

高等学校教材

电工电子技术

上册

电路与模拟电子技术基础

太原理工大学电工基础教学部编

李晓明 主编

王建平 渠云田 副主编

高等教育出版社

郑重声明

高等教育出版社依法对本书享有专有出版权。任何未经许可的复制、销售行为均违反《中华人民共和国著作权法》。行为人将承担相应的民事责任和行政责任,构成犯罪的,将被依法追究刑事责任。社会各界人士如发现上述侵权行为,希望及时举报,本社将奖励举报有功人员。

现公布举报电话及通讯地址:

电 话:(010) 84043279 13801081108

传 真:(010) 64033424

E - mail: dd@hep.com.cn

地 址:北京市东城区沙滩后街 55 号

邮 编:100009

责任编辑	许海平
责任绘图	尹文军
封面设计	于文燕
版式设计	胡志萍
责任校对	杨雪莲
责任印制	

内容简介

本书是根据教育部面向 21 世纪电工电子技术课程教改方案,结合山西省教育厅 21 世纪初高等教育重点教改项目——“非电类理工科专业电工电子课程模块教学改革的研究与实践”而编写的教材。

本书的基本特点是传统理论内容精练,结构顺序合理,充分引用电工电子新技术与现代化分析手段,淡化计算技巧,注重基本概念与电气应用范例,以强化学生电气技能与素质的培养。

本书上册内容包括电路分析基础、暂态分析、交流电路、模拟电子技术基础、集成运算放大器、集成直流电源与晶闸管电路等,共 8 章。并与 EWB 教学平台配套有相应的 EDA 分析与仿真习题。

本书是高等学校理工科非电类专业和计算机专业的适用教材。也可作为高职高专及成人教育相应专业的选用教材,还可作为相关专业工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电工电子技术 上册, 电路与模拟电子技术基础 李晓明
主编. —北京: 高等教育出版社, 2003. 2
ISBN 7 - 04 - 011860 - 2

. 电 李 电工技术 - 高等学校 -
教材 电子技术 - 高等学校 - 教材 . TM

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2003)第 000543 号

出版发行	高等教育出版社	购书热线	010 - 64054588
社 址	北京市东城区沙滩后街 55 号	免费咨询	800 - 810 - 0598
邮政编码	100009	网 址	http: www . hep . edu . cn
传 真	010 - 64014048		http: www . hep . com . cn

经 销 新华书店北京发行所
排 版 高等教育出版社照排中心
印 刷

开 本	787 × 1092 1 16	版 次	年 月第 版
印 张	16	印 次	年 月第 次印刷
字 数	390 000	定 价	18 . 70 元

本书如有缺页、倒页、脱页等质量问题,请到所购图书销售部门联系调换。

版权所有 侵权必究

前 言

21 世纪是科学技术飞速发展的时代,也是竞争激烈的时代。为了新一代大学生能适应这个高科技和竞争激烈的时代,根据教育部面向 21 世纪电工电子技术课程教改要求,结合我校电工电子系列课程建设以及山西省教育厅重点教改项目——“21 世纪初非电类专业电工学课程模块教学的改革与实践”,在我们已经使用数年的电工电子技术系列讲义的基础上,经过多次试用与反复修改,将以教材形式面诸于世。

本书是理工科非电类专业与计算机专业本、专科适用的电工电子技术系列教材之一;也是我们教改项目中的第一模块教材,即计算机专业与机械、机电类专业适用教材;同时也是兄弟理工类院校相应专业择用的教材之一;也可作为高职高专和职业技术学院相应专业的择用教材。参考学时为 110~130 学时。

本教材的基本特点是:精练,删减传统内容力度较大;结构顺序变动较大;集成电路与数字电子技术部分内容大大加强;电气控制技术部分系统性增强;电工电子新技术内容与现代分析手段大量引入;突出电气技能与素质培养方面的内容及其在工业企业中的应用范例明显增多;基本概念、分析与计算、EDA 仿真等各类习题分明。

本教材在突出电气技能与素质培养方面增设了不少电工与电子技术应用电路及设计内容。如调光、调速电路、测控技术电路、小型变压器设计与绕制、电动机定子绕组的排布、常用集成运放芯片与数字逻辑芯片介绍及其典型应用电路、世界各主要厂家的 PLC 性能简介、使用 isp-DesignExpert 软件开发 ispLSI 器件等新技术应用内容。

依据电工电子技术的发展趋势及其在机械、机电类专业的应用特点,并兼顾计算机专业的教学需求,此教材的上册为“电路与模拟电子技术基础”,下册为“数字与电气控制技术基础”。

为了有效减少课堂教学时数,增加课内信息量,提高教学效率,并以提高学生技能素质与新技术、新手段的应用能力为目标,使用本教材应建立 EDA 机辅分析教学平台,结合教学方法及教学手段的改革,并与实践教学环节相配合,方能更有效地发挥其效能。

本教材由太原理工大学电工基础教学部组织编写,上册由李晓明任主编,王建平、渠云田任副主编,下册由渠云田任主编,王建平、李晓明任副主编。王建平编写第 1、2、4、5、8 章,李晓明编写第 3、6、15 章,渠云田编写第 9、10、11、12、13、14 章,陶晋宜编写第 16 章,太原理工大学信息学院夏路易教授编写第 7 章与下册的附录 1,太原师范学院周全寿副教授参与了本书附录与部分节次的编写。渠云田、李晓明、王建平三人对全书作了仔细的修改,并最后定稿。

本教材上册由北京理工大学刘蕴陶教授主审,下册由北京理工大学庄效桓教授主审。两位教授对书稿进行了详细的审阅,并提出许多宝贵的意见和修改建议。我们根据提出的意见和建议进行了认真的修改。在本教材编写和出版过程中,大连理工大学唐介教授、太原理工大学信息学院夏路易教授、太原师范大学周全寿副教授以及太原理工大学电工基础教学部使用过本教材讲义的所有教师,给予了极大的关心和支持,在此一并对他们表示衷心的感谢。

同时,编写本教材过程中,我们也曾参考了部分优秀教材,在此,谨对这些参考书的作者表示感谢。

由于我们水平有限,书中缺陷和疏漏在所难免,恳请使用本教材的教师和读者批评指正,为提高电工电子技术教材的质量而共同努力。

编者

2002年10月

目 录

第 1 章 电路分析基础	1	2.4 微分电路和积分电路	41
1.1 电路的基本概念	1	2.4.1 微分电路	41
1.1.1 电路及电路模型	1	2.4.2 积分电路	42
1.1.2 电流、电压的参考方向	2	2.5 RL 电路的暂态分析	43
1.1.3 电路的工作状态	4	* 2.6 暂态分析的运算法	45
1.1.4 电路中的电位	6	2.6.1 拉普拉斯变换及反变换	45
1.2 电路的基本元件	8	2.6.2 应用拉氏变换分析线性电路	46
1.2.1 独立电源元件	8	习题	49
1.2.2 电阻、电感和电容元件	10	1. 概念题	49
1.3 基尔霍夫定律	13	2. 计算和仿真题	50
1.3.1 基尔霍夫电流定律(KCL)	14	第 3 章 交流电路	53
1.3.2 基尔霍夫电压定律(KVL)	14	3.1 正弦交流量及其表示法	53
1.3.3 基尔霍夫定律的应用——支路电 流法	16	3.1.1 正弦交流电的基本概念	53
1.4 电路的常用定理	17	3.1.2 正弦量的相量表示法	55
1.4.1 弥尔曼定理	17	3.2 交流电路的分析与计算	58
1.4.2 叠加定理	19	3.2.1 单一参数的交流电路	58
1.4.3 等效电源定理	20	3.2.2 串联交流电路	61
1.5 含受控源电路的分析	24	3.2.3 并联及混联交流电路	64
1.5.1 受控源的类型和符号	24	3.2.4 功率因数的提高	66
1.5.2 含受控源电路的分析	25	3.2.5 复杂交流电路的计算方法	68
习题	27	3.3 交流电路的频率特性	69
1. 概念题	27	3.3.1 RC 电路的频率特性	69
2. 计算和仿真题	29	3.3.2 LC 谐振电路及其频率特性	72
第 2 章 电路的暂态分析	32	* 3.4 非正弦周期信号电路的分析	75
2.1 概述	32	3.4.1 非正弦周期信号的分解	75
2.2 电路初始值和稳态值的确定	33	3.4.2 非正弦周期信号的分析与计算	76
2.2.1 换路定则及电路初始值的确定	33	3.5 三相交流电路	78
2.2.2 电路稳态值的确定	35	3.5.1 三相交流电的产生与联结	78
2.3 RC 电路的暂态分析	35	3.5.2 负载的星形(Y)联结	80
2.3.1 一阶电路的三要素公式	35	3.5.3 负载的三角形(Δ)联结	83
2.3.2 一阶 RC 电路的响应	37	3.5.4 三相电路的功率	85
		3.5.5 安全用电	85

习题	88	5.7 差分放大电路	144
1. 概念题	88	5.7.1 差分放大电路的工作情况	145
2. 计算和仿真题	89	5.7.2 差分放大器的分析	146
第4章 二极管及其应用	93	5.7.3 差分放大器的输入 - 输出方式	147
4.1 PN结和二极管	93	5.8 功率放大器	149
4.1.1 PN结的单向导电性	93	5.8.1 概述	149
4.1.2 二极管	94	5.8.2 互补对称功率放大器	151
4.1.3 二极管的等效电路及其应用	95	5.8.3 集成功率放大器	155
4.2 特殊二极管	98	5.9 场效晶体管放大电路	157
4.2.1 稳压二极管	98	5.9.1 共源极放大电路	157
4.2.2 光电二极管	99	5.9.2 共漏极放大电路——源极输出器	159
4.2.3 发光二极管	100	习题	160
4.3 二极管整流及滤波电路	100	1. 概念题	160
4.3.1 单相整流电路	101	2. 计算和仿真题	164
4.3.2 滤波电路	103	第6章 集成运算放大器	166
4.4 稳压管稳压电路	106	6.1 集成运算放大器简介	166
习题	108	6.1.1 集成运放的结构与符号	166
1. 概念题	108	6.1.2 集成运放的主要技术指标及其 选用注意事项	167
2. 计算和仿真题	110	6.1.3 集成运放的电压传输特性与理 想化模型	169
第5章 晶体管及其基本放大电路	112	6.2 放大电路中的反馈	171
5.1 晶体三极管	112	6.2.1 反馈的基本概念	171
5.1.1 晶体管结构及其放大作用	112	6.2.2 反馈的判断	173
5.1.2 晶体管的特性曲线及主要参数	113	6.2.3 负反馈对放大电路性能的影响	176
5.1.3 晶体管的开关应用——非门	118	6.3 集成运放的线性应用	177
5.2 场效晶体管	119	6.3.1 比例运算电路	178
5.2.1 绝缘栅型场效晶体管	119	6.3.2 加、减法运算电路	179
5.2.2 场效晶体管主要参数	122	6.3.3 积分、微分运算电路	180
5.3 晶体管共发射极放大电路	124	6.3.4 测量放大电路	181
5.3.1 共发射极放大电路的组成	124	6.3.5 有源滤波器	182
5.3.2 静态分析	125	6.4 集成运放的非线性应用	185
5.3.3 动态分析	126	6.4.1 电压比较器	185
5.4 静态工作点的稳定	134	6.4.2 方波发生器	187
5.4.1 温度对静态工作点的影响	134	6.5 正弦波发生器	189
5.4.2 分压式偏置放大电路	134	6.5.1 自激振荡	189
5.5 射极输出器	137	6.5.2 文氏桥式振荡器	190
5.6 多级放大电路	140	* 6.6 常用集成运放芯片介绍	191
5.6.1 阻容耦合放大电路	141		
5.6.2 直接耦合放大电路	143		

6.6.1 常用集成运放芯片	191	8.2.2 单相桥式半控整流电路	215
6.6.2 常用集成比较器芯片	193	8.3 单结晶体管触发电路	216
6.6.3 函数发生器芯片	193	8.3.1 单结晶体管	216
习题	194	8.3.2 单结晶体管振荡电路	218
1. 概念题	194	8.3.3 单结晶体管同步触发电路	219
2. 计算和仿真题	196	8.4 晶闸管的保护	220
第7章 直流稳压电源	199	* 8.5 交流调压电路	221
7.1 串联型稳压电源	199	8.5.1 单相交流调压电路	221
7.1.1 稳压电源的主要指标	199	8.5.2 双向晶闸管及其应用	222
7.1.2 串联反馈式稳压电路的工作原理 ...	199	* 8.6 无源逆变电路	223
7.1.3 基准电压源	200	* 8.7 直流调压电路(斩波器)	224
7.1.4 简单分立元件组成的稳压电路	201	8.7.1 全控型电力电子器件简介	224
7.2 集成稳压器	202	8.7.2 直流调压电路(斩波器)	225
7.2.1 三端固定集成稳压器	202	习题	226
7.2.2 三端可调集成稳压器	202	1. 概念题	226
7.2.3 低压差三端稳压器	203	2. 计算和仿真题	227
7.3 串联开关式稳压电源	203	附录	229
习题	208	附录1 电阻器、电容器及其标称值	229
1. 概念题	208	附录2 半导体分立器件型号命名法 ...	231
2. 计算和仿真题	208	附录3 部分半导体器件型号和参数 ...	232
第8章 电力电子器件及其应用	210	附录4 半导体集成电路型号命名法 ...	235
8.1 晶闸管	210	附录5 部分半导体集成电路的型号 和主要参数	237
8.1.1 晶闸管的结构及工作原理	210	中英名词对照	238
8.1.2 晶闸管的伏安特性及主要参数	211	主要参考书目	246
8.2 可控整流电路	213		
8.2.1 单相半波可控整流电路	213		

第 1 章 电路分析基础

电工电子技术的应用离不开电路。电路由电路元件构成。本章着重介绍电路的基本概念、常用电路元件、电路的基本定律和电路常用的分析方法,为学习各种类型的电工电子电路建立必要的基础。

1.1 电路的基本概念

1.1.1 电路及电路模型

1. 电路的组成和作用

从日常生活和生产实践可以体会到,要用电一般要用导线、开关等将电源和用电设备或电器连接起来,构成一个电流流通的闭合路径。这就是所谓电路。

电路的形式是多种多样的,但从电路的本质来说,其组成都有电源、负载、中间环节三个最基本的部分。例如图 1-1 所示的手电筒电路中,电池把化学能转换成电能供给灯泡,灯泡却把电能转换成光能作照明之用。凡是将化学能、机械能等非电能转换成电能的供电设备,称为电源,如干电池、蓄电池和发电机等;凡是将电能转换成热能、光能、机械能等非电能的用电设备,称为负载,如电热炉、白炽灯和电动机等;连接电源和负载的部分,称为中间环节,如导线、开关等。

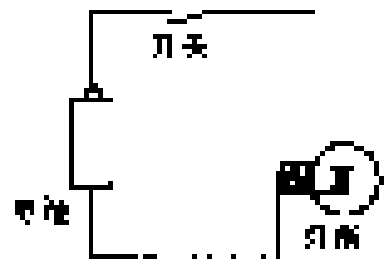


图 1-1 手电筒电路

电路的种类繁多,但从电路的功能来说,主要分为两个方面:其一实现电能的传输和转换(如电力工程,它包括发电、输电、配电、电力拖动、电热、电气照明、以及交、直流电之间的整流和逆变等等.);其二进行信号的传递与处理(如信息工程,它包括语言、文字、音乐、图像的发射和接收、生产过程中的自动调节、各种输入数据的数值处理、信号的存储等等。)。电路的作用不同,对其提出的技术要求也不同,前者较多的侧重于传输效率的提高,后者多侧重于信号在传递过程中的保真、运算的速度和抗干扰等。

2. 理想元件和电路模型

电路的功能虽然只有两个方面,但是实际电路的类型以及工作时发生的物理现象则是千差万别的。我们不可能也没有必要去探讨每一个实际电路,而只需找出它们的普遍规律。为此,我们把实际电路的元件理想化,忽略其次要的因素用以反映它们主要物理性质的理想元件来代替。这样由理想元件组成的电路就是实际电路的电路模型,它是对实际电路物理性质的高度抽象和概括。

用于构成电路的电工、电子元器件或设备统称为实际电路元件,简称实际元件。实际元件的物理性质,从能量转换角度看,有电能的产生、电能的消耗以及电场能量和磁场能量的储存。用

来表征上述物理性质的理想电路元件(今后理想两字常略去)分别称为理想电压源 U_s 、理想电流源 I_s 、电阻元件 R 、电容元件 C 、电感元件 L 。图 1 - 3 是它们的电路模型图形符号。它们为电路结构的基本模型,由这些基本模型构成电路的整体模型。

例如手电筒电路的电路模型如图 1 - 2 所示。灯泡看成电阻元件 R_L ,干电池看成理想电压源 U_s 和电阻元件(内阻) R_0 串联。可见电路模型就是实际电路的科学抽象。采用电路模型来分析电路,不仅使计算过程大为简化,而且能更清晰地反映电路的物理实质。

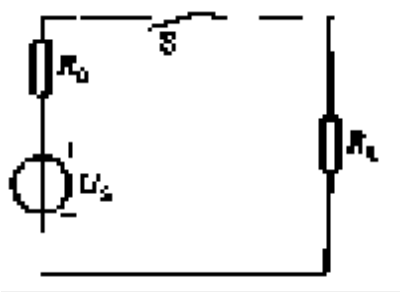


图 1 - 2 手电筒电路模型

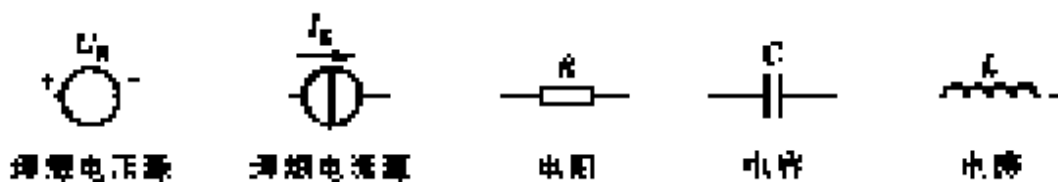


图 1 - 3 电路的基本模型——理想电路元件

1.1.2 电流、电压的参考方向

电流、电压、电动势的实际方向在物理学中已作过明确的规定:电路中电流的流动方向是指正电荷流动的方向,电路中两点之间电压的方向是高电位(“+”极性)点指向低电位(“-”极性)点的方向(即电位降落的方向),电动势的方向在电源内部由低电位(“-”极性)点指向高电位(“+”极性)点的方向(即电位升高的方向)。图 1 - 4 所示电路中分别标出了电流、电压、电动势的方向。

但是在分析复杂电路时往往不能预先确定某段电路中电流、电压的实际方向。为了便于分析电路,电路中引出了参考方向的概念。电流、电压的参考方向是人为任意设定的,图 1 - 5 电路中箭头所示方向就是电流的参考方向。电压的参考方向用极性“+”、“-”号表示。电路中的电流和电压的参考方向可能与实际方向一致或相反,但不论属于哪一种情况,都不会影响电路分析的正确性。

按参考方向求解得出的电流和电压值有两种可能。若为正值,说明设定的参考方向与实际方向一致,若为负值,则表明参考方向与实际方向相反。必须指出,电路中的电流或电压在未标明参考方向的前提下,讨论电流或电压的正、负值是没有意义的。

参考方向也称正方向,除了用箭标和极性标示外,还可以用双下标标示。如图 1 - 5 中电流 I_3 和电压 U_3 也可以写为 I_{ba} 和 U_{ab} 。

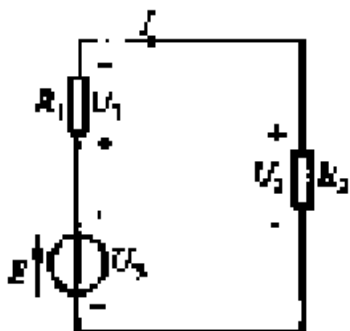


图 1 - 4 电流、电压的实际方向

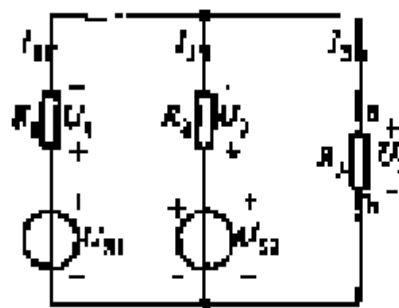


图 1 - 5 电流、电压的参考方向

当一个元件或一段电路上的电流、电压参考方向一致时,则称它们为关联的参考方向,如图 1 - 6(a)所示。在分析电路时,尤其是分析电阻、电感、电容等元件的电流、电压关系时,经常采用关联参考方向。例如在应用欧姆定律时必须注意电流、电压的方向,如图 1 - 6(a)中电流、电压采用了关联参考方向,这时电阻 R 两端电压为

$$U = RI \quad (1 - 1)$$

若采用非关联参考方向,如图 1 - 6(b)所示,则电阻 R 两端的电压为

$$U = -RI \quad (1 - 2)$$

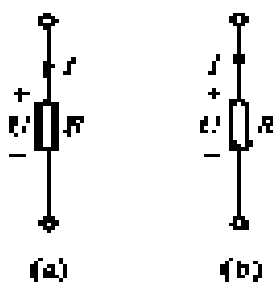


图 1 - 6 参考方向的关联性

当电阻的单位为欧(Ω)、电流的单位为安(A)时,电压的单位为伏(V)。

例 1 - 1 应用欧姆定律对图 1 - 7 的电路列出式子,并求电阻 R 。

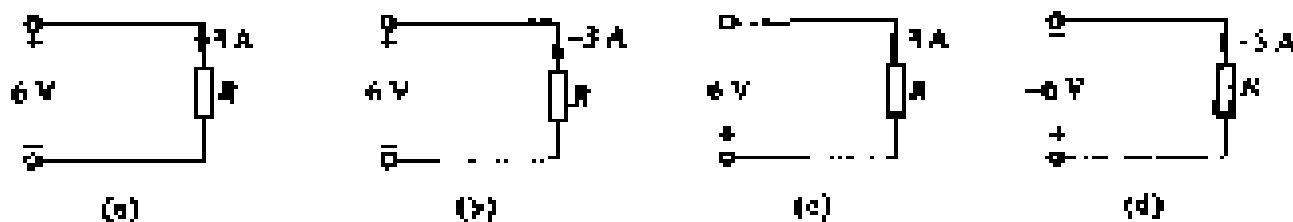


图 1 - 7 例 1 - 1 的图

解:图 1 - 1(a)
$$R = \frac{U}{I} = \frac{6}{3} = 2$$

图 1 - 1(b)
$$R = -\frac{U}{I} = -\frac{6}{-3} = 2$$

图 1 - 1(c)
$$R = -\frac{U}{I} = -\frac{-6}{3} = 2$$

图 1 - 1(d)
$$R = \frac{U}{I} = \frac{-6}{-3} = 2$$

这里应注意:一个式子中有两套正负号,列写公式时,根据电流和电压的参考方向得出公式中的正负号。此外电流和电压本身还有正值和负值之分。

从物理学中我们已经知道,一个元件上的电功率等于该元件两端的电压与通过该元件电流的乘积,即

$$P = UI$$

当电压的单位为伏(V)、电流的单位为安(A)时,功率的单位为瓦(W)。

元件上的电功率有吸收(取用)和发出(产生)两种可能,用功率计算值的正负来区别,以吸收(取用)功率为正。我们在分析电路时,就列写功率计算公式作如下规定:

(1) 当电流、电压取关联的参考方向时

$$P = UI \quad (1 - 3)$$

(2) 当电流、电压取非关联参考方向时

$$P = -UI \quad (1 - 4)$$

在此规定下,将电流 I 和电压 U 数值的正负号如实代入公式,如果计算结果为 $P > 0$ 时,表示元件吸收功率,该元件为负载;反之, $P < 0$ 时,表示元件发出功率,该元件为电源。

例 1 - 2 图 1 - 8 所示电路中, 已知: $U_{S1} = 15 \text{ V}$, $U_{S2} = 5 \text{ V}$, $R = 5 \Omega$, 试求电流 I 和各元件的功率。

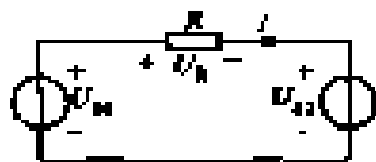


图 1 - 8 例 1 - 2 图

解: 由图中电流的参考方向, 可得

$$I = \frac{U_{S1} - U_{S2}}{R} = \frac{15 - 5}{5} \text{ A} = 2 \text{ A}$$

电流为正值, 说明电流参考方向与实际方向一致。

根据对功率计算的规定, 可得

$$\text{元件 } U_{S1} \text{ 的功率 } P_{S1} = - U_{S1} I = - 15 \times 2 \text{ W} = - 30 \text{ W} \text{ (发出功率)}$$

$$\text{元件 } U_{S2} \text{ 的功率 } P_{S2} = U_{S2} I = 5 \times 2 \text{ W} = 10 \text{ W} \text{ (吸收功率)}$$

$$\text{元件 } R \text{ 的功率 } P_R = I^2 R = 2^2 \times 5 \text{ W} = 20 \text{ W} \text{ (吸收功率)}$$

由本例可看出, 电源发出的功率等于各个负载吸收的功率之和, 即

$$30 \text{ W} = (10 + 20) \text{ W}$$

按照能量守恒定律, 对所有的电路来说, 上述结论均成立, 称为功率平衡, 记为

$$P = 0$$

例 1 - 3 在图 1 - 9 所示的电路中, 已知: $U_1 = 20 \text{ V}$, $I_1 = 2 \text{ A}$, $U_2 = 10 \text{ V}$, $I_2 = - 1 \text{ A}$, $U_3 = - 10 \text{ V}$, $I_3 = - 3 \text{ A}$, 试求图中各元件的功率, 并说明各元件的性质。

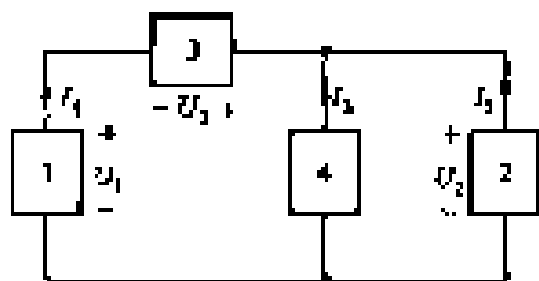


图 1 - 9 例 1 - 3 图

解: 由功率计算的规定, 可得

$$\text{元件 1 功率 } P_1 = - U_1 I_1 = - 20 \times 2 \text{ W} = - 40 \text{ W}$$

$$\text{元件 2 功率 } P_2 = U_2 I_2 = 10 \times (- 1) \text{ W} = - 10 \text{ W}$$

$$\text{元件 3 功率 } P_3 = - U_3 I_1 = - (- 10) \times 2 \text{ W} = 20 \text{ W}$$

$$\text{元件 4 功率 } P_4 = - U_2 I_3 = - 10 \times (- 3) \text{ W} = 30 \text{ W}$$

元件 1 和元件 2 发出功率是电源, 元件 3 和元件 4 吸收功率是负载。上述计算满足 $P = 0$, 说明计算结果无误。

这里仍需注意, 在电路分析计算中的两套正负号。列写电路方程时, 根据电流和电压的参考方向得出公式中的正负号; 代入数据时要如实代入电流和电压数值的正负号。

1.1.3 电路的工作状态

电路在不同的工作条件下, 将分别处于通路、开路和短路状态。现以图 1 - 10 所示电路为例, 分别讨论每一种状态的特点。

1. 通路

在图 1 - 10(a) 中, 当电源与负载接通时, 电路称为通路。电路中的电流, 也就是电源的输出电流:

$$I = \frac{E}{R_0 + R_L} = \frac{U_s}{R_0 + R_L} \quad (1 - 5)$$

式中, R_L 为负载电阻, R_0 为电源的内阻, 通常 R_0 很小。负载两端的电压也就是电源输出电压

$$U = E - R_0 I = U_s - R_0 I \quad (1 - 6)$$

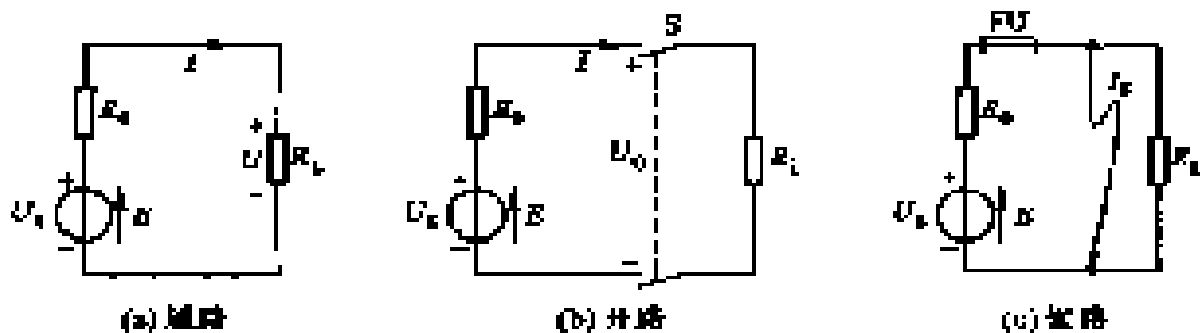


图 1 - 10 电路的三种状态

通路时的功率平衡关系式为

$$P_{R_L} = P_E - P_{R_0} = EI - R_0 I^2 = UI \quad (1 - 7)$$

式中 EI 为电源产生的功率； UI 为负载消耗的功率； $R_0 I^2$ 为电源内阻损耗的功率。

通路状态下电路中有了电流和功率的输送和转换。这时电源产生的电功率等于负载消耗的功率与电源内阻损耗的功率之和。由此得出电源输出的电流和功率取决于负载的大小。

电源和负载等电气设备在一定工作条件下其工作能力是一定的。表示电气设备的正常工作条件和工作能力所规定的数据统计称电气设备的额定值。它包括额定电压 U_N 、额定电流 I_N 和额定功率 P_N 等等。额定值一般都列入产品说明书中，或直接标明在设备的铭牌上，使用时务必遵守这些规定。如果超过或低于这些额定值，都有可能引起电气设备的损坏或降低使用寿命，或使其不能发挥正常的效能。例如一个标有 1 W 、 $400\ \Omega$ 的电阻，即表示该电阻的阻值为 $400\ \Omega$ ，额定功率为 1 W ，由 $P = RI^2$ 的关系，可求得它的额定电流为 0.05 A 。使用时电流值超过 0.05 A ，就会使电阻过热，严重时甚至立即损坏。

2 . 开路

在图 1 - 10(b)中，开关打开，电源与负载没有接通，电路称为开路。

由于电路未连成闭合电路，电路中电流为零，电源产生的功率和输出的功率都为零。处于开路状态下的电源两端的电压称为开路电压，用 U_0 表示，其值等于电源的电动势 E (或 U_s)。即

$$U_0 = E = U_s \quad (1 - 8)$$

3 . 短路

在图 1 - 10(c)中，由于某种原因，电源两端用导线直接连在一起，造成电源短路，称电路处于短路状态。

电源短路时外电路的电阻可视为零，因此电源与负载两端的电压为零，流过负载的电流及负载的功率也都为零。这时电源的电动势全部降在内阻上，形成短路电流 I_s ，即

$$I_s = \frac{E}{R_0} = \frac{U_s}{R_0} \quad (1 - 9)$$

而电源产生的功率将全部消耗在内阻中，即

$$P_E = EI_s = R_0 I_s^2$$

电源短路是一种严重事故。因为短路时在电流的回路中仅有很小的电源内阻，所以短路电流很大，将大大地超过电源的额定电流，可能致使电源遭受机械的与热的损伤或毁坏。为了预防

短路事故发生,通常在电路中接入熔断器(FU)或自动断路器,以使短路时,能迅速地把故障电路自动切除,使电源、开关等设备得到保护。

在电工、电子技术中,为了某种需要(如改变一些参数的大小),可将部分电路或某些元件两端予以短接,这种人为的工作短接或进行某种短路实验,应该与短路事故相区别。

例 1 - 4 有一直流电源设备,额定输出功率为 400 W,额定电压为 110 V,电源内阻 R_0 为 1.38 Ω ,当负载电阻分别为 50 Ω 、10 Ω 或发生短路事故,试求电源电动势 E 及上述不同负载情况下电源的输出功率。

解:先求电源的额定电流 I_N

$$I_N = \frac{P_N}{U_N} = \frac{400}{110} \text{A} = 3.64 \text{ A}$$

再求电源电动势 E

$$E = U_N + R_0 I_N = (110 + 1.38 \times 3.64) \text{V} = 115 \text{ V}$$

当 $R_L = 50 \Omega$ 时,求电路的电流 I

$$I = \frac{E}{R_0 + R_L} = \frac{115}{1.38 + 50} \text{A} = 2.24 \text{ A} < I_N,$$

电源的输出功率 $P_{R_L} = UI = R_L I^2 = 50 \times 2.24^2 \text{ W} = 250.88 \text{ W} < P_N$,电源轻载

当 $R_L = 10 \Omega$ 时,求电路的电流 I

$$I = \frac{E}{R_0 + R_L} = \frac{115}{1.38 + 10} \text{A} = 10.11 \text{ A} > I_N,$$

电源的输出功率 $P_{R_L} = UI = R_L I^2 = 10 \times 10.11^2 \text{ W} = 1022.12 \text{ W} > P_N$,电源严重过载(不允许)

电路发生短路,求电源的短路电流 I_s

$$I_s = \frac{E}{R_0} = \frac{115}{1.38} \text{ A} = 83.33 \text{ A} = 23 I_N$$

如此大的短路电流如不采取保护措施迅速切断电路,电源及导线负载等会被毁坏。

1.1.4 电路中的电位

在分析和计算电路时,特别是在电子技术中,常常将电路中的某一点选作电位参考点,并将参考点的电位规定为零。于是电路中其他任何一点与参考点之间的电压便是该点的电位。在电力工程中规定大地为电位的参考点,在电子电路中,通常以与机壳联接的输入、输出的公共导线为参考点,称之为“地”,在电路图中用符号“ \perp ”表示。

图 1 - 11(a)所示电路选择了 e 点为参考点,这时各点的电位是

$$U_e = 0 \text{ V}, U_a = U_{ae} = 10 \text{ V}, U_d = U_{de} = -5 \text{ V}$$

$$U_b = U_{bd} + U_{de} = (5 + 6) I + U_d$$

$$= (5 + 6) \frac{(10 + 5)}{(4 + 5 + 6)} + (-5) \text{ V} = 6 \text{ V}$$

$$U_c = U_{cd} + U_{de} = 6 I + U_d = [6 + (-5)] \text{ V} = 1 \text{ V}$$

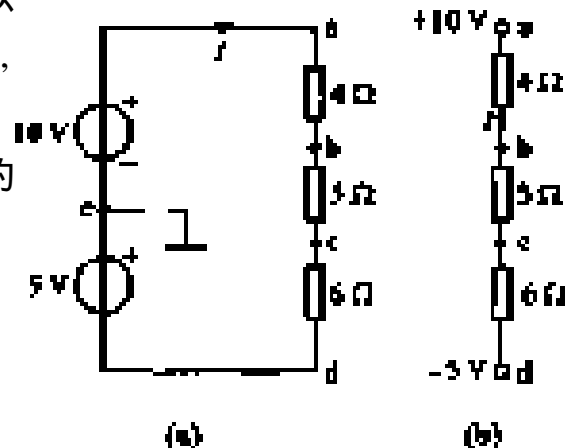


图 1 - 11 电路的电位

原则上,参考点可以任意选择,但是参考点不同,各点的电位值就不一样,只有参考点选定之后,电路中各点的电位值才能确定,例如图 1 - 11(a)所示电路,如果将参考点选定为 d 点,则各点的电位将是

$$U_d = 0 \text{ V}, U_a = 15 \text{ V}, U_b = 11 \text{ V}, U_c = 6 \text{ V}, U_e = 5 \text{ V}$$

由此可见,电路中电位的大小、极性和参考点的选择有关,而电压的大小、极性则和参考点的选择无关。并且两点之间的电压总是等于这两点间的电位之差。如 $U_{ab} = U_a - U_b$

在电子电路中,电源的一端通常都是接“地”的,为了作图简便和图面清晰,习惯上常常不画出电源来,而在电源的非接地的一端注明其电位的数值。例如图 1 - 11(b)就是图 1 - 11(a)的习惯画法,图中正的电位值表示该端接正电源,即电源的正极接该端,负极接“地”。反之为负电源。图 1 - 12 为电子电路的习惯画法。

在分析计算电路时应注意:参考点一旦选定之后,在电路分析计算过程中不得再更改。

例 1 - 5 电路如图 1 - 13 所示,试求 B 点的电位及电压 U_{AB} 。

解:图中两个电阻串联,其电流相同。因此,可得

$$\frac{U_A - U_B}{R_1} = \frac{U_B - U_C}{R_2}$$

$$\frac{+12 - U_B}{5} = \frac{U_B - (-6)}{4}$$

求得:

$$U_B = 2 \text{ V}, U_{AB} = U_A - U_B = (12 - 2) \text{ V} = 10 \text{ V}$$

例 1 - 6 试求图 1 - 14 电路中,当开关 S 断开和闭合两种情况下 A 点的电位 U_A 。

解: 当开关 S 断开时,三个电阻中为同一电流。因此可得

$$\frac{-12 - U_A}{(6 + 4)} = \frac{U_A - 12}{20},$$

求得: $U_A = -4 \text{ V}$

当开关 S 闭合时, $U_B = 0$, 4 k 和 20 k 电阻为同一电流。因此可得

$$\frac{U_A}{4} = \frac{12 - U_A}{20},$$

求得: $U_A = 2 \text{ V}$

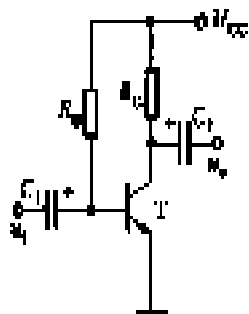


图 1 - 12 电子电路的习惯画法

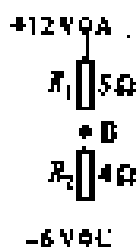


图 1 - 13 例 1 - 5 图

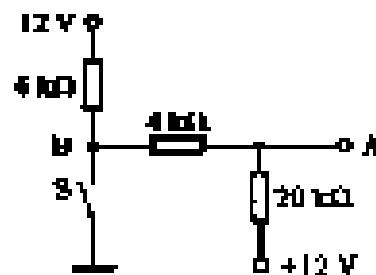


图 1 - 14 例 1 - 6 图

1 2 电路的基本元件

本节介绍电路的基本元件。从电路分析的角度看,我们最感兴趣的是元件的外部特性,而其中最主要的就是元件端钮上的伏安关系和能量关系。

1 2 1 独立电源元件

能向电路独立地提供电压、电流的装置称为独立电源。如发电机、干电池、蓄电池、稳压电源、稳流电源等。我们先介绍两个理想电源元件——理想电压源、理想电流源,然后说明如何建立实际电源的两种电路模型。

1. 理想电压源和理想电流源

理想电压源和理想电流源都是理想的电源元件,它们的外特性 $U = f(I)$ 和图形符号分别如图 1 - 15(a)、(b) 和图 1 - 16(a)、(b) 所示。

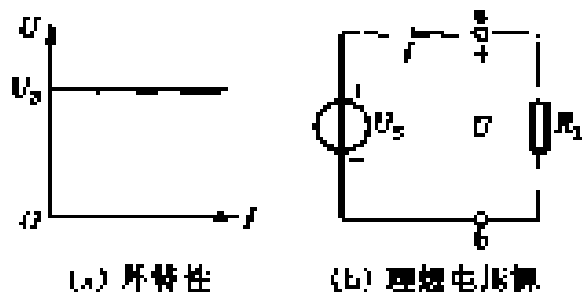


图 1 - 15 理想电压源外特性与符号

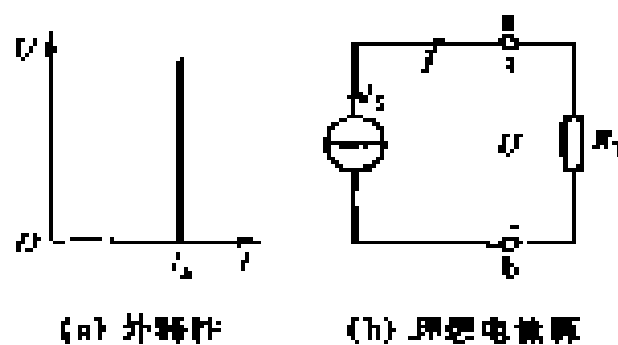


图 1 - 16 理想电流源外特性与符号

理想电压源能提供一个恒定值的电压 U_s 。当外接负载电阻 R_L 变化时,流过理想电压源的电流将发生变化,但电压 U_s 不变。因此理想电压源有两个特点,其一是任何时刻输出电压都和流过的电流大小无关;其二是输出电流取决于外电路,由外部负载电阻决定。

理想电流源能提供一个恒定值的电流 I_s 。当外接负载电阻 R_L 变化时,理想电流源两端的电压将发生变化,但电流 I_s 不变。因此理想电流源有两个特点,其一是任何时刻输出电流都和它的端电压大小无关;其二是输出电压取决于外电路,由外部负载电阻决定。

2. 实际电源的两种电路模型

在对电路进行分析时,使用的实际电源通常可以用两种不同的模型来表示,这两种模型分别称为电源的电压源模型(简称电压源)和电流源模型(简称电流源),它们用理想电源元件和理想电阻元件的组合来表征实际电源的特性。图 1 - 17(a)、(b) 和图 1 - 18(a)、(b) 分别表示了它们的外特性及电路模型。

电压源输出电压与电流之间的关系式为

$$U = U_s - R_0 I \quad (1 - 10)$$

式中 U 为电压源的输出电压; U_s 为理想电压源的电压; I 为电压源的输出电流; R_0 为电压源的内阻。电压源的内阻愈小,输出电压就愈接近理想电压源的电压 U_s , 当内阻 $R_0 = 0$ 时电压源就

是理想电压源。

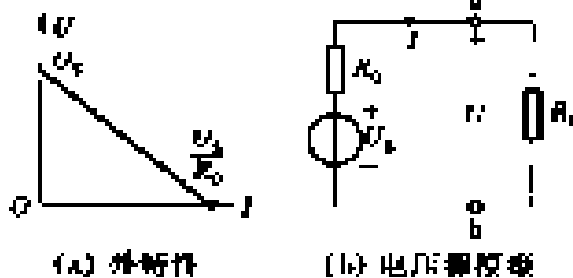


图 1 - 17 电压源外特性和模型

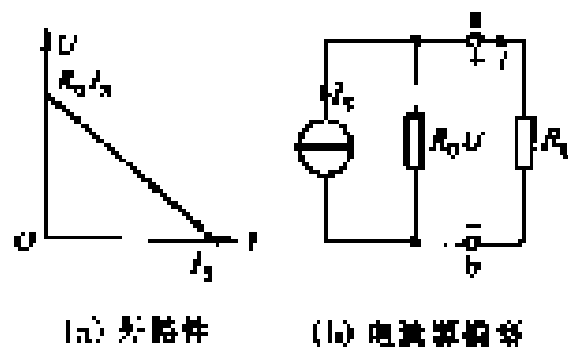


图 1 - 18 电流源外特性和模型

电流源输出电流与电压之间的关系式为

$$I = I_s - \frac{U}{R_0} \quad (1 - 11)$$

式中 I 为电流源的输出电流; I_s 为理想电流源的电流; U 为电流源的输出电压; R_0 为电流源的内阻。电流源的内阻愈大,输出电流就愈接近理想电流源的电流 I_s , 当内阻 $R_0 = \infty$ 时电流源就是理想电流源。

3. 实际电源两种模型的等效变换

电压源、电流源都是一个实际电源的电路模型, 无论采用哪一种模型, 在相同外接负载电阻的情况下, 其输出电压、电流均和实际电源输出的电压、电流相等(外特性相同)。即两种电源对负载(或外电路)而言, 相互间是等效的, 可以等效变换(图 1 - 19)。其中

$$I_s = \frac{U_s}{R_0} \text{ 或 } U_s = R_0 I_s \quad (1 - 12)$$

变换时应注意极性, I_s 的流出端要对应 U_s 的“+”极。另外, R_0 不一定必须是电源的内阻。只要是与理想电压源串联的电阻, 或者与理想电流源并联的电阻, 都可以当 R_0 处理。

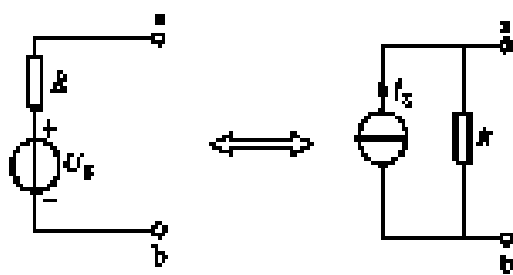


图 1 - 19 电压源和电流源的等效变换

必须注意: 电压源与电流源的等效变换只是对外电路而言的; 理想电压源与理想电流源间没有等效关系。

采用实际电源两种模型的等效变换方法, 可将较复杂电路简化为简单电路, 给电路分析带来方便。

例 1 - 7 试用电压源模型与电流源模型的等效变换的方法, 计算图 1 - 20(a) 中 1Ω 电阻上的电流 I 。

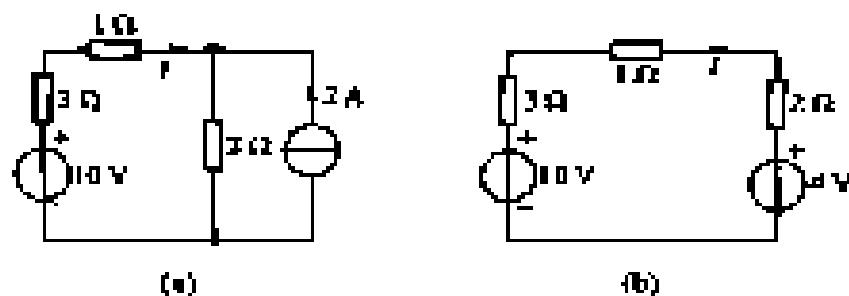


图 1 - 20 例 1 - 7 的图

解：将图(a)中 2 A 和 2 Ω 的电流源化为图(b)中 4 V 和 2 Ω 的电压源后,可得

$$I = \frac{10 - 4}{3 + 1 + 2} \text{ A} = 1 \text{ A}$$

1 2 2 电阻、电感和电容元件

电阻 R 、电感 L 和电容 C 是三种具有不同物理性质的电路参数,也常用其表示三种理想化元件,属于电路结构的基本模型。其图形符号分别如图 1 - 21(a)、(b)、(c)所示。下面讨论这三个理想元件的基本特性,并介绍实际的电阻器、电感器和电容器的主要参数及模型。

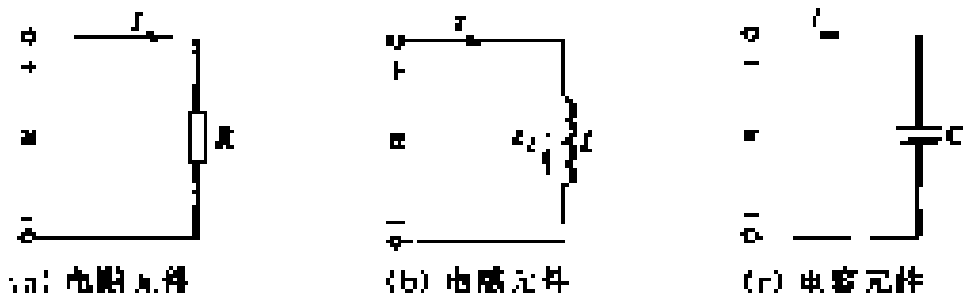


图 1 - 21 电阻、电感和电容元件

1. 电阻元件

电阻元件简称电阻是用来表示负载耗能的电特性的。凡是电能不可逆地转换成其他形式能量的负载,如将电能转换成热能、光能、机械能等,具有这种转换作用的器件用理想电阻元件表示。电阻元件的符号如图 1 - 21(a)所示。

电阻元件上电压和电流之间的关系为伏安特性。伏安特性曲线是一条通过坐标原点的直线,则称为线性电阻元件,如图 1 - 22 中的曲线 a 所示。伏安特性曲线不是直线的称为非线性电阻元件,如图 1 - 22 中曲线 b 所示。

线性电阻的特点是其电阻值为一常数,与通过它的电流或作用于其两端电压的大小无关。非线性电阻的电阻值不是常数,与通过它的电流或作用其两端的电压的大小有关。

线性电阻两端的电压和流过它的电流之间的关系服从欧姆定律,当 u 与 i 的参考方向为图 1 - 21(a)所示的关联参考方向时,则瞬时值关系为



图 1 - 22 电阻元件的伏安特性
a—线性电阻 b—非线性电阻

$$u = Ri \quad (1 - 13)$$

式中 u 为电压,单位为伏(V); i 为电流,单位为安(A); R 为电阻,单位为欧(Ω),阻值较大的电阻用千欧(kΩ)和兆欧(MΩ)表示, $1 \text{ k} = 10^3$, $1 \text{ M} = 10^6$ 。

电阻元件要消耗电能,是一个耗能元件。电阻吸收的功率为

$$p = ui = Ri^2 = \frac{u^2}{R} \quad (1 - 14)$$

从 t_1 到 t_2 的时间内,电阻吸收的能量为

$$W = \int_{t_1}^{t_2} Ri^2 dt \quad (1 - 15)$$

单位为焦(J)。

电路中所有的元件均是线性元件时这种电路称为线性电路。含非线性电阻元件的电路,称为非线性电阻电路。非线性电阻的电压、电流关系不符合欧姆定律,对于非线性电阻电路的分析将在以后进行介绍。

2. 电感元件

电感元件简称电感是用来反映实际电气设备中电流建立磁场,储存磁场能量特性的理想元件。如继电器线圈、变压器绕组及扼流圈等。这些元件工作时线圈内存储一定的磁场能量,而磁场能量是通过电源提供的电能转换来的,具有这种能量转换作用的器件,用电感元件表示。电感元件的符号如图 1 - 21(b)所示。

电感元件通过电流 i 后,产生的磁通 Φ 与 N 匝线圈交链的磁通链 $\Psi = N\Phi$ 。磁通链 Ψ 与电流 i 的比值称为元件的电感,即

$$L = \frac{\Psi}{i} \quad (1 - 16)$$

式中 L 为元件的电感,单位为亨(H),小电感用毫亨(mH), $1 \text{ mH} = 10^{-3} \text{ H}$ 。 L 为常数的,称为线性电感, L 不为常数的称为非线性电感。本书中除特别指明为非线性电感之外,讨论的均为线性电感的问题。

当通过电感元件的电流 i 随时间变化时,则要产生自感电动势 e_L ,元件两端就有电压 u 。若电感元件 i 、 e_L 、 u 的参考方向为图 1 - 21(b)所示的关联参考方向时,则瞬时值关系为

$$\begin{aligned} e_L &= - \frac{d\Psi}{dt} = - L \frac{di}{dt} \\ u &= - e_L = L \frac{di}{dt} \end{aligned} \quad (1 - 17)$$

上式表明,线性电感两端电压在任意瞬间与 di/dt 成正比。对于直流电流,电感元件的端电压为零,故电感元件对直流电路而言相当于短路。

电感是一个储存磁场能量的元件。当通过电感的电流增大时,磁通增大,它所储存的磁场能量也增大。但如果电流减小到零,则所储存的磁场能量将全部释放出来。故电感元件本身并不消耗能量,是一个储能元件。当通过电感元件的电流为 i 时,它所储存的磁场能量为

$$W_L = \frac{1}{2} Li^2 \quad (1 - 18)$$

上式表明,电感元件在某一时刻的储能只取决于该时刻的电流值,而与电流的过去变化进程

无关。

3. 电容元件

电容元件简称电容是用来反映存储电荷作用的电路元件。如电路中使用的各种类型的电容器均可用电容元件这个模型来描述。电容元件的符号如图 1 - 21(c)所示。

我们知道,电容元件极板上的电荷量 q 与极板间电压 u 之比称为电容元件的电容,即

$$C = \frac{q}{u} \quad (1 - 19)$$

式中 C 为元件的电容,单位为法(F)。由于“法”的单位太大,所以一般电容常用微法(μF)表示。 $1 \mu\text{F} = 10^{-6} \text{F}$ 。线性电容元件的电容 C 是常数,非线性电容元件的电容 C 不是常数,与极板上存储电荷量的多少有关,本书只讨论线性电容的问题。

当电容元件两端的电压 u 随时间变化时,极板上存储的电荷量就随之变化,和极板相接的导线中就有电流 i 。如果 u 、 i 的参考方向为图 1 - 21(c)所示的关联参考方向时,则

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt} \quad (1 - 20)$$

上式的瞬时值关系表明,线性电容的电流 i 在任意瞬间与 du/dt 成正比。对于直流电压,电容的电流为零,故电容元件对直流电路而言相当于开路。

和电感类似,电容也是一个储能元件。能量储存于电容的电场之中。当通过电容元件的电压为 u 时,它所储存的电场能量为

$$W_c = \frac{1}{2} C u^2 \quad (1 - 21)$$

上式表明,电容元件在某一时刻的储能只取决于该时刻的电压值,而与电压的过去变化进程无关。

4. 实际元件的主要参数及电路模型

实际的电阻元件、电感元件和电容元件即电阻器、电感器和电容器,是人们为了得到一定数值的电阻、电感和电容而制成的元件,它们在电工和电子电路中应用非常广泛。

电阻器的种类很多,如实芯电阻(RS)、绕线电阻(RX)、碳膜电阻(RT)、金属膜电阻(RJ)、氧化膜电阻(RY)等,括号内的字母为各种电阻型号中的标志。电阻器的主要参数为标称阻值、允许偏差和额定功率。例如某 RJ - 2 型金属膜电阻器,标称值为 820 Ω ,允许偏差为 $\pm 5\%$ 、额定功率为 2 W。选用电阻器时,不仅电阻值符合要求,而且该电阻器在使用时实际消耗的功率不允许超过额定功率。

电感器通常是用导线绕制而成的线圈。有的电感线圈含有铁心,称为铁心线圈。线圈中铁心可大大增加电感的数值,但却引起了非线性,并产生铁心损耗。电感器的主要参数是电感值和额定电流。例如某 LG₄ 型电感器,电感量标称值为 820 μH ,最大直流工作电流为 150 mA。

电容器通常由绝缘介质隔离的金属极板组成。其种类繁多,如纸介电容器(CZ 或 CJ)、云母电容器(CY)、瓷介电容器(CC 或 CT)、涤纶电容器(CL)、玻璃釉电容器(CI)、电解电容器(CD)等。电容器的主要参数为电容的标称容量和额定电压。例如某 CJ10 型纸介电容器,标称容量为 0.15 μF 、额定直流工作电压为 400 V。在使用时,电容器实际承受的电压不允许超出其额定电压,否则可能使电容器中的绝缘介质被击穿。电解电容在直流电路中使用时要注意其正、负极性,不能接反。

实际的电阻器、电感器和电容器在多数情况下可以只考虑其主要物理性质,将它们近似地看成理想元件,分别只有电阻性、电感性和电容性。但在有些情况下,除考虑这些元件的主要物理性质外,还要考虑其次要物理性质,此时可用 R 、 L 、 C 组成的模型来表示。例如图 1 - 23(a) 是考虑电能损耗时的电容器模型,图 1 - 23(b) 是考虑电能损耗和储存磁场能时的电容器模型。电阻器和电感器的模型也可以类似地得出。

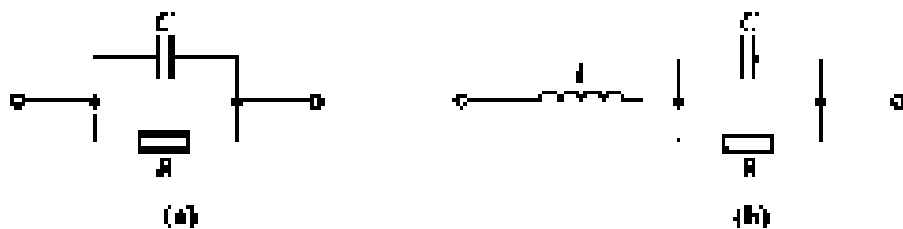


图 1 - 23 电容器的模型

在实际使用中,若单个电阻器、电感器和电容器不能满足要求,则可将几个元件串联或并联起来使用。表 1 - 1 给出了两个同性质的元件串联或并联时参数的计算公式。

习惯上电阻器、电感器和电容器也简称电阻、电感和电容。因此,电阻、电感和电容这三个名词有时是指电路参数,有时是指电路元件。

表 1 - 1 两个元件串联和并联时参数的计算公式

连接方式	等效电阻	等效电感	等效电容
串联	$R = R_1 + R_2$	$L = L_1 + L_2$	$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$
并联	$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$	$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$	$C = C_1 + C_2$

注:在等效电感计算式中未考虑两个线圈间的互感

1 3 基尔霍夫定律

基尔霍夫电流定律和电压定律是分析电路问题的最基本的定律。基尔霍夫电流定律(简称 KCL)应用于结点,确定电路中各支路电流之间的关系;基尔霍夫电压定律(简称 KVL)应用于回路,确定电路中各部分电压之间的关系。基尔霍夫定律是一个普遍适用的定律,既适用于线性电路也适用于非线性电路,它仅与电路的结构有关,而与电路中的元件性质无关。为了更好地掌握该定律,我们结合图 1 - 24 所示电路,先解释几个有关名词术语。

结点:3 个或 3 个以上电路元件的连接点。例如图 1 - 24 所示电路中的 a、b、c、d 点。

支路:连接两个结点之间的电路。每一条支路有一个支路电流,例如图 1 - 24 中有 6 条支路,各支路电流的参考方向均用箭头标出。

回路:电路中任一闭合路径。

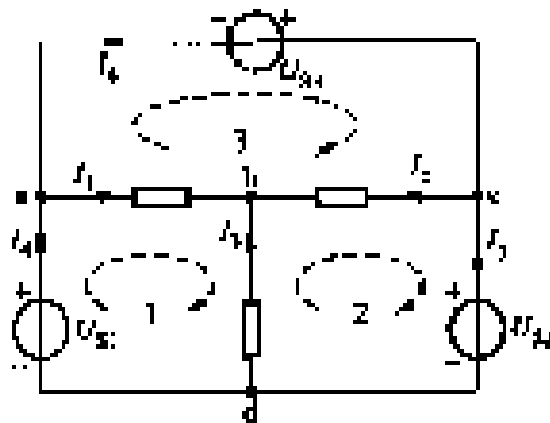


图 1 - 24 电路举例

网孔:内部不含有其他支路的单孔回路。例如图 1 - 24 中有三个网孔回路,并标出了网孔的绕行方向。

1 3 1 基尔霍夫电流定律(KCL)

1. 定律内容

在任一瞬时,流入某一结点的电流之和恒等于流出该结点的电流之和。即

$$I_{in} = I_{out}$$

如图 1 - 24 中,对结点 a 可写出

$$I_4 = I_1 + I_6$$

移项后可得

$$I_4 - I_1 - I_6 = 0$$

即

$$I = 0 \quad (1 - 22)$$

就是在任一瞬时,任一个结点上电流的代数和恒等于零。习惯上电流流入结点取正号,流出取负号。

2. 定律推广

基尔霍夫电流定律不仅适用于结点,也适用于任一闭合面。这种闭合面有时也称为广义结点(扩大了的大结点)。

如图 1 - 25(a)由广义结点用 KCL 可得

$$I_a + I_b + I_c = 0$$

如图 1 - 25(b)所示的晶体管,同样有

$$I_E = I_B + I_C$$

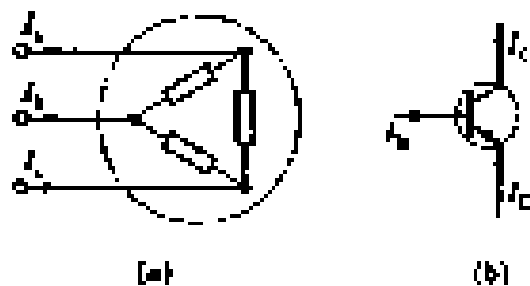


图 1 - 25 KCL 的推广应用

1 3 2 基尔霍夫电压定律(KVL)

1. 定律内容

在任一瞬时,沿任一闭合回路绕行一周,则在这个方向上电位升之和恒等于电位降之和。

即

$$U_{升} = U_{降}$$

如图 1 - 24 中,在回路 1(即回路 abda)的方向上,结合欧姆定律可看出 a 到 b 电位降了 $R_1 I_1$, b 到 d 电位升了 $R_3 I_3$, d 到 a 电位升了 U_{S1} ,则可写出

$$U_{S1} + R_3 I_3 = R_1 I_1$$

移项后可得

$$U_{S1} + R_3 I_3 - R_1 I_1 = 0$$

即

$$U = 0 \quad (1 - 23)$$

就是在任一瞬间,沿任一闭合回路的绕行方向,回路中各段电压的代数和恒等于零。习惯上电位升取正号,电位降取负号。

2. 定律的推广

基尔霍夫电压定律不仅适用于闭合电路,也可以推广应用于开口电路。图 1 - 26 所示不是闭合电路,但在电路的开口端存在电压 U_{AB} ,可以假想它是一个闭合电路,如按顺时针方向绕行此开口电路一周,根据 KVL 则有

$$U = -U_1 - U_S + U_{AB} = 0$$

移项后

$$U_{AB} = U_1 + U_S = RI + U_S$$

说明 A、B 两端开口电路的电压等于 A、B 两端另一支路各段电压之和。它反映了电压与路径无关的性质。



图 1 - 26 KVL 的推广应用

例 1 - 8 试求图 1 - 27 所示的两个电路中各元件的功率。

解：图 1 - 27(a) 为并联电路，并联的各元件电压相同，均为 $U_S = 10 \text{ V}$

由欧姆定律 $I_1 = \frac{10}{5} \text{ A} = 2 \text{ A}$

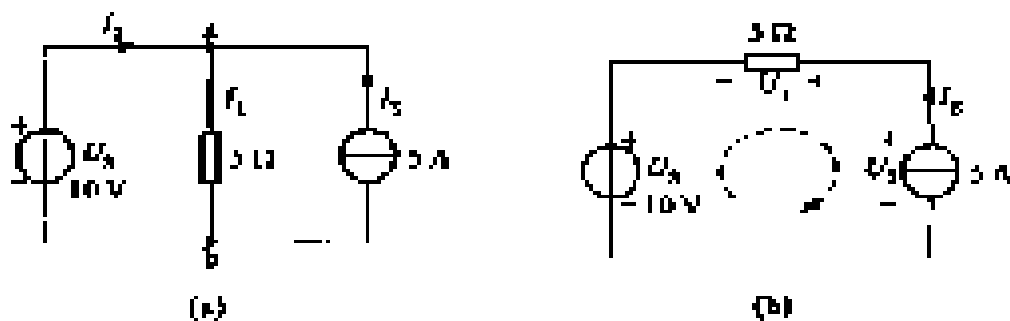


图 1 - 27 例 1 - 8 的电路

由 KCL 对结点 a $I_2 = I_1 - I_S = (2 - 5) \text{ A} = -3 \text{ A}$

电阻的功率 $P_R = RI_1^2 = 5 \times 2^2 \text{ W} = 20 \text{ W}$

恒压源的功率 $P_{U_S} = -U_S I_2 = -10 \times (-3) \text{ W} = 30 \text{ W}$ (吸收)

恒流源的功率 $P_{I_S} = -U_S I_S = -10 \times 5 \text{ W} = -50 \text{ W}$ (发出)

图 1 - 27(b) 为串联电路，串联的各元件电流相同，均为 $I_S = 5 \text{ A}$

由欧姆定律 $U_1 = 5 \times 5 \text{ V} = 25 \text{ V}$

由 KVL 对回路 $U_2 = U_1 + U_S = (25 + 10) \text{ V} = 35 \text{ V}$

电阻的功率 $P_R = RI_S^2 = 5 \times 5^2 \text{ W} = 125 \text{ W}$

恒压源的功率 $P_{U_S} = U_S I_S = 10 \times 5 \text{ W} = 50 \text{ W}$ (吸收)

恒流源的功率 $P_{I_S} = -U_2 I_S = -35 \times 5 \text{ W} = -175 \text{ W}$ (发出)

以上计算满足功率平衡式。

例 1 - 9 图 1 - 28 是一个分压电路，已知 $R_1 = 3 \Omega$ ， $R_2 = 7 \Omega$ ， $U_S = 20 \text{ V}$ ，试求理想电压源的电流 I 和电压 U_1 、 U_2 。

解：根据欧姆定律得 $U_1 = R_1 I$ ； $U_2 = R_2 I$

根据 KVL 列写出回路电压方程 $U_S = R_1 I + R_2 I$

所以电流 $I = \frac{U_S}{R_1 + R_2}$

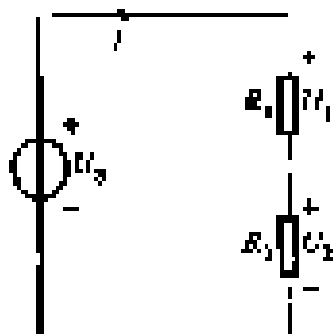


图 1 - 28 例 1 - 9 的电路

$$U_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_s \quad (1-24)$$

代入上式得出分压公式

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s$$

把数值代入上式可得 $I = 2 \text{ A}$, $U_1 = 6 \text{ V}$, $U_2 = 14 \text{ V}$ 。

分压公式表明分压电阻上的电压与电阻值成正比,即电阻愈大,分得的电压则愈大。

例 1 - 10 图 1 - 29 是一个分流电路。已知 $R_1 = 2 \Omega$, $R_2 = 3 \Omega$, $I_s = 10 \text{ A}$, 试求理想电流源两端的电压 U 和电流 I_1 、 I_2 。

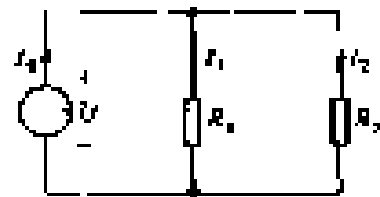


图 1 - 29 例 1 - 10 的电路

解: 根据欧姆定律得 $I_1 = \frac{U}{R_1}$, $I_2 = \frac{U}{R_2}$

根据 KCL 列写出结点 a 的电流方程 $I_s = I_1 + I_2$

即 $I_s = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} U$

所以电压 $U = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_s = (R_1 \parallel R_2) I_s = R I_s$

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_s$$

代入上式得出分流公式

$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_s \quad (1-25)$$

把数值代入上式可得 $U = 12 \text{ V}$, $I_1 = 6 \text{ A}$, $I_2 = 4 \text{ A}$ 。

分流公式表明分流电阻中的电流与电阻值成反比,即电阻愈小,分得的电流则愈大。

1 3 3 基尔霍夫定律的应用——支路电流法

支路电流法是分析电路的最基本方法。它是以支路电流为未知量,应用 KCL 和 KVL 列出方程,而后求解出各支路电流的方法。支路电流求出后,支路电压和电路功率就很容易得到。支路电流法的解题步骤如下:

1. 确定支路数目。若有 b 个支路电流,则列出 b 个独立方程。

2. 标出各支路电流的参考方向。根据结点数目用 KCL 列写出结点的电流方程。若有 n 个结点,则可建立 $(n - 1)$ 个独立方程。第 n 个结点的电流方程可以从已列出的 $(n - 1)$ 个方程求得,不是独立的。

3. 根据网孔数目用 KVL 列写出网孔的电压方程。若有 m 个网孔,则可建立 $m = [b - (n - 1)]$ 个独立方程。

4. 解联立方程,求出各个支路电流。

例 1 - 11 试用支路电流法求解图 1 - 30 所示电路中的各支路电流。

解: 图 1 - 30 所示电路,它有 3 条支路、2 个结点和 2 个网孔。为求 3 个支路电流,应列出 3 个独立的方程,即

结点 a $I_1 + I_2 - I_3 = 0$

回路 1 $R_1 I_1 + R_3 I_3 - U_{S1} = 0$

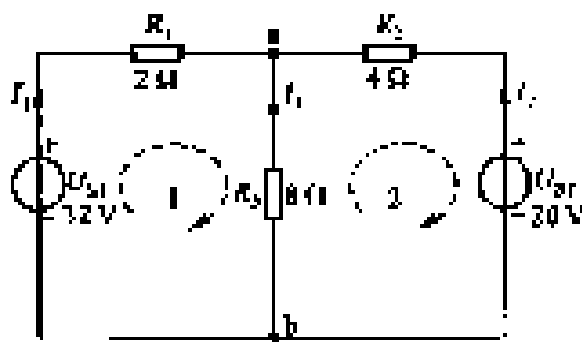


图 1 - 30 例 1 - 11 的电路

回路 2
$$- R_2 I_2 - R_3 I_3 + U_{S2} = 0$$

代入数值联立求解, 可得 $I_1 = 4 \text{ A}$, $I_2 = -1 \text{ A}$, $I_3 = 3 \text{ A}$ 。

例 1 - 12 试用支路电流法求解图 1 - 31 所示电路中的各支路电流。

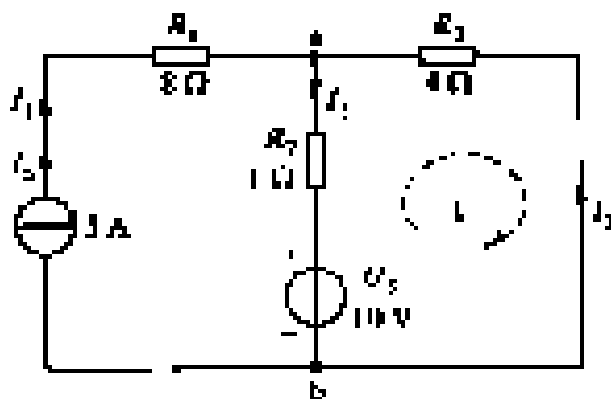


图 1 - 31 例 1 - 12 的电路

解: 图 1 - 31 所示电路中, 因为含有理想电流源的支路电流 $I_1 = I_s = 5 \text{ A}$ 是已知的, 只有 I_2 和 I_3 是未知的, 故可少列 1 个方程, 只需列出 2 个方程。即

结点 a
$$I_2 - I_3 = I_s$$

回路 1
$$- R_2 I_2 - R_3 I_3 = U_s$$

代入数值联立求解, 可得 $I_2 = 2 \text{ A}$, $I_3 = -3 \text{ A}$

用支路电流法求解电路必须解多元联立方程, 求出每条支路的电流。而在很多情况下却只要求求出个别支路的电流就可以了, 这时应用支路电流法就显得十分繁琐。

1.4 电路的常用定理

前面我们已经学了应用欧姆定律、基尔霍夫定律、电压源与电流源的等效变换、支路电流法等方法, 分析电路。下面介绍, 应用电路的几个常用定理来分析电路的方法。

1.4.1 弥尔曼定理

对于只有两个结点而由多条支路并联组成的电路, 在求各支路电流时, 可以先求出这两个结

点间的电压而后再求各支路电流。弥尔曼定理给出了直接求解结点电压的公式,这种方法称为结点电压法。

下面以图 1 - 32 所示两结点电路为例,介绍结点电压法。

电路有 a、b 两个结点。设结点电压为 U_{ab} ,则各支路电流

$$I_1 = \frac{U_{S1} - U_{ab}}{R_1}, (U_{S1} = R_1 I_1 + U_{ab})$$

$$I_2 = \frac{U_{S2} + U_{ab}}{R_2}, (U_{S2} + U_{ab} = R_2 I_2)$$

$$I_3 = \frac{U_{ab}}{R_3}$$

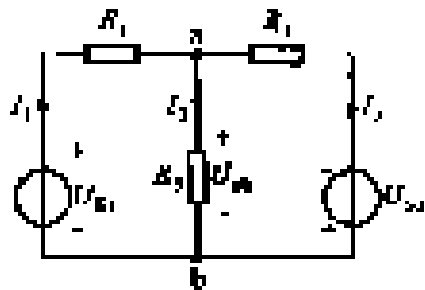


图 1 - 32 结点电压法例图

将上述各式代入结点 a 的电流方程,经整理后可得两结点的结点电压公式

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$\frac{U_{S1} - U_{ab}}{R_1} = \frac{U_{S2} + U_{ab}}{R_2} + \frac{U_{ab}}{R_3}$$

$$U_{ab} = \frac{\frac{U_{S1}}{R_1} - \frac{U_{S2}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{U_S}{R} \quad (1 - 26)$$

上述公式中分母为两结点之间各支路的理想电压源为零(短路)后的电阻的倒数和,均为正值;分子为各支路理想电压源与本支路电阻相除后的代数和。当理想电压源电压与结点电压的参考方向一致时取正号,相反时则取负号。

例 1 - 13 试用结点电压法求图 1 - 32 电路中的各支路电流。已知 $U_{S1} = 54 \text{ V}$, $U_{S2} = 72 \text{ V}$, $R_1 = 3 \ \Omega$, $R_2 = 6 \ \Omega$, $R_3 = 2 \ \Omega$ 。

解:用公式可求出结点电压 U_{ab}

$$U_{ab} = \frac{\frac{U_{S1}}{R_1} - \frac{U_{S2}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{\frac{54}{3} - \frac{72}{6}}{\frac{1}{3} + \frac{1}{6} + \frac{1}{2}} \text{ V} = 6 \text{ V}$$

将结点电压 U_{ab} 的值,代入各支路电流的算式

$$I_1 = \frac{U_{S1} - U_{ab}}{R_1} = \frac{54 - 6}{3} \text{ A} = 16 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{U_{S2} + U_{ab}}{R_2} = \frac{72 + 6}{6} \text{ A} = 13 \text{ A}$$

$$I_3 = \frac{U_{ab}}{R_3} = \frac{6}{2} \text{ A} = 3 \text{ A}$$

例 1 - 14 试求图 1 - 33 所示电路的结点电压 U_{ab} 。

解:图 1 - 33 电路中有理想电流源支路,结点电压公式的分子中应增加理想电流源的代数和。当理想电流源电流与结点电压的

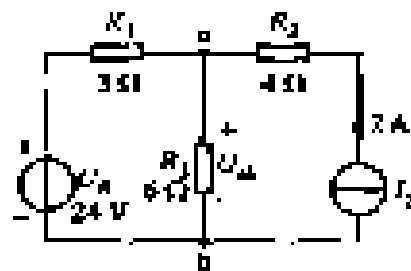


图 1 - 33 例 1 - 14 的电路

参考方向一致时取负号,相反时则取正号。在分母中,不应计及与理想电流源串联的电阻。因为理想电流源支路中不论串入任何元件都不影响理想电流值。图 1 - 33 的结点电压 U_{ab} 为

$$U_{ab} = \frac{\frac{U_s}{R_1} - I_s}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}} = \frac{\frac{24}{3} - 2}{\frac{1}{3} + \frac{1}{6}} \text{V} = 12 \text{V}$$

1.4.2 叠加定理

叠加定理是线性电路的一个重要定理,它反映了线性电路的一个基本性质——叠加性。叠加定理指出:在由多个独立电源共同作用的线性电路中,任一支路的电流(或电压)等于各个独立电源分别单独作用时在该支路中产生的电流(或电压)的叠加(代数和)。

对不作用独立电源的处理办法是:理想电压源予以短路,理想电流源予以开路。叠加(求代数和)时以原电路的电流(或电压)的参考方向为准,若各个独立电源分别单独作用时的电流(或电压)的参考方向与原电路的电流(或电压)的参考方向一致则取正号,相反则取负号。

叠加定理的正确性毋庸置疑,其结论可用支路电流法及结点电压法导出,例如用结点电压法分析图 1 - 33 所示电路的结点电压 U_{ab} 时,可知

$$U_{ab} = \frac{\frac{U_s}{R_1} - I_s}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} U_s - \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} I_s = U_{ab} + U_{ab}$$

其中 $U_{ab} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} U_s$, $U_{ab} = -\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} I_s$ 分别与 U_s 和 I_s 成线性关系, U_{ab} 是二者的叠加。

下面通过例题说明应用叠加定理分析线性电路的步骤与方法以及注意点。

例 1 - 15 图 1 - 34(a)所示电路中,有理想电压源和理想电流源同时作用。已知 $U_s = 9 \text{V}$, $I_s = 6 \text{A}$, $R_1 = 6 \Omega$, $R_2 = 4 \Omega$, $R_3 = 3 \Omega$ 。试用叠加定理求各支路中的电流。

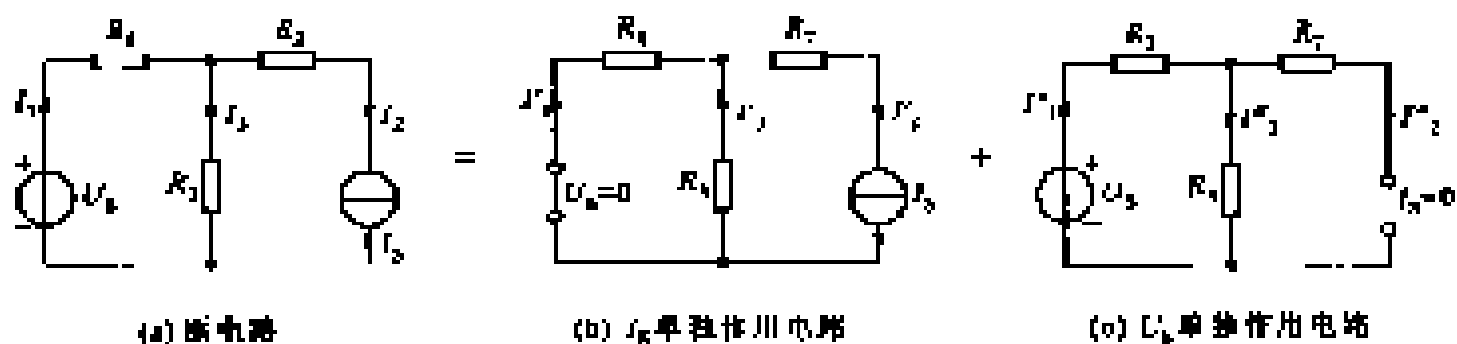


图 1 - 34 例 1 - 15 叠加定理应用举例

解: 首先根据原电路画出各个独立电源单独作用的电路,并标出各电路中各支路电流(或电压)的参考方向。如图 1 - 34(b)和(c),画电路图时要注意去源的方法,理想电压源短路($U_s = 0$),理想电流源开路($I_s = 0$)。

