120V 交流电以上）的测试仪器（比如示波器、信号发生器），

应该使用三线电缆。为了减少触电机会，最好通过一个隔离变压器运行这些设备。

·测试电路时使用保护套管（绝缘的）的探头，千万不要让你的手指滑到工具的金属部分上。此外，在连接导线或电缆时务必断开电路的电源。

14.1.2 放电损坏元件

干燥的天气穿着胶底鞋在地毯上走动时，电子能从地毯传递到你的身体上。在这种情况下，你很有可能呈现出对地 1000V 的电压。在处理聚乙烯袋时，能产生大于 300V 的静电，而梳理头发能产生高达 2500V 的静电。环境越干燥（湿度越低），所形成的电荷数量越多。现在，人们已经习惯了静电放电，而且静电带电体通过地的放电电流的大小往往不引起人们注意。然而，在相同的放电情况下，对某些器件的损害是完全不同的。

尤其易被损坏的器件包括场效应管，例如：MOS 场效应管、结型场效应管，由于它的栅极与导电沟道之间的氧化物绝缘体很容易损坏，如果带静电的物体碰触到它的栅极，管子将很容易被破坏，即栅极的绝缘层击穿。下面是一些易损器件：

非常易损坏的：MOS 场效应管、MOS 集成电路、结型场效应管、微波晶体管、金属膜电阻。

中等易损坏的：CMOS 集成电路、LS TTL 集成电路、肖特基 TTL 集成电路、肖特基二极管、线性集成电路等。

有点易损坏的：TTL 集成电路、小信号二极管和三极管、压电晶体。

不易损坏的：电容、碳合物电阻、电感及其他模拟器件。

易损坏的器件通常会标上“警告，元件会遭到静电损坏”。如果你看到这些标识，请关注下列注意事项。

14.1.3 使用注意事项

- 保存元件在其原包装物里，如导电的容器（薄铁片、铝箔），或者在导电泡沫包装里。
- 请勿触摸 ESD-sensitive（静电释放敏感）元件的管脚。
- 触摸元件前手先摸一下自来水管或大电器的接地金属，放掉你身体带的静电。
- 千万不要让你的衣服接触到元器件。

·将电烙铁和桌面接地，或者使用电池供电的电烙铁，你还应该用与地线相连接的导电护腕将你自己接地。

·在通电的情况下，请勿安装或拆下电路中的 ESD-sensitive 元器件。一旦元件安装完毕，元件损坏的机会将大大降低。

14.2 创建电路

本节简要地论述如何创建一个实际可行的电路，如命名、画原理图、组装样板、制作永久性电路、寻找电路所需的元器件和运用查找故障的步骤和顺序来检修功能错误等。

14.2.1 画电路原理图

电路原理图或电路图，就是电路的设计图。一张有效的原理图，它必须包含全部所需的信息，这样你或其他人通过读原理图就能了解需要购买的元器件，如何安装元器件，及期望

的输出特性可能是哪一种。建立一个便于阅读、清晰的原理图，应该遵循下面的几条原则。

- 画原理图的习惯是将输入端放在左边，输出端在右边，正电源接点在顶部，负电源或地的接点放在图的底部。

- 在原理图上按功能划分成各个模块，比如：放大器、输入回路、滤波器等。这样在测试电路时将很容易把出现的各种问题隔离开来。

- 给出各个元器件的标号名称（例如： R_1 ， C_3 ， Q_1 ， IC_1 ），准确提供各个元器件的参数和型号（例如： $100k\Omega$ ， $0.1\mu F$ ，2N2222，741）。给出一些元器件的额定功耗同样是很重要的，比如电阻、电容、继电器、扬声器等。

- 对于大数值的元器件使用倍数单位（例如用 $100k\Omega$ 代替 $100\,000\Omega$ ，用 $100pF$ 代替 $100 \times 10^{-12}F$ ），常用的单位词头包括 $p=10^{-12}$ ， $n=10^{-9}$ ， $\mu=10^{-6}$ ， $k=10^3$ ， $M=10^6$ 。

- 当给集成块标号时，管脚的名称（例如管脚编号）放在元器件符号的外部，元器件的名称放在元件符号内部。

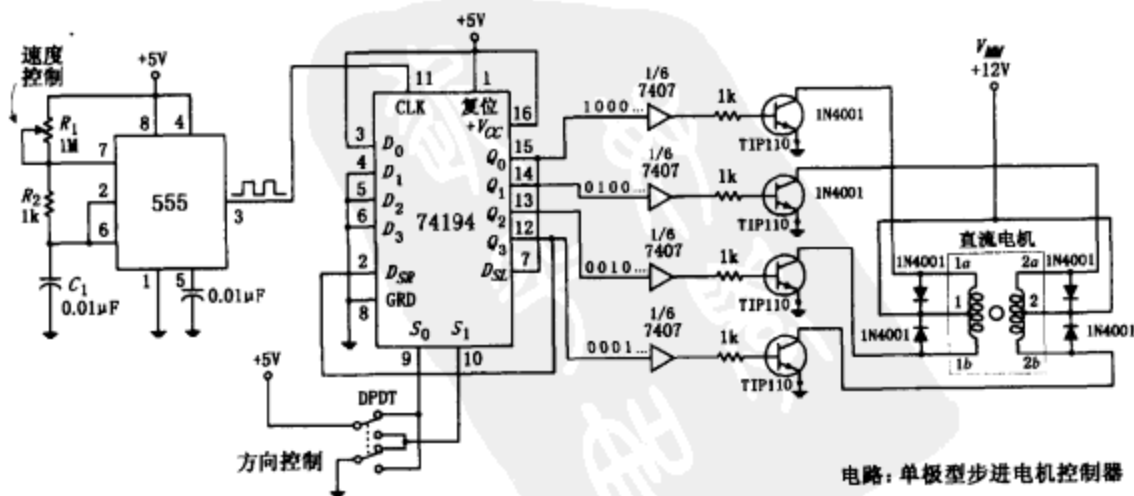
- 在要求准确描述波形形状的特定电路中（例如：逻辑电路、倒相电路等），在电路图中放置预期波形，对于随后测试电路相位时，判断故障部件是很有帮助的。

- 连接到运算放大器和数字集成电路的电源通常是假定的——它们通常放在原理图的外面。然而，如果你考虑到以后会产生混乱，可以把供电电压画在原理图中。

- 为了标示出连接线，在交叉点放置一个小圆点。没有连在一起的线单独穿过（在这种情况下千万不要加小圆点）。

- 放入一个标题栏在图的底部，包括电路名称、设计者名字、时间。预留一个校正表格的空间同样是很实用的。

图 14.1 为示意电路图，一旦你完成了电路原理图，检查一下是否有可疑之处。是否忘了连线，或忘了给出元件参数的大小？元件的极性是否标明？是否考虑了元件的电压范围？是否使连线尽可能简单？最好仔细检查一下电路，在你焊接元器件时找出一个错误比在画图时擦去一些线是更麻烦的。



电路：单极型步进电机控制器

图 14.1

14.2.2 电路仿真软件

设计一个电路时，甚至在你完成原理图之前，你也许会考虑使用一个电路仿真软件去测试你的思路，看看它是否能够工作。电路仿真软件允许你在不接触真正的元器件的情况下，构建电路的计算机模型，接着测试它（测量电压、电流波形图，逻辑状态等）。一个典型的仿真软件包括一个模拟和数字器件的元件库，包括分立元件和集成电路。如果你希望建立一个振荡电路的模型，你所要做的就是从元件库中选择元件，设置这些元件的值，调整这些元器件的位置并连接成一个振荡电路。测试电路只是选择仿真软件的一个测试工具，然后在电路中把测试工具的探头连在需要被测试的点上。例如：如果你想了解振荡器输出的波形是什么形状的，选择振荡器的仿真模型，接着连接测试探头，测量输出（波形）。电脑的屏幕上会显示输出电压随时间变化的曲线。在仿真软件中也提供其他测试仪器，通常有万用表、逻辑分析仪、函数发生器和频谱仪等。

为什么在做一个真正的电路前要先用计算机仿真呢？首先，在你用计算机仿真时，你没必要担心电路中的元件有故障；其次，你不用担心大电流损坏元件——计算机软件不会因为电流过大而烧坏元件。最后，一个仿真软件帮你做了全部的数学运算工作。仿真软件允许反复调整元件的数值，直到电路工作于期望状态。使用仿真软件能使学习电子技术成为直接的过程和节省花在工作台上的时间。

常用的一些仿真软件包括：Electronic Workbench (EWB)，CircuitMaker 和 MicroSim/Pspice。EWB 和 CircuitMaker 两个软件相对比较容易使用，而 Pspice 会更专业一点。

14.2.3 做电路的调试样板

一旦你觉得原理图满意了，接下来的步骤是做调试电路的样板。在此阶段的最常用工具是标准尺寸的“面包板”。面包板相当于临时的装配板，在上面放置了电阻、晶体管、集成电路等电子元器件，用导线或利用面包板内部导线将它们连接在一起。（见图 14.2）

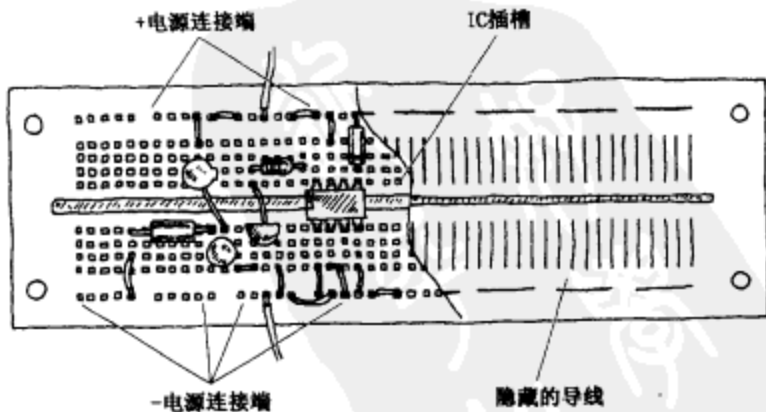


图 14.2

面包板带有中心距离约为 2.5mm 的小正方形插孔方阵。当电线或元件引脚插入这些插孔时，嵌在孔内的弹性金属接头便夹住电线或引脚。面包板插座适用 22 号规格的金属丝，但是能扩展为适应直径在 0.38 ~ 0.81mm 之间的引线。面包板上部和下部的单排插座是保留给正、负电源连接用的，而在中央的缝隙区域之间的插座是为双列直插式封装的集成电路

保留的 (见图 14.2)。

14.2.4 最后的电路

当你成功地完成电路原型后, 下一个步骤就是要构造一个比较固定的电路。此时, 你必须选择能安装电路的电路板。可以选择的包括: 多孔板、线绕板、成品印刷电路板或自制印刷电路板。让我们进一步了解这些电路板。

多孔板

多孔板是一个钻过许多孔的绝缘板。每一个元器件的管脚可以插入其附近的孔中, 引脚端插入板的背部, 这样电子元器件可以从一个管脚连接到另外一个管脚, 然后拧在一起 (见图 14.3)。

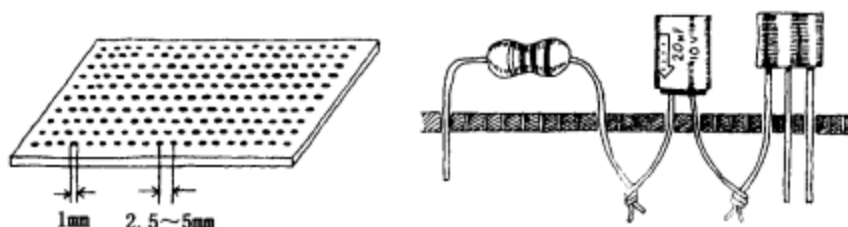


图 14.3

在一个多孔板上构造一个电路是很容易的, 需要的材料很少, 而且制作与连接不需要很多的技术。然而, 你最后得到的是一个既大又松散的电路。该电路容易引入噪声 (跳线相当于小天线), 而且时间久了很可能会散开。总之, 多孔板只用于要求不高的简单电路中。

线绕板

也许在安装包含集成电路的较复杂的电路中使用一个线绕板是最快速的方法。每个线绕板由若干组插座组成, 每组插座在板的边沿都有相对应的管状扩充插座 (见图 14.4)。

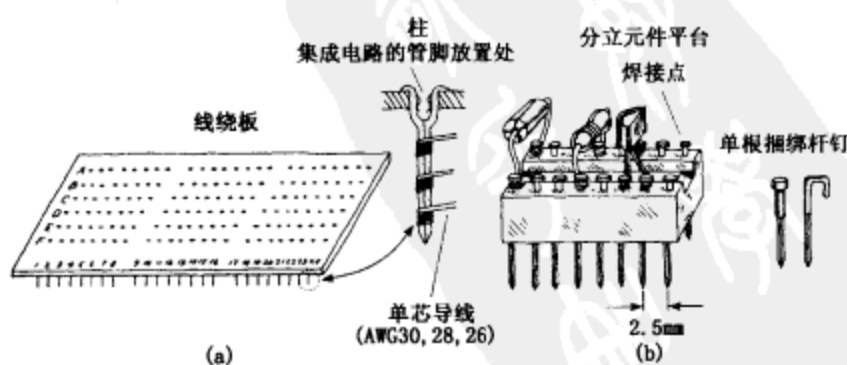


图 14.4

集成电路管脚可直接插入到线绕板的插座之内。而分立元件, 例如电阻、电容器和晶体管等, 必须先装在类似木块的特殊平台上的钉状引脚上 (见图 14.4b)。每一个平台上有一

些像钉子头一样的连接端，分立元器件的引脚就是连接在上面的，元件可以卷绕在这些类似钉子的脚上，也可以用焊锡焊接到这些钉子脚上。平台上像钉子一样的引脚可以插入线绕板上的插座之内。为了将元件连接在一起，线绕板背部的端子可以用导线连接起来。为了使导线和钉状引脚连接牢靠，可以使用一个特别的套线工具。（见图 14.5）。这个工具由一个空心的部件将电线缠绕套在钉状引脚的周围。使用时先将电线按图所示位置插入一点点，接着将工具的空心套入钉状引脚，然后将线绕工具拧几圈（通常 7 圈左右），然后拿开。

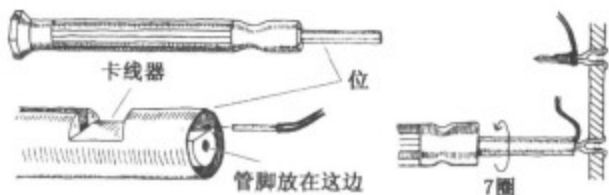


图 14.5

在实践中，为了节省时间和避免犯错误，一次性完成全部的缠绕比较好。为了遵循这一原则，要求做必要的记录。注意图 14.4a 中每个插座/接头均给出一行/列标示。举例来说，处于 3 行和 2 列的管脚左边标示为 C2，而位于 5 行和 7 列上的管脚就标示为 E7。现在，根据线绕板画一个简单的草图，这对于如何在板上安排元器件是有帮助。在草图上，画上所有的元器件，整理生成一个元器件管脚到特定列/行的坐标上。一旦草图完成后，只要拿起你的线绕工具，根据这个草图就可以开始将两个管脚间用线连接起来。

线绕板适合于含有一定数量集成电路的电路，如逻辑电路。然而，因为这些板的插座不是针对线性元器件的引脚设计的（在这种情况下你必须使用分立元件平台），使用成品印刷电路板可能会比较容易，或者自制印刷电路板来构建模拟电路。

成品印刷电路板

成品印刷电路板就是一块按一定图案预先腐蚀好并钻过孔的敷铜板。简单地将元件的管脚放到适当孔中，焊上焊锡，就可连接元器件。连接这些孔的是腐蚀后留下的铜线条。成品印刷电路板有多种不同的蚀刻图案，图 14.6 显示了几个图案的例子。

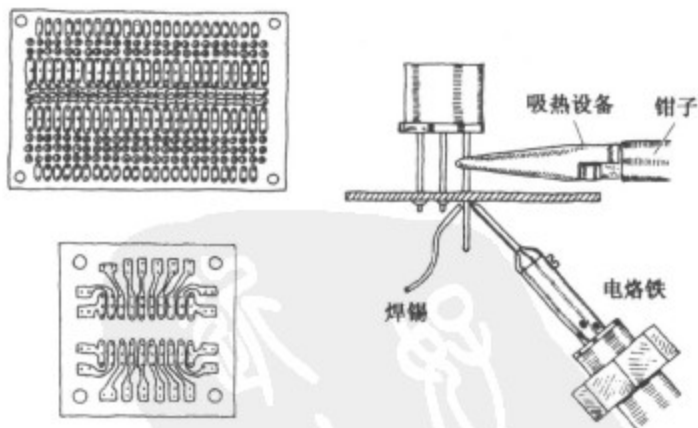


图 14.6

自制印刷电路板

如果你希望建立一个具有专业外观的电路板，就需要设计制作 PCB（印刷电路板）。通过制作自己的 PCB，就能做出装配可靠、紧凑、需要很少跳线的电路板（见图 14.7）。

设计 PCB 需要花较长的时间。当制作腐蚀电路板时有必要保证电路正确的功能，特别是当处理包含大量电感元件的电路时就要花很多时间。例如：射极耦合的逻辑电路要求独特的微带连线的几何结构和精确的元件布线以实现快速的上升时间，同时避免在电路元件之间的串扰噪声。高灵敏度的低压放大电路也要求布置合理的微带连接，短而直的互连线有利于减小噪声。

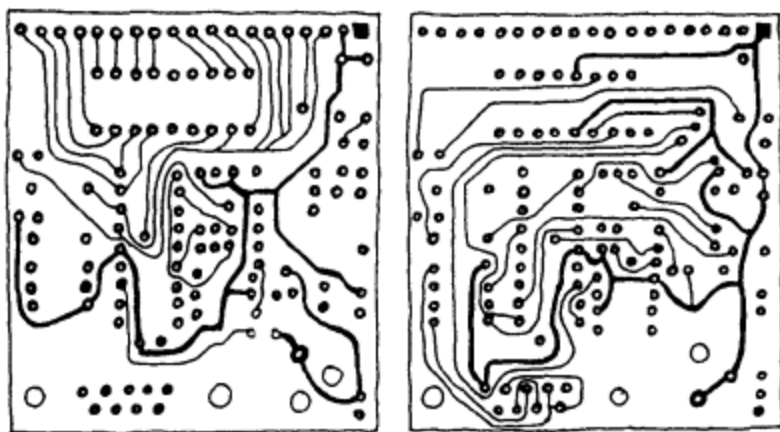


图 14.7

设计 PCB，首先需要确定使用单面还是双面的敷铜板。接着，你必须将原理图变换为硬件草图，包括重新排列元器件，使所有的传导通路既短又直。如果可能的话，硬件草图应该避免任何互相交叉的连线。

一旦硬件电路草图已经完成，接着就是把它转为 PCB。在蚀刻所有不需要的敷铜部分，并完整无损地留下传输导线时，需要一定的技巧。在这点上，有许多不同的转印/蚀刻技术你可以选择。也许最简单的技术包括使用 PC 板的成套工具——可以从无线电商店购买一些套件。一个典型的成套工具带有单面或双面的敷铜板、一瓶腐蚀剂、一支油性记号笔、一瓶擦洗的酒精、一个钻头。在制作腐蚀电路板时，首先要用铅笔将你的硬件草图画在敷铜板上；接着钻上使元器件的引脚可以插进去的孔；再用油性笔描画出铅笔草图的轮廓，对所钻的孔务必环绕画一圈。在这之后，把板放在装有腐蚀液（典型的如三氯化铁 FeCl_3 ）的容器里，直到没有涂上油性墨水的铜完全溶解（油性墨不会在液体中溶解，它的作用是保护下面的铜片），再把板从腐蚀的容器里拿出来，用清水冲洗，然后用浸有酒精的布擦去板上的油性墨。使用这套工具的一个问题是你一次只能制作一块电路板，且油性笔画线的精度有一定的限制。如果你有兴趣制作大量相同的电路板和希望得到高精度的线，需要一个更精密的技术，即光化学加工。

光化学加工技术包括将硬件草图转画（可以放大几倍）到聚酯薄膜纸上。用剪切开孔的方法除去用铅笔画的线。一旦聚酯薄膜的模板完成，再用照相的办法获得缩小到所需尺寸的模板底版。接着，将覆盖一层感光物质的敷铜板置于照相底版下面。即底版置于覆盖有感光物质的敷铜板上，当光照在混合物上面的时候，在底版清除区域下面的感光物质产生化学和物理变化。这种化学和物理变化产生了腐蚀时不能渗透的保护层。当感光后的敷铜板被放置到腐蚀液时，未感光的地方都会被溶解，而经过感光保护处理的地方依然保留着。然后，使用分离溶剂去掉保护层后，在需要引线的插入点钻合适的孔。这个过程是相当耗时间的，更重要的是这种技术已经过时了——至少绘图阶段的那一部分。现在，计算机程序已被应用于制作电路板，把上述草图（原理图）变换成底版可以用特制的机器完成。

14.2.5 电路板布局的要点

当在电路板上调整元件时，集成电路和电阻应该成排且同向放置。电路板四周务必留1cm的边界以留些空间给插件的推杆、引线和支架。将电源引线及其他输入、输出引脚放置在板的边缘，通过安装在板边缘的刀口插头、D连接插头、栅栏条连接插头或者接线柱与它们连接，避免在电路板上安装大重量的元件，以防止跌落时损坏电路板。在靠近半导体二极管和电解电容的附近放置极性标志也是一种好的方法，在集成电路引脚旁边放置标号也是有帮助的。考虑标出测试点、微调元件的功能（如调零）、输入与输出、指示灯功能和电源线接头等。

14.2.6 在构建电路时常用到的特殊元器件

如图14.8所示，在构建电路阶段有三个硬件常被用到的：带镀金输入/输出接口的模板、集成电路与晶体管插座和散热片。

典型的标准模板带有镀金的接头，接头通常位于PCB边沿，可插入连接器插槽中（见图14.8a）。分离的板能够通过扁平多芯电缆连接在一起。这种板的好处是很容易将它们从机箱中拔出进行处理。当设计一个多重板装置时，对每个功能模块电路（如放大器部分、存储器部分等等）使用独立的板是明智的。这会使以后查找及排除故障更加容易。

集成电路和晶体管的管座（见图14.8b）通常用在器件需经常更换的地方。在电路中使用管座是很诱人的，但太多的管座，以后也会使人头痛。这些管座的插座部分常常质量较差，时间久了会导致接触不良。

散热片是固定到发热器件上帮助扩散热量的，是具有很大表面积金属件。散热片通常由螺丝钉和垫圈连接到元器件上（见图14.8c）。在垫圈和散热片之间可以涂上导热硅脂以提高电子元件和散热片之间的热传导率。

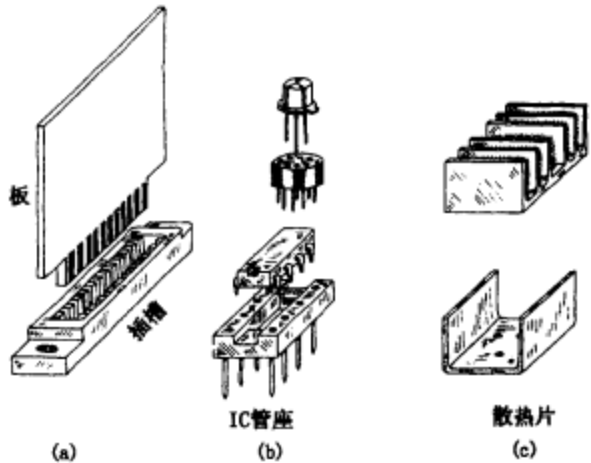


图 14.8

14.2.7 焊接

焊锡是一种锡和铅的合金，它用来将元件连接在一起，通常与松香剂混合在一起使用，松香可以熔解金属表面的氧化物。在焊接铁器之前，金属表面必须用溶剂、锉刀或细砂纸清除氧化物。

当焊印刷电路板时，要用低功率的电烙铁（25~40W），为了确保不虚焊，烙铁头表面必须呈现亮的焊锡。一段时间后，这层焊锡被氧化后会变黑，所以要用海绵擦亮以后再重新加上新的焊锡（使烙铁头上新的锡层称为给烙铁镀锡）。

保证不虚焊的技巧就是先将两个金属片连接部分加热，而不要一下子先将焊锡熔化，因为你无法控制熔化了了的焊锡的位置。而焊锡会趋于流向加热部分。

当焊接电路时，不要将焊锡溅在电路板上，如果有小粒焊锡落在两条分离的导线上，必须把它们切开。焊完后，要仔细检查有没有溅出的焊锡。

保护敏感部件，防止被电烙铁的热头烫坏，可用镊子夹紧加热的元件引脚使之降温。特制的散热夹子也是可以达到这个目的的。

14.2.8 拆焊

如果你连接错了或必须更换一个元件，你必须再次熔化焊锡，然后在焊料尚未固化时尝试用力拉元件。然而，这常常是不容易的，例如在处理集成电路时，更好的方法是先将焊锡熔化，然后用吸锡器将焊锡吸掉。另一种吸焊锡的方法是用吸锡绳，吸锡绳通过毛细管的吸收原理让焊锡离开焊接点。

14.2.9 安装电路

电路可以安放在一个铝盒或塑料盒内。通常在设计高电压设备时使用铝盒，而塑料容器通常用在低电压设备场合。如果你设计一个高压电路并将电路放在一个铝盒里，要将盒子接地，以确保安全。

放在铝盒里的电路板要支撑起来与壳底隔开一段距离，不能接触。如果电路要安装交流电源，可以在盒子的背面钻一个孔，嵌上垫圈（例如橡皮圈），再穿入电源线。在前面板上设置常用的开关、按键和指示灯，不常用的开关和各保险丝置于后面板。如果电路可能产生大量的热（功率大于10W），可以考虑安装一台散热风扇。对于工作在低压的电路，简单地在盒子的顶部或底部上打一些孔，将会增加散热效果。主要的发热部件，如大功率的电阻、晶体管，要朝盒子背面放置，与散热片相连。确保散热片安装在垂直方向。还有，如果你要构建的是一个多重板槽的装置，应将所有的板垂直并列放置，使之更好地通风（见图14.9）。

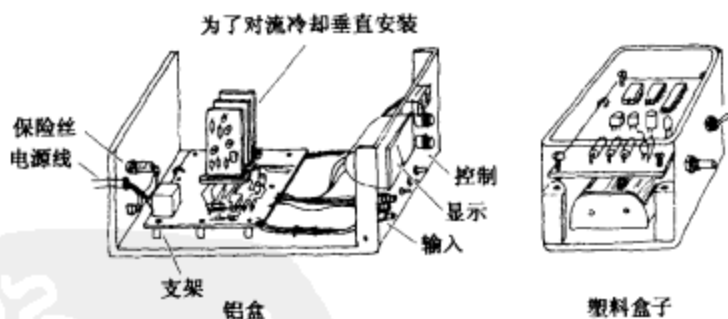


图 14.9

塑料盒子通常在电路板的空余部分带有内部的支座，并留有足够的空间放置电池和喇叭之类的元件。

14.2.10 常用的工具

在你的工作台上最好有以下工具：尖嘴钳、剪刀、焊锡、电烙铁、吸锡器、IC插座、镊子、溶剂、散热座夹子、电路板固定器、螺钉（扁平头和圆头的）、螺母、垫圈（4-40、6-32、10-24）、接线柱、金属铆钉、导线固定器、电缆夹、排线、连接线、各式各样的热缩管、金属圈、保险丝座等。

14.2.11 电路故障的排除

如果电路产生故障，可以查看图14.10所示故障检修流程图。

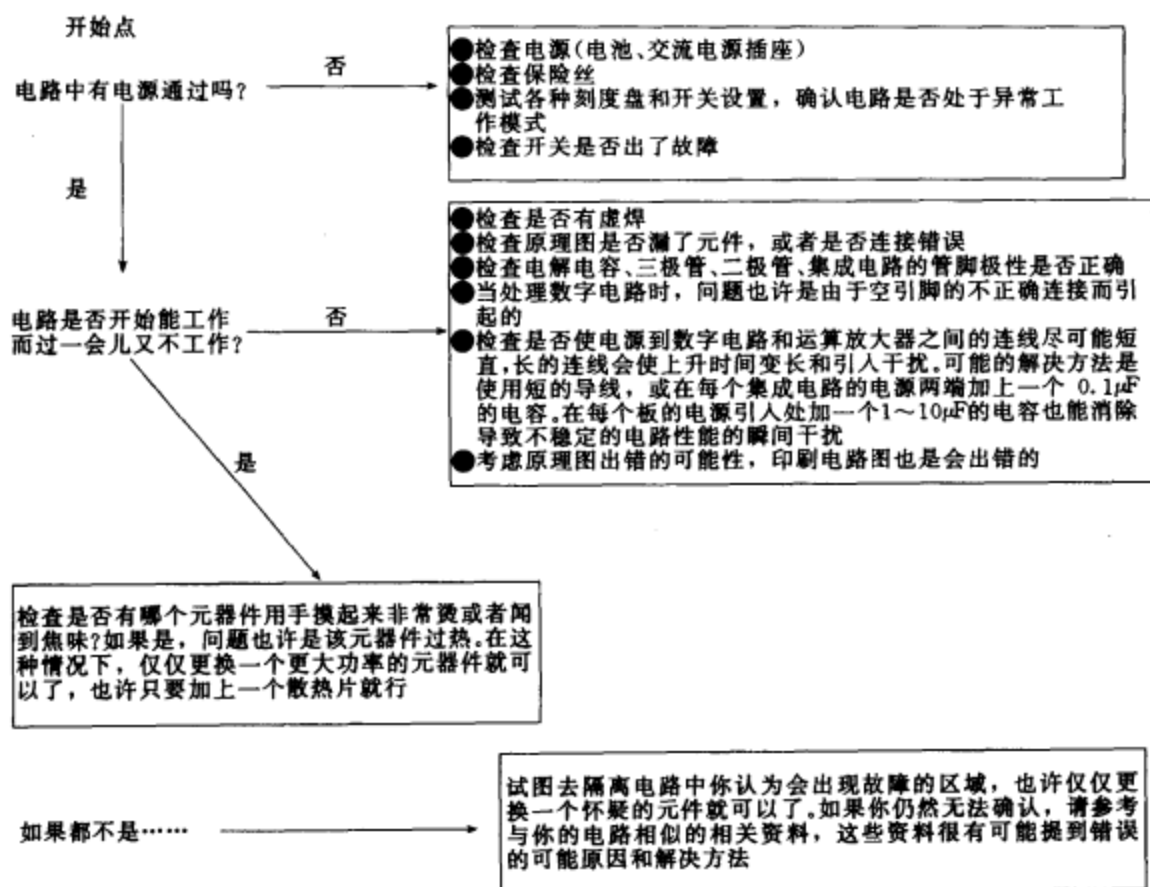


图 14.10

14.3 万用表

万用表，或 VOM（电压-欧姆-毫安表）是一种测量电流、电压和电阻的仪器，最常用的两种万用表是模拟式万用表和数字式万用表，如图 14.11 所示。

这两种万用表最明显的不同之处是模拟表使用指针机构，指针沿校准刻度盘摆动；而数字表是使用复杂的数字电路将输入的测量值转换为读取的数字直接显示。从技术上说，模拟表的精度比数字表低（模拟表的读数误差比数字表大 3% 以上），而且读数比较麻烦。此外，模拟表的分辨率（可显示精度）为 1%，而数字表为 0.1%。尽管有这些局限性，在测量中需要考虑噪声对电路的影响时，模拟表却比数字表更优越。数字表

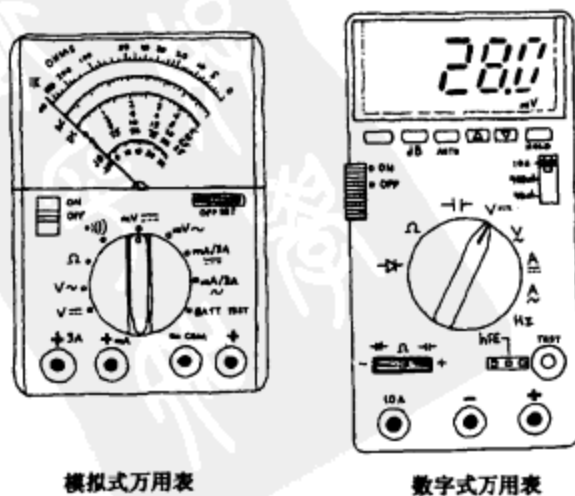


图 14.11

在噪声较大时就不显示，而模拟表相对地不受这种干扰的影响。

14.3.1 基本操作

电压测量

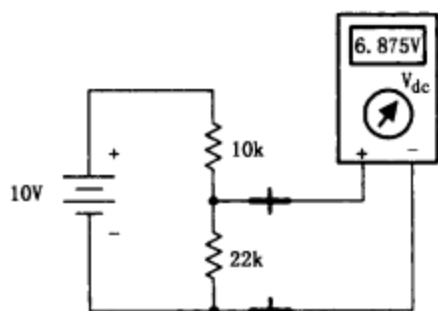


图 14.12

万用表测量电压的技巧是转换量程开关选择适当的电压挡。如果你要测量直流电压，量程开关要打到直流电压挡。如果要测量交流电压，量程开关就要打到交流电压挡 (V_m 或 V_{ms})。注意交流挡上显示的电压为有效值电压 ($V_{ms} = 0.707V_m$)。一旦万用表设置好了，可以将万用表的两表笔接到电路要测量的两点上，电路中两点间的电压就可以测量出来了（万用表是并联接入的）。例如：图 14.12 显示了测量电阻器两端电压的方法。

电流测量

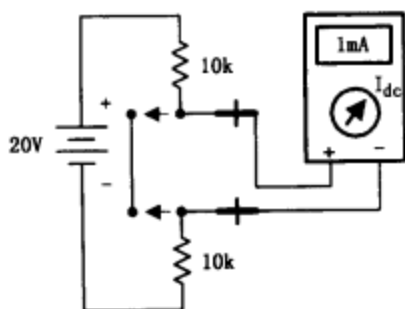


图 14.13

用万用表测量电流与测量电压几乎一样简单。惟一的不同（除了改变挡位）就是你必须将你想到电流值的测试电路处断开。一旦电路开路，将万用表的两根表笔连接到电路中两断点上（万用表是串联接入的）。图 14.13 显示了测量电流的方法。测量交流电流时，万用表必须打在电流有效值挡。

电阻测量

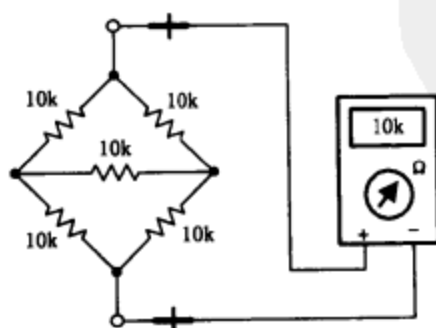


图 14.14

用万用表测量电阻很简单——断开被测电路的电源，将万用表的表笔跨接在被测电路部分两端。当然，要确认万用表的转换开关要预先打在欧姆挡上。

14.3.2 模拟万用表的工作原理

一个万用表包含电流表、电压表和欧姆表于一身。从原理上了解这三个仪表各自是如何工作的，将有助于你理解整个模拟万用表的工作原理。

电流表

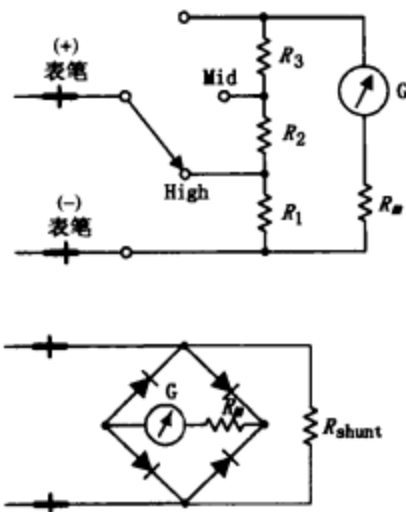


图 14.15

电流表使用一个电流控制型的电磁检流计，它传递转矩到装有弹簧的旋转指针。指针的偏转角度与流过电磁线圈的电流成正比。电磁线圈有一定的内电阻 R_m ，这意味着测量时 R_m 要串入到电路中，如图 14.15 所示（典型的 R_m 为 $2\text{k}\Omega$ 左右）。检流计可以独自地用来测量电流；然而，如果输入电流非常大，它会迫使指针偏转超出刻度盘的正常范围。为了避免这个影响，可并联一些分流电阻，构成检流计的分流器，将可能导致“指针弯曲”的电流从检流计分流。但指示的电流值必须从刻度盘上对应于所选择分流电阻的刻度线上读出。为了使检流计能够测量交流电流，可加入一个整流桥，见图 14.15 所示电路。这时，交流电流单方向地流过检流计。典型的电流表的输入电阻为 $2\text{k}\Omega$ 左右，理想情况下，电流表的输入电阻为零。

电压表

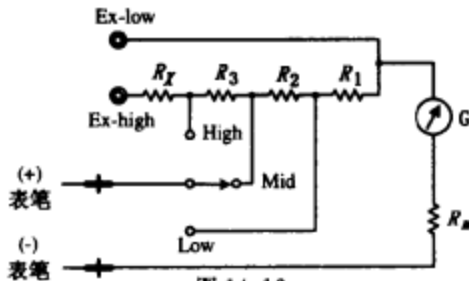


图 14.16

就像电流表一样，模拟电压表也使用检流计，其内阻为 R_m 。当电压表的表笔跨接在被测电压两端时，电流将从高电压端通过检流计流向低电压端。在这个过程中，流过的电流和指针的偏转角与电压差成比例。此外，跟电流表类似，这里使用分压电阻来校准和控制指针的偏转角（见图 14.16）。为了测量交流电压，可像电流表一样，加入整流桥。典型电压表的输入电阻为 $100\text{k}\Omega$ 。理想电压表的输入电阻为无穷大。

欧姆表

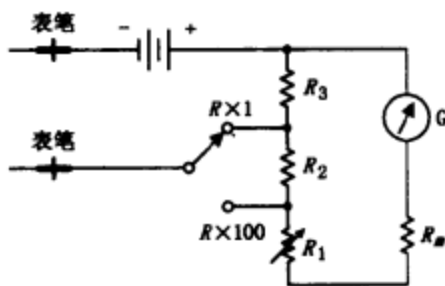


图 14.17

在测量电阻时，欧姆表使用一个内置的电池来提供通过测量负载和检流计的电流（检流计和负载是串联的）。如果测试负载电阻很小，很大的电流会通过检流计，将产生一个很大的偏转角度。然而，如果测试负载电阻很大，通过检流计的电流和偏转角度会很小（在万用表中，欧姆表的标准刻度是反向的——即 0Ω 设在刻度盘的右边）。流过检流计的电流和负载电阻的大小是成比例的。欧姆表必须在测量前短路两根表笔进行调零校准。像其他电表一样，欧姆表用一些分流电阻来控制 and 校准指针的偏转角。典型的欧姆表的输入电阻为 50Ω 左右。一个理想的欧姆表的输入电阻应该为零。

14.3.3 数字万用表的工作原理

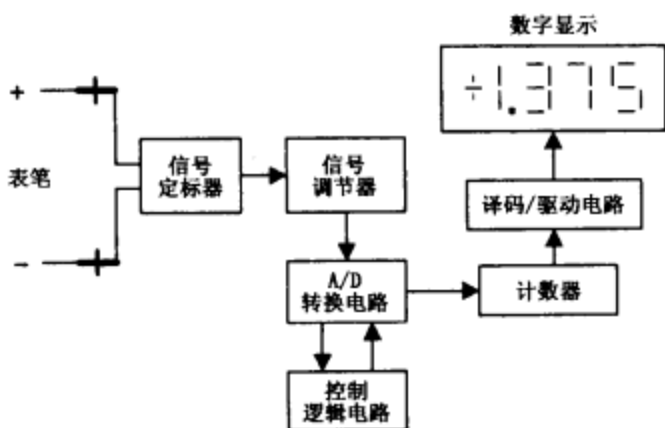


图 14.18

数字万用表由许多功能模块组成,如图 14.18 的方框图所示。信号定标电路是一个相当于选择开关的衰减器。信号调节器将定标后的输入信号转换为一个在数模转换(A/D 转换器)范围内的直流电压。在测量交流电压时,交流电压先通过精密的整流滤波器转换为直流电压。有源滤波器的增益设置为提供一个与输入交流电压或电流有效值相等的直流电平。A/D 转换器变换直流模拟输入电压为数字输出电压。数字显示器显示出测量到的输入量。控制逻辑电路用来使 A/D 转换器和数字显示电路同步操作。

14.3.4 测量的误差

当测量负载通过的电流(或电路两端的电压、电阻)时,从万用表得到的读数相对于电表接入前的真值来说总是不同的。这个误差来自万用表的内阻。对于每个挡位来说,电表(电流表、电压表、欧姆表)将会有不同的内阻。实际电流表内阻的典型值为 $2\text{k}\Omega$ 左右,而电压表的输入电阻通常大于或等于 $100\text{k}\Omega$,对于欧姆表,其内阻通常在 50Ω 附近。了解这些测量仪器的内阻是很重要的。

为了获得精确测量。下列例子体现了在对应的电表输入电阻的情况下,所产生读数误差的百分率。

电流测量误差

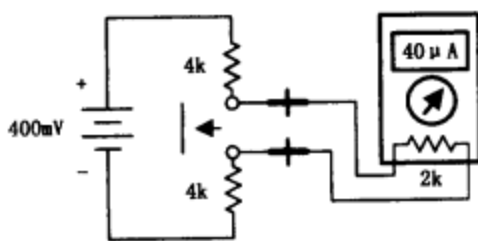


图 14.19

如果一个电流表有 $2\text{k}\Omega$ 的输入电阻,计算如图 14.19 所示电路读数误差的百分率。

$$I_{\text{真}} = \frac{400\text{mV}}{4\text{k}\Omega + 4\text{k}\Omega} = 50\mu\text{A}$$

$$I_{\text{测}} = \frac{400\text{mV}}{4\text{k}\Omega + 4\text{k}\Omega + 2\text{k}\Omega} = 40\mu\text{A}$$

$$\delta_{\text{测}} = \frac{50\mu\text{A} - 40\mu\text{A}}{50\mu\text{A}} \times 100\% = 20\%$$

电压测量误差

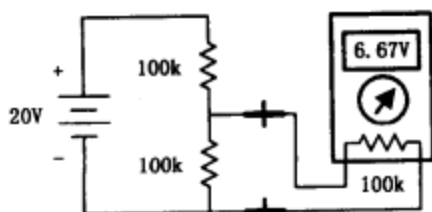


图 14.20

如果一个电压表的输入电阻为 $100\text{k}\Omega$,计算如图 14.20 所示电路读数误差的百分率。

$$V_{\text{真}} = \frac{100\text{k}\Omega}{100\text{k}\Omega + 100\text{k}\Omega} (20\text{V}) = 10\text{V}$$

$$V_{\text{测}} = \frac{(100\text{k}\Omega \times 100\text{k}\Omega) / (100\text{k}\Omega + 100\text{k}\Omega)}{100\text{k}\Omega + (100\text{k}\Omega \times 100\text{k}\Omega) / (100\text{k}\Omega + 100\text{k}\Omega)} (20\text{V}) = 6.67\text{V}$$

$$\delta_{\text{测}} = \frac{10\text{V} - 6.67\text{V}}{10\text{V}} \times 100\% = 33\%$$

电阻测量误差

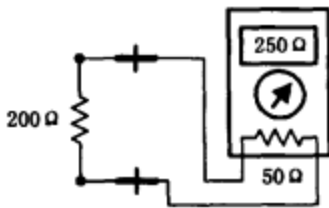


图 14.21

如果一个欧姆表的输入电阻为 50Ω，计算如图 14.21 所示电路读数误差的百分率。

$$R_{\text{实际}} = 200\Omega$$

$$R_{\text{测量}} = 200\Omega + 50\Omega = 250\Omega$$

$$\delta_{\text{误差}} = \left| \frac{200\Omega - 250\Omega}{200\Omega} \right| \times 100\% = 25\%$$

为了要使测量误差尽量小，电流表的输入电阻应该比被测电路的戴维南等效电阻的 1/20 小。相反地，一个电压表的输入电阻应该是被测电路戴维南等效电阻的 20 倍或更大。欧姆表也一样，欧姆表的输入电阻也应该是被测电路戴维南等效电阻的 1/20 或更小。在这些简单的规则下，将测量误差减少到 5% 以下是可能的。另外一种方法（也许更繁琐一些）就是要查你的电压表的内阻，进行测量后，再加上或减去电压表内阻。

14.4 示波器

示波器可以测量电压，但不能直接测量电流和电阻。这里主要从了解电压的测量开始。示波器是一种非常快速的 XY “绘图仪”，能够绘制出输入信号与时间或与另一个输入信号的比值。示波器的屏幕看起来很像电视机的屏幕。当信号输入到示波器时，屏幕上就会出现光点。当输入电压发生变化时，光点也随着上、下或者左、右移动。示波器的纵轴（Y 轴）通常表示输入电压信号，光点根据瞬时电压值的大小向上或向下移动；而横轴（X 轴）通常作为时间轴。在时间轴上，通过控制示波器内部产生的线性斜坡电压，使光点按一定的速率在屏幕上由左向右移动。如果输入信号是周期性的，比如正弦波，则示波器将显示出相对静止的正弦曲线。这使示波器成为一种分析电压随时间变化的有用工具。

虽然示波器仅能测量电压，但我们通过转换能够使电流、张力、加速度、压力等成为电压量。例如，可使用电阻器将电流转换为电压，电流遵循欧姆定律，通过测量电阻的电压降就间接地测量到了电流。而把形变、运动转变为电压则要利用相应的传感器，通过适当的校准，就可以用压力传感器来精确地测量压力的大小。

14.4.1 示波器的工作原理

示波器主要由阴极射线管（示波管）构成，其内部电路的作用是选取输入信号并将它转换为一组提供给示波管的电压，作为控制电子束的指令（确定电子束显示的位置）。大多数示波器上的旋钮和开关是用于改变内部电路送给阴极射线管的控制指令的，如电压比例、时标、电子束强度、电子束聚焦、通道选择、触发电平等控制装置等（见图 14.22）。

阴极射线管

阴极射线管，由电子枪（灯丝、阴极、控制栅极、第一阳极）、第二阳极、垂直偏转板、水平偏转板、荧光屏等组成。电流流经灯丝时，灯丝加热发射电子的阴极。控制栅极可以控

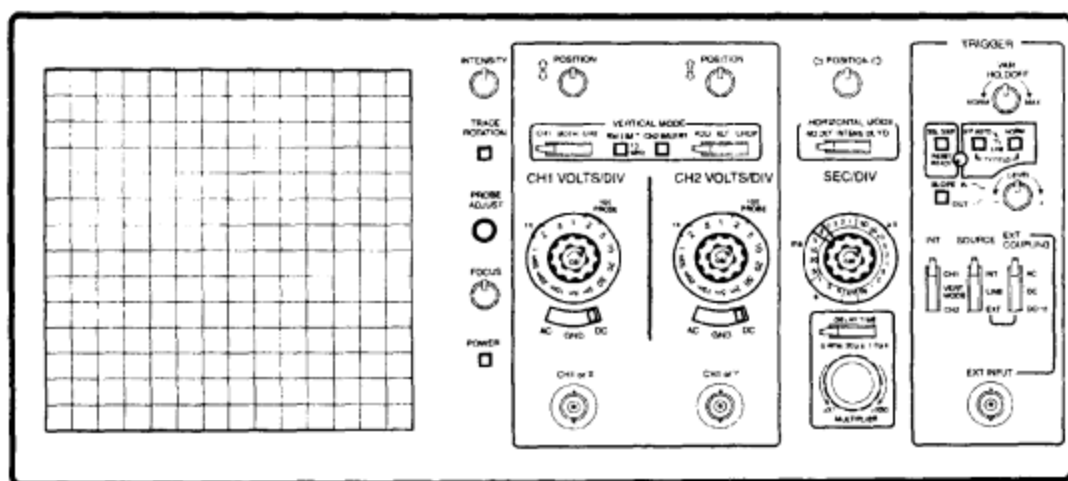


图 14.22

制发射的电子数，即控制流过电子枪的电子数量，从而达到控制电子束强度的目的。如果栅极出现负电压，从阴极到达栅极的电子数量将减少，因而减少电子束的电流。通过施加控制电压或聚焦电压于第一阳极可使电子束聚焦成为极细的一束。在第二阳极施加高电压，为电子束提供碰撞荧光屏发射光子所需的动能。阴极射线管中产生聚焦电子束的部分称为是电子枪。在第二阳极和荧光屏之间有两对静电偏转板（垂直和水平）。一对使电子束产生垂直偏转；另一对使电子束产生水平偏转。例如：当其中负极板的电位比正极板低时，电子束将远离负极板并向正极板偏移（通常电子束的电子以足够高的速度向前运动，因此它们实际上从未接触到偏转板）。当锯齿波电压施加于水平偏转板时，逐渐上升的电压使电子束从负极板向正极板偏转，即电子束在荧光屏上作水平方向的移动，而施加于垂直偏转板的电压将使得电子束作上下移动。

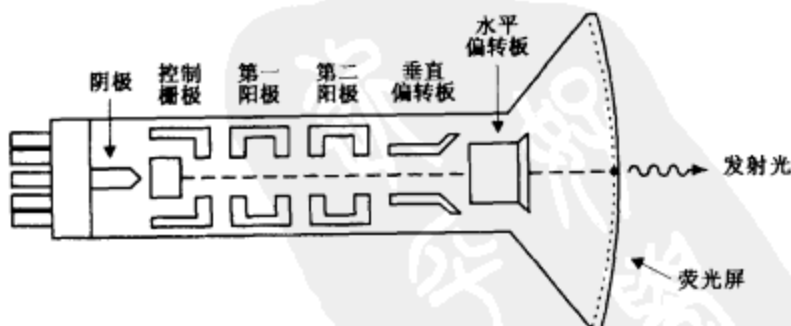


图 14.23

14.4.2 示波器的内部电路

下面让我们看一下示波器是如何工作的，即示波器的内部电路如何将输入信号变为控制阴极射线管的电子束或电压。

我们以一正弦信号为例，观察内部电路如何将它转换为可显示的波形。首先将正弦信号送至垂直输入端，进入垂直扫描信号放大器，这是一个能提供足够电压使电子束偏转的电压

放大器。同时该放大器还送一路信号到扫描选择器，当选择器切换到内部位置（另一个位置稍后说明）时，信号从垂直扫描信号放大器进入同步信号放大器。同步信号放大器用于同步水平扫描（这里是指锯齿波）与测试信号一致。如果没有同步信号放大器，波形将在荧光屏水平方向作随机移动。此后，同步信号放大器发送信号到锯齿波扫描发生器，告知扫描周期的开始。与此同时，锯齿波扫描发生器将锯齿波信号发送到水平放大器（当水平输入被置于内部时）。锯齿波扫描发生器也送一路信号到消隐电路。使消隐电路产生一个负高压加到控制栅极（或阴极射线管阴极施加正高压），在电子束作（水平）回扫时关闭电子束。最后，从垂直和水平放大器出来的电压被同时送到垂直偏转板和水平偏转板，最终从荧光屏上显示出来的是正弦曲线的图形。

