

21 世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材

电力电子技术

主 编 樊立萍 王忠庆
副主编 张绍忠
参 编 侯云海 虞菊英
张建军 陈 霞

中国林业出版社
China Forestry Publishing House



北京大学出版社
PEKING UNIVERSITY PRESS

内 容 简 介

本书是一本面向自动化及电气自动化专业的电力电子技术教材。全书分为 10 章,深入浅出地介绍了常用电力电子器件的结构、原理、特性及驱动与保护方法;论述了各种典型电力电子电路的工作原理、波形分析、参数计算及应用情况;同时还就电力公害及其抑制问题进行了探讨。本书依据应用型人才培养目标,遵循“面向就业,突出应用”的原则,力求做到学科体系完整、理论联系实际、夯实基础知识、突出时代气息。

本书可作为电气工程及自动化专业本科教材,也可以作为电气工程领域及工业自动化领域研究生及广大科技人员和工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电力电子技术/樊立萍,王忠庆主编. —北京:中国林业出版社;北京大学出版社, 2006.7

(21 世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材)

ISBN 7-5038-4411-6

I. 电… II. ①樊… ②王… III. 电力电子学—高等学校—教材 IV. TM1

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 072811 号

书 名: 电力电子技术

著作责任者: 樊立萍 王忠庆 主编

策划编辑: 李 虎

责任编辑: 李娉婷 曹 岚

标准书号: ISBN 7-5038-4411-6

出 版 者: 中国林业出版社(地址:北京市西城区德内大街刘海胡同 7 号 邮编: 100009)

<http://www.cfph.com.cn> E-mail: cfphz@public.bta.net.cn

电话: 总编室 66180373 营销中心: 66187711

北京大学出版社(地址:北京市海淀区成府路 205 号 邮编: 100871)

<http://www.pup.cn> <http://www.pup6.com> E-mail: pup_6@163.com

电话: 邮购部 62752015 发行部 62750672 编辑部 62750667 出版部 62754962

印 刷 者:

发 行 者: 北京大学出版社 中国林业出版社

经 销 者: 新华书店

787 毫米×1092 毫米 16 开本 17.5 印张 398 千字

2006 年 7 月第 1 版 2006 年 7 月第 1 次印刷

定 价: 25.00 元

《21世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材》

专家编审委员会

主任委员 张德江

副主任委员 (按姓氏拼音顺序排名)

陈 静 丁坚勇 侯媛彬

纪志成 任庆昌 吴 斌

秘书长 于微波

委 员 (按姓氏拼音顺序排名)

陈志新 戴文进 段晨旭 樊立萍

范立南 公茂法 关根志 嵇启春

蒋 中 雷 霞 刘德辉 刘永信

刘 原 马永翔 孟祥萍 孟彦京

聂诗良 王忠庆 吴旭云 燕庆明

杨新华 尤 文 张桂青 张井岗

21 世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材

联合编写学校名单 (按拼音顺序排名)

- | | |
|---------------|-------------|
| 1 安徽建筑工业学院 | 30 南昌工程学院 |
| 2 安徽科技学院 | 31 平顶山工学院 |
| 3 北华大学 | 32 平顶山学院 |
| 4 北京工商大学 | 33 青岛科技大学 |
| 5 北京建筑工程学院 | 34 山东建筑工程学院 |
| 6 长春大学 | 35 山东科技大学 |
| 7 长春工程学院 | 36 陕西科技大学 |
| 8 长春工业大学 | 37 陕西理工学院 |
| 9 长春理工大学 | 38 沈阳大学 |
| 10 成都理工大学 | 39 沈阳工程学院 |
| 11 东北电力学院 | 40 沈阳工业大学 |
| 12 福州大学 | 41 沈阳化工学院 |
| 13 广东工业大学 | 42 四川理工学院 |
| 14 桂林工学院 | 43 太原科技大学 |
| 15 合肥工业大学 | 44 潍坊学院 |
| 16 河南工业大学 | 45 武汉大学 |
| 17 河南科技学院 | 46 武汉理工大学 |
| 18 河南农业大学 | 47 西安工程科技学院 |
| 19 华东交通大学 | 48 西安建筑科技大学 |
| 20 黄石理工学院 | 49 西安科技大学 |
| 21 吉林工程技术师范学院 | 50 西安理工大学 |
| 22 吉林化工学院 | 51 西安石油大学 |
| 23 吉林建筑工程学院 | 52 西安外事学院 |
| 24 江南大学 | 53 西安邮电学院 |
| 25 焦作工学院 | 54 西南大学 |
| 26 兰州理工大学 | 55 西南科技大学 |
| 27 辽宁大学 | 56 中北大学 |
| 28 聊城大学 | 57 中北大学分校 |
| 29 内蒙古大学 | |

总 序

我们所处的时代被称为信息时代。信息科学与技术的迅速发展和广泛应用，深深地改变着人类生产、生活的各个方面。人类社会生产力发展和人们生活质量的提高越来越得益于和依赖于信息科学与技术的发展。自动化科学与技术涉及到信息的检测、分析、处理、控制和应用等各个方面，是信息科学与技术领域的重要组成部分。在我国经济建设的进程中，工业化是不可逾越的发展阶段。面对全面建设小康社会的发展目标，党和国家提出走新型工业化道路的战略决策，这是一条我国当代工业化进程的必由之路。实现新型工业化，就是要坚持走科技含量高、经济效益好、资源消耗低、环境污染少、人力资源优势得到充分发挥的可持续发展的科学发展之路。在这个过程中，自动化科学与技术起着不可替代的重要作用，高等学校的自动化学科肩负着人才培养和科学研究的光荣的历史使命。

我国高等教育中工科在校大学生数占在校大学生总数的 35%~40%，其中自动化类的学生是工科各专业中学生人数最多的专业之一。在我国高等教育已走进大众化阶段的今天，人才培养模式多样化已成为必然的趋势，其中应用型人才是我国经济建设和社会发展需求最多的一大类人才。为了促进自动化领域应用型人才培养，发挥院校之间相互合作的优势，北京大学出版社组织了“21 世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材”。

参加这一系列教材编写的基本上都是来自地方工科院校自动化学科的专家学者，由此确定了教材的使用范围，也为“实用教材”的定位找到了落脚点。本系列教材具有如下特点：

(1) 注重实用性。地方工科院校的人才培养规格大多定位在高级应用型，对这一大类人才的培养要注重面向工程实践，培养学生理论联系实际、解决实际问题的能力。从这一教学原则出发，本系列教材注重实用性，注意引用工程中的实例，培养学生的工程意识和工程应用能力，因此将更适合地方工科院校的教学要求。

(2) 体现新颖性。更新教材内容，跟进时代，加入一些新的先进实用的知识，同时淘汰一些陈旧过时的内容。

(3) 院校间合作交流的成果。每一本教材都有几所院校的教师参加编写。北大出版社事先在西安市和长春市召开了编写计划会和审纲会，来自各院校的教师比较充分地交流了情况，在相互借鉴、取长补短的基础上，形成了编写大纲，确定了编写原则。因此，这一系列教材可以反映出各参编院校一些好的经验和作法。

(4) 这一系列教材几乎涵盖了自动化类专业从技术基础课到专业课的各门课程，到目前为止，列入计划的已有 30 多门，教材门数多，参与的院校多，参加编写人员多。

II

地方工科院校是我国高等院校中比例最大的一部分。本系列教材面向地方工科院校自动化类专业教学之用，将拥有众多的读者。教材专家编审委员会深感教材的编写质量对教学质量的重要性，在审纲会上强调了“质量第一，明确责任，统筹兼顾，严格把关”的原则，要求各位主编加强协调，认真负责，努力保证和提高教材质量。各位主编和编者也将尽职尽责，密切合作，努力使自己的作品受到读者的认可和欢迎。尽管如此，由于院校之间、编者之间的差异性，教材中还是难免会出现一些问题和不足，欢迎选用本系列教材的教师、学生提出批评和建议。

张德江

2006年1月

前 言

电力电子技术是电气工程学科的基础课程,由电力电子器件、电力电子电路、电力电子系统及其控制三部分组成,是电力电子装置、开关电源技术、自动控制系统、变频调速应用、柔性输电系统等课程的先行课程。同时,也是电气信息类其他相关专业的重要基础课之一。电力电子技术作为 21 世纪解决能源危机的必备技术之一而受到重视。本书依据应用型人才培养目标,遵循“面向就业,突出应用”的原则,注重教材的“科学性、实用性、通用性、新颖性”,力求做到学科体系完整、理论联系实际、夯实基础知识、突出时代气息,具备科学性及新颖性,并强调知识的渐进性,兼顾知识的系统性,注重培养学生的实践能力。本书着重讲授各种电能变换电路的基本工作原理、电路结构、电气性能、波形分析方法和参数计算等。通过对本课程的学习,学生能理解并掌握电力电子技术领域的相关基础知识,培养其分析问题、解决问题的能力,了解电力电子学科领域的发展方向。

本书对教学内容及所编章节顺序进行了合理调整与规划,删减了传统教材中过时的内容,增加了电力电子技术领域的最新成果。本书内容包括三部分。第一部分系统介绍常用电力电子器件的工作原理和特性。第二部分介绍了相控整流电路、直流斩波电路、电力电子电路、交流变换电路、逆变电路、软开关电路等典型电力电子电路的工作原理及参数计算。第三部分介绍电力电子装置的典型应用,并对电力电子装置应用过程中所引起的电力公害及其抑制方法做了介绍。为便于教师讲授与学生学习,本书的编写内容中还融入了适当的例题和大量的思考题与习题。

本书由沈阳化工学院樊立萍、中北大学王忠庆任主编,平顶山工学院张绍忠任副主编,长春工业大学侯云海、南昌工程学院虞菊英、西安石油大学张建军、山东科技大学陈霞参编。全书共分 10 章,其中,第 1、3 章(单相部分)由樊立萍编写;第 2、7 章由张绍忠编写;第 3 章(三相部分)、第 9 章由张建军编写;第 4 章由侯云海编写;第 5 章由陈霞编写;第 6 章由虞菊英编写;第 8、10 章由王忠庆编写。樊立萍最后统稿并定稿。

本书可作为电气工程及自动化专业本科教材,也可以作为电气工程领域及工业自动化领域研究生的参考书,对该领域的工程技术人员也有较高的参考价值。

由于时间限制和编者学识的局限,书中难免有错误和遗漏,敬请广大读者在使用过程中提出宝贵意见。

编 者
2006 年 5 月

目 录

第 1 章 绪论	1	2.4.2 门极可关断晶闸管 GTO	31
1.1 本课程教学要求	1	2.4.3 功率场效应晶体管	
1.1.1 本课程任务	1	(P-MOSFET)	34
1.1.2 本课程的基本要求	1	2.4.4 绝缘栅双极型晶体管	
1.2 电力电子技术发展概况	1	IGBT	37
1.2.1 电力电子技术内涵	1	2.4.5 功率集成电路 PIC	40
1.2.2 电力电子器件的发展	2	习题	45
1.2.3 变流电路的发展	4	第 3 章 相控整流电路	47
1.2.4 控制技术的发展	5	3.1 单相相控整流电路	47
1.3 变流电路分类与功能	6	3.1.1 单相半波相控整流电路	47
1.4 电力电子技术应用	6	3.1.2 单相桥式半控整流电路	51
1.4.1 电源	6	3.1.3 单相桥式全控整流电路	54
1.4.2 电气传动	8	3.2 三相相控整流电路	58
1.4.3 电力系统	8	3.2.1 三相半波相控整流电路	58
习题	10	3.2.2 三相桥式全控整流电路	67
第 2 章 电力电子器件	11	3.2.3 三相桥式半控整流电路	74
2.1 电力电子器件分类	11	3.3 整流电路的谐波分析	78
2.1.1 按受控方式分	12	3.3.1 m 脉波相控整流电压	
2.1.2 按载流子类型分	12	通用公式	78
2.1.3 按控制信号性质分	13	3.3.2 单相和三相桥式相控	
2.2 晶闸管原理与特性	13	整流谐波特性	80
2.2.1 晶闸管基本结构	13	3.4 有源逆变原理	81
2.2.2 晶闸管工作原理	14	3.4.1 电网与直流电动机间的	
2.2.3 晶闸管基本特性	16	能量转换	81
2.2.4 晶闸管主要参数	20	3.4.2 有源逆变的工作原理	82
2.3 特殊用途晶闸管	23	3.5 三相有源逆变电路	83
2.3.1 快速晶闸管	23	3.5.1 三相半波有源逆变电路	84
2.3.2 逆导晶闸管	24	3.5.2 三相桥式逆变电路	86
2.3.3 双向晶闸管	24	3.6 逆变失败及最小逆变角的确定	87
2.3.4 光控晶闸管	25	3.6.1 逆变失败的原因	87
2.4 常用全控型器件	26	3.6.2 换相重叠角	88
2.4.1 功率晶体管 GTR	26	3.6.3 最小逆变角的确定及	
		常用方法	92

3.7 晶闸管直流可逆拖动系统的 工作原理..... 93	5.5 Cuk 斩波电路..... 143
3.7.1 用接触器控制直流电 动机正反转的电路..... 93	5.5.1 电路结构 144
3.7.2 采用两组晶闸管反 并联的可逆电路..... 94	5.5.2 连续导电模式 144
习题 96	5.5.3 断续导电模式 145
第 4 章 电力电子器件的 驱动与保护 99	5.6 其他形式斩波电路 145
4.1 电力电子器件的驱动 99	5.6.1 Sepic 斩波电路..... 145
4.1.1 晶闸管触发电路..... 99	5.6.2 Zeta 斩波电路 146
4.1.2 GTO 驱动电路 109	习题 146
4.1.3 GTR 驱动电路..... 111	第 6 章 交流变换电路 148
4.1.4 IGBT 驱动电路 115	6.1 交流变换器类型 148
4.2 电力电子器件的保护 120	6.2 晶闸管交流开关 149
4.2.1 电力电子器件的 散热技术..... 120	6.2.1 简单交流开关及应用 149
4.2.2 电力电子器件的保护..... 123	6.2.2 由过零触发开关电路 组成的单相交流调功器 151
4.2.3 缓冲电路..... 128	6.2.3 固态开关 154
习题 132	6.3 交流调压电路 155
第 5 章 直流斩波电路 133	6.3.1 单相交流调压电路 155
5.1 斩波电路的基本原理 133	6.3.2 三相交流调压电路 163
5.2 降压斩波电路(Buck 电路) 134	6.4 交-交变频电路 168
5.2.1 电路结构与基本原理..... 134	6.4.1 交-交变频电路的用途 168
5.2.2 连续导电模式..... 134	6.4.2 单相交-交变频电路 170
5.2.3 断续导电模式..... 136	6.4.3 三相交-交变频电路 175
5.2.4 输出电压纹波..... 137	习题 179
5.3 升压斩波电路(Boost 电路) 137	第 7 章 逆变电路..... 180
5.3.1 电路结构与基本原理..... 138	7.1 无源逆变原理 180
5.3.2 连续导电模式..... 138	7.1.1 器件换流方式 181
5.3.3 断续导电模式..... 139	7.1.2 逆变器的工作原理 182
5.3.4 输出电压纹波..... 141	7.2 单相逆变电路 183
5.4 升降压斩波电路 (Buck-Boost 电路)..... 141	7.2.1 单相半桥逆变电路 183
5.4.1 电路结构..... 141	7.2.2 单相全桥逆变电路 184
5.4.2 连续导电模式..... 141	7.3 三相逆变电路 187
5.4.3 断续导电模式..... 143	7.3.1 电压型三相桥 式逆变电路 188
	7.3.2 电流型三相桥 式逆变电路 192
	7.4 逆变器的 PWM 控制技术 194
	7.4.1 PWM 控制的基本原理 195

7.4.2 PWM 逆变电路的 控制方式.....	197	9.3.1 电磁干扰的产生	242
7.4.3 PWM 跟踪控制技术.....	201	9.3.2 电磁干扰抑制	243
7.4.4 SPWM 生成方法.....	206	9.4 提高功率因数的对策	246
7.4.5 PWM 逆变电路的 谐波抑制.....	209	9.4.1 变流装置的功率因数	246
习题	217	9.4.2 提高功率因数的 原理与方法	247
第 8 章 软开关技术	219	习题	250
8.1 软开关的基本概念	219	第 10 章 电力电子技术的应用	251
8.1.1 硬开关的局限性.....	219	10.1 直流电源	251
8.1.2 软开关及其特点.....	220	10.1.1 直流电源系统	251
8.1.3 软开关的分类.....	222	10.1.2 开关模直流电源的控制	252
8.2 基本软开关电路	223	10.1.3 直流电源的保护	253
8.2.1 ZVS 准谐振变换电路	224	10.1.4 电气隔离	254
8.2.2 ZCS 准谐振变换电路	226	10.1.5 多路输出电源的 交叉调节	255
8.2.3 ZVS PWM 变换电路	229	10.2 不间断电源(UPS)	255
8.2.4 ZCS PWM 变换电路.....	230	10.2.1 整流电路	256
习题	234	10.2.2 逆变器	257
第 9 章 电力公害及其抑制	235	10.3 电子镇流器	257
9.1 电力公害及其分类	235	10.4 感应加热	257
9.1.1 什么是电力公害.....	235	10.5 开关模焊接	258
9.1.2 电力公害分类.....	235	10.6 电动机驱动	259
9.2 谐波产生及其抑制	236	10.6.1 直流电动机的驱动	259
9.2.1 谐波产生机理.....	236	10.6.2 感应电动机的驱动	262
9.2.2 谐波抑制对策.....	239	10.6.3 同步电动机的驱动	264
9.3 电磁干扰及其抑制	242	习题	265
		参考文献	266

第1章 绪论

电力电子技术是利用电力电子器件对电能进行变换及控制的一种现代技术。本章主要介绍电力电子技术的发展概况、应用领域及其在本专业学科领域中的地位和作用等。

本章要求掌握电力电子技术的基本概念、发展轨迹、应用领域、发展前景，以及学习本课程的基本要求。

1.1 本课程教学要求

1.1.1 本课程任务

本课程属于自动化、电气工程及其自动化、机械电子工程等本科专业的专业基础课，是一门理论与应用相结合的课程，具有很强的实践性。

本课程的目的和任务是使学生通过学习后，获得电力电子技术必要的基本理论、基本分析方法以及基本技能的培养和训练，为学习后续课程以及从事与电气工程及其自动化专业有关的技术工作和科学研究打下一定的基础。

1.1.2 本课程的基本要求

- ① 了解电力电子技术的应用范围和发展动向。
- ② 熟悉和掌握晶闸管、功率 MOSFET、IGBT 等电力电子器件的结构、工作原理、特性和使用方法。
- ③ 熟练掌握单相、三相整流电路的基本原理、波形分析和各种负载对电路工作的影响，并能对上述电路进行设计计算。
- ④ 熟练掌握无源逆变电路的工作原理、波形分析和参数计算。
- ⑤ 掌握直流斩波器 DC-DC 变换电路。
- ⑥ 掌握脉宽调制(PWM)技术的工作原理和控制特性，了解软开关技术的基本原理与控制方式。
- ⑦ 掌握基本变流装置的调试试验方法，具有一定的研究和实际工作能力。

1.2 电力电子技术发展概况

1.2.1 电力电子技术内涵

电力电子技术是与电能处理相关的技术学科。将电子技术与控制技术应用到电力领域，通过电力电子器件组成各种电力变换电路，实现电能的转换与控制，称为电力电子技术，或电力电子学。

电力电子技术是一门融合了电力技术、电子技术和控制技术的交叉学科,包括电力电子器件、电力电子电路(变流电路)和控制技术三个主要组成部分。其中,电力电子器件是电力电子技术的基础,变流电路是电力技术的核心,而控制技术是电力电子技术发展的纽带。电力电子技术的研究任务包括电力电子器件的应用、变流电路的基本原理、控制技术,以及电力电子装置的开发与应用等。

自 20 世纪 50 年代末第一只晶闸管问世以来,电力电子技术开始登上现代电气传动技术舞台,以此为基础开发的可控硅整流装置,是电气传动领域的一次革命,使电能的变换和控制从旋转变流机组和静止离子变流器进入由电力电子器件构成的变流器时代,这标志着电力电子技术的诞生。在随后的 40 余年里,电力电子技术在器件、变流电路、控制技术等方面都发生了日新月异的变化,在国际上,电力电子技术是竞争最激烈的高新技术领域。

现代电力电子技术无论是对改造传统工业(电力、机械、矿冶、交通、化工、轻纺等),还是对高新技术产业(航天、激光、通信、机器人等)都至关重要,它已迅速发展成为一门与现代控制理论、材料科学、电机工程、微电子技术等多学科互相渗透的综合性技术学科。它的应用领域几乎涉及国民经济的各个工业部门,在太阳能、风能等清洁能源发电,直流输电、电力机车、城市轻轨交通、船舶推进、电机节能应用、交直流供电电源、电梯控制、机器人控制等领域,乃至社会日常生活等诸多方面的应用不断延伸,是 21 世纪重要关键技术之一。电力电子技术及其产业的进一步发展必将为大幅度节约电能、降低材料消耗以及提高生产效率提供重要的手段,并为现代化生产和现代化生活的发展进程带来深远的影响。

1.2.2 电力电子器件的发展

电力电子器件是电力电子技术发展的基础,也是电力电子技术发展的动力。从 1957 年美国通用电气(GE)公司发明了半导体开关器件——晶闸管以来,电力电子器件已经走过了 50 年的概念更新、性能换代的发展历程。

1. 第一代电力电子器件

以硅整流管和晶闸管(SCR)为代表的第一代电力电子器件,以其体积小、功耗低等优势首先在大功率整流电路中迅速取代老式的汞弧整流器,取得了明显的节能效果,并奠定了现代电力电子技术的基础。

硅整流管又称电力二极管,产生于 20 世纪 40 年代,是电力电子器件中结构最简单、使用最广泛的一种器件。目前,硅整流管已形成普通整流管、快恢复整流管和肖特基整流管三种主要类型。普通整流管具有漏电流小、通态压降较高(10~18V)、反向恢复时间较长(几十微秒)、可获得很高的电压和电流定额等特点,多用于牵引、充电、电镀等对转换速度要求不高的装置中。较快的反向恢复时间(几百纳秒至几微秒)是快恢复整流管的显著特点,但是它的通态压降却很高(16~40V),其主要用于斩波、逆变等电路中充当旁路二极管或阻塞二极管。肖特基整流管兼有快的反向恢复时间(几乎为零)和低的通态压降(0.3~0.6V)的优点,不过其漏电流较大、耐压能力低,常用于高频低压仪表和开关电源。

电力二极管对改善各种电力电子电路的性能、降低电路损耗和提高电源使用效率等方面都具有非常重要的作用。随着各种高性能电力电子器件的出现,开发具有良好高频性能

的电力整流管显得非常必要。目前,人们已通过新颖结构的设计和大规模集成电路制作工艺的运用,研制出一些新型高压快恢复整流管。

晶闸管诞生后,其结构的改进和工艺的改革,为新器件的不断出现提供了条件。1964年,双向晶闸管在 GE 公司开发成功,应用于调光和电动机控制;1965年,小功率光触发晶闸管出现,为其后出现的光耦合器打下了基础;20世纪60年代后期,大功率逆变晶闸管问世,成为当时逆变电路的基本元件;1974年,逆导晶闸管和非对称晶闸管研制完成。经过工艺完善和应用开发,到20世纪70年代,晶闸管已经形成了从低压小电流到高压大电流的系列产品。

普通晶闸管广泛应用于交直流调速、调光、调温等低频(400Hz以下)领域,运用由它所构成的电路对电网进行控制和变换是一种简便而经济的办法。不过,这种装置的运行会产生波形畸变和降低功率因数,影响电网的质量。目前的技术水平为12000V/1000A和6500V/4000A。

双向晶闸管可视为一对反并联的普通晶闸管的集成,常用于交流调压和调功电路中。正、负脉冲都可触发导通,因而其控制电路比较简单。其缺点是换向能力差、触发灵敏度低、关断时间较长,其水平已超过2000V/500A。

光控晶闸管是通过光信号控制晶闸管触发导通的器件,它具有很强的抗干扰能力、良好的高压绝缘性能和较高的瞬时过电压承受能力,因而被应用于高压直流输电(HVDC)、静止无功功率补偿(SVC)等领域。其研制水平大约为8000V/3600A。

逆变晶闸管因具有较短的关断时间(10~15s)而主要用于中频感应加热。在逆变电路中,它已让位于GTR、GTO、IGBT等新器件。目前,其最大容量介于2500V/1600A/1kHz和800V/50A/20kHz的范围之间。

非对称晶闸管是一种正、反向电压耐量不对称的晶闸管。而逆导晶闸管不过是非对称晶闸管的一种特例,是将晶闸管反并联一个二极管制作在同一管心上的功率集成器件。与普通晶闸管相比,逆导晶闸管具有关断时间短、正向压降小、额定结温高、高温特性好等优点,主要用于逆变器和整流器中。

由晶闸管及其派生器件构成的各种电力电子系统在工业应用中主要解决了传统的电能变换装置中所存在的能耗大和装置笨重等问题,因而大大提高电能的利用率,同时也使工业噪声得到一定程度的控制。

2. 第二代电力电子器件

伴随着关键技术的突破以及需求的发展,早期的小功率、半控型、低频器件发展到现在的超大功率、高频全控器件。由于全控型器件可以控制开通和关断,大大提高了开关控制的灵活性。自20世纪70年代中期起,电力晶体管(GTR)、可关断晶闸管(GTO)、电力场控晶体管(功率MOSFET)、静电感应晶体管(SIT)、MOS控制晶闸管(MCT)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)等通断两态双可控器件相继问世,电力电子器件日趋成熟。一般将这类具有自关断能力的器件称为第二代电力电子器件。全控型器件的开关速度普遍高于晶闸管,可用于开关频率较高的电路。

功率MOSFET是低压范围内最好的功率开关器件,目前广泛应用于高频开关电源、计算机电源、航空电源、小功率UPS以及小功率变频器等领域。

IGBT 器件是一种 N 沟道增强型场控(电压)复合器件。它兼有功率 MOSFET 和双极性器件的开关速度快、安全工作区宽,饱和压降比较低、耐压高、电流大等优点。因此,IGBT 器件将是促进高频电力电子技术发展的一种比较理想的基础元件。

3. 第三代电力电子器件

进入 20 世纪 90 年代以后,电力电子器件的研究和开发已进入高频化、标准模块化、集成化和智能化时代。电力电子器件的高频化是今后电力电子技术创新的主导方向,而硬件结构的标准模块化是电力电子器件发展的必然趋势。功率集成电路(PIC)是指将高压功率器件与信号处理系统及外围接口电路、保护电路、检测诊断电路等集成在同一芯片的集成电路,一般将其分为智能功率集成电路(SPIC)和高压集成电路(HVIC)两类。但随着 PIC 的不断发展,SPIC 与 HVIC 在工作电压和器件结构上(垂直或横向)都难以严格区分,已习惯于将它们统称为智能功率集成电路或功率 IC。SPIC 是机电一体化的关键接口电路,是 SoC 的核心技术,它将信息采集、处理与功率控制合一,是引发第二次电子革命的关键技术。以 SPIC、HVIC 等功率集成电路为代表的发展阶段,使电力电子技术与微电子技术更紧密地结合在了一起,是将全控型电力电子器件与驱动电路、控制电路、传感电路、保护电路、逻辑电路等集成在一起的高度智能化的功率集成电路。它实现了器件与电路的集成,强电与弱电、功率流与信息流的集成,成为机和电之间的智能化接口,是机电一体化的基础单元。SPIC 的发展将会使电力电子技术实现第二次革命,进入全新的智能化时代。

1.2.3 变流电路的发展

电力电子技术的发展先后经历了整流器时代、逆变器时代和变频器时代,并促进了电力电子技术在许多新领域的应用。20 世纪 80 年代末期和 90 年代初期发展起来的、以功率 MOSFET 和 IGBT 为代表的、集高频高压和大电流于一身的功率半导体复合器件表明传统电力电子技术已经进入现代电力电子时代。

1. 整流器时代

大功率的工业用电由工频(50Hz)交流发电机提供,但是大约 20% 的电能是以直流形式消耗的,其中最典型的是电解(有色金属和化工原料需要直流电解)、牵引(电气机车、电传动的内燃机车、地铁机车、城市无轨电车等)和直流传动(轧钢、造纸等)三大领域。大功率硅整流器能够高效率地把工频交流电转变为直流电,因此在 20 世纪 60 年代和 70 年代,大功率硅整流管和晶闸管的开发与应用得以很大发展。当时国内曾经掀起了一股争办硅整流器厂的热潮,目前国内大大小小的硅整流器半导体厂家就是那个年代的产物。

2. 逆变器时代

20 世纪 70 年代出现了世界范围的能源危机,交流电动机变频调速因节能效果显著而迅速发展。变频调速的关键技术是将直流电逆变为 0~100Hz 的交流电。在 20 世纪 70 年代到 80 年代,随着变频调速装置的普及,大功率逆变用的晶闸管、巨型功率晶体管和门极可关断晶闸管成为当时电力电子器件的主角。类似的应用还包括高压直流输出,静止式无功功率动态补偿等。这时的电力电子技术已经能够实现整流和逆变,但工作频率较低,仅局限在中低频范围内。

3. 变频器时代

进入 20 世纪 80 年代, 大规模和超大规模集成电路技术的迅猛发展, 为现代电力电子技术的发展奠定了基础。将集成电路技术的精细加工技术和高压大电流技术有机结合, 出现了一批全新的全控型功率器件、首先是功率 MOSFET 的问世, 导致了中小功率电源向高频化发展, 而后绝缘栅双极晶体管(IGBT)的出现, 又为大中型功率电源向高频发展带来机遇。MOSFET 和 IGBT 的相继问世, 是传统的电力电子向现代电力电子转化的标志。新型器件的发展不仅为交流电机变频调速提供了较高的频率, 使其性能更加完善可靠, 而且使现代电力电子技术不断向高频化发展, 为用电设备的高效节材节能、实现小型轻量化、机电一体化和智能化提供了重要的技术基础。

1.2.4 控制技术的发展

电力电子器件经历了工频、低频、中频到高频的发展历程, 与此相对应, 电力电子电路的控制也从最初以相位控制为手段的由分立元件组成的控制电路发展到集成控制器, 再到如今的旨在实现高频开关的计算机控制, 并向着更高频率、更低损耗和全数字化的方向发展。模拟控制电路存在控制精度低、动态响应慢、参数整定不方便, 以及温度漂移严重、容易老化等缺点。专用模拟集成控制芯片的出现大大简化了电力电子电路的控制线路, 提高了控制信号的开关频率, 只需外接若干阻容元件即可直接构成具有校正环节的模拟调节器, 提高了电路的可靠性。但是, 也正是由于阻容元件的存在, 模拟控制电路的固有缺陷, 如元件参数的精度和一致性、元件老化等问题仍然存在。此外, 模拟集成控制芯片还存在功耗较大、集成度低、控制不够灵活、通用性不强等问题。

用数字化控制代替模拟控制, 可以消除温度漂移等常规模拟调节器难以克服的缺点, 有利于参数整定和变参数调节, 便于通过程序软件的改变方便地调整控制方案和实现多种新型控制策略, 同时可减少元器件的数目、简化硬件结构, 从而提高系统的可靠性。此外, 还可以实现运行数据的自动储存和故障自我诊断, 有助于实现电力电子装置运行的智能化。

近年来, 许多应用场合对电力电子电路的动态性能与稳态精度提出了更高的要求, 在这种情况下, 各种自动控制技术和现代控制理论日益渗透到功率变换电路, 控制技术得到进一步发展。

综上所述, 电力电子技术的发展是从低频技术处理问题为传统的电力电子技术向以高频技术处理问题为主的现代电力电子技术方向发展。利用 20 世纪 50 年代发展起来的晶闸管及其派生器件为基础所形成的电力电子技术, 可称为传统电力电子技术。这一发展时期, 电力电子器件以半控型晶闸管为主, 变流电路一般为相控型, 控制技术多采用模拟控制方式。由半控型器件组成的电力电子装置或系统, 在消除电网侧的电流谐波、改善电网侧的功率因数、逆变器输出波形控制、减少环境噪声污染、进一步提高电能的利用率、降低原材料消耗以及提高系统的动态性能等方面都遇到了困难。

20 世纪 80 年代以后, 以 IGBT 为代表的集高频、高压和大电流于一体的功率半导体复合器件得到迅速发展与应用, 改变了人们长期以来用低频技术处理电力电子技术问题的习惯, 电力电子技术进入现代电力电子技术时代。这一时期, 电力电子器件以全控型器件为主, 变流电路采用脉宽调制型, 控制技术采用 PWM 数字控制技术。目前, 电力电子技术

作为节能、环保、自动化、智能化、机电一体化的基础，正朝着应用技术高频化、硬件结构模块化、产品性能绿色化的方向发展。

1.3 变流电路分类与功能

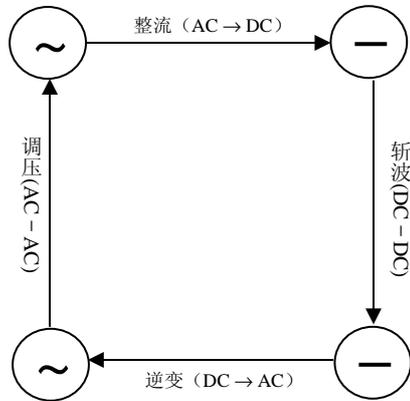


图 1.1 变流电路基本形式

变流电路的基本功能是实现电能形式的转换。其基本形式有四种：整流电路、逆变电路、调压电路、斩波电路，如图 1.1 所示。

将交流电能转换为直流电能的电路，称为整流电路。由电力二极管可组成不可控整流电路，用晶闸管或其他全控型器件可组成可控整流电路。以往使用最方便的整流电路为晶闸管相控整流电路，其具有网侧功率因数低、谐波严重等缺点。由全控型器件组成的 PWM 整流电路具有高功率因数等优点，近年来得到进一步发展推广，应用前景广泛。

将直流电能转换为交流电能的电路，称为逆变电路。逆变电路不但能使直流变成可调的交流，而且可输出连续可调的工作频率。

将一种直流电能转换成另一固定电压或可调电压的直流电的电路，称为斩波电路或 DC-DC 变换电路。斩波电路大都采用 PWM 控制技术。

将固定大小和频率的交流电能转换为大小和频率可调的交流电能的电路，称为调压电路或交流变换电路。交流变换电路可分为交流调压电路和交-交变频电路。交流调压电路在维持电能频率不变的情况下改变输出电压幅值。交-交变频电路亦称周波变换器，它把电网频率的交流电直接变换成不同频率的交流电。

1.4 电力电子技术应用

电力电子技术作为一门新兴的高技术学科，已被广泛地应用于高品质交直流电源、电力系统、变频调速、新能源发电及各种工业与民用电器等领域，成为现代高科技领域的支撑技术。

1.4.1 电源

1. 计算机高效绿色电源

高速发展的计算机技术带领人类进入了信息社会，同时也促进了电源技术的迅速发展。20 世纪 80 年代，计算机全面采用了开关电源，率先完成计算机电源换代。接着开关电源技术相继进入了电子、电气设备领域。随着计算机技术的发展，提出了绿色计算机和绿色电源的要求。绿色计算机泛指对环境无害的个人计算机和相关产品，绿色电源是指与绿色计算机相关的高效省电电源，根据美国环境保护署 1992 年 6 月 17 日“能源之星”计划规

定,桌上型个人计算机或相关的外围设备在睡眠状态下的耗电量若小于 30 瓦,就符合绿色计算机的要求。提高电源效率是降低电源消耗的根本途径。

2. 通信用高频开关电源

通信业的迅速发展极大地推动了通信电源的发展,高频小型化的开关电源及其技术已成为现代通信供电系统的主流。在通信领域中,通常将整流器称为一次电源,而将 DC/DC 变换器称为二次电源。一次电源的作用是将单相或三相交流电变换成标称值为 48V 的直流电源。目前在程控交换机用的一次电源中,传统的相控式稳压电源已被高频开关电源取代,高频开关电源通过 MOSFET 或 IGBT 的高频工作,开关频率一般控制在 50~100kHz 范围内,实现高效率和小型化。近几年,开关整流器的功率容量不断扩大,单机容量已从 48V/12.5A、48V/20A 扩大到 48V/200A、48V/400A。

因通信设备中所用集成电路的种类繁多,其电源电压也各不相同,在通信供电系统中采用高功率密度的高频 DC-DC 隔离电源模块,从中间母线电压(一般为 48V 直流)变换成所需的各种直流电压,这样可大大减小损耗、方便维护,且安装非常方便。因通信容量的不断增加,通信电源容量也将不断增加。

3. 斩波器(DC-DC 变换器)

DC-DC 变换器被广泛应用于无轨电车、地铁列车、电动车的无级变速和控制中,同时使上述控制获得加速平稳、快速响应的性能,并同时达到节约电能的效果。斩波器不仅能起直流调压的作用(开关电源),同时还能起到有效地抑制电网侧谐波电流噪声的作用。

通信电源的二次电源 DC-DC 变换器已商品化,模块采用高频 PWM 技术,开关频率在 500kHz 左右。随着大规模集成电路的发展,要求电源模块实现小型化,因此就要不断提高开关频率和采用新的电路拓扑结构,目前已有一些公司研制生产了采用零电流开关和零电压开关技术的二次电源模块,功率密度有较大幅度的提高。

4. 不间断电源(UPS)

不间断电源是计算机、通信系统,以及要求提供不能中断电能场合所必需的一种高可靠、高性能的电源。交流市电输入经整流器变成直流,一部分能量给蓄电池组充电;另一部分能量经逆变器变成交流,经转换开关送到负载。为了在逆变器故障时仍能向负载提供能量,另一路备用电源通过电源转换开关来实现。

现代 UPS 普遍采用 PWM 技术和功率 MOSFET、IGBT 等现代电力电子器件,使电源噪声得以降低,而效率和可靠性得以提高。微处理器软/硬件技术的引入,可以实现对 UPS 的智能化管理,进行远程维护和远程诊断。

5. 高频逆变式整流焊机电源

高频逆变式整流焊机电源是一种高性能、高效、省材的新型焊机电源,代表了当今焊机电源的发展方向。由于 IGBT 大容量模块的商用化,这种电源更有着广阔的应用前景。

逆变焊机电源大都采用交流-直流-交流-直流(AC-DC-AC-DC)变换的方法。50Hz 交流电经全桥整流变成直流,IGBT 组成的 PWM 高频变换部分将直流电逆变成 20kHz 的高频矩形波,经高频变压器耦合,整流滤波后成为稳定的直流,供电弧使用。

6. 大功率开关型高压直流电源

大功率开关型高压直流电源广泛应用于静电除尘、水质改良、医用 X 光机和 CT 机等大型设备。电压高达 50~159kV，电流达到 0.5A 以上，功率可达 100kW。

静电除尘高压直流电源将市电经整流变为直流，采用全桥零电流开关串联谐振逆变电路将直流电压逆变为高频电压，然后由高频变压器升压，最后整流为直流高压。

7. 分布式开关电源供电系统

分布式开关电源供电系统采用小功率模块和大规模控制集成电路做基本部件，利用最新理论和技术成果，组成积木式、智能化的大功率供电电源，从而使强电与弱电紧密结合，降低大功率元器件、大功率装置的研制压力，提高生产效率。

分布供电方式具有节能、可靠、高效、经济和维护方便等优点，已被大型计算机、通信设备、航空航天、工业控制等系统逐渐采纳，也是超高速型集成电路的低电压电源的最为理想的供电方式。在大功率场合，如电镀、电解电源、电力机车牵引电源、中频感应加热电源等领域也有广阔的应用前景。

1.4.2 电气传动

电力电子技术是电动机控制技术发展的最重要的物质基础，电力电子技术的迅猛发展促使电动机控制技术水平有了突破性的提高。利用整流器或斩波器获得可变的直流电源，对直流电动机电枢或励磁绕组供电，控制直流电动机的转速和转矩，可以实现直流电动机变速传动控制。利用逆变器或交-交直接变频器对交流电动机供电，改变逆变器或变频器输出的频率和电压、电流，即可经济、有效地控制交流电动机的转速和转矩，实现交流电动机的变速传动。交流电动机的变频调速在电气传动系统中占据的地位日趋重要，已获得巨大的节能效果。变频器是实现交流变频调速的重要环节。变频器电源主电路均采用交流-直流-交流方案。工频电源通过整流器变成固定的直流电压，然后由大功率晶体管或 IGBT 组成的 PWM 高频变换器，将直流电压逆变成电压、频率可变的交流输出，电源输出波形近似于正弦波，用于驱动交流异步电动机实现无级调速。

1.4.3 电力系统

随着电力电子技术的发展，电力电子设备已开始进入电力系统并为解决电能质量控制提供了技术手段。近年来，国外提出了“用户电力技术”(Custom Power Technology)的概念，即使用电力电子技术提高供电可靠性和实现电能质量严格控制。目前，已经开发出用于配电网的电力电子装置，例如固态高压开关(Solid-state Circuit Breaker)。与常规的机械开关相比，固态开关能在一个工频半波以内完成由故障供电线路向健全的供电线路的切换。这是一般机械开关无法比拟的。

大功率电力电子器件已经广泛应用于电力的一次系统。可控硅(晶闸管)用于高压直流输电已经有很长的历史。大功率电力电子器件近 10 年也将应用于灵活的交流输电、定质电力技术，以及新一代直流输电技术。新的大功率电力电子器件的研究开发和应用，将成为 21 世纪的电力研究前沿。电力系统完全的灵活调节控制将成为现实。

1. 灵活交流输电技术(FACTS)

灵活的交流输电系统是 20 世纪 80 年代后期出现的新技术,近年来在世界上发展迅速。灵活交流输电技术是指电力电子技术与现代控制技术结合以实现对电力系统电压、参数(如线路阻抗)、相位角、功率潮流的连续调节控制,从而大幅度提高输电线路输送能力和电力系统稳定水平,降低输电损耗。专家们预计这项技术在电力输送和分配方面将引起重大变革,对于充分利用现有电网资源和实现电能的高效利用,将会发挥重要作用。

2. 定质电力技术

定质电力技术(Custom Power Technology)又称“用户用电技术”,是应用现代电力电子技术和控制技术为实现电能质量控制,为用户提供用户特定要求的电力供应的技术。

现代工业的发展对提高供电的可靠性、改善电能质量提出了越来越高的要求。在现代企业中,由于变频调速驱动器、机器人、自动生产线、精密的加工工具、可编程控制器、计算机信息系统的日益广泛使用,对电能质量的控制提出了日益严格的要求。这些设备对电源的波动和各种干扰十分敏感,任何供电质量的恶化可能会造成产品质量的下降,产生重大损失。重要用户为保证优质的不间断供电,往往自己采取措施,如安装不间断电源,但这并不是经济合理的解决办法。根本的出路在于供电部门能根据用户的需要,提供可靠和优质的电能供应。

3. 新型直流输电技术

直流输电显然已是成熟技术,但造价较高是其与交流输电竞争的不利因素。新一代的直流输电是指进一步改善性能、大幅度简化设备、减少换流站占地、降低造价的技术。直流输电性能创新的典型例子是轻型直流输电系统(Light HVDC),它采用 GTO、IGBT 等可关断的器件组成换流器,省去了换流变压器,整个换流站可以搬迁,可以使中型的直流输电工程在较短的输送距离也具有竞争力,从而使中等容量的输电在较短的输送距离也能与交流输电竞争。

4. 同步开关技术

同步开关(Synchronized Switching)是在电压或电流的指定相位完成电路的断开或闭合。在理论上,应用同步开关技术可完全避免电力系统的操作过电压。这样,由操作过电压决定的电力设备绝缘水平可大幅度降低,因操作引起的设备(包括断路器本身)损坏也可大大减少。实现同步开关的根本出路在于用电子开关取代机械开关。

5. 电力有源滤波器

传统的电力电子电路在投运时,往往会向电网注入大量的谐波电流,引起谐波损耗和干扰,同时还出现装置网侧功率因数恶化的现象。电力有源滤波器是一种能够动态抑制谐波的新型电力电子装置,能克服传统滤波器的不足,具有很好的动态无功补偿和谐波抑制功能。

习 题

- 1-1 什么是电力电子技术？它有几个组成部分？
- 1-2 从发展过程看，电力电子器件可分为哪几个阶段？简述各阶段的主要标志。
- 1-3 电力电子技术的基础与核心分别是什么？
- 1-4 变流电路的发展经历了哪几个时代？
- 1-5 传统电力电子技术与现代电力电子技术各自特征是什么？
- 1-6 电力电子技术的发展方向是什么？
- 1-7 变流电路有哪几种形式，各自功能是什么？
- 1-8 简述电力电子技术的主要应用领域。

第 2 章 电力电子器件

电力电子器件是构成电力电子设备的基本元器件，是电力电子技术的基础，其原理、特性和应用方法及典型电路决定着电力电子电路及应用系统的性能、价格和可靠性。本章介绍电力电子器件的概念、分类、特点，以及各种常用电力电子器件的工作原理、基本特性、主要参数及其选择和使用中应注意的一些问题。

本章要求掌握电力电子器件的分类、基本电力电子器件的结构、原理、特性，以及使用方法。

2.1 电力电子器件分类

电力电子器件(Power Electronic Device)是指在电能变换与控制的电路中，实现电能的变换或控制的电子器件。电力电子器件有真空器件和半导体器件两大类。但是，自从晶闸管等新型半导体电力电子器件问世以来，除了在频率很高的大功率高频电源中还使用真空管外，在其他电能变换和控制领域中几乎全部由基于半导体材料的各种电力电子器件所取代，成为电能变换和控制领域的绝对主力。

为了减小器件自身的损耗、提高效率，电力电子器件在电力电子电路中一般都工作在开关状态。作为理想的开关元件，要求应具备在导通时电阻为零(即两端电压降为零)、允许通过任意大的电流，而在关断时元件的阻抗为无穷大、元件两端能够承受任意高的电压，并要求其具有足够高的开关速度。实际的电力电子器件虽不能达到上述理想状态，但也应具备以下主要特点：在通态时应能承载很高的电流密度而压降很低；在断态时应能承受很高的电压而漏电流很小；断态与通态间的转换时间极短且功率损耗极低。此外，还应具有在导通时能限制电流上升率，在电路事故状态下无须外电路元件的帮助就能限制故障电流等功能。总之，电力电子器件应具备工作损耗小、承受电流和电压能力大、开关速度快等特点。

电力电子器件是电力电子技术的基础，每一新器件的诞生或器件特性的每一步新进展，都带动了电力电子应用技术的相应新突破，或导致新的电路拓扑的出现。同样，电力电子应用技术的发展又对电力电子器件提出了更新、更高的要求，进一步推动了高性能、新器件的研制和出现。

电力电子器件发展非常迅速，品种也非常多，但目前最常用的为数并不是很多，主要有不控型的电力二极管、普通晶闸管(SCR)、双向晶闸管(TRIAC)、可关断晶闸管(GTO)、功率晶体管(GTR 或称 BJT)、功率场效应管 Power MOSFET、绝缘栅双极型功率晶闸管(IGBT)，以及新型的功率集成模块 PIC、智能功率模块 IPM 等。与电力电子器件相配套的各种专用集成驱动控制电路和保护电路也发展很快，新产品不断推出并被广泛采用。这些成果正推动着电力电子技术与装置的迅速发展。目前市场上常见的主要电力电子器件及分类见表 2-1。

表 2-1 电力电子器件分类表

器件类别		器件名称
不可控器件	二极管	普通整流硅二极管 快速恢复二极管 肖特基整流二极管 肖克莱二极管 硅对称开关
可控器件	半控型器件	普通晶闸管 SCR 快速晶闸管 双向晶闸管 逆导晶闸管 光控晶闸管
	全控型器件	双极型功率晶体管 GTR 门极可关断晶闸管 GTO 功率场效应管 Power MOSFET 绝缘栅双极型功率晶体管 IGBT 静电感应晶体管 SIT MOS 栅控晶闸管 MCT 静电感应晶闸管 SITH 智能功率模块 IPM 功率集成电路 PIC

2.1.1 按受控方式分

按照电力电子器件的受控方式，可将其分为不可控、半可控和全控器件三类。

1. 不可控器件

器件本身没有导通、关断控制能力，需要根据电路条件决定其导通、关断状态。这类器件包括普通整流二极管，肖特基(Schottky)整流二极管等。

2. 半可控器件

通过控制信号只能控制其导通，不能控制其关断。这类器件包括普通晶闸管，快速、光控、逆导、双向晶闸管等。

3. 全控器件

通过控制信号既可控制其导通又可控制其关断。GTO、GTR、功率 MOSFET、IGBT 等均属于全控型器件。

2.1.2 按载流子类型分

按照器件内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况，可将电力电子器件化分为单极型、双极型和混合型三类。

1. 单极型器件

由一种载流子参与导电的器件，称为单极型器件，如功率 MOSFET、静电感应晶体管 SIT 等。

2. 双极型器件

由电子和空穴两种载流子参与导电的器件，称为双极型器件，如 PN 结整流管、普通晶闸管、电力晶体管等。

3. 混合型器件

由单极型和双极型两种器件组成的复合型器件，称为混合型器件，如 IGBT、MCT 等。

2.1.3 按控制信号性质分

根据控制信号的不同，电力电子器件可分为电压控制型和电流控制型两种。

1. 电流控制型器件

此类器件采用电流信号来实现导通或关断控制，代表器件如晶闸管、电力晶体管等。电流控制型器件的特点是：①在器件体内有电子和空穴两种载流子导电，由导通转向阻断时，两种载流子在复合过程中产生热量，使器件结温升高。过高的结温限制了工作频率的提高，因此，电流控制型器件比电压控制型器件的工作频率低。②电流控制型器件具有电导调制效应，使其导通压降很低，导通损耗较小。③电流控制型器件的控制极输入阻抗低，控制电流和控制功率较大，电路也比较复杂。

2. 电压控制型器件

此类器件采用场控原理对其通/断状态进行控制，代表器件如功率 MOSFET、IGBT 等。电压控制型器件的特点是：①输入阻抗高，控制功率小，控制线路简单。②工作频率高。③工作温度高，抗辐射能力强。

2.2 晶闸管原理与特性

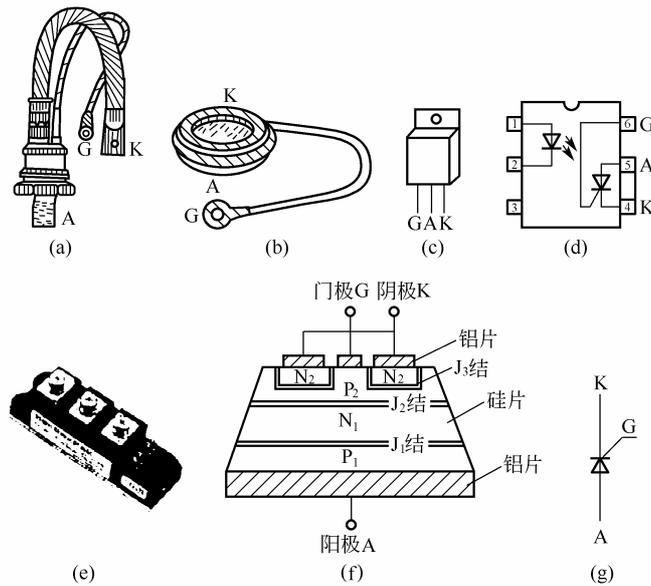
晶闸管(Thyristor)是晶体闸流管的简称，早期称作可控硅整流器(Silicon Controlled Rectifier SCR)，简称为可控硅。晶闸管的出现开辟了电力电子技术迅速发展和广泛应用的崭新时代，在电力电子学的发展中起到了非常重要的作用。直到目前为止，由于晶闸管能承受的电压和电流容量仍然是目前电力电子器件中最高的，又因其工作可靠性高，因此，在高电压、大电流的应用场合仍然是无可替代的最佳选择。

从广义上讲，晶闸管还包括有许多类型的派生器件，但一般情况下所说的晶闸管是指其中的一种基本类型——普通晶闸管。本节将主要介绍普通晶闸管的工作原理、基本特性和主要参数，然后对其各种派生器件也作一简要介绍。

2.2.1 晶闸管基本结构

图 2.1 所示为晶闸管的外形、结构和电气图形符号。从外形上分，晶闸管主要有螺栓型和平板型两种封装结构，均引出阳极 A、阴极 K 和门极(控制端)G 三个连接端。对于螺栓型封装，通常螺栓是其阳极，做成螺栓状是为了能与散热器紧密连接且安装方便。另一侧较粗的引线为阴极，细的引线为门极。功率更大的晶闸管多采用平板型封装，平板型晶

闸管可由两个散热器将其夹在中间，更利于散热，其两个平面分别是阳极和阴极，由中间金属环引出的细长端子为门极，靠门极引线金属环较近的平面是阴极。



(a)螺栓形 (b)平板形 (c)塑封形 (d)集成封装形 (e)模块形 (f)结构 (g)电气图形符号

图 2.1 晶闸管的外形、结构和电气图形符号

2.2.2 晶闸管工作原理

晶闸管是一种四层三端结构的大功率半导体器件。晶闸管内部的 PNP 四层半导体结构，分别命名为 P_1 、 N_1 、 P_2 、 N_2 四个区。 P_1 区引出阳极 A， N_2 区引出阴极 K， P_2 区引出门极 G。四个半导体区之间形成 J_1 、 J_2 、 J_3 三个 PN 结。

1. 导通/关断实验

在介绍其工作原理之前，首先通过一个实验了解它的工作情况。实验电路如图 2.2 所示。实验结果见表 2-2。

表 2-2 晶闸管导通/关断实验结果

项目	序号	实验条件			实验结果				规律与结论		
		灯原状态	R_w	电压极性		灯新状态	U_A	U_R		I	
				U_{AK}	U_{GK}						
导通实验	1	灭	0	反向	反	E_A	0	0	U_{AK} 为负，无论 U_{AG} 为正或负，晶闸管均处于关断状态		
	2				零						
	3				正						
	4	灭	0	正向	反	亮	1V	约为 E_A		约为 E_A/R	导通条件： U_{AK} 为正， U_{AG} 为正时，才能导通
	5				零						
	6				正						

(续)

项目	序号	实验条件			实验结果			规律与结论		
		灯原状态	R_w	电压极性		灯新状态	U_A		U_R	I
				U_{AK}	U_{GK}					
关断实验	7								晶闸管导通后, 门极失去控制作用	
	8	亮	0	正	正					
	9			反	反					
	10	亮	增大	正	任意	由亮变暗突然熄灭	I_A 逐渐减小, 当 I_A 减小到某一数值时 I_A 突降为 0		关断条件: ① 使 I_A 减少到某一数值以下; ② 突加反向电压 U_{AK}	
	11	亮	0	由正 \rightarrow 0	任意		上升到 E_A	由 E_A 减到 0		由 E_A/R 减到 0

归纳以上实验结果, 可见:

1) 晶闸管导通的条件

阳极加正向电压, 同时门极加合适的正向触发电压。

2) 晶闸管关断的条件

使流过晶闸管的阳极电流小于维持电流或突加反向电压。

3) 晶闸管的特点

- ① 单向导电性。
- ② 属半控型半导体器件。
- ③ 属电流控制器件。

2. 晶闸管的基本工作原理

1) 阻断状态分析

当门极开路、给晶闸管加正向阳极电压(阳极电位高于阴极电位)时, 则 J_1 和 J_3 结承受正向电压; 而 J_2 结承受反向电压、处于反向偏置状态, 器件 A、K 两端之间处于阻断状态, 只能流过很小的漏电流, 称为晶闸管的正向阻断状态。而当给晶闸管加反向电压(阴极电位高于阳极电位)时, J_1 和 J_3 结反偏, 虽然 J_2 结承受正向电压, 但晶闸管也不能导通, 称为反向阻断状态, 也仅有极小的反向漏电流通过。可以看出, 当门极 G 开路时, 无论在 A、K 间加正向电压还是反向电压, 均至少有一个 PN 结处于反偏, 故其不会导通(正、反向均处于阻断状态), 此时晶闸管具有正向和反向阻断能力。

2) 导通状态分析

晶闸管导通的工作原理可以用双晶体管模型来解释, 如图 2.3 所示。假想用一倾斜的截面将晶闸管的 N_1P_2 层切开, 但同一层间仍保持电的联系, 则晶闸管可以看作由 $P_1N_1P_2$ 和 $N_1P_2N_2$ 构成的两个晶体管 V_1 、 V_2 组合而成。

S 闭合前, $I_G=0 \rightarrow I_{b2}=0 \rightarrow I_{c2}=0 \rightarrow I_{b1}=0 \rightarrow I_{c1}=0$, 三极管 V_1 和 V_2 均处于截止状态, 晶闸管处于正向阻断状态。

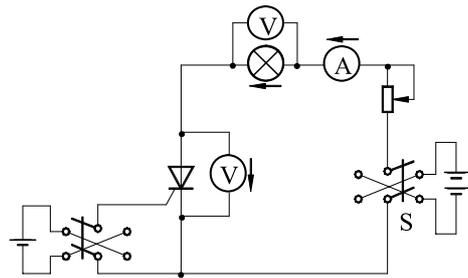


图 2.2 晶闸管导通/关断实验电路

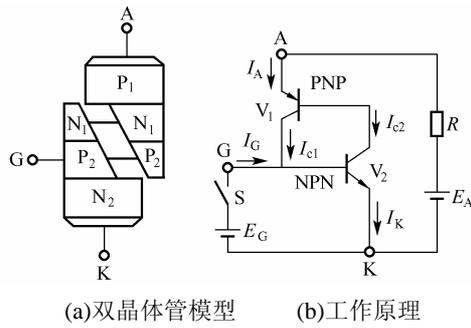


图 2.3 晶闸管的双晶体管模型及其工作原理

如果门极回路的开关 S 闭合，则外电路向门极注入电流 I_G ，也就是注入驱动电流，该电流最初就是晶体管 V_2 的基极电流 I_{b2} ，即产生集电极电流 I_{c2} ，它又是晶体管 V_1 的基极电流，经 V_1 放大后产生集电极电流 I_{c1} ，而 I_{c1} 此时等于 $\beta_1\beta_2I_{b2}$ ，比最初的驱动电流 I_G 大了许多。使 V_2 的基极电流进一步增大，如此形成强烈的正反馈，最后 V_1 和 V_2 完全进入饱和状态，即晶闸管导通。此时如果撤掉外电路注入门极的电流 I_G ，晶闸管由于内部已形成了强烈的正反馈，会继续维持其导通状态。对晶闸管的驱动过程一般称为触发，产生门极触发电流 I_G 的电路称为门极触发电路。

晶闸管一旦导通，门极就失去了控制作用。若要使晶闸管关断，必须去除阳极所加的正向电压，或设法使流过晶闸管的电流降低到接近于零的某一数值以下，或者给阳极施加反压。也就是说，门极加正脉冲能够触发晶闸管导通，而加负脉冲却不能使其关断。出于此因，晶闸管才被称为半控型器件。

晶闸管除了在门极电流触发下可以导通外，在以下几种情况下也可能出现导通：阳极电压升高至相当高的数值造成雪崩效应；阳极电压上升率 du/dt 过高；结温过高等。这些情况都属于不正常的导通方式，工作时应当加以避免。

2.2.3 晶闸管基本特性

1. 晶闸管静态伏安特性

图 2.4 示出了在静态运行情况下晶闸管的伏安特性。位于第 I 象限的是正向特性，位于第 III 象限的是反向特性。

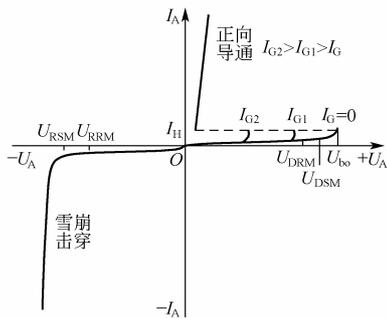


图 2.4 晶闸管的伏安特性

1) 正向伏安特性

由于晶闸管具有正向可控导通的特性，所以其正向伏安特性与二极管不同。晶闸管在门极开路($I_G=0$)的情况下，在阳极与阴极间施加一定的正向阳极电压，器件也仍处于正向阻断状态，只有很小的正向漏电流流过。随着正向阳极电压的升高，正向漏电流随之加大。当正向阳极电压升高到器件允许的最高临界极限电压，即正向转折电压 U_{bo} 时，内部 J_2 结被击穿，则电流急剧增大，特性由高阻区经负阻区到低阻区，器件进入导通状态，这是一种非正常状态。

当外加的阳极正向电压在其转折电压以下时,只要在门极注入适当的电流(一般为毫安级),器件也会立即进入正向导通状态。导通状态的晶闸管的伏安特性与二极管特性类似,虽有较大的阳极电流流过,但却只有很小的正向压降,称其为通态压降,一般在 1V 左右。随着门极电流幅值的增大,正向转折电压降低。导通后,如果使门极电流为零,并且逐步减小阳极电流,当减小到接近于零的某一数值 I_H 以下时,则晶闸管又由导通状态恢复为阻断状态。 I_H 是维持晶闸管导通所需的最小阳极电流,称为维持电流。

2) 反向伏安特性

晶闸管承受反向阳极电压时,由于 J_1 、 J_3 结处于反向偏置状态,晶闸管流过的电流仅由各区少数载流子形成,只有极小的反向漏电流通过,这就是器件的反向阻断状态。随着反向电压的增加,穿过 J_2 结的少数载流子稍有增加,反向漏电流逐渐增大。一般情况下,反向偏置电压主要由 J_1 结承担,一旦阳极反向电压超过允许值时, J_1 结将被反向击穿,反向漏电流增加较快,外电路如无限制措施,则反向漏电流急剧增大,造成晶闸管的永久性损坏。

当阳极施加反向电压时,门极一般不起作用,其反向特性与二极管反向特性相似。但此时若在门极施加足够高的正向电压,将使 J_3 结由反向偏置变为正向偏置,引起内部载流子浓度增加,反向电流增加,从而造成器件功耗增大,结温上升,阻断能力降低,对器件工作十分不利,必须避免。

3) 晶闸管的门极特性

由晶闸管的结构图可以看出,门极和阴极之间有一个 PN 结 J_3 ,其伏安特性称为门极伏安特性。其特性应与一般二极管特性类似,但为提高晶闸管耐受 di/dt 能力,而对门极区域进行了特殊处理,所以其特性比一般 PN 结特性稍差一些,而且分散性很大。因此,为了应用上的方便,常用一个由一条典型极限低阻门极伏安特性和一条极限高阻门极伏安特性围成的区域来表示某类型号所有器件的门极伏安特性,称作门极伏安特性区域。

图 2.5 是某一型号晶闸管的门极伏安特性。该门极伏安特性被划分为三个区域,一个是不触发区,一个是不可靠触发区,一个是可靠触发区。不触发区是为了使晶闸管具有一定的抗干扰能力,避免很小的触发电压或触发电流就能使晶闸管导通,而对生产厂商所做的一种限制,即,其出厂的产品,当门极所加信号在此范围内时,不应使晶闸管触发导通。不可靠触发区是规定生产厂商所出厂器件的触发电压和触发电流值应处于该区域,而触发电路所提供的触发信号值若在此范围时,该批晶闸管不会全部都被触发导通。而可靠触发区则是为了保证晶闸管可靠安全的触发,门极触发电路应提供的触发电压、触发电流和功率及应受到限制的区域。门极电流、电压和功率极限值分别为 I_{GM} 、 U_{GFM} 和 P_{GM} ,这是门极工作时的边界。

当器件结温升高时,由于正向阻断能力降低,所需门极电压和电流也随之减小。

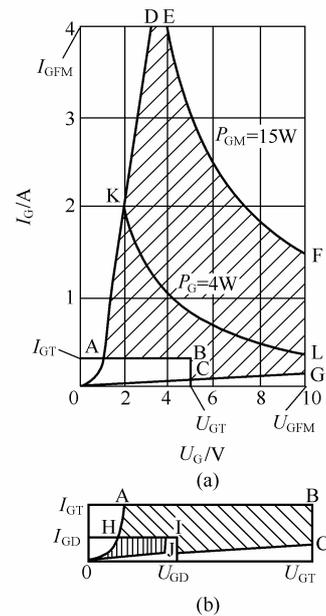


图 2.5 晶闸管门极伏安特性

2. 晶闸管动态特性

在大多数电力电子电路中，晶闸管都作为开关元件使用。在对电路分析时，一般也都将其当作理想开关处理。但在实际运行时，器件开通及关断过程并非在瞬间完成，其中内部载流子的变化，以及当器件突加电压或电流突变时的工作状态往往直接影响线路工作的稳定性、可靠性。因此，应对器件动态特性有所了解。晶闸管的开通和关断的动态过程的物理机理是很复杂的，这里只对其过程作简单介绍。

1) 晶闸管开通过程

对于正向阻断状态下的晶闸管受到触发后，其阳极电流的增长不可能瞬间完成。从外施门极信号上升沿开始，到器件进入正向导通状态为止，由于晶闸管内部的正反馈过程，以及外电路电感的影响，电流的建立要经历一个内部晶体管正反馈最终达到饱和导通的过程，称之为晶闸管开通过程。开通过程可分为延迟、上升、扩散三个阶段，如图 2.6 所示。

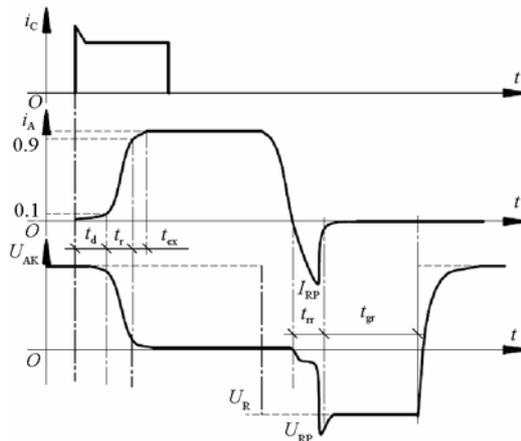


图 2.6 晶闸管的开通和关断过程波形

第一阶段：延迟阶段。所需时间为延迟时间 t_d 。从门极电流 i_G 阶跃时刻开始，到阳极电流 i_A 上升到稳态电流的 10% 所需的时间。在这一期间，晶闸管的正向压降略有减小。

第二阶段：上升阶段。此阶段所需时间为上升时间 t_r 。阳极电流从稳态值的 10% 上升到 90% 所需的时间。在该阶段，伴随着阳极电流迅速增加，器件两端的压降 u_{AK} 也迅速下降。

第三阶段：扩散阶段。所需时间为扩散时间 t_{ex} 。它是阳极电流上升到 90% 之后载流子在整个芯片面积上分布的过程，最终使 i_A 上升到 100% 稳态值，器件压降达到稳定值。

晶闸管的开通时间 t_{on} 定义为延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 两者之和，即

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2.1)$$

普通晶闸管延迟时间 t_d 为 $0.5 \sim 1.5 \mu s$ ，上升时间 t_r 为 $0.5 \sim 3 \mu s$ 。

延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 主要受以下四个因素影响：

- ① 门极电流越大，前沿越陡，持续时间越长，延迟时间越短。
- ② 由器件结构、工艺等决定的自身特性对上升时间有很大影响。
- ③ 上升时间受外电路电感大小的影响。

④ 阳极正向电压的大小直接影响到器件内部开通正反馈过程,提高阳极电压可以增大晶体管 V_2 的电流增益 α_2 ,从而使正反馈过程加速,延迟时间和上升时间都可显著缩短。

2) 晶闸管关断过程

晶闸管的关断有三种情况:一种是晶闸管处在正向阳极电压下,设法使流过它的电流减小到零,使其关断;另一种是使晶闸管的阳极电压减小到零,迫使流过它的电流减小到零而使其关断;第三种情况是给原来处于导通状态的晶闸管两端加一强制反偏电压,使其阳极电压突然由正向变为反向,迫使电流迅速减小到零而关断。下面以第三种情况为例,说明晶闸管的关断过程。由于外电路一般都有电感存在,其阳极电流必然要经过一过渡过程逐步衰减到零。然而由于晶闸管内部的 J_1 、 J_3 结附近积累了大量的少数载流子,这些载流子在反向电压的作用下被抽取出晶闸管,形成反向恢复电流,经过最大值 I_{RP} 后,再反方向快速衰减。在恢复电流快速衰减时,由于外电路电感的作用,会在晶闸管两端出现反向的尖峰电压 U_{RP} 。最终反向恢复电流衰减至接近于零,晶闸管恢复其对反向电压的阻断能力。晶闸管强迫关断过程中的电压、电流波形如图 2.6 所示。由此可见,关断过程是晶闸管内积累的非平衡载流子消失的过程。这一过程需要一定的时间,称为关断时间 t_{off} 。从正向电流降为零,到反向恢复电流衰减至接近于零的时间,就是晶闸管的反向阻断恢复时间 t_{rr} 。反向恢复过程结束后,由于载流子复合过程比较慢,晶闸管要恢复其对正向电压的阻断能力还需要一段时间,这段时间称为正向阻断恢复时间(也称门极恢复时间) t_{gr} 。在正向阻断能力尚未完全恢复期间,若重新对晶闸管施加正向电压,晶闸管在无门极信号的情况下又会重新正向导通。所以实际应用中,给晶闸管施加的反向电压时间应足够长,以保证晶闸管充分恢复对正向电压的阻断能力,电路能正常、可靠地工作。

晶闸管的关断时间 t_{off} 定义为 t_{rr} 与 t_{gr} 之和,即

$$t_{off} = t_{rr} + t_{gr} \quad (2.2)$$

普通晶闸管的关断时间一般约几百微秒。

3) 通态电流临界上升率 di/dt

在晶闸管开通过程中,阳极电流总是从门极附近开始逐步向整个芯片扩展,这需要一定的时间。如果外电路使器件阳极电流增长过快,在未来得及扩展到较大的导电面积前已达到很大的值,就会造成在门极附近电流密度过高而发生局部过热击穿,导致晶闸管永久失效。在使用时,必须从外电路采取措施来限制器件承受的 di/dt ,例如在阳极串联电感,用小容量器件并联代替大容量器件等。

影响晶闸管 di/dt 承受能力的主要因素是:

① 门极触发方式 利用强触发来加速初期载流面积扩展速度,要求门极脉冲前沿的电流大、上升速度快。但过大的门极电流又会使门极功率超过允许值。因此对大功率晶闸管,门极信号希望具有很陡的脉冲前沿(前沿上升时间 $\leq 1 \mu s$),并有幅值是门极电流额定值 5~6 倍的强触发部分。波形如图 2.7 所示。

② 工作频率 工作频率越高,开通损耗影响越大,结温越高,这就限制了器件的每次开通能量。因此不仅是阳极电流幅值减小,也降低了 di/dt 承受能力。

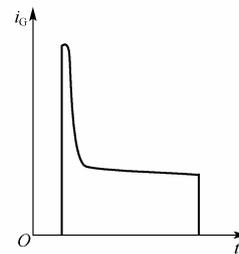


图 2.7 理想门极电流波形

③ 开通前电压 元件开通前承受的正向电压越高, 开通过程中的各种损耗相应增加。这样, 为了限制晶闸管结温, di/dt 承受能力就必须加以限制。

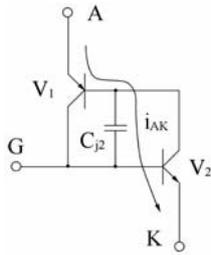


图 2.8 位移电流产生示意图

4) 断态电压临界上升率 du/dt

在正向阻断状态下, 晶闸管的 J_2 结存在有结电容 C_{j2} 如图 2.8 所示, 在正向电压作用下 J_2 、 J_3 结处于正向偏置, 全部电压加在 J_2 结上。对结电容 C_{j2} 将有一个充电电流, 称作位移电流 i_{AK} 。

$$i_{AK} = C_{j2} du/dt \quad (2.3)$$

这个电流作为晶闸管等效电路的基极电流注入晶体管 V_2 , 其作用类似于门极电流。由晶闸管正向伏安特性可知, 其正向阻断能力会随门极电流的增大而下降。因此过高的 du/dt , 会产生对 J_2 结过大的充电电流, 可能造成晶闸管的误导通。

5) 晶闸管的动态损耗

晶闸管在低频运行时, 由于主要工作于稳定阻断或导通状态, 其开、关过程时间相对较短, 该阶段产生的损耗可以忽略。该阶段的损耗主要是由通态压降与阳极电流, 以及阻断电压和断态漏电流产生的静态损耗。这种损耗是晶闸管低频运行时结温升高的主要因素。

然而, 晶闸管在高频运行时, 晶闸管开关过程时间占了很大成分, 开关过程中晶闸管的压降和电流值都较大, 产生的损耗更是不容忽略的, 这部分损耗称作动态损耗。

2.2.4 晶闸管主要参数

为了更好地使用晶闸管, 不仅要定性地了解晶闸管的伏安特性, 还要定量地掌握晶闸管的主要参数。

1. 晶闸管的电压参数

1) 断态不重复峰值电压 U_{DSM}

晶闸管在门极开路时, 施加于晶闸管的正向阳极电压上升到正向伏安特性曲线急剧弯曲处所对应的电压值。它是一个不能重复且每次持续时间不大于 10ms 的断态最大峰值电压。 U_{DSM} 值小于正向转折电压 U_{bo} , 所留裕量大小由生产厂家自行规定。

2) 断态重复峰值电压 U_{DRM}

晶闸管在门极开路及额定结温下, 允许每秒 50 次, 每次持续时间不大于 10ms, 重复加在晶闸管上的正向峰值电压。 $U_{DRM} = 0.9U_{DSM}$ 。

3) 反向不重复峰值电压 U_{RSM}

晶闸管门极开路、晶闸管承受反向电压时, 对应于反向伏安特性曲线急剧弯曲处的反向峰值电压值。它是一个不能重复施加且持续时间不大于 10ms 的反向最大峰值电压。反向不重复峰值电压应低于反向击穿电压, 所留裕量大小由生产厂家自行规定。

4) 反向重复峰值电压 U_{RRM}

晶闸管门极开路及额定结温下, 允许每秒 50 次, 每次持续时间不大于 10ms, 重复加在晶闸管上的反向最大峰值电压。 $U_{RRM} = 0.9U_{RSM}$ 。

5) 额定电压

将断态重复峰值电压 U_{DRM} 和反向重复峰值电压 U_{RRM} 中较小的标值作为该晶闸管的额定电压值。选用晶闸管时, 应考虑瞬时过电压等因素的影响, 额定电压要留有一定的安全裕量, 一般取额定电压为正常工作时晶闸管所承受峰值电压的 2~3 倍。

6) 通态(峰值)电压 U_{TM}

通态(峰值)电压是晶闸管通过某一规定倍数的额定通态平均电流时的瞬态峰值电压。

2. 晶闸管的电流参数

1) 额定通态平均电流 $I_{\text{T(AV)}}$

在环境温度为 40°C 和规定的冷却条件下, 稳定结温不超过额定结温时所允许流过的最大工频正弦半波电流的平均值。将该电流按晶闸管标准电流系列取整数值, 称为该晶闸管的通态平均电流, 并定义为该元件的额定电流。

晶闸管的额定电流用通态平均电流来表示是因为整流电路输出能力常用平均电流表示。由于这个参数是按照电流在器件上产生通态损耗的发热效应来定义的, 即决定晶闸管允许电流大小的是管心的结温, 而管心发热的大小, 是由能表征热效应的电流有效值来决定的。因此在使用时无论流过晶闸管的电流波形如何, 导通角有多大, 只要使流过晶闸管的实际电流的有效值与所选用元件通态平均电流(即额定电流)的有效值相等, 即二者所产生的发热效应相等, 则所选元件的管心的发热就是允许的, 可正常使用。因此, 晶闸管的电流定额要按照有效值相等的原则来选取, 并应留一定裕量。一般取其额定电流为按此原则计算结果的 1.5~2 倍。

根据定义, 晶闸管的通态平均电流 $I_{\text{T(AV)}}$ 应是图 2.9 所示工频正弦半波电流的平均值。

设电流峰值为 I_m , 则通态平均电流 $I_{\text{T(AV)}}$ 为:

$$I_{\text{T(AV)}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = \frac{I_m}{\pi} \quad (2.4)$$

该电流波形的有效值为:

$$\begin{aligned} I_{\text{T}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\ &= I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) d(\omega t)} = \frac{I_m}{2} \end{aligned} \quad (2.5)$$

定义波形系数 K_f 为:

$$K_f = \frac{I_{\text{T}}}{I_{\text{T(AV)}}} \quad (2.6)$$

则正弦半波电流的波形系数为:

$$K_f = \frac{I_{\text{T}}}{I_{\text{T(AV)}}} = \frac{I_m/2}{I_m/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad (2.7)$$

由式(2.7)可知, 额定电流为 100A 的晶闸管, 其允许通过的电流有效值为 $100 \times 1.57 = 157\text{A}$ 。

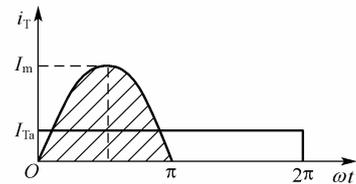


图 2.9 晶闸管通态平均电流定义

在实际电路中，流过晶闸管的波形可能是各种不同的非正弦波形，计算和选择晶闸管的额定电流值时，应根据发热等效的原则，即实际电流的有效值与晶闸管允许的电流有效值相等，将实际电流的有效值 I_T 或平均值 I_d 折合成等效的正弦半波电流平均值去选择晶闸管额定值，即

$$I_T = K_f I_d = 1.57 I_{T(AV)} \quad (2.8)$$

$$I_{T(AV)} = \frac{K_f I_d}{1.57} = \frac{I_T}{1.57} \quad (2.9)$$

式(2.8)中 K_f 为非正弦波形的波形系数。由于晶闸管元件的热容量小，过载能力低，因此在实际选用时，应留有一定的安全裕量，一般 1.5~2 倍的安全系数，则

$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) \frac{K_f I_d}{1.57} = (1.5 \sim 2) \frac{I_T}{1.57} \quad (2.10)$$

【例 2.1】 已知流过晶闸管的电流波形如图 2.10 所示。试计算该电流波形的平均值、有效值及波形系数。若取安全裕量为 2，则额定电流为 100A 的晶闸管，其允许通过的平均值和最大值为多少？

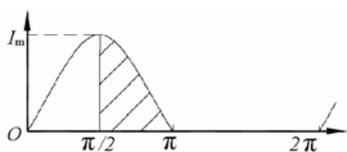


图 2.10 晶闸管电流波形

解 实际电流平均值

$$\begin{aligned} I_{T(AV)} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{I_m}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_{\pi/2}^{\pi} = \frac{I_m}{2\pi} = 0.159 I_m \end{aligned}$$

实际电流有效值

$$\begin{aligned} I_T &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^{\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\ &= I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^{\pi} \left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) d(\omega t)} = I_m \sqrt{\frac{1}{8}} = \frac{\sqrt{2} I_m}{4} = 0.3536 I_m \end{aligned}$$

$$\text{波形系数 } K_f = \frac{0.3536 I_m}{0.159 I_m} = 2.22$$

考虑了安全裕量后，额定电流为 100A 的晶闸管允许通过的电流平均值为：

$$I'_{T(AV)} = \frac{100 \times 1.57}{2 \times 2.22} \approx 35(\text{A})$$

额定电流为 100A 的晶闸管允许通过的电流最大值为：

$$I_m = \frac{I'_{T(AV)}}{0.159} = \frac{35}{0.159} = 220(\text{A})$$

2) 维持电流 I_H

维持电流是指在规定室温和门极开路条件下，使晶闸管维持导通所必需的最小阳极电流，一般为几十到几百毫安。 I_H 与结温有关，结温越高，则 I_H 越小。

3) 擎住电流 I_L

擎住电流是晶闸管刚从断态转入通态并移除触发信号后，能维持导通所需的最小电流。对同一晶闸管来说，通常 I_L 约为 I_H 的 2~4 倍。如果晶闸管从断态转换为通态，其阳极电流还未上升到擎住电流值就去掉触发脉冲，晶闸管将重新恢复阻断状态，所以要求晶闸管的触发脉冲应有一定的宽度。

4) 浪涌电流 I_{TSM}

浪涌电流是指在规定的条件下，工频正弦半周期内所允许的不重复性最大正向过载峰值电流。

3. 门极参数

1) 门极触发电压 U_{GT}

在规定室温下，正向阳极电压为 6V，能使晶闸管由断态转为通态所需的最小门极电压。

2) 门极触发电流 I_{GT}

在上述条件下，门极触发电压 U_{GT} 所对应的门极电流。

4. 动态参数

1) 断态电压临界上升率 du/dt

这是指在额定结温和门极开路的情况下，不导致晶闸管从断态到通态转换的外加电压最大上升率。如果电压上升率过大，使充电电流足够大，就会使晶闸管误导通。使用中实际电压上升率必须低于此临界值。

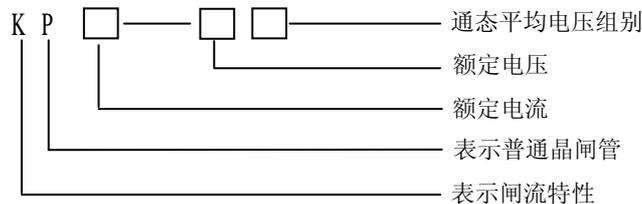
2) 通态电流临界上升率 di/dt

这是指在规定条件下，晶闸管能承受而无有害影响的最大通态电流上升率。如果电流上升太快，则晶闸管刚一开通，便会有很大的电流集中在门极附近的小区域内，从而造成局部过热而使晶闸管损坏。

此外，还有开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 等，在前面已有介绍，此处不再赘述。

5. 晶闸管的型号表示

国产品闸管的型号表示方法为：



2.3 特殊用途晶闸管

2.3.1 快速晶闸管

快速晶闸管 (Fast Switching Thyristor) 指所有专为快速应用而设计的晶闸管，包括常规工作在 400Hz 左右的快速晶闸管和工作在 10kHz 左右或更高频率的高频晶闸管，主要应用于斩波或逆变电路中。由于快速性的要求，其管心结构和制造工艺都与普通晶闸管有所不同，使得快速晶闸管的开关时间以及 du/dt 和 di/dt 的耐受能力都有了明显的提高。以关断时间为例，普通晶闸管一般为数百微秒，快速晶闸管为数十微秒，而高频晶闸管则为 10 μ s 左右。但快速晶闸管的电压和电流定额受快速性指标和制造工艺的限制，仍与普通晶闸管有很大差距。

由上节对普通晶闸管的分析可知，当工作频率较高时，开关损耗是晶闸管发热的主要因素。所以，快速晶闸管开关损耗的发热效应对其通态平均电流的计算有着很大的影响。

2.3.2 逆导晶闸管

当晶闸管用作逆变器或直流斩波调压器中的开关器件时，通常需要一个反并联二极管为电感负载提供续流通路来抑制过电压。为了减少晶闸管与二极管连接导线的分布电感在器件开关瞬间引起的暂态过程，导线应越短越好。因此开发出一种把晶闸管和一个反并联二极管做在同一管心上的功率集成器件，这种器件不具有反向阻断能力，一旦承受反向电压即开通，称为逆导晶闸管(Reverse Conducting Thyristor, 简称 RCT)。图 2.11 为其等效电路和图形符号。与普通晶闸管相比，逆导晶闸管具有正向压降小、关断时间短、开关速度高、高温特性好、额定结温高等优点，可用于不需要阻断反向电压的电路中。逆导晶闸管的额定电流有两个，一个是晶闸管额定电流，一个是与之反并联的二极管额定电流。

图 2.12 所示为逆导晶闸管伏安特性。其正向伏安特性与普通晶闸管的正向特性相似，反向特性与二极管的反向特性相同，其静态反向压降约为 1~2V。这类器件属于非对称晶闸管。

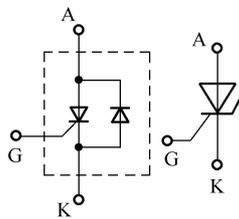


图 2.11 逆导晶闸管及图形符号

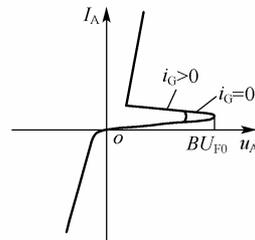
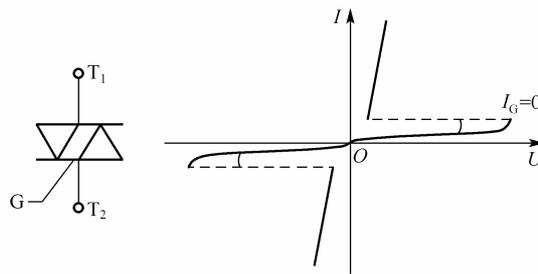


图 2.12 逆导晶闸管的伏安特性

2.3.3 双向晶闸管

双向晶闸管(TRIAC)是一 NPNPN 的五层三端(T₁、T₂ 和 G)元件，有四个 PN 结。可以认为是一对普通晶闸管反并联连接的集成。它有两个主电极 T₁ 和 T₂，一个门极 G。门极使器件在主电极的正反两方向均可触发导通，所以双向晶闸管在第 I 和第 III 象限有对称的伏安特性。此特性与普通晶闸管的正向特性相同。其电气图形符号和伏安特性如图 2.13 所示。



(a) 电气图形符号 (b) 伏安特性

图 2.13 双向晶闸管的电气图形符号和伏安特性

无论 T_1 与 T_2 间的电压极性如何, 给门极 G 和主电极 T_2 间施加正触发电流(I_G 从 G 流入, 从 T_2 流出)或负触发电流(I_G 从 T_2 流入, 从 G 流出), 均能使双向晶闸管导通。根据施加于 T_1 和 T_2 间的电压极性与控制门极信号极性的不同, 双向晶闸管有四种工作模式(见表 2-3)。在不同工作模式下器件的触发灵敏度不同, 其中以 III+模式的灵敏度最低。因此, 实际应用中常用灵敏度较高的 I-、III-模式或 I+、III-模式。

表 2-3 双向晶闸管的工作模式

触发方式	阳极电压极性 U_{T1T2}	门极触发电压 U_{GT2}	触发灵敏度	使用情况
I+	>0	>0	较高	常用
I-	>0	<0	较高	常用
III+	<0	>0	最低	一般不用
III-	<0	<0	稍低	常用

双向晶闸管多被用于交流电路中, 在交流调压、调功电路, 固态继电器(Solid State Relay)和交流电动机调速等领域有广泛的应用。与使用一对普通晶闸管反并联相比是经济的, 而且控制电路比较简单。

由于双向晶闸管通常用在交流电路中, 在使用时要特别注意两个参数的意义。一是其额定电流不像普通晶闸管那样用正弦半波电流的平均值定义, 而是用有效值来定义的。即 100A 的双向晶闸管只能通过 100A 的有效值电流, 而额定电流为 100A 的普通晶闸管则可以通过 157A 的有效值电流。二是由于双向晶闸管工作的交流电路中大多是感性负载, 其电流的变化落后于电压的变化。也就是说, 当电流下降到零时电源电压早已反向, 相当于给电流刚刚降为零的晶闸管两端瞬间施加一阶跃反压, 因此其必须在电流为零的瞬间具有承受一定反向 dv/dt 的能力, 否则它可能在反方向触发脉冲还未到来之前就在反向电压的作用下误导通了。所以, 若元件抗 du/dt 能力不足时, 应在元件 T_1 、 T_2 两端并联 RC 阻容吸收回路, 以限制过大的 du/dt 。

2.3.4 光控晶闸管

光控晶闸管(Light Triggered Thyristor)又称光触发晶闸管, 是一种利用一定波长的光照信号触发导通的晶闸管, 其电气图形符号和伏安特性如图 2.14 所示。它与普通晶闸管不同的是在门极区集成了一个光控二极管。当给晶闸管施加正向阳极电压时, J_2 结反偏, 晶闸管处于阻断状态, 当有光照在 J_2 结上时, 有漏电流流过 J_2 结, 经晶闸管的内部正反馈作用晶闸管很快由断态变为通态。由于采用光触发可以实现主电路与控制电路之间的绝缘和隔离, 而且可以避免电磁干扰的影响, 因此光控晶闸管常被用于高压大功率电力变换和控制装置中。小功率光控晶闸管只有阳极和阴极两个端子, 大功率光控晶闸管带有光缆, 光缆上装有产生触发信号的发光二极管或半导体激光器。采用半导体激光器和光缆来产生和传输强大的光信号, 可以很好地解决信号源与主电路的绝缘和传输问题, 是最好的解决方案。

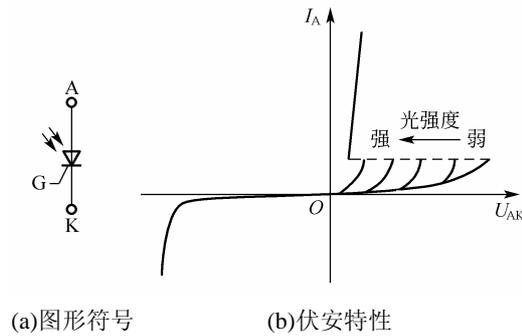


图 2.14 光控晶闸管的图形符号和伏安特性

2.4 常用全控型器件

前面介绍的晶闸管都是半控型电力电子器件。实际上，当晶闸管问世后不久，具有全控能力的门极可关断晶闸管就已经出现。之后，随着电力电子应用技术的要求和半导体制造技术的发展，相继出现了一批又一批、一代又一代全控型、高频化、采用集成电路制造工艺的电力电子器件。尤其是全控型器件的出现和发展，给电力电子技术的发展开创出一个又一个新的空间。目前，常见的全控型电力电子器件主要有：门极可关断晶闸管、电力晶体管、电力场效应晶体管、绝缘栅双极晶体管、智能功率模块等。下面分别给予介绍。

2.4.1 功率晶体管 GTR

功率晶体管(Giant Transistor)简称 GTR，也称电力晶体管，是一种耐高电压、大电流的双极结型晶体管。它是一种电流控制型的全控开关器件。自 20 世纪 80 年代以来，它在中、小功率范围内取代了晶闸管。但是目前，其地位已有被绝缘栅双极型功率晶体管和电力场效应晶体管取代的趋势。

1. GTR 的结构和基本工作原理

GTR 与普通的晶体三极管的结构、工作原理和工作特性很相似。它们都是两个 PN 结的三层三端半导体器件，也有 PNP 型和 NPN 型之分。但作为电力开关器件，GTR 大多采用 NPN 型。图 2.15 为这种器件的结构、图形符号和内部载流子的运动与分配示意图。对 GTR 来说，它所追求的指标主要是高耐压、大电流和优良的开关特性，而不像用于信息处理的普通晶体管那样注重单管电流放大系数、线性度、频率响应以及噪声和温漂等性能参数。因此，GTR 通常采用至少由两个晶体管组成的达林顿结构。

目前常用的 GTR 器件有单管、达林顿管和模块三大系列。

1) 单管 GTR

单管 GTR 的结构与普通双极结型晶体管类似。其典型结构多采用 NPN 三重扩散台面型结构。这种结构能改善器件的二次击穿特性，易于提高耐压能力，可靠性高，并且易于耗散内部热量。在应用中，GTR 多采用共发射极接法，图 2.15(c)给出了在此接法下 GTR 内部主要载流子流动情况示意图。

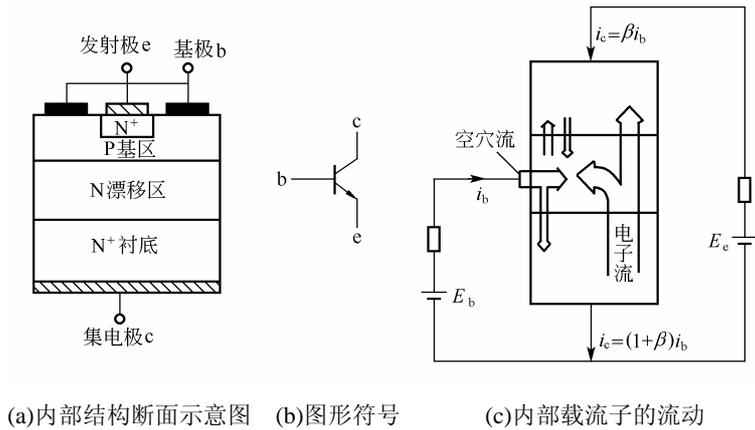


图 2.15 GTR 的结构、图形符号和内部载流子的流动

GTR 作为电力电子器件，总是工作在开关状态，有开通、饱和和导通、关断、阻断四种工作状态。当器件基极与发射极间施加正向电压时，GTR 进入导通状态。这个区间发射结正偏，集电结反偏，由发射极向基区注入的电子以扩散和漂移方式穿过基区形成电流，并使集-射极电压降低。进入饱和和导通状态后的 GTR，集-射极电压非常低，使发射结和集电结同时处于正偏状态。此时集电极电流仅取决于外电路阻抗，不再受基极控制，这是功率晶体管与作为信号处理的小型晶体管运行时的最大差别。

GTR 的电流放大系数通常称为直流电流增益 h_{FE} ，它是在直流工作情况下，集电极电流与基极电流之比。一般可认为 $h_{FE} = \beta$ 。单管 GTR 的 β 值比处理信息用的小功率晶体管小得多，通常为 10 左右，采用达林顿接法可以有效地提高电流增益。

2) 达林顿 GTR

由于一般的单管 GTR 电流增益低，为提高电流增益多采用达林顿结构。达林顿结构由两个或多个晶体管复合而成，可以是 PNP 型，也可以是 NPN 型，如图 2.16 所示。其性质由驱动管决定，达林顿 GTR 的电流增益可做到几十到几千倍。但达林顿 GTR 的饱和管压降 $U_{CES2} = U_{CES1} + U_{BE2}$ ，比单管 GTR 要高。而且由于开通或关断时总是在前级驱动管 V_1 动作后才能使后级的 V_2 动作，因而开关速度慢。

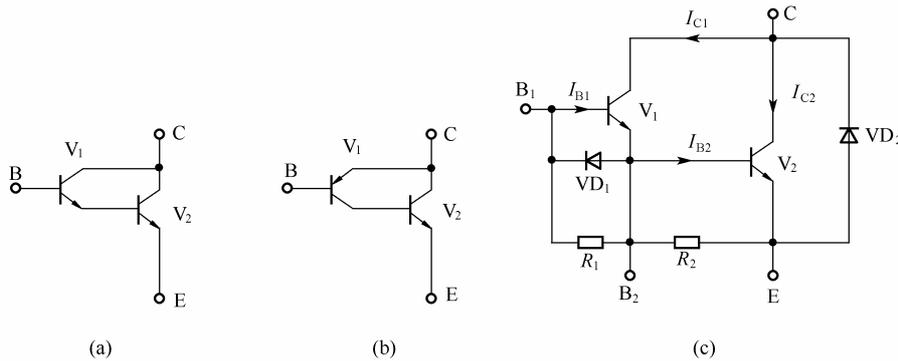


图 2.16 达林顿结构 GTR

3) GTR 模块

为方便现场应用，尤其是作为大功率开关应用，生产厂商常根据不同用途将几个达林顿单元电路组装在一起构成 GTR 模块。或将上述单元电路集成制作在同一硅片上，大大提高了器件的集成度，减少了 GTR 之间的连线，使其体积减小、重量减轻，提高了运行可靠性，性能/价格比大大提高。

2. GTR 的基本特性

1) 静态特性

GTR 的静态特性主要是指在共发射极接法时的典型输出特性如图 2.17 所示。特性也分为截止区、放大区和饱和区三个区域。在电力电子电路中，GTR 一般工作在开关状态，即工作在截止区或饱和区。但在开关切换过程中，还是要经过放大区的。

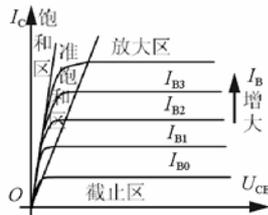


图 2.17 共发射极接法时 GTR 的输出特性

截止区的特性类似于开关处于关断状态的情况，该区对应于基极电流 I_B 为零的条件，GTR 承受高电压而仅有极小的漏电流存在。在这一区域发射结和集电结均处于反向偏置状态。放大区也称线性区，晶体管工作在这一区域时，集电极电流与基极电流间呈线性关系，特性曲线近似平直。该区的特点是集电结仍处于反向偏置而发射结为正向偏置状态，对工作于开关状态的 GTR 来说，应尽量避免工作于放大区，否则功耗将会很大。深饱和区对应于 GTR 的发射结和集电结均处于正向偏置状态。其特性类似于开关处于接通的情况，在这一区域中基极电流变化时集电极电流不再随之变化，电流增益与导通电压均很小。准饱和区是指线性区与深饱和区之间的一段区域，即特性曲线明显弯曲的部分，在有些资料中，将此区域与线性放大区混为一体。在此区域中随着基极电流的增加开始出现基区宽度调制效应，电流增益开始下降，集电极电流与基极电流之间不再呈线性关系，但仍保持着集电结反向偏置、发射结正向偏置的特点。

截止区的特性类似于开关处于关断状态的情况，该区对应于基极电流 I_B 为零的条件，GTR 承受高电压而仅有极小的漏电流存在。在这一区域发射结和集电结均处于反向偏置状态。放大区

也称线性区，晶体管工作在这一区域时，集电极电流与基极电流间呈线性关系，特性曲线近似平直。该区的特点是集电结仍处于反向偏置而发射结为正向偏置状态，对工作于开关状态的 GTR 来说，应尽量避免工作于放大区，否则功耗将会很大。深饱和区对应于 GTR 的发射结和集电结均处于正向偏置状态。其特性类似于开关处于接通的情况，在这一区域中基极电流变化时集电极电流不再随之变化，电流增益与导通电压均很小。准饱和区是指线性区与深饱和区之间的一段区域，即特性曲线明显弯曲的部分，在有些资料中，将此区域与线性放大区混为一体。在此区域中随着基极电流的增加开始出现基区宽度调制效应，电流增益开始下降，集电极电流与基极电流之间不再呈线性关系，但仍保持着集电结反向偏置、发射结正向偏置的特点。

2) 动态特性

动态特性用来描述 GTR 开关过程的瞬态性能，又称开关特性。由于 PN 结之间有势垒电容和扩散电容等结电容存在。这些电容在稳态时对 GTR 的工作特性没有影响；而在瞬态时，则由于电容的充放电作用影响 GTR 的开关特性。另外，由于常采用过驱动方法来减小 GTR 导通时的功率损耗，结果造成基区大量过剩载流子的积累，而在 GTR 关断时这些过剩载流子的消散将使其关断时间加长。图 2.18 给出了 GTR 动态特性实验电路与开通和关断过程中基极电流和集电极电流波形的关系。

GTR 一个完整的工作周期可分为开通过程、饱和导通状态、关断过程、阻断状态共四个不同阶段。在开通与关断状态的转换过程中，GTR 的工作点应尽量避开或尽快通过其伏安特性的线性工作区，以减小功耗。GTR 由截止到饱和的开通过程所需的时间称开通时间 t_{on} ，它包括延迟时间 t_d 和上升时间 t_r ；而 GTR 由饱和到截止的关断过程所需的时间称关断时间 t_{off} ，它包括储存时间 t_s 和下降时间 t_f 。这些开关时间的定义分别为：

① 延迟时间 t_d 从基极电流正跳变瞬时开始，到集电极电流 i_c 上升到稳态值 I_c 的 10% 所需要的时间称延迟时间。它对应于基极电流向发射结电容充电的过程，因而延迟时间 t_d 的

长短主要取决于发射结电容的大小、跳变前反向偏置电压的大小、初始驱动电流上升率及其幅值的大小。增大基极驱动电流 i_b 的幅值及 di_b/dt 值，可以缩短延迟时间，从而加快开通过程。

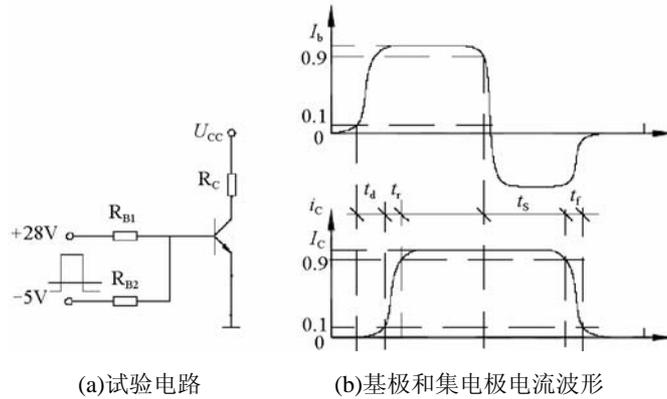


图 2.18 GTR 动态特性实验电路与开通和关断过程电流波形

② 上升时间 t_r 集电极电流 i_c 由稳态值 I_c 的 10% 上升到 90% 所需要的时间称上升时间，它与过驱动系数及稳态电流值有关，过驱动系数越大，上升时间越短；稳态值 I_c 越小，上升时间越短。

③ 存储时间 t_s 从撤销正向驱动信号到集电极 i_c 下降到稳态值 I_c 的 90% 所需要的时间为存储时间。存储时间是用来除去饱和导通时储存在基区的载流子的，是关断时间的主要部分。它随过驱动系数的增加而增加，随反向驱动电流的增加而减小。存储时间对应着过剩载流子从体内抽走的过程，所以要想降低 t_s ，可使 GTR 工作于准饱和区，减小导通时的饱和深度以减小储存的载流子，或者增大基极反向电流 I_b 的幅值和负偏压，可以缩短储存时间。

④ 下降时间 t_f 集电极电流 i_c 由最大值的 90% 下降到 10% 所需要的时间叫下降时间，它主要取决于结电容和正向集电极电流。

一般开通时间均为纳秒数量级，比关断时间小得多，故在产品手册中一般不给出该参数。关断时间的数值都在微秒数量级 (t_s 大约为 $3 \sim 8 \mu s$ ， t_f 大约为 $1 \mu s$)。GTR 的关断时间在几微秒以内，比晶闸管和后面将要介绍的 GTO 都短很多。为了缩短关断时间可采取选择电流增益小的器件，防止深饱和，增加反向驱动电流等措施。

集电极电压上升率 du/dt 是动态过程的一个重要参数。当基极开路时，集-射极间过高的电压上升率 du/dt ，便会通过集电结的寄生电容流过容性位移电流。由于基极开路，该位移电流便会注入发射结形成基极电流，并且被放大 β 倍形成集电极电流，若 GTR 的 β 值很大，将会造成 GTR 进入放大区运行，过大的瞬时电流可能会导致 GTR 二次击穿而损坏。另外在 GTR 换流期间，集电结中储存的少量载流子被全部抽走之前，过大的 du/dt 有可能使正在关断的 GTR 重新误导通，在桥式电路中将会出现桥臂直通故障。

3. GTR 的主要参数

对于 GTR 的主要参数，除了前面已经述及的电流放大倍数 β 、直流电流增益 h_{FE} 、开

通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 以外，还包括以下参数：

1) 最高工作电压额定值

GTR 上所加的电压超过规定值时，就会发生击穿。击穿电压不仅因器件不同而不同，即使同一器件，除与晶体管本身的特性有关外，还因基极电路接法的不同而不同。图 2.19 表示在不同接线方式下 GTR 的最高集电极电压额定值及各自相应的伏安特性曲线。其中：

BU_{CEO} ：基极开路时，集-射极击穿电压。

BU_{CER} ：基-射极间并联电阻时的集-射极击穿电压。并联电阻越小， BU_{CER} 越高。

BU_{CES} ：基-射极短路时，集-射极击穿电压。

BU_{CEX} ：基-射极施加负偏压时，集-射极击穿电压。

BU_{CBO} ：发射极开路时，集-基极击穿电压。

这些击穿电压之间的关系为： $BU_{CEO} < BU_{CER} < BU_{CES} < BU_{CEX} < BU_{CBO}$ 。其中， BU_{CEO} 和 BU_{CBO} 是产品应给出的参数，由 GTR 内在特性所决定。

实际使用 GTR 时，为了确保安全，最高工作电压一定要比 BU_{CEO} 低一些。

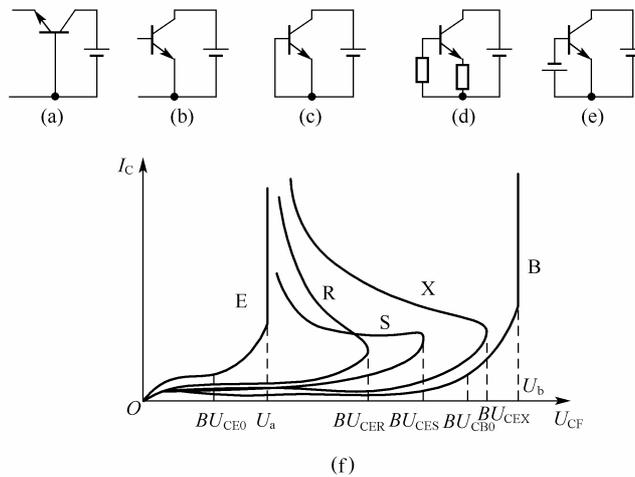


图 2.19 GTR 的不同接线方式及其最高集电极电压额定值

2) 最大集电极电流额定值 I_{CM}

通常规定直流电流放大系数 h_{FE} 下降到规定值的 $1/2 \sim 1/3$ 时，所对应的 I_C 为集电极最大允许电流。实际使用时要留有较大裕量，只能用到 I_{CM} 的一半或稍多一点。

GTR 中与 I_{CM} 有关的还有两个参数。一个是最大集电极脉冲电流额定值，定额的依据是引起内部引线熔断的集电极电流，或是引起集电极损坏的集电极电流；或以直流 I_{CM} 的 $1.5 \sim 3$ 倍定额最大脉冲电流。另一个是基极电流最大额定值 I_{BM} ，它一般由内部引线允许通过的最大基极电流限定，通常取 $I_{BM} \approx (1/6 \sim 1/2)I_{CM}$ ，它的裕量通常比 I_{CM} 大得多。

3) 集电极最大耗散功率 P_{CM}

集电极最大耗散功率指 GTR 在最高允许结温下对应的耗散功率。其值一般都会在手册上给出。由于集电极功耗全部变为热能使器件结温上升，因此散热条件对 GTR 的安全工作有重要的影响，散热条件越好，允许的功耗也越高。

4) 最高结温 T_{JM}

GTR 的最高结温是指在正常工作时不损坏器件所允许的最高结温。由器件所用的半导体材料、制造工艺、封装方式及可靠性要求来决定。塑封器件 T_{JM} 一般为 $125\sim 150^{\circ}\text{C}$ ，金属封装为 $150\sim 170^{\circ}\text{C}$ 。手册往往同时给出的还有壳温 T_C ，它间接表示了 GTR 的最高工作温度。为了充分使用器件功率而又不使结温超过允许值，GTR 使用时必须选配合适的散热器。

5) 饱和压降 U_{CES}

工作于深饱和区的集-射极电压称为饱和压降。因为它关系到器件的态功率损耗，所以它是 GTR 的一项重要指标。图 2.20 为 GTR 的典型饱和压降特性曲线。由图可以看出，饱和压降 U_{CES} 随着集电极电流增加而增加；在 I_C 不变的情况下， U_{CES} 则随壳温的增加而增加，图中 T_C 为管壳温度。