按各电源单独作用时的电路图分别求出每条支路的电流(或电压)值。

由图(b)理想电流源 I_s 单独作用时

$$I_2 = I_s = 6 \text{ A}$$

$$I_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} I_s = \frac{3}{6 + 3} \times 6 \text{ A} = 2 \text{ A}$$

$$I_3 = I_s - I_1 = (6 - 2) \text{ A} = 4 \text{ A}$$

由图(c)理想电压源 U_s 单独作用时

$$I_2 = 0$$

$$I_1 = I_3 = \frac{U_s}{R_1 + R_2} = \frac{9}{6 + 3} \text{ A} = 1 \text{ A}$$

根据叠加定理求出原电路中各支路电流(或电压)值。就是以原电路的电流(或电压)的参考方向为准,并以一致取正,相反取负的原则,计算各独立电源在支路中单独作用时电流(或电压)的代数和。

$$I_1 = I_1 + I_1 = (2 + 1) \text{ A} = 3 \text{ A}$$

$$I_2 = I_2 + I_2 = (6 + 0) \text{ A} = 6 \text{ A}$$

$$I_3 = -I_3 + I_3 = (-4 + 1) \text{ A} = -3 \text{ A}$$

叠加定理是分析线性电路的基础,应用叠加定理计算电路,实质上是希望把计算复杂电路的过程转换为计算若干简单电路的过程。一般来说,应用叠加定理计算电路时,工作量不见得少,有时甚至显得繁琐。但作为处理线性电路的一个普遍适用的规律,可以推导出线性电路其他的重要定理。叠加定理是很值得重视的。

最后提醒注意,叠加定理只适用于线性电路中电流和电压的计算,不能用来计算功率。因为电功率与电流和电压是平方关系而不是线性关系。

1.4.3 等效电源定理

等效电源定理包括戴维宁定理和诺顿定理,是分析计算复杂线性电路的一种有力工具。当只需计算复杂电路中某一支路的电流时,应用等效电源定理来求解最为简便。此法是将待求支路从电路中取出,把其余电路用一个等效电源来代替,这样就能把复杂电路化为简单电路而加以求解。

用等效电源替代的那部分电路含有电源,且有两个出线端钮,称为有源二端网络,如图1-35中点划线方框所示。若二端网络中不含电源,则称为无源二端网络。

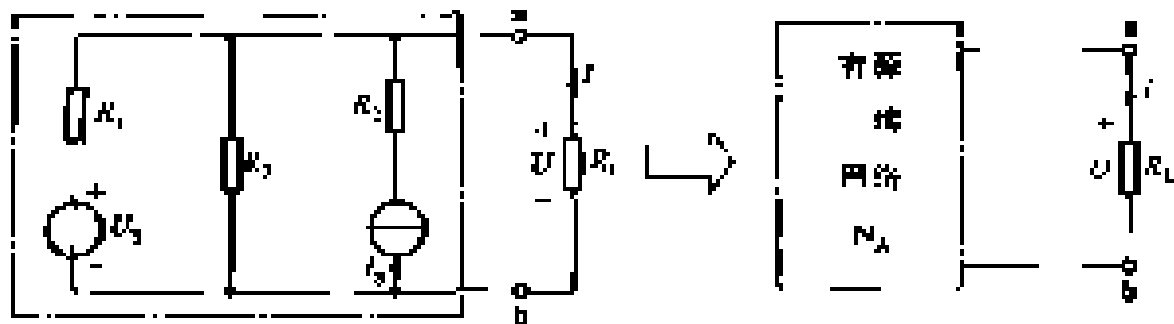


图 1 - 35 有源二端网络

等效电源可分等效电压源和等效电流源。用电压源来等效代替有源二端网络的分析方法称

戴维宁定理;用电源来代替有源二端网络的分析方法称诺顿定理。

1. 戴维宁定理

戴维宁定理指出:任何一个线性有源二端网络(如图 1 - 36(a))对外电路的作用可以用一个电阻 R_0 与理想电压源 U_0 串联的电压源(如图 1 - 36(b))代替,其中 U_0 等于该有源二端网络端口的开路电压(如图 1 - 36(c)), R_0 等于该有源二端网络中所有独立电源不作用时的无源二端网络的输出电阻(如图 1 - 36(d))。独立电源不作用指去除电源,即有源二端网络内的理想电压源短路($U_s = 0$),理想电流源开路($I_s = 0$)。图 1 - 36 为戴维宁定理的图解表示。

如图 1 - 36(b)由 U_0 和 R_0 串联而成的等效电压源即戴维宁等效电路。电子电路中常把等效电压源的内阻称为输出电阻。

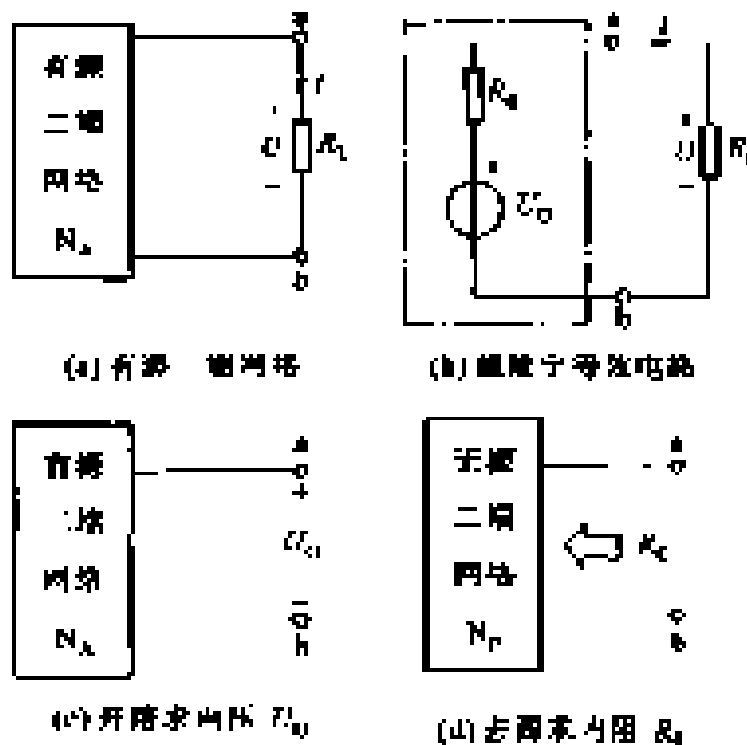


图 1 - 36 戴维宁定理的图解表示

戴维宁定理可用叠加原理加以证明,本书从略。

下面通过例题说明应用戴维宁定理计算某一支路电流的步骤与方法以及注意之点。

例 1 - 16 试用戴维宁定理求图 1 - 37(a)所示电路中电流 I 。

解: 求开路电压 U_0 。

将图(a)所示的原电路待求支路从 a、b 两端取出,画出图(b)求开路电压 U_0 的电路图。在图(b)中设 c 点为参考点,则

$$U_0 = U_{ab} = U_a - U_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s - R_3 I_s = \frac{6}{3+6} \times 18 - 2 \times 2 \quad \text{V} = 8 \text{ V}$$

求等效内阻 R_0

将图(b)中的理想电压源 U_s 、理想电流源 I_s 去除,画出图(c)求等效内阻 R_0 的电路图,即无源二端网络,从 a、b 两端求得

$$R_0 = (R_1 \quad R_2) + R_3 = \frac{3 \times 6}{3+6} + 2 = 4$$

求电流 I

画出图(d)戴维宁等效电路图,从 a、b 两端接入待求支路,用全电路欧姆定律可得

$$I = \frac{U_0}{R_0 + R} = \frac{8}{4 + 4} \text{ A} = 1 \text{ A}$$

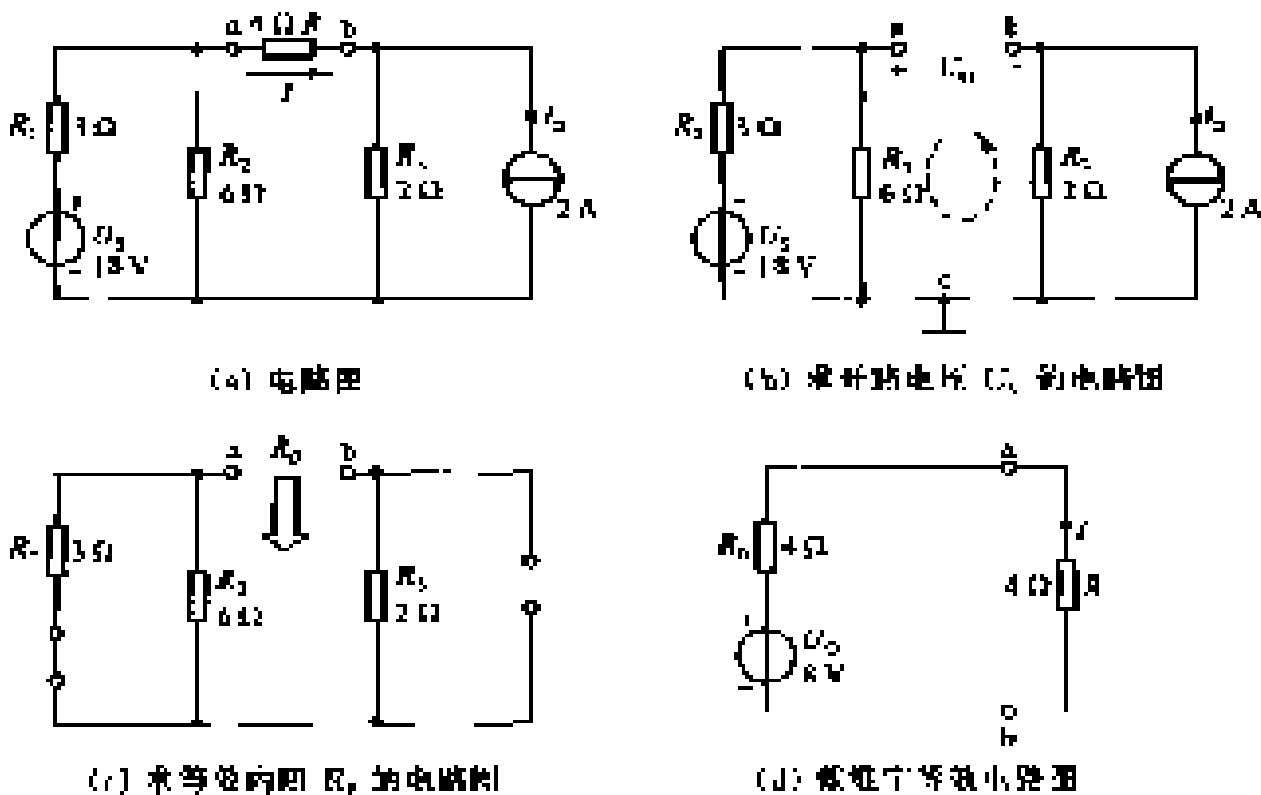


图 1 - 37 例 1 - 16 戴维宁定理应用举例

从以上例题可看出,用戴维宁定理求某一支路电流时,可分为三步,即:开路求电压(U_0)、去源求内阻(R_0)、欧姆定律求电流,步步要配图。

还应注意,戴维宁定理讨论的是线性有源二端网络简化的问题,定理使用时对网络外部的负载是否是线性的并没有作要求,换句话说,外部电路是线性的还是含有非线性元件都可以使用这个定理。

如果对有源二端网络的内部电路不了解,或电路十分复杂,那么戴维宁等效电路的 U_0 和 R_0 则可以通过实验的方法来确定。有两种方法:

(1) 测量开路电压和短路电流可以计算得出内阻值。实验电路如图 1 - 38 所示。

图 1 - 38(a)用电压表测出开路电压 U_0 ,图 1 - 38(b)用电流表测出短路电流 I_s ,就可计算出等效电压源的内阻 R_0

$$R_0 = \frac{U_0}{I_s} \quad (1 - 27)$$

(2) 如果有源二端网络不允许直接短接,则可先测出开路电压 U_0 ,再在网络输出端接入适当的负载电阻 R_L ,如图 1 - 38(c)所示。测量 R_L 两端的电压 U ,则有

$$R_0 = \frac{U_0 - U}{U} R_L = \left(\frac{U_0}{U} - 1 \right) R_L \quad (1 - 28)$$

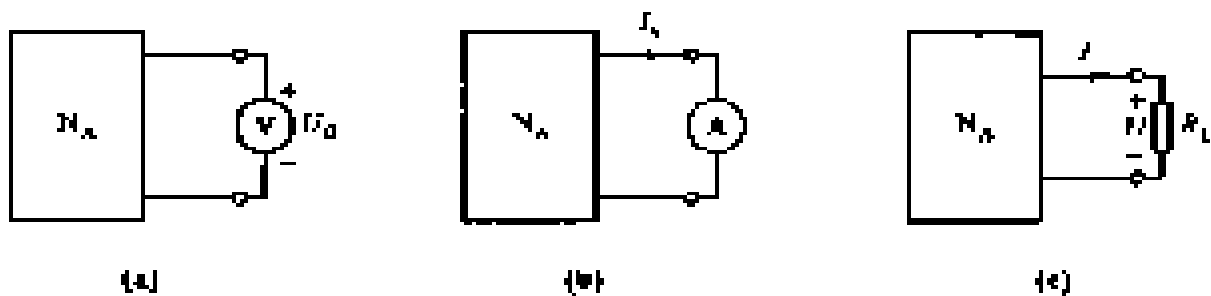


图 1 - 38 用实验方法求戴维宁等效电路的 U_0 及 R_0

例 1 - 17 今测得某一信号源的开路电压 $U_0 = 0.5 \text{ V}$, 当接上负载电阻 $R_L = 6 \text{ k}$ 时, 输出电压 $U = 0.3 \text{ V}$, 试求该信号源的等效内阻。

解: 用公式可得

$$R_0 = \frac{U_0}{U} - 1 \times R_L = \frac{0.5}{0.3} - 1 \times 6 \text{ k} = 4 \text{ k}$$

即该信号源的等效内阻为 4 k 。

2. 诺顿定理

诺顿定理指出: 任何一个线性有源二端网络 (如图 1 - 39(a)) 对外电路而言, 可以用一个理想电流源 I_s 和 R_0 并联的电流源 (如图 1 - 39(b)) 代替。其中 I_s 等于该有源二端网络端口的短路电流 (如图 1 - 39(c)), R_0 等于该有源二端网络中所有电源不作用时的等效电阻 (如图 1 - 39(d))。电源不作用是指去除电源, 即有源二端网络内的理想电压源短路, 理想电流源开路。图 1 - 39 为诺顿定理的图解表示。

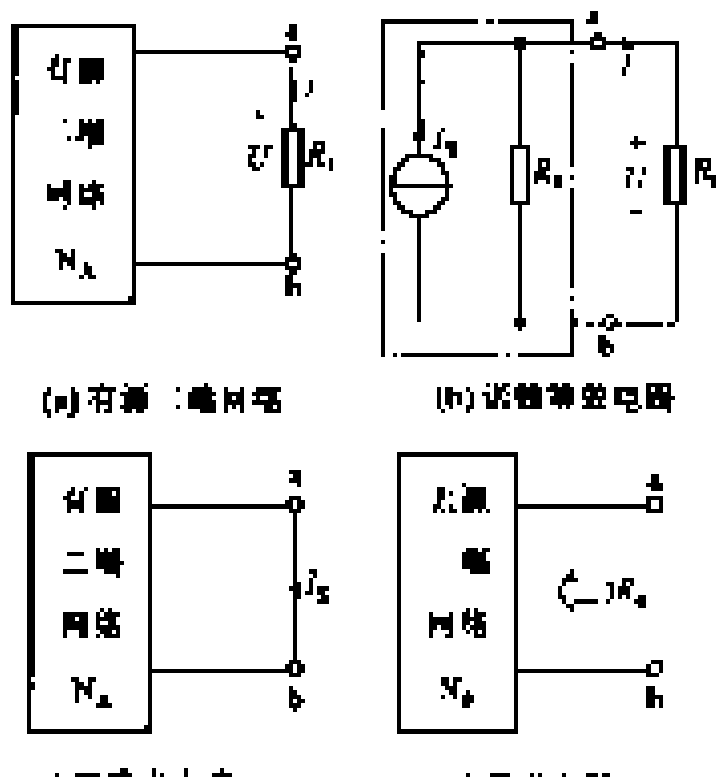


图 1 - 39 诺顿定理的图解表示

由 I_s 和 R_0 并联的等效电流源, 即诺顿等效电路。

诺顿定理的证明也从略。很显然, 应用电源两种电路模型之间的等效变换, 可以从戴维宁定理推导诺顿定理。

1.5 含受控源电路的分析

我们在前面所讨论的电压源和电流源,都是独立电源。其电压或电流不受外电路的控制而独立存在。此外,在电子电路中还将会遇到另一种类型的电源,它们在电路中也能起电源的作用,但其电压和电流又受到电路中另一个电压或电流的控制而不能独立存在。这种电源称为受控电源。当控制它们的电压或电流等于零时,受控电源的电压或电流也将为零。

1.5.1 受控源的类型和符号

根据控制量是电压或电流,受控源是电压源或电流源,理想受控源可分为图 1-40 所示的四种类型。为区别独立电源受控源用菱形图形表示。

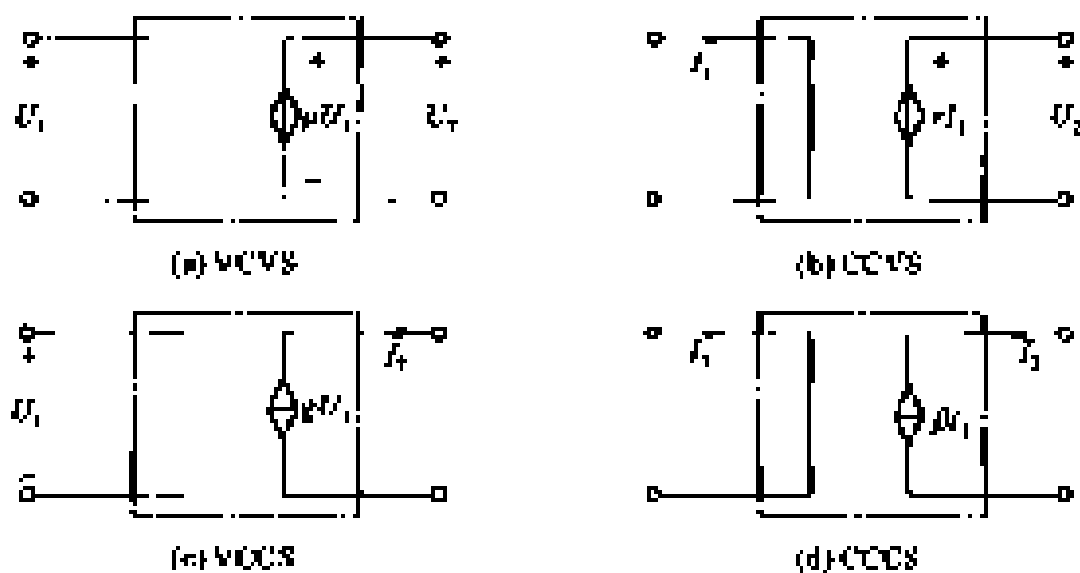


图 1-40 理想受控源模型

受控源有两对端钮。一对端钮为输入端(控制端),用以输入电压或电流控制量,另一对端钮为输出端(受控端),输出受控电压或受控电流。理想受控源的输入端和输出端都是理想的。在输入端,电压控制时输入端为开路($I_1 = 0$);电流控制时输入端为短路($U_1 = 0$)。这样,理想受控源的输入功率损耗为零。在输出端,理想受控源分为受控理想电压源($R_0 = 0$,输出电压恒定)或受控理想电流源($R_0 = \infty$,输出电流恒定)。

1. 电压控制电压源(VCVS),如图 1-40(a)所示,输出电压 $U_2 = \mu U_1$,其中 μ 是电压放大系数、 U_1 为输入电压。

2. 电流控制电压源(CCVS),如图 1-40(b)所示,输出电压 $U_2 = r I_1$,其中 r 是转移电阻,单位是欧(Ω), I_1 为输入电流。

3. 电压控制电流源(VCCS),如图 1-40(c)所示,输出电流 $I_2 = g U_1$,其中 g 是转移电导,单位是西(S), U_1 为输入电压。

4. 电流控制电流源(CCCS),如图 1-40(d)所示,输出电流 $I_2 = \beta I_1$,其中 β 是电流放大系数, I_1 为输入电流。

如果,上述式子中的系数 μ 、 r 、 g 、 β 是常数,则受控源的控制作用是线性的。

1.5.2 含受控源电路的分析

对含受控源电路进行分析时首先应当明确受控源是电源,它在电路中可以向负载提供电压、电流和输出功率,从这点看它与独立源在电路中的作用是一致的。但是受控源的电压或电流又要受到电路内某个电压、电流的控制,在这一点上它又与独立源有所不同。因此,在应用基尔霍夫定律列方程或应用各种等效变换方法来分析含受控源的电路问题时,对独立源与受控源的处理有一些不同,对受控源的处理提出了一些限制。下面通过例题说明。

例 1-18 图 1-41 所示电路中,已知 $R_1 = 6 \Omega$, $R_2 = 40 \Omega$, $R_3 = 4 \Omega$, $U_s = 6 \text{ V}$, 求电流 I_1 。

解:图 1-41 电路中,用基尔霍夫定律列方程时,除列出必要的独立方程之外,还应当列出受控源与控制量之间的关系式使电路中未知数的数目与独立方程式数吻合,这样才能将所求解的未知数解出来。

在结点 a 根据 KCL, 有
$$I_1 = I_2 + I_3$$

又在左边网孔根据 KVL 有
$$R_1 I_1 + R_2 I_2 = U_s$$

受控电流源的电流与控制量 I_1 的关系式为
$$I_3 = 0.9 I_1$$

联立求解,得 $I_1 = 0.6 \text{ A}$

例 1-19 试求图 1-42 所示电路中的电压 U_2 。

解: 由结点电压法公式

$$U_2 = \frac{\frac{8}{2} + \frac{1}{6} U_2}{\frac{1}{2} + \frac{1}{3}}$$

解得

$$U_2 = 6 \text{ V}$$

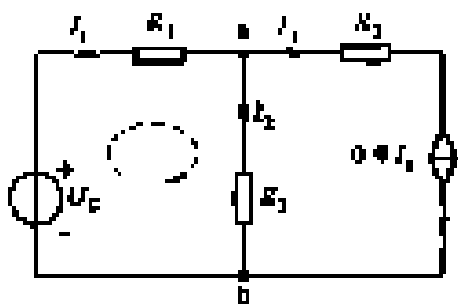


图 1-41 例 1-18 图

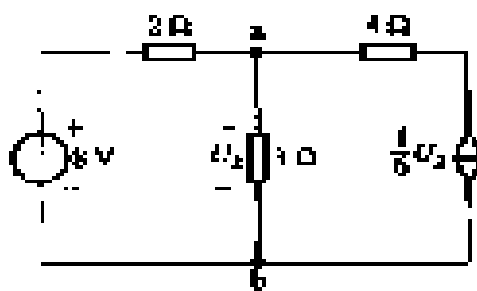


图 1-42 例 1-19 图

例 1-20 用叠加定理求图 1-43(a)所示电路中电流 I_1 。

解:先将图(a)的原电路简化成图(b)和图(c)由独立电源单独作用的电路。要注意电流控制电压源 $2I_1$ 不能单独作用,它应始终保留在电路中。

当 12 V 理想电压源单独作用时,根据 KVL $(1+3) I_1 + 2 I_1 = 12 \text{ V}$

由此可得
$$I_1 = 2 \text{ A}$$

当 6 A 理想电流源单独作用时,在左边回路中根据 KVL $2 I_1 + 3(I_1 - 6) + 1 I_1 = 0$

由此可得由
$$I_1 = 3 \text{ A}$$

叠加可得
$$I_1 = I_1 - I_1 = (2 - 3) \text{ A} = -1 \text{ A}$$

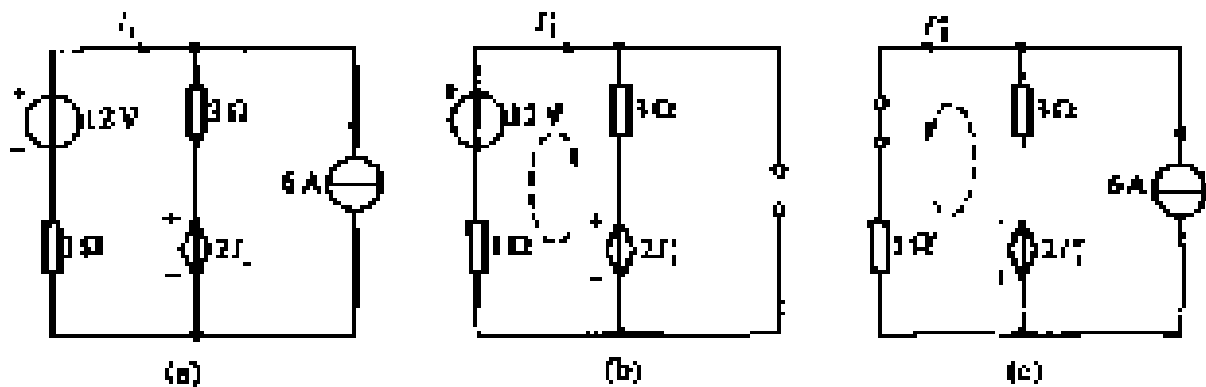


图 1 - 43 例 1 - 20 图

这里要注意,受控源不能单独作用,各独立源单独作用时,受控源均应保留。并且控制量的参考方向改变时,受控源的电压或电流的参考方向也要相应改变。如图 1 - 43(c)。

例 1 - 21 应用戴维宁定理,试求图 1 - 41 所示电路中的电流 I_2 。

解: 求开路电压 U_0

由图 1 - 44(a) $I_1 = 0.9 I_1$, 所以 $I_1 = 0$ 。在左边回路中根据 KVL

$$U_0 = U_s = 6 \text{ V}$$

求短路电流 I_s

由图 1 - 44(b) 根据欧姆定律

$$I_1 = \frac{U_s}{R_1} = \frac{6}{6} \text{ A} = 1 \text{ A}$$

在结点 a 根据 KCL

$$I_s = I_1 - 0.9 I_1 = 0.1 I_1 = 0.1 \text{ A}$$

求等效电源的内阻 R_0

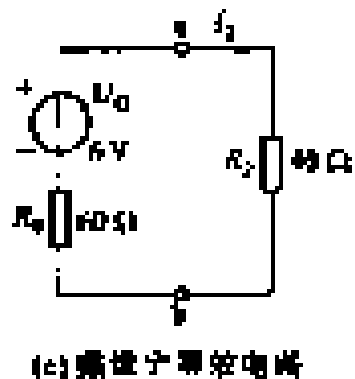
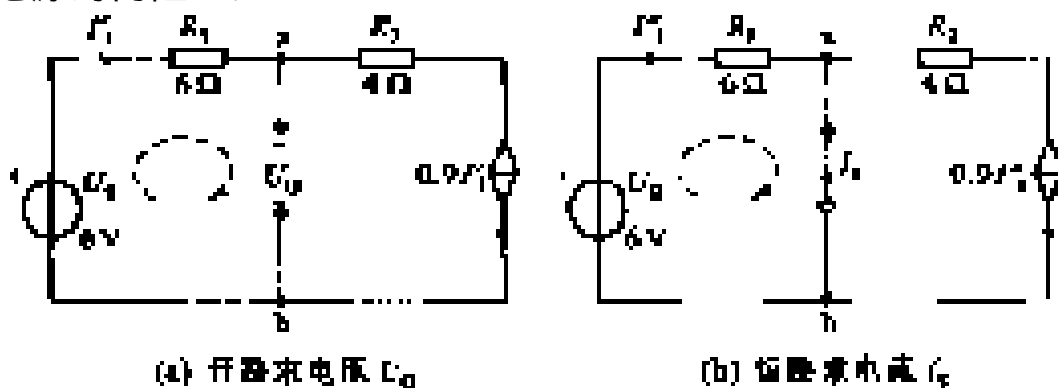


图 1 - 44 例 1 - 21 的电路

$$R_0 = \frac{U_0}{I_s} = \frac{6}{0.1} = 60$$

求电流 I_2

由图 1 - 44(c), 根据全电路欧姆定律

$$I_2 = \frac{U_0}{R_0 + R_2} = \frac{6}{60 + 40} \text{A} = 0.06 \text{A}$$

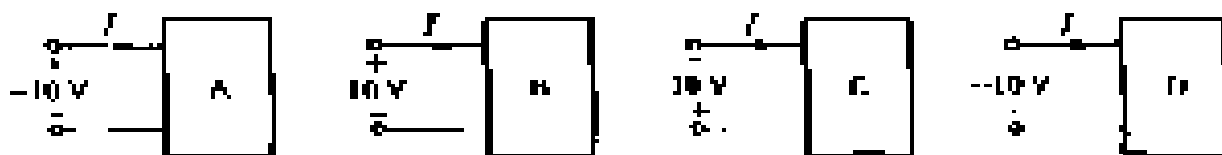
这里要注意, 含受控源的电路用等效电源定理进行分析时, 不能将受控源和它的控制量分割在两个网络中, 二者必须在同一个网络内。

含受控源的电路同样也可以进行电源模型的等效变换。但是在变换时应当注意, 受控源的控制量不能消失。例如图 1 - 41 中, 不能把 R_1 支路的电流 I_1 变换掉。

习 题

1. 概念题

- 1 - 1** (1) 电路由哪三个基本部分组成的?
 (2) 电路的主要作用是哪两个方面?
 (3) 什么叫电路模型? 为什么要用电路模型的方法来表示电路?
 (4) 某元件的电压和电流采用的是关联参考方向, 当元件的 $P > 0$ 时, 该元件是产生还是吸收功率? 该元件在电路中是电源还是负载?
 (5) 某一元件的电压与电流的参考方向一致时, 就能说明该元件是负载。这句话对吗?
 (6) 一个 $5 \text{ k}\Omega$ 、 0.5 W 的电阻器, 在使用时允许流过的电流和允许加的电压不得超过多少?
 (7) 额定电流为 100 A 的发电机, 只接 60 A 的照明负载, 还有电流 40 A 流到哪里去了?
 (8) 一只 110 V 、 8 W 的指示灯, 现在接在 380 V 的电源上, 问要串多大的电阻值的电阻? 该电阻应选用多大瓦数的?
 (9) U_{ab} 是否表示 a 端的电位高于 b 端的电位?
- 1 - 2** 电路如题 1 - 2 图所示, 已知 $I = -2 \text{ A}$, 试指出哪些元件是电源哪些是负载。



题 1 - 2 图

- 1 - 3** (1) 一个理想电压源向外电路供电时, 若再并一个电阻, 这个电阻是否会影响原来外电路的电压和电流?
 (2) 一个理想电流源向外电路供电时, 若再串一个电阻, 这个电阻是否会影响原来外电路的电压和电流?
 (3) 根据电源的外特性, 实际电源通常用哪两种不同的模型来表示? 它们对外电路而言有什么特点?
 (4) 当电压源内阻 R_0 多少时, 称为理想电压源? 当电流源内阻 R_0 多少时, 称为理想电流源? 理想电压源和理想电流源能否可以等效变换, 为什么?
 (5) 如果一个电感元件两端的电压为零, 其储能是否也一定等于零? 如果一个电容元件中的电流为零, 其储能是否也一定等于零?

(6) 电感元件中通过直流电流时可视作短路,是否此时电感 L 为零? 电容元件两端加直流电压时可视作开路,是否此时电容 C 为无穷大?

(7) 电感元件中通过正弦交流电流 $i = I_m \sin t$, 试求电感电压 u 的表达式。

(8) 若电感元件中通过三角波电流,此时电感的电压是什么波形?

1-4 在实际电路中,有的电源确实是起电源作用的,有的则相当于负载。这种说法对吗? 在题 1-4 图中的两个元件各起什么作用?

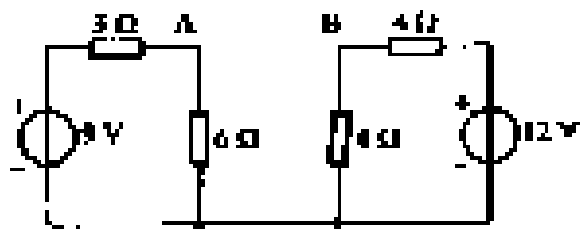


题 1-4 图

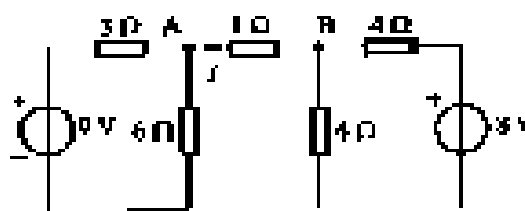
1-5 (1) 基尔霍夫电流定律的内容是什么? 它的适用范围如何?

(2) 基尔霍夫电压定律的内容是什么? 它的适用范围如何?

1-6 试求题 1-6 图所示电路中 A 点和 B 点的电位。如将 A、B 两点直接联接或接一电阻,对电路工作有无影响?



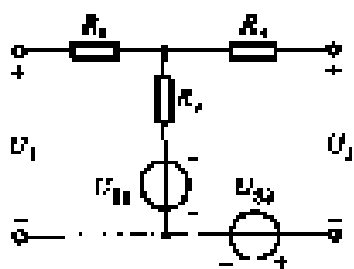
题 1-6 图



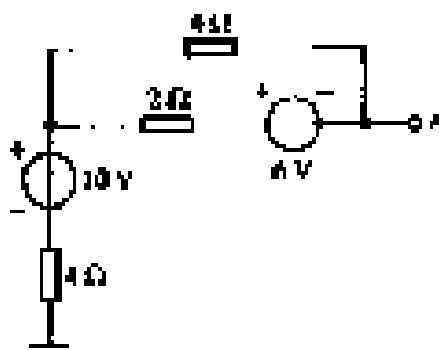
题 1-7 图

1-8 在题 1-8 图中,已知 $U_1 = 10 \text{ V}$, $U_{S1} = 4 \text{ V}$, $U_{S2} = 2 \text{ V}$, $R_1 = 4 \Omega$, $R_2 = 2 \Omega$, $R_3 = 5 \Omega$, 试问开路电压 U_2 等于多少?

1-9 试问题 1-9 图中 A 点的电位等于多少?



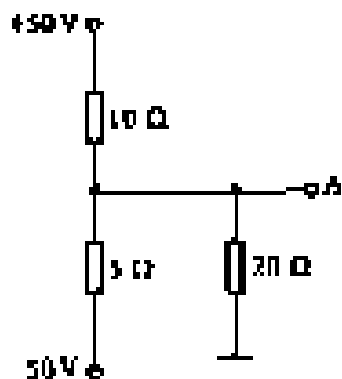
题 1-8 图



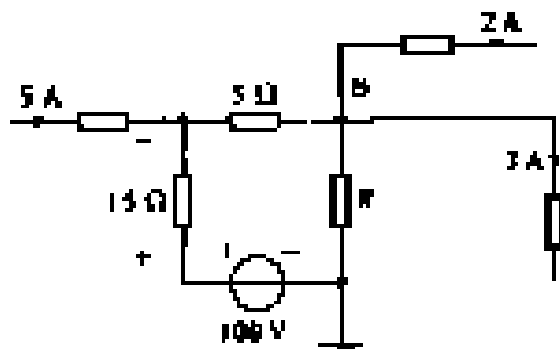
题 1-9 图

1-10 在题 1-10 图示电路中,求 A 点的电位 U_A 。

1-11 题 1-11 图示电路中,如果 15Ω 电阻上的电压降为 30 V ,其极性如图所示,试求电阻 R 及电位 U_B 。

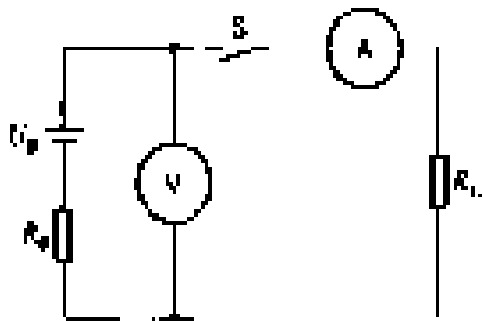


题 1-10 图

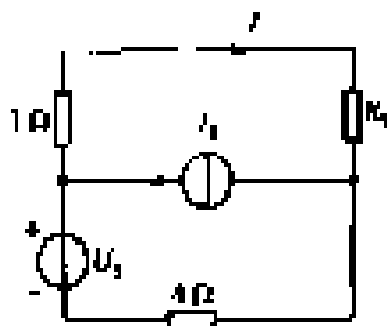


题 1-11 图

- 1 - 12 (1) 应用叠加原理除源时,对理想电压源和理想电流源分别如何处理?
 (2) 已知有源二端网络端口的开路电压 U_0 和短路电流 I_s ,如何求出等效内阻 R_0 。
- 1 - 13 电路如题 1 - 13 图所示。当开关闭合时,安培计读数为 0.6 A,伏特计读数为 6 V;当开关断开时,伏特计读数为 6.4 V,试问图中 U_s 、 R_0 、 R_L 是多少?
- 1 - 14 在题 1 - 14 图中,当 $R_L = 5 \Omega$ 时, $I_L = 1 \text{ A}$,若将 R_L 增加为 15Ω 时, $I_L = ?$



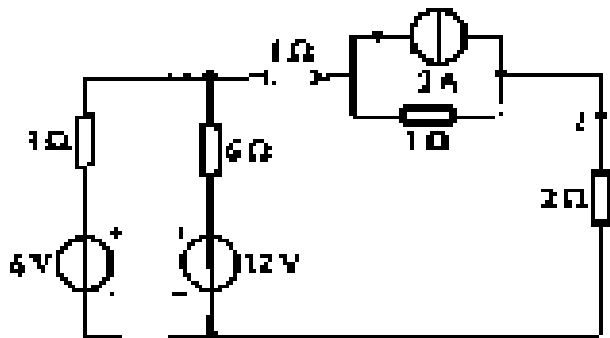
题 1 - 13 图



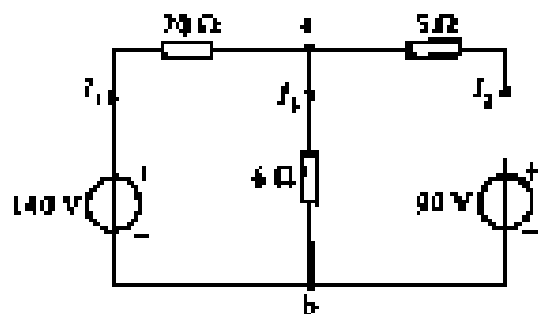
题 1 - 14 图

2. 计算和仿真题

- 1 - 15 试用电压源与电流源等效变换的方法计算题 1 - 15 图中 2 Ω 电阻上的电流 I 。
- 1 - 16 试用电压源与电流源等效变换的方法计算题 1 - 16 图中 6 Ω 电阻上的电流 I_3 。

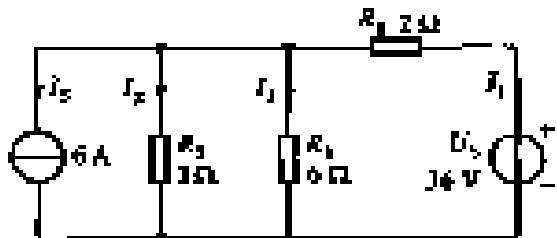


题 1 - 15 图

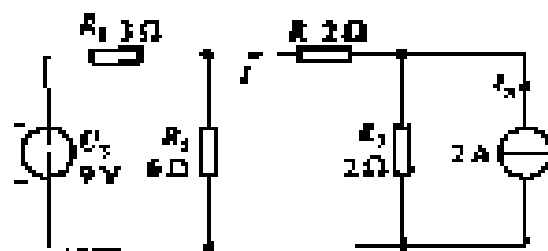


题 1 - 16 图

- 1 - 17 试用支路电流法和结点电压法计算题 1 - 16 图中各支路电流。
- 1 - 18 试用支路电流法和结点电压法计算题 1 - 18 图中各支路电流。
- 1 - 19 试用叠加原理求题 1 - 16 图中各支路电流。
- 1 - 20 试用叠加原理求题 1 - 20 图示电路中的电流 I 。

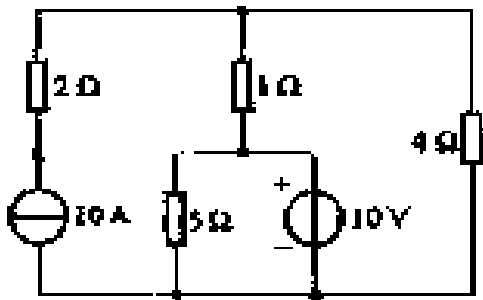


题 1 - 18 图

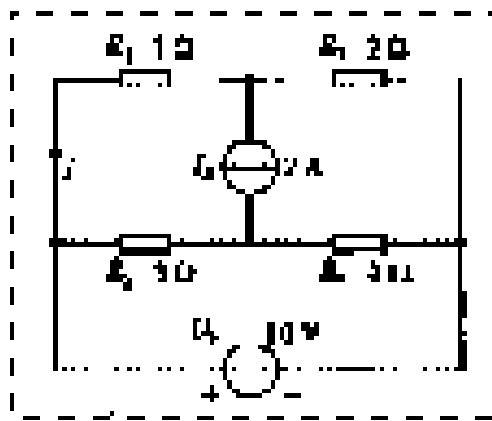


题 1 - 20 图

- 1 - 21 试用叠加原理计算题 1 - 21 图所示电路中各支路的电流和各元件(电源和电阻)两端的电压,并说明功率平衡关系。
- 1 - 22 试用戴维宁定理计算题 1 - 22 图所示电路中 R_L 上的电流 I 。

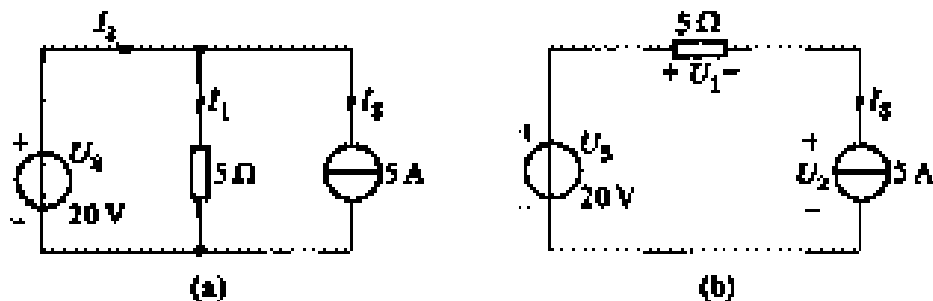


题 1 - 21 图



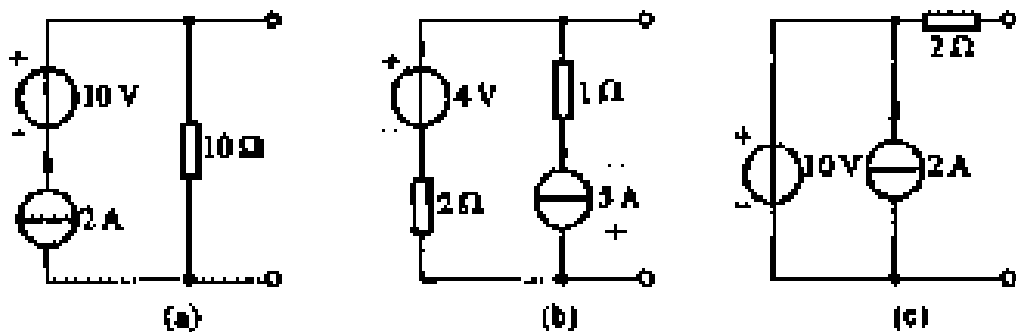
题 1 - 22 图

- 1 - 23 试用戴维宁定理计算题 1 - 15 图所示电路中 $2\ \Omega$ 电阻上电流 I 。
- 1 - 24 试用戴维宁定理计算题 1 - 16 图所示电路中的电流 I_3 。
- 1 - 25 试用戴维宁定理计算题 1 - 21 图所示电路中 $1\ \Omega$ 电阻的电流。
- 1 - 26 试用戴维宁定理计算题 1 - 21 图所示电路中 $4\ \Omega$ 电阻的电流。
- 1 - 27 试用叠加定理计算题 1 - 27 图所示电路中各元件的电流和两端的电压,并说明功率平衡关系。



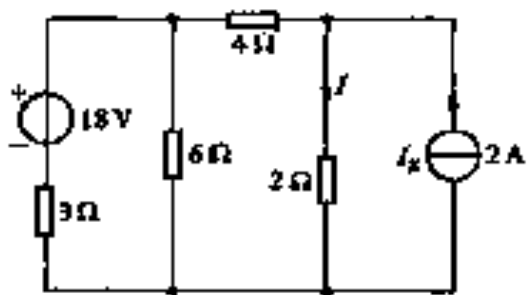
题 1 - 27 图

- 1 - 28 试用戴维宁定理将题 1 - 28 图所示的各电路化为等效电压源。

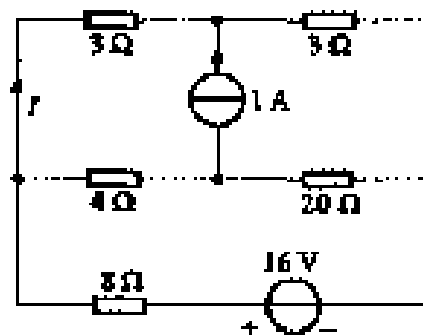


题 1 - 28 图

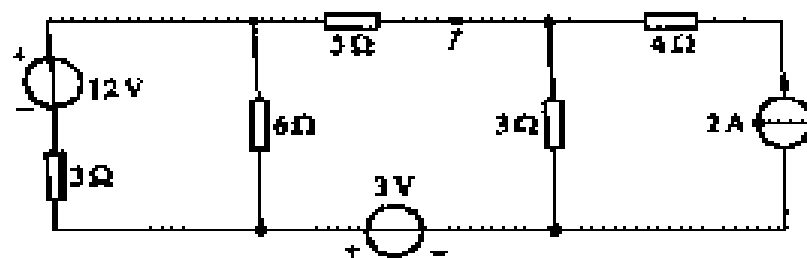
- 1 - 29 试求题 1 - 29 图所示电路中的电流 I 及恒流源 I_s 的功率。
- 1 - 30 试求题 1 - 30 图所示电路中的电流 I 。
- 1 - 31 试用戴维宁定理求题 1 - 31 图所示电路中的电流 I 。
- 1 - 32 在题 1 - 32 图所示电路中, $U_{S1} = 4\text{ V}$, $R_1 = 3\ \Omega$, $R_2 = R_3 = 2\ \Omega$, 问要使 $I_2 = 0$, $U_{S2} = ?$
- 1 - 33 试求题 1 - 33 图所示电路中的电压 U_1 、 U_2 。
- 1 - 34 试求题 1 - 34 图所示电路中的电流 I 。
- 1 - 35 试求题 1 - 35 图所示电路的戴维宁等效电路。
- 1 - 36 试求题 1 - 36 图所示电路中各支路的电流。
- 1 - 37 试求题 1 - 37 图所示电路中电压 U_2 及各支路的电流。



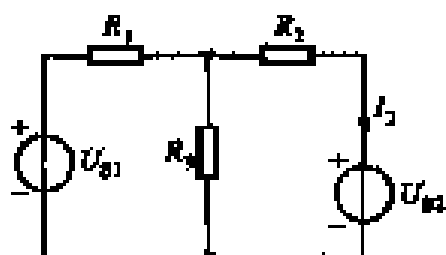
题 1 - 29 图



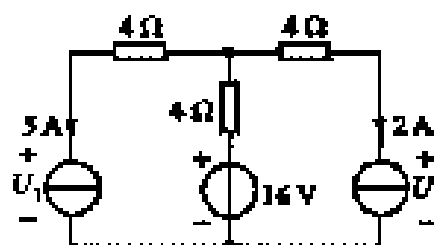
题 1 - 30 图



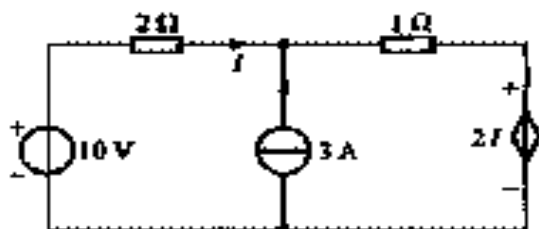
题 1 - 31 图



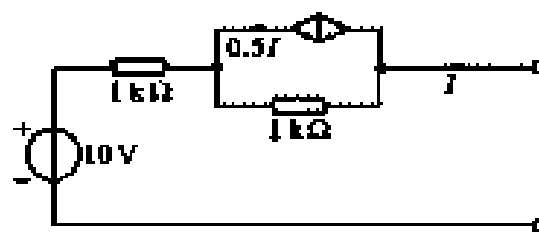
题 1 - 32 图



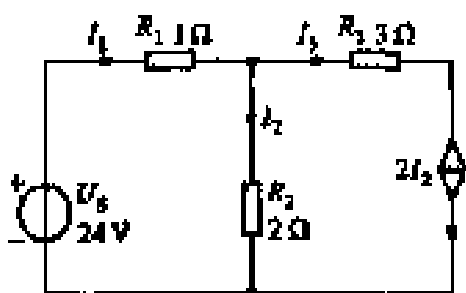
题 1 - 33 图



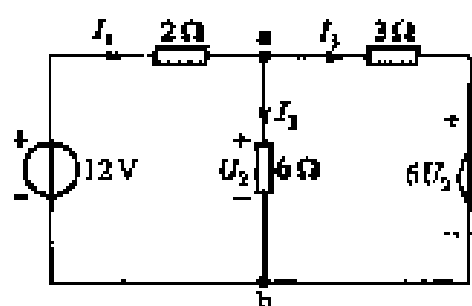
题 1 - 34 图



题 1 - 35 图



题 1 - 36 图



题 1 - 37 图

第 2 章 电路的暂态分析

本章主要分析 RC 和 RL 一阶线性电路的过渡过程,重点是分析电子技术中广泛应用的 RC 一阶电路在阶跃电压作用下的过渡过程。了解一阶电路在过渡过程中电压和电流随时间变化的规律,并能确定电路的时间常数、初始值和稳态值三个要素,会用三要素法计算 RC 、 RL 一阶电路的过渡过程。

2.1 概 述

1. 过渡过程的概念

自然界一切事物的运动,在特定条件下处于一种稳定状态,一旦条件改变,就要转换到另一种新的稳定状态。这种由一个稳态向另一稳态转换的过程称为过渡过程。具有储能元件 (L 或 C) 的电路在电路接通、断开,或电路的参数、结构、电源等发生改变时,电路不能从原来的稳态立即达到新的稳态,需要经过一定的时间才能达到。这种从一个稳态经过一定时间过渡到另一新的稳态的物理过程称为电路的过渡过程。和稳态相对应,电路的过渡状态称为暂态。而研究电路的过渡过程中电压或电流随时间的变化规律,即在 $0 < t < \infty$ 的时间领域内的 $u(t)$ 、 $i(t)$ 称为暂态分析。

2. 过渡过程的产生

电路中的过渡过程是由于电路的接通、断开、短路、电源或电路中的参数突然改变等原因引起的。我们把电路状态的这些改变统称为换路。然而,并不是所有的电路在换路时都产生过渡过程,换路只是产生过渡过程的外在原因,其内因是电路中具有储能元件电容或电感。我们知道储能元件所储存的能量是不能突变的。因为能量的突变意味着无穷大功率的存在,即 $p = \frac{dw}{dt} = \infty$,这在实际中是不可能的。

由于换路时电容和电感分别所储存的能量 $\frac{1}{2} C u_c^2$ 和 $\frac{1}{2} L i_L^2$ 不能突变,则电容电压 u_c 和电感电流 i_L 只能连续变化,而不能突变。由此可见,含有储能元件的电路在换路时产生过渡过程的根本原因是能量不能突变。

需要指出的是,由于电阻不是储能元件,因而纯电阻电路不存在过渡过程。另外,由于电容电流 $i_c = C \frac{du_c}{dt}$,电感电压 $u_L = L \frac{di_L}{dt}$,所以电容电流和电感电压是可以突变的(是否突变,由电路的具体结构而定)。

3. 暂态分析的意义

过渡过程又称暂态过程,主要是由于过程短暂,但在工程中颇为重要。一方面,在电子技术中常利用 RC 电路的暂态过程来实现振荡信号的产生、信号波形的变换或产生延时做成电子继

电器等。另一方面,电路在暂态过程中也会出现过高的电压或过大的电流的过电压或过电流现象,而过电压或过电流有时会损坏电气设备,造成严重事故。因此,分析电路的暂态过程,目的在于掌握规律以便工作中用其“利”,克其“弊”。

2.2 电路初始值和稳态值的确定

2.2.1 换路定则及电路初始值的确定

如前所述,电容电压 u_C 和电感电流 i_L 只能连续变化,而不能突变。今设 $t=0$ 为换路瞬间,而以 $t=0_-$ 表示换路前的瞬间, $t=0_+$ 表示换路后的瞬间。在 $t=0_-$ 到 $t=0_+$ 的换路瞬间,电容元件的电压和电感元件的电流不能突变,这就是换路定则。其数学表达式为

$$\begin{aligned} u_C(0_+) &= u_C(0_-) \\ i_L(0_+) &= i_L(0_-) \end{aligned} \quad (2-1)$$

必须指出的是,换路定则只能确定换路瞬间 $t=0_+$ 时不能突变的 u_C 和 i_L 初始值。而 $u_C(0_-)$ 或 $i_L(0_-)$ 需根据换路前终了瞬间的电路进行计算。

在换路瞬间电路中其他元件的电压和电流(如 i_C 、 u_L 、 u_R 、 i_R 等)的值是可以突变的(是否突变,由电路的具体结构而定)。由换路定则确定了电容电压 $u_C(0_+)$ 或电感电流 $i_L(0_+)$ 初始值后,电路中其他电压和电流的初始值可按以下原则计算确定:

1. 首先作出换路后初始瞬间的 0_+ 电路

在 0_+ 电路中,电容元件视为理想电压源,其电压为 $u_C(0_+)$ 。如果 $u_C(0_+) = 0$,电容元件视为短路。

在 0_+ 电路中,电感元件视为理想电流源,其电流为 $i_L(0_+)$ 。如果 $i_L(0_+) = 0$,电感元件视为开路。

2. 应用电路的基本定律和基本分析方法,在 0_+ 电路中计算其他各电压和电流的初始值。

下面举例加以说明。

例 2-1 图 2-1(a) 所示电路在 S 闭合前已处于稳态,试确定 S 闭合后各电流和电压的初始值。

解: 画 $t=0_-$ 时的电路,如图 2-1(b) 所示。在 $t=0_-$ 时,电路为前一稳态,而直流稳态电路中,电容元件可视为开路,电感元件视为短路。所以由换路定则

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = \frac{1}{2} I_S = 5 \text{ mA}$$

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = i_L(0_-) R_3 = 5 \times 2 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

画 $t=0_+$ 时的电路,如图 2-1(c) 所示。用基本定律计算其他初始值

$$i_R(0_+) = 0, u_{R_1}(0_+) = 0$$

$$i_C(0_+) = -\frac{u_C(0_+)}{R_2} = -\frac{10}{1} \text{ mA} = -10 \text{ mA}$$

$$i_S(0_+) = I_S - i_R - i_C - i_L = [10 - 0 - (-10) - 5] \text{ mA} = 15 \text{ mA}$$

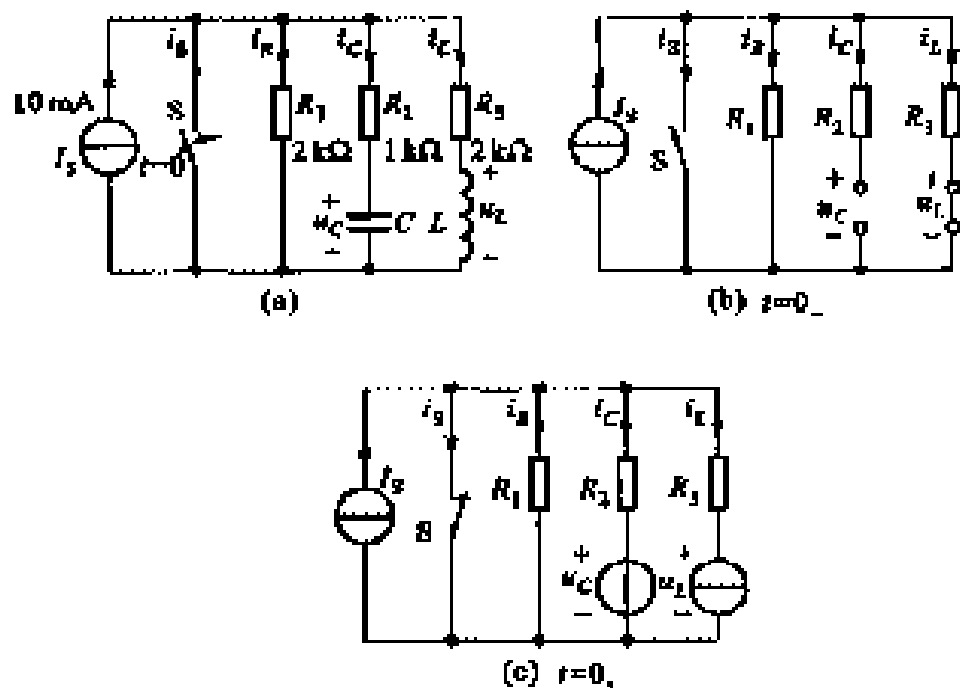


图 2 - 1 例 2 - 1 的电路

$$u_L(0_+) = -i_L(0_+)R_3 = -5 \times 2 \text{ V} = -10 \text{ V}$$

由上例可见,计算 $t=0_+$ 时电压和电流的初始值,需计算 $t=0_-$ 时的 i_L 和 u_C ,因为它们不能突变,是连续的。而 $t=0_-$ 时其他电压和电流与初始值无关,不必去求,只能在 $t=0_+$ 的电路中计算。

例 2 - 2 确定图 2 - 2(a)所示电路中各电流和电压的初始值。设开关 S 闭合前电感元件和电容元件均未储能。

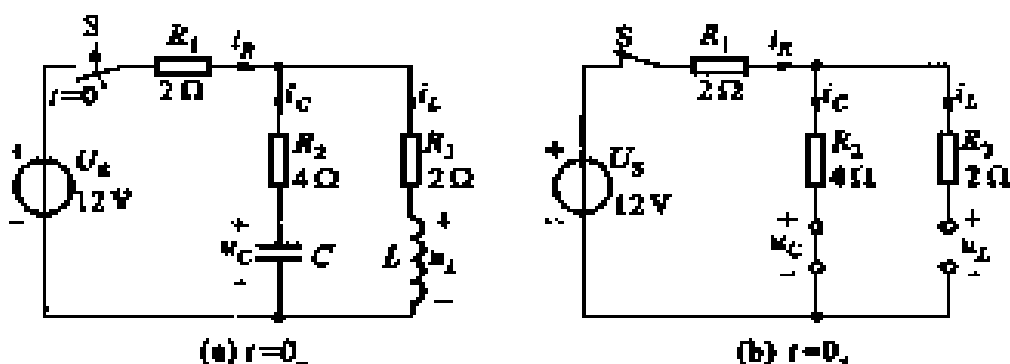


图 2 - 2 例 2 - 2 的电路

解: 由 $t=0_-$ 的电路,即图 2 - 2(a)所示的开关 S 未闭合的电路得知

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0,$$

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0$$

在图 2 - 2(b)所示的 $t=0_+$ 的电路中,由于电容电压和电感电流的初始值为零,所以将电容元件短路,将电感元件开路,于是得出其他各个初始值

$$i_R(0_+) = i_C(0_+) = \frac{U_s}{R_1 + R_2} = \frac{12}{2+4} \text{ A} = 2 \text{ A}$$

$$u_L(0_+) = R_2 i_C(0_+) = 4 \times 2 \text{ V} = 8 \text{ V}$$

2.2.2 电路稳态值的确定

当电路的过渡过程结束后,电路进入新的稳定状态,这时各元件电压和电流的值称为稳态值(或终值)。稳态值也是分析一阶电路过渡过程规律的重要要素之一。本章仅研究直流电路中的过渡过程,因此,这里只总结直流电源作用下稳态值的求法。

例 2-3 试求图 2-3(a) 所示电路在过渡过程结束后,电路中各电压和电流的稳态值。

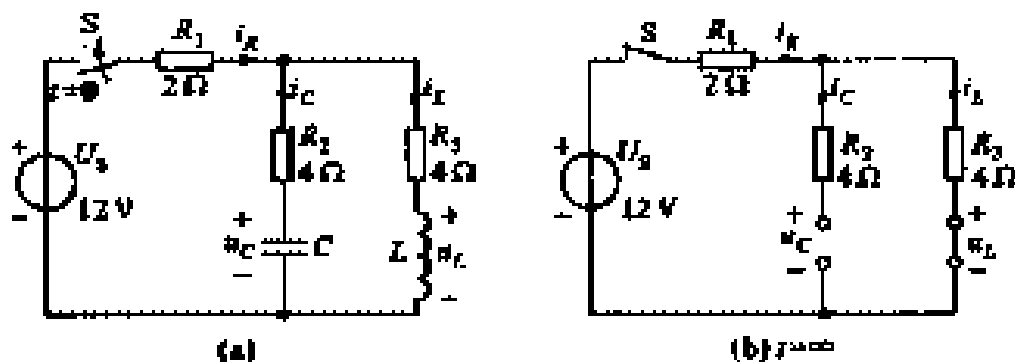


图 2-3 例 2-3 的电路

解:在图 2-3(b) 所示 $t \rightarrow \infty$ 时的稳态电路中,由于电容电流和电感电压的稳态值为零,所以将电容元件开路,电感元件短路,于是得出各个稳态值

$$i_C(\infty) = 0 \quad u_L(\infty) = 0$$

$$i_R(\infty) = i_L(\infty) = \frac{U_s}{R_1 + R_3} = \frac{12}{2 + 4} \text{ A} = 2 \text{ A}$$

$$u_C(\infty) = R_3 i_L(\infty) = 4 \times 2 \text{ V} = 8 \text{ V}$$

2.3 RC 电路的暂态分析

2.3.1 一阶电路的三要素公式

图 2-4 是一个简单的 RC 电路。设在 $t=0$ 时开关 S 闭合,则可列出回路电压方程

$$Ri + u_C = U_s$$

由于 $i = C \frac{du_C}{dt}$, 所以有

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = U_s$$

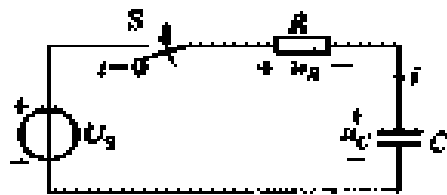


图 2-4 RC 电路

该式是一阶常系数非齐次线性微分方程,解此方程就可得到电容电压随时间变化的规律。这种只含一个储能元件或者可简化为一个储能元件的电路所列出的方程是一阶方程,因此常称这类电路为一阶电路。该方程的解由特解 u_{cC} 和通解 u_{cH} 两部分组成,即 $u_C(t) = u_{cC} + u_{cH}$

特解 u_{cC} 是方程的任一个解。因为电路的稳态值也是方程的解,且稳态值很容易求得,故特

解取电路的稳态解,也称稳态分量,即

$$u_c = u_c(t)|_{t \rightarrow \infty} = u_c(\infty)$$

u_c 为方程对应的齐次方程

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = 0$$

的通解。其解的形式是 Ae^{pt} , 其中 A 是待定系数, p 是齐次方程所对应的特征方程

$$RCp + 1 = 0$$

的特征根,即

$$p = -\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\tau}$$

上式中 $\tau = RC$, 具有时间量纲, 称为 RC 电路的时间常数。因此通解可写为

$$u_c = Ae^{-\frac{t}{\tau}}$$

可见 u_c 是按指数规律衰减的, 它只出现在过渡过程中, 通常称 u_c 为暂态分量。

由此, 稳态分量加暂态分量就得到方程的全解, 即

$$u_c(t) = u_c(\infty) + Ae^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2-2)$$

式中常数 A 可由初始条件确定。设开关 S 闭合后的瞬间为 $t = 0_+$, 此时电容的初始电压(即初始条件)为 $u_c(0_+)$, 则在 $t = 0_+$ 时有

$$u_c(0_+) = u_c(\infty) + A$$

故

$$A = u_c(0_+) - u_c(\infty)$$

将 A 值代入全解式(2-2)中, 就得到求解一阶 RC 电路过渡过程中电容电压的通式, 即

$$u_c(t) = u_c(\infty) + [u_c(0_+) - u_c(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2-3)$$

由上式可以看出, 只要求出初始值、稳态值和时间常数这三个要素, 代入式(2-3)就能确定 u_c 的解析表达式。事实上, 一阶电路中的电压或电流都是按指数规律变化的, 都可以利用三要素来求解。这种利用上述三个要素求解一阶电路电压或电流的方法就是所谓三要素法。其一般形式为

$$f(t) = f(\infty) + [f(0_+) - f(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2-4)$$

这里 $f(t)$ 既可代表电压, 也可以代表电流。

三要素法具有方便、实用和物理概念清楚等特点, 是求解一阶电路常用的方法。

以 RC 电路为例, 需要指出的是:

1. 初始值 $u_c(0_+) = u_c(0_-)$, 即求换路前瞬间电容上的电压 $u_c(0_-)$ 值。如果换路前电路已处于稳态, $u_c(0_-)$ 就是换路前电容两端的开路电压。求出 $u_c(0_-)$ 后, 其他电压或电流的初始值可由换路瞬间的 0_+ 电路中求得。

2. 稳态值 $u_c(\infty)$, 即求换路后稳态时电容两端的开路电压。其他电压或电流的稳态值也可在换路后的稳态电路中求得。

3. 时间常数 $\tau = RC$, 其中 R 应是换路后电容两端除源网络的等效电阻。当 R 的单位是欧(Ω), C 的单位是法(F)时, τ 的单位是秒(s)。 τ 的大小反映了过渡过程进行的快慢, 在 RC 电路

中, 愈大, 充电或放电就愈慢, 愈小, 充电或放电就愈快。

从理论上讲只有当 $t \rightarrow \infty$ 时, 电容电压才能达到稳态值。但实际上通过计算可知, t 为 τ 、 3τ 、 5τ 时:

$$\begin{aligned} u_C(t) &= u_C(\infty) + [u_C(0_+) - u_C(\infty)]e^{-t/\tau} \\ &= u_C(\infty) - 0.368[u_C(\infty) - u_C(0_+)] \\ u_C(3\tau) &= u_C(\infty) - 0.05[u_C(\infty) - u_C(0_+)] \\ u_C(5\tau) &= u_C(\infty) - 0.007[u_C(\infty) - u_C(0_+)] \end{aligned} \quad (2-5)$$

假设 $u_C(0_+) = 0$, 可以从式中明显看出, 当 $t = (3 \sim 5)\tau$ 时, u_C 与稳态值仅差 $5\% \sim 0.7\%$, 在工程实际中通常认为经过 $(3 \sim 5)\tau$ 后电路的过渡过程已经结束, 电路已经进入稳定状态了。图 2-5 画出了 $u_C(t) = U_s$, $u_C(0_+) = 0$ 时, $u_C(t)$ 随时间变化的曲线。

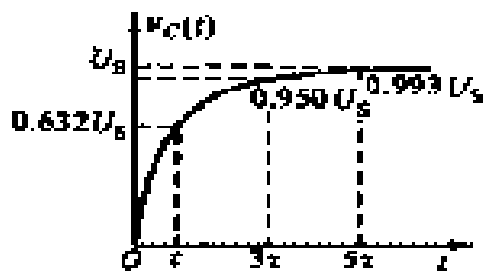


图 2-5 $u_C(t)$ 随时间变化的曲线

时间常数 τ 的物理意义是很明显的, 当电源电压一定时, C 愈大, 要储存的电场能量愈多, 将此能量储存或释放所需时间就愈长。 R 愈大, 充电或放电的电流就愈小, 充电或放电所需时间也就愈长。因此, RC 电路中的时间常数 τ 正比于 R 和 C 之乘积。适当调节参数 R 和 C , 就可控制 RC 电路过渡过程的快慢。

2.3.2 一阶 RC 电路的响应

下面对一阶 RC 电路过渡过程中电压、电流的变化规律进一步加以讨论。

在电路分析中, 通常将电路在外部输入(常称为激励)或内部元件储能的作用下所产生的电压或电流称为响应。本节讨论的换路后电路中电压或电流随时间变化的规律, 称为时域响应。三要素法公式就是时域响应表达式。如果电路没有初始储能, 仅由外界激励源(电源)的作用产生的响应, 称为零状态响应。如果无外界激励源作用, 仅由电路本身初始储能的作用所产生的响应, 称为零输入响应。既有初始储能又有外界激励所产生的响应称为全响应。下面分别讨论。

1. RC 电路的零状态响应

图 2-6(a)所示电路中, 在 $t=0$ 时开关 S 闭合后接通直流电源 U_s , 电容 C 开始充电。此时实为输入一个阶跃电压 u , 如图 2-6(b)所示。由于电容 C 无初始储能, $u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0$ 。当电路达到稳态时, 电容充电结束, $i(\infty) = 0$, $u_C(\infty) = U_s$ 。时间常数 $\tau = RC$ 。根据三要素公式, 可求出在电源 U_s 的激励下的零状态响应为

$$u_C(t) = u_C(\infty)(1 - e^{-t/\tau}) = U_s(1 - e^{-t/RC}) \quad (2-6)$$

上式表明, 电容充电时, 电容电压按指数规律上升, 最终达到稳态值 U_s , 但上升速度与时间常数有关。电容的充电电流 i 可以从 u_C 直接求得, 而 u_R 可从 i 求得

$$\begin{aligned} i(t) &= C \frac{du_C}{dt} = \frac{u_C(\infty)}{R} e^{-t/\tau} = \frac{U_s}{R} e^{-t/RC} \\ u_R(t) &= Ri = U_s e^{-t/RC} \end{aligned} \quad (2-7)$$

可见, 开关 S 闭合瞬间 C 相当于短路, 电阻电压最大为 U_s , 充电电流最大为 U_s/R , 稳态后电阻

电压和电流均为零。 u_C 、 i 和 u_R 的变化曲线如图2-6(c)所示,它们是按指数规律上升或衰减的,其上升或衰减的速度由时间常数决定,在同一电路中各项响应的 是相同的。

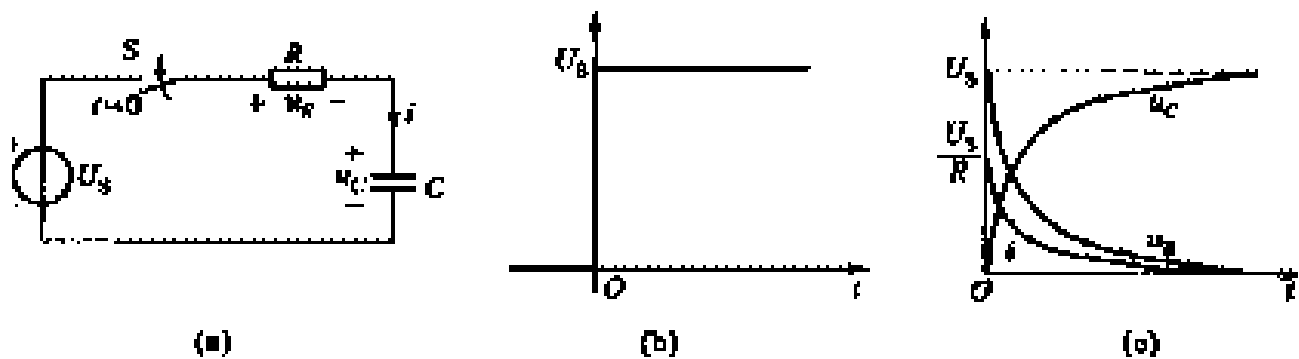


图2-6 RC电路的零状态响应

2. RC电路的零输入响应

如图2-7(a)所示电路 $t < 0$ 时原处于稳态,即电容充电完毕, $u_C(0_-) = U_s$ 。在 $t = 0$ 时开关S动作将RC电路短接,电容C对电阻R放电,稳态时 $u_C(\infty) = 0$ 。零输入响应式中的负号表示电流及电阻电压的参考方向与实际方向相反。 u_C 、 i 和 u_R 的变化曲线如图2-7(b)所示。

$$\begin{aligned}
 u_C(t) &= u_C(0_+)e^{-\frac{t}{RC}} = U_s e^{-\frac{t}{RC}} \\
 i(t) &= C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C(0_+)}{R} e^{-\frac{t}{RC}} = -\frac{U_s}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \\
 u_R(t) &= Ri = -U_s e^{-\frac{t}{RC}}
 \end{aligned} \tag{2-8}$$

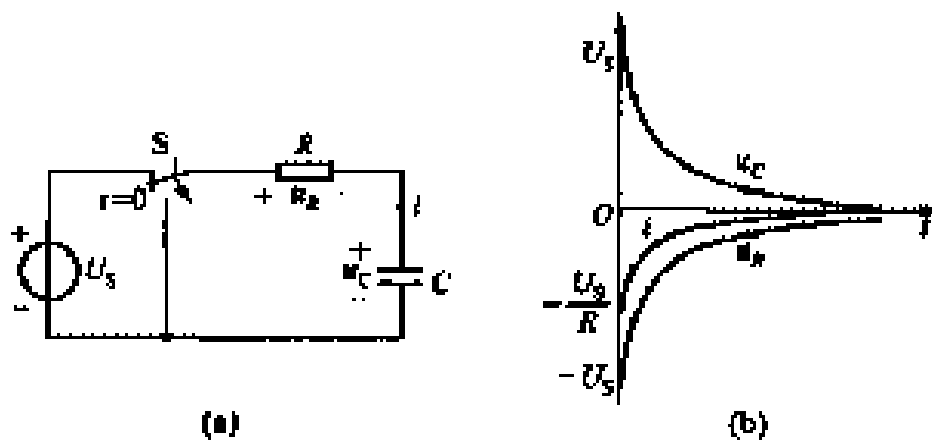


图2-7 RC电路的零输入响应

3. RC电路的全响应

图2-8(a)所示RC电路, $u_C(0_+) = u_C(0_-) = -U_{S1}$, $u_C(\infty) = U_{S2}$, $\tau = RC$,则电路的全响应为

$$u_C(t) = U_{S2} + (-U_{S1} - U_{S2})e^{-\frac{t}{RC}} = U_{S2} - (U_{S1} + U_{S2})e^{-\frac{t}{RC}}$$

或改写为

$$u_C(t) = -U_{S1}e^{-\frac{t}{RC}} + U_{S2}(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \tag{2-9}$$

可见全响应等于稳态分量加暂态分量,或等于零输入响应和零状态响应相加。也就是说,可以分

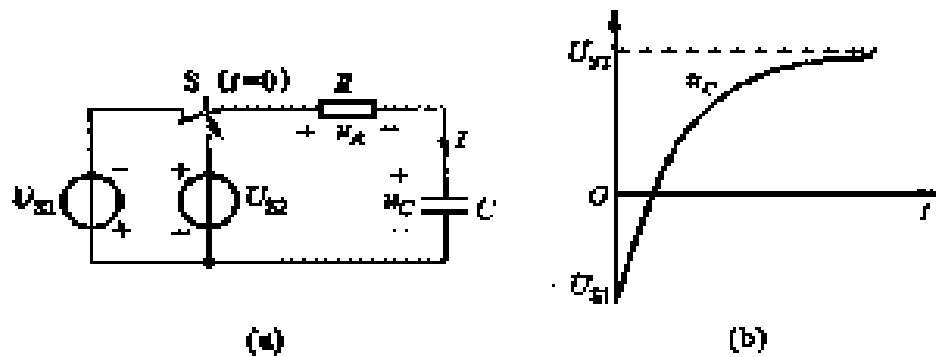


图 2 - 8 RC 电路的全响应例图

别求出零输入响应和零状态响应,将两者相加就是全响应。同理可求出电流 i 和电阻电压 u_R 。
 u_c 的变化曲线如图 2 - 8(b) 所示。

下面举例说明三要素法的应用。

例 2 - 4 图 2 - 9(a) 所示电路原处于稳态,在 $t = 0$ 时将开关 S 闭合,试求换路后电路中所
 示的电压和电流,并画出其变化曲线。

解:用三要素法求解

$$u_c(t)$$

求 $u_c(0_+)$ 。由图 2 - 9(b) 可得

$$u_c(0_+) = u_c(0_-) = U_s = 12 \text{ V}$$

求 $u_c(\infty)$ 。由图 2 - 9(c) 可得

$$u_c(\infty) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s = \frac{6}{3 + 6} \times 12 \text{ V} = 8 \text{ V}$$

求 τ 。 R 应为换路后电容两端的除源网络的等效电阻,如图 2 - 9(d) 所示可得

$$\begin{aligned} R &= R_1 \parallel R_2 + R_3 = \frac{3 \times 6}{3 + 6} + 2 \text{ k} = 4 \text{ k} \\ \tau &= RC = 4 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-6} \text{ s} = 2 \times 10^{-2} \text{ s} \end{aligned}$$

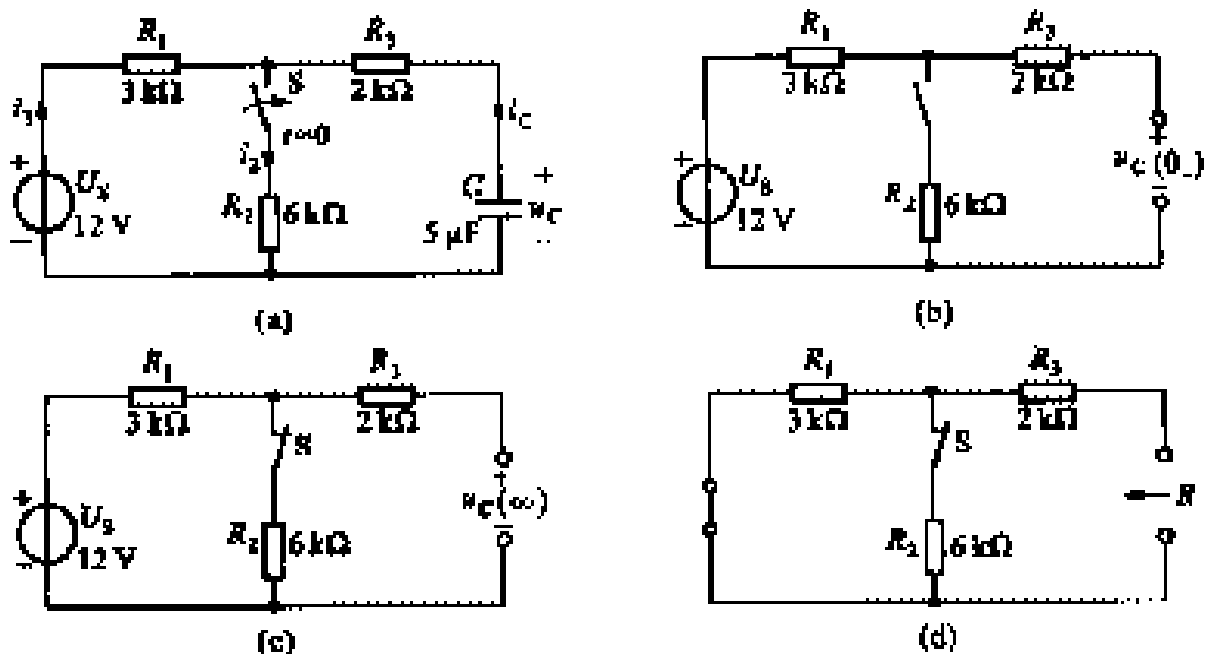


图 2 - 9 例 2 - 4 的电路

所以电容电压 $u_c(t) = u_c(\infty) + [u_c(0_+) - u_c(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} = (8 + 4e^{-50t})\text{V}$