本节后面将要介绍另一些方式，如垂直和水平均直接输入、外部水平输入、外触发、线路频率、XY方式等等。需要注意的是示波器并不总是将锯齿波电压送到水平偏转板上。你可以调节旋钮改变输入，也可用横轴表示另一个输入信号。通过查阅示波器电路图，应该可以理解控制电子束的亮度、聚焦、水平位置和垂直位置等的原理。

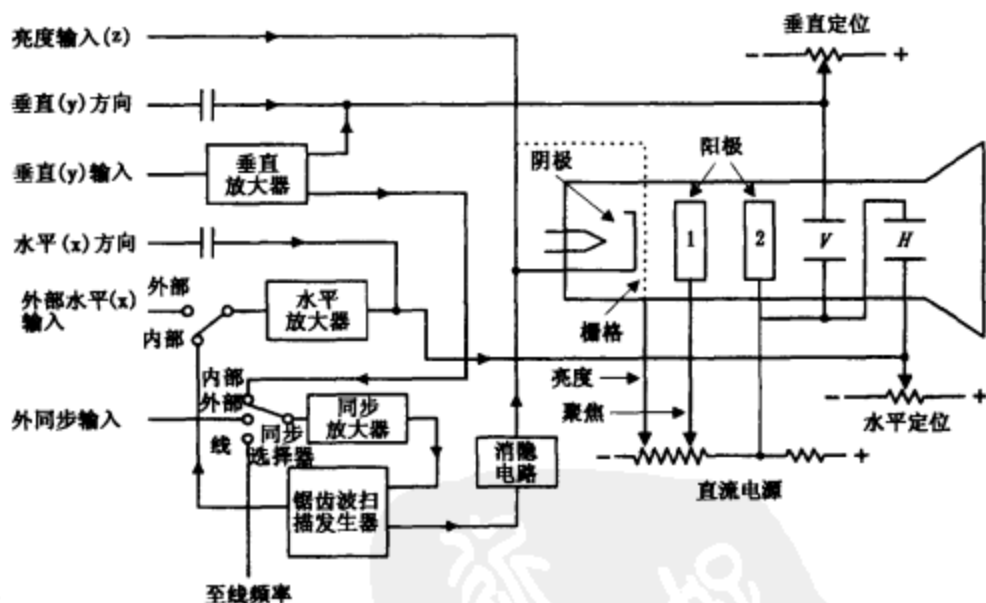


图 14.24

14.4.3 时基扫描线

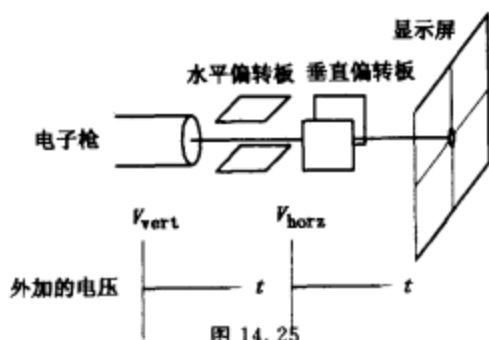
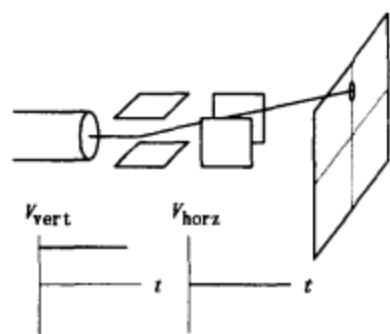
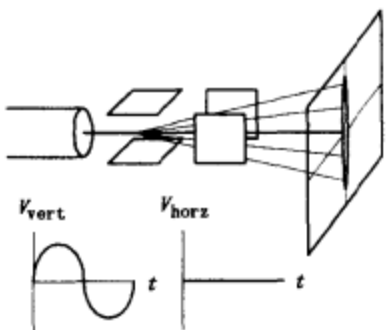


图 14.25

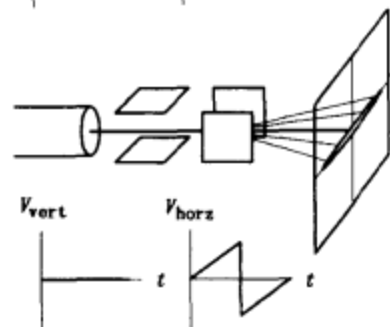
当水平和垂直偏转板上无电压作用时，则电子束的焦点显示在荧光屏的中心。



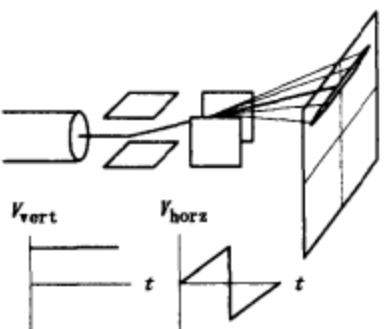
当直流电压施加于垂直偏转板，而水平偏转板上无电压时，电子束根据外加电压的大小上下移动。



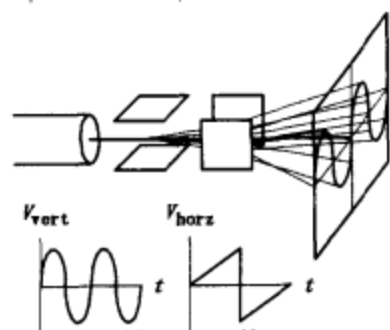
当正弦电压施加于垂直偏转板，而水平偏转板上无电压时，Y轴上有一垂直亮线。



当锯齿波电压施加于水平偏转板，而垂直偏转板上无电压时，电子束由左到右扫描成一条水平线。在每个锯齿波过后，电子束又回到左边重新开始扫描。



当直流电压施加于垂直偏转板，锯齿波电压施加于水平偏转板时，一水平线根据施加于垂直偏转板上的直流电压（+或-）作上下移动。

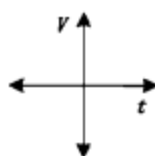
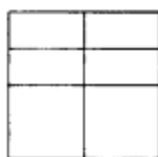


当正弦电压和锯齿波电压分别同时施加于垂直偏转板和水平偏转板时，电子束随着信号电压的上升而上升，同时，电子束也随施加于水平偏转板的锯齿波电压以相同时间向左边移动。因此荧光屏显示了正弦曲线。如果提供的正弦曲线的频率是锯齿波频率的两倍，则在荧光屏上将显示两个周期的波形。

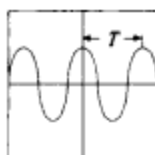
图 14.25 (续)

14.4.4 示波器的基本应用

测量直流电压



测量交流电压 / 频率



T = 周期

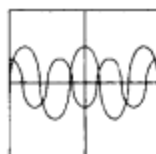
f = 频率

$f = 1/T$

$V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{max}$

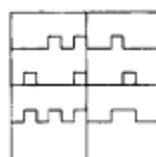
测量两个信号的相位关系

信号源 1 → 通道 1
信号源 2 → 通道 2



示波器可用于比较两个信号源（例如测量相位变化、电压和频率差异等等）。

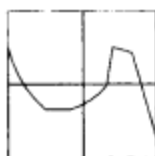
测量数字电路时序图



示波器可用于建立数字电路的时序图。

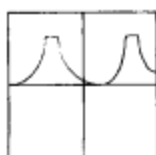
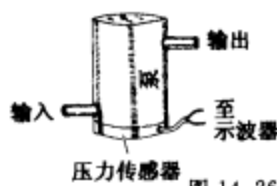
XY 图形 (XY 模式)

通道 1 输入 → x 轴
通道 2 输入 → y 轴



示波器不再将 X 轴当作时间轴，而用来自外部信号源的另一个信号电压。

使用其他转换器测量



使用传感器转换输入量，比如将压力变成电压，因此该示波器可以用作压力计。

纵坐标轴-压力

横坐标轴-时间

图 14.26

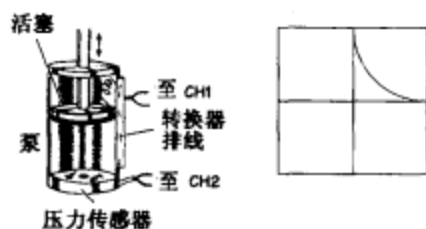


图 14.26 (续)

这里，示波器用于 XY 图方式，
纵坐标轴-压力
横坐标轴-活塞位置

14.4.5 示波器旋钮与开关的使用

图 14.27 所示为示波器典型的控制面板。这个示波器的控制面板与其他示波器也许稍有不同（如旋钮位置、数字显示、输入通道数等等），但基本组成部分是一样。如果你在本节没有找到你要的内容，你可以参看示波器用户手册。

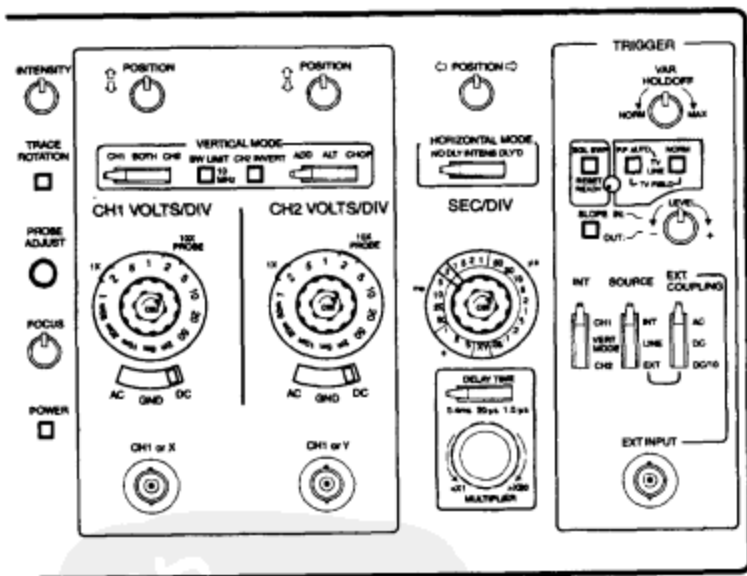


图 14.27

示波器的控制面板分为下面几部分：

垂直部分：此部分包含的旋钮、按钮通常用于控制示波器的垂直波形，大部分与输入信号的电压振幅相联系。

水平部分：本部分包含的按钮、旋钮用于控制示波器的水平波形，通常与示波器的时基联系。

触发器部分：本部分包含的按钮、旋钮控制示波器输入信号的方式。

各个旋钮的功能

垂直方式

●CH1、CH2 同轴输入：信号输入端。

●AC、GND、DC 开关：

AC：阻止直流信号，只通过交流信号。

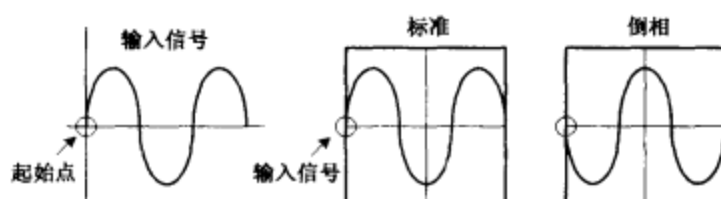


图 14.28

DC: 直接测量该输入信号的交流 and 直流分量。

GND: 输入接地。使阴极射线管的垂直偏转板不带电, 因此电子束不再偏转。通过调节垂直位置旋钮, 可以重新校准电子束垂直部分到显示屏上的参考位置。

●CH1 VOLTS/DIV, CH2 VOLTS/DIV (灵敏度) 旋钮: 用于设置显示电压的比例。例如, 5VOLTS/DIV 指的是每个刻度 (1cm) 表示 5V。

●MODE 开关:

CH1, BOTH (DUAL), CH2 (通道 1、双踪、通道 2 显示方式转换) 开关: 这个开关允许你任选通道 1 或通道 2 显示, 也可以两个通道同时显示。

NORM, INVERT (正常、反相): 这个开关控制以正常方式或倒相方式显示信号。

ADD, ALT, CHOP:

ADD (叠加): 将通道 1 和通道 2 信号进行叠加。

ALT (交替扫描): 双踪显示时, 通道 1 和通道 2 的波形轮流扫描, 适用于测量较高频率的信号。

CHOP (断续扫描): 双踪显示时, 通道 1 和通道 2 的波形分段轮流扫描, 适用于测量频率较低的信号。

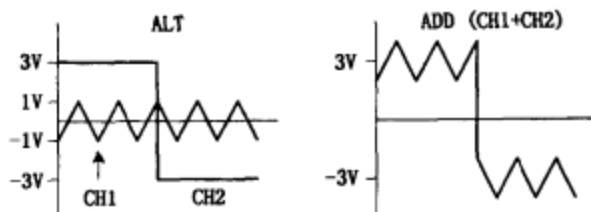


图 14.29

●POSITION (Y 轴位置) 旋钮: 这个旋钮可以向上或向下移动荧光屏上的波形。

●XY 模式: 当选择该模式时, 示波器提供的扫描速率 (时基) 关闭, 用加到通道 2 的外部信号电压代替扫描时基。

水平方式

●SEC/DIV (秒/度) 旋钮: 这个旋钮控制了扫描速度或时间轴标尺。例如 0.5ms/DIV 表示每个刻度 (1cm) 代表 0.5ms 的时间。

●MODE 开关:

NO DLY (无延时): 这个设置取出水平信号并立即显示。

DLYD (延时): 这个设置将根据你调节示波器延时装置将水平信号延迟一段时间。用来设置信号的延迟时间。

●POSITION (X 轴位置) 旋钮: 水平向左或向右移动显示波形。这个旋钮在比较两个输入信号时很有用, 它允许你对准比较波形的位。

触发方式

●EXT TRIG 插座: 外触发信号输入端。

●CAL 接线端：提供一个校准后的 1kHz、峰-峰值为 0.1V 的方波信号。该信号用于校准示波器垂直放大器的衰减和探头的频率补偿。

●HOLD OFF (释抑) 控制：用于调整释抑时间 (触发器抑制时间要超过扫描持续时间)。

●TRIGGERING (触发) 模式开关：

SINGLE (单次触发)：当信号为非周期性的，或者信号的振幅、波形、时间是变化的，传统的重复触发会产生不稳定的波形。单次触发将启动触发器单次扫描的复位开关。单次扫描可用于显示非周期性信号。当下一个同步触发信号产生时，按下复位按钮，启动一次单次扫描。

NORM (常态)：用于触发扫描操作，触发阈值通过触发电平控制器进行调整。没有触发信号或者电平调节超过触发信号的振幅时就停止扫描。

AUTO (自动)：选择自动扫描操作，扫描发生器将自由运行并且没有触发信号也能产生扫描 (这通常被认为是循环扫描操作)。在自动方式下，当提供触发信号时，扫描发生器将自动地转到触发扫描操作。在第一次设置示波器时，为了得到显示波形，自动方式是很有用，它可以提供显示波形所需的扫描操作直到其他相应控制设置完毕。直流自动 (DC AUTO) 扫描必须用于直流测量以及小信号之类的触发扫描方式无法实现的情况。

●SLOPE 按钮：选择示波器的信号触发点。当选择上升沿，示波器只有在信号电压正斜率上升通过 LEVEL 电平值时才开始扫描。(LEVEL 电平将在下面说明。) 若选择下降沿，则在负斜率下降与 LEVEL 电平交叉时开始扫描 (见图 14.30)。

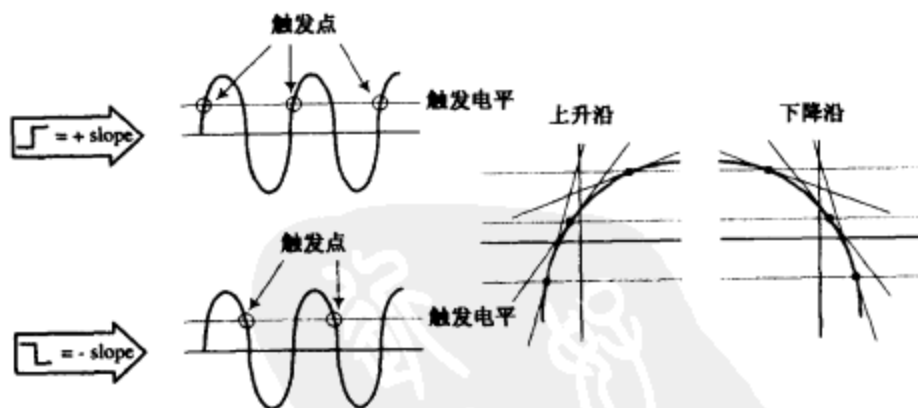


图 14.30

●RESET 按钮：触发开关模式选择 SINGLE 时，当下一次同步触发产生时按下复位按钮开始单程扫描。

●READY/TRIGGER (准备/触发) 指示灯：在 SINGLE 触发模式下，当复位按钮推入时指示灯亮，扫描开始。扫描结束时指示灯灭。在 NORM、AUTO 触发模式下，整个触发扫描过程指示灯亮，指示灯指示什么时候电平调节到完全触发状态。

●LEVEL (触发电平) 旋钮：用于触发扫描。触发电平用于设置输入信号幅度需要达到的触发基准点，触发电平可以调高或降低，当实现触发扫描时，READY/TRIGGER 指示灯亮，表明触发电平控制在合适的区域之内 (见图 14.31)。

●COUPLING 开关：同步触发信号输入耦合选择。

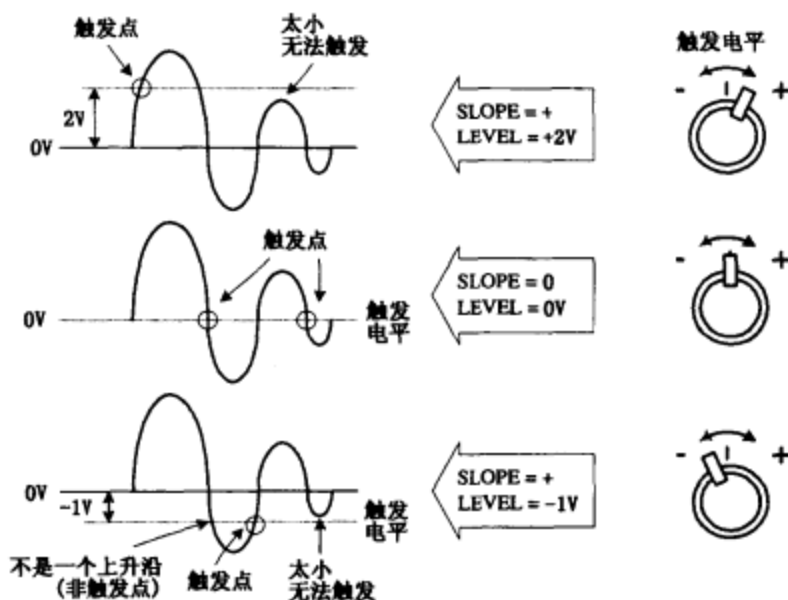


图 14.31

AC (交流): 这是最常用的方式。AC 位置允许触发频率从 10Hz 到超过 35MHz, 并抑制同步触发信号的任何直流分量;

LF REJ (低频衰减): 阻止直流并对低于 10kHz 的信号进行衰减, 只有信号的高频分量能实现扫描触发。

HF REJ (高频衰减): 衰减大于 100kHz 的信号, 用于减小高频噪声, 或用于从调幅信号中滤除载波用包络启动触发。

VIDEO (视频): 用于复合视频信号, 适用于视频信号的检测。

DC (直流): 从直流到超过 35MHz 均能触发, DC 位置可以用于对低频信号提供稳定触发。如果在 AC 位置, 该触发信号将被衰减, 调节 LEVEL 可提供在期望的直流电平上进行触发。

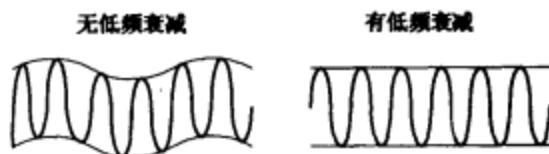


图 14.32



图 14.33

14.4.6 示波器的使用

为了精确测量, 示波器的按钮和旋钮必须设置到相应的位置上。只要一个按钮或开关调节失常, 事情就可能变得乱七八糟。所以必须确认每一按钮的正确位置。

下面将介绍部分示波器的应用。先介绍一个新的应用时，比如测量两个信号源之间的相位时，我们都先将示波器设置成如下的初始状态。然后，在讲述特殊应用时，再介绍需要对示波器的哪些按钮和旋钮进行调整。

初始设置

步骤一：

1. 电源开关：关闭。
2. 内部周期性扫描（触发模式开关）：正常（NORM）或自动（AUTO）位置。
3. 聚焦：调至最低。
4. 增益：调至最低。
5. 亮度：调至最低。
6. 同步控制（触发电平、释抑电平）：最低挡。
7. 扫描选择：外部（EXT）。
8. 垂直位置控制：中点。
9. 水平位置控制：中点。

步骤二：

1. 电源开关：开启。
2. 聚焦：调至电子束聚焦准确（扫描线最细）。
3. 亮度：调至期望发光强度。
4. 扫描选择：内部（如果多于一次扫描可用内部线性扫描）
5. 垂直位置控制：调至电子束在荧光屏中心。
6. 水平位置控制：调至电子束在荧光屏中心。
7. 内部周期性扫描：开启，把扫描频率置于 100Hz 上。
8. 水平增益控制：检查光点扩大为一水平轨迹或亮线。将水平增益回调至零或最低挡。
9. 内部周期性扫描：关闭。
10. 垂直增益控制：至中间值。用手触摸垂直输入端，杂散信号应使得光点为一倾斜轨迹或一条线。通过调整垂直增益控制钮检查垂直扫描线是否可控。然后把垂直增益回调至零或置最低位。
11. 内部周期性扫描：开启。调节水平增益使光点扩大为一水平线。

正弦电压信号测量

1. 按图 14.34 所示连接设备。
2. 把示波器置于初始设置。
3. 调节垂直 VOLT/DIV 旋钮直到有信号出现。
4. 把输入耦合选择器（AC/GND/DC）旋至地（GND）。
5. 将示波器设置为内部周期性扫描。调节 SEC/DIV 旋钮到所期望的位置。
6. 现在将可以看到一水平线。然后，通过调节垂直位置旋钮，将水平线调至所期望的基准位置。（确认在设置到期望位置后，不可再调节垂直位置旋钮。如果你无意间移动了该旋钮位置，就要把输入耦合选择器置地，再重新校准。）
7. 设置输入耦合选择器使（AC/GND/DC）切换到直流位置，连接探头至被测信号。

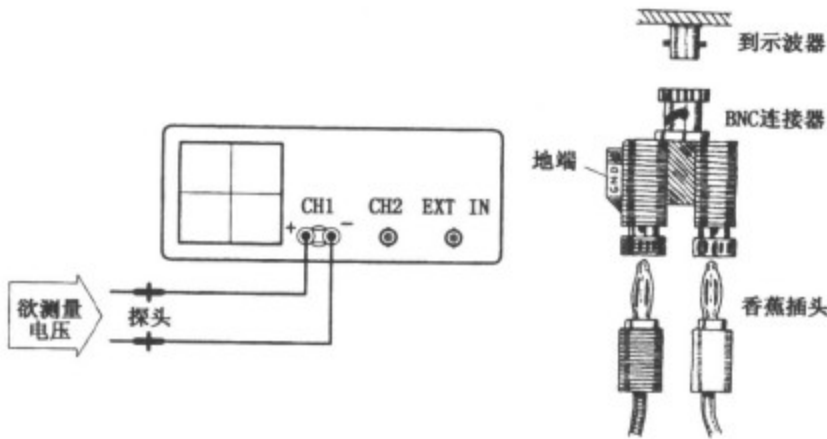


图 14.34

8. 调节垂直 VOLT/DIV 和水平 SEC/DIV 旋钮，直到出现信号波形。

9. 一旦屏幕上出现信号波形，记录下 VOLT/DIV 和 SEC/DIV 旋钮的设置值。使用荧光屏上的网格观察测量信号波形的周期和峰-峰值电压等。为了得到比较准确的电压和时间的测量值，可调节垂直位置旋钮和水平位置旋钮使测量的波形与刻度（网格）对准。图 14.35 所示例子，表明如何计算正弦波的峰-峰值电压、均方根电压（电压有效值）、周期和频率。

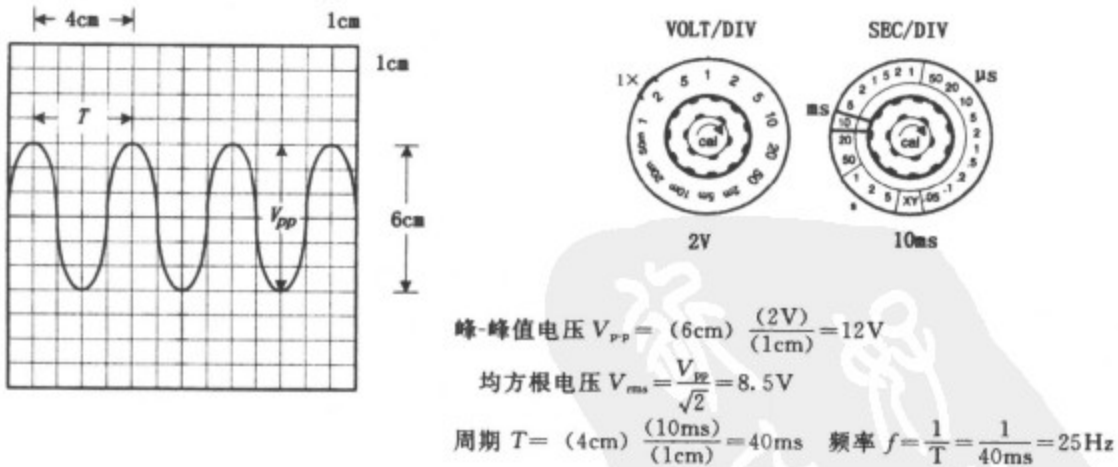


图 14.35

电流测量

正如我前面提到过的，示波器仅能测量电压，不能直接测量电流。然而，利用电阻器和欧姆定律，你可以间接地测量电流。简单地测量在已知电阻值的电阻器上的电压降，可以得到电流 = 电压/电阻。为了避免干扰内部电路的工作条件，通常选用电阻值足够小的电阻器，例如选用高精度的 1Ω 电阻器。

下面是用示波器测量电流的例子。

1. 如图 14.36 所示连接设备。
2. 将示波器置于初始设置。

3. 将一待测直流电流施加于电阻上。为简单起见和避免在测试时改变电路的动态特性，这里使用 1Ω 的电阻器。电阻器的功率至少是最大电流（用安表示）平方的 2 倍。例如：待测的最大电流是 0.5A ，则该电阻器的功率最小为 $2\Omega \times (0.5\text{A})^2 = 1/2\text{W}$ 。

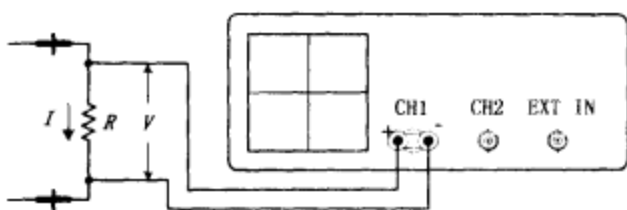


图 14.36

4. 使用示波器测量电阻器两端的电压降。如果你串入 1Ω 的电阻，那么待测电流等于电压测量值的大小。图 14.37 列举了一些测量的例子，其中两个描述了如何测量电流有效值和总的（直流电+交流电）有效电流。

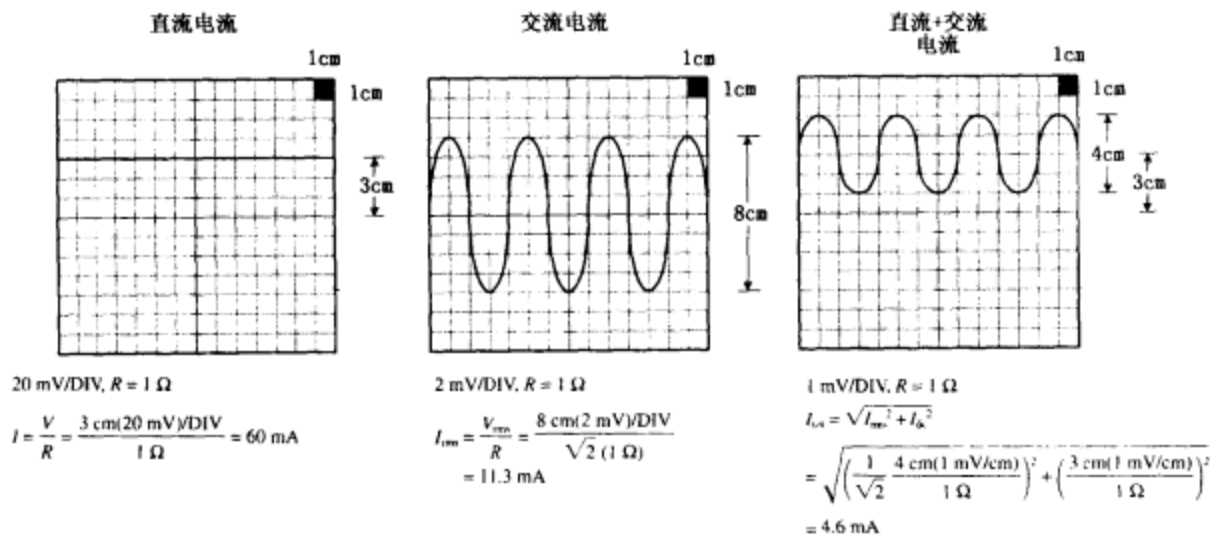


图 14.37

两个信号之间的相位测量

如果你要比较两电压信号之间的相位关系。需要施加一个信号到通道 1，另一个信号到通道 2，再将显示方式设置为双踪（DUAL 或 BOTH），这样就能够同时显示两踪信号波形，然后使两个波形肩并肩地排列，以便比较两信号之间的相位差。

操作步骤如下：

1. 按图 14.38 所示连接设备。
2. 把示波器置于初始设置。注意探头应短，长度相同，并且有相似的电特性。高频时，探针的长度差异或电特性的差异将导致产生一定的误差。
3. 开启示波器的内部周期性扫描。
4. 把示波器置于双踪（DUAL）显示方式。
5. 调节 CH1 和 CH2 的 VOLT/DIV 旋钮直到两信号具有类似的振幅，这样比较容易测量相位差。
6. 测出参考信号的相位系数。如果信号的一个周期（ 360° ）是 8cm，那么 1cm 相当于 360° 的八分之一，即 45° ，这个 45° 的值表示相位系数（参见图 14.39）。

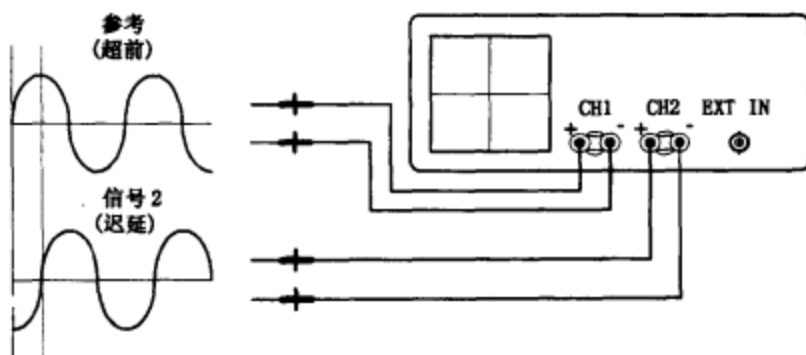
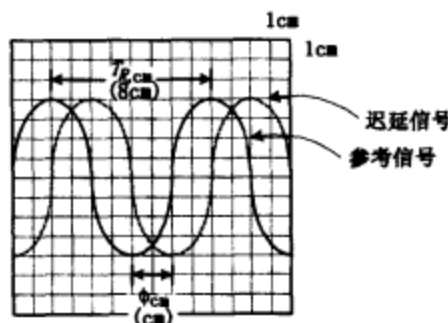


图 14.38

7. 测量这两个波形相应点 (例如峰点或谷点) 的水平距离。用实测距离乘以相位系数即得到相位差 (参见图 14.39)。例如: 如果两信号之间的实测距离是 2cm, 那么该相位差是 $2 \times 45^\circ$, 即 90° 。

相位系数 (ρ)

$$\rho = 360^\circ / T_{R(cm)}$$

$$\rho = 360^\circ / 8 \text{ cm} = 45^\circ / \text{cm}$$

相位差 (ϕ)

$$\phi = (\phi_{cm})(45^\circ / \text{cm})$$

$$\phi = (2 \text{ cm})(45^\circ / \text{cm}) = 90^\circ$$

延迟信号
参考信号

14.4.7 示波器的其他应用

图 14.39

示波器具有“冻结”高频波形的本领, 在测试电子元器件和电路响应曲线、瞬态特性、相位关系、时间关系方面, 它是非常有用又非常重要的测量仪器。例如: 示波器可用于研究特殊形状波形 (例如方波、锯齿波等等), 用于测量静态噪声 (元件接触不良引起的电流变化)、脉冲延迟、阻抗、数字信号等。下面有几个示波器应用的例子。

电位器静态噪声的测量

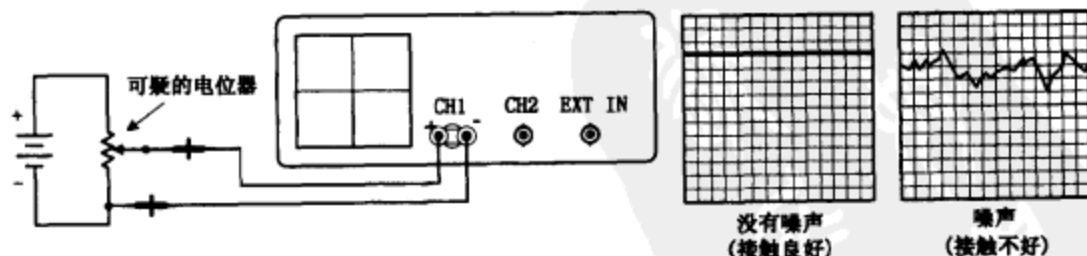


图 14.40

这里, 示波器将用于确定电位器的滑动触头是否有故障。一个好的电位器将在示波器上显示连续的电压, 反之, 坏的电位器将显示有干扰的图形 (见图 14.40)。在断定电位器坏掉之前, 应确认测量过程没受干扰, 例如, 用于测试的电缆完好。

脉冲的测量

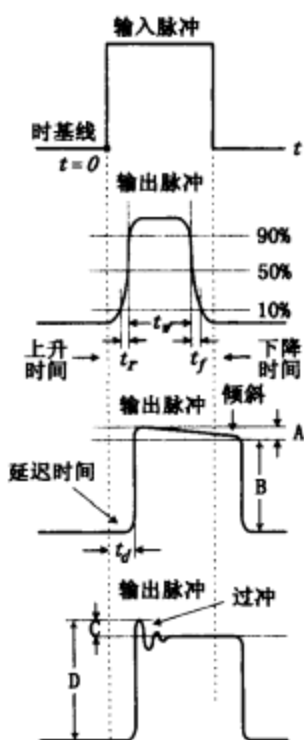


图 14.41

示波器通常用于研究方波通过一电路时的变化。图 14.41 连同下面的定义一起，说明了一些与脉冲变化有关的参数。

上升时间 (t_r)：输出脉冲从最大值的 10% 上升到 90% 的变化时间。

下降时间 (t_f)：输出脉冲从最大值的 90% 下降到 10% 的变化时间。

脉冲宽度 (t_w)：输出脉冲最大值的两个 50% 的间隔。

延迟时间 (t_d)：从输出脉冲开始到输出脉冲的最大值的 10% 之间的时间间隔。

倾斜：输出脉冲的落差。倾斜 = $\frac{A}{B} \times 100\%$ 。

过冲：被测输出脉冲最大值超出脉冲平顶值的部分。过冲率 = $\frac{C}{D} \times 100\%$ 。

阻抗测量

下列测量阻抗的方法是利用反射脉冲与输出脉冲的比较进行的。当输出信号经过传输线时，若信号匹配不恰当或阻抗有差异时，部分信号将被反射回信号源。传输线有其固有的特征阻抗，如果传输线阻抗大于信号源阻抗（被测量），反射信号将被倒相。如果传输阻抗比信号阻抗小，反射信号将不倒相。

1. 按图 14.42 所示电路连接。
2. 将旋钮旋至初始设置状态。
3. 内部周期性扫描开启。
4. 将扫描选择器旋至内部。
5. 把同步选择器旋至内部。
6. 接通脉冲发生器。
7. 调节 VOLT/DIV、SEC/DIV 旋钮直到显示输出脉冲。
8. 观察示波器上的输出和反射的脉冲。测量该输出电压 (V_{out}) 及其反射电压 ($V_{reflect}$)
9. 计算未知阻抗，使用下式：
$$Z = \frac{50\Omega}{\frac{2V_{out}}{V_{reflect}}} - 1$$

这里的 50Ω 表示同轴标准电缆的特征阻抗。

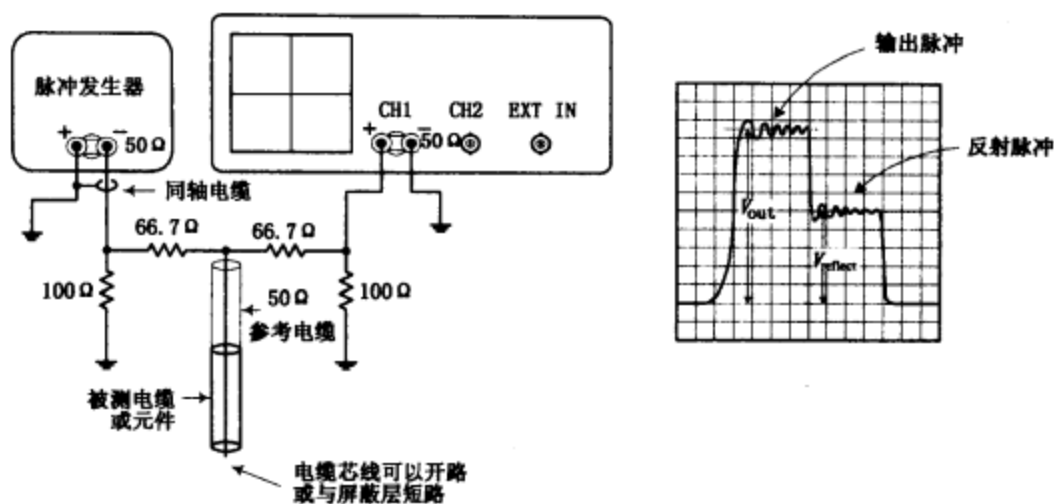


图 14.42

数字应用

输入/输出关系检测

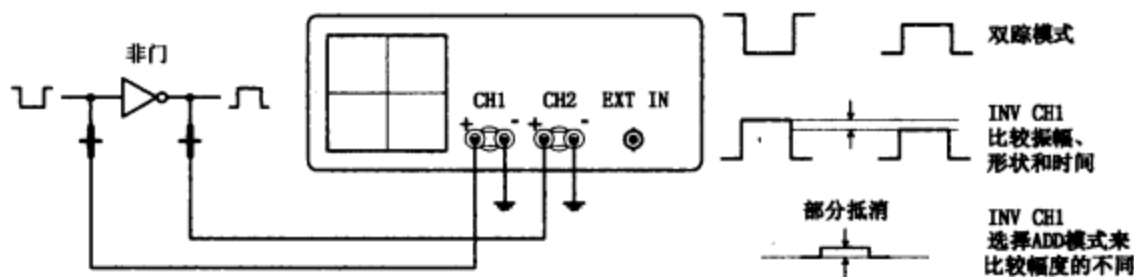


图 14.43

脉冲时序关系检测

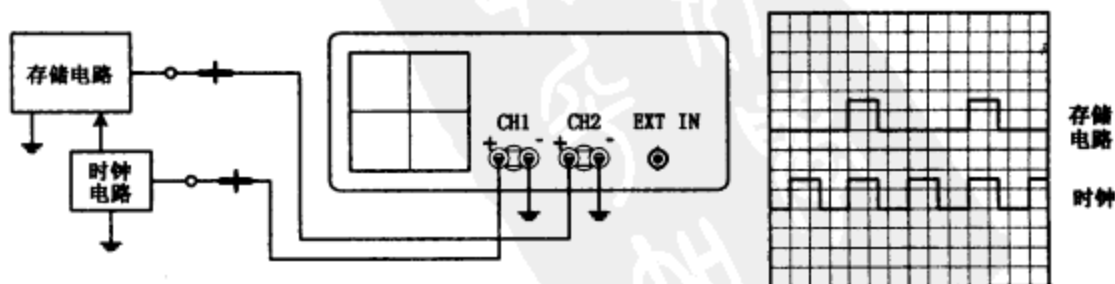


图 14.44

分频关系检测

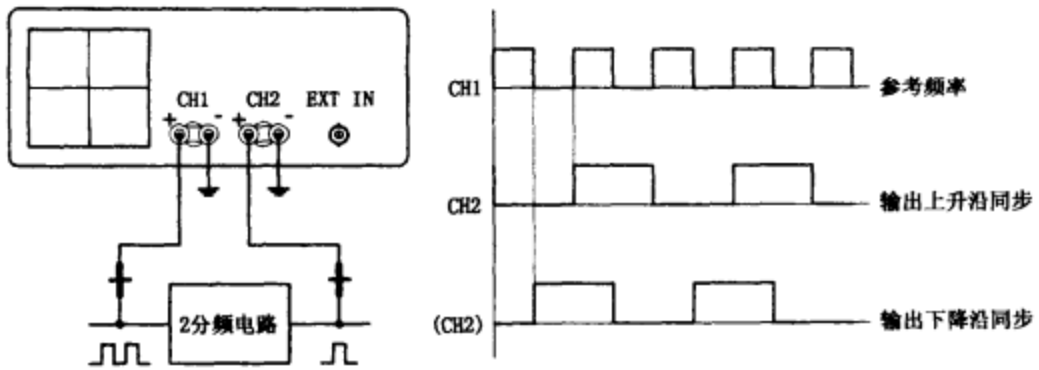


图 14.45

传输时间延迟的测量

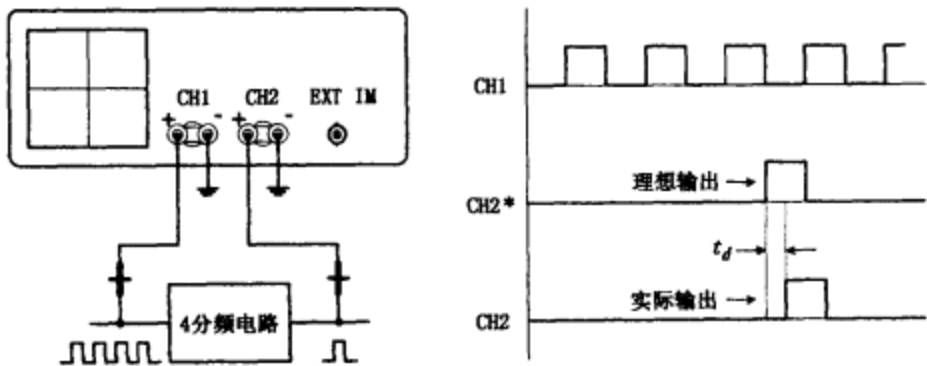


图 14.46

逻辑状态的检测

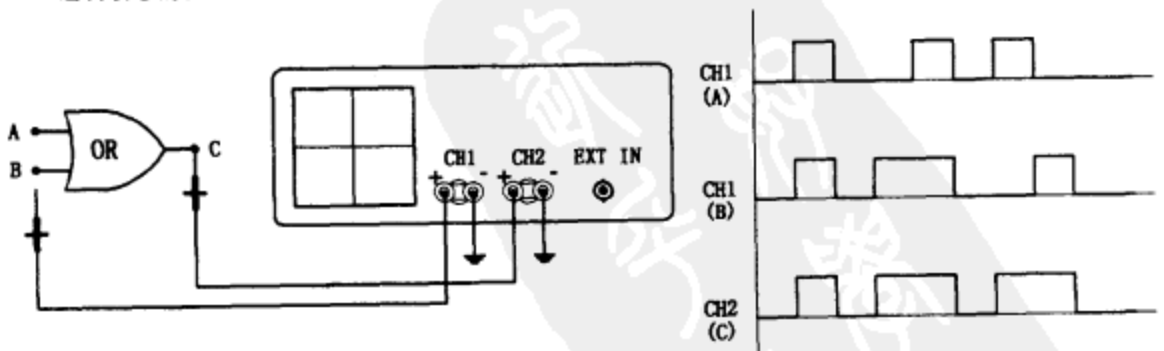


图 14.47

电网与配电

A.1 配电

图 A.1 是美国的一个典型的电力分配系统（加利福尼亚地区）。图中所标电压数值为正弦波有效值（ V_{rms} ）。注意，其他地区的电力系统可能与本图所示的有一些不同。可与本地的电业部门联系，以了解本地区电力系统的设备配置方法。由于用变压器很容易对交流电进行升压和降压，所以电力系统采用交流电而不用直流电。另外，通过传输线长距离传送电力时，采用高电压小电流的方法效率较高，因为降低电流可以减少在电力传输期间的电阻热耗（ I 越低， $P=I^2R$ 越小）。电力传送到配电站时，必须先将电压降到安全的水平，然后才能进入住宅和商店等。

注意，在工业上一般使用三相电。对于执行周期性任务的设备来说，三相电的相序很有用。例如三相电动机（在磨床、车床、焊机、空调器和其他大功率设备中可以见到它）常几乎同步地随着三相电压的上升和下降而转动。对三相电源来说，任时刻三相电压都不会相等。而对单相电源而言，在任一个两相的电压相等的时刻，它都不能提供电能。这就是为什么单相电机必须储藏能量以使它能渡过这一段能量“干涸”期。而对于三相电源来说，用电器总能至少从其中的两相中获得电能。

A.2 三相电

图 A.2 所示简单的发电机用于产生单相电压。当磁铁在机械力的作用下旋转时，两线圈（按 180° 分布）将产生感应电动势，从而输出正弦波电压。输出电压常用它们的有效值来表示 [$V_{\text{rms}} = (1/\sqrt{2})V$]。

在三相发电机中，三路独立的电压分别由三个按 120° 分布的线圈产生。当磁铁旋转时发电机中的每个线圈都产生感应电压。每个线圈的电压大小相等，但相互之间相位差 120° 。这种发电机可以用来对三路

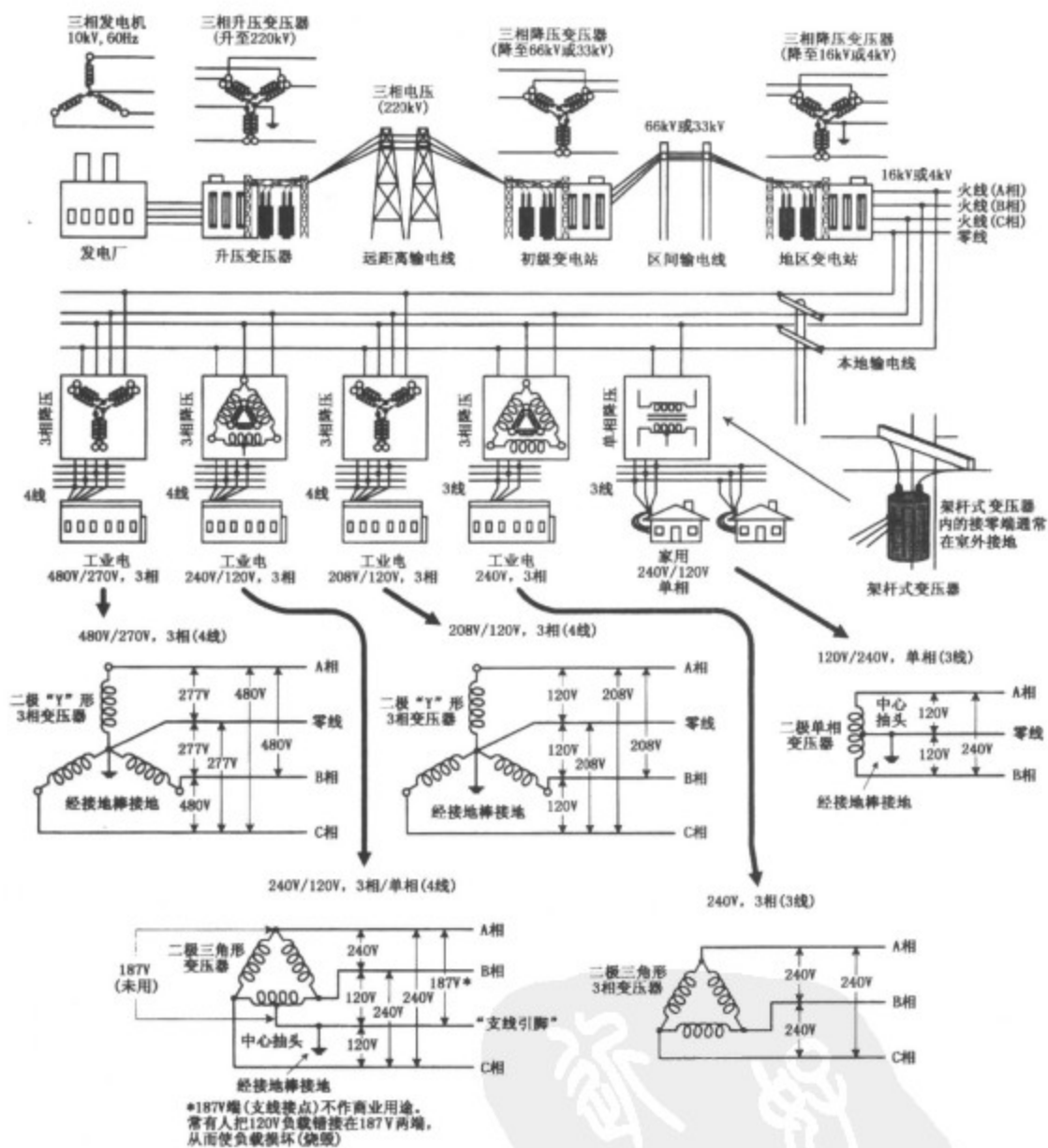


图 A. 1

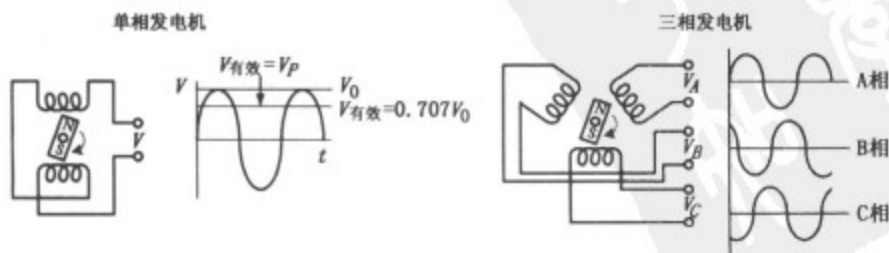


图 A. 2

阻抗相同的负载供电，也可以用它来驱动一架具有相似线圈结构的三相电动机，但是，它需要 6 根独立的输电导线。要减少导线数量，有两种方法可以使用。第一种方法是将 3 个线圈按 Δ 形连接（称为三角形连接方式），这种方法只需要 3 根导线。另一种方法是将 3 个线圈按 Y 形连接（称为 Y 形或星形连接方式），需要四根导线。以下对它们进行详细介绍。

