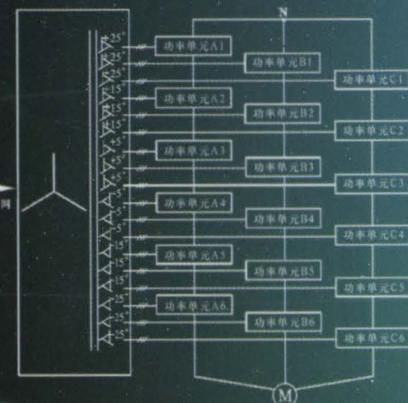


“十二五”国家重点图书出版规划项目

电力电子
新技术系列图书

New Technology Series in
Power Electronics



◎ 周京华 陈亚爱 编著

高性能级联型 多电平变换器 原理及应用

GAOXINGNENG JILIANXING
DUODIANPING BIANHUANQI
YUANLI JI YINGYONG



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

“十二五”国家重点图书出版规划项目
电力电子新技术系列图书

高性能级联型多电平 变换器原理及应用

周京华 陈亚爱 编著



机械工业出版社

本书在阐述了多电平变换器的分类及发展现状基础上，系统介绍了级联型多电平变换器拓扑结构及原理、多电平变换器 PWM 调制策略、级联型组合变换器拓扑结构及调制策略、级联型变频器能量回馈拓扑结构及控制策略、级联型高压变频器矢量控制策略、高性能级联型变频器系统设计等相关技术，并以 4 个具体实例说明级联型多电平变换器的工业应用。书中实例均为作者参与的实际工程项目，具有较强的针对性与实用性，有助于读者理解相应的理论知识并提高“大功率变换器”控制系统的设计能力。

本书适合作为电气工程专业高年级本科生、研究生的教材或教学参考书，也可供从事电气传动、电力电子技术及相关领域的工程技术人员参考。

图书在版编目 (CIP) 数据

高性能级联型多电平变换器原理及应用/周京华，陈亚爱编著. — 北京：机械工业出版社，2013.7

(电力电子新技术系列图书)

“十二五”国家重点图书出版规划项目

ISBN 978-7-111-43661-4

I. ①高… II. ①周…②陈… III. ①多电极换能器 IV. ①TN712

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2013) 第 186084 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑：罗 莉 责任编辑：罗 莉 版式设计：霍永明

责任校对：肖 琳 封面设计：赵颖喆 责任印制：杨 曜

北京鑫海金澳胶印有限公司印刷

2013 年 10 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 20.25 印张 · 413 千字

0001—3000 册

标准书号：ISBN 978-7-111-43661-4

定价：59.80 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社 服 务 中 心：(010) 88361066 教 材 网：http://www.cmpedu.com

销 售 一 部：(010) 68326294 机 工 网：http://www.cmpbook.com

销 售 二 部：(010) 88379649 机 工 官 博：http://weibo.com/cmp1952

读者购书热线：(010) 88379203 封面无防伪标均为盗版

电力电子新技术系列图书 编 辑 委 员 会

主任: 王兆安

副主任: 白继彬 牛新国 徐德鸿 杨 耕

委员: (按姓名拼音字母排序)

白继彬	陈伯时	陈道炼	陈 坚	陈守良
陈治明	高艳霞	郭世明	黄耀先	康 勇
李崇坚	李永东	刘进军	吕征宇	牛新国
钱照明	阮新波	孙流芳	童宗鉴	王鸿麟
王旭东	王兆安	邬伟扬	肖湘宁	徐德鸿
徐殿国	杨 耕	杨 旭	余岳辉	张 波
张承慧	张为佐	张卫平	张 兴	赵善麒
赵争鸣	钟彦儒	周 波	周雒维	查晓明

秘书组: 陈守良 刘进军 孙流芳 罗 莉

电力电子新技术系列图书

序 言

电力电子技术诞生近半个世纪以来，使电气工程、电子技术、自动化技术等领域发生了深刻的变化，同时也给人们的生活带来了巨大的影响。

目前，电力电子技术仍以迅猛的速度发展着，新的电力电子器件层出不穷，新的技术不断涌现，其应用范围也不断扩展。不论在全世界还是在我国，电力电子技术都已造就了一个很大的产业群，如果再考虑到与电力电子技术相关的上游产业和下游产业，这个产业群就更加庞大了。与之相应，在电力电子技术领域工作的工程技术和科研人员的数量也相当庞大，且与日俱增。因此，组织出版有关电力电子新技术及其应用的系列书籍，以供广大从事电力电子技术的工程师和高等学校教师和研究生在工程实践中使用和参考，成为眼下的迫切需要。

在 20 世纪 80 年代，电力电子学会曾和机械工业出版社合作，出版过一套电力电子技术丛书，那套丛书对推动电力电子技术的发展起过积极的作用。最近，电力电子学会经过认真考虑，认为有必要以“电力电子新技术系列图书”的名义出版一系列著作。为此，成立了专门的编辑委员会，负责确定书目、组稿和审稿工作，向机械工业出版社推荐，仍由机械工业出版社出版。

本系列图书有如下特色：

1. 本系列图书属专题论著性质，选题新颖，力求反映电力电子技术的新成就和新经验，以适应我国经济迅速发展的需要。
2. 理论联系实际，以应用技术为主。
3. 本系列图书组稿和评审过程严格，作者都是在电力电子技术第一线工作的专家，且有丰富的写作经验。内容力求深入浅出，条理清晰，语言通俗，文笔流畅，便于阅读学习。

本系列图书编委会中，既有一大批国内资深的电力电子专家，也有不少已崭露头角的青年学者，其组成人员在国内具有较强的代表性。

希望广大读者对本系列图书的编辑、出版和发行给予支持和帮助，并欢迎其中的问题和错误给予批评指正。

电力电子新技术系列图书
编辑委员会

前　　言

目前，随着电力电子器件及相关控制技术的发展，大功率电力电子变换装置在大功率工业领域中获得了越来越广泛的应用。而多电平变换器由于其特有的拓扑结构，已成为大功率变换装置的主要形式，广泛应用于压缩机、挤压机、水泵、风机、磨碎机、辊轧机、输送机、压碎机、高炉鼓风机、燃气轮机起动器、搅拌器、矿井提升机、无功功率补偿装置、船舶推进装置、高压直流输电系统、抽水蓄能装置、风能转换装置和铁路牵引装置等。

本书以作者近几年从事的实际工程项目为背景，着重阐述了多电平变换器中的级联型多电平变换器（级联型 H 桥变换器）的拓扑结构、工作原理、调制策略、控制方法。同时，针对工业界多个应用方向（如高压大功率调速系统、高压直流输电系统、电气化铁路牵引供电系统、大功率静止无功发生器）的具体实例，进行详细分析，包括系统工作原理、控制系统设计及具体的实验装置研制。对于级联型 H 桥在工业应用领域中的作用、设计原则、设计方法、具体实现等关键性问题进行了详细的阐述，对于电气类专业的研究生、工程师深入掌握多电平变换器在大功率工业领域中的应用具有一定的指导意义。

全书共有 8 章。第 1 章主要介绍了多电平变换器的拓扑结构、调制技术、控制方法以及应用领域。第 2 章主要介绍了级联型多电平变换器拓扑结构及原理。第 3 章重点分析了多电平变换器 PWM 调制策略及其谐波特性。第 4 章着重阐述了级联型组合拓扑结构的构成原则及相应的调制策略。第 5 章详细分析了级联型变频器能量回馈拓扑结构及控制策略。第 6 章给出了级联型高压变频器矢量控制策略。第 7 章介绍了高性能级联型变频器系统的设计。第 8 章详细分析了级联型变换器的 4 个具体工业应用实例。

本书编写目的是使电气类研究生、工程师掌握多电平技术在电力电子变换领域中的应用，并培养学生系统设计的概念，提高大功率变换器控制系统的设计能力；同时，对从事电气传动、电力电子技术的工程技术人员也具有较强的实践指导意义。本书适合于电力电子技术领域的科技人员，也可作为大专院校相关专业的教师、研究生和高年级本科生的教学参考书。

本书第 3、4、5、7、8 章由周京华副教授编写，第 2、6 章由陈亚爱教授编写，第 1 章绪论由两人合写。全书由周京华副教授统稿。

在成书过程中，北方工业大学北京市电力电子与电气传动工程中心提供了实验研究设备和场所。本书的编写及出版得到 2012 年北京市优秀人才项目、2009 年北京市科技新星计划、北京市电气工程优秀教学团队资助。感谢研究生吴理心、马

VI

斌、于凯、潘逸崑、孙凯对本书所做的工作，感谢研究生祝天岳为本书所做的大量的图形编辑及校对工作。

本书编写提纲曾由《电力电子新技术系列图书》编写委员会提出宝贵意见。编写过程中参考和引用的国内外同行的著作和文章已在书后的参考文献中列出，在此一并致以衷心的感谢。由于时间仓促加之经验不足，书中难免存在不妥之处，请读者谅解，并提出宝贵意见。

编 者

目 录

电力电子新技术系列图书序言	
前言	
第1章 绪论	1
1.1 多电平变换器的研究背景	1
1.2 多电平变换器拓扑结构	3
1.2.1 传统多电平变换器拓扑 结构	3
1.2.2 新型多电平变换器拓扑 结构	9
1.3 多电平变换器调制技术	19
1.3.1 传统多电平变换器调制 技术	19
1.3.2 新型多电平变换器调制 技术	20
1.4 多电平变换器控制技术	20
1.5 多电平变换器的建模方法	21
1.5.1 精确的开关模型	22
1.5.2 简化的分段开关模型	22
1.5.3 abc 静止坐标系的时变平均 模型	23
1.5.4 dq0 旋转坐标系的时不变 平均模型	24
1.5.5 dq0 旋转坐标系的交流小 信号模型	24
1.6 多电平变换器的工业应用	24
1.6.1 在大功率交流调速系统中的 应用	25
1.6.2 在电力系统中的应用	28
1.6.3 在机车牵引系统、船舶推进 装置和汽车中的应用	29
1.6.4 在能源的产生、转换和传输 中的应用	33
1.6.5 在其他领域中的应用	37
1.7 本书的研究内容	38
第2章 级联型多电平变换器拓扑 结构及原理	39
2.1 单相 H 桥结构及工作原理	39
2.1.1 单相 H 桥结构	39
2.1.2 单相 H 桥工作原理	39
2.2 移相变压器结构与原理	42
2.2.1 简介	42
2.2.2 一次绕组为Y接二次绕组为 延边三角形的移相变压器 结构	42
2.2.3 一次绕组为△接二次绕组为 延边三角形的移相变压器 结构	45
2.2.4 移相变压器消除谐波电流的 工作原理	47
2.3 级联型 H 桥拓扑结构与工作 原理	49
2.3.1 级联型 H 桥拓扑结构	49
2.3.2 级联型 H 桥工作原理	50
2.4 本章小结	52
第3章 多电平变换器 PWM 调制 策略	53
3.1 多电平变换器 PWM 调制策略的 分类	53
3.2 多电平 SPWM 调制策略	54
3.2.1 SPWM 调制策略	54
3.2.2 载波垂直移相 SPWM 多电平 调制策略	54
3.2.3 载波水平移相 SPWM 多电平 调制策略	54
3.2.4 多载波 SPWM 调制策略 谐波分析	55
3.2.5 多电平 SPWM 调制策略 仿真	88

3.3 本章小结	97
第4章 级联型组合变换器拓扑	
结构及调制策略	98
4.1 概述	98
4.2 级联型组合变换器拓扑结构的 一般形式	98
4.2.1 基于全桥模块单元类型自由 度构建基本全桥单元	99
4.2.2 基于全桥模块单元电平数和 全桥模块单元类型两自由度 相互结合构建组合变换器 拓扑结构	100
4.2.3 基于模块间直流侧电压的比例 关系这一自由度构建组合变 换器拓扑结构	100
4.2.4 基于全桥单元所用开关器件 的选取这一自由度构建组合 变换器拓扑结构	104
4.3 级联型组合变换器拓扑结构的 组合调制策略	105
4.3.1 基于多载波的组合变换器 调制策略	105
4.3.2 组合变换器调制策略的 谐波分析	106
4.4 组合变换器调制策略与两电平变 换器 PS 调制策略之间的谐波 性能比较	109
4.4.1 PD + PS 与两电平 PS 调制 策略之间的比较	109
4.4.2 PS + PS 与两电平 PS 调制 策略之间的比较	110
4.5 基于 PD + PS 组合调制策略的 多电平 SVPWM 调制策略	110
4.6 组合变换器调制策略仿真	112
4.6.1 等电压源多电平组合变换器 拓扑结构的仿真	113
4.6.2 等比电压源多电平组合 变换器拓扑结构的仿真	115
4.7 本章小结	118
第5章 级联型变频器能量回馈	
拓扑结构及控制策略	119
5.1 能量回馈功率单元拓扑结构	120
5.1.1 带有三相半桥整流的功率 单元拓扑	120
5.1.2 带有单相全桥整流的功率 单元拓扑	120
5.1.3 带有单相半桥整流的功率 单元拓扑	121
5.2 能量回馈功率单元整流侧控制 策略和电流谐波特性分析	122
5.2.1 坐标变换	122
5.2.2 带有三相半桥整流的功率 单元能量回馈控制策略	128
5.2.3 带有单相全桥整流的功率 单元能量回馈控制策略	133
5.2.4 带有单相半桥整流器的功率 单元能量回馈控制策略	138
5.3 能量回馈控制策略仿真	139
5.3.1 三相 PWM 整流器数学 模型	139
5.3.2 三相 PWM 整流器的 VOC 控制策略	141
5.3.3 基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器的 VOC 控制 策略	142
5.3.4 基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器负载功率 前馈控制策略	151
5.3.5 电流环采用 PIR 调节器	155
5.3.6 电压环采用 PIR 调节器	162
5.4 本章小结	166
第6章 级联型高压变频器矢量	
控制策略	168
6.1 矢量控制基本理论	168
6.2 转子磁链定向矢量控制策略	170
6.3 级联型矢量控制策略	174
6.3.1 有速度传感器矢量控制 策略	175

6.3.2 无速度传感器矢量控制策略	176	主电路	231
6.4 级联型矢量控制系统仿真	189	8.1.2 高压变频器硬件设计	232
6.5 本章小结	192	8.1.3 高压变频器软件设计	235
第7章 高性能级联型变频器		8.1.4 高压变频器工业现场运行结果	242
系统设计	193	8.2 能量回馈级联型多电平同相供电系统	245
7.1 级联型变频器能量回馈系统设计	193	8.2.1 新型同相供电装置拓扑	246
7.1.1 能量回馈系统硬件设计	193	8.2.2 功率单元直流母线谐波分析	247
7.1.2 能量回馈控制系统软件设计	198	8.2.3 同相供电装置功率单元全前馈控制策略	249
7.2 级联型变频器矢量控制系统设计	203	8.2.4 同相供电装置的并联控制策略	251
7.2.1 矢量控制系统硬件设计	203	8.2.5 同相供电控制系统	254
7.2.2 矢量控制系统软件设计	207	8.2.6 同相供电系统实验结果	256
7.3 高性能级联型变频器系统实验	215	8.3 基于 MMC 的柔性直流输电系统	261
7.3.1 三相 PWM 整流器带电阻负载实验	216	8.3.1 MMC 拓扑结构	262
7.3.2 三相 PWM 整流器带 H 桥负载实验	219	8.3.2 MMC 控制策略	263
7.3.3 整机实验	222	8.3.3 MMC 仿真	272
7.3.4 矢量控制实验	226	8.4 电气化铁路用单相链式 STATCOM 控制系统	277
7.4 本章小结	230	8.4.1 系统拓扑结构	277
第8章 级联型多电平变换器的工业应用	231	8.4.2 系统整体控制策略	278
8.1 通用型 6kV/400kW 大功率高压变频器	231	8.4.3 系统控制平台设计	288
8.1.1 大功率高压变频器		8.4.4 实验样机结果与分析	292
		8.5 本章小结	300
		参考文献	301

第1章 絮 论

1.1 多电平变换器的研究背景

电力电子技术是一门专门研究电能变换的理论、方法及应用的学科，是集电子技术、控制理论、计算机技术、材料科学、电磁兼容技术、传感器技术、热传导技术于一体的新兴交叉学科，自从其产生到现在的半个多世纪，由于它对国民经济的显著作用，得到了国内外学者的普遍重视，发展非常迅猛，以至于无论是在功率器件、电路拓扑结构、控制方法和装置性能等方面都比初期有很大进步，而且应用日益广泛，几乎涉及从发电、储电、输电到用电的所有领域^[1,2]。因此有专家学者将其表述为：电力电子是现代能源变换的核心部件和关键技术。

目前，我国现有的电力系统容量虽已有了很大的提高，但电力紧张的现象依然严峻。据统计，2011年每天全国用电量为125亿kW·h，全国用电缺口3000万千瓦，而提高各类用电设备的生产效率和用电效率是解决问题的有效途径之一。

变频调速传动技术的发展和应用为实现节约电能、提高产品质量提供了一种主要手段。现在，应用于常规电压和中小功率（功率<200kW）的风机、水泵的变频调速技术已成熟，并取得了很好的节能效果，这类变频器已实现了产业化。而200kW以上的中大功率传动系统约占市场70%以上，节电潜力巨大^[3,4]。通常200kW以下的交流电动机为低压380V，200kW以上的交流电动机电压等级多为高压（6kV或10kV）。近年来，大功率电力电子变流技术发展迅速，在交流电动机驱动领域，大功率高压变频技术得到了普遍的应用。高压电动机利用变频器可以实现无级调速，满足生产工艺过程对电动机调速控制的要求，既可提高产品的产量和质量，又可大幅度地节约能源和降低成本。

在电力工业领域，随着国民经济的不断发展，对输送电能的需要增长越来越快，特别是结合国内的“西电东送工程”和“三峡工程”，高压直流输电（High Voltage Direct Current Transmission, HVDC）系统和柔性交流传输系统（Flexible AC Transmission System, FACTS）已成为当前在电力系统领域受到极大关注的工程项目和热门课题^[5]。静止同步补偿器（Static Synchronous Compensator, STATCOM）、统一潮流控制器（Unified Power Flow Controller, UPFC）等大功率电力电子装置是这两种系统中的核心部件。大功率电力电子装置在有源电力滤波器（Active Power Filter, APF）、大功率逆变电源中也有广泛应用^[6]。这些装置均具有功率大、控制要求高、系统复杂等特点。

在传统两电平变换器的高压大容量应用中，除了少数低速场合采用交-交变频方式外，通常采用交-直-交变频方式。在该方式中，或是将多个低压小容量变换器通过变压器采用多重化技术获得高电压大功率，或是在交流输入侧和交流输出侧分别采用变压器进行降压和升压，中间环节仍然采用低压变换器^[7,8]。显然，上述两种方法均采用了笨重、昂贵、耗能的变压器，且第二种方法还会出现中间环节电流过大、系统效率下降、可靠性降低，以及低频时能量传输困难等诸多问题。为克服这些缺点，人们希望采用直接的高压变换方式，这就对变换器所用器件提出了更高的要求，特别是需要器件承受很高的电压应力。以往通常的做法是采用多个低耐压值的开关器件串联，该方法虽然解决了单个器件承受电压应力高的问题，也能满足系统的容量要求，可串联在一起的各个器件被当做单个器件使用时，需要考虑动态均压及静态均压，要求控制完全相同，但因各器件本身的特性及参数不一致，从而导致各器件的电压不均衡，严重时会造成器件损坏甚至控制失败。相比之下，多电平变换器及其相关技术，具有诸多显著优点，被工业界认为在高压大容量领域中具有广阔的应用前景^[9]。

相对于传统的大容量变换器结构，多电平变换器的主要优势在于^[10]：①在没有增加开关器件承受电压的基础上增加了电压电平，这对于大功率设备是非常必要的；②多电平变换器的多阶梯输出波形减少了变换器输出电压的变化率 du/dt ，而较高的 du/dt 会对电机绕组产生较大的冲击力，需要加强的电机绝缘；③在相同的开关频率下，多电平变换器的输出波形相对于传统两电平变换器而言由于有更多的电平数，使输出波形的谐波含量减少。

近年来，多电平变换器逐渐成为大功率应用场合首选的电力电子变换装置，并得到了学术界和工业界越来越多的关注。世界著名的电气传动公司，如西门子、ABB、Converteam、阿尔斯通等公司，已经开发出比较成熟的符合相应标准的商业化多电平产品。我国对多电平变换器的研究工作也在不断深入，尤其是在多电平拓扑结构的研究上取得了一定的成果。国内各大企业也正逐步把眼光投向多电平变换器的开发和生产中。目前，在世界范围内，多电平变换器已成功地在工业领域发挥着重要的作用，如压缩机、挤压机、水泵、风机、磨碎机、辊轧机、输送机、压碎机、高炉鼓风机、燃气轮机起动器、搅拌器、矿井提升机、无功功率补偿装置、船舶推进装置、高压直流输电系统、抽水蓄能装置、风力发电系统和电气化铁路牵引装置等^[11-20]。针对上述应用领域对多电平变换器的需求，越来越多的公司已开始提供相应的商业化产品^[21-36]。

就国内而言，据调查预测，我国变频器市场总的潜在市场应为 1200 ~ 1800 亿元，目前低压变频器占市场份额的 80% 左右，中高压变频器约占市场份额的 20%。远期中高压变频器市场份额将不断提升至 40% 左右。目前国内变频器市场销售大约为每年 500 ~ 700 万 kW，国外品牌占据了绝大部分市场，国产变频器所占市场份额不超过 30%^[37]。多电平变换器技术在国内的机遇和挑战并存，应加大人力、物

力的投入，加强这方面的研究工作，争取在这个广大的市场中有所作为。

1.2 多电平变换器拓扑结构

多电平功率变换技术最初是由减少逆变器输出电压谐波的需要发展而来的，在发展的同时，由于输出功率增加也满足了大功率应用场合的需要，已应用于大功率电力电子变换领域。就多电平变换器拓扑结构而言，为了获得输出的大功率，其拓扑结构的改变主要基于两个方面：一是基于功率器件的串、并联；二是基于变换器单元的串、并联。而且，多电平变换器的调制策略、控制技术和使用方法与多电平拓扑结构一起发展，与此同时，新型大功率电力电子器件也为大容量电力电子变换技术提供基础和源泉，促进了多电平变换器的进一步发展。纵观多电平发展史，产生过大量的拓扑结构，经过长时间的研究和实践检验，有些已经被彻底淘汰，有些只具有研究和学术价值，而仅有很少一部分被应用于生产实际中。为了便于读者理解，本节从必要的基本概念着手，首先对传统多电平变换器拓扑结构进行简要论述，然后对多电平变换器拓扑结构的最新发展进行回顾，其中包括已获得实际商用化的和正处于发展阶段的拓扑结构。

1.2.1 传统多电平变换器拓扑结构

为便于读者对多电平变换器相关理论有更深入的了解，下面对传统多电平变换器拓扑结构和工作原理作一简介。本节所提到的传统拓扑结构是指在过去 20 年中已被广泛分析、并被商用化且已投入到实际应用中的拓扑结构。需要指出的是，对功率变换器而言，国外资料一般将电压为 $2.3 \sim 6.6\text{kV}$ 定为中压，大功率则指 $1 \sim 50\text{MW}$ 的功率范围，而国内一般将 6kV 或 10kV 定为高压， 200kW 以上视为大功率。

1. 二极管钳位型多电平变换器 (Diode-Clamped Multilevel Converter, DCMC)

二极管钳位三电平变换器是多电平变换电路拓扑结构中发展最早的一种，也称为三电平中点钳位 (Three-level Neutral-Point-Clamped, 3L-NPC) 型变换器^[38]。该变换器通过多个功率器件串联，按一定的开关逻辑产生需要的电平数，在输出端合成相应的正弦波形。图 1-1 所示为基于半桥结构的 3L-NPC 型变换器，电容 C_1 、 C_2 为变换器提供了两个相同的直流电压，二极管 VD_1 、 VD_2 用于电平钳位。

由图 1-1 可知，当 S_1 和 S_2 同时导通、 S_3 和 S_4 同时关断时，在变换器输出端可获得正电平；当 S_2 和 S_3 同时导通、 S_1 和 S_4 同时关断时，输出电压为 0；当 S_3 和 S_4 同时导通、 S_1 和 S_2 同时关断时，则在输出端得到负电平。由该电路结构可见，零电平是由功率器件 S_2 和 S_3 、二极管 VD_1 和 VD_2 共同作用实现的。通过对 $S_1 \sim S_4$ 四个功率器件的控制，可以在输出端合成三电平的波形。如需采用该拓扑结构形成三相输出电路，只需简单地并联三个与图 1-1 所示相同的电路单元即可。与两电平相比，三电平变换电路显著优点在于：其相电压输出由两电平变为三电平，线电压由三电平增

加为 5 电平，而每个电平的幅值则由原来的整个直流母线电压降低为直流母线电压的一半，因此输出电平的电压变化率 du/dt 也下降为原来的一半。

图 1-2a 所示为二极管钳位型三电平全桥变换器主电路结构^[39]，其中 VD_{a1} 、 VD_{a2} 、 VD_{b1} 、 VD_{b2} 为钳位二极管，分压电容 $C_1 = C_2$ ，所以 $U_{C_1} = U_{C_2} = E/2$ ， S_{a1} 和 S_{a3} 互补， S_{a2} 和 S_{a4} 互补，对另一桥臂有相同的对应关系。采用一定的开关调制策略进行控制（见表 1-1），在负载端可得到电压、频率可调的高压交流电，其输出波形如图 1-2b 所示。

在图 1-1 中，若增加分压电容、每个单元中串联的开关器件及钳位二极管，还可在输出电压波形中产生更多的电平数，从而使输出波形更好地逼近正弦波形。如果要得到 m 电平输出，则需 $(m-1)$ 个直流电容，每一桥臂需 $2(m-1)$ 个主开关器件和 $(m-1)(m-2)$ 个钳位二极管。

二极管钳位型多电平变换电路具有：输出功率大，器件开关频率低，交流侧不需要变压器连接，动态响应好，较宽的传输带宽等，但这种变换电路也存在：①钳位二极管的耐压要求较高，数量庞大。对于 m 电平变换器，如果使每个二极管的耐压等级相同，每相所需的二极管数量为 $(m-1)(m-2)$ 个，这些二极管不仅大大增加了成本，且会在线路安装方面造成相当大的困难，因此在实际应用中一般仅限于 7 电平以下变换电路。②开关器件的导通损耗不一致。如表 1-1 所示，开关 S_{a1} 仅在 $U_{aN} = E$ 时导通，而开关 S_{a4} 仅在 $U_{aN} = 0$ 时导通。导通损耗不平衡将导致开关器件的电流等级不同。在该变换电路中，如果按导通负载最严重的情况设计器件的电流等级，则每相有 $2(m-2)$ 个外部器件的电流等级过大，造成浪费。③在变换器进行有功功率传送时，直流侧各电容的充放电时间不尽相同，从而造成电容电压不平衡，增加了系统动态控制的难度。

