



21 世纪高等院校电气工程与自动化规划教材

21 century institutions of higher learning materials of Electrical Engineering and Automation Planning

P ower Electronics

电力电子技术

边春元 宋崇辉 主编



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS



21 世纪高等院校电气工程与自动化规划教材
21 century university of higher learning materials of electrical engineering and automation planning

电力电子技术

编写本书的宗旨首先是满足教学需要，其次是反映电力电子技术的一些新内容。根据这个宗旨，本书以讲解电力电子技术的各种典型变换电路原理为主，涉及斩波技术、调压技术、无源逆变技术、整流技术、交—交变频技术等；同时引进了目前电力电子技术的新技术和新概念，涉及有源逆变技术、电力电子装置的谐波、功率因数及电力电子开关型无功补偿装置、三电平控制技术等。为了取得好的教学效果，每章开始都有一个“问题引出”，每章的每小节前面都有一个“展开讲解”，章节最后附有小结和习题。

本书适合作为高等院校自动化专业、电气工程及自动化等相关专业的教材，也可供相关工程技术人员学习参考。

P^{ower} Electronics

封面设计：董福彬

免费提供

PPT等教学相关资料



人民邮电出版社
教学服务与资源网
www.ptpedu.com.cn

教材服务热线：010-67170985

反馈/投稿/推荐信箱：315@ptpress.com.cn

人民邮电出版社教学服务与资源网：www.ptpedu.com.cn

人民邮电出版社网址：www.ptpress.com.cn



ISBN 978-7-115-28532-4



9 787115 285324 >

ISBN 978-7-115-28532-4

定价：28.00 元



21 世纪高等院校电气工程与自动化规划教材
21st Century Universities of Higher Learning Materials of Electrical Engineering and Automation Planning

Power Electronics

电力电子技术

— 边春元 宋崇辉 主编

人 民 邮 电 出 版 社

北 京

图书在版编目(CIP)数据

电力电子技术 / 边春元, 宋崇辉主编. — 北京 :
人民邮电出版社, 2012.8
21世纪高等院校电气工程与自动化规划教材
ISBN 978-7-115-28532-4

I. ①电… II. ①边… ②宋… III. ①电力电子技术
—高等学校—教材 IV. ①TM1

中国版本图书馆CIP数据核字(2012)第142073号

内 容 提 要

电力电子技术是建立在电力半导体开关器件基础上实现电能变换的控制技术。本书反映当前技术发展的主流和趋势,以加强基础、突出处理问题的思维方法,培养学生分析问题和解决问题的能力为原则,详细介绍了从器件、电路拓扑到整个系统的基本原理和基本方法,包括电力电子技术的各种典型变换电路原理,涉及斩波技术、调压技术、无源逆变技术、整流技术、交—交变频技术等;同时引进了目前电力电子技术的新技术和新概念,涉及有源逆变技术、电力电子装置的谐波、功率因数及电力电子开关型无功补偿装置、三电平控制技术等内容。本书叙述深入浅出,理论联系实际,尽可能从实际背景的分析中提出要讨论的问题、概念和方法。每章开始都有一个“问题引出”,每章的每小节前面都有一个“展开讲解”,章节最后附有小结和习题。

本书适合作为高等院校自动化专业、电气工程及其自动化等电类专业的教材,也可供相关工程技术人员学习参考。

21 世纪高等院校电气工程与自动化规划教材

电力电子技术

- ◆ 主 编 边春元 宋崇辉
责任编辑 李海涛
- ◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编 100061 电子邮件 315@ptpress.com.cn
网址 <http://www.ptpress.com.cn>
大厂聚鑫印刷有限责任公司印刷
- ◆ 开本: 787×1092 1/16
印张: 12.75 2012 年 8 月第 1 版
字数: 314 千字 2012 年 8 月河北第 1 次印刷

ISBN 978-7-115-28532-4

定价: 28.00 元

读者服务热线: (010)67170985 印装质量热线: (010)67129223
反盗版热线: (010)67171154

电力电子技术是研究如何应用电力半导体开关器件实现电能的变换及控制的一门技术,又称为功率电子技术。它有 4 种电能转换方式: AC/DC (整流), DC/AC (逆变), AC/AC (调压、交—交变频等), DC/DC (斩波)。电力电子技术的创新已成为世界各国工业自动化控制和机电一体化领域竞争最激烈的领域,各发达国家均在这一领域投入了大量的人力、物力和财力进行研发。

电力电子技术伴随着各种先进的电力电子器件的出现不断完善和发展。1958 年美国通用电气 (GE) 公司研制出第一个工业用普通晶闸管,标志着电力电子的诞生。普通晶闸管是不能自关断的半控型器件,被称为第一代电力电子器件。在以后的 10 年间,双向、逆阻、逆导、非对称晶闸管,以及可关断晶闸管 GTO、大功率晶体管 GTR、各种类型的 MOS 型器件等自关断全控型器件相继问世,它们被称为第二代电力电子器件。GTR 系列产品、绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 等被称为第三代电力电子器件,而 IGCT (集成门极换流晶闸管或发射极关断晶闸管) 是最近发展起来的新型器件,它是在 GTO 基础上发展起来的器件。到了 20 世纪 90 年代,电力电子器件和微电子器件紧密结合,新型功率半导体的芯片制造技术已与集成电路制造技术十分接近,都属于亚微米甚至深亚微米技术。电力电子器件正朝着高频化、标准模块化、智能化、功率集成化的方向发展。这些最新进展使得各种电力电子装置的电气性能更好、体积更小、效率及可靠性更高,更有利于实现生产的自动化和规模化,从而降低了成本,宜于推广应用。

本教材根据电力电子技术的发展,并结合教改的最新成果编写而成。编写本教材的宗旨首先是满足教学需要,其次是反映电力电子技术的一些新内容。根据这个宗旨,本书内容以讲解电力电子技术的各种典型变换电路原理为主,涉及斩波技术、调压技术、无源逆变技术、整流技术、交—交变频技术等;同时引进了目前电力电子技术的新技术和新概念,涉及有源逆变技术、电力电子装置的谐波、功率因数及电力电子开关型无功补偿装置、三电平控制技术等。为了取得好的教学效果,每章开始都有一个“问题引出”,每章的每小节前面都有一个“展开讲解”,章节最后附有小结和习题。

全书共分 7 章,第 1 章概述电力电子技术的概念、主要内容、发展状况及其应用;第 2 章介绍几种常用的典型电力电子器件的原理和特性;第 3、4、5、6 章分别介绍 DC/DC (斩波)、AC/DC (整流)、DC/AC (逆变) 和 AC/AC (调压、交—交变频等) 的典型电路原理和特性;鉴于目前越来越多的高性能电力电子变换装置采用 PWM 控制技术,第 7 章

介绍典型的两电平和三电平的 PWM 控制技术，包括载波调制和空间电压矢量调制。

本书由东北大学副教授边春元、副教授宋崇辉主编。第 1 章、第 2 章、第 3 章和第 7 章由边春元编写，第 4 章、第 5 章和第 6 章由宋崇辉编写。全书由边春元统稿，满永奎教授审稿。在此书的编写过程中，东北大学电气实验室研究生郭建涛、万晓航、王国卫和陈学海等参与了材料的收集和整理工作，张鑫同志和东北大学电力系统与电力传动研究所的老师给予了大力支持，在此一并表示衷心的感谢。

由于作者水平所限，书中不妥甚至错误之处、敬请广大读者批评指正。

编 者
2012 年 5 月

目 录

第1章 电力电子技术概述	1	2.4.3 绝缘栅双极型晶体管	38
1.1 电力电子技术的概念	1	2.4.4 集成门极换流晶闸管	41
1.2 电力电子技术的主要内容	2	2.4.5 智能功率模块	44
1.2.1 电力电子器件	3	2.5 电力电子器件的保护	45
1.2.2 电力电子电路	4	2.5.1 过电压保护	45
1.2.3 电力电子电路的控制	6	2.5.2 过电流保护	46
1.2.4 电力电子装置	8	2.5.3 缓冲电路	47
1.3 电力电子技术的发展状况	9	2.5.4 器件温度控制	49
1.4 电力电子技术的应用	12	小结	51
1.4.1 电力电子变换电源	12	习题	52
1.4.2 电力电子补偿控制器	15	第3章 DC/DC 变换电路	54
小结	19	3.1 概述	54
习题	19	3.2 单管非隔离变换电路	55
第2章 电力电子器件与应用	20	3.2.1 Buck 变换器	56
2.1 电力电子器件概述	20	3.2.2 Boost 变换器	59
2.1.1 电力电子器件的概念和特征	20	3.2.3 Boost/Buck 变换器	62
2.1.2 电力电子器件的分类	21	3.2.4 Cuk 变换器	63
2.1.3 电力电子器件的主要技术指标	22	3.2.5 Zeta 变换器	64
2.2 不可控器件——电力二极管	22	3.2.6 Sepic 变换器	64
2.2.1 电力二极管的结构与工作原理	22	3.2.7 非隔离变换电路的比较	65
2.2.2 电力二极管的主要特性	23	3.3 单管隔离式变换电路	65
2.2.3 电力二极管的主要参数	23	3.3.1 单端反激变换器	65
2.3 半控型器件——晶闸管	25	3.3.2 单端正激变换器	68
2.3.1 晶闸管的结构与工作原理	25	3.4 多管变换电路	70
2.3.2 晶闸管的主要特性	27	3.4.1 推挽变换器	70
2.3.3 晶闸管的主要参数	28	3.4.2 半桥变换器	70
2.3.4 晶闸管的门极触发电路	31	3.4.3 全桥变换器	71
2.3.5 晶闸管的派生器件	31	3.4.4 隔离变换电路的比较	71
2.4 全控型器件	32	3.5 双向变换器	72
2.4.1 门极可关断晶闸管	32	3.5.1 Buck/Boost 双向变换器	72
2.4.2 功率场效应晶体管	35	3.5.2 Cuk 双向变换器	72
		3.5.3 三相 Buck/Boost 双向变换器	73
		小结	74

习题	74	5.5 DC/AC 变换的多重化技术	134
第 4 章 AC/DC 变换电路	76	5.5.1 电压型逆变器的多重化	134
4.1 概述	76	5.5.2 电流型逆变器的多重化	136
4.1.1 整流电路的分类	76	5.5.3 单元串联型高压逆变器	137
4.1.2 整流电路的学习方法	77	5.5.4 多电平型高压逆变器	139
4.2 相控整流电路	78	5.6 变频器	140
4.2.1 相控整流电路一般结构	78	5.6.1 变频器的构成及基本功能	141
4.2.2 单相可控整流电路	78	5.6.2 变频器的控制方式	143
4.2.3 三相可控整流电路	90	小结	143
4.2.4 变压器漏感对相控整流 电路的影响	100	习题	144
4.2.5 相控整流电路的设计方法 及举例	103	第 6 章 AC/AC 变换电路	145
4.3 PWM 整流电路	105	6.1 交流电力电子开关	145
4.3.1 PWM 整流器的简单原理	106	6.2 单相交流调压电路	146
4.3.2 PWM 整流器的分类	107	6.2.1 相控式单相交流调压电路	146
4.3.3 电压型 PWM 整流器拓扑 结构	108	6.2.2 斩控式单相交流调压电路	149
4.3.4 电流型 PWM 整流器拓扑 结构	109	6.3 三相交流调压电路	151
4.3.5 三相 VSR 的电流控制技术	110	6.3.1 三相相控式交流调压电路	151
4.3.6 三相 VSR 的其他控制策略	112	6.3.2 三相斩控式交流调压	152
小结	114	6.4 交流调功电路	153
习题	114	6.5 交—交变频电路	154
第 5 章 DC/AC 变换电路	117	6.5.1 单相交—交变频电路原理	154
5.1 概述	117	6.5.2 交—交变频电路的调制 方式	156
5.1.1 逆变电路的分类	118	6.5.3 交—交变频电路的控制	158
5.1.2 DC/AC 变换的工作原理	118	6.5.4 交—交变频电路的工作 特性	159
5.1.3 逆变电路的换流方式	119	6.5.5 三相交—交变频电路	160
5.2 电压型 DC/AC 变换电路	121	6.6 矩阵式变频电路	163
5.2.1 电压型单相逆变电路	121	小结	164
5.2.2 电压型三相全桥式逆变 电路	125	习题	165
5.3 电流型 DC/AC 变换电路	128	第 7 章 PWM 控制技术	166
5.3.1 电流型单相桥式逆变电路	128	7.1 PWM 控制的基本原理	166
5.3.2 电流型三相桥式逆变电路	128	7.2 PWM 控制的分类	167
5.4 谐振式逆变电路	129	7.3 SPWM 控制	170
5.4.1 电压型串联谐振逆变电路	130	7.4 马鞍波 PWM 的调制原理	172
5.4.2 电流型并联谐振逆变电路	132	7.5 两电平 SVPWM 控制	174
		7.5.1 两电平逆变器的空间电压 矢量	175
		7.5.2 两电平 SVPWM 算法	176

7.6 三电平载波 PWM 控制.....	177	7.7.3 三电平 SVPWM 控制的	
7.6.1 三角载波层叠法	178	算法	186
7.6.2 优化 PWM 方法	181	小结	191
7.7 三电平 SVPWM 控制.....	182	习题	191
7.7.1 三电平逆变器的空间电压		附录 英文缩写	192
矢量	182	参考文献	194
7.7.2 基本矢量及其对中性点电压的			
影响	184		

电力电子技术是 Power Electronics 的中文译名, 是一门新兴技术, 它是由电力学、电子学和控制理论 3 个学科交叉而成的, 已成为现代电气工程与自动化专业不可缺少的一门专业基础课, 在培养本专业人才中占有重要的地位。电力电子技术是应用于电力领域中的电子学; 它以利用大功率电力电子器件对能量进行控制和变换为主要内容, 是一门与电子控制和电力应用紧密相关的边缘学科。

本章将从总体上介绍电力电子技术的概念、电力电子技术研究的主要内容、电力电子技术的发展状况以及电力电子技术的应用等内容。

1.1 电力电子技术的概念

【问题引出】电力电子技术的概念以及它的应用范畴

电力电子学又称功率电子学, 在工程应用中称为电力电子技术。它主要研究各种电力半导体器件, 以及由这些电力电子器件所构成的各式各样的电路或装置, 以高效地完成对电能的变换和控制。电子技术包括信息电子技术和电力电子技术两大分支, 信息电子技术主要用于信息处理, 而电力电子技术则主要用于电力变换。电力电子技术是应用于电力领域的电子技术, 它是一门利用电力电子器件对电能进行控制和转换的学科; 电力电子技术突出对“电力”的变换, 它变换的功率可以大到数百兆瓦甚至亿瓦, 也可小到几瓦或更小。目前所用的电力电子器件采用半导体制成, 故称电力半导体器件, 电力电子技术的发展是以电力电子器件为核心, 伴随变换技术和控制技术的发展而发展的。

电力电子技术也可以理解为功率强大, 可供诸如电力系统那样大电流、高电压场合应用的电子技术, 它与传统的电子技术相比, 其特殊之处不仅是因为它能够通过大电流和承受高电压, 而且要考虑在大功率情况下, 器件发热、运行效率的问题。为了解决发热和效率问题, 对于大功率的电子电路, 器件的运行都采用开关方式。这种开关运行方式就是电力电子器件运行的特点。

电力电子学这一名词是 20 世纪 60 年代出现的, “电力电子学”和“电力电子技术”在内容上并没有很大差异, 只是分别从学术和工程技术这两个不同角度来称呼。电力电子学可以用图 1-1 所示的倒三角形来描述, 可以认为电力电子学

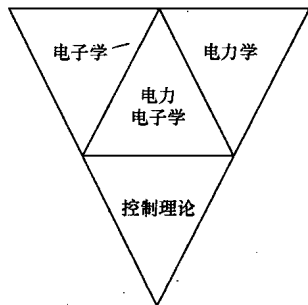


图 1-1 电力电子学定义

是由电力学、电子学和控制理论这3个学科交叉而形成的。

电力电子技术与电子学的关系是显而易见的。电子学可分为电子器件和电子电路两大部分,它们分别与电力电子器件和电力电子电路相对应。从电子和电力电子的器件制造技术上讲,两者同根同源,从两种电路的分析方法上讲也是一致的,只是两者应用的目的不同,前者用于电力变换,后者用于信息处理。

电力电子技术在电能的产生和使用之间建立了一种关系。在这种关系下,电能的产生、输送和使用都有很高的效率,而且各种不同的负载都能得到其所期望的最佳能量供应形式和最佳的控制,并且电力电子技术广泛应用于电气工程中,这就是电力电子学和电力学的主要关系。电力学就是电工科学或电气工程,而各种电力电子装置广泛应用于高压直流输电以及高性能交、直流电源等电力系统和电气工程中,因此,把电力电子技术归于电气工程学科。

电力电子技术是电气工程学科中最为活跃的一个分支,电力电子技术的不断进步大大地推动了电气工程实现现代化的进程。控制理论广泛用于电力电子技术中,它使电力电子装置和系统的性能日益优越和完善,可以满足人们的各种需求;电力电子技术可以看作弱电控制强电的技术,是弱电和强电之间的接口,而控制理论则是实现这种接口的强有力的纽带。此外,控制理论和自动化技术是密不可分的,而电力电子装置又是自动化技术的基础元件和重要支撑技术,当代许多高新技术均与电网的电流、电压、频率、相位等基本参数的转换与控制相关。

现代电力电子技术能够实现对这些参数的精确控制和高效率的处理,特别是能够实现大功率电能的频率变换,从而为多项高新技术的发展提供了有力的支持。因此,电力电子技术不仅大量用于传统电力系统中的交直流输电装置,更广泛应用于工业生产各个领域各种电机的交直流调速,材料加工领域中各种加热电源(如中高频感应加热电源、焊接电源等)的能量输出控制等。随着电力电子技术的发展,以电压驱动的各种全控型高频大功率器件及其功率模块相继出现,这为制造各种小巧轻便、性能稳定的高效率和高品质高频开关电源提供了条件,这类电源目前广泛用于各种通信设备、计算机乃至各类家电产品中。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,并为现代生产和现代生活带来深远的影响。

电力电子技术是发展高技术的基础,它拓宽了微电子技术、信息技术与传感器技术的应用领域,推动了新技术与高精技术的发展。随着科学技术的发展,新型功率器件将会不断涌现。电力电子装置将朝着智能化、模块化、小型化、大容量、高效率、高可靠性的方向发展。由于电力电子器件能实现以小控大,为传统电产品的更新换代提供了技术基础,并且从原理上保证了节电性能,各类电力电子装置已成为节电的主要手段。为此,电力电子技术被列为重点发展的高新技术领域之一,电力电子技术的地位得到充分肯定。

1.2 电力电子技术的主要内容

【问题引出】电力电子技术研究的主要内容

电力电子技术的主要内容是利用大功率电子器件对能量进行控制和变换,其主要特征是控制和变换的高效率。为了保证变换的高效率,电力电子技术中的大功率电子器件总是工作在开关状态。众所周知,用功率放大电路能够将直流电能转变为质量高、控制性能好的交流电能;用调整管直流稳压电路能够将一种电压的直流电能转变为另一种电压的直流电能,但

是,用这些方法实现能量的控制和变换效率都较低(大功率电子器件不是工作在开关状态),所以,这些变换属于模拟电子学而不属于电力电子学的范畴。

电力电子技术研究的内容包括3个方面:电力电子器件、变换器主电路和控制电路。作为一门学科,电力电子技术所研究的内容包括器件与系统两大部分,但在工程应用中,只需了解如何合理地选择和使用电力电子器件来组成各种变换装置。

1.2.1 电力电子器件

【展开讲解】常用电力电子器件的分类

从20世纪50年代开始,电力电子器件发展非常迅速,迄今为止,已经发展了很多不同原理、不同特性的电力电子器件。这些器件可根据其开关控制特性分为以下3类。

1. 不控型器件

不控型器件是指无控制极的二端器件,如大功率二极管、快恢复二极管等。不控型器件的一端是阳极,另一端是阴极。其开关的工作状态取决于施于器件阳极、阴极间的电压,正向导通,反向关断,流过的电流是单向的。由于无控制极,器件不具有可控开关性能,所以这类器件被称为不控型器件。

2. 半控型器件

半控型器件是指有控制端口的三端器件。除了阳极和阴极外,另增加了一个控制门极。它的开通不仅需要在阳、阴极间加正向电压,而且还必须在门极和阴极间加正向控制功率信号。然而这类器件一旦开通,就不能通过门极控制关断,只能通过在阳、阴极间加反向电压或减少阳极电流使其达到某一个值进而实现关断,即无自关断能力。为了关断这类器件必须借助外部条件,所以称为半控型器件。这类器件主要有晶闸管(Silicon-controlled Rectifier SCR或Thyristor)及其派生器件。

3. 全控型器件

全控型器件也是具有控制端的三端器件,但控制极不但可控制开通,而且也能控制其关断,故称为全控型器件,也称为自关断器件。由于不需要外部提供关断条件,仅靠自身控制就可关断,全控器件具有可控开通、可控关断的单向导电开关特性,也称为自关断型器件。显然这是一种性能更为优越的器件,这类器件种类很多。在现代电力电子技术应用中发挥主导作用的器件,主要有电力晶体管(Giant Transistor, GTR)或称双极型晶体管(Bipolar Junction Transistor, BJT)、可关断晶闸管(Gate Turn-off Thyristor, GTO)、功率场效应晶体管(Metal-Oxide-Semiconductor, MOSFET)(MOS) Field-Effect Transistor,直译为金属-氧化层-半导体-场效应晶体管)、绝缘栅双极型晶体管(Insulated-Gate Bipolar Transistor, IGBT)、场控晶闸管(MOS-Controlled Thyristor, MCT)、集成门极换流晶闸管(Integrated Gate Commutated Thyristors, IGCT)等。

由于器件的制造技术不断更新,电力电子器件也得到了快速发展,其发展方向可概括为:提高电力电子器件开关容量和动态性能,自关断化、复合化、模块化。

模块化器件是一种集成功率器件,构成电力电子电路时,可以减少电路接线和装置的体积。复合器件是由双极型器件和多子导电的场控器件集成起来的新型器件,例如IGBT、IGCT、MCT都是很有前途的复合器件,其开关容量、特性都得到了进一步提高。

从开关容量来看,普通晶闸管已为大容量直流电源装置奠定了良好的基础。GTO技术也日趋完善,开关容量几乎与普通晶闸管持平。在逆变器设计中,采用GTO、GTR、IGBT、IGCT

取代晶闸管,可以大大简化主电路,现已获成功的应用。而 MOSFET 则开拓了电力电子技术在更高频率范围的应用领域,仅因通态电阻较大,其开关容量受到了限制。

在应用器件时,选择电力电子器件一般需要考虑的是:器件的容量(额定电压和额定电流值)、过载能力、关断控制方式、导通压降、开关速度、驱动性质和驱动功率等。

1.2.2 电力电子电路

【展开讲解】常用经典电力电子电路的特点以及现代电力电子技术的研究方向

采用电力电子电路可以实现电能的多种变换。从实现电能变换的角度出发,电力电子电路也称为电力变换器,主要有以下几种基本类型。

1. AC/DC 变换

即将交流电能转换为直流电能,也称为整流。完成整流任务的电力电子电路称为整流器。输出的整流电压完全决定于交流电源电压的电路称为不可控整流电路;输出的整流电压可以控制的称为可控整流电路。从电力电子技术发展来看,整流器的发展经历了由不可控整流器(二极管整流)、相控整流器(采用半控开关器件,如晶闸管)到 PWM 整流器(采用全控开关器件,如 IGBT)的发展历程。传统的相控整流器,应用的时间较长,技术也较为成熟,得到了广泛的使用,但存在以下问题。

- (1) 晶闸管换相引起网侧电压波形畸变。
- (2) 网侧谐波电流对电网产生谐波污染。
- (3) 深控时功率因数很低。
- (4) 闭环控制时动态响应慢。

虽然二极管整流器改善了网侧功率因数,但是仍会产生网侧谐波电流而污染电网;另外二极管整流的不足还在于直流侧电压的稳定性差。

针对上述不足, PWM 整流器已对传统的相控及二极管整流器进行了全面改进。其关键性的改进在于:用全控型功率开关管取代了半控型功率开关管或二极管,以 PWM 斩控整流取代了相控整流或不控整流。

PWM 整流器可取得以下优良性能。

- (1) 网侧电流近似正弦波。
- (2) 网侧功率因数控制(如单位功率因数控制)。
- (3) 电能双向传输。
- (4) 较快的动态响应。

显然, PWM 整流器已不是一般传统意义上的 AC/DC 变换器。由于电能的双向传输,当 PWM 整流器从电网吸取电能时,其运行于整流工作状态;而当 PWM 整流器向电网传输电能时,其运行于有源逆变工作状态。

所谓单位功率因数是指:输入电流波形正弦,且当 PWM 整流器运行于整流状态时,网侧电压、电流同相位;当 PWM 整流器运行于有源逆变状态时,其网侧电压、电流反相位。进一步研究表明,由于 PWM 整流器其网侧电流及功率因数均可控,因而可被推广应用于有源电力滤波及无功补偿等非整流器应用场合。

2. DC/DC 变换

即把固定或变化的直流电压变换成可调或恒定的直流电压,也称为直流斩波。完成这一任务的电力电子电路称为直流斩波器。习惯上, DC/DC 变换还包括 DC/AC/DC 变换。按照

电路的功能,这种变换器可分为降压斩波电路(Buck Chopper, Buck 斩波器)、升压斩波电路(Boost Chopper, Boost 斩波器)、升降压斩波电路(Boost-Buck Chopper, Boost-Buck 斩波器);从电路结构上分,除了典型的 Buck 斩波器、Boost 斩波器、Boost-Buck 斩波器,还有 Cuk 斩波器、Sepic 斩波器、Zeta 斩波器、复合斩波电路和多相多重斩波电路。根据是否带隔离变压器可分为不带隔离变压器和带隔离变压器的 DC/DC 变换器。DC/DC 变换器广泛应用于计算机通信以及各类仪器仪表的电源中,也应用于直流机车的调速传动(如电车、电气机车、电瓶车等),以及直流开关电源、焊接电源等。开关电源可减小变换器体积、重量、开关损耗,并提高了性能和可靠性,因此开关电源是 DC/DC 变换的主要发展方向。

3. DC/AC 变换

即将直流电能变换为交流电能,也称为逆变。完成逆变的电力电子装置叫逆变器。按照直流电源的性质可分为电压型和电流型两种。按控制方式可分为六阶梯方波逆变器、PWM 逆变器和软开关逆变器。如果将逆变电路的交流侧连接到交流电网上,把直流电逆变成同频率的交流电反送到电网去,称为有源逆变;如果逆变器的交流侧直接接到负载,即将直流电逆变成某一频率或可变频率的交流电供给负载,则称为无源逆变。有源逆变用于直流电机的可调速、绕线型同步电机的串级调速、高压直流输电和太阳能发电等方面;无源逆变在交流电机变频调速、感应加热、不间断电源等方面应用十分广泛,是构成电力电子技术的重要内容。

4. AC/AC 变换

即把交流电能的参数(幅值、频率)加以转换,称为交流变换电路。根据变换参数的不同,交流变换电路可以分为交流调压电路和交-交变频电路。交流调压电路是维持频率不变,仅改变输出电压的幅值,它广泛应用于电炉温度控制、灯光调节、异步电机的软启动和调速等场合。交-交变频电路也称直接变频电路(或周波变流器),是不通过中间直流环节把电网频率的交流电直接变换成不同频率的交流电的变换电路,主要用于大功率交流电机调速系统。

上述变换器均具有电力变换功能,凡是具有一种电能变换功能的电路称为基本变换电路(简称基本电路)。出于技术或经济的原因,当按一定的技术要求使用多个基本电力变换器完成一定的电能变换功能时,称为组合电力变换电路或组合电力变换器。例如,由整流器和无源逆变器可构成变频器;由逆变器和整流器可构成直流电压变换器。有的变换器可以有两种变换功能,例如全控整流器在一定条件下就成为有源逆变器。以电力电子器件为核心,采用不同的电路拓扑结构和控制方式来实现对交流电能的变换和控制,这就是交流变换电路。变换器拓扑结构实质是将有源和无源电力电子器件,按照一定的规律连接的电路。在不同的拓扑结构中,不可控、半控及全控器件可同时存在或独立存在。为了防止电力电子器件因过流、过压而造成损坏,应该采用器件并联或串联,器件上并联续流二极管及缓冲吸收电路等措施。变流拓扑还应该包括电流、电压及温度传感器。

现代电力电子技术的主要研究方向之一是变换器主电路的拓扑优化。拓扑优化可以理解为:在变换器设计中,合理选择确定网络中各元件的位置,以便实现功能和性能指标要求且最经济。拓扑优化的目标为高频化、高效率、高功率因数和低变换损耗。高频化加软开关技术和 PWM 控制方式,既可以减少变换器体积、重量和开关损耗,又能提高波形质量、功率因数和变换效率。

图 1-2 所示为一种可控整流电路的各种可能方式。由图可见,就输入端和输出端的电能形式而言,图示各种方式均相同,即均为 AC/DC 变换,但历经的变换形式和次数则各不相同。

静止式变流电路实质上是一种开关电路, 因为采用这种电路的目的是为了减少电路内耗以提高电路效率。据此用来组成电路的器件必须工作于开关状态, 在控制信号的作用下轮番导通以实现电能的变换和控制。

变换过程也是主电路研究的问题之一。电力电子变换器在工作时, 各开关器件轮流交替导通向负载提供电能, 因此流向负载的电能一定要从一个或一组元件向另一个或另一组元件转移, 这个过程叫做换相或换流。

对于以半控型器件组成的电路, 由于器件自身无关断能力, 因而换流过程中包含借助外部条件(即换流电压)关断已处于通态器件的过程。成功的变换是各种半控型电路(指由半控型元件组成的电路)正常工作的必要条件, 因而换流过程分析是这类变流电路分析的主要内容, 换流技术是这类交流技术的核心。一般来讲, 换流方式有以下4种。

(1) 器件换流

利用全控型器件的自关断能力进行换流称为器件换流。在采用 GTR、IGBT 等全控型器件的电路中, 其换流方式即为器件换流。这种换流方式可以应用于各种电力电子电路中。

(2) 电网换流

由电网提供换流电压称为电网换流。这种换流方式只适合交流供电的场合, 可应用于不可控或半控开关器件组成的变流电路中, 不适于没有交流电网的无源逆变电路。

(3) 负载换流

由负载提供换流电压或电流称为负载换流。凡是负载电流的相位超前于负载电压的场合, 都可以实现负载换流。当同步电动机工作于容性状态时, 也可以实现负载换流。

(4) 强迫换流

由外部电路向导通器件强行提供反向封锁电压, 这种换流方式需要附加换流电路, 通常利用附加电容上所存储的能量来实现, 因此也称为电容换流。

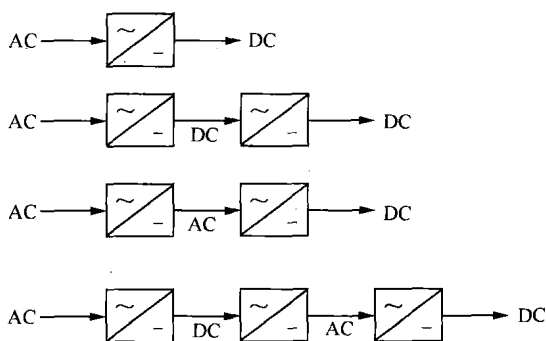


图 1-2 实现 AC/DC 变换的不同方式

1.2.3 电力电子电路的控制

【展开讲解】控制电力电子电路的辅助电路及相关控制技术

电力电子电路必须要在一些辅助电路的支持下才能正常工作。这些辅助电路包括: 控制电路、驱动电路、缓冲电路和保护电路。

(1) 控制电路

控制电路的功能是根据输入和输出的要求产生主电路所有大功率电子器件的通断信号。

(2) 驱动电路

驱动电路的功能是根据控制电路给出的通断信号, 提供大功率电子器件的足够功率, 以确保大功率电子器件的迅速可靠开通和关断。

(3) 缓冲电路

缓冲电路的功能是在大功率电子器件开通和关断的过程中减缓其电流或电压的上升速度, 以降低其开关应力和开关损耗。

(4) 保护电路

保护电路的功能是在电力电子电路的电源或负载出现异常时,保护电力电子设备免于损坏。

对于动态性能和稳态精度要求较高的场合,还必须广泛采用自动控制技术和理论。控制理论运用取决于被控对象和控制效果的要求。为了使电力电子变换系统获得较高的稳态精度和动态性能,必须采用相应的控制规律或控制策略。对线性负载常采用 PI (Proportional-Integral, 比例、积分) 或 PID (Proportional-Integral-Derivative, 比例、积分、微分) 控制。为了提高电力电子装置的功率密度,必须提高功率器件的开关频率,但同时器件的开关损耗也随之加大。为了减小开关损耗,提高效率,软开关技术应运而生。简单来说,软开关技术就是实现开关器件在零电压状态下开通 (Zero Voltage Switch, ZVS, 零电压开关) 和零电流状态下关断 (Zero Current Switch, ZCS, 零电流开关) 的技术。为了使复杂的非线性、时变、多变量、不确定、不确知等系统在参量变化的情况下获得理想的控制效果,变结构控制、模糊控制、基于神经网络和模糊数学的各种现代智能控制理论,在电力电子技术中已获得广泛应用。

电力电子控制电路的主要作用是:根据输入和输出的要求产生主电路所有大功率电子器件的通断信号,为变换器中的功率开关器件提供控制极驱动信号。驱动信号是根据控制指令,按照某种控制规律及控制方式而获得的。控制电路应该包括时序控制、保护电路、电气隔离和功率放大等电路。早期的控制电路采用数字或模拟的分立元件构成,随着专用大规模集成电路和微处理器技术的迅速发展,复杂的电力电子变换控制系统,已采用 DSP、现场可编程器件 FPGA、专用大规模集成芯片以及微处理器等构成的控制电路。这些新型控制电路大大地降低了系统的复杂程度,提高了系统的控制能力以及可靠性和设计的灵活性。

根据电力电子器件开关状态与控制信号的关系,电力电子器件的常用控制方式可以分为以下 3 种类型。

(1) 相控方式

相控方式是指器件导通的相位,受控于控制信号幅度的变化,通过改变器件的导通相位角来改变输出电压的大小,即控制信号幅度的变化表现为变流器件控制脉冲相位的变化,是工作于交流电源的变流器常用的控制方式。一般用于交流电源的电力变换器,如可控整流器、有源逆变器、交流调压器、周波变换器等。在该控制方式下,控制信号的变化结果体现为触发脉冲的移相。

(2) 频控方式

频控方式是指开关器件的工作频率受控于控制信号的频率,改变控制信号的频率,输出电压的频率也随之改变。即控制信号幅度的变化表现为变流器控制脉冲频率的变化,是工作于直流电源的逆变器常用的控制方式,一般用于由直流电源供电的无源逆变器。在该控制方式下,控制信号的变化结果体现为控制脉冲频率的变化。

(3) 斩控方式

斩控方式是指利用控制电压的幅值(调制电压的幅值)来改变一个开关周期中器件导通的占空比,器件以远高于输入、输出电压工作频率的开关频率运行。即控制信号幅度的变化表现为变流器件导通比的变化,是直流变换电路常用的控制方式,如 PWM (Pulse Width Modulation, 脉冲宽度调制,简称脉宽调制) 控制。自关断器件投入使用之前,这种控制方式仅用于直流电压控制器。现在采用自关断器件,这种控制方式可实现各种形式的电能变换和控制,并获得比移相控制、频率控制更好的性能。

上述控制方式都各有所长，也各有所短。在实际中可以单独应用也可以配合应用。例如简单相控方式并不能改变输出的频率，而简单的频控又不能改变输出的幅值。当输出量的幅值和频率需要同步调节时便不能利用上述控制方式经过一次变换来实现（传统的方式是分别通过采用相控和频控方式两次变换来实现），但是可以利用新的控制方式在一次变换中实现，新的控制方式可看成是上述基本方式的组合。例如，相频控制方式：是相控和频控方式的组合，传统的直接变频电路便采用这种方式；斩频控制方式：是斩控和频控方式的组合，含直流环节（不控整流）的间接变频电路常采用这种控制方式。

1.2.4 电力电子装置

【展开讲解】常用电力电子装置分类及工程应用注意事项

电力电子装置是由各类电力电子电路组成的装置，用于大功率电能的变换和控制，又称变流装置。它包括整流器、逆变器、直流变流器、交流变流器、各类电源和开关、电机调速装置、直流输电装置、感应加热装置、无功补偿装置、电镀电解装置、家用电器变流装置等。从电力电子装置在实际系统中的功能来看，可划分为电源和开关两类装置。这两类装置又可分为交流和直流两种。

常用的电源装置有以下几种。

(1) 电热冶金和电化学用的直流电源：主要用于化工电解、有色金属电解和矿冶加热，其特点是容量大、效率高、控制方便。

(2) 电机车牵引电源：交流电能经变流所由整流器整流后供给直流牵引电网，再经受电器对电机车供电。

(3) 中频电源：将工频交流电源经整流器、逆变器两次变换，输出中频电压，可用作熔炼和热处理的电加热设备。

(4) 开关电源：开关电源是 20 世纪 80 年代初才发展起来的新的应用领域，利用电力电子器件的开关特性，便可实现对电力的斩控与调节，输出连续可调的电源电压。

电子开关是利用电力电子器件的开关特性构成无触点开关。电子开关具有动作响应快、损耗小、寿命长等优点，可取代继电器和接触器等有触点开关。目前，阻碍其广泛应用的关键是成本较高。

谐振变流器是最近提出的一种新型电力变换技术，也就是软开关技术。PWM 技术是在全功率下进行矩形波调制，具有硬转换的缺点。谐振换流技术能克服硬转换的缺点，实现在零电压或零电流下进行开关切换，即实现软转换。谐振换流技术目前尚处于开发研究阶段，因谐波和开关损耗很小，具有广泛的应用前景。

在电力电子电路开发研究中，为解决复杂电路中的技术问题，提出了各种研究和设计电路的方法，电路拓扑技术便随之得到了应用。在控制技术方面，应注重各种更为优化的传感器的开发研究，注重全数字化直接控制器的研究，注重控制系统硬件集成化和控制系统软件化的研究，并将其用于电力电子系统中。在应用领域方面，电力电子装置将更加广泛地用于电力、机械、冶金、交通、矿山、航空和和各种专门的电力变换等行业。

对所有电力电子装置都应重视以下问题。

(1) 提高可靠性

和电磁器件相比较，电子器件的过载能力较低，而大容量装置包含电子器件数量较多。提高装置的可靠性要贯穿于器件的制作和选用、电路设计、工艺设计、安装调试和现场维护

等方面。从技术角度出发,提高器件的集成度,采用先进的软件进行电路设计和仿真调试,以及采用计算机进行控制、监视和故障诊断等,都是提高装置可靠性的重要措施。

(2) 降低噪声

电力电子器件工作于开关状态,电路中包含高次谐波,它不仅会污染电网,造成对环境和本机的干扰,而且会产生畸变损耗,降低装置效率。因此设计新型电路、采用合理的控制方式以降低装置噪声对提高电力电子装置的技术和经济指标是十分重要的。

1.3 电力电子技术的发展状况

【问题引出】电力电子技术的研究方向

电力电子器件的发展对电力电子技术的发展起着决定性的作用,因此,电力电子技术的发展史是以电力电子器件的发展史为纲的。

一般认为,电力电子技术的诞生是以1957年美国通用电气公司研制出第一个晶闸管为标志的,但在晶闸管问世以前,用于电力变换的电子技术就已经存在了。晶闸管出现的前期可称为电力电子技术的史前期或黎明期。

1904年出现了电子管。它能在真空中对电子流进行控制,并应用于通信和无线电,从而开了电子技术之先河。后来又出现了水银整流器,20世纪30年代到50年代,是水银整流器迅猛发展并大量应用的时期,它广泛地应用于电化学工业、电气铁道的直流变电,以及轧钢用直流电动机的传动中,甚至用于直流输电。在这一时期,各种整流电路、逆变电路、周波变流电路的理论已经发展成功并广为应用。在这一时期,把交流变为直流的方法除水银整流器外,还有发展更早的电动机一直流发电机组,即变流机组。与旋转的变流机组相对应,静止变流器的称呼从水银整流器开始而沿用至今。

1947年美国著名的贝尔实验室发明出了晶体管,晶体管的问世则引发了电子技术的一场革命。最先用于电力领域的半导体器件是硅二极管。晶闸管出现后,由于其优越的电器性能和控制性能,使之很快就取代了水银整流器和旋转变流机组,并且应用范围也迅速扩大。而电化学工业、铁道电气机车、钢铁工业(轧钢用电气传动、感应加热等)、电力工业(直流输电、无功补偿等)的迅速发展也有力地推动了晶闸管的进步。电力电子技术的概念和基础就是由于晶闸管及晶闸管变流技术的发展而确立的。对晶闸管电路的控制方式主要是相位控制方式,通过对门极的控制能够使其导通而不能使其关断,因此属于半控型器件。晶闸管的关断通常依靠电网电压等外部条件来实现,这就使得晶闸管的应用受到了局限。

20世纪70年代后期,以GTO、BJT和MOSFET为代表的全控型器件迅速发展。全控型器件的特点是通过门极(基极、栅极)的控制既可使其开通又可以使其关断。此外,这些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。这些优越的特性使得电力电子技术的面貌焕然一新,把电力电子技术推进到一个新的发展阶段。与晶闸管电路的相位控制方式相对应,采用全控型器件电路的主要控制方式为PMW方式。PMW控制技术在电力电子变流技术中占有十分重要的位置,它在逆变、斩波、整流、变频及交流电力控制中均可应用。它使电路的控制性能大为改善,使以前难以实现的功能也得以实现,对电力电子技术的发展产生了深远的影响。

20世纪80年代后期,以IGBT为代表的复合型器件异军突起。IGBT是MOSFET和BJT的复合。它把MOSFET的驱动功率小、开关速度快的优点和BJT通态压降小、载流能力大的

优点集于一身,性能十分优越,使之成为现代电力电子技术的主导器件。与 IGBT 相对应, MCT 和 IGCT 都是 MOSFET 和 GTO 的复合,它们也综合了 MOSFET 和 GTO 两种器件的优点。

为了使电力电子装置的结构紧凑、体积减小,常常把若干个电力电子器件及必要的辅助元件做成模块的形式,这给应用带来了极大的方便。后来,又把驱动、控制、保护电路和功率器件集成在一起,构成功率集成电路 (Power Integrated Circuit, PIC)。目前,功率集成电路的功率都还较小,但它代表了电力电子技术发展的一个重要方向。

随着全控型电力电子器件的不断进步,电力电子电路的工作频率不断提高,与此同时,电力电子器件的开关损耗也随之增大。为了减小开关损耗,软开关技术便应运而生。从理论上讲,采用软开关技术可使开关损耗降为零,可以提高效率。另外,它可以进一步提高开关频率,从而提高了电力电子装置的功率密度。

电力电子技术的诞生和发展使人类对电能的利用方式发生了革命性的转变,并且极大地改变了人们利用电能的观念。在世界范围内,用电总量中经过电力电子装置变换和调节的比例已经成为衡量用电水平的重要指标,目前,全球范围内该指标的平均值已经达到了将近 80%。

目前,国际电力电子学界普遍认为,电力电子集成技术是解决电力电子技术发展面临障碍,并进一步拓展电力电子技术应用领域最有希望的出路。美国电力电子研究中心 (Center for Power Electronic System, CPES) 在电力电子集成领域的研究中处于核心地位,其研究的内容最为广泛,研究成果数量最多,在一定程度上领导着国际电力电子集成技术的主流研究方向。CPES 提出的目标是通过高密度混合集成和多层互连,将电力电子系统中主电路、传感、驱动、保护、控制、通信接口等全部电路和元件都集成到一块,形成具有通用性的标准化电力电子集成模块 (Integrated Power Electronic Module, IPEM),用以构成各种不同的应用系统。目前国内学术界已对电力电子集成技术引起高度重视,来自清华大学、浙江大学、西安交通大学等高校的学者已着手从不同角度进行研究,但总的来说还处于起步阶段。

电力电子集成概念的早期思路是单片集成,体现了片内系统 (System on Chip, SOC) 的概念,即将主电路、驱动、保护和控制电路等全部制造在同一个硅片上。由于高压、大电流的主电路元件与其他低压、小电流电路元件的制造工艺差别较大,还有高压隔离和传热的问题,故单片集成难度很大。目前仅在小功率范围有所应用,而在中大功率范围内,只能采用混合集成的办法,将多个不同工艺的器件裸片封装在一个模块内。现在广泛使用的电力电子功率模块和智能功率模块 (Intelligent Power Module, IPM) 都体现了这种思想。1997 年前后,美国政府、军方及电力电子技术领域的一些著名学者共同提出了电力电子积 (Power Electronic Building Block, PEBB) 的概念,明确了集成化这一电力电子技术未来的发展方向,并将电力电子集成技术的研究推向高潮。

集成技术的研究决定着电力电子技术未来的兴衰命运。通过集成,可以将现有电力电子装置设计过程中所遇到的元器件、电路、控制、电磁、材料、传热等方面的技术难点问题和主要设计工作解决在集成模块内部,使应用系统的设计简化,仅选择合适规格的标准化模块进行拼装即可。这一革命性的技术将使现在的电力电子技术领域分化为集成模块制造技术和系统应用技术两个不同的分支,前者重点解决模块设计和制造的问题,通过多个不同学科的紧密交叉和融合,攻克电力电子技术中的主要难点;后者则解决针对各种广泛而多样的具体应用将模块组合成系统的问题。

总的来说,电力电子装置与系统的集成可以分为 3 个不同的层次和形式。

(1) 单片集成

采用半导体集成电路的加工方法将电力电子电路中的功率器件、驱动、控制和保护电路制作在同一硅片上,体现了SOC单片系统的概念。这种集成方式的集成度最高,适合大批量、自动化制造,可以非常有效地降低成本,减小体积和重量,但面临高压、大电流的主电路元件和其他低压、小电流电路元件的制造工艺差别较大,还有高压隔离和传热问题。因此单片集成难度很大,目前仅在小功率范围有所应用,如Top Switch芯片等。随着新型半导体材料和加工工艺的进步,将来必然会向较大的功率等级发展。

(2) 混合集成

采用封装的技术手段,将分别包含功率器件、驱动、保护和控制电路的多个硅片封入同一模块中,形成具有部分或完整功能且相对独立的单元。这种集成方法可以较好地解决不同工艺的电路之间的组合和高电压隔离等问题,具有较高的集成度,也可以比较有效地减小体积和重量,但目前还存在分布参数、电磁兼容、传热等具有较高难度的技术问题,并且尚不能有效地降低成本,达到较高的可靠性,因此目前仍以中等功率应用为主,并正在向大功率发展。混合集成的典型例子是IPM。在某种意义上,混合集成介于集成度与技术难度之间,是根据当前技术水平所采取的一种折衷方案,具有较强的现实意义,是目前电力电子集成技术的主流方式。

(3) 系统集成

将已有的实体经过有机地组合及拼装,形成一个完整的系统。在电力电子技术领域,系统集成一般指将多个电路或装置有机地组合成具有完整功能的电力电子系统,如通信电源系统等。这种集成是功能集成,具有低的集成度和技术难度,容易实现,因此是工程技术领域普遍采用的集成方案。但因集成度低,与独立的装置和电路相比,都无法明显降低体积和重量,且其构成仍然以分立元器件为主,设计、制造都较复杂,不能明显体现集成优势。目前,系统集成技术多用于功率很大,结构和功能复杂的系统。

电力电子集成技术主要研究内容及现状如下。

(1) 电力电子集成模块的电路技术和磁技术

这部分研究的内容主要涉及适用于集成模块内的具有通用性标准化的主电路、控制电路、驱动电路、保护电路、电源电路及磁性元件技术。元件的目标是提高电路性能,降低损耗,以尽可能单一的电路方案适应尽可能广泛的应用。主电路方面的研究有用于AC/DC或DC/AC变换的软开关电路、用于DC/DC变换的移向全桥型电路和半桥型谐振电路等。驱动电路方面有可以降低开关噪声的有源驱动技术等。控制电路方面有基于数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)器和可擦除可编程逻辑器件(Erasable Programmable Logic Device, EPLD)的可重复编程控制电路等。通信接口方面有基于现场总线技术和光纤的接口技术等。磁技术方面主要是对集成磁件和电容、电感、变压器等混合集成进行研究。

(2) 新型电力电子器件

该领域主要进行碳化硅(SiC)器件和改进硅(Si)半导体器件工艺的研究,试图降低器件的通态损耗和开关损耗以减小发热量,改善模块散热。

(3) 电力电子集成模块的封装技术

目前,电力电子的集成主要采用混合集成方式,因此,封装技术就成为电力电子集成研究的关键。现在广泛使用的是铝丝键合技术,优点是:工艺简单,成本低;缺点是:①键合点面积小,传热差,芯片表面温度分布不均匀,局部易热集中;②寄生电感大,造成开关过

电压；③各铝丝之间电流分布不均匀，局部电流集中；④电磁力造成铝丝振动，导致键合点脱落。因铝丝键合存在诸多问题，现在的研究热点是多芯片模块技术（Multi Chip Module, MCM）。该技术借鉴了集成电路的加工方法和工艺过程，把多个不同工艺制作的裸片安装在一起，并进行了多层互连，形成具有完整功能的模块。MCM 技术起源于集成电路的封装技术，已用于射频、微波集成电路的制造，并取得了较好效果。然而，将该技术用于电力电子集成却遇到了许多障碍，如互连导线的电流承载能力不够，电路元件间绝缘和隔热困难，干扰严重，制造成本高，可靠性低等。除 MCM 技术外，压接方式也是研究的重点之一。

（4）电力电子集成模块的计算机仿真、辅助设计理论和方法

IPEM 集成度高、结构和工艺复杂，其设计涉及到电力电子器件、电路、控制、电磁、材料、传热等不同领域的技术问题，必须借助计算机仿真和辅助设计（CAD）工具，但现有的软件都不能胜任这一工作，要将电路、电磁场、传热等多种不同的仿真和 CAD 方法集成起来才行，这对仿真和 CAD 理论提出了新的挑战。

（5）应用系统设计

这部分的研究主要基于标准化集成模块的应用系统设计。内容涉及根据应用选取适当的模块，解决多模块构成的系统运行稳定性问题及进行系统的优化设计。因尚未形成模块的标准化系列，目前这一领域的研究主要是试图建立由模块构成的示范系统，以证明电力电子集成概念的可行性和有效性。目前一个成功的范例是集成交流电机（Integrated Motor），功率约 1kW 的变频器被集成在交流异步电机的壳体内，从而使电机具有了可调速性能，并且体积小、效率高。此外，还有采用集成技术的分布式电源系统等。

电力电子集成技术是目前电力电子技术领域最为重要的研究方向，必将成为未来该领域的研究热点。单片集成、混合集成和系统集成可看成是电力电子集成的不同层次和形式，现阶段，单片集成局限于小功率范围；中功率领域多采用混合集成或混合集成与系统集成相结合的形式；大功率领域仍以系统集成为主。由于具有更高的集成度和更好的性能，单片集成和混合集成是未来集成技术的主要发展方向。

1.4 电力电子技术的应用

【问题引出】电力电子技术在各领域的应用情况

电力电子技术广泛地应用于工业、交通、IT、通信、国防以及民用电器、能源等领域，它的应用领域几乎涉及到国民经济的各个工业部门。本节以电力电子变换电源和电力电子补偿控制器为例，说明电力电子技术的应用发展。

1.4.1 电力电子变换电源

【展开讲解】电力电子技术在变换电源领域的应用

1. 概述

电源变换广义地讲，就是将某一频率、某一电压的电源通过电子线路或其他手段得到所需的频率和电压的电源所进行的变换。它包括：DC/DC 变换，将一种直流电压变换为另一种直流电压；AC/DC 变换，将交流电压变换为直流电压；DC/AC 变换，将直流电压变换为所需的交流电压；AC/AC 变换，将一种频率的交流电压变换为另一种频率的交流电压。目前，电源变换大多采用电力电子技术。

电源变换技术的发展,是以现代微电子技术和电力电子技术的发展为前提的,依托现代的电力电子器件及推陈出新的电子线路,伴随日益提高的生产应用需求而发展。单就 AC/AC 变换而言,原始的由电动机—发电机组成的早期机组变频设备,但因体积大、效率低、性能差,已基本被淘汰,20 世纪 70 年代兴起的采用可控硅变频的装置也因其自身的缺点正在被现代的全控型器件组成的变频装置所取代。由于新型的电力电子器件不断涌现,不断成熟,加之新型的脉宽调制电路、双零开关谐振电路的不断完善,新型的电源变换技术获得了越来越广泛的应用。新型电源变换装置也正在向大功率、小体积、高频率、高可靠和模块化、数字化、智能化的方向发展。

2. 新器件促进电源变换技术的发展

(1) 新型电力电子器件

由于现代生产工艺对电源系统提出的要求越来越高,特别是在大功率、小体积、高频率等方面,一些传统的电力电子器件无法满足要求,限制和阻碍了其自身的发展。伴随可关断晶闸管、电力晶体管的诞生,一部分传统的 SCR 装置逐步被取代,特别是进入 20 世纪 80 年代后,陆续涌现出了一些适合于高频下使用的全控型器件,例如, GTO、GTR、静电感应晶闸管 (Static Induction Thyristor, SITH)、MOSFET、静电感应晶体管 (Static Induction Transistor, SIT)、IGBT、MCT、PIC 等,这些新型电力电子器件促进了电源变换技术的发展。

(2) 新型电感器件

随着电子设备向便携式、微型化的方向发展,电子器件也不断向微型化发展。立足于微型片状元件,采用表面贴装工艺,使传统设备的体积、重量大大减少,可靠性大大提高。由于变压器、电感器等大体积元件的缺点变得越来越突出,国外加紧了微型化的研究,并取得了丰硕的成果,如片状电感器与传统工艺电感器相比,体积缩小到了几分之一至几十分之一,且可靠性、高频特性等均优于传统电感器。在 DC-DC 变换装置中,广泛使用开关电源变压器(也称脉冲变压器)。尽管使用更高的开关频率可减小变换装置的体积,但由于在高频下趋肤效应的影响变得更加突出,因此,传统变换装置的开关频率难以达到较高的数值。目前,出现一种新型的变压器——箔式绕组开关电源变压器,它采用全自动绕制方式将铜箔或铝箔精确绕于磁芯上作为绕组。用它来代替传统的开关变压器,电气性能稳定、传输效率高、成本低、重量轻、受趋肤效应影响小、适应高频率,用它制作的电源变换装置,性能更好,体积更小。

此外,日本借助现代生产控制设备,对百余年来传统铁芯变压器结构进行了一次重大改革,它将铁芯由传统的矩形截面结构改为圆形截面结构。这种新型变压器被命名为 R 型变压器,它与传统结构变压器相比,漏磁损耗减小到传统结构变压器的 1/5 至 1/10,重量、体积等也大为减小。

3. 新技术为电源变换技术带来了生机

随着新型电力电子器件的不断涌现,与之相适应的控制电路也在不断产生。一些有利于提高电源变换系统性能的新技术、新电路应运而生。这些新技术及新型控制电路促进了电源变换技术的发展。

(1) 脉宽调制技术

脉宽调制 (PWM) 技术在 AC/DC、DC/DC 和 DC/AC 变换电路中获得了广泛的应用。在开关稳压电源及直流电机调速系统中,利用性能优良的现代电力电子器件作为电子开关控制输出脉冲的占空比,来调节输出平均电压的大小。由于开关频率高,只需小容量的储能元

件即可使输出电压的纹波变得很小,并且反应速度快。在 PWM 技术中,有直流 PWM 和正弦 PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 控制之分,利用 SPWM 可将普通直流电压轻易地变换成接近理想的正弦波电压。根据实际需要,输出的正弦波电压既可为恒压恒频 (Constant Voltage and Constant Frequency, CVCF) 的交流电,用于不间断电源 (Uninterruptible Power Supply, UPS) 或应急电源 (Emergency Power Supply, EPS); 也可调压调频 (Variable Voltage and Variable Frequency, VVVF) 的交流电,多用于交流电机调速系统。

(2) 智能检测技术

智能检测技术是指对电源变换系统中状态变化比较复杂的部件做出准确的状态判断并实施有效保护的检测技术。目前,既有将智能检测电路集成于芯片中的、也有采用微处理器实施智能检测的。例如,蓄电池在 UPS 等系统中就起着很重要的作用,工作时的状态变化比较复杂,其蓄电量与使用环境和使用状态相关,是一个复杂的函数,不能简单地用蓄水量的计算方法来计算其电量。为保证系统可靠、有效地工作,必须采用充电限制等措施,根据环境温度变化对充电电流实施自动调节,并对电池的性能及实际容量、放电状态等进行监控,防止深度放电。

(3) 功率因数校正技术

功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC) 技术源于国际电工委员会 (International Electrotechnical Committee, IEC) IEC555-2 标准对接入电网中设备的干扰的严格要求和强制性执行。该技术是使输入电流正弦化,并与输入电压同相位,采用该技术的设备因输入电流不再是脉冲性电流,电磁干扰小、电能利用率高、电气性能好、功率因数接近 1。

(4) 软件谐波抑制技术

在最新的 UPS 中,利用独特的电流自适应 PWM 控制技术,用专用的电流采样器件——霍尔效应电流互感器将采样到的负载电流波形与标准正弦波直接进行比较,输出的信号直接控制每个 PWM 脉冲。这种电流自适应控制技术能根据负载的大小及性质实时调整输出电压波形,从而有效地抑制谐波。

(5) 双零开关谐振电路

双零开关谐振电路指零电压开关 (ZVS) 和零电流开关 (ZCS) 谐振电路,它是利用电路中的 LC 元件的谐振作用在开关管电压过零或电流过零时进行换相的一种新型电路。该电路具有开关频率高、开关损耗小、效率高、可靠性高、电磁干扰小等一系列优点。因而采用这种电路制造出的产品体积小、重量轻、性能好。目前,这种电路正在不断地被新型产品所采用。

4. 发展趋势

(1) 智能化

智能化反映在两个方面:一是器件向智能化方向发展,即在器件中集成控制功能,接口功能和保护功能。在功率集成电路中设置完备的保护功能及诊断功能,可大大地提高器件的可靠性。例如,西门子公司推出的 BTS629 和 BTS611,在这类器件中设置了过温保护、短路保护、过载保护、电池接反保护、静电保护等多种功能,在过电压或欠电压时能自动关断并可自动再启动,射频干扰也极小。二是装置向智能化方向发展,即在电源变换装置中使用高档微处理器对整个系统进行控制,使整机性能指标得到大幅度提高。例如,梅兰日兰 Pulsar UPS 就采用了 Intel 公司的 16 位微处理器 87C196KC16 进行控制及通信,使系统具有非常强

的数据及逻辑运算能力,具有很强的故障诊断、自我保护能力和很强的通信能力,且硬件电路大为减少,控制电路可靠性非常高。

(2) 数字化

由于目前的电源变换装置大多采用模拟控制,在环境温度影响下易产生漂移。随着微处理器运算速率快速提高,控制技术在向数字化方向发展,这样可以提高电源变换装置的精度、性能和效率,同时也可以使电源具备遥感和编程功能。

(3) 高频化

高频化是电源变换装置小型化的重要途径。目前,在高功率密度的片型开关电源中,工作频率已达到 2MHz,体积仅有分立元件装置的几十分之一。在高频化的同时,采用软开关来降低开关损耗,可使电源变换装置具有很高的效率和很高的可靠性。

(4) 大功率化

由于电源变换技术已渗透到许多应用领域,特别是在大功率场合,如大型电机的启动和调速、超导磁浮铁道系统等,需要大容量的电源变换装置,相应的新型器件也在向高电压、大电流、高可靠、易驱动的方向发展。

(5) 纯净化

纯净化指电源变换装置具备好的电磁兼容性。国际电工委员会制定的 IEC555—2 标准,对电器设备产生的干扰提出了严格的要求,由此推动了功率因数校正技术及净化电源的快速发展。由于电源变换装置正在逐步过渡到由微处理器或专用集成电路控制,性能会得到明显提高,但也必须看到控制系统怕干扰的弱点,所以,变换装置应在避免产生干扰的同时,能有效防止外界干扰,也就是说,在产品设计时要采用滤波、屏蔽、接地、合理布线等措施来使设备具有良好的电磁兼容性。

(6) 模块化

电源装置的发展目标是结构模块化,电源变换技术也相应地转为对模块化结构的研究。模块化电源应具有以下特点。

- ① 工作频率高。某些模块的工作频率现已达到 2MHz。
- ② 功率密度大。目前,一只功率为数百瓦的电源变换功率模块,厚度不到 1cm,面积比手掌还小。
- ③ 合理的设计。自动化生产使模块具有优良的性能和高质量、高可靠度。
- ④ 可以采用多模块并联冗余运行,具有自我诊断、自我保护功能,并可与计算机通信,便于实现集中监控。由于今后的电源变换装置结构的模块化,使得电源变换装置易于实现超轻、超薄、高效、高可靠、高性能的目标,人们只需选用所需的模块进行积木式组合就可方便地达到所需的电源要求。

1.4.2 电力电子补偿控制器

【展开讲解】电力电子技术在无功补偿控制领域的应用

1. 概述

在电力系统中,如果无功储备不足将会导致电网电压水平降低,冲击性的无功功率负载还会使电压产生剧烈的波动,恶化电网的供电质量。对于给定的有功分量,要想使无功潮流最小以减少系统的损耗,就要求对无功功率的流向与转移进行很好的控制。在电力系统中,电压和频率是衡量电能质量的两个最基本、最重要的指标,为确保电力系统的正常运行,供

电电压和频率必须稳定在一定的范围内。频率的控制与有功功率的控制密切相关，而电压控制的重要方法之一是对电力系统的无功功率进行控制。

全世界大约 30% 的主要能源用来产生电能。几乎所有的电能都是以 50Hz 或 60Hz 的交变电流来传输和分配的，而无功功率是交流电力系统设计和运行中的一个重要因素。由于种种原因，无功功率控制的重要性与日俱增。原因如下。

(1) 配电网中存在大量的电感性负载，在运行中消耗大量无功，使得配电系统损耗大大增加，而输电网络的扩展已经受到限制。为了有效利用输变电容量，应对无功进行就地补偿，提高输电网络的运行效率。

(2) 由于燃料价格上涨，提高电力系统运行效率的要求日益迫切。

(3) 由于使用电子设备日益增多，用户对于供电电能质量的要求日益提高，也由于连续过程工业的增长，对供电质量的要求越来越高。

(4) 水力资源的开发已经不得不在遥远的、条件恶劣的地方进行，远距离的输电需要灵活调控无功以支撑电压稳定和解决电压控制问题。因此对电网的无功进行就地补偿，尤其是动态补偿，在输配电系统中十分必要。

无功功率补偿通过调控无功功率来提高交流电力系统的性能，大多数的电能质量问题都可以通过对无功功率进行适当控制而得到缓解或彻底解决。通常，无功补偿的问题可以从两个方面考虑：负载补偿和电压支撑。负载补偿的目的就是要提高系统功率因数，从而平衡交流供电系统产生的有功功率，调控电压，并消除大功率、变化、非线性负荷产生的谐波；电压支撑的目的就是要减小传输线路末端的电压波动。

无功补偿技术发展到现在已经有几十年的历史，以前采用同步电机来产生无功功率，但随着电力电子技术的发展，无功补偿中的补偿控制器、无功检测装置、投切方式都有了很大的进步。无功补偿技术的发展现已经历了 3 代：第 1 代为机械式投切的无源补偿装置，属于慢速无功补偿装置，在电力系统中应用较早，目前仍在应用；第 2 代为晶闸管投切的静止无功补偿器 (Static Var Compensator, SVC)，属无源、快速动态无功补偿装置，出现于 20 世纪 70 年代，主要用于配电系统中，输电网中应用很少；第 3 代为基于电压源换流器的静止同步补偿器 (Static Synchronous Compensator, STATCOM，亦称 Advanced Static VAR Generator, ASVG，新型静止无功发生器)，属快速的动态无功补偿装置，国外从 20 世纪 80 年代开始研究，到 20 世纪 90 年代末得到较广泛的应用。

2. 晶闸管补偿控制器 (SVC)

SVC 由标准无功并联设备 (电感和电容) 组成，能快速地提供变化的无功。它可以分为两个基本类型：晶闸管投切电容器 (Thyristor Switched Capacitor, TSC) 和晶闸管控制电抗器 (Thyristor Controlled Reactor, TCR)。

图 1-3 所示为 TSC 的基本结构。并联电容器被分成合适的几组，分别由与其串联的双向晶闸管投入或切除。每相支路主要由两部分组成，即电容器 C 和晶闸管 S_{w1} 和 S_{w2} ，另外还有用于限流和防止电容器与系统发生谐振的电感 L (电抗率通常为 6%，串联电抗器的电抗值与电容器组的容抗值之比就是该组电容器装置的电抗率)。

TSC 的工作原理是根据负载感性无功功率的变化通过反向并

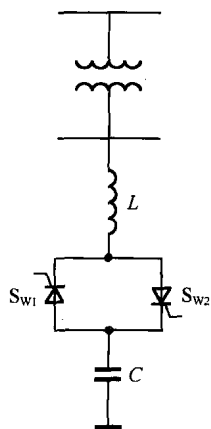


图 1-3 TSC 的基本结构

联晶闸管对来切除或者投入电容器。这里，晶闸管只是作为投切开关，而不像 TCR 中的晶闸管起相控作用。在实际系统中，每个电容器组都要串联一个阻尼电抗器，以降低非正常运行状态下对晶闸管产生的冲击电流值，同时避免与系统产生谐振。用晶闸管投切电容器组时，通常选取系统电压峰值或者过零点时作为投切动作的必要条件。由于 TSC 中的电容器只是在两个极端的电流值之间切换，因此它不会产生谐波，但它对无功功率的补偿是阶跃的。

图 1-4 所示为 TCR 的基本结构。通常情况下，补偿器也包括固定电容器(Fixed Capacitor, FC) C 和低次滤波器(图中没有表示)。每一相包括电感 L 、晶闸管 S_{w1} 和 S_{w2} 。电感可以是投切的或相控的。

TCR 的工作原理是通过控制与电抗器连接的反向并联晶闸管对的移相触发脉冲来改变电抗器等效电纳的大小，从而输出连续可变的无功功率。相控 TCR 可以得到连续的补偿特性，但是控制过程中会产生奇次谐波。

图 1-5 所示为 TCR+TSC 型 SVC 的基本拓扑结构。它由一台 TCR、两台 TSC 以及两个无源滤波器组成。在实际系统中，TSC 及无源滤波的组数可根据需要设置。

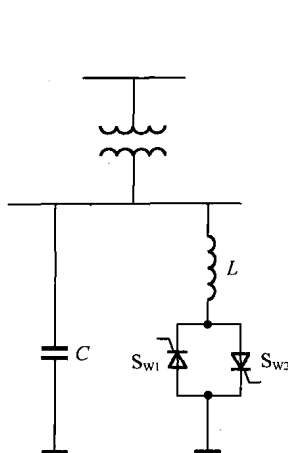


图 1-4 TCR 的基本结构

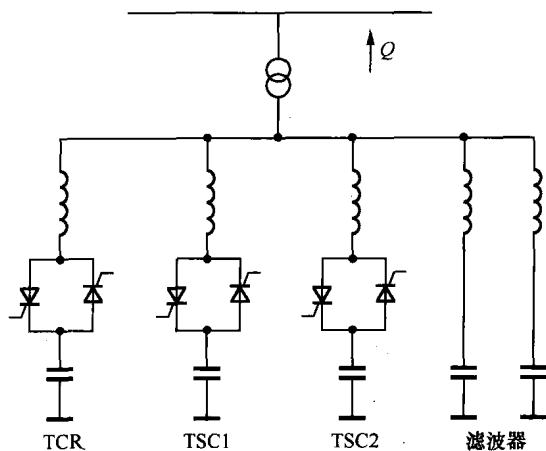


图 1-5 TCR+TSC 型 SVC 基本结构

TCR 和 TSC 组合后的运行原理为：当系统电压低于设定的运行电压时，根据需要补偿的无功量投入适当组数的电容器组，并略有一点正偏差（过补偿），此时再利用 TCR 调节输出的感性无功功率来抵消这部分过补偿容性无功；当系统电压高于设定电压时，则切除所有电容器组，只留有 TCR 运行。

SVC 有两个主要特点：一是静止性，其主要部件无转动部分；二是动态补偿，其反应速度很快，能及时跟踪无功功率变化并进行补偿，以达到所设计的各种控制目标。与旋转式的动态无功补偿装置（同步调相机）不同，SVC 不会明显地改变它所连接母线的短路容量，如果 SVC 具有很大的电容器组的话，它甚至还能稍稍减少短路容量；此外，SVC 具有响应速度快，调节性能好，运行损耗和维护费用低等优点。但是由于 SVC 换流元件关断不可控，因而容易产生较大的谐波电流，而且其对电网电压波动的调节能力也不够理想。

SVC 应用于电力系统中对系统产生的影响如下。

① SVC 安装于中长距离输电线路中间，可以改善系统的暂态稳定性。

② 系统发生故障或者负荷电流（尤其是无功电流）急剧增高的瞬间，SVC 能够对系统进行瞬时无功补偿来支撑电压以抑制电压崩溃的趋势。

③ TCR 可以用极高的速度平滑地调节无功和电压, 具有调制状态工作的可能。它可以在一个与工频 50Hz 不同的频率下作适当浮动, 如果浮动与系统摇摆或振荡频率相同而相位相反, 就可以增大系统的阻尼而抑制振荡。

④ 负荷不平衡时, SVC 不平衡控制策略可以补偿系统使供电电流变成三相平衡, 能够使单相负荷变成三相平衡负荷而没有无功分量。

⑤ 抑制负荷侧电压波动和闪变, 校正功率因数。SVC 也有其自身的弱点, 它是阻抗型补偿, 随着电压的降低其无功输出也会与电压成平方关系降低, 若采用基于电压源逆变器的 STATCOM 将会取得更好的效果。

3. 自关断无功补偿器

随着门极关断电力电子器件的快速发展, 自关断无功补偿器能吸收或者产生无功, 但不需要大容量的电容或电感, 例如, 基于电流源和电压源变流器的无功补偿器。图 1-6 所示电路中电流源变流器利用电感调节直流电流, 图 1-7 所示电路中电压源变流器利用电容调节直流电压。

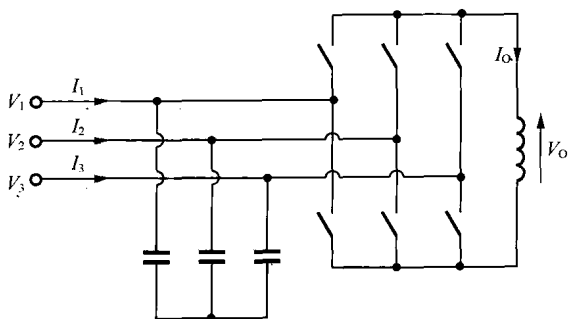


图 1-6 电流源变流器的无功补偿器

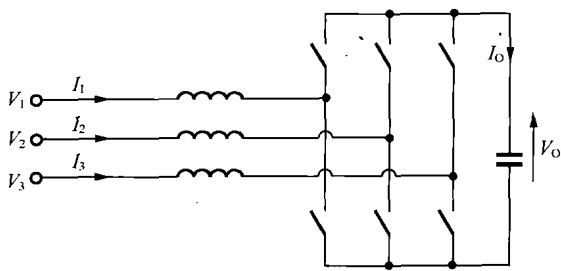


图 1-7 电压源变流器的无功补偿器

自关断无功补偿器具有如下优点。

(1) 体积小、成本低、不需要大量无源元件、无源元件容量较小。自关断无功补偿器用于稳定输电系统, 提高电压调节能力和功率因数, 校正负载不平衡, 并且可以串联和并联于系统。能提供超前或滞后的无功, 节省了电容和电感, 可避免在某些运行方式下的谐振。

(2) 响应时间小于一个基波周期, 可以连续、精确地控制无功。

(3) 开关频率高, 低次谐波电流小, 需要的滤波器比较小。

(4) 没有浪涌电流。

(5) 电压变化和暂态时, 动态特性好。

(6) 自关断无功补偿器通过控制, 可以作为滤波器用。

随着变流技术和数字控制系统的发展, 基于自关断变流器的无功补偿器不仅可以补偿无功, 还可以进行电压调节、抑制闪变、消除谐波、补偿有功和无功、改变传输线阻抗和相移角。必须注意, 尽管最终效果是提高系统特性, 但在任何情况下无功是基本的控制变量。这种技术已用于许多先进电力系统控制器, 例如: STATCOM、统一潮流控制器 (Unified Power Flow Controller, UPFC)、动态电压恢复器 (Dynamic Voltage Restorer, DVR)、静止同步串联补偿器 (Static Synchronous Series Compensator, SSSC)、相间潮流控制器 (Interline Power Flow Controller, IPFC)、超导磁能存储系统 (Superconductor Magnetic Energy System, SMES) 等。

小 结

1. 电力电子技术是 Power Electronics 的中文译名, 是一门新兴技术, 它是由电力学、电子学和控制理论 3 个学科交叉而成的, 已成为现代电气工程与自动化专业不可缺少的一门专业基础课, 在培养本专业人才中占有重要地位。

2. 电力电子学又称功率电子学, 在工程应用中称为电力电子技术。它主要研究各种电力半导体器件, 以及由这些电力电子器件所构成的各式各样的电路或装置, 以高效地完成对电能的变换和控制。

3. 电力电子技术研究的内容包括 3 个方面: 电力电子器件、变换器主电路和控制电路。作为一门学科, 电力电子技术所研究的内容包括器件与系统两大部分, 但在工程应用中, 只需了解如何合理地选择和使用电力电子器件来组成各种变换装置。

4. 电力电子技术的诞生和发展使人类对电能的利用方式发生了革命性的转变, 并且极大地改变了人们利用电能的概念。在世界范围内, 用电总量中经过电力电子装置变换和调节的比例已经成为衡量用电水平的重要指标, 目前, 全球范围内该指标的平均值已经达到了将近 80%。随着科学技术的发展, 新型功率器件将会不断涌现。电力电子装置将朝着智能化、模块化、小型化、大容量、高效率、高可靠性的方向发展。由于电力电子器件能实现以小控大, 为传统电产品的更新换代提供了技术基础, 并且从原理上保证了节电性能, 各类电力电子装置已成为节电的主要手段。

5. 电力电子技术广泛地应用于工业、交通、IT、通信、国防以及民用电器、能源等领域, 它的应用领域几乎涉及到国民经济的各个工业部门。电力电子技术是发展高技术的基础, 它拓宽了微电子技术、信息技术与传感器技术的应用领域, 推动了新技术与高精技术的发展。

习 题

- 1-1 什么是电力电子技术?
- 1-2 电力变换包含哪些内容?
- 1-3 简述电力电子集成技术的主要研究内容?
- 1-4 简述电力电子变换电源涉及的新技术?
- 1-5 SVC 应用于电力系统中对系统产生的影响有哪些?
- 1-6 自关断无功补偿器优点有哪些?