Y 形接法

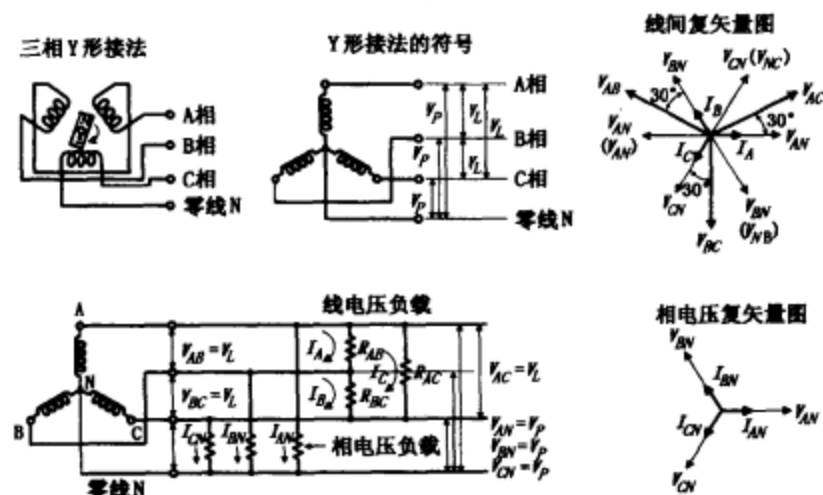


图 A. 3

用画相量图的方法来获得它们。在实际应用中，重要的是要注意线电压为相电压的 $\sqrt{3}$ 倍。另外，线电流与线电压相位相差 30° 。当使用零线时，线电压和线电流等于发电机的各相电流和电压。如果每一相的负载都相等，零线中没有电流（负载平衡）。

Y 形接法是把发电机的三个线圈各取一端连接在一起称之为零线端，线圈剩下的另外三端分别由导线引出作为独立的输出，称之为“火”线端。零线和任一火线之间的电压称为相电压 V_p ，任两根火线之间的电压称为线电压 V_L 。线电压是相电压的矢量和。在具有 Y 形接法负载的电路中，每个负载都与两相串联，即流过负载的电流和负载两端的电压都是相电流的矢量和与相电压的矢量和。图中所示是采用

三角形接法

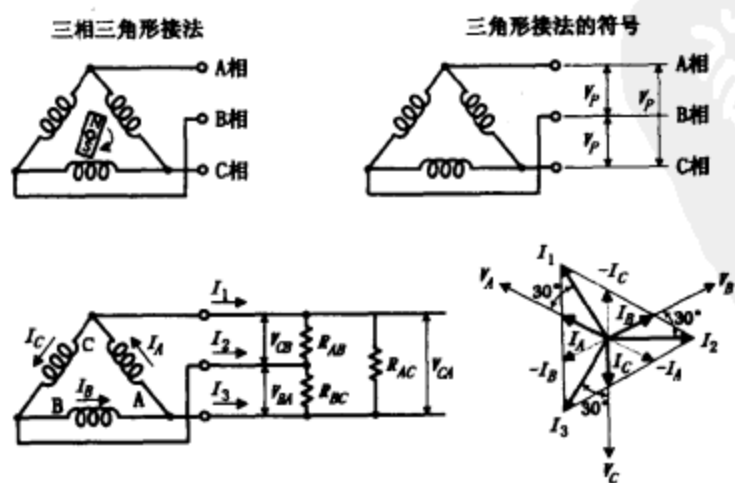


图 A. 4

三角形连接是把三相发电机线圈各端两两相连而成，如图中所示。由于三角形接法中没有零线，所以相电压等于线电压。另外，与 Y 形接法相同的是，所有相电压相互之间相位差 120° 。与 Y 形接法不同的是线电流 (I_1, I_2, I_3) 是相电流的矢量和 (I_A, I_B, I_C)。如果各相负载相等，线电流将大小相等，但互相同相位差 120° ，线电流与线电压相位差为 30° ，其大小为相电流的 $\sqrt{3}$ 倍。

A.3 其他国家或地区的电网

在美国，家用电网为 60Hz，120V 的单相电，工业用电一般为 60Hz，208V 或 120V 的三相电。但大多数其他国家或地区采用 50Hz，230V 单相电和 415V 三相电。现在，假定你把一个美国制造的电器带到挪威使用，那里的电压为 230V，如果你把电源插头直接插入电源插座（由于那里的插座不同，你需要用一个转接头），你的电器将面临损坏的危险。某些电器可能对电压和频率“不在意”，但许多电器是很在意的。你应该用一个转换器（带变压器和插头的装置）把插座内的电压降下来，但你仍然面临 50Hz 的问题。10Hz 的差别对大多电器来说没什么影响，但有些电器如电视机和录像机将可能工作不正常。

下表列出了一些国家或地区的单相电压数值。请注意插头类型。

国家或地区	电压(V)	频率(Hz)	插头类型
澳大利亚	240	50	I
比利时	230	50	C, E
巴西	110/220	60	A, B, C, D
加拿大	120	60	A, B
智利	220	50	C, L
中国内地	220	50	I
中国香港	230	50	D, G
中国台湾	110	60	A, B, I
埃及	220	60	C
法国	230	50	C, E, F
德国	230	50	F
印度	230	50	C, D
伊拉克	220	50	C, D, G
意大利	127/220	50	F, L
日本	100	50/60	A, B
韩国	110/220	60	A, B, D, G, I, K
墨西哥	127	60	A
荷兰	230	50	C, E
挪威	230	50	C, F
菲律宾	110/220	60	A, B, C, E, F, I
俄罗斯	220	50	C, F
西班牙	127/220	50	C, E
瑞士	220	50	C, E, J
美国	120	60	A, B
英国	230	50	G

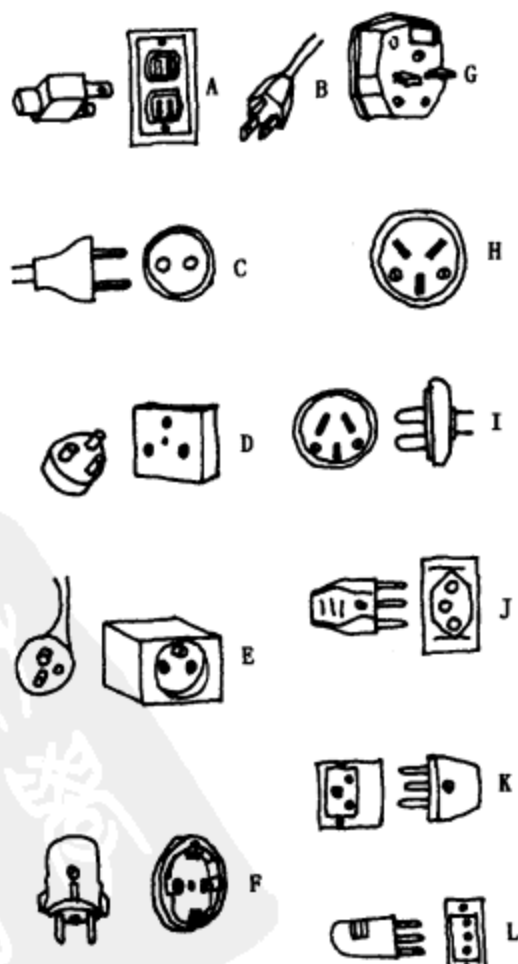


图 A.5

电子元件符号

常用的电子元件符号如下图所示。

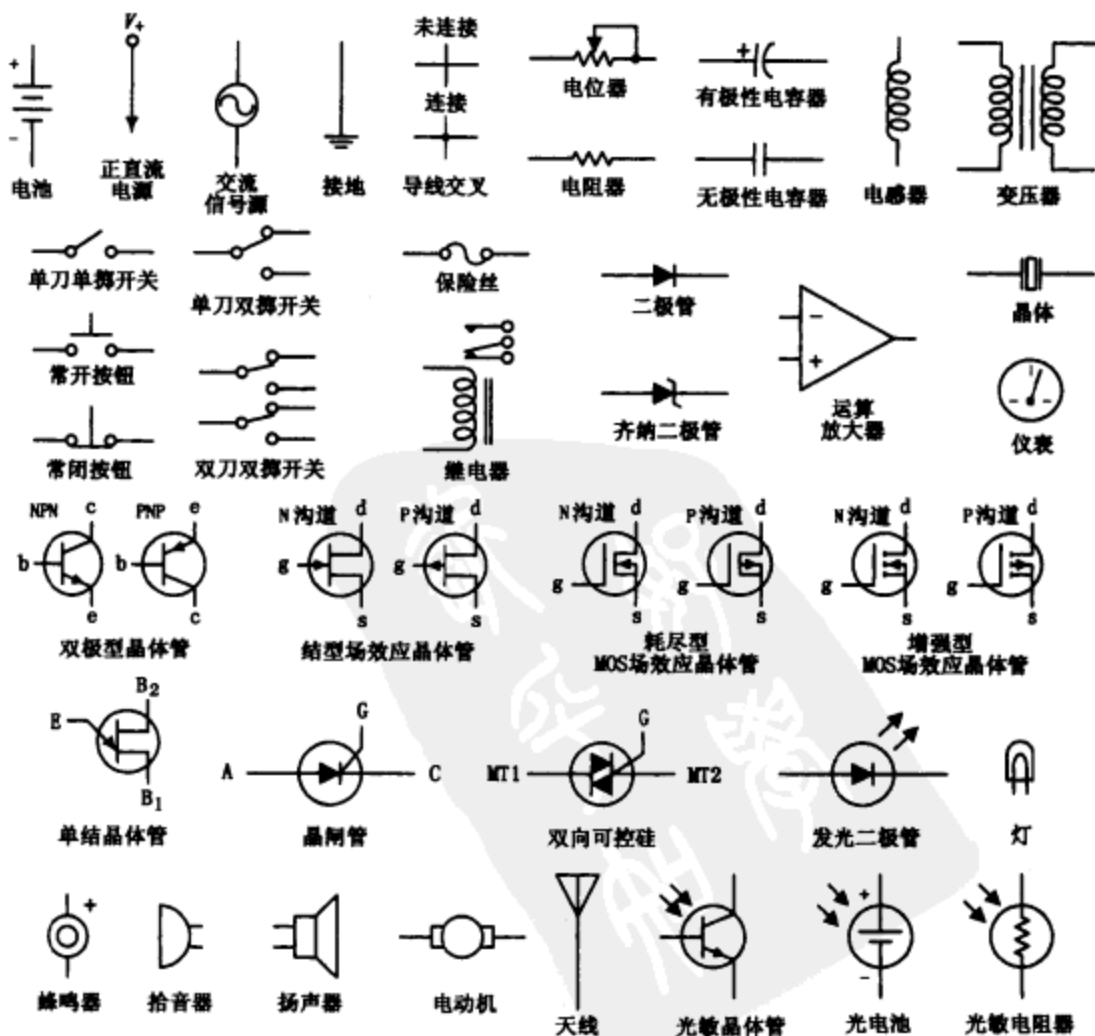


图 B.1

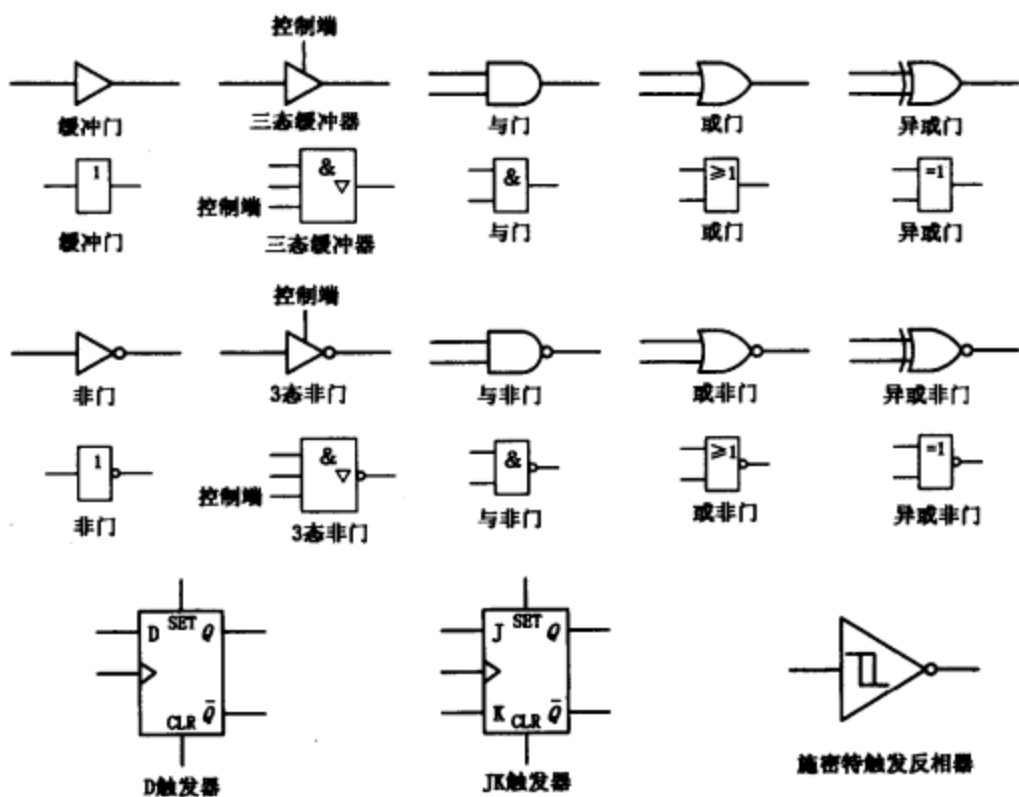


图 B.1 (续)



常用资料和数学公式

C.1 科学计数法

10 的幂指数表示

量级	符号	10 的幂指数	量级	符号	10 的幂指数
万亿	T	$\times 10^{12}$	千分之一	m	$\times 10^{-3}$
十亿	G	$\times 10^9$	百万分之一	μ	$\times 10^{-6}$
百万	M	$\times 10^6$	十亿分之一	n	$\times 10^{-9}$
千	k	$\times 10^3$	万亿分之一	p	$\times 10^{-12}$
百分之一	c	$\times 10^{-2}$			

C.2 线性函数 ($y = mx + b$)

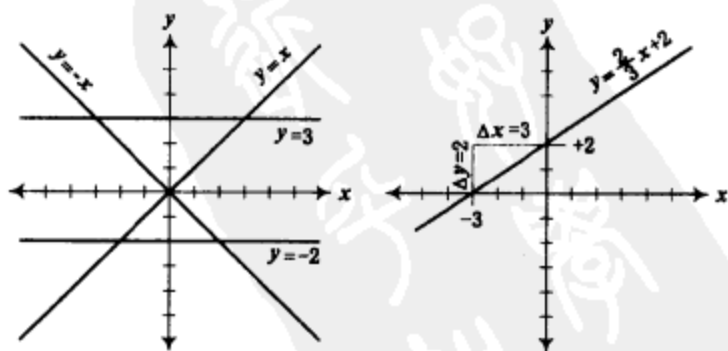


图 C.1

公式 $y = mx + b$ 代表一个直线方程。直线的斜率 ($\Delta y / \Delta x$) 为 m ，它的垂直截距，或者说直线与 y 轴的交点为 b 。

C.3 二次函数 ($y = ax^2 + bx + c$)

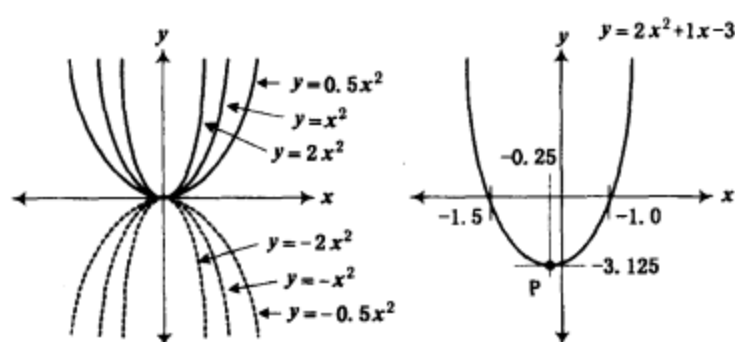


图 C.2

公式 $y = ax^2 + bx + c$ 描绘出了一条在 xy 平面中的抛物线。抛物线的宽度由 a 决定，顶点的 x 坐标由 $-\frac{b}{2a}$ 给定， y 坐标由 $-\frac{b^2}{4a} + c$ 给定。公式的根（抛物线与 x 轴的交点）可由下式给出

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

C.4 指数和对数

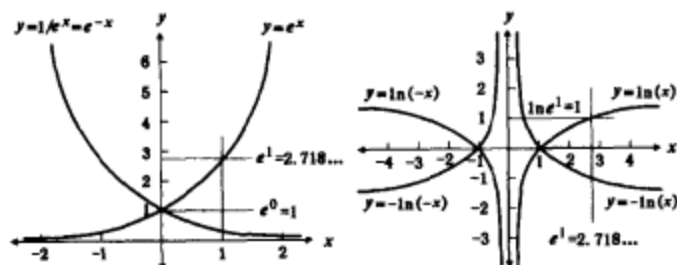


图 C.3

指数

对数

$$x^0 = 1$$

底数为 10; 若 $10^n = x$, 则

$$1/x^n = x^{-n}$$

$$\log_{10} x = n$$

$$x^{\frac{1}{n}} = \sqrt[n]{x}$$

底数为 e ; 若 $e^m = y$, 则 $\ln y = m$

$$x^m \cdot x^n = x^{m+n}$$

底数为 b 的任一对数的性质

$$(xy)^n = x^n \cdot y^n$$

$$\log_b 1 = 0$$

$$(x^n)^m = x^{n \cdot m}$$

$$\log_b b = 1$$

$$\log_b 0 = \begin{cases} +\infty, & b < 1 \\ -\infty, & b > 1 \end{cases}$$

$$\log_b (x \cdot y) = \log_b x + \log_b y$$

$$\log_b (x/y) = \log_b x - \log_b y$$

$$\log_b (x^y) = y \log_b x$$

C.5 三角函数

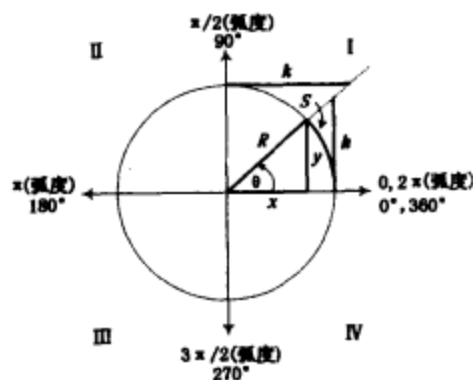


图 C.4

图中以 R 为半径的圆中，弧 S 所对应 θ 角的大小等于比值 $\theta = S/R$ ，其中， θ 为单位是弧度。1 弧度 = $180^\circ/\pi = 57.296^\circ$ ，而 $1^\circ = \pi/180^\circ = 0.17453$ 弧度。角 θ 的三角函数被定义为图中所示的三角形中两边之间的特定比值，可表示为

$$\sin \theta = \frac{y}{R}$$

如果 $R = 1 \rightarrow y = \sin \theta$

$$\cos \theta = \frac{x}{R}$$

如果 $R = 1 \rightarrow x = \cos \theta$

$$\tan \theta = \frac{y}{x}$$

如果 $R = 1 \rightarrow h = \tan \theta$

正弦和余弦函数

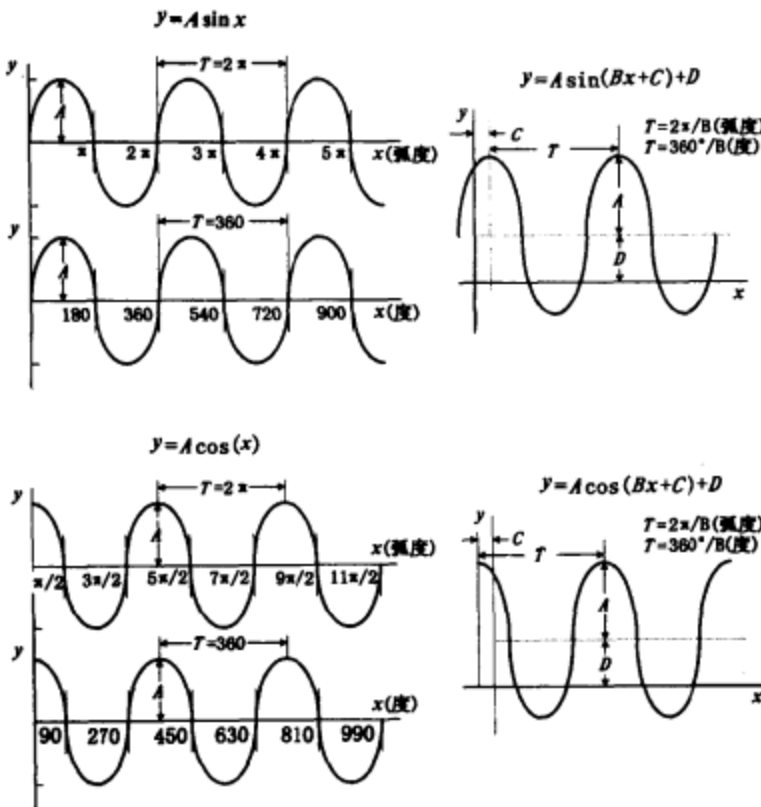


图 C.5

$y = A \sin x$ 的图形见左端。要改变函数的垂直位置、水平位置、周期和相位, 可把公式改写成 $y = A \sin(Bx + C) + D$ 的形式。其中 A 是振幅, $2\pi/B$ 是周期 (T), C 是相移, D 是垂直位移。在电子学中, 电压可以表示为

$$V(t) = V_o \sin(\omega t + \theta) + V_d$$

其中 V_o 是峰值电压, V_d 是直流偏移量, θ 是相移。 ω 是角频率 (rad/s), 它与频率之间的关系可表示为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$$

把 $y = A \sin x$ 的图形移相 $\pi/2$ 弧度 (即 90°) 就可得到 $y = A \cos x$ 的图形。下面为正弦函数和余弦函数之间关系的表达式:

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} \pm x\right) = +\cos x$$

$$\sin(90^\circ \pm x) = +\cos x$$

$$\sin\left(\frac{3\pi}{2} \pm x\right) = -\cos x$$

$$\sin(270^\circ \pm x) = -\cos x$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \pm x\right) = \mp \sin x$$

$$\cos(90^\circ \mp x) = \mp \sin x$$

$$\cos\left(\frac{3\pi}{2} \pm x\right) = \pm \sin x$$

$$\cos(270^\circ \pm x) = \pm \sin x$$

C.6 微分

有一个函数 $f(x)$ 。此函数可能代表一条直线、抛物线、指数函数曲线或三角函数曲线等。现在, 假设你在曲线 $f(x)$ 上取一点并使它沿 $f(x)$ 曲线移动, 同时想像有一条直线与曲线相切于该点。当点在曲线上移动时, 切线的斜率也随着改变——给定的是曲线而不是直线。实际上, 在现实生活中该切线的斜率有着重大的意义。举例来说, 如果你画一条物体的位置随着时间变化的关系曲线, 某一特定时刻曲线上对应点的切线的斜率就代表物体在该时刻的瞬时速度。另外, 如果有一条电荷与时间的关系曲线, 曲线上 t 时刻切线的斜率代表瞬时电流的大小。采用微分计算的方法可以求曲线上任意点切线的斜率。下面举例来说明: 例如有一个函数 $y = x^2$, 通过微分的方法, 你可以找到另一个称为 y 的导数 (通常表示为 y' 或 dy/dx) 的函数, 该函数可以告诉你 y 曲线上每一点切线的斜率。对 $y = x^2$, 其导数为 $dy/dx = 2x$ 。如果你对点 $x = 2$ 处切线的斜率感兴趣, 可将 $x = 2$ 代入 dy/dx 可得斜率为 4。但是如何来求得 $y = x^2$ 的导数? 或更进一步说, 如何求得任一给定函数的导数呢? 以下给出其基本理论。

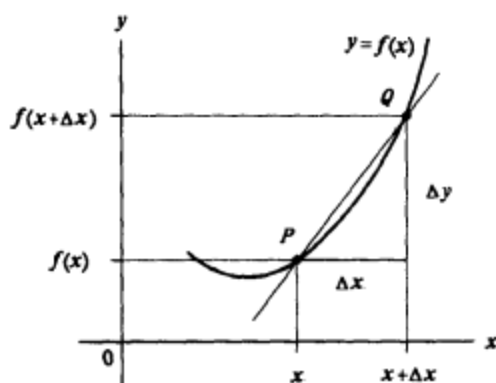


图 C6

要求得函数 $y=f(x)$ 的导数, 先取曲线 $y=f(x)$ 上的一点 $P(x, y)$, 和另一点 $Q(x+\Delta x, y+\Delta y)$, P, Q 两点之间线段的切线斜率可简单地表示为

$$\frac{f(x+\Delta x) - f(x)}{\Delta x}$$

接下来, 将函数代入上述公式中。例如, 如果 $f(x)=x^2$, 则 $f(x+\Delta x)=(x+\Delta x)^2$, 而整个公式可表示为 $[(x+\Delta x)^2 - x^2] / \Delta x$, 然后, 将 x 固定, 并使 Δx 趋于零。如果斜率趋于一个仅由 x 决定的值, 则我们称此斜率为曲线在 P 点的斜率。曲线在 P 点的斜率本身也是 x 的函数, 定义于对于 x 的每一个值的极限存在。你可将此斜率表示为 $f'(x)$, dy/dx 或 df/dx , 并可将其其中一个称为 $f(x)$ 的导数:

$$f'(x) = \frac{dy}{dx} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{f(x+\Delta x) - f(x)}{\Delta x}$$

对函数 $f(x)=x^2$, 取极限后可得导数 $f'(x) = dy/dx = 2x$

实际上, 如果你需要求某一函数的导数, 不必使用上述麻烦的公式。因为这样做将很耗时, 同时还要用一些烦琐的数学方法, 特别是如果你需要求一个复杂函数如 $2e^x \sin(3x+2)$ 的导数时更是这样。作为替代, 你只要记住一些简单的规则和一些简单的导数就可以了。下例所示是一些在许多应用中要掌握的规则和简单的导数。表中的 a 和 n 是常数, u 和 v 是函数。

导数	实例
$\frac{d}{dx} a = 0$	$\frac{d}{dx} 4 = 0$
$\frac{d}{dx} x^n = nx^{n-1}$	$\frac{d}{dx} x = 1, \frac{d}{dx} x^2 = 2x, \frac{d}{dx} x^5 = 5x^4, \frac{d}{dx} x^{-1/2} = -\frac{1}{2} x^{-3/2}$
$\frac{d}{dx} e^x = e^x$	—
$\frac{d}{dx} \ln x = \frac{1}{x}$	—
$\frac{d}{dx} \sin x = \cos x$	—
$\frac{d}{dx} \cos x = -\sin x$	—
$\frac{d}{dx} a u(x) = a \frac{d}{dx} u(x)$	$\frac{d}{dx} 3x^2 = 3 \frac{d}{dx} x^2 = 6x, \frac{d}{dx} 3e^x = 3e^x, \frac{d}{dx} 7 \sin x = 7 \cos x$
$\frac{d}{dx} (u+v) = \frac{du}{dx} + \frac{dv}{dx}$	$\frac{d}{dx} (2x+x^2) = \frac{d}{dx} (2x) + \frac{d}{dx} (x^2) = 2+2x$
$\frac{d}{dx} \left(\frac{u}{v}\right) = \frac{v \frac{du}{dx} - u \frac{dv}{dx}}{v^2}$	$\frac{d}{dx} \left(\frac{x^2+1}{x^2-1}\right) = \frac{(x^2-1) \cdot 2x - (x^2+1) \cdot 2x}{(x^2-1)^2} = \frac{-4x}{(x^2-1)^2}$
若 u 是 v 的函数, v 是 x 的函数, 则	
$\frac{d}{dx} (u[v(x)]) = \frac{du}{dv} \cdot \frac{dv}{dx}$	$\frac{d}{dx} \sin(ax) = a \cos(ax), \frac{d}{dx} e^{2x} = 2e^{2x}$

查找元件

寻求各种各样廉价的电子元件的一种主要方法是查阅邮购目录表。可供选择的供应商很多，下列为其中一些主要公司的网址和电话号码。这些公司中的大部分有在线目录表可供查阅。你也可以通过发电子邮件或电话联系的方式要求他们提供产品目录样本（一般是免费的）。不同公司的元件价格可能不同，所以在购买前应作比较。

公司名称	网址	电话号码
沃尔电子公司 (AllElectronics)	http://www.allelectronics.com	(888)826-5432
B. G 麦可罗公司 (B. G Micro)	http://www.bgmicro.com	(800)276-2206
电路专用品有限公司 (Circuit Specialists, Inc)	http://www.cir.com	(800)528-1474
巨勃格电子公司 (Debco Electronics)	http://www.debco.com	(800)423-4499
迪捷-开公司 (Digi-Key)	http://www.digi-key.com	(800)344-4539
电子快递公司 (Electronix Express)	http://www.elexp.com	(800)972-2225
电子快件有限公司 (Electronic Expediter, Inc)	http://www.expediters.com	(805)987-7171
盖特威电子有限公司 (Gateway Electronics, Inc)	http://www.gatewayelex.com	(800)669-5810
霍斯佛莱特电子公司 (Hosflet)	http://www.hosfelt.com	(800)524-6464
詹姆柯电子公司 (Jameco)	http://www.jameco.com	(800)831-4242
马林帕仲斯 & 阿梭克有限公司 (Marlin P. Jones & Assoc., Inc)	http://www.mpja.com	(800)652-6733
茂瑟电子公司 (Mouser Electronics)	http://www.mouser.com	(800)346-6873
纽华克电子公司 (Newark Electronics)	http://www.newark.com	(800)463-9275
雷丢谢克公司 (RadioShack)	http://www.radioshack.com	(800)843-7422
内布拉斯特州色帕拉斯尔公司 (Surplus Sales of Nebraska)	http://www.surplussales.com	(800)244-4567

注塑成型和发明专利

塑料注射成型

塑料注射成型是一种使塑料颗粒在高压下软化，然后将其强制注入到一个铝质或钢质的铸模或压模中的生产过程。塑料注射成型法常用于生产大量的日常用具，如计算机显示器的外壳和键盘、蜂窝式无线电话外壳、塑料汤匙、玩具及几乎所有的塑料小物品。如果你想为你的电路制作一个特别的塑料支架，或你有兴趣用塑料创作一些非电子类的发明，那么注塑成型的方法就是入场券。在注塑之前，你要先为你的发明制作一个木质的或粘土的原型，接下来的典型步骤是把你的原型给注塑模具工，他将根据你的原型进行设计评估，并给出模具制作费和生产费用的报价。为了使这些公司为你制作模具，你需要一个由注塑模具工程师为你的设计制作的计算机模型。为制作这个计算机模型，工程师一般需采用 SolidWorks 或类似的程序。此计算机模型将被送入一台特别的计算机，该计算机通过一架与它相连接的铣床切削加工出一个铝的或钢的模具（铝模具比钢模具便宜，但寿命没有钢模具长）。在美国，注塑模具较贵，一个如电话机外壳那样大小的简单模具需 3000~10000 美元。价格高低取决于模具材料采用铝材还是钢材，以及模具表面是否需特别蚀刻等。

发明专利

专利是政府授予个人或团体在一定期限内实施其发明创造的专有权。它允许专利持有人拒绝其他人制造、使用或出卖记录在专利权证书上的发明。发明专利的专利权一般自申请日起保持 20 年。

为了决定是否要申请获得专利权，有一些事情必须考虑。首先，你必须知道你的发明是否是惟一的，而且你必须肯定没有其他的人已经对你的发明申请了专利。最好的方法是进行专利搜索。可以请专利律师和专业专利权搜索人员为你服务，但他们收费很高。如果你有时间，

可以去图书馆或通过互联网来进行搜索。

如果已知你的发明是惟一的，在申请专利权之前要考虑的下一个问题是你的发明在商业上的可行性。此外你必须决定是由自己来做市场、生产和分销，还是把你的发明出售给工厂。在这一点上是很有讲究的。因为要决定一个产品是否卖得出去，或者工厂是否会对你的发明感兴趣，需要把你的发明拿出来给人家看，这是绝对必须的。在商业世界中，没有人们的反馈，你就永远不会知道它是否值得你努力把它推出来。但你会为它冒险吗？为了考察你的发明是否值得去申请专利，你愿意在没有获得专利权之前就把它给人看吗？或者你要在花费了大约 1000 美元去支付档案费和专利证书加律师费之后才愿把你的发明展示出来？另一个“雪上加霜”的问题是你的发明可能并不十分完美，即你还需要继续试验，进行修改等，这样，你前面的专利权申请将成为浪费。你只得在使你的发明变得完美而感到满意以后，再重新申请专利权。

在美国，我有一个处理这些问题的最好的建议，即考虑去取得所谓“临时专利权”。申请临时专利权只需花费 75 美元（1999 年），你便可为你的发明获得专利权待理的身份。与正规专利权的差别是，临时专利权只有一年的时间，此后你必须申请正规的专利权。临时专利权的主要好处是它较早的申请日期，该日期在正规的专利权被批准以后生效。如果出现了关于时间上的诉讼问题，此日期可用来证明你的发明早于其他人。申请临时专利权的另一个妙处是不要求记载在申请表上的发明是完美的。对于临时专利权，你不必小心地保存产品的改进和试验的有关记录。当你将你的发明展示后，你可以自由地作出一些断然的决定，包括是否要将你的发明卖给工厂或留待自己发展。总之，你可以对产品的市场前景进行评估从而判断是否值得为它付出大把美元去申请正式专利权。

如果你是一个发明家并打算出售你的发明，那么你一定要仔细查阅有关发明专利方面的文献资料。



电子发明发现历史年表

年份	发明、发现或创立	发明者、发现者或创立者
1745	电容器	莱顿
1780	电流效应	加尔瓦尼
1800	干电池	伏打
1808	原子理论	道尔顿
1812	电缆绝缘	塞莫梭和席灵
1820	电磁学	奥斯特
1821	温差电学	塞贝克
1826	欧姆定律	欧姆
1831	电磁感应	法拉第
1831	变压器	法拉第
1832	自感	亨利
1834	电解	法拉第
1837	继电器	库克、惠斯登、戴维
1839	光电效应	贝克勒尔
1843	惠斯登电桥	惠斯登
1845	基尔霍夫定律	基尔霍夫
1850	热敏电阻	法拉第
1860	传声器振膜	里斯
1865	无线电波传播	麦克斯韦
1874	电容器、云母	鲍尔
1876	卷纸式电容器	费茨杰拉德
1876	电话	贝尔

年份	发明、发现或创立	发明者、发现者或创立者
1877	唱筒式留声机	爱迪生
1877	碳精式话筒	爱迪生
1877	扬声器动圈	西门子
1878	阴极射线	克鲁克斯
1878	碳丝白炽灯	斯宛、斯蒂恩、托法姆和克劳斯
1879	霍尔效应	霍尔
1880	压电效应	居里
1887	唱片式留声机	伯林纳
1887	天线、无线电波	赫兹
1888	感应电机	特斯拉
1893	波导	汤姆森
1895	X射线	伦琴
1896	无线电报	马可尼
1900	量子理论	普朗克
1901	荧光灯	库珀、汉威特
1904	二极管	弗莱明
1905	相对论理论	爱因斯坦
1906	无线电广播	费逊登
1908	电视	开姆普尔、斯惠通
1911	超导现象	奥纳斯
1915	声纳	兰格温
1918	多谐振荡器	亚伯拉罕、布洛赫
1918	原子嬗变	卢瑟福
1919	双稳态电路	埃克尔斯和乔丹
1921	石英频率控制	开迪
1924	雷达	阿普尔顿、布里特、沃森和瓦特
1927	负反馈放大器	布莱克
1932	中子	查德威克
1932	粒子加速器	克劳克劳夫特和沃尔顿
1934	液晶	德莱尔
1935	场效应器件	海尔
1935	扫描电子显微镜	努尔
1937	静电复印术	卡尔松

年份	发明、发现或创立	发明者、发现者或创立者
1937	示波器	凡·阿登尼、都灵和布楞
1938	原子裂变	弗里斯却和迈特纳
1939	早期数字计算机	艾特肯和 IBM
1943	第一台多用途计算机 (ENIAC)	毛赫里和艾克特
1943	印制电路	艾森勒
1948	双极型晶体管	巴丁、布拉顿和肖克雷
1948	全息摄影技术	伽珀、肖克雷
1950	调制解调器	麻省理工学院和贝尔实验室
1950	卡诺图技术	卡诺
1952	数字伏特表	安迪·开
1953	单结晶体管	通用电气公司 (GEC)
1954	晶体管收音机	REGENCY 电子公司
1954	太阳能电池	查品、富勒和皮尔森
1957	FORTRAN 编程语言	沃森科学实验室
1958	激光	沙劳和汤恩斯
1959	晶体管平面制作工艺	仙童半导体公司
1959	第一个集成电路	仙童半导体公司和德州仪器公司
1960	发光二极管	艾伦和吉布斯
1961	电子钟	伏盖尔和西艾
1962	金属氧化物半导体场效应晶体管	霍夫斯特恩、海曼和 RCA
1963	电子计算器	倍尔帕奇公司
1964	BASIC 编程语言	开曼尼和库尔兹
1966	光纤通信	考和霍克汉姆
1969	UNIX 操作系统	AT&T 贝尔实验室
1970	第一个微处理器 (400460000 次/秒)	Intel 公司
1971	EPROM	—
1971	PASCAL 编程语言	威斯
1971	第一片单片微机	德州仪器公司
1972	8008 处理器 (200kHz, 16KB)	Intel 公司
1972	第一个可编程 WORD 处理器	自动电子系统公司
1973	约瑟夫森结	IBM 公司
1973	可调连续波激光	贝尔实验室
1973	以太网	曼特卡夫

年份	发明、发现或创立	发明者、发现者或创立者
1974	C 编程语言	柯纳恩、里奇
1974	可编程袖珍计算器	惠普公司
1975	个人计算机用 BASIC 语言	艾伦
1975	液晶显示器	英国
1975	第一台个人计算机 (Altair8800)	罗伯特
1975	集成光学电路	莱因哈特和洛根
1976	苹果 I 计算机	乌兹尼亚克, 乔布斯
1977	Commodore PET (14KB ROM, 4KB RAM)	克蒙多尔 (Commodore) 公司
1978	WordPerfert1.0 字处理软件	卫星软件公司
1980	3.5 英寸软盘	索尼电子公司
1980	Commodore 64	克蒙多尔公司
1980	麦金托什计算机 (Mac 机)	苹果计算机公司
1981	IBM 个人计算机 (PC 机, 采用 8088 处理器)	IBM 公司
1981	MS-DOS1.0	微软公司
1982	激光打印机	IBM 公司
1983	卫星电视	美国卫星通信有限公司
1983	"Wet" 太阳能电池	德国和美国
1983	第一个内置硬磁盘机 (IBM PC-XT)	IBM 公司
1983	微软 Word 文字处理软件	微软公司
1983	C++ 编程语言	斯特鲁斯却帕
1984	个人计算机用 CD-ROM 播放机	飞利浦公司
1985	单光纤 30 万门电话同时会谈系统	AT&T、贝尔实验室
1987	高温超导	卡尔·艾勒克斯·缪勒
1987	80386 微处理器 (25MHz)	Intel 公司
1990	486 微处理器 (33MHz)	Intel 公司
1994	奔腾处理器 (60/90MHz)	Intel 公司
1996	阿尔法 21164 处理器 (550MHz)	数字设备公司
1996	P2SC 处理器 (15×10 ⁶ 个晶体管)	IBM 公司

电子元件和数字集成电路的选用、半导体元件命名方式

G.1 误差为 5% 的碳膜电阻器的标称电阻值

1.0	8.2	33	120	470	1.8k	6.8k	27k	100k	390k	1.5M	6.2M
1.1	9.1	36	130	510	2.0k	7.5k	30k	110k	430k	1.6M	6.8M
1.2	10	39	150	560	2.2k	8.2k	33k	120k	470k	1.8M	7.5M
1.3	11	43	160	620	2.4k	9.1k	36k	130k	510k	2.0M	8.2M
1.5	12	47	180	680	2.7k	10.k	39k	150k	560k	2.2M	9.1M
1.6	13	51	200	750	3.0k	11k	43k	160k	620k	2.4M	10M
1.8	15	56	220	820	3.3k	12k	47k	180k	680k	2.7M	

(上表单位为 Ω)

G.2 二极管的选用

名称	类型	材料	反向峰值电压 (V)	平均正向电流 (mA)	浪涌电流 (A)	正向电压降 (V)
1N34	信号	锗	60	8.5	—	1.0
1N34A	信号	锗	80		—	1.0
1N60	信号	锗	80	0	—	1.0
1N67A	信号	锗	100	4.0	—	1.0
1N191	信号	锗	90	5.0	—	1.0

续表

名称	类型	材料	反向峰值电压 (V)	平均正向电流 (mA)	浪涌电流 (A)	正向电压降 (V)
1N914	高速开关	硅	75	75	0.05	1.0
1N4001	整流	硅	50	1000	30	1.1
1N4002	整流	硅	100	1000	30	1.1
1N4003	整流	硅	200	1000	30	1.1
1N4004	整流	硅	400	1000	30	1.1
1N4005	整流	硅	600	1000	30	1.1
1N4006	整流	硅	800	1000	30	1.1
1N4007	整流	硅	1000	1000	30	1.1
1N4148	信号	硅	75	10	—	1.0
1N4152	高速开关	硅	40	20	—	1.0
1N5400	整流	硅	50	1000	200	—
1N5401	整流	硅	100	3000	200	—
1N5402	整流	硅	200	3000	200	—
1N5404	整流	硅	400	3000	200	—
1N5406	整流	硅	600	3000	200	—
1N5408	整流	硅	1000	3000	200	—
1N4448	信号	硅	75	—	0.72	0.72
1N5817	肖特基	硅	20	1000	25	0.45
1N5818	肖特基	硅	30	1000	25	0.55
1N5819	肖特基	硅	40	1000	25	0.60
SB1100	肖特基	硅	100	1000	30	0.85
1N5820	肖特基	硅	20	3000	80	0.475
1N5821	肖特基	硅	30	3000	80	0.400
1N5822	肖特基	硅	40	3000	150	0.525
P600A	整流	硅	50	6000	400	—
P600B	整流	硅	100	6000	400	—
P600D	整流	硅	200	6000	400	—
P600M	整流	硅	1000	6000	400	—

G.3 齐纳二极管的选用

电压 (V)	功率 (W)							
	0.25	0.4	0.5	1.0	1.0	5.0	10.0	50.0
1.8	1N4614							
2.0	1N4615							
2.2	1N4616							
2.4	1N4617	1N4370, A						
3.0	1N4619	1N4372, A	1N5987					
3.3	1N4620	1N5518	1N5988	1N3821	1N5913	1N5333, B		
3.6	1N4621	1N5519	1N5989	1N3822	1N5914	1N5334, B		
3.9	1N4622	1N5520	1N5844	1N3823	1N5915	1N5335, B	1N3993, A	1N4549, B
4.7	1N4624	1N5522	1N5846	1N3825	1N5917	1N5337, B	1N3995, A	1N4551, B
5.6	1N4626	1N5524	1N5848	1N3827	1N5919	1N5339, B	1N3997, A	1N4553, B
7.5	1N4100	1N5527	1N5997	1N3830	1N3786	1N5343, B	1N4000, A	1N4556
10.0	1N4104	1N5531	1N6000	1N4740	1N3789	1N5347, B	1N2974, B	1N2808, B
12.0		1N5532	1N6002	1N3022, B	1N3791	1N5349, B	1N2976, B	1N2810, B
14.0	1N4108	1N5534	1N5860			1N5351, B	1N2978, B	1N2812, B
16.0	1N4110	1N5536	1N5862	1N3025, B	1N3794	1N5353, B	1N2980, B	1N2814, B
20	1N4114	1N5540	1N5866	1N3027, B	1N3796	1N5357, B	1N2984, B	1N2818, B
24	1N4116	1N5542	1N6009	1N3929, B	1N3798	1N5359, B	1N2986, B	1N2820, B
48	1N4119	1N5544	1N5871			1N5362, B		
60	1N4128		1N5264, A, B			1N5371, B		
100	1N4135	1N985	16024	1N3044, A, B	1N3813	1N5378, B	1N3005, B	12838, B
120		1N987	1N6026	1N3046, B	1N5951	1N5380, B	1N3008, A, B	1N2841, B

G.4 一般用途双极型晶体管的选用

元件名称	类型	最大 $V_{CE0}(V)$	最大 $V_{CB0}(V)$	最大 $V_{EB0}(V)$	最大 $I_C(mA)$	最大 $P_D(W)$	h_{FE}		$f_T(MHz)$
							$I_C = 0.1mA$	$I_C = 150mA$	
2N918	NPN	15	30	3.0	50	0.2 (3mA)	20	—	600
2N2127	NPN	65	120	7.0	1000	1.0	20	40	60
2N2219	NPN	30	60	5.0	800	3.0	35	100	250
2N2219A	NPN	40	—	—	150	—	100 (最小值)		300

续表

元件名称	类型	最大 $V_{CE0}(V)$	最大 $V_{CB0}(V)$	最大 $V_{EB0}(V)$	最大 $I_C(mA)$	$P_D(W)$	h_{FE}		$f_T(MHz)$
							$I_C=0.1mA$	$I_C=150mA$	
2N2222	NPN	30	60	5.0	800	1.2	35	100	250
2N2222A	NPN	40	—	—	150	—	—	100 (最小值)	250
2N2484	NPN	60	—	—	50	—	—	100 (最小值)	60
2N2857	NPN	15	—	—	40	—	—	30 (最小值)	1200
2N2905	PNP	40	60	5.0	600	0.6	35	—	200
2N2907	PNP	40	60	5.0	600	0.4	35	—	200
2N3019	NPN	80	—	—	1000	—	—	100 (最小值)	100
2N3053	NPN	40	60	5.0	700	5.0	0	50	100
2N2904	NPN	40	60	6.0	200	0.625	40	—	300
2N2907A	PNP	40	—	—	600	—	—	75 (最小值)	200
2N3439	NPN	350	—	—	1000	—	—	40 (最小值)	15
2N3467	PNP	40	—	—	1000	—	—	40 (最小值)	175
2N3704	NPN	30	—	—	600	—	—	100 (最小值)	250
2N3904	NPN	40	—	—	10	—	—	100 (最小值)	200
2N3906	PNP	20	—	—	10	—	—	100 (最小值)	250
2N3906	PNP	40	40	5.0	200	1.5	60	—	250
2N4037	PNP	40	60	7.0	1000	5.0	—	50	—
2N4125	PNP	30	—	—	200	—	—	50 (最小值)	200
2N4126	PNP	25	—	—	200	—	—	120 (最小值)	200
2N4401	NPN	40	60	6.0	600	0.625	20	100	250
2N4403	PNP	40	40	5.0	600	0.625	30	100	200
2N4400	NPN	40	—	—	600	—	—	20 (最小值)	200
2N5087	PNP	50	—	—	50	—	—	40 (最小值)	40
2N5088	NPN	30	—	—	50	—	—	50 (最小值)	50
2N5415	PNP	200	200	4.0	1000	10.000	—	30	15

G.5 一般用途的双极型功率晶体管的选用

元件名称	类型	最大 V_{CE0} (V)	最大 I_C (A)	P_D (W)	h_{FE} (最小值)	f_T (MHz)
2N5172	NPN	25	10	360	100	100
2N5210	NPN	50	50	625	250	30
2N5307	NPN-D	40	0.3	400	2000	60
2N5308	NPN-D	40	0.3	400	7000	60
2N5400	PNP	120	0.6	625	30	100
2N5401	PNP	150	0.6	625	40	100
2N5415	PNP	260	50	5	30	15
2N6036	PNP-D	80	4	40	750	25
2N6038	NPN-D	60	4	40	750	25
2N6043	NPN-D	60	8	75	1000	4
2N6052	PNP-D	100	12	150	750	4
2N6284	NPN-D	100	20	160	750	4
2N6287	NPN-D	100	20	160	750	4
2N6388	NPN-D	80	10	65	1000	20
2N6668	PNP-D	80	10	65	1000	20
TIP29C	NPN	100	1.0	30	40	—
TIP30C	PNP	100	1.0	30	40	—
TIP31C	NPN	100	3	40	25	—
TIP32C	PNP	100	3	40	25	—
TIP35C	NPN	100	25	125	25	—
TIP36C	PNP	100	25	125	25	—
TIP102	NPN-D	100	8	80	2500	—
TIP107	PNP-D	100	8	80	2500	—
TIP110	NPN-D	60	4	60	500	—
TIP112	NPN-D	100	4	50	500	—
TIP117	PNP-D	100	4	50	500	—
TIP120	NPN	60	5	65	1000	>5
TIP142	NPN-D	100	10	125	500	—
TIP147	PNP-D	100	10	125	500	—
D4H11	NPN	80	10	50	40	50
D44H10	PNP	80	15	83	40	50
MJ11015	PNP-D	120	30	200	1000	4
MJ11016	NPN-D	120	30	200	1000	4
MJ11032	NPN-D	120	50	300	1000	—
MJ11033	PNP-D	120	50	300	1000	—
MJE13007	NPN	400	8	80	8	4
MJE200	NPN	25	5	15	70	65
MJE210	PNP	20	5	15	70	65

G.6 射频晶体管的选用

器件名称	类型	最大 V_{CE0} (V)	最大 I_C (mA)	增益 (db)	频率 (MHz)	封装 类型
MPS5175	NPN	12	50	—	2000	TO-92
MPSH10	NPN	25	—	—	650	TO-92
MPSH17	NPN	12	—	—	800	TO-92
MPSH81	NPN	20	50	—	—	TO-92
MPS918	NPN	30	600	—	—	TO-92
MRF531	NPN	100	100	—	—	TO-39
MRF544	NPN	70	400	16.5	250	TO-39
MRF545	NPN	70	400	—	—	TO-39
MRF586	NPN	17	200	9.0	500	TO-39
MRF904	NPN	15	30	16	450	MICRO-X
MRF571	NPN	10	70	12	1000	MICRO-X
MRF901	NPN	15	30	12	1000	MICRO-X
BRF90	NPN	15	30	—	—	MICRO-T
BRF91	NPN	12	35	—	—	MICRO-T
BRF90	NPN	15	30	—	—	MICRO-T

G.7 小信号结型场效应管的选用

元件名称	类型	BV_{GS} (V)	最大 V_p (V)	输入电容 (pF)	最大 I_D (mA)	应用
2N4338	N-JFET	50	-1	6	0.6	—
2N4416	N-JFET	30	-6	4	15	VHF/UHF 放大, 混频, 振荡
2N5114	P-JFET	30	10	25	90	开关; $R_{on} = 75\Omega$ (最大值)
2N5265-	N-JFET	60	-3	7	1	6 系列; 与 2N5358-64 P-JEFT 管互补
2N5270		60	8	7	14	
2N5432	N-JFET	25	-10	30	—	开关; $R_{on} = 5\Omega$ (最大值)
2N5358-	P-JFET	40	3	6	1	与 2N5265-70 N-JEFT 管互补
2N5364		40	8	6	18.6	
2N5457-	N-JFET	25	6	7	5	一般用途, 与 2N5460-62 P-JEFT 管互补
2N5459		25	8	7	16	
2N5460-	P-JFET	40	6	7	5	与 2N5457-57 N-JEFT 管互补
2N5462		40	9	7	16	
2N5484	N-JFET	25	-6	5	30	HF/VHF/UHF 放大, 混频, 振荡
MPF106						