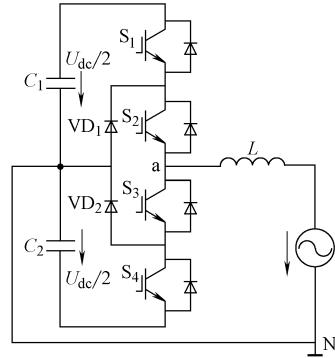
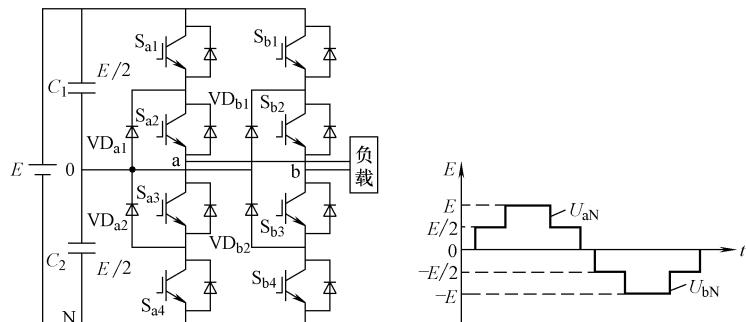


图 1-1 中点钳位型三电平变换器



a) 主电路拓扑结构

b) 输出波形

图 1-2 二极管钳位型三电平全桥变换器主电路

表 1-1 单相二极管钳位型三电平变换器开关状态

输出电压 U_{aN}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}
E	1	1	0	0
$E/2$	0	1	1	0
0	0	0	1	1

注：表中，1为开关器件导通状态；0为开关器件关断状态。

2. 飞跨电容型多电平变换器（Flying Capacitor Multilevel Converter, FCMC）

图 1-3 所示为飞跨电容（Flying Capacitor, FC）型三电平全桥变换器主电路拓扑结构示意图^[40]。与图 1-2 所示的二极管钳位型三电平全桥变换器主电路拓扑结构相比，变换器直流侧电容不变，用飞跨电容 C_3 和 C_4 取代钳位二极管。图 1-3 所示拓扑结构虽然省去了大量的钳位二极管，但又引入了不少电容，对 m 电平变换器而言，共需 $(m - 1)$ 个直流侧电容器以及各相支路所需的 $(m - 1)(m - 2)/2$ 个辅助电容器。该拓扑结构的变换器工作原理与二极管钳位型变换电路相似，但在电压合成方面，由于电容的引入使得开关状态的选择更加灵活；既能控制有功功率，又能控制无功功率，适用于高压直流输电系统，但主要缺点为：①大量的存储电容使得在高电压场合的应用既增加了安装的难度也增加了成本；②为使电容的充放电保持平衡，对中间电平需要采用不同的开关组合，这就增加了系统控制的复杂性，器件的开关频率和开关损耗较大；③与二极管钳位型多电平变换器一样，飞跨电容型多电平变换器也存在电容中点电压不平衡的问题。

3. 级联型多电平变换器

级联型多电平变换器也称为级联型 H 桥（Cascaded H-Bridge, CHB）变换器、多单元串联型多电平变换器（Multi-Module-Cascaded Converter, MMCC）采用多个单相全桥变换器串联的结构以实现高电压、多电平的输出。在单元间直流侧电压相等的情况下，串联单元数和输出电平数之间满足“电平数 $m = 2K + 1$ ”的关系，其中 K 为每相的串联单元数。图 1-4 给出了单相两单元串联 5 电平变换器拓扑结构^[41,42]。该变换器电路是由两个单相全桥变换器串联而成，每个直流电源给一个单相全桥变换器供电，总的输出为两个串联单元输出电压的叠加，其输出波形如图 1-4b 所示。显然，该拓扑结构具有以下显著优点：①直流侧采用相互独立的直流电压源，无须均压；②具有模块化的结构特点，设计、制造、安装方便，所基于的低压、小容量变换技术成熟，易于控制，系统的可靠性高；③与上述两种结构比较，若输出相同的电平数，串联结构所需的元器件数目最少；④由于没有电容和钳位二极管的限制，串联结构的电平数相应地可被提

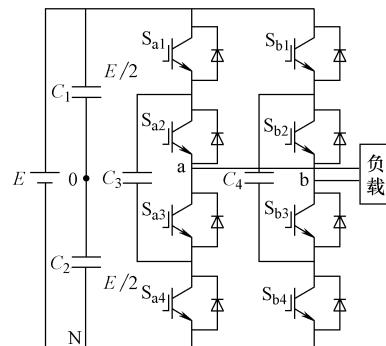


图 1-3 飞跨电容型三电平全桥变换器主电路拓扑结构示意图

高，因而易实现更高电压、更低谐波的要求。但串联结构需多个独立的直流电源，若采用不控整流桥提供，则需要设计结构复杂的移相变压器。

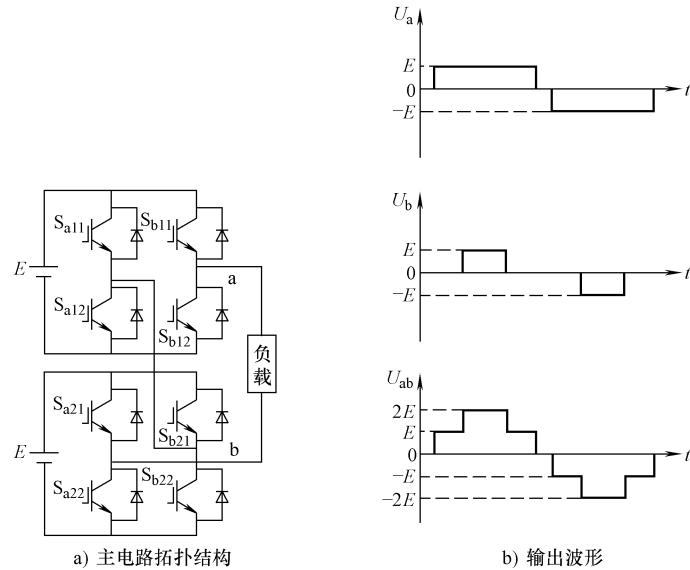


图 1-4 单相两单元串联 5 电平变换器主电路

在过去的 20 年中，上述三类多电平变换器拓扑结构首先被转化为工业化产品，作者认为，它们是传统多电平拓扑结构。该领域内的一些制造商已经实现了这些变换器的商业化生产^[21-36]，可提供具有不同额定功率、前端配置、冷却系统、电力电子器件和控制方案的产品。

表 1-2 给出了不同制造厂商提供的基于传统拓扑结构的各类产品，同时分别列出了与这些传统拓扑结构最相关的参数及控制方式。从表中可以看出，三电平中点钳位型和级联型 H 桥是工业领域最受欢迎的多电平拓扑结构。

表 1-2 传统多电平拓扑结构商业化产品的额定值和产品规格

拓扑主要参数及特点	多电平变换器拓扑结构		
	三电平中点钳位型	级联型 H 桥	4 电平飞跨电容型
最大功率	27MW ^[11] 、31.5MVA ^[12] 、40MVA ^[13] 、44MW ^[14] 、33.6MW ^[15] 、3.7MW ^[16,19] 、27MVA ^[18] 、10MW ^[24]	120MW ^[12] 、15MW ^[13] 、5.6MW ^[17] 、10MVA ^[20] 、11.1MVA ^[21] 、6MVA ^[22] 、6520kVA ^[123]	2.24MW ^[25]
输出电压 /kV	2.3/3.3/4.0/4.16 ^[11,12] 、2.3/3.3/4.16 ^[14,16,18,19,24] 、3.3/6.6 ^[15]	2.3~13.8 ^[12] 、3.3/6.6 ^[13,22] 、2.3/4.16/6/11 ^[17] 、3/6/10 ^[20] 、3/4/6/10 ^[21] 、3/3.3/4.16/6.6/10 ^[23]	2.3/3.3/4.16 ^[25]

(续)

拓扑主要参数及特点	多电平变换器拓扑结构		
	三电平中点钳位型	级联型 H 桥	4 电平飞跨电容型
最高输出频率 /Hz	82.5 ^[11] 、250 ^[12] 、90 ^[13] 、140 ^[14,24] 、300 ^[15] 、120 ^[16] 、100 ^[18,19]	330 ^[12] 、120 ^[13,17,21-23] 、50 ^[20]	120 ^[25]
二极管整流前端脉波数	12 脉波/24 脉波 ^[11-15,18] 、24 脉波 ^[16] 、12 脉波/18 脉波 ^[19] 、12 脉波/24 脉波/36 脉波 ^[24]	18 脉波/36 脉波 ^[12,13,22] 、30 脉波 ^[18] 、36 脉波 ^[21] 、24 脉波/30 脉波/42 脉波/48 脉波 ^[23]	18 脉波/24 脉波/36 脉波(二极管 + 晶闸管整流器) ^[25]
功率器件	集成门极换流晶闸管 (IGCT) ^[11,12,14,18] 、中压/高压绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) ^[12,15,16,18,19,24] 、电子注入增强型门极晶体管 (IEGT) ^[3,8]	低压绝缘栅双极型晶体管 ^[12,13,17,20-23]	中压绝缘栅双极型晶体管 ^[25]
冷却系统	风冷/水冷 ^[11,12,14,18,24] 、水冷 ^[3,5] 、风冷 ^[9]	风冷/水冷 ^[12,23] 、风冷 ^[13,17,21,22]	风冷 ^[25]
调制策略	脉宽调制 (PWM) ^[12-16,24] 、选择性消除谐波调制 ^[13,19] 、空间矢量调制 ^[18,19]	载波移相脉宽调制 ^[12,13,17,20-23]	载波移相脉宽调制 ^[25]
控制方式	直接转矩控制 ^[11] 、电压/频率控制和磁场定向控制 ^[12-14,24] 、磁场定向控制 ^[15,16,18] 、电压/频率控制 ^[19] 、直接功率控制 ^[1] 、电压定向控制 ^[12-15,18,24]	电压/频率控制和磁场定向控制 ^[12,13,17,21,22] 、磁场定向控制 ^[20,23]	电压/频率控制和磁场定向控制 ^[25]
电平数量	3	9/13 ^[12] 、7/13 ^[13,22] 、11 ^[17] 、7/11/13/19 ^[20] 、13 ^[21] 、9/11/15/17 ^[23]	4 ^[25]
功率单元数	—	4/6 ^[12] 、3/6 ^[13,22] 、5 ^[17] 、3/5/6/9 ^[20] 、6 ^[21] 、4/5/7/8 ^[23]	3 ^[25]
有源整流前端特点	背靠背式三电平中点钳位型 (3L-NPC) ^[11-15,18,24]	每个功率单元采用三相电压源型 PWM 整流器 ^[20]	背靠背 4 电平飞跨电容型 ^[25]

从表 1-2 中可以看出, 已商业化的三电平中点钳位型变换器供电质量较差, 7 ~ 17 电平级联型 H 桥变换器的电路结构较为复杂。同时, 两者之间还存在一些其他的差异, 主要表现在:

① 中点钳位型变换器拓扑结构的特点在于使用集成门极换流晶闸管 (Integrated Gate-Commmutated Thyristor, IGCT) 和中压/高压绝缘栅双极型晶体管 (Insulated-Gate Bipolar Transistor, IGBT), 而级联型 H 桥则广泛使用低压 IGBT (Low-voltage IGBT, LV-IGBT)。

② 级联型 H 桥变换器适用于更高的输出电压, 并可达到更高的功率水平。

③ 对背靠背能量回馈应用而言，中点钳位型变换器具有更强的适用性。若采用级联型 H 桥变换器拓扑结构实现能量回馈，通常需要更多的器件（每个功率单元整流侧需要一个三相两电平电压源型逆变器）。

④ 通常，若采用级联型 H 桥变换器拓扑结构构建一套 36 脉波整流系统，必须为其配备一台移相变压器。虽然这样做会造成较高的成本，但输入电能质量也得到了相应的改善。

⑤ 中点钳位型变换器的电路结构更加简单，占地面积更小。

⑥ 在使用相同数量功率器件的前提下，这两种拓扑结构均可产生相同的电平数量。但商用化的级联型 H 桥变换器输出电平数更多（多达 17 个输出电平，而中点钳位型变换器仅具有 3 个输出电平）。就同样的输出电压波形质量而言，采用级联型 H 桥变换器可以降低器件的平均开关频率，实现风冷和较高的输出基波频率，而不需要输出滤波器。

由于三电平中点钳位型变换器采用了一种简单的变压器整流功率拓扑结构，不仅需要的器件数量较少，电容数量也非常少，无论是作为逆变器还是整流器使用，该类型变换器均得到了越来越普遍的应用。尽管中点钳位型变换器拓扑结构可以扩展至更多的电平数量，但其内部与外部器件功率损耗的不均匀分布特性极大地降低了其吸引力^[15]。特别是钳位二极管需要通过串联的方式以阻断高压，不仅会产生更多的导通损耗，换相过程产生的反向恢复电流还会加剧其他器件的开关损耗。此外，采用常规的调制策略时，对于采用无源前端且电平数量较高的拓扑结构而言，无法实现直流母线电容电压的平衡控制^[43]。在这种情况下，已无法输出传统的多电平阶梯波形，必须通过较高的 du/dt （大于一个阶梯电平）以平衡某些调制度下的电容电压。

另一方面，由于级联型 H 桥变换器为模块化结构，采用一般的低压功率器件即可实现较高的输出电压。因此，该类变换器更适用于大功率应用场合。此外，因载波信号的移相可实现谐波频率向高频侧的移动，且输出具有更多的电平数，这样也就降低了器件的平均开关频率（≤500Hz），从而可实现风冷和较低的功率损耗。由于需要大量相互独立的直流电源，还需移相变压器，与中点钳位型变换器拓扑结构采用的标准变压器相比，采用这种拓扑结构的变换器不仅成本昂贵，也比较笨重。但同时移相隔离变压器可以改善这种拓扑结构变换器的输入功率因数，减少输入电流谐波。

与中点钳位型变换器拓扑结构和级联型 H 桥变换器拓扑结构相比，尽管飞跨电容型变换器拓扑结构属于模块化结构，但其在工业领域中的大量应用还是比较少，这主要是因为无论是否采用自平衡或辅助控制平衡调制方法，该类结构均须通过较高的开关频率（如高于 1200Hz）以保持电容电压平衡^[15]。对于大功率应用场合，如此高的开关频率是不可行的。通常情况下，大功率应用中，开关频率范围为 500 ~ 700Hz。此外，这种拓扑结构还需要为飞跨电容电压设置初始值。

1.2.2 新型多电平变换器拓扑结构

目前为止，各类文献提出了数十种经过改进的新型多电平变换器拓扑结构。其中多数变换器的拓扑结构均为由上述三种传统多电平变换器拓扑结构的变形或组合而成。而实际在工业领域中得到应用的种类却并不多。下面主要对已获得实际工业应用的新型拓扑结构作一介绍。

1.5 电平 H 桥中点钳位型变换器拓扑结构

5 电平 H 桥中点钳位型（Five-level H-bridge NPC, 5L-HNPC）变换器是由两个传统的三电平中点钳位型桥臂构成 H 桥，如图 1-5 所示。目前，已有 ABB、美国 TMEIC-GE 两家中压传动装置制造商实现了这一拓扑结构的商业化生产^[21,23]，其所受的关注度也正逐年提高^[44,45]。

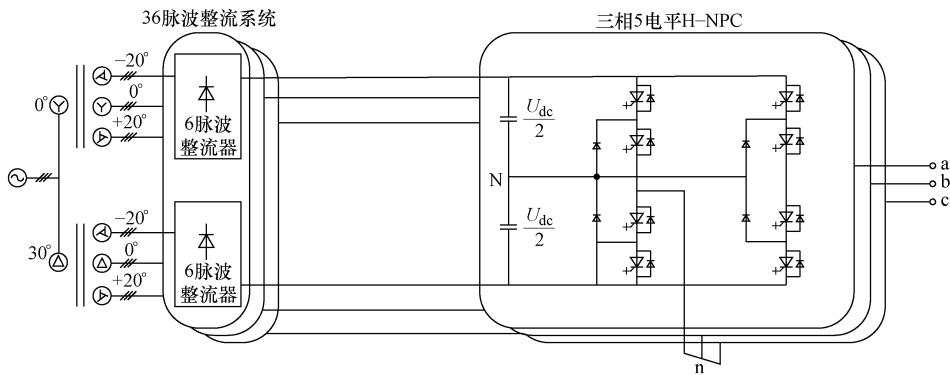


图 1-5 三相 5 电平 H 桥中点钳位型变换器拓扑结构示意图

该结构通过每个桥臂中点钳位结构的三电平输出 ($U_{dc}/2, 0, -U_{dc}/2$)，形成了每相五个不同的输出电平 ($U_{dc}, U_{dc}/2, 0, -U_{dc}/2, -U_{dc}$)。与传统的 H 桥结构相比，该拓扑结构的每个 H 桥结构均需要一个独立的直流电源，以避免直流母线发生短路。因此，必须采用一台具有三个二次侧三相绕组的移相变压器为这种变换器的各相 H 桥供电。此外，由于三电平中点钳位结构中的开关器件要承受直流母线总电压的一半，将两个二极管整流桥串联即可承受更高的电压，如图 1-5 所示的 36 脉波整流系统。

尽管该类结构具有变压器较为复杂的缺点，但也具有一定的优势：通过移相变压器和多脉波整流器的配置，输入端的供电质量得到了提高。对于 36 脉波整流器，输入电流中 25 次及以下谐波被有效消除，输入电流的总谐波畸变率（Total Harmonic Distortion, THD）得到了显著改善，并且能够像级联型 H 桥结构那样不再需要输出滤波器。实际上，图 1-5 所示的这种拓扑结构与 2 单元串联的 5 电平级联型 H 桥结构是相同的，两者具有相同数量的二极管整流桥、相同数量的电容和开关器

件，区别仅在于这种结构还需要 12 个钳位二极管，并需要对每个 H 桥的直流母线中点电压进行平衡控制。

在功率范围为 2~7MW（风冷型）或 5~22MW（水冷型）的以 IGCT 为开关器件的 36 脉波整流系统中均可找到这种变换器的应用实例^[21]。这些应用实例中，该变换器采用直接转矩控制方案，输出频率可达 250Hz，输出电压可达 6.9kV。另外，5 电平 H 桥中点钳位型变换器还有其他几种拓扑结构，例如整流前端可采用中压绝缘栅双极型晶体管（Medium-Voltage IGBT，MV-IGBT）、电子注入增强型门极晶体管（Injection Enhancement Gate Transistor，IEGT）构建的 24 或 36 脉波二极管整流电路；最大输出电压 7.8kV；最高输出频率 120Hz；冷却方式为风冷或水冷，采用矢量控制方案；最大输出容量为 120MVA^[23]。

2. 三电平有源中点钳位型变换器拓扑结构

三电平中点钳位型变换器拓扑结构的缺点之一就是每个桥臂的内部和外部开关器件的导通损耗不相等。由于开关器件均采用独立的散热系统进行冷却，直接导致了半导体器件结温的分布具有不对称性。对于特定的开关器件而言，这将对变换器散热系统的设计产生影响，并对其额定功率、输出电流和开关频率产生限制^[46,47]。针对这一问题，可将该结构中的中点钳位二极管替换为钳位开关器件，这样，中点电流将流过一个可控的路径，从而可实现变换器各开关器件损耗分布的控制。换句话说，对于采用钳位二极管的三电平中点钳位型变换器拓扑结构输出零电平时，电流将流过上部或下部钳位二极管，具体取决于电流的极性。而采用钳位开关器件后，电流将可被强制性地流过上部或下部的钳位路径。这将有助于实现三电平中点钳位型变换器拓扑结构损耗分布的控制，并消除这种拓扑结构的局限性，从而达到更高的功率等级。这类附加的钳位器件被称为有源中点钳位开关，相应的变换器称之为三电平有源中点钳位型（Three-Level Active NPC，3L-ANPC）变换器，如图 1-6a 所示。

目前，ABB 公司提供背靠背 3L-ANPC 变换器的商业化产品^[21]，容量范围为 20~200MVA，通过变压器可接入到 6~220kV 电网中。

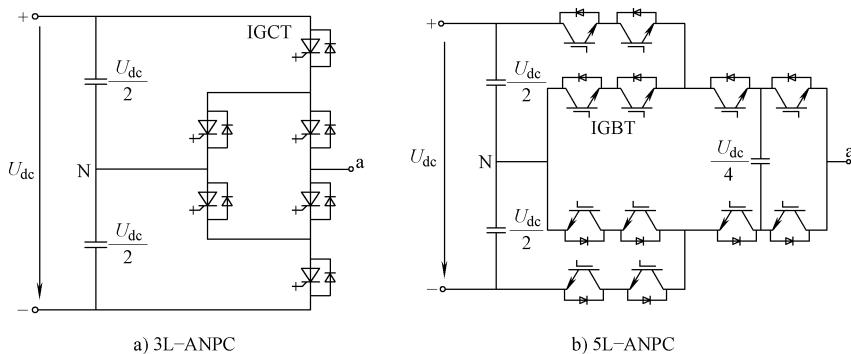


图 1-6 有源中点电位钳位型变换器拓扑结构示意图

针对三电平有源中点钳位型拓扑结构也产生出一种变形拓扑结构，该拓扑结构把三电平有源中点钳位型桥臂与三电平飞跨电容功率单元在内部的开关器件处联结构成，被称为5电平有源中点钳位型（Five-level ANPC, 5L-ANPC）变换器^[48-50]，如图1-6b所示。由于飞跨电容单元引入了新的电平，该结构有效地增加了变换器的输出电平数。飞跨电容单元的电压被控制为 $U_{dc}/4$ ，通过采用合适的开关状态，与有源中点钳位型变换器相结合，可形成5个输出电平（ $\pm U_{dc}/2$, $\pm U_{dc}/4$ 和0）。这种有源中点钳位-飞跨电容混合型（ANPC-FC）变换器概念在一定程度上弥补了传统的中点钳位型变换器拓扑结构不具有模块化的缺点，通过增加飞跨电容单元，该类变换器的电平数量得到了增加，且避免了钳位二极管的增加。此外，由于该拓扑结构仅采用三电平中点钳位型结构，对电平数量较多的中点钳位型结构而言，可以有效避免使用无源前端时存在的电容电压平衡问题，但电路结构变得更加复杂，同时还需要对飞跨电容的电压进行控制，并为其设定初始电压值。与级联型H桥变换器拓扑结构相比，这种模块化结构并没有提高变换器的功率等级，而只是增加了电平数量，改善了供电质量。这是由于飞跨电容仅增加了中间电平，并没有提供有功功率。因此，这种结构的输出功率仍受有源中点钳位型结构部分的限制。需要注意的是，该变换器中点钳位型结构部分采用了串联连接的IGBT，而不是IGCT，这是为了保持整个拓扑结构采用相同类型的开关器件。从本质上说，这将导致更多的导通和开关损耗，并需要增添一个专用的栅极驱动器，以确保两个开关器件的同时控制。尽管如此，这种拓扑结构带来了额外的电平输出，其独特的功率电路配置结构可确保外部开关能以较低的开关频率实现电流的换相，并对串联损耗进行补偿。使用其他飞跨电容电压比也可实现输出端电平数量的增加，然而，这样将需要更高的开关频率以实现电容电压的有效控制，削弱了该配置结构的吸引力。

5电平有源中点钳位型变换器已经由ABB公司实现商业化并被推向市场^[21,50]，但仅适用于中压而非大功率应用场合。该产品采用背靠背式配置结构，输出容量范围为0.4~1MVA，额定电压范围为6~6.9kV，采用风冷，最高输出频率为75Hz。

3. 模块化多电平变换器

另一种近期才获得工业化应用的多电平变换器为模块化多电平变换器（Modular Multilevel Converter, MMC）。该类变换器尤其适用于高压直流输电系统^[51,52]。该拓扑结构于21世纪早期提出^[53]，此后受到越来越多的关注，出现了三相交流-交流和交流-直流拓扑结构^[54]。MMC主要由单相两电平电压源型变换器（Two-level Voltage Source Converter, 2L-VSC）臂——即熟知的半桥电路串联而成，如图1-7所示。该拓扑结构的一个相臂被划分为两个相等的部分（功率单元的数量必须为偶数），便于在交流侧产生相等数量的正负电平。此外，还出现了H桥功率单元^[55]。通常情况下，每个相臂均配有电感，以实现瞬时短路期间对电路的保护功能。

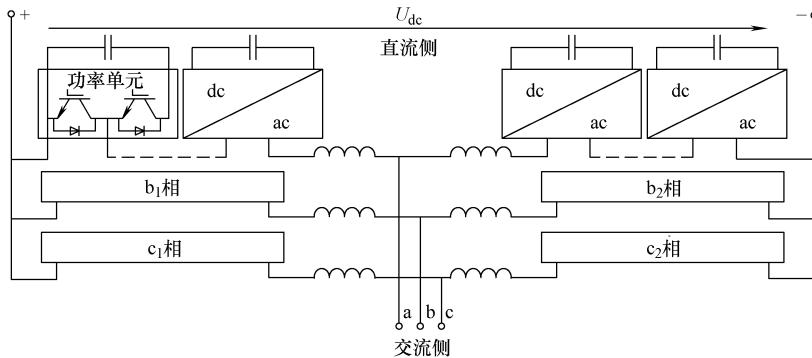


图 1-7 模块化多电平变换器拓扑结构示意图

该结构功率单元的两个开关由互补信号控制，产生两种有效状态——将内部电容旁路或接入桥臂的整个电容阵列，从而产生多电平波形。此外，还存在第三种开关状态：在起动或出现故障的情况下，两个开关均处于关断状态，此时电流可自由地在二极管内循环流动（若电流极性符合要求，还可流过电容器）。在实际应用中，还存在一个附加的旁路开关，该开关可完全隔离各个功率单元，以实现容错运行^[51]。