第 2 章 电力电子器件与应用

电力电子器件是电力电子电路的基础。本章在简单介绍电力电子器件的概念、特点和分类后,分别介绍几种常用电力电子器件的工作原理、基本特征、主要参数以及选择和使用中应该注意的一些问题。

2.1 电力电子器件概述

【问题引出】电力电子器件的概念、特征及技术指标是什么

2.1.1 电力电子器件的概念和特征

【展开讲解】电力电子器件的概念和特性

目前,电力电子器件主要指以半导体材料硅(Si)或碳化硅(SiC)制成的电力半导体器件。电力电子器件和普通半导体器件不一样,在电压等级和功率要求上都远大于普通半导体器件,因而制造工艺也有所不同。

电力电子器件主要工作于开关状态,因此,也称为功率开关器件。图 2-1 所示为电力电子器件的理想开关模型,它有 3 个极,其中 A 和 B 代表器件的两个主电极, K 是控制开关通断的控制极,通过控制极来控制器件的导通和关断。

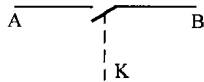


图 2-1 电力电子器件的理想开关模型

电力电子器件虽然工作在开关状态,但其在导通或者阻断状态下,并不是理想的短路或者断路。导通时器件上有一定的通态压降,阻断时器件上有微小的断态漏电流流过,尽管其数值很小,但分别与数值较大的通态电流和断态压降相作用,会形成电力电子器件的通态损耗和断态损耗;还有在电力电子器件由断态转为通态(开通过程)或者由通态转为断态(关断过程)的转换过程中也会产生损耗,分别称为开通损耗和关断损耗,总称为开关损耗。此外,对于某些器件,驱动电路向其注入的功率也会造成器件发热。因为这些损耗的存在,电力电子器件的散热问题需要特别注意。通常来说,电力电子器件的通态损耗远远大于断态损耗。开关损耗会随器件的开关频率升高而增大,这也是大功率电力电子设备的开关频率不能太高的主要原因。

电力电子器件用于电能的变换和控制,其特性表现在以下几方面。

- (1) 电力电子器件工作在开关状态,为的是减小本身的损耗。
- (2) 电力电子器件因直接用在电力电路上,要承受高电压、大电流。

(3) 电力电子器件需要弱电来控制, 应有控制电路和驱动电路。

(4) 因耗散功率大, 需有必要的散热措施。

2.1.2 电力电子器件的分类

【展开讲解】电力电子器件按不同标准的分类及其各自的特点

电力电子器件除了根据其可控程度分为不可控器件、半控型器件和全控型器件外, 还有多种分类方法。下面介绍两种常用的分类方法。

1. 根据电力电子器件参与导电的载流子不同分类

(1) 双极型器件

双极型器件指在器件内部电子和空穴两种载流子都参与导电过程的电力电子器件。如: 电力二极管、门极可关断晶闸管 (GTO)、电力晶体管 (GTR) 等。双极型器件中两种载流子都参与导电, 具有通态压降小、导通损耗小的显著特点, 多数属于电流控制型, 其缺点是控制功率大、驱动电路较复杂、工作频率较低、有二次击穿问题等。

(2) 单极型器件

单极型器件指在器件内部只有一种载流子参与导电过程的电力电子器件。如功率场效应晶体管 (MOSFET) 等。单极型器件只有一种载流子 (多数载流子) 参与导电, 是电压控制型器件, 具有控制功率小、驱动电路相对简单、工作频率高、无二次击穿问题、安全工作区宽等显著特点, 其缺点是通态压降大、导通损耗大。

(3) 混合型器件

混合型器件是由双极型和单极型两种器件组成的复合器件, 又称复合型器件。它是人们在比较单极型器件和双极型器件的优缺点之后, 基于两者互为短长的事实取两者所长而制成的一类新型器件。利用双极型器件作为它的输出级, 而利用单极性器件作为它的输入级, 所得到的复合器件发扬了两者的优点, 摒弃了两者的缺点, 成为一代新型的场控复合器件。例如, 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)。

2. 根据控制极 (包括门极、栅极或基极) 信号的不同分类

(1) 电流控制型器件

电流控制型器件一般通过从控制极注入或抽出控制电流的方式来实现对器件导通或关断的控制, 如晶闸管 (SCR)、可关断晶闸管 (GTO)、大功率晶体管 (GTR)、集成门极换流晶闸管 (IGCT) 等。这类器件的主要特点是控制功率较大、控制电路复杂、工作频率较低。

(2) 电压控制型器件

电压控制型器件是指利用场控原理控制的电力电子器件, 其导通或关断是由控制极上的电压信号控制的, 控制极电流极小, 如功率场效应管 (MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 等。这类器件的主要特点是控制功率小、控制电路简单、工作频率较高。

高速的、全控型器件的问世, 使电力电子技术具有了全新的面貌, 被称之为现代电力电子技术。现代电力电子技术的主要特点如下。

① 全控化: 不需要器件关断时的强迫换相电路, 使结构简单化。

② 集成化: 全控型器件几乎都是上万个单元器件集成的。

③ 高频化: 随着器件的集成, 提高了工作速度, 其工作频率也大幅度提高。

④ 多功能化: 器件集成工艺的提和突破使器件不但具有开关功能, 还有保护、驱动功能, 有的还有调制功能, 表现为使用范围增加, 线路结构简化。

2.1.3 电力电子器件的主要技术指标

【展开讲解】电力电子器件的技术指标

描述电力电子器件的技术指标根多,从应用角度来看,主要有电气容量、开关特性、控制特性、热特性等指标。

电气容量指标主要指器件标称的额定电压、额定电流、极限电流等指标。

开关特性指标描述器件从通态到断态或从断态到通态时器件的电压、电流随时间变化的特性,主要包括开通时间、关断时间等指标。

控制特性指标描述可控型器件开通与关断的条件及其对控制信号的要求,如驱动电压、驱动电流等指标。

热特性指标描述器件热耗导致器件温升的特性,如最高结温、热阻等指标。系统中器件的温升与其应用状况(例如散热条件,环境温度等)有很大关系。

显然,要使器件能在电气系统中可靠工作,器件的应用状况必须符合器件技术指标所限定的条件。

应该指出,不同类型器件的同类指标的含义可能有所不同。如晶闸管的额定电流指的是在规定条件下容许通过器件的工频正弦半波电流的最大值,而功率 MOSFET 的额定电流指的是规定条件下容许通过器件的直流电流的最大值或规定宽度的脉冲电流的最大值。

2.2 不可控器件——电力二极管

【问题引出】常用的不可控器件电力二极管是什么

电力二极管的开通与关断由器件所在的主电路决定,这种器件结构简单、工作可靠。广泛应用于电气设备中,例如作为不可控整流器的整流原件、高频逆变、直流斩波等电路中的续流原件以及各种变流电路中的电压隔离、箝位或保护原件。常用的电力二极管有:普通二极管(又称整流二极管)、快恢复二极管和肖特基二极管。

2.2.1 电力二极管的结构与工作原理

【展开讲解】电力二极管的结构与工作原理

与普通二极管相似,电力二极管也是由一个 PN 结组成的半导体元件,其结构及电气符号如图 2-2 所示,其引出端分别称为阳极(A)、阴极(K)。电力二极管的基本特性是单向导电性,即承受正向电压时器件处于导通状态,电流从阳极 A 流向阴极 K,否则处于阻断状态。

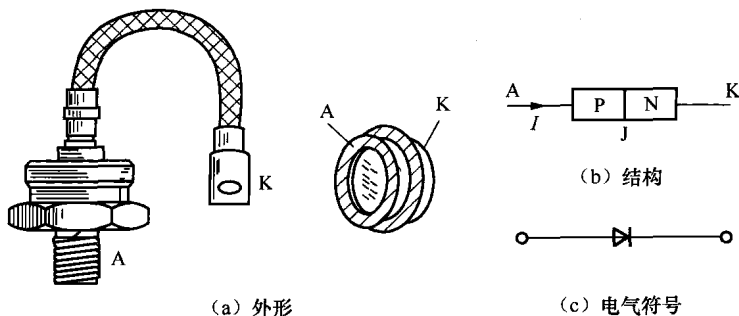


图 2-2 电力二极管的外形、结构和电气符号

2.2.2 电力二极管的主要特性

【展开讲解】电力二极管的静态特性和动态特性

1. 静态特性

电力二极管的静态特性主要是指伏安特性,如图 2-3 所示。当电力二极管承受的正向电压(正向偏置)大到某一值(门槛电压 U_{TO})时,正向电流开始明显增大,处于稳定导通状态。与正向电流 I_F 对应的二极管压降 U_F ,称其为正向电压降。当电力二极管承受反向电压(反向偏置)时,只有微小的反向漏电流。

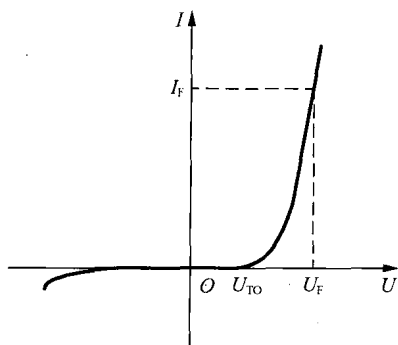


图 2-3 电力二极管的静态特性

2. 动态特性

因结电容的存在,电力二极管在零偏置、正向偏置和反向偏置这 3 个状态之间转换时,必然经过一个过渡过程。这个过程电压、电流是随时间变化的,不能简单地用伏安特性来描述。将这个过程电压、电流随时间变化的特性称为电力二极管的动态特性,其反映了电力二极管在通态和断态之间转换过程的开关特性。这个概念同样适于其他各种电力电子器件。

电力二极管的动态特性,如图 2-4 所示。其中,图 2-4 (a) 给出了电力二极管由正向偏置向反向偏置转换的波形。当原处于正向导通的电力二极管的外加电压突然变为反向时,电力二极管不能立即关断,而是需经过一个反向恢复时间才能进入截止,并且在关断之前有较大的反向电流 I_{RP} 和反向过冲电压 U_{RP} 出现。图 2-4 (a) 中 t_F 为外加电压突变时刻; t_0 为正向电流降到 0 时刻; t_1 为反向电流最大时刻; t_2 为电流变化率接近 0 的时刻; $t_d=t_1-t_0$ 为延迟时间; $t_f=t_2-t_1$ 为电流下降时间; $t_{rr}=t_d+t_f$ 为反向恢复时间。

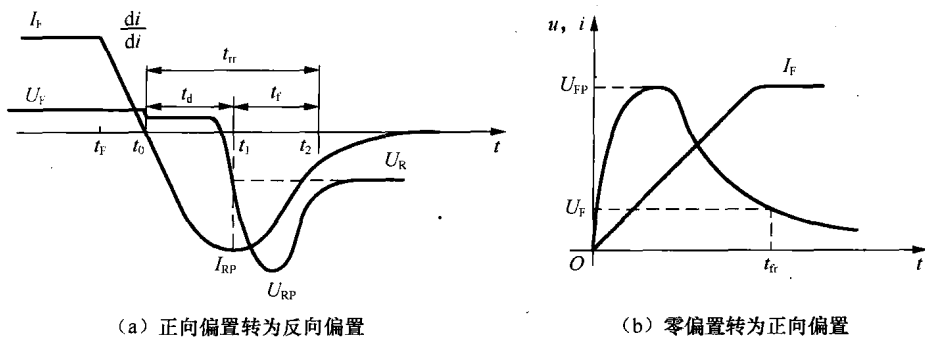


图 2-4 电力二极管的动态过程波形

图 2-4 (b) 给出了电力二极管由零偏置转为正向偏置时的波形。由此波形图可知,在这一动态过程中,电力二极管的正向压降也会出现一个过冲 U_{FP} ,然后逐渐趋于稳态压降值 U_F 。这一动态过程的时间,称为正向恢复时间 t_{fr} 。

2.2.3 电力二极管的主要参数

【展开讲解】电力二极管的参数

(1) 正向平均电流 I_F (AV)

它是指在规定的散热条件与管壳温度下,电力二极管长期运行所允许流过的最大工频正

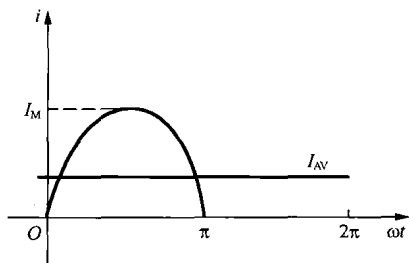


图 2-5 正弦半波电流波形示意图

弦半波电流的平均值。这也是标称器件额定电流的参数。

应该注意的是,正向平均电流的定义与器件运行中的发热情况密切相关。低频工作时器件发热主要是由正向电流的发热效应引起的,而电流的发热效应是由电流的有效值决定的,因此选用电力二极管时要按有效值相等的原则来确定器件电流定额,并应留有一定的裕量。

对于正弦半波电流,其波形如图 2-5 所示。平均电流值 $I_{(AV)}$ 与电流的峰值 I_M 的关系为

$$I_{(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_M \sin \omega t d\omega t = \frac{I_M}{\pi}$$

相应的有效值 I 与峰值 I_M 的关系为

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_M \sin \omega t)^2 d\omega t} = \frac{I_M}{2}$$

从而有

$$I = \frac{\pi}{2} I_{(AV)} \quad (2-1)$$

由式 (2-1) 可知,对额定电流为 $I_{F(AV)}$ 的电力二极管,设计裕量系数为 k (通常 k 的取值范围为 1.5~2),允许通过的任意波形的电流有效值为 $1.57 \frac{I_{F(AV)}}{k}$ A。

(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM}

它是指可重复施加的、不会损坏电力二极管的反向最高峰值电压。 U_{RRM} 通常规定为雪崩击穿电压 U_B 的 2/3 倍。应用中,所选电力二极管的反向重复峰值电压应为该二极管实际承受反向电压峰值的 2 倍。

(3) 正向压降 U_F

它是在指定的管壳温度下,电力二极管流过规定的稳态正向电流时对应的正向压降。显然,正向压降越低,通态损耗越小。

(4) 反向恢复时间 t_{rr}

在电力二极管从导通到阻断的过程中,二极管中会流过一定的负电流。从电力二极管电流下降到零开始,直至再次回到零所需时间称为反向恢复时间 t_{rr} ,如图 2-4 (a) 所示。 t_{rr} 反映了电力二极管恢复对反向电压的阻断能力,它限制了电力二极管的开关工作频率。

通常,普通电力二极管的 $t_{rr} > 5\mu s$,多用于开关频率不高的整流电路,其正向电流定额和反向电压定额分别可达数千安和数千伏以上;快恢复二极管的 $t_{rr} < 5\mu s$,超快恢复二极管的 t_{rr} 可达到 20~30ns,其正向电流和反向电压定额分别可达到千安和千伏;以金属和半导体接触形成势垒为基础的肖特基二极管的 t_{rr} 很小 (10~40ns),正向恢复过程不会有明显的电压过冲,其正向压降也很小 ($< 0.5V$),但因其雪崩击穿电压较低,其反向电压定额一般较低,适用于 200V 以下的低压电路。在高频开关电路中,通常选择 t_{rr} 为其开关周期 1% 以下的电力二极管。

(5) 最高工作结温 T_{JM}

它是指在规定电流和散热条件和 PN 结不致损坏的条件下所能承受的最高平均温度。

(6) 最大容许非重复浪涌电流 I_{FSM}

它是指电力二极管所能承受的一次工频半周期峰值浪涌电流, 该项参数反应了二极管抵抗短路冲击电流的能力。显然, 设计器件的保护电路时, 保护电路的动作电流应小于该参数。

2.3 半控型器件——晶闸管

【问题引出】常用的半控型器件晶闸管是什么

晶闸管 (SCR) 由于它具有体积小、重量轻、效率高、动作迅速、维护简单、操作方便和寿命长等特点, 在生产实际中获得了广泛的应用。20 世纪 80 年代后, 开始被性能更好的全控型器件取代, 但 SCR 能承受的电压和电流容量高, 工作可靠, 在大容量的场合仍具有重要地位。本节主要介绍普通晶闸管的工作原理、基本特性以及主要参数等。

2.3.1 晶闸管的结构与工作原理

【展开讲解】晶闸管的结构与工作原理

1. 晶闸管的结构

晶闸管的外形如图 2-6 (a) 所示, 一般其外形有螺栓型和平板型两种封装, 每个器件引出阳极 A、阴极 K 和门极 (控制端) G。

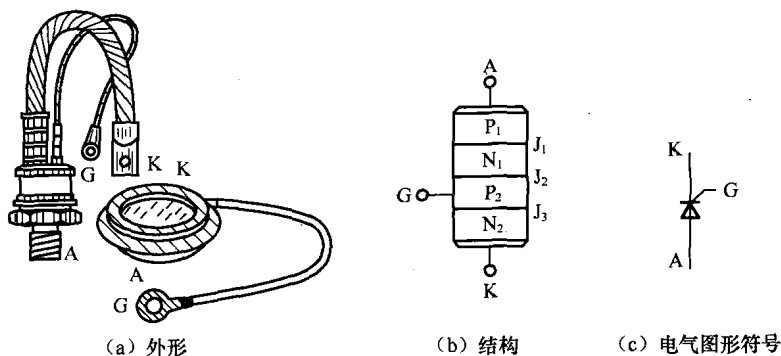


图 2-6 晶闸管的外形、结构及其电气符号

晶闸管在工作过程中会因损耗而发热, 因此必须安装散热器。螺栓式晶闸管的螺栓是其阳极, 能与散热器紧密连接且安装方便, 靠阳极 (螺栓) 拧紧在铝制散热器上, 可自然冷却, 通常使用在 200A 以下的小容量场合; 平板式晶闸管由两个相互绝缘的散热器将其夹在中间, 其两个平面分别是阳极和阴极, 靠冷风冷却, 散热效果好, 通常使用在大容量场合, 额定电流大于 200A 的晶闸管都采用平板式外形结构。

晶闸管内部的基本结构如图 2-6 (b) 所示, 由一个四层三端半导体材料构成, 即四层半导体材料 ($P_1N_1P_2N_2$) 和每两层不同的材料交界面形成的 PN 结, 共形成 3 个 PN 结 ($J_1J_2J_3$)。 P_1 区引出阳极 A, N_2 区引出阴极 K, P_2 区引出门极 (控制端) G。晶闸管的电气图形符号如图 2-6 (c) 所示。

2. 晶闸管的工作原理

在此通过如图 2-7 所示的电路来说明晶闸管的工作原理。在该电路中, 由晶闸管的阳极和阴极、电源 E_a 、白炽灯组成晶闸管的主电路; 由晶闸管的门极和阴极、电源 E_g 、开关 S 组

成控制电路，也称为触发电路。

在图 2-7 (a) 中，晶闸管的阳极 A 接电源 E_a 的正端，阴极 K 经白炽灯接电源 E_a 的负端。此时，晶闸管承受正向电压，当控制电路中的开关 S 断开时，白炽灯不亮，说明晶闸管不导通。

在图 2-7 (b) 中，当晶闸管承受正向电压，控制电路中开关 S 闭合使控制极也加正向电压（晶闸管控制极 G 接 E_g 正极，阴极 K 接电源 E_g 负极）时白炽灯亮，说明晶闸管导通，此时主电路中流过的电流称阳极电流，控制电路中流过的电流称门极电流；当晶闸管导通时，将控制极上的电压去掉（即将开关 S 断开），白炽灯依然亮，说明一旦晶闸管导通，控制极就失去了控制。

在图 2-7 (c) 中，当晶闸管加反向电压时，灯熄灭，说明晶闸管截止。

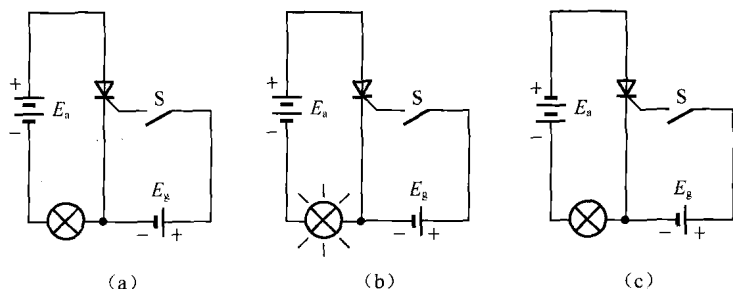


图 2-7 晶闸管导通试验电路图

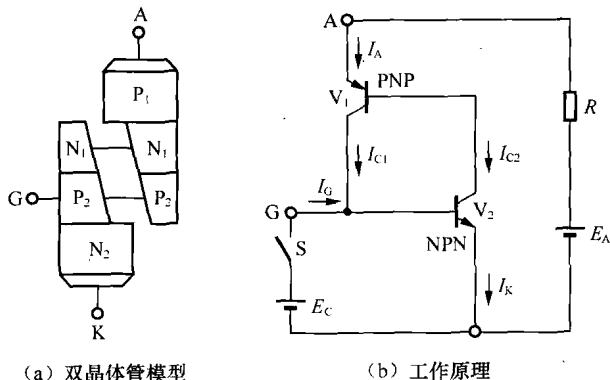
如果控制极加反向电压，无论晶闸管主电路加正向电压还是反向电压，晶闸管都不导通。通过上述实验可知，晶闸管导通必须同时具备两个条件。

① 晶闸管阳极和阴极承受正向电压。

② 晶闸管控制极和阴极承受正向电压。晶闸管一旦导通，控制极就失去了控制。晶闸管关断的条件是阳极和阴极间承受反向电压或使阳极电流减小为零。因此晶闸管具有可控的单向导电性，控制极可以控制晶闸管导通，控制不了晶闸管关断，所以属于半控型器件。

从内部结构分析晶闸管的工作原理，可以用双晶体管模型来解释，如图 2-8 所示。如在器件上取一倾斜的截面，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 VT_1 、 VT_2 组合而成。如果外电路向门极注入电流 I_G ，也就是注入驱动电流，则 I_G 流入晶体管 VT_2 的基极，即产生集电极电流 I_{C2} ，它构成晶体管 VT_1 的基极电流，放大成集电极电流 I_{C1} ，又进一步增大 VT_2 的基极电流，这样循环下去，形成了强烈的正反馈，使两个晶体管很快达到饱和

导通，这就是晶闸管的导通过程。导通后，晶闸管上的压降很小，晶闸管中流过的电流仅决定于主电路电源电压和负载。在晶闸管导通之后，它的导通状态完全依靠管子本身的正反馈作用来维持，即使控制极电流消失，晶闸管仍将处于导通状态。可见，晶闸管是只能控制其导通而不能控制其关断的半控型器件。要想关断晶闸管，最根本的方法就是必须将阳极电流减小到使之不能维持正反馈的程度，也就是将晶闸管的阳极



(a) 双晶体管模型

(b) 工作原理

图 2-8 晶闸管的双晶体管模型及其工作原理

电流减小到小于维持电流（维持晶闸管导通的最小电流）。

2.3.2 晶闸管的主要特性

【展开讲解】晶闸管的各种主要参数

1. 静态特性

晶闸管的阳极与阴极间的电压和它的阳极电流间的关系称为晶闸管的伏安特性。晶闸管的伏安特性如图 2-9 所示，分析典型伏安特性曲线可知其具有如下特点。

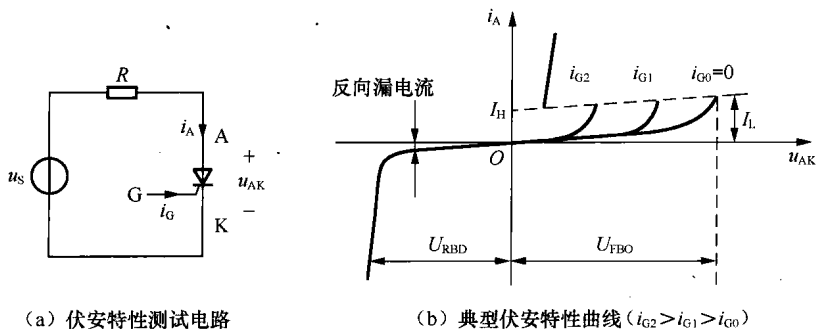


图 2-9 晶闸管的伏安特性

(1) 存在转折电压。如果 $u_{AK} > 0$ ，晶闸管通常处于正向阻断状态，但当 u_{AK} 增大到一定值后，将会击穿内部 PN 结 J_2 （见图 2-6），使晶闸管由阻断状态转向导通状态，这个击穿电压称为转折电压。转折电压随门极电流加大而降低。在 $i_G = 0$ 时，对应的最大正向阻断电压称为正向转折电压 U_{FBO} 。

(2) 从阻断状态转向导通状态需经过负阻区（由高阻区经虚线负阻区到低阻区）——阳极电流增加，阳极阴极间电压下降。

(3) 导通后晶闸管压降较小（约为 1V）。

(4) 当阳极电流降低至某一数值时，晶闸管会恢复到阻断状态，维持晶闸管导通的最小电流称为维持电流 I_H 。

(5) 存在反向击穿电压。晶闸管 A、K 极之间加上反向电压（ $u_{AK} < 0$ ）时，晶闸管处于反向阻断状态，阳极漏电流很小。当反向电压增加到一定值以后，漏电流急剧增大，导致晶闸管反向击穿而损坏。使晶闸管由反向阻断状态变为反向击穿的最小电压称为反向击穿电压 U_{RBD} 。

2. 动态特性

晶闸管的动态特性指其在开通和关断过程中，阳极电流、阳极与阴极间电压及晶闸管的动态损耗随时间变化而变化的特性。典型晶闸管开通和关断过程波形如图 2-10 所示。

(1) 开通过程

由于建立阳极电流增加的正反馈过程需要时间，因此晶闸管门极加上触发电流后，阳极电流需要延迟一段时间才有明显增加。从门极加触发电流到阳极电流上升至稳态值的 10% 所需的时间称为延迟时间 t_d 。阳极电流从稳态值的 10% 上升到稳态值的 90% 所需的时间称为上升时间 t_r 。延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和称为开通时间，即 $t_{on} = t_d + t_r$ 。

晶闸管导通时管压降很小，通常约 1V。为确保晶闸管开通，触发脉冲宽度通常在 20~50μs。

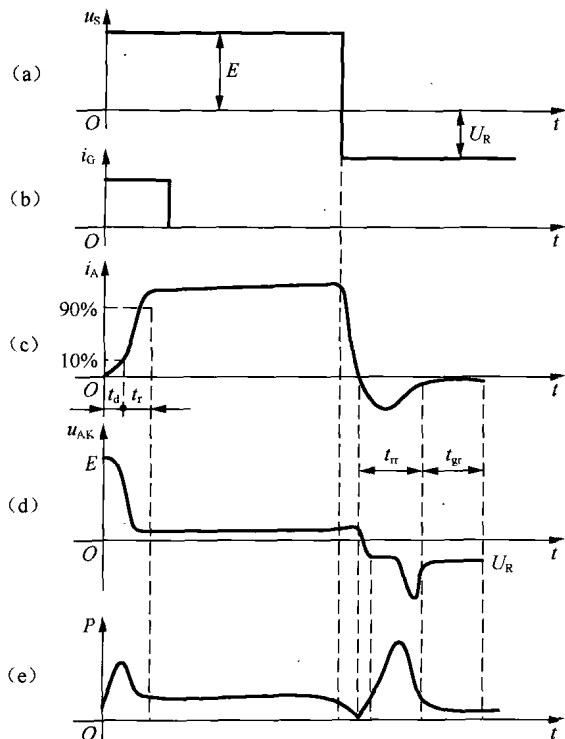


图 2-10 晶闸管的开通和关断过程

(2) 关断过程

当外加电压反向时, 在反向电压作用下, 晶闸管阳极电流将会逐渐下降。阳极电流下降到零时晶闸管不会立即关断, 此时反向偏置的 PN 结空间电荷层厚度将会增加, 这种变化导致反向电流的存在, 这种电流称为反向恢复电流。由于电路等效电感的作用, 反向恢复电流会逐步增加, 达到峰值后再逐步衰减。在反向恢复电流变化的同时, 同样由于电路等效电感的作用, 晶闸管两端的电压在反向的过程中会出现一个尖峰电压, 最后达到稳态值。

晶闸管阳极电流从导通时的稳态值下降到零开始, 到反向恢复电流再次接近于零时所需的时间称为反向阻断恢复时间 t_{rr} 。在 t_{rr} 之后如立即对晶闸管施加正向电压, 晶闸管可能立即正向导通, 因此需维持反向电压一段时间, 以恢复正向阻断能力, 这个时间称为正向阻断恢复时间 t_{gr} 。

反向阻断恢复时间 t_{rr} 与正向阻断恢复时间 t_{gr} 之和称为关断时间 t_{off} , 即 $t_{off} = t_{rr} + t_{gr}$ 。普通晶闸管的开通时间约 $5\mu\text{s}$, 关断时间为 $50 \sim 100\mu\text{s}$ 。开通时间与关断时间的存在限制了晶闸管的开关工作频率。

晶闸管开关时功耗较大 (见图 2-10 功耗 P 与时间关系曲线)。高频应用时, 晶闸管的开关损耗不能忽略。应该注意的是, 触发脉冲幅值、前沿陡度都会影响开通时间。幅值愈大, 前沿愈陡, 开通时间愈短。这样可降低开通损耗, 有利于安全运行。

2.3.3 晶闸管的主要参数

【展开讲解】晶闸管的参数

晶闸管的参数很多, 这里主要介绍阳极电压和电流参数、动态参数、门极定额参数、温度特性参数等。

1. 晶闸管阳极电压和电流参数

晶闸管阳极参数有: 正向、反向重复峰值电压, 通态平均电压、电流等。

(1) 正向 (断态) 重复峰值电压 U_{DRM}

U_{DRM} 是在门极断路、结温额定时, 允许重复加在器件上而不会使其开通的正向峰值电压, 也称断态重复峰值电压。国家标准规定测试 U_{DRM} 时施加电压的重复频率为 50 次/s, 每次持续时间不超过 10ms。规定 U_{DRM} 的值为断态不重复峰值电压 U_{DSM} 的 80%, 而 U_{DRM} 的值应低于正向转折电压 U_{FBO} , 所留裕量由生产厂家自定。

(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM}

U_{RRM} 是在门极断路、结温额定时, 允许重复加在晶闸管上而不使其反向击穿的峰值电压。规定 U_{RRM} 的值为反向不重复峰值电压 U_{RSM} 的 90%。而 U_{RRM} 的值应低于反向转折电压 U_{RBD} ,

所留裕量由生产厂家自定。

通常把 U_{DRM} 和 U_{RRM} 中的较小值标作器件的额定电压。

在电路开通或关断过程中,晶闸管两端往往会产生瞬时的超过正常工作值的电压,称为操作过电压。如果加上适当的保护电路,可以限制这种过电压,但不可能完全消除。为确保电路可靠工作,晶闸管必须能够承受一定的可能重复出现的操作过电压。因此,在设计电路与选择器件时应使这类操作过电压小于 U_{DRM} 。通常在选用晶闸管时,应使晶闸管的额定电压为正常工作电压峰值的 2~3 倍。

(3) 通态平均电压 U_T

U_T 是在结温额定、晶闸管中通过额定通态平均电流时,阳极与阴极间的平均电压值。使用中应选择 U_T 较小的晶闸管,以减少损耗。

(4) 通态平均电流 $I_T(\text{AV})$

$I_T(\text{AV})$ 是晶闸管在环境温度为 40°C 、规定的冷却条件、稳定结温不超过额定值并带电阻性负载时,允许通过的最大工频正弦半波电流的平均值。按我国相关标准规定,取该参数的整数值标作器件的额定电流。

应该注意的是, $I_T(\text{AV})$ 的测试必须按照规定的测试条件,特别是环境温度和冷却条件。条件不同,允许通过的电流大不相同。此外,晶闸管的额定电流是以平均电流方式定义的,但从发热方面来看,决定管子结温的是电流有效值而不是电流平均值。因此在使用中应按电流有效值相等的原则来选择晶闸管。

由式 (2-1) 可知,额定电流为 $I_T(\text{AV})$ 时,允许通过的电流有效值为 $\frac{\pi}{2} I_{T(\text{AV})}$ 。另一方面,电路设计有效值为 I 时,应至少选择额定电流为 $\frac{2}{\pi} I$ 的晶闸管。

在实际选用晶闸管时,还应留有一定的裕量。通常选择额定电流为正常工作值 1.5~2 倍的晶闸管。

(5) 维持电流 I_H

I_H 是指晶闸管维持通态所必需的最小阳极电流。

(6) 擎住电流 I_L

由图 2-9 可知, I_L 就是 $I_G=0$ 时提高阳极电压,晶闸管刚从断态进入通态时对应的阳极电流。通常 $I_L=(2\sim4)I_H$ 。

(7) 断态重复峰值电流 I_{DRM} 和反向重复峰值电流 I_{RRM}

I_{DRM} 和 I_{RRM} 分别是晶闸管在断态重复峰值电压和反向重复峰值电压作用时产生的峰值漏电流。显然,这种漏电流越小越好。

(8) 浪涌电流 I_{TSM}

I_{TSM} 是在规定条件下,一个工频正弦半周期内流过晶闸管的最大正向过载峰值电流。浪涌电流有上、下两级,可用来设计保护电路。规定在晶闸管的有效使用期内应可承受不少于 100 次浪涌电流。

【例 2-1】如图 2-11 所示,设电路中晶闸管需通过幅值为 I_M 、周期为 T 、占空比为 D (一个周期中导通时间 T_{on} 与周期 T 之比, $D=T_{\text{on}}/T$) 的脉冲电流。设 $I_M=100\text{A}$, 当 $D=\frac{1}{9}, \frac{1}{3}, 1$ 时,在考虑 2 倍安全裕量条件下,晶闸管应分别选多大额定电流为宜?

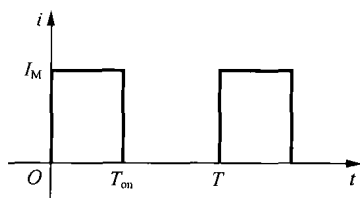


图 2-11 例 2-1 图

解：占空比为 D 时，电流有效值为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_M^2 dt} = \sqrt{D} I_M$$

根据有效值相等原则，以及设计要求 k 倍裕量，晶闸管的额定电流为

$$I_{T(AV)} = \frac{2}{\pi} k I = \frac{2}{\pi} k \sqrt{D} I_M$$

考虑到晶闸管的额定标准，额定电流应分别选择如下。

当 $D = \frac{1}{9}$ 时 $I_{T(AV)1} = \frac{2}{\pi} k \sqrt{D} I_M = \frac{2}{\pi} \times 2 \times \sqrt{\frac{1}{9}} \times 100 = 42.5 \text{ A}$ ，选定额定标准为 50A 的晶闸管。

当 $D = \frac{1}{3}$ 时 $I_{T(AV)2} = \frac{2}{\pi} k \sqrt{D} I_M = \frac{2}{\pi} \times 2 \times \sqrt{\frac{1}{3}} \times 100 = 73.5 \text{ A}$ ，选定额定标准为 100A 的晶闸管。

闸管。

当 $D=1$ 时 $I_{T(AV)3} = \frac{2}{\pi} k \sqrt{D} I_M = \frac{2}{\pi} \times 2 \times \sqrt{1} \times 100 = 127.4 \text{ A}$ ，选定额定标准为 150A 的晶闸管。

闸管。

2. 晶闸管的动态参数

动态特性是指开通和关断过程中流过晶闸管的电流、电压与时间之间的关系。除了开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 外，还包括以下两种。

(1) 断态电压临界上升率 du/dt

断态电压临界上升率是指在结温额定和门极开路情况下，不导致从断态向通态转换的最大阳极电压上升率。从图 2-6 晶闸管的结构图可知，在正向阻断状态下，PN 结 J_2 处于反向偏置，它相当于一个电容。当阳极电压上升率较大时，有较大充电电流通过，这个电流也会流过 PN 结 J_3 ，产生类似触发脉冲的作用。 du/dt 过大，将导致晶闸管误开通。显然，在实际应用中为防止晶闸管误开通，实际电压上升率必须小于此临界值。

(2) 通态电流临界上升率 di/dt

通态电流临界上升率是指在规定条件下，晶闸管能随时通过的最大通态电流上升率。晶闸管刚导通时，电流主要分布在门极附近的小区域内，电流上升过快，有可能造成局部过热而损坏器件。

3. 门极定额参数

(1) 门极触发电流 I_{GT}

I_{GT} 是在室温下,阳极电压为直流 6V 时使晶闸管从断态转入通态所需的最小门极电流。

(2) 门极触发电压 U_{GT}

U_{GT} 是产生门极触发电流所需的最小门极电压。

我国国家标准只规定了 I_{GT} 和 U_{GT} 的下限。设计触发电路时,应使触发电压与电流适当大于器件的数值,但不应大于晶闸管所容许的最大触发电流与最大触发电压,以及使门极功率不大于最大门极功率和门极平均功率。

4. 温度特性参数

(1) 结温 T_{JM}

T_{JM} 是晶闸管正常工作时所能允许的最高结温,晶闸管的额定结温通常为 125℃ 或 150℃。

(2) 结壳热阻 $R_{\theta JC}$

结壳热阻描述了晶闸管每瓦功率损耗导致的内部 PN 结与晶闸管外壳之间的温差。该参数可用于晶闸管的散热系统设计。

2.3.4 晶闸管的门极触发电路

【展开讲解】基本的晶闸管门极触发电路

晶闸管承受正向电压时,给门极加上触发脉冲可使其导通。对门极触发信号有如下要求。

(1) 门极电流上升率:触发脉冲前沿要陡,即触发导通时门极电流 I_G 上升要快。

(2) 门极电流幅值:合理的电流幅值可使晶闸管导通,脉冲前沿较大的电流幅值可使晶闸管更快导通,以减少开通损耗。

(3) 门极脉冲信号宽度:晶闸管导通有一个过程,需要门极脉冲信号具有一定宽度。

(4) 门极脉冲信号应不超过门极电压、电流、功率等最大限定值。

(5) 触发可靠,抗干扰能力强。

基本的晶闸管门极触发电路如图 2-12 所示。

图中 i_B 为控制电路给出的脉冲信号。 $i_B > 0$ 时晶体管 VT 导通,电源电压 U_D 通过脉冲变压器 Tr 传递到副边,经 VD_2 、 R_G 触发晶闸管。由于电容 C 上电压不能突变,在 VT 刚导通时, C 上电压为零, U_D 全部加在 Tr 原边,此后 C 上电压上升, Tr 原边电压将下降,这样 Tr 副边将输出一个前沿幅值较高的脉冲波形。 VD_1 、 R_D 的作用是 VT 关断时释放储存在 Tr 中的磁场能量,防止关断时因脉冲变压器原边电感产生过高的反电势而击穿晶体管 VT。 VD_3 的作用是关断时将脉冲变压器副边产生的负电压信号短路,防止其损坏晶闸管门极。

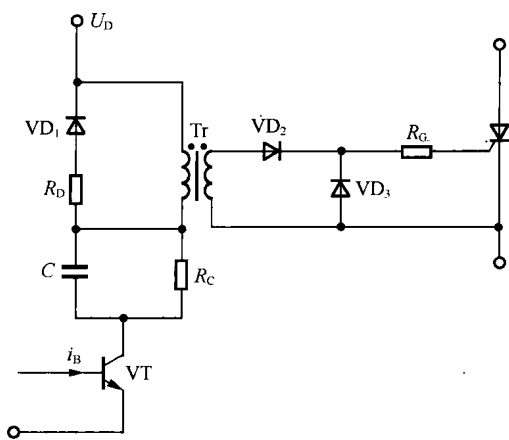


图 2-12 典型晶闸管门极触发电路

2.3.5 晶闸管的派生器件

【展开讲解】由晶闸管派生的两种晶闸管器件

晶闸管的派生器件很多,如双向晶闸管、逆导晶闸管、快速晶闸管、光控晶闸管等,在

此仅介绍经常用到的前面两种晶闸管。

1. 双向晶闸管

双向晶闸管也是一个三端器件，有两个主电极 T_1 、 T_2 和门极 G 。双向晶闸管的等效电路和电气符号如图 2-13 所示。

双向晶闸管可看作由两个普通晶闸管反并联组成。触发信号加在门极 G 和主电极 T_1 之间。主电极在正、负电压作用下均可用同一门极触发导通。双向晶闸管门极加正、负脉冲都可以触发（正负： G 相对 T_1 ）。但 $U_{T_1T_2} < 0$ （即 U_{T_1} 高电平， U_{T_2} 低电平）时，虽可采用正脉冲触发，因灵敏度较低，一般不用。因此，当 $U_{T_1T_2} > 0$ 时，可采用正、负脉冲触发，当 $U_{T_1T_2} < 0$ 时，只采用负脉冲触发。

双向晶闸管抗 du/dt 能力较差，一般应用阻容吸收电路限制 du/dt 。同时，由于双向晶闸管主要用于交流电路，因而多采用电流有效值作为双向晶闸管的电流定额标示。

双向晶闸管多用于交流调压电路（如小型异步电机调压调速、电加热电路等）、固态继电器（Solid State Relay, SSR）等电路中。

2. 逆导晶闸管

逆导晶闸管相当于一个普通晶闸管与二极管反并联。逆导晶闸管的等效电路和电气符号如图 2-14 所示。

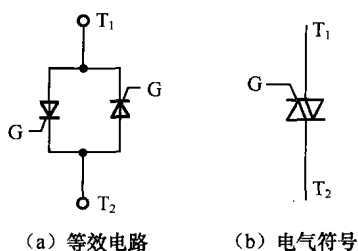


图 2-13 双向晶闸管的等效电路和电气符号

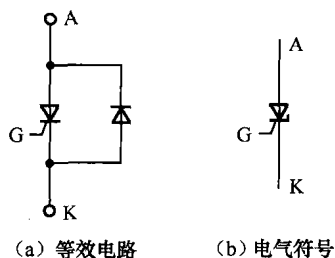


图 2-14 逆导晶闸管的等效电路和电气符号

逆导晶闸管的正向特性与普通晶闸管相同，具有开通可控性，而反向特性与二极管正向导电特性相同，即逆导晶闸管承受反向电压时具有导通特点，不受控制信号控制。

与普通晶闸管相比，逆导晶闸管具有正向压降小、关断时间短等特点，可用于不需要阻断反向电压的电路中。

2.4 全控型器件

【问题引出】全控型电力电子器件是什么

由于全控型器件的种类很多，本节主要介绍门极可关断晶闸管（GTO）、功率场效应晶体管（MOSFET）、绝缘栅双极型晶体管（IGBT）、集成门极换流晶闸管（IGCT）、智能功率模块（IPM）等常用器件的结构、工作原理、基本特性及其主要参数等内容。

2.4.1 门极可关断晶闸管

【展开讲解】门极可关断晶闸管的原理、特性、参数及驱动电路

1. 结构与工作原理

门极可关断晶闸管（GTO）具有普通晶闸管的全部特性，是晶闸管的一种派生器件。GTO

耐压高(工作电压可高达 6000V)、电流大(可达 6000A)以及造价便宜等,在兆瓦级以上的大功率场合有较多的应用。它具有门极正脉冲信号触发导通、门极负脉冲信号触发关断的特性。在它的内部有电子和空穴两种载流子参与导电,所以它属于全控型双极型器件。

GTO 的结构与普通晶闸管的相同点: $P_1N_1P_2N_2$ 四层半导体结构,外部引出阳极、阴极和门极。和普通晶闸管的不同点: GTO 是一种多元的功率集成器件,内部包含数十个甚至数百个共阳极的小 GTO 元,这些 GTO 元的阴极和门极在器件内部并联在一起,共有一个阳极。这种特殊结构是为了便于实现门极控制关断而设计的,图 2-15 (a) 和 (b) 分别为典型的 GTO 各单元阴极、门极间隔排列的图形和其并联单元结构的断面示意图,其电气图形符号如图 2-15 (c) 所示。

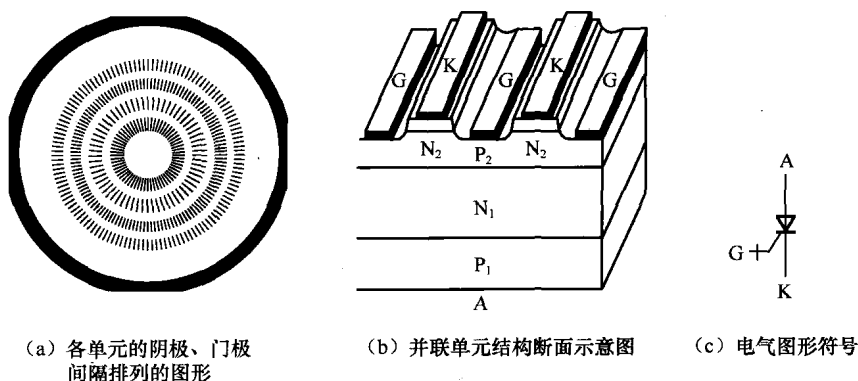


图 2-15 GTO 的内部结构和电气图形符号

与普通晶闸管一样, GTO 的工作原理仍然可以用如图 2-8 所示的双晶体管模型来分析。由 $P_1N_1P_2$ 和 $N_1P_2N_2$ 构成的两个晶体管 VT_1 、 VT_2 分别具有共基极电流增益 α_1 和 α_2 。 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 是器件临界导通的条件。当 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 时,两个等效晶体管过饱和而使器件导通;当 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 时,不能维持饱和导通而关断。GTO 与普通晶闸管的不同点如下。

- (1) 在设计器件时使得 α_2 较大,这样晶体管 VT_2 控制灵敏,使得 GTO 易于关断。
- (2) $\alpha_1 + \alpha_2$ 更接近于 1 (普通晶闸管设计为 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1.15$, 而 GTO 设计为 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1.05$), 这样使 GTO 导通时饱和程度不深,更接近于临界饱和,从而为门极控制关断提供了便利条件。当然,负面影响是导通管压降增大了。
- (3) 多元集成结构使每个 GTO 元阴极面积很小,门极和阴极间的距离大为缩短,使得 P_2 基区所谓的横向电阻很小,从而使从门极抽出较大的电流成为可能。

所以, GTO 的导通过程与普通晶闸管是一样的,有同样的正反馈过程,只不过导通时饱和程度较浅。关断时,给门极加负脉冲信号(门极为负,阴极为正),门极出现反向电流,此反向电流将 GTO 的门极电流抽出,使其电流减小, α_1 和 α_2 也同时下降,以致无法维持正反馈,从而使 GTO 关断。多元集成结构还使 GTO 比普通晶闸管开通过程快,承受 di/dt 能力强。

2. 动态特性

图 2-16 给出了 GTO 开通和关断过程中门极电流 i_G 和阳极电流 i_A 的波形。与普通晶闸管类似,开通过程中需要经过延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 。关断过程则有所不同,首先需要经历抽取饱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;然后则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 ;最后

还有残存载流子复合所需时间——尾部时间 t_t 。

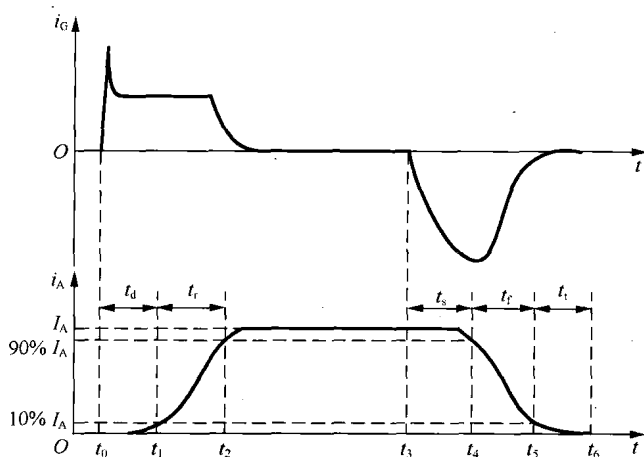


图 2-16 GTO 的开通和关断过程电流波形

通常 t_f 比 t_s 小得多, 而 t_t 比 t_s 要长。门极负脉冲电流幅值越大, 前沿越陡, 抽走储存载流子的速度越快, t_s 就越短。在 t_t 阶段保持适当的负电压, 则可以缩短尾部时间。

3. 主要参数

与普通晶闸管相比, GTO 有几个参数值得注意。

(1) 最大可关断阳极电流 I_{ATO}

I_{ATO} 是利用门极脉冲可以关断的最大阳极电流值。 I_{ATO} 是标称 GTO 额定电流容量的参数, 这一点与普通晶闸管用通态平均电流作为额定电流是不同的。

(2) 门极关断电流 I_{GM}

GTO 是用门极负脉冲关断的, 使 GTO 从通态转为断态所需的门极反向瞬时峰值电流的最小值称为门极关断电流 I_{GM} 。 I_{ATO} 与 I_{GM} 之比称为电流关断增益 β_{off} , 有 $\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|I_{GM}|}$ 。通常取 $\beta_{off} = 5 \sim 10$ 。对于 $I_{ATO} = 1000A$ 的 GTO, 如果 $\beta_{off} = 5$, 则关断时门极负电流 I_{GM} 达到 200A。这样大的关断电流使得 GTO 的驱动电路远比 MOSFET、IGBT 的复杂得多。

(3) 开通时间 t_{on}

开通时间指延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和, 即 $t_{on} = t_d + t_r$ 。GTO 的延迟时间一般约为 $1 \sim 2\mu s$, 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}

关断时间一般指储存时间 t_s 和下降时间 t_f 之和, 而不包括尾部时间 t_t , 即 $t_{off} = t_s + t_f$ 。GTO 的储存时间随阳极电流的增大而增大, 下降时间一般小于 $2\mu s$ 。

目前, GTO 是电气容量最大的全控型器件, 但由于 GTO 驱动电路比较复杂, 开关频率也不高, 只有在大容量场合才选用 GTO。

4. 门极驱动电路

GTO 的开通控制与普通晶闸管相似, 但对触发脉冲前沿的幅值和陡度要求高, 且一般需在整个导通期间施加正门极电流。使 GTO 关断需施加负门极电流, 对其幅值和陡度的要求更高, 关断后还应在门阴极施加约 5V 的负偏压, 以提高抗干扰能力。理想的 GTO 门极电压、电流波形如图 2-17 所示。

GTO 的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,可分为脉冲变压器耦合式和直接耦合式两种类型。直接耦合式驱动电路可避免电路内部的相互干扰和寄生振荡,可得到较陡的脉冲前沿,因此目前应用较广,但其功耗大,效率较低。图 2-18 为典型的直接耦合式 GTO 驱动电路。该电路的电源由高频电源经二极管整流后提供,二极管 VD_1 和电容 C_1 提供+5V 电压; VD_2 、 VD_3 、 C_2 、 C_3 构成倍压整流电路提供+15V 电压; VD_4 和电容 C_4 提供-15V 电压。场效应晶体管 V_1 开通时,输出正的增强脉冲; V_2 开通时输出正脉冲平顶部分; V_2 关断而 V_3 开通时输出负脉冲; V_3 关断后,电阻 R_3 和 R_4 提供门极负偏压。

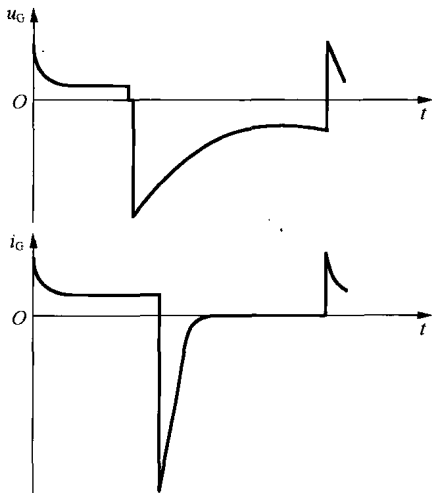


图 2-17 理想的 GTO 门极电压、电流波形

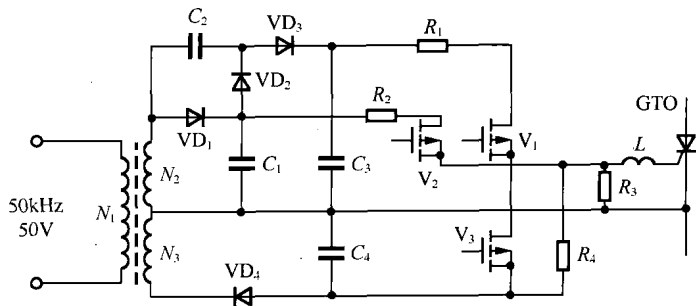


图 2-18 典型的 GTO 门极驱动电路

2.4.2 功率场效应晶体管

【展开讲解】功率场效应晶闸管的原理、特性、参数及驱动电路

功率场效应晶体管分为结型和绝缘栅型两种,但通常主要指绝缘栅型中的 MOS 型场效应晶体管 (MOSFET)。本书也沿用习惯说法,提及功率场效应晶体管也是指绝缘栅型 MOS 场效应晶体管。结型功率场效应晶体管一般称为静电感应晶体管 (Static Induction Transistor, SIT),其功率容量比 MOSFET 大,开关频率与 MOSFET 相当,主要用于高频大功率场合,例如,雷达通信设备、超声波功率放大、脉冲功率放大、高频感应加热等。但 SIT 在栅极不加任何信号时是导通的,栅极加负偏压时关断,使用不太方便。因此, SIT 并未在大多数电力电子设备中得到应用。功率场效应晶体管 (MOSFET) 是一种单极型电压控制器件,通过栅极电压来控制漏极电流。该器件不但有自关断能力,而且有驱动功率小、工作速度高、无二次击穿问题、安全工作区域宽等优点,但其功率容量仍偏小。

1. 结构与工作原理

如图 2-19 (b) 所示, MOSFET 的种类按导电沟道可分为 N 沟道和 P 沟道。3 个引脚, S 为源极, G 为栅极, D 为漏极。每种类型又分为耗尽型和增强型两种。无论是 N 沟道器件,还是 P 沟道器件,当栅极电压为零时漏源极之间就存在导电沟道为耗尽型;栅极电压大于(小

于) 零时才存在导电沟道为增强型。功率场效应晶体管主要是增强型, 图 2-19 (a) 即为 N 沟道增强型功率场效应晶体管。

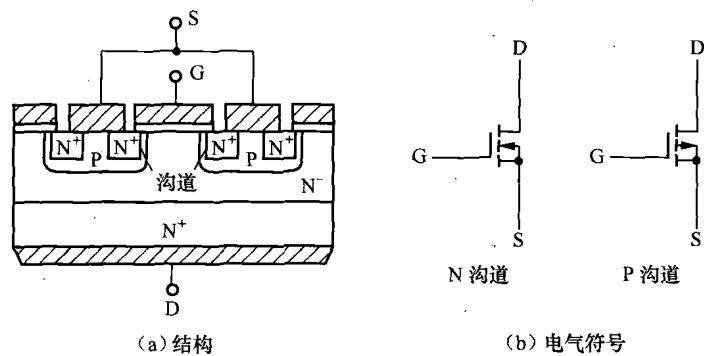


图 2-19 MOSFET 的结构和电气图形符号

如图 2-19 (a) 所示, MOSFET 的工作原理是: 栅源极间电压为零时, 漏源极间加正电源, 管子截止, P 基区与 N 漂移区之间形成的 PN 结反偏, 漏源极之间无电流流过。当在栅源极间加正电压 U_{GS} 时, 因为栅极是绝缘的, 所以并不会栅极电流流过。但栅极的正电压会将其下面 P 区中的空穴推开, 而将 P 区中的少子——电子吸引到栅极下面的 P 区表面。当 U_{GS} 大于某一电压 U_T (称为开启电压或阈值电压) 时, 栅极下 P 区表面的电子浓度将超过空穴浓度, 使 P 型半导体反型为 N 型而形成反型层, 该反型层形成 N 沟道而使 PN 结消失, 漏极和源极在电源作用下形成漏极电流, MOSFET 导通。

2. 主要特性

如图 2-20 (a) 所示, MOSFET 的转移特性中 I_D 较大时, I_D 与 U_{GS} 的关系近似线性, 曲线的斜率定义为跨导 G_{fs} , 即 $G_{fs} = dI_D / dU_{GS}$ 。图 2-20 (b) 中, MOSFET 的输出特性包括截止区、饱和区、非饱和区。MOSFET 工作于开关状态, 即在截止区和非饱和区之间来回转换。由于 MOSFET 漏源极之间存在与之反并联的寄生二极管, 漏源极间加反向电压时器件导通会形成电流, 电流很大时会损坏管子。因此, 使用 MOSFET 时应注意寄生二极管的影响。

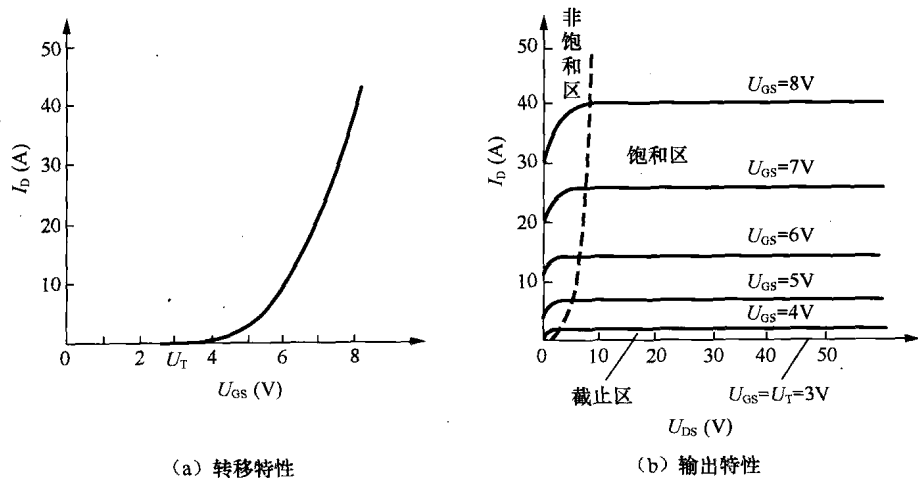


图 2-20 MOSFET 的转移特性和输出特性

MOSFET 内寄生有输入电容, 而 MOSFET 的开关速度与电容充放电有很大关系, 只要降低驱动电路内阻, 减小时间常数, 可加快开关速度。MOSFET 只靠多子导电, 不存在少子储存效应, 因而关断过程非常迅速, 开关时间在 $10 \sim 100\text{ns}$ 之间, 工作频率可达 100kHz 以上, 是主要电力电子器件中最高的。MOSFET 属于场控器件, 静态时几乎不需输入电流; 但在开关过程中需对输入电容充放电, 仍需一定的驱动功率。开关频率越高, 所需要的驱动功率越大。

3. 主要参数

(1) 静态特性参数

① 漏极击穿电压 U_{DS} : 指场效应管能承受的最高工作电压, 是标称 MOSFET 额定电压的参数。通常选 U_{DS} 为实际工作电压的 $2 \sim 3$ 倍。

② 漏极直流电流 I_D 和漏极脉冲电流幅值 I_{DM} : 指在规定的测试条件下, 最大漏极直流电流、漏极脉冲电流的幅值, 是标称 MOSFET 额定电流的参数。

③ 通态电阻 R_{on} : 指在一定栅源电压下, MOSFET 从可变电阻区进入饱和区时的直流电阻值。由图 2-20 (b) 的输出特性曲线可知, 在一定范围内, R_{on} 将随着 U_{GS} 的增加而减小。显然, 通态电阻 R_{on} 越小, 通态损耗越小。另外, R_{on} 具有正的温度系数, 即结温升高时 R_{on} 增加, R_{on} 的正温度系数特性使得通过各 MOSFET 的电流趋于平均, 有利于 MOSFET 并联应用。

④ 开启电压 U_T : 漏、源极之间形成导电沟道所需的最小栅源电压, 多为 5V 左右。

⑤ 栅源击穿电压 BU_{GS} : 保证栅源绝缘不被击穿的最高电压, 通常为 $\pm 20\text{V}$ 。栅源驱动电压通常为 $12 \sim 15\text{V}$ 。

⑥ 跨导 G_{fs} : 在一定漏源电压下, 栅源电压高低决定了漏极电流大小, 如图 2-20 (a) 所示。跨导反映了栅源电压对漏极电流的控制能力。

(2) 动态特性参数

① 开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} : 开通时间 t_{on} 定义为上升延迟时间 $t_{d(on)}$ 与上升时间 t_r 之和, 即 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ 。关断时间 t_{off} 定义为下降延迟时间 $t_{d(off)}$ 与下降时间 t_f 之和, 即 $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ 。

MOSFET 的开关过程很快, 通常开通时间和关断时间都小于 $1\mu\text{s}$, 因而适合在高频开关电路中作为开关元件使用。

② $\frac{du_{DS}}{dt}$: 过高的 $\frac{du_{DS}}{dt}$ 可能使 MOSFET 误导通, 易损坏器件。目前, MOSFET 的 $\frac{du_{DS}}{dt}$ 可达 30V/ns 。

(3) 功耗与温度特性参数

MOSFET 作为一种半导体器件, 工作时存在最大允许功耗 P_{Dmax} 、最高工作结温 T_{JM} 、壳温 T_C 、结壳热阻 $R_{th(jc)}$ 等指标。

设 MOSFET 开关频率为 f , 通过电流的有效值为 I_D , 一次开通、关断损耗分别为 P_{on} 、 P_{off} , 则有:

$$\text{开关损耗: } P_s = (P_{on} + P_{off})f$$

$$\text{通态损耗: } P_C = R_{on} I_D^2$$

$$\text{断态损耗: } P_L \approx 0$$

$$\text{则 MOSFET 内部发热功率: } P_D \approx P_s + P_C$$

使用时应限制器件的功耗, 使 $P_D < P_{Dmax}$, 并提供良好的散热条件使器件温升不超过额定

温升。注意，应用于高频开关时不能忽略开关损耗。

MOSFET 允许的最高结温是确定的，而壳温与外部散热条件密切相关。因此，外部散热条件决定了 MOSFET 器件的实际允许功耗。

应该指出，MOSFET 栅极输入电阻极大，栅、源极之间的击穿电压较低，因此 MOSFET 容易受到静电危害。通常在使用时应在栅、源极之间并接电阻。

此外，MOSFET 中寄生有一个反并联二极管，使用中有时需要利用该管进行续流，这时还要注意这个二极管的使用特性，该寄生二极管不是快速二极管。

4. 栅极驱动电路

MOSFET 是电压控制型器件，开关过程中只要对等效输入电容充、放电即可。

MOSFET 的等效输入电容应按其开通所需总栅极电荷 Q_G 来计算。总栅极电荷包括栅源电容充电电荷、栅漏电容充电电荷。设 MOSFET 稳态导通时栅源电压为 U_{GS} ，等效输入电容为 C_{in} ，则 $C_{in} = Q_G / U_{GS}$ 。如设计开通时间为 t_{on} ，则开通时驱动电路提供的充电电流近似为 $I_{G(on)} = C_{in} U_{GS} / t_{on}$ 。同理，设计关断时间为 t_{off} 时，驱动电路从 C_{in} 抽取的电流值近似为 $I_{G(off)} = C_{in} U_{GS} / t_{off}$ 。栅极驱动电流是设计 MOSFET 驱动电路的参考依据。通常，驱动电路输出极采用互补射极跟随输出。图 2-20 是一种光耦隔离的 MOSFET 典型栅极驱动电路。

图 2-21 中，VT₁ 为光电耦合器，A 为比较器。当输入电压 u_i 为高电平时，光耦 VT₁ 输出晶体管导通，比较器 A 输出高电平，VT₂ 开通，VT₃ 关断， U_{CC} 通过 R_G 给 MOSFET 等效输入电容充电，MOSFET 开通。当输入电压 u_i 为低电平时，光耦 VT₁ 输出晶体管关断，比较器输出低电平，VT₃ 开通，VT₂ 关断， $-U_{CC}$ 通过 R_G 给 MOSFET 等效输入电容放电，MOSFET 关断。其中， R_G 用来限制驱动电流峰值，与栅源并联的稳压二极管用来限制栅源电压并防止 MOSFET 受到静电危害。 $-U_{CC}$ 端可以改为直接与源极相连，但采用一定负电压可加快 MOSFET 关断速度，减少器件开关损耗，同时可提高器件关断时的抗干扰能力。

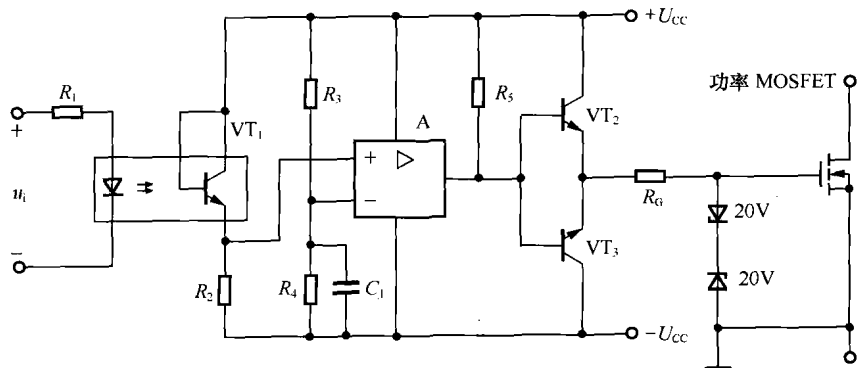


图 2-21 MOSFET 的典型驱动电路

除了用分立元件构建 MOSFET 驱动电路外，目前常用的还有集成驱动电路，如 EXB840、EXB850、M57918L、IR2110 等。这些集成模块既包含了驱动电路部分，也包含了集电极过电流保护部分，应用十分方便。

2.4.3 绝缘栅双极型晶体管

【展开讲解】绝缘栅双极性晶体管的原理、特性、参数

电力晶体管（GTR）是一种耐高压、大电流双极结型晶体管，但其开关速度较低，所需

驱动功率大, 驱动电路复杂; MOSFET 是单极型电压驱动器件, 开关速度快, 输入阻抗高, 热稳定性好, 所需驱动功率小而且驱动电路简单。绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 综合了 GTR 和 MOSFET 的优点, 因而具有良好的特性。因此, 自其 1986 年开始投入市场, 就迅速扩展了其应用领域, 目前已取代了原来 GTR 和一部分 MOSFET 的市场, 成为中小功率电力电子设备的主导器件, 随着其电流和电压的进一步提高以及采用改进的功率电路拓扑 (例如单元串联、二极管箝位三电平结构等), IGBT 也逐渐应用于大容量电力电子设备。

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 根据采用工艺技术不同分为不同的结构类型。其中, 采用缓冲层形成穿通型 (Punch Through, PT) 结构的称为 PT 型 IGBT, 采用缓冲层技术可以大大降低片厚, 有利于其与反并联二极管集成构成逆导型器件; 采用单晶非穿通型 (Non Punch Through, NPT) 结构的称为 NPT 型 IGBT, 其高温特性好, 通态压降从小电流开始随工作温度升高而变大, 构成正温度系数, 大电流 IGBT 模块主要依赖于 NPT 的这一特性封装多片 IGBT 而成。利用 NPT 型 IGBT 的这一温度特性, 实际应用电路中用户也容易实现并联。

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 根据是由 N 沟道还是 P 沟道 MOSFET 与 GTR 构成可分为 N 沟道 IGBT 和 P 沟道 IGBT。实际中 N 沟道 IGBT 应用较多, 因此, 本节主要以 N 沟道 IGBT 为例进行介绍。

1. 结构与工作原理

IGBT 也是三端器件, 具有栅极 G、集电极 C 和发射极 E。图 2-22 (a) 给出了一种由 N 沟道 MOSFET 与双极型晶体管 (GTR) 组合而成的 IGBT 的基本结构。IGBT 的结构是在功率场效应管 (MOSFET) 的漏极一侧附加一层 P^+ 注入区构成。这样使得 IGBT 导通时由 P^+ 注入区向 N 基区注入空穴, 从而对漂移区电导率进行调制, 使得 IGBT 具有很强的通流能力 (称为电导调制效应)。其简化等效电路如图 2-22 (b) 所示, 可以看出这是用双极型晶体管 (GTR) 与 MOSFET 组成的达林顿结构, 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 PNP 晶体管。图中 R_N 为晶体管基区内的调制电阻。在 IGBT 的栅极上施加正电压时, 在栅极下的 P 层表面形成 N 沟道, 形成导通的通道。这时从集电极端的 P 型半导体层通过向 N 型半导体层注入空穴, 由于电导调制效应, 导通电阻急剧降低, 可以获得低电压导通特性。这一点是与 MOSFET 的最大区别, 也是 IGBT 可以大电流化的原因。另一方面, 使栅极电压降到临界电压以下时, 沟道消失, IGBT 关断。

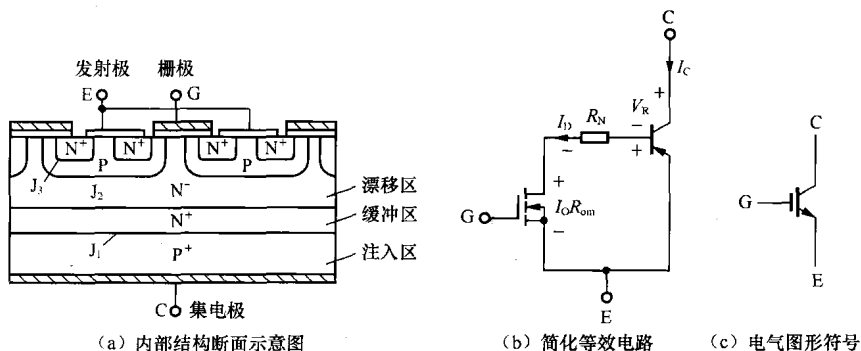


图 2-22 IGBT 的结构、简化等效电路和电气图形符号

2. 主要特性

(1) 静态特性

图 2-23 (a) 所示为 IGBT 的转移特性, 它描述的是集电极电流 I_C 与栅射电压 U_{GE} 之间

的关系。它与 MOSFET 的转移特性相似。临界电压 $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 能实现电导调制而导通的最低栅射电压。 U_{GE} 随温度升高而略有下降。在 $+25^{\circ}\text{C}$ 时, $U_{GE(th)}$ 的值一般为 $2\sim 6\text{V}$ 。

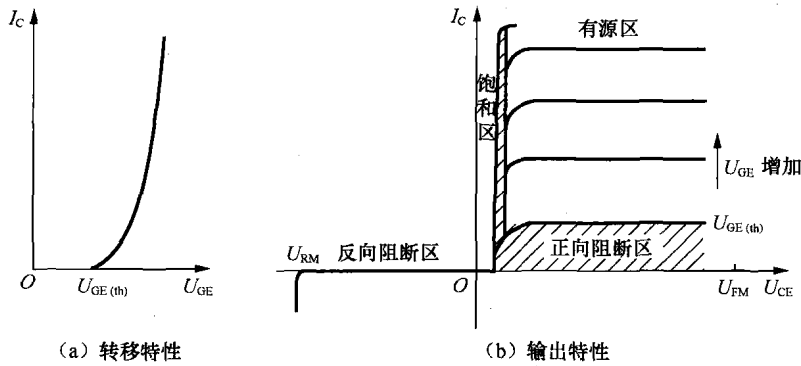


图 2-23 IGBT 的静态特性

图 2-23 (b) 所示为 IGBT 的输出特性, 即伏安特性, 它描述的是以栅射电压 U_{GE} 为参数量时集电极电流 I_C 与集射电压 U_{CE} 之间的关系。IGBT 的输出特性分为 3 个区域: 正向阻断区、有源区和饱和区。当 $u_{CE} < 0$ 时, IGBT 工作在反向阻断状态。在电力电子电路中, IGBT 工作在开关状态, 即在正向阻断区与饱和区之间来回转换。

(2) 动态特性

图 2-24 给出了 IGBT 开关过程的波形。IGBT 的开通过程与功率场效应管很相似。如图 2-24 所示, 从驱动电压 u_{GE} 的前沿上升到其幅值 U_{GEM} 的 10% 开始, 到集电极电流 i_C 上升至其幅值 I_{CM} 的 10% 时刻为止, 这段时间为开通延迟时间 $t_{d(on)}$; 而 i_C 从 10% I_{CM} 到 90% I_{CM} 所需的时间为电流上升时间 t_r 。开通时间 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ 。开通时, 集射极电压 u_{CE} 的下降过程分为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段, 前者为 IGBT 中的 MOSFET 单独工作的电压下降过程; 后者为 MOSFET 和 GTR 同时工作的电压下降过程。只有在 t_{fv2} 段结束时, IGBT 才完全进入饱和区域。

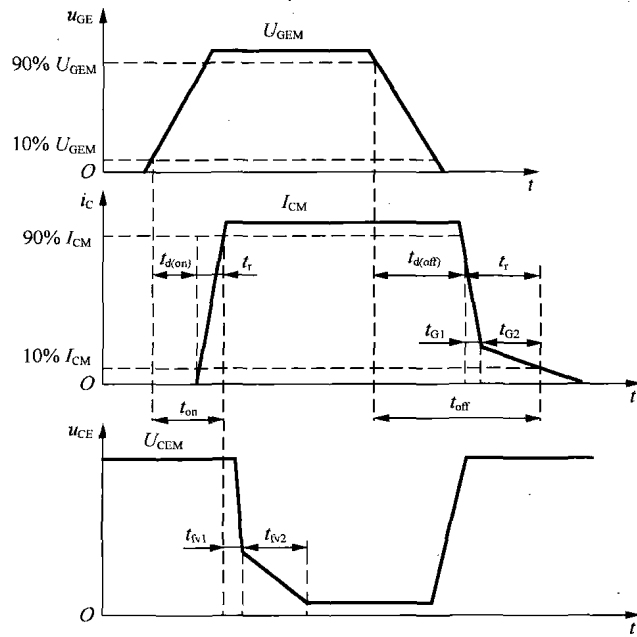


图 2-24 IGBT 的开关过程

IGBT 关断时,从驱动电压 u_{GE} 的脉冲下降到其幅值的 90% 时刻起,到集电极电流下降到 $90\%I_{CM}$, 这段时间为关断延迟时间 $t_{on} = t_{d(off)}$; 集电极电流从 $90\%I_{CM}$ 下降到 $10\%I_{CM}$ 的这段时间为电流下降时间 t_f 。关断时间为: $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$, 其中, $t_f = t_{G1} + t_{G2}$, t_{G1} 对应 IGBT 内部的 MOSFET 的关断过程; t_{G2} 对应 IGBT 内部的 GTR 的关断过程。由此可见, IGBT 中 GTR 的存在,虽然带来了电导调制效应的好处,但也引入了少数载流子储存现象,因而 IGBT 的开关速度低于功率场效应管。

3. 主要参数

(1) 栅极—发射极开启电压 $U_{GE(th)}$: 栅射电压 U_{GE} 高于此电压时 IGBT 才能导通。

(2) 栅极—发射极击穿电压 BU_{GE} : 当集电极、发射极短路时,能击穿栅极、发射极的最小电压。

(3) 集电极—发射极正向击穿电压 U_{FBR} : 当栅极、发射极短路时,能正向击穿集电极、发射极的最小电压。

(4) 最大集电极电流: 包括最大直流电流 I_C 和 1ms 脉宽的最大脉冲电流 I_{CP} 。

(5) 饱和压降: 规定集电极电流和栅射电压下的集射电压。该值越小表明通态损耗越小,但该值随结温的上升而显著增大。

受半导体材料特性及制造工艺限制,目前 IGBT 的最高栅极电压通常为 20V,最高允许结温为 150℃。

IGBT 的栅极驱动电压通常为 12~15V。目前商用 IGBT 的集电极电流最大可达到 3 600A,集射电压可达到 4 500V 以上。中小容量 IGBT 的开关工作频率通常在 20~40kHz,大容量 IGBT 的开关工作频率通常在 5kHz 左右。

IGBT 的开通与关断是通过控制器件内部的 MOSFET 的开关来实现的,因此 IGBT 的驱动电路工作原理和 MOSFET 的相同。目前,大中容量器件常采用集成驱动电路,如 EXB840、IGD515E 等。

IGBT 具有优良的开关特性与较大的电气容量,已成为目前应用最为广泛的电力电子器件。

2.4.4 集成门极换流晶闸管

【展开讲解】集成门极换流晶闸管 IGCT 的结构、原理及特点

门极换流晶闸管 (Gate-Commutated Thyristor, GCT) 是基于 GTO 结构的一种新型电力半导体器件,它不仅与 GTO 有相同的高阻断能力和低通态压降,而且有与 IGBT 相似的开关性能,但因为是电流控制型器件,门极驱动电路相对复杂。集成门极换流晶闸管 (IGCT) 是将 GCT 与其门极驱动电路集成于一体形成的器件,所以其工作原理主要取决于 GCT 的工作过程。

本节主要介绍 GCT 的结构、工作原理及 IGCT 的基本特点。

1. GCT 的结构及工作原理

GCT 的结构及其等效电路如图 2-25 所示, GCT 的电气符号目前尚未统一,图 2-25 (c) 给出了 GCT 的一种图示符号。GCT 的结构如图 2-25 (a) 所示,其中左边部分是 GCT,右边部分是反并联二极管,也就是所谓的逆导结构。GCT 采用逆导结构的原因是其通常仅用于需要续流的大功率电力电子电路中。其实,目前各种功率开关器件都有逆导型,例如,SCR、IGBT、MOSFET 等,通常所说的全控型功率器件也是指逆导型器件。因此,如果功率开关

器件用于不需要反并联二极管的电路时, 尤其功率器件需要承受反压时, 选择器件应注意。

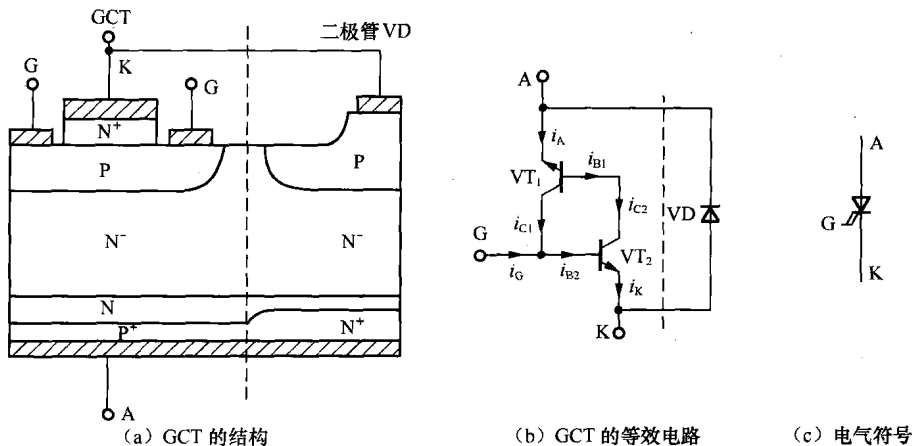


图 2-25 GCT 的结构及其等效电路

GCT 与 GTO 相似, 也是四层三端器件。GCT 内部由上千个小 GCT 元组成, 其中各小 GCT 元的阳极和门极分别直接从相应的半导体层引出, 阴极分别引出再并联在一起。与 GTO 的重要区别是 GCT 阳极内侧 P 与 N⁻ 半导体之间多了 N 型缓冲层, 同时阳极是由电子易于通过的较薄的 P 型半导体构成的, 这种阳极称为透明阳极。如果忽略 N⁺ 和 N⁻ 半导体间的差异, 则 GCT 和 GTO 结构相同, 也可用双晶体管模型来模拟, 如图 2-25 (b) 所示。因此, GCT 正向偏置时从门极注入电流可使其开通, 而从门极抽取足够多电流可使 GCT 关断。应该指出, GCT 导通机理与 GTO 一样, 但由于 GCT 具有透明阳极与 N 型缓冲层, 其关断过程与 GTO 有所不同。在 GCT 的关断过程中, 采用“硬驱动”很快将阴极电流转换到门极 (门极换流概念), 从而使 VT₂ 首先关断, 然后 GCT 相当于一个基极断开的 PNP 管与驱动电路串联。因为此时等效 PNP 晶体管基极开路, 因而将很快关断, 同时能承受很大的阳极电压变化率。GTO 关断过程中必须经过两个等效晶体管电流同时减小的正反馈过程, 为了防止关断时过高的阳极电压变化率使两个等效晶体管重新进入电流增加的正反馈过程而使 GTO 导通, GTO 需要很大的吸收电路来抑制关断时阳极电压的变化率。

所谓“硬驱动”是指在 GCT 开关过程中, 短时间内给其门极加以幅值及上升率都很大的驱动电流信号。采用硬驱动一方面使关断时间绝对值和离散性大大减小, 有利于 GCT 的高压串联应用; 另一方面, VT₂ 先于 VT₁ 关断使 GCT 能承受很高的阳极电压变化率, 从而使原先在关断瞬态用来抑制过电压的吸收电路得以简化, 甚至可以取消。

2. GCT 的驱动技术

由于 GCT 关断时需将阴极电流全部转移到门极, 因此关断时门极抽取的电流与阳极电流相同, 即门极关断增益仅为 1。由于要求门极驱动电路能迅速转移所有阴极电流, 因此, GCT 驱动电路设计的关键就在于采用等效电感非常小的门极驱动电路, 以实现“硬驱动”。

GCT 门极驱动电路通常分为通信电路、逻辑控制电路、开通电路、关断电路及电源电路 5 个部分, 如图 2-26 所示。

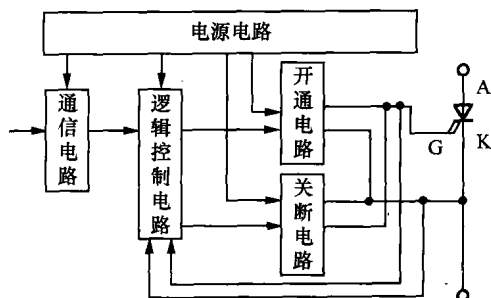


图 2-26 GCT 门极驱动电路的结构

并降低了门极驱动电路的元件数、热耗散、电应力和内部热应力，从而明显降低了门极驱动电路的成本和失效率。

驱动是 GCT 成为新器件的关键。其实，不仅 IGCT，即使普通 GTO，硬驱动也能使其性能明显改善。由于硬驱动使得 IGCT 的开通和存储时间大大减少，工作区域能均匀一致地开通和关断（离散偏差仅 300ns）且无需缓冲器，易于串并联，矩形安全工作区几乎达硅片的雪崩极限，硬驱动连同缓冲层透明阳极还使门极关断电荷锐减，门极驱动功率骤降，门极单元尺寸大约缩为 GTO 的一半，硬驱动是 IGCT 的一个重大突破。具有这种集成门极驱动装置的 IGCT 给设计和使用带来了极大的方便。

IGCT 自 1997 年商品化以来，已成功应用于工业和牵引传动、电力传动等大功率应用场合，是一种较理想的兆瓦级、中压功率开关器件。

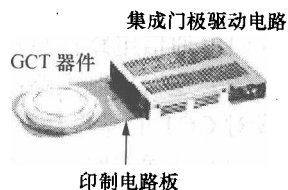


图 2-28 IGCT 器件外形

2.4.5 智能功率模块

【展开讲解】常用智能功率模块 IPM 的特点

20 世纪 80 年代中后期，电力电子器件开始出现模块化结构，即将多个功率半导体芯片按照应用要求复合连接封装在一个模块上，称作功率模块。将多个 IGBT 封装在一起构成 IGBT 模块；将功率开关器件与逻辑、控制、保护、传感、检测、自诊断等信息电子电路制作在同一芯片上，称作功率集成电路（PIC）；横向高压器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成，称为高压集成电路（High Voltage Integrated Circuit, HVIC）；纵向功率器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成，称为智能功率集成电路（Smart Power Integrated Circuit, SPIC）；智能功率模块（IPM）则一般专指 IGBT 及其辅助器件与其保护和驱动电路的单片集成。

功率模块除了保持原有功率器件的基本性能外，还有以下特点。

- (1) 外部电路端口与散热板实现了完全电隔离，多个模块可安装在同一散热板上。
- (2) 将开关组合电路和驱动电路等辅助电路集成在一起，可直接利用逻辑信号触发，缩短了驱动引线，减少了噪声影响。
- (3) 体积由于模块结构紧凑而缩小，成本降低，设备更加小型化，同时便于装卸和维护。
- (4) 工作在高频电路中，线路电感大大减小，从而简化了缓冲和保护电路要求。

功率集成电路的困难在于高低压的绝缘问题及温升和散热处理。功率集成电路的实现是微电子技术 with 电力电子技术相结合的产物，基本功能是使动力和信息合二为一，成为机和电的关键接口。

1. IPM 的结构

IPM 内部多采用 IGBT 作为功率器件。根据功率电路配置的不同，IPM 内部可集成多个 IGBT 单元，常用的 IPM 内部封装了 1 个、2 个（一个桥臂）、6 个（3 相变流器）或 7 个（3 相变流器+能耗制动单元）IGBT。小功率的 IPM 使用多层环氧绝缘系统，中大功率的 IPM 使用陶瓷绝缘。