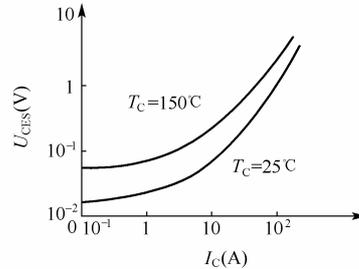


图 2.20 饱和压降特性曲线

6) 共射极直流电流增益 h_{FE}

GTR 产品目录中通常只给出直流电流增益 h_{FE} ，

它为直流工作时的 I_C/I_B 。一般可认为 $h_{FE} \approx \beta = I_C/I_B$ 。 β 是共射极连接的 GTR 集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 的比值，作为电力电子开关，GTR 的 β 值比信号晶体管小得多，通常 ≤ 10 。

2.4.2 门极可关断晶闸管 GTO

门极可关断晶闸管 GTO (Gate-Turn-Off Thyristor)，是在晶闸管基础上发展起来的一种全控型开关器件，其门极可以控制器件的开通和关断。GTO 的许多性能虽然与绝缘栅双极晶体管、电力场效应晶体管等全控型器件相比要差一些，但其具有同普通晶闸管相近的耐受电压高、电流容量大、浪涌承受能力比其他电力电子器件高等优点。因而在兆瓦级以上的大功率场合仍有较多的应用。例如用作大中容量 10kHz 以下的逆变器和斩波器的主要开关器件。

1. GTO 的结构和工作原理

1) GTO 的结构

GTO 和普通晶闸管相似，也是一种 PNP 四层结构的三端半导体器件。外部引出阳极、阴极和门极。GTO 与普通晶闸管结构上的最本质区别是：普通晶闸管是单元器件，即一个器件只含有一个 PNP 结构的晶闸管；而 GTO 为了实现门极可控制关断，采用了一种多元结构，在一片硅晶片上集成了数十到数百个共阳极的具有 PNP 结构的小 GTO 元，这些 GTO 元的阴极和门极在器件内部并联在一起，外部同样引出三个极，形成一种多元的功率集成器件。

图 2.21 所示为 GTO 的结构、等效电路及图形符号。

2) GTO 的工作原理

GTO 的工作原理与普通晶闸管相似，也可以用双晶体管等效模型进行分析。其导通过程与普通晶闸管基本相同，有同样的正反馈过程，只不过导通时饱和程度较浅。

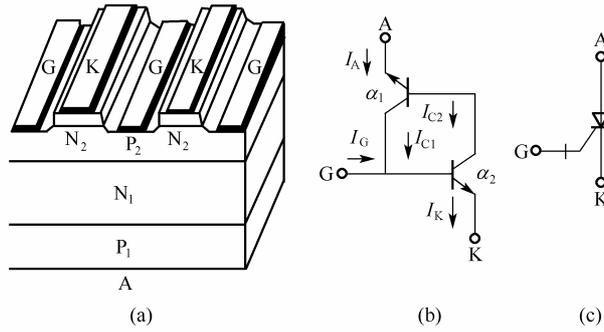


图 2.21 GTO 的结构、等效电路和图形符号

GTO 的关断过程与普通晶闸管不同。GTO 的关断电路与关断过程波形如图 2.22 所示。关断 GTO 时，给门极加负脉冲，产生门极电流 $-I_G$ ，此电流使得 V_1 管的集电极电流 I_{C1} 被分流， V_2 管的基极电流 I_{B2} 减小，从而使 I_{C2} 和 I_K 减小， I_{C2} 的减小进一步引起 I_A 和 I_{C1} 减小，又进一步使 V_2 的基极电流减小，形成内部强烈的正反馈，最终导致 GTO 阳极电流减小到维持电流以下，GTO 由通态转入断态。

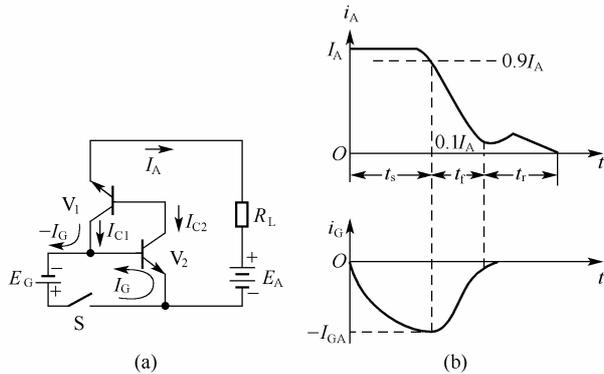


图 2.22 GTO 的关断电路与关断过程波形

GTO 的多元集成结构使每个小 GTO 元阴极面积变小，门极和阴极间的距离大为缩短，使得 V_2 基区的横向电阻变小，加大了门极的控制深度，从而使 GTO 不仅可迅速可控关断，其开通过程也比普通晶闸管更快。

2. GTO 的特性

1) 静态特性

GTO 的阳极伏安特性与普通晶闸管基本相同，如图 2.23 所示。

2) 动态特性

GTO 动态特性，是指器件从断态到通态或从通态到断态变化的过程中，器件电压、电流及功耗随时间变化的状态。

图 2.24 示出了 GTO 开通和关断过程中门极电流 i_G 和阳极电流 i_A 的有关波形。由于其

开通过程与普通晶闸管类似，所以其开通过程也是由延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 对应的两个阶段组成，此处不再赘述。

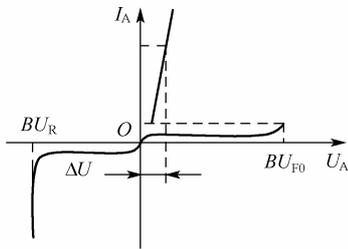


图 2.23 GTO 的阳极伏安特性

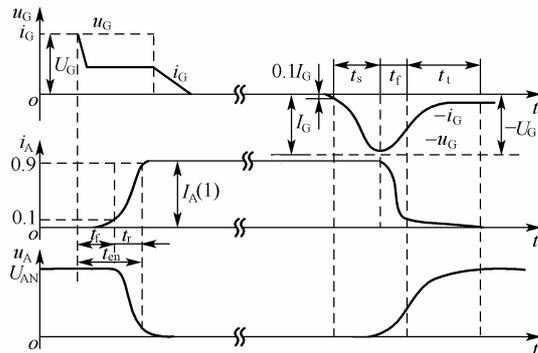


图 2.24 GTO 开通和关断过程中门极电流 i_G 和阳极电流 i_A 的电流波形

关断过程则与普通晶闸管有所不同，当门极施加负压时，GTO 开始关断。整个关断过程需要经过三个阶段：首先需要经历抽取饱和和导通时储存的大量载流子的时间——储存时间 t_s ，从而使等效晶体管退出饱和状态；第二个阶段是等效晶体管从饱和区退至放大区，阳极电流逐渐减小的时间——下降时间 t_f ；第三个阶段是残存载流子复合所需时间——尾部时间 t_t 。

① 储存时间 t_s 从门极关断电流上升到 $10\%I_G$ ，到阳极电流下降到 $90\%I_A$ 所需的时间。在这一阶段，内部等效晶体管尚未退出饱和，GTO 工作状态基本无变化，总电流基本维持不变，功耗也很小。门极负脉冲将 GTO 饱和时存储在 P2 区的载流子抽出，这个阶段结束时，门极电流达到负的最大值。

② 下降时间 t_f 阳极电流从 $90\%I_A$ 下降到 $10\%I_A$ 所需的时间。在这一区间内阳极电压明显增加，电流值仍较大，功耗值也最大。这段时间虽短，但功耗十分集中，过大的瞬时功耗可能使器件失效。

③ 尾部时间 t_t 阳极电流从 $10\%I_A$ 开始回升，再衰减至 I_A 接近于零所经历的时间。由图 2.24 电流波形可知，在这一阶段，阳极电流有一个小小的反弹。这段时间内阳极电压已基本建立，但仍有残存载流子复合，电流尚未完全减小到零，器件未完全恢复阻断能力，很容易因重加阳极电压时过高的 du/dt 导致关断失败，必须给予充分的注意。由于尾部时间是残存载流子复合所需时间，它比抽出载流子的时间要长。这段时间内阳极电流呈现缓慢减小趋势，而电压已很高，因此这段时间仍有较大的关断损耗。为减小尾部损耗，应尽量缩短尾部时间。

通常 t_f 比 t_s 小得多，而 t_t 比 t_s 要长。要缩短关断时间，一是加大门极负脉冲电流幅值和前沿的陡度，使储存载流子抽出速度快， t_s 缩短。二是在 t_t 阶段仍保持适当的负电压，使门极负脉冲的后沿缓慢衰减，使尾部时间 t_t 缩短。

3. GTO 的主要参数

GTO 的参数大多都与普通晶闸管相应的参数定义相同。这里只对一些意义不同的参数作一介绍。

1) 最大可关断阳极电流 I_{ATO}

它是 GTO 的额定电流参数。而普通晶闸管是用通态平均电流作为额定电流的。

2) 电流关断增益 β_{off}

最大可关断阳极电流与门极负脉冲电流最大值 I_{GM} 的绝对值之比称为电流关断增益，即 $\beta_{off} = I_{ATO}/I_{GM}$ 。一般 $\beta_{off} \approx 5 \sim 10$ ，值很小，所以，要关断 GTO 所需要的门极负脉冲电流应大于 $(1/10 \sim 1/5)I_A$ 。对于大功率 GTO，其额定电流上千安培，这就给门极触发电路提出了很高的要求，这也是 GTO 的一个主要不足。

3) 开通时间 t_{on}

开通时间指延迟时间与上升时间之和。GTO 的延迟时间一般约 $1 \sim 2 \mu s$ ，上升时间则随通态阳极电流值的增大而增大。

4) 关断时间 t_{off}

t_{off} 为存储时间和下降时间之和，即 $t_{off} = t_s + t_f$ ，不包括尾部时间。GTO 的存储时间随阳极电流的增大而增大，下降时间一般小于 $2 \mu s$ 。

5) 阳极电压上升率 du/dt

GTO 保持断态不转向通态的最大电压上升率，有静态和动态之分。

6) 阳极电流上升率 di/dt

在阳极电压为额定电压 1/2 时，阳极电流为最大可关断电流条件下，开通过程中阳极电流从 10% 到 50% 间的直线斜率。

2.4.3 功率场效应晶体管(P-MOSFET)

功率场效应晶体管(Power Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)简称功率 MOSFET，也称电力 MOSFET。它是一种单极型电压控制器件，不但有自关断能力，而且有输入阻抗高、驱动功率小、开关速度快、工作频率高、无二次击穿、安全工作区宽等优点。

1. 功率 MOSFET 的结构和基本工作原理

MOSFET 种类和结构繁多，按导电沟道极性可分为 N 沟道和 P 沟道，其图形符号如图 2.25 所示；按导电沟道形成时栅极电压是否为零可分为耗尽型和增强型。当栅极电压为零时漏、源极之间就存在导电沟道的称为耗尽型；对于 N(P)

沟道器件，栅极电压大于(小于)零时才存在导电沟道的称为增强型。功率 MOSFET 主要是 N 沟道增强型。

功率 MOSFET 属于单极型晶体管，是由于其导通时，只有一种极性的载流子参与导电。其导电机理与小功率 MOS 管相同，但其结构有较大差别。小功率 MOS 管采用一次扩散形成器件，它的栅极 G、漏极 D、源极 S 三个电极均安置在衬底硅片一侧的表面上，其导电沟道平行于芯

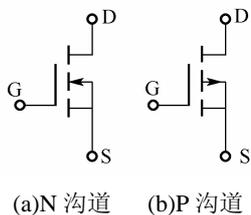


图 2.25 MOSFET 的图形符号

片表面,是横向导电器件,其电压和电流耐受能力都较低。为提高功率 MOSFET 的电压和电流耐受能力,功率 MOSFET 大都采用了垂直导电结构,通常称作 V MOSFET(Vertical MOSFET),这样将大大提高 MOS 器件的耐压和耐电流能力。

按垂直导电结构的差异,功率 MOSFET 又分为利用 V 型槽实现垂直导电的 VVMOSFET (Vertical V-groove MOSFET)和具有垂直导电双扩散 MOS 结构的 VDMOSFET (Vertical Double-diffused MOSFET)。图 2.26 和图 2.27 分别示出了它们的一个单元的截面图。功率 MOSFET 大多数采用 N 沟道增强型 V MOSFET 结构。

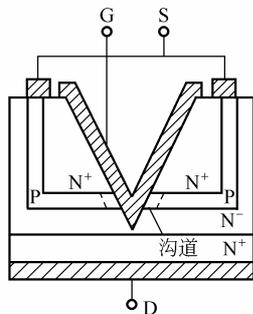


图 2.26 VVMOSFET 的结构

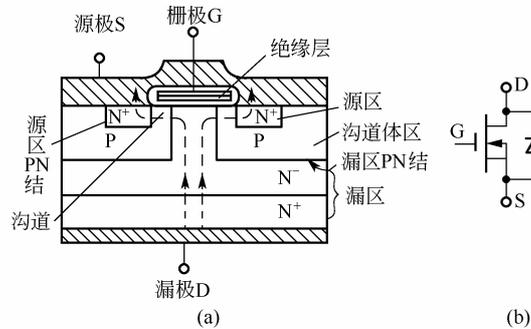


图 2.27 VDMOSFET 的结构及等效电路符号

从结构上看, MOSFET 的源区与沟道体区交界面、沟道体区与漏区交界面,实际上是两个反向串联的 PN 结。但因源区和沟道体区总是短路的,从而使源区 PN 结为零偏置,漏区 PN 结成为一个反向并联在漏极与源极间的真正的二极管。当漏-源极间加上反向电压(漏极接电源负端,源极接电源正端)时,沟道体区 P 与漏极形成的二极管正偏导通,因此功率 MOSFET 是一个逆导型器件。对于有逆导要求的场合,这个二极管可直接用作与功率开关反并联的二极管。当漏-源极间加正向电压(漏极接电源正端,源极接电源负端)时,这个二极管反向偏置;当栅极和源极间电压 $U_{GS} \leq 0$ 时,导电沟道不开放,漏-源极之间只有极小漏电流,器件处于正向阻断状态。

当在栅-源间加上电压 U_{GS} ,并使 $U_{GS} > U_T$ (阈值电压)时,由于栅极是绝缘的,虽不会产生栅极电流,但在栅-源正电压所形成的电场作用下,会将沟道体 P 型区上部的空穴排斥开,而将 P 区的少数载流子—电子吸引到 P 区表面形成反型层 N,这就是源区与漏区之间的导电沟道。在漏-源电压 U_{DS} 的作用下,漏极电流 i_D 将由漏极 D 经导电沟道进入源极 S。 U_{GS} 越大导电沟道越宽,在同一 U_{DS} 下电流 i_D 就越大。

功率 MOSFET 的通态电阻具有正温度系数,因此它的漏极电流具有负温度系数,这一特性使该器件易于并联使用。

2. 功率 MOSFET 的基本特性

1) 静态特性

静态特性主要指功率 MOSFET 的输出特性和转移特性。

① 转移特性 栅源电压 U_{GS} 与漏极电流 I_D 之间的关系称为转移特性,如图 2.28 所示。特性曲线的斜率 dI_D/dU_{GS} 表示功率场效应管的放大能力,用跨导 g_m 表示。

② 输出特性 以栅源电压 U_{GS} 为参变量,反映漏极电流 I_D 与漏极电压 U_{DS} 间关系的

曲线簇，称为功率 MOSFET 的输出特性，如图 2.29 所示。输出特性可划分为四个区域：非饱和区 I、饱和区 II、截止区 III、雪崩区 IV。在非饱和区 U_{DS} 较小，当 U_{GS} 为常数时， I_D 与 U_{DS} 几乎呈线性关系。在饱和区，漏极电流几乎不再随漏源电压变化。当 U_{DS} 大于一定的电压值后，漏极 PN 结发生雪崩击穿，进入雪崩区 IV，漏电流突然增大，直至器件损坏。图中， $U_{GS5} > U_{GS4} > U_{GS3} > U_{GS2} > U_{GS1}$ 。

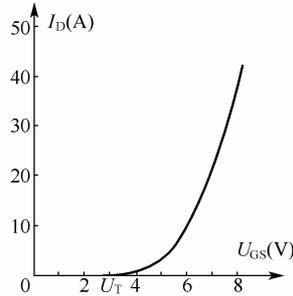


图 2.28 功率 MOSFET 的转移特性

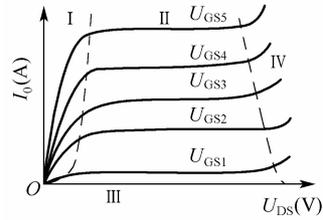


图 2.29 功率 MOSFET 的输出特性

2) 动态特性

动态特性主要影响功率 MOSFET 的开关过程，它和 GTR 相似，开关过程也分为几个阶段。功率 MOSFET 的开关速度快、开关时间很短，一般在纳秒的数量级，典型值为 20ns。

图 2.30 是功率 MOSFET 的开关特性的测试电路及其开关过程波形。图中 u_p 为矩形脉冲电压信号源， R_s 为信号源内阻， R_G 为栅极电阻 ($\gg R_s$)， R_L 为漏极负载电阻，漏极电流可在 R_F 两端测得。

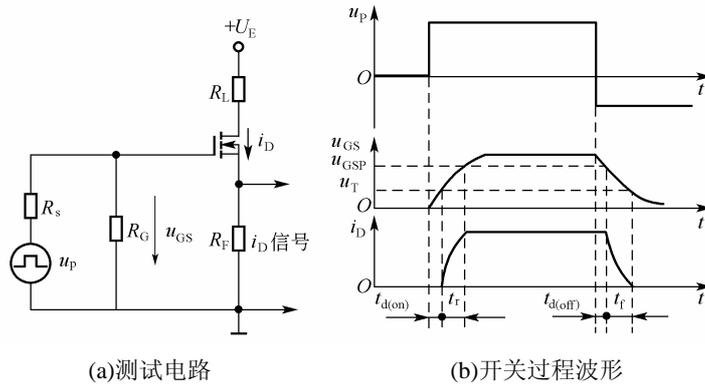


图 2.30 功率 MOSFET 的开关过程

由于器件内部输入电容 C_{in} ，因而 u_p 的前沿到来时， C_{in} 有充电过程，栅极电压 U_{GS} 呈指数曲线上升。当 U_{GS} 上升到开启电压 U_T 时，漏极电流 i_D 开始出现。从 u_p 前沿到 i_D 出现这段时间定义为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 。此后， i_D 随 U_{GS} 的上升而上升， U_{GS} 从开启电压 U_T 逐渐上升到使电力场效应晶体管刚刚进入非饱和区的栅极电压 U_{GSP} ，漏极电流 i_D 也达到稳态值，这一过程对应的时间称为上升时间 t_r 。 i_D 稳态值的大小由漏极电源电压 U_E 和漏极负载电阻 R_L 决定， U_{GSP} 的大小和 i_D 的稳态值有关。 U_{GS} 在 u_p 的作用下继续上升，直至达到稳态。但此后 i_D 不再变化。功率 MOSFET 的开通时间 t_{on} 为开通延迟时间与上升时间之和，

即 $t_{\text{on}}=t_{\text{d(on)}}+t_{\text{r}}$ 。

当 u_{p} 减小到零时, 栅极输入电容 C_{in} 通过 R_{S} 和 R_{G} 进行放电, U_{GS} 按指数规律下降, 当降至 U_{GSP} 时, i_{D} 开始减小, 这段时间称为关断延迟时间 $t_{\text{d(off)}}$ 。此后, C_{in} 继续放电, U_{GS} 从 U_{GSP} 继续下降, i_{D} 减小, 直至 $U_{\text{GS}}<U_{\text{T}}$ 时, 导电沟道消失, i_{D} 下降到零, 这段时间称为下降时间 t_{f} 。功率 MOSFET 的关断时间为关断延迟时间和下降时间之和, 即 $t_{\text{off}}=t_{\text{d(off)}}+t_{\text{f}}$ 。

综上所述, 功率 MOSFET 的开关速度和 C_{in} 的充、放电速度有很大关系, 故降低栅极信号源电路内阻 R_{S} 可以提高开关速度。功率 MOSFET 的开关速度一般在 $10\sim 100\text{ns}$ 之间。

3. 功率 MOSFET 的主要参数

除前面已涉及到的跨导 g_{m} 、开启电压 U_{T} 以及开通时间 t_{on} 、关断时间 t_{off} 之外, 功率 MOSFET 还有以下主要参数:

- ① 漏极电压 U_{DS} 是标称功率 MOSFET 电压定额的参数。
- ② 漏极直流电流 I_{D} 和漏极脉冲电流幅值 I_{DM} 这是表征功率 MOSFET 电流定额的参数。
- ③ 栅极击穿电压 $U_{(\text{BR})\text{GS}}$ 表征栅源间能承受的最高正反向电压, 一般为 20V 。栅源之间的绝缘层很薄, $|U_{\text{GS}}|>20\text{V}$ 将导致绝缘层击穿, 造成器件的永久性失效。
- ④ 漏源击穿电压 $U_{(\text{BR})\text{DS}}$ 用于表征功率 MOSFET 的耐压极限。
- ⑤ 极间电容 功率 MOSFET 的三个电极之间分别存在极间电容 C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} 。一般生产厂家提供的是漏源极短路时的输入电容 C_{iss} 、共源极输出电容 C_{oss} 和反馈电容 C_{rss} 。它们之间有如下关系:

$$C_{\text{iss}}=C_{\text{GS}}+C_{\text{GD}} \quad (2.11)$$

$$C_{\text{oss}}=C_{\text{DS}}+C_{\text{GD}} \quad (2.12)$$

$$C_{\text{rss}}=C_{\text{GD}} \quad (2.13)$$

- ⑥ 电压上升率 du/dt 耐量 有三种形式, 即静态 du/dt 、动态 du/dt 和二极管恢复期 du/dt 。

2.4.4 绝缘栅双极型晶体管 IGBT

绝缘栅双极型晶体管 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)是 20 世纪 80 年代中期发展起来的一种新型器件。它综合了 GTR 和 MOSFET 的优点, 既有 GTR 耐高压、电流大的特点, 又兼有单极型电压驱动器件 MOSFET 输入阻抗高、驱动功率小等优点。目前在 20kHz 及以下中等容量变流装置中得到广泛应用, 已取代了 GTR 和功率 MOSFET 的一部分市场, 成为中小功率电力电子设备的主导器件。近年来, 第三代、第四代 IGBT 的开发, 可使装置工作频率提高到 $50\sim 100\text{kHz}$, 电压和电流容量进一步提高, 大有全面取代上述全控型器件的趋势。

1. IGBT 结构和基本工作原理

图 2.31 为 IGBT 的结构剖面图。由图可知, IGBT 也是四层三端器件, IGBT 与功率 MOSFET 的结构非常相似, 是在 VDMOSFET 的基础上, 增加了一层 P^+ 注入区, 因而形成了一个大面积的 P^+N^+ 结 J_1 , 并由此引出集电极 C, 而其栅极 G 和发射极 E 则完全与功率 MOSFET 的栅极和源极相似。IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR, 其等效电路与图形符号如图 2.32 所示。可见 IGBT 是以 MOSFET 为驱动元件, GTR 为主导元件的达林顿结构器件。图中的电阻 R_{N} 是厚基区 GTR 内的调制电阻, R_{S} 是体区电阻。图示器件的

MOSFET 为 N 沟道型，称为 N 沟道 IGBT。相应的还有 P 沟道 IGBT，其图形符号仅将箭头反向即可。

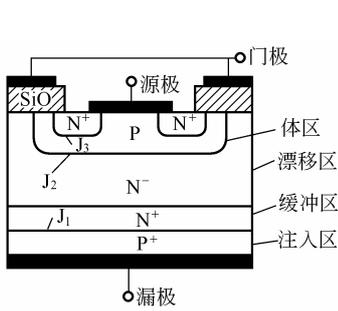


图 2.31 IGBT 的结构剖面图

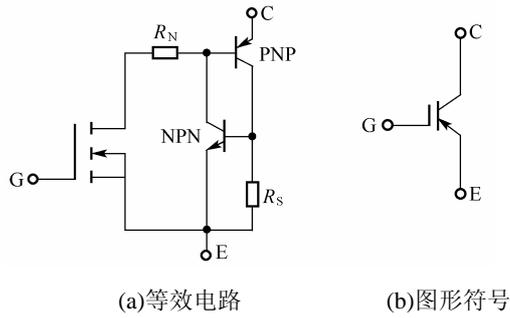


图 2.32 IGBT 等效电路与图形符号

IGBT 的驱动原理与功率 MOSFET 基本相同，它是一种场控器件。其开通和关断是由栅极和发射极间的电压 U_{GE} 控制的，当 U_{GE} 为正且大于开启电压 U_T 时，功率 MOSFET 内形成导电沟道，其漏源电流作为内部 GTR 的基极电流，从而使 IGBT 导通。此时从 P^+ 注入 N^- 区的空穴对 N^- 区进行电导调制，减小了 N^- 区的电阻 R_N ，使 IGBT 获得低导通压降。当栅极与发射极间不加信号或施加反向电压时，功率 MOSFET 内的导电沟道消失，GTR 的基极电流被切断，IGBT 随即关断。

2. IGBT 的基本特性

1) 静态特性

IGBT 的静态特性主要包括转移特性和输出特性。

① 转移特性 用来描述 IGBT 集电极电流 i_C 与栅-射电压 U_{GE} 之间的关系，如图 2.33(a) 所示。它与功率 MOSFET 的转移特性相类似。开启电压 $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 能实现电导调制而导通的最低栅-射电压。

② 输出特性 也称伏安特性，描述以栅-射电压为参变量时，集电极电流 i_C 与集-射极间电压 U_{CE} 之间的关系，它与 GTR 的输出特性类似，不同的是控制变量，IGBT 为栅-射电压 U_{GE} ，而 GTR 为基极电流 I_B 。IGBT 的输出特性分为三个区域：正向阻断区、有源区和饱和区，如图 2.33(b) 所示，与 GTR 的截止区、放大区和饱和区相对应。当 $U_{CE} < 0$ 时，IGBT 为反向阻断状态。在电力电子电路中，IGBT 工作在开关状态，在正向阻断区和饱和区之间转换。

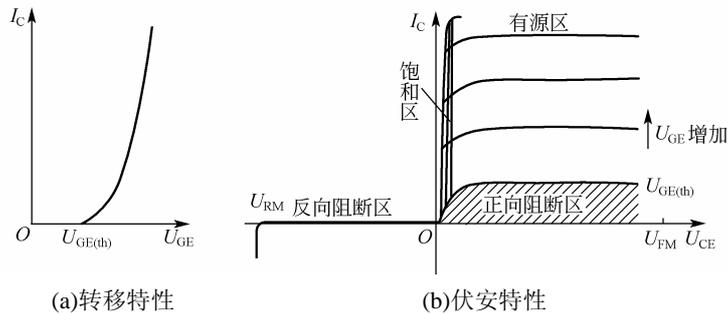


图 2.33 IGBT 的静态特性

2) 动态特性

IGBT 的动态特性包括开通过程和关断过程, 如图 2.34 所示。

① 开通过程 IGBT 的开通过程与功率 MOSFET 的开通过程相类似, 这是因为 IGBT 在开通过程中大部分时间是作为功率 MOSFET 运行的。开通过程由四部分组成: 一段是从外施栅极脉冲 U_{GM} 由负到正跳变开始, 到栅-射电压充电到 U_T 的时间(对应 t_1-t_0) 的开通延迟时间 t_d 。另一段是集电极电流从零开始, 上升到 90% 稳态值的时间(t_2-t_1) 称电流上升时间 t_r 。在这两段时间内, 集-射极间电压 U_{CE} 基本不变。 $t=t_2$ 以后, 集-射极电压 U_{CE} 开始下降, U_{CE} 的下降过程分为 t_{vf1} 和 t_{vf2} 两段。下降时间 t_{vf1} 是 MOSFET 单独工作时集-射极电压下降时间(t_3-t_2), t_{vf2} 是功率 MOSFET 和 PNP 晶体管同时工作时集-射极电压下降时间(t_4-t_3), 由于 U_{CE} 下降时 IGBT 中功率 MOSFET 的栅、漏电容增加, 而且 IGBT 中的 PNP 晶体管由放大状态转入饱和状态也需要一个过程, 因此 t_{vf2} 段电压下降过程变缓。只有在 t_{vf2} 段结束时, IGBT 才完全进入饱和状态。所以, 总开通时间 $t_{on}=t_d+t_r+t_{vf1}+t_{vf2}$ 。

② 关断过程 欲使 IGBT 关断时, 给栅极施加反向脉冲电压 $-U_{GM}$, 在此反向电压作用下, 内部等效 MOSFET 输入电容放电, 内部等效 GTR 仍然导通, $t_5 \sim t_6$ 时间内, 集电极电流、电压无明显变化, 这段时间定义为存储时间 t_s 。 t_6 时刻后, MOSFET 开始退出饱和, 器件电压随之上升, PNP 管集电极电流无明显变化。 t_7 时刻 U_{CE} 上升到接近 U_{CM} , $t_6 \sim t_7$ 这段时间称电压上升时间 t_{vr} 。之后, 功率 MOSFET 退出饱和, GTR 基极电流下降, 集电极电流减小, 从栅极电压 $+U_{GE}$ 的脉冲后沿下降到其幅值的 90% 的时刻起, 到集电极电流下降至 $90\%I_{CM}$ 止(约为 $t_5 \sim t_7$), 这段时间为关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 。此后, U_{GE} 继续衰减, 到 t_8 时刻, U_{GE} 下降到 U_T , MOSFET 关断, PNP 管基极电流为零, 集电极电流下降到接近于零。集电极电流从 $90\%I_{CM}$ 下降至 $10\%I_{CM}$ 的这段时间为电流下降时间 t_{if} 。由于晶体管内部存储电荷的消除还需要一定时间, 因此 $t=t_8$ 以后还有一个尾部时间 t_t , 这段时间内, 由于集-射极电压已经建立, 会产生较大的损耗。定义 $t_5 \sim t_8$ 这段时间为关断时间 t_{off} , 即 $t_{off}=t_{d(off)}+t_{if}+t_s+t_{vr}+t_{if}$ 。

IGBT 内部由于双极型 PNP 晶体的存在, 带来了通流能力增大、器件耐压提高、器件通态压降降低等好处, 但由于少子储存现象的出现, 使 IGBT 的开关速度比功率 MOSFET 速度要低。

3. IGBT 的主要参数

IGBT 的主要参数包括:

① 最大集-射极间电压 U_{CEM} 由 IGBT 内部 PNP 晶体的击穿电压确定。目前 IGBT 的耐压可达 4500V。

② 最大集电极电流 I_{CM} 包括额定直流电流 I_C 和 1ms 脉宽最大电流 I_{CP} 。

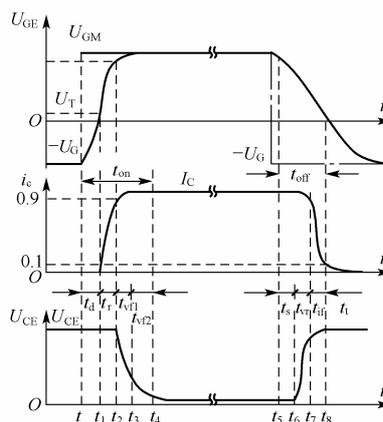


图 2.34 IGBT 的开通与关断过程

③ 最大集电极功耗 P_{CM} 在正常工作温度下允许的最大耗散功率。

2.4.5 功率集成电路 PIC

功率集成电路是微电子技术和电力电子技术相结合的产物。它出现于 20 世纪 70 年代后期, 由于 PIC 单芯片集成, 减少了系统中的元件数、互联数和焊点数, 不仅提高了系统的可靠性、稳定性, 而且减少了系统的功耗、体积、重量和成本。但由于当时的功率器件主要为双极型器件, 功率器件所需的驱动电流大, 驱动和保护电路复杂, PIC 的研究并未取得实质性进展, 直至 80 年代, 由 MOS 栅控制、具有高输入阻抗、低驱动功耗等特点的新型 MOS 类功率器件如功率 MOSFET、IGBT 等的出现, 才迅速带动了 PIC 的发展, 但复杂的系统设计和昂贵的工艺成本限制了 PIC 的应用。进入 90 年代后, PIC 的设计与工艺水平不断提高, 性能价格比不断改进, PIC 逐步进入实用阶段。迄今已有系列 PIC 产品问世, 包括功率 MOS 智能开关、电源管理电路、半桥或全桥逆变器、电机驱动器、PWM 专用 SPIC、集成稳压器等。

前面介绍的功率 MOSFET 和 IGBT, 就内部结构而言, 都是功率集成器件(PID), 例如一只 IGBT 是由 10^5 个单胞集成制造的; 但从外部形式及功能来看, 这些器件还是分立元件, 应用时每个器件必须独立安装散热器, 这就使装置的体积加大。当将多个分立器件按电路拓扑集成在一起构成功率模块(PM)后, 这一问题便能得到很好的解决。功率模块的外壳是导热的绝缘体, 因而可共用一个散热器, 这不仅可以明显的提高电路的功率密度, 还可降低成本, 更重要的是由于各开关器件之间的连线紧凑, 减小了线路电感, 在高频工作时可以简化对缓冲电路和保护的要求, 使装置的可靠性得到提高。

随着集成技术的进步, 除将主电路的功率器件集成外, 又将相关的驱动电路、保护电路(含过流、过压和过热保护)和各种接口电路也集成到同一芯片, 并向智能化方向发展, 形成真正意义上的功率集成电路(PIC)。这是电力电子技术的一大进步, 说明集成电路已从信息电子技术领域扩展到功率电子技术领域。功率集成电路、尤其是智能功率模块实现了信息采集、处理和电能变换与控制的集成化, 成为机电一体化的理想接口, 具有广阔的应用前景。尽管目前 PIC 的功率等级还很有限, 但已在应用领域中显示出独特的优势。它与高频化、数字化一样是未来电力电子变换和控制技术发展的方向。

除最简单的功率模块外, 功率集成电路还可分为三类: 一类是高压集成电路(High Voltage IC), 简称 HVIC, 它是高耐压电力半导体器件与控制电路的单片集成; 另一类是智能功率集成电路(Smart Power IC), 简称 SPIC, 它是电力半导体器件与控制电路、保护电路, 以及传感器等电路的多功能单片集成。第三类是智能功率模块(Intelligent Power Module), 简称 IPM, 主要是指将 IGBT 与其驱动、传感、检测、保护、控制和接口电路集成封装在同一芯片上。

1. 功率模块 PM

功率模块(Power Module)也称电力电子开关模块, 是把同类或不同类的多个开关器件(如二极管、晶闸管、功率 MOSFET、GTR 或 IGBT 等), 按一定的电路拓扑结构连接并封装在一起的开关器件组合体。最常见的拓扑结构有串联、并联、半桥、单相桥、三相桥等电路。同类开关器件串、并联的目的是为提高整体额定电压、电流。图 2.35 是四种两器件

的组合，除了图(d)用于交流开关或交流调压外，其他三种都是半桥电路，可用于不控或可控整流。图 2.36 是用达林顿管和续流二极管构成的半桥、单相桥和三相桥式电路，可直接或经适当组合后用于单相或三相的 AC-DC、DC-AC、AC-AC 和 DC-DC 变换。图 2.37 为 MOSFET 功率模块，其中图 2.37(c)为由

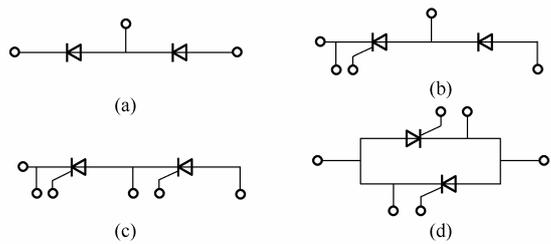


图 2.35 二极管和晶闸管模块

四个功率 MOSFET 器件并联组成的开关模块，元件并联的目的是为了增加整体额定电流，四个并联器件仍由同一个门极信号控制。图 2.38 所示模块为由 7 个 IGBT 和 13 个二极管组成的三相 AC—DC—AC 变频电路。A、B、C 三端接交流输入电源，X、Y、Z 三端输出至交流负载。L、P、N 三端用于连接不能装在模块内的电路元件，例如 P、N 两端或 L、N 两端外接滤波电容 C，P、L 两端外接开关或熔断器等元器件。

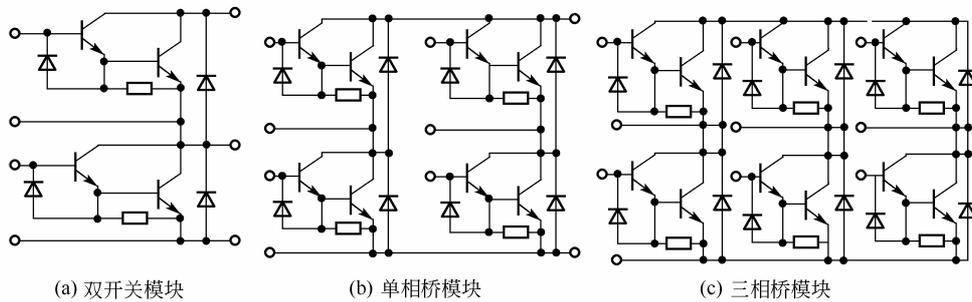


图 2.36 达林顿三极管功率模块

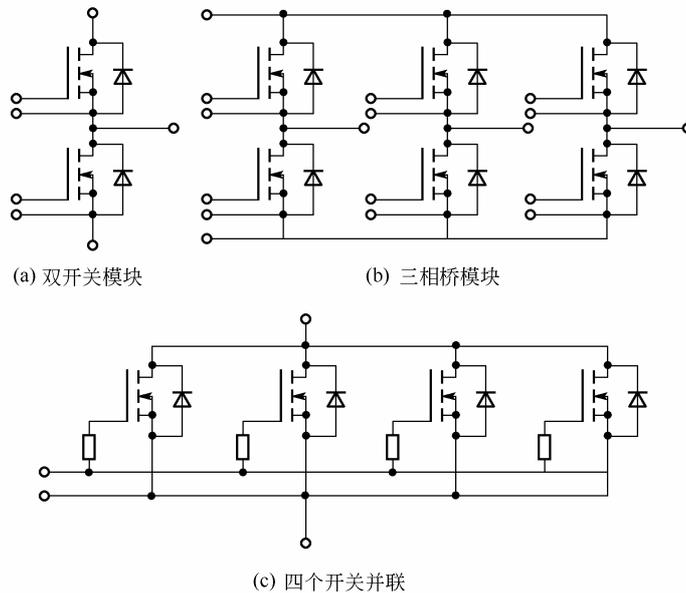


图 2.37 MOSFET 功率模块

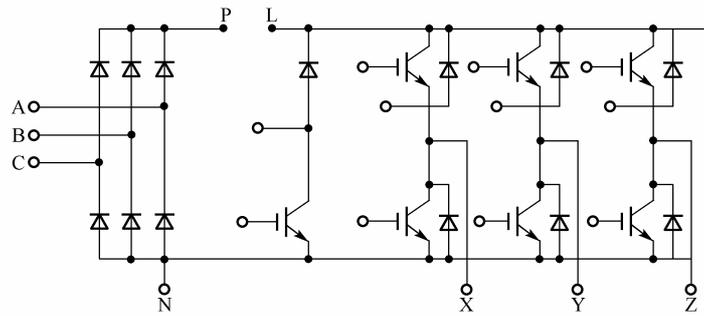


图 2.38 AC-DC-AC 变频功率模块

2. 高压集成电路 HVIC

高压集成电路是功率集成电路的早期产品，主要用于小功率家用电器的功率输出控制。

图 2.39 所示为 300V 全桥集成电路，其中高压开关元件为功率 MOSFET，它的导通电阻约为 5Ω 。输入控制脉冲分别经由 MOS 管 V_5 和 V_6 构成反相器反相，保证同一桥臂中的两只开关元件处于相反工作状态。为了防止同一桥臂中两只开关元件出现直通现象，采用 $5k\Omega$ 串联电阻和输入电容构成的电路来延迟开通时间，用旁路二极管来加速关断过程。

HVIC 可以工作于开关状态，也可以工作于放大状态。

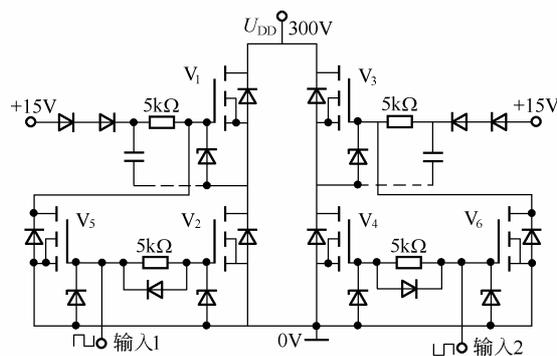


图 2.39 300V 全桥 HVIC

3. 智能功率集成电路 SPIC

智能功率集成电路内部除功率器件外，通常还集成有某种形式的传感技术以及保护电路，可实现过电流、过电压、过热检测，甚至空载和欠电压检测，可在集成电路内部反馈，也可引出为系统提供状态反馈。智能功率集成电路提供有数字控制逻辑与功率器件之间的接口，最简单的形式可由一电平移动和驱动电路组成，把来自微处理器的信号转变成成为足以激励功率器件的电压或电流；复杂一些的除应完成外部控制电路对功率集成电路的控制外，还具有负载监控、诊断、自保护、向微处理器反馈信息，并能控制激励负载功率的功能。

一般意义上的智能功率集成电路应具有以下三项功能：

- ① 传感与保护功能 当器件出现过载、短路、过电压、欠电压或过热等非正常运行状

态时，能测取相关信号并进行调整保护，使功率器件能工作在安全工作区内。

② 功率控制功能 自动检测某些外部参量并调整功率器件的运行状态，以补偿外部参数的偏离。

功率控制由功率器件及驱动电路完成。内部的驱动电路能给功率器件提供足够的驱动电压和功率，并能实现所需电平的转换。

③ 提供输入/输出接口 智能功率集成电路的接口功能由逻辑电路实现，它进行编码和译码操作。芯片不仅必须响应来自微处理器的信号，还必须能够发出自身有关工作状态的信息，例如过热、空载或短路等与负载监控有关的信息。

智能功率集成电路(SPIC)的种类繁多，现举几例应用智能功率集成电路产品说明如下：

1) 智能功率开关

BTS-412A 单片功率开关是德国西门子公司生产的 **BTS** 系列智能功率开关中的一种。采用 **TO-220** 封装，它有 5 个引出端： U_{BB} 为工作电源电压端；**GND** 为公共地；**IN** 为控制信号输入端；**ST** 为状态输出端；**OUT** 为功率输出端。

芯片内部主要包括逻辑电路、电压检测电路、整流器、充电泵、功率 MOSFET。此外，还有静电释放(ESD)的保护电路，过电压保护、过流保护、负载开路及短路保护电路，对电感负载的保护电路，对功率 MOSFET 栅极进行保护的电路。它具有高压侧开关能力，电流额定值为 12A，工作电压在 7~35V 之间，可用于 12V 或 24V 两种情况下，并能满足汽车应用电路中的接地回路要求。图 2.40 为其结构框图，这种输出功率开关可接成源极跟随器，用内部充电泵可使其栅极电压始终保持比正电源电压高 6V。栅极电阻决定着器件的开关速度。内部逻辑电路采用低压 CMOS，充电泵电路采用高压 CMOS。

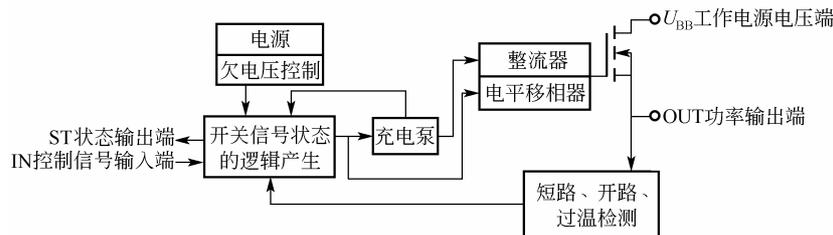


图 2.40 BTS-412A 单片功率开关电路结构框图

BTS-412A 具有许多保护功能：当出现短路时，大约 40 μ s 后电流就切断；在过载的情况下，当结温超过 150 $^{\circ}$ C 时，温度敏感元件就将器件关断；在欠电压情况下，器件立即关断。另一个附加的保护功能是，输出端的 10V 齐纳二极管在器件关断时帮助感性负载释放能量。这种器件还有一个状态管脚引线，通过此引线为逻辑或微处理器系统提供故障信息。

智能功率开关除西门子公司生产的 **BTS** 系列外，还有美国摩托罗拉公司生产的 **MPC** 系列产品。其工作电流、工作电压和封装型各不相同。但一般都具有上述保护功能，并由输入端子接收来自 TTL 逻辑电路或直接来自微处理器输出的指令。

2) 单片三相逆变器

图 2.41 是用介质隔离技术制作的用于分马力电动机的单片三相逆变器。运用介质隔离技术，实现了多个 IGBT 和肖特基整流器(MPS)与驱动器以及电平转换电路的集成。此芯片

可在经整流的 100V/1A 网络下工作。由于工作频率可提高到 20kHz, 伴随电动机控制的音频噪声可减小。

SPIC 技术的发展趋势是工作频率更高、功率更大、功耗更低和功能更全。目前 SPIC 的主要研究内容为开发高成品率、低成本工艺且兼容于 CMOS 和 BiCMOS 的研究; 针对包括多个大功率器件的单片 SPIC 研究; 能在高温下工作并具有较好坚固性的 SPIC 研究; 大电流高速 MOS 控制并有自保护功能的横向功率器件研究。

SPIC 的下一个目标是将多个高压大电流功率器件与低压电路集成在同一芯片上, 使之具备系统功能, 进而实现单片式功率系统的集成。

4. 智能功率模块 IPM

IPM 是一种混合集成电路, 是 IGBT 智能化功率模块的简称。它以 IGBT 为基本功率开关器件, 将驱动、保护和控制电路的多个芯片通过焊丝(或铜带)连接, 封入同一模块中, 形成具有部分或完整功能的、相对独立的单元。如构成一相或三相逆变器的专用模块, 用于电动机变频调速装置的需要。图 2.42 所示为内部只有一支 IGBT 的 IPM 产品的内部框图, 模块内部主要包括欠压保护电路、IGBT 驱动电路、过流保护电路、短路保护电路、温度传感器及过热保护电路、门

电路和 IGBT。图 2.43 为另一种内部带有制动电路和两个 IGBT 组成的半桥式 IPM 模块内部结构图。IPM 模块内部结构大体相同, 都是集功率变换、驱动及保护电路为一体。使用时, 只需为各桥臂提供开关控制信号和驱动电源, 大大方便了模块的应用和系统的设计, 并使可靠性大大提高。特别适用于正弦波输出的变压变频(VVVF)式变频器中。

由于 IPM 模块内部具有多种保护功能, 即便是内部的 IGBT 元件承受过大的电流、电压, IPM 模块也不会被损坏。所以使用 IPM 模块, 不但可以提高系统的可靠性, 而且可以实现系统小型化, 缩短设计时间。

由于 IPM 是靠焊丝将内部各功率元件与控制等电路连接起来的, 焊丝引入的线电感与焊丝、焊点的可靠性限制了 IPM 的进一步发展。为此, 在国外一些研究机构的支持下, 提出了 IPEM(Intelligent Power Electronic Module)这一系统集成概念(后又发展成 PEBB: Power Electronic Building Block 这一新概念)。IPEM 是将信息传输、控制与功率半导体器件通过共烧瓷片的多芯片模块 MCM-C 技术进行连接, 所有的无源元件都是以埋层的方式掩埋在衬底中, 完全取消了传统模块封装中的焊丝键合工艺, 取而代之的则是三维立体组装, 并

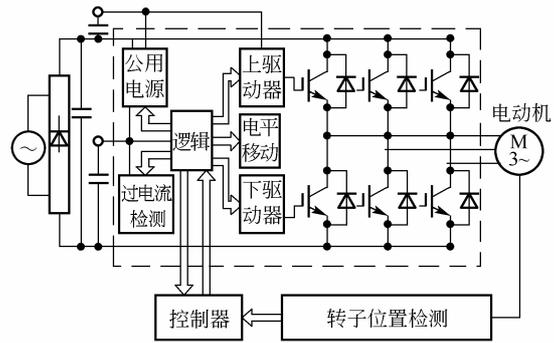


图 2.41 单片三相逆变器

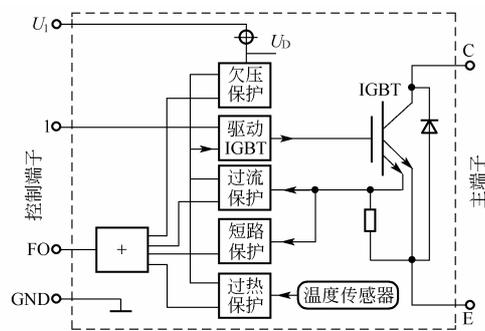


图 2.42 IPM 系列产品的内部框图

采用三维热处理方式以增加散热。IPEM 的元件间不用焊丝连接以增加系统可靠性，大大降低了电路接线电感，提高了系统效率。使 IPM 又进入了一个新的发展空间。

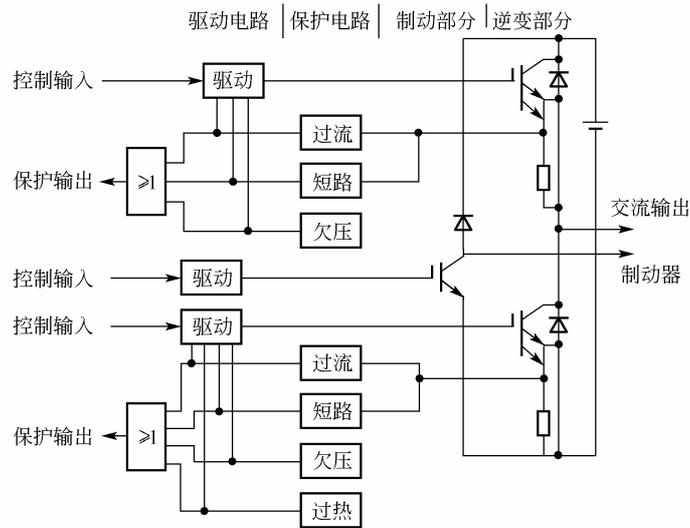


图 2.43 IPM 模块内部结构

习 题

- 2-1 分析晶闸管的导通过程与导通条件。
- 2-2 晶闸管关断的条件是什么？如何实现？
- 2-3 分析阳极电流上升率是怎么影响晶闸管工作的。
- 2-4 为什么要限制晶闸管的 du/dt ？
- 2-5 为什么晶闸管的触发信号通常不使用直流信号？
- 2-6 晶闸管的额定电流与其他电气设备的额定电流有什么不同？
- 2-7 晶闸管中通过的电流波形如图题 2.44，求晶闸管电流的有效值、平均值及相应的正弦半波平均值和波形系数。
- 2-8 晶闸管主要有哪些派生器件？
- 2-9 与半控型开关器件相比，全控型开关器件在性能和使用上有哪些优缺点？

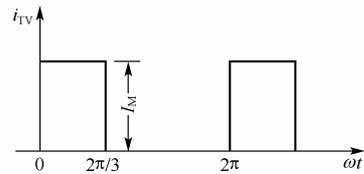


图 2.44 题 2-7 图

- 2-10 试分析 GTO 的关断过程。
- 2-11 说明功率 MOSFET 的开通和关断原理。
- 2-12 为什么功率 MOSFET 易于并联运行？
- 2-13 电力电子开关器件工作频率受哪些因素制约，开关损耗是怎么产生的？
- 2-14 简述 IGBT 基本工作原理。
- 2-15 与功率 MOSFET 相比，为什么 IGBT 的通态压降较低？

2-16 与 GTR 相比，为什么 IGBT 的工作频率较高？

2-17 试说明 SCR、GTO、GTR、功率 MOSFET、IGBT 的各自优缺点。

2-18 在图 2.45 所示电路中，若使用一次脉冲触发，试问为保证晶闸管充分导通，触发脉冲宽度至少多少微秒？图中 $E=50V$ ， $L=0.5H$ ， $R=0.5\Omega$ ，晶闸管的擎住电流 $I_L=50mA$ 。

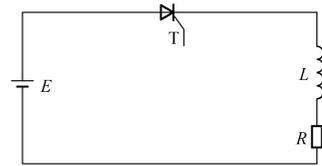


图 2.45 题 2-18 图

2-19 试比较功率 MOSFET、IGBT，以及 GTR 的静、动态性能。

2-20 什么是功率集成电路？

2-21 表 2-4 给出 1200V 等级不同的电流容量 IGBT 管的栅电阻推荐值。试说明，为什么随着电流容量的增大，栅电阻值相应减少？

表 2-4 题 2-21 表

电流容量(A)	25	50	75	100	150	200	300
栅电阻值(Ω)	50	25	15	12	8.2	5	3.3

第 3 章 相控整流电路

能够将交流电能转换为直流电能的电路，称为整流电路。整流电路中的主要电力电子器件是半控型的晶闸管，与其对应的主要变换电路是相控整流电路。相控整流电路结构简单、控制方便、性能稳定，是目前获得直流电能的主要方法，得到了广泛的应用。本章主要研究单相、三相相控整流电路的工作原理与主要特性。

本章要求熟练掌握单相、三相相控整流电路的基本原理、波形分析及各种负载对电路工作的影响，并掌握上述电路的设计计算方法。

3.1 单相相控整流电路

单相相控整流电路按电路的接线型式可分为单相半波、单相全波和单相桥式三种。不同的电路具有不同的整流特性和不同的应用领域。在实际应用中，整流电源的负载又有电阻、电感以及反电势等不同性质。负载性质不同对整流电源的要求和影响也不同。本节分析单相相控整流的几种工作情况。

3.1.1 单相半波相控整流电路

1. 电阻性负载

图 3.1 是单相半波相控整流电路的带电阻性负载时的原理图及工作波形。图中 T_r 为整流变压器，其二次电压为

$$u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \quad (3.1)$$

在电源的正半周，晶闸管 T 承受正向电压。在被触发导通前，晶闸管处于正向阻断状态，电源电压全部加在晶闸管上，负载上的电压为零，流过负载的电流也为零。

如在 $\omega t = \alpha$ 对应时刻给晶闸管施加触发脉冲 u_g ，则晶闸管从 α 时刻开始导通。从晶闸管开始承受正向阳极电压到施加触发脉冲使其导通之间的电角度，称为触发角或控制角，用字母 α 表示；晶闸管开始导通到关断之间的角度，称为导通角，用 θ 表示。对于图 3.1 所示电路，晶闸管的导通角 θ 与触发角 α 之间的关系为

$$\theta = \pi - \alpha \quad (3.2)$$

晶闸管导通期间，电源电压 u_2 全部加到负载

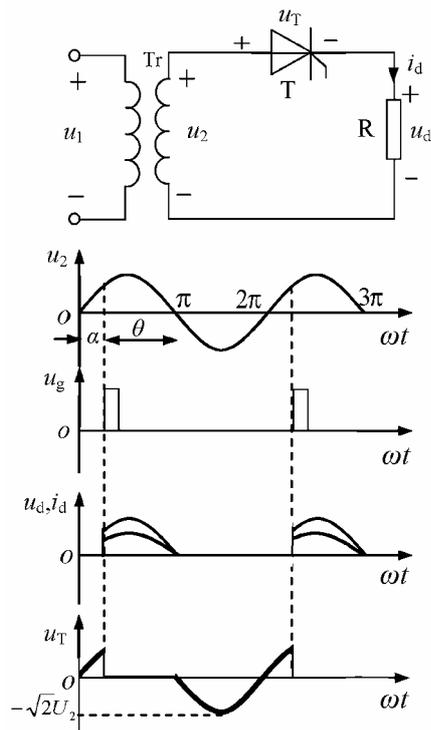


图 3.1 单相半波相控整流电路及其波形

上, 负载电压 $u_d = u_2$ 。到 $\omega t = \pi$, 电压 u_2 过零, 电流下降至小于晶闸管的维持电流, 晶闸管关断, 此时, u_d 、 i_d 均为零。

在 u_2 负半周, 晶闸管承受反向电压, 处于反向截止状态, u_2 全部加在晶闸管两端, 负载上的电压为零。至此, 电路完成一个工作周期, 之后, 电路周期性重复上述过程。

根据图 3.1 所示波形, 可求出整流输出电压平均值

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.45U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.3)$$

整流输出电流平均值

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (3.4)$$

式(3.3)表明, 只要改变控制角 α , 即可改变整流输出电压的平均值, 达到可控整流的目的。当 $\alpha = 0$ 时, 整流输出电压 $U_d = 0.45U_2$, 为最大值。 $\alpha = \pi$ 时, $U_d = 0$ 。整流输出电压的平均值从最大值变化到零时所对应的 α 的变化范围, 称为移相范围。显然, 图 3.1 所示电路的移相范围为 π 。这种通过控制触发脉冲的相位来控制直流输出电压大小的方式称为相控方式。

根据有效值定义, 整流输出电压有效值为

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t)^2 d\omega t} \quad (3.5)$$

$$= U_2 \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{4\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$$

整流输出电流有效值

$$I = \frac{U}{R} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{4\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \quad (3.6)$$

2. 电感性负载

实际过程中的负载常常是电感性负载。感性负载可等效为电感与电阻的串联。由于电感对电流变化的阻碍作用, 电流不能突变, 其工作情况与电阻负载时有所不同。图 3.2 是带电感性负载时的单相半波整流电路及其波形。

晶闸管处于断态时, 电路中电流 $i_d = 0$, 晶闸管承受全部电源电压, $u_T = u_2$, $u_d = 0$ 。电源电压的正半周, 晶闸管处于正向阻断状态。 $\omega t = \alpha$ 时触发晶闸管, 晶闸管由正向阻断状态转为导通状态, 电流 i_d 从 0 开始上升, 至 $i_d R = u_2$ 时上升至最大值, 随后开始下降。在电源电压由正变负的过零点处, 由于电感储能作用, 使 i_d 尚未降至零, 晶闸管仍处于导通状态。此后, i_d 继续减小, 直至 $i_d = 0$, 晶闸管

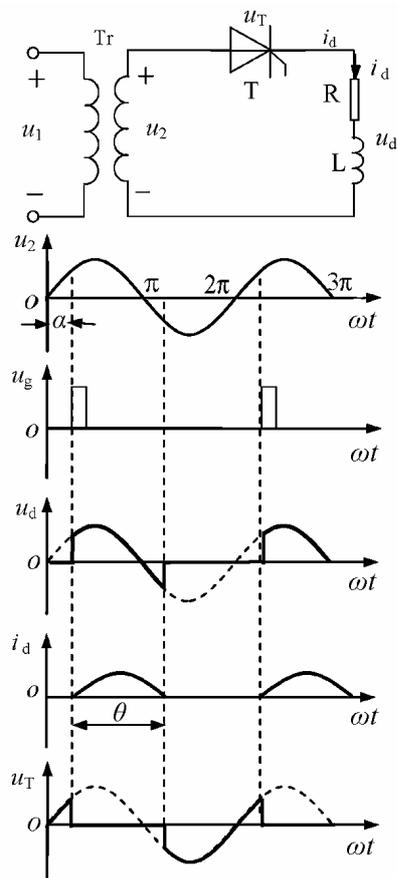


图 3.2 感性负载单相半波整流电路及其波形

关断，并开始承受反压。到下一个周期对应触发角 α 的时刻，触发脉冲又使晶闸管导通。由于电感的存在延迟了晶闸管的关断时间，使负载输出电压 u_d 的波形出现了负的部分，与电阻性负载相比，感性负载上得到的输出电压平均值减小了。

在控制角为 α 、导通角为 θ 时，输出电压平均值为

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_d d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{2\alpha + \theta}{2}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

可以看出，平均电压 U_d 与控制角 α 、导通角 θ 有关。对同一控制角 α 而言，负载阻抗角越大，导通角 θ 越大，输出电压平均值 U_d 越低。在大电感负载 ($\omega L \gg R$) 的情况下，负载电压波形中正负部分面积相近，输出电压平均值接近于零。

上述分析表明，对于带感性负载的单相半波相控整流电路，由于电感的存在，整流输出电压平均值将减小，特别是在大电感负载时，输出电压平均值接近于零，负载上得不到应有的电压。为解决这一问题，应在电源电压过零变负时，为负载电流提供一条新的电流通路，并迫使晶闸管关断。这样，电感 L 将不再通过电源释放其储能，输出电压不再出现负值。解决的办法是在负载两端并联续流二极管 D ，如图 3.3 所示。

在电源电压的正半周，二极管截止，图 3.3 所示电路的工作情况与不接续流二极管时的情况相同。当 u_2 过零变负时，续流二极管因承受正向电压而导通，负载电流经续流二极管构成通路，电感释放储能。二极管导通期间，晶闸管将承受反向电压而截止，忽略二极管管压降，负载上的电压为零，不再出现负电压。

综上所述，电源电压的正半周，负载电流由晶闸管导通提供；电源电压的负半周，由续流二极管维持负载电流。在负载电感足够大的情况下，负载电流是连续且平稳的直流电流，其值为 I_d 。一个周期内，晶闸管的

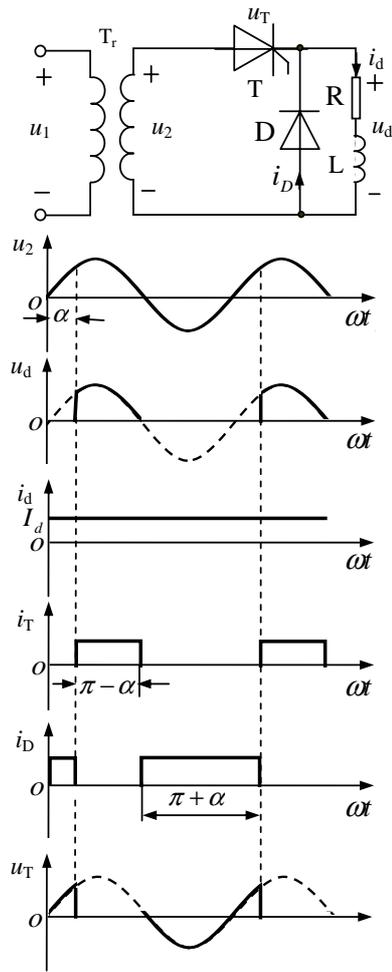


图 3.3 带续流二极管的单相半波相控整流电路及其波形

导通角为 $\pi - \alpha$ ，续流二极管的导通角为 $\pi + \alpha$ 。流过晶闸管的电流平均值为

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (3.8)$$

流过续流二极管的电流平均值为

$$I_{dD} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d \quad (3.9)$$

流过晶闸管和续流二极管的电流有效值分别为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3.10)$$

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi + \alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3.11)$$

单相半波整流电路线路简单、调整方便，但输出脉动大，且整流变压器二次绕组中存在直流电流分量，造成变压器铁芯直流磁化，变压器容量不能得到充分利用。单相半波相控整流电路只适用于小容量，波形要求不高的场合。

【例 3.1】 单相半波相控整流电路，带电阻性负载，由 220V 交流电源直接供电。负载要求的最高平均电压为 60V，相应平均电流为 20A，试选择晶闸管元件，并计算在最大输出情况下的功率因数。

解 (1) 求最大输出时的控制角 α

根据带电阻性负载的单相半波相控整流电路的计算公式(3.3)可得

$$\cos \alpha = \frac{2U_d}{0.45U_2} - 1 = 0.212$$

$$\text{所以 } \alpha = \arccos 0.212 = 77.8^\circ$$

(2) 求变压器二次电流有效值 I_2

单相半波整流电路带电阻性负载时，变压器二次侧电流波形与输出电流波形相同，因此

$$I_2 = I = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{4\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$$

输出电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$\text{所以 } \frac{I_2}{I_d} = \frac{\frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{4\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}}{0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2}} = \frac{\sqrt{2\pi \sin 2\alpha + 4\pi(\pi - \alpha)}}{2(1 + \cos \alpha)} = 2.06$$

$$\text{所以 } I_2 = 2.06 I_d = 2.06 \times 20\text{A} = 41.2\text{A}$$

(3) 选择晶闸管

晶闸管承受的最大正反向峰值电压

$$U_{TM} = \sqrt{2} U_2 = \sqrt{2} \times 220 = 311\text{V}$$

考虑 2 倍裕量，取晶闸管额定电压 $U_c = 700\text{V}$

通过晶闸管的电流有效值为

$$I_T = I = I_2 = 41.2\text{A}$$

考虑 1.5 倍裕量，晶闸管额定电流 $I_{T(AV)}$ 可按下式计算

$$I_{T(AV)} \geq 1.5 \times \frac{I_T}{1.57} A = 39.4A$$

取 $I_{T(AV)} = 50A$ 。

综上，晶闸管型号可选为 KP50-7。

(4) 计算最大输出情况下的功率因数

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{I^2 R}{U_2 I_2} = \frac{IR}{U_2} = \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{4\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} = 0.56$$

3.1.2 单相桥式半控整流电路

单相半波相控整流电路因性能较差，在实际中应用较少。在中小功率场合应用较多的是单相桥式相控整流电路。

单相桥式半控整流电路及其工作波形如图 3.4 所示。图中 T_1 和 T_2 是触发脉冲互差 180° 的晶闸管， D_1 和 D_2 为整流二极管，由这四个管子组成桥式电路。因为只有共阴极的 T_1 和 T_2 可控，而共阳极的 D_1 和 D_2 不可控，故称半控桥电路。

假定负载电感 L 足够大(即 $\omega L \gg R$)，则可认为负载电流连续并保持恒值。

在 u_2 正半周， T_1 承受正向阳极电压。在控制角为 α 时触发晶闸管 T_1 ，则 T_1 和 D_2 导通，负载电流 i_d 从 a 点经 T_1 、负载、 D_2 回到 b 点。此时整流电路的输出电压 $u_d = u_2$ 。当 u_2 过零变负时，由于电感的作用， T_1 仍继续导通，但由于此时 b 点电位高于 a 点电位， D_1 正偏导通， D_2 反偏截止， D_2 、 D_1 自然换相，负载电流 i_d 从 a 点经 T_1 、负载、 D_1 回到 a 点，形成不经过变压器的续流状态，输出电压 u_d 接近于零。

在 u_2 负半周， T_2 承受正向阳极电压。在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时触发晶闸管 T_2 ，则 T_2 和 D_1 导通， T_1 承受反向电压而截止。负载电流 i_d 从 b 点经 T_2 、负载、 D_1 回到 a 点。此时整流电路的输出电压 $u_d = u_2$ 。当 u_2 过零变正时， D_2 正偏导通， D_1 反偏截止， D_1 、 D_2 自然换相，负载电流 i_d 从 b 点经 T_2 、负载、 D_2 回到 b 点，形成不经过变压器的续流状态，输出电压 u_d 接近于零。

单相桥式半控整流电路虽然自身有自然续流能力，但在实际运行中，当 α 突然增大至 180° 或触发脉冲突然丢失时，会发生一个晶闸管持续导

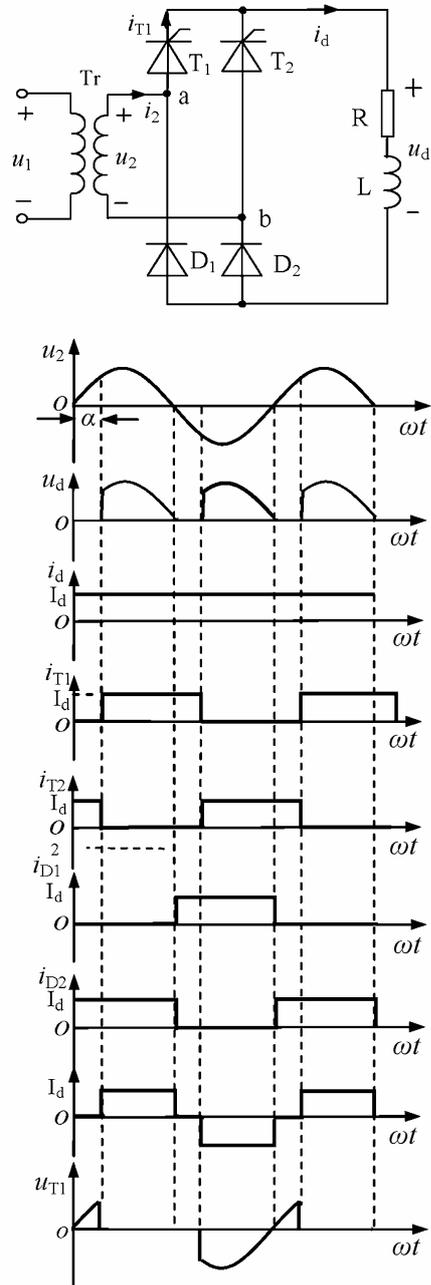


图 3.4 单相桥式半控整流电路及其波形

通而两个二极管轮流导通的现象，此时触发脉冲对输出电压失去了控制作用，称为失控。失控时的单相桥式半控整流电路输出电压波形相当于单相半波不可控整流电路时的波形。为防止失控现象的出现，该电路运行时一般要在负载端并联续流二极管 D ，如图 3.5 所示。

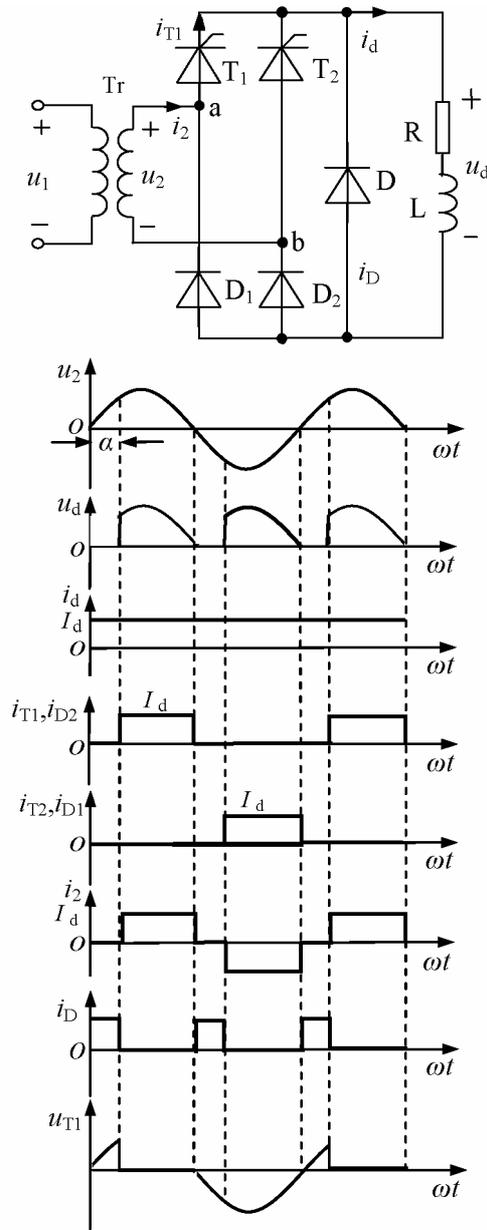


图 3.5 并联续流二极管的单相桥式半控整流电路及其波形

并联续流二极管后，当电源电压降至零时，负载电流经续流二极管续流，晶闸管电流降至维持电流以下而关断，从而避免了失控现象。

根据上述分析，可求出并联续流二极管时单相桥式半控整流电路的输出电压平均值

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) = 0.9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.12)$$

输出电压有效值

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_2 \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3.13)$$

晶闸管电流平均值和有效值分别为

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (3.14)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3.15)$$

续流二极管的电流平均值和有效值分别为

$$I_{dD} = \frac{2\alpha}{2\pi} I_d = \frac{\alpha}{\pi} I_d \quad (3.16)$$

$$I_D = \sqrt{\frac{2\alpha}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} I_d \quad (3.17)$$

【例 3.2】 带续流二极管的单相桥式半控整流电路，由 220V 电源经变压器供电，负载为大电感性。要求直流电压范围是 15~60V，最大负载电流是 10A，晶闸管最小控制角 $\alpha_{\min} = 30^\circ$ 。计算晶闸管、整流二极管和续流二极管的电流有效值及变压器容量。

解 (1) 当输出电压 $U_d = 60V$ 时，对应的控制角为 $\alpha_{\min} = 30^\circ$ ，则由

$$U_d = 0.9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

可得

$$U_2 = \frac{2U_d}{0.9(1 + \cos 30^\circ)} = 71.4V$$

当输出电压 $U_d = 15V$ 时，对应控制角 α 为最大，其值为

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{2U_d}{0.9U_2} - 1 = \frac{2 \times 15}{0.9 \times 71.4} - 1 = -0.53$$

$$\alpha_{\max} = 122.3^\circ$$

(2) 计算晶闸管和整流管的电流定额时需考虑最严重的工作状态在 $\alpha_{\min} = 30^\circ$ 时

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d = 6.45A$$

考虑 2 倍裕量，晶闸管额定电流为

$$I_{T(AV)} \geq 2 \times \frac{I_T}{1.57} A = 8.2A$$

取 $I_{T(AV)} = 10A$ 。

整流二极管的电流波形与晶闸管相同，因此整流管的额定电流与晶闸管的也相同。

(3) 续流二极管最严峻的工作状态对应 $\alpha_{\max} = 122.3^\circ$ 的情况

$$I_D = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} I_d = \sqrt{\frac{122.3}{180}} \times 10 = 8.24A$$

考虑 1.5 倍裕量，续流二极管额定电流为

$$I_{D(AV)} \geq 1.5 \times \frac{I_D}{1.57} A = 7.9A$$

取 $I_{D(AV)} = 10A$ 。

(4) 计算变压器容量 $\alpha_{\min} = 30^\circ$ 时，变压器二次电流有效值为最大值

$$I_2 = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d = \sqrt{\frac{180 - 30}{180}} \times 10A = 9.13A$$

变压器容量

$$S = U_2 I_2 = 71.4 \times 9.13 = 852VA$$

3.1.3 单相桥式全控整流电路

1. 电阻性负载

带电阻性负载的单相桥式全控整流电路及其工作波形如图 3.6 所示。T₁、T₄ 和 T₃、T₂ 组成两个桥臂。当交流电源电压进入正半周时，a 点电位高于 b 点电位，两个晶闸管 T₁、T₄ 同时承受正向电压。如果此时门极无触发信号，则两个晶闸管处于正向阻断状态，电源电压 u_2 将全部加在 T₁、T₄ 上，两个晶闸管各自承受电源电压 u_2 的一半，负载电压 u_d 为零。

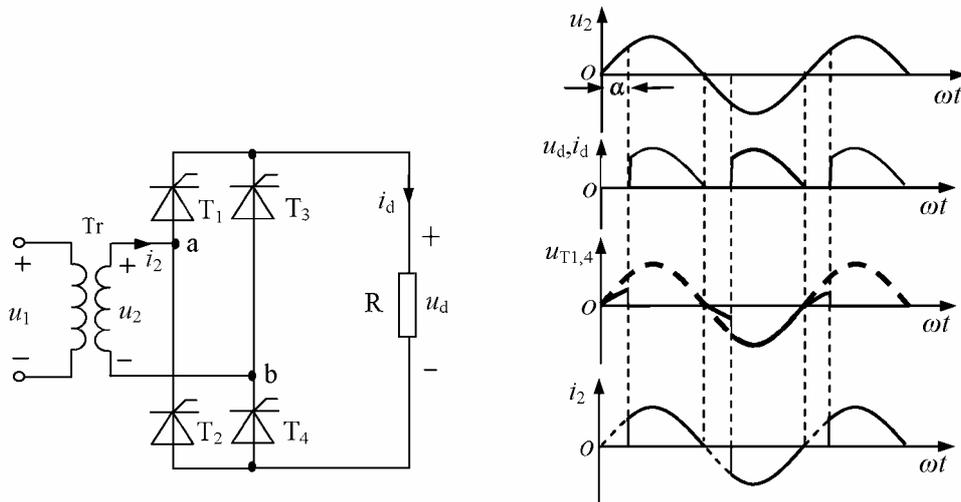


图 3.6 带电阻性负载的单相桥式全控整流电路及其波形

在 $\omega t = \alpha$ 时，给 T₁、T₄ 同时施加触发脉冲，T₁、T₄ 即时导通，电源电压通过 T₁、T₄ 加在负载上。当电源电压下降至零时，负载电流 i_d 也降至零，T₁、T₄ 自然关断。在电源电压的正半周，晶闸管 T₂、T₃ 始终承受反向电压而处于截止状态。

在 u_2 的负半周，b 点电位高于 a 点电位，晶闸管 T₂、T₃ 同时承受正向电压。在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时触发 T₂、T₃，T₂、T₃ 导通，电流从 b 端流出经 T₃、R、T₂ 回到电源 a 端，负载获得与 u_2 正半周相同的整流电压和电流波形，这期间，T₁、T₄ 均承受反向电压而处于阻断状态。当 u_2 过零变正时，T₂、T₃ 关断，负载电压和电流也降至零。此后，T₁、T₄ 又承受正向电压，并在 $\omega t = 2\pi + \alpha$ 时被触发导通，依此循环工作。

整流输出电压平均值为

$$U_d = 0.9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.18)$$

当 $\alpha = 0$ 时, 整流输出电压 $U_d = 0.9U_2$, 为最大值; $\alpha = \pi$ 时, $U_d = 0$ 。所以 α 的移相范围为 180° 。

输出电流的平均值和有效值分别为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 0.9 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.19)$$

$$I = \frac{U}{R} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3.20)$$

晶闸管电流平均值为

$$I_{dT} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.21)$$

晶闸管电流有效值为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R_d} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} = \frac{I}{\sqrt{2}} \quad (3.22)$$

2. 电感性负载

带电感性负载的单相桥式全控整流电路及其工作波形如图 3.7 所示。

在电源正半周, 晶闸管 T_1 和 T_4 同时承受正向电压。若在 $\omega t = \alpha$ 时同时触发 T_1 和 T_4 导通, 则电源电压通过 T_1 和 T_4 加至负载上。当电源电压过零变负时, 由于大电感的存在, T_1 和 T_4 仍继续导通。

在电源负半周, 晶闸管 T_2 和 T_3 同时承受正向电压。在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时同时触发 T_2 和 T_3 导通, T_1 和 T_4 承受反向电压而关断, 负载电流由 T_1 和 T_4 换流至 T_2 和 T_3 , 电源电压通过 T_2 和 T_3 施加到负载端。当电源电压过零变正时, 电感的储能使 T_2 和 T_3 维持继续导通, 直至下一个周期 T_1 和 T_4 被触发导通为止。

整流输出电压平均值

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 0.9U_2 \cos \alpha \end{aligned} \quad (3.23)$$

当 $\alpha = 0$ 时, $U_d = 0.9U_2$, 为最大值; $\alpha = 90^\circ$ 时, $U_d = 0$ 。所以, α 的移相范围为 90° 。

整流输出电压有效值

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_2 \quad (3.24)$$

流过晶闸管的电流平均值和有效值

$$I_{dT} = \frac{\pi}{2\pi} I_d = \frac{1}{2} I_d \quad (3.25)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi}{2\pi}} I_d = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d \quad (3.26)$$

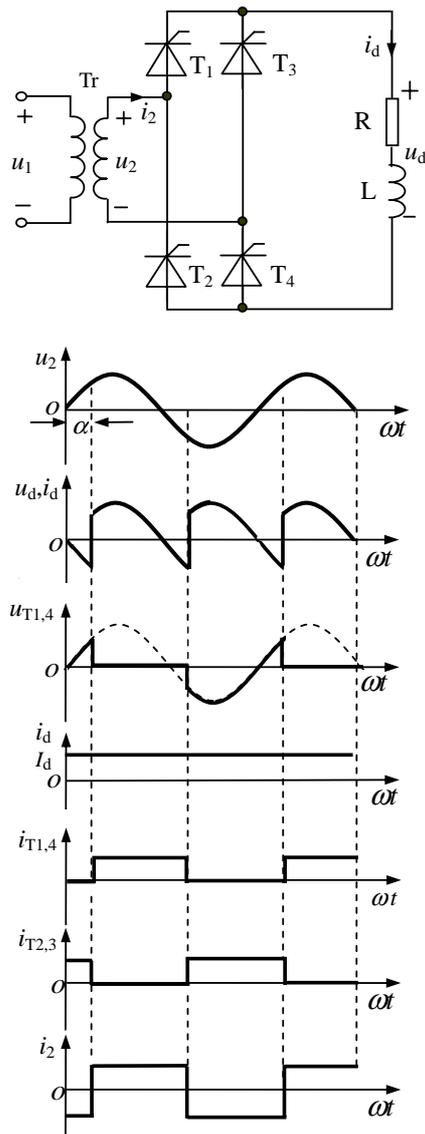


图 3.7 带电感性负载的单相桥式全控整流电路及其波形

单相桥式全控整流电路具有输出电流脉动小、功率因数高等优点，而且由于变压器二次电流正负半周方向相反、波形对称，不存在直流磁化问题，变压器的利用率得以提高。

3. 反电动势负载

当整流电路带蓄电池、直流电动机电枢等工作时，整流电路的负载相当于反电动势负载。图 3.8 表示带反电动势负载的单相桥式全控整流电路及其工作波形。

当单相桥式全控整流电路接反电动势负载时，如果负载等效电感 L 为零，则只有在电源电压的绝对值大于反电动势 E 时，晶闸管才能够承受正向电压，可以被触发导通。晶闸管导通后， $u_d = u_2$ 。当电源电压的绝对值小于反电动势 E 时，晶闸管承受反向电压而阻断。阻断期间， $u_d = E$ 。从图 3.8 可以发现，由于反电动势的存在，与电阻性负载时相比，晶

闸管提前 δ 电角度停止导通, δ 称为停止导通角, 可由下式计算

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}U_2} \quad (3.27)$$

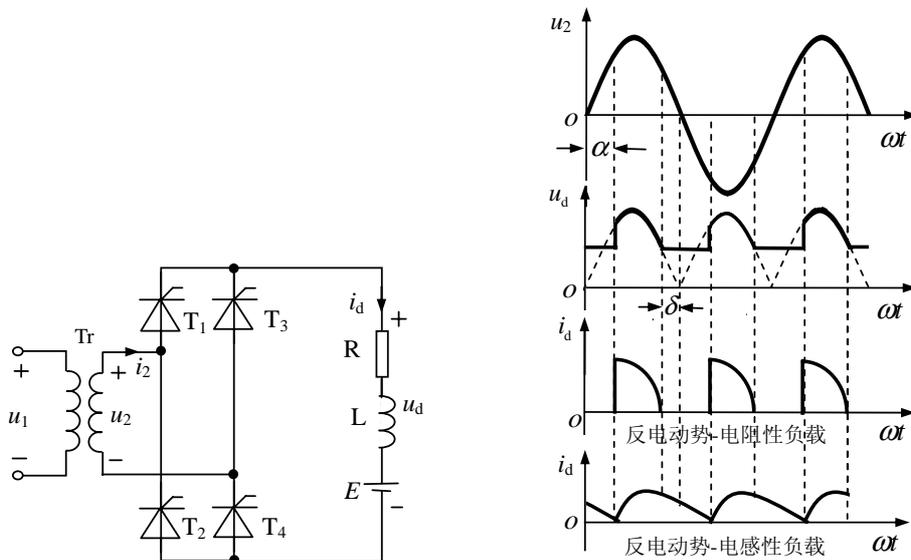


图 3.8 带反电动势负载的单相桥式全控整流电路及其波形

对于带反电动势负载的整流电路, 若 $\alpha < \delta$, 触发脉冲到来时, 晶闸管因承受反向电压而不能被触发导通。因此, 为保证晶闸管可靠导通, 要求触发脉冲有足够的宽度, 以保证当晶闸管开始承受正向电压时, 触发脉冲仍然存在, 即保证 $\alpha \geq \delta$ 。

在控制角 α 相同的情况下, 带反电动势负载的整流电路的输出电压比带电阻性负载时大。

当整流电路直接接反电动势负载时, 由于晶闸管导通角小, 电流断续, 在输出同样的平均电流的情况下, 峰值电流增大, 电流有效值相应增大。对电源而言, 由于有效值大, 要求电源容量大、功率因数低。如果整流电路的负载为直流电动机, 较大的电流峰值在电动机换向时易产生火花。

为保证输出电流的连续, 一般在反电动势负载回路中串联一个平波电抗器, 用以延长晶闸管的导通时间, 实现电流连续。只要电感量足够大, 就可以满足导通角 $\theta = 180^\circ$, 输出电流连续平直, 从而改善整流装置及电动机的工作条件。在这种条件下, 整流电压和负载电流波形与电感性负载电流连续时波形相同。

考虑电动机低速轻载运行时电路的临界情况, 保持电流连续的临界电感量可按式 3.28 计算:

$$L = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi\omega I_{d\min}} \quad (3.28)$$

3.2 三相相控整流电路

在负载容量较大或要求直流电压脉动较小时，常使用三相相控整流电路。三相相控整流电路具有多种电路形式，三相半波相控整流电路共阴极和共阳极接法三相整流电路的最基本形式。其他电路可看作是三相半波整流电路以不同方式串联或并联组合而成。

3.2.1 三相半波相控整流电路

1. 电阻性负载

图 3.9 是三相半波相控整流电路带电阻性负载时的原理图及工作波形。

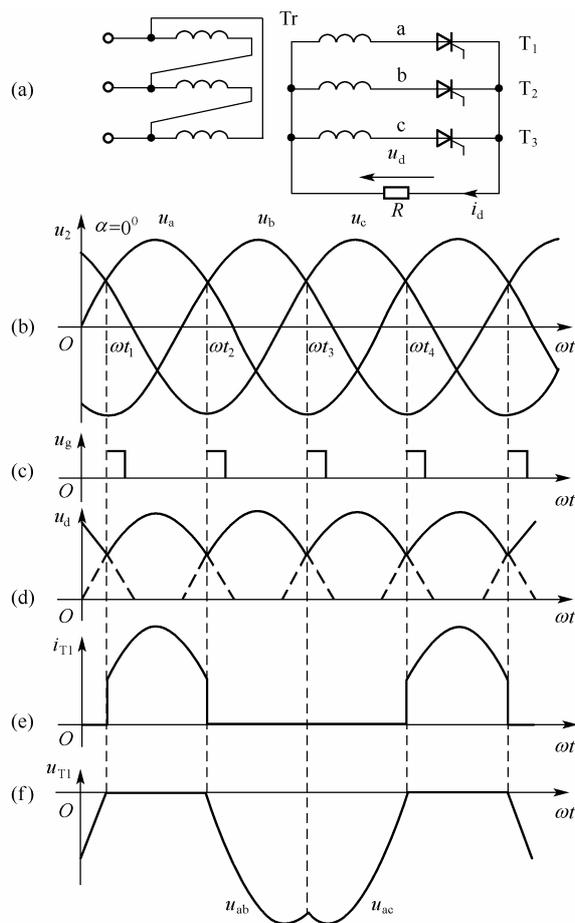


图 3.9 三相半波相控整流电路及 $\alpha = 0^\circ$ 时的工作波形

图中 Tr 为整流变压器，为了使负载电流 i_d 能够流通，整流变压器的二次侧绕组必须接成星形，而一次绕组一般接成三角形，使其高次谐波能够通过，减少高次谐波的影响。三个晶闸管采用共阴极接法，其阳极分别接至 a、b、c 三相电源，这样的接法，对于触发电路有公共连接线的电路连线方便。

下面先讨论不可控的情况,假设将图 3.9(a)中的晶闸管换作二极管,此电路即为三相半波不可控整流电路。由于二极管采用共阴极连接,所以任何时刻均是阳极电位高的二极管导通,即相电压最高相所在二极管导通,其余两相二极管将承受反压而关断,整流电压为该相的相电压,波形如图 3.9(d)所示。 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 段, $u_a > u_b$ 、 $u_a > u_c$, a 相所在二极管导通,负载电压 $u_d = u_a$; $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 段, $u_b > u_a$ 、 $u_b > u_c$, b 相所在二极管导通,负载电压 $u_d = u_b$; $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 段, $u_c > u_a$ 、 $u_c > u_b$, c 相所在二极管导通,负载电压 $u_d = u_c$ 。下一个周期又重复这一过程。所以一周期中三个二极管轮流导通,各导通 120° ,负载电压 u_d 波形为相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 在正半周的包络线。

在不可控整流情况下,二极管换相发生在相电压的交点 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 处,这些交点称为自然换相点。对三相半波可控整流电路而言,自然换相点是各相晶闸管能触发导通的最早时刻,将其作为计算各晶闸管触发角 α 的起点,即定义该点 $\alpha = 0^\circ$,所以 $\alpha = 0^\circ$ 对应着各相电源电压过零后 30° 的时刻。

对于三相半波相控整流电路,若晶闸管触发角 $\alpha = 0^\circ$,其工作过程与不可控时完全相同。由于是阻性负载,电流波形与电压波形形状一样。变压器二次侧各相绕组中的电流与各相晶闸管流过的电流相同,每周期只有单方向电流流过,所以存在直流磁化问题。

对于每个晶闸管承受的电压,以 T_1 为例, $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 段, T_1 导通,理想情况下认为 $u_{T1} = 0$; $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 段, T_2 触发导通、 T_1 关断, $u_{T1} = u_a - u_b = u_{ab}$, 为线电压; $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 段, T_3 触发导通, T_2 关断, $u_{T1} = u_a - u_c = u_{ac}$ 。所以 $\alpha = 0^\circ$ 时,晶闸管承受的反向电压为线电压,所承受的最大反向电压为线电压峰值 $\sqrt{6}U_2$ 。这种情况下晶闸管未承受正向电压,但随着 α 的增大,晶闸管将承受正向电压。

当 $\alpha = 30^\circ$ 时,如图 3.10 所示,假设晶闸管 T_3 已经导通, $u_d = u_c$,经过自然换相点时,由于 T_1 触发脉冲未到, T_1 不能导通, T_3 承受正向电压继续导通。在 ωt_1 时刻($\alpha = 30^\circ$),触发 T_1 , T_1 导通, T_3 因承受反向电压($u_c < u_a$)而关断, $u_d = u_a$,负载电流 i_d 从 c 相换流至 a 相。同理, T_1 、 T_3 均在各自自然换相点后 30° 处导通。从波形可以看出,此时负载电流处于连续和断续的临界状态,各相仍导通 120° 。晶闸管 T_1 电压波形中已有一段时间承受正向电压。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时,其分析方法与 $\alpha = 30^\circ$ 时相同, $\alpha = 60^\circ$ 时的整流电压波形如图 3.11 所示。在导通相的相电压过零处,该相晶闸管将关断,此时下一相晶闸管虽然承受正向电压,但它的触发脉冲未到,不会导通,输出电压、电流均为零。从而使 u_d 、 i_d 波形断续,晶闸管导通角为 $150^\circ - \alpha$,小于 120° 。在三个晶闸管均不导通时,各晶闸管承受的电压为各相的相电压,所以,三相半波相控电路带阻性负载时,晶闸管承受最大正向电压为相电压峰值 $\sqrt{2}U_2$ 。

若触发角 α 继续增大,整流电压将随之减小。当 $\alpha \geq 150^\circ$,晶闸管获得触发脉冲时,承受的相电压已为负值,不可能导通,整流输出电压为零,所以三相半波相控整流电路带阻性负载时移相范围为 150° 。下面讨论三相半波相控整流电路阻性负载时的基本数量关系。

对于三相半波相控整流电路阻性负载时,由于电流波形有连续和断续之分,故整流输出电压平均值 u_d 也不相同。

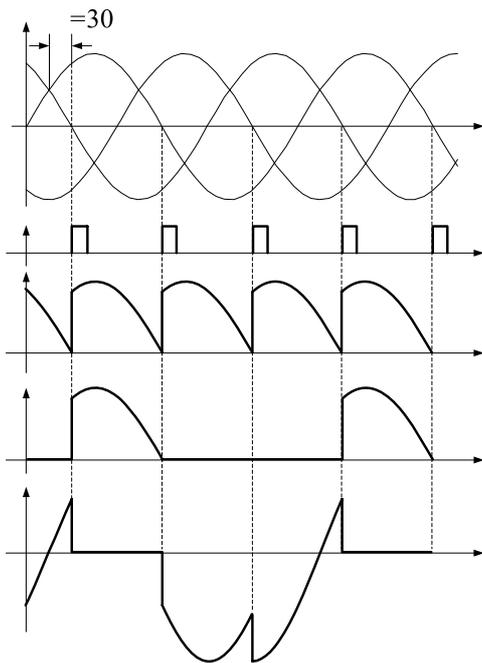


图 3.10 三相半波相控整流电路，阻性负载
 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

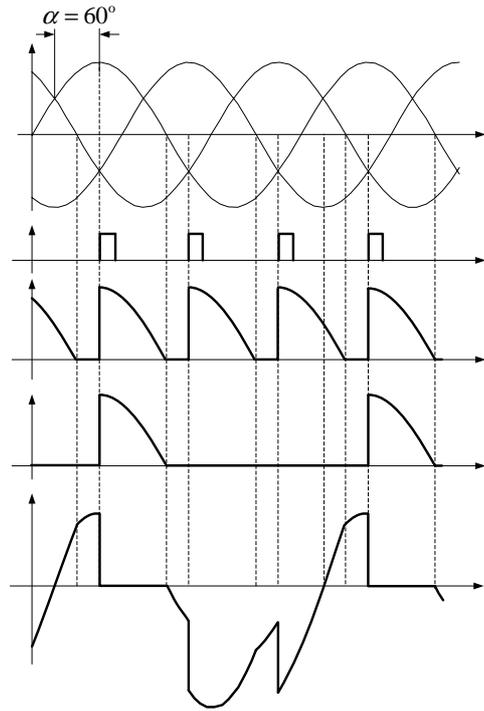


图 3.11 三相半波相控整流电路，阻性负载
 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

当 $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ 时，负载电流 i_d 连续，各相晶闸管均导通 120° ，有

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17U_2 \cos \alpha \quad (3.29)$$

当 $\alpha = 0^\circ$ 时， U_d 最大，为 $U_d = U_{d0} = 1.17U_2$ 。

当 $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ 时，负载电流 i_d 断续，晶闸管导通角减小，各相晶闸管导通至该相电压为零的时刻，此时有

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] \\ &= 0.675 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] \end{aligned} \quad (3.30)$$

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R}$$

当 $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ 时

$$I_d = \frac{1.17U_2}{R} \cos \alpha \quad (3.31)$$

u_2

0

当 $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ 时

$$I_d = \frac{0.675U_2}{R} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] \quad (3.32)$$

电流连续时, 整流变压器二次侧各相绕组电流有效值为

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha} \end{aligned} \quad (3.33)$$

电流断续时, 整流变压器二次侧各相绕组电流有效值为

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha + \frac{1}{8\pi} \sin 2\alpha} \end{aligned} \quad (3.34)$$

从前面分析可知, 晶闸管承受的最大正向电压 $U_{FM} = \sqrt{2}U_2$, 晶闸管承受的最大反向电压为变压器二次线电压峰值, 即

$$U_{RM} = \sqrt{3} \times \sqrt{2}U_2 = \sqrt{6}U_2 = 2.45U_2$$

由于一周期中三个晶闸管轮流导通 $1/3$ 周期, 所以流过晶闸管的电流平均值 I_{dT} 为直流平均值 I_d 的 $1/3$, 即 $I_{dT} = I_d/3$ 。

三相半波相控整流电路中, 流过变压器二次侧某相绕组的电流就是通过该相晶闸管的电流, 所以该相晶闸管的电流有效值 $I_T = I_2$ 。

2. 电感性负载

图 3.12 为感性负载时三相半波相控整流电路及工作波形。假定电感 L 感抗足够大, 则整流电流 i_d 连续且波形基本平直。

当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, 其工作原理与电阻性负载时相同, 整流电压波形 u_d 与电阻负载时相同, 但是电流 i_d 波形有差别。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 回路中负载电感 L 很大, 它产生的自感电势使晶闸管在电源电压由零变负时仍承受正向电压导

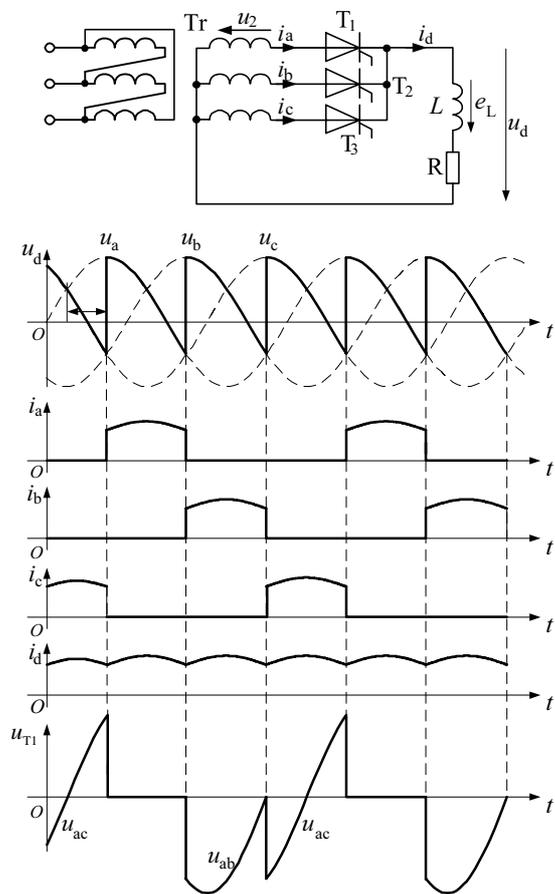


图 3.12 三相半波相控整流电路, 电感性负载时的电路及 $\alpha = 60^\circ$ 时工作波形

通，直到下一相晶闸管触发导通为止，所以各相晶闸管均导通 120° 。输出电压 u_d 波形中出现负值。由于电流连续，晶闸管承受的最大正、反向电压均为线电压峰值 $\sqrt{6}U_2$ 。

电流连续情况下，晶闸管导通角总是 120° ，整流输出电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17U_2 \cos \alpha \quad (3.35)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时， $U_{d0}=1.17U_2$ ；当 $\alpha=90^\circ$ 时， $U_d=0$ ，所以电路移相范围为 $0^\circ\sim 90^\circ$ 。

图 3.13 是 U_d/U_2 与 α 的关系曲线，曲线 1 为阻性负载情况，曲线 2 为大电感负载情况，曲线 3 是电感量不够大的情况。

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{1.17U_2}{R} \cos \alpha \quad (3.36)$$

电感足够大时，每相电流波形接近方波，幅值为 I_d ，一个周期导通 120° 。整流变压器二次侧绕组和晶闸管电流有效值为

$$I_2 = I_T = \sqrt{\frac{120^\circ}{360^\circ}} I_d = 0.577I_d \quad (3.37)$$

晶闸管电流的平均值为

$$I_{dT} = \frac{120^\circ}{360^\circ} I_d = \frac{1}{3} I_d \quad (3.38)$$

晶闸管承受的最大正、反向电压均为线电压峰值，为

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{6}U_2 = 2.45U_2 \quad (3.39)$$

整流变压器二次侧容量为

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \times \frac{U_{d0}}{1.17} \times 0.577I_d \approx 1.48U_{d0} I_d = 1.48P_d$$

整流变压器一次侧容量为

$$S_1 = 3U_1 I_1$$

设一、二次侧绕组匝数相同，即 $w_1 = w_2$ ，工作时磁路不饱和，则大电感负载时， i_1 和 i_2 电流波形如图 3.14 所示。

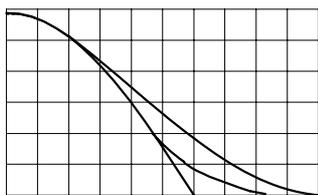


图 3.13 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系

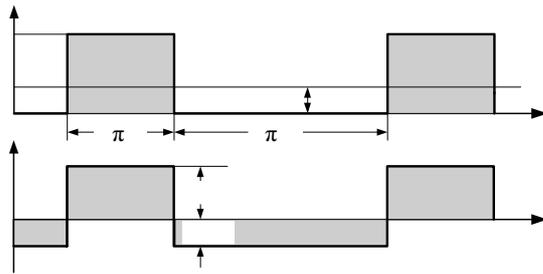


图 3.14 感性负载时三相半波相控整流电路变压器一、二次侧绕组中电流波形

一次侧绕组电流是二次侧绕组电流的交流分量，一次侧绕组电流有效值为

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 \frac{2}{3} \pi + \left(-\frac{1}{3} I_d \right)^2 \frac{4}{3} \pi \right]} = 0.473 I_d$$

所以

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3U_2 I_1 = 3 \times \frac{U_{d0}}{1.17} \times 0.473 I_d = 1.21 P_d$$

变压器容量

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1.35 P_d$$

为了避免整流输出电压波形出现负值，可在大电感负载两端并接续流二极管 D，以提高输出平均电压值，改善负载电流的平稳性，同时扩大移相范围。

图 3.15 所示是接续流二极管后 $\alpha = 60^\circ$ 时的电路和波形。因续流二极管能在电源电压过零变负时导通续流，使得 u_d 波形不出现负值，输出电压 u_d 波形同电阻负载一样。三只晶闸管和续流二极管轮流导通。 T_1 承受的电压波形 u_{T1} 除与前相同部分外，还有一段是三只晶闸管都不导通，续流管导通，此时 T_1 承受本相相电压。分析波形同样可知，当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时， u_d 波形和电阻性负载时一样，因 u_d 波形无负值出现，续流二极管 D 不起作用，各量的计算与不接续流管时相同；当 $\alpha > 30^\circ$ 时，电压波形断续，到 $\alpha = 150^\circ$ 时，平均电压 U_d 为零，所以三相半波整流电路电感性负载接续流二极管时的有效移相范围是 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。各相晶闸管导通角为 $150^\circ - \alpha$ ，续流二极管导通角为 $3 \times (\alpha - 30^\circ)$ 。

$\alpha > 30^\circ$ 时该电路的整流输出电压、电流平均值为

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 0.675 U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \quad (3.40)$$

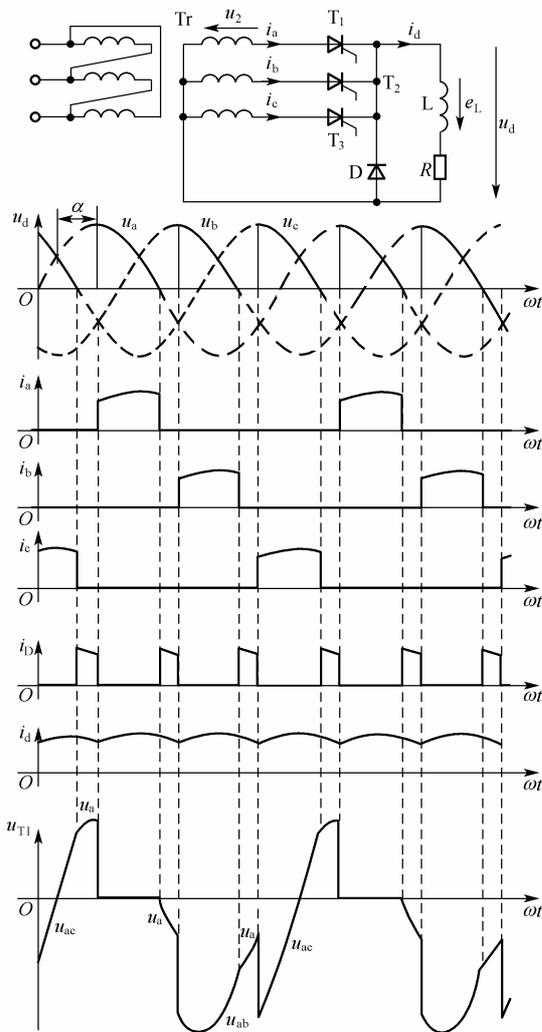


图 3.15 三相半波电感性负载接续流二极管时的电路及波形

$$I_d = \frac{U_d}{R}$$

晶闸管电流平均值、有效值和最大正反向峰值电压分别为

$$I_{dT} = \frac{150^\circ - \alpha}{360^\circ} I_d \quad I_T = \sqrt{\frac{150^\circ - \alpha}{360^\circ}} I_d \quad U_{TM} = \sqrt{6} U_2$$

续流二极管的电流平均值、有效值和最大反向峰值电压分别为

$$I_{dD} = \frac{\alpha - 30^\circ}{120^\circ} I_d \quad I_D = \sqrt{\frac{\alpha - 30^\circ}{120^\circ}} I_d \quad U_{DM} = \sqrt{2} U_2$$

【例 3.3】 三相半波相控整流电路，大电感负载， $\alpha = 60^\circ$ ， $R = 2\Omega$ ，整流变压器二次侧绕组电压 $U_2 = 220V$ ，试确定不接续流二极管和接续流二极管两种情况下的 I_d 值，并选择晶闸管元件。

解 (1) 不接续流二极管时

$$U_d = 1.17U_2 \cos \alpha = 1.17 \times 220 \times \cos 60^\circ = 128.7(V)$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{128.7}{2} = 64.35(A), \quad I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 37.15(A)$$

$$I_{T(AV)} \geq 2 \times \frac{I_T}{1.57} A = 2 \times \frac{37.15}{1.57} A = 47.3A \quad \text{取 } 50A$$

$$U_e = (2 \sim 3)U_{TM} = (2 \sim 3)\sqrt{6}U_2 = 1078 \sim 1616(V) \quad \text{取 } 1200V$$

选择型号为 KP50-12 的晶闸管。

(2) 接续流二极管时

$$U_d = 0.675U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] = 0.675 \times 220 \times \left[\cos(30^\circ + 60^\circ) \right] = 148.5(V)$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{148.5}{2} = 74.25(A)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{150^\circ - \alpha}{360^\circ}} I_d = \sqrt{\frac{150^\circ - 60^\circ}{360^\circ}} \times 74.25 = 37.13(A)$$

$$I_{T(AV)} \geq 2 \times \frac{I_T}{1.57} A = 2 \times \frac{37.13}{1.57} A = 47.3(A) \quad \text{取 } 50A$$

$$U_e = (2 \sim 3)U_{TM} = (2 \sim 3)\sqrt{6}U_2 = 1078 \sim 1616(V) \quad \text{取 } 1200V$$

选择型号为 KP50-12 的晶闸管。

通过计算表明：接续流二极管后，平均电压 U_d 提高，晶闸管的导通角由 120° 降到 90° ，流过晶闸管的电流有效值相等，输出负载平均电流 I_d 提高。当 I_d 相等时，晶闸管额定电流和变压器容量可相应减小。

3. 反电动势负载

图 3.16 所示为反电动势-电阻性负载三相半波相控整流电路及波形。当三个晶闸管均处于阻断状态时，输出整流电压 $u_d = E$ ，输出电流 $i_d = 0$ ，晶闸管端电压分别为 $u_{T1} = u_a - E$ 、 $u_{T2} = u_b - E$ 、 $u_{T3} = u_c - E$ ；当晶闸管 T_1 处于导通状态时，输出整流电压 $u_d = u_a$ ，输出电流 $i_d = (u_d - E)/R$ ，晶闸管端电压分别为 $u_{T1} = 0$ 、 $u_{T2} = u_{ba}$ 、 $u_{T3} = u_{ca}$ ；当晶闸管 T_2 处于导通

状态时, 输出整流电压 $u_d = u_b$, 输出电流 $i_d = (u_d - E)/R$, 晶闸管端电压分别为 $u_{T1} = u_{ab}$ 、 $u_{T2} = 0$ 、 $u_{T3} = u_{cb}$; 当晶闸管 T_3 处于导通状态时, 输出整流电压 $u_d = u_c$, 输出电流 $i_d = (u_d - E)/R$, 晶闸管端电压分别为 $u_{T1} = u_{ac}$ 、 $u_{T2} = u_{bc}$ 、 $u_{T3} = 0$ 。