由于该拓扑结构的电容处于悬浮状态，必须采取适当的电压平衡措施，以保证各个电容均具有一个恒定的电平。直流侧电压应为单个相臂上面所有电容电压之和。这种拓扑结构最引人注意的特点在于其模块化和可扩展性，更易于实现中高压输出。与高压直流输电系统的经典拓扑结构（通过功率开关串联构成的两电平变换器）相比，该拓扑结构能显著提高交流侧供电质量，同时还解决了串联器件之间存在的均压问题。另外，功率单元的固有电容完成了维持直流母线电压的任务，因此无须增加高压直流母线电容（或串联连接）。这种拓扑结构可输出的电平数量非常多，有效降低了器件的平均开关频率，而供电质量却没有受到任何影响。在已报道的具有 200 个功率单元/相臂、并可实现高达 400MW 输出功率^[51]的系统中可找到该拓扑结构的应用实例，相应的商业化产品的输出功率最高可达 1GW^[52]。

4. 晶体管钳位型变换器

1977 年首次提出的晶体管钳位型变换器（Transistor Clamped Converter, TCC）的概念^[56]，与二极管钳位型变换器非常相似。这种变换器采用双向开关代替二极管钳位型变换器中的二极管，实现了功率开关与电容之间连接点的钳位控制。与有源中点钳位型变换器相似，这种拓扑结构为在钳位器件中流动的电流提供了一个可控的路径。参考文献 [57] 提出了一种通过两个反串联连接的 IGBT 构成一个双向开关、并实现一种 TCC 结构的方法。与中点钳位型变换器结构相类似，由于这种拓扑结构也具有一个完全可控的中点，因此，相应的变换器还被称为中点可控型变换器，如图 1-8 所示。需要注意的是，为了实现中压输出，变换器同一相的上桥臂

和下桥臂必须采用两个开关器件的串联连接。处于中间的两个 IGBT 构成了双向开关，导通时，将实现零电平输出。

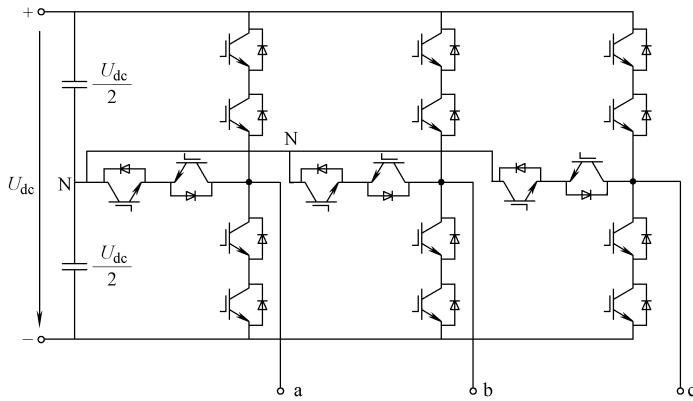


图 1-8 三相三电平 TCC 拓扑结构示意图

在参考文献 [25] 和 [58] 中提及的工业化应用中可以找到这种拓扑结构的应用实例。这种变换器主要适用于中压应用场合 (3.3kV 、 6.6kV 和 9.9kV)，其最高输出功率可达 48MW 。由于各个器件的功耗相等，可采用更高的开关频率，从而有效提高了最大输出频率。因此，晶体管钳位型变换器非常适用于高速应用场合，如机车牵引传动装置。

5. 多电平矩阵变换器

矩阵变换器属于电力电子直接变换电路，这是由于变换器直接采用双向开关将交流输入端与交流输出端连接在一起，而没有采用类似于电容或电感这样的储能器件。因此，该结构变换器具有重量轻、体积小、固有的四象限运行特性等优点，特性非常符合运输系统（电动车、电动飞行器、军用车辆等）的需求。

由于这种变换器没有储能器件，在其内部设置半导体器件并实现较高的输出电压和较多的电平数量几乎是不可行的，这也是这种拓扑结构输出功率较小，且仅限于小功率应用范围的原因。目前，已报道的几种多电平矩阵变换器拓扑结构，均以前面讨论过的三种传统的多电平拓扑结构为基础^[59]，分别为 1) 级联型矩阵变换器（Cascaded Matrix Converter, CMC）^[60]；2) 间接矩阵-NPC 型变换器^[61]；3) FC 矩阵变换器^[62]，图 1-9 给出了多电平矩阵变换器拓扑结构示意图。

图 1-9 所示三种拓扑结构中，CMC 是其中唯一一种可以有效提高功率等级的变换器。与级联型 H 桥变换器相似，这种拓扑结构也是通过串联连接的功率模块以实现电压的提升。拓扑结构引入的移相变压器可提供相互隔离的具有相移的二次侧三相交流电源，并通过一个由 3×2 矩阵变换器和相应的三相输入滤波电容组成的功率单元与负载侧相连接。功率单元内的器件均通过双向开关相连接（图 1-9a 所示的每个功率单元内部的连接节点）。各个功率单元的两路交流输入至两路交流

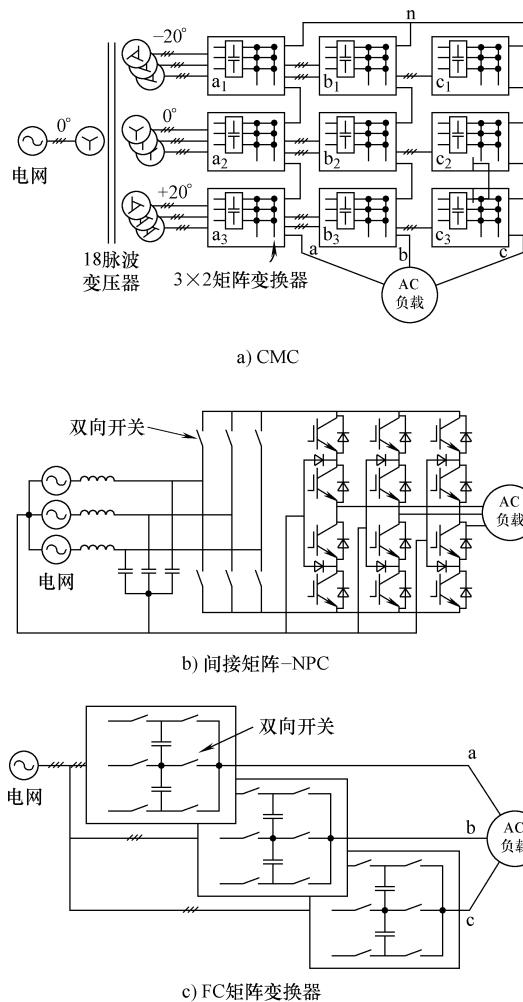


图 1-9 多电平矩阵变换器拓扑结构示意图

输出之间，需满足如下限制：每路输出必须与一路而不是多路输入相连接。这意味着，如果一路输出没有与相应的一路输入相连，负载侧将不存在有效的电流路径；并且，如果连接了多路输入，输入端将出现短路现象。由于移相变压器提供的交流输入端之间是相互隔离的，对每个功率单元的两路输出实施串联连接是可以实现的。移相变压器不仅提供了相互隔离的交流电源，同时，相移过程还具有多脉波效应，有效减少了输入电流的谐波，这一特点与级联型 H 桥变换器较为相似。另外，二次侧相移带来的多相交流电压源效应（2 单元变换器有 6 相，3 单元变换器有 9 相）也使得整个变换器可产生更多的输出电平。合理地控制其开关状态将可在负载侧产生阶梯式的多电平输出电压波形。

在众多的基于矩阵变换器的多电平拓扑结构中，只有级联型矩阵变换器在最近得到了商业化应用^[32]。可购得的商业化产品有两种，每相分别具有 3 个或 6 个矩阵变换器单元。具有 3（或 6）个单元的变换器可为交流负载提供一个 7（或 13）电平相电压电源，最高电压可达 3.3kV（或 6.6kV），覆盖的容量范围为 0.2 ~ 3MVA（或 0.4 ~ 6MVA）。

虽然移相变压器的加入达到了矩阵功率单元串联连接的目的，实现了这种变换器的中压和高压运行，还改善了输入/输出侧的供电质量，但与传统的矩阵变换器相比，整套装置的重量和体积均有所增加。另外，最主要的缺点在于开关数量方面：对具有 3 个功率单元的三相 7 电平级联型矩阵变换器而言，由于每个功率单元具有六个双向开关，整个结构将需要 108 个开关，而具有三个功率单元的三相 7 电平级联型 H 桥变换器仅需要 36 个开关。如此多的开关数量大大降低了整套装置的可靠性（更高的故障率）和效率（更多的导通和开关损耗）。

6. 具有不等直流源的级联型 H 桥变换器

对于图 1-4 所示的级联型 H 桥拓扑结构，如果每个功率单元独立的直流源采用不相等的直流电压比，将可消除一部分甚至所有冗余的开关状态，从而增加该变换器的输出电平数。例如，当独立的直流电压源取相同电压值为 E 时，由 n 个单相 H 桥变换单元组成的单相级联型多电平电路，输出的电平数为 $2n+1$ ，若把各独立直流电压源取为 $E, 2E, 4E, \dots, 2^{n-1}E$ 时，相应的非对称电压比为 2 的幂数（ $1:2: \dots: 2^{n-1}$ ），则其输出的电平数增加到 $2^{n+2}-1$ ^[63]。

具有不等直流源的级联型多电平变换器在采用的功率器件上是不同的，图 1-10 所示为功率器件分别采用门极可关断晶闸管（Gate-turn-off Thyristor, GTO）和 IGBT 的两个 H 桥结构级联的多电平变换器，变换器由 GTO 构成的高压单元承担 $2E$ 为 3kV 的电压，由 IGBT 构成的低压单元承担 E 为 1.5kV 的电压，采用合适的调制策略，可输出 $\pm 4.5\text{kV}, \pm 3\text{kV}, \pm 1.5\text{kV}, 0$ 共 7 电平构成的阶梯波，与电压相等的单元串联多电平变换器相比，输出电压的电平数由 5 增加到 7。

随后，人们又提出了一种以 3 的幂数（ $1:3: \dots: 3^{n-1}$ ）为电压比的变换器拓扑结构^[64]，该拓扑结构消除了所有冗余的开关状态，在输出端实现了电平数的最大化。这种非对称的变换器还被称为三元混合型多电平变换器^[65]。另一种较为流行的电压比为 $1:2:6: \dots: 2\Sigma$ (Σ 为之前的电压比)，这种电压比不仅可以实现电平数量的最大化，还可应用混合型脉宽调制技术^[66]。参考文献 [67] 对这种拓扑结构进行了综合的深入分析。参考文献 [68] 对这种拓扑结构的一种变异结构进

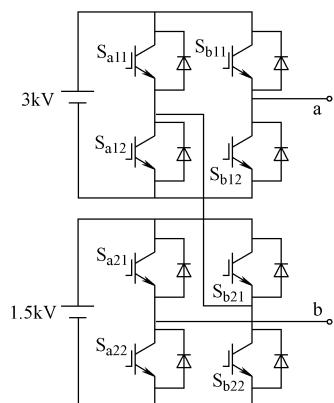


图 1-10 混合级联多电平变换器结构示意图

行了介绍，其中直流侧所有的功率单元均具有相同的电压比，非对称性则体现在输出变压器的一次侧-二次侧电压比上，这就使与二次侧串联连接的部分将产生多电平波形。

这种拓扑结构的输出电平数量随着加入的功率单元数量呈指数增长，其内部输出功率较高的单元以基频进行开关动作，这一特性有效地降低了变换器的开关损耗，其效率也得到了改善。然而，由于该拓扑结构内各个功率单元之间功率分布并不均匀，因此这一优点同时也是其最大的缺点，失去了传统级联型 H 桥结构的移相变压器输入电流低次谐波消除功能。此外，为了达到中压运行条件，该拓扑结构不仅需要使用不同系列的开关器件，还须为各个功率单元提供不同的散热设计，级联型 H 桥结构的模块化优势将不复存在。参考文献 [69] 对此种拓扑结构的输入电流谐波的影响进行了论述。该拓扑结构的另一个缺点在于：对一些非对称结构和调制度而言，即使整个变换器处于电动运行模式，功率单元中循环流动的电流也会在小功率单元内再次出现，必须使用阻性斩波器、有源前端整流器或特殊的调制方案以确保直流母线电容电压具有期望的电压比。虽然这类变换器具有供电质量好、效率高的优点，但这些缺点也限制了它的实际应用能力。尽管如此，对于其他拓扑结构的级联（甚至于其他拓扑结构间的混合级联）的情形，研究者还是对这种通过非对称电压比以实现输出电平最大化的概念进行了进一步的探索，并期望这一概念能够真正实用化。

7. 混合型多电平变换器

两个或多个传统的、新型的多电平变换器拓扑结构，甚至只是其中的一部分组合在一起，将会形成各种各样的混合型多电平变换器。本章已经对一些混合型变换器拓扑结构进行了讨论，如 5 电平 H 桥中点钳位型变换器、5 电平有源中点钳位型变换器和级联型矩阵变换器。其中，第一种混合型变换器拓扑结构将 H 桥与中点钳位型结构进行了组合，第二种将有源中点钳位型变换器与飞跨电容变换器进行了组合，最后一种将级联型 H 桥结构与矩阵变换器进行了组合。图 1-11 给出了一种单相 H 桥与单相 NPC 串联形成的混合型级联多电平变换器拓扑结构。

在过去的 10 年里，另外一种混合型变换器拓扑结构的中点钳位-级联 H 桥 (NPC-CHB) 多电平变换器得到了持续的关注^[70-72]。图 1-12 给出了一种 NPC-CHB 混合型变换器拓扑结构示意图。顾名思义，该拓扑结构是由三电平中点钳位型变换器与单相 H 桥单元组合而成的，其中 H 桥单元与中点钳位型结构的输出端和负载串联连接。H 桥结构的直流侧采用一个悬浮电容，而不是由整流桥供电。因此，附加的 H 桥仅用于引入更多的电平数量，而不会提高整个变换器的有功功率等级。通常，串联连接的 H 桥单元的数量为 1 或 2 个。

这里的级联型 H 桥是作为串联连接的有源滤波器使用，虽然这种结构有助于提高供电质量和减小共模电压，但也引入了附加的导通和开关损耗。为了保证中点钳位型结构与级联型 H 桥结构之间具有期望的电压比，必须对 H 桥直流母线上的

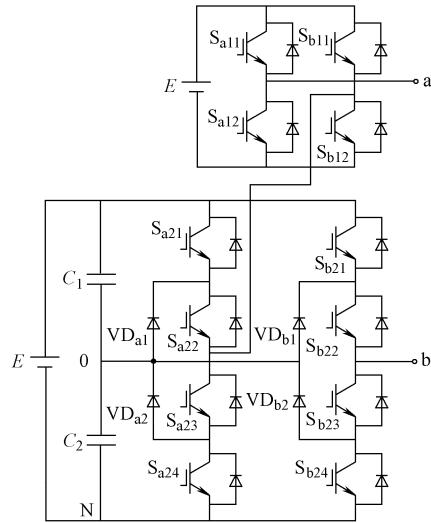


图 1-11 一种混合型级联多电平变换器拓扑结构示意图

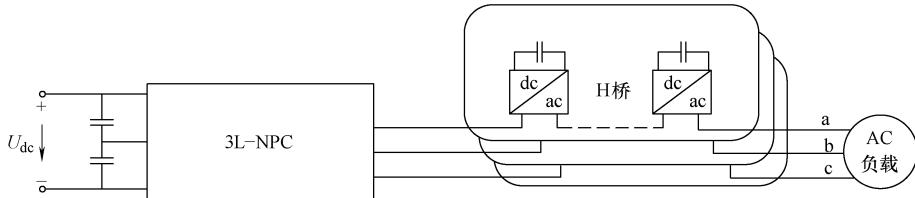


图 1-12 多电平 NPC-CHB 混合型变换器拓扑结构示意图

悬浮电容电压进行控制，这不仅加大了控制系统的复杂程度，还需要使用额外的电压传感器。

与中点钳位-级联 H 桥混合型变换器拓扑结构相类似，人们还对传统的级联型 H 桥结构进行了改进。这种改进的结构在于每一相使用一个单独的直流电压源，而其他单元直流母线电容均处于悬浮状态^[73]。虽然这种方法去掉了复杂的移相变压器，有效地简化了级联型 H 桥拓扑结构，但也限制了变换器的有功功率等级。

8. 电流源型多电平变换器拓扑结构

参考文献 [74] 提出了一种电流源型多电平变换器概念。这种拓扑结构的理论依据为电压源型和电流源型逆变器之间的对偶性，其主要思路是将阶梯式串联连接的电容电压信号转换为阶梯式并联连接的电感电流信号。基于这种思路，参考文献 [75] 对与电压源型结构相类似的其他几种电流源型多电平变换器进行了讨论。图 1-13 给出了一种经简化的 7 电平电流源型变换器的电路结构示意图。这种结构采用一台 18 脉波整流系统为三个背靠背电流源型变换器供电。每个变换器均可产

生一个三电平线电流，包括零电流电平。只要适当地控制各电流源型变换器的开关角度，即可在各个互连节点处产生一个7电平阶梯式电流波形。

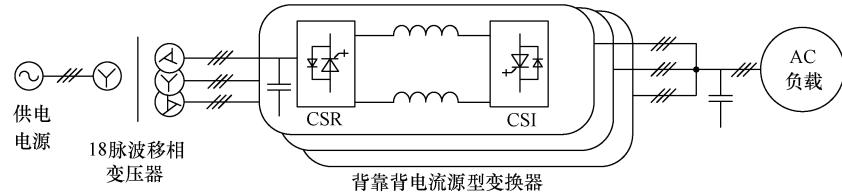


图 1-13 7 电平电流源型变换器的电路拓扑结构示意图

多电平电流源型变换器的应用有效避免了器件的并联连接，在提高电流波形质量的同时，还得到了更大的输出电流。因此，这种拓扑结构非常适合于大电流应用场合。

纵观实际应用情况，多电平变换器的拓扑结构隶属于中高压大功率变换器系列。综上所述，对大功率变换器拓扑结构分类总结如图 1-14 所示^[76]。

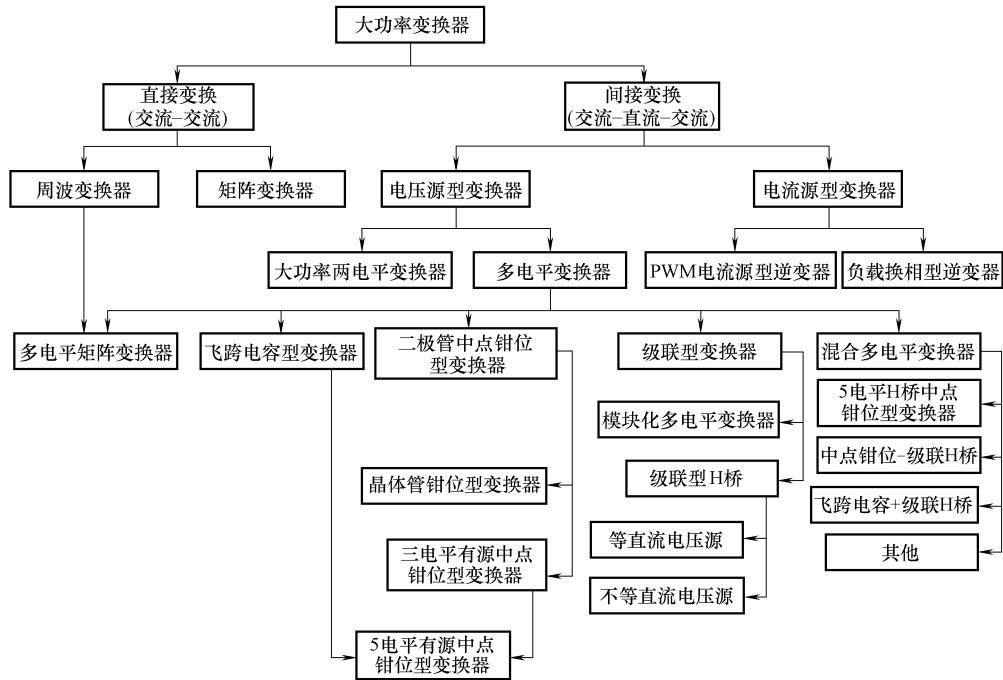


图 1-14 大功率变换器分类示意图

由图 1-14 可见，该分类还包括了直接交流-交流变换器和电流源型变换器，它们分别是目前多电平技术领域中最具竞争力的两类变换装置，主要包括用于超高功率、高转矩、低速应用场合的周波变换器和负载换相型逆变器（Load Commutated

Inverter, LCI), 以及用于大功率变速传动装置的 PWM 电流源型逆变器 (PWM Current Source Inverter, PWM-CSI), 将这些变换器包含在图 1-14 中是为了给读者呈现出实际应用中大功率变换器的全貌。

1.3 多电平变换器调制技术

由于大功率变换器所追求的性能指标主要是较高的供电质量和最低的开关频率, 故高压大功率变换器对调制方案的需求也日益迫切。又由于供电质量和开关频率这两个性能指标互相制约, 因此调制技术被认为是多电平变换器技术领域需面临的一大挑战之一。但一些适用于两电平电压源型变换器 (Two-level Voltage Source Converter, 2L-VSC) 的传统调制方法还是得到了一些基本的扩展, 并在商业化的变换器中获得了实际应用。

1.3.1 传统多电平变换器调制技术

为了满足中点钳位型变换器、级联型 H 桥变换器、飞跨电容型变换器在调制技术方面的需求, 人们对基于载波的正弦波脉宽调制技术 (Sinusoidal PWM, SP-PWM) 进行了自然的扩展, 并分别得到了载波垂直移相脉宽调制 (Level-shifted PWM, LS-PWM) 技术和载波水平移相脉宽调制 (Phase-shifted PWM, PS-PWM) 技术^[19]。其中, LS-PWM 技术 (包括同相层叠型脉宽调制 (Phase-disposition PWM, 简称 PD-PWM) 技术及其他类型的基于不同载波叠加方式的调制技术^[77]) 是以一种简单的方式实现各个载波与中点钳位型拓扑结构栅极 (或门极) 驱动信号的关联。因此, 不论实际工业应用中采用的是 LS-PWM 或 PS-PWM 控制技术 (见表 1-2), 均可简称为多载波 SPWM 技术。而 PS-PWM 技术与级联型 H 桥变换器结构和飞跨电容型变换器结构的每个功率单元的一对载波信号相关联, 并在不同单元的载波信号之间产生一个相移以形成栅极 (或门极) 驱动信号的不同步, 从而产生阶梯波形。该调制技术的优点在于, 在整个调制度范围内, 变换器的各个单元功率分布均匀, 这使得级联型 H 桥变换器的多脉波整流结构能够正常运行, 也保证了飞跨电容型变换器的电容能够自然地达到平衡状态^[19]。因此, PS-PWM 技术是唯一一种在级联型 H 桥变换器和飞跨电容型变换器中真正实现商用的调制方案, 这在表 1-2 中也有表示。尽管有文献称 PD-PWM 技术输出的电压谐波性能优于 PS-PWM 技术^[77], 但在高次谐波含量方面, 两者的差异非常小, 且可被负载滤掉。因此, 从实用的角度看, PS-PWM 技术在级联型 H 桥变换器和飞跨电容型变换器上体现出的优势远远超过了 PD-PWM 技术在控制谐波方面的优势, 更加符合工业发展的趋势。

另一种基于两电平变换器的调制技术为多电平特定谐波消除 (Selective Harmonic Elimination, SHE) 技术^[19,78]。这种调制技术与载波 PWM 技术不同, 其主

要特点在于开关角度在离线状态下计算而得，能够消除任意谐波（通常指低次谐波）。其优点在于每个周期内的开关次数较少，可实现更高的效率，且可采用风冷的方式实现散热。该调制技术存在的缺点是：SHE 技术中的开关角度是以稳态正弦电压波形为前提按傅里叶级数计算而得到的，而对于变速运行而言，这些开关角度并不能消除所有的谐波，未被消除的谐波将通过闭环控制器被反馈至系统中，并被放大，从而降低系统的整体性能。因此实际中，SHE 技术仅限用于在动态性能要求不高的工业应用领域，如风机、水泵传动等。

1.3.2 新型多电平变换器调制技术

近年来，尽管人们对适用于多电平变换器拓扑结构的调制方案进行了大量的研究，并取得了一些进展，但与新近出现的大量多电平变换器拓扑结构相比，还没有一种调制方案获得工业化应用。其主要原因在于：尽管新开发的调制技术具有一些优势，但制造厂商们更倾向于简单且成熟的技术——载波 PWM 方案。尽管如此，与两电平变换器相比，多电平变换器还是具有许多附加自由度，如更多的电平、零共模电压矢量、冗余开关状态、冗余空间矢量等。通常，这些特性是载波 PWM 方案所不具备的。

在众多的调制技术中，人们对空间矢量调制（Space Vector Modulation, SVM）技术进行了扩展，甚至应用 2D 和 3D 算法开发出了适用于 9 电平变换器的调制技术^[79]。对所有的 SVM 方案而言，它们具有一个共同的特点，即调制算法被划分为三个阶段：首先，需要选择一组用于调制的电压矢量，通常选择距离参考矢量最近的三个电压矢量^[79-82]；第二阶段，依据伏秒等效原理，为每个电压矢量计算占空比；第三阶段，将按电压矢量作用顺序产生一组开关序列。通常，为便于电流的同步数字采样，开关序列采用中心分布序列或对称分布序列。SVM 技术的主要目标包括降低开关频率、减少计算量、消除或减少共模电压、降低 THD、适用于多相系统的 SVM 方法、非平衡系统运行、电容电压平衡等，这些目标可以放在 SVM 调制算法的三个阶段中进行实现。就目前而言，多电平 SVM 算法还没有成为工业应用领域的主流调制方案。一个主要原因就是，载波 PWM 方法仅需要参考信号、载波信号和一个简单的比较器即可产生栅极（或门极）驱动信号，然而，即使最简单的且计算成本最低的 SVM 方法也至少需要三个阶段才能完成调制过程。

1.4 多电平变换器控制技术

由多电平变换器供电的电动机调速系统采用了与两电平电压源型变换器相同的控制方法，即电压/频率控制（ U/f 或标量控制）、磁场定向控制（Field-oriented Control, FOC，即矢量控制）和直接转矩控制（Direct Torque Control, DTC）^[14]。对于 U/f 控制和 FOC，在控制回路内均包含了一个多电平调制环节。因此，相对于