续表

元件名称	类型	BV_{GS} (V)	最大 V_P (V)	输入电容 (pF)	最大 I_D (mA)	应用
2N5486	N-JFET	25	-2	5	15	VHF/UHF 放大, 混频, 振荡
U304	P-JFET	30	10	27	50	VHF/UHF 共栅极模拟开关斩波器
U310	N-JFET	30	-6	2.5	60	放大
U350	双配对 N-JFET	25	-6	5	60	配对 JFET

G.8 功率场效应管的选用

元件名称	类型	BV_{DS} (V)	最大 R_{DS} (Ω)	最大 V_{GS} (V)	最大 I_D (A)	P_D	封装形式
IRFZ30	N 沟道	50	0.050	4	30	75	TO-220
IRZ42	N 沟道	50	0.035	4	50	150	TO-220
VN0610L	N 沟道	60	6	2.5	0.27	—	TO-92
VN10KM	N 沟道	60	6	2.5	0.3	1	TO-237
IR511	N 沟道	60	0.6	4	2.5	20	TO-220AB
MTP2955E	P 沟道	60	0.12	—	11.5	125	TO-220AB
ZVN2110B	N 沟道	100	4	—	0.85	5	TO-39
ZVN3310B	P 沟道	100	20	—	0.3	5	TO-39
IRF510	N 沟道	100	0.6	4	2	20	TO-220AB
IRF520	N 沟道	100	0.27	4	5	40	TO-220AB
IRF150	N 沟道	100	0.055	4	40	150	TO-220AB
ZVN0120B	N 沟道	200	16	—	0.42	5	TO-39
ZVN1320B	P 沟道	200	80	—	0.1	5	TO-39
IRF620	N 沟道	200	0.8	4	5	40	TO-220AB
IRF220	N 沟道	200	0.4	4	8	75	TO-220AB
IRF640	N 沟道	200	0.18	4	10	125	TO-220AB
VP1320N3	P 沟道	200	0.6	3.5	0.15	—	TO-92
IR9640	P 沟道	200	0.5	4	11	—	TO-220
IR820	N 沟道	500	3	4	2.5	—	TO-220
VP0650N3	P 沟道	500	25	4	0.1	—	TO-92

G.9 运算放大器的选用

型号	每片 IC 中运放 数量	工作电压		最大输 入失调 电流 (nA)	典型输 入失调 电压 (μ V)	转换 速率 (μ V/s)	典型 频率 (MHz)	最大输 出电流 (mA)	说明
		最小 (V)	最大 (V)						
324A	4	3	32	30	2	0.5	1	20	通用型, 单电源双极型
349	4	10	36	50	1	2	4	15	
355B	1	10	36	0.2	3	5	2.5	20	JFET, 通用型
741	1	10	36	200	2	0.5	1.2	20	经典芯片, 1458(双平衡配 对), 348(平衡配对)
1436	1	10	80	10	10	2	1	10	高压型
1463		30	80	—	—	165	17	1000	高压型
4558	2	8	36	200	2	1	2.5	15	双极型
AD841K	1	10	36	200	0.5	300	40	50	双极型, 高速
AD848J	1	9	36	15	0.5	300	250	25	双极型, 高速
AD744C	1	9	36	0.02	0.1	75	13	20	高速, 低失真 JFET
CA3410A	4	4	36	0.01	3	10	5.4	6	高速 MOSFET
HA5141A	1	2	40	10	0.5	1.5	0.4	1	低功率, 单电源双极型
HA2541	1	10	35	7 μ A	—	280	40	10	高速低失真
HA2542	1	10	35	7 μ A	—	375	120	100	高速
HA2544	1	10	33	2 μ A	6	150	33	35	高速
HA5151	1	2	40	30	2	4.5	1.3	3	双极型
LCL7641B	4	1	18	0.03	—	1.6	1.4	5	MOSFET, 低电压, 一般 用途
LF351	1	10	36	0.1	5	13	4	10	JFET, 353 = 平衡配对, 347 = 双平衡配对
LF411	1	10	36	0.1	0.80	15	4	15	一般用途, 低噪声 JFET
LM10	1	1	45	0.7	0.3	0.12	0.1	20	低电压, 精确型
LM11	1	5	40	10pA	0.1	0.3	0.5	2	精确型, 低偏置
LM12	1	20	80	—	—	9	0.7	10000	高功率
LM308	1	10	36	1	2	0.15	0.3	5	精确型, 低偏置双极型
LM312	1	10	40	1	2	0.15	0.3	5	308 的补偿型
LM318	1	10	40	200	4	7	15	10	经典芯片
LM343	1	10	68	10	2	2.5	1	10	高压型
LM344	1	10	68	19	2	30	10	10	高压型
LM833	2	10	36	200	0.3	7	15	10	双极型

型号	每片 IC 中运放 数量	工作电压		最大输 入失调 电流 (nA)	典型输 入失调 电压 (μ V)	转换 速率 (μ V/s)	典型 频率 (MHz)	最大输 出电流 (mA)	说明
		最小 (V)	最大 (V)						
LM6364	1	5	36	2 μ A	2	300	160	30	高速, 双极型
LT1006A	1	2.7	44	0.5	0.04	0.4	1	20	双极, 单电源, 精确型
LT1028A	1	8	44	50	0.01	15	75	20	双极精确型, 低噪声
LT1013C	2	4	44	2	0.06	0.4	0.8	25	双极型, 单电源
MC33078	2	10	36	150	0.15	7	16	20	双极型
MC34071A	1	3	44	50	0.5	10	4.5	25	双极型
MC34181	1	3	36	0.05	0.5	10	4	8	JFET 高速, 低功率, 低失真
NE5534	1	6	44	300	0.5	6	10	20	双极型
OP-07E	1	6	44	3.8	0.03	0.17	0.6	10	精确型, 低噪声
OP-37E	1	8	44	35	0.01	17	63	20	精确型, 低噪声
OP-77E	1	6	44	1.5	0.01	0.3	0.6	12	OP-27 的改进型
OP-90E	1	1.6	36	3	0.05	0.01	0.02	6	低功率
OP-97E	1	4.5	40	0.1	0.01	0.2	0.9	10	低功率
TL051C	1	10.5	36	0.1	0.6	24	3	30	JFET, 高速, 低失真
TL061C	1	4	36	0.2	3	3.5	1	5	JFET, 低功率
TLC272A	2	3	18	1pA		4.5	2.3	10	CMOS, 低功率
TLC279C	4	3	18	0.1pA	0.4	4.5	2.3	10	双平衡配对 CMOS

G. 10 4000 系列通用数字集成电路

名称	类型	名称	类型
4001	2 缓冲输入端四或非门	4051	8 选 1 模拟开关
4002	4 输入端双或非门	4052	双 4 选 1 模拟开关
4006	18 位静态移位寄存器	4053	三 2 选 1 模拟开关
4007	双互补对管和反相器	4063	4 位幅度比较器
4009	六反相缓冲器	4066	四双向开关
4010	六缓冲器/同相转换器	4068	8 输入端与非门
4011	二输入端四与非门	4069	输入保护六反相器
4012	四输入端双与非门	4071	2 输入端四或门
4013	双 D 触发器	4072	4 输入端双或门
4014	8 位静态移位寄存器	4073	3 输入端三与门
4015	双 4 位静态移位寄存器	4075	3 输入端三或门

续表

名称	类型	名称	类型
4016	四双向开关	4077	2 输入端四异或非门
4017	5 位十进制计数/分配器	4078	8 输入端或非门
4018	可预置 N 分频计数器	4081	2 输入端四与门
4020	14 级串行二进制计数器	4082	4 输入端双与门
4021	8 位静态移位寄存器	4093	2 输入端四与非施密特触发器
4022	八进制计数分配器	4094	8 级移位存储总线寄存器
4023	3 输入端三与非门	4099	8 位可寻址锁存器
4024	7 级串行二进制计数器	4511	二进制 7 段锁存器/译码器/驱动器
4025	3 输入端三或非门	4512	8 路数据选择器
4027	双 JK 触发器	4514	4 位锁存输入/4 线—16 线译码器
4028	二/十进制译码器	4515	4 位锁存输入/4 线—16 线译码器
4029	同步可逆计数器, 二/十进制计数器	4516	二进制可逆计数器
4030	四异或门	4518	双 4 位译码计数器
4040	12 级串行二进制计数器	4520	双 4 位计数器
4042	四 D 锁存器	4521	24 级分频器和振荡器
4043	四 RS 锁存器 (与非三态)	4528	双单稳态电路
4047	单稳态触发器/多谐振荡器	4538	双精密型单稳态电路
4049	六反相器	4584	六施密特触发器
4050	六同相缓冲器	4585	比较器

G. 11 7000 系列通用数字集成电路

名称	类型	名称	类型
7400	2 输入端四与非门	74138	3 线—8 线译码分路器
7402	2 输入端四或非门	74139	2 线—4 线双译码器/分路器
7404	六反相器	74145	2—10 进制译码器/驱动器
7406	六反相器/缓冲驱动器	74148	8 线—3 线优先编码器
7408	2 输入端四与门	74150	16 选 1 数据选择器
7410	3 输入端三与非门	74151	8 选 1 数据选择器
7411	3 输入端三与门	74153	双 4 线—1 线数据选择器
7414	六施密特触发反相器	74155	双 2 线—4 线相关译码器
7420	4 输入端双与非门	74156	双 2 线—4 线相关译码器
7421	4 输入端双与门	74158	四 2 线—1 线转换器
7426	2 输入端四与非门	74159	4 线—16 线译码器
7427	3 输入端三或非门	74161	4 位二进制同步计数器
7430	8 输入端与非门	74163	同步可预置 4 位二进制计数器

续表

名称	类型	名称	类型
7432	2 输入端四或门	74164	8 位并行输出串行移位寄存器
7433	2 输入端四或非缓冲器	74166	8 位移位寄存器(串、并行输入,串行输出)
7438	2 输入端四与非缓冲器	74169	4 位可逆同步计数器
7442	4 线—10 线译码器	74378	六 D 触发器
7445	二—十进制译码器/驱动器	74390	双十进制计数器
7447	二进制 7 段译码器/驱动器	74293	双十进制和二进制计数器
7451	双 2×2 与或非门	74173	四 D 触发器三态输出
7473	双 JK 主从触发器(带清 0)	74174	六 D 触发器(带清 0)
7474	双 D 触发器(上升沿触发)	74175	四 D 触发器(带清 0)
7475	4 位锁存器	74191	4 位同步可逆计数器
7485	4 位比较器	74193	4 位同步可逆计数器
7486	2 输入端四异或门	74194	4 位双向移位寄存器
7492	12 分频计数器	74195	4 位并行存取移位寄存器
74107	双 JK 触发器	74221	双单稳态触发器(带施密特触发输入)
74109	双 JK 触发器	74240	八进制缓冲器/3 态输出驱动器
74112	双 JK 触发器	74241	八进制总线/线性驱动器
74121	单稳态触发器	74243	四总线收发器
74122	单稳态触发器	74244	8 位缓冲器,线性驱动器,线性接收器
74123	双单稳态触发器	74245	8 位总线收发器(3 态输出)
74124	双压控振荡器	74251	数据选择器(3 态输出)
74125	四 3 输入端缓冲器(3 态输出)	74253	双 4 线—1 线数据选择器(带 3 态输出)
74126	四 3 态缓冲器	74257	四 2 线—1 线选择器(3 态输出)
74128	四 2 输入端或非门	74258	四 2 线—1 线选择器(3 态输出)
74132	四 2 输入端与非门带施密特触发器	74259	8 位可寻址锁存器
74136	四 2 输入异或门	74521	八进制比较器
74266	四 2 输入端异或非门	74540	八进制缓冲器/驱动器
74273	八 D 触发器(带清 0)	74541	八进制缓冲器/驱动器
74279	四 SR 锁存器	74573	八进制 D 型锁存器(3 态输出)
74280	9 位奇偶发生器/校验器	74574	八进制 D 触发器(3 态输出)
74283	4 位二进制全加器	74590	八位 2 进制计数器带 3 态输出寄存器
74298	四 2 输入端数据选择器	74595	输出锁存 8 位移位寄存器
74348	8 线—3 线优先编码器(3 态输出)	74640	8 进制反相总线收发器
74365	6 总线驱动器(3 态输出)	74641	8 进制同相总线收发器
74367	6 缓冲器/驱动器	74645	8 进制同相总线收发器(3 态输出)
74373	八 D 锁存器	74646	8 进制总线收发器和寄存器(3 态输出)
74374	8 进制 D 触发器	74670	4×4 寄存器组(3 态输出)
74375	四锁存器	74688	8 位全同比较器

G. 12 半导体元件命名方式

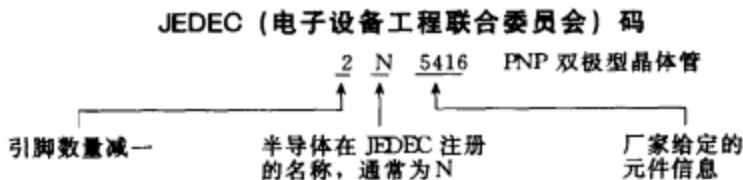


图 G. 1

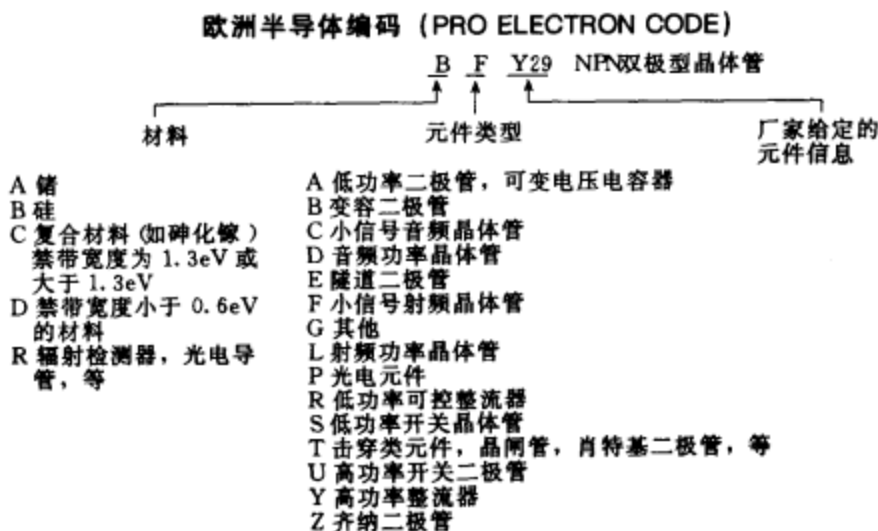


图 G. 2

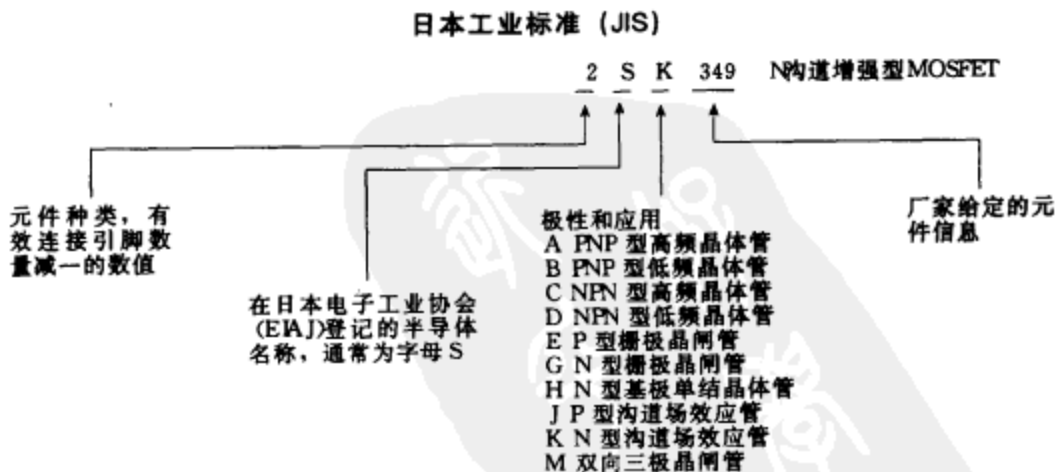


图 G. 3

一个好的半导体参考目录 (如 NTE) 中会列出世界主要的半导体元件, 并提供元件代换表。

有许多半导体元件没有按上面所说的方式编码, 而是采用了生产厂家自己的编码方式。如摩托罗拉公司用 MJ×××× 来标注功率晶体管 (金属外壳封装), 用 MPS×××× 标注低功率晶体管 (塑料外壳封装), 用 TL×××× 来标注小信号晶体管 (塑料外壳封装)。

模拟/数字接口

模拟和数字之间有许多接口技巧，本附录中，介绍两个最基本的接口方法，一个是简单的开/关触发，另一个是模/数—数/模转换接口。

H.1 模拟信号触发简单的逻辑响应

有时候，我们常需要在模拟量到达一定值时，产生一个简单的开关触发信号，来驱动逻辑电路。例如：来自温度传感器的模拟量，超过设定的门限电压时，启动一个锁存器记录并保存报警信号，或者只记录超过门限电压的次数。诸如此类，就是简单的开/关逻辑应用。它通常采用比较器或者运算放大器作为模拟信号输出和数字电路输入之间的接口电路，时常也可能采用一个由上拉电阻和可变电阻组成的分压网络作为接口电路。图 H.1 是一些应用实例。

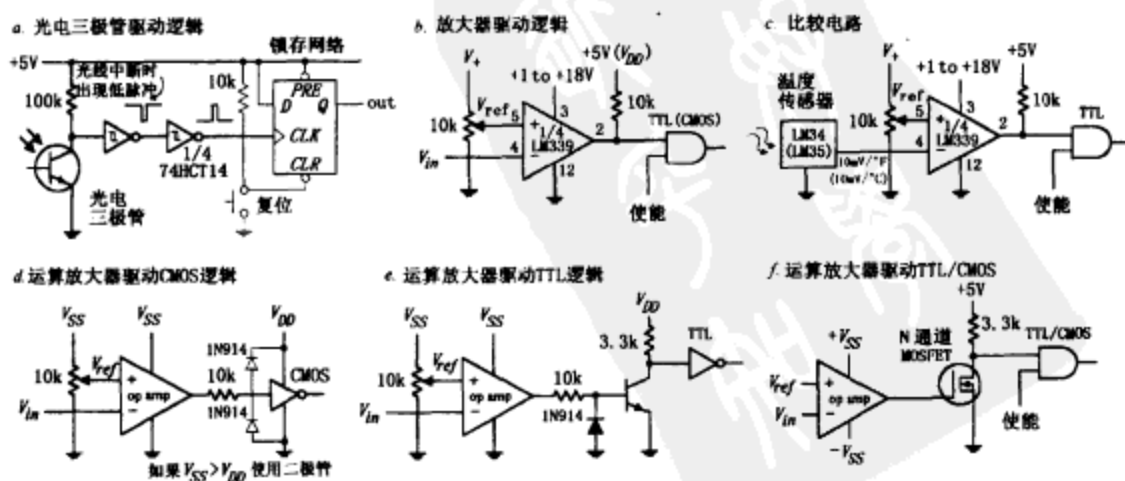


图 H.1

图 H. 1. a, 光电管作为传感器, 正常情况下输出低电平, 此时, 第一级施密特触发器输出高电平, 第二级施密特触发器输出低电平; 当光线受阻时, 光电管输出高电平, 导致第一级施密特触发器输出低电平, 第二级施密特触发器输出高电平, 该信号连接到 D 触发器的 CLK 端, 触发输出高电平, 驱动后续 LED 或蜂鸣器工作。

图 H. 1. b, 是采用一个单电源供电的集电极开路比较器作为模拟信号和数字电路之间接口的实际应用图。当 V_{in} 端的电压信号比 V_{ref} 的参考电压高时, 比较器输出低电平; 反之, 输出高电平。

图 H. 1. c, 是图 H. 1. b 的一个实际应用示例。输入电压由 LM34 或 LM35 温度传感器产生, LM34 产生的电压为 $10\text{mV}/^{\circ}\text{F}$, 而 LM35 为 $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 。 V_{+} 与电位器共同决定了参考电压 (温度)。如果希望在 75°C 时, 比较器输出低电平, 应该调整电位器, 使参考电压 V_{ref} 为 750mV (以 LM35 为例)。

图 H. 1. d, 是一个应用运算放大器作为模-数接口的简单应用。运放在此应用中, 就是一个比较器, 输出的信号经过一个限流电阻直接驱动 CMOS 与非门。如果放大器输出信号的电压超过 CMOS 的供电电压, 则需要在 CMOS 输入端接入保护二极管, 如图所示。

图 H. 1. e, 是运算放大器直接驱动 TTL 的应用电路。当输入电压超过参考电压时, 运放输出低电平, 三极管截止, TTL 与非门的输入信号为高电平。

图 H. 1. f, 是采用 N 沟道 MOSFET 管作为运算放大器输出缓冲的实际应用。

H. 2 用逻辑信号驱动负载

驱动一个如 LED、继电器、蜂鸣器等只有开和关两种状态的负载, 是相对简单的事。首先应该确定驱动电流的大小, 即逻辑门输出端能够提供的最大电流和吸收的最大电流。然后, 了解负载的驱动电流。如果负载正常工作的电流超过逻辑门电路提供最大电流, 就应该采用大功率驱动电路作为缓冲。图 H. 2 分别介绍了不同输出负载的驱动电路。

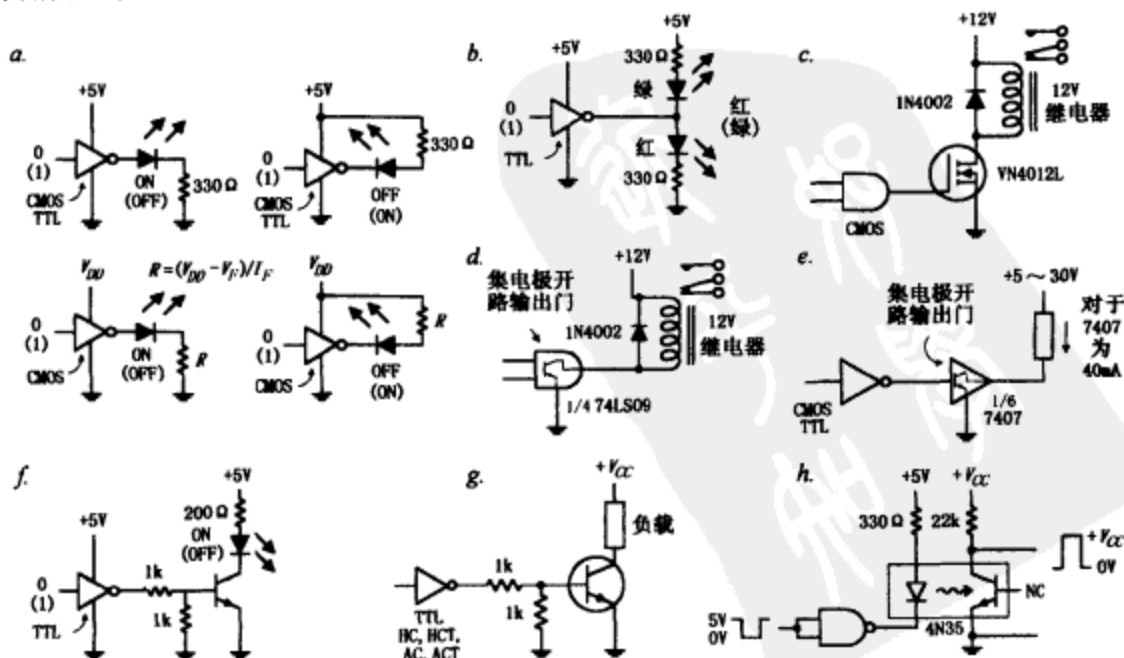


图 H. 2

图 H. 2. a, 逻辑门输出通过一个限流电阻, 可以直接驱动 LED 工作。LED 的压降和工作电流是不同的, 一般情况下, 分别是 $1.0 \sim 2.0\text{V}$ 和 $1 \sim 20\text{mA}$; 如果 LED 的工作电流比门电路提供的电流大, 可以参见图 f 的应用。

图 H. 2. b, 这是一对 LED 轮流工作的实际应用图。门电路输出低电平时, 上部的绿色 LED 发光, 下部的红色的 LED 不工作; 反之, 门电路输出高电平时, 上部的绿色 LED 不工作, 下部的红色 LED 发光。

与 LED 相比, 继电器工作时需要的电流就大多了, 为了避免烧毁门电路, 需要在门电路输出端添加功率驱动电路, 如图 H. 2. c 所示。图中, 功率 MOSFET 在门电路输出端和继电器之间缓冲。二极管为 MOSFET 管截止时, 继电器产生的感应电动势提供泄流回路, 保护 MOSFET 管。当然, 也可以采用集电极开路的门电路作为继电器的驱动电路, 如图 H. 2. d 所示。需要注意的是, 集电极开路的门电路不能提供驱动电流, 只能吸收电流, 与标准的门电路相比, 它能够吸收 10 倍于它的电流。图 H. 2. e、f、g 是另外一种集电极开路应用的示例, 在 f 图中, 双极型晶体管提供的大电流可以驱动高亮度的 LED。

图 H. 2. h 是采用光电耦合器实现模拟和数字信号隔离的实际电路图, 隔离通常应用在外部负载电路和门电路不共地的情况。

H. 3 模拟开关

模拟开关其实就是由数字信号控制的 IC, 其内部由许多逻辑控制电路和晶体管缓冲组成, 控制模拟信号的流动方向。

图 H. 3 显示了几种不同类型的模拟开关。CMOS 4066B 四通道双向模拟开关, 单电源供电, 电压范围 $3 \sim 15\text{V}$, 输入模拟信号的电压范围 $\pm 7\text{V}$, 最大功耗 700mW , 通道选择由 A~D 四路数字信号控制。TTL 兼容 AH0014D DPDT 模拟开关的输入模拟信号电压范围 $\pm 10\text{V}$, 由 A~B 选择通道, 但是它的模拟部分和数字部分需要单独供电, V_+ 和 V_- 是模拟电源; V_{CC} 和 GND 是数字电源。DG302A 双通道双刀单掷开关能在输入模拟信号电压 $\pm 10\text{V}$ 范围内以 15ns 开关速度工作。

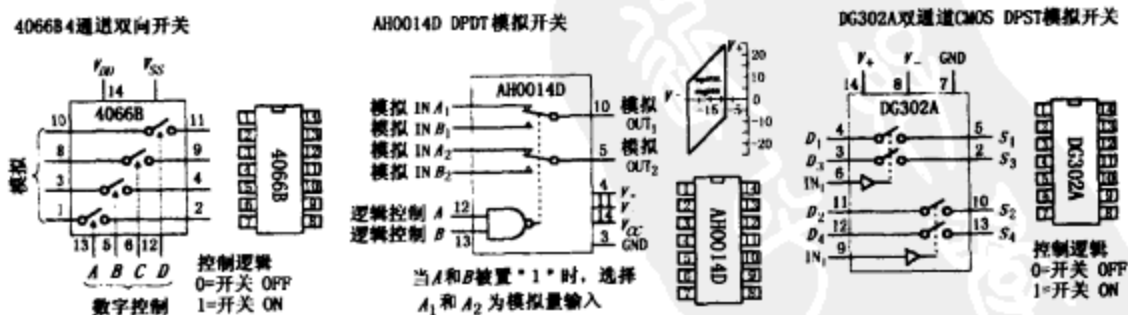


图 H. 3

模拟开关广泛应用于调制/解调电路、数控频率电路、信号放大电路和模-数转换电路等, 作为采样保持电路开关。当然它也可以很方便地应用于模拟设备的开关。

H. 4 模拟复用器/分用器

第 12 章 3 节介绍过一种数字复用器, 它就像一个数据选择器。而一个数字分用器像一

个数据分散器。模拟复用器和分用器作用与它们几乎相同，只是它能够通过模拟信号（模拟复用器仍然使用与数字信号相同的通道）。

4051B 是一种常用的模拟复用器/分用器 IC，如图 H.4。它是双向通道的模拟开关，既可以作为复用器使用，也可作为分用器使用。在作为复用器使用时，模拟信号从 0~7 的 I/O 线进入，通过 A、B、C 数字输入编码，选择哪个模拟信号从引脚 3 输出。编码选择参见真值表。在用做分用器时，连接是相反的：模拟信号从引脚 3 输入，从 0~7 的 I/O 线之一输出。具体输出通道是仍由 A、B、C 输入的数字编码选择确定。需要注意的是当 INH 为高电平时，没有任何通道被选择。

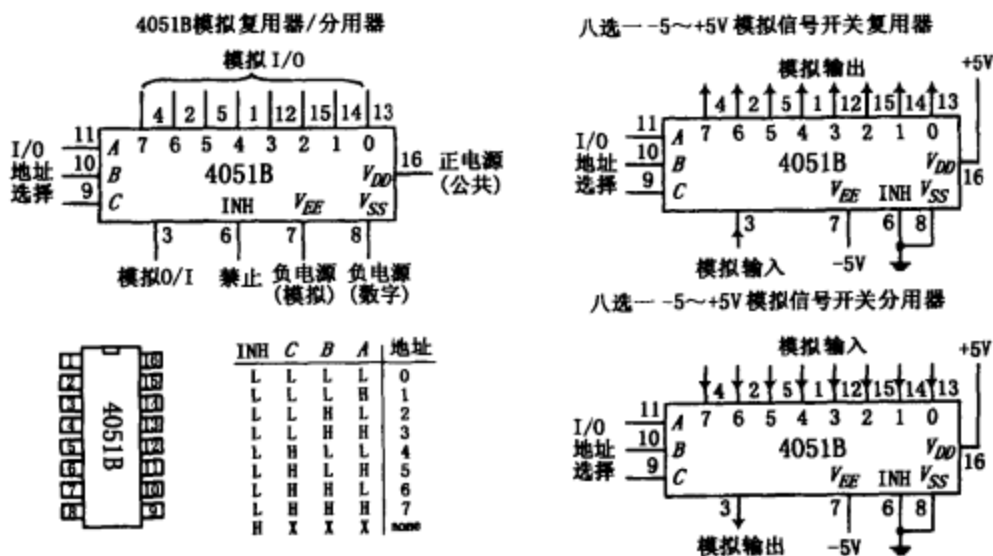


图 H.4

4051B 能够通过模拟信号电压范围在电源正电压 V_{DD} 和电源负电压 V_{EE} 之间， V_{SS} 是地。如果 4051B 使用的电源全部是正电源， V_{EE} 和 V_{SS} 连接作为共同地。如果模拟信号的电压在 $-5\sim+5V$ ， V_{EE} 应被设置为 $-5V$ ，而 V_{DD} 应被设置为 $+5V$ 。4051B 接受从 $3\sim15V$ 的数字信号，而允许模拟信号从 $-15\sim+15V$ 。

H.5 模-数和数-模转换

为了使模拟设备（如话筒、温度传感器、应变仪、位置传感器、光度计等）能和数字电路进行通信（不是简单的阈值触发），就需要使用模-数转换器（ADC）。通过 ADC 变换，模拟信号转换成二进制数字，每个二进制数字正比于模拟信号电平。通常，由 ADC 转换得到的二进制数送到微处理器或微控制器中进行储存、计算和控制等。模-数转换器广泛应用于数据采集系统、数字声音记录系统中。

相反，为了使数字电路能和模拟电路进行通信，又需要使用数-模转换器（DAC）。DAC 能将二进制数转换成对应电平的模拟信号。通过连续不断地提供不同的二进制数，DAC 就能产生出一个完整的模拟信号波形。DAC 常用于控制运算放大器的放大增益，组成数字放大器及滤波器等。

H. 5.1 ADC 和 DAC 基础

图 H. 5 显示了模-数和数-模转换的基本原理。在模-数转换中，ADC 在采样脉冲信号的控制下，对模拟输入信号进行模数转换，每转换一次，输出 4 位的二进制数，这个数和采样的模拟信号的电压成正比。一个 4 位二进制可以表示的范围为 0000~1111，即对应于 16 个可能的模拟电压 (0~15V)。

在数-模转换中，DAC 接受 4 位二进制数，每一个 4 位二进制数，对应一个模拟电压，4 位二进制数就可以得到 16 种模拟信号的电压。

从图中可以看出，4 位转换的分辨率太低，当需要产生连续模拟信号（没有间断）时，就应该使用高分辨率的 DAC，即不使用 4 位，而使用 6 位、8 位、10 位、12 位、16 位或 18 位。例如，如果使用 8 位分辨率的 DAC，表示范围为 $2^8 = 256$ 。即产生的模拟信号电压范围为 0V (00000000B) 到 15V (11111111B)，那么每步代表电压为 0.058V [$(1/256) \times 15V$]。如果使用 18 位 DAC，步幅更为细小，即 $2^{18} = 262144$ 。此时若产生的模拟信号电压范围为 0V (000000000000000000B) 到 15V (111111111111111111B)，步幅仅 0.000058V！此时，DAC 输出的模拟信号显得连续得多了。

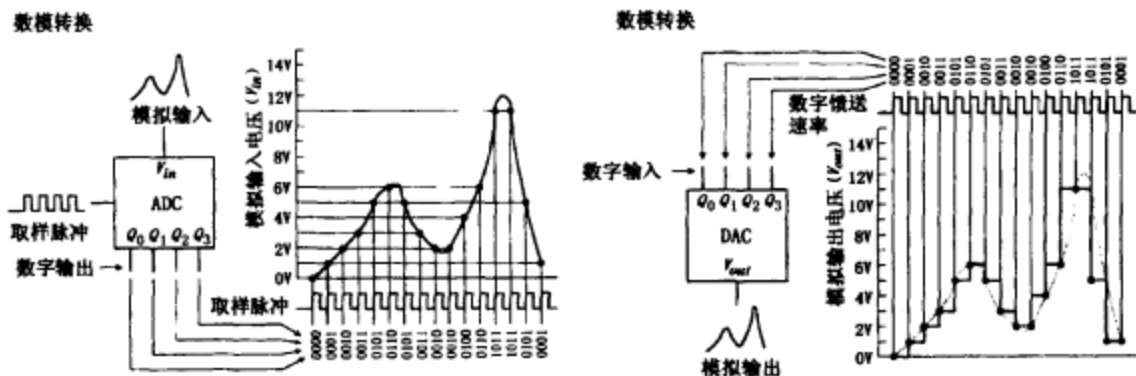


图 H. 5

H. 5.2 简单的加权二进制 DAC

图 H. 6 显示一个简单的 4 位数-模转换器，它由一个数控开关 (74HC4066)、一组加权二进制电阻和一个运算放大器构成。基本思想是通过改变放大器的输入电阻 R_{in} ，调整放大器的放大倍数。74HC4066 的 4 位二进制组合就有 16 (2^4) 种放大倍数 (可认为 74HC4066 和电阻组成一个数控电流源，输入的二进制代码可以改变电流的大小，通过电阻 R_F ，改变放大器的输出电压)，输入电阻按照 $R, R/2, R/4, R/8$ 等比例间隔作为 R_{in} 。 R_{in} 的计算公式如图 H. 6 所示。

上述的 DAC 原理简单，但是分辨率低 (4 位，16 种模拟电压)。如果希望提高一倍的分辨率 (8 位)，可以通过增加一片 74HC4066 和 $R/16, R/32, R/64, R/128$ 电阻实现。这在理论是可行，但实际不可行。其原因是：这种方法的问题是当到 $R/128$ 电阻时， $R_{in} = 0.78125k\Omega$ (假设 $R=100k\Omega$)；即使能够找到或制成 $0.78125k\Omega$ 的电阻，电阻的允许误差也会把事情弄得一团糟。在处理更多位时，比例电阻的近似值问题就会突显出来。因此，应

采用 R-2R 梯形网络来解决这个问题。

简单2进制数模转换器

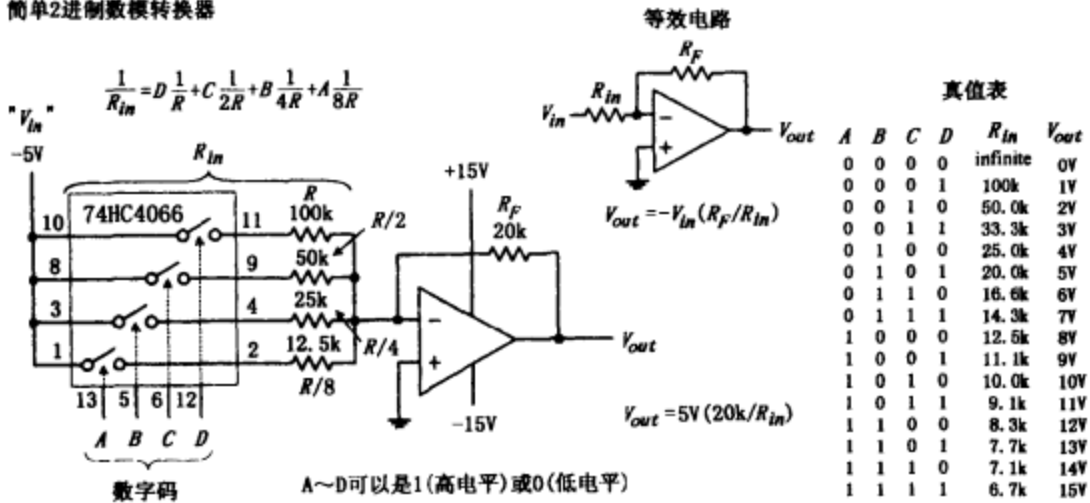


图 H. 6

H. 5.3 R-2R 梯形网络 DAC

R-2R DAC 采用了 R-2R 电阻梯形网络而不是比例电阻网络, 使用 R-2R 的优点在于它只需要两个电阻值: R 和 2R。图 H. 7 显示一个简单的 4 位 R-2R DAC, 假想开关是数字控制 (实际应用中, 采用晶体管)。

R/2R 精度 4 位数模转换器

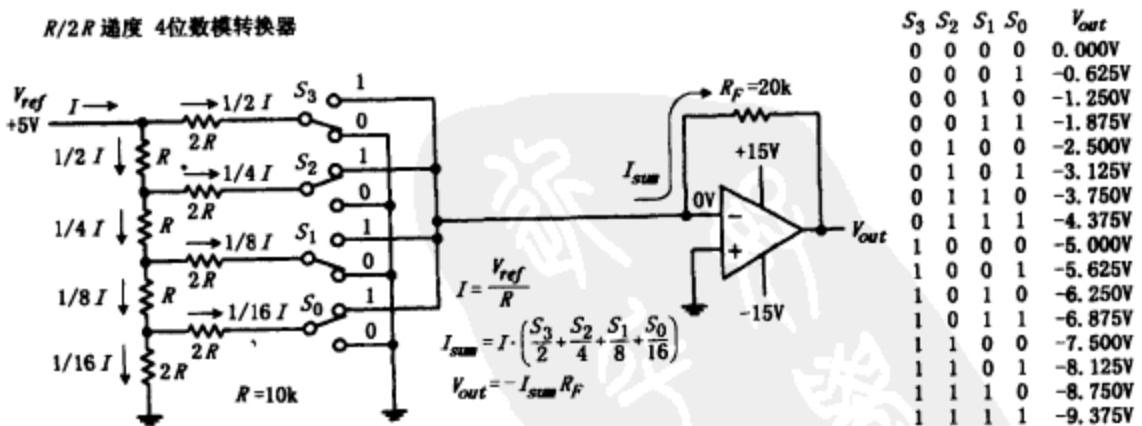


图 H. 7

R-2R 梯形网络的特点是: 不论开关向上拨, 还是向下拨, 总电流是不变的。在输入的数码为 0 时 (开关下拨), 电流将会流向地 (0V)。若输入的数码为 1 (开关上拨), 电流将流向虚地——运算放大器的反相输入端。由于任一开关上流过的电流都是恒定的, 因此可得出由 V_{ref} 提供的总电流 I 也是一个恒值。这样, 我们可以通过简单的电路分析, 推算出 R-2R 网络中各支路的电流。图 H. 7 给出了各支路电流的分配: S_3 开关流过 $\frac{1}{2}I$, S_2 开关流过

$\frac{1}{4}I$, S_1 开关流过 $\frac{1}{8}I$, S_0 开关流过 $\frac{1}{16}I$ 。如果对这个推导过程感兴趣,可参阅图 H.8 的电路分析。

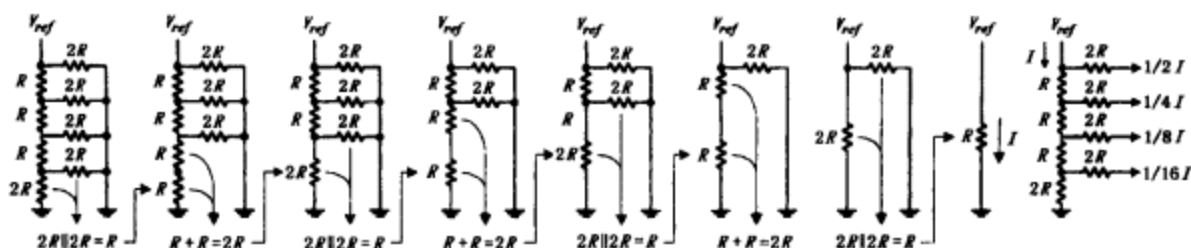


图 H.8

得出上述的电流分配关系式,我们可通过开关来选择让哪条支路电流流入运算放大器求和。例如,如果开关 $S_3S_2S_1S_0$ 掷为 0101,则 $(1/4)I + (1/16)I$ 合成了 I_{sum} 。但 I 等于多少?运用欧姆定律, $I = V_{ref}/R = +5V/10k\Omega = 500\mu A$ 。即 $I_{sum} = \frac{1}{4}(500\mu A) + \frac{1}{16}(500\mu A) = 156.25\mu A$ 。最后输出电压 $V_{out} = -I_{sum}R_F = -(156.25\mu A)(20k\Omega) = -3.125V$ 。图 H.7 给出了各种二进制输入下的输出电压。

如果要得到更精确的结果,我们只需增加 $R/2R$ 电阻网络的级数及相应的开关。

H.5.4 集成 DAC 转换器

尽管了解 DAC 的原理,自己制作 DAC 是不被提倡的,因为其花费高、转换错误多。最好的办法是购买集成 DAC 芯片,目前有许多公司(如国家半导体、模拟器件、德州仪器等)都生产,有串行接口的,也有并行接口的。通常使用的 DAC 为 6、8、10、12、16、18 位的。与图 H.6、H.7 所示的并口输入不一样,对于一个串行输入的 DAC,在开始转换前,必须先将整个二进制数用时钟脉冲输入到一个内部的移位寄存器。

大多数的 DAC IC 都需要提供一个外部参考电压,用来调整模拟信号输出的电压范围,有一些 DAC 的参考电压是内置固定的,但所占比例很小。通常,制造商会列出其 DAC 产品中的乘法 DAC。所谓的乘法 DAC 是指其转换输出的信号电平正比于可变的输入参考电平(电压或电流)与数字码的乘积。因此,大多数 DAC,甚至那些在资料中说明设计作为乘法 DAC 的,都能够简单地把参考电压作为模拟信号输入,而实现乘法功能。然而,也有一些 DAC 不能提供与乘法 DAC 相同的乘法特性,如一个很宽的模拟输入范围和快速的转换时间。

可以实现乘法功能的 DAC 广泛应用在比例传感器系统中(如电位计、应变仪、压力传感器)。这些传感器需要一个外部模拟电压作为参考电平,模拟输出信号基于这一电平变化。在 DAC 应用中,当参考电平受到电源电压的干扰而变化时,传感器输出也将变化,这也将影响 DAC 的输出电压,导致 DAC 转换错误。如果采用乘法 DAC,并把提供给传感器的参考电压也作为 DAC 的模拟输入,则当发生电压/电流波动时, DAC 将根据模拟输入的波动同比例地改变其输出电压,从而消除干扰。

DAC 输出的模拟信号分为单极和双极两种。当 DAC 输出单极性信号时,数字编码采用自然二进制;当输出双极性信号时,最常用的编码是偏移二进制码或补码,这样就可以表达

出电压的正、负值。图 H. 9 显示了这三种编码方式及其对应的模拟信号电平（相对于外部电压源）。

单极操作			双极操作					
二进制	模拟输出		偏移二进制码	模拟输出	补码	模拟输出		
FS	1111 1111	$V_{ref}\left(\frac{255}{256}\right)$	FS	1111 1111	$+V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$	FS	0111 1111	$+V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$
FS-1	1111 1110	$V_{ref}\left(\frac{254}{256}\right)$	FS-1	1111 1110	$+V_{ref}\left(\frac{126}{128}\right)$	FS-1	0111 1110	$+V_{ref}\left(\frac{126}{128}\right)$
	↓			↓			↓	
$\frac{FS}{2}$	1000 0000	$V_{ref}\left(\frac{128}{256}\right) = \frac{V_{ref}}{2}$	0 + 1LSB	1000 0001	$+V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$	0 + 1LSB	0000 0001	$+V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$
	↓		0	1000 0000	$V_{ref}\left(\frac{0}{128}\right) = 0$	0	0000 0000	$V_{ref}\left(\frac{0}{128}\right) = 0$
LSB	0000 0001	$V_{ref}\left(\frac{1}{256}\right)$	0-1LSB	0111 1111	$-V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$	0-1LSB	1111 1111	$-V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$
LSB-1	0000 0000	$V_{ref}\left(\frac{0}{256}\right) = 0$		↓			↓	
			-FS+1	0000 0001	$-V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$	-FS+1	1000 0001	$-V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$
(FS = 满刻度)			-FS	0000 0000	$-V_{ref}\left(\frac{128}{128}\right)$	-FS	1000 0000	$-V_{ref}\left(\frac{128}{128}\right)$

H. 9

图中，“FS”代表满刻度，指二进制数字输入代码所能达到的最大输出模拟电平。当满刻度时，一个 n 位转换器的模拟输出是 $[(2^n - 1) / 2^n] \times V_{ref}$ ，而不是 $(2^n / 2^n) \times V_{ref}$ 。例如：一个 8 位转换器，最大的二进制输入量为 $2^8 = 256$ ，而最大模拟输出水平是 $(255/256) V_{ref}$ ，不是 $(256/256) V_{ref}$ ，因为最高二进制数是 255 (1111 1111)，“丢失数”被用于最低位 LSB-1 (0)。

H. 5.5 集成 DAC 举例

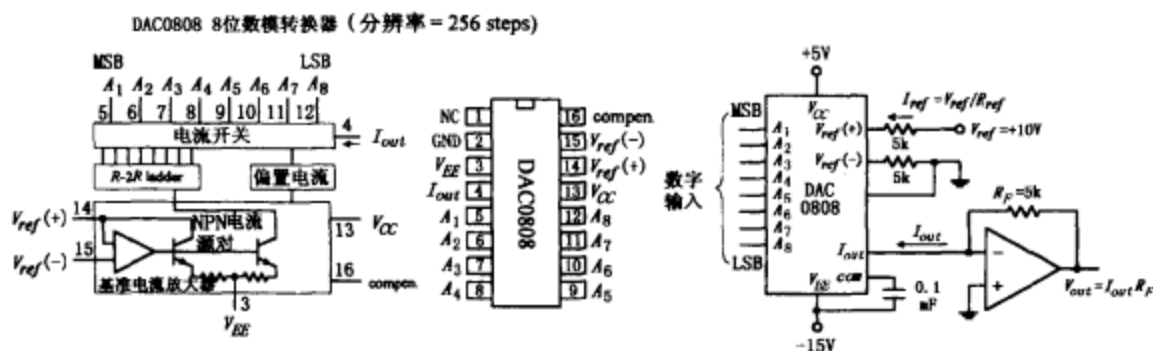
DAC0808 8 位 DAC (国家半导体公司)

DAC0808 是一种很受欢迎的 8 位 DAC，它需要一个输入参考电流，可以提供 256 种输出模拟电流，图 H. 10 显示了 DAC0808 内部结构、引脚配置和典型应用电路。在应用电路中，模拟信号的输出范围由流到第 14 脚 ($+V_{ref}$) 的参考电流 (I_{ref}) 设定。本例中， I_{ref} 为 2mA，是外部 +10V 电压通过 5kΩ 电阻来提供的 (注意： $-V_{ref}$ 第 15 脚通过 5kΩ 电阻接地)。

DAC 输出电流的大小为：

$$I_{out} = I_{ref} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \dots + \frac{A_8}{256} \right) = \frac{\text{对应二进制的十进制数}}{256}$$

在满刻度时， $I_{out} = I_{ref} (255/256) = 2 \times 0.996 \text{ (mA)} = 1.99 \text{ (mA)}$ ，考虑到 DAC 有



H. 10

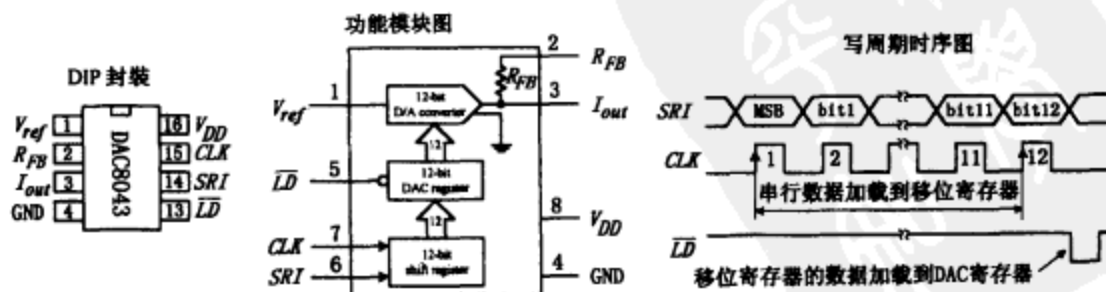
256 种输出电平，可以计算出每位代表的电流大小是： $1.99\text{mA}/256 = 0.0078\text{mA}$ 。可以采用第 7 章介绍的方法，采用放大器将输出电流转换成输出电压，输出电压是 $V_{out} = I_{out} \times R_F$ 。在满刻度时， $V_{out} = 1.99 (\text{mA}) \times 5000 (\text{k}\Omega) = 9.95\text{V}$ ，每位代表的电平是： $9.95\text{V}/256 = 0.0389\text{V}$ 。

当参考电平输入端直接连接到模拟信号时，DAC0808 也可以配置为乘法 DAC。此时，模拟信号的输入电流应当限制在 $16\mu\text{A} \sim 4\text{mA}$ 的范围内，以实现较高的精度。详细的资料可参阅厂家提供的手册。

DAC8043 串行 12 位输入乘法 DAC (模拟器件公司)

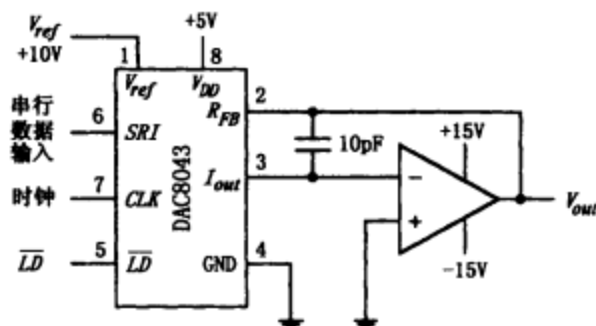
DAC8043 是一种高精度 12 位串行输入 CMOS 乘法 DAC，图 H. 11 给出了其内部原理图、引脚及写操作时序图。在 DAC8043 转换前，二进制数据必须在外部时钟信号的作用下，输入到其内部输入寄存器中（每个时钟的正跳沿送 1 位）。12 位二进制输入完成后，给 $\overline{\text{LD}}$ 端提供负脉冲，将输入寄存器的数据复制到 DAC 寄存器，然后转换成对应的输出电流，从 I_{out} 端输出。在实际应用中，输出电流通过放大器转换为电压输出，如图 H. 12 所示的两个电路。在单极性电路中，自然二进制码用于表示 4096 种模拟输出电平；而在双极性电路中，二进制补码用于表示 4096 种模拟输出电平，但输出范围现在分为正和负两种极性。若有兴趣了解 DAC8043 的更多细节，可以访问模拟器件公司网址。