典型的 IPM 功能框图如图 2-29 所示。IPM 内置驱动和保护电路，隔离接口电路需用户自己设计。如果选用集成 6 个或 7 个 IGBT 的 IPM，用户除了设计隔离接口以外，根据生产厂家的不同，还要外加多路隔离驱动电源的自举电路、电流采样电阻以及信号的滤波电路等，例如，三菱公司的 IPM PS21564。

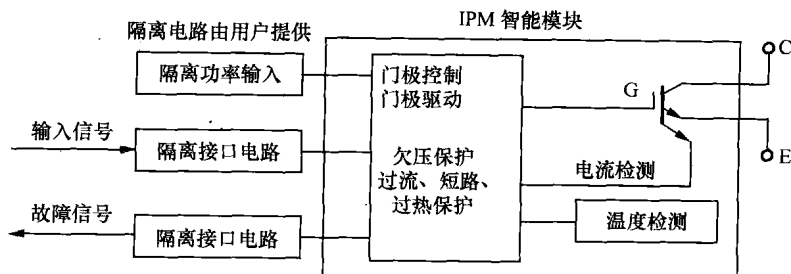


图 2-29 IPM 的功能框图

2. IPM 的内置功能

IPM 内置有驱动和保护电路。驱动电路与功率器件可以更好地匹配，这使得功率器件工作更可靠。保护电路可以实现控制电压欠压保护、过热保护、过流保护和短路保护。如果 IPM 模块中有一种保护电路动作，IGBT 栅极驱动单元就会关断门极（或栅极）信号并输出一个故障信号。

（1）控制电压欠压保护：IPM 使用单一电源供电，若供电电压低于规定值且时间超过设定值，则发生欠压保护，封锁门极驱动电路，输出故障信号。

（2）过热保护：在靠近 IGBT 芯片的绝缘基板上安装了一个温度传感器。当 IPM 温度传感器测出其基板的温度超过规定温度值时，发生过热保护，封锁门极驱动电路，输出故障信号。

（3）过流保护：若流过 IGBT 的电流值超过规定过流动作电流值达规定时间，则发生过流保护，封锁门极驱动电路，输出故障信号。

IPM 内置的驱动和保护电路使系统硬件电路简单、可靠，缩短了系统开发时间，也提高了故障下的自保护能力。与普通的 IGBT 模块相比，IPM 在系统性能及可靠性方面都有进一步的提高。

2.5 电力电子器件的保护

【问题引出】电力电子器件的保护措施有哪些

电力电子器件承受过电压和过电流的能力较差，短时间的过电压和过电流就会使器件损坏，为使器件能正常使用而不损坏，只靠合理选择器件的额定值还不够，还必须在电路中采取适当的保护措施，包括过电压、过电流、过温度保护，以及限制 du/dt 和 di/dt 的缓冲电路等。

2.5.1 过电压保护

【展开讲解】过电压原因及其保护措施

1. 过电压产生的原因

超过正常工作时电力电子装置应承受的最大峰值电压称为过电压。电力电子装置可能过电压的原因分为外因和内因两类。

（1）外因过电压主要来自雷击和系统中的操作过程等。

① 操作过电压：由分闸、合闸等开关操作引起。

② 雷击过电压：由雷击引起。

(2) 内因过电压主要来自电力电子装置内部器件的开关过程。

① 换相过电压：晶闸管或与全控型器件反并联的二极管在换相结束后不能立刻恢复阻断，因而有较大的反向电流流过。当其恢复了阻断能力时，该反向电流急剧减小，会由线路电感在器件两端感应出过电压。

② 关断过电压：全控型器件关断时，正向电流迅速降低而由线路电感在器件两端感应出的过电压。

2. 过电压保护措施

图 2-30 表示出了各种过电压保护措施及其配置位置。当雷电过电压从电网窜入时，避雷器 F 将对地放电，防止雷电进入变压器； C_{12} 是静电感应过电压抑制电容，当交流断路器合闸时，过电压经 C_{12} 耦合到变压器 T 的二次侧， C_0 将过电压对地短路，保护了后面的电力电子开关器件不受操作过电压的影响。RC 浪涌过电压抑制电路可接于供电变压器的两侧（供电网一侧称网侧，电力电子电路一侧称阀侧），或电力电子电路的直流侧， R_1C_1 和 R_2C_2 是阀侧浪涌过电压抑制环节。 R_1C_1 在变压器 T 的二次侧出现过电压时，过电压对 C_1 充电，吸收过电压能量； R_2C_2 在出现过电压时，二极管导通对 C_2 充电，过电压消失后 C_2 对 R_2 放电，二极管不导通，放电电流不会送入电网，实现了系统的过压保护，此外，还有压敏电阻 R_v 和功率器件的缓冲电路等措施。

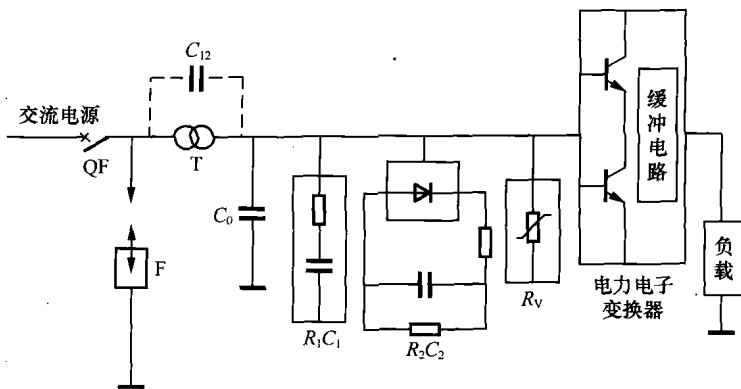


图 2-30 过电压抑制措施及配置位置

2.5.2 过电流保护

【展开讲解】过电流原因及其保护措施

造成电力电子器件过电流的重要原因是：电网电压波动太大、管子损坏、缺相、过载等，都会引起装置中电力电子器件的电流超过正常工作电流。电力电子装置可能采用的几种过电流保护措施如图 2-31 所示。

快速熔断器与普通的熔断器相比，具有快速熔断的特性，在通常的短路过电流时，熔断时间小于 20ms，能保证在电力电子器件损坏之前，切断短路故障。快速熔断器保护的接法如图 2-32 所示。直流快速开关可先于快速熔断器动作，但此开关昂贵且复杂，使用不多。

随着微处理器和传感器的快速发展，目前电力电子设备大多采用数字化控制，因此，除了采用硬件保护以外，还提供对电压和电流的实时采样和监控，实施软件过电流、过电压保护措施。

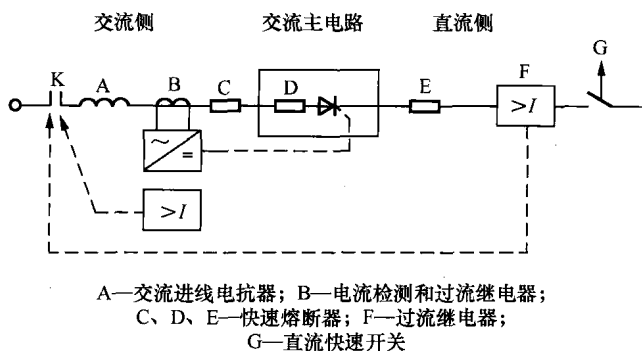


图 2-31 过电流保护措施

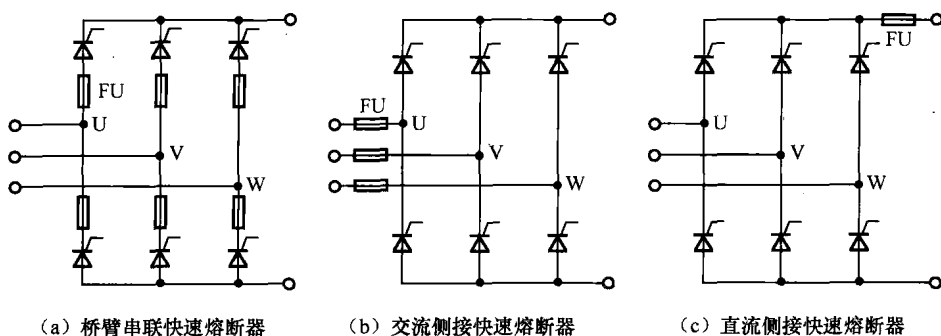


图 2-32 快速熔断器保护的接法

2.5.3 缓冲电路

【展开讲解】介绍常用缓冲电路

电路在开关过程中，电流在芯片中的不均匀分布会导致器件局部过流过热，特别在开关转换的瞬间，电路中各种储能元件能量的释放使器件受到很大的冲击，容易使器件损坏。缓冲电路也称为吸收电路，其实质上是一种开关辅助电路，是为避免器件流过过大的电流和在其上出现过高的电压或为错开同时出现的电压电流的峰值区而设置的，将开关损耗由器件本身转移至缓冲电路，减小器件在开关过程中产生的过电压、过电流、过热、 du/dt 和 di/dt ，以确保器件安全可靠运行。

1. 缓冲电路的基本类型与结构

一个完整的缓冲电路应含有导通缓冲和关断缓冲两部分，其基本设计思路是：在器件开通时使电流缓升；关断时使电压缓升，这样就能避免管子同时承受高电压与大电流，减小开关过程中的功率损耗。

(1) 开通缓冲电路

图 2-33 所示的开通缓冲电路将电感与器件串联，利用电感电流不能突变的原理来抑制器件的电流上升率。开通时，在集电极电压下降期间，电感 L_s 控制电流的上升率；关断时，电感 L_s 中的储能通过二极管 VD_s 续流。

由于电路连线的杂散电感可起到开通缓冲的作用，并且开通缓冲电感在器件关断时会产生尖峰电压，所以开通缓冲电路相对用得

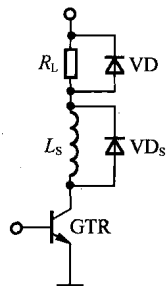


图 2-33 开通缓冲电路

较少, 而关断缓冲电路对电力电子器件显得更重要。

(2) 关断缓冲电路

关断缓冲电路是将电容并接于器件两端, 利用电容上电压不能突变的原理来减小器件的 du/dt 和抑制尖峰电压。

(1) 充放电式 RCD 缓冲电路

图 2-34 (a) 为充放电式 RCD 缓冲电路。当器件关断时, 电源经负载 R_L 、 L_L 、二极管 VD_S 向电容 C_S 充电, 电容上电压缓慢上升。开通时, 电容通过电阻 R_S 放电, 限制器件中的尖峰电流。由于器件开关一次, 电容充放电一次, 每次充入电容的能量主要消耗在电阻 R_S 上, 即该电路的功率损耗正比于开关频率, 故该电路普遍应用于开关频率不太高的 GTO 和 GTR 器件, 而工作频率较高的 IGBT 和 MOSFET 一般采用箝位式 RCD 缓冲电路。

(2) 箝位式 RCD 缓冲电路

图 2-34 (b) 为箝位式 RCD 缓冲电路, 图中 R_L 、 L_L 代表感性负载, VD 为续流二极管, R_L 、 L_L 与 VD_S 组成箝位式缓冲电路。因放电电阻 R_S 是直接和电源正端相连的, 所以无论器件处于导通状态还是关断状态, 电容 C_S 上的电压为电源电压。当器件由导通变为截止时, 电流突然减小, 在杂散电感 L_S 上感应峰值电压, 如没有吸收电路, 该电压和电源电压叠加在一起, 加到器件的两端, 致使器件损坏。加了箝位式 RCD 吸收电路后, 当器件两端电压高于电源电压时, 杂散电感中的能量通过二极管 VD_S 转储到吸收电容 C_S 中, 器件两端电位被箝在电容电压上, 这样抑制了加在器件上的尖峰电压, 同时电容 C_S 通过 R_S 向电源放电, 于是转移到电容上的能量部分送回电源, 另一部分消耗在电阻 R_S 上。由于线路的杂散电感一般不大, 且能耗部分回馈到电源, 所以即使在高频情况下, R_S 上消耗的功率也是不大的。所以这种缓冲电路成为 IGBT 器件最实用的缓冲电路。

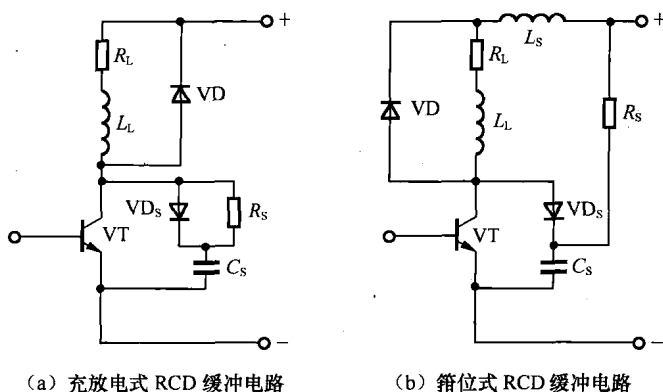


图 2-34 关断缓冲电路

2. 复合缓冲电路

在实际应用中, 总是将关断缓冲电路与开通缓冲电路结合在一起, 称为复合缓冲电路, 如图 2-35 所示。

图 2-35 (a) 为耗能式复合缓冲电路。当 GTR 关断时, 负载电流经二极管 VD_S 向电容 C_S 充电, 利用电容两端电压不能突变的原理来限制 GTR 集射极间的电压上升率 du/dt 。在 GTR 开通时, 缓冲电容 C_S 上的储能经 R_S 、 L_S 、GTR 回路放电, 能量消耗在 R_S 上, 减少了 GTR

承受的电流峰值及电流上升率 di/dt , 电感 L_S 还可以限制续流二极管 VD 的反向恢复。

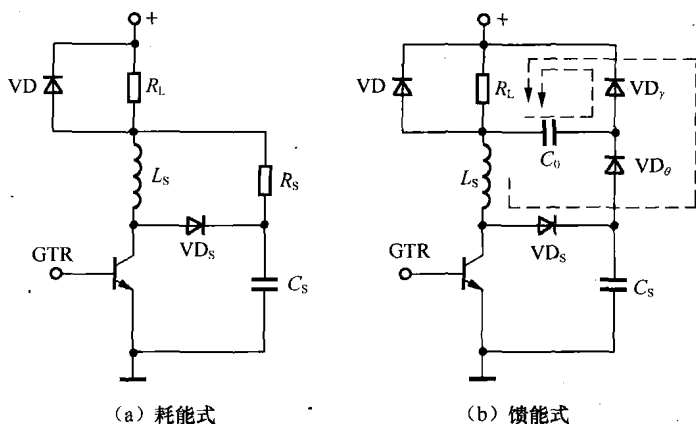


图 2-35 复合缓冲电路

图 2-35 (b) 所示为馈能式复合缓冲电路。当 GTR 开通时, 电感 L_S 限制 GTR 集电极电流的上升率 di/dt , 并进行储能, 同时缓冲电容 C_S 上的储能经 VD_0 、 C_0 、 L_S 和 GTR 回路放电, 将能量转移到电容 C_0 上。当 GTR 关断时, 电容 C_0 和电感 L_S 并联运行, 将储存的能量回馈至负载。值得注意的是: 若缓冲电路中的二极管选择不当, 在二极管反向恢复期会产生很高的尖峰电压, 故必须选择快恢复二极管。

2.5.4 器件温度控制

【展开讲解】器件温度控制的概念及相关计算

由于器件工作在高频开关状态, 开关损耗是影响电力电子器件正常运行的重要因素之一。功率损耗会导致器件温度上升, 过高的温升将损坏器件, 因此, 设计、使用中应限制器件的功耗, 设法使器件温升控制在规定的范围内, 确保器件不致因过热而损坏。本节主要讨论利用热阻概念设计散热系统实施器件温度控制的方法。

1. 热阻的概念

物体的温度是能量——热能的表现。如果一个物体两端的温度不同, 热能将会从温度高的一端向温度低的一端转移, 即存在热传导现象, 如图 2-36 所示。研究表明, 与外界隔绝的孤立物体, 单位时间内转移的能量——功率和温度差存在比例关系, 即

$$\Delta T = T_2 - T_1 = R_0 P \quad (2-2)$$

式中, R_0 称为热阻系数, 其仅与材料的性质、形状、大小等有关, 单位为 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$;

T_1 、 T_2 分别表示物体两端的温度, 单位为 $^{\circ}\text{C}$;

P 为热量传导的功率, 单位为 W 。

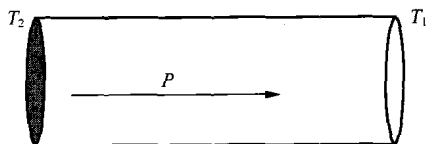


图 2-36 孤立物体的热传导示意图

2. 热能转移

对相互接触的不同物体, 如果两物体间存在温度差, 则同样有热能从温度高的物体向温度低的物体转移的现象, 此时仍可用式(2-2)描述热能转移特性。不过, 这时的热阻系数不仅和材料特性有关, 还和接触状况(接触面积、紧密程度等)有关。

对功率半导体器件, 工作时器件的功耗引起硅片—PN 结发热, 然后通过接触面传导到与之紧密结合的外壳, 如果器件安装有散热器, 则再通过外壳与散热器的接触面传导到散热器上, 最后将热量散发到周围环境中, 如图 2-37 所示。

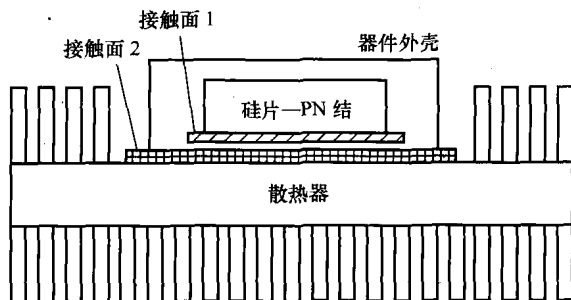


图 2-37 半导体器件的散热系统

设器件产生的功耗为 P , 器件结温为 T_j , 器件壳温为 T_c , 散热器温度为 T_s , 周围环境温度为 T_a 。由于稳态时器件产生的热量需全部散发到周围环境中, 因此有

$$T_j - T_c = R_{\theta jc} P$$

$$T_c - T_s = R_{\theta cs} P$$

$$T_s - T_a = R_{\theta sa} P$$

式中, $R_{\theta jc}$ 、 $R_{\theta cs}$ 、 $R_{\theta sa}$ 分别表示结—壳热阻、壳—散热器热阻、散热器环境热阻。

从而得出

$$T_j - T_a = (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) P \quad (2-3)$$

由于器件允许的最高结温是确定的, 式(2-3)表明, 在散热器环境温度为 T_a 的条件下, 器件允许的最大功耗由散热系统的总热阻决定。总热阻越小, 器件允许的功耗越大。

器件生产厂家通常会给出器件的结—壳热阻。

壳—散热器热阻不仅与散热器材料特性有关, 还和接触状况等相关, 即与安装工艺有关。为减少热阻, 常在接触面敷设一层很薄的导热硅脂, 并让器件与散热器紧密接触。

散热器的生产厂家通常会给出一定条件下(如自然冷却、风冷、水冷)散热器—环境热阻。散热器与周围环境通风良好有利于减少散热器—环境热阻。

散热系统设计主要是根据器件允许的最高结温、功耗等情况选择合适的散热器, 使器件的温升控制在允许范围内。

【例 2-2】 设一功率半导体器件工作时最高结温不超过 150°C , 最高环境温度 55°C , 结—壳热阻 $R_{\theta jc}=0.1^\circ\text{C/W}$, 壳—散热器热阻 $R_{\theta cs}=0.05^\circ\text{C/W}$, 如散热器—环境热阻 $R_{\theta sa}=0.1^\circ\text{C/W}$, 此时器件允许功耗是多少? 如果器件最大允许功耗为 500W , 则散热器—环境热阻应是多少?

解: 当散热器—环境热阻 $R_{\theta sa}=0.1^\circ\text{C/W}$ 时, 由式(2-3)知, 此时允许的功耗为

$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}} = \frac{150 - 55}{0.1 + 0.05 + 0.1} \text{ W} = 380 \text{ W}$$

如果器件最大允许功耗为 $P_D = 500 \text{ W}$ ，由式 (2-3) 知，需散热器—环境热阻为

$$\begin{aligned} R_{\theta sa} &= \frac{T_j - T_a}{P_D} - R_{\theta jc} - R_{\theta cs} \\ &= \frac{150 - 55}{500} - 0.1 - 0.05 \\ &= 0.04^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

此时散热器—环境热阻不超过 0.04°C/W 。

小 结

本章从电力电子器件特性应用的角度主要介绍了功率二极管、晶闸管 (SCR)、门极可关断晶闸管 (GTO)、功率场效应管 (MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)、集成门极换流晶闸管 (IGCT)、智能功率模块 (IPM) 等常用电力电子器件的基本结构、工作原理、基本特性、主要参数、驱动电路等问题。最后讨论了电力电子器件的保护问题。

1. 电力电子器件分类方法

(1) 按照电力电子器件开、关可控性的不同分类

① 不可控器件：电力二极管属于不可控器件，在阳极加正向电压时，二极管导通；反之，二极管关断。

② 半控器件：普通晶闸管属于半控器件，只有在阳极加正向电压，同时控制极加正向触发脉冲时 SCR 才导通；导通后，SCR 的门极失去控制作用，即门极只能控制其导通而不能控制其关断。要使导通的 SCR 关断，需加反向阳极电压或使其阳极电流减小到维持电流 I_H 以下。

③ 全控型器件：GTO、双极型晶体管 (GTR)、MOSFET、IGBT、IGCT、IPM 均属于全控型器件，即通过控制极施加驱动信号，既能控制其开通，又能控制其关断。

(2) 按照控制极所需驱动信号性质的不同分类

① 电流控制型器件：SCR、GTR、GTO 等器件属于电流控制型器件。电流控制型器件具有通态压降低、导通损耗小、工作频率低、驱动功率大以及驱动电路复杂等特点。

② 电压控制型器件：MOSFET、IGBT、IGCT、IPM 等器件均为电压控制型器件。电压控制型器件具有输入阻抗大、驱动功率小、驱动电路简单以及工作频率高等特点。

(3) 按照器件内部载流子导电情况不同分类

① 单极型器件：只有一种载流子参与导电的电力电子器件称为单极型器件，如 MOSFET 等。单极型器件都是电压驱动型全控型器件。

② 双极型器件：电子和空穴两种载流子都参与导电的电力电子器件称为双极型器件，如电力二极管、SCR、GTO、GTR 等器件均属于双极型器件。双极型器件多数属于电流控制型器件。

③ 复合型器件：复合型器件是由双极型和单极型两种器件复合而成。IGBT 是复合型器件的典型代表，由于其输入部分是单极型器件 MOSFET，而输出部分是双极型器件 GTR，所

以它具有输入阻抗高、响应速度快的特点。复合型器件兼顾了单、双极型器件两者的优点。

近年来电力电子器件发展的一个重要趋势是将电力电子器件与其驱动、检测和保护等硬件集成于一体,构成体积小、重量轻、成本低、可靠性高以及使用方便的功率集成电路。典型的集成功率模块是智能功率模块(IPM),目前得到了广泛应用。

2. 电力电子器件的驱动与保护

(1) SCR 的驱动与保护

SCR 的触发电路应满足与主电路同步、有足够移相范围、脉冲前沿陡、有足够的幅值和脉宽、抗干扰能力强以及有电气隔离等要求。锯齿波同步移相触发电路中集成触发电路(KJ、KC 系列)应用最为广泛;目前,基于单片机为主体的数字触发电路,在大功率整流电路中得到越来越广泛的应用。

SCR 的过电压保护主要采用压敏电阻和阻容吸收等方法;过电流保护主要采用快速熔断器、直流快速断路器以及过流继电器来实现;另外还应对 $\frac{du}{dt}$ 和 $\frac{di}{dt}$ 进行限制。

(2) GTO 的驱动

GTO 的驱动电路中的门极开通电路与 SCR 触发电路基本相同,而且要求门极关断电路能产生足够大的反向电流来关断已导通的 GTO,即 GTO 开通与关断时应有正、负相反的门极驱动电流信号,且为前沿陡、幅度高、宽度大和后沿较缓的脉冲波形。

(3) MOSFET 的驱动与保护

MOSFET 是单极型压控器件,驱动电路简单。为提高其开关速度,要求驱动电路必须有足够高的输出电压、较高的电压上升率以及较小的输出电阻。另外,还需要一定的栅极驱动电流。

为防止器件损坏,常采用防止静电击穿、过电压、过电流以及偶然性振荡损坏器件等保护措施。

(4) IGBT 的驱动与保护

IGBT 栅极属于单极型器件,因此其驱动电路简单。为使其工作安全可靠,已有与 IGBT 配套的混合集成栅极驱动电路。比较典型的有日本三菱公司的 M57918L、富士公司的 EXB 系列以及美国摩托罗拉公司的 MPD 系列。这些专用驱动电路抗干扰能力强、集成化程度高、工作速度快以及保护功能完善,可方便实现 IGBT 的驱动控制和保护。

在电力电子电路中增加缓冲电路,不仅可以降低浪涌电压、 $\frac{du}{dt}$ 和 $\frac{di}{dt}$,还能减少开关损耗,避免器件二次击穿和抑制电磁干扰,提高电路的可靠性。缓冲电路按照把开关损耗从器件内部转移消耗的形式,可分为能耗和馈能两种基本类型。

对于大型的电力电子装置,当单个器件的电压或电流额定值满足不了要求时,或者考虑降低装置的成本时,需要将几个电力电子器件串联或并联起来使用。在器件串联时,应注意均压问题;在器件并联时,应注意均流问题。如果在电力电子装置同时需要器件串、并联时,一般采取先串后并的方式。

习 题

2-1 电力二极管属于哪种类型控制器件?它在电力电子电路中有哪些用途?

2-2 开通的条件是什么?关断的条件又是什么?

- 2-3 试描述晶闸管的开关特性。
- 2-4 GTO 和普通晶闸管同为 PNP 结构,为什么 GTO 能够自关断,而普通晶闸管不能?
- 2-5 试比较 GTO 与 IGCT 的工作原理和特点。
- 2-6 使用 MOSFET 应该注意什么问题?
- 2-7 SCR 的过电压和过电流,一般都采用哪些保护措施?
- 2-8 MOSFET 与 IGBT 各有何特点?
- 2-9 全控型器件的缓冲电路主要作用是什么?试说明充放电式 RCD 缓冲电路中各元件的作用。
- 2-10 额定电流 100A 的 SCR 允许通过的电流有效值是多少?某应用 SCR 的电路通过电流的有效值为 150A,晶闸管的额定电流至少应为多少?
- 2-11 查阅文献资料,简述电力电子器件及其应用的发展趋势。

第 3 章 DC/DC 变换电路

本章介绍的 DC/DC 变换电路专指直流斩波电路，即利用电力半导体器件作为无触点开关，将电力电子器件接在直流电源与负载之间，用以改变加在负载上的直流平均电压，将恒定或变化的直流电压变换为另一种幅值或可调的直流电压，不包括复合的 DC/AC/DC 变换。它是一种开关型 DC/DC 变换电路，俗称直流斩波器。斩波器具有效率高、体积小、重量轻、成本低等优点，一般应用于蓄电池管理系统、可控直流开关稳压电源、焊接电源和直流电机的调速控制中，在新能源、机械、通信等领域得到了广泛的应用。

3.1 概述

【问题引出】什么是 DC/DC 变换电路

直流斩波电路的功能是将一个恒定或变化的直流电压变换成另一个固定的或可调的直流电压。它通过周期性地快速接通、关断负载电路，从而将恒定或变化的直流电“斩”成一系列的脉冲电压，改变这个脉冲电压接通、关断的时间比，就可以方便地调整输出电压的平均值。直流斩波电路广泛应用于采用直流电机调速的电力牵引上，如采用直流供电的城市地铁车辆、工矿电力机车、城市无轨电车、高速电动车组，以及由蓄电池供电的搬运车、叉车和电动汽车等设备，从而获得加速平稳、快速响应的性能，并同时收到节约电能的效果。直流斩波系统的结构如图 3-1 所示，其中，前端直流电源可为蓄电池或单相/三相交流电经二极管整流来提供。

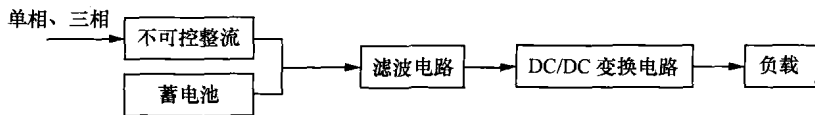


图 3-1 直流斩波系统的结构

直流斩波电路的种类很多，主要分为两大类：非隔离型 DC/DC 变换电路和隔离型 DC/DC 变换电路。根据电路形式的不同，非隔离型电路可分为降压（Buck）型电路、升压（Boost）型电路、升降压（Buck-Boost）型电路，以及能量可以双向流动的双向型电路。双向型电路可用于电压幅值不相同的多电源系统，如直流母线和蓄电池双电源供电系统，由于直流母线电压与蓄电池电压幅值不同，就需要双向型变换电路对蓄电池的充放电进行控制。在许多 DC/DC 变换电路的应用场合中，常常需要输入/输出之间的电隔离，这就需要隔离型 DC/DC 变换电路，最常用的单管隔离式变换电路有单端反激变换器和单端正激变换器，多管变换电

路有推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器。

基本斩波电路原理如图 3-2 (a) 所示, R 为负载, S 为高速开关。通过连续地接通和关断斩波开关 S , 使直流电源电压间断地接到负载 R 上。当开关 S 闭合时, 电源电压 U_i 加到负载上, 负载电压 $U_o=U_i$, 持续时间为 t_{on} ; 当开关 S 关断时, $U_o=0$, 持续时间为 t_{off} 。斩波器的输出电流波形如图 3-2 (b) 所示, $T=t_{on}+t_{off}$ 为斩波器的工作周期。 $D=\frac{t_{on}}{T}$ 定义为占空比, 则斩波电路输出电压的平均值为

$$U_{o(AV)} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} U_i = D U_i \quad (3-1)$$

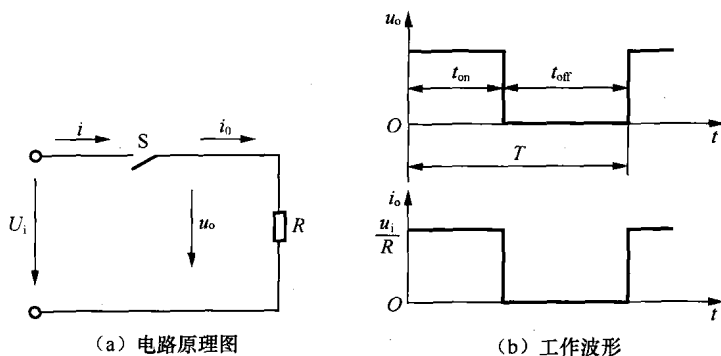


图 3-2 基本斩波电路原理

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 D , 控制输出电压的平均值。

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。通常, 控制开关 S 对输入直流电压的调制方式分为以下 3 种。

1. 定频调宽

亦称为脉冲宽度调制 (PWM), 即保持斩波频率 f 不变, 工作周期 T ($T=1/f=\text{常数}$) 恒定, 通过改变功率开关的导通时间 (脉冲宽度) 来改变输出电压。

2. 定宽调频

亦称为脉冲频率调制 (Pulse Frequency Modulation, PFM), 即导通时间 t_{on} 不变, 仅通过改变斩波频率 f 来改变负载电压的控制方式。

3. 调频调宽

即既改变斩波频率 f , 又改变导通时间 t_{on} 的控制方式。这时斩波器的输出电压平均值可以在较宽的范围内变化。

显然, 在这 3 种类型的控制方式中, 改变脉冲宽度来改变斩波器输出电压的控制方式简单, 易于数字化实现, 应用也最为广泛。

3.2 单管非隔离变换电路

【问题引出】什么是单管非隔离变换电路

本节主要介绍和分析 6 种典型单管非隔离变换电路的拓扑结构及其工作原理, 分别是

Buck 斩波电路、Boost 斩波电路、Boost-Buck 斩波电路、Cuk 斩波电路、Sepic 斩波电路和 Zeta 斩波电路。

3.2.1 Buck 变换器

【展开讲解】Buck 电路详解

以 Buck 变换器为核心的变换电路是一种降压型电路，即输出电压（稳态平均值。

注：本章中涉及的稳态输入电流、输出电流和输出电压均指对应量的平均值。）等于或小于输入电压的单管非隔离 DC/DC 变换电路，电路原理图如图 3-3 所示。它由功率开关器件 VT、续流二极管 VD、输出滤波电感 L 和

输出滤波电容 C 构成。输入和输出直流电压为 U_i 和 U_o ，负载为电阻 R 。本章涉及电路原理分析时，为了简化，均假设所有的元器件都处于理想工作状态。图 3-3 中的功率开关器件是 IGBT，实际应用中也可以是其他全控型开关器件，如 MOSFET 等。Buck 降压变换电路的主要波形如图 3-4 所示（其中第一个图为功率开关管 VT 的控制极信号波形，对于 IGBT 应为 u_{GE} 。为了标注方便，以后开关管控制信号图仅标出开关管的标号，如本图中的 VT 所示）。

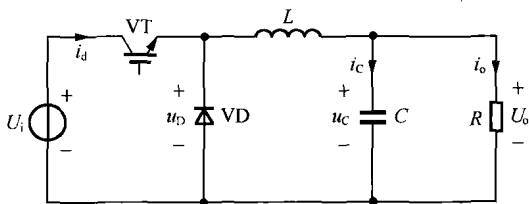


图 3-3 Buck 变换电路

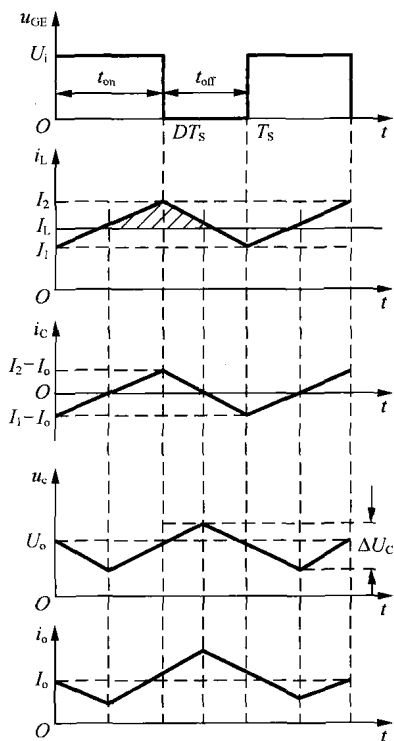
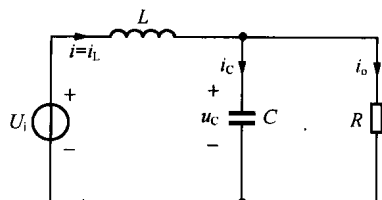


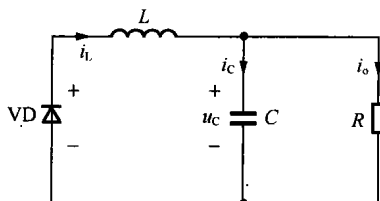
图 3-4 Buck 变换电路的主要波形

在 $t=0$ 时，触发脉冲使 VT 导通， t_{on} 期间， L 中有电流流过，且 VD 反向偏置，导致电感两端呈现正电压 $U_L=U_i-U_o$ ，在该电压的作用下，电感中的电流 i_L 线性增大，其等效电路如图 3-5 (a) 所示。此时有

$$\Delta I_L = I_2 - I_1 = \frac{U_i - U_o}{L} \cdot t_{\text{on}} = \frac{U_i - U_o}{L} DT_s \quad (3-2)$$



(a) 功率开关管导通



(b) 功率开关管关断

图 3-5 Buck 变换电路的等效电路

在 $T=DT_s$ 时, 触发脉冲使 VT 阻断, t_{off} 期间, 由于电感 L 在 VT 导通期间已储存了能量, VD 导通, L 经过 VD 续流, 此时 $U_L = -U_o$, L 中的电流 i_L 线性减小, 其等效电路如图 3-5 (b) 所示。此时有

$$\Delta I_L = I_2 - I_1 = \frac{U_o}{L} t_{\text{off}} = \frac{U_o}{L} (1-D)T_s \quad (3-3)$$

由式 (3-2) 和式 (3-3) 可计算输出电压的平均值 U_o 为

$$U_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{\text{on}}} U_i dt = \frac{T_{\text{on}}}{T_s} U_i = D U_i \quad (3-4)$$

式中, U_i 为输入直流电压;

D 是 0~1 之间变化的系数, 即占空比。

由式 (3-4) 可知, 输出电压 U_o 总是小于输入电压 U_i , 改变 D 值就可以改变输出电压平均值的大小。

在理想条件下, 输入功率等于输出功率, 即

$$P_i = U_i I_i = P_o = U_o I_o$$

因此, 电源输出电流平均值 I_i 与负载电流平均值 I_o 的关系为

$$I_o = \frac{U_i}{U_o} I_i = \frac{1}{D} I_i \quad (3-5)$$

Buck 降压变换电路有两种可能的运行情况: 电感电流连续和电感电流断续。

电感电流连续是指电感电流在整个开关周期 T_s 内都存在, 如图 3-6 (a) 所示; 电感电流断续是指在开关断开的 t_{off} 期间后期内, 电感输出电流已降为零, 如图 3-6 (c) 所示; 电感电流处于连续与断续的临界状态, 如图 3-6 (b) 所示。

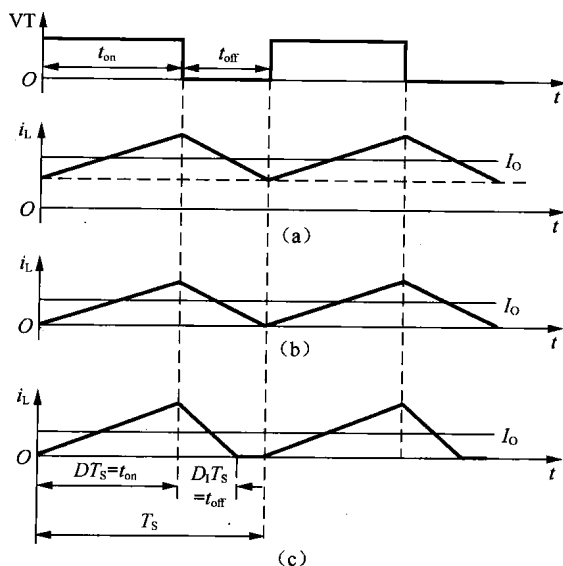


图 3-6 电感电流波形

下面以电阻负载为例推导维持电感电流连续的条件。

在 t_{on} 期间，开关管 VT 导通，电感上的电压为

$$U_L = L \frac{di_L}{dt}$$

在此期间，由于 L 和 C 无损耗，因此电感电流从 I_1 线性增长到 I_2 ，上式可写成

$$U_i - U_o = L \frac{I_2 - I_1}{t_{\text{on}}} = L \frac{\Delta I_L}{t_{\text{on}}}$$

因此有

$$t_{\text{on}} = \frac{\Delta I_L L}{U_i - U_o} \quad (3-6)$$

在 t_{off} 期间，VT 关断，VD 导通续流。依据理想化假设条件，电感中的电流 I_L 从 I_2 线性减小到 I_1 ，则有

$$-U_o = L \frac{-\Delta I_L}{t_{\text{off}}}$$

因此有

$$t_{\text{off}} = L \frac{\Delta I_L}{U_o} \quad (3-7)$$

由式 (3-6) 和式 (3-7) 可求出开关周期 T_s 为

$$T_s = \frac{1}{f} = t_{\text{on}} + t_{\text{off}} = \frac{\Delta I_L L U_i}{U_o (U_i - U_o)} \quad (3-8)$$

由上式可得

$$I_2 - I_1 = \Delta I_L = \frac{U_o(U_i - U_o)}{fL U_i} = \frac{U_i D(1-D)}{fL} \quad (3-9)$$

由于电感电流一周期内的平均值与负载电流 I_o 相等, 则有

$$I_2 = 2I_o - I_1$$

将上式代入式 (3-9) 可得

$$I_1 = I_o - \frac{U_i}{2fL} D(1-D) \quad (3-10)$$

当电感电流处于临界状态时, 应有 $I_1=0$ 。因此, 由式 (3-10) 可求出维持电感电流连续的临界负载电流平均值 I_{ok} 。

$$I_{ok} = \frac{U_i}{2fL} D(1-D) \quad (3-11)$$

显然, 临界负载电流 I_{ok} 与输入电压 U_i 、电感 L 、开关频率 f 以及开关管 VT 的占空比 D 都有关。 f 越高、 L 越大, I_{ok} 越小, 越容易实现电感电流的连续工作。

当实际负载电流 $I_o > I_{ok}$ 时, 电感电流连续;

当实际负载电流 $I_o = I_{ok}$ 时, 电感电流处于临界连续状态;

当实际负载电流 $I_o < I_{ok}$ 时, 电感电流断续。

3.2.2 Boost 变换器

【展开讲解】Boost 电路详解

以 Boost 变换器为核心的变换电路是一种升压型电路, 即输出电压高于输入电压的单管非隔离 DC/DC 变换电路。它所用的电路元件和 Buck 型电路完全相同, 仅电路拓扑不同, 电路原理图如图 3-7 所示。比较图 3-3 和图 3-7 可见, Boost 型电路的电感 L 在输入侧, 一般称为升压电感。与 Buck 型电路一样, 稳态工作时, 升压型电路也有电感电流连续和断续两种工作模式。

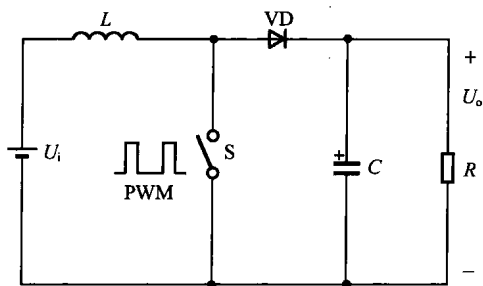


图 3-7 Boost 变换电路

1. 电感电流连续模式

在电感电流连续模式下, Boost 变换电路在一个开关周期内经历开关 S 导通和关断两个开关状态, 如图 3-8 所示。对应的主要电压和电流波形如图 3-9 所示。

(1) 在功率开关管导通期间, 即 $t_0 \sim t_1$ 阶段, 开关 S 受激励导通, 二极管 VD 承受反向电压而截止, 负载由输出滤波电容 C 供电, 如图 3-8 (a) 所示。由于输入直流电压 U_i 通过开关 S 全部加到升压电感 L 上, 即 $U_L = U_i$, 升压电感电流 i_L 线性上升。当 $T = t_1$ 时, $\Delta t_1 = t_1 - t_0 = t_{on}$, i_L 从最小值 I_{Lmin} 线性地上升到最大值 I_{Lmax} 。因此有

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{U_i}{L} t_{on} = \frac{U_i}{L} DT \quad (3-12)$$

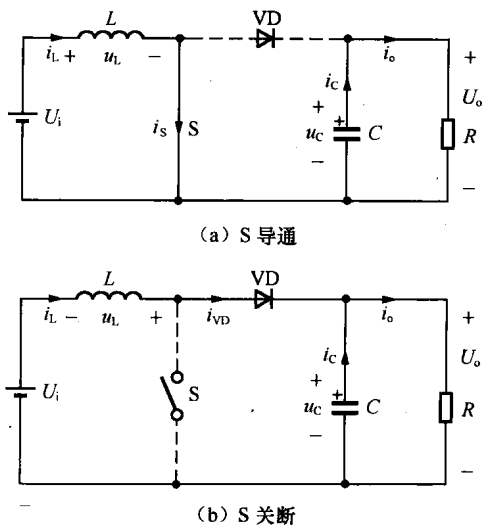


图 3-8 Boost 变换电路电流连续时的开关状态

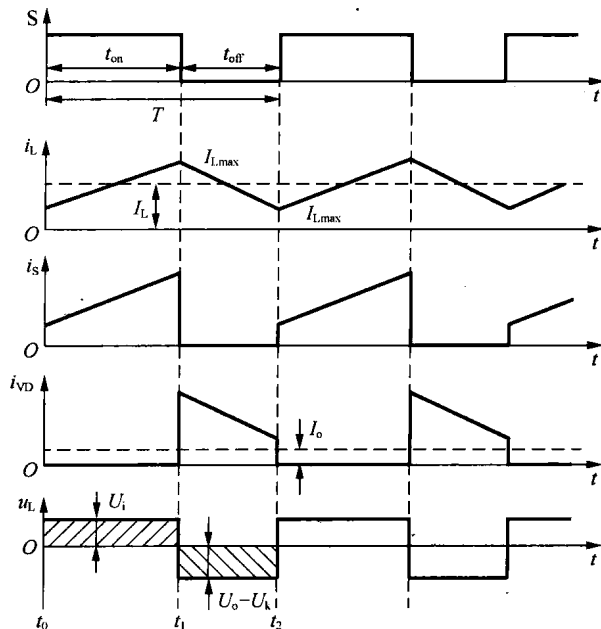


图 3-9 Boost 变换电路电流连续时的主要电压、电流波形

(2) 在功率开关管关断期间, 即 $t_1 \sim t_2$ 阶段, 开关 S 关断, 二极管 VD 导通, 升压电感电流 i_L 通过二极管 VD 续流, 给负载供电和对滤波电容 C 充电, 如图 3-8 (b) 所示。在此期间, 升压电感 L 上的电压 $U_L = U_i - U_o < 0$, 因此, 升压电感电流 i_L 线性减小。当 $T=t_2$ 时, $\Delta t_2 = t_2 - t_1 = t_{\text{off}}$, i_L 从最大值 $I_{L\text{max}}$ 线性地下降到最小值 $I_{L\text{min}}$ 。因此有

$$\Delta I_L = I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}} = \frac{U_o - U_i}{L} t_{\text{off}} = \frac{U_o - U_i}{L} (1-D)T \quad (3-13)$$

稳态时, 由式 (3-12) 和式 (3-13) 可得输入电压与输出电压之间的关系为

$$U_o = \frac{1}{1-D} U_i \quad (3-14)$$

综上所述, Boost 变换电路在开关 S 导通期间, 升压电感 L 储能, 输入直流电源不向负载提供能量, 负载靠输出滤波电容 C 的储能维持工作; 在开关 S 关断期间, 输入直流电源和升压电感 L 同时向负载供电, 并给电容 C 充电。

开关 S 和二极管 VD 轮流工作, 开关 S 导通时, 电感电流 i_L 流过开关 S; 二极管 VD 导通时, 电感电流 i_L 流过二极管 VD。因此, 电感电流 i_L 是开关 S 导通时的电流 i_S 和二极管 VD 导通时的电流 i_{VD} 的合成。稳态时, 流入滤波电容 C 的电流的平均值为 0, 故 Boost 变换电路的输出电流就是流过二极管 VD 的电流的平均值, 输入电流是流过升压电感的电流的平均值。由图 3-8 和图 3-9 可知, Boost 变换电路的输入电流和输出电流分别为

$$I_i = I_L = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \quad (3-15)$$

$$I_o = I_{VD} = \frac{t_{\text{off}}}{T} I_L = (1-D) I_i \quad (3-16)$$

2. 电感电流断续模式

在电感电流断续模式下, Boost 变换电路在一个开关周期内经历开关 S 导通、开关 S 关断和电感电流断续 3 个开关状态, 如图 3-10 所示。对应的主要电压和电流波形如图 3-11 所示。

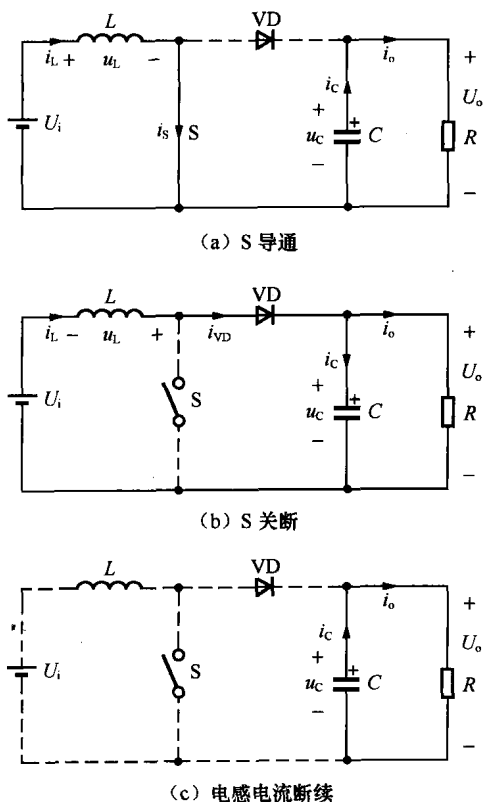


图 3-10 Boost 变换电路电流断续时的开关状态

(1) 如图 3-10 (a) 所示, 在功率开关管 S 导通期间, 即 $t_0 \sim t_1$ 阶段, 与电感电流连续模式下的开关 S 导通阶段相同。同样有

$$\begin{aligned}\Delta I_L &= I_{L\max} - I_{L\min} \\ &= \frac{U_i}{L} t_{\text{on}} = \frac{U_i}{L} DT\end{aligned}\quad (3-17)$$

(2) 如图 3-10 (b) 所示, 在功率开关管 S 关断期间, 即 $t_1 \sim t_2$ 阶段, 与电感电流连续模式下的开关 S 关断阶段相同, 只是此阶段持续的时间为 $t'_{\text{off}} = t_2 - t_1 \neq t_{\text{off}}$, 如图 3-11 所示。因此有

$$\begin{aligned}\Delta I_L &= I_{L\max} - I_{L\min} \\ &= \frac{U_o - U_i}{L} t'_{\text{off}}\end{aligned}\quad (3-18)$$

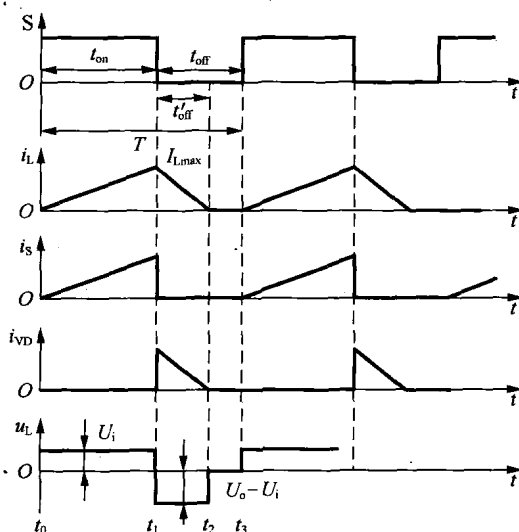


图 3-11 Boost 变换电路电流断续时的主要电压、电流波形

(3) 图 3-10 (c) 所示, 在升压电感 L 电流断续期间, 即 $t_2 \sim t_3$ 阶段, 开关 S、二极管 VD 均关断, 电感电流 i_L 保持为 0, 电感电压 U_L 也为 0, 负载由输出滤波电容 C 供电。

3.2.3 Boost/Buck 变换器

【展开讲解】Boost/Buck 电路详解

以 Boost/Buck 变换器为核心的变换电路是一种升降压型电路, 即输出电压可以大于或小于输入电压, 但其输出电压与输入电压极性相反, 因此, 也称为反极性斩波电路。电路原理图如图 3-12 所示, VT 为全控型开关管, VD 为续流二极管, L 、 C 分别为滤波电感和电容, R 为负载。

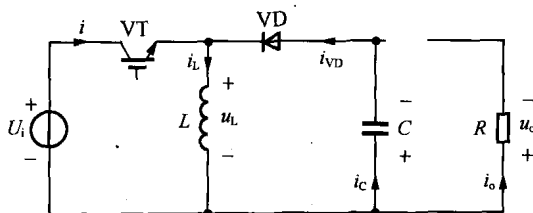


图 3-12 Buck/Boost 变换电路

在 Boost/Buck 变换电路中, 随着 VT 的通断, 能量首先储存在 L 中, 再由 L 向 R 释放和对 C 充电。在理想条件下, 电感电流 i_L 在 t_{off} 期间连续时, 电路的工作波形如图 3-13 所示。

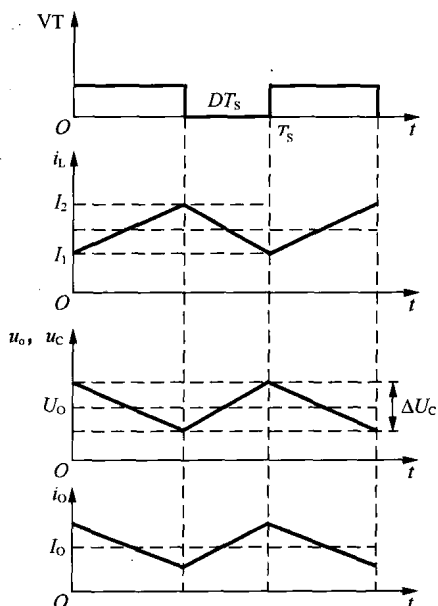


图 3-13 Buck/Boost 变换电路的工作波形

在功率开关管 VT 导通期间, 即 t_{on} 期间, 电感电压 $u_L = U_i$ 。在此过程中, 流入电感的电流 I_L 从 I_1 线性增大到 I_2 。则有

$$\begin{aligned}\Delta I_L &= I_2 - I_1 \\ &= \frac{U_i}{L} t_{\text{on}} \\ &= \frac{U_i}{L} DT\end{aligned}\quad (3-19)$$

在功率开关管 VT 关断期间, 即 t_{off} 期间, 电感电压 $u_L = U_o$ 。在此过程中, 流入电感的电流 I_L 从 I_2 线性降到 I_1 。则有

$$\Delta I_L = I_2 - I_1 = \frac{U_o}{L} t_{\text{off}} = \frac{U_o}{L} (1-D)T \quad (3-20)$$

稳态时, 由式 (3-19) 和式 (3-20) 可得输入电压与输出电压之间的关系为

$$U_o = \frac{D}{1-D} U_i \quad (3-21)$$

由式 (3-21) 可知, 当 $0 < D < 0.5$ 时, Boost/Buck 变换电路升压, 即 $U_o > U_i$; 当 $0.5 < D < 1$ 时, Boost/Buck 变换电路降压, 即 $U_o < U_i$ 。

3.2.4 Cuk 变换器

【展开讲解】Cuk 电路详解

由于电感在中间, 因此 Boost/Buck 变换电路的输入电流和输出电流的脉动都很大。针对 Boost/Buck 变换电路的这一缺点, 美国加州理工学院的 Slobodan Cuk 提出了一种单管非隔离

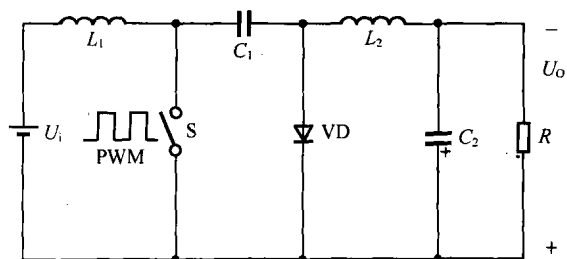


图 3-14 Cuk 变换电路

DC/DC 变换电路, 称为 Cuk 变换器。Cuk 变换电路在输入端和输出端均有电感, 从而有效地减小了输入电流和输出电流的脉动, 并在电路中间增加了储能和传输电容 C_1 。Cuk 变换电路如图 3-14 所示。

Cuk 变换电路在开关 S 通、断时都存在两个回路。开关 S 导通时, 二极管 VD 承受电容 C_1 的反向电压关断, 以开关 S 分界前后各为一个回路; S 断开时, 二极管 VD 导通, 以二极管 VD 为界前后各为一个回路。

功率开关管 S 导通时, 电感 L_1 和 L_2 储能, 电容 C_1 放电; 功率开关管 S 关断时, 电感 L_1 和 L_2 释放能量, 电容 C_1 充电。稳态时, 在一个周期内流入和流出电容 C_1 的电流平均值为零。电容 C_2 对输出电压起滤波和平波作用。

3.2.5 Zeta 变换器

【展开讲解】Zeta 电路简述

Zeta 变换电路和 Cuk 变换电路相似, 也有两个电感 L_1 和 L_2 , 一个能量存储和传输用电容 C_1 。不同的是 Zeta 变换电路的输出电压极性和输入电压极性相同。Zeta 变换电路如图 3-15 所示。

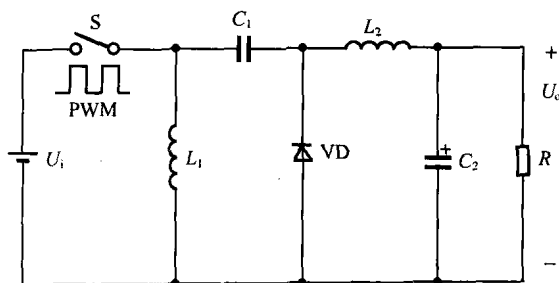


图 3-15 Zeta 斩波电路

3.2.6 Sepic 变换器

【展开讲解】Sepic 电路简述

与 Zeta 变换电路相比, Sepic 变换电路是将 Zeta 变换电路的开关 S 和电感 L_1 的位置对调, 将电感 L_2 和二极管 VD 的位置对调。Sepic 变换电路如图 3-16 所示。

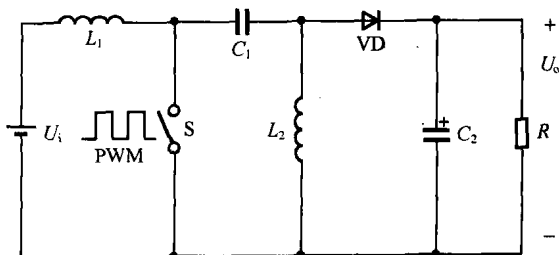


图 3-16 Sepic 变换电路

3.2.7 非隔离变换电路的比较

【展开讲解】6种非隔离电路比较

上述6种单管非隔离变换电路各有特点,应用场合也各不相同,表3-1给出了6种基本拓扑的比较。

表 3-1 6种基本拓扑的比较

电路类型	主要特点	电压关系	应用场合
Buck 变换电路	只能降压,输入与输出极性相同,输入电流脉动大,输出电流脉动小,结构简单	$U_o = DU_i$	降压型开关稳压电路
Boost 变换电路	只能升压,输入与输出极性相同,输入电流脉动小,输出电流脉动大,不能空载工作,结构简单	$U_o = \frac{1}{1-D} U_i$	升压型开关稳压电路,功率因数校正(PFC: Power Factor Correction)电路
Boost/Buck 变换电路	能降压也能升压,输入与输出极性相反,输入电流、输出电流脉动大,不能空载工作,结构简单	$U_o = \frac{D}{1-D} U_i$	升降压型开关稳压电路
Cuk 变换电路	能降压也能升压,输入与输出极性相反,输入电流、输出电流脉动小,不能空载工作,结构复杂	$U_o = \frac{D}{1-D} U_i$	对输入/输出脉动要求较高的升降压型开关稳压电路
Zeta 变换电路	能降压也能升压,输入与输出极性相同,输入电流脉动大,输出电流脉动小,不能空载工作,结构复杂	$U_o = \frac{D}{1-D} U_i$	对输出脉动要求较高的升降压型开关稳压电路
Sepic 变换电路	能降压也能升压,输入与输出极性相同,输入电流脉动小,输出电流脉动大,不能空载工作,结构复杂	$U_o = \frac{D}{1-D} U_i$	功率因数校正(PFC)电路

3.3 单管隔离式变换电路

【问题引出】两种常用的单管隔离式变换电路是什么

上节介绍了基本的DC/DC变换器电路结构,它们的共同特点是输入/输出之间存在直接电连接,然而许多应用场合要求输入/输出之间实现电隔离,这时可在基本的DC/DC变换电路中加入变压器,就可得到输入/输出之间电隔离的DC/DC变换器。

由于变压器可插入在基本DC/DC变换器中的多个位置,从而可得到多种形式的变压器隔离的DC/DC变换器主电路。本节介绍最常用的单管隔离式变换电路:单端反激变换器和单端正激变换器。

3.3.1 单端反激变换器

【展开讲解】单端反激变换器电路详解

效率高、体积小是电源变换器的发展方向。DC/DC开关型变换器由于工作频率高,容易控制,动态响应快,调压范围宽,有利于提高效率,减小体积。单端反激变换器电路拓扑简单,又能满足上述要求,因此在开关电源中应用很广泛。这种变换器功率较小,通常在几十瓦至几百瓦之间。

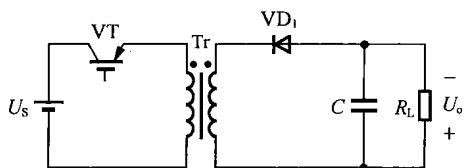


图 3-17 反激变换器电路的工作原理

反激变换电路的工作原理如图 3-17 所示, 与 Boost/Buck 变换器相比较可知, 反激变换器用变压器代替了 Boost/Buck 变换器中的储能电感。因此, 这里的变压器除了起输入隔离作用外, 还起储能电感的作用。反激变换器电路的工作原理: 当开关管 VT 导通时, 由于 VD_1 承受反向电压, 变压器副边相当于开路, 此时变压器原边相当于一个电感。电源 U_S 向变压器原边输送能量, 并以磁场形式储存起来, 当开关管 VT 关断时, 线圈中磁场储能不能突变, 将会在变压器副边产生下正上负的感应电动势。该感应电动势使 VD_1 承受正向电压而导通, 从而使磁场储能转移到负载上。

反激变换电路也存在电流连续和电流断续两种工作模式, 与其余几种非隔离 DC/DC 变换电路不同, 反激电路电流连续与否指的是变压器副边绕组的电流。

1. 电流连续工作模式

反激变换电路工作于电流连续模式时, 在一个开关周期经历开关 S 导通、关断两个开关状态, 如图 3-18 和图 3-19 所示。对应的主要电压和电流波形如图 3-20 所示。

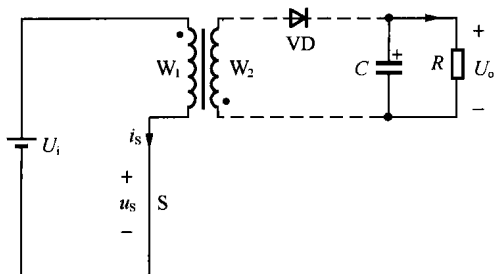


图 3-18 在电流连续模式下开关 S 导通

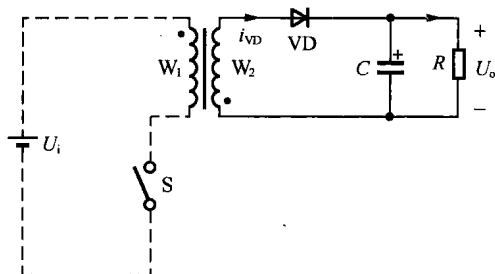


图 3-19 在电流连续模式下开关 S 关断

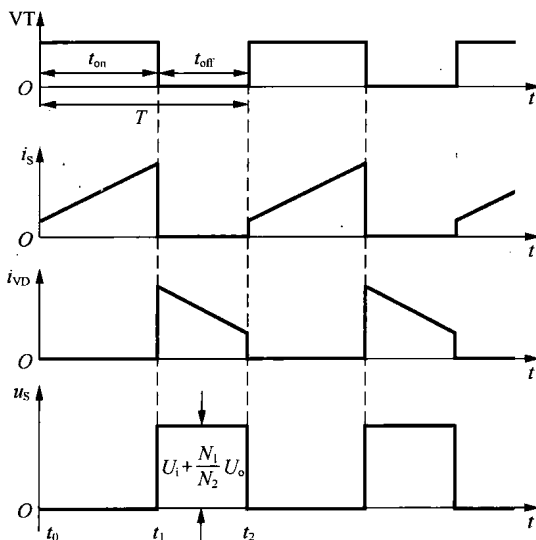


图 3-20 反激变换电路在电流连续模式下主要电压和电流波形

在 $T=t_0$ 时刻, 开关 S 受激励导通, 根据绕组间同名端关系, 二极管 VD 反向偏置而截止,

变压器原边绕组 W_1 电流, 即开关 S 电流 I_S 线性增长, 变压器储能增加。

在 $T=t_1$ 时刻, 开关 S 关断, 二极管 VD 导通, 变压器原边绕组 W_1 的电流被切断, 变压器在 $t_0 \sim t_1$ 时段储存的磁场能量通过变压器副边绕组 W_2 和二极管 VD 向输出端释放。

2. 电流断续工作模式

反激电路工作于电流断续模式时, 在一个开关周期经历开关 S 导通、开关 S 关断和变压器副侧绕组 W_2 电流为 0 的 3 个开关状态, 如图 3-21、图 3-22 和图 3-23 所示。对应的主要电压和电流波形如图 3-24 所示。

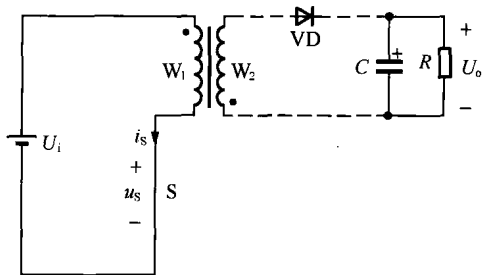


图 3-21 在电流断续模式下开关 S 导通

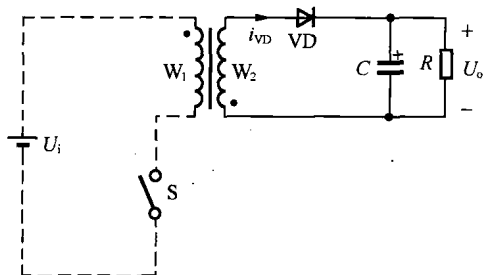


图 3-22 在电流断续模式下开关 S 关断

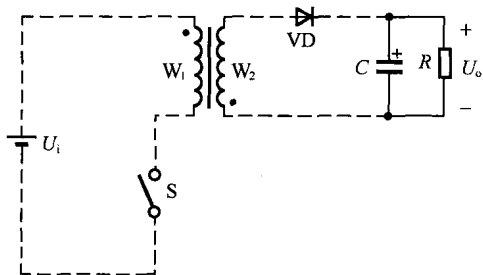


图 3-23 在电流断续模式下变压器线圈电流为 0

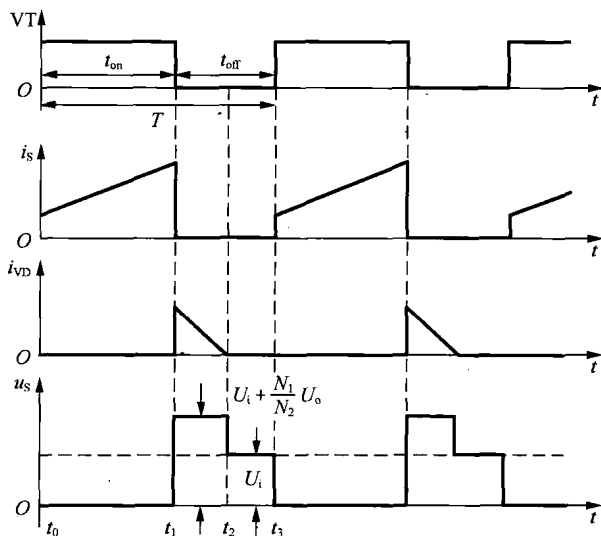


图 3-24 反激变换电路在电流断续模式下主要电压和电流波形

在 $T=t_0$ 时刻, 开关 S 受激励导通, 根据绕组间同名端关系, 二极管 VD 反向偏置而截止, 变压器原边绕组 W_1 电流, 即开关 S 电流 I_S 线性增长, 变压器储能增加。

在 $T=t_1$ 时刻, 开关 S 关断, 二极管 VD 导通, 变压器原边绕组 W_1 的电流被切断, 变压器在 $t_0 \sim t_1$ 时段储存的磁场能量通过变压器副边绕组 W_2 和二极管 VD 向输出端释放。直到 t_2 时刻, 变压器中的磁场能量释放完毕, 绕组 W_2 中电流下降到 0, 二极管 VD 截止。开关管 S

承受电压 $U_s = U_i + \frac{N_1}{N_2} U_o$, 其中, N_1 和 N_2 分别为变压器原、副边绕组匝数。

在 $t_2 \sim t_3$ 阶段, 变压器原边绕组 W_1 与变压器副边绕组 W_2 中的电流均为 0, 电容 C 向负载提供能量。

3.3.2 单端正激变换器

【展开讲解】单端正激变换器电路详解

单端正激变换器因电路结构简单、成本低廉，在中、小功率场合得到广泛应用。其主电路的典型形式及高频变压器各绕组的同名端如图 3-25 所示。开关 S 采用 PWM 控制方式， VD_1 是输出整流二极管， VD_2 是续流二极管， L 是输出滤波电感、 C 是输出滤波电容。隔离变压器有 3 个绕组，原边绕组 W_1 的匝数为 N_1 ；副边绕组 W_2 的匝数为 N_2 ；磁复位绕组 W_3 的匝数为 N_3 。 VD_3 是与磁复位绕组 W_3 串联的二极管。

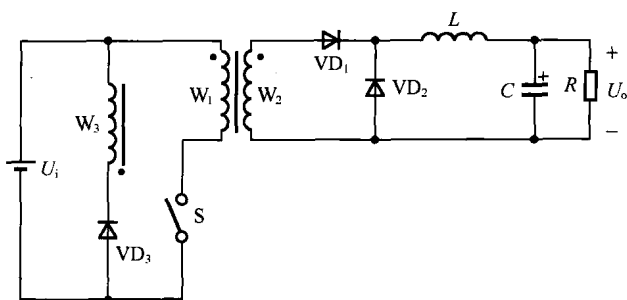


图 3-25 单端正激变换电路

单端正激变换电路在一个开关周期经历开关 S 导通、关断两个开关状态，如图 3-26 和图 3-27 所示。对应的主要电压和电流波形，如图 3-28 所示。

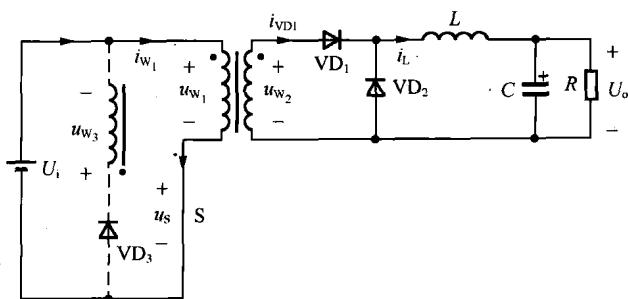


图 3-26 正激变换电路开关 S 导通

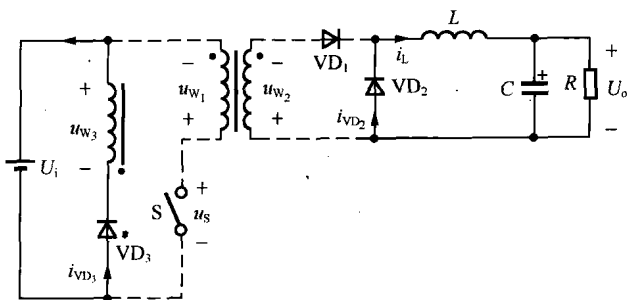


图 3-27 正激变换电路开关 S 关断

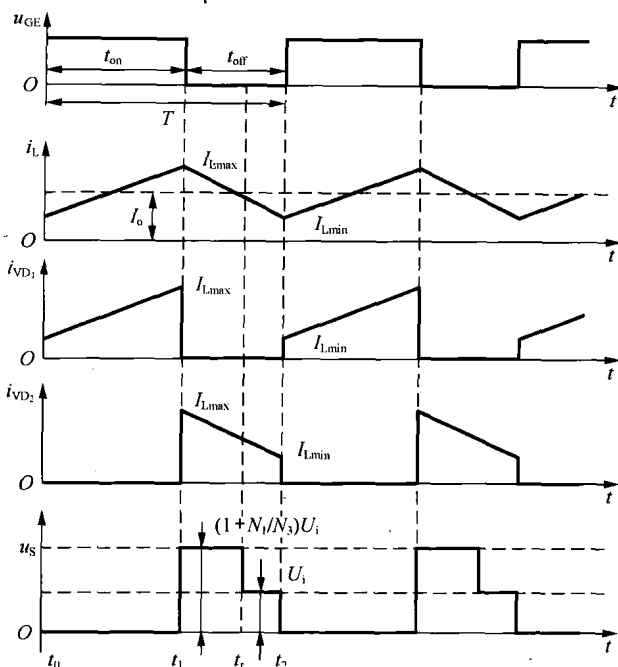


图 3-28 正激变换电路主要电压电流波形

在 $T=t_0$ 时刻, 开关 S 受激励导通, 变压器励磁原边绕组 W_1 的电压 u_{w_1} 为上正下负, 与其耦合副边绕组 W_2 的电压 u_{w_2} 也是上正下负, 输出整流二极管 VD_1 导通, 续流二极管 VD_2 截止, 输出滤波电感 L 的电流 i_L 逐渐增长, 直到开关 S 关断。

在 $T=t_1$ 时刻, 开关 S 关断, 变压器励磁原边绕组 W_1 的电压 u_{w_1} 为上负下正, 与其耦合副边绕组 W_2 的电压 u_{w_2} 也是上负下正, 输出整流二极管 VD_1 截止, 续流二极管 VD_2 导通, 输出滤波电感 L 的电流 i_L 通过续流二极管 VD_2 续流并且逐渐下降。

在单端正激变换器中, 必须使用磁复位绕组 W_3 , 用它来复位高频变压器的磁通, 以及限制晶体管集射极上的电压尖峰。磁复位绕组 W_3 通常与原边绕组 W_1 的匝数相等, 并与之紧密耦合。在功率开关 S 关断时, 由于二极管 VD_1 关断, 储存在变压器绕组电感中的能量将通过磁复位绕组 W_3 和二极管 VD_3 向输入端释放能量。此时, 磁复位绕组 W_3 的电压 u_{w_3} 上正下负, 忽略二极管 VD_3 导通压降, $u_{w_3} = U_i$, $u_{w_1} = \frac{N_1}{N_3} U_i$, 由于同名端相反, 原边绕组 W_1 的

电压 u_{w_1} 为上负下正, 因此, 在能量释放完之前, 功率开关 S 承受的电压 $u_s = \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) U_i$, 如图 3-28 所示。

为了满足磁心复位条件, 即磁通建立和复位时间应相等, 所以这种电路的占空比不能超过 50%, 即保证功率开关 S 每次关断应能完全释放变压器绕组电感在开关导通期间储存的能量。

由于磁复位绕组的存在, 单端正激变换电路使用的变压器结构复杂, 体积也较大, 所以这种电路的实际应用较少。

3.4 多管变换电路

【问题引出】常用的多管隔离式变换电路是什么

本节简单介绍几种常用多管隔离式变换电路：推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器，并对上一节和本节介绍的隔离式变换电路的特点和应用场合进行总结和比较。

3.4.1 推挽变换器

【展开讲解】推挽变换器电路简述

推挽变换电路原理结构和工作波形，如图 3-29 所示。变压器是具有中间抽头的变压器，原边绕组 W_{11} 和 W_{12} ，匝数相等，均为 N_1 ；副边绕组 W_{21} 和 W_{22} 的匝数也相等，均为 N_2 。开关 S_1 和 S_2 均采用 PWM 控制方式，且开关 S_1 和 S_2 交替导通。变压器右侧的整流电路采用由二极管 VD_1 和 VD_2 构成的全波整流电路， L 为输出滤波电感， C 为输出滤波电容。推挽电路可看成是两个正激电路的组合，这两个正激电路的开关 S_1 和 S_2 交替导通，故变压器磁芯是交变磁化的。

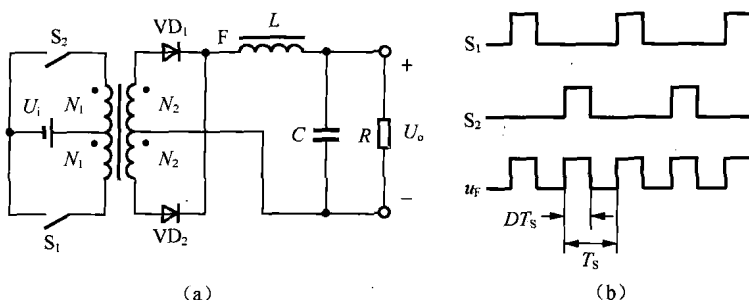


图 3-29 推挽电路结构及工作波形

3.4.2 半桥变换器

【展开讲解】半桥变换器电路简述

半桥变换电路原理结构和工作波形，如图 3-30 所示。变压器是具有中间抽头的变压器，原边绕组 W_1 的匝数为 N_1 ；副边绕组 W_{21} 和 W_{22} 匝数相等，均为 N_2 。两个容量相等的电容 C_1 和 C_2 构成一个桥臂，由于电容 C_1 和 C_2 的容量大，故 $U_{C_1} = U_{C_2} = U_i$ 。开关 S_1 和 S_2 构成另一个桥臂， S_1 和 S_2 均采用 PWM 控制方式，且开关 S_1 和 S_2 交替导通。变压器右侧的整流电路仍采用由二极管 VD_1 和 VD_2 构成的全波整流电路， L 为输出滤波电感， C 为输出滤波电容。

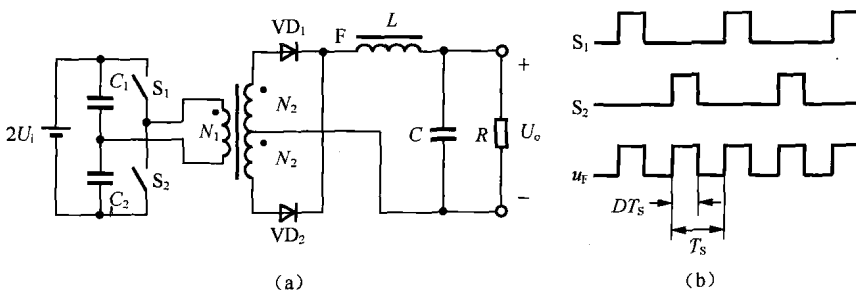


图 3-30 半桥电路结构及工作波形

3.4.3 全桥变换器

【展开讲解】全桥变换器电路简述

全桥变换电路原理和工作波形如图 3-31 所示。变压器是具有中间抽头的变压器，原边绕组 W_1 的匝数为 N_1 ；副边绕组 W_{21} 和 W_{22} 匝数相等，均为 N_2 。开关 S_1 、 S_4 和开关 S_2 、 S_3 分别构成一个桥臂， S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4 均采用 PWM 控制方式，互为对角的开关 S_1 、 S_3 和 S_2 、 S_4 同时导通，而同一桥臂的上、下两开关 S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 交替导通。变压器右侧的整流电路采用由二极管 VD_1 、 VD_2 构成的全桥整流电路， L 为输出滤波电感， C 为输出滤波电容。