两电平变换器调速系统，多电平变换器调速系统需要改变的并不是控制策略，而仅是调制环节的替换。换句话说，针对特定的多电平变换器，应采用一种适合多电平调制策略代替当前采用的两电平 PWM 调制策略或 SVM 调制策略。

相比之下，对于电动机磁通和转矩的特定变化，DTC 与变换器产生的每一个开关状态或电压矢量均有关系，并不能直接从两电平变换器扩展到多电平变换器情形。主要原因在于：随着变换器输出电平数量的增加，电压矢量的数量将增加更多，这样一来，将很难根据磁通和转矩误差选择合适的准则来定义电压矢量。但是，通过使用多滞环控制器，并对空间矢量平面进行更为精细的扇区划分^[83]，一种适用于三电平中点钳位型变换器的 DTC 方案，在工业领域中获得了应用。

最近，有学者将 FOC 和 DTC 的一些特性进行了组合，并形成了另一种电动机传动控制方法——空间矢量调制-直接转矩控制（SVM-DTC）方案^[84]。这种方案把线性控制器和 FOC 中的 SVM 策略结合在一起，其中 SVM 策略使用了 DTC 策略的负载角控制概念（对定子和转子磁通之间的夹角进行控制），可实现转矩的快速动态控制，具有与 DTC 方案相当的性能；由于采用了调制环节，其开关频率固定，克服了传统 DTC 的缺点。该方案可方便地扩展到多电平变换器中，只需将两电平调制替换为多电平调制^[85]。如果多电平变换器具有较多的输出电平，该方案甚至不需要使用调制环节，只需采用最新的输出电平即可^[86]。

将电动机侧和电网侧控制策略进行类比可以发现，与电网相连的多电平变换器采用的是电压定向控制（Voltage-Oriented Control, VOC）策略和直接功率控制（Direct Power Control, DPC）策略^[87]，这两种控制策略分别与 FOC 策略和 DTC 策略相对应。参考文献 [88] 介绍了一种改进型电网侧控制方法，采用电网虚拟磁通概念，实现了更好的同步控制。这种方法在参考文献 [89] 介绍的多电平变换器上获得了应用。对于电动机控制，一种源于空间矢量调制-直接功率控制（SVM-DPC）方案的组合式控制方案在三电平中点钳位型变换器上获得了应用^[90]。

除了多电平变换器的调制与控制方法，关于多电平变换器运行的一些细节问题在实际应用中也变得非常重要，如电容电压平衡控制^[91]、共模电压的抑制和消除、故障检测、故障诊断和容错运行等。

1.5 多电平变换器的建模方法

多电平变换器的系统建模与仿真是其分析和设计过程中的基本任务。多电平变换器的建模除了解决与传统电源变换系统有关的基本问题外，还必须解决由于更加复杂的功率变换电路和更多可用的开关状态所带来的特殊问题。

根据多电平变换器的拓扑结构和工作原理，建模方法需要考虑到变换器实际上是在不同开关状态下所对应的线性电路之间进行周期性切换。在参考文献 [92] 中，对 DC-DC 变换器的模型进行了详细而系统的分类。由于大多数三相多电平变

换器的建模技术都是来源于 DC-DC 变换器，因此 DC-DC 变换器的建模方法可以作为多电平建模方法的参考。图 1-15 给出了用于分析、设计和仿真多电平变换器的一般建模方法。在图 1-15 中，每个模型都是由上一个模型推导而得到的。

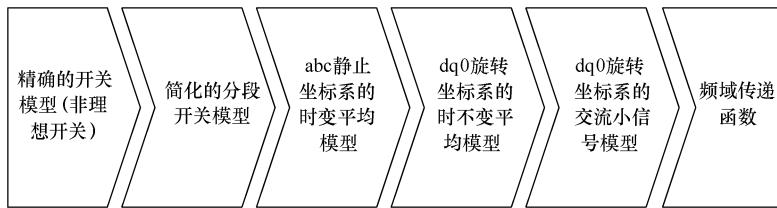


图 1-15 多电平变换器的一般建模方法示意图

1.5.1 精确的开关模型

目前广泛使用的电力电子变换器电路仿真软件有 SPICE、SABER 等。当仿真完成后，仿真结果将会给出功率变换器详细的信息，但是这种建模仿真方法存在一定的局限性，其主要表现在：

- ① 需要良好的用户自定义开关器件模型才能得到符合实际的结果；
- ② 为了避免系统发散和获得稳定的仿真系统，要求建立一个与实际电路特征相符合的系统模型；
- ③ 由于仿真软件的目标是电路仿真，而集成在模型中的控制系统或调制器只能应用在复杂程度低的系统中，几乎不可能用于对复杂控制方案和先进调制技术的仿真。

1.5.2 简化的分段开关模型

由于开关动作，使得多电平变换器在不同开关状态所对应的电路拓扑结构间进行周期性的切换。通过分析每个开关状态下的电路，可以获得一组描述不同开关状态下变换器动态过程的微分方程。为了化简所得到的微分方程，定义一个开关函数，开关函数的取值取决于不同的开关状态。

通过开关函数同时考虑理想开关（忽略开关时间和饱和压降），每个变换器的拓扑结构可以由系统状态方程模型表示为

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (1-1)$$

式中， x 是所选择的系统状态变量； u 是输入电压矢量； A 和 B 为系数矩阵，其值由开关函数和线性元件的参数值所决定。

一般情况下，这种近似建模方法是在理想化的条件下使用。但对于需要描述精确的、非理想拓扑结构而言，考虑电容等效串联电阻、开关导通损耗和饱和压降等问题，类似的状态空间模型并不难于获得。对这些模型所进行的仿真包括电路的开

关动作，从而分析电流的纹波以及非正弦幅度。另一方面，控制器很难从这些模型中推导出，但如滑模控制等控制方法可直接应用。

1.5.3 abc 静止坐标系的时变平均模型

所谓时变平均模型是指在 abc 静止坐标系中随时间变化的变换器数学平均模型。广义状态空间平均法^[93]是功率变换器大信号动态建模的一种广泛使用工具。该方法是通过对波形 $x(t)$ 在 $(t-T, t]$ 间隔内进行傅里叶变换获得任意所需准确度的近似。 $x(t)$ 的表达式为

$$x(t) = \sum_{k=-n}^{k=n} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega t} \quad (1-2)$$

式中， $\omega = 2\pi/T$ ； $\langle x \rangle_k(t) = (1/T) \int_{t-T}^T x(\tau) e^{-jk\omega\tau} d\tau$ 。

在式 (1-2) 中， $\langle x \rangle_k(t)$ 是傅里叶级数展开式中的第 k 个复系数。如果整数 n 趋于无穷大，则近似误差为零。在大多数情况下，只需要考虑前几项就可以了。但有时为了正确建立系统的动态模型，有必要考虑高次谐波。状态空间模型的建模方法是基于傅里叶系数的两个重要性质，即

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \langle \frac{d}{dt} x \rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \\ \langle xy \rangle_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \langle x \rangle_{k-n}(t) \langle y \rangle_n(t) \end{cases} \quad (1-3)$$

通过对已经得到的电力电子变换器状态空间方程的两边应用上述性质，可以展开到任意所需阶次，从而获得所需准确度的时变动态模型。广义状态空间平均法已被应用于不同的多电平变换器拓扑结构：三电平中点钳位型^[94]、飞跨电容型^[95]和级联型 H 桥^[96]。值得注意的是，所有这些结论必须使用基于载波的 PWM 控制策略以便获得开关函数的解析表达式，从而应用广义状态空间平均法。但是，其他调制策略（如 SVM）就不能直接用于采用平均方法的建模中去。为解决此限制，通过对变换器中相关器件的特性或波形采取直接平均，代替对变换器的状态方程进行平均。该方法在参考文献 [97] 和 [98] 中分别应用于三电平、5 电平 NPC 型变换器。由于这种拓扑结构的特点，为了在控制输入范围内得到平均电路要求对开关做必要的近似。

电路平均法的建模思想是通过采用等效电压源或电流源来代替电路中的开关（非线性元件），采用电路原理图的方式对模型进行分析。由于平均电路仍然满足基尔霍夫定律，一旦开关被相应的电源替换，那么就可以直接通过电路知识对变换器的模型进行分析。在参考文献 [99] 中，该平均方法已经应用于 5 电平级联型 H 桥中。

1.5.4 dq0 旋转坐标系的时不变平均模型

由于在稳态下交流量也是随时间变化的，所以前面所述的方法均考虑时变大信号模型。从控制设计的角度，这将更适合时不变模型。考虑一个三相平衡且无谐波的正弦系统，在 dq0 旋转坐标系下，系统的三相交流量可以被转换成直流量^[100]。采用这种方式，系统模型方程将变成时不变平均模型。但这种模型仍然是非线性模型，控制器的设计可以采用非线性控制理论（如反馈线性化、非线性最优控制和神经网络）。

1.5.5 dq0 旋转坐标系的交流小信号模型

上面所采用的建模技术可得到时变、非线性系统模型。但是，对于非线性控制器模型的设计及系统稳定性判断是非常困难的，需要一种更具体、更复杂的控制技术。此外，非线性控制器的应用并不系统，必须研究每一个系统配置，以便使控制器与模型特征相适应。所以，一般情况下，通过在 dq0 旋转坐标系下，对时不变平均模型采用交流小信号的建模方法，得到变换器的小信号线性化模型，并可以采用经典控制理论来设计相应的控制器。参考文献 [101] 和 [96] 分别对飞跨电容型和级联型 H 桥变换器的小信号模型进行了详细描述。

1.6 多电平变换器的工业应用

在出现多电平变换器之前，类似于 PWM 电流源型逆变器、负载换相型逆变器这样的电流源型拓扑结构，以及周波变换器这样的直接交流-交流变换拓扑结构始终在中压大功率应用领域占据着主导地位。目前，负载换相型逆变器与周波变换器在船舶推进装置、抽水蓄能系统和风力发电这样的超大功率应用领域以及磨碎机这类低速高转矩应用领域仍占据着主导地位。由于 PWM 电流源型逆变器具有无变压器运行、低电压变化率 du/dt 、变换器结构简单、开关数量少、可靠的过电流/短路保护等优点，在兆瓦级电动机传动应用领域（水泵、风机、压缩机等）仍起着非常重要的作用^[102]。

电流源型逆变器拓扑结构的主要缺点在于：采用直流扼流线圈作为直流母线的同时，限制了其动态性能。由于多电平电压源型变换器具有更高的动态性能、不存在 du/dt 问题、不受传统两电平电压源型逆变器的电压限制等优点，因此这类变换器逐渐成了更引人注意的替代方案。然而，这类拓扑结构的电路结构更为复杂，可靠性也有所降低。尽管如此，多电平电压源型变换器还是成功地获得了应用，并成为 PWM 电流源型逆变器在一些经典应用场合下的一个重要替代方案，如：压缩机、水泵、风机、辊轧机和输送机等^[12,13,15-19]。

为便于读者进一步研究，本节将对多电平变换器的一些实际工业应用领域以及

一些具有发展前景的应用场合进行简要叙述。

1.6.1 在大功率交流调速系统中的应用

目前，基于 IGBT 的二极管钳位型三电平逆变器（风冷）在中压（2.3kV/3.3kV/4.16kV）大功率交流调速领域，如风机、泵、鼓风机、压缩机和输送带，得到了广泛的应用^[103]。但是，由于大功率传动装置整流侧采用二极管不控整流桥，会引起电网电流的畸变。12 脉波整流器配置是一种降低输入电流谐波的标准解决方案，如图 1-16 所示。有些制造厂商还可以提供 18 脉波和 24 脉波整流器来提高输入电流质量^[21,22]。

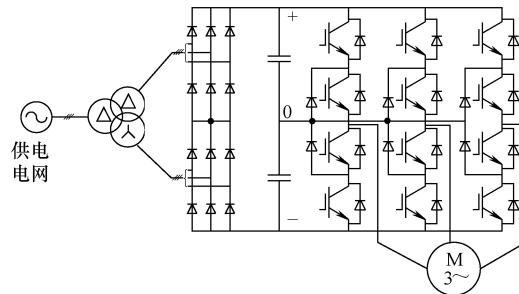


图 1-16 配有 12 脉波输入整流 5 电平二极管钳位型变换器

图 1-17 给出了一种 5 电平飞跨电容型变换器，整流前端采用 18 脉波整流，移相变压器二次侧电压之间移相 20° ，输入电流 THD < 1.55%^[104]。

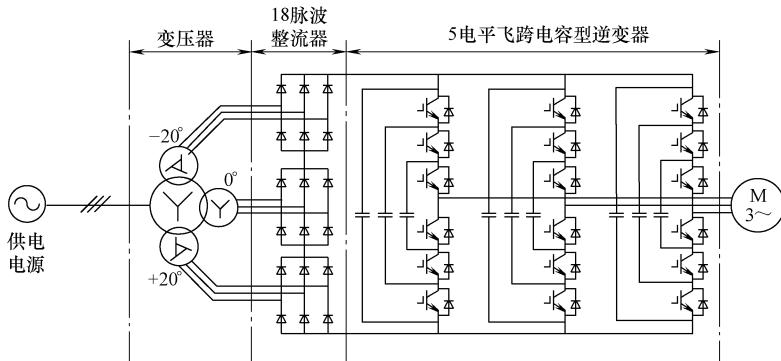


图 1-17 配有 18 脉波输入整流 5 电平飞跨电容型变换器

图 1-18 给出了一种输出 2.3kV、无回馈能力的 7 电平级联型 H 桥变换器。每相使用 3 个功率单元串联，且每个功率单元的整流前端采用三相二极管整流。根据 Robicon 公司给出的资料^[42]，表 1-3 列出了不同电动机电压等级中每相所需的功率单元数。

表 1-3 用于中压调速领域的级联型 H 桥变频器

电平数	每相功率单元数	输出电压/kV	输入电流脉波数	二次侧移相角/(°)
7	3	2.3	18	20
9	4	3.3	24	15
11	5	4.16	30	12

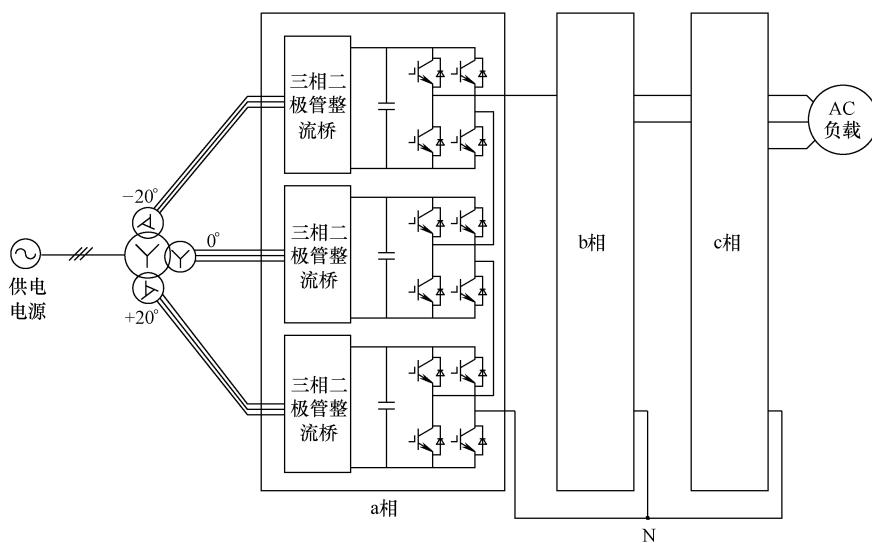


图 1-18 配有无回馈整流的 7 电平 CHB

多电平变换器标准应用之一的大型输送系统，并不一定需要很高的动态性能和控制要求。然而，对运行于再生模式的下坡输送系统而言，由于它需求的功率较高，电阻制动不仅效率非常低，还需要大型功率电阻和冷却系统。对于这一应用场景，背靠背式多电平变换器解决方案则具有非常多的优点，尽管这种变换器前期投入较高，但其四象限运行可以实现双向功率流动，不仅提高了整个系统的效率，输入功率因数也得到了控制。

对于大功率能量回馈型负载，在三电平二极管钳位型变换器的输入侧使用三电平有源前端（Active Front End, AFE）整流器已成为一种非常普遍的解决方案。该方案（见图 1-19）可以实现电动机在制动时的能量回馈，同时能提高整流侧的功率因数，降低输入电流谐波含量。这种配有多电平 AFE 的传动装置适用于压膜机^[105]、大功率下行输送带^[106]和其他大功率能量回馈型负载。

参考文献 [106] 和 [107] 对这种能量回馈型下坡输送系统进行了分析。整个输送系统由三部分组成，距离跨度为 12km，矿产品的升降高度为 1.3km。每个

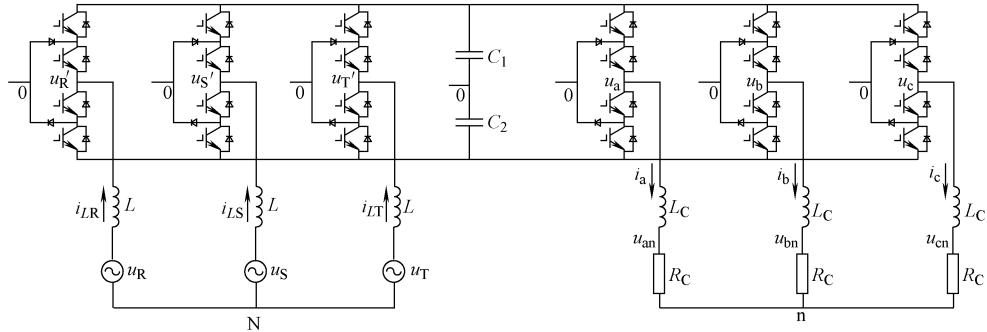


图 1-19 带有 AFE 的三电平变频器

输送系统由两个采用背靠背结构的三电平中点钳位型变换器组成，每个变换器为一台 2.5MW 的异步电动机供电，经两个变速箱，相应的电动机拖动输送带。通过 12 脉波整流变压器系统和 SHE 技术的应用，有效地消除了 13 次及以下谐波。图 1-20 给出了该系统的拓扑结构和输入电流波形。

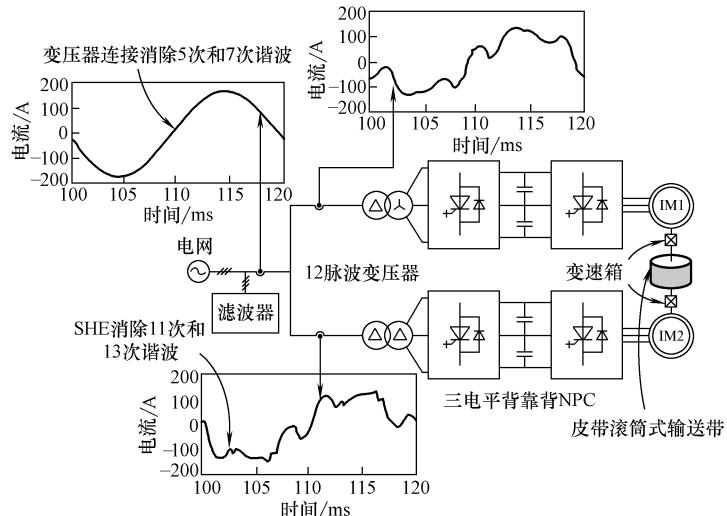
图 1-20 采用两台背靠背 3L-NPC 型变换器、一台 12 脉冲变
压器和 SHE 的能量回馈型下坡输送带系统

图 1-21 给出了一种能量回馈型级联 H 桥变换器拓扑结构示意图^[108]。图中每个功率单元都包含一个带有源前端的变换器。这种有源前端采用三相 PWM 整流器，按照额定功率设计，实现电动机负载的能量回馈。该结构的缺点就是需要大量的功率器件。

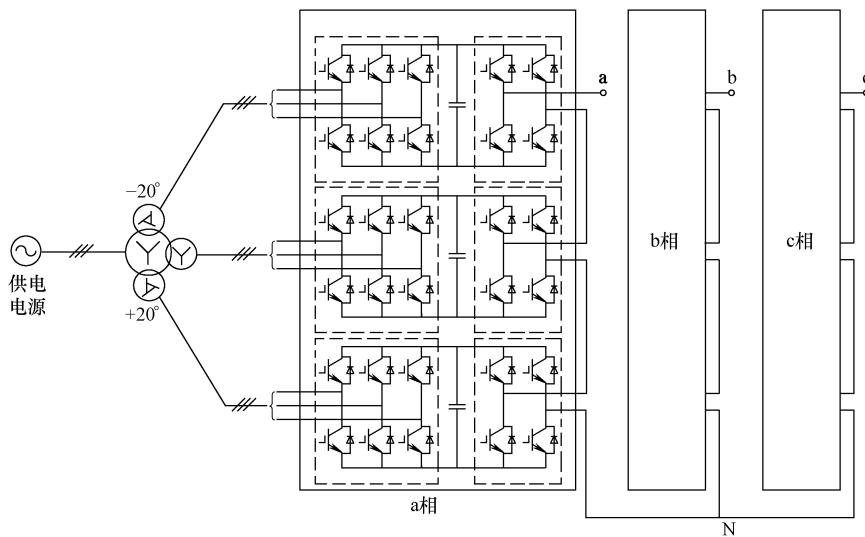


图 1-21 一种能量回馈型 CHB 变换器拓扑结构示意图

1.6.2 在电力系统中的应用

多电平变换器在电网中的应用需要面对的一个实际问题就是能量控制和管理。在这一领域内，为了提高电网的可控性和输电能力，柔性交流输电系统被提出。在不同类型的拓扑结构中，有源电力滤波器、静止无功补偿器、动态电压恢复器、统一潮流控制器和统一电能质量调节器均可被认为是一种柔性交流输电系统。针对电网电压的瞬变特性（电压跌落、浪涌、谐波等），所有这些系统均可提供瞬时和可变的无功补偿，从而提高电网电压的稳定性^[109]。目前，由于并网规则变得越来越苛刻，甚至要求在电网电压跌落过程中上述装置具有低电压穿越（Low Voltage Ride Through, LVRT）能力^[110]，所以多电平变换器在电网中的应用变得越来越重要。针对舰船推进动力系统，图 1-22a、b 分别给出了一种基于级联型 H 桥结构的静态无功补偿器^[111]、一种基于三电平中点钳位结构的有源滤波器^[112]。

在图 1-22 中，由于级联型 H 桥结构和三电平中点钳位结构都具有悬浮电容，更适合于静止无功补偿器应用场合，不会面临在电动机应用中变压器较为复杂的问题。目前，ABB 公司提供基于三电平中点钳位结构的商用静止无功补偿器^[21]，其主要特点在于采用了 IGCT 和水冷系统，无功功率范围为 6 ~ 32 Mvar。通过变压器，这些产品将能够在 10 ~ 132 kV 的电网中投入使用。西门子公司也提供一种基于模块化多电平变换器的静止无功补偿器商业化产品^[22]。

在过去的 10 年里，分布式发电得到了迅速的发展。若将互相连接的几个电网、多种可再生能源产生的具有不同电压水平的电网、甚至互相连接的储能系统或电网

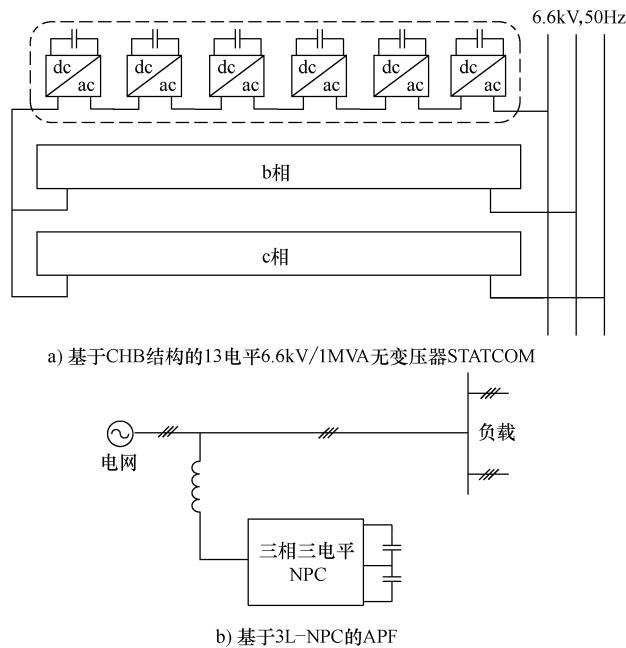


图 1-22 不同形式的柔性交流输电系统

补偿系统整合为一个大系统，必须采用一种可运行于较高电压和功率范围内且效率和供电质量均满足要求的智能型电网结构，以便对电能实现有效的管理。这种电网所要求的复杂结构和系统灵活性对传统的变换器拓扑结构提出了挑战。因此，人们提出了几种适用于这个应用领域的多电平变换器^[113-116]。其中，通用柔性电能管理（Universal Flexible Power Management, UNIFLEX-PM）系统在互连不同电网方面的能力最强。该系统互连不同的电网，各个不同的电网具有各自的负载、可再生能源、不同的功率流和功率等级。图 1-23 给出了一个三端口 UNIFLEX-PM 系统拓扑结构示意图^[113]。该系统可实现三个不同类型的公共耦合点（Point of Common Coupling, PCC）的互连，图中以三相电网为例进行了说明。这种基于三相级联型 H 桥多电平变换器的功率变换器采用了具有直流-直流中间变换级的背靠背式配置结构，直流-直流中间变换级中的中频隔离变压器用于消除各个电网之间的耦合，使它们之间相互隔离。

1.6.3 在机车牵引系统、船舶推进装置和汽车中的应用

多电平变换器另一个引人注目的应用领域就是机车牵引功率变换系统。机车传动装置运行于中压大功率范围，在整个频率范围内均要求非常高的性能以实现机车的高速运行。通常情况下，为了实现高速运行，必须采用较高的开关频率以实现基波的控制。多电平变换器可产生较高的等效开关频率输出波形，而器件的平均开关