DAC12 位串行输入 D/A 转换器

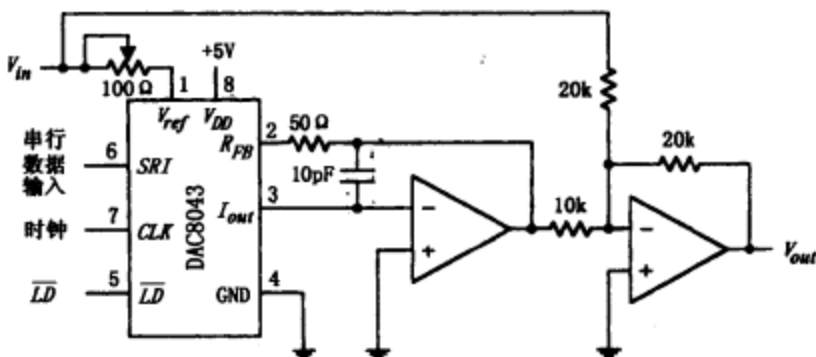


H. 11

单极操作(2-象限)



双极操作(4-象限)



H. 12

H. 6 模-数转换器

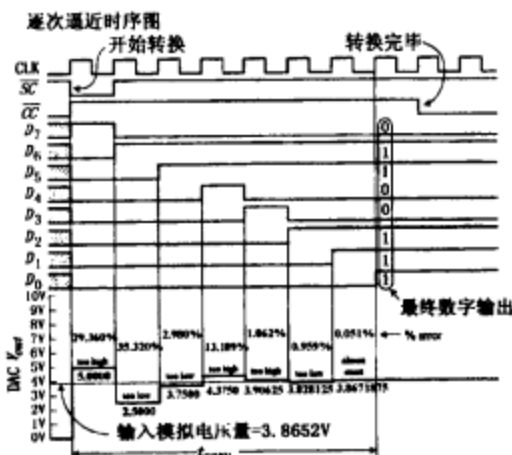
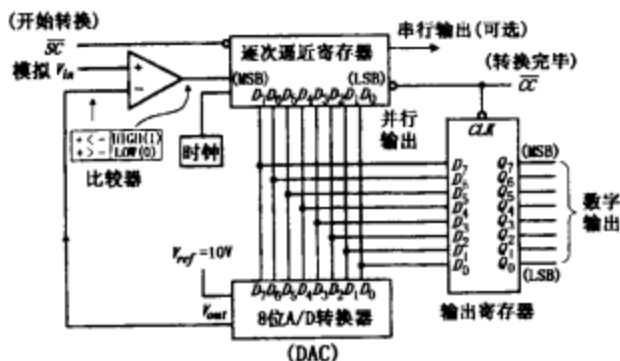
将模拟信号转换为数字信号的方法有许多种，如双积分法、逐次逼近法和并行转换（或快速转换）法等，其他还有半快速转换法、DSP（delta signal processing）、PCM（脉码调制）等。在这节我们集中讨论使用最广泛的逐次逼近转换法和并行转换法。

H. 6.1 逐次逼近法

逐次逼近是集成 ADC 中应用最普遍的一项技术，它把二进制从高到低，逐位增加转换位数，转换速度较快，一般为 $10 \sim 300 \mu\text{s}$ ，图 H. 13 显示的是一个简单的 8 位逐次逼近 ADC 原理图和它的工作时序。

当 \overline{SC} 端输入一个低电平脉冲信号时，启动 A/D 转换，触发逐次逼近寄存器（SAR），将最高位即 D_7 置为高电平。由于只有 D_7 为高电平，DAC 输出其满刻度输出电压（假设为 10V）的一半，即 +5V。DAC 输出的 +5V 电压和模拟信号的输入电压进行比较。在下一个时钟脉冲到来时，若模拟输入电压高于 +5V，SAR 保持 D_7 位高电平，否则 D_7 位变为低电平，同时触发 D_6 位为高电平。再下一个时钟脉冲到来时， D_6 参与进行 D/A 变换，此时，如果模拟输入电压大于 DAC 的输出电压， D_6 为高，否则，它为低。依此类推，在后续的 6 个时钟脉冲周期内，其他低位依次被 D/A 转换及比较。在完成最后一位（LSB）的 D/A 变换及比较后，SAR 的 \overline{CC} 输出低电平，表示一个有效的 8 位 A/D 转换完成。转换得到的二进

一种逐次逼近型的A/D转换模块图



H. 13

制数据复制到八位双稳态触发器，从 $Q_0 \sim Q_7$ 端输出。时序图显示的是 3.8652V 模拟信号电压被转换为一个近似的二进制数字。通常，仅最高位 (D_7) 进行逐次比较得到的二进制结果和实际模拟电压之间误差是 29.360%，但在完成所有位数的比较后，误差仅为 0.051%。

到目前为止，我们假设在转换期间，输入的模拟电压是固定不变的。如果在转换期间，模拟信号发生了变化，那将会出现转换错误。在 A/D 转换期间，模拟信号电压变化越快，转换的误差就越明显。为避免这种误差，通常在 A/D 转换前，须进行采样保持操作。在外部控制信号的作用下，采样保持电路能够对模拟信号采样并保持，使 A/D 转换的对象是稳定的模拟信号电压而不是变化的电压。许多集成 ADC 芯片都内置了采样保持电路，也有一些集成芯片可以和专用的采样保持芯片如 LF198 连接使用，有关这方面的内容稍后再详细描述。

H. 6.2 集成 ADC 举例

8 位 A/D 转换器 ADC0803 (国家半导体公司)

ADC0803 是一块 8 位逐次逼近型 ADC，含有一个内部时钟电路，图 H. 14 为 0803 的内部原理、引脚及一个典型应用电路图。

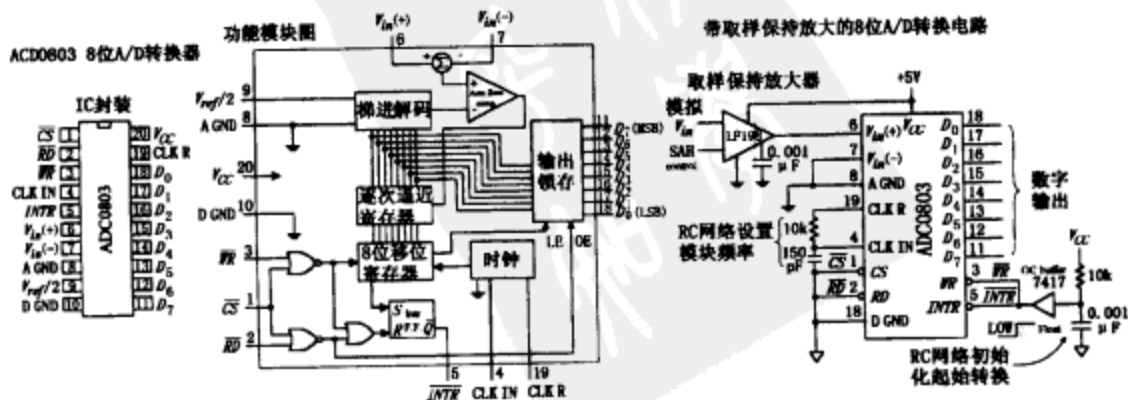


图 H. 14

在典型应用电路图中，当 \overline{WR} 端信号为低电平时，ADC0803 初始化，准备进行转换。当 \overline{INTR} 输出低电平时，提示完成了一次转换。如果 \overline{WR} 和 \overline{INTR} 连接在一起，ADC0803 就设置在连续工作方式。此时电阻、电容及 7417 构成了上电复位电路，使电路在上电时， \overline{WR} 输入为低电平。连接到 CLK R 和 CLK IN 两端的电阻 R 和电容 C，决定了 ADC0803 的工作频率为 f ， $f=1/(1.1RC)$ 。

ADC0803 有正极（6 脚）和负极（7 脚）两个模拟信号输入端，可以输入正极性、负极性和差分信号。当引脚 7 接地，引脚 6 连接到模拟信号时，输入的是正极性信号；反之为负极性信号。如果引脚 6、7 连接到模拟信号的两端，输入的就是差分信号了。

$V_{ref}/2$ 端的输入电压大小决定了产生最大数字输出时输入的模拟信号电压。如果此位未连接，由供电电压（5V）决定模拟输入范围为 0~5V。例如：如果希望当输入电压+4V 时转换结果为满刻度（11111111）， $V_{ref}/2$ 端应该接入的电压大小为： $V_{ref}/2=+4V/2=+2V$ 。

在电路中，LF198 作为采样保持电路，可以防止 A/D 转换期间输入的模拟信号电压变化导致的转换误差，其内部有两个同增益的同相放大器、一个逻辑控制开关，外接一个采样电容。当 LF198 的控制信号为高电平时，内部开关闭合，采样电容迅速跟随至模拟信号电压值；当控制信号为低电平时，内部开关断开，采样电路就保持住当前电压，供后续 ADC0803 转换。

8 通道 8 位并行输出 ADC0808（国家半导体公司）

ADC0808，如图 H. 15 所示，原理和前面介绍的 ADC0803 相似，只是其内部增加了一个复用器进行 8 通道模拟信号输入选择，并增加了 A、B、C 三位 8 通道选择信号控制。这种多通道的 ADC 芯片广泛用在多路模拟信号数据采集系统中，在微处理器或微控制器的控制下，选择转换的具体通道（信号），并处理相应的转换结果。

ADC0808 8通道的逐次逼近型8位A/D转换器

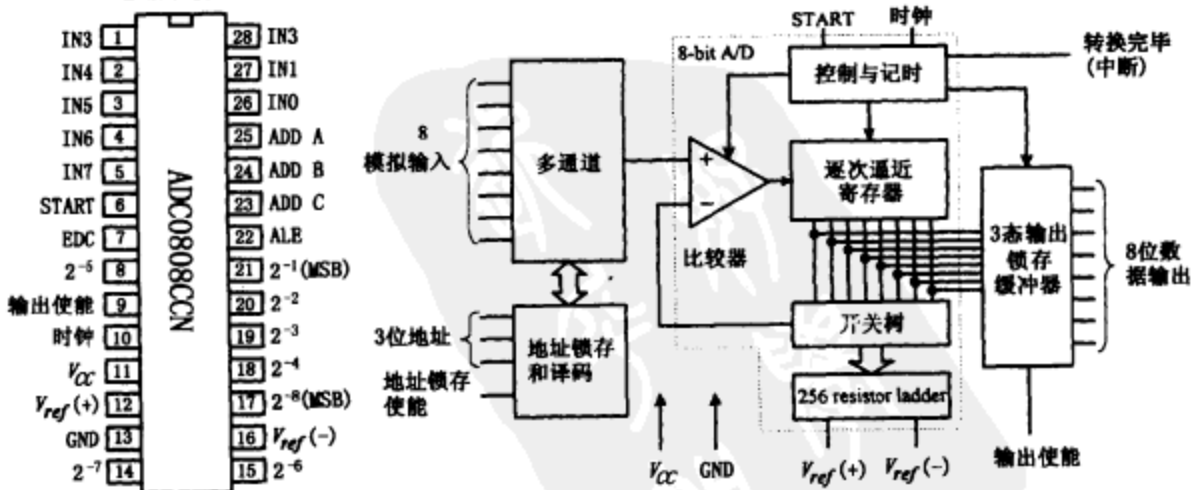


图 H. 15

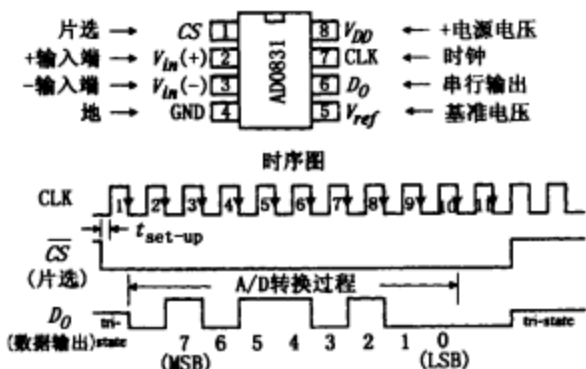
8 位串行 A/D 转换器 AD0831（国家半导体公司）

如图 H. 16 所示，AD0831 是带有同步串行输出接口的 8 位 A/D 芯片，适合应用在微控

制器 I/O 引脚有限的场合。这里以一个简单的应用说明它的使用方法：系统以 BASIC Stamp II (BS II 或 BS2) 为控制核心。开始时，BS2 的 P_0 产生一个负跳变，即一个高电平到低电平的变化，送到 AD0831 的 \overline{CS} 端，启动 A/D 转换，这个低电平必须维持到 A/D 转换完成。接着，BS2 的 P_1 产生时钟信号，输入到 AD0831 的 CLK 端，在第 2 个时钟来时逐次逼近 A/D 变换开始。在第 1 个时钟脉冲之后，还要有 8 个时钟脉冲才能完成一次变换。同时，在每个脉冲间， D_0 端串行输出 A/D 转换的每一位结果至 BS2 的 P_2 引脚。

电路 H. 16 中， V_{ref} 和 V_{DD} 连接到 +5V 电压，ADC0831 设置其二进制输出 00000000 对应于模拟电压 0V，满刻度输出对应于模拟电压 +5V。如果输入的模拟电压为 3.53V，那么二进制的串行输出结果为 10110100。

ADC0831 8 位串行 A/D 转换



AD0831 与 BS2 微控制器的连接

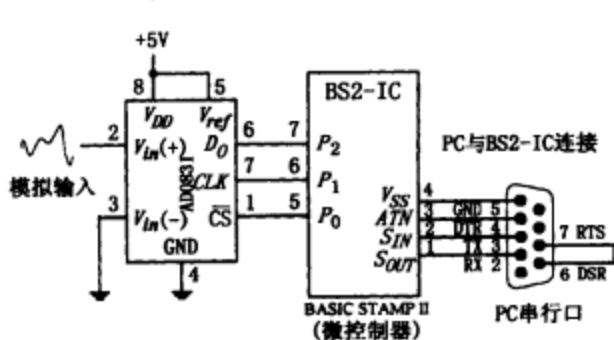


图 H. 16

8 通道 8 位串行带复用器 ADC0838 (国家半导体公司)

ADC0838 和 ADC0831 相类似，只是多带了一个复用器。因此，在开始启动一次 A/D 转换前，需要另外的复用器地址位，让复用器选择给定的模拟信号，如图 H. 17。有关这部分内容，可以参阅具体的资料手册。

ADC0838 可选通道 8 位串行 I/O A/D 转换器

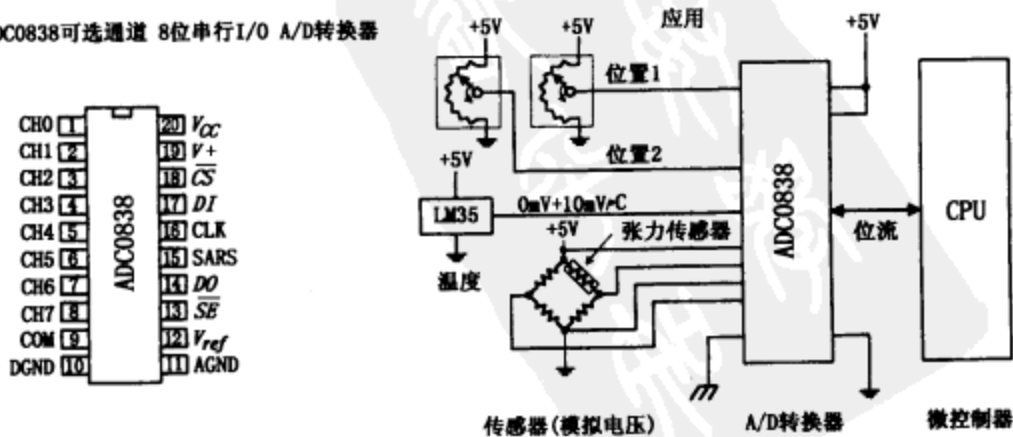
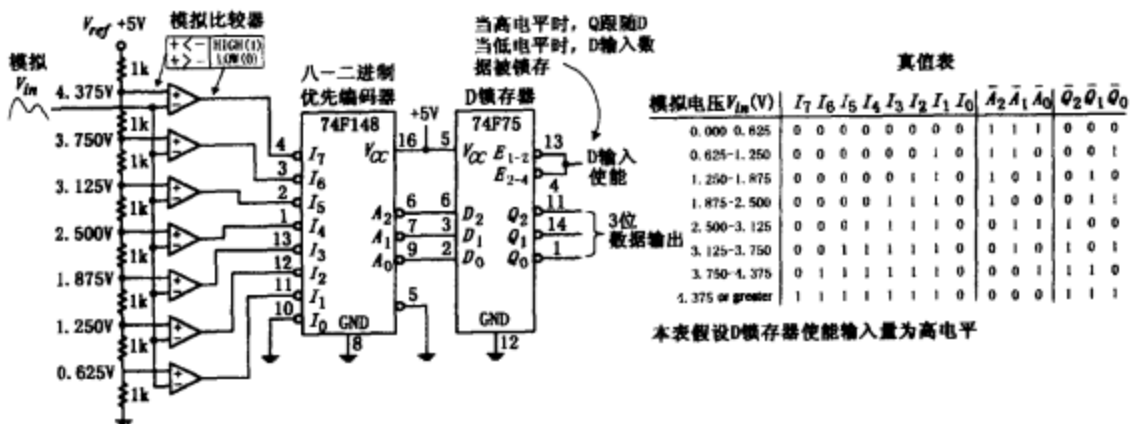


图 H. 17

H. 6.3 并行 A/D 转换器

并行 A/D 变换法（快速转换法）的原理是最好理解的。现以图 H. 18 3 位 A/D 转换电路为例，说明其并行转换的原理。图中电阻分压网络、比较器构成了核心电路。每个比较器的同相输入端由电阻分压网络获得一个电压作为参考信号（不同的比较器，其参考电压也是不同的），和直接加载到反相输入端的模拟信号电压进行比较。由于参考电压 V_{ref} 是 +5V，所以电路中每个电阻上的压降为 0.625V。如果输出的模拟信号电压在 2.500~3.125V 之间，那么参考电压低于 3.125V 的比较器将输出高电平，反之输出低电平。比较器组的输出结果经过一个八—二进制优先编码器编码，由 D 锁存器储存输出。之所以采用 D 锁存器，是因为还可以增加一个使能信号，使能输出二进制数。D 锁存器的真值表见图示。



H. 18

6 位并行 A/D 转换器 TLC5501

TLC5501 转换器的原理和上述的一样，只是其输出位数为 6。它的模拟和数字电源单独供电，工作电压最大范围为 $-0.5 \sim +7V$ 。模拟信号的输入电压范围为： $-0.5 \sim V_{CC} + 0.5V$ 。两个参考电压输入引脚 ($V_{ref,T}$ 和 $V_{ref,B}$) 用来设置模拟信号输入范围。时钟的正跳沿用作模拟信号的采样控制（如操作时序图所示）。

调整两个参考电压 $V_{ref,T}$ 和 $V_{ref,B}$ ，使输入信号电压在数字从 0 跳到 1 时为 4.00V，并且输入信号为 4.993V 时，转换输出满刻度 (111111)。图 H. 19 给出了这个状态下的所有可能的输出。调整这两个参考电压，可以改变输入信号的电压范围，具体细节可以查阅德州仪器公司的数据手册。

并行 A/D 转换器的优点是转换速度快，可在一个时钟周期内，完成对输入信号的模/数转换，通常转换时间为 $10 \sim 50ns$ ，因此广泛应用在许多要求高速的场合如视频信号的数字化编码、雷达信号处理、高速数字振荡器、机器人视觉处理等。它的缺点是，随着分辨率的提高，所用的比较器数量成几何级数增加。如果是 8 位 A/D，它需要比较器 256 个；如果是 10 位 A/D，比较器的数量变成了 1024 个。所以制造分辨率高的集成并行 A/D 转换器就比较困难。

TL5501 6位A/D转换器

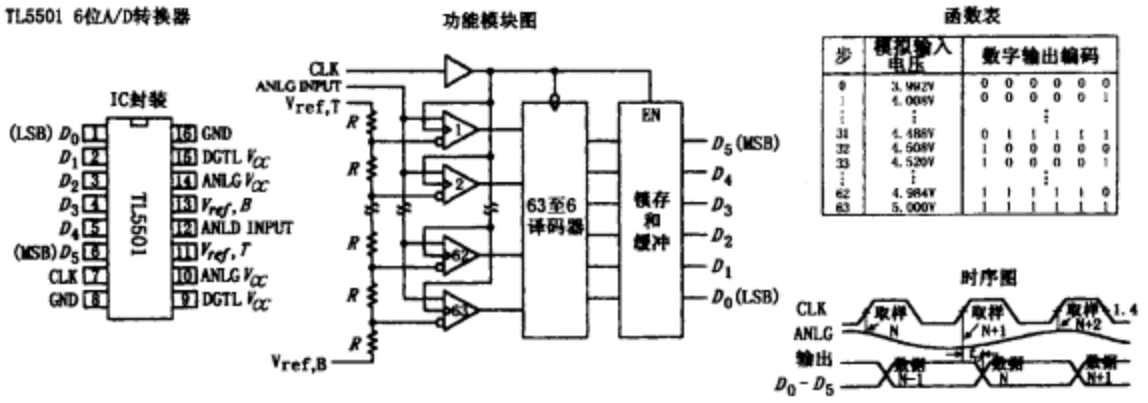


图 H. 19



显示设备

大多数显示器可以显示数字、字母、特殊的符号，甚至图。本节中，介绍两种比较常用的显示器：发光二极管（LED）显示器和液晶显示器（LCD）。

1.1 LED 显示器

LED 显示器通常有三种显示方式：数字、字母、点阵（如图 I.1）。数字 LED 由 7 段 LED 组成，如图 I.1 所示，常用来显示数字 0~9，也可以显示十六进制数（0~9，A，B，C，D，E，F）；14 段、16 段和特殊的 4×7 点阵可以显示字母和数字，而 5×7 点阵可以显示字母、数字和简单的图。

各种类型的显示

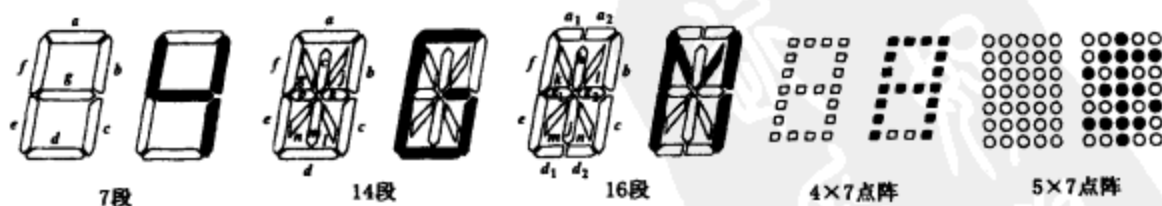


图 I.1

1.1.1 数字 LED 显示的驱动

7 段 LED 显示器有两种：共阳极和共阴极。图 I.2 给出了共阳极和共阴极 8 段（7 段+小数点）LED 结构及简单驱动电路。

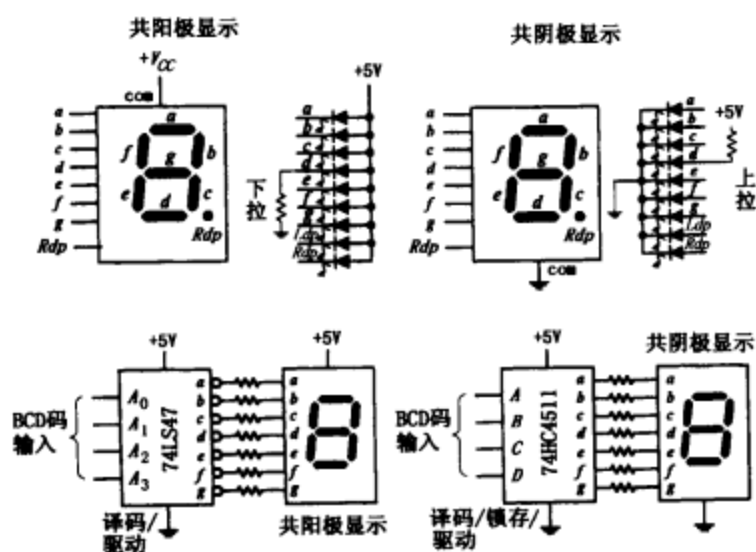


图 1.2

当驱动共阳极 LED 一个给定段时，电流必须从相应段的端子流出；而对于共阴极 LED，电流则流入相应的端子。一种驱动 LED 的简单方法是采用 BCD 至 7 段显示译码/驱动器，如图所示。输入一个 BCD 字符，可以译码输出十进制并显示（如：1001 输入到 $A_3 \sim A_0$ 端或 $A \sim D$ 端，显示“5”）。常用的芯片有集电极开路输出、低电平有效的 74LS47，适于驱动共阳极 LED。74HC511 则高电平输出有效，适于驱动共阴极 LED。

若驱动一个多位 LED 显示器，如有 8 个数字，我们就需要 8 个分立的译码/驱动芯片。此时，可以采用专用驱动芯片来简化电路，如国家半导体公司的 MM5450，如图 1.3 所示。MM5450 一次可驱动 4 或 5 位共阳极 LED 显示器。它有 34 个与 TTL 兼容的输出端，用于驱动各段。每一端可输出 15mA 电流。串行输入数据由时钟脉冲输入，进入驱动器的输入端，MM5450 将根据这个数据决定各个输出线电平的高低。传入的数据为 36 位，第 1 位是起

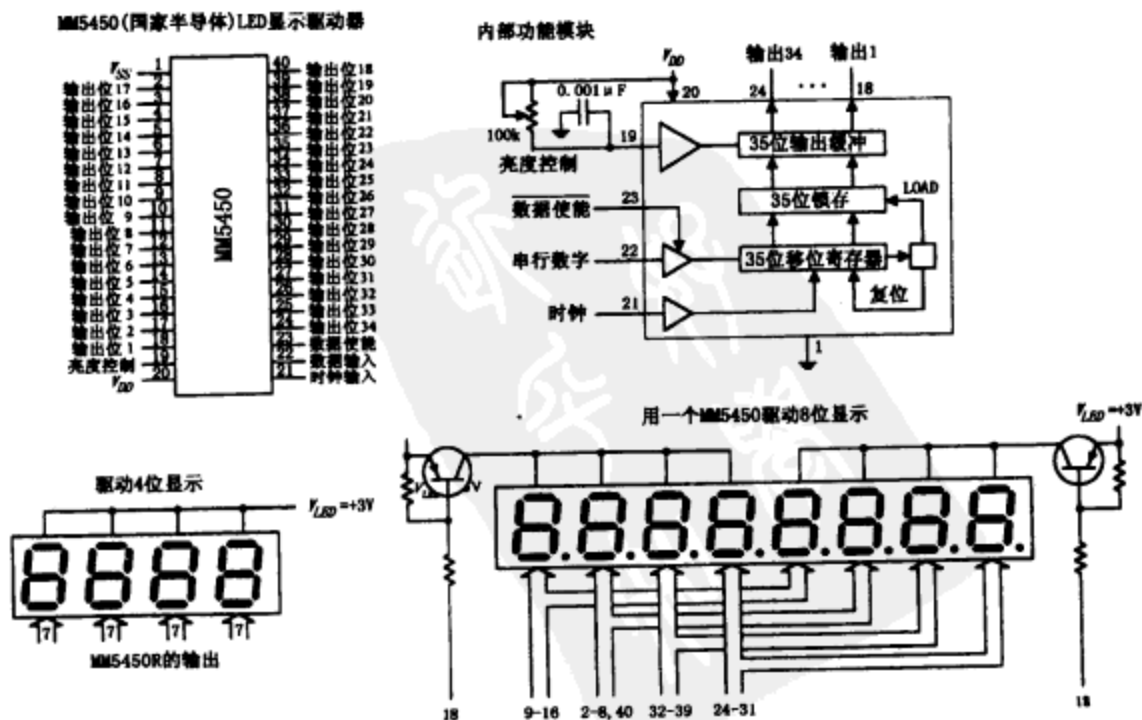


图 1.3

始(设为1)位,随后的35位是数据位,每位对应于LED显示器内的一段。在第36个时钟信号的正跳变时,IC内部产生一个“加载”信号,将35位数据锁存到锁存器,见图1.3的框图。之后,当时钟信号为低电平时,产生复位信号,清除移位寄存器的内容,准备下一批数据的接收。可以访问该公司的网站,了解更多有关MM5450的内容。

1.1.2 多路复用LED显示器

另外一种驱动多位LED显示器的方法是多路复用。多路复用技术能够大量减少显示器和控制部件之间的连线,将各位的7段选线并联在一起,各位的共阳极(或共阴极)分别控制,就可实现各位的分时复用,每位轮流显示。当轮流显示的时间较快时,人眼感觉不到停顿,就形成了正常多位显示。图1.4是一个使用多路复用技术的多位显示器应用电路。

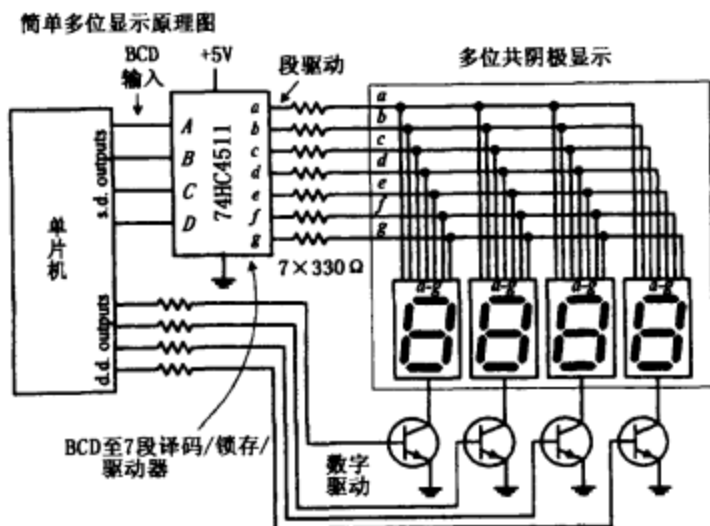


图 1.4

LED(1)。然后,软件控制左边第2个LED的三极管导通,其他截止等,依此类推,完成分时复用,动态显示1234。

图1.4中,所有位的7段(a~g)数据线并联接到译码驱动芯片74HC4511,所有位的共阴极各自通过一个三极管连接到地,系统由微控制器控制。某一时刻,微控制器选通一位,同时,4位BCD码通过译码驱动输出到7段LED显示器,指定的位就点亮。过一会儿,微控制器选通另一位……如此循环,实现多位显示。例如:假定显示内容为1234,微控制器软件将输出BCD码‘1’到74HC4511,其译码结果送到LED显示器。同时,微控制器d.d.输出端输出的控制信号,控制最左边LED的三极管导通(同时控制其他位的三极管截止),因此显示器点亮了最高位的

1.2 字母LED显示器

1.2.1 简单LED字母显示器

图1.5是一个2位14段共阳极LED显示器,需要注意的是两位14段是内部并联在一起,设计为多路复用的。虽然可以使用一个微处理器和晶体管一起控制显示器,但使用的控制线仍相当多。另一种选择是采用专用驱动芯片,如ICM7423B,该芯片是一种14段、6位的ASCII驱动器。还有一种选择是采用下述的“智能”字母数字LED显示器。

1.2.2 “智能”LED显示器

HPDL-1414是一个“智能”4位16段字母数字LED显示器,兼容TTL接口,方便使用,其内置有4位ASCII存储器、64字符发生器、17段驱动器、4位驱动器及4位分时复用扫描电路。 $D_0 \sim D_6$ 作为7位ASCII码输入口, A_0 和 A_1 编码作为位选信号, \overline{WR} 信号用

双重字符显示

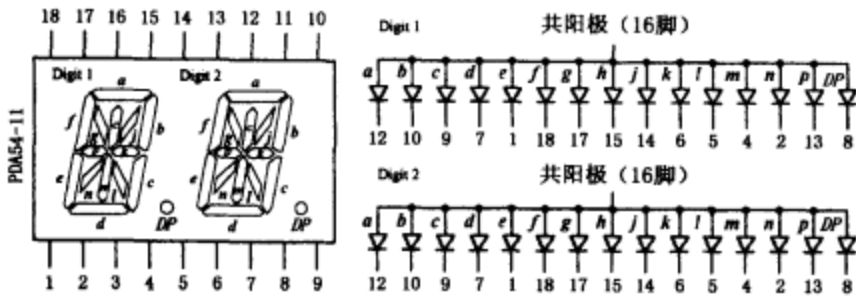
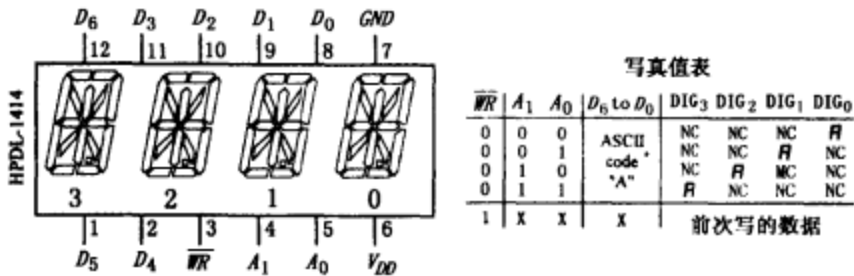


图 1.5

HPDL-1414 (Hewlett Packard) 4字大字符显示



字符集

位	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	HEX
0 1 0	2	space	!	"	#	\$	%	&	'	<	>	*	+	,	-
0 1 1	3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	-	-	<	=
1 0 0	4	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N
1 0 1	5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[\]

图 1.6

于将 $D_0 \sim D_6$ 数据写入到内存中。在一个字符写入内存后，无须外部软件或硬件，IC 将自动译码，刷新显示。

1.2.3 “智能”十六进制点阵 LED 显示器

图 1.7 是惠普公司的 HDSP-076x 系列 4×7 点阵 LED 显示器：HDSP-0760（数字，右下角为小数点），HDSP-0761（数字，左下角为小数点），HDSP-0762（十六进制），HDSP-0763（超范围±1）。该系列显示器都是“智能”固体器件，其内置有数据储存器、译码和驱动器。引脚 8、1、2、3 作为 4 位正 BCD 编码数据输入端，4 位输入数据和显示内容的对应关系见图表。当使能段为高电平时，引脚 8、1、2、3 的电平变化，不影响显示。十六进制显示器没有小数点显示，但有空屏显示，空屏输入不影响显示器的存储器，超范围显示器（HDSP-0763）只显示“+”、“-”“1”、小数点或空屏。具体应用细节，可以参阅惠普公司的资料手册。

HDSP-076X系列(Hewlett Packard)的十六进制数显示

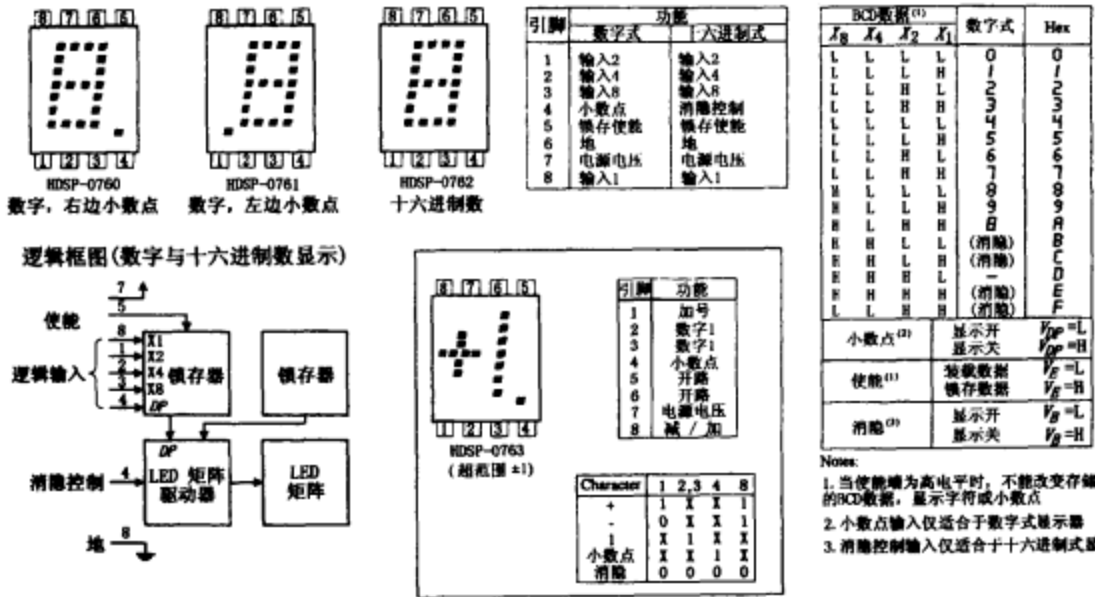


图 I. 7

1.2.4 5×7点矩阵LED显示器

Infineon 5×7点阵LED显示器

图 I. 8 是 Infineon 公司的 DL07135 智能 5×7 点阵 LED 显示器, 其内置有 96 个 ASCII 字符 (包括大小写字符)、存储器、字符发生器、多路复用和 LED 驱动电路, 还提供了灯测试和 4 级亮度控制功能。具体应用可参见图 I. 8。

DL07135 (Infineon Technologies) 5×7点阵智能显示

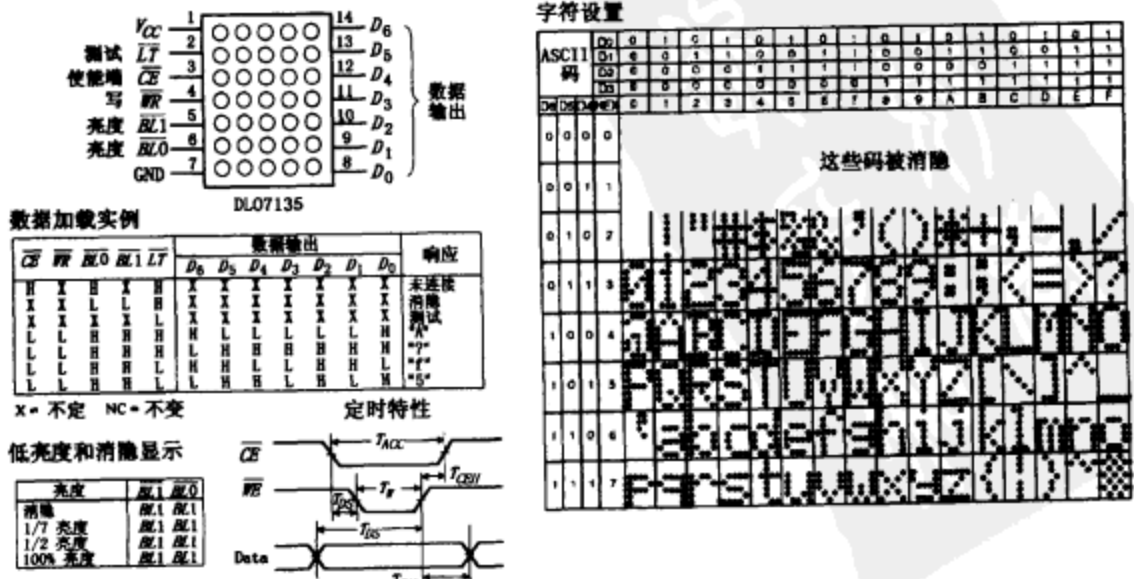


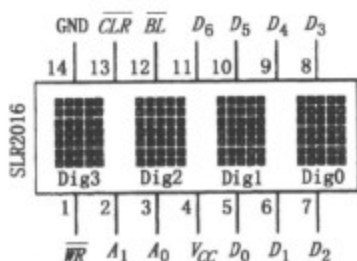
图 I. 8

西门子多位 5×7 点阵显示器

SLR2016 是一种 CMOS 4 位 5×7 点阵显示模块，其内置有存储器、128 字节的 ASCII ROM 译码器、分时复用和驱动电路。它有两个地址位 (A_0 、 A_1 ，用来选择显示的位)，7 位并行数据输入端 ($D_0 \sim D_6$)，写输入端 \overline{WR} ，空屏端 \overline{BL} 以及清零端 \overline{CLR} (清除 RAM 中数据)。字符集中包含 128 个英语、德语、意大利语、瑞典语、丹麦语和挪威语的特殊字符。在写入储存数据过程中，数据线和地址选择线的电平必须保持稳定。当清除内部 4 位显示储存器内容时，CLR 必须保持 1ms 以上的低电平。因为 SLR2016 中可以单独对每一位选址，并保持显示到被下一次显示内容替换，因此，它广泛应用在多字符显示系统中。

PDSP1880 是一种 8 位 5×7 点阵可编程 LED 显示器。PDSP1880 和 SLR2016 相类似，但其内部有一个可编程 ROM，供用户设置特定的字符。具体用法可参阅厂商的数据手册。

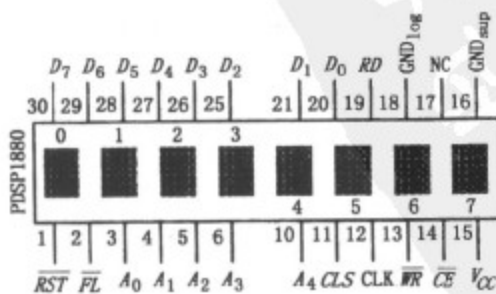
SLR2016(西门子)4位5×7点阵字符智能显示器



SLR2016字符集

ASCII	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
00	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
01	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
02	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
03	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
04	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
05	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
06	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
07	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
08	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
09	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0B	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0D	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0E	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0F	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F

PDSP1880(西门子)8位5×7点阵字符可编程显示器



PDSP1880字符集

ASCII	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
00	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
01	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
02	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
03	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
04	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
05	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
06	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
07	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
08	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
09	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0B	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0D	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0E	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0F	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F

图 I. 9

1.3 液晶显示器

在低功耗的 CMOS 数字系统（如电池或者太阳能供电的系统）中，LED 作为显示方式的功耗太大应该极力避免。液晶（LCD）显示是一种理想的低功耗显示器件。与 LED 相比，LCD 是一种被动的显示器件，即它不是通过消耗电能产生光，而是 LCD 器件在外部光线（如太阳光、室内光等）作用下，发生光电效应而达到显示目的，且外部光线源的强度仅需 mW/cm^2 量级。

LCD 的缺点是刷新显示的速度较慢，典型速度为 $40\sim 100\text{ms}$ ，而且在低温环境下，其显示速度会更慢。另外一个缺点是必须有外部光源的存在，当然，我们可采用为 LCD 提供背光源的方法解决，其消耗的电源功率仍然较小。

1.3.1 LCD 显示器的基本原理

LCD 包含许多层，如偏光器、透明电极、液晶材料和反光镜等，见图 1.10。顶部的透明电极产生数字或字母的每一段；而底部电极形成一个平面，称为 B. P.。顶部电极和底部电极通过外部电路联系，当两者电压相等时，LCD 就没有点亮；如果两者电压不相等，顶部电极区的液晶材料变成黑色，“点亮” LCD。

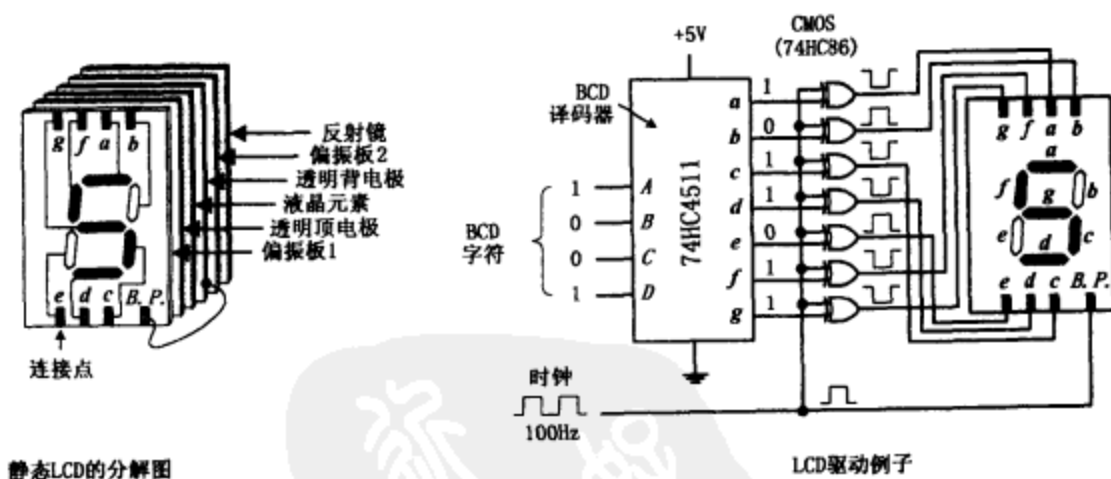


图 1.10

图 1.10 是一种简单 LCD 应用电路图，图中，使用 74HC4511 BCD 译码器和异或（XOR）门为 LCD 产生驱动信号。需要说明的是，LCD 要求的是交流驱动信号而不是直流信号。若使用直流驱动方式，会影响液晶材料性能，加速其分解，导致损坏。驱动的交流信号频率为 $25\sim 200\text{Hz}$ 。现在分析一下电路中异或门的作用。当在时钟信号（方波）传送到 B. P. 时，异或门作为一个使能门，让信号反相通过，送到顶部电极。例如：BCD 码 1001 (5) 输入到译码器，译码器输出高电平的有 a、c、d、f、g 端，输出低电平的有 b、e 端。在一个 CLK 信号到达时，XOR 门的结果使得 LCD 显示器的 b、e 段及 B. P. 为高电平，b、e 段不被点亮；a、c、d、f、g 段为低电平，它们与 B. P. 有电压差，所以这些段点亮，LCD 显示出“5”。而在时钟脉冲过后，B. P. 变为低电平，b、e 段也变为低电平（假设输入的 BCD 码不变），b、e 段仍不亮；同理，a、c、d、f、g 段仍被点亮。可以看出，加在显示器

顶部电极与底部电极 (B. P.) 的电压是随脉冲信号交变的 (交流驱动)。

1.3.2 LCD 工作原理

LCD 显示银色的工作原理参见图 I. 11。当控制信号同相送入上下电极时，两电极之间没有电压差，因而圆条状的液晶材料 (向列型液晶) 以螺旋状排列。上层的液晶排列与纸面平行，最底层的与纸面垂直。液晶材料由两片玻璃上下夹持住，玻璃的内表面蚀刻成密齿状。由于受到邻近液晶间静电力的作用，上下层之间的圆条状的液晶材料渐渐转过 90° 。当偏振光通过这些具有螺旋结构的区域时，光的偏振角也转过 90° 。现在来分析液晶的显示原理：当输入的非偏振光通过上偏振片 1 时，光被偏振成与该偏振片具有相同的方向。然后光透过上电极进入液晶材料。随着光线通过液晶材料，它的偏振角转过 90° ，因而它穿过下电极后又能继续穿过下偏振片 2 (由于上下两偏振片交叉放置，如无液晶材料，光线将被下偏振片吸收)。随后光线被反射镜反射，再次穿过下偏振片，穿过液晶材料 (偏振角转过 90°)，穿过上偏振片，最后进入观察者的眼中。反射光的颜色接近银色。LCD 器件的显示背景为银色，就是因为背景区的液晶材料上无电压差。

LCD 字段显示黑色的工作原理参见图 I. 12。当控制信号不同相地送入上下电极时，两电极之间存在电压差。这将使液晶材料以平行状排列。当来自上偏振片的偏振光通过这种平行排列的液晶材料时，其偏振角不发生任何改变。因而当光线射到下偏振片时，由于光的偏振角与偏振片相互垂直，光线被吸收。所以没有光从反射镜上反射到观察者的眼中，该段显示黑色。

图 I. 11 的 LCD 为标准螺旋型向列显示结构。另一种常用的 LCD 是超螺旋型向列显示结构，在这种结构中，从上到下，向列型液晶转了 270° 。多出的这 180° 螺旋角用于改善对比度与视角。

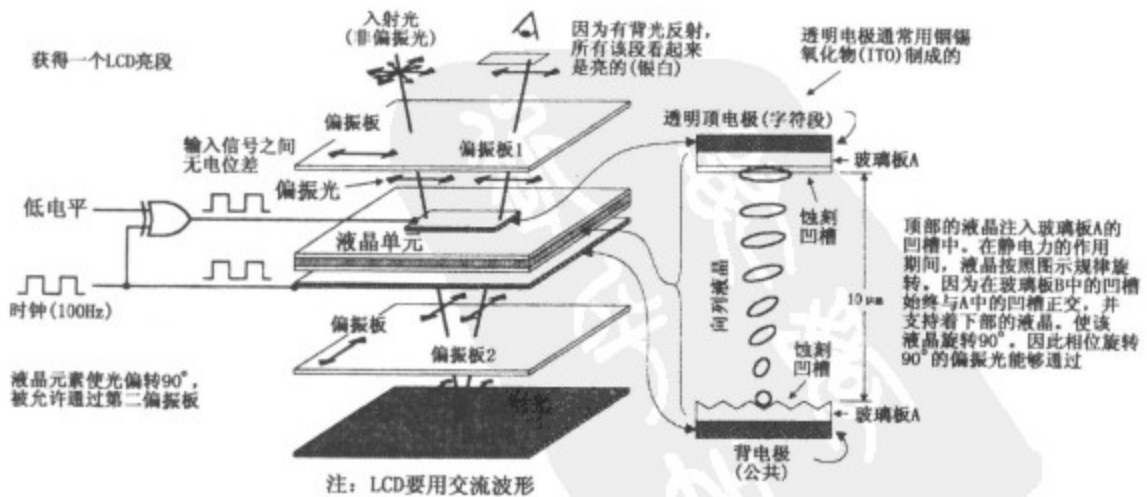


图 I. 11

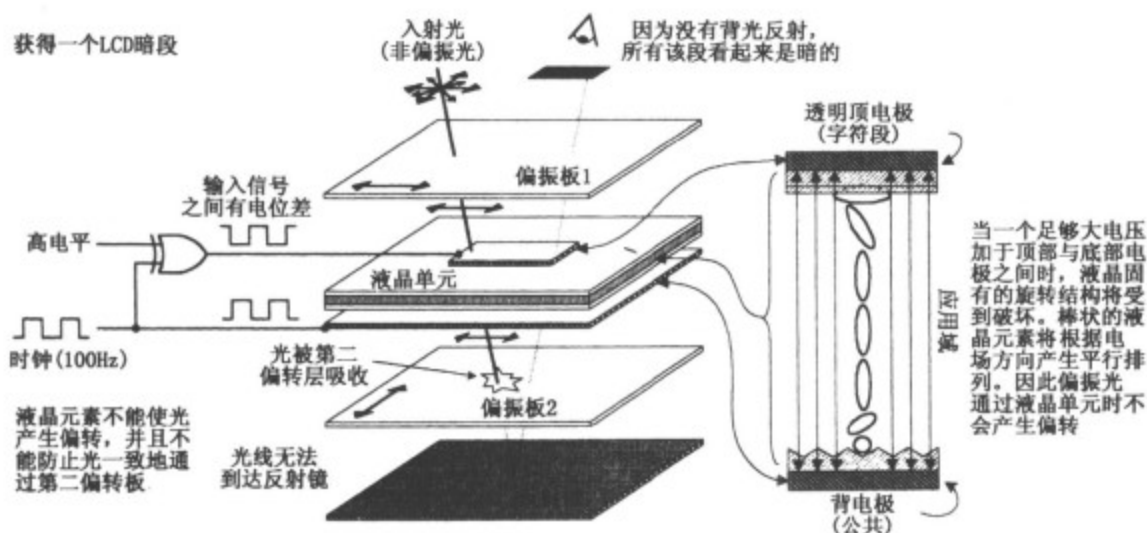


图 I. 12

1.3.3 驱动液晶显示器

CD4543B CMOS BCD 至 7 段码锁存/译码/驱动器 (德州仪器公司)