$i_c(t)$

电容电流 $i_c(t)$ 可用三要素法, 也可由 $i_c(t) = C \frac{d u_c}{d t}$ 求得

$$i_c(t) = C \frac{d u_c}{d t} = \frac{u_c(\infty) - u_c(0_+)}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{8 - 12}{4} e^{-50t} = -e^{-50t} \text{ mA}$$

$i_1(t)$ 、 $i_2(t)$

电流 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 可用三要素法, 也可由 $i_c(t)$ 、 $u_c(t)$ 求得

$$i_2(t) = \frac{i_c R_3 + u_c}{R_2} = \frac{-e^{-50t} \times 2 + 8 + 4e^{-50t}}{6} \text{ mA} = \frac{4}{3} + \frac{1}{3}e^{-50t} \text{ mA}$$

$$i_1(t) = i_2 + i_c = \frac{4}{3} + \frac{1}{3}e^{-50t} - e^{-50t} \text{ mA} = \frac{4}{3} - \frac{2}{3}e^{-50t} \text{ mA}$$

$u_c(t)$ 、 $i_c(t)$ 、 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 的变化曲线如图 2-10 所示。

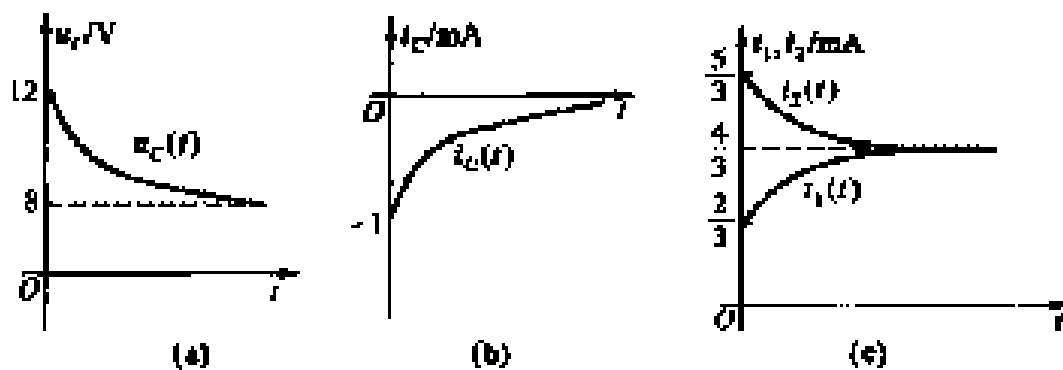


图 2-10 例 2-4 的电压、电流的变化曲线

例 2-5 在图 2-11(a) 的电路中, 开关 S 原处于位置 3, 电容无初始储能。在 $t=0$ 时, 开关接到位置 1, 经过一个时间常数的时间, 又突然接到位置 2。试写出电容电压 $u_c(t)$ 的表达式, 画出变化曲线, 并求开关 S 接到位置 2 后电容电压变到 0 V 所需的时间 (建议用 EWB 仿真)。

解: 先用三要素法求开关 S 接到位置 1 时的电容电压 u_{c1}

$$u_{c1}(0_+) = u_{c1}(0_-) = 0$$

$$u_{c1}(\infty) = U_{S1} = 10 \text{ V}$$

$$\tau_1 = (R_1 + R_3) C = (0.5 + 0.5) \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6} \text{ s} = 0.1 \text{ ms}$$

则 $u_{c1}(t) = u_{c1}(\infty) + [u_{c1}(0_+) - u_{c1}(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau_1}} = 10(1 - e^{-\frac{t}{0.1}}) \text{ V}$ (t 以 ms 计)

在经过一个时间常数 τ_1 后, 开关 S 接到位置 2, 用三要素法求电容电压 u_{c2}

$$u_{c2}(t_1+) = u_{c2}(t_1-) = 10(1 - e^{-1}) = 6.32 \text{ V}$$

$$u_{c2}(\infty) = -5 \text{ V}$$

$$\tau_2 = (R_2 + R_3) C = (1 + 0.5) \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6} \text{ s} = 0.15 \text{ ms}$$

则 $u_{c2}(t) = u_{c2}(\infty) + [u_{c2}(t_1+) - u_{c2}(\infty)]e^{-\frac{t-t_1}{\tau_2}} = (-5 + 11.32e^{-\frac{t-0.1}{0.15}}) \text{ V}$

所以, 在 $0 \leq t < \tau_1$ 时电容电压的表达式为

$$U_c(t) = \begin{cases} 10(1 - e^{-\frac{t}{0.1}}) \text{ V} & (0 \leq t < 0.1 \text{ ms}) \\ (-5 + 11.32e^{-\frac{t-0.1}{0.15}}) \text{ V} & (t \geq 0.1 \text{ ms}) \end{cases}$$

在电容电压变到 0 V 时,即

$$-5 + 11.32e^{-\frac{t-0.1}{0.15}} = 0$$

解得 $t = 0.1 - 0.15 \ln \frac{5}{11.32} \text{ ms} = 0.22 \text{ ms}$

$u_c(t)$ 的变化曲线如图 2-11(b) 所示

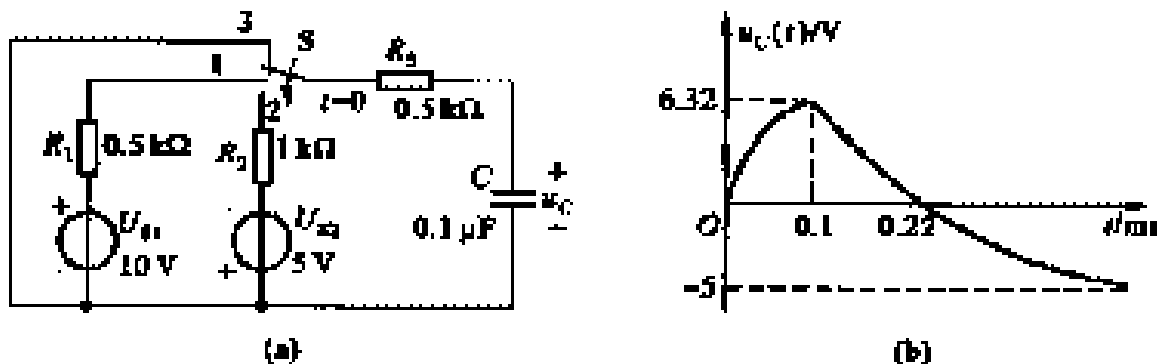


图 2-11 例 2-5 的电路和 u_c 的变化曲线

2.4 微分电路和积分电路

RC 一阶电路在周期性矩形脉冲信号(脉冲序列信号)作用下的电路是常见的一种电路。

2.4.1 微分电路

把 RC 连接成如图 2-12(a) 所示电路。输入信号 u_i 是占空比为 50% 的脉冲序列。所谓占空比是指 t_w / T 的比值,其中 t_w 是脉冲持续时间(脉冲宽度), T 是周期。 u_i 的脉冲幅度为 U , 其输入波形如图 2-12(b) 所示。在 $0 \leq t < t_w$ 时, 电路相当于接入阶跃电压。由 RC 电路的零状态响应, 我们知道其输出电压为

$$u_o = Ue^{-\frac{t}{\tau}} \quad 0 \leq t < t_w$$

当时间常数 $\tau \ll t_w$ 时, 电容的充电过程很快完成, 输出电压也跟着很快衰减到零, 因而输出 u_o 是一个峰值为 U 的正尖脉冲, 波形如图 2-12(b) 所示。

在 $T > \tau \gg t_w$ 时, 输入信号 u_i 为零, 输入端短路, 电路相当于电容初始电压值为 U 的零输入响应, 其输出电压为

$$u_o = -Ue^{-\frac{t-t_w}{\tau}} \quad T > \tau \gg t_w$$

当时间常数 $\tau \ll t_w$ 时, 电容的放电过程很快完成, 输出 u_o 是一个峰值为 $-U$ 的负尖脉冲, 波形如图 2-12(b) 所示。

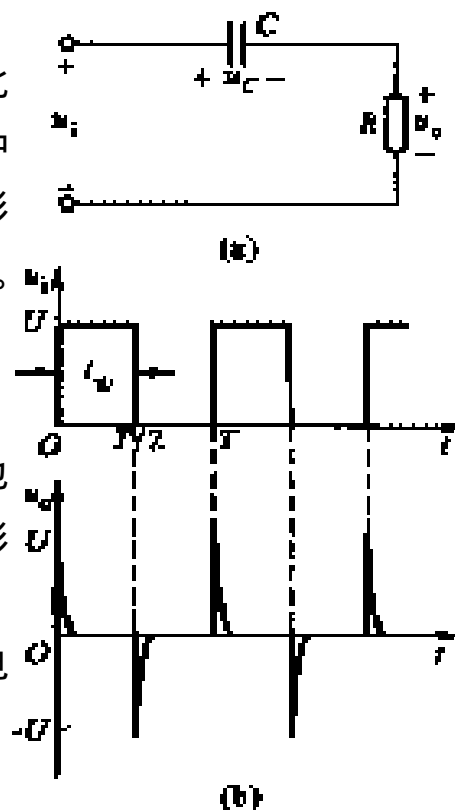


图 2-12 RC 微分电路及输入和输出波形

因为 $n \ t_w$, 所以 $u_i = u_C + u_o \quad u_C$

而
$$u_o = Ri = RC \frac{d u_C}{d t} = RC \frac{d u_i}{d t} \quad (2 - 10)$$

上式表明, 输出电压 u_o 近似与输入电压 u_i 的微分成正比, 因此习惯上称这种电路为微分电路。

在电子技术中, 常用微分电路把矩形波变换成尖脉冲, 作为触发器的触发信号, 或用来触发晶闸管(可控硅), 用途非常广泛。

应该注意的是, 在输入周期性矩形脉冲信号作用下, RC 微分电路必须满足两个条件:

$n \ t_w$; 从电阻两端取输出电压 u_o , 才能把矩形波变换成尖脉冲。

当电路参数 RC 不满足 $n \ t_w$ 的条件时, 输出电压将不会正、负相间的尖脉冲波形。当 $m \ t_w$ 时, 电路的充放电过程极慢, 此时电容 C 两端电压几乎不变, 电路中的电容起了“隔直、通交”的耦合作用, 故称此电路为耦合电路。晶体管放大电路中的阻容耦合方式就是这样工作的。

2.4.2 积分电路

如果把 RC 连接成如图 2-13(a) 所示电路, 而电路的时间常数 $m \ t_w$, 则此 RC 电路在脉冲序列作用下, 电路的输出 u_o 将是和时间 t 基本上成直线关系的三角波电压, 如图 2-13(b) 所示。

由于 $m \ t_w$, 因此在整个脉冲持续时间内(脉宽 t_w 时间内), 电容两端电压 $u_C = u_o$ 缓慢增长。当 u_C 还远未增长到稳态值, 而脉冲已消失 ($t = t_w = T/2$)。然后电容缓慢放电, 输出电压 u_o (即电容电压 u_C) 缓慢衰减。 u_C 的增长和衰减虽仍按指数规律变化, 由于 $m \ t_w$, 其变化曲线尚处于指数曲线的初始阶段, 近似为直线段。所以输出 u_o 为三角波电压。

因为充放电过程非常缓慢, 所以有

$$\begin{aligned} u_o &= u_C \approx u_R \\ u_i &= u_R + u_o \quad u_R = Ri \\ i &= \frac{u_R}{R} \approx \frac{u_i}{R} \\ u_o &= u_C = \frac{1}{C} \int i dt \approx \frac{1}{RC} \int u_i dt \end{aligned} \quad (2 - 11)$$

上式表明, 输出电压 u_o 近似地与输入电压 u_i 对时间的积分成正比。因此称为 RC 积分电路。积分电路在电子技术中也被广泛应用。

应该注意的是, 在输入周期性矩形脉冲信号作用下, RC 积分电路必须满足两个条件:

$m \ t_w$; 从电容两端取输出电压 u_o , 才能把矩形波变换成三角波。

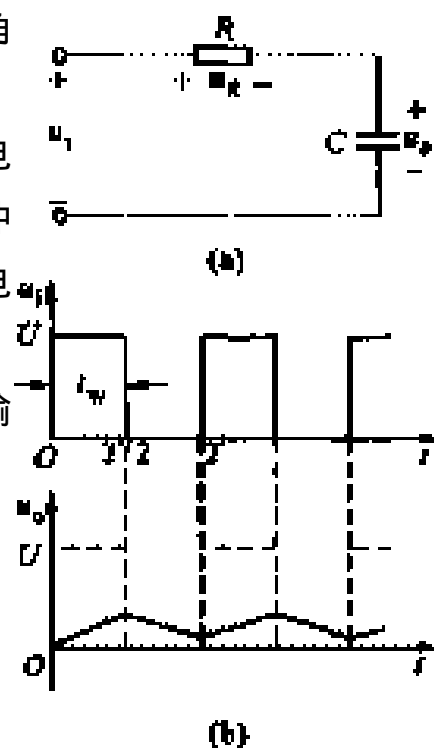


图 2-13 RC 积分电路及输入和输出波形

2.5 RL 电路的暂态分析

RL 电路的暂态分析可类似于 RC 电路的暂态分析来进行。

图 2-14(a)所示为一个 RL 电路。设 $t=0$ 时开关 S 闭合, 则 S 闭合后的结点电流方程为

$$i_R + i_L = I_S$$

其中

$$i_R = \frac{u_L}{R}, \quad u_L = L \frac{di_L}{dt}$$

代入上式得

$$\frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = I_S$$

该式是以电感电流 i_L 为变量的一阶常系数非齐次线性微分方程。因此可以得出一阶 RL 电路过渡过程中电感电流的解析表达式即三要素公式为

$$i_L(t) = i_L(\infty) + [i_L(0_+) - i_L(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2-12)$$

式中稳态值 $i_L(\infty)$, 即换路后稳态时电感的短路电流; 初始值 $i_L(0_+) = i_L(0_-)$, 即换路前终了瞬间电感中的电流 $i_L(0_-)$ 值。如果换路前电路已处于稳态, $i_L(0_-)$ 就是换路前电感的短路电

流; 时间常数 $\tau = \frac{L}{R}$, 其中 R 应是换路后电感断开, 二端网络除源后的等效电阻(即戴维宁等效

电阻)。当 R 的单位是欧(Ω), L 的单位是亨(H)时, τ 的单位是秒(s)。

同理, 一阶 RL 电路中其他电压和电流的三要素公式的一般形式也是

$$f(t) = f(\infty) + [f(0_+) - f(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}}$$

这里 $f(t)$ 既可代表电压, 也可以代表电流。

对于图 2-14(a)电路, 若电感无初始储能, 则电感电流初始值 $i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0$; 当开关 S 闭合, 电路达到稳态时, 电感对直流相当于短路, 因此电感电流稳态值 $i_L(\infty) = I_S$; 电路的时间

常数 $\tau = \frac{L}{R}$ 。所以过渡过程中电感电流及电感电压的表达式(即零状态响应)为

$$\begin{aligned} i_L(t) &= I_S(1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \\ u_L(t) &= L \frac{di_L}{dt} = RI_S e^{-\frac{R}{L}t} \end{aligned} \quad (2-13)$$

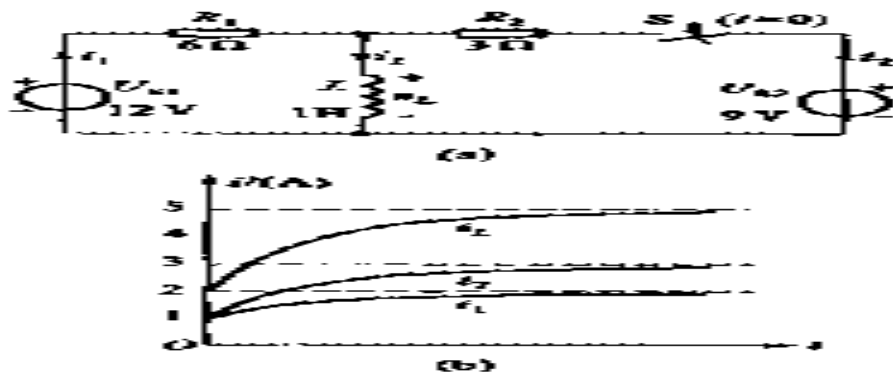


图 2-14 RL 电路及 i_L 和 u_L 的变化曲线

i_L 和 u_L 的变化曲线如图 2 - 14(b)所示。可见在开关 S 闭合瞬间,电感 L 相当于开路, L 两端的电压最大为 RI_s , 稳态时电感电压 $u_L = 0$ 。

例 2 - 6 电路如图 2 - 15(a)所示,电路已达稳态, $t = 0$ 时, S 闭合。试求 $t > 0$ 时的 i_L 、 i_1 及 i_2 , 并画出变化曲线。

解: 先用三要素法求 i_L

初始值:

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = \frac{U_{S1}}{R_1} = \frac{12}{6} \text{ A} = 2 \text{ A}$$

稳态值:

$$i_L(\infty) = \frac{U_{S1}}{R_1} + \frac{U_{S2}}{R_2} = \frac{12}{6} + \frac{9}{3} \text{ A} = 5 \text{ A}$$

时间常数:

$$\tau = \frac{L}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2} \text{ s}$$

所以

$$i_L(t) = i_L(\infty) + [i_L(0_+) - i_L(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} = (5 - 3e^{-2t}) \text{ A}$$

i_1 和 i_2 可利用 u_L 求出(也可以直接用三要素法求)

$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = [i_L(\infty) - i_L(0_+)]Re^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$= (5 - 2) \times 2e^{-2t} \text{ V} = 6e^{-2t} \text{ V}$$

$$i_1(t) = \frac{U_{S1} - u_L}{R_1} = \frac{12 - 6e^{-2t}}{6} \text{ A} = (2 - e^{-2t}) \text{ A}$$

$$i_2(t) = \frac{U_{S2} - u_L}{R_2} = \frac{9 - 6e^{-2t}}{3} \text{ A} = (3 - 2e^{-2t}) \text{ A}$$

i_L 、 i_1 及 i_2 的变化曲线如图 2 - 15(b)所示。

例 2 - 7 图 2 - 16 所示电路中,已知 $U_s = 10 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $R = 10 \Omega$, 电压表的内阻 $R_v = 1.5 \text{ k}\Omega$, 在 $t = 0$ 时开关 S 断开, 断开前电路已处于稳态。试求开关 S 断开后电压表两端电压的初始值。

解: 换路前通过 RL 串联支路的电流为

$$i(0_-) = \frac{U_s}{R} = \frac{10}{10} \text{ A} = 1 \text{ A}$$

根据换路定则有

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 1 \text{ A}$$

开关断开强迫该电流必须流经电压表, 所以电压表两端的初始电压值为

$$u_{ab}(0_+) = -R_v i(0_+) = -1 \times 1.5 \times 10^3 \text{ V} = -1.5 \times 10^3 \text{ V} = -1.5 \text{ kV}$$

其极性为下正上负。

电路的时间常数为

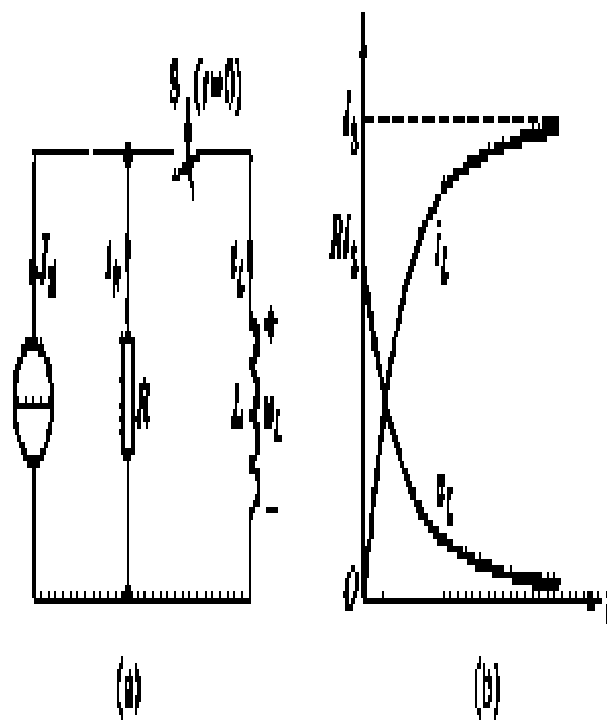


图 2 - 15 例 2 - 6 的电路及电流曲线

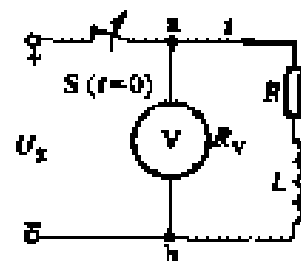


图 2 - 16 例 2 - 7 的电路

$$= \frac{L}{R + R_v} = \frac{10^{-3}}{(10 + 1.5 \times 10^3)} \text{ s} = 0.66 \times 10^{-6} \text{ s}$$

以上计算可以看出,在换路的瞬间,电压表两端出现了 1 500 V 的高电压,尽管时间常数很小(微秒级),过渡过程的时间很短,也可能使电压表击穿或把电压表的表针打弯。所以在有电感线圈的电路中,要特别注意过电压现象出现,以免损坏电气设备。就测量电压而言,一般应该先拿开电压表以后,再断开电源开关。

* 2.6 暂态分析的运算法

应用三要素法分析一阶电路的过渡过程,概念清楚,物理意义明确,但当电路比较复杂、相应的电路的微分方程的阶数较高时则显得繁琐困难,而工程上碰到的测试系统和控制系统往往比较复杂,因此简化分析计算方法显得十分必要。拉普拉斯变换(简称拉氏变换)具有这种功能。采用拉氏变换可将描述电路的常系数线性微分方程转化为代数方程求解,而且适用于任何函数形式的激励源,能解出适合初始条件的暂态解和稳态解,此种方法称为运算法。

2.6.1 拉普拉斯变换及反变换

设电路中的任一随时间连续变化的响应 $f(t)$,其定义域为 $t > 0$,且 $t < 0$ 时 $f(t) = 0$,令 $s = \sigma + j\omega$ 代表一复变数,则响应 $f(t)$ 的拉普拉斯变换为

$$F(s) = L[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (2-14)$$

其中称 $f(t)$ 为原函数,称 $F(s)$ 为 $f(t)$ 的象函数(或称为 $f(t)$ 的拉氏变换式)。

应用拉氏变换法进行电路的时域分析,是先将电压和电流的原函数之间关系,通过拉氏变换,变为象函数之间的关系,然后对象函数进行代数运算求得待求响应的象函数,最后把响应的象函数反变换为时间函数,这就是拉氏反变换。其表示式为

$$f(t) = L^{-1}[F(s)] \quad (2-15)$$

我们可以根据拉氏变换式的定义及基本性质,能方便地求得一些常用的时间函数的象函数。表 2-1 给出了一些常用的时间函数及其象函数。对于典型的象函数,在进行拉氏反变换时,可直接查表,由象函数求得原函数。如果表中查不到,通常采用部分分式法将象函数 $F(s)$ 化成表 2-1 中存在的标准形式来解决。只要象函数 $F(s)$ 为有理分式,就可利用部分分式法求原函数。

表 2-1 常用的时间函数及其象函数

原函数 $f(t)$	象函数 $F(s)$	原函数 $f(t)$	象函数 $F(s)$
A	$\frac{A}{s}$	$(1 - t)e^{-t}$	$\frac{s}{(s+)^2}$
t	$\frac{1}{s^2}$	$\frac{1}{-}(e^{-t} - e^{-t})$	$\frac{1}{(s+)(s+)}$
$e^{\pm t}$	$\frac{1}{s\hat{e}}$	$\frac{1}{-}(e^{-t} - e^{-t})$	$\frac{s}{(s+)(s+)}$
te^{-t}	$\frac{1}{(s+)^2}$	$\sin(t+)$	$\frac{s\sin + \cos}{s^2 + ^2}$
t^n	$\frac{n!}{s^{n+1}}$	$\cos(t+)$	$\frac{s\cos - \sin}{s^2 + ^2}$

原函数 $f(t)$	象函数 $F(s)$	原函数 $f(t)$	象函数 $F(s)$
$\frac{1}{s}(1 - e^{-t})$	$\frac{1}{s(s+)}$	$e^{-t} \sin t$	$\frac{1}{(s+)^2 + ^2}$
$\sin t$	$\frac{1}{s^2 + ^2}$	$e^{-t} \cos t$	$\frac{s+}{(s+)^2 + ^2}$
$\cos t$	$\frac{s}{s^2 + ^2}$	$\frac{1}{s} e^{-t} \sin t$	$\frac{1}{(s+)^2 + ^2}$

2.6.2 应用拉氏变换分析线性电路

拉氏变换的主要用途之一就是将其表征电路运行状态的线性微分方程转化为线性代数方程,用电压、电流的象函数代替对应的时间函数,以简化电路的解算过程。而电压、电流的象函数一旦求得后,利用拉氏反变换就能求得对应的时间函数。因此,我们必须首先知道电路元件的电压与电流的象函数之间的关系及其运算电路。

1. 电路元件的运算电路

对电阻电路而言,如图 2-17(a) $u(t) = Ri(t)$,两边取拉氏变换,得出它们的象函数

$$U(s) = RI(s) \quad (2-16)$$

其运算电路如图 2-17(b)所示。

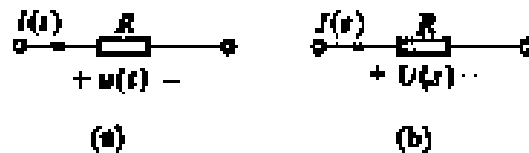


图 2-17 电阻及其运算电路

对电感而言,如图 2-18(a)有 $u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$,两边取拉氏变换,并利用拉氏变换的微分性质得

$$U(s) = sLI(s) - Li(0) \quad (2-17)$$

其运算电路如图 2-18(b)所示。其中 $i(0)$ 表示电感中的初始电流, sL 为电感的运算阻抗, $Li(0)$ 表示附加电压源的电压,它反映了电感中初始电流的作用。

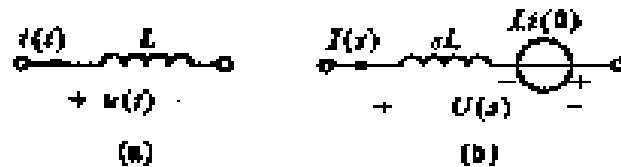


图 2-18 电感及其运算电路

对电容而言,如图 2-19(a)有 $u(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + u(0)$,两边取拉氏变换,并利用拉氏变换的积分性质得

$$U(s) = \frac{1}{sC}I(s) + \frac{u(0)}{s} \quad (2-18)$$

其运算电路如图 2-19(b)所示。其中 $u(0)$ 表示电容中的初始电压, $\frac{1}{sC}$ 为电容的运算阻抗, $\frac{u(0)}{s}$ 表示附加电压

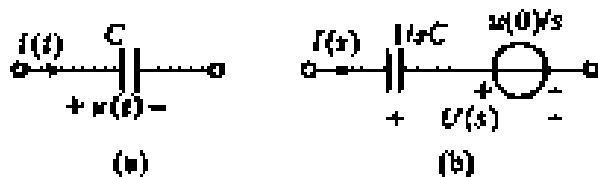


图 2 - 19 电容及其运算电路

源的电压,它反映了电容中初始电压的作用。

2. 基尔霍夫定律的运算形式

同理,基尔霍夫电流定律和电压定律也可转化为如下运算形式

$$\begin{aligned} I(s) &= 0 \\ U(s) &= 0 \end{aligned} \quad (2 - 19)$$

3. RLC 串联电路的运算电路

图 2 - 20(a)的 RLC 串联电路转化为运算电路如图 2 - 20(b)所示,按 $U(s) = 0$,得

$$-U(s) + RI(s) + sLI(s) - Li_L(0) + \frac{1}{sC}I(s) + \frac{u_C(0)}{s} = 0$$

或

$$R + sL + \frac{1}{sC} I(s) = U(s) + Li_L(0) - \frac{u_C(0)}{s}$$

$$Z(s) I(s) = U(s) + Li_L(0) - \frac{u_C(0)}{s}$$

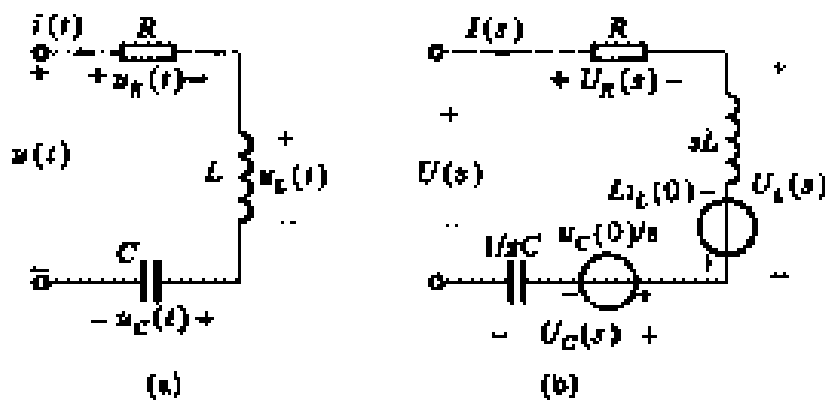


图 2 - 20 RLC 串联电路及运算电路

式中 $Z(s) = R + sL + \frac{1}{sC}$ 为 RLC 串联电路的运算阻抗,在零值初始条件下, $i_L(0) = 0$, $u_C(0) = 0$, 则有

$$Z(s) I(s) = U(s) \quad (2 - 20)$$

例 2 - 8 图 2 - 14 所示 RL 电路,设 $t = 0$ 时开关 S 闭合,求电感电流 i_L 。

解: 将所示电路转化为如图 2 - 21 所示的运算电路,因为 $i_L(0) = 0$,所以没有附加电压源。

根据运算电路列出电感电流 $I_L(s)$ 的象函数表达式

$$I_L(s) = \frac{R}{sL + R} I_S(s) = \frac{\frac{R}{L}}{s + \frac{R}{L}} \cdot \frac{I_S}{s} = \frac{\frac{R}{L} I_S}{s(s + \frac{R}{L})}$$

查拉氏变换表,即可得出原函数

$$i_L(t) = \frac{R}{L} I_S \cdot \frac{L}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) = I_S (1 - e^{-\frac{R}{L}t})$$

这就是所要求的电流,显然它和前面计算的结果式(2 - 13)完全一样。

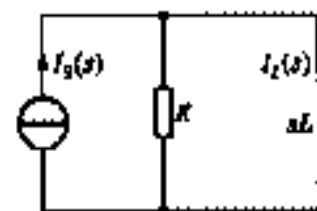


图 2 - 21 例 2 - 8 的图

例 2 - 9 图 2 - 22(a)所示为电容 C 通过 RL 放电的电路,试求电路中电流的变化规律。设电容的初始电压为 $u_C(0)$ 。

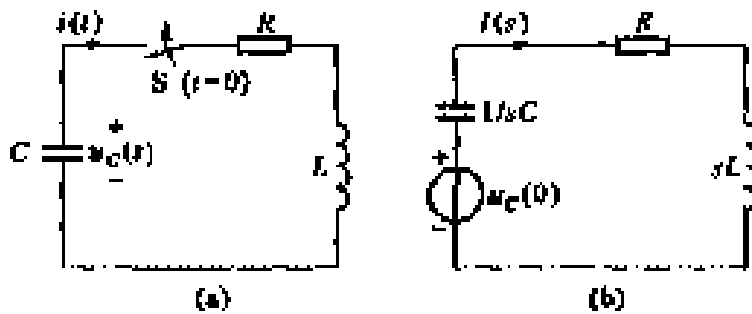


图 2 - 22 例 2 - 9 图

解: 将所示电路转化为如图 2 - 22(b)所示的运算电路,因为开关闭合前电路中没有电流,所以 $Li_L(0) = 0$ 没有电感的附加电压源。

根据运算电路求出电流 $I(s)$ 的象函数表达式

$$I(s) = \frac{\frac{u_C(0)}{s}}{R + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{u_C(0)}{s}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} = \frac{u_C(0)}{L} \frac{1}{(s - p_1)(s - p_2)}$$

$$= \frac{u_C(0)}{L(p_1 - p_2)} \left(\frac{1}{s - p_1} - \frac{1}{s - p_2} \right)$$

其中 p_1 和 p_2 是方程式 $s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0$ 的根,它们分别等于

$$p_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\frac{R}{2L} + \sigma_0$$

$$p_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\frac{R}{2L} - \sigma_0$$

式中 $\sigma_0 = \frac{R}{2L}$, $\omega_0 = \frac{1}{LC}$ 。

查拉氏变换表可得

$$i(t) = \frac{u_C(0)}{L(p_1 - p_2)} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t})$$

为了进一步了解电流随时间变化的具体情况,下面分几种情形分别讨论。

1. $\sigma_0 > \omega_0$: 即 $R > 2\sqrt{LC}$ 这时 p_1 和 p_2 是两个不相等的负实数,且 $(p_1 - p_2) = 2\sqrt{\sigma_0^2 - \omega_0^2}$ 为正实数。电流含两个衰减的指数项,一个为正,即 $e^{p_1 t}$, 一个为负,即 $e^{p_2 t}$ 。由于 $|p_1| < |p_2|$, 那么 $e^{p_1 t}$ 衰减慢, $e^{p_2 t}$ 衰减快, 因而电流始终为正值, 如图 2 - 23 所示。这种情况的物理实质是: 电容一直沿一个方向放电, 放完为止。这样的响应为非振荡型响应。由曲线可知, 电流有上升期, 也有下降期, 在上升与下降相接处, 电流最大。发生最大值的时刻可用下式计算

$$t_m = \frac{\ln(p_2 - p_1)}{p_1 - p_2}$$

2. $\sigma_0 < \omega_0$: 即 $R < 2\sqrt{LC}$ 此时, p_1 与 p_2 是为一对共轭复数, 即

$$p_1 = -\frac{R}{2L} + j\omega_n = -\sigma_0 + j\omega_n$$

$$p_2 = -\frac{R}{2L} - j\omega_n = -\sigma_0 - j\omega_n$$

式中, $\omega_n = \sqrt{\omega_0^2 - \sigma_0^2}$ 。同时, $p_1 - p_2 = 2j\omega_n$ 。由此, 电流改写为

$$i(t) = \frac{u_C(0)}{L2j\omega_n} [e^{(-\alpha + j\omega_n)t} - e^{(-\alpha - j\omega_n)t}] = \frac{u_C(0)}{\omega_n L} e^{-\alpha t} \sin \omega_n t$$

可见,在这种情况下,电流响应为一角频率为 ω_n 的正弦振荡;同时电流的振幅随时间按指数规律衰减,这样的响应称为阻尼振荡型响应或衰减振荡型响应, α 称为衰减系数, α 越大,说明衰减的越快。其曲线如图 2-24 所示。衰减振荡型响应所反映的物理实质是:电容并非单纯的放电,而是放了又充,充了又放。

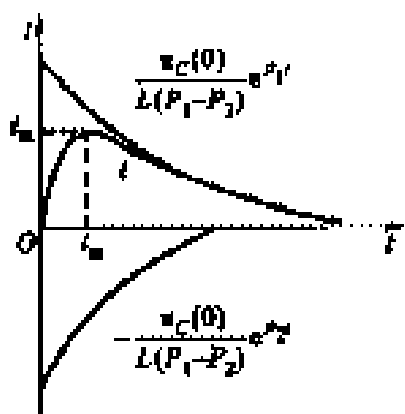


图 2-23 非振荡型响应曲线

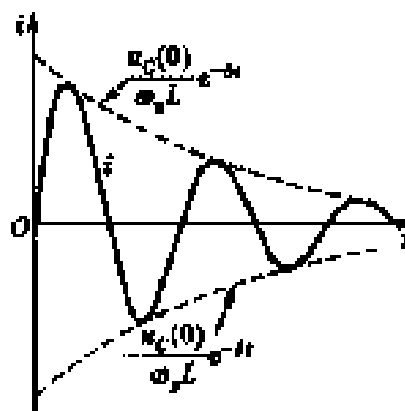


图 2-24 衰减振荡型响应曲线

3. $\alpha = 0$: 即 $R = 2\sqrt{L/C}$ 此时, $p_1 = p_2 = -\alpha$, 为二相等负实数, 且 $\omega_n = 0$ 。此时, 电流为

$$i(t) = \frac{u_C(0)}{\omega_n L} e^{-\alpha t} \sin \omega_n t \Big|_{\omega_n=0} = \frac{u_C(0)}{L} t e^{-\alpha t} \frac{\sin \omega_n t}{\omega_n t} \Big|_{\omega_n=0} = \frac{u_C(0)}{L} t e^{-\alpha t}$$

可见,在此情况下,响应为非振荡型响应,通常称为非振荡型响应的极限情况,又称临界情况。其曲线与如图 2-23 所示的电流曲线类似。由此,可知 $\alpha > 0$, 即 $R > 2\sqrt{L/C}$ 是电路放电振荡与否的判据。

最后,讨论一特殊情况,即 $\alpha = 0$, 或 $R = 0$ 。此时, $\omega_n = \omega_0$, 电流为

$$i(t) = \frac{u_C(0)}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t$$

显然,在此情况下,响应为无衰减的正弦振荡型,又称等幅振荡,振荡频率等于 ω_0 , 电流为正弦曲线。其物理实质是:电路中电场与磁场能量的总和是一恒定的值。但是,能量的形式却在发生着变化,在一个时期内,能量由电场能转换为磁场能。在另一个时期内,能量又由磁场能转换为电场能,能量振荡于电场与磁场之间。正是此种振荡,引起了正弦振荡型的响应。

上述无衰减的正弦振荡型响应是在 $\alpha = 0$, 即 $R = 0$ 的条件下发生的,因为 $R = 0$ 时,电路中无能量损耗,所以振荡表现为无衰减。如果 $R > 0$, 当能量由电场转换到磁场和由磁场转换到电场的过程中,必然要被电阻 R 不断消耗。这样,随着过程的进行,场的能量越来越小,这就是振荡之所以衰减的原因。由于电阻 R 越大,消耗能量的速率也越快,因而振荡衰减也越剧烈;当 R 大到一定程度时,电路的响应便呈现为非振荡型的了。

习 题

1. 概念题

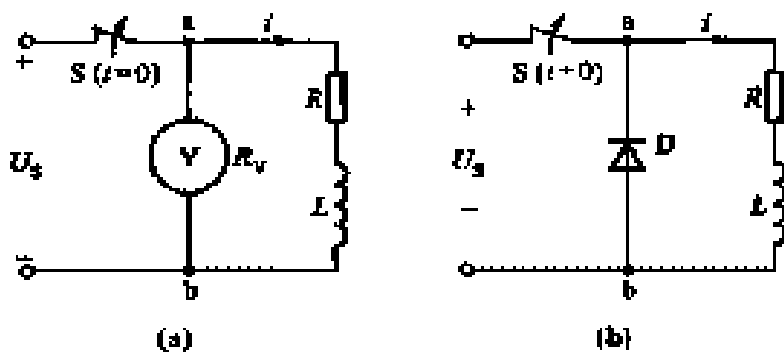
- 2-1 (1) 在电路中,当电源电压或电流恒定或作周期性变化时,电路中的电压和电流也都是恒定的或按周期性变化。电路的这种状态称为什么状态? 在具有储能元件 (L 或 C) 的电路中,一旦电路换路,电路将经历的一个什么过程?
- (2) 什么叫过渡过程? 产生过渡过程的原因和条件是什么?

- 2 - 2** (1) 什么叫换路定则？它的理论基础是什么？它有什么用途？
 (2) 什么叫初始值？什么叫稳态值？在电路中如何确定初始值及稳态值？
 (3) 除电容电压 $u_C(0_+)$ 和电感电流 $i_L(0_+)$ ，电路中其他电压和电流的初始值应在什么电路中确定。在 0_+ 电路中，电容元件和电感元件有什么特点？
- 2 - 3** (1) 什么叫一阶电路？分析一阶电路的简便方法是什么？
 (2) 一阶电路的三要素公式中的三要素指什么？
 (3) 在电路的暂态分析时，如果电路没有初始储能，仅由外界激励源的作用产生的响应，称为什么响应？若无外界激励源作用，仅由电路本身初始储能的作用所产生的响应，称为什么响应？既有初始储能又有外界激励所产生的响应称为什么响应？
 (4) 理论上过渡过程需要多长时间？而在工程实际中，通常认为过渡过程大约为多长时间？
 (5) 在 RC 串联的电路中，欲使过渡过程进行的速度不变而又要初始电流小些，电容和电阻应该怎样选择？
 (6) 有一个 $100 \mu\text{F}$ 的电容器，当用万用表的“ $R \times 1\ 000$ ”档检查其质量时，如果出现下列现象之一，试评估其质量之优劣并说明原因。

- 表针不动；
 表针满偏转；
 表针偏转后慢慢返回；
 表针偏转后不能返回原刻度()处。

2 - 4 在输入周期性矩形脉冲信号作用下， RC 微分电路必须满足什么条件，才能把矩形波变换成尖脉冲。而 RC 积分电路必须满足什么条件，才能把矩形波变换成三角波。

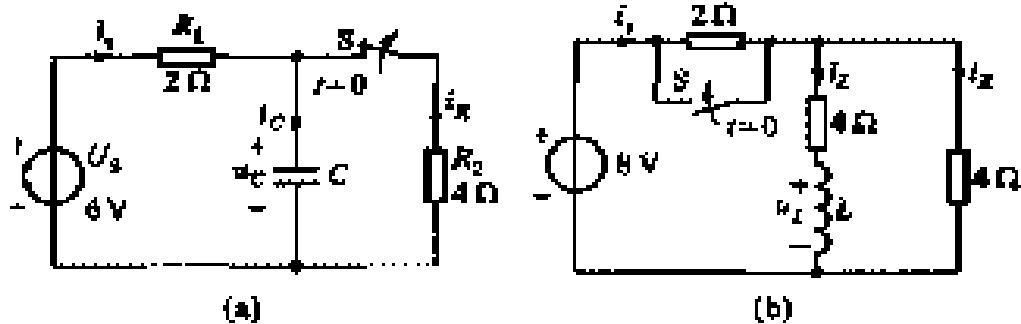
- 2 - 5** (1) RL 串联与直流电压源接通时，为使过渡过程加快，应采取什么办法？
 (2) 在题 2 - 5(a)图中，电路原处于稳态。已知 $R = 2 \Omega$ ，伏特计的内阻 $R_V = 2.5 \text{ k}\Omega$ ，电源电压 $U_S = 4 \text{ V}$ 。试求开关 S 断开瞬间伏特计两端的电压。
 (3) 在题 2 - 5(b)图中， RL 是一线圈，和它并联一个二极管 D 。设二极管的正向电阻为零，反向电阻为无穷大。试问二极管在此有何作用？



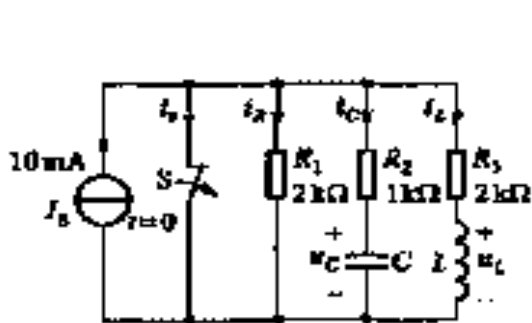
题 2 - 5 图

2. 计算和仿真题

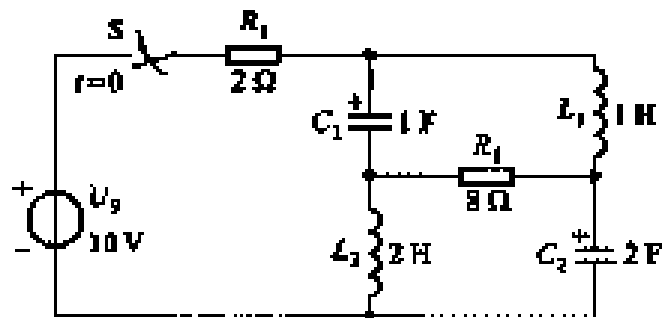
- 2 - 6** 电路如题 2 - 6 图(a)、(b)所示，原处于稳态。试确定换路初始瞬间所示电压和电流的初始值。
2 - 7 电路如题 2 - 7 图所示，原处于稳态。试确定换路初始瞬间所示电压和电流的初始值。
2 - 8 电路如题 2 - 8 图所示。试求开关 S 闭合后瞬间各元件中电流及其两端电压的初始值；当电路达到稳态时的各稳态值又是多少？设开关 S 闭合前储能元件未储能。



题 2 - 6 图

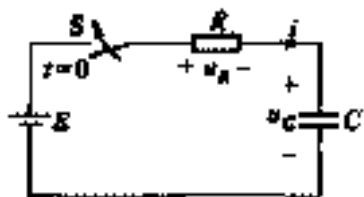


题 2 - 7 图



题 2 - 8 图

- 2 - 9** 在题 2 - 9 图所示电路中,已知 $E = 20 \text{ V}$, $R = 5 \text{ k}$, $C = 100 \text{ } \mu\text{F}$, 设电容初始储能为零。试求:
 (1) 电路的时间常数 ;(2) 开关 S 闭合后的电流 i 及电压 u_C 和 u_R , 并作出它们的变化曲线;(3) 经过一个时间常数后的电容电压值。
- 2 - 10** 在题 2 - 10 图所示电路中, $E = 40 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 2 \text{ k}$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ } \mu\text{F}$, 电容元件原先均未储能。试求开关 S 闭合后电容元件两端的电压 $u_C(t)$ 。



题 2 - 9 图

题 2 - 10 图

- 2 - 11** 在题 2 - 11 图所示电路中, 电路原处于稳态。在 $t = 0$ 时将开关 S 闭合, 试求开关 S 闭合后电容元件两端的电压 $u_C(t)$ 。
- 2 - 12** 在题 2 - 12 图所示电路中, 电路原处于稳态。在 $t = 0$ 时将开关 S 闭合, 试求开关 S 闭合后电容元件两端的电压 $u_C(t)$ 。

题 2 - 11 图

题 2 - 12 图

2 - 13 在题 2 - 13 图所示电路,原处于稳态。已知 $R_1 = 3 \text{ k}$, $R_2 = 6 \text{ k}$, $I_S = 3 \text{ mA}$, $C = 5 \text{ }\mu\text{F}$,在 $t = 0$ 时将开关 S 闭合,试求开关 S 闭合后电容的电压 $u_C(t)$ 及各支路电流。

2 - 14 在题 2 - 14 图所示电路,原处于稳态。已知 $U_S = 20 \text{ V}$, $C = 4 \text{ }\mu\text{F}$, $R = 50 \text{ k}$ 。在 $t = 0$ 时闭合 S_1 ,在 $t = 0.1 \text{ s}$ 时闭合 S_2 ,求 S_2 闭合后的电压 $u_R(t)$ 。

题 2 - 13 图

题 2 - 14 图

2 - 15 用 EDA 软件的瞬态分析,仿真题 2 - 15 图所示 RC 微分电路的输出波形。

2 - 16 用 EDA 软件的瞬态分析,仿真题 2 - 16 图所示 RC 积分电路的输出波形。

题 2 - 15 图

题 2 - 16 图

2 - 17 题 2 - 17 图所示电路,原处于稳态。在 $t = 0$ 时将开关 S 打开,试求开关 S 打开后电感元件的电流 $i_L(t)$ 及电压 $u_L(t)$ 。

2 - 18 在题 2 - 18 图所示电路中,原处于稳态。在 $t = 0$ 时将开关 S 闭合,试求开关 S 闭合后电路所示的各电流和电压,并画出其变化曲线。(已知 $L = 2 \text{ H}$, $C = 0.125 \text{ F}$)

题 2 - 17 图

题 2 - 18 图

* **2 - 19** 利用公式或拉普拉斯变换表,求下列各函数的象函数。

(1) $\sin(t + \quad)$ (2) $(1 - t)e^{-t}$ (3) $2te^{-t}$ (4) $3e^{2t} + 4e^{3t}$

* **2 - 20** 利用公式或拉普拉斯变换表,求下列各象函数的原函数。

(1) $\frac{6}{s+5}$ (2) $\frac{s+3}{s^2+2s+1}$ (3) $\frac{5s}{s^2+4}$ (4) $\frac{1}{s^2(s+1)}$

* **2 - 21** 写出题 2 - 18 图所示电路的运算阻抗。并用运算法分析该电路。

* **2 - 22** 图 2 - 22(a)所示电路,已知 $R = 100 \quad$, $L = 1 \text{ H}$, $C = 4 \text{ }\mu\text{F}$, $i(0) = 0$, $u_C(0) = 10 \text{ V}$,试求响应电流 i ,并画出其曲线。

第 3 章 交流电路

交流电路中的电流(或电压)是随时间变化的,而随时间按正弦规律变化的交变电流(或电压)是工程技术中应用最广泛的一种,也是交变信号中最基本的信号。本章重点研究正弦交流电路。它的电压变换容易,输送和分配方便,其供电性能好,效率高。交流电器结构简单、价格便宜、维修方便。从计算与分析的角度考虑,正弦周期函数是最简单的周期函数,测量与计算也比较容易,是分析一切非正弦周期函数的基础。

正弦交流电路是电工技术中极其重要的一部分,也是重点和难点较为集中的一章。基本概念中的相位及相位差,电阻、电感和电容在交流电路中的不同响应及其频率特性等均应很好地掌握。其独特的相量分析方法又是分析三相交流电路的基础,也是交流电机、变压器及电子技术的重要理论基础。

3.1 正弦交流量及其表示法

3.1.1 正弦交流电的基本概念

1. 正弦交流量的正方向

正弦交流电路中的电压、电流及电动势,其大小和方向均随时间变化,其数学表达式为

$$\begin{aligned} e &= E_m \sin(\omega t + \varphi_e) \\ u &= U_m \sin(\omega t + \varphi_u) \\ i &= I_m \sin(\omega t + \varphi_i) \end{aligned} \tag{3-1}$$

以 u 为例,其波形图如图 3-1 所示。在 $0 \sim t_1$ 时间内若其实际正方向与参考方向(箭头所标)相同,则在 $t_1 \sim t_2$ 时间内,其实际正方向 u 与参考正方向相反。因此,在分析交流电路时,只有在规定参考方向的前提下,且在同一瞬时研究才有意义。

2. 正弦交流电的三要素

式(3-1)是正弦交流量的瞬时值表达式,其中 E_m 、 U_m 、 I_m 称为正弦量的最大值或幅值; ω 称为角频率; φ_e 、 φ_u 、 φ_i 称为初相位。如果已知幅值,角频率和初相位,则上述正弦量就能唯一地确定,所以称它们为正弦量的三要素。

(1) 最大值、瞬时值、有效值

最大值是反映正弦量变化幅度的,又称幅值或峰值,

图 3-1 正弦量的波形与正方向

规定用大写字母加下标 m 表示,即 E_m 、 I_m 、 U_m 。

瞬时值是正弦量任一时刻的值,规定用小写字母表示,分别为 e 、 u 、 i 。

而我们平常所说的电压高低、电流大小或用电器上的标称电压或电流指的是有效值。有效值是由交流电在电路中做功的效果来定义的。叙述为:交流电流 i 通过电阻 R 在一个周期 T 内产生的热量与直流电流 I 通过 R 在时间 T 内产生的热量相等时,这个直流电流 I 的数值称为交流电流的有效值。数学表达为

$$RI^2 T = \int_0^T Ri^2 dt$$

则有效值表达式为
$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (3-2)$$

将式(3-1)的正弦量代入式(3-2)可得

$$\begin{aligned} I &= \frac{I_m}{\sqrt{2}} \\ U &= \frac{U_m}{\sqrt{2}} \\ E &= \frac{E_m}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3-3)$$

可见,正弦交流量的最大值是其有效值的 $\sqrt{2}$ 倍,通常所说的交流电压 220 V 是指有效值,其最大值约为 311V。

(2) 周期、频率、角频率

反映交流电变化快慢的物理量是频率 f (或周期 T)。即交流电每秒钟变化的次数,单位为赫(Hz)。而周期为其交变一次所需的时间,单位为秒(s)。它们互为倒数的关系。目前世界各国电力系统的供电频率有 50 Hz 和 60 Hz 两种,这种频率称为工业频率,简称工频。不同技术领域中的频率要求是不一样的,有的高达数千兆赫,称为高频交流信号。

而正弦交流量表达式中反映交流电变化快慢的特征量是角频率 ω ,一般正弦波形图中的横轴常用 t 表示(如图 3-2 所示),可见 $\omega t = 2\pi$ 。

则
$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \quad (3-4)$$

角频率的单位是弧度/秒(rad/s),它的含义是正弦量每秒变化的弧度数。它同样可以反映正弦量变化的快慢(在交流发电机中, ω 又与发电机转动的角速度相联系。)

(3) 相位、初相位与相位差

任一瞬时的角度($\omega t + \phi$)称为正弦量的相位角或相位,它与交流量的瞬时值相联系。

图 3-2 角频率与初相位的示意图

$t=0$ 时的相位角 ϕ 叫初相位角或初相位,它是正弦量初始值大小的标志。如

$$u_0 = U_m \sin \phi$$

事实上,初相位的大小与我们讨论它时所取的计时起点有关,如果将图 3-2 中的计时起点左移到图中虚线处,则初相 $\phi = 0$ 。当然,初相位不同,其起始值也就不同。

在一个正弦电路中,存在有两个以上的正弦信号时,一般不是同时达到最大值或零值的,即它们之间存在着不同相位的问题。相位差是用来描述它们之间变化的先后关系的。如

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi_u)$$

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi_i)$$

则它们的相位差为

$$\Delta\varphi = (\omega t + \varphi_u) - (\omega t + \varphi_i) = \varphi_u - \varphi_i \quad (3-5)$$

可见,同频正弦量的相位差也就是其初相位之差。

同频正弦量的相位差一般有以下三种情况。

$\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_i > 0$ (小于 180°) 即 $\varphi_u > \varphi_i$, 这种情况为先 u 后 i , 称作 u 领先, i 滞后, 如图 3-3(a) 所示。(也可以哪个量先到最大值为参考来判别先后)

$\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_i = 0$ 即 $\varphi_u = \varphi_i$, 称为同相位, 同相位时两个正弦量同时增, 同时减, 同时到最大值, 同时过零, 如图 3-3(b) 所示。

$\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_i = \pm 180^\circ$ 称为反相位, 如图 3-3(c) 所示。

图 3-3 同频正弦量的相位差

需要说明的是,虽然几个同频率正弦量的相位都在随时间不停地变化,但它们之间的相位差不变,且与计时起点的选择无关。正是由于相位差的存在,使得交流电路中出现许多新的物理现象;同时也因相位差的存在使得交流电路问题的分析和计算要比直流电路复杂,但内容更丰富。

正弦交流电路中为什么会出现相位差,相位差的大小与哪些因素有关,将是我们要讨论的重要内容。

3.1.2 正弦量的相量表示法

用三角函数式或波形图来表达正弦量是最基本的表示方法,但要用其进行电路分析与计算却比较烦琐困难的。由于在正弦交流电路中一般使用的都是同频率正弦量,所以我们常用下面所述的相量图或相量表示式(复数符号法)进行分析与计算。这是电路理论中的基本表示法。

1. 相量图

相量图是能够确切表达正弦量三要素的简捷图示法。可以由复平面内长为幅值以角速度旋转的矢量来表示,如正弦电压 $u = U_m \sin(\omega t + \varphi_u)$ 便可用图 3-4(a) 的旋转矢量表示。此矢量

长度为 U_m 。以角速度 ω 在复平面内旋转时,任意时刻其矢端的纵坐标值与正弦波的瞬时值对应,其与实轴的夹角即相位角 $\omega t + \varphi$,为与空间矢量区别,我们约定用大写字母头上加“·”表示。如图中的 \dot{U}_m

图 3 - 4 正弦量的相量图表示法

应用相量图分析正弦电压、电流问题时,由于这些正弦量的频率相同,(即矢量的旋转速度相同),因而它们之间的相对位置在任何瞬间均不会改变。所以在分析时,只需将它们当作不动量来处理。这样不会影响分析的结果。此外,工程计算中多用其有效值衡量大小,故只需用有效值相量表示即可。如

$$u_1 = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad u_2 = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)$$

则其相量图可简作图 3 - 5(a)所示,其中 $U_1 = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}}$ 、 $U_2 = \frac{U_{m2}}{\sqrt{2}}$ 。若求电压 $u = u_1 + u_2$,则其便为由 U_1 、 U_2 构成的平行四边形的对角线。

图 3 - 5 同频率正弦量的相量图与相量和

如图 3 - 5(b)所示。显见,这样便可较方便地定出其和相量的有效值与初相位角。且可表示为

$$U = U_1 + U_2 \quad (3 - 6)$$

当然,由相量图的计算结果变为正弦量,只需将其值乘以 $\sqrt{2}$,加上旋转因子 $e^{j\omega t}$ 便为其确切的正弦表达,即:

$$u = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \varphi)$$

2 . 相量表达式

用画相量图的方法可以清楚地表示所讨论的各正弦量间的相互关系,也可通过作相量图求

得所需结果,但在实际使用时由于作图精度的限制,特别是分析复杂电路时还是比较困难的。而相量的数学表达法——相量法才是分析交流电路的一般方法。

若将图 3 - 4(a)中的相量用复数表示,则 $U_m = |U_m| e^{j(\omega t + \varphi)}$

根据欧拉公式

$$U_m e^{j(\omega t + \varphi)} = U_m \cos(\omega t + \varphi) + j U_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (3 - 7)$$

显见其虚部恰为我们所研究的正弦量。即

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi) = \text{Im}[U_m e^{j(\omega t + \varphi)}] \quad (3 - 8)$$

对于同频率正弦量, ωt 可免写,则其有效值相量可简写为

$$U = U e^{j\varphi} = U \angle \varphi$$

同理:

$$I = I e^{j\varphi} = I \angle \varphi \quad (3 - 9)$$

$$E = E e^{j\varphi} = E \angle \varphi$$

这种表示叫相量的极坐标表示法。需要说明的是只在电路与电工类书籍中这样表达。并且,只有用复数表示的正弦量才叫相量,用复数表示的其他量不能叫相量。

借助于相量的复数表示,结合相量图,同频正弦量的分析与计算可以一步求得其大小(幅值)与初相位(辐角),方便多了。

当然,求得其大小与相位角后,也还需将其再写作正弦形式。亦即取虚部、其大小乘以 2、相位中加上旋转因子 ωt 。

例 3 - 1 已知 $i_1 = 8 \sqrt{2} \sin(\omega t + 60^\circ) \text{ A}$, $i_2 = 6 \sqrt{2} \sin(\omega t - 30^\circ) \text{ A}$, 求: $i = i_1 + i_2$ 。

解: 将其写作有效值相量,用复数计算

$$I_1 = 8 \angle 60^\circ = 8 \cos 60^\circ + j 8 \sin 60^\circ = 8 \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$I_2 = 6 \angle -30^\circ = 6 [\cos(-30^\circ) + j \sin(-30^\circ)] = 6 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j \frac{1}{2} \right)$$

$$\text{则 } I = I_1 + I_2 = 8 \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + 6 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j \frac{1}{2} \right) = (9.196 + j 3.928) \text{ A} = 10 \angle 23.1^\circ \text{ A}$$

可得: $i = 10 \sqrt{2} \sin(\omega t + 23.1^\circ) \text{ A}$

借助于相量图

如图 3 - 6 所示。显见 $I = I_1 + I_2 = 10 \text{ A}$

$$= \arctan \frac{\text{Im}(I)}{\text{Re}(I)} = \arctan \frac{3.928}{9.196} = 23.1^\circ$$

$$\text{则 } I = 10 \angle 23.1^\circ \text{ A}$$

$$i = 10 \sqrt{2} \sin(\omega t + 23.1^\circ) \text{ A}$$

实用中,若只求其大小(一般为有效值),则用相量法更简捷,更直观。也无需再写出其瞬时值表达式。

图 3 - 6 例 3 - 1 相量图

3 2 交流电路的分析与计算

3 2 1 单一参数的交流电路

电路中的参数据其物理性质的不同一般有电阻 R 、电感 L 和电容 C 三种。任何一个实际的电路元件,这三种参数都有。所谓单一参数是指忽略其他两种参数的理想化元件,分析与计算电路元件在交流电路中的电流、电压关系,能量转换与功率问题,首先必须掌握单一参数的交流特性。

1. 线性电阻元件的交流电路

如图 3 - 7 所示。若 $i = I_m \sin \omega t$

$$\text{则} \quad u = iR = I_m R \sin \omega t = U_m \sin \omega t \quad (3 - 10)$$

可见,其电流电压不仅同频,而且同相位。其波形图、相量图如图 3 - 8 所示。

图 3 - 7 纯电阻电路

图 3 - 8 电阻元件的正弦波形与相位关系

$$(3 - 10) \text{ 式中} \quad U_m = I_m R \quad \text{或} \quad U = IR$$

相量式表作:

$$U = IR \quad (3 - 11)$$

且其瞬时功率

$$p = ui = U_m I_m \sin^2 \omega t$$

电阻元件的功率随时间变化的情况也如图 3 - 8 所示,其始终为正值,即始终消耗电能。其在一个周期内的平均值,称为平均功率,又叫有功功率。单位为瓦(W)或千瓦(kW)。

$$\text{即} \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T 2 UI \sin^2 \omega t dt = UI$$

$$\text{或} \quad P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R} \quad (3 - 12)$$

工程上关心的只是其平均功率,而不细究其瞬时功率。

2. 线性电感元件的交流电路

在图 3 - 9 中,若 $i = I_m \sin \omega t$

$$\text{则} \quad u = L \frac{di}{dt} = LI_m \cos \omega t = U_m \sin(\omega t + 90^\circ) \quad (3 - 13)$$

可见,线性电感元件的交流特性是其电压在相位上超前电流 90° ,其波形图与相位关系如图 3 - 10 所示。

图 3 - 9 电感元件电路

图 3 - 10 电感的正弦波形与相位关系

式(3 - 13)中, $U_m = \omega L I_m$

其中 $L = \frac{U_m}{\omega I_m} = \frac{U}{\omega I} = X_L$ 称为感抗,单位为欧(Ω),表示其限流作用的大小。

其相量表示式为: $U = I(jX_L)$

(3 - 14)

其中 $jX_L = \frac{U}{I} = \frac{U \angle 90^\circ}{I \angle 0^\circ} = \frac{U}{I} \angle 90^\circ$ 称为复感抗。

显见,式中 j 正是电压超前于电流 90° 的相位关系的表示,称其为正转 90° 因子。而其大小 $X_L = \omega L = 2\pi fL$,关于频率 f 的关系如图 3 - 11 所示。即感抗与频率成正比,频率越高,意味着电流的交变速度越快,自感效应对电流的阻碍作用就越大。亦即,电感元件在电路中具有通直流($f=0$),阻碍高频交流的作用。正是由于这种频率特性的存在,电感元件在交流电路中的应用才更加广泛,其作用与地位更加重要。

下面研究线性电感元件在交流电路中的功率关系。

其瞬时功率 $p = ui = U_m I_m \sin \omega t \cos \omega t = UI \sin 2\omega t$

可见其也为正弦量,频率为 2ω ,其随时间变化的情况也如图 3 - 10 中所示。 $p > 0$ 表示电源输出电能给线圈, $p < 0$ 说明线圈释放出磁能量送回电源。对理想线性电感而言,因其没有内阻,所以不会消耗能量,其有功功率

图 3 - 11 线性电感的频率特性

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = 0$$

为了表达这种电磁互换的速率,或电磁互换的规模,将瞬时功率的幅值定义为无功功率,用 Q_L 表示。

$$Q_L = UI = X_L I^2 = \frac{U^2}{X_L} \quad (3 - 15)$$

为从概念上与有功功率区别,无功功率的单位用乏(var)或千乏(kvar)表示。

3. 线性电容元件的交流电路

如图 3 - 12 所示,设加在线性电容元件 C 上的电压为 $u = U_m \sin \omega t$

$$\begin{aligned} \text{则: } i &= C \frac{du}{dt} = CU_m \cos \omega t \\ &= I_m \sin(\omega t + 90^\circ) \end{aligned} \quad (3-16)$$

可见,线性电容元件的交流特性是电流比电压领先 90° ,其波形图与相位关系如图 3-13 所示。

$$\text{式(3-16)中 } I_m = \omega CU_m$$

其中 $\frac{1}{C} = \frac{U_m}{I_m} = \frac{U}{I} = X_c$ 称为容抗,单位为欧姆(Ω),也反映其阻碍电流作用

图 3-12 线性电容元件电路

的强弱。

$$\text{其相量表达式为} \quad U = I(-jX_c) \quad (3-17)$$

其中 $-jX_c = \frac{U}{I} = \frac{U}{I} \angle -90^\circ$ 称为复容抗,其大小 $X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}$ 关于频率 f 的关系如图 3-14 所示。即容抗与频率成反比,频率越高,意味着电容充放电的速度越快,对电流的阻碍作用就越小。亦即,电容元件具有通高频交流,而隔直流的作用。也正是由于这种频率特性的存在,电容在电路与电子技术中有着更广泛的应用。

图 3-13 电容的正弦波形与相位关系

图 3-14 线性电容的频率特性

电容元件的瞬时功率 $p = ui = U_m I_m \sin \omega t \cos \omega t = UI \sin 2\omega t$ 可见其为谐变量,频率也为 2ω ,其随时间变化的情况也见图 3-13 所示。

$p > 0$ 表示电容被充电, $p < 0$ 说明电容释放电能送回电源,理想线性电容元件也不消耗电能,其有功功率

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = 0$$

为了表示这种电-电互换的规模,也定义其无功功率为

$$Q_c = UI = X_c I^2 = \frac{U^2}{X_c} = \omega CU^2 \quad (3-18)$$

单位为乏(var)或千乏(kvar)。

例 3-2 有一 LC 并联电路接在 220 V 的工频交流电源上,已知 $L = 2 \text{ H}$ 、 $C = 4.75 \mu\text{F}$ 试求: 感抗与容抗; I_L 、 I_C 与总电流 I ; 画出相量图; Q_L 、 Q_C 与总的无功功率。

解: 感抗 $X_L = \omega L = 2\pi \times 50 \times 2 = 628$

$$\text{容抗 } X_c = \frac{1}{2 f C} = \frac{1}{2 \times 4.75 \times 10^{-6}} = 670$$

$$I_L = \frac{U}{X_L} = 0.350 \text{ A} \quad I_C = \frac{U}{X_C} = 0.328 \text{ A}$$

以电压 U 为参考,作相量图如 3 - 15 图所示。显见 I_L 与 I_C 反相位,则总电流 $I = I_L - I_C = 0.022 \text{ A}$ 。

图 3 - 15 例 3 - 2 相量图

由相量关系可见, L 中电流为正值时, C 中电流必然为负值(总反相),这就是说 L 吸收功率时, C 必然释放出功率,反之亦然。

$$\text{故: } Q_L = X_L I_L^2 = U I_L = 77 \text{ var} \quad Q_C = I_C^2 X_C = U I_C = 72.25 \text{ var}$$

$$\text{总无功功率} \quad Q = Q_L - Q_C = 4.75 \text{ var}$$

亦即, L 与 C 并联时,电磁能量的互换发生在 L 与 C 间。而与电源互换的部分只是其两者之差。

3 2 2 串联交流电路

1. RLC 串联

许多实际电路中是由两个、三个或多个不同参数的元件组成,具有一般性的串联电路是 RLC 串联,如图 3 - 16 所示。

$$\text{据 KVL: } u = u_R + u_L + u_C$$

$$\text{相量式为: } U = U_R + U_L + U_C$$

由单一参数交流电路的伏安关系可有

$$\begin{aligned} U &= U_R + U_L + U_C \\ &= RI + (jX_L)I + (-jX_C)I \\ &= [R + j(X_L - X_C)]I = ZI \end{aligned} \quad (3 - 19)$$

其中 $Z = R + j(X_L - X_C)$ 称为复阻抗。 $X_L - X_C = X$ 称为电抗(感抗与容抗统称电抗)。 Z 的大小:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (3 - 20)$$

图 3 - 16 RLC 串联电路

$$\text{由 } Z = \frac{U}{I} = \frac{U}{I} = |Z| \quad (3-21)$$

可见总电压与电流的相位差 亦为 Z 的辐角,称为阻抗角

$$\text{即 } \varphi_u - \varphi_i = \varphi = \arctan \frac{X_L - X_C}{R} \quad (3-22)$$

当 $X_L > X_C$ 时 $\varphi > 0$ U 超前 I ,总效果是电感性质,称为感性电路。

当 $X_L < X_C$ 时 $\varphi < 0$ U 滞后于 I ,总效果是电容性质,称为容性电路。

而 $X_L = X_C$ 时 $\varphi = 0$ U 、 I 同相位,电路呈纯阻性,称为谐振电路(下节讨论)

以感性电路为例,作相量图如图 3 - 17 所示,由于 $X_L > X_C$,所以 $U_L > U_C$,整个电路 U 超前于 I ,相位差为 φ 。由相量图可见

$$U = U_R + (U_L - U_C) \quad (3-23)$$

下面再看其功率关系,由单一参数电路的分析知道,只有电阻元件消耗功率,所以

$$\text{有功功率 } P = RI^2 = U_R I = UI \cos \varphi \quad (3-24)$$

$$\text{无功功率 } Q = (X_L - X_C) I^2 = (U_L - U_C) I = UI \sin \varphi \quad (3-25)$$

对于电源而言,不仅要为电阻 R 提供有功能量,而且还要与无功负荷 L 及 C 间进行能量互换。我们定义视在功率(或者叫电源的容量) S 。且

$$S = UI \quad (3-26)$$

为了区别于有功功率和无功功率,视在功率的单位用伏安(V·A)或千伏安(kV·A)表示。通常说变压器的容量为多少 kV·A,指的就是它的视在功率。

由式(3 - 24)、(3 - 25)、(3 - 26)显见

$$P = S \cos \varphi$$

$$Q = S \sin \varphi$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (3-27)$$

由图 3 - 17 及式(3 - 23)可见, U_R 与 $U_L - U_C$ 及 U 构成的是一个直角三角形,称为电压三角形,将式(3 - 23)两边同除以 I 便为式(3 - 20),故由 R 与 $X_L - X_C$ 及 $|Z|$ 构成三角形与电压三角形是相似三角形,称为阻抗三角形。又将式(3 - 23)两边同乘以 I 便为式(3 - 27),故其功率关系也与电压三角形为相似三角形,称其为功率三角形,如图 3 - 18 所示。

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (3-28)$$

称为功率因数,它反映了有功功率的利用率,是电力供电系统中一个非常重要的质量参数。其重要性及其详细研究将在 3.2.4 节中专门讲述。从这个意义讲, φ 又被称为功率因数角。

需要特别说明的是,串联交流电路中的电压三角形、功率三角形与阻抗三角形的相似的关系,对于我们分析计算串联电路是非常重要又相当方便的,希望

图 3 - 17 感性电路相量图

图 3 - 18 电压、阻抗及功率三角形

读者能正确理解并记忆。

2. 一般阻抗的串联

图 3 - 19 所示电路中的复阻抗 $Z_i = R_i + jX_i$, 称为广义阻抗。对于复杂交流电路, 必须用相量式(复数)进行计算。原则上, 只要用复数形式, 直流电路的规律与分析方法均可适用。

对图 3 - 19 的两个复阻抗, 据 KVL

$$U = U_1 + U_2 = Z_1 I + Z_2 I = (Z_1 + Z_2) I = ZI$$

多个阻抗串联时 $U = U_i$ (相量和) (3 - 29)

等效复阻抗 $Z = Z_i$ (复数和) (3 - 30)

即: $Z = R_i + j X_i = \sqrt{R_i^2 + X_i^2}$

其中 $|Z| = \sqrt{R_i^2 + X_i^2}$ (3 - 31)

$$= \arctan \frac{X_i}{R_i} \quad (3 - 32) \quad \text{图 3 - 19 复阻抗的串联}$$

且由 X_i 的正负决定电路的性质。

需要注意的是: $U = U_i |Z| = |Z| I$, 这只是代数和。

例 3 - 3 如图 3 - 16 所示的 RLC 串联电路, 若: $u = 220 \sqrt{2} \sin(314t + 30^\circ) \text{ V}$, $R = 30 \Omega$, $L = 254 \text{ mH}$, $C = 80 \mu\text{F}$ 。计算: 感抗、容抗及阻抗; 电流的有效值 I 及瞬时值 i ; 作出相量图; U_R 、 U_L 、 U_C 及 u_R 、 u_L 、 u_C ; P 及 Q 。

解: 感抗 $X_L = \omega L = 314 \times 254 \times 10^{-3} = 80 \Omega$

容抗 $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{314 \times 80 \times 10^{-6}} = 40 \Omega$

阻抗 $|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = 50 \Omega$

用相量法 $U = 220 \angle 30^\circ \text{ V}$ $Z = R + j(X_L - X_C) = (30 + j40) \Omega = 50 \angle 53.1^\circ \Omega$

则 $I = \frac{U}{Z} = \frac{220 \angle 30^\circ}{50 \angle 53.1^\circ} \text{ A} = 4.4 \angle -23.1^\circ \text{ A}$

故 其有效值 $I = 4.4 \text{ A}$ 。

$$i = 4.4 \sqrt{2} \sin(314t - 23.1^\circ) \text{ A}$$

相量图如图 3 - 21 所示。

$$U_R = RI = 132 \text{ V} \quad U_L = X_L I = 352 \text{ V} \quad U_C = X_C I = 176 \text{ V}$$

由相量图可得

$$u_R = 132 \sqrt{2} \sin(314t - 23.1^\circ) \text{ V}$$

$$u_L = 352 \sqrt{2} \sin(314t + 66.9^\circ) \text{ V}$$

$$u_C = 176 \sqrt{2} \sin(314t - 113.1^\circ) \text{ V}$$

$$P = RI^2 = 583 \text{ W}$$

$$Q = Q_L - Q_C = V_L I - V_C I = 774 \text{ var}$$

图 3 - 20 例 3 - 3 阻抗三角形

图 3 - 21 例 3 - 3 相量图

例 3 - 4 图 3 - 19 的电路中,若其相量图如图 3 - 22 所示,试判别 Z_1 、 Z_2 及整个电路的性质。

解: 由 $Z_1 = \frac{U_1}{I} = |Z_1| \angle \varphi_1$ $\varphi_1 > 0$ U_1 超前于 I , 故 Z_1 为感性。

又因为 U 为由 U_1 与 U_2 构成的平行四边形的对角线, 则 U_2 为图中虚线所示, U_2 滞后于 I , 故 Z_2 为容性。

整个电路的 U 滞后于 I 角 φ , 故呈容性。

(当然, 若 Z_1 、 Z_2 已知, 由其虚部的正负便可直接判定其性质, 但整个电路的性质判定还需比较 U 与 I 的相位关系)。

图 3 - 22 例 3 - 4 相量图

3 2 3 并联及混联交流电路

1. 一般阻抗的并联

如图 3 - 23 所示为复阻抗的并联电路。

$$\text{由 KCL: } I = I_1 + I_2 = \frac{U}{Z_1} + \frac{U}{Z_2} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} U = \frac{1}{Z} U$$

则多个阻抗并联时有

$$I = \sum I_i \quad (\text{相量和}) \quad (3 - 33)$$

$$\frac{1}{Z} = \sum \frac{1}{Z_i} \quad (\text{复数和}) \quad (3 - 34)$$

同样应当注意: $I = \sum I_i$ $\frac{1}{|Z|} = \sum \frac{1}{|Z_i|}$ 这只是代数和

2. 并联及混联交流电路的分析与计算

一般的实际负载, 常为 RL 的组合或 RC 的组合, 由它们连接的电路常具有并联的方式。如图 3 - 24 所示的电路便具有这种特点。分析此类电路, 常用的方法有两种。一种是借助于相量图进行分析与计算; 另一种是用复数(相量式)进行分析与计算。实用中后者的情况居多, 而前者技巧性较强。下面, 我们通过例题介绍这两种分析方法。

图 3 - 23 复阻抗的并联

图 3 - 24 实际阻抗的并联电路

例 3 - 5 图 3 - 25 电路中 $I_1 = 10 \text{ A}$, $I_2 = 10 \sqrt{2} \text{ A}$, $U = 200 \text{ V}$, $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = X_L$, 试求 I 、 X_C 、 X_L 及 R_2 。

解: 设电压 U_1 及 U_2 如电路图中所示, 由 $R_2 = X_L$, 显然 I_2 比 U_2 滞后 45° , 以 U_2 为参考

相量,作相量图如图 3 - 26 所示。

图 3 - 25 例 3 - 5 电路图

图 3 - 26 例 3 - 5 相量图

由图得 $I = 10 \text{ A}$, 且与 U_2 同相位, 则

$$U_1 = RI = 50 \text{ V 也与 } U_2 \text{ 同相位,}$$

从而

$$U_2 = U - U_1 = 150 \text{ V}$$

(三个电压同相位)

得:

$$X_C = \frac{U_2}{I_1} = 15$$

$$R_2^2 + X_L^2 = 2 R_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{15}{2} = 7.5 \quad 2$$

$$R_2 = X_L = 7.5$$

例 3 - 6 图 3 - 27 电路中, 已知 $U = 100 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$ $I_1 = I_2 = I_3$, $P = 866 \text{ W}$, 求 R 、 L 、 C 。

解: 因为 $I_1 = I_2 = I_3$, 且 $I_1 = I_2 + I_3$, 故 I_1, I_2, I_3 构成等边三角形, 其中 I_3 超前于 U 90° 。以 U 为参考相量, 作相量图如图 3 - 28 所示。又因 U_R 与 I_2 同相位, U_L 超前于 I_2 90° 。

图 3 - 27 例 3 - 6 电路图

图 3 - 28 例 3 - 6 相量图

所以 $U_R = U \cos 30^\circ = 86.6 \text{ V}$ 则 $R = \frac{U_R^2}{P} = 8.66$ 且 $I_2 = I_3 = \frac{P}{R} = 10 \text{ A}$

$$x_c = \frac{U}{I_3} = 10 \quad x_L = \frac{U^2}{I_2^2} - R^2 = 5$$

$$\text{故 } L = \frac{X_L}{2f} = \frac{X_L}{2 \times 50} = 0.016 \text{ H} \quad C = \frac{1}{2fX_C} = \frac{1}{2 \times 50 \times 10} = 3.8 \mu\text{F}$$

例 3-7 在图 3-24 所示的电路中,若 $R_1 = 6 \Omega$ $R_2 = 8 \Omega$ $X_L = 8 \Omega$ $X_C = 6 \Omega$, $U = 220 \angle 0^\circ \text{ V}$ 求: I_1 I_2 I ; P 、 Q 、 S 及 $\cos \varphi$ 。

解:

$$I_1 = \frac{U}{R_1 + jx_L} = \frac{220 \angle 0^\circ}{10 \angle 53.1^\circ} \text{ A} = 22 \angle -53.1^\circ \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2 - jx_C} = \frac{220 \angle 0^\circ}{10 \angle -36.9^\circ} \text{ A} = 22 \angle 36.9^\circ \text{ A}$$

$$I = I_1 + I_2 = (22 \angle -53.1^\circ + 22 \angle 36.9^\circ) \text{ A} = 22(1.4 - j0.2) \text{ A} = 22 \angle -8.1^\circ \text{ A}$$

$$P = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 = 6.776 \text{ kW}$$

$$Q = X_L I_1^2 - X_C I_2^2 = 0.968 \text{ kvar}$$

$$S = UI = 6.844 \text{ kV} \cdot \text{A}$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = 0.99$$

3.2.4 功率因数的提高

1. 提高功率因数的意义

由 $\cos \varphi = \frac{P}{S}$, 提高 $\cos \varphi$ 即提高有功功率的利用率, 亦即使发电设备的容量得以充分利用, 或者说减小电源与负载间的无功互换规模。如电磁镇流式的日光灯。 $\cos \varphi = 0.5$ (感性) 若不提高线路的功率因数, 单其与电源间的无功互换规模就达 50%。

另一方面, 此种无功互换虽不直接消耗电源能量, 但在远距离的输电线路路上必将产生功率损耗。即 $P = rI^2 = r \frac{P^2}{V^2 \cos^2 \varphi}$ 其中 r 可认为是线路及发电机绕组的内阻。亦即提高 $\cos \varphi$, 可同时减小线损与发电机内耗。

2. 提高功率因数的方法

提高功率因数的首要任务是减小电源与负载间的无功互换规模, 而不改变原负载的工作状态。因此, 感性负载需并联容性元件去补偿其无功功率; 容性负载则需并联感性元件补偿之。一般工矿企业大多数为感性负载, 下面以感性负载并联电容元件为例, 分析提高功率因数的过程。

感性负载并联电容提高功率因数的电路如图 3-29(a) 所示。以电压为参考相量作出如图 (b) 所示的相量图, 其中 φ_1 为原感性负载的阻抗角, φ 为并联电容 C 后线路总电流 I 与 U 间的相位差。显见并联电容 C 后, 线路电流减小, 负载电流与负载的功率因数仍不变, 而线路的功率因数提高。

由图(b)还可看出, 线路电流的有功分量(与 U 同相的分量) $I_1 \cos \varphi_1 = I \cos \varphi$ 不变。无功分量(与 U 垂直的分量) 变小, 实际是由电容 C 补偿了一部分无功分量。亦即, 有功功率 P 不变,

图 3 - 29 提高功率因数图例

无功功率 Q 减小, 显然提高了电源的有功功率的利用率。

若 C 值增大, I_c 也将增大, I 将进一步减小, 但并不是 C 越大、 I 越小。再增大 C , I 将超前于 U , 成为容性。一般将补偿为另一种性质的情况称为过补偿, 补偿后仍为同样性质的情况称为欠补偿, 而恰好补偿为阻性 (IU 同相位) 的情况称为完全补偿。

供电部门对用户负载的功率因数是有要求的, 一般应在 0.9 以上, 工矿企业配电时也必须考虑这一因素, 常在变配电室中安装大型电容器来统一调节。

下面介绍提高功率因数与需要并联电容的电容量间的关系, 由图 3 - 29 (b) 中的无功分量可得到

$$\begin{aligned} I_c &= I_1 \sin \varphi_1 - I \sin \varphi = \frac{P}{U \cos \varphi_1} \sin \varphi_1 - \frac{P}{U \cos \varphi} \sin \varphi \\ &= \frac{P}{U} (\tan \varphi_1 - \tan \varphi) \end{aligned}$$

又因
$$I_c = \frac{U}{X_c} = \omega C U$$

故
$$C = \frac{P}{U^2} (\tan \varphi_1 - \tan \varphi) \quad (3 - 35)$$

即把功率因数 $\cos \varphi_1$ 提高到 $\cos \varphi$ 所需并入电容器的电容量。

例 3 - 8 某学校有 1 000 只 220 V、40 W 的日光灯, 采用电磁镇流式, 本身功耗为 8 W。其功率因数 $\cos \varphi = 0.5$, 若改用 $\cos \varphi = 0.95$ 的电子式镇流器, 功耗为 0.1 W, 线路电流可减小多少? 仅此一项可使变压器的输出功率减少多少?