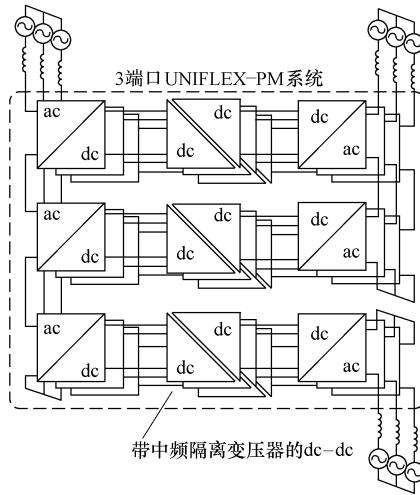


图 1-23 基于级联型 H 桥的三端口 UNIFLEX-PM 系统拓扑结构示意图

频率并没有实质性的提高。此外，多电平输出还从本质上改善了 THD，从而进一步降低了开关频率。另外，机车负载的大惯性特点还要求多电平变换器具有再生制动和四象限运行特性。因此，基于背靠背结构的三电平中点钳位型变换器已经在机车传动系统中获得了实际应用。值得注意的是，这类装置同样也在磁悬浮列车中获得了应用^[117,118]。图 1-24a 给出了这种装置的简化系统框图。背靠背中点钳位型变换器在为长定子直线同步电动机部分供电的同时，产生的行波磁场将与转子（机车）的支撑磁体相互作用并产生水平推力。

通常情况下，用来降低接触网电压以满足电动机传动装置供电需求的牵引变压器都非常笨重，增加了机车的重量。因此，人们提出了几种无变压器多电平变换器拓扑结构的建设性方案：这类变换器可在接触网侧达到足够高的电压，每条直流母线上还具有中频直流-直流隔离变换级为不同的电动机传动装置分配电压。一些针对级联型 H 桥变换器和中点钳位型变换器的文献均提出了一些拓扑结构^[45,119]。图 1-24b 给出的拓扑结构采用一个单相无变压器级联型 H 桥前端整流器实现了与 15kV/16.7Hz 电网的直接连接^[120]。其中，每个 H 桥结构均为机车牵引系统的一台电动机传动装置供电。另外，还可以采用具有中频直流-直流隔离变换级的级联型 H 桥变换器拓扑结构作为机车牵引装置的交流-直流电网接口^[121]，消除笨重的变压器对机车重量造成的影响。

如上所述，负载换相型逆变器和周波变换器拓扑结构具有高功率、高效率、高可靠性和低成本、尺寸小的优点，并在船舶推进装置中占据主导地位，但是它们的动态性能较差。对船舶推进应用而言，这两种变换器还会造成输入端电能质量变

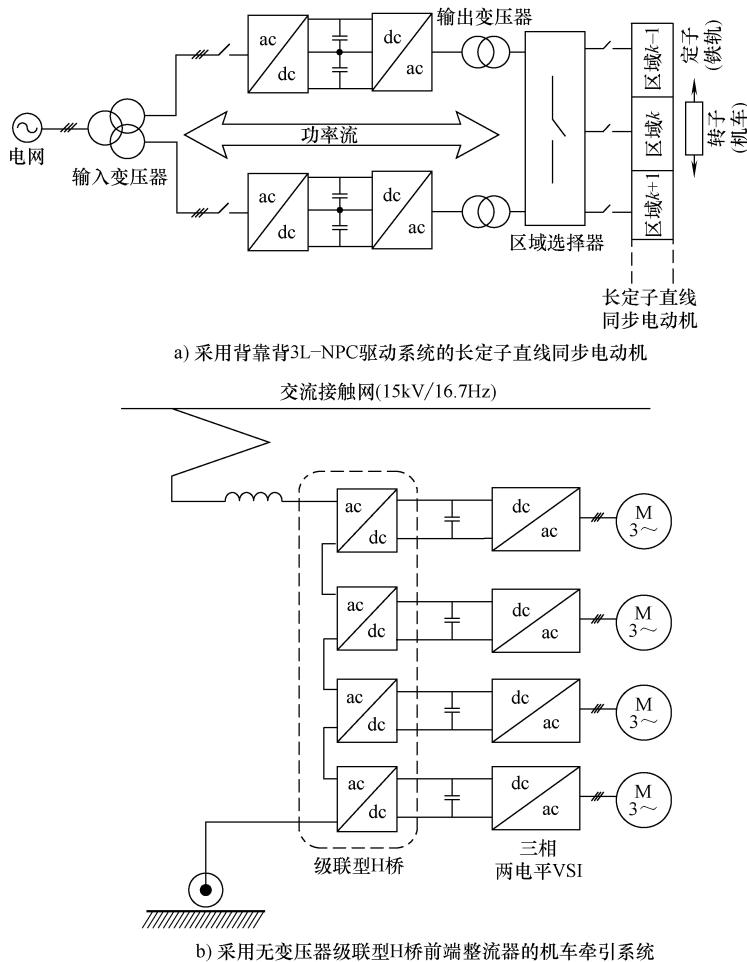


图 1-24 用于机车牵引的多电平变换器

差，对船载电力系统的稳定性和管理造成不良影响。由于这些系统变得越来越复杂，必须在推进装置变换器和船载配电盘之间加入无源滤波器、有源滤波器或其他柔性交流输电系统来实现电力系统的补偿和支撑，而这将增加船舶推进装置的成本和尺寸，并对周波变换器和负载换相型逆变器所具有的其他优点造成不良影响。与这种系统相比，多电平变换器固有的优势已经使其在这一应用领域内越来越具有竞争力，相应的系统也获得了成功的应用。针对 30MW 的变速电动船舶推进系统，参考文献 [122] 对周波变换器和其他类型变换器的拓扑结构进行了评估，包括中点钳位型多电平变换器，并得出如下结论：尽管周波变换器具有较高的效率，体积较小，但为了改善供电质量，仍可被中点钳位型多电平变换器所取代。

图 1-25 给出了一个具有双螺旋桨冗余电力推进系统的油轮发电-配电-负载系

系统的简化框图^[123]。该系统分别采用两台背靠背三电平中点钳位型变换器来驱动 6.15 MW 的同步电动机。另外，该油轮还使用了多电动机系统，其中的几台电动机由同一台变换器进行供电，如采用一台变换器同时驱动装货/卸货泵电动机和推进电动机。由于货泵电动机和推进电动机不会同时起动，该系统的这两个传动装置共用一套中点钳位型有源前端整流器，降低了该系统的总成本。

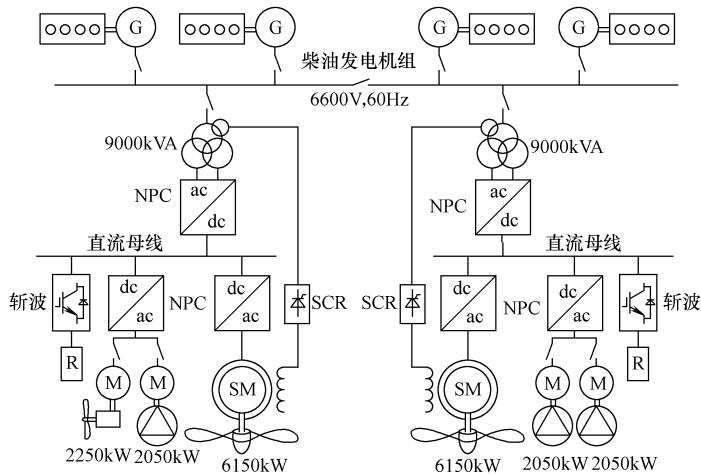


图 1-25 具有双螺旋桨冗余电力推进系统的油轮发电-配电-负载系统的简化结构框图

船舶推进装置的电动机方面的技术进步，即多相电动机的出现，也推动了多电平变换器的发展。在过去的 10 年里，多相电动机以其高可靠性、容错能力、更好的转矩性能和较高的功率密度等优势获得了越来越多的关注，也正是因为具有这些优势，使其非常适用于船舶/舰艇推进系统。因此，对这一应用领域而言，多相电动机和多电平变换器技术的组合将形成一系列的优势^[124,125]。参考文献 [124] 对适用于五相电动机传动装置的三电平中点钳位型变换器进行了分析。通过三电平中点钳位型变换器这一附加装置的应用，多相两电平电压源型变换器可产生的不同电压空间矢量的数量由 31 个增加到了 211 个，这将可以在系统内采用更多的功率执行机构，从而显著提高电动机的转矩控制性能。

在过去的几年里，电动汽车和混合动力电动汽车牵引变换器得到了非常好的发展。然而，由于这类应用不属于大功率范围，多电平变换器还没有成为这一领域的重要组成部分。但是，电池这类直流源可以为多电平变换器提供独立的直流电压，以及多电平变换器所提供的优越的供电质量、较高的效率均推动了多电平技术在这一领域的发展。由于电磁干扰/电磁兼容性 (EMI/EMC) 问题的存在，供电质量在工业领域内显得尤其重要，汽车工业对供电质量也具有非常严格的要求。例如，针对混合动力电动-燃料电池汽车应用场合，参考文献 [126] 提出了一种基于改进的飞跨电容单元的 5kW 多电平直流-直流模块化变换器。针对电池组/逆变器之间

的接口，参考文献 [127] 提出了一种用于电池/逆变器接口的没有电磁装置的直流-直流悬浮电容器，这种装置不仅适用于高温运行条件，还适用于一些电池系统。

参考文献 [128 和 129] 提出了在汽车牵引装置上使用多电平变换器的概念，其中参考文献 [129] 提出了一种使用具有 H 桥变换级的两电平电压源型逆变器作为输出的混合型拓扑结构，这种结构与中点钳位-级联 H 桥变换器较为相似，如图 1-12 所示。需要注意的是，针对电动和混合动力电动汽车应用，这里考虑采用的是两电平电压源型逆变器，而不是中点钳位型逆变器。在没有使用电感的条件下，这种拓扑结构的输出电压得到了提高，起到了升压变换器的作用，且提高了变换级的功率密度，这些特点非常有益于汽车中的应用。

目前，已有相当一部分现代化矿用拖运卡车采用了柴油-电动混合动力装置，最高输出功率可达 3MW，这也得益于多电平技术的不断发展。

1.6.4 在能源的产生、转换和传输中的应用

现如今，风力发电机的功率范围已发展至兆瓦级，且可变速运行的具有部分功率变换器（约为总功率的 30%）的双馈感应发电机已经在工业领域获得了广泛的应用。采用部分功率变换器可获得的变速范围为同步转速的 $\pm 30\%$ ^[130]。与定速系统相比，这一变速范围不仅足以满足大多数风速条件下的应用需求，还可以进一步改善能源的转换效率。然而，最新并网规则不仅对大型风力发电系统的无功功率控制提出了要求，还对电压跌落及其持续时间做出了限制，且要求系统必须具有低电压穿越能力。采用部分功率变换器的风力发电机可满足这些要求的同时，变换器的额定值也被限制为 30%。随着风力发电机的尺寸和功率等级的不断提高——目前投入使用的单机功率已达到 5MW，而某些工业样机甚至已经超过了 6MW，采用降容变换器可突破这一挑战，并满足最新并网规则的要求。另外，在较宽的范围内采用变速运行模式还具有其他一些优点，如降低结构应力和噪声水平、提高大型风力发电机的功率输出和效率。

目前，采用具有全功率变换器的同步电动机已成为该领域的另一种发展趋势。考虑到风力发电系统的输出电压通常为 690V，对大功率风力发电机而言，由于电流比较大，为了达到相应的功率水平，必须将若干个变换器并联以达到所需要的输出功率。相比之下，提高功率变换器的输出电压可以降低输出电流、减少电缆数量、降低滤波器的尺寸和成本。因此，当风力发电机的功率上升至几兆瓦时，输出电压为 3kV 或 4kV 的中压风力发电系统更具有竞争力。此外，这种方式还降低了公共耦合点处对升压装置的要求。鉴于上述原因，考虑到当前的风力发电机的功率范围为兆瓦级，对风力发电系统而言，采用多电平变换器作为功率变换器接口的替代方案非常具有发展潜力。

为了提高对风力资源的利用效率，降低运营成本，增大单机机组功率、提升并网电压等级已成为风电发展的一个必然趋势。尤其是背靠背式三电平中点钳位型变

换器，对于风力发电系统就是一个非常好的选择。这是由于它不仅可在高性能发电机侧起到控制作用，实现最大功率点跟踪（Maxim Power Point Track, MPPT），当电网和发电机与直流母线脱离时，还可对电网侧进行控制，起到调节有功功率和无功功率的作用。这也是背靠背式三电平中点钳位型变换器作为适用于该应用领域的多电平拓扑结构获得了最多应用的原因^[131,132]。针对永磁同步发电机风力发电系统，图 1-26a 给出了一种背靠背式三电平中点钳位型变换器结构的简化框图。若考虑采用多极式发电机，将可通过电动机构实现低速转子轴（约为 15r/min）和电网频率（通常为 50 ~ 60Hz）之间的速度变换，从而省去变速箱装置。目前，国外一些风电研究机构和企业已经开发出 3MW 以上功率等级的背靠背三电平中点钳位型变换器，如 Converteam 公司的 MV7000 系列^[25]、ABB 公司 PCS 1000 / PCS 6000 系列^[21]。

此外，对于本章前面分析过的混合型 5 电平有源中点钳位型变换器，参考文献 [133, 134] 还提出了相应的背靠背式配置方案。

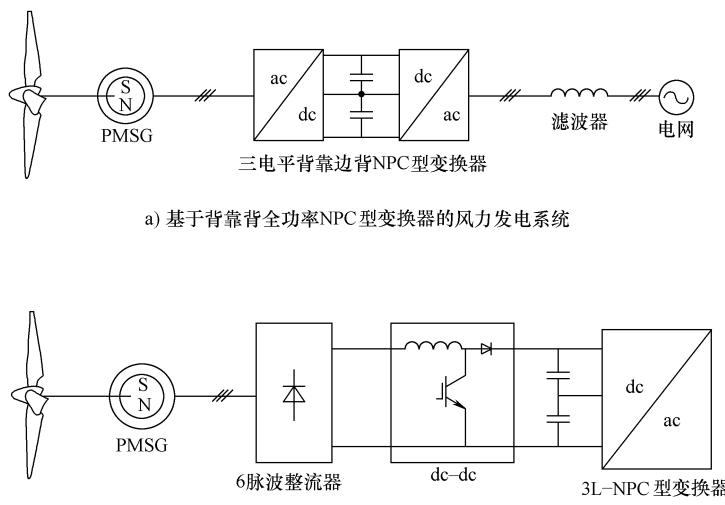


图 1-26 基于全功率 NPC 型变换器的永磁同步发电机风力发电系统

另外一种值得关注的拓扑结构是：在电网侧采用三电平中点钳位型变换器，在发电机侧采用具有直流-直流升压变换器的三相二极管整流器^[90]，其中发电机侧的升压变换器用于实现最大功率点跟踪控制，三电平中点钳位型变换器则用于调节电网侧有功功率和无功功率，如图 1-26b 所示。这种背靠背中点钳位型变换器的主要优点在于结构简单、成本低、具有较高的前端可靠性。但是，这种结构也存在一些缺点：系统动态性能较差、发电机侧引入了谐波电流。

相反，基于级联型 H 桥变换器需要使用隔离的直流源，其工程应用变得略显

复杂。尽管如此，基于永磁同步发电机独立定子绕组进行供电的整流器，还是提出了一些引人关注的概念。每个定子绕组均被整流，并用于级联型 H 桥变换器中每个 H 桥结构上的直流源^[135]。这种方法很自然地提高了系统的电压，为无变压器运行提供了便利条件。变换器输出电平数量的增加有效降低了系统的开关频率。与此同时，电网侧的功率控制性能也得到了改善，无滤波器也可满足电网规范要求。该系统尤其适用于海上风力发电机组，这是由于风力发电机的塔顶通常需要配备升压变压器，对整个结构存在较大的机械应力。

由于目前的光伏系统的功率水平都比较小，从表面上看，采用多电平变换器作为光伏并网系统的功率接口似乎不太合适。然而，近年来，随着光伏模块成本的降低，并网光伏发电厂的功率等级始终处于上升状态。当前，已有数百个 10MW 级的大型光伏电站处于运行状态，甚至还有更大的光伏电站正处于开发阶段。而光伏并网发电系统是发展速度最快的可再生能源之一。对于大型光伏电站，集中式和多组列式配置结构得到了广泛的应用，并通过中间直流-交流变换器实现了并网整合。对于输出功率达到兆瓦级的光伏电站，两电平电压源型变换器这样的经典拓扑结构已经无法满足供电质量、最大允许开关频率、高电压运行条件和滤波器尺寸方面的要求，而多电平变换器却可以实现。

多电平变换器可通过一种更为智能的方式实现光伏阵列的互连，并与公共耦合点处的电压较为接近，甚至可以达到一样的电压水平。由于电网规范对光伏系统的要求越来越苛刻，多电平拓扑结构将变得更具吸引力。

图 1-27a 和 b 分别给出了基于级联型 H 桥变换器拓扑结构和中点钳位型变换器拓扑结构的多电平多组列光伏拓扑结构示意图。由于 H 桥结构采用了串联连接方式，相应的光伏组列很自然地具有了升压功能，从而省去升压变换器或升压变压器，因此级联型 H 桥多电平变换器拓扑结构更适合应用于光伏发电系统。同时，这种拓扑结构还提高了变换器总输出电压的等效开关频率，有效降低了器件的平均开关频率、并网电流的谐波以及电网侧滤波器的体积，提高了系统的效率。目前，Converteam 公司提供用于光伏并网的三电平变换器商业化产品^[25]。

与离网型光伏发电系统相比，并网型光伏发电系统没有储能装置和附加变换器损耗，其运行效率得到了改善，正在迅速增长。但是，在许多情况下，离网型光伏发电系统仍是唯一的能量来源。同样，在这一领域，多电平变换器技术也被认为是一种可能的解决方案^[136]。

最近，多电平变换器还在抽水蓄能装置上获得了应用。通过这种大型储能系统，湖泊、河流甚至海洋中的水被水泵抽至位置较高的蓄水池中，然后在需要时进行水力发电。抽水蓄能装置对核发电厂尤其有用。这是由于核发电厂实际操作中，不能突然改变反应堆的运行水平。在需要低功率运行时，过多的能量驱动泵将水抽至蓄水池中。对于风力发电场，当能量超过消耗需求时，这一方法也同样适用。此外，在功率需求较高（高峰时段）时，蓄水池内的水将可用于产生额外的能量。

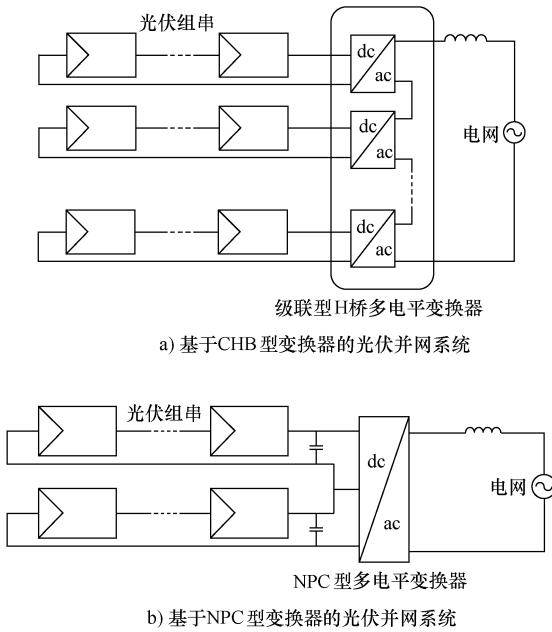


图 1-27 基于多电平变换器的光伏并网系统结构示意图

图 1-28 给出了一种抽水蓄能系统的简化示意图。这种系统使用的可逆式水泵/涡轮机既可用于抽水，也可用于发电。由于这类系统具有较高的功率等级，一般而言，它们都通过同步电动机/发电机以固定的转速运行。然而，研究表明，在不同的负载和运行条件下，即使以高于或低于同步转速的较小的百分比进行变速运行，也会提高系统的效率。因此，对于功率等级更高的水泵/发电机而言，通过部分额定变换器将转子与电网互连后，双馈感应发电机将可提供一定的变速比，从而实现系统的变速运行^[137]。目前，ABB 公司已实现了三电平有源中点钳位型变换器的商业化生产，并可用于 200MVA 抽水蓄能系统^[21]。借助这种解决方案，系统将可提高大约 10% 的效率。另外，有源前端变换器还可减小电力系统的波动，实现无功功率控制，从而提高电力系统的稳定性。

对于长距离输电应用 ($> 600\text{km}$)，高压直流输电是一种高效且经济的能源输送系统。传统的交流-直流-交流变换是通过两端互连于不同的交流系统的背靠背电网换相型变换器来实现的。对于海上风电站、海上石油/天然气平台通过海底电缆与陆地之间的短距离输电系统而言，这种方式还是很有用的。由于输电电压和总功率分别可高达 800kV 和 7GW^[22]，必须将多个晶闸管串联连接。针对这一应用领域，参考文献 [138] 和 [139] 提出了一种基于背靠背模块化多电平变换器的应用方案。最近，西门子公司已经开始生产并销售这种变换器，功率达 1000MW。图 1-29 给出了一种增强型高压直流 (HVDC-plus) 输电系统的结构框图。这种系

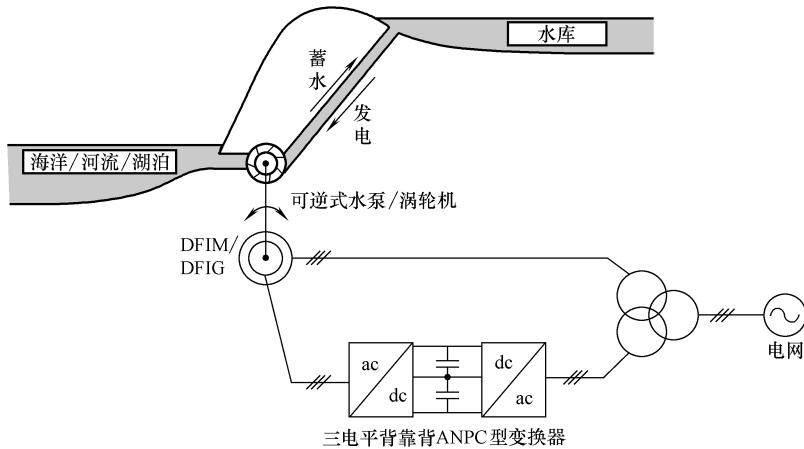


图 1-28 用于抽水蓄能的背靠背 ANPC 双馈感应发电机/电动机

统通过背靠背模块化多电平变换器拓扑结构实现了两个交流电网的互连^[51]。参考文献 [138] 对一种适用于 400MW 系统的模块化多电平变换器进行了分析（每相包括 200 个模块）。参考文献 [140] 还提出了一种适用于高压直流输电的中点钳位型多电平变换器，该系统采用了背靠背 5 电平中点钳位型变换器拓扑结构。

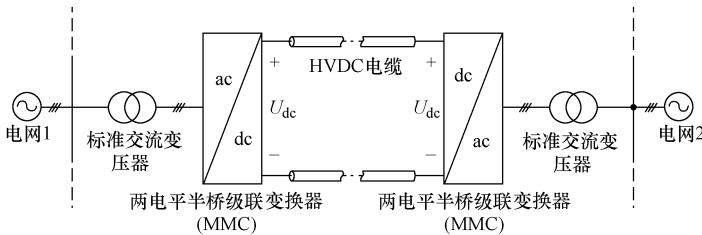


图 1-29 基于 MMC 的增强型 HVDC 系统

1.6.5 在其他领域中的应用

尽管 D 类数字式音频功率放大器不属于中压大功率应用领域，但它们的一些特性，如供电质量得到了改善（主要体现在 THD 得到了降低）、具有达到更高等效开关频率的可能性，不需要提高器件平均开关频率，却推动了多电平技术在这一应用领域的研究^[141,142]。因此，级联型拓扑结构，尤其是采用不等直流源供电的级联型 H 桥结构，更具备应用潜力。这是由于该类结构可较为容易地输出更多的电平（具有更小的 THD），且采用高频滤波器之后，可显著改善音频质量。图 1-30 给出了参考文献 [142] 提出的 9 电平 D 类数字式音频放大器的结构。

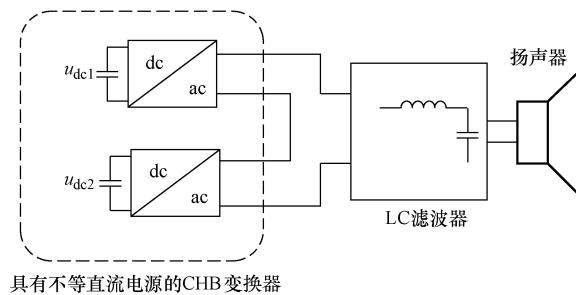


图 1-30 基于 9 电平非对称 CHB 变换器的 D 类数字式音频放大器

1.7 本书的研究内容

本书以级联型高压大容量变换器为主要研究对象，在论述大容量高压变换器拓扑结构及控制技术的基础上，阐述多电平变换技术、多电平调制策略、矢量控制技术、能量回馈技术、具体的工业应用等问题，比较全面地讨论多电平变换器的理论和应用技术，目的在于研究和拓展高压大功率变换器在电力电子技术的应用领域。本书共分为 8 章，第 1 章“绪论”，主要介绍多电平研究现状、多电平变换器拓扑结构和分类、多电平变换器调制与控制技术以及多电平技术的具体工业应用领域等内容。第 2 章“级联型多电平变换器的拓扑结构及原理”，从单相 H 桥结构入手，分别介绍移相变压器及级联型 H 桥结构、工作原理与调制技术等基础知识。第 3 章“多电平变换器 PWM 调制策略”，分别介绍多电平多载波垂直移相和水平移相 SPWM 调制策略，详细分析了不同调制策略的谐波特性。第 4 章“级联型组合变换器拓扑结构及调制策略”，主要介绍基于级联型组合拓扑结构的一般形式，讨论级联型组合拓扑结构的组合调制策略，以及相应的仿真模型和仿真技术。第 5 章“级联型变频器能量回馈拓扑结构及控制策略”，在介绍三种能量回馈功率单元拓扑结构的基础上，分别讨论能量回馈型功率单元的控制策略，并进一步研究了控制系统的仿真问题。第 6 章“级联型高压变频器矢量控制策略”，在介绍矢量控制的基本理论坐标变换和转子磁链定向矢量控制的基础上，分别介绍有速度和无速度级联型矢量控制策略以及相应的系统仿真。第 7 章“高性能级联型变频器系统设计”，分别介绍级联型能量回馈系统和级联型矢量控制系统的软硬件设计。第 8 章“级联型多电平变换器的工业应用”，介绍了级联型变换器在工业应用领域中的一些具体实例，分别为通用型 6kV/400kW 大功率高压变频器、能量回馈级联型多电平同相供电系统、基于 MMC 的柔性直流输电系统、电气化铁路用单相链式 STAT-COM 控制系统。