CD4543B, 如图所示, 是集锁存、译码、驱动为一体的专用 LCD 显示芯片, 也可以驱动 LED 显示器。当驱动 LCD 时, 其 Ph 端和 LCD 的背部电极应该加载方波信号; 当驱动 LED 时, 根据共阴或共阳的不同, Ph 端应接高电平或低电平; 当 BL 端输入高电平时, 清除显示; 锁存控制信号 LD 可以锁存输入的显示内容, 防止下一次显示数据的干扰。

CMOS BCD 至 7 段码锁存/译码/驱动器

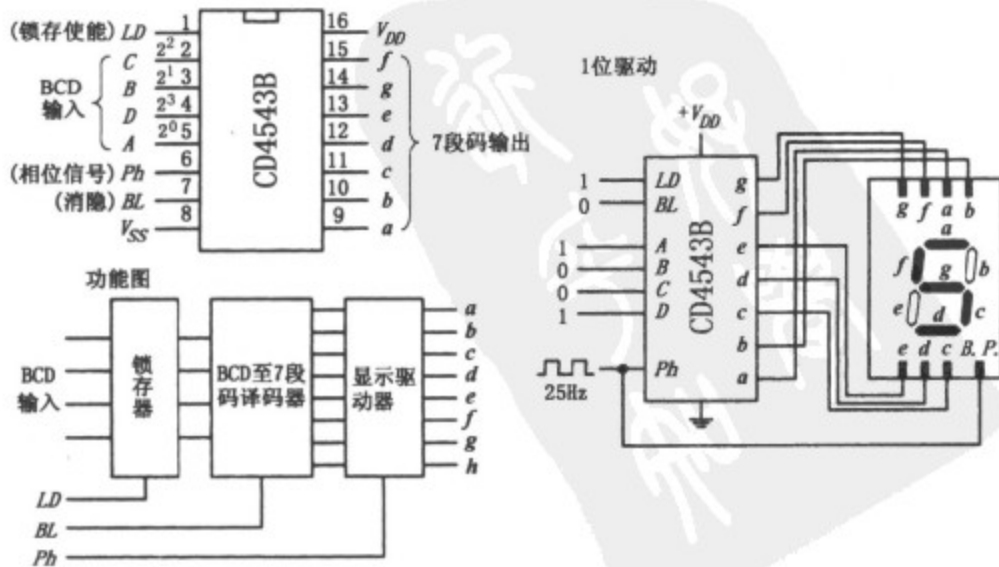


图 I. 13

MM5453 LCD 驱动器 (国家半导体公司)

MM5453 是 40 引脚的专用 LCD 驱动芯片, 可以驱动多达 33 段即 4 位半 7 段 LCD 显示器。其内部有振荡电路 (只需外接 RC 电路) 产生方波信号驱动 LCD。数据串行输入, 先输入高电平的起始位, 然后是数据位。图 I. 14 是一个实际应用电路图, 以及驱动 4 位半数字显示器所需的数据格式。

MM5453(国家半导体)液晶显示驱动器

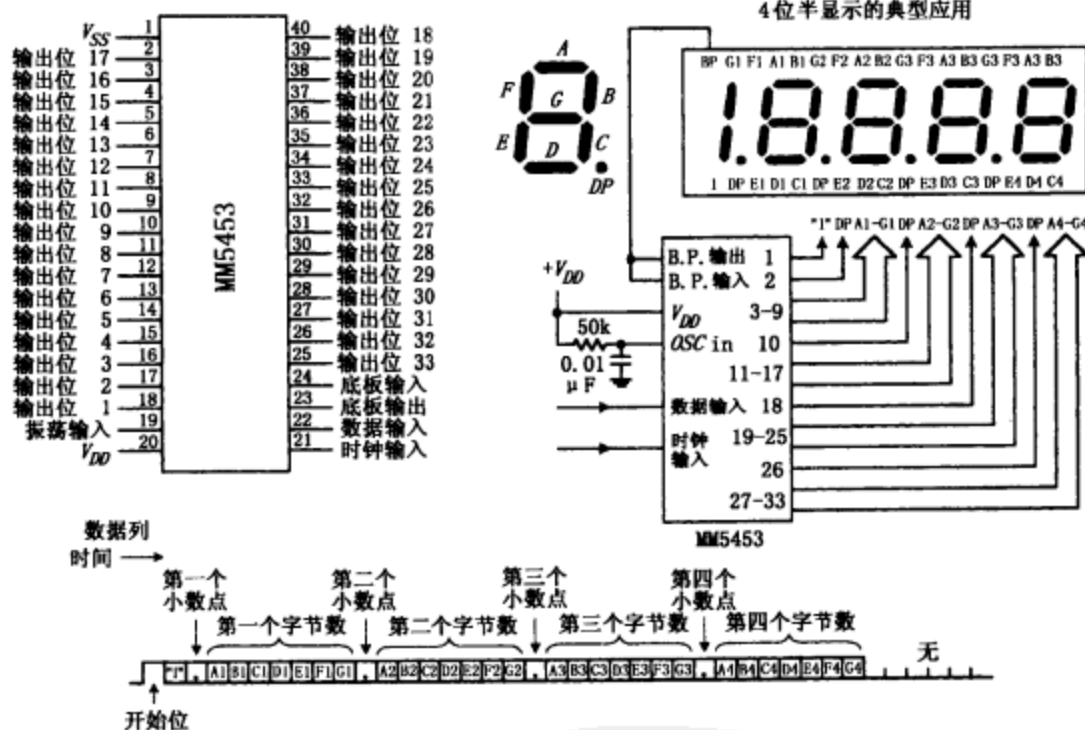


图 I. 14

VI-322-DP LCD 显示器及 ICL7106 3 位半 A/D 转换 LCD 驱动器

当然, 还有许多特殊的 LCD 显示器, VI-322-DP LCD 就是其中的一种, 如图 H. 15 所示, 这种 LCD 显示器广泛应用于测试仪器中, 其为静态驱动 (每一段有独立引脚)。在应用这种 LCD 时, 应先查阅有关手册, 看厂家建议使用哪种驱动器。通常, 厂商建议使用 ICL7106 3 位半带 A/D 转换器的 LCD 驱动器, 可以访问 www.intersil.com 网址了解更多详细内容。

I. 3. 4 分时复用 LCD 显示器

我们介绍了静态驱动的 LCD, 这种 LCD 的每一段都有独立引脚, 且共用一个底部电极。另一种驱动 LCD 显示的方法为分时复用法, 即动态驱动。这种方法可以有效地减少 LCD 与外围驱动电路之间的连线, 但在使用时, 在硬件或软件方面需要进行专门设计。在一个分时复用的 LCD 显示系统中, 不同位的相同段并联在一起, 由位选信号选通指定位进

静态驱动LCD

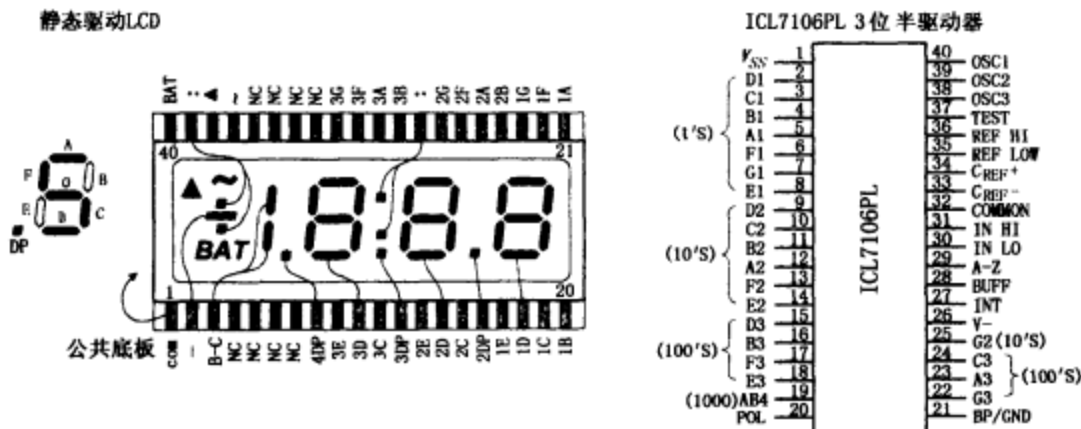


图 I. 15

行驱动显示。

VIM-1101-2 分时复用 LCD 和 ICM7231 LCD 驱动器

图 I. 16 为 VIM-1101-2 分时复用 LCD 显示器。这种显示器实际为三组显示机制，因为所有段、小数点每三个成一组，即将顶部电极每三个并联在一起，如图所示。这极大地减少了外部接口的连线。和前面介绍的 VIM-322-DP LCD 相比，其引脚的数目要少很多。该显示器的底部电极分别并联在三条连线上。与其他 LCD 显示相比，它的工作方式是比较复杂的，需要精确驱动波形。当然，可以采用 ICM7232 专用，它可以产生驱动三组显示的电压和波形，具体可参阅 Intersil 资料手册。

VIM-1101-2 (Varitronix 公司名称) 多元 LCD 和 ICM7231 (Intersil 公司名称) LCD 驱动器

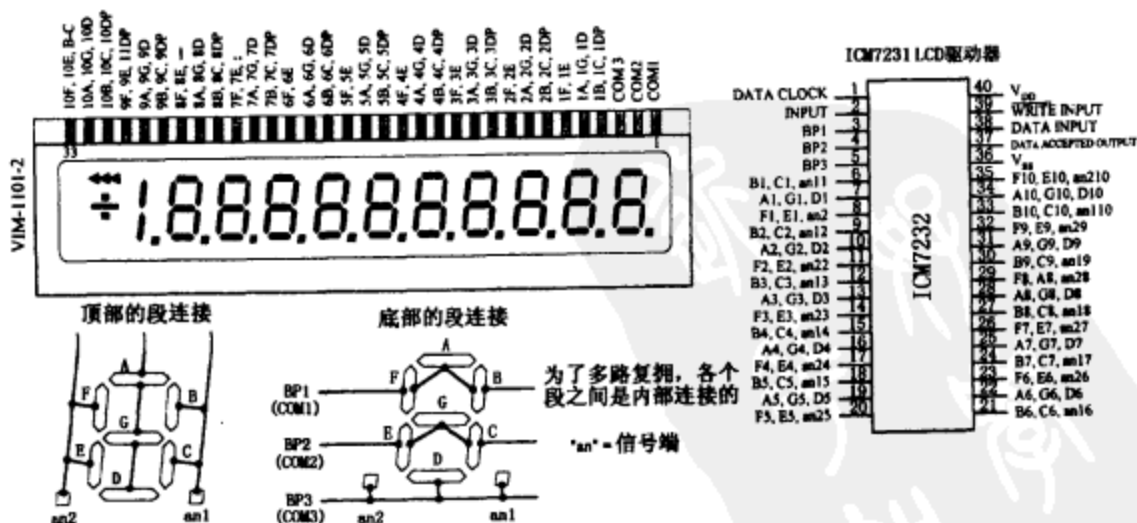


图 I. 16

1.3.5 “智能”点阵 LCD 模块

点矩阵 LCD 显示器可以显示字母及其他符号，广泛应用在移动电话、计算器等设备中，提供简单的人机界面，输出文字信息。点阵 LCD 显示器也可作为笔记本电脑的显示器。当

然，这些都还需要附加如滤波、彩色等电路。本节中，集中讨论字符型 LCD 显示器。

字符型 LCD 显示器屏幕通常被分成 5×8 像素块，图 I.17 是一种 20 列 4 行 5×8 像素 LCD。其他还有 8、16、20、24、32、40 列和 1、2、4 行 LCD。在显示一个字符时， 5×8 像素块中的每一个点都相应地处于亮或灭的状态。因此，驱动如此多的点亮或灭，就需要专用智能集成电路驱动。

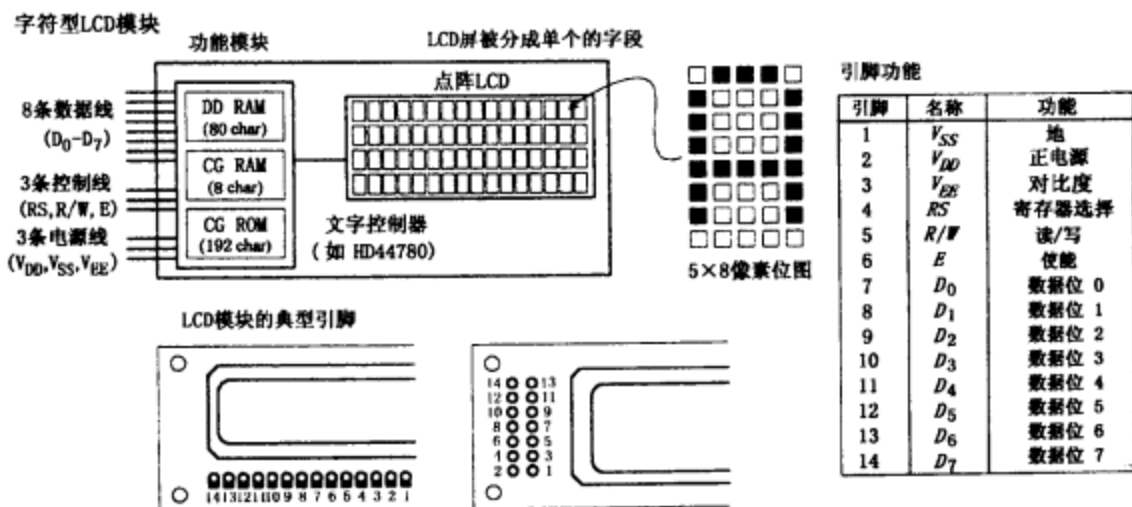


图 I.17

目前，大多数字符型 LCD 模块都是采用 Hitachi 公司的 HD44780（或同类产品）来驱动。其内部有：一个永久的存储器（CG ROM），能存储 192 个字符；一个 RAM（DD RAM），用来存储显示的内容；一个二级 RAM（CG RAM），用来保存用户设置的符号；输入线，输入数据信号和控制信号；输出线，输出分时复用信号直接驱动显示 LCD 像素以及输出与其他扩展芯片通信的信号。以下，如果没有特殊声明，均针对 HD44780 驱动器而言。

引脚配置

通常，标准 LCD 显示器有 14 个引脚：8 条数据线（ $D_0 \sim D_7$ ），3 条控制线（RS, W/R, E）和 3 条电源线（ V_{DD} , V_{SS} , V_{EE} ）。其中 V_{DD} （引脚 2）和 V_{SS} （引脚 1）分别是电源的正极和负极，通常 V_{DD} 设为 +5V，而 V_{SS} 设为地。 V_{EE} （引脚 3）是显示的对比度控制引脚，改变 V_{EE} 电压，可增强或减弱显示对比度，这只需在 V_{DD} 和 V_{SS} 之间串联一个电位器，滑动片接到引脚 3 就可以了。 $D_0 \sim D_7$ 是数据总线，数据可以是一个字节的 8 位数据，也可以是两组 4 位数据。在后者情况下，只使用高四位数据线（ $D_4 \sim D_7$ ）。RS（引脚 4）是寄存器选择线。当它为低电平时，传送到 LCD 模块的数据内容是控制命令，从 LCD 模块读取的数据为其工作状态。在 RS 为高电平时，字符数据能从 LCD 模块读取或写入。R/W 是读写控制线。R/W 为低电平时，字符数据或命令写入模块；R/W 为高电平时，从模块中读取状态信息或字符数据。E（引脚 6）是使能控制端，用来使能对 LCD 模块的控制。在进行写入操作时，E 端的负跳变（高电平变成低电平），就将数据总线上的数据写入 LCD 模块；而在进行读操作时，E 端出现正跳变（低电平变成高电平），就将 LCD 的显示内容传送到数据总线上供读取，并且该数据内容一直保持到 E 端信号再次变低。

图 I. 18 说明了 LCD 模块的控制指令和字符集合，下面我们将学习如何使用 LCD 进行显示。

LCD指令表

指令	RS	R/W	D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀
清除显示	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
显示位置/光标到头	0	0	0	0	0	0	0	0	1	X
字符模式	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S
显示/光标 打开/关闭	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B
显示/光标 移动	0	0	0	0	0	1	D/C	R/L	X	X
功能设置	0	0	0	0	1	DL	N	F	X	X
设置 CGRAM 地址	0	0	1	A	A	A	A	A	A	A
设置显示地址	0	0	1	A	A	A	A	A	A	A
注册忙标志	0	0	BF	X	X	X	X	X	X	X
写字符到显示屏	1	0	D	D	D	D	D	D	D	D
读正在显示的字符	1	1	D	D	D	D	D	D	D	D

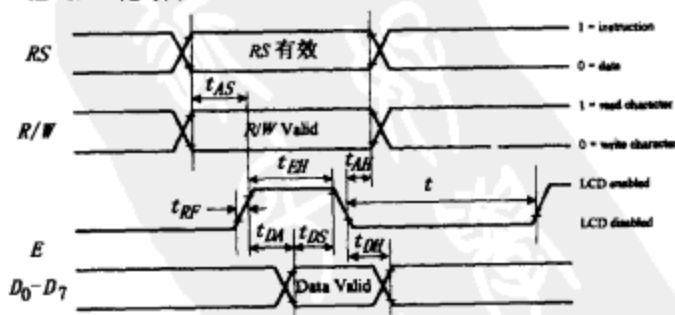
标准LCD字符表

Addr	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0000	CG RAM (1)			0	0	P		P			-	0	3	ε	ω	p
0005	CG RAM (2)	!	1	A	Q	a	a				□	7	7	4	ä	q
0010	CG RAM (3)	"	2	B	R	b	r				「	イ	ツ	×	β	θ
0015	CG RAM (4)	#	3	C	S	s	s				」	ウ	テ	ε	ε	ω
0100	CG RAM (5)	\$	4	D	T	t	t				、	エ	ト	ト	μ	Ω
0105	CG RAM (6)	%	5	E	U	u	u				・	オ	ナ	1	ε	ü
0110	CG RAM (7)	&	6	F	V	v	v				ヲ	カ	ニ	コ	ρ	Σ
0115	CG RAM (8)	'	7	G	W	w	w				フ	キ	ヌ	ラ	q	π
1000	CG RAM (9)	<	8	H	X	x	x				イ	ウ	ネ	リ	」	又
1005	CG RAM (10)	>	9	I	Y	y	y				ウ	ケ	ル	」	」	」
1010	CG RAM (11)	*	:	J	Z	j	z				エ	コ	ハ	レ	j	チ
1015	CG RAM (12)	+	;	K	[k	(オ	サ	エ	ロ	」	」
1100	CG RAM (13)	,	<	L	¥	l	l				ハ	シ	フ	ワ	φ	円
1105	CG RAM (14)	-	=	M]	m)				ユ	ズ	ハ	シ	モ	÷
1110	CG RAM (15)	.	>	N	^	n	→				ヨ	セ	ホ	」	」	」
1115	CG RAM (16)	/	?	_	o	o	←				ッ	ソ	マ	」	」	」

- I/D = 写入显示时，自动移位加一/减一操作
- S = 当S=1时，显示移位开启；S=0时，显示移位关闭
- D = 开显示(D=1)，关显示(D=0)*
- C = 显示光标(C=1)，隐藏光标(C=0)
- B = 下光标(B=0, C=1)，闪烁光标(B=1, C=1)
- D/C = 移动显示(D/C=1)，移动光标(D/C=0)
- R/L = 数据的移动方向：右移(R/L=1)，左移(R/L=0)
- DL = 设置界面的数据长度，DL=1时8-bit，DL=0时4-bit
- N = 设置显示线的数量：2线模式N=1，1线模式N=0
- F = 设置字符规格：5×10点(F=1)，5×7点(F=0)
- BF = 轮询忙标志：控制器空闲(BF=0)，控制器忙(BF=1)
- A = CGRAM或显示地址位
- D = 字符数据位
- a = 写字符到当前光标处显示
- b = 读当前光标处显示的字符
- X = 不确定
- *
- = 初始化设置

对LCD模块（HD44780控制器）使用读和写的步骤

HD44780 定时图



显示一个字的步骤
 将写入字符模式修改为显示模式：R/W=0, RS=1。
 申请数据位数(字符码) to D₇-D₀。
 显示时设置E=1，否则 E=0

从显示屏读数据的步骤
 在显示模式时，修改为读字符模式：R/W=1, RS=1。
 设置E=1时从D₇~D₀读数据
 Set E=0

- tAS (地址定时设置)-为了确认数据输入有效，在使能信号有效之前地址有效信号必须保持的最小时间约140ns
- tEH (使能有效时间)-在相关操作之前使能有效高电平必须提早的时间(约150ns)
- tDS (数据设置时间)-数据输入必须保持稳定的时间tDH (tEH 有效之前)
- tAH (地址保持时间)-控制线 RS 和 R/W 电平在使能线E变为低电平后必须保持不变的时间(约10ns)
- tDH (数据保持时间)-数据线D0~D7在使能线E变为低电平后必须保持不变的时间(约120ns)
- tEL (使能低电平时间)-E 线不能设置为高电平(相对于 命令)的最小时间(约500ns)
- tRF (上升和下降时间)-上升和下降时间都约为25ns

图 I. 18

LCD 显示演示

图 I. 19 显示一个简单的演示电路，它有助于了解如何发送控制命令和显示字符数据到 LCD 模块。（实际应用中，LCD 是连接到微处理器或微控制器，我们会在后面详细讨论。）在这个电路中，数据输入端通过上拉电阻连接到电源。在开关断开时，电路提供高电平（1）输入；在开关闭合时，电路提供低电平输入（0）。使能端接收来自防跳动触发器的输出。防跳动触发器用于防止多次使能信号产生。多次使能信号会引起不良结果，如同样的字符多次显示。5k Ω 电位器分压输入到 V_{EE} 端，供调试对比度。注意，在这个电路中， R/W 直接到地，即只有写（显示）操作。

用开关写 LCD 模块为简单实验性接法

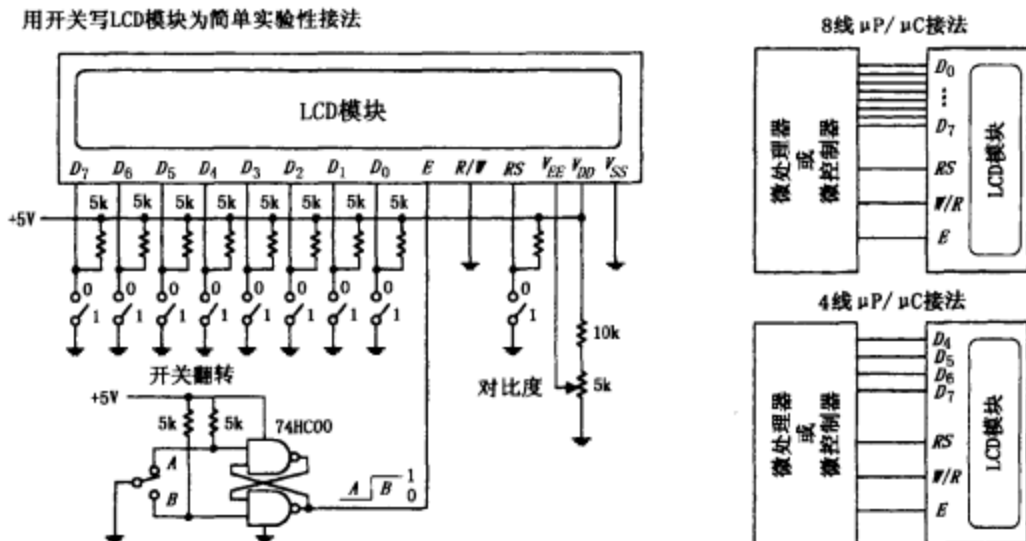


图 I. 19

初始化

当初次上电时，LCD 模块复位，恢复初始位置。初始化 LCD 的指令以“*”为标志。在 LCD 初始化过程中，LCD 实际是关闭的，即使发送显示数据，LCD 也无法正常显示。此时，应该先发送一个启动命令给 LCD。根据指令说明，“显示与光标开/关”指令可以启动显示器，同时，设置了光标的状态。例如：在 RS 端为低电平时，在发送控制代码 00001111 到 $D_7 \sim D_0$ 后， E 端输入低电平，LCD 模块将把该数据视为控制指令，即开启 LCD 显示，并在 LCD 左上端闪烁显示下划线，提示当前位置。

在上电后，另外一条可被设置的重要指令是“功能设置命令”。当显示内容为 2 行时，该指令控制 LCD 模块打开第 2 行。该指令也可以设置 LCD 模块接收数据的格式（8 位还是 4 位），以及使用 5 \times 7 或 5 \times 10 像素的哪一种。假设本电路显示 2 行，在 RS 端为低电平时，在发送控制代码 00111000 后，在 E 端产生低电平，即控制 LCD 显示内容为 2 行，8 位传输格式，5 \times 7 像素。

在完成对 LCD 模块的设置后，就可以进行显示控制了。此时， RS 端为高电平，然后在数据总线输入 LCD 字符集对应的二进制序列数。例如，若显示字母 Q，将 01010001（即

H51 或 51_H) 发送到 LCD 模块, 在总线数据准备好后, E 端输入低电平, 数据输入有效, Q 就将显示出来了。

清除屏幕: 在 RS 端为低电平时, 在数据总线上输入控制指令 0000 0001, 然后, E 端输入低电平, 使输入有效, 就可以清除 LCD 的屏幕了。

显示定位

在 LCD 上电后, 默认光标位置在显示区域的左上端 (该位置标志为 00_H)。当输入一个字符显示后, 光标位置自动后移 (01_H)。这种显示位置自动后移的方法, 使 LCD 的显示定位较为容易操作。但有时候, 希望光标不是定位在第一位置, 这就需要进行光标的定位操作。

为了对光标定位, 就需要对 LCD 进行设置。根据显示模式的不同, 可定位的位置也是不同的: 在一行显示模式时, 有 80 个位置; 两行显示模式时, 每行有 40 个位置。而且在 LCD 上电后, 需要过一会儿, 才能正常显示。现以两行显示模式为例说明显示定位控制。

首先, 需要了解定位控制指令代码 1000 0000。在进行定位过程中, 送给 LCD 的数据内容按照控制指令应该为: 控制指令代码+定位地址代码。例如, 控制光标在 07_H 地址, 应该输入的数据为: 1000 0000+0000 0111=1000 0111_B 输入至 D₇~D₀ 端。应保持 RS 端为低电平, 在数据送到数据总线后, E 输入低电平, 此时, 可以看到光标从默认左上端位置跳到了指定位置。

大部分的 LCD 显示器都可以显示两行, 一般来说, 第一行的起始地址是 00_H, 第二行的起始位置是 40_H。图 I. 20 为地址和显示位置的对应关系图。

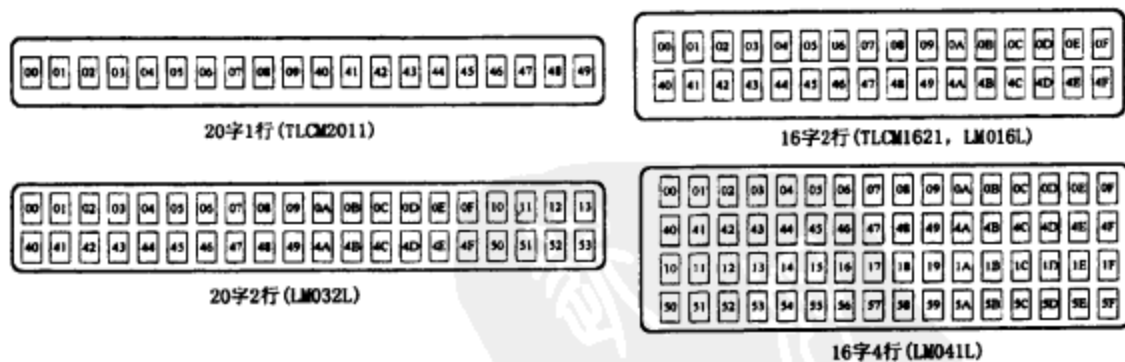


图 I. 20

移动显示

正如前面介绍的, LCD 显示器通常只有 80 个字符的显示空间。对于尺寸更小的显示器, 还不足 80 个字符, 即一次能够显示的内容有限。例如, 如果在一个一行 20 字符的 LCD 显示器上显示字母表, 那么能够显示的字母为 A~T, T 以后到 Z 的字母以及光标, 落在了显示器的右端, 无法正常显示出来。此时, 就需要采用“光标/显示移动”指令将所有字符左移, 把右端的内容移动到左端, 以便显示。左移显示的控制指令代码是: 0001 1000, 指令运行一次, 可以移动右边一个位置的内容到左边。因此, T~Z 的字母需要执行 7 次该指令, 就可以完全显示字母表了。同样, 右移显示的控制指令代码是: 0001 1100。还有一

个快捷控制指令代码 0000 0010, 可以立刻把光标迅速移动到最左端位置, 即定位为 00H。当然, 也可以清除显示指令 (0000 0001), 将光标位置移动到最左端, 同时也清除屏幕显示的内容。

字符输入模式

LCD 默认显示方式是从左到右, 逐次显示, 但也可以通过修改字符输入模式, 改为从右到左显示模式。为了实现从右到左的显示模式, 首先将光标设置在屏幕的最右端。然后, 输入字符输入模式控制代码指令 0000 0111。这样, 就把 LCD 显示器设置在从右到左显示, 即每输入一个字符, 左移一个字节。

用户定义图形

控制指令代码 0100 0000~0111 1111 用于编写用户图形。在开始绘制用户图形前, 先清除屏幕显示的内容。再通过发送“显示定位”指令, 将光标位置移动到左上端 (00H)。然后, 依次输入 0000 0000~0000 0111, 可以显示 8 个用户特定的字符。

要开始定义“用户定义图形”, 应将“CGRAM 设置”控制指令代码 (0100 0000~0111 1111 之间的任何一个数据) 发送到 LCD 模块, 然后, 输入的数据就可以作为用户的图形代码。例如输入一个灯泡的图形, 数据代码是: 0000 1110, 0001 0001, 0001 0001, 0001 0001, 0000 1110, 0000 1010, 0000 1110, 0000 0100。数据的高 3 位都为 0, 是因为图形格式为 5×8。图 I. 21 清晰地显示了用户定义的图形和 CGRAM 地址的对应关系。

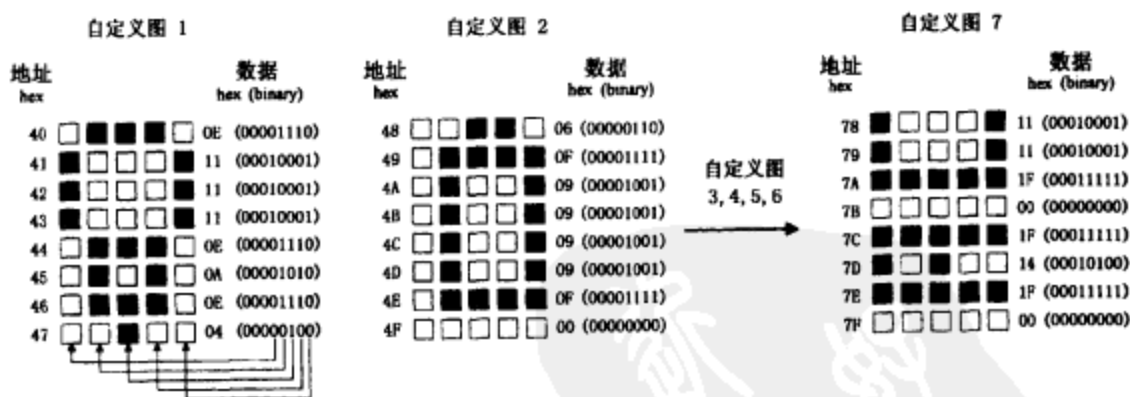


图 I. 21

用户可自定义 8 个图形, 定义好的图形就成为 LCD 的字符集的一部分, 供显示使用, 其图形对应的代码为: 0000 0000~0000 1111 或 0000 1000~0000 1111。

通过 CGRAM 保存用户自定义图形的一个缺点是: 当断电时, 保存在 CGRAM 中的数据会丢失。因此, 通常的做法是将用户定义的图形保存到外部 EEPROM 中, 由微处理器在系统上电时, 调入到 LCD 的 CGRAM。

4 位数据传送格式

前面介绍了 LCD 可以工作在 8 位数据或 4 位数据传输两种方式下。在 4 位传输模式中, 使用了数据总线的高 4 位 ($D_7 \sim D_4$), 低 4 位 ($D_3 \sim D_0$) 未用, 未用的 4 位数据线可以悬空

或者连接到电源端。此时，一个字节 8 位的数据就应该分成 2 次 4 位传送。

当系统上电时，LCD 默认是 8 位数据传输格式。为了使其工作在 4 位模式下，就应该发送功能设置控制指令（0010 0000）到 LCD 模块。也许有人会问：如何把 8 位的控制指令在 4 位模式下传送到 LCD 模块？回答是：功能设置控制指令虽然有 8 位，但是起关键作用的是 D₄ 位。在 LCD 设置为 4 位传送模式后，8 位的控制指令和显示内容都必须分解成 2 次传送，先传送高 4 位，后传送低 4 位。例如将一个字节的显示内容（0100 1110）传送到 LCD 的过程如下：RS 端保持为高电平，先将 0100 送到数据总线上，然后 E 端输入低电平，完成本次传送后，再将 1110 传送到数据总线上，再次将 E 端输入低电平。这样，就在 4 位传送模式下，完成了一个字节 8 位的传输。

4 位传输模式主要应用在微处理器 I/O 资源有限的场合。



存储设备

存储设备可临时或永久地存储数据，供日后使用，存储介质可以是半导体集成电路（主存储器），也可以是磁带、磁盘或光盘（辅助存储器）。通常情况下，辅助存储器存储的表面积极大，其容量比主存储器大，存储的数据多。然而，辅助存储器读写速度慢，要花更多的时间进行定位、存取（读或写）数据操作。在主存储器中，数据内容保存在巨大的矩阵中，在地址信号的作用下，就可以很快地（纳秒级）对指定地址进行存取操作。

图 J.1 显示了一个主辅存储器的关系，本节主要讨论在设计过程使用更为频繁的主存储器，辅助存储器主要用来存储大量的计算机数据、声音数据或视频数据。



图 J.1

目前，用于制造主存储器器件的技术主要是 MOSFET。当然，部分存储器集成块也有采用双极型晶体管的，然而，这种存储器的容量比 MOSFET 小很多，因而没有得到广泛应用。双极型存储器的速度曾经比 MOSFET 存储器快很多，但是今天，两者间速度上的差距几乎没有了。

主存储可以分成两种：只读存储器（ROM）和读/写存储器（RAM）——通常称为随机存取存储器。这两种还可以细分出多个子类，

如图 J.1 所示。

J.1 只读存储器 (ROM)

只读存储器 (ROM) 可以永久存储数据, 它和 RAM 相同之处是可以随机读取, 不同之处在于在掉电时数据不会丢失。在计算机系统中, ROM 主要保存的是启动指令 (堆栈分配、端口和中断预置、检索磁盘存储器里的操作系统指令等等)。ROM 也经常用于保存程序代码。微控制器读取保存在 ROM 中的指令代码并运行, 并将运行结果临时保存在 RAM 中。在分立的数字电路中, 偶尔也会有 ROM 的影子, 此时, 它主要用来保存固定的数据内容或特殊代码转换表。例如: A/D 变化得到的数字结果, 也可以作为寻址信号, 读取存储在 ROM 中的内容, 供显示当前的温度等。

ROM 在数据写入后, 就只能进行读操作, 不能进行写操作。然而, 也有一些类似 ROM 的存储器, 如 EPROM (可擦可编程只读存储器)、EEPROM (电可擦编程只读存储器) 和闪存等, 不仅可以进行读取操作, 也可以进行写入操作。下面我们首先了解一些存储器的基本知识。

J.2 简单二极管式只读存储器

图 J.2 就是一个简单的 ROM 电路。事实上, 现在的 ROM 很少采用这种存储方式, 而是采用晶体管存储单元, 结合三态输出缓冲器进行控制。三态缓冲器可以有效地将 ROM 与和它相连的数据总线隔离 (在图 J.2 简单二极管存储电路里, 数据总是占用数据线)。但地址译码器和存储单元的结构形式, 确实大体相同。首先, 介绍一些存储器的术语, 稍后介绍一些其他特性。

基本二极管ROM

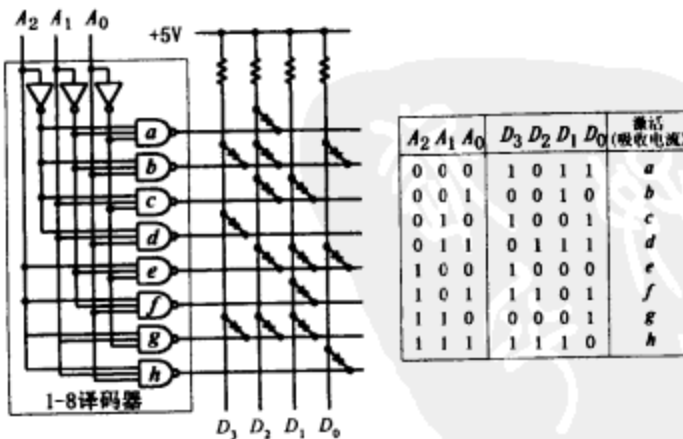


图 J.2

图为一种简单的只读存储器设备, 它采用地址译码芯片来存取存储在二极管矩阵中的 8 个不同的 4 位数据, 称为 8×4 只读存储器 (8 个不同的 4 位字)。数据从 $D_3 \sim D_0$ 输出。二极管矩阵被分成行和列, 行列的交点代表了一位存储地址。当指定的行和列通过二极管链接起来时, 此位数据输出线为低电平 (0), 相应的列信号由 $A_2 \sim A_0$ 地址线输入并译码得到。当给出确定行信号时, 选中特定的行时, 与非门吸收电流, 电流经二极管由与非门输出端输出, 这使得数据线为低电平; 反之, 如果指定行列的地址, 二极管是截止的, 输出为高电平 (在这种情况下, 没有

电流到地)。换言之, 可以通过增加矩阵的宽度 (多列), 加大字长; 增大矩阵的高度 (多行), 就可以存储更多的字。因此, 我们可以制作 $m \times n$ 只读存储器。

J.3 存储容量和存储的组织

$n \times m$ 只读存储器矩阵可以存储 n 个不同的 m 位字或可存储 $n \times m$ 位信息。为了存取 n 行, 需要 $\log_2 n$ 根地址线。例如, 图 J.2 的只读存储器就需要 $\log_2 8 = 3$ 个地址信号 (注意在多路复用或串行输入存储器中, 地址输入线就可以减少很多)。实际的存储芯片, 地址线大多是 8 个或更多 (对于并行输入设备)。表 J.1 说明了常用的存储器容量大小, 需要说明的是: 1K 表示 1024 位, 不是习惯上的 1000 位。根据数字换算规则, 我们知道: $2^1 = 2$, $2^2 = 4$, $2^3 = 8 \cdots 2^8 = 256$, $2^9 = 512$, $2^{10} = 1024$ (或 1K), $2^{11} = 2048$ (或 2K) $\cdots 2^{18} = 262144$ (或 256K), $2^{19} = 524288$ (或 540K), $2^{20} = 1048576$ (或 1M), $2^{21} = 2097152$ (或 2M) $\cdots 2^{30} = 1073741824$ (或 1G), 等等。当说起一个 64K 的数据时, 你还必须进一步了解其实际情况, 也就是说: 它是 2048×32 (2K \times 32), 还是 4096×16 (4K \times 16), 等等。

上面提到的 KB、MB 和 GB, 不能认为是 1024 位 (1K)、1048576 位 (1M) 和 1073741824 (1G) 位, 而是字节, B 代表 1 个字节或 8 位, 即一个 1KB 的存储器实际上的容量大小是 $1K \times 8$ (8K) 位, 依此类推, 1MB 和 1GB 的存储器实际的容量大小是 $1M \times 8$ (8M) 和 $1G \times 8$ (8G) 位数据。

表 J.1 常用存储器容量

地址线数	容量	地址线数	容量	地址线数	容量
8	256	14	16384 (16K)	20	1048576 (1M)
9	512	15	32768 (32K)	21	2097152 (2M)
10	1024 (1K)	16	65536 (64K)	22	4194304 (4M)
11	2048 (2K)	17	131072 (128K)	23	8388608 (8M)
12	4096 (4K)	18	262144 (256K)	24	16777216 (16M)
13	8192 (8K)	19	524288 (540K)	25	33554432 (32M)

J.4 简单的可编程只读存储器

图 J.3 所示为一个更详细的只读存储器示意图。和采用二极管的只读存储器不同, 该存储器的每个存储单元由一个晶体管 and 熔丝链 (编程链) 组成。初始时, 只读存储器所有的编程链是完好的, 因此所有的晶体管导通, 高电平 (逻辑 1) 存储到整个阵列里。当编程链路熔断, 相应的存储单元的晶体管关闭, 即单元存储低电平 (逻辑 0)。注意: 只读存储器包含三态输出缓冲器, 只有使能端 \overline{CE} 为低电平时, 才输出数据, 否则为悬浮状态。这个特点使只读存储器能和数据总线接口。

基本的只读存储器电路如图 J.3 所示, 图中还给出了完成读出操作的地址信号, 使能控制信号波形。一次读操作的时序过程如下: 在 t_0 时间, 将片选信号 \overline{CE} 端置高电平 (清除旧数据); 在 t_1 时间, 新的地址信号输入到 3 位地址总线 (A_2, A_1, A_0); 在 t_2 时间, 芯片使能输入端被置为低电平, 数据从 D_3, D_2, D_1, D_0 输出。事实上, 由于传输延迟等原因, 数据不是立即输出, 而是会延迟一段很短的时间 (从 t_2 到 t_3)。从 t_1 到 t_4 的时间被认为是存储器存取操作时间, 它大约是 10ns 到 200ns 之间, 这取决于采用的具体工艺。

有两个重要的问题必须说明: 首先, 如何“切断”编程链? 换句话说, 就是如何编写只

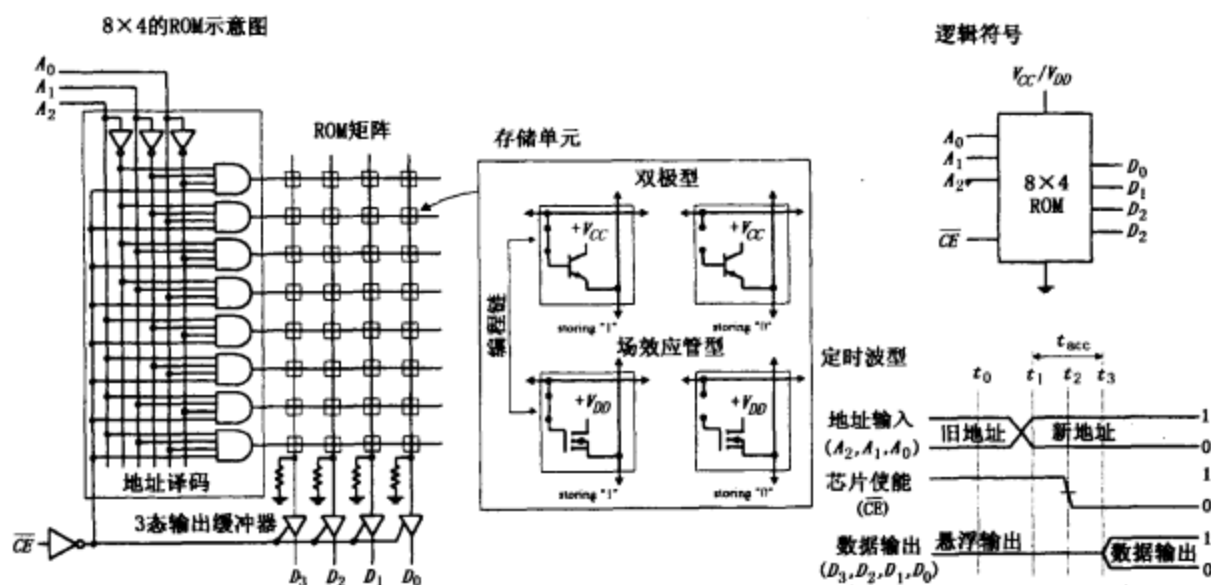


图 J. 3

读存储器？其次，能否将已“切断”的编程链路恢复为“未断”状态？即能否重新编写只读存储器？这两个问题将在以后的内容中介绍。

J. 5 只读存储器的类型

通常，根据编程次数，ROM 可以分成两种：一次性 ROM 和多次编程 ROM。一次性 ROM 又可以分为掩模只读存储器（MROM）和可编程只读存储器（PROM）。多次编程 ROM 可分为可擦编程只读存储器（EPROM）、电可擦编程只读存储器（EEPROM）和闪存。

J. 5.1 掩模只读存储器（MROM）

掩模只读存储器（MROM）是一种用户可定制的存储器，厂商仅简单地添加或去除在存储矩阵里的二极管或晶体管即可实现永久编程。用户必须提供数据真值表，根据该表，厂家制作掩模，在制造存储器时就决定了矩阵内部的互联结构。正如你可想像的，生产一个 MROM 价格不便宜——实际上，它相当昂贵。它仅适用于生产大量相同的 ROM 时，只有这样，每个芯片的成本才可能降低。MROM 通常用在计算机中，用于存储操作系统指令，以及存储键盘译码指令以驱动显示器。

J. 5.2 可编程只读存储器（PROM）

可编程只读存储器（PROM）为熔丝链可编程只读存储器。与数据蚀刻在基片上的 MROM 不同，其出厂时内部存储单元全为 1。在编程时，每个熔丝用高压脉冲来烧断。编程器由一个外部设备（包括供 IC 插入的管座等）和用于连接计算机的电缆（并口或串口）组成。用户使用厂商提供的编程软件，可以很方便地进行编程，但它和 MROM 一样，一旦被编程后，其内部数据就不能再更改了。即若你想修改数据，就必须用新的芯片来重写。多年前，这种存储器是非常流行的，但是今天它已被淘汰。

J. 5.3 可擦编程只读存储器 (EPROM)、电可擦编程只读存储器 (EEPROM) 和闪存 (Flash)

可擦编程只读存储器 (EPROM)、电可擦编程只读存储器 (EEPROM) 和闪存是当今应用最广泛的只读存储器, 它们和前面介绍的 MROM 和 PROM 完全不同, 可反复擦写和编程。

可擦编程只读存储器 (EPROM)

可擦编程只读存储器 (EPROM) 是由许多特殊的 MOSFET 晶体管组成的存储矩阵。这种 MOSFET 和常规 MOSFET 不同, 在源极和漏极的 SiO_2 绝缘层上浮置栅极 (见图 J. 4)。在已擦除状态下 (未编程状态), 浮置栅没有充电, 不影响控制门的正常操作 (处于逻辑 1 状态, 在读取操作时, 输出高电平)。在编程状态时, 高压脉冲 (大约 12V) 加在控制门和漏极之间, 使浮置栅堆积高能电子 (热电子注射)。由于浮置栅极上的电子没有泄放回路, 因而该电子能够长期 (几十年) 保存, 此时, 控制门的正常操作将被停止。当控制门被寻址时, 在浮置栅极上的电荷将防止高电平输出到数据线, 即数据输出低电平 (或逻辑 0)。

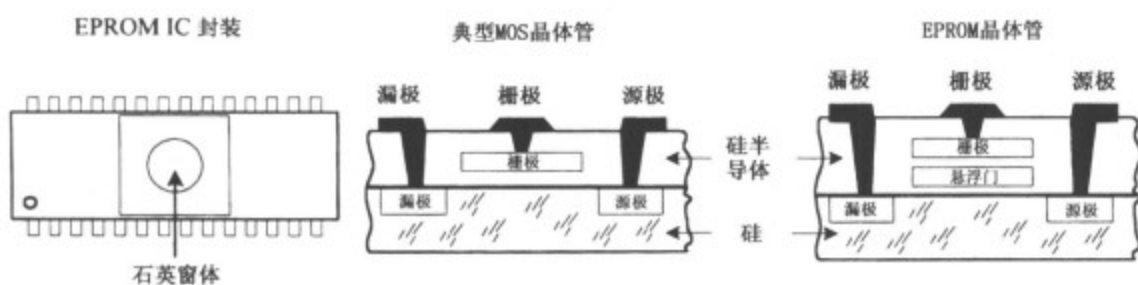


图 J. 4

为了对 EPROM 再次编程, 写入数据, 可用紫外线或 X 射线照射存储器, 浮置栅上积累的电子形成光电流而泄放, 从而导致沟道消失, 恢复截止状态。要想完全擦除这个存储器的数据, 一般需要照射 20 分钟左右。存储器重新编程的次数一般为两三百次。

EPROM 常作为非易失性存储器, 保存基于微处理器系统的程序或数据, 便于日后升级, 改写其中的内容。在开发的初期, 主要采用 EPROM, 在大批量生产中, 可以用掩膜 ROM 代替。EPROM 也可集成在微控制器内部, 主要用于存储微控制器的主程序 (更详细资料见附录 K)。

电可擦编程只读存储器 (EEPROM)

电可擦编程只读存储器 (EEPROM) 在技术上和 EPROM 有点类似, 但它不需要用紫外线或 X 射线擦除, 相反, EEPROM 可以由可控脉冲信号来有选择地擦除存储单元。EEPROM 存储单元包括两个晶体管: 一个晶体管类似 EPROM 中的晶体管, 用来存储数据, 另一个晶体管用来清除第一个晶体管浮置栅极上的电荷。施加适当的电压到第二个晶体管, 就可以有选择地擦除指定地址的内容。EEPROM 相对于 EPROM 而言, 惟一不足是体积较大——内部有两个晶体管。但是, 随着制造工艺的发展, 这已不是问题了。

就应用来说, 在掉电情况下, EEPROM 是保存系统配置和校准数据等的理想存储设备, 例如, 在电视里的 EEPROM, 可保存当前频道、音量设置等等。

闪存

闪存的发明通常被认为是只读存储器的一次革命，它集合了 EPROM 和 EEPROM 的优点。它有两个特点：一个是在线可编程（像 EEPROM），另一个是高存储密度（像 EPROM）。一些闪存是可电擦除的，像 EEPROM，但类似于 EPROM 必须整个地擦除和编程；还有一些是基于双晶体管单元的，可以一个字一个字地擦除和编程。闪存的写入速度和编程次数都优于 EEPROM。