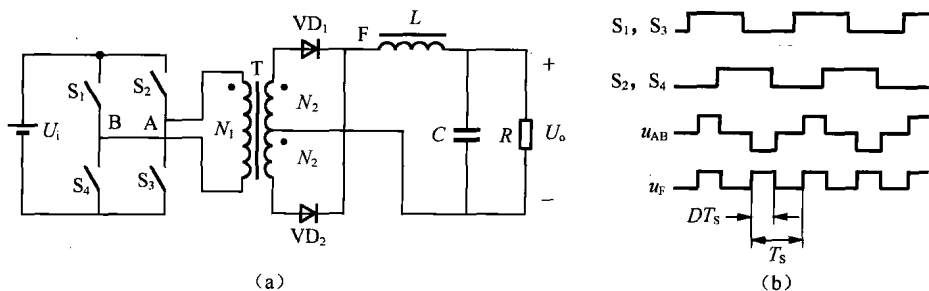


图 3-31 全桥电路结构及工作波形

3.4.4 隔离变换电路的比较

【展开讲解】5 种隔离变换电路的比较

所述 5 种隔离变换电路各有特点，应用场合也各不相同，表 3-2 给出了 5 种基本拓扑的比较。

表 3-2 不同隔离 DC/DC 变换器的比较

电路类型	主要特点	电压关系	应用场合
正激变换电路	电路较简单，成本低，可靠性好，驱动电路简单。变压器单向激励，利用率低	$U_o = \frac{N_2}{N_1} D U_i$	中、小功率开关电源
反激变换电路	电路简单，成本低，驱动电路简单。变压器单向激励，利用率低，难以达到较大的功率	$U_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} U_i$	小功率开关电源
推挽变换电路	变压器双向励磁，变压器一次电流回路只有一个开关，通态损耗较小，驱动简单。有磁偏问题	$U_o = \frac{N_2}{N_1} D' U_i$	低输入电压开关电源
半桥变换电路	变压器双向励磁，开关较少，成本低。有直通问题，可靠性低，需要复杂的隔离驱动电路	$U_o = \frac{N_2}{N_1} D' U_i$	工业用开关电源，计算机设备用开关电源
全桥变换电路	变压器双向励磁，容易达到大功率。结构复杂，成本高，可靠性低需要复杂的多组隔离驱动电路，有直通和偏磁问题	$U_o = \frac{N_2}{N_1} D' U_i$	大功率工业用开关电源、焊接电源、电解电源

注：后 3 种变换电路的输出/输入电压关系公式中的占空比 D' 的定义参见图 3-29~图 3-31，并非传统开关器件导通的占空比 D 。

3.5 双向变换器

【问题引出】双向变换器是什么

双向型 DC/DC 变换器指电流可逆的升降压变换电路。一般要求电流流动的一个方向升压, 另一个方向降压, 这样的双向变换器可用于电压幅值不相同的多电源系统, 例如直流/交流不停电系统、太阳能电源系统、混合动力电动汽车、高速微型燃机的蓄电池管理控制系统、多端口混合供电系统、直流功率放大器以及电梯等。以高速微型燃机为例, 其启动时需要蓄电池 (400V DC) 给直流母线 (720V DC) 供电以启动高速永磁发电机, 正常发电状态直流母线可对蓄电池进行充电。由于直流母线电压与蓄电池电压幅值不同, 就需要一个方向升压、另一个方向降压的电流可逆变换器对蓄电池的充、放电进行控制。双向型变换电路可以由单方向型变换电路组合构成。本节仅介绍其中的 3 种双向变换器: Buck/Boost 双向变换器、Cuk 双向变换器和三相 Buck/Boost 双向变换器。

3.5.1 Buck/Boost 双向变换器

【展开讲解】Buck/Boost 电路详解

Buck/Boost 双向变换电路如图 3-32 所示。此处的 Buck/Boost 与前面章节的升降压变换电路的 Boost/Buck 不同, 应加以注意。这里 Buck/Boost 电路的含义是一个方向为 Boost 电路 ($U_2 \rightarrow U_1$), 另一方向为 Buck 电路 ($U_1 \rightarrow U_2$)。

当电路工作于正向运行 ($U_1 \rightarrow U_2$) 时, 全控器件 VT_2 关断, 直流电压 U_1 经过全控开关器件 VT_1 、续流二极管 VD_2 和电感 L 组成的 Buck 降压变换电路变换为 U_2 , 并通过控制 VT_1 的通断来控制输出电压 U_2 的大小。

当电路工作于反向运行 ($U_2 \rightarrow U_1$) 时, VT_1 关断, 直流电压 U_2 经过全控开关器件 VT_2 、续流二极管 VD_1 和电感 L 组成的 Boost 升压变换电路变换为 U_1 , 并通过控制 VT_2 的通断来控制输出电压 U_1 的大小。

Buck/Boost 双向变换电路的特点如下。

(1) Buck 电路和 Boost 电路所使用的两个全控器件可共用一个两单元的 IGBT, 因而降低了装置的成本。

(2) 控制电路相对简单。

(3) 由于 IGBT 的斩波频率可高达 10kHz 以上, 因此所需滤波电抗器体积略小、重量轻。

3.5.2 Cuk 双向变换器

【展开讲解】Cuk 双向变换器电路简述

Cuk 双向变换电路如图 3-33 所示。全控器件 VT_1 和二极管 VD_2 构成正向 ($U_1 \rightarrow U_2$) 的 Cuk 变换电路, 全控器件 VT_2 和二极管 VD_1 构成反向 ($U_2 \rightarrow U_1$) 的 Cuk 变换电路, 其中 U_1 和 U_2 的电压极性相反。在此电路中 U_1 端电压幅值大于 U_2 端电压幅值, 能量传递电容 C_1 的

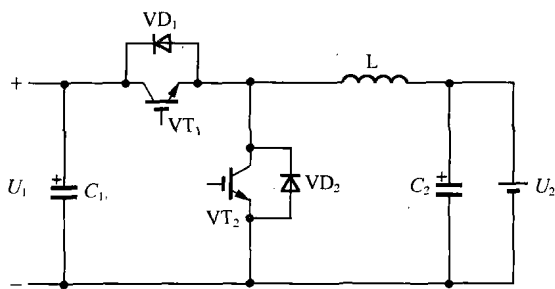


图 3-32 Buck/Boost 双向变换电路

极性如图 3-33 所示。

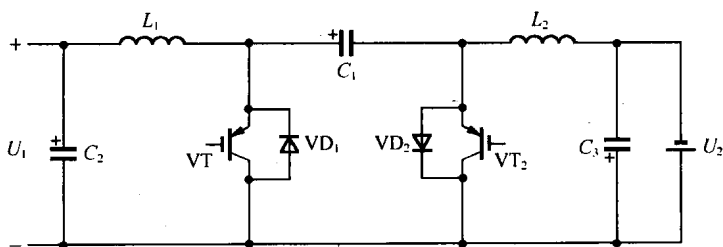


图 3-33 Cuk 双向变换电路

当 VT_2 关断，控制功率器件 VT_1 通断并使其占空比工作在 $[0, 0.5]$ ，就可以实现能量从 U_1 端传向 U_2 端。当全控器件 VT_1 截止时，续流二极管 VD_2 导通，输入直流电压 U_1 经过电感 L_1 向能量传递电容 C_1 充电，这时输出电压 U_2 靠滤波电容 C_3 和电感 L_2 维持基本不变；当 VT_1 导通时， VD_2 截止，电容 C_1 把前一阶段储存的能量通过 L_2 和 C_3 释放输出。显然当输入电压 U_1 一定时，通过控制加在 VT_1 控制端的 PWM 信号的占空比，就可控制输出端电压 U_2 的大小。

当 VT_1 关断，控制功率器件 VT_2 通断并使其占空比工作在 $[0.5, 1]$ ，就可以实现能量从 U_2 端传向 U_1 端。当全控器件 VT_2 截止时，续流二极管 VD_1 导通，输入直流电压 U_2 经过电感 L_2 向能量传递电容 C_1 充电，这时输出电压 U_1 靠滤波电容 C_2 和电感 L_1 维持基本不变；当 VT_2 导通时， VD_1 截止，电容 C_1 把前一阶段储存的能量通过 L_1 和 C_2 释放输出。显然当输入电压 U_2 一定时，通过控制加在 VT_2 控制端的 PWM 信号的占空比，就可控制输出端电压 U_1 的大小。

Cuk 双向变换电路的特点如下。

- (1) 控制 VT_1 和 VT_2 的占空比，原理上可实现双方向的升降压 DC/DC 变换，但此时中间的能量传递电容 C_1 应改为无极性电容。
- (2) 电路的控制精度较低，即正向工作时，其 PWM 的占空比只工作在 $[0, 0.5]$ ；反向工作时，其 PWM 信号的占空比只工作在 $[0.5, 1]$ 。两者的 PWM 信号的占空比均不可在 $[0, 1]$ 变化。

3.5.3 三相 Buck/Boost 双向变换器

【展开讲解】三相 Buck/Boost 双向变换器电路简述

三相 Buck/Boost 双向变换器是一种复合概念的变换电路，其由 3 个相同的 Buck/Boost 双向变换器组合而成，如图 3-34 所示。输入侧电源电流脉波数称为变换电路的相数，输出侧电流脉波数称为变换电路的重数。单相单重 DC/DC 变换电路各具特点，但共同存在输入/输出电流谐波大的问题，如要减小电流谐波，就要增大直流电抗器的体积和重量，并且当传输的功率很大时电抗器的设计也很困难。解决方案是采用多相电路并联，组成多相变换电路；通过对每相变换电路功率开关器件的 PWM 信号进行对称移相错位控制，可以实现输出端的电流多脉波叠加，实现多重化控制以降低输出端电流谐波。

三相 Buck/Boost 双向变换器每相的 PWM 信号如果不进行错位处理，采用相同的 PWM 信号控制，就构成三相单重 Buck/Boost 双向变换器；如采用对称错位移相的 PWM 信号控制，就构成三相三重 Buck/Boost 双向变换器。

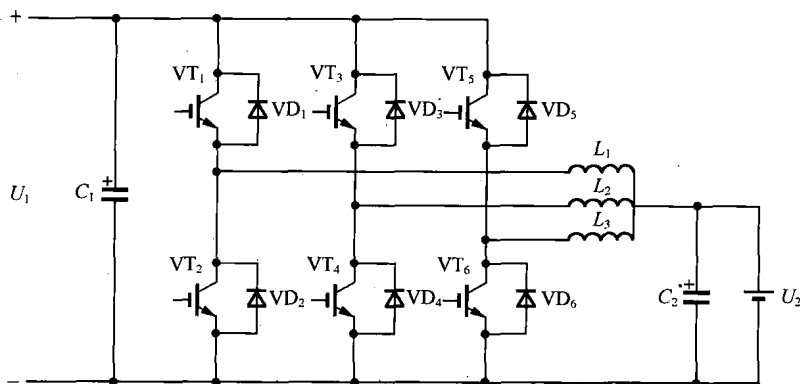


图 3-34 三相 Buck/Boost 双向变换电路

三相 Buck/Boost 双向变换器的特点如下。

- (1) 采用这种电路结构虽然增加了基本电路的数目，但对于减小电流谐波含量是很有效的。IGBT 开关管数量虽然增多，但是功率密度分布也被均匀分开，所以成本增加并不明显。
- (2) 提高了变换器的可靠性。系统的冗余增加，当有一个基本电路失效时，其他两个基本电路可满足工作需要。
- (3) 一个直流电抗器被拆分成 3 个小直流电抗器，因此直流电抗器的设计也相对容易满足要求。
- (4) 增加了控制的灵活性。

小 结

本章介绍了基本 DC/DC 变换电路的工作原理，介绍了降压变换电路、升压变换电路和升降压变换电路的工作原理，分析了它们在电感电流连续工作模式和电感电流断续工作模式时的工作特点。介绍了单端反激变换器、单端正激变换器，多管变换电路：推挽变换器、半桥变换器、全桥变换器，并说明了各种不同的非隔离和隔离 DC/DC 变换器的不同，最后介绍了双向 DC/DC 变换器：Cuk 双向变换器和三相 Boost/Buck 双向变换器。降压型电路和升压型电路是最基本的 DC/DC 变换电路，对这两种电路的理解和掌握是学习本章的关键和核心，也是学习其他 DC/DC 变换电路的基础。因此，本章的重点是：理解降压型电路和升压型电路的工作原理、掌握这两种电路在不同工作模式下的输入与输出关系、电路分析方法和特点等。隔离 DC/DC 变换电路与非隔离 DC/DC 变换电路的本质是相同的，但电路中插入隔离变压器不仅提高了变换电路工作安全性，而且输入与输出电压比更灵活，此外还可以同时获得几个不同数值的输出电压。

DC/DC 变换电路广泛应用于各种开关电源的设计中，是电力电子领域的一大热点。

习 题

3-1 简述图 3-35 所示的降压变换电路的工作原理。

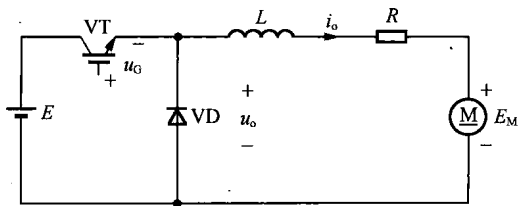


图 3-35 题 3-1 图

3-2 试分别讲述 Boost 升压变换电路和 Cuk 变换电路的基本原理，并比较其异同。

3-3 如果保持 Buck 变换电路的频率不变，只改变开关器件的导通时间 t_{on} 。试画出当占空比 D 分别为 25%、75% 时，Buck 变换电路输出的理想电压波形。

3-4 开关器件的开关损耗大小与哪些因素有关？试比较 Buck 电路和 Boost 电路的开关损耗的大小。

3-5 一个开关频率为 50Hz 的 Buck 变换电路工作在电感电流临界连续的情况下， $L=0.05\text{mH}$ ，输入电压 $U_i=15\text{V}$ ，输出电压 $U_o=10\text{V}$ 。

(1) 求占空比 D 的大小；

(2) 求电感中电流的峰值 I_2 。

3-6 列举几种单管非隔离变换电路，并说明各自的特点。

第4章 AC/DC 变换电路

交流电能 (AC) 转换为直流电能 (DC) 是电力电子技术最早应用的领域之一。在电力电子学中, 将交流电 (AC) 转变为直流电 (DC) 的过程称为整流, 完成整流过程的电力电子变换电路, 称为整流电路。

本章主要介绍整流电路的结构形式及其工作原理, 分析整流电路的工作波形、整流电路的数学关系以及设计方法, 分析变压器漏抗对整流电路的影响, 最后介绍新型的 PWM 整流电路。

为了简化对整流电路的分析, 假设整流电路工作在理想情况下, 即假定功率器件正向导通时阻抗为 0 (或压降为 0), 关断时阻抗无穷大 (或电流为 0); 整流变压器绕组无漏抗 (专门分析漏感的影响除外), 无内阻, 无铁耗, 铁芯的导磁系数无穷大; 交流电网的容量足够大, 三相电源是恒频、恒压对称的。

4.1 概述

【问题引出】AC/DC 变换电路是什么

4.1.1 整流电路的分类

【展开讲解】整流电路的各种分类

整流电路形式繁多, 各具特点, 可从不同角度进行分类。主要分类方法如下。

1. 按整流器件分类

按整流器件可分为不可控整流、半控整流和全控整流。不可控整流电路中, 整流器件由不可控器件整流二极管组成, 其输出直流电压的平均值和输入交流电压的有效值之比是固定不变的; 半控整流电路中, 整流器件由不控器件 (整流二极管) 和可控器件 (如晶闸管) 混合组成, 电路中负载电压极性不能改变, 但输出直流电压的平均值可以调节; 全控整流电路中, 整流器件由晶闸管或其他可控器件 (GTR、GTO、IGBT 等) 组成, 其输出直流电压的平均值及极性可以通过控制器件的导通而得到调节和改变, 功率可以由电源向负载传送, 也可由负载反馈给电源。

2. 按控制方式分类

按控制方式可分为相控整流和 PWM (脉冲宽度调制) 整流。相控整流采用晶闸管作为主要的功率开关器件 (通过控制触发脉冲起始相位来控制输出电压大小), 相控电路容

量大、控制简单且技术成熟。PWM 整流技术是近年来发展的一种新型 AC/DC 变换技术,整流器件采用全控器件,使用现代的控制技术,在工程领域因其优良的性能得到了越来越多的应用。

3. 按整流输出波形和输入波形的关系分类

按整流输出波形和输入波形的关系可分为半波整流和全波整流。半波整流电路中,整流器件的阴极(或阳极)全部连接在一起,并接到负载的一端,负载的另一端与电源相连,每条交流电源线中的电流是单一方向的,负载上得到的只是电源电压波形的一半;全波整流电路可以看成是两组半波整流电路串联,整流器件一组接成共阴极,另一组接成共阳极,分别接到负载的两端,每条交流电源线中的电流是交变的。

4. 按电路结构分类

按电路结构可分为桥式电路和零式电路;按输入交流相数分为单相、三相和多相电路;按变压器二次侧电流的方向分为单向和双向电路。

虽然整流电路形式繁多,但分析的步骤和方法却大致相同。

4.1.2 整流电路的学习方法

【展开讲解】简述学习整流电路的方法

研究和分析整流电路的工作原理,是学习整流电路的关键。分析与计算时一定要抓住整流电路的要点,根据电路的结构形式和负载的特性分析电路中整流器件在什么时刻导通,又在什么时刻关断,绘制出整流输出负载上的波形,根据输出波形,应用电工基础的平均值和有效值的概念,推导出输出波形随控制参数(例如 α)变化的函数表达式。

特别要注意电路结构形式和负载的性质对整流电路的影响,负载不同,输出的电压和电流的差别很大。

(1) 整流电路接线形式多种多样,负载各异,数量关系复杂,研究的主要内容如下。

① 整流电路的结构形式及其工作原理。

② 整流电路的工作波形包括:

- 整流电路的输出电压和输出电流波形;
- 整流电路功率元件的电压和电流波形;
- 交流侧电流波形。

③ 整流电路的数学关系包括:

- 整流电路输出电压和输出电流与控制参数(例如 α)的关系;
- 整流电路各功率元件的电流平均值和有效值;
- 整流电路各功率元件承受的最大正反向电压;
- 整流电路的功率因数。

(2) 整流电路的负载,按其性质大致分为以下几种。

① 电阻性负载:例如电阻加热炉、电解和电镀等均属于电阻性负载。特点是:负载是耗能元件,只能消耗电能,而不能存储和释放能量;负载两端的电压和通过的电流总是成正比,波形相同。

② 电感性负载:电机的励磁绕组、经大电感滤波的负载都属于电感性负载,特点是当电抗值比与之串联的电阻值大很多时,负载电流波形连续且较平直。

③ 电容性负载:整流电路输出端接大电容滤波后,负载呈现电容性特点,电流波形呈尖

峰状。

④ 反电动势负载：整流装置输出端给蓄电池充电或直流电动机作电源负载时，属于反电动势负载，特点是只有当电源电压大于反电动势时，整流器件才导通，电流波形脉动较大。

4.2 相控整流电路

【问题引出】相控整流电路的关键是什么

4.2.1 相控整流电路一般结构

【展开讲解】简述相控整流电路的结构

相控整流电路有许多种类型，每一种类型又可以按两种方法分类：按交流电源电压的相数分类和按电源电压的一个周期内通过负载电路的电流脉波数分类。按电源电压相数分类的相控整流电路分为单相、三相和多相相控电路。

相控整流电路是一种应用广泛的整流电路，其由交流电源（工频电网或整流变压器）、整流电路、负载及触发控制电路构成，如图 4-1 所示。

整流电路包括电力电子变换电路、滤波器和保护电路等。电力电子变换电路从交流电源吸收能量，并将输入的交流电压转换成脉动的直流电压。

滤波器的作用是为了使输出的电能连续，经滤波器处理后向负载提供电压稳定（电容滤波）或电流稳定（电感滤波）的直流电能，保护电路作用是在异常情况下保护主电路及其功率器件。负载是各种工业设备，在研究和分析整流电路的工作原理时，负载可以等效为电阻性负载、电感性负载、电容性负载和反电动势负载等。触发控制电路包括功率器件的触发（驱动）电路和控制电路等，使整流电路正常工作，并达到预定目标。

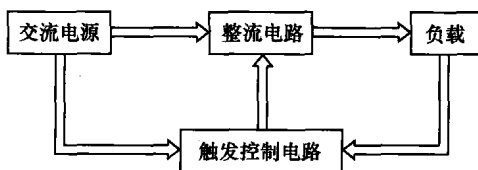


图 4-1 相控整流电路的结构框图

一个整流电路在实际应用中应满足下述基本要求。

- (1) 整流电压的可调范围大，输出的直流电压脉动小。
- (2) 功率器件导电时间尽可能长，承受的正反向电压较低。
- (3) 变压器利用率高，尽量防止直流磁化。
- (4) 交流电源功率因数高，谐波电流小。

4.2.2 单相可控整流电路

【展开讲解】分析 4 种典型单相可控整流电路

4.2.2.1 单相半波可控整流电路

单相半波可控整流电路的特点是结构简单，但输入脉动大，变压器二次侧电流中含直流电流分量，易造成变压器铁芯直流磁化。学习单相半波可控整流电路的目的在于利用其简单易学的特点，建立起可控整流电路的基本概念和正确的学习方法。

1. 电阻性负载

(1) 电路的结构形式及工作原理

图 4-2 为电阻性负载单相半波可控整流电路的原理图及其工作波形。变压器 T 起到电压变换和隔离的作用，其一次侧和二次侧电压瞬时值分别用 u_1 和 u_2 表示，有效值分别用 U_1 和

U_2 表示。电路中 u_2 为工频正弦电压， $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$ ， U_2 的大小根据直流侧输出电压 u_d 的平均值 U_d 确定。

在 u_2 的正半周，晶闸管 VT 阳极电压为正、阴极电压为负，VT 承受正向电压。根据晶闸管的导通条件，在电源电压 u_2 的正半周， $0 \sim \omega t_1$ 期间因尚未给晶闸管 VT 施加触发脉冲，VT 处于正向阻断状态，如果忽略漏电流，则负载上无电流流过，输出电压 $u_d = 0$ ，VT 承受全部电源电压，VT 上电压 $u_{VT} = u_2$ 。在 ωt_1 时刻以后，VT 由于触发脉冲 u_G 的作用而导通，如果忽略晶闸管的正向导通压降，则输出电压 $u_d = u_2$ ，VT 上电压 $u_{VT} = 0$ ，一直持续到 π 时刻。当 $\omega t_1 = \pi$ 时，电源电压 u_2 过 0，负载电流即晶闸管的阳极电流将小于它的维持电流 I_H ，晶闸管 VT 关断，输出电压和电流为 0。

在 u_2 负半周，晶闸管始终承受反向电压，不论有无触发信号，VT 均不能导通，VT 上电压 $u_{VT} = u_2$ ，一直到下一个周期晶闸管又处于正向电压，以后不断重复以上过程。

输出电流 i_d 的波形与输出电压 u_d 的波形相同。改变晶闸管门极触发脉冲 u_G 的出现时刻，输出电压的波形与输出电流 i_d 的波形随之改变。从图 4-2 (b) 中的波形可以看出，输出电压 u_d 为极性不变，但瞬时值变化的脉动直流电压。因为输出电压 u_d 的波形只在 u_2 正半周出现，故称为半波可控整流。整流输出电压 u_d 波形在一个周期中只占一个脉波，因此也称为单脉波整流电路。由于交流输入为单相，该电路称为单相半波可控整流电路。

(2) 名词术语和概念

控制角 α ：从晶闸管开始承受正向电压到被触发导通为止，这段时间所对应的电角度，又称触发延迟角或触发滞后角。如图 4-2 (b) 中 $0 \sim \omega t_1$ 一段所对应的电角度，即 $\alpha = \omega t_1$ 。

导通角 θ ：晶闸管在一个电源周期中导通的电角度称为导通角。如图 4-2 (b) 中 $\omega t_1 \sim \pi$ 一段所对应的电角度，即 $\theta = \pi - \alpha$ 。导通角 θ 与负载性质有关。

移相：改变控制角 α 的大小，即改变触发脉冲 u_G 出现的时刻，称为移相。

移相控制：通过移相可以控制输出电压 u_d 的大小，故将通过改变控制角，调节输出电压的控制方式，称为移相控制。

移相范围：改变控制角 α 使输出整流电压平均值从最大值降到最小值 (0 或负最大值)，控制角 α 的变化范围，即触发脉冲移相范围。它与电路结构和负载性质有关。

同步：触发脉冲与电源电压之间频率和相位协调配合关系，称为同步。使触发脉冲与电源电压保持同步是电路正常工作不可缺少的条件。

换流：在电路中，电流从一个支路向另一个支路转移的过程，称为换流，也称换相。

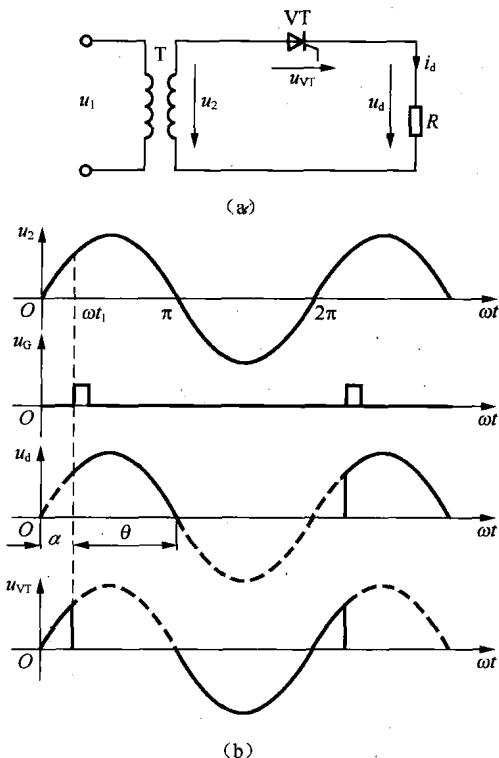


图 4-2 电阻性负载单相半波可控整流电路及波形

自然换相点：当电路中可控元件全部由不可控元件代替时，各元件的导电转换点称为自然换相点。如图 4-2 (b) 中， $\omega t=0$ 的点就是该电路的自然换相点。

(3) 基本数量关系

输出直流电压平均值为

$$U_{d(av)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (4-1)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时，整流输出直流电压平均值最大，用 $U_{d0(av)}$ 表示， $U_{d0(av)}=0.45 U_2$ ；随着控制角 α 的增大，输出直流电压平均值减小，当 $\alpha=\pi$ 时， $U_{d(av)}=0$ 。输出直流电压平均值在 $0.45 U_2 \sim 0$ 之间连续可调，控制角 α 移相范围为 $0 \sim \pi$ 。

输出电流平均值 $I_{d(av)}$ 与晶闸管电流的平均值 $I_{VT(av)}$ 相等，有

$$I_{d(av)} = I_{VT(av)} = \frac{U_{d(av)}}{R} = 0.45 \frac{U_2}{R} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (4-2)$$

输出电流的有效值 I_d 、晶闸管电流的有效值 I_{VT} 与变压器二次侧电流的有效值 I_2 均相等，有

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

输出电压有效值为

$$U_d = U = \frac{U_2}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-4)$$

忽略晶闸管的损耗时，整流电路的有功功率为 $P=I^2 R=UI_2$ ；交流侧电源的视在功率为 $S=U_2 I_2$ 。因此，功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U}{U_2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-5)$$

2. 电感性负载

(1) 电路结构及工作原理

当负载中的感抗 ωL 与电阻 R 相比不可忽略时，即为电感性负载。电机的励磁绕组和经大电感滤波的负载等都属于电感性负载。图 4-3 所示为电感性负载单相半波可控整流电路的原理图及其工作波形。

理解电感性负载的特点是理解电感性负载整流电路工作的关键。电感性负载的特点如下。

- 电感对电流变化有抗拒作用，使得流过电感的电流不能发生突变。当电流增加时，电感两端产生感应电动势阻止电流增加；当电流减小时， $L di/dt$ 的极性反过来，以阻止电流减小。
- 在电路工作过程中，电感不消耗能量。

在 u_2 的正半周，VT 承受正向电压。 $0 \sim \omega t_1$ 期间，无触发脉冲，VT 处于正向阻断状态，没有负载电流 $i_d=0$ ，输出电压 $u_d=0$ ，VT 承受全部电源电压 $u_{VT}=u_2$ 。在 ωt_2 时刻，晶闸管 VT 由于触发脉冲 u_G 的作用而导通， u_2 加于负载两端，则输出电压 $u_d=u_2$ ，忽略晶闸管的管压降， $u_{VT}=0$ ，因电感 L 的存在使得电流 i_d 不能突变，电流 i_d 从 0 开始增加，同时 L 的感应电动势 e_L 的极性为上正下负，与 u_2 的极性相反，阻止电流 i_d 的突变。此时，交流电源除供给电阻能量外，还要供给电感 L 所吸收的磁场能量。在 π 时刻， $u_2=0$ ， $u_d=0$ ，但由于电感 L 中蓄有磁场

能, $i_d > 0$; 在 $\pi \sim \omega t_2$ 期间, 电感 L 放出先前储存的能量, 供给电阻 R , 在此期间电感 L 感应电势极性是上负下正, 使电流方向不变, 只要该感应电动势 e_L 比 u_2 大, VT 仍承受正向电压而继续维持导通, 直至 L 中磁场能量释放完毕, VT 承受反向电压而关断。晶闸管承受的最大正反向电压均为电源电压 u_2 的峰值, 即 $\sqrt{2}u_2$ 。

由于电感的存在, 延迟了晶闸管关断的时刻, 使输出电压 u_d 波形出现负值, 因此输出直流电压的平均值下降。当 R 为一定值时, L 越大, 在 u_2 负半周电感 L 维持晶闸管导通时间越长, 就越接近晶闸管在 u_2 正半周导通的时间, 输出电压 u_d 负的部分越接近正的部分, 其平均值 U_d 越接近 0, 输出的直流电流平均值也越小, 负载上得不到所需的功率, 单相半波可控整流电路如不采取措施, 是不可能直接带动大电感负载正常工作的。

为了解决大电感负载时的上述矛盾, 在整流电路的负载两端并联一个整流二极管, 称为续流二极管 VD_R , 如图 4-4 所示。

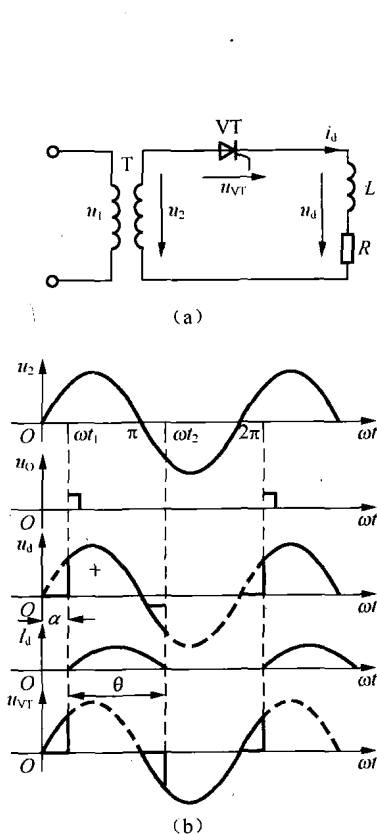


图 4-3 电感性负载单项半波可控整流电路及其波形 (无续流二极管)

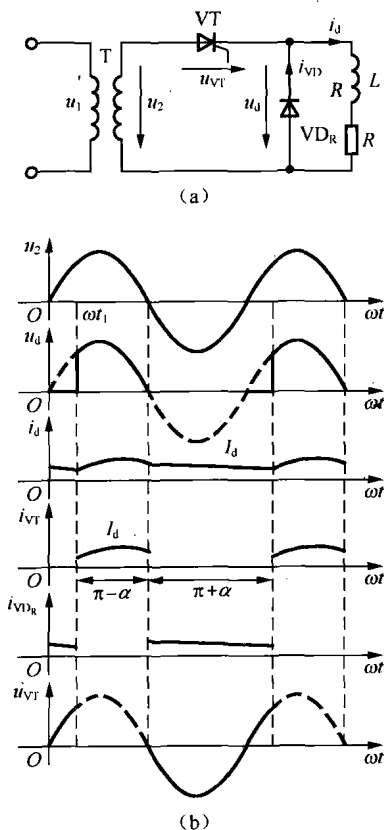


图 4-4 电感性负载单项半波可控整流电路及其波形 (有续流二极管)

在 u_2 的正半周, VD_R 承受反向电压, 不导通, 不影响电路的正常工作, 电路的工作情况与没有续流二极管的情况相同; 在 $\pi \sim \omega t_2$ 期间, 电感 L 的感应电势 (下正、上负) 使 VD_R 导通, VD_R 导通后其管压降近似为 0, 此时使负极性电源电压通过 VD_R 全部施加在晶闸管 VT 上, 晶闸管 VT 因承受反向阳极电压使其关断。在电源电压 u_2 负半周内, 负载上得不到电源的负电压, 而只有续流二极管的管压降, 接近为 0, 输出电压 $u_d=0$; L 释放其存储的能量, 维持负载电流, 此过程通常称为续流。若电感 L 足够大, $\omega L \gg R$, VD_R 可持续导通, 使

负载电流 i_d 连续。

晶闸管承受的最大正反向电压均为电源电压 u_2 的峰值, 即 $\sqrt{2}u_2$, 续流二极管承受的最大反向电压也为 $\sqrt{2}u_2$ 。

(2) 基本数量关系 (有续流二极管)

输出直流电压平均值与电阻性负载的相同。

若近似认为 i_d 为一条水平线, 恒为 $I = I_{d(av)} = I_d$ 。则有

晶闸管电流平均值

$$I_{VT(av)} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I \quad (4-6)$$

晶闸管电流有效值

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I^2 d(\omega t)} = I \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \quad (4-7)$$

续流二极管电流平均值

$$I_{VDR(av)} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I \quad (4-8)$$

续流二极管电流有效值

$$I_{VDR} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi + \alpha} I^2 d(\omega t)} = I \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} \quad (4-9)$$

4.2.2.2 单相桥式全控整流电路

1. 电阻性负载

(1) 电路结构及工作原理

图 4-5 为电阻性负载单相桥式全控整流电路原理图及其工作波形。在变压器二次侧电压 u_2 正半周 (即 a 点电位高于 b 点电位), 如果 4 个晶闸管都不导通, 负载电流为 0, 输出电压也为 0。晶闸管 VT_1 和 VT_4 承受正向电压, 假设 VT_1 和 VT_4 的漏电阻相等, 则 VT_1 和 VT_4 各承受正向电压 u_2 的 1/2。在控制角 α 时刻给 VT_1 和 VT_4 施加触发脉冲, VT_1 和 VT_4 导通, 电流

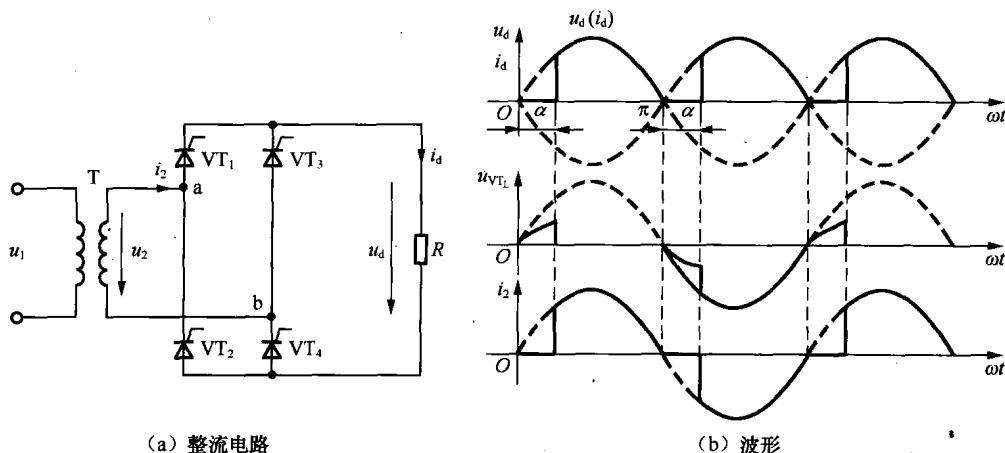


图 4-5 电阻性负载单相桥式全控整流电路及波形

从 a 端流出, 经过 VT_1 、 R 和 VT_4 流回电源 b 端, 使负载电阻 R 上得到极性为上正下负的整流输出电压 u_d 。当 u_2 过 0 时, 晶闸管电流也下降到 0, VT_1 和 VT_4 关断。

在 u_2 的负半周 (b 点电位高于 a 点电位), 晶闸管 VT_2 和 VT_3 承受正向电压。仍在控制角 α 时刻给 VT_2 和 VT_3 施加触发脉冲, VT_2 和 VT_3 导通, 电流从 b 端流出, 经过 VT_3 、 R 和 VT_2 流回电源 a 端, 负载电阻 R 依然得到极性为上正下负的整流输出电压 u_d 。当 u_2 过 0 时, 晶闸管电流也下降到 0, VT_2 和 VT_3 关断。此后, VT_1 和 VT_4 与 VT_2 和 VT_3 这两对晶闸管在对应的时刻交替导通关断, 循环工作。晶闸管承受的最大正向电压为 $\frac{\sqrt{2}}{2}U_2$, 承受的最大反

向电压为 $\sqrt{2}U_2$ 。

在交流电源的正、负半周都有整流输出电流流过负载, 该电路也称为全波电路。在 u_2 的一个周期内, 整流电压波形脉动两次, 脉动次数多于单相半波整流电路, 使直流电压、电流的波形得到了改善, 该电路属于双脉波整流电路。因为桥式整流电路正负半周均能工作, 使得变压器二次侧绕组在正、负半周均有电流流过, 流过电流方向相反且波形对称, 即直流电流平均值为 0, 故变压器不存在直流磁化问题, 变压器绕组和铁芯的利用率较高。

(2) 主要的数量关系

输出直流电压平均值为

$$U_{d(av)} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) = 0.9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (4-10)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时, 整流输出直流电压平均值最大, 用 $U_{d0(av)}$ 表示, $U_{d0(av)}=0.9U_2$; 随着控制角 α 的增大, 输出直流电压平均值减小, 当 $\alpha=\pi$ 时, $U_{d(av)}=0$ 。输出直流电压平均值在 $0.9U_2 \sim 0$ 之间连续可调, 控制角 α 移相范围为 $0 \sim \pi$ 。

输出电流平均值 $I_{d(av)}$ 为

$$I_{d(av)} = \frac{U_{d(av)}}{R} = 0.9 \frac{U_2}{R} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (4-11)$$

每个晶闸管只流过负载电流的 1/2, 因此, 晶闸管电流的平均值 $I_{VT(av)}$ 为

$$I_{VT(av)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{d(av)}}{R} = 0.45 \frac{U_2}{R} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (4-12)$$

输出电流的有效值 I_d 与变压器二次侧电流的有效值 I_2 相等, 有

$$I_d = I_2 = I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-13)$$

晶闸管电流的有效值 I_{VT} 为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-14)$$

输出电压有效值为

$$U_d = U = U_2 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-15)$$

忽略晶闸管的损耗时, 整流电路的有功功率为 $P = I^2 R = U I_2$; 交流侧电源的视在功率为 $S = U_2 I_2$ 。因此, 功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U}{U_2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-16)$$

2. 电感性负载

(1) 电路结构及工作原理

假设电路已处于正常的稳定工作状态, 电感性负载单相桥式全控整流电路的原理图及主要波形如图 4-6 所示。

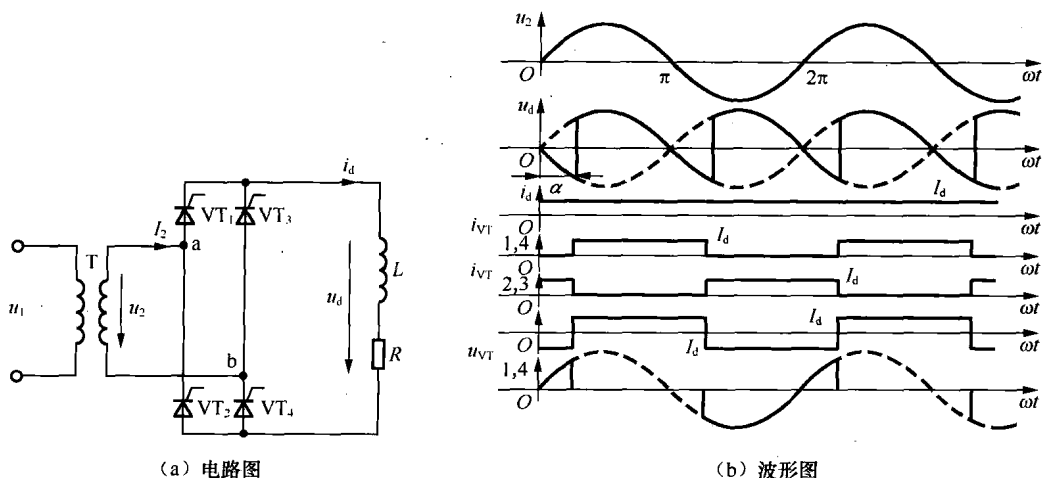


图 4-6 电感性负载单相桥式全控整流电路及波形

在变压器二次侧电压 u_2 的正半周 (a 点电位高于 b 点电位), 晶闸管 VT_1 和 VT_4 承受正向电压。在控制角 α 处给晶闸管 VT_1 和 VT_4 施加触发脉冲使它们导通, $u_d = u_2$, 整流输出电流从 a 端流出, 经过 VT_1 、 L 、 R 和 VT_4 流回电源 b 端。负载中有电感存在使负载电流不能突变, 电感对负载电流起平波作用, 假设负载电感足够大, 电感 L 足够大, $\omega L \gg R$, 负载电流 i_d 连续、平直, 近似为一水平线, 大小为 I_d , 波形如图 4-6 (b) 所示。当 u_2 过 0 变负时, 由于 u_2 减小时负载电流 i_d 出现减小的趋势, 促使电感 L 上出现下正上负的自感电势 e_L , e_L 与 u_2 一起构成晶闸管上的阳极电压, 如果 $|e_L| > |u_2|$, 即使 u_2 过 0 变负, 也能保证施加在晶闸管上的阳极电压 $e_L + u_2 > 0$, 维持晶闸管继续导通。这样, 整流输出电压 u_d 波形中将出现负值部分, 持续到另一对晶闸管 VT_2 和 VT_3 导通为止。

在 u_2 的负半周 (b 点电位高于 a 点电位), 晶闸管 VT_2 和 VT_3 承受正向电压, 在 $\omega T = \pi + \alpha$ 时刻给 VT_2 和 VT_3 加触发脉冲, 晶闸管导通, 整流电流从 b 端流出, 经过 VT_3 、 L 、 R 和 VT_2 流回电源 a 端。 u_2 通过导通的晶闸管 VT_2 和 VT_3 向晶闸管 VT_1 和 VT_4 施加反向电压使其关断, 流过 VT_1 和 VT_4 的电流迅速转移到 VT_2 和 VT_3 上, 此过程称为换相, 也称换流。 VT_2 和 VT_3 一直导通到下一周期相应的控制角 α 时, 重新导通 VT_1 和 VT_4 , 如此重复循环下去。如图 4-6 (b) 所示, 整流输出电压 u_d 具有正、负输出, 晶闸管承受的最大正反向电压均为 $\sqrt{2}U_2$ 。

(2) 主要的数量关系

电流连续时, 输出直流电压的平均值为

$$U_{d(av)} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 0.9U_2 \cos \alpha \quad (4-17)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时, 整流输出直流电压平均值最大, 用 $U_{d0(av)}$ 表示, $U_{d0(av)}=0.9U_2$; 随着控制角 α 的增大, 输出直流电压平均值减小, 当 $\alpha=\frac{\pi}{2}$ 时, $U_{d(av)}=0$ 。输出直流电压平均值在 $0.9U_2 \sim 0$ 之间连续可调, 控制角 α 移相范围为 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 。

由于电流连续, 晶闸管的导通角 θ 与控制角 α 无关, 每只晶闸管的导通角为 $1/2$ 个周期, $\theta=\pi$, 其电流波形是宽度为 180° 的矩形波, 如图 4-6 (b) 所示。

晶闸管电流的平均值为

$$I_{VT(av)} = \frac{I_d}{2} \quad (4-18)$$

晶闸管电流的有效值为

$$I_{VT} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 0.707I_d \quad (4-19)$$

变压器二次侧电流 i_2 的波形为正、负各 180° 的矩形波, 相位由控制角 α 决定。变压器二次侧电流有效值 $I_2=I_d$ 。变压器二次侧绕组内电流无直流分量, 故不存在直流磁化问题。

当负载回路中电感不够大或负载电流较小时, 负载电流将不再连续, 输出电压平均值为

$$U_{d(av)} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \quad (4-20)$$

式中, θ 为晶闸管的导通角。

3. 反电动势负载

当负载为蓄电池或直流电动机的电枢 (忽略其中的电感) 时, 负载本身具有一定的直流电势, 对于整流来说, 它们就是反电动势性质负载。当忽略主电路中各部分的电感时, 反电动势性质负载可以被认为是电阻反电动势负载, 其电路原理图及主要波形如图 4-7 所示。

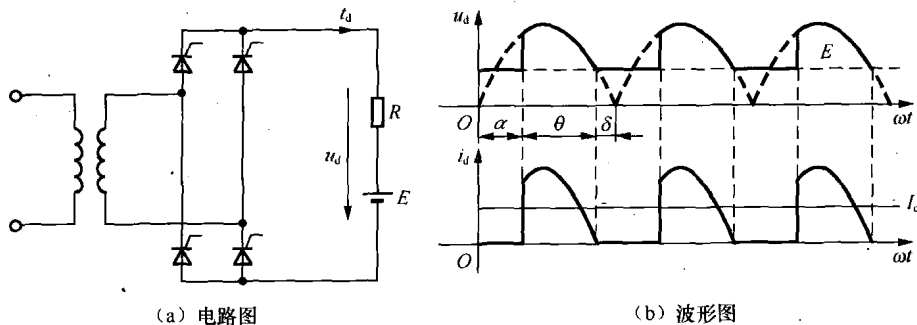


图 4-7 反电动势负载单相全控桥式整流电路及波形

图 4-7 (a) 中, 只有当变压器二次侧电压 u_2 的绝对值大于反电动势, 即 $|u_2| > E$ 时, 整流桥中晶闸管才能承受正向阳极电压而能被触发导通, 电路中才有直流电流 i_d 输出。晶闸管导

通以后, 输出电压 $u_d = u_2$, 负载电流 $i_d = \frac{u_d - E}{R}$, 直到 $|u_2| = E$, i_d 降为 0 而使晶闸管关断, 此后 $u_d = E$ 。与电阻性负载时相比, 晶闸管的导电时间缩短, 如图 4-7 (b) 所示, 晶闸管提前 δ 电角度停止导电, δ 称为停止导电角或最小起始导电角。 δ 表征了在给定的反电动势 E 、交流电压有效值为 U_2 条件下, 晶闸管可能导通的最早时刻。当交流电源电压的峰值为 $\sqrt{2}U_2$, 反电动势大小为 E , 则

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}U_2} \quad (4-21)$$

当控制角 $\alpha > \delta$ 时, $u_2 > E$, 晶闸管一经触发就能导通, 晶闸管一直导通到 $\omega t = \pi - \delta$ 时刻为止, 整流输出电压平均值为

$$U_{d(av)} = E + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E) d(\omega t) \quad (4-22)$$

输出电流的平均值为

$$I_{d(av)} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E}{R} \right) d(\omega t) \quad (4-23)$$

输出电流的有效值为

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E}{R} \right)^2 d(\omega t)} \quad (4-24)$$

当控制角 $\alpha < \delta$ 时, 虽然在 $\omega t = \alpha$ 时刻给晶闸管门极施加了触发脉冲, 但此时电源电压 u_2 小于反电动势 E , 晶闸管承受反向阳极电压而不能导通, 为了保证晶闸管可靠导通, 要求触发脉冲有足够的宽度, 确保当 $\omega t = \delta$ 时刻晶闸管开始承受正向阳极电压时, 触发脉冲依然存在。这相当于将控制角 α 推迟为 δ , 即 $\alpha = \delta$, 晶闸管的导通区间为 $\delta \sim (\pi - \delta)$, 输出电压平均值为

$$U_{d(av)} = E + \frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E) d(\omega t) \quad (4-25)$$

反电动势性负载下的输出电流是断续的, 出现了 $i_d = 0$ 的时刻, 电流断续对蓄电池充电工作没什么影响, 但对于为直流电动机供电会带来一系列影响。电流断续将使电动机运行条件严重恶化, 机械特性变得很软。机械特性是指电动机的转速 n 与转矩 T 的关系 $n = f(T)$, 反映出电动机的带载能力, 直流电机的机械特性是略微向下倾斜的直线, 希望该直线越平越好。机械特性变软将导致电机一旦负载波动, 则转速有明显地下降, 即电机转速不稳, 存在较大的转速波动。同时, 电流断续时导通角 θ 变小, 电流波形的底部变窄, 平均电流是与电流波形的面积成比例的, 为了增大平均电流, 则电流峰值也需增大, 有效值随之增大, 高峰值的脉冲电流将造成直流电动机换向困难, 并且在换向时容易产生火花, 电流有效值的增大, 要求电源的容量随之增大。

为了克服这些缺点, 一般在反电动势负载主回路串联平波电抗器, 用来平滑电流脉动和延长晶闸管导通时间, 保持电流连续。当电感容量足够大, 电流连续, 工作情况与电感性负载电流连续的情况相同: 晶闸管每次导通 180° , 这时整流输出电压 u_d 的波形和负载电流 i_d

的波形与电感性负载电流连续时的波形相同, 整流输出电压平均值 $U_{d(av)}$ 的计算公式也相同。

单相桥式全控整流电路带反电动势负载(电动机)串平波电抗器, 电动机在低速轻载时电流连续的临界情况下的 u_d 和 i_d 波形如图 4-8 所示。

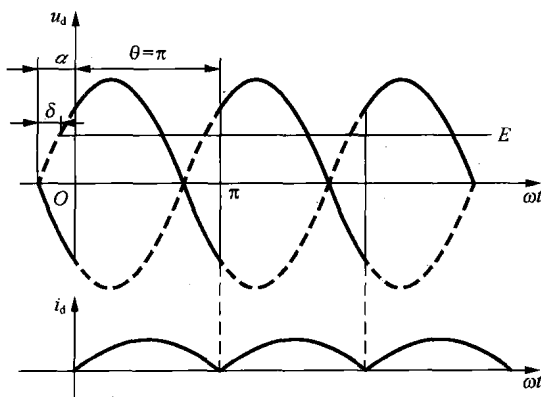


图 4-8 单相桥式全控整流电路带反电动势负载串平波电抗器及电流连续的临界情况

主回路总电感量为 L , 晶闸管导通时, 负载电流回路方程式为

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \alpha) \quad (4-26)$$

忽略主回路的电阻, 负载电流连续, 则半个周期内电感上的平均电压为 0, 由式 (4-17) 有

$$E = U_{d(av)} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \cos \alpha \quad (4-27)$$

因此, 式 (4-26) 可改写为

$$di_d = \frac{1}{\omega L} \left[\sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \alpha) - \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \cos \alpha \right] d(\omega t) \quad (4-28)$$

从而, 有

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{2\omega t}{\pi} \cos \alpha \right] \quad (4-29)$$

在电感容量已知的情况下, 如果负载电流连续, 则其输出电流平均值为

$$I_{d(av)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_d(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi \omega L} \sin \alpha \quad (4-30)$$

给定最小平均电流值 I_{dmin} (约额定电流值的 5%, 触发角 $\alpha = \frac{\pi}{2}$), 为保证电流连续所需的电感量 L 可由下式求出。

$$L = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi \omega I_{dmin}} = 2.87 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (\text{H}) \quad (4-31)$$

式中, U_2 的单位为 V; I_{dmin} 的单位为 A; ω 是工频角速度; L 的单位为 H。

单相桥式全控整流电路具有整流波形好, 变压器无直流磁化, 变压器绕组利用率高, 整

流电路电压放大倍数高, 控制灵敏度高, 电路结构简单以及整流电路功率因数高等优点; 但也存在电压纹波大、波形差以及控制滞后时间长等缺点。在负载容量较大以及对整流电路性能指标有更高要求时, 多采用三相可控整流电路。

4.2.2.3 单相桥式半控整流电路

(1) 电路结构及工作原理

在单相桥式全控整流电路中, 晶闸管的作用是控制导通时间和确定电流的流通过径, 如果仅仅是为了控制导通时间(可控整流), 每个桥臂使用一只晶闸管就可以控制导通时间, 另一只晶闸管可以用电力二极管代替来确定电流的流通过径, 从而使电路简化, 如图 4-9 (a) 所示。

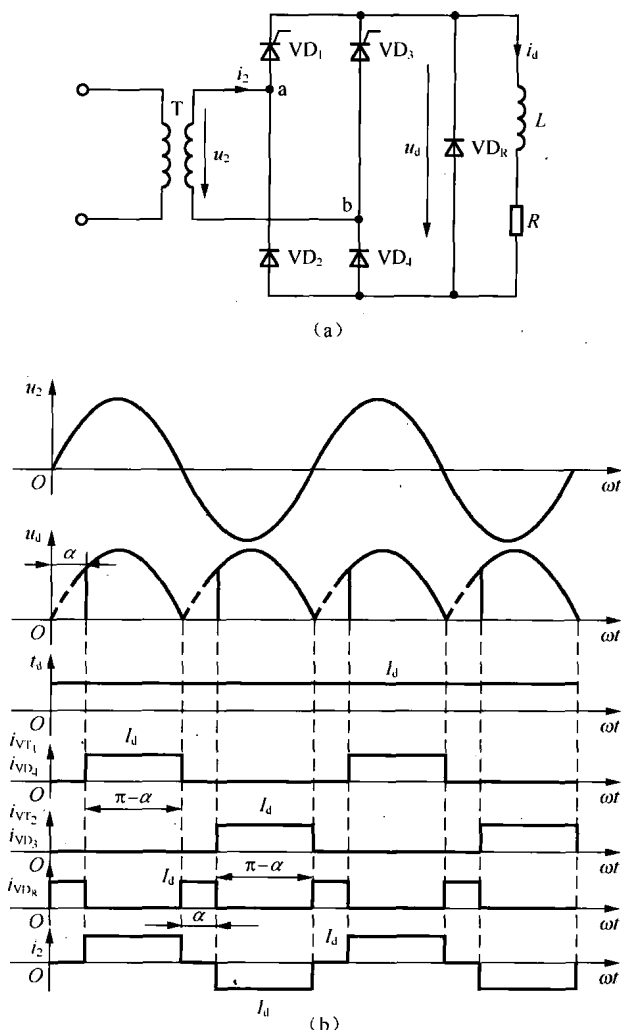


图 4-9 电感性负载单相桥式半控整流电路及波形 (有续流二极管)

电阻性单相桥式半控整流电路的工作情况与电阻性单相桥式全控整流电路的工作情况相同。这里只讨论电感性负载的工作情况。

假设负载中电感 L 足够大, $\omega L \gg R$, 负载电流 i_d 连续、平直, 近似为一条水平线, 大小为 I_d , 且电路已工作于稳态。在 u_2 正半周, 控制角 α 时刻给晶闸管 VT_1 加触发脉冲, VT_1 导

通, u_2 经 VT_1 和 VD_1 向负载供电。 u_2 过 0 变负时, 因电感作用使电流连续, 电流通过续流二极管 VD_R 进行续流, 输出电压 $u_d=0$ 。此时, VT_1 承受负压关断, VT_3 承受正压, 变压器二次绕组无电流。

在 u_2 负半周, 控制角 α 时刻给晶闸管 VT_3 加触发脉冲, VT_3 导通, VD_R 承受负压而关断, u_2 经 VT_3 和 VD_2 向负载供电。 u_2 过 0 变正时, 电流再次通过续流二极管 VD_R 进行续流, 输出电压 $u_d=0$ 。以后重复上述过程。

若无续流二极管时的工作情况: 在 u_2 正半周, 控制角 α 时刻给晶闸管加触发脉冲, VT_1 导通, u_2 经 VT_1 和 VT_4 向负载供电。当 u_2 过 0 变负时, 因电感作用使电流连续, VT_1 继续导通。此时 a 点电位低于 b 点电位, 使得电流从 VT_4 转移至 VT_2 , VT_4 承受反压而关断, 电流不再流经变压器二次绕组, 而是由 VT_1 和 VT_2 续流。在此阶段, 忽略器件的通态压降, 则输出电压 $u_d=0$, 不会出现原全控桥电路那样 u_d 为负的情况。在 u_2 负半周, 控制角 α 时刻给晶闸管 VT_3 加触发脉冲, VT_3 导通, 则向 VT_1 加反压使其关断, u_2 经 VT_3 和 VD_2 向负载供电。 u_2 过 0 变正时, VD_4 导通, VD_2 关断。 VT_3 和 VD_4 续流, u_d 又为 0。此后重复以上过程。

应该注意, 该无续流二极管的电感性单相桥式半控整流电路可能出现失控现象。当控制角 α 突然增大至 180° 或触发脉冲丢失时, 由于电感储能不能经变压器二次绕组释放, 只是在负载电阻上消耗, 会发生一个晶闸管持续导通, 而两个二极管轮流导通的情况, 这使输出电压 u_d 成为正弦半波, 即半周期 u_d 为正弦, 另外半周期 u_d 为 0, 其平均值保持恒定, 相当于单相半波不可控整流电路时输出电压的波形, 即控制角 α 失去控制作用, 称为失控。例如当 VT_1 导通时移去触发脉冲, 则当 u_2 过 0 变负时, 由于电感的作用并且 VT_3 没有触发脉冲不能导通, 负载电流只能由 VT_1 和 VD_2 续流; 当 u_2 过 0 变正时, 因 VT_1 是导通的, u_2 又经 VT_1 和 VD_4 向负载供电, 出现失控现象。

有续流二极管 VD_R 时, 续流过程由 VD_R 完成, 在续流期间对应的晶闸管关断, 避免了某一个晶闸管持续导通, 从而防止失控现象的发生。同时, 续流期间导电回路中只有一个管压降, 有利于降低损耗。

(2) 主要的数量关系 (有续流二极管)

输出电压平均值

$$U_{d(av)} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) = 0.9 U_2 \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} \quad (4-32)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时, 整流输出直流电压平均值最大, 用 $U_{d0(av)}$ 表示, $U_{d0(av)}=0.9 U_2$; 随着控制角 α 的增大, 输出直流电压平均值减小, 当 $\alpha=\frac{\pi}{2}$ 时, $U_{d(av)}=0$ 。输出直流电压平均值在 $0.9 U_2 \sim 0$ 之间连续可调, 控制角 α 移相范围为 $0 \sim \pi$ 。

晶闸管 (二极管) 电流的平均值为

$$I_{VT(av)} = I_{VD(av)} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (4-33)$$

晶闸管 (二极管) 电流的有效值为

$$I_{VT} = I_{VD} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (4-34)$$

续流二极管电流的平均值为

$$I_{\text{VDR}}(\text{av}) = \frac{\alpha}{2\pi} I_d \quad (4-35)$$

续流二极管电流的有效值为

$$I_{\text{VDR}} = \sqrt{\frac{\alpha}{2\pi}} I_d \quad (4-36)$$

4.2.2.4 单相全波可控整流电路

单相全波可控整流电路也称为单相双半波可控整流电路,图 4-10 给出了电阻性负载单相全波可控整流电路原理图及主要工作波形。图中, T 是一个二次侧绕组带中心抽头的电源变压器,变压器二次侧绕组两端分别接晶闸管 VT_1 和 VT_2 ,晶闸管 VT_1 和 VT_2 的阴极连接在一起,称为共阴极连接。在 u_2 的正半周,触发晶闸管 VT_1 导通,负载得到上正下负的输出电压 u_d ;在变 u_2 的负半周,触发 VT_2 导通,负载也得到上正下负的输出电压 u_d 。

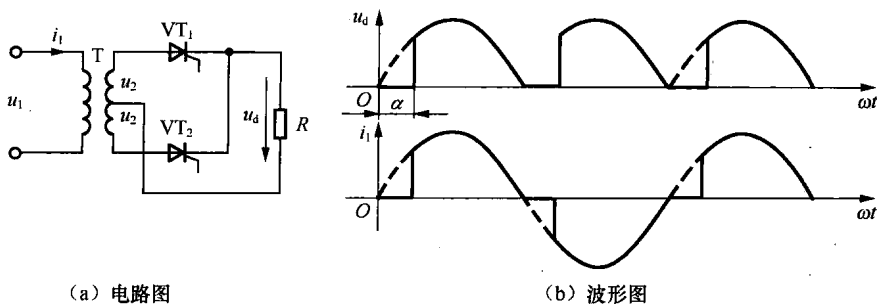


图 4-10 单相全波可控整流电路及波形

图 4-10 (b) 为电阻性负载单相全波可控整流电路输出电压 u_d 的波形和变压器一次侧电流 i_1 的波形。由图中可知,输出电压 u_d 的波形和电阻性负载单相桥式全控整流电路的波形相同,交流输入端的电流为交变电流,变压器不存在直流磁化问题。当接其他负载时,也可得到相同的结论。单相全波整流电路适合在低输出电压的场合应用。

从直流输出端和交流输入端看,可以说单相全波可控整流电路与单相桥式全控整流电路是基本一致的。两者区别如下。

- ① 单相全波可控整流电路中变压器的二次侧绕组带中心抽头,结构较复杂,绕组及铁芯对铜、铁等材料的消耗比单相桥式全控电路多。
- ② 单相全波可控整流电路只用 2 个晶闸管,比单相桥式全控电路少 2 个,相应地,门极驱动电路也少 2 个,但是晶闸管承受的最大电压为 $2\sqrt{2}U_2$,是单相桥式全控电路的 2 倍。
- ③ 单相全波可控整流电路中,导电回路只含 1 个晶闸管,比单相桥少 1 个,因而管压降也少 1 个。

4.2.3 三相可控整流电路

【展开讲解】分析两种典型三相可控整流电路

当负载容量较大、输出电压脉动要求较小、对控制的快速性有要求时,多采用三相可控整流电路。多相可控整流电路形式多样,最基本的是三相半波可控整流电路,其他类型可视为三相半波电路以不同方式串联或并联而成。应用最广泛的电路有三相桥式全控整流电路、双反星形可控整流电路和 12 脉波可控整流电路等。本节只对三相半波可控整流电路和三相桥

式全控整流电路的原理进行分析和讲述。

4.2.3.1 三相半波可控整流电路

1. 电阻性负载

三相半波可控整流电路如图 4-11 (a) 所示。为得到零线，变压器二次侧必须接成星形，而一次侧接成角形，避免 3 次谐波流入电网。3 个晶闸管分别接入 u、v、w 三相电源，它们的阴极连接在一起，称为共阴极接法，这种接法触发电路有公共端，连线方便。

假设将电路中的晶闸管换作二极管，并用 VD 表示，该电路就成为三相半波不可控整流电路。首先分析三相半波不可控整流电路的工作情况，此时，3 个二极管对应的相电压中哪一个的值最大则该相所对应的二极管导通，并使另两相的二极管承受反压关断，输出整流电压即为该相的相电压，波形如图 4-11 (d) 所示。在一个周期中，器件工作情况如下：在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间，u 相电压最高，VD₁ 导通， $u_d = u_u$ ；在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间，v 相电压最高，VD₂ 导通， $u_d = u_v$ ；在 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间，w 相电压最高，VD₃ 导通， $u_d = u_w$ 。此后，在下一周期， ωt_4 时刻相

当于 ωt_1 时刻的位置，VD₁ 又导通，重复前一周期的工作情况。在每一周期中，VD₁、VD₂、VD₃ 轮流导通，每管各导通 120°， u_d 波形为 3 个相电压在正半周期的包络线。

在相电压的交点 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 处，均出现了二极管换相，即电流由一个二极管向另一个二极管转移，这些交点即为自然换相点。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 $\alpha = 0^\circ$ 。要改变触发角只能是在此基础上增大，即沿时间坐标轴向右移。若在自然换相点处触发相应的晶闸管导通，则电路的工作情况与以上分析的二极管整流工作情况一样。

当 $\alpha = 0^\circ$ 时，变压器二次侧 u 相绕组和晶闸管 VT₁ 的电流波形如图 4-11 (e) 所示，另两相电流波形形状相同，只是依次滞后 120°，可见变压器二次绕组电流有直流分量。图 4-11 (f) 是 VT₁ 两端的电压波形，其由 3 段组成：第 1 段，VT₁ 导通期间，为一管压降，可近似为 0；第 2 段，在 VT₁ 关断后，VT₂ 导通期间， $u_{VT_1} = u_u - u_v = u_{uv}$ ，为一段线电压；第 3 段，在 VT₃ 导通期间， $u_{VT_1} = u_u - u_w = u_{uw}$ ，为另一段线电压。由图可见， $\alpha = 0^\circ$ 时，晶闸管承受的两段线电压均为负值，随着 α 增大，晶闸管承受的电压中正的部分逐渐增多。其他两管上的电压波形形状相同，相位依次相差 120°。

图 4-12 是 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形。从输出电压、电流的波形可看出，这时负载电流处于连续和

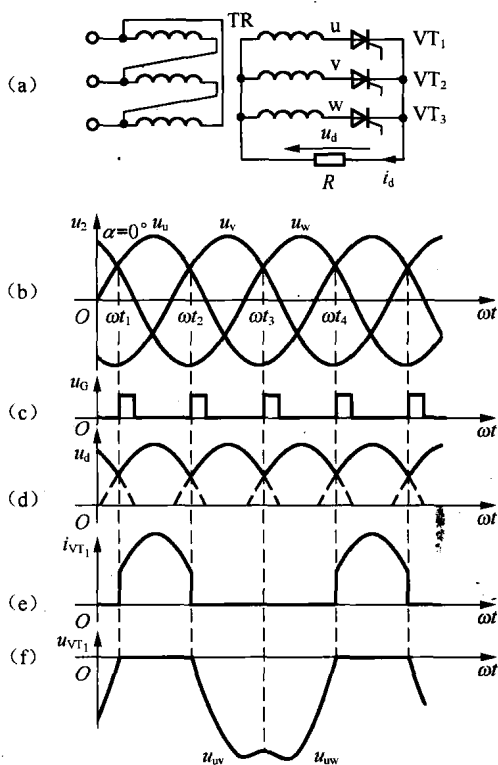


图 4-11 三相半波可控整流电路及主要波形 (电阻负载, $\alpha = 0^\circ$)

断续的临界状态，各相仍导电 120° 。

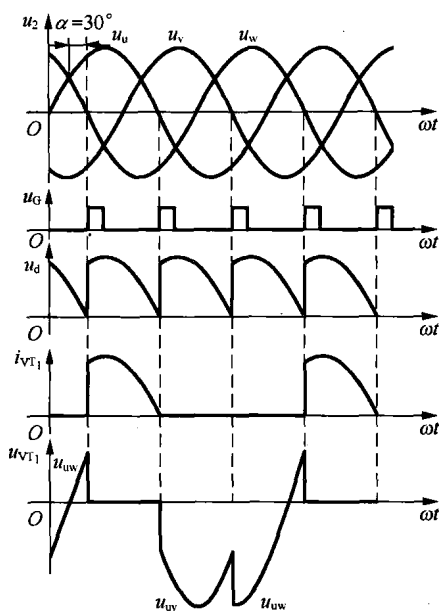


图 4-12 三相半波可控整流电路波形（电阻负载， $\alpha=30^\circ$ ）

图 4-13 是 $\alpha=60^\circ$ 时的波形。当导通相的相电压过零变负时，该相晶闸管关断。此时下一相晶闸管虽承受正电压，但它的触发脉冲还未到，不会导通，因此输出电压电流均为零，直到触发脉冲出现为止。在这种情况下，负载电流断续，各晶闸管导通角为 90° ，小于 120° 。

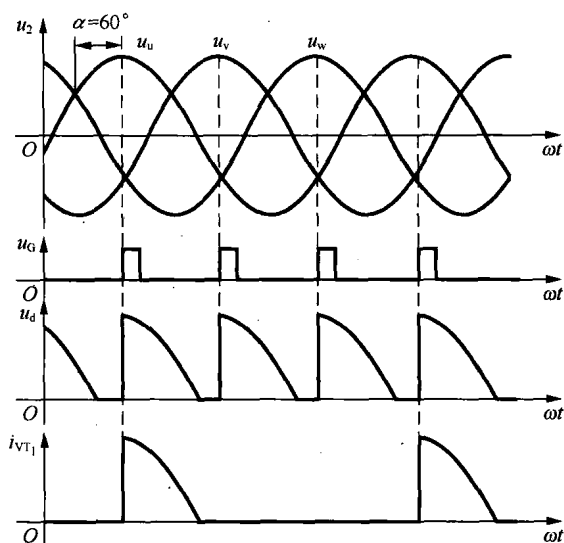


图 4-13 三相半波可控整流电路波形（电阻负载 $\alpha=60^\circ$ ）

若 α 角继续增大，整流电压将越来越小。当 $\alpha=150^\circ$ 时，整流输出电压为零，故电阻负载时 α 角的移相范围为 150° 。

根据电路工作原理， u_d 波形在 $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ 区间是连续的，而在 $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ 区间是断续的。故求它的直流平均电压，要分别计算。

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

$$\begin{aligned}
 U_{d(av)} &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha \\
 &= 1.17U_2 \cos \alpha
 \end{aligned} \quad (4-37)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时, 输出直流平均电压值最大, $U_{d0(av)}=1.17U_2$ 。

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

$$\begin{aligned}
 U_{d(av)} &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \\
 &= 0.675U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right]
 \end{aligned} \quad (4-38)$$

由于电阻性负载, i_d 波形与 u_d 波形相似, 则负载电流平均值为

$$I_{d(av)} = \frac{U_{d(av)}}{R} \quad (4-39)$$

流过晶闸管的电流平均值为

$$I_{VT(av)} = \frac{1}{3} I_{d(av)} \quad (4-40)$$

晶闸管承受的最大反向电压为变压器二次侧线电压的峰值 $\sqrt{6}U_2$; 最大正向电压为变压器二次侧相电压的峰值 $\sqrt{2}U_2$ 。

2. 阻感性负载

如果负载为阻感负载, 且 L 值很大, 则如图4-14所示, 整流电流 i_d 的波形基本是平直的, 流过晶闸管的电流接近矩形波。

当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, 整流电压波形与电阻负载时相同, 因为两种负载情况下, 负载电流均连续。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 例如 $\alpha=60^\circ$ 时的波形如图4-14所示。当 u_2 过零时, 由于电感的存在, 阻止电流下降, 因而 VT_1 继续导通, 直到下一相晶闸管 VT_2 的触发脉冲到来, 才发生换流, 由 VT_2 导通向负载供电, 同时向 VT_1 施加反压使其关断。这种情况下 u_d 波形中出现负的部分, 若 α 增大, u_d 波形中负的部分将增多, 至 $\alpha=90^\circ$ 时, u_d 波形中正负面积相等, u_d 的平均值为零。可见阻感负载时, α 的移相范围为 90° 。

由于负载电流连续, $U_{d(av)}$ 可由式(4-37)求出。

晶闸管两端电压波形如图4-14所示。由于负载电流连续, 晶闸管承受的最大正反向电压均为变压器二次侧线电压峰值 $\sqrt{6}U_2$ 。

三相半波可控整流电路的主要缺点在于其变压器二次电流中含有直流分量, 为此其应用较少。

4.2.3.2 三相桥式全控整流电路

图4-15是应用最为广泛的三相桥式全控整流电路的原理图。习惯将其中阴极连接在一起的3个晶闸管(VT_1 、 VT_3 、 VT_5)称为共阴极组; 阳极连接在一起的3个晶闸管(VT_4 、 VT_6 、

VT₂) 称为共阳极组。此外, 习惯上按图 4-15 所示顺序给晶闸管编号, 即共阴极组中与 u、v、w 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为 VT₁、VT₃、VT₅, 共阳极组中与 u、v、w 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为 VT₄、VT₆、VT₂。从后面的分析可知, 按此编号, 晶闸管的导通顺序为 VT₁→VT₂→VT₃→VT₄→VT₅→VT₆。

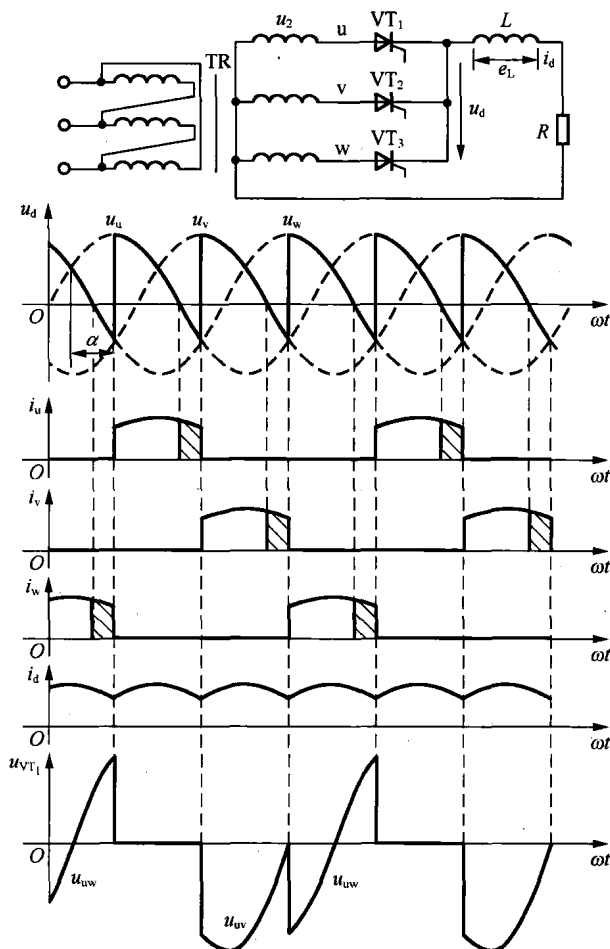


图 4-14 三相半波可控整流电路及波形 (阻感负载, $\alpha=60^\circ$)

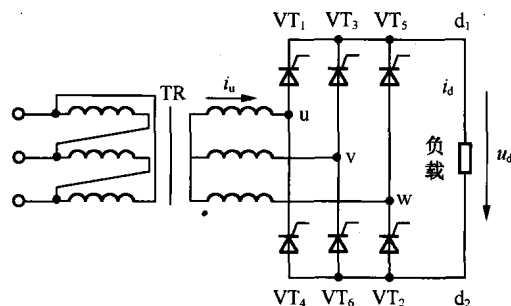


图 4-15 三相桥式全控整流电路原理图

1. 电阻性负载

采用与分析三相半波可控整流电路时类似的方法, 假设将电路中的晶闸管换作二极管, 这种情况也相当于晶闸管触发角 $\alpha=0^\circ$ 时的情况。对于共阴极组的 3 个晶闸管, 阳极所接交流

电压值最高的一个导通；而对于共阴极组的 3 个晶闸管，则是阴极所接交流电压值最低（或者说负得最多）的一个导通。这样，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，施加于负载上的电压为某一线电压，工作波形如图 4-16 所示。

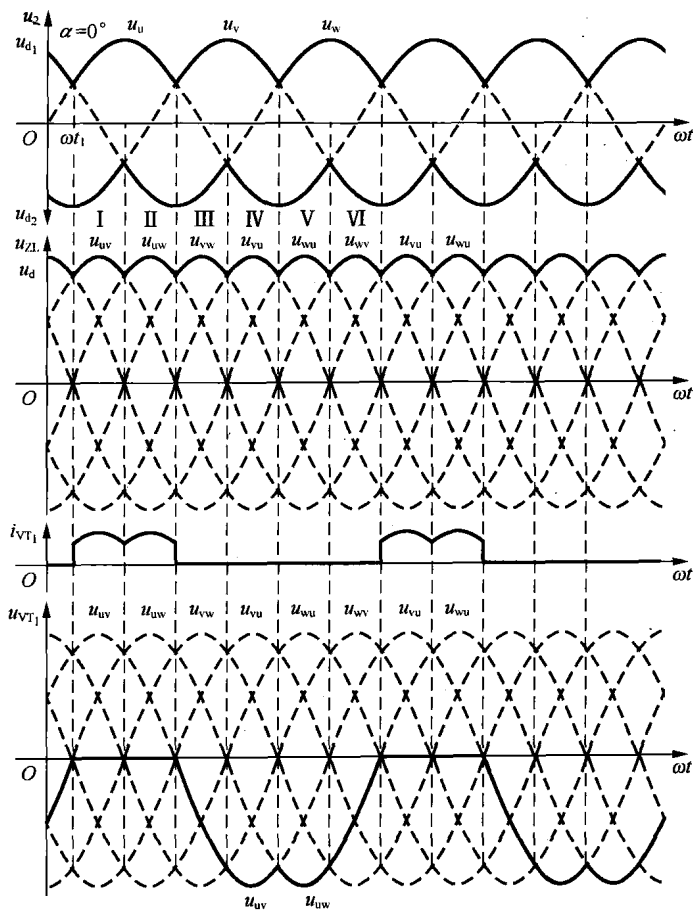


图 4-16 三相桥式全控整流电路波形（电阻负载， $\alpha=0^\circ$ ）

当 $\alpha=0^\circ$ 时，各晶闸管均在自然换相点处换相。由图 4-16 中变压器二次绕组相电压 u_2 与线电压 u_{ZL} 波形的对应关系可以看出，各自然换相点既是相电压的交点，同时也是线电压的交点。在分析输出电压 u_d 的波形时，既可从相电压波形分析，也可以从线电压波形分析。

从相电压波形看，以变压器二次侧的中点 n 为参考点，共阴极组晶闸管导通时，整流输出电压 u_{d1} 为相电压在正半周的包络线；共阳极组导通时，整流输出电压 u_{d2} 为相电压在负半周的包络线。总的整流输出电压 $u_d = u_{d1} - u_{d2}$ 是两条包络线间的差值，将其对应到线电压波形上，即为线电压在正半周的包络线。

从线电压波形看，由于共阴极组中处于通态的晶闸管对应的是最大（正得最多）的相电压，而共阳极组中处于通态的晶闸管对应的是最小（负得最多）的相电压，输出整流电压 u_d 为这两个相电压相减，是线电压中最大的一个，因此输出整流电压 u_d 波形为线电压在正半周期的包络线。

为了说明各晶闸管的工作情况，将波形中的一个周期等分为 6 段，每段为 60° ，每一段中导通的晶闸管及输出整流电压的情况见表 4-1。注意，一个周期的分区是以触发角 α 为依据

来划分,也就是说,6个区的划分起点随着触发角 α 的变化而变化。

表 4-1 三相桥式全控整流电路晶闸管的工作情况

时 段	共阴极组导通的晶闸管	共阳极组导通的晶闸管	整流输出电压 u_d
I	VT ₁	VT ₆	$u_u - u_v = u_{uv}$
II	VT ₁	VT ₂	$u_u - u_w = u_{uw}$
III	VT ₃	VT ₂	$u_v - u_w = u_{vw}$
IV	VT ₃	VT ₄	$u_v - u_u = u_{vu}$
V	VT ₅	VT ₄	$u_w - u_u = u_{wu}$
VI	VT ₅	VT ₆	$u_w - u_v = u_{wv}$

从带电阻负载、触发角 $\alpha=0^\circ$ 的三相桥式全控整流电路的情况可以总结出以下一些特点。

(1) 每个时刻均需 2 个晶闸管同时导通,形成向负载供电的回路,其中 1 个晶闸管是共阴极组的,1 个是共阳极组的,且不能为同一相的晶闸管。

(2) 对触发脉冲的要求:6 个晶闸管的脉冲按 VT₁→VT₂→VT₃→VT₄→VT₅→VT₆ 的顺序,相位依次差 60° ;共阴极组 VT₁、VT₃、VT₅ 的脉冲依次差 120° ,共阳极组 VT₄、VT₆、VT₂ 也依次差 120° ;同一相的上下两个桥臂,即 VT₁ 与 VT₄,VT₃ 与 VT₆,VT₅ 与 VT₂,脉冲相差 180° 。