解: $\cos \varphi = 0.5$ 时
$$I = \frac{P}{U \cos \varphi} = \frac{(40 + 8) \times 1\,000}{220 \times 0.5} \text{ A} = 436.4 \text{ A}$$

$\cos \varphi = 0.95$ 时
$$I = \frac{P}{U \cos \varphi} = \frac{40 \times 1\,000}{220 \times 0.95} \text{ A} = 191.4 \text{ A} \quad (\text{略镇流器功耗})$$

故
$$I = I - I = 245.0 \text{ A}$$

变压器输出功率是指其视在功率

则
$$S = UI - UI = UI = 54 \text{ kV} \cdot \text{A}$$

3 2 5 复杂交流电路的计算方法

前面对一般阻抗串并联交流电路的分析已经阐明,只要阻抗用复数、电压、电流为相量形式,直流电路中介绍的分析方法在交流电路中同样适用。下面通过例题熟悉其分析计算方法。

例 3 - 9 图 3 - 30 电路中,已知 $U_1 = 230 \angle 0^\circ \text{ V}$ $U_2 = 227 \angle 0^\circ \text{ V}$ $Z_1 = Z_2 = 0.1 + j0.5$, $Z_3 = (5 + j5)$ 。试求 I_3 。

图 3 - 30 例 3 - 9 电路图

解: 对此题,用戴维宁定理,叠加定理与结点电压法均可简捷解出,经比较用结点电压法仅需两步,其他两法均需三步,故选用结点电压法求解。

$$U_{ab} = \frac{\frac{U_1}{Z_1} + \frac{U_2}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}} = \frac{\frac{U_1 + U_2}{Z_1}}{\frac{2}{Z_1} + \frac{1}{Z_3}} = \frac{Z_3}{2Z_3 + Z_1} (U_1 + U_2)$$
$$I_3 = \frac{U_{ab}}{Z_3} = \frac{U_1 + U_2}{2Z_3 + Z_1} = 31.3 \angle -46.1^\circ \text{ A}$$

例 3 - 10 在图 3 - 31 电路中,已知 $U_s = 2 \angle 0^\circ \text{ V}$, $I_s = 2 \angle 90^\circ \text{ mA}$, $\omega = 1000 \text{ rad/s}$, $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}$, $L = 1 \text{ H}$, $C = 1 \text{ } \mu\text{F}$, 求 U_c

图 3 - 31 例 3 - 10 电路图

解: 用戴维宁定理求解(直流电路中已练习过,用戴维宁定理最简便)

去电容 C 求开路电压 U_{ab} 见图 3 - 32(a)

$$U_{ab} = -U_s + R_2 I_s$$

$$= (-2 \angle 0^\circ + 2 \angle 90^\circ \times 1) \text{ V}$$

$$= 2 \angle 135^\circ \text{ V}$$

由图 3 - 32(b)求等效内阻抗 $Z_0 = R_2 = 1 \text{ k}$

其等效电路如图 3 - 35(c)

则

$$U_c = \frac{-jX_c}{Z_0 - jX_c} U_{ab}$$

而

$$X_c = \frac{1}{C} = 1 \text{ k}$$

故

$$U_c = \frac{-j}{1 - j} \times 2 \angle 135^\circ \text{ V} = 2 \angle 90^\circ \text{ V}$$

图 3 - 32 例 3 - 10 求解图

3 3 交流电路的频率特性

正弦交流电路中的感抗和容抗都与频率有关,当其频率发生变化时,电路中各处的电流和电压的幅值与相位也会发生变化,这就是所谓频率特性。幅值与频率的关系称为幅频特性,相位与频率的关系称为相频特性,它在电子技术的应用中具有很重要的意义。

交流电路中的任一无源双口网络,如图 3 - 33 所示。其输出电流或电压与输入电流或电压之比称为电路的传递函数,它是一个复数。它关于频率的函数用 $H(j\omega)$ 表示。如输出电压 U_2 与输入电压 U_1 之比为

$$H(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} \quad (3 - 36)$$

称为转移电压比。

下面仅就几种实用的电路进行频率分析。

3 3 1 RC 电路的频率特性

1. 高通滤波电路

图 3 - 34 所示的 RC 串联电路,其传递函数为

图 3 - 33 双口网络

图 3 - 34 RC 高通电路

$$\begin{aligned}
 H(j\omega) &= \frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R - j\frac{1}{C}} = \frac{jRC}{1 + jRC} \\
 &= \frac{RC}{1 + (RC)^2} \arctan \frac{1}{RC} \\
 &= A(\omega) \quad (\varphi)
 \end{aligned}$$

其中幅频特性

$$A(\omega) = \frac{RC}{1 + (RC)^2} \quad (3 - 37)$$

相频特性

$$(\varphi) = \arctan \frac{1}{RC} \quad (3 - 38)$$

其特性曲线如图 3 - 35 所示, 显见频率越高, 其传递能力就越强。

时, $A(\omega) = 1$ $(\varphi) = 0$

$$= \frac{1}{RC} \text{ 时, } A(\omega) = 0.707 \quad (\varphi) = -\frac{\pi}{4}$$

这时 $U_2 = 0.707 U_1$, 实际应用中, 将这一频率视为信号能通过的最低频率。

即
$$f_L = \frac{1}{2RC} \quad (3 - 39)$$

称为下限截止频率。亦即该电路具有使高频信号易通过而抑制低频信号的作用, 故称为高通滤波电路。

2. 低通滤波电路

与高通电路相反, 低频信号易通过而抑制高频信号的电路称为低通滤波电路。

图 3 - 36 的电路便为典型的低通电路。(同学可以自己推证)

图 3 - 35 高通电路的频率特性

其上限截止频率为

$$f_H = \frac{1}{2RC} \quad (3 - 40)$$

3. 带通滤波电路

具有上下限两个截止频率, 只允许 f 在 $f = f_H - f_L$ 内的信号通过的电路称为带通滤波电路, 如图 3 - 37(a) 所示电路就是一个具有带通滤波特性的电路, 其等效电路如图(b) 所示。

图 3 - 36 RC 低通电路

图 3 - 37 带通电路及其等效电路图

则

$$Z_1 = R - j \frac{1}{C} = \frac{1 + j RC}{j C} \quad Z_2 = \frac{R - j \frac{1}{C}}{R - j \frac{1}{C}} = \frac{R}{1 + j RC}$$

其传递函数为

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R}{1 + j RC}}{\frac{1 + j RC}{j C} + \frac{R}{1 + j RC}} \\ &= \frac{1}{3 + j RC - \frac{1}{RC}} = \frac{1}{3^2 + RC - \frac{1}{RC}} \arctan \frac{1 - (RC)^2}{3 RC} \end{aligned} \quad (3 - 41)$$

其中幅频关系

$$A(\omega) = \frac{1}{3^2 + RC - \frac{1}{RC}} \quad (3 - 42)$$

相频关系

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{1 - (RC)^2}{3 RC} \quad (3 - 43)$$

图 3 - 38 便为其频率特性曲线,由式(3 - 40)和式(3 - 41)可知,

当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时

$$A(\omega) = \frac{1}{3} \quad \text{为最大值} \quad (3 - 44)$$

$$\varphi(\omega) = 0 \quad U_2 \text{ 与 } U_1 \text{ 同相位} \quad (3 - 45)$$

这里 $f = f_0 = \frac{1}{2 RC}$ (3 - 46)

称为带通电路的中心频率。

由

$$A(\omega) = \frac{1}{3^2 + RC - \frac{1}{RC}} = \frac{1}{3^2 + RC - \frac{1}{RC}}$$

图 3 - 38 带通电路的频率特性

可得下限截止频率	$f_L = 0.303 f_0$	
上限截止频率	$f_H = 3.303 f_0$	
显然	$f = f_H - f_L = 3 f_0$	(3 - 47)

f 称为带通滤波电路的通频带宽度。

需要说明的是,该网络还具有选频特性。在电子技术中,用此 RC 串并联网络可以选出 $f = f_0 = \frac{1}{2RC}$ 的信号。(实验室常用的低频信号发生器就是由此来选频的。)

3.3.2 LC 谐振电路及其频率特性

前面已经研究过的串并联交流电路中,凡含有电感和电容的电路,如果处于无功功率完全补偿而使电路的 $\cos \phi = 1$ 的状态,便称为电路的谐振状态。这种谐振状态在电子技术中也有着广泛的应用。

1. 串联谐振

在 LC 串联情况下发生的谐振称为串联谐振。如图 3 - 39 所示的电路,若 $X_L = X_C$,则总阻抗 $Z = R$, U 与 I 同相位, $\cos \phi = 1$, 电路发生谐振。

谐振时的频率 f_0 由 $X_L = X_C$

$$\text{即} \quad 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

$$\text{可得:} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi LC} \quad (3 - 48)$$

由此可见,改变电路参数 L 、 C 或改变电源频率都可满足式 (3 - 46) 而出现谐振现象。因此又把式 (3 - 46) 称为谐振条件。

图 3 - 39 RLC 串联电路

(1) 串联谐振的特点

谐振时电路的阻抗 $|Z_0| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = R$ 为最小值,呈纯电阻性。

电压一定时,谐振时的电流 $I_0 = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} = \frac{U}{R}$ 为最大值,其随频率变化的关系

如图 3 - 40 所示。(X_L , X_C 关于频率的关系也在其中。)

谐振时电感与电容上的电压大小相等、相位相反。即 $U_L = -U_C$, 又称串联谐振为电压谐振。谐振时电路的相量图如 3 - 41 所示。

图 3 - 40 电流、阻抗与频率的关系

图 3 - 41 串联谐振时的相量图

如果谐振时 $X_L = X_C = R$, 则谐振电压 $U_L = U_C = Q U$, 将使电路出现过压现象, 故电力系统中一般不允许工作在此状态。把谐振时的 U_L 或 U_C 与总电压 U 之比称为电路的品质因数, 用 Q 表示, 即

$$Q = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega RC} \quad (3-49)$$

(2) 串联谐振电路的选频特性与通频带

电压一定时, 电路中的电阻 R 越小, 谐振时的电流 $I_0 = \frac{U}{R}$ 就越大, 所得到的 $I \sim f$ 曲线就越尖锐, 如图 3-42 所示。在电子技术中, 常用这种特性来选择信号或抑制干扰。显然, 曲线越尖锐其选频特性就越强。(但不是越好, 为什么?)

通常也用所谓通频带宽度来反映谐振曲线的尖锐程度, 或者选择性优劣, 与带通滤波电路中的定义相类似, 与 $0.707 I_0$ 对应的两频率 f_H 、 f_L 之间的宽度 Δf 定义为通频带宽度。(同学可以自己证明):

$$\Delta f = f_H - f_L = \frac{f_0}{Q} \quad (3-50)$$

式(3-48)中 Q 即电路的品质因数, 可见 Q 值的大小与选频特性的优劣有着直接的联系。 Q 值越大, 选频性越强。

串联谐振电路用于频率选择的典型例子便是收音机的调谐电路(选台), 如图 3-43 所示。其作用是将由天线接受到的无线电信号, 经磁棒感应到 $L_2 C$ 的串联电路中, 调节可变电容 C 的值, 便可选出 $f = f_0$ 的电台信号。它在 C 两端的电压最高, 然后经放大电路进行放大, 这就是收音机的调谐过程。

2. 并联谐振

LC 并联情况下发生的谐振称为并联谐振。电子技术中, 实用的并联谐振电路如图 3-44 所示。

图 3-42 串联谐振的选频特性

图 3-43 收音机的调谐电路

图 3-44 并联谐振电路

(1) 谐振条件

由 KCL:

$$\begin{aligned} I &= I_1 + I_2 = \frac{U}{R + j\omega L} + \frac{U}{-j\frac{1}{\omega C}} \\ &= U \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} - \frac{U}{\omega C} \end{aligned}$$

谐振时, I 与 U 同相位, 电路为纯电阻性, 所以上式中虚部

$$\frac{L}{R^2 + \omega^2 L^2} - C = 0 \quad (3-51)$$

由此式可得谐振频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2} \quad \text{或} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (3-52)$$

在电子技术中, R 一般只是电感线圈的内阻, $R \ll \omega_0 L$, 式中 $\frac{R^2}{L^2}$ 项可以忽略, 故

$$\omega_0 = \frac{1}{LC} \quad \text{或} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi LC} \quad (3-53)$$

这就是实用并联谐振电路的谐振频率(或谐振条件)。

(2) 并联谐振的特点

谐振时的电路阻抗

$$|Z_0| = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R} \text{ 是最大值。}$$

由式(3-51)

$$R^2 + \omega^2 L^2 = \frac{L}{C}$$

可得:

$$|Z_0| = \frac{L}{RC} \quad (3-54)$$

其随频率变化的关系如图 3-45 所示。

理想电流源供电时, 谐振电路的端电压 $U = |Z_0| I$ 也是最大值, 其随频率变化的关系也如图 3-45 所示。

谐振时电路的相量关系如图 3-46 所示。可见, I_1 的无功分量 $I_1 = -I_2$, $R \ll \omega_0 L$ 时, 可近似认为 $I_1 = I_2$, 亦即电路中的谐振量是电流, 故又称电流谐振。

图 3-45 并联谐振的频率特性

图 3-46 谐振时的相量图

这种谐振电路在电子技术中也常作选频使用。电子音响设施中的中频变压器(中周)便是其典型的应用例子。正弦信号发生器, 也是利用此电路来选择频率的。(电子技术中介绍)

可以推证, 此电路的品质因数($R \ll \omega_0 L$ 时)

$$Q = \frac{I_2}{I} = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{I} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (3-55)$$

同样, R 值越小, Q 值越大, 其选频特性就越强。

* 3.4 非正弦周期信号电路的分析

现代工程技术中,非正弦周期信号的应用也相当广泛,特别是在控制技术、测量技术、无线电工程等领域。

数学分析中已经介绍过,任何一个非正弦周期信号,都可以看作多个不同频率的正弦信号的叠加,即所谓傅里叶级数法。因此,分析这类信号的基本方法仍可归结为正弦分析法,只是频率不同而已,所以也归在此章的内容中。

3.4.1 非正弦周期信号的分解

电工电子技术中的非正弦周期信号,如矩形波、三角波、锯齿波及整流后的波形等,都能满足数学上的所谓狄里赫利条件,故可以将其展开为傅里叶三角级数。

设周期为 T 的某一非正弦信号函数为 $f(t)$, 则其展开的傅里叶级数表达式

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (3-56)$$

式中, A_0 为常数,即直流分量。 $A_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$ 是与非正弦周期信号同频率 $\omega = \frac{2\pi}{T}$ 的正弦波,称为基波(或一次谐波)。其后各项的频率是基波频率的整数倍,分别称为二次谐波、三次谐波……,统称高次谐波。这种分解分析的方法称为谐波分析法。

据傅里叶三角级数的收敛性, A_{km} 的大小随频次的升高而减小。实用中,只需考虑直流成分和前几次谐波就够了,亦即其主要成分在低频分量中。

为确定级数中常数 A_0 、 A_{km} 和 φ_k , 利用三角公式,可将式(3-56)写作

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (B_{km} \sin k\omega t + C_{km} \cos k\omega t) \quad (3-57)$$

其中 $B_{km} = A_{km} \cos \varphi_k$

$$C_{km} = A_{km} \sin \varphi_k$$

显见 $A_{km} = \sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2} \quad \varphi_k = \arctan \frac{C_{km}}{B_{km}}$

A_0 、 B_{km} 和 C_{km} 可由下面的公式给出

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\ B_{km} &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin k\omega t dt \\ C_{km} &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos k\omega t dt \end{aligned} \quad (3-58)$$

例 3-11 求矩形波电压(如图 3-47 所示)的傅里叶级数展开式

解:该周期函数可表示为

$$u(t) = \begin{cases} U_m & t \in (0, T/2) \\ -U_m & t \in (T/2, T) \end{cases}$$

则其傅里叶系数

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m dt - \frac{1}{T} \int_{T/2}^T U_m dt = 0$$

$$B_{km} = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin k \pi t dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin k \pi t dt - \frac{2}{T} \int_{T/2}^T U_m \sin k \pi t dt$$

$$= \frac{2}{k} U_m (-\cos k \pi + 1) = \begin{cases} \frac{4}{k} U_m & (k \text{ 为奇数}) \\ 0 & (k \text{ 为偶数}) \end{cases}$$

即: $B_{2m} = B_{4m} = B_{6m} = \dots = 0$

$$B_{1m} = \frac{4}{1} U_m \quad B_{3m} = \frac{4}{3} U_m \quad B_{5m} = \frac{4}{5} U_m \quad \dots$$

$$C_{km} = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos k \pi t dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_m \cos k \pi t dt - \frac{2}{T} \int_{T/2}^T U_m \cos k \pi t dt = 0$$

得其展开式为 $u(t) = \frac{4}{1} U_m \sin \pi t + \frac{1}{3} \sin 3 \pi t + \frac{1}{5} \sin 5 \pi t + \dots$

同理,图 3 - 48 所示的锯齿波电压可展开为

$$u(t) = U_m \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sin \pi t - \frac{1}{2} \sin 2 \pi t - \frac{1}{3} \sin 3 \pi t - \dots \right]$$

图 3 - 47 矩形波电压

图 3 - 48 锯齿波电压

3.4.2 非正弦周期信号的分析与计算

由于非正弦周期信号都可展开为一系列不同频率的正弦信号及直流成分的叠加,所以根据线性电路的叠加定理,电路的分析尽可看作直流电源和一系列不同频率的正弦电源的分别作用之和。

(1) 平均值

非正弦周期信号的平均值就是其直流分量,即

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$$

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (3 - 59)$$

(2) 有效值

据 3.1 节中的式(3 - 2),将展为傅里叶级数的 $i(t)$ 或 $u(t)$ 代入式(3 - 2),可得非正弦周期

性电流或电压的有效值与组成它的各次谐波有效值之间的关系为

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots}$$

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots}$$
(3 - 60)

式中 $I_1 = \frac{I_{1m}}{2}, I_2 = \frac{I_{2m}}{2}, \dots, U_1 = \frac{U_{1m}}{2}, U_2 = \frac{U_{2m}}{2}, \dots$

为各次谐波分量的有效值。

(3) 平均功率

由平均功率 $P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt$ 的定义式, 将展为傅里叶级数的 $u(t)$ 与

$i(t)$ 代入, 可推证得 $P = P_0 + \sum_{k=1} P_k = U_0 I_0 + \sum_{k=1} U_k I_k \cos \phi_k$ (3 - 61)

例 3 - 12 全波整流的电压波形如图 3 - 49(a) 所示, 它的傅里叶展开式为

$$u(t) = \frac{1}{2} U_m \left[1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \dots \right]$$

其中 $U_m = 310 \text{ V}, \omega = 314 \text{ rad/s}$ 。受其作用的电路如图 3 - 49(b) 所示, 其中 $L = 5 \text{ H}, C = 32 \mu\text{F}, R = 2 \text{ k}\Omega$, 求 $u_R(t)$ 及其有效值 U_R 。

解: 由傅里叶展开式得

$$U_0 = \frac{1}{2} U_m = 155 \text{ V}$$

$$U_2 = \frac{4}{3} \frac{U_m}{2} \angle -90^\circ \text{ V} = \frac{132}{2} \angle -90^\circ \text{ V}, \quad U_4 = \frac{26}{2} \angle -90^\circ \text{ V}$$

图 3 - 49 例 3 - 12 图

图 3 - 49(c) 为其等效电路图。对直流分量来讲, L 相当于短路, C 相当于开路, 所以 $U_{R_0} = U_0 = 155 \text{ V}$

对二次谐波来说 $U_{R_2} = \frac{R \cdot \frac{1}{j2\omega C}}{j2\omega L + R + \frac{1}{j2\omega C}} U_2 = \frac{2.24}{2} \angle 91.5^\circ \text{ V}$

则 $u_{R_2} = 2.24 \sin(2\omega t + 91.5^\circ) \text{ V}$

对四次谐波
$$U_{R_4} = \frac{R \frac{1}{j4C}}{j4L + R \frac{1}{j4C}} U_4 = \frac{0.11}{2} \angle 90.9^\circ \text{ V}$$

则
$$u_{R_4} = 0.11 \sin(4t + 90.9^\circ) \text{ V}$$

将上述结果叠加

得
$$u_R(t) = u_{R_0} + u_{R_2} + u_{R_4} + \dots$$

$$= 197 + 2.24 \sin(2t + 91.5^\circ) + 0.11 \sin(4t + 90.9^\circ) + \dots \text{ V}$$

有效值:
$$U_R = U_{R_0}^2 + U_{R_2}^2 + U_{R_4}^2 + \dots$$

$$= 197^2 + \frac{2.24^2}{2} + \frac{0.11^2}{2} + \dots \text{ V} \approx 197 \text{ V}$$

3.5 三相交流电路

电力输配电系统中使用的交流电源绝大多数是三相制系统。前面研究的单相交流电也是由三相系统的一相提供的。之所以采用三相系统供电,是因为在发电、输电以及电能转换为机械能方面都具有明显的优越性。

本节在介绍三相交流电产生的基础上,着重介绍三相负载的连接、分析与计算,并简介安全用电技术。

需要说明的是,三相交流电路即三个单相交流电路的组合,学习时请着重注意相与相间电量的关系。

3.5.1 三相交流电的产生与联结

1. 三相交流电的产生

三相交流电源是由三相发电机产生的,图 3-50 便是一台三相交流发电机的示意图。

令三相全同绕组 $U_1 - U_2$ 、 $V_1 - V_2$ 、 $W_1 - W_2$ (首 - 末) 对称分布在定子凹槽内,转子通入直流电励磁。图示磁极形状是为产生正弦磁场而设计的。当转子由原动机带动,以角速度 ω 旋转时,三个绕组依次切割旋转磁极的磁感应线而产生幅值相等(绕组全同)、频率相同(以同一角速度切割)、只在相位上(时间上)相差 120° 的三相交变感应电动势。若以图 3-50 中 U 相(位于磁场为零的中性面上)为参考,规定其参考方向为末端指向首端,则

$$\begin{aligned} e_1 &= E_m \sin \omega t \\ e_2 &= E_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ e_3 &= E_m \sin(\omega t - 240^\circ) = E_m \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (3-62)$$

图 3-50 三相交流发电机示意图

其波形如图 3 - 51 所示。不难证明:

$$e_1 + e_2 + e_3 = 0 \quad (3 - 63)$$

这样的三相电源称为三相对称电源。

其某一参考值出现的先后顺序(如图中 a, b, c 所示)为 U V W U, 称为三相电源的相序。(在图 3 - 50 中, 若转子磁极逆时针旋转, 则其相序为 U W V)。

若以有效值相量表示, 则

$$\begin{aligned} E_1 &= E \angle 0^\circ = E \\ E_2 &= E \angle -120^\circ = E \left[-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right] \\ E_3 &= E \angle +120^\circ = E \left[-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right] \end{aligned} \quad (3 - 64)$$

更易看出:

$$E_1 + E_2 + E_3 = 0 \quad (3 - 65)$$

其相量图如 3 - 52 图所示。

图 3 - 51 三相对称电源的波形

图 3 - 52 三相对称电动势

2. 三相(发电机)绕组的联结

三相交流发电机绕组的联结方式有两种:星性联结或三角形联结。一般常作星性联结, 即三个末端 U_2 、 V_2 、 W_2 连在一起, 三个首端 U_1 、 V_1 、 W_1 连同末端连接点 N 引出输电线, 如图 3 - 53 所示。

这样连接的优点是:

可以提供两种电压;

各相绕组承压低;

空载时发电机无内耗。

(三角形联结时的情况同学可以自析之)

图中由星性点引出的导线称为中性线, 俗称零线; L_1 、 L_2 、 L_3 端引出的导线称为相线, 俗称火线。所谓两种电压, 即每相绕组的端电压 U_1 、 U_2 、 U_3 , 称为相电压, 其有效值记作 U_p ; 任意两条相线间电压 U_{12} 、 U_{23} 、 U_{31} , 称为线电压, 其有效值记作 U_l 。各电压的参考方向也如图 3 - 53 中

所示,则由图可得

$$\begin{aligned}U_{12} &= U_1 - U_2 \\U_{23} &= U_2 - U_3 \\U_{31} &= U_3 - U_1\end{aligned}\tag{3 - 66}$$

发电机内阻抗上压降与输出电压相比可以忽略不计,则相电压基本上等于电源的电动势,故其相量图可如图 3 - 54 所示。

图 3 - 53 三相电源的星性接法

图 3 - 54 相、线电压间关系

显见,三相电源的线电压也是对称的,其在相位上领先于相应的相电压 30° ,且由其几何关系可得

$$U_l = \sqrt{3} U_p\tag{3 - 67}$$

上述电源的供电线路称为三相四线制供电方式,我国的低压配电系统大都采用三相四线制。相电压为 220 V 时,线电压为 380 V;线电压为 220 V 时,相电压为 127 V。是常用的两种电压模式。

3.5.2 负载的星形(Y)联结

三相负载的联结方式也有两种,即星形和三角形联结,依电源额定电压与负载需求,两种连接方式都为常用。本节先分析负载 Y 联结时的三相电路。

负载星形联结的三相四线制电路如图 3 - 55 所示,三相负载分别为 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 ,由于中性线的存在,负载的相电压即为电源的相电压,且流过每相负载的电流亦即相线中电流,分别为

$$\begin{aligned}I_1 &= \frac{U_1}{Z_1} \\I_2 &= \frac{U_2}{Z_2} \\I_3 &= \frac{U_3}{Z_3}\end{aligned}\tag{3 - 68}$$

据 KCL,中性线电流为

$$I_N = I_1 + I_2 + I_3\tag{3 - 69}$$

下面分负载对称与不对称两种情况进行讨论。

图 3 - 55 三相四线制电路

1. 负载对称时的 Y 联结

所谓对称负载,即三相复阻抗完全相同,亦即

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = |Z| \quad (3 - 70)$$

一般的三相电气设备,大都是(如三相电动机)对称负载。

设以 U_1 为参考相量,则

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1} = \frac{U_p \angle 0^\circ}{|Z| \angle \quad} = \frac{U_p}{|Z|} \angle (0^\circ - \quad) = I_p \angle (0^\circ - \quad)$$

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_2} = \frac{U_p \angle 120^\circ}{|Z| \angle \quad} = I_p \angle (-120^\circ - \quad)$$

$$I_3 = \frac{U_3}{Z_3} = \frac{U_p \angle 120^\circ}{|Z| \angle \quad} = I_p \angle (120^\circ - \quad)$$

可见,三个相电流也对称。

设 $\varphi > 0$,相量图如 3 - 56 图所示。则中性线电流

$$I_N = I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

显然,此时中性线完全可以省去,这样的三相电路称为三相
对称电路。负载的中性点 N 与电源中性点 N 等电位,电路的工
作状态与有无中性线无关。去掉中性线的三相对称电路为三相
三线制电路。

2. 负载不对称时的 Y 联结

三相负载不完全相同时,称为不对称负载。若中性线牢固,
则每个单相满足式(3 - 68),但显然三个电流不再对称,且 $I_N =$
 $I_1 + I_2 + I_3 \neq 0$,此时中性线不可省去。

图 3 - 56 负载对称时的相量图

负载不对称而无中性线的情况,属于故障现象。下面的例题可以进一步说明中性线的作用。

例 3 - 13 在图 3 - 57 的电路中, $U_l = 380 \text{ V}$,三相电源对称, $R_1 = 11 \quad$, $R_2 = R_3 = 22 \quad$ 。

求负载的相电流与中性线电流; 若中性线因故断开,求负载的相电压与相电流; 中
性线断开, L_1 相短路时的相电压与相电流。

解: 因有中性线,则负载相电压即电源相电压,并对称 $U_p = \frac{U_l}{3} = 220 \text{ V}$,则 $I_1 = \frac{U_p}{R_1} =$

图 3 - 57 例 3 - 13 电路图

$$20 \text{ A}, I_2 = I_3 = \frac{U_p}{R_2} = 10 \text{ A}$$

以 U_1 为参考, 作相量图如图 3 - 58(a)。

由相量图 $I_N = I_1 - 2 I_2 \cos 60^\circ = 10 \text{ A}$

图 3 - 58 例 3 - 13 求解图

中性线断开时, N 与 N 不再等电位, 其等效电路如图 3 - 58(b) 所示。可见, 利用弥尔曼定理求得 $U_{N'N}$, 便可求得各负载的相电压 U_1 、 U_2 、 U_3 。

$$\begin{aligned} U_{N'N} &= \frac{\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{\frac{220 \angle 0^\circ}{11} + \frac{220 \angle -120^\circ}{22} + \frac{220 \angle 120^\circ}{22}}{\frac{1}{11} + \frac{1}{22} + \frac{1}{22}} \\ &= (110 \angle 0^\circ + 55 \angle -120^\circ + 55 \angle 120^\circ) \text{ V} \end{aligned}$$

利用相量图 3 - 58(c), 可得

$$U_{N'N} = 55 \angle 0^\circ \text{ V}$$

由 KVL 可见, 各相负载的相电压为

$$U_1 = U_1 - U_{N'N} \quad U_2 = U_2 - U_{N'N} \quad U_3 = U_3 - U_{N'N}$$

据相量的三角形关系, 可见负载相电压的 Y 点移到了 $U_{N'N}$ 的箭头端, 这种情形称为星形点

漂移。且显见

$$U_1 = U_l - U_{N N} = 165 \text{ V}$$

$$U_2 = U_3 = \sqrt{U_l^2 + U_{N N}^2 - 2 U_l U_{N N} \cos 120^\circ} = 252 \text{ V}$$

从而 $I_1 = \frac{U_1}{R_1} = 15 \text{ A}$, $I_2 = I_3 = \frac{U_2}{R_2} = 11.4 \text{ A}$, 相位关系见相量图。

可见, 此时负载相电压与电源相电压发生偏离, 若原来各相负载均工作在额定电压下, 现在已出现欠压与过压故障, 负载不仅不能正常工作, 而且将受到损害。

L_1 相负载被短路, 又无中性线, 则 $U_1 = 0$, 由图 3 - 59 的电路可见, L_2 、 L_3 两相负载均承受电源的线电压, 即 $U_2 = U_3 = 380 \text{ V}$ 。

这是负载不对称、无中性线时最严重的过压事故, 也是三相对称负载严重失衡的情况。不难证明, 负载的不平衡情况越严重, 无中性线时产生的欠压与过压现象就越严重。因此, 中性线的作用是为了保证负载的相电压对称, 或者说保证负载均工作在额定电压下。故中性线必须牢固, 决不允许在中性线上接熔断器或开关。

图 3 - 59 例 3 - 13(3) 电路图

3.5.3 负载的三角形()联结

负载作三角形联结的三相电路如图 3 - 60 所示。电压与电流的参考方向如图中所标, 可见, 三相负载的电压即为电源的线电压, 且无论负载对称与否, 电压总是对称的, 或者说

$$U_p = U_l \quad (3 - 71)$$

而三个负载中电流 I_{12} 、 I_{23} 、 I_{31} (相电流) 与三条相线中电流 I_1 、 I_2 、 I_3 (线电流) 间的关系, 据 KCL

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{12} - I_{31} \\ I_2 &= I_{23} - I_{12} \\ I_3 &= I_{31} - I_{23} \end{aligned} \quad (3 - 72)$$

(从这个意义上讲, Y 联结时, $I_p = I_l$ 与有无中性线无关。)

图 3 - 60 负载的 连接

1. 负载对称时的 联结

三相负载对称时, $Z_1 = Z_2 = Z_3 = |Z|$, 则三个相电流

$$I_p = I_{12} = I_{23} = I_{31} = \frac{U_p}{|Z|} = \frac{U_l}{|Z|} \quad (3 - 73)$$

也是对称的, 即相位互差 120° 。若以 I_{12} 为参考, 则其相量图如图 3 - 61 所示。由式(3 - 70), 作出三个线电流也如图中所示, 可见其也是对称的。

显见, 线电流比相应的相电流滞后 30° , 且

$$I_l = \sqrt{3} I_p \quad (3 - 74)$$

综合负载对称时 Y 与 联结的情况与特征, 可见, 只要计算其中一相, 再利用式(3 - 67)与

图 3 - 61 相、线电流间关系

式(3 - 74)便可得对称的三个线量。

2. 负载不对称时的 联结

负载不对称时,尽管三个相电压对称,但三个相电流因阻抗不同而不再对称,式(3 - 74)的关系不再成立,只能逐相计算,并依式(3 - 72)计算各线电流。

综合负载的两种连接方法,三相负载采用何种连接方式?依据是什么呢?

我们知道,一般的电器负荷大都有额定电压这一重要标志。决定采用何种连接方式的依据即应使每相负载承受的电压等于其额定电压。如三相电动机铭牌上常有“Y、380 V 220 V”这样的标识,意即:Y联结时接 380 V 线电压, 联结时接 220 V 线电压。事实上每相负载均工作在 220 V 相电压下。

例 3 - 14 图 3 - 62(a)所示的三相对称电路中,电源线电压为 380 V。有两组负载,一组 Y 联结 $Z_Y = 22 \angle -30^\circ$; 另一组 联结 $Z = 38 \angle 60^\circ$, 求: Y 联结负载的相电压; 联结负载的相电流; 线路电流 I_1 、 I_2 、 I_3 。

图 3 - 62 例 3 - 14 图

$$\text{解: } U_1 = U_2 = U_3 = \frac{U_l}{3} = 220 \text{ V}$$

$$I_{12} = I_{23} = I_{31} = \frac{U_l}{|Z|} = 10 \text{ A}$$

设 $U_{12} = 380 \angle 0^\circ \text{ V}$, 作相量图如图 3 - 62(b) 所示。(由于对称, 只取一相便可。) 注意到

Y 联结时相电压滞后线电压 30° , 则 $I_{1Y} = \frac{U_1}{Z_Y} = \frac{220 \angle -30^\circ}{22 \angle -30^\circ} \text{ A} = 10 \text{ A}$

而 $I_{12} = \frac{U_{12}}{Z} = \frac{380 \angle 0^\circ}{38 \angle 60^\circ} = 10 \angle -60^\circ \text{ A}$, I_1 比 I_{12} 又滞后 30° ,

则 $I_1 = 10 \angle -90^\circ \text{ A}$

故 $I_1 = I_{1Y} + I_1 = 20 \text{ A}$, 或 $I_1 = 20 \angle -60^\circ \text{ A}$

据对称性: $I_2 = 20 \angle -180^\circ \text{ A}$, $I_3 = 20 \angle 60^\circ \text{ A}$

3 5 4 三相电路的功率

1. 有功功率

单相电路的有功功率 $P_1 = UI \cos \varphi = U_p I_p \cos \varphi$, 三相电路, 无疑是三个单组的组合, 故三相电路的有功功率为各相有功功率之和, 即

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = U_{1p} I_{1p} \cos \varphi_1 + U_{2p} I_{2p} \cos \varphi_2 + U_{3p} I_{3p} \cos \varphi_3 \quad (3 - 75)$$

当三相负载对称时 $P = 3 P_1 = 3 U_p I_p \cos \varphi \quad (3 - 76)$

式中 φ 是 U_p 与 I_p 间的相位差, 亦即负载的阻抗角。

负载对称时, Y 联结时的相电压与 联结时的相电流均难以测得, 故三相负载铭牌上标的额定值一般均为线电压与线电流, 也便于测量。无论是 Y 联结, 还是 联结的对称负载, 都有 $3 U_p I_p = 3 U_l I_l$ (同学可以自己验证), 所以式(3 - 75)常表示为

$$P = 3 U_l I_l \cos \varphi \quad (3 - 77)$$

但需注意的是, 这样表达并非负载接成 Y 或 时功率相等。可以证明, U_l 一定时, 同一负载接成 Y 时的功率 P_Y 与接成 时的功率 P 间的关系为(同学自证之)

$$P = 3 P_Y \quad (3 - 78)$$

2. 无功功率与视在功率

与有功功率的研究方法类同, 三相无功功率也有

负载不对称时 $Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 \quad (3 - 79)$

负载对称时 $Q = 3 U_l I_l \sin \varphi \quad (3 - 80)$

三相视在功率 $S = P^2 + Q^2 \quad (\text{对称}) \quad 3 U_l I_l \quad (3 - 81)$

3 5 5 安全用电

为了使电力输电线路与电气设备能真正为人类造福, 而不是因使用不当造成灾害, 我们必须了解一些安全用电的常识与技术。

1. 安全用电常识

(1) 安全电流与安全电压

通过人体的电流一般不能超过 $7 \sim 10 \text{ mA}$, 有的人对 5 mA 的电流就有感觉, 当通过人体的电流在 30 mA 以上时, 就有生命危险。 36 V 以下的电压, 一般不会在人体中产生超过 30 mA 的电流, 故把 36 V 以下的电压称为安全电压。当然, 触电的后果还与触电持续时间及触电部位有关, 触电时间愈长愈危险。

(2) 触电方式

常见的触电情况如图 3 - 63 所示, 其中图 (a) 为双线触电, 是最危险的触电方式, 人体将直接承受电源线电压。图 (b) 为典型的单相触电, 人体承受电源的相电压, 也是很危险的。即使电源的中性点不接地, 因为导线与大地之间存在分布电容, 也会有电流经人体与另外两相构成通路, 如图 (c) 所示。在高压输电线路中, 其足以危及人身安全, 也是很危险的。

图 3 - 63 常见的触电方式

2. 触电的防止与相关的安全技术

(1) 对电力线路按有关规定进行严格的电气和机械强度的设计及施工验收, 保证其对建筑物及大地的安全距离, 避免人体触电。

(2) 对人体经常接触的电气设备应尽量使用 36 V 以下的安全电压。在潮湿和危险的环境下, 应使用更低的 24 V 或 12 V 电压。

(3) 对工作电压大于安全电压而人体又不可避免会触及的电气设备, 如电动机等, 必须采用接地保护或接零保护。

接地保护

对中性点不接地的供电系统, 将电气设备的外壳用足够粗的导线与接地体可靠连接, 称为接地保护。如图 3 - 64 所示。

当电动机的某相绕组因绝缘损坏而与外壳相碰时, 由于其外壳与大地有良好接触, 所以人体触及带电的外壳时, 仅仅相当于一条电阻很大的 (大于 $1 \text{ k} \Omega$) 与接地体并联的支路, 而接地体电阻 R (规定不大于 4Ω) 很小, 人体中几乎无电流流过, 避免了单相触电 的事故。

接零保护

对中性点接地的供电系统, 还需将电气设备的外壳与电源的零线连接起来, 这样的连接叫接零保护。如图 3 - 65 所示。

图 3 - 64 接地保护

图 3 - 65 接零保护

接零保护还适用于三相五线制系统,第五条线(PE线)也与中性线连接,但正常情况下无电流流过(不闭合)。只有相线与设备外壳接触时,才有电流流过,还不会导致人体触电,如图 3 - 65(b)所示。这种系统比三相四线制系统更安全、更可靠,家用电器都应设置此种系统。

金属外壳的单相电器,必须使用三眼插座和三级插头,也如图 3 - 65(b)所示。由于外壳可靠接零,故可保证人体触及时不会触电。

需要指出的是,中性点接地的供电系统,若只采用接地保护不能可靠地防止触电事故,如图 3 - 66 所示。当绝缘设备损坏时,接地电流

$$I_e = \frac{U_p}{R_0 + R_0}$$

式中 R_0 、 R_0 分别为保护接地和工作接地的接地电阻。

若 $R_0 = R_0 = 4$,则其

对地电压
$$U_e = \frac{U_p}{R_0 + R_0} R_0 = \frac{U_p}{2}$$
,

接地电流
$$I_e = \frac{U_p}{R_0 + R_0} = \frac{U_p}{2 R_0}$$

图 3 - 66 接地保护的不安全原理

若供电系统相电压为 220 V,则 $I_e = 27.5$ A, $U_e = 110$ V,这对人体是极不安全的。

(4) 利用各种联锁、信号、标志防止触电

电气设备设置联锁环节,当设备的防护罩打开时,能自动切断连在其上的电源,防止触电。在危险场合设置信号,声、光报警或“高压危险”等标志;在检修电路时,挂上“正在工作,请勿合闸”等标志,作为警示。

3. 电气火灾及防火措施

(1) 电气火灾成因

电路或电气设备因受潮使其绝缘程度降低,造成漏电起火;

电路过载甚至短路时,熔断器(保险丝)未起作用,造成线路和设备温度升高,使绝缘熔化燃烧;

电气设备没按规定安装灭弧罩、防护板等造成电火花、电弧,引起周围易燃物燃烧也是电

气火灾的重要成因。

(2) 防火措施

不私拉乱接电线,避免造成短路;

保持必要的防火间距与良好的通风;

有良好的过热、过流保护,不随意增设用电设备,以免造成线路的过载运行。

根据导线截面核算线路容量,配用熔断丝。一般是根据导线的安全载流量 I_a ,配用熔断丝电流 I_{RN} 。且满足式 $I_a > I_{RN} \quad I_L$

其中 I_L 是负载电流。

若线路中某些设备对电压的要求比较高,则按安全载流量选择了导线后,还要进行电压损失校验。

4. 触电与电气火灾的急救措施

无论是触电还是电气火灾及其他电气事故,首先应切断电源。拉闸时要用绝缘工具,需切断电线时要用绝缘钳错位剪开,切不可同一位置齐剪,以免造成电源短路。

对已脱离电源的触电者要用人工呼吸或胸外心脏挤压法进行现场抢救,以争取进医院抢救的时间,但千万不可打强心针。

在发生火灾不能及时断电的场合,应采用不导电的灭火剂(如四氯化碳、二氧化碳干粉等)带电灭火,切不可用水灭火。

电气事故重在预防,一定要按照有关规程和规定办事,这样才能从根本上杜绝电气事故。

习 题

1. 概念题

3-1 指出 $u = 220 \sqrt{2} \sin(314t - 60^\circ) \text{V}$ 的幅值、有效值、周期、频率、角频率及初相位,并画出波形图。

3-2 在波形图上如何确定初相位的正或负?

3-3 复数的加减运算或乘除运算分别用哪种表达形式为宜?已知 $U = 220 \angle 45^\circ \text{V}$,求 jU 的指数表达式。

3-4 指出下列各式的错误。

$$i = 10 \angle 30^\circ \text{A}$$

$$U = 220 \sin(t + 60^\circ) \text{V}$$

$$I = 10e^{j30^\circ} \text{A}$$

$$I = 10 \sin(314t + 45^\circ) \text{A}$$

3-5 如何理解例 3-2 中总电流比支路电流小的现象?如果 $X_L = X_C$,将会出现什么现象?如何解释这一现象?

3-6 请列表比较 R 、 L 、 C 三种参数在正弦电源作用下各自表现的特征及其关系。

3-7 指出下列各表达式哪些是正确的,哪些是错误的。

(1) 纯电感电路

$$u_L = Li$$

$$i = \frac{U}{X_L}$$

$$u = L \frac{di}{dt}$$

$$p = I^2 X_L$$

$$\frac{U}{I} = jX_L$$

$$I = -j \frac{U}{L}$$

$$\frac{U}{I} = X_L$$

(2) 纯电容电路

$$I = CU \quad i_c = C \frac{du}{dt} \quad u_c = \frac{i}{C} \quad Q_c = CU^2$$

$$\frac{U}{I} = -jX_c \quad I = jCU \quad \frac{I}{U} = -jC$$

3-8 图 3-43 中, L_2 与 C 是串联关系吗? 怎样去理解?

3-9 若图 3-44 中的线圈电阻 R 趋于零, 试分析发生谐振时的 $|Z_0|$ 、 I_1 、 I_2 及 U 。

3-10 若非正弦周期信号为电流形式, 则其傅里叶展开后的等效电源应如何理解?

3-11 若将图 3-50 所示的发电机 U 相绕组的始末端倒置, 试分析各相、线电压的变化情况。

3-12 某单位一座三层住宅楼采用三相四线制供电线路, 每层各使用其中一相。有一天, 突然二、三层的照明灯都暗淡下来, 一层仍正常, 试分析故障点在何处? 若三层比二层更暗些, 又是什么原因?

3-13 有人说, 既然同一三相对称负载接成 Y 和 Δ 时, 若线电压 U_l 不变, $P_\Delta = 3P_Y$, 则只要改变连接方式, 便可使电动机的功率增大。这种说法对吗? 为什么?

3-14 试写出同一三相对称负载接成 Y 或 Δ 功率相等时的线电压间关系式。

2. 计算和仿真题

3-15 写出下面各相量的瞬时值表达式($\omega = 314 \text{ rad/s}$)

$$(1) U = 100 \angle 0^\circ \text{ V} \quad I = 2 \angle 53^\circ \text{ A}$$

$$(2) U = 120 \angle -\frac{\pi}{6} \text{ V} \quad I = 3 \angle \frac{\pi}{3} \text{ A}$$

$$(3) U = (60 + j80) \text{ V} \quad I = (3 - j) \text{ A}$$

3-16 为测线圈的参数, 在线圈两端加上电压 $U = 100 \text{ V}$, 测得电流 $I = 5 \text{ A}$, 功率 $P = 200 \text{ W}$, 电源频率 $f = 50 \text{ Hz}$, 计算这个线圈的电阻及电感各是多少?

3-17 题 3-17 图的电路中, 已知 $R = 30 \Omega$, $C = 25 \mu\text{F}$, 且 $i_s = 10\sin(1000t - 30^\circ) \text{ A}$, 试求:

(1) U_R 、 U_C 、 U 及 U_R 、 U_C 、 U ;

(2) 电路的复阻抗与相量图;

(3) 各元件的功率。

3-18 在 RLC 串联电路中, 已知端口电压为 10 V , 电流为 4 A , $U_R = 8 \text{ V}$, $U_L = 12 \text{ V}$, $\omega = 10 \text{ rad/s}$, 试求电容电压与 R 、 C 的值。

3-19 题 3-19 图电路中, $U_s = 100 \angle 0^\circ \text{ V}$, $U_L = 50 \angle 60^\circ \text{ V}$, 试确定复阻抗 Z 的性质。

3-20 试求题 3-20 图电路中 A_0 与 V_0 的读数。

题 3-17 图

题 3-19 图

题 3-20 图

3-21 在题 3-21 图所示的电路中, 已知电源频率为 50 Hz , $U_{AC} = U_{CD} = U_{AD} = 220 \text{ V}$, $I = 1 \text{ A}$, 试求 R 、 L 、 C

的值。

- 3 - 22** 在题 3 - 22 图所示电路图中,已知 $U = 220 \text{ V}$, $R_1 = 10 \text{ } \Omega$, $X_L = 10 \text{ } \Omega$, $R_2 = 20 \text{ } \Omega$, 试求各个电流与平均功率。

题 3 - 21 图

题 3 - 22 图

- 3 - 23** 在题 3 - 23 图的电路中,已知 $I = 18 \angle 45^\circ \text{ A}$, 求电压 U_{AB} 。
- 3 - 24** 在题 3 - 24 图所示电路中,如果 Z_1 和 Z_2 的参数选得合适,无论负载阻抗 Z_L 如何改变,负载中电流的有效值 I 可保持不变,问阻抗 Z_1 和 Z_2 应该怎样选择?

题 3 - 23 图

题 3 - 24 图

- 3 - 25** 在题 3 - 25 图所示电路中,电压 $u = 220 \sqrt{2} \sin 314 t \text{ V}$, $R - L$ 支路的平均功率为 40 W , 功率因数 $\cos \varphi_1 = 0.5$, 为提高电路的功率因数, 并联电容 $C = 5.1 \text{ } \mu\text{F}$, 求电容并联前、后电路的总电流各为多大? 功率因数为多少? 并说明电路的性质如何?
- 3 - 26** 在题 3 - 26 图所示的电路中, 已知电压源与电流源同频率, $f = 50 \text{ Hz}$, 且 $U_s = 10 \angle 0^\circ \text{ V}$, $I_s = 0.1 \angle 0^\circ \text{ A}$, 试用戴维南定理求 I_L , 用弥尔曼定理求 U_L 。

题 3 - 25 图

题 3 - 26 图

- 3 - 27** 已知题 3 - 27 图中, 理想电流源 $I_s = 30 \angle 30^\circ \text{ A}$, 求电流 I 。
- 3 - 28** 写出题 3 - 28 图电路的转移电压比 $H(j\omega)$ 。

题 3 - 27 图

题 3 - 28 图

- 3 - 29** 有一个 $2\ 000\ \text{pF}$ 的电容和一个 $10\ \Omega$ 的电阻及 $0.2\ \text{mH}$ 的线圈，
- (1) 将它们接成串联谐振电路，求谐振时的阻抗和谐振频率；
 - (2) 接成实用的并联谐振电路，再求谐振时的阻抗和谐振频率，并与(1)比较之。
- 3 - 30** 收音机的调谐电路如题 3 - 30 图所示，利用改变电容 C 的值出现谐振来达到选台的目的。已知 $L_1 = 0.3\ \text{mH}$ ，可变电容 C 的变化范围为 $7 \sim 20\ \text{pF}$ ， C_1 为微调电容，是为调整波段覆盖范围而设置的，设 $C_1 = 20\ \text{pF}$ ，试求该收音机的波段覆盖范围。
- 3 - 31** 在题 3 - 31 图所示为正弦脉动电压波形，已知 $U_m = 10\ \text{V}$ ，求其平均值及有效值。

题 3 - 30 图

题 3 - 31 图

- 3 - 32** 设电源 $u(t) = \frac{2}{3} U_m \left[1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \dots \right]$ ，已知 $U_m = 220\ \text{V}$ ， $\omega = 314\ \text{rad/s}$ ，电路如下图所示。其中 $L = 1\ \text{H}$ ， $C = 100\ \mu\text{F}$ ， $R = 1\ 000\ \Omega$ 。求(1) R 中的电流；(2) R 的端电压。
- 3 - 33** 在题 3 - 33 图所示三相电路中，电源电压 $U_l = 380\ \text{V}$ ，每相负载的阻抗均为 $10\ \Omega$ 。试求：
- (1) 各相电流和中性线电流；
 - (2) 设 $U = 220 \angle 0^\circ\ \text{V}$ ，作相量图；
 - (3) 三相平均功率。

题 3 - 32 图

题 3 - 33 图

- 3 - 34** 三相四线制 $380\ \text{V}/220\ \text{V}$ 的电源供电给一座三层楼，每层作为一相负载，装有数目相同的 $220\ \text{V}$ 的日光

灯,每层总功率都为 2 000 W,总功率因数为 0.91。

(1) 说明负载应如何接入电路;

(2) 如第一层仅开有 $\frac{1}{2}$ 的灯,第二层有 $\frac{3}{4}$ 的灯亮,第三层全亮,各层的功率因数不变,问各线电流和中性线电流为多少?

3 - 35 在题 3 - 35 图的电路中, $Z = (12 + j16)$, 电流表读数为 32.9 A, 求电压表的读数。

题 3 - 35 图

3 - 36 在题 3 - 35 图的电路中,若电源的线电压为 220 V,电流表的读数为 17.3 A,三相平均功率为 4.5 kW,试求:

(1) 每相负载的电阻 R 和感抗 X_L ;

(2) UV 间负载断开时各电流表的读数与总功率 P ;

(3) U 线断开时,各电流表的读数与总功率 P 。

3 - 37 为了提高线路的功率因数,将三角形连接的三相异步电动机并联了一组三角形连接的电力电容器。设 $U_l = 380$ V,电动机由电源取用的功率为 $P = 11.43$ kW,功率因数为 0.87。若每相电容 $C = 20$ μ F,求线路总电流和提高后的功率因数。($f = 50$ Hz)

3 - 38 题 3 - 38 图所示为一单相交流电路,为使三个等值电阻 R 获得三相对称电压,试求 X_L 和 X_C 的选择条件。

题 3 - 38 图

第 4 章 二极管及其应用

电子电路区别于以前所学电路的主要特点是电路中引入各种电子器件。电子器件的类型很多,目前使用得最广泛的是半导体器件——二极管、稳压管、晶体管、绝缘栅场效晶体管等。由于本课程的任务不是研究这些器件内部的物理过程,而是讨论它们的应用,因此,在简单介绍这些器件的外部特性的基础上,着重讨论它们的应用电路。

4.1 PN 结和二极管

4.1.1 PN 结的单向导电性

我们在物理课中已经知道,在纯净的四价半导体晶体材料(主要是硅和锗)中掺入微量三价(例如硼)或五价(例如磷)元素,半导体的导电能力就会大大增强。这是由于形成了有传导电流能力的载流子。掺入五价元素的半导体中的多数载流子是自由电子,称为电子半导体或 N 型半导体。而掺入三价元素的半导体中的多数载流子是空穴,称为空穴半导体或 P 型半导体。在掺杂半导体中多数载流子(称多子)数目由掺杂浓度确定,而少数载流子(称少子)数目与温度有关,并且温度升高时,少数载流子数目会增加。

在一块半导体基片上通过适当的半导体工艺技术可以形成 P 型半导体和 N 型半导体的交接面,称为 PN 结。PN 结具有单向导电性:当 PN 结加正向电压时,P 端电位高于 N 端,PN 结变窄,由多子形成的电流可以由 P 区向 N 区流通,见图 4 - 1(a);而当 PN 结加反向电压时,N 端电位高于 P 端,PN 结变宽,由少子形成的电流极小,视为截止(不导通),见图 4 - 1(b)。

图 4 - 1 PN 结的单向导电性

4.1.2 二极管

1. 二极管的结构

二极管就是由一个 PN 结加上相应的电极引线及管壳封装而成的。由 P 区引出的电极称为阳极, N 区引出的电极称为阴极。因为 PN 结的单向导电性, 二极管导通时电流方向是由阳极通过管子内部流向阴极。二极管的种类很多, 按材料来分, 最常用的有硅管和锗管两种; 按结构来分, 有点接触型, 面接触型和硅平面型几种; 按用途来分, 有普通二极管、整流二极管、稳压二极管等多种。

图 4 - 2 是常用二极管的符号、结构及外形的示意图。二极管的符号如图 4 - 2(a)所示。一般在二极管的管壳表面标有这个符号或色点、色圈来表示二极管的极性。

图 4 - 2 常用二极管的符号、结构和外形示意图

从工艺结构来看, 点接触型二极管(一般为锗管)如图 4 - 2(b)所示, 其特点是结面积小, 因此结电容小, 允许通过的电流也小, 适用高频电路的检波或小电流的整流, 也可用作数字电路里的开关元件。面接触型二极管(一般为硅管)如图 4 - 2(c)所示, 其特点是结面积大, 结电容大, 允许通过的电流较大, 适用于低频整流。硅平面型二极管如图 4 - 2(d)所示, 结面积大的可用于大功率整流, 结面积小的, 适用于脉冲数字电路作开关管。

2. 二极管的伏安特性

二极管的电流与电压的关系曲线 $I = f(U)$, 称为二极管的伏安特性。其伏安特性曲线如图 4 - 3 所示。二极管的核心是一个 PN 结, 具有单向导电性, 其实际伏安特性与理论伏安特性略有区别。由图 4 - 3 可见二极管的伏安特性曲线是非线性的, 可分为三部分: 正向特性、反向特性和反向击穿特性。

(1) 正向特性

当外加正向电压很低时, 由于 PN 结自建电场的作用, 故正向电流几乎为零。当正向电压超过一定数值时, 才有明显的正向电流, 这个电压值称为死区电压(或称阈值电压 U_T)。通常硅管的死区电压约为 0.5 V, 锗管的死区电压约为 0.2 V, 当正向电压大于死区电压后, 正向电流迅速增长, 曲线接近上升直线。在正向伏安特性的导通部分, 当电流迅速增加时, 二极管的正向压降变化很小, 硅管正向压降约为 0.6 ~ 0.7 V, 锗管的正向压降约为 0.2 ~ 0.3 V。二极管的伏安特性对温度很敏感, 温度升高时, 正向特性曲线向左移, 如图 4 - 3 所示, 这说明, 对应同样大小的正向电流, 正向压降随温升而减小。研究表明, 温度每升高 1℃, 正向压降减小约 2 mV。

图 4 - 3 二极管的伏安特性

(2) 反向特性

二极管加上反向电压时,形成很小的反向电流,且在一定温度下它的数量基本维持不变。因此,当反向电压在一定范围内增大时,反向电流的大小基本恒定,而与反向电压大小无关,故称为反向饱和电流。一般小功率锗管的反向电流可达几十微安,而小功率硅管的反向电流要小得多,一般在 $0.1 \mu\text{A}$ 以下。当温度升高时,少数载流子数目增加,使反向电流增大,特性曲线下移。研究表明,温度每升高 10°C ,反向电流近似增大一倍。

(3) 反向击穿特性

当二极管的外加反向电压大于一定数值(反向击穿电压)时,反向电流突然急剧增加称为二极管反向击穿。反向击穿电压一般在几十伏以上。

3. 二极管的主要参数

二极管的特性除用伏安特性曲线表示外,参数同样能反映出二极管的电性能,器件的参数是正确选择和使用器件的依据。各种器件的参数由厂家产品手册给出,由于制造工艺方面的原因,即使同一型号的管子,参数也存在一定的分散性,因此手册常给出某个参数的范围,二极管的主要参数有以下几个:

(1) 最大整流电流 I_{DM}

I_{DM} 指的是二极管长期工作时,允许通过的最大的正向平均电流。在使用时,若电流超过这个数值,将使 PN 结过热而把管子烧坏。

(2) 反向工作峰值电压 U_{RM}

U_{RM} 是指管子不被击穿所允许的最大反向电压。一般这个参数是二极管反向击穿电压的一半,若反向电压超过这个数值,管子将会有击穿的危险。

(3) 反向峰值电流 I_{RM}

I_{RM} 是指二极管加反向电压 U_{RM} 时的反向电流值, I_{RM} 越小二极管的单向导电性愈好。 I_{RM} 受温度影响很大,使用时要加以注意。硅管的反向电流较小,一般在几微安以下。锗管的反向电流较大,为硅管的几十到几百倍。

(4) 最高工作频率 f_{M}

二极管在外加高频交流电压时,由于 PN 结的电容效应,单向导电作用退化。 f_{M} 指的是二极管单向导电作用开始明显退化的交流信号的频率。

4.1.3 二极管的等效电路及其应用

由于二极管的伏安特性是非线性的,为了分析计算方便,在特定的条件下,我们可以将其线性化处理,视为理想元件。

1. 理想二极管等效电路

所谓理想二极管是指当外加正向电压时,二极管导通,正向压降为 0,相当于开关闭合;当外加反向电压时,二极管截止,反向电流为 0,相当于开关断开,理想二极管的等效电路如图 4-4 所示。如果一个二极管导通时的正向压降可以忽略不计,反向截止时的反向电流可以不计时,则可视为理想二极管。利用理想二极管表示实际二极管进行电路的分析和计算可以得出比较满意的结果,但稍有一些误差。

2. 二极管应用电路举例

二极管的应用范围很广,主要都是利用它的单向导电性。下面介绍几种应用电路。

(1) 限幅电路:限幅器的功能就是限制输出电压的幅度。

例 4 - 1 图 4 - 5(a)就是利用二极管作为正向限幅器的电路图。已知 $u_i = U_m \sin t$,且 $U_m > U_s$,试分析工作原理,并作出输出电压 u_o 的波形。

图 4 - 4 理想二极管等效电路

图 4 - 5 例 4 - 1

解: 二极管导通的条件是 $u_i > U_s$,由于 D 为理想二极管,D 一旦导通,管压降为零,此时 $u_o = U_s$ 。

当 $u_i < U_s$ 时,二极管截止,该支路断开, R 中无电流,其压降为 0。所以 $u_o = u_i$ 。

根据以上分析,可作出 u_o 的波形,如图 4 - 5(b)所示,由图可见,输出电压的正向幅度被限制在 U_s 值。

注意:画图时, u_o 和 u_i 的波形在时间轴上要对应,这样才能正确反映 u_o 的变化过程。

(2) 二极管门电路

门电路是一种逻辑电路,在输入信号(条件)和输出信号(结果)之间存在着一定的因果关系即逻辑关系。在逻辑电路中,通常用符号 **0** 和 **1** 来表示两种对立的逻辑状态。用 **1** 表示高电平,用 **0** 表示低电平,称为正逻辑,反之为负逻辑。

基本的逻辑关系有三种:与逻辑、或逻辑、非逻辑。与此相对应的门电路就有与门、或门、非门。由这三种基本门电路可以组成其他多种复合门电路。

例 4 - 2 图 4 - 6 所示为最简单的与门电路及逻辑图符号。它是由二极管 D_1 、 D_2 和电阻 R 及电源 V_{CC} 组成。图中 A、B 为两个输入端, F 为输出端。设 $V_{CC} = 5V$, A、B 输入端的高电平

表 4 - 1 电路的逻辑电平

V_A V	V_B V	V_F V
0	0	0
0	3	0
3	0	0
3	3	3

表 4 - 2 电路的真值表

A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

图 4 - 6 二极管与门电路及符号

(逻辑**1**)为3 V,低电平(逻辑**0**)为0 V,并忽略二极管 D_1 、 D_2 的正向导通压降。试分析电路的输入与输出之间的关系。

解: 当输入 A 、 B 均为低电平**0**时,即 $V_A = V_B = 0$ V时,二极管 D_1 、 D_2 均为正向偏置而导通,使输出 F 的电压 $V_F = 0$ V,即输出 F 为低电平**0**。

当输入 A 为低电平**0**, B 为高电平**1**,即 $V_A = 0$ V, $V_B = 3$ V时, D_1 阴极电位低于 D_2 阴极电位, D_1 导通,使 $V_F = 0$ V,因而 D_2 为反向偏置而截止,输出 F 为低电平**0**。

当输入 A 为高电平**1**, B 为低电平**0**,即 $V_A = 3$ V, $V_B = 0$ V时, D_1 、 D_2 的工作情况与相反,输出 F 仍为低电平**0**。

当输入 A 、 B 均为高电平**1**时,即 $V_A = V_B = 3$ V时, D_1 、 D_2 均为正向偏置而导通,使输出 F 的电位 $V_F = 3$ V,即输出 F 为高电平**1**。

从上述分析可知,只有当所有输入都是高电平**1**时,输出才是高电平**1**,否则输出均为低电平**0**。这种“只有当决定一事件结果的所有条件都满足时,结果才发生”的逻辑关系称为与(And)逻辑,与门电路满足与逻辑关系。与逻辑也称为逻辑乘、与运算。通常用符号“ \cdot ”表示,设 A 、 B 、 F 分别为逻辑变量,则与运算的表达式可写成以下形式:

$$F = A \cdot B \text{ 或 } F = AB$$

上式读作 F 等于 A 与 B 。逻辑与的含义是:只有输入变量 A 、 B 都为**1**时,输出变量 F 才为**1**;只要 A 、 B 中有一个为**0**, F 便为**0**。换言之,也就是“有**0**出**0**,全**1**出**1**”。这一结论也适合于有多个变量参加的与运算。

表4-1列出了图4-6所示电路输入与输出逻辑电平的关系。但在逻辑电路分析中,通常用逻辑**0**、**1**来描述输入与输出之间的关系,所列出的表称为真值表(即逻辑状态表)。上述与门的真值表如表4-2所示。

另外,图4-7给出了或门电路及逻辑图符号。它也是由二极管和电阻组成的。图中 A 、 B 是两个输入端, F 是输出端。设 A 、 B 输入端的高电平(逻辑**1**)为3 V,低电平(逻辑**0**)为0 V,并忽略二极管 D_1 、 D_2 的正向导通压降。通过分析(详细过程读者可以自己分析)可知,只要 A 、 B 当中有一个是高电平(逻辑**1**)输出就是高电平(逻辑**1**)。只有当 A 、 B 同时为低电平(逻辑**0**)时,输出才是低电平(逻辑**0**)。这种“在决定一事件结果的所有条件中,只要有一个或一个以上满足时结果就发生”的逻辑关系称或(Or)逻辑。或门电路满足或逻辑关系。

表4-3 电路的逻辑电平

V_A V	V_B V	V_F V
0	0	0
0	3	3
3	0	3
3	3	3

表4-4 电路的真值表

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

图4-7 二极管或门电路及符号

或逻辑也称为逻辑加、或运算。通常用符号“ $+$ ”来表示,设 A 、 B 、 F 分别为逻辑变量,则或运算的表达式可写成以下形式:

$$F = A + B$$

上式读作 F 等于 A 或 B 。逻辑或的含义是:只有输入变量 A 、 B 中有一个或一个以上为 1, 输出变量 F 就为 1;反之,只有 A 、 B 全为 0 时, F 才为 0。换言之,也就是“有 1 出 1,全 0 出 0”。这一结论也适合于有多个变量参加的或运算。

表 4 - 3 列出了图 4 - 7 所示电路输入与输出逻辑电平的关系。表 4 - 4 为上述或门的真值表。

4 2 特殊二极管

除了上述普通二极管外,还有一些特殊二极管,如稳压二极管、光电二极管、发光二极管等,分别介绍如下。

4 2 1 稳压二极管

稳压管是一种特殊的面接触型半导体硅二极管,具有稳定电压的作用。图 4 - 8(a)为稳压管在电路中的正确连接方法;图(b)和图(c)为稳压管的伏安特性及图形符号。稳压管与普通二极管的主要区别在于,稳压管是工作在 PN 结的反向击穿状态。通过在制造过程中的工艺措施和使用时限制反向电流的大小,能保证稳压管在反向击穿状态下不会因过热而损坏。从稳压管的反向特性曲线可以看出,当反向电压较小时,反向电流几乎为零,当反向电压增高到击穿电压 U_z (也是稳压管的工作电压)时,反向电流 I_z (稳压管的工作电流)会急剧增加,稳压管反向击穿。在特性曲线 ab 段,当 I_z 在较大范围内变化时,稳压管两端电压 U_z 基本不变,具有恒压特性,利用这一特性可以起到稳定电压的作用。

图 4 - 8 稳压管电路、伏安特性及符号

稳压管与一般二极管不一样,它的反向击穿是可逆的,只要不超过稳压管电流的允许值,PN 结就不会过热损坏,当外加反向电压去除后,稳压管恢复原性能,所以稳压管具有良好的重复击穿特性。

稳压管的主要参数有:

1 . 稳定电压 U_z

稳定电压 U_z 指稳压管正常工作时,管子两端的电压,由于制造工艺的原因,稳压值也有一定的分散性,如 2CW14 型稳压值为 6.0 ~ 7.5 V。

2 . 动态电阻 r_z

动态电阻是指稳压管在正常工作范围内,端电压的变化量与相应电流的变化量的比值。

$$r_z = \frac{U_z}{I_z} \quad (4 - 1)$$

稳压管的反向特性愈陡, r_z 愈小, 稳压性能就愈好。

3. 稳定电流 I_z

稳压管正常工作时的参考电流值, 只有 $I = I_z$, 才能保证稳压管有较好的稳压性能。

4. 最大稳定电流 I_{zmax}

允许通过的最大反向电流, $I > I_{zmax}$ 管子会因过热而损坏。

5. 最大允许功耗 P_{zM}

管子不致发生热击穿的最大功率损耗 $P_{zM} = U_z I_{zmax}$

6. 电压温度系数 α

温度变化 1°C 时, 稳定电压变化的百分数定义为电压温度系数。电压温度系数越小, 温度稳定性越好, 通常硅稳压管在 U_z 低于 4 V 时具有负温度系数, 高于 6 V 时具有正温度系数, U_z 在 $4 \sim 6\text{ V}$ 之间, 温度系数很小。

稳压管正常工作的条件有两条, 一是工作在反向击穿状态, 二是稳压管中的电流要在稳定电流和最大稳定电流之间。当稳压管正偏时, 它相当于一个普通二极管。图 4 - 8(a) 为最常用的稳压电路, 当 U_i 或 R_L 变化时, 稳压管中的电流发生变化, 但在一定范围内其端电压变化很小, 因此起到稳定输出电压的作用。(该电路分析见 4.4 节)

4.2.2 光电二极管

光电二极管又称光敏二极管。它的管壳上备有一个玻璃窗口, 以便于接受光照。其特点是, 当光线照射于它的 PN 结时, 可以成对地产生自由电子和空穴, 使半导体中少数载流子的浓度提高, 在一定的反向偏置电压作用下, 使反向电流增加。因此它的反向电流随光照强度的增加而线性增加。当无光照时, 光电二极管的伏安特性与普通二极管一样。光电二极管的等效电路如图 4 - 9(a) 所示, 图 4 - 9(b) 为光电二极管的符号。

光电二极管的主要参数有:

1. 暗电流

无光照时的反向饱和电流。一般小于 $1\ \mu\text{A}$ 。

2. 光电流

指在额定照度下的反向电流, 一般为几十毫安。

3. 灵敏度

指在给定波长(如 $0.9\ \mu\text{m}$) 的单位光功率时, 光电二极管产生的光电流, 一般大于等于 $0.5\ \mu\text{A}/\mu\text{W}$ 。

4. 峰值波长

使光电二极管具有最高响应灵敏度(光电流最大)的光波长。一般光电二极管的峰值波长在可见光和红外线范围内。

5. 响应时间

指加定量光照后, 光电流达到稳定值的 63% 所需要的时间, 一般为 10^{-7} s 。

图 4 - 9 光电二极管

光电二极管作为光控元件可用于各种物体检测、光电控制、自动报警等方面。当制成大面积的光电二极管时,可当作一种能源而称为光电池。此时它不需要外加电源,能够直接把光能变成电能。

4 2 3 发光二极管

发光二极管是一种将电能直接转换成光能的半导体固体显示器件,简称 LED(Light Emitting Diode)。和普通二极管相似,发光二极管也是由一个 PN 结构成。发光二极管的 PN 结封装在透明塑料壳内,外形有方形、矩形和圆形等。发光二极管的驱动电压低、工作电流小,具有很强的抗振动和冲击能力、体积小、可靠性高、耗电省和寿命长等优点,广泛用于信号指示等电路中。在电子技术中常用的数码管,就是用发光二极管按一定的排列组成的。

发光二极管的原理与光电二极管相反。当这种管子正向偏置通过电流时会发出光来,这是由于电子与空穴直接复合时放出能量的结果。它的光谱范围比较窄,其波长由所使用的基本材料而定。不同半导体材料制造的发光二极管发出不同颜色的光,如磷砷化镓(GaAsP)材料发红光或黄光,磷化镓(GaP)材料发红光或绿光,氮化镓(GaN)材料发蓝光,碳化硅(SiC)材料发黄光,砷化镓(GaAs)材料发不可见的红外线。

发光二极管的符号如图 4 - 10 所示,它的伏安特性和普通二极管相似,死区电压为 0.9 ~ 1.1 V,其正向工作电压为 1.5 ~ 2.5 V,工作电

图 4 - 10 发光二极管

4 3 二极管整流及滤波电路

电子电路中,通常都需要电压稳定的直流电源供电。小功率稳压电源的组成可以用图 4 - 11 表示,它是由电源变压器、整流、滤波和稳压电路四部分组成。

图 4 - 11 直流稳压电源结构图和稳压过程

电源变压器是将交流电网电压变为所需要的电压值,然后通过整流电路将交流电压变成脉动的直流电压。由于此脉动的直流电压还含有较大的纹波,必须通过滤波电路加以滤除,从而得到平滑的直流电压。但这样的电压还随电网电压波动(一般有 $\pm 10\%$ 左右的波动)、负载和温度的变化而变化。因而在整流、滤波电路之后,还需要接稳压电路。稳压电路的作用是当电网电压波动、负载和温度变化时,维持输出直流电压稳定。

4 3 1 单相整流电路

整流电路的任务是将交流电转换成直流电。完成这一任务主要靠二极管的单向导电作用,因此二极管是构成整流电路的关键元件。

下面分析整流电路时,为简单起见,把二极管当作理想元件来处理。即认为它的正向导通电阻为零,而反向电阻为无穷大。

1. 单相半波整流电路

图 4 - 12(a) 为单相半波整流时的电路,图中变压器(Tr)二次电压 $u_2 = 2 U_2 \sin t$,下面将 D 看作理想元件,分析电路的工作原理。

当 u_2 为正半周时,a 点电位高于 b 点,D 处于正向导通状态,所以

$$u_o = u_2, i_D = i_o = \frac{u_o}{R_L}$$

当 u_2 为负半周时,a 点电位低于 b 点,D 处于反向截止状态,所以:

$$i_D = i_o = 0, u_o = R_L i_o = 0, u_D = u_2。$$

根据以上分析,作出 u_D 、 i_D 、 u_o 、 i_o 的波形,如图 4 - 12(b)。

可见输出为单向脉动电压,通常负载上的电压用一个周期的平均值来说明它的大小,单相半波整流输出平均电压为

$$U_o = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} 2 U_2 \sin t dt = \frac{2}{\pi} U_2 = 0.45 U_2 \quad (4 - 2)$$

平均电流为
$$I_o = \frac{0.45 U_2}{R_L} \quad (4 - 3)$$

单相半波整流电路中二极管的平均电流就是整流输出的电流,即

$$I_D = I_o \quad (4 - 4)$$

二极管截止时承受的最大反向电压可从图 4 - 12(b)看出。在 u_2 负半周时,D 所承受到的最大反向电压为 u_2 的最大值,即

$$U_{DRM} = 2 U_2 \quad (4 - 5)$$

图 4 - 12 单相半波整流电路

2. 单相桥式整流电路

电路如图 4 - 13(a)所示,图中 Tr 为电源变压器,它的作用是将交流电网电压 u_1 变成整流电路要求的交流电压 $u_2 = 2 U_2 \sin t$, R_L 是要求直流供电的负载电阻,四只整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 接成电桥的形式,故有桥式整流电路之称。图 4 - 13(b)是它的简化画法。

在电源电压 u_2 的正、负半周(设 a 端为正,b 端为负时是正半周)内电流通路分别用图 4 - 13(a)中实线和虚线箭头表示。负载 R_L 上的电压 u_o 的波形如图 4 - 14 所示。电流 i_o 的波形与 u_o 的波形相同。显然,它们都是单方向的全波脉动波形。

单相桥式整流电压的平均值为

图 4 - 13 单相桥式整流电路图

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2 U_2 \sin t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9 U_2 \quad (4 - 6)$$