第2章 级联型多电平变换器拓扑结构及原理

级联型多电平变换器又称级联型H桥（CHB），是工业领域最受欢迎的多电平拓扑结构之一，组成级联型H桥多电平变换器的最基本单元是单相H桥结构，这里所谓最基本单元是指满足构成多电平变换器拓扑结构的最小组成部分。从变换器电路原理分析可知，为了获得输出的多电平，需满足以下两个条件：①能形成基本电平；②有相应的由有源和无源器件组成的单元，能将基本电平合成，输出多电平。因此本章从组成级联型H桥拓扑结构的基本单元入手，介绍级联型结构的基本工作原理，并同时介绍为级联型H桥多电平变换器提供电源的移相变压器，为后续章节的展开打下基础。

2.1 单相H桥结构及工作原理

2.1.1 单相H桥结构

图2-1所示为单相H桥结构示意图，H桥由两个桥臂组成，每个半桥由两个IGBT和其反并联二极管模块串联构成。由图可见，该结构与二极管钳位型或飞跨电容型结构相比，没有大量的钳位二极管或飞跨电容，不需直流母线电容均压来提供变换电路的工作电源，也就不存在直流母线电容电压的不平衡问题。就控制技术而言，基于该结构的多电平变换电路通常采用模块化结构，每个功率单元模块采用独立的直流电源供电，使控制相对容易实现。

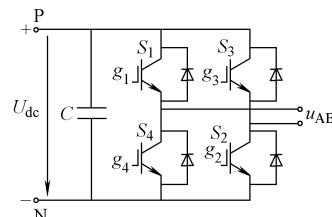


图2-1 单相H桥结构示意图

2.1.2 单相H桥工作原理^[143]

如图2-1所示，直流母线电压 U_{dc} 固定不变，输出的交流电 u_{AB} 是通过PWM方法进行调节，而PWM方法又分单极性调制法和双极性调制法，无论采用哪种调制方法，每个桥臂上下两个开关管的驱动脉冲信号是互补的，即 S_1 和 S_4 的驱动信号 u_{g1} 和 u_{g4} 互补、 S_2 和 S_3 的驱动信号 u_{g2} 和 u_{g3} 互补，即同一桥臂上下两个开关管不能同时导通，否则将使直流侧电源短路。

1. 单极性调制法

图2-2所示为单相H桥变换器采用单极性调制法时的一组典型波形，其中 u_m

和 u_{m-} 为两个正弦调制波，它们的幅值和频率相同，相位互差 180° ； u_{cr} 为三角载波； u_{g1} 和 u_{g3} 为开关管 S_1 和 S_3 的门极驱动信号。由于同一桥臂中上下两个开关管为互补运行方式，为简便起见，这里只讨论 u_{g1} 和 u_{g3} 驱动信号。由图 2-2 可见，驱动信号 u_{g1} 是通过比较 u_m 和 u_{cr} 产生，驱动开关管 S_1 ，驱动信号 u_{g3} 是通过比较 u_{m-} 和 u_{cr} 产生，驱动开关管 S_3 。可见，该调制法中 S_1 和 S_3 不同时动作，输出电压 u_{AB} 在正半周期中只在 0 和 $+U_{dc}$ 之间切换，在负半周期中，则在 0 和 $-U_{dc}$ 之间切换，因此，该调制法被称为单极性调制法，也称为二重化载波调制策略。

图 2-2 所示的单极性调制法是采用两个正弦调制波 u_m 和 u_{m-} 与一个三角载波 u_{cr} 进行调制，当然，单极性调制法也可采用一个正弦调制波 u_m 与两个三角波 u_{cr} 和 u_{cr-} 进行调制，此时两个三角载波 u_{cr} 和 u_{cr-} 频率和幅值相等，但相位相差 180° ，该调制法的典型波形如图 2-3 所示。

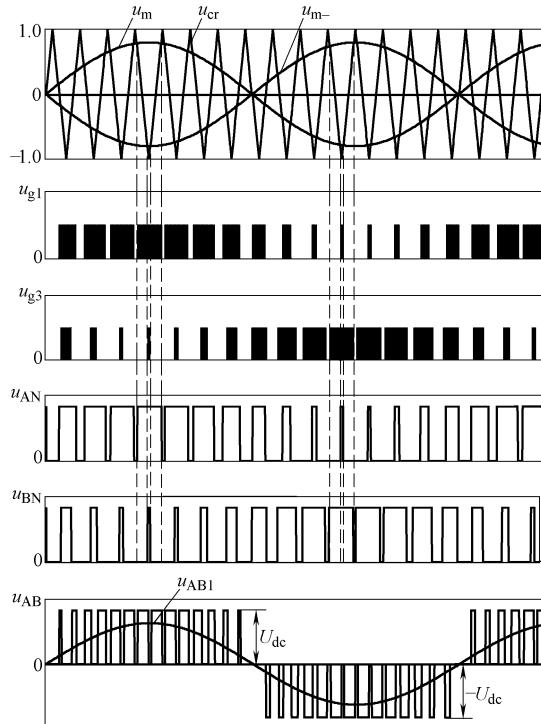


图 2-2 单相 H 桥变换电路采用单极性调制法的典型波形

2. 双极性调制法

图 2-4 所示为单相 H 桥变换器采用双极性调制法时的一组典型波形，其中， u_m 为正弦调制波， u_{cr} 为三角载波， u_{g1} 和 u_{g3} 为开关管 S_1 和 S_3 的门极驱动信号，它们是通过比较 u_m 和 u_{cr} 产生的，输出电压 $u_{AB} = u_{AN} - u_{BN}$ 在 $\pm U_{dc}$ 之间切换，因此，该调制法被称为双极性调制法。

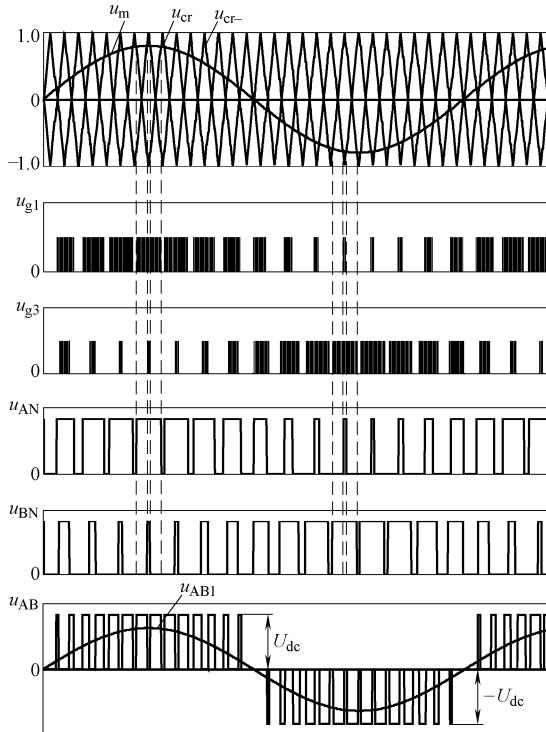


图 2-3 单相 H 桥变换电路采用一个调制波两个载波的单极性调制法的典型波形

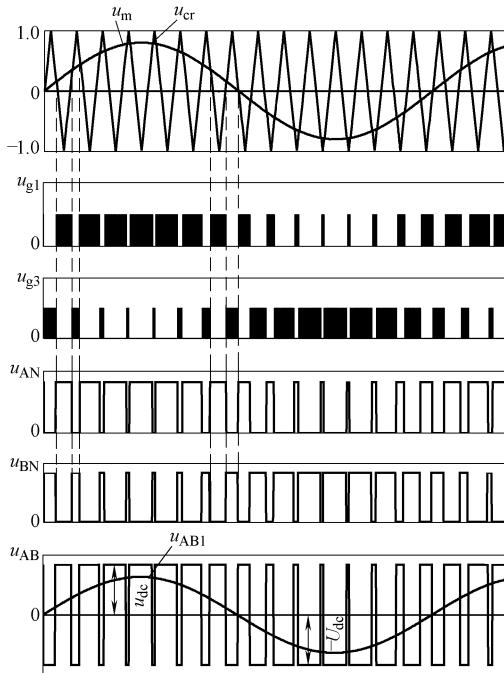


图 2-4 单相 H 桥变换电路采用双极性调制法的典型波形

2.2 移相变压器结构与原理

2.2.1 简介

1986 年美国西屋公司提出由独立的低压功率单元输出串联形成高压逆变系统的技术方案，并申请了美国专利。该方案提出的级联型高压变频器的基本拓扑结构，解决了高压输出与功率器件耐压不足的矛盾，避免了器件直接串联引起的均压问题，奠定了级联型高压变频器的基础。1994 年美国罗宾康公司提出了多重化移相变压器和多电平移相式 PWM 调制方案，生产出功率 $315 \sim 1000\text{kW}$ 的无谐波高压变频器，实现了 $3.3\text{kV}、6\text{kV}$ 的高压输出。该结构的变换器输入采用多重化移相变压器、输出采用多单元串联结构，即输入变压器采用曲折接法，变压器二次侧互差一定电角度，达到抑制输入电流谐波的目的，而输出则采用多电平移相式 PWM，同一相不同串联单元的三角载波互差一定的相位，以达到增加输出电压台阶、提高等效开关频率、改善输出电压波形的目的。该结构的变频器输入端对电网谐波污染小，输入功率因数高，无需采用输入滤波器和功率因数补偿装置，输出端的波形好，不存在由谐波引起的电机附加发热和转矩脉动、噪声、输出 $\text{d}u/\text{dt}$ 、共模电压等问题，可用于普通异步电机。

为了满足谐波标准，目前，大功率传动设备中通常采用多脉波二极管整流器，这些整流器都由带多个二次绕组的移相变压器供电，每个二次绕组给一个 6 脉波二极管整流器供电，各二极管整流器的直流输出侧可联结一个电压源逆变器。多脉波二极管整流器主要优点是可降低电网侧电流的谐波。

由此可见，在级联型多电平变换器中移相变压器是不可缺少的组成部分，它的作用是：①实现一、二次线电压的相位偏移以消除谐波；②变换得到需要的二次电压值；③实现整流器与电网间的电气隔离^[143]。

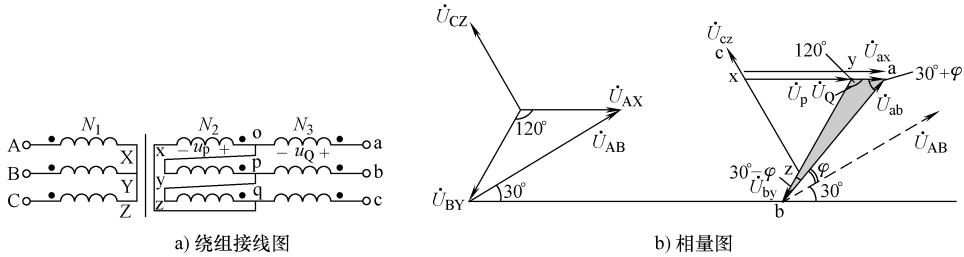
根据移相变压器绕组联结的不同，一次侧有星形（ Y ）和三角形（ Δ ）两种接法，二次侧多为延边三角形联结，下面分别介绍。

2.2.2 一次绕组为 Y 接二次绕组为延边三角形的移相变压器结构

在一次绕组为 Y 接二次绕组为延边三角形的移相变压器中，又有两种结构，即延边三角形有两种，一种是线电压相位超前一次绕组线电压相位 φ 角（简记为 Y/D 型），另一种是线电压相位滞后一次绕组线电压相位 φ 角（简记为 Y/A 型）。

1. Y/D 型移相变压器

Y/D 型移相变压器结构如图 2-5a 所示，图中一次绕组为 Y 形联结，每相绕组匝数为 N_1 ；二次绕组由两部分组成，其匝数分别为 N_2 和 N_3 。绕组 N_2 三角形联结后与 N_3 串联，使二次绕组延边三角形联结，其中 Δ 联结顺序为 $\boxed{\text{o}_x-\text{q}_z-\text{p}_y}$ ，该联结

图 2-5 Y/Y 型移相变压器

方式的相量图如图 2-5b 所示。由相量图可见，二次绕组线电压超前一次绕组线电压 φ 角，即

$$\varphi = \angle \dot{U}_{ab} - \angle \dot{U}_{AB} \quad (2-1)$$

式中， $\angle \dot{U}_{AB}$ 和 $\angle \dot{U}_{ab}$ 分别为一、二次绕组线电压的相量。

为了计算移相变压器的变比，现以一次线电压为参考相量，并规定相量 \dot{U}_{ab} 超前相量 \dot{U}_{AB} 的移相角为 φ 正，则在 $\triangle aby$ 中（参见图 2-5b 所示的深灰色三角形），由正弦定理可得

$$\frac{\overline{ay}}{\sin(30^\circ - \varphi)} = \frac{\overline{by}}{\sin(30^\circ + \varphi)} \quad (2-2)$$

对于三相对称系统，其相电压幅值相等，由式 (2-2) 可推得

$$\frac{\overline{ay}}{\sin(30^\circ - \varphi)} = \frac{\overline{by}}{\sin(30^\circ + \varphi)} = \frac{\overline{ax}}{\sin(30^\circ + \varphi)} \quad (2-3)$$

根据式 (2-3) 可得到二次绕组的匝数比为

$$\frac{N_3}{N_2 + N_3} = \frac{\sin(30^\circ - \varphi)}{\sin(30^\circ + \varphi)} \quad (2-4)$$

由式 (2-4) 可见，只需给定移相角 φ ，则可确定二次绕组的匝数比。

同理在 Δaby 中，由正弦定理可得

$$\frac{\overline{ab}}{\sin 120^\circ} = \frac{\overline{by}}{\sin(30^\circ + \varphi)} \quad (2-5)$$

$$U_{ax} = U_{by} = U_{cz} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(30^\circ + \varphi) U_{ab} \quad (2-6)$$

移相变压器的一、二次绕组匝数比为

$$\frac{N_1}{N_2 + N_3} = \frac{U_{AX}}{U_{ax}} \quad (2-7)$$

由于 $U_{AB} = \sqrt{3} U_{AX}$ ，将式 (2-6) 代入式 (2-7) 可得移相变压器变比为

$$\frac{N_1}{N_2 + N_3} = \frac{U_{AB}}{2 \sin(30^\circ + \varphi) U_{ab}} \quad (2-8)$$

式中，移相角 φ 是在一定范围内变化的，当取 $N_2 = 0$ 时，二次绕组变为 Y 联结， U_{ab} 与 U_{AB} 相位相同，此时移相角 $\varphi = 0$ ；当取 $N_3 = 0$ 时，二次绕组变为 Δ 联结，此时移相角 $\varphi = 30^\circ$ ，因此，移相角 $0^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$ ，即 Y/\triangle 型移相变压器的移相角度在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 范围内。

2. Y/\triangle 型移相变压器

Y/\triangle 型移相变压器结构如图 2-6a 所示，图中一次绕组为 Y 形联结，每相绕组匝数为 N_1 ；二次绕组由两部分组成，其匝数分别为 N_2 和 N_3 ，绕组 N_2 三角形联结后与 N_3 串联，使二次绕组延边三角形联结，该联结方式的相量图如图 2-5b 所示。与 Y/Δ 型不同的是其二次侧 Δ 联结顺序为 $\square^{\text{ox}-\text{py}-\text{qz}}$ 。由相量图可见，二次绕组线电压滞后一次绕组线电压 φ 角，因此 φ 角为负值。

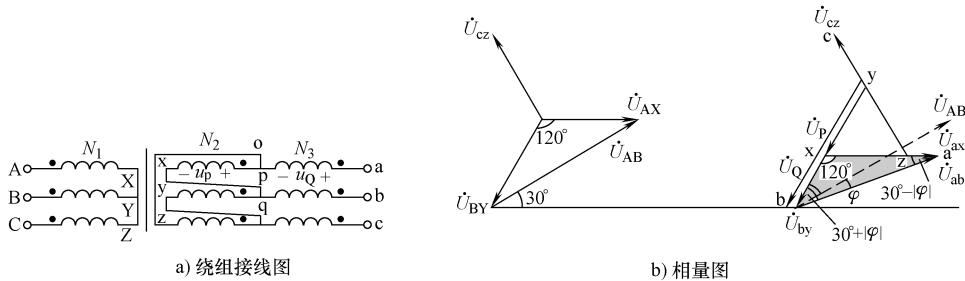


图 2-6 Y/\triangle 型移相变压器

现仍以一次线电压为参考相量，如图 2-6b 所示相量图，在 $\triangle abx$ 中（参见图中深灰色三角形），由正弦定理可得

$$\frac{\overline{ax}}{\sin(30^\circ + |\varphi|)} = \frac{\overline{bx}}{\sin(30^\circ - |\varphi|)} \quad (2-9)$$

对于三相对称系统，其相电压幅值相等，由式 (2-9) 可推得

$$\frac{\overline{ax}}{\sin(30^\circ + |\varphi|)} = \frac{\overline{bx}}{\sin(30^\circ - |\varphi|)} = \frac{\overline{by}}{\sin(30^\circ + |\varphi|)} \quad (2-10)$$

根据式 (2-10) 可得到二次绕组的匝数比为

$$\frac{N_3}{N_1 + N_3} = \frac{\sin(30^\circ - |\varphi|)}{\sin(30^\circ + |\varphi|)} \quad (2-11)$$

由式 (2-11) 可见，只需给定移相角 φ ，则可确定 Y/\triangle 型移相变压器二次绕组的匝数比。

同理在 $\triangle abx$ 中，由正弦定理可得

$$\frac{\overline{ab}}{\sin 120^\circ} = \frac{\overline{ax}}{\sin(30^\circ + |\varphi|)} \quad (2-12)$$

$$U_{ax} = U_{by} = U_{cz} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(30^\circ + |\varphi|) U_{ab} \quad (2-13)$$

移相变压器变比为

$$\frac{N_1}{N_2 + N_3} = \frac{U_{AX}}{U_{ab}} = \frac{U_{AB}}{2\sin(30^\circ + |\varphi|) U_{ab}} \quad (2-14)$$

式中, $U_{AB} = \sqrt{3} U_{AX}$, 移相角 $-30^\circ \leq \varphi \leq 0^\circ$, 即 Y/\triangle 型移相变压器的移相角度在 $-30^\circ \sim 0^\circ$ 范围内。

为了方便读者, 表 2-1 列出了多脉波整流器在 Y/\triangle 型和 Y/\triangle 型移相变压器的典型值, 对于 12、18、24 脉波整流器, 线电压比 U_{AB}/U_{ab} 一般分别为 2、3、4。

表 2-1 Y/\triangle 型和 Y/\triangle 型移相变压器的典型值^[144]

移相角 φ $\varphi = \angle \dot{U}_{ab} - \angle \dot{U}_{AB}$		绕组匝数比		应用	备注
Y/\triangle	Y/\triangle	$\frac{N_3}{N_2 + N_3}$	$\frac{N_1}{N_2 + N_3}$		
0°	0°	1.0	1.0 (U_{AB}/U_{ab})	12、18、24 脉波整流器	$(U_{AB}/U_{ab}) = 2, 3, 4$, 分别对应 12、18、24 脉波整流器
15°	-15°	0.366	0.707 (U_{AB}/U_{ab})	24 脉波整流器	
20°	-20°	0.277	0.653 (U_{AB}/U_{ab})	18 脉波整流器	
30°	-30°	0	0.577 (U_{AB}/U_{ab})	12、24 脉波整流器	

2.2.3 一次绕组为 \triangle 接二次绕组为延边三角形的移相变压器结构

与一次绕组为 Y 接二次绕组为延边三角形的移相变压器结构类似, 一次绕组为 \triangle 接二次绕组为延边三角形的移相变压器的也有两种接法, 即 \triangle/\triangle 型和 \triangle/\triangle 型, 其中 \triangle/\triangle 型移相变压器结构如图 2-7a 所示, 图中一次绕组为 \triangle 形联结, 采用 AX-CZ-BY 联接顺序, 每相绕组匝数为 N_1 ; 二次绕组由两部分组成, 其匝数分别为 N_2 和 N_3 , 绕组 N_2 三角形联结后与 N_3 串联, 使二次绕组延边三角形联结, \triangle 联结顺序为 ox-qz-py, 该联结方式的相量图如图 2-7b 所示。

现以一次线电压为参考相量, 如图 2-7b 所示相量图, 在 $\triangle aby$ 中 (参见图中深灰色三角形), 由正弦定理可得

$$\frac{\overline{by}}{\sin(60^\circ - |\varphi|)} = \frac{\overline{ay}}{\sin(|\varphi|)} \quad (2-15)$$

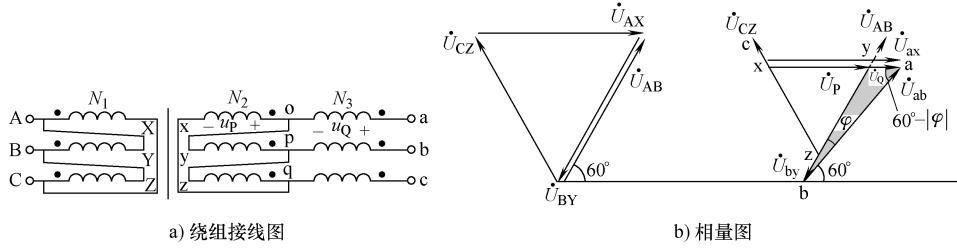


图 2-7 \triangle/\triangle 型移相变压器

根据式 (2-15) 可得到二次侧绕组的匝数比为

$$\frac{N_3}{N_2 + N_3} = \frac{\overline{ay}}{\overline{by}} = \frac{\sin(|\varphi|)}{\sin(60^\circ - |\varphi|)} \quad (2-16)$$

由式 (2-16) 可见, 只需给定移相角 φ , 则可确定 Δ/\triangleright 型移相变压器二次侧绕组的匝数比。

同理在 Δaby 中, 由正弦定理可得

$$\frac{\overline{ab}}{\sin 120^\circ} = \frac{\overline{by}}{\sin(60^\circ - |\varphi|)} \quad (2-17)$$

$$U_{ax} = U_{by} = U_{cz} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ - |\varphi|) U_{ab} \quad (2-18)$$

移相变压器变比为

$$\frac{N_1}{N_2 + N_3} = \frac{U_{AX}}{U_{ax}} = \frac{\sqrt{3} U_{AB}}{2 \sin(60^\circ - |\varphi|) U_{ab}} \quad (2-19)$$

式中, $U_{AB} = U_{AX}$, 移相角 $-30^\circ \leq \varphi \leq 0^\circ$, 即 Δ/\triangleright 型移相变压器的移相角度在 $-30^\circ \sim 0^\circ$ 范围内。

图 2-8 所示为 Δ/\triangleleft 型移相变压器, 同理可推得其二次绕组变比为

$$\frac{N_3}{N_2 + N_3} = \frac{\overline{ay}}{\overline{by}} = \frac{\sin(|\varphi|)}{\sin(60^\circ - |\varphi|)} \quad (2-20)$$

Δ/\triangleleft 型移相变压器的变比为

$$\frac{N_1}{N_2 + N_3} = \frac{U_{AX}}{U_{ax}} = \frac{\sqrt{3} U_{AB}}{2 \sin(60^\circ - |\varphi|) U_{ab}} \quad (2-21)$$

式中, 移相角 $-60^\circ \leq \varphi \leq -30^\circ$, 即 Δ/\triangleleft 型移相变压器的移相角度在 $-60^\circ \sim -30^\circ$ 范围内。

表 2-2 列出了多脉波整流器在 Δ/\triangleright 型和 Δ/\triangleleft 型移相变压器的典型值, 便于读者查阅。

如前所述, 采用多脉波二极管整流器后可降低电网侧电流的谐波畸变, 而移相变压器是其不可缺少的主要组成部分。多脉波二极管整流器采用移相变压器后, 可使 6 脉波二极管整流器产生的低次谐波相互抵消。通常, 二极管整流器脉波数目越多, 输出网侧电流的谐波畸变越小。在实际产品中多采用 12、18 和 24 脉波整流器, 但很少采用脉波多于 30 的二极管/晶闸管整流器, 主要原因在于脉波数越多, 变压器的成本会增加很多, 而性能的改善却不明显^[81]。

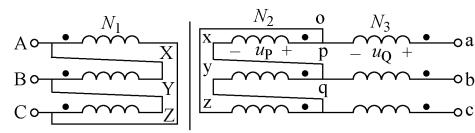


图 2-8 Δ/\triangleleft 型移相变压器绕组接线图

表 2-2 Δ/\triangleright 型和 Δ/\triangleleft 型移相变压器的典型值^[144]

移相 变压器	移相角 φ $\varphi = \angle \dot{U}_{ab} - \angle \dot{U}_{AB}$	绕组匝数比		应用	备注
		$\frac{N_3}{N_2 + N_3}$	$\frac{N_1}{N_2 + N_3}$		
Δ/\triangleright 型	0°	0	1.0 (U_{AB}/U_{ab})	12、18、24 脉波整流器	$(U_{AB}/U_{ab}) = 2, 3, 4$, 分别对应 12、18、24 脉波整流器
	-15°	0.366	1.225 (U_{AB}/U_{ab})	24 脉波整流器	
	-20°	0.532	1.346 (U_{AB}/U_{ab})	18 脉波整流器	
	-30°	1.0	1.732 (U_{AB}/U_{ab})	12、24 脉波整流器	
Δ/\triangleleft 型	-40°	0.532	1.347 (U_{AB}/U_{ab})	18 脉波整流器	
	-45°	0.366	1.225 (U_{AB}/U_{ab})	24 脉波整流器	
	-60°	0	1.0 (U_{AB}/U_{ab})	18 脉波整流器	

对于 12 脉波整流器，移相变压器二次侧有两个绕组，其相位相差 30°；对于 18 脉波整流器，移相变压器二次侧有三个绕组，其相位差 20°；而对于 24 脉波整流器，移相变压器二次侧有四个绕组，其相位差 15°，图 2-9 给出了常用的移相变压器示例。