为保证整流回路触发导通的条件, 反电动势-电阻性负载三相半波相控整流电路要求 $(\pi/6 + \alpha) > \delta$ 。当 $\delta > \pi/6$ 时, 触发角 α 的有效移相范围为 $(\delta - \pi/6) \leq \alpha \leq (5\pi/6 - \delta)$; 当 $\delta < \pi/6$ 时, 触发角 α 的有效移相范围为 $0 \leq \alpha \leq (5\pi/6 - \delta)$ 。

由图 3.16 可求得输出整流电压与电流平均值

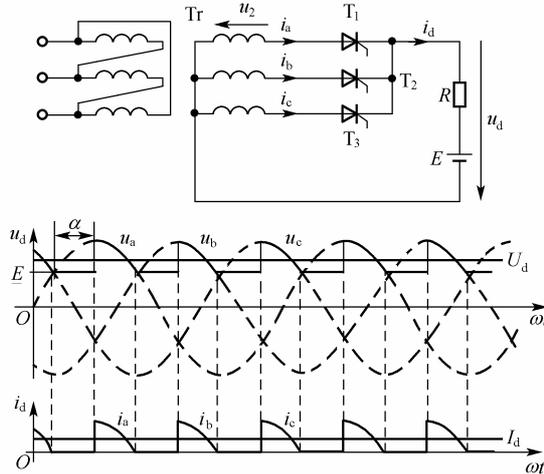


图 3.16 三相半波反电动势-电阻性负载电路及波形

$$U_d = E + \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi - \delta} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E) d(\omega t) \quad (3.41)$$

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (3.42)$$

停止导通角 δ 可表示为

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}U_2} \quad (3.43)$$

各有效值均可按定义求得。由于电路导通角小, i_d 幅值高, 波形系数 k_f 大, 有效值比较高。

图 3.17 所示为反电动势-电感性负载三相半波相控整流电路及波形。当电感 L 足够大时, i_d 波形近似一条直线, u_d 波形及计算与大电感负载时一样。当 L 不够大或负载电流太小时, L 中储存的磁场能量不足以维持电流连续, 则 u_d 波形出现由反电势 E 形成的阶梯, U_d 不再符合前面的计算公式。图 3.17(b)、(c) 为 $\alpha = 60^\circ$ 时电流连续与断续两种情况的波形。 ωt_1 时触发晶闸管 T_1 , 因为 $u_a > E$, T_1 导通。 i_d 增加, e_L 的方向是阻止 i_d 增加的, 如图中向下的箭头部分。当 i_d 增加到最大值时 e_L 为零。此后由于 u_a 继续下降, 则 i_d 减小, 这时 e_L 的方向是阻止 i_d 减小的, 如图中向上的箭头部分。直到 ωt_2 时刻触发 T_2 导通, T_1 受反压关断, 以后不断循环。由于电感 L 的作用, 使得负载两端的电压 u'_d 也比较平直。电流断续的情况读者可自行分析。

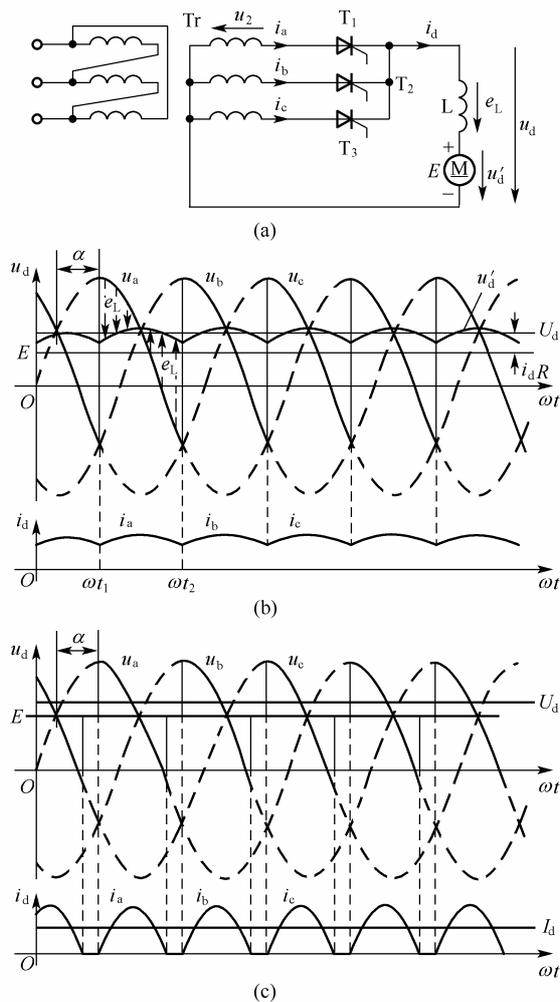


图 3.17 三相半波反电动势-电感性负载电路及波形

4. 共阳极三相半波相控整流电路

三相半波整流电路晶闸管的接法有两种形式：一种是三个晶闸管的阴极连在一起，如以上讨论过的线路，称为共阴极组接法。另一种是三个晶闸管的阳极连在一起，而三个阴极分别接到三相交流电源上，称为共阳极组接法。从共阴极组整流电路的分析中知道，电源电压在正半周对晶闸管施加正向电压，所以触发脉冲要安排在电源电压正半周期间，晶闸管换相时，总是从阳极电位低的相换到阳极电位更高的相。整流电压的极性是共阴极为正，变压器中点为负。

但对于如图 3.18 所示的共阳极组整流电路，在电源电压负半周时晶闸管承受正向电压，所以触发脉冲必须安排在电源电压负半周期间。由晶闸管的单向导电性决定了输出电压的极性为：变压器中点为正，共阳极为负。整流电压波形大多处在电源电压的负半周。晶闸管换相时总是从阴极电位高的相换到阴极电位更低的相。输出电压平均值的极性相对变压器中点而言为负值。电源相电压在负半周的交点分别是 T_2 、 T_4 、 T_6 的自然换流点。如果

将触发脉冲加在三相交流电压负半周的自然换相点上，此时会得到最大的输出整流电压，因此将该点定为 $\alpha=0^\circ$ 点。 $\alpha=0^\circ$ 时的输出电压 u_d 是电源相电压曲线负半周的包络线，输出电压的平均值是负值。其分析过程及数学关系可类比共阴极接法电路而得到。

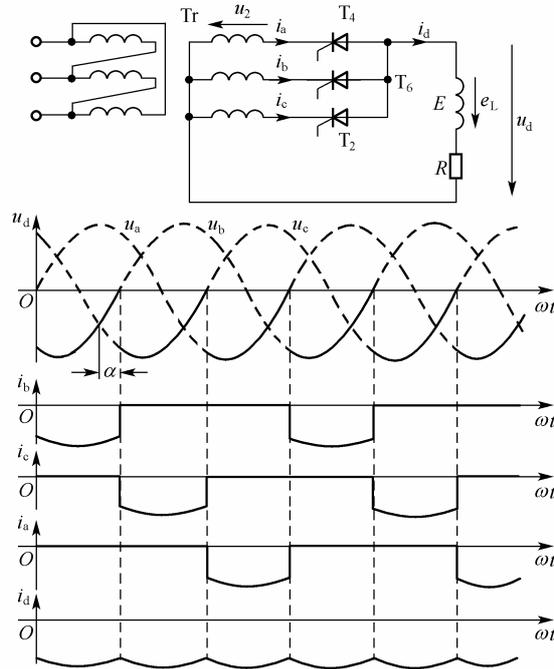


图 3.18 三相半波整流电路共阳极组接线及其波形

共阳极三相半波相控整流电路输出整流电压平均值为

$$U_d = -1.17U_2 \cos \alpha \quad (3.44)$$

整流电流的平均值为

$$I_d = -U_d / R \quad (3.45)$$

与共阴极连接的电路相比，晶闸管共阳极组连接的三相半波相控整流电路的触发信号之间因无共地点而必须采用电隔离措施。但因螺栓型晶闸管的散热器是与阳极安装在一起的，因此三个主开关元件可以不经绝缘而安装在同一个整体散热器上，使装置结构简化。

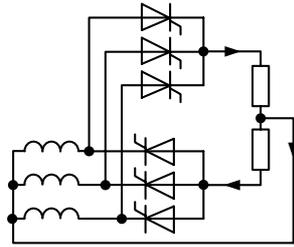
三相半波整流电路只用三只晶闸管，接线简单。但与三相桥式电路相比，元件承受正反向峰值电压较高、变压器利用率较低，而且有直流磁化问题，同容量时需加大铁心截面积，并要引起附加损耗。若不用变压器，则负载电流中的直流分量流入电网，不但引起电网额外损耗，而且要增大零线电流。因此这种电路多用于中等偏小容量的设备上。

3.2.2 三相桥式全控整流电路

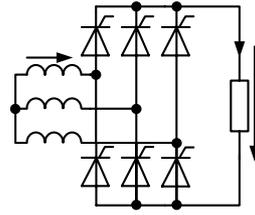
三相桥式全控整流电路应用最为广泛，它是由两个三相半波整流电路发展而来的，如图 3.19(a)所示，其中一组三相半波整流电路为共阴极连接，一组为共阳极连接。如果两组负载完全相同且触发角 α 一样，则负载电流 I_{d1} 、 I_{d2} 相等，电路零线中无电流流过，如果将零线去掉，并不影响电路的工作，就成为三相桥式全控整流电路，如图 3.19(b)所示。

由于共阴极组在电源正半周导通，流经变压器二次侧绕组的是正向电流，共阳极组在

电源负半周导通，流经变压器二次侧绕组的是反向电流，因此一周期中变压器绕组中没有直流磁势，且每相绕组的正、负半周都有电流流过，从而提高了变压器绕组利用率。



(a)三相半波共阴极组和共阳极组串联的电路



(b)三相桥式全控整流电路

图 3.19 三相桥式全控整流电路

1. 电阻性负载

当 $\alpha = 0^\circ$ 时，可以采用与分析三相半波相控整流电路类似的方法，假设将电路中的晶闸管均换作二极管，也就相当于晶闸管触发角 $\alpha = 0^\circ$ 时的情况。此时对于共阴极组的三个晶闸管，阳极所接交流电压值最高的一个晶闸管导通，而对于共阳极组的三个晶闸管，则是阴极所接交流电压值最低的一个晶闸管导通。这样，任意时刻共阳极组和共阴极组各有一个晶闸管处于导通状态，电路工作波形如图 3.20 所示。 $\alpha = 0^\circ$ 就是在自然换相点处换相。

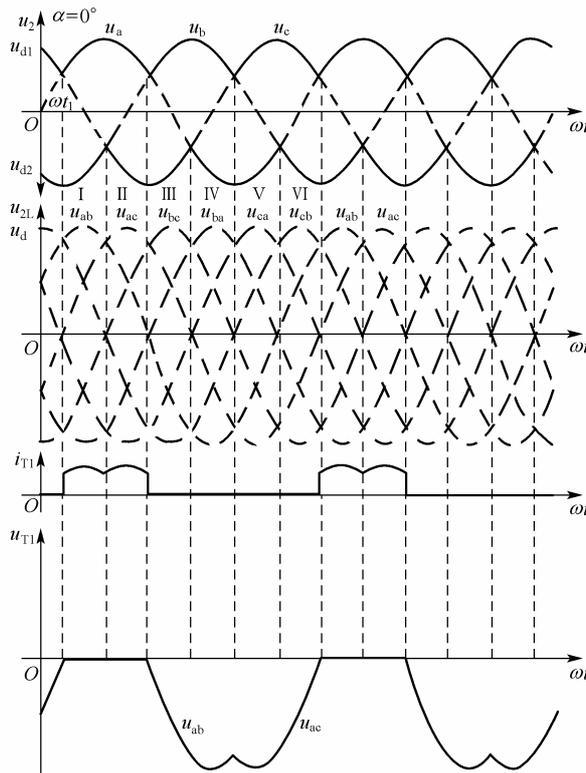


图 3.20 三相桥式全控整流电路阻性负载 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形

第 I 阶段, a 相电位最高, 共阴极组 T_1 管触发导通, b 相电位最低, 共阳极组 T_6 触发导通, 电流流路径为 $a \rightarrow T_1 \rightarrow R \rightarrow T_6 \rightarrow b$, 负载上电压 $u_d = u_a - u_b = u_{ab}$ 。变压器 a、b 两相工作, 共阴极组的 a 相电流为正, 共阳极组的 b 相电流为负。

第 II 阶段, a 相电位仍然为最高, T_1 继续导通, 但 c 相电位最低, 在自然换相点处触发 c 相的 T_2 管, 则 T_2 导通, 电流从 b 相换至 c 相, T_6 因承受反向电压关断。这时电流流路径为 $a \rightarrow T_1 \rightarrow R \rightarrow T_2 \rightarrow c$, 负载上电压 $u_d = u_a - u_c = u_{ac}$ 。

第 III 阶段, b 相电位最高, 自然换相点处触发 T_3 管, 则共阴极组换相至 T_3 , 电流从 a 相换至 b 相, T_1 因承受反向电压关断, T_2 因 c 相电位仍为最高而继续导通, 负载上电压 $u_d = u_b - u_c = u_{bc}$ 。

以下 IV、V、VI 阶段以此类推。在第 IV 阶段, T_3 、 T_4 导通, $u_d = u_b - u_a = u_{ba}$; 第 V 阶段, T_4 、 T_5 导通, $u_d = u_c - u_a = u_{ca}$; 第 VI 阶段, T_5 、 T_6 导通, $u_d = u_c - u_b = u_{cb}$ 。以后重复上述过程。

由以上分析可知, 三相全控桥式整流电路中, 对于共阴极组的 3 个晶闸管, 阳极所接交流电压值最大的一个导通; 对于共阳极组的 3 个晶闸管, 阴极所接交流电压值最低(或者说负得最多)的导通; 任意时刻共阳极组和共阴极组中各有 1 个晶闸管处于导通状态。其余的晶闸管均处于关断状态。触发角 α 的起点, 仍然是从自然换相点开始计算, 注意正负方向均有自然换相点。

晶 闸 管 导 通 顺 序 为 :
 T_1 、 $T_6 \rightarrow T_1$ 、 $T_2 \rightarrow T_2$ 、 $T_3 \rightarrow T_3$ 、
 $T_4 \rightarrow T_4$ 、 $T_5 \rightarrow T_5$ 、 T_6 , 一周期中
 每个晶闸管导通 120° , 每隔 60° 有一个晶闸管换相。

当触发角 $\alpha > 0^\circ$ 时, 每个晶闸管都不在自然换相点换相, 而是从自然换相点向后移 α 角开始换相。

图 3.21 为 $\alpha = 30^\circ$ 时电路的工作波形, 其分析方法与 $\alpha = 0^\circ$ 时相同。可从 α 角开始把一个周期 6 等分, 晶闸管导通顺序仍为 T_1 、 $T_6 \rightarrow T_1$ 、 $T_2 \rightarrow T_2$ 、 $T_3 \rightarrow T_3$ 、 $T_4 \rightarrow T_4$ 、 $T_5 \rightarrow T_5$ 、 T_6 , 所以输出电压波形还是 u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{bc} 、 u_{ba} 、 u_{ca} 和 u_{cb} 等线电压的一部分, 只是相位后移 30° 。晶闸管 T_1 承受的电压波形由三段组成: $\omega t_1 \sim \omega t_3$ 段, T_1 导通, $u_{T1} = 0$; $\omega t_3 \sim \omega t_5$ 段, 共阴极组 T_3 导通, $u_{T1} = u_a - u_b = u_{ab}$; $\omega t_5 \sim \omega t_7$ 段, 共阴极组 T_5 导通, $u_{T1} = u_a - u_c = u_{ac}$ 。

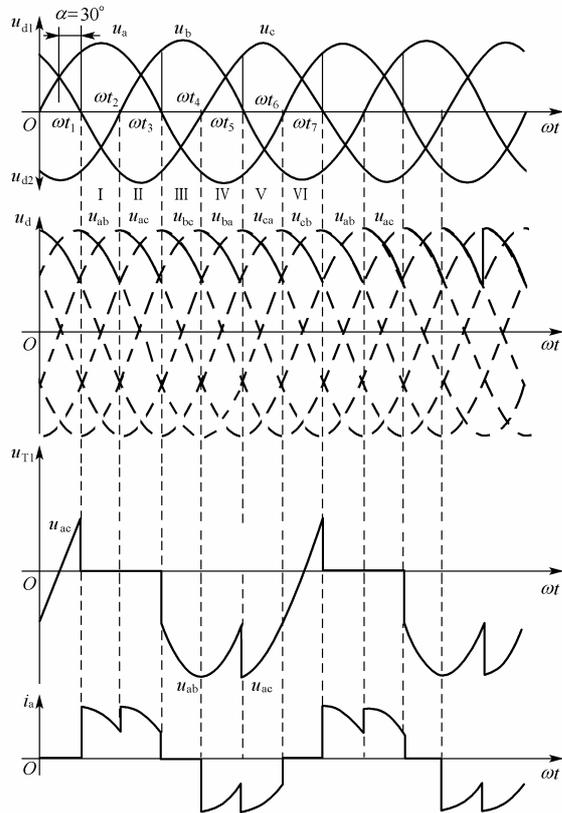


图 3.21 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

图 3.22、图 3.23 分别为 $\alpha = 60^\circ$ 、 $\alpha = 90^\circ$ 时输出电压 u_d 波形。 $\alpha = 60^\circ$ 为电流连续和断续的临界条件，当 $\alpha > 60^\circ$ 时电流波形断续。

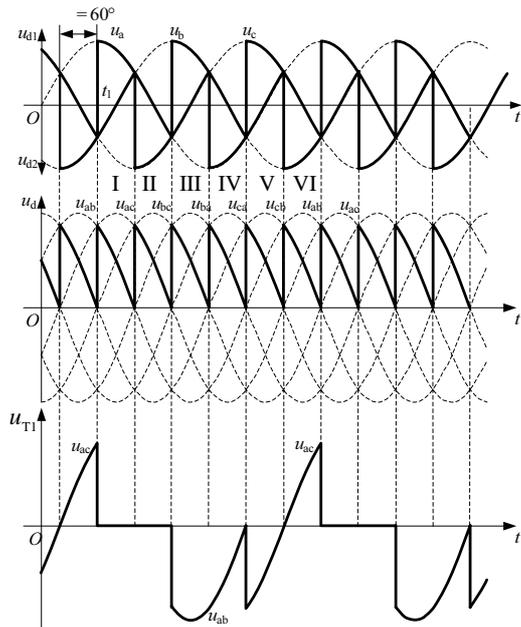


图 3.22 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

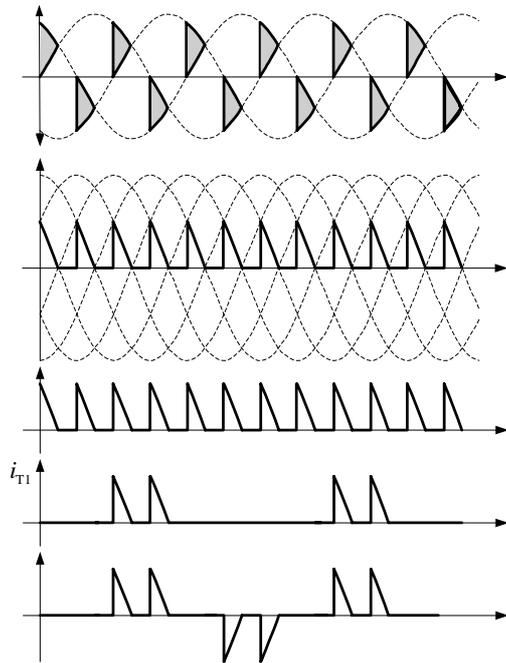


图 3.23 $\alpha = 90^\circ$ 时的波形

由以上分析可以看出：

① 三相桥式全控整流电路在任何时刻必须保证共阴极组和共阳极组各有一晶闸管导通，才能构成导电回路。

② 器件换流只在本组内进行，每隔 120° 换流一次，所以共阴极组晶闸管 T_1 、 T_3 、 T_5 触发脉冲相位相差 120° ，共阳极组晶闸管 T_4 、 T_6 、 T_2 的触发脉冲也相差 120° 。由于共阴极组和共阳极组换流点相隔 60° ，所以每隔 60° 有一个器件换流。接在同一相的两个元件触发脉冲相位相差 180° 。所以触发脉冲顺序为 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow T_3 \rightarrow T_4 \rightarrow T_5 \rightarrow T_6$ 。

③ 为了保证任何时刻共阴极组和共阳极组中各有一晶闸管导通，或者由于电流断续后能再次导通，必须对两组中应导通的一对晶闸管同时加触发脉冲。可以采用宽脉冲(脉冲宽度大于 60° ，一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$)或双窄脉冲(即一周期内对一个晶闸管连续触发两次，两次脉冲间隔 60°)来实现。

实际工程应用中常采用双窄脉冲触发方式，虽然它的触发电路复杂，但可使触发装置输出功率减小，从而减小脉冲变压器铁心的体积。用宽脉冲触发，虽然脉冲次数减少一半，但为了使脉冲变压器不饱和，铁心体积做得较大，绕组匝数也多，使漏感加大，脉冲前沿不够陡。

④ 三相全控桥电路整流输出电压是线电压的一部分，一个周期内脉动 6 次，脉动频率为 300Hz ，较三相半波电路提高一倍。

下面分析其基本数量关系。

电流连续时($\alpha \leq 60^\circ$), 整流输出电压平均值为

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{2\pi+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 2.34U_2 \cos \alpha \quad (3.46)$$

电流断续时($\alpha > 60^\circ$), 整流输出电压平均值为

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad (3.47)$$

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R}$$

当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, 电流连续, 对图 3.21 波形分析, 以 $\alpha = 30^\circ$ 为例, 可得到变压器二次侧绕组电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha+\frac{\pi}{3}} \left(\frac{\sqrt{6}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{6}U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha} \quad (3.48)$$

当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 电流断续(参见图 3.22、图 3.23), 变压器二次侧绕组电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{6}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{3}U_2}{R} \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{2}{3}\pi + 2\alpha\right)} \quad (3.49)$$

流过晶闸管的电流平均值 I_{dT} 为负载电流的 1/3, 即

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad (3.50)$$

流过晶闸管的电流有效值 I_T 也有连续和断续两种情况, 但两种情况下均有

$$I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I_2 \quad (3.51)$$

阻性负载时, $\alpha = 0^\circ$, 有 $I_2 = 0.816I_d$, $U_2 = U_{d0} / 2.34$, 所以整流变压器二次侧绕组视在功率

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \times \frac{U_{d0}}{2.34} \times 0.816I_d = 1.05P_d$$

整流变压器一次侧容量为

$$S_1 = 3U_1 I_1$$

设一、二次侧绕组匝数相同, 即 $w_1 = w_2$, 于是 $U_1 = U_2$, 在二次侧绕组中正、负半周都有电流 I_2 , 平均值为零, 所以 $I_1 = I_2$, 则一次侧容量为

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3U_2 I_2 = 1.05P_d$$

所以整流变压器容量为 $S = S_1 = S_2 = 1.05P_d$ 。

2. 电感性负载

三相全控桥电感性负载电路通常电感量足够大, 使负载电流连续且其波形基本上为一条水平线。感性负载时导电规律与阻性负载相同, $\alpha \leq 60^\circ$ 时, 整流输出电压 u_d 波形与阻性负载时一样。当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 由前面分析可知, 阻性负载的输出电压波形断续, 对于大电

感性负载，由于电感 L 的作用，在电源线电压过零后晶闸管仍然导通，直到下一个晶闸管触发导通为止，这样输出电压波形中出现负的部分。 $\alpha = 90^\circ$ 时， u_d 波形正、负面积相等，平均值 $U_d = 0$ ，所以感性负载时电路移相范围为 90° 。图 3.24、图 3.25、图 3.26 分别为 $\alpha = 0^\circ$ 、 $\alpha = 30^\circ$ 、 $\alpha = 90^\circ$ 三相全控桥带大电感负载时的工作波形。

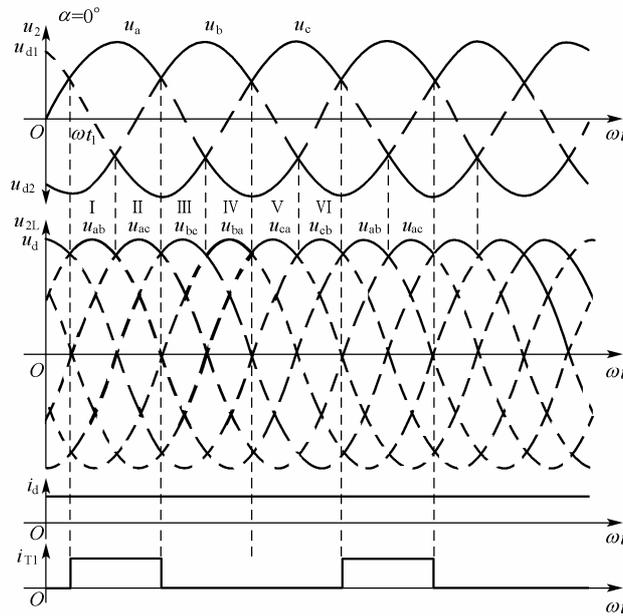


图 3.24 三相桥式全控整流电路带感性负载 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形

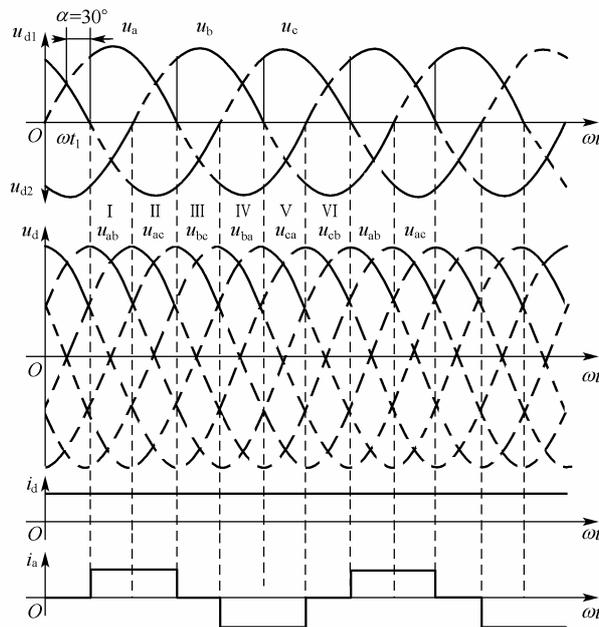
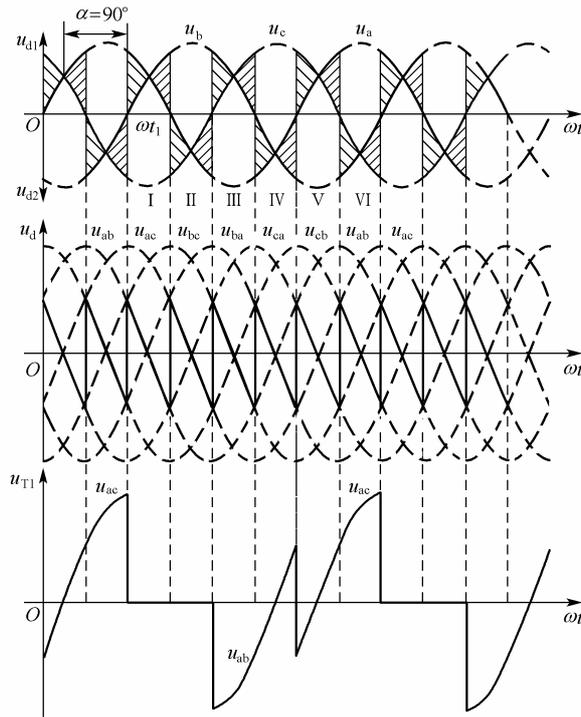


图 3.25 三相桥式全控整流电路带感性负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

图 3.26 三相桥式全控整流电路带感性负载 $\alpha = 90^\circ$ 时的波形

从图 3.26 的 u_{T1} 波形可知。在电压可调范围内，晶闸管承受的最大正、反向电压均为 $\sqrt{6}U_2$ 。

感性负载电流连续时，晶闸管导通角总是 120° ， u_d 波形每隔 60° 重复一次，所以整流输出电压平均值为

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34U_2 \cos \alpha \quad (3.52)$$

负载电流平均值为

$$I_d = 2.34 \frac{U_2}{R} \cos \alpha \quad (3.53)$$

变压器二次侧绕组一周期内流过电流波形为方波，其中正半周为 120° ，负半周也为 120° ，所以二次侧绕组电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3.54)$$

流过晶闸管的电流有效值 I_T 和平均值 I_{dT} 分别为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 0.577 I_d = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d \quad (3.55)$$

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad (3.56)$$

同样，为了提高整流输出直流电压平均值，可在负载侧并联一续流二极管，构成带续流二极管的三相桥式整流电路，其工作过程请读者自行分析。

三相桥式全控整流电路接反电动势阻感负载时，在负载电感足够大可以使负载电流连续的情况下，其电路工作情况与带感性负载时相似，电路中各处电压、电流波形均相同，只在计算负载电流平均值 I_d 时有所不同，此时为 $I_d = (U_d - E) / R$ 。

【例 3.4】 三相桥式全控整流电路接反电动势阻感负载， $E = 200\text{V}$ 、 $R = 1\Omega$ 、 $\omega L \gg R$ 。若整流变压器二次侧绕组电压 $U_2 = 220\text{V}$ 、触发角 $\alpha = 60^\circ$ ，求输出整流电压 U_d 与电流平均值 I_d ；晶闸管电流平均值与有效值；变压器次级电流有效值；变流装置的输出功率、视在功率及功率因数。

解 (1) 输出整流电压与电流的平均值为

$$U_d = 2.34U_2 \cos \alpha = 2.34 \times 220 \times \cos 60^\circ = 128.7(\text{V})$$

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} = \frac{257.4 - 200}{1} = 57.4(\text{A})$$

(2) 晶闸管电流平均值与有效值为

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d = 19.1(\text{A})$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 33.1(\text{A})$$

(3) 变压器次级电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 46.9(\text{A})$$

(4) 变流装置输出功率、视在功率及功率因数分别为

$$P = I_d^2 R + E I_d = 14774.8(\text{W})$$

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 30954(\text{VA})$$

$$\lambda = \frac{P}{S_2} = 0.48$$

3.2.3 三相桥式半控整流电路

将三相桥式全控整流电路中的一组晶闸管用三只二极管代替，就构成了三相桥式半控整流电路。只要控制三相桥中一组晶闸管，就可控制三相桥式半控整流电路的输出电压，所以它的控制较全控桥简单、经济，在中等容量或不要求可逆运行的电力拖动装置中经常使用。

三相桥式半控整流电路如图 3.27 所示，其电路工作特点是共阴极组晶闸管必须触发才能换流，而共阳极组二极管总是在自然换相点换流。所以，一周期中仍然换流六次，三次为自然换流，其余三次为触发换流。

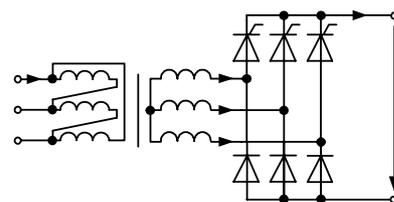


图 3.27 三相桥式半控整流电路

1. 电阻性负载

三相桥式半控整流电路在 $\alpha = 0^\circ$ 时的工作情况与三相桥式全控电路完全相同。图 3.28 为 $\alpha = 30^\circ$ 时的工作波形， ωt_1 时刻触发晶闸管 T_1 导通，此时共阳极组二极管 D_6 阴极电位

最低, 所以 T_1 、 D_6 导通, 负载电压 $u_d = u_{ab}$ 。 ωt_2 时刻共阳极组二极管自然换流, D_2 导通, D_6 关断, 负载电压 $u_d = u_{ac}$ 。 ωt_3 时刻, 虽然到了共阴极组自然换相点, 但 T_3 触发脉冲未到, 所以 T_1 继续导通, 直到 ωt_4 时刻为止。 ωt_4 时刻触发 T_3 导通, T_1 关断, 负载电压 $u_d = u_{bc}$, 以此类推。 负载上得到的电压波形 u_d 一个周期内仍有 6 个波头, 但 6 个波头形状不同。 当 $\alpha < 60^\circ$ 时, 波形总是连续的; 当 $\alpha = 60^\circ$ 时, u_d 的波形中就只剩下 3 个波头, 所以 $\alpha = 60^\circ$ 是整流电压波形连续与断续的临界点。

图 3.29 为 $\alpha = 120^\circ$ 时的工作波形, 此时电压波形已不再连续, ωt_1 时刻触发晶闸管 T_1 导通时, 共阳极组二极管 D_2 阴极电位最低, 所以 T_1 、 D_2 导通, 负载电压 $u_d = u_{ac}$ 。 ωt_2 时刻虽然 $u_a = 0$, 但 u_{ac} 仍大于零, T_1 管继续导通, 直到 ωt_3 时刻 $u_{ac} = 0$ 时 T_1 关断。 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间, 虽然 T_3 承受正向电压但无触发不导通。 ωt_4 时刻触发 T_3 , 二极管 D_4 阴极电位最低而导通, $u_d = u_{ba}$, 直到 $u_{ba} = 0$ 为止。 重复以上过程, 波形如图 3.29 所示。

由图 3.29 波形可见, 随着触发角 α 增大, 晶闸管导通角度减小, 输出整流电压 u_d 减小。 因为三相桥式整流电路是对线电压的整流, 工作电压为线电压, 不是相电压, 所以判断一个晶闸管能否被触发导通是根据其线电压是否过零来判断。 例如 $\alpha = 150^\circ$ 时, T_1 加触发脉冲, 虽然此时 a 相电压 $u_a = 0$, 但因为 $u_{ac} > 0$, 所以 T_1 、 D_2 仍然能够导通, 输出电压 $u_d = u_{ac}$ 。 到 $\alpha = 180^\circ$ 时, T_1 的触发脉冲发出时 $u_{ac} = 0$, 则晶闸管 T_1 不可能导通, $U_d = 0$ 。 所以, 三相桥式半控整流电路带阻性负载时移相范围为 180° 。

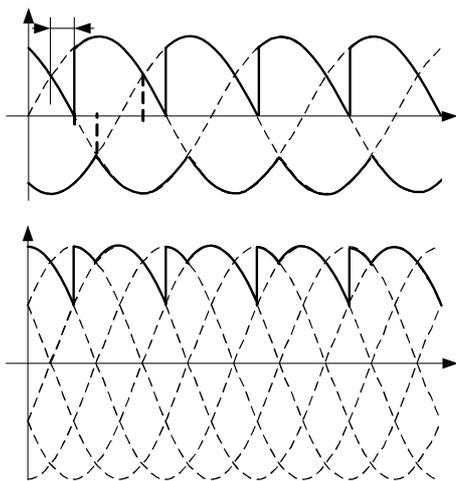


图 3.28 三相桥式半控整流电路阻性负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

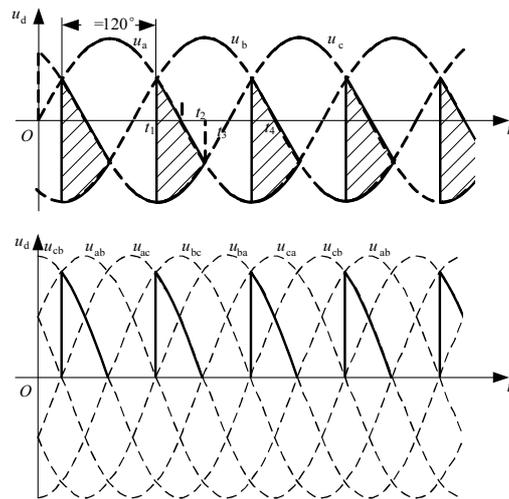


图 3.29 三相桥式半控整流电路阻性负载 $\alpha = 120^\circ$ 时的波形

三相桥式半控整流电路带阻性负载时整流输出平均电压值 U_d 的计算也要分别考虑电压波形连续和断续的情况。

电压波形连续时 ($\alpha \leq 60^\circ$), 如图 3.28 所示, 有

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi + \alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) d(\omega t) \right] \quad (3.57)$$

$$= 1.17U_2(1 + \cos \alpha)$$

电压波形断续时($60^\circ < \alpha \leq 180^\circ$), 如图 3.29 所示, 有

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 1.17U_2(1 + \cos \alpha) \quad (3.58)$$

从式(3.57)、式(3.58)可见, 三相桥式半控整流电路带阻性负载时, 整流输出平均电压值为

$$U_d = 1.17U_2(1 + \cos \alpha) \quad (3.59)$$

其余参数计算方法和全控桥相同, 这里不再赘述。

2. 电感性负载

三相桥式半控整流电路在感性负载情况下, 当晶闸管在承受正向电压时触发导通, 整流二极管承受正向电压自然导通; 当线电压过零变负时, 由于电感的存在, 使晶闸管承受正向电压继续导通, 与单相桥式半控整流电路相似, 形成同相晶闸管与二极管同时导通自然换流, 所以输出电压 u_d 的波形中不会出现负波形。

三相桥式半控整流电路带感性负载在 $\alpha \leq 60^\circ$ 和 $60^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ 时的工作波形如图 3.30 和图 3.31 所示。

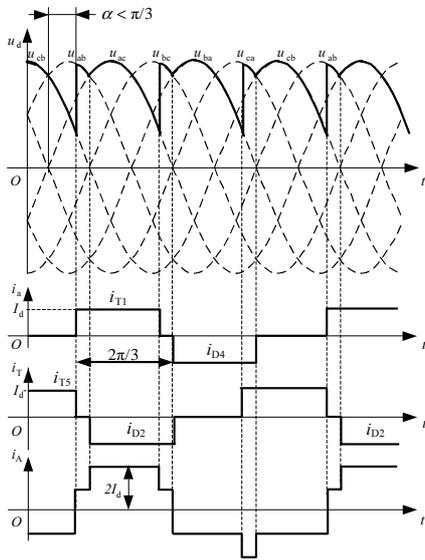


图 3.30 三相桥式半控整流电路感性负载 $\alpha \leq 60^\circ$ 时的波形

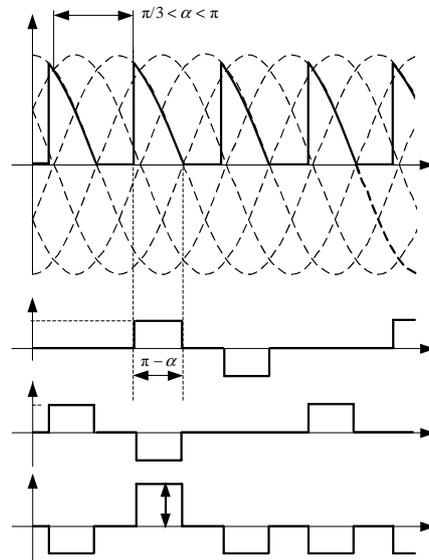


图 3.31 三相桥式半控整流电路感性负载 $60^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ 时的波形

从前面的分析已经知道, 单相桥式半控整流电路带感性负载时, 如果电路中不接续流二极管则会出现失控现象, 三相桥式半控整流电路中也一样。在整流电路工作过程中, 如突然去掉触发脉冲或将触发角 α 从某一值突然增大到 180° , 电路会出现某个晶闸管连续导通、三个二极管轮流导通的失控现象。假定在 T_3 管导通时, 触发脉冲突然消失, 则 T_1 、 T_5 不可能再导通。 T_3 先与 D_2 同时导通, 整流输出电压 $u_d = u_{bc}$ 。当 $u_a < u_c$ 时, D_2 自然换流至 D_4 , D_2 关断, D_4 导通, $u_d = u_{ba}$ 。当 $u_c < u_b$ 时, 又从 D_4 换流至 D_6 , 电流通过 T_3 、 D_6 续流, $u_d = 0$ 。所以一个周期中二极管轮流导通, 各导通 120° , 负载上电压波形如图 3.32 所示。

为了解决失控问题, 和单相半控桥一样, 只需在负载两端并联一续流二极管即可, 这

样电路在线电压过零后，由续流二极管导通续流，晶闸管上电流为零关断。接有续流二极管的三相半控桥电路，只有在 $\alpha > 60^\circ$ 以后续流管才有电流流过。

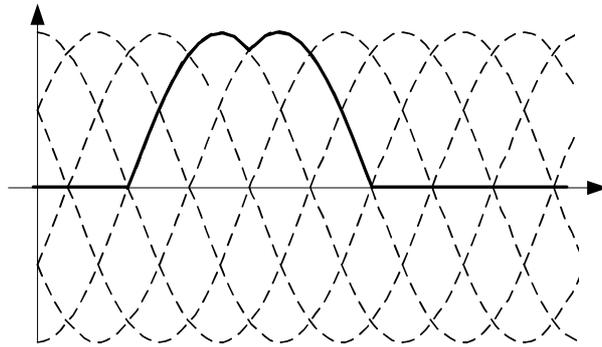


图 3.32 三相桥式半控整流电路感性负载失控时的 u_d 的波形

接续流二极管的三相半控桥大电感负载输出电压波形及晶闸管承受的电压波形与电阻性负载相同，输出平均电压值和平均电流值的计算为

$$U_d = 2.34U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

晶闸管与续流二极管的电流平均值、电流有效值为

当 $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ 时

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d$$

当 $60^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ 时

$$I_{dT} = \frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ} I_d \quad I_T = \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ}} I_d$$

$$I_{dD} = \frac{\alpha - 60^\circ}{120^\circ} I_d \quad I_D = \sqrt{\frac{\alpha - 60^\circ}{120^\circ}} I_d$$

晶闸管与二极管承受的最大电压为

$$u_{TM} = \sqrt{6}U_2 \quad u_{DM} = \sqrt{6}U_2$$

常见三相可控整流电路的比较见表 3-1。

表 3-1 常用三相可控整流电路的比较

主电路形式		三相半波	三相全控桥	三相半控桥
$\alpha = 0^\circ$ 时，空载直流输出电压平均值 U_d		$1.17U_2$	$2.34U_2$	$2.34U_2$
$\alpha \neq 0^\circ$ 时，空载直流输出电压平均值 U_d	电阻负载或电感负载有续流二极管的情况	当 $0 \leq \alpha \leq \pi/6$ 时 $U_{d0} \cos \alpha$ 当 $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ 时 $0.675U_2 [1 + \cos(\alpha + \pi/6)]$	当 $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ 时 $U_{d0} \cos \alpha$ 当 $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ 时 $U_{d0} [1 + \cos(\alpha + \pi/3)]$	$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$

		(续)		
主电路形式		三相半波	三相全控桥	三相半控桥
	电阻加大电感负载的情况	$U_{d0} \cos \alpha$	$U_{d0} \cos \alpha$	$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$
晶闸管承受的最大正、反向电压		$\sqrt{6}U_2$	$\sqrt{6}U_2$	$\sqrt{6}U_2$
移相范围	电阻负载或电感负载有续流二极管情况	$0 \sim 5\pi/6$	$0 \sim 2\pi/3$	$0 \sim \pi$
	电阻加大电感的情况	$0 \sim \pi/2$	$0 \sim \pi/2$	不采用
晶闸管最大导通角		$2\pi/3$	$2\pi/3$	$2\pi/3$
特点与使用场合		电路最简单, 但元件承受电压高, 对变压器或交流电源因存在直流分量, 故较少用于功率小的场合	各项指标好, 用于电压控制要求高或要求逆变的场合。但要 6 只晶闸管触发, 比较复杂	各项指标较好, 适用于较大功率高电压场合

3.3 整流电路的谐波分析

整流电路输出电压的波形是脉动的周期性的非正弦函数, 除直流分量外, 还包含有大量的高次谐波分量。采用谐波分析的方法, 对于研究整流电路的质量指标以及为减小电流的脉动分量, 保持输出负载电流波形的连续而选择合适的平波电抗器的电感量都是非常有用的。

3.3.1 m 脉波相控整流电压通用公式

图 3.33 给出了一个 m 脉波整流电路负载电流 i_d 连续时整流输出电压 u_d 的波形。在一个交流电源周期 2π 中, 有 m 个形状相同但相差 $2\pi/m$ 的电压脉波。若脉波的周期为 T , 则每个脉波宽度为 $\omega T = 2\pi/m$, 即 $u_d(\omega t) = u_d(2\pi/m + \omega t)$ 。在图 3.33 所取的时间原点情况下, u_d 的傅里叶级数表达式为

$$u_d(t) = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (3.60)$$

或

$$u_d(t) = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} [U_n \cos(n\omega t + \varphi_n)] \quad (3.61)$$

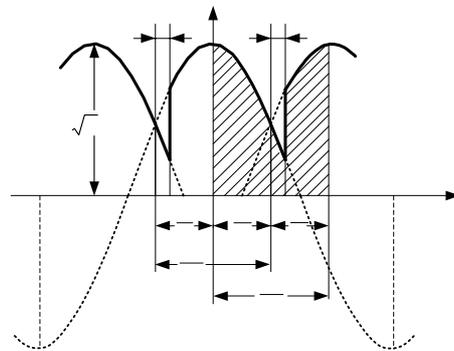


图 3.33 m 脉波整流电路电压波形

式中, 直流平均值:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^{2\pi/m} u_d(t) d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} \int_0^{2\pi/m} u_d(t) d(\omega t) \quad (3.62)$$

n 次谐波的幅值:

$$U_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.63)$$

n 次谐波的相位角:

$$\varphi_n = \arctan\left(-\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (3.64)$$

n 次谐波的系数:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T u_d(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} u_d(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (3.65)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u_d(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} u_d(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (3.66)$$

式(3.61)、式(3.62)中, 频率与工频相同的分量称为基波分量, 频率为基波频率整数倍(大于1)的分量称为谐波, 谐波次数为谐波频率与基波频率的比值。以上公式定义对于非正弦电流同样适合。

图 3.33 中 J 点为先后两个整流电压 $u_A(t)$ 和 $u_B(t)$ 的自然换相点。若触发控制角为 α , 则在 $0 \leq \omega t \leq (\pi/m) + \alpha$ 期间 A 相开关器件导电, 整流电压 $u_d(t) = u_A(t)$ 。在 $\omega t = (\pi/m) + \alpha$ 时的 E 点触发 B 相开关器件, B 相开始导电, 若忽略交流回路电感, 换相重叠角 $\gamma = 0$, 则在 $\omega t = (\pi/m) + \alpha$ 时 A 相开关器件立即关断改由 B 相导电, 于是 $u_d(t) = u_B(t)$ 。在 $0 \leq \omega t \leq (2\pi/m)$ 周期中整流电压为图中 $QJEW F$ 曲线下的面积, 图 3.33 中

$$u_d(t) = u_A(t) = \sqrt{2}U_2 \cos \omega t, \quad 0 \leq \omega t < (\pi/m) + \alpha \quad (3.67)$$

$$u_d(t) = u_B(t) = \sqrt{2}U_2 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{m}), \quad (\pi/m) + \alpha \leq \omega t < 2\pi/m \quad (3.68)$$

将式(3.67)、式(3.68)代入式(3.62)得整流电路直流输出电压平均值

$$U_d = \frac{m}{2\pi} \int_0^{2\pi/m} u_d(t) d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} \left[\int_0^{\pi/m + \alpha} u_A(t) d(\omega t) + \int_{\pi/m + \alpha}^{2\pi/m} u_B(t) d(\omega t) \right]$$

则

$$U_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} m \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos \alpha \quad (3.69)$$

式(3.69)是 m 脉波相控整流输出直流电压平均值的通用表达式。令 $m=2, 3, 6$, 即可得到单相桥式、三相半波和三相桥式相控整流的直流电压平均值。令式中 $\alpha=0$, 则得到不控整流时单相桥式($m=2$)、三相半波($m=3$)和三相桥式($m=6$)等电路的整流输出直流电压平均值。

$$\text{单相桥式, } m=2: \quad U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha \quad (3.70)$$

$$\text{三相半波, } m=3: \quad U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha \quad (3.71)$$

$$\text{三相桥式, } m=6: \quad U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2l} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha \quad (3.72)$$

其中, $U_{2l} = \sqrt{3}U_2$, 为线电压有效值。

将式(3.67)和式(3.68)的 $u_A(t)$ 、 $u_B(t)$ 代入式(3.65)和式(3.66)可求得谐波系数 a_n 和 b_n , 再由式(3.63)可得到 n 次谐波幅值 U_n 为

$$U_n = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} m \sin \frac{\pi}{m} \cos(n \frac{\pi}{m}) \sqrt{\frac{(n+1)^2 + (n-1)^2 - 2(n+1)(n-1) \cos 2\alpha}{(n+1)(n-1)}} \quad (3.73)$$

m 脉波整流电压中的谐波阶次为 $n=Km$, $K=1, 2, 3, \dots$ 。例如三相全桥相控整流时 $m=6$, 输出电压中除直流 U_d 外仅含 6、12、18 等次电压谐波, 将 $n=Km$, $n/m=K(K=1, 2, 3, \dots)$ 代入式(3.71)得到

$$U_n = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} m \sin(\frac{\pi}{m}) \cos(K\pi) \sqrt{\frac{(Km+1)^2 + (Km-1)^2 - 2(Km+1)(Km-1) \cos 2\alpha}{(Km+1)(Km-1)}} \quad (3.74)$$

利用式(3.73)、式(3.74), 令 $m=2, 3, 6$, 即得到单相桥式($m=2$)、三相半波($m=3$)、三相全桥($m=6$)相控整流电压的各次谐波, 令 $\alpha=0^\circ$ 即可得到不控整流在 $m=2, 3, 6$ 时的谐波电压。

3.3.2 单相和三相桥式相控整流谐波特性

1. 单相桥式整流电路的谐波特性

令 $m=2$, 由式(3.74)得到 $n=Km=2, 4, 6, \dots$ 次谐波电压幅值为

$$U_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos(K\pi) \sqrt{\frac{(2K+1)^2 + (2K-1)^2 - 2(2K+1)(2K-1) \cos 2\alpha}{(2K+1)(2K-1)}} \quad (3.75)$$

($K=1$ 时, $n=Km=2$, 2 次谐波; $K=2$ 时, $n=4$, 4 次谐波。)

直流电压平均值为

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha \quad (3.76)$$

按式(3.75), 图 3.34 画出了 $n=2, 4, 6$ 的 $\frac{U_n}{\sqrt{2}U_2}$ 与控制角 α 的函数关系。

由图可见, $\alpha=90^\circ$ 时谐波幅值最大, 因此应按 $\alpha=90^\circ$ 选用平波电抗器。

给定 α , 即可由式(3.75)或图 3.34 得到 $2(K=1)$ 、 $4(K=2)$ 、 $6(K=3)$ 次谐波电压的幅值 U_2 、 U_4 、 U_6 。

2. 三相桥式整流电路的谐波特性

对于三相桥式相控整流电路, 令 $m=6$, 由式(3.69)得到

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2l} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha \quad (3.77)$$

由式(3.73)得到 $n(n=Km=6K, K=1, 2, 3, \dots)$ 次谐波电压幅值为

$$U_n = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2l} \cos(K\pi) \sqrt{\frac{(6K+1)^2 + (6K-1)^2 - 2(6K+1)(6K-1) \cos 2\alpha}{(6K+1)(6K-1)}} \quad (3.78)$$

按式(3.78), 图 3.35 画出了 $n=6$ ($K=1$)、 12 ($K=2$)、 18 ($K=3$) 的谐波特性。同样可见, $\alpha=90^\circ$ 时谐波幅值最大。

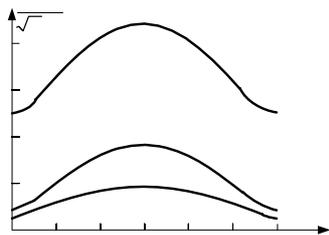


图 3.34 单相桥式相控整流谐波特性

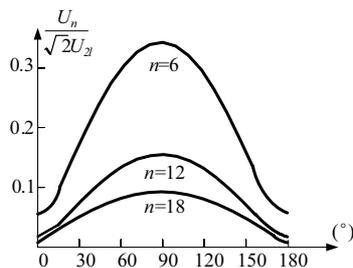


图 3.35 三相桥式相控整流谐波特性

3.4 有源逆变原理

前面讨论的是将交流电能通过晶闸管变换为直流电供给负载的可控整流电路, 即可控整流的问题。但在生产实践中, 常常有与整流过程相反的要求, 即要求利用晶闸管电路将直流电变换为交流电, 即逆变的问题。例如晶闸管装置供电的电力机车, 在机车上坡运行时, 机车上的直流电动机将由于机械能的作用作为直流发电机运行, 机车的位能转变为电能, 回馈至交流电网, 以实现电动机制动。又如运转着的直流电动机, 要让它能迅速制动, 也可让电动机作发电运行, 把电动机的动能转变为电能, 反送回电网。像这种把直流电转变成交流电的整流过程的反过程, 定义为逆变。把直流电转换成交流电的电路, 称为逆变电路。同一套晶闸管电路, 既可工作在整流状态, 也可工作在逆变状态。对于可控整流电路, 满足一定条件就可工作于有源逆变, 其电路形式未变, 只是电路工作条件转变, 既可工作在整流状态又可工作在逆变状态, 称为变流电路(装置)。

变流装置工作在逆变状态时, 如果其交流侧接在交流电源上, 电源成为负载, 把直流电逆变为同频率的交流电反送到电网中去, 这样的逆变叫“有源逆变”。有源逆变电路常用于直流可逆调速系统、交流绕线型异步电动机串级调速, 以及高压直流输电等方面。

如果变流装置的交流侧不是接至交流电网, 而是接至负载, 即把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载, 这样的逆变称为“无源逆变”, 无源逆变问题将在后面讨论, 本节只讨论有源逆变。

3.4.1 电网与直流电动机间的能量转换

如图 3.36 所示是交流电网经变流器接直流电动机电枢回路的示意图。当直流电动机工作在发电状态时, 它通过变流器(此时为逆变器)将电能馈回交流电网。因此, 也可看成是电网和直流电动机两电源间的能量转换。

1. 直流电动机作为负载工作时

此时变流器作为整流器使用, 其输出电压 U_d 如图 3.36(a) 所示(上正、下负), 接直流电动机电枢, 直流电动机运行在电动状态, 其电枢反电势 E 如图 3.36(a) 所示, 极性为上正、

下负, $|U_d| > |E|$, 回路中电流 I_d 如图所示。我们知道, 若电流从电源正极流出, 则电源供出能量; 若电流从负载正极流入, 则负载吸收能量。所以图 3.36(a) 中变流器把交流电网电能变成直流电能供给电动机和电阻 R 消耗。

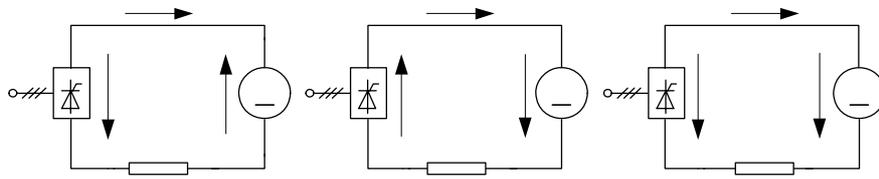


图 3.36 电网和直流电动机间的能量转换

2. 直流电动机作为电源(发电机)工作时

直流电动机作为发电机工作时, 其产生的电动势 E 的极性如图 3.36(b)、(c) 所示, 下正、上负。

① 当 $|U_d| < |E|$ 时, 晶闸管在 E 的作用下, 在电源的负半波导通, 变流器输出电压为下正、上负, 由于晶闸管的单向导电性, 仍有如图 3.36(b) 所示方向的电流 I_d 。此时, 直流电动机供出能量, 变流器将直流电动机供出的直流能量的一部分变换为与电网同频率的交流能量送回电网, 电阻 R 消耗一部分能量, 直流电动机运行在发电制动状态。

② 当变流器输出电压 U_d 为上正、下负, 而直流电机输出的电动势 E 为下正、上负时, 如图 3.36(c) 所示, 两电源反极性相连, 电流 I_d 仍如图 3.36(c) 所示, 回路电流由两电势之和与回路的总电阻决定。这时两个电源都输出功率, 消耗在回路电阻上, 如回路电阻 R 很小, 将有很大电流, 相当于短路, 这在实际工作中是不允许的。

3.4.2 有源逆变的工作原理

为便于分析有源逆变电路的工作原理, 这里以单相全控桥晶闸管整流电路对直流电动机供电的系统为例加以说明。为使电流连续且平稳, 在回路中串接大电感 L_d 作为平波电抗器, 并忽略变压器漏抗, 认为晶闸管工作在理想状态, 如图 3.37 所示。

在图 3.37(a) 中, 晶闸管装置工作于整流状态, $0 < \alpha < (\pi/2)$ 。对于单相桥式全控整流电路, 在 $0 < \alpha < (\pi/2)$ 的任一时刻触发晶闸管导通, 整流输出电压平均值为 $U_d = U_{d0} \cos \alpha$, 且 U_d 大于零, P 点电位高于 N 点电位。在 U_d 大于电动机电势 E 的情况下, 电枢回路电流 $I_d = (U_d - E) / R > 0$, 变流器输出电能供给电动机, 电动机作电动运行。电能流向是由交流电网流向直流电动机。

在图 3.37(b) 中, 晶闸管变流装置工作于逆变状态, $(\pi/2) < \alpha < \pi$ 。假设电动机做发电机运行(回馈制动), 在直流发电机—电动机系统中, 电流流向不受限制, 电能反向传送容易实现。但在晶闸管—电动机系统中, 由于晶闸管的单向导电性, 电路的电流流向不能改变。要改变电能传送方向, 只有改变电动机输出电压极性, 所以图中电动机反电势 E 的极性为下正、上负。为实现电动机的回馈制动运行, 要求整流电路吸收能量回馈到电网, 所以整流电路直流侧输出电压平均值 U_d 也必须反极性, 即 U_d 应为负值, 且电动机电势 E 必

须大于 U_d 。此时电流方向不变，其值 $I_d = (E - U_d) / R$ ，电路中电能流向与整流状态时相反，电动机输出功率，为发电工作状态，电网侧吸收电功率，实现了有源逆变。

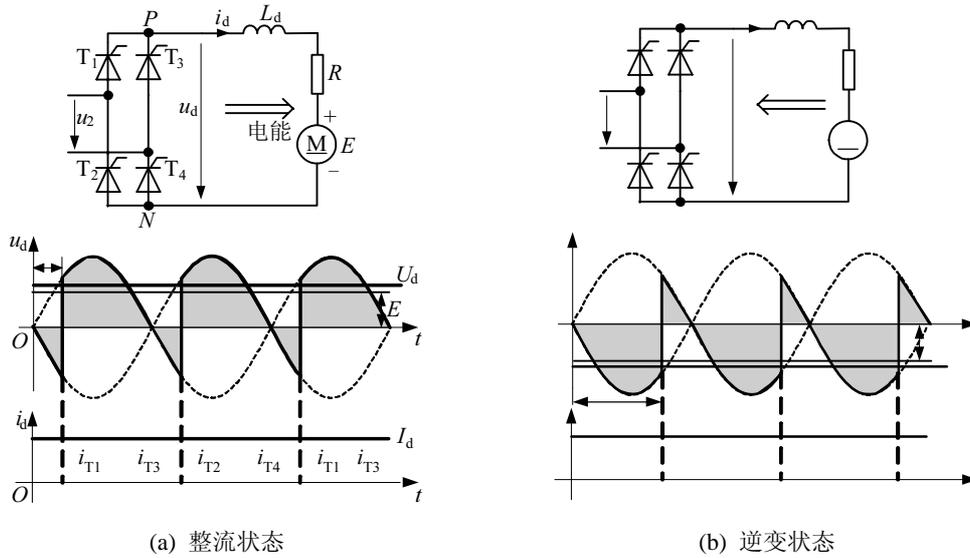


图 3.37 单相全控桥整流电路的两种工作状态

由于一般情况下电路中 R 都很小，为防止过流，通常应满足 $E \approx U_d$ 。在恒定励磁下， E 取决于电动机的转速， U_d 可通过改变触发角 α 来调节。

已知整流电路中电流连续时，整流输出电压平均值 U_d 与触发角之间关系为 $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ ，由此可见，只要保持电流连续，此公式适用于全部整流和逆变范围。只要改变触发角 α ，就可改变 U_d 的大小和极性。 $(\pi/2) < \alpha < \pi$ 时， U_d 为负值，电路工作于逆变状态。在逆变状态下，尽管晶闸管大部分时间工作于交流电源的负半周，但由于外加直流电势 E 的存在，使其仍承受正向电压而导通。

通过上述分析，可归纳出整流电路工作于有源逆变状态的条件如下：

- ① 变流器直流侧有直流电动势，其极性必须与晶闸管导通方向一致；
- ② 变流器输出的直流平均电压 U_d 必须为负值，即晶闸管触发角 $\alpha > (\pi/2)$ ，且 $|U_d| < |E|$ 。

以上两条必须同时满足，变流器才能工作在逆变状态。

应该指出，并不是所有整流电路都可以工作于有源逆变状态。半控桥电路和有续流二极管的电路，由于其整流电压 U_d 不能为负值，也不允许直流侧出现负极性的反电动势，故不能实现有源逆变。只有全控方式的电路才能实现有源逆变。

3.5 三相有源逆变电路

三相有源逆变电路较单相有源逆变电路要复杂一些，但掌握了整流和逆变的基本概念以后，对三相有源逆变电路的原理就不难理解了。

3.5.1 三相半波有源逆变电路

图 3.38 为三相半波整流直流电动机负载时的电路，回路中串有平波电抗器，负载电流连续。在整流工作状态下，如图 3.38(a)所示，晶闸管触发角 α 在 $0 \sim \pi/2$ 范围内，按三相半波可控整流电路脉冲触发原则依次触发 T_1 、 T_2 、 T_3 ，输出电压、电流波形如图中所示。此时，输出电压瞬时值 u_d 虽然有正有负，但在一个周期内其平均值 U_d 总是为正，且 U_d 略大于 E 。所以，电流 i_d 从 U_d 正端流出， E 的正端流入，电动机作电动运行，吸收电能，交流电源输出电能。

在有源逆变工作状态下，如图 3.38(b)所示，电动机反电动势极性已反，为下正、上负，同时晶闸管触发角 α 进入 $[\pi/2, \pi]$ 的范围，此时变流器输出直流平均电压 $U_d < 0$ ，且 $|U_d| < |E|$ 。如 $\alpha = 150^\circ$ ，对 a 相晶闸管 T_1 来说在 ωt_1 时刻触发，虽然此时电源电压 $u_a = 0$ ，但由于直流电压 E 的存在使 T_1 仍承受正向电压导通，变流器输出电压 $u_d = u_a < 0$ ，此阶段电抗器 L_d 储存能量。 ωt_2 时刻之后， $|u_a| > |E|$ ，电抗器释放能量，和直流电动势 E 一起使 T_1 继续导通，直到下一相晶闸管 T_2 触发导通为止， T_1 的导通角为 120° 。 ωt_3 时刻，给 T_2 加触发脉冲，因为 $u_b > u_a$ ， T_2 承受正向电压能够触发导通， T_1 承受反压关断， $u_d = u_b$ ，输出电压从 a 相换至 b 相。之后， T_3 触发导通，变流器输出电压又从 b 相换至 c 相，如此循环工作。

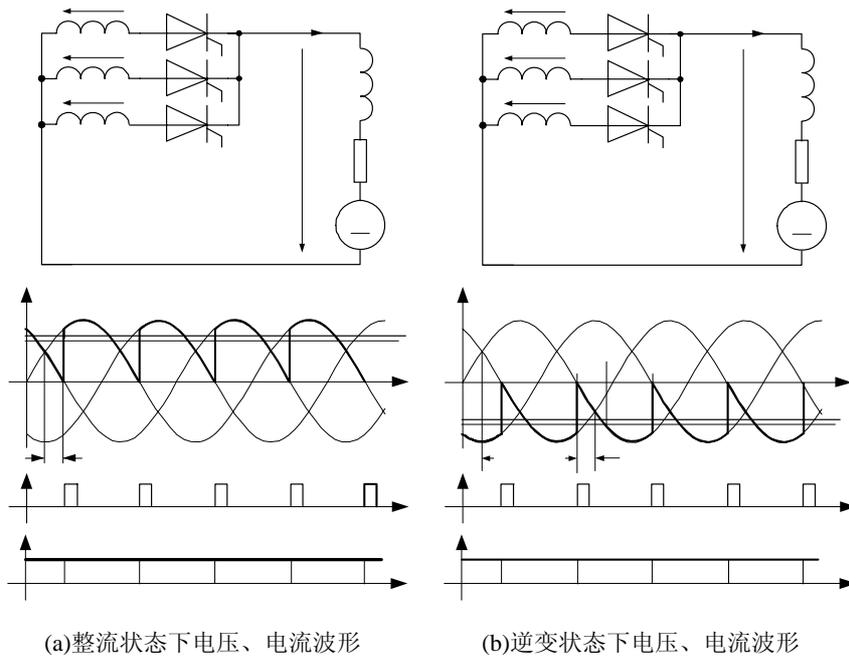


图 3.38 三相半波相控电路的整流和有源逆变工作状态

从输出电压 u_d 波形可以看出，在触发角 $\alpha > (\pi/2)$ 范围内，输出电压 u_d 瞬时值一周期内也是有正有负，但其平均值 U_d 总是小于零，且 U_d 的绝对值略小于 E 的绝对值。所以主回路中电流 i_d 方向不变，但它是从 E 的正端流出， U_d 的正端流入，电能从直流侧送至交流

电源侧。从变压器 a 相来看, 在晶闸管 T_1 导通时, 电流 i_{T1} 的方向与 u_a 的极性相反, 说明交流电源输入电能。由于晶闸管 T_1 、 T_2 、 T_3 轮流依次导通, 从而把直流电能回馈到电网。

图 3.39 分别给出了触发角分别为 $\pi/3$, $\pi/2$ 和 $5\pi/6$ 时变流器输出电压 u_d 的波形及晶闸管 T_1 两端的电压波形。从 u_{T1} 波形可以看出, 在三相半波有源逆变工作状态下, 晶闸管承受的电压波形与整流状态下一样, 仍由 3 段组成, 其中一段为晶闸管的导通段, 另两段为晶闸管阻断状态, 每段各占 $1/3$ 周期, 分别为 $u_{T1} \approx 0$, $u_{T1} = u_{ab}$, $u_{T1} = u_{ac}$ 。由图可见, 整流状态下, 晶闸管阻断时主要承受反向电压; 而逆变状态下, 晶闸管阻断时主要承受正向电压。晶闸管承受的最大正、反向电压均为线电压峰值 $\sqrt{6}U_2$ 。

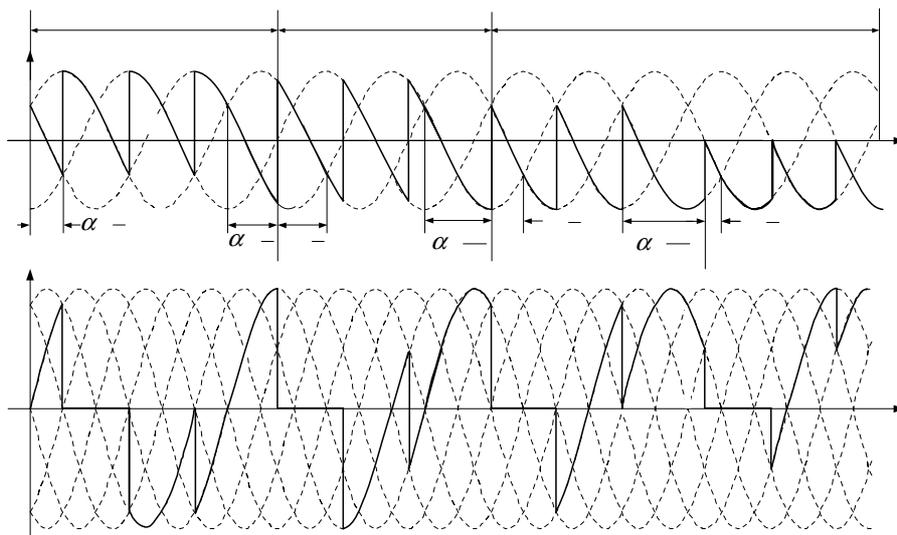


图 3.39 三相半波相控电路输出电压 u_d 及晶闸管 T_1 两端的电压波形 u_{T1}

为了分析和计算方便起见, 通常将 $\alpha > (\pi/2)$ 时的触发角用 $\beta = \pi - \alpha$ 来表示, β 称为逆变角。触发角 α 是以自然换相点作为计量起始点, 由此向右方计量, 二者的关系是 $\alpha + \beta = \pi$ 或 $\beta = \pi - \alpha$ 。例如 $\beta = \pi/6$ 时, 对应于 $\alpha = 5\pi/6$ 。

变流器工作于有源逆变状态时, 触发角 α 在 $(\pi/2) \sim \pi$ 期间, 则其逆变角 β 在 $(\pi/2) \sim 0$ 期间。

三相半波电路在整流和逆变范围内, 如果电流连续, 则每个晶闸管的导通角都是 $2\pi/3$, 故不论触发角 α 为何值, 直流侧输出电压的平均值为

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha \\ &= 1.17 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha \\ &= U_{d0} \cos(\pi - \beta) = -U_{d0} \cos \beta = -1.17U_2 \cos \beta \end{aligned} \quad (3.79)$$

从式(3.79)可知, 在逆变工作时, $\beta = \pi/2$, $U_d = 0$; β 从 $\pi/2$ 减小时, U_d 变为负值, 并且随着 β 的减小, U_d 的绝对值逐渐增大, 到 $\beta = 0$ 时, U_d 绝对值最大。

3.5.2 三相桥式逆变电路

三相桥式整流电路用作有源逆变时，就成为三相桥式逆变电路。三相桥式有源逆变电路的变流器必须由三相桥式全控整流电路组成。

带大电感负载时的三相桥式全控整流电路如图 3.40(a)所示，根据前面的分析，触发角 $\alpha > \pi/2$ ，即逆变角 $\beta < \pi/2$ 时，可使变流器输出电压 U_d 为负，工作于逆变状态。晶闸管触发导通顺序与整流状态时一样，按 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 的顺序导通，每个晶闸管一周导通 120° ，隔 60° 换相一次。图 3.40(b)给出了不同逆变角时的输出电压波形。

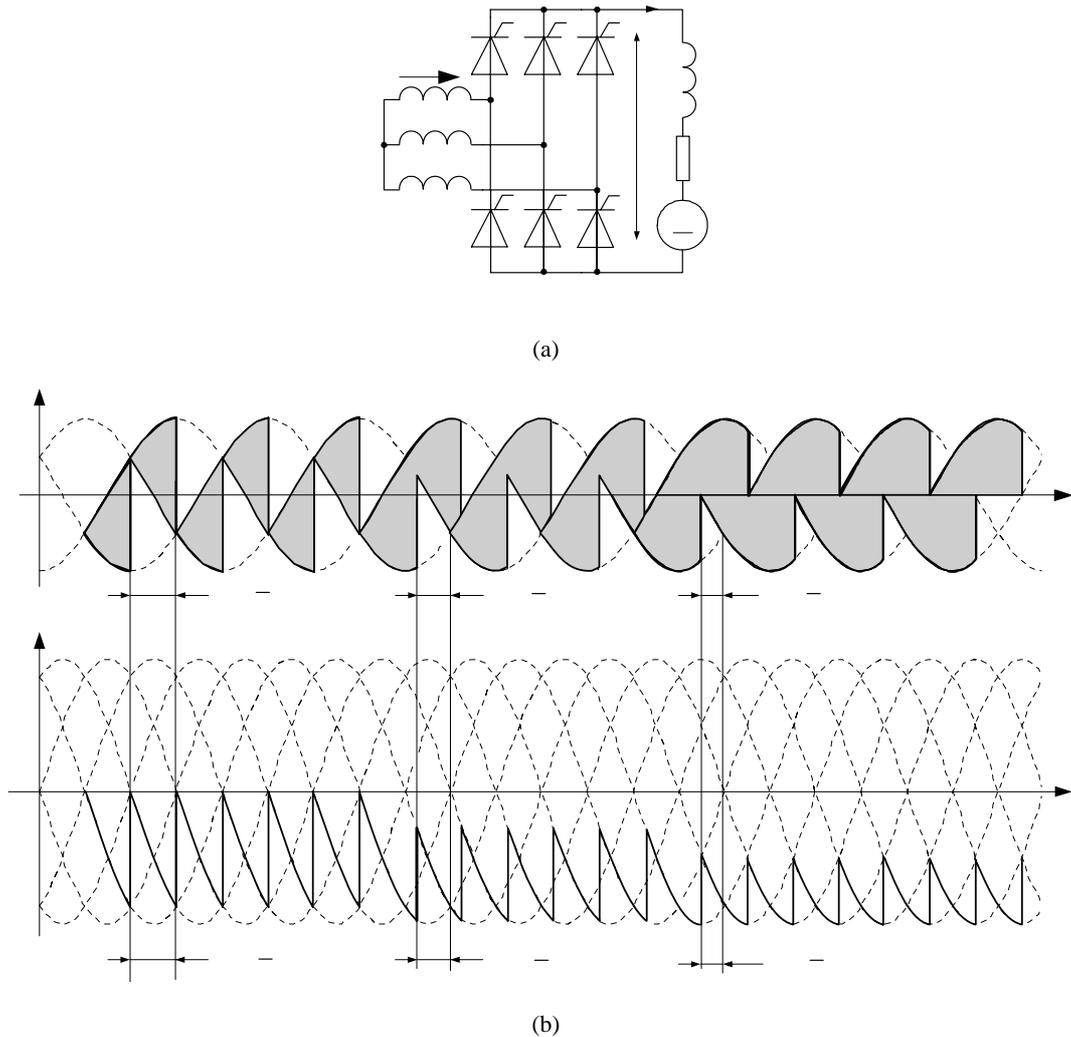


图 3.40 三相桥式整流电路用工作于有源逆变状态时的波形

逆变器输出电压

$$\begin{aligned}
 U_d &= U_{d0} \cos \alpha = 2.34U_2 \cos(\pi - \beta) \\
 &= -2.34U_2 \cos \beta
 \end{aligned}
 \tag{3.80}$$

若考虑变压器漏抗, 则逆变器输出电压为

$$U_d = -2.34U_2 \cos \beta - \frac{3X_B I_d}{\pi} \quad (3.81)$$

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (3.82)$$

注意: 式中 U_d 和 E 的极性与整流状态时相反, 为负值。

每个晶闸管一个周期仍导通 $2\pi/3$, 所以流过晶闸管的电流有效值为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (3.83)$$

流过晶闸管的电流平均值为

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad (3.84)$$

一周期内每个晶闸管导通角为 $2\pi/3$, 则流经变压器绕组中电流所对应的角度为 $(4/3)\pi$, 变压器二次侧电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3.85)$$

3.6 逆变失败及最小逆变角的确定

在逆变运行状态下, 一旦发生换相失败, 外接的直流电源就会通过晶闸管电路形成短路, 或是使变流器的输出平均电压和直流电动势顺向串联。由于逆变电路内阻很小, 将产生很大的短路电流, 这种情况称为逆变失败, 或称为逆变颠覆。

3.6.1 逆变失败的原因

逆变失败产生的原因很多, 大致可归纳为以下四类:

1. 触发电路工作不可靠

触发电路工作不可靠, 不能适时、准确地给晶闸管分配脉冲, 如脉冲丢失、脉冲延迟等, 致使晶闸管不能正常工作。

以如图 3.41(a)所示的三相半波逆变电路为例, 当 a 相晶闸管 T_1 导通至 ωt_1 (图 3.41(b)) 时, 正常情况时应触发 T_2 管, 电流由 a 相换至 b 相。如果在 ωt_1 时刻 T_2 的触发脉冲 u_{g2} 丢失, 则 T_1 因一直承受正向电压而不会关断, 将一直导通到正半周, 使电源瞬时电压与直流电动势顺向串联, 造成短路。

同样, 触发脉冲延迟也会导致换相失败。如图 3.41(c)所示, b 相晶闸管 T_2 触发脉冲由 ωt_1 时刻延迟到 ωt_2 时刻才出现, 此时虽然 T_2 有触发脉冲, 但 a 相电压 u_a 已大于 b 相电压 u_b , T_2 承受反向电压不可能导通, T_1 也不能关断, 从而形成短路。

2. 晶闸管发生故障

由于各种原因造成晶闸管故障, 从而使晶闸管应该阻断时不能阻断, 应该导通时不能

导通，均会造成逆变失败。以晶闸管 T_3 断态重复峰值电压裕量不足为例，图 3.41(d) 中 ωt_1 时刻之前，由于 T_3 承受的正向电压为 E 与 u_c 之和，特别是当逆变角 β 较小时，这一正向电压较高，若 T_3 的断态重复峰值电压裕量不足而误导通，则到 ωt_1 时刻，本该 T_1 换相到 T_2 ，但此时 T_3 已经导通， T_2 因承受反压而无法导通，从而造成逆变失败。

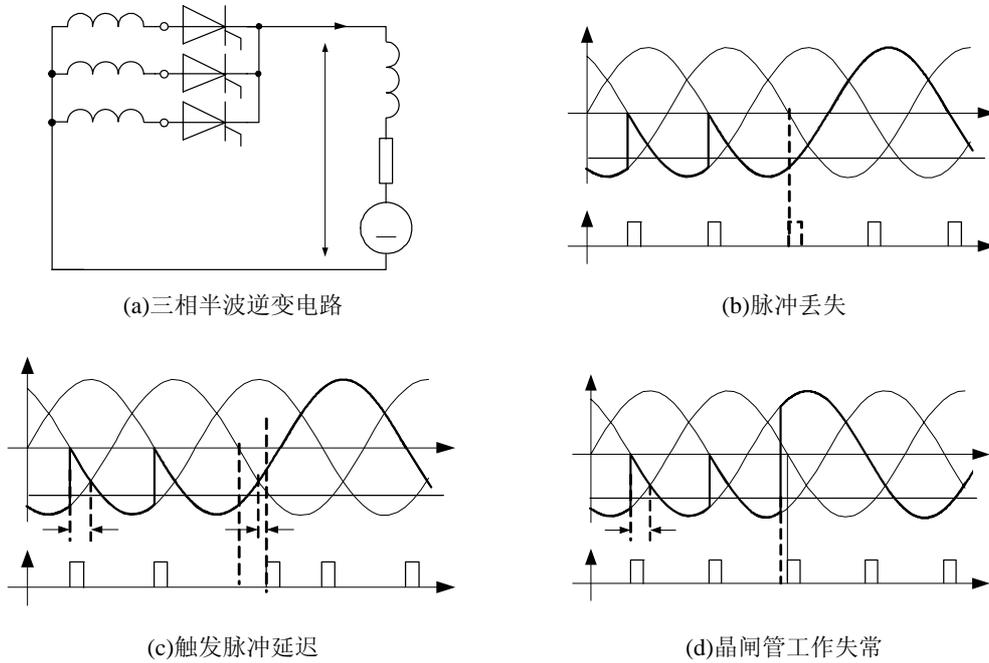


图 3.41 三相半波电路及其逆变失败波形分析

3. 交流电源发生异常

在逆变工作状态时，如果交流电源突然停电、缺相或电源电压降低，由于直流电动势 E 的存在，晶闸管仍可触发导通。此时变流器的交流侧由于失去了同直流电动势极性相反的交流电压，因此直流电动势将通过晶闸管使电路短路。

4. 换相裕量不足

有源逆变电路设计时，如果对晶闸管换相时的换相重叠角考虑不够，就会造成换相裕量时间小于晶闸管关断时间，从而导致换相失败。

由以上讨论可知，为了保证逆变电路的可靠工作，必须提高触发电路的可靠性，正确选择晶闸管的参数，减小电路中 $\frac{di}{dt}$ 和 $\frac{du}{dt}$ 的影响以免发生晶闸管误导通，采取必要的保护措施，以防事故扩大。

3.6.2 换相重叠角

在前面对变流电路进行分析和计算时，都未考虑包括变压器漏感在内的交流侧电感对电路的影响，即认为换相是瞬间完成的。对于要关断的管子，其电流从 I_d 突然降至零，对于要开通的管子其电流从零瞬时上升至 I_d 。但实际上，变压器绕组总存在一定的漏感，交

流回路中也有一定的电感，为了分析和讨论的方便，将所有交流侧电感都折算到变压器二次侧，用一个集中电感 L_B 来表示。这样，由于 L_B 的存在，它对电流的变化起阻碍作用，使换相过程不可能瞬时完成，在换相过程中会出现两条支路同时导通，即重叠的情况，这必然会影响整流输出电压。

1. 换相期间的整流输出电压

以三相半波可控整流电路带大电感负载为例，负载电流 i_d 近似为一水平线，下面分析变压器阻抗对整流电路的影响。

图 3.42 是不考虑变压器漏抗的影响时，各晶闸管的电流波形， i_{T1} 、 i_{T2} 、 i_{T3} 均为宽度为 120° 的方波，各晶闸管之间换相瞬时完成。

图 3.43 是考虑变压器漏抗时的三相半波可控整流电路及工作波形。在换相时，由于漏感 L_B 的存在，使电流不能突变。电流从 I_d 减小到零和从零增大到 I_d 都需要一定时间，这个过程叫换相过程。换相过程持续的时间用电角度 γ 表示，称为换相重叠角。

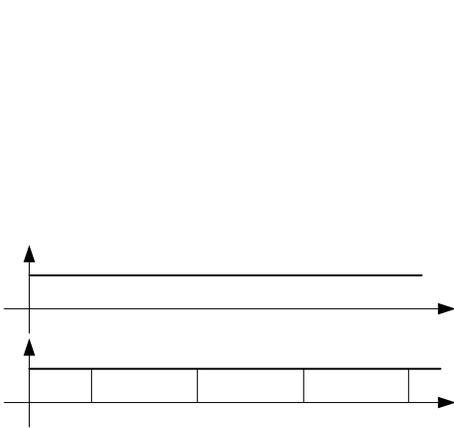


图 3.42 不考虑变压器漏抗时三相半波相控整流电路的电流波形

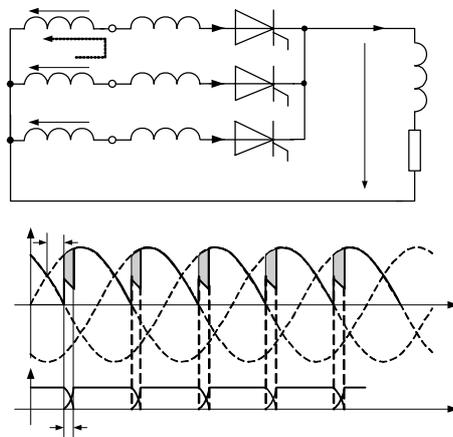


图 3.43 考虑变压器漏抗时三相半波相控整流电路的电流波形

这里分析从 T_1 换相至 T_2 的过程。换相之前 T_1 导通，管子中流过电流为 I_d ，换相开始时刻，触发 T_2 ，则 T_2 导通，因 a、b 两相都存在漏感 L_B ，所以 i_a 、 i_b 均不能突变，于是 T_1 、 T_2 同时导通，相当于将 a、b 两相短路，两相之间电位差瞬时值为 $u_b - u_a$ ，此电压在换相回路中产生一假想的环流 i_k ，方向如图 3.43 所示。因为晶闸管是单向导电的，电流不能反向流过，只是相当于在原有电流的基础上叠加一电流 i_k 。所以，a 相电流 $i_a = I_d - i_k$ ，逐渐减小；b 相电流 $i_b = i_k$ ，逐渐增大。当 i_a 减小至零时， i_b 增大至 I_d ，换相过程结束， T_1 关断， T_2 完全开通。 T_2 到 T_3 以及 T_3 到 T_1 的换相过程与此相同。

在上述换相过程中，同时导通的两相回路电压平衡方程式为

$$u_b - u_a = u_{ba} = 2L_B \frac{di_k}{dt} \tag{3.86}$$

于是

$$L_B \frac{di_k}{dt} = \frac{u_b - u_a}{2}$$

当 b 相晶闸管刚开始导通并处于换相过程时, 整流输出电压瞬时值为

$$u_d = u_a + L_B \frac{di_k}{dt} = u_b - L_B \frac{di_k}{dt} = \frac{u_a + u_b}{2} \quad (3.85)$$

式(3.87)说明在换相过程中加在负载上的电压既不是 a 相电压 u_a , 也不是 b 相电压 u_b , 而是换流两相相电压的平均值, 其电压波形如图 3.43 所示。与不考虑变压器漏抗, 即 $\gamma=0$ 时的整流输出电压比较, 波形出现缺口, 减少了一块如图 3.43 中阴影部分的面积, 使整流输出电压平均值 U_d 降低。这块面积是由负载电流 I_d 的换相所引起的, 因此这块面积的平均值也就是 I_d 引起的压降, 称为换相压降, 用 ΔU_d 表示, 其值等于阴影面积除以一个晶闸管导通的时间。以上分析的方法和所得结论具有普遍性, 可以推广到 m 相。

2. 换相压降计算

在三相半波可控整流电路换相过程中, 不计漏抗压降时整流输出电压为 u_b , 考虑漏抗压降时 $u_d = u_b - L_B \frac{di_k}{dt}$, 所以换相压降为

$$\begin{aligned} \Delta U_d &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (u_b - u_d) d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} L_B \frac{di_k}{dt} d(\omega t) \\ &= \frac{3}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_k = \frac{3}{2\pi} X_B I_d \end{aligned} \quad (3.88)$$

式中, $X_B = \omega L_B$, 是交流侧电感 L_B 折算到二次侧的漏抗。

如果整流电路为 m 相整流, 则换相压降为

$$\Delta U_d = \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (u_b - u_d) d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} X_B I_d$$

式中, m 为一个周期换相次数, 单相双半波电路 $m=2$; 三相半波电路 $m=3$; 三相桥式电路 $m=6$ 。对于单相桥式电路, 因 X_B 在一周期的两次换流中起作用, 其电流从 I_d 到 $-I_d$, 所以 $m=4$ 。

对于 X_B 的计算, 因为它主要是变压器每相绕组折算到二次侧的漏抗, 所以可以根据变压器铭牌参数计算

$$X_B = \frac{U_2 U_K \%}{I_2 100}$$

式中, U_2 为变压器二次绕组额定相电压; I_2 为变压器二次侧绕组相电流(星形连接); $U_K \%$ 为变压器短路电压比, 可查阅电工手册。

换相压降可看作是在整流电路直流侧增加了一阻值为 $(mX_B)/(2\pi)$ 的等效电阻后负载电流 I_d 在它上面产生的压降, 但它不消耗有功功率。

3. 换相重叠角 γ 的计算

根据式(3.86)得

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{u_b - u_a}{2L_B}$$

以自然换相点 $\alpha=0^\circ$ 处作为坐标的原点, 以 m 相普遍形式计算, 则 u_a 和 u_b 的表达式分别为

$$\begin{aligned}
 u_a &= \sqrt{2}U_2 \cos(\omega t + \frac{\pi}{m}) \\
 u_b &= \sqrt{2}U_2 \cos(\omega t - \frac{\pi}{m}) \\
 u_b - u_a &= 2\sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t \\
 di_k &= \frac{1}{\omega L_B} \sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t d(\omega t)
 \end{aligned}$$

初始条件为: $\omega t = \alpha$ 时, $i_k = 0$, 对上式求解, 有

$$i_k = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_B} \sin \frac{\pi}{m} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (3.89)$$

可见电流 i_k 的曲线是一条余弦曲线, 从图 3.43 可知, 换流结束时 $i_k = I_d$, 即

$$\begin{aligned}
 I_d &= \int_0^{t_d} di_k = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_B} \sin \frac{\pi}{m} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_B} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]
 \end{aligned}$$

移项, 得

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{X_B I_d}{\sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3.90)$$

式(3.90)是一个适用于各种电路的普遍公式, 不同的电路代入不同 m 值即可。单相双半波电路, $m=2$; 三相半波电路, $m=3$ 。三相全控桥电路, 可等效于相电压为 $\sqrt{3}U_2$ 的六相半波整流电路, $m=6$ 。对于单相全控桥, X_B 在一周内两次换流中均起作用, 其电流是从 $+I_d$ 变化至 $-I_d$, 仍可取 $m=2$, 但要用 $2X_B I_d$ 带入公式中的 $X_B I_d$ 。

其他多相电路可类推。对某一固定线路, U_2 、 X_B 为已知参数, 当给定 I_d 和 α 时, 就可计算出换相重叠角 γ 。另外, 从式(3.90)可得出换相重叠角 γ 随参数变化的规律如下:

- ① I_d 越大, 则 γ 越大。
- ② X_B 越大, 则 γ 也越大。
- ③ 当 $\alpha \leq 90^\circ$ 时, α 越小, γ 越大。

4. 换相裕量不足引起的逆变失败

换相重叠角的存在会对逆变带来不利的后果。如图 3.44 所示, 以晶闸管 T_3 和 T_1 的换相过程为例进行分析, 如果逆变电路工作在 $\beta > \gamma$ 的情况, 经过换相过程后, a 相电压仍高于 c 相电压, 也即换相结束后 T_3 将承受反向电压 u_{ca} 而关断。如果换相的裕量角不足, $\beta < \gamma$, 从图右下角波形中可以看出换相还未结束时, c 相电压将高于 a 相电压, 即 $u_{T_3} = u_{ca} > 0$, $u_{T_1} = u_{ac} < 0$, 所以应该导通的晶闸管 T_1 因承受反向电压重新关断, 而应该关断的晶闸管 T_3 却因承受正向电压继续导通, 电路从逆变过渡到整流状态, 从而使得电动机电势 E 与变流器输出电压 U_d 顺向串联, 最终导致逆变失败。

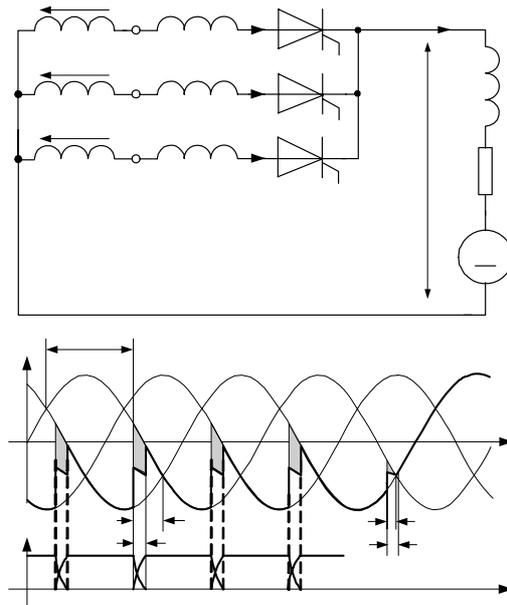


图 3.44 换相裕量不足引起的逆变失败

3.6.3 最小逆变角的确定及常用方法

综上所述，在设计逆变电路时，应考虑最小 β 限制。因此，逆变时允许采用的最小逆变角 β_{\min} 应为

$$\beta_{\min} = \delta + \gamma + \theta' \quad (3.91)$$

式中， δ 为晶闸管的关断时间 t_q 所对应的电角度， $\delta = \omega t_q$ ，称为恢复阻断角； γ 为换相重叠角； θ' 为换相安全裕量角。

晶闸管的关断时间 t_q 大约为 $200 \sim 300 \mu\text{s}$ ，所对应的电角度 δ 约为 $4^\circ \sim 5^\circ$ 。换相重叠角 γ 是随直流平均电流和换相电抗(主要是变压器的漏抗)的增加而增大，一般为 $15^\circ \sim 20^\circ$ 。换相重叠角可通过查阅手册知道，也可从式(3.90)中计算得到，即

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = -\frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3.92)$$

根据逆变工作时 $\alpha = \pi - \beta$ ，并设 $\beta = \gamma$ ，则有

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3.93)$$

式中， m 为一个周期内的波头数(换相次数)，在三相半波电路中 $m=3$ ，对于三相桥式全控电路 $m=6$ ； U_2 为变压器二次侧相电压有效值。对于三相桥式全控电路， U_2 为变压器二次侧线电压有效值。

由此可见，换相重叠角 γ 与 I_d 和 X_B 有关，所以一旦电路参数确定， γ 就有定值。逆变时要求 $\beta_{\min} > \gamma$ ，故存在下列关系

$$\cos \beta_{\min} < 1 - \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3.94)$$

式(3.89)中的安全裕量角 θ' 也是非常重要的。当变流器工作在逆变状态时, 由于种种原因, 会影响逆变角, 如果不考虑一定裕量, 势必破坏 $\beta > \beta_{\min}$ 的关系, 导致逆变失败。例如在三相桥式逆变电路中, 触发器输出的六个脉冲, 它们的相位不可能完全相同, 有的可能较中心线偏前, 有的可能偏后, 这种脉冲的不对称程度有时可达 5° 。偏后的那些脉冲就可能使 $\beta > \beta_{\min}$, 所以应考虑裕量角 θ' , 一般取 $\theta' = 10^\circ$ 。这样, 最小逆变角 β_{\min} 一般可取 $30^\circ \sim 35^\circ$ 。在设计逆变电路时, 必须保证 $\beta \geq \beta_{\min}$, 因此在触发电路中附加一套保护电路, 以保证控制脉冲不进入 β_{\min} 区域。

在晶闸管的可逆直流拖动系统中, 对 α 也限定有 α_{\min} , 一般取 $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$ 。

3.7 晶闸管直流可逆拖动系统的工作原理

能够改变直流电动机电磁转矩方向的系统, 称为直流可逆拖动系统。因为无论是改变电动机转向, 还是实现快速制动, 都必须改变电动机电磁转矩方向。由电机学原理可知, 电磁转矩 $T_e = K_m \Phi I_d$, 因此改变转矩 T_e 的方向有两种方法: 一是改变电枢电流 I_d 的方向, 即改变电枢电压极性, 这种系统称为电枢可逆调速系统; 二是改变励磁磁通 Φ 的方向, 即改变励磁电流的方向, 这种系统称为励磁可逆调速系统。与此对应, 晶闸管直流调速系统的方案就有电枢反接可逆线路和励磁反接可逆线路两种方式。

电枢反接可逆线路根据执行元件的不同, 可分为接触器切换电枢可逆线路、晶闸管开关切换电枢可逆线路和两组晶闸管装置反并联可逆线路。不同的生产机械可根据各自要求去选择。

3.7.1 用接触器控制直流电动机正反转的电路

用接触器控制直流电动机正反转的电路采用一组晶闸管整流装置给电动机电枢供电, 通过正向与反向接触器的切换来改变电枢电压的极性, 如图 3.45 所示(图中电动机励磁绕组略去未画, 下同)。由图可见, 晶闸管整流装置的输出电压 U_d 极性保持不变, 当正向接触器 KMF 吸合时, 电枢电压为 A(+)、B(-), 电动机正转; 当反向接触器 KMR 吸合时, 电枢电压变为 A(-)、B(+), 电动机反转。

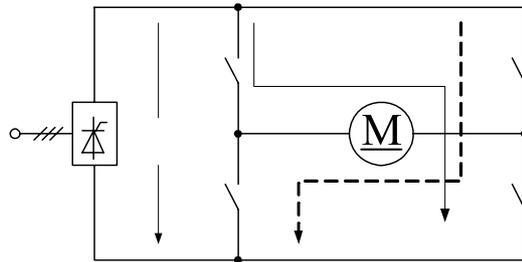


图 3.45 接触器控制直流电动机正反转的电路

这种方案比较简单、经济，但接触器动作噪声大，寿命较低，动作时间较长(0.2~0.5s)，使电动机正反转过程中出现切换死区，只适用于不经常正反转的生产机械。要求较高的场合，常采用两组晶闸管装置反并联的可逆线路。

3.7.2 采用两组晶闸管反并联的可逆电路

采用两组晶闸管反并联的可逆电路如图 3.46 所示。电动机的励磁恒定不变，其电枢两端由两组三相全控桥式电路的变流器(正、反组)反并联供电。两组晶闸管由同一个交流电源供电，分别由两套触发器控制，当正组变流器供电时，电动机正转；当反组变流器供电时，电动机反转。必须注意的是不允许两组晶闸管同时处于整流状态，否则将造成电源短路，因此这种电路对控制电路有更严格的要求。对于两组变流器按其输出直流电压反极性并联的线路，一般称为反并联可逆线路。根据对环流(不流经负载电动机，仅在两组变流器之间出现的电流)的不同处理方法，反并联可逆电路又可分为几种不同的控制方案，如配合控制有环流($\alpha = \beta$ 工作制)、可控环流、逻辑控制无环流和错位控制无环流等。但不管采用何种方案，电动机正向运行时都是由一组变流器供电，反向运行时由另一组变流器供电，且都可使电动机在四象限内运行。

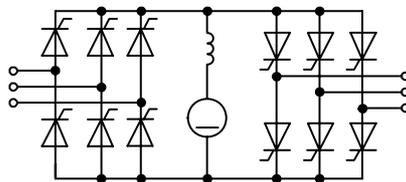


图 3.46 两组晶闸管反并联的可逆电路

对应电动机四象限运行时两组变流器的工作方式如图 3.47 所示。

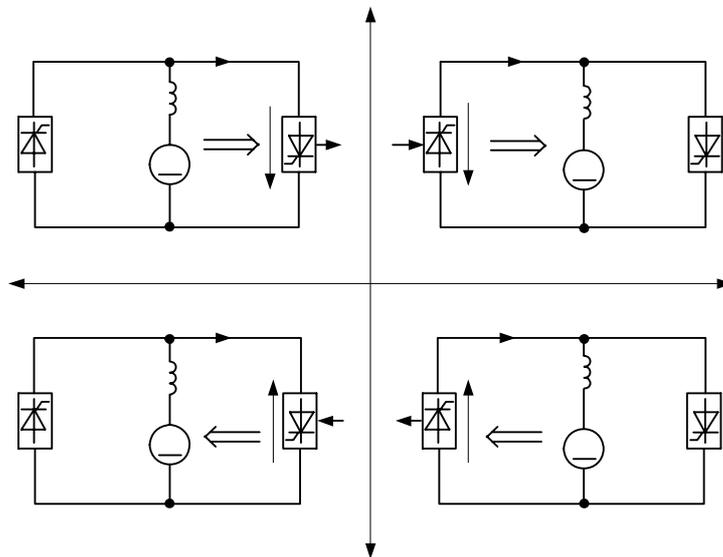


图 3.47 两组变流器的工作方式和对应电动机的运行状态

第 I 象限：正组桥触发角 $\alpha_f < (\pi/2)$ ， $U_{da} > E$ ，变流器工作在整流状态，电动机正转电动运行 (U_{da} 下标 α 代表整流)。

第 II 象限：反组桥触发角 $\alpha_r > (\pi/2)$ ， $U_{d\beta} < E$ ，变流器工作在有源逆变状态，电动机正转发电制动运行 ($U_{d\beta}$ 下标 β 代表逆变)。

第 III 象限：反组桥触发角 $\alpha_r < (\pi/2)$ ， $U_{da} > E$ ，变流器工作于整流状态，电动机反转电动运行。

第 IV 象限：正组桥触发角 $\alpha_f > (\pi/2)$ ， $U_{d\beta} < E$ ，变流器工作于有源逆变状态，电动机反转发电制动运行。

直流可逆拖动系统的运行特点，除了电动机可以方便地实现正反转运行外，另一个重要的特点是电动机能够实现回馈制动，把电动机轴上的机械能变为交流电能回送到电网中去，这时电动机的电磁转矩变为制动转矩。

在图 3.47 可逆系统中，设电动机在第 I 象限作正转电动运行，正组桥工作，这时电动机通过正组桥从电网取得电能。如果电机需要反转，首先应使电动机迅速制动，这样就要求改变电枢电流的方向，但对正组桥而言，由于晶闸管具有单向导电性，其电流不可能反向，所以需要切换到反组桥工作，而且反组桥必须在逆变状态下进行工作，这样才能保证 $U_{d\beta}$ 与 E 同极性连接，使得电动机的制动电流 $I_d = (E - U_{d\beta}) / R$ 的数值限制在容许的范围内。此时电动机进入第 II 象限作正转发电状态运行，电磁转矩变为电动机的制动转矩，电动机轴上的机械能经反组桥逆变为交流电能回馈电网。改变反组桥逆变角 β 的大小，即可改变电动机的制动转矩。一般应随着电动机转速的下降，不断地调节逆变角 β 的值，按照由小变大的规律直至 $\beta = \pi/2$ ，这样方可保证电动机在制动过程中有足够的制动转矩。随着 β 角的增大，相当于 α 角逐渐减小，直至 $\alpha < \pi/2$ 时，反组桥就将工作在整流状态，电动机进入第 III 象限的反转电动状态运行，电动机通过反组桥从交流电网吸收电能。这就是电动机由正转到反转的全过程。同理，当电动机从反转到正转时，其过程则由第 III 象限经第 IV 象限最终运行在第 I 象限。

由此可见，反并联可逆系统中，电动机由电动运行转变为发电制动运行，这一过程是不能在同一组桥内实现的。如果由一组桥整流，使电动机作电动状态运行，则当电动机作发电制动运行时，必须通过与之反极性的另一组桥进行逆变，从而实现能量的回馈。对于逻辑无环流可逆系统，两组桥任何时候只能允许一组工作，另一组必须关断。但在系统实际运行时，当正、反两桥之间需要切换时，不能简单地把原来工作的一组桥的触发脉冲立即封锁，同时把另一组桥的触发脉冲随之开放。因为原来导通的晶闸管并不能在触发脉冲取消的瞬间立即关断，它必须等到晶闸管两端承受反向电压时才能真正关断。所以，如果对两组桥的触发脉冲的封锁与开放同时进行，势必出现原来导通工作的桥不能立即关断，而原来封锁的桥却已经导通，从而出现两组桥同时导通的情况，必将产生很大的环流，将晶闸管烧毁，破坏整个系统的正常运行。所以，两组桥之间的切换应首先使已导通的桥的晶闸管断流，这主要涉及主回路平波电抗器中所储存电磁能量的释放，其释放形式为通过原工作桥处于自身逆变状态，形成“本桥逆变”，把电抗器储存的电磁能量中的一部分由有源逆变后回馈电网，其余部分则消耗在电动机上，直到储能释放完毕，主回路电流为零，晶闸管实现断流，只有此时才能封锁原来工作桥中晶闸管的触发脉冲、使其恢复阻断能力。

随后再开放原封锁着的晶闸管，使之触发导通。

在直流可逆拖动系统中，电动机速度的调节，可以通过改变控制角 α 的大小来实现。

对晶闸管变流器供电的直流可逆拖动系统更详细的分析讨论，将在“电力拖动自动控制系统”课程中进行。

习 题

3-1 单相半波可控整流电路对电感负载供电， $R=1\Omega$ ， $L=20\text{mH}$ ， $U_2=100\text{V}$ ，求当 $\alpha=0^\circ$ 和 60° 时的负载电流 I_d ，并画出 u_d 与 i_d 波形。

3-2 图题 3.48 为具有变压器中心抽头的单相全波可控整流电路，问该变压器还存在直流磁化问题吗？试说明晶闸管承受的最大反向电压为 $2\sqrt{2}U_2$ ，当负载是电阻或电感时，其输出电压和电流的波形与单相全控桥时相同。

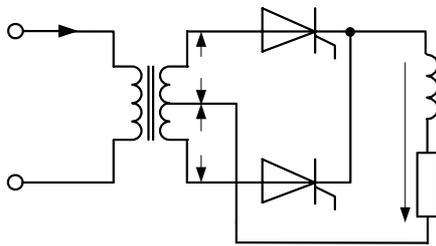


图 3.48 题 3-2 图

3-3 单相桥式全控整流电路，阻感负载， $U_2=100\text{V}$ ，负载中 $R=2\Omega$ ， L 值极大，当 $\alpha=30^\circ$ 时，要求：

- (1) 画出 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形；
- (2) 求整流输出平均电压 U_d 、电流 I_d ，以及变压器二次电流有效值 I_2 ；
- (3) 考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

3-4 单相桥式半控整流电路，电阻性负载，画出整流二极管在一周内承受的电压波形。

3-5 单相桥式全控整流电路， $U_2=100\text{V}$ ，负载中 $R=2\Omega$ ， L 值极大，反电动势 $E=60\text{V}$ ，当 $\alpha=30^\circ$ 时，要求：

- (1) 画出 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形；
- (2) 求整流输出平均电压 U_d 、电流 I_d ，以及变压器二次电流有效值 I_2 ；
- (3) 考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

3-6 串联一只晶闸管的单相桥式整流电路如图题 3.6 所示， $U_2=100\text{V}$ ，电阻电感负载， $R=2\Omega$ ， L 值很大，当 $\alpha=60^\circ$ 时求流过器件电流的有效值，并作出 u_d 、 i_d 、 i_T 、 i_D 的波形。

3-7 在三相半波整流电路中，如果有一相触发脉冲丢失，试绘出在电阻性负载和大电感负载情况下整流电压 u_d 的波形。

3-8 三相半波整流电路共阴极接法和共阳极接法，a、b两相的自然换相点是同一点吗？如果不是，它们在相位上差多少度？

3-9 在三相半波可控整流电路中, 如果触发脉冲出现在自然换相点之前, 会出现什么现象? 电路能否正常换相? 试画出电阻性负载和大电感负载时的 u_d 波形。

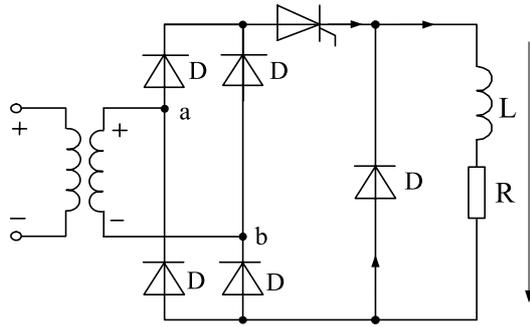


图 3.49 题 3-6 图

3-10 三相半波可控整流电路, 电阻性负载。已知 $U_2 = 220\text{V}$, $R = 20\Omega$, 当 $\alpha = 90^\circ$ 时, 试画出 u_{T1} 、 i_d 、 u_d 波形并计算 U_d 、 I_d 的值。

3-11 大电感负载的三相半波电路, 已知 $U_2 = 110\text{V}$, $R_d = 0.5\Omega$, 当 $\alpha = 45^\circ$ 时, 试画出 u_{T1} 、 i_d 、 u_d 波形并计算 U_d 、 I_d 的值。如果并接续流二极管, 试计算流过晶闸管的电流平均值 I_{dT} 、有效值 I_T 和续流二极管的电流平均值 I_{dD} 、有效值 I_D 。

3-12 三相半波整流电路纯电阻负载情况, 由整流变压器供电, 电源是三相 380V 交流电网, 要求输出电压 $u_2 = 220\text{V}$, 输出电流为 $I_d = 400\text{A}$, 考虑 $\alpha_{\min} = 30^\circ$, 计算整流变压器二次侧容量 S_2 , 与 $\alpha = 0^\circ$ 时二次侧容量比较, 并计算晶闸管定额。

3-13 三相半波可控整流电路, 反电动势负载, 串入足够电抗使电流连续平直。已知 $U_2 = 220\text{V}$, $R = 0.4\Omega$, $I_d = 30\text{A}$, 当 $\alpha = 45^\circ$ 时, 选择合适的晶闸管并求出反电动势 E 。

3-14 在三相桥式全控整流电路中, 电阻性负载, 如果其中一个晶闸管故障断路, 此时整流波形如何? 如果其中一个晶闸管被击穿短路, 电路工作情况又如何?