直流电流为
$$I_o = \frac{0.9 U_2}{R_L} \quad (4 - 7)$$

在桥式整流电路中,二极管 D_1 、 D_3 和 D_2 、 D_4 是两两轮流导通的,所以流经每个二极管的平均电流为

$$I_b = \frac{1}{2} I_o = \frac{0.45 U_2}{R_L} \quad (4 - 8)$$

二极管在截止时管子承受的最大反向电压可从图 4 - 13(a) 看出。在 u_2 正半周时, D_1 、 D_3 导通, D_2 、 D_4 截止。此时 D_2 、 D_4 所承受到的最大反向电压均为 u_2 的最大值,即

$$U_{DRM} = 2 U_2 \quad (4 - 9)$$

同理,在 u_2 的负半周 D_1 、 D_3 也承受同样大小的反向电压。

图 4 - 14 单相桥式整流电路波形图

桥式整流电路的优点是输出电压高,纹波电压较小,管子所承受的最大反向电压较低,同时因电源变压器在正负半周内都有电流供给负载,电源变压器得到充分的利用,效率较高。因此,这种电路在半导体整流电路中得到了广泛的应用。电路的缺点是二极管用的较多。

表 4 - 5 给出了常见的几种整流电路的电路图、整流电压的波形及计算公式。

表 4 - 5 常见的几种整流电路

类型	电 路	整流电压的波形	整流电压 平均值	每管电流 平均值	每管承受 最高反压
单相 半波			$0.45 U_2$	I_0	$2 U_2$
单相 全波			$0.9 U_2$	$\frac{1}{2} I_0$	$2.2 U_2$
单相 桥式			$0.9 U_2$	$\frac{1}{2} I_0$	$2 U_2$
三相 半波			$1.17 U_2$	$\frac{1}{3} I_0$	$3.2 U_2$
三相 桥式			$2.34 U_2$	$\frac{1}{3} I_0$	$3.2 U_2$

4 3 2 滤波电路

整流电路虽将交流电变为直流电,但输出的却是脉动电压。这种大小变动的脉动电压,除了含有直流分量外,还含有不同频率的交流分量,这就远不能满足大多数电子设备对电源的要求。为了改善整流电压的脉动程度,提高其平滑性,在整流电路中都要加滤波器。下面介绍几种常用的滤波电路。

1. 电容滤波电路

电容滤波电路是最简单的滤波器,它是在整流电路的输出端与负载并联一个电容 C 而组成,如图 4 - 15(a)所示。

电容滤波是通过电容器的充电、放电来滤掉交流分量的。图 4 - 15(b)的波形图中虚线波形为半波整流的波形。并入电容 C 后,在 $u_2 > 0$ 时, D 导通,电源在向 R_L 供电的同时,又向 C 充电储能,由于充电时间常数很小(绕组电阻和二极管的正向电阻都很小),充电很快,输出电压 u_o 随 u_2 上升;当 $u_c = 2 U_2$ 后, u_2 开始下降 $u_2 < u_c$, D 反偏截止,由电容 C 向 R_L 放电,由于放电

图 4 - 15 半波整流电容滤波及其波形

时间常数较大,放电较慢,输出电压 u_o 随 u_c 按指数规律缓慢下降,如图中的 ab 实线段。放电过程一直持续到下一个 u_2 的正半波,当 $u_2 > u_c$ 时 C 又被充电 $u_o = u_2$ 又上升。直到 $u_2 < u_c$, D 又截止, C 又放电,如此不断的充电、放电,使负载获得如图 4 - 14 中实线所示的 u_o 波形。由波形可见,半波整流接电容滤波后,输出电压的脉动程度大为减小,直流分量明显提高。 C 值一定,当 $R_L = \infty$ (即空载)时 $U_o = 2 U_2 = 1.4 U_2$,在波形图中由水平虚线标出。当 R_L 有限时,由于电容 C 向 R_L 放电,输出电压 U_o 将随之降低。总之, R_L 愈小,输出平均电压愈低。因此,电容滤波只适合在小电流,且负载变动不大的电子设备中使用。通常,输出平均电压可按下述工程估算取值

$$\begin{aligned} U_o &= U_2 \text{ (半波)} \\ U_o &= 1.2 U_2 \text{ (全波)} \end{aligned} \quad (4 - 10)$$

为了达到式(4 - 10)的取值关系,获得比较平直的输出电压,一般要求 $R_L C \geq (10 \sim 15) \frac{1}{f}$,

即

$$R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2} \quad (4 - 11)$$

式中 T 为交流电源电压的周期。

此外,由于二极管的导通时间短(导通角小于 180°),而电容的平均电流为零,可见二极管导通时的平均电流和负载的平均电流相等,因此二极管的电流峰值必然较大,产生电流冲击,容易使管子损坏。

具有电容滤波的整流电路中的二极管,其最高反向工作电压对半波和全波整流电路来说是不相等的。在半波整流电路中,要考虑到最严重的情况是输出端开路,电容器上充有 $2 U_2$,而 u_2 处在负半周的幅值时,这时二极管承受了 $2 \sqrt{2} U_2$ 的反向工作电压。它与无滤波电容时相比,增大了一倍。

对于单相桥式整流电路而言,无论有无滤波电容,二极管的最高反向工作电压都是 $2 U_2$ 。

关于滤波电容值的选取应视负载电流的大小而定。一般在几十微法到几千微法,电容器耐压值应大于输出电压的最大值。通常采用极性电容器。

例 4 - 3 需要一单相桥式整流电容滤波电路,电路如图 4 - 16 所示。交流电源频率 $f = 50$ Hz,负载电阻 $R_L = 120 \Omega$,要求直流电压 $U_o = 30$ V,试选择整流元件及滤波电容。

解: 选择整流二极管

图 4 - 16 例 4 - 3 的图

流过二极管的平均电流

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = \frac{1}{2} \frac{U_o}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{30}{120} \text{A} = 125 \text{ mA}$$

由 $U_o = 1.2 U_2$, 所以交流电压有效值

$$U_2 = \frac{U_o}{1.2} = \frac{30}{1.2} \text{V} = 25 \text{ V}$$

二极管承受的最高反向工作电压

$$U_{\text{DRM}} = 2 U_2 = 2 \times 25 \text{ V} = 35 \text{ V}$$

可以选用 $I_{\text{DM}} \geq I_D$, $U_{\text{RM}} \geq U_{\text{DRM}}$ 的二极管 4 个。由附录 3 表 3.1, 选 2CP1 便可。

选择滤波电容 C

取 $R_L C = 5 \times \frac{T}{2}$, 而 $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ s}$, 所以

$$C = \frac{1}{R_L} \times 5 \times \frac{T}{2} = \frac{1}{120} \times 5 \times \frac{0.02}{2} \text{F} = 417 \mu\text{F}$$

可以选用 $C = 470 \mu\text{F}$, 耐压值为 50 V 的电解电容器。

2. 电感滤波电路

在桥式整流电路和负载电阻 R_L 间串入一个电感器 L , 如图 4 - 17 所示。利用电感的储能作用可以减小输出电压的纹波, 从而得到比较平滑的直流。当忽略电感器 L 的电阻时, 负载上输出的平均电压和纯电阻(不加电感)负载相同, 即

$$U_o = 0.9 U_2 \quad (4 - 12)$$

图 4 - 17 桥式整流电感滤波电路

电感滤波的特点是, 整流管的导通角较大(电感 L 的反电动势使整流管导通角增大), 峰值电流很小, 输出特性比较平坦。其缺点是由于铁心的存在, 笨重、体积大, 易引起电磁干扰。一般只适用于大电流的场合。

3. 复式滤波器

在滤波电容 C 之前串联接入一个电感 L 构成了 LC 滤波电路。如图 4 - 18(a)所示。这样

可使输出至负载 R_L 上的电压的交流成分进一步降低。该电路适用于高频或负载电流较大并要求脉动很小的电子设备中。

为了进一步提高整流输出电压的平滑性,可以在 LC 滤波电路之前再并联一个滤波电容 C_1 ,如图 4 - 18(b)所示。这就构成了 π 型 LC 滤波电路。

图 4 - 18 复式滤波电路

由于带有铁心的电感线圈体积大,价格也高,因此常用电阻 R 来代替电感 L 构成 RC 滤波电路,如图 4 - 18(c)所示。只要适当选择 R 和 C_2 参数,在负载两端可以获得脉动极小的直流电压。该电路在小功率电子设备中被广泛采用。

4.4 稳压管稳压电路

经过整流和滤波后的电压往往会随交流电源的波动和负载的变化而变化。电压的不稳定有时会产生测量和计算的误差,引起控制装置的工作不稳定,甚至根本无法正常工作。特别是精密电子测量仪器、自动控制、计算装置及晶闸管的触发电路等都要求有很稳定的直流电源供电。最简单的直流稳压电源是采用稳压管来稳定电压的。

图 4 - 19 是一种稳压管稳压电路,经过桥式整流电路和电容滤波器滤波得到直流电压 U_1 ,再经过限流电阻 R 和稳压管 D_Z 组成的稳压电路接到负载电阻 R_L 上。这样,负载上得到的就是一个比较稳定的电压。

图 4 - 19 稳压管稳压电路

引起电压不稳定的原因是交流电源电压的波动和负载电流的变化。下面分析在这两种情况下稳压电路的作用。例如,当交流电源电压增加而使整流输出电压 U_1 随着增加时,负载电压

U_o 也要增加。 U_o 即为稳压管两端的反向电压。当负载电压 U_o 稍有增加时, 稳压管的电流 I_z 就显著增加, 因此电阻 R 上的压降增加, 以抵偿 U_i 的增加, 从而使负载电压 U_o 保持近似不变。相反, 如果交流电源电压减低而使 U_i 减低时, 负载电压 U_o 也要减低, 因而稳压管的电流 I_z 就显著减小, 电阻 R 上的压降也减小, 仍然保持负载电压 U_o 保持近似不变。同理, 如果当电源电压保持不变而是负载电流变化引起负载电压 U_o 改变时, 上述稳压电路仍能起到稳压的作用。例如, 当负载电流增大时, 电阻 R 上的压降也增大, 负载电压 U_o 因而下降。只要 U_o 下降一点, 稳压管电流就显著减小, 通过电阻 R 的电流和电阻上的压降保持近似不变, 因此负载电压 U_o 也就近似稳定不变。当负载电流减小时, 稳压过程相反。

选择稳压管时, 一般取

$$\begin{aligned} U_z &= U_o \\ I_{z \max} &= (1.5 \sim 3) I_{o \max} \\ U_i &= (2 \sim 3) U_o \end{aligned} \quad (4-13)$$

例 4-4 有一稳压管稳压电路, 如图 4-19 所示。负载电阻 R_L 由开路变到 3 k , 交流电压经整流滤波后得出 $U_i = 45 \text{ V}$ 。今要求输出直流电压 $U_o = 15 \text{ V}$, 试选择稳压管 D_z 。

解: 根据输出直流电压 $U_o = 15 \text{ V}$ 的要求, 由式(4-13)稳定电压

$$U_z = U_o = 15 \text{ V}$$

由输出电压 $U_o = 15 \text{ V}$ 及最小负载电阻 $R_L = 3 \text{ k}$ 的要求, 负载电流最大值

$$I_{o \max} = \frac{U_o}{R_L} = \frac{15}{3} \text{ mA} = 5 \text{ mA}$$

由式(4-13)计算

$$I_{z \max} = 3 I_{o \max} = 15 \text{ mA}$$

查半导体器件手册, 选择稳压管 2CW20, 其稳定电压 $U_z = (13.5 \sim 17) \text{ V}$, 稳定电流 $I_z = 5 \text{ mA}$, $I_{z \max} = 15 \text{ mA}$ 。

例 4-5 图 4-20 所示电路中, 已知 $U_z = 12 \text{ V}$, $I_{z \max} = 18 \text{ mA}$, $I_z = 5 \text{ mA}$, 负载电阻 $R_L = 2 \text{ k}$, 当输入电压由正常值发生 $\pm 20\%$ 的波动时, 要求负载两端电压基本不变, 试确定输入电压 U_i 的正常值和限流电阻 R 的数值。

解: 负载两端电压 V_o 就是稳压管的端电压 U_z , 当 U_i 发生波动时, 必然使限流电阻 R 上的压降和 U_z 发生变动, 引起稳压管电流的变化, 只要在 $I_{z \max} \sim I_z$ 范围内变动, 可以认为 U_z 即 U_L 基本上未变动, 这就是稳压管的稳压作用。

当 U_i 向上波动 20% , 即 $1.2 U_i$ 时, 认为 $I_z = I_{z \max} = 18 \text{ mA}$ 因此有

$$\begin{aligned} I &= I_{z \max} + I_L = 18 + \frac{U_z}{R_L} \\ &= 18 + \frac{12}{2} \text{ mA} = 24 \text{ mA} \end{aligned}$$

由 KVL 得

$$1.2 U_i = RI + U_o = R \times 24 \times 10^{-3} + 12$$

图 4-20 例 4-5

当 U_1 向下波动 20% , 即 $0.8 U_1$ 时, 认为 $I_z = 5 \text{ mA}$, 因此有

$$I = I_z + I_L = 5 + \frac{U_z}{R_L} = 5 + \frac{12}{2} \text{ mA} = 11 \text{ mA}$$

由 KVL 得 $0.8 U_1 = RI + U_O = R \times 11 \times 10^{-3} + 12$

联立方程组可得 $U_1 = 26 \text{ V}$, $R = 800$

习 题

1. 概念题

4-1 (1) 什么是 P 型半导体? 什么是 N 型半导体?

(2) 什么是 PN 结? 其主要特性是什么?

(3) 如何使用万用表欧姆挡判别二极管的好坏与极性?

(4) 为什么二极管的反向电流与外加反向电压基本无关, 而当环境温度升高时会明显增大?

(5) 把一节 1.5 V 的电池直接到二极管的两端, 会发生什么情况?

4-2 二极管电路如题 4-2 图所示, D 、 D_1 、 D_2 为理想二极管, 判断图中的二极管是导通还是截止, 并求 AO 两端的电压 U_{AO} 。

题 4-2 图

4-3 在题 4-3 图所示电路中, 已知 $E = 6 \text{ V}$, $u_i = 12 \sin t \text{ V}$, 二极管的正向压降可忽略不计, 试分别画出输出电压 u_o 的波形。

题 4-3 图

4-4 电路如题 4-4 图所示。试分析当输入电压 U_s 为 3 V 时, 哪些二极管导通? 当输入电压 U_s 为 0 V 时,

哪些二极管导通？(写出分析过程,并设二极管的正向压降为 0.7 V)

4-5 试判断题 4-5 图中二极管是导通还是截止？为什么？(D 为理想二极管)

题 4-4 图

题 4-5 图

4-6 在题图 4-6 所示电路中,已知输入电压 u_i 的波形,试画出输出电压 u_o 的波形。

题 4-6 图

4-7 (1) 为什么稳压管的动态电阻愈小,则稳压愈好？

(2) 利用稳压管或二极管的正向导通区是否也可以稳压？

(3) 用两个稳压值相等的稳压管反向串联起来使用可获得较好的温度稳定性,这是为什么？

4-8 在题 4-8 图所示电路中,已知稳压管的稳定电压 $U_Z = 6\text{ V}$, $u_i = 12\sin t\text{ V}$,二极管的正向压降可忽略不计,试分别画出输出电压 u_o 的波形。并说出稳压管在电路中所起的作用。

4-9 题 4-9 图所示电路中, $U_i = 30\text{ V}$, $R = 1\text{ k}\Omega$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$,稳压管的稳定电压为 $U_Z = 10\text{ V}$,稳定电流的范围: $I_{Z\max} = 20\text{ mA}$, $I_{Z\min} = 5\text{ mA}$,试分析当 U_i 波动 $\pm 10\%$ 时,电路能否正常工作？如果 U_i 波动 $\pm 30\%$,电路能否正常工作？

题 4-8 图

题 4-9 图

4-10 题 4-10 图所示电路中,稳压管 D_{Z1} 的稳定电压为 8 V, D_{Z2} 的稳定电压为 10 V,正向压降均为 0.7 V,试求图中输出电压 u_o 。

4-11 有两个 2CW15 型稳压管,其稳定电压分别是 8 V 和 5.5 V,正向压降均为 0.7 V,如果把两个稳压管进行适当的连接,试问可能得到几种不同的稳压值,并画出相应的电路加以表示。

题 4 - 10 图

- 4 - 12** (1) 设一半波整流电路和一桥式整流电路的输出电压平均值和所带负载大小完全相同,均不加滤波,试问两个整流电路中整流二极管的电流平均值和最高反向电压是否相同?
 (2) 单相桥式整流电路中,若某一整流管发生开路,短路,或反接三种情况,电路中将会发生什么问题?
 (3) 在某一特殊场合,将单相桥式整流电路,不经变压器直接接入交流电源,试问:若负载 R_L 一端接“地”,结果如何?
 (4) 电容滤波和电感滤波电路的特性有什么区别?各适用于什么场合?
- 4 - 13** 电路如题 4 - 13 图所示。试标出输出电压 u_{O1} 、 u_{O2} 的极性,画出输出电压的波形。并求出 u_{O1} 、 u_{O2} 的平均值。(设 $u_{21} = 2 U_2 \sin t$; $u_{22} = 2 U_2 \sin(t - \quad)$ 。)
- 4 - 14** 题 4 - 14 图所示的单相桥式整流、电容滤波电路。用交流电压表测得变压器副二次电压 $U_2 = 20 \text{ V}$ 。现在用直流电压表测量 R_L 两端的电压 U_O ,如果出现下列几种情况时,试分析哪些是合理的?哪些表明出了故障?并指出原因。
 (1) $U_O = 28 \text{ V}$; (2) $U_O = 24 \text{ V}$; (3) $U_O = 18 \text{ V}$; (4) $U_O = 9 \text{ V}$;

题 4 - 13 图

题 4 - 14 图

2 . 计算和仿真题

- 4 - 15** 题 4 - 15 图所示为半波整流、电容滤波电路。试用 EWB 软件的瞬态分析功能,分析输出波形的变化规律。
- 4 - 16** 变压器二次侧有中心抽头的全波整流电路如题 4 - 16 图所示。二次侧电源电压为

$$u_{2a} = - u_{2b} = 2 U_2 \sin t,$$

假定忽略管子的正向压降和变压器内阻;(1) 试画出 u_{2a} 、 u_{2b} 、 i_{D1} 、 i_{D2} 、 i_L 、 u_L 及二极管承受的反向电压 u_D 的波形;(2) 已知 U_2 (有效值),求 U_L 、 I_L (均为平均值);(3) 计算整流二极管的平均电流 I_D ,最大反向电压 U_{RM} ;(4) 若已知 $U_L = 30 \text{ V}$, $I_L = 80 \text{ mA}$,试计算 U_{2a} 、 U_{2b} 的值,并选择整流二极管。

题 4 - 15 图

题 4 - 16 图

- 4 - 17** 试估算一桥式整流电容滤波电路。已知交流电源电压 $U_1 = 220 \text{ V}$, 50 Hz , $R_L = 50 \Omega$, 要求输出直流电压为 24 V , 纹波较小。(1) 选择整流管的型号;(2) 选择滤波电容器(容量和耐压);
- 4 - 18** 有一稳压管稳压电路, 题图 4 - 18 所示。负载电阻 R_L 由开路变到 $1 \text{ k}\Omega$, 交流电压经整流滤波后得出 $U_i = 25 \text{ V}$ 。今要求输出直流电压 $U_o = 10 \text{ V}$, 试选择稳压管 D_Z 。

题 4 - 18 图

第 5 章 晶体管及其基本放大电路

晶体三极管是一种重要的半导体器件。它的放大作用和开关作用促使电子技术飞跃发展。场效晶体管是一种较新型的半导体器件,现在已被广泛应用于放大电路和数字电路中。本章介绍晶体三极管、绝缘栅型场效晶体管以及由它们组成的基本放大电路。

5.1 晶体三极管

晶体三极管简称为晶体管。它由两个 PN 结组成。由于内部结构的特点,使晶体管具有电流放大作用和开关作用,其应用促使电子技术有了质的飞跃。本节围绕晶体管的电流放大作用这个核心问题来讨论它的基本结构、工作原理、特性曲线及主要参数。

5.1.1 晶体管结构及其放大作用

1. 晶体管结构及类型

晶体管的种类很多,按功率大小可分为大功率管和小功率管;按电路中的工作频率可分为高频管和低频管;按半导体材料不同可分为硅管和锗管;按结构不同可分为 NPN 管和 PNP 管。无论是 NPN 型还是 PNP 型都分为三个区,分别称为发射区、基区和集电区,由三个区各引出一个电极,分别称为发射极(E)、基极(B)和集电极(C),发射区和基区之间的 PN 结称为发射结,集电区和基区之间的 PN 结称为集电结。其结构示意图和符号见图 5 - 1,其中发射极箭头所示方向表示发射极电流的流向。在电路中,晶体管用字符 T 表示。具有电流放大作用的晶体管,在内部结构上具有其特殊性,这就是:其一是发射区掺杂浓度大于集电区掺杂浓度,集电区掺杂浓度远大于基区掺杂浓度;其二是基区很薄,一般只有几微米。这些结构上的特点是晶体管具有电流放大作用的内在原因。

图 5 - 1 两类晶体管的结构示意图及符号

2. 晶体管的电流分配关系和放大作用

现以 NPN 管为例来说明晶体管各极间电流分配关系及其电流放大作用。上面介绍了晶体管具有电流放大作用的内部条件,为实现晶体管的电流放大作用还必须具有一定的外部条件,这就是要给晶体管的发射结加上正向电压,集电结加上反向电压。如图 5 - 2 所示, U_{BB} 为基极电源电压,与基极电阻 R_B 及晶体管的基极 B、发射极 E 组成基极—发射极回路(称作输入回路), U_{BB} 使发射结正偏。 U_{CC} 为集电极电源电压,与集电极电阻 R_C 及晶体管的集电极 C、发射极 E 组成集电极—发射极回路(称作输出回路), U_{CC} 使集电结反偏。图中,发射极 E 是输入输出回路的公共端,因此称这种接法为共发射极放大电路。改变可变电阻 R_B ,测基极电流 I_B ,集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E ,结果如表 5 - 1。

图 5 - 2 共发射极放大实验电路

表 5 - 1 晶体管电流测试数据

$I_B/\mu A$	0	20	40	60	80	100
I_C/mA	0.005	0.99	2.08	3.17	4.26	5.40
I_E/mA	0.005	1.01	2.12	3.23	4.34	5.50

从实验结果可得出如下结论:

(1) $I_E = I_B + I_C$ 。此关系就是晶体管的电流分配关系,它符合基尔霍夫电流定律。

(2) I_E 和 I_C 几乎相等,但远远大于基极电流 I_B ,从第三列和第四列的实验数据可知 I_C 与 I_B 的比值分别为

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2.08}{0.04} = 52, \quad \beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{3.17}{0.06} = 52.8$$

I_B 的微小变化会引起 I_C 较大的变化,计算可得

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_{C4} - I_{C3}}{I_{B4} - I_{B3}} = \frac{3.17 - 2.08}{0.06 - 0.04} = \frac{1.09}{0.02} = 54.5$$

计算结果表明,微小的基极电流变化,可以控制比之大数十倍至数百倍的集电极电流的变化,这就是晶体管的电流放大作用。 β 分别称为晶体管的直流、交流电流放大系数。

通过了解晶体管内部载流子的运动规律,可以解释其电流的放大原理。本书从略。

5.1.2 晶体管的特性曲线及主要参数

晶体管的特性曲线是用来表示各个电极间电压和电流之间的相互关系的,它反映出晶体管的性能,是分析放大电路的重要依据。特性曲线可由实验测得,也可在晶体管图示仪上直观地显示出来。

1. 输入特性曲线

晶体管的输入特性曲线表示以 U_{CE} 为参考变量时, I_B 和 U_{BE} 的关系。

$$I_B = f(U_{BE}) |_{U_{CE} = \text{常数}} \quad (5-1)$$

图 5-3 是 NPN 型硅晶体管的输入特性曲线,由图可见,输入特性有以下几个特点:

(1) 输入特性也有一个“死区”。在“死区”内, U_{BE} 虽已大于零,但 I_B 几乎仍为零。当 U_{BE} 大于某一值后, I_B 才随 U_{BE} 增加而明显增大。和二极管一样,硅晶体管的死区电压 U_T (或称为阈值电压)约为 0.5 V,发射结导通电压 $U_{BE} = 0.6 \sim 0.7$ V;锗三极管的死区电压 U_T 约为 0.2 V,导通电压约 0.2~0.3 V。若为 PNP 型晶体管,则发射结导通电压 U_{BE} 分别为 -0.6~ -0.7 V 和 -0.2~ -0.3 V。

(2) 一般情况下,当 $U_{CE} > 1$ V 以后,输入特性几乎与 $U_{CE} = 1$ V 时的特性重合,因为 $U_{CE} > 1$ V 后, I_B 无明显改变了。晶体管工作在放大状态时, U_{CE} 总是大于 1 V (集电结反偏),因此常用 $U_{CE} = 1$ V 的一条曲线来代表所有输入特性曲线。

2. 输出特性曲线

晶体管的输出特性曲线表示以 I_B 为参考变量时, I_C 和 U_{CE} 的关系,即

图 5-3 晶体管的输入特性曲线

图 5-4 晶体管的输出特性曲线

$$I_C = f(U_{CE}) |_{I_B = \text{常数}} \quad (5-2)$$

图 5-4 是 NPN 型硅晶体管的输出特性曲线,当 I_B 改变时,可得一曲线族,由图可见,输出特性曲线可分放大、截止和饱和三个区域。

(1) 截止区

$I_B = 0$ 的特性曲线以下区域称为截止区。在这个区域中,集电结处于反偏, $U_{BE} = 0$ 发射结反偏或零偏,即 $V_C > V_E = V_B$ 。电流 $I_C = 0$ (等于反向穿透电流 I_{CEO} ,该参数在后面介绍),工作在截止区时,晶体管在电路中犹如一个断开的开关。

(2) 饱和区

特性曲线靠近纵轴的区域是饱和区。当 $U_{CE} < U_{BE}$ 时,发射结、集电结均处于正偏,即 $V_B > V_C > V_E$ 。在饱和区 I_B 增大, I_C 几乎不再增大,晶体管失去放大作用。规定 $U_{CE} = U_{BE}$ 时的状态称为临界饱和状态,常用 U_{CES} 表示临界饱和电压,此时集电极临界饱和电流

$$I_{CS} = \frac{U_{CC} - U_{CES}}{R_C} = \frac{U_{CC} - 0.7}{R_C} = \frac{U_{CC}}{R_C} \quad (5-3)$$

基极临界饱和电流

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta} \quad (5-4)$$

当基极电流 $I_B = I_{BS}$ 时,认为管子已处于饱和状态。当 $I_B < I_{BS}$ 时,管子处于放大状态。

管子深度饱和时,硅管的 U_{CE} 约为 0.3 V,锗管约为 0.1 V,由于深度饱和时 U_{CE} 约等于 0,晶体管在电路中犹如一个闭合的开关。

(3) 放大区

特性曲线近似水平直线的区域为放大区。在这个区域里发射结正偏,集电结反偏,即 $V_C > V_B > V_E$ 。其特点是 I_C 的大小受 I_B 的控制, $I_C = \beta I_B$,晶体管具有电流放大作用。在放大区 I_C 约等于常数, I_C 几乎按一定比例等距离平行变化。由于 I_C 只受 I_B 的控制,几乎与 U_{CE} 的大小无关。特性曲线反映出恒流源的特点,即晶体管可看作受基极电流控制的受控恒流源。

例 5 - 1 用直流电压表测得放大电路中晶体管 T_1 各电极的对地电位分别为 $V_x = +10$ V, $V_y = 0$ V, $V_z = +0.7$ V,如图 5 - 5(a)所示, T_2 管各电极电位 $V_x = +0$ V, $V_y = -0.3$ V, $V_z = -5$ V,如图 5 - 5(b)所示,试判断 T_1 和 T_2 各是何类型、何材料的管子, x、y、z 各是何电极?

图 5 - 5 例 5 - 1

解: 工作在放大区的 NPN 型晶体管应满足 $V_C > V_B > V_E$,PNP 型晶体管应满足 $V_C < V_B < V_E$,因此,分析时,先找出三电极的最高或最低电位,确定为集电极,而电位差为导通电压的就是发射极和基极。根据发射极和基极的电位差值判断管子的材质。

在图(a)中,z 与 y 的电压为 0.7 V,可确定为硅管,因为 $V_x > V_z > V_y$,所以 x 为集电极,y 为发射极,z 为基极,满足 $V_C > V_B > V_E$ 的关系,管子为 NPN 型。

在图(b)中,x 与 y 的电压为 0.3 V,可确定为锗管,又因 $V_z < V_y < V_x$,所以 z 为集电极,x 为发射极,y 为基极,满足 $V_C < V_B < V_E$ 的关系,管子为 PNP 型。

例 5 - 2 图 5 - 6 所示的电路中,晶体管均为硅管, $\beta = 30$,试分析各晶体管的工作状态。

图 5 - 6 例 5 - 2

解： 因为基极偏置电压 +6 V 大于管子的导通电压，故管子的发射结正偏，管子导通，基极电流

$$I_B = \frac{6 - 0.7}{5} \text{ mA} = \frac{5.3}{5} \text{ mA} = 1.06 \text{ mA}$$

$$\text{临界饱和电流: } I_{CS} = \frac{U_{CC} - U_{CES}}{R_C} = \frac{10 - 0.7}{1} \text{ mA} = 9.3 \text{ mA}$$

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta} = 0.31 \text{ mA}$$

因为 $I_B > I_{BS}$ ，所以管子工作在饱和区。

因为基极偏置电压 -2 V 小于管子的导通电压，管子的发射结反偏，管子截止，所以管子工作在截止区。

因为基极偏置电压为 +2 V 大于管子的导通电压，故管子的发射结正偏，管子导通，基极电流

$$I_B = \frac{2 - 0.7}{5} \text{ mA} = \frac{1.3}{5} \text{ mA} = 0.26 \text{ mA}$$

$$\text{临界饱和电流: } I_{CS} = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C} = \frac{10 - 0.7}{1} \text{ mA} = 9.3 \text{ mA}$$

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta} = 0.31 \text{ mA}$$

因为 $I_B < I_{BS}$ ，所以管子工作在放大区。

3. 晶体管的主要参数

晶体管的参数是用来表示晶体管的各种性能的指标，是评价晶体管的优劣和选用晶体管的依据，也是计算和调整晶体管电路时必不可少的根据。主要参数有以下几个：

(1) 电流放大系数

共射直流电流放大系数 β ：

它表示集电极电压一定时，集电极电流和基极电流之间的关系。即

$$\beta = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \approx \frac{I_C}{I_B} \quad (5-5)$$

共射交流电流放大系数 β_{ac} ：

它表示在 U_{CE} 保持不变的条件下，集电极电流的变化量与相应的基极电流变化量之比，即

$$\beta_{ac} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE} = \text{常数}} \quad (5-6)$$

上述两个电流放大系数 β 和 β_{ac} 的含义虽不同，但工作于输出特性曲线的放大区域的平坦部分时，两者差异极小，故在今后估算时常认为 $\beta = \beta_{ac}$ 。

由于制造工艺上的分散性，同一类型晶体管的 β 值差异很大。常用的小功率晶体管， β 值一般为 20~200。 β 过小，管子电流放大作用小， β 过大，工作稳定性差。一般选用 β 在 40~100 的管子较为合适。

(2) 极间电流

集电极反向饱和电流 I_{CBO} ：

I_{CBO} 是指发射极开路,集电极与基极之间加反向电压时产生的电流,也是集电结的反向饱和电流。可以用图 5 - 7 的电路测出。手册上给出的 I_{CBO} 都是在规定的反向电压之下测出的。反向电压大小改变时, I_{CBO} 的数值可能稍有改变。另外 I_{CBO} 是少数载流子电流,随温度升高而上升,影响晶体管工作的稳定性。作为晶体管的性能指标, I_{CBO} 越小越好,硅管的 I_{CBO} 比锗管的小得多,大功率管的 I_{CBO} 值较大,使用时应予以注意。

图 5 - 7 I_{CBO} 的测量

图 5 - 8 I_{CEO} 的测量

穿透电流 I_{CEO} :

I_{CEO} 是基极开路,集电极与发射极间加电压时的集电极电流,由于这个电流由集电极穿过基区流到发射极,故称为穿透电流。测量 I_{CEO} 的电路如图 5 - 8 所示。根据晶体管的电流分配关系可知: $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$, 故 I_{CEO} 也要受温度影响而改变,且 β 大的晶体管的温度稳定性较差。

(3) 极限参数

晶体管的极限参数规定了使用时不许超过的限度。主要极限参数如下:

集电极最大允许耗散功率 P_{CM}

晶体管电流 I_C 与电压 U_{CE} 的乘积称为集电极耗散功率,这个功率导致集电结发热,温度升高。而晶体管的结温是有一定限度的,一般硅管的最高结温为 $100 \sim 150^\circ\text{C}$, 锗管的最高结温为 $70 \sim 100^\circ\text{C}$, 超过这个限度,管子的性能就要变坏,甚至烧毁。因此,根据管子的允许结温定出了集电极最大允许耗散功率 P_{CM} , 工作时管子消耗功率必须小于 P_{CM} 。可以在输出特性的坐标系上画出 $P_{CM} = U_{CE} I_C$ 的曲线,称为集电极最大功率损耗线。如图 5 - 9 所示。曲线的左下方满足 $P_C < P_{CM}$ 的条件为安全区,右上方为过损耗区。

反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$

反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 是指基极开路时,加于集电极—发射极之间的最大允许电压。使用时如果超出这个电压将导致集电极电流 I_C 急剧增大,这种现象称为击穿。从而造成管子永久性损坏。一般取电源电压 $U_{CC} < U_{(BR)CEO}$ 。

集电极最大允许电流 I_{CM}

由于结面积和引出线的关系,还要限制晶体管的集电极最大电流,如果超过这个电流使用,晶体管的 β 就要显著下降,甚至可能损坏。 I_{CM} 表示 β 值下降到正常值 $2/3$ 时的集电极电流。通常 I_C 不应超过 I_{CM} 。

P_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 和 I_{CM} 这三个极限参数决定了晶体管的安全工作区。在图 5 - 9 中,根据 3DG4 管的三个极限参数: $P_{CM} = 300 \text{ mW}$, $I_{CM} = 30 \text{ mA}$, $U_{(BR)CEO} = 30 \text{ V}$, 画出了它的安全工作区。

图 5 - 9 3DG4 的安全工作区

图 5 - 10 的频率特性

(4) 频率参数

由于发射结和集电结的电容效应,晶体管在高频工作时放大性能下降。频率参数是用来评价晶体管高频放大性能的参数。

共射截止频率 f_c :

晶体管的 β 随信号频率升高而下降的特性曲线如图 5 - 10 所示。频率较低时, β 基本保持常数,用 β_0 表示低频时的 β 值。当频率升到较高值时, β 开始下降,下降到 β_0 的 0.707 倍时的频率称为共射极截止频率 f_c , 也叫做 β 的截止频率。应当说明,对于频率为 f_c 或高于 f_c 的信号,晶体管仍然有放大作用。

特征频率:

下降到等于 1 时的频率称为特征频率 f_T 。通常高频晶体管都用 f_T 表征它的高频放大特性。

(5) 温度对晶体管参数的影响

几乎所有晶体管参数都与温度有关,因此不容忽视温度对晶体管工作的影响。其中,温度对下列三个参数的影响最大。

温度对 I_{CBO} 的影响:

I_{CBO} 是少数载流子形成,与 PN 结的反向饱和电流一样,受温度影响很大。无论硅管或锗管,作为工程上的估算,一般都按温度每升高 10℃, I_{CBO} 增大一倍来考虑。

温度对 β 的影响:

温度升高时 β 随之增大。实验表明,对于不同类型的管子 β 随温度增长的情况是不同的,一般认为:以 25℃ 时测得的 β 值为基数,温度每升高 1℃, β 增加约 0.5% ~ 1%。

温度对发射结电压 U_{BE} 的影响:

和二极管的正向特性一样,温度每升高 1℃, $|U_{BE}|$ 约减小 2 ~ 2.5 mV。

因为, $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$, 而 $I_C = I_B + (1 + \beta) I_{CBO}$, 所以温度升高使集电极电流 I_C 升高。换言之,集电极电流 I_C 随温度变化而变化。

5.1.3 晶体管的开关应用——非门

图 5 - 11 所示的晶体管非门电路及其图形符号。晶体管 T 的工作状态或从截止转为饱和,

或从饱和转为截止。非门电路只有一个输入端 A 。 F 为输出端。当输入端 A 为高电平 **1**, 即 $V_A = 3\text{ V}$ 时, 晶体管 T 饱和, 使集电极输出的电位 $V_F = 0\text{ V}$, 即输出端 F 为低电平 **0**; 当输入端 A 为低电平 **0** 时, 晶体管 T 截止, 使集电极输出的电位 $V_F = U_{CC}$, 即输出端 F 为高电平 **1**。可见非门电路的输出与输入状态相反, 所以非门电路也称为反相器。图中加负电源 U_{BB} 是为了使晶体管可靠截止。

从上述分析可知, 该电路的输出电平高低总是和输入电平高低相反, 这种“结果与条件处于相反状态”的逻辑关系称为非(Not)逻辑关系。非逻辑也称为逻辑反、非运算。逻辑变量上的“ \sim ”是非运算符, 设 A 、 F 分别为逻辑变量, 则非运算的表达式为

$$F = \bar{A}$$

上式读作 F 等于 A 非。逻辑非的含义是: 只要输入变量 A 为 0 , 输出变量 F 就为 1 ; 反之, A 为 1 时, F 便为 0 。换言之, 也就是“见 0 出 1 , 见 1 出 0 ”。

以上是晶体管开关作用具体应用的一个实例。

图 5 - 11 晶体管非门的电路及符号

5 2 场效晶体管

场效晶体管是一种电压控制型的半导体器件, 它具有输入电阻高(高达 $10^9 \sim 10^{15}$), 而晶体管的输入电阻仅有 $10^2 \sim 10^4$), 噪声低, 受温度、辐射等外界条件的影响较小, 耗电省、便于集成等优点, 因此得到广泛应用。

场效晶体管按结构的不同可分为结型和绝缘栅型; 从工作性能可分为耗尽型和增强型; 按所用基片(衬底)材料不同, 又可分为 P 沟道和 N 沟道两种导电沟道。因此, 有结型 P 沟道和 N 沟道, 绝缘栅耗尽型 P 沟道和 N 沟道及增强型 P 沟道和 N 沟道六种类型的场效晶体管。它们都是以半导体的某一种多数载流子(电子或空穴)来实现导电, 所以又称为单极型晶体管。在本书中只简单介绍绝缘栅型场效晶体管。

5 2 1 绝缘栅型场效晶体管

目前应用较广泛的绝缘栅场效晶体管是一种金属(M)—氧化物(O)—半导体(S)结构的场效晶体管, 简称为 MOS(Metal Oxide Semiconductor)管。本节以 N 沟道增强型绝缘栅型场效晶体管为主进行讨论。

1. N 沟道增强型 MOS 管

(1) 结构

图 5 - 12(a)是 N 沟道增强型 MOS 管的结构示意图。用一块 P 型半导体为衬底, 在衬底上面的左、右两边制成两个高掺杂浓度的 N 型区, 用 N^+ 表示, 在这两个 N^+ 区各引出一个电极, 分别称为源极 S 和漏极 D, 管子的衬底也引出一个电极称为衬底引线 b。在管子工作时, b 通常与

S 相连接。在这两个 N^+ 区之间的 P 型半导体表面做出一层很薄的二氧化硅 (SiO_2) 绝缘层,再在绝缘层上面喷一层金属铝电极,称为栅极 G,图 5 - 12(b) 是 N 沟增强型 MOS 管的符号。P 沟道增强型 MOS 管是以 N 型半导体为衬底,再制作两个高掺杂浓度的 P^+ 区做源极 S 和漏极 D,其符号如图 5 - 12(c),衬底 b 的箭头方向是区别 N 沟道和 P 沟道的标志。

图 5 - 12 增强型 MOS 管的结构和符号

(2) 工作原理

如图 5 - 13 所示。当 $U_{GS} = 0$ 时,由于漏源之间有两个背向的 PN 结不存在导电沟道,所以即使 D、S 间电压 $U_{DS} > 0$,但 $I_D = 0$,只有 U_{GS} 增大到某一值时,由栅极指向 P 型衬底的电场的作用下,衬底中的电子被吸引到两个 N^+ 区之间构成了漏源极之间的导电沟道,电路中才有电流 I_D 。对应此时的 U_{GS} 称为开启电压 $U_{GS(th)} = U_T$ 。在一定 U_{DS} 下, U_{GS} 值越大,电场作用越强,导电的沟道越宽,沟道电阻越小, I_D 就越大,这就是增强型管子的含义。

(3) 输出特性

输出特性是指 U_{GS} 为一固定值时, I_D 与 U_{DS} 之间的关系,即

$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS} = \text{常数}} \quad (5 - 7)$$

图 5 - 13 U_{GS} 对沟道的影响

同晶体管一样输出特性可分为三个区,可变电阻区,恒流区和截止区。

可变电阻区:图 5 - 14(a)的 区。该区对应 $U_{GS} > U_T$ 、 U_{DS} 很小、 $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} > U_T$ 的情况。该区的特点是:若 U_{GS} 不变, I_D 随着 U_{DS} 的增大而线性增加,可以看成是一个电阻,对应不同的 U_{GS} 值,各条特性曲线直线部分的斜率不同,即阻值发生改变。因此该区是一个受 U_{GS} 控制的可变电阻区,工作在这个区的场效晶体管相当于一个压控电阻。

恒流区(亦称饱和区,放大区):图 5 - 14(a)的 区。该区对应 $U_{GS} > U_T$, U_{DS} 较大,该区的特点是若 U_{GS} 固定为某个值时,随 U_{DS} 的增大, I_D 不变,特性曲线近似为水平线,因此称为恒流区。而对应同一个 U_{DS} 值,不同的 U_{GS} 值可感应出不同宽度的导电沟道,产生不同大小的漏极电流 I_D ,可以用一个参数,跨导 g_m 来表示 U_{GS} 对 I_D 的控制作用。 g_m 定义为

$$g_m = \frac{I_D}{U_{GS}} \Big|_{U_{DS} = \text{常数}} \quad (5 - 8)$$

截止区(夹断区):该区对应于 $U_{GS} < U_T$ 的情况,这个区的特点是:由于没有感生出沟道,故电流 $I_D = 0$,管子处于截止状态。

图 5 - 14(a)的 区为击穿区,当 U_{DS} 增大到某一值时,栅、漏间的 PN 结会反向击穿,使 I_D 急剧增加。如不加限制,会造成管子损坏。

图 5 - 14 N 沟道增强型 MOS 管的特性曲线

(4) 转移特性

转移特性是指 U_{DS} 为固定值时, I_D 与 U_{GS} 之间的关系,表示了 U_{GS} 对 I_D 的控制作用。即

$$I_D = f(U_{GS}) \Big|_{U_{DS} = \text{常数}} \quad (5 - 9)$$

由于 U_{DS} 对 I_D 的影响较小,所以不同的 U_{DS} 所对应的转移特性曲线基本上是重合在一起的,如图 5 - 14(b)所示。这时 I_D 可以近似地表示为

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} \right]^2 \quad (5 - 10)$$

式中, I_{DSS} 是 $U_{GS} = 2 U_{GS(th)}$ 时的 I_D 值; $U_{GS(th)}$ 称为开启电压,即在一定的漏 - 源电压下,使管子由不导通变为导通的临界栅 - 源电压。

2. N 沟道耗尽型 MOS 管

N 沟道耗尽型 MOS 管的结构与增强型一样,所不同的是在制造过程中,在 SiO_2 绝缘层中掺入大量的正离子。当 $U_{GS} = 0$ 时,由正离子产生的电场就能吸收足够的电子产生原始沟道,如果加上正向 U_{DS} 电压,就可在原始沟道中产生电流。其结构、符号如图 5 - 15 所示。

当 U_{GS} 正向增加时,将增强由绝缘层中正离子产生的电场,感生的沟道加宽, I_D 将增大,当 U_{GS} 加反向电压时,削弱由绝缘层中正离子产生的电场,感生的沟道变窄, I_D 将减小,当 U_{GS} 达到某一负电压值 $U_{GS(off)} = U_P$ 时,完全抵消了由正离子产生的电场则导电沟道消失,使 $I_D = 0$, U_P 称为夹断电压。

在 $U_{GS} > U_P$ 后,漏源电压 U_{DS} 对 I_D 的影响较小。它的特性曲线形状,与增强型 MOS 管类似,如图 5 - 15(b)、(c)所示。

由特性曲线可见,耗尽型 MOS 管的 U_{GS} 值在正、负的一定范围内都可控制管子的 I_D ,因此,

图 5 - 15 N 沟道耗尽型绝缘栅场效晶体管

此类管子使用较灵活,在模拟电子技术中得到广泛应用。增强型场效晶体管在集成数字电路中被广泛采用,可利用 $U_{GS} > U_T$ 和 $U_{GS} < U_T$ 来控制场效晶体管的导通和截止,使管子工作在开关状态,数字电路中的半导体器件正是工作在此种状态。

5 2 2 场效晶体管主要参数

1. 场效晶体管与双极型晶体管的比较

(1) 场效晶体管的沟道中只有一种极性的载流子(电子或空穴)参与导电,故称为单极型晶体管。而在双极型晶体管里有两种不同极性的载流子(电子和空穴)参与导电,故称为双极型晶体管。

(2) 场效晶体管是通过栅源电压 U_{GS} 来控制漏极电流 I_D ,称为电压控制器件。晶体管是利用基极电流 I_B 来控制集电极电流 I_C ,称为电流控制器件。

(3) 场效晶体管的输入电阻很大,有较高的热稳定性,抗辐射性和较低的噪声。而晶体管的输入电阻较小,温度稳定性差,抗辐射及噪声能力也较低。

(4) 场效晶体管的跨导 g_m 值较小,而双极型晶体管的 β 值很大。在同样的条件下,场效晶体管的放大能力不如晶体管高。

(5) 场效晶体管在制造时,如衬底没有和源极接在一起时,也可将 D、S 互换使用。而晶体管的 C 和 E 互换使用,称倒置工作状态,此时 β 将变得非常小。

(6) 工作在可变电阻区的场效晶体管,可作为压控电阻来使用。

另外,由于 MOS 场效晶体管的输入电阻很高,使得栅极间感应电荷不易泄放,而且绝缘层

做得很薄,容易在栅源极间感应产生很高的电压,如超过 $U_{(BR)GS}$ 可造成管子击穿。因此在使用 MOS 管时避免使栅极悬空。保存不用时,必须将 MOS 管各极间短接。焊接时,电烙铁外壳要可靠接地。

2. 场效晶体管的主要参数

(1) 直流参数

直流参数是指耗尽型 MOS 管的夹断电压 $U_P [U_{GS(off)}]$, 增强型 MOS 管的开启电压 $U_T [U_{GS(th)}]$ 以及漏极饱和电流 I_{DSS} , 直流输入电阻 R_{GS} 。

(2) 交流参数

低频跨导 g_m : 当 $U_{DS} = \text{常数}$ 时, u_{gs} 的微小变量与它引起的 i_D 的微小变量之比, 即

$$g_m = \left. \frac{d i_D}{d u_{GS}} \right|_{U_{DS} = \text{常数}} \quad (5 - 11)$$

它是表征栅、源电压对漏极电流控制作用大小的一个参数, 单位为西(S)或 mS。

极间电容: 场效晶体管三个电极间存在极间电容。栅、源电容 C_{gs} 和栅、漏电容 C_{gd} 一般为 $1 \sim 3 \text{ pF}$, 漏源电容 C_{ds} 约在 $0.1 \sim 1 \text{ pF}$ 之间。极间电容的存在决定了管子的最高工作频率和工作速度。

(3) 极限参数

最大漏极电流 I_{DM} : 管子工作时允许的最大漏极电流。

最大耗散功率 P_{DM} : 由管子工作时允许的最高温升所决定的参数。

漏、源击穿电压 $U_{(BR)DS}$: U_{DS} 增大时使 I_D 急剧上升时的 U_{DS} 值。

栅、源击穿电压 $U_{(BR)GS}$: 在 MOS 管中使绝缘层击穿的电压。

3. 各种场效晶体管特性的比较

表 5 - 2 总结列举了 6 种类型场效晶体管在电路中的符号, 偏置电压的极性和特性曲线。读者可以通过比较以予区别。

表 5 - 2 各种场效晶体管的符号、转移特性和输出特性

结构类型	工作方式	图形符号	工作时所需电压极性		转移特性	输出特性
			U_{DS}	U_{GS}		
结 型	N 沟 道		+	-		
	P 沟 道		-	+		

结构类型		工作方式	图形符号	工作时所需电压极性		转移特性	输出特性
				U_{DS}	U_{GS}		
绝 缘 栅 型	N 沟 道	增 强 型		+	+		
	P 沟 道			-	-		
	N 沟 道	耗 尽 型		+	- , +		
	P 沟 道			-	+ , -		

5.3 晶体管共发射极放大电路

模拟信号是时间的连续函数,处理模拟信号的电路称为模拟电子电路。

模拟电子电路中的晶体管通常都工作在放大状态,它和电路中的其他元件构成各种用途的放大电路。而基本放大电路又是构成各种复杂放大电路和线性集成电路的基本单元。晶体管基本放大电路按电路结构区分有共发射极、共集电极和共基极三种,本书讨论前两种放大电路。

5.3.1 共发射极放大电路的组成

在图 5-16(a)的共发射极交流基本放大电路中,输入端接低频交流电压信号 u_i (如音频信号,频率为 20 Hz ~ 20 kHz)。输出端接负载电阻 R_L (可能是小功率的扬声器,微型继电器、或者接下一级放大电路等),输出电压用 u_o 表示。电路中各元件作用如下:

1. 集电极电源 U_{CC} 是放大电路的能源,为输出信号提供能量,并保证发射结处于正向偏置、

图 5 - 16 共发射极交流放大电路

集电结处于反向偏置,使晶体管工作在放大区。 U_{CC} 取值一般为几伏到几十伏。

2. 晶体管 T 是放大电路的核心元件。利用在晶体管放大区的电流控制作用,即 $i_c = \beta i_b$ 的电流放大作用,将微弱的电信号进行放大。

3. 集电极电阻 R_C 是晶体管的集电极负载电阻,它将集电极电流的变化转换为电压的变化,实现电路的电压放大作用。 R_C 一般为几千到几十千欧。

4. 基极电阻 R_B 用以提供合适的基极电流 I_B ,改变 R_B 可使晶体管有合适的静态工作点,保证晶体管工作在放大状态。 R_B 一般取几十千欧到几百千欧。

5. 耦合电容 C_1 、 C_2 起隔直流通交流的作用。在信号频率范围内,认为容抗近似为零。所以分析电路时,在直流通路中电容视为开路,在交流通路中电容视为短路。 C_1 、 C_2 一般为十几微法到几十微法的有极性的电容。

5.3.2 静态分析

放大电路未接入 u_i 前的工作状态称为静态。动态则指加入 u_i 后的工作状态。静态分析就是确定静态值,即直流量,用电路中的 I_B 、 I_C 和 U_{CE} 一组数据来表示。这组数据是晶体管输入、输出特性曲线上的某个工作点——习惯上称为静态工作点 Q 的一组数据,用 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 I_{CEQ} 表示。

放大电路的质量与静态工作点的合适与否关系甚大。动态分析则是在已设置了合适的静态工作点的前提下,讨论放大电路的电压放大倍数、输入电阻、输出电阻等技术指标。

1. 由放大电路的直流通路确定静态工作点

将耦合电容 C_1 、 C_2 视为开路,画出图 5 - 16(b)所示的共发射极放大电路的直流通路,由电路得

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B} \\ I_C &= \beta I_B \\ U_{CE} &= U_{CC} - R_C I_C \end{aligned} \tag{5 - 12}$$

用式(5 - 12)可以近似估算此放大电路的静态工作点。晶体管导通后硅管 U_{BE} 的大小约在 0.6~0.7 V 之间(锗管 U_{BE} 的大小约在 0.2~0.3 V 之间)。而当 U_{CC} 较大时, U_{BE} 可以忽略不

计。

2. 由图解法求静态工作点 Q

(1) 用输入特性曲线确定 I_{BQ} 和 U_{BEQ}

根据图 5 - 16(b) 中的输入回路, 可列出输入回路电压方程

$$U_{CC} = R_B I_B + U_{BE} \quad (5 - 13)$$

同时 U_{BE} 和 I_B 还符合晶体管输入特性曲线所描述的关系, 输入特性曲线用函数式表示为

$$I_B = f(U_{BE}) |_{U_{CE} = \text{常数}} \quad (5 - 14)$$

用作图的方法在输入特性曲线所在的 $U_{BE} - I_B$ 平面上作出式(5 - 13)对应的直线, 那么所得两线的交点就是静态工作点 Q , 如图 5 - 17(a) 所示, Q 点的坐标就是静态时的基极电流 I_{BQ} 和基 - 射极间电压 U_{BEQ} 。

(2) 用输出特性曲线确定 I_{CQ} 和 U_{CEQ}

由图 5 - 16(b) 电路中的输出回路, 以及晶体管的输出特性曲线, 可以得出下面两式

$$U_{CC} = R_C I_C + U_{CE} \quad (5 - 15)$$

$$I_C = f(U_{CE}) |_{I_B = \text{常数}} \quad (5 - 16)$$

晶体管的输出特性可由已选定管子型号在手册上查找, 或从图示仪上描绘, 而式(5 - 15)为一直线方程, 其斜率为 $\tan \alpha = -1/R_C$, 在横轴的截距为 U_{CC} , 在纵轴的截距为 U_{CC}/R_C 。这一直线很容易在图 5 - 17(b) 上作出。因为它是从直流通路得出的, 且与集电极负载电阻有关, 故称为直流负载线。由于已确定了 I_{BQ} 的值, 因此直流负载线与 $I_B = I_{BQ}$ 所对应的那条输出特性曲线的交点就是静态工作点 Q 。如图 5 - 17(b) 所示, Q 点的坐标就是静态时晶体管的集电极电流 I_{CQ} 和集 - 射极间电压 U_{CEQ} 。由图 5 - 17 可见, 基极电流的大小影响静态工作点的位置。若 I_{BQ} 偏低, 则静态工作点 Q 靠近截止区; 若 I_{BQ} 偏高, 则 Q 靠近饱和区。因此, 在已确定直流电源 U_{CC} 集电极电阻 R_C 的情况下, 静态工作点设置的合适与否取决于 I_B 的大小, 调节基极电阻 R_B , 改变电流 I_B , 可以调整静态工作点。

图 5 - 17 图解法求静态工作点

5.3.3 动态分析

静态工作点确定以后, 放大电路在输入电压信号 u_i 的作用下, 若晶体管能始终工作在特性

曲线的放大区,则放大电路输出端就能获得基本上不失真的放大的输出电压信号 u_o 。放大电路的动态分析,就是要对放大电路中信号的传输过程、放大电路的性能指标等问题进行分析讨论,这也是模拟电子电路所要讨论的主要问题。微变等效电路法和图解法是动态分析的基本方法。

1. 信号在放大电路中的传输与放大

以图 5 - 18(a)为例来讨论,图中 I_B 、 I_C 、 U_{CE} 表示直流分量(静态值), i_b 、 i_c 、 u_{ce} 表示输入信号作用下的交流分量(有效值用 I_b 、 I_c 、 U_{ce} 表示), i_B 、 i_C 、 u_{CE} 表示总电流或总电压,这点务必搞清。

设输入信号 u_i 为正弦信号,通过耦合电容 C_1 加到晶体管的基 - 射极,产生电流 i_b ,因而基极电流 $i_B = I_B + i_b$ 。集电极电流受基极电流的控制, $i_C = I_C + i_c = (I_B + i_b)$ 。电阻 R_C 上的压降为 $R_C i_C$,它随 i_C 成比例地变化。而集 - 射极的管压降 $u_{CE} = U_{CC} - R_C i_C = U_{CC} - R_C (I_C + i_c) = U_{CE} - R_C i_c$,它却随 $R_C i_C$ 的增大而减小。耦合电容 C_2 阻隔直流分量 U_{CE} ,将交流分量 $u_{ce} = - R_C i_c$ 送至输出端,这就是放大后的信号电压 $u_o = u_{ce} = - R_C i_c$ 。 u_o 为负,说明 u_i 、 i_b 、 i_c 为正半周时, u_o 为负半周,它与输入信号电压 u_i 反相。图 5 - 18(b) ~ (f) 为放大电路中各有关电压和电流的信号波形。

综上所述,可归纳以下几点:

(1) 无输入信号时,晶体管的电压、电流都是直流分量。有输入信号后, i_B 、 i_C 、 u_{CE} 是在原来静态值的基础上叠加了一个交流分量,即为交直流混合量。

(2) 输出 u_o 与输入 u_i 频率相同,且幅度 u_o 比 u_i 大得多。

(3) 电流 i_b 、 i_c 与输入电压 u_i 同相,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 反相,即共发射极放大电路具有“倒相”作用。

图 5 - 18 放大电路中电压、电流的波形

2. 微变等效电路法

(1) 晶体管的微变等效电路

所谓晶体管的微变等效电路,就是晶体管在小信号(微变量)的情况下工作在特性曲线的直线段时,将晶体管(非线性元件)用一个线性电路代替。

由图 5 - 19(a)晶体管的输入特性曲线可知,在小信号作用下的静态工作点 Q 邻近的 $Q_1 \sim Q_2$ 工作范围内的曲线可视为直线,其斜率不变。两变量的比值称为晶体管的输入电阻,即

$$r_{be} = \left. \frac{U_{BE}}{I_B} \right|_{U_{CE} = \text{常数}} = \frac{u_{be}}{i_b} \quad (5 - 17)$$

式(5 - 17)表示晶体管的输入回路可用管子的输入电阻 r_{be} 来等效代替如图 5 - 20(a)所示,其微变等效电路见图 5 - 20(b)。根据半导体理论及文献资料,工程中低频小信号下的 r_{be} 可用下式估算

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \quad (5 - 18)$$

小信号低频下工作时的晶体管的 r_{be} 一般为几百到几千欧。

图 5 - 19 从晶体管的特性曲线求 r_{be} 、 r_{ce} 和 r_{ce}

由图 5 - 19(b)晶体管的输出特性曲线可知,在小信号作用下的静态工作点 Q 邻近的 $Q_1 \sim Q_2$ 工作范围内,放大区的曲线是一组近似等距的水平线,它反映了集电极电流 I_C 只受基极电流 I_B 控制而与管子两端电压 U_{CE} 基本无关,因而晶体管的输出回路可等效为一个受控的恒流源,即

$$I_C = \beta I_B \text{ 及 } i_c = \beta i_b \quad (5 - 19)$$

实际晶体管的输出特性并非与横轴绝对平行。当 I_B 为常数时, U_{CE} 变化会引起 I_C 变化,这个线性关系就是晶体管的输出电阻 r_{ce} ,即

$$r_{ce} = \left. \frac{U_{CE}}{I_C} \right|_{I_B = \text{常数}} = \frac{u_{ce}}{i_c} \quad (5 - 20)$$

r_{ce} 和受控恒流源 i_b 并联。由于输出特性近似为水平线, r_{ce} 又高达几十千欧到几百千欧,在微变等效电路中可视为开路而不予考虑。图 5 - 20(b)为简化了的微变等效电路。

图 5 - 20 晶体管的微变等效电路

(2) 共射放大电路的微变等效电路

放大电路的直流通路可用来确定静态工作点。交流通路则反映了信号的传输过程并通过它可以分析计算放大电路的性能指标。图 5 - 21(a)是图 5 - 16(a)共射放大电路的交流通路。

C_1 、 C_2 的容抗对交流信号而言可忽略不计,在交流通路中视作短路,直流电源 U_{CC} 为恒压源两端无交流压降也可视作短路。据此作出图 5 - 21(a)所示的交流通路。将交流通路中的晶体管用微变等效电路来取代,可得如图 5 - 21(b)所示共射放大电路的微变等效电路。

图 5 - 21 共射放大电路的交流通路及微变等效电路

3. 动态性能指标的计算

(1) 电压放大倍数 A_u

电压放大倍数是小信号电压放大电路的主要技术指标。设输入为正弦信号,图 5 - 21(b)中的电压和电流都可用相量表示。

由图 5 - 21(b)可列出

$$\begin{aligned} U_o &= - (R_C + R_L) I_b \\ U_i &= I_b r_{be} \\ A_u &= \frac{U_o}{U_i} = \frac{- (R_C + R_L) I_b}{r_{be} I_b} = - \frac{R_C + R_L}{r_{be}} \end{aligned} \quad (5 - 21)$$

式中, $R_L = R_C + R_L$; A_u 为复数,它反映了输出与输入电压之间大小和相位的关系。式中的负号表示共射放大电路的输出电压与输入电压的相位反相。

当放大电路输出端开路时,(未接负载电阻 R_L),可得空载时的电压放大倍数(A_{u_0}),

$$A_{u_0} = - \frac{R_C}{r_{be}} \quad (5 - 22)$$

比较式(5 - 21)和(5 - 22),可得出:放大电路接有负载电阻 R_L 时的电压放大倍数比空载时降低了。 R_L 愈小,电压放大倍数愈低。一般共射放大电路为提高电压放大倍数,总希望负载电阻 R_L 大一些。

输出电压 U_o 与输入信号源电压 U_s 之比,称为源电压放大倍数(A_{u_s}),则

$$A_{u_s} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{U_i} \frac{U_i}{U_s} = A_u \frac{r_i}{R_s + r_i} = - \frac{R_C + R_L}{r_{be}} \frac{r_i}{R_s + r_i} \quad (5 - 23)$$

式(5 - 23)中 $r_i = R_B \parallel r_{be} \parallel r_{be}$ (通常 $R_B \gg r_{be}$)。可见 R_s 愈大,电压放大倍数愈低。一般为提高共射放大电路电压放大倍数,总希望信号源内阻 R_s 小一些。

(2) 放大电路的输入电阻 r_i

一个放大电路的输入端总是与信号源(或前一级放大电路)相连的,其输出端总是与负载(或后一级放大电路)相接的。因此,放大电路与信号源和负载之间(或前级放大电路与后级放大电路),都是互相联系,互相影响的。图 5 - 22(a)、(b)表示它们之间的联系。

图 5 - 22 放大电路与信号源及前后级电路的联系

输入电阻 r_i 也是放大电路的一个主要的性能指标。

放大电路是信号源(或前一级放大电路)的负载,其输入端的等效电阻就是信号源(或前一级放大电路)的负载电阻,也就是放大电路的输入电阻 r_i 。其定义为输入电压与输入电流之比。即

$$r_i = \frac{U_i}{I_i} \quad (5 - 24)$$

图 5 - 16(a)共射放大电路的输入电阻可由图 5 - 23 所示的微变等效电路计算得出。由图可知

$$I_i = \frac{U_i}{R_B} + \frac{U_i}{r_{be}} \quad \text{所以} \quad r_i = \frac{U_i}{I_i} = R_B \parallel r_{be} \quad (5 - 25)$$

一般输入电阻越高越好。原因是:第一,较小的 r_i 从信号源取用较大的电流而增加信号源的负担。第二,电压信号源内阻 R_s 和放大电路的输入电阻 r_i 分压后, r_i 上得到的电压才是放大电路的输入电压 U_i (如图 5 - 23 所示), r_i 越小,相同的 U_s 使放大电路的有效输入 U_i 减小,那么放大后的输出也就小。第三,若与前级放大电路相连,则本级的 r_i 就是前级的负载电阻 R_L ,若 r_i 较小,则前级放大电路的电压放大倍数也就越小。总之,要求放大电路要有较高的输入电阻。

(3) 输出电阻 r_o

放大电路是负载(或后级放大电路)的等效信号源,其等效内阻就是放大电路的输出电阻

r_o ,它是放大电路的性能参数。它的大小影响本级和后级的工作情况。放大电路的输出电阻 r_o ,即从放大电路输出端看进去的戴维宁等效电路的等效内阻,实际中我们采用如下方法计算输出电阻:

图 5 - 23 放大电路的输入电阻

图 5 - 24 放大电路的输出电阻

将输入信号源短路,但保留信号源内阻,在输出端加一信号 U_o ,以产生一个电流 I_o ,则放大电路的输出电阻为

$$r_o = \frac{U_o}{I_o} \Big|_{U_s=0} \quad (5 - 26)$$

图 5 - 16(a)共射放大电路的输出电阻可由图 5 - 24 所示的等效电路计算得出。由图可知,当 $U_s = 0$ 时, $I_b = 0$, $I_c = 0$,而在输出端加一信号 U_o ,产生的电流 I_o 就是电阻 R_C 中的电流,取电压与电流之比为输出电阻。

$$r_o = \frac{U_o}{I_o} \Big|_{U_s=0, R_L=\infty} = R_C \quad (5 - 27)$$

计算输出电阻的另一种方法是:假设放大电路负载开路(空载)时输出电压为 U_o ,接上负载后输出端电压为 U_o' ,则

$$U_o' = \frac{R_L}{r_o + R_L} U_o \quad \text{所以} \quad r_o = \frac{U_o}{U_o'} - 1 R_L \quad (5 - 28)$$

一般输出电阻越小越好。原因是:第一,放大电路的输出电阻对后一级放大电路来说,相当于信号源的内阻。若 r_o 较高,则使后一级放大电路的有效输入信号降低,并使后一级放大电路的 A_{us} 降低。第二,如放大电路的负载发生变动时,若 r_o 较高,必然引起放大电路输出电压有较大的变动,也即放大电路带负载能力较差。总之,希望放大电路的输出电阻 r_o 越小越好。

例 5 - 3 图 5 - 16(a)所示的共射放大电路,已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_B = 300 \text{ k}$, $R_C = 4 \text{ k}$, $R_L = 4 \text{ k}$, $R_s = 100$,晶体管的 $\beta = 40$ 。求: 估算静态工作点; 计算电压放大倍数; 计算输入电阻和输出电阻。

解: 估算静态工作点。由图 5 - 16(b)所示直流通路得

$$I_B = \frac{U_{CC}}{R_B} = \frac{12}{300} \text{ mA} = 40 \text{ } \mu\text{A}$$

$$I_C = I_B = 40 \times 40 \text{ } \mu\text{A} = 1.6 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C = (12 - 4 \times 1.6) \text{ V} = 5.6 \text{ V}$$

计算电压放大倍数。首先画出如图 5 - 21(a)所示的交流通路,然后画如图 5 - 21(b)所

示的微变等效电路,可得

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} = 300 + 41 \times \frac{26}{1.6} = 0.966 \text{ k}$$

$$U_o = - (R_C + R_L) I_b$$

$$U_i = r_{be} I_b$$

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{- (R_C + R_L) I_b}{r_{be} I_b} = -40 \times \frac{2}{0.966} = -82.8$$

计算输入电阻和输出电阻。根据式(5-25)和(5-27)得

$$r_i = \frac{U_i}{I_i} = R_B + r_{be} = 0.966 \text{ k} ,$$

$$r_o = R_C = 4 \text{ k}$$

4. 放大电路其他性能指标的介绍

输入信号经放大电路放大后,输出波形与输入波形不完全一致称为波形失真,而由于晶体管特性曲线的非线性引起的失真称为非线性失真。下面我们分析当静态工作点位置不同时,对输出波形的影响。

(1) 波形的非线性失真

如果静态工作点太低,如图5-25所示Q点,从输出特性可以看到,当输入信号 u_i 在负半周时,晶体管的工作范围进入了截止区。这样就使 i_c 的负半周波形和 u_o 的正半周波形都严重失真(输入信号 u_i 为正弦波),如图5-25所示。这种失真称为截止失真。

消除截止失真的方法是提高静态工作点的位置,适当减小输入信号 u_i 的幅值。对于图5-16的共射极放大电路,可以减小 R_B 阻值,增大 I_{BQ} ,使静态工作点上移来消除截止失真。

如果静态工作点太高,如图5-25所示Q点,从输出特性可以看到,当输入信号 u_i 在正半周时,晶体管的工作范围进入了饱和区。这样就使 i_c 的正半周波形和 u_o 的负半周波形都严重失真,如图5-25所示。这种失真称为饱和失真。

消除饱和失真的方法是降低静态工作点的位置,适当减小输入信号 u_i 的幅值。对于图5-16的共射极放大电路,可以增大 R_B 阻值,减小 I_{BQ} ,使静态工作点下移来消除饱和失真。

图5-25 静态工作点与非线性失真的关系

总之,设置合适的静态工作点,可避免放大电路产生非线性失真。如Q点选在放大区的中间,相应的 i_c 和 u_o 都没有失真。但是,还应注意到即使Q点设置合适,若输入 u_i 的信号幅度过大,则可能既产生饱和失真又产生截止失真。

(2) 通频带

由于放大电路含有电容元件(耦合电容 C_1 、 C_2 及布线电容、PN结的结电容),当频率太高或

太低时,微变等效电路不再是电阻性电路,输出电压与输入电压的相位发生了变化,电压放大倍数也将降低,所以交流放大电路只能在中间某一频率范围(简称中频段)内工作。通频带就是反映放大电路对信号频率的适应能力的性能指标。

图 5 - 26(a)为电压放大倍数 A_u 与频率 f 的关系曲线,称为幅频特性。可见在低频段 A_u 有所下降,这是因为当频率低时,耦合电容的容抗不可忽略,信号在耦合电容上的电压降增加,因此造成 A_u 下降。在高频段 A_u 下降的原因,是由于高频时晶体管的 β 值下降和电路的布线电容、PN 结的结电容的影响。

图 5 - 26 放大电路通频带

图 5 - 26(a)所示的幅频特性中,其中频段的电压放大倍数为 A_{um} 。当电压放大倍数下降到 $\frac{1}{2} A_{um} = 0.707 A_{um}$ 时,所对应的两个频率分别称为上限频率 f_H 和下限频率 f_L , $f_H - f_L$ 的频率范围称为放大电路的通频带(或称带宽) BW 。

$$BW = f_H - f_L$$

由于一般 $f_L \ll f_H$,故 $BW \approx f_H$ 。通频带越宽,表示放大电路的工作频率范围越大。

对于宽频带的放大电路,如果幅频特性的频率坐标用十进制坐标,可能难以表达完整。在这种情况下,可用对数坐标来扩大视野,对数幅频特性如图 5 - 26(b)所示。其横轴表示信号频率,用的是对数坐标;其纵轴表示放大电路的增益分贝值。这种画法首先是由波特(H. W. Bode)提出的,故常称为波特图。

在工程上,为了便于计算,常用分贝(dB)表示放大倍数(增益)。

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

$$\text{而 } 20 \lg \frac{1}{2} = -3 \text{ dB}$$

因此,在工程上通常把 $f_H - f_L$ 的频率范围称为放大电路的“-3dB”通频带(简称 3dB 带宽)。

(3) 最大输出幅度

最大输出幅度是指输出波形的非线性失真在允许限度内,放大电路所能供给的最大输出电压(或输出电流),一般指有效值,以 U_{omax} (或 I_{omax})表示。

图解法能直观地分析放大电路的工作过程。估算电压放大倍数,清晰地观察到波形失真情况,估算出不失真时最大限度的输出幅度。但图解法也有局限性,作图过程繁琐,误差大,且不能计算输入电阻、输出电阻、多级放大电路及反馈放大电路等。图解法适合于分析大信号下工作的放大电路(功率放大电路),对小信号放大电路用微变等效电路则简便得多。

5.4 静态工作点的稳定

前面的讨论已明确:放大电路必须有一个合适的静态工作点,以保证有较好的放大效果,并不引起非线性失真。下面讨论影响静态工作点变动的主要原因以及能够稳定工作点的分压式偏置共射放大电路。

5.4.1 温度对静态工作点的影响

静态工作点不稳定的主要原因是温度变化和更换晶体管的影响。下面着重讨论温度变化对静态工作点的影响。图 5-16(a)的共发射极放大电路,其偏置电流为

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

可见,当 U_{CC} 及 R_B 一经选定, I_B 就被确定,故称为固定偏置放大电路。此电路简单,易于调整,但温度变化导致集电极电流 I_C 增大时,输出特性曲线族将向上平移,如图 5-27 中虚线所示。因为当温度升高时, I_{CBO} 要增大。由于 $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$,故 I_{CEO} 也要增大。又因为 $I_C = I_B + I_{CEO}$,显而易见, I_{CEO} 的增大将使整个输出特性曲线族向上平移。如图 5-27 所示,这时静态工作点将从 Q 点移到 Q_2 点。 I_{CQ} 增大, U_{CEQ} 减小,工作点向饱和区移动。这是造成静态工作点随温度变化的主要原因。

图 5-27 温度对 Q 点影响

5.4.2 分压式偏置放大电路

1. 稳定原理

通过前面的分析已经知道晶体管的参数 I_{CEO} 随温度升高对工作点的影响,最终表现在使静态工作点电流 I_C 增加,流过 R_C 后静态工作点电压 U_{CE} 下降。所以我们如设法使 I_C 在温度变化时能维持恒定,则静态工作点就可以得到稳定了。

图 5-28(a)所示的分压式偏置共射放大电路,正是基于这一思想,首先利用 R_{B1} 、 R_{B2} 的分压为基极提供一个固定电压。当 $I_{B1} \gg I_B$ (5 倍以上),则认为 I_B 不影响 V_B ,基极电位为

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} \quad (5-29)$$

其次在发射极串接一个电阻 R_E ,使得

$$\begin{array}{cccccccc} \text{温度} & T & I_C & I_E & V_E & U_{BE} & I_B & I_C \end{array}$$

当温度升高使 I_C 增加,电阻 R_E 上的压降 $R_E I_E$ 增加,也即发射极电位 V_E 升高,而基极电位 V_B 固定,所以净输入电压 $U_{BE} = V_B - V_E$ 减小,从而使输入电流 I_B 减小,最终导致集电极电流 I_C 也减小,这样在温度变化时静态工作点便得到了稳定。但是由于 R_E 的存在使得输入电压不能全部加在 B、E 两端,使 u_o 减小,造成了 A_u 的减小,为了克服这一不足,在 R_E 两端再并联

一个旁路电容 C_E 。对于直流, C_E 相当于开路, 仍能稳定工作点; 而对于交流信号, C_E 相当于短路, 使输入信号不受损失, 电路的放大倍数不至于因为稳定了工作点而下降。一般旁路电容 C_E 取几十微法到几百微法。图中 R_E 越大, 稳定性越好, 但过大的 R_E 会使 U_{CE} 下降, 影响输出电压 u_o 的幅度, 通常小信号放大电路中 R_E 取几百到几千欧。

图 5 - 28 分压式偏置共射放大电路

下面对此电路的性能进行具体分析。

2. 静态工作点分析

图 5 - 28(b) 为分压式偏置放大电路的直流通路, 由直流通路得

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

$$I_C \quad I_E = \frac{V_B - U_{BE}}{R_E} \quad \frac{V_B}{R_E}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C - R_E I_E \quad U_{CC} - (R_C + R_E) I_C \quad (5 - 30)$$

3. 动态分析

图 5 - 28(c) 为分压式偏置放大电路的交流通路。

若旁路电容 C_E 存在时,画出微变等效电路如图 5 - 28(d)所示,电路中的电容对于交流信号可视为短路, R_E 被 C_E 交流旁路掉了。图 5 - 28(d)中 $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$ 。

电压放大倍数

$$\begin{aligned} U_o &= - R_L I_b \\ R_L &= R_C \parallel R_L \\ U_i &= r_{be} I_b \\ A_u &= \frac{U_o}{U_i} = \frac{- R_L I_b}{r_{be} I_b} = \frac{- R_L}{r_{be}} \end{aligned} \quad (5 - 31)$$

输入电阻

$$\begin{aligned} r_i &= \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{\frac{U_i}{R_{B1}} + \frac{U_i}{R_{B2}} + \frac{U_i}{r_{be}}} \\ r_i &= R_B \parallel r_{be} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_{be} \end{aligned} \quad (5 - 32)$$

输出电阻 $r_o = R_C$

若电路中无旁路电容 C_E ,对于交流信号而言, R_E 未被 C_E 交流旁路掉,其等效电路如图 5 - 28(e),图中 $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$ 。分析如下:

电压放大倍数

$$\begin{aligned} U_o &= - R_L I_b \\ R_L &= R_C \parallel R_L \\ U_i &= r_{be} I_b + (1 + \beta) R_E I_b \\ A_u &= \frac{U_o}{U_i} = \frac{- R_L I_b}{r_{be} I_b + (1 + \beta) R_E I_b} = \frac{- R_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_E} \end{aligned} \quad (5 - 33)$$

输入电阻

$$\begin{aligned} U_i &= r_{be} I_b + (1 + \beta) R_E I_b \\ r_i &= \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{\frac{U_i}{R_{B1}} + \frac{U_i}{R_{B2}} + \frac{U_i}{r_{be} + (1 + \beta) R_E}} \\ r_i &= R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R_E] \end{aligned} \quad (5 - 34)$$

输出电阻 $r_o = R_C$

例 5 - 4 在图 5 - 28 所示的分压式偏置共射放大电路中,已知 $U_{CC} = 24 \text{ V}$, $R_{B1} = 33 \text{ k}$, $R_{B2} = 10 \text{ k}$, $R_C = 3.3 \text{ k}$, $R_E = 1.5 \text{ k}$, $R_L = 5.1 \text{ k}$,晶体管的 $\beta = 66$,设 $R_S = 0$ 。求: 估算静态工作点; 画微变等效电路; 计算电压放大倍数; 计算输入、输出电阻; 当 R_E 两端未并联旁路电容时,画其微变等效电路,计算电压放大倍数,输入、输出电阻。

解: 估算静态工作点

$$U_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = \frac{10}{33 + 10} \times 24 \text{ V} = 5.60 \text{ V}$$

$$I_C = I_E = \frac{V_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{V_B}{R_E} = \frac{5.6}{1.5} \text{ mA} = 3.80 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - (R_C + R_E) I_C = [24 - (3.3 + 1.5) \times 3.8] \text{ V} = 5.76 \text{ V}$$

画微变等效电路如图 5-28(d)所示

计算电压放大倍数

由微变等效电路得:

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-(R_L \parallel R_C)}{r_{be}} = \frac{-\frac{R_L R_C}{R_L + R_C}}{300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}}} = \frac{-66 \times \frac{5.1 \times 3.3}{5.1 + 3.3} \times 10^3}{300 + (1 + 66) \times \frac{26}{3.80}} = -174$$

$$r_{be} = 300 + (1 + 66) \times \frac{26}{3.8} = 0.76 \text{ k}$$

计算输入、输出电阻

$$r_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_{be} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{r_{be}}} = \frac{1}{\frac{1}{33} + \frac{1}{10} + \frac{1}{0.76}} \text{ k} = 0.69 \text{ k}$$

$$r_o = R_C = 3.3 \text{ k}$$

当 R_E 两端未并联旁路电容时其微变等效电路如图 5-28(e)所示。

电压放大倍数

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-(R_L \parallel R_C)}{r_{be} + (1 + \beta) R_E} = \frac{-66 \times \frac{5.1 \times 3.3}{5.1 + 3.3}}{0.76 + (1 + 66) \times 1.5} = -1.3$$