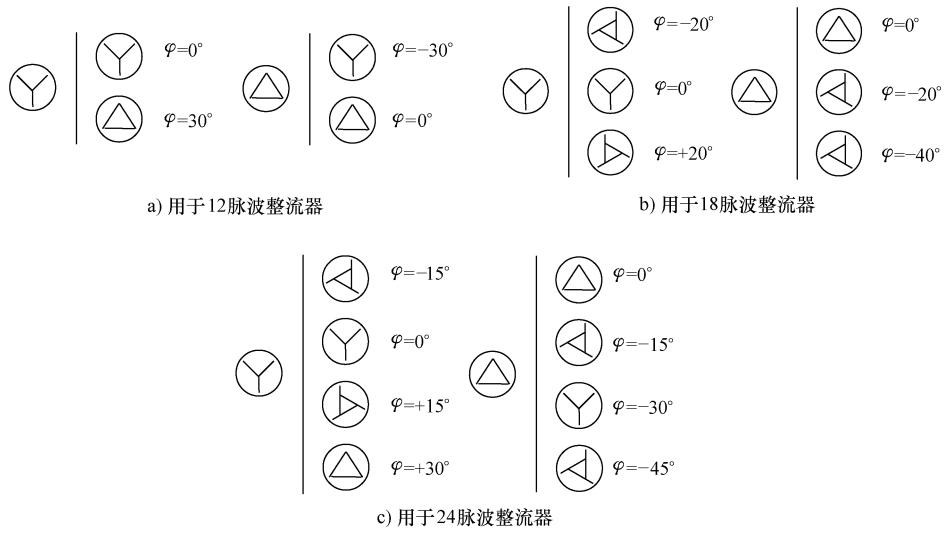


图 2-9 移相变压器示例

2.2.4 移相变压器消除谐波电流的工作原理

为了分析移相变压器消除谐波电流的原理，下面以 12 脉波整流器为例如图 2-10 所示，变压器二次侧有两个绕组，利用二次绕组接法的不同，使两组三相交流电源间相位错开 30°，从而使输出整流电压 U_{dc} 在每个交流电源周期中脉动 12

次，故该电路称为 12 脉波整流电路。如图 2-10 所示，变压器二次绕组分别采用星形和三角形接法，移相角分别为 $\varphi_Y = 0^\circ$ 和 $\varphi_\Delta = 30^\circ$ ，构成相位相差 30° 、大小相等的两组电压，与相互串联的 2 组整流桥联接，设移相变压器

电压比为 $U_{AB}/U_{abY} = U_{AB}/U_{ab\Delta} = 2$ 。

移相变压器二次绕组的线电流为

$$\begin{cases} i_{aY} = \sum_{n=1,5,7,11,13,\dots}^{\infty} I_{mn} \sin(n\omega t) \\ i_{a\Delta} = \sum_{n=1,5,7,11,13,\dots}^{\infty} I_{mn} \sin(n(\omega t + \varphi)) \end{cases} \quad (2-22)$$

由于变压器二次侧的 Y 接绕组相对于一次侧的移相角为 $\varphi_Y = 0^\circ$ ，因此，电流 i_{aY} 折算到一次侧后，所有谐波电流的相角保持不变，折算到一次侧后的电流 $i_{aY'}$ 为

$$i'_{aY} = \frac{1}{2} [I_{m1} \sin(\omega t) + I_{m5} \sin(5\omega t) + I_{m7} \sin(7\omega t) + I_{m11} \sin(11\omega t) + I_{m13} \sin(13\omega t) + \dots] \quad (2-23)$$

而变压器二次侧的 Δ 接绕组相对于一次侧的移相角为 $\varphi_\Delta = 30^\circ$ ，因此，电流 $i_{a\Delta}$ 折算到一次侧后，所有的谐波电流将相移，相移角为

$$\begin{cases} \angle i'_{an} = \angle i_{an} - \varphi, \text{ 当 } n = 1, 7, 13, 19, \dots \text{ 正序谐波时} \\ \angle i'_{an} = \angle i_{an} + \varphi, \text{ 当 } n = 5, 11, 17, 23, \dots \text{ 负序谐波时} \end{cases} \quad (2-24)$$

式中， $\angle i'_{an}$ 和 $\angle i_{an}$ 分别为 n 次谐波电流 i'_{an} 和 i_{an} 的相角。根据式 (2-24) 移相变压器二次谐波电流与折算到一次侧后电流之间的相角关系，可得折算到一次侧后的电流 $i'_{a\Delta}$ 为

$$\begin{aligned} i'_{a\Delta} &= \frac{1}{2} \left[\sum_{n=1,7,13,\dots}^{\infty} I_{mn} \sin(n(\omega t + \varphi_\Delta) - \varphi_\Delta) + \sum_{n=5,11,17,\dots}^{\infty} I_{mn} \sin(n(\omega t + \varphi_\Delta) + \varphi_\Delta) \right] \\ &= \frac{1}{2} (I_{m1} \sin(\omega t) - I_{m5} \sin(5\omega t) - I_{m7} \sin(7\omega t) - I_{m11} \sin(11\omega t) - I_{m13} \sin(13\omega t) - \dots) \end{aligned} \quad (2-25)$$

式中， $\varphi_\Delta = 30^\circ$ 。

一次线电流 i_A 为

$$i_A = i'_{aY} + i'_{a\Delta} = I_{m1} \sin(\omega t) + I_{m11} \sin(11\omega t) + I_{m13} \sin(13\omega t) + I_{m23} \sin(23\omega t) + \dots \quad (2-26)$$

式中，电流 i'_{aY} 和 $i'_{a\Delta}$ 的 5、7、17 和 19 次谐波均相差 180° ，因此可以相互抵消。

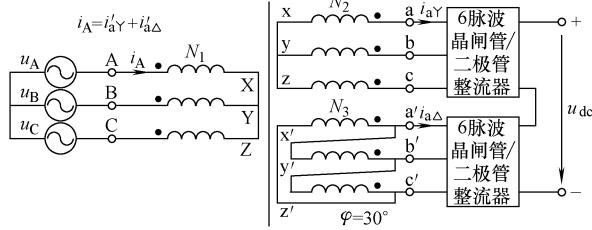


图 2-10 12 脉波整流电路

图 2-11 所示为图 2-10 的 12 脉波串联型二极管整流器电流的谐波频谱。在图 2-11a 和图 2-11b 中可见均含有 5 次和 7 次谐波，但这些谐波通过移相变压器可以相互抵消，因此，在图 2-11c 中 5 次和 7 次谐波几乎被消除。

对于 N 单元串联的高压变频器，输入变压器共需 $3N$ 个二次绕组采用延边三角形联结，依次相差 $\pi/(3N)$ 电角度给 $3N$ 个单元供电，整流电路脉波数为 $6N$ 。各单元整流电流折算到变压器一次侧，输入电流中谐波为 $6Nk \pm 1$ ($k = 1, 2, 3 \dots$) 次，这就大大降低了输入电流的谐波含量。

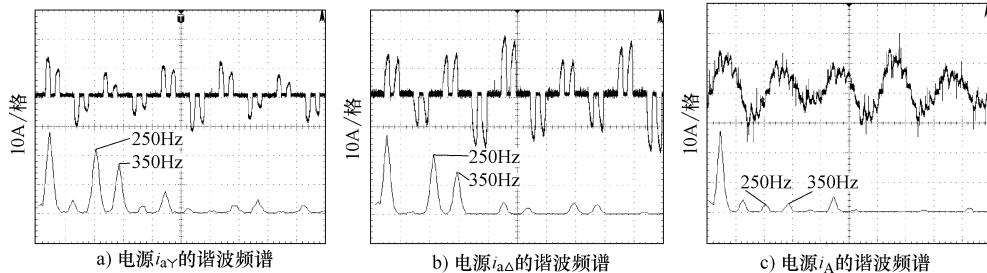


图 2-11 12 脉波串联型二极管整流器电流的谐波频谱

现以 5 单元 ($N=5$) 串联为例，二次绕组共 15 ($3N=15$) 组，每 3 组为一小组采用相同输出电压相位角，5 个小组之间相位角依次相差 $\pi/15 = 12^\circ$ ，相角分别为 $+24^\circ, +12^\circ, 0^\circ, -12^\circ, -24^\circ$ 。在电网侧，整个系统的输入为 30 脉波整流，理论上是不含 29 次及以下谐波，总电流失真率低于 1%。因此，级联型高压变频器由于采用了移相变压器，对电网的谐波污染是很低的，无需增加滤波器就可以满足电网对谐波的要求，简化了系统结构，提高了整机效率。

通常，二极管整流电路相电流和相电压之间的相位差一般小于 15° ，其对应的位移因数大于 0.966。由于采用多重化的二极管整流电路，总输入功率因数可保持在 0.95 以上，因此，级联型高压变换器的输入功率因数较高。

2.3 级联型 H 桥拓扑结构与工作原理

2.3.1 级联型 H 桥拓扑结构

级联型多电平高压变频器是采用若干个低压功率单元输出端直接级联的方式实现高压输出，如图 2-12 所示为 6 单元串联高压变频器的主电路拓扑结构示意图。

在图 2-12 中，每个功率单元的输出电压通过串联方式叠加，形成多电平变换器的输出电压。每个功率单元可以产生一个三电平的输出电压，各功率单元为三相不控整流桥 + 单相 H 桥结构，如图 2-13 所示，关于单相 H 桥结构和工作原理在本章 2.1 中已有详细介绍。

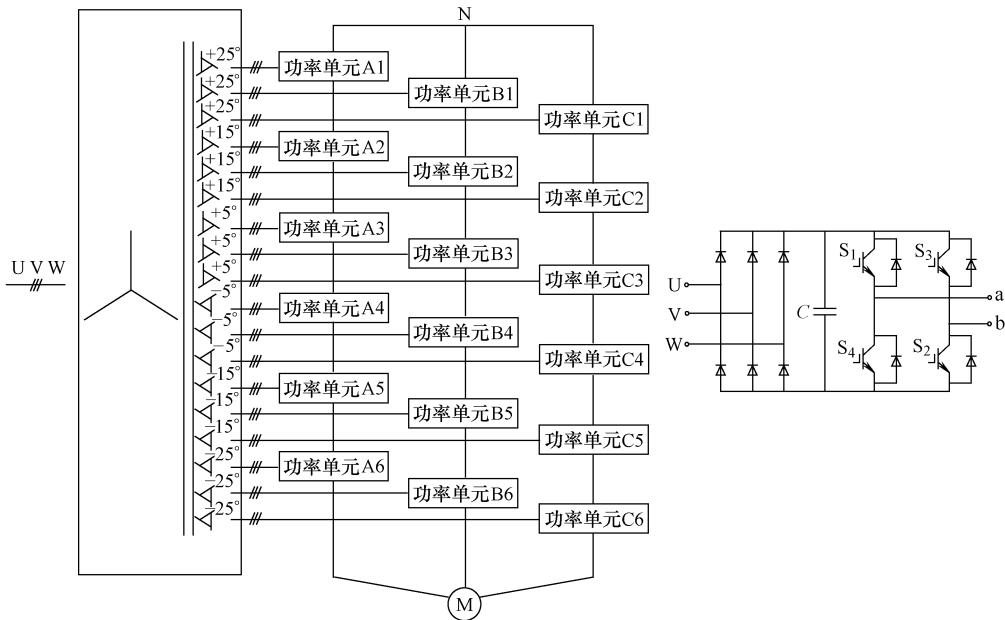


图 2-12 6 单元串联型高压变频器
主电路拓扑示意图

图 2-13 级联型多电平变换
器的功率单元拓扑

在高压大功率变频器中，采用级联型 H 桥结构的主要优势在于：①由 N 个功率单元串联可构成的多电平变换器电平数为 $2N + 1$ 个，因此，每个功率单元的母线电压可低至数百伏，若采用成本低廉、性能稳定的 LV-IGBT 作为功率器件，各功率单元输入又相互隔离，不存在功率器件串联均压的问题，且输入侧采用的移相变压器可有效消除对电网的谐波污染；②变频器逆变侧采用多电平 PWM 技术，谐波和 du/dt 都很小，对电机没有特殊要求；③单元模块化的设计也使其在更换和维护更加方便。但也存在功率器件多，结构复杂，且系统前端的移相变压器成本较高等缺点。这种类型的高压变频器由于技术成熟，性能稳定，已成为我国 6~10kV 高压变频器市场上的主流产品。

2.3.2 级联型 H 桥工作原理

为了进一步说明级联型 H 桥的工作原理，现以图 2-14 所示的一种典型的 2 单元串联 5 电平 H 桥变换器为例说明。由图可见，每相由两个单相 H 桥单元组成，分别由两个独立直流电源供电，直流电源可采用 6 脉波二极管整流器实现。

变换器工作中，以 A 相为例，当开关管 S_{A11} 、 S_{A21} 、 S_{A12} 和 S_{A22} 导通时，单相 H 桥单元 H_{A1} 和 H_{A2} 输出均为 E ，即有 $u_{AH1} = u_{AH2} = E$ ，此时 A 相的电压为 $u_{AN} = u_{AH1} + u_{AH2} = 2E$ 。以此类推，根据开关状态的不同组合，输出电平分别在 $2E$ 、 E 、 0 、 $-E$ 、 $-2E$ 中变化，见表 2-3。由表 2-3 可见，某些电压电平可由超过一种的开关

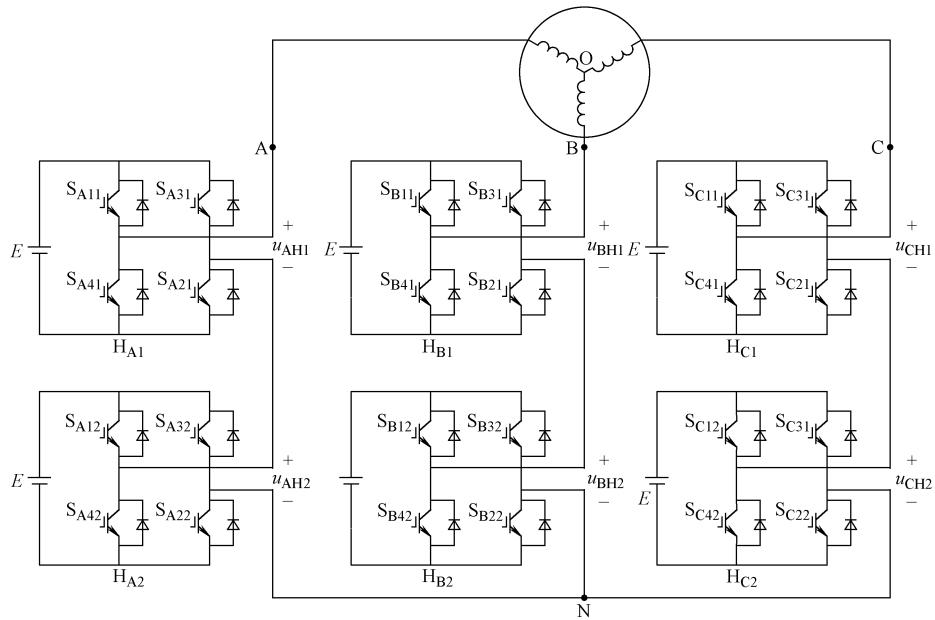


图 2-14 一种典型 5 电平串联 H 桥变换器拓扑结构示意图

状态实现，这表明存在冗余性，能使开关状态的设计变得灵活，给控制带来方便。

表 2-3 2 单元串联 5 电平 H 桥变换器 A 相输出电压与其对应的开关状态

输出电压 u_{AN}	开关状态				u_{AH1}	u_{AH2}
	S_{A11}	S_{A31}	S_{A12}	S_{A32}		
$2E$	1	0	1	0	E	E
	1	0	1	1	E	0
	1	0	0	0	E	0
	1	1	1	0	0	E
	0	0	1	0	0	E
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	E	$-E$
	0	1	1	0	$-E$	E
	0	1	1	1	$-E$	0
$-E$	0	1	1	1	$-E$	0
	0	1	0	0	$-E$	0
	1	1	0	1	0	$-E$
	0	0	0	1	0	$-E$
$-2E$	0	1	0	1	$-E$	$-E$

以上介绍的级联型 H 桥结构是采用相同直流电源供电，实际上在级联型 H 桥结构中，不同的功率单元也可采用不同电压的直流电源供电。当采用不同直流电压供电时，在每相 H 桥单元数不变的情况下，变换器输出的电平数可增加，这就使功率单元数一定条件下，进一步提高输出电平数成为可能。但由于各功率单元采用了不同直流电压，不能模块化制造，同时由于这种结构的冗余开关状态数减少，也使开关状态的设计变得复杂，因此实际产品中，功率单元采用不同直流电压结构的变换器很少应用。

2.4 本章小结

本章介绍了组成级联型 H 桥多电平变换器的最基本单元——单相 H 桥结构、H 桥的单极性调制法和双极性调制法工作原理，同时也介绍了在级联型多电平变换器中不可缺少的组成部分——移相变压器的作用、分类，讨论了移相变压器的结构、相量图及工作原理，推导了二次绕组的匝数比和移相变压器变比。为方便设计，给出了移相变压器移相角、匝数比等主要数据表。基于 12 脉波整流电路详细分析了移相变压器消除谐波电流的原理，并给出了相应的实验曲线，验证了移相变压器消除谐波电流的作用。最后介绍了级联型 H 桥拓扑结构和工作原理，为后续章节的大容量多电平变换器的分析奠定基础。

第3章 多电平变换器 PWM 调制策略

多电平变换器研究的重点内容之一是对其调制策略的研究。调制策略的优劣直接影响着多电平变换器的性能。在过去的 20 多年里，研究者们对各种拓扑结构的多电平变换器调制策略开展了大量的研究工作，提出了一系列行之有效的调制方法。这些调制方法基本上都是传统的两电平变换器脉宽调制技术的扩展和引申，但由于多电平变换器本身所具有的特殊性，其所采用的调制策略也各有特点。

3.1 多电平变换器 PWM 调制策略的分类

多电平变换器的 PWM 调制策略种类繁多，若按采用开关频率的不同，多电平变换器调制策略可以分为基波开关频率调制（即在输出基波周期内，开关器件通断一次）和高开关频率调制（即在输出基波周期内，开关器件通断多次）。其中，基波开关频率调制又可分为空间矢量控制（SVC）和有选择的谐波消除技术（SHE）；而高开关频率调制则可分为空间矢量 PWM（SVPWM）和多载波 SPWM。多载波 SPWM 一般采用两种技术，即①基于载波垂直移相技术（包括 PD、AOPD、POD）；②基于载波水平移相技术（Phase Shifting, PS）。多电平变换器 PWM 调制策略分类示意图如图 3-1 所示^[8]。

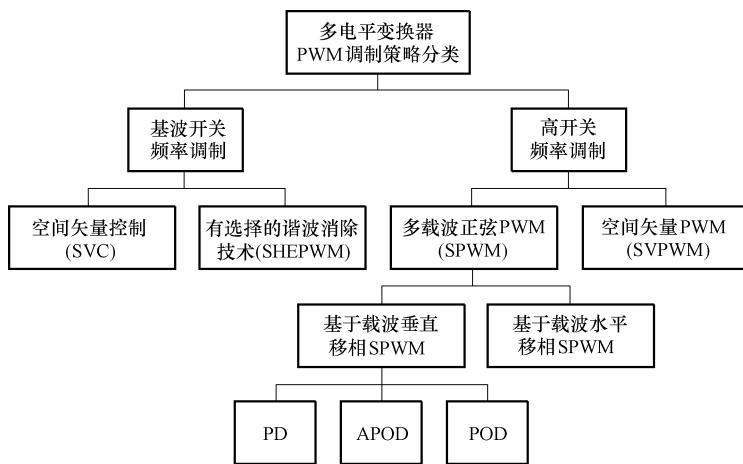


图 3-1 多电平变换器 PWM 调制策略分类示意图

也有研究者对多电平变换器调制策略的分类是从多电平变换器的控制自由度考虑，通过不同的组合，得到各种不同的调制策略。例如，就载波而言，多电平变换

器的载波通常不止一个，其形状可以是常用的三角波，也可是锯齿波等，对每种载波至少有频率、相位、幅值、垂直方向的偏移量和水平方向的偏移量等多个可控制的自由度；而多电平变换器的调制波，可以是正弦波或梯形波，同样对于每种调制波形，也有频率、相位、幅值、叠加零序分量等多个参数，即自由度。若将不同控制自由度进行互相组合，会产生一些新型多电平变换器 PWM 调制策略，并进一步与各种多电平变换器的基本拓扑相结合，将产生数量庞大的多电平变换器 PWM 调制策略。

3.2 多电平 SPWM 调制策略

3.2.1 SPWM 调制策略

常规的 SPWM 调制策略是将三角载波和正弦调制波比较且生成 PWM 波形，而多电平 SPWM 调制策略是基于多载波的正弦脉宽调制。基于多载波的 SPWM 调制策略的基本原理是采用几个三角载波信号和正弦参考信号，通过它们之间的比较产生开关切换信号。基于多载波的 SPWM 技术是多电平变换器最常用的调制策略之一，它是两电平 SPWM 技术在多电平变换器中的直接拓展。由于多电平变换器拓扑的复杂性和多样性，与两电平变换器相比，多电平变换器的 SPWM 调制策略也更具多样性，常用的主要有两种：基于载波垂直移相的 SPWM 和基于载波水平移相的 SPWM。

3.2.2 载波垂直移相 SPWM 多电平调制策略

载波垂直移相 SPWM 调制策略是两电平变换器 SPWM 方法在多电平变换器中的拓展。其基本原理是将 N 电平变换器的 $N - 1$ 个具有相同频率和相同幅值的三角载波并排放置，形成载波组，以载波组的水平中线作为参考零线，共同的正弦调制波与其相交，得到相应的开关信号。

载波垂直移相 SPWM 多电平调制主要包括以下三种调制策略：

- ① 所有载波相位相同的 PD (Phase Disposition) 调制策略，如图 3-2a 所示。
- ② 所有相邻的载波相位相反的 APOD (Alternative Phase Opposition Disposition) 调制策略，如图 3-2b 所示。
- ③ 正载波与负载波相位相反的 POD (Phase Opposition Disposition) 调制策略，如图 3-2c 所示。

3.2.3 载波水平移相 SPWM 多电平调制策略

将两电平 SPWM 调制方法推广到多电平变换器调制策略中，便产生了基于多个三角载波信号移相的 SPWM 方法，即载波水平移相 SPWM 多电平调制策略。该

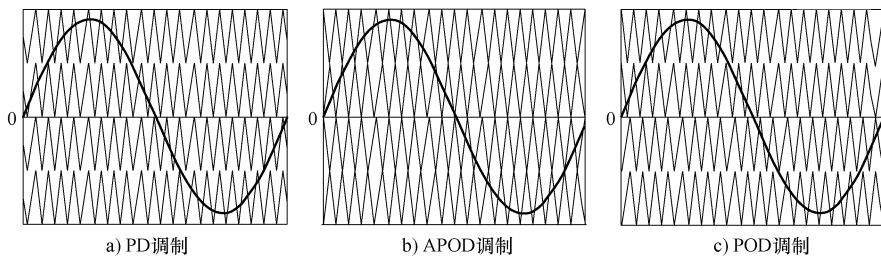


图 3-2 载波垂直移相 SPWM 多电平调制策略示意图

调制策略一般应用于多单元串联变换器拓扑结构。通过对该调制策略输出阶梯波的仿真分析可知，对于 N 单元串联变换器，三角载波之间移相 $\theta_c = 2\pi/N$ ，可获得最大的谐波消除效果，且可提高等效开关频率；基于此，在满足实际现场要求的情况下，可以进行有针对性的设计。例如，可以减少每个功率单元的开关频率，从而减少开关损耗。为了便于调制策略之间性能上的比较，还需要在理论上对输出谐波性能进行系统的分析，这对于从本质上理解该调制策略是非常必要的。图 3-3 给出了多载波水平移相 SPWM 调制策略示意图。

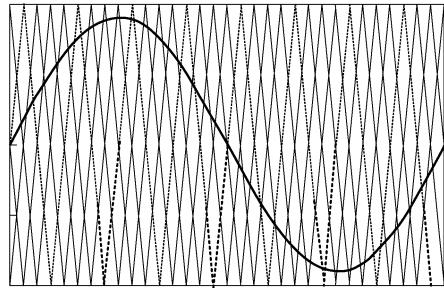


图 3-3 PS 调制策略示意图

3.2.4 多载波 SPWM 调制策略谐波分析

为了对多电平变换器 PWM 调制策略特性的深入了解，通常采用数字仿真的方法，通过对输出阶梯波进行快速傅里叶变换（Fast Fourier Transform, FFT）分析，确定相应的调制特性，但这仅仅是一种定性的分析，缺少完整的数学解释。其分析结果的准确性很大程度上依赖于数字仿真的算法、载波比的取值以及研究者们的经验，因此，对于多电平调制策略，需要进行定量分析，准确得出其输出阶梯波的数学表达式。只有这样，才能把握住各种调制策略的本质，深入了解其谐波特性，直观地对各种调制策略进行比较，在实际应用中能更灵活地对调制策略进行选择。

1. SPWM 调制策略谐波分析的基本方法

对于单边傅里叶变换可以通过表达式将所有时域的波形 $F(t)$ 表示为一系列各种频率的正弦分量的组合，以决定其谐波含量，该表达式即为

$$F(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{j k \omega t} \quad (3-1)$$

式中， $c_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(t) e^{-j k \omega t} dt$ 。

在 SPWM 调制方式中，所输出的 PWM 电压波形是由基波频率 f_0 与载波频率 f_c 共同决定的。当采用同步调制时，输出的电压波形相对于时间 t 具有重复性，因此可以采用单边傅里叶级数来分析其输出电压谐波特性；当采用异步调制时，载波比 f_c/f_0 不是整数，对于时间 t 而言，其输出电压波形不具备周期性，输出波形在调制波的各周期内所包含的脉冲模式没有重复性，在这种情况下，应采用双边傅里叶分析方法。这种方法最早被应用于通信领域，后来被应用于电力电子研究的 PWM 谐波分析中。

为了能更清晰地认识多电平调制策略的本质，下面将双边傅里叶分析的方法引入基于多载波的多电平 PWM 调制策略的分析中。

根据双边傅里叶变换理论^[145]，任何基于载波的 PWM 调制策略，其输出波形的通用谐波表达式可表示为

$$\begin{aligned} z = F(t) = F(x, y) &= \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(mx) + B_{m0} \sin(mx)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \end{aligned} \quad (3-2)$$

式中，第三项为载波及载波倍数的谐波，第四项为载波倍数的边带谐波。式 (3-2) 也可表示为

$$\begin{aligned} z = F(x, y) &= \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)] + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \end{aligned} \quad (3-3)$$

在式 (3-2) 中， $y = \omega_0 t$, $x = \omega_c t$, 系数 A_{mn} 为

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(x, y) \cos(mx + ny) dx dy \quad (3-4)$$

系数 B_{mn} 为

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(x, y) \sin(mx + ny) dx dy \quad (3-5)$$