3-15 在三相桥式全控整流电路中, 电阻性负载, 已知 $U_2 = 220\text{V}$, $R = 2\Omega$, 当 $\alpha = 30^\circ$ 时, 试画出 u_{T1} 、 i_d 、 u_d 波形并计算 U_d 的值。

3-16 在三相桥式全控整流电路中, 电感性负载, 已知 $U_2 = 110\text{V}$, $R = 0.2\Omega$, 当 $\alpha = 45^\circ$ 时, 试画出 u_{T1} 、 i_d 、 u_d 、 i_{T1} 波形并计算 U_d 、 I_d 的值及流过晶闸管的电流平均值 I_{dT} 、有效值 I_T 。

3-17 三相桥式全控整流电路, 负载电阻 $R = 4\Omega$, 电感 $L = 0.2\text{H}$, 要求输出电压 U_d 从 $0 \sim 220\text{V}$ 之间变化, 求: (1) 不考虑控制裕量, 整流变压器二次侧相电压; (2) 晶闸管的电压、电流定额; (3) 变压器二次电流有效值 I_2 ; (4) 变压器二次侧容量 S_2 。

3-18 三相桥式半控整流电路, 电感性负载, 为防止失控负载两端并接续流二极管。已知 $U_2 = 100\text{V}$, $R = 10\Omega$, 当 $\alpha = 120^\circ$ 时, 试画出 u_{T1} 、 i_d 、 u_d 、 i_{T1} 、 i_D 波形并计算 U_d 、 I_d 的值及流过晶闸管的电流平均值 I_{dT} 、有效值 I_T 和续流二极管的电流平均值 I_{dD} 、有效值 I_D 。

3-19 三相桥式半控整流电路, 电源线电压 $U_{2l} = 380\text{V}$, 负载电阻 $R = 2\Omega$, 反电动势 $E = 40\text{V}$, 负载电感足够大, 使电流波形平直, 求: (1) 画出 u_d 、 i_d 的波形; (2) 输出电压、电流的平均值 U_d 和 I_d ; (3) 功率因数。

3-20 变流器工作于有源逆变状态的条件是什么？

3-21 三相半波可控整流电路，反电动势阻感负载， $R=1\Omega$ ， $L=\infty$ ， $U_2=100V$ ， $L_B=1mH$ ， $\alpha=30^\circ$ ， $E=50V$ 时，求 U_d ， I_d 和 γ 。

3-22 三相桥式全控整流电路对反电动势、大电感负载供电， $U_2=220V$ ， $E=200V$ ， $R=1\Omega$ ， $\alpha=60^\circ$ 。(1)不计漏感时求 U_d 、 I_d ；(2)当 $L_B=1mH$ 时，计算 u_d 、 i_d 、 γ ，并画出 u_d 、 i_T 波形。

3-23 单相全控桥整流电路带反电动势阻感负载， $R=1\Omega$ ， $L=\infty$ ， $L_B=0.5mH$ ， $U_2=100V$ ，当 $E=99V$ ， $\beta=60^\circ$ 时，求 u_d 、 i_d 和 γ 。

3-24 三相全控桥整流电路，反电动势阻感负载， $R=1\Omega$ ， $L=\infty$ ， $L_B=1mH$ ， $U_2=100V$ ，当 $E=400V$ 、 $\beta=60^\circ$ 时，求 u_d 、 i_d 和 γ 的值，并计算此时逆变回电网的有功功率是多少？

第4章 电力电子器件的驱动与保护

电力电子器件以不同的电路拓扑构成不同的电力电子电路，实现各种电能转换与控制功能。为使电力电子电路能够稳定运行并获得优良电能，需要对电力电子器件进行可靠的驱动、控制与保护。本章讲述典型触发、驱动和缓冲保护电路的组成、工作原理和特点。

本章要求熟悉常用电力电子器件的基本驱动电路与保护方法。

4.1 电力电子器件的驱动

电力电子电路中各种驱动电路的电路结构取决于开关器件的类型、主电路的拓扑结构和电压电流等级。开关器件的驱动电路接收控制系统输出的弱电平信号，经过处理后给开关器件的控制及提供足够大的电压或电流，使之立即导通。对于普通晶闸管这类半控型电力电子器件，为了使其能够根据要求迅速由阻断状态转入导通状态，必须满足器件承受正向阳极电压和在门极加触发信号两个条件。这个触发信号是由触发电路提供的。而对于GTO、GTR及IGBT等全控型器件的通/断则需要设置相应的驱动电路。采用性能良好的驱动电路，可以使电力电子器件工作在较理想的开关状态，缩短开关时间，减少开关损耗，对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要意义。另外，对电力电子器件或整个装置的一些保护环节，如控制电路与主电路之间的电气隔离环节及对整个电路的缓冲环节等，也设在驱动电路或通过驱动电路来实现，这些都使得驱动电路的设计尤为重要。

4.1.1 晶闸管触发电路

1. 晶闸管对触发电路的要求

晶闸管触发电路的作用是产生符合要求的门极触发脉冲，确保晶闸管在需要的时刻由阻断转为导通。触发信号可以是交流形式，也可以是直流形式，但它们对门极—阴极来说必须是正极性的。同时由于晶闸管所组成的电路的工作方式不尽相同，所以对触发电路的要求也不同。晶闸管触发导通后，门极即失去控制作用，为了减少门极的损耗及触发电路的功率，触发信号通常采用脉冲形式。

晶闸管对触发电路的基本要求如下：

1) 触发信号应有足够大的功率

由于晶闸管元件门极参数的分散性及其触发电压、电流随温度变化的特性，为使晶闸管可靠触发，触发电路提供的触发电压和电流必须大于晶闸管产品参数提供的门极触发电压与触发电流值，即必须保证具有足够的触发功率。但触发信号不允许超过门极的电压、电流和功率定额，以防损坏晶闸管的门极。

2) 触发脉冲的同步及移相范围

在可控整流、有源逆变及交流调压的触发电路中，为了保持电路的品质及可靠性，要求晶闸管在每个周期都在相同的相位上触发。因此，晶闸管的触发电压必须与其主回路的

电源电压保持某种固定的相位关系,即实现同步。同时,为了使电路能在给定范围内工作,必须保证触发脉冲有足够的移相范围。

3) 触发脉冲信号应有足够的宽度,且前沿要陡

为使被触发的晶闸管能保持住导通状态,晶闸管的阳极电流必须在触发脉冲消失前达到擎住电流,因此要求触发脉冲应具有一定的宽度,不能过窄。特别是当负载为电感性负载时,因其中电流不能突变,更需要较宽的触发脉冲。

4) 为使并联晶闸管元件能同时导通,触发电路应能产生强触发脉冲

在大电流晶闸管并联电路中,要求并联的元件同一时刻导通,使各元件的 di/dt 在允许的范围内。但是由于元件特性的分散性,会使先导通的元件的 di/dt 值超过允许值而被损坏。对高电压晶闸管串联电路也有类似情况,宜采取强触发措施,使晶闸管能够在相同时刻内导通,为此可考虑采用如图 4.1 所示的触发脉冲形式。其中,强触发电流幅值为触发电流值的 3~5 倍左右,脉冲前沿的陡度通常取为 $1\sim 2A/\mu s$;脉冲宽度对应时间 t_2 应大于 $50\mu s$,持续时间 t_3 应大于 $550\mu s$ 。

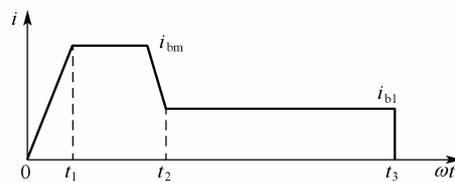


图 4.1 理想的触发脉冲形式

5) 应有良好的抗干扰性能、温度稳定性及与主电路的电气隔离

触发电路通常采用单独的低压电源供电,因此为了避免彼此之间的干扰,应与主电路进行电气隔离。常用的方法是在触发电路与主电路之间连接脉冲变压器,但此类变压器需做专门设计。同时为避免来自于主电路的干扰进入触发电路,可考虑采用静电屏蔽、串联二极管及并联电容等抗干扰措施。

2. 同步信号为锯齿波的触发电路

由分立元件组成的晶闸管电路的触发电路种类很多,有阻容移相桥触发电路、单结晶体管触发电路及同步信号为正弦波以及同步信号为锯齿波的触发电路等,这些电路都有自己的特点和适用范围。相比较而言,同步信号为锯齿波的触发电路由于不受电网波动和波形畸变的影响,同时具有较宽的调节范围和较强的抗干扰能力,因而得到了广泛应用。此电路的输出为双窄脉冲(也可为单窄脉冲),适用于必须有两相的晶闸管同时导通才能形成通路的电路,例如晶闸管三相桥式全控电路。

图 4.2 所示为同步信号为锯齿波的触发电路。它由 5 个基本环节组成:锯齿波形成与脉冲移相控制环节;同步检测环节;脉冲形成、放大和输出环节;双窄脉冲形成环节和强触发环节。

1) 锯齿波形成与脉冲移相控制环节

形成锯齿波电压的方案很多,图 4.2 所示为恒流源电路方案。电路由 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 和 C_2 等元件组成,其中 VT_1 、 DZ 、 RP_1 和 R_3 为一恒流源电路,其电流为 VT_1 的集电极电流 I_{C1} 。而 VT_2 是交流电源的同步开关,起到同步检测作用。

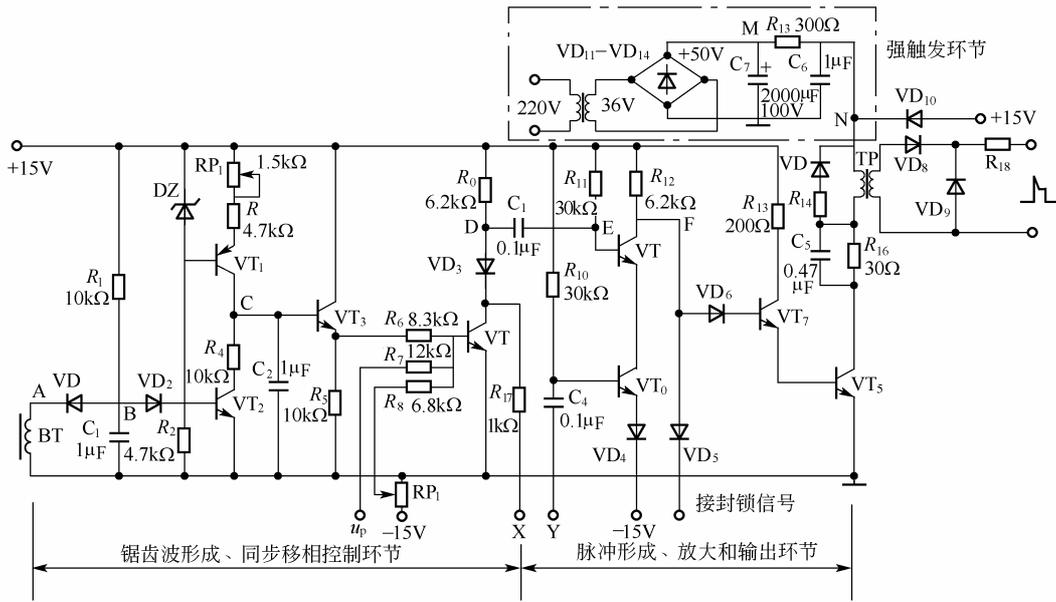


图 4.2 同步信号为锯齿波的触发电路

当 VT_2 截止时，恒流源电流 I_{IC} 对电容 C_2 进行充电， C_2 两端电压 u_{C2} 为

$$u_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i dt = \frac{1}{C_2} \int I_{IC} dt = \frac{I_{IC}}{C_2} t \quad (4.1)$$

可见 u_{C2} 随时间按线性增长，充电斜率为 I_{IC}/C_2 ，进而形成了锯齿波的上升部分。调节电位器 RP_1 ，即可改变 C_2 的恒定充电电流值，从而改变锯齿波的斜率。

当 VT_2 导通时，由于 R_4 电阻很小，所以 C_2 迅速放电，使 u_{C2} 电位迅速降到零伏附近，形成锯齿波电压陡峭的下降部分。当 VT_2 周期性地关断和导通时，就可以在电容 C_2 两端得到周期性的锯齿波电压 u_{C2} 。 u_{C2} 经 VT_3 组成的射极跟随器输出后，与外加控制器电压 U_c 、偏移电压 U_b ，分别通过 R_7 、 R_8 、 R_9 加至三极管 VT_4 的基极。可见，锯齿波是在三极管 VT_2 由截止变导通期间产生， VT_2 的截止持续时间就是锯齿波的宽度， VT_2 的开关频率就是锯齿波的频率。射极跟随器 VT_3 的作用是减小控制回路的电流对锯齿波电压 u_{C2} 的影响，输出电压 u_{C3} 也是锯齿波。

图 4.3 是由 VT_4 组成的移相控制电路，其基极电压由锯齿波电压 u_{C3} 、直流控制电压 u_k 及负的直流偏压 u_p 分别经电阻 R_6 、 R_7 、 R_8 的分压值 u_{e3} 、 u_k 、 u_p 三者叠加而成，由三个电压的综合比较结果来控制 VT_4 的截止与导通。

根据叠加原理，在分析以上三者对于 VT_4 的综合作用的结果时，可以分解为三者单独对 VT_4 的作用的叠加，其等效电路如图 4.3 所示。为了分析方便，暂时忽略 VT_4 的存在。

图 4.3(a)为只考虑锯齿波电压 u_{e3} 时的情况，此时作用在 b_4 上的电压为

$$u'_{e3} = u_{e3} \frac{R_7 // R_8}{R_6 + (R_7 // R_8)} \quad (4.2)$$

可见， u'_{e3} 仍为锯齿波，只是斜率比 u_{e3} 低。

同理，只考虑 u_k ， u_p 时，由图 4.3(b)、(c) 可得

$$u'_k = u_k \frac{R_6 // R_8}{R_7 + (R_6 // R_8)} \quad (4.3)$$

$$u'_p = u_p \frac{R_6 // R_7}{R_8 + (R_6 // R_7)} \quad (4.4)$$

可见， u'_k 和 u'_p 分别为与 u_k 和 u_p 平行的直线，只是数值较 u_k 和 u_p 小。

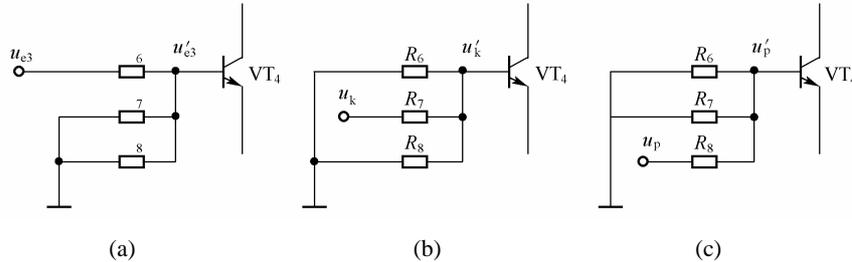


图 4.3 u_{e3} ， u_k ， u_p 单独作用的等效电路

考虑三者的综合作用，由式(4.2)、式(4.3)和式(4.4)可得 VT_4 的基极电压为

$$u_{b4} = u'_{e3} + u'_k + u'_p \quad (4.5)$$

当 u_{b4} 为负时， VT_4 截止；当 VT_4 由负过零变正时，由截止变为导通， u_{b4} 被钳位在 0.7V。

当 $u_k = 0$ 时，改变 u_p 数值的大小，则 VT_4 管开始导通的时刻会根据 u_p 的增大或减小而前、后移动，也就是改变了输出脉冲的相位。因此适当调整 u_p 数值的大小，可使 $u_k = 0$ 时的脉冲初相位满足主电路的需要。以三相桥式全控整流电路为例，当为电阻性负载时，脉冲初始相位为 120° ；而当为电感性负载时，初始相位为 90° 。

使 u_p 固定不变，改变 u_k 的大小同样可以移动输出脉冲的相位。当 $u_k = 0$ 时，输出脉冲的相位为 α_0 ；使 u_k 逐渐增大，则输出脉冲的相位会逐渐前移，即 α 是逐渐减小，从而达到了移相控制的目的。换句话说，改变 u_k 就可移动脉冲的相位，从而改变晶闸管整流电路输出电压的大小，加 u_p 的目的是为了确定控制电压 $u_k = 0$ 时的脉冲的初始相位。

如将晶体管发射结及二极管的正向压降均计为 0.7V，晶体管饱和压降计为 0.3V，图 4.2 所示电路中各点的电压波形如图 4.4 所示。

2) 同步检测环节

在锯齿波触发电路中，同步问题是指要求锯齿波的频率与主回路电源的频率相同，即使 VT_2 开关的频率与主回路电源频率同步。在图 4.2 所示电路中，同步检测环节由同步变压器 BT 及 VT_2 、 VD_1 、 VD_2 、 R_1 、 C_1 等元件组成。

同步变压器二次侧的正弦电压 u_{BT} 经 VD_1 、 VD_2 、 C_1 加在 VT_2 的基极上。当 u_{BT} 在负半周的下降段时， VD_1 导通，电容 C_1 被迅速充电，极性为上(－)下(＋)。因零点接地，为零电位，图中 A 点电位为负值。B 点电位与 A 点相近，仅差一个二极管压降(导通压降为 0.7V)，也为负值，故 VT_2 基极为反向偏置，处于截止状态，锯齿波即开始。在 u_{BT} 负半周的上升段，由于 C_1 已充电至负半周的最大值，故 VD_1 反向偏置，+15V 电源通过 R_1 给 C_1 反向充电，极性为上正、下负，从而使 B 点电位 u_B 升高。当 u_B 升高至 1.4V 时， VT_2 导通，并使 u_B 钳制在 1.4V，此时锯齿波结束。直到 u_{BT} 的下一个负半周到来时， VD_1 再次导通， C_1 迅速

放电后又被正向充电， VT_2 又被截止，如此周而复始。这样在电源电压一个正弦波周期内， VT_2 包括截止与导通两个状态，对应锯齿波电压波形恰好是一个周期，从而实现了与主回路电源频率完全一致，达到同步的目的。

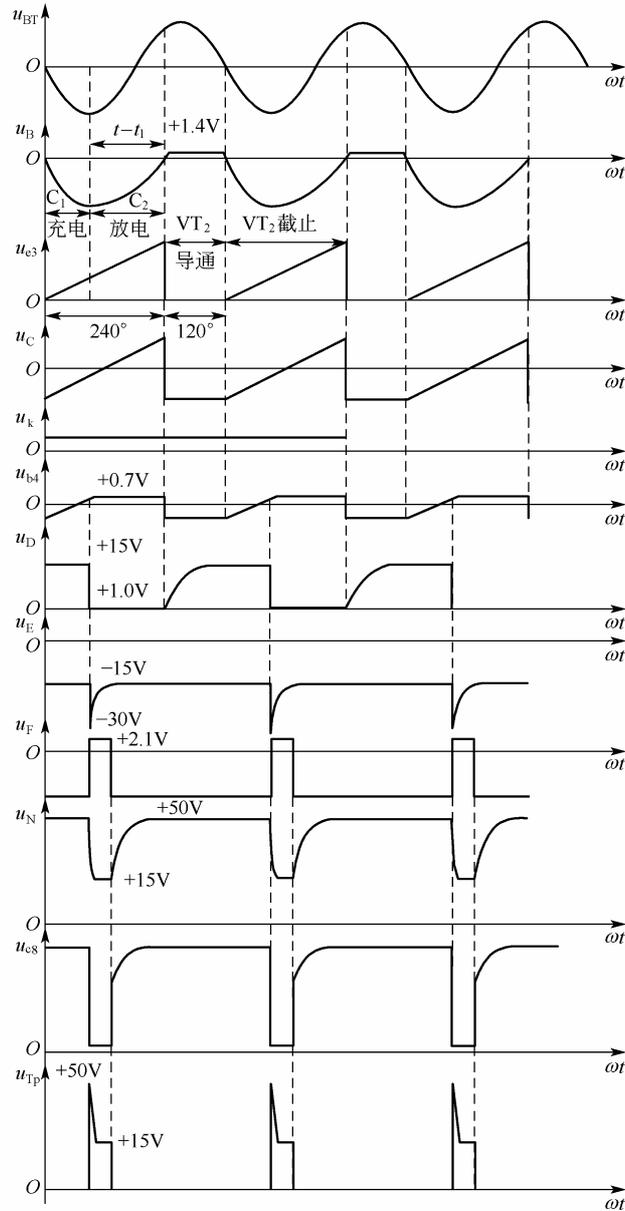


图 4.4 锯齿波移相触发电路各点的电压波形

从上面分析可以看出， u_B 从 u_{BT} 负半周上升段开始时刻到达 1.4V 的时间间隔越长，则 VT_2 截止时间越长，于是锯齿波越宽。由此可知锯齿波的宽度是由充电时间常数 R_1C_1 所决定的。

3) 脉冲形成、放大与输出环节

在图 4.2 中, 脉冲形成、放大与输出环节由 VT_4 、 VT_5 、 R_6 、 R_7 、 R_8 、 C_3 和 VT_7 、 VT_8 等元件组成。其中晶体管 VT_4 、 VT_5 组成了脉冲形成环节, VT_7 、 VT_8 组成脉冲放大与输出环节。

当合成电压 $u_{b4} = 0$ 时, VT_4 截止。+15V 电源通过 R_{11} 供给 VT_5 提供一个足够大的基极电流, 使 VT_5 饱和导通, 所以 F 点电压 U_{c5} 接近于 -15V, VT_7 、 VT_8 处于截止状态, 无脉冲输出。与此同时, 电源 +15V 经 $R_9 \rightarrow VT_5 \rightarrow VT_6 \rightarrow VD_{10} \rightarrow -15V$ 对电容 C_3 充电, 充满后电容两端电压接近约为 30V, 极性为左(+)右(-)。当控制电压 $u_{b4} = 0.7V$ 时, VT_4 管导通, D 点电位由 +15V 迅速降低至 1V 左右。由于电容 C_3 两端电压不能突变, 所以 VT_5 基极电位迅速将至约 -30V 左右, 使 VT_5 因发射结反偏而立即截止, 其集电极电压由 -15V 迅速上升到 VD_6 、 VT_7 、 VT_8 三个 PN 结正向压降之和的 2.1V, 并钳位在 2.1V, 于是 VT_7 、 VT_8 导通, 输出触发脉冲。与此同时, 电容 C_3 经 +15V 电源 $\rightarrow R_{11} \rightarrow VD_4 \rightarrow VT_4$ 放电和反向充电, 从而使 E 点电位又逐渐上升。当 E 点电位超过 -15V 时, VT_5 因发射结正偏又重新导通。这时 F 点电位又立即由 2.1V 降到 -15V, 使 VT_7 、 VT_8 截止, 输出脉冲终止。由此可见, 脉冲前沿由 VT_4 导通瞬时, 即 VT_5 转为截止的瞬间开始产生, VT_5 截止持续时间即为脉冲宽度。可见脉冲宽度决定于电容 C_3 反向充电回路时间常数 $R_{11} C_3$ 。

电路中电阻 R_{13} 和 R_{16} 是 VT_7 、 VT_8 管的限流电阻, 防止由于 VT_5 长期截止时致使 VT_7 和 VT_8 管长期过流而烧毁。

4) 双窄脉冲形成环节

由前述三相可控整流电路的内容可知, 对三相桥式全控整流电路, 六个晶闸管需要依次轮流触发。为了确保实现每个晶闸管的准确导通, 可采用两种方法实现: 一是提供宽度大于 60° 小于 120° 的宽脉冲, 二是提供间隔 60° 的双窄脉冲。前者需要触发电路输出较大的功率, 进而使脉冲变压器功率也相应增大, 所以很少采用, 一般都采用双窄脉冲。

在图 4.2 中, VT_5 、 VT_6 两个晶体管构成一个“或”门电路, 当两个晶体管都导通时, VT_7 、 VT_8 截止, 不会输出触发脉冲。但不论哪个管子截止, 都会使晶体管 VT_5 集电极电压 u_{c5} 变为正电压, 使得 VT_7 、 VT_8 管导通, 从而输出触发脉冲。所以只要用适当的信号来控制使 VT_5 或 VT_6 截止(前后间隔 60°), 就可以产生符合要求的双窄脉冲。对照图 4.5, 同时参看图 4.2 的 X, Y 接线端, 1 号触发器内由晶体管 VT_4 向 VT_5 的基极送出的负脉冲信号使 VT_5 截止, VT_7 、 VT_8 导通一次, 对元件 1 输出第一个触发窄脉冲。经过 60° 后, 2 号触发器同样对元件 2 送出第一个窄脉冲, 同时由该触发器中 VT_4 管的集电极经的 X 端送到与之相连的 1 号触发器的 Y 端, 使 1 号触发器电路中电容 C_4 微分, 产生负脉冲送至 VT_6 基极, 使 VT_6 截止, VT_7 、 VT_8 又导通一次, 从而由 1 号触发器输出第二个窄脉冲, 且第二个脉冲比第一个脉冲滞后 60° 。以下重复这样的过程, 循环反复, 就会使得六个晶闸管都得到相隔 60° 的触发脉冲。图 4.2 中的 VD_4 、 R_{17} 的作用是防止双脉冲信号互相干扰。

5) 强触发环节

在前面已经提到, 为使并联晶闸管能同时导通, 对触发电路的一个基本要求就是电路应能产生强触发脉冲。强触发脉冲可以缩短晶闸管的开通时间, 提高晶闸管承受 di/dt 的能力, 有利于改善串并联元件的动态均压和均流, 因此大中容量的触发电路都带有强触发环节。

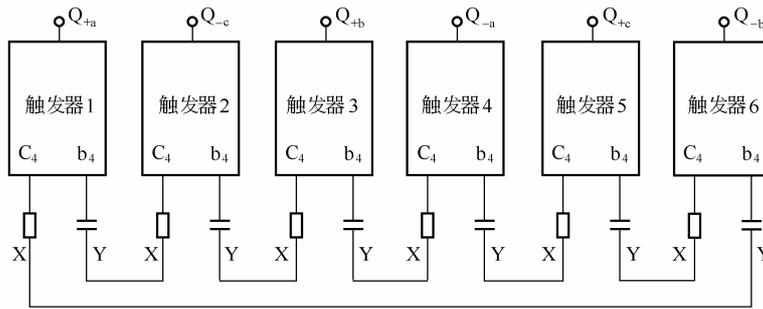


图 4.5 由触发电路产生双脉冲的连接

在图 4.2 中, 电路右上角部分即为强触发环节, 由+50V 电源、 C_6 、 R_{15} 、 VD_{10} 组成, 其中+50V 电源通过单相桥式整流电路获得。在 VT_8 导通输出脉冲前, +50V 电源已通过 R_{15} 向 C_6 充电, 使 N 点的电位升到+50V。当 VT_8 导通时, C_6 经过脉冲变压器 TP、 R_{16} 及 VT_8 迅速放电。由于放电回路电阻较小, 电容 C_6 两端电压衰减很快, N 点电位迅速下降。当 u_N 稍低于+15V 时, 二极管 VD_{15} 由截止变为导通。虽然这时+50V 整流电源电压较高, 但它需向 VT_8 提供较大的负载电流, 在 R_{15} 上的电阻压降较大, 不可能使 C_6 两端电压超过+15V, 故 N 点电位被钳制在+15V。当 VT_8 由导通变为截止时, +50V 电源又通过 R_{15} 向 C_6 充电, 使 N 点电位再升到+50V, 为下一次强触发作准备。电容 C_5 的作用是提高强触发脉冲前沿陡度。

3. 集成化晶闸管移相触发电路

随着电力电子技术及微电子技术的发展, 集成化晶闸管触发电路已得到了广泛应用。集成化触发电路具有体积小、功耗小、性能稳定可靠、使用方便等优点。相控集成触发器主要有 KC 系列和 KJ 系列, 广泛应用于晶闸管电力拖动系统、整流供电装置、交流无触点开关, 以及交流和直流的调压、调速、调光等领域。下面介绍 KC 系列中的 KC04 晶闸管移相触发集成电路的工作原理。另外, 微机控制的数字触发电路使用方便、性能可靠、易于实现自动化, 本节也作简要介绍。

KC04 晶闸管移相触发电路是具有 16 个引脚的标准双列直插式集成元件, 主要用于单相或三相桥式晶闸管电力电子设备中作晶闸管的双路脉冲触发, 是目前国内晶闸管控制系统中广泛使用的集成电路之一。

1) 基本设计特点

KC04 晶闸管移相触发集成电路的基本设计特点如下:

- ① 输出两路相位互差 180° 的移相脉冲, 可以方便地构成全控桥式晶闸管触发线路。
- ② 输出负载能力大, 移相性能好, 正、负半周脉冲相位均衡性好。
- ③ 移相范围宽, 对同步电压要求低, 有脉冲列调制输出端等功能与特点。

2) 引脚排列、功能、用法及主要技术数据

电路的引脚图如图 4.6 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 4-1。电路各引脚电压波形如图 4.7 所示。

KC04 晶闸管移相触发集成电路的主要技术数据如下:

电源电压: DC \pm 15V, 允许波动 \pm 5%;

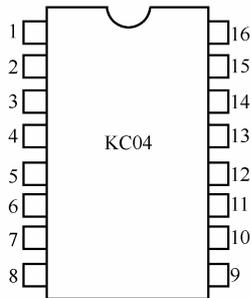


图 4.6 KC04 引脚图

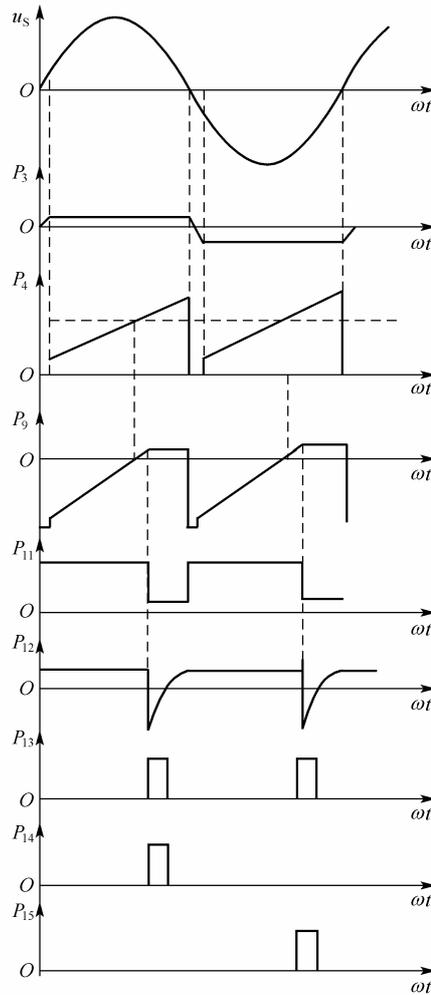


图 4.7 KC04 电路各引脚电压波形

表 4-1 KC04 的引脚说明

引脚号	符号	功能	用法
1	In-PV	同相脉冲输出端	接正半周应导通晶闸管的脉冲功率放大器及脉冲变压器
2	NC	空脚	
3	C _T	锯齿波电容连接端	通过电容接 4 脚
4	u _T	锯齿波电压输出端	通过电阻接移项综合端
5	-U _{CC}	工作负电源输入端	接用户系统负电源
6	NC	空脚	
7	GND	接地端，为整个电路提供一参考地端	接用户的控制电源地端
8	u _S	同步电源信号输入端	接同步变压器的二次侧，同步电压为 30V

(续)			
引脚号	符号	功能	用法
9	u_{Σ}	移项、偏置及同步信号综合端	分别通过三个等值电阻接锯齿波、偏置电压及移项电压
10	NC	空脚	
11	u_p	方波脉冲输出端, 该端的输出信号反映了移项脉冲的相位	通过一电容接 12 脚
12	U_w	脉宽信号输入端, 该端与 11 脚所接电容的大小反映了输出脉冲的宽度	接调制脉冲源输出或保护电路输出
13	U_{C-}	负脉冲调制及封锁控制端, 通过该端输入信号的不同, 可对负输出脉冲进行调制或封锁	接调制脉冲源输出或保护电路输出
14	U_{C+}	正脉冲调制及封锁控制端, 通过该端输入信号的不同, 可对正输出脉冲进行调制或封锁	接调制脉冲源输出或保护电路输出
15	Out-PV	反向脉冲输出端	接负半周应导通晶闸管的脉冲功率放大器及脉冲变压器
16	$+U_{CC}$	系统正电源输入端	接控制电路电源

电源电流: 正电流 $\leq 15\text{mA}$, 负电流 $\leq 8\text{mA}$;

移相范围: $\geq 170^\circ$ (同步电压 30V, R_4 为 15k Ω);

脉冲宽度: 400 μs ~ 2ms;

脉冲幅值: $\geq 13\text{V}$;

最大输出能力: 100mA;

正、负半周脉冲相位不均衡范围: $\pm 3^\circ$;

环境温度: $-10 \sim 70^\circ\text{C}$ 。

3) 内部结构及工作原理

该电路与分立元件构成的锯齿波触发电路相似, 也是由同步、锯齿波形成、移相控制、脉冲形成与放大输出等部分构成, 其内部电路图如图 4.8 所示。其中虚线框内为集成电路部分, 框外为外接电阻、电容等元件。

其工作原理为: 锯齿波的斜率决定于外接电阻 R_6 、 RP_1 流出的充电电流和积分电容 C_1 的取值, 对于不同的移项控制电压 u_k , 只要改变电阻 R_1 、 R_2 的比例, 调节相应的偏移电压 u_p , 同时调整锯齿波斜率电位器 RP_1 , 便可以在不同的移项控制电压时获得整个移相范围内的移相。触发电路为正极性, 故移相电压增加, 导通角增大。

图 4.8 中的外接电阻 R_7 和微分电容 C_2 形成微分电路, 改变 R_7 和 C_2 的值, 便可获得不同的脉宽输出。随着输入同步电压与 8 脚之间串联电阻 R_4 取值的不同, 其同步电压数值可取任意值。

在 KC 系列触发器中还有六路双脉冲形成器件 KC41, 脉冲列调制形成器件 KC42 等组件。KC41 是三相桥式全控触发电路中必备的组件, 而使用 KC42 可产生脉冲列触发信号, 达到提高脉冲前沿陡度、减小脉冲变压器体积的目的。有关 KC 系列触发器详细内容可参阅有关产品使用说明书。

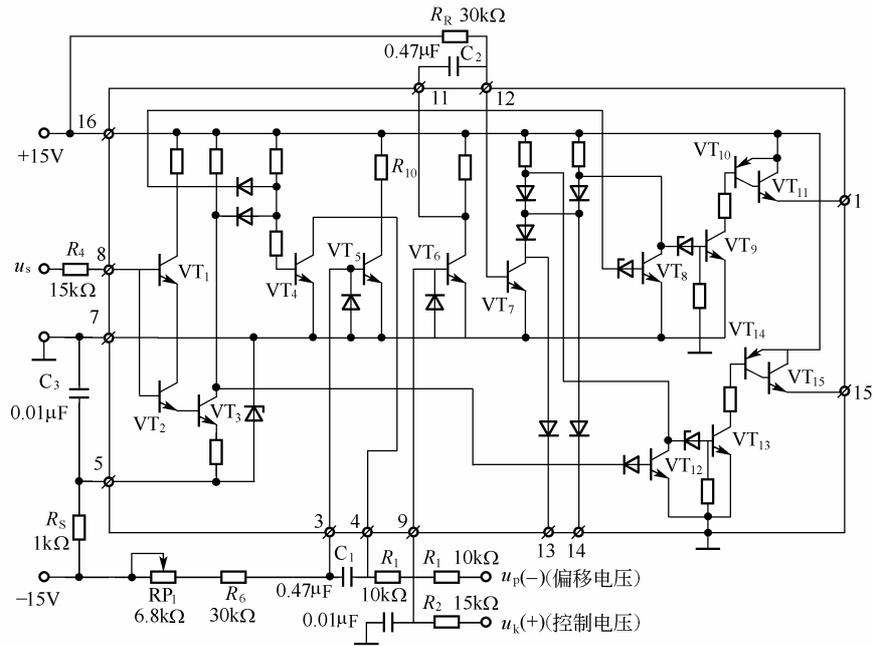


图 4.8 KC04 内部电路图

4. 数字触发电路

前面介绍的分立元件及集成触发电路都属于模拟电路。它们的结构比较简单，也较为可靠，但存在着共同的缺点，即采用控制电压和同步电压叠加的移相方法。由于元件参数的分散性、同步电压波形畸变等原因，会导致各个触发器的移相特性不一致。另外，此类电路还会受到电网电压的影响。例如，当同步电压不对称度为 $\pm 1^\circ$ 时，输出脉冲的不对称度会达到 $3^\circ \sim 5^\circ$ ，这会导致整流输出谐波电压增大，并使电网电压出现畸变，三相电压中性点偏移。这种影响对于数字式移相触发装置输出脉冲不对称度仅为 $\pm 1.5^\circ$ ，精度可提高2~3倍，因而可使上述影响大为减轻。

在各种数字触发电路中，目前使用较多的是以微机为控制核心的数字触发器。这种触发电路的特点是结构简单，控制灵活，准确可靠。

图 4.9 是以常见的 MCS-51 系列单片机 AT89C51 为控制核心构成的数字触发器的原理框图。该触发器由脉冲同步、脉冲移相、脉冲形成与输出等几个部分构成。

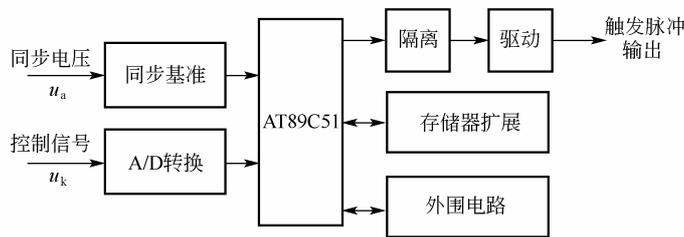


图 4.9 单片机数字触发器的原理框图

1) 脉冲同步

以交流同步电压过零点作为计时的参考基准开始计数，当计数至触发角 α 所对应的数值时，通过外部电路给单片机的 INT_0 口线一个中断信号。同步电压可以是相电压，也可以是线电压。触发器的同步不再需要用同步变压器的连接组来保证其相位差，而只需计算第一个脉冲的定时值，再经过适当的计算，就可以解决同步问题。

2) 脉冲移相

当同步信号发生电平变化时，通过 INT_0 口向单片机内部发送中断请求。单片机首先对当前输入的 u_k 值进行 A/D 转换，再根据转换的结果计算出所需的触发角 α ，从而最大限度地满足电力电子电路移相控制的特性。

3) 脉冲的形成与输出

利用单片机的 INT_0 作为外部同步信号中断，定时器 T_0 、 T_1 作为计时中断，同时结合软件定时，就可以根据实际电力电子电路的要求产生触发脉冲。再经电气隔离、驱动放大，并最终将触发脉冲依次送到相应晶闸管的门极，就可以很好地实现对相应元件的触发控制作用。

有关数字触发器的详细内容，读者可参阅相关书籍自行研究。

4.1.2 GTO 驱动电路

1. GTO 对门极驱动电路的基本要求

门极可关断晶闸管(GTO)的导通过程与普通晶闸管相似，可以用正门极电流开通。但在关断过程中，GTO 可以采用负的门极电流关断，这一点与普通晶闸管完全不同。影响关断的因素很多，例如阳极电流越大越难关断，电感负载较电阻负载难以关断，工作频率越高、结温越高越难以关断。所以欲使 GTO 关断，往往需要具有特殊的门极关断功能的门极驱动电路。GTO 的门极驱动电路通常包括开通驱动电路、关断驱动电路和门极反偏电路三部分，其结构示意图及其理想的门极驱动电流波形如图 4.10 所示。

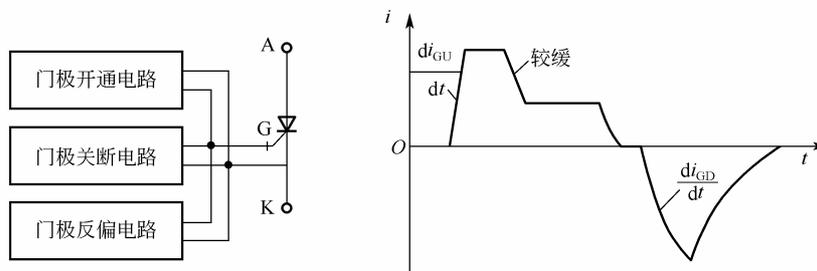


图 4.10 门极驱动电路结构示意图及理想的门极驱动电流波形

1) 门极开通

GTO 触发导通要求触发脉冲信号具有前沿陡、幅度高、宽度大、后沿缓的脉冲波形。上升沿陡峭的门极电流脉冲有利于 GTO 的快速导通，且可保证使所有的 GTO 元件几乎同时导通，且使电流分布趋于均匀，通常要求脉冲前沿 di_{GU}/dt 为 $5\sim 10\text{ A}/\mu\text{s}$ ；脉冲幅度高可实现强触发，有利于缩短开通时间，减少开通损耗，为此一般要求脉冲幅度为额定直流触发电流 I_G 的 $3\sim 10$ 倍；脉冲有足够的宽度可以保证阳极电流可靠建立，一般取脉宽为 $10\sim$

60 μ s；脉冲后沿尽量平缓可以防止产生振荡，在开通脉冲的尾部出现负的门极电流，不利于门极开通。

2) 门极关断

已导通的 GTO 靠门极反向电流来关断，它是 GTO 应用中的关键问题。对门极关断脉冲波形的要求是前沿较陡、幅度较高、宽度足够、后沿平缓。前沿陡，可以缩短关断时间，减少关断损耗。但前沿不宜过陡，否则会使关断增益降低，阳极尾部电流增加，对 GTO 产生不利影响，一般使脉冲电流的上升率 di_{GD}/dt 为 5~10 A/ μ s。为了保证 GTO 的可靠关断，关断负电压脉冲宽度应不小于 30 μ s。关断电压脉冲的后沿应尽量平缓，如果坡度太陡，由于结电容效应会产生一个门极正电流(尽管门极电压是负的)，使 GTO 有开通的可能，不利于关断。

3) 门极反偏

与普通晶闸管相比，GTO 由于结构原因使得其承受电压上升率 du/dt 的能力较差，例如阳极电压上升率较高时可能会引起误触发。为此可以设置一个门极反偏电路，在 GTO 正向阻断期间于门极上施加反偏电压，从而提高承受 du/dt 的能力。但反偏电压的幅度必须小于门极反向雪崩电压，持续时间可以是几十微秒和整个阻断状态所处的时间，这样有利于 GTO 的安全运行。

2. 门极驱动电路实例

1) 小容量 GTO 门极驱动电路

图 4.11 是一种小容量的 GTO 门极驱动电路。

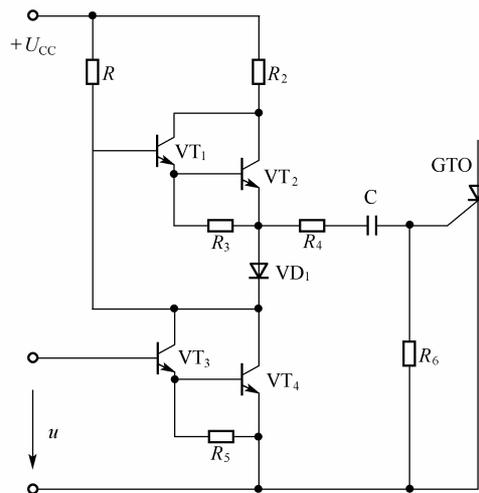


图 4.11 门极驱动电路实例 1

当 $u=0$ 时，由晶体管 VT_1 、 VT_2 组成的复合管导通，对电容 C_1 充电，形成正向门极电流，触发 GTO 导通，电容 C_1 的极性为左(+)右(-)；当 $u > 0$ 时， VT_3 、 VT_4 饱和导通，电容 C_1 通过电阻 R_4 、 VD_1 和 VT_4 放电，形成反向门极电流，使 GTO 关断。

电容 C_1 是加速电容，在 GTO 导通初期提高正向门极电流的陡度和幅度。放电过程中， VD_1 上的压降应确保 VT_1 、 VT_2 可靠截止。

2) 双电源光电耦合 GTO 门极驱动电路

图 4.12 是另一个实用的双电源光电耦合 GTO 门极驱动电路。该电路可以驱动 500A/1200V 的 GTO，用于三相 PWM 控制的 GTO 逆变器。该电路由导通控制与关断控制两部分组成，图中上半部分为导通控制电路，下半部分为关断控制电路。每部分电路都由光电隔离、整形、放大三级电路组成。

在导通控制电路中，采用光电耦合器 D_1 的作用是防止前级电路与 GTO 门极电路相互干扰，并实现不同电平的转换。由于 D_1 的输出波形会产生畸变，故采用由 VT_1 和 VT_2 组成的施密特触发器作为整形电路，整形后的脉冲信号经 VT_3 、 VT_4 和 VT_5 组成的放大级送至 GTO 门极，从而控制 GTO 的导通与关断。

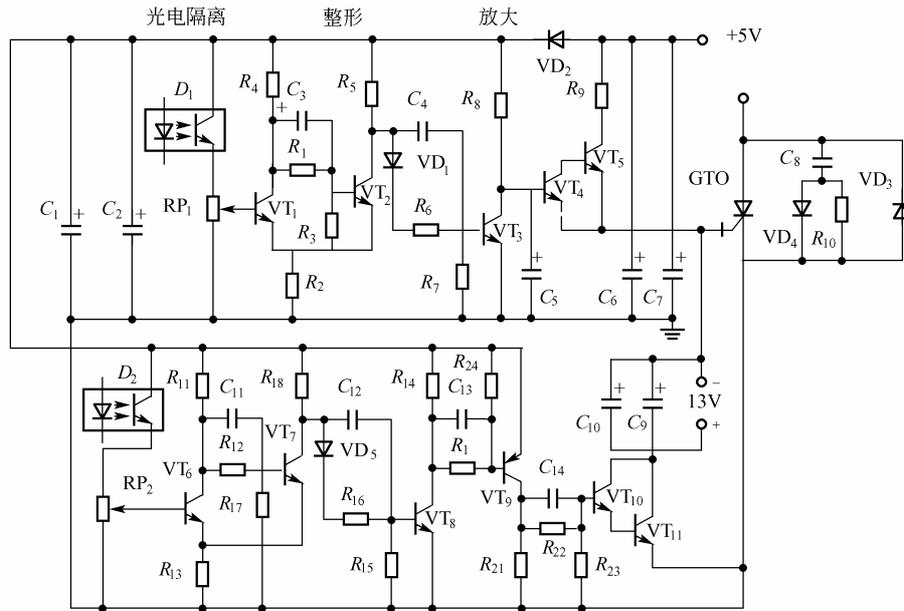


图 4.12 门极驱动电路实例 2

4.1.3 GTR 驱动电路

1. 对基极驱动电路的基本要求

GTR 的基极驱动电路可分为直接驱动和隔离驱动两种方式。直接驱动方式是指驱动电路与主电路之间直接连接，而隔离驱动方式则是指驱动控制电路与主电路间没有电的联系，驱动信号是通过隔离元件间传送的。相比较而言，隔离驱动方式由于具有一定的抗干扰能力，安全性高，在实际中应用较多。通常，GTR 驱动电路应满足以下要求：

① 控制开通 GTR 时，驱动电流前沿要陡（小于 $1\mu\text{s}$ ），并有一定的过冲电流，以缩短开通时间，减小开通损耗。

② GTR 导通后，应相应减小驱动电流，使 GTR 处于准饱和和导通状态，且使之不进入放大区和深饱和区，以降低驱动功率，缩短储存时间。

③ GTR 关断时，应迅速加上足够大的反向基极电流，迅速抽取基区的剩余载流子，确保 GTR 快速关断，并减小关断损耗。

④ GTR 的驱动电路要具有自动保护功能，以便在故障状态下能快速自动切除基极驱动信号，避免 GTR 遭至损坏。

理想的 GTR 基极驱动电流波形如图 4.13 所示。其中 I_{bm} 是 GTR 的基极电流初始值， I_{b1} 是 GTR 导通后并恰好运行于准饱和状态时的正向电流值， I_{b2} 是当 GTR 在关断时所需施加的、足够大的基极反向电流值。

2. 贝克钳位电路

为了提高 GTR 的工作速度，都以抗饱和的贝克钳位电路作为基本电路。它使 GTR 工作在准饱和状态，提高了器件开关过程的快速性能，因此成为一种被广泛采用的基本电路。电路的具体形式如图 4.14 所示。

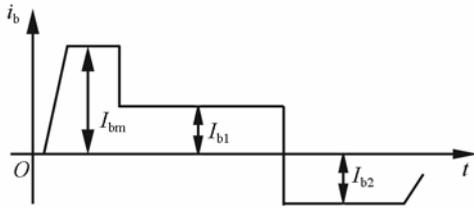


图 4.13 理想的 GTR 基极驱动电流波形

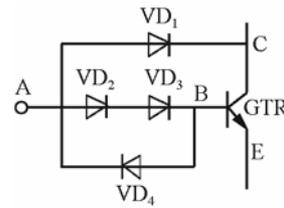


图 4.14 贝克钳位电路

利用此电路再配以固定的反向基极电流和固定的基极—发射极反向偏压，即可获得较为满意的驱动效果。图中所示的电路中，基极驱动电流信号由 A 点分三路与 GTR 相连接。二极管 VD_1 与 GTR 的集电极相连，保证在正向驱动状态 C 点比 A 点电位低一个二极管压降的数值，这样 GTR 的集电极至多处于零偏置状态而决不会出现正偏置状态，即 GTR 不可能进入深饱和区。二极管 VD_1 称为钳位二极管，它相当于一个溢流阀的作用，使过量的输入驱动电流不会全部流入 GTR 的基极，而经 VD_1 分路至 GTR 的集电极一部分，从而保证 GTR 始终处于准饱和状态。这样明显地降低了存储时间，提高了 GTR 的开关速度。基极支路中串联的二极管 VD_2 和 VD_3 用来调整 GTR 的基极电流数值，从而可以改变 GTR 的饱和程度。与 VD_2 、 VD_3 反并联的二极管 VD_4 为反向抽走基区载流子提供了电流通路，从而加快了 GTR 的关断过程。

3. 基极驱动电路实例

1) 由分立元件组成的驱动电路

图 4.15 是一种高效自保护 GTR 基极驱动电路。它不但能对 GTR 电路的过载提供快速可靠的保护，而且可以改善 GTR 的开关特性、缩短开关时间、降低驱动功率和提高驱动效率。

GTR 基极驱动电路由信号隔离电路、过载检测电路、控制信号综合电路和自适应双极性输出电路组成。信号隔离电路由发光二极管和晶体三极管组成，它将逻辑控制电路与驱动电路进行了电气隔离并且将信号进行预放大。过载检测电路由二极管 VD_6 和比较器 311 组成。当 GTR 集-射极间管压降 U_{ce} 高于某一规定值时，比较器 311 发出过载保护信号。控制信号总综合电路由三极管 VT_2 构成，其任务是将正常的开关驱动信号与过载禁止信号叠加处理后送给输出极。自适应双极性输出电路由三极管 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 和二极管 VD_7 组成，它起到提高开关速度的作用。

管关断过程中的存储时间。UAA4002 可为开关晶体管提供一个最大为 0.5A 的正向基极驱动电流，且电路自身的设计保证了这一电流值可以通过增加一个或几个外部晶体管加以放大。

③ 可为开关晶体管提供一个幅值为 3A 的反向基极电流，这一电流值足以使晶体管快速关断，保证了晶体管集电极电流的下降时间极短，从而显著减少了关断损耗。同样，反向基极电流也可增加一个或几个外部晶体管来放大。

④ 应用封装于它内部的高速逻辑处理器来保护开关晶体管。在晶体管导通过程中，该处理器监控晶体管的集-射结饱和压降和晶体管的集电极电流，同时也监控本集成块工作的正负电源电压和芯片的工作温度。该逻辑处理器的最大和最小导通时间可由用户设定。此外，在功率晶体管导通过程中，若发生任一非正常情况，UAA4002 就将错误的信息存储到该导通周期末，这样就避免了任何可导致晶体管“重新开通”的可能。

⑤ UAA4002 的有些功能是可删除的，用户可根据实际需要取舍。

(2) 引脚排列、名称、功能和用法

UAA4002 为标准双列直插式 16 引脚封闭的集成电路，它的引脚排列如图 4.16 所示。各引脚名称、功能和用法见表 4-2。

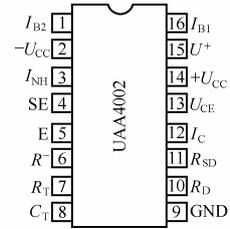


图 4.16 UAA4002 引脚图

表 4-2 UAA4002 的引脚说明

引脚号	符号	功 能	用 法
1	I_{B2}	反向基极驱动电流输出端	直接驱动电流为 50A 以下的达林顿管时，直接与被驱动的功率管的基极相连；经功率放大后驱动电流为 50A 以上的达林顿管时，接功率放大单元第一级的 PNP 管基极
2	$-U_{CC}$	负电源电压输入端	电压的取值为 $-4 \sim -5V$
3	I_{NH}	删除或降低功率晶体管导通能力控制端	系统不需用此功能时，将该端接地
4	SE	工作方式选择控制端	有“电平”和“脉冲”两种工作方式
5	E	功率晶体管的基极驱动信号输入端	接光耦合器或脉冲变压器的二次侧，实现与脉冲形成部分的隔离
6	R^-	负电源电压监控保护动作电平设置端	通过外接电阻 R^- 与负电源相连
7	R_T	控制端，是内部偏置电流与逻辑处理器工作时间设置端	可通过一外接电阻 R_T 接地
8	C_T	最大导通时间 $t_{on(max)}$ 设置端	通过一外部电容接地
9	GND	接地端	提供整个 UAA4002 工作的参考地电平
10	R_D	延时控制端，为电路的输出与输入信号前沿之间提供 $1 \sim 12 \mu s$ 的延时	通过外接电阻 R_D 接地
11	R_{SD}	被驱动的功率晶体管退饱和和保护门槛设置端	通过外接电阻 R_{SD} 接地

(续)			
引脚号	符号	功 能	用 法
12	I_C	功率晶体管集电极电流限制保护输入端	直接接到晶体管发射极的分流器或电流互感器的一个输出端
13	U_{CE}	被驱动的功率晶体管集电极与发射极间电压检测输入端	通过正极接到该端, 负极接到功率晶体管集电极的二极管与被驱动的晶体管相连
14	$+U_{CC}$	正电源电压输入端	通常取 10~15V
15	U^+	输出级电源输入端	通过一个外接电阻接到 $+U_{CC}$
16	I_{B1}	反向基极驱动电流输出端	直接驱动电流为 50A 以下的达林顿管时, 该端通过一外接电阻 R_B 接被驱动的功率管的基极; 经功率放大后驱动电流为 50A 以上的达林顿管时, 该端通过一外接电阻接功率放大单元第一级的 PNP 管基极

(3) 内部结构及工作原理简介

UAA4002 的内部结构及工作原理简图如图 4.17 所示。在 UAA4002 的内部集成有自身工作电源电压 $+U_{CC}$ 检测及 U^- 检测的两个单元、一个输入接口逻辑、一个逻辑处理器、一个输出脉冲最大导通时间 $t_{on(max)}$ 和一个输出脉冲最小导通时间 $t_{on(min)}$ 设置单元、两个用来进行过电流或欠饱和保护的比较器、一个正向输出脉冲放大与一个负向输出脉冲放大网络。

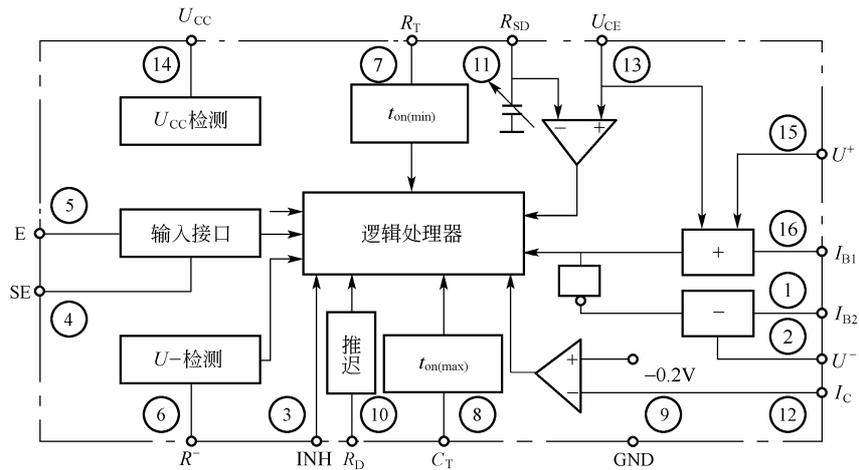


图 4.17 UAA4002 的内部结构及工作原理图

4.1.4 IGBT 驱动电路

1. 对栅极驱动电路的基本要求

IGBT 的输入极为绝缘栅极, 对电荷的积累很敏感, 因此要求驱动电路必须可靠。一般对 IGBT 的驱动电路有以下基本要求:

- ① 由于 IGBT 的栅-射极之间有数千皮法左右的极间电容, 为加快建立驱动电压, 要

求驱动电路具有较小的内阻。同时用内阻小的驱动源对电容冲放电，可以保证栅极控制电压 U_{GE} 的前后沿足够陡峭，从而使 IGBT 快速开通和关断，并减少开关损耗。

② 栅极驱动电源的功率要足够大，这样可以保证在 IGBT 导通后，其功率输出级总是处于饱和状态。而当瞬时过载时，足够大的驱动功率也足以保证 IGBT 不退出饱和区，以使 IGBT 的开关可靠，并避免在开通期间因退饱和而损坏。

③ 要提供大小合适的正向驱动电压 U_{GE} 。当正向驱动电压 U_{GE} 增加时，IGBT 的通态压降和开关损耗均将下降；但若 U_{GE} 过大，则在负载短路过程中，IGBT 的集电极电流也随 U_{GE} 的增大而增大，使 IGBT 能承受电流的时间减小，不利于其本身的安全，因此 U_{GE} 也不宜选得过大，合适的 U_{GE} 取值为 12~15V。

④ 要提供大小合适的反向驱动电压。IGBT 关断时，在栅极和发射极间施加反向电压 ($-U_{GE}$) 可防止因关断时浪涌电流过大而使 IGBT 误导通，并使 IGBT 快速关断。但反向驱动电压也不能过高，否则会造成栅-射极反向击穿。一般取反向电压数值为 $-5 \sim -10V$ 。

⑤ 要提供合适的开关时间。快速开通和关断有利于提高工作频率，减小开关损耗。但在大电感负载情况下，开关时间过短会产生很高的尖峰电压，造成元器件击穿。因此提供合适的开关时间，才能保证 IGBT 正常工作并不致损坏。

⑥ 要有较强的抗干扰能力及对 IGBT 的保护功能。驱动电路与信号控制电路要严格进行电气隔离，防止相互间的干扰；还要有完整的自保护功能。同时，信号控制电路到驱动电路 IGBT 模块的引线要尽量短，且采用双绞线或同轴电缆屏蔽线，以免引起干扰。

2. 驱动电路实例

1) 分立元件组成的驱动电路

(1) 实例 1

图 4.18 为采用光电耦合器进行隔离的栅极驱动电路。其工作原理为：当控制端的电压信号 u 为高电平时，光电耦合器导通，晶体管 VT_1 、 VT_2 导通。 VT_1 导通使 VT_3 导通， VT_2 导通使 VT_4 截止， $+U_{CC}$ 经 VT_3 与 R_G 向 IGBT 栅极提供驱动电流，使 IGBT 导通。通常 $+U_{CC}$ 为 +15V，使 IGBT 处于饱和和导通状态。

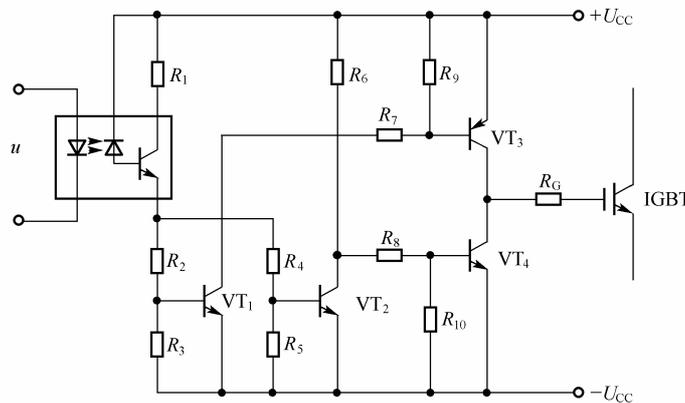


图 4.18 采用光电耦合器进行隔离的栅极驱动电路

当 u 为低电平时, 光电耦合器不导通, VT_1 、 VT_2 均截止。 VT_1 截止使 VT_3 截止, VT_2 截止使 VT_4 导通, $-U_{CC}$ 经 VT_4 与 R_G 向 IGBT 栅极提供反向驱动电流, 使 IGBT 截止。一般取 $-U_{CC}$ 为 $-5 \sim -10V$ 。由于 IGBT 截止时, 门极处于反向偏置状态, 所以具有较强的抗干扰能力。在电路输出级采用互补式的电路可降低驱动器的内阻, 并加速 IGBT 的关断过程。

这种驱动电路适用于任意脉宽的情况, 尤其适用于中大功率器件的驱动。

(2) 实例 2

图 4.19 为由脉冲变压器组成的栅极驱动电路。其工作原理为: 正向驱动信号使 VT_1 导通, 电源电压作用于脉冲变压器一次侧, 二次电压经二极管 VD_2 、 VD_3 和门极电阻 R_G 后作用于 IGBT, 使 IGBT 导通。晶体管 VT_2 由于基极反向偏置而截止。

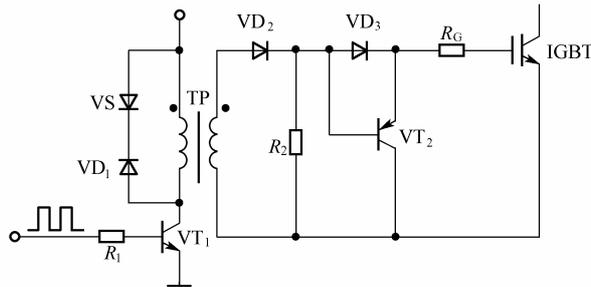


图 4.19 由脉冲变压器组成的栅极驱动电路

当驱动信号为零时, VT_1 截止, 一次励磁电流经 VD_1 和 VS 迅速衰减, 使在脉冲间隙期间脉冲变压器的磁通回零。变压器二次侧的反向电压经 R_2 加到二极管 VD_2 上。IGBT 门极结电容上的电荷经 R_G 和 VT_2 放掉, R_2 为 VT_2 的偏流电阻。

这种驱动电路不用独立的驱动电源, 驱动电路结构简单, 脉宽变化时, 驱动电压幅值不变, 可用于各种容量的 IGBT 的驱动。其缺点是截止时没有门极反向电压, 抗干扰能力不强。这种电路适用于驱动脉冲占空比小于 50% 的高频场合。

2) 集成驱动电路

同其他的电力电子器件一样, 由分立元件组成的 IGBT 驱动电路也存在着可靠性问题。为此, 目前已经研制出多种专用的 IGBT 集成驱动电路。这些集成化驱动模块抗干扰能力强、速度快、保护功能完善, 可实现 IGBT 的最优驱动。目前较常用的专用集成电路是 EXB 系列集成驱动电路。

EXB 系列集成驱动电路分为标准型和高速型两种。EXB850、EXB851 为标准型, 电路的信号延迟时间 $\leq 4\mu s$, 最大开关频率为 10kHz; EXB840、EXB841 为高速型, 电路的信号延迟时间 $\leq 1\mu s$, 最大开关频率为 40kHz。

(1) 芯片介绍及功能原理框图

EXB841 芯片为厚膜集成电路矩形扁片状封装, 单列直插式结构, 如图 4.20 所示, 各引脚功能见表 4-3。图 4.20 中 3 脚为驱动的输出端, 通过 R_G 接被驱动的 IGBT 的栅极; 4 脚用于外接电容, 防止过电流保护电路的误动作; 5 脚为过电流保护电路的输出信号, 低电平有效; 6 脚接 IGBT 的集电极, 通过检测 U_{CE} 的大小来判断是否

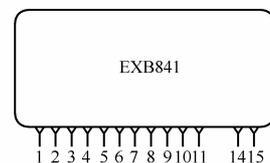


图 4.20 EXB841 芯片引脚图

发生短路或集电极电流过大，从而进行自动保护。EXB841 的功能框图如图 4.21 所示。

表 4-3 EXB841 引脚功能说明

引脚号	功 能	引脚号	功 能
1	与用于反向偏置电源的滤波电容相连接	7、8	悬空
2	电源(+20V)	9	电源地
3	驱动输出端	10、11	悬空
4	用于连接外部电容，以防止过流保护电路误动作(绝大部分场合不需要此电容)	14	驱动信号输入(-)端
5	过流保护输出端	15	驱动信号输入(+)端
6	集电极电压监视端		

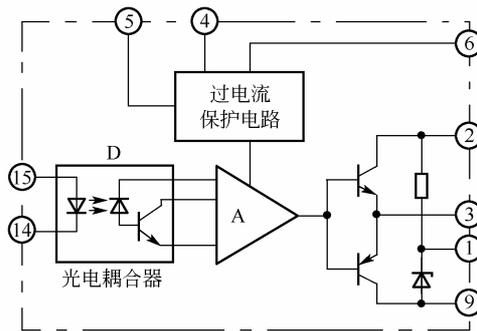


图 4.21 EXB841 的功能框图

(2) 额定参数

EXB841 芯片的相关额定参数见表 4-4。

表 4-4 EXB841 芯片的额定参数

项目(单位)	符号	条件	额定值
电源供电电压(V)	U_{CC}		25
光电耦合器输入电流(mA)	I_{in}		10
正向偏置输出电流(A)	I_{C1}	$PW=2\mu s$	4.0
反向偏置输出电流(A)	I_{C2}	$PW=2\mu s$	4.0
输入/输出隔离电压(V)	U_{ISO}	AC50/60Hz、60s	2500
工作表面温度($^{\circ}C$)	T_C		-10~+85
存储温度($^{\circ}C$)	T_{sd}		-25~+125

(3) 电路原理图及工作原理简介

图 4.22 示出了 EXB841 的电路原理图，其结构包含隔离放大、过电流保护和基准电源三部分。隔离放大部分由光电耦合器 IS01(TLP550)、晶体管 VT_2 、 VT_4 、 VT_5 和阻容元件 R_1 、 C_1 、 R_2 和 R_9 组成。光电耦合器 IS01(TLP550)的隔离电压可达 2500VAC。 VT_2 为中间放大级， VT_4 和 VT_5 组成的互补式推挽输出可为 IGBT 栅极提供导通和关断电压。晶体管 VT_1 、 VT_3 和稳压管 VZ_1 以及阻容元件 $R_3\sim R_8$ 、 $C_2\sim C_4$ 组成过电流保护部分，实现过电流

检测和延时保护。电阻 R_{10} 、稳压管 VZ_2 与电容 C_5 构成 5V 基准电源，为 IGBT 的关断提供 -5V 的反偏电压，同时也为输入光耦合器 IS01 提供副方电源。

电路的工作过程简述如下：当 14 脚与 15 脚间流过的电流为零时，光电耦合器截止，A 点为高电平，晶体管 VT_1 、 VT_2 导通，D 点电位下降， VT_4 截止， VT_5 导通。IGBT 的栅极电荷经 VT_5 迅速放电，使 3 脚电位降至 0V，IGBT 由于 $U_{GS} = -5V$ 而可靠关断。当 14 脚与 15 脚间通过 10mA 电流时，光电耦合器导通，A 点电位下降， VT_1 、 VT_2 由导通变为截止。 VT_2 截止导致 D 点电位升高， VT_4 导通， VT_5 截止。2 脚电源经 $VT_4 \rightarrow 3$ 脚 $\rightarrow R_G \rightarrow$ IGBT，驱动 IGBT 的栅极，使 IGBT 迅速导通。

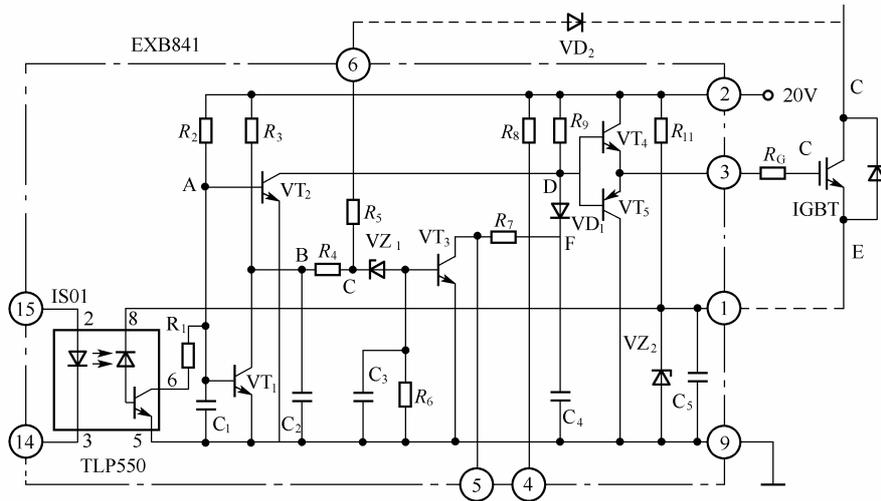


图 4.22 EXB841 的电路原理图

当 IGBT 正常工作时， U_{CE} 较小，隔离二极管 VD_2 导通，稳压管 VZ_1 不会被击穿， VT_3 截止， C_4 被充电，使 E 点电位为电源电压值(20V)并保持不变。一旦发生过电流或短路，IGBT 因承受大电流而退饱和，导致 U_{CE} 上升， VD_2 截止， VZ_1 被击穿使 VT_3 导通， C_4 经 R_7 和 VT_3 放电，E 点及 B 点电位逐渐下降， VT_4 截止， VT_5 导通，使 IGBT 被慢慢关断从而得到保护。与此同时，5 脚输出低电平，将过电流保护信号送出。

使用 EXB 系列驱动电路时应注意以下问题：

- ① 输入电路与输出电路应分开。即输入电路(光电耦合器)接线远离输出电路接线，以保证有适当的绝缘强度和高的噪声阻抗。
- ② 极限参数不应超过表 4-4 的数值。
- ③ 驱动电路与 IGBT 栅-射极接线长度应小于 1m，并使用双绞线以提高抗干扰能力。
- ④ 若集电极上有大的电压尖脉冲产生，可增加栅极串联电阻 R_G 使尖脉冲较小。 R_G 值的选择可参考表 4-5 所给数据。

表 4-5 推荐的栅极串联电阻 R_G 的参考值

IGBT	600A	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A	200A	300A	400A
额定值	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A	100A	150A	200A
R_G/Ω		250	150	82	50	33	25	15	12	8.2	5

4.2 电力电子器件的保护

电力电子器件在实际应用时，由于各种原因，总可能会发生过电压、过电流甚至短路等现象，若无必要的保护措施，势必会损坏电力电子器件，或者损坏电路。同时，电力电子器件在工作过程中，要消耗大量的功率，这部分耗散功率转变成热量会使元器件本身的温度升高，若温度过高且不及时处理，同样会造成元器件的损坏。因此，在电力电子电路中，为了避免器件及线路出现损坏，除了电力电子元件参数要选择合适、驱动电路设计良好外，还需要进行必要的散热、设置必要的保护环节和缓冲处理。

4.2.1 电力电子器件的散热技术

电力电子器件通以电流后，要消耗大量的功率，这部分耗散功率变成热量会使管芯发热、结温升高。虽然管芯发热后，可以通过周围环境散热，但如果温度过高而不能保证在短时间内散失掉的话，往往可能导致电力电子器件特性发生变化甚至导致器件发生击穿而损坏，进而影响电力电子线路的正常工作，所以在有些线路当中电力电子器件都需要进行必要的散热保护，例如配置散热器等。

1. 结温与器件特性的关系

1) 结温与 GTO 特性的关系

GTO 与普通晶闸管相似，结温会影响正向耐压、反向漏电流、可关断阳极电流，以及关断时间等特性参数。当结温过高时，会使 GTO 的 PN 结产生热击穿效应，从而造成耐压急剧下降，如图 4.23 所示。当结温升高后，PN 结的反偏电压特性变软，结温越高，热击穿开始的越早。图中所示温度为 T_3 是 PN 结电压的反向特性，此特性比温度为 T_2 和 T_1 时更软。当温度高到一定程度时，PN 结则不再承受反向电压。这就是 GTO 耐压受结温影响的原因。此外，由于结温升高，构成 PN 结的晶体管的共基极电流放大系数 α_1 和 α_2 增大，可能会破坏 GTO 的临界导通状态，致使可关断阳极电流下降，关断时间延长。如果结温过高，还会出现关不断的现象。

此外，结温对 GTO 的动态参数也有很大影响，其开关特性的温度曲线如图 4.24 所示。由图可知，结温增加，存储时间 t_s 显著增加，即 GTO 的关断时间增加。

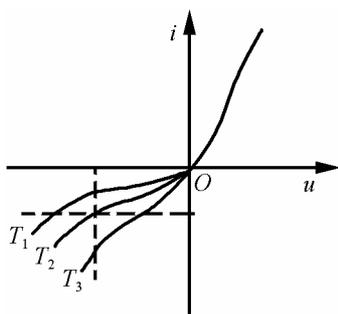


图 4.23 PN 结对器件特性的影响

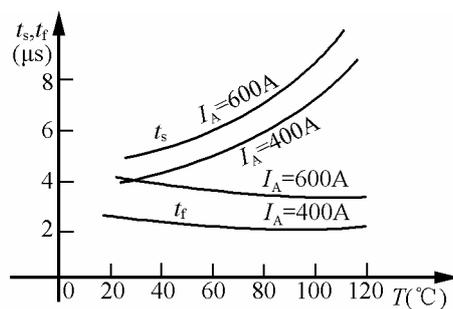


图 4.24 开关特性与温度的关系

2) 结温与 GTR 特性的关系

GTR 的管芯发热、结温升高主要是受其集电极耗散功率的影响, 而耗散功率由集电极工作电压与电流的乘积所决定。由于集电结是晶体管内部温度最高的地方, GTR 的最大耗散功率 P_{CM} 规定为晶体管工作在最高集电结结温下的耗散功率。GTR 的最高结温一般规定为 150°C , 当实际温度超过此规定值时, 晶体管的许多参数都会发生变化。例如当 GTR 的结温从室温变化到 100°C 时, 其功率增益会下降 30%, 输出功率下降 16%; 当从室温变化到 200°C 时, 其功率增益会下降 50%, 输出功率下降 33%。如果结温过高、功耗过大, 超过 P_{CM} 时, GTR 就会因为急剧发热而烧毁。

由于 GTR 多工作于开关状态, 必须注意开关过程中的动态损耗。动态功耗过大, 势必会引起晶体管内部局部温度过高并且导电不均匀, 同时由于电流过分集中, 致使温升过高, 产生二次击穿, 造成局部烧毁事故。此时, 器件的壳温不一定很高, 但是管子已经失效。

3) 结温与 MOSFET 特性的关系

MOSFET 为单极型功率器件, 它只有一种载流子导电, 因而开关速度快、开关损耗很小。但是它的通态电阻大, 通态损耗大。同时由于通态电阻具有正的温度效应, 温度升高, 电阻增大, 则会使电流自动降下来, 因而器件内部电流易于均匀, 不易产生局部热点, 对散热器的要求不如双极型器件严格。但 MOSFET 内部也含有许多 PN 结, 若温度过高也会使 PN 结特性退化或丧失。因此使用较大功率 MOSFET 时也必须设计合适的散热器, 以确保器件结温或壳温不超过规定值。

综上所述, 对电力电子器件来说, 为了安全运行必须限制最高结温。一般情况下, 整流管的结温 $\leq 150^{\circ}\text{C}$, GTO 的结温 $\leq 125^{\circ}\text{C}$, GTR 的结温 $\leq 150^{\circ}\text{C}$, MOSFET 的结温 $\leq 150^{\circ}\text{C}$ 。

2. 稳态热阻与散热措施

由于内部的 PN 结温度升高而使电子器件本身产生热量, 如果这个热量过高而又不能及时散发出去, 就极有可能造成器件的不正常工作, 因此必须进行散热处理。散热的途径一般有热传导、辐射和对流三种方式, 其中主要途径是热传导方式。

1) 稳态热阻

在器件的热传导过程中, 当管芯上每秒钟消耗功率产生的热量与每秒钟散发出去的热量相等时, 管芯的温度就达到稳定状态, 结温就不再升高。为使恒定的耗散功率流过某一物体, 在温度达到平衡后, 物体两端的温差与热阻 $R_{\theta j}$ 成正比。即热阻越大, 温升越大。

一般来说, 器件散热时的总热阻 $R_{\theta j}$ 包括两部分: 一是 PN 结至外壳的内热阻 $R_{\theta jc}$, 二是由外壳至散热器的热阻 $R_{\theta ja}$ 以及散热器至环境介质的热阻 $R_{\theta jb}$ 构成的外热阻。其中内热阻 $R_{\theta jc}$ 由器件的结构、工艺和材料所决定, 尽量减小内热阻是器件设计者的任务; 而在实际应用中, 力求减小外热阻的影响以达到良好的散热目的, 应是电路设计者的任务。

2) 散热措施

① 减小接触热阻 $R_{\theta ja}$ 。器件装配质量的好坏直接影响电力电子器件管壳与散热器之间的温差和接触电阻 $R_{\theta ja}$ 。通常情况下, 根据电力电子器件容量的不同, 将器件分为螺栓式和平板式。额定平均电流在 200A 以上的较大功率器件, 大多使用双面冷却平板式结构。如果其他条件相同, 双面冷却散热器所散出的耗散功率比单面冷却提高 60% 左右。同时, 为了降低热阻, 螺栓型器件必须具有一定的锁紧力矩, 平板型器件必须具有一定的压紧力。

另外,为了降低热阻从而减小温升,一般在电子器件的接触面上涂硅脂等涂料,以此来保护接触面,并填补接触的低洼空隙,增加传热面积。此外,器件与散热器接触面要平整,同时还要确保器件外壳不受大气侵蚀,器件的铜外表面需镀镍或镀银。

② 减小散热器热阻 $R_{\theta_{jb}}$ 。散热器热阻 $R_{\theta_{jb}}$ 与散热器的材质、结构、表面颜色、安装位置,以及环境冷却方式等因素有关。散热器的常用冷却方式分为自冷、风冷、液冷和沸腾冷却四种。自冷是通过空气自然对流及辐射作用将热量带走的方式,适用于额定电流较小的器件和简单装置中的较大电流器件。风冷主要应用于额定电流在 50~500A 的器件,它的散热效率是自冷散热的 2~4 倍。液冷又分为水冷和油冷两种。水冷散热器的效率极高,其对流换热系数等于空气自然换流系数的 150 倍以上,适用于电流容量在 500A 以上的器件。油冷散热器的散热效率在水冷散热器与风冷散热器之间。沸腾冷却是将冷却媒质(如氟利昂)放在密闭容器中,通过媒质的相变来进行冷却的技术。这种冷却方式的效率极高,比油冷和水冷高若干倍,比风冷高十多倍。沸腾冷却装置的体积比同容量油冷和自冷装置要小得多。

3. 散热器的选配

散热器的选配原则是保证器件的最高运行结温不超过额定结温。选配散热器时首先要知道所用器件的参数、负载变化情况及工作环境等条件,然后确定器件的耗散功率。由器件耗散功率和额定结温确定必要的散热器热阻,借以确定散热器的型号。

【例】 设 GTR 的工作条件为:开关电流 I_m 为 25A,工作电压 U_{CC} 为 100V,工作频率 f 为 10kHz,占空比 δ 为 90%,电感性负载,器件的内热阻 $R_{\theta_{jc}}$ 为 $0.7^\circ\text{C}/\text{W}$,通态电压 U_{CE} 钳位在 1.0V,开通时间 t_{on} 为 $1\mu\text{s}$,关断时间 t_{off} 为 $2\mu\text{s}$,环境温度 T_h 为 35°C ,结温 T_j 小于等于 125°C ,封装形式为 TO-3,并直接与散热器装配,涂有硅油。依据上述条件设计所需最小散热器的尺寸。

解 由于工作频率较高,占空比大,GTR 平均结温与最高结温很相近,因此可用热阻概念来选配散热器。计算过程如下:

通态功率损耗为

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C \cdot \delta = 1.0 \times 25 \times 0.9 = 22.5 (\text{W})$$

电感负载时的开关损耗为

$$\begin{aligned} P_S &= P_{S(\text{on})} + P_{S(\text{off})} = \frac{U_{CC} I_m}{2} t_{on} + \frac{U_{CC} I_m}{2} t_{off} \\ &= \frac{100 \times 25}{2} \times (1 + 2) \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 37.5 (\text{W}) \end{aligned}$$

总的功率损耗为

$$P_d = P_C + P_S = 60 (\text{W})$$

由于

$$T_{JM} = p_d (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{jz}} + R_{\theta_{jb}})$$

上式中的接触电阻 $R_{\theta_{jz}}$ 可根据 TO-3 的封装形式和涂有硅油的条件由相关的技术手册查得,其值为 $0.1^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

将各已知数据代入上式，则有

$$125 = 35 + 60(0.7 + 0.1 + R_{0\text{jb}})$$

可求得 $R_{0\text{jb}} = 0.7^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

同样根据求得的 $R_{0\text{jb}}$ 查相关的技术手册，可以查得所需的散热器的长度为 100mm。

4.2.2 电力电子器件的保护

1. 晶闸管的保护

1) 晶闸管的串并联

当需要晶闸管装置提供高电压或大电流时，可把晶闸管串联或并联起来使用。

(1) 晶闸管的串联

当实际要求的电压值大于单个晶闸管的额定电压值时，可以用两个以上晶闸管相串联使用。如果串联的晶闸管特性完全一样，那么各晶闸管的负担在任何时刻都是均衡的。然而，各晶闸管的特性不可避免地存在分散性，这样会使晶闸管分压不均，不能充分利用，严重时还会损坏管子。除导通状态外，在正反向阻态状态、开通与关断过程中，都应保持各晶闸管的电压平均，因此，串联的晶闸管除要选用特性比较一致的管子外，还要采取均压措施。

串联的器件流过的漏电流相同，但因静态伏安特性的分散性，各器件所承受的电压是不等的，如图 4.25(a)所示。若外加电压继续升高，则承受电压高的器件首先达到转折电压而导通，使另一个器件承担全部电压也导通，两个器件都失去控制作用。同理，因伏安特性不同而不均压，可能使其中一个器件先反向击穿，另一个随之击穿。

为达到静态均压，应选用参数和特性尽量一致的器件，此外可以采用电阻均压，如图 4.25(b)所示。

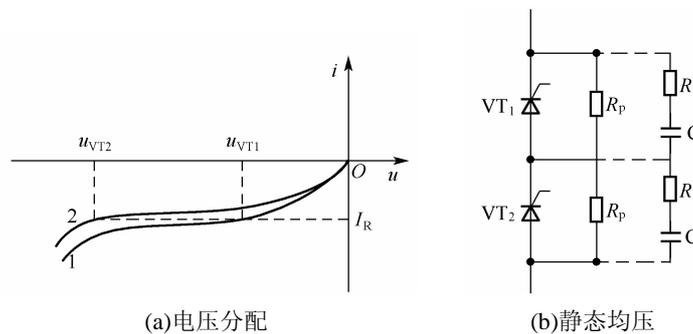


图 4.25 晶闸管串联反向阻态下电压分配与均压措施

静态均压电阻 R_p 只能使平稳的直流或变化缓慢的电压均匀分配在串联的各晶闸管上。晶闸管在开关过程中，瞬时电压的分配决定于各晶闸管的结电容、导通与关断时间、外部触发脉冲等。串联的晶闸管在开通时，后导通的管子将承受全部正向电压，易造成硬开通；关断时，先关断的晶闸管将承受全部反向电压，易造成反向击穿，因此要进行动态均压。

动态均压的方法是在串联的晶闸管上并联数值相等的电容 C ，但为了限制管子开通时电容放电产生过大的电流上升率 di/dt ，并防止因并接电容使电路产生振荡，通常在并接电容的支路中串入电阻 R ，成为 RC 支路，如图 4.25(b)虚线所示。实际线路中晶闸管的两端

都并联吸收换相过电压的 RC 电路，这样在晶闸管串联时也能起到动态均压的作用，就不用再接阻容电路了。

(2) 晶闸管的并联

当要求晶闸管应有的电流值大于单个晶闸管的额定电流时，就需要将同型号的晶闸管并联使用。由于晶闸管的正向特性不可能一样，使导通的晶闸管电流分配不均，如图 4.26 所示，正向压降小的管子承受较大的电流，使通过的电流小的管子不能充分利用，而流过电流大的管子可能烧坏。因此，并联使用的晶闸管除选用特性一致的管子外，还要采用均流措施。

常用的均流措施有电阻均流和电抗均流两种。电阻均流措施如图 4.27(a)所示。串入均流电阻后，电流分配不均可大大改善，但因电阻上有损耗，并且对动态均流不起作用，只适用于小功率场合。对于大容量，其均流可通过细心选配管子的压降、快速熔断器的内阻和连接导线电阻的总和来达到。电抗均流如图 4.27(b)所示，用两个具有相同线圈的均流电抗器分别接在两个并联的晶闸管电路中，利用电抗器中感应电动势的作用达到均流。

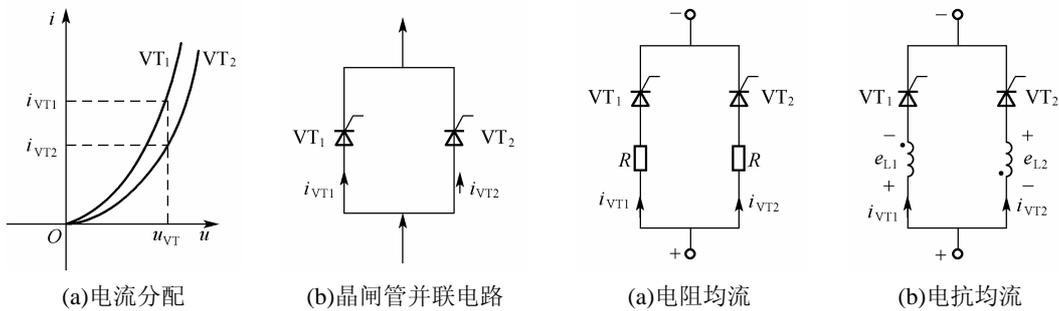


图 4.26 晶闸管并联时的电流分配

图 4.27 电阻均流与电抗均流

2) 晶闸管的保护

由于晶闸管的击穿电压比较接近工作电压，热容量又小，因而其过载能力较差，很短时间的过电压或过电流就可能致使其损坏。虽然选择晶闸管时要合理地选择元件参数并留有安全裕量，但仍需针对晶闸管的工作条件采取适当的保护措施，确保晶闸管装置正常运行。

(1) 过电压保护

凡是超过晶闸管正常工作时承受的最大峰值电压的电压都算过电压。过电压产生的原因主要是操作过电压、浪涌过电压。发生过电压时，过电压保护应使晶闸管两端电压受到抑制，免遭损害。对于操作过电压，应使之限制在额定电压以下。对于浪涌电压，应限制在断态和反向不重复峰值电压以下。按过电压保护的部位来分，有交流侧保护、直流侧保护和元件保护等几部分，如图 4.28 所示。

① 交流侧过电压及其保护 在变压器的二次侧装设阻容吸收装置和浪涌吸收器，以保护晶闸管免受浪涌电压的影响，如图 4.28 中的环节 3、5、6。硒堆由成组串联的硒整流片构成。正常工作电压时，硒堆总有一组处于反向工作状态，漏电流很小；当浪涌电压来到时，硒堆被反向击穿，漏电流大增以吸收浪涌能量，从而限制了过电压的数值。硒片击穿时，表面会烧出灼点，但浪涌电压过去之后，整个硒片自动恢复正常保护功能。采用硒堆

保护的优点是它能吸收较大的浪涌能量；缺点是体积大，反向特性曲线不陡，长期放置不用会发生“储存老化”，即正向电阻增大，反向电阻降低，因而失效。因此，对于此种情况下的非线性保护，硒堆不是理想的保护元件，而更多地采用压敏电阻保护。

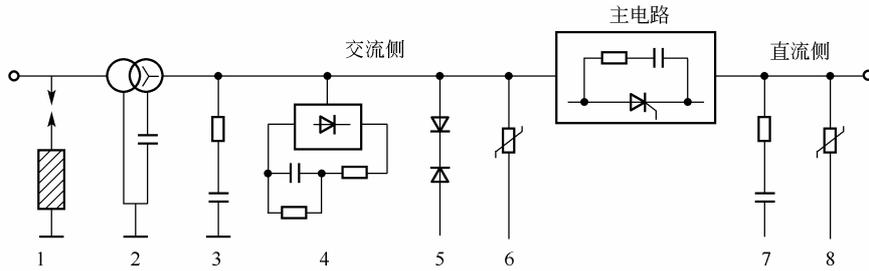


图 4.28 晶闸管装置可采用的过电压保护措施

- 1—避雷器；2—接地电容；3—交流侧阻容保护；4—整流式阻容保护；5—硒堆保护；
6—交流侧压敏电阻保护；7—直流侧阻容保护；8—直流侧压敏电阻保护

金属氧化物压敏电阻是由氧化锌、氧化铋等烧结制成的非线性电阻元件，具有正反向都很陡的伏安特性，如图 4.29 所示。正常工作时，漏电流仅是微安级，故损耗小；当浪涌电压来到时，反应快，可通过数千安培的放电电流。因此，抑制过电压的能力强。加之它还有体积小、价格便宜等优点，是一种较理想的保护元件。保护接线方式如图 4.30 所示。压敏电阻的主要缺点是持续的平均功率太小(仅数瓦)，如果正常工作的电压超过它的额定电压，很短时间就会因过热而损坏，因此不宜应用于那些频繁出现过电压的场合。同时，压敏电阻保护还可以并联于整流输出端作为直流侧过电压保护。

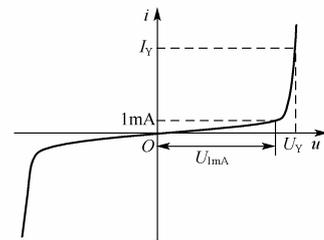


图 4.29 压敏电阻的伏安特性

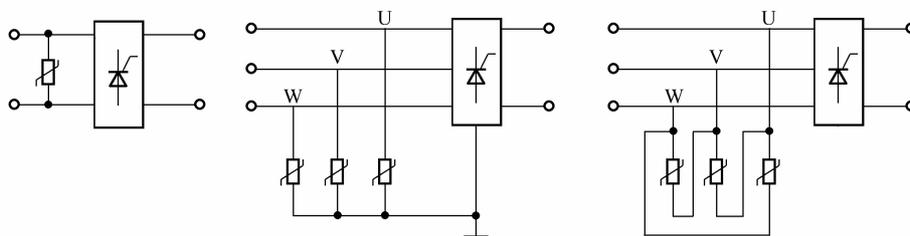


图 4.30 压敏电阻的几种接法

采用阻容吸收电路或整流式阻容保护(图 4.28 中的 3、4 环节)可以抑制操作过电压。其中阻容吸收电路的接线方式如图 4.31 所示。

② 直流侧过电压及其保护 通常直流侧也应设置过电压保护。直流侧过电压保护主要是限制或抑制滤波电感电磁场储能产生的过电压，保护环节应置于滤波环节之后。

直流侧保护可采用与交流侧保护相同的方法，如图 4.28 所示，其参数选择的原则也相同。对于容量较小的装置，可采用阻容保护抑制过电压；如果容量较大，仍然采用阻容保护，将影响系统的快速性，此时应选择硒堆或压敏电阻保护。

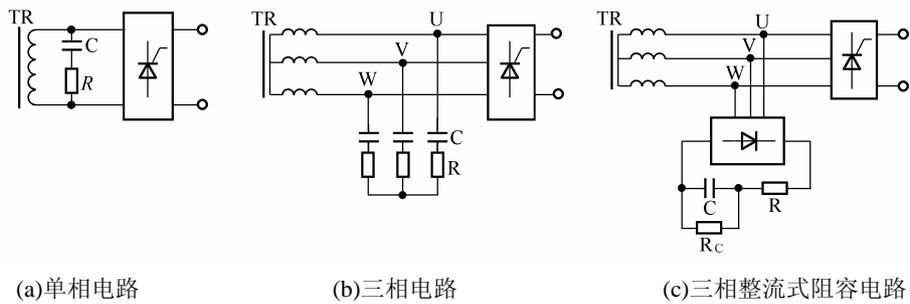


图 4.31 交流侧阻容保护的几种接法

③ 换相过电压保护 晶闸管换相时承受过电压。目前普遍采用在晶闸管两端并联阻容串联支路的方法抑制换相过电压。

(2) 过电流保护

凡流过晶闸管的电流大大超过其正常工作电流时，都叫过电流。过电流是由于直流侧短路、生产机械过载、可逆系统中产生环流或逆变失败等原因造成的。

过电流产生时，如无保护措施，晶闸管会因过热而损坏。因此要采取过流保护措施，在晶闸管未损坏之前就迅速地把过电流消除。常用的过流保护措施如图 4.32 所示，可以根据实际情况选择其中一种或数种做晶闸管装置的过流保护。各过电流保护措施的作用分别为：

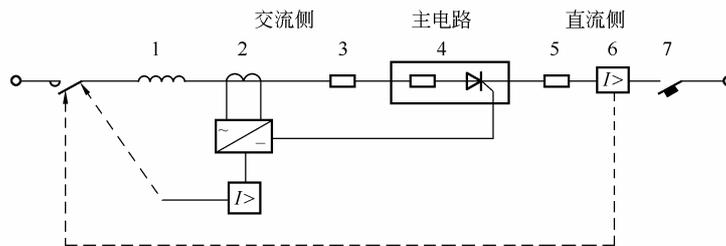


图 4.32 晶闸管装置可能采取的过电流保护措施

1—进线电抗器；2—电流检测和过流继电器；3—交流侧快熔；
4—晶闸管串联快熔；5—直流侧快熔；6—过流继电器；7—直流快速开关

① 在交流进线中串联电抗器(无整流变压器时)或采用漏抗较大的变压器是限制短路电流、保护晶闸管的有效措施，但负载时电压有所下降。

② 在交流侧设置电流检测装置，利用过电流信号去控制触发器，使触发脉冲快速后移(即 α 角增大)或瞬时停止使晶闸管关断，从而抑制了过电流。但在可逆系统中，停发脉冲后会造成交流侧失败，因此多采用脉冲快速后移的方法。

③ 交流侧经电流互感器接入过流继电器或直流侧接入过流继电器，如图 4.32 中的环节 2、6 所示，可以在过电流时动作，断开输入端自动开关，其整定值必须与晶闸管串联的快速熔断器的过载特性相适应。

④ 对于大、中容量的设备及经常逆变时，可用直流快速自动开关作直流侧过载或短路保护。当出现严重过载或短路电流时，要求快速开关比快熔先动作，尽量避免快速熔断。

快速熔断器是最简单有效的保护元件，是防止晶闸管过流损坏的最后一种措施。合理地选择快熔就能保证在晶闸管损坏之前，切断短路电流。

快速熔断器做过电流保护，接法有三种，如图 4.32 中的 3、4、5 所示的过电流保护措施，以三相桥为例，现将三种保护措施接法示于图 4.33 中。

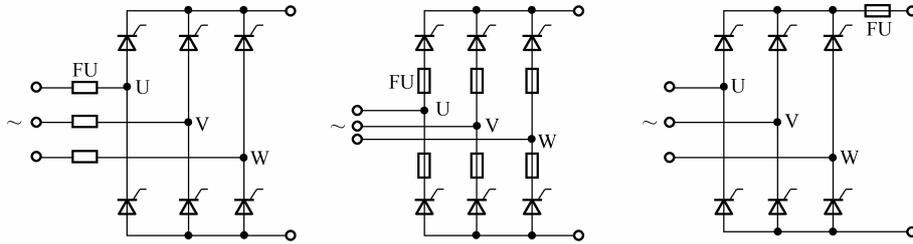


图 4.33 快速熔断器的三种接法

在一般的系统中，常采用过流信号控制触发脉冲以抑制过电流，再配合采用快熔保护。由于快熔价格较高，更换也不方便，通常把它作为过流保护的最后一道保护，非不得已，希望它不要熔断。

(3) 电压上升率 du/dt 及其限制

晶闸管在阻断状态下存在结电容。当加在晶闸管上的正向电压上升率 du/dt 较大时，结电容充电电流起到触发电流的作用，使晶闸管误导通，造成装置的失控。因此，必须采取措施抑制 du/dt 。

晶闸管的 RC 保护电路可以起到抑制 du/dt 的作用。在每个桥臂串入桥臂电抗器也是防止 du/dt 过大造成晶闸管误导通的有效办法。此外，对于小容量的晶闸管，在其门极和阴极之间接一电容，使 du/dt 产生的充电电流不流过结电容，而通过电容 C 流到阴极，也能防止因 du/dt 过大而使晶闸管误导通。

(4) 电流上升率 di/dt 及其限制

晶闸管在导通瞬间，电流集中在门极附近，随着时间的推移导通区才逐渐扩大，直到整个结面导通为止。在此过程中，电流上升率 di/dt 应限制在通态电流临界上升率以内，否则将导致门极附近过热，损坏晶闸管。

增大阻容保护中电阻值可以减小 di/dt ，但会降低阻容保护对晶闸管过电压保护的效果。在晶闸管回路串联电感是限制 di/dt 的有效方法。

晶闸管的保护是关系到晶闸管装置能否安全可靠地运行的问题，但对于保护装置的定量计算还没有成熟的和统一的计算方法，有待于进一步研究和实践。

2. 全控型电力电子器件的保护

全控型电力电子器件在正常工作时，同样可能会因为过电流、过电压、短路以及一些意外原因而导致元器件的损耗，甚至最终导致所构成的电力电子线路无法正常工作。所以在使用全控型电力电子器件时，也有必要对器件进行必要的保护。

下面结合 GTR 和 IGBT 在使用过程中应该注意的问题介绍相关的保护措施。

1) GTR 的过电流保护

GTR 承受过电流的能力很差，若在工作过程中因为过载超过所规定的结温，或者在关断过程中超过集电极最大可关断电流而使电流局部集中，都有可能造成 GTR 的损坏。此时

如果使用快速熔断器作为过电流保护没有任何意义，因为 GTR 可能先行烧毁，因而只能用电子开关的快速动作进行过电流保护。在此过程中需遵循的原则是：必须在集电极电流未破坏元件之前迅速撤除基极驱动信号，同时施加反向偏置使晶体管关断。这个过流保护方案的关键是如何对过流进行有效和及时的检测，以确保方案的顺利实施。可行的方法是采用 U_{ce} 作为过载特征参数，实行有效的过流保护。一个基本的 GTR 过电流保护电路如图 4.34 所示。

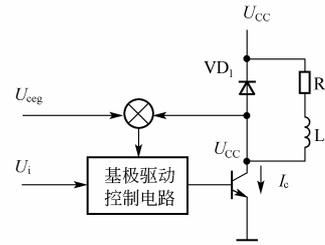


图 4.34 GTR 的过电流保护电路

2) IGBT 的过电流保护

IGBT 的保护也包含过电压保护、过电流保护和过热保护三个方面的内容。其中对于过电压的保护，通常是在电路中设置吸收电路，从而最大限度地抑制电压上升率 du/dt 。而 IGBT 的过热保护，通常是利用温度传感器检测出 IGBT 的壳温，当温度超过允许值时令主电路跳闸，从而避免器件或电路遭到较大程度的损坏。

对于 IGBT 来说，最主要的保护问题还是过电流保护。过电流保护措施主要是检测出过电流信号后迅速切断栅极控制信号来关断 IGBT。实际使用中，当出现负载电路接地、输出短路、桥臂某组件损坏、驱动电路故障等情况时，都可能使一桥臂的两个 IGBT 同时导通，使主电路短路，集电极电流过大，器件功耗增大。为此，就要求在检测到过电流后，通过控制电路产生负的栅极驱动信号来关断 IGBT。尽管检测和切断过电流需要一定的时间延迟，但只要 IGBT 的额定参数选择合理， $10\mu s$ 以内的过电流一般不会使之损坏。

图 4.35 是针对过电流的两种保护电路。在图 4.35(a) 电路中，当流过 IGBT 的电流 I_D 超过一定值时，电阻 R_F 上的电压足以触发晶闸管 VT 使之导通，从而把输入信号短路，IGBT 失去栅极电压而关断。该电路的不足之处是 R_F 上要消耗能量。图 4.35(b) 是以霍尔传感器代替了 R_F ，克服了上述电路的缺点。

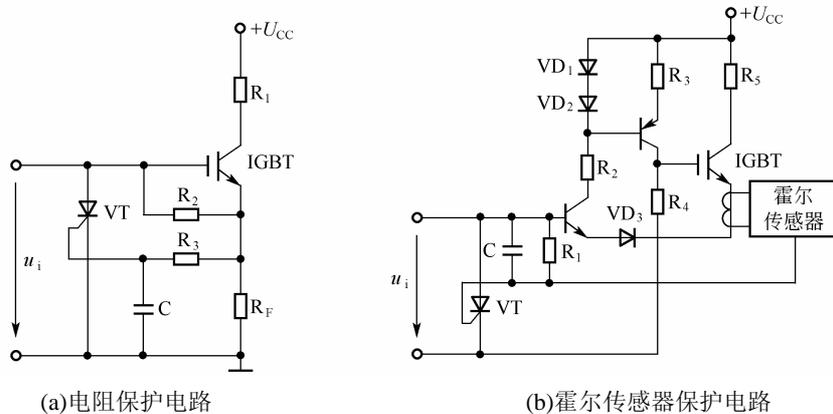


图 4.35 IGBT 的过电流保护电路

4.2.3 缓冲电路

电力电子器件在电路中大多工作于开关状态。在开关过程中，电流在芯片中的不均匀分布，导致局部过流和过热，容易使器件损坏。特别在关断过程中，器件容易受到尖峰电

压的冲击,此尖峰电压一旦超过器件所能承受的电压,器件就会被击穿而损坏。由于开关过程中器件要同时承受高电压和大电流,所以器件承受很大的瞬时功率,尤其当高频运行时,开关损耗所占的比例很大,导致器件结温上升。若结温过高,会使器件失效。过大的电压、电流变化率会导致器件的误导通或局部过热。

缓冲电路(吸收电路)就是针对以上这些问题而提出来的,是一种开关辅助电路。利用它可以避免在器件开关过程中流过过大电流和器件两端出现过高电压,或者将电流电压的峰值错开而不同时出现,可以抑制 du/dt 、 di/dt ,减少开关损耗,提高电路的可靠性。因而它实质上也是一种保护电路。

1. 缓冲电路的基本形式

缓冲电路通常由电阻、电容、电感及二极管组成,其基本类型可分为关断缓冲电路、开通缓冲电路和复合缓冲电路几种形式。下面以 GTR 为例具体讨论这几种形式的基本原理,但同样适用于其他电力电子器件。

1) 关断缓冲电路

关断缓冲电路又称为 du/dt 抑制电路,用于吸收器件的关断过电压和换相过电压。它是将电容并联于器件两端,利用电容两端电压不能突变的原理来抑制 du/dt ,减小关断损耗。图 4.36 是一种常用的耗能式关断缓冲电路的电路图,它由 RCD 网络与 GTR 开关并联组成。这种电路也是 GTO 和 P-MOSFET 常用的缓冲电路。该电路虽然在使用过程中具有一定的能量损耗,但由于电路比较简单,所以常被采用。

当 GTR 关断时,负载电流经二极管 VD_S 给电容 C_S 充电,极性为上(+)下(-),GTR 集电极电流逐渐减小。因为电容 C_S 两端电压不能突变,GTR 集电极与发射极两端的电压上升率 du/dt 被限制,电容越大, du/dt 越小,即 $du/dt = I_m / C$,其中 I_m 为最大负载电流。可见,GTR 的集电极电压被电容电压钳制,在这种情况下,不会出现集电极电压与集电极电流同时达到最大值的情况,因而不会出现最大的瞬时尖峰功耗。

通过分析可知:加入缓冲电路后,GTR 关断时的功率损耗从 GTR 转移至缓冲电路中,使 GTR 承受的 du/dt 和瞬时关断损耗下降,开关环境得到改善,并增加了运行的可靠性,但总功耗并未改变。

2) 开通缓冲电路

开通缓冲电路又称为 di/dt 抑制电路,用于抑制器件开通过程中的电流过冲和 di/dt 。它是通过将电感元件串联在 GTR 集电极电路中,利用电感电流不能突变的原理来抑制 GTR 的电流上升率,减小器件的开通损耗。根据电路中所串电感元件的不同,电路又分为非饱和电感和饱和电感两种耗能式开通缓冲电路。

图 4.37 是一种常用的具有非饱和电感的开通缓冲电路的电路图,它由电感与二极管所组成的网络与 GTR 的集电极相串联构成。当 GTR 开通时,在集电极电压下降期间,电感控制电流的上升率,使之不会发生较大变化。当 GTR 关断时,储存在电感中的能量通过二极管续流,其能量消耗在二极管和电感本身的电阻上。

通过分析可知,加入缓冲电路后,GTR 的集电极电路 i_c 的上升时间会有所增加。电感越大,上升速度越慢,也即电流上升率 di/dt 越小,从而对 di/dt 起到了抑制作用。

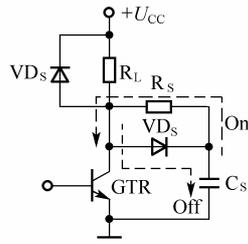


图 4.36 关断缓冲电路

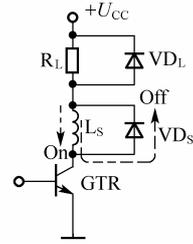
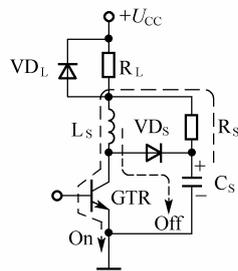


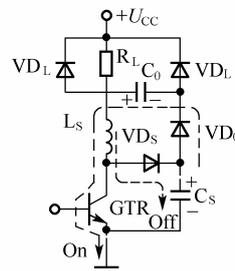
图 4.37 开通缓冲电路

3) 复合缓冲电路

将关断缓冲电路和开通缓冲电路结合在一起所形成的电路称为复合缓冲电路，它可以在 GTR 关断和开通时均起到保护作用，因而在实际中应用较多。根据电路工作过程中的能量关系，又把将缓冲电路的能量消耗在电阻上的电路称为耗能式复合缓冲电路，将能量以适当方式反馈给负载的电路称为馈能式复合缓冲电路。两种电路如图 4.38 所示。