(3) 整流输出电压 u_d 一周脉动 6 次,每次脉动的波形都一样,故该电路为 6 脉波整流电路。

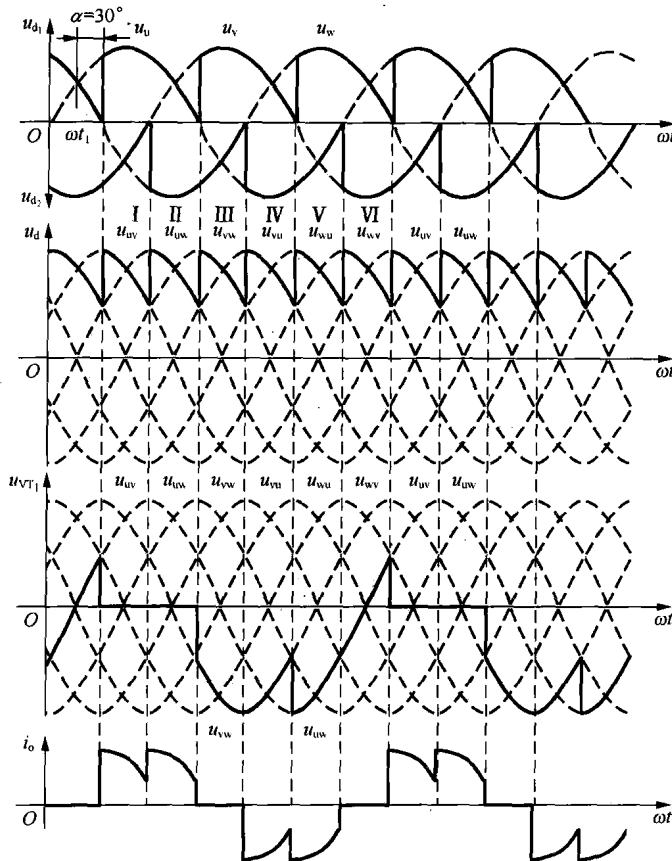
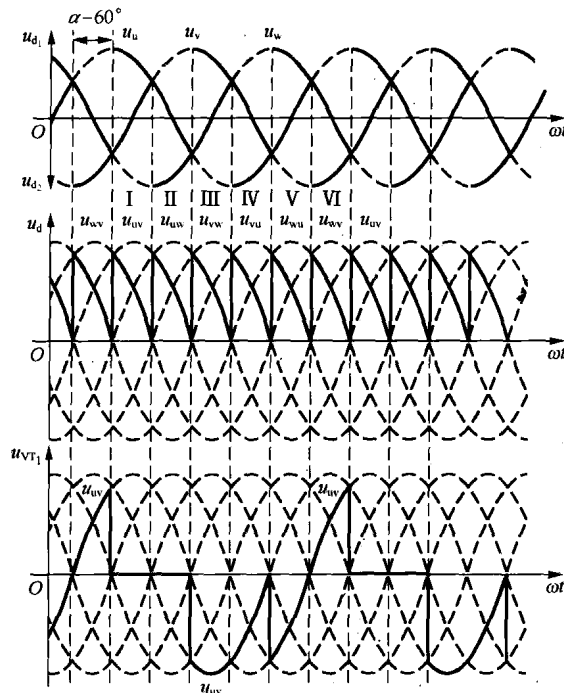
(4) 在整流电路合闸启动过程中或电流断续时,为确保电路的正常工作,需保证同时导通的 2 个晶闸管均有触发脉冲。为此,可采用两种方法:一种是使脉冲宽度大于 60° (一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$),称为宽脉冲触发;另一种方法是,在触发某个晶闸管的同时,给前一序号的晶闸管补发脉冲,即用两个窄脉冲代替宽脉冲,两个窄脉冲的前沿相差 60° ,脉宽一般为 $20^\circ \sim 30^\circ$,称为双脉冲触发。宽脉冲触发电路虽可少输出一半脉冲,但为了不使脉冲变压器饱和,需将铁芯体积做得较大,绕组匝数较多,导致漏感增大,脉冲前沿不够陡,对于晶闸管串联使用不利。双脉冲电路虽相对复杂,但要求的触发电路输出功率小。常用的是双脉冲触发。

图 4-16 给出了 $\alpha=0^\circ$ 时晶闸管 VT₁ 流过电流的波形,晶闸管一周期中有 120° 处于通态, 240° 处于断态。由于负载为电阻,故晶闸管处于通态时的电流波形与相应时段的 u_d 和 i_d 波形相同。

图 4-17 给出了 $\alpha=30^\circ$ 时的波形,与 $\alpha=0^\circ$ 时的情况相比,区别在于晶闸管起始导通时刻推迟了 30° ,组成 u_d 的每一段线电压因此推迟 30° , u_d 平均值降低。晶闸管的电压波形也相应发生变化。图 4-17 中同时给出了变压器二次侧 u 相电流 i_u 的波形,该波形的特点是,在 VT₁ 处于通态的 120° 期间 i_u 为正, i_u 波形的形状与同时段的 u_d 波形相同,在 VT₄ 处于通态的 120° 期间 i_u 波形的形状也与同时段的 u_d 波形相同,但为负值。

图 4-18 给出了 $\alpha=60^\circ$ 的波形, u_d 波形中每段线电压的波形继续向后移, u_d 平均继续降低。 $\alpha=60^\circ$ 时 u_d 出现了为零的点。

由以上分析可见,当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, u_d 波形均连续。对于电阻负载, i_d 波形与 u_d 波形的形状是一样的,也连续。


 图 4-17 三相桥式全控整流电路波形（电阻负载， $\alpha=30^\circ$ ）

 图 4-18 三相桥式全控整流电路波形（电阻负载， $\alpha=60^\circ$ ）

当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 如 $\alpha = 90^\circ$ 时电阻负载情况下的工作波形如图 4-19 所示, 此时 u_d 波形每 60° 中有 30° 为零。这是因为电阻负载时 i_d 波形与 u_d 波形一致, 一旦 u_d 降至零, i_d 也降至零, 流过晶闸管的电流即降至零, 晶闸管关断, 输出整流电压 u_d 为零, 因此 u_d 波形不能出现负值。

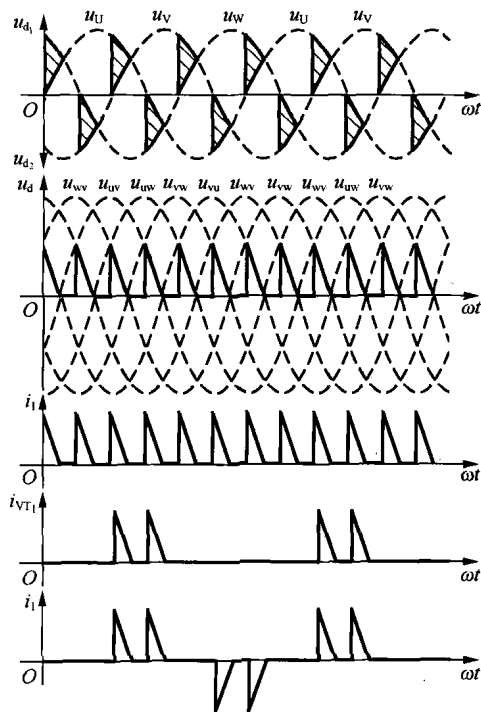


图 4-19 三相桥式全控整流电路波形 (电阻负载, $\alpha = 90^\circ$)

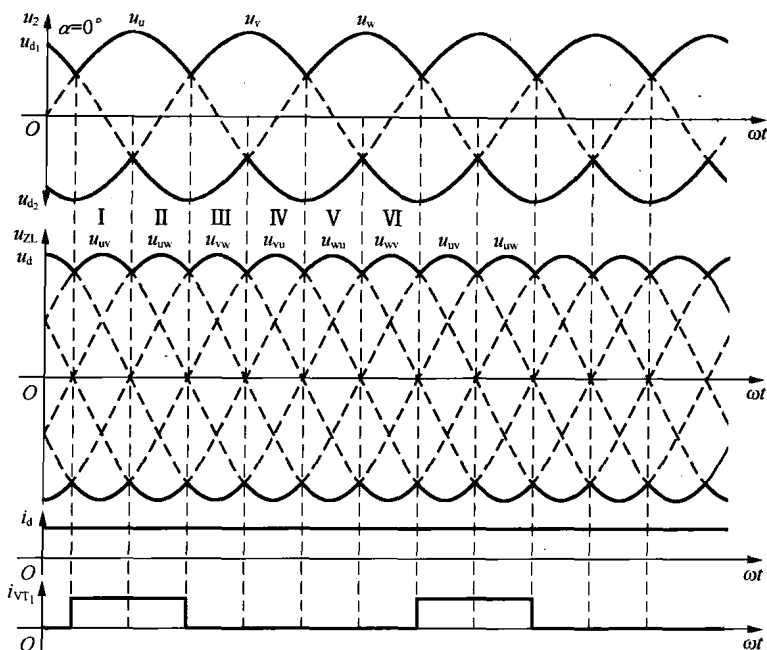
如果继续增大至 120° , 整流输出电压 u_d 波形将全为零, 其平均值也为零, 可见带电阻负载时三相桥式全控整流电路 α 角的移相范围是 120° 。

晶闸管承受的最大反向电压为变压器二次侧线电压的峰值 $\sqrt{6}U_2$; 最大正向电压为 $\frac{3}{2}\sqrt{2}U_2$, 这一点与三相半桥可控整流电路的不同在于: 后者在 $\alpha = 30^\circ$ 时, 电流便不连续。

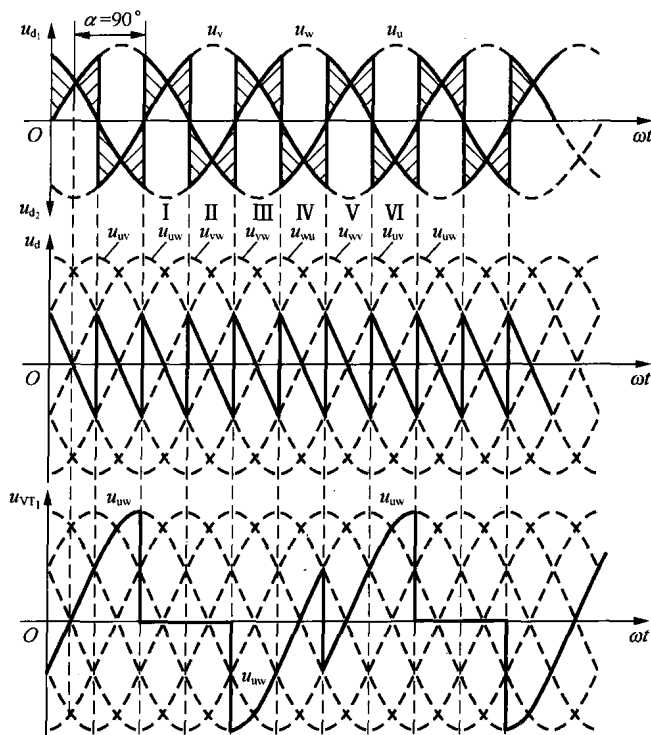
2. 阻感性负载

三相桥式全控整流电路大多用于向阻感负载和反电动势阻感负载供电 (用于直流电机传动), 在此主要分析阻感负载时的情况, 对于带反电动势阻感负载的情况, 只需在阻感负载的基础上掌握其特点, 即可把握其工作情况。

当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, u_d 波形连续, 电路的工作情况与带电阻负载时十分相似, 各晶闸管的通断情况、输出整流电压波形、晶闸管承受的电压波形等都一样。区别在于负载不同时, 同样的整流输出电压加到负载上, 得到的负载电流波形不同, 电阻负载时 i_d 波形与 u_d 波形形状一样; 而阻感负载时, 由于电感的作用, 使得负载电流波形变得平直, 当电感足够大时, 负载电流的波形可近似为一条水平线。图 4-20 给出了三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形。

图 4-20 三相桥式全控整流电路波形（阻感性负载， $\alpha=0^\circ$ ）

当 $\alpha > 60^\circ$ 时，阻感负载时的工作情况与电阻负载时不同，电阻负载时 u_d 波形不会出现负的部分，而阻感负载时，由于电感的作用， u_d 波形会出现负的部分。图 4-21 给出 $\alpha=90^\circ$ 时的波形。若电感值足够大， u_d 中正负面积将基本相等， u_d 平均值近似为零。这表明，带阻感负载时，三相桥式全控整流电路的 α 角移相范围为 90° 。

图 4-21 三相桥式全控整流电路波形（阻感性负载， $\alpha=90^\circ$ ）

晶闸管承受的最大正反向电压均为变压器二次侧线电压的峰值 $\sqrt{6}U_2$ 。

3. 主要数量关系

三相桥式全控整流输出电压的波形在一周期内脉动 6 次, 且每次脉动的波形相同, 因此在计算其平均值时, 只需对一个脉波 (1/6 周期) 进行计算即可。为了推导的方便, 以线电压的过零点为时间坐标的零点, 可得当整流输出电压连续时 (带阻感负载时, 或带电阻负载 $\alpha \leq 60^\circ$) 的平均值为

$$\begin{aligned} U_{d(av)} &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha \\ &= 2.34U_2 \cos \alpha \end{aligned} \quad (4-41)$$

带电阻负载且 $\alpha > 60^\circ$ 时, 整流电压平均值为

$$\begin{aligned} U_{d(av)} &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \\ &= 2.34U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \end{aligned} \quad (4-42)$$

输出电流平均值为

$$I_{d(av)} = \frac{U_{d(av)}}{R} \quad (4-43)$$

三相桥式全控整流电路接反电动势阻感负载时, 在负载电感足够大足以使负载电流连续的情况下, 电路工作情况与电感性负载时相似, 电路中各处电压、电流波形均相同, 仅在计算输出电流平均值 $I_{d(av)}$ 时有所不同。接反电动势阻感负载时的输出电流平均值为

$$I_{d(av)} = \frac{U_{d(av)} - E}{R} \quad (4-44)$$

式中, R 、 E ——分别为负载中的电阻值和反电动势值。

4.2.4 变压器漏感对相控整流电路的影响

【展开讲解】相控整流电路里变压器漏感影响分析

在前面分析和计算相控整流电路时, 均未考虑包括变压器漏感在内的交流侧电感的影响, 且认为晶闸管为理想开关器件, 其换流是瞬间完成的。实际上整流变压器总存在漏感, 该漏感可用一个集中的电感 L_s 表示, 其值是折算到变压器副侧的。由于电感要阻止电流的变化, 电感中的电流不能突变, 因此电流换相必然要经历一段时间, 不能瞬时完成。

以三相半波整流电路带大电感负载为例, 考虑变压器漏感时, 整流电路电压、电流波形如图 4-22 所示。对三相半波整流电路换相过程的分析和计算结果可以推广到其他的电路形式。

由于变压器漏感的存在, 换相不能瞬时完成。如图 4-22 中 U 相向 V 相的切换不能瞬时

实现, U 相电流从 I_d 逐渐减小到零, 而 V 相电流是从零逐步增大到 I_d , 这个过程称为换相过程。换相过程所对应的时间用电角度表示, 叫换相重叠角, 用 γ 表示。在换相过程中, U、V 相的两个晶闸管都导通, 相当于两相短路, 两相间的电压差为 $u_v - u_u$, 它在两相组成的回路中产生一个环流 i_k , 如图 4-22 (a) 所示。由于有电感 L_s 的存在, $i_k = i_v$ 是逐渐增大的, 而 U 相电流 $i_u = I_d - i_k$ 是逐渐减小的。当环流 i_k 增大到 I_d 时, i_u 等于零而 U 相晶闸管阻断, 这时 $i_v = I_d$, 完成了换相过程。

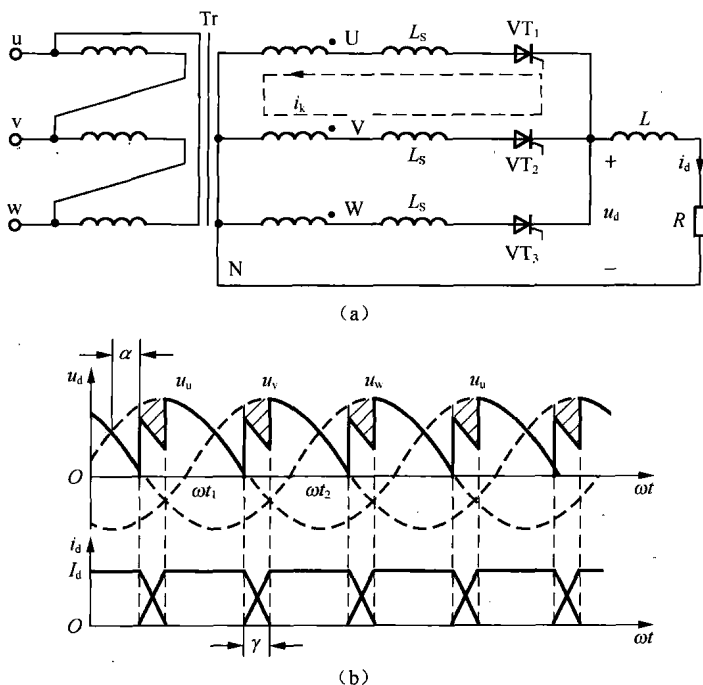


图 4-22 变压器漏感对可控整流电路的电压、电流波形的影响

在换相的过程中, 有

$$u_v - u_u = 2L_s \frac{di_k}{dt} \quad (4-45)$$

负载上整流电压的瞬时值为

$$u_d = u_u + L_s \frac{di_k}{dt} = u_v - L_s \frac{di_k}{dt} = \frac{u_u + u_v}{2} \quad (4-46)$$

在换相过程中, 整流电压是换相的两相电压的平均值。与不考虑变压器漏感相比, 波形少了一块, 如图 4-22 (b) 所示的阴影部分, 这样使得输出的整流电压 u_d 的平均值降低了, 降低多少用 ΔU_s 表示, 称为换相压降, 其值等于阴影面积除以一个晶闸管的导通时间。每次换相都会产生换相压降。一般地, 输出有 m 个脉波时, 换相压降可表示为

$$\begin{aligned}
\Delta U_s &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (u_v - u_d) d(\omega t) \\
&= \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[u_v - \left(u_v - L_s \frac{di_k}{dt} \right) \right] d(\omega t) \\
&= \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} L_s \frac{di_k}{dt} d(\omega t) \\
&= \frac{m}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_s di_k \\
&= \frac{m}{2\pi} \omega L_s I_d
\end{aligned} \tag{4-47}$$

对于单相全控桥式电路，换相过程漏感电流从 I_d 变为 $-I_d$ ，即电流变化为 $2I_d$ ，所以其换相压降比单相全波整流电路的换相压降大一倍，表 4-2 给出了多种整流电路换相压降 ΔU_s 的计算公式。

三相半波整流电路换相重叠角 γ 的计算，以自然换相点 $\alpha=0^\circ$ 处作为坐标原点，以 m 相通式表示电压 u_u 、 u_v ，有

$$\begin{aligned}
u_u &= \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \\
u_v &= \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) \\
u_v - u_u &= 2\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m} \sin\omega t = 2L_s \frac{di_k}{dt} \\
di_k &= \frac{1}{\omega L_s} \sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m} \sin\omega t d(\omega t)
\end{aligned} \tag{4-48}$$

在换相过程中， i_k 从零增加到 I_d ，则

$$\begin{aligned}
\int_0^{I_d} di_k &= \frac{\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}}{\omega L_s} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin\omega t d(\omega t) \\
I_d &= \frac{\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}}{\omega L_s} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]
\end{aligned} \tag{4-49}$$

因此，由式 (4-46) 可得

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}} \tag{4-50}$$

对于单相全控桥式电路，换相过程漏感电流从 I_d 变为 $-I_d$ ，即电流变化为 $2I_d$ ，所以通式中的 I_d 应换 $2I_d$ ；对于三相全控桥式整流电路的输出电压是线电压的 6 脉波波形，所以通式中的电压有效值应为变压器二次侧线电压的有效值 $\sqrt{3}U_2$ 。表 4-2 给出了多种整流电路 $\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)$ 的计算公式。

表 4-2 相控整流电路换相压降和换相重叠角的计算 (U_2 为相电压有效值)

电路形式	m 脉波整流电路	单相全控桥 $m=2$	单相全波 $m=2$	三相半波 $m=3$	三相全控桥 $m=6$
换相压降 ΔU_s	$\frac{m}{2\pi} \omega L_s I_d$	$\frac{2}{\pi} \omega L_s I_d$	$\frac{1}{\pi} \omega L_s I_d$	$\frac{3}{2\pi} \omega L_s I_d$	$\frac{3}{\pi} \omega L_s I_d$
$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)$	$\frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$	$\frac{\sqrt{2} \omega L_s I_d}{U_2}$	$\frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2} U_2}$	$\frac{2 \omega L_s I_d}{\sqrt{6} U_2}$	$\frac{2 \omega L_s I_d}{\sqrt{6} U_2}$

变压器的漏感能够限制其短路电流,并使电流的变化比较缓和,但是漏感引起重叠角,在换相期间产生相间短路,致使相电压波形出现一些很深的缺口,造成电网波形畸变,情况严重时必须加滤波装置。此外,漏感使整流装置的功率因数变小,电压脉动系数增加,输出电压的调整率降低。

4.2.5 相控整流电路的设计方法及举例

【展开讲解】例举相控整流电路的设计方法

1. 相控整流电路设计方法

(1) 选择整流电路

整流电路的选择应根据用户的电源情况及装置的容量来决定:一般情况下,装置容量在 5kW 以下多采用单相桥式整流电路;装置容量在 5kW 以上,额定直流电压又较高时多采用三相桥式整流电路;对于低压大电流的整流器多采用带平衡电抗器的双反星型可控整流电路,即带平衡电抗器的六相半波整流电路;功率更大时,为降低谐波和无功功率对电网的干扰,可采用多重化整流电路,即按一定的规律将两个或更多个相同结构的整流电路(如三相桥)进行组合。将整流电路进行移相多重连接可以减少交流侧输入电流谐波,而对串联多重整流电路采用顺序控制的方法可以提高功率因数。

整流电路选择的主要原则如下。

- ① 整流器开关元件的电流容量和电压容量必须得到充分利用。
- ② 整流器直流侧的纹波越小越好,以减小整流直流电压的脉动分量,从而完全省去或减少平波电抗。
- ③ 应使整流器引起的网侧谐波电流,特别是副值较高的低次谐波电流越小越好,以保证整流器有较高的功率因数和减小对电网和弱电系统的干扰。
- ④ 整流变压器的容量应得到最经济的利用,为此要求变压器的等值容量 S 尽可能接近直流容量 P ,并避免产生磁通直流分量。

(2) 计算整流变压器参数

整流变压器参数计算包括以下几方面。

- ① 变压器副边线电压、电流的计算。
- ② 变压器原边线电压的确定及线电流的计算。
- ③ 变压器原边、副边容量计算及等值容量的计算。

(3) 选用冷却系统

包括发热计算和冷却系统选用。

(4) 开关器件的选用与计算

开关器件的参数计算及选用原则如下。

- ① 计算每臂开关管的正、反向工作峰值电压。
- ② 计算每臂器件的电流。
- ③ 根据整流器的选用、使用场合及特殊要求确定电流和电压的安全裕量系数。
- ④ 根据制造厂可能提供的开关管参数水平并综合技术经济指标选用开关管或者决定晶闸管的串、并联数量。

(5) 保护系统的设计

保护系统是整流装置的重要组成部分,其功能就是在线监测装置各点的电流、电压参数,及时发现并排除故障,以防故障的进一步扩大,造成重大经济损失。保护系统主要包括过电压抑制,过电流和负载短路保护,以及电压、电流上升率的抑制。

(6) 主要部件和器件的计算及选用

包括:平波电抗的计算;触发器的选用;确定电流、电压检测方式;电压调节器设计。

(7) 继电操作电路及故障检测电路的设计

(8) 结构布置的设计

(9) 主要性能数据核算

2. 设计举例

【例 4-1】直流电动机用可控硅整流器的设计,本例中对电参数进行设计,忽略冷却、保护、故障检测、结构布置等的设计过程。设计要求:电网电压 $U_L=380V$,工频为 $50Hz$,电网电压波动 $\pm 10\%$;额定负载电压 $U_N=220V$,额定负载电流 $I_N=25A$,要求电动机启动电流限制在 $60A$ 。

解:(1) 整流器主电路设计

装置容量

$$P_d = U_N I_N = 220 \times 25 = 5.5kW$$

因为 $P_d > 5kW$,所以采用三相桥式整流电路且带整流变压器,具体电路如图 4-23 所示。

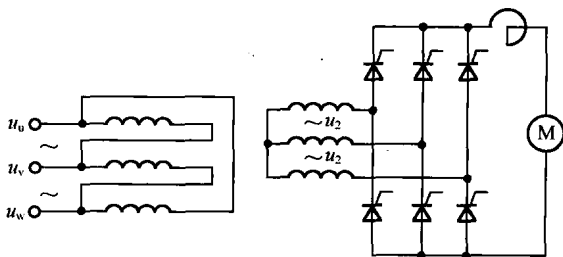


图 4-23 三相桥式整流器主电路设计

(2) 晶闸管的选取

电动机在启动过程中电流最大,因此以电机启动电流作为晶闸管电流参数计算的依据, $I_d=60A$ 。一个周期内晶闸管导通 120° ,可确定晶闸管电流有效值为

$$I_T = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = \frac{1}{\sqrt{3}} \times 60 \approx 35A$$

晶闸管的通态平均电流为

$$I_{T(av)} = \frac{2}{\pi} I_T = \frac{2}{\pi} \times 35 \approx 23A$$

取安全裕量为 2, 则晶闸管电流值为 46A。

在三相桥式整流电路中, 晶闸管所承受电压最大值为 $\sqrt{6}U_2$, 其中 U_2 为变压器二次侧相电压有效值。由 $U_{d(av)} = 2.34U_2 \cos \alpha$ 可得

$$U_2 = \frac{U_{d(av)}}{2.34 \cos \alpha}$$

为可靠换相, 取 $\alpha_{\min}=30^\circ$, 则

$$U_{2\min} = \frac{U_{d(av)}}{2.34 \cos \alpha} = \frac{220}{2.34 \cos 30^\circ} \approx 108.6(V)$$

因为 U_1 存在 $\pm 10\%$ 波动, 同样 U_2 也存在, 则

$$U_2 = \frac{U_{2\min}}{0.9} \approx 120V$$

取安全裕量为 2, 则晶闸管电压值为

$$U_T = 2\sqrt{6}U_2 = 2\sqrt{6} \times 120 = 588V$$

因此, 选取 50A、700V 的晶闸管, 型号为 KP50-700。

(3) 变压器的设计

在一个周期内, 变压器的一相绕组中流过大小相等、方向相反的两段电流, 每段为相应的晶闸管导通电流 (120°), 幅值等于负载电流 I_d , 参见图 4-17。因此, 变压器相电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 25 = 20.4A$$

所以, 变压器原、副侧容量为

$$S_1 = S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \times 120 \times 20.4 = 7.344kVA$$

变压器原边相电流为

$$I_1 = \frac{U_2 I_2}{U_1} = \frac{120 \times 20.4}{380} = 6.44A$$

取变压器容量 $S=7.5kVA$, $I_1=7A$, $U_1=380V$, $I_2=21A$, $U_2=120V$ 。

4.3 PWM 整流电路

【问题引出】什么是 PWM 整流

传统的不控和相控整流电路结构简单, 控制技术成熟, 目前仍广泛应用。其缺点是在运行过程中, 晶闸管的换相会引起电网侧电压波形畸变, 电网侧电流为非正弦波, 会向电网注入大量的谐波电流和无功功率, 对电网造成严重的“污染”。为治理这种电网“污染”, 提高功率因数, PWM 整流技术迅速发展起来。与传统的不控和相控整流电路相比, PWM 整流可实现网侧电流近似正弦波, 网侧功率因数可控制 (如单位功率因数控制), 电能双向流动, 较

快的动态响应。

4.3.1 PWM 整流器的简单原理

【展开讲解】介绍 PWM 整流电路的基本原理

PWM 整流器实际上是一个交、直流侧可控的四象限运行的变流装置。为了便于理解,以下首先从模型电路来阐述 PWM 整流器的原理。

图 4-24 为 PWM 整流器模型电路。可以看出: PWM 整流器模型电路由交流回路、功率开关管桥路以及直流回路组成。其中,交流回路包括交流电动势 e 以及网侧电感 L 等;直流回路包括负载电阻 R_L 及负载电动势 e_L 等;功率开关管桥路由电压型或电流型桥路组成。

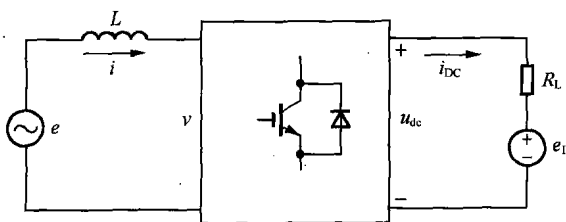


图 4-24 PWM 整流器模型电路

当不计功率开关管桥路损耗时,由交、直流侧功率平衡关系得

$$iv = i_{DC} v_{DC} \quad (4-51)$$

式中:

v 、 i ——模型电路交流侧电压、电流;

v_{DC} 、 i_{DC} ——模型电路直流侧电压、电流。

由上式不难理解:通过模型电路交流侧的控制,就可以控制其直流侧,反之也成立。

以下着重从模型电路交流侧入手,分析 PWM 整流器的运行状态和控制原理。

在稳态条件下, PWM 整流器交流侧矢量关系如图 4-25 所示。

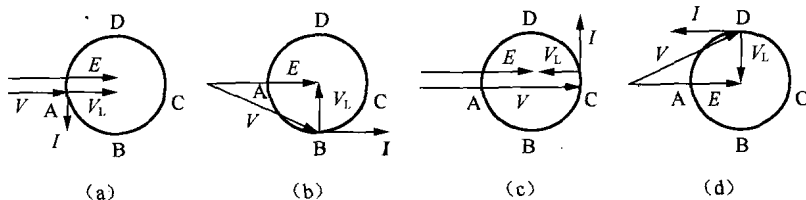


图 4-25 PWM 整流器交流侧稳态矢量关系

E ——电网电动势; V ——交流侧控制电压; V_L ——电感电压; I ——交流侧电流

为简化分析,对于 PWM 整流器模型电路,只考虑基波分量而忽略 PWM 谐波分量,并且不计交流侧电阻。这样,可从图 4-25 分析:当以电网电动势矢量为参考时,通过控制交流电压矢量 V 即可实现 PWM 整流器的四象限运行。

若假设 $|I|$ 不变,因此, $|V_L| = \omega L |I|$ 也固定不变。在这种情况下, PWM 整流器交流电压矢量 V 端点运动轨迹构成了一个以 $|V_L|$ 为半径的圆。

(1) 电压矢量 V 端点位于圆轨迹 A 点

电流矢量 I 比电动势矢量 E 滞后 90° , 此时 PWM 整流器网侧呈现纯电感特性,如图 4-25

(a) 所示。

(2) 电压矢量 V 端点运动至圆轨迹 B 点

电流矢量 I 与电动势矢量 E 平行且同向, 此时 PWM 整流器网侧呈现正电阻特性, 如图 4-25 (b) 所示。

(3) 电压矢量 V 端点运动至圆轨迹 C 点

电流矢量 I 比电动势矢量 E 超前 90° , 此时 PWM 整流器网侧呈现纯电容特性, 如图 4-25 (c) 所示。

(4) 电压矢量 V 端点运动至圆轨迹 D 点

电流矢量 I 与电动势矢量 E 平行且反向, 此时 PWM 整流器网侧呈现负阻特性, 如图 4-25 (d) 所示。

以上, A、B、C 和 D 4 点是 PWM 整流器四象限运行的 4 个特殊工作状态点。

进一步分析, 可得 PWM 整流器四象限运行规律如下。

(1) 电压矢量 V 端点在圆轨迹 AB 上运动

PWM 整流器运行于整流状态。此时, PWM 整流器需从电网吸收有功及感性无功功率, 电能将通过 PWM 整流器由电网传输至直流负载。

值得注意的是: 当 PWM 整流器运行在 B 点时, 则实现单位功率因数整流控制; 而在 A 点运行时, PWM 整流器则不从电网吸收有功功率, 而只从电网吸收感性无功功率。

(2) 电压矢量 V 端点在圆轨迹 BC 上运动

PWM 整流器运行于整流状态。此时, PWM 整流器需从电网吸收有功及容性无功功率, 电能将通过 PWM 整流器由电网传输至直流负载。

当 PWM 整流器运行至 C 点时, PWM 整流器将不从电网吸收有功功率, 而只从电网吸收容性无功功率。

(3) 电压矢量 V 端点在圆轨迹 CD 上运动

PWM 整流器运行于有源逆变状态。此时 PWM 整流器向电网传输有功及容性无功功率, 电能将从 PWM 整流器直流侧传输至电网。

当 PWM 整流器运行至 D 点时, 便可实现单位功率因数有源逆变控制。

(4) 电压矢量 V 端点在圆轨迹 DA 上运动

PWM 整流器运行于有源逆变状态。此时, PWM 整流器向电网传输有功及感性无功功率, 电能将从 PWM 整流器直流侧传输至电网。

显然, 要实现 PWM 整流器的四象限运行, 关键在于网侧电流的控制。

4.3.2 PWM 整流器的分类

【展开讲解】PWM 整流器的各种分类简述

随着 PWM 技术的发展, 已设计出多种 PWM 整流器, 其分类参见图 4-26。按直流储能形式可分为电压型和电流型; 按电网相数可分为单相电路、三相电路和多相电路; 按 PWM 开关调制可分为硬开关调制和软开关调制; 按桥路结构可分为半桥电路和全桥电路; 按调制电平可分为二电

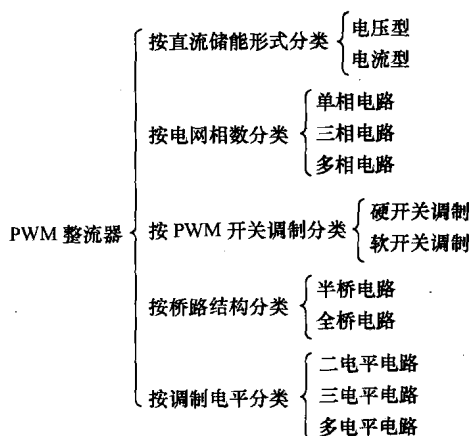


图 4-26 PWM 整流器的分类

平电路、三电平电路和多电平电路。

尽管分类方法多种多样,但最基本的分类方法就是将 PWM 整流器分为电压型和电流型两大类。这主要是因为电压型、电流型 PWM 整流器无论从电路结构、PWM 信号发生以及控制策略等方面均有各自特点。电压型整流器直流侧采用电容进行储能,而电流型整流器直流侧采用电感进行储能。其他分类方法就主电路拓扑结构而言,均可归类于电压型或电流型 PWM 整流器之列。

4.3.3 电压型 PWM 整流器拓扑结构

【展开讲解】分析电压型 PWM 整流电路拓扑

电压型 PWM 整流器 (Voltage Source Rectifier, VSR) 最显著拓扑结构特征就是直流侧采用电容进行直流储能,从而使 VSR 直流侧呈低阻抗的电压源特性。

1. 单相全桥 VSR 拓扑结构

图 4-27 示出了 VSR 单相全桥主电路拓扑结构。交流侧电感主要用以储能和滤除网侧电流谐波。

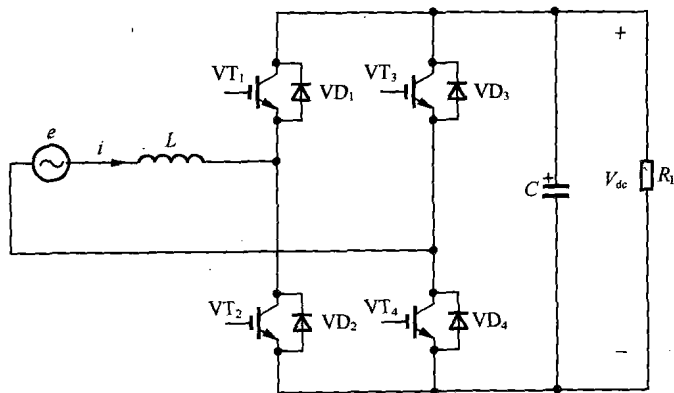


图 4-27 单相全桥 VSR 拓扑结构

单相全桥 VSR 拓扑结构采用了具有 4 个功率开关管的 H 桥结构。

值得注意的是: VSR 主电路功率开关管必须反并联一个续流二极管,以缓冲 PWM 过程中的无功电能。

2. 三相半桥 VSR 拓扑结构

图 4-28 给出了三相半桥 VSR 主电路拓扑结构,其交流侧采用三相对称的无中线连接方式,并采用 6 个功率开关管,这是一种最常用的三相 PWM 整流器,通常所谓的三相桥式电路即指三相半桥电路。三相半桥 VSR 较适于三相电网平衡系统。当三相电网不平衡时,其控制性能将恶化,甚至发生故障。

从图 4-28 可以看出,三相半桥 VSR 主电路由交流侧三相电感、三相整流桥、直流侧滤波电容组成。

(1) 网侧滤波电感的作用:整流器正常工作时,能量在交流侧和整流桥之间流动,存储在电感上,然后通过整流桥释放到直流侧,实现 PWM 整流。电感是保证三相 VSR 正常运行的必要条件。电感值的大小对系统影响很大,增大电感值,可以减小输入电流谐波,但是如果过大将导致系统的动态响应速度变慢,同时还会影响系统的带载能力。

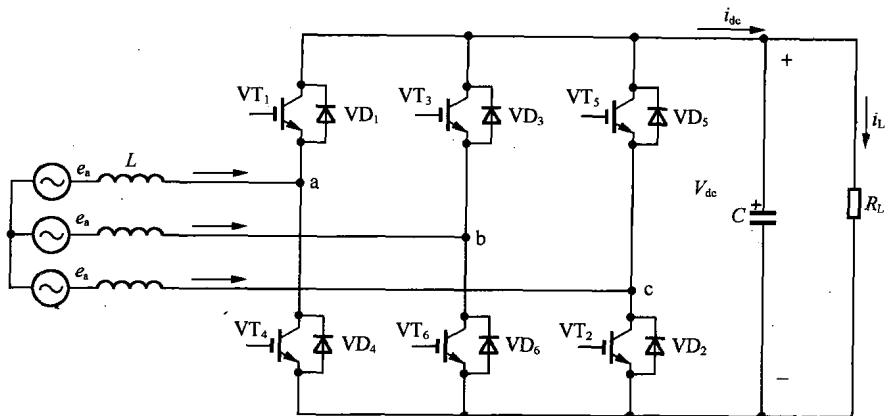


图 4-28 三相半桥 VSR 拓扑结构

(2) 直流滤波电容的作用：电压型 PWM 整流器的标志，其作用是滤除直流电压脉动成分，保证整流器正常工作。电容 C 越大，PWM 整流器输出直流母线电压谐波含量越小，抗负载扰动能力越强，但是同时响应速度也越慢。

(3) 续流二极管的作用：在功率开关管未导通时，电流可以在二极管中续流。

4.3.4 电流型 PWM 整流器拓扑结构

【展开讲解】电流型 PWM 整流电路拓扑分析

电流型 PWM 整流器（Current Source Rectifier, CSR）拓扑结构最显著特征就是直流侧采用电感进行直流储能，从而使 CSR 直流侧呈高阻抗的电流源特性。常采用的 CSR 拓扑结构有单相、三相两种，如图 4-29 和图 4-30 所示。

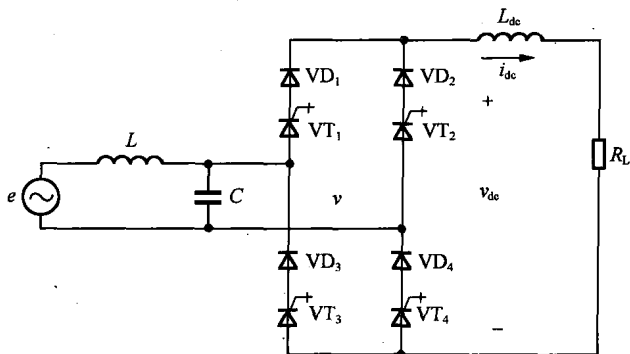


图 4-29 单相 CSR 拓扑结构

图 4-29 为单相 CSR 拓扑结构。除直流储能电感以外，与单相 VSR 相比，其交流侧增加了一个滤波电容，其作用与网侧电感一起组成 LC 滤波器，以滤除 CSR 网侧谐波电流，并抑制 CSR 交流侧谐波电压。另外，一般需在 CSR 功率开关支路上顺向串联二极管，其主要目的是阻断反向电流（因为一般大功率开关管大都集成有反并联二极管），并提高功率开关管的耐反压能力。

图 4-30 为三相 CSR 拓扑结构，显然，这是一个半桥电路，其交流侧是一个无中线的三相对称 LC 滤波电路；直流侧与单相 CSR 直流侧相同，即采用电感进行储能。

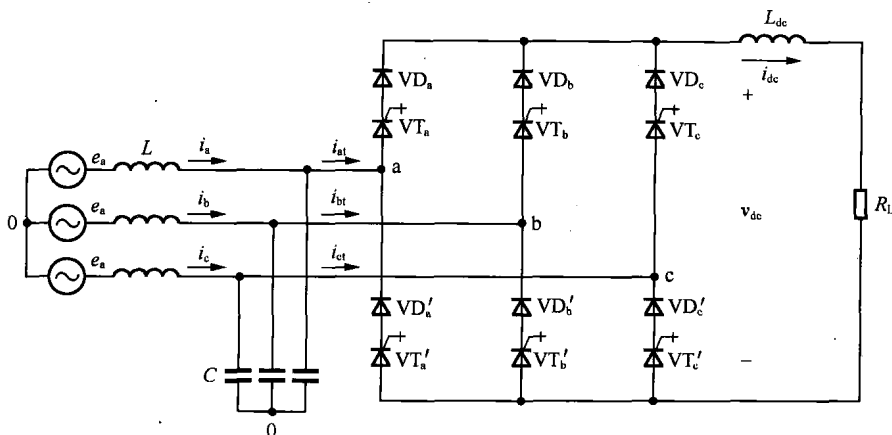


图 4-30 三相 CSR 拓扑结构

4.3.5 三相 VSR 的电流控制技术

【展开讲解】简述三相电压型 PWM 整流电路 VSR 的电流控制技术

对电压型 PWM 整流器进行控制有两个目的：一是保持输出电压在允许的范围内；二是控制交流侧的电流尽可能接近正弦，交流输入功率因数可控（例如单位因数控制）。这意味着电流基波分量的位移系数和其波形的畸变系数都必须达到尽可能最佳的数值。一般情况下，要实现 PWM 整流器正常工作，必须同时控制直流电压和交流电流，直流电压作为外环控制量，交流电流用于内环调节。

要使 PWM 整流器在运行时功率因数为 1（功率因数可调），即要求输入电流为正弦波且和电压同相位，可以有多种控制方法，但均需保证三相 VSR 的直流侧电压大于交流输入线电压的峰值。根据是否引入电流反馈，控制可以分为两种：没有引入交流电流反馈的称为间接电流控制；引入交流电流反馈的称为直接电流控制。

1. 间接电流控制

间接电流控制也称为相位或幅值控制。这种方法就是按照图 4-25 (b)（逆变运行时为图 4-25 (d)）所示的相量关系来控制整流器的交流输入端电压，使得输入电流和电压同相位（逆变运行时相位相反），从而得到功率因数为 1 的控制效果。

图 4-31 为间接电流控制的系统结构图，图中的 PWM 整流器为图 4-28 所示的三相半桥式电路。系统只有一个输入量，系统的闭环是整流器直流侧电压控制环。直流电压给定信号 u_d^* 和实际的直流电压 u_d 比较后输入 PI 调节器，PI 调节器的输出为一个直流电流指令信号 i_d ， i_d 的大小和整流电路交流输入电流的幅值成正比。稳态时，直流电压给定信号 u_d^* 和实际的直流电压 u_d 相等。PI 调节器的输入为 0，PI 调节器的输出 i_d 和整流电路负载电流大小相对应，也和整流电路交流输入电流的幅值相对应。当负载的电流增大时，直流侧电容 C 放电而使其电压 u_d 下降，PI 调节器的输入端出现正偏差，使其输出 i_d 增大， i_d 的增大会使整流电路的交流输入电流增大，此时使直流侧电压 u_d 回升。到达稳态时 u_d^* 和 u_d 相等，PI 调节器输入仍恢复到 0，而 i_d 则稳定在新的较大的值，与较大的负载电流和较大的交流输入电流相对应。当负载电流减小时，调节过程与上述过程相反。

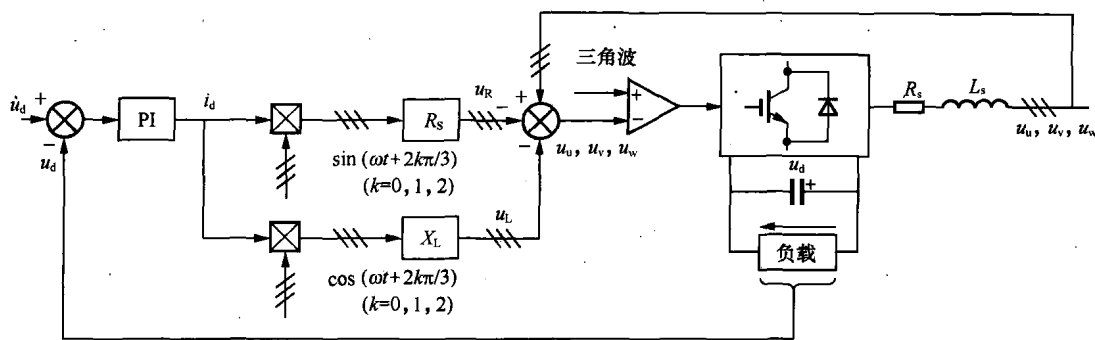


图 4-31 间接电流控制的系统原理图

下面分析控制系统中其余部分的工作原理。图 4-31 中两个乘法器均为三相乘法器的简单表示，实际上两者均由 3 个单相乘法器组成。上面的乘法器是 PI 调节器的输出电流信号 i_d 分别乘以和 u 、 v 、 w 三相相电压同相位的正弦信号，再乘上电阻 R_s 得到了各相电流在 R_s 上的压降；下面的乘法器是 PI 调节器的输出信号 i_d 分别乘以超前 u 、 v 、 w 三相相电压相位 90° 的余弦信号，再乘上电感 L_s 的感抗，就可得到各相电流在电感上的压降。电源各相相电压 U_u 、 U_v 、 U_w 分别减去前面求得的输入电流在电阻和电感上的压降，就得到所需要的整流电路交流输入端各相的相电压信号。用该交流信号对三角波载波进行调制，得到 PWM 开关信号去控制整流电路，从而达到系统需要的控制效果。

从控制系统的结构及上述分析可以看出，这种控制方法在信号运算过程中要用到电感参数 R_s 和 L_s ，当电路参数存在误差时，势必会影响到系统的控制效果，此外，这种控制方法是基于系统的静态模型设计的，因此系统动态响应速度比较慢，但是这种控制方法实现简单，并且可采用固定开关频率 PWM 控制，因而有利于降低三相 VSR 功率开关管损耗和应力，固定开关频率 PWM 控制也有利于三相 VSR 交流电感的设计。

2. 直接电流控制

在直接电流控制系统中，通过计算求出交流输入电流给定值，同时检测交流电流反馈值，由电流给定值与反馈值比较的结果决定功率开关管的开关状态，从而达到对交流电流的直接控制，且使其跟踪电流给定值。直接电流控制中有不同的电流跟踪方法，例如固定开关频率 PWM 电流控制、滞环 PWM 电流控制等。图 4-32 给出一种常用的采用电流滞环比较方式的控制系统结构图。

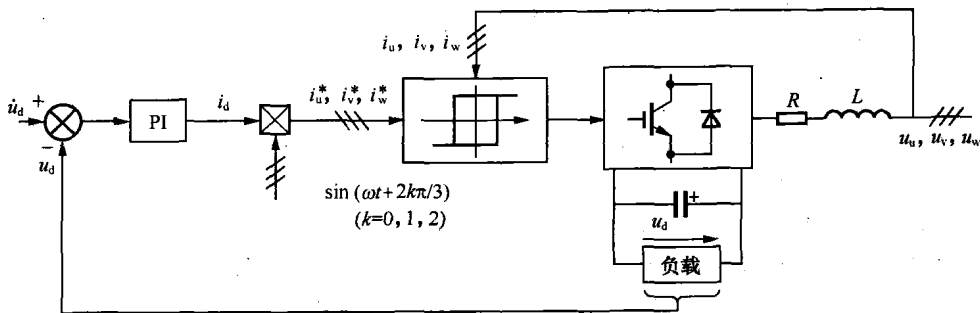


图 4-32 直接电流控制的系统原理图

图 4-32 所示的控制系统是一个双闭环控制系统。其外环是直流电压控制环，内环是交流电流控制环。直流电压控制环的结构、工作原理均与图 4-31 的间接电流控制系统相同。外环

PI 调节器的输出为直接电流信号 i_d 分别乘以与 U、V、W 三相相电压同相位的正弦信号, 就得到三相交流电流的正弦给定值 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* 。设定 Δi 为滞环边带限制, 当 $i_u > (i_u^* + \Delta i)$ 时, U 相上桥臂功率开关管导通; 当 $i_u < (i_u^* - \Delta i)$ 时, U 相下桥臂功率开关管导通, 在边带内部时, 开关状态保持不变。同理, 可得 V、W 两相电流的滞环比较。可以看出, 三相交流电流正弦给定值 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* 分别与各自的电源电压同相位, 其幅值与反应负载电流大小的直流信号 i_d 成正比, 这正是整流器作单位功率因数运行时所需要的交流电流指令信号。该指令信号和实际交流电流信号比较后, 通过滞环对各功率开关器件进行控制, 便可使实际交流输入电流跟踪指令值, 其电流跟踪误差在滞环环宽所决定的范围内, 从而实现 PWM 整流器的功率因数为 1。

采用滞环电流比较的直接电流控制系统结构简单, 电流响应速度快, 控制运算中不使用电路参数, 获得了较多的应用, 但该方法的开关频率随电流变化率变化而波动, 因而造成网侧滤波电感设计困难, 功率模块应力及开关损耗增大, 因而在大功率变流领域难以应用。可考虑采用结合固定开关频率 PWM 电流控制和滞环 PWM 电流控制的控制方法, 即固定开关频率的滞环 PWM 电流控制策略。

4.3.6 三相 VSR 的其他控制策略

【展开讲解】三相 VSR 的其他控制策略简述

1. 空间矢量 PWM 电流控制

空间矢量 PWM (SVPWM: Space Vector Pulse Width Modulation) 控制策略早期由日本学者在 20 世纪 80 年代初针对交流电动机变频驱动而提出的, 其主要思路是: 以三相对称正弦波电压供电时三相对称电动机定子理想磁链圆为参考标准, 以三相逆变器不同开关模式作适当的切换, 从而形成 PWM 波, 以所形成的实际磁链矢量来追踪其准确磁链圆。传统的 SPWM 方法从电源的角度出发, 以生成一个可调频调压的正弦波电源, 而 SVPWM 方法将逆变系统和异步电机看作一个整体来考虑, 模型比较简单, 也便于微处理器的实时控制。

与普通的 SPWM 控制相比, 将 SVPWM 应用于三相 VSR 控制具有以下优点。

(1) 三相 VSR 直流电压利用率提高了 15.4%。由于直流电压利用率的提高, 相同直流电压条件下, 可提高三相 VSR 网侧电压设计, 因而相对减少了三相 VSR 网侧电流, 降低了 VSR 网侧及功率管通态损耗, 提高了 VSR 运行效率。

(2) 开关频率较低。在相同的波形品质条件下, SVPWM 控制可具有较低的开关频率, 且平均约降低 30%, 从而有效地降低了功率开关管的开关损耗。

(3) SVPWM 控制具有更好的动态性能。当采用 SVPWM 进行 VSR 电流控制时, 可以根据被跟踪的电流矢量, 优化选择三相 VSR 空间电压矢量进行 PWM 电流跟踪控制, 从而在相对低的开关频率条件下较好地跟踪电流指令。

三相 VSR SVPWM 电流控制分为两类。

第一类: 通过三相 VSR 电流环运算获得空间指令电压矢量, 然后通过 VSR 空间电压矢量的合成, 使实际的空间电压矢量逼近指令电压矢量, 以达到电流控制的目的。一般用于动态电流响应要求不高的正弦波电流跟踪控制场合, 如高功率因数整流器、无功补偿装置等; 其指令电压矢量受 VSR 系统及控制滞后扰动的影响, 因而不易取得十分理想的动态电流响应。

第二类: 将滞环控制与 SVPWM 控制相结合, 通过 VSR 空间电压矢量的实时切换, 使电流误差被限制在一个给定滞环内, 从而获得电流的高品质控制。因其快速的电流响应和较

好的系统鲁棒性, 常用于诸如有源滤波器等要求快速电流响应控制的系统。该控制方案将滞环控制与 SVPWM 控制有机地结合起来, 在取得快速电流响应的同时, 降低了开关频率, 提高了系统运行效率。

基于滞环的 SVPWM 电流控制可分为: 定频与不定频 PWM 控制。

2. 无电网电动势传感器及无网侧电流传感器控制

为简化电压型 PWM 整流器的信号检测, Toshi Hiko Noguchi、B. H. Kwon 等学者提出了一种无电网电动势传感器的 PWM 整流器控制策略。主要包括两类电网电动势的重构方案。

(1) 通过复功率的估计来重构电网电动势

开环估计算法, 因而精度不高, 并且在复功率估计算法中, 由于含有微分项, 因而容易引入干扰。

(2) 基于网侧电流偏差调节的电网电动势重构

闭环估计算法, 它采用网侧电流偏差的 PI 调节来控制电网电动势的重构误差, 因而精度较高。

M. Riese 通过直流侧电流的检测来重构电压型逆变器的交流侧电流, 为无交流电流传感器的 PWM 整流器的控制奠定了基础。

3. 基于 Lyapunov 稳定性理论的 PWM 整流器控制

针对具有非线性多变量耦合特性的电压型 PWM 整流器模型, 常规的控制策略及其控制器设计一般采用稳态工作点小信号扰动线性化整定方案。这种方案有明显的不足之处: 无法保证控制系统大范围扰动的稳定性。

Hasan KomUrcugil 等学者提出了基于 Lyapunov 稳定性理论的控制策略。该控制方案以电感、电容储能的定量关系建立了 Lyapunov 函数, 并由三相 PWM 整流器的 DQ 模型以及相应的空间矢量 PWM 约束条件, 推导出相关的控制算法。从实验结果来看, 这种方案较好地解决了 PWM 整流器的大范围稳定控制问题。

4. PWM 整流器的时间最优控制

常规的基于 DQ 模型的电压型 PWM 整流器控制, 一般通过前馈解耦控制, 并采用两个独立的 PI 调节器, 分别控制相应的有功、无功分量, 而有功、无功分量间的动态耦合和 PWM 电压利用率的约束, 影响了电压型 PWM 整流器有功分量(直流电压)的动态响应。Jong-Woo choi 等学者利用最优控制理论, 提出了确保直流电压响应的时间最优控制。其基本思路是: 根据时间最优控制算法求解出跟踪指令电流所需的最优控制电压, 并在动态过程中降低相应无功分量的响应速度, 从而有效地提高了有功分量(直流电压)的动态响应速度, 实现了三相电压型 PWM 整流器直流电压的时间最优控制。

5. 电网不平衡条件下的 PWM 整流器控制

在三相 PWM 整流器控制中, 通常均假设三相电网是平衡的。实际上, 三相电网常处于不平衡状态, 即三相电网电压的幅值、相位不对称, 一旦电网不平衡, 以三相电网平衡为约束所设计的 PWM 整流器就会出现不正常的运行状态, 主要表现在以下两方面。

(1) PWM 整流器直流侧电压和网侧电流的低次谐波幅值增大, 且产生非特征谐波, 同时损耗相应增大。

(2) PWM 整流器网侧电流亦不平衡, 严重时可使 PWM 整流器发生故障, 甚至烧坏装置。

Luis Moran 等学者于 1992 年提出研究报告, 分析并推导了三相电压型 PWM 整流器在三

相电网不平衡条件下,网侧电流以及直流电压时域表达式。并通过理论分析认为:电网负序分量是导致网侧电流畸变的原因;同时指出:在电网不平衡条件下,常规的控制方案将使直流侧产生偶次谐波分量,且通过 PWM 控制, PWM 整流器交流侧会产生相应的奇次谐波,从而导致网侧电流畸变。提出了电网不平衡条件下,电压型 PWM 整流器网侧电感、直流侧电容的设计准则。

D. Vincenti 等较为系统地提出了正序 DQ 坐标系中的前馈控制策略:通过负序分量的前馈控制来抑制电网负序分量对 PWM 整流器控制的影响。但这一方案使正序 DQ 坐标系中的负序基波分量呈现出 2 次谐波形式,显然,采用 PI 调节器无法获得负序基波分量的无静差控制,因此不能完全消除负序基波分量的影响。

Hong-Seok Song 等学者提出:采用正序、负序两套同步旋转坐标系的独立控制方案,该方案在各自的同步旋转坐标系中,将正序、负序基波分量均转换成直流量,从而通过 PI 调节器即可实现无静差控制。该方案不足之处:控制结构复杂,且在线运算工作量大,一般需采用双数字信号处理器(DSP)控制。

小 结

整流电路是电力电子电路中出现和应用最早的形式之一,完成整流任务的电力电子电路称为整流器。输出的整流电压完全决定于交流电源电压的电路称为不可控整流电路;输出的整流电压可以控制的称为可控整流电路。从电力电子技术发展来看,整流器的发展经历了由不控整流器(二极管整流)、相控整流器(采用半控开关器件,如晶闸管)到 PWM 整流器(采用全控开关器件,如 IGBT)的发展历程。

本章的重要内容及要求如下。

1. 相控整流电路及与整流电路相关的问题与重点掌握内容

(1) 电力电子电路分析的基本思想、单相全控桥式整流电路和三相全控桥式整流电路的原理分析与计算、各种负载对整流电路工作情况的影响。

(2) 变压器漏感对整流电路的影响,重点建立换相压降、重叠角等概念,并掌握相关的计算,熟悉漏感对整流电路工作情况的影响。

2. 相控整流电路设计与重点掌握内容

根据设计要求,完成整流电路的选择、整流元件各种参数的计算及选取、变压器容量的计算和设计。

3. PWM 整流器与重点掌握内容

PWM 控制器的基本原理、分类,电流型、电压型 PWM 整流器的主电路结构及分析;以及了解三相电压型 PWM 整流器的电流控制方法和其他控制策略。

习 题

4-1 在相控整流电路中,试以单相半控桥电路(纯电阻负载)为例,说明晶闸管关断过程。

4-2 为什么可控整流电路的输出端不能直接并联滤波电容?那么合理的滤波形式应该是什么样子?

4-3 为什么相控整流电路中 ($\alpha \neq 0$)，网侧电流的基波分量是滞后于网侧电压的？

4-4 具有续流二极管的单相半波相控整流电路， $U_2=220\text{V}$ ， $R=7.5\Omega$ ， L 值极大，当控制角 α 为 30° 和 60° 时，要求：

- ① 作出 u_d 、 i_d 、 u_2 的波形；
- ② 计算整流输出平均电压 $U_{d(\text{av})}$ 、输出电流 I_d 、变压器二次侧电流有效值 I_2 ；
- ③ 计算晶闸管和续流二极管电流平均值和有效值；
- ④ 考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

4-5 如图 4-33 所示为具有变压器抽头的单相半波可控整流电路，问该变压器还有直流磁化过程吗？试证明：

- (1) 晶闸管承受的最大正反向电压为 $2\sqrt{2}U_2$ ；
- (2) 当负载为电阻和电感时，其输出电压和电流的波形与单相全控时相同。

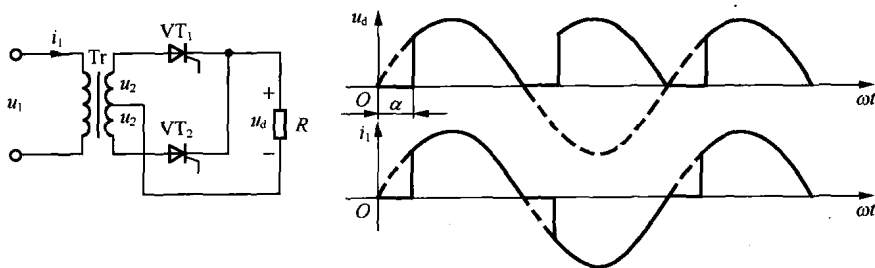


图 4-33 第 4-5 题

4-6 某单相桥式全控整流电路，有电阻性负载，画出整流二极管在一个周期内承受电压的波形。

4-7 单相桥式全控整流电路， $U_2=100\text{V}$ ，负载中 $R=20\Omega$ ， L 值极大，反电动势 $E=60\text{V}$ ，当 $\alpha=30^\circ$ 时，要求：

- ① 作出 u_d 、 i_d 、 u_2 的波形；
- ② 计算整流输出平均电压 $U_{d(\text{av})}$ 、输出电流 I_d 、变压器二次侧电流有效值 I_2 ；
- ③ 考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

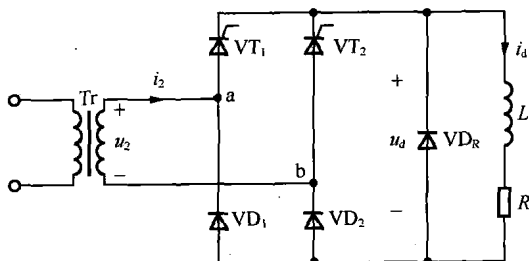


图 4-34 第 4-8 题

4-8 晶闸管串联的单相半控桥式整流电路如图 4-34 所示，桥中 VT_1 、 VT_2 为晶闸管， $U_2=100\text{V}$ ，电阻电感负载， $R=2\Omega$ ， L 值极大，当 $\alpha=60^\circ$ 时，求流过器件 VT_1 中电流的有效值，并作出 u_d 、 i_d 、 u_{VT} 的波形。

4-9 在三相半波可控整流电路中，如果 a 相的触发脉冲消失，试绘出在阻性负载和感性

负载下整流电压 u_d 的波形图。

4-10 三相半波整流电路的共阴极接法与共阳极接法中 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？

4-11 三相半波可控整流电路， $U_2=100\text{V}$ ，带电阻电感负载， $R=5\Omega$ ， L 值极大，当 $\alpha=60^\circ$ 时，要求：

- ① 作出 u_d 、 i_d 、 i_{VT1} 的波形；
- ② 计算 $U_{d(av)}$ 、 I_d 、 $I_{VT(av)}$ 、 I_{VT} ；

4-12 在三相全控桥式整流电路中，有反电动势阻感负载， $E=200\text{V}$ ， $R=1\Omega$ ， L 值极大， $U_2=220\text{V}$ ， $\alpha=60^\circ$ 。当 $L_s=0$ 、 $L_s=1\text{mH}$ 时，分别求 $U_{d(av)}$ 、 I_d 的值；后者还应求 γ ，并作出 u_d 和 i_T 的波形。

4-13 说明 PWM 整流器的基本原理。

4-14 试述电流型 PWM 整流器与电压型 PWM 整流器的区别和特点。

4-15 试述三相 VSR 的间接电流控制和直接电流控制方法。

4-16 试述基于 SPWM 和 SVPWM 的三相 VSR 的电流控制方法的区别和特点。

第5章

DC/AC 变换电路

把直流电变成交流电的电路,即 DC/AC 变换电路称为逆变电路。按照负载性质的不同,逆变分为有源逆变和无源逆变。当可控整流电路工作在逆变状态时,如果把该电路的交流侧接到交流电源上,且把直流电逆变成与交流电源同频率的交流电返送到电网上去,称作有源逆变。如果可控整流电路的交流侧直接接到无源负载,则称为无源逆变或变频,它是电力电子技术中应用最活跃的研究应用领域,几乎渗透到国民经济的各个领域。尤其是高压、大电流、高频自关断器件的迅速发展,简化了逆变主电路,提高了逆变器的性能,推动着高频逆变技术的迅速发展,并广泛地应用于交流电机的变频调速、感应加热、不间断电源等方面。

本章主要讨论逆变电路(为了便于讨论,本章未加注明,简称逆变电路或逆变器)的工作过程。电压型、电流型、谐振式逆变电路、逆变电路的多重化技术、PWM 变频器以及有关逆变装置的性能、指标和实际应用等。

5.1 概述

【问题引出】DC/AC 变换电路是什么?性能指标有哪些?如何分类?

逆变电路的性能指标在逆变电路中不仅仅要求输出基波功率大、谐波含量小、效率高、性能可靠,还要求逆变电路具有抗电磁干扰能力强和电磁兼容性好。因此,在实际应用中,必须设计好可靠的逆变电路和选择适当的控制方式,以便满足上述要求。通常衡量逆变电路的性能指标如下。

1. 谐波系数 HF (Harmonic Factor)

谐波系数 HF 定义:谐波分量有效值同基波分量有效值之比。即

$$HF = U_n / U_1 \quad (5-1)$$

式中, $n=1, 2, 3, \dots$ 表示谐波次数, $n=1$ 时表示基波。

2. 总谐波系数 THD (Total Harmonic Distortion Factor)

总谐波系数 THD 定义式:

$$THD = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} U_n^2} \quad (5-2)$$

总谐波系数表征了一个实际波形同其基波分量接近的程度。根据定义,若逆变电路输出为理想正弦波时, $THD=0$ 。

3. 畸变系数 DF (Distortion Factor)

畸变系数 DF 定义式:

$$DF = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n^2}\right)^2} \quad (5-3)$$

畸变系数表征了经二阶 LC 滤波后负载电压波形还存在畸变的程度, 对于第 n 次谐波的畸变系数 DF_n 可定义如下:

$$DF_n = \frac{U_n}{U_1 n^2} \quad (5-4)$$

4. 最低次谐波 LOH (Lowest Order Harmonic)

最低次谐波定义: 与基波频率最接近的谐波。

5. 其他指标

对于逆变装置来说, 其性能指标除波形性能指标外, 还包括下列内容。

(1) 逆变效率。

(2) 单位重量 (或单位体积) 输出功率: 衡量逆变电路输出功率密度的指标。

(3) 电磁干扰 (Electromagnetic Interference, EMI) 及电磁兼容性 (Electromagnetic Compatibility, EMC)。

(4) 可靠性指标。

5.1.1 逆变电路的分类

【展开讲解】逆变电路分类简述

逆变电路应用广泛, 类型很多, 基本上分为单相和三相两大类, 且单相逆变器适应中、小功率场所; 而三相逆变器适用于中等、大功率场合。这两大类又可按以下特点分类。

1. 按输入电源的特点分类

(1) 电压型 (Voltage Source Type Inverter, VSTI): 直流侧输入电源为恒压源。

(2) 电流型 (Current Source Type Inverter, CSTI): 直流侧输入电源为恒流源。

2. 按电路结构特点分类

(1) 半桥式逆变电路。

(2) 全桥式逆变电路。

(3) 推挽式逆变电路。

(4) 其他形式。例如: 单管逆变电路等。

3. 按输出波形特点分类

(1) 正弦波。

(2) 方波及其他非正弦波。

4. 按负载特点分类

(1) 非谐振式逆变电路。

(2) 谐振式逆变电路。

5.1.2 DC/AC 变换的工作原理

【展开讲解】分析 DC/AC 变换的工作原理

以单相桥式无源逆变电路为例来分析其最基本工作原理, 如图 5-1 (a) 所示, 用开关符

号 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 表示 4 个电力电子开关器件及其辅助电路。当开关 S_1 、 S_4 闭合, S_2 、 S_3 断开时, 负载电压 U_0 为正; 当开关 S_1 、 S_4 断开, S_2 、 S_3 闭合时, 负载电压 U_0 为负, 其电压波形如图 5-1 (b) 所示。这样, 就把直流电变成了交流电。改变两组开关的切换频率, 即可改变输出交流电的频率, 这就是最基本的逆变电路工作原理。

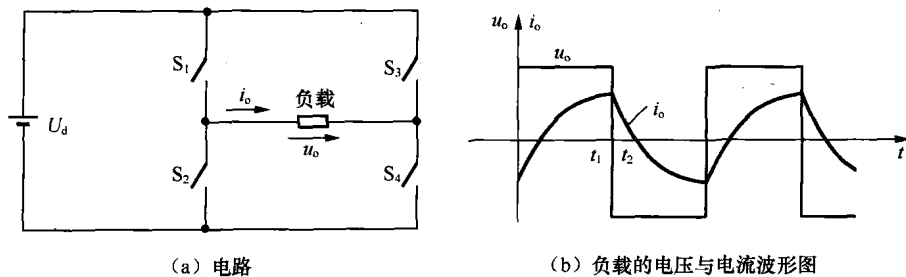


图 5-1 单相桥式无源逆变电路及电压与电流波形

当负载为电阻时, 负载电流 i_o 和电压 U_0 的波形形状相同, 相位也相同。若负载为阻感时, i_o 要滞后 U_0 , 两者波形的形状不同, 图 5-1 (b) 画出的就是电阻串电感负载时的波形。设 t_1 时刻以前 S_1 、 S_4 导通, U_0 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_0 的极性立刻变为负。但是, 由于负载中有电感的存在, 流过其电流不能立刻改变而维持原方向。这时负载电流从直流电源负极流出, 经 S_2 、负载和 S_3 流回正极, 负载电感中存储的能量向直流电源反馈, 负载电流逐渐减小, 到 t_2 时刻降为零。之后, i_o 反向并逐渐增大。 S_2 、 S_3 断开, S_1 、 S_4 闭合时的情况类似。以上 $S_1 \sim S_4$ 均为理想开关时的分析, 实际电路的工作过程要复杂一些。

5.1.3 逆变电路的换流方式

【展开讲解】逆变电路中的电力电子器件换流方式

电力电子开关器件的功能可用接通或切断电流的开关来表示。图 5-2 所示的电路中 S_1 、 S_2 是两个桥臂, 它们由电力电子器件及辅助电路组成。当开关 S_1 闭合, S_2 断开时, 电流 i 流过 S_1 ; 当 S_2 闭合, S_1 断开时, 电流从 S_1 转换到 S_2 。

电流从一个支路向另一个支路转换的过程称为换流。换流又常被称为换相。在换流过程中, 有的支路从导通到关断, 有的支路从关断到导通。从关断到导通时, 只要给组成该支路电力电子器件的门极适当的驱动信号, 就可以使其导通。但要关断某一支路, 情况就各不相同。对于全控型器件可通过对门极的控制使其关断, 而半控型器件则必须利用外部电路或采取一定的措施才能关断。例如: 对于晶闸管来说要在晶闸管电流过零后, 再施加一定时间的反向电压后, 才能使其关断。

一般来说, 电力电子换流方式可分为以下几种。

1. 器件换流 (Device Commutation)

利用全控型器件自身具有的自关断能力实现换流, 由于全控型器件 (IGBT、GTO、GTR、MOSFET) 可用门极信号使其关断, 换流控制简单。因此, 在逆变电路中有广泛的应用, 常见的有方波、PWM 波、SPWM 逆变器等。

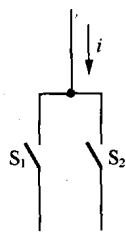


图 5-2 电力电子开关器件接通或切断电路

2. 电网换流 (Line Commutation)

由电网提供换流电压的换流方式称电网换流。例如前面讲述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 (全控整流桥在有外部直流电动势且其幅值大于整流桥输出电压的幅值, 控制晶闸管触发角 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$, 可实现整流电路工作于有源逆变状态), 都是借助于电网电压实现换流的, 都属于电网换流。这种换流方式不需要器件, 具有门极可关断能力, 也不需要为换流附加任何元件, 但该方式不适用于无交流电网的无源逆变电路。

3. 负载换流 (Load Commutation)

由负载提供换流电压的换流方式称负载换流。凡是负载电流的相位比电压超前, 且超前时间大于晶闸管关断时间的, 都可以实现负载换流。当负载为电容性负载时, 即可实现负载换流。

4. 强迫换流 (Forced Commutation)

设置附加的换流电路, 向导通的晶闸管施加反向电压或向导通的晶闸管控制极施加反向电流使晶闸管强迫关断, 称强迫换流。强迫换流通常利用附加电容上所存储的能量来实现。因此也称为电容换流。

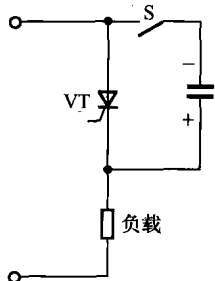


图 5-3 直接耦合式强迫换流原理图

在强迫换流方式中, 由换流电路内电容直接提供换流电压的方式称为直接耦合式强迫换流, 如图 5-3 所示。在晶闸管 VT 处于导通状态时, 预先给电容 C 按图中所示极性充电, 当开关 S 闭合时, 晶闸管因承受反向电压而立即关断。

如果通过换流电路内的电容和电感的耦合来提供换流电压或换流电流, 则称为电感耦合式强迫换流, 如图 5-4 所示。在晶闸管 VT 处于导通状态时, 预先给电容 C 按图 5-4 (a) 中所示极性充电, 闭合开关 S 后, LC 的振荡电流开始朝着抵消负载电流 (流入晶闸管) 的方向流动, 很快其振幅就等于负载电流。晶闸管 VT 的正向电流减至零后, 再流过二极管 VD。在图 5-4 (b) 的情况下, 晶闸管在 LC 振荡第二个半周期内关断。接通开关 S 后, LC 振荡电流先正向流过晶闸管 VT, 并和 VT 中原有负载电流叠加, 经半个振荡周期 π 后, 振荡电流反向流过晶闸管 VT, 直到晶闸管 VT 的合成正向电流减至零以后再流向二极管 VD。二极管上的管压降就是加在晶闸管 VT 上的反向电压。

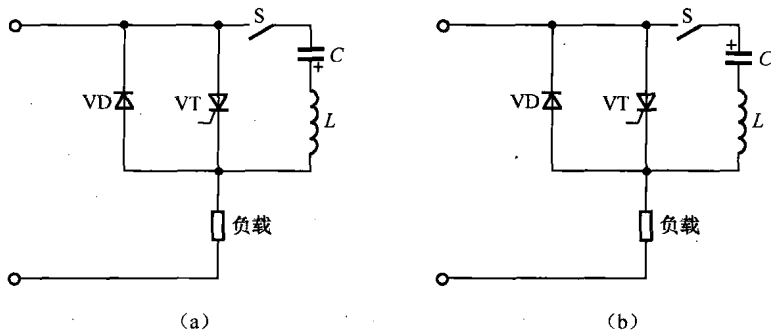


图 5-4 电感耦合式强迫换流原理图

上述 4 种换流方式中。器件换流适用于全控型器件。其余 3 种方式主要是针对晶闸管而言的。器件换流和强迫换流都是由于器件自身的因素而实现换流的, 都属于自换流。而电网

换流和负载换流不是依靠变流器自身原因,是借助于外部手段(电网电压或负载电压)来实现换流的,它们属于外部换流。

5.2 电压型 DC/AC 变换电路

【问题引出】电压型逆变电路是什么

5.2.1 电压型单相逆变电路

【展开讲解】电压型单相半桥逆变电路和电压型单相全桥逆变电路详解

5.2.1.1 电压型单相半桥逆变电路

1. 电路结构

半桥逆变电路原理图如图 5-5 (a) 所示。它由两个导电桥臂构成,每个导电桥臂由一个全控器件和一个反向并联二极管组成,在直流侧接有两个相互串联且容量足够大的电容 C_1 和 C_2 ,同时满足 $C_1=C_2$,两个电容的连接点 O 便成为直流电源的中点。设负载连接在直流电源中点 O 和两个桥臂连接点 A 之间。等效负载电流、电压分别用 U_0 、 I_0 表示。

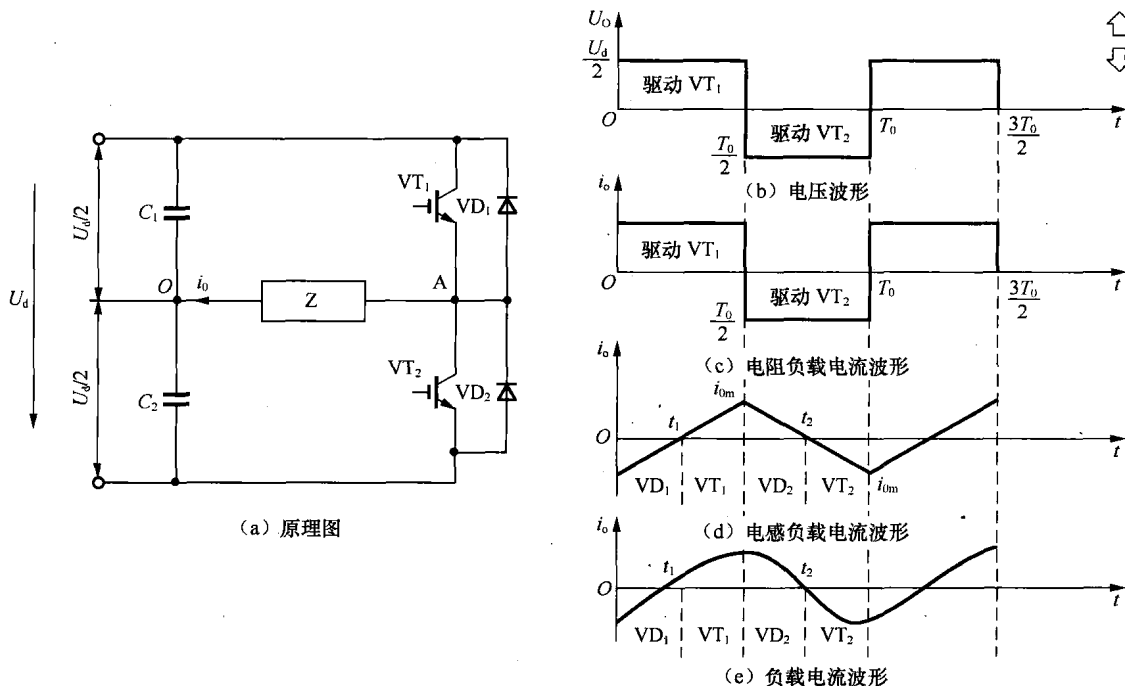


图 5-5 半桥逆变电路原理及工作波形图

2. 工作原理

下面分析其工作原理。

设开关器件 VT_1 和 VT_2 的栅极信号在一个周期内各有半周正偏,半周反偏,且二者互补。其输出电压 u_o 为矩形波,其振幅值为 $U_m=U_d/2$,波形如图 5-5 (b) 所示。输出电流 i_o 波形随负载情况而不同。

若负载为纯电阻负载时,输出电流 i_o 波形与输出电压波形一样为矩形波如图 5-5 (c) 所示。

若负载为纯电感负载时,其电流波形如图 5-5 (d) 所示。设 t_1 时刻以前 VT_1 为导通状态, VT_2 为关断状态。 $t=T_0/2$ 时刻给 VT_1 关断信号,给 VT_2 开通信号。则 VT_1 关断,但由于负载是电感性负载,其中的电流 i_o 就不能立即改变方向,于是 VD_2 导通续流。在 t_2 时刻 i_o 降为零时, VD_2 截止, VT_2 开通, i_o 开始反向增大,同样,在 $t=T_0$ 时刻,给 VT_2 关断信号,给 VT_1 开通信号, VT_2 关断, VD_1 先导通,当 $i_o=0$ 时 VT_1 才开通, VD_1 截止。

当 VT_1 或 VT_2 为导通状态时,负载电流和电压同方向,直流侧向负载提供能量;而当 VD_1 或 VD_2 处于导通状态时,负载电流和电压反向,负载电感中存储的能量向直流侧反馈,即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂存在直流侧电容中,直流侧电容起着缓冲无功能量的作用。二极管 VD_1 、 VD_2 起着使负载电流连续的作用,也就是负载向直流侧反馈能量的通道,故称为续流二极管或反馈二极管。

如果负载为阻感时,则电流波形如图 5-5 (e) 所示。

从图 5-5 可知,逆变器输出电压 u_o 为 π 弧度的方波,幅值为 $U_d/2$ 。输出电压有效值为

$$U_o = \sqrt{\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \left(\frac{U_d}{2}\right)^2 dt} = \frac{U_d}{2} \quad (5-5)$$

将之展开成傅里叶级数可得

$$u_o = \sum \frac{2U_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (n=1, 3, 5, \dots) \quad (5-6)$$