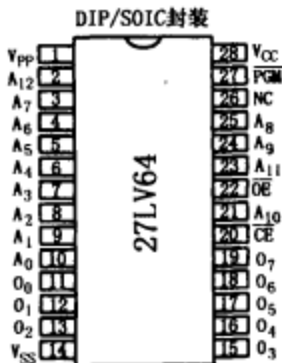
闪存已作为大容量存储设备被广泛应用。在数字摄像机里，它可存储数百张高分辨率的图像。它也应用在数字音乐播放器、便携式电话、掌上电脑等系统中。

J.5.4 EPROM 和 EEPROM 产品示例

27LV64 低压 CMOS EPROM (微芯公司)

微芯公司生产的 27LV64 是一种低电压 (3V) 8K×8 的 CMOS EPROM，广泛应用在电池供电的系统中（见图 J.5）。它可在 3V 电压下，以 200ns 的速度存取存储器内定的一个字节，读出和写入所有 8192 (8K) 八位的数字需要 13 条地址线 (A₀~A₁₂)。数据由 O₀~O₇ 线输入或输出。其他重要的控制线还包括芯片使能端 (\overline{CE})，输出使能端 (\overline{OE}) 和一个编程使能端 (\overline{PGM})。V_{PP} 是编程电压端，V_{CC} 是正电源端 (+5V 或 +3V)，V_{SS} 是接地端，NC 表示无内部连接，NU 表示未使用（不允许外接）。

27LV64 (微芯) 64K (8K x8) CMOS EPROM

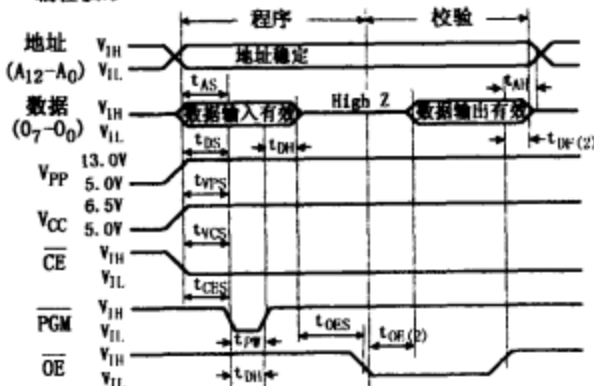


操作模式

操作模式	\overline{CE}	\overline{OE}	\overline{PGM}	V _{PP}	A ₉	O ₀ -O ₇
写	V _{IL}	V _{IL}	V _{IL}	V _{CC}	X	D _{OUT}
程序	V _{IL}	V _{IL}	V _{IL}	V _H	X	D _{IN}
程序校验	V _{IL}	V _{IL}	V _{IL}	V _H	X	D _{OUT}
程序禁止	V _{IL}	X	X	V _H	X	High Z
等待	V _{IL}	X	X	V _{CC}	X	High Z
输出禁止	V _{IL}	V _{IH}	V _{IH}	V _{CC}	X	High Z
识别	V _{IL}	V _{IL}	V _{IH}	V _{CC}	V _H	Identity Code

V_H = 逻辑“1”输入电压 (2.0V 至 V_{CC} + 1V)
 V_L = 逻辑“0”输入电压 (-0.5V 至 0.8V)
 X = 无关

编程波形



读波形

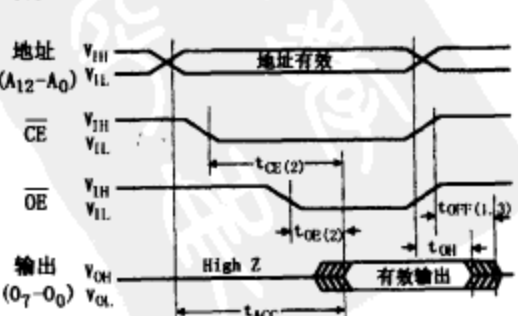


图 J.5

图 J.5 中的表格显示了 27LV64 的各种模式及相应的控制时序。在开始编程前，其必须处于编程模式， V_{cc} 端的电压适当，编程电压端 V_{pp} 输入适当的 V_{IH} 电平（高）， \overline{CE} 端置为低电平， \overline{OE} 端置为高电平， \overline{PGM} 端在它的初始擦除状态时置为低电平，EPROM 的存储单元全部为高电平（逻辑 1）。开始编程时，地址和数据内容同时输入到地址线 $A_0 \sim A_{12}$ 和 $I/O_0 \sim I/O_7$ ，当地址和数据信号稳定时，置 \overline{OE} 端为高电平， \overline{CE} 端为低电平，并在 \overline{PGM} 端产生一个低电平完成一次编程操作。

当编程完成后，应设置其为校验模式进行校验，以确定正确写入存储器。设置校验模式的方法是： V_{pp} 为 V_{IH} 电平， \overline{CE} 和 \overline{OE} 为低电平， \overline{PGM} 为高电平， V_{cc} 电压适当。

设置 \overline{CE} 和 \overline{OE} 端为低电平，27LV64 就工作在读取模式，为了正确读取数据，地址线信号必须在寻址存取时间 t_{ACC} 内保持稳定至少 200ns（最大），具体可参阅微芯公司的资料手册。

将 EPROM 窗口暴露在紫外线照射下，就可以清除存储器中的内容（置所有的单元为 1）。为了完全擦除，厂家指定用 $15Ws/cm^2$ 剂量的紫外线灯光照射，即用 253.7nm 波长、 $12000\mu W/cm^2$ 强度的紫外线灯直接照射大约 20 分钟。

28LV64A 64K (8K×8) 低压 CMOS EEPROM (微芯公司)

该芯片的存储容量为 $8K \times 8$ 位，有四种基本的操作模式：读、待机、写禁止和写字节，如下图 J.6 中表格所示。以下简要地说明一下 27LV64A EEPROM 的各种模式。

27LV64A (微芯) 64K (8K x8) CMOS EEPROM

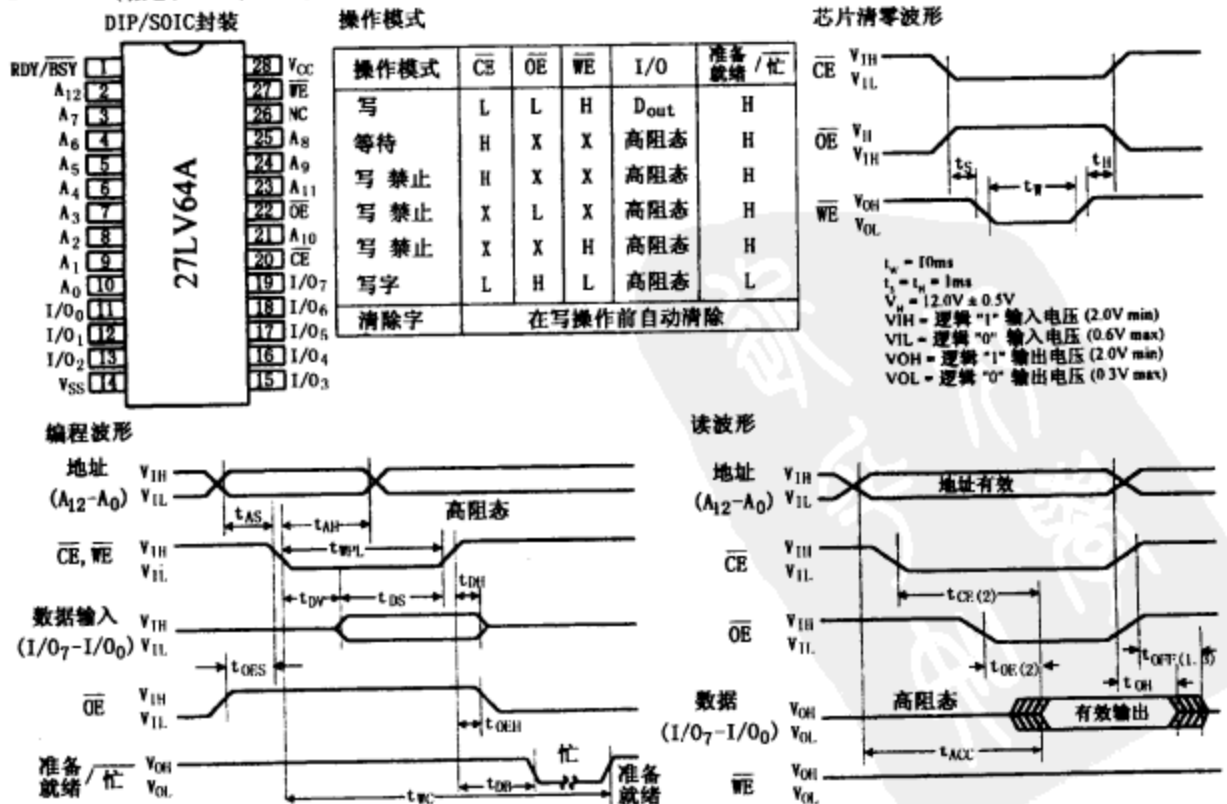


图 J.6

读模式：芯片使能端 (\overline{CE}) 是电源控制端，用来选择器件；输出使能端 (\overline{OE}) 是数据输出控制信号，用于控制数据到输出端，它和器件的选择无关。假定地址信号是稳定的，寻址存取时间 (t_{ACC}) 就是从 \overline{CE} 端有效到输出数据 (t_{CE}) 的时间。在 \overline{CE} 端为低电平且地址信号至少在 $t_{ACC} \sim t_{OE}$ 阶段是稳定时，在 t_{OE} 时刻的 \overline{OE} 信号下降沿，数据就输出到了数据总线。具体读操作的时序如图 J.6 所示。

写模式：写操作从施加一个低电平的脉冲到 \overline{WE} 端处开始。在 \overline{WE} 的下降沿，锁存地址信息；在 \overline{WE} 的上升沿，数据和控制端 (\overline{CE} 和 \overline{OE}) 被锁存住。此时， $READ/\overline{BUSY}$ 端为低电平，说明设备正处于写周期，系统总线空闲，微处理器可以进行其他的任务。当 $READ/\overline{BUSY}$ 回到高电平时，设备已完成一次写入操作，等待进入下一次写入。写操作的具体时序参见图 J.6。

待机模式：当 \overline{CE} 端为高电平，EEPROM 处于待机模式，输出处于高阻态。

清空芯片：当在 \overline{OE} 端电压提供 12V 电压，且使 \overline{WE} 和 \overline{CE} 端为低电平时，则在芯片内部存储的内容全部清除为 1。

写禁止：该模式用于在上电和掉电期间，保护数据，避免错误写入。在上电和掉电时，保持 \overline{WE} 或 \overline{CE} 为高电平或 \overline{OE} 为低电平，就进入该模式。

J.5.5 串行存储器

到现在为止，我们介绍的都是并行存储器，它的地址线和数据线可以直接和微处理器的地址总线和数据总线连接，便于操作。但其缺陷是：当微处理器运行有误时，也很容易损坏存储器的数据。

串行存储器不仅可以减少引脚的数目，而且因其严格的传输协议，可避免数据错误。图 J.7 显示了微芯公司的几种串行 EPROM 和 EEPROM 器件。芯片的 SDA 引脚是双向数据传输端，SCL 引脚是同步串行通讯的时钟信号端串联；三位地址信号端 A_0 、 A_1 和 A_2 用于多存储器选址；WP 端用于控制存储器正常操作（读/写）或禁止写操作。

微芯公司串行 EPROM 与 EEPROM 产品示例

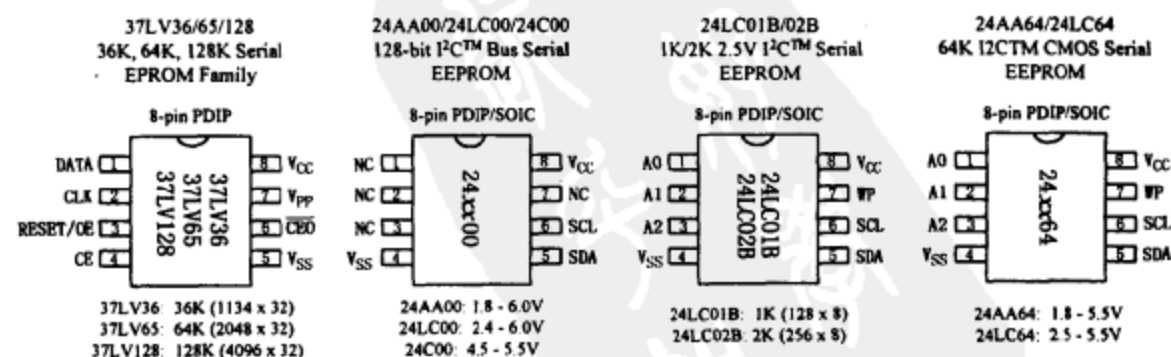


图 J.7

串行输入的数据格式依次为：起始位、地址位、数据位和其他控制位。相对于并行的 EEPROM，串行 EEPROM 的控制更复杂，具体协议可参阅厂家提供的资料手册。

J.6 随机存取存储器 (RAM)

随机存取存储器或 RAM 主要应用在频繁和快速读写操作的场合,用于存储基于微处理器的临时数据或程序指令。(EEPROM 的读写次数有限,且读写的时间相对较长。)和 ROM 不同的是:RAM 是易失设备。这意味着在掉电情况下,保存的数据会丢失。

J.6.1 静态和动态存储器

随机存取存储器可以分为两种:静态随机存储器 (SRAM) 和动态随机存储器 (DRAM)。对于 SRAM,数据存储在触发器组成的内存单元中,其内容可以保持不变直到重写或电源关断;对于 DRAM,数据以电荷形式存储在蚀刻于半导体集成电路的电容里;对于 DRAM,写到内存单元的数据要不断地刷新,否则将在几毫秒内丢失。

通常,SRAM 和 DRAM 的主要区别是容量、功耗、速度和易用性。对于容量,由于 DRAM 内部的电容比 SRAM 触发器占用的空间少,因此在单位面积上可以保存更多的数据;对于功耗和速度,DRAM 需要不断地刷新电容,功耗自然比 SRAM 大,速度自然比 SRAM 慢。

SRAM 多应用在容量相对较小、功耗较低的集成系统中,如袖珍式计算器。它也可集成到微处理器中,在处理器和外部动态存储器之间起缓存作用,提高运行速度。DRAM 可应用在大容量、速度快的场合,如计算机的内存模块。

在许多情况下,用户无需关心如何处理 RAM 芯片,许多微控制器或印刷电路板都提供了专门的内存接口(插槽),直接插入就可以工作。为此,这里不再讨论 SRAM 和 DRAM 集成芯片的细节,仅简单介绍 SRAM 和 DRAM 原理图,说明其基本构造,然后介绍存储器的封装形式,如计算机中使用的 SIMM 和 DIMM 封装存储器。

J.6.2 简单的静态存储器

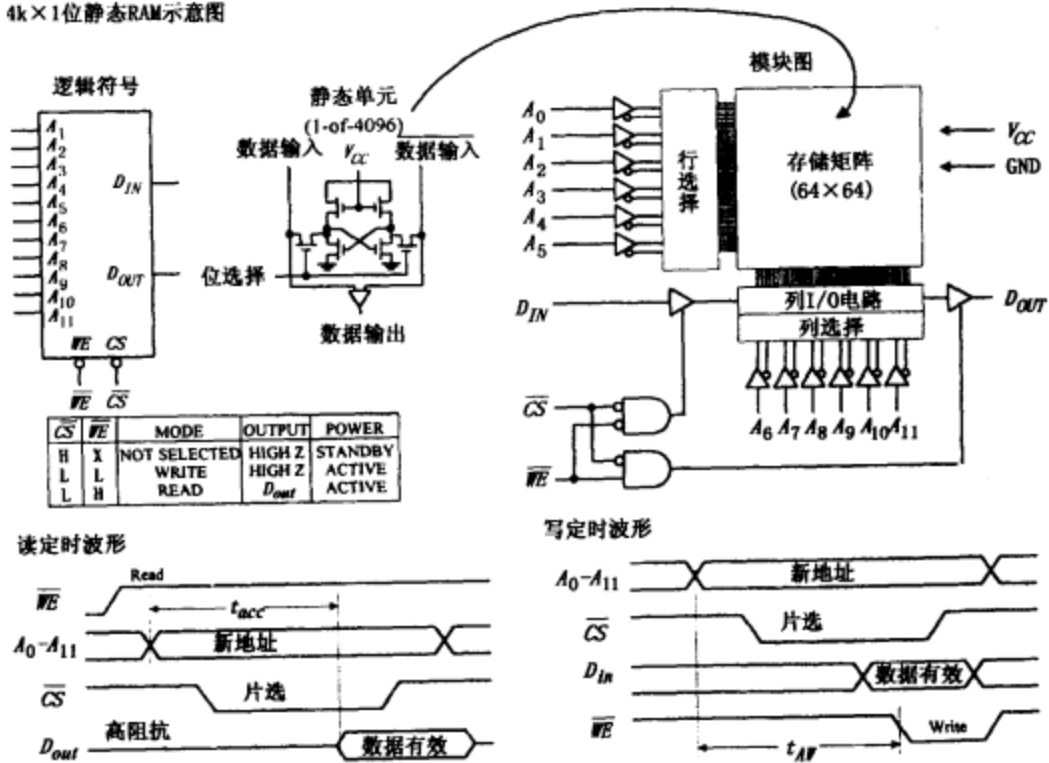
图 J.8 所示的是一个基本的 4096 ($4K \times 1$) 位 SRAM,采用 12 位地址线作为 4096 个不同存储地址的位选信号——每个地址包含一个触发器翻转信号。存储器矩阵是 64×64 阵列,用 $A_0 \sim A_5$ 作为行地址, $A_6 \sim A_{11}$ 作为列地址,以此来指明所用到的特定位置。行列译码均为 6-64 译码,对应于 64 行 64 列。

在写入数据到指定地址过程中,数据位输入到 D_{IN} 端,片选输入端 (\overline{CS}) 置为低电平,写入使能端 (\overline{WE}) 置为低电平(使 D_{IN} 缓冲器打开)。在读取指定地址的数据过程中,地址线置位, \overline{CS} 置为低电平且 \overline{WE} 为高电平(使 D_{OUT} 缓冲器打开)。具体的时序波形如图 J.8 所示。

将 8 个 $4K \times 1$ 的 SRAM 芯片组合,如图 J.8 所示,就可以扩展成 $4K \times 8$ 的存储器——这对 8 位微处理器系统来说很有用。当地址数据输入到地址总线上时,同一时间每个存储芯片的同一地址的内容被存取,因此一个字节(8 位)的每位数据位输出到数据总线上。

尽管有一些 SRAM 芯片的容量超过 $n \times 1$,例如 $n \times 4$ 或 $n \times 8$,但它们如同 $n \times 1$ 存储器一样,都可以按照相同的方法进行扩展,如:两个 $n \times 8$ 存储器可扩展为 $n \times 16$ 存储器;四个 $n \times 8$ 存储器可以扩展为 $n \times 32$ 存储器,等等。

4k×1位静态RAM示意图



RAM存储扩展(4k×8)

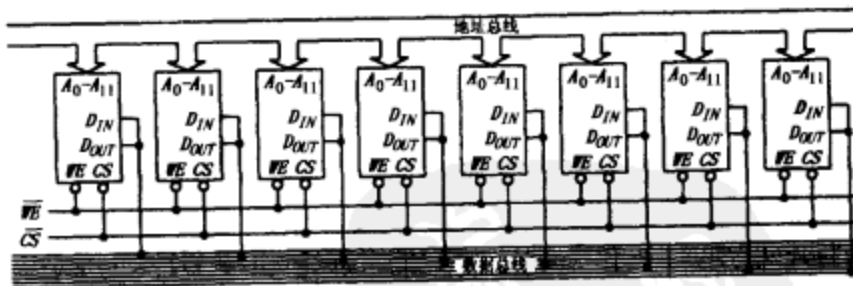


图 J. 8

J. 6.3 非易失性存储器

在实际应用中，集 SRAM 的快速、长寿命和 ROM 的非易失性于一体的非易失性存储器可能是一个较为理想的存储器件，生产厂商称之为非易失性静态 RAM。这种存储器的功耗很低，可由锂电池供电，当外电源掉电时，由锂电池供电维持存储器的触发器状态，保存数据。以电池作为后备电源的非易失性静态存储器保存数据的时间受到后备锂电池的限制，一般为 10 年左右。

还有一种非易失性静态存储器不采用电池作为备用电源，称为 NVRAM（非易失性 RAM）。其内部将 EEPROM 和普通的 SRAM 结合在一起，内部设有电源监测电路。在正常工作时，它就像普通静态存储器那样操作。当监测电路监测到电源电压下降时，它开始数

据备份工作，把静态存储器中的数据写入到非易失性的 EEPROM 中。在上电时，NVRAM 自动将保存在 EEPROM 中的数据全部读入到静态存储器中。

理论上，NVRAM 的使用寿命和 SRAM 一样，是无限长的。但实际上，它受限于 EEPROM 的寿命。

J.6.4 动态随机存取存储器 (DRAM)

图 J.9 为一个 16K×1 的动态存储器原理图。正常情况下，16K (16384) 的寻址范围，需要 14 位地址线。但是，在图中 (大部分 DRAM 也是如此)，采用分时复用的方法，将地址线的数目减少了一半。因此，寻址的过程分成两步进行：首先，在 7 位行地址信号由 $A_0 \sim A_6$ 输入时，行地址选通端 (\overline{RAS}) 置为低电平；接着，7 位列地址也从 $A_0 \sim A_6$ 输入，同时列地址选通端 (\overline{CAS}) 置为低电平。到此，14 位地址信号就被锁存，并在 \overline{WE} 端控制下进

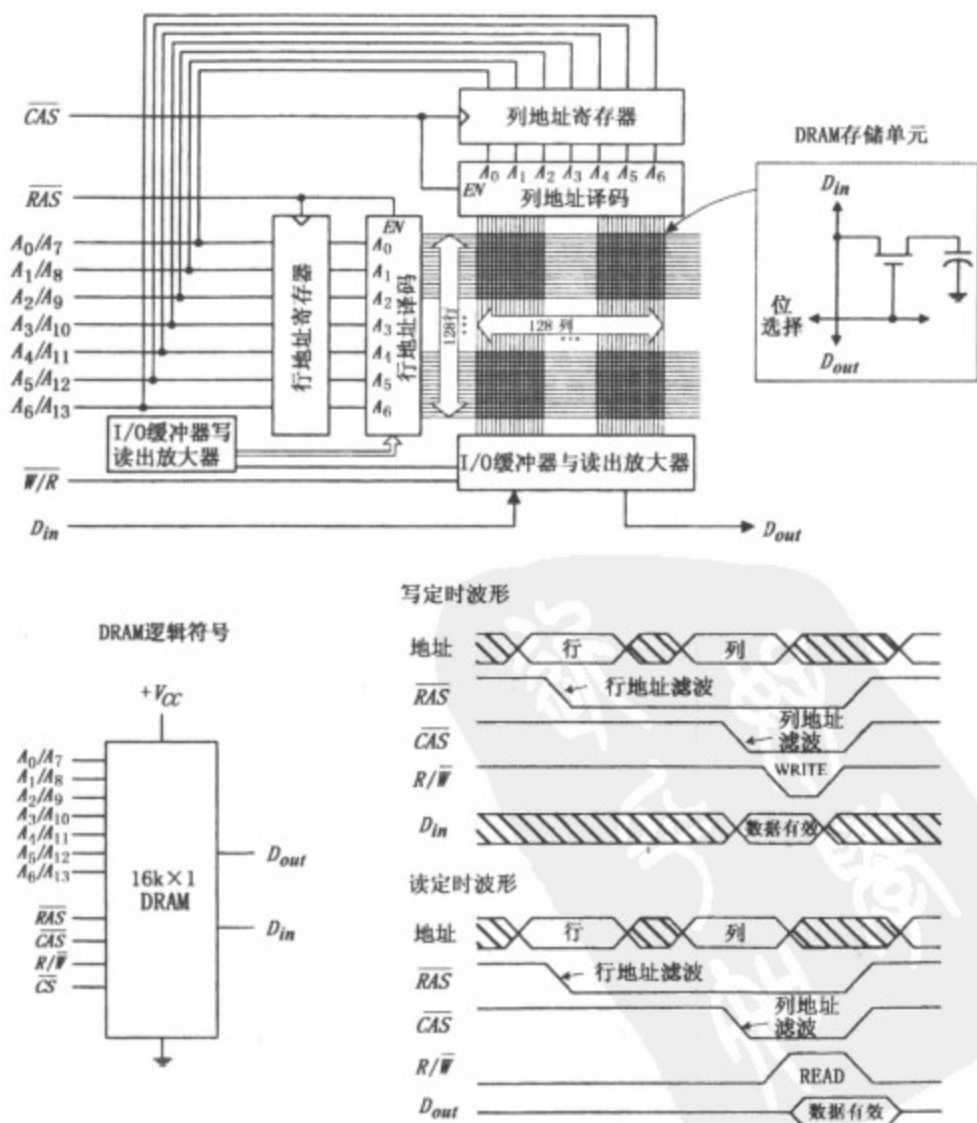


图 J.9

行读/写操作。当 \overline{WE} 置为低电平时，数据通过 D_{in} 写入RAM；当 \overline{WE} 置为高电平时，数据通过 D_{out} 从RAM中读出。具体操作的时序图如图J.9。

DRAM必须每隔2ms或更短的时间刷新一次，即对内部存储电容充电。刷新的方法通常有三种：读周期、写周期和 \overline{RAS} 周期。 \overline{RAS} 周期是一种较好的技术。这个循环过程中， \overline{CAS} 端置为高电平， $A_0 \sim A_6$ 被设为000 0000，在对 \overline{RAS} 端输入一个低脉冲后，行地址编号自动加一，依此类推，完成128行的刷新操作。

可见，DRAM需要一个定时波形发生器，不得不用到定时波形来刷新存储器。通常，生产厂商都会提供专用的动态随机存储控制器或将定时发生器集成在存储器中，供刷新操作，换句话说，今天的DRAM可以自动完成这个刷新过程，用户感觉就如同使用SRAM一样。

DRAM的技术飞速发展，到今天，已有许多类似DRAM的存储器涌现，如ECC DRAM、EDO DRAM、SDRAM、SDRAMII、RDRAM、SLDRAM等等，我们以后将介绍这些技术。

J.6.5 计算机存储器

如前所述，在实际应用中，用户无需太多操心RAM（惟一例外的可能是类似EEPROM应用的非易失性RAM），它们或者被集成在芯片中，或者提供了类似SIMM单列直插存储器模块或DIMM（双列直插式存储器模块）接口便于使用，关键是应该买何种形式的RAM模块，供用户的计算机使用。

在计算机中，RAM用于临时保持指令以及相关的数据，这使计算机的中央处理器（CPU）能够读取指令，并且快速存储数据。例如，当CPU装载一个应用程序代码如字处理等到RAM中，就可以快速地找到所需内容，而无需从硬盘或者其他什么外部存储器中搜索。为了提高RAM的运行速度，早期的存储器是直接焊在计算机的电路板（主板）上的，但随着时间推移，固定存储器方式越来越不适合应用程序对内存扩展的需求，到今天，计算机提供了扩展槽共扩展内存用，扩展槽的数目和具体的结构取决于计算机的CPU。

今天，大部分的台式计算机使用的内存模块有两种：SIMM或者DIMM。这两种模块其实就是采用DRAM为核心的，在其电路板上，扩展RAM芯片，以满足CPU的带宽需求。在安装时，只需简单地把模块插入计算机主板上的内存槽中就可以了。目前的计算机系统一般采用168针DIMM，早期486及奔腾计算机使用72针的SIMM，486以前的计算机使用30针SIMM。

30针SIMM

图J.10是一个30针SIMM连接32位处理器的例子。每个SIMM提供8位数据。因此，如果希望SIMM满足CPU的32位格式，该系统存储器配置一般分为两种内存槽：0槽和1槽，每个内存槽包含四个30针的SIMM插座，CPU每次寻址一个内存槽。30针SIMM内存槽格式（容量）是256 K×8（256kB），1M×8（1MB），4M×8（4MB）。另一种SIMM类型称为奇偶校验SIMM，格式为 $n \times 9$ ，这种SIMM仅增加了一个奇偶校验位，奇偶校验位用于检测错误——稍后说明奇偶校验。

对于大多数电脑模块，应该避免在同一槽中混插不同容量的SIMM。混插了，计算机要么不会启动，要么找不到内存条。

30针SIMM：每个支持8位数据。32位处理器需要4个30针的SIMM支持

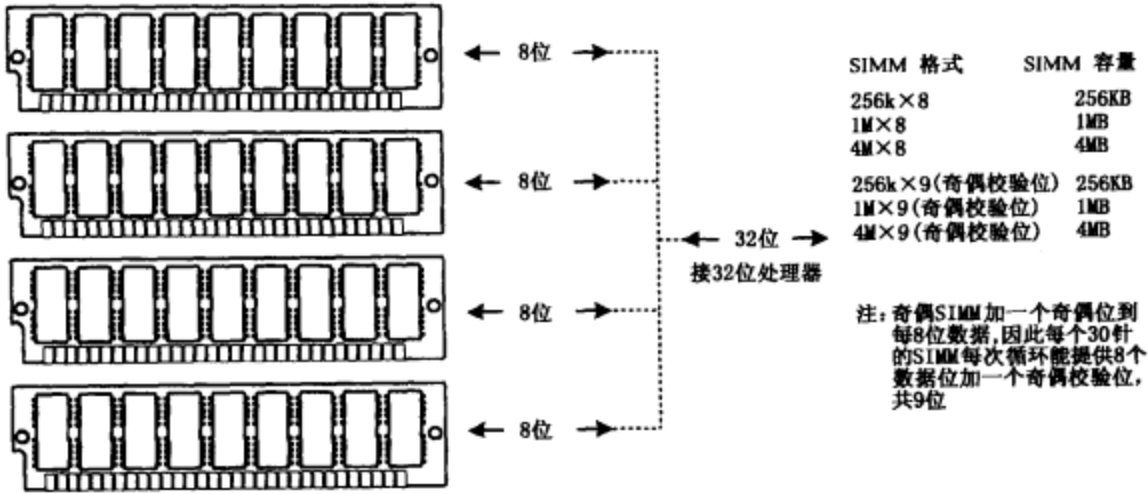


图 J. 10

72 针 SIMM

72 针的 SIMM 是在 30 针 SIMM 基础上改进的，它支持 32 位数据，4 倍于 30 针 SIMM 的数据位。如果有一个 32 位的 CPU——如 Intel 的 486 或 Motorola 的 68040，只要一个 72 针的 SIMM 插槽，每个槽仅需要一个 72 针 SIMM 内存。图 J. 11 显示了一个标准 SIMM 内存格式和容量。注意：带奇偶校验的 SIMM 使用 $n \times 36$ 格式，附加的 4 位是奇偶校验位——32 位数据中的每 8 位分配一个校验位。

72 针 SIMM：支持 32 位处理器（如：Intel 的 486 或 Motorola 的 68040）

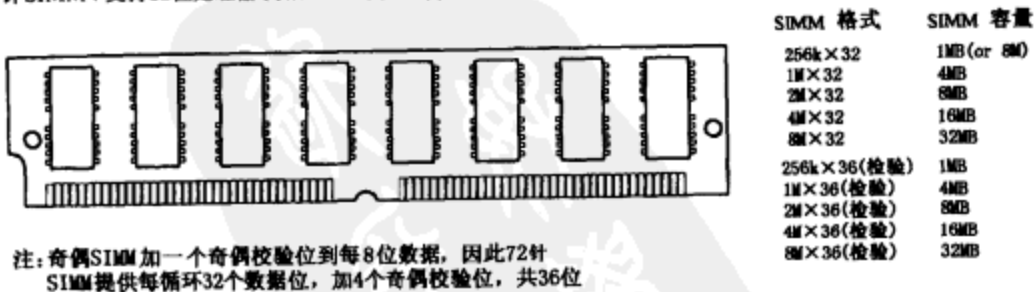


图 J. 11

168 针 DIMM

双列直插式内存模块 (DIMM) 非常类似于 SIMM，两个之间本质的区别是：SIMM 电路板的两面引脚连在一起，作为一个电触点；而对于 DIMM，电路板两面的引脚之间是绝缘的。DIMM 支持 64 位或更宽的内存总线，多数情况下，应用在基于 64 位处理器如 Intel 奔腾处理器或 IBM 的 PowerPC 处理器的计算机系统。图 J. 12 是一个 168 针 DIMM 封装的 16M×64 位同步 DRAM，采用标准的 168 针 DIMM 封装。

16M×64位同步DRAM, 支持Intel的奔腾机和IBM的PowerPC处理器

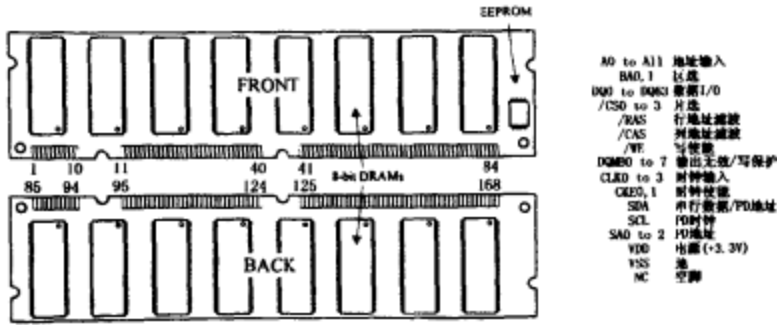


图 J. 12

J. 6. 6 存储器数据校验

有二种主要方法用于保证内存中数据的完整性：奇偶校验和自纠错码校验（ECC）。奇偶校验是其中应用最普遍的。其处理过程是：每 8 位数据，添加 1 位辅助位——正如在 SIMM×9 和×36 奇偶内存模块中所述。ECC 是一种更完善的方法，它能检验并校正 1 位的错误。但它较贵，只用于高端服务器上。许多商用的台式计算机只采用了奇偶校验，一些家用或小型商用的廉价计算机甚至没有任何校验措施。

J. 6. 7 用于计算机存储器中的 DRAM

目前，计算机的内存模块也采用了 DRAM 技术，采用 EDO（扩展数据输出）技术的存储器使计算机操作内存的速度比标准的 DRAM 快 10%~20%。另外一种同步 RDRAM（Rambus DRAM），这又是另外一种快速的 DRAM 技术，速率大约是标准 DRAM 的 10 倍。



微处理器和微控制器

目前，几乎所有稍微复杂一些的电子玩具中，都有微处理器或微控制器在工作。而且，在这些玩具中，几乎都没有分立的逻辑集成块（例如，逻辑门、触发器、计数器、移位寄存器等）。

在撰写一本面向电子爱好者的书籍时，通常有必要介绍一些过去的技术和设备。逻辑门和触发器就是一个极好的例子，一个初学者可能未必使用这些分立元件，但是它有助于让他明白一些最基本的知识，包括逻辑状态、逻辑操作、存储器等等。

微控制器是现代电子学发展的一大硕果，一个微控制器可以替代众多用分立元件做成的逻辑电路。微控制器拥有一个和计算机微处理器相同功能的中央处理器（CPU），CPU 执行逻辑操作、控制输入/输出等。微控制器内还含有其他功能芯片，如只读存储器（ROM）、随机存取存储器（RAM）、串行接口、模/数转换器等。某种程度上，微控制器可以说是一个没有键盘和显示器的小型计算机。例如，你可以使用微控制器来控制伺服电机，产生音频信号，监控红外传感器来避免碰撞物品，记录由模拟传感器产生的输入数据等等。微控制器也应用于微波炉、电视机、录像机、计算机外围设备（如激光打印机、磁盘驱动器）、汽车控制系统、安全监控系统、玩具、环境资料记录仪、移动电话及其他需要编程控制的设备。

目前的微处理器，如英特尔公司的奔腾系列处理器，和微控制器的功能相类似，但它主要设计用来进行快速的“数据处理”，可运行复杂的多媒体程序和游戏。微处理器也需要许多辅助设备支持，例如随机存取存储器、只读存储器、输入/输出控制器等等。其中，部分设备已内建在微控制器中。为此，在本附录里我们仅简单介绍微处理器，重点介绍微控制器。微控制器作为当今热门产品，不仅因为它们易于使用，而且可以作为许多电池供电小仪器的“大脑”。而微处理器主要是用于计算机上，对于那些喜欢玩弄集成电路的发明者而言，它并没有什么直接的实际利用价值。

K.1 微处理器

微处理器就是一个集成电路，它通过地址线、数据线和控制线，从片外 ROM 读取程序指令并执行；通过对外部 RAM 的读写操作，完成临时数据的保存等工作；读取和输出 I/O 信号给外围电路。图 K.1 显示了一个简单的基于微处理器的系统。

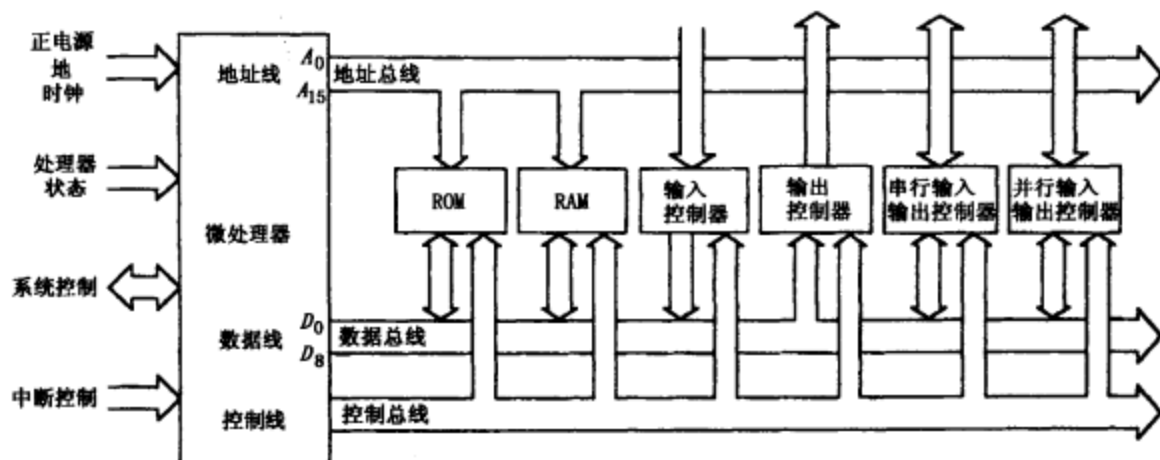


图 K.1

K.1.1 微处理器简介

微处理器的核心部件是中央处理器（CPU），主要用来处理大量数据信息，CPU 包含一个 8 位的处理器——它可以一次处理 8 位（一个字节）。一些更先进的微处理器可以一次处理更多的位，例如 16 位、32 位或更多。处理器读取内存中的程序指令，然后执行这些指令，通过三总线，产生适当的电平和时序，访问与之相连的设备（如存储器、输入/输出控制器等），执行具体的输入/输出操作。

在微处理器内部，有许多功能单元执行具体的任务，指令译码器就是其中之一，它可以读取并解释指令，了解下一步的工作；算术逻辑单元（ALU）是另外一个重要的功能单元，可以进行加法、补码、比较、移位、复制等等操作；程序计数器用来记住当前程序执行的位置等。我们将在以下内容中介绍。

K.1.2 地址总线，数据总线和控制总线

数据总线、地址总线和控制总线用于连接微处理器和其他外围设备如 ROM、RAM 和各种 I/O 设备等，提供数据、地址以及读写控制信号（总线就是被各种设备共享的一组导线）。地址总线用于微处理器选择外部设备的一个特定的地址单元，如存储器中的一个指定地址。如果地址总线是 16 位，这意味着处理器可以存取的范围为 $65536 (2^{16})$ 。数据总线为处理器和外部设备（存储器等外围设备）提供了数据传输通道，我们介绍的处理器数据总线带宽是 8 位，对于更先进的处理器，如早期的 486 和后来的奔腾处理器，数据线的带宽达到了 32 和 64 位。控制总线传送的是控制信号，控制对应的 IC 器件执行具体操作，如读、写、中断、存储器存取或其他的操作等；控制总线的带宽是变化的，主要取决于具体

的微处理器型号。

K 1.3 存储器

通常而言，计算机一般使用三种存储器类型：只读存储器、随机存取存储器和大容量存储器（例如，硬盘、软盘、光盘、ZIF 驱动器等等）。只读存储器（ROM）作为一种非易失存储器，通常保存了启动计算机的顺序指令，包括端口配置、中断初始化以及读取存储在硬盘上的操作系统的代码；随机存取存储器（RAM）则保存了临时数据和计算机运行需要的程序代码；大容量存储器用于存储数据和程序。

K 1.4 输入和输出控制器

为了使微处理器能够接收和发送数据给各种 I/O 设备，如键盘、显示器、打印机等等，需要专门的输入/输出控制器提供两者之间的控制信号，该控制器和系统总线相连并且受微处理器控制。

为了使微处理器和各种外围设备之间协调工作，微处理器可以通过程序指令直接控制输入/输出控制器，或当外部设备产生一个“读”的信号时，控制器产生一个中断信号，申请微处理器进行读取操作。计算机有许多输入/输出控制器，如声卡的控制器、SCSI 接口控制器、通用串行总线（USB）控制器、游戏控制器、软驱控制器、硬盘控制器等等。这些都可以从生产厂商处购买到或已经包含在计算机中。不同的硬件需要不同的控制信号，因此，相应的驱动程序产生相应的控制信号，控制相应的硬件设备。

K 1.5 微处理器示例

这里以 Intel 公司的 8085A 处理器为例，说明一个处理器的内部结构，如图 K.2 所示。尽管参照今天的标准，该型号的微处理器是淘汰品，但它仍具有现代微处理器的许多核心特点，而且更容易让人理解。

算术逻辑单元（ALU）

如同其他的处理器一样，8085A 包含一个算术逻辑单元（ALU），用来处理基本的算术逻辑操作（+、-、×、/、或、与、非等）及比较（=、<、<=、>、>=）。支持这种操作的 ALU 寄存器统称为累加器，它可以接收存储器里的初值，进行算术和逻辑操作，并把操作的结果回送到存储器，一组和 ALU 相关的二进制标志（或称为标记）指示了操作后的 ALU 状态概况，如正、负、零或非零等。

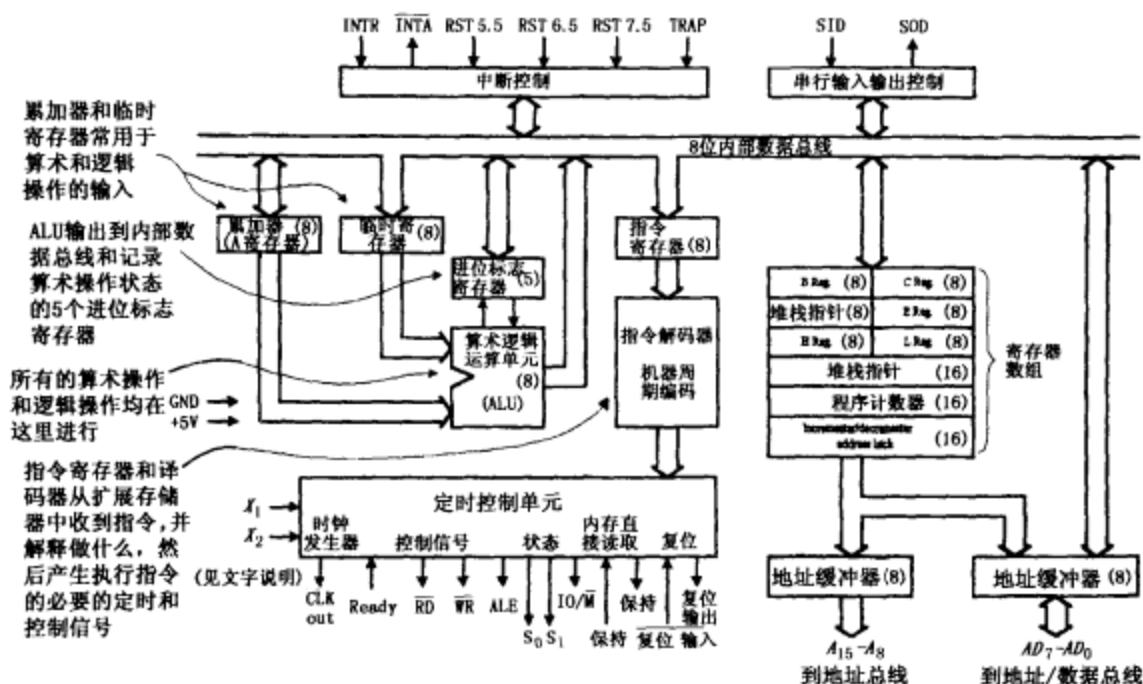
控制单元

控制单元是系统内部的指挥元件，执行指令代码序列，按照指令周期执行每个程序指令。首先，它从存储器中读取指令代码到指令寄存器，然后，指令代码被译码分解成操作码和操作数，指示执行的操作。之后，控制单元产生相应的控制信号控制对应的 ALU、I/O 和 RAM，执行操作，即取指-解码-执行过程。

中断

微处理器系统的另一个重要特点是中断控制，它提供一种方法给外部数字信号来中断当

英特尔8085微处理器：功能模块图，IC封装定时序图



定时功能时序列表

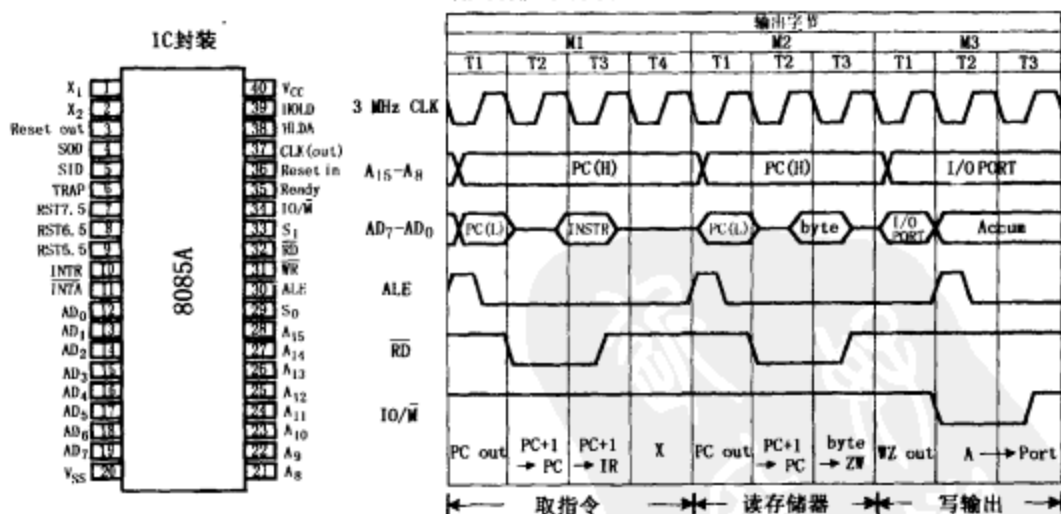


图 K. 2

前运行中的软件程序。对于 8085A 而言，有五种中断输入：INTR、RST、RST5.5、RST6.5、RST7.5 和 TRAP。这些中断都按照设定的优先顺序进行响应处理，默认的优先顺序如下：TRAP（优先级别最高）、RST7.5（第二级别）、RST6.5（第三级别）、RST5.5（第四级别）和 INTR（优先级别最低）。TRAP 中断对于突发事件（如断电或总线错误）时是很有用的。

地址和数据信号

高位地址 ($A_{15} \sim A_8$): 16 位地址线的高 8 位线。

地址/数据 ($AD_7 \sim AD_0$): 16 位地址线的低 8 位或 8 位数据线。值得注意的是: 这 8 位地址线可以多路复用为数据总线, 这样可以减少管脚数目。

串行输入数据 (SID): 串行操作, 一次一位从外围设备接收数据。

串行输出数据 (SOD): 串行操作, 一次一位输出给外围设备。

计时和控制信号

CLK (OUT): 系统时钟输出, 送给外围设备, 用来同步时钟信号。

X_1, X_2 : 连接外部的晶振或其他设备, 用于驱动内部时钟发生器。

地址锁存使能信号 (ALE): 在第一个机器时钟周期产生该信号, 使同时输出的地址内容锁存到外围地址锁存芯片设备。

状态 (S_0, S_1): 指明进行读或写操作的控制信号。

I/O/M: 对 I/O 或存储器进行读/写操作。

读操作控制 (RD): 指定存储器地址或输入/输出模块, 并准备数据总线, 进行读操作。

写操作控制 (WR): 将数据总线上的数据写入到指定的存储器地址或输入/输出地址。

存储和 I/O 符号

保持 (HOLD): 用于要求 CPU 停止控制并且使用外部系统总线。CPU 在完成执行当前指令寄存器中的指令后, 进入保持状态, 此时, 三总线上没有来自 CPU 的信号。

保持应答 (HLDA): 控制单元输出的应答信号, 指示总线现在可用。

准备: 用于使 CPU 和低速存储器或输入/输出设备同步的信号。当指定地址的设备输出准备就绪信号后, CPU 就可以进行输入 (DB_{in}) 或写 (WR) 操作, 否则, CPU 进入等待状态直到该设备就绪。

CPU 初始化

复位信号输入: 使程序计数器的内容清零, CPU 从零地址开始执行。

复位信号输出: 确定 CPU 已经复位。该信号可用于复位整个系统。

通用寄存器

8085A 包含一组 6 个通用 8 位寄存器: B、C、D、E、H 和 L。这些寄存器被称为通用寄存器, 是因为它们可以被微处理器任意使用, 它可以保存十进制数据、BCD 码数据、ASCII 码数据或任何其他类型的信息。它们可以作为六个 8 位寄存器或三个 16 位寄存器 (BC、DE、HL), 每对寄存器保持 16 位的数据或任何其他 16 位编码信息。除了保持 16 位的数据外, 一对寄存器还可以保存地址数据。通过寄存器保存的 16 位地址信息, 处理器可以操作对应于该地址的内容。通过寄存器进行寻址的方法称为间接寻址。

专用寄存器

专用寄存器可保存加法计算和逻辑操作的结果, 并作为微处理器的辅助寄存器。辅助寄

寄存器一般不用指令编程而是由微处理器使用。8085A 的专用寄存器包括一个累加器、标志寄存器、程序计数器和堆栈指针。

所有的微处理器都有一个累加寄存器，通过 ALU 进行累加算术操作和逻辑操作。

8085A 的标志寄存器中的 5 位用作 ALU 状态的标志，当 8085A 执行算术操作时，标志位也随之改变，并且它们用来指出算术运算的状态。5 个标志位分别如下：(1) 一位符号标志位，用于区分算术或逻辑操作结果是正或负；(2) 一位零标志位，用于指出 ALU 操作的结果是零或非零；(3) 一位辅助进位标志位，保存 ALU 高低半字节操作时产生的进位；(4) 一位奇偶标志位，用于指出当前 ALU 内容的奇偶性；(5) 一位进位标志位，用来保持加法运算后的累加器的最高位进位溢出结果，或减法运算后的借位状态。