(a) 耗能式电路



(b) 馈能式电路

图 4.38 复合缓冲电路

图 4.38(a)为耗能式复合缓冲电路，当 GTR 关断时，负载电流经电感 L_s 和二极管 VD_s 向电容 C_s 充电，极性为上(+)下(-)，GTR 两端电压平缓上升；当 GTR 开通时， C_s 上储存的能量经 $C_s \rightarrow R_s \rightarrow L_s \rightarrow GTR$ 放电，能量消耗在 R_s 上，减少了 GTR 承受的电流上升率 di/dt 。此外，GTR 开通时，电感 L_s 可以限制开通电流的变化率。图 4.38(b)为馈能式复合缓冲电路，当 GTR 开通时，同样通过 L_s 限制电流变化率，并在 L_s 中储存部分能量，同时电容 C_s 经 $VD_0 \rightarrow C_0 \rightarrow L_s \rightarrow GTR$ 放电，将 C_s 上储存的能量转移至 C_0 上。当 GTR 关断时， C_s 被充电，其极性为上(+)下(-)，大小等于电源电压。同时，电容 C_0 和电感 L_s 并联运行将储存的能量馈送至负载。当电容 C_0 放电时，电感 L_s 上的电压逐渐减小为零，在这段时间内负载电流经续流二极管 VD_L 导通。

2. 实用缓冲电路举例

1) 用于 P-MOSFET 漏源过电压保护的缓冲电路

P-MOSFET 器件在工作过程中，若电路中带有感性负载，当器件关断时，漏极电流的突变会产生很高的漏极尖峰电压使器件击穿。为此要在感性负载两端并接钳位二极管，构成 RCD 缓冲电路，如图 4.39(a)中虚线框所示。电路中利用钳位二极管的钳位特性，使 P-MOSFET 两端的电压不能突变，起到了保护作用。其中电阻 R_1 为限流电阻。

另外，为防止因电路存在杂散电感 L_s 而产生的瞬时过电压，应在漏极和源极两端采用

RC 缓冲电路进行过电压的保护。如图 4.39(b)中虚线框所示,是用于 P-MOSFET 漏源过电压保护的缓冲电路的电路图。该电路利用电容两端电压不能突变的特点,来起缓冲作用。其中所串电阻 R_1 用于限制缓冲回路所允许的最大电流。

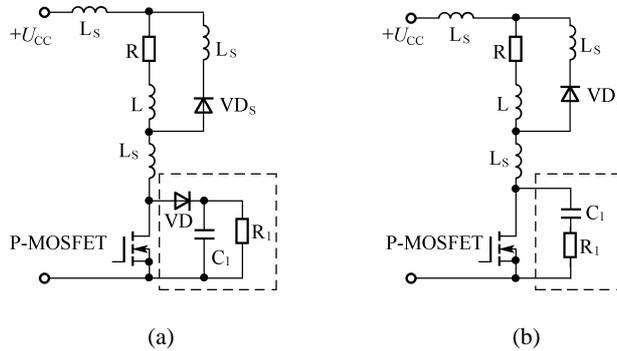


图 4.39 用于 P-MOSFET 漏源过电压保护的缓冲电路

2) 用于 IGBT 桥臂模块的缓冲电路

IGBT 在电力变换电路中始终工作于开关状态,其工作频率高达 $20\sim 50\text{kHz}$,很小的电路电感就可能引起很大的感应电动势,若不采取有效的保护措施,极易造成 IGBT 的损坏。为此,在 IGBT 电路中设置缓冲电路,主要用来吸收和抑制开关过程中的过电压,就能对 IGBT 元件及其所组成的电子线路起到很好的保护作用。图 4.40 给出了几种用于 IGBT 桥臂的典型缓冲电路。

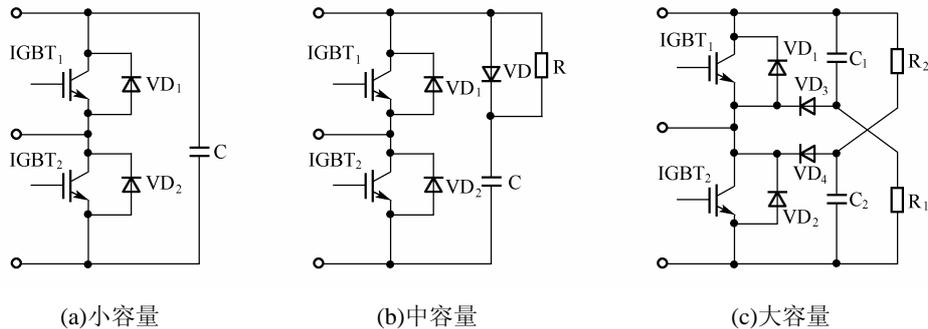


图 4.40 用于 IGBT 桥臂模块的缓冲电路

在图 4.40(a)中,由于线路中仅包含单电容,缺少阻尼元件,容易产生 LC 振荡,故应选择无感电容或串入阻尼电阻 R_s 。该电路适用于电流为 50A 以下的小容量 IGBT 模块。在图 4.40(b)中,在双桥臂上接入 RCD 缓冲电路,在任一桥臂的过冲能量具有吸收和抑制作用。该电路适用于电路中电流在 200A 以下的中等容量 IGBT 模块。在图 4.40(c)中,在两个桥臂上分别接入 RCD 缓冲电路,电路可以将电容上过冲的能量部分送回电源,因此损耗小。该电路广泛应用于电路中电流在 200A 以上的大容量 IGBT 模块。

习 题

4-1 由晶闸管组成的主电路中，对触发电路有哪些基本要求？为什么必须满足这些要求？

4-2 在同步电压为锯齿波的触发电路中，锯齿波的宽度由什么决定？输出脉宽如何调整？

4-3 在同步电压为锯齿波的触发电路中，双脉冲是如何产生的？为什么电源电压的波动和波形畸变对触发电路的影响较小？

4-4 说明以 AT89C51 单片机为核心的数字触发电路的工作原理。如何取得同步信号？如何得到不同的控制角和不同的脉冲宽度？

4-5 GTO 门极控制电路的基本结构如何？关断控制受到哪些电路参数的影响？

4-6 图 4.41 是某 GTR 的驱动模块电路，采用正、负双电源供电，试简要分析其工作原理。在此电路的基础上，加抗饱和电路环节(贝克钳位电路)使 GTR 在导通期间始终处于临界饱和状态，妥善解决其基极电流的自动调节问题。

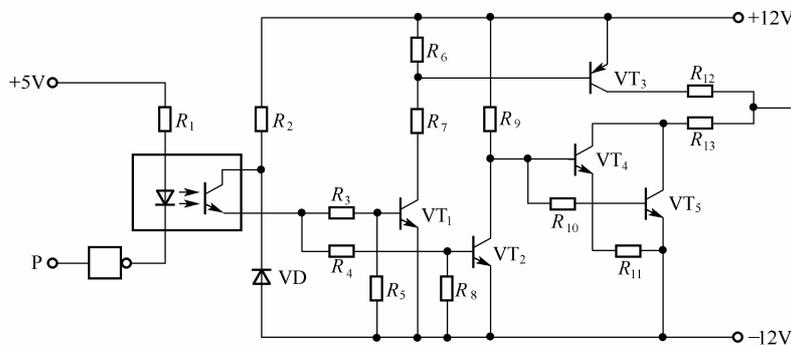


图 4.41 题 4-6 图

4-7 对 IGBT 的栅极驱动电路有哪些要求？使用 IGBT 专用驱动电路应注意哪些问题？

4-8 试说明 GTO、GTR 及 IGBT 的驱动电路的异同点，它们之间是否可以互换？

4-9 由晶闸管组成的主电路中，用阻容元件作过电压保护时，电容的数值和它的耐压值、电阻的数值和它的功率与哪些因素有关？

4-10 由晶闸管组成的主电路中，发生过电流的原因有哪些？可以采用哪些过电流保护措施？它们起保护作用的先后次序怎样？

4-11 哪些情况下需要分别进行晶闸管的串、并联使用？使用过程中各应注意哪些问题？若使用中需要同时进行串、并联时，应如何处理？

4-12 在对 GTR 及 IGBT 等进行过电流保护时，通常以什么作为保护基准？为什么？

4-13 GTR 缓冲电路的作用如何？有哪些缓冲电路形式？

4-14 GTR、P-MOSFET 及 IGBT 缓冲电路的基本结构如何？其减少被保护器件的开关损耗的机理如何？

4-15 功率半导体器件在工作中为何会发热？通常可采取哪些散热措施？各应注意什么问题？

第 5 章 直流斩波电路

通过电力电子器件的开关作用，将恒定直流电压变为可调直流电压或将变化的直流电压变换为恒定的直流电压的电力电子电路，称为直流斩波电路，相应的装置称为斩波器。斩波器具有效率高、体积小、重量轻、成本低等优点，广泛应用于直流牵引变速拖动系统、可调整直流开关电源、无轨电车、地铁列车中。本章首先介绍斩波电路的基本工作原理，并对四种基本斩波电路的结构与工作情况进行分析，最后对其他形式的斩波电路做简要介绍。

本章要求掌握斩波电路的基本工作原理，熟悉降压斩波电路、升压斩波电路、升降压斩波电路和 Cuk 斩波电路的结构、特点与工作情况。

5.1 斩波电路的基本原理

斩波器的种类很多，具体结构千变万化。一般将斩波电路分为降压斩波电路、升压斩波电路、降压-升压斩波电路、升压-降压斩波电路、Sepic 斩波电路和 Zeta 斩波电路六种形式。

斩波器的电能变换功能是由电力电子器件的通/断控制实现的。用于斩波器的电力电子器件可以是晶闸管，也可以是 IGBT 等全控器件。由于晶闸管没有自关断能力，采用晶闸管构成斩波电路时，必须设置专门的强迫换流电路来实现关断，因此电路结构比较复杂。而全控制型器件具有自关断能力，通过控制电路即可实现导通与关断的控制，故由全控制型器件构成的斩波器主电路的结构相对简单。本章斩波电路中的开关管均认为是全控器件。

最基本的斩波电路如图 5.1 所示，斩波器负载为 R ，当开关 S 闭合时， $u_o = u_R = U_i$ ，并持续 t_{on} 时间。当开关切断时， $u_o = u_R = 0$ ，并持续 t_{off} 时间， $T = t_{on} + t_{off}$ 为斩波器的周期。斩波器的输出波形如图 5.1(b) 所示。开关的导通时间与开关周期之比定义为斩波器的占空比(Duty Ratio) D ，即

$$D = \frac{t_{on}}{T} \tag{5.1}$$

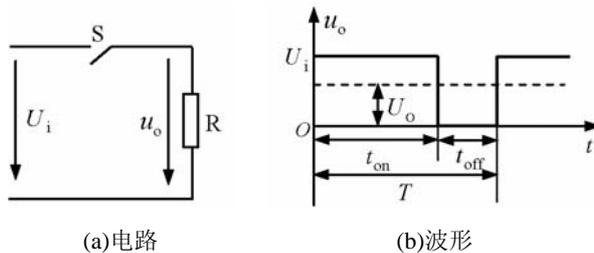


图 5.1 斩波电路原理图

在斩波电路中，输入电压是固定不变的，通过调节开关的开通时间与关断时间，即调节占空比，即可控制输出电压的平均值。

斩波器的控制方式通常有三种：

- ① 脉宽调制控制方式：维持 T 不变，改变 t_{on} 。
- ② 脉频调制控制方式：维持 t_{on} 不变，改变 T 。
- ③ 混合调制控制方式： t_{on} 和 T 都可调，使占空比改变。

普遍采用的是脉宽调制控制方式。因为频率调制控制方式容易产生谐波干扰，而且滤波器设计也比较困难。

5.2 降压斩波电路(Buck 电路)

降压斩波器是一种输出电压的平均值低于直流输入电压的变换电路，又称 Buck 电路。

5.2.1 电路结构与基本原理

图 5.2 所示为降压斩波器主电路，VT 为电力电子开关器件，VD 是续流二极管，L、C 为滤波电感和电容，Z 为负载。

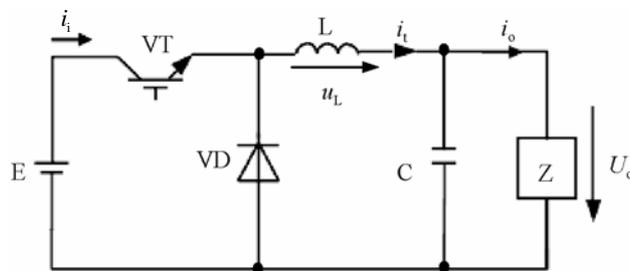


图 5.2 降压斩波器主电路

假设 VT、VD 均为理想开关元件，并设 VT 的一个控制周期为 T 。在 $t=0$ 时刻驱动 VT 导通，在 t_{on} 导通期间内，电感 L 中有电流通过，电流按指数曲线缓慢上升，负载电压等于电源电压 E 。 $t=t_1$ 时刻，VT 关断，负载电流经续流管 VD 释能，输出电压近似为零，负载电流呈指数曲线下降。

回路串接电感的大小直接关系到负载电流连续与否，下面分别对负载电流连续和断续两种工作模式进行讨论。

5.2.2 连续导电模式

图 5.2 中，当 VT 导通时，电源电压直接加到负载上，持续时间为 t_{on} ；当 VT 断开时，负载电压为零，持续时间为 t_{off} 。当回路电感足够大时，流过电感的电流是连续的，即不论开关处于导通状态还是处于关断状态，始终有 $i_L > 0$ 。斩波器输出波形如图 5.3 所示。

负载端输出电压的平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T} E = DE \quad (5.2)$$

所以，在连续导电模式下，当输入电压一定时，输出电压与开关的占空比呈线性关系，而与其他电路参数无关。改变占空比 D ，就可得到从零到 E 之间连续可调的输出电压。

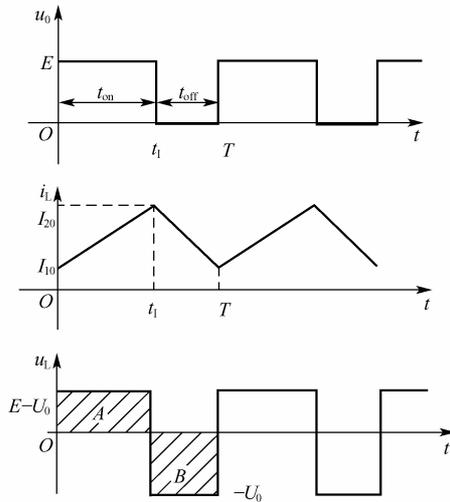


图 5.3 连续导电模式下的输出波形

假设电路所有元件无损耗，则输入功率 P_i 就等于输出功率 P_o ，即

$$EI_i = U_o I_o$$

所以有

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{E}{U_o} = \frac{1}{D} \quad (5.3)$$

即在连续导电模式下，降压斩波器等效于一个直流变压器，其等效变比可通过控制占空比在 $0 \sim 1$ 的范围内连续控制。

电路参数的变化将导致导通模式的变化。当电路处于临界导通状态时，电感电流的最小值在周期末恰好等于零，即 $I_{10\min} = 0$ ，此时电感中的电流平均值为：

$$I_{LB} = \frac{1}{2}(I_{20\max} - I_{10\min}) = \frac{1}{2}I_{20\max} = \frac{1}{2} \frac{E - U_o}{L} t_{on} = \frac{DT}{2L}(E - U_o) \quad (5.4)$$

如果平均输出电流小于式(5-4)给出 I_{LB} 的值， i_L 就是不连续的。

因为 $U_o = DE$ ，所以

$$I_{LB} = \frac{TE}{2L} D(1 - D) \quad (5.5)$$

电感电流平均值与占空比的关系曲线如图 5.4 所示。对于连续导通模式，在 $D = 0.5$ 时输出电流最大，即

$$I_{LB\max} = \frac{TE}{8L} \quad (5.6)$$

把电感电流的平均值用最大值表示可得

$$I_{LB} = 4I_{LB\max} D(1 - D) \quad (5.7)$$

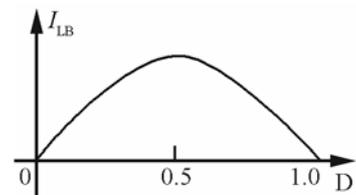


图 5.4 临界导通时电感电流与占空比的关系曲线

5.2.3 断续导电模式

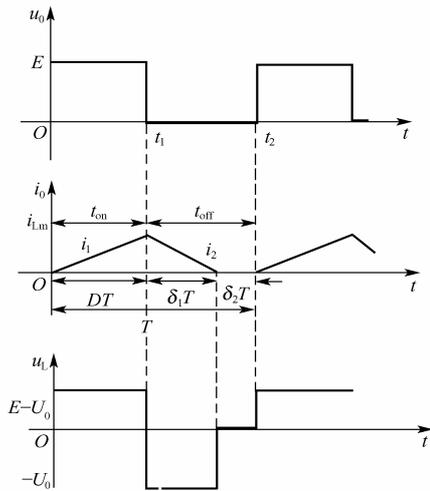


图 5.5 断续状态下斩波器输出波形

当回路电感不够大时，流过电感的电流是断续的，即 i_L 下降到零后维持零值，直到开关 VT 再次导通为止。断续状态下斩波器输出波形如图 5.5 所示。

当负载电流断续时，电路中存在三种工作状态。第一种情况是开关 VT 导通，续流管 VD 截止。此阶段电感电流呈上升趋势。第二种情况是开关 VT 关断，续流管 VD 导通，电感通过续流二极管释放储能，电感电流呈下降趋势。第三种情况是开关 VT 处于关断状态，续流管 VD 也处于截止状态，此时电感电流为零。

在 $t_{on}=DT$ 时间内，电感电压为 $E-U_0$ ；在 $\delta_1 T$ 时间内， $u_L=-U_0$ ；而在 $\delta_2 T$ 时间内，电感电压为零。考虑到电感电压在一个周期内的平均值为零，

即

$$(E-U_0)DT + (-U_0)\delta_1 T = 0 \tag{5.8}$$

所以有电压比

$$\frac{U_0}{E} = \frac{D}{D + \delta_1} \tag{5.9}$$

其中， $D + \delta_1 < 1$ 。

二极管导通期间，电感电流与电压关系满足

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{0 - i_{Lm}}{\delta_1 T} = -U_0 \tag{5.10}$$

所以电感电流的峰值 i_{Lm} 为

$$i_{Lm} = \frac{U_0}{L} \delta_1 T \tag{5.11}$$

负载输出电流平均值

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} i_L dt + \int_{t_1}^{t_2} i_L dt \right] = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} (i_{Lm} DT) + \frac{1}{2} (i_{Lm} \delta_1 T) \right]$$

即

$$I_0 = \frac{1}{2} i_{Lm} (D + \delta_1) \tag{5.12}$$

将式(5.11)代入式(5.12)得

$$I_0 = \frac{U_0 T}{2L} \delta_1 (D + \delta_1) \tag{5.13}$$

再利用关系式(5.9)，可得

$$I_0 = \frac{ED\delta_1 T}{2L} \tag{5.14}$$

于是可解出二极管的导通时间

$$\delta_1 = \frac{2LI_0}{EDT} \quad (5.15)$$

结合式(5.14)和式(5.9), 可得

$$\frac{U_0}{E} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{2LI_0}{ET}} \quad (5.16)$$

定义 $k = 2L/ET$, 则可以根据上式绘出降压斩波电路的伏安特性曲线, 如图 5.6 所示。从图中可以看出, 只要输出电流足够高, 输出电压与输入电压之比便只依赖于占空比 D 。低电流时的断续导电运行状态使斩波器的输出电压有向接近输入电压的方向增大的趋势。

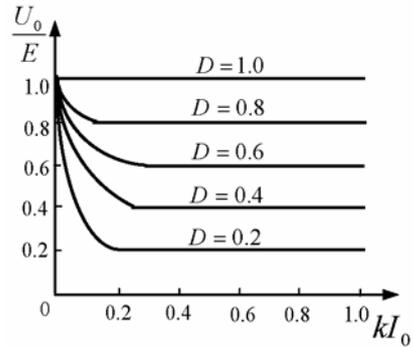


图 5.6 降压斩波器伏安特性曲线

5.2.4 输出电压纹波

斩波电路的输出端电容不可能无穷大, 而是一个有限值, 所以输出电压含有脉动成分。

如图 5.7 所示, 对于连续导通的方式, 假定 i_L 的谐波分量通过电容器短路, 其直流分量流过负载电阻, 斜线部分的面积表示增加的电荷 ΔQ 。因此电压纹波峰-峰值 ΔU_0 可表示为:

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \Delta I_L \cdot \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_L T}{8C} \quad (5.17)$$

利用式(5.10)可知, 在 t_{off} 期间,

$$\Delta I_L = \frac{U_0}{L} t_{off} = \frac{U_0}{L} (1-D)T \quad (5.18)$$

将式(5.17)代入式(5.18)消去 ΔI_L , 则有

$$\frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{1}{8} \cdot \frac{T^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right) \quad (5.19)$$

式中, f_s 为开关频率, $f_s = \frac{1}{T}$; f_c 为 LC 低通滤波器的固有频率, $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。

式(5.19)说明电压纹波可以通过选择低通滤波器的固有频率 f_c , 使 $f_c \ll f_s$, 可使电压纹波降至最小。对于电流断续方式也可以进行类似的分析。

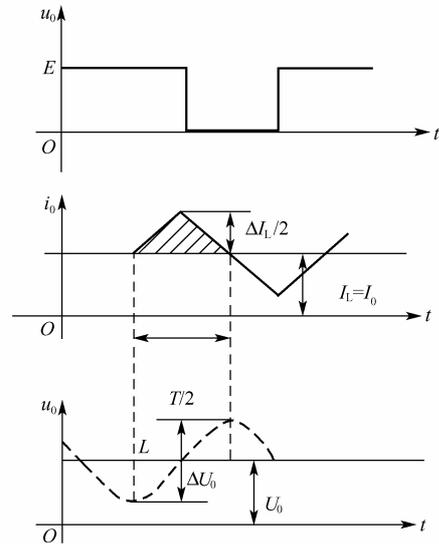


图 5.7 降压斩波电路的输出纹波

5.3 升压斩波电路(Boost 电路)

升压型斩波器用于将直流电源电压变换为高于其值的直流电压, 实现能量从低压向高压侧负载的传递, 如电池供电设备中的升压电路、液晶背光电源等。

5.3.1 电路结构与基本原理

升压型斩波器主电路如图 5.8 所示，其中 VT 为全控型器件。

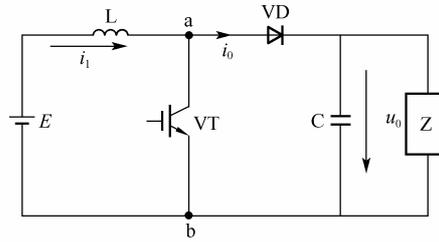


图 5.8 升压型斩波器主电路临界导通时的电压和电流的波形

当开关管 VT 导通时，a、b 两端相当于短路，二极管承受反压而截止。此时可将电路分为两部分，第一部分由 E、L、VT 组成，电感 L 储存能量，流经 L、VT 的电流逐渐增大，电源 E 的能量转化为电感 L 中的磁场能量。第二部分由 C、Z 组成，C 放电供给负载能量，负载两端电压逐渐降低。当 VT 断开时，二极管正偏导通，电感储能和电源 E 一起经二极管给电容充电，同时也向负载提供能量，电感电流 i_L 逐渐减小。

5.3.2 连续导电模式

电流连续时升压型斩波电路的工作波形如图 5.9 所示。当 VT 导通时，设电感电流的初值为 I_1 ，终值为 I_2 ，则

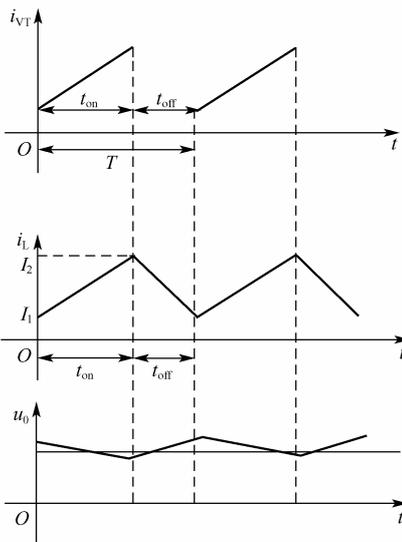


图 5.9 升压型斩波器电压与电流波形

$$E = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} \quad (5.20)$$

当 VT 关断时，因为电流连续，所以电感电流的初值为 I_2 ，终值为 I_1 ，因此可以得到

$$L \frac{I_1 - I_2}{t_{off}} + U_0 = E$$

即

$$E - U_0 = L \frac{I_1 - I_2}{t_{off}} \quad (5.21)$$

当电路工作于稳态时，在一个周期内，电感电压的平均值为零。即

$$\int_0^T u_L dt = \int_0^{t_{on}} u_L dt + \int_{t_{on}}^T u_L dt = 0 \quad (5.22)$$

或

$$Et_{on} + (E - U_0)t_{off} = 0$$

则

$$U_0 = \frac{T}{t_{off}} E = \frac{1}{1 - D} E \quad (5.23)$$

输出电压值高于电源电压，因该称此电路为升压斩波电路，当 D 从零趋向于 1 变化时，

输出电压从 E 变化到无穷大, 但受实际电器元件参数的影响, D 不可能过大, 有一定的取值范围。另外升压斩波电路在实际应用中一般要求输出电压 U_0 恒定, 因此改变占空比 D 时就要求输入电压 E 能够改变。

假设电路所有元件无损耗, 则输出功率 P_0 就等于输入功率 P_i , 即 $E I_i = U_0 I_0$, 则有

$$\frac{I_0}{I_i} = \frac{E}{U_0} = 1 - D \quad (5.24)$$

其中升压电路的结构决定了电感电流和输入电流相等, 即 $i_i = i_L$ 。当电路临界导通时, 电感电流在周期末恰好等于零, 此时电感中的电流平均值为

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{Lm} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_0 T}{2L} D(1-D) \quad (5.25)$$

即当电感平均电流小于此值时, 电路将进入断续状态。由式(5.24)和式(5.25)可知输出电流平均值为

$$I_{0B} = \frac{U_0 T}{2L} D(1-D)^2 \quad (5.26)$$

临界连续时电感电流平均值和输出电流平均值与导通比的关系曲线如图 5.10 所示。

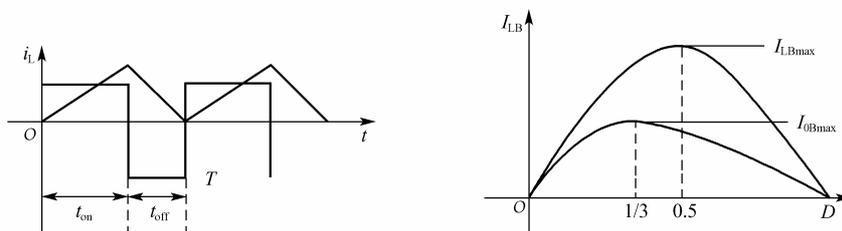


图 5.10 升压斩波器临界导通时的电压-电流波形

从图上可以获知, 流过电感的电流平均值在 $D = 0.5$ 时出现最大值, 输出电流在 $D = 1/3$ 时出现最大值, 分别代入式(5.25)、式(5.26)得

$$I_{LBmax} = \frac{TU_0}{8L} \quad (5.27)$$

$$I_{0Bmax} = \frac{2}{27} \cdot \frac{TU_0}{L} \quad (5.28)$$

5.3.3 断续导电模式

当 E 和 D 保持不变时, 若输出负载功率逐步减小, 其电流也逐步减小。当小于临界电流时, 电流就会出现断续, 虽然电流峰值 I_{Lm} 不变, 但其输出功率将减小。

断续时, $I_i = 0$, 电感电压在一个周期内积分依旧等于零, 即

$$EDT + (E - U_0) \delta_1 T = 0$$

由此可得

$$\frac{U_0}{E} = \frac{\delta_1 + D}{\delta_1} \quad (5.29)$$

$$\frac{I_0}{I_i} = \frac{\delta_1}{\delta_1 + D} \quad (5.30)$$

据图 5.11 电流波形可知，输入电流即流过电感中的电流为

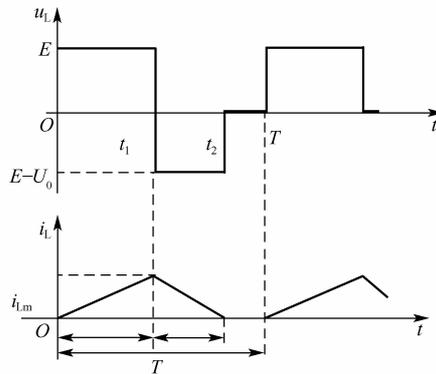


图 5.11 断续状态下升压斩波器波形

$$I_i = \frac{1}{2}(D + \delta_1)I_{LM} = \frac{ET}{2L}D(D + \delta_1) \quad (5.31)$$

所以

$$I_0 = \left(\frac{TE}{2L}\right)D\delta_1 \quad (5.32)$$

实际上为保持 U_0 不变，占空比 D 必须随 E 的变化而变化，即 U_0/E 是变量，据式(5.28)、式(5.29)、式(5.32)得

$$D = \sqrt{\frac{4}{27} \frac{U_0}{E} \left(\frac{U_0}{E} - 1\right) \frac{I_0}{I_{0Bmax}}} \quad (5.33)$$

在不同的 U_0/E 条件下，斩波电路的占空比与输出电流的关系如图5.12所示，临界连续导通的边界轨迹如图中虚线所示。

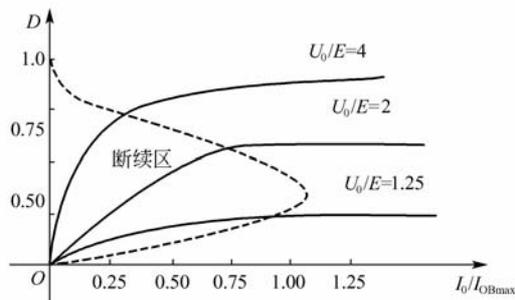


图 5.12 升压斩波电路 $D-I$ 曲线

5.3.4 输出电压纹波

升压斩波器在连续工作状态电压和电流波形如图 5.13 所示, 根据所示波形可以计算出电压纹波的峰-峰值。假设流过二极管的纹波电流分量全部流过电容, 而直流电流通过负载电阻, 图中斜线部分表示电荷 ΔQ , 输出电压纹波的峰-峰电压为

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 DT}{C} = \frac{U_0}{R} \cdot \frac{DT}{C} \quad (5.34)$$

所以

$$\frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{DT}{RC} = D \frac{T}{\tau} \quad (5.35)$$

其中, $\tau = RC$ 为时间常数。

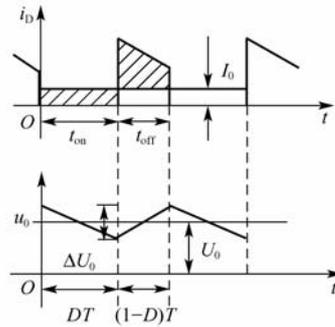


图 5.13 升压斩波电路输出电压纹波

5.4 升降压斩波电路(Buck-Boost 电路)

升降压斩波电路的输出电压平均值可以大于或小于输入直流电压值, 这种电源具有一个相对于输入电压公共端为负极性的输出电压。升降压电路可以灵活改变电压的高低, 还能改变电压的极性, 因此常用于电池供电设备中产生负电源的设备和各种开关稳压器等。

5.4.1 电路结构

如图 5.14 所示, 升降压斩波电路是将降压与升压斩波电路串接而成的, 当斩波开关 VT 导通时, 输入端向电感提供能量, 二极管 VD 反偏, 电容 C 向负载提供能量。当斩波开关 VT 断开时, 储存在电感中的能量传递给输出端所接负载。在稳态分析中, 假定输出电容足够大, 可形成一个恒定的输出电压, 即 $u_0(t) = U_0$ 。该电路同样存在电感电流连续和断续两种工作模式。

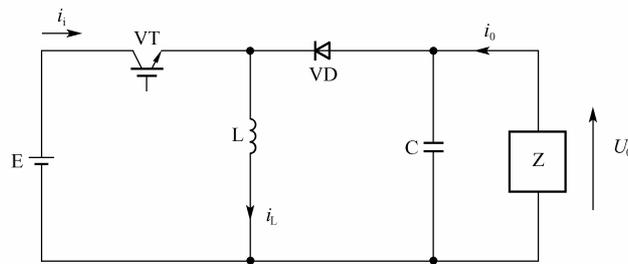


图 5.14 升降压斩波电路

5.4.2 连续导电模式

图 5.15 给出了连续导电模式下升降压斩波电路的波形。电感中的电流连续流通, 由于电感电压在一周内的积分等于零, 即

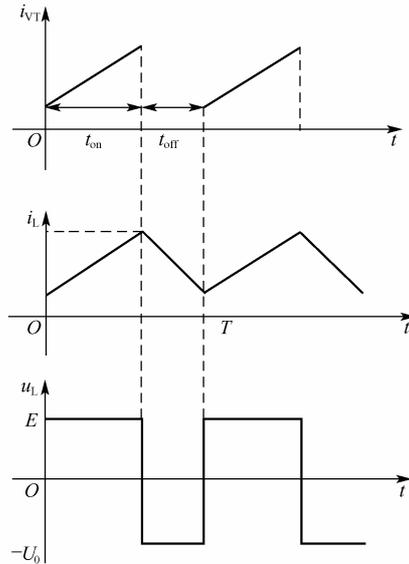


图 5.15 升降压斩波电路连续工作波形图

$$\int_0^T u_L dt = \int_0^{t_{on}} u_L dt + \int_{t_{on}}^T u_L dt = 0$$

所以

$$Et_{on} + (-U_0)t_{off} = 0 \tag{5.36}$$

$$EDT + (-U_0)(1-D)T = 0$$

$$U_0 = \frac{D}{1-D} E \tag{5.37}$$

上式表明，输出电压 U_0 可以高于或低于输入电压 E ，这取决于占空比 D 。当 $0.5 < D < 1$ 时，斩波器进行升压变换；当 $0 \leq D < 0.5$ 时，为降压变换。

假设电路所有元件无损耗，则输入功率 P_i 就等于输出功率 P_0 ，所以

$$\frac{I_0}{I_i} = \frac{E}{U_0} = \frac{1-D}{D} \tag{5.38}$$

当电路临界导通时，电感电流在周期末恰好等于零，此时的电感中的电流平均值为

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{Lm} = \frac{TD}{2L} E \tag{5.39}$$

即当电感平均电流小于此值时，电路将进入断续状态。

由图 5.14 可得

$$I_0 = I_L - I_i \tag{5.40}$$

据式(5.37)、式(5.38)、式(5.39)、式(5.40)可写出连续导电模式临界导通时，电感平均电流与输出电流的表达式：

$$I_{LB} = \frac{TU_0}{2L} (1-D) \tag{5.41}$$

$$I_{OB} = \frac{TU_0}{2L} (1-D)^2 \tag{5.42}$$

在升降压电路中,大多数场合一般要求输出电压 U_0 不变, E 可以变化,即 D 可以变化。由式(5.41)、式(5.42)可知, $D=0$ 时, I_{LB} 和 I_{OB} 具有最大值

$$I_{LB\max} = I_{OB\max} = \frac{TU_0}{2L} \quad (5.43)$$

用最大值表示的电感平均电流与输出电流的表达式为

$$I_{LB} = I_{LB\max} (1-D) \quad (5.44)$$

$$I_{OB} = I_{OB\max} (1-D)^2 \quad (5.45)$$

5.4.3 断续导电模式

如图 5.16 是升降压斩波电路断续情况下的波形。因为电感电压在一个周期内的积分等于零,即

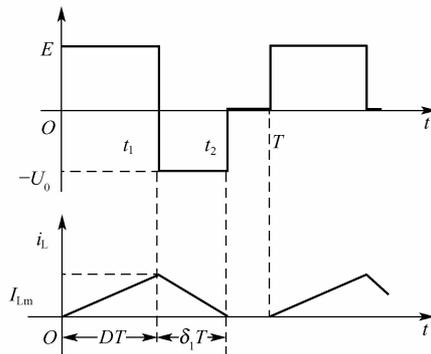


图 5.16 升降压斩波电路断续工作波形图

$$EDT + (-U_0) \delta_1 T = 0$$

$$U_0 = \frac{D}{\delta_1} E \quad (5.46)$$

假设电路所有元件无损耗,则输入功率等于输出功率,所以有

$$\frac{I_0}{I_1} = \frac{E}{U_0} = \frac{\delta_1}{\delta} \quad (5.47)$$

由图 5.16 可知电感平均电流值为

$$I_L = \frac{E}{2L} DT (D + \delta_1) \quad (5.48)$$

5.5 Cuk 斩波电路

Cuk(库克)电路的特点与升降压电路相似,因此也常用于相同的场合。该电路一个突出的优点是输入和输出回路中都有电感,因此输出电压纹波较小,从输入电源吸取的电流纹波也较小,在某些对这些问题有特殊要求的场合应用比较适合。

5.5.1 电路结构

Cuk 斩波电路是将升压与降压斩波电路串接而成的，如图 5.17 所示。 L_1 和 L_2 为储能电感， C_1 是耦合电容， C_2 为滤波电容。当斩波开关 V 导通时，输入端向电感 L_1 提供能量，电容 C_1 上的电压使二极管 VD 反偏截止，电容 C_1 向负载和 C_2 、 L_2 提供能量，负载获得反极性的能量。斩波开关 VT 断开时，电感 L_1 的感应电动势改变方向，电源和电感 L_1 联合对电容 C_1 充电，二极管 VD 正偏而导通，在此期间 L_2 经 VD 向负载释放能量。

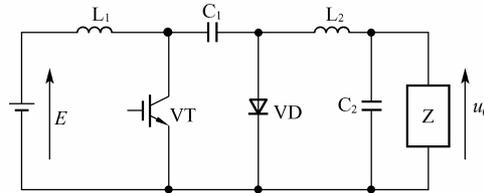


图 5.17 Cuk 斩波电路

5.5.2 连续导电模式

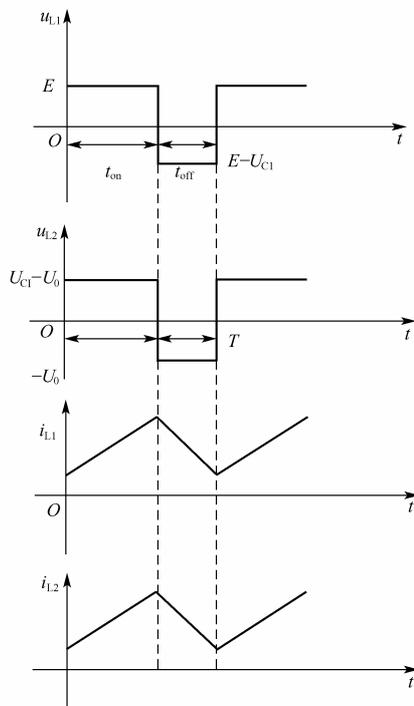


图 5.18 Cuk 电路连续导电模式波形

Cuk 斩波电路连续导电模式下的电压和电流波形如图 5.18 所示。在整个周期中，电容 C_1 从输入端向输出端传递能量，只要 L_1 、 L_2 和 C_1 足够大，则可保证输入/输出电流是平稳的，即在忽略损耗时， C_1 的电压基本不变，而电感 L_1 和 L_2 的电压在一周期内的积分等于零。

对电感 L_1

$$\int_0^{t_{on}} u_{L1} dt + \int_{t_{on}}^T u_{L1} dt = 0$$

由图 5.18 可知，在 t_{on} 期间 $u_{L1} = E$ ；在 t_{off} 期间 $u_{L1} = E - U_{C1}$ ，所以

$$EDT + (E - U_{C1})(1 - D)T = 0$$

$$U_{C1} = \frac{1}{1 - D}E \quad (5.49)$$

对电感 L_2

$$\int_0^{t_{on}} u_{L2} dt + \int_{t_{on}}^T u_{L2} dt = 0$$

由图 5.18 可知，在 t_{on} 期间 $u_{L2} = U_{C1} - U_0$ ；在 t_{off} 期间 $u_{L2} = -U_0$ ，所以

$$(U_{C1} - U_0)DT + (-U_0)(1 - D)T = 0$$

$$U_{C1} = \frac{1}{D}U_0 \quad (5.50)$$

由式(5.49)和式(5.50)得

$$\frac{U_0}{E} = \frac{D}{1-D} \quad (5.51)$$

假设电路所有元件无损耗, 则有

$$\frac{I_0}{I_i} = \frac{1-D}{D} \quad (5.52)$$

由此可看出, 此变换电路与升降压变换电路结果上完全相同, 但本质上是不同的。升降压变换电路在斩波开关关断期间电感 L 给电容 C 补充能量, 输出电流脉动很大; 而对于 Cuk 电路, 只要 C_1 足够大, 输入和输出电流都可认为是无纹波的。

5.5.3 断续导电模式

Cuk 斩波电路在断续导通的情况下, 除斩波开关 VT 导通、二极管 VD 截止和斩波开关 VT 截止、二极管 VD 导通两种情况外, 还有一种情况是斩波开关 VT 和二极管 VD 都截止的情况。如图 5.19 表示 Cuk 斩波电路断续情况下的波形。

在电流断续的情况下, 一周期中电感 L_1 上的平均电压仍为零, 由图 5.19 知,

$$EDT - (E - U_{C1})\delta_1 T = 0$$

即

$$ED - U_0 \delta_1 = 0$$

所以

$$\frac{U_0}{E} = \frac{D}{\delta_1} \quad (5.53)$$

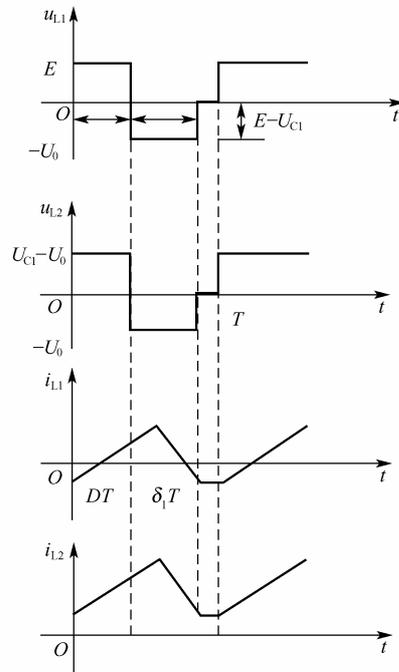


图 5.19 Cuk 电路断续工作波形

5.6 其他形式斩波电路

5.6.1 Sepic 斩波电路

图 5.20 是 Sepic 斩波电路的主电路图。当 VT 处于通态时, $E-L_1-VT$ 回路和 C_1-VT-L_2 回路同时导电, L_1 和 L_2 储能。VT 处于断态时, $E-L_1-C_1-VD$ —负载(C_2 和 R)回路及 L_2-VD —负载回路同时导电, 此阶段 E 和 L_1 既向负载供电, 同时也向 C_1 充电, C_1 储存的能量在 VT 处于通态时向 L_2 转移。

Sepic 斩波电路的输入/输出关系由下式给出:

$$U_0 = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{D}{1-D} E \quad (5.54)$$

Sepic 斩波电路较复杂，限制了其使用的范围。由于有输出电压比输入电压可高可低的特点，它可以用于要求输出电压较低的单相功率因数校正电路。

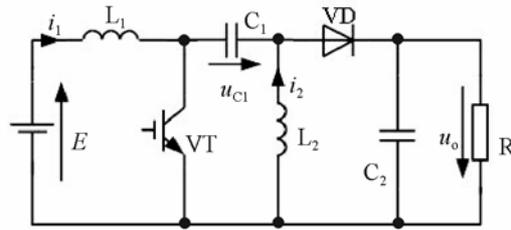


图 5.20 Sepic 斩波电路

5.6.2 Zeta 斩波电路

Zeta 斩波电路也称双 Sepic 斩波电路，图 5.21 是其主电路图。在 VT 处于通态时，电源 E 经开关 VT 向电感 L₁ 储能。同时，E 和 C₁ 共同向负载 R 供电，并向 C₂ 充电。待 VT 关断后，L₁ 经 VD 向 C₁ 充电，其储存的能量转移至 C₁。同时，C₂ 向负载供电，L₂ 的电流则经 VD 续流。

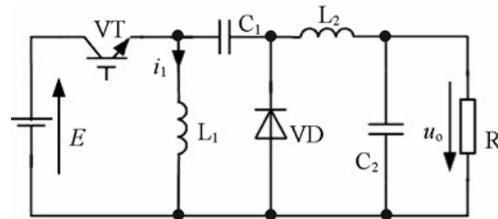


图 5.21 Zeta 斩波电路

Zeta 斩波电路的输入/输出关系为

$$U_o = \frac{D}{1-D} E \quad (5.55)$$

以上两种斩波电路具有相同的输入/输出关系。Sepic 电路中，电源电流和负载电流均连续，有利于输入/输出滤波，而 Zeta 电路的输入/输出电流均是断续的。另外，与前几小节所述的斩波电路相比，Sepic 与 Zeta 斩波电路输出电压均为正极性。

习 题

- 5-1 斩波电路主要有哪几种控制方法？
- 5-2 试比较升降压斩波电路与 Cuk 斩波电路的异同点。
- 5-3 降压型斩波电路的电力电子开关用 GTR 构成，电源电压为 80V，负载电阻为 10Ω，GTR 的导通压降为 1V，斩波频率为 50kHz，导通比为 0.5。
 - (1) 画出各电流波形。
 - (2) 求输出电压和电流的平均值。

5-4 如图 5.2 所示降压型斩波器电路, 设电容 C 足够大, 负载电阻为 10Ω , 电源电压为 100V , 导通比为 0.4 。

- (1) 画出斩波开关和二极管电流的波形。
- (2) 计算直流电源输出的功率。

5-5 如图 5.8 所示升压型斩波器电路, 输入电压为 $(25\pm 10\%)\text{V}$, 输出电压为 50V , 输出功率为 750W , 效率为 95% , 负载电阻为 0.05Ω 。试求:

- (1) 最大占空比是多少?
- (2) 若要求输出电压为 60V 是否可能?

5-6 在上题的斩波电路中, 若 $E=100\text{V}$, $R=50\Omega$, $t_{\text{on}}=80\mu\text{s}$, $t_{\text{off}}=20\mu\text{s}$, 设电感和电容的值足够大。

- (1) 画出 u_0 、 i_C 的波形。
- (2) 计算负载电压 U_0 。
- (3) 计算 100V 直流电源输出的功率。

第 6 章 交流变换电路

将一种形式的交流电能转换成另一种形式的交流电能，称为交流变换。交流变换电路是对交流电路的幅值、频率、相数等参数进行变换的电路，它利用电力电子器件的开关功能，实现交流开关和交流调压的功能。本章主要讲述晶闸管交流调压电路的拓扑结构、控制方式和工作原理及应用；晶闸管调功电路的接线形式、工作原理及应用；交-交变频电路的拓扑结构、工作原理。

本章要求掌握晶闸管交流调压电路的控制方式和调功器的应用，交-交变频电路的工作原理。

6.1 交流变换器类型

根据变换参数的不同，可将交流变换电路分为交流调压电路和交-交变频电路两大类。只改变输出电压的幅值而不改变频率的交流变换电路，称为交流电压控制电路，或通称为交流调压电路。把工频交流电直接变换成频率可调的交流电的交流变换电路，称为交-交变频电路。

交流电压控制电路包括交流调压、交流调功和交流开关三种类型。其中，采用相位控制的交流电压控制电路，称为交流调压电路；采用通/断控制的交流电压控制电路，称为交流调功电路；如果令交流调压器中的晶闸管在交流电流自然过零时关断或导通，则称之为晶闸管交流开关。按照控制方式的不同，可将交流电压控制电路分为相控式电路和斩控式电路。晶闸管相控式调压与相控式整流电路的控制原理相同，都是利用门极脉冲相位的变化来改变输出端电压的幅值。而斩控式电路是通过改变器件占空比来改变输出端电压有效值。按照电网相数的不同，可以将交流电压控制电路分为单相电路、三相三线制电路和三相四线制电路；按照电路结构可以分为星形联结电路、三角形联结电路和其他方式联结电路。

直接变频电路按照输出波形不同可以分为近似正弦波的变频电路(电压型电路)和近似方波的变频电路(电流型电路)。电压型直接变频电路是利用反并联整流电路的工作原理拓广而成。其特点是输出频率的上限仅为电网频率的 1/3，故只适用于低频电源，如水泥窑的低速回转拖动系统，采用这种方案可实现直接传动。电流型的电路结构也可看成是桥式整流电路的拓广。当负载为同步机时，可兼用电源和负载两种换流方式，频率上限不受网频的限制，目前用于构成交流无换向器电动机调速系统。按照输出相数可以分为单相变频电路和三相变频电路。

6.2 晶闸管交流开关

晶闸管交流开关是一种快速、理想的交流开关。晶闸管交流开关总是在电流过零时关断，在关断时不会因负载或线路电感存储能量而造成暂态过电压和电磁干扰，因此特别适用于操作频繁、可逆运行等场合。

6.2.1 简单交流开关及应用

晶闸管交流开关的基本形式有四类，即单只普通晶闸管交流开关、普通晶闸管反并联的交流开关、采用光耦合器的交流开关电路、双向晶闸管交流开关。下面分别结合电路结构介绍其工作原理。

1. 单只普通晶闸管交流开关

图 6.1 为只用一只普通晶闸管构成的交流开关电路，该电路包含一个由二极管组成的整流桥。晶闸管只受正压，不受反压。其缺点是由于串联元件多，其压降损耗较大。

2. 普通晶闸管反并联的交流开关

图 6.2 为普通晶闸管反并联构成的交流开关。当 S 闭合时，两只晶闸管均以管子本身的阳极电压作为触发电压进行触发，具有强触发性质，即使对触发电流很大的管子也能可靠触发。随着交流电源的交变，两个晶闸管轮流导通，负载上得到的基本上是正弦电压。

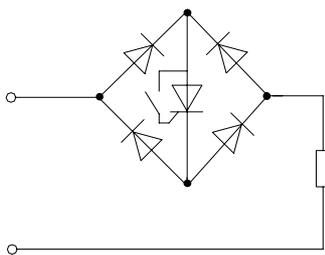


图 6.1 单只普通晶闸管交流开关

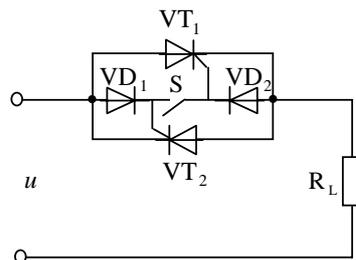


图 6.2 晶闸管反并联的交流开关

3. 采用光耦合器的交流开关电路

如图 6.3 所示为采用光耦合器的交流开关电路。主电路由两只晶闸管 VT_1 、 VT_2 和两只二极管 VD_1 、 VD_2 组成。当控制信号未接通时，1、2 端没有信号。B 光耦合器中的光敏管截止，晶体管 VT 处于导通状态，晶闸管门极电路被晶体管 VT 旁路，因而 VT_1 、 VT_2 晶闸管处于截止状态，负载未接通。当 1、2 端接入控制信号时，B 光耦合器中的光敏管导通，晶体管 V 截止， VT_1 、 VT_2 晶闸管控制极得到触发电压而导通，主回路被接通。电源正半波时(例如 U_+ 、V)路为 $U_+ - VT_1 - VD_2 - R_L - V_-$ 。电源负半波时(U_- 、 V_+)，通路为 $U_+ - R_L - VT_2 - VD_1 - V_-$ 。负载上得到交流电压。因而只要控制光耦合器的通/断就能方便地控制电路的通/断，进而在负载上获得完整的交流电压。

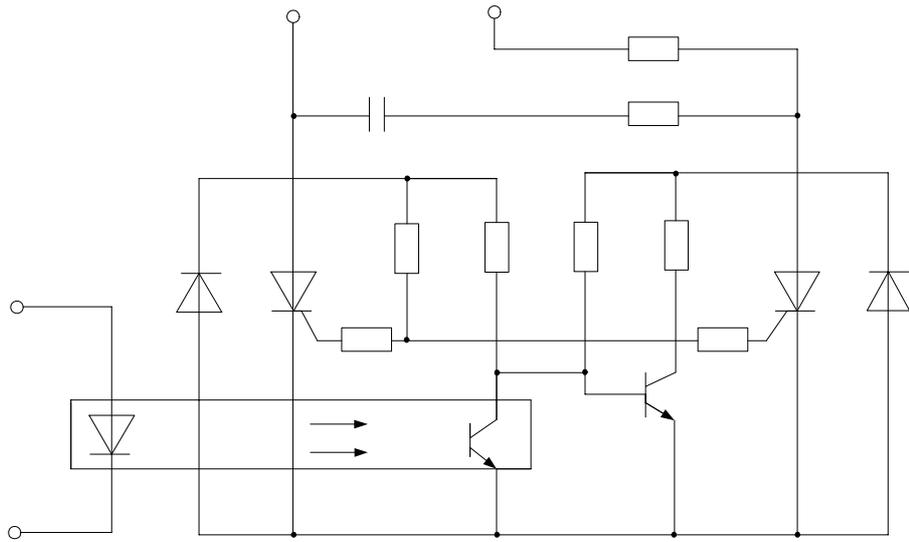


图 6.3 采用光耦合器的交流开关电路

4. 双向晶闸管交流开关

图 6.4 为采用双向晶闸管的交流开关，双向晶闸管为 I_+ 、 III_- 触发方式，其线路简单，但工作频率低(小于 400Hz)。

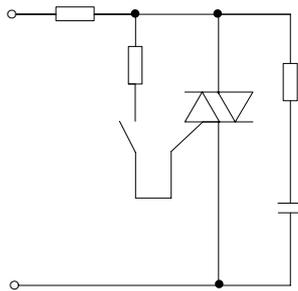


图 6.4 采用双向晶闸管的交流开关

图 6.5 为双向晶闸管控制三相自动温控电热炉的典型电路。当开关 QS 拨到“自动”位置时，炉温就能自动保持在给定温度。若炉温低于给定温度，温控仪 KT(调节式毫伏温度计)使常开触点 KT 闭合，双向晶闸管 VT_4 触发导通。继电器 KA 得电，使主电路中 VT_1 — VT_3 管导通，负载电阻 R_L 接入交流电源，电热炉升温。若炉温达到给定温度，温控仪的常闭触点 KT 断开， VT_4 关断，继电器 KA 失电，双向晶闸管 VT_1 ~ VT_3 关断，电阻 R_L 与电源断开，电热炉降温。

双向晶闸管仅用一只电阻(主电路为 R_1^* 、控制电路为 R_2^*)构成本相强触发电路，其阻值可由实验确定。用电位器代替 R_1^* 或 R_2^* ，调节电位器阻值，使双向晶闸管两端电压减到 2~5V，此时电位器阻值即为触发电阻值。

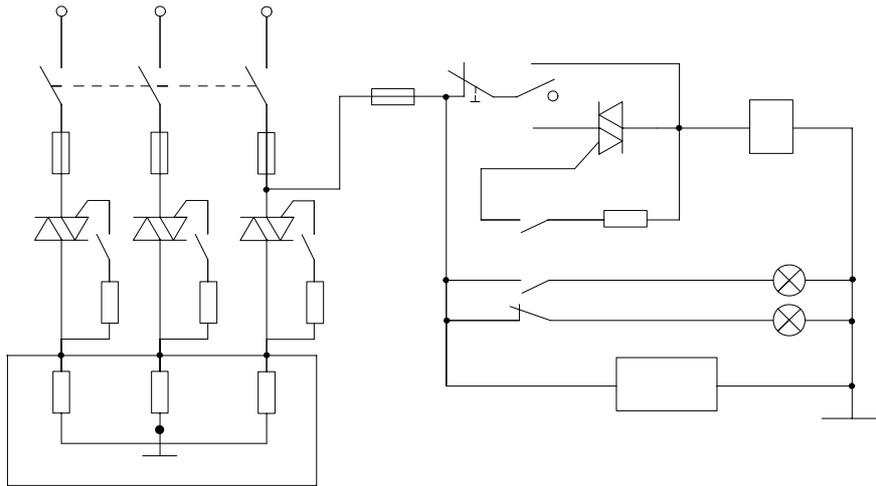


图 6.5 双向晶闸管控制三相自动温控电热炉电路

6.2.2 由过零触发开关电路组成的单相交流调功器

1. 过零触发的概念

前述可控整流和有源逆变电路都采用移相触发控制, 这种触发方式使得电路输出为缺角的正弦波, 包含大量的高次谐波。为了弥补这种不足, 可采用过零触发或称零触发。过零触发是指在正弦交流电压过零时, 触发晶闸管, 使晶闸管或者处于全导通或者处于全阻断, 使负载得到完整的正弦波。

2. 交流调功器(周波控制器)的工作原理

交流过零触发开关电路就是利用零触发方式来控制晶闸管的导通与关断。交流零触发开关使电路在电压为零或零附近瞬间接通, 利用管子电流小于维持电流使管子自行关断, 这种开关对外界的电磁干扰最小。

由过零触发开关电路组成的单相交流调功器, 是通过改变输出电压有效值来改变输出功率的。

交流调功器对功率的调节方法如下: 在设定的周期 T_c 内, 用零电压开关接通几个周波然后断开几个周波, 改变晶闸管在设定周期内的通/断时间比例, 以调节负载上的交流平均电压, 即可达到调节负载功率的目的。这种装置也称为调功器或周波控制器。

调功器是在电源电压过零(实际上是离零点 $3^\circ \sim 5^\circ$) 时触发晶闸管导通, 所以负载上得到的是完整的正弦波, 调节的只是在设定周期 T_c 内导通的电压周波数。

如在设定的周期 T_c 内导通的周波数为 n , 每个周波的周期为 $T(50\text{Hz}, T = 20\text{ms})$, 则调功器的输出功率和输出电压有效值为

$$P = \frac{nT}{T_c} P_n, \quad U = \sqrt{\frac{nT}{T_c}} U_n \quad (6.1)$$

式中, P_n 、 U_n 为设定周期 T_c 内全导通时, 装置的输出功率与电压有效值。因此, 改变导通

周波数 n ，即可改变电压或功率。

调功器可以用双向晶闸管，也可以用两只普通晶闸管反并联构成，其触发电路可以采用集成过零触发器，也可利用分立元件组成的过零触发电路。

3. 零触发的两种工作模式

1) 全周波连续式

输出电压波形和电路构成分别如图 6.6 和图 6.7 所示。过零触发电路由锯齿波发生、信号综合、直流开关、同步电压与过零脉冲输出五个环节组成，其工作原理如下：

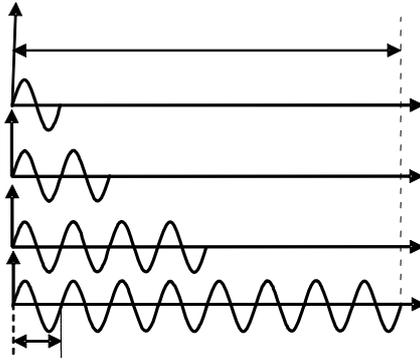


图 6.6 全周波过零触发输出电压波形(全周波连续式)

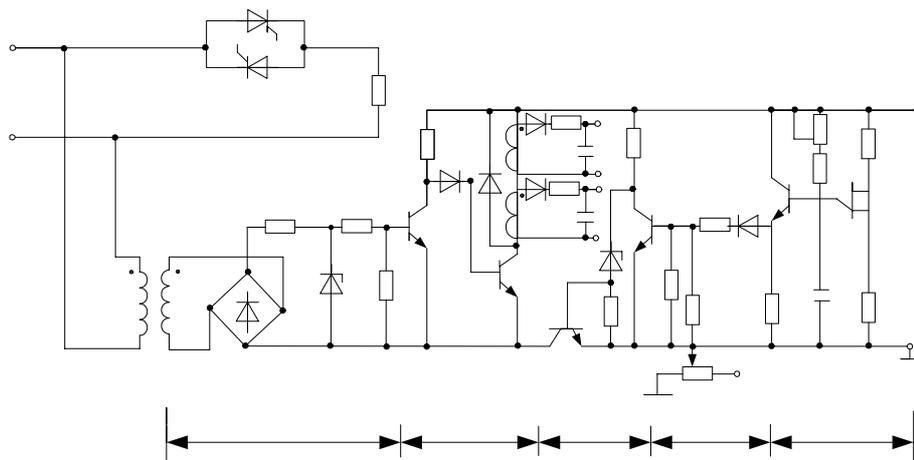


图 6.7 全周波连续式分立元件过零触发电路

锯齿波是由单结晶体管 V_s 和 R_1 、 R_2 、 R_3 、 RP_1 和 C_1 组成弛张振荡器产生的，经射极跟随器 (V_1 、 R_4) 输出。其波形如图 6.8(a) 所示。锯齿波的底部宽度对应 T_c 。调节电位器 RP_1 可以改变锯齿波的斜率。由于单结晶体管的分压比一定，故电容 C_1 放电电压一定，斜率的减少，就意味着锯齿波底宽增大 (T_c 增大)，反之底宽减小 (T_c 减小)。

控制电压 (U_c) 与锯齿波电压进行电流叠加送至 V_2 基极，合成电压为 u_s 。当 $u_s > 0$ (实为 0.7V) 时，则 V_2 导通；当 $u_s < 0$ 时，则 V_2 截止，如图 6.8(b) 所示。由 V_2 、 V_3 ，以及 R_8 、 R_9 、

V_6 组成一个直流开关。当 V_2 基极电压 $U_{bc2} > 0$ (实为 0.7V) 时, V_2 管导通, U_{bc3} 接近零电位, V_3 管截止, 直流开关阻断。当 $U_{bc2} < 0$ 时, V_2 截止, 由 R_8 、 V_6 和 R_9 组成的分压电路使 V_3 导通, 直流开关导通, 输出 24V 直流电压, V_3 通/断时刻如图 6.8(d) 所示。 V_6 为 V_3 基极提供一阈值电压, 使 V_2 导通时, V_3 更可靠地截止。过零脉冲输出。由同步变压器 TS, 整流桥 VD_1 及 R_{10} 、 R_{11} 、 V_7 组成一削波同步电源, 如图 6.8(d) 所示。它与直流开关输出电压共同去控制 V_4 和 V_5 , 只有当直流开关导通期间, V_4 、 V_5 集电极和发射极之间才有工作电压, 才能进行工作。在这期间, 同步电压每次过零时, V_4 截止其集电极输出一正电压, 使 V_5 由截止变为导通, 经脉冲变压器输出触发脉冲。此脉冲使晶闸管导通, 如图 6.8(e) 所示。于是在直流开关导通期间, 便输出连续的正弦波, 如图 6.8(f) 所示。控制电压增大, 导通的时间增加, 开关导通的周波数也就响应增加, 从而输出的平均功率增加。

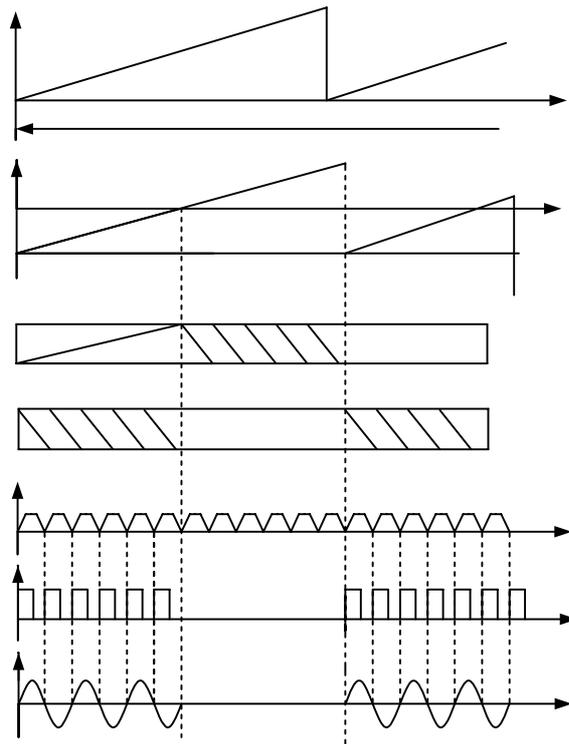


图 6.8 过零触发电路的电压波形

2) 全周波断续式

全周波过零触发输出电压波形如图 6.9 所示。

4. 过零触发的不足

过零触发虽然没有移相触发时的高次谐波干扰, 但其通/断频率比电源频率低, 特别当通/断比太小时, 会出现低频干扰, 使照明出现人眼能觉察到的闪烁、电表指针出现摇摆等。所以调功器通常用于热惯性较大的电热负载。

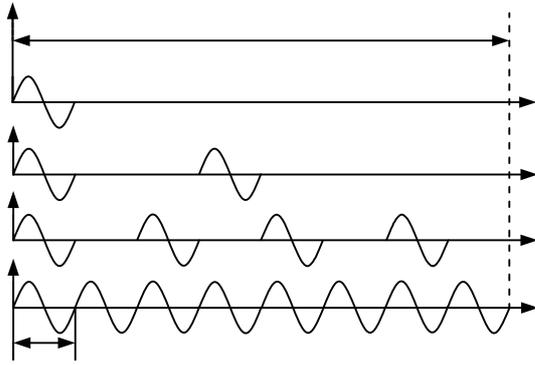


图 6.9 全周波过零触发输出电压波形(全周波断续式)

6.2.3 固态开关

1. 固态开关的概念

固态开关(Solid State Switch), 简称 SSS, 是近年来发展起来的一种以双向晶闸管为基础构成的无触点通断组件。它包括固态继电器(Solid State Relay, SSR)和固态接触器(Solid State Contactor, SSC)。

2. 固态开关的类型

1) 采用光电三极管耦合器的“0”电压固态开关

图 6.10 为采用光电三极管耦合器的“0”电压固态开关电路。1、2 为输入端, 相当于继电器或接触器的线圈; 3、4 为输出端, 相当于继电器或接触器的一对触点, 与负载串联后接到交流电源上。

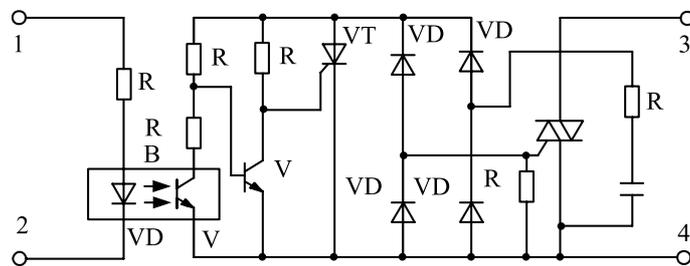


图 6.10 采用光电三极管耦合器的“0”电压固态开关内部电路

输入端接上控制电压, 使发光二极管 VD_2 发光。紧靠着的光敏管 VD_2 阻值减少, 适当选取 R_2 、 R_3 的比例, 可使晶体管 V_2 在零电压附近截止, 晶闸管 VT_1 被触发导通。输出端交流电源通过负载、二极管 $VD_3 \sim VD_6$ 、 VT_1 以及 R_5 构成通路, 在电阻 R_5 上产生电压降作为双向晶闸管 VT_2 的触发信号, 使 VT_2 导通, 负载得电。

2) 采用光电晶闸管耦合器的“0”电压开关

图 6.11 为光电晶闸管耦合器的“0”电压开关。由输入端 1、2 输入信号, 光电晶闸管

耦合器 B 中的光控晶闸管导通；电流经 $3 - VD_4 - B - VD_1 - R_4 - 4$ 构成回路；借助 R_4 上的电压降向双向晶闸管 VT 的控制极提供分流，使 VT 导通。由 R_2 、 R_3 与 V_1 组成“0”电压开关功能电路。即当电源电压过 0 并升至一定幅值时， V_1 导通，光控晶闸管则被关断。

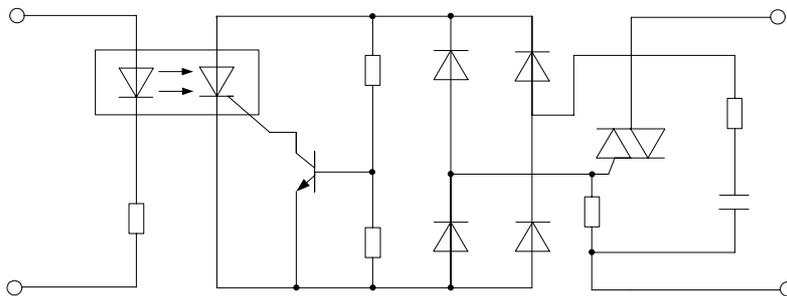


图 6.11 光电晶闸管耦合器的“0”电压开关

3) 采用光电双向晶闸管耦合器的非“0”电压开关

图 6.12 为光电双向晶闸管耦合器非“0”电压开关。输入端 1、2 有信号时，光电双向晶闸管耦合器 B 导通； $3 - R_2 - B - R_3 - 4$ 回路有电流通过， R_3 两端压降为双向晶闸管 VT 提供触发信号。这种电路相对于输入信号的任意相位交流电源均可同步接通，因而称为非“0”电压开关。

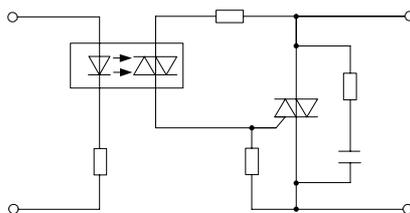


图 6.12 光电双向晶闸管耦合器非“0”电压开关

3. 固态开关的优点

固态开关一般采用环氧树脂封装，具有体积小、工作频率高的特点，适用于频繁工作或潮湿、有腐蚀性以及易燃的环境中。

6.3 交流调压电路

交流调压电路广泛应用于工业加热、灯光控制、感应电动机调压调速，以及电焊、电解、电镀、交流侧调压等场合。

6.3.1 单相交流调压电路

单相交流调压电路用于小功率调节，广泛用于民用电气控制。

用晶闸管组成的交流电压控制电路，可以方便地调节输出电压有效值，可用于电路温控、灯光调节、异步电动机的起动和调速等；也可用作调整整流变压器一次侧电压(其二次

测为低压大电流或高压小电流负载)。采用这种方法,可使变压器二次侧的整流装置避免采用晶闸管,只需用二极管,而且可控极仅在一次侧,从而简化结构,降低成本。交流调压器与常规的调压变压器相比,它的体积和重量都要小得多。交流调压器的输出仍是交流电压,但它不是正弦波形,其谐波分量较大,功率因数也较低。

交流调压器的晶闸管控制通常有通/断控制和相位控制两种方法。通/断控制是将晶闸管作为开关将负载与交流电源接通几个周期,然后再断开几个周期,改变通/断时间比值达到调压的目的。这里晶闸管起到一个通/断频率可调的快速开关的作用。这种控制方式电路简单,功率因数高,适用于有较大时间常数的负载,缺点是输出电压或功率调节不平滑。相位控制是使晶闸管在电源电压每一周期中,在选定的时刻内将负载与电源接通。改变选定的时刻可达到调压的目的。

在交流调压器中,相位控制应用较多,本节主要分析相位控制的交流调压器,先阐述作为基础的单相交流调压器。下面根据负载性质对单相交流调压器的工作情况分别予以介绍。

1. 电阻性负载

讨论单相交流调压器带电阻性负载的电路工作情况基于以下理想条件:

- ① 交流电源为恒频、恒压正弦波。
- ② 晶闸管具有理想特性。
- ③ 负载为纯电阻。
- ④ 忽略电路的引线电感。
- ⑤ 电路工作已达稳态。

图 6.13 为单相交流调压器,其晶闸管 VT_1 和 VT_2 反并联连接(也可以采用双向晶闸管)与负载电阻 R 串联接到交流电源 u 上。当电源电压正半周触发 VT_1 ,负半周触发 VT_2 时,如同一个无触点开关,允许频繁操作,因为无电弧,寿命特长。若正、负半周以同样的移相角 α 触发 VT_1 和 VT_2 ,则负载电压有效值可以随 α 角而改变,实现交流调压。

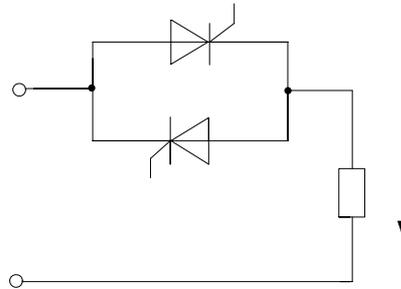


图 6.13 单相交流调压器主电路

晶闸管电流的平均值、有效值;负载 R 上电压的有效值、电流的有效值和该调压器的功率因数表达式分别如下:

晶闸管电流平均值

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U_1}{R} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (6.2)$$

晶闸管电流有效值

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_1 \sin \omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_1}{R} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \quad (6.3)$$

负载电阻电压的有效值

$$U_0 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_1 \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = U_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6.4)$$

负载电阻电流的有效值

$$I_0 = \frac{U_0}{R} \quad (6.5)$$

该调压器的功率因数为

$$\cos \phi = \frac{U_0 I_0}{U_1 I_0} = \frac{U_0}{U_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6.6)$$

式中, U_1 为输入交流电压的有效值。

从式(6.4)中可以看出, 随着 α 的逐渐增大, 电阻 R 上的电压有效值 U_0 逐渐减小。当 $\alpha = \pi$ 时, $U_0 = 0$, 从图 6.14 也可证实。因此, 单相交流调压器对电阻性负载, 其电压可调范围为 $0 \sim U_1$, 控制角的移相范围为 $0 \leq \alpha \leq \pi$ 。

如图 6.14 所示为单相交流调压电路电压波形, 交流调压电路的触发电路完全可以套用晶闸管可控整流和有源逆变电路的移相触发电路, 但是脉冲的输出必须通过脉冲变压器, 两个二次绕组之间要有充分的绝缘。

2. 电阻—电感负载

电路如图 6.15 所示, $R-L$ 负载是交流调压器最常见的负载。由于电感性负载电路中电流的变化滞后于电压的变化, 因而和电阻性负载相比就有一些新的特点。当电源电压由正半周过零反向时, 由于负载电感中产生感应电动势阻止电流变化, 电流还未到零, 即电压过零时晶闸管关不断, 还将继续导通到负半周。晶闸管导通角 θ 的大小, 不但与控制角 α 有关, 而且也与负载功率因数角 φ [$\varphi = \arctg(\omega L / R)$] 有关。

显然, 两只晶闸管门极的起始控制点应分别定在电源电压每半周的起始点, α 的最大范围是 $0 < \alpha < \pi$ 。正、负半周有相同的 α 角。

在一个晶闸管导电时, 它的管压降成为另一晶闸管的反向电压而使其截止。于是在一个晶闸管导电时, 电路工作情况和单相半波整流时相同, 负载电流 i_o 的表达式即为下述微分方程式的解。

$$L \frac{di_o}{dt} + Ri = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t \quad (6.7)$$

解该方程得

$$i_o = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\text{tg} \varphi}} \right] \quad (6.8)$$

式中, $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \theta$, $Z = \left[R^2 + (\omega L)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$, $\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$, θ 为晶闸管导通角。

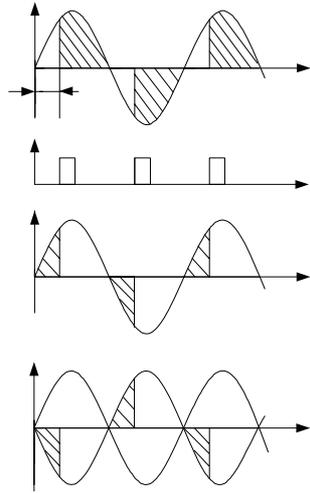


图 6.14 单相交流调压电路电压波形

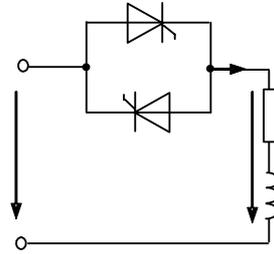


图 6.15 带感性负载的单相调压电路

另一晶闸管导电时，情况完全相同，只是 i_o 相位差 180° 。

与单相半波整流不同的是，两只晶闸管分别在电源电压的正、负半周工作，所以每个晶闸管的导通角 θ 不可能大于 180° ，而单相半波整流时，视不同的 φ ， θ 可大于 180° 。

导通角 θ 可由边界条件求得。当 $\omega t = \alpha + \theta$ 时， $i_o = 0$ ，将此条件代入式(6.8)，得

$$\sin(\alpha + \theta - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{\theta}{\tan \varphi}} \quad (6.9)$$

以 φ 为参变量， θ 与 α 间的关系为单相半波电感性负载时的普遍关系。现在针对交流调压器，应附加 $\theta \leq 180^\circ$ 的条件，于是得以 φ 为参变量的 θ 与 α 的关系，如图 6.16 所示。

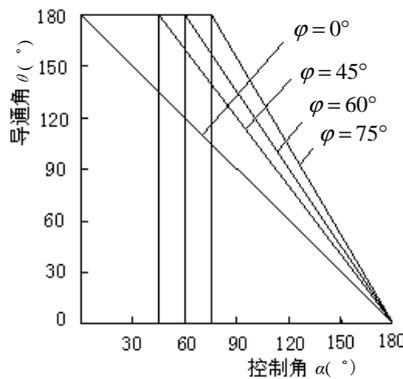


图 6.16 单相交流调压器以 φ 为参变量的 θ 与 α 的关系

图 6.16 中各曲线上 $\theta = 180^\circ$ 的点都对应于 $\alpha = \varphi$ ，换句话说，把 $\alpha = \varphi$ 代入式(6.9)，求得的每个晶闸管的导通角应为 $\theta = 180^\circ$ 。如将 $\alpha = \varphi$ 代入式(6.8)，得出 i_o 的表达式只有稳态分量，即

$$i_o = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad \varphi \leq \omega t \leq \pi + \varphi \quad (6.10)$$

负载电流波形如图 6.17 所示。

如图 6.17(a)所示为 $\alpha > \varphi$ 情况下的电流波形, i_o 既不连续, 又非正弦。当 $\alpha < \varphi$ 时, 我们分两种情况来讨论:

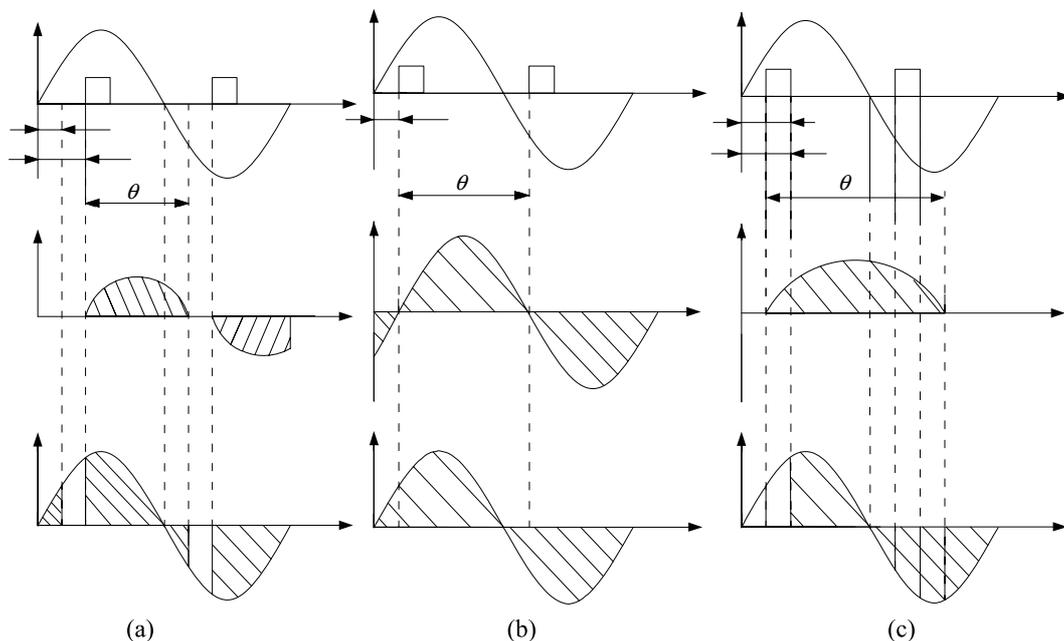


图 6.17 带电感性负载单相交流调压电路波形

1) 晶闸管门极用窄脉冲触发

图 6.15 电路接通电源后, 如果先触发 VT_1 , 且 $\alpha < \varphi$, 则 VT_1 的导通角 $\theta > \pi$, 如图 6.18 所示。如果触发脉冲的宽度小于 $\alpha + \theta - (\pi + \alpha) = \theta - \pi$, 则当 VT_1 的电流下降到零时, VT_2 的门极脉冲已经消失而无法导通。到第二个周期时, VT_1 又重复第一周期的工作, 这样 VT_2 将始终无法导电, 回路中将出现直流分量的电流。如果调压器的负载是变压器的一次绕组, 则因其直流电阻很小, 将引起很大的直流过电流, 使电路不能正常工作。为此, 需采用宽脉冲或脉冲列(例如 30kHz)。

2) 晶闸管门极用宽脉冲或脉冲列触发

如果触发脉冲的宽度大于 $\theta - \pi$, 如图 6.18 所示, VT_1 的 $\theta > \pi$, VT_2 可以在 VT_1 之后接着导电, 但 VT_2 的起始导电角 $\alpha + \theta - \pi > \varphi > \alpha$, 所以 VT_2 的导通角 $\theta < \pi$ 。从第二个周期开始, VT_1 的导通角逐渐减小, VT_2 的导通角将逐渐增大, 直到两个晶闸管的 $\theta = \pi$ 时达到平衡, 这时电路的工作状态与 $\alpha = \varphi$ 时相同。之所以会逐渐过渡到平衡状态, 是因为 VT_1 被首次触发之后, 电路的工作情况和两只晶闸管被短接时一样, 电路的过渡过程和 L-R 负载的普通单相交流电路在 $\omega t = \alpha$ 时合闸发生的过渡过程完全相同。该过渡过程的电流解亦即式(6.8), 电流解的适用区应改为 $\alpha \leq \omega t < \infty$, 当 $\omega t \rightarrow \infty$ 时, 电路达到稳态, 式(6.8)中的指数项等于零, 这时, 电流表达式即为式(6.10), 也就是电路工作在 $\alpha = \varphi$ 的状态。

通过理论分析得出, 带电感性负载的单相交流调压电路, 当 $\alpha = 0$ 、 $\varphi = 90^\circ$ 时, $\theta_{\max} = 360^\circ$, 它就是图 6.15 电路起动时最先得电的晶闸管可能达到的最大 θ 角。为使电路

能起动, 必须使晶闸管门极的触发脉冲宽度 $\omega t_1 > \theta - \pi = \pi$ 。还应注意, 当 $\alpha > \varphi$ 时, 从图 6.17(a)可知, 在 VT_1 导电结束后即承受反向电压时, 如门极脉冲宽度为 π , 则 VT_1 在承受反压的同时门极仍有电流, 将引起 VT_2 的反向漏电流增大; 致使反向击穿电压降低, VT_1 管内损耗增大; 结温上升等一系列弊病。因此, 通常设计把两晶闸管的触发脉冲后沿固定在 π 、 2π 、 $3\pi \dots$ 处, 而前沿在 α 、 $\pi + \alpha$ 、 $2\pi + \alpha_1 \dots$ 处, 脉冲宽度随 α 而变。这样, 起动时必须是 $\alpha > \varphi$ 。

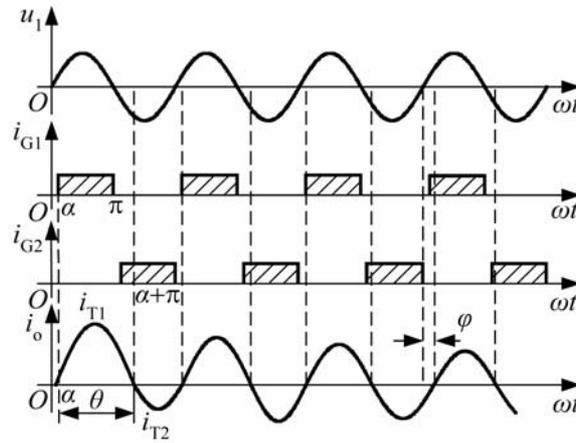


图 6.18 $\alpha < \varphi$ 时阻感负载调压器的工作波形

一个周期内 VT_1 导通输出的电压平均值为

$$U_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \sqrt{2}U_1 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \quad (6.11)$$

一个周期内流过 VT_1 的电流平均值为

$$I_{dT} = \frac{U_{dT}}{R} = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi Z \cos \varphi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \quad (6.12)$$

一个周期内 VT_1 电流平均值的标么值为

$$I_N = I_{dT} \frac{Z}{\sqrt{2}U_1} = \frac{1}{2\pi \cos \varphi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \quad (6.13)$$

流过晶闸管的电流有效值为

$$I_T = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}} \right]^2 d(\omega t) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (6.14)$$

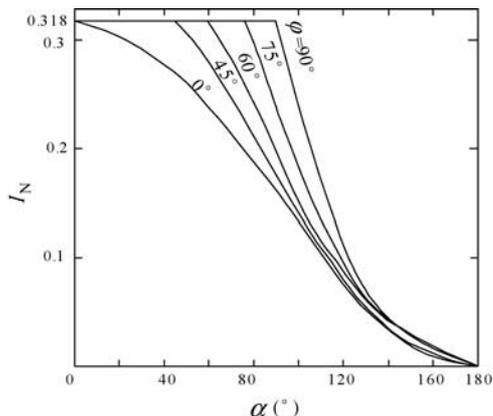
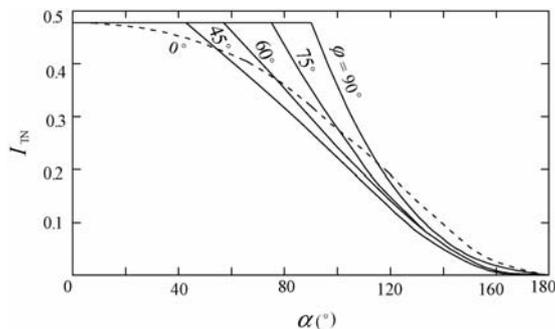
负载电流有效值为

$$I_o = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}} \right]^2 d(\omega t) \right\}^{\frac{1}{2}} = \sqrt{2}I_T \quad (6.15)$$

晶闸管电流有效值的标么值为

$$I_{TN} = I_T \frac{Z}{\sqrt{2}U_1} \quad (6.16)$$

由 $\theta \leq 180^\circ$ 的条件和式(6.13)、式(6.16), 可作出 I_N 与 α 和 I_{TN} 与 α 的关系曲线, 如图 6.19 和图 6.20 所示。由图 6.19 和图 6.20 可计算出单相调压器中每一个晶闸管电流的平均值 I_{dT} 和有效值 I_T 。

图 6.19 I_N 与 α 的关系曲线图 6.20 I_{TN} 与 α 的关系曲线

将 $\theta = 180^\circ$, $\alpha = \varphi$ 代入式(6.13), 可求得 I_N 的上限值, 为

$$I_N = \frac{1}{2\pi \cos \varphi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] = \frac{1}{2\pi \cos \varphi} [\cos \alpha - \cos(\varphi + \pi)] = \frac{1}{\pi} = 0.318 \quad (6.17)$$

用式(6.10)标么值形式求其有效值, 并计及 $\theta = 180^\circ$, $\alpha = \varphi$, 可得 I_{TN} 的上限值, 为

$$I_{TN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \sin^2(\omega t - \varphi) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\varphi+\pi} \sin^2(\omega t - \varphi) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = 0.5 \quad (6.18)$$

综上所述, 单相交流调压有如下特点:

① 电阻性负载时, 负载电流波形与单相桥式可控整流交流侧波形一致。改变控制角 α 可以连续改变负载电压有效值, 达到交流调压的目的。单相交流调压的触发电路完全可以套用整流触发电路。

② 电感性负载时, 不能用窄脉冲触发。否则当 $\alpha < \varphi$ 时, 会产生很大的直流电流分量, 烧毁熔断器或晶闸管。

③ 电感性负载时, 最小控制角 $\alpha_{\min} = \varphi$ (阻抗角)。所以 α 的移相范围为 $\varphi \sim 180^\circ$, 电阻性负载时, 移相范围是 $0 \sim 180^\circ$ 。

【例 6.1】 由晶闸管反并联组成的单相交流调压器, 电源电压 $U_1 = 2300\text{V}$, 电阻负载, 阻值在 $1.15 \sim 2.30\Omega$ 间变化, 预期最大的输出功率为 2300kW , 计算晶闸管电压的最大值, 晶闸管电流的平均值和有效值。

解 (1) 当 $R = 2.30\Omega$ 时, 如果调压器向负载送出最大功率, 此时应为 $\alpha = 0$, 输出功率 $P = I^2 R$, 于是

$$I_0 = \sqrt{\frac{2300 \times 10^3}{2.3}} \text{A} = 1000\text{A}$$

流过晶闸管电流的有效值为

$$I_T = \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 707\text{A}$$

对于电阻性负载, $\theta = \pi$, 负载电流的表达式为

$$i_o = \frac{\sqrt{2}U_1}{R} \sin \omega t \quad \alpha < \omega t < \pi$$

晶闸管电流的平均值为

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U_1}{R} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi R} (\cos \alpha + 1)$$

晶闸管电流的有效值为

$$I_T = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{U_1}{\sqrt{2}R} \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{\frac{1}{2}}$$

对于 $\alpha = 0$ 时, 晶闸管电流有效值与平均值之比为

$$\frac{I_T}{I_{dT}} = \frac{\pi}{2}$$

于是 I_{dT} 的最大值为

$$I_{dT} = \frac{2}{\pi} \times 707\text{A} = 450\text{A}$$

(2) 当 $R = 1.15\Omega$ 时, 如果调压器向负载送出原先规定的最大功率, 则 $\alpha > 0$, 而且下列关系成立(设负载电流为 I_1):

$$P = I^2 R$$

解得 $I_1 = 1414\text{A}$

此时晶闸管电流的有效值为

$$I_T = \frac{I_1}{\sqrt{2}} = 1000\text{A}$$

于是晶闸管电流有效值的标么值为

$$I_{TN} = \frac{I_T}{\frac{\sqrt{2}U_1}{Z}} = I_T \frac{Z}{\sqrt{2}U_1} = 1000 \times \frac{1.15}{\sqrt{2} \times 2300} = 0.354$$

根据图 6.20, 参照相应的 $\varphi = 0$, 求得 $\alpha = 90^\circ$

再从图 6.19 中, 结合 $\alpha = 90^\circ$ 、 $\varphi = 0$, 求得 $I_N = 0.16$, 于是

$$I_{dT} = I_N \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} = 0.16 \times \frac{\sqrt{2} \times 2300}{1.15} \text{A} = 452\text{A} \approx 450\text{A}$$

将这个数值与公式 $I_{dT} = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi R} (\cos \alpha + 1)$ 运算相比, 结果相同。因此, I_T 的最大值为

1000A, I_{dT} 的最大值为 450A。加到晶闸管的正、反向最大电压为 $\sqrt{2} \times 2300\text{V} = 3253\text{V}$ 。

【例 6.2】 例 6.1 中, 如是阻感负载, $R = 2.3\Omega$, $\omega L = 2.3\Omega$, 求控制角 α 的范围、最大线电流的有效值、最大输出功率和功率因数, 以及晶闸管在 $\alpha = \pi/2$ 时的负载电流有效值、晶闸管导通角和电源功率因数。

解

$$(1) \varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R} = \text{tg}^{-1} \frac{2.3}{2.3} = \frac{\pi}{4}$$

最小 $\alpha = \varphi = \pi/4$

最大 $\alpha = \pi$ ，故控制范围 $\pi/4 \leq \alpha \leq \pi$

(2) 最大线电流发生在 $\alpha = \varphi$ ，负载电流是正弦波，其值为

$$I_o = \frac{U_1}{[R^2 + (\omega L)^2]^{\frac{1}{2}}} = \frac{2300}{[2.3^2 + 2.3^2]^{\frac{1}{2}}} \text{A} = 707 \text{A}$$

(3) $P_{\max} = I_o^2 R = 707^2 \times 2.3 \text{W} = 1150 \times 10^3 \text{W}$

$$\text{功率因数} = \frac{P}{S} = \frac{1150 \times 10^3}{2300 \times 707} = 0.707$$

在负载电流为正弦的情况下，功率因数等于 $\cos \varphi$ ，但在 $\alpha > \varphi$ 的非正弦(缺角)工作条件下，这种关系就不再正确。

(4) 根据 $\alpha = \pi/2$ ， $\varphi = \pi/4$ ，查图 6.20，得 $I_{\text{TN}} = 0.31$ ，晶闸管电流有效值为

$$I_T = I_{\text{TN}} \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} = 0.31 \times \frac{\sqrt{2} \times 2300}{(2.3^2 + 2.3^2)^{\frac{1}{2}}} \text{A} = 310 \text{A}$$

负载电流有效值为

$$I_o = \sqrt{2}I_T = 310\sqrt{2} \text{A} = 438.3 \text{A}$$

根据 $\varphi = \pi/4$ 、 $\alpha = \pi/2$ 查图 6.16，得 $\theta = 130^\circ$ 。

输出功率 $P = I_o^2 R = 438.3^2 \times 2.3 \text{W} = 441.9 \times 10^8 \text{W}$

因此

$$\text{功率因数} = \frac{P}{S} = \frac{441.9 \times 10^8}{2300 \times 438.3} = 0.438$$

6.3.2 三相交流调压电路

当交流功率调节容量较大或者为某些三相负载控制方式时，通常采用三相交流调压器。三相交流调压器接线形式很多，各有其特点，其技术经济指标各不相同。三相交流调压器常用的电路接线方式有四种，即星形带中性线的三相交流调压电路，晶闸管与负载连接成内三角形的三相交流调压电路，三对反并联晶闸管(也可用三只双向晶闸管)连接成的单相三线交流调压电路和三相晶闸管接于星形负载中性点的三相交流调压电路。

此外，由于双向晶闸管可看成是两只普通晶闸管的反并联，因而由普通晶闸管反并联组成的星形带中线的三相交流调压电路，晶闸管与负载连接成内三角形的三相交流调压电路，以及用三对反并联晶闸管连接成的三相三线交流调压电路，均可用一只双向晶闸管代替两只反并联的普通晶闸管，组成相应的三相交流调压电路。

1. 负载按 Y_N 连接的三相交流调压电路

如图 6.21 所示为负载按 Y_N 连接的三相交流调压电路(星形带中性线的三相交流调压路)，该电路各相通过零线自成回路，它相当于三只单相晶闸管交流调压器的组合。电路中晶闸管承受的电压、电流就是接于相电压的单相调压器需要考虑的数值，该电路的缺陷是在零线中三次谐波电流很大。由于三次谐波属于零序分量，它在零线中的电流值为各相三次谐波电流值的代数和。

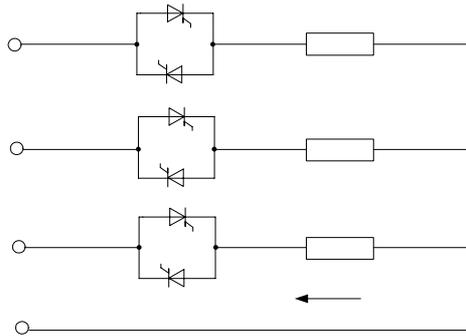


图 6.21 负载按 Y_N 连接的三相交流调压电路

至于各晶闸管门极的触发脉冲，同相间两管的触发脉冲应互差 180° ，三相间的同方向晶闸管的触发脉冲要互差 120° 。当 $\alpha=0$ 时，如同三相交流电路的 Y_N 连接，各相电压、电流对称，各相都有一个晶闸管导通，故零线电流 $i_N = i_U + i_V + i_W = 0$ 。随着 α 的增大，各相电流波形出现缺口，表明在这段时间内该相晶闸管关断，相电流为零，造成三相电流不平衡，有 i_N 流过零线。

2. 三对反并联晶闸管接成的三相三线交流调压电路

图 6.22 所示为用三对反并联晶闸管接成的三相三线交流调压电路。

负载可以接成星形，也可接成三角形。现以电阻负载接成星形为例进行分析，电路如图 6.22 所示。由于没有零线，每相电流必须和另一相构成回路，与三相全控桥整流一样，应采用宽脉冲或双窄脉冲触发。

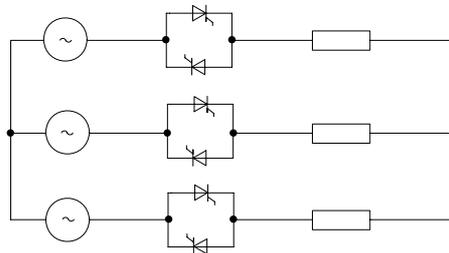


图 6.22 用三对反并联晶闸管接成的三相三线交流调压电路

首先要确定电路中门极起始控制点，把图中的晶闸管换成二极管可看出，在电阻负载时，从相电压过零时刻开始，相应的二极管就导通。因此， $\alpha=0$ 的点应定在各相电压过零点，不论单相还是三相调压器，都是从相电压由负变正的零点初开始计算 α 的，这一点与三相桥式整流电路不同。

晶闸管 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 的触发相位依次相差 120° ， VT_4 、 VT_6 、 VT_2 的触发相位依次也相差 120° ，同相的两个晶闸管的触发相位相差 180° 。这样，自 VT_1 至 VT_6 的触发相位依次相差 60° 。

当改变 α 时，该调压器有两种不同的工作状态：在同一时刻，每一相都有一晶闸管

导电,称为 1 类工作状态。在同一时刻,有一相两只晶闸管都不导电,另两相各有一只晶闸管导电,称为 2 类工作状态。

1 类工作状态,例如 $\alpha=0$ 的工作状况即属此类工作状态,其波形如图 6.23 所示,每相都有一晶闸管导电,三相电压、电流及所有晶闸管的 α 都是对称的,因此三相电源中点 N 与三相负载中点 O 电位相等。

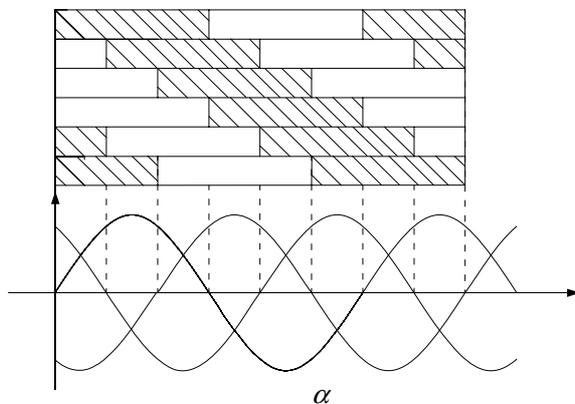


图 6.23 三相三线交流调压器电路 $\alpha=0$ 时的波形

2 类工作状态,有一相的两只晶闸管都不导电,所以电流只能在导电的两相间构成回路,电流通过两相负载电阻。这时,线电流峰值等于线电压峰值除以两倍电阻值。晶闸管两端可能承受的最大电压为 $U_{\max} = \pm \frac{\sqrt{6}U}{2}$, U 为线电压有效值。

可以推知, $\alpha=0$, 电路全部按 1 类状态工作,三相电流是完整的正弦波。 $\alpha=30^\circ$, 1 类工作状态与 2 类工作状态隔 30° 交替工作。 $\alpha=60^\circ$ 时,电路全部工作在 2 类工作状态。 $\alpha=90^\circ$ 时,电路全部按 2 类工作状态工作,且是电流临界断续状态。 $\alpha>90^\circ$ 时,晶闸管每次导电都是断续的。 $\alpha=150^\circ$ 时,各相输出电压和电流为零。因 α 是根据相电压定出的,线电压超前相电压 30° ,在 $\alpha \geq 150^\circ$ 时,虽可使两相的两个晶闸管都有触发脉冲,但此时线电压为零且即将变负,晶闸管是不能导通的,故电阻负载时, $\alpha_{\max}=150^\circ$ 。在三相阻感负载时, $\varphi>0$, 处理的办法与单相时相同。

3. 负载是三角形连接交流调压电路

该电路如图 6.24 所示,可以看成是三个由线电压供电的单相交流调压电路的组合。晶闸管 $\alpha=0$ 点应定在线电压的零点上, $VT_1 \sim VT_6$ 的触发脉冲依次相差 60° 。

无论是电阻性负载还是电感性负载,每一相都可当作单相交流调压电路来分析,单相交流调压电路的方法和结果都可沿用,注意把单相相电压改成线电压即可。在作标么值与非标么值之间的换算时要注意这一点。

4. 三相晶闸管接于星形负载中性点的三相交流调压电路

该电路如图 6.25 所示,用三角形连接的三个晶闸管来代替星形连接负载的中性点。由于构成中性点的三个晶闸管只能单向导电,因此导电情况比较特殊,工作情况分析如下。

当 $\alpha=0^\circ$ 时,晶闸管可以看成二极管,下面以 VT_{bc} 管为例来分析。

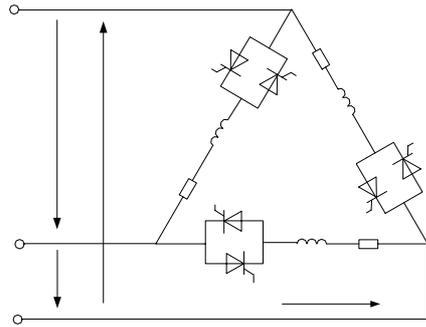


图 6.24 负载是三角形连接的交流调压电路

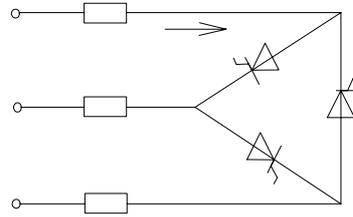


图 6.25 三相晶闸管接于星形负载中性点的三相交流调压电路

由图 6.26(a)可见, VT_{bc} 管导通的条件是 $u_{bc} > 0$, 在 ωt_2 之前 $u_{UV} > 0$, VT_{ab} 管在 u_{UV} 作用下已导通, 则 b 点电压为 $u_b = (u_U + u_V)/2$ 。由于 $u_U + u_V + u_W = 0$, 所以只有当 $u_W < 0$ 时才能使 $u_{bc} > 0$, 这时若有触发脉冲, 则 VT_{bc} 导通, 所以 VT_{bc} 导通的起始点为 $u_W < 0$, 即图中的 ωt_2 时刻。

VT_{bc} 管关断的条件是 $u_{bc} \leq 0$, 当 VT_{bc} 、 VT_{ca} 导通时, 忽略正向压降, 可将 a、b、c 看成点, 三相电源向三相电阻 R 供电, $u_c = 0$ 。所以只有当 $u_V \leq 0$ 时才能使 $u_{bc} \leq 0$, 使 VT_{bc} 管反偏而关断。所以 VT_{bc} 的关断点在由正到负的过零点, 即图中的 ωt_4 。同样可分析 VT_{ab} 、 VT_{ca} 管的通/断。为了便于记忆可归纳为: VT_{ab} 、 VT_{bc} 、 VT_{ca} 管导通起始点较相应 u_U 、 u_V 、 u_W 的波形原点超前 60° ; 关断点为相应 u_U 、 u_V 、 u_W 正半周结束的过零点。导通顺序为 $VT_{ab} \rightarrow VT_{bc} \rightarrow VT_{ca}$, 脉冲间隔 120° , $\alpha = 0$ 时 $\theta = 240^\circ$ 。任何时间均有两个管子同时导通, 相当于普通的三相平衡负载, 各相线电流分别为

$$i_U = \frac{u_U}{R} \quad i_V = \frac{u_V}{R} \quad i_W = \frac{u_W}{R}$$

当 $\alpha = 60^\circ$ 时, 三个管子导通起始点相应后移 60° , 如图 6.26(b)所示, 当有两个晶闸管导通时 $i = u_{2\phi}/R$; 当只有一个管子导通时 $i = u_{2l}/2R$ (u_{2l} 为线电压)。因此 U 相电流在图 6.26(b)中 $\omega t'_1 \sim \omega t_2$ 期间, 使 VT_{ab} 、 VT_{ca} 管导通, $i_U = u_U/R$; $\omega t_2 \sim \omega t'_2$ 期间, 只有 VT_{ab} 导通, $i_U = u_{UV}/2R$; $\omega t'_2 \sim \omega t_3$ 期间, VT_{ab} 、 VT_{ca} 管导通, $i_U = u_U/R$; $\omega t_3 \sim \omega t'_3$ 期间, 由于 VT_{ab} 、 VT_{ca} 均阻断, 故 $i_U = 0$ 。 $\omega t'_3 \sim \omega t_4$ 期间, VT_{bc} 、 VT_{ca} 导通, $i_U = u_U/R$; $\omega t_4 \sim \omega t'_4$ 期间, VT_{ca} 导通, $i_U = u_{UW}/2R$ 。故电流 i_U 波形如图 6.26(b)剖面线所示。

同样可分析, 当控制角 $\alpha \geq 210^\circ$ 时, 触发脉冲作用于 VT_{ab} 时 u_{UV} 已过零变负, 晶闸管无法导通, 所以本电路的移相范围为 210° 。

由图 6.26(b)中 i_U 电流波形可见, 虽然出现正、负半周波形不对称, 但其正、负面积是相等的, 所以没有直流分量。

这种电路使用元件少, 触发线路简单, 但由于电流波形正、负半周不对称, 故存在偶次谐波, 对电源影响与干扰较大。

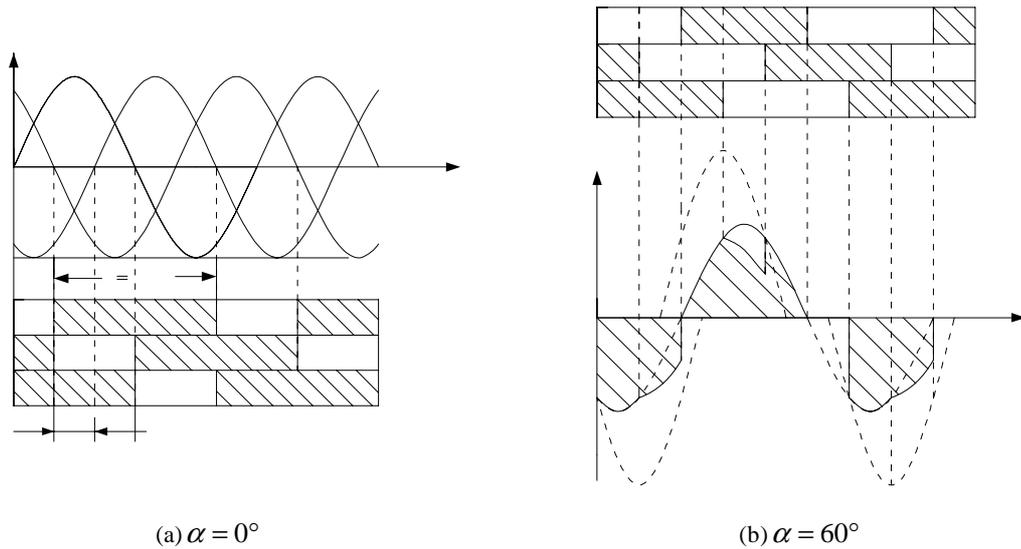


图 6.26 三相晶闸管接于星形负载中性点的三相交流调压电路波形

表 6-1 给出了四种交流调压电路的比较。

表 6-1 三相交流调压四种接线方式比较

序号	电路	晶闸管工作电压(峰值)	晶闸管工作电流(峰值)	移相范围	线路性能特点
1	星形带中性线的三相交流调压电路	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}U_1$	$0.45I_1$	$0^\circ \sim 180^\circ$	① 是三个单相电路的组合 ② 输出电压、电流波形对称 ③ 中线流过谐波电流，特别是三次谐波电流 ④ 适用于中、小容量可接中线的各种负载
2	晶闸管与负载连接成内三角形的三相交流调压电路	$\sqrt{2}U_1$	$0.26I_1$	$0^\circ \sim 180^\circ$	① 是三个单相电路的组合 ② 输出电压、电流波形对称 ③ 与星形连接法比较在同容量时，此电路可选电流小、耐压高的晶闸管 ④ 实际应用较少
3	用三对反并联晶闸管(也可用三只双向晶闸管)连接成的单相三线交流调压电路	$\sqrt{2}U_1$	$0.45I_1$	$0^\circ \sim 150^\circ$	① 负载对称，且三相皆有电流时如同三个单相组合 ② 应采用双窄脉冲或大于 60° 的宽脉冲触发 ③ 不存在三次谐波电流 ④ 适用于各种负载
4	三相晶闸管接于星形负载中性点的三相交流调压电路	$\sqrt{2}U_1$	$0.68I_1$	$0^\circ \sim 210^\circ$	① 线路简单，成本低 ② 适用于三相负载星形连接，且中性点能拆开的场合 ③ 因线间只有一个晶闸管，属于不对称控制