输入、输出电阻

$$r_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_{be} + (1 + \beta) R_E) = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta) R_E}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{33} + \frac{1}{10} + \frac{1}{0.76 + 67 \times 1.5}} \text{ k} = 7.14 \text{ k}$$

$$r_o = R_C = 3.3 \text{ k}$$

从计算结果可知,去掉旁路电容后,电压放大倍数降低了,输入电阻提高了。这是因为电路引入了串联负反馈,负反馈内容将在下一章讨论。

5.5 射极输出器

射极输出器是常用的一种放大电路,其电路图如图 5-29(a)所示。由图可见,放大电路的交流信号由晶体管的发射极经耦合电容 C_2 输出,故名射极输出器。

从图 5-29(c)射极输出器的交流通路可见,集电极是输入回路和输出回路的公共端。输入回路为基极到集电极的回路,输出回路为发射极到集电极的回路。所以,射极输出器从电路连接特点而言,为共集电极放大电路。

射极输出器与已讨论过的共射放大电路相比,有着明显的特点,学习时务必注意。

图 5 - 29 射极输出器

1. 静态分析

图 5 - 29(b)为射极输出器的直流通路。由此确定静态值。

$$U_{CC} = R_B I_B + U_{BE} + R_E I_E, \quad I_E = I_B + I_C = (1 + \beta) I_B$$

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

$$I_E = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E} \quad (5 - 35)$$

$$U_{CE} = U_{CC} - R_E I_E = U_{CC} - (1 + \beta) R_E I_B$$

2. 动态分析

由图 5 - 29(c)所示的交流通路画出微变等效电路,如图 5 - 30 所示。

(1) 电压放大倍数

由微变等效电路及电压放大倍数的定义得

$$U_o = (1 + \beta)(R_E \parallel R_L) I_b$$

$$U_i = r_{be} I_b + U_o = r_{be} I_b + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L) I_b$$

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel R_L) I_b}{r_{be} I_b + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L) I_b} = \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)} \quad (5 - 36)$$

从式(5 - 36)可以看出:射极输出器的电压放大倍数恒小于 1,但接近于 1。

若 $(1 + \beta)(R_E \parallel R_L) \gg r_{be}$, 则 $A_u \approx 1$, 输出电压 $U_o \approx U_i$, A_u 为正数,说明 U_o 与 U_i 不但大小基本相等并且相位相同。即输出电压紧紧跟随输入电压的变化而变化。因此,射极输出器也称为电压跟随器。

值得指出的是:尽管射极输出器无电压放大作用,但射极电流 I_e 是基极电流 I_b 的 $(1 + \beta)$ 倍,输出功率也近似是输入功率的 $(1 + \beta)$ 倍,所以射极输出器具有一定的电流放大作用和功率放大作用。

(2) 输入电阻

由图 5 - 30 微变等效电路及输入电阻的定义得

$$r_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{\frac{U_i}{R_B} + \frac{U_i}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}} = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}} \quad (5-37)$$

$$= R_B \parallel [r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)]$$

一般 R_B 和 $[r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)]$ 都要比 r_{be} 大得多, 因此射极输出器的输入电阻比共射放大电路的输入电阻要高。射极输出器的输入电阻高达几十千欧到几百千欧。

图 5 - 30 射极输出器的微变等效电路

图 5 - 31 计算射极输出器输出电阻的电路

(3) 输出电阻

根据输出电阻的定义, 用外加电源法计算输出电阻, 其等效电路如图 5 - 31 所示。图中已去掉独立源(信号源 U_s)。在输出端加上电压 U_o 。产生电流 I_o , 由图 5 - 31 得

$$I_o = -I_b - I_b + I_e = -(1 + \beta)I_b + I_e$$

$$= (1 + \beta) \frac{U_o}{r_{be} + (R_B \parallel R_S)} + \frac{U_o}{R_E}$$

$$r_o = \frac{U_o}{I_o} = \frac{U_o}{(1 + \beta) \frac{U_o}{r_{be} + (R_B \parallel R_S)} + \frac{U_o}{R_E}} = R_E \frac{r_{be} + (R_B \parallel R_S)}{1 + \beta} \quad (5-38)$$

在一般情况下, $R_B \parallel R_S \gg r_{be}$, 所以 $r_o \approx R_E \frac{r_{be} + R_S}{1 + \beta}$ 。而通常, $R_E \gg \frac{r_{be} + R_S}{1 + \beta}$, 因此输出电阻又可近似为 $r_o \approx \frac{r_{be} + R_S}{1 + \beta}$ 。若 $r_{be} \gg R_S$, 则 $r_o \approx \frac{r_{be}}{1 + \beta}$ 。

射极输出器的输出电阻与共射放大电路相比是较低的, 一般在几欧到几十欧。当 r_o 较低时, 射极输出器的输出电压几乎具有恒压性。

综上所述, 射极输出器具有电压放大倍数恒小于 1, 接近于 1, 输入、输出电压同相, 输入电阻高, 输出电阻低的特点; 尤其是输入电阻高, 输出电阻低的特点, 使射极输出器获得了广泛的应用。

例 5 - 5 图 5 - 29(a) 所示的射极输出器。已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_B = 120 \text{ k}$, $R_E = 4 \text{ k}$, $R_L = 4 \text{ k}$, $R_S = 100 \Omega$, 晶体管的 $\beta = 40$ 。求: 估算静态工作点; 画微变等效电路; 计算电压放大倍数; 计算输入、输出电阻。

解: 估算静态工作点

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{12 - 0.6}{120 + (1 + 40) \times 4} \text{ mA} = 40 \text{ } \mu\text{A}$$

$$I_C = I_B = 40 \times 40 \mu\text{A} = 1.6 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - R_E I_E = (12 - 4 \times 1.6) \text{V} = 5.6 \text{ V}$$

画微变等效电路如图 5 - 30。

计算电压放大倍数

$$A_u = \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)} = \frac{(1 + 40) \times \frac{4 \times 4}{4 + 4}}{0.97 + (1 + 40) \times \frac{4 \times 4}{4 + 4}} = 0.99$$

式中,

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} = 300 + (1 + 40) \frac{26}{1.6} = 0.97 \text{ k}$$

计算输入、输出电阻

$$r_i = R_B \parallel [r_{be} + (1 + \beta)(R_E \parallel R_L)] = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_E \parallel R_L}}}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{120} + \frac{1}{0.97 + (1 + 40) \times \frac{4 \times 4}{4 + 4}}} \text{ k} = 49 \text{ k}$$

$$r_o = R_E \parallel \frac{r_{be} + (R_B \parallel R_S)}{1 + \beta} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1 + \beta}{r_{be} + \frac{R_B \parallel R_S}}}} = \frac{1}{\frac{1}{4} + \frac{1 + 40}{0.97 + \frac{120 \times 0.1}{120 + 0.1}}} \text{ k} = 25.3$$

3. 射极输出器的作用

由于射极输出器输入电阻高,常被用于多级放大电路的输入级。这样,可减轻信号源的负担,又可获得较大的信号电压,对内阻较高的电压信号来讲更有意义。在电子测量仪器的输入级采用射极输出器作为输入级,较高的输入电阻可减小对测量电路的影响。

由于射极输出器的输出电阻低,常被用于多级放大电路的输出级。当负载变动时,因为射极输出器具有几乎为恒压源的特性,输出电压不随负载变动而保持稳定,具有较强的带负载能力。

射极输出器也常作为多级放大电路的中间级。射极输出器的输入电阻大,即前一级的负载电阻大,可提高前一级的电压放大倍数;射极输出器的输出电阻小,即后一级的信号源内阻小,可提高后一级的电压放大倍数。这对于多级共射放大电路来讲,射极输出器可起到阻抗变换作用,并可提高多级共射放大电路的总的电压放大倍数,改善多级共射放大电路的工作性能。

5.6 多级放大电路

小信号放大电路的输入信号一般为毫伏甚至微伏量级,功率在 1 mW 以下。为了推动负载工作,输入信号必须经多级放大后,使其在输出端能获得一定幅度的电压和足够的功率。多级放大电路的框图如图 5 - 32 所示。它通常包括输入级、中间级、推动级和输出级几个部分。

多级放大电路的第一级称为输入级,对输入级的要求往往与电路的用途有关。中间级的用途是进行信号放大,提供足够大的放大倍数,常由几级放大电路组成。多级放大电路的最后一级

图 5 - 32 多级放大电路框图

是输出级,它与负载相接,因此对输出级的要求要考虑负载的性质。推动级的用途就是实现小信号到大信号的缓冲和转换。

耦合方式是指信号源和放大器之间,放大器中各级之间,放大器与负载之间的连接方式。最常用的耦合方式有三种:阻容耦合、直接耦合和变压器耦合。阻容耦合应用于分立元件多级交流放大电路中,放大缓慢变化的信号或直流信号则采用直接耦合的方式,变压器耦合在放大电路中的应用逐渐减少。本书只讨论前两种级间耦合方式。

5.6.1 阻容耦合放大电路

图 5 - 33 是两级阻容耦合共射放大电路。两级间的连接通过电容 C_2 将前级的输出电压加在后级的输入电阻上(即前级的负载电阻),故名阻容耦合放大电路。

由于电容有隔直作用,因此两级放大电路的直流通路互不相通,即每一级的静态工作点各自独立。多级放大电路的静态和动态分析与单级放大电路时一样。耦合电容的选择应使信号频率在中频段时容抗视为零。两级放大电路的微变等效电路如图 5 - 34 所示。

多级放大电路的电压放大倍数为各级电压放大倍数的乘积。计算各级电压放大倍数时必须考虑到后级的输入电阻对前级的负载效应,因为后级的输入电阻就是前级放大电路的负载电阻,若不计其负载效应,各级的放大倍数仅是空载的放大倍数,它与实际耦合电路不符,这样得出的总电压放大倍数是错误的。

图 5 - 33 阻容耦合两级放大电路

图 5 - 34 两级阻容耦合放大电路的微变等效电路

耦合电容的存在,使阻容耦合放大电路只能放大交流信号,并且阻容耦合多级放大电路比单级放大电路的通频带要窄。

例 5 - 6 图 5 - 35(a)为一阻容耦合两级放大电路,其中 $R_{B1} = 300 \text{ k}$, $R_{E1} = 3 \text{ k}$, $R_{B2} =$

40 k , $R_{C2} = 2 \text{ k}$, $R_{B3} = 20 \text{ k}$, $R_{E2} = 3.3 \text{ k}$, $R_L = 2 \text{ k}$, $U_{CC} = 12 \text{ V}$ 。晶体管 T_1 和 T_2 的 $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ 。各电容容量足够大。求： 计算各级的静态工作点； 计算 A_u , r_i 和 r_o 。

图 5 - 35 例 5 - 6 的图

解： 分别画出各级的直流通路如图 5 - 35(b)所示,根据直流通路计算静态工作点第一级

$$I_{B1} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_{B1} + (1 + \beta) R_{E1}} = \frac{12 - 0.7}{300 + 51 \times 3} \text{mA} = 0.025 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{B1Q} = 1.2 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = (1 + \beta) I_{B1Q} = 1.3 \text{ mA}$$

$$U_{CE1} = U_{CC} - R_{E1} I_{E1Q} = (12 - 3 \times 1.3) \text{V} = 8.1 \text{ V}$$

第二级

$$U_{B1} = \frac{R_{B3} U_{CC}}{R_{B2} + R_{B3}} = \frac{20 \times 12}{40 + 20} \text{V} = 4 \text{ V}$$

$$I_{E2} = \frac{U_{B2} - U_{BE}}{R_{E2}} = \frac{4 - 0.7}{3.3} \text{mA} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{1 + \beta} = \frac{1}{51} \text{mA} = 0.020 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = I_{B2} = 50 \times 0.020 \text{ mA} = 1.0 \text{ mA}$$

$$U_{CE2} = U_{CC} - (R_{C2} + R_{E2}) I_{C2} = (12 - (2 + 3.3) \times 1.0) \text{V} = 6.7 \text{ V}$$

画出这个两级放大电路的微变等效电路如图 5 - 35(c)所示。图中

$$r_{be1} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{E1}} = 300 + \frac{51 \times 26}{1.27} = 1.3 \text{ k}$$

$$r_{be2} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{E2}} = 300 + \frac{51 \times 26}{1} = 1.6 \text{ k}$$

$$A_{u1} = \frac{U_{o1}}{U_i} = \frac{(1 + \beta)(R_{E1} \parallel r_{i2})}{r_{be1} + (1 + \beta)(R_{E1} \parallel r_{i2})}$$

式中, $r_{i2} = R_{B2} \parallel R_{B3} \parallel r_{be2} = \frac{1}{\frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{R_{B3}} + \frac{1}{r_{be2}}} = \frac{1}{\frac{1}{40} + \frac{1}{20} + \frac{1}{1.6}} \text{ k} = 1.4 \text{ k}$

所以 $A_{u1} = \frac{51 \times \frac{3 \times 1.4}{3 + 1.4}}{1.3 + 51 \times \frac{3 \times 1.4}{3 + 1.4}} = 0.97$

$$A_{u2} = \frac{- (R_{C2} \parallel R_L)}{r_{be2}} = \frac{- 50 \times \frac{2 \times 2}{2 + 2}}{1.6} = - 31$$

$$A_u = A_{u1} A_{u2} = 0.97 \times (- 31) = - 30$$

$$r_i = \frac{U_i}{I_i} = R_{B1} \parallel [r_{be1} + (1 + \beta)(R_{E1} \parallel r_{i2})] = \frac{1}{\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{r_{be1} + (1 + \beta) \frac{R_{E1} \times r_{i2}}{R_{E1} + r_{i2}}}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{300} + \frac{1}{1.3 + 51 \times \frac{3 \times 1.4}{3 + 1.4}}} \text{ k} = 43 \text{ k}$$

$$r_o = R_{C2} = 2 \text{ k}$$

5.6.2 直接耦合放大电路

放大器各级之间,放大器与信号源或负载直接连起来,或者经电阻等能通过直流的元件连接起来,称为直接耦合方式。直接耦合方式不但能放大交流信号,而且能放大变化极其缓慢的超低频信号以及直流信号。现代集成放大电路都采用直接耦合方式,这种耦合方式得到越来越广泛的应用。

然而,直接耦合方式有其特殊的问题,其中主要是前、后级静态工作点互相牵制与零点漂移两个问题。

1. 前、后级静态工作点的相互影响

从图 5-36 可见,在静态时输入信号 $u_i = 0$,由于 T_1 的集电极和 T_2 的基极直接相连使两点电位相等,即 $U_{CE1} = U_{C1} = U_{B2} = U_{BE2} = 0.7 \text{ V}$,则晶体管 T_1 处于临界饱和状态;另外,第一级的集电极电阻也是第二级的基极偏置电阻,因阻值偏小,必定 I_{B2} 过大使 T_2 处于饱和状态,电路无法正常工作。为了克服这个缺

图 5-36 直接耦合两级放大电路

点,通常采用抬高 T_2 管发射极电位的方法。有两种常用的改进方案,分别如图 5 - 37 所示。

图 5 - 37 提高后级发射极电位的直接耦合电路

图 5 - 37(a)是利用 R_{E2} 的压降来提高 T_2 管发射极电位,以提高 T_1 管的集电极电位,增大 T_1 管的输出幅度;并减小电流 I_{B2} 。但 R_{E2} 的接入使第二级电路的电压放大倍数大为降低, R_{E2} 越大, R_{E2} 上的信号压降越大,电压放大倍数降低的越多,因此要进一步改进电路。

图 5 - 37(b)是用稳压管 D_z (也可以用二极管 D) 的端电压 U_z 来提高 T_2 管的发射极电位,起到 R_{E2} 的作用。但对信号而言,稳压管(或二极管)的动态电阻都较小,信号电流在动态电阻上产生的压降也小,因此不会引起放大倍数的明显下降。

2. 零点漂移问题

在直接耦合放大电路中,若将输入端短接(让输入信号为零),在输出端接上记录仪,可发现输出端随时间仍有缓慢的无规则的信号输出,如图 5 - 38 所示。这种现象称为零点漂移,简称零漂。零漂现象严重时,能够淹没真正的输出信号,使电路无法正常工作。所以零漂的大小是衡量直接耦合放大器性能的一个重要指标。

衡量放大器零漂的大小不能单纯看输出零漂电压的大小,还要看它的放大倍数。因为放大倍数越高,输出零漂电压就越大,所以零漂一般都用输出零漂电压折合到输入端来衡量,称为输入等效零漂电压。

引起零漂的原因很多,最主要的是温度对晶体管参数的影响所造成的静态工作点波动。在多级直接耦合放大器中,前级静态工作点的微小波动都能像信号一样被后面逐级放大并且输出,因而,整个放大电路的零漂指标主要由第一级电路的零漂决定。为了提高放大器放大微弱信号的能力,在提高放大倍数的同时,必须减小输入级的零漂。因温度变化对零漂影响最大,故常称零漂为温漂。

图 5 - 38 零点漂移现象

减小零漂措施很多,但第一级采用差分放大电路是多级直接耦合放大电路的主要电路形式。

5.7 差分放大电路

差分放大电路是抑制零漂最有效的电路。因此,多级直接耦合放大电路的前置级广泛采用

这种电路。

5.7.1 差分放大电路的工作情况

差分放大电路如图 5 - 39 所示,它由两个晶体管共用一个发射极电阻 R_E 的共射放大电路组成。它具有镜像对称的特点,在理想的情况下,两只晶体管的特性一致,集电极电阻相等,基极电阻相等,而且两个管子感受完全相同的温度,因而两管的静态工作点必然相同。信号从两管的基极输入,从两管的集电极输出。

1. 零漂的抑制

若将图 5 - 39 中两边输入端短路 ($u_{i1} = u_{i2} = 0$),则电路工作在静态,此时 $I_{B1} = I_{B2}$, $I_{C1} = I_{C2}$, $U_{C1} = U_{C2}$,输出电压为 $u_o = U_{C1} - U_{C2} = 0$ 。

图 5 - 39 差分放大电路

图 5 - 40 具有理想电流源的差分放大电路

当温度变化引起两管集电极电流发生变化时,两管的集电极电压也随之变化,这时两管的静态工作点都发生变化,但由于对称性,两管的集电极电压变化的大小、极性相同,所以输出电压 $u_o = U_{C1} - U_{C2}$ 仍然等于 0,所以说差分放大电路抑制了温度引起的零点漂移。

2. 信号的输入

当有信号输入时,对差分放大电路(图 5 - 39)的工作情况可以分为下列几种输入类型来分析。

(1) 共模输入

当在两个管的基极加上一对大小相等、极性相同的共模信号(即 $u_{i1} = u_{i2}$),称为共模输入。这时引起的两管基极电流变化方向相同,集电极电流变化方向相同,集电极电压变化的极性与大小也相同,所以输出电压 $u_o = U_{C1} - U_{C2} = 0$,可见差分放大电路抑制共模信号。前面讲到的差分放大电路抑制零点漂移就是该电路抑制共模信号的一个特例。因为输出的零漂电压折合到输入端,就相当于加入了一对共模信号。

(2) 差模输入

当在两个管的基极加上一对大小相等、极性相反的差模信号(既 $u_{i1} = -u_{i2}$),设 $u_{i1} < 0$, $u_{i2} > 0$,这时 u_{i1} 使 T_1 管的基极电流减小 i_{B1} ,集电极电流减小 i_{C1} ;集电极电位增加 u_{C1} ; u_{i2} 使 T_2 管的基极电流增加 i_{B2} ,集电极电流增加 i_{C2} ,集电极电位减小 u_{C2} 。这样,两个集电极

电位一增一减,呈现异向变化,其差值输出电压 $u_o = u_{c1} - (-u_{c2}) = 2u_{c1}$,可见差分放大电路放大差模信号。

(3) 差分输入(任意输入)

当两个输入信号中既有共模信号又有差模信号,称为任意信号。因为它们的大小和相对极性是任意的,有时也称为任意输入信号。任意信号可以分解为一对共模信号和一对差模信号的组合:

$$u_{11} = u_{1d} + u_{1c}$$

$$u_{12} = -u_{1d} + u_{1c}$$

式中 u_{1d} 是差模信号, u_{1c} 是共模信号。它们由下式定义:

$$\begin{aligned} u_{1c} &= \frac{u_{11} + u_{12}}{2} \\ u_{1d} &= \frac{u_{11} - u_{12}}{2} \end{aligned} \quad (5-39)$$

如果信号 $u_{11} = 9 \text{ mV}$, $u_{12} = -3 \text{ mV}$,则 $u_{1c} = 3 \text{ mV}$, $u_{1d} = 6 \text{ mV}$ 。

从以上分析可知差分放大电路可以抑制温度引起的工作点漂移,抑制共模信号,放大差模信号。差分放大电路只能放大差模信号,其差分放大名称的含义就在于此。

3. 发射极电阻 R_E 的作用

对于共模信号,由于其引起的两管集电极电流大小、方向一样,都流过电阻 R_E ,对于每个管来说就像是在发射极与地之间连接了一个 $2R_E$ 电阻。由前述共射放大电路,可知,电阻 R_E 可以降低各个单管对共模信号的放大倍数,并且, R_E 越大,抑制共模信号的能力就越强。在实用电路中,常用晶体管组成的恒流源代替电阻 R_E ,来提高抑制共模信号的能力。其电路如图 5-40 所示。限于篇幅,关于图 5-40 的工作原理不再多述。

对于差模信号,由于其引起的两管集电极电流大小一样,但是方向不同,所以电阻 R_E 上的差模信号压降为零,可见电阻 R_E 对差模信号无作用,对于差模信号而言,两管的发射极相当于接“地”。

5.7.2 差分放大器的分析

1. 差模电压放大倍数

图 5-41 为双端输入 - 双端输出差分放大电路。当给差分放大电路输入差模信号时,由于两管的发射极电位 V_E 维持不变,相当于发射极接“地”,而每一只晶体管相当于接一半的负载电阻 R_L 。设 T_1 和 T_2 每一单管电压放大倍数为 A_{u1} 和 A_{u2} ,因电路对称 $A_{u1} = A_{u2}$ 。而 $u_{11} = \frac{u_i}{2}$,

$$u_{12} = -\frac{u_i}{2}。$$

由图 5-42 单管差模信号通路可得到单管差模电压放大倍数 A_{u1}

$$A_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_{11}} = -\frac{R_C \frac{R_L}{2}}{R_B + r_{be}}$$

图 5 - 41 双端输入双端输出差分放大电路

图 5 - 42 单管差模信号通路

因此得出双端输入 - 双端输出差分放大电路的差模电压放大倍数

$$A_{od} = \frac{u_{O1} - u_{O2}}{u_{I1} - u_{I2}} = \frac{2 u_{O1}}{2 u_{I1}} = \frac{u_{O1}}{u_{I1}} = A_{u1}$$

$$A_{od} = - \frac{R_C \frac{R_L}{2}}{R_B + r_{be}} \quad (5 - 40)$$

式中,负号表示在图示参考方向下输出电压与输入电压极性相反。

2. 共模放大倍数和共模抑制比

差分放大电路在共模信号作用下的输出电压与输入电压之比称为共模电压放大倍数,用 A_{oc} 表示。

在理想情况下,电路完全对称,共模信号作用时,由于晶体管恒流源的作用,每管的集电极电流和集电极电压均不变化,因此 $u_o = 0$,即 $A_{oc} = 0$ 。

但实际上由于每管的零点漂移依然存在,电路不可能完全对称,因此共模电压放大倍数并不为零。通常将差模电压放大倍数 A_{od} 与共模电压放大倍数 A_{oc} 之比定义为共模抑制比,用 K_{CMR} (Common Mode Rejection Ratio)表示,即

$$K_{CMR} = \frac{A_{od}}{A_{oc}} \quad (5 - 41)$$

共模抑制比反映了差分放大电路抑制共模信号的能力,其值越大,电路抑制共模信号(零点漂移)的能力越强。对于差分放大电路,不能单纯的说差模放大倍数大或是共模放大倍数小就是一个好的电路;而是差模放大倍数越大、共模放大倍数越小,换句话说即共模抑制比越大越好。

由于双端输出电路的输出 $A_{oc} = 0$,所以 $K_{CMR} =$

5.7.3 差分放大器的输入 - 输出方式

除了上述双端输入 - 双端输出外,差分放大电路的输入 - 输出方式还有以下三种:输入和输出有一公共接地端的单端输入 - 单端输出方式,如图 5 - 43(a)所示;只有输出一端接地的双端输入 - 单端输出方式,如图 5 - 43(b)所示;只有输入一端接地的单端输入 - 双端输出方式,如图

5 - 43(c)所示。

图 5 - 43 差分放大电路的几种输入 - 输出方式

在单端输入时,从图 5 - 43(a)、(c)可知,输入信号仍然加于 T_1 和 T_2 的基极之间。只是一端接地。经过信号分解

$$T_1 \text{ 的基极电位} = \frac{1}{2} u_1 + \frac{1}{2} u_1 = u_1$$

$$T_2 \text{ 的基极电位} = \frac{1}{2} u_1 - \frac{1}{2} u_1 = 0$$

由此可见,在单端输入时,差模信号为 $\frac{u_1}{2}$,共模信号也为 $\frac{u_1}{2}$,就差模信号而言单端输入时两管集电极电流和集电极电压的变化情况和双端输入一样。

在单端输出时,从图 5 - 43(a)、(b)可知,输出电压只和 T_1 的集电极电压变化有关,因此输出电压 u_o 只有双端输出的一半,所以

$$A_{od} = \frac{1}{2} A_{d1} = - \frac{1}{2} \frac{R_C}{R_B + r_{be}} R_L \quad (5 - 42)$$

式中,负号表示输出电压 u_o 与输入电压 u_1 反相。若输出电压 u_o 从 T_2 的集电极取出,则 u_o 与

u_i 同相。从图 5 - 43(a)、(b)中可以看出,单端输出时,不仅有差模信号还有共模信号,这是使用差分放大电路时应该注意的情况。

由于共模信号的作用,两管的 i_c 大小、方向相同,所以发射极电阻上流过 $2 i_c$ 电流,产生的电压降为 $2 R_E i_c$,就是说可以看作 i_c 电流,流过了 $2 R_E$ 电阻。由此得到图 5 - 43(a)、(b)的共模放大倍数

$$A_{oc} = \frac{u_{O1}}{u_{IC}} = \frac{-(R_C \parallel R_L)}{R_B + r_{be} + (1 + \beta) \times 2 R_E} \quad (5 - 43)$$

其共模抑制比为

$$K_{CMR} = \frac{A_{od}}{A_{oc}} = \frac{R_B + r_{be} + (1 + \beta) \times 2 R_E}{2(R_B + r_{be})} \quad (5 - 44)$$

可以看出共模放大倍数 $A_{oc} \approx 0$,共模抑制比 K_{CMR} 很大,若要减小 A_{oc} ,提高 K_{CMR} ,只有用晶体管恒流源代替发射极电阻 R_E 。

实际电路中可用晶体管 T_3 组成的电路来近似实现恒流源,如图 5 - 44 所示。在参数选择合理的情况下,既保证了差分放大电路的合适静态工作点,而工作在放大区的 T_3 管近似具有恒流源特性。可以使共模放大倍数 $A_{oc} \approx 0$,共模抑制比 K_{CMR} 很大。

图 5 - 44 中 R_p 为调零点电位器, R_p 两端分别接在 T_1 和 T_2 两管的发射极,调节 R_p 的滑动端可以改变两管的静态工作点,这样可以解决由于两边电路不完全对称,当输入为零时而输出不为零的问题。因为 R_p 对每管的动态也有影响,因此 R_p 的取值不宜过大,约几十到几百欧姆。

图 5 - 44 具有恒流源的实际差分放大电路

5 8 功率放大器

5 8 1 概述

功率放大器在各种电子设备中有着极为广泛的应用。从能量控制的观点来看,功率放大器与电压放大器没有本质的区别,只是完成的任务不同,电压放大器主要是不失真地放大电压信号,而功率放大器是为负载提供足够的功率。因此,对电压放大器的要求是要有足够大的电压放大倍数,对功率放大器的要求则与前者不同。

1. 功率放大器的特点

功率放大器因其任务与电压放大器不同,所以具有以下特点:

(1) 尽可能大的输出功率

为了获得尽可能大的输出功率,要求功率放大器中的功放管其电压和电流应该有足够大的幅度,因而要求要充分利用功放管的三个极限参数,即功放管的集电极电流接近 I_{CM} ,管压降最

大时接近 $U_{(BR)CEO}$, 耗散功率接近 P_{CM} 。在保证管子安全工作的前提下, 尽量增大输出功率。

(2) 尽可能高的功率转换效率

功放管在信号作用下向负载提供的输出功率是由直流电源供给的直流功率转换而来的, 在转换的同时, 功放管和电路中的耗能元件都要消耗功率。所以, 要求尽量减小电路的损耗, 来提高功率转换效率。若电路输出功率为 P_o , 直流电源提供的总功率为 P_E , 其转换效率为

$$= \frac{P_o}{P_E}$$

(3) 允许的非线性失真

工作在大信号极限状态下的功放管, 不可避免会存在非线性失真。不同的功放电路对非线性失真要求是不一样的。因此, 只要将非线性失真限制在允许的范围之内就可以了。

(4) 采用图解分析法

电压放大器工作在小信号状况, 能用微变等效电路进行分析, 而功率放大器的输入是放大后的大信号, 不能用微变等效电路进行分析, 须用图解分析法。

2. 功率放大器的分类

(1) 甲类

甲类功率放大器中晶体管的静态工作点 Q 设在放大区的中间, 在整个信号周期内, 管子集电极都有电流通过, 导通角为 360° , Q 点和电流波形如图 5 - 45(a) 所示。工作于甲类状态时, 管子的静态电流 I_c 较大, 而且, 无论有没有信号, 电源都要始终不断地输出功率。在没有信号时, 电源提供的功率全部消耗在管子及电阻上; 有信号输入时, 随着信号增大, 输出的功率也增大。但是, 即使在理想情况下, 效率也仅为 50%。所以, 甲类功率放大器的缺点是损耗大、效率低。

(2) 乙类

为了提高效率。必须减小静态电流 I_c , 将 Q 点下移。若将 Q 点设在静态电流 $I_c = 0$ 处, 即 Q 点在截止区时, 管子只在信号的半个周期内导通, 称此为乙类工作状态。在乙类状态下, 信号等于零时, 电源输出的功率也为零。信号增大时, 电源供给的功率也随着增大, 从而提高了效率。乙类状态下的 Q 点与电流波形如图 5 - 45(b) 所示。

(3) 甲乙类

若将 Q 点设在接近 $I_c = 0$ 而 $I_c > 0$ 处, 即 Q 点在放大区且接近截止区。管子在信号的半个周期以上的时间内导通。称此为甲乙类工作状态。由于 $I_c > 0$, 因此, 甲乙类的工作状态接近乙类工作状态。甲乙类状态下的 Q 点与电流波形如图 5 - 45(c) 所示。

图 5 - 45 Q 点设置与三种工作状态

5.8.2 互补对称功率放大器

互补对称式功率放大电路有两种形式,其一为无输出变压器互补对称功率放大器称为 OTL(Output Transformer Less)互补对称功率放大器;其二为不需要耦合电容的直接耦合互补对称电路,称为 OCL(Output Capacitor Less)互补对称功率放大器,两者工作原理基本相同。由于耦合电容影响低频特性和难以实现电路的集成化,加之 OCL 电路广泛应用于集成电路的直接耦合式功率输出级,下面对 OCL 电路将作重点讨论。

1. 乙类互补对称功率放大器(OCL)

(1) 电路的组成及工作原理

图 5 - 46 所示为 OCL 互补对称功率放大电路。电路由一对特性及参数完全相同、类型却不同(NPN 和 PNP)的两个晶体管组成的射极输出器电路。输入信号接于两管的基极,负载电阻 R_L 接于两管的发射极,由正、负等值的双电源供电。下面,分析电路的工作原理。

静态时($u_i = 0$),由图可见,两管均未设直流偏置,因而 $I_B = 0, I_C = 0$,两管处于乙类。

动态时($u_i \neq 0$),设输入为正弦信号。当 $u_i > 0$ 时, T_1 导通, T_2 截止, R_L 中有图 5 - 46 实线所示的经放大的信号电流 i_{c1} 流过, R_L 两端获得正半周输出电压 u_o ; 当 $u_i < 0$ 时, T_2 导通, T_1 截止, R_L 中有虚线所示的经放大的信号电流 i_{c2} 流过, R_L 两端获得输出电压 u_o 的负半周;可见在一个周期内两管轮流导通,使输出 u_o 取得完整的正弦信号。 T_1 、 T_2 在正、负半周交替导通,互相补充故名为互补对称电路。功率放大电路采用射极输出器的形式,提高了输入电阻和带负载的能力。

图 5 - 46 OCL 乙类互补对称电路

(2) 输出功率及转换效率

输出功率 P_o 。

如果输入信号为正弦波,那么输出功率为输出电压、电流有效值的乘积。设输出电压幅值为 U_{om} ,则输出功率为

$$P_o = \frac{U_{om}^2}{2} \times \frac{1}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{om}^2}{R_L} \quad (5 - 45)$$

电源提供的功率 P_E

电源提供的功率 P_E 为电源电压与平均电流的乘积,即

$$P_E = U_{CC} I_{dc}$$

输入为正弦波时,每个电源提供的电流都是半个正弦波,幅值为 $\frac{U_{om}}{R_L}$,平均值为 $\frac{1}{2} \times \frac{U_{om}}{R_L}$,因此,每个电源提供的功率为

$$P_{E1} = P_{E2} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{om}}{R_L} U_{CC} \quad (5-46)$$

两个电源提供的总功率为

$$P_E = P_{E1} + P_{E2} = \frac{2}{2} \times \frac{U_{om}}{R_L} U_{CC}$$

转换效率

效率为负载得到的功率与电源供给功率的比值,将 P_o 、 P_E 的表达式代入,可得效率为

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\frac{1}{2} \times \frac{U_{om}^2}{R_L}}{\frac{2}{2} \times \frac{U_{om} U_{CC}}{R_L}} = \frac{1}{4} \times \frac{U_{om}}{U_{CC}} \end{aligned} \quad (5-47)$$

可见, η 正比于 U_{om} , U_{om} 最大时, P_o 最大, η 最高。

当忽略管子的饱和压降时,最大输出电压 $U_{OM} = U_{CC}$,因此,

$$\eta_M = \frac{1}{4} = 78.5\%$$

$$P_{OM} = \frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L}$$

(3) 功率管的最大管耗

电源提供的功率一部分输出到负载,另一部分消耗在管子上,由前面的分析可得到两个管子的总管耗为

$$P_T = P_E - P_o = \frac{2}{2} \times \frac{U_{om}}{R_L} \times U_{CC} - \frac{1}{2} \times \frac{U_{om}^2}{R_L}$$

由于两个管子参数完全对称,因此,每个管子的管耗为总管耗的一半,即

$$P_{C1} = P_{C2} = \frac{1}{2} P_T$$

由上式可以看出,管耗 P_T 与 U_{om} 有关,实际进行设计时,必须找出对管子最不利的情况,即最大管耗 P_{TM} 。将 P_T 对 U_{om} 求导,并令导数为零,即

$$\text{令 } \frac{dP_T}{dU_{om}} = \frac{2}{2} \times \frac{U_{CC}}{R_L} - \frac{U_{om}}{R_L} = 0, \text{ 可得管耗最大时, } U_{om} = \frac{2}{2} U_{CC}, \text{ 最大管耗为}$$

$$P_{TM} = \frac{2}{2} \times \frac{2}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} \times U_{CC} - \frac{1}{2} \frac{2^2}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{2}{2} \times \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{4}{2} P_{OM} = 2 P_{OM}$$

$$P_{C1M} = P_{C2M} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{CC}^2}{R_L} = P_{OM}$$

(4) 功率管的选择

根据乙类工作状态及理想条件,功率管的极限参数 P_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 、 I_{CM} 可分别按下式选取

$$\begin{aligned} I_{CM} &= \frac{U_{CC}}{R_L} \\ U_{(BR)CEO} &= 2 U_{CC} \\ P_{CM} &= 0.2 P_{OM} \end{aligned} \quad (5-48)$$

互补对称电路中,一管导通、一管截止,截止管承受的最高反向电压接近 $2 U_{CC}$ 。

例 5-7 试设计一个图 5-46 所示的乙类互补对称电路,要求能给 8Ω 的负载提供 20 W 功率,为了避免晶体管饱和引起的非线性失真,要求 U_{CC} 比 U_{om} 高出 5 V ,求: 电源电压 U_{CC} ; 每个电源提供的功率; 效率; 单管的最大管耗; 功率管的极限参数。

解: 求电源电压 U_{CC}

由式 $P_o = \frac{1}{2} \times \frac{U_{om}^2}{R_L}$ 可知, $U_{om} = \sqrt{2 P_o R_L} = \sqrt{2 \times 20 \times 8} \text{ V} = 17.9 \text{ V}$

由 $U_{CC} - U_{om} > 5$, 得 $U_{CC} > (17.9 + 5) \text{ V} = 22.9 \text{ V}$, 可取 $U_{CC} = 23 \text{ V}$

求每个电源提供的功率

$$P_{E1} = P_{E2} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{om}}{R_L} U_{CC} = \frac{1}{2} \times \frac{17.9}{8} \times 23 \text{ W} = 16.4 \text{ W}$$

效率 $= \frac{P_o}{P_E} = \frac{P_o}{2 P_{E1}} = \frac{20}{2 \times 16.4} = 61\%$

管耗 $P_{C1M} = P_{C2M} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{23^2}{8} \text{ W} = 6.71 \text{ W}$

极限参数 $I_{CM} = \frac{U_{CC}}{R_L} = \frac{23}{8} \text{ mA} = 2.88 \text{ mA}$

$$U_{(BR)CEO} = 2 U_{CC} = 2 \times 23 \text{ V} = 46 \text{ V}$$

$$P_{CM} = 0.2 P_{OM} = 0.2 \times \frac{1}{2} \times \frac{U_{CC}^2}{R_L} = 0.2 \times \frac{1}{2} \times \frac{23^2}{8} \text{ W} = 6.71 \text{ W}$$

(5) 交越失真及其消除方法

在乙类互补对称功率放大电路工作时,由于发射结存在“死区”。三极管没有直流偏置,管子中的电流只有在 u_{be} 大于死区电压 U_T 后才会有明显的变化,当 $|u_{be}| < U_T$ 时, T_1 、 T_2 都截止,此时负载电阻上电流为零,出现一段死区,使输出波形在正、负半周交接处出现失真,如图 5-47 所示,这种失真称为交越失真。

在图 5-48 所示电路中,为了克服交越失真,静态时,给两个管子提供较小的能消除交越失真所需的正向偏置电压,使两管均处于微导通状态,因而放大电路处在接近乙类的甲乙类工作状态。因此称为甲乙类互补对称功率放大电路。

图 5-47 交越失真

图 5-48 是由二极管组成的偏置电路,给 T_1 、 T_2 的发射结提供所需的正偏压。静态时, $I_{C1} = I_{C2}$, 在负载电阻 R_L 中无静态压降,所以两管发射极的静态电位 $U_E = 0$ 。在输入信号作用下,因 D_1 、 D_2 的动态电阻都很小, T_1 和 T_2 管的基极电位对交流信号而言可认为是相等的,正半周

时, T_1 继续导通, T_2 截止; 负半周时, T_1 截止, T_2 继续导通, 这样, 可在负载电阻 R_L 上输出已消除了交越失真的正弦波。因为电路处在接近乙类的甲乙类工作状态。因此, 电路的动态分析计算可以近似按照分析乙类电路的方法进行。

图 5 - 48 甲乙类互补对称电路

图 5 - 49 OTL 乙类互补对称电路

2. 单电源互补对称电路(OTL)

图 5 - 49 为单电源 OTL 互补对称功率放大电路。电路中放大元件仍是两个不同类型但特性和参数相同的晶体管, 其特点是由单电源供电, 输出端通过大电容量的耦合电容 C_L 与负载电阻 R_L 相连。

OTL 电路工作原理与 OCL 电路基本相同。

静态时, 因两管特性和参数相同; 穿透电流 $I_{CEO1} = I_{CEO2}$, 所以中点电位 $V_A = \frac{1}{2} U_{CC}$, 即电容 C_L 两端的电压 $U_{C_L} = \frac{1}{2} U_{CC}$ 。

动态有信号时, 如不计 C_L 的容抗及电源内阻的话, 在 u_i 正半周 T_1 导通、 T_2 截止。电源 U_{CC} 向 C_L 充电并在 R_L 两端输出正半周波形; 在 u_i 负半周 T_1 截止、 T_2 导通, C_L 向 T_2 放电, 并在 R_L 两端输出负半周波形。只要 C_L 容量足够大, 放电时间常数 $R_L C_L$ 远大于输入信号最低工作频率所对应的周期, 则 C_L 两端的电压可认为近似不变, 始终保持为 $\frac{1}{2} U_{CC}$ 。因此, T_1 和 T_2 的电源电压都是 $\frac{1}{2} U_{CC}$ 。

讨论 OCL 电路所引出的计算 P_o 、 P_E 、等公式中, 只要以 $\frac{1}{2} U_{CC}$ 代替式中的 U_{CC} , 就可以用于 OTL 电路的公式计算。

3. 采用复合管的准互补对称电路

(1) 复合管

互补对称电路需要两个管子配对, 一般异型管的配对比同型管更难。特别在大功率工作时, 异型管的配对尤为困难。为了解决这个问题, 实际中常采用复合管。

将前一级 T_1 的输出接到下一级 T_2 的基极, 两级管子共同构成了复合管。另外, 为避免后级 T_2 管子导通时, 影响前级管子 T_1 的动态范围, T_1 的 CE 极不能接到 T_2 的 BE 极之间, 必须接到 CB 极间。

基于上述原则, 将 PNP、NPN 管进行不同的组合, 可构成四种类型的复合管, 如图 5 - 50 所示, 其中, 由同型

图 5 - 50 四种类型的复合管及等效类型

管构成的复合管称为达林顿管,电阻 R_1 为泄放电阻,其作用是为了减小复合管的穿透电流 I_{CEO} 。另外,根据不同类型管子各级的电流方向,可以将复合管进行等效,四种复合管的等效类型如图中所示,可以看出,复合管的类型与第一级管子的类型相同;如果两管电流放大系数分别为 β_1 、 β_2 ,等效电流放大系数近似为

$$\beta_1 \beta_2$$

如果复合管中 T_1 为小功率管, T_2 为大功率管,在构成互补对称电路时,用复合管代替互补管,例如,用图 5 - 50(b)和(c)的异型复合管和同型复合管来代替图 5 - 48 中的 NPN、PNP 管,就可用一对同型的大功率管和一对异型的小功率管构成互补对称电路,从而解决了异型大功率管的配对难的问题。

(2) 异型复合管组成的准互补对称电路

异型复合管组成的准互补对称电路如图 5 - 51。图中,调整 R_3 和 R_4 可以使 T_3 、 T_4 有一个合适的静态工作点, R_5 和 R_6 为改善偏置热稳定性的发射极电阻, R_L 短路时,还可限制复合管电流的增长,起到一定的保护作用。电路的工作情况与互补对称电路相同。

图 5 - 51 异型复合管组成的准互补对称电路

5.8.3 集成功率放大器

目前有很多种 OCL、OTL 功率放大集成电路,这些电路使用简单、方便。

LM386 是一种音频集成功率放大器,具有功耗低、电压增益可调整、电源电压范围大,外接元件少等优点。

1. 主要参数

电路类型:OTL

电源电压范围:5 ~ 18 V

静态电源电流:4 mA

输入阻抗:50 k

输出功率:1 W ($U_{CC} = 16 \text{ V}$, $R_L = 32 \text{ } \Omega$)

电压增益:26 ~ 46 dB

带宽:300 kHz

总谐波失真:0.2 %

2. 引脚图

LM386 的引脚见图 5 - 52。

图 5 - 52 LM386 符号图

其中引脚 2 是反相输入端,3 为同相输入端;引脚 5 为输出端;引脚 6 和 4 是电源和地线;引脚 1 和 8 是电压增益设定端,使用时在引脚 7 和地线之间接旁路电容,通常取 10 μF 。

3. 应用

图 5 - 53 所示的是 LM386 的一种基本用法,也是外接元件最少的用法, C_2 为输出电容,由于引脚 1 和 8 开路,所以增益为 26 dB,就是说它的放大倍数是 20 倍,利用 R_p 可以调节扬声器的音量。 R_1 和 C_1 组成的串联网络用于进行相位补偿。

图 5 - 53 LM386 的最少元件用法

静态时输出电容 C_2 上的电压为 $U_{CC}/2$,则最大不失真输出电压峰 - 峰值约为电源 U_{CC} ,设输出接负载电阻 R_L ,则最大输出功率为

$$P_{om} = \frac{\frac{U_{CC}}{2}^2}{R_L} = \frac{U_{CC}^2}{8 R_L}$$

当 $U_{CC} = 16 \text{ V}$ 、 $R_L = 32 \Omega$ 、 $P_{om} = 1 \text{ W}$ 时,输入电压的有效值为

$$U_i = \frac{\frac{U_{CC}}{2}}{A_u} = \frac{16}{2 \times 20} \text{ V} = 283 \text{ mV}$$

图 5 - 54 是 LM386 的最大增益用法,由于引脚 1 和 8 交流通路短路,所以放大倍数为 200 倍。在图中, C_s 是电源去耦电容,该电容可以去掉电源的高频成分。 C_1 是旁路电容,由于放大倍数为 200 倍,所以当 $U_{CC} = 16 \text{ V}$ 、 $R_L = 32 \Omega$ 、 $P_{om} = 1 \text{ W}$ 时,输入电压的有效值为 28.3 mV。

图 5 - 54 LM386 的最大增益用法

5.9 场效晶体管放大电路

与晶体管放大电路相对应,场效晶体管放大电路有共源极,共漏极和共栅极三种接法。下面仅对低频小信号共源极和共漏极场效晶体管放大电路进行静态和动态分析。

5.9.1 共源极放大电路

图 5 - 55 是 N 沟道耗尽型绝缘栅场效晶体管放大电路。电路结构和晶体管共射极放大电路类似。其中源极对应发射极,漏极对应集电极,基极与控制栅极相对应。放大电路采用分压式偏置, R_{G1} 和 R_{G2} 为分压电阻。 R_s 为源极电阻,作用是稳定静态工作点, C_s 为旁路电容。 R_G 与静态工作点无关,却提高了放大电路的输入电阻。 C_1 和 C_2 为耦合电容。

1. 静态分析

由于场效晶体管的栅极电流为零,所以 R_G 中无电流通过,两端压降为零。因此,按图可求得栅极电位为

$$U_G = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} U_{DD}$$

图 5 - 55 MOS 场效晶体管共源放大电路

$$U_{GS} = U_G - U_S = U_G - R_S I_D \quad (5-49)$$

只要参数选取得当,可使 U_{GS} 为负值。在 $U_{GS(off)} < U_{GS} < 0$ 范围内,可用下式计算 I_D

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right]^2 \quad (5-50)$$

联立解式(5-49)和式(5-50)方程,就可求得直流工作点 I_D, U_{GS} 。而

$$U_{DS} = U_{DD} - (R_D + R_S) I_D \quad (5-51)$$

图 5-56 场效晶体管放大电路的微变等效电路

2. 动态分析

小信号场效晶体管放大电路的动态分析也可用微变等效电路法,和晶体管放大电路一样,先作出场效晶体管的微变等效电路如图 5-56(a)所示。图 5-56(b)则是图 5-55 放大电路的微变等效电路。

(1) 放大倍数 A_u (设输入为正弦量)

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = - \frac{R_L I_d}{U_{gs}} = - \frac{R_L g_m U_{gs}}{U_{gs}} = - g_m R_L \quad (5-52)$$

式中,负号表示输出电压与输入电压反相。 $R_L = R_D \parallel R_L$

(2) 输入电阻 r_i

$$r_i = \frac{U_i}{I_i} = R_G + (R_{G1} \parallel R_{G2}) \parallel R_G \quad (5-53)$$

可见, R_G 的接入不影响静态工作点和电压放大倍数,却提高了放大电路的输入电阻(如无 R_G , 则 $r_i = R_{G1} \parallel R_{G2}$)。

(3) 输出电阻 r_o

显然,场效晶体管的输出电阻在忽略管子输出电阻 r_{ds} 时,为 $r_o = R_D$ (5-54)

例 5-8 计算图 5-55 所示放大电路的静态工作点,电压放大倍数,输入电阻和输出电阻。已知场效晶体管的参数为 $I_{DSS} = 1 \text{ mA}$, $U_{GS(off)} = -5 \text{ V}$, $g_m = 0.312 \text{ ms}$, 图中 $R_{G1} = 150 \text{ k}$, $R_{G2} = 50 \text{ k}$, $R_G = 1 \text{ M}$, $R_S = 10 \text{ k}$, $R_D = 10 \text{ k}$, $R_L = 10 \text{ k}$, $U_{DD} = +20 \text{ V}$ 。

解: 求静态工作点。

$$U_{GS} = U_G - U_S = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} U_{DD} - R_S I_D = \frac{50}{150 + 50} \times 20 - 10 I_D = 5 - 10 I_D$$

N 沟道耗尽型绝缘栅场效晶体管可用下式计算 I_D

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2 = 1 \times \left(1 + \frac{U_{GS}}{5} \right)^2$$

$$U_{GS} = 5 - 10 I_D$$

联立求解方程 和

$$I_D = \left(1 + \frac{U_{GS}}{5} \right)^2$$

解得两组解为: () $U_{GS} = -11.4 \text{ V}$, $I_D = 1.64 \text{ mA}$; () $U_{GS} = -1.1 \text{ V}$, $I_D = 0.61 \text{ mA}$

第()组解因为 $U_{GS} < U_{GS(off)}$,管子已截止、应舍去。故静态工作点为

$$U_{GS} = -1.1 \text{ V}, I_D = 0.61 \text{ mA}$$

$$U_{DS} = U_{DD} - (R_D + R_S) I_D = [20 - (10 + 10) \times 0.61] \text{ V} = 7.8 \text{ V}$$

动态性能计算(微变等效电路见图 5 - 56(b))

$$A_u = -g_m R_L = -g_m (R_D \parallel R_L) = -0.312 \times \frac{10 \times 10}{10 + 10} = -1.56 \text{ (输出与输入反相)}$$

$$r_i = R_G + (R_{G1} \parallel R_{G2}) = 1000 + \frac{150 \times 50}{150 + 50} \text{ k} = 1.04 \text{ M} \quad R_G$$

$$r_o = R_D = 10 \text{ k}$$

5.9.2 共漏极放大电路——源极输出器

图 5 - 57(a)为场效晶体管的共漏极放大电路,也叫源极输出器或源极跟随器。现讨论其动态性能。图 5 - 57(b)是源极输出器的微变等效电路。图 5 - 57(c)是改画的微变等效电路。

图 5 - 57 共漏极放大电路及其等效电路

图中
由图
而
所以

$$R_L = R_S \parallel R_L$$

$$U_o = R_L I_d = R_L g_m U_{gs}$$

$$U_{gs} = U_i - U_o$$

$$U_o = R_L g_m (U_i - U_o)$$

则电压放大倍数
$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \quad (5 - 55)$$

由图 5 - 57(b) 得输入电阻
$$r_i = R_{G1} \parallel R_{G2} \quad (5 - 56)$$

用外加电源法或开路电压除短路电流法可求出源极输出器的输出电阻。

$$r_o = \frac{R_s}{1 + g_m R_s} = R_s \parallel \frac{1}{g_m} \quad (5 - 57)$$

分析结果可见,共漏极放大电路的电压放大倍数小于 1,但接近 1;输出电压与输入电压同相。具有输入电阻较高,输出电阻低等特点。由于它与晶体管共集电极放大电路的特点基本相同,所以可用作多级放大电路的输入级,输出级和中间阻抗变换级。

习 题

1. 概念题

- 5 - 1** (1) 如何用万用表欧姆挡来判断一只晶体三极管的好坏?
 (2) 如何用万用表欧姆挡来判断一只晶体三极管的类型和区分三个管脚?
 (3) 温度升高后,晶体三极管的集电极电流 I_C 有无变化?为什么?
 (4) 有两个晶体三极管,一个管子的 $\beta = 50$, $I_{CBO} = 2\mu A$;另一个管子的 $\beta = 150$, $I_{CBO} = 50\mu A$,其它参数基本相同,你认为哪一个管子的性能更好一些?
 (5) 某一晶体三极管 $P_{CM} = 100\text{ mW}$, $I_{CM} = 20\text{ mA}$, $U_{(BR)CEO} = 15\text{ V}$,问在下列几种情况下,哪种属正常工作,为什么? $U_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$; $U_{CE} = 2\text{ V}$, $I_C = 40\text{ mA}$; $U_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 20\text{ mA}$ 。
- 5 - 2** 测得工作在放大电路中几个晶体三极管三个电极电位 U_1 、 U_2 、 U_3 分别为下列各组数值,判断它们是 NPN 型还是 PNP 型?是硅管还是锗管?确定 E、B、C。
- (1) $U_1 = 3.5\text{ V}$, $U_2 = 2.8\text{ V}$, $U_3 = 12\text{ V}$ (2) $U_1 = 3\text{ V}$, $U_2 = 2.8\text{ V}$, $U_3 = 12\text{ V}$
 (3) $U_1 = 6\text{ V}$, $U_2 = 11.3\text{ V}$, $U_3 = 12\text{ V}$ (4) $U_1 = 6\text{ V}$, $U_2 = 11.8\text{ V}$, $U_3 = 12\text{ V}$
- 5 - 3** 测得工作在放大电路中两个晶体三极管的两个电极电流如题 5 - 3 图所示。
- (1) 求另一个电极电流,并在图中标出实际方向。
 (2) 判断它们各是 NPN 还是 PNP 型管,标出 E、B、C 极。

题 5 - 3 图

题 5 - 4 图

(3) 估算它们的 β 。

- 5 - 4** 试根据题图 5 - 4 所示晶体三极管的对地电位,判断管子是硅管还是锗管?处于哪种工作状态?

- 5 - 5** 某晶体管的输出特性曲线如题 5 - 5 图,从图中确定该管的主要参数: I_{CEO} , $U_{(\text{BR})\text{CEO}}$, P_{CM} , (在 $U_{\text{CE}} = 10 \text{ V}$, $I_{\text{C}} = 2 \text{ mA}$ 附近)。
- 5 - 6** 分析题 5 - 6 图所示电路在输入电压 U_i 为下列各值时,判断晶体管的工作状态(放大、截止或饱和)。(1) $U_i = 0 \text{ V}$ (2) $U_i = 3 \text{ V}$ (3) $U_i = 5 \text{ V}$ 。

题 5 - 5 图

题 5 - 6 图

- 5 - 7** (1) 场效晶体管与晶体管比较有何特点?
 (2) 为什么说晶体管是电流控制器件,而场效晶体管是电压控制器件?
 (3) 说明场效晶体管的夹断电压 $U_{\text{GS}(\text{off})}$ (U_{P})和开启电压 $U_{\text{GS}(\text{th})}$ (U_{T})的意义。
 (4) 为什么绝缘栅场效晶体管的栅极不能开路?
- 5 - 8** MOS 管的输出特性如题 5 - 8(a)图所示, MOS 管组成的电路如题 5 - 8(b)图所示。试分析当 $U_i = 4 \text{ V}$ 、 8 V 、 12 V 时,这个管子分别处于什么状态。

题 5 - 8 图

- 5 - 9** (1) 放大电路为什么要设置静态工作点?静态值 I_{B} 能否为零?为什么?
 (2) 怎样用微变等效电路法分析放大电路?
 (3) 怎样用微变等效电路法计算放大电路的主要技术指标?
 (4) 在放大电路中,为使电压放大倍数 A_u (A_{US})高一些,希望负载电阻 R_{L} 是大一些好,还是小一些好,为什么?希望信号源内阻 R_{S} 是大一些好,还是小一些好,为什么?
 (5) 什么是放大电路的输入电阻和输出电阻,它们的数值是大一些好,还是小一些好,为什么?
 (6) 什么是放大电路的非线性失真?有哪几种?如何消除?

5 - 10 试判断题 5 - 10 图示各电路对输入的正弦交流信号有无放大作用？原因是什么？

题 5 - 10 图

5 - 11 在题 5 - 11(a)图所示电路中,输入为正弦信号,输出端得到图(b)的信号波形,试判断放大电路产生何种失真？是何原因？采用什么措施消除这种失真。

题 5 - 11 图

题 5 - 12 图

5 - 12 电路如题 5 - 12 图所示。若 $R_B = 560 \text{ k}$, $R_C = 4 \text{ k}$, $\beta = 50$, $R_L = 4 \text{ k}$, $R_S = 1 \text{ k}$, $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $U_S = 20 \text{ mV}$ 你认为下面结论正确吗？

(1) 直流电源表测出 $U_{CE} = 8 \text{ V}$, $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $I_B = 20 \mu\text{A}$ 。所以 $A_u = \frac{8}{0.7} = 11.4$

(2) 输入电阻 $r_i = \frac{20 \times 10^{-3}}{20 \times 10^{-6}} = 10^3 = 1 \text{ k}$

(3) $A_{us} = - \frac{R_L}{r_i} = - \frac{50 \times 4}{1} = -200$

(4) $r_o = R_C \parallel R_L = \frac{4 \times 4}{4 + 4} \text{ k} = 2 \text{ k}$

- 5 - 13** (1) 温度对放大电路的静态工作点有何影响？
 (2) 分压式偏置放大电路是怎样稳定静态工作点的？图中旁路电容 C_E 有何作用？
 (3) 对分压式偏置放大电路而言,当更换晶体三极管后,对放大电路的静态工作点有无影响？为什么？
- 5 - 14** (1) 如何组成射极输出器？射极输出器有何特点？
 (2) 射极输出器主要应用在哪些场合？起何作用？
- 5 - 15** (1) 多级放大电路有哪几种耦合方式？各有什么特点？
 (2) 如何计算多级放大电路的电压放大倍数？
 (3) 与阻容耦合放大电路相比,直接耦合放大电路有哪些特殊的问题？
 (4) 什么是零点漂移？如何衡量零点漂移的大小？
- 5 - 16** (1) 差动放大电路有何特点？为什么能抑制零点漂移？
 (2) 何谓差模输入信号？何谓共模输入信号？何谓任意输入信号？差动放大电路是否同样对待上述三种信号？为什么零点漂移可以等效为共模输入信号？
 (3) 图 5 - 39 电路中的电阻 R_E 的作用何在？为什么对差模信号无影响？
 (4) 差动放大电路有几种输入、输出方式？它们的电压放大倍数有何差异？
 (5) 单端输入—单端输出时,其放大效果为什么同双端输入—单端输出时一样？单端输出时的零点漂移是否与单管放大电路时一样？为什么？
 (6) 什么是共模抑制比？应如何计算？
- 5 - 17** (1) 与电压放大电路相比,功率放大电路有何特点？
 (2) 功率放大电路如何分类？
 (3) 什么是 OCL 电路？什么是 OTL 电路？它们是如何工作的？
 (4) 乙类功率放大电路为什么会产生交越失真？如何消除交越失真？
 (5) 在选择功率晶体三极管时,应该特别注意晶体三极管的什么参数？
- 5 - 18** OCL 功率放大电路如题 5 - 18 图所示, T_1 、 T_2 为互补对称管,回答下列问题:
 (1) 静态时,流过电阻 R_L 的电流应为多少？调整哪个电阻能满足这一要求？
 (2) R_{P1} 、 R_{P2} 、 R_{P3} 各起什么作用？
 (3) 若 D 反接,将出现什么后果？

题 5 - 18 图

题 5 - 20 图

- 5 - 19** 在题 5 - 18 图所示功放电路中, T_1 、 T_2 的特性完全对称, $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_L = 8$
 (1) 动态时,若输出波形出现交越失真,应调整哪个电阻？如何调整？
 (2) 忽略 T_1 、 T_2 的饱和压降时,输出到 R_L 的最大不失真功率是多少
 (3) 如果 T_1 、 T_2 管的饱和压降 $U_{CES} = 2 \text{ V}$,输出到 R_L 的最大不失真功率是多少？

- 5 - 20** 在题 5 - 20 图中,已知 u_i 为正弦波, $R_L = 16 \Omega$, 要求最大输出功率为 10 W, 忽略管子的饱和压降 U_{CES} 。
- 求:(1) 正负电源 U_{CC} 的最小值。
- (2) 根据 U_{CC} 的最小值确定管子的 I_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 的最小值。
- (3) 当输出功率最大时, 电源提供的功率。
- (4) 每只管子管耗的最小值。
- (5) 输出功率最大时, 输入电压的有效值。

2. 计算和仿真题

- 5 - 21** 在题 5 - 21 图所示电路中, 晶体管的 $\beta = 50$, $R_C = 3.2 \text{ k}\Omega$, $R_B = 320 \text{ k}\Omega$, $R_S = 100 \Omega$, $R_L = 6.8 \text{ k}\Omega$, $U_{CC} = 15 \text{ V}$ 。求:(1) 估算静态工作点;(2) 画出微变等效电路, 计算 A_u 、 r_i 和 r_o ;(3) 用 EDA 软件观察输入、输出波形及频率特性。

题 5 - 21 图

题 5 - 22 图

- 5 - 22** 电路如题 5 - 22 图所示。(1) 若 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_C = 3 \text{ k}\Omega$, $\beta = 75$, 要将静态值 I_C 调到 1.5 mA, 则 R_B 为多少?(2) 在调节电路时若不慎将 R_B 调到 0, 对晶体三极管有无影响? 为什么? 通常采取何种措施来防止发生这种情况。(3) 用 EDA 软件仿真上述情况。
- 5 - 23** 题 5 - 23 图所示的分压式偏置电路中, 已知 $U_{CC} = 24 \text{ V}$, $R_{B1} = 33 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1.5 \text{ k}\Omega$, $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$, $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$, $\beta = 66$, 硅管。试求:(1) 静态工作点;(2) 画出微变等效电路, 计算电路的电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。(3) 放大电路输出端开路时的电压放大倍数, 并说明负载电阻 R_L 对电压放大倍数的影响。(4) 用 EDA 软件观察输入、输出波形及频率特性。

题 5 - 23 图

题 5 - 24 图

- 5 - 24** 题 5 - 24 图所示为集电极—基极偏置电路。(1) 试说明其稳定静态工作点的物理过程;(2) 设 $U_{CC} = 20$

V, $R_B = 330 \text{ k}$, $R_C = 10 \text{ k}$, $\beta = 50$, 硅管。试求其静态值。

- 5 - 25** 题 5 - 25 图所示电路为射极输出器。已知 $U_{CC} = 20 \text{ V}$, $R_B = 200 \text{ k}$, $R_E = 3.9 \text{ k}$, $R_L = 1.5 \text{ k}$, $\beta = 60$, 硅管。试求:(1) 静态工作点;(2) 画出微变等效电路,计算电路的电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。(3) 用 EDA 软件观察输入、输出波形及频率特性。

题 5 - 25 图

题 5 - 26 图

- 5 - 26** 题 5 - 26 图所示电路中,已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_B = 280 \text{ k}$, $R_C = R_E = 2 \text{ k}$, $r_{be} = 1.4 \text{ k}$, $\beta = 100$, 硅管。试求:(1) 在 A 端输出时的电压放大倍数 A_{u01} 及输入、输出电阻;(2) 在 B 端输出时的电压放大倍数 A_{u02} 及输入、输出电阻;(3) 比较在 A 端、B 端输出时,输出与输入的相异处,及输入电阻、输出电阻的情况。
- 5 - 27** 两级阻容耦合放大电路如题 5 - 27 图所示,已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_{B1} = 500 \text{ k}$, $R_{B2} = 200 \text{ k}$, $R_{C1} = 6 \text{ k}$, $R_{C2} = 3 \text{ k}$, $R_L = 2 \text{ k}$, 两硅管的 β 均为 40。试求:(1) 各级的静态工作点;(2) 画出微变等效电路,计算电路的电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。
- 5 - 28** 在题 5 - 28 图所示的电路中,已知 $U_{DD} = 18 \text{ V}$, $R_{G1} = 250 \text{ k}$, $R_{G2} = 50 \text{ k}$, $R_G = 1 \text{ M}$, $R_D = 5 \text{ k}$, $R_S = 5 \text{ k}$, $R_L = 5 \text{ k}$, $g_m = 5 \text{ mA/V}$ 。试求:(1) 放大电路的静态值 (I_D , U_{DS})。(2) 画出微变等效电路,计算电路的电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。

题 5 - 27 图

题 5 - 28 图

第 6 章 集成运算放大器

集成电路是相对于分立元件电路而言的,它是材料、元件、电路的不可分割的统一体。将电路的元器件和连线制作在同一硅片上,就制成了集成电路。随着集成电路制造工艺的日益完善,目前已能将数以千万计的元器件集成在一片面积只有几平方毫米的硅片上。按照集成度(每一片硅片中所含元器件数)的高低,将集成电路分为小规模集成电路(简称 SSI),中规模集成电路(MSI),大规模集成电路(LSI)和超大规模集成电路(VLSI)。它与分立元件电路比较,不仅体积小、重量轻、功耗低,又由于减少了电路的焊点而提高了工作的可靠性,并且价格便宜。集成电路的问世,是电子技术的一个新的飞跃,从而促进了各个科学技术领域先进技术的发展。

集成运算放大器是集成电路的一种,实质上是电压高增益的直接耦合放大电路,简称集成运放。本章主要介绍集成运算放大器在信号的运算(如比例运算、微分运算、积分运算等)、信号的处理(如滤波、比较、保持等)、信号的放大(如测量放大器)以及波形产生(如正弦波)等方面的应用。此外,本章还介绍集成运放的主要技术指标,性能特点与选择方法。

6.1 集成运算放大器简介

6.1.1 集成运放的结构与符号

集成运算放大器简称集成运放。

1. 结构

集成运放一般由四部分组成,结构如图 6 - 1 所示。

图 6 - 1 集成运放结构框图

输入级是提高运放质量的关键部分,要求输入电阻高,能减小零漂和抑制干扰信号。输入级都采用差分放大电路,它有同相输入和反相输入两个输入端。

中间级是一个高放大倍数的放大器,常用多级共发射极放大电路组成,该级的放大倍数可达数千乃至数万倍。

输出级与负载相接,要求输出电阻小、带负载能力强,能够输出足够大的电压和电流,一般由

互补对称电路或射级输出器构成。

偏置电路向上述各级电路提供稳定和合适的静态工作点,一般由恒流源电路组成。

2. 特点

集成运放的一些特点与其制造工艺密切相关,主要有下述几点:

硅片上难以制造电感元件和容量大于 200 PF 的电容,所以集成运放均采用直接耦合方式。必须使用电容器的场合,大多采用外接的方法。

集成运放中大量采用差分放大电路和恒流源电路,这些电路可以有效地抑制零漂和稳定静态工作点。

一般用晶体管恒流源代替大阻值的电阻。

集成电路中的二极管、稳压管都由晶体管构成,只须将其三个极适当组配便可实现;还常用复合晶体管代替单个晶体管,以使运放性能最好。

3. 集成运放的符号

在应用集成运算放大器时,需要知道它的管脚的用途以及放大器的主要参数,至于它的内部电路结构一般是无关紧要的。从运放的外部结构可知,运放主要具有两个输入端 u_+ 、 u_- 和一个输出端 u_o ,这两个输入端一个称为同相输入端,另一个称为反相输入端,这里同相和反相只是输入电压和输出电压之间的关系,若输入正电压从同相端输入,则输出端输出正的输出电压,若输入正电压从反相端输入,则输出端输出负的输出电压。运放的常用简易符号如图 6 - 2 所示。

图 6 - 2 运放常用符号

其中图 6 - 2(a)是集成运放的国际流行符号,(b)是集成运放的国标符号,而图(c)是具有电源引脚的集成运放国际流行符号。图 6 - 3 是目前 EDA 软件中使用的集成运放的图形符号(包括了所有的使用引脚)。

图 6 - 3 EDA 软件中使用的部分集成运放的符号

6.1.2 集成运放的主要技术指标及其选用注意事项

集成运放的主要技术指标,是合理地选用和正确地使用运放的依据。大体上可以分为输入

误差特性、开环差模特性、共模特性、输出瞬态特性和电源特性。

1. 输入误差特性

输入误差特性参数用来表示集成运放的失调特性,描述这类特性的主要是以下几个参数:

(1) 输入失调电压 U_{I0}

对于理想运放,当输入电压为零时,输出也应为零。实际上,由于差分输入级很难作到完全对称,零输入时,输出并不为零。在室温及标准电压下,输入为零时,为了使输出电压为零,输入端所加的补偿电压称为输入失调电压 U_{I0} 。 U_{I0} 大小反映了运放的对称程度。 U_{I0} 越大,说明对称程度越差。一般 U_{I0} 的值为 $1 \mu\text{V} \sim 20 \text{ mV}$,F007的 U_{I0} 为 $1 \sim 5 \text{ mV}$ 。

(2) 输入失调电流 I_{I0}

零输入时,两输入偏置电流 I_{B1} 、 I_{B2} 之差称为输入失调电流 I_{I0} ,即 $I_{I0} = |I_{B1} - I_{B2}|$, I_{I0} 反映了输入级差分管输入电流的对称性,一般希望 I_{I0} 越小越好。普通运放的 I_{I0} 约为 $1 \text{ nA} \sim 0.1 \mu\text{A}$,F007的 I_{I0} 约为 $50 \sim 100 \text{ nA}$ 。

2. 开环差模特性参数

开环差模特性参数用来表示集成运放在差模输入作用下的传输特性。描述这类特性的参数有开环电压放大倍数、最大差模输入电压、差模输入阻抗等。

(1) 开环差模电压放大倍数 A_{od}

开环差模电压放大倍数 A_{od} 指在无外加反馈情况下的差模电压放大倍数,它是决定运算精度的重要指标,通常用分贝表示,即

$$A_{od} = 20 \lg \frac{U_o}{(U_{i1} - U_{i2})} \quad (6-1)$$

不同功能的运放, A_{od} 相差悬殊,一般约为 $80 \sim 140 \text{ dB}$,即 $10^4 \sim 10^7$ 倍。F007的 A_{od} 约为 $100 \sim 106 \text{ dB}$ 。

(2) 最大差模输入电压 $U_{id\max}$

$U_{id\max}$ 指集成运放反相和同相输入端之间所能承受的最大电压值,超过这个值输入级差分管将会出现反向击穿,甚至损坏。利用平面工艺制成的硅NPN管的 $U_{id\max}$ 为 $\pm 5 \text{ V}$ 左右,而横向PNP管的 $U_{id\max}$ 可达 $\pm 30 \text{ V}$ 以上。

(3) 差模输入电阻 r_{id}

$r_{id} = \frac{U_{id}}{I_i}$,即差模信号作用下运放的输入电阻,是衡量差分管向输入信号源索取电流大小的标志,F007的 r_{id} 约为 2 M ,用场效晶体管作差分输入级的运放, r_{id} 可达 10^6 M 。

3. 共模特性参数

共模特性参数用来表示集成运放在共模信号作用下的传输特性,这类参数有共模抑制比、共模输入电压等。

(1) 共模抑制比 K_{CMR}

共模抑制比的定义与差分电路中介绍的相同,F007的 K_{CMR} 为 $80 \sim 86 \text{ dB}$,高质量运放的 K_{CMR} 可达 180 dB 。

(2) 最大共模输入电压 $U_{ic\max}$

U_{icmax} 指运放所能承受的最大共模输入电压,共模电压超过一定值时,将会使输入级工作不正常,因此要加以限制。F007 的 U_{icmax} 为 $\pm 13\text{ V}$ 。

4. 输出瞬态特性参数

输出瞬态特性参数用来表示集成运放输出信号的瞬态特性,描述这类特性的参数主要是转换速率。

转换速率 S_R 是指运放在闭环状态下对高速变化信号的适应能力,转换速率的大小与很多因素有关,其中主要与运放所加的补偿电容、运放本身各级晶体管的极间电容、杂散电容,以及放大器的充电电流等因素有关。只有信号变化速率的绝对值小于 S_R 时,输出才能按照线性的规律变化。否则输出波形会严重失真。

S_R 是在大信号和高速工作时的一项重要指标,一般运放的 S_R 为几伏每微秒,高速运放可达到 $65\text{ V } \mu\text{s}$ 。

5. 电源特性参数

电源特性参数主要有静态功耗等。静态功耗指运放在零输入情况下的功耗。F007 的静态功耗为 120 mW 。

选择与使用集成运放时,下述注意事项供选用者参考:

选择运放时尽量选择通用运放,而且是市场上销售最多的品种,只有这样才能降低成本,保证货源。只要满足要求,就不选择特殊运放。

学会辨认管脚,不同公司的产品管脚排列是不同的,需要查阅手册,确认各个管脚的功能。

一定要搞清楚运放的电源电压、输入电阻、输出电阻、输出电流等参数。

集成运放单电源使用时,要注意输入端是否需要增加直流偏置,以便能放大正负两个方向的输入信号。

设计集成运放电路时,应该考虑是否增加调零电路、输入保护电路、输出保护电路。

6.1.3 集成运放的电压传输特性与理想化模型

1. 集成运放的电压传输特性

集成运放输出电压 u_o 与输入电压 (u_+ - u_-) 之间的关系曲线称为电压传输特性。对于采用正负电源供电的集成运放,电压传输特性如图 6 - 4 所示。

从传输特性可以看出,集成运放有两个工作区,线性放大区和饱和区。在线性放大区,曲线的斜率就是放大倍数;在饱和区域,输出电压不是 U_{o+} 就是 U_{o-} (U_{o+} 与 U_{o-} 为接近正电源与负电源的电压值)。由传输特性可知集成运放的放大倍数

图 6 - 4 集成运放的传输特性

$$A_0 = \frac{U_{o+} - U_{o-}}{u_+ - u_-} \quad (6 - 2)$$

通常,运放的线性工作范围很小,比如,对于开环增益为 100 dB ,电源电压为 $\pm 10\text{ V}$ 的

F007, 开环电压放大倍数 $A_d = 10^5$, 其最大线性工作范围约为

$$u_+ - u_- = \frac{|U_o|}{A_d} = \frac{10}{10^5} \text{ V} = 0.1 \text{ mV}$$

2. 理想集成运放及其分析依据

(1) 理想运放的技术指标

集成运放具有开环差模电压放大倍数高, 输入阻抗高, 输出阻抗低及共模抑制比高等特点。实际使用中为了分析方便, 常将它的各项指标理想化。理想运放的主要技术指标为

开环差模电压放大倍数 A_{od} ;

开环输入电阻 r_{id} ;

开环输出电阻 $r_o = 0$;

共模抑制比 K_{CMR} ;

输入失调电压 U_{I0} 、失调电流 I_{I0} 及它们的温漂均为零;

无干扰和噪声。

由于实际运放的技术指标与理想运放比较接近, 因此, 在分析电路的工作原理时, 用理想运放代替实际运放所带来的误差并不严重, 在一般的工程计算中是允许的。

(2) 理想运放的工作特性

理想运放的电压传输特性如图 6 - 5 所示。工作于线性区和非线性区的理想运放具有不同的特性。

图 6 - 5 理想运放的电压传输特性

线性区

工作于线性区的理想运放需由输出端向反相输入端引入所谓负反馈(下节专论)。此时

$$u_o = A_{od}(u_+ - u_-) \quad (6 - 3)$$

而 $A_{od} \rightarrow \infty$, 因此 $u_+ - u_- = 0$, 即

$$u_+ = u_- \quad (6 - 4)$$

又由 $r_{id} \rightarrow \infty$ 可知, 流进运放同相输入端和反相输入端的电流 i_+ 、 i_- 为

$$i_+ = i_- = 0 \quad (6 - 5)$$

可见, 当理想运放工作于线性区时, 同相输入端与反相输入端的电位相等, 流进同相输入端和反相输入端的电流为 0。 $u_+ = u_-$ 就是 u_+ 和 u_- 两个电位点短路, 但是由于没有电流, 所以称为虚短路, 简称虚短。

而 $i_+ = i_- = 0$ 表示流过电流 i_+ 、 i_- 的电路断开了, 但是实际上没有断开, 所以称为虚断路, 简称虚断。

非线性区

工作于非线性区的理想运放一般不引入反馈或引入正反馈。仍然是:

输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$, 因此 $i_+ = i_- = 0$; (虚断)

但由于 $u_o = A_{od}(u_+ - u_-)$, 即输出与输入不存在线性关系。由电压传输特性可知其特点为

当 $u_+ > u_-$ 时, $u_o = U_{o+}$;

当 $u_+ < u_-$ 时, $u_o = U_{o-}$;

而 $u_+ = u_-$ 为 U_{O+} 与 U_{O-} 的转折点。

上述两种工作特性为集成运放的重要分析依据,掌握这些依据以及虚断与虚短的概念是本章电路分析的基础。

例 6-1 图 6-6 为一工作于线性放大区的理想运放,已知 $R_1 = R_3 = 10 \text{ k}$, $R_2 = R_4 = 50 \text{ k}$,若输入电压 $u_i = 10 \text{ mV}$,试推求其输出电压 $u_o = ?$

解:设各个电流与电压如图中所标。

由虚断关系 $i_+ = i_- = 0$ 可得

$$i_1 = i_4 \quad i_2 = i_3$$

则
$$u_+ = \frac{u_i R_3}{R_2 + R_3} = \frac{10 \times 10}{50 + 10} \text{ mV} = 1.67 \text{ mV}$$

又由虚短关系 $u_+ = u_-$ 可知

$$i_1 = \frac{0 - u_-}{R_1} = i_4 = \frac{u_- - u_o}{R_4}$$

图 6-6 例 6-1 电路图

可得
$$u_o = 1 + \frac{R_4}{R_1} u_- = 1 + \frac{50}{10} \times \frac{10}{6} \text{ mV} = 10 \text{ mV}$$

6.2 放大电路中的反馈

工程实际中的放大电路,总要引入反馈,以改善放大电路性能,因此掌握反馈的基本概念与判断方法是研究集成运放电路的基础。

6.2.1 反馈的基本概念

1. 反馈的一般表示

在电子电路中,将输出量的一部分或全部通过一定的电路形式反送给输入回路,与输入信号一起共同作用于放大器的输入端,称为反馈。反馈放大电路可以画成图 6-7 所示的框图。