式中, $\omega=2\pi f$ 为输出电压角频率。

当 $n=1$ 时,输出电压的基波分量幅值和有效值分别为

$$U_{o1m} = \frac{2U_d}{\pi} \quad (5-7)$$

$$U_{o1} = \frac{2U_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.45U_d \quad (5-8)$$

当负载为 RL 时,输出电流 i_o 的基波分量为

$$i_{o1} = \frac{2U_d}{\pi\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi) \quad (5-9)$$

式中, φ 为 i_o 滞后输出电压 u_o 的相位角, $\varphi = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$ 。

半桥逆变电路的优点:使用器件少、电路简单。缺点是输出交流电压的幅值 U_m 仅为 $\frac{U_d}{2}$,

且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。因此,半桥电路常用于几千瓦以下的小功率逆变电源。

5.2.1.2 电压型单相全桥逆变电路

全桥逆变电路是单相逆变电路中应用最多的。

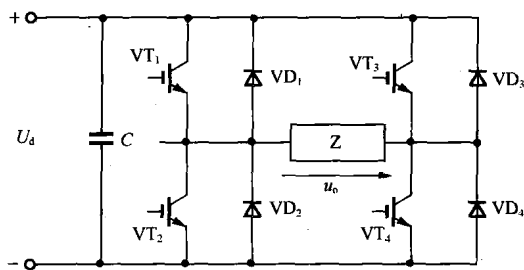
1. 电路结构

电压型全桥逆变电路的原理图如图 5-6 (a) 所示,它共有 4 个桥臂,可以看成由两个半桥电路组成。把桥臂 VT_1 和 VT_4 作为一对,桥臂 VT_2 和 VT_3 作为另一对,成对的两个桥臂同

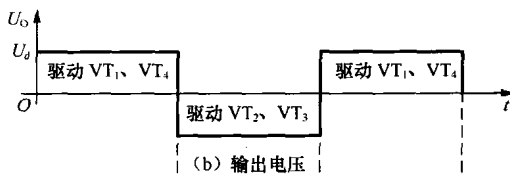
时导通, 两对交替各导通 π 弧度。其输出电压 u_o 的波形与图 5-5 (b) 的半桥电路的波形 u_o 形状相同, 也是矩形波, 但其幅值高出一倍, 即 $U_{om} = U_d$ 。在负载及直流电压都相同的情况下, 其输出电流 i_o 的波形也和图 5-5 (c)、(d)、(e) 中的 i_o 形状相同, 仅幅值增加一倍。图 5-5 (a) 中的 VD_1 、 VT_1 、 VD_2 、 VT_2 相继导通的区间, 分别对应于图 5-6 (a) 中的 VD_1 和 VD_4 、 VT_1 和 VT_4 、 VD_2 和 VD_3 、 VT_2 和 VT_3 相继导通的区间。关于无功能量的交换, 对于半桥逆变电路的分析也完全适用于全桥逆变电路。

2. 工作原理及工作波形

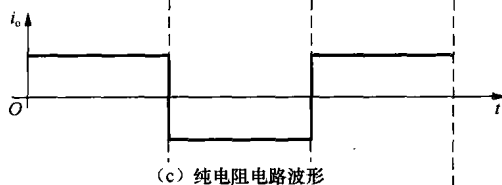
在 $0 \leq t \leq T_s/2$ 期间, VT_1 和 VT_4 有驱动信号导通时, VT_2 和 VT_3 无驱动信号截止, $u_o = U_d$; 在 $T_s/2 \leq t \leq T_s$ 期间, VT_2 和 VT_3 有驱动信号导通, VT_1 和 VT_4 无驱动信号截止, $u_o = -U_d$ 。因此, 输出电压 u_o 是 π 弧度宽的方波电压, 幅值为 U_d , 如图 5-6 (b) 所示。



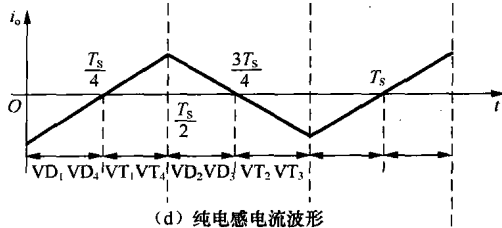
(a) 原理图



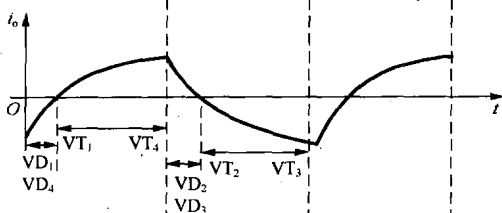
(b) 输出电压



(c) 纯电阻电路波形



(d) 纯电感电流波形



(e) 阻感性电流波形

图 5-6 电压型全桥逆变电路的原理及波形

当负载为纯电阻时, 输出电流波形如图 5-6 (c) 所示。

若负载是纯电感, 在 $0 \leq t \leq T_s/2$ 期间, VT_1 和 VT_4 有驱动信号导通, VT_2 和 VT_3 无驱动信号截止, $u_o = L \frac{di_o}{dt} = U_d$, 负载电流 i_o 线性上升; 在 $T_s/2 \leq t \leq T_s$ 期间, VT_2 和 VT_3 有驱动信号导通, VT_1 和 VT_4 无驱动信号截止, $u_o = L \frac{di_o}{dt} = -U_d$, 负载电流 i_o 线性下降。注意: 在 $0 \leq t \leq T_s/4$ 期间, 尽管 VT_4 和 VT_1 有驱动信号导通, VT_2 和 VT_3 无驱动信号截止, 但电流 i_o 为负值, VD_1 、 VD_4 导通起负载电流续流作用, $u_o = L \frac{di_o}{dt} = U_d$; 只有 $T_s/4 \leq t \leq T_s/2$ 期间, 电流 i_o 为正值, VT_1 和 VT_4 才导通。同理, 在 $T_s/2 \leq t \leq 3T_s/4$ 期间, VD_2 、 VD_3 导通, $u_o = L \frac{di_o}{dt} = -U_d$; VT_2 和 VT_3 仅在 $3T_s/4 \leq t \leq T_s$ 期间导通。电流 i_o 波形如图 5-6 (d) 所示。

3. 数量关系

以下将对输出电压、电流做定量分析。把幅值为 U_d 的矩形波展开成傅里叶级数可得

$$u_o = \sum \frac{4U_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (n=1, 3, 5, \dots) \quad (5-10)$$

输出电压基波的幅值 U_{o1m} 为

$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \quad (5-11)$$

输出电压基波的有效值 U_{o1} 为

$$U_{o1} = \frac{4U_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9U_d \quad (5-12)$$

当负载为 RL 时, 输出电流 i_o 的基波分量为

$$i_{o1} = \frac{4U_d}{\pi \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi) \quad (5-13)$$

式中, φ 为 i_o 滞后输出电压 u_o 的相位角, $\varphi = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$ 。

4. 移相调压

在以上分析中, u_o 为正负电压都是 π 弧度脉冲波形。若要改变输出交流电压的有效值只能通过改变直流电压 U_d 来实现。

在 RL 负载时, 还可以采用移相的方式来调节逆变电路的输出电压, 这种方式称为移相调压。图 5-6 (a) 中, 各 IGBT 的栅极信号仍为 π 弧度正偏, π 弧度反偏, 并且 VT_1 和 VT_2 的栅极信号互补, VT_3 和 VT_4 的栅极信号互补, 但 VT_3 的基极信号不是比 VT_1 的基极信号落后 π , 而是只落后 θ ($0 < \theta < \pi$)。也就是说, VT_3 、 VT_4 的栅极信号不是分别和 VT_2 、 VT_1 的栅极信号同相位, 而是前移了 $\pi - \theta$ 。这样, 输出电压 u_o 就不再是正负各为 π 弧度的脉冲, 而是正负各为 θ 的脉冲。各功率开关器件栅极信号 $u_{G1} \sim u_{G4}$, 输出电压 u_o , 输出电流 i_o 的波形如图 5-7 所示。下面对其工作过程进行具体分析。

设在 t_1 时刻前 VT_1 和 VT_4 导通, VT_2 和 VT_3 截止, 输出电压 u_o 为 U_d ; t_1 时刻 VT_3 和 VT_4 栅极信号互为反向, VT_4 截止, 而负载电感中的电流 i_o 不能突变, VT_3 不能立即导通, VD_4 导通续流。 VT_1 和 VD_3 同时导通, 所以输出电压为零。到 t_2 时刻 VT_1 和 VT_2 栅极信号互为反向, VT_1 截止, 而 VT_2 不能立即导通, VD_2 导通续流, 和 VD_3 构成电流通路, 输出电压 u_o 为 $-U_d$ 。到负载电流过零并开始反向时, VD_2 和 VD_3 截止, VT_2 和 VT_3 开始导通, u_o 仍为 $-U_d$ 。 t_3 时刻 VT_3 和 VT_4 栅极信号再次互为反向, VT_3 截止, 而 VT_4 不能立刻导通, VD_4 导通续流, u_o 再次为零。以后的过程和前面类似。这样, 输出电压 u_o 的正负脉冲宽度就各为 θ , 改变 θ , 就可以调节输出电压。

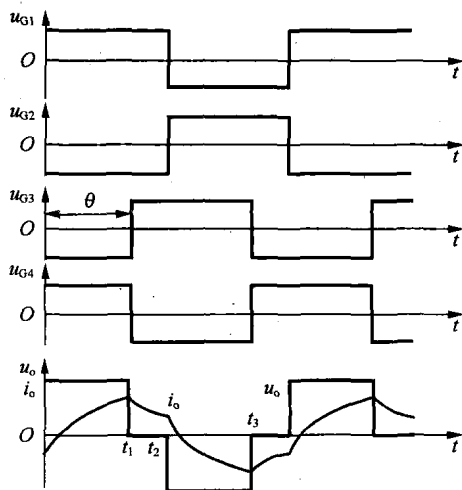


图 5-7 移相调压的工作波形

在纯电阻负载时, 采用上述移相方法也可以得到相同的结果, 只是 $VD_1 \sim VD_4$ 不再导通, 不起续流作用。在 u_o 为零期间, 4 个桥臂均不导通, 负载也没有电流。

上述移相调压方式也适用于带纯电阻负载时的半桥逆变电路。这时, 上下两桥臂的栅极信号不再是各 π 弧度正偏, π 弧度反偏并且互补, 而是正偏的宽度为 θ , 反偏的宽度为 $2\pi - \theta$, 二者相位差 π 。这时, 输出电压 u_o 也是正负脉冲的宽度各为 θ 。

【例 5-1】 单相桥式逆变电路如图 5-6 (a) 所示, 逆变电路输出电压为方波, 如图 5-6 (b) 所示, 已知 $u_d = 110V$, 逆变频率为 $f = 100Hz$, 负载 $R = 10\Omega$, $L = 0.02H$, 求:

- (1) 输出电压基波分量的有效值;
- (2) 输出电流基波分量的有效值。

解: (1) 输出电压为方波, 由式 (5-12) 可得输出电压基波分量的有效值为

$$U_{o1} = \frac{4U_d}{\sqrt{2\pi}} = 0.9U_d = 0.9 \times 110 = 99V$$

- (2) 阻抗为

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} = \sqrt{10^2 + (2\pi \times 100 \times 0.02)^2} = 16.05\Omega$$

由式 (5-13) 可得输出电流基波分量的有效值为

$$I_{o1} = \frac{4U_d}{\sqrt{2\pi} \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{U_{o1}}{Z_1} = \frac{99}{16.05} = 6.17A$$

5.2.2 电压型三相全桥式逆变电路

【展开讲解】 电压型三相全桥式逆变电路详解

电压型三相全桥式逆变电路如图 5-8 所示, 电路由 3 个半桥电路组成。电路中的电容器画成两个, 并有一个假想的中性点 N' , 在实际中可用一个。与单相半桥、全桥逆变电路相同, 电压型三相桥式逆变电路的基本工作方式也是 π 弧度导电方式, 即每个桥臂的导电弧度为 π , 同一相 (即同一半桥) 上下两个桥臂交替通、断, 各相开始导电的弧度依次相差 $2\pi/3$ 。在任

一瞬间, 将有 3 个桥臂同时导通, 可能是上面一个桥臂下面两个桥臂; 也可能是上面两个桥臂下面一个桥臂同时导通, 在逆变器输出端形成 u 、 v 、 w 三相电压。由于每次换流都是在同一相上下两个桥臂之间进行的, 因此也被称为纵向换流。注意: 为了防止同一相上下桥臂同时导通造成直流侧电源短路, 在换流时, 必须采取“先断后通”的方法, 即引入“死区时间”保证同一相的上下两个桥臂安全换流。“死区时间”指同一相上下两个功率开关管均关断的时间, 死区时间的取值取决于功率器件的开关频率、开通延时时间、关断延时时间和逆变桥的功率大小等。

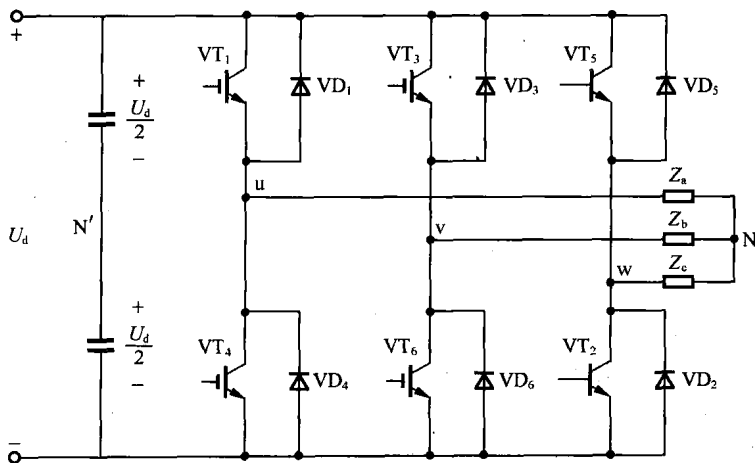


图 5-8 电压型三相桥式逆变电路原理图

图 5-8 中, 负载为星形连接。在 $0 < \omega t \leq \pi/3$ 之间, VT_1 、 VT_5 和 VT_6 导通, 负载电流经 VT_1 和 VT_5 被送到 U 相和 W 相绕组, 经 V 相负载和 VT_6 流回电源; 在 $\omega t = \pi/3$ 时刻, VT_5 的触发脉冲下降到零, VT_5 迅速关断, 由于感性负载电流不能立即改变方向, W 相电流经 VD_2 导通续流, 其他两相电流通路不变。当 VD_2 中续流结束时 (续流时间取决于负载电感和电阻大小), W 相电流反向经 VT_2 流回电源。此时, 负载电流由电源经 VT_1 和 U 相负载, 分别流到 v 相和 w 相负载, 分别经 VT_6 和 VT_2 流回电源; 在 $\omega t = 2\pi/3$ 时刻, VT_6 的触发脉冲下降到零, VT_6 关断, VT 相电流由 VD_3 续流。当续流结束时, VD_3 截止, VT_3 导通。负载电流由电源经 VT_1 、 VT_3 、 U 相和 V 相负载, 然后汇流到 w 相。在一个周期内, 功率开关管的切换顺序为: 1、5、6—2、1、6—3、2、1—4、3、2—5、4、3—6、5、4, 各功率管的工作情况与上述分析相同。

假设负载为阻性负载且三相负载对称, 图 5-9 为三相桥式逆变电路的波形图。在 $0 < \omega t \leq \pi/3$ 期间, VT_1 、 VT_5 和 VT_6 导通, 由此可得 u 相和 w 相负载上电压为 $U_d/3$, v 相负载电压为 $2U_d/3$; 同理, 在 $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$ 期间, u 相负载上电压为 $2U_d/3$, v 相和 w 相负载上电压为 $U_d/3$; 在 $2\pi/3 < \omega t \leq \pi$ 期间, u 相和 v 相负载电压为 $U_d/3$, w 相负载上电压为 $2U_d/3$ 。 U 、 V 、 W 相电压如图 5-9 (a)、(b)、(c) 所示, 相位依次相差 $2\pi/3$ 。线电压 U_{UV} 波形如图 5-9 (d) 所示, 线电压 U_{VW} 和 U_{WU} 的波形与 U_{UV} 波形相似, 只是相位依次相差。图 5-9 (e) 和图 5-9 (f) 分别是 U 相电流和直流母线电流的波形。

三相桥式逆变电路输出线电压 U_{UV} 的有效值为

$$U_{UV} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UV}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d = 0.816 U_d \quad (5-14)$$

把线电压 U_{UV} 展开成傅里叶级数可得基波幅值 U_{UV1m} 和基波有效值 U_{UV1} 分别为

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d = 1.1 U_d \quad (5-15)$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0.78 U_d \quad (5-16)$$

同理, 可得相电压有效值 U_{UN} 、基波幅值 U_{UN1m} 和基波有效值 U_{UN1} 分别为

$$U_{UN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UN}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{9}} U_d = 0.471 U_d \quad (5-17)$$

$$U_{UN1m} = \frac{2}{\pi} U_d = 0.637 U_d \quad (5-18)$$

$$U_{UN1} = \frac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0.45 U_d \quad (5-19)$$

电压型逆变电路主要有以下特点。

(1) 直流侧接有大电容, 相当于电压源, 直流电压基本无脉动, 直流回路呈现低阻抗。

(2) 由于直流电压源的钳位作用, 交流侧电压波形为矩形波, 与负载阻抗角无关, 而交流侧电流波形和相位因负载阻抗角的不同而不同, 其波形接近三角波或接近正弦波。

(3) 当交流侧为感性负载时需提供无功功率, 直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈能量提供通道, 各臂都并联了续流二极管。

(4) 逆变电路从直流侧向交流侧传送的功率是脉动的。因直流电压无脉动, 故传输功率的脉动是由直流电流的脉动来体现的。

(5) 当用于交一直一交变频器中且负载为电动机时, 若电动机工作于再生制动状态, 就必须向直流侧反馈能量。因直流侧电压方向不能改变, 所以只能通过改变直流电流的方向来实现, 这就需要交一直整流桥能够回馈能量或在直流侧增加能耗制动单元, 以保证直流侧电容上的电压基本恒定。

(6) 随着全控功率开关器件的发展, 电压型逆变桥的工作模式虽也多采用 π 弧度导电方式, 但都采用了 PWM 调制, 从而减少逆变器输出电压波形的高次谐波。

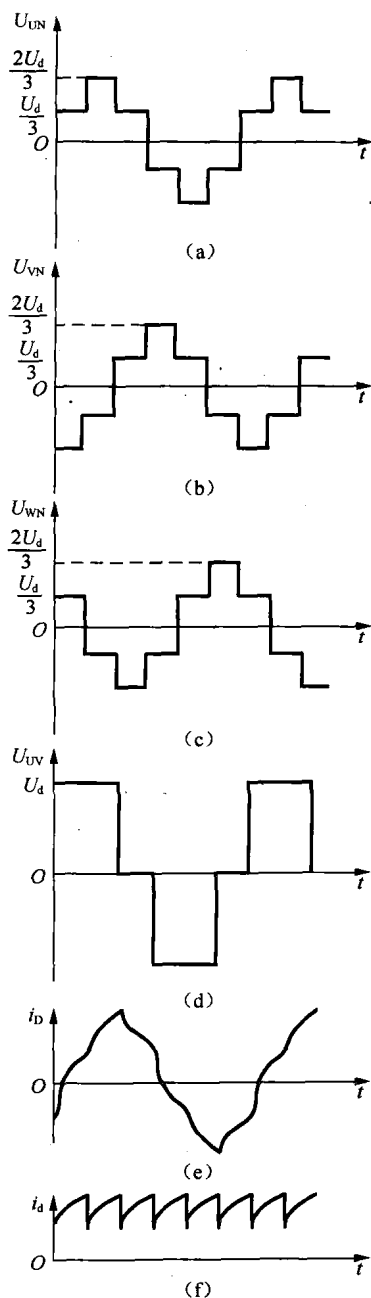


图 5-9 三相桥式逆变电路的波形图

5.3 电流型 DC/AC 变换电路

【问题引出】电流型逆变电路是什么

电流型 DC/AC 变换电路一般是在逆变电路直流侧串联一个大电感，大电感中流过的电流脉动很小以维持电流的恒定，故看成直流电流源，但实际上理想电流源并不易得。

5.3.1 电流型单相桥式逆变电路

【展开讲解】电流型单相桥式逆变电路详解

电流型单相桥式逆变电路原理如图 5-10 (a) 所示。当 VT_1 、 VT_4 导通， VT_2 、 VT_3 关断时， $i_o = I_d$ 。当 VT_1 、 VT_4 关断， VT_2 、 VT_3 导通时， $i_o = -I_d$ 。若以频率 f 交替切换开关管 VT_1 、 VT_4 和 VT_2 、 VT_3 导通时，则在负载上面产生如图 5-10 (b) 所示的电流波形图。不论电路负载性质如何，其输出电流波形不变，均为矩形波，而输出电压波形又由负载性质决定，主电路开关管采用自关断器件时，如果其反向不能承受高电压，则需要在各开关的器件支路串入二极管。

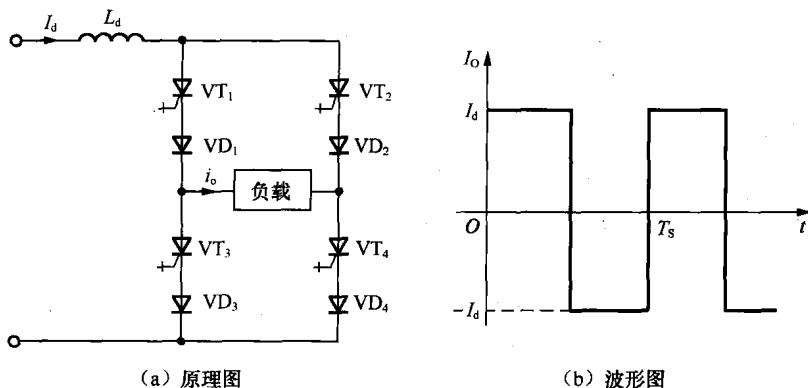


图 5-10 电流型单相桥式逆变电路及波形

下面对负载电流的波形做定量的分析：将图 5-10 (b) 所示的电流 i_o 的波形展开成傅里叶级数有

$$i_o = \frac{4I_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (5-20)$$

其基波幅值 I_{o1m} 和基波有效值 I_{o1} 分别为

$$I_{o1m} = \frac{4I_d}{\pi} = 1.27I_d \quad (5-21)$$

$$I_{o1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9I_d \quad (5-22)$$

5.3.2 电流型三相桥式逆变电路

【展开讲解】电流型三相桥式逆变电路详解

图 5-11 (a) 为开关器件采用 IGBT 的电流型三相桥式逆变电路原理图，在直流电源侧接

有大电感 L_d 以维持电流的恒定。电流型三相桥式逆变电路的基本工作方式是 $2\pi/3$ 导通方式, 即每个 IGBT 导通为 $2\pi/3$, $VT_1 \sim VT_6$ 依次间隔 $2\pi/3$ 导通。任意瞬间只有两个桥臂导通, 不会发生同一桥臂两器件直通现象。这样, 每个时刻上桥臂组和下桥臂组中各有一个臂导通。换流时, 是在上桥臂组或下桥臂组内依次换流, 属于横向换流。图 5-11 (b) 所示为电流型三相桥式逆变电路的输出波形, 它与负载性质无关。其输出电压波形由负载的性质决定。

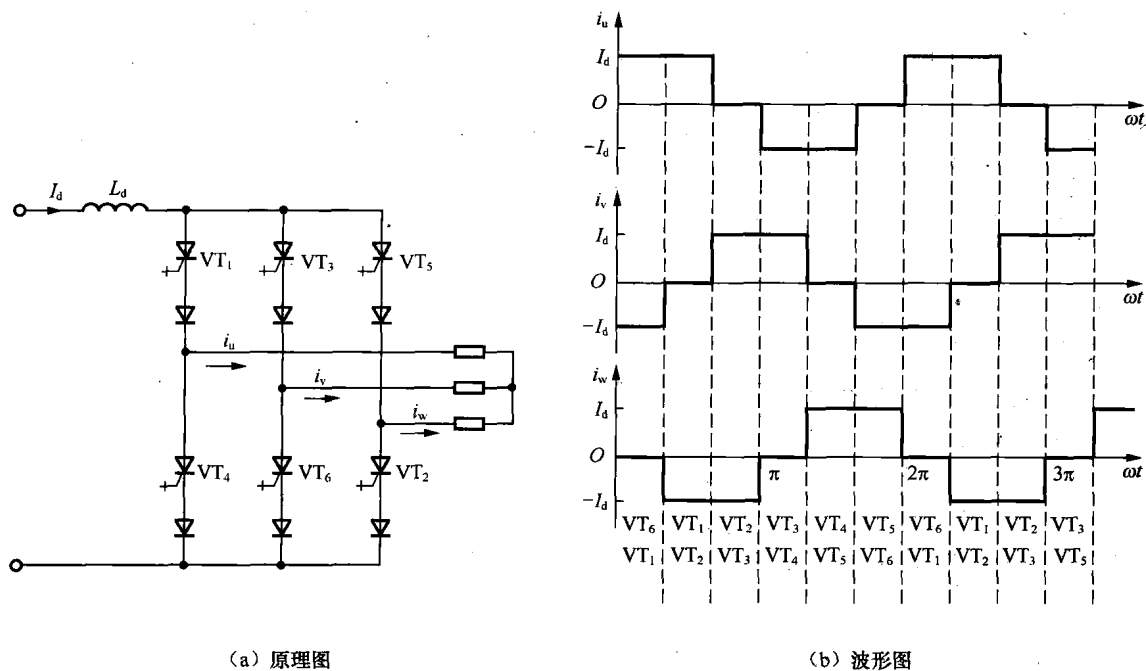


图 5-11 电流型三相桥式逆变电路及波形

输出电流的基波有效值 I_{U1} 和直流电流 I_d 的关系式为

$$I_{U1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d \quad (5-23)$$

电流型逆变电路主要有以下特点。

- (1) 直流侧接有大电感, 相当于电流源, 直流电源基本无脉动, 直流回路呈现高阻抗。
- (2) 由于各开关器件主要起改变直流电流导通路径的作用, 故交流侧为矩形波, 与负载性质无关, 而交流侧电压波形和相位因负载阻抗角的不同而不同。
- (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, 所以不必像电压型逆变电路那样要给开关器件反并联二极管。
- (4) 当用于交—直—交变频器且负载为电动机时, 若交—直变换为相控整流, 则可很方便地实现再生制动。

5.4 谐振式逆变电路

【问题引出】谐振式逆变电路是什么

目前, 电力电子器件的开关一般采用硬开关和软开关两种方式。开关器件在承受很高电

压或很大电流的情况下开通或关断的方式称为硬开关方式。相应地, 开关器件在承受零电压或零电流的情况下开通或关断的方式称为软开关方式。由于开关器件的非理想性, 其状态变化需要一个过程, 即开关器件上的电压和电流不能突变, 因此硬开关在开通或关断过程中伴随着较大的损耗。变流器工作频率一定时, 开关管开通或关断一次的损耗也是一定的, 所以开关频率越高, 开关损耗就越大, 因而硬开关变换器的开关频率不能太高。相比之下, 软开关在零电压或零电流条件下开通或关断器件, 这种开关方式明显减小了开关损耗, 允许更高的开关频率以及更宽的控制带宽, 同时又可以降低电磁干扰。因此, 与硬开关技术的电力电子装置相比, 采用软开关技术的电力电子装置可以做到效率更高、体积更小、重量更轻、电磁兼容性更好。由于软开关是采用谐振电路实现的, 因此软开关又称为谐振开关, 采用软开关的电路又称为谐振变换电路或谐振逆变电路。本节简述常用的两种谐振式逆变电路, 电压型串联谐振逆变电路和电流型并联谐振逆变电路。

5.4.1 电压型串联谐振逆变电路

【展开讲解】电压型串联谐振逆变电路详解

本节利用谐振电路理论分析电压型串联谐振逆变电路的工作原理, 如图 5-12 所示。令晶闸管 VT_1 、 VT_4 和 VT_2 、 VT_3 轮流工作半个逆变周期, 则 A、B 两端可以得到宽度为 180° 、幅值为 U_D 的交流方波电压。通过三次谐波阻抗和三次谐波电流的计算, 可以得知三次谐波电流小于基波电流的 5%。因此可以忽略谐波电流, 近似认为负载电流为正弦基波电流。该电路的工作特性取决于逆变电路输出电压的角频率 ω ($\omega=2\pi f$) 与 LC 谐振角频率 ω_0 ($\omega_0=1/\sqrt{LC}$) 的关系。

图 5-12 (a) 中, 在 $\omega t=0^\circ$ 和 $\omega t=2\pi$ 时对 VT_1 、 VT_4 施加触发脉冲, 在 $\omega t=\pi$ 和 $\omega t=3\pi$ 时对 VT_2 、 VT_3 施加触发脉冲, 下面分析 $\omega < \omega_0$ 和 $\omega > \omega_0$ 两种工作情况。

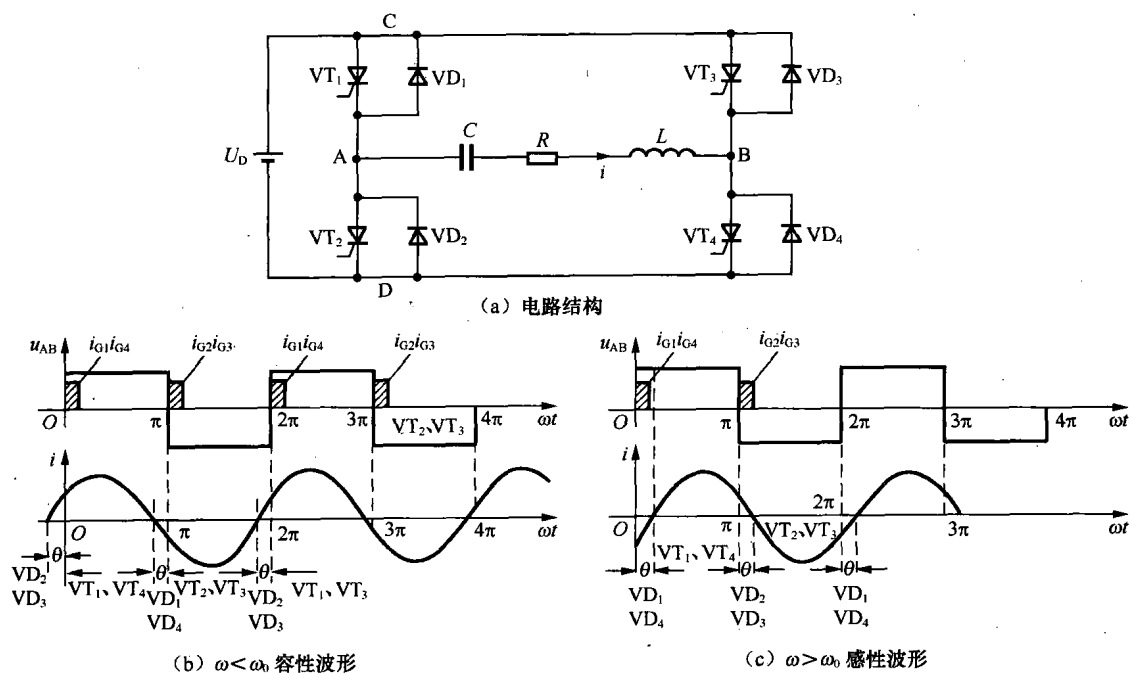


图 5-12 电压型串联谐振晶闸管全桥逆变电路

(1) 当 $\omega < \omega_0$ 时, RLC 串联电路中感抗小于容抗, 电路呈容性, 电流 $i(t)$ 超前电压 $u_{AB}(t)$ 一个相角 θ , 波形如图 5-12 (b) 所示: 在 $0 \leq \omega t \leq \pi$ 期间, $u_{AB} > 0$, A 点电位比 B 点电位高; 在 $0 \leq \omega t \leq 2\pi$ 期间, $u_{AB} < 0$, A 点电位比 B 点电位低。在 $0 \leq \omega t \leq (\pi - \theta)$ 期间, $i > 0$, 电流从点 A 流到点 B, VT_1 、 VT_4 导通, VT_2 、 VT_3 关断; 当 $\omega t = (\pi - \theta)$ 时, $i = 0$, VT_1 、 VT_4 自然关断, 但 VT_2 、 VT_3 尚未被触发导通, 当 i 由正变负时, VD_1 、 VD_4 续流导通, 使 VT_1 、 VT_4 端电压为零, 这时仍有 $u_{AB} > 0$, 点 A 电位比点 B 电位高, 直到 $\omega t = \pi$, VT_2 、 VT_3 被触发导通, 负电流从 VD_4 、 VD_1 转到 VT_3 、 VT_2 (VT_3 、 VT_2 建立电流过程中, 电压不为零而有开通损耗), u_{AB} 反向为负。 VT_2 、 VT_3 的导通一直延续到 $\omega t = 2\pi - \theta$, i 从负变到正, VT_2 、 VT_3 自然关断, 由于此时 VT_1 、 VT_4 的触发脉冲尚未来到, 故 i 经 VD_2 、 VD_3 续流, 直到 $\omega t = 2\pi$, VT_1 、 VT_4 被触发导通, 正电流从 VD_2 、 VD_3 转到 VT_1 、 VT_4 。因此, 在 u_{AB} 正半周的 θ 期间 VD_1 、 VD_4 导通, 而在 $(\pi - \theta)$ 期间 VT_1 、 VT_4 导通; 在 u_{AB} 负半周的 θ 期间 VD_2 、 VD_3 导通, 而在 $(\pi - \theta)$ 期间 VT_2 、 VT_3 导通。即在 u_{AB} 正半周有 VT_1 (VD_1)、 VT_4 (VD_4) 导通, 而在 u_{AB} 负半周有 VT_2 (VD_2)、 VT_3 (VD_3) 导通。晶闸管的关断是在其电流谐振过零的自然条件下实现的, 此时晶闸管的电压也为零 (晶闸管的反并联二极管导通, 端电压为零)。因此, 晶闸管的关断过程无损耗, 这种关断称为软关断。

在 $\omega t = \pi - \theta$, VT_1 、 VT_4 零电流关断后, 为了恢复 VT_1 、 VT_4 阻断正向电压的能力, 安全可靠地关断, 必须在其电流为零后的一段时间内, 晶闸管继续承受反向电压而不加正向电压。安全关断所需反向电压时间 t_{off} 所对应的角度 θ_0 称为安全换流超前角, $\theta_0 = \omega t_{off}$, t_{off} 称为安全换流时间。由图 5-12 (b) 可以看到, 从 $\omega t = \pi - \theta$, $i = 0$ 开始直到 $\omega t = \pi$ 的 θ 期间, 由于 VD_1 、 VD_4 导通, 因而 VT_1 、 VT_4 两端有 1~2V 的反向电压, 使 VT_1 、 VT_4 能恢复其阻断正向电压的能力。 $\omega t = \pi$ 时, VT_2 、 VT_3 被触发导通后二极管 VD_1 、 VD_4 导通结束, VT_2 、 VT_3 导通使 $u_{AB} = U_D > 0$, VT_1 、 VT_4 又被施加正向电压 U_D , 为了使 VT_1 、 VT_4 能安全可靠关断, 应使实际电路中电流超前角 θ 大于安全换流超前角 θ_0 , 或者说应使 θ 所对应的时间 $t = \theta / \omega > t_{off}$ 。因此, 安全可靠换流的条件是

$$\theta = \omega t > \theta_0 = \omega t_{off} \quad (5-24)$$

$$t = \theta / \omega > t_{off} = \theta_0 / \omega \quad (5-25)$$

(2) 当 $\omega > \omega_0$ 时, RLC 串联电路感抗大于容抗, 电路呈感性, 电流 $i(t)$ 滞后电压 $u_{AB}(t)$ 一个相角 θ' , 波形如图 5-12 (c) 所示: 在 $\theta' \leq \omega t \leq \pi$ 期间, $u_{AB} > 0$, 点 A 电位比点 B 电位高, $i > 0$, VT_1 、 VT_4 导通, VT_2 、 VT_3 关断。当 $\omega t > \pi$ 时, 触发 VT_2 、 VT_3 , 此时仍有 $i > 0$, VT_1 、 VT_4 仍在导通而不会自行关断, 因而会引起短路事故。所以在 $\omega > \omega_0$ 情况下, 为了能使图 5-12 (a) 所示的电路正常工作, 必须对 4 个晶闸管附加强迫换流电路, 在 $\omega t = \pi$ 时强迫关断 VT_1 、 VT_4 , 在 $\omega t = 2\pi$ 时强迫关断 VT_2 、 VT_3 。这时晶闸管的关断不再是电流谐振过零自然关断, 而是在一定的电流下强迫关断, 因而会有较大的关断损耗, 即使 4 个开关器件不采用晶闸管而采用自关断器件能使电路换流工作正常, 其关断损耗也比谐振电流过零软关断时大得多。

由此可见, 图 5-12 (a) 所示的电路采用晶闸管作开关器件时, 只适于在 $\omega > \omega_0$ 的容性电路条件下工作, 以获得谐振电流过零时晶闸管的零电流软关断条件。

这种电压型串联谐振逆变电路的特点是: 电压源供电, R 、 L 、 C 串联谐振; 电路输出电压是矩形波, L 、 C 的电压高于电源电压好几倍, 负载变化时 L 、 C 的电压也很大, du/dt 大; 电流接近正弦波, 晶闸管自然关断, 工作频率可以高一些, 安全换流条件易实现, 开关器件

的触发频率（即运行频率） ω 低时，容性更强、换流更安全，因此低频启动简单。所以这种电路适用于启动频繁但负载较稳定、工作频率较高的应用场合。

5.4.2 电流型并联谐振逆变电路

【展开讲解】介绍电流型并联谐振逆变电路

当换流电容与 RL 负载电路并联时，换流基于并联谐振的原理，并联谐振方式一般用于电流型逆变器，这类逆变器称为并联谐振逆变器，较多用于金属的熔炼、透热和淬火的中频加热电源。下面以一个中频感应加热电源为例说明并联谐振的基本工作原理。

由电磁场原理知道，处于交变磁场中的导体会产生感应电动势，进而形成涡流引起导体材料发热。实践证明，在 50Hz 交流电流形成的交变磁场中，导体材料所产生的感应电流不足以使导体材料加热到所需温度，如需加大金属的发热量，必须大幅度提高交变磁场的频率，能用于金属熔炼的频率一般称为中频。所谓中频感应加热电源，就是一种将三相工频交流电转变为中频交流电的装置。目前应用较多的中频感应加热电源的工作原理是：通过整流电路先将三相交流电整流成可调的直流电，再经过电流型逆变器变换成频率较高的交流电供给负载，其中换流一般采用并联谐振的方式。

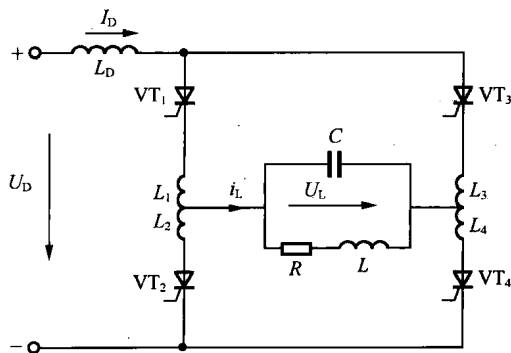


图 5-13 电流型并联谐振逆变电路

图 5-13 为并联谐振逆变器主电路，由整流获得的直流电压经过大电感 L_D 滤波，通过桥式逆变电路将直流电逆变为中频交流电供给负载。逆变桥由 4 个晶闸管桥臂构成， $L_1 \sim L_4$ 为 4 只电感量很小的电感，用于限制晶闸管的电流上升率 di/dt 。中频感应加热电源的负载实际上是一个感应线圈，线圈中空部分填充需加热的金属，图 5-13 中 L 和 R 串联为其等效电路。因为负载功率因数很低，故需要并联补偿电容器 C 。电容 C 和电感 L 、电阻 R 构成并联谐振

式逆变电路，所以称这种电路为并联谐振式逆变电路。电路采用负载换流，即要求负载电流超前电压。因此进行电容补偿时，应使负载电路在工作频率下呈容性。

当逆变桥对角的晶闸管以一定频率交替触发导通时，负载感应线圈通入中频电流，线圈中产生中频交变磁通。在交变磁场的作用下，需加热的金属中产生涡流与磁滞效应，使金属发热熔化，这就是中频感应加热电源的基本工作原理。晶闸管交替触发的频率与负载回路的谐振频率相接近，负载电路工作在谐振状态，这样不仅可得到较高的功率因数与效率，而且电路对外加矩形波电压的基波分量呈现高阻抗。对其他高次谐波电压可以看成短路，所以负载两端电压 u_L 是很好的中频正弦波；而负载电流 i_L 在大电感 L_D 的作用下近似为交变的矩形波，如图 5-14 所示。并联电容 C 除参加谐振外，还提供负载无功功率，使负载电路呈现容性。因为只有当 i_L 超前 u_L 一定角度时，才能达到自动换流关断晶闸管的目的。其工作原理分析如下。

(1) 在 $t=t_0$ 时刻，触发晶闸管 VT_1 、 VT_4 ，电流 $i_L=I_D$ 流入负载。

(2) 当 $t_1 \leq t < t_2$ 时，晶闸管 VT_1 、 VT_4 处于稳定导通阶段，负载电流 $i_L=I_D$ ，近似为恒值， t_2 时刻之前电容 C 两端，即负载两端电压 u_L 为正，负载电压接近正弦波。

(3) 在 t_2 刻触发晶闸管 VT_2 、 VT_3 ，因在 t_2 前 VT_2 和 VT_3 阳极电压等于负载电压，为正，故 VT_2 和 VT_3 导通，开始进入换流阶段。 VT_2 、 VT_3 导通时，负载两端电压施加到 VT_1 、

VT₄ 两端, 使 VT₁、VT₄ 承受负压关断。由于每个晶闸管都串有换相电感, 故 VT₁、VT₄ 在 t_2 时刻不能立即关断, 其电流有一个减小过程, VT₂、VT₃ 的电流有一个增大过程。

(4) 当 $t_2 \leq t \leq t_4$ 时, 4 个晶闸管都导通, 由于大电感 L_D 的恒流作用, 电源不会短路。负载电容经两个并联的放电回路同时放电, 一个回路是经 L_1 、VT₁、VT₃、 L_3 回到电容, 另一回路是 L_2 、VT₂、VT₄、 L_4 回到电容, 换流过程如图 5-15 所示。在这个过程中, VT₁、VT₄ 电流逐渐减小, VT₂、VT₃ 电流逐渐增大。当 $t=t_4$ 时, VT₁、VT₄ 电流逐渐减至零而关断, 直流侧电流 I_D 全部从 VT₁、VT₄ 转到 VT₂、VT₃, 换流结束, $t_r=t_4-t_2$ 称为换流时间。

图 5-14 为该逆变电路的工作波形, 其中 i_L 、 V_L 的参考方向与图 5-12 中相同。VT₁、VT₄ 电流下降到 0 以后, 还需过一段时间后才能恢复正向阻断能力。因此, 换流结束以后, 还要使 VT₁、VT₄ 承受一段反压时间 t_q 才能保证可靠关断。 $t_q=t_5-t_4$ 应大于晶闸管关断时间。从图 5-13 可看出, 在换流过程中, 负载电流 i_L 是 VT₁ 与 VT₃ 电流之差。 i_L 超前于 u_L 的时间对应的电角度称为滞后功率角, 其大小应满足晶闸管恢复到正向阻断能力所需的时间。

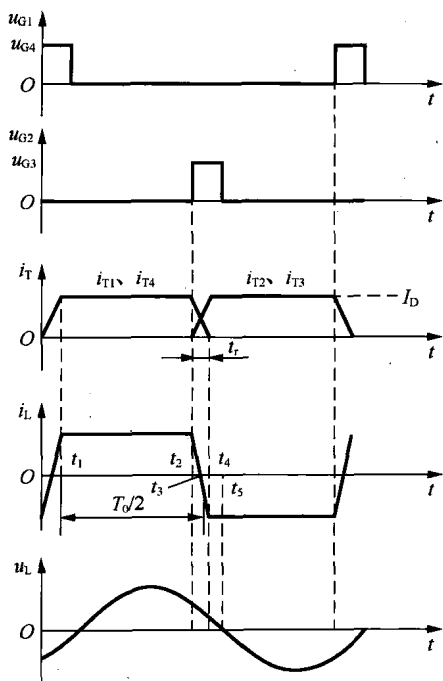


图 5-14 并联谐振电路的电压、电流波形

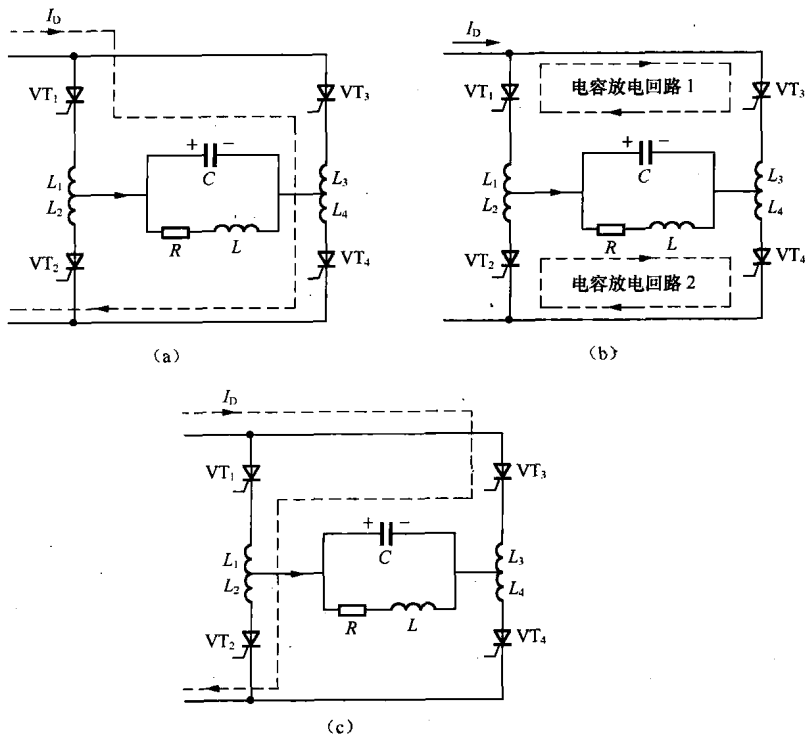


图 5-15 电路换流过程

通过改变直流电压 U_D 就可以调节输出功率 P_o 大小, 所以直流电源一般采用可控整流。如果忽略换流过程, 负载电流 i_L 为矩形波, 展开成傅氏级数得

$$i_L(t) = \frac{4I_D}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (5-26)$$

其基波电流有效值为

$$I_{L1} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} I_D \approx 0.9 I_D \quad (5-27)$$

逆变电路的输入功率 P_i 为

$$P_i = U_D I_D \quad (5-28)$$

逆变电路的输出功率 P_o 为

$$P_o = U_L I_{L1} \cos \varphi \quad (5-29)$$

式中, U_L 为负载电压有效值; $\cos \varphi$ 为负载功率因数。

因为 $P_o = P_i$, 于是可以求得此时负载电压有效值 U_L 和直流电压 U_D 的关系为

$$U_L = \frac{\pi U_D}{2\sqrt{2} \cos \varphi} \approx 1.11 \frac{U_D}{\cos \varphi} \quad (5-30)$$

5.5 DC/AC 变换的多重化技术

【问题引出】 如何用多重化技术改善 DC/AC 变换器的性能

电压型或电流型逆变电路输出波形均为交变的矩形波, 与正弦波相差较大。由谐波分析可知, 矩形波中含有很多的谐波分量, 对负载会产生不利影响, 如引起转矩脉动和涡流损耗、引起附加电磁噪声、降低电动机的效率等。如果能使输出波形变为阶梯波, 则相对矩形波而言, 输出波形所含谐波分量较少, 更接近正弦波。而且阶梯越多, 接近程度越高, 谐波分量越小。这就是多重化技术的基本思想——用阶梯波逼近正弦波。电压型或电流型逆变电路都可利用该技术改善波形, 其基本原理完全一样。从电路输出的合成方式来看, 多重逆变电路有串联多重和并联多重两种方式。串联多重是把几个逆变电路的输出串联起来, 多数电压型逆变电路采用串联多重方式; 并联多重是把几个逆变电路的输出并联起来, 多数电流型逆变电路采用并联多重方式。

5.5.1 电压型逆变器的多重化

【展开讲解】 三相电压型二重逆变电路简述

三相电压型二重逆变电路工作原理图如图 5-16 所示, 它由两个三相桥式逆变电路构成, 其输入直流电源公用, 输出电压通过变压器 Tr_1 和 Tr_2 串联合成。两个逆变电路均为 180° 导通方式, 故它们各自的输出线电压都是 120° 矩形波。工作时, 使逆变桥 II 的相位比逆变桥 I 滞后 30° 。变压器 Tr_1 和 Tr_2 在同水平上画的绕组是绕在同一铁芯柱上的。

Tr_1 为 D/Y 连接, 线电压比是 $1:\sqrt{3}$ (原、副边绕组匝数相等)。变压器 Tr_2 原边也是三角形连接, 但副边有两个绕组, 采用曲折星形接法, 即一相的绕组和另一相的绕组串联而构成星形, 同时使其副边电压相对原边电压而言, 比 Tr_1 的接法超前 30° , 以抵消逆变桥 II 的

相位比逆变桥 I 滞后 30° 。这样, U_{U1} 和 U_{U2} 的基波相位相同, 若 Tr_2 和 Tr_1 原边匝数相同, 为了使 U_{U1} 和 U_{U2} 的基波幅值相同, Tr_1 和 Tr_2 副边的匝数比应为 $1:\sqrt{3}$ 。图 5-17 给出 Tr_2 和 Tr_1 副边基波电压合成情况的相量图。图中 U_{A1} 、 U_{A21} 、 U_{B22} 分别是变压器绕组 A_1 、 A_{21} 、 B_{22} 上的基波电压矢量。

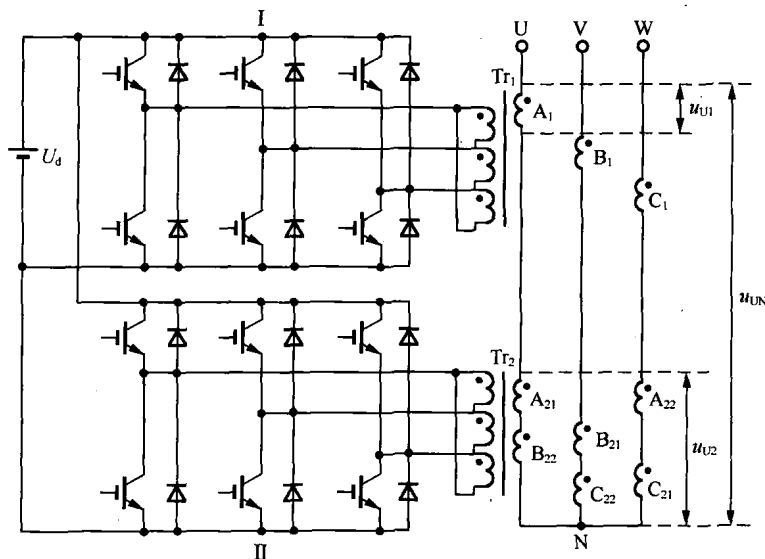


图 5-16 三相电压型二重逆变电路

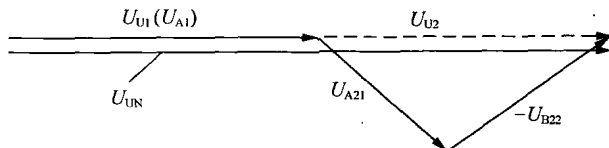


图 5-17 Tr_1 和 Tr_2 副边基波电压合成情况的相量图

U_{U1} (U_{A1})、 U_{A21} 、 U_{B22} 、 U_{U2} 和 U_{UN} 的波形如图 5-18 所示。可以看出, 二重逆变电路输出电压 U_{UN} 比单逆变电路输出电压 U_{UN} (见图 5-9) 更接近正弦波。

把由变压器合成后的输出相电压 U_{UN} 展开成傅里叶级数, 可求得基波电压有效值为

$$U_{UN1} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{\pi} = 1.56U_d \quad (5-31)$$

其 n 次谐波有效值为

$$U_{UNn} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{n\pi} = \frac{1}{n}U_{UN1} \quad (5-32)$$

式中, $n=12k\pm1$, k 为自然数。

可以看出, 该三相电压型二重逆变电路的直流侧电流每周期脉动 12 次, 称为 12 脉波逆变电路。一般来说, 使 m 个三相桥式逆变电路的相位依次错过 $\pi/(3m)$ 运行, 并增设使它们输出电压合成并抵消上述相位差的变压器, 就可以构成脉波数为 $6m$ 的逆变电路。

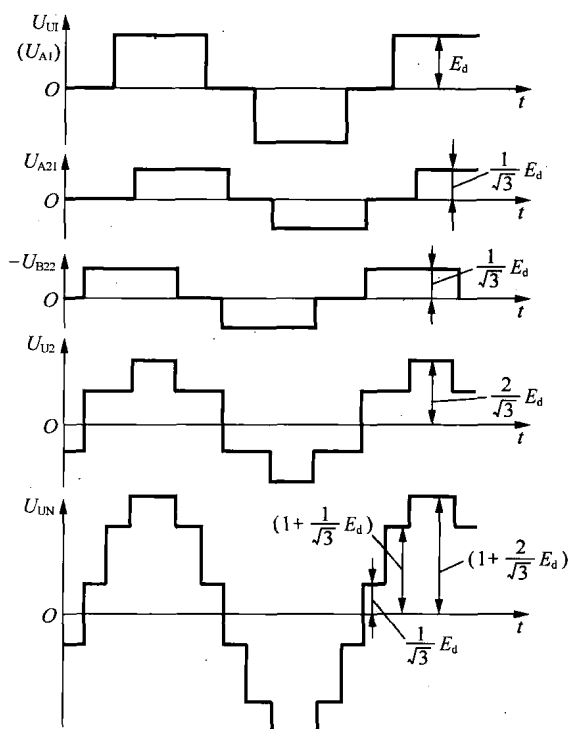


图 5-18 三相电压型二重逆变电路波形图

5.5.2 电流型逆变器的多重化

【展开讲解】变压器耦合电流型多重逆变器简述

把两个电流型逆变电路的输出并联起来，两个逆变电路的波形相差 30° ，这样就构成了一个电流型二重逆变电路，图 5-19 所示的是典型的变压器耦合电流型多重逆变电路。各逆变电路通过一台多绕组输出变压器对负载供电，其优点如下。

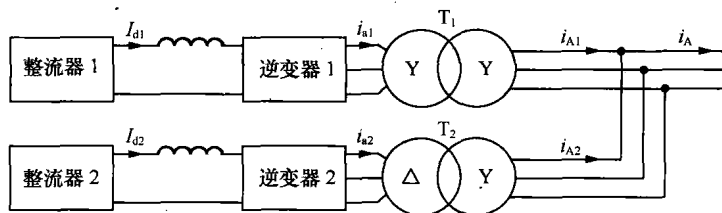


图 5-19 变压器耦合电流型多重逆变器主电路

(1) 各逆变电路的输出功率因数、输出功率相同。

(2) 各回路的电压、电流平衡，整流器的控制回路、相位控制回路和脉冲放大器可以共用。

(3) 由于设置逆变电路输出变压器，因此整流器的交流侧可由同一变压器的次级供电，无需隔离。

谐波分析表明，这种阶梯波较矩形波的谐波分量小得多。三重逆变电路、四重逆变电路的构成可依次类推，对于 n 重逆变电路，输出波形之间的相位差一般为 $\varphi_n = 60^\circ / n$ 。

对图 5-19 所示电路，设 $I_{d1} = I_{d2} = I_d$ ，逆变器 1、2 均为 120° 导电模式，输出电流 i_{A1} 、 i_{A2}

波形分别如图 5-20 (a)、(b) 所示。因变压器 T_2 采用 D/Y 连接, 故 VT_2 原边绕组电流 i_{ab2} 波形如图 5-20 (c) 所示, 且 $I_1=2I_d/3$, $I_2=I_d/3$ 。 T_1 、 T_2 副边绕组电流 i_{A1} 、 i_{A2} 的波形分别与 i_{a1} 、 i_{ab2} 的形状相同, 只是幅值不同, 如图 5-20 (d)、(e) 所示。设 T_1 、 T_2 原副边绕组变比分别为 n_1 、 n_2 , 则有 $i_{A1}=n_1 i_{a1}$, $i_{A2}=n_2 i_{ab2}$ 。 $I_A=i_{A1}+i_{A2}$, 因此可绘制 i_A 的波形如图 5-20 (f) 所示。由图可知

$$I_3 = n_2 \frac{I_d}{3}, \quad I_4 = \left(n_1 + \frac{n_2}{3}\right) I_d, \quad I_5 = \left(n_1 + \frac{2n_2}{3}\right) I_d$$

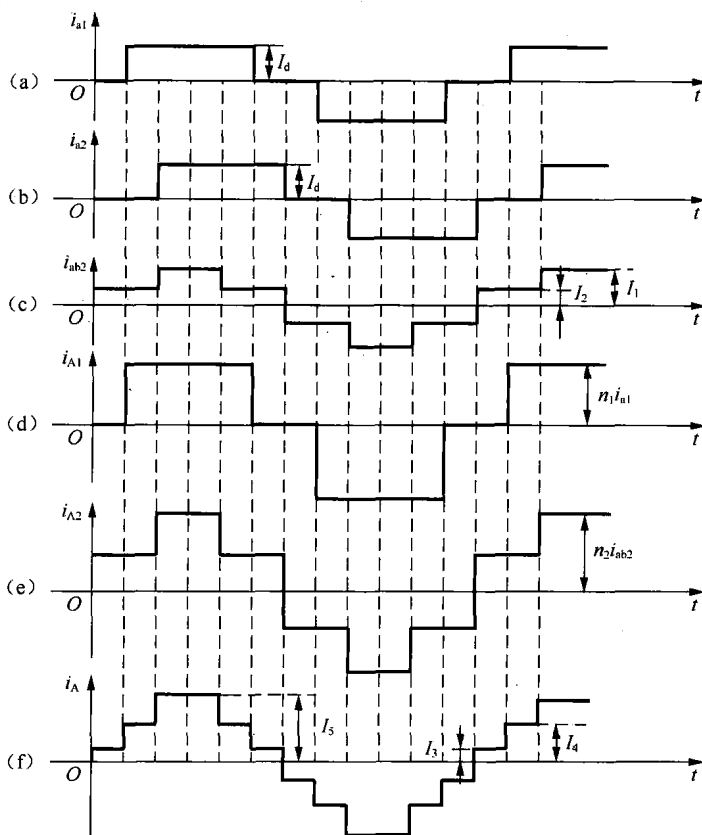


图 5-20 变压器耦合电流型多重逆变电路波形

由图 5-20 可见, 相电流 i_A 的波形比单电流型三相桥式逆变器的相电流 i_U 的波形更接近正弦 (见图 5-11)。

由于大、中容量电动机多为 3~10kV 的高压电动机, 通常也需要在逆变器输出端增设升压变压器, 使之与高压电动机匹配。因此, 高压电动机选用这种多重逆变电路较为经济合理。另外, 从减小转矩脉动方面考虑, 也应选用此电路。

5.5.3 单元串联型高压逆变器

【展开讲解】五单元串联型高压逆变器简述

串联型五重高压逆变器电压叠加结构图如图 5-21 所示。由图可知, 高压逆变器每相由 5 个功率单元串联而成, 每个功率单元由隔离变压器的副边隔离线圈分别供电, 可以很方便地得到不同电压等级的输出, 而不受器件耐压的限制。如每相用 3、4、5 个输出电压为 480V

的功率单元串联，变频器输出额定电压分别为 2.3kV、3.3kV、4.16kV；当每相用 5 个 690V 或 1275V 的功率单元串联，输出额定电压可达 6kV 和 10kV，由于采用的是单元串联，所以不存在器件直接串联引起的均压问题。给功率单元供电的变压器二次线圈互相存在一个相位差，其数值为 $60^\circ/n$ (n 为多重化的次数)，由此可消减各单元产生的谐波。

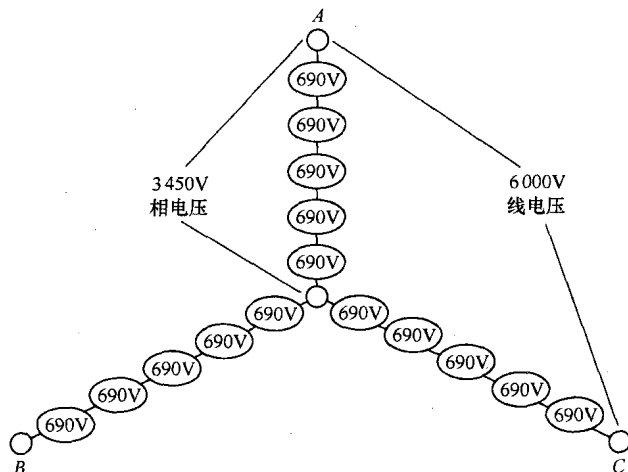


图 5-21 串联型五重高压变频器电压叠加结构

图 5-22 为五重化高压变频器结构原理图，每个功率单元结构如图 5-23 所示。每个功率单元由全控型 IGBT 构成三相输入、单相输出的交—直—交电压型低压逆变器，其输出电压状态为 1, 0, -1，每相 5 个单元叠加就可以产生 ± 5 、 ± 4 、 ± 3 、 ± 2 、 ± 1 和 0 共 11 种不同的电压等级，由此合成输出电压波形，使输出电压高次谐波分量大大减少，因而使变频器即使在低速下也能得到良好的输出电压波形。消除了低速下的转矩脉动，减少电机运行时因高次谐波而产生的噪声，防止了由于高次谐波而引起的电机发热，因而使变频器效率大大提高，功率因数也大大高于普通变频器。

多单元串联方案线路比较复杂，功率器件数量多，如用高压 IGBT，则可减少功率单元和器件的数量，例如用 3.3kV 的高压 IGBT，则 4.16kV 和 6kV 的变频器只用 2

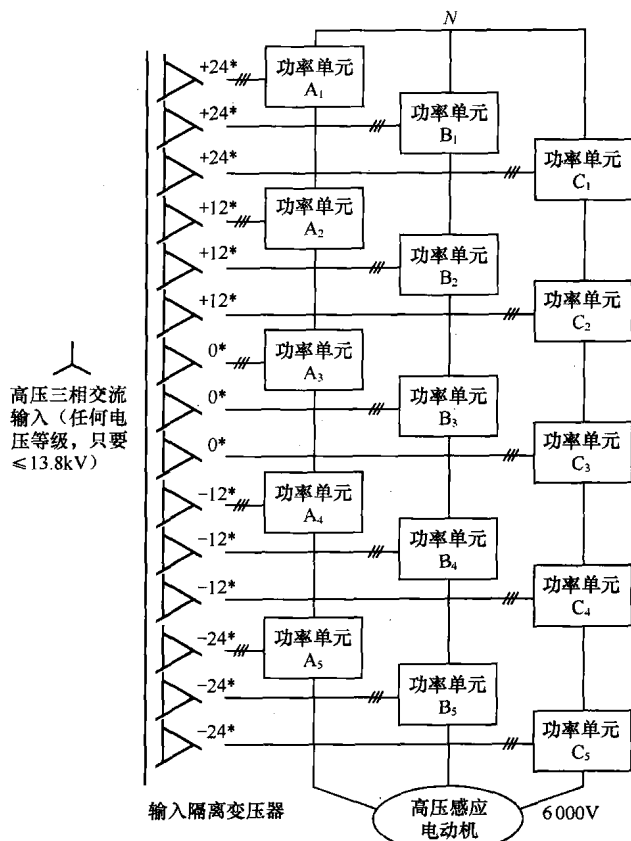


图 5-22 五重电压型变频电路结构原理图

个和 3 个单元串联即可。

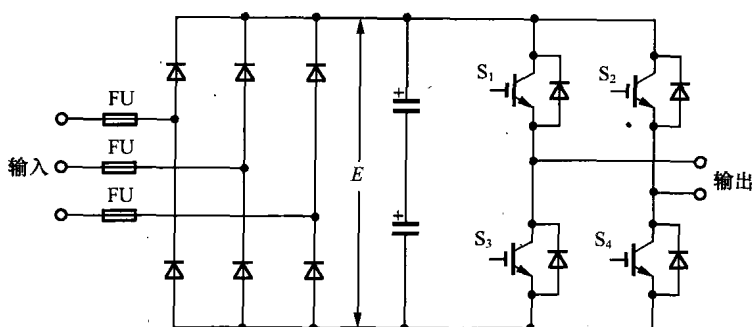


图 5-23 功率单元电路图

5.5.4 多电平型高压逆变器

【展开讲解】二极管箝位三电平逆变器简述

在 PWM 电压源型变频器中，当输出电压较高时，为了避免器件串联引起的动态均压问题，同时降低输出谐波和 du/dt ，逆变器部分可以采用三电平方式，也称为中心点箝位（Neutral Point Clamped—NPC）方式，图 5-24 为典型的二极管箝位三电平逆变器的主电路结构图。

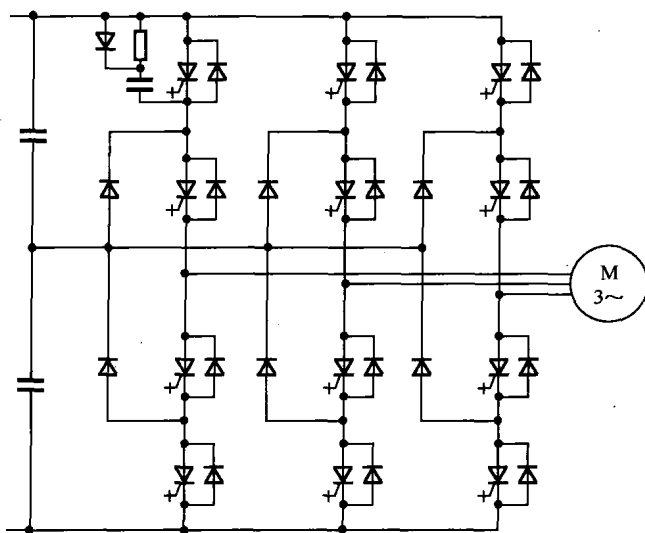
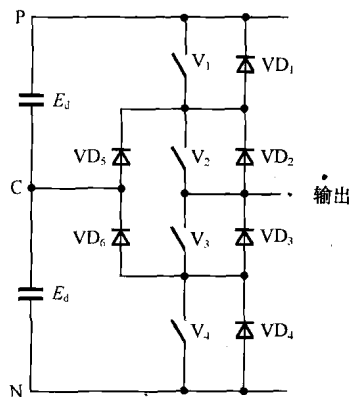


图 5-24 三电平逆变器主电路结构

与普通的二电平 PWM 变频器相比，由于输出相电压电平数由 2 个增加到 3 个，线电压电平数则由 3 个增加到 5 个，每个电平幅值相对降低，由整个直流母线电压变为一半的直流母线电压，在同等开关频率的前提下，可使输出波形质量有较大的改善，输出 du/dt 也相应下降。与二电平变频器相比，在相同输出电压条件下，这种结构还可使功率器件所需耐压降低一半。

为了减少输出谐波，希望有较高的开关频率，因为三电平逆变器多用于高压大容量变频器，受到器件开关过程的限制，以及还会导致变频器损耗增加，效率下降，所以功率器件开关频率一般为几百赫兹。三电平变频器若不设置输出滤波器，一般需采用特殊电动机，或将



普通电动机降额使用。

若输入也采用对称的三电平 PWM 整流结构，可以做到输入功率因数可调，输入谐波很低，且可四象限运行，系统具有较高的动态性能，当然成本和复杂性也大大增加了。

图 5-25 为三电平逆变器一相的基本结构， $V_1 \sim V_4$ 代表一相桥臂中的 4 个功率开关， $VD_1 \sim VD_4$ 为反并联的续流二极管， VD_5 、 VD_6 为箝位二极管，所有的二极管要求有与功率开关相同的耐压等级。 E_d 为一组电容二端电压， C 为中心点。

对于每相桥臂通过控制功率器件 $V_1 \sim V_4$ 的开通、关断，在桥臂输出点可获得 3 种不同电平 $+E_d$ 、 0 、 $-E_d$ ，见表 5-1。

表 5-1 三电平变频器每相输出电压组合表

V_1	V_2	V_3	V_4	输出电压	状态代码
ON	ON	OFF	OFF	$+E_d$	P
OFF	ON	ON	OFF	0	C
OFF	OFF	ON	ON	$-E_d$	N

由表 5-1 看出，功率开关 V_1 和 V_3 状态是互反的， V_2 与 V_4 也是互反的。同时规定：输出电压只能是 $+E_d$ 到 0 、 0 到 $-E_d$ ，或相反地变化，不允许在 $+E_d$ 和 $-E_d$ 之间直接变化。所以不存在两个器件同时开通或同时关断，也就不存在动态均压问题。

对于由 3 个桥臂组成的三相逆变器，根据三相桥臂 U、V、W 的不同开关组合，最终可得到三电平变频器的 $3^3=27$ 种开关模式，见表 5-2。

表 5-2 三电平变频器输出状态表

PPP	PPN	PPC	PCN	PCC	PNN	PCP	PNC	PNP
CCC	CPN	CPC	CCN	CPP	CNN	CCP	CNC	CNP
NNN	NPN	NPC	NCN	NPP	NCC	NCP	NNC	NNP

采用中心点箝位方式使输出增加了一个电平，输出电压的台阶高度降低了一半；而且很重要的一点是增加了输出 PWM 控制的自由度，使输出波形质量在同等开关频率条件下有较大的提高。

用与三电平类似的方法，还可构成五电平、七电平等多电平电路。多电平逆变电路特别适合于高压、大容量调速性能要求高的场合。

5.6 变频器

【问题引出】变频器是什么

变频器的发展已有数十年的历史，在变频器的发展过程中也曾出现过多种类型的变频器，但是目前成为市场主流的变频器基本上有着图 5-26 所示的基本结构。

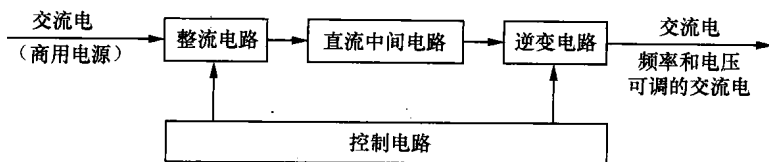


图 5-26 变频器的基本构成

5.6.1 变频器的构成及基本功能

【展开讲解】交—直—交通用电压型变频器简述

图 5-27 给出了一个典型的电压型通用变频器的硬件结构框图。而对于采用了矢量控制方式的变频器来说。由于进行矢量控制时需要进行大量的运算，其运算电路中有时还有一个以 DSP（数字信号处理器）为主的转矩计算用 CPU 以及相应的磁通检测和调节电路。

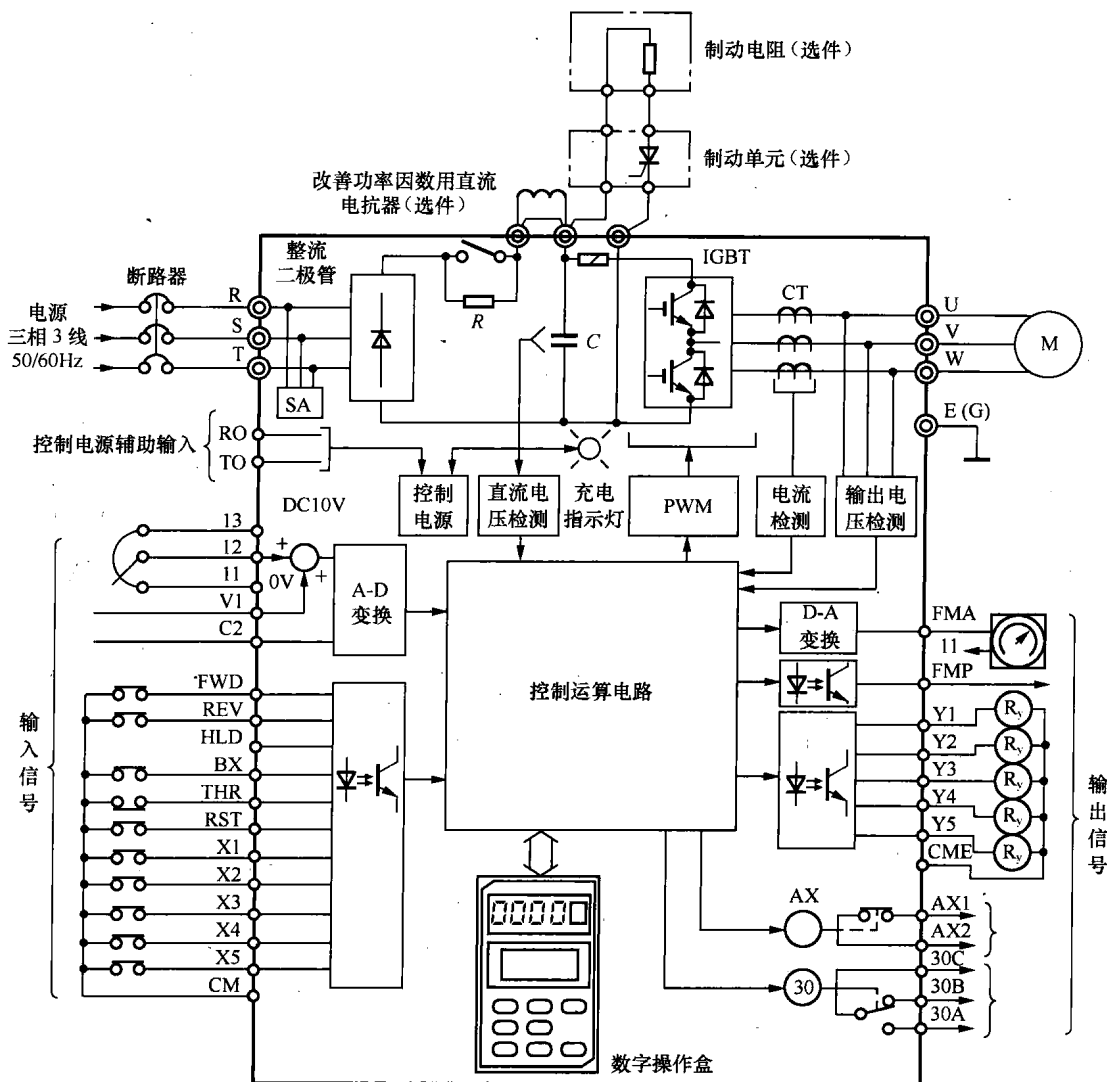


图 5-27 电压控制型通用变频器硬件结构

虽然变频器的种类很多，其内部结构也各有不同，但大多数变频器都具有图 5-23 和

图 5-24 给出的基本结构, 它们的区别仅仅是控制电路和检测电路实现的不同以及控制算法的不同而已。下面我们将结合图 5-23 简单介绍一下变频器各部分电路的基本作用。

一般的三相变频器的整流电路由三相全波整流桥或二极管整流桥组成。它的主要作用是对工频的外部电源进行整流, 并给逆变电路和控制电路提供所需要的直流电源。整流电路按其控制方式可以是直流电压源也可以是直流电流源。

直流中间电路的作用是对整流电路的输出进行平滑, 以保证逆变电路和控制电源能够得到质量较高的直流电源。当整流电路是电压源时直流中间电路的主要元器件是大容量的电解电容, 而当整流电路是电流源时平滑电路则主要由大容量电感组成。此外, 由于电动机制动的需要, 在直流中间电路中有时还包括制动电阻以及其他辅助电路。

逆变电路是变频器最主要的部分之一。它的主要作用是在控制电路的控制下将平滑电路输出的直流电源转换为频率和电压都任意可调的交流电源。逆变电路的输出就是变频器的输出, 它被用来实现对交流电动机的调速控制。

变频器的控制电路包括主控制电路, 信号检测电路、门极(基极)驱动电路、外部接口电路以及保护电路等几个部分, 也是变频器的核心部分。控制电路的优劣决定了变频器性能的优劣。控制电路的主要作用是将检测电路得到的各种信号送至运算电路, 使运算电路能够根据要求为变频器主电路提供必要的门极(基极)驱动信号, 并对变频器以及交流电动机提供必要的保护。此外, 控制电路还通过 A/D, D/A 等外部接口电路接收/发送多种形式的外部信号和给出系统内部工作状态, 以便使变频器能够和外部设备配合进行各种高性能的控制。

随着变频器技术的发展, 变频器, 尤其是高性能通用型变频器的功能越来越丰富。为了构成系统, 变频器必须具有以下基本功能。

(1) 全区域自动转矩补偿功能。所谓全区域全自动转矩补偿功能指的是变频器在电动机的加速、减速和定常运行的所有区域中可以根据负载情况自动调节 V/f 值, 对电动机的输出转矩进行必要的补偿。

(2) 防失速功能。变频器的防失速功能包括加速过程中的防失速功能、恒速运行过程中的防失速功能和减速过程中的防失速功能 3 种。对于具有防失速功能的变频器来说, 因为即使在变频器的加速或减速时间设置过短的场合也不会出现过电流, 失速或者变频器跳闸的现象, 所以可以充分保证变频器的驱动能力的发挥。

(3) 过转矩限定运行。过转矩限定运行功能的作用是对机械设备进行保护和保证运行的连续性。利用该功能可以对电动机的输出转矩极限值进行设定, 使得当电动机的输出转矩达到该设定值时变频器停止工作并给出报警信号。

(4) 无传感器简易速度控制功能。无传感器简易速度控制功能的作用是为了提高通用变频器的速度控制精度。当选用该功能时, 变频器将通过检测电动机电流而得到负载转矩, 并根据负载转矩进行必要的转差补偿, 从而得到提高速度控制精度的目的。在利用该功能时, 为了能够正确地进行转差补偿, 必须将电动机的空载电流和额定转差等参数事先输入变频器。

(5) 减少机械振动, 降低冲击的功能。包括对 V/f 和转矩补偿值进行调节, 选择 S 型加减速模式; 选择停止方式, 对载频进行调节, 对电动机参数设定值进行调节, 设定跳越频率等。

(6) 运行状态检测显示。运行状态检测显示功能主要用于检测变频器的工作状态, 根据工作状态设定机械运行的互锁, 对机械进行保护并使操作者及时了解变频器的工作状态。

(7) 出现异常后的再启动功能。变频器的这项功能的作用是, 当变频器检测到某些系统异常时将进行自我诊断和再试, 并在这些异常消失后自动进行复位操作和启动, 重新进入运

行状态。

(8) 通过外部信号对变频器进行急停控制等功能。

5.6.2 变频器的控制方式

【展开讲解】异步电动机变频器调速控制方式简述

异步电动机调速传动时,变频器可以根据电动机的特性对供电电压、电流、频率进行适当的控制,不同的控制方式所得到的调速性能、特性以及用途是不同的。调速控制方式大体可分为开环控制和闭环控制两种。开环控制有 U/f 控制方式,闭环控制有转差频率控制、矢量控制和直接转矩控制等方式。

各种控制方式是按 U/f 控制、转差频率控制、矢量控制、直接转矩控制的顺序发展起来的。越是后来的控制方式性能越优良,特别是矢量控制,具有与直流电机电枢电流控制一样的传动性能。

(1) VVVF 控制——根据异步电机等效电路确定的线性 U/f 比进行变频调速,其中电压是基波的有效值,改变 U/f 只能调节电动机的稳态磁通和转矩,谈不上动态控制。为提高低频时电动机产生的转矩,通常采用提高电压以及随负载变化补偿电压降的办法,可以拓宽变频调速范围至 20:1 左右。多用于精度要求不高的通用变频器中。

(2) 转差频率控制——是在 U/f (VVVF 控制) 控制基础上的一种改进方式,变频器通过电动机、速度传感器构成的速度反馈闭环调速系统。变频器的输出频率由电动机的实际转速与转差频率之和来自动设定,从而达到在调速控制的同时也使输出转矩得到控制。

(3) 矢量控制——参照直流电机的控制方式,将异步电机的定子电流空间矢量分解为转子励磁分量和转矩分量。其中励磁控制是磁场定向控制,转矩控制则是间接实现的。可见矢量控制需要复杂的坐标变换运算以及需要检测转速信号。根据异步电机实际运行的相电压、相电流以及定子绕组参数可推算出转速观测值,进而计算转子磁链和转矩电流观测值,以实现无速度传感器磁场定向矢量控制,但无速度传感器矢量控制的调速精度和调速范围均低于带速度编码器的矢量控制方案。

(4) 直接转矩控制——以异步电机的转矩作为被控量,强调转矩的直接控制效果,并不刻意追求输出电流呈正弦波形。异步电机的直接转矩控制是直接定子坐标上计算磁链的幅值和转矩的大小,对其进行直接跟踪调节,以获得迅速的动态响应,其响应速度可小到 1~2ms。这种控制方式对电机参数变化不敏感。采用定子磁场定向,借助于离散的两点式调节产生 PWM (空间矢量 SPWM) 直接对逆变器的开关状态进行最佳控制,以获得转矩的高动态性能。

小 结

把直流电变成交流电的电路,即 DC/AC 变换电路称为逆变电路。按照负载性质的不同,逆变分为有源逆变和无源逆变。当可控整流电路工作在逆变状态时,如果把该电路的交流侧接到交流电源上,且把直流电逆变成与交流电源同频率的交流电返送到电网上去,称作有源逆变。如果可控整流电路的交流侧直接接到无源负载,则称为无源逆变或变频,它是电力电子技术中应用最活跃的研究应用领域,几乎渗透到国民经济的各个领域。尤其是高压、大电流、高频自关断器件的迅速发展,简化了逆变主电路,提高了逆变器的性能,推动着高频逆

变技术的迅速发展,其广泛地应用于交流电机的变频调速、感应加热、不间断电源等方面。

本章主要讨论逆变电路的工作过程。电压型、电流型、谐振式逆变电路、逆变电路的多重化技术、PWM 变频器以及有关逆变装置的性能、指标和实际应用等。

本章的重要内容及要求包括以下几方面。

1. 主要 3 种逆变电路: 电压型、电流型、谐振式逆变电路的相关问题与重点掌握内容

(1) 逆变电路分类的原则、逆变电路的换流方式。

(2) 主要 3 种单相全控桥式逆变电路和三相全控桥式逆变电路的原理分析与计算。

2. 逆变电路多重化技术设计方法与重点掌握内容

多重化技术实现 DC/AC 变换器输出波形更接近正弦,消减谐波或实现高压的几种典型逆变电路。主要掌握电压型逆变电路串联多重化和电流型逆变电路并联多重化,了解目前应用广泛的高压变频器采用的单元串联型和二极管箝位三电平逆变器的基本拓扑结构和简单原理。

3. 逆变电路一个重要应用——变频器与重点掌握内容

了解利用逆变器和整流器构成的电力电子技术的一个重要的应用——变频器的构成、原理、控制方式。主要掌握逆变电路在变频器中的作用和控制方式。

习 题

1. 什么是电压型和电流型逆变电路,各有什么特点?