【例 6.3】 在图 6.22 电路中, 线电压有效值 $U = 380\text{V}$, $R = 1\Omega$, $\omega L = 1.73\Omega$, 计算晶闸管电流最大有效值、晶闸管电压最大瞬时值和 α 角的控制范围。

解 (1) $\varphi = \text{tg}^{-1}(\omega L/R) = \text{tg}^{-1}(1.73/1) \approx 60^\circ$

$$Z = (1^2 + 1.73^2)^{\frac{1}{2}} \Omega \approx 2\Omega$$

晶闸管电流最大有效值发生在 $\alpha = \varphi$ 时, 每相负载电流为完整的正弦波, 其有效值

$$I = U / (\sqrt{3}Z) = 380 / (2\sqrt{3})\text{A} = 110\text{A}$$

故

$$I_T = \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{110}{\sqrt{2}}\text{A} = 77.78\text{A}$$

(2) 2 类工作状态时, 不导电相的晶闸管两端可能出现最高瞬时电压, $u_{\max} = \pm\sqrt{6}U/2 = \pm(\sqrt{6}/2) \times 380\text{V} = \pm 465.4\text{V}$ 。

(3) 最大 $\alpha = 150^\circ$, 最小 $\alpha = \varphi = 60^\circ$, 故 $60^\circ < \alpha < 150^\circ$ 。

【例 6.4】 在图 6.25 电路中, $U = 380\text{V}$, $R = 1\Omega$, $\omega L = 1.73\Omega$, 计算晶闸管电流最大有效值、晶闸管电压最大瞬时值、调压器最大输出功率和 α 角的控制范围。

解 根据上题条件可得 $\varphi = 60^\circ$, $Z = 2\Omega$, 当 $\alpha = \varphi$ 时负载相电流达最大值, $I_{\max} = U/Z = (380/2)\text{A} = 190\text{A}$

故 $I_T = I_{\max} / \sqrt{2} = U/Z = (190/\sqrt{2})\text{A} = 134.35\text{A}$

$$U_{\max} = \sqrt{2}U = \sqrt{2} \times 380 = 537.4\text{V}$$

$$P_{\max} = 3I_{\text{Omax}}^2 R = 3 \times 190^2 \times 1 = 108300\text{W} = 108.3\text{kW}$$

$$60^\circ < \alpha < 180^\circ$$

6.4 交-交变频电路

交-交变频电路是不通过中间直流环节而把电网频率的交流电直接变换成不同频率的交流电的变流电路。交-交变频电路也叫周波变流器(Cycle Converter)。因为没有中间环节(直流环节), 仅用一次变换就实现了变频, 所以效率较高。大功率交流电动机调速系统所用的变频器主要是交-交变频器。

实际系统所用的交-交变频电路主要是三相输出交-交变频电路, 但单相输出交-交变频电路是其基础。本节将分别介绍单相交-交变频电路和三相交-交变频电路的工作原理。

6.4.1 交-交变频电路的用途

交-交变频电路的使用领域日益广泛, 特别是近年来, 随着交流电机调速控制理论、电力半导体器件、脉冲宽度调制、以微处理机为核心的全数字化控制等关键技术的发展, 使交流电机变频调速系统成为一种典型的机电一体化设备, 其容量从伺服系统用数百瓦至数万千瓦的特大功率高速传动系统; 调速精度最高可达 10^{-4} 数量级; 调速范围可达几万以上; 从单机传动到多机协调控制, 应用范围几乎遍及各个领域。伴随着各种交流电机调速系

统的开发、应用、普及，不但可以节约巨大数量的能源，而且必将使传统产业发生巨大的变革。

1) 变频调速传动使用的目的

表 6-2 给出了变频调速传动使用的目的。

表 6-2 变频调速传动使用的目的

使用目的	内容
节能	风机、泵类机械等可根据所要求流量调节转速，而挤压机、搅拌机可根据负载状态来调节转速，可以减小电力传动功率
自动化	提高搬运机械的停止精度，提高生产线的速度控制精度，以及采用有反馈控制的流量控制等实现自动化
提高产品质量	生产时实现最佳生产线速度、加工时实现最佳加工速度，以及协调生产线内各装置间的速度来提高产品质量
提高生产率	根据产品种类实现生产线的最佳速度和加减速度，提高控制响应性以及提升生产线速度来提高生产率
提高产品合格率	在不影响产品质量和设备加速时间最小化前提下，实现对外界各种干扰的速度稳定性来提高产品合格率
改善维修性	采用对机械不产生冲击的起动、停止和空载、低速运转使设备寿命延长
有利设备小型化	增加设备使用灵活性，可使机械部分减少雨量来实现小型化
增加舒适性	电梯、电车等，采用平滑的加速、减速以提高乘坐的舒适性
使环境舒适	对于空调设备等改通/断控制为速度控制调节空调能力，以小功率连续运转实现舒适的环境
植物、家畜的良好养育	使空调设备在植物、家畜的最佳条件下运转，帮助发育
低噪声化	根据负载降低转速，以减小机械和风的噪声

2) 变频调速传动的应用领域

表 6-3 给出了变频调速传动的应用领域。

表 6-3 调速传动在不同领域中的用途

应用领域	用途
钢铁、冶金	轧钢机、辊道、鼓风机、泵、起重机械、搬运车轧制拉拔拉线机、卷绕机、鼓风机
化学制造	挤压机、胶片传送带、搅拌机、离心分离机、压缩机、喷雾器、鼓风机、泵
纺织业	纺纱机、精纺机、织机、空调设备、鼓风机、泵
汽车业	传送带、搬运车、涂料搅拌、空调设备
电机、机械	泵、起重机械、传送带、空调设备、鼓风机
机床	车床、立车、旋转平面磨床、机械加工中心、剃齿机
食品业	和面机、制点机、传送带、搅拌机
造纸业	造纸机、造纸机械、风机、泵、粉碎机、搅拌机、鼓风机

(续)

应用领域	用途
水泥	回转炉、起重机械、鼓风机、泵
矿业	提升机、传送带、掘削机、起重机、鼓风机、泵、压缩机
煤气、自来水	压缩机、鼓风机、泵、搬运机
交通	电车、电力机车、汽车、船舶推进、装卸机械、空压机、电缆、飞机
装卸搬运	自动仓库、搬运车、粉体送料器、传送带
工厂建筑	电梯、传送带、空调设备、鼓风机、泵
农业	养猪、养鸡、养鱼、制茶机、灌溉用泵、空调设备
生活、服务	空压机、缝纫机、电风扇、陈列柜用泵、工业及家庭洗衣机
电力	锅炉用鼓风机、泵、扬水站、发电站
试验研究	风洞实验、离心分离机械

3) 常用电动机调速传动方式的分类

① 直流电动机(调压调速): 晶闸管调压、斩波器调压、电阻降压。

② 步进电动机(调整驱动脉冲电压/电流/分配频率)。

③ 交流电动机。机械式: 变间距带轮、圆锥摩擦轮、金属环摩擦轮、球面摩擦轮、星形锥与环; 油压式: 液压联轴节、液压变矩器、油压离合器; 电气式: 电磁转差离合、调压调速、变频调速。

6.4.2 单相交-交变频电路

1. 基本结构和工作原理

图 6.27 是单相交-交变频电路的原理图。电路由两组反并联的晶闸管变流电路构成, 和直流电动机可逆调速系统用的四象限变流系统完全相同。两者的工作原理也非常相似。在直流可逆调速系统中, 让两组变流电路分别工作, 就可输出极性可变的直流电。在交-交变频电路中, 让两组变流电路按一定频率交替工作, 就可以给负载输出该频率的交流电。改变两组变流电路的切换频率, 就可以改变输出频率。改变变流电路工作时的控制角 α , 就可以改变交流输出电压的幅值。

假设在一个周期内控制角 α 是固定不变的, 则输出电压波形为矩形波。矩形波中所含的大量谐波对电动机的工作很不利。如果让 α 角不是固定值, 而是如图 6.28 所示在半个周期内让正组变流电路 P 的 α 角按正弦规律从 90° 逐渐减小到 0° , 然后再逐渐增大到 90° 。那么, 正组整流电路在每个控制间隔内的平均输出电压就按正弦规律从零逐渐增至最大, 再逐渐减小到零, 如图 6.28 中虚线所示。在另外半个周期内, 对负组变流器 N 进行同样的控制, 就可以得到接近正弦波的输出电压。和可控整流电路一样, 交-交变频电路的换相属电网换相。

从 6.28 所示的波形图可以看出, 交-交变频电路的输出电压并不是平滑的正弦波, 而是由若干段电源电压拼接而成的。在输出电压的一个周期内, 所包含的电源电压段数越多, 其波形就越接近正弦波。图 6.28 中的正、反两组变流电路通常采用三相桥式电路, 这样,

在电源电压的一个周期内，输出电压将由6段电源线电压组成。如采用三相半波电路，则电源电压一个周期内的输出电压只由3段电源相电压组成，波形变差，因此使用较少。从原理上看，也可以采用单相可控整流电路，但这时波形更差，故一般不用。本小节在分析时均采用三相桥式电路。

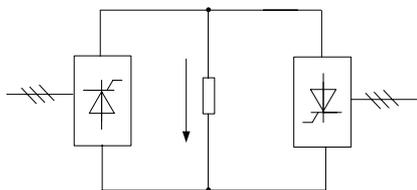


图 6.27 单相交-交变频电路原理图

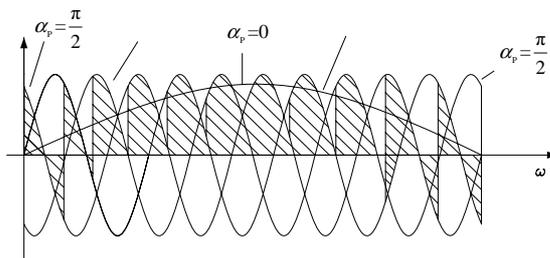


图 6.28 交-交变频电路的输出波形

2. 整流与逆变工作状态

交-交变频电路的负载可以是电感性、电阻性或电容性负载中的任何一种。这里以使用较多的电感性负载为例来说明交-交变频电路的整流与逆变工作状态。

如果把交-交变频电路理想化，忽略交流电路换相时输出电压的脉动分量，就可把它看成如图 6.29(a)所示的正弦波交流电源和二极管的串联。其中交流电源表示变流电路可输出交流电压，二极管表示变流电路的电流流通方向。

假设负载的功率因数角为 φ ，即输出电流之后输出电压 φ 角。另外，两组变流电路在工作时采取直流可逆调速系统中的无环流工作方式，即一组变流电路工作时，将另一组变流电路的脉冲封锁。

图 6.29(b)给出了一个周期内负载电压、电流波形及正反两组变流电路的电压、电流波形。由于变流电路的单向导电性，在 $t_1 \sim t_3$ 期间的负载电流正半周，只能是正组变流电路工作，反组变流电路被封锁。其中在 $t_1 \sim t_2$ 阶段，输出电压和电流均为正，故正组变流电路输出功率为正，工作在整流状态。在 $t_2 \sim t_3$ 阶段，负载电流仍为正，但输出电压已反向。故这一阶段正组变流电路输出功率为负，工作在逆变状态。

在 $t_3 \sim t_6$ 期间，负载电流反向，反组变流电路工作，正组变流电路被封锁。其中在 $t_3 \sim t_4$ 阶段，负载电流和电压均为负，反组变流电路工作在整流状态；在 $t_4 \sim t_6$ 阶段，负载电流为负而电压为正，反组变流电路工作在逆变状态。

可以看出，哪组变流电路工作是由输出电流的方向决定的，与输出电压极性无关。变流电路是工作在整流状态还是逆变状态，则是由输出电压方向和输出电流方向的异同而定的。

图 6.30 是单相交-交变频电路的输出电压和电流波形图。考虑到无环流工作方式下负载电流过零时的死区时间，一周期的波形可分为6段。第一段 $i_o < 0, u_o > 0$ ，为反组逆变。第二段电流过零，为无环流死区。第三段 $i_o > 0, u_o > 0$ ，为正组整流。第四段 $i_o > 0, u_o < 0$ ，为正组逆变。第五段电流过零，为无环流死区。第六段 $i_o < 0, u_o < 0$ ，为反组整流。

从一个周期内电网和负载之间能量交换的平均值的正、负来看，当输出电压和电流之间的相位差 $\varphi < 90^\circ$ 时，能量从电网流向负载；当 $\varphi > 90^\circ$ 时，能量从负载流向电网。作为负载的电动机工作在再生制动时即为后一种情况。

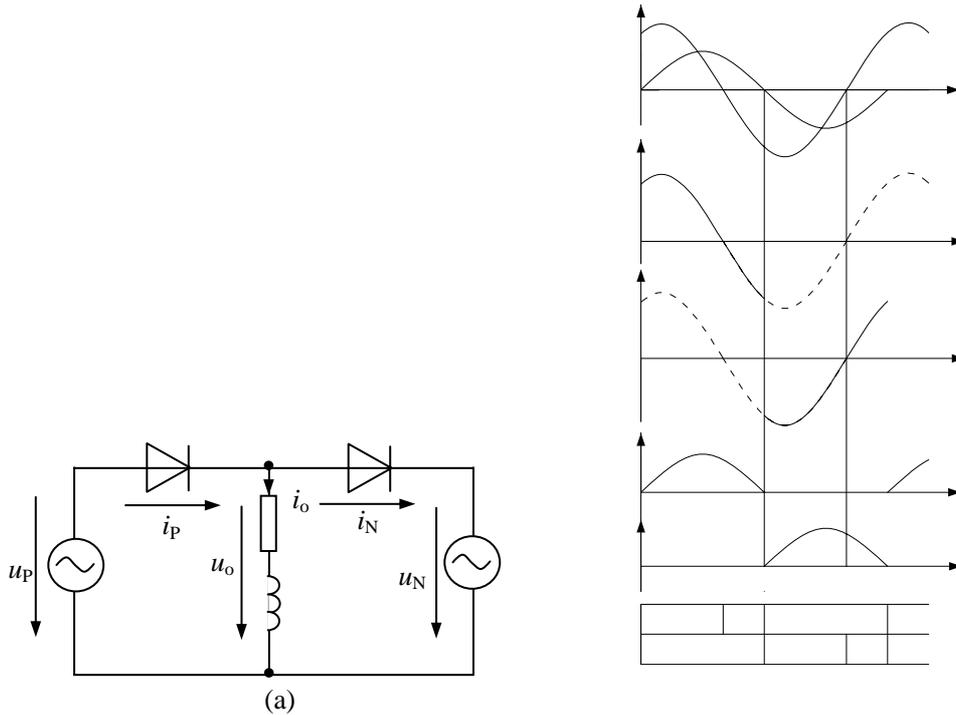


图 6.29 理想交-交变频电路的工作状态

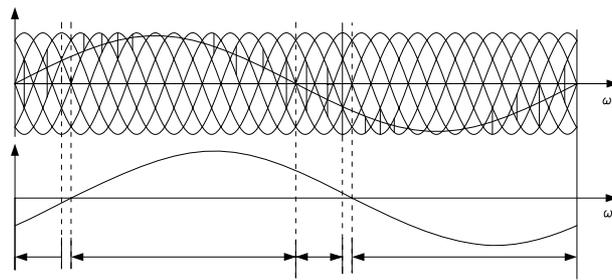


图 6.30 单相交-交变频电路的输出电压和电流波形图

3. 输出正弦波电压的调制方法

使交-交变频电路的输出电压波形为正弦波的调制方法有多种，这里主要介绍最基本的、广泛采用的余弦交点法。

晶闸管变流电路的输出电压为

$$U_o = U_{d0} \cos \alpha \quad (6.19)$$

式中， U_{d0} 为 $\alpha = 0$ 时的理想空载整流电压。

对交-交变频电路来说，每次控制时的 α 角都是不同的，式(6.19)中的 U_o 表示每次控制间隔内输出电压的平均值。设要得到的正弦波输出电压为

$$u_o = U_{on} \sin \omega_0 t \quad (6.20)$$

则比较式(6.19)和式(6.20)可得

$$\cos \alpha = \frac{U_{on}}{U_{d0}} \sin \omega_0 t = \gamma \sin \omega_0 t \quad (6.21)$$

式中, γ 称为输出电压比, $\gamma = U_{on}/U_{d0}$ ($0 \leq \gamma \leq 1$), 因此

$$\alpha = \cos^{-1}(\gamma \sin \omega_0 t) \quad (6.22)$$

式(6.22)就是用余弦交点法求变流电路 α 角的基本公式。下面根据图 6.31 对余弦交点法做进一步说明。图 6.31 中, 电网线电压 u_{uv} 、 u_{vw} 、 u_{uw} 、 u_{vu} 、 u_{wu} 、 u_{wv} 依次用 $u_1 \sim u_6$ 表示, 相邻两个线电压的交点对应于 $\alpha = 0$ 。 $u_1 \sim u_6$ 所对应的同步余弦信号用 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 表示, $u_{s1} \sim u_{s6}$ 比相应的 $u_1 \sim u_6$ 超前 30° 。也就是说, $u_{s1} \sim u_{s6}$ 的最大值正好和相应线电压 $\alpha = 0$ 的时刻对应。设希望输出的电压为 u_o , 则各晶闸管的触发时刻由相应的同步电压 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 的下降段和 u_o 的交点来决定。

图 6.32 给出了在不同的输出电压比 γ 情况下, 输出电压一个周期内控制角 α 随 $\theta_0 = \omega_0 t$ 变化的情况。可以看出, 当 γ 较小, 即输出电压较低时, α 只在离 90° 很远的范围内变化。

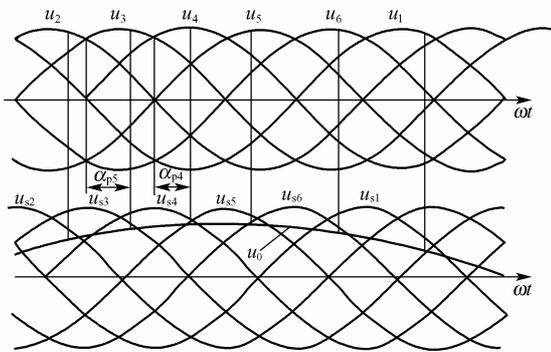


图 6.31 余弦交点法原理图

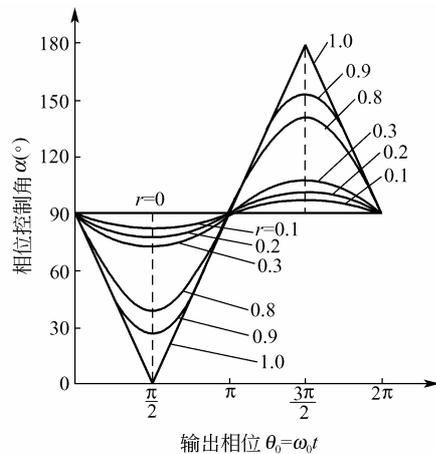


图 6.32 不同 γ 时 α 与 θ_0 的关系

上述余弦交点法可以用模拟电路来实现, 但线路复杂, 且不易实现准确的控制。近年来, 多使用微机来实现上述运算。可把事先计算好的数据存入存储器中, 运行时按照所存的数据进行实时控制。使用计算机进行控制时, 除计算 α 角外, 还可以实现复杂的控制运算, 使整个系统获得很好的特性。

4. 输入/输出特性

1) 输出上限频率

交-交变频电路的输出电压是由若干段电网电压拼接而成的。当输出频率升高时, 输出电压一个周期内电网电压的段数就减少, 所含的谐波分量就要增加。这种输出电压的波形畸变是限制输出频率提高的主要因素之一。此外, 负载功率因数也对输出特性有一定影响。就输出波形畸变和输出频率来看, 难于确定一个明确的界限。一般认为, 变流电路采用 6 脉波的三相桥式电路时, 最高输出频率不高于电网频率的 $1/3 \sim 1/2$ 。电网频率为 50Hz 时, 交-交变频电路的输出上限频率约为 20Hz。

2) 输入功率因数

交-交变频电路的输出是通过相位控制的方法得到的,因此在输入端需要提供滞后的无功电流。即使负载功率因数为 1 且输出电压比 γ 也等于 1,输入端也许提供无功电流。因为在输出电压的一个周期内, α 角是从之间不断变化的, α 角的平均值总大于 0。随着负载功率因数的降低或输出电压比的减小,所需要的无功电流都要增加。另外,不论负载的功率因数是滞后还是超前,输入的无功电流总是滞后的。

图 6.33 给出了在不同输出电压比时的输入位移因数和负载功率因数的关系。输入位移因数是输入电压和输出电压中的基波分量相位差的余弦,其值比输入功率因数略大,因此,图 6.33 也大体反映了输入功率因数和负载功率因数的关系。输入功率因数较低,是交-交变频电路的一大缺点。

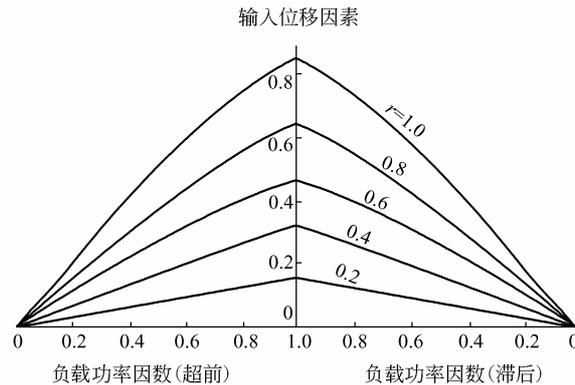


图 6.33 交-交变频电路的输入位移因数

3) 输出电压谐波

交-交变频电路输出电压的谐波是非常复杂的,它既和电网频率 f_i 以及变流电路脉波数 m 有关,也和输出频率 f_o 有关。其所含谐波频率为

$$f_{om} = mkf_i \pm (N-1)f_o \quad (6.23)$$

式中, $k = 1, 2, 3, \dots$

$$N = \begin{cases} 1, 3, 5, \dots (\text{当 } mk \text{ 为奇数时}) \\ 2, 4, 6, \dots (\text{当 } mk \text{ 为偶数时}) \end{cases} \quad (6.24)$$

对于采用三相桥式电路的交-交变频电路来说, $m = 6$, 因此输出电压中所含主要谐波频率为

$$\begin{aligned} &6f_i \pm f_o, \quad 6f_i \pm 3f_o, \quad 6f_i \pm 5f_o, \dots \\ &12f_i \pm f_o, \quad 12f_i \pm 3f_o, \quad 12f_i \pm 5f_o, \dots \end{aligned}$$

另外,采用无环流控制方式时,由于电流方向改变时死区的影响,将使输出电压中增加 $5f_o$ 、 $7f_o$ 等次谐波。

4) 输入电流谐波

单相交-交变频电路的输入电流波形和可控整流电路的输入波形类似,只是其幅值和相位均按正弦规律被调制。其所包含的谐波频率为

$$f_{im} = |(mk \pm 1)f_o \pm 2lf_o| \pm |f_i \pm 2lf_o| \quad (6.25)$$

式中, $k=1, 2, 3, \dots$; $l=0, 1, 2, \dots$ 。

与可控整流电路输入电流的谐波相比, 增加了 $\pm 2lf_o$ 的旁频, 但各次谐波的幅值比可控整流电路的谐波幅值要小。出现 $\pm 2lf_o$ 旁频的原因是: 变频电路由正、反两组变流电路组成, 一组提供争相输出电流, 一组提供反向输出电流, 输出电流以 f_o 的频率变化, 而输入电流波形只与输出电流大小有关, 而与输出电流方向无关。

5. 无环流控制及有环流控制

前面的分析都是基于无环流方式进行的。在无环流方式下, 由于在负载电流反向时必须留一定的死区时间, 就使得输出电压的波形畸变增大。为了减小死区的影响, 应在确保无环流的前提下尽量缩短死区时间。另外, 在负载电流发生断续时, 相同 α 角时的输出电压被抬高, 这也造成输出波形的畸变, 应该采取一定的措施对其进行补偿。电流死区和电流断续的影响也限制了输出频率的提高。

交-交变频电路也可以采用有环流控制方式。这种方式和直流可逆调速系统中的有环流方式类似, 在正、反两组变流电路之间设置环流电抗器。运行时, 两组变流电路都施加触发脉冲, 并且使整组触发角 α_p 和反组触发角 α_N 保持 $\alpha_p + \alpha_N = 180^\circ$ 的关系。由于两组变流电路之间流过环流, 可以避免出现电流断续现象, 并可消除电流死区, 从而使变频电路的输出特性得以改善, 还可提高输出上限频率。

有环流控制方式可以提高变频器的性能, 在控制上也比无环流方式简单。但是在两组变流电路之间要设置环流电抗器, 变压器二次侧一般也需要双绕组(类似直流可逆调速系统的交叉连接方式), 因此使设备成本增加。另外, 在运行时, 有环流方式的输入功率比无环流方式略有增加, 使效率有所降低。因此目前应用较多的还是无环流方式。

6.4.3 三相交-交变频电路

交-交变频器主要用于交流调速系统中, 因此实际使用的主要是三相交-交变频器。三相交-交变频电路是由三组输出电压相位各差 120° 的单相交-交变频电路组成的, 因此上一节的许多分析和结论对三相交-交变频电路也是适用的。

1. 电路接线方式

三相交-交变频电路主要有两种接线方式, 即公共交流母线进线方式和输出星形连接方式。

1) 公共交流母线进线方式

图 6.34 是公共交流母线进线方式的三相交-交变频电路原理图, 它由三组彼此独立的、输出电压相位相互错开 120° 的单相交-交变频电路组成, 它们的电源进线通过进线电抗器接在公共的交流母线上。因为电源进线端公用, 所以三组单相变频电路的输出端必须隔离。为此, 交流电动机的三个绕组必须拆开, 共引出六根线。

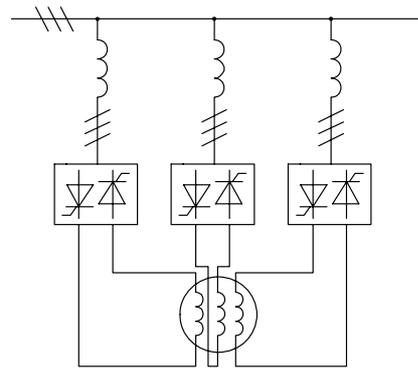


图 6.34 公共交流母线三相交-交变频电路原理图

公共交流母线进线三相交-交变频电路主要用于中等容量的交流调速系统。

2) 输出星形连接方式

图 6.35 是输出星形连接方式的三相交-交变频电路原理图。三组单相交-交变频电路的输出端星形连接，电动机的三个绕组也是星形连接，电动机中点不和变频器中点接在一起，电动机只引出三根线即可。因为三组单相变频器连接在一起，其电源进线就必须隔离，所以三组单相变频器分别用三个变压器供电。

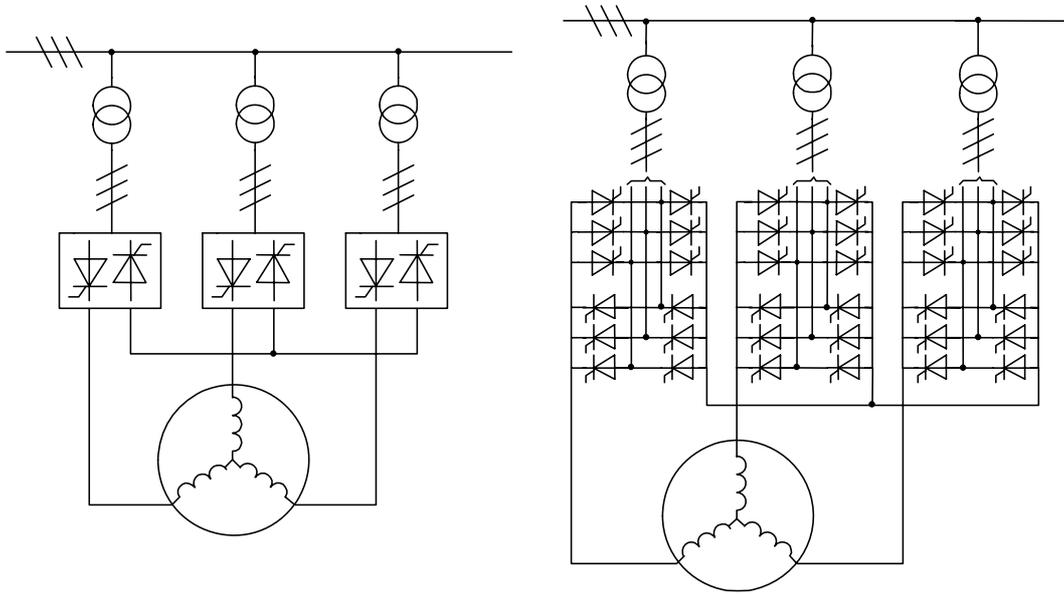


图 6.35 输出星形连接方式三相交-交变频电路原理图

由于变频器输出端中点不和负载中点相连接，所以在构成三相变频器的桥式电路中，至少要有不同相的两组桥中的四个晶闸管同时导通才能构成回路，形成电流。同一组桥内的两个晶闸管靠双脉冲保证同时导通。两组桥之间靠足够的脉冲宽度来保证同时有触发脉冲。每组桥内两个晶闸管触发脉冲的间隔约为 60° ，如果每个脉冲的宽度大于 30° ，那么无脉冲的间隔一定小于 30° 。这样，如图 6.36 所示，尽管两组桥脉冲之间的相对位置是任意变化的，但在每个脉冲持续的时间里，总会在其前部或后部与另一组桥的脉冲重合，使四个晶闸管同时有脉冲，形成导通回路。

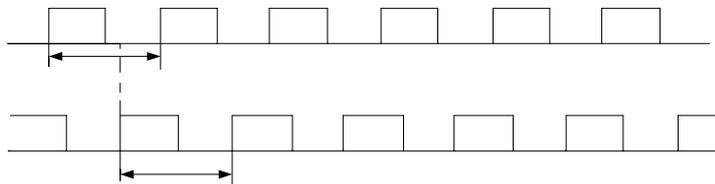


图 6.36 两组桥触发脉冲的相对位置

2. 输入/输出特性

就输出频率上限和输出电压中的谐波而言，三相交-交变频电路和单相交-交变频电路是一致的。下面主要分析输入电流和输入功率因数的一些差别。

图 6.37 是在输出电压比 $\gamma = 0.5$ ，负载功率因数 $\cos \varphi = 0.5$ 的情况下，交-交变频器的输出电压、单相输出时的输入电流和三相输出的总输入电流的波形举例。对于单向输出时的情况来说，因为输出电流是正弦波，输入电流分担着该正弦波的一部分，所以是脉动的。输出电流正、负半波极性相反，但反映到输入电流却是相同的。因此如上一节所述，输入电流中含有 2 倍输出频率的谐波分量。对于三相输出时的情况来说，总输入电流是由三个单相变频器的同一相(图中为 U 相)输入电流合成而得到的，有些谐波分量(如 $f_i \pm 2f_o$)互相抵消，使得总的谐波分量大为减少，三相交-交变频电路总的输入电流中主要谐波频率为

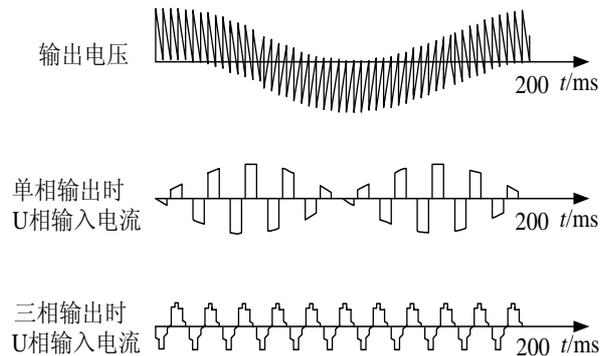


图 6.37 交-交变频电路输入电流波形

$$f_{im} = |(mk \pm 1) f_o \pm 6lf_o| \pm |f_i \pm 6lf_o| \quad (6.26)$$

式中， $k = 1, 2, 3, \dots$ ； $l = 0, 1, 2, \dots$ ； m 仍为变流电路脉波数。

当变流电路为三相桥式电路时，主要谐波频率为 $f_i \pm 6f_o$ 、 $f_i \pm 12f_o$ 、 $5f_i$ 、 $5f_i \pm 6f_o$ 、 $7f_i$ 、 $7f_i \pm 6f_o$ 等。

下面再来分析三相交-交变频电路的输入功率因数。三相变频电路由三组单相变频电路组成，每组单相变频电路都有自己的有功、无功及视在功率。总输入功率因数应为

$$\lambda = \frac{P_\Sigma}{S_\Sigma} \quad (6.27)$$

式中， P_Σ 为三组单相变频电路有功功率之和。但是因为相位不同，三组单相变频电路的视在功率不能简单相加，而应该由总输入电流和输入电压来计算。显然，总的视在功率 S_Σ 应比三组单相变频电路表观功率之和小。因此，三相交-交变频电路的总输入功率因数要高于单相变频电路的输入功率因数。

3. 改变输入功率因数和提高输出电压

输出星形连接的三相交-交变频电路等效电路如图 6.38 所示。如果三个输出相电压 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 中含有同样的直流分量或 3 倍于输出频率的谐波分量，它们都不会在线电压中反映出来，因而也不会加到负载上。利用这一特性可以使输入功率因数得到改善并

提高输出电压。

当负载电动机低速运行时，变频器输出电压幅值很低，各族桥式变流电路的 α 角都在 90° 附近，因此输入功率因数很低。如果给各相的输出电压 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 都叠加上同样的直流分量，控制角 α 将减小，但变频器输出线电压并不改变。这样，既可以改善变频器的输入功率因数，又不影响电动机的运行。这种方法称为直流偏置。对于长期在低速下运行的电动机，这种方法对改善功率因数的作用较为明显。

另一种改善输入功率因数的方法是梯形波输出控制方式。如图 6.39 所示，使三组单相变频器的输出电压均为梯形波(也称准梯形波)。因为梯形波中的主要谐波成分是三次谐波，在线电压中，三次谐波相互抵消，结果线电压仍为正弦波。在梯形波输出控制方式中，因为较长时间工作在高输出电压区域， α 角较小，因此变频器的输入功率因数约能提高 15% 左右。表 6-4 给出了梯形波输出控制方式改善输入功率因数的一个例子。

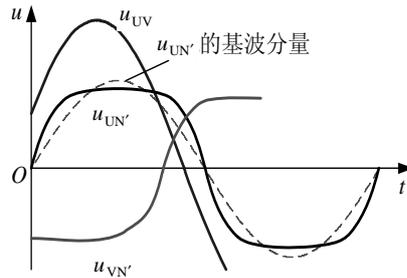
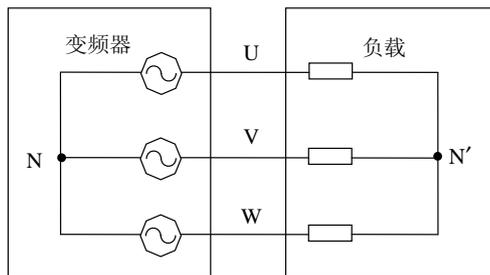


图 6.38 输出星形连接三相交-交变频电路等效电路 图 6.39 梯形波输出控制方式的输出电压波形

表 6-4 梯形波输出控制方式改善输入功率因数实例

控制方式		梯形波输出	正弦波输出
单相输出	输入位移因数	0.817	0.683
	输入功率因数	0.651	0.547
三相输出	输入位移因数	0.817	0.683
	输入功率因数	0.785	0.686

和正弦波相比，在同样幅值的情况下，梯形波中的基波幅值可提高 15% 左右。这样，采用梯形波输出控制方式就可以使变频器的输出电压提高 15%。

采用梯形波输出控制方式相当于给相电压中附加了三次谐波，相对于直流偏置，这种方法也称为交流偏置。

4. 交-交变频器优劣

和交-直-交变频器相比，交-交变频器有以下优点：

- ① 只用一次变流，且使用电网换相，提高了变流效率。
- ② 和交-直-交电压型逆变器相比，可以方便地实现四象限工作。
- ③ 低频时输出波形接近正弦波。

其主要缺点如下：

- ① 接线复杂，使用的晶闸管较多。由三相桥式变流电路组成的三相交-交变频器至少

需要 36 只晶闸管。

- ② 受电网频率和变流电路脉波数的限制，输出频率较低。
- ③ 采用相控方式，功率因数较低。

由于以上优缺点，交-交变频器主要用于 500kW 或 1000kW 以上，转速在 600r/min 以下的大功率、低转速的交流调速装置中。目前已在框式破碎机、水泥球磨机、卷扬机、鼓风机，以及轧机传动装置中获得了较多的应用。它既可用于异步电动机传动，也可用于同步电动机传动。

习 题

6-1 一电阻性加热炉由单相交流调压电路供电，如 $\alpha=0$ 时，为输出功率最大值，试求功率为 80%、50% 时的控制角 α 。

6-2 一交流单相晶闸管调压器，用来控制从 220V 交流电源送至电阻为 0.5Ω 的串联负载电路的功率。试求：(1) 控制角 α 的范围；(2) 负载电流的最大值；(3) 最大功率和这时电源侧的功率因数；(4) 当 $\alpha=\pi/2$ 时，晶闸管电流的有效值、导通角和电源侧功率因数。

6-3 将一单相交流晶闸管调压器，用于电源 220V，阻感负载， $R=9\Omega$ ， $L=11\text{mH}$ 。当 $\alpha=20^\circ$ 时，求负载电流有效值及其表达式。

6-4 某单相反并联调功电路，采用过零触发， $U_2=220\text{V}$ ，负载电阻 $R=1\Omega$ ，控制的设定周期 T_c 内，使晶闸管导通 0.3s，断开 0.2s。试计算送到电阻负载上的功率与假设晶闸管一直导通时所送出的功率。

6-5 交流调压电路和交流调功电路有什么区别？二者分别用于什么负载？为什么？

6-6 单相交-交变频电路和直流电动机传动用的反并联可控整流电路有什么不同？

6-7 交-交变频电路的主要优缺点是什么？其主要用途是什么？

6-8 三相交-交变频电路有什么接线方式？它们的区别是什么？

6-9 图 6.40 为双向晶闸管零电压开关，试说明 VT_1 管触发信号随即断开时，负载能在电源电压波形过零点附近接通电源； VT_1 管触发信号随机接通时，负载能在电流过零点断开电源。

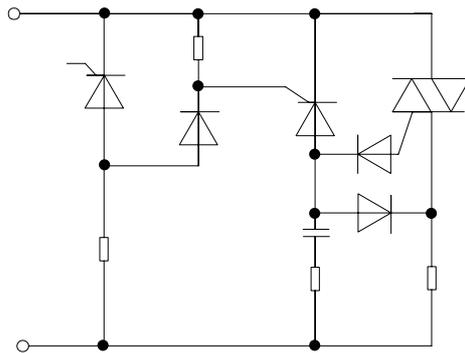


图 6.40 题 6-9 图

第7章 逆变电路

所谓逆变，就是与整流相反，把直流电转换成某一固定频率或可变频率的交流电(DC/AC)的过程。当把转换后的交流电直接回送电网，即交流侧接入交流电源时，称为有源逆变；而当把转换后的交流电直接供给负载时，则称为无源逆变。通常所讲的逆变电路，若不加说明，一般都是指无源逆变电路。本章介绍的逆变电路即为无源逆变电路，它在电力电子电路中占有十分突出的位置。

本章要求掌握无源逆变电路的基本结构及其工作原理。

7.1 无源逆变原理

逆变电路的应用非常广泛。在众所周知的各种电源中，化学能电池、太阳能电池等都是直流电源，当需要这些电源向交流负载供电时，就必须经过逆变电路，将其转换为所需频率的交流电。例如，不间断电源(UPS)就是一种典型应用。逆变电路的另一主要应用就是变频，在这种应用中，变频器多采用间接变频方式，负载可以是感应加热设备、调速电动机或其他形式的用电设备。

随着电力半导体器件的发展，逆变电路的应用范围不断得以拓宽，它几乎渗透到国民经济的各个领域。尤其是高电压、大电流、高频率自关断器件的迅速发展，为简化逆变主电路、提高逆变器的性能以及脉宽调制(PWM)技术的广泛应用奠定了基础。同时它也推动了高频逆变技术的发展，使电力电子技术的应用进入了一个新的发展阶段。

利用全控器件组成逆变电路是今后发展的趋势，因为它具有功率密度高、性能好、体积小、重量轻等优点，因而，必然会在不同容量范围内逐渐取代晶闸管组成的逆变电路。尤其是随着半导体制造技术的发展，由 IGBT 等新型电力电子器件在这一领域独领风骚的时代已经到来。

逆变器的分类方法多种多样，以下是几种不同的分类方法。

① 按照直流电源性质，可分为电压型逆变器和电流型逆变器两大类。逆变电路的直流侧是电压源的，属于电压型逆变器。电压型逆变器在直流侧接有储能电容器，用于稳定直流电压。直流侧是电流源的属于电流型逆变器。电流型逆变器在直流侧接有储能电感，用以稳定直流电流。图 7.1 是电压型和电流型逆变器的原理框图。

② 按照输出相数，可分为单相逆变电路和三相逆变电路。

③ 按照输出波形，可分为正弦波逆变器和非正弦波逆变器。

④ 按照电路结构，可以分为半桥式逆变电路、全桥式逆变电路和非桥式逆变电路。

⑤ 按照使用的功率器件，可分为半控器件电路和全控器件电路。

在任何电力电子电路中，都存在电流在电力电子器件之间来回转换的过程，这就是电力电子器件的换流过程，是电路工作的一个必然过程，也是学习电力电子电路必须面对的

一个很实际的问题。只是在整流电路中换流都是自然进行的，并未引起我们太多的注意，然而在学习逆变电路时，换流及换流方式问题却是不容忽视的。

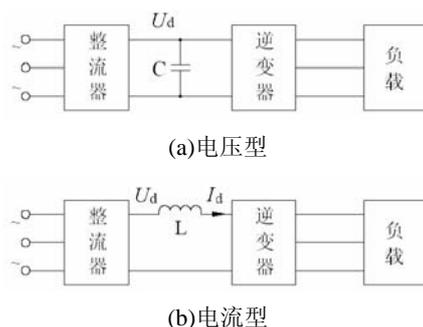


图 7.1 电压型和电流型逆变器原理图

7.1.1 器件换流方式

所谓换流(也称为换相)就是电流从一个导电支路转移到另一个导电支路的过程。换流过程，就是使原来处于阻断状态的某个支路转变为导通状态，而原来处于导通状态的某个支路转变为阻断状态。对于全控型器件来说，这种状态的转变，只需通过改变加在门极的驱动信号即可实现。但是对于晶闸管这种半控型器件，虽然由断态到通态的转变，给门极施加适当的驱动信号即可完成，然而要使器件从通态转变为断态就不那么简单了。只能利用外部电路条件或采取一定措施，使晶闸管中的电流为零后再施加一定时间的反向电压，才能使其可靠关断。可见，对于不同电力电子器件所组成的不同电力电子电路，其要求的换流方式是不同的。电力电子电路中采用的换流方式有以下几种：

1. 电网换流 (Line Commutation)

利用电网提供换流电压进行换流称为电网换流。在换流时，利用电网电压给欲关断的晶闸管施加一反向电压并保持一定时间，即可使其关断。这种换流方式主要适用于半控型器件，而且不需要为换流添加任何元件。在前面讲过的可控整流电路(无论其工作在整流状态还是有源逆变状态)，以及交流调压电路和采用相控方式的交-交变频电路都是借助于电网电压实现换流的，同属于电网换流。

2. 负载换流 (Load Commutation)

利用负载自身提供换流电压的换流方式称为负载换流。采用负载换流时，要求负载电流的相位必须超前于负载电压的相位，即负载为电容性负载，且负载电流超前电压的时间应大于晶闸管的关断时间，才可以实现负载换流。

3. 强迫换流 (Forced Commutation)

强迫换流是采用专门的换流电路，给欲关断的晶闸管强制施加反向电压或反向电流的换流方式。这种换流方式一般是利用预先储存有足够能量的换流电容器来实现，所以也称为电容换流。

1) 电压强迫换流

在强迫换流方式中，由换流电路中的电容直接给电力电子器件提供换流电压的方式称

电压强迫换流。在图 7.2 所示的原理图中，晶闸管 T 处于通态时，通过其他回路按图中所示极性给电容 C 预先充电。当合上开关 S 时，就可以给晶闸管施加反向电压而使其关断。

2) 电流强迫换流

强迫换流电路如图 7.3 所示，由电容和电感组成的关断振荡电路构成。换流电容预先充有图 7.3(a)所示极性的电压，当 S 闭合时，L 与 C 形成振荡回路，在振荡的第一个半周期内振荡电流 i_C 与 T 中的电流方向相反，当 $i_C=i_D$ 时， $i_T=0$ ，T 关断，D 流过 i_C 中大于 i_D 的电流部分，并使 T 承受其值为二极管 D 管压降的反向电压，如图 7.3(b)所示。

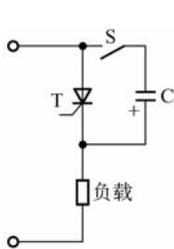


图 7.2 电压强迫换流原理图

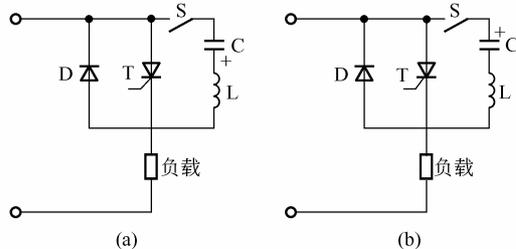


图 7.3 电流强迫换流原理图

4. 器件换流 (Device Commutation)

利用全控型器件的自关断能力进行换流称为器件换流。器件换流是换流方式中最简单的一种。适用于各种由全控型器件构成的电力电子电路。

上述四种换流方式，前三种方式主要是针对晶闸管的关断而言的。而器件换流只适用于全控型器件。

7.1.2 逆变器的工作原理

图 7.4(a)所示为单相桥式逆变电路的原理示意图。当开关 S_1 、 S_4 闭合， S_2 、 S_3 断开时，负载电压 u_o 为正；当开关 S_1 、 S_4 断开， S_2 、 S_3 闭合时， u_o 为负，如此交替进行下去，就在负载上得到了由直流电变换的交流电， u_o 的波形如图 7.4(b)所示。输出交流电的频率与两组开关的切换频率成正比。这样就实现了直流电到交流电的逆变。

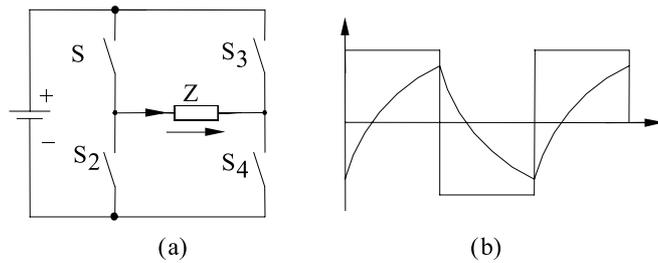


图 7.4 逆变原理及其波形

当负载 Z 为纯电阻性负载时，负载电流 i_o 和电压 u_o 的波形和相位完全相同。当负载为阻感性负载时，由于电感的作用， i_o 相位滞后于 u_o ，其相位关系和 i_o 的波形如图 7.4(b)所示。设 t_1 时刻之前 S_1 、 S_4 导通， u_o 和 i_o 均为正。在 t_1 时刻断开 S_1 、 S_4 ，同时合上 S_2 、 S_3 ，则 u_o

的极性立刻变为负。但是，因为负载中电感的作用，其电流的变化滞后于电压的变化，电流方向不变而仍维持原有方向继续流通。这时负载电流由负载右端流出，经 S_3 流入直流电源正极、由负极流出，再经 S_2 流回负载左端。实质是将负载电感中储存的能量向直流电源反馈，负载电流因得不到能量补充而逐渐减小，到 t_2 时刻电感中的能量全部释放完毕、电流下降为零，之后在电源电压的作用下 i_o 反向并逐渐增大。到 t_3 时刻， S_2 、 S_3 断开， S_1 、 S_4 闭合，以后的情况与前述类似。结果，在负载上就得到了正、负交替变化的电压和电流，实现了直流电到交流电的逆变。

7.2 单相逆变电路

7.2.1 单相半桥逆变电路

单相半桥电压型逆变电路如图 7.5(a)所示，它由一对桥臂和一个带有中点的直流电源构成，负载接在两个桥臂的连接点与直流电源的中点之间。每个桥臂由一个可控器件和一个反并联二极管组成。带有中性点的电源往往是由在直流电源两端并接两个相互串联的足够大的电容构成，两个电容的连接点便成为直流电源的中点，于是两个电容器上的电压分别是 $U_d/2$ 。

为使开关器件 T_1 和 T_2 交替导通，在它们的栅极分别加有正负半周交替变化、互补的驱动信号。由于 T_1 和 T_2 交替导通，在负载上就得到了幅值为 $U_d/2$ 、交替变化的矩形波输出电压 u_o ，输出电流 i_o 波形随负载情况而异。当负载为感性时，其工作波形如图 7.5(b)所示。下面对其工作过程作一简单介绍。设 t_2 时刻以前 T_1 为通态， T_2 为断态。 i_o 经 T_1 流入负载，负载上得到左负右正的输出电压 $u_o = U_d/2$ ； t_2 时刻给 T_1 关断信号，给 T_2 开通信号，则 T_1 关断，但由于感性负载中的电流 i_o 不能立即反向，所以 T_2 不能立即导通，于是 D_2 导通续流，负载上得到左正右负的输出电压 $u_o = -U_d/2$ ，负载向下半部电源回馈能量。直到 t_3 时刻 i_o 减小到零， D_2 截止， T_2 导通， i_o 开始反向。到 t_4 时刻给 T_2 关断信号、给 T_1 开通信号时， T_2 关断，同样由于电感的作用，电流不能立即反向， T_1 不能立即导通，由 D_1 导通续流，电流反方向减小，直到 t_5 时刻 i_o 减小到零之后， T_1 才开通，负载又由上半部电源提供能量。综上所述， D_1 、 D_2 起着将负载电感中储存的能量回馈电源，并使负载电流连续的作用，因此常将其称为续流二极管。

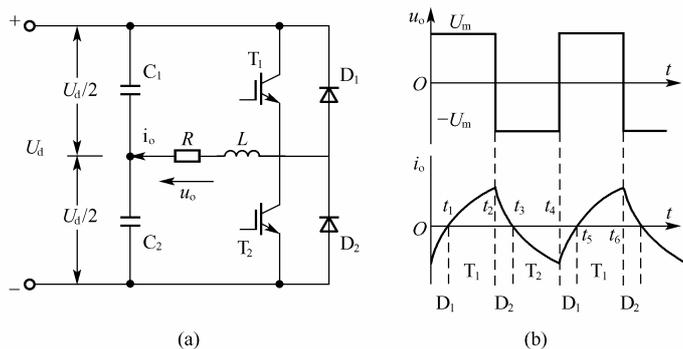


图 7.5 单相半桥电压型逆变电路及其工作波形

在 $t_1 \sim t_2$ 和 $t_3 \sim t_4$ 期间, T_1 或 T_2 为通态, 负载电流与电压同方向, 所以直流电源向负载提供能量; 而在 $t_2 \sim t_3$ 和 $t_4 \sim t_5$ 期间, D_1 或 D_2 为通态, 负载电流与电压反向, 负载电感中储存的能量向直流电源反馈, 即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。回馈的能量由直流侧电容器储存, 直流侧电容器在这里起着缓冲这种无功能量和稳定电压的作用。

把幅值为 $U_d/2$ 的矩形波 u_o 展开成傅里叶级数得

$$u_o = \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (7.1)$$

其中基波的幅值 U_{o1m} 和基波有效值 U_{o1} 分别为

$$U_{o1m} = 2U_d/\pi = 0.635U_d \quad (7.2)$$

$$U_{o1} = \sqrt{2}U_d/\pi = 0.45U_d \quad (7.3)$$

单相半桥逆变电路的优点是线路简单, 使用器件少, 成本低。但也存在输出交流电压的幅值 U_m 仅为 $U_d/2$, 直流电源利用率低, 直流侧需要两个电容器串联, 工作时还要控制两个电容器电压的均衡等缺点。因此, 单相半桥逆变电路常用于几 kW 以下的小功率场合。

7.2.2 单相全桥逆变电路

1. 电压型单相全桥逆变电路

单相逆变电路中应用最多的是全桥逆变电路。图 7.6 所示为电压型单相全桥逆变电路的原理图, 它共有 4 个桥臂, 可以看成由两个半桥电路组合而成。工作时把 T_1 和 T_4 作为一对桥臂, T_2 和 T_3 作为另一对桥臂, 给 T_1 和 T_4 加相同的驱动信号, 给 T_2 和 T_3 加相同的驱动信号, 两个驱动信号互差 180° , 其输出电压 u_o 和输出电流 i_o 的波形和半桥电路相同, 但其幅值高出一倍。

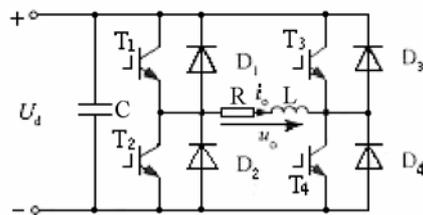


图 7.6 电压型单相全桥逆变电路原理图

将其输出电压 u_o 展开成傅里叶级数得

$$u_o = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (7.4)$$

其中基波的幅值 U_{o1m} 和基波有效值 U_{o1} 分别为

$$U_{o1m} = 4U_d/\pi = 1.27U_d \quad (7.5)$$

$$U_{o1} = 2\sqrt{2}U_d/\pi = 0.9U_d \quad (7.6)$$

由式(7.6)可见, 输出电压的基波与直流电压的大小成正比。也就是说, 交流输出电压的大小, 可以通过调节 U_d 来实现。

综上所述, 逆变电路交流输出电压的频率的改变, 可通过改变两对桥臂交替导通的时间长短进行控制。而输出电压的大小的改变, 除了通过改变直流电压 U_d 的大小进行改变之

外, 还可以采用改变负载两端得到的正负脉冲电压宽度的方法实现。改变脉冲宽度的方法很多, 常见的有单脉冲调制和移相调压两种方式。关于单脉冲调制的原理可参阅 PWM 部分, 下面对移相调压作一介绍。

移相调压是通过调节输出电压脉冲的宽度来改变输出电压的大小。其思想是通过控制同一对桥臂上两个开关器件的栅极信号的相位, 使两个开关器件导通与关断错开一定的时间(相位), 使输出到负载上的电压宽度小于 180° 。为实现这一目的, 各开关器件栅极上所加的驱动信号如图 7.7 所示。在图 7.7(a)的单相全桥逆变电路中, 各开关元件的栅极信号仍为宽度为 180° 的正负相间的矩形波。为避免 T_1 和 T_2 , T_3 和 T_4 同时导通, 造成电源短路, 要求 T_1 和 T_2 , T_3 和 T_4 的栅极信号互补, 但 T_2 和 T_1 分别落后 T_3 和 T_4 的栅极信号 θ ($0 < \theta < 180^\circ$)。也就是说, 同一对桥臂上的两个开关元件的栅极信号不再保持一致, 而是要错开 $180^\circ - \theta$ 。结果使得电源电压只能在同一对桥臂的两个元件栅极信号同时为正时才能加到负载上, 输出电压 u_o 为正负宽度均为 θ 的矩形波。各开关器件的栅极信号 $u_{G1} \sim u_{G4}$ 、输出电压 u_o , 以及输出电流 i_o 的波形如图 7.7(b)所示。

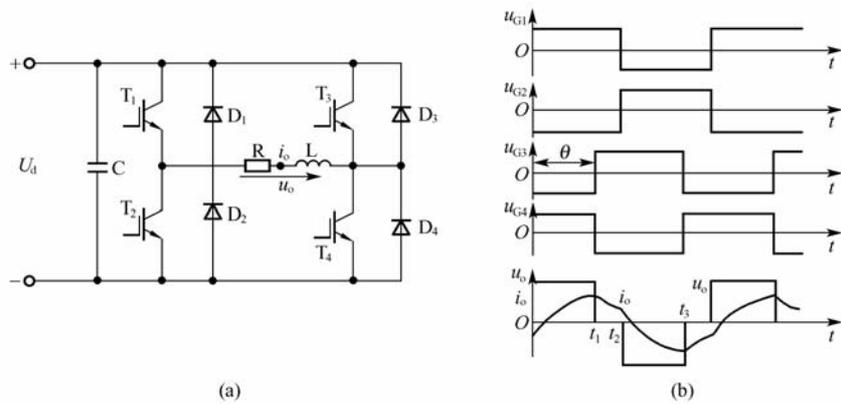


图 7.7 单相全桥逆变电路的移相调压方式

图 7.7(a)所示电路的工作过程如下: 设在 t_1 时刻前 T_1 和 T_4 导通, 输出电压 u_o 为 U_d , t_1 时刻 T_3 和 T_4 栅极信号反向, T_4 关断, 由于负载中电感的作用, 电流 i_o 不能突变, T_3 不能立刻导通, 负载电流通过 D_3 和 T_1 续流。因为 T_1 和 D_3 同时导通, 所以输出电压 $u_o=0$ 。到 t_2 时刻 T_1 和 T_2 栅极信号反向, T_1 关断, 而 T_2 也不能立刻导通, 负载电流由 T_1 转移到 D_2 , 负载电感中储存的能量经 D_3 、 D_2 向直流电源回馈, 负载上得到值为 $-U_d$ 的输出电压。当负载电流过零并开始反向时, D_2 和 D_3 截止, T_2 和 T_3 才开始导通, 负载上的电压 u_o 仍为 $-U_d$ 。 t_3 时刻 T_3 和 T_4 栅极信号再次反向, 之后的过程与前述过程类似。结果在负载上得到的输出电压 u_o 是宽度为 θ 的正负脉冲。改变 θ , 就可以调节输出电压的大小。

脉宽为 θ 的方波电压的 u_o 展开成傅里叶级数得:

$$\begin{aligned}
 u_o &= \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t \cdot \sin \frac{\theta}{2} + \frac{1}{3} \sin 3\omega t \cdot \sin \frac{3\theta}{2} + \frac{1}{5} \sin 5\omega t \cdot \sin \frac{5\theta}{2} + \dots \right) \\
 &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin n\omega t \cdot \sin \frac{n\theta}{2}
 \end{aligned} \tag{7.7}$$

其中基波的幅值 U_{o1m} 和基波有效值 U_{o1} 分别为

$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} = 1.27U_d \sin \frac{\theta}{2} \quad (7.8)$$

$$U_{o1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} = 0.9U_d \sin \frac{\theta}{2} \quad (7.9)$$

当 $\theta = \pi$ 时, 上述各式的结果, 均与式(7.4)~式(7.6)结果相同。

2. 单相全桥电流型逆变电路

前述单相桥式逆变电路是电压型逆变电路。在电压型逆变电路中, 直流电源近似为恒压源, 在开关元件导通时, 输出电压值恒为直流电源电压, 电流波形与负载阻抗有关。而对于电流型逆变电路来说, 往往是在直流侧串联一个大电感, 使电流波动减小, 把直流电源近似看作恒流源。输出电流为恒值, 输出电压取决于负载的性质。

图 7.8 是单相桥式电流型逆变电路原理图。与电压型逆变电路相比, 由于电流源的强制作用, 电流不可能反向流动, 电流型逆变电路的开关元件两端不需要反并联续流二极管。当开关 T_1 、 T_4 闭合, T_2 、 T_3 断开时, 直流电流由 x 流向 y , 负载电流 i_o 为正; 当 T_2 、 T_3 闭合, T_1 、 T_4 断开时, 直流电流由 y 流向 x , i_o 为负。 i_o 为宽度为 180° 的方波交流电流。当负载为电阻时, u_o 的波形与 i_o 相同; 当负载为感性时, 在负载两端需要并联电容 C , 以便在换流时为感性负载电流提供流通路径、吸收负载电感的储能, 输出电压近似为正弦波。

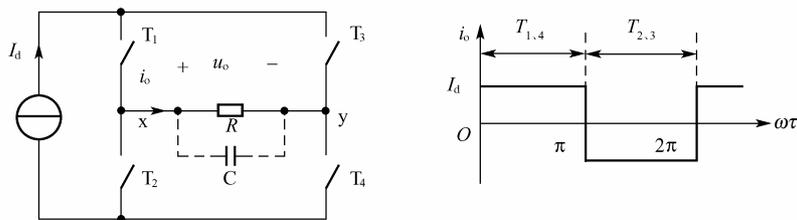


图 7.8 电流型逆变电路及其工作波形

输出负载电流 i_o 展开成傅里叶级数得

$$i_o = \frac{4I_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (7.10)$$

可见负载电流 i_o 含有基波及各种奇次谐波, 谐波的幅值与其次数成反比。其基波电流有效值 I_{o1} 为

$$I_{o1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9I_d \quad (7.11)$$

电流型逆变电路的负载电压 u_o 与负载阻抗 Z 的性质有关

$$U_o = I_o Z \quad (7.12)$$

电流型逆变器在感应加热中应用较多。图 7.9(a) 是用于感应加热的单相并联谐振逆变电路, L 是感应加热线圈的等效电感, R 是感应加热线圈的等效内阻, C 是补偿电容器, 用来与感应加热线圈的等效电感 L 在电路工作频率上产生并联谐振, 并补偿负载的感性无功功率。电容 C 和 L 、 R 构成并联谐振电路, 故这种逆变电路也被称为并联谐振式逆变电路。电子开关 $T_1 \sim T_4$ 采用 IGBT。

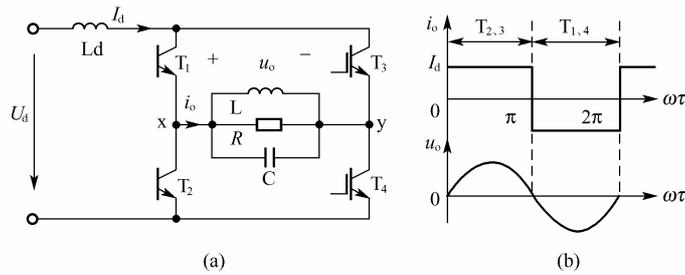


图 7.9 并联谐振逆变电路及其工作波形

因为是电流型逆变电路，故其交流输出电流 i_o 波形接近矩形波，其中包含基波和各奇次谐波，且谐波幅值远小于基波。电路工作时负载发生并联谐振，因 i_o 基波频率接近负载电路谐振频率，故负载电路对基波呈现高阻抗，而对其他频率分量的谐波呈现低阻抗，谐波在负载电路上产生的压降很小，因此负载电压的波形接近正弦波。当负载的品质因数越高时，电路的选频性能越好，负载电压的波形越接近正弦波。

并联谐振时， u_o 与 i_o 同相位，电子开关 T_1 和 T_4 、 T_2 和 T_3 在 u_o 的零电压点进行导通与关断的切换，电子开关产生的开关损耗最小。显然，这有利于提高装置的效率、减小体积和降低成本。

逆变器输出功率的调节方法，一种是当逆变频率不变时，通过调节直流电流来调节逆变电路的输出功率。另一种是通过调节逆变频率，使其略偏离谐振频率，从而达到调节输出功率的目的。

在单相逆变电路中，除以上讨论的半桥和桥式逆变电路外，还有类似全波整流形式的带中心抽头变压器的逆变电路，图 7.10 是其原理图。在 U_d 和负载参数相同，且变压器一次侧两个绕组和二次侧绕组的匝比为 1:1:1 的情况下，该电路的输出电压 u_o 、输出电流 i_o 的波形及幅值与全桥逆变电路完全相同。

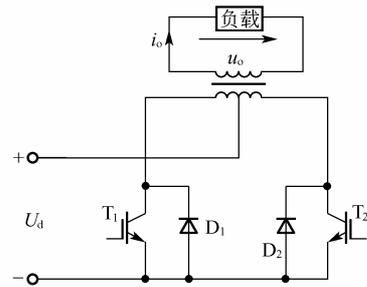


图 7.10 带中心抽头变压器的逆变电路

图 7.10 所示电路虽然比全桥电路少用了一半开关器件，但却多了一个变压器，而且器件承受的电压是 $2U_d$ ，比全桥电路高出一倍，这也是这种电路的缺点。

7.3 三相逆变电路

三相交流负载需要三相逆变器为其供电，三相逆变器有两种电路结构。一种为由三个单相逆变器组成的一个三相逆变器，每个单相逆变器可以是半桥式或全桥式逆变电路。控制三个单相逆变器的驱动控制信号，使其互差 120° ，并使其三相输出电压幅值大小相等、相位互差 120° ，便可构成一个平衡对称的三相交流逆变电源。另一种结构是三相桥式逆变电路，这种电路在实际中应用更多。它可以看成是三个单相半桥式逆变电路的组合。在控制上，三个半桥逆变电路的驱动信号之间也是互差 120° ，三相负载分别接在三个半桥电路的输出端。

7.3.1 电压型三相桥式逆变电路

图 7.11 所示为电压型三相桥式逆变器的基本电路。在实际电路中，直流侧一般只有一个直流电源，但为了分析方便，常将其看成是两个电源串联而成，其间有一假想的中点 O，而在大部分应用中并不需要该电源中点。

由于逆变电路的输入端施加的是直流电压源，所以，若功率开关器件 $S_1 \sim S_6$ 采用晶闸管时，就必须附加某种形式的强迫换流电路。而 $S_1 \sim S_6$ 若采用 GTO、GTR、IGBT、MOSFET 等全控器件时，则可利用驱动信号控制其导通与关断。图中 $D_1 \sim D_6$ 是与 $S_1 \sim S_6$ 反并联的续流二极管，其作用是感性负载提供续流回路，避免功率器件承受过高的瞬态电压。

在通过逆变电路获得三相逆变电压时，根据所加控制信号使各个开关组合导通时间的不同，通常分为 180° 导电型和 120° 导电型。

1. 180° 导电型

电压型三相桥式逆变电路如图 7.12 所示，采用 IGBT 作为开关器件。

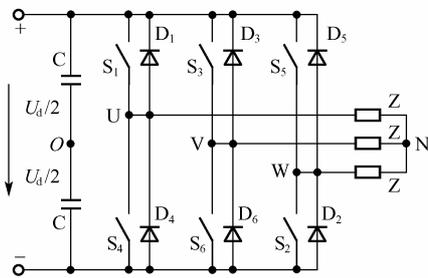


图 7.11 电压型三相桥式逆变电路原理图

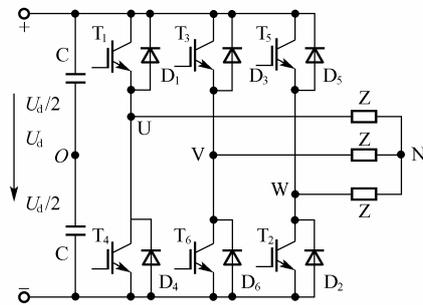


图 7.12 电压型三相桥式逆变电路

所谓 180° 导电型，是指每个开关元件在每个周期连续导通 180° ，关断时间也是 180° ，同一相即同一半桥的上、下两个桥臂交替导电，即换相是在同一桥臂的上、下两个开关之间进行的，也称纵向换相或纵向换流。每隔 60° 有一个元件发生换相，在任一瞬间总有三个桥臂参与导电，其中包括每一相的一个上桥臂或下桥臂。由于换相是在同一桥臂的上、下两个桥臂中进行为避免同一桥臂上、下两个元件同时导电发生直通现象造成直流侧电源的短路，实际电路工作要按照先关断、后开通的原则进行。即先关断一个开关，隔一段小的延时后再开通另一个开关。这段延时称互锁延迟时间或死区时间。死区时间的长短要视器件的开关速度而定，器件的开关速度越快，所留的死区时间就可以越短。为简化分析过程，在以下的分析中将这段死区时间忽略。

对于电压型逆变器，其直流电源侧通常是并联一个大电容，但为了分析方便，在图 7.12 中，将电容画成两个相串联的电容组成，主要为得到假想的直流电源中点 O。下面分析其工作过程。图 7.13(a)所示为理想开关元件的驱动信号，图中的 $u_{G1} \sim u_{G6}$ 对应驱动 $T_1 \sim T_6$ ，可见驱动信号的脉冲宽度为 180° 的方波，六个开关元件的驱动信号依次相差 60° 。假设在此驱动信号的作用下，各开关元件可以可靠地导通与关断，则驱动信号施加的顺序就是开关元件导通的顺序，逆变桥中三个桥臂的上部和下部开关元件以 180° 间隔交替开通和关断，即 $T_1 \sim T_6$ 以 60° 的相位差依次开通和关断，其导通顺序为 $T_5、T_6、T_1 \rightarrow T_6、T_1、T_2 \rightarrow T_1、$

T_2 、 $T_3 \rightarrow T_2$ 、 T_3 、 $T_4 \rightarrow T_3$ 、 T_4 、 $T_5 \rightarrow T_4$ 、 T_5 、 $T_6 \rightarrow T_5$ 、 T_6 、 T_1 。每隔 60° 有一组元件参与导电。当上桥臂或下桥臂元件导电时，U、V、W 三相相对于直流电源中点来说，其输出分别为 $+U_d/2$ 或 $-U_d/2$ 。在逆变器输出端形成三相电压。逆变输出电压波形与电路接法和“导通型”有关，不受负载影响。

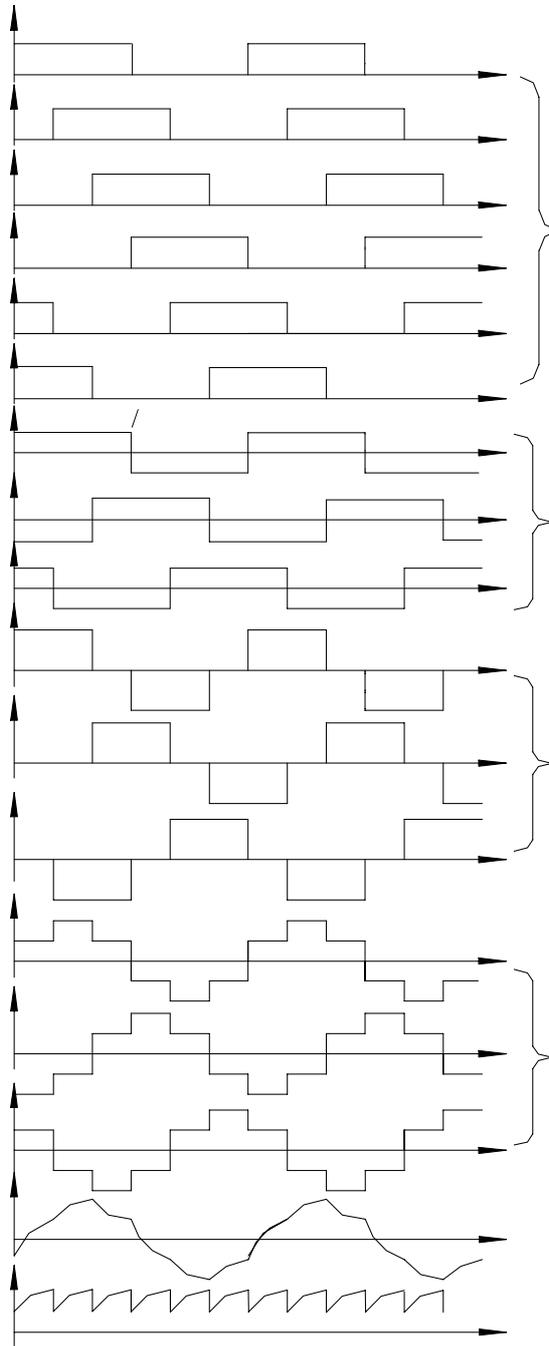


图 7.13 电压型三相桥式逆变电路工作波形

对 U 相输出来说, 当 T_1 导通时, $u_{UO}=U_d/2$; 当 T_4 导通时, $u_{UO}=-U_d/2$ 。因此, u_{UO} 的波形是宽度为 180° 、幅值为 $U_d/2$ 的正负对称矩形波。V、W 两相的输出与 U 相类似, 输出电压也是由在同一相上的上、下桥臂两个元件分别导电 180° 得到, u_{VO} 、 u_{WO} 的波形形状和 u_{UO} 相同, 只是相位依次差 120° 。 u_{UO} 、 u_{VO} 、 u_{WO} 的波形如图 7.13(b) 所示。

负载线电压 u_{UV} 、 u_{VW} 、 u_{WU} 可由下式求出

$$\left. \begin{aligned} u_{UV} &= u_{UO} - u_{VO} \\ u_{VW} &= u_{VO} - u_{WO} \\ u_{WU} &= u_{WO} - u_{UO} \end{aligned} \right\} \quad (7.13)$$

其波形如图 7.13(c) 所示。这些线电压也可直观地由波形图中的相电压波形叠加得出。

逆变电路的输出侧接有 Y 形连接的三相对称负载, 负载的中点为 N, 则负载上的相电压 u_{UN} 、 u_{VN} 、 u_{WN} 可由等效电路分析得出, 其波形如图 7.13(d) 所示, 为一对称的阶梯波。由于一个周期可划分为 6 个阶段, 每个阶段参与导电的元件各不相同, 所以其等效电路也有 6 种不同模式。在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的半个周期内的工作过程可归纳成三种模式。其等效电路如图 7.14 所示。

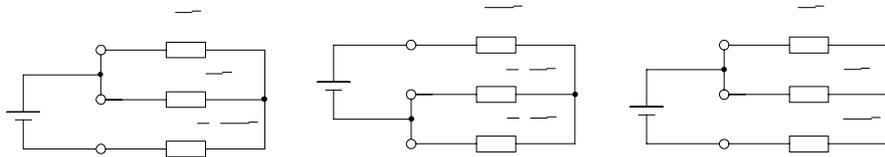


图 7.14 180° 导电型三相逆变等效电路

在模式 1 中, T_5 、 T_6 、 T_1 导通, 则根据基尔霍夫定律可知

$$\begin{aligned} u_{UN} &= \frac{1}{3}U_d \\ u_{VN} &= -\frac{2}{3}U_d \\ u_{WN} &= \frac{1}{3}U_d \end{aligned}$$

在模式 2 中, T_6 、 T_1 、 T_2 导通, 则根据基尔霍夫定律可知

$$\begin{aligned} u_{UN} &= \frac{2}{3}U_d \\ u_{VN} &= -\frac{1}{3}U_d \\ u_{WN} &= -\frac{1}{3}U_d \end{aligned}$$

在模式 3 中, T_1 、 T_2 、 T_3 导通, 同理可知

$$\begin{aligned} u_{UN} &= \frac{1}{3}U_d \\ u_{VN} &= \frac{1}{3}U_d \end{aligned}$$

$$u_{\text{WN}} = -\frac{2}{3}U_{\text{d}}$$

在 $180^\circ \sim 360^\circ$ 的后半个周期内, 等效电路与前三种模式相似, 只需把直流电源 U_{d} 的极性反向, 于是负载上得到的各段相电压的极性恰恰与前述三种模式相反, 即所得波形与前三种模式的形状相同、方向相反, 如图 7.13(d)所示。比较图 7.13(c)和图 7.13(d)的波形可见, 负载的线电压为相位互差 120° 、正负对称的矩形波, 而相电压为相位互差 120° , 而波形更接近正弦波的阶梯波。

负载的参数不同时, 其阻抗角 φ 就不同, 则负载电流的波形形状和相位都有所不同。但当负载参数一定时, 其负载的阻抗角 φ 也就一定了, 于是便可以由每相负载电压的波形确定该相电流的波形。图 7.13(e)给出了电感性负载下 $\varphi < \pi/3$ 时 i_{U} 的波形。桥臂 1 和桥臂 4 之间的换流过程和半桥电路相似。上桥臂 1 中的 T_1 从通态转换到断态时, 因负载电感中的电流不能突变, 下桥臂 4 中的 D_4 先导通续流, 待负载电流降到零, 桥臂 4 中电流反向时, T_4 才开始导通。负载阻抗角 φ 越大, D_4 导通时间就越长。 i_{U} 的上升段即为桥臂 1 导电的区间, 其中 $i_{\text{U}} < 0$ 时为 D_1 导通, $i_{\text{U}} > 0$ 时为 T_1 导通; i_{U} 的下降段即为桥臂 4 导电的区间, 其中 $i_{\text{U}} > 0$ 时为 D_4 导通, $i_{\text{U}} < 0$ 时为 T_4 导通。

i_{V} 、 i_{W} 的波形和 i_{U} 形状相同, 相位依次相差 120° 。三相电流的叠加就是直流电源提供的电流 i_{d} , 其波形如图 7.13(f)所示。可以看出, i_{d} 每隔 60° 脉动一次, 而直流侧电压是基本无脉动的, 因此逆变器从电网侧向直流侧传送的功率是脉动的, 且脉动的情况和 i_{d} 脉动情况大体相同。这也是电压型逆变电路的一个特点。

根据图 7.13(d)所示的波形, 以 U 相为例, 输出到负载的相电压的傅氏级数表达式为

$$\begin{aligned} u_{\text{UN}} &= \frac{2U_{\text{d}}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right) \\ &= \frac{2U_{\text{d}}}{\pi} \left(\sin \omega t + \sum_{n=5,7,11,13,\dots} \frac{1}{n} \sin n\omega t \right) \end{aligned} \quad (7.14)$$

式中, $n=6k\pm 1$, k 为自然数。

负载相电压有效值 U_{UN} 为

$$U_{\text{UN}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{UN}}^2 d\omega t} = 0.471U_{\text{d}} \quad (7.15)$$

其中输出的基波幅值 U_{UN1m} 为

$$U_{\text{UN1m}} = 2U_{\text{d}}/\pi \approx 0.637U_{\text{d}} \quad (7.16)$$

输出基波电压的有效值 U_{UN1} 为

$$U_{\text{UN1}} = \frac{U_{\text{UN1m}}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{d}}}{\pi} \approx 0.45U_{\text{d}} \quad (7.17)$$

输出线电压 u_{UV} 的傅氏级数表达式为

$$\begin{aligned} u_{\text{UV}} &= \frac{2\sqrt{3}U_{\text{d}}}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}U_{\text{d}}}{\pi} \left(\sin \omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{n} (-1)^k \sin n\omega t \right) \end{aligned} \quad (7.18)$$

式中, $n=6k\pm 1$, k 为自然数。

输出线电压有效值 U_{UV} 为

$$U_{UV} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UN}^2 d\omega t} = 0.816U_d \quad (7.19)$$

其中输出线电压的基波幅值 U_{UV1m} 为

$$U_{UV1m} = \sqrt{3}U_{UN1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \approx 1.11U_d \quad (7.20)$$

输出线电压的基波有效值 U_{UV1} 为

$$U_{UV1} = \sqrt{3}U_{UN1} = \frac{\sqrt{6}U_d}{\pi} \approx 0.78U_d \quad (7.21)$$

2. 120° 导电型

采用 120° 导电型时, 每个开关元件导通角为 120°, $T_1 \sim T_6$ 依次以间隔 60° 导通。逆变桥中任何时候只有两管导通, 工作安全可靠, 不会发生同一桥臂两元件直通现象。可以证明, 此时输出相电压波形为幅值为 $U_d/2$, 正负相间的 120° 方波, 其合成线电压波形与图 7.13(d) 形状相同, 不同的是其台阶分别为 $U_d/2$ 和 U_d 。相电压和线电压有效值分别为 $U_d/\sqrt{6}$ 和 $U_d/\sqrt{2}$, 比 180° 导电型有效值低。如果负载为电感性负载, 其波形分析将十分复杂, 此处不作详细分析。

7.3.2 电流型三相桥式逆变电路

前已述及, 所谓电流型逆变电路是指直流电源为电流源的逆变电路。常常是在逆变电路的直流侧串联一个大电感, 因为大电感中的电流脉动很小, 因此可将其近似看作直流电流源。

电流型逆变电路具有以下主要特点:

- ① 直流侧串联有大电感, 相当于电流源。直流侧电流基本无脉动, 直流回路呈现高阻抗。
- ② 电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流通过径, 因此交流侧输出电流为矩形波, 并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电压波形和相位则因负载阻抗情况的不同而不同。
- ③ 当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率, 直流侧电感起缓冲无功能量的作用。因为反馈无功能量时直流电流并不反向, 因此不必像电压型逆变电路那样给开关器件反并联二极管。

下面以电流型三相桥式逆变电路为例, 介绍用 IGBT 模块作为开关元件组成的电路工作原理, 其电路如图 7.15 所示。由于在 IGBT 模块中大多已集成了反向并联二极管(如图中 T_1 管的虚线框内所示, 其余各管略), 而电流型逆变电路无需续流, 也就不需要这个续流二极管, 故在每个 IGBT 模块下串联一个二极管, 用于消除模块内二极管的影响, 并可增强 IGBT 的反向电压耐受能力。在为电动机负载供电时, 为减小电动机转矩的脉动, 应使每相绕组在任何时刻都有电流, 一般负载多采用三角形连接。在换流时, 为给负载中的感性电流提供流通过径、吸收负载电感中储存的能量, 必须在负载端并联三相电容器。否则将产生巨大的换流过电压造成电力电子元件的损坏。

直流侧的滤波元件为大电感。可以使直流电流无脉动，可看做恒流源。当采用 120° 导电型时，驱动信号电压和输出电流的波形如图 7.16 所示。

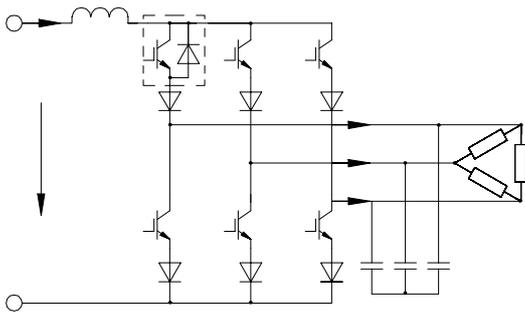


图 7.15 电流型三相桥式逆变电路

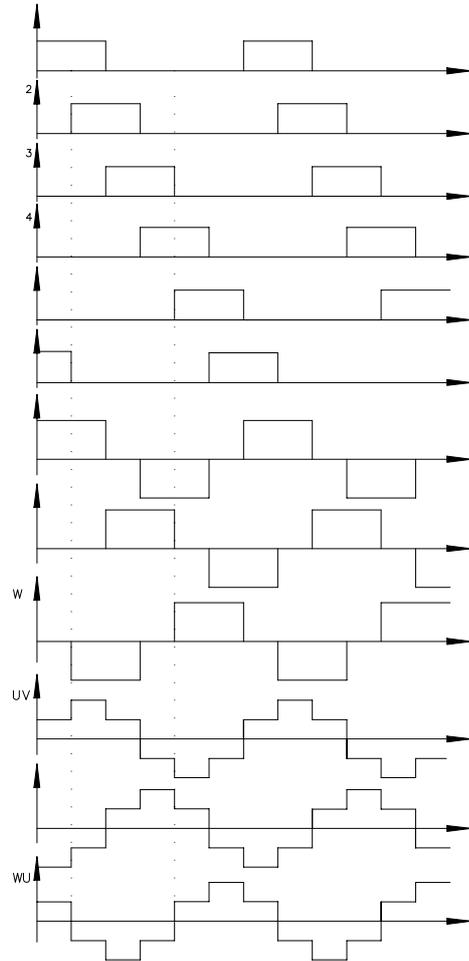


图 7.16 电流型三相桥式逆变电路工作波形

所谓 120° 导电型工作方式，是指任一时刻处于不同相的上桥臂组和下桥臂组中各有一个臂的电力电子开关导通，换流是在上桥臂组或下桥臂组的组内依次进行，所以也称为横向换流。按 T_1 到 T_6 的顺序每隔 60° 依次导通。其导通顺序为 $T_6, T_1 \rightarrow T_1, T_2 \rightarrow T_2, T_3 \rightarrow T_3, T_4 \rightarrow T_4, T_5 \rightarrow T_5, T_6 \rightarrow T_6, T_1$ 。每个状态持续 60° 。电路工作时，任何瞬时都只有两个开关导通，一个在共阴极组，另一个在共阳极组。每个周期中，每个元件依次导通 120° 。在分析电路的工作过程时，忽略换流过程，假定 $T_1 \sim T_6$ 为理想开关。则一个周期内，6 个不同的工作状态分别为

在 $0 \sim \frac{1}{3}\pi$ 区间， T_6, T_1 导通、W 相无电流， $i_U = +I_d, i_V = -I_d, i_W = 0$ 。

在 $\frac{1}{3}\pi \sim \frac{2}{3}\pi$ 区间， T_1, T_2 导通，V 相无电流， $i_U = +I_d, i_V = 0, i_W = -I_d$ 。

在 $\frac{2}{3}\pi \sim \pi$ 区间, T_2 、 T_3 导通, U 相无电流, $i_U=0$ 、 $i_V=+I_d$ 、 $i_W=-I_d$ 。

在 $\pi \sim \frac{4}{3}\pi$ 区间, T_3 、 T_4 导通, $i_U=-I_d$ 、 $i_V=+I_d$ 、 $i_W=0$ 。

在 $\frac{4}{3}\pi \sim \frac{5}{3}\pi$ 区间, T_4 、 T_5 导通, $i_U=-I_d$ 、 $i_V=0$ 、 $i_W=+I_d$ 。

在 $\frac{5}{3}\pi \sim 2\pi$ 区间, T_5 、 T_6 导通, $i_U=0$ 、 $i_V=-I_d$ 、 $i_W=+I_d$ 。

通过对电路输出电流波形的分析, 可以知道电流型逆变电路的输出电流是正负脉冲宽度各为 120° 的矩形波, 且幅值等于直流侧电流 I_d 。其输出交流电流波形和负载性质无关。

负载中的相电流波形, 可以由不同工作状态时的等值电路, 根据分流公式, 求出负载各相电流。例如, $60^\circ \sim 120^\circ$ 区间, T_1 、 T_2 导通, $i_U=+I_d$ 、 $i_V=0$ 、 $i_W=-I_d$; $i_{UV}=i_{VW}=I_d/3$ 、 $i_{WU}=2I_d/3$ 。图 7.16 给出了各电流波形, 将此波形图与三相电压型逆变电路的波形(图 7.13)比较可知, 二者的波形完全相同, 只不过前者是电流, 后者是电压。输出线电压波形和负载性质有关, 其波形大体为正弦波。

将线电流 i_U 和相电流 i_{UV} 展开成傅里叶级数为

$$i_U = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right) \quad (7.22)$$

$$i_{UV} = \frac{2I_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right) \quad (7.23)$$

线电流的基波幅值为

$$i_{Um1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1.11I_d \quad (7.24)$$

线电流的基波有效值为

$$i_{U1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78I_d \quad (7.25)$$

线电流有效值为

$$i_U = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816I_d \quad (7.26)$$

相电流与线电流间满足 $\sqrt{3}$ 倍的关系。比较线电流有效值计算式(7.26)和三相桥式电压型逆变电路输出线电压有效值 u_{UV} 计算式(7.19), 可见二式的系数相同, 这是由于两者波形形状相同的原因。逆变电路的输出电压与负载的阻抗性质及参数有关。如果已知负载的阻抗参数, 输出电压可由输出电流与阻抗求出。

随着全控型器件的不断发展, 电压型逆变电路已大多被全控型器件所取代。但在电流型逆变电路中, 除采用全控器件外, 仍有一些电路采用半控型器件。

7.4 逆变器的 PWM 控制技术

前面介绍的各种逆变电路在实际应用中, 根据负载的性质的不同, 除要求频率可控外, 还要求逆变器的输出电压(电流)、功率能够根据需要进行控制, VVVF 逆变器输出电压控制

原理如图 7.17 所示。其中图 7.17(a)为交流调压不控整流方式，逆变电路仅改变输出频率，输出电压的改变通过改变直流供电电压来实现，而直流电压的改变则由调整交流电压的方式实现。图 7.17(b)为可控整流调压方式，用可控整流电路改变供给逆变电路的直流电压实现控制逆变电路输出电压的目的。图 7.17(c)是斩波调压方式，在整流后通过斩波电路来改变供给逆变电路的直流电压。这三种方式的逆变电路仅负责频率的改变，自身电路均不负责输出电压的调节。图 7.17(d)为脉冲宽度调制(PWM)方式。它的调压、调频均由逆变电路完成，是一种比较理想的方式。

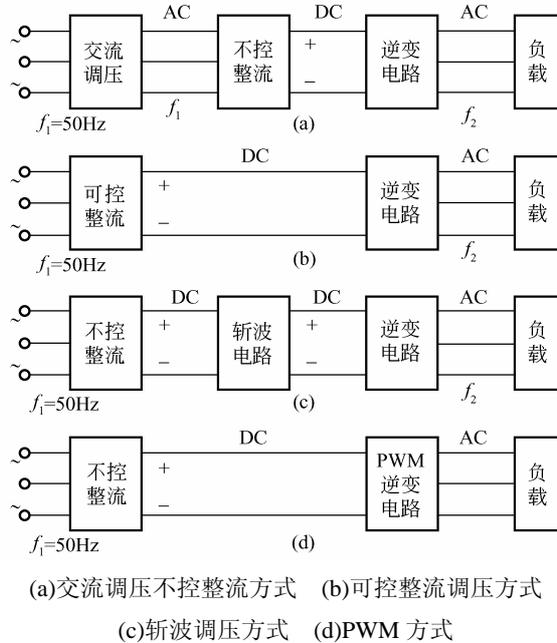


图 7.17 逆变器输出电压控制方式

另外，前面介绍的逆变电路输出电压或电流的波形近似为矩形波，其中含有大量谐波成分，而一般希望输出电压为正弦波，谐波含量越少越好，采用脉冲宽度调制(PWM)方式可以比较方便地实现这一目的。下面将主要介绍这种电路的工作原理。

PWM(Pulse Width Modulation)控制技术，简言之就是脉冲宽度调制技术。它是通过对输出电压或输出电流的一系列脉冲的宽度进行调制，来获得所需电压或电流的大小和形状的一项技术。PWM 控制技术在逆变电路中的应用最为广泛，对逆变电路的影响也最为深刻。现在大量应用的逆变电路中，绝大部分都是 PWM 型逆变电路。

7.4.1 PWM 控制的基本原理

1. PWM 的基本原理

在采样控制理论中的一个重要的结论，就是当在一个惯性环节的输入端施加面积相同但形状不同的脉冲信号时，该环节的输出响应中，低频段特性非常接近，仅在高频段略有差异。而且输入信号的脉冲越窄，输出响应的差别越小。脉冲宽度调制(PWM)技术就是依据这样的理论发展起来的。如果把各输出波形用傅里叶变换分析，则其低频段非常接近，

仅在高频段略有差异。

例如将图 7.18(a)所示的正弦半波波形分为 N 等份, 每份为 π/N , 当把该信号作为某个惯性环节的输入信号时, 可以将其看作是由 N 个彼此相连的脉冲信号所组成的输入信号, 且这些脉冲信号的宽度相同, 都等于 π/N , 只是幅值各不相同, 各脉冲的幅值是按正弦规律变化的。

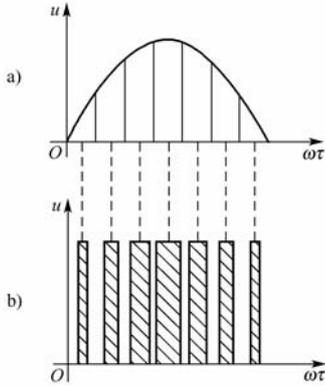


图 7.18 用 PWM 波代替正弦波

如果将这些脉冲换成相同数量、相同面积的等幅脉冲信号代替, 并使等幅脉冲列的中点与正弦脉冲列的中点相重合, 就得到如图 7.18(b)所示的脉冲序列。若将这两种脉冲列施加在同一个惯性环节时, 其输出响应基本相同。图 7.18(b)所示的等幅脉冲列就称为脉冲宽度调制 (PWM) 波形, 可以看出该波形中各个脉冲的幅值相等, 而宽度是按正弦规律变化的, 根据面积等效原理, PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周, 也可以用相同的方法得到脉冲宽度调制 (PWM) 波形。这种脉冲幅值相等, 宽度按正弦规律变化, 且与正弦波的输出响应等效的脉冲宽度调制称为正弦脉冲宽度调制 (SPWM)。要改变等效输出正弦波的幅值时, 只要按照同一比例系数改变上述各脉冲的宽度即可。

由前述可知, PWM 波形有等幅波 PWM 波和不等幅 PWM 波之分。无论是等幅 PWM 波还是不等幅 PWM 波, 都是基于面积等效原理来进行控制的, 因此其本质是相同的。此外, PWM 波形还可以等效成其他所需要的波形, 如等效成所需要的非正弦交流波形等, 其基本原理和 SPWM 控制相同, 也是基于面积等效原理实现的。

另外, 通过对 PWM 的脉冲序列的傅里叶级数分解可知, 脉冲宽度调制可有效地控制逆变器输出的基波分量和谐波分量。所以, PWM 技术不仅可控制逆变器的输出电压, 还可抑制其中的谐波。

2. PWM 波的获取方法

PWM 波的获取方法, 常见的有两种, 一种是算法, 另一种是调制法。

1) 算法

所谓算法, 就是当我们一旦确定了逆变电路所需输出的正弦波频率、幅值和半个周期内的脉冲数, 根据前述的面积等效的基本原理, PWM 波形中各脉冲的宽度和间隔就可以准确计算出来, 进一步计算出各脉冲的前、后沿时刻, 于是便可得到所需的 PWM 波, 以此直接控制逆变电路中各开关器件的通/断, 便可在负载上得到所需要的 PWM 波形。由于逆变电路在工作时, 每当需要改变输出的频率、幅值或相位时, 都要对所有数据重新计算, 尤其需要频繁改变输出正弦波的频率和幅值时, 计算任务相当繁重, 甚至难以满足实时控制的要求, 所以算法在实际中很少采用。

2) 调制法

实际中普遍使用的是调制法。在调制法中, 把所希望输出的波形称为调制波 u_r , 把接受调制的信号称为载波 u_c , 通过对载波的调制可以得到所希望的脉冲宽度调制波形。常用

的载波信号有等腰三角波和锯齿波。为了得到 SPWM 波形，通常用等腰三角波作为载波，因为等腰三角波左右对称，且三角波上任一点的水平宽度均与对应的高度成线性关系，当它与任何一个调制信号波相交时，可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲，这恰好满足 PWM 波控制的要求。当要求逆变器的输出为正弦波时，其调制波也应采用正弦波。图 7.20 所示为三角波调制的 PWM 波原理图。在电压比较器 A 的两输入端+、-分别输入正弦调制信号 u_r 和三角波载波信号 u_c ，在电压比较器 A 的输出端便得到 PWM 调制电压脉冲。PWM 脉冲宽度由图 7.19(a)所示接入电压比较器 A 的输入端极性可知，当 $u_c < u_r$ 时，A 输出高电平，反之 $u_c > u_r$ 时 A 输出低电平。改变 u_r 的大小即可改变调制波与载波的交点及交点之间的距离，而交点之间的距离决定了电压比较器 A 输出电压脉冲的宽度，即 PWM 波的宽度。降低 u_r 的幅值时，各段脉冲的宽度将变窄，输出电压的基波幅值将随之降低；改变 u_r 的频率时，输出电压的基波频率也随之改变。这样，由两个波形的交点控制开关器件的开通、关断，就可在输出端得到与正弦波输出响应相似的 SPWM 波形，参见图 7.19(b)。当调制信号不是正弦波，而是所需要的其他波形时，也能得到与之等效的 PWM 波。

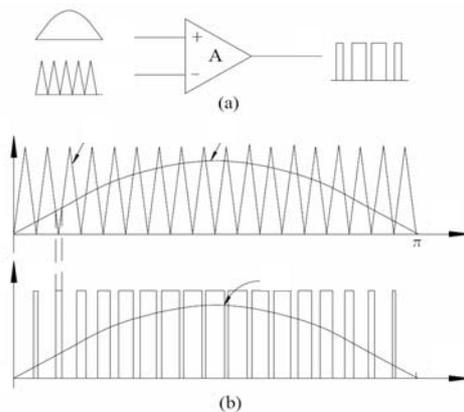


图 7.19 三角波调制的 PWM 波原理图

7.4.2 PWM 逆变电路的控制方式

目前应用较普遍的是正弦脉宽调制。按其控制方式可以分为单极性调制和双极性调制两种方法。图 7.20 是采用 IGBT 作为开关器件的单相桥式电压型逆变电路，设负载为阻感性负载。下面我们将详细讨论这两种方法。

1. 单极性 SPWM 控制方式

单极性 SPWM 控制方式的电路及波形如图 7.21 所示，图中的 u_r 为正弦调制波， u_c 为三角形载波。载波 u_c 在 u_r 的正半周为正极性的三角波，在 u_r 的负半周为负极性的三角波。通过 u_r 和 u_c 的比较，获取 SPWM 控制信号来控制图 7.20 主电路中开关元件的导通或关断，IGBT 的通/断发生在 u_r 和 u_c 的交点时刻。从而在主电路的输出端获得 SPWM 输出电压 u_o 。

在 u_r 的正半周期间，给 T_1 始终施加开通控制信号，使其始终保持导通状态，使 T_2 、 T_3 始终保持关断状态，只控制 T_4 。当 $u_r > u_c$ 时，控制 T_4 导通，此时输出电压 u_o 为 $+U_d$ ；当

$u_r < u_c$ 时，控制 T_4 关断，则负载电流通过 D_3 续流输出电压 u_o 为 $0V$ 。

在 u_r 的负半周，使 T_3 保持始终受控导通状态，使 T_1 、 T_4 一直保持关断，只控制 T_2 。当 $u_r < u_c$ 时，控制 T_2 导通，输出电压 u_o 为 $-U_d$ ；在 $u_r > u_c$ 时，使 T_2 关断，则负载电流通过 D_4 续流，输出电压 u_o 为 $0V$ 。

这种调制方式中，在调制波 u_r 的正、负半个周期内，三角形载波只在一个方向变化，输出电压也只在在一个方向变化。输出电压波形如图 7.21(b)所示，输出的电压有 $+U_d$ 、 $0V$ 、 $-U_d$ 三种电压值。其中的 u_{o1} 为基波分量的波形，与正弦调制电压 u_r 的形状相同。图中的虚线 u_{o1} 表示 u_o 中的基波分量。像这种在 u_r 的半个周期内三角形载波只在单一的正极性或负极性范围内变化，所得到的 SPWM 波形也只在单个极性范围变化的控制方式称为单极性 SPWM 控制方式。

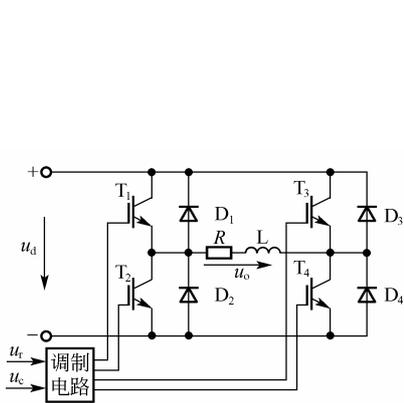


图 7.20 单相桥式 PWM 逆变电路

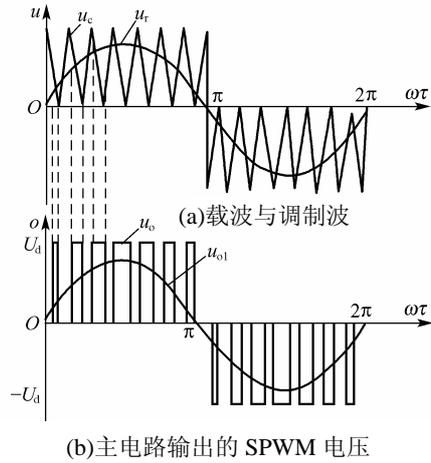


图 7.21 单极性 SPWM 控制方式的电路及波形

2. 双极性 SPWM 控制方式

和单极性 SPWM 控制方式相对应的是双极性控制方式。其控制和输出波形如图 7.22 所示。其中 u_r 为正弦调制波， u_c 为三角载波。但 u_c 的波形与单极性时有明显的不同，在 u_r 的半个周期内，三角波载波不再是单极性的，而是有正有负的双极性三角波。

双极性调制方式在 u_r 的正、负半周控制规律相同。当 $u_r > u_c$ 时，同时给 T_1 和 T_4 导通信号，给 T_2 和 T_3 关断信号，此时若 $i_o > 0$ ，则 T_1 和 T_4 导通，若 $i_o < 0$ ，则 D_1 和 D_4 导通，两种情况下输出电压均为 $+U_d$ ；当 $u_r < u_c$ 时，给 T_2 和 T_3 导通信号，给 T_1 和 T_4 关断信号，若此时 $i_o < 0$ ，则 T_2 和 T_3 导通，若 $i_o > 0$ ，则 D_2 和 D_3 导通，两种情况下输出电压 u_o 均为 $-U_d$ 。可见，在 u_r 的一个周期内，输出的 PWM 波只有 $\pm U_d$ 两种电平，而不再出现单极性控制时的零电平状态。主电路的输出电压 u_o 波形如图 7.22(b)所示，其幅值只有 $+U_d$ 、 $-U_d$ 两种。 U_{o1} 为输出的基波波形，形状与正弦调制波相同。

从以上的分析可见，单相桥式电路既可采取单极性调制，也可采用双极性调制。当对开关器件通/断控制的规律不同时，它们的输出 PWM 波形也会出现较大的差别。

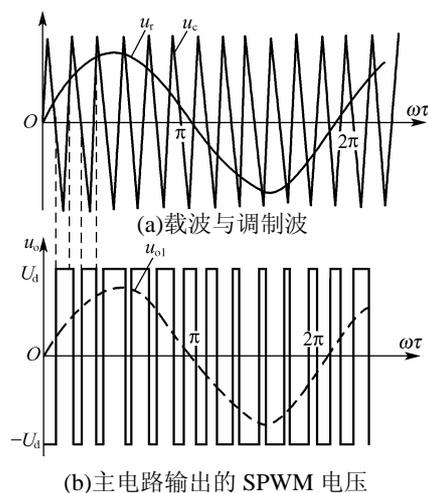


图 7.22 双极性 SPWM 波形

3. PWM 主要参数

1) 调制比 M

在图 7.21 和图 7.22 中, 如果设正弦调制波电压的幅值为 U_{m} , 三角形载波电压的幅值为 U_{cm} , 则调制比 M 为

$$M = \frac{U_{\text{m}}}{U_{\text{cm}}} \quad (7.27)$$

在图 7.21(a) 中的 $0 \sim \pi$ 区间, 三角形载波 u_c 幅值不变, 正弦调制波 u_r 幅值增大时, 即改变 M , 输出电压 u_o 的脉冲宽度将相应变宽, 即等效输出基波 U_{o1} 幅值增大。当正弦调制波 u_r 幅值减小时, 输出电压 u_o 的脉冲宽度相应减小, 即等效输出基波电压 u_{o1} 幅值减小, 所以改变调制比 M 可以改变输出电压基波的幅值。同理, 改变正弦调制波的频率, 可以改变输出电压 u_o 的基波频率。

2) 载波比 K

设正弦调制波的频率为 f_r , 三角波的频率为 f_c , 则载波比为

$$K = \frac{f_c}{f_r} \quad (7.28)$$

载波比 K 将决定每个调制波周期中, 输出 SPWM 脉冲的个数。图 7.21 所示波形中, $f_c / f_r = 14$, 每半个调制波周期输出 7 个 SPWM 脉冲。从输出波形上可以明显看出, 它比图 7.13(c) 所示的单脉冲调制(相当于 $K=1$)输出电压基波 u_{o1} 的波形更接近正弦波。而且 K 值越高, SPWM 脉冲个数越多, 越接近理想正弦波。

4. PWM 的异步调制和同步调制

根据载波比是否为常数以及载波和调制信号波是否同步变化等情况, PWM 调制方式可分为异步调制和同步调制两种。

1) 异步调制

在频率改变过程中, 载波信号和调制信号不保持同步的调制方式称为异步调制。在异

步调制方式中，通常保持载波频率 f_c 固定不变，因而当调制波频率 f_r 变化时，载波比 N 随之发生变化。其特点是在信号波的半个周期内，PWM 波的脉冲个数不固定，相位也不固定。

2) 同步调制

在变频时使载波和调制信号波始终保持同步，并保持载波比 K 等于常数的调制方式称为同步调制。在同步调制方式中，由于载波比 K 为常数，所以，当调制信号频率变化时，一个周期内输出的脉冲数和脉冲相位都是固定不变的。

在同步调制中，当逆变电路要求输出频率提高时，其载波频率 f_c 会随着调制波频率 f_r 升高 K 倍，过高的 f_c 可能会超出开关器件的频率极限。相反，当要求逆变电路输出频率很低时，其载波频率 f_c 也很低。在一个周期内输出的脉冲个数只有很少几个，输出电压中含有难以滤除的低次谐波，而且，当负载为电动机时还会引起较大的转矩脉动和电磁噪声。另外，在同步调制中由于载波信号频率随调制信号的连续变化而变化，给利用微处理机进行数字化控制带来极大的不便。

3) 分段同步调制

为有效克服上述同步、异步调制存在的缺点，将异步和同步两种调制方法结合起来，使在整个频率范围内是异步的，但在一定频段内又是同步的，这就是分段同步调制。分段同步调制是把逆变电路的输出频率范围划分成若干个频段，不同频段采用不同的载波比，每个频段内保持载波比 K 为恒值。在输出频率高的频段采用较低的载波比，以使载波频率不致过高，并限制在功率开关器件允许的范围内。在输出频率低的频段采用较高的载波比，以使载波频率不致过低而对负载产生不利影响。在三相 PWM 逆变电路中，为保证输出三相电压严格对称，通常采用三个相位互差 120° 的正弦调制波并共用一个三角形载波，各频段的载波比取 3 的整数倍。同时还应使载波比为奇数，以保证每一相的 PWM 波正负半周镜对称。图 7.23 给出了 $K=9$ 时的三相 PWM 同步调制波形。

另外，为了防止载波频率在切换点附近的来回跳动，在各频率切换点处应设置一定的切换频率滞环。图 7.24 示出了带有切换频率滞环的分段同步调制的 f_c 与 f_r 的关系，图中给出了各频段的载波比。图中切换点处的实线表示输出频率增高时的切换频率，虚线表示输出频率降低时的切换频率，前者略高于后者而形成滞后切换。