为了方便计算，可定义 $C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn}$ ，即有

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(x, y) e^{j(mx + ny)} dx dy \quad (3-6)$$

由于 $y = \omega_0 t$, $x = \omega_c t$, 式 (3-2) 中的谐波形式可以表示为 $m\omega_c t + n\omega_0 t$ ($\omega_0 = 2\pi f_0$, $\omega_c = 2\pi f_c$)，并存在以下三种情况：

- ① 当 $m=0$, $n \neq 0$ 时, $n\omega_0$ 为基波或谐波；
- ② 当 $m \neq 0$, $n=0$ 时, $m\omega_c$ 为载波及载波倍数的谐波；
- ③ 当 $m \neq 0$, $n \neq 0$ 时, $m\omega_c t + n\omega_0 t$ 为载波倍数的边带谐波。

通过上述将双边傅里叶变换方法引入基于多载波的多电平 PWM 调制策略的分析可知，对于任何调制策略，若想获得其谐波含量的解析表达式，关键是根据 x , y 合理地确定积分区域，便可得出相应的开关函数 $F(x, y)$ 的值。

2. 基于载波垂直移相的多电平调制策略分析^[146,147]

如前所述，基于载波垂直移相的多电平调制策略又分为 APOD、POD 和 PD 三种，以下是以图 3-4 所示的 PD 调制策略为例进行分析的。基于载波垂直移相的基本调制原理：在调制波的正半周，调制波与 0 参考轴上的所有载波进行比较，当调制波每大于一个载波时，便输出一个正的台阶电平，否则输出 0 电平；在调制波的负半周，调制波与 0 参考轴下的所有载波进行比较，当调制波每小于一个载波时，便输出一个负的台阶电平，否则输出 0 电平。将调制波与每一个载波进行比较以得到变换器相应的输出电平，从而获得最后的电平输出。

随着多电平变换器电平数的增加，开关函数 $F(x, y)$ 有多个取值，这给谐波分析带来很大的困难，为此需要简化。简化的目的是基于波形合成的原则，在等效原则的前提下，减少开关函数 $F(x, y)$ 的取值个数。

双边傅里叶分析应用于 PWM 波形分析中，应基于 f_0 、 f_c 分别独立考察一个调制波周期内、一个三角载波周期内，调制波与三角载波的相交情况；亦即应把载波周期与调制波周期区别开，并分别加以考察。

以 PD 调制为例，其调制策略如图 3-4 所示。对于 N 电平而言，需要 $N - 1$ 个载波，正、负半周各需要 $N' = (N - 1)/2$ 个载波。如图 3-4 所示，为了方便研究，取三角载波的峰峰值为 1，调制波为 $g(y) = A_m \cos \omega_0 t$ ，调制度为 $M = A_m/N'$ 。

若以图 3-4 所示为基础，把三角载波与调制波建立在一个统一的坐标系下进行研究，则非常直观，同时所具有的对称性有利于解析计算。对于图 3-4 而言，根据调制规则，其生成的阶梯波如图 3-5a 所示。在图 3-5a 所示中，为了便于计算谐波系数，可对其进行等效处理，即将图 3-5a 中的时间坐标下移，等效成如图 3-5b 所示。

根据波形合成原则，图 3-5b 所示的阶梯波，可以等效表示为一系列两电平 PWM 波的叠加。每个两电平 PWM 波的生成，可以认为是每个三角载波与调制波

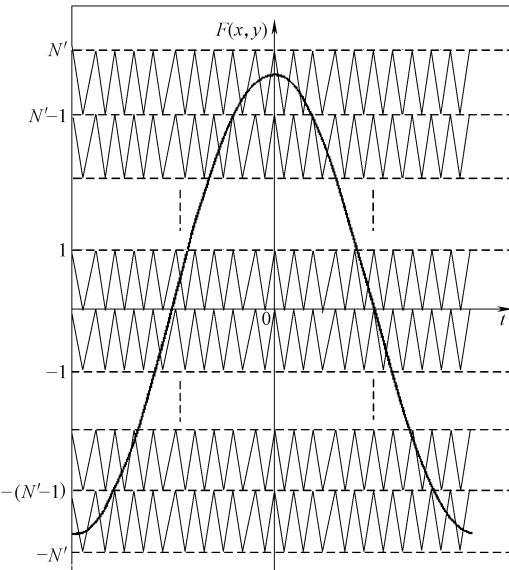
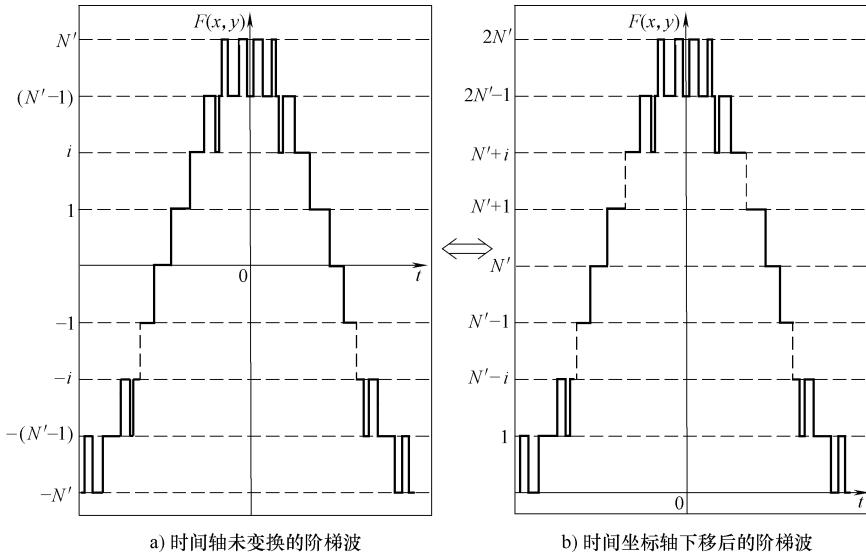


图 3-4 PD 调制策略示意图

图 3-5 N 电平输出阶梯波坐标系等价变换示意图

相交后所形成的两电平阶梯波。该方法的思想是将多电平阶梯波分解为两电平这一最小基本单元，很好地解决了多电平变换器随着电平数的增加而带来谐波计算的复杂性的难题。

设 $\langle N'M \rangle$ 为大于 $N'M$ 的最小整数，以表示调制波在正半周（或负半周）相交的载波个数。为了涵盖在线性调制区的所有情况，从一般性出发，调制波在给定的调制度 M 下，与 $2\langle N'M \rangle$ 个载波相交，输出电平数为 $2\langle N'M \rangle + 1$ 。对于线性调制区， $\langle N'M \rangle \leq N'$ 。特别是当 $\langle N'M \rangle = N'$ 时，便获得在线性调制区所获得的最大输出电平数 $N = 2N' + 1$ 。结合图 3-5b，波形叠加过程如图 3-6 所示。

如图 3-6 所示， $F_{p,i}(x,y)$ 、 $F_{e,i}(x,y)$ 分别为正半周第 i 个三角载波与调制波相交后得到的两电平 PWM 波表达式， $i = 1, 2, \dots, \langle N'M \rangle$ 。由图 3-6 所示可知，根据波形合成原则， N 电平变换器 PWM 波表达式 $F(x,y)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} F(x,y) &= F_{p,1}(x,y) + \dots + F_{p,i}(x,y) + \dots + F_{p,\langle N'M \rangle - 1}(x,y) + F_{p,\langle N'M \rangle}(x,y) + \\ &\quad F_{e,1}(x,y) + \dots + F_{e,i}(x,y) + \dots + F_{e,\langle N'M \rangle - 1}(x,y) + F_{e,\langle N'M \rangle}(x,y) \\ &= \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} [F_{p,i}(x,y) + F_{e,i}(x,y)] \end{aligned} \quad (3-7)$$

考虑一个完整的调制波周期内，在正半波周期中，调制波与第 i 个三角载波的相交情况如图 3-7 所示。现由于按图 3-5b 所示方法选取坐标系，故在图 3-7a 所示的调制波周期内调制波与载波的相交情况中，其调制波为 $g(y) = \langle N'M \rangle + N'M\cos\omega_0 t$ 。

如图 3-7 所示为在调制波正半波周期内，调制波与载波的相交情况及开关函数

$F_{p,i}(x, y)$ 的取值情况 (参见图 3-7a), 其中 $-y_{i-1}$, y_{i-1} 与 $-y_i$, y_i 分别表示调制波与正半周第 i 个三角载波的包络线 $g(y) = \langle N'M \rangle + i - 1$, $g(y) = \langle N'M \rangle + i$ 的交点。

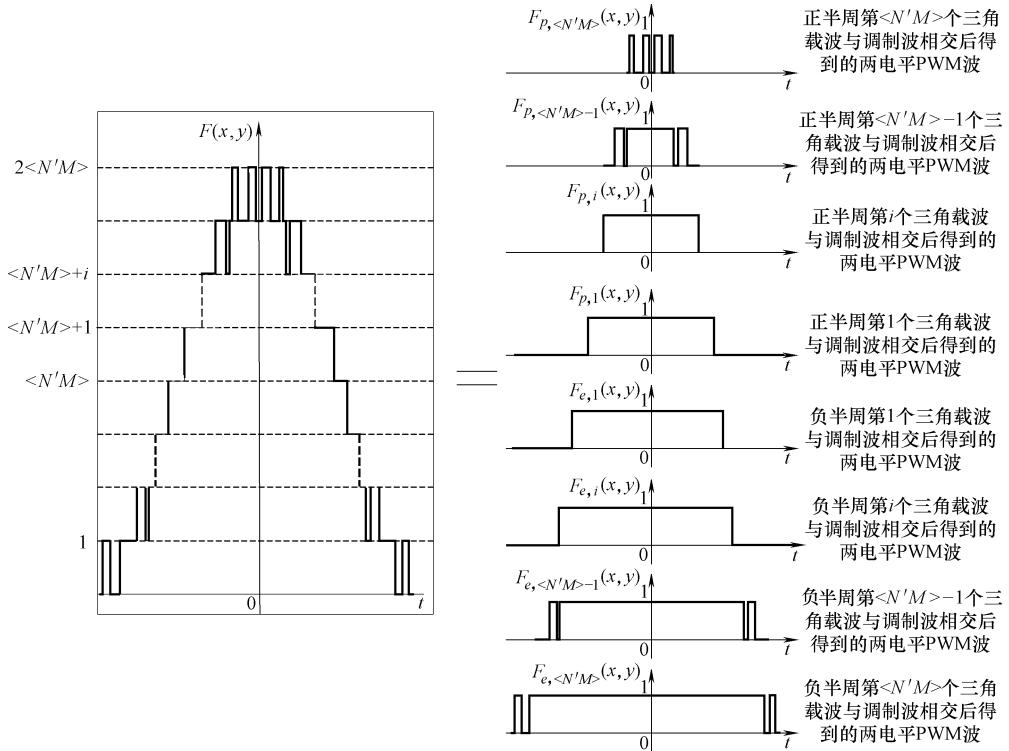


图 3-6 波形合成等效示意图

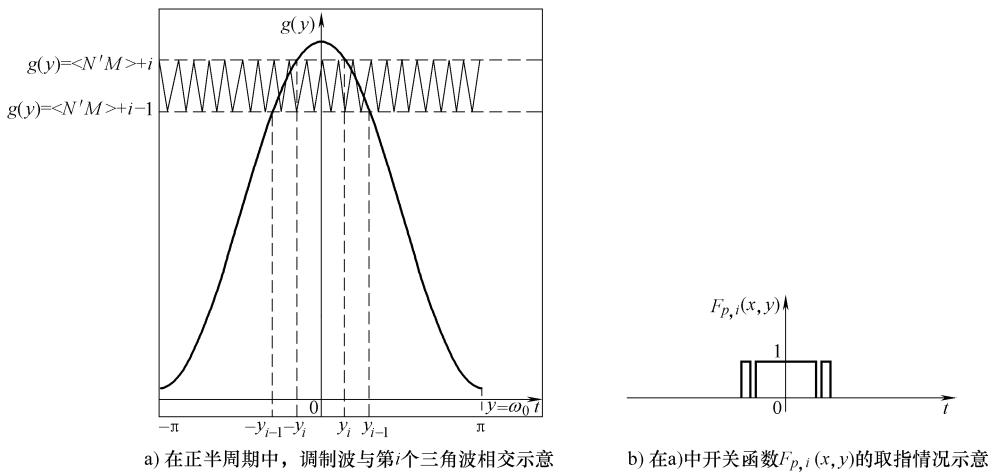


图 3-7 调制波与第 i 个三角波相交情况示意

对于 y_i , 有 $g(y) = i$, 则可推得

$$\langle N'M \rangle + N'M \cos y_i = \langle N'M \rangle + i$$

即有

$$y_i = \arccos\left(\frac{i}{N'M}\right) \quad (3-8)$$

对于图 3-7a 所示情况, 则有

$$y_i = \begin{cases} 0, & i > N'M \\ \arccos\left(\frac{i}{N'M}\right), & i \leq N'M \end{cases} \quad (3-9)$$

根据图 3-7b 示意, 在一个调制波周期内, 开关函数 $F_{p,i}(x, y)$ 的取值情况为

$$F_{p,i}(x, y) = \begin{cases} 0, & y \in [-\pi, -y_{i-1}) \\ 0 \text{ 或 } 1, & y \in [-y_{i-1}, -y_i) \\ 1, & y \in [-y_i, y_i) \\ 0 \text{ 或 } 1, & y \in [y_i, y_{i-1}) \\ 0, & y \in [y_{i-1}, \pi] \end{cases} \quad (3-10)$$

由式 (3-10) 可知, 开关函数 $F_{p,i}(x, y)$ 存在取 0 或 1 的情况。如何区别, 需要考察载波周期内, 调制波与载波之间的相交情况。图 3-8 所示为载波周期内调制波与载波的相交情况示意 I。

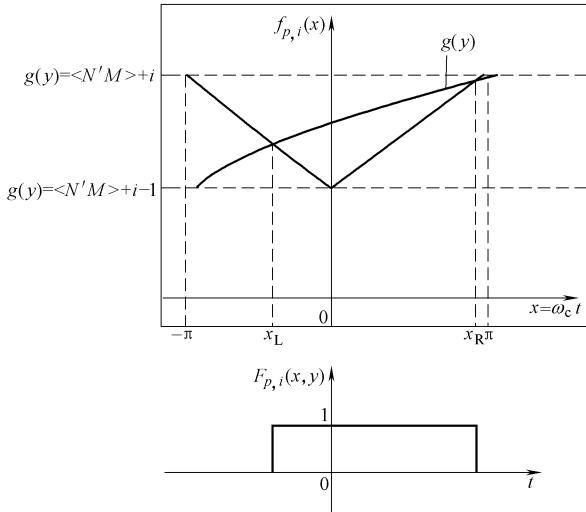


图 3-8 载波周期内调制波与载波的相交情况示意 I 图

若坐标系的选取如图 3-6 所示, 为了判断开关函数的取值, 在一个三角载波周期内, 当正半周第 i 个三角载波与调制波相交时, 可通过计算其交点方程获得。

当 $x \in [-\pi, 0)$ 时有

$$f_{p,i}(x) = -\frac{1}{\pi}x + (i-1) + \langle N'M \rangle \quad (3-11)$$

当 $x \in [0, \pi]$ 时有

$$f_{p,i}(x) = \frac{1}{\pi}x + (i-1) + \langle N'M \rangle \quad (3-12)$$

对于 $x_L (x_L \in [-\pi, 0])$, 有

$$g(y) = f_{p,i}(x) = -\frac{1}{\pi}x_L + (i-1) + \langle N'M \rangle$$

则可推得

$$\langle N'M \rangle + N'M \cos y = -\frac{1}{\pi}x_L + (i-1) + \langle N'M \rangle \quad (3-13)$$

即有

$$x_L = -\pi(N'M \cos y - i + 1) \quad (3-14)$$

对于 $x_R (x_R \in [0, \pi])$, 有

$$g(y) = f_{p,i}(x) = \frac{1}{\pi}x_R + (i-1) + \langle N'M \rangle$$

则可推得

$$\langle N'M \rangle + N'M \cos y = \frac{1}{\pi}x_R + (i-1) + \langle N'M \rangle \quad (3-15)$$

即有

$$x_R = \pi(N'M \cos y - i + 1) \quad (3-16)$$

在一个三角载波周期内, 开关函数 $F_{p,i}(x, y)$ 的取值情况为

$$F_{p,i}(x, y) = \begin{cases} 0, & x \in [-\pi, x_L] \\ 1, & x \in [x_L, x_R] \\ 0, & x \in [x_R, \pi] \end{cases} \quad (3-17)$$

通过上面的讨论, 分别得出了调制波周期、载波周期内 $F_{p,i}(x, y)$ 的取值情况, 结合式 (3-10)、式 (3-17) 可以综合得出由调制波周期与载波周期共同决定的积分区域, 开关函数 $F_{p,i}(x, y)$ 的完整取值情况为

$$F_{p,i}(x, y) = \begin{cases} 0, & y \in [-\pi, -y_{i-1}] \\ 0, & x \in [-\pi, x_L], y \in [-y_{i-1}, -y_i] \\ 1, & x \in [x_L, x_R], y \in [-y_{i-1}, -y_i] \\ 0, & x \in [x_R, \pi], y \in [-y_{i-1}, -y_i] \\ 1, & x \in [-\pi, \pi], y \in [-y_i, y_i] \\ 0, & x \in [-\pi, x_L], y \in [y_i, y_{i-1}] \\ 1, & x \in [x_L, x_R], y \in [y_i, y_{i-1}] \\ 0, & x \in [x_R, \pi], y \in [y_i, y_{i-1}] \\ 0, & y \in [y_{i-1}, \pi] \end{cases} \quad (3-18)$$

其积分区域投影到 x0y 坐标系中, 如图 3-9 所示, 图中阴影部分为开关函数 $F_{p,i}(x, y) = 1$ 的有效积分区域。

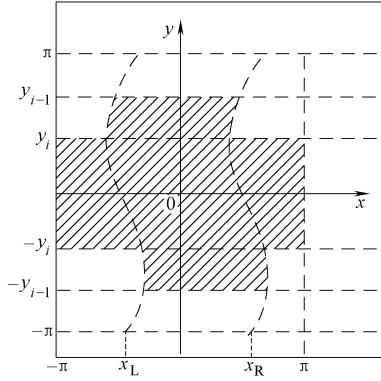


图 3-9 开关函数的积分区域

根据式 (3-18) 及图 3-9 所示, 可以计算开关函数 $F_{p,i}(x, y)$ 的谐波系数 $C_{mn,p,i}$, 其表达式为

$$\begin{aligned} C_{mn,p,i} &= A_{mn,p,i} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F_{p,i}(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \\ &= \frac{1}{2\pi^2} \left[\underbrace{\int_{-y_{i-1}}^{-y_i} \int_{x_L}^{x_R} e^{j(mx+ny)} dx dy}_{A_{p1}} + \underbrace{\int_{-y_i}^{y_i} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy}_{A_{p2}} + \underbrace{\int_{y_i}^{y_{i-1}} \int_{x_L}^{x_R} e^{j(mx+ny)} dx dy}_{A_{p3}} \right] \end{aligned} \quad (3-19)$$

对式 (3-19) 可分以下三种情况进行讨论和计算。

① 当 $m=0$ 和 $n=0$ 时 (第一种情况)

当 $m=0$ 和 $n=0$ 时, 谐波系数为直流分量, 则有

$$A_{p1} = \int_{-y_{i-1}}^{-y_i} \int_{x_L}^{x_R} dx dy = 2\pi [N'M(\sin y_{i-1} - \sin y_i) - i(y_{i-1} - y_i) + (y_{i-1} - y_i)] \quad (3-20)$$

$$A_{p2} = \int_{-y_i}^{y_i} \int_{x_L}^{x_R} dx dy = 4\pi y_i \quad (3-21)$$

$$A_{p3} = A_{p1} \quad (3-22)$$

由式 (3-20) ~ 式 (3-22) 可得

$$\begin{aligned} C_{00,p,i} &= A_{00,p,i} = \frac{1}{2\pi^2} (A_{p1} + A_{p2} + A_{p3}) \\ &= \frac{2}{\pi} [N'M(\sin y_{i-1} - \sin y_i) - i(y_{i-1} - y_i) + (y_{i-1} - y_i)] + \frac{2}{\pi} y_i \end{aligned} \quad (3-23)$$

② 当 $m=0$ 和 $n \neq 0$ 时 (第二种情况)

当 $m=0$ 和 $n \neq 0$ 时，为基波和谐波。

a) 若且当 $n \neq \pm 1$ 时，则有

$$\begin{aligned} A_{p3} &= \int_{y_i}^{y_{i-1}} \int_{x_L}^{x_R} \cos(ny) dx dy = \pi N' M \left[\frac{\sin(n+1)y}{n+1} + \frac{\sin(n-1)y}{n-1} \right] \Big|_{y_i}^{y_{i-1}} - 2\pi(i-1) \frac{\sin(ny)}{n} \Big|_{y_i}^{y_{i-1}} \\ &= \frac{\pi N' M}{n+1} [\sin(n+1)y_{i-1} - \sin(n+1)y_i] + \frac{\pi N' M}{n-1} [\sin(n-1)y_{i-1} - \sin(n-1)y_i] \\ &\quad - \frac{2\pi(i-1)}{n} [\sin(ny_{i-1}) - \sin(ny_i)] \end{aligned} \quad (3-24)$$

$$A_{p2} = \int_{-y_i}^{y_i} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(ny) dx dy = \int_{-y_i}^{y_i} 2\pi \cos(ny) dy = \frac{4\pi}{n} \sin ny_i \quad (3-25)$$

$$A_{p1} = A_{p3} \quad (3-26)$$

根据式 (3-24) ~ 式 (3-26) 可得谐波系数为

$$\begin{aligned} C_{0n,p,i} = A_{0n,p,i} &= \frac{1}{2\pi^2} (A_{p1} + A_{p2} + A_{p3}) = \frac{2}{n\pi} \sin ny_{i-1} + \frac{2i}{n\pi} (\sin ny_i - \sin ny_{i-1}) \\ &\quad + \frac{N' M}{(n+1)\pi} [\sin(n+1)y_{i-1} - \sin(n+1)y_i] + \frac{N' M}{(n-1)\pi} [\sin(n-1)y_{i-1} - \sin(n-1)y_i] \end{aligned} \quad (3-27)$$

b) 若且当 $n=1$ 时，则有

$$\begin{aligned} A_{p3} &= 2\pi \left[\int_{y_i}^{y_{i-1}} \frac{N' M}{2} (\cos 2y + 1) dy - \int_{y_i}^{y_{i-1}} (i-1) \cos y dy \right] \\ &= \frac{\pi N' M}{2} (\sin 2y_{i-1} - \sin 2y_i) + \pi N' M (y_{i-1} - y_i) - 2\pi(i-1) (\sin y_{i-1} - \sin y_i) \end{aligned} \quad (3-28)$$

$$A_{p2} = 4\pi \sin y_i \quad (3-29)$$

由式 (3-26)、式 (3-28)、式 (3-29) 可得谐波系数为

$$\begin{aligned} C_{01,p,i} = A_{01,p,i} &= \frac{1}{2\pi^2} (A_{p1} + A_{p2} + A_{p3}) \\ &= \frac{N' M}{2\pi} (\sin 2y_{i-1} - \sin 2y_i) + \frac{1}{\pi} N' M (y_{i-1} - y_i) - \frac{2i}{\pi} (\sin y_{i-1} - \sin y_i) + \frac{2}{\pi} \sin y_{i-1} \end{aligned} \quad (3-30)$$

③ 当 $m \neq 0$, $n \in (-\infty, \infty)$ 时（第三种情况）

当 $m \neq 0$, $n \in (-\infty, \infty)$ 时，为载波及载波倍数谐波、载波倍数的边带谐波，则有

$$\begin{aligned} A_{p1} &= \int_{-y_{i-1}}^{-y_i} \int_{x_L}^{x_R} e^{j(mx+ny)} dx dy \xrightarrow{y' = -y} = - \int_{y_{i-1}}^{y_i} \int_{x_L}^{x_R} e^{j(mx-ny')} dx dy' = \int_{y_i}^{y_{i-1}} \int_{x_L}^{x_R} e^{j(mx-ny)} dx dy \\ &= \frac{1}{jm} \int_{y_i}^{y_{i-1}} e^{-jny} (e^{jmx_R} - e^{jmx_L}) dy \end{aligned} \quad (3-31)$$

在图 3-4 中，由于所采用的统一坐标系，正弦调制波与三角载波均关于 y 轴对称

称, 为偶函数。因此, 在双边傅里叶分析中, 正弦谐波系数 $B_{mn} = 0$, 根据式 (3-6), 有 $C_{mn} = A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(x, y) \cos(mx + ny) dx dy$, 这就简化了谐波系数的计算, 但是这种简化不容易得到谐波表达式的闭合形式。为此, 需引入 Jacobi-Anger 公式, 即

$$e^{\pm j\lambda \cos y} = J_0(\lambda) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^k J_k(\lambda) \cos(ky) \quad (3-32)$$

式中, $J_k(\lambda)$ 为 k 阶 Bessel 函数。将式 (3-14)、式 (3-16)、式 (3-32) 代入式 (3-31) 中, 可得

$$\begin{aligned} e^{jm x_R} - e^{jm x_L} &= e^{jm\pi(N'M \cos y - i + 1)} - e^{-jm\pi(N'M \cos y - i + 1)} = e^{jm\pi(-i + 1)} e^{jm\pi N'M \cos y} - \\ &\quad e^{-jm\pi(-i + 1)} e^{-jm\pi N'M \cos y} \\ &= [e^{jm\pi(-i + 1)} - e^{-jm\pi(-i + 1)}] J_0(m\pi N'M) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} [e^{jm\pi(-i + 1)} j^k - \\ &\quad e^{-jm\pi(-i + 1)} j^{-k}] J_k(m\pi N'M) \cos(ky) \\ &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} 2j \sin[m(-i + 1)\pi + k\frac{\pi}{2}] J_k(m\pi N'M) \cos(ky) \\ &= 4j(-1)^{m(i-1)} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \cos(ky) \end{aligned} \quad (3-33)$$

由式 (3-33) 可得

$$\begin{aligned} A_{p1} &= \frac{4(-1)^{m(i-1)}}{m} \int_{y_i}^{y_{i-1}} e^{-jny} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \cos(ky) dy \\ &= \frac{4(-1)^{m(i-1)}}{m} \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) (\cos ny - j \sin ny) \cos(ky) dy \\