2. 逆变电路的换流方式有哪几种,各有什么特点?

3. 电压型逆变电路中反馈二极管的作用是什么?为什么电流型逆变电路没有反馈二极管?

4. 逆变电路多重化的目的是什么?如何实现?串联多重和并联多重逆变电路各自适用于什么场合?

5. 三相桥式电压型逆变电路采用 π 弧度导电方式, $U_d=100\text{V}$,求输出相电压、线电压和基波幅值及有效值。

6. 并联谐振式逆变电路利用负载电压进行换相,为保证换相应满足哪些条件?

7. 串联二极管式电流型逆变电路中,二极管的作用是什么?试分析换相过程。

8. 如图 5-28 所示的主桥逆变电路,如果负载 Z 为 R 、 L 、 C 串联, $R=10\Omega$, $L=31.8\text{mH}$, $C=159\mu\text{F}$,逆变器频率 $f=100\text{Hz}$, $U_d=110\text{V}$ 。求:

(1) 负载电压的有效值;

(2) 负载基波电流有效值。

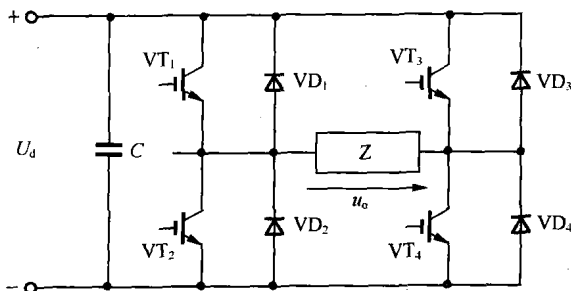


图 5-28 第 8 题图

第6章

AC/AC 变换电路

为了从一种形式的交流电获得另一种形式（电压有效值、频率、相位或波形不同）的交流电，可先采用 AC/DC 变换器将交流电变换为直流电，再采用 DC/AC 变换器获得期望的交流电源，这种变换过程称为交—直—交变换，是一种交流电到另一种交流电的间接变换。还可以直接从一种形式的交流电变换得到另一种形式的交流电，中间不存在直流环节，这种变换器称为交流—交流（AC/AC）变换器。

不对频率进行变换的 AC/AC 变换器称为交流控制器，主要用于交流调压、调功等场合，以及作为对电路通断进行控制的交流电力电子开关；实现频率变换的 AC/AC 变换器称为周波变换器，常用于低频大功率交流变频调速等场合，即交—交变频器。

6.1 交流电力电子开关

【问题引出】什么是交流电力电子开关

与采用通断控制方法控制输出功率相似，利用晶闸管的导通可控和反向阻断特性，将反并联的晶闸管串联到电路中，可作为无触点开关来使用，这就是交流电力电子开关。与机械开关相比，这种电力电子开关响应速度快，不存在触点氧化等问题，因而使用寿命长。此时电路的目的不是控制输出平均功率，而是根据需要接通与断开电路，如无功补偿装置——晶闸管投切电容器 TSC 中利用晶闸管实现补偿电容的投入与切除，实现输入功率因数在期望值附近变化的目的。

图 6-1 是采用晶闸管投切电容实现无功补偿的单相主电路，图中虚框内有可变电阻、电感模拟用电设备等。当负载发生变化使负载功率因数改变较大时，可利用晶闸管调整等效补

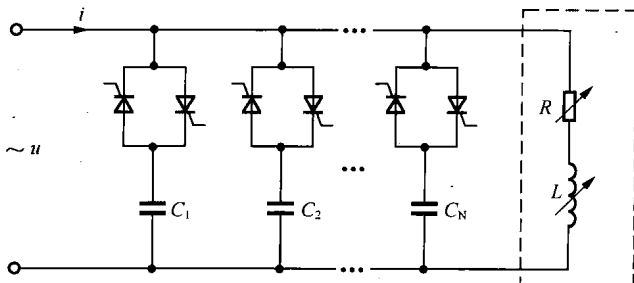


图 6-1 晶闸管投切电容实现无功补偿的单相主电路

偿电容的大小。如果负载功率因数降低时则增加补偿电容容量，如负载功率因数增加时则减少补偿电容容量，利用电容电流超前电压的特点，可使负载电流与补偿电容电流合成后的网侧电流与电网电压的相位差总在允许的范围内。

实际应用的晶闸管投切电容器为三相电路，这时补偿电容可采用三角形连接形式，也可采用星形连接形式。同时，为避免补偿电容投入时产生较大冲击电流，通常将一个小值电感与补偿电容串联。

6.2 单相交流调压电路

【问题引出】采用晶闸管元件的相位控制和采用全控元件的斩波控制（PWM）两种方式的交流调压电路各有何特点

6.2.1 相控式单相交流调压电路

【展开讲解】相控式单相交流调压电路在不同负载时工作原理详解

1. 电阻负载

由晶闸管交流开关和电阻串联组成的单相交流调压电路如图 6-2（a）所示。在交流电源 u_1 正半周 $\omega t = \alpha$ 时触发 VT_1 ，有正向电流 i_o 通过电阻 R ；在 u_1 负半周 $\omega t = \pi + \alpha$ 时触发 VT_2 ，有反向电流 i_o 通过电阻 R 。这样，在负载 R 上即可得到随控制角 α 变化的交流电压和电流。

晶闸管导通时，负载电压和电流为

$$u_o = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t \tag{6-1}$$

$$i_o = \frac{u_o}{R} \tag{6-2}$$

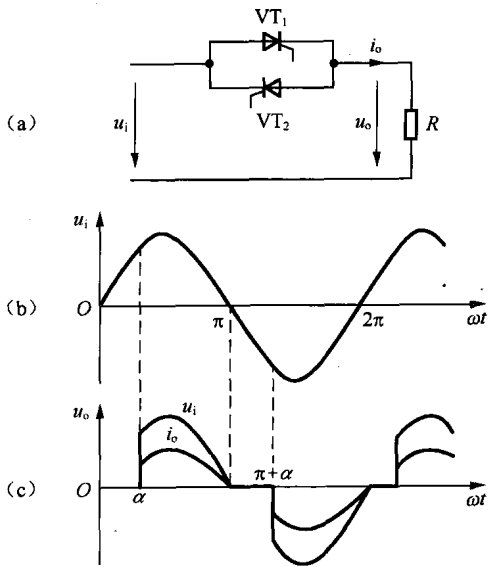


图 6-2 单相交流调压（电阻）

负载电压有效值为

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\alpha}^{\pi} u_o^2 d\omega t} = U_i \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-3)$$

负载电流有效值为

$$I_o = \frac{U_o}{R} \quad (6-4)$$

通过晶闸管的电流有效值为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha}^{\pi} \left(\frac{u_o}{R}\right)^2 d\omega t} = \frac{U_i}{R} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (6-5)$$

电路的功率因数为

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_o I_o}{U_i I_o} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-6)$$

从图 6-2 和以上各式可见, 单相交流调压器电阻负载的移相范围为 $0 \sim \pi$ 。在 $\alpha=0$ 时, 输出电压 U_o 最高, $U_o=U_i$, u_o 为完整的正弦波。随 $\alpha \rightarrow \pi$, U_o 逐步减小, 电流 i_o 也随 u_o 作相同变化; 功率因数也随着控制角 α 的增大而降低, $\alpha=0$ 时, $\lambda=1$, $\alpha>0$ 后, $\lambda<1$, 输入电流滞后于电压并发生畸变。

2. 感性负载

设感性负载 RL 的基波阻抗角 $\varphi = \arctan \omega L / R$, 阻抗角反映了阻感负载电感作用的大小。阻感负载交流调压时, 根据控制角 α 和阻抗角 φ 的关系, 电路有两种工作情况。

(1) $\varphi \leq \alpha \leq \pi$ 时, 电路电压和电流的波形如图 6-3 所示。在 $\omega t = \alpha$ 时, 触发 VT_1 导通, 在电感作用下电流 i_o 从 0 增长; 在 $\omega t = \pi$ 时, $u_i = 0$, 但是因为电流 i_o 仍大于 0, VT_1 将继续导通使 u_o 进入负半周, 直到电感储能释放完, i_o 下降到 0, VT_1 关断, 晶闸管关断后 u_o 和 i_o 均为 0。在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时, 触发 VT_2 导通, i_o 将经历反方向增加和减小的过程。感性负载时晶闸管的导通角 θ 较纯电阻负载时增加, 但 $\theta \leq \pi - \varphi$ 。在 $\alpha > \varphi$ 条件下, 负载侧电压电流都是断续的, 随 α 减小, 电压和电流的间断也缩小。在 $\alpha = \varphi$ 时, 负载电压电流的正负半周连接呈完整的正弦波, 这相当于交流开关被短接, 负载直接连接电源的情况, 这时负载电流 i_o 滞后于 u_i 的电角度为 φ 。

(2) $0 \leq \alpha \leq \varphi$ 时, 因为在 $\alpha = \varphi$ 时, 负载电压已经是连续完整的正弦波, 在 $\alpha \leq \varphi$ 时, 负载电压电流波形就不会再随 α 变化, 保持着完整的正弦波。但是在启动阶段, 因为 α 较小, 电感储能时间较长, 续流时间也较长, 使 VT_1 电流尚未下降到 0 前 VT_2 已经触发 (见图 6-4 (b)), 这时 VT_2 不会立即导通, 只有当 VT_1 电流下降到零后, 如果 VT_2 的触发脉冲还存在, VT_2 才能导通, 因此 VT_2 的导通时间较小, 并且使下一周期 VT_1 触发时也不会立即导通, 只有当 VT_2 电流降为 0 后, VT_1 才能导通, 使电流正

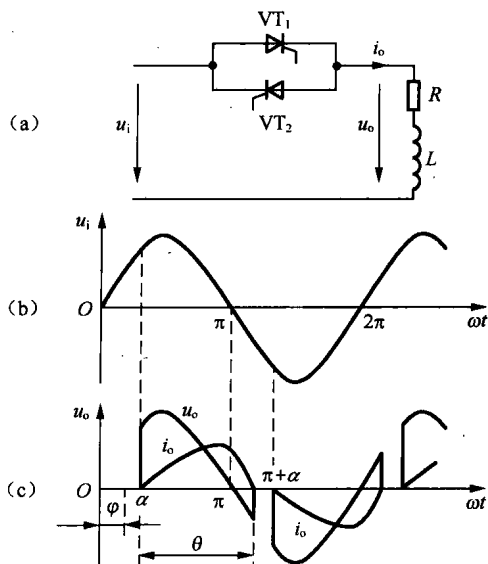


图 6-3 交流调压 (感性负载) $\varphi \leq \alpha$

半周的面积又减小了一点, 而电流负半周的面积增加一点, 启动的前几个周期电流正负半周是不对称的, 如图 6-4 (a) 所示, 经过几个周期后 i_o 才进入稳定状态。进入稳态后, 负载电压和电流的波形都是连续对称的正弦波。因此, 对于交流调压 RL 负载, 晶闸管的有效移相范围为 $\varphi \leq \alpha < \pi$ 。若 $\alpha \leq \varphi$, 尽管 α 调节, u_o 和 i_o 均不变化。由于开始阶段晶闸管触发但不能立即开通, 为了保证晶闸管能可靠导通, 交流调压器晶闸管一般采用后沿固定在 180° , 前沿可调的宽脉冲触发方式, 如图 6-4 (b) 所示。

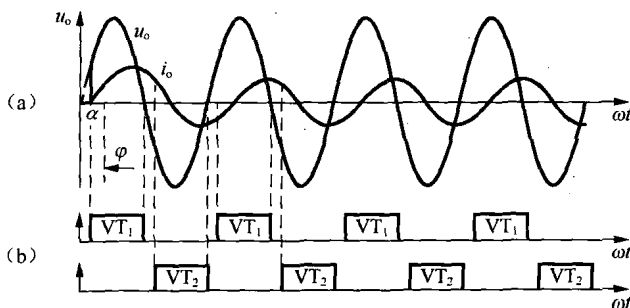


图 6-4 交流调压 (感性负载) $\alpha \leq \varphi$

根据以上分析, 在 $\alpha \leq \varphi$ 时有

$$u_o = \sqrt{2}U_i \sin \omega t \quad (6-7)$$

$$i_o = \frac{u_o}{Z} = \frac{\sqrt{2}U_i}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6-8)$$

输出电压和电流的最大值分别为 $U_{\text{omax}} = \sqrt{2}U_i$, $I_{\text{omax}} = \sqrt{2}U_i / Z$ 。

从输出电压和电流的波形可以看出, 对 R 负载和 RL 负载, 前者在 $\alpha=0$, 后者在 $\alpha \leq \varphi$ 时, 电压、电流是正弦波外, 其他情况输出电压、电流都不是正弦波, 电压、电流除基波外还含有大量谐波, 并且谐波的含量随控制角 α 变化。

【例】单相交流调压器电阻负载 (见图 6-2), 电阻值在 $11 \sim 22\Omega$ 之间变化, 要求最大输出功率为 2.2kW , 电源电压为 220V , 试计算负载的最大电流、通过晶闸管的最大电流有效值和晶闸管承受的最高正反向电压。

解: 在 $\alpha=0^\circ$ 时, 输出电流最大, 在最大输出功率为 2.2kW 的条件下,

(1) 当 $R=22\Omega$ 时, 有

$$I_o = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{2200}{22}} = 10\text{A}$$

$$I_{\text{VT}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7.07\text{A}$$

(2) 当 $R=11\Omega$ 时, 有

$$I_o = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{2200}{11}} = 14.1\text{A}$$

$$I_{VT} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{14.1}{\sqrt{2}} = 10A$$

所以, 通过晶闸管的最大电流有效值应取 10A。

$$\text{晶闸管额定电流: } I_{T(AV)} = \frac{I_{VT}}{\frac{\pi}{2}} = \frac{10}{\frac{\pi}{2}} = 6.37A$$

$$\text{晶闸管承受的最高正反向电压: } U_{Tmax} = \sqrt{2} \times 220 = 311V$$

6.2.2 斩控式单相交流调压电路

【展开讲解】斩控式单相交流调压不同负载时工作原理详解

斩控式交流调压也称交流 PWM 调压, 图 6-5 中交流开关 S_1 和 S_2 是两个全控器件的交流开关, 其中 S_1 用于交流电的斩波控制, S_2 用于感性负载的续流控制。

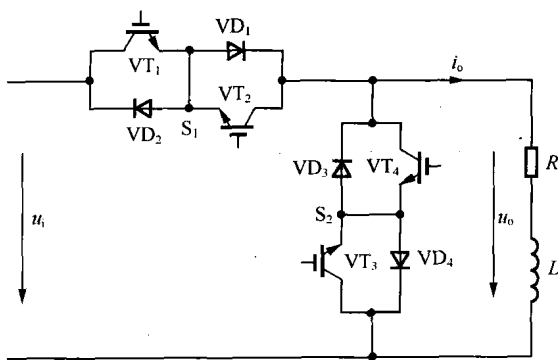


图 6-5 斩控式交流调压器

1. 电阻负载

图 6-6 (b) 是电阻负载时交流开关 S_1 和 S_2 的驱动脉冲时序图。在交流电源 u_i 正半周, S_1 中的 VT_1 作 PWM 通断控制; u_i 负半周, S_1 中的 VT_2 作 PWM 通断控制, 负载电压 u_o 的波形如图 6-6 (c) 所示, 显然改变脉冲的宽度 τ 可以调节负载电压的大小。电阻负载时, 续流开关 S_2 是可有可无的, 一般交流调压不仅仅使用于电阻负载, 考虑调压器的通用性需要开关 S_2 , 并且一般在正半周 T_3 恒通, 负半周 T_4 恒通。输出电流 $i_o = \frac{u_o}{R}$, 波形与 u_o 相似。

2. 感性负载

感性负载的特点是电流滞后于电压, 设负载基波阻抗角为 φ_1 , 输出电压 u_o 和电流基波 i_{o1} 的波形如图 6-7 (b) 所示。根据 u_o 和 i_{o1} 的极性可将一个周期划分为 4 个区: A 区, u_o 为 “+”, i_{o1} 为 “-”; B 区, u_o 、 i_{o1} 都为 “+”; C 区, u_o 为 “-”, i_{o1} 为 “+”; D 区, u_o 、 i_{o1} 都为 “-”。其中, B 区和 D 区, u_o 和 i_{o1} 方向相同, 是负载从电源吸收电能, 除电阻消耗外, 电感储能; A 区和 C 区, u_o 和 i_{o1} 方向相反, 是电感释放电能, 除电阻消耗外, 向电源反馈无功电能。因此, 在开关控制上, B 区应由 VT_1 斩波控制, VT_3 恒通为 L 提供续流通路; D 区应由 VT_2 斩波控制, VT_4 恒通为 L 提供续流通路。但在 A 区应由 VT_4 斩波控制, 在 VT_4 关断时, 因为 VT_2 恒通, 为 i_{o1} 反向电流提供续流通路, 使 u_o 脉冲与电源电压有相同的 “+” 极性; 在 C 区

则应由 VT_3 斩波控制, 在 VT_3 关断时, 因为 VT_1 恒通, 为 i_{o1} 正向电流提供续流通路, 同时 u_o 脉冲与电源电压有相同的“-”极性。这样按区控制, u_o 的波形与电阻负载时相同, 电流的基波 i_{o1} 滞后 u_o 为 φ_1 。

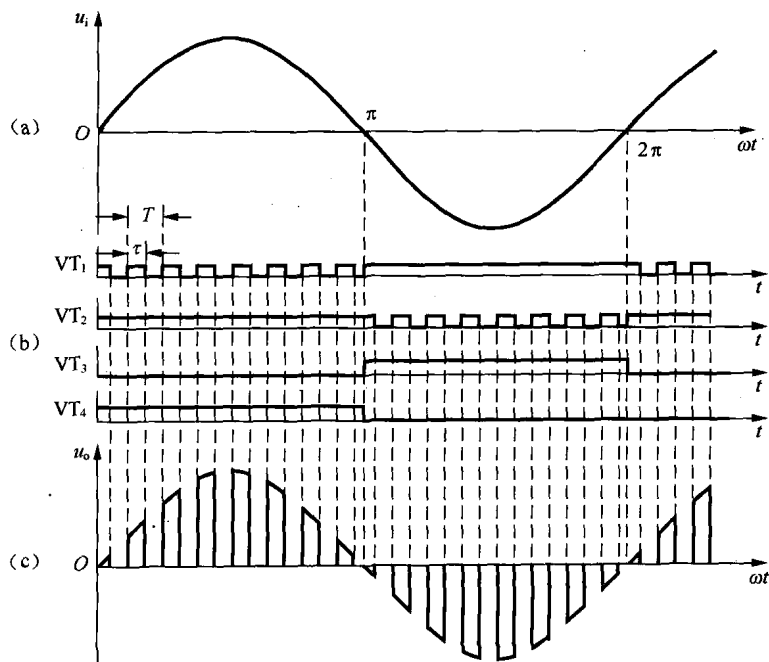


图 6-6 斩控式交流调压器波形 (电阻负载)

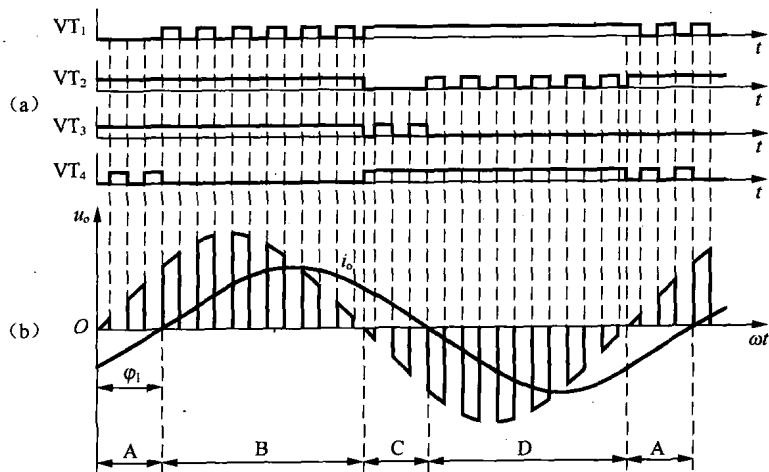


图 6-7 斩控式交流调压器波形 (感性负载)

在斩波调压时, 为避免输出电压中含有低次谐波, 应采用同步调制的方式, 即驱动信号与电源电压保持同步, 并且载波比 N 为恒值, 为了使输出电压中不含偶次谐波, N 应取偶数, 这样输出电压中的最低次谐波为 $(N-1)$ 次。斩波调压时, 一般载波比较大, 因此, 电流波形比较光滑, 接近正弦波。

6.3 三相交流调压电路

【问题引出】三相交流调压电路是什么

6.3.1 三相相控式交流调压电路

【展开讲解】三相相控式交流调压电路详解

三相相控交流调压器有星形连接和三角形连接的多种方案, 其中星形连接又有无中线和有中线两种电路 (见图 6-8 (a)), 三角形连接有支路控制 (见图 6-8 (b))、线路控制 (见图 6-8 (c)) 和中点控制 (见图 6-8 (d)) 的不同电路。

有中线连接的三相交流调压电路相当于 3 个单相交流调压器的组合, 其工作情况与单相调压完全相同。下面分析无中线连接星形三相调压电路带电阻负载时的情况。

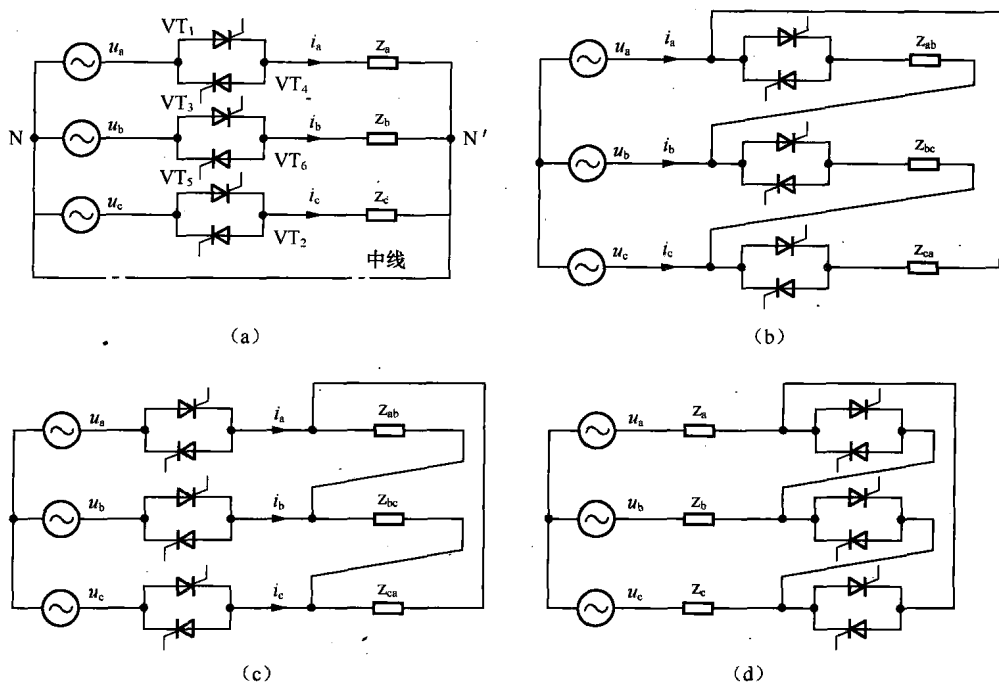


图 6-8 三相交流调压电路

无中线连接星形三相调压电路如图 6-9 (a) 所示, 因为三相交流互差 120° , 因此三相开关中对应晶闸管的触发也互差 120° , 6 个晶闸管以 $VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow VT_3 \rightarrow VT_4 \rightarrow VT_5 \rightarrow VT_6$ 的顺序触发导通, 这与三相整流电路相同, 每隔 60° 触发下一个晶闸管。但是三相调压以相电压过零时刻为 $\alpha=0^\circ$, 而整流电路以自然换相点时刻为 $\alpha=0^\circ$, 这一点要注意。

无中线连接星形三相调压器电路随控制角 α 的变化, 电路有两种工作模式。

模式一: 三相同时工作状态, 即每相有一个晶闸管导通, 三同时有 3 个晶闸管导通, 在导通区间, 各相负载电压等于电源相电压。

模式二: 三相中只有两相工作, 即同一时刻三相中只有两相有晶闸管导通。这时, 导通两相的负载是串连接在这两相电源上, 因此导通两相负载上的电压 (相电压) 为该两相电源

线电压的 $1/2$ 。

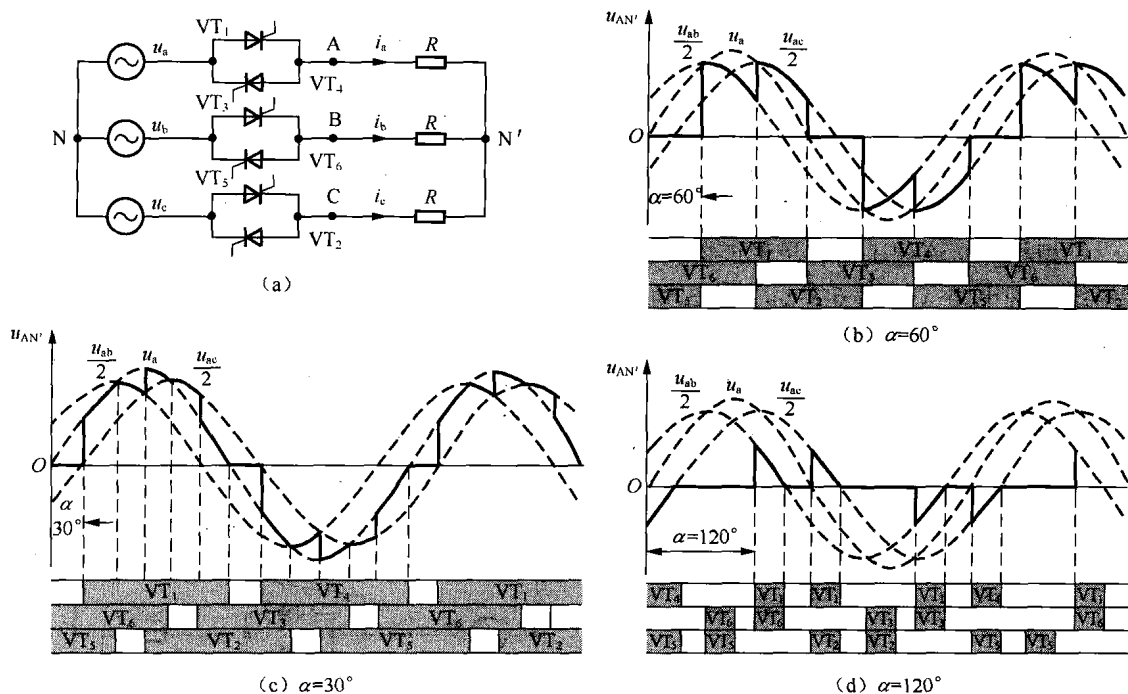


图 6-9 无中线星接三相交流调压器

1. $0 \leq \alpha < 60^\circ$

在 $\alpha=0^\circ$ 时, 电路相当于不控状态 (即以二极管代替晶闸管的状态), 电路始终工作于模式一, 任何时候都有 3 个晶闸管导通, 因此负载电压与电源电压相同。

在 $0^\circ < \alpha < 60^\circ$ 范围内, 当 $\alpha > 0^\circ$ 后, 电路工作于模式一和模式二交替的状态。图 6-9 (b) 是 $\alpha=30^\circ$ 的 A 相负载电压波形, 在三相同时有晶闸管导通时为模式一, A 相负载电压 $u_{AN} = u_s$; 在只有二相晶闸管同时导通时, 则为相应两相线电压的 $1/2$ 。随 α 增加, 三相同步导通的区间减小, 到 $\alpha=60^\circ$ 时三相同步导通的区间为 0, 这时只有模式二的工作情况 (见图 6-9 (c))。

2. $60^\circ \leq \alpha < 150^\circ$

控制角在这范围内, 电路只有模式二一种工作方式。从图 6-9 (c) 可以看到, 在 $\alpha=60^\circ$ 后, 随 α 继续增加, 负载电压下降, 在 $\alpha=90^\circ$ 后, 电压电流波形将出现断续 (见图 6-9 (d)), 并且从图中可以看到, 若 $\alpha=150^\circ$, 则交流输出电压为 0, 因此三相晶闸管交流调压电阻负载时的有效移相控制范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

6.3.2 三相斩控式交流调压

【展开讲解】三相斩控式交流调压电路简述

三相斩控式交流调压电路如图 6-10 (a) 所示, 电路包括 3 个交流开关 S_1 、 S_2 、 S_3 和三角形连接负载组成的三相交流调压电路, 以及由三相不控桥和 T_4 组成的在感性负载时的续流回路。3 个交流开关 S_1 、 S_2 、 S_3 由同一驱动信号 u_g 控制, 续流开关 VT_4 的驱动信号 u_{g4} 与 u_g 互补, 即 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 导通时 VT_4 关断, VT_1 、 VT_2 、 VT_3 关断时 VT_4 导通。在 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 导通时, 负载上电压与电源电压相等; 在 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 关断时 VT_4 导通, 使感性电流

经不控整流器和 VT_1 续流，负载上电压为零。

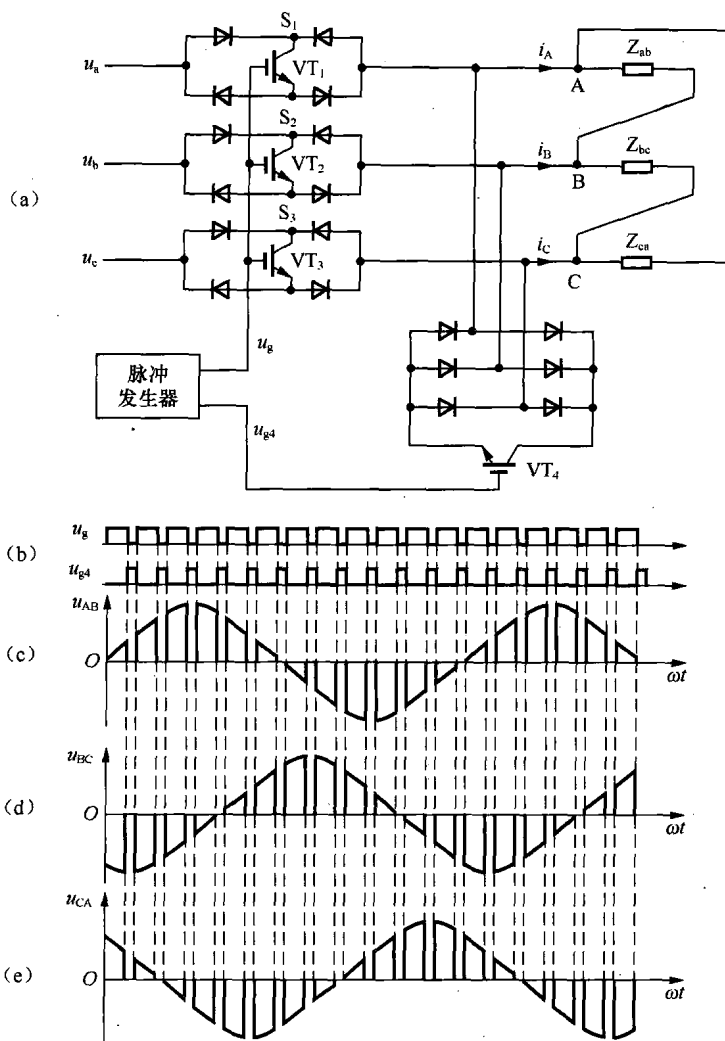


图 6-10 三相斩控式交流调压电路

在上述控制方式下，调压器输出线电压波形（见图 6-10）与单相交流斩控调压（见图 6-6）类似，为了避免输出电压和电流中包含偶次谐波，并且保持三相输出电压对称，载波比 N 必须选为 6 的倍数。

6.4 交流调功电路

【问题引出】交流调功电路是什么

前述晶闸管交流调压器，在每个电压周期中，通过改变晶闸管控制角来调节电压，其输出电压电流含有较多谐波。对一些有大时间常数的惯性环节，如电阻炉的温度控制，温度的变化相对比较缓慢，因此可以利用交流开关对电流进行通断控制，即在电源的若干个周波内交流开关导通（ $\alpha=0^\circ$ ），然后断开几个周波，如此循环，交流开关仅作无触点开关使用，如图 6-11 所示。改变交流开关的通断时间比，使电流时断时有，从而调节炉温。采用这种控制

方式, 开关导通期间, 电压和电流都是正弦的没有谐波, 与相控调压方式相比, 可以提高装置的功率因数, 减少谐波的影响。

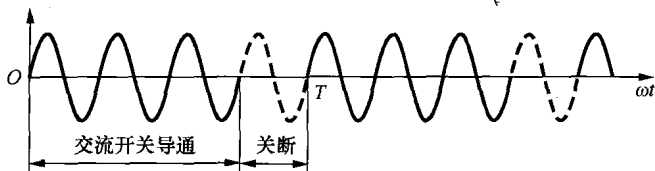


图 6-11 交流开关通断控制

6.5 交—交变频电路

【问题引出】交—交变频电路是什么

交—交变频电路不需要中间直流环节, 又称为直接变频器。由两组晶闸管相控整流器组成, 可以输出频率和电压均可连续调节的交流电, 这种变频器本身具有再生制动能力, 也称周波变流器 (Cycloconverter)。广泛用于低速、大功率的交流传动系统, 如球磨机、矿井提升机、电机车及轧钢机的主传动等。

从不同角度出发, 交—交变频电路可有不同的分类方法: 按电源相数可分为单相和三相; 按输出相数可分为单相、两相和三相; 按整流脉波数可分为双脉波、三脉波、六脉波和十二脉波; 按两组变流器连接方式分为反并联和交叉连接; 按主电路对称性分为对称型、开口三角形和环形连接; 按控制方式分为电压型和电流型; 按输出波形分为正弦波、矩形波和梯形波; 按环流处理方式可分为有环流、局部环流和无环流, 其中无环流又分为逻辑无环流和错位无环流。

单相输出交—交变频电路是三相输出交—交变频电路的基础, 因此, 本节先介绍单相输出交—交变频电路的构成、工作原理、控制方法等, 然后介绍三相输出交—交变频电路。为了叙述简便, 本节把单相输出和三相输出交—交变频电路分别称为单相和三相交—交变频电路。

6.5.1 单相交—交变频电路原理

【展开讲解】介绍单相交—交变频器的原理

交—交变频用整流器可以是单相桥、三相半波、三相桥等全控型整流电路, 交—交变频器的工作原理与相控整流器的原理没有本质的区别。现在以三相输入单相输出交—交变频电路的为例, 说明交—交变频电路的工作原理。

图 6-12 所示的三相输入单相输出交—交变频电路由两组三相桥全控整流器 P 和 N 反并联构成, 其与直流电动机可逆调速用的四象限变流电路完全相同。当正组整流器 P 工作时, 在负载上得到正向电压; 当反组整流器 N 工作时, 在负载上得到反向电压。

两组变流器按一定的频率交替工作, 负载就得到该频率的交流电。改变两组变流器的切换频率, 就可改变输出频率; 改变变流电路的控制角 α , 就可以改变交流输出电压 u_o 的幅值, 以实现调压调频控制 (VVVF)。

为使输出电压 u_o 波形接近正弦波, 可按正弦规律对 α 角进行调制。在半个周期内让 P 组 α 角按正弦规律从 90° 减到 0° 或某个值, 再增加到 90° , 每个控制间隔内的平均输出电压就按正弦规律从零增至最高, 再减到零。另外半个周期可对 N 组进行同样的控制。 u_o 由若干段电源电压拼接而成, 在 u_o 的一个周期内, 包含的电源电压段数越多, 其波形就越接近正弦波。

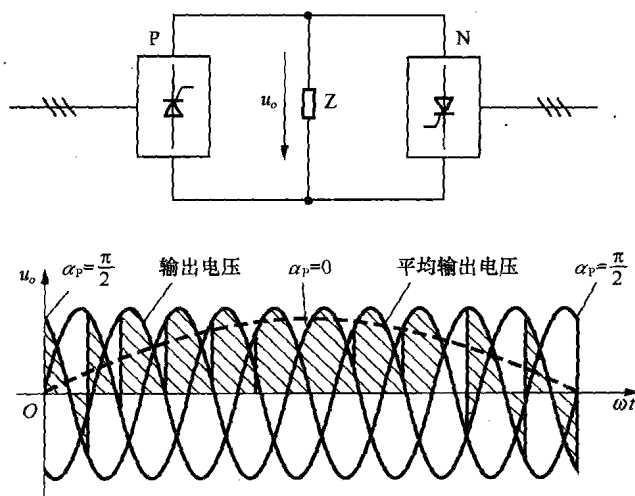


图 6-12 单相交—交变频器原理

下面分析交—交变频器两组整流器的工作状态。由图 6-12 可见，一组变流器可以向负载提供某一确定单方向的单方向电流，但两组变流器所处的工作状态，是由负载的功率因数决定的，也就是负载电压 u_o 和负载电流 i_o 的相位关系角 φ 决定，如图 6-13 所示。

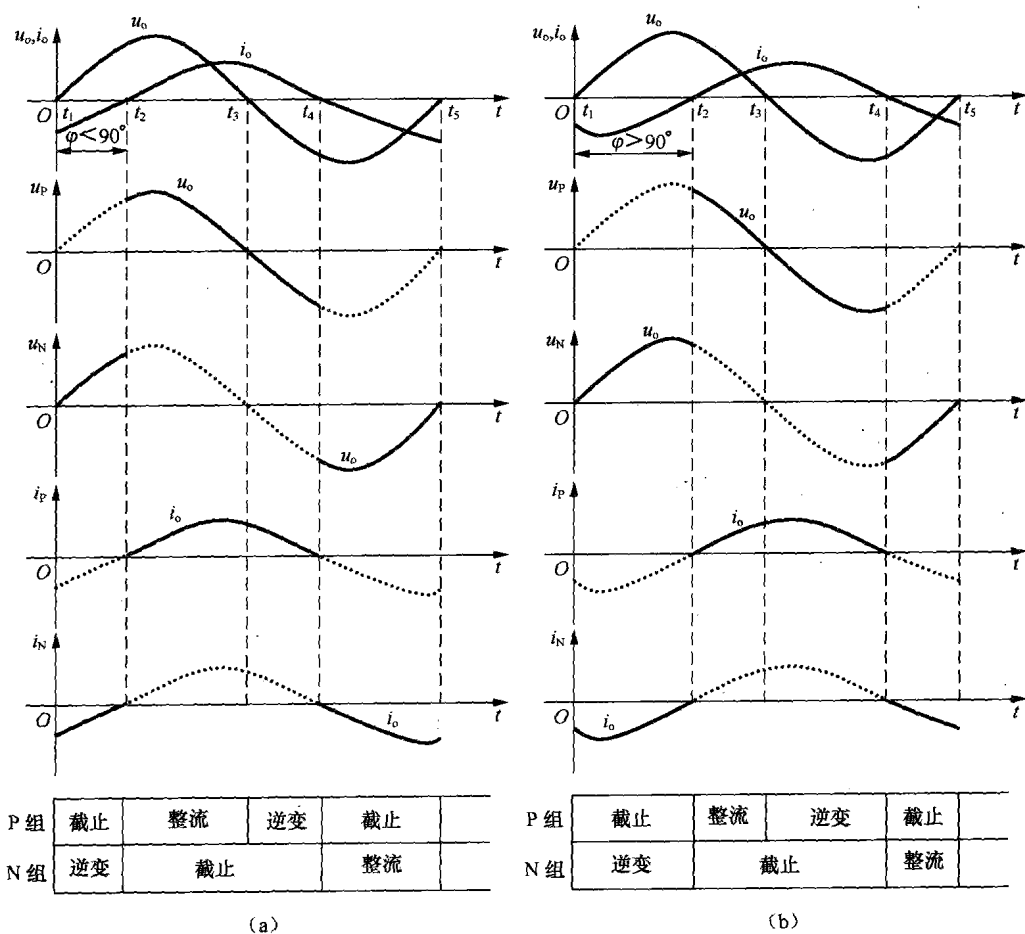


图 6-13 交—交变频器的工作状态

当 $\varphi < 90^\circ$ 时, 也即阻感性负载或电动机处于电动运行状态, 两组变流器的工作状态如图 6-13 (a) 所示, $t_1 \sim t_2$ 区间, N 组处于逆变状态, P 组截止; $t_2 \sim t_3$ 区间, P 组处于整流状态, N 组截止; $t_3 \sim t_4$ 区间, N 组处于整流状态, P 组截止。可见当 $\varphi < 90^\circ$ 时电动机电动运行时, 无论正组或反组导电, 它们整流的区间都较逆变区间大。整流区间内输出电压和输出电流方向相同, 能量由电网送给负载; 整流区间内输出电压和输出电流方向相反, 能量由负载回馈给电网。当整流区间大于逆变区间时, 总的效果是电源向负载输送能量, 因而电机处于电动状态。

当 $\varphi > 90^\circ$ 时, 也即阻容性负载或电动机处于再生发电制动运行状态, 这时同样可以根据负载电压 u_o 和负载电流 i_o 的相位关系来分析两组变流器的工作状态, 如图 6-13 (b) 所示, 逆变区间大于整流区间, 总的效果是负载向电源回馈能量。可见, 交—交变频器可以方便地实现能量的双向流动, 满足负载四象限运行的需要。

小结:

(1) 哪一组工作由 i_o 方向决定, 与 u_o 极性无关。

(2) 工作在整流还是逆变, 则根据 u_o 方向与 i_o 方向是否相同确定。

(3) 当 $\varphi < 90^\circ$ 时, 一周期内电网向负载提供能量的平均值为正, 电动机工作在电动状态;

当 $\varphi > 90^\circ$ 时, 一周期内电网向负载提供能量的平均值为负, 电网吸收能量, 电动机为发电状态。

6.5.2 交—交变频电路的调制方式

【展开讲解】单相交—交变频器调制方式详述

图 6-12 所示的交—交变频器, 在每组整流器工作时, 控制角 α 不变, 称为等 α 控制。显然在等 α 控制时, 输出交流电与要求的正弦波输出有较大差距。如果在每组整流器工作时, 使控制角从大 $\rightarrow$ 小 $\rightarrow$ 大变化, 整流输出电压将从小 $\rightarrow$ 大 $\rightarrow$ 小变化, 则可以使 u_o 接近正弦波。这样在每组整流器工作周期中, 控制角是变化的, 称为变 α 控制。实现变 α 控制有多种方法, 下面主要介绍余弦交截法。

余弦交截法的目标是使交—交变频电路的输出电压波形基本为正弦波, 设期望的正弦波输出电压为

$$u_o = U_{om} \sin \omega_o t \quad (6-9)$$

对于交—交变频电路来说, 每次控制时 α 角都是不同的, 对应于各个确定的 α 角, 设 U_{d0} 为 $\alpha=0$ 时整流电路的理想空载电压, 在电流连续条件下则整流器输出电压的平均值 $\bar{u}_o$ 也可表示为

$$\bar{u}_o = U_{d0} \cos \alpha \quad (6-10)$$

比较式 (6-9) 和式 (6-10), 应使

$$\cos \alpha = \frac{U_{om}}{U_{d0}} \sin \omega_o t = \gamma \sin \omega_o t \quad (6-11)$$

式中, $\gamma = \frac{U_{om}}{U_{d0}}$, 称为输出电压比, $0 < \gamma < 1$ 。

因此, 用余弦交截法求交—交变频电路 α 角的基本公式为

$$\alpha = \arccos(\gamma \sin \omega_o t) \quad (6-12)$$

两组整流器的控制角关系应是

$$\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P = 180^\circ - \alpha \quad (6-13)$$

图 6-14 给出了三相桥式变流电路余弦交截法的图解。图中, 电网线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{bc} 、 u_{ba} 、 u_{ca} 和 u_{cb} 所对应的同步余弦信号分别用 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 表示。相邻两个线电压的交点对应于 $\alpha=0$, 同步余弦信号 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 比相应的线电压超前 30° , 其最大值和相应线电压 $\alpha=0$ 的时刻对应。

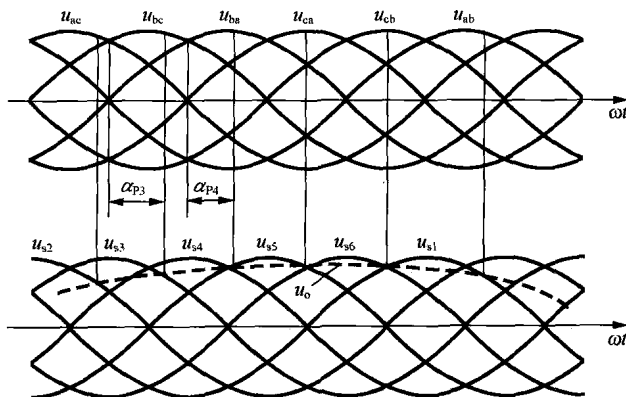


图 6-14 余弦交截法图解

希望输出电压为 u_o , 则各晶闸管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, 也即这个交点与相应线电压交点 ($\alpha=0$) 之间的相角就是相应晶闸管的触发角 α , 如图中的 α_{p3} 和 α_{p4} 。

下面通过图 6-15 进一步地说明余弦交截法的原理。

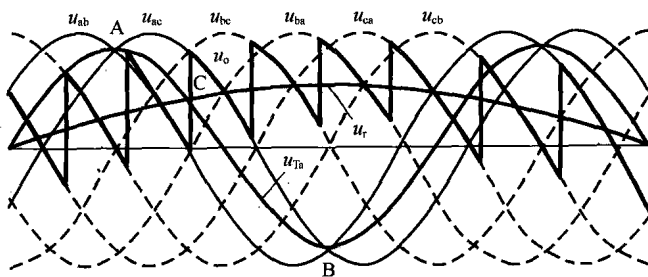


图 6-15 余弦交截法原理

图 6-15 中 u_{Ta} 和 u_r 分别对应图 6-14 中的同步余弦信号和输出电压信号, 其实 u_r 是调制波 (其正比于交—交变频电路希望输出的正弦波电压), 而变频器实际输出的交流电压 u_o 是由电源线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{bc} 、 u_{ba} 、 u_{ca} 和 u_{cb} 的各个片断组成的。现研究从 u_{ab} 到 u_{ac} 片断的换流, 在换流时刻 C 以前 $u_r - u_{ab} < u_{ac} - u_r$, 在 C 以后有 $u_r - u_{ab} > u_{ac} - u_r$, 因此 C 点

($u_r - u_{ab} = u_{ac} - u_r$) 应是从 u_{ab} 切换到 u_{ac} 片断的换流时刻, 并且换流点 C 的轨迹是

$$u_{Ta} = \frac{u_{ab} + u_{ac}}{2} \quad (\text{随着 } u_r \text{ 幅值的变化, C 点是变化的}), \text{ 从图中可以看到这是滞后于 } u_{ab} 30^\circ \text{ 的}$$

相电压 u_a ，也就是所谓的余弦同步信号。从图中可见， $u_{ab}=u_{ac}$ 的正半周交点 A 是允许两相换流的起点，即 $\alpha=0^\circ$ 的位置； $u_{ab}=u_{ac}$ 的负半周交点 B 是允许两相换流的终点，即 $\alpha=180^\circ$ 的位置。如果将 Y 轴放在 $\alpha=0^\circ$ 位置上， u_{Ta} 则是一条余弦曲线，余弦曲线的下降沿 AB 与调制波 u_r 的交点则决定了 u_{ab} 与 u_{ac} （晶闸管 VT₆ 与 VT₂）的换流时刻，其他各相换流时刻可以类推。因此，在晶闸管触发电路中以 u_{Ta} 为同步信号，以 u_r 为控制信号，则可以得到相应控制角的触发脉冲输出，并且 u_r 应是可以调频和调压控制的。

值得注意的是，应使 $U_r < U_T$ （调制波幅值小于同步信号波幅值），否则将出现失控现象，或称为过调制。

6.5.3 交—交变频电路的控制

【展开讲解】三相输入单相输出交—交变频电路控制简述

交—交变频器由两组反并联的整流器组成，其主电路与直流可逆电路相同，因此直流可逆电路存在的环流问题，在交—交变频电路中同样存在，直流可逆电路的有环流控制方式和无环流控制方式都可以移植到交—交变频的控制中。有环流控制方式在输出回路中应有限制环流的电抗器，因此现在采用逻辑无环流控制的交—交变频电路应用较多。

图 6-16 (a) 是采用三相晶闸管全控桥逻辑无环流控制的单相交—交变频器主电路，在感性负载时输出电压 u_o 、电流 i_o 的波形如图 6-16 (b) 所示，图中 u_{o1} 为输出电压 u_o 的基波分量。在 i_o 为“+”时，P 桥工作；在 i_o 为“-”时，N 桥工作。在两组桥切换时有逻辑切换的“死区”，以确保电路无环流安全运行。因为感性负载电流滞后于电压，变频电路输出电压和电流可以划分为 4 个区，其中 A 区， u_{o1} 、 i_o 均为“+”，P 桥处于整流状态；B 区， u_{o1} 为“-”、 i_o 为“+”，P 桥处于有源逆变状态；C 区， u_{o1} 、 i_o 均为“-”，N 桥处于整流状态；D 区， u_{o1} 为“+”， i_o 为“-”，N 桥处于有源逆变状态。其中 A 区和 C 区， u_{o1} 和 i_o 方向相同，负载从电源吸收电能，除电阻消耗外电感储能。B 区和 D 区， u_{o1} 和 i_o 方向相反，电感释放电能，除电阻消耗外向电源反馈。

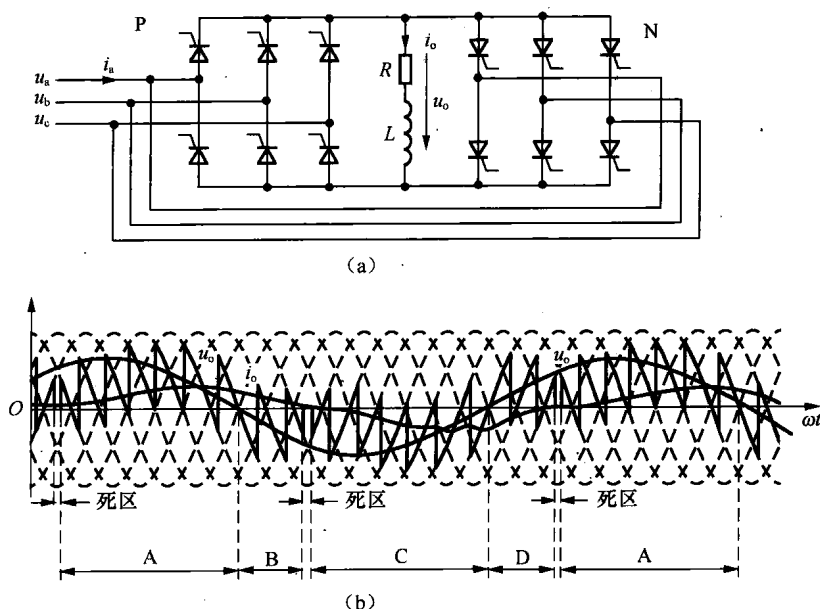


图 6-16 单相交—交变频电路及输出电压、电流波形

由以上的分析可见, 交—交变频电路与可逆四象限运行的直流电机可逆传动系统十分相似。例如: 其正、负半周电流分别由正组和反组变流器提供; 变流器可以工作在整流状态也可以工作在逆变状态, 即能量可以在电源与负载之间双向传递; 在可逆直流传动系统中采用的环流处理方式(无环流、有环流、局部环流)一般在交—交变频电路中均可适用等。当然, 最经常情况下, 交—交变频电路的输出是三相的, 且要求输出电流尽量接近正弦, 谐波最小, 需要把每组变流器的控制角按一定规律进行调制, 这使控制变得相对复杂了。

6.5.4 交—交变频电路的工作特性

【展开讲解】介绍交—交变频电路的工作特性

1. 输出电压和控制角的关系

从式(6-12)可知, 在交流电源一定时, U_{do} 是恒值, 在 U_{do} 和 γ 一定时, 输出电压的幅值 $U_{om} = \gamma U_{do}$ 也是固定的。在输出交流电压的一个周期 T_0 ($T_0 = 1/f_0$) 内, 随交流电压的相位角 $\omega_0 t$ 从 $0 \rightarrow \pi \rightarrow 2\pi$, 相应控制角 α 从 $90^\circ \rightarrow 0^\circ \rightarrow 90^\circ \rightarrow 180^\circ \rightarrow 90^\circ$ 之间变化。不同 γ 时, 在 u_o 一周期内, α 随 $\omega_0 t$ 变化的情况如图 6-17 所示。 γ 较小, 即输出电压较低时, α 只在离 90° 很近的范围内变化, 电路的输入功率因数非常低。

2. 输出电压频率和谐波

交—交变频电路输出电压波形由电源电压的各个片断组合而成, 一周期内组成的片断越多, 输出电压波形就越接近正弦波。电源电压的相数越多, 可供选择的片断越多, 因此交—交变频器一般都采用三相整流桥, 甚至 12 相整流电路组成。在输出频率较低时, 一周期内组成的片断较多, 输出电压波形接近正弦波。如果输出频率较高, 则因为一周期内组成输出电压的片断较少, 波形畸变严重。例如三相桥, 50Hz 电源频率, 一周期整流器输出有 6 个脉波, 如果交—交变频电路输出频率 $f_0 = 25\text{Hz}$, 则交—交变频输出电压一周期由 12 个脉波(即 12 个片断)组成。若 $f_0 > 25\text{Hz}$, 则组成输出电压的片断就少于 12 个脉波, 波形畸变严重, 因此交—交变频电路输出电压频率一般在 $1/2 \sim 1/3$ 电源频率以下。

交—交变频电路输出电压的谐波是非常复杂的, 它与电源频率 f_s 、整流器相数 m 和变频器输出频率 f_0 都有关。对于使用三相桥式电路的单相交—交变频器, 输出电压中的主要谐波频率为

$$6f_s \pm f_0, 6f_s \pm 3f_0, 6f_s \pm 5f_0, \dots$$

$$12f_s \pm f_0, 12f_s \pm 3f_0, 12f_s \pm 5f_0, \dots$$

若采用逻辑无环流控制方式时, 由于换向死区的影响, 输出电压中还将增加 $5f_0, 7f_0$ 等次谐波。

3. 输入电流谐波和功率因数

图 6-18 为交—交变频器电源 A 相相电压和相电流波形(与图 6-16 对应), 交—交变频器电源侧的电流波形其基波是正弦波, 但实际波形比三相桥整流电路感性负载时电流的波形要

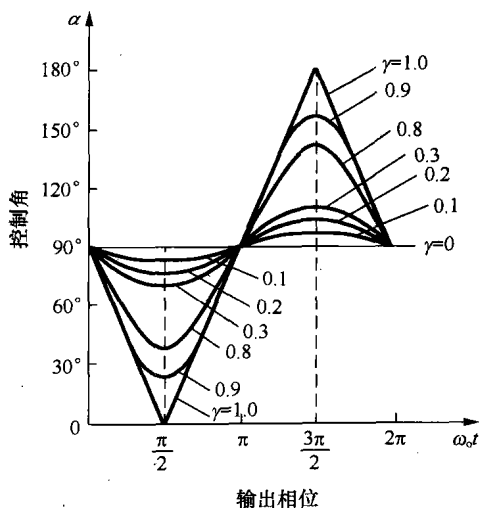


图 6-17 不同 γ 时 α 与 $\omega_0 t$ 之间的关系

复杂得多。采用三相桥的单相交—交变频器电源侧电流谐波频率为

$$|(6k \pm 1)f_s \pm 2lf_0 \quad l = 1, 2, 3, \dots$$

$$f_s \pm 2kf_0 \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

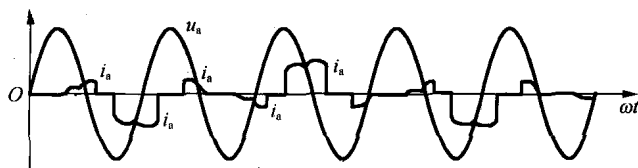


图 6-18 交—交变频器输入电压和电流波形

从图 6-18 可见交—交变频器电源侧电流滞后于电压，实际上交—交变频器输入电流受控制角 α 影响。在输出电压的一周期中控制角 α 是变化的，并且输出电压比 γ 越小，半周期内 α 的平均值越接近 90° ，电流与电压之间的位移因数就越大，使交—交变频器的输入功率因数越低。即使在负载功率因数为 1（电阻负载），电压比 γ 也是 1 时，输入功率因数也小于 1。并且无论负载功率因数是超前还是滞后，电源侧电流总是滞后于电压。图 6-19 表示了电源侧功率因数与输入电流位移因数和电压比 γ 的关系，功率因数较低是交—交变频器的一项不足。

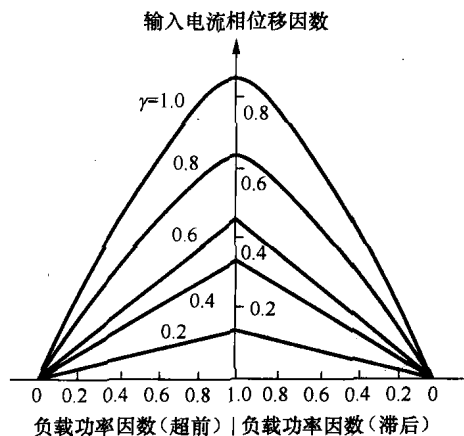


图 6-19 交—交变频器的输入位移因数

6.5.5 三相交—交变频电路

【展开讲解】三相交—交变频电路详解。

交—交变频电路主要应用于大功率交流电机调速系统，使用的是三相电路，由三组输出电压相位各差 120° 的单相交—交变频电路组成。

1. 电路拓扑结构

三相交—交变频电路的拓扑结构主要有两种：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

由三组彼此独立的、输出电压相位相互错开 120° 的单相交—交变频电路构成。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，所以三组的输出端必须隔离，电动机的 3 个绕组必须拆开。主要用于中等容量的交流调速系统，电路如图 6-20 所示。

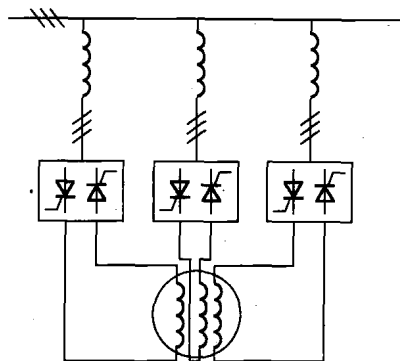


图 6-20 公共交流母线进线三相交—交变频电路

(2) 输出星形连接方式

三组的输出端星形连接，电动机的 3 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 3 根线即可。因为三组的输出连接在一起，所以其电源进线必须隔离。电路如图 6-21 所示。

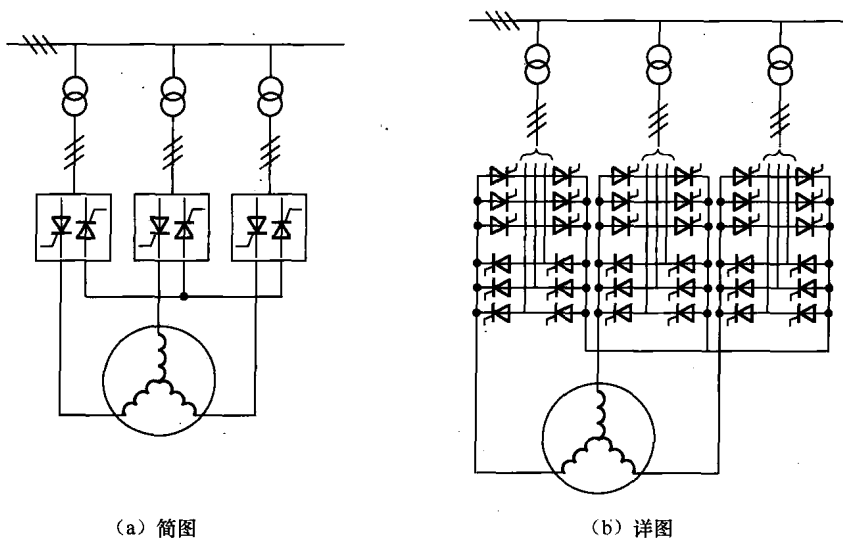


图 6-21 输出星形连接方式三相交—交变频电路

由于输出端中点不和负载中点连接，在构成三相交—交变频电路的六组桥式电路中，至少要有不同输出相的两组桥中的 4 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触发脉冲保证同时导通。两组桥之间则是靠各自的触发脉冲的足够宽度来保证同时导通的。

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。但应指出此时输入电流谐波分量为减少且输入功率因数有所提高。

下面主要分析三相交—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

$$\lambda = \frac{P_{\Sigma}}{S_{\Sigma}}$$

式中, P_{Σ} 为各组单相变频电路有功功率之和。

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视在功率之和小。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

(1) 基本思路

输出星形连接的三相交—交变频等效电路如图 6-22 所示。各相输出的是相电压, 而加在负载上的是线电压。如果 3 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, 因而也加不到负载上。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。

(2) 直流偏置

负载电动机低速运行时, 变频器输出电压很低, 各组桥式电路的 α 角都在 90° 附近, 因此输入功率因数很低。给各相输出电压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。

(3) 交流偏置

梯形波输出控制方式。使三组单相变频器的输出均为梯形波 (也称准梯形波), 如图 6-23 所示, 主要谐波成分是三次谐波。在线电压中三次谐波相互抵消, 线电压仍为正弦波。因为桥式电路较长时间工作在高输出电压区域 (即梯形波的平顶区), α 角较小, 因此输入功率因数可提高 15% 左右。与正弦波相比, 在同样幅值的情况下, 梯形波中的基波幅值可提高 15% 左右。因此采用梯形波输出控制方式可使变频器的输出电压提高 15%。

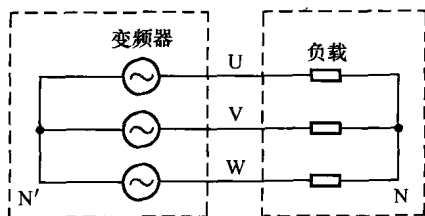


图 6-22 输出星形连接三相交—交变频器的等效电路

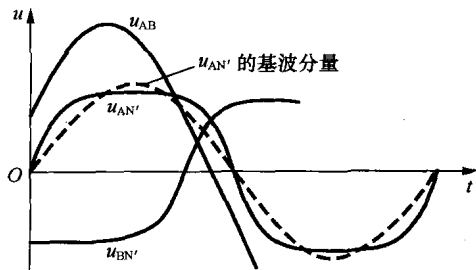


图 6-23 梯形波控制方式的理想输出电压波形

表 6-1 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。

表 6-1 梯形波输出控制方式改善输入功率因数举例

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	0.666

4. 交—交变频器和交—直—交变频器的比较

与交—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) 与交—直—交电压型逆变器相比，可以方便地实现四象限运行。
- (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。
- (4) 输入电流谐波含量大，频谱复杂。

由于以上优缺点，交—交变频器主要用于 500kW 以上，转速在 600r/min 以下的大功率、低转速的交流调速装置中。目前已在矿石破碎机、水泥球磨机、卷扬机、鼓动风机及轧机主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。

6.6 矩阵式变频电路

【问题引出】矩阵式变频电路是什么

矩阵式变频器 (Matrix Converter) 是一种新颖的交—交直接变频器，与晶闸管交—交变频器不同的是采用了全控型双向交流开关。因为全控交流开关不采用相控方式，而是采取斩控方式，矩阵式变频器有更多的控制策略可以研究。

三相矩阵式变频器的主电路拓扑如图 6-24 所示。 u_A 、 u_B 、 u_C 为三相电源输入端， u_a 、 u_b 、 u_c 为三相输出端。 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} ， S_{21} 、 S_{22} 、 S_{23} ， S_{31} 、 S_{32} 、 S_{33} 分别为连接电源与输出三相的交流双向开关。在任何时刻，任一相输出都可以通过交流开关与电源三相连接，例如输出端 a 相，可以通过 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 在输入 u_A 、 u_B 、 u_C 中选择一相电压为输出，因此 a 相输出 u_a 是由电源 u_A 、 u_B 、 u_C 三相电压的片段组成。 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 在任何时候都是只能有一个开关导通，如果同时有两个以上开关同时导通将引起电源短路。如此输出 a 相电压可以表示为

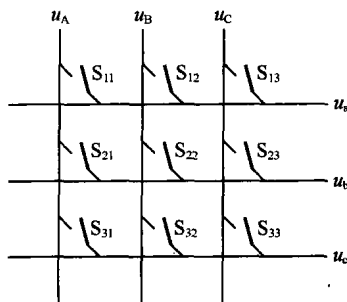


图 6-24 矩阵式变频电路

$$u_a = f_{11}u_A + f_{12}u_B + f_{13}u_C \quad (6-14)$$

式中 f_{11} 、 f_{12} 、 f_{13} 为 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 的开关函数，且在任意时刻满足 $f_{11}+f_{12}+f_{13}=1$ 。

其他两相可以同样类推。因此三相输出电压与输入电压的关系以矩阵形式可表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (6-15)$$

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix}$$

开关函数组成的矩阵 F 称为调制矩阵，它是时间的函数。矩阵中的 9 个元素决定了矩阵式变频器 9 个开关的开关模式。调制矩阵的研究是矩阵式变频器的关键，它决定了变频器的性能，以及输出电压和电流的波形。

从矩阵式变频电路分析，矩阵式变频器通过开关控制截取电源三相交流的片段重组为输出电压的波形，在理论上输出电压的频率可以不受限制，输出频率可以高于电源频率，也可以低于电源频率，甚至可以是直流输出，只是输出频率越高，组成输出波形的片段越少，波形的畸变越严重。如果增加输入电源的相数（6 相，12 相），输出选择的可能性增加，对改善输出波形有利，但是要增加电路的复杂性和成本。

矩阵式变频器电路采用了双向可控开关，不仅和晶闸管交—交变频器一样可以实现电能的双向流动，还可以通过开关控制电源侧的功率因数。矩阵式变频器是开关型交流器，其输入电流和输出电压都不可避免地存在谐波，如果开关工作在高频状态，谐波的次数较高，以较小的 LC 滤波器就可以改善输出电压和电流波形。

矩阵式变频器的开关函数使它适宜于采用微机处理和控制，矩阵式变频器是近年发展起来的一种新型交—交直接变频器，其性能可以优于晶闸管交—交变频器，具有良好的发展和应用前景。

小 结

本章介绍的交流—交流变换包括交流调压和交—交变频。交流调压和交—交变频都有相控和斩控两种控制方式，前者常使用半控型晶闸管器件，后者使用全控型器件组成的交流无触点开关。介绍的交流调压和交—交变频电路是 $m \times n$ 个开关变流电路的应用特例。采用斩控方式的交流调压和矩阵式变流器，因为斩波频率比较高，对减小输出谐波含量是十分有利的，具有良好的发展前景。单相交流调压经常使用在灯光控制、单相交流电动机调压调速和电加热温度控制中，三相交流调压常用于三相交流电动机的软启动、轻载时的节能运行和调压调速中。相控晶闸管交—交变频器常用于高电压、大电流、低速传动控制系统，并且可以四象限运行，由于可以实现回馈发电制动，有很好的节电效果，在需要较频繁正反转的大容量调速系统中得到应用，其不足是功率因数较低，谐波含量较大，频谱较为复杂。晶闸管交流调压、交—交变频的原理和特性是本章重点，也是变流器应用中进行方案比较和选择的重要依据。

习 题

1. 单相交流调压电阻负载, $\alpha=0^\circ$ 时输出负载功率为 P , 分别导出 $\alpha=30^\circ$ 和 90° 时的输出功率。
2. 单相晶闸管交流调压器, 电源电压 220V, 阻感负载 $R=0.5\Omega$, $L=2\text{mH}$ 。求:
 - ① 控制角 α 的调节范围;
 - ② 最大电流的有效值;
 - ③ 最大输出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、晶闸管导通角和电源侧功率因数。
3. 单相晶闸管交流调压器, 阻感负载时为什么会出现不控现象? 为什么要采用后沿固定的宽脉冲触发方式?
4. 比较相控交流调压和斩控交流调压的优缺点。
5. 无中线三相晶闸管交流调压为什么有两种工作模式? 电阻负载时, 其控制角有效移相范围是多少?
6. 无中线三相晶闸管交流调压, 已知三相电源线电压为 380V, 负载 $R=1\Omega$, $\omega L=1.73\Omega$, 计算晶闸管的最大电流有效值和控制角的移相范围。
7. 叙述晶闸管交—交变频的原理。为什么其输出最高频率只能达到 $1/2\sim 1/3$ 工频?
8. 叙述余弦交截法原理。
9. 归纳交—交变频器的优缺点。
10. 试述矩阵式交—交变频器的简单工作原理。

第 7 章 PWM 控制技术

PWM 是英文“Pulse Width Modulation”的缩写,即脉冲宽度调制,简称脉宽调制。所谓 PWM 控制技术,就是利用半导体器件的开通和关断把直流电压变成一定形状的电压脉冲序列以实现变频、变压,并有效地控制和消除谐波的一种技术。广泛应用于各种电力电子变流装置,例如,斩控式调压器、PWM 整流器、PWM 逆变器、有源电力滤波器等。

为了便于理解,本章以逆变电路为应用对象,介绍目前广泛应用的几种典型 PWM 控制的原理及相关知识。当然,这些 PWM 技术也同样适用于整流、调压等变流电路。主要涉及 PWM 控制的原理与分类,并着重介绍 SPWM、两电平 SVPWM 和三电平 SVPWM 的相关知识。

7.1 PWM 控制的基本原理

【问题引出】为何越来越多的现代电力电子变流装置要采用 PWM 控制技术

在采样控制理论中有一个重要结论:冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时,其效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积,效果相同指环节的输出响应波形基本相同。PWM 控制技术就是以该结论为理论基础,对半导体开关器件的导通和关断进行控制,使输出端得到一系列幅值相等而宽度不相等的脉冲(或宽度相等幅值不等的脉冲),用这些脉冲来代替正弦波或其他所需要的波形,并按一定的规则对各脉冲的宽度进行调制,从而改变变流电路输出电压的幅值和频率。

图 7-1 所示为利用等幅值脉冲序列来代替正弦波,即 SPWM。

PWM 控制的基本原理很早就已经提出,但是受电力电子器件发展水平的制约,在 20 世纪 80 年代以前一直未能实现。直到进入 20 世纪 80 年代,随着全控型电力电子器件和微处理器芯片的出现和迅速发展, PWM 控制技术才真正得到应用。

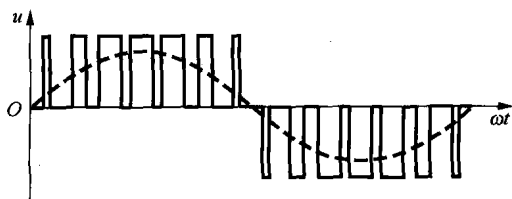


图 7-1 用 PWM 波代替正弦波

随着电压型逆变器在高性能电力电子装置(例如,交流传动领域等)中应用越来越广泛, PWM 控制技术作为这些系统的共用及核心技术,引起了人们的高度重视,并得到了更深入的研究。

在传统的两电平变换器的控制中,提出并应用的 PWM 控制方案已有很多种。当微处理器应用于 PWM 技术实现数字化以后,又不断有新的 PWM 技术出现。从最初追求电压波形的正弦,到电流波形的正弦,再到磁通的正弦;从效率最优,转矩脉动最少,再到消除噪声等, PWM 控制技术经历了一个不断创新和不断完善的过程。目前,常用的两电平算法有载波调制法、电压空间矢量调制法、优化目标函数调制法等。

上述 PWM 控制思想也可推广到多电平变换器的控制中。多电平变换器的 PWM 控制方法是和其拓扑紧密联系的,不同的拓扑有不同的特点,具有不同的性能要求,而且多电平变换器 PWM 控制的目标多、性能指标要求也高,但归纳起来,多电平变换器 PWM 技术主要对两方面的目标进行控制。

(1) 输出电压的控制,即变换器输出的脉冲序列在伏秒意义上与目标参考波形等效;

(2) 变换器本身运行状态的控制,包括直流电容的电压平衡控制、输出谐波控制、所有功率开关的输出功率平衡控制、器件开关损耗控制等。

三电平变换器的 PWM 控制方法主要有两类:载波调制法和空间电压矢量调制法(SVPWM)。载波调制法又有载波移相法和载波层叠法之分,三电平空间矢量调制法也有不同的实现途径。载波调制法和空间矢量调制法在一定条件下又具有内在的联系和一致性。

7.2 PWM 控制的分类

【展开讲解】PWM 控制分类简述

目前, PWM 可分为以下几类。

1. 相电压控制 PWM

(1) 等脉宽 PWM 法

等脉宽 PWM 法是把每一脉冲的宽度均相等的脉冲列作为 PWM 波,通过改变脉冲列的周期可以调频,改变脉冲的宽度或占空比可以调压,采用适当控制方法即可使电压与频率协调变化。

(2) 随机 PWM 法

随机改变开关频率使电机电磁噪声近似为限带白噪声(在线性频率坐标系中,各频率能量分布是均匀的),尽管噪声的总分贝数未变,但以固定开关频率为特征的有色噪声强度大大削弱。

(3) SPWM 法

SPWM (Sinusoidal PWM) 法是用脉冲宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形即 SPWM 波形控制逆变电路中开关器件的通断,使其输出的脉冲电压的面积与所希望输出的正弦波在相应区间内的面积相等,通过改变调制波的频率和幅值则可调节逆变电路输出电压的频率和幅值。

(4) 梯形波与三角波比较法

采用梯形波作为调制信号,三角波为载波,且使两波幅值相等,以两波的交点时刻控制开关器件的通断实现 PWM 控制。由于当梯形波幅值和三角波幅值相等时,其所含的基波分量幅值已超过了三角波幅值,从而可以有效地提高直流电压利用率,但由于梯形波本身含有低次谐波,所以输出波形中含有 5 次, 7 次等低次谐波。

2. 线电压控制 PWM

以上所介绍的各种 PWM 控制方法用于三相逆变电路时, 都是对三相输出相电压分别进行控制的, 使其输出接近正弦波, 但是, 对于像三相异步电动机这样的三相无中线对称负载, 逆变器输出不必追求相电压接近正弦, 而可着眼于使线电压趋于正弦。因此, 提出了线电压控制 PWM, 主要有以下两种方法。

(1) 马鞍形波与三角波比较法

马鞍形波与三角波比较法也就是谐波注入 PWM 方式 (HIPWM), 其原理是在正弦波中加入一定比例的三次谐波, 调制信号便呈现出马鞍形, 而且幅值明显降低, 于是在调制信号的幅值不超过载波幅值的情况下, 可以使基波幅值超过三角波幅值, 提高了直流电压利用率。在三相无中线系统中, 由于三次谐波电流无通路, 所以 3 个线电压和线电流中均不含三次谐波。

(2) 单元脉宽调制法

三相对称线电压有 $u_{UV} + u_{VW} + u_{WU} = 0$ 的关系, 所以, 某一线电压任何时刻都等于另外两个线电压负值之和。现在把一个周期等分为 6 个区间, 每区间 60° , 对于某一线电压, 例如 u_{UV} , 半个周期两边 60° 区间用 u_{UV} 本身表示, 中间 60° 区间用 $-(u_{VW} + u_{WU})$ 表示, 当将 u_{VW} 和 u_{WU} 作同样处理时, 就可以得到三相线电压波形只有半周内两边 60° 区间的两种波形形状, 并且有正有负。把这样的电压波形作为脉宽调制的参考信号, 载波仍用三角波, 并把各区间的曲线用直线近似 (实践表明, 这样做引起的误差不大, 完全可行), 就可以得到线电压的脉冲波形, 该波形完全对称, 且规律性很强, 负半周是正半周相应脉冲列的反相, 因此, 只要半个周期两边 60° 区间的脉冲列一经确定, 线电压的调制脉冲波形就唯一地确定了。这个脉冲并不是开关器件的驱动脉冲信号, 但由于已知三相线电压的脉冲工作模式, 就可以确定开关器件的驱动脉冲信号了。

该方法不仅能抑制较多的低次谐波, 还可减小开关损耗和加宽线性控制区, 同时还能带来用微机控制的方便, 但该方法只适用于异步电动机, 应用范围较小。

3. 电流控制 PWM

电流控制 PWM 的基本思想是把希望输出的电流波形作为指令信号, 把实际的电流波形作为反馈信号, 通过两者瞬时值的比较来决定各开关器件的通断, 使实际输出随指令信号的改变而改变, 其实现方案主要有以下 3 种。