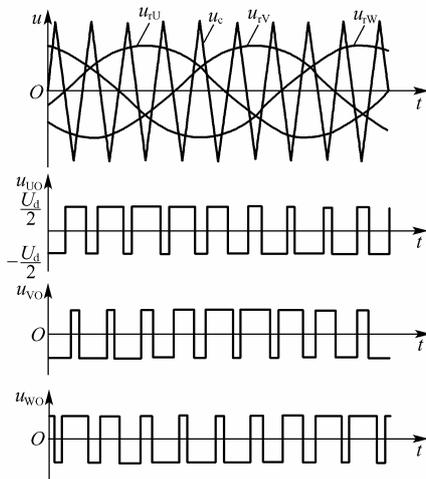


图 7.23 同步调制三相 PWM 波形

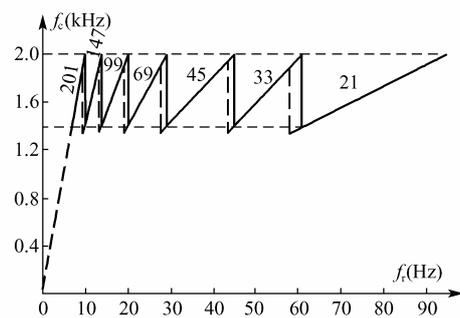


图 7.24 分段同步调制方式举例

7.4.3 PWM 跟踪控制技术

1. 电流滞环跟踪控制

7.4.1 节介绍了 PWM 波形生成的两种方法——计算法和调制法，着重介绍了调制法。本节所介绍的跟踪控制技术，不是用信号波对载波进行调制，而是引入反馈控制的概念，把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反馈信号，通过两者的比较来决定逆变电路各功率开关器件的通/断，使逆变器的输出跟随指令信号变化。因此，这种控制方法称为跟踪控制法。跟踪控制法中常用的有电流跟踪控制方式、电压跟踪控制方式，以及磁链跟踪控制方式。其实质上都属闭环控制。

在实用电源系统中，有的为了适应输入电压和负载电流变化条件下维持输出电压恒定，希望输入电流是可控的(例如 CVCF 电源)；而对于像以交流电动机为负载的 VVVF 电源，为了适应各种不同的力矩需要，则希望输出电流是可控的。为满足某个量的可控或恒定，就应引入该量的反馈，这便形成了电流反馈控制。电流滞环跟踪控制是电流反馈控制的一种。由于客观的需要以及电流型控制自身优点，使这种控制方式得到重视和应用。

图 7.25(a)所示为具有电流滞环跟踪控制的单相半桥逆变电路。为分析简单起见，假设负载为纯阻性，但考虑输出滤波器之后可等效为感性负载，基波阻抗角为 φ_1 ；控制电路参数选择使主电路功率器件的开关周期 T_c 远小于逆变输出周期 T ，只考虑输出电压的基波分量 u_{o1}

$$u_{o1} = U_{o1m} \sin(\omega t - \varphi_1) \quad (7.29)$$

式中， $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ ， $U_{o1m} < U_d/2$ ，输出滤波电感量 L 足够大，电感电流 i_L 线性变化。

1) 滞环跟踪方式的原理

图 7.25(a)给出了采用滞环比较方式的 PWM 电流跟踪控制单相半桥式逆变电路原理图。图中 i_R 是给定正弦电流， $i_R = I_{Rm} \sin \omega t$ ，式中电流幅值 I_{Rm} 和角频率 ω 均连续可调； i_f 是反馈电流， $i_f = i_L / K_{CT}$ ，式中 K_{CT} 为电流互感器 CT 的变比。二者进行比较后的偏差 i_e 作为带有滞环特性的比较器的输入。滞环比较器具有的滞环环宽为 Δu_h ， $\Delta u_h = u_{h2} - u_{h1}$ ， u_{h2} 和 u_{h1} 分别表示滞环比较器的上门限电压和下门限电压(见图 7.25(b))。滞环的环宽 Δu_h 由滞环比较器的电路参数决定，但 u_{h1} 和 u_{h2} 的大小跟随电流给定值变化，当给定电流按正弦变化时， u_{h1} 和 u_{h2} 也按正弦变化，它们分别对应于图 7.26 中给定电流 i_R 的上、下门限电流 i_{R1} 和 i_{R2} 。

由逆变电路原理图可见，当逆变桥上、下臂开关器件交替导通时，逆变主电路可等效为图 7.25(c)所示的等效电路，图中开关 S 以 f_c 的频率在 a 和 b 间来回切换，电感电流 i_L 变化率分别为

当 S 打向 a 位时：

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_o} \left[\frac{U_d}{2} - U_{o1m} \sin(\omega t - \varphi_1) \right] \quad (7.30)$$

$di_L/dt > 0$ ， i_L 线性上升，其上升速率随时间变化；

当 S 打向 b 位时：

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L_o} \left[\frac{U_d}{2} - U_{o1m} \sin(\omega t - \varphi_1) \right] \quad (7.31)$$

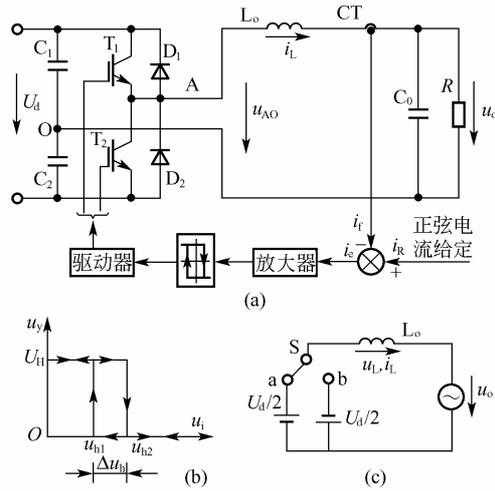


图 7.25 电流滞环跟踪控制的逆变电路

上式表明，当 S 置 b 位时， $di_L/dt < 0$ ， i_L 线性下降，其速率也随时间变化。

控制电路的任务是控制电路中上、下臂开关器件在电流上升到 i_{R2} 或下降到 i_{R1} 时进行切换，使其交替导通，保证电感电流跟踪正弦给定电流。在开关频率很高的条件下，便可能得到可控的正弦输出电流。

电路的工作过程如下，设电路初态为 T_1 导通，相当于图 7.25(c)中的 S 位于 a 处， i_L 线性增长， i_f 相应增长。当 $i_f=i_{R2}$ (相当于 $u_i=u_{h2}$)时，滞环比较器输出电压 u_y 由 U_H 转为零，输出控制信号 $u_{g1}=0$ ， $u_{g2}>0$ ，使 T_1 关断、 T_2 导通，但由于回路电感的作用，为了维持 i_L 连续，二极管 D_2 导通续流， T_2 被迫处于阻断状态，相当于图 7.25(c)中开关 S 由 a→b 切换， i_L 相应下降。当电流降到 $i_f=i_{R1}$ 时，相当于 $u_i=u_{h1}$ 时， u_y 由 0 转为 U_H ，又使 $u_{g1}>0$ ， $u_{g2}=0$ ， T_1 再次导通、 D_2 截止，完成一个开关周期， $i_L(i_f)$ 的波形如图 7.26 所示。这样，通过环宽为 ΔI_h (对应图 7.25(b)中的 Δu_h)的滞环比较器的控制， i 就在 i_{R1} 和 i_{R2} 的范围内，呈锯齿状地跟踪给定电流 i_R 变化。

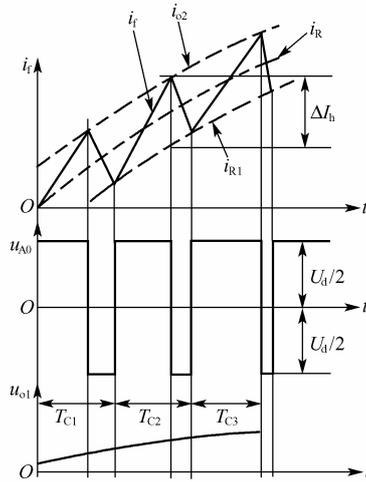


图 7.26 电流滞环跟踪控制的电流跟踪过程及 PWM 波形

从图中也可看出, 环宽过宽时, 开关动作频率低, 但跟踪误差增大; 环宽 ΔI_h 越小, 则开关切换的越频繁, i_L 越能紧紧跟踪给定正弦电流的变化, 电流脉动越小, 电流失真度越小, 但带来的是开关频率 f_c 越高, 而 f_c 的提高, 将导致电路开关损耗增加, 效率降低。另外, f_c 的提高, 还要受开关器件自身参数的限制。负载串联电抗器 L 可起到限制电流变化率的作用。 L 过大时, i 的变化率过小, 对指令电流的跟踪变慢; L 过小时, i 的变化率过大, 电流频繁地达到上下限电流, 会加大开关的动作频率。这些问题在设计时应统筹考虑。

电流滞环跟踪控制也可用于三相 PWM 逆变电路, 它由图 7.25(a) 中三个相同的单相半桥电路组成, 三相电流给定信号 i_{RU} 、 i_{RV} 和 i_{RW} 依次相差 120° , 电流反馈信号分别引自对应的三相。工作过程与上述单相电路相同, 此处不再赘述。但其线电压的正半周和负半周内, 都有极性相反的脉冲输出, 这将使输出电压中的谐波分量增大, 也使负载的谐波损耗增加。

2) 采用滞环比较方式的电流跟踪型 PWM 变流电路的特点

- ① 硬件电路简单, 属于闭环控制。
- ② 系统具有较高的稳定性。
- ③ 具有快速的瞬态响应。

④ 电流型半桥电路容易产生失控。电流脉宽不等固然可以维持电感端压的伏秒值平衡, 但却会导致电容电荷的安秒值不平衡, 导致直流侧分压电容端压不等、电源中点漂移, 恶性循环的结果将使电路失控。

⑤ 开关频率不固定。由于器件的开关点完全取决于电流到达上下限值的时间, 因此滞环控制的开关频率并不固定, 使电路工作可靠性下降, 输出电压的频谱变差。

3) 恒开关频率的电流控制

针对滞环电流控制方式存在的不足, 图 7.27 给出了一种具有恒开关频率的电流控制方式。主电路仍为单相半桥电路, 但控制电路与图 7.25(a) 中的控制电路不同: 正弦给定电流 i_R 与反馈电流 i_f 在电流比较器的输入端进行比较后, 本应根据差值电流 $i_c = i_R - i_f$ 的极性决定输出驱动主电路的开关器件的通/断, 但在该电路中, 为使电路具有固定的切换频率, 不直接以 i_c 的极性控制 u_g 的状态, 而在比较器和驱动器之间增加了一个受重复频率恒为 f_c 的方波信号 u_c 控制的锁存器, u_c 作为锁存器的时钟脉冲加到 CP 端, 而锁存器只有在时钟脉冲到来时才转换状态, 所以, 开关频率是恒定的, 也称为同步开关控制方式。

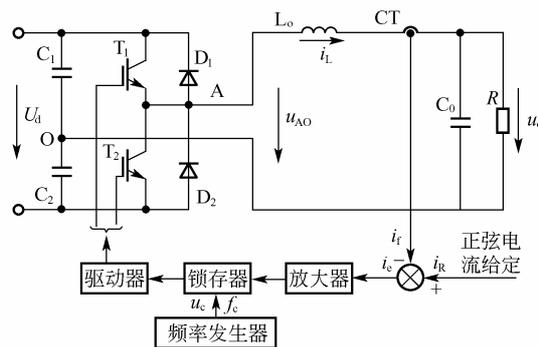


图 7.27 采用恒开关频率电流控制的逆变电路

恒开关频率方式解决了滞环控制方式时开关频率不固定的问题，给高频滤波器的设计带来方便。但当电流上升或下降较快，使 i_c 的极性变号后，本应及时切换主电路开关器件转为下降或上升，但却受恒开关频率 f_c 的控制，因时间未到而不得不继续上升或下降，使电流严重偏离给定电流，造成控制精度变低、电流波形失真度比滞环控制方式在相同条件下要高。

2. 电压滞环跟踪控制

与电流滞环跟踪控制方式相对应的是采用电压滞环跟踪控制方式。如图 7.28 所示，在电压滞环跟踪控制方式中，是把给定电压 u_R 与经电压互感器 PT 降压后的逆变电路输出电压反馈量 u_f 进行比较，得到偏差信号 u_e ，该偏差信号 u_e 经滤波后再送入滞环比较器，由比较器的输出控制主电路开关器件的通/断，从而实现电压跟踪控制。其工作过程与电流滞环跟踪控制方式大体相同，二者相比，只是把给定信号和反馈信号由电流换为电压。但由于其输出电压是 PWM 波形，其中含有大量的高次谐波，故必须设置适当的滤波器将其滤除。

该电路的驱动器是一个脉宽可调的振荡器，当给定信号 $u_R=0$ 时，输出电压 u 为频率较高的矩形波，相当于一个自励振荡电路。当 $u_R>0$ 时， u 变为正宽负窄、正负脉冲宽度不等的矩形波，当 $u_R<0$ 时， u 变为正窄负宽、正负脉冲宽度不等的矩形波。正/负脉冲宽度差由 u_R 的极性和大小决定。当 u_R 为交流信号时，只要其频率远低于上述自励振荡频率，从输出电压 u 中滤除由功率器件通/断所产生的高次谐波后，所得的波形就几乎和 u_R 相同，从而实现电压跟踪控制。

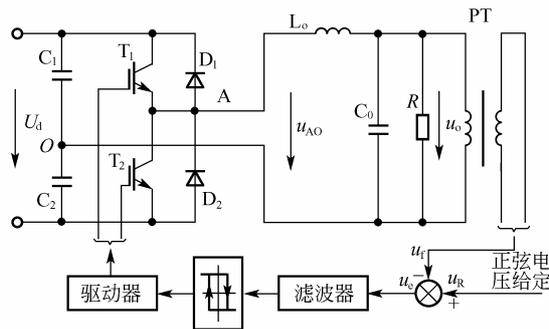


图 7.28 电压跟踪控制逆变电路

3. 三角波比较方式

三角波比较方式也分为电流跟踪型和电压跟踪型两种，它与前面介绍的调制法不同。在调制法中，是用三角波直接与给定信号进行比较，产生 PWM 调制信号，属开环控制，无电流或电压跟踪功能。而这里介绍的三角波比较方式是通过闭环来进行控制的。它是把给定电流(或电压)信号与逆变电路实际输的电流(或电压)信号进行比较，得到偏差信号，将该偏差信号送 PI 调节器进行放大和调节运算，再将其输出信号与三角波进行比较，产生 PWM 控制波形去控制主电路的开关器件的导通和关断，产生 PWM 波形。图 7.29 是采用三角波比较方式的电流跟踪型 PWM 逆变电路原理图。采用三角波比较方式的电压跟踪型 PWM 逆变电路与前者相似，只是给定信号和反馈信号都是电压信号而已。

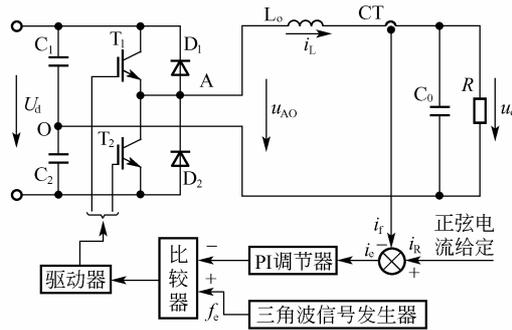


图 7.29 三角波比较电流跟踪控制逆变电路

可见，这种控制方式是一种电流或电压的单闭环控制系统，它可以实现对被调量的跟踪控制。只是其调节控制的输出，又经三角形载形进行了调制。当三角波载形频率一定时，功率开关器件的开关频率也是一定的，这就给滤波器的设计带来方便。与滞环比较控制方式相比，这种控制方式输出电流所含的谐波少，因此常用于对谐波和噪声要求严格的场合。

4. 电压电流双环反馈控制

图 7.30(a)所示为具有电压外环和电流内环的双环反馈控制半桥逆变电路。电压外环采用瞬时值反馈，与给定电压进行比较得到输出电压的瞬时误差，将该信号经 PI 调节器调节运算后作为电流内环的给定 i_R ；电流内环由负载电流瞬时值与电流给定 i_R 比较产生误差信号，再与三角形载波比较后产生 SPWM 信号。这样，采用双闭环反馈控制可以用电流内环克服负载扰动引起的电流冲击，实现给定电流幅值的自动控制；电压外环可以稳定输出电压的幅值。所以该逆变电路属于电压源逆变电路。

为了说明 SPWM 信号的形成及控制的效果，以电流内环的控制为例，将系统中两个参与比较的给定信号合成为等效给定电流 $i_r = i_R + i_c$ ，其中 i_R 即低频正弦电流， i_c 为对应于载波电压 u_c 的高频载波电流。当对应于负载电流 i_L 的反馈电流 i_f 低于 i_r 时，比较器输出 $u_g > 0$ ，此时驱动电路输出端有 $u_{g1} > 0$ ， $u_{g2} = 0$ ， T_1 导通而 T_2 关断，负载电流 i_L 线性上升，这种状态一直维持到 $i_f > i_r$ 时为止；当 i_f 高于 i_r 时， $u_g = 0$ ，驱动电路输出端 $u_{g1} = 0$ ， $u_{g2} > 0$ ， T_1 关断， D_2 导通， i_L 线性下降，直到 $i_f < i_r$ ，使 u_g 重新出现 $u_g > 0$ 的状态，完成一个载波周期 T_c 的控制，如图 7.30(b)所示。由图可见， $i_f(i_L)$ 的脉动量将被控制在等效给定电流 $i_r = i_R + i_c$ 所确定的区域内，并围绕正弦给定电流 i_R 上下波动。其实正弦给定电流 i_R 还要受电压外环的调节控制，也会发生变化，参与电流内环的调节控制。

5. 电压空间矢量控制

逆变电路一个很重要的应用方面，就是作为交流电动机的调速电源。由电机学可知，为使交流电动机产生一个空间圆形旋转磁场，应给电动机施加一个正弦交流电流。虽然采用 PWM 技术可以获得谐波含量很少的正弦波输出电压，然而，当这一正弦电压加到负载上的时候，由于受负载参数的影响，其电流可能远非正弦波，而电机电流的谐波分量不仅使电动机损耗增加、效率下降，还会增加脉动转矩，影响工作性能。所以，对交流调速系统来说，希望提供三相对称的正弦交流电压和电流，以实现在三相异步电动机中产生圆形

空间旋转磁场，从而产生恒定电磁转矩的目的。按照旋转磁场轨迹为圆的目标来进行 PWM 控制，其效果将更直接，这种控制就称为磁链跟踪控制。由于磁链的轨迹可由电压空间矢量得到，所以又称为电压空间矢量控制。

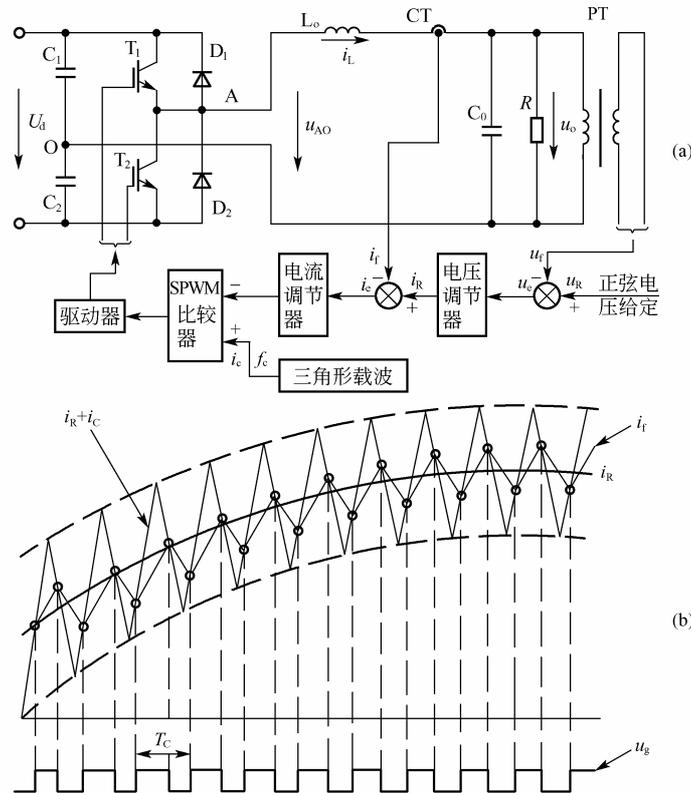


图 7.30 电压电流双环反馈控制逆变电路

近年来，源于交流电动机变频传动控制的电压空间矢量 PWM 控制技术已被移植到电压型三相逆变器的控制。其原理就是利用逆变器各桥臂开关控制信号的不同组合，使逆变器的输出电压空间矢量的运行轨迹尽可能接近圆形。空间矢量脉宽调制技术不仅使得电动机脉动降低，电流波形畸变减小，而且与常规正弦脉宽调制(SPWM)技术相比，直流电压利用率有很大提高，并更易于数字化实现。

7.4.4 SPWM 生成方法

脉冲宽度调制波形产生的方法在 7.4.1 节已经有所介绍，如算法、调制法等，下面对 SPWM 波的生成方法做进一步的讨论。

1. SPWM 波生成的基本方法

脉冲宽度调制波形产生的方法大体上说有三种：一种是采用模拟电路产生；一种是采用专用集成电路产生；另一种是由微型计算机直接产生。

1) 采用模拟电路生成 SPWM 波形

按照 SPWM 产生的原理，是用分立的模拟或数字电路来构成正弦信号发生器、三角波

发生器生成调制波和载波，再通过比较器自动完成两者交点的确定，即可在比较器的输出端直接输出 SPWM 矩形波。这种方法的实时性好，但其电路复杂、可靠性低，灵活性差，输出波形优化困难。为增加该方法的灵活性和可靠性，也有利用单片机的计算与存储功能和 D/A 转换器参与三角波和正弦波的生成或直接生成 SPWM 波形。

2) 直接采用集成电路产生 SPWM 波

采用集成电路产生 SPWM 波的方法简单可靠，方便易行。目前许多厂商都开发研制了多种类型的专门产生单相或三相 SPWM 信号的集成电路，例如应用极为广泛的单相 PWM 发生器集成电路 TL494 和 SG3524 等；以及用于三相 SPWM 的专用集成电路 HEF4752 和 SLE4520 等。以三相 SPWM 调制集成电路 HEF4752 为例，它是专门产生三相 SPWM 信号的大规模集成电路，无须微机配合，由纯硬件实现，属同步调制电路。在交流电动机变频调速和不间断电源中用作中心控制部件，输出频率在 1Hz 到上百赫兹之间连续可调。它只需提供 4 路时钟信号，电路就能工作。通过改变相关时钟的频率，就可独立地调节输出电压和输出频率；通过控制相序，可以实现电机的正、反转控制。而 SLE4520 是专门用于三相 VVVF 电源控制的大规模集成电路，它必须和 8 位微处理器配合使用才能产生三相 SPWM 驱动信号。它能将微处理器送来的一个 8 位数字信号变成相应宽度的脉冲，输出波形不局限于正弦调制。它由微处理器中的定时器决定逆变器的开关频率，具有内部封锁能力，特别适合于交流电动机变频调速或交流逆变电源系统。

3) 采用微处理器的 SPWM 控制

近年来，微处理器的发展特别迅速，许多厂商开发了专门用于电机控制的微处理器或数字信号处理器(DSP)。这些微处理器有专用的输出端口，可在软件支持下产生 SPWM 波形。

在采用微处理器的 SPWM 控制中，SPWM 波的产生一般常采用两种方法实现。一种是采用表格法。它是将正弦波一个周期中不同电角度的正弦值预先算好，作为一个表格存入计算机的内存，工作时按照一定的时间间隔读取并输出数据，便可得到 SPWM 波形。微处理器若同时从 0、120、240 处读取正弦表的数据，送入三个波形发生器 WFG，便可同时等到三相 SPWM 波形。这种方法中，正弦波的频率由改变从正弦表中读取的数据和时间间隔决定，其幅值的改变可将查表数据乘上一个幅值调制系数来实现。表格法的优点是简单，缺点是占用内存较大，尤其是在高分辨率连续调频时，由于不可能存储所有模式的数据，难以实现波形的优化。

在采用微处理器的 SPWM 控制中，SPWM 波产生的另一种方法是实时计算法。它是根据数学模型，实时计算出开关的转换时刻，控制逆变器主开关导通与关断。这又有自然采样法和规则采样法之分。自然采样法是按照 SPWM 控制的基本原理，计算调制波与三角波的交点来控制功率开关的通/断，获得理想的 SPWM 波。自然采样法是最基本的方法，所得到的 SPWM 波形很接近正弦波。但这种方法要解复杂的超越方程，尤其在实时控制中更是难以实现，所以工程上很少使用。而工程上广泛使用的是规则采样法，下面对规则采样法做以介绍。

2. 自然采样法

所谓自然采样法，就是按照 SPWM 控制的基本原理，利用正弦调制波和三角形载波的

自然交点控制功率开关器件的通/断,生成 SPWM 波形的方法。由于正弦波的值随相位角的不同而不同,它与三角波的交点均不一致,因而由二者交点决定的脉冲宽度也不相同。尤其是当改变正弦波频率或幅值时,它与三角波的交点及产生的脉冲宽度更要随之变化。所以,自然采样法的任务就是为准确生成 SPWM 波形,而准确地计算正弦波和三角波的交点。

下面以图 7.31 为例说明用自然采样法生成 SPWM 的方法。图中 u_c 是三角形载波,令其幅值 $u_{cm}=1$,载波周期为 T_C ; u_r 是正弦调制波, $u_r=M\sin\omega_r t$, 式中 M 为调制系数, $0\leq M\leq 1$; ω_r 为正弦调制信号的角频率。由图可见,在三角形载波的一个周期 T_C (两个峰值之间)内,其下降段与正弦波交于 A 点,上升段与正弦调制波交于 B 点。若以正弦波上升段的过零点为时间起始点,则 A 和 B 所对应的时刻分别为 t_A 和 t_B 。A、B 间即为获得的脉冲宽度 τ 。 $\delta_1+\delta_2$ 是脉冲间歇时间,于是载波周期 $T_C=\delta_1+\tau+\delta_2$ 。

在图 7.31 中,利用三角形相似的关系可求得脉冲宽度:

$$\tau = \frac{T_C}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin \omega_r t_A + \sin \omega_r t_B) \right]$$

由式可知,只要求得 t_A 和 t_B 就可得到所需脉冲宽度。但 t_A 和 t_B 与载波比 K 和调制比 M 以及调制频率 ω_r 都有关系,所以这是一个超越方程,求解相当困难,不适于计算机实时控制。所以,这种方法在工程上直接应用不多。

3. 规则采样法

规则采样法是针对自然采样法中要求解复杂的超越方程,难以在实时控制中在线计算,而采用的一种对正弦波与三角波交点求解的一种简化方法,其效果接近自然采样法,但计算量却比自然采样法少了许多。在规则采样法中,载波可使用锯齿波或三角波。这里仍以三角波载波为例进行说明。在规则采样中,是取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_C ,采样点位于 $T_C/2$ 处与三角波的中点(负峰值点)重合,利用一个采样周期中正弦函数的中点值作为采样值,代替两侧两个与三角波相交的不同函数值,这样就简化了计算。以简单的比例关系得出 SPWM 的脉冲宽度,每个输出脉冲以 $T_C/2$ 为轴对称,如图 7.32 所示。由图可见,在规则采样法中,每个脉冲的中点与三角波一周期的中点(即负峰点)重合,这是与自然采样法完全不同的(而在自然采样法中每个脉冲的中点是不与三角波中点相重合的)。但是,用这种规则采样法得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。这样一来,就可使计算大为简化。由图 7.32 可见,在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦信号波采样而得到 D 点,过 D 点作一水平直线和三角波分别交于 A 点和 B 点,在 A 点时刻 t_A 和 B 点时刻 t_B 控制功率开关器件的通/断,就可得到要求的 SPWM 脉冲。

设正弦调制信号波为

$$u_r = M \sin \omega_r t$$

式中, M 称为调制比, $0\leq M<1$; ω_r 为正弦信号波角频率。由图 7.32 可得如下关系式

$$\frac{1 + M \sin \omega_r t_D}{\tau/2} = \frac{2}{T_C/2}$$

由此可得

$$\tau = \frac{T_C}{2} (1 + M \sin \omega_r t_D) \quad (7.32)$$

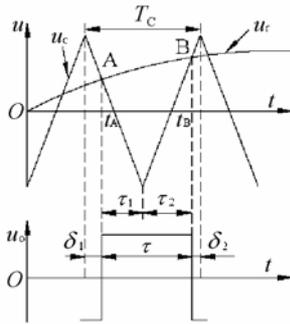


图 7.31 自然采样法

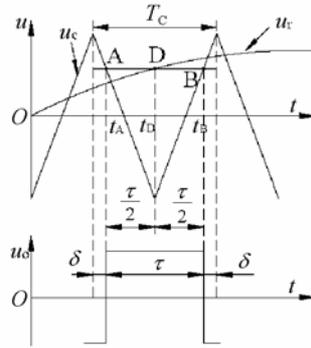


图 7.32 规则采样法

在三角波的一周期内，脉冲两边的间隙宽度 δ 为

$$\delta = \frac{1}{2}(T_C - \tau) = \frac{T_C}{4}(1 - M \sin \omega_r t_D) \quad (7.33)$$

对于三相桥式逆变电路应该产生三相 SPWM 波形。通常三角形载波是三相公用的，三相正弦调制波的相位依次相差 120° 。设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 τ_U 、 τ_V 和 τ_W ，它与 T_C 的两侧间隙宽度分别为 δ_U 、 δ_V 和 δ_W ，由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零，故由式(7.32)可得

$$\tau_U + \tau_V + \tau_W = \frac{3}{2}T_C \quad (7.34)$$

同理，由式(7.33)可得

$$\delta_U + \delta_V + \delta_W = \frac{3}{4}T_C \quad (7.35)$$

利用式(7.33)、式(7.34)可以简化生成三相 SPWM 波形的计算工作量。实际上，三相 SPWM 波形之间也存在有互差 120° 的相位关系，所以只要计算出一相波形甚至是半个周期的调制波波形，采用移相的方法和对称关系即可得到所有三相 SPWM 波。

7.4.5 PWM 逆变电路的谐波抑制

PWM 逆变电路可以使输出电压、电流接近正弦波，即便采用 SPWM 控制，在逆变器的输出电压和电流中除了基波外，仍含有很多谐波成分，它们会对逆变器或负载以至电网产生较大的影响，应该尽可能地利用各种方法削减逆变波形中的谐波成分。除了采用滤波器外，常见的抑制或消除谐波的方法有以下几种。

1. 多重化抑制方法

多重化抑制就是使多个逆变电路在相同的频率、不同的相位下工作，并将各个逆变器的输出端相叠加，使输出的多个矩形波组合叠加起来，达到减少输出谐波的目的。此种方法必须采用输出变压器，在大容量情况下，需要多台逆变器联合工作，可以通过主电路多重化结构来抑制输出电压的谐波含量，该方法尤其适用于输出端要求与公共电网隔离(如 UPS)的负载。这里以二重化为例介绍其工作原理。

图 7.33(a)所示为单相二重化逆变电路原理图。两组相同的电压逆变器，通过变压器在副边叠加，输出的电压波形如图 7.33(b)所示， u_1 为逆变器 1 的输出， u_2 为逆变器 2 的输出，使 u_2 滞后 u_1 36° ，叠加后的输出为 u_o 。由于 u_1 为正、负半周对称输出的方波，且正、负半周间隔 60° ，则正半波中的 3 次谐波与负半周波中的 3 次谐波相位差为 $60^\circ \times 3 = 180^\circ$ ，即三次谐波自身可以相互抵消，所以 u_1 和 u_2 中均不含三次谐波。又由于 u_2 滞后 u_1 36° 输出，则在变压器的副边输出波形中， u_1 的五次谐波与 u_2 中的五次谐波相位差为 $36^\circ \times 5 = 180^\circ$ ，即 u_1 、 u_2 叠加后其中的五次谐波可以相互抵消。所以，通过多重化结构可以使输出 u_o 中不含五次谐波。同理，选择其他的相位或引入更多组的多重化结构，可以消除更多的谐波，同时，还可以增大逆变器的输出功率。譬如，采用图 7.34(a)所示三相多重化逆变电路结构，当第二组各相电压分别滞后第一组电压 30° ，并适当选择变压器的变比，使各单相电路输出电压幅值分别满足式(7.36)关系时，可以消除线电压中 11 次以下的奇次谐波。

$$\left. \begin{aligned} U &= V = W \\ X_a &= X_b = Y_a = Y_b = Z_a = Z_b \\ U &= \sqrt{3}X_a \end{aligned} \right\} \quad (7.36)$$

可见，采用多重化结构，只要适当选择各重之间相位差、输出变压器变比和输出变压器副边绕组的连接方式，便可有选择地消除更多的谐波，改善输出波形。还可以实现输出电压的调节和增大逆变器的输出功率。

2. 指定谐波消除法

这种方法实际是一种消谐的 SPWM 技术，其主要思想是根据实际需要，在采用尽可能低的载波比(尽量降低开关器件的开关频率)前提下，直接用输出电压的数学模型确定脉冲开关角，有选择地消除某些低次谐波的方法。这种方法是计算法中较有代表性的一种。

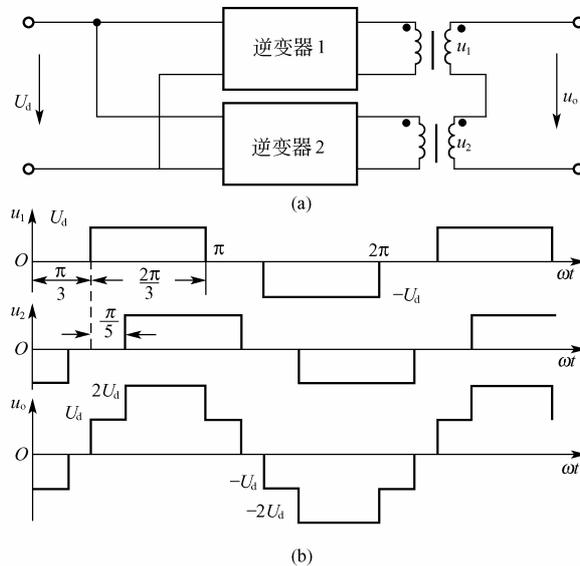


图 7.33 单相二重逆变电路及波形

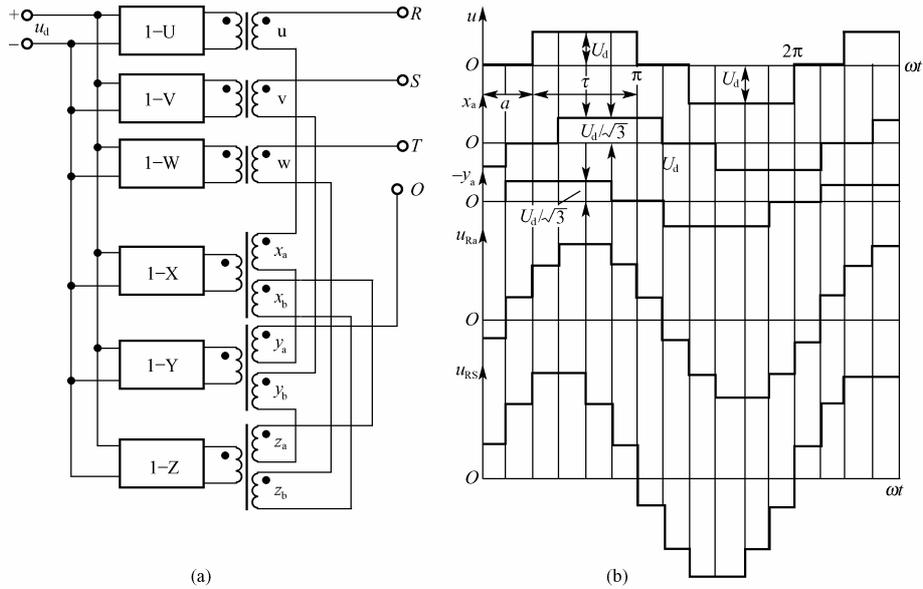


图 7.34 三相多重化逆变电路

为了消除偶次谐波，应使 SPWM 输出脉冲列波形为奇函数，即波形在 $0 \sim 2\pi$ 区间以 π 点中心对称，满足 $u(\omega t) = -u(\omega t + \pi)$ ；另外，为了消除谐波中的余弦项，简化计算过程，在 $0 \sim \pi$ 区间以 $\pi/2$ 点为轴对称，即满足 $u(\omega t) = u(\pi - \omega t)$ ，如图 7.21(b)和图 7.22(b)所示。这样一来，输出波形中的偶次谐波即可被消除，仅含基波和奇次谐波，这种波形的傅氏级数展开式为

$$u_o = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n\omega t \tag{7.37}$$

当 n 为奇数时

$$B_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_o \sin n\omega t d(\omega t) \tag{7.38}$$

当 n 为偶数时

$$B_n = 0 \tag{7.39}$$

下面以三相双极性 SPWM 输出对直流电源中点相电压的数学模型为例说明消谐波原理。三相双极性 SPWM 输出对直流电源中点的相电压，实际与单相半桥电路的输出电压相同，如图 7.35 所示。其输出电压是幅值 $U_{om} = U_d/2$ 的正负相间的矩形波，在半个周期内电子开关的开关时刻分别是 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 ，于是

$$B_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_1} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(-\frac{U_d}{2}\right) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \left(-\frac{U_d}{2}\right) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_4}^{\pi/2} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \dots \tag{7.40}$$

$$B_n = \frac{2U_d}{n\pi} [1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + 2\cos n\alpha_4 + \dots] \tag{7.41}$$

$$B_n = \frac{2U_d}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos n\alpha_i \right] \tag{7.42}$$

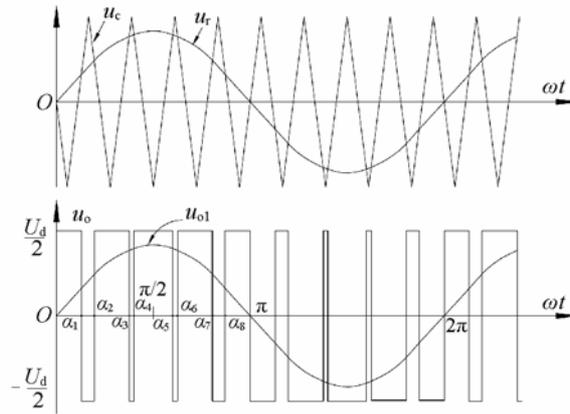


图 7.35 指定谐波消除法的 PWM 波形

式中， N 为输出电压的 1/4 周期内待确定的 α 值个数，也表示可以消除的谐波个数或联立方程个数。当希望消除哪一次谐波时，则可令要消除的谐波幅值为 $0V$ ，基波 $B_1=U_{1m}$ ，组成联立方程组，即可从中求出最佳脉冲开关角 $\alpha_1、\alpha_2、\alpha_3、\alpha_4、\dots$ 。通常在三相对称电路的线电压中，相电压所含的 3 次谐波相互抵消，例如， $N=4$ ，要消除 11 次及其以下的谐波时，则只需令 $B_5=B_7=B_{11}=0$ ， $B_1=U_{1m}$ 联立方程求解即可。

$$B_1 = \frac{2U_d}{\pi} [1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3 + 2\cos\alpha_4] = U_{1m}$$

$$B_5 = \frac{2U_d}{5\pi} [1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 + 2\cos 5\alpha_4] = 0$$

$$B_7 = \frac{2U_d}{7\pi} [1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 + 2\cos 7\alpha_4] = 0$$

$$B_{11} = \frac{2U_d}{11\pi} [1 - 2\cos 11\alpha_1 + 2\cos 11\alpha_2 - 2\cos 11\alpha_3 + 2\cos 11\alpha_4] = 0$$

求解以上联立方程组，可求得一组对应的开关角 $\alpha_1、\alpha_2、\alpha_3、\alpha_4$ ，再利用 1/4 周期对称性，可得到后 1/4 周期与之对称的开关角 $\alpha_5 = \pi - \alpha_4、\alpha_6 = \pi - \alpha_3、\alpha_7 = \pi - \alpha_2、\alpha_8 = \pi - \alpha_1$ 。

在相同载波比情况下，采用消谐技术 SPWM 方法较之普通 SPWM 方法，谐波畸变率小。或者说在相同的谐波畸变率情况下，消谐 SPWM 的开关频率将低于普通 SPWM 的开关频率。这对大功率 PWM 装置有着重要的意义。

然而，实际上对上述方程的求解是非常繁琐的。一方面，要消去 N 个频率的谐波，就要联立 N 个方程，计算工作量较大；另一方面，由于一组开关角只对应一个基波幅值，对于 VVVF 电源，输出基波幅值 U_{O1m} 必须随工作频率同步调节，即便在 U_d 为恒值的情况下，不同的基波幅值对应于不同的 B_1 值，则需解出多组 α 值，以满足频率电压协调控制的要求；而对于 CVCF 电源，虽要求输出基波幅值维持恒定，但 U_d 会随电网波动而发生变化，所以必须按照 U_d 的波动范围设定多个 U_d ，同样解出多组 α 值以满足恒频恒压的要求。由于计算工作量太大，实时计算的时效性难以保障，所以通常是用计算机离线计算出相应开关角值，以表格形式存入微机内存，以备控制时随时取用。但是，如果负载要求的基波电压幅值恒定，而且直流电源 U_d 也能维持基本不变时，这种方法仍然不失为一种好的谐波消除

方法。

3. 倍频式 PWM

前面叙述的 PWM 逆变电路，功率器件的开关频率与输出电压载波频率相等。而这里所说的倍频式 PWM 逆变电路是指输出 PWM 电压的频率是逆变电路功率器件开关频率 f_s 的 2 倍，也即其载波频率 f_c 是开关频率 f_s 的 2 倍。

$$f_c = 2f_s \quad (7.43)$$

上式表达了两种含义，一是说，在开关频率不变的情况下，采用倍频技术只需适当安排逆变器件的控制脉冲时序，就可以增加输出电压的频率，缓和谐波抑制与开关频率提高之间的矛盾，实现用最少的开关次数取得最大的谐波抑制的目的；二是说，采用倍频技术可以在同样载波频率的基础上降低主开关器件的开关次数，减少开关损耗，因而这是一种很有实用价值的技术。

图 7.36 是单相桥式单极性 SPWM 逆变电路倍频控制方式的各部波形，其主电路可参见图 7.5。由图 7.36 可见，与普通单极性 SPWM 逆变电路不同的是电路中有两个载波信号， u_{c1} 和与之反相的 u_{c2} ，即 $u_{c2} = -u_{c1}$ 。正弦波调制信号 u_r 与 u_{c1} 的交点形成相位互补的脉冲序列 u_{g1} 和 u_{g2} ； u_r 与 u_{c2} 的交点形成另一对互补脉冲序列 u_{g3} 和 u_{g4} 。

由控制信号波形图可知，这里的倍频控制方式的关键，是构成导电通路的一对桥臂上的功率器件不再同步通/断，而要错开一定的时间。输出电压 u_o 的正半周，是由 u_{g1} 和 u_{g4} 的与逻辑所决定的：当 u_{g1} 与 u_{g4} 均为高电平时， T_1 和 T_4 同时导通，输出电压 $u_o = U_d$ ；当 u_{g1} 或 u_{g4} 中有一个为低电平时，例如 u_{g4} 为低电平，则由于 T_4 不能导通，而使得直流电源 U_d 不能再加到负载两端，且此时由于 u_{g3} 为高电平使 T_3 导通，负载通过 T_3 和 T_1 两端并联的二极管续流，使 $u_o = 0$ 。由分析可见，这种倍频电路相当于在原本由 u_{g1} 决定的输出电压脉宽中间又切去了由 u_{g4} 低电平所决定的一段，使一个脉冲变成了两段，输出电压 u_o 在一个导电周期中脉动两次，输出脉冲电压的频率加大了一倍，但功率开关器件的开关次数并没有增加。 u_o 负半波的分析与之相似， u_o 的脉宽仍按正弦规律变化，故其仍属 SPWM。

4. 多电平逆变器

前述电压型三相桥式逆变电路等常用的逆变器中，在开关器件的反复动作下，逆变桥的输出端只能交替地与直流电源的正端或负端接通，出于结构上原因，各相对电源中点的电压只能在 $+U_d/2$ 和 $-U_d/2$ 二者之间变换。逆变器输出线电压的绝对值只能是零或 U_d 两种情况之一，因此这种逆变器被称为两电平逆变器。两电平逆变器的输出电压是方波，其中的谐波含量较大。负载星形连接时，相电压是二级阶梯波 ($\pm U_d/3$, $\pm 2U_d/3$)，其输出电压中含有 20% 的 5 次谐波和 14.3% 的 7 次谐波。这种阶次不高、数值不小的谐波，既可能带来诸多不良后果，又难于用 LC 低通滤波器滤除。

由前面分析可知，若能采用多电平的阶梯波(如前述的多重化技术)，则可逼近正弦电压，使输出谐波减少，这就是本节要介绍的多电平逆变器。多电平逆变器采用中点钳位技术，输出端可以有大于 2 级的输出电压波形，谐波含量小，波形更接近正弦，逆变器性能更好，更适用于高压大容量的电力电子变换。这种电路也称为中点钳位 PWM(NPC—PWM)，该电路属于单极性 SPWM，在其他条件相同情况下，其谐波含量将低于普通三相半桥电路。

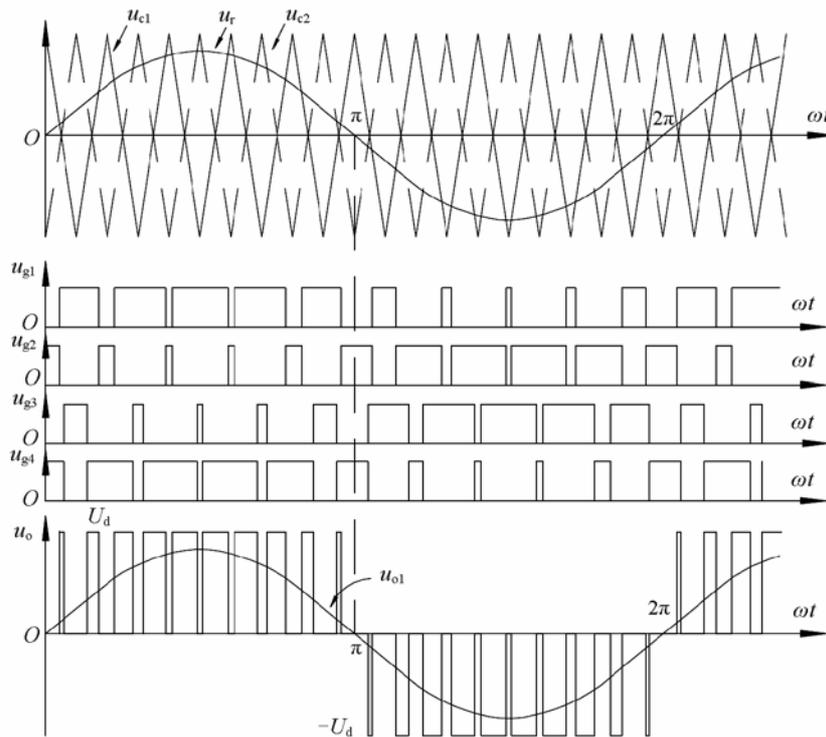


图 7.36 单相桥式单极性 SPWM 逆变电路的倍频控制方式

以图 7.37 为例说明多电平逆变器的原理。图中 4 个同样大小的电容 $C_1 \sim C_4$ 串联组成直流电压分压电路，分压电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 的中点与负载的一端相连，可作为共地端，于是电源电压为 U_d 时， C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 各点对地的电压分别为 $+U_d/2$ 、 $+U_d/4$ 、 $-U_d/4$ 、 $-U_d/2$ 。当与负载相连的 5 个电子开关 $S_1 \sim S_5$ 中的任意一个闭合导通时(在任意时刻只能有一个导通)，则负载上就可得到上述 5 种不同的电压值。其电压的绝对值有三级(0、 $U_d/4$ 、 $U_d/2$)。

由电力电子器件组成的实际多电平逆变电路其电路结构要复杂得多。图 7.38 是三相三电平中点钳位式逆变器的电路结构。图中，功率开关器件 $T_{1m} \sim T_{6m}$ 为主控元件，其作用与普通三相半桥电路相同，功率开关器件 $T_{1A} \sim T_{6A}$ 是辅控元件，它们与钳位二极管 $D_1 \sim D_6$ 一起将各相输出端 A、B、C 的电位钳到直流电源中点电位，钳位二极管的作用是在开关管导通时提供电流通路而又防止电容短路。譬如当开关管 T_{1m} 导通时，由于钳位二极管 D_1 的存在，避免了电容 C_1 被短路。为了使逆变输出电压中出现直流电源的中点电位，控制信号的安排上应使 T_{1m} 和 T_{4A} 、 T_{4m} 和 T_{1A} 的控制脉冲在相位上互补，而 T_{1m} 和 T_{4m} 的控制脉冲互差 180° 。由于主电路结构和控制脉冲时序的上述安排，每相输出端电位在上、下桥臂主控元件关断时，由辅控元件将其钳到直流电源中点电位，这时主要依靠分压电容 C_1 和 C_2 的充、放电向负载提供电流。所以，在实际应用中应使 C_1 和 C_2 有足够的容量，以避免中点电位出现较大浮动。

对图 7.38 所示的三相三电平逆变器，其每个半桥有三种工作状态，分别是 0、1、2。每个桥臂的工作状态分别用 S_a 、 S_b 和 S_c 表示，所以 S_a 、 S_b 和 S_c 是三态开关变量。

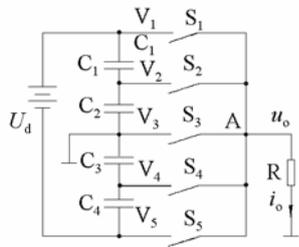


图 7.37 多电平单相半桥逆变电路

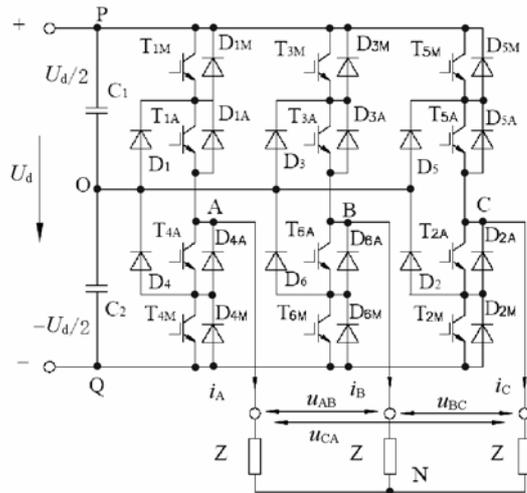


图 7.38 中点钳位三相三电平 PWM 逆变电路

对 A 相桥臂的开关变量 S_a 来说：

① 其开关变量 $S_a=0$ ，即零态。是指 T_{1M} 、 T_{1A} 关断， T_{4M} 、 T_{4A} 导通，其等效电路如图 7.39(a)所示。

由图 7.39(a)可见，在该状态下，当 i_A 为正值时， T_{4M} 、 T_{4A} 虽处于导通状态，但由于器件的单向导电性，其中并无电流流过，电流从电源负端 Q 经 D_{4M} 、 D_{4A} 、A 点流入负载；当电流 i_A 为负值时，电流从 A 点经 T_{4A} 、 T_{4M} 流至 Q 端，因此，无论 i_A 为何值，A 端都接到 Q 点，故 $U_{AO}=U_{QO}=-U_d/2$ 。

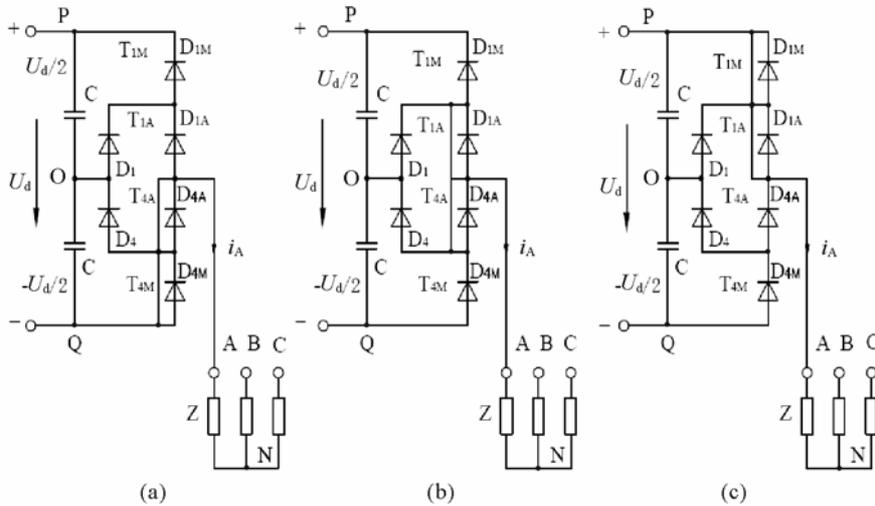


图 7.39 中点钳位三相三电平逆变器的三种工作状态

② 若 T_{1M} 、 T_{4M} 关断， T_{1A} 、 T_{4A} 导通，等效电路如图 7.39(b)所示，这种状态称为 1 态，即 $S_a=1$ 。

在此状态下，当 i_A 为正值时，电流从 O 点经 D_1 、 T_{1A} 流入 A 点；当 i_A 为负值时，电

流从 A 端经 T_{4A} 、 D_4 流回 O 点, 因此, 无论 i_A 为何值, A 点都与 O 点相接, 故 $U_{AO}=0$, 这是两电平电路中所没有的一种状态。

③ 若 T_{1M} 、 T_{1A} 导通, T_{4M} 、 T_{4A} 关断时等效电路变为图 7.39(c), 这种状态称为 2 态, 即 $S_a=2$ 。

在该状态下, 当 i_A 为正值时, 电流从 P 点经 T_{1M} 、 T_{1A} 流至 A 点; 当 i_A 为负值时, 电流从 A 点经续流二极管 D_{1A} 、 D_{1M} 流至 P 点, 因此, 无论 i_A 为何值, A 点都接至 P 点, 故 $U_{AO}=U_{PO}=+U_d/2$ 。

其他两相也均有与此相似的三种工作状态, 故整个三相三电平逆变器共有 $3^3=27$ 种开关状态。与三相两电平逆变器的 8 种工作状态相比, 多了 19 种工作状态。

由上述对三种工作状态的说明可知, A 相输出端对电源中点 O 的电压 U_{AO} 可以用 A 相开关变量 S_a 和直流电源电压 U_d 表示

$$u_{AO} = \frac{S_a - 1}{2} U_d$$

当 $S_a=0、1、2$ 时, u_{AO} 分别为 $-U_d/2、0、+U_d/2$ 。可见, 比两电平时多了一种 0 电平状态。

同理, 逆变器 B 相输出对电源中点 O 的电压为 $u_{BO} = \frac{S_b - 1}{2} U_d$ 。逆变器 C 相输出对电源中点 O 的电压为 $u_{CO} = \frac{S_c - 1}{2} U_d$ 。

输出线电压分别为

$$u_{AB} = u_{AO} - u_{BO} = \frac{S_a - S_b}{2} U_d$$

$$u_{BC} = u_{BO} - u_{CO} = \frac{S_b - S_c}{2} U_d$$

$$u_{CA} = u_{CO} - u_{AO} = \frac{S_c - S_a}{2} U_d$$

同样, 对于负载侧也有:

$$u_{AB} = u_{AN} - u_{BN}$$

$$u_{BC} = u_{BN} - u_{CN}$$

$$u_{CA} = u_{CN} - u_{AN}$$

注意 $u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} = 0$, 可得

$$\begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \frac{U_d}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

可见, 给定不同的逆变器的开关状态 $(S_a S_b S_c)_3$ (注: $(S_a S_b S_c)_3$ 表示由 $S_a、S_b、S_c$ 三个状态变量所组成的三进制数), 就可以得到不同的负载电压。

图 7.40 所示为二电平和三电平相电压、相电流波形图, 可见三电平逆变器负载电流的波形大为改善。为进一步提高波形质量, 还可以对三电平逆变器采用 PWM 技术。

这种逆变电路所用功率开关器件较多是它的一个主要缺点。上述的一台三相三电平逆变器要使用 30 个开关器件(包括 18 个二极管), 而一台三相二电平逆变器只需 12 个开关器

件(包括6个二极管)。但是,由于三电平逆变器中直流电压 U_d 在任意时刻总是由两个以上开关器件串联分担,并且由于钳位二极管 D_1 、 D_2 的作用,开关器件的端电压被限制在 $U_d/2$ 左右,所以在同样的电源电压下,三电平逆变器开关器件所需的耐压值,比二电平逆变器所需的耐压值低一倍。换言之,同样额定电压值的开关器件用于三电平逆变器时,可比二电平逆变器时的直流电压提高一倍,即输出功率可增大一倍。所以多电平逆变器尤其适合大功率、高电压场合。

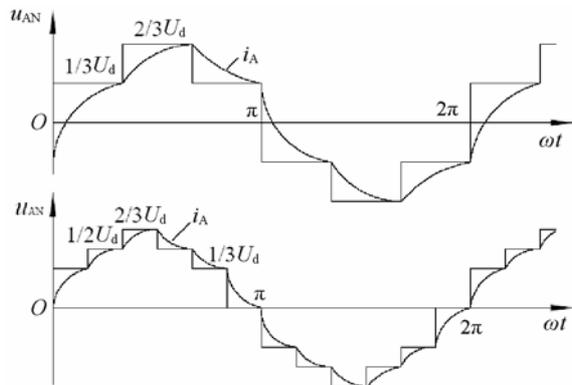


图 7.40 二电平与三电平相电压、相电流波形图

除以上介绍的几种抑制谐波的方法外,还可以采用对输出电压或电流进行滤波的方法等。

习 题

7-1 无源逆变与有源逆变的区别是什么?

7-2 什么是电压型逆变电路和电流型逆变电路?从电路及工作波形上看二者各有什么特点?

7-3 试述 180° 导电型电压型逆变电路的换流顺序及每 60° 区间导通管号。

7-4 试说明电压型逆变电路中续流二极管的作用。电流型逆变电路中有无续流二极管?为什么?

7-5 单相电压型逆变电路采用移相调压法调压。在什么角度下,可消除3次谐波?此时的基波电压幅值是多少?

7-6 写出电流型三相桥式逆变电路的换流顺序。

7-7 电流型逆变电路为什么不需要反馈二极管?当负载为感性时,为什么要在负载端并电容?

7-8 三相桥式 180° 导电电压型逆变电路,直流电压为 500V ,给三相对称星形连接负载供电。(1)绘出逆变电路的输出线电压波形、三相负载的相电压波形;(2)求输出相电压的基波幅值 U_{UN1m} 和有效值 U_{UN1} 、输出线电压的基波幅值 U_{UV1m} 和有效值 U_{UV1} 。

脉冲宽度调制的原理是什么?正弦脉宽调制中,调制信号和载波信号常用什么波形?什么是调制比和载波比?

- 7-9 单相电压型逆变电路中,电阻性负载和电感性负载对输出电压、电流有何影响?电路结构有哪些变化?
- 7-10 正弦脉冲宽度调制控制方式中的单极性调制和双极性调制有何不同?
- 7-11 什么是同步调制?什么是异步调制?什么是分段同步调制?各有什么特点?
- 7-12 SPWM 调制方式是怎样实现变压功能的?又是怎样实现变频功能的?
- 7-13 特定谐波消去法的基本原理是什么?设半个信号波周期内有 10 个开关时刻(不含 0 和 π 时刻)可以控制,可以消去的谐波有哪些?
- 7-14 绘出幅值调制比为 0.5、频率调制比为 5 时,单相桥式逆变电路的两个桥臂的控制信号波形与输出电压的波形。
- 7-15 直流电压为 500V 的三相 PWM 逆变电路,为三相感性对称负载供电。求基波电压的有效值与主要谐波的有效值。
- 7-16 什么是自然采样?什么是规则采样?规则采样法与自然采样法相比有什么优缺点?
- 7-17 逆变电路多重化的目的是什么?如何实现?有何优点?
- 7-18 简述电流跟踪 PWM 技术的原理及特点。采用滞环比较方式的电流跟踪型变流器有何特点?
- 7-19 简述磁链跟踪 PWM 技术的原理及特点。
- 7-20 在三相桥式 PWM 型逆变电路中,输出相电压(输出端相对于直流电源中点的电压)和线电压 SPWM 波形各有几种电平?

第 8 章 软开关技术

在前面的章节中，对电路的分析是建立在理想化的基础上，尤其将开关器件视为理想开关，认为开关过程瞬间完成。这种分析方法便于理解电路的工作原理，但是，实际电路的开关过程是客观存在的，在很多情况下会对电路造成重要的影响。针对这种影响出现了软开关技术，它利用谐振的思想，减少了电力电子电路中的开关损耗和开关噪声，从而得到了广泛的应用。本章首先介绍软开关的基本概念及其分类，然后详细分析几种典型的软开关电路。

本章要求掌握软开关的基本特性和类型，熟悉基本软开关电路的工作情况。

8.1 软开关的基本概念

电力电子电路处理电能有两种不同的方式：一是硬开关电路，所谓硬开关电路指的是，电路中的开关器件，是在电压和电流均不为零的情况下开通和关断，引起很大的损耗。二是软开关电路，所谓软开关电路是指，电路中的开关器件，是在电流(或电压)变为零的情况下开通和关断，从而使开关器件的功耗大大降低。本节主要介绍几种软开关电路及其特点。

8.1.1 硬开关的局限性

前述电路中的开关器件，是在高电压下开通和大电流时关断，也就是说电压和电流的波形交叠，处于强迫开关过程，通常称之为硬开关(Hard Switching)。这种电路结构简单、输出波形良好，因此在电力电子领域中发展很快。但是，在高频状态下运行时，会受到以下因素的制约。

1. 热学限制

在容性开通和感性关断情况下，电力电子器件将承受很大的动态功耗。一般地，一个开关周期内器件的平均开关损耗将占到总平均损耗的 30%~40%，同时这种损耗随开关频率的提高而增大。过大的开关损耗将使得器件结温上升，结温的升高制约了开关频率的提高。比如，当工作频率为 3kHz 时，GTR 的结温已达到极限值，尽管 GTR 本身的开通和关断时间都很短，但是由于结温的限制，不仅工作频率不能再行提高，而且器件的电流、电压的容量也不能在额定条件下运行。

2. 二次击穿限制

在软、硬开关的开关过程中，GTR 的开关轨迹如图 8.1 所示。由图可知，GTR 承受的电压

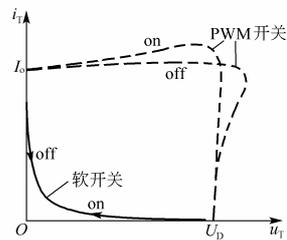


图 8.1 GTR 在软、硬开关状态时的开关轨迹

流、电压会出现同时为最大值的情况，这时的电流和电压已经远远超出 GTR 的安全工作区。这一状态如果持续时间稍长，即会因二次击穿而使 GTR 永久损坏。为了扩大安全工作区域，设计 GTR 时势必要使开关速度、电流增益、饱和压降以及电压等级等参数值相应下降，并导致 GTR 的设计难以优化。另外，在感性负载关断时出现的瞬间尖峰电压，以及在容性负载开通时出现的瞬间尖峰电流，都将会使开关轨迹中的功耗曲线峰点比图 8.1 所示的位置更高。因此可以说明，PWM 硬性开关过程中瞬时功耗容易造成 GTR 的二次击穿，并极大地危害器件的安全工作。

3. 电磁干扰限制

在高频状态下运行时，电力电子器件本身的极间电容将成为极为重要的参数。尤其对 MOSFET 来说，因为其门极采用了绝缘栅结构，它的极间电容较大，因此引起的开关能量损耗和密勒效应更为严重。图 8.2 为 MOSFET 极间电容的等效电路图。若栅极电压在 U_{G1} 和 $-U_{G2}$ 之间转换，漏极电压在 U_D 和零之间转换，栅漏电容上的电压变化则为 $U_D+U_{G1}+U_{G2}$ 。栅源电容上的电压变化则为 $U_{G1}+U_{G2}$ 。这种现象将产生两种不利影响：其一，在高电压下开通时， $CU^2/2$ 的电容储能将被器件本身吸收和耗散，温度升高时，极间电容电压转换时的 du/dt 将会耦合到输入端产生电磁干扰(EMI)，使系统不稳定。其二，极间电容与电路中的杂散电感还会形成振荡，而干扰电路的正常工作。如果在零电压下开通开关器件，这些弊病即可消除。

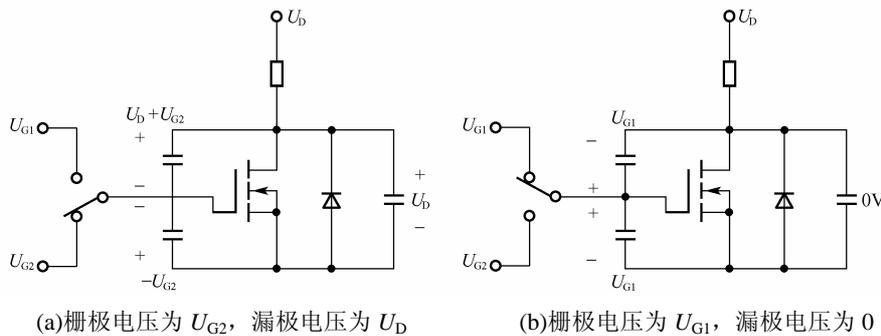


图 8.2 MOSFET 极间电压变化示意图

4. 缓冲电路的限制

在 PWM 硬性开关应用中，往往通过加入串联或(和)并联缓冲电路，以限制器件开通时的 di/dt 和关断时的 du/dt ，从而使器件的动态开关轨迹处于直流安全工作区域之内，以保证开关器件的安全运行。但是，这种方法将使开关期间的开关损耗转移到缓冲电路之中，最终还是被白白地消耗掉，系统总的功耗不会减小。较高的工作频率和较大容量的开关器件会出现很可观的内部功率损耗。这种做法使系统的效率难以提高，因此工作频率也难以提高。此外，组成缓冲电路的器件又有一定的特殊性，因此给制造和使用带来不便。由于种种限制，PWM 硬性开关电路在高频运行时的局限性很大。

8.1.2 软开关及其特点

与 PWM 硬性开关相反，软开关是在零电流、零电压条件下开关，并使开关损耗在理

论上减小为零。

软开关是由电力电子开关器件 S 及辅助谐振元件 L_r 和 C_r 组成的子电路,如图 8.3 所示。图 8.3(a)为零电流开关(ZCS),也称为电流型开关。为实现零电流开关条件,电感 L_r 与开关 S 是串联的, L_r 和 C_r 之间的谐振是靠开关 S 的开通来激励的,目的在于利用辅助的 $L_r C_r$ 元件发生谐振,为将要关断的开关器件创造零电流条件。图 8.3(b)为零电压开关(ZVS),也称为电压型开关。为实现零电压开关条件,电容 C_r 与开关 S 是并联的, L_r 和 C_r 之间的谐振是靠开关 S 的关断来激励的,其目的在于利用辅助的 $L_r C_r$ 元件发生谐振,为将要开通的开关创造零电压条件。

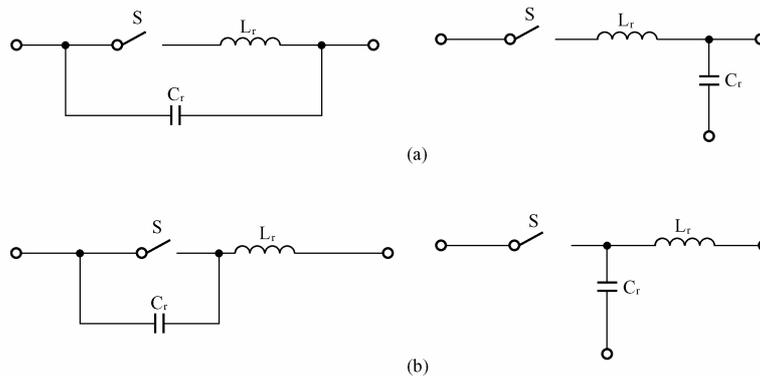


图 8.3 零电压与零电流开关基本单元电路

ZCS 和 ZVS 具有对偶关系,可利用对偶原理进行分析。

ZCS 开关,极间电容储存能量、释放能量以及与容性开通有关的开关损耗较大,运行频率限制在兆赫级范围之内。ZVS 与 ZCS 正好相反,消除了二极管电容放电形成的开关损耗及 du/dt 噪声,可使变换器运行在更高的频率范围内。

利用软开关技术可以组成各种各样的 DC-DC、DC-AC、AC-AC 变换电路,按其控制方式大体可分为两种类型。一种为 DC-DC 变换器及感应加热逆变器,它通过调制开关频率实现对逆变器的控制。就这类谐振电路来说,谐振槽路的频敏阻抗是可变输出的主要参数。另一种为高频环谐振变换器,这类结构大多数采用自然换相变换器和高频交流环节的周波变换器。前者采用移相控制;后者则对整周波进行调制,作为合成低频交流波形的控制方法,进而实现 DC-AC、AC-AC 的变换。

应用软开关谐振电路能够使开关器件的动态开关轨迹大大改善,如图 8.1 所示。它的动态轨迹远远小于器件的直流安全工作区。由此可见,软开关的开关损耗极小,无二次击穿的限制,不需要缓冲电路, du/dt 及 di/dt 应力大大下降,与此相应的电磁干扰可以消除。这些优点正好克服了 PWM 硬开关的缺点,因此受到人们的青睐。

变换电路的发展引起了开关器件设计的改进。为了适应 PWM 硬开关的安全运行,开关器件的设计必须尽量扩大二次击穿的安全范围,提高对 du/dt 及 di/dt 的耐量。在软开关的应用中,开关器件各种参数可充分发挥其特长,并做到最佳。例如同一个 GTR 开关器件在壳温达到 100°C 时,硬开关频率只能达到 3kHz ,而在软开关应用中即可提高到 75kHz 。这时开关器件的工作频率不受开关损耗的限制,而只受其他参数的影响。

8.1.3 软开关的分类

自软开关技术问世以来,经历了不断的发展和完善,前后出现了许多种软开关电路,到目前为止,新型的软开关电路拓扑仍在不断涌现。由于存在众多的软开关电路,而且各自的特点和应用场合不同,因此对这些电路进行分类是非常必要的。

根据电路中主要的开关期间是零电压开通还是零电流关断,可以将软开关电路分成零电压开关电路和零电流开关电路两大类。一般地,一种软开关电路或者属于零电压开关电路或者属于零电流开关电路。

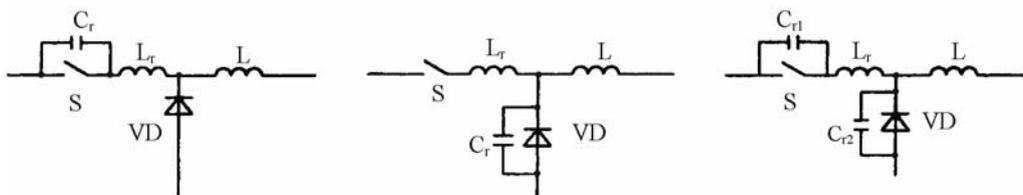
根据软开关技术发展的历程可以将软开关电路分为准谐振电路、零开关电路和零转换电路三大类。

1. 准谐振电路

这是最早出现的软开关电路,其中有些还在大量使用。准谐振电路可以分为:

- ① 零电压开关准谐振变换电路(Zero-Voltage-Switching Quasi-Resonant Converter, ZVS QRC);
- ② 零电流开关准谐振变换电路(Zero-Current-Switching Quasi-Resonant Converter, ZCS QRC);
- ③ 零电压开关多谐振变换电路(Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Converter, ZVS MRC);
- ④ 用于逆变器的谐振直流环节变换电路(Resonant DC Link)。

前三种软开关电路的基本单元电路如图 8.4 所示。



(a)零电压开关准谐振变换电路 (b)零电流开关准谐振变换电路 (c)零电压开关多谐振准谐振变换电路

图 8.4 准谐振电路的基本单元

准谐振电路中电压或电流波形为正弦半波,因此称为准谐振。谐振的引入使得电路的开关损耗和开关噪声都大大降低,但也带来一些负面影响:谐振电压峰值很高,要求器件耐压必须提高;谐振电流有效值很大,电路中存在大量的无功功率的交换,造成电路导通损耗加大;谐振周期随输入电压、负载变化而改变,因此电路只能采用脉冲频率调制(Pulse Frequency Modulation, PFM)方式来控制,变频的开关频率给电路设计带来困难。

2. 零开关 PWM 电路

这类电路中引入了辅助开关来控制谐振的开始时刻,使谐振仅发生在开关过程的前后。零开关 PWM 电路可以分为,零电压开关 PWM 变换电路(Zero-Voltage-Switching PWM Converter, ZVS PWM)和零电流开关 PWM 变换电路(Zero-Current-Switching PWM Converter, ZCS PWM)两种,两种电路的基本开关单元电路如图 8.5 所示。

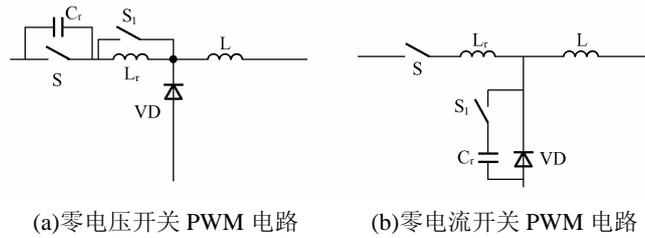


图 8.5 零开关 PWM 电路的基本单元

同准谐振电路相比,这类电路有很多明显的优点,如电压和电流基本上是方波,只是上升沿和下降沿较缓,开关承受的电压明显降低,电路可以采用开关频率固定的 PWM 控制方式。

3. 零转换 PWM 电路

这类软开关电路还是采用辅助开关控制谐振的开始时刻。不同的是,谐振电路是与主开关器件并联的,因此输入电压和负载电流对电路的谐振过程的影响很小,电路在很宽的输入电压范围内从空载到满载都能工作在软开关状态。而且电路中无功功率的交换被削减到最小,这使得电路效率有了进一步的提高。零转换 PWM 电路可以分为,零电压转换 PWM 变换电路(Zero-Voltage-Transition PWM Converter, ZVT PWM)和零电流转换 PWM 变换电路(Zero-Current-Transition PWM Converter, ZCT PWM)两类。这两种电路的基本开关单元电路如图 8.6 所示。

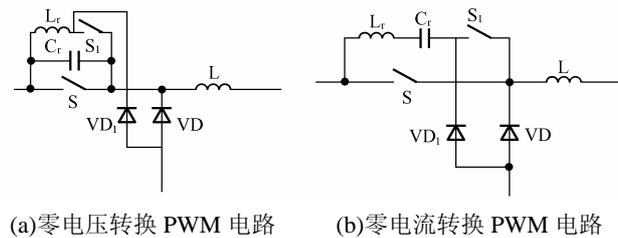


图 8.6 零转换 PWM 电路的基本单元

下节我们将对其中的几个典型电路做详细介绍。

8.2 基本软开关电路

软开关 DC-DC 变换电路种类很多,目前,已有很多实用的电路在开关电源中得到应用。软开关电路的使用,使得开关电源的工作频率大大提高,整机的功率密度大大提高,整机体积则大大减小。因为软开关电路 DC-DC 的工作模式和电路的拓扑结构很多,限于篇幅,本节只阐述四种典型的软开关电路,目的在于使读者不仅了解常见的软开关电路,而且能初步掌握软开关电路的分析方法。

8.2.1 ZVS 准谐振变换电路

在零电压开关变换电路中,为实现电力电子开关器件的零电压开关条件,谐振电容与开关器件是并联的,电感和电容的谐振靠开关器件的关断来激励。

开关电路的工作过程是按开关周期重复的,分析时可以选择开关周期中的任何时刻作为分析的起点。为了便于分析,这里我们选择开关的关断时刻作为分析的起点。分析过程中,假定滤波电感和电容足够大,可以等效为电流源和电压源;忽略电路中的功耗;用开关符号表示任意的开关器件。

下面将以降压型 DC-DC 变换电路为例,分析 ZVS 软开关准谐振变换电路的工作原理和相关波形。

在一般硬开关 DC-DC 降压变换电路的基础上,带 ZVS 软开关准谐振 DC-DC 变换电路如图 8.7(a)所示,图 8.7(b)和(c)给出了各个时间段的等效电路和电路波形。设电路的初始状态为:开关电流为 $i_{L0}=I_0$ (因在高频谐振周期内,滤波电感足够大,认为输出电流恒定),电容 C_r 上电压为 $u_{C0}=0$ 。具体分析如下:

(1) $t_0\sim t_1$ 期间(模式 1)

t_0 时刻之前,开关 S 处于导通状态,二极管 VD 处于关断状态, $u_C=0$;当 $t=t_0$ 时,开关 S 关断,因电容 C_r 的存在,开关 S 上承受的电压不能突变,只能缓慢地从零上升至电源电压 U_D (发生在 $t=t_1$ 时刻),因此开关 S 的关断损耗减小。由此可以看出,开关 S 具备零电压关断条件。

(2) $t_1\sim t_2$ 期间(模式 2)

在 t_1 之后,因为 u_C 大于 U_D ,二极管 VD 正向导通。一方面,滤波电感经二极管 VD 续流;另一方面,电流经 L_r , C_r , U_D , VD 构成谐振回路,发生串联谐振。 i_L 不断下降, u_C 不断上升,在 t_1' 处, i_L 下降为 0, u_C 上升到谐振峰值电压。之后, i_L 反向, u_C 不断下降, i_L 反向不断增加,在 t_1'' 处, L_r 两端电压为零, u_C 下降至 U_D , i_L 上升至反向谐振峰值电流 $-I_0$ 。当 $t=t_2$ 时,由于二极管 V_r 开始呈导通状态,电容 C_r 上电压 u_C 被钳位为零,而不会呈现反向电压。

(3) $t_2\sim t_3$ 期间(模式 3)

在 t_2 之后,反向电流 i_L 经二极管 V_r 流通,谐振电容电压 u_C 被二极管 V_r 钳位至零。反并联二极管 V_r 一旦导通,即可将控制信号加至开关 S 的控制极上,实现零电压开通。此时, i_L 线性上升,在 $t=t_2'$ 时为零,之后,开关 S 呈导通状态, i_L 经开关 S 流通。因此,开关 S 在零电流和零电压条件下开通, $t=t_3$ 时, $i_L=I_0$ 。

(4) $t_3\sim t_4$ 期间(模式 4)

t_3 之后, $i_L=I_0$,续流二极管 VD 又恢复到阻断状态。在 $t=t_4$ 之前,流过开关 S 的电流一直保持为 I_0 ,在 t_4 时,开关 S 被关断,下个周期开始工作。为了调节输出电压,可以通过控制 t_4-t_3 的大小(即该时段的长短)来实现。

从上述分析可以看出,谐振过程是软开关电路工作过程中的最重要的部分,通过对谐振过程的分析可以得到对软开关电路的分析、设计和应用具有指导意义的重要结论。下面我们通过对零电压开关准谐振电路在($t_1\sim t_2$)期间的谐振过程做定量分析,从而得到该电路实现软开关的条件。

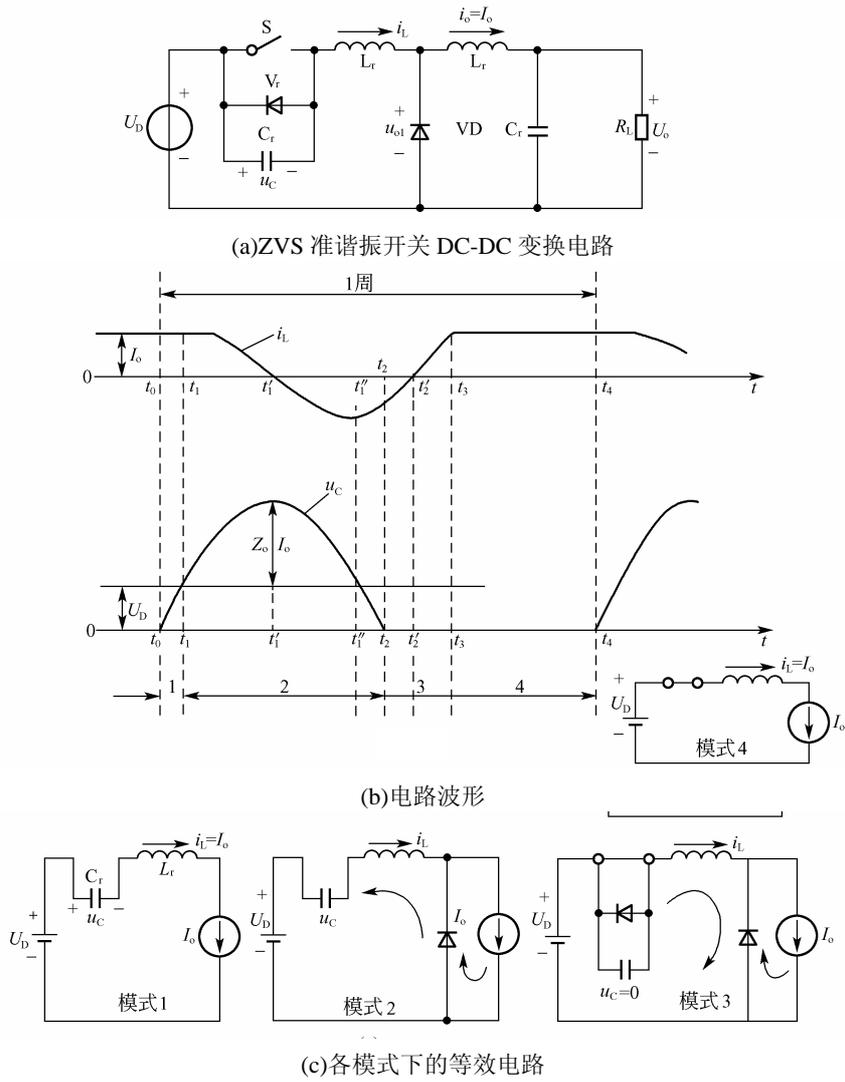


图 8.7 ZVS 准谐振开关变换电路及其波形

根据 $(t_1 \sim t_2)$ 期间的等效电路，可得其谐振过程的微分方程为

$$\begin{aligned} L_r \frac{di_L}{dt} + u_C &= U_D \\ C_r \frac{du_C}{dt} &= i_L \end{aligned} \quad (8.1)$$

初始条件为： $i_L(t=t_1) = I_0$ ， $u_C(t=t_1) = U_D$

求解式(8.1)可得

$$u_C(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_0 \sin \omega_r(t-t_1) + U_D, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad t \in [t_1, t_2] \quad (8.2)$$

式(8.2)即为开关 S 两端的电压。由式(8.2)可以看出，如果正弦项的最大值小于 U_D ，则 $u_C(t)$ 就不可能谐振至零。也就是说，开关 S 不可能实现零电压开通，因此，可以得到零电

压开关准谐振电路实现零电压开关的条件是:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_o \geq U_D \quad (8.3)$$

由式(8.2)还可以看出,在 $(t_1 \sim t_2)$ 期间, $u_C(t)$ 的最大谐振峰值电压,也就是开关 S 在该时段承受的最大峰值电压为

$$u_p = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_o + U_D \quad (8.4)$$

综上所述,在零电压开关准谐振电路中,谐振峰值电压将高于输入电压 U_D 的二倍,所以开关 S 的电压定额也必须相应提高。这样一来,就增加了电路的成本,降低了电路的可靠性,这也就成为零电压开关准谐振电路的一大缺点。

8.2.2 ZCS 准谐振变换电路

在零电流开关准谐振变换电路中,为实现开关器件的零电流开通和关断,谐振电感应与开关器件串联连接,电感和电容的谐振靠开关器件的开通来激励。下面将以二例说明之。

1. ZCS 准谐振变换电路

图 8.8 给出了 ZCS 准谐振开关 DC-DC 变换的原理电路和各时段的工作波形。图 8.8(a) 为一般硬开关 DC-DC 降压变换电路加上谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 构成的准谐振 ZCS DC-DC 变换电路。

分析过程中,假定滤波电感 L_f 足够大,输出电流 i_o 认为恒定为 I_o 。开关电流 i_s 和电容电压 u_C 的波形如图 8.8(b) 所示。电路稳定运行过程中各时段的等效电路,如图 8.8(c) 所示。

(1) $t_0 \sim t_1$ 时段(模式 1)

t_0 之前,开关 S 处于关断状态,输出电流 I_o 通过二极管续流,谐振电容 C_r 两端电压等于输入电压 U_D 。 t_0 时刻,开关 S 开始导通,由于谐振电感 L_r 的存在,通过开关 S 的电流只能缓慢增加,从而实现开关 S 的零电流开通。在开关 S 的导通过程中,如果 $i_s < I_o$,则续流二极管一直处于导通状态,谐振电容上电压 u_C 保持不变(等于 U_D)。当 $t=t_1$ 时, i_s 线性上升至 I_o ,续流二极管关断

(2) $t_1 \sim t_2$ 时段(模式 2)

t_1 之后,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和开关 S 构成并联谐振电路。在 t_1' 处, i_s 上升至谐振电流峰值,这时谐振电容两端电压 u_C 下降为零。在 t_1'' 处,谐振电容两端电压 u_C 达到负的最大值, $i_s = I_o$ 。当 $t=t_2$ 时, i_s 下降至零,由于电流 i_s 不能反向,所以开关 S 在 t_2 处自然关断。在 t_2 之后,即可将关断控制信号加至开关 S 的控制极上,实现零电流关断。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时段(模式 3)

t_2 之后,电流 I_o 经谐振电容 C_r 流通, C_r 被线性充电。当 $t=t_3$ 时, $u_C = U_D$,续流二极管又开始导通。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时段(模式 4)

t_3 之后,续流二极管又恢复到导通状态。在 $t=t_4$ 之前,加在 C_r 两端的电压一直保持为 U_D ,在 t_4 时,开关 S 再次开始导通,电路进入下一周期开始工作。可以看出,通过控制关断时间,即 $(t_4 - t_3)$ 的差,或者说控制开关的频率,即可控制输出的平均功率。

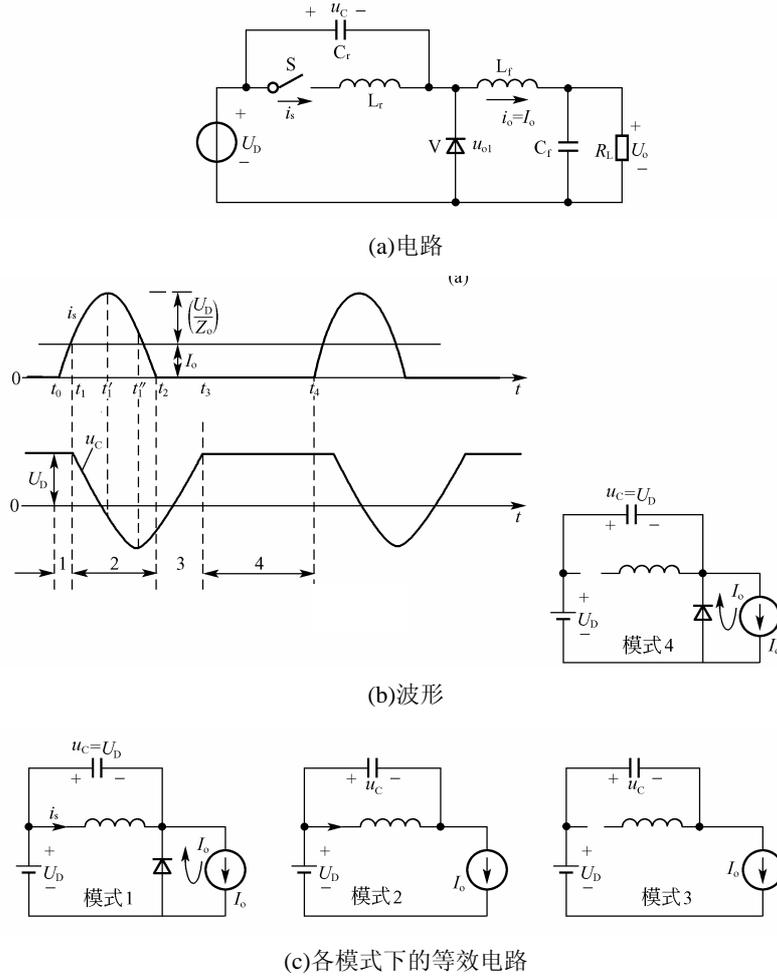


图 8.8 ZCS 准谐振开关变换电路及其波形

2. 改进型 ZCS 准谐振变换电路

图 8.9 给出了另一种零电流开关的准谐振电路。在该电路中，谐振电容 C_r 与续流二极管并联。在高频谐振周期内，当滤波电感 L_r 足够大时，输出电流 i_o 保持恒定值 I_o 。

为了便于分析，假定电路的初始状态为谐振电容 C_r 与谐振电感 L_r 的储能均为零，输出电流经二极管续流。原理电路、电路的波形，以及各时段的等效电路如图 8.9 所示。

(1) $t_0 \sim t_1$ 时段(模式 1)

开关 S 在 t_0 时刻导通，因为输出电流 I_o 通过续流二极管续流，使电路短路，输入电压 U_D 全部被施加在谐振电感 L_r 上。开关电流 i_s 线性增加，在 $t=t_1$ 时刻，增至 I_o 。此后，续流二极管关断，谐振电容 C_r 两端电压开始上升。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时段(模式 2)

t_1 之后， i_s 大于 I_o ， i_s 与 I_o 的差值电流 $(i_s - I_o)$ 经谐振电容 C_r 流通。在 t_1' 处，开关电流 i_s 达到最大值，谐振电容 C_r 两端电压达到 U_D 。当 $t=t_1''$ 时，开关电流 i_s 从最大值下降至 I_o ，

谐振电容 C_r 两端电压达到最大值。流过开关 S 的电流在 t_2 时下降为零，并且此电流不能反向。如果电路使用 GTR 或 MOSFET 作为开关器件，为防止反向电压和反向电流，应串入一只二极管。开关 S 在 t_2 处自然关断，在 t_2 之后，即可将关断的控制信号加至开关 S 的控制极上，实现零电流关断。

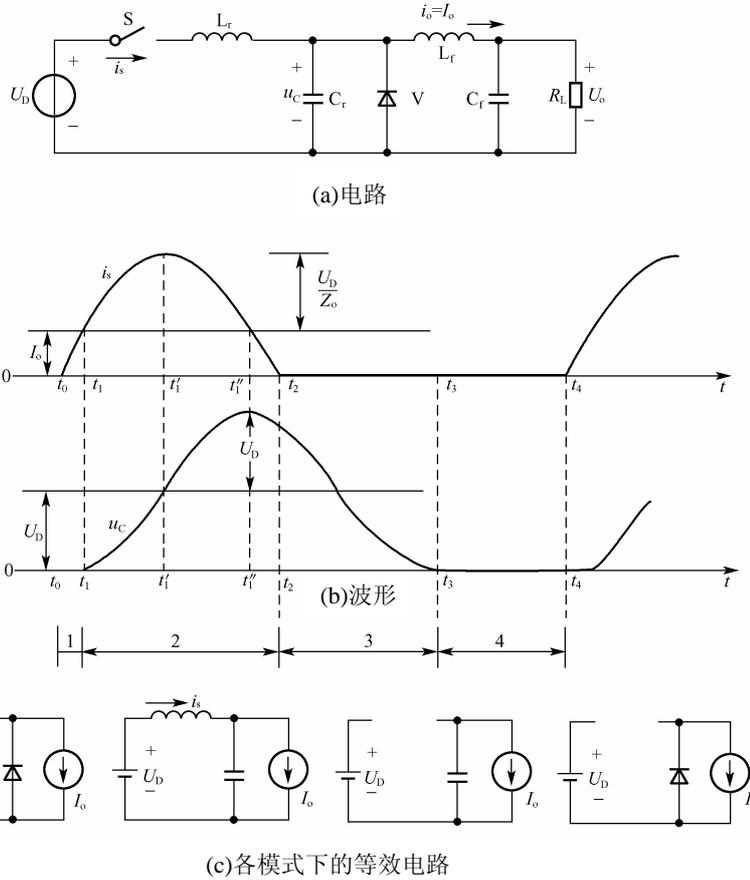


图 8.9 改进型 ZCS 准谐振开关电路及其波形

(3) $t_2 \sim t_3$ 时段(模式 3)

t_2 之后，开关 S 处于关断状态，谐振电容 C_r 向负载放电，电压线性下降，至 t_3 时下降为零。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时段(模式 4)

在 $(t_3 \sim t_4)$ 期间，输出电流通过续流二极管续流。开关 S 在 t_4 时刻再次开通，电路开始进入下一个周期运行。

与上一个电路相同，该电路输出电压也可以通过控制关断时间，即 $(t_4 - t_3)$ 的差，或者说控制开关的频率进行控制。

综合上述两个例子可以得到，如果要使电路工作于零电流条件下，则必须保证，输出电流 I_O 小于 U_D/Z_0 (Z_0 为并联谐振阻抗)，否则，电路将在非零电流条件下关断。

8.2.3 ZVS PWM 变换电路

移相全桥电路是目前应用最广泛的软开关电路之一，它的特点是电路简单(如图 8.10 所示)，同硬开关全桥电路相比，并没有增加辅助开关等元件，而是仅仅增加一个谐振电感，就使电路中四个开关器件都工作在零电压下开通，这得益于其独特的控制方法(如图 8.11 所示)。

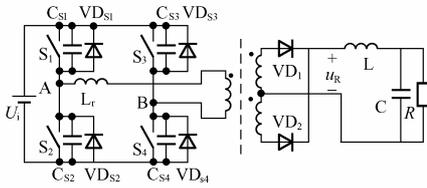


图 8.10 移相全桥 ZVS 开关 PWM 变换电路

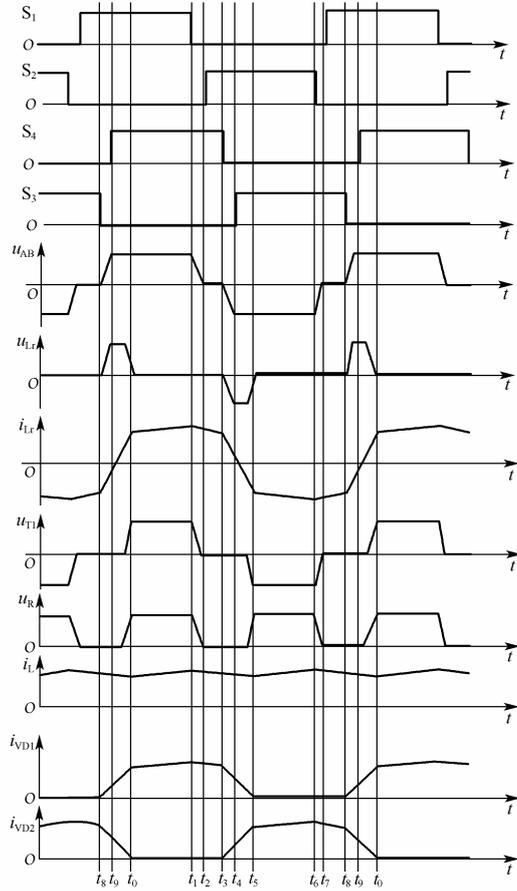


图 8.11 移相全桥 ZVS PWM 变换电路理想化波形

移相全桥电路的控制方式的特点有：

- ① 在一个开关周期 T_S 内，每一个开关导通的时间略小于 $T_S/2$ ，而关断的时间略大于 $T_S/2$ 。
- ② 同一个半桥，上、下两个开关器件不能同时处于导通状态(以免发生直通现象)，一个开关器件关断到另一个开关器件导通都要经历一定的死区时间。
- ③ 互为对角的两对开关， S_1 超前 S_4 、 S_2 超前 S_3 $0 \sim T_S/2$ 时间，因此将 S_1 和 S_2 称为超前桥臂，而将 S_3 和 S_4 称为滞后桥臂。

为了分析方便，假定每个开关器件均为理想器件，并忽略电路中的损耗。

(1) $t_0 \sim t_1$ 时段(模式 1)

在该时段, S_1 和 S_4 全部导通, 直到 t_1 时刻 S_1 关断。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时段(模式 2)

t_1 时刻开关 S_1 关断。之后, 电容 C_{S1} 、 C_{S2} 与电感 L_r 、 L 构成的谐振电路开始谐振(如图 8.12 所示)。谐振开始时 $u_A(t_1)=U_i$, 在谐振过程中, u_A 不断下降, 直到 $u_A=0$, VD_{S2} 导通, 电流 i_{Lr} 通过 VD_{S2} 续流。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时段(模式 3)

t_2 时刻开关 S_2 开通, 由于此时其反并联二极管 VD_{S2} 正处于导通状态, 因此 S_2 开通时两端电压为零, 开通过程中不会产生开关损耗, S_2 开通后, 电路状态也不会改变, 继续保持到 t_3 时刻 S_4 关断。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时段(模式 4)

t_3 时刻开关 S_4 关断后, 电路工作状态变如图 8.13 所示。

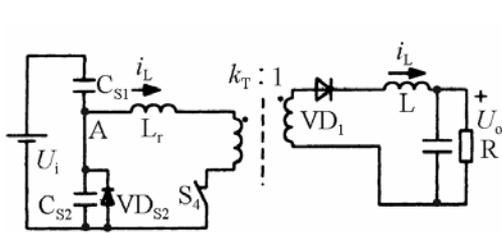


图 8.12 移相全桥电路模式 2 的等效电路图

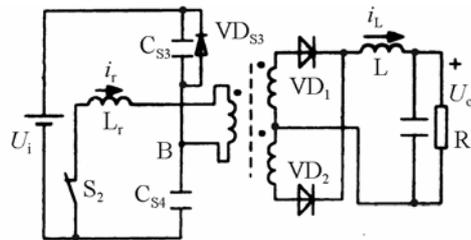


图 8.13 移相全桥电路模式 4 的等效电路

这时变压器二次侧整流二极管 VD_1 和 VD_2 同时导通, 变压器一次侧和二次侧电压均为零, 相当于短路, 因此变压器一次侧 C_{S3} 、 C_{S4} 与 L_r 构成谐振回路。谐振过程中流过谐振电感 L_r 中的电流不断减小, B 点电压不断上升, 直到与开关 S_3 的反并联的二极管 VD_{S3} 导通。这种状态一直维持到 t_4 时刻开关 S_3 开通。开关 S_3 开通时 VD_{S3} 导通, 因此开关 S_3 是在零电压条件下开通, 开通损耗为零。

(5) $t_4 \sim t_5$ 时段(模式 5)

S_3 开通后, 流过谐振电感 L_r 中的电流 i_{Lr} 继续减小。电感电流 i_{Lr} 下降到零后, 然后反方向流通, 并不断增大, 直到 t_5 时刻 $i_{Lr}=I_L/k_T$, 流过变压器二次侧整流二极管 VD_1 的电流下降到零而关断, 电流 I_L 全部转移到 VD_2 中。

$t_0 \sim t_5$ 时段正好是开关周期 T_s 的 $1/2$ (即 $T_s/2$), 而在接下来的 $1/2$ 开关周期内, 电路的工作过程与 $t_0 \sim t_5$ 时段完全对称, 这里不再赘述, 读者自行分析。

8.2.4 ZCS PWM 变换电路

下面我们将以全桥零电流开关 PWM 变换器为例来分析其工作原理和相关波形。

电路如图 8.14 所示, 电路中 L_r 为谐振电感(包含了变压器的漏电感), C_r 为谐振电容(含整流二极管的结电容和变压器二次侧的折射电容)。在等效电路中, L_r 包含了电路中的所有电感, C_r 包含了电路中的所有电容。为获得定频工作, 电路采用了移相控制策略。

在一个开关周期内, 电路可以分成 10 个工作时段(即 10 个工作模式), 图 8.15 显示了 $1/2$ 开关周期内各个时段(各个模式)的工作波形。注意, 电路的分析时假定 L_{in} 足够大, I_{in} 恒定, 输出电压恒定为 U_o , 所有器件为理想器件。

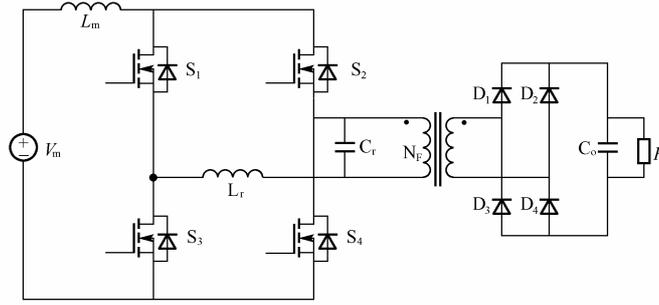


图 8.14 全桥 ZCS PWM 变换器

(1) $t_0 \sim t_1$ 时段(模式 1)

S_3 和 S_4 交叠区域: 开关 S_1 、 S_3 、 S_4 和 D_2 、 D_3 全导通, 在该时段, 通过开关 S_4 的电流以线性非谐振的形式转移至开关 S_3 中, 从而使 S_4 实现零电流关断条件, 在模式 1, 能量被传输至输出端。当通过开关 S_4 的电流变为零关断时, 模式 1 结束。

$$i_{L_r}(t_0) = I_{in} \quad (8.5)$$

$$n = \frac{n_p}{n_s} \quad (8.6)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{sw4}(t) = -\frac{nU_o}{L_r}(t - t_0) + i_{L_r}(t_0) \quad (8.7)$$

$$u_{C_r}(t) = nU_o \quad (8.8)$$

在 $t=t_1$ 时, i_{L_r} 变为零, 由式(8.7)可以推出, 该时段间隔时间为

$$t_1 - t_0 = \frac{I_{in}}{\frac{nU_o}{L_r}} \quad (8.9)$$

注意: 为了使通过开关 S_4 的电流能降为零, S_3 和 S_4 的交叠时间必须足够长。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时段(模式 2)

输入电感充电阶段: 随着开关 S_1 和 S_4 的全部导通, 输入电感储存能量。没有能量传输至负载, 输出靠电容 C_o 维持。开关 S_2 导通时, 该时段结束。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时段(模式 3)

谐振阶段: 在 $t=t_2$ 时, 开关 S_2 导通, 模式 3 开始。通过开关 S_1 的电流以谐振形式被转移至开关 S_2 中。为了电流的转移, 在这个模式下 S_1 和 S_2 处于交叠状态。特殊地, 电感电流谐振至 $-I_{in}$, 使通过开关 S_1 的电流到零, 从而实现零电流条件。在 $t=t_3$ 时, 开关 S_1 导通, 模式 3 结束。

$$i_{L_r}(t) = -\frac{nU_o}{Z_o} \sin[\omega_0(t - t_2)] \quad (8.10)$$

$$u_{C_r}(t) = nU_o \cos[\omega_0(t - t_2)] \quad (8.11)$$

这里, 谐振频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, 特性阻抗 $Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 。

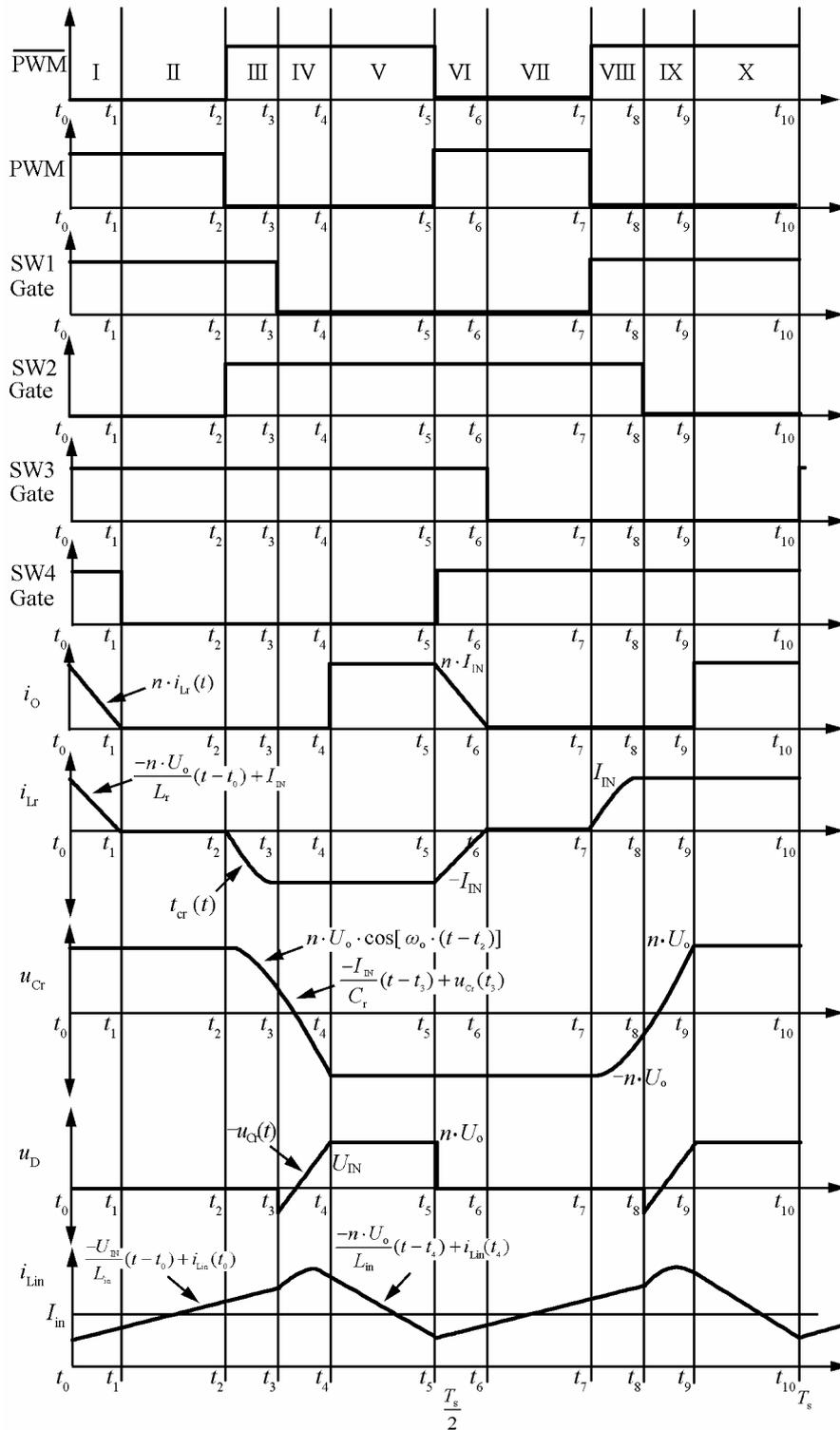


图 8.15 各模式下的波形

令 $i_{Lr}(t_3) = -I_{in}$, 可求得重叠角

$$\gamma = \omega_0(t_3 - t_2) = \sin^{-1}(I_{in}Z_0 / nU_0) \quad (8.12)$$

注意: 同样地, 为了使通过开关 S_1 的电流能降为零, S_1 和 S_2 的交叠时间必须足够长。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时段(模式 4)