图 6-7 反馈放大器框图

反馈放大器由基本放大器 A_x 和反馈网络 F_x 组成,它们构成一个闭合环路,常称为闭环。所谓基本放大器就是保留了反馈网络的负载效应的、信号只能从它的输入端传输到输出端的放大器;而反馈网络一般是将输出信号反馈到输入端、而忽略了从输入端向输出端传输效应的阻容网络。

$$\text{基本放大器的净输入信号} \quad X_d = X_i - X_f \quad (6-6)$$

式中 X 表示电压或是电流, 一般为相量或有极性之别。

基本放大电路的输出信号 X_o 与净输入信号 X_d 之比称为开环放大倍数(又称开环增益), 用 A_{x0} 表示, 或者说为无反馈(不考虑反馈)时的放大倍数。即

$$A_{x0} = \frac{X_o}{X_d} \quad (6-7)$$

引入反馈后的输出信号 X_o 与输入信号 X_i 之比称为闭环放大倍数(又称闭环增益), 用 A_{xf} 表示,

$$\text{即} \quad A_{xf} = \frac{X_o}{X_i} \quad (6-8)$$

而反馈信号 X_f 与输出信号 X_o 之比称为反馈系数, 用 F_x 表示, 即

$$F_x = \frac{X_f}{X_o} \quad (6-9)$$

综合以上四式可得

$$A_{xf} = \frac{X_o}{X_i} = \frac{X_o}{X_d + X_f} = \frac{X_o}{X_d} \cdot \frac{X_d}{1 + X_f X_d} = \frac{A_{x0}}{1 + F_x A_{x0}} \quad (6-10)$$

它表示了 A_{xf} 、 A_{x0} 和 F_x 三者的关系。

2. 正反馈、负反馈及其反馈深度

若反馈信号削弱了放大器的输入信号, 则为负反馈; 反之若反馈信号使放大器的净输入信号增强, 则为正反馈。或者说: 若输出信号正在减小, 反馈使其增大为负反馈; 而使其减小则为正反馈。

放大电路中引入负反馈后, 放大倍数将减小, 即 $|A_{xf}| < |A_{x0}|$, 亦即 $|1 + F_x A_{x0}| > 1$ 。 $|1 + F_x A_{x0}|$ 愈大, $|A_{xf}|$ 就愈小, 表明负反馈愈强。所以称 $|1 + F_x A_{x0}|$ 为反馈深度。当 $|1 + F_x A_{x0}| \gg 1$ 时, 称为深度负反馈, 此时式(6-10)可写为

$$A_{xf} \approx \frac{A_{x0}}{F_x A_{x0}} = \frac{1}{F_x} \quad (6-11)$$

而 $|1 + F_x A_{x0}| < 1$ 时, $|A_{xf}| > |A_{x0}|$, 显然为正反馈。

特别地, 若 $|1 + F_x A_{x0}| = 0$, 则 A_{xf} 无穷大。意味着即使无输入, 也有输出。这种情况称为自激振荡。(将在正弦波振荡电路内容中讨论)

3. 直流反馈与交流反馈

若反馈量只包含直流信号, 则称为直流反馈; 若反馈量只包含交流信号, 就是交流反馈。直流反馈一般用于稳定静态工作点; 而交流反馈用于改善放大器的性能, 所以研究交流反馈更有意义, 本节重点研究交流反馈。

4. 电压反馈与电流反馈

从放大电路的输出端看, 反馈量取自输出电压, 并与之成比例, 称为电压式反馈; 若反馈量取自输出电流, 并与之成比例, 则为电流式反馈。

5. 串联反馈与并联反馈

从放大电路的输入端看, 若放大器的输入电压 u_i 是净输入电压 u_d 与反馈电压 u_f 之和, 则

为串联式反馈;若放大器的输入电流 i_i 是净输入电流 i_d 与反馈电流 i_f 之和,则为并联式反馈。

综上所述,根据反馈电路与基本放大电路在输入、输出端连接方式的不同,可将反馈分为电压串联式、电压并联式、电流串联式、电流并联式四种类型(又称为四种反馈组态)。

6.2.2 反馈的判断

1. 有无反馈的判断

若放大电路中存在将输出回路与输入回路连接的通路,即反馈通路,并由此影响了放大器的净输入,则表明电路引入了反馈。

例如,在图 6 - 8 所示的电路中,图 6 - 8(a)所示的电路由于输入与输出回路之间没有通路,

图 6 - 8 反馈是否存在的判断

所以没有反馈;图 6 - 8(b)所示的电路中,电阻 R_2 将输出信号反馈到输入端与输入信号一起共同作用于放大器输入端,所以具有反馈;而图 6 - 8(c)所示的电路中虽然有电阻 R_1 连接输入输出回路,但是由于输出信号对输入信号没有影响,所以没有反馈。

2. 正、负反馈的判断

判断是正反馈还是负反馈的方法是瞬时极性法;其方法是,首先规定输入信号在某一时刻的极性,然后逐级判断电路中各个相关点的电流流向与电位的极性。从而得到输出信号的极性,根据输出信号的极性判断出反馈信号的极性。若反馈信号使净输入信号增强,就是正反馈;若反馈信号使净输入信号减弱,就是负反馈。

例如,在图 6 - 9(a)所示的电路中,首先设输入电压瞬时极性为正,所以集成运放的输出为正,有电流流过 R_2 和 R_1 ,在 R_1 上产生上正下负的反馈电压 u_f ,由于 $u_d = u_i - u_f$, u_f 与 u_i 同极性,所以 $u_d < u_i$,净输入被削弱,说明该电路引入负反馈。

图 6 - 9 反馈极性的判断

在图 6 - 9(b)所示的电路中,首先设输入电压 u_i 瞬时极性为正,所以集成运放的输出为负,有电流流过 R_2 和 R_1 ,在 R_1 上产生上负下正的反馈电压 u_f ,由于 $u_d = u_i - u_f$, u_f 与 u_i 极性相反,所以 $u_d > u_i$,净输入增强,说明该电路引入正反馈。

在图 6 - 9(c)所示的电路中,首先假设 i_i 的瞬时方向是流入放大器的反相输入端,相当于在放大器反相输入端加入了正极性的信号,所以放大器输出为负,放大器输出的负极性电压使流过 R_2 的电流 i_f 的方向是从 u_- 结点流出,由于 $i_i = i_d + i_f$,有 $i_d = i_i - i_f$,所以 $i_d < i_i$,就是说净输入电流被 i_f 分去一部分,所以电路引入负反馈。

3. 电压与电流反馈的判断

电压与电流反馈的判断方法是短路法:即将放大器输出端的负载短路(令 $u_o = 0$),若反馈消失就是电压反馈。否则就是电流反馈。

例如,图 6 - 10(a)所示的电路,如果把负载短路,则 u_o 等于 0,这时反馈就不存在了,所以是电压反馈。而图 6 - 10(b)所示的电路中,若把负载短路,反馈电压 u_f 仍然存在,故为电流反馈。

图 6 - 10 电压反馈与电流反馈的判断

4. 串联反馈与并联反馈的判断

串联与并联反馈的判断方法是相加法:即从输入口看,若反馈信号与外加输入信号以电压的形式求和,便为串联反馈。等效电路如图 6 - 11(a)所示;若反馈信号与外加输入信号以电流的形式求和,便为并联反馈。等效电路如图 6 - 11(b)所示。(具体判别情况由下述内容中介绍)

5. 四种反馈组态的判别

(1) 电压串联反馈

首先判断图 6 - 12 所示电路的反馈组态。从输出端将负载 R_L 短路,就相当于输出端接地,这时 $u_o = 0$,反馈消失,所以是电压反馈;从输入端来看,输入信号 u_i 为净输入信号 u_d 与反馈信号 u_f 之和,就是说输入信号与反馈信号是串联关系,所以该电路的反馈组态是电压串联反馈。再利用瞬时极性法判断正负反馈,各瞬时极性如图所示。可见 u_i 与 u_f 极性相同,净输入信号小于输入信号,故是负反馈。

图 6 - 11 串联反馈与并联反馈的等效电路

(2) 电流串联反馈

先判断图 6 - 13 所示电路的反馈组态,将负载 R_L 短路,这时仍有电流流过电阻 R_1 ,产生反馈电压 u_f ,所以是电流反馈;从输入端来看,输入信号 u_i 等于净输入信号 u_d 与反馈信号 u_f 之和,就是说输入信号与反馈信号是串联关系,所以该电路的反馈组态是电流串联反馈。再用瞬时极性法判断正负反馈,各瞬时极性如图所示,可见 u_i 与 u_f 极性相同,净输入信号小于输入信号,故是负反馈。

图 6 - 12 电压串联负反馈电路

图 6 - 13 电流串联负反馈电路

(3) 电压并联负反馈

如图 6 - 14 所示的电路,将负载 R_L 短路。就相当于输出端接地,这时 $u_o = 0$,反馈消失,所以是电压反馈;从输入端来看,净输入信号 i_d 与反馈信号 i_f 并联在一起,输入电流信号 i_i 等于净输入电流信号 i_d 与反馈电流信号 i_f 之和,所以该电路的反馈组态是电压并联反馈。使用瞬时极性法判断正负反馈,各瞬时极性和瞬时电流方向如图所示,可见 i_f 瞬时流向是对 i_i 分流,使 i_d 减小,净输入信号 i_d 小于输入信号 i_i ,故是负反馈。

图 6 - 14 电压并联负反馈

图 6 - 15 电流并联负反馈电路

(4) 电流并联负反馈

如图 6 - 15 所示的电路,将负载 R_L 短路,这时仍有电流流过电阻 R_1 ,产生反馈电流 i_f ,所以是电流反馈;从输入端来看,输入信号 i_i 为净输入信号 i_d 与反馈电流信号 i_f 之和,所以该电路的反馈组态是电流并联反馈。利用瞬时极性法判断正负反馈,各瞬时极性和瞬时电流方向如图所示,可见 i_f 瞬时流向是对 i_i 分流,使 i_d 减小,净输入信号 i_d 小于输入信号 i_i ,故是负反馈。

综上所述,反馈电路在输入回路的接法决定是串联反馈还是并联反馈,对输出信号的取样决定是电压反馈还是电流反馈;而由单个集成运放组成的反馈电路,反馈信号引到反相输入端便构

成负反馈

事实上,由分立元件组成的放大电路也有上述四种反馈组态。上一章中的下述几个电路就具有典型的反馈类型。如图 6 - 16(同学可以试作分析)。

图 6 - 16 分立元件电路的典型反馈组态

6 2 3 负反馈对放大电路性能的影响

放大电路引入负反馈后,削弱了外加输入信号,从而导致输出信号减小,放大倍数降低,但却使放大电路的多种性能得到改善。如可以改变放大器的输入输出电阻、稳定放大倍数、展宽频带、减小非线性失真等。特别是当反馈深度很大时,改善的效果更加明显。

1. 放大倍数的稳定性提高

对式(6 - 10)中的 A_{x_0} 求导得

$$\frac{dA_{xf}}{dA_{x_0}} = \frac{(1 + F_x A_{x_0}) - F_x A_{x_0}}{(1 + F_x A_{x_0})^2} = \frac{1}{(1 + F_x A_{x_0})^2}$$

两边同除以式(6 - 10),可得

$$\frac{dA_{xf}}{A_{xf}} = \frac{1}{1 + F_x A_{x_0}} \frac{dA_{x_0}}{A_{x_0}} \quad (6 - 12)$$

此式表明,引入负反馈后的闭环放大倍数相对变化量是未加负反馈时的开环放大倍数相对变化量的 $\frac{1}{1 + F_x A_{x_0}}$ 倍。如 $1 + F_x A_{x_0} = 100$ 时,若 A_{x_0} 变化 $\pm 10\%$,则 A_{xf} 只变化 $\pm 0.1\%$ 。

由式(6 - 11)还可看出,在深度负反馈情况下, A_{xf} 几乎与 A_{x_0} 无关,只取决于反馈电路,因此可使闭环放大倍数相当稳定。

2. 非线性失真的改善

放大电路中由于非线性元件或输入信号幅度较大时,会产生非线性失真。引入负反馈后,可以使非线性失真情况得到改善,由图 6 - 17 可以定性说明。设输入 u_i 为正弦波,无反馈时,输出波形产生失真,如图 6 - 17(a)所示。引入负反馈后,若反馈信号 u_f 与输出信号 u_o 的失真情况相似,则与输入信号相减后得到的净输入信号 u_d 的波形变为另外半周失真,这样将使输出波形的失真情况得到大大改善。如图 6 - 17(b)所示。亦即利用失真的波形改善失真情况。

图 6 - 17 非线性失真的改善

3. 通频带展宽

放大电路应该有较宽的通频带,引入负反馈是展宽通频带的有效措施之一。图 6 - 18 为直接耦合放大电路的幅频特性,集成运放也采用直接耦合,故其低频特性好,但在高频端,随着频率的升高,开环放大倍数下降较快。引入负反馈后,由于负反馈强度随输出信号幅度基本成正比地变化,故输出信号幅度大时反馈强,输出信号小时反馈弱,从而在高频端,负反馈较弱,使幅频特性趋于平坦,展宽了电路的通频带。

4. 输出电压与输出电流得到稳定

电压负反馈具有稳定输出电压的作用,其原理如下所示:

$$u_o \quad x_f \quad x_d \quad u_o$$

电流负反馈具有稳定输出电流的作用,其原理如下所示:

$$i_o \quad x_f \quad x_d \quad i_o$$

图 6 - 18 通频带的展宽

5. 对输入电阻和输出电阻的影响

引入负反馈后,放大电路的输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o 都将受到一定的影响,反馈类型不同,这种影响也不同。输入电阻与串联、并联反馈相关;输出电阻受电压、电流反馈影响。

显然,串联负反馈使输入电阻 r_i 增大;并联负反馈使输入电阻 r_i 减小。

电压负反馈可使输出电压基本稳定,致使输出电阻 r_o 减小;

电流负反馈可使输出电流基本稳定,致使输出电阻 r_o 增大。

6.3 集成运放的线性应用

集成运放的应用首先是构成各种运算电路。在运算电路中,以输入电压为自变量,以输出电压作为函数,当输入电压发生变化时,输出电压反映输入电压某种运算的结果。因此,集成运放必须工作在线性区,在深度负反馈条件下,利用其可以实现各种数学运算。

本节中的集成运放都是理想运放,分析时注意使用“虚断”、“虚短”的概念。

6.3.1 比例运算电路

1. 反相比例运算电路

电路如图 6-19 所示,由于运放的同相端经电阻 R_2 接地,利用“虚断”($i_+ = i_- = 0$)的概念,该电阻上没有电流,所以没有电压降,就是说运放的同相端是接地的;利用“虚短”($u_+ = u_-$)的概念,同相端与反相端的电位相同,所以反相端 N 也是接地的,即 $u_+ = u_- = u_N = i_+ R_2 = 0$ 。由于没有实际接地,所以称为“虚地”。

为了使集成运放两输入端的外接电阻对称,同相输入端所接电阻 R_2 等于反相输入端对地的等效电阻,即 $R_2 = R_1 \parallel R_f$,称为平衡电阻。

利用“虚断”概念,由图得

$$i_1 = i_f$$

利用“虚地”概念, $u_N = u_- = u_+ = 0$

$$i_1 = \frac{u_i - u_N}{R_1} = \frac{u_i}{R_1}$$

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

可得
$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} u_i \quad (6-13) \quad \text{图 6-19 反相比例运算电路}$$

虽然集成运放有很高的输入电阻,但是并联反馈减低了输入电阻,这时的输入电阻为 $r_i = u_i / i_1 = R_1$ 。

若取 $R_f = R_1$,

则
$$u_o = -u_i \quad (6-14)$$

可见,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 大小相等,相位相反。此时的电路称为反相器。

欲希望比例运算电路有较大的输入电阻,可采用同相输入方式。

2. 同相比例运算电路

同相比例运算电路见图 6-20(a),利用“虚断”的概念可得

$$i_1 = i_f$$

利用“虚短”的概念可得

$$i_1 = \frac{0 - u_N}{R_1} = \frac{-u_+}{R_1} = \frac{-u_i}{R_1}$$

$$i_f = \frac{u_N - u_o}{R_f} = \frac{u_i - u_o}{R_f}$$

最后得到输出电压的表达式为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) u_i \quad (6-15)$$

由于是串联反馈电路,所以输入电阻很大,理想情况下 $r_i = \infty$ 。由于信号加在同相输入端,而反相端和同相端电位一样,所以输入信号对于运放是共模信号,这就要求运放应具有良好的共

图 6 - 20 同相比例运算电路

模抑制能力。

同理, R_2 也是为使输入对称而设置的平衡电阻。(后面的电路中不再专门说明)

若将电路改为如图 6 - 20(b)所示的电路,该电路的输出全部反馈到输入端,是电压串联负反馈。由于 $R_1 = \infty$ 、 $R_f = 0$,可得

$$u_o = u_i \quad (6 - 16)$$

输出电压跟随输入电压同步变化,简称电压跟随器。

由以上分析可知,在分析运算关系时,应该充分利用‘虚断’‘虚短’概念,首先列出关键结点的电流方程。这里的关键结点是指那些与输入、输出电压产生关系的结点,例如集成运放的同相、反相结点,最后对所列表达式进行整理得到输出电压的表达式。

6.3.2 加、减法运算电路

1. 加法运算电路

反相加法电路如图 6 - 21 所示。由图可得

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_f$$

式中,
$$i_1 = \frac{u_{i1}}{R_1} \quad i_2 = \frac{u_{i2}}{R_2} \quad i_3 = \frac{u_{i3}}{R_3} \quad i_f = -\frac{u_o}{R_f}$$

所以

$$u_o = -R_f \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3} \right) \quad (6 - 17)$$

若 $R_1 = R_2 = R_3 = R$,

$$u_o = -\frac{R_f}{R} (u_{i1} + u_{i2} + u_{i3}) \quad (6 - 18)$$

即输出电压与各输入电压之和成比例,实现“和放大”。

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$ 时,

则
$$u_o = - (u_{i1} + u_{i2} + u_{i3}) \quad (6 - 19)$$

即输出电压等于各输入电压之和,实现加法运算。

2. 减法运算电路

利用差动放大电路实现减法运算的电路,如图 6 - 22 所示。由图可得 $i_1 = i_f$

图 6 - 21 反相加法电路

图 6 - 22 减法运算电路

即

$$\frac{u_{i1} - u_N}{R_1} = \frac{u_N - u_O}{R_f}$$

$$i_2 = \frac{u_{i2} - u_+}{R_2} = \frac{u_+}{R_3}$$

由于 $u_- = u_+ = u_N$

所以

$$u_O = 1 + \frac{R_f}{R_1} \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2} - \frac{R_f}{R_1} u_{i1} \quad (6 - 20)$$

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$ 时,

$$u_O = u_{i2} - u_{i1} \quad (6 - 21)$$

此时电路便成为减法运算电路

6.3.3 积分、微分运算电路

1. 积分运算电路

反相积分运算电路如图 6 - 23 所示。

利用“虚地”的概念,有 $i_1 = i_f = \frac{u_i}{R_1}$, 而 $i_f = C_f \frac{du_C}{dt}$

所以

$$u_O = -u_C = -\frac{1}{C_f} \int i_f dt = -\frac{1}{C_f R_1} \int u_i dt \quad (6 - 22)$$

若输入为直流电压 U_i , 且在 $t = 0$ 时加入, 则

$$u_O = \frac{U_i}{R_1 C_f} t \quad (6 - 23)$$

注意, 积分电路是受电源电压制约的, 一定时间后, 电压将趋于饱和值。

图 6 - 23 积分运算电路

若在本积分器前加一级反相器, 就构成了同相积分器, 如图 6 - 24 所示。

2. 微分运算电路

微分运算电路如图 6 - 25 所示, 下面介绍该电路输出电压的表达式。

根据“虚短”、“虚断”的概念, $u_+ = u_- = 0$, 为“虚地”, 电容两端的电压 $u_C = u_i$, 所以

图 6 - 24 同相积分电路

图 6 - 25 微分运算电路

$$i_f = i_c = C_1 \frac{d u_c}{d t} = C_1 \frac{d u_i}{d t}$$

输出电压

$$u_o = - R_f i_f = - R_f C_1 \frac{d u_i}{d t} \quad (6 - 24)$$

6.3.4 测量放大电路

在许多工业生产及应用过程中,经常要对一些物理量进行测量和控制,通常先利用传感器将它们转换为电信号,由于这些信号一般是很微弱的,需要进行放大和处理。特别是远距离传送时,干扰信号与传感信号叠加在一起,易造成误动作。而一般的放大器对它们不能进行有效的抑制,需采用专用的测量放大器才能有效地消除这些干扰信号的影响。

典型的测量放大器由三个集成运放构成,如图 6 - 26 所示。

图 6 - 26 测量放大电路

由图可得

$$u_i = u_{i1} - u_{i2} = a - b$$

所以

$$u_i = a - b = \frac{R_p}{2 R + R_p} (u_{o1} - u_{o2})$$

可得

$$u_{O1} - u_{O2} = 1 + \frac{2R}{R_P} u_i$$

由叠加定理

$$\begin{aligned} u_o &= 1 + \frac{R_f}{R_2} \frac{R_f}{R_2 + R_f} u_{O2} - \frac{R_f}{R_2} u_{O1} \\ &= \frac{R_f}{R_2} (u_{O2} - u_{O1}) \end{aligned}$$

将前式带入得

$$u_o = - \frac{R_f}{R_2} \left(1 + \frac{2R}{R_P} \right) u_i \quad (6-25)$$

可见,改变电阻 R_P 的数值,就可以改变该电路的放大倍数。常用的集成测量放大器有 AD552、AD624 等。

6.3.5 有源滤波器

滤波器是一种信号处理电路,用它可以选择一定范围内的频率信号。有高通、低通、带通和带阻四种。在 3.3 节中我们已经研究过仅由无源元件 R 、 C 构成的所谓无源滤波器,其缺点是无放大能力、并受负载影响而带载能力差。而由 R 、 C 和集成运放构成的滤波器称为有源滤波器。由于集成运放具有高输入阻抗、低输出阻抗的特性,不仅使输出与输入间有良好的隔离,而且带载能力强,滤波的频率特性稳定,所以实用的滤波器多数是有源滤波器。不足之处是因其为直接耦合而使高频使用受到一定的限制。限于篇幅与基本要求,这里只主要介绍两种。

1. 低通滤波器

图 6-27 为同相输入的一阶低通有源滤波器,如输入电压 u_i 为某一频率的正弦电压,则可用相量表示,因同相比例运算放大器输入电阻极高,输入电流为零,所以其频率特性

$$A_u(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_+} \frac{U_+}{U_i}$$

式中,

$$\frac{U_o}{U_+} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = A_{uo}$$

(注:这里的 A_{uo} 是指与频率无关的常数部分,并非开环放大倍数。)

而

$$\frac{U_+}{U_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

设 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 称为截止角频率

则

$$\frac{U_+}{U_i} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

可得

$$A_u(j\omega) = A_{uo} \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6-26)$$

其幅频特性

$$|A_u(j\omega)| = \frac{A_{uo}}{1 + \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6-27)$$

图 6-27 一阶低通有源滤波器

图 6-28 一阶低通幅频特性

为低通特性,曲线如图 6-28 所示。由图可见,当 $\omega < \omega_0$ 时, $u_o \approx u_i$; 而 $\omega > \omega_0$ 时, $u_o \approx 0$, 信号被阻止。

一阶有源滤波器的幅频特性与理想特性相差较大,滤波效果不够理想。采用二阶或高阶有源滤波器可明显改善滤波效果,如图 6-29 所示。二阶有源滤波器可以用两个一阶有源滤波器级联实现,也可以用二级 RC 低通电路串联后接入集成运放,如图 6-30 所示。

图 6-29 一、二阶幅频特性比较

图 6-30 二阶低通有源滤波器

2. 高通滤波器

高通滤波器和低通滤波器类似,也有一阶和高阶之分。将图 6-27 的一阶低通滤波器的电阻 R 和电容 C 对调即成为一阶高通滤波器,如图 6-31 所示。

频率特性

$$A_u(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = A_{uo} \frac{1}{1 - j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6-28)$$

式中, $A_{uo} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$, 截止角频率 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

其幅频特性

$$|A_u(j\omega)| = A_{uo} \frac{1}{1 + \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6-29)$$

不难看出,其具有高通特性,曲线如图 6 - 32 所示。频率大于 f_0 的信号才可以通过。

图 6 - 31 一阶高通有源滤波器

图 6 - 32 一阶高通幅频特性

3. 带通与带阻滤波器

将低通滤波器与高通滤波器串联,并使低通滤波器的截止频率大于高通滤波器的截止频率,便构成有源带通滤波器。其结构图和幅频特性如图 6 - 33 所示,图中 f_H 为上限频率, f_L 为下限频率,通频带: $f_H - f_L$,亦即只有频率在通频带内的信号才可以通过。

图 6 - 33 带通滤波器结构和幅频特性

同理,带阻滤波器结构图和幅频特性如图 6 - 34 所示。其只允许小于 f_L 和大于 f_H 的频率信号通过,而 f_L 和 f_H 之间的信号被阻止。

图 6 - 34 带阻滤波器结构和幅频特性

集成运放的线性应用还很多,限于篇幅,本教材不作介绍。

6.4 集成运放的非线性应用

6.4.1 电压比较器

电压比较器也是一种信号处理电路,它可以将一个连续变化的输入电压通过与参考电压进行比较,在二者幅度相等时,使输出电压产生跳变。通常用于 A/D 转换、波形变换等场合。在电压比较器电路中,运算放大器通常工作于非线性区,即开环应用或引入正反馈。

1. 过零电压比较器

同相过零比较器电路如图 6-35(a)所示,可见它是开环使用的。同相输入端接 u_i ,反相端 $u_N = 0$,所以输入电压是和零电压进行比较的。

当 $u_i > 0$ 时 $u_o = U_{O+}$,输出为正饱和值。

当 $u_i < 0$ 时 $u_o = U_{O-}$,输出为负饱和值。

该比较器的传输特性如图 6-35(b)所示。

该电路常用于检测正弦波的零点,当正弦波电压过零时,比较器输出发生跃变。

图 6-35 过零电压比较器

图 6-36 任意电压比较器

2. 任意电压比较器

同相任意电压比较器电路如图 6-36(a)所示,它也是开环使用的。同相端接 u_i ,反相端 $u_N = U_R$,所以输入电压是和电压 U_R 进行比较的。

当 $u_i > U_R$ 时 $u_o = U_{O+}$,输出为正饱和值;

当 $u_i < U_R$ 时 $u_o = U_{O-}$,输出为负饱和值。

该比较器的传输特性如图 6-36(b)所示。

为了限制输出电压 u_o 的大小,以便和输出端连接的负载相配合,可在输出端用稳压管进行限幅,如图 6-37(a)所示。忽略稳压管正向导通电压,则

当 $u_i < U_R$ 时, $u_o = 0$;当 $u_i > U_R$ 时, $u_o = U_Z$ 。电压传输特性如图 6-37(b)所示。

若在输入端输入模拟信号,在输出端则以高电平或低电平(即为数字信号 **1** 或 **0**)来反映比较结果。如图 6-37(c)所示。故其也是典型的模数(A/D)转换原理电路。

上述两种电压比较器的跃变电压(称为门限电压)只有一个,被称作单门限电压比较器。这种比较器电路简单,灵敏度高,但是抗干扰能力较差,当干扰信号叠加到输入信号上而在门限电

图 6 - 37 具有有限幅功能的电压比较器

压值附近上下波动时,比较器就会反复的动作,如果去控制一个系统的工作,会出现误动作。下面介绍的双门限电压比较器(滞环比较器)可以有效地防止上述现象,具有较强的抗干扰能力。

3. 滞环比较器

从反相端输入的滞环比较器电路如图 6 - 38(a)所示,可见滞环比较器中引入了正反馈。

由集成运放输出端的限幅电路可以看出 $u_o = \pm U_Z$,集成运放反相输入端电位为 u_i ,同相端的电位为

$$u_+ = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

令 $u_N = u_+$,则有门限电压

$$u_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

该电路的传输特性如图 6 - 38(b)所示。

当输入电压 u_i 小于 $-u_T$ 时, u_N 一定小于 u_+ ,所以 $u_o = +U_Z$, $u_+ = +u_T$ 。

当输入电压 u_i 增加并达到 $+u_T$ 后,再稍稍增加一点时,输出电压才会从 $+U_Z$ 向 $-U_Z$ 跃变。

当输入电压 u_i 大于 $+u_T$ 时, u_N 一定大于 u_+ ,所以 $u_o = -U_Z$, $u_+ = -u_T$ 。

当输入电压 u_i 减小并达到 $-u_T$ 后,再稍稍减小一点时,输出电压才会从 $-U_Z$ 向 $+U_Z$ 跃变。

图 6 - 38 滞环比较器

若将电阻 R_1 的接地端接参考电压 U_R ,如图 6 - 39(a)所示。由图可得同相端电压

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

令 $u_N = u_+$,求出的 u_i 就是门限电压,因此得出

$$u_{T1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

$$u_{T2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

该电路的传输特性如图 6 - 39(b)所示,其中 u_{T2} 称为上门限电压, u_{T1} 称为下门限电压,两者之差 $u_{T2} - u_{T1}$ 称为回差。显然,回差的大小反映了其抗干扰能力的强弱。

图 6 - 39 具有参考电压的滞环比较器

另外,由于引入了正反馈,其输出电压跃变的速度也比单门限电压比较器快了许多。

目前有很多种集成比较器芯片,例如,AD790、LM119、LM193、MC1414、MAX900 等,虽然它们比集成运放的开环增益低,失调电压大,共模抑制比小,但是它们速度快,传输延迟时间短,而且一般不需要外加电路就可以直接驱动 TTL、CMOS 等集成电路,并可以直接驱动继电器等功率器件。

6.4.2 方波发生器

方波发生器是能够直接产生方波信号的非正弦波发生器,由于方波中包含有极丰富的谐波,因此,方波发生器又称为多谐振荡器。由滞环比较器和 RC 积分电路组成的方波发生器如图 6 - 40(a)所示。其中,图 6 - 40(b)为双向限幅的方波发生器。

图 6 - 40 方波发生器

图中,运放和 R_1 、 R_2 构成滞环电压比较器,双向稳压管用来限制输出电压的幅度,稳压值为

U_Z 。比较器的输出由电容上的电压 u_C 和 u_O 在电阻 R_2 上的分压 u_{R2} 决定。

当 $u_C > u_{R2}$ 时, $u_O = -U_Z$;

$u_C < u_{R2}$ 时, $u_O = +U_Z$ 。

$$u_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_O$$

方波发生器的工作原理如图 6 - 41 所示。

图 6 - 41 方波发生器工作原理图

假定接通电源瞬时, $u_O = +U_Z$, $u_C = 0$, 那么有 $u_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$, 电容沿图 6 - 41 (a) 所示方向充电, u_C 上升。

当 $u_C = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z = K_1$ 时, u_O 变为 $-U_Z$, $u_{R2} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$, 充电过程结束; 接着, 由于 u_O 由 $+U_Z$ 变为 $-U_Z$, 电容开始放电, 放电方向如图 6 - 41 (b) 所示, 同时 u_C 下降。当下降到 $u_C = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z = K_2$ 时, u_O 由 $-U_Z$ 变为 $+U_Z$, 重复上述过程。工作过程波形图见图 6 - 42。

综上所述, 这个方波发生器电路是利用正反馈, 使运算放大器的输出在两种状态之间反复翻转, RC 电路是它的定时元件, 决定着方波在正负半周的时间 T_1 和 T_2 , 由于该电路充放电时常数相等, 即

$$T_1 = T_2 = RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

图 6 - 42 方波发生器工作波形图

方波的周期为

$$T = T_1 + T_2 = 2 RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

6.5 正弦波发生器

正弦波振荡器又称自激振荡器,它是能够产生频率高达几百兆赫或低至几赫的正弦信号的电路。是无线电通讯、广播系统的重要组成部分,还经常应用在测量、遥控和自动控制等领域。多数的正弦波振荡器都是建立在放大反馈的基础上的,因此又称为反馈振荡器,其框图如图 6 - 43 所示。要想产生等幅持续的振荡信号,振荡器必须满足从无到有地建立起振荡的起振条件,以及保证进入平衡状态、输出等幅信号的平衡条件。下面分别讨论这两个条件。

6.5.1 自激振荡

由图 6 - 43 可见,它是利用反馈电路的反馈电压作为输入电压的,从而可以在没有输入信号的情况下,将直流电源提供的直流电变换成一定频率的正弦交流信号。这种在没有输入的情况下依靠电路自身的条件而产生交变输出信号的现象称为自激振荡。怎样才能建立自激振荡呢?

1. 自激振荡条件

振荡信号总是从无到有地建立起来的。接通电源的瞬时,电路的各部分存在各种扰动,这种扰动可能是刚接通电源瞬间引起的电流或电压突变,也可能是管子和回路的内部噪声。这些扰动将使放大器产生瞬间输出电压 u_o ,经反馈网络反馈到输入端,得到瞬间输入电压 u_i 。再经过放大、反馈的反复作用,使电压振幅不断加大。(显然,这里的反馈必须是正反馈,而负反馈只能使 u_o 逐渐减小。)最后由于饱和的原因使输出稳定在 u_o ,并靠反馈永久地保持下去。

图 6 - 43 振荡器框图

可见,产生自激振荡必须满足: $u_f = F_u u_o = u_i$

$$u_o = A_u u_i = A_u u_f = A_u F_u u_o$$

可得 $A_u F_u = 1$ (6 - 30)

由于振荡信号中包含着丰富的频率分量,这里的 A_u 和 F_u 包含着相位关系。如果电路具有选频作用,它对某一频率分量满足(6 - 30)式时,便会建立稳定的振荡。因此,自激振荡条件可表示为

$$|A_u| \cdot |F_u| = 1 \quad \angle(A_u + F_u) = 0^\circ$$

可分别表示为

$$|A_u F_u| = 1 \quad (6 - 31)$$

$$\angle A_u + \angle F_u = \pm 2n \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (6 - 32)$$

上面两式分别称为幅度平衡条件和相位平衡条件。由相位条件可见,闭环相移必须是 2 的整数倍,亦即必须保证反馈极性为正反馈;幅度条件表明,反馈必须具有足够的强度。

事实上,这两个平衡条件是指振荡已经建立,电路能够维持等幅自激振荡必须满足的条件。但不是充分的条件。只有使环路的 $|A_u F_u|$ 大于 1,才能经过反复的反馈放大,使幅值迅速增大而建立起振荡。随着振幅的逐渐增大,放大器进入非线性区,使放大器的放大倍数逐渐减小,最后满足(6 - 31)式时,振幅趋于稳定。故起振条件应为

$$|A_u F_u| > 1 \quad (6-33)$$

图 6-44 便为 $|A_u F_u|$ 随 u_i (u_f) 变化的曲线。在实际应用中,除少数类型外,多数的振荡器都是由放大网络来完成稳幅功能的。

2. 振荡器的组成和 RC 选频网络

综上所述,正弦波振荡器由放大网络和反馈网络组成,反馈网络中必须包含有选频网络,并形成正反馈;放大网络必须包含具有稳幅作用的非线性环节。常用的反馈网络有:LC 谐振回路、RC 移相选频网络、石英晶体谐振器。放大网络可由晶体管、场效应管或集成运放构成。

根据选频网络的不同,正弦波振荡器分为 RC 振荡器、LC 振荡器和石英晶体振荡器。这里以常用的文氏桥式振荡器为例,介绍其 RC 串并联选频网络及其选频特性,如图 6-45 所示(3.3.1 节中已经研究过)。

图 6-44 反馈电压与增益之间的关系

由图 6-46 的频率特性曲线可见,当频率 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时,

图 6-45 RC 串并联选频网络

图 6-46 RC 串并联网络的频率特性曲线

传递函数的幅频特性 $H(\omega) = \frac{1}{3}$ 为最大值;

且 $\phi(\omega) = 0^\circ$ (即输出电压与输入电压同相位)。

6.5.2 文氏桥式振荡器

文氏桥式振荡器具有波形好、振幅稳定和频率调节方便等优点,工作频率范围可以从 1 Hz 以下的超低频到 1 MHz 左右的高频段。文氏桥式振荡器常采用外电路稳幅,其电路如图 6-47 所示。

由 RC 选频网络的相频特性可知,在频率 $\omega = \omega_0$ 时, $\phi(\omega_0) = 0^\circ$ 。要形成正反馈,放大网络的相移应为 0° 或 360° 。因此输入信号从同相端输入。

由 RC 选频网络的幅频特性可知: $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时, $F_u = \frac{1}{3}$, 为满足起振条件,应使 $|A_u F_u| > 1$, 所以, $|A_u| > 3$ 。这里的同相放大器 $A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1}$, 因此应使 $R_f > 2R_1$ 。

同时,为稳定输出幅度,放大网络中用热敏电阻 R_f 和 R_1 构成具有稳幅作用的非线性环节,

形成串联电压负反馈。 R_t 是具有负温度特性的热敏电阻,加在它上面的电压越大,温度越高,它的阻值就越小。刚起振时,振荡电压振幅很小, R_t 的温度低,阻值大,负反馈强度弱,放大器增益大,保证振荡器能够起振。随着振荡振幅的增大, R_t 上电压增大,温度上升,阻值减小,负反馈强度加深,使放大器增益下降,保证了放大器在线性工作条件下实现稳幅。另外,也可用具有正温度系数的热敏电阻代替 R_t ,与普通电阻一起构成限幅电路。

可见,在满足深度负反馈时,振荡器的起振条件仅取决于负反馈支路中电阻的比值,而与放大器的开环增益无关。因此,振荡器的性能稳定。

利用双联同轴可变电容器,同时调节选频网络的两个电容,或者用双联同轴电位器,同时调节选频网络的两个电阻,都可以方便地调节振荡频率。实验室常用的低频信号发生器大都是依据文氏桥式振荡器的原理设计的。

图 6 - 47 文氏桥式振荡器

6.6 常用集成运放芯片介绍

目前我国可以生产很多型号的集成运放,可以满足大部分用户的需求,除了我国之外,世界上还有很多知名公司生产运放。一般情况下,无论哪个公司的产品,除了首标不同外,只要编号相同,功能基本上是相同的。例如 CA741、LM741、MC741、PM741、SG741、CF741、 μ A741、 μ PC741 等芯片具有相同的功能。

6.6.1 常用集成运放芯片

1. 通用运放

通用运放 μ A741,内部具有频率补偿、输入、输出过载保护功能,并允许有较高的输入共模和差模电压,电源电压适应范围宽。它的主要技术指标如下:

输入失调电压:1 mV	输入失调电流:20 nA
输入偏置电流:80 nA	差模电压增益: 2×10^5
输出电阻: 75	差模输入电阻:2 M
输出短路电流:25 mA	电源电流: 1.7 mA

图 6 - 48 μ A741 的符号图

μ A741 的符号如图 6 - 48 所示。管脚 1、5 是调零端,管脚 4 是负电源,管脚 7 是正电源,8 脚为空脚。

2. 低功耗四运放 LM324

运放 LM324 是由 4 个独立的高增益、内部频率补偿的运放组成,不但能在双电源下工作,也可在宽电压范围的单电源下工作,它具有输出电压振幅大、电源功耗小等优点。它的主要技术指标如下:

输入失调电压: 2 mV	输入失调电流: 5 nA
输入偏置电流: 45 nA	差模电压增益: 100 dB
温度漂移: 7 μ V	单电源工作电压: 3 - 30 V

双电源工作电压： $\pm 1.5 \sim \pm 15 \text{ V}$ 静态电流： $500 \mu\text{A}$

LM324 的管脚排列如图 6 - 49 所示。管脚 11 为负电源或地,管脚 4 为正电源。

图 6 - 49 四运放 LM324

3 . 高精度运算放大器 **OP07**

OP07(LM714)是低输入失调电压的集成运放,具有低噪声,小温漂等特点。它的主要技术指标如下:

输入失调电压: $10 \mu\text{V}$ 输入失调电流: 0.7 nA

输入失调电压温度系数: $0.2 \mu\text{V}$ 电源电压: $\pm 22 \text{ V}$

静态电流: $500 \mu\text{A}$

OP07 的符号如图 6 - 50 所示。其中管脚 1 和 8 是调零端,管脚 4 是负电源,7 是正电源。

图 6 - 50 OP07 的符号

图 6 - 51 LF411 的符号

4 . 低失调、低温漂 **JFET** 输入集成运放 **LF411**

LF411 是高速度的 JFET 输入集成运放,它具有小的输入失调电压和输入失调电压温度系数。如匹配良好的高电压场效应管输入,还具有高输入电阻,小偏置电流和输入失调电流。LF411 可用于高速积分器、D/A 转换器等电路。它的主要技术指标如下:

输入失调电压: 0.8 mV

输入失调电流: 25 pA

输入失调电压温度系数: $7 \mu\text{V}$

输入偏置电流: 50 pA

输入电阻: 10^{12} 静态电流: 1.8 mA

输入差模电压: $-30 \sim +30 \text{ V}$

输入共模电压: $-14.5 \sim +14.5 \text{ V}$

增益带宽积: 4 MHz

LF411 的符号如图 6 - 51。其中管脚 1、5 端用于调零,管脚 4 是负电源,管脚 7 是正电源。

6.6.2 常用集成比较器芯片

1. 双集成比较器 LM119

该比较器为集电极开路输出,两个比较器的输出可直接并联,共用外接电阻,它可以双电源供电,也可以单电源供电。该比较器的电源电压是 $2 \sim 36 \text{ V}$ 或 $\pm 18 \text{ V}$,输出电流大,可直接驱动 TTL 和 LED。类似型号是 LM219,四电压比较器 LM319。LM139、LM239 和 LM339 与 LM119 的功能基本相同。

LM119 的符号见图 6 - 52。其中管脚 11 为正电源,管脚 6 为电源地,管脚 3 为比较器 1 的地线,管脚 8 为比较器 2 的地线。

2. 用 LM119 实现双限比较

图 6 - 52 LM119 的符号

用 LM119 组成的双限比较电路如图 6 - 53(a)所示。在图中两个比较器的输出直接连接在一起实现了“线与”(数字电路中概念)功能,即只有两个比较器都输出高电平时,输出才是高电平,否则输出就是低电平。对于一般的有源输出器件是不允许将输出端连在一起的,随便连在一起会损坏器件。该比较器的传输特性如图 6 - 53(b)所示。

图 6 - 53 用 LM119 组成的双限比较电路

6.6.3 函数发生器芯片

单片集成函数发生器 ICL8038 是一种可以同时产生方波、三角波和正弦波的专用集成电路。该电路可以单电源供电($10 \sim 30 \text{ V}$),也可以双电源供电($\pm 5 \sim \pm 15 \text{ V}$)。频率可调范围为 $0.001 \text{ Hz} \sim 300 \text{ kHz}$,输出矩形波的占空比可调范围是 $2\% \sim 98\%$,输出正弦波的失真度小于 1% 。该芯片的符号见图 6 - 54。

图 6 - 55 是 ICL8038 的一般使用方法,由于矩形波输出端是集电极开路形式,所以需要外接电阻 R_C ,图中 R_{P2} 用于调整频率, R_{P1} 用于调整矩形波的占空比, R_{P3} 和 R_{P4} 用于调节正弦波的失真度。

图 6 - 54 ICL8038 符号图

图 6 - 55 ICL8038 组成的频率可调、失真度可校正电路

习 题

1. 概念题

6 - 1 填空：

- (1) 集成运算放大器是一种采用_____耦合方式的放大电路,因此其低频性能_____,最常见的问题是_____。
- (2) 通用型集成运算放大器的输入级大多采用_____电路,输出级大多采用_____电路。
- (3) 集成运算放大器的两个输入端分别为_____输入端和_____输入端,前者的极性与输出端_____,后

者的极性与输出端_____。

(4) 理想运算放大器的放大倍数 $A_u =$ _____, 输入电阻 $r_i =$ _____, 输出电阻 $r_o =$ _____。

6 - 2 选择正确答案填空:

(1) 反馈放大电路的含义是_____。

(a . 输出与输入之间有信号通路;b . 电路中存在由输出端到输入端传输的信号通路;c . 除放大电路以外还有信号通路)。

(2) 构成反馈通路的元器件_____。

(a . 只能是电阻、电感或电容等无源元件;b . 只能是晶体管、集成运放等有源器件;c . 既可以无源元件,也可以是有源器件)。

(3) 反馈量是指_____。

(a . 反馈网络从放大电路输出回路中取出的信号;b . 反馈到输入回路的信号;c . 反馈到输入回路的信号与反馈网络从放大电路输出回路中取出的信号之比)。

(4) 直流负反馈是指_____。

(a . 反馈网络从放大电路输出回路中取出的信号;b . 直流通路中的负反馈;c . 放大直流信号时才有的负反馈)

(5) 交流负反馈是指_____。

(a . 只存在于阻容耦合及变压器耦合中的负反馈;b . 交流通路中的负反馈;c . 放大正弦信号时才有的负反馈)

6 - 3 指出下面的说法是否正确,如果有错,错在哪里?

(1) 既然在深度负反馈的条件下,闭环放大倍数 $A_{xf} = 1/F_x$,与放大器件的参数无关,那么放大器件的参数就没有什么实用意义了,随便取一个管子或组件,只要反馈系数 $F_x = 1/A_{xf}$,就可以获得恒定的闭环放大倍数 A_{xf} 。

(2) 在做多级放大器实验时,用示波器观察到输出波形产生了非线性失真,如果引入负反馈,立即看到输出幅度明显变小,并且消除了失真,这就是负反馈改善非线性失真的结果吗?

6 - 4 选择正确答案填空:

(1) 在放大电路中,为了稳定静态工作点,可以引入_____;若要稳定放大倍数,应引入_____;某些场合为了提高放大倍数,可适当引入_____;希望展宽频带,可以引入_____;如要改变输入电阻或输出电阻,可以引入_____;为了抑制温漂,可以引入_____。

(a . 直流负反馈;b . 交流负反馈;c . 交流正反馈;d . 直流负反馈和交流负反馈)

(2) 如希望减小放大电路从信号源索取的电流,则可采用_____;如希望取得较强的反馈作用而信号源内阻很大,则宜采用_____;如希望负载变化时输出电流稳定,则应引入_____;如希望负载变化时输出电压稳定,则应引入_____。

(a . 电压负反馈;b . 电流负反馈;c . 串联负反馈;d . 并联负反馈)

6 - 5 判断下列说法是否正确(在括号中画 \checkmark 或 \times):

(1) 在负反馈放大电路中,反馈系数较大的情况下,只有尽可能地增大开环放大倍数,才能有效地提高闭环放大倍数。()

(2) 在负反馈放大电路中,放大器的放大倍数越大,闭环放大倍数就越稳定。()

(3) 在深负反馈的条件下,闭环放大倍数 $A_{xf} = 1/F_x$,它与反馈系数有关而与放大器开环放大倍数 A_x 无关,故可省去放大通路,仅留下反馈网络,来获得稳定的闭环放大倍数。()

(4) 负反馈只能改善反馈环路内的放大性能,对反馈环路之外无效。()

6 - 6 (1) 一个放大器的电压放大倍数为 60 dB,相当于把电压信号放大多少倍?

(2) 一个放大器的电压放大倍数为 20 000,问以分贝表示时是多少?

(3) 某放大器由三级组成,已知每级电压放大倍数为 15 dB,问总的电压放大倍数为多少分贝?相当于把信号放大了多少倍?

6 - 7 选择正确答案填空:

(1) 当集成运放处于_____状态时,可选用_____和_____概念。

(a . 线性放大;b . 开环;c . 深负反馈;d . 虚短;e . 虚断)

(2) _____是_____的特殊情况。 (a . 虚短;b . 虚断;c . 虚地)

(3) 在基本_____电路中,电容接在运放的负反馈支路中,而在基本_____电路中,负反馈元件是电阻 (a . 微分;b . 积分)

(4) 若将基本_____电路中接在集成运放负反馈支路的电容换成二极管,便可得到基本的运算电路,而将基本_____电路中接在输入回路的电容换成二极管,便可得到基本的_____运算电路。 (a . 积分;b . 微分;c . 对数;d . 指数)

6 - 8 选择正确答案填空:

(1) 希望运算电路的函数关系是 $y = a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3$ (其中 a_1 、 a_2 和 a_3 是常数,且均为负值),应选用_____。

(2) 希望运算电路的函数关系是 $y = b_1 x_1 + b_2 x_2 - b_3 x_3$ (其中 b_1 、 b_2 和 b_3 是常数,且均为正值),应选用_____。

(3) 希望接通电源后,输出电压随时间线性上升,应选用_____。

(a . 比例电路;b . 反相加法电路;c . 加减运算电路;d . 积分电路;e . 微分电路)

2 . 计算和仿真题

6 - 9 设某放大电路开环时的放大倍数相对变化量 dA_x / A_x 为 20% ,若要求闭环时的放大倍数相对变化量 dA_{xf} / A_{xf} 为 1% ,且 $A_{xf} = 100$,求 A_x 和 F_x 分别应取多大?

6 - 10 同相输入加法电路如右图所示,求输出电压 u_o ,并与反相加法器进行比较;

题 6 - 10 图

又当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$ 时, $u_o = ?$

6 - 11 如图所示是一加减运算电路,求输出电压 u_o 的表达式。

6 - 12 电路如图所示,设所有运放都是理想运放,求 u_{o1} 、 u_{o2} 、 u_{o3} 及 u_o 的表达式; 当 $R_1 = R_2 = R_3 = R$ 时 u_o 的值。

题 6 - 11 图

题 6 - 12 图

6 - 13 电路如图所示, A_1 、 A_2 为理想运放, 电容的初始电压 $u_C(0) = 0$ 。

(1) 写出 u_O 的表达式;

(2) 当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$ 时, 写出输出电压 u_O 的表达式。

题 6 - 13 图

6 - 14 电路如图所示, 设运放是理想运放, 试计算 U_O 。

题 6 - 14 图

6 - 15 为了用低值电阻实现高电压增益的比例运算, 常用一 T 形网络代替 R_f , 如图所示, 试证明:

$$\frac{u_O}{u_{i1}} = - \frac{R_1 + R_3 + R_2 + R_3}{R_1} \frac{R_4}{R_3}$$

6 - 16 如图所示电路, 设集成运放的最大输出电压为 ± 12 V, 稳压管稳定电压为 $U_Z = \pm 6$ V, 输入电压 u_i 是幅值为 ± 3 V 的对称三角波。试分别画出 U_R 为 +2 V、0 V、-2 V 三种情况下的电压传输特性和 u_O 的波形。

题 6 - 15 图

题 6 - 16 图

- 6 - 17** 本题电路图中,集成运放的最大输出电压为 $\pm 13 \text{ V}$,稳压管的稳定电压 $U_Z = 6 \text{ V}$,正向压降 $U_D = 0.7 \text{ V}$,试画出电压传输特性。

题 6 - 17 图

题 6 - 18 图

- 6 - 18** 图示为微电流测量电路,最大测量值为 $1 \mu\text{A}$,若微安表量程为 $100 \mu\text{A}$,试计算 R_F 的值。
- 6 - 19** 求图示有源滤波电路的频率特性,说明该滤波器属于哪种类型,并画出其幅频特性曲线。
- 6 - 20** 右图所示的正弦波振荡器中,已知 $C = 0.1 \mu\text{F}$, $R_2 = 100 \Omega$,双联可调电阻 R_P 的调节范围为 $0 \sim 20 \text{ k}\Omega$,试求输出电压 u_O 的变化范围。

题 6 - 19 图

题 6 - 20 图

第 7 章 直流稳压电源

一个稳定的直流电源是电子设备必不可少的组成部分。本章介绍稳压电源的技术指标和工作指标;线性集成稳压电路和开关型集成稳压电路的组成、工作原理以及它们的应用技术。

7.1 串联型稳压电源

7.1.1 稳压电源的主要指标

稳压电源的主要指标分为两种:一种是技术指标,包括允许的输入电压、输出电压、输出电流及输出电压调节范围等;另一种是工作指标,包括稳压器在正常工作条件下的工作范围等。下面简述这些指标的含义。

1. 稳压器技术指标

(1) 电压调整率 S_v

电压调整率是表征稳压器稳压性能的优劣的重要指标,又称为稳压系数或稳定系数,它表征当输入电压 U_1 变化时稳压器输出电压 U_o 稳定的程度,通常以单位输出电压下的输入和输出电压的相对变化的百分比 $\frac{U_o}{U_1 \cdot U_o} \times 100\%$ 表示。

(2) 最大输入电压

该电压是保证稳压器安全工作的最大输入电压。

(3) 最大输出电流

该电流是保证稳压器安全工作所允许的最大输出电流。

2. 稳压器的工作指标

稳压器的工作指标是指稳压器能够正常工作的工作区域,以及保证正常工作所必须的工作条件,这些工作参数取决于构成稳压器的元件性能。

(1) 输出电压范围

该指标是指在符合稳压器工作条件的情况下,稳压器能够正常工作的输出电压范围,其上限是由最大输入电压和最小输入 - 输出电压差所规定,其下限由稳压器内部的基准电压值决定。

(2) 最小输入 - 输出电压差

该指标表征在保证稳压器正常工作的条件下,稳压器所需的最小输入 - 输出之间的电压差值。

7.1.2 串联反馈式稳压电路的工作原理

图 7-1 是串联反馈式稳压电路的一般结构图,图中 U_1 是整流滤波电路的输出电压, T 为

调整管, A 为比较放大器, U_{REF} 为基准电压, R_1 与 R_2 组成反馈网络用来反映输出电压的变化, U_F 为取样电压(反馈电压)。

在这种稳压电路的主回路中起调整作用的三极管 T 与负载电阻 R_L 串联, 故称为串联式稳压电路。输出电压的变化量由反馈网络取样经比较放大器放大后去控制调整管 T 的 c - e 极间的电压降, 从而达到稳定输出电压 U_o 的目的。

稳压原理可简述如下: 当输入电压 U_i 增加(或负载电流 I_o 减小)时, 导致输出电压 U_o 增加, 随之反馈电压 $U_F = U_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} = F_U U_o$ 也增加(F_U 为反馈系数)。

U_F 与基准电压 U_{REF} 相比较, 其差值电压经比较放大器放大后使 U_B 和 I_C 减小, 调整管 T 的 c - e 极间的电压 U_{CE} 增大, 使 U_o 下降, 从而维持 U_o 基本恒定。同理, 当输入电压 U_i 减小(或负载电流 I_o 增加)时, 亦将使输出电压基本保持不变。

从反馈放大器的角度来看, 这种电路属于电压串联负反馈电路。调整管 T 连接成射极跟随器。因而可得

$$U_B = A_u (U_{REF} - F_U U_o) \quad U_o$$

或

$$U_o = U_{REF} \frac{A_u}{1 + A_u F_U}$$

式中, A_u 是比较放大器的电压放大倍数, 是考虑了所带负载的影响的, 与开环放大倍数 A_{u0} 不同。在深度负反馈条件下, $|1 + A_u F_U| \gg 1$ 时, 可得

$$U_o = \frac{U_{REF}}{F_U}$$

上式表明, 输出电压 U_o 与基准电压 U_{REF} 近似成正比, 与反馈系数 F_U 成反比。当 U_{REF} 及 F_U 已定时, U_o 也就确定了。因此它是设计稳压电路的基本关系式。

值得注意的是, 调整管 T 的调整作用是依靠 F_U 和 U_{REF} 之间的偏差来实现的, 必须有偏差才能调整。如果 U_o 绝对不变, 调整管的 U_{CE} 也绝对不变, 那么电路也就不能起调整作用了。所以 U_o 不可能达到绝对稳定, 只能是基本稳定。因此, 图 7 - 1 所示的系统是一个闭环有差调整系统。

由以上分析可知, 当反馈越深时, 调整作用越强, 输出电压 U_o 也越稳定, 电路也就越接近理想电压源。

7.1.3 基准电压源

基准电压源一般可以用稳压管组成的稳压源来承担, 目前有很多基准电压集成电路, 这些电路稳压性能非常好, 被广泛用作高性能稳压电源的基准电源, 或 A/D 和 D/A 转换器的参考电源。常用的型号是 MC1403、MC1503 和 TL431。

TL431 是一个性能优良的基准电压集成电路。该器件主要应用于稳压电源、仪器仪表、可调电源和开关电源中,是稳压二极管的良好替代品。其主要特点是:可调输出电压范围大,为 $2.5 \sim 36 \text{ V}$; 输出阻抗较小,约为 0.2Ω 。

该器件的图形符号如图 7 - 2(a)所示。图 7 - 2(b)是使用 TL431 的稳压电路。该稳压电路的最大稳定电流 2 A , 输出电压的调节范围为 $2.5 \sim 24 \text{ V}$ 。在图中发光二极管作为稳压管使用,使 T_2 的发射结电压恒定,从而使电流 I_1 恒定,保证当输入电压变化时,TL431 不会因电流过大而损坏。当输入电压变化时,TL431 的参考电压 U_{REF} 随之变化,当输出电压上升时,TL431 的阴极电压随 U_{REF} 上升而下降,输出电压随之下降。

图 7 - 2 基准电压集成电路 TL431 及其应用电路

7.1.4 简单分立元件组成的稳压电路

分立元件组成的稳压电源电路如图 7 - 3 所示,该电路就是典型的串联稳压电源,其中变压器用于将 220 V 市电降成需要的电压,随后进行桥式整流和滤波,将交流电变成直流电并滤去纹波,经过简单的串联稳压电路,输出端得到稳定的直流电压。

图 7 - 3 简单的串联稳压电源

7 2 集成稳压器

三端集成稳压电路的外部只有三个端子:输入、输出和公共端。在三端稳压电源芯片内有过流、过热及短路保护电路。该种芯片具有使用安全可靠,接线简单,维护方便,价格低廉等优点,当前正被广泛采用。

7 2 1 三端固定集成稳压器

三端固定集成稳压器的输出电压是固定的,常用的是 7800 7900 系列。7800 系列输出正电压,其输出电压有 5, 6, 7, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 20 和 24 V 共 11 个挡次。该系列的输出电流分 5 挡,7800 系列是 1.5 A, 78M00 是 0.5 A, 78L00 是 0.1 A, 78T00 是 3 A, 78H00 是 5 A。7900 系列与 7800 系列所不同的是输出电压为负值。

三端稳压器的工作原理与前述串联反馈式稳压电源的工作原理基本相同,由采样、基准、放大和调整等单元组成。集成稳压器只有三个引出端子:输入、输出和公共端。输入端接整流滤波电路,输出端接负载;公共端接输入、输出的公共连接点。为使它工作稳定,在输入和输出端与公共端之间并接一个电容。使用三端稳压器时注意一定要加散热器,否则不能工作到额定电流。

图 7 - 4 为三端式集成稳压器的典型应用,图中是 LM7805 和 LM7905 作为固定输出电压电路的典型接线图。正常工作时,输入、输出电压差 2 ~ 3 V。电容

图 7 - 4 三端稳压电路的典型应用

C_1 、用来实现频率补偿, C_2 用来抑制稳压电路的自激振荡, C_1 一般为 0.33 μF , C_2 一般为 1 μF 。

7 2 2 三端可调集成稳压器

三端可调输出电压集成稳压器是在三端固定式集成稳压器基础上发展起来的生产量大应用面广的产品,它有正电压输出 LM117、LM217 和 LM317 系列,负电压输出 LM137、LM237 和 LM337 系列两种类型。它既保留了三端稳压器的简单结构形式,又克服了固定式输出电压不可调的缺点,从内部电路设计上及集成化工艺方面采用了先进的技术,性能指标比三端固定稳压器高一个数量级,输出电压在 1.25 ~ 37 V 范围内连续可调。稳压精度高、价格便宜,称为第二代三端式稳压器。

LM317 是三端可调稳压器的一种,它具有输出 1.5 A 电流的能力,典型应用的电路如图 7 - 5 所示。该电路的输出电压范围为 1.25 ~ 37 V。输出电压的近似表达式是

$$U_o = U_{\text{REF}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

式中, $U_{\text{REF}} = 1.25 \text{ V}$ 。如果 $R_1 = 240 \Omega$, $R_2 = 2.4 \text{ k}\Omega$, 则输出电压近似为 13.75 V。

图 7 - 5 三端可调稳压器的典型电路

7 2 3 低压差三端稳压器

前述三端稳压器的缺点是输入、输出之间必须维持 2 ~ 3 V 的电压差才能正常的工作, 这样大的压差在电池供电的装置中是不能使用的。例如, 7805 在输出 1.5 A 时自身的功耗达到 4.5 W, 不仅浪费能源还需要散热器散热。Micrel 公司生产的三端稳压电路 MIC29150, 输出电压有 3.3 V、5 V 和 12 V 三种, 输出电流 1.5 A, 具有和 7800 系列相同的封装, 与 7805 可以互换使用。该器件的特点是: 压差低, 在 1.5 A 输出时的压差典型值为 350 mV, 最大值为 600 mV; 输出电压精度 $\pm 2\%$; 最大输入电压可达 26 V, 输出电压的温度系数为 20 ppm, 工作温度 -40 ~ 125 ; 有过流保护、过热保护、电源极性接反及瞬态过压保护 (-20 ~ 60 V) 功能。该稳压器输入电压为 5.6 V, 输出电压为 5.0 V, 功耗仅为 0.9 W, 比 7805 的 4.5 W 小的多, 可以不用散热片。如果采用市电供电, 则变压器功率可以相应减小。MIC29150 的使用与 7805 完全一样。

7 3 串联开关式稳压电源

前述的串联反馈式稳压电路由于调整管工作在线性放大区, 因此在负载电流较大时, 调整管的集电极损耗 ($P_C = U_{CE} I_O$) 相当大, 电源效率 ($\eta = P_O / P_I = U_O I_O / U_I I_I$) 较低约为 40% ~ 60%, 有时还要配备庞大的散热装置。为了克服上述缺点, 可采用串联开关式稳压电路, 电路中的串联调整管工作在开关状态, 即调整管主要工作在饱和导通和截止两种状态。由于管子饱和导通时管压降 U_{CES} 和截止时管子的电流 I_{CEO} 都很小, 管耗主要发生在状态转换过程中, 电源效率可提高到 80% ~ 90%, 所以它的体积小、重量轻。它的主要缺点是输出电压中所含纹波较大。由于优点突出, 目前应用日趋广泛。

1. 工作原理

开关型稳压电路原理框图如图 7 - 6 所示。它和串联反馈式稳压电路相比, 电路增加了 LC 滤波电路以及产生固定频率的三角波电压 (u_T) 发生器和比较器 C 组成的驱动电路, 该三角波发生器与比较器组成的电路又称为脉宽调制电路 (PWM), 目前有各种集成脉宽调制电路。图中 U_1 是整流滤波电路的输出电压, u_b 是比较器的输出电压, 利用 u_b 控制调整管 T 将 U_1 变成断续的矩形波电压 u_E (u_D)。当 u_b 为高电平时, T 饱和导通, 输入电压 U_1 经 T 加到二极管 D 的

两端,电压 u_E 等于 U_1 (忽略管 T 的饱和压降), 此时二极管 D 承受反向电压而截止, 负载中有电流 I_0 流过, 电感 L 储存能量。当 u_B 为低电平时, T 由导通变为截止, 滤波电感产生自感电动势 (极性如图所示), 使二极管 D 导通, 于是电感中储存的能量通过 D 向负载 R_L 释放, 使负载 R_L 继续有电流通过, 因而常称 D 为续流二极管。此时电压 u_E 等于 $-U_D$ (二极管正向压降)。由此可见, 虽然调整管处于开关工作状态, 但由于二极管 D 的续流作用和 L 、 C 的滤波作用, 输出电压是比较平稳的。图 7 - 7 画出了电流 i_L 、电压 u_E (u_D) 和 u_O 的波形。图中 t_{on} 是调整管 T 的导通时间, t_{off} 是调整管 T 的截止时间, $T = t_{on} + t_{off}$ 是开关转换周期。显然, 在忽略滤波电感 L 的直流压降的情况下, 输出电压的平均值为

图 7 - 6 开关型稳压电路原理图

图 7 - 7 图 7 - 6 中 u_E (u_D)、 i_L 、 u_O 的波形

$$U_O = \frac{t_{on}}{T} (U_I - U_{CES}) + (-U_D) \frac{t_{off}}{T} \quad U_I \frac{t_{on}}{T} = qU_I$$

式中, $q = \frac{t_{on}}{T}$ 称为脉冲波形的占空比。由此可见, 对于一定的 U_I 值, 通过调节占空比即可调节输出电压 U_O 。

在闭环情况下, 电路能自动地调整输出电压。设在某一正常工作状态时, 输出电压为某一预定值 U_{set} , 反馈电压 $u_F = F_U U_{set} = U_{REF}$, 比较放大器输出电压 u_A 为零, 比较器 C 输出脉冲电压 U_B 的占空比 $q = 50\%$, u_T 、 u_B 、 u_E 的波形如图 7-8(a) 所示。当输入电压 U_I 增加致使输出电压 U_O 增加时, $u_F > U_{REF}$, 比较放大器输出电压 u_A 为负值, u_A 与固定频率三角波电压 u_T 相比较, 得到 u_B 的波形, 其占空比 $q < 50\%$, 使输出电压下降到预定的稳压值 U_{set} 。此时, u_T 、 u_B 、 u_E 的波形如图 7-8(b) 所示。同理, U_I 下降时, U_O 也下降, $u_F < U_{REF}$, u_A 为正值, u_B 的占空比 $q > 50\%$, 输出电压 U_O 上升到预定值。总之, 当 U_I 或 R_L 变化使 U_O 变化时, 可自动调整脉冲波形的占空比使输出电压维持恒定。

图 7-8 图 7-6 中 U_I 、 U_O 变化时 u_T 、 u_B 、 u_E 的波形

开关型稳压电源的开关频率 f_T 一般在 $10 \sim 100$ kHz 之间。 f_T 越高, 需要使用的 L 、 C 值越小。这样, 系统的尺寸和重量将会减小, 成本将随之降低。另一方面, 开关频率的增加将使开关调整管单位时间转换的次数增加, 使开关调整管的管耗增加, 而效率将降低。

2. 采用集成 PWM 电路的开关电源

采用集成 PWM 电路是开关电源的发展趋势, 特点是: 能使电路简化、使用方便、工作可靠、性能提高。它将基准电压源、三角波电压发生器、比较器等集成到一块芯片上, 作成各种封装的集成电路, 习惯上也称为集成脉宽调制器。

使用 PWM 的开关电源, 既可以降压, 又可以升压, 既可以把市电直接转换成需要的直流电压 (AC - DC 变换), 还可以用于使用电池供电的便携设备 (DC - DC 变换)。

(1) PWM 电路 MAX668

MAX668 是 MAXIM 公司的产品,被广泛用于便携产品中。该电路采用固定频率的电流反馈型 PWM 电路,脉冲占空比由 $(U_o - U_i) / U_i$ 决定,其中 U_o 和 U_i 是输出、输入电压。输出误差信号是电感峰值电流的函数,内部采用双极性和 CMOS 多输入比较器,可同时处理输出误差信号、电流检测信号及斜率补偿纹波。MAX668 具有低的静态电流 (220 μ A),工作频率可调 (100 ~ 500 kHz),输入电压范围 3 ~ 28 V,输出电压可高至 28 V。用于升压的典型电路如图 7 - 9 所示,该电路把 5 V 电压升至 12 V,该电路在输出电流为 1 A 时,转换效率高于 92 %。

图 7 - 9 由 MAX668 组成的升压电源

MAX668 的引脚说明:

引脚 1, LDO, 该管脚是内置 5 V 线性稳压器输出,应该连接 1 μ F 的陶瓷电容。

引脚 2, FREQ, 工作频率设置。

引脚 3, GND, 模拟地。

引脚 4, REF, 1.25 V 基准输出,可提供 50 μ A 电流。

引脚 5, FB, 反馈输入端,FB 的阈值电压为 1.25 V。

引脚 6, CS+, 电流检测输入正极,检测电阻接到 CS+ 与 PGND 之间。

引脚 7, PGND, 电源地。

引脚 8, EXT, 外部 MOSFET 门极驱动器输出。

引脚 9, U_{CC} 电源输入端,旁路电容选用 0.1 μ F 电容。

引脚 10, SYNC $\overline{\text{SHDN}}$ 停机控制与同步输入,有二种控制状态:

低电平输入,DC - DC 关断

高电平输入,DC - DC 工作频率由 FREQ 端的外接电阻确定。

(2) TOP Switch 系列开关电源电路

该产品是美国 Power Integration 公司的产品,它集控制电路和功率变换电路于一体,具备

PWM 电源的全部功能。该系列电源有很多型号,其功率、封装形式因型号的不同而不同,它的输入电压范围为 85 ~ 265 V(AC),功率从 2 ~ 100 W。TOP 系列电路采用 CMOS 制作工艺,功率变换器采用场效晶体管实现能量转换。该器件有三个管脚,它们是 漏极 D——主电源输入端; 控制极 C——控制信号输入端; 源极 S——电源基准点,也是变压器一次电路的公共端。该电路以线性控制电流来改变占空比,具有过流保护电路和热保护电路,常用型号有 TOP200 ~ 204 214; TOP221 ~ 217。该电路的参数如下:

输出频率 10 KHz	漏极电压 36 ~ 700 V
占空比 2 % ~ 67 %	控制电流 100 mA
控制电压 - 0.3 ~ 8 V	工作结温 - 40 ~ 150
热关闭温度 145	截止状态电流 500 μ A
动态阻抗 15	

图 7 - 10 所示电路是基于 TOP220YAI 系列的 12 V 30 W 高精度开关稳压电源,其工作电压范围较大,为 85 ~ 265 V。

图 7 - 10 TOP Switch 构成的稳压电源

电路中,并联在开关变压器 T_r 上的由 R_1 、 C_2 、 D_5 组成的反向电压泄放电路,用于消除变压器关断瞬间形成的反向高压,以保护 TOP 器件。由高频整流输出端引出反馈信号,经过光电耦合器 U2 送至 TOP 器件的控制端,以保持输出电压的稳定,串联在光电传感器发光管回路的 U3

是一只可调精密基准源,其控制端的电压变化可以控制流过它的电流变化,因此改变反馈深度,这样调整电阻 R_{P1} 就可以调节输出电压。

习 题

1. 概念题

7-1 判断如下说法是否正确

- (1) 直流电源是一种将正弦电压转换为直流电压的波形变化电路。
- (2) 直流电源是一种能量转换电路,它将交流能量转换成直流能量。
- (3) 在变压器副边电压和负载电阻相同的情况下,桥式整流电路的输出电流是半波整流电路输出电流的 2 倍。
- (4) 若 U_2 为变压器副边电压的有效值,则半波整流电容滤波电路和全波整流滤波电路在空载时的输出电压均为 $2U_2$ 。
- (5) 一般情况下,开关型稳压电路比线性稳压电路的效率高。
- (6) 整流电路可将正弦电压变为脉动的直流电压。
- (7) 整流的目的是将高频电流变为低频电流。
- (8) 在单项桥式整流电容滤波电路中,若有一只整流管断开,输出电压平均值变为原来的一半。
- (9) 直流稳压电源中滤波电路的目的是将交流变为直流。
- (10) 开关型直流电源比线性直流电源效率高的原因是调整管工作在开关状态。

7-2 在括号内选择合适的内容填空:

- (1) 在直流电源中变压器次级电压相同的条件下,若希望二极管承受的反向电压较小,而输出直流电压较高,则应采用_____整流电路;若负载电流为 200 mA,则宜采用_____滤波电路;若负载电流较小的电子设备中,为了得到稳定的但不需要调节的直流输出电压,则可采用_____稳压电路或集成稳压器电路;为了适应电网电压和负载电流变化较大的情况,且要求输出电压可调,则可采用_____晶体管稳压电路或可调的集成稳压器电路。(半波,桥式,电容型,电感型,稳压管,串联型)
- (2) 具有放大环节的串联型稳压电路在正常工作时,调整管处于_____工作状态。若要求输出电压为 18 V,调整管压降为 6 V,整流电路采用电容滤波,则电源变压器次级电压有效值应选_____V。(放大,开关,饱和,18,20,24)

7-3 串联型稳压电路如图所示,稳压管 Dz 的稳定电压为 5.3 V,电阻 $R_1 = R_2 = 200 \Omega$,晶体管 $U_{BE} = 0.7 V$ 。

a. 试说明电路如下四个部分分别由哪些元器件构成(填空):

- (1) 调整环节_____
- (2) 放大环节_____,_____
- (3) 基准环节_____,_____
- (4) 取样环节_____,_____

b. 当 R_p 的滑动端在最下端时 $U_o = 15 V$,求 R_p 的值。

c. 当 R_p 的滑动端移至最上端时, $U_o = ?$

2. 计算和仿真题

7-4 试将 7-3 题中的串联型晶体管稳压电路用 W7800 系列代替,并画出电路图;若有一个具有中心抽头的

题 7 - 3 图

变压器,一块全桥,一块 CW7815,一块 CW7915,和一些电容、电阻,试组成一个可输出正、负 15 V 的直流稳压电路。

7 - 5 题 7 - 5 图所示电路中, $U_Z = 6 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 6 \text{ k}$, $R_W = 10 \text{ k}$, 试问:

- (1) 输出电压 U_O 的调节范围多大?
- (2) 如果把 R_C 由 A 点改接到 B 点,电路能否正常工作?