(1) 滞环比较法

这是一种带反馈的 PWM 控制方式, 即每相电流反馈回来与电流给定值经滞环比较器, 得出相应桥臂开关器件的开关状态, 使得实际电流跟踪给定电流的变化。该方法的优点是电路简单、动态性能好, 输出电压不含特定频率的谐波分量。其缺点是开关频率不固定造成较为严重的噪声, 和其他方法相比, 在同一开关频率下输出电流中所含的谐波较多。

(2) 三角波比较法

该方法与 SPWM 法中的三角波比较方式不同, 这里是把指令电流与实际输出电流进行比较, 求出偏差电流, 通过放大器放大后再和三角波进行比较, 产生 PWM 波。此时开关频率一定, 因而克服了滞环比较法频率不固定的缺点。但是, 这种方式电流响应不如滞环比较法快。

(3) 预测电流控制法

预测电流控制是在每个调节周期开始时, 根据实际电流误差, 负载参数及其他负载变量, 来预测电流误差矢量趋势, 因此, 下一个调节周期由 PWM 产生的电压矢量必将减小所预测

的误差。该方法的优点是,若给调节器除误差外更多的信息,则可获得比较快速、准确的响应。目前,这类调节器的局限性是响应速度及过程模型系数参数的准确性。

4. 空间电压矢量控制 PWM (SVPWM)

空间电压矢量控制 PWM (SVPWM) 也叫磁通正弦 PWM 法。它以三相波形整体生成效果为前提,以逼近电机气隙的理想圆形旋转磁场轨迹为目的,用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通,由它们的比较结果决定逆变器的开关,形成 PWM 波形。此法从电动机的角度出发,把逆变器和电机看作一个整体,以内切多边形逼近圆的方式进行控制,使电机获得幅值恒定的圆形磁场(正弦磁通)。

具体方法又分为磁通开环式和磁通闭环式。

5. 矢量控制 PWM

矢量控制也称磁场定向控制,其实质是将交流电动机等效为直流电动机,分别对速度、磁场两个分量进行独立控制。通过控制转子磁链,然后分解定子电流而获得转矩和磁场两个分量,经坐标变换,实现正交或解耦控制。

但是,由于转子磁链难以准确观测,以及矢量变换的复杂性,使得实际控制效果往往难以达到理论分析的效果,这是矢量控制技术在实践上的不足。此外,它必须直接或间接地得到转子磁链在空间上的位置才能实现定子电流解耦控制,在这种矢量控制系统中需要配置转子位置或速度传感器,显然给许多应用场合带来不便。

6. 直接转矩控制 PWM

直接转矩控制与矢量控制不同,它不是通过控制电流、磁链等量来间接控制转矩,而是把转矩直接作为被控量来控制,它也不需要解耦电机模型,而是在静止的坐标系中计算电机磁通和转矩的实际值,然后,经磁链和转矩的 Band-Band 控制产生 PWM 信号对逆变器的开关状态进行最佳控制,从而在很大程度上解决了上述矢量控制的不足,能方便地实现无速度传感器化,有很快的转矩响应速度和很高的速度及转矩控制精度,并以新颖的控制思想,简洁明了的系统结构,优良的动静态性能得到了迅速发展。

但直接转矩控制也存在缺点,如逆变器开关频率的提高有限制。

7. 非线性控制 PWM

单周控制法又称积分复位控制(Integration Reset Control, IRC),是一种新型非线性控制技术,其基本思想是控制开关占空比,在每个周期使开关变量的平均值与控制参考电压相等或成一定比例。

单周控制在控制电路中不需要误差综合,它能在一个周期内自动消除稳态、瞬态误差,使前一周期的误差不会带到下一周期。虽然硬件电路较复杂,但其克服传统的 PWM 控制方法的不足,适用于各种脉宽调制软开关逆变器,具有反应快、开关频率恒定、鲁棒性强等优点。此外,单周控制还能优化系统响应,减小畸变和抑制电源干扰,是一种很有前途的控制方法。

8. 谐振软开关 PWM

谐振软开关 PWM 的基本思想是在常规 PWM 变换器拓扑的基础上,附加一个谐振网络,谐振网络一般由谐振电感、谐振电容和功率开关组成。开关转换时,谐振网络工作使电力电子器件在开关点上实现软开关过程,谐振过程极短,基本不影响 PWM 技术的实现。从而既保持了 PWM 技术的特点,又实现了软开关技术。但由于谐振网络在电路中的存在必然会产生谐振损耗,并使电路受固有问题的影响,从而限制了该方法的应用。

7.3 SPWM 控制

【展开讲解】SPWM 控制的基本原理、控制方式和调制方法详解

1. SPWM 的基本原理

以正弦波作为逆变器输出的期望波形，以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波 u_c (Carrier wave)，并用频率和期望波相同的正弦波作为调制波 u_r (Modulation wave)，当调制波 u_r 与载波 u_c 相交时，由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得在正弦调制波的半个周期内呈两边窄中间宽的一系列等幅不等宽的矩形波，如图 7-2 所示。

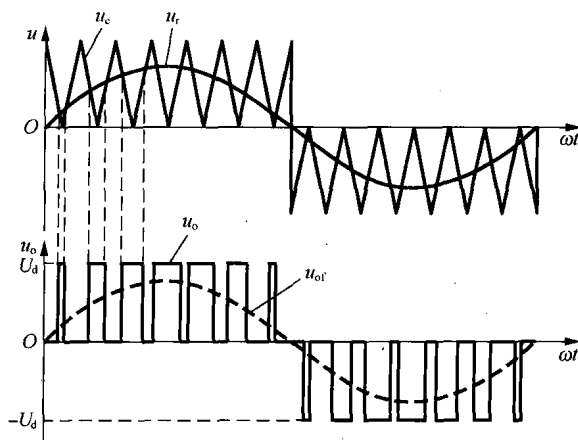


图 7-2 SPWM 单极性调制

2. SPWM 的控制方式

如果在正弦调制波 u_r 的半个周期内，三角载波 u_c 只在正或负的一种极性范围内变化，所得的 SPWM 波也只处于一个极性的范围内，叫做单极性控制方式，如图 7-2 所示。

如果在正弦调制波 u_r 半个周期内，三角载波 u_c 在正负极性之间连续变化，则 SPWM 波也是在正负之间变化，叫做双极性控制方式，如图 7-3 所示。

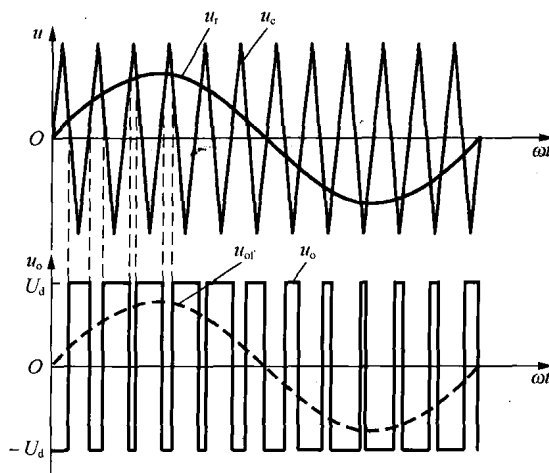


图 7-3 SPWM 双极性调制

3. 对称规则采样法

对称规则采样法如图 7-4 所示,其主要优点就是计算简单,便于在线实时运算。

方法说明:

(1) 取三角波 u_c 两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ,使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点(即负峰点)为对称。

(2) 在三角波 u_c 的负峰时刻 t_D 对正弦信号波 u_r 采样而得到 D 点,过 D 点作一水平直线和三角波 u_c 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。

(3) 可以看出,用这种规则采样法得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法(即直接用 u_r 和 u_c 的交点作为控制开关器件的通断时刻,自然采样法不利于数字化控制实现)得到的脉冲宽度非常接近。

4. 调制方法

SPWM 控制是通过改变调制波 u_r 的频率和幅值,来改变输出电压的频率和幅值。为了说明 SPWM 的调制方法,引入载波比 K 和调制比 m 这样两个概念。

$$K = \frac{f_c}{f} = \frac{\omega_c}{\omega} = \frac{T}{T_c} \quad (7-1)$$

$$m = \frac{U_m}{U_{cm}} \quad (7-2)$$

式中, U_{cm} 、 f_c 、 ω_c 和 T_c 分别为载波信号 u_c 的幅值、频率、角频率和周期; U_m 、 f 、 ω 和 T 分别为调制波(或参考波)信号 u_r 的幅值、频率、角频率和周期。

由公式 7-2 和图 7-2 (或图 7-3) 可知,通过改变 SPWM 的调制比 m 就可以改变脉冲波的宽度,即可改变逆变电路输出电压的幅值。调制比 m 的理论取值范围: $0 \leq m \leq 1$,但实际上,为了避免产生过多窄脉冲,调制比 m 不宜接近 0,这对于调压变频(VVVF)控制是合理的,因为低频运行时需要进行电压补偿(或称转矩补偿);为避免过调制的出现,调制比 m 也不宜接近 1。

在调速(即变频)过程中,根据载波比 K 是否变化, PWM 调制方式分为异步调制、同步调制。

异步调制——在改变 f 的同时, f_c 的值保持不变,使 K 值不断变化,则称为异步调制。采用异步调制的优点是可以使逆变器低频运行时 K 值加大,相应地减小谐波含量,以减轻电动机的谐波损耗和转矩脉动。但是,异步调制可能使 K 值出现非整数,相位可能连续漂移,且正、负半波不对称。相应的偶次谐波问题变得突出,但如果器件开关频率能满足要求,使 K 值足够大,这个问题就不很突出了。

同步调制——在改变 f 的同时成比例地改变 f_c ,使 K 保持不变,则称为同步调制。采用同步调制的优点是可以保证输出波形的对称性。对于三相系统,为保持三相之间对称、互差 120° 相位角, K 应取 3 的整数倍;为保证双极性调制时每相波形的正、负半波对称,则该倍

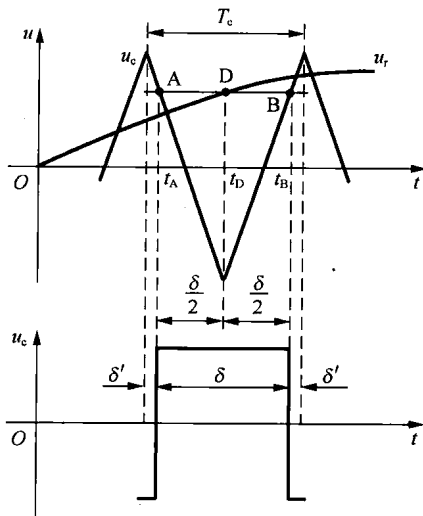


图 7-4 对称规则采样法

数应取奇数。由于波形的对称性,不会出现偶次谐波问题。但是,受开关器件允许的开关频率的限制,保持 K 值不变,在逆变器低频运行时, K 值会显得过小,导致谐波含量变大,使电动机的谐波损耗增加,转矩脉动相对加剧。

5. 三相 SPWM 的调制原理

图 7-5 给出采用双极性调制时的三相 SPWM 的调制原理图。三相调制参考波 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 互差 120° ,与共用的载波 u_c 进行比较就可得到相应的输出电压波形。

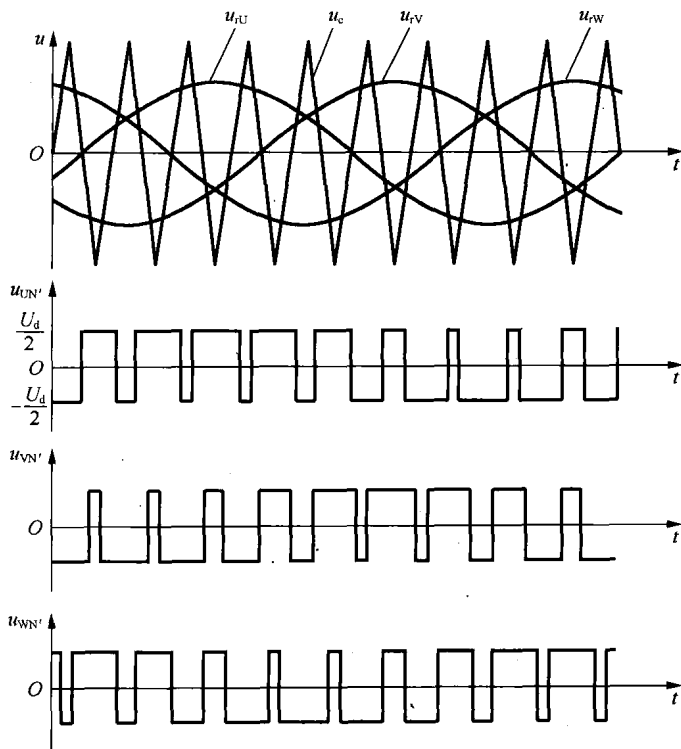


图 7-5 三相 SPWM 调制原理

7.4 马鞍波 PWM 的调制原理

【展开讲解】马鞍波 PWM 调制详解

SPWM 的最大优点是:在不超调制($m \leq 1$)的情况下,逆变器输出线电压与调制系数 m 之间成线性关系,有利于精确控制;谐波含量较小,谐波频谱较好,若载波比 K 值取得大,电机电流接近正弦波,转矩脉动小,它便于用较简单的模拟电路和数字电路实现,但它存在如下不足。

(1) 线性控制区域较小。使 $m > 1$ 超调制,虽然可以提高输出基波电压,但不再是线性控制,且在线性至非线性的过渡区,调制波形中间部分的槽突然消失,会引起电流浪涌。

(2) 功率开关器件一周期内的开关次数多,开关损耗大,缩减了逆变器的实际使用容量。

为了克服 SPWM 存在的缺点,并便于数字化实现,提出在参考正弦波上加 3 的整倍数次谐波构成调制参考波,图 7-6 所示为正弦波加入 3 次谐波构成的马鞍波作为调制波的调制原理图。

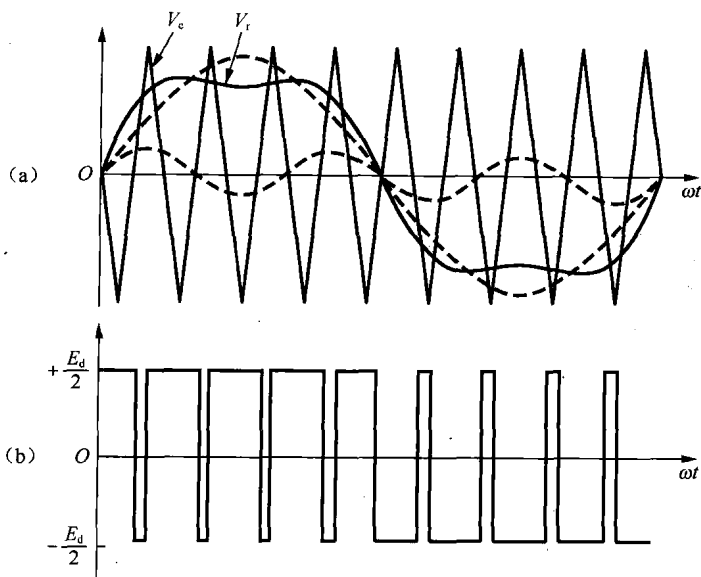


图 7-6 马鞍波 PWM 的调制原理

由于逆变器输出基波电压的大小和相位是由参考信号决定的，而三相逆变器为三线输出没有零线，在线路上不会出现 3 的整倍数次谐波电压和电流，所以正弦形参考信号加入 3 次谐波后，对输出基波电压不会有不利影响，但却形成了波顶较平坦的参考信号。等效地看，马鞍波调制 $m=1$ 相当于 SPWM 调制时 $m>1$ 。

采用马鞍波作为调制参考信号相当于提高了电压型变频器的直流电压利用率，输出更高的交流电压幅值。为了进一步说明马鞍波 PWM 提高电压利用率的问题，首先定义直流电压利用率 M 的概念。

$$M = \frac{U_{o1m}}{U_d} \quad (7-3)$$

式中， U_{o1m} 为逆变器先行调节范围内输出最大线电压基波幅值；

U_d 为直流侧直流电压。

直流电压利用率 M 是 PWM 逆变器输出电压大小的一个度量，是逆变器线性调压能力的一个表征。

对于采用 SPWM 方式控制来说，当 $m=1$ 时，基波线电压达到了线性调节范围内的最大可能值。可以证明，基波线电压为

$$U_{o1} = m \frac{\sqrt{3}}{2} U_d \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad (7-4)$$

式中， φ 为人为定义的初相位，与坐标原点的选择有关。可见其幅值为

$$U_{o1m} = m \frac{\sqrt{3}}{2} U_d \quad (7-5)$$

当取 $m=1$ 时， $U_{o1m} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d$ 。这是基波电压幅值线性调节的一个极限，如果超出这个极限值，则输出电压不再随 m 的值线性变化，输出电压会出现浪涌。可见，在 SPWM 方式控

制下, 直流电压利用率为 $M = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866$, 比较低。SPWM 的电压利用率不高, 当电网电压为 380V 时, 用 SPWM 方法, 当 $m=1$ 时逆变器输出电压仅能达到 329V, 不能满足标准电机的 380V 的要求。

采取一定的措施, 可以提高电压利用率实现逆变器的输出电压在零到电网电压之间线性可调。只要把电压利用率提高到 1 就可以了。这些措施有三次谐波注入法(马鞍波 PWM 法)、梯形 PWM 法和谐波消去法等, 采用 SVPWM 法也可以将电压利用率提高到 1。

提高电压利用率是很有意义的。接在标准电压的电网上的标准电动机用于变频调速时, 在电网和电机之间插入了通用变频器之后, 仍然可以得到频率在 $f_1 = 0 \sim f_{IN}$, $U = 0 \sim U_{IN}$ 的 VVVF 电压。市场上的通用变频器的输出电压都可以输出零到电网电压的可调电压。设想只利用单纯的 SPWM 控制, 而不采取提高电压利用率的措施, 输出电压只能达到电网电压的 0.866 倍。要想得到额定电压, 只好在网侧设置升压变压器, 这样使用通用变频器, 必须增加网侧升压变压器的投资。

对于采用马鞍波 PWM 方式控制, 也就是采用三次谐波注入法, 可以证明允许基波幅值增加到原来的 $2/\sqrt{3}$ 倍, 即增加 15%。SPWM 时的直流电压利用率为 $\sqrt{3}/2$ 增加到 $2/\sqrt{3}$ 倍, 两项相乘, 直流电压利用率变成了 1。只要参考信号最大值不超过载波峰值就不会进入非线性控制区, 从而可拓宽线性控制范围。分析表明, 加入 17% 的 3 次谐波较为合适, 这时不超过调制的最大参考信号为

$$V_r = 1.15 \sin \omega t + 0.19 \sin(3\omega t) \quad (7-6)$$

7.5 两电平 SVPWM 控制

【展开讲解】电压空间矢量的概念及两电平 SVPWM 控制详解

空间电压矢量法(SVPWM)和载波调制等方法不同, 它是从电动机的角度出发的, 着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场。主要思想是以三相对称正弦波电压供电时三相对称电动机定子理想磁链圆为参考标准, 并依据电机磁链和电压的关系, 用基本电压矢量合成期望的电压矢量, 建立逆变器功率器件的开关状态, 从而形成 PWM 波, 以所形成的实际磁链矢量来追踪其准确磁链圆。

SVPWM 具有如下特点。

(1) 在每个小区间虽有多次开关切换, 但每次开关切换只涉及一个器件, 所以开关损耗小。

(2) 利用电压空间矢量直接生成 PWM 波, 计算简单。

(3) 逆变器输出线电压基波最大值为直流侧电压, 比一般的 SPWM 逆变器输出电压高 15%。

SVPWM 最初提出的目的是通过控制三相电压型逆变器功率器件的开关触发顺序和脉宽, 使交流感应电机获得圆形的旋转磁链。实践和理论都证明, 由于它把逆变器和电机看成一个整体来处理, 所得模型简单, 便于微机实时控制, 并具有转矩脉动小、噪声低、电压利用高的优点, 因此目前无论在开环控制系统还是闭环控制系统中均得到广泛应用。

7.5.1 两电平逆变器的空间电压矢量

【展开讲解】电压空间矢量的概念详解

以交流电机为负载的三相对称系统, 当在电机上加三相正弦电压时, 电机气隙磁通在 α - β 静止坐标平面上的运动轨迹为圆形。设三相正弦电压瞬时值表达式为

$$\begin{aligned} u_a &= U_m \sin(\omega t) \\ u_b &= U_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c &= U_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

则它们对应的空间电压矢量定义为

$$\vec{v} = \frac{2}{3} \left(u_a + u_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (7-7)$$

这一思想也可以用来分析三相逆变器供电时交流电机气隙中磁通矢量的运行轨迹。

理想的两电平变换器电路的开关模型如图 7-7 (a) 所示, 开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 为 1 代表相应桥臂的上开关闭合, 0 代表相应桥臂的下开关闭合, 则两电平逆变电路的一个桥臂只有 V_{dc} 和 0 两种可能输出电压值 (或称为电平), 即每相输出分别有正 (P) 和零 (O) 两个开关状态。因为 S_a 、 S_b 、 S_c 只能取 0 和 1, 则开关状态矢量 $[S_a, S_b, S_c]^T$ 有 8 种 ($2^3=8$) 不同的组合值, 因此两电平逆变电路形成 OOO (000)、OOP (001)、OPO (010)、OPP (011)、POO (100)、POP (101)、PPO (110)、PPP (111) 共 8 种开关模式。三相逆变器输出的相电压和线电压也有 8 种对应的组合。

设各相的开关函数为 S_a 、 S_b 和 S_c , 且有, $S_x = \begin{cases} 1 & \text{第 } x \text{ 相输出 } V_{dc} \\ 0 & \text{第 } x \text{ 相输出 } 0 \end{cases} \quad x=a,b,c$ 。则两电

平逆变电路各相输出电压可表示为

$$v_a = S_a V_{dc}$$

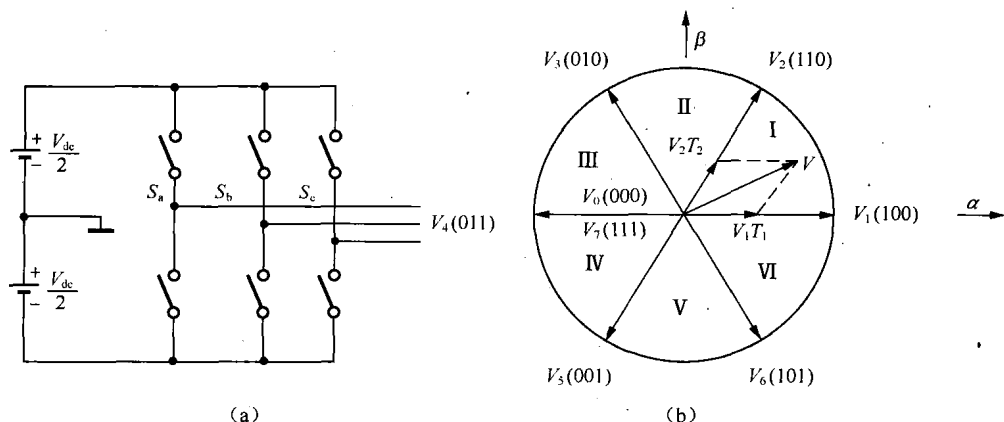


图 7-7 两电平电路的开关模型和空间电压矢量图

$$v_b = S_b V_{dc}$$

$$v_c = S_c V_{dc}$$

因此,三相两电平变换器就可以输出 8 种电压状态组合,对应 8 组不同的变换器开关状态。此时,电压空间矢量为

$$\vec{v} = \frac{2}{3} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (7-8)$$

对于非零开关状态[POO]所对应的空间电压矢量 $\vec{V}_1$ 为

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0} \quad (7-9)$$

同样,根据公式(7-8),可推导得到所有 8 种开关状态对应的空间电压矢量。在 α - β 平面上,两电平变换器 8 组开关状态所对应的空间矢量如图 7-7 (b) 所示。由图可知,8 个开关状态对应的空间电压矢量,可分为 6 个非零矢量和 2 个零矢量。

7.5.2 两电平 SVPWM 算法

【展开讲解】两电平 SVPWM 算法详解

从空间矢量图可以看出,为了使逆变器输出的电压矢量接近圆形,并最终获得圆形的旋转磁通,只有利用逆变器的输出电平和作用时间的有限组合,用多边形去接近圆形。

在采样周期内,对于一个给定的参考电压矢量可以用与之临近的 3 个基本电压矢量来合成,根据伏秒平衡原理,满足方程组

$$\begin{cases} T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2 + T_3 \cdot V_3 = T_s \cdot V_{ref} \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \end{cases} \quad (7-10)$$

式中, T_1, T_2, T_3 分别为 V_1, V_2, V_3 矢量所对应的作用时间, T_s 为采样周期。

根据式(7-10),可以得到各基本矢量的作用时间,然后根据基本矢量与开关状态的对应关系,结合其他要求确定所有的开关状态及其输出形式。

根据上述原则,为了实现两电平变换器的 SVPWM 控制,在每个采样周期内,应分为以下 4 个步骤:

第一步:通常将复平面分成 6 个扇区,然后确定此时的参考电压矢量位于哪个扇区。

根据参考电压矢量的坐标形式不同,一般有两种方法。

(1) 当参考矢量以极坐标形式表示时,可以通过角度坐标来判断当前所处扇区位置。

(2) 当以直角坐标表示时,可以通过坐标值的符号及相互关系来判断,由于只有 6 种情况,确定过程较为简单。

第二步:确定每个基本矢量的作用时间。

可根据矢量图(见图 7-7 (b))由以下公式导出(以 I 扇区为例)

$$T_2 \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left(\frac{2}{3} V_{dc} \right) + T_1 \left(\frac{2}{3} V_{dc} \right) + T_0 \times 0 = V_{ref} T_s$$

令上式等号两边实部、虚部相等,得到以下结果

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{\sqrt{3}VT_s}{V_{dc}} \sin \theta \\
 T_1 &= \frac{\sqrt{3}VT_s}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\
 T_0 &= T_s \left(1 - \frac{\sqrt{3}V}{V_{dc}} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)\right)
 \end{aligned} \quad (7-11)$$

第三步：由于 6 个顶点的基本矢量与开关状态一一对应，而零矢量对应的开关状态 000 与 111 的作用时间可写为

$$T_{00} = (1-k)T_0 \quad (7-12)$$

$$T_{07} = kT_0 \quad (7-13)$$

式中， k 为 111 状态作用的时间比。

第四步：各组开关状态的作用次序要遵守这样的原则：任意一次电压矢量的变化只能有一个桥臂的开关动作，即在二进制矢量表示中，只有一位变化或没有变化。这是因为如果允许有两个或 3 个桥臂同时动作，则在线电压的半周期内会出现反极性的脉冲，产生反向转矩，引起脉动和电磁噪声。

采用中心对称的七段式上升沿脉冲时，I 扇区的输出开关状态序列和各相占空比如图 7-8 所示。图中的中间两个零矢量开关序列之间没有开关变化，可视为一段。

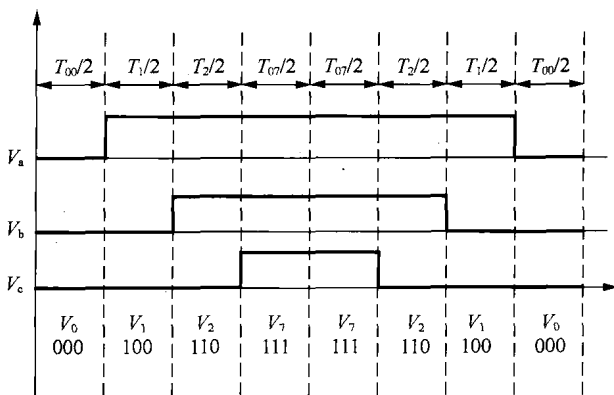


图 7-8 七段式 SVPWM 波形

通过上述四步，就可以很快地由参考电压确定两电平逆变器输出的开关序列及占空比。

7.6 三电平载波 PWM 控制

【展开讲解】介绍三电平载波 PWM 控制的基本原理

载波调制 PWM 控制技术，就是通过载波和调制波的比较，得到开关脉宽控制信号。其中，以正弦波为调制波的正弦脉宽调制技术被普遍采用，实现的典型方法有自然采样法、规则采样法、等面积采样法等，而规则采样法、等面积法比较适于计算机离散化计算。

通过对一个三电平桥臂的 4 个半导体功率开关的控制，可以输出 3 个不同电平的电压波

形, 同时还需要对直流侧串联电容的中点电压进行控制, 以保持各功率器件承受电压应力的动态平衡。因此, 在每一个控制周期内, 实时确定输出开关状态和相应占空比, 且能够控制中点电压平衡是三电平 PWM 算法研究的关键问题。

图 7-9 为三相二极管箝位型三电平逆变器带电动机负载时的示意图, 典型的三电平载波 PWM 控制方法主要是三角载波层叠法。

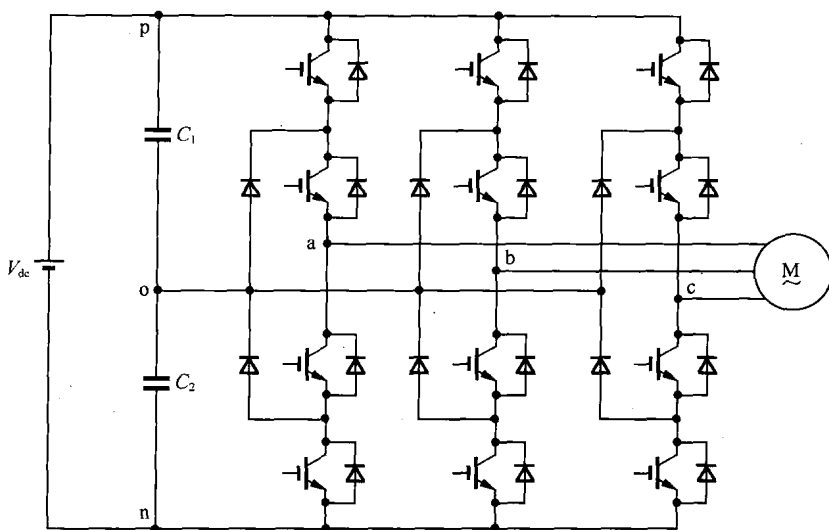


图 7-9 二极管箝位型三电平逆变器示意图

7.6.1 三角载波层叠法

【展开讲解】三电平逆变电路三角载波层叠法详解

三角载波层叠法是两电平载波 PWM 法的直接扩展, 是由两组频率和幅值相同的三角载波上下层叠, 且两组载波对称分布于同一个调制波的正负半波。

以单相桥臂的输出为例, 载波层叠法的原理如图 7-10 所示。

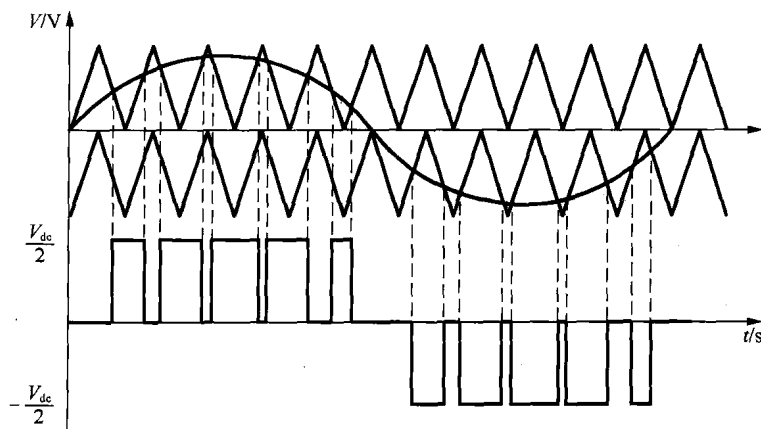


图 7-10 载波层叠 PWM 原理图

假设 3 个电平从高到低依次为 P、O、N, 当调制波的正半波大于上层载波时, 输出电平

为 P；而调制波的负半波幅值小于下层载波时输出电平为 N，其他情况输出 O 电平。

当输出为三相时，载波相同，仅调制波变为三相对称波形，其载波调制关系及相应输出脉冲如图 7-11 所示。

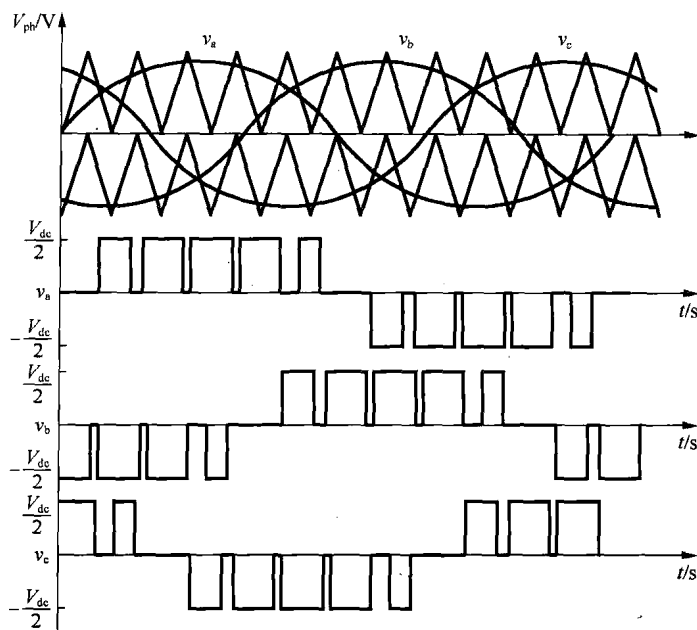


图 7-11 三相调制逆变器相电压的示意图

在一个载波周期内，采用对称规则采样时三相输出的载波调制示意图如图 7-12 所示。

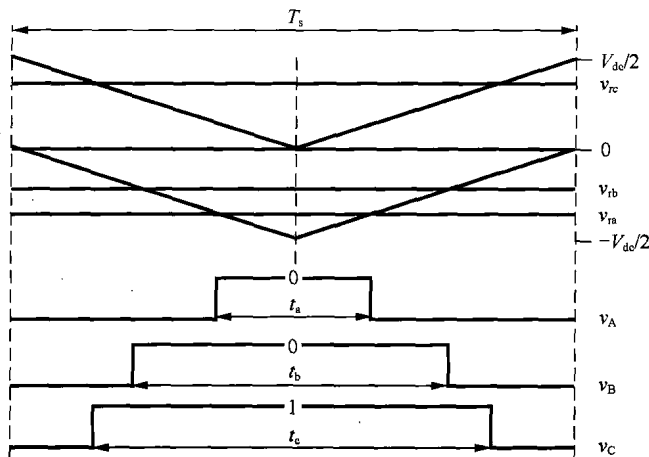


图 7-12 载波周期内载波调制示意图

假设载波周期为 T_s ，三相输出脉冲对应的占空比为 t_a ， t_b ， t_c ，每组载波幅值 $A_c=1$ ，载波频率为 $f_c=1/T_s$ ，三相调制波幅值 A_m 为 1，且在三相波负峰处的值分别为 v_{ra} ， v_{rb} ， v_{rc} ，由相似三角形的几何关系，得到如下占空比计算式

$$t_a = (1 + v_{ra})T_s \quad (7-14)$$

$$t_b = (1 + v_{rb})T_s \tag{7-15}$$

$$t_c = v_{rc}T_s \tag{7-16}$$

上述方法中，两组三角载波相位相同，当相位相反时，则成为另一种载波方法——**载波反相层叠法**，如图 7-13 所示。

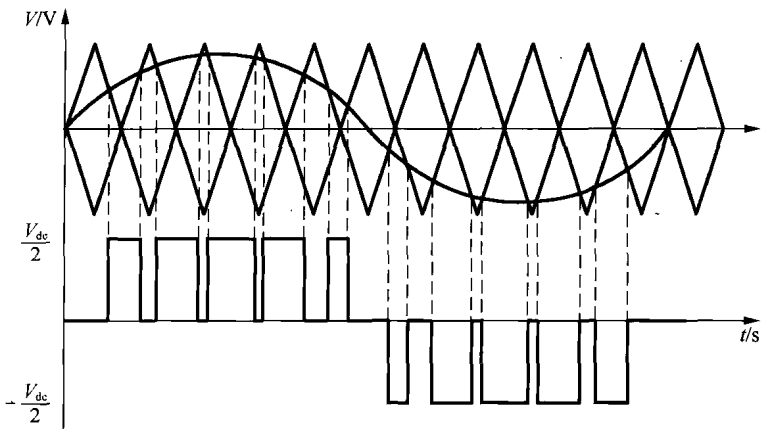


图 7-13 载波反相层叠调制法

这两种方法调制波均为正弦波，实现简单，但电压利用率低，同时也没有很好地考虑中点电压的控制问题。因此，为了增大调制比，降低开关损耗，可以在调制波中叠加零序分量，或者将调制波改为梯形波调制方法进行优化。

图 7-14 为典型的三电平逆变器的相电压、线电压波形，从图中可以看出逆变器输出相电压中包含 3 个电平，而对应线电压中具有 5 个电平。

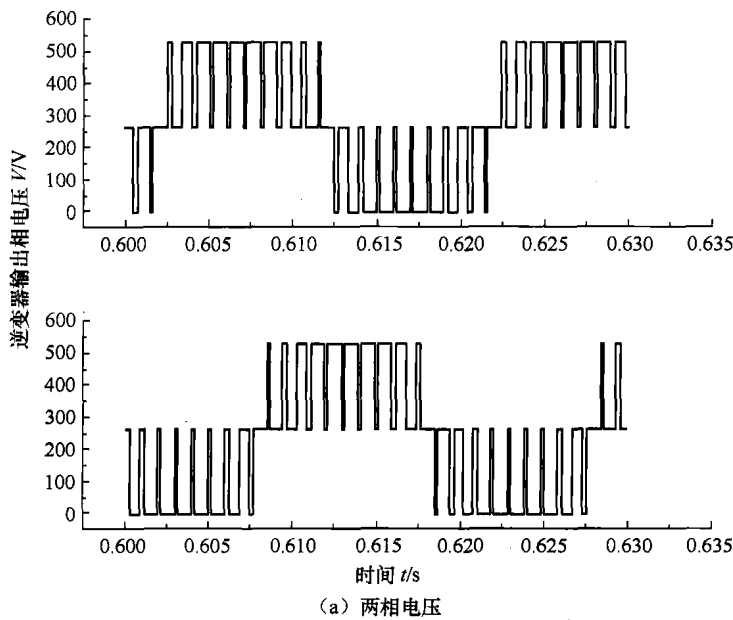


图 7-14 典型三电平逆变器相电压和线电压波形

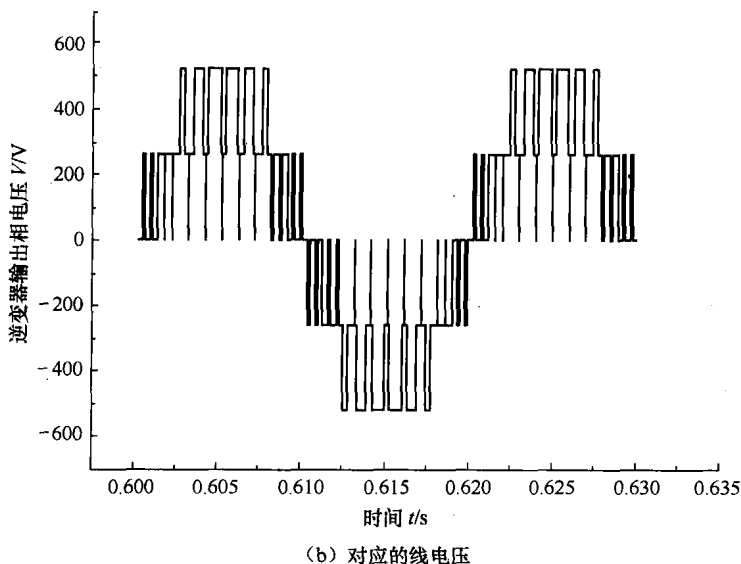


图 7-14 典型三电平逆变器相电压和线电压波形 (续)

7.6.2 优化 PWM 方法

【展开讲解】三电平逆变电路的优化 PWM 方法简述。

1. 加入零序分量的载波 PWM

对于无中线的三相对称负载系统, 在三相逆变器输出电压中加入 3 的倍数次谐波或直流分量时, 对负载电压波形不会产生影响。同样, 在正弦调制波中加入不同的零序分量不会改变三相负载电压的基频分量, 因此, 利用加入的不同零序分量可实现载波调制的优化控制。

(1) 考虑中点电压平衡的优化

以上所有推导均是在假设直流电容电压相等前提下进行的。对于二极管箝位型三电平变换器, 当直流侧零点电流不为零时, 直流电容电压将失去平衡, 不仅会提高交流侧电流的谐波含量, 功率开关管承受的反压也将上升, 降低装置的寿命和可靠性, 严重时甚至会击穿主回路的功率器件。在调制波中加入适当的零序分量, 可以对中点电压的平衡进行调节。

(2) 以提高电压利用率目标的优化

与两电平载波方法类似, 在调制波中加入特定的零序分量。例如, 零序分量: $v_z = [\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)]/2$, 即可增加调制比的线性控制范围, 提高电压利用率。图 7-15 为叠加 v_z (即 3 次谐波) 后三电平载波调制的示意图。

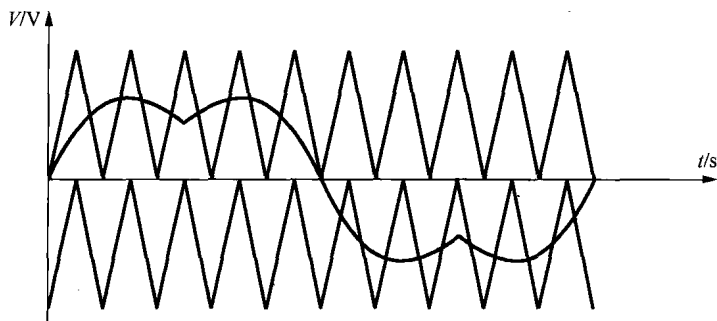


图 7-15 叠加 3 次谐波后的调制波波形

(3) 降低开关损耗的优化

如果 PWM 开关频率很高, 使开关损耗随之加大, 则采用不连续调制的方法可以降低开关损耗, 同时使负载电压具有较低谐波。

当开关管电压不变时, 开关损耗取决于流过开关的电流大小, 若使开关不动作的区域位于相电流的最大位置, 可以降低变换器的开关损耗, 同时相电流的位置与功率因数相关。

2. 特定谐波消去法

特定谐波消去法 (Selected Harmonic Elimination PWM, SHEPWM) 是以优化输出谐波为目标的优化 PWM 方法。与两电平特定谐波消去法类似, 三电平 SHEPWM 也是通过在预先确定的时刻实现特定开关的切换, 从而产生预期的最优 SPWM 控制, 以消除选定的低频次谐波。这是一种基于傅里叶级数分解、计算得到开关时刻的 PWM 方法。

三电平 SHEPWM 具有以下优点。

(1) 在同样的开关频率下, 可以产生满足某个优化目标的输出电压波形, 如减小电流纹波和电动机的转矩脉动, 从而在整体上提高控制性能。

(2) 波形质量的改善, 减小了直流侧电流纹波, 使得直流侧滤波器的尺寸有所减小。

(3) 在同样波形质量的情况下, 利用特定谐波消除法可以得到最低的开关频率, 从而有效降低开关损耗, 提高转换效率, 这一点对高压大功率设备来讲有特别重要的意义。

(4) 可以通过这种方法得到较高的基波电压, 提高直流电压的利用率等。

同时缺点也很明显: 求解非线性方程组比较繁琐, 需进行离线计算, 采用查表法取得开关切换时刻, 这就需要较大的数据表格。功率变换器的拓扑结构不同, 对应的 PWM 控制规律也不同, 同时控制的实时性和灵活性也较差。

7.7 三电平 SVPWM 控制

【问题引出】为何说中点电位平衡是三电平逆变电路 SVPWM 控制的关键

7.7.1 三电平逆变器的空间电压矢量

【展开讲解】本节介绍三电平逆变电路的空间电压矢量

理想的三电平变换器电路的开关模型如图 7-16 所示, 每相桥臂的电路结构可以简化为一个与直流侧相通的单刀三掷开关 S。

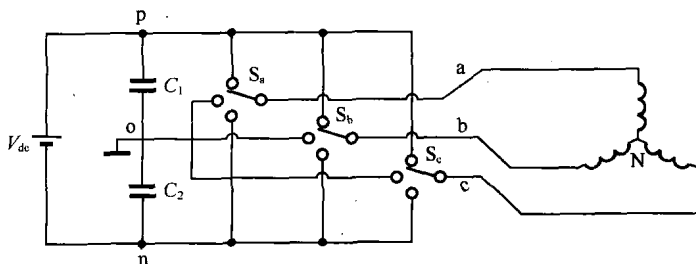


图 7-16 三电平电路的开关模型

设此时逆变器输出端电压为 v_{ao} , v_{bo} , v_{co} , 电机中性点对逆变器参考电压为 v_{No} , 也就是零序电压。

如图 7-16 所示, N 为电机中性点, o 为逆变器直流侧零电位参考点。此时, 电机的定子电压空间矢量为

$$\begin{aligned} v_s &= \frac{2}{3}(v_{aN} + \alpha v_{bN} + \alpha^2 v_{cN}) \\ &= \frac{2}{3}(v_{ao} + v_{bo}\alpha + v_{co}\alpha^2) \\ &= v_{sa} + jv_{s\beta} \end{aligned} \quad (7-17)$$

且有

$$\begin{aligned} v_{aN} &= v_{ao} - v_{No} \\ v_{bN} &= v_{bo} - v_{No} \\ v_{cN} &= v_{co} - v_{No} \end{aligned} \quad (7-18)$$

在正常情况下, 以图 7-16 中 o 点作为变换器零电位参考点, 则三电平电路的一个桥臂只有 $V_{dc}/2$ 、0 和 $-V_{dc}/2$ 三种可能输出电压值 (或称为电平), 即每相输出分别有正 (p)、零 (o) 和负 (n) 3 个开关状态。

在其他文献中, 也有将 n 点设为变换器零电位参考点, 此时每相桥臂的可能输出电平值表示为 0、 $V_{dc}/2$ 和 V_{dc} , 对应的每相输出表示为 0、1 和 2 三个开关状态。这两种表示法本质是相同的, 这里采用前一种表示方法。

若定义开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 代表各相桥臂的输出状态, 则各相电压表示为

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{V_{dc}}{2} S_a \\ v_b &= \frac{V_{dc}}{2} S_b \\ v_c &= \frac{V_{dc}}{2} S_c \end{aligned} \quad (7-19)$$

$$S_x = \begin{cases} 1, & \text{第 } x \text{ 相输出电平 (p)} \\ 0, & \text{第 } x \text{ 相输出电平 (o)} \\ -1, & \text{第 } x \text{ 相输出电平 (n)} \end{cases} \quad \text{这里, } x \text{ 为 } a, b \text{ 或 } c.$$

因此, 三相三电平变换器就可以输出 $27 (3^3=27)$ 种电压状态组合, 对应 27 组不同的变换器开关状态。此时, 电压空间矢量为

$$\begin{aligned} \bar{v}(k) &= \frac{1}{3} V_{dc} (s_a + \alpha s_b + \alpha^2 s_c) \\ &= \frac{V_{dc}}{6} [2s_a - s_b - s_c] + j\sqrt{3}(s_b - s_c) \end{aligned} \quad (7-20)$$

则在 α - β 平面上, 三电平变换器 27 组开关状态所对应的空间矢量如图 7-17 所示。

图中标出了不同开关状态组合和空间矢量的对应关系, 如其中 pnn 表示 a、b、c 三相输出对应的开关状态为正、负、负。另外, 可以看出, 同一电压矢量可以对应不同的开关状态, 越往内层, 对应的冗余开关状态越多。因此, α - β 平面上的 27 组开关状态实际上只对应着 19 个空间矢量, 这些矢量被称为三电平变换器的基本空间矢量, 简称基本矢量。

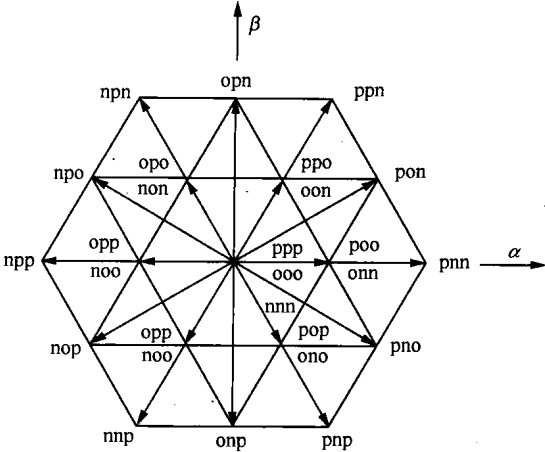


图 7-17 三电平逆变器空间电压矢量分布图

从图 7-17 中可以看出，三电平变换器的空间矢量模型和传统的两电平模型相比，对应的开关状态和基本矢量数目均大大增加。

7.7.2 基本矢量及其对中点电压的影响

【展开讲解】分析三电平逆变电路的基本矢量及其对中点电位的影响

1. 基本矢量的分类

在 α - β 空间矢量平面上，三电平变换器的同一基本矢量对应不同的开关状态，说明变换器输出的基本矢量所对应的开关状态数目具有一定的冗余度。按照基本矢量幅值的不同进一步分类，可以将 19 个基本矢量及其对应的 27 组开关状态分为 4 类，分别称为长矢量、中矢量、短矢量和零矢量，参见表 7-1。

表 7-1 三电平矢量分类表

基本矢量类型	对应的三相输出开关状态
长矢量	pnn、ppn、npn、npp、nnp、pnp
中矢量	pon、opn、npo、nop、onp、pno
短矢量	poo、onn、ppo、oon、opo、non opp、noo、opp、noo、pop、ono
零矢量	ppp、ooo、nnn

其中：

- (1) 长矢量与矢量图中外六边形的顶点对应，共有 6 个，对应的开关状态为 pnn，ppn，npn 等，分别表示三相均接正电平或者负电平。
- (2) 中矢量长度略短，位于每个 60 度扇区的角平分线上，共有 6 个，对应的开关状态为 pon，opn，npo 等，这 6 个电压矢量的特点是 3 个桥臂分别接在正电平、负电平和零电平上。
- (3) 短矢量长度为长矢量的一半，共有 6 个，且位于内部六边形顶点，每个矢量与两组开关状态相对应，如 onn，poo 等。
- (4) 矢量长度为 0 的是零矢量，为空间矢量平面原点，对应 ppp，ooo 和 nnn 三组开关状态，它们分别表示变换器三相交流输出同时接正电平、零电平或负电平。

从图 7-17 可知, 从最外层的六边形向里每进一层, 矢量对应的开关状态冗余度增加 1, 例如最外层的长矢量及中矢量冗余度为 1, 即只有一个对应的开关状态; 短矢量的冗余度为 2, 如 onn 和 poo 在平面上位置完全重合; 最里层的零矢量冗余度为 3。

2. 基本矢量对中点电压的影响

在三电平变换器的 19 个基本矢量中, 长矢量对应的开关状态使三相输出和正负母线相连, 不影响中点电压; 零矢量使负载三相短路, 并挂在正负零母线之一上, 也不会导致中点电压的变动。

中矢量和短矢量的开关状态对应至少有一相输出和零母线相连, 并和正/负母线形成电流回路, 从而导致电容 C_1 和 C_2 的充放电, 使中点电压发生波动。

以 5 种不同矢量的五组开关状态 pnn , ooo , pon , onn 和 poo 为例, 画出三电平变换器电路拓扑和电流回路, 分析不同开关状态时中点电流及电压的情况, 如图 7-18 所示。

在图 7-18 中, i_m 为中点电流, 流出中点为正。显然, 长矢量和零矢量时开关状态的中点电流 $i_m=0$, 电容 C_1 和 C_2 上的电压保持不变, 处于平衡状态 (不考虑充电电阻的影响), 如图 7-18 (a) 和 (b) 所示。

当中矢量开关状态为 pon 时, 如图 7-18 (c) 所示, 有 $i_m=i_b$, 当负载电流 $i_b>0$ 时, 上电容 C_1 充电 v_{c1} 升高, 下电容 C_2 放电, v_{c2} 下降, 从而中点电位 $v_{mo}=(v_{c2}-v_{c1})/2$ 下降; 反之, $i_b<0$ 则 C_1 放电, C_2 充电, 中点电位上升。可以看出, 电流方向不同时, 对中点电压的影响也不同。

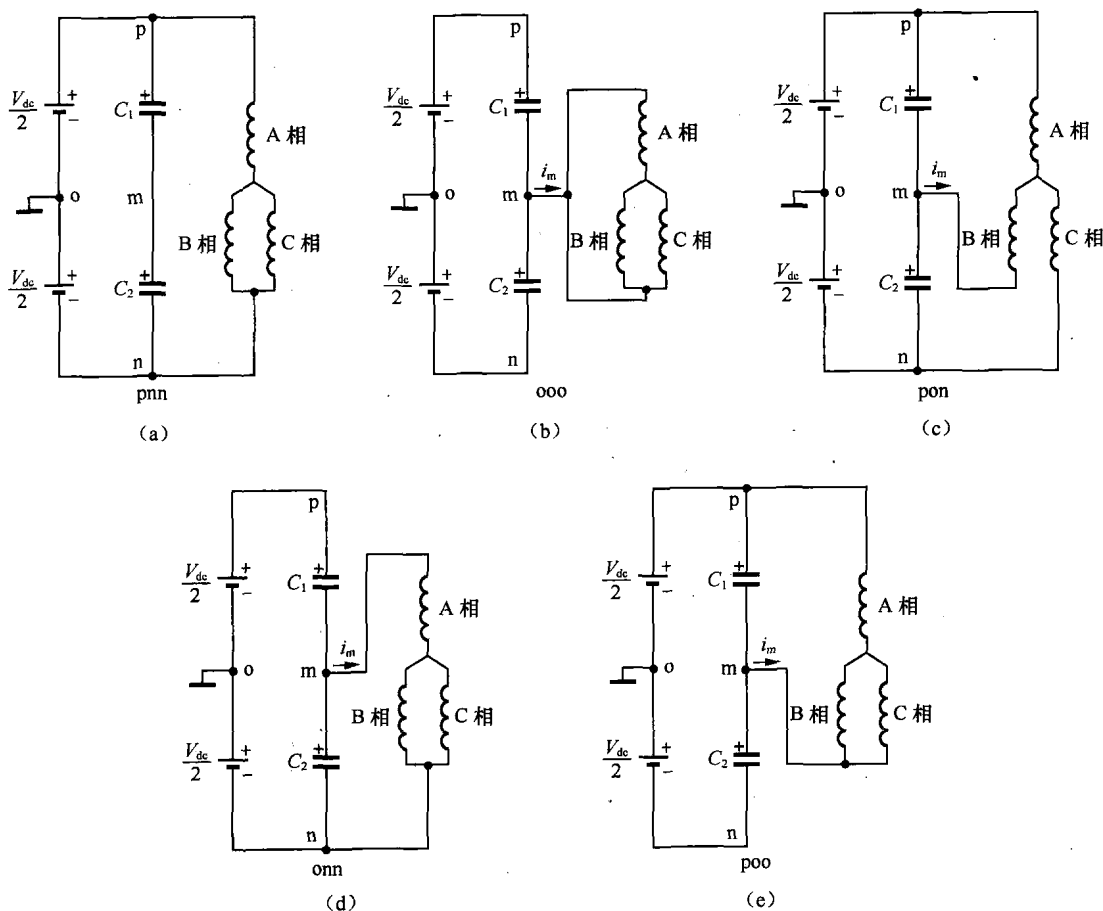


图 7-18 矢量的实际拓扑和电流回路 5 种情况

对于短矢量的开关状态 onn ，满足 $i_m=i_a$ ，如图 7-18 (d) 所示；而对开关状态 poo ，有 $i_m=i_b+i_c=-i_a$ ，如图 7-18 (e) 所示。显然 onn 和 poo 两组开关状态对中点电压的作用完全相反。

由此可知，影响中点电压的最根本原因是不为零的中点电流。这也给出了中点电压控制的一条思路，即通过控制中点电流来控制中点电压。

按照中、短矢量的开关状态对中点电流方向的影响，可以对其进行分类，表 7-2 给出了相应开关状态时的中点电流的正负。

表 7-2 中短矢量各开关状态及其相应的中点电流

正短矢量开关状态	i_m	负短矢量开关状态	i_m	中矢量的开关状态	i_m
onn	i_a	poo	$-i_a$	pon	i_b
ppo	i_c	oon	$-i_c$	opn	i_a
non	i_b	opo	$-i_b$	npo	i_c
opp	i_a	noo	$-i_a$	nop	i_b
nno	i_c	oop	$-i_c$	onp	i_a
pop	i_b	ono	$-i_b$	pno	i_c

三电平 NPC 电路要正常工作，就必须使中点电压的波动控制在允许范围内。因此，在选择基本矢量时就必须考虑对电容电压的影响。根据表 7-2 的信息，就可以选择合适的矢量进行中点电压控制。

中点电压控制可以通过硬件或算法两种途径进行控制。

(1) 硬件方法是利用整流侧的中点来箝位；

(2) 算法控制的方法是利用三电平逆变器开关状态的合理选择，来实现电容中点电压的动态平衡的控制，实现手段主要有闭环控制和开环控制两种。

由于空间矢量调制 (SVM) 技术控制的灵活性强、易于数字实现，因此相对于载波调制方法，采用空间矢量法对电容中点电压进行控制的发展更为成熟。

7.7.3 三电平 SVPWM 控制的算法

【展开讲解】基于直角坐标系和 60° 坐标系的三电平 SVPWM 控制详解

1. 基于直角坐标系的三电平 SVPWM 算法

对于三电平逆变器，沿用类似两电平的方法，利用 19 个基本矢量，使其在一个采样周期内的平均值和给定参考矢量等效。将三电平空间矢量图分为 6 个大扇区，每个扇区分为 4 个

三角形小区，则共有 24 个小三角形。在此基础上列出一系列不等式，通过参考矢量的幅值和角度判断所处的扇区和小区。

由于三电平矢量的对称性，因此以扇区 1 为例，确定合成参考矢量的 3 个基本矢量及作用时间，4 个小区分为 I、II、III、IV，如图 7-19 所示。其中， V_a 、 V_c 是长矢量， V_b 是中矢量， V_{ao} 、 V_{co} 是短矢量， V_o 为零矢量。若参考电压矢量落在其他扇区，计算方法类似。

假设参考电压矢量为 V_{ref} ，并定义调制比为 $m=\sqrt{2}|V_{ref}|/V_{dc}$ 。在 VVVF 控制中，不考虑电压补偿

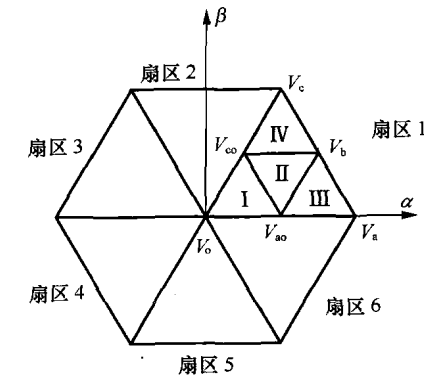


图 7-19 三电平逆变器空间矢量小区划分

情况下, $m=f/50$, 其中 f 为运行频率。

(1) 作用时间的计算

下面给出参考矢量 V_{ref} 在不同小区中的合成方法。

① 在 I 区: V_{ref} 由矢量 V_{ao} , V_{co} , V_o 合成, 作用时间分别为 T_{ao} , T_{co} , T_o , 计算公式如下

$$\begin{aligned} T_{\text{ao}} &= 2mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_{\text{co}} &= 2mT_s \sin \theta \\ T_o &= [1 - 2mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)]T_s \end{aligned} \quad (7-21)$$

② 在 II 区: V_{ref} 由矢量 V_{ao} , V_{co} , V_b 合成, 作用时间分别为 T_{ao} , T_{co} , T_b , 计算公式如下

$$\begin{aligned} T_{\text{ao}} &= (1 - 2m \sin \theta)T_s \\ T_{\text{co}} &= [1 - 2m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)]T_s \\ T_b &= [2m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1]T_s \end{aligned} \quad (7-22)$$

③ 在 III 区: V_{ref} 由矢量 V_{ao} , V_a , V_b 合成, 作用时间分别为 T_{ao} , T_a , T_b , 计算公式如下

$$\begin{aligned} T_{\text{ao}} &= [2 - 2m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)]T_s \\ T_a &= [2m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1]T_s \\ T_b &= 2mT_s \sin \theta \end{aligned} \quad (7-23)$$

④ 在 IV 区: V_{ref} 由矢量 V_{co} , V_c , V_b 合成, 作用时间分别为 T_{co} , T_c , T_b , 计算公式如下

$$\begin{aligned} T_{\text{co}} &= [2 - 2m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)]T_s \\ T_c &= (2m \sin \theta - 1)T_s \\ T_b &= 2mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \end{aligned} \quad (7-24)$$

如此确定离参考矢量最近的几个基本矢量, 共需要分 24 种情况, 然后对不同的小区用不同的表达式计算参与合成的矢量和相应的作用时间。

(2) 矢量合成的方案和中点电压控制

前面已经讨论过空间电压矢量的合成方法, 例如在 I 区, 应该用矢量 V_{ao} , V_{co} , V_o 合成 V_{ref} 。由于对应 V_{ao} , V_{co} 分别有两个矢量, 选择不同的矢量就会产生多种 PWM 方案, 对中点电压也会产生不同的影响。

以 6 个小区的划分方法为例, 如图 7-20 所示。在第一个扇区的小区 0 中有两种矢量合成方案(七段式), 如表 7-3 所示。

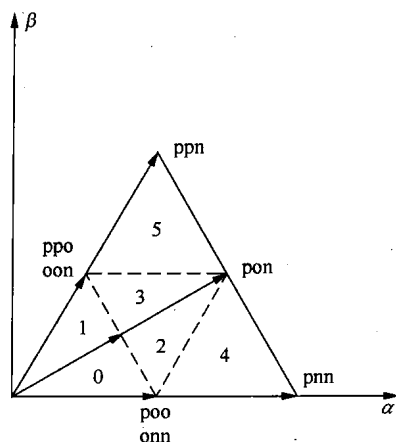


图 7-20 扇区划分为 6 个小区

表 7-3

矢量合成方案

方 案 一			方 案 二		
作用顺序	开关状态	作用时间	作用顺序	开关状态	作用时间
1	poo	$T_{ao}/4+\Delta t/2$	1	onn	$T_{ao}/4+\Delta t/2$
2	ooo	$T_o/2$	2	oon	$T_{co}/2$
3	oon	$T_{co}/2$	3	ooo	$T_o/2$
4	onn	$T_{ao}/2-\Delta t$	4	poo	$T_{ao}/2-\Delta t$
5	oon	$T_{co}/2$	5	ooo	$T_o/2$
6	ooo	$T_o/2$	6	oon	$T_{co}/2$
7	poo	$T_{ao}/4+\Delta t/2$	7	onn	$T_{ao}/4+\Delta t/2$

表中, Δt 用于调整中点电压, 显然 $|\Delta t| < T_{ao}/2$, 其符号由当前中点电压的符号及对应短矢量的中点电流来决定。

通过上述分析可以看出, 若直接采用类似两电平的方法实现三电平的 SVPWM 算法, 需要涉及较多的三角函数运算或表格查询。此外, 对于三电平变换器, 出现了新的问题需要考虑, 即直流侧电容电压的中点平衡问题, 这在一定程度上也增加了 PWM 算法的设计难度。

2. 基于 60° 坐标系的三电平 SVPWM 算法

在 α - β 平面中, 注意到三电平基本空间矢量之间的角度均为 60° 的倍数这一几何特性, 因此可以推断, 采用非正交的 60° 坐标系, 会有助于简化参考矢量的合成和作用时间的计算。

(1) 坐标变换

设采用 60° 坐标系为 g - h 坐标系, 取 g 轴和直角坐标中 α 轴重合, 逆时针转 60° 为 h 轴, 如图 7-21 所示。

设参考矢量在 α - β 坐标系下的坐标为 (v_{ra}, v_{rb}) , 变换到 g - h 坐标系下的坐标为 (v_{rg}, v_{rh}) 。

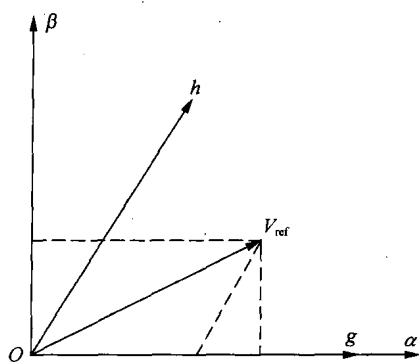
根据线形关系可得到两种坐标系的变换式为

$$\begin{bmatrix} v_{rg} \\ v_{rh} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \end{bmatrix} \quad (7-25)$$

当以 a-b-c 坐标形式表示时, 设三相电压为 $V(v_a, v_b, v_c)$, 则由 Clark 变换可以得到在 g - h 坐标系下的电压矢量形式, 其变换式为

$$\begin{bmatrix} v_g \\ v_h \end{bmatrix} = [D] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (7-26)$$

对于以交流电机为负载的三相逆变器, 由其相电压的对称性有 $V_a + V_b + V_c = 0$ 可知: 空间矢量的轨迹必然位于一个平面之中。将三电平逆变器的基本矢量变换到 g - h 坐标系下, 即获得

图 7-21 60° 坐标系与 α - β 坐标系

变换到 60° 坐标系下的三电平空间矢量图, 如图 7-22 所示。

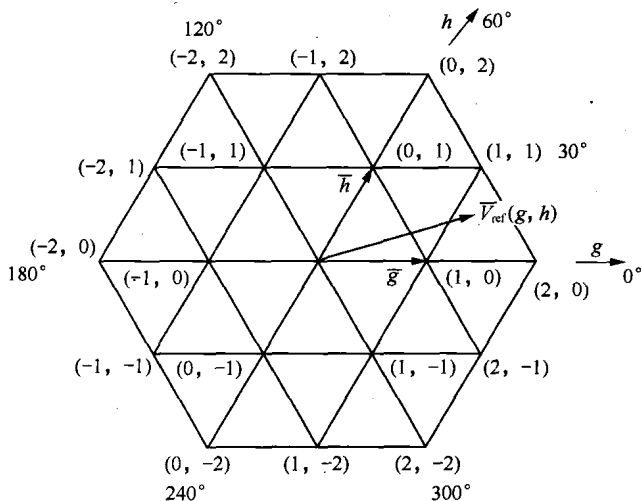


图 7-22 60° 坐标系下的三电平空间矢量图

(2) 选择基本矢量

由图 7-22 可知: 所有的基本矢量的坐标为整数。因此, 对于任意的空间参考矢量 $V_{\text{ref}}(v_{\text{rg}}, v_{\text{rh}})$, 距离其最近的 4 个电压矢量可以由空间参考矢量坐标的向上和向下取整得到。

对于如图 7-22 的参考矢量, 对应的 4 个电压矢量为

$$V_{\text{UL}} = \begin{bmatrix} \overline{V_{\text{rg}}} \\ \overline{V_{\text{rh}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad V_{\text{LU}} = \begin{bmatrix} \underline{V_{\text{rg}}} \\ \underline{V_{\text{rh}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$V_{\text{UU}} = \begin{bmatrix} \overline{V_{\text{rg}}} \\ \underline{V_{\text{rh}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad V_{\text{LL}} = \begin{bmatrix} \underline{V_{\text{rg}}} \\ \underline{V_{\text{rh}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

上式中, 在坐标变量上画线表示向上或向下取整, 且矢量下标 U 代表其中的变量向上取整, L 代表向下取整。这 4 个矢量的中点构成一个等边平行四边形, 此等边四边形被由 $V_{\text{UL}}/V_{\text{LU}}$ 终点构成的对角线分成两个等边三角形。

$V_{\text{UL}}/V_{\text{LU}}$ 总是两个最近的矢量, 那么第三个矢量就是剩下两个矢量中的一个。这第三个矢量必然与参考矢量落在由 $V_{\text{UL}}/V_{\text{LU}}$ 的终点所构成的对角线的同一侧。

此对角线为:

$$g + h = V_{\text{ULg}} + V_{\text{LUh}}$$

因此, 根据表达式 $V_{\text{rg}} + V_{\text{rh}} - (V_{\text{ULg}} + V_{\text{LUh}})$ 的符号, 即可判断出第三个矢量。即当表达式的值大于零, V_{UU} 是第三个矢量; 当表达式的值小于等于零, 则 V_{LL} 是所求得第三个最近的矢量。

以图 7-22 为例, 求得的 3 个最近的矢量为

$$\begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(3) 计算作用时间

3 个最近的矢量被确定后, 则可以通过求解下面的方程组来得出各个矢量的占空比。

$$\begin{aligned} V_{\text{ref}} &= d_1 V_1 + d_2 V_2 + d_3 V_3 \\ d_1 + d_2 + d_3 &= 1 \end{aligned}$$

其中, $V_1=V_{\text{UL}}$, $V_2=V_{\text{LU}}$, $V_3=V_{\text{LL}}$ 或 $V_3=V_{\text{UU}}$ 。

所有的开关状态的坐标为整数, 方程组的解可以基于参考电压的小数部分而获得。

当 $V_3=V_{\text{LL}}$ 时, 按 g - h 轴展开, 可得

$$\begin{aligned} V_{\text{rg}} &= V_{\text{ULg}} \cdot d_1 + V_{\text{LUg}} \cdot d_2 + V_{\text{LLg}} \cdot d_3 \\ V_{\text{rh}} &= V_{\text{ULh}} \cdot d_1 + V_{\text{LUh}} \cdot d_2 + V_{\text{LLh}} \cdot d_3 \\ V_{\text{LLh}} &= V_{\text{ULh}} \\ V_{\text{LLg}} &= V_{\text{LUg}} \\ V_{\text{LUh}} - V_{\text{LLh}} &= 1 \\ V_{\text{ULg}} - V_{\text{LLg}} &= 1 \\ d_1 + d_2 + d_3 &= 1 \end{aligned}$$

求解得

$$\begin{aligned} d_1 &= d_{\text{UL}} = V_{\text{rg}} - V_{\text{LLg}} \\ d_2 &= d_{\text{LU}} = V_{\text{rh}} - V_{\text{LLh}} \\ d_3 &= d_{\text{LL}} = 1 - d_{\text{UL}} - d_{\text{LU}} \end{aligned}$$

当 $V_3=V_{\text{UU}}$ 时, 类似可以得到

$$\begin{aligned} d_1 &= d_{\text{UL}} = -(V_{\text{rh}} - V_{\text{UUh}}) \\ d_2 &= d_{\text{LU}} = -(V_{\text{rg}} - V_{\text{UUG}}) \\ d_3 &= d_{\text{UU}} = 1 - d_{\text{UL}} - d_{\text{LU}} \end{aligned}$$

通过以上的推导, 可以看出基于 60° 坐标系能够简化大量的计算, 为空间矢量 PWM 控制提供了一种十分有效的方法。

(4) 确定输出开关状态

这一步是利用已得到的与参考电压矢量最近的 3 个基本矢量, 确定三相输出开关状态。

对于二极管箝位型三电平逆变器 (NPC), 设 3 个最近矢量之一为

$$V_1 = (v_{\text{lg}}, v_{\text{lh}})^T, \quad v_{\text{lg}}, v_{\text{lh}} \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}$$

该基本矢量对应三相开关状态为

$$S_1 = (S_{\text{la}}, S_{\text{lb}}, S_{\text{lc}})^T, \quad S_{\text{la}}, S_{\text{lb}}, S_{\text{lc}} \in \{0, 1, 2\}$$

则有以下方程组:

$$\begin{aligned} S_{\text{la}} &= i & 0 \leq i \leq 2 \\ S_{\text{la}} &= i - v_{\text{lg}} & \text{且 } 0 \leq i - v_{\text{lg}} \leq 2 \\ S_{\text{lc}} &= i - v_{\text{lg}} - v_{\text{lh}} & 0 \leq i - v_{\text{lg}} - v_{\text{lh}} \leq 2 \end{aligned}$$

通过以上方程式选择不同的 i , 就可以得到基本矢量 V_1 对应的全部开关状态。

从以上方程式中看出,得到的基本矢量为二维坐标,这样确定三相输出开关状态就有一个可选择的自由度。设 i 为对应参数,利用这一参数,根据矢量对 midpoint 电压的影响规律,对三相开关状态进行选择,就可以实现三电平逆变器的 midpoint 电压平衡的控制。

小 结

本章介绍了 PWM 控制技术,包括 SPWM 和 SVPWM 两种方式。首先从 PWM 控制的基本原理入手,随后介绍了 PWM 控制的分类,接着引入两电平 SPWM 控制技术,对其原理做了详尽分析。针对对于 SPWM 在电压利用率方面的缺点,引入了马鞍波 PWM 调制技术。对于实际应用中的 PWM 控制,分为两电平和三电平,分别详述了 SVPWM 控制技术和 SPWM 控制技术。PWM 控制在逆变电路中的应用最具代表性,正是由于在逆变电路中广泛而成功的应用,才奠定了 PWM 控制在电力电子技术中的突出地位。PWM 控制技术用于整流电路即构成 PWM 整流电路,可看成逆变电路中的 PWM 技术向整流电路的延伸。PWM 调制技术由于便于数字化实现,具有良好的发展前景,可广泛应用于需要变压、变流的装置上。

习 题

1. 试说明 PWM 控制的基本原理。
2. PWM 控制的分类有哪些?
3. 如何提高 PWM 逆变电路的直流电压利用率?
4. 两电平 SVPWM 控制中,如何根据伏秒平衡原理,计算电压矢量作用时间?
5. 三电平载波 PWM 控制中,如何进行 PWM 优化?
6. 三电平逆变电路 SVPWM 控制为何要控制 midpoint 电位?

ASVG: Advanced Static VAR Generator, 新型静止无功发生器, STATCOM 的另一名称
BJT: Bipolar Junction Transistor, 双极型晶体管, GTR 的另一译名
CPES: Center for Power Electronic System, 美国电力电子研究中心
CSTI: Current Source Type Inverter, 电流型逆变器
CVCF: Constant Voltage and Constant Frequency, 恒压恒频
DF: Distortion Factor, 畸变系数
DSP: Digital Signal Processing, 数字信号处理
DVR: Dynamic Voltage Restorer, 动态电压恢复器
EMI: Electromagnetic Interference, 电磁干扰
EMC: Electromagnetic Compatibility, 电磁兼容性
EPLD: Erasable Programmable Logic Device, 可擦除可编程逻辑器件
EPS: Emergency Power Supply, 应急电源
FC: Fixed Capacitor, 固定电容器
GCT: Gate-Commutated Thyristor, 门极换流晶闸管
GTO: Gate Turn-off Thyristor, 可关断晶闸管
GTR: Giant Transistor, 电力晶体管
HF: Harmonic Factor, 谐波系数
HVIC: High Voltage Integrated Circuit, 高压集成电路
IEC: International Electrotechnical Committee, 国际电工委员会
IGBT: Insulated-Gate Bipolar Transistor, 绝缘栅双极型晶体管
IGCT: Integrated Gate Commutated Thyristors, 集成门极换流晶闸管
IPM: Intelligent Power Module, 智能功率模块
IPEM: Integrated Power Electronic Module, 电力电子集成模块
IPFC: Interline Power Flow Controller, 相间潮流控制器
IRC: Integration Reset Control, 积分复位控制
LOH: Lowest Order Harmonic, 最低次谐波
MCM: Multi Chip Module, 多芯片模块技术
MCT: MOS-Controlled Thyristor, 场控晶闸管
MOS: Metal-Oxide-Semiconductor, 金属-氧化层-半导体

MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, 功率场效应晶体管

NPT: Non Punch Through, 非穿通型

PFC: Power Factor Correction, 功率因数校正

PFM: Pulse Frequency Modulation, 脉冲频率调制

PI: Proportional-Integral, 比例、积分

PIC: Power Integrated Circuit, 功率集成电路

PID: Proportional-Integral-Derivative, 比例、积分和微分

PT: Punch Through, 穿通型

PWM: Pulse Width Modulation, 脉冲宽度调制, 简称脉宽调制

RISC: reduced instruction set computer, 精简指令集计算机

SCR: Silicon-controlled Rectifier 或 Thyristor, 晶闸管

SHEPWM: Selected Harmonic Elimination PWM, 特定谐波消去法

SIT: Static Induction Transistor, 静电感应晶体管

SITH: Static Induction Thyristor, 静电感应晶闸管

SMES: Superconductor Magnetic Energy System, 超导磁能存储系统

SOC: System On Chip, 片内系统

SPIC: Smart Power Integrated Circuit, 智能功率集成电路

SPWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation, 正弦脉宽调制

SSR: Solid State Relay, 固态继电器

SSSC: Static Synchronous Series Compensator, 静止同步串联补偿器

STATCOM: Static Synchronous Compensator, 静止同步补偿器

SVC: Static Var Compensator, 静止无功补偿器

TCR: Thyristor Controlled Reactor, 晶闸管控制电抗器

THD: Total Harmonic Distortion Factor, 总谐波系数

TSC: Thyristor Switched Capacitor, 晶闸管投切电容器

UPFC: Unified Power Flow Controller, 统一潮流控制器

UPS: Uninterruptible Power Supply, 不间断电源

VSTI: Voltage Source Type Inverter, 电压型逆变器

VVVF: Variable Voltage and Variable Frequency, 调压调频

ZCS: Zero Current Switch, 零电流开关

ZVS: Zero Voltage Switch, 零电压开关

参考文献

- [1] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [2] 金海明, 郑平安等. 电力电子技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006.
- [3] 应建平, 林渭勋, 黄敏超. 电力电子技术基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [4] 黄家善. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [5] 孙树朴等. 电力电子技术[M]. 徐州: 中国矿业大学出版社, 2000.
- [6] 徐以荣, 冷增祥. 电力电子技术基础[M]. 南京: 东南大学出版社, 2006.
- [7] 林渭勋. 电力电子技术基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [8] 浣喜明, 姚为正. 电力电子技术[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [9] 王兆安, 杨旭, 王晓宝. 电力电子集成技术的现状及发展方向, 电力电子技术, 37(5), 2003.
- [10] 涂金龙, 金志平. 电源变换技术的发展, 电工技术, (10) 1997.
- [11] J.Dixon 等. 无功补偿技术的发展, 变流技术与电力牵引, (5), 2006.
- [12] 温淑玲. 电力电子技术[M]. 合肥: 安徽科学技术出版社, 2007.
- [13] 郑宏婕. 电力电子技术应用[M]. 福州: 福建科学技术出版社, 2005.
- [14] 郭世明, 黄念慈. 电力电子技术[M]. 西安: 西南交通大学出版社, 2002.
- [15] 周景龙, 刘兰波, 崔承杰. 电力电子技术[M]. 北京: 煤炭工业出版社, 2009.
- [16] 周玲. 电力电子技术[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2008.
- [17] 廖冬初, 聂汉平. 电力电子技术[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2007.
- [18] 石新春, 杨京燕, 王毅. 电力电子技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [19] 翁利民. 无功功率补偿技术发展动向, 供用电, 21 (5), 2004.
- [20] 王汝文. 电力电子应用基础[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1998.
- [21] 赵良炳. 现代电力电子技术基础[M]. 北京: 清华大学出版社, 1995.
- [22] 赵广, 陈建业, 逯帅, 基于 DSP 的静止无功补偿装置控制器设计, 电力电子技术, 36 (3), 2002.
- [23] 林辉, 王辉. 电力电子技术[M]. 武汉: 武汉理工大学出版社出版, 2002.
- [24] 李永东, 肖曦, 高跃. 大容量多电平变换器: 原理·控制·应用[M]. 北京: 科学出版社, 2005.