C_r 放电阶段: 在 $t=t_3$ 时, 开关 S_1 截止, 模式 4 开始。在这个模式下, 谐振电容线性放电, 在 $t=t_4$ 时, 电容被放电至使 D_1 和 D_4 全部导通时, 模式 4 结束。

$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (8.13)$$

$$u_{Cr}(t) = -\frac{I_{in}}{C_r}(t - t_3)nU_0 \cos \gamma \quad (8.14)$$

模式 4 结束时, 电容电压被钳位至 $-nU_0$

$$u_{Cr}(t_4) = -nU_0 = (-I_{in} / C_r)(t_4 - t_3) + nU_0 \cos \gamma \quad (8.15)$$

求解式(8.15), 可以得到该模式的时间间隔为

$$t_4 - t_3 = \frac{nU_0 C_r (1 + \cos \gamma)}{I_{in}} \quad (8.16)$$

(5) $t_4 \sim t_5$ 时段(模式 5)

储存在 L_{in} 中的能量被传输至输出阶段: 在这个模式下, D_1 和 D_4 全部导通, 能量以类似泵升形式从输入电感传输至输出端。 i_{Lr} 和 u_{Cr} 由下式给出

$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (8.17)$$

$$u_{Cr}(t) = -nU_0 \quad (8.18)$$

由于两个开关半周期内, 前五个工作模式和后五个工作模式的对称性, 模式 6 至模式 10, 这里不再赘述, 有兴趣的读者可自行分析。在表 8-1 中, 给出了所有十个工作模式下各器件的导通状态。

表 8-1 十个模式下各器件的导通状态

模式	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1/D_4	D_2/D_3	模式描述
模式 1	通		通	通		通	S_4 对 S_3 交叠
模式 2	通		通				L_{in} 充电
模式 3	通	通	通				S_1 到 S_2 谐振转换
模式 4		通	通				C_r 放电
模式 5		通	通		通		L_{in} 能量到输出
模式 6		通	通	通	通		S_3 对 S_4 交叠
模式 7		通		通			L_{in} 充电
模式 8	通	通		通			S_2 到 S_1 谐振转换
模式 9	通			通			C_r 放电
模式 10	通			通		通	L_{in} 能量到输出

习 题

8-1 软开关电路可以分为哪几类？其典型拓扑分别是什么样的？各有什么特点？

8-2 在移相全桥零电压开关 PWM 电路中，如果没有谐振电感 L_r ，电路的工作情况将发生哪些变化？哪些开关仍是软开关？哪些开关将成为硬开关？

8-3 高频化的意义是什么？硬开关在高频状态下运行时会受到哪些限制？

8-4 利用对偶原理分析零电流和零电压准谐振开关电路的工作原理及二者的参数对应关系。

8-5 图 8.9(a) 为一个零电流准谐振开关变换电路，假定电感 L_i 足够大，所有元件均为理想元件。若给出负载功率为 $P=10\text{W}$ ，输入电压为 $U_D=15\text{V}$ ，输出电压为 $U_O=10\text{V}$ ，自然谐振频率 $f_0=1\text{MHz}$ ， $Z_0=10\Omega$ 。试计算并作出电感电流 i_L 和电容电压 u_C 随时间变化的波形，并说明 i_L 和 u_C 的峰值所产生的时刻。

8-6 图 8.7(a) 为一个零电压准谐振开关变换电路，假定电感 L_i 足够大，所有元件均为理想元件。若给出电源电压为 $U_D=40\text{V}$ ，输出电流 I_O 从 4A 至 20A 的范围内变化，试进行理论计算，求出最低开关电压值。

第9章 电力公害及其抑制

随着电力电子装置的广泛应用，电力公害问题引起人们越来越多的关注。同时，也由于电力电子技术的飞速进步，在电力公害的抑制方面也取得了一些突破性进展。本章主要介绍由电力电子装置产生电力公害的机理、危害及抑制对策。

本章要求了解各种电力电子公害的产生机理，熟悉主要的抑制方法。

9.1 电力公害及其分类

9.1.1 什么是电力公害

电力电子装置如整流器、逆变器和斩波器等对于电网来说属于非线性负载，它产生的有害高次谐波电流“注入”电网，造成电网的严重污染。在高频开关器件大量应用的电力电子装置中，由于高电压和大电流脉冲的前后沿很陡峭，会产生频段很宽的电磁干扰信号，这些电磁信号是严重的电磁干扰源，对电力系统的正常运行和其他设备构成相当大的危害。另外，整流器等电力电子装置往往使网侧电流滞后于网侧电压，造成电力电子装置功率因数降低，使电网无功功率增加，给电网带来额外的负担，并影响供电质量。电力公害就是指使用电力电子装置时存在的谐波电流大、电磁干扰严重和网侧功率因数低等问题。

9.1.2 电力公害分类

电力电子装置对电网产生的公害分为谐波污染、电磁干扰和功率因数降低三类。

1. 谐波公害

谐波对电网造成的公害主要有以下几种：

1) 使电网供电电压波形畸变，供电质量降低

像对基波电流一样，供电系统对谐波也呈现一定阻抗，因此注入供电系统的谐波电流会在电网上产生一定的压降。这些谐波电压增加到供电电压上，将使电压波形畸变，并使三相交流电的对称性受到影响。畸变的供电电压会影响精密电子设备、自动控制设备、继电保护装置，以及电力系统的工作，也会影响电力电子装置本身的正常运行。

2) 产生网侧过电压和过电流

在电力系统中常有功率因数补偿电容和电感。在这种情况下，供电系统与补偿电感电容构成谐振回路，谐振频率为

$$f_0 = f_1 \sqrt{\frac{S_d}{Q_c}} \quad (9.1)$$

式中， f_1 为基波频率； S_d 为系统短路容量。 Q_c 为功率因数补偿电容器的容量。

由式(9.1)可知，在一定条件下供电系统会产生谐振，从而引起过电压或过电流现象。

这种现象危及电容器和其他供用电设备的安全运行。

3) 使供用电系统的能量损耗增加, 供用电设备的寿命缩短

当供电电压为正弦波而负载电流为非正弦波时, 谐波电流都是无功电流。如果系统供给的视在功率为 S , 则有

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (9.2)$$

式中, P 为有功功率, Q 为无功功率。

式(9.2)中 Q 是谐波电流产生的无功功率, 它不能用并联电容的方法进行补偿。为此, 在有谐波电流存在的情况下, 系统的功率因数会进一步下降。若该谐波电流流入电动机或变压器则会造成这些设备的损耗增加和温度上升, 严重时损坏这些设备。

另外, 由于趋肤效应和介质损耗与频率成正比, 所以在电容器、电缆及其他供用电设备中, 谐波电流会产生额外的电阻损耗和介质损耗, 缩短其使用寿命。

2. 电磁干扰公害

高频开关变换器工作时, 内部的高电压或大电流波形以极短的时间上升或下降, 这些具有陡变沿的脉冲信号会产生很强的电磁干扰信号。这些电磁干扰信号一方面会污染电网, 通过电网干扰其他用电设备; 另一方面通过传输线的传导或经过空间进行辐射而对电子设备的正常工作造成威胁。

3. 功率因数降低公害

按照定义, 功率因数是变流装置电网侧有功功率与视在功率之比。电网接变流装置之后, 功率因数必然降低, 导致网侧输入电流有效值增大, 使得熔断器、断路器及传输线的规格及电源滤波器的容量增大。在三相四线制整流电源中不但使网侧功率因数降低, 而且由于它的三次谐波电流在零线中相位相同, 这些谐波电流合成后使零线电流增大, 有时可能超过各相相电流。因为按安全标准规定, 零线不能装设保护装置, 所以可能使零线因过热而损坏。

综上所述, 严重的谐波电流和较低的功率因数危害很大。解决电力电子装置的谐波污染和低功率因数问题的基本思路为: ① 装设补偿装置, 用以补偿谐波电流和无功功率; ② 对电力电子装置本身进行改进, 使其尽量不产生谐波电流且不消耗无功功率, 或根据需要对其功率因数进行校正或适当控制, 进而研制无公害电力电子装置。

9.2 谐波产生及其抑制

9.2.1 谐波产生机理

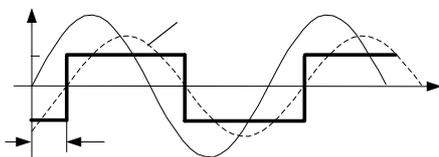


图 9.1 整流变压器次级电压和电流波形

在电力电子变换电路中存在着周期性非正弦电流, 它使得供电系统中不仅有基波电流, 而且还有大量谐波电流。以带感性负载的单相桥式和三相桥式整流电路为例, 当触发角为 α 时, 变压器次级电压 u_2 和电流 i_2 波形如图 9.1 所示。

从图中可看出，输入端流向整流器的电流为方波，变压器次级电流有效值 I_2 等于整流电流 I_d ，对次级电流波形 i_2 进行傅里叶分解，得

$$i_2 = \frac{4}{\pi} I_d (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots) \quad (9.3)$$

基波电流有效值 I_{21} 为

$$I_{21} = \frac{4}{\pi} \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \quad (9.4)$$

所以

$$\frac{I_{21}}{I_2} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d}{I_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.9 = \xi \quad (9.5)$$

式中， I_{21}/I_2 为电流基波有效值同变压器次级电流有效值之比，它表示了电流波形含高次谐波的程度，称为畸变因数，用 ξ 表示。

为定量说明电流波形的畸变程度，定义总谐波畸变(THD)为

$$THD\% = 100 \times \frac{I_h}{I_1}$$

式中， I_h 为网侧电流所有畸变分量的有效值； I_1 为网侧电流基波分量的有效值。

在图 9.2(a)所示的三相桥式整流电路中，a 相交流侧电流 i_a 波形如图 9.2(b)和(c)所示。为分析方便，忽略电路中的漏感 L_B ，且认为电感 L 足够大，并假定交流电源电压 u_a 是纯正弦的，交流电流 i_a 是幅值为 $\pm I_d$ 的矩形波，其基波分量为 i_{a1} 。从图中可以看到从输入端流向整流器的电源电流 i_a 显著地偏离了正弦形状。图 9.2(b)所示为触发角 $\alpha = 0^\circ$ 时的电流和电压波形，这时基波分量 i_{a1} 与电源电压 u_a 同相，两者之间没有相位差，即滞后角 $\varphi = 0^\circ$ 。与图 9.2(b)不同，图 9.2(c)为任意触发角 α 时的波形。这时 i_{a1} 波形滞后于 i_a 波形的角度为 $\varphi = \alpha$ 。

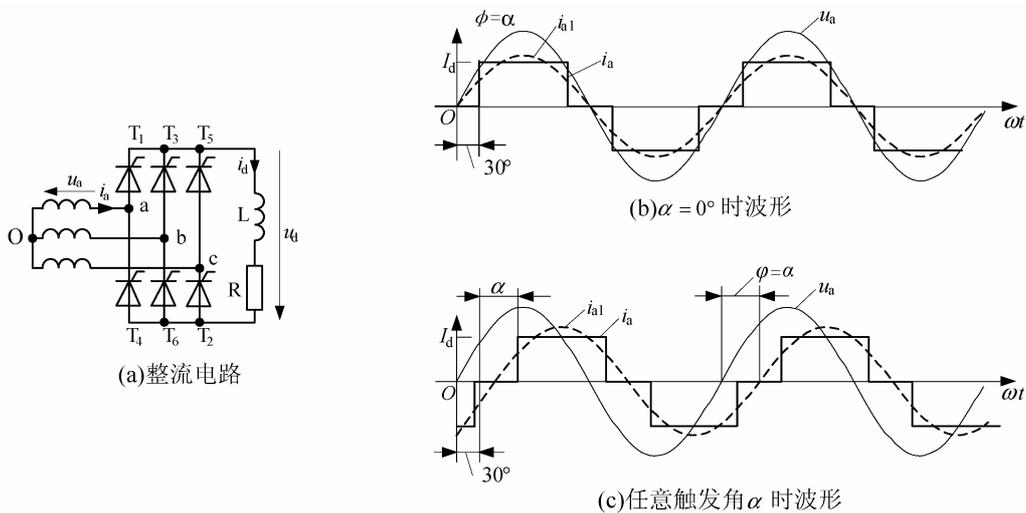


图 9.2 三相桥式整流电路及其整流变压器次级电压和电流波形图

由以上分析可知，同一电路，触发角 α 不同时变压器二次侧电流与电压相位不同，因而网侧功率因数不同，但是产生的谐波成分相同。谐波成分仍可用傅里叶级数进行分析。

根据傅里叶级数的定义，由图 9.2(b)与图 9.2(c)可得电流的基波分量有效值为

$$I_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} I_d \quad (9.6)$$

由于谐波分量的有效值与谐波次数成反比，所以任意一次谐波分量的有效值即为

$$I_{ak} = \frac{I_{a1}}{k} \quad k = 6n \pm 1 \quad (n=1,2,3) \quad (9.7)$$

根据图 9.2(b) i_a 波形，交流电流 i_a 的有效值 I_a 可按式(9.8)计算，即

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (9.8)$$

所以在 $i_a \approx I_d$ 且漏感 $L_b = 0$ 时，由式(9.6)与式(9.8)可得畸变因数为

$$\xi = \frac{I_{a1}}{I_a} = \frac{3}{\pi} = 0.955$$

由于单相桥式整流电路畸变因数为 0.9，而三相桥式整流电路为 0.955。由此可知相数增加时畸变因数增加。

用同样方法，可求出三相或多相其他接线方式的畸变因数。在多相整流电路中，电流波形呈二阶梯波(六脉波)或三阶梯波(十二脉波)，形状接近正弦波，畸变因数可近似地认为等于 1。图 9.3 列举四种变换电路的网侧电流波形(图中虚线为基波分量波形)。由此可以进一步看出任何整流电路其网侧电流波形都是非正弦波，而且随着整流相数增加谐波分量减少，网侧电流波形越接近于正弦波。由此可见，增加整流相数是提高功率因数、减少谐波成分的一种有效途径。

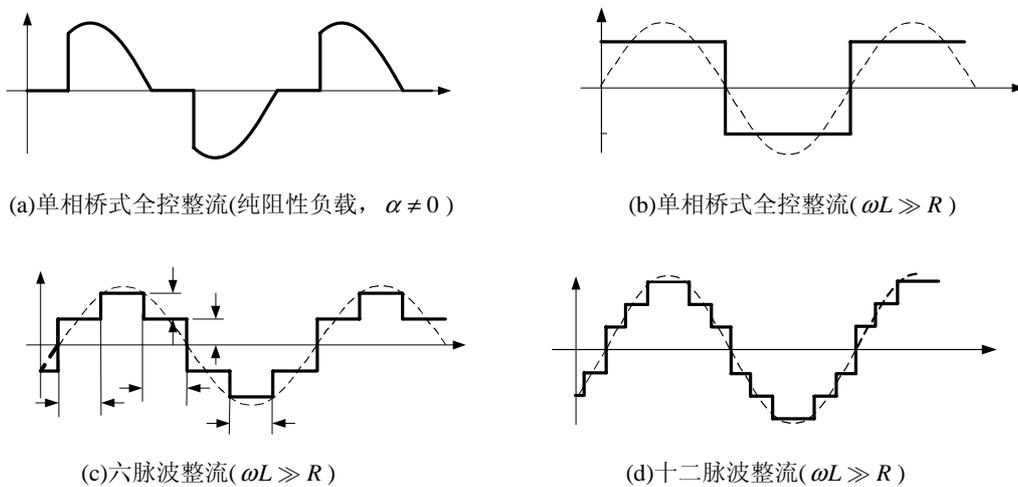


图 9.3 四种变换电路的网侧电流波形

9.2.2 谐波抑制对策

抑制和消除谐波主要有两种方法，一是在电力电子装置的交流侧并联 LC 无源滤波器为谐波电流提供频域谐波补偿，或者用电力有源滤波器进行时域谐波补偿；二是改进电力电子装置，减少注入电网的谐波。

1. LC 无源滤波器

LC 无源滤波器是一种常用的谐波补偿装置。它的基本工作原理是利用 LC 电路的串联谐振特点抑制向电网注入的谐波电流。在谐振频率上电路的阻抗将为最小值 R ；在非谐振频率时，阻抗比 R 大得多。根据这一特点，将串联谐振电路的谐振点调整到某一特征谐波频率，则可滤去电网侧某一高次谐波电流，使其不进入电网。采用若干个不同调谐频率的谐振电路便可分别滤去相应的谐波。由于这种滤波器只用无源的 LC 元件组成，所以称为无源滤波器。

图 9.4 所示为中等功率变流装置的一种较为经济的 LC 无源滤波系统。对三相桥式全控电路中的 5 次、7 次、11 次甚至 13 次谐波分别设 LC 无源滤波器，使变流装置产生的高次谐波电流大部分流入 LC 串联谐振回路，从而使流入电网的谐波电流抑制在允许值之内。这种滤波器的缺点在于要配置线路电抗器 L_r ，增加了系统的电压调整率。

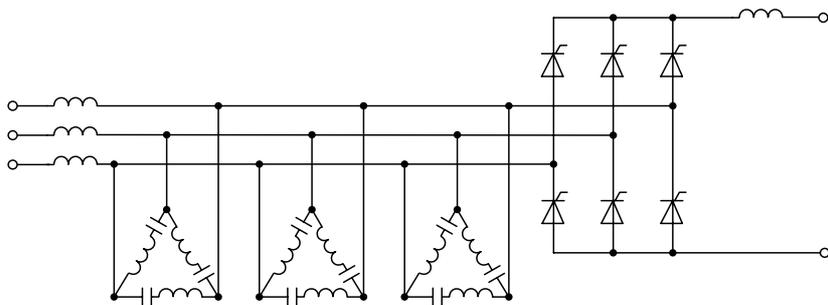


图 9.4 LC 无源滤波器

2. 静止无功补偿器

在网侧设置无功补偿装置(Static Var Compensator, SVC)用于补偿谐波造成的无功功率，以提高功率因数；合理地设置无功补偿装置中电感 L 和电容 C ，使其能在某次频率产生谐振，从而滤除该频率的谐波。

用晶闸管组成的 SVC 主要有(如图 9.5 所示)以下几种类型：

- ① 晶闸管控制电抗器(Thyristor Controlled Reactor, TCR)。
- ② 晶闸管投切电容器(Thyristor Switched Capacitor, TSC)。
- ③ TCR+TSC。
- ④ 晶闸管控制电抗器与固定电容器(Fixed Capacitor, FC)或机械投切电容器(Mechanically Switched Capacitor, MSC)混合使用的装置。

SVC 装置为补偿 0~100%容量变化的无功功率，几乎需要 100%容量的电容器和超过

100%容量的晶闸管控制电抗器，为此铜和铁的消费很大。近年来的发展趋势是采用全控型器件构成的变流器，通常称为静止无功发生器(Static Var Generator, SVG)。

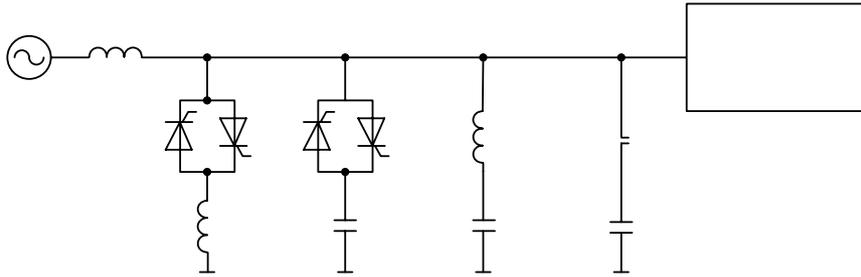


图 9.5 SCV 类型

SVG 的基本原理就是将自换向桥式电路通过电抗器或者直接并联在电网上，适当地调节桥式电路交流侧输出电压的相位和幅值，或者直接控制其交流侧电流，就可以使该电路吸收或者发出满足要求的无功电流，实现动态无功补偿的目的。图 9.6 给出了 SVG 电路的基本结构。SVG 的直流侧只需要较小容量的电容或电感作为储能元件，所需储能元件的容量远比 SVG 所能提供的无功容量要小。而对于 SVC 而言，其所需储能元件的容量至少要等于其所能提供的无功功率容量。因此，SVG 中储能元件的体积和成本比同容量的 SVC 中大大减小。

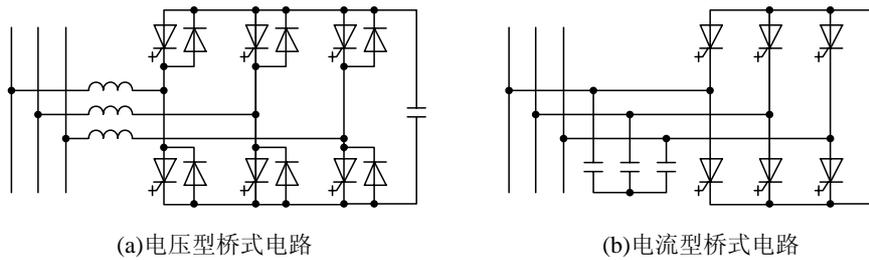


图 9.6 SVG 电路的基本结构

3. 有源电力滤波器补偿

如前面所述的 LC 滤波器虽然能减少谐波分量，抑制某些谐波，但却不能对快速变化的高次谐波和无功功率进行动态抑制和补偿。为解决这一问题，可采用有源电力滤波器 (Active Power Filter, APF)。

图 9.7 给出了并联型有源电力滤波器的电路图。图中非线性负载由交流电源 u_2 供电。负载电流 i_L 中除正弦基波电流 i_{L1} 外，还含有谐波电流 i_h ，即 $i_L = i_{L1} + i_h = i_{L1P} + i_{L1Q} + i_h$ ，这里 i_{L1P} 、 i_{L1Q} 分别为负载的基波有功、无功电流。为了使电力系统中的发电机 G、变压器 Tr 及线路 X_L 中不流过谐波电流，在负载处设置负载谐波电流补偿器 APF。APF 的主电路采用自关断开关器件的三相桥式变换器。对变换器中 6 个开关器件进行实时、适当的通、断控制，使变换器向电网输出补偿电流 i_c ，补偿电流 i_c 与负载的谐波电流 i_h 大小相等，即负载的谐波电流由 i_c 提供， $i_c = i_h$ ，于是电网电流 $i_s = i_L - i_c = i_{L1} + i_h - i_c = i_{L1}$ ，电力系统中发电

机 G、变压器 Tr 及线路 X_L 均只流过负载基波电流 i_{L1} 。负载基波电流 i_{L1} 包括基波有功电流 i_{L1P} 和无功电流 i_{L1Q} 。如果要求图 9.7 中的补偿器除补偿负载谐波电流 i_h 外，还要求补偿负载电流中的无功电流 i_{L1Q} ，则只要令补偿器输出的电流 $i_c = i_h + i_{L1Q}$ 即可，此时电网电流 i_s 为

$$i_s = i_L - i_c = i_{L1P} + i_{L1Q} + i_h - (i_h + i_{L1Q}) = i_{L1P}$$

即电力系统中发电机 G、变压器 Tr 及线路 X_L 只流过基波有功电流 i_{L1P} ，不仅补偿了负载谐波电流使电流波形正弦化，而且补偿了负载无功电流使电网功率因数为 1。

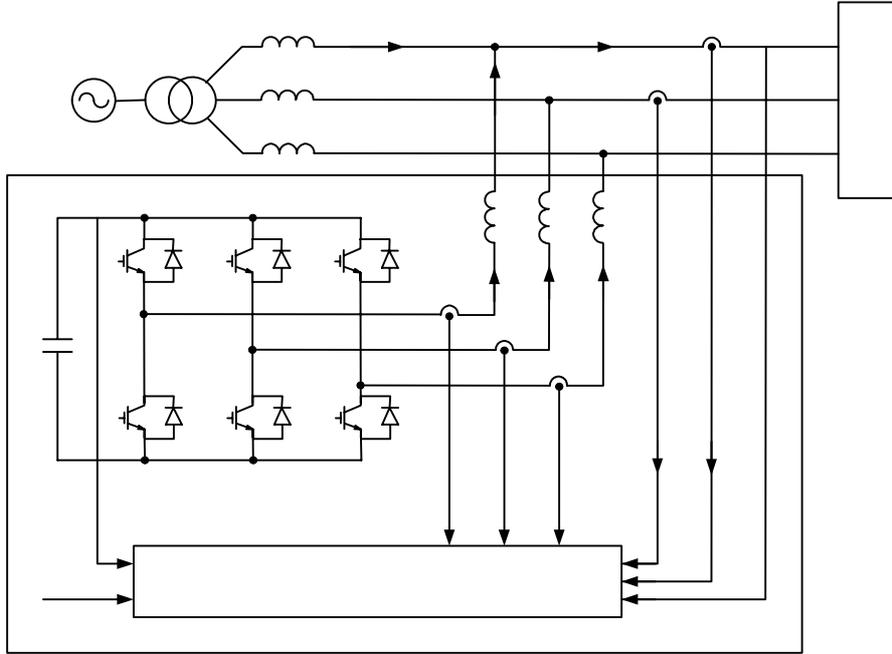


图 9.7 并联有源滤波器

4. 增加整流相数

为了简化分析，对晶闸管三相整流装置做如下假设：(1)电网的短路容量足够大，直流侧电感足够大以致整流电流完全平直；(2)交流侧的换相电抗为零，并忽略变压器铁芯饱和及非线性影响，变压器的初、次级绕组都是星形接线，并假设绕组的匝数比是 1：1。做如上假设之后，则交流电网电压为一正弦波，而交流侧的电流却是方波，如图 9.8 所示。对于三相桥式整流电路来说，在任何触发角 α 的情况下，每个晶闸管的导通角始终是 120° 。对于这样的波形，可以根据傅里叶级数分解。

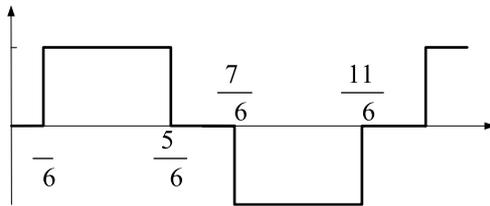


图 9.8 交流侧的电流波形

因 $f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$ ，故不会有偶次项谐波。其傅里叶级数为

$$i_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 [\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \frac{1}{17} \sin 17\omega t - \frac{1}{19} \sin 19\omega t + 23 \sin 23\omega t + \frac{1}{25} \sin 25\omega t - \dots] \quad (9.9)$$

可以看出，方波电流中含有大量的 5、7、11、13、……等高次谐波电流。它们的幅值分别为基波幅值的 1/5、1/7、1/11、1/13、……等。

改进上述交流装置电流波形的方法是增加交流装置的脉动数，例如等效的十二相整流电路。如图 9.9 所示，它由两组六脉动的三相桥并联组成。两组桥的交流侧分别接到三绕组变压器的两组次级绕组上，一个绕组是星形接法，另一个是三角形接法，二者线电压相位均相差 30° 。当两组桥同步控制时，两组整流桥便得到相同的移相角。利用三相桥线电流的公式(9.9)可来自两组整流桥的 5 次和 7 次谐波电流将在变压器的初级相移 180° ，因而能互相抵消。同样，17 次和 19 次谐波也互相抵消。这时存在的最低谐波是 11 次和 13 次谐波，接下来是 23 次和 25 次谐波。变压器初级线电流的波形是三阶梯形，这种波形更接近于正弦波。谐波次数越高，幅值就越小，因此增加供电相数便能显著减少谐波的影响。这种做法的缺点是提高了设备造价。

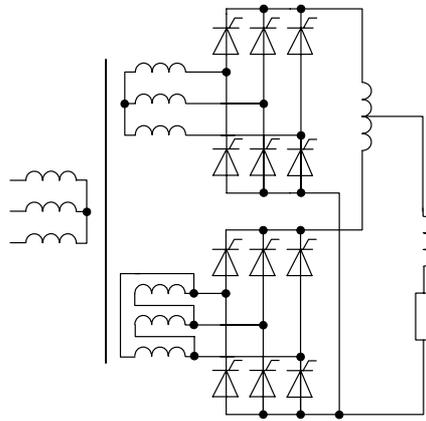


图 9.9 两组三相桥并联的十二相整流电路

9.3 电磁干扰及其抑制

电磁干扰(Electromagnetic Interference, EMI)是指任何能中断、阻碍、降低或限制电子设备有效性能的电磁能量。电磁干扰分为传导干扰和辐射干扰。按频带分，可分为宽带干扰与窄带干扰。传导干扰又可分为共模干扰和差模干扰。辐射干扰也可分为共模干扰和差模干扰。

9.3.1 电磁干扰的产生

1. 电磁干扰的产生

电力电子装置工作时，电力电子器件的电压和电流波形都是以极短的时间上升和下降。

这些具有陡变沿的脉冲信号会产生很强的电磁干扰，可以说高频变换器本身就是一个很强的宽带电磁波发射源，也即很强的电磁干扰源。装置的功率越大，这种电磁发射能力越强。

图 9.10(a)为高频开关的前后沿过冲波形示意图，展开波形是一个频率可达几兆赫兹甚至几十兆赫兹的高频衰减振荡。这个高频衰减振荡的频谱图如图 9.10(b)所示。由图可见，由高频开关器件构成的电力电子装置是一个宽带电磁发射源，在开关频率及其谐波上的电磁发射更为严重。

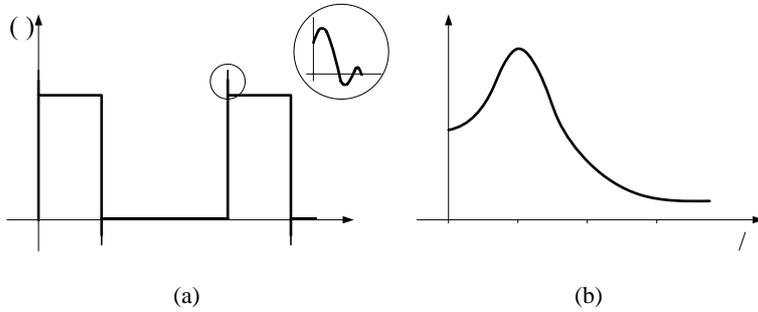


图 9.10 高频开关的前后沿过冲波形及其频谱

2. 电磁干扰形成的因素

电磁干扰信号可能是连续的信号，也可能是随机的脉冲信号，还可能是脉冲周期信号。形成电磁干扰一定具备以下三个基本要素，如图 9.11 所示：

① 电磁干扰源，指产生 EMI 的组件、器件、设备、分系统、系统或自然现象。高频开关器件构成的电力电子装置就是一种典型的干扰源。

② 耦合路径，指把能量从干扰源耦合(或传输)到敏感设备上，并使该设备产生响应的媒介。传导干扰和辐射干扰就是按照耦合路径来进行划分的。传导干扰是通过导线进行传播的，耦合干扰是通过“场”进行传播的。



图 9.11 电磁干扰三要素

③ 敏感设备，指对电磁干扰发生回应的设备。

9.3.2 电磁干扰抑制

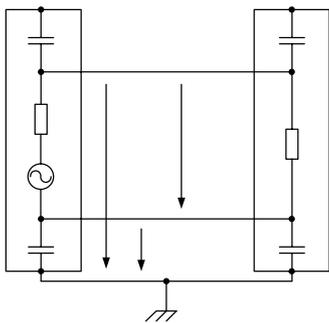


图 9.12 共模干扰与差模干扰

共模干扰是出现于导线与地之间的干扰。如图 9.12 所示， u_s 是信号源(或电源)， M 是测量仪器(或负载)， Z_m 是仪器的输入阻抗。我们把导线 BC 与地(E)和导线 AD 与地间存在的 EMI 信号称为共模干扰信号，即图中的 u_1 和 u_2 。

差模干扰是出现于信号回路内的与正常信号电压相串联的一种干扰。它通常是由磁耦合引起的。如图 9.12 所示，当有变化的外磁场与两条信号线间包围的面积相连时，则在信号回路内出现感应电压 u_3 ，它与有用信号 u_s 相串联，共同作用于 M 的输入端。

针对共模、差模及辐射干扰，可采用如下相应的措施进行抑制。

1. 共模干扰的抑制

共模干扰的起因是寄生电容的充、放电所致。开关整流器中这种寄生电容主要表现为变压器初、次级绕组间所形成的寄生电容 C 。图 9.13 为初级开关关断以后的电容电流示意图。

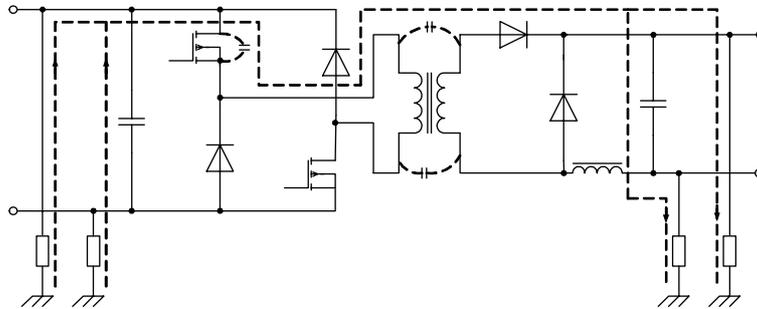


图 9.13 初级开关关断以后的电容电流示意图

减小共模干扰的措施之一为减小变压器初、次级绕组的寄生电容。其方法是：①扇形绕在圆环上；②分开线轴绕组；③增加内绕组隔离；④法拉第屏蔽。

图 9.14 表示具有法拉第屏蔽的变压器。屏蔽是用铜箔完成的，它的宽度较初级或次级绕组要宽，其终端重叠但不能短路，屏蔽引出线尽量短，使谐振减至最小。如果发生谐振可在屏蔽引出线加上一个或多个铁氧体磁珠，可有效地控制谐振；屏蔽引出线应接到屏蔽层中心。这种方法对减小传导干扰非常有效，但也会带来变压器尺寸、漏感和成本的增加。

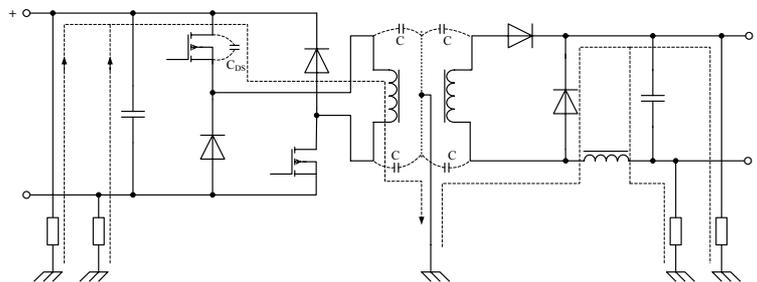


图 9.14 具有法拉第屏蔽的变压器

减小共模干扰的措施之二为采用变压器旁路电容及框架地电容。

采用变压器旁路电容的方法如图 9.15 所示。若从初级负端到输出加一个电容 C ，就为变压器寄生电容电流提供了旁路，减小了输出端子上的共模干扰。与电容 C 串联的电阻 R 是为了衰减输出谐振，若阻值太大会使 C 旁路无效，太小则会引起谐振。

图 9.16 为传统的框架地电容，它提供了与图 9.14 相同的支路，所不同处在于回路长度不同。若回路长度较小，其电感也小，则旁路更有效。设置这些电容尽可能地接近输入端和输出端。对于辐射干扰来说，这种回路长度的减小也是很重要的。

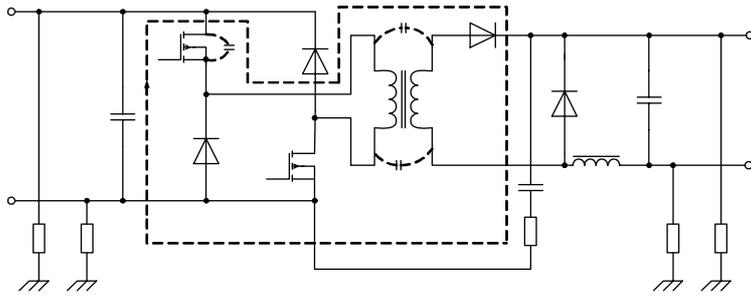


图 9.15 变压器旁路电容

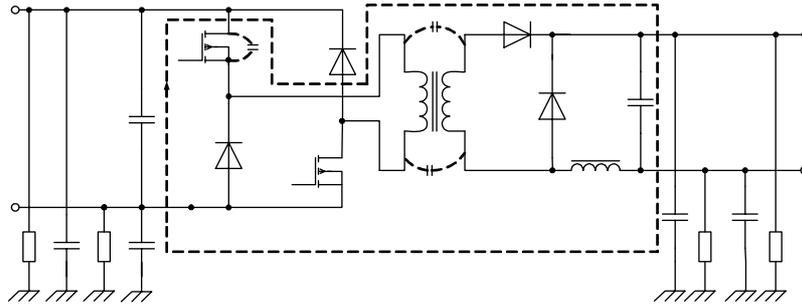


图 9.16 框架地电容

2. 差模干扰的抑制

差模干扰具有与共模干扰相同的起因，即二极管和功率管的开通、关断，寄生电容的充、放电等。

在输入和输出滤波电容器两端的等效串联电阻(ESR)和等效串联电感(ESL)上会产生差模干扰。因此，选用较低的 ESR 和 ESL 的滤波电容可得到较低的差模干扰。一般地，电解电容应与聚丙烯电容器(无感电容)相并联。当然差模干扰及开关纹波的抑制主要取决于滤波参数是否合适。

印制线路板(PCB)的设计也是至关重要的，引线过长以及不适当的电路走线路径、形状，将会增加与滤波电容相串联的寄生电感。输入或输出阻抗不平衡会使共模干扰变为差模干扰。类似于差分放大器，电阻不平衡会引起放大器共模抑制比(CMRR)的降低。

3. 辐射干扰的抑制

高频谐波电流流过一个回路就会形成磁场，理论上该磁场强度正比于回路面积和谐波电流的大小。谐波电流大小决定于波形、上升时间、下降时间，以及基频振幅。因此，往往可用减小回路面积、减小 di/dt 或电流峰值来减小辐射干扰。前面所介绍的抑制传导干扰的一些措施均能有效地减小谐波电流回路面积，所以这些方法在减小辐射干扰中也是有效的。缓冲电路可用来有效地减小 di/dt 。良好的整流器屏蔽外壳是防止辐射干扰的有效方法之一。

4. EMI 电源滤波器

EMI 电源滤波器是抑制传导干扰最为有效的手段，它毫无衰减地把直流、50Hz、400Hz

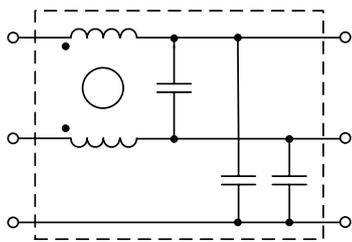


图 9.17 电源滤波器的基本网络结构

的电源功率传输到设备上去，却大大衰减经电源传入的 EMI 信号，保护设备免受其害。同时，它又能抑制设备本身产生的 EMI 信号，防止它进入电网，污染电磁环境，危害其他设备。

图 9.17 所示为单相电源滤波器的基本网络结构，它是由集中参数元件构成的无源低通网络，虚线框表示 EMI 滤波器的金属屏蔽外壳。滤波网络主要由两只电感 L_1 、 L_2 和三只电容 C_x 、 C_{y1} 、 C_{y2} 组成。 L_1 、 L_2 是绕在同一铁芯上的两只独立线圈，称为共模电感线圈或共模扼流圈。两个线圈的圈数相同，绕向相反；EMI 滤波器接入电路后，两只线圈内电流产生的磁通在铁芯内相互抵消，不会使磁环达到磁饱和状态，从而使两只线圈 L_1 、 L_2 的电感值保持不变。如果把该滤波器一端接入电源，负载端接上被干扰设备，那么 L_1 和 C_{y1} 、 L_2 和 C_{y2} 就分别构成共模低通滤波器，用来抑制电源线上存在的共模干扰。由于电感器的绕制工艺不可能保证 L_1 、 L_2 完全相等，于是 L_1 、 L_2 的差值(L_1-L_2)形成差模漏电感，其值一般约为 L_1 或 L_2 的 0.5% ~ 2% (与结构及绕制工艺有关)，它与 C_x 构成 LC 差模低通滤波器，用来抑制电源线上存在的差模干扰。一般地， L_1 、 L_2 绕在同一个铁氧体环上，电感量约为几毫亨， C_x 的电容量取 0.047 ~ 0.22 μ F， C_{y1} 、 C_{y2} 的电容量约为几纳法。

9.4 提高功率因数的对策

交流装置的功率因数是其功能指标中重要的一项。分析影响装置功率因数的原因，并采取相应措施使之提高，是电力电子技术的重要内容之一。

9.4.1 变流装置的功率因数

晶闸管变流装置的功率因数定义为交流侧有功功率与视在功率之比。以带电感性负载的单相桥式全控整流电路为例，假设负载为大电感而且输出电流平直，忽略变压器漏抗对电路的影响。当变流器在整流状态工作时，电路交流侧的电压 u_1 及电流 i_1 的有关波形如图 9.18 所示。此时整流装置的视在功率为

$$S = U_1 I_1$$

式中， U_1 及 I_1 分别为变压器初级电压和电流的有效值。

从电路工作过程分析可知， U_1 为正弦波而变压器初级电流 i_1 则是正负对称的矩形波，故电网输入的有功功率只应是基波功率，其值为

$$P = U_1 I_{11} \cos \varphi_1$$

式中， I_{11} 为变压器初级电流基波分量 i_{11} 的有效值， $\cos \varphi_1$ 称为位移因数，定义为电压 u_1 与基波电流 i_{11} 相位角的余弦值。

根据上述晶闸管变流装置功率因数的定义，其功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_{11} \cos \varphi_1}{U_1 I_1} = \frac{I_{11}}{I_1} \cos \varphi_1 = \xi \cos \varphi_1 \quad (9.10)$$

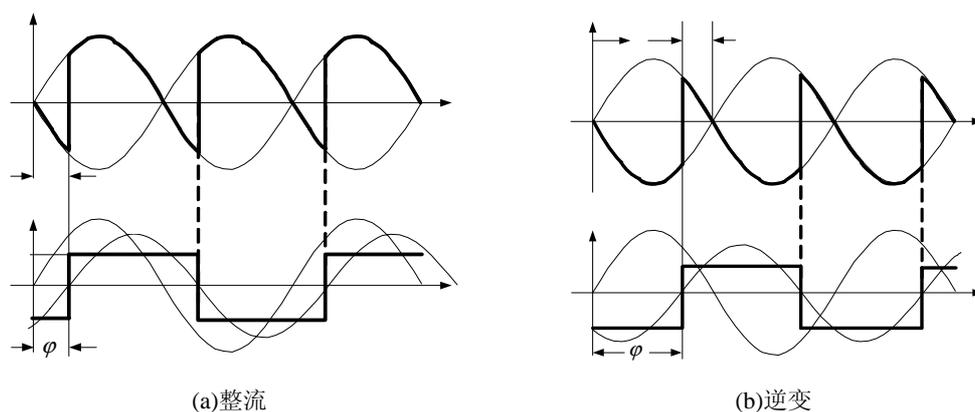


图 9.18 电感性负载单相桥式全控整流电路波形

故晶闸管变流装置的功率因数等于位移因数和畸变系数的乘积。对于单相桥式电路，由式(9.5)知其畸变系数 $I_{11}/I_1 = 0.9$ 。忽略换相重叠角后，由图 9.18 不难看出，位移因数将等于晶闸管的触发角 α ，此时

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha$$

变流装置的功率因数即为

$$\cos \varphi = \frac{I_{11}}{I_1} \cos \alpha$$

单相桥式整流电路大电感负载时的功率因数 $\cos \varphi = 0.9 \cos \alpha$ 。依照同样的分析，三相桥式可控整流电路的功率因数 $\cos \varphi = 0.955 \cos \alpha$ 。

其他晶闸管可控整流电路的功率因数均可按上述方法求得。计算畸变系数时， I_1 的求取应按下式进行。即

$$I_1 = \sqrt{I_{11}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{1n}^2} \quad (9.11)$$

式中， I_{11} 为基波电流有效值， I_{1n} 为 n 次谐波电流有效值。

从上面的分析可见，晶闸管变流装置的功率因数主要取决于触发角 α 的余弦值，从而决定了变流装置的功率因数将随着触发角 α 的不同而变化。当 α 增大时，装置的功率因数将降低，特别是处于深控状态(大触发角 α)运行时，装置的功率因数将变得很低。此外，影响装置功率因数提高的另一个原因是波形畸变，波形畸变的结果，将产生高次谐波，而高次谐波电流的平均功率为零，即高次谐波电流均为无功电流。

当变流装置运行于逆变状态时，交流侧电压 u_1 与因逆变而回馈电网的基波电流之间的夹角大于 $\pi/2$ ，有关波形如图 9.18 所示。此时装置的有功功率为负值，随着逆变角 β 的增大，有功功率绝对值将减小，功率因数自然下降。

9.4.2 提高功率因数的原理与方法

为提高晶闸管变流装置的功率因数，一般采用下述几种方法：

1) 减小装置运行时的触发角(逆变状态下则为逆变角)

上述有关影响变流装置功率因数的分析，说明过大的触发角 α (逆变角 β) 必然使装置功率因数降低。故对于经常运行在深控状态下的调压或调速系统，可采用整流变压器次级

抽头以便降低次级电压，或者变压器星-三角变换等方法，使变流装置尽可能地运行在小触发角状态。

2) 设置补偿电路，进行无功功率补偿

如果变流装置输出的直流电压和电流较为恒定，则在变压器的初级端设置可调的补偿电容，进行有级补偿，这是一种较为经济和简单的办法。

3) 设置滤波器，减少谐波对装置功率因数的影响

根据变流装置运行状况，设置若干不同频率的高次谐波滤波器，尽量使电网不受或少受谐波影响，从而改善装置的功率因数。

4) 采用两组(或多组)交流装置串联运行

对于某些容量较大而且输出电压调整范围较宽的变流装置，可采用两组(或多组)桥式电路串联运行的方式，增加整流相数从而提高功率因数。

5) 采用高功率因数整流器

传统电力电子装置系统中的主要谐波源是整流器，为此近年来对整流器不断采取措施，使其尽量不产生谐波，且其输入电流和电压同相位，这种整流器通常称为高功率因数整流器。

目前，几千瓦到几百千瓦的高功率因数整流器主要采用全控型开关器件构成的 PWM 整流器。PWM 整流器可分为电压型和电流型两大类。对于电流型 PWM 整流器，可以直接

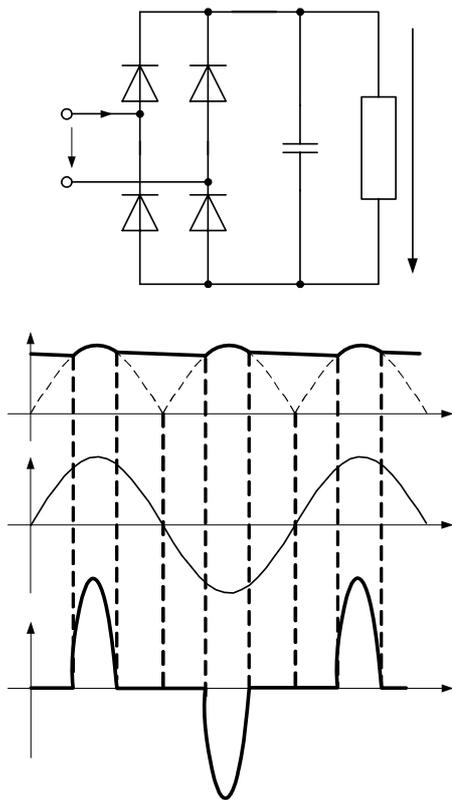


图 9.19 传统的整流电路及波形

对各开关器件进行正弦 PWM 控制，使得输入电流接近正弦波且与电源电压同相位，从而获得接近于 1 的功率因数。对于电压型 PWM 整流器，需要通过电抗器与电源相连，其控制方法有直接电流控制和间接电流控制两种。直接电流控制就是设法得到和输入电压同相位，由负载电流大小决定其幅值的电流指令信号，并根据此信号对 PWM 整流器进行电流跟踪控制。间接电流控制就是控制整流器的输入端电压，使其成为接近正弦波的 PWM 波形，并和电源电压保持合适的相位，从而使流过电抗器的输入电流波形为与电源电压同相位的正弦波。

6) 采用有源功率因数校正电路

对于中小容量整流器，为了提高功率因数，通常采用二极管加 PWM 斩波的方式来加以解决。这种电路通常称为有源功率因数校正(Active Power P Factor Correction, APFC 或 PFC)电路。下面介绍 PFC 电路的原理和控制方法。

图 9.19 是传统的整流滤波电路，整流二极管只有在输入电压 u_s 的瞬时值高于直流电压 u_d 时，交流电源才会有电流 i_s 流过，该电流为峰值很高的脉冲电流。由于输入电流 i_s 波形畸变导致功率因数下降，并产生高次谐波分量，污染电网。

图 9.20 是单相有源功率因数校正电路及控制系统原理图。由图可见, 在二极管整流桥和滤波电容之间增加了由电感 L 、二极管 D 和开关管 T 构成的升压斩波电路(Boost 变换器)。加入升压斩波电路后, 不管交流电压 u_s 处于任何相位, 只要开关管 T 开通, 电感 L 中就会有电流 i_L 流过, 并且在电感 L 中储存能量。 T 关断后, 交流电源和 L 中的储存能量一起通过二极管 D 向滤波电容 C 充电并提供负载电流。这样通过开关管 T 的控制, 交流电压处于任何相位都可以有电流流过, 对开关管 T 的恰当控制可以使交流电流 i_s 为正弦波, 并且和电源电压同相位, 功率因数近似为 1。

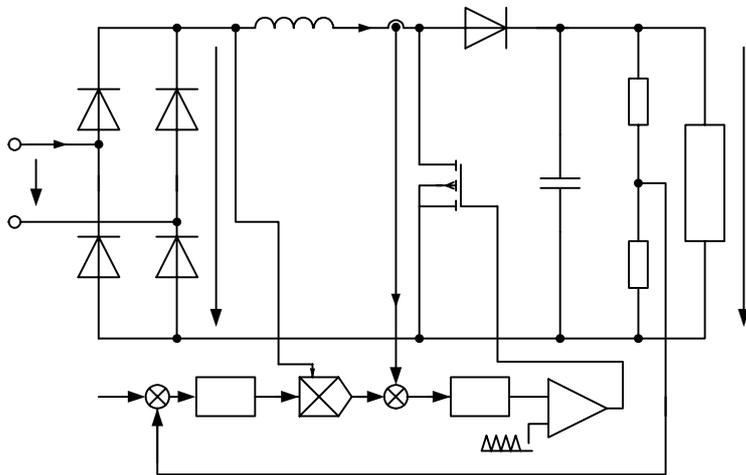


图 9.20 单相有源功率因数校正电路及控制系统原理图

图 9.20 中, 交流电压 $u_s = U_s \sin \omega t$, u_{d1} 是 u_s 经全波整流后所得, $u_{d1} = U_s |\sin \omega t|$, i_L 是交流电流 i_s 经全波整流后所得。若能控制 i_L 使其与 u_{d1} 的瞬时值成正比, 则交流电流 i_s 就是正弦波, 且和交流电压 u_s 同相位。按这个思路设计的控制系统如图 9.20 所示。该控制系统是一个双闭环系统, 内环是控制电感电流 i_L 的电流环, 外环是控制直流输出电压 u_d 的电压环。检测 u_d 并和给定电压 u_d^* 进行比较, 其误差通过电压环 PI 调节器 PI_u 放大得到反映负载电流大小的直流输出信号 i_d 。负载变化时, i_d 始终反映负载电流的大小, 同时 i_d 也等于电感电流 i_L 的峰值。通过乘法器将 i_d 和 $|\sin \omega t|$ 相乘, 就可得到所希望的电感电流 i_L^* 。这里 $|\sin \omega t|$ 使用了 u_{d1} 信号。将检测到的电感电流 i_L 与 i_L^* 进行比较, 其误差通过电流环 PI 调节器 PI_i 放大后, 再用三角波或锯齿波进行调制得到 PWM 信号去控制开关管 T , 达到 i_L 跟踪 i_L^* 的目的。

根据升压斩波器的工作原理可知, 升压电感 L 中的电流有连续工作模式和断续工作模式。因此, 可以得到电流环中驱动开关管的 PWM 信号有两种产生的方式, 一种是电感电流临界连续的控制方式, 另一种是电感电流连续的控制方式。这两种控制方式下的电压电流波形如图 9.21 所示。

由图 9.21 (a) 的波形可知, 开关管 T 截止时, 电感电流 i_L 刚好降到零, 开关导通时, i_L 从零开始上升, i_L 的峰值刚好等于给定电流 i_L^* 。即开关管导通时电感电流从零上升, 开关管截止时电感电流降到零, 电感电流 i_L 的峰值包络线就是 i_L^* 。因此这种电流临界连续的控制方式又叫峰值电流控制方式。从图 9.21 (b) 的波形可知, 它是采用电流滞环控制使电感电

流 i_L 逼近给定电流 i_L^* ，因为 i_L^* 反映的是电流的平均值，因此这种电流连续的控制方式又叫平均值电流控制方式。电感电流 i_L 经过 C 滤波后，得到与输入电压同频率的基波电流 i_s 。在相同的输出功率下，峰值电流控制的开关管电流容量要大一倍。平均电流控制时，在正弦半波内，电感电流不到零，每次开关管 T 开通之前，电感 L 和二极管 D 中都有电流，因此 T 开通的瞬间，L 中的电流、二极管 D 中的反向恢复电流，对开关管和二极管影响较大，所以元件选择时要特别注意。而峰值电流控制没有这一缺点，对开关管要求较低，通过检测电感 L 中的电流下降时的变化率，当电流过零时就允许 T 开通，检测电流的峰值用一个串联在 T 和地之间的限流电阻就能实现，既廉价又可靠，适合在小功率范围内大量应用。

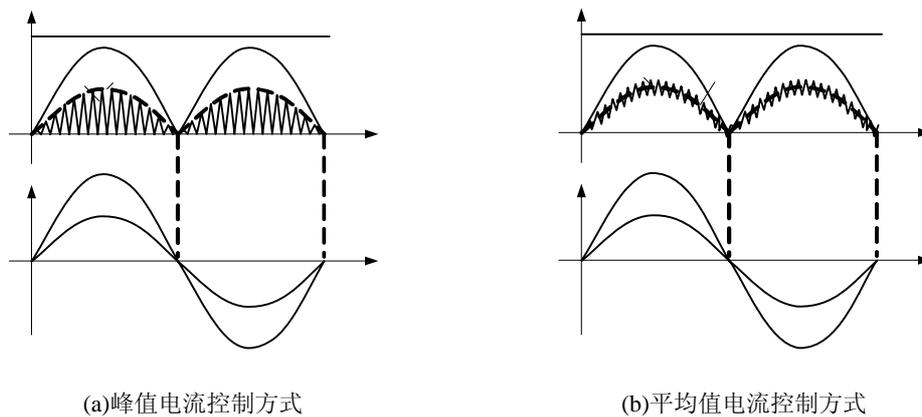


图 9.21 单相有源功率因数校正电路波形

习 题

- 9-1 传统的相控整流电路是一个谐波源，请举例说明。
- 9-2 试说明谐波对电网的危害有哪几个方面，并说明抑制谐波的常规对策是什么。
- 9-3 电力电子装置产生电磁干扰源的根本原因是什么？
- 9-4 电磁干扰信号的耦合方式共有几种？请分别说明。
- 9-5 什么叫共模干扰和差模干扰？请举电力电子变换电路为例具体说明。
- 9-6 EMI 电源滤波器的结构与作用是什么？
- 9-7 阐明功率因数的定义。并说明功率因数降低的因素和提高网侧功率因数的具体方法。
- 9-8 试简要说明相控整流电路功率因数低的原因。
- 9-9 整流装置的谐波对电网产生了哪些不利影响？为了抑制“电力公害”和提高整流装置的功率因数可采取哪些措施？
- 9-10 整流电路中常接有一个容量较大的电解电容，试问此电容有何作用？
- 9-11 APFC 的基本思路是什么？
- 9-12 APFC 有哪两种基本的控制方式，并画出其电压-电流波形。

第 10 章 电力电子技术的应用

电力电子技术在工农业生产和交通运输等部门得到了广泛的应用。本章就电力电子技术在这些方面的应用作一介绍。

本章要求熟悉电力电子技术的主要应用情况。

10.1 直流电源

本节将主要介绍电力电子变换器在直流电源方面的应用。

10.1.1 直流电源系统

直流电源在电气和电子领域应用非常广泛。对直流电源的要求一般包括：

- ① 输出稳定。在给定的容差范围内，当输入电压或负载发生变化，以及遭受到扰动的情况下，输出电压、电流或频率必须保持恒定。
- ② 电气隔离。电气上，要求负载与输入隔离。
- ③ 多路输出。在电子设备，尤其在仪器应用方面，针对不同的定额、不同的极性和不同的隔离要求，需要有多路输出。
- ④ 转换效率。转换效率高。
- ⑤ 功率密度。对于较小的体积和重量，要求有较高的功率密度。
- ⑥ 精度、调节范围和控制。要求精度高、调节范围宽和控制快速。
- ⑦ 输出质量。输入/输出功率有较小的谐波畸变。

直流电源系统的方框图如图 10.1 所示，输入为 50Hz 的交流电压，直流电源采用不可控 AC-DC 整流器外加 DC-DC 变换器，并非直接使用可控的 AC-DC 变换器。AC-DC 必须工作在低频状态(50Hz)。这种模式有两个不足，其一，滤波器要使用高容量的电感器和电容器，其体积、重量较大。其二，电源对输入电压、负载条件，以及干扰的变化的响应迟缓。但是从另一角度考虑，工作于高频(1MHz)状态下的 DC-DC 变换器可以克服上述不足。

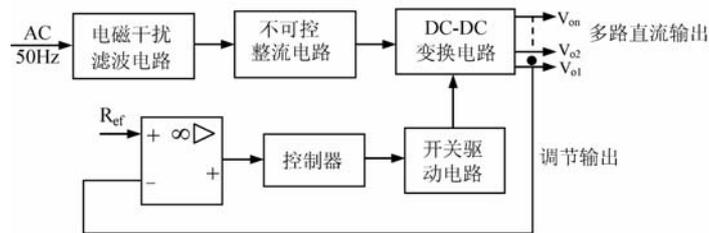


图 10.1 直流电源系统方框图

DC-DC 变换器可以是 PWM DC-DC 变换器和谐振 DC-DC 变换器中的任何一种拓扑结构。DC-DC 变换器可以有隔离也可以没有隔离。输出电压由反馈控制环调节。控制变量可

以是输出电压(电压模控制)或输出电流(电流模控制),输出端口可能有一路或多路,端口对应不同的电压或电流定额,通常只有相应的输出可调。多路输出,只调节相应的输出端的输出,称为交叉调节。EMI 滤波器的功能是防止电磁干扰反馈进入交流源。

DC-DC 变换器可以是任何一种降压斩波电路的拓扑结构。PWM 斩波器包括降压斩波器,升压斩波器,升/降压斩波器,库克斩波器等。谐振变换器包括串联谐振 DC-DC 变换器,并联谐振 DC-DC 变换器,ZVS、ZCS 谐振变换器等。

大多数 DC-DC 变换器要么由电压源,要么由电流源来驱动(大电感与电压源串联)。电流源变换器其功率重量比低。当前,中功率到大功率(>250W)的直流电源普遍采用了比较低的开关频率(10~40kHz)。而低功率的直流电源,则普遍采用比较高的开关频率(100kHz~1MHz),如便携设备。当频率超过 1MHz 时,在设备尺寸和功率重量比方面,因开关损耗、变压器的铁芯损耗以及磁滞损耗的增加,并不能带来显著的优点。而且,开关频率的提高还会引起较大的电磁干扰(EMI)。

10.1.2 开关模直流电源的控制

开关模直流电源的控制可以分为:由硬件实现的模拟控制器和软件实现的数字控制器控制两种。基于如下理由,通常优先选择数字控制器。理由之一,对器件寿命和电气噪声不敏感;理由之二,电源对输入源变化、负载变化、暂态和扰动的响应,对数字控制方法如 PID 的适应性好。本节将讨论电压模控制和电流模控制两种方法。

1. 电压模控制

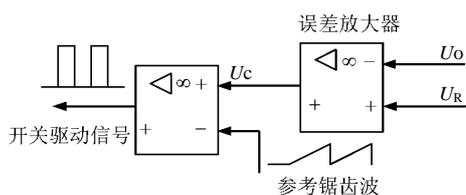


图 10.2 电压模控制结构图

输出电压 U_O 与参考电压 U_R 比较,其误差电压被放大后,再用于控制,如在 PWM 变换器中的开关的脉冲宽度信号。控制器是一个脉宽控制器,实际上为一比较器,将放大了误差电压(控制电压 U_C)和指定开关频率的参考锯齿波信号比较,比较器的输出为期望的脉宽信号。如图 10.2 所示。

2. 电流模控制

在电流模控制中,参考的锯齿波信号由一个正比于电源输出电流的电压代替,这等同于在控制系统中附加了一个内部控制环,如图 10.3 所示。电流模控制有两种基本形式,分别为变频控制(窗口控制和固定关断时间控制)和固定开关频率控制,图 10.4 给出了三种控制波形示意图。

在窗口控制中,控制电压决定输出电流的平均值。当检测到的输出电流降至预先设定的窗口值的一半,即平均值 $I_O - \Delta I_O/2$ 以下时, PWM 变换器中的开关闭合。当检测到的输出电流超过 $I_O + \Delta I_O/2$ 时,开关打开。显然,这种策略只能用于连续导电模式。

在恒定关断时间控制中,控制电压决定提高和输出电流 I_O 的峰值。PWM 变换器中的开关是在固定的时间关断, PWM 的输出电流线性下降。关断时间结束后,开关闭合,输出电流线性上升,在 I_O 到达峰值期间开关一直保持导通。

在固定开关频率控制中, PWM 变换器的开关的闭合与期望开关频率的时钟脉冲列同

步。输出电流 I_O 线性增加，在 I_O 到达峰值期间开关一直保持闭合，闭合时间由控制电压 U_c 决定。开关打开， I_O 线性下降，下个时钟周期重复上述过程。

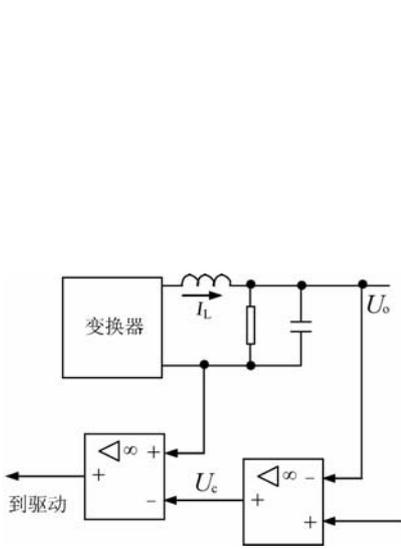


图 10.3 PWM 直流电源的电流模控制

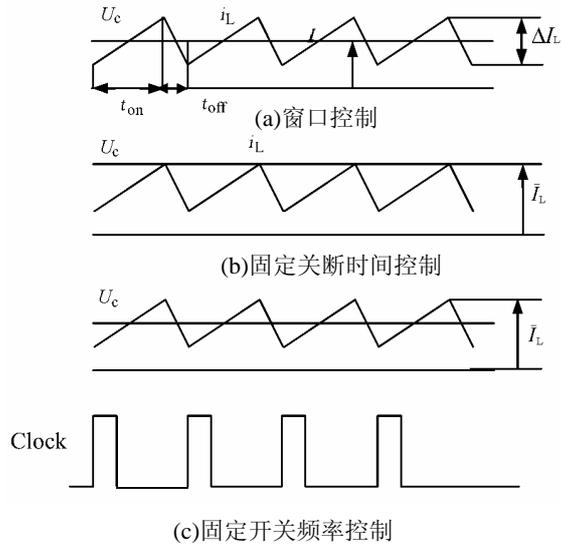


图 10.4 电流模控制

10.1.3 直流电源的保护

在直流电源中，保护和控制同等重要，目前集成电路大多数都提供保护功能，这些保护功能也可以用软件实现。

1. 软启动

在直流电源中，软启动由缓慢增加的脉宽信号提供。

2. 电流限制

输出电流可以通过测量加在与负载串联的小电阻上的电压来测量，测得的电流(实际为电压)与参考值比较，所得误差被放大后用于减小脉冲宽度以便限制电流，而不是降低输出电压，如图 10.5(a)所示。输出短路情况下，恒定的电流会引起电源器件的应变。这个问题可以通过在输出电压下降时，限制电流来避免，如图 10.5(b)所示，称为反折叠电流限制。电压的减小部分，在与参考值比较前，从加在测量电阻上的电压扣除。

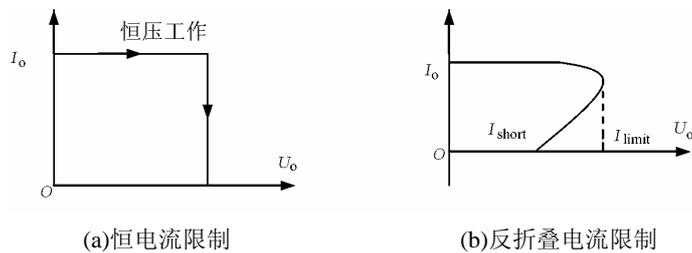


图 10.5 电流限制

3. 过电压和欠电压保护

当低于欠电压和高于过电压的设定值时，电源的控制断开。晶闸管和专用的积分电路可以直接用于这个目的。

4. 输入浪涌电流的保护

电源加电时，不可控的整流输出的电容是未充电的，因此它可从交流电源中抽取很大的输入浪涌电流。在不可控整流电路之前或之后，可通过串接电感器来限制输入浪涌电流。

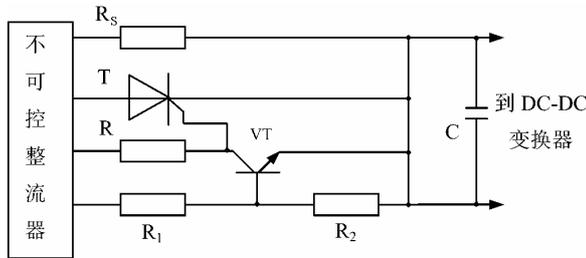


图 10.6 开关模电源的浪涌保护

作为选择，还可以在不可控整流电路(通常并接一晶闸管分流)之后，串接一电阻进行限制浪涌电流，如图 10.6 所示。其工作原理是，开始电容 C 的电压为零，三极管 VT 工作在饱和导通状态，随即晶闸管的门极和阴极之间的电压处于正向阻断状态。通过不可控整流电路的输入浪涌电流由串联电阻 R_s 限制，当滤波电容 C 的电压被充电到足够大时，三极管退出饱和状态。加在晶闸管门极和阴极之间的电压增加，最终导通分担通过串联电阻 R_s 的电流，之后保持。

10.1.4 电气隔离

在开关模电源中，直流变换器的高频信号部分的电气隔离，通常由尺寸较小的高频隔离变压器提供。在反馈控制系统中，控制参数如 PWM 变换器的开关脉宽信号，是在隔离变压器的原边，在这些电源中的反馈环也需要电气隔离。图 10.7 显示了一个具有电气隔离的直流电源。反馈环中的 PWM 控制器可以放在反馈隔离变压器之前或之后。在隔离变压器之后放置控制器，可以通过前向通路中的开关模变换器，使干扰减小。

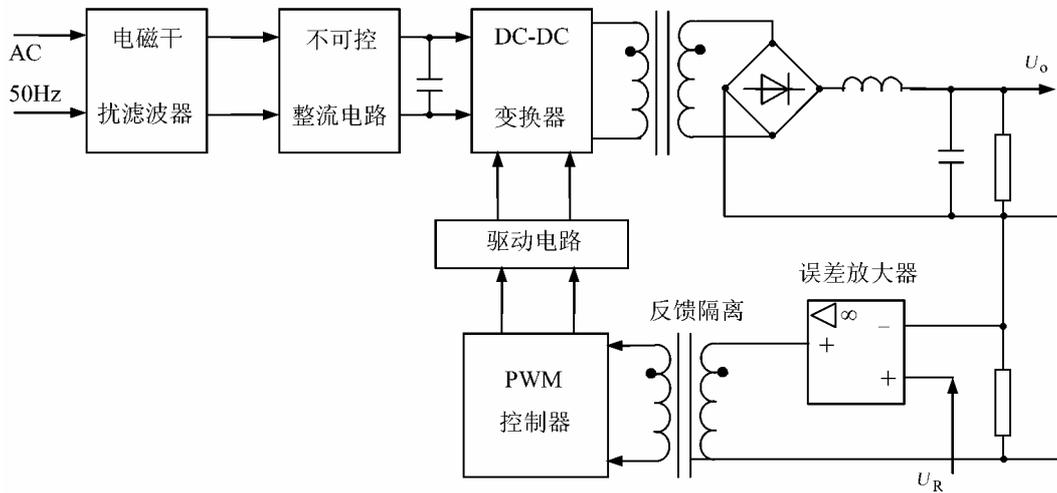


图 10.7 PWM 直流电源中的电气隔离

前向通路中的隔离变压器通过大量的功率流，而在反馈通路中，只通过较低的功率信号。反馈隔离变压器可以由一个光电耦合器代替。因市场上流行的光电耦合器其特性相对于温度和时间不太稳定，因此变压器隔离是首选。

10.1.5 多路输出电源的交叉调节

多路输出电源，在仪器设备和计算机等方面应用非常广泛，通常输出的其中一路由反馈控制调节。在多路输出电源中的交叉调节指的是，在反馈环内部负载和电网电压变化对不可调输出端电压影响的调节。反之亦然。

考虑如图 10.1 所示的多路输出电源，电压的转换比为 T_{VV1} , T_{VV2} , ..., 负载电阻为 R_{L1} , R_{L2} , ...。则交叉调节参数可以定义为：

负载交叉调节

$$X_{2,L} = \left. \frac{dT_{uv2}}{dR_{L1}} \right|_{\Delta V_S=0, \Delta R_{L1}=\Delta R_{L3}=\dots=0}$$

线路交叉调节

$$X_{2,S} = \left. \frac{dT_{uv2}}{dU_S} \right|_{\Delta R_{L1}=\Delta R_{L3}=L=0}$$

在稳压电源中，较差的交叉调节将会严重影响控制的范围。两种类型的交叉调节的调节参数必须设计得尽可能小。

多路输出电源的输出电路，最经常采用的是多绕组变压器，如图 10.8 所示。副边绕组的漏感是交叉调节的主要源，可以采用漏感最小化或其他拓扑方法来减少交叉调节。

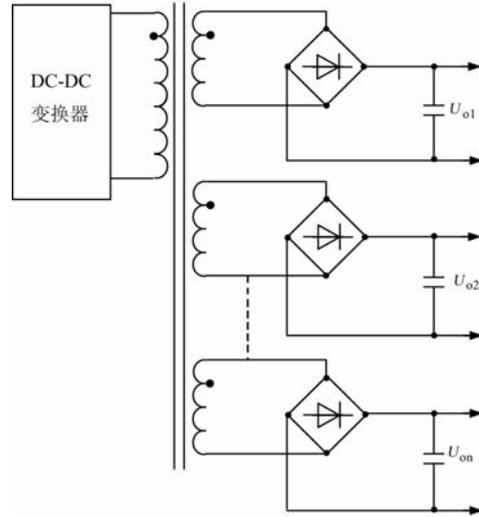


图 10.8 变压器耦合多路输出电源

10.2 不间断电源(UPS)

不间断的交流电源作为断电、过电压和欠电压用电的备用设备，广泛用于医疗等应急环境中。UPS 也可防止负载免受线路暂态和谐波扰动的影响。一般地，UPS 不作为长期电源，只是主电源不工作时，用来充当临时电源，直到主电源恢复正常。

如图 10.9 给出了 UPS 的三种结构图。第一种如图 10.9(a)所示，正常情况下，负载直接由交流线路供电，交流线路同时也对电池银行充电。逆变器通常也是不工作的，在断电、过压或欠压情况下，电池银行接管供电，同时逆变器被激活，静态开关关断直接供电的交流通路，并将负载与逆变器的输出接通。

第二种结构是真正的 UPS 思想，如图 10.9(b)所示，正常情况下，由电池或交流线路通过 AC-DC 整流电路、逆变器，向负载供电。在正常电压和过电压情况下，交流线路同时也对电池银行充电，在交流线路出现断电或欠压时，不必开通电源与负载连通。如果逆变器失效，静态开关关断逆变器通路，同时将负载与交流主干线接通。注意逆变器的输出应当与线路电压源同步。

第三种结构属于备用 UPS，如图 10.9(c)所示，或者是电池通过逆变器向负载供电，或者是交流线路通过 AC-AC 变换器向负载供电，或者是由带抽头的转换开关经逆变器向负载供电。当交流线路提供电能时，电池银行充当了备用电源角色，并且保持点滴式充电条件。在逆变器中的功率流是双向的，并且在点滴式充电条件下，逆变器可以充当电池充电器。

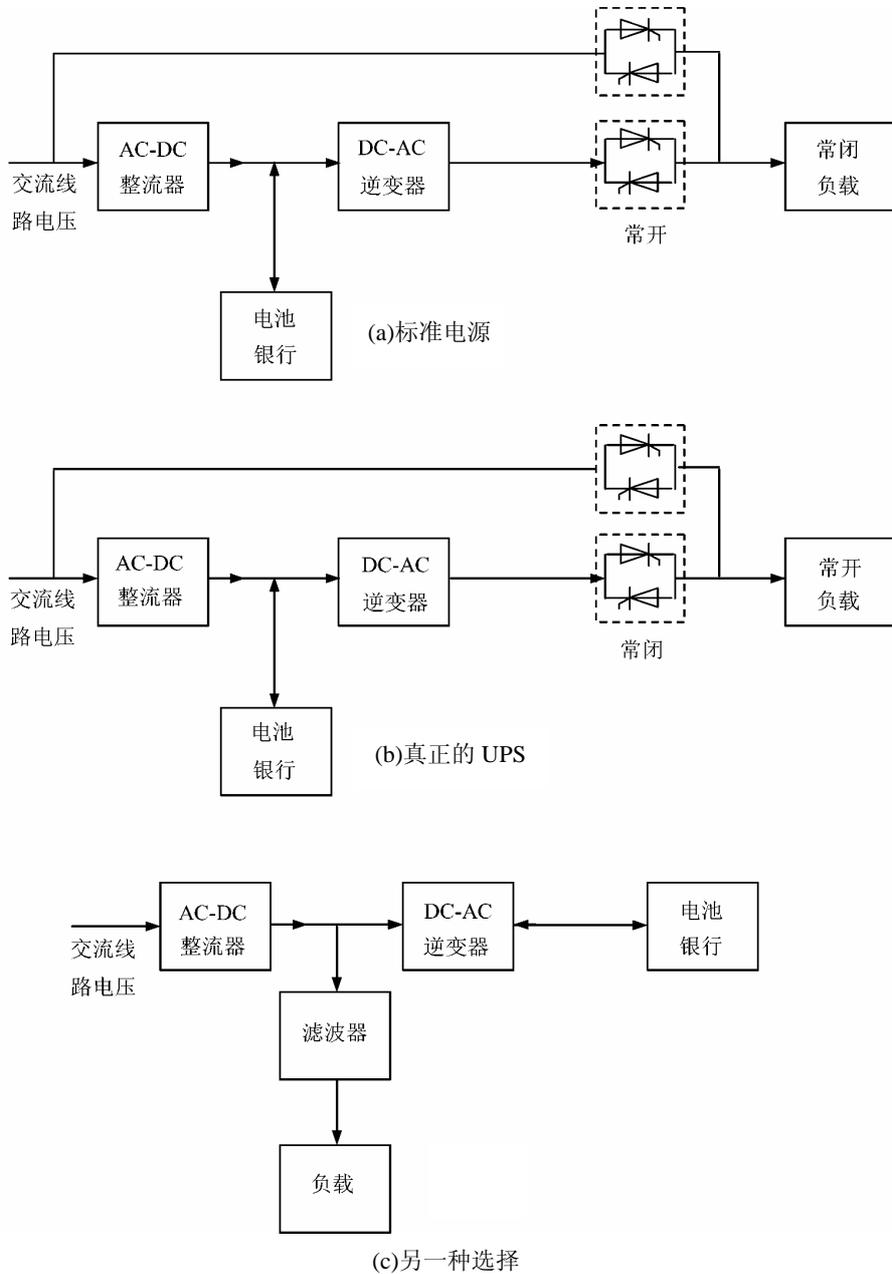


图 10.9 UPS 结构图

10.2.1 整流电路

AC-DC 整流电路同时完成两个功能：一是为逆变器提供直流电压源；二是对电池银行

充电。整流电路可以是我們熟悉的任何一种不可控、可控整流电路，这里我们选择三相不可控 AC-DC 整流电路，其中一相被分离出来构成单相可控 DC-DC 变换器(电池充电器)给电池银行供电，整流电路直接向逆变器提供功率输出后接带高频隔离或者不带隔离的 DC-DC 变换器。注意，DC-DC 变换器也可以选择 DC-DC 谐振变换器。

10.2.2 逆变器

UPS 有苛刻的谐波畸变要求，典型地，谐波总畸变(THD)应小于 5%，且单次谐波与基波幅度的比小于 3%。较小的 THD 带来的一个附加优点就是，可以改善因负载变化引起的 UPS 的动态响应，带快速响应的反馈控制环也要求有好的动态行为。在诸多的逆变器中，正弦 PWM(SPWM)逆变器最常用。

10.3 电子镇流器

家用照明大约消耗 15% 的能源，而商业用建筑将消耗大约 30% 的能源。荧光灯泡的效率将是白炽灯泡的效率的 3~4 倍，而白炽灯的效率在高频情况下，比如频率超过 25kHz 时，效率可以提高 20%~30%。

传统的白炽灯泡，用 50Hz 的交流电源供电，为了稳定工作，通常都使用感性镇流器(也叫做扼流圈)。现代高频白炽灯系统电子镇流器结构图如图 10.10 所示。带滤波器的不可控 AC-DC 变换器后接高频 DC-AC 逆变器。逆变器选用本书讨论的逆变器结构，其中突出的有半桥逆变器和全桥逆变器。逆变器的开关频率低限为 25kHz，高限为 40kHz 或 60kHz 或更高。来自电源的功率因数很低，因此，必须进行功率校正。加 EMI 滤波器可以防止电磁干扰信号馈给交流电源。

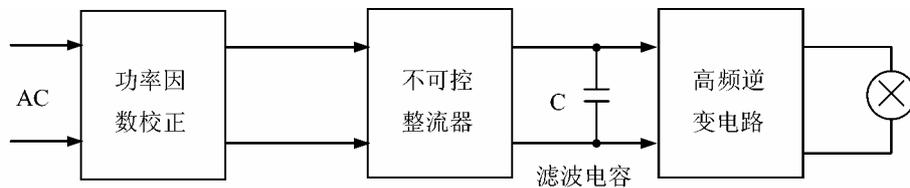


图 10.10 电子镇流器结构图

10.4 感应加热

感应加热由一个高功率的变压器构成，其副边绕组为金属工件，金属工件起短路副边绕组作用。在副边短路绕组中感应的电流将在工件中产生强烈的热量。由于集肤效应，感应电流被限制在一定厚度的金属表面上。深度 δ 处的电流降为表面电流的 $1/e$ ，表面的深度为

$$\delta = k \sqrt{\frac{\rho}{f}}$$

式中， k 为常数， ρ 为金属工件的电阻率， f 为感应电流的频率。线路频率被用来加热大的

工件使其深度更深，频率达到 1MHz 的高频被用来使金属齿轮变硬和退火。

金属负载可以由电阻与电感串联或电阻与电感并联来建模，两种模型都可以表示感应变压器的原边。图 10.11 给出了两种非常优秀的感应加热电路。

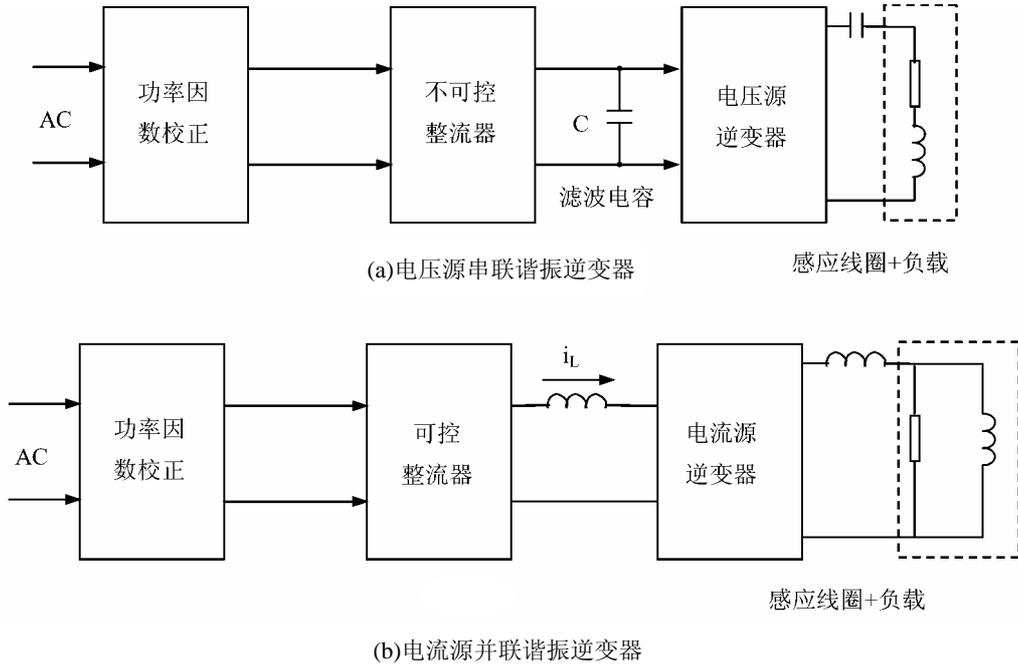


图 10.11 感应加热电路

对于电压源串联谐振逆变器，在开关频率略低于谐振频率时，其输出电流接近正弦波，功率通过改变开关频率来控制；而电流源并联谐振逆变器，在开关频率略高于谐振频率时，其输出电流接近正弦波，功率也是通过改变开关频率来控制的。所以，当需要保持开关频率恒定时，可以将电流 i_L 作为控制变量。

10.5 开关模焊接

在弧焊机中，在两个电极中间形成电弧，其中一个电极为金属工件。工件的电气隔离是最重要的要求，另一个要求是，当电弧形成后，保持电流的纹波小。图 10.12 给出了开关弧焊机的方框图，使用高频变压器进行电气隔离，在输出端接一小电感可以限制焊接电流。

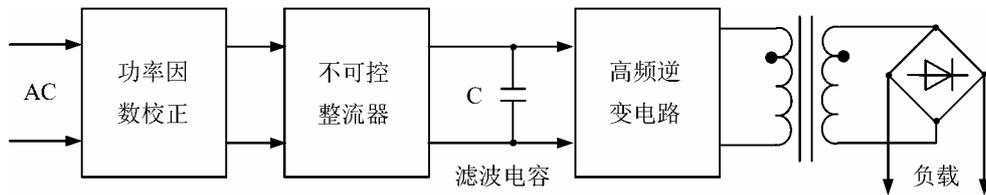


图 10.12 开关弧焊机方框图

10.6 电动机驱动

现代电动机的驱动是利用了开关模原理进行设计的,与非开关模设计相比更有效也更智能。典型的电动机驱动系统如图 10.13 所示,依据应用的类型,电动机的驱动可以分为伺服电动机的驱动和调速电动机的驱动两类。

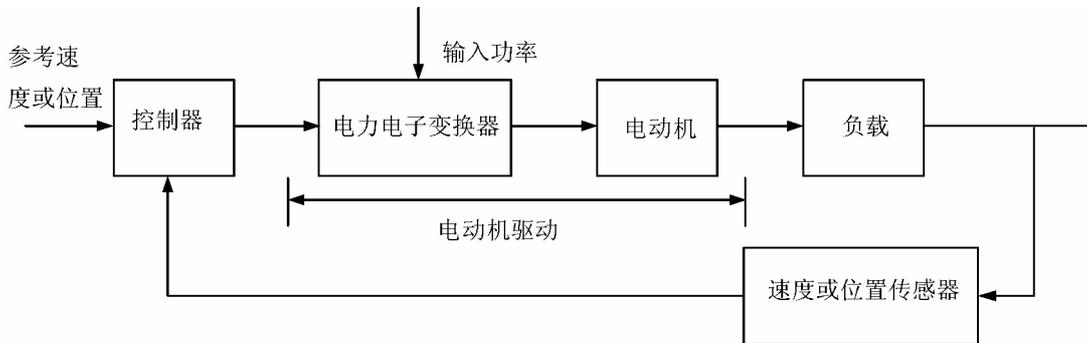


图 10.13 典型的电动机驱动系统

两种类型的电动机的驱动都要求反馈控制。伺服电动机的驱动,在角位置或速度的精度、响应时间、响应特性(如超调量和调节时间)等方面,其要求相对来说更苛刻一些。本节将介绍几种电动机的驱动。

10.6.1 直流电动机的驱动

在现代工业界,对于某些应用来说,直流电动机驱动仍然是重负荷机械驱动的合适选择。

1. 低功率直流电动机的驱动

小功率直流电动机(小于 5kW)多为永磁直流电动机。例如在带式录音机中用于驱动磁带的直流电动机即为永磁直流电动机。永磁直流电动机中励磁磁通为常数,相关的电动机方程为

$$\begin{aligned} T_m &= k_T I_a \\ E_m &= k_e \omega \\ U_s &= I_a R_a + E_m \end{aligned}$$

稳态时的速度-转矩关系为

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{1}{k_e} \left(U_s - \frac{R_a}{K_T} T_m \right) \\ \frac{\omega}{\omega_0} &= 1 - AT_m \end{aligned}$$

其中, $A = \frac{R_a}{K_T U_s}$, $\omega_0 = \frac{U_s}{k_e}$, 速度-转矩特性如图 10.14 所示。

因电枢电阻通常很小,当转矩有大的变化时,电动机速度没有显著变化。这在带式录

音机和模拟记录仪等应用中是期望得到的，电动机的速度控制可以通过控制直流电源的电压 U_S 来实现。

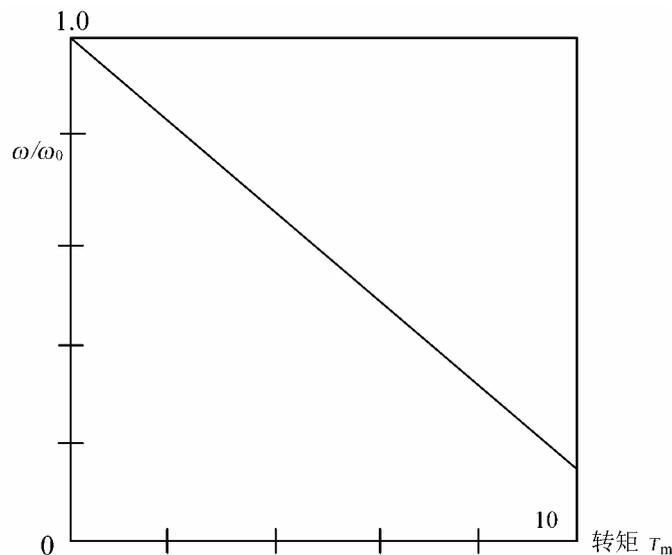


图 10.14 永磁直流电动机的速度和转矩的关系曲线

2. 直流伺服电动机的驱动

1) 具有独立励磁绕组的直流电动机

大、中功率的直流电动机，通常在定子中都具有独立的励磁绕组，其速度-转矩关系和特性如下：

$$\omega = \frac{1}{k_e I_f} \left(U_S - \frac{R_a}{k_T I_f} T_m \right)$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = 1 - AT_m$$

其中，

$$A = \frac{R_a}{K_T I_f}, \quad \omega_0 = \frac{U_S}{k_e I_f}。$$

实际上，直流电动机通常工作在恒定转矩下，因此当转速小于额定转速时，其励磁电流 I_f 也为常数。在永磁直流电动机中，电动机转速是通过改变电源电压 U_S 来控制的。

当转速高于额定转速时，电源电压 U_S 保持恒定，励磁电流 I_f 减小。在这个工作区域内，其功率、乘积 $\omega_m T$ 也保持常数，转矩随电动机转速的升高而减小，电动机转速可以升高到额定转速的 50%~100%。

直流伺服系统要求电力电子变换器具备以下特性：

- ① 为满足电动机的四象限运行，变换器应该能够输出反极性的电压和电流。
- ② 在高速加速和高速减速的情况下，变换器应该能够在电流模式下工作。
- ③ 对于伺服应用中位置或速度的精确控制，变换器的输出电压应该为控制参数的线性函数。

- ④ 为了在电动机的转矩和转速方面获得最小的波动，电枢电流的波形系数应该低。

⑤ 控制响应应该快速，并且超调和调节时间要小。

2) 直流伺服电动机驱动中的控制

图 10.15 给出了带内部电流控制环和不带内部电流控制环的一个伺服控制系统。在第一种方法中，限流电路对电枢电流进行保护，防止直流电动机在加速和减速过程中，电流超过容许的电流。在第二种方法中，内部电流控制环直接控制直流电动机的电枢电流和机械转矩。

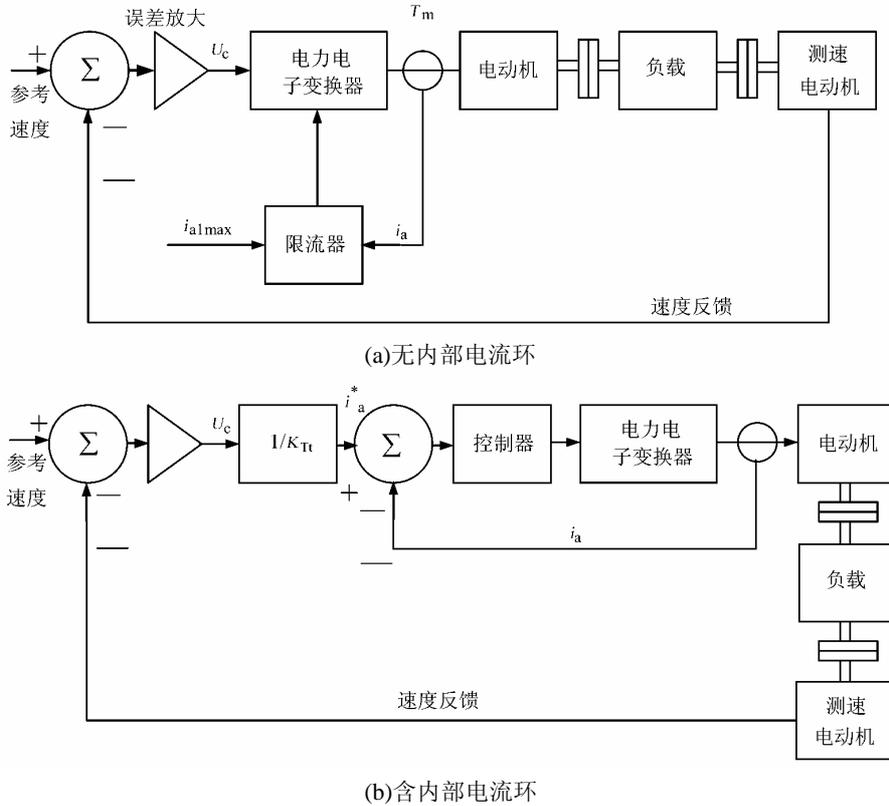


图 10.15 DC 伺服驱动

实际的设计中，在一对开关的关断和另一对开关的导通之间的间隙，要设置一个死区时间，以免短路直流电源。直流电动机的性能中有一种非线性爬坡现象，电流模控制可以使这种非线性降到最低。

3. 调速驱动

在调速驱动系统中，对动态响应的要求与伺服电动机驱动相比要宽松一些。调速驱动涉及开关模 DC-DC 变换器和 AC-DC 整流器两种形式。

1) 采用开关模 DC-DC 变换器

在调速驱动系统中的开关模 DC-DC 变换器的工作模式有：

- ① 四象限运行的全桥 DC-DC 变换器。
- ② 当电动机不要求反向运行时，则两象限运行的半桥变换器则是最佳选择。

③ 单象限运行的变换器只能用于不要求电动机制动的场合。

2) 应用 AC-DC 整流器

晶闸管 AC-DC 变换器也称为相控变换器，被广泛用于大功率的驱动中。这些变换器在前面章节已作过叙述。一般地，为减小电枢电流中的电流纹波，附加一电感与电枢绕组串联。线路电流是单方向的，但输出电压可以反极性，因此为两象限运行。这种电路中，晶闸管为优先选择的开关器件。

10.6.2 感应电动机的驱动

低成本和持久性是工业上广泛选用感应电动机的主要理由。感应电动机的驱动可以分为伺服驱动(使用精确控制策略，这些应用包括计算机外围设备、机床等)和调速驱动(使用具有制动的速度控制，这些应用包括电扇、压缩机、泵、吹风机和过程控制系统)。

感应电动机控制的策略，一是改变电源频率以控制电动机转速；二是和电源频率成比例地改变电源电压。值得注意的是，上述这两种策略只在低转差情况下才是有效的。

1. 感应电动机的变频驱动

感应电动机控制的变频器方框图如图 10.16 所示。AC-DC 整流器由可控或不可控整流器实现，逆变器输出为单相或三相电压，幅度和频率可调， U/f 保持恒定。

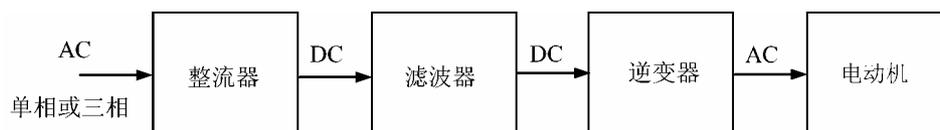


图 10.16 变频器方框图

感应电动机控制的逆变器必须具备以下能力：

- ① 可以根据期望的输出转速调节频率。
- ② 在恒转矩区，可以保持恒定的气隙磁通。
- ③ 可以给电动机提供额定的电流。

逆变器可以是电压源型逆变器和电流源型逆变器。

1) PWM 电压源型逆变器的变频驱动

图 10.17 给出了电压源型逆变器的变频驱动的方框图，图 10.18 给出了其原理图。本电路输出电流近似为正弦波，来自 AC-DC 整流电路的纹波电流频率等于逆变器的开关频率，逆变器的开关频率比期望的输出频率高好几倍。因此，选择一个小的滤波电容就可以了。可是，谐波幅度可能会高于基波幅度。低频时，从输入整流电路流出的电流含有大量的谐波成分，在输入交流线路上串接电感器有助于降低高次谐波。在驱动输入端的功率因数与电动机的功率因数相互独立。制动问题，在二极管构成的桥式整流电路中，不管是直流母线的电压还是电流其极性都不能反向，因此，不可能实现再生制动。如果实现再生制动，可以通过使用四象限 AC-DC 变换器代替不可控二极管整流电路来实现。

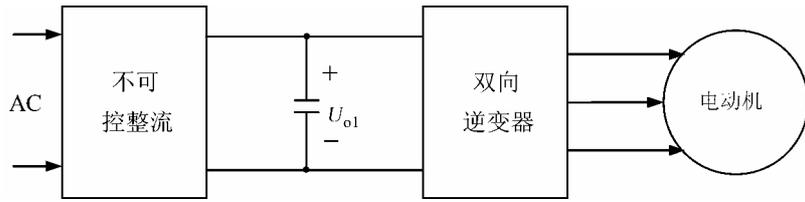


图 10.17 用于感应电动机控制的 PWM 电压源型逆变器方框图

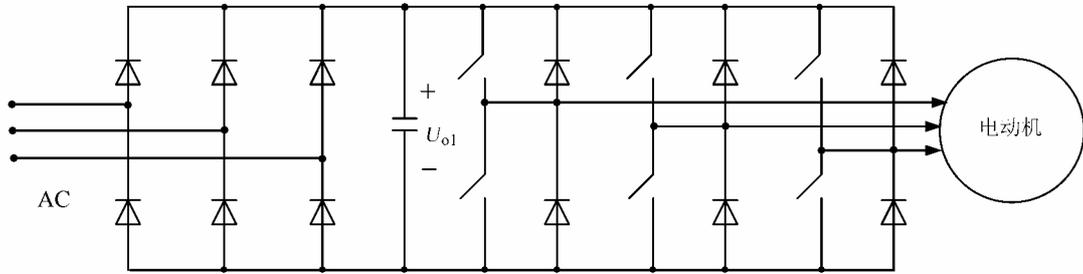


图 10.18 用于感应电机控制的三相 PWM 电压源型逆变器原理图

2) PWM 电压源型逆变器的速度调节

图 10.19 给出了感应电动机的速度调节控制框图。如果精度不是作为特殊的指标，则不需要反馈控制。基准 $\omega_{r, \text{ref}}$ 、控制输入 ω_s 、 f 和 U_s ，可以计算得到用以代替实测值。完整的控制电路可以用特定功能的功率集成电路(PIC)或 DSP 集成电路实现。开关频率与逆变器基波频率的期望值成正比。

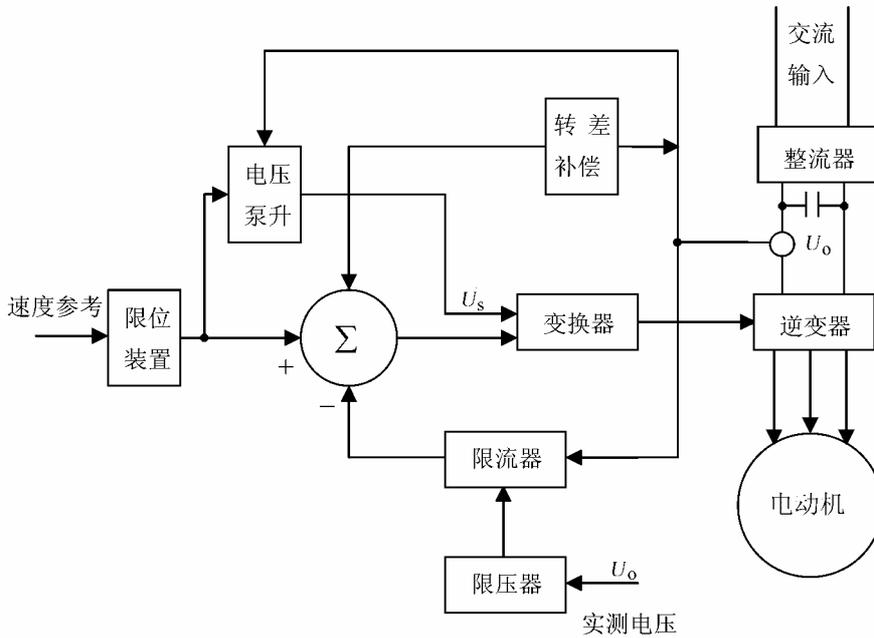


图 10.19 感应电动机的调速控制框图

① 速度控制电路: 在控制器的输入端, 可以通过设置最大加速度和最大减速度来实现。

② 电流限制: 当处于正向运行状态时, 如果参考 ω_s 比实际可跟踪的电动机转速小, 则电动机电流增大。当处于制动状态时, 如果参考 ω_s 下降太快, 则负转差变大, 结果通过逆变器的制动电流将变大。在上述两种情况下, 限流电路都进行限流。

③ 转差补偿: 为了保证恒定的转子速度, 必须进行转差补偿。补偿器先估计出待测的电磁转矩, 然后给参考转速 $\omega_{r, \text{ref}}$ 增加一比例因子。

④ 电压泵升: 为了保证气隙磁通恒定, 升压器可以和估算的转矩成正比例地在 U_s 的计算值中加一修正项。

控制器的精度可以通过使用实测值代替输入控制参数的计算值来提高。

2. 感应电动机中的软启动

感应电动机中的启动电流可能达到电动机额定电流的六倍, 软启动可以减小启动电流 (实际上是降低启动电压)。作为软启动, 如图 10.20 电路也可以被用在恒转速控制中。

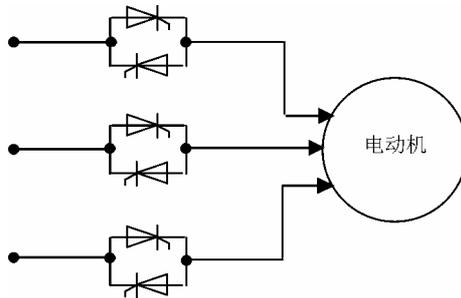


图 10.20 感应电动机软启动电路示意图

10.6.3 同步电动机的驱动

小功率(只有几瓦特)同步电动机定子使用永久磁铁, 被称为无刷直流电动机。大功率场合, 使用具有圆形旋转磁场的大型同步电动机。

同步电动机驱动可以分为伺服驱动和可调驱动两类。伺服驱动, 使用精确控制策略。可调驱动, 使用带制动的速度控制。

1. 伺服电动机驱动

理论上, 同步电动机适用于在控制系统中速度和精度要求较高的场合。电动机四周气隙磁通密度的剖面可以分成正弦剖面磁通和梯形剖面磁通, 根据电动机四周气隙磁通密度的剖面, 伺服驱动也可以相应地分成两类。具有正弦气隙磁通的同步电动机伺服驱动方框图如图 10.21 所示。

下面只对具有正弦剖面的气隙磁通做一简单介绍。

电动机周围气隙磁通密度变化为正弦规律。电动机的三相感应电动势也为正弦波, 转矩角保持在 90° 。转子磁场位置由角度传感器测量, 三相电流为

$$\begin{aligned} i_a &= I_s \cos[\theta_e(t)] \\ i_b &= I_s \cos[\theta_e(t) - 120^\circ] \\ i_c &= I_s \cos[\theta_e(t) - 240^\circ] \end{aligned}$$

式中, $\theta_e(t)$ 为电角度, 等于转子两极的机械角。

2. 负载换流逆变器(Load Commutated Inverter, LCI)的驱动

对于大功率的同步电动机, 通常采用一种可调的速度驱动。LCI 的驱动输出基本上为一个电压到电流的变换器, 提供三相电流给同步电动机。电流的频率和相位与转子位置同步。输入为一可控的 AC-DC 的电流变换器。逆变器产生三相电流给电动机供电。输出电流的幅度通过相位控制由 AC-DC 变换器控制。逆变器中的晶闸管的换流由电动机内部提供感应电动势来完成。

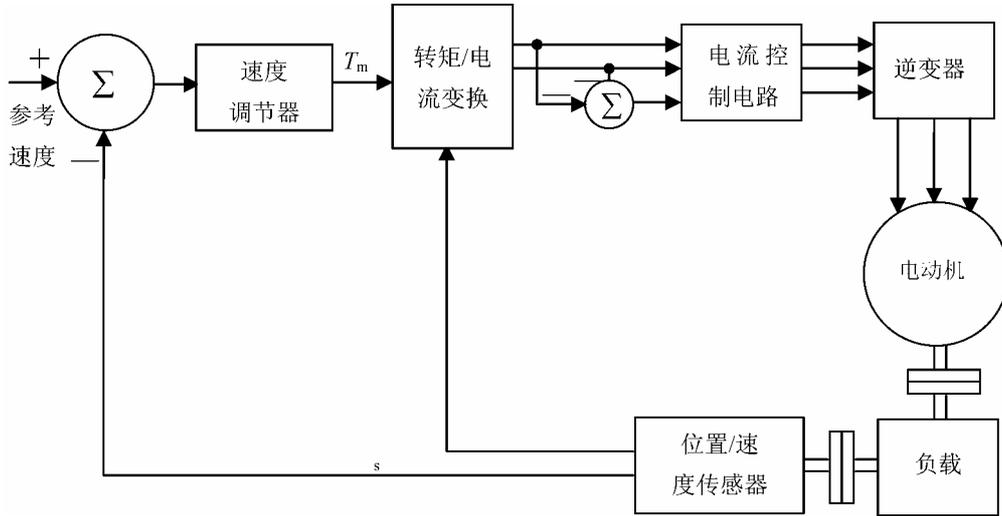


图 10.21 具有正弦气隙磁通的同步电动机伺服驱动方框图

当启动或转速低于额定转速的 10% 时, 电动机内部的感应电动势不足以影响电流换流。输入 AC-DC 变换器工作在逆变状态, 迫使直流母线电流 I_{ob} 变为零, 从而提供电流换流。同步电动机可以如同感应电动机般启动。当转速接近同步转速时, 转子磁场被激发变成同步电动机模式。LCI 驱动效率更高(大于 95%), LCI 变换器更简单, 损耗更低。

在由同步电动机到同步发电机的过程中, 为了提供再生制动, LCI 驱动具有固有电容。逆变器起滤波的作用, 并且输入 AC-DC 变换器工作在逆变器状态, 将制动能量回送电源。

习 题

- 10-1 电力电子技术在交流电动机调速方面有哪些应用?
- 10-2 开关电源与线性电源相比, 哪个体积小、重量轻? 为什么?
- 10-3 UPS 既然仍是交流输出, 为何要经过 AC-DC、DC-AC 两重变换?

参 考 文 献

- [1] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术(第4版). 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [2] 李宏. 电力电子设备用器件与集成电路应用指南. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [3] 解中秀. 电力电子变流技术. 北京: 中国电力出版社, 1999.
- [4] 郭世明, 黄念慈. 电力电子技术. 成都: 西南交通大学出版社, 2002.
- [5] 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [6] 林辉, 王辉. 电力电子技术. 武汉: 武汉理工大学出版社, 2002.
- [7] 陈坚. 电力电子学. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [8] 浣喜明, 姚为正. 电力电子技术. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [9] 张立. 现代电力电子技术基础. 北京: 高等教育出版社, 1999.
- [10] 高玉奎. 电力电子技术问答. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [11] 杨旭, 裴云庆, 王兆安. 开关电源技术. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [12] 张立, 黄两一. 电力电子场控器件及其应用. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [13] 李序葆, 赵永健. 电力电子器件及其应用. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [14] 王云亮. 电力电子技术. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [15] 陈国呈. PWM 变频调速及软开关电力变换技术. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [16] 周明宝, 瞿文龙. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [17] 苏开才, 毛宗源. 现代功率电子技术. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [18] Jai P. Agrawal. Power Electronics Systems -Theory and Design. 电力电子系统—理论与设计. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [19] 赵良炳. 现代电力电子技术基础. 北京: 清华大学出版社, 1996.
- [20] 李雅轩, 杨秀敏, 李艳萍. 电力电子技术. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [21] 贺益康, 潘再平. 电力电子技术. 北京: 科学出版社, 2004.
- [22] 黄俊. 半导体变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1986.
- [23] 谭建成. 电机控制专用集成电路. 北京: 冶金工业出版社, 2003.
- [24] Paul Horowitz and Winfield Hill. The Art of Electronics. 北京: 清华大学出版社(影印版), 2003.
- [25] Hong Mao, Jaber Abu-Qahouq, Shiguo Luo, and Issa Batarseh. Zero-voltage-switching half-bridge DC-DC converter with modified PWM control method, IEEE Transaction On Power Electronics, Vol.19, No.4.July, 2004.
- [26] 赵良炳. 现代电力电子技术基础. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [27] 莫正康. 电力电子应用技术(第3版). 北京: 机械工业出版社, 2005.