题 7 - 5 图

7 - 6 题 7 - 6 图所示电路中, $U_Z = 6 \text{ V}$, $R_1 = 2 \text{ k}$, $R_2 = 1 \text{ k}$, $R_3 = 0.9 \text{ k}$, $U_I = 30 \text{ V}$,晶体管的电流放大系数 $\beta = 80$,试求:(1) 输出电压 U_O 的调节范围。(2) 当 $U_O = 15 \text{ V}$, $R_L = 150 \Omega$ 时,比较放大器的输出电流 I_O 。

7 - 7 利用单片集成稳压电源可扩充输出电压,其电路如题 7 - 7 图所示。已知 $R_1 = 1 \text{ k}$, $R_2 = 3 \text{ k}$, $R_p = 1.5 \text{ k}$, $R_3 = 3 \text{ k}$, $R_4 = 3 \text{ k}$, 试计算电压 U_O 输出的可调范围。

第 8 章 电力电子器件及其应用

电力电子器件是进行电力变换和控制的大功率器件。它主要用于整流器(把交流电压变为固定的或可调的直流电压)、逆变器(把直流电压变为固定的或可调的交流电压)、斩波器(把固定的直流电压变为可调的直流电压)、交流调压器(把固定的交流电压变为可调的交流电压)等方面。这些电能的变换技术称为半导体变流技术,通过弱电对强电的控制,实现电能的变换与控制。半导体变流技术已被广泛地应用于工农业生产、国防、交通等各个领域。本章介绍一些常用的电力电子器件和变流电路。

8.1 晶 闸 管

电力电子器件的种类虽然很多,但目前制造技术最为成熟,可变换或控制的功率最大,应用最广泛的电力半导体器件仍是晶体闸流管。

晶体闸流管简称晶闸管(原名可控硅),是一种工作在开关状态下的大功率半导体电子器件。它具有体积小、重量轻、效率高、动作迅速、维护简单、操作方便、寿命长等许多优点;但过载能力差、抗干扰能力差、控制比较复杂,这是它的主要缺点。

晶闸管主要用于整流、逆变、调压、开关等方面。其中晶闸管整流已广泛应用于直流电动机的调速、电解、电镀、电焊、蓄电池充电及同步电机励磁等方面。

8.1.1 晶闸管的结构及工作原理

晶闸管与二极管相比,它的单向导电能力还受到控制极上的信号控制。

晶闸管内部结构示意图如图 8 - 1(a),它由 PNP 四层半导体交替叠合而成,中间形成三个 PN 结。阳极 A 从上端 P 区引出,阴极 K 从下端 N 区引出,又在中间 P 区上引出控制极(或称门极)G。图 8 - 1(b)是晶闸管的符号。晶闸管中通过阳极的电流比通过控制极中的电流大得多,所以一般晶闸管控制极的导线比阳极和阴极的导线要细。在通过大电流时,都要带上散热片。

在如图 8 - 2 所示的晶闸管导通试验中,可以反映出晶闸管的导通条件及关断方法。图 8 - 2(a)中,晶闸管阳极经灯泡接电源正极,阴极接电源负极。当控制极不加电压时,灯泡不亮,说明晶闸管没有导通。如果在控制极上加正电压[即图 8 - 2(b)中合上开关 S] 则灯亮,说明晶闸管导通。然后将开关 S 断开,如图 8 - 2(c)所示,去掉控制极上的电压,灯继续亮。若要熄灭灯,可以减小阳极电流,或阳极加负电压,如图 8 - 2(d)所示。通过这些试验可得出以下结论:

图 8 - 1 晶闸管结构与符号

晶闸管导通的条件是在阳极和阴极之间加正向电压,同时控制极和阴极之间加适当的正向电压(实际工作中,控制极加正触发脉冲信号)。

导通以后的晶闸管,关断的方法是在阳极上加反向电压或将阳极电流减小到足够小的程度(维持电流 I_H 以下)。

图 8 - 2 晶闸管导通试验

晶闸管的这种特性可以用图 8 - 3 来解释。因为晶闸管具有三个 PN 结,所以可以把晶闸管看成由一只 NPN 晶体管与一只 PNP 晶体管组成,在阳极 A 和阴极 K 之间加上正向电压以后, T_1 、 T_2 两只晶体管因为没有基极电流,所以晶体管中均无电流通过,此时若在 T_1 管的基极 G(即晶闸管的控制极)加上正向电压,使基极产生电流 I_G ,此电流经晶体管 T_1 放大以后,在 T_1 的集电极上就产生 $\beta_1 I_G$ 电流,又因为 T_1 的集电极就是 T_2 的基极,所以经过 T_2 再次放大,在 T_2 集电极上的电流达到 $\beta_1 \beta_2 I_G$ 。而此电流重新反馈到 T_1 基极,又一次被 T_1 放大,如此反复下去, T_1 与 T_2 之间因为强烈的正反馈,使两只晶体管迅速饱和导通。此时,它的压降约 1 V 左右。以后由于 T_1 基极上已经有正反馈电流,所以即使取掉 T_1 基极 G 上的正向电压, T_1 与 T_2 仍能继续保持饱和导通状态。

图 8 - 3 晶闸管工作原理

8.1.2 晶闸管的伏安特性及主要参数

1. 晶体管的伏安特性

晶闸管的阳极电压 U_A 与阳极电流 I_A 之间的关系曲线称为晶闸管的伏安特性曲线,如图

8 - 4所示。控制极上的电压称为晶闸管的触发电压,触发电压可以是直流、交流或脉冲信号。在无触发信号时,如果在阳极和阴极之间加上额定的正向电压,则在晶闸管内只有很小的正向漏电流通过,它对应特性曲线的 oa 段,以后逐渐增大阳极电压到 b 点,此时晶闸管会从阻断状态突然转向导通状态。 b 点所对应的阳极电压称为无触发信号时的正向转折电压(或称“硬开通”电压),用 U_{BO} 表示。晶闸管导通后,阳极电流 I_A 的大小就由电路中的阳极电压 U_A 和负载电阻来决定。如果晶闸管上实际承受的阳极电压大于“硬开通”电压,就会使晶闸管的性能变坏,甚至损坏晶闸管。在工作时,这种导通是不允许的。

晶闸管导通后,减小阳极电流 I_A ,并使 $I_A < I_H$,晶闸管会突然从导通状态转向阻断状态。在正常导通时,阳极电流必须大于维持电流 I_H 。

当晶闸管的控制极上加上适当大小的触发电压 U_G (触发电流 I_G) 时,晶闸管的正向转折电压会大大降低,如图 8 - 4 中 I_{G1} 、 I_{G2} 所示。触发信号电流越大,晶闸管导通的正向转折电压就降的越低。例如某晶闸管在 $I_G = 0$ 时,正向转折电压为 800 V,但是当 $I_G = 5$ mA 时,导通需要的正向转折电压就下降到 200 V;在 $I_G = 15$ mA 时,导通需要的正向转折电压就只有 5 V。

晶闸管的反向特性与二极管十分相似。当晶闸管的阳极和阴极两端加上不太大的反向电压时,管中只有很小的反向漏电流通过,如图中 oc 段所示,这说明管子处在反向阻断状态。如果把反向电压增加到 d 点时,反向漏电流将会突然急剧增加,这个反向电压称为反向击穿电压 U_{BR} (或称为反向转折电压)。

图 8 - 4 晶闸管的伏安特性曲线

2. 晶闸管的主要参数

为了正确地选择和使用晶闸管,还必须了解它的电压、电流等主要参数的意义。晶闸管的主要参数有以下几项:

(1) 额定正向平均电流 I_F

在规定的散热条件和环境温度及全导通条件下,晶闸管可以连续通过的工频正弦半波电流在一个周期内的平均值,称为正向平均电流 I_F ,例如 50 A 晶闸管就是指 I_F 值为 50 A。如果正弦半波电流的最大值为 I_m ,则

$$I_F = \frac{1}{2} \int_0^{\pi} I_m \sin t dt = \frac{I_m}{2}$$

然而,这个电流值并不是一成不变的,晶闸管允许通过的最大工作电流还受冷却条件、环境温度、元件导通角、元件每个周期的导电次数等因素的影响。工作中,阳极电流不能超过额定值,以免 PN 结的结温过高,使晶闸管烧坏。

(2) 维持电流 I_H

在规定的环境温度和 控制极断开的情况下,维持晶闸管导通状态的最小电流称为维持电流 I_H 。在产品中,即使同一型号的晶闸管,维持电流也各不相同,通常由实测决定。当正向工作电流小于 I_H 时,晶闸管自动关断。

(3) 正向重复峰值电压 U_{FRM}

在控制极断路和晶闸管正向阻断的条件下,可以重复加在晶闸管两端的正向峰值电压,称为正向重复峰值电压,用 U_{FRM} 表示。按规定此电压为正向转折电压 U_{BO} 的 80%。

(4) 反向重复峰值电压 U_{RRM}

在额定结温和控制极断开时,可以重复加在晶闸管两端的反向峰值电压,用 U_{RRM} 表示。按规定此电压为反向转折电压 U_{BR} 的 80%。

(5) 控制极触发电压 U_G 和电流 I_G

在晶闸管的阳极和阴极之间加 6 V 直流正向电压后,能使晶闸管完全导通所必须的最小控制极电压和控制极电流。

(6) 浪涌电流 I_{FSM}

在规定时间内,晶闸管中允许通过的最大正向过载电流,此电流应不致使晶闸管的结温过高而损坏。在元件的寿命期内,浪涌的次数有一定的限制。

目前国产的晶闸管的型号为 KP - ,其中 K 为晶闸管;P 为普通型;第一个 为额定正向平均电流;第二个 为额定电压,用其百位数或百位数及千位数表示,它为 U_{FRM} 和 U_{RRM} 中较小的一个;第三个 为导通时平均电压组别(小于 100 A 不标),共九级,用 A ~ I 字母表示 0.4 ~ 1.2 V。

例如 KP200 - 18F 表示额定平均电流为 200 A、额定电压为 1 800 V,管压降为 0.9 V 的普通晶闸管。近年来,晶闸管制造技术已有很大提高。在电流、电压等指标上有了重大突破,已制造出千安以上、电压达到上万伏的晶闸管,使用频率也已高达几十千赫。

8.2 可控整流电路

可控整流电路是利用晶闸管的单向导电可控特性,把交流电变成大小能控制的直流电的电路,通常称为主电路。在单相可控整流电路中,最简单的是单相半波可控整流电路,应用最广泛的是单相桥式半控整流电路。

8.2.1 单相半波可控整流电路

1. 电路组成

单相半波可控整流电路如图 8 - 5(a)所示。它与单相半波整流电路相比较,所不同的只是用晶闸管代替了整流二极管。

2. 工作原理

接上电源,在电压 u_2 正半周开始时,如电路中 a 点为正,b 点为负,对应图 8 - 5(b)的 角范围内。此时晶闸管 T 两端具有正向电压,但是由于晶闸管的控制极上没有触发电压 u_G ,因此晶闸管不能导通。

经过 角度后,在晶闸管的控制极上,加上触发电压 u_G ,晶闸管 T 被触发导通,负载电阻中开始有电流通过,在负载两端出现电压 u_o ,在 T 导通期间,晶闸管压降近似为零。

角称为控制角(亦称移相角),是晶闸管阳极从开始承受正向电压到出现触发电压 u_G 之

间的角度。改变 α 角度,就能调节输出平均电压的大小。 α 的变化范围称为移相范围,通常要求移相范围越大越好。

经过 π 以后, u_2 进入负半周,此时电路 a 端为负, b 端为正,晶闸管 T 两端承受反向电压而截止,所以 $i_o = 0, u_o = 0$ 。

在第二个周期出现时,重复以上过程。晶闸管导通的角度称为导通角,用 θ 表示。由图 8 - 5(b)可知 $\theta = \pi - \alpha$ 。

3. 输出平均电压

当变压器二次电压为 $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$ 时,负载电阻 R_L 上的直流平均电压可以用控制角 α 表示,即

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U_2 (1 + \cos \alpha)$$

$$= 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (8 - 1)$$

从式(8 - 1)看出,当 $\alpha = 0$ 时($\theta = \pi$)晶闸管在正半周全导通, $U_o = 0.45 U_2$, 输出电压最高,相当于不控二极管单相半波整流电压。若 $\alpha = \pi$, $U_o = 0$, 这时 $\theta = 0$, 晶闸管全关断。

根据欧姆定律,负载电阻 R_L 中的直流平均电流为

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.45 \frac{U_2}{R_L} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (8 - 2)$$

图 8 - 5 单相半波可控整流电路与波形

此电流即为通过晶闸管的平均电流。

例 8 - 1 在单相半波可控整流电路中,负载电阻为 8Ω , 交流电压有效值 $U_2 = 220 \text{ V}$, 控制角 α 的调节范围为 $60^\circ \sim 180^\circ$, 求: 直流输出电压的调节范围。晶闸管中最大的平均电流。晶闸管两端出现的最大反向电压。

解: 控制角 α 为 60° 时,由式(8 - 1)得出直流输出电压最大值

$$U_o = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$= 0.45 \times 220 \times \frac{1 + \cos 60^\circ}{2} = 74.25 \text{ V}$$

控制角为 180° 时,直流输出电压为零。所以控制角 α 在 $60^\circ \sim 180^\circ$ 范围变化时,相对应的直流输出电压在 $74.25 \sim 0 \text{ V}$ 之间调节。

晶闸管最大的平均电流与负载电阻中最大的平均电流相等,由式(8 - 2)得

$$I_F = I_o = \frac{U_o}{R_L} = \frac{74.25}{8} \text{ A} = 9.28 \text{ A}$$

晶闸管两端出现的最大反向电压为变压器二次电压的最大值

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{2} U_2 = \sqrt{2} \times 220 \text{ V} = 311 \text{ V}$$

再考虑到安全系数取 2 ~ 3 倍,所以选择额定电压为 600 V 以上的晶闸管。

4. 电感性负载和续流二极管

电感性负载可用电感元件 L 和电阻元件 R 串联表示,如图 8 - 6 所示。晶闸管触发导通时,

电感元件中存储了磁场能量,当 u_2 过零变负时,电感中产生感应电动势,晶闸管不能及时关断,造成晶闸管的失控,为了防止这种现象的发生,必须采取相应措施。

通常是在负载两端并联二极管 D(图 8 - 6 虚线)来解决。当交流电压 u_2 过零值变负时,感应电动势 e_L 产生的电流可以通过这个二极管形成回路。因此这个二极管称为续流二极管。这时 D 的两端电压近似为零,晶闸管因承受反向电压而关断。有了续流二极管以后,输出电压的波形就和电阻性负载时一样。

值得注意的是,续流二极管的方向不能接反,否则将引起短路事故。

图 8 - 6 具有电感性负载的
单相半波可控整流电路

5. 应用举例——台灯调光电路

图 8 - 7 是台灯无级调光电路。图中灯泡负载接在交流侧,其电流大小受直流侧的晶闸管 T 控制,调节电阻 R_P 就能改变晶闸管的控制角,从而控制灯泡的亮度。

图 8 - 7 台灯调光电路

8 2 2 单相桥式半控整流电路

1. 电路组成

单相桥式半控整流电路如图 8 - 8(a)所示。其主电路与单相桥式整流电路相比,只是其中两个桥臂中的二极管被晶闸管 T_1 、 T_2 所取代。

2. 工作原理

接上交流电源后,在变压器二次电压 u_2 正半周时(a 端为正,b 端为负), T_1 、 D_1 处于正向电压作用下,当 $t = \alpha$ 时,控制极引入的触发脉冲 u_G 使 T_1 导通,电流的通路为:a T_1 R_L D_1 b,这时 T_2 和 D_2 均承受反向电压而阻断。在电源电压 u_2 过零时, T_1 阻断,电流为零。同理在 u_2 的负半周(a 端为负,b 端为正), T_2 、 D_2 处于正向电压作用下,当 $t = \pi + \alpha$ 时,控制极引入的触发脉冲 u_G 使 T_2 导通,电流的通路为:b T_2 R_L D_2 a,这时 T_1 、 D_1 承受反向电压而阻断。当 u_2 由负值过零时, T_2 阻断。可见,无论 u_2 在正或负半周内,流过负载 R_L 的电流方向是相同的,其负载两端的电压波形如图 8 - 8(b)所示。

由图 8 - 8(b)可知,输出电压平均值比单相半波可控整流大一倍。即

$$U_o = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (8 - 3)$$

图 8 - 8 单相桥式半控整流电路与波形

从式(8 - 3)看出,当 $\alpha = 0$ 时($\gamma = 0$)晶闸管在半周内全导通, $U_o = 0.9 U_2$, 输出电压最高, 相当于不可控二极管单相桥式整流电压。若 $\alpha = \pi$, $U_o = 0$, 这时 $\gamma = \pi$, 晶闸管全关断。

根据欧姆定律, 负载电阻 R_L 中的直流平均电流为

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.9 \frac{U_2}{R_L} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (8 - 4)$$

流经晶闸管和二极管的平均电流为

$$I_T = I_D = \frac{1}{2} I_o \quad (8 - 5)$$

晶闸管和二极管承受的最高反向电压均为 $2 U_2$ 。

综上所述, 可控整流电路是通过改变控制角的大小实现调节输出电压大小的目的, 因此, 也称为相控整流电路。

8.3 单结晶体管触发电路

欲使晶闸管导通, 它的控制极上必须加上触发电压 u_G , 产生触发电压 u_G 的电路称为触发电路。触发电路种类繁多, 各具特色。本节主要介绍用单结晶体管组成的触发电路。

8.3.1 单结晶体管

1. 结构与符号

单结晶体管又称双基极晶体管, 其结构示意图如图 8 - 9(a)所示。它有三个电极, 但在结构上只有一个 PN 结。三个电极分别是发射极 E, 第一基极 B_1 和第二基极 B_2 , 其符号见图 8 - 9(b)。

2. 伏安特性

单结晶体管的等效电路如图 8 - 9(c)所示, 两基极间的电阻为 $R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$, 用 D 表示 PN 结。 R_{BB} 的阻值范围为 $2 \sim 15 \text{ k}$ 之间。如果在 B_1 、 B_2 两个基极间加上电压 U_{BB} , 则 A 与 B_1

之间即 R_{B1} 两端得到的电压为

$$U_{AB_1} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{BB} = U_{BB} \quad (8 - 6)$$

式中, $\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$ 称为分压比, 它与管子的结构有关, 一般在 $0.5 \sim 0.9$ 之间, 是单结晶体管的主要参数之一。

图 8 - 9 单结晶体管

单结晶体管的伏安特性是指它的发射极特性 $U_E = f(I_E)$ 。图 8 - 10(a) 是测量该伏安特性的实验电路, 在 B_2 、 B_1 间加上固定电源 E_B , 获得正向电压 U_{BB} 并将可调直流电源 E_E 通过限流电阻 R_E 接在 E 和 B_1 之间。

图 8 - 10 单结晶体管伏安特性

当外加电压 $U_E < U_{BB} + U_D$ 时 (U_D 为 PN 结正向压降), PN 结承受反向电压而截止, 故发射极回路只有微安级的反向电流, 单结晶体管处于截止区, 如图 8 - 10(b) 的 aP 段所示。

在 $U_E = U_{BB} + U_D$ 时, 对应于图 8 - 10(b) 中的 P 点, 该点的电压和电流分别称为峰点电压 U_P 和峰点电流 I_P 。由于 PN 结承受了正向电压而导通, 此后 R_{B1} 急剧减小, U_E 随之下降, I_E 迅速增大, 单结晶体管呈现负阻特性, 负阻区如图 8 - 10(b) 中的 PV 段所示。

V 点的电压和电流分别称为谷点电压 U_V 和谷点电流 I_V 。过了谷点以后, I_E 继续增大, U_E 略有上升, 但变化不大, 此时单结晶体管进入饱和状态, 图中对应于谷点 V 以右的特性, 称为饱和区。当发射极电压减小到 $U_E < U_V$ 时, 单结晶体管由导通恢复到截止状态。

综上所述,峰点电压 U_P 是单晶体管由截止转向导通的临界点。

$$U_P = U_D + U_{AB1} \quad U_{AB1} = U_{BB} \quad (8 - 7)$$

所以, U_P 由分压比 和电源电压 U_{BB} 决定。

谷点电压 U_V 是单晶体管由导通转向截止的临界点。一般 $U_V = 2 \sim 5 \text{ V}$ ($U_{BB} = 20 \text{ V}$)。

国产单晶体管的型号有 BT31、BT32、BT33 等。BT 表示半导体特种管,3 表示三个电极,第四个数字表示耗散功率分别为 100、200、300 mW。

8 3 2 单晶体管振荡电路

利用单晶体管的负阻特性和 RC 电路的充放电特性,可组成单晶体管振荡电路,其基本电路如图 8 - 11(a)所示。

图 8 - 11 单晶体管振荡电路

当合上开关 S 接通电源后,将通过电阻 R 向电容 C 充电(设 C 上的起始电压为零),电容两端电压 u_C 按 $= RC$ 的指数曲线逐渐增加。当 u_C 升高至单晶体管的峰点电压 U_P 时,单晶体管由截止变为导通,电容向电阻 R_1 放电,由于单晶体管的负阻特性和 R_1 又是一个 $50 \sim 100$ 的小电阻,电容 C 的放电时间常数很小,放电速度很快,于是在 R_1 上输出一个尖脉冲电压 u_G 。在电容的放电过程中, u_E 急剧下降,当 $u_E = U_V$ (谷点电压)时,单晶体管便跳变到截止区,输出电压 u_G 降到零,即完成一次振荡。

放电一结束,电容又开始重新充电并重复上述过程,结果在 C 上形成锯齿波电压,而在 R_1 上得到一个周期性的尖脉冲输出电压 u_G ,如图 8 - 11(b)所示。

调节 R (或变换 C)以改变充电的速度,从而调节图 8 - 11(b)中的 t_1 时刻。如果把 u_G 接到晶闸管的控制极上,就可以改变控制角 的大小。

图 8 - 11 的触发脉冲电路与可控整流主电路之间有电的直接联系,这在有些电路中是不允许的,因此在很多电路中,常用脉冲变压器来代替电阻 R_1 ,使触发电路与可控整流主电路之间隔离,如图 8 - 12 所示。当单晶体管突然导通时,脉冲电流流过脉冲变压器的一次线圈,使二次线圈产生的感应电压触发晶闸

图 8 - 12 用脉冲变压器输出触发脉冲

管。为了防止单结晶体管截止时,脉冲变压器一次线圈上的自感电动势损坏单结晶体管,通常在脉冲变压器一次并联放电二极管 D_1 。另外在脉冲变压器二次电路中接二极管 D_2 、 D_3 ,它们的作用是不让负脉冲进入晶闸管的控制极。因为当反向脉冲电压出现时, D_2 截止,而 D_3 导通,故反向脉冲电压只能加在 D_2 上。但出现正向脉冲电压时, D_2 导通而 D_3 截止,故不影响晶闸管接受正向脉冲触发。

8.3.3 单结晶体管同步触发电路

图 8 - 13 是由单结晶体管触发的桥式半控整流电路。上部为主电路,下部为触发电路。

图 8 - 13 单结晶体管的同步触发电路

晶闸管 T_1 、 T_2 只有在承受正向电压的半周内才能触发导通。为了使 T_1 和 T_2 每次开始导通的控制角都相同,触发脉冲与主回路电源电压的相位配合需要同步;图 8 - 13 中是利用同步变压器来实现的,触发电路的电压 U_z ,是电源电压 u_1 经同步变压器变压、桥式整流、稳压管稳压而得到的梯形波电压(削去顶上一块,所谓削波),如图 8 - 14(a)所示。当 u_1 过零时, u_2 也过零,使单结晶体管的 U_{BB} 电压过零,此时管子的 E 与 B_1 等效成一个 PN 结,电容 C 就通过它很快放电完毕,而在下一半波又重新开始充电,如图 8 - 14(b)所示。这样就使每个半周第一个触发脉冲 u_{B1} 出现的时间都相同,从而达到同步的目的,如图 8 - 14(c)所示。要注意每次发出的第一个脉冲同时触发两个晶闸管,但只是其中承受正向电压的那个晶闸管导通。

还需指出,在电源半个周期内,单结晶体管振荡电路可能产生多个触发脉冲[见图 8 - 14(c)],但晶闸管一旦触发导通,控制极便失去控制作用,所以真正起作用的只是第一个触发脉冲。主电路整流输出电压 u_o 的波形

图 8 - 14 图 8 - 13 电路的波形

如图 8 - 14(d)所示。

电位器 R_p 的作用是“移相”，调节 R_p 可以改变电容器 C 充电的快慢，从而改变发出第一个脉冲的时间，以实现改变控制角，达到控制输出电压 u_o 的目的。但 R_p 的值不能太小，否则在单晶体管导通后，电流不能降到谷点电流之下，管子不能截止，造成单晶体管“直通”。当然， R_p 的值也不能太大，太大会减小移相范围。一般 R_p 取几千欧到几十千欧。

为了确保输出脉冲电压的宽度及使晶闸管不会出现不能触发和误触发的现象，在单晶体管触发电路中，电容一般在 $0.1 \sim 1 \mu\text{F}$ 范围内，电阻 R_1 一般在 $50 \sim 100$ 之间。

单晶体管触发电路的特点是线路简单、调节方便、输出功率小，输出脉冲窄，适用于触发 50 A 以下的晶闸管。

应用实例(电动缝纫机 JFK - 3 型电子调速器)

家用电动缝纫机根据不同的缝纫内容，要求电动机有不同的转速。例如刺绣时要求每分钟 200 针左右，而在直缝长料时，要求每分钟 $800 \sim 1000$ 针左右。图 8 - 15 电路中用晶闸管控制电动机无级调速后，能在每分钟 $90 \sim 900$ 针范围内无级变化。图中电位器 R_p (4.7 k)，电阻 R_1 、 R_2 ，电容 C 和单晶体管 BT33 组成了振荡电路。电阻 R_3 和稳压管 D_z 组成了稳压限幅环节。交流电动机 M 与直流侧的晶闸管 T_1 连接，所以控制晶闸管中的电流就能达到电动机的调速的目的。

图 8 - 15 JFK - 3 型电子调速原理图

8.4 晶闸管的保护

晶闸管虽然具有很多优点，但是它承受过电流和过电压的能力很差，这是晶闸管的主要缺点，因此在晶闸管电路中必须采取保护措施。

1. 晶闸管的过电流保护

产生过电流的原因通常有负载短路、过载，误触发等。晶闸管的过电流保护方法有：快速熔断器保护，灵敏继电器保护，过载截止保护等。其中快速熔断器保护应用最为广泛，下面介绍这种保护方法。

普通熔断器的熔体熔断时间比晶闸管过电流损坏时间长得多，因此很难对晶闸管进行过电

流保护。而快速熔断器熔体的熔断时间通常极短。过电流越大,它的熔断速度就越快,因此,能在晶闸管损坏之前,有效地将过电流的电路切断。

快速熔断器在电路中的位置有三种,如图 8 - 16 所示。其一是熔断器串联在可控整流电路的交流侧(如图 8 - 16 中的 FU1),这种连接方法的保护范围较大,但是熔断器熔断之后,不能立即判断出是什么故障。其二是熔断器与晶闸管串联(如图 8 - 16 中的 FU2),这种连接方法可对晶闸管元件进行可靠地过电流保护。其三是熔断器与直流负载 R_L 串联(如图 8 - 16 中的 FU3)。这种连接方法能在负载短路或过载时进行有效保护。

图 8 - 16 快速熔断器在电路中的位置

在选择熔体时,要注意熔体的额定电流是指有效值,而晶闸管的额定电流是指正弦半波的平均值,因此在选择快速熔断器的熔体时,必须进行换算。例如控制角 α 为零时,50 Hz 的正弦半波电流有效值是它的平均值的 1.57 倍,当晶闸管电流为 100 A 时,配用的熔体额定电流应为 150 A。

2. 晶闸管的过电压保护

如果可控整流电路中含有电感元件,则在开关拉闸,电感负载切除,晶闸管由导通到阻断等时刻,都可能引起晶闸管的过电压,使晶闸管损坏。晶闸管的过电压保护方法有,阻容吸收保护,硒堆保护等。其中阻容吸收保护的应用最为广泛,下面介绍这种保护方法。

阻容吸收保护是利用阻容元件来吸收过电压,其实质就是将过电压的能量转换成电容器中的电场能量,同时在转换过程中又把一部分能量消耗在电路的电阻上。由于电容器两端电压不会突变,从而使晶闸管在电路中免受过电压的影响。除此以外,阻容吸收保护还具有抑制 LC 回路振荡的作用。

阻容吸收元件在电路中的位置有三种,如图 8 - 17 所示。它可以并联在交流侧(如图 8 - 17 中 $C_1 R_1$)、并联在晶闸管元件侧(如图 8 - 17 中 $C_2 R_2$)或并联在电感负载侧(如图 8 - 17 中 $C_3 R_3$)。

图 8 - 17 阻容保护在电路中的位置

* 8.5 交流调压电路

8.5.1 单相交流调压电路

前面所讲的晶闸管整流电路,实质上是一种把交流电压变为可调的直流电压的直流调压电路。在生产实际中有时还需要调节交流电压。交流调压就是改变交流电压有效值的大小,其频率不变。交流调压技术可用于交流电动机的调压调速、灯光控制及炉温控制等场合。

图 8 - 18 所示是由晶闸管组成的最简单的单相交流调压电路及其波形图。负载为电阻性。图中两只晶闸管反向并联之后串联在交流电路中,只要控制它们正、反向导通时间,就可达到调节交流电压的目的。

从图 8 - 18 可以得出负载电阻上交流电压有效值

$$\begin{aligned} U_o &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (2 U_i \sin \alpha t)^2 dt} \\ &= U_i \sqrt{\frac{1}{2} \sin^2 2\alpha} \end{aligned} \quad (8 - 8)$$

式中, U_i 输入交流电压的有效值。由式(8 - 8)可知输出电压的有效值与控制角 α 有关, 调节控制角 α 的大小就可以调节输出电压有效值 U_o 的大小。

上述交流调压电路, 由于需要两只晶闸管和相应触发电路, 因此给安装、调试、维修带来不便。目前, 交流调压多采用双向晶闸管。

8 5 2 双向晶闸管及其应用

双向晶闸管如图 8 - 19 所示。它是 NPNPN 五层结构, 有两个主电极 A_1 和 A_2 另处有一个控制极 G, 无论从结构和特性上看, 双向晶闸管都可以看成是一对反向并联的普通晶闸管。由于双向晶闸管只需要一个触发电路, 使电路大为简化。

实验证明, 双向晶闸管的开关性能具有下列特点:

(1) 当控制极 G 无触发信号时, 双向晶闸管不导通。

(2) 只要同时存在触发信号和主电极间的电压, 双向晶闸管便导通, 即主电极间的电压可正可负, 且控制极的电压也是可正可负, 都可以使双向

图 8 - 18 单相交流调压器

图 8 - 19 双向晶闸管

晶闸管导通。这种特性可使双向晶闸管的触发电路比较灵活和简单。

必须注意, 双向晶闸管的额定通态电流指的是有效值, 而普通晶闸管的额定通态电流是指正弦半波平均值。例如 100 A 双向晶闸管的最大值是 141 A (即 $100 \times \sqrt{2}$ A), 而 45 A 的普通晶闸管的最大值也是 141 A (即 $45 \times \sqrt{2}$ A), 也就是说 100 A 的双向晶闸管与两只 45 A 反向并联的普通晶闸管相比, 它们允许通过的电流是相等的。国产双向晶闸管的型号用 3CTS 或 KS 表示。

双向晶闸管应用电路实例:

图 8 - 20 是用双向触发二极管 D 触发双向晶闸管 T 的交流调压电路。双向触发二极管的特性是两端电压不论极性如何, 只要达到一定数值时就迅速导通, 并且导通后的压降变小, 其伏安特性如图 8 - 21 所示。在图 8 - 20 中, 当电源电压处于正半周时, 电源通过 R_{P1} 、 R_2 向 C_2 充电, 电容 C_2 上的电压为上正下负, 当电压达到双向触发二极管 D 的导通电压时, D 突然导通, 使 T 的控制极 G 得到一个正向触发信号, 晶闸管导通; 当电源电压处于负半周时, 电源对电容 C_2 反向充电, C_2 上的电压为下正上负, 当此电压值达到双向触发二极管 D 的导通电

压时, D 突然导通, 亦使 T 得到触发信号而导通。调节 R_{P1} 可改变 T 的导通角, 接入 R_1 、 R_{P2} 和 C_1 作为导通角的辅助调节支路以扩大调节范围。

图 8 - 20 交流调压电路实例

图 8 - 21 触发二极管的伏安特性

图中 D 可选用 2CTS 型双向触发二极管; 双向晶闸管可选用 KS 型, 其耐压在 400 V 以上, 且额定电流要大于最大负载电流, 使用时还应外装散热片; C_1 、 C_2 的耐压应不少于 160 V, 各电阻的功率为 0.5 W。

* 8.6 无源逆变电路

1. 逆变的概念

逆变是整流的反过程。逆变器利用晶闸管可将直流电能转换成为所需频率的交流电能。有些场合下, 同一套晶闸管电路可用作整流也可用作逆变, 统称为变流器或变流装置。将直流电变成某一频率或频率可调的交流电供给负载, 称为无源逆变。把直流电变成某一频率的交流电反送到交流电网称为有源逆变。无源逆变通常作为变频用, 因此也称变频器。图 8 - 22 是交—直—交变频器的示意图, 它由整流器和逆变器两部分组成。先由整流器将 50 Hz 的交流电源电压 u 整流成直流电压 U_d , 然后再把此直流电压经逆变器逆变为所需频率 f_0 的交流电压 u_0 。整流器可用二极管组成, 但其输出 U_d 不能调节, 若用晶闸管组成, 则可以调节输出直流电压 U_d 。逆变器是用晶闸管组成, 其输出电压 u_0 的幅值和频率可实现单独或同时调节。

变频器的用途很广。金属冶炼、热处理需要中频或高频电源; 搅拌、振动等设备需要低于 50 Hz 的交流电源; 交流电动机变频调速则要求频率可变的交流电源。这些变频电源, 过去采用体积大、噪声大、效率低的变频机组来获得; 现在已被体积小、重量轻、效率高的晶闸管变频装置取代。

图 8 - 22 交—直—交变频器示意图

2. 电压型单相桥式逆变电路

这里须指出, 图 8 - 23 中所用的不是普通晶闸管, 而是可关断晶闸管(GTO), 它是一种具有自关断能力的快速功率开关元件。当其阳极和阴极间加正向电压时, 在控制极加上正脉冲可使其导通; 反之, 加上负脉冲即可使其关断(截止), 这点和普通晶闸管不同。如果在逆变器中采用普通晶闸管, 需有复杂的换流电路, 如采用可关断晶闸管, 毋需换流电路。图 8 - 23(a) 是电压型单相桥式逆变电路, 整流器输出的电压为 U_d 。令晶闸管 T_1 、 T_3 和 T_2 、 T_4 轮流切换导通, 则在负载上得到交流电压 u_0 。它是一矩形波电压, 如图 8 - 23(b) 所示, 其幅值为 U_d ; 其频率 f_0 则由晶闸管切换导通的时间来决定。如果负载是电感性的, 则 i_0 应滞后于 u_0 。为此, 特设有与各个

晶闸管反向并联的二极管 $D_1 \sim D_4$ 。当 $T_1、T_3$ 导通时,负载电流 i_o 的方向如图中所示;但当刚切换为 $T_2、T_4$ 导通时, i_o 的方向尚未改变,此时可经过二极管 D_2 电源 D_4 这一通路,将电感的能量由负载反馈回电源。因此,连接的二极管称为反馈二极管。如果是电阻性负载, i_o 和 u_o 同相,则二极管中不会有电流通过,它们不起作用。

图 8 - 23 电压型单相桥式逆变电路

当逆变电路作为三相负载(如三相交流电动机)的变频电源时,则应采用三相逆变电路。

* 8.7 直流调压电路(斩波器)

8.7.1 全控型电力电子器件简介

普通晶闸管只能控制其导通,不能控制其关断,称为半控型器件;而既能控制其导通又能控制其关断的电力半导体器件称为全控型器件。常用的全控型器件除前面提到的可关断晶闸管(GTO),还有电力晶体管(GTR)、电力 MOS 场效应晶体管(P - MOSFET)、MOS 控制晶闸管(MCT)和绝缘栅双极晶体管(IGBT)等。

电力晶体管(GTR)的结构与普通晶体管基本相同。它与晶闸管不同,具有线性放大作用,但在变流应用中却工作在开关状态,可以通过基极信号方便地进行通、断控制。电力晶体管(GTR)具有控制方便,开关时间短,高频特性好,通态压降低等优点。但存在着耐压较低及二次击穿等问题。

电力 MOS 场效应晶体管(P - MOSFET)的工作原理与普通的 MOS 管相似,只是 P - MOSFET 在早期 MOS 工艺的基础上作了许多重大的改进,使之可以通过大电流和承受高电压。图 8 - 24 为 N 沟道 P - MOSFET 的符号和为 P 沟道 P - MOSFET 的符号,其中的二极管是由于 P - MOSFET 结构本身形成的一个寄生二极管,它与 P - MOSFET 构成一个不可分割的整体。P - MOSFET 具有驱动功率小,开关速度快等优点,但存在着通态压降较大等缺点。

绝缘栅双极晶体管(IGBT)是一种新型复合器件,它的符号如图 8 - 25(a)所示。图(b)为它的等效电路,由图可清楚地看出,IGBT 是 NMOS 管和 PNP 型三极管组成的复合器件。因此,IGBT 的转移特性和 N 沟道增强型 MOS 管的转移特性相似,输出特性和三极管的输出特性相似。不同之处是 IGBT 的集电极电流 I_c 是受栅、射极电压 U_{GE} 的控制。它是一种压控器件,其驱动原理与 NMOS 管很相似。它的开通和关断由栅、射极电压 U_{GE} 决定,当 U_{GE} 为正,且大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时, NMOS 管内形成导电沟道, NMOS 导通,为 PNP 型三极管提供基极电流, PNP 管导通,即 IGBT 导通。当栅、射极间开路或加反向电压时, NMOS 管内的导电沟道消失, PNP 型三极管没有基极电流, IGBT 关断。

图 8 - 24 P - MOSFET 的符号

IGBT 结合了 MOSFET 和 GTR 两者的优点:用 MOSFET 作为输入部分,器件成为电压型驱动,驱动电路简单,输入阻抗大,开关速度也易提高;用 GTR 作为输出部件,器件的导通压降低,容量容易提高。

图 8 - 25 绝缘栅双极晶体管(IGBT)

为了便于散热和安装,大于 50 A 的 IGBT 一般做成模块式,目前已有将驱动电路、保护电路与 IGBT 集成在一个模块中的产品,称为智能功率模块(IPM)。

8.7.2 直流调压电路(斩波器)

直流调压电路也称为斩波器,它可以将大小固定的直流电压变换为大小可调的直流电压。斩波器利用半导体器件作直流开关,将恒定的直流电压变为断续的矩形波电压,通过调节矩形波电压的占空比来改变输出电压的平均值,从而实现直流调压。斩波器被广泛应用于直流电机调速、蓄电池充电、开关电源等方面。

图 8 - 26 降压型斩波器的原理图

图 8 - 26(a)是用绝缘栅双极晶体管(IGBT)作为直流开关的降压型斩波器的原理图。图(b)中 u_o 是斩波器输出的矩形波电压, L 和 D 用于当 IGBT 关断时负载的续流,若 L 很大,则负载电阻 R_L 中的电流平滑,负载电压 U_L 为一恒定电压。在图 8 - 26(a)中,当 IGBT 导通时, $u_o = U_s$;IGBT 截止时, $u_o = 0$ 。故负载电压 U_L 的平均值为

$$U_L = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} U_s = qU_s \quad (8 - 9)$$

式中, $q = T_{on} / (T_{on} + T_{off})$ 为占空比,通过改变 IGBT 的导通时间,改变占空比 q ,即可改变负载电压 U_L 。

图 8 - 27 是利用 IGBT 作为直流开关的升压型斩波器的原理图,它利用电感 L 储能释放时产生的电压来提高输出电压。当 IGBT 导通时,电源电压 U_s 加在电感 L 上, L 开始储能,电流 i_L 增长。同时,电容 C 向负载电阻 R_L 放电,隔离二极管 D 承受反向电压而截止;当 IGBT 关断时, L 要维持原有电流方向,其自感电势 e_L 和电源电压叠加,使电流 i_L 流入负载,并给 C 充电, u_C 增加,在此过程中,IGBT 导通期间储存于电感 L 的能量释放到负载和电容上,故流经 L 的电流 i_L 是衰减的。

图 8 - 27 升压型斩波器的原理图

由于 T_{on} 、 T_{off} 很小, L 很大, 电流 i_L 的变化不甚明显, 可以认为 $i_L = I_L$ 保持不变, 则在 IGBT 导通期间由电源输入到电感的能量为

$$W_{\text{in}} = U_S I_L T_{\text{on}}$$

在 IGBT 关断期间, 电感释放的能量为

$$W_{\text{out}} = E_L I_L T_{\text{off}} = (U_O - U_S) I_L T_{\text{off}}$$

假定 $W_{\text{in}} = W_{\text{out}}$

可得
$$U_O = \frac{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}{T_{\text{off}}} U_S > U_S \quad (8 - 10)$$

因此该电路是一个升压型斩波器。

习 题

1. 概念题

- 8 - 1** (1) 晶闸管控制极上几十毫安的小电流可以控制阳极上几十甚至几百安培的大电流, 它与晶体管中用较小的基极电流控制较大的集电极电流有什么不同?
 (2) 晶闸管导通的条件是什么? 导通时, 其中电流的大小由什么决定? 晶闸管阻断时, 承受电压的大小由什么决定?
 (3) 为什么晶闸管导通后, 控制极就失去控制作用? 在什么条件下晶闸管才能从导通转为截止?
- 8 - 2** 在图 8 - 8(a) 的单相半控桥式整流电路中, 变压器副边交流电压有效值为 300 V, 选用 400 V 的晶闸管是否可以?
- 8 - 3** 为什么接电感性负载的可控整流电路(图 8 - 6)的负载上会出现负电压? 而接续流二极管后负载上就不出现负电压了, 又是为什么?
- 8 - 4** 题 8 - 4 电路中, 当不接负载电阻 R_L 时, 调节触发脉冲的相位, 发现电压表上的读数总是很小, 而接上正常负载 R_L 以后, 电压表上读数增大了, 试分析为什么会发生这种现象?

题 8 - 4 图

- 8 - 5** 题 8 - 5 图所示的三个电路中, 在选用 KP100 - 3 型晶闸管时, 哪个电路较合理? 哪个电路不合理? 为什么?

题 8 - 5 图

8-6 单晶体管在什么情况下导通？在什么情况下截止？

8-7 (1) 设 $U_{BB} = 20\text{ V}$, $U_D = 0.7\text{ V}$, 单晶体管的分压比 $\beta = 0.6$, 试问发射极电压升高到多少伏时管子导通？如果 $U_{BB} = 15\text{ V}$, 则又如何？

(2) 为什么触发电路要与主电路同步？在本书中是如何实现同步的？

(3) 如何实现触发脉冲的移相？

(4) 什么是稳压管的消波作用？其目的何在？

(5) 什么是单晶体管的“直通”？是如何产生的？

2. 计算和仿真题

8-8 某一电阻性负载, 需要直流电压 60 V , 电流 30 A 。今采用单相半波可控整流电路, 直接由 220 V 电网供电。试计算晶闸管的导通角、电流的有效值, 并选用晶闸管。

8-9 有一单相半波可控整流电路, 负载电阻 $R_L = 10\ \Omega$, 直接由 220 V 电网供电, 控制角 $\alpha = 60^\circ$ 。试计算整流电压的平均值、整流电流的平均值和电流的有效值, 并选用晶闸管。

8-10 单相桥式半控整流电路的电源电压为 $u_2 = 141\sin\ \omega t\text{ V}$, 负载电阻为 $18\ \Omega$, 问: (1) 输出端的最大平均电压及平均电流是多少? (2) 当控制角为 30° 和 120° 时, 输出的平均电压和平均电流是多少?

8-11 试分析题 8-11 图所示电路的工作情况。

题 8-11 图

8-12 剧场、舞台、电影院等部门的灯光经常需要调节, 题 8-12 图是用晶闸管进行灯光调节的电路, 试说明它的工作原理。

题 8-12 图

8 - 13 试分析比较题 8 - 13 图所示的两个电路的工作情况,并分别画出负载 R_L 两端的电压波形。

题 8 - 13 图

8 - 14 分析题 8 - 14 图所示开关电路的工作原理。图中 R 为限流电阻, R_L 为负载电阻, S 为控制元件。

题 8 - 14 图

8 - 15 图 8 - 18 所示单相交流调压电路,负载电阻 $R_L = 10 \Omega$, 电源电压 $u_1 = 311 \sin \omega t \text{ V}$ 。试画出 $\alpha = 60^\circ$ 时输出电压 u_o 及晶闸管管压降的波形,并求出输出电压的有效值 U_o 及晶闸管承受的最大正向电压 U_{FM} 和最大反向电压 U_{RM} 。

8 - 16 图 8 - 26(a)所示降压型斩波器,已知 $U_S = 12 \text{ V}$, $T_{on} = 6 \text{ ms}$, $T_{off} = 2 \text{ ms}$ 。试求负载电压的平均值 U_L 。

附 录

附录 1 电阻器、电容器及其标称值

1. 电阻器

电阻器的标称值符合表 1.1 的数值(或表中数值再乘以 10^n , 其中 n 为整数)。

表 1.1 常用固定电阻器的标称数值

允许偏差	标称	系 列 值
$\pm 5\%$	E24	1.0; 1.1; 1.2; 1.3; 1.5; 1.6; 1.8; 2.0; 2.2; 2.4; 2.7; 3.0 3.3; 3.6; 3.9; 4.3; 4.7; 5.1; 5.6; 6.2; 6.8; 7.5; 8.2; 9.1
$\pm 10\%$	E12	1.0; 1.2; 1.5; 1.8; 2.2; 2.7; 3.3; 3.9; 4.7; 5.6; 6.8; 8.2
$\pm 20\%$	E6	1.0; 1.5; 2.2; 3.3; 4.7; 6.8

电阻器阻值常见的表示方法有直标法和色标法等。其中色标电阻的色带通常分为三色带、四色带和五色带三种,色带不同,所表示的电阻参数也不同。色标法如图 1.1 所示。

图 1.1 电阻器阻值的色标法

色标法中颜色代表的数值如表 1.2。

表 1 2 色标法中颜色代表的数值

颜色	有效数值	乘数	允许偏差	颜色	有效数值	乘数	允许偏差
黑色	0	10 ⁰		紫色	7	10 ⁷	± 0.1 %
棕色	1	10 ¹	± 1 %	灰色	8	10 ⁸	
红色	2	10 ²	± 2 %	白色	9	10 ⁹	+ 50 % , - 20 %
橙色	3	10 ³		金色			± 5 %
黄色	4	10 ⁴		银色			± 10 %
绿色	5	10 ⁵	± 0.5 %	无色			± 20 %
蓝色	6	10 ⁶	± 0.2 %				

2. 电容器

固定电容器的标称容量如表 1 3 所示。

表 1 3 固定电容器的标称容量

电容类别	允许偏差	容量范围	标称容量系列
纸介电容、金属化纸介电容、纸膜复合介质电容,低频(有极性)有机薄膜介质电容	± 5 %	100 pF ~ 1 μF	1.0, 1.5, 2.2, 3.3, 4.7, 6.8
	± 10 %	1 μF ~ 100 μF	1, 2, 4, 6, 8, 10, 15, 20, 30, 50, 60, 80, 100
	± 20 %		
高频(无极性)有机薄膜介质电容、瓷介电容、玻璃釉电容、云母电容	± 5 %		1.0, 1.1, 1.2, 1.3, 1.5, 1.6, 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.7, 3.0, 3.3, 3.6, 3.9, 4.3, 4.7, 5.6, 6.0, 6.8, 7.5, 8.2, 9.1
	± 10 %		1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2
	± 20 %		1.0, 1.5, 2.2, 3.3, 4.7, 6.8
铝、钽、铌、钛电解电容	± 10 % ± 20 % ± 50 % - 20 % + 100 % - 30 %		1.0, 1.5, 2.2, 3.3, 4.7, 6.8

电容器在长期可靠地工作时所能承受的最大直流电压,就是电容器的耐压,也叫电容的直流工作电压。表 1 4 列出了常用固定电容直流工作电压系列。

表 1 4 常用固定电容的直流工作电压系列(单位:V)

1.6	4	6.3	10	16	25	32*	40	50	63
100	125*	160	250	300*	400	450*	500	630	1000

* 只限电解电容

电容器的容量有直接表示和数码表示两种表示法。

直接表示法是用表示数量的字母 m(10^{-3})、 μ (10^{-6})、n(10^{-9})和 p(10^{-12})加上数字组合表示的方法。例如 4 n7 表示 $4.7 \times 10^{-9} \text{ F} = 4\,700 \text{ pF}$; 33 n 表示 $33 \times 10^{-9} \text{ F} = 0.033 \mu\text{F}$; 4p7 表示 4.7 pF 等。有时用无单位的数字表示容量,当数字大于 1 时,其单位为 pF;若数字小于 1 时,其单位为 μF 。例如 3 300 表示 3 300 pF; 0.022 表示 0.022 μF 。

数码表示法一般三位数字来表示容量的大小,单位为 pF。前两位为有效数字,后一位表示位率,即乘以 10^n , n 为第三位数字。若第三位为 9,则乘以 10^{-1} 。如 223 表示 $22 \times 10^3 = 22\,000 \text{ pF} = 0.022 \mu\text{F}$,又如 479 表示 $47 \times 10^{-1} = 4.7 \text{ pF}$ 。

附录 2 半导体分立器件型号命名法

表 2.1 半导体分立器件型号命名法(国家标准 GB249—89)

第一部分		第二部分		第三部分		第四部分	第五部分
用阿拉伯数字表示器件的电极数目		用汉语拼音字母表示器件的材料和极性		用汉语拼音字母表示器件的类别		用阿拉伯数字表示序号	用汉语拼音字母表示
符号	意义	符号	意义	符号	意义		
2	二极管	A	N 型, 锗材料	P	小信号管		
3	三极管	B	P 型, 锗材料	V	混频检波管		
		C	N 型, 硅材料	W	电压调整管和电压基准管		
		D	P 型, 硅材料	C	变容管		
		A	PNP 型, 锗材料	Z	整流管		
		B	NPN 型, 锗材料	L	整流堆		
		C	PNP 型, 硅材料	S	隧道管		
		D	NPN 型, 硅材料	K	开关管		
		E	化合物材料	X	低频小功率		
				G	高频小功率		
				D	低频大功率		
				A	高频大功率		
				T	晶体闸流管		
<p>示例</p> <p>3 A G 1 B</p> <p>规格号</p> <p>序号</p> <p>高频小功率</p> <p>PNP 型, 锗材料</p> <p>三极管</p>							

低频: 截止频率 $< 3 \text{ MHz}$; 小功率: 耗散功率 $< 1 \text{ W}$; 高频: 截止频率 $> 3 \text{ MHz}$; 大功率: 耗散功率 $> 1 \text{ W}$ 。

为了便于读者使用 EWB 软件的元件库, 这里简介美国电子工业协会(EIA)的半导体分立器件型号命名法。

表 2 2 美国电子工业协会 (EIA) 的半导体分立器件型号命名法

第一部分		第二部分		第三部分		第四部分	第五部分
用符号表示 器件的类别		用数字表示 PN 结的数目		用字母 N 表示在 EIA 注册标志		用多位数字表 示登记号	用字母表示器 件的挡别
符号	意义	符号	意义	符号	意义	EIA 登记号	A、B、C、D 等表示同一器 件的不同挡别
JAN (或用 J) 无	军用品 非军用品	1 2 3 n	二极管 三极管 三个 PN 结器件 n 个 PN 结器件	N	EIA 注册标志		
<p>示例</p> <p>JAN 2 N 3553 C</p> <p>2N3553C 挡 EIA 登记号 EIA 注册标志 三极管 军用品</p>							

附录 3 部分半导体器件型号和参数

表 3 1 部分二极管的主要参数

类型	参数名称	最大整 流电流 I_{DM} mA	最大正 向电流 I_{DM} mA	最大反向 工作电压 U_{RM} V	反向击 穿电压 U_{BR} V	最高工 作频率 f_M MHz	反向恢 复时间 t_r ns
	型 号						
普通 二极 管整 流二 极管	2AP1	16		20	40	150	
	2AP7	12		100	150	150	
	2AP11	25		10		40	
	2CP1	500		100		3 kHz	
	2CP10	100		25		50 kHz	
	2CP20	100		600		50 kHz	
普通 二极 管整 流二 极管	2CZ11A	1000		100			
	2CZ11H	1000		800			
	2CZ12A	3000		50			
	2CZ12G	3000		600			
开关 二极 管	2AK1		150	10	30		200
	2AK5		200	40	60		150
	2AK14		250	50	70		150
	2CK70A ~ E		10	A - 20 B - 30	A - 30 B - 45		3
	2CK72A ~ E		30	C - 40 D - 55	C - 60 D - 75		4
	2CK76A ~ E		200	E - 60	E - 90		5

表 3 2 部分稳压管的主要参数

参数名称 型号	稳定电压 U_Z V	稳定电流 I_Z mA	最大稳定电流 I_{Zmax} mA	动态电阻 r_z	电压温度系数 α_u (%)	最大耗散功率 P_{ZM} W
2CW51	2.5 ~ 3.5	10	71	60	-0.09	0.25
2CW52	3.2 ~ 4.5		55	70	-0.08	
2CW53	4 ~ 5.8		41	50	-0.06 ~ -0.04	
2CW54	5.5 ~ 6.5		38	30	-0.03 ~ -0.05	
2CW56	7 ~ 8.8		27	15	0.07	
2CW57	8.5 ~ 9.5		26	20	0.08	
2CW59	10 ~ 11.8	5	20	30	0.09	0.25
2CW60	11.5 ~ 12.5		19	40		
2CW103	4 ~ 5.8	50	165	20	-0.06 ~ -0.04	1
2CW110	11.5 ~ 12.5	20	76	20	0.09	1
2CW113	16 ~ 19	10	52	40	0.11	1
2DW1A	5	30	240	20	-0.06 ~ -0.04	1
2DW6C	15	30	70	8	0.1	1
2DW7C	6.1 ~ 6.5	10	30	10	0.05	0.2

表 3 3 部分三极管的主要参数

类型	参数名称 型号	电流放大系数 或 h_{fe}	穿透电流 I_{CEO} mA	集电极最大允许电流 I_{CM} mA	最大允许耗散功率 P_{CM} mW	集 - 射极击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ V	截止频率 f_T MHz
低频小功率管	3AX51A	40 ~ 150	500	100	100	12	0.5
	3AX55A	30 ~ 150	1200	500	500	20	0.2
	3AX81A	30 ~ 250	1000	200	200	10	6kHz
	3AX81B	40 ~ 200	700	200	200	15	6kHz
	3CX200B	50 ~ 450	0.5	300	300	18	
	3DX200B	55 ~ 400	2	300	300	18	
高频小功率管	3AG54A	20	300	30	100	15	30
	3AG87A	10	50	50	300	15	500
	3CG100B	25	0.1	30	100	25	100
	3CG120A	25	0.2	100	500	15	200
	3DG110A	30	0.1	50	300	20	150
	3DG120A	30	0.01	100	500	30	150
大功率管	3DD11A	10	3000	30A	300W	30	
	3DD15A	30	2000	5A	50W	60	
开关管	3DK8A	20		200	500	15	80
	3DK10A	20		1500	1500	20	100

表 3 4 部分绝缘栅场效应管的主要参数

参 数	符 号	单 位	型 号			
			3DO4	3DO2 (高频管)	3DO6 (开关管)	3DO1 (开关管)
饱和漏极电流	I_{DSS}	μA	$0.5 \times 10^3 \sim 15 \times 10^3$		1	1
栅源夹断电压	$U_{GS(off)}$	V	1 ~ 9			
开启电压	$U_{GS(th)}$	V			5	-2 ~ -8
栅源绝缘电阻	R_{GS}		10^9	10^9	10^9	10^9
低频跨导	g_m	$\mu A/V$	2000	4000	2000	500
最高振荡频率	f_M	MHz	300	1000		
漏源击穿电压	$U_{(BR)DS}$	V	20	12	20	
栅源击穿电压	$U_{(BR)GS}$	V	20	20	20	20
最大耗散功率	P_{DM}	mW	1000	1000	1000	1000

注:3DO1为P沟道增强型,其他为N沟道管(增强型: $U_{GS(th)}$ 为正值;耗尽型 $U_{GS(th)}$ 为负值)。

表 3 5 部分单结晶体管的主要参数

参 数	符 号	单 位	测 试 条 件	型 号			
				BT33A	BT33B	BT33C	BT33D
基极电阻	R_{BB}	k	$U_{BB} = 3 V, I_E = 0$	2 ~ 4.5	2 ~ 4.5	>4.5 ~ 12	>4.5 ~ 12
分压比			$U_{BB} = 20 V$	0.45 ~ 0.9	0.45 ~ 0.9	0.3 ~ 0.9	0.3 ~ 0.9
峰点电流	I_P	μA	$U_{BB} = 20 V$	< 4	< 4	< 4	< 4
谷点电流	I_V	mA	$U_{BB} = 20 V$	> 1.5	> 1.5	> 1.5	> 1.5
谷点电压	U_V	V	$U_{BB} = 20 V$	< 3.5	< 3.5	< 4	< 4
饱和压降	U_{ES}	V	$U_{BB} = 20 V, I_E = 50 mA$	< 4	< 4	< 4.5	< 4.5
反向电流	I_{EO}	μA	$U_{EBO} = 60 V$	< 2	< 2	< 2	< 2
E, B ₁ 间反向电压	U_{EB_1O}	V	$I_{EO} = 1 \mu A$	30	60	30	60
最大耗散功率	P_{BM}	mW		300	300	300	300

表 3 6 部分晶闸管的主要参数

参 数	符 号	单 位	型 号				
			KP5	KP20	KP50	KP200	KP500
正向重复峰值电压	U_{FRM}	V	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000
反向重复峰值电压	U_{RRM}	V	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000	100 ~ 3000
导通时平均电压	U_F	V	1.2	1.2	1.2	0.8	0.8
正向平均电流	I_F	A	5	20	50	200	500
维持电流	I_H	mA	40	60	60	100	100
控制极触发电压	U_G	V	3.5	3.5	3.5	4	5
控制极触发电流	I_G	mA	5 ~ 70	5 ~ 100	8 ~ 150	10 ~ 250	20 ~ 300

附录 4 半导体集成电路型号命名法

表 4.1 半导体集成电路型号命名法(国家标准 GB3430—89)

第 0 部分		第一部分		第二部分		第三部分		第四部分	
用字母表示器件符合国家标准		用字母表示器件的类型		用阿拉伯数字表示器件的系列和品种代号		用字母表示器件的工作温度		用字母表示器件的封装	
符号	意义	符号	意义		符号	意义	符号	意义	
C	符合国家标准	T	TTL		C	0 ~ 70	F	多层陶瓷扁平	
		H	HTL		G	- 25 ~ 70	B	塑料扁平	
		E	ECL		L	- 25 ~ 85	H	黑瓷扁平	
		C	CMOS		E	- 40 ~ 85	D	多层陶瓷双列直插	
		M	存储器		R	- 55 ~ 85	J	黑瓷双列直插	
		μ	微型机电路		M	- 55 ~ 125	P	塑料双列直插	
		F	线性放大器				S	塑料单列直插	
		W	稳压器				K	金属菱形	
		B	非线性电路				T	金属圆形	
		J	接口电路				C	陶瓷片状载体	
		AD	A D 转换器				E	塑料片状载体	
		DA	D A 转换器				G	网络阵列	
		D	音响电视电路						
		SC	通讯专用电路						
		SS	敏感电路						
		SW	钟表电路						
				示例： 					

为了便于读者使用 EWB 软件的元件库,这里简介美国国家半导体公司(NATIONAL SEMICONDUCTOR)的半导体集成电路型号命名法。

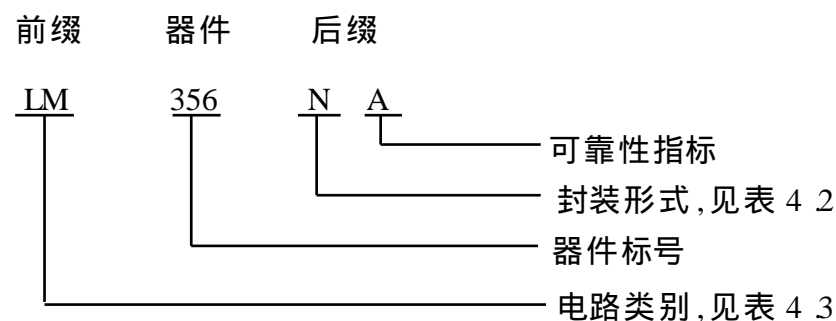


表 4 2 美国国家半导体公司半导体集成电路封装形式的表示

符号	意义	符号	意义
D	玻璃 金属双列直插	N	标准双列直插
F	玻璃 金属扁平	W00, W01	标准引线陶瓷扁平
F00, F01	标准引线玻璃 金属扁平	W06, W07	标准引线陶瓷扁平
F06, F07	标准引线玻璃 金属扁平		

表 4 3 美国国家半导体公司半导体集成电路类别的表示

符号	意义	符号	意义	符号	意义
ADC	模数转换器	HS	混合电路	SF	专用 FET
ADS	数据采集	IDM	微处理器(2901)	SFW	软件
AEE	微型机产品	IMP	微处理器(接口信息处理器)	SH	专用混合器件
AF	有源滤波器	INS	微处理器(4004 8080A)	SK	专用配套器件
AH	模拟开关(混合)	IPC	微处理器(定步)	SL	专用线性集成块
ALS	高级小功率肖基特器件	ISP	微处理器(程序控制 多重处理)	SM	特殊 CMOS
AM	模拟开关(单块)	JM	军用—M38510	MY	LED 灯
BLC	单极计算机	LED	LED	NH	混合(老式)
BIMX	插件式多功能执行电路	LF	线性集成块(场效应工艺)	NMC	MOS 存储器
BLX	插件式扩展电路	LH	线性集成块(混合)	NMH	存储器混合电路
C	CMOS	LM	线性集成块(单块)	NS	微处理器组件
CD	CMOS(400 系列)	LP	线性低功率集成块	NSA	LED 数字阵列
CIM	CMOS 微型计算机插件	MA	模制微器件	NSB	LED 数字(四芯 五芯)
COP	小型控制器类	MAN	LED 显示	NSC	LED 小方块形(或片形)
DA AD	数模 模数转换	MCA	门电路阵列	NSC	微处理器(800)
DAC	数 模转换器	MF	单块滤波器	NSL	LED(灯)
DB	开发插件	MH	MOS(混合)	NSL	光电器件
DH	数字器件(混合)	MM	MOS(单块)	SN	数字(附属厂产品)
DM	数字器件(单块)	NSM	LED—集成显示组件	SPM	开发系统器件
DP	接口电路(微处理器)	NSN	LED—数字(双)	SPX	开发系统器件
DS	接口电路	NSW	PNP、NPN、IN 电子表芯片	TBA	线性集成块(附属厂产品)
DT	数字器件	PAL	程序阵列逻辑	TDA	线性集成块
DISW	数字器件软件	PNP	分立器件	TRC	高频接收器件
ECL	射极耦合逻辑电路	RA	电阻阵列	U	FET
FOE	光纤发射机	RMC	装配在架子上的计算机	UP	微处理器
FOR	光纤接收机	SC MP	存储计算机微处理器		
FOT	光纤发送机	SCX	门电路阵列		
HC	高速 CMOS	SD	专用数字器件		

附录5 部分半导体集成电路的型号和主要参数

表5.1 部分集成运算放大器的主要参数

类型	通用型	高精度型	高阻型	高速型	低功耗型
型号	CF741 (F007)	CF7650	CF3140	CF715	CF3078C
参数名称					
电源电压 $\pm U_{CC} (U_{DD})$ V	± 15	± 5	± 15	± 15	± 6
开环差模电压增益 A_{rO} dB	106	134	100	90	92
输入失调电压 U_{IO} mV	1	$\pm 7 \times 10^{-4}$	5	2	1.3
输入失调电流 I_{IO} nA	20	5×10^{-4}	5×10^{-4}	70	6
输入偏置电流 I_{IB} nA	80	1.5×10^{-3}	10^{-2}	400	60
最大共模输入电压 U_{icmax} V	± 15	+2.6, -5.2	+12.5, -15.5	± 12	+5.8, -5.5
最大差模输入电压 U_{idmax} V	± 30		± 8	± 15	± 6
共模抑制比 K_{CMR} dB	90	130	90	92	110
输入电阻 r_i M	2	10^6	1.5×10^6	1	
单位增益带宽 GB MHz	1	2	4.5		
转换速度 SB (V μ s)	0.5	2.5	9	100, ($A_v = -1$)	

表5.2 部分三端稳压器的主要参数

型号	CW7805	CW7815	CW78L05	CW78L15	CW7915	CW79L15
参数名称						
输入电压 U_O V	4.8 ~ 5.2	14.4 ~ 15.6	4.8 ~ 5.2	14.4 ~ 15.6	-14.4 ~ -15.6	
最大输入电压 U_{imax} V	35	35	30	35	-35	-35
最大输出电流 I_{omax} A	1.5	1.5	0.1	0.1	1.5	0.1
输出电压变化量 U_O mV (典型值, U_i 变化引起)	3	11	55	130	11	200(最大值)
	$U_i =$ 7 ~ 25 V	$U_i =$ 17.5 ~ 30 V	$U_i =$ 7 ~ 20 V	$U_i =$ 17.5 ~ 30 V	$U_i =$ -17.5 ~ -30 V	
输出电压变化量 U_O mV (典型值, I_O 变化引起)	15	12	11	25	12	25
	$I_O = 5$ mA ~ 1.5 A	$I_O = 5$ mA ~ 1.5 A	$I_O = 1$ mA ~ 100 mA	$I_O = 1$ mA ~ 100 mA	$I_O = 5$ mA ~ 1.5 A	$I_O = 1$ mA ~ 100 mA
输出电压变化量 U_O (mV) (典型值, 温度变化引起)	± 0.6	± 1.8	-0.65	-1.3	1.0	-0.9
	$I_O = 5$ mA, 0 ~ 125					

中英名词对照

一画、二画

一阶电路	first-order circuit	二 - 十进制	binary coded decimal system(BCD)
二阶电路	second-order circuit	PN 结	PN junction
二端网络	two terminal network	P 型半导体	P - type semiconductor
二极管	diode	JK 触发器	JK flip - flop
二极管钳位	diode clamp	D 触发器	D flip - flop
二进制	binary system	十进制	decimal system
二进制计数器	binary counter	十进制计数器	decimal counter

三 画

RC 选频网络	RC selection frequency network	三要素法	three - factor method
RS 触发器	RS flip - flop	三相功率	three - phase power
N 型半导体	N - type semiconductor	三相三线制	three - phase three - wire system
N 沟道	N channel	三相四线制	three - phase four - wire system
门电路	gate circuit	三相变压器	three - phase transformer
与门	AND gate	三相异步电动机	three - phase induction motor
与非门	NAND gate	三角形联接	triangular connection
与或非门	and - or - invert(AOI) gate	三角波	triangular wave
大功率晶体管	Great transistor	工作点	operating point
三态逻辑门	tri - state logic gate	干扰	interference
三相整流器	three - phase rectifier	上升沿	rise edge
三相电路	three - phase circuit	下降沿	fall edge

四 画

支路	branch	反电动势	counter emf
支路电流法	branch current method	反相	opposite in phase
中性点	neutral point	反馈控制	feedback control
中性线	neutral conductor	开路	open circuit
中央处理器	center processing unit(CPU)	开路电压	open - circuit voltage
互感	mutual inductance	开关	switch
瓦特	Watt	方框图	block diagram
功率表	power meter	双稳态触发器	bistable flip - flop
无功功率	reactive power	无稳态触发器	astable flip - flop
韦伯	Weber	无源二端网络	passive two - terminal network

无源逆变器 passive inverter
 无输出变压器电路 output transformer less(OTL) circuit
 无输出电容器电路 output capacitor less(OCL) circuit
 无输出变压器功率放大器 output transformer less(OTL) power amplifier
 无输出电容器功率放大器 output capacitor less(OCL) power amplifier
 互补对称功率放大器 complementary symmetry power amplifier
 反向电阻 backward resistance

反向偏置 backward bias
 反向击穿 reverse breakdown
 反相器 inverter
 反馈 feedback
 反馈系数 feedback coefficient
 少数载流子 minority carrier
 分立电路 discrete circuit
 分贝 decibel(dB)
 分频 frequency division
 分辨率 resolution
 开启电压 threshold voltage
 计数器 counter
 卡诺图 Karnaugh map

五 画

正极 positive pole
 正方向 positive direction
 正弦量 sinusoid
 正弦电流 sinusoidal current
 结点 node
 结点电压法 node voltage method
 功 work
 功率 power
 功率因数 power factor
 功率三角形 power triangle
 功率角 power angle
 电能 electric energy
 电荷 electric charge
 电场 electric field
 电场强度 electric field intensity
 电位 electric potential
 电位差 electric potential difference
 电位升 potential rise
 电位降 potential drop
 电位计 potentiometer
 电压 voltage
 电压三角形 voltage triangle
 电动势 electromotive force(emf)
 电源 source
 电压源 voltage source
 电流源 current source

电路 circuit
 电路分析 circuit analysis
 电路元件 circuit element
 电路模型 circuit model
 电流 current
 电流密度 current density
 电流互感器 current transformer
 电阻 resistance
 电阻器 resistor
 电阻性电路 resistive circuit
 电阻率 resistivity
 电导 conductance
 电导率 conductivity
 电容 capacitance
 电容器 capacitor
 电容性电路 capacitive circuit
 电感 inductance
 电感性电路 inductive circuit
 电桥 bridge
 电机 electric machine
 电磁转矩 electromagnetic torque
 电角度 electrical degree
 电枢 armature
 电枢反应 armature reaction
 电枢绕组 armature winding
 电工测量 electrical measurement

电磁式仪表 electromagnetic instrument
 电动式仪表 electro dynamic instrument
 平均值 average value
 平均功率 average power
 对称三相电路 symmetrical three - phase circuit
 主磁通 main flux
 外特性 external characteristic
 发送机 transmitter
 他励发电机 separately excited generator
 可编程控制器 programmable controller(PLC)
 可编程逻辑器 programmable logic device(PLD)
 电子器件 electron device
 电感滤波器 inductance filter
 电容滤波器 capacitor filter
 电流放大系数 current amplification coefficient
 电压放大器 voltage amplifier
 电压放大倍数 voltage gain
 电压比较器 voltage comparator
 电压互感器 potential transformer
 电压传输特性 voltage transmission characteristics
 主从型触发器 master - slave flip - flop
 失真 distortion

只读存储器 read only memory(ROM)
 电刷 brush
 电角度 electrical angle
 电子器件 electron device
 电击 electric shock
 正向电阻 forward resistance
 正向偏置 forward bias
 正反馈 positive feedback
 正弦波振荡器 sinusoidal oscillator
 正逻辑 positive logic
 击穿 breakdown
 发射极 emitter
 发光二极管 light - emitting diode(LED)
 布尔代数 Boolean algebra
 半波可控整流 half - wave controlled rectifier
 半波整流器 half - wave rectifier
 半加器 half - adder
 半导体 semiconductor
 本征半导体 intrinsic semiconductor
 失调电压 offset voltage
 失调电流 offset current
 平均延迟时间 average delay time

六 画

安培 Ampere
 安匝 ampere - turns
 伏特 Volt
 伏安特性曲线 volt - ampere characteristic
 有效值 effective value
 有功功率 active power
 交流电路 alternating current circuit(a - c circuit)
 交流电机 alternating - current machine
 自感 self - inductance
 自感电动势 self - induced emf
 自耦变压器 autotransformer
 自励发电机 self - excited generator
 自动控制 automatic control
 自动调节 automatic regulation
 自锁 self - locking
 负极 negative pole
 负载 load
 负载线 load line

负反馈 negative feedback
 动态电阻 dynamic resistance
 并联 parallel connection
 并联谐振 parallel resonance
 并励发电机 shunt d - c generator
 并励电动机 shunt d - c motor
 并励绕组 shunt field winding
 同步发电机 synchronous generator
 同步电动机 synchronous motor
 同步转速 synchronous speed
 同相 in phase
 机械特性 torque - speed characteristic
 过励 over excitation
 执行元件 servo - unit
 传递函数 transfer function
 传感器 transducer
 闭环控制 closed loop control
 回路 loop

网络	network	多数载流子	majority carrier
导体	conductor	多谐振荡器	astable multivibrator
导纳	admittance	自耦变压器	autotransformer
阶跃电压	step voltage	自动控制	automatic control
全电流定律	law of total current	自锁	self - locking
全响应	complete response	自由电子	free electron
全波整流器	full - wave rectifier	自激振荡器	self - excited oscillator
全波可控整流	full - wave controlled rectifier	自偏压	self - bias
全加器	full adder	导通	on
共模信号	common - mode signal	导电沟道	conductive channel
共模输入	common - mode input	“ 异或 ” 门	exclusive - OR gate
共模抑制比	common - mode rejection ratio (CM-RR)	异步二进制计数器	asynchronous binary counter
共发射极接法	common - emitter configuration	同步二进制计数器	synchronous binary counter
共价键	covalent bond	“ 同或 ” 门	exclusive - NOR gate
动态	dynamics	交越失真	cross - over distortion
杂质	impurity	场效应管	field - effect transistor(FET)
扩散	diffusion	阳极	anode
负载	load	阴极	cathode
负反馈	negative feedback	光敏电阻	photo - sensitive resistor
负载电阻	load resistance	光电二极管	photodiode
负载线	load line	传输门	transmission gate(TG)
负电阻	negative resistance	传输特征	transfer characteristics
负逻辑	negative logic	机械特性	mechanical characteristic
夹断电压	pinch - off voltage	行程开关	travel switch
多级放大器	multistage amplifier	麦克斯韦	Maxwell

七 画

基尔霍夫电流定律	Kirchhoff 's current law(KCL)	时间继电器	time - delay relay
基尔霍夫电压定律	Kirchhoff 's voltage law(KCL)	励磁电流	exciting current
库仑	Coulomb	励磁变阻器	field rheostat
亨利	Henry0	两相异步电动机	two - phase induction motor
角频率	angular frequency	两功率表法	two - power meter method
串联	series connection	伺服电动机	servomotor
串联谐振	series resonance	步进电动机	stepping motor
串励绕组	series field winding	步距角	step angle
阻抗	impedance	系统	system
阻抗三角形	impedance triangle	初始值	initial value
阻转矩	counter torque	初相角	initial phase
初相位	initial phase	运算放大器	operational amplifier
时间常数	time constant	低频放大器	low - frequency amplifier
时域分析	time domain analysis	角频率	angular frequency

时钟脉冲 clock pulse
 时序逻辑电路 sequential logic circuit
 译码器 decipherer
 阻抗 impedance
 阻抗角 impedance transformation
 阻抗变换 impedance transformation

阻容耦合放大器 resistance - capacitance coupled amplifier
 阻断 interception
 阻挡层 barrier
 采样保持 sample and hold

八 画

直流电路 direct current circuit(d - c circuit)
 直流电机 direct - current machine
 法拉 Farad
 空载 no - load
 空载特性 open - circuit characteristic
 空气隙 air gap
 非线性电阻 nonlinear resistance
 非正弦周期电流 non - sinusoidal periodic current
 受控电源 controlled source
 变压器 transformer
 变比 ratio of transformation
 变阻器 rheostat
 线电压 line voltage
 线电流 line current
 线圈 coil
 线性电阻 linear resistance
 周期 period
 参考电位 reference potential
 参数 parameter
 视在功率 apparent power
 定子 stator
 转子 rotor
 转子电流 rotor current

转差率 slip
 转速 speed
 转矩 torque
 组合开关 switch group
 制动 braking
 单相异步电动机 single - phase induction motor
 空穴 hole
 空间电荷区 space - charge layer
 固定偏置 fixed - bias
 直接耦合放大器 direct - coupled amplifier
 单稳态触发器 monostable flip - flop
 单结晶体管 unijunction transistor(UJT)
 金属 - 氧化物 - 半导体 metal - oxide - semiconductor(MOS)
 “非”门 NOT gate
 非线性失真 nonlinear distortion
 “或”门 OR gate
 “或非”门 NOR gate
 饱和 saturation
 转移特性 transfer characteristic
 定时器 timer
 参考电压 reference voltage
 组合逻辑电路 combinational logic circuit

九 画

相 phase
 相量 phasor
 相电压 phase voltage
 相电流 phase current
 相位差 phase difference
 相位角 phase angle
 相序 phase sequence
 相量图 phasor diagram
 响应 response

星形联接 star connection
 复数 complex number
 阻抗 impedance
 复励发电机 compound d - c generator
 欧姆 Ohm
 欧姆定律 Ohm 's law
 等效电路 equivalent circuit
 品质因数 quality factor
 绝缘 insulation

绝缘体 insulator
 显极转子 salient poles rotor
 测速发电机 tachometer generator
 绕组 winding
 绕线式转子 wound rotor
 起动 starting
 起动电流 starting current
 起动转矩 starting torque
 起动按钮 start button
 穿透电流 penetration current
 栅极 gate grid
 复合 recombination
 复合晶体管 Darlington
 复位 reset

差分放大器 differential amplifier
 差模信号 differential - mode signal
 差模输入 differential - mode input
 绝缘栅场效应管 isolated - gate field - effect transistor(LGFET)
 品质因数 quality factor
 脉冲 pulse
 脉冲电路 pulse circuit
 脉冲宽度 pulse width
 脉冲幅度 pulse amplitude
 脉冲周期 pulse period
 脉冲前沿 pulse leading edge
 脉冲后沿 pulse trailing edge

十 画

容抗 capacitive reactance
 诺顿定理 Norton 's theorem
 高斯 Gauss
 原动机 prime mover
 原绕组 primary winding
 铁心 core
 铁损 core loss
 矩形波 rectangular wave
 特性方程 characteristic equation
 积分电路 integrating circuit
 效率 efficiency
 振荡放电 oscillatory discharge
 继电器 relay
 热继电器 thermal overload relay(OLR)
 换向器 commutator

调节特性 regulating characteristic
 调速 speed regulation
 继电器接触器控制 relay - contactor control
 桥式整流器 bridge rectifier
 旁路电容 bypass capacitor
 射极输出器 emitter follower
 射极耦合 emitter coupling
 振荡器 oscillator
 振荡频率 oscillation frequency
 耗尽层 depletion layer
 耗尽型 MOS 场效应管 depletion mode MOSFET
 载流子 carrier
 硅 silicon
 硅稳压二极管 Zener diode
 峰点 peak point

十 一 画

副绕组 secondary winding
 铜损 copper loss
 基波 fundamental harmonic
 谐波 harmonic
 谐振频率 resonant frequency
 通频带 bandwidth
 理想电压源 ideal voltage source
 理想电流源 ideal current source
 减幅振荡 attenuated oscillation

常开触点 normally open contact
 常闭触点 normally closed contact
 停止 stopping
 停止按钮 stop button
 接收机 receiver
 接触器 contactor
 控制电动机 control motor
 控制电路 control circuit
 旋转磁场 rotating magnetic field

隐极转子 non salient poles rotor
 逻辑门 logic gates
 逻辑电路 logic circuit
 基极 base
 控制极 control grid
 偏流 current bias
 偏置电路 biasing circuit
 虚地 imaginary ground

维持电流 holding current
 基本 RS 触发器 basic RS flip - flop
 随机存取存储器 random access memory
 寄存器 register
 移位寄存器 shift register
 清零 clear
 掺杂半导体 doped semiconductor

十 二 画

涡流 eddy current
 涡流损耗 eddy - current loss
 焦耳 Joule
 奥斯特 Oersted
 短路 short circuit
 锯齿波 sawtooth wave
 幅值 amplitude
 最大值 maximum value
 最大转矩 maximum (breakdown) torque
 滞后 lag
 超前 lead
 傅里叶级数 Fourier series
 暂态 transient state
 暂态分量 transient component
 等幅振荡 unattenuated oscillation

联锁 interlocking
 逻辑门 logic gates
 逻辑电路 logic circuit
 基极 base
 控制极 control grid
 偏流 current bias
 偏置电路 biasing circuit
 虚地 imaginary ground
 维持电流 holding current
 基本 RS 触发器 basic RS flip - flop
 随机存取存储器 random access memory
 寄存器 register
 移位寄存器 shift register
 清零 clear

十 三 画

感抗 inductive reactance
 感应电动势 induced emf
 楞次定则 Lenz 's law
 频率 frequency
 频域分析 frequency domain analysis
 频谱 spectrum
 输入 input
 输出 output
 微法 microfarad
 微分电路 differentiating circuit
 叠加原理 superposition theorem
 零状态响应 zero - state response
 零输入响应 zero - input response
 罩极式电动机 shaded - pole motor
 滑环 slip ring

鼠笼式转子 squirrel - cage rotor
 截止角频率 cutoff angular frequency
 滤波器 filters
 源极 source
 数字电路 digital circuit
 数字集成电路 digital integrated circuit
 数码显示 digital display
 数 - 模转换器 digital - analog converter(DAC)
 数据选择器 multiplexer
 数据分配器 demultiplexer
 输入电阻 input resistance
 输出电阻 output resistance
 零点漂移 zero drift
 跨导 trans conductance
 触发器 flip-flop

十 四 画

磁场	magnetic field	漏磁电动势	leakage emf
磁场强度	magnetizing force	赫兹	Hertz
磁路	magnetic circuit	稳态	steady state
磁通	flux	稳态分量	steady state component
磁感应强度	flux density	静态电阻	static resistance
磁动势	magnetomotive force (mmf)	碳刷	carbon brush
磁阻	reluctance	源极	source
磁导率	permeability	滤波器	filter
磁化	magnetization	数字电路	digital circuit
磁化曲线	magnetization curve	数字集成电路	digital integrated circuit
磁滞	hysteresis	数码显示	digital display
磁滞回线	hysteresis loop	数 - 模转换器	digital - analog converter (DAC)
磁滞损耗	hysteresis loss	数据选择器	multiplexer
磁极	pol	数据分配器	demultiplexer
磁电式仪表	magnetolectric instrument	输入电阻	input resistance
漏磁通	leakage flux	输出电阻	output resistance
漏磁电感	leakage inductance	零点漂移	zero drift

十五画以上

额定值	rated value	满载	full load
额定电压	rated voltage	槽	slot
额定功率	rated power	熔断器	fuse
额定转矩	rated torque	瞬时功率	instantaneous power
瞬时值	instantaneous value	整流电路	rectifier circuit
戴维宁定理	Thevenin 's theorem	增强型 MOS 场效应管	enhancement mode MOS-FET
激励	excitation		

主要参考书目

1. 清华大学王鸿明编 . 电工技术与电子技术 . 北京:清华大学出版社, 1991
2. 姚海彬主编 . 电工技术(电工学) . 北京:高等教育出版社, 1991
3. 浙江大学电工学教研室罗守信主编 . 电工学(第三版) . 北京:高等教育出版社, 1993
4. 高福华、杨晓萍主编 . 电工技术、电子技术(第二版) . 北京:机械工业出版社, 1999
5. 浙江大学电气技术和电工学教研室叶挺秀主编 . 应用电子学 . 杭州:浙江大学出版社, 1994
6. 秦曾煌主编 . 电工学(第四版) . 北京:高等教育出版社, 1990
7. 清华大学电子学教研室童诗白主编 . 模拟电子技术基础(第二版) . 北京:高等教育出版社, 1988
8. 华中工学院康华光主编 . 电子技术基础 模拟部分(第三版) . 北京:高等教育出版社, 1988
9. 李翰荪 . 电路分析基础(上册) . 北京:高等教育出版社, 1978
10. 邱关源 . 电路(电工原理) . 北京:高等教育出版社, 1978
11. 吕砚山 . 电工技术基础 . 北京:科学技术文献出版社, 1980
12. 周长源主编 . 电路理论基础(第二版) . 北京:高等教育出版社, 1996
13. 浙江大学邓汉馨、郑家龙主编 . 模拟集成电子技术教程 . 北京:高等教育出版社, 1994
14. 朱承高主编 . 电工及电子技术手册 . 北京:高等教育出版社, 1990
15. 吕砚山 . 常用电工技术手册 . 北京:化学工业出版社, 1995