程序计数器不对程序执行计数但是可以确定处理器执行的下一步指令的位置，它从存储单元的低位地址开始，向高端地址累积。

堆栈指针保存上次的入口地址，堆栈是随机存储器 (RAM) 里的一块数据存储区，在处理器操作时使用。

8085A 的时序图

图 K.2 所示为 8085A 时序操作的一个例子。事实上，这需要三个机器周期 (M1, M2, M3)。在第一个循环期间，取来一个 OUT (输出) 指令，在第二个循环期间，取来指令的下半部分，指示所选的用来输出的设备数目。在第三个机器周期，累加器的内容通过数据总线被写入所选的设备，在每个机器周期的开始，控制单元输出提供一个地址锁存使能 (ALE) 脉冲启动外部电路。在机器周期 M1 的 T1 状态期间，控制单元设置 IO/M 信号，指示将开始的存储器操作。而且在这个周期内，控制单元指示程序计数器安排输出地址数据在地址总线上 ($A_{15} \sim A_8$) 和地址/数据总线上 ($AD_7 \sim AD_0$)。在 T2 期间，被寻址的存储模块将指定地址的内容在地址/数据总线上控制单元设置读操作 (RD) 信号。到 T3 时刻，从数据总线上拷贝数据，这给存储器一定时间来输出数据到总线上且使信号电平稳定。在 T4 时刻，总线进入空闲状态，同时 CPU 进行下一次的指令解码，剩下的机器周期以同样方式继续。

K 1.6 微处理器编程

每个微处理器都有它自己的一套独特的指令集来处理任务，例如从存储器中读、进行加法运算和数据操作。例如，在 IBM 或兼容机中的 Intel 奔腾处理器使用一套完全不同于在麦金托什苹果电脑里的摩托罗拉 PowerPC 机指令集。

任何能被微处理器识别使用的语言就是机器代码，它只是 1 和 0 的组合，可以通过机器语言直接对微处理器进行编程。然而，事实上并不必要这样做——这太难了，一个简单的任务，如乘法操作，可能要用去好几百条机器代码才能完成。要了解这些二进制码并且确定每行每位是准确的，真是一场噩梦。

一种简单方法是采用汇编语言编写程序，这样就可以用助记符和符号来命名存储位置和变量。采用汇编语言编写的程序可以通过微处理器制造商提供的汇编程序软件包转换成对应的机器语言。汇编语言的助记符将被“翻译”成对应的十六进制机器代码 (称作操作代码或操作码) 和存储这些代码的十六进制地址；或由程序员通过检查代码 (也由制造商提供) 和存储器地址来完成，这称为人工汇编。当使用人工汇编时，你必须确定 ROM 中哪个存储单

元供给程序使用。汇编语言可以帮助程序员编写出最具流水线、最有效率的程序以使执行时间最快。然而，和机器代码一样，编写汇编语言也是非常乏味的。

为了使程序员更容易编写程序，可以使用高级语言如 BASIC、PASCAL 或 C 语言等。使用其中的任何一个语言，都可以使用代数命令来编写程序，并且使用方便易懂的控制命令如 if……。当使用这些语言时，你只需简单地声明变量、编写算术和逻辑语句等源代码，无需费心计算存储的地址或计算要把哪位转移到寄存器中等。在完成了源代码编写工作后，还需要两步骤才能使微处理器运行程序：编译源代码和解释源代码。C、PASCAL 和 FORTRAN 语言源代码在编译过程中转换为汇编代码，之后，汇编程序解释汇编代码为微处理器能识别的机器码。同时，还有一种解释语言，如 BASIC，它无需编译过程，解释程序直接检查和运行程序里的语句。通常，解释语言比编译的语言运行速度慢，但是它不需要编译且在运行程序前无需延迟就可以进入程序。

表 K.1 的内容是分别以 BASIC、汇编 (8085A) 和机器 (8085A) 语言代码描述 5 到 0 的计数。注意这里的汇编和机器码是针对 8085A 而言，采用 BASIC 编写的代码非常好理解，变量 COUNT 保存计数值。第 30 行语句检查 COUNT 是否为 0，若为 0，则程序跳回到开始处，否则，程序跳回到第 20 行 (COUNT 减 1) 并且再次检查 COUNT 值。

表 K.1 BASIC、汇编和机器语言 5 到 0 的计数程序代码

语言		汇编语言		机器语言	
行号	指令	标号	指令	地址 (十六进制)	内容
10	COUNT=5	START:	MVI A, 05H	4000	3E (操作码)
20	COUNT=COUNT-1			4001	05 (操作数)
30	IF COUNT=0	LOOP:	DCR A	4002	3D (操作码)
	THEN GOTO 10		JZ START	4003	CA (操作码)
				4004	00 (地址)
40	GOTO 20			4005	40 (地址)
			JMP LOOP	4006	C3 (操作码)
				4007	02 (地址)
				4008	40 (地址)

采用 8085A 的汇编语言，助记符包括 MVI、DCR 和 START。助记符 MVI 意思是快速移动，MVI A, 05H，该指令将 05 (H 表示十六进制) 送入寄存器 A (累加器)；下一条指令 DCR A，执行的结果是寄存器 A 递减 1，结果仍然保存到 A；第三条指令 JZ START 表示如果 A 的内容为零，跳转到 START；如果条件不满足，则程序执行下一条指令 JMP LOOP，这是无条件跳转。

对于机器码，汇编语言指令 MVI A, 05H 需要 2 个字节。第一个字节是操作码，3E (二进制是 0011 1110)，微处理器识别这种指令；第二个字节 (操作数) 是数据值 05。JZ 的操作码是 CA (1100 1010)，如果条件不满足则将跳转到下列 16 位 (2 字节) 地址，这是一个 3 字节指令，指令中的 2 字节 (十六进制 4004 的位置) 是地址的低位字节，第 3 字节是跳到地址的高位字节。JMP 的操作码是 C3 (1100 0011)，后面紧跟的是 16 位指定地址 (2 个字节)。

K.2 微控制器

从前面介绍的内容，我们知道，对微处理器编程（哪怕是非常简单的任务），以及连接所有大的外围芯片，如随机存取存储器、只读存储器、输入/输出控制器等等，都是件困难的工作。它要求烧写启动指令到只读存储器里，连接各种输入/输出设备到总线，编写程序便于和输入/输出设备联系，读懂中断协议等等。事实上，去构建一个微处理器系统，诸如一个个人电脑中的微处理器系统，是很困难，而且得不偿失。你完全可以买组装好的产品或至少买主板然后装上存储器模块（DIMM、SIMM）、声卡、磁盘等等。总之，对许多小应用来说，使用微处理器是相对较困难且是不切实际的。在下述内容中，我们并不太多涉及它，因为微处理器和所有的主要电路已经制在母板上了。

当设计可编程的小应用电路时，最好避免采用微处理器，相反，你应该尽量使用微控制器。微控制器是一种专门的微处理器，在芯片里集成了许多功能单元，如只读存储器、随机存取存储器、串口、模/数转换器等。事实上，微控制器是一个没有监视器、键盘和鼠标的小型计算机。它被称为微控制器是因为它很小，且便于控制机器、玩具等。你可以制造一个“智能”机器，在主机上编写程序，通过计算机的并口或串口下载程序给微控制器，然后断开编程数据线，微控制器就可控制机器的运行了。例如，在微波炉中，一个微控制器就提供了大部分的必备功能，如读键、显示、控制发热元件、存储数据如热蒸时间的数据等。

目前，市面上有成百上千种微控制器，一些是一次性可编程（OTP），它意味着程序一旦写到只读存储器（OTP-ROM），以后就再也不能更改程序了。OTP微控制器常用于许多不需要改变核心程序的设备，如微波炉、洗碗机、汽车传感器系统等。还有一些微控制器是可编程的，即微控制器内部的程序存储器是 EPROM、EEPROM 或闪存，可以反复擦除和编程，如果需要的话，其内部的程序是可以随时改写的——在设计样机或设计可能需要扩充一些输入/输出设备的测试仪器时，这是一种很有用的特点。

微控制器普遍应用在传呼机、自行车闪光灯、数据记录仪、玩具、模型飞机和模型汽车、防锁系统、录像机、微波炉、警报系统、燃料注入器、训练设备等。它也可用于建造机器人，此时微处理器相当于机器人的大脑，控制和监视各种输入和输出设备，如光电探测器、步进和伺服电动机、温度传感器、扬声器等等。稍微编程处理，它就可以使机器人避免碰撞物体、扫地，及发出各种声音来指出它遇到了困难（如低电压、翻倒等），或已经扫完了地。总之，微控制器的应用是十分广泛。

K.2.1 微控制器的基本结构

图 K.3 显示了许多微控制器系统的基本组成，主要有：中央处理器、只读存储器（OTP-ROM、EPROM、EEPROM、闪存）、随机存取存储器、输入/输出端口、时序电路、中断控制、通用异步收发器（UART）、通用同步异步收发器（USART）和模/数（A/D、D/A）转换器等。

中央处理器相当于微处理器（经常被认为是嵌入式处理器）——是微控制器内部会

微控制器基本构式示意图

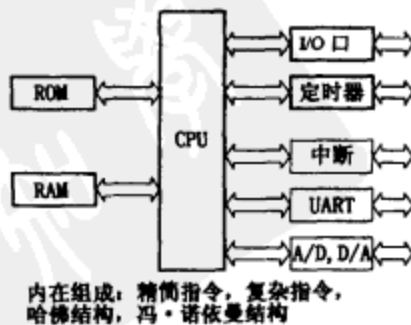


图 K.3

“思考”的元件。CPU 读取用户写入 ROM 中的程序代码，在程序运行期间，将数据临时保存在 RAM 中；输入/输出端口用来连接外部设备，进行数据传输；串口适配器使微控制器和 personal 电脑或两个微控制器之间可以进行串行通讯，负责控制两个设备之间的数据流速率。

中断系统用来中断运行中的程序，以便处理被称为中断服务程序的专门程序，这表征了微控制器实时控制外围器件的能力，例如通过外部传感器传送数据给出重要的停机信息，如，物品过热、物体关闭等。定时/计数器用作设备的“时钟”——驱动周围的数据位。许多微控制器内置有 A/D 和 D/A 转换器，作为和模拟信号的接口，连接温度传感器、位置传感器等。

微控制器实例

PIC16C56 和 PIC16C57 微控制器芯片如图 K.4 所示。在图中可以看到：两个微控制器都有 CPU、EPROM 和输入/输出电路。该结构是建立在文件寄存器思想之上的，将程序和数据总线分离（哈佛结构），可并行运行指令代码，一旦指令被“预取”，数据总线上就执行当前指令。

微芯公司的 PIC16C56 与 PIC16C57 微控制器

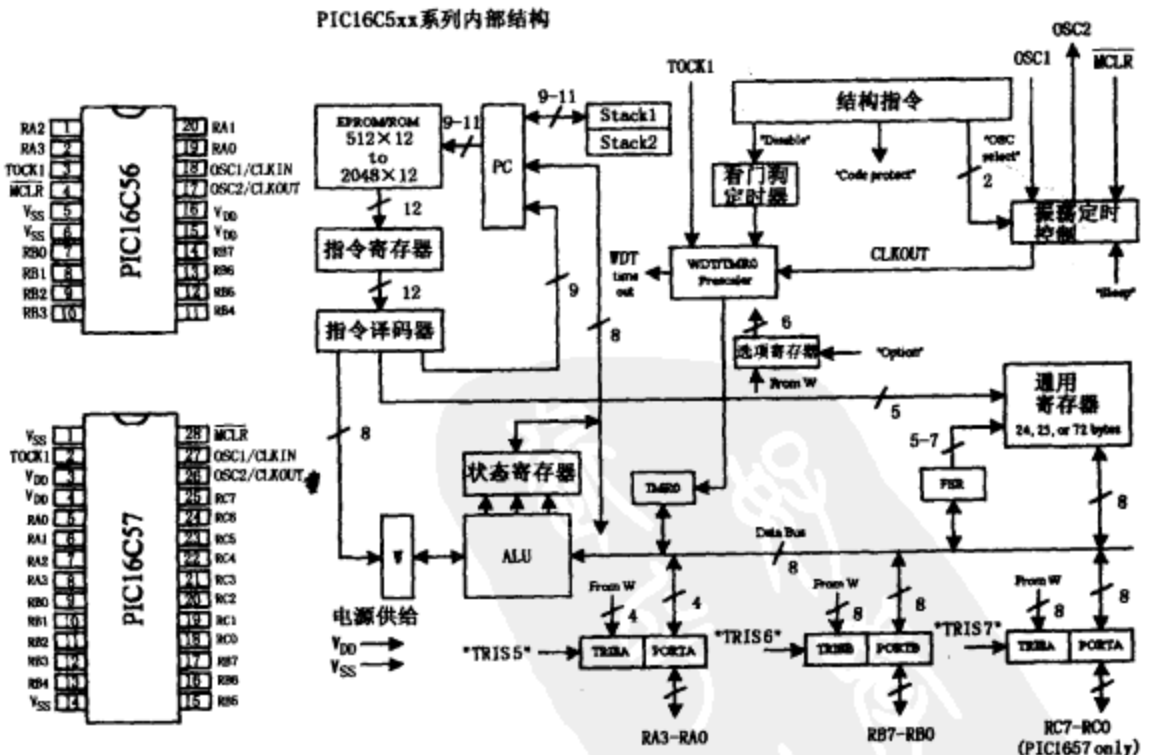


图 K.4

PIC16C56 的程序存储器 (EPROM) 有 1024 字的空间，PIC16C57 有 2048 字空间。一个 8 位的 ALU 包含一个临时的工作寄存器，在工作寄存器和文件寄存器之间进行算术和布尔运算。ALU 和文件寄存器最大由 80 个 8 位寄存器组成，输入/输出端口和 8 位数据总线

连接。RAM 的 32 个字节可直接寻址，其他字节的读取通过存储体开关实现。

为了产生时钟信号，PIC 控制器要求一个晶振或陶瓷谐振器连接到 OSC1 和 OSC2 管脚上。PIC 微控制器在 20MHz 晶振频率下，每秒能够运行 5 百万条指令（5MIPS）。它还包括一个看门狗计时器，它是片内 RC 振荡器，无需外界元件即可运行，当系统的时钟停止时，它仍然运行，无论控制器是工作或停止它都会产生一个复位信号。微控制器有许多输入/输出管脚，可连接外部设备如光电探测器、扬声器、LED 或其他的逻辑电路。PIC16C56 有 12 个输入/输出管脚，它们被分成三个端口；端口 PIC16C57 比 PIC16C56 多 8 个输入/输出管脚。

K2.2 微控制器编程

和微处理器类似，微控制器使用一套机器码指令（1 和 0）来执行各种任务，如加法、比较、采样和通过 I/O 口输出数据等。这些机器码指令一般通过一个连接到 PC 上的编程装置烧写在 ROM 里（EPROM、EEPROM、闪存）。实际上，程序不是用机器码编写，而是以高级语言通过运行在 PC 上的程序编辑器来开发的。所采用的高级语言可能是通用的开发语言，如 C，或一种特别制定的由厂商提供且对微控制器进行了最优化处理的语言。

使用生产厂商提供的说明书和软件，你可以撰写人性化语句的程序，控制微控制器做什么。你可以在程序编辑器里输入语句，运行程序，检查语法错误等。一旦程序通过，就可以保存它，然后运行编译程序把它翻译成机器语言，如果程序有语法错误，编译器就不会执行转换程序。此时，你就必须回到文字编辑器中修正错误。一旦语法错误消除，程序就可以成功编译，然后用第三个软件来烧写程序给微控制器。将微控制器插入一个和主机通过串口或并口相联的一个专门的编程器进行烧写过程。

现在可以用另一种方法，就是用解释器代替编译器，解释器是一种高级语言翻译器，它可装在微控制器的 ROM 里面而不是主机上，这就意味着实际的功能程序存储在外部的 ROM（EPROM、EEPROM、闪存）里。解释器接收来自于 PC 的高级语言代码，然后解释代码且把翻译后的机器代码写入外部的 ROM，这样就可以为微处理器使用。这种方法看起来像是在浪费内存，因为解释器用光了芯片上宝贵的存储器空间，而且，使用解释器程序机器会变得出奇地慢——不得不从外部存储器检索程序指令。但使用解释器有一个非常重要的好处：现场翻译执行，在主程序和微控制器之间形成一种直接的、交互的关系。这就可以让你开发完程序后，马上测试代码模块，下载大量程序到微控制器来测试代码，然后看程序块是否正常运行。

源代码通常在仿真软件中进行调试，仿真的结果直接显示在屏幕上，了解哪里还可以优化或找出接线错误（如，微控制器运行时观察一个指定 I/O 管脚的状态），这样就允许你在程序里优化具体的任务，例如优化一个声音生成程序，一个步进电机控制程序，等等。

K2.3 BASIC Stamp

BASIC Stamp 是内置解释器软件的微控制器，也包含有一些附加电路，如 EEPROM、调压器、陶瓷振荡器等。对初学者来说，BASIC Stamp 是一种理想的开发工具，因为它们很容易编程，功能强大且相对便宜——在美国整个封装花费是 150 美元左右，它深受发明者和业余爱好者的欢迎，而且在 Internet 上，可以找到许多应用文档、应用笔记和项目。

早在 1993 年，Parallax 公司就开发了它。BASIC Stamp 的早期版本是 D 版，后来的改

进版是 BASIC Stamp I (BSI) 和 BASIC Stamp II (BSII)。这里我们将主要探讨 BSI 和 BSII。

在微控制器的 EPROM 里, BSI 和 BSII 都有一个专门设计的 BASIC 解释器, 程序代码则存储在芯片的 EEPROM。当接通电压后, Stamp 运行存储器里的 BASIC 程序。将之连接到 PC 机上, 运行一个简单的主程序就可重新编写程序。输入/输出管脚可以和其他的数字设备相连, 如开关、LED、LCD 显示器、伺服、步进电机等。

完整的基本 BASIC Stamp 电路 (BSII-IC)

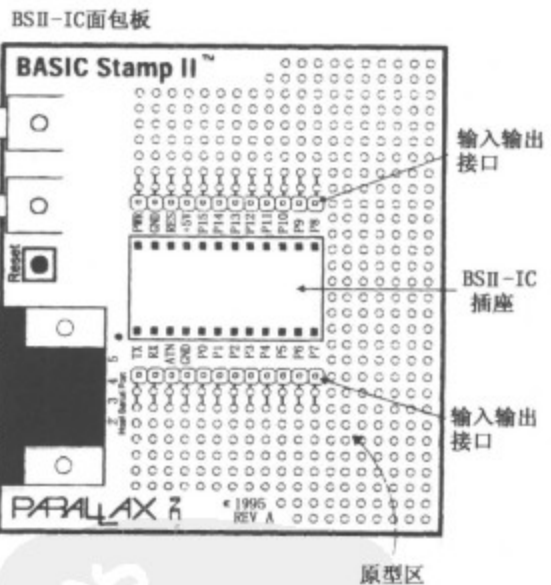
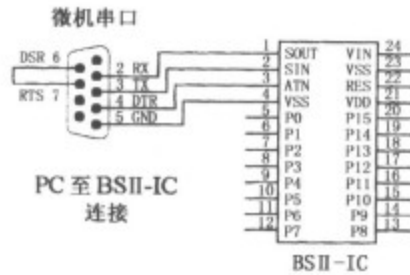
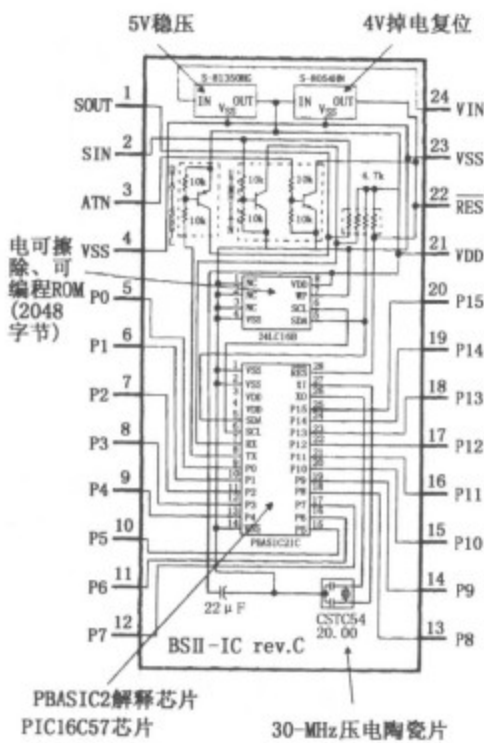


图 K. 5

BASIC Stamp II (BSII-IC)

BSII 是 28 针 DIP 封装的模块 (参见图 K. 5), 核心是 PIC16C57 微控制器, 在其内部是采用 OTP-EPROM (一次性编程 ROM) 的固定 PBASIC2 指令集程序。当对 BSII 编程时, 你指示 PIC16C57 在外部的 EEPROM 存储器存储符号 (标号), 当程序运行时, PIC16C57 读取存储器中的标号, 解释为 PBASIC2 指令, 然后执行这些指令。PIC16C57 以每秒 5 百万条指令的速度执行, 然而每个 PBASIC2 指令处理需要许多机器指令, 所以 PBASIC2 执行速度很慢, 大约是每秒 3000 到 4000 条指令。

BSII 有 16 个 I/O 管脚 (P0~P15)。这些管脚都可以和 5V 逻辑电平相连接, 包括 TTL 和 CMOS (技术上, 它们有像 74HCT 逻辑系列一样的特性), 管脚的传输方向——输入或输出——在编程时设置。当管脚设置输出时, BSII 会发送信号给其他的设备 (如 LED、伺

服电机等)；当其被设置成输入时，可从外部设备(如开关、光敏元件等)接收信号。每个 I/O 脚可承受的最大输出电流是 20mA，吸收的最大电流是 25 mA。管脚 P0~P7 和 P8~P15，能够输出最大电流为 40mA，吸收的最大电流是 50mA。

2048 字节 EEPROM

BSII 的 PIC 内部 OTP-EPROM (一次性编程只读存储器) 在产品出厂时烧写了 Parallax 公司的程序固件(使存储器变成一个 PBASIC2 解释器的芯片)。因为它们是解释器，PIC 的 Stamp 有 PBASIC 语言驻留在内部程序存储器，存储器不能用来存储用户的 PBASIC2 程序。相反，主程序必须保存在 EEPROM 中。EEPROM 存储器在没有电源的情况下，也可以保存数据，并且在运行中，可以很容易就改写程序和编程。在运行期间，在主机上的 PBASIC2 程序载入 BSII 的 EEPROM 里，从最大的地址(2047)开始向下工作。通常，许多程序不会占用所有的 EEPROM，这样 PBASIC2 还可以存储数据在未使用的低端 EEPROM 里。程序是从上向下存储在存储器里的，而保存在存储器的数据则刚好相反，是低端向高端存储。如果程序代码段和数据地址发生叠加，编译软件将显示错误信息，报告这个问题。

复位电路

BSII 里有一个复位电路。当 Stamp 上电，或电池电力减弱，供电电压会下降到要求的 5V 电压以下。这时，PIC 处于欠压状态，且有可能运行不稳定，为此，通过采用复位电路，强迫 PIC 复位到程序的开始处，直到电压恢复到正常工作电压范围。

电源电路

为了向 BSII 提供稳定的直流 5V 电源，BSII 内含一个稳压电路。其电压输入范围为 5~15V，输出稳定的 5V 电压，提供的最大输出电流是 50mA。

把 BSII 连到主机

BSII Stamp 可通过 RS-232 串口连接到 PC 机，运行开发软件来编写、下载和调试 PBASIC2 程序。与 RS-232 相连的管脚为 SIN、SOUT (注意串行输入、串行输出是独立的) 和 ATN。在对 BSII Stamp 编程期间，开发软件使 ATN 管脚输出高电平，复位 PIC，然后通过 SIN 管脚输出信号给 PIC，指示将要下载一个新的程序。PC 机和 BSII 之间的接线图如图 K.5 所示，这种接法可以使 PC 机复位 BSII，编程、下载程序以及接收 BSII 数据。附加的一对连接管脚(DB9 插座的管脚 6 和 7) 可以让 BSII 主机软件识别 BSII 连接到哪个端口。

通常，当对 BSII 编程的时候，使用一个专门的 BSII 板，包括一个 Stamp 区、I/O 顶端、BSII IC 插座、9V 电池接线座和一个 RS232 串口连接器，如图 K.5 所示。这些电路板，以及编程数据线、软件等，都和开发包一起出售。

PBASIC 语言概述

虽然 BASIC Stamp 以“BASIC”命名，但却不能用 Visual BASIC 或 QBASIC 语言来编程，它无需良好的用户界面、硬盘或许多 RAM，它只能用 Parallel 公司的 BASIC (PBASIC) 语言编程。PBASIC 是由大家熟悉的多种 BASIC 语言的混合体。目前，PBASIC 有两

个版本：BASIC Stamp I 的 PBASIC1 语言和 BASIC Stamp II 的 PBASIC2 语言。每个版本根据所依赖的硬件特点作了最优化处理。之所以称 PBASIC 是混合体，是因为它不仅包含普通的 BASIC 控制结构的一些简化形式，而且还提供了一些专门的 I/O 操作命令。PBASIC 语言包含有大量的 BASIC 语句，如 GOTO，FOR... 和 IF... THEN 语句等，容易学习和掌握，同时还包含 Stamp 的特殊指令，如 PULSOUT，DEBUG，BUTTON 等等，这些稍后再讨论。

在开发时，首先在运行 SoftPC 或 SoftWindow2.0 的 IBM 机（或兼容机）或者苹果公司 Macintosh 机上运行 BASIC Stamp I 或者 BASIC Stamp II 开发软件。当完成应用程序代码后，只需简单地连接 Stamp 到计算机的并口（对 BSI）或串口（对 BSII），对 Stamp 供电，然后在编辑程序里输入 ALT-R，就开始载入代码到 Stamp 模块。一旦编程成功，就从代码第一行开始执行它的新程序。

存储在 Stamp 里的程序容量是有限度的，对于 BSI，有 256 个字节的程序存储空间，足够装入大约 80~100 行的 PBASIC 代码；对于 BSII，有 2048 个字节的程序空间，可容纳大约 500~600 行的 PBASIC 代码。Stamp 的程序存储空间无法扩充，因为解释器芯片（PIC）只能操作固定大小的存储器空间。然而，对于数据存储器，容量是可以扩充的，可以通过 Stamp 的 I/O 管脚连接 EEPROM 或其他存储设备，用来扩展数据存储区。只需要在 PBASIC 程序里输入适当的读取代码，就可以使用这些扩展的数据存储区，扩展的数据存储器可用作保存监视和记录的数据（如环境现场测试仪）。

BASIC Stamp 编辑器有两个特点——语法检查和调试命令。语法检查可以发现程序中的语法错误，任何语法错误都将中断下载进程，且显示错误信息，指出源代码语法错误的位置。和语法检查不同，DEBUG 命令主要用来调试程序，发现逻辑错误——这种错误是语法检查无法发现的。Debug，类似于 BASIC 语言中的 PRINT 命令，可以用来输出在 BASIC Stamp 中具体变量的当前状态，如果你的 PBASIC 代码包含 DEBUG 命令，编辑器会显示一个窗口，提示 Debug 的结果。

PBASIC 语言语法

和其他的高级计算机语言一样，PBASIC2 语言包括定义变量和常数、地址标号、数值运算和二进制操作等各种指令（如分支语句、循环语句、赋值语句、数字 I/O、串行 I/O、模拟 I/O、语音 I/O、EEPROM、定时、电源控制等）。

注释 注释可以增加程序的可读性，描述程序的任务，以撇号“'”开始，直到该行结尾。

变量 这里变量定位存在内存中的某一地址，程序可以反复使用。变量范围有限，但必须先声明才能使用。定义一个变量的形式如下：

变量名 var 类型

变量名是以字母开头的，可以包含字母、数字和下划线，不能和 PBASIC 关键字或程序中使用的标号一样。PBASIC2 有四种变量类型：bit（1 位）、nib（4 位）、byte（8 位）和 word（16 位）。以下，是变量声明的例子：

```
'Declare variable
sense_in var bit 'value can be 0 or 1.
Speed    var nib 'value in range 0 to 15.
```


length var byte 'value in range 0 to 255.
 n var word 'value in range 0 to 65535.

常量 常量的值是不变的，一般在程序的开始处定义，使用 CON 指令定义常量，如下所示：

beeps con 5 'number of beeps

默认情况下，PBASIC2 假定数字是十进制，然而，也可以通过前缀，定义为二进制或十六进制，如前缀“%”放在二进制数前面，那么该数就被认为二进制数，而不是十进制数。前缀“\$”（如 \$EF）用于定义一个十六进制数。而且，PBASIC2 将自动转换参数为相应的 ASCII 码。例如，“A”定义为常量，则它将被解释为“A”的 ASCII 码值（65）。

地址标号 程序可以用地址标号代替地址（位置），这和使用行号作为地址的 BASIC 有些不同；通常，地址标号的名称可以是字母、数字和下划线的组合体，但是，标号的第一个字符不可以是数字并且标号不能和保留字如 PBASIC 指令或变量同名，程序可以直接跳转到标号地址运行。地址标号用一个终止冒号表示（如 loop:）。

数学运算符 PBASIC2 使用两种运算符类型：一元和二元运算符。一元运算符优先于二元运算符。而且，一元运算符总是先执行。例如，表达式 10-SQR 16，BSII 首先执行 16 的平方根。

一元运算符

ABS 绝对值操作
 SQR 平方根操作
 DCD 2ⁿ 乘方解码
 NCD 16 位数值的优先编码
 SIN 返回二位的正弦值
 COS 返回二位的余弦值

二元运算符

+ 加
 - 减
 / 除
 // 求余
 * 乘
 ** 高 16 位乘法
 */ 整数以 8 位相乘 8 位相除
 MIN 最小值
 MAX 最大值
 DIG 返回规定的位
 << 以规定的位数向左移位。
 >> 以规定的位数向右移位。
 REV 求反
 & 两个数值逐位与
 | 两个数值逐位或
 & 两个数值逐位异或

BASIC Stamp II 中的 PBASIC 指令

分支

IF <i>condition</i> THEN <i>addressLabel</i>	若条件成立, 则执行标号 (条件: =、<>、>、<、> =、< =)。
BRANCH <i>offset</i> , [<i>address0</i> , <i>address1</i> , ... <i>addressN</i>]	跳转到偏移量 (在范围内) 指定的程序位置。
GOTO <i>addressLabel</i>	跳转到指定标号。
GOSUB <i>addressLabel</i>	跳转到指定标号地址的子程序。
RETURN	子程序返回指令。
Loop 循环	
FOR <i>variable</i> = <i>start</i> to <i>end</i> {STEP <i>step Val</i> } ...NEXT	循环结构在 For 和 Next 之间重复执行, 重复执行的次数从变量起始值开始, 以步进量 (递增或递减), 一直到结束值。

数字

LOOKUP <i>index</i> , [<i>value0</i> , <i>value1</i> , ... <i>valueN</i>], <i>resultVariable</i>	根据索引值查找内容, 并保存该内容到指定变量地址, 如果索引值超过列表的最大数目, 那么变量无效。列表的最大数目是 256。
LOOKDOWN <i>value</i> , { <i>comparisonOp</i> ,} [<i>value0</i> , <i>value1</i> , ... <i>valueN</i>]	在数值列表中查找符合指定比较运算符的数值, 保存第一个符合比较条件的索引。若没有符合条件的结果, 则变量结果无效。
RANDOM <i>variable</i>	产生一个伪随机数。
数字 I/O	
INPUT <i>pin</i>	引脚为输入。
OUTPUT <i>pin</i>	引脚为输出。
REVERSE <i>pin</i>	如果为输出, 使它变为输入; 如果引脚是输入, 使它变为输出。
LOW <i>pin</i>	引脚输出低电平。
HIGH <i>pin</i>	引脚输出高电平。
TOGGLE <i>pin</i>	引脚状态取反。
PULSIN <i>pin</i> , <i>state</i> , <i>resultVariable</i>	测量脉冲的宽度 (2 μ s 为一个单位)。
PULSOUT <i>pin</i> , <i>time</i>	输出设置时间宽度的脉冲。
BUTTON <i>pin</i> , <i>downstate</i> , <i>delay</i> , <i>rate</i> , <i>bytevariable</i> , <i>targetstate</i> , <i>address</i>	按钮输入, 自动重复, 如果按钮处于目标状态则跳转地址执行。按钮可以是低电平有效, 或高电平有效。
SHIFTIN <i>dpin</i> , <i>cpin</i> , <i>mode</i> , [<i>result</i> {\ <i>bits</i> } {, <i>result</i> {\ <i>bits</i> } ...}]	从一个同步串行设备上移数据。
SHIFTOUT <i>dpin</i> , <i>cpin</i> , <i>mode</i> , [<i>data</i> {\ <i>bits</i> } {, <i>data</i> {\ <i>bits</i> } ...}]	同步串行输出数据。
COUNT <i>pin</i> , <i>period</i> , <i>variable</i>	在规定时间范围 (ms) 内对指定引脚进行周期 (0-1-0, 或 1-0-1) 计数, 并把计数结果保存到指定变量地址。

XOUT *mpin, zpin, [house \ keyORCommand { \ cycles} {, house \ keyOrCommand { \ cycles} ...}]*

产生 X-10 电源控制代码。

串行输入/输出

SERIN *rpin { \ fpin}, baudmode, {plabe} {timeout, tlabe,} [input Data]*

接收一个字节的异步通讯数据。

SEROUT *tpin, baudmode, {pace,} [outputData]*

按照设定的波特率等发送一个字节数据。

模拟 I/O

PWM *pin, duty, cycles*

输出一个脉冲宽度调制信号，然后该引脚设置为输入引脚。

RCTIME *pin, state, resultVariable*

测量 RC 时间常数，可以用来作为电压计。

声音

FREQOUT *pin, duration, freq1 {, freq2}* 从指定引脚输出一定持续时间的频率 $\text{freq1}/2$ 。

DTMFOUT *pin, {ontime, offtime,} {, tone...}*

产生双音频信号。

EEPROM 存取

DATA

在下载 PBASIC 程序前，在 EEPROM 中保存的数据。

READ *location, variable*

从 EEPROM 指定地址读取内容保存在指定变量中。

WRITE *address, byte*

将一个字节的数据写入到 EEPROM 指定地址中。

时间

PAUSE *milliseconds*

暂停（延时）指令，暂停的时间长度为 $0\sim 65535\text{ms}$ 。

电源控制

NAP *period*

短时间休眠状态，若无负载，电流仅为 $50\mu\text{A}$ ，休眠的持续时间为 $(2\text{period}) \times 18\text{ms}$ 。

SLEEP *seconds*

系统休眠指令，可降低功耗，电流仅为 $50\mu\text{A}$ ，休眠时间范围为 $1\sim 65535$ 秒。

END

结束休眠状态。

程序调试

DEBUG *outputData {, outputData...}*

在计算机 BSII 软件屏幕上显示：变量、字符串、常量表达式等；

用 BASIC Stamp II 制作机器人

以机器人应用为例说明 BASIC Stamp II (BSII) 的使用，在这个应用中，主要目标是使机器人避免撞到物体；机器人可以无目的地移动，当靠近物体时，机器人应该停止移动，然后后退，转向另一个方向。在这个例子中，BSII 相当于机器人的头脑，两个伺服电机连接到轮子上就像大腿，一对红外发射器和传感器就像眼睛，压电扬声器就像它的声音，完整的机器人如图 K.6 所示。

伺服机构

机器人的定向运动是通过左右伺服电机控制的，通过左右两个伺服电机，可以提供 360° 的变化。为了控制伺服装置，需要在大约 $10\sim 20\text{ms}$ 的时间间隔内产生宽度在 $1000\sim 2000\mu\text{s}$ 的脉冲。本例中的一个伺服电机，当脉冲信号宽度设置为 $1500\mu\text{s}$ 时，居中（不移动）；然而，如果缩短脉冲宽度为 $1300\mu\text{s}$ ，伺服装置顺时针旋转；如果脉冲宽度延长到 $1700\mu\text{s}$ ，则伺服装置逆时针方向旋转。

用于制作目标探测机器人的组成和连接

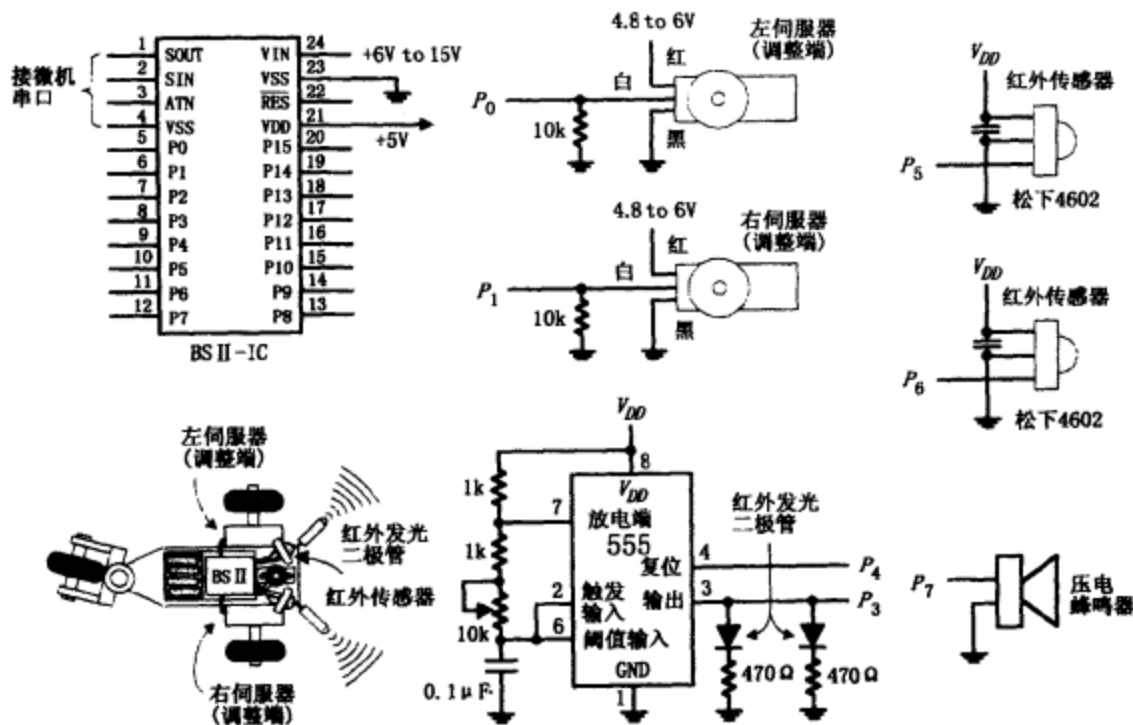


图 K. 6

BSII 采用 PULSOUT 和 PAUSE 指令，从指定引脚输出驱动机器人伺服装置的控制脉冲，需要注意的是：对于 PULSOUT 指令，时间的十进制数值单位为 μs ，脉冲宽度为该时间的 2 倍，引脚输出高电平；例如，PULSOUT 1, 1000 表示 BSII 的引脚 1 输出高电平，持续时间为 $2000\mu\text{s}$ 或 2ms 。对于 PAUSE 指令，时间的十进制数表示暂停时间宽度，单位 ms ；例如，PAUSE 20 表示暂停 20ms 。图 K. 7 中的 BSII 代码是产生控制伺服装置脉冲信号的代码。

红外发送接收装置

机器人的探测系统包括一对左右红外线 (IR) LED 发射管和红外探测模块，红外 LED 管在 555 时基电路帮助下以很高的频率发射；本例中为 38kHz ，占空比为 50%。之所以选择这个频率，是要避免其他红外来源（主要是高亮度的灯光）的干扰（本系统中有多种红外传感系统，工作在不同频率上，互不干扰）。LED 发射出来的红外线照射到将要经过的路上，当障碍物反射红外线到探测器时，BSII 的 I/O 引脚输入为低电平。注意 BSII 只能每秒大约执行 4000 条指令，而红外探测器产生的脉冲数是每秒 38000 次，这样，BSII 实际接收到的脉冲数可能较少，大约是 10 次或 20 次。

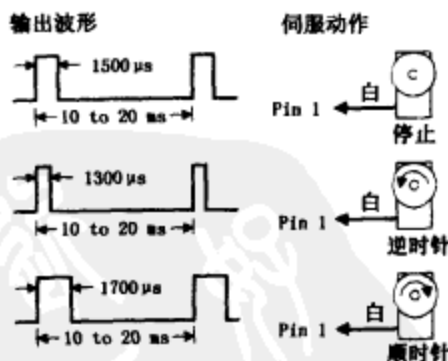


图 K. 7

压电扬声器

压电扬声器连接到 BSII 的 I/O 管脚之一，当机器人向前或向后移动时，产生不同频率的正弦波形，产生不同的声音效果，可以采用 FREQOUT 指令。例如：指令 FREQOUT 7, 1000, 440。将在第 7 脚上产生一个持续时间 1000ms 的 440Hz 正弦波形。

编程

下面是一段控制机器人的程序，首先用 PBASIC2 软件编写，然后在运行期间载入 BSII。

自动规避障碍物机器人程序

定义变量和常量

```

n var word           'n 设置为变量
right_IR      var in5   '设置第 5 引脚为右红外探测器输入端
left_IR       var in6   '设置第 6 引脚为左红外探测器输入端
right_servo   con 0     '常量，识别为右通道伺服电机
left_servo    con 1     '常量，识别为左通道伺服电机
IR_out        con 3     '常量，识别为红外输出口
delay         con 10    '常量，延时模块使用
speed         con 100   '常量，设置伺服电机速度
turn_speed    con 50    '常量，设置机器人转动速度
'主程序
-----
high IR-out          '红外输出高电平
pause 50             '延时
sense:               '标号，红外探测模块
if left_IR=0 and right_IR=0 then backup '障碍物在前，跳转 backup 标号处执行
if left_IR=0 then turn_right '障碍物在左边，跳转 right 标号处执行
if right_IR=0 then turn_left  '障碍物在右边，跳转 left 标号处执行
'声音模块
-----
forward_sound:      '标号，机器人前进声音
freqout 7, 1000, 440 '在第 7 引脚输出 1000ms, 440 Hz 的音频信号
back_sound:         '标号，机器人后退声音
freqout 7, 1000, 880 '在第 7 引脚输出 1000ms, 880Hz 的音频信号
'移动模块
-----
forward:            '标号，前进
gosub forward_sound '跳转发出前进的声音
Debug " forward"   '提示 Stamp 在 Debug 窗口显示" forward"
pause 50           '暂停 50ms
for n=1 to delay * 2 '循环
pulsout left_servo, 750-speed '使左伺服电机旋转，机器人前进
pulsout right_servo, 750+speed '使右伺服电机旋转，机器人前进
pause 20           '暂停 20ms
next               '循环体结束

```

goto sense	跳转执行 sense 标号处, 检查是否有障碍物
backup;	标号, 机器人后退模块
gosub backup_sound	先调用声音模块, 发出后退的声音
debug " backward"	在 Debug 窗口显示" backward"
pause 50	暂停 50ms
for n=1 to delay * 3	循环体
pulsout left_servo, 750+speed	使左伺服电机旋转, 机器人后退
pulsout right_servo, 700-speed	使右伺服电机旋转, 机器人后退
pause 20	暂停 20ms
next	循环体结束
left;	标号, 机器人左移模块
debug " left"	在 Debug 窗口显示" left"
pause 50	延时 50ms
for x=1 to delay * 1	循环体
pulsout left_servo, 750-turn_speed	使左伺服电机旋转, 机器人左转
pulsout right_servo, 700-turn_speed	使右伺服电机旋转, 机器人左转
pause 20	暂停 20ms
next	循环体结束
goto sense	跳转 sense 检查障碍物情况
right;	标号 right, 机器人右移模块
debug " right"	在 Debug 窗口显示" right"
pause 50	暂停 50ms
for x=1 to delay * 1	循环体
pulsout left_servo, 750+turn_speed	使左伺服电机旋转, 机器人右转
pulsout right_servo, 750+turn_speed	使右伺服电机旋转, 机器人右转
pause 20	暂停 20ms
next	循环体结束
goto sense	跳转 sense, 检查障碍物情况

BASIC Stamp I (BSI-IC)

图 K. 8 所示为 BASIC Stamp I (BSI), 前面已经提到过, 它实际上是 BSII 的前一代产品, 但因为其仍然在使用, 所以有必要对它进行说明。BSI 具有 BSII 的大部分特点, 但不是全部, 它只有 8 个 I/O 管脚而不是 16 个, 它使用 PIC16C56 而不是 PIC16C57, 而且它使用 PBASIC1 编程语言而不是 PBASIC2, 它是通过并口连接到主机上而不是串口, 它的指令系统更少, 运行的速度较慢, RAM 的空间也少。

BASIC Stamp 的工具包包括: 编程软件、编程电缆、开发手册、BASIC Stamp 组件、电路板 (可选)。但是如果打算使用 BASIC Stamp I 和 II, 最好购买 BASIC Stamp 编程封装 (包括提供给两个版本的手册、软件和电线) 然后可选购买 BASIC Stamp 组件和电路板。

为了完全明白 BASIC Stamp 编程过程中所有细节, 需要仔细阅读用户手册。然而, 对于初学者来说, 阅读用户手册不一定是最好的方法——那么多的技术术语很容易忘掉。如果你是一位初学者, 推荐访问 www.stampsinclass.com 网站, 该网址提供了一系列的教程, 还有用户手册可以下载, 教程是用很浅显的英文写的, 并且假定你以前没有微控制器 (或这

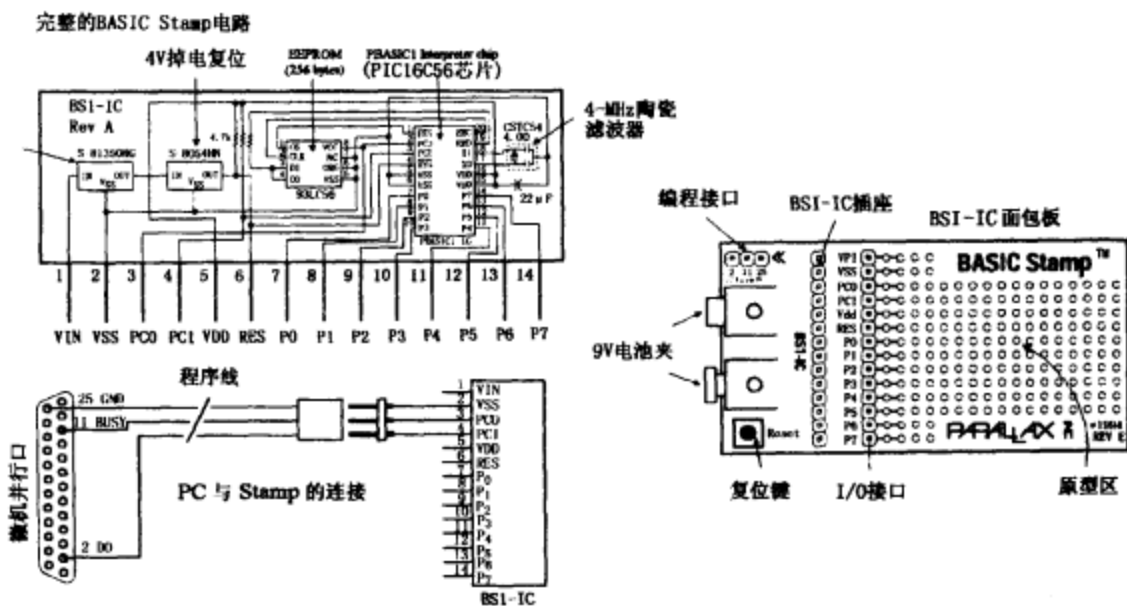


图 K. 8

方面的电子学) 知识。

BASIC Stamp 的主要器件是 PIC (包括 CPU 和存储 PBASIC 解释器的 ROM)、外部 EEPROM (存储程序) 和晶振。在程序规模较大时, 推荐去掉外部存储器及驻留的解释器程序, 仅简单直接下载编译 PBASIC 代码到 PIC——这样可以节省电路板空间和资金。BASIC Stamp 软件可以用 Parallax 公司的 PIC16Cxx 编程器直接将 PBASIC 程序代码烧写入 PIC 微控制器 (这样可以很容易地调整代码, 测试程序块——这是一种重要的特点)。

K 2.4 其他微控制器

目前, 市面上有许多不同的厂商生产了几千种不同的微控制器, 每个厂商都有不同型号不同系列的产品, 这些产品都有不同的设计特点, 适用于不同的应用场合。或许对业余爱好者来说, 最受欢迎的微控制器是微芯公司的 PIC 系列, 不仅相对容易编程、便宜而且可以免费得到开发软件; 微芯公司提供了 PICSTART Plus 开发工具, 支持 PIC12C5XX、PIC12CX、PIC16C5XX、PIC12C6X、PIC16C、PIC17C、PIC14000、PIC17C4X 和 PIC17C75X 系列微控制器, 包括 RS232 电线、电源、PIC16C84 EEPROM 微控制器、仿真和开发软件、工作手册等, 登录微芯公司的网址 (www.microchip.com) 可以了解更多相关资料。

其他微控制器的主要厂商包括摩托罗拉 (Motorola)、日立 (Hitachi)、英特尔 (Intel)、日本电气 (NEC)、飞利浦 (Philips)、东芝 (Toshiba)、德州仪器 (Texas Instruments)、国家半导体 (National Semiconductor)、三菱 (Mitsubishi)、Zilog 等。

Intel 8051 及兼容系列 8051 是一种非常流行的微控制器, 有 64KB 程序存储器。这块芯片性能强大且容易编程, 有许多商业的和免费的开发软件可获得。就像 BASIC Stamp 模型一样, 这种芯片很受爱好者欢迎, 易于运行。

68HC II (摩托罗拉) 这是一种通用的 8 位控制器, 它有许多种类型, 内置 EEP-

ROM/OTPROM、RAM、I/O、计时器、A/D 转换器、PWM 发生器、脉冲累加器和同步异步信道。

COP800 系列 (国家半导体) COP800 是完全静态的 8 位微控制器, 包括系统时钟、中断逻辑、ROM、RAM 和 I/O。它的主要特点: 8 位存储映像结构、串行 I/O、UART 存储映像 I/O、多个 16 位定时/计数器、一个多中断向量、比较器、看门狗和时钟监视器、调制器/定时器、8 通道 A/D 转换器、电压过低保护装置、待机模式、空载模式和大电流 I/O 管脚。该系列的大部分器件可在 2.5~6.0V 电压范围之间运行。

DS5000/DS2250 (达拉斯半导体) 对于工作系统, 只需加一个晶振和两个电容即可, 这些芯片完全采用非易失性 RAM。

TMS370 (德州仪器) 和 8051 类似, 具有 256 个寄存器、A 和 B 两个累加器、堆栈 (在寄存器上) 等, 辅助设备包括 RAM、ROM (掩膜、OTP 或 EEPROM)、二个定时器、SCI (同步串口)、SPI (异步串口)、A/D (8 位、8 通道) 和中断。

K 2.5 工具包/电路板

许多厂商常常集成了仿真工具包或电路板, 这就可以把 PC 机当成开发系统, 就像前面我们看到的 Parallax Base Stamp, 常用的有如下。

Motorola 的 EVBU、EVB、EVH、EVS 系列通用的仿真/开发系统都是基于 68HC11 芯片的, 具有完整的 BUFFALO 监视器和各种类型的开发软件, 通常在大学课程里使用。

Motorola 68705 初学者工具包 摩托罗拉公司提供了一整套开发系统软件、硬件、模拟仿真器、手册等 (售价大约是 100 美元)。

美国国家半导体公司 EPU COP8780 仿真/编程芯片 (EPU) 提供一个廉价的工具来学习国家半导体公司的 COP BASIC 系列 8 位微控制器。该系统包括 EPU 电路板、汇编和调试软件、示例代码、C 语言编译器、电源、开发文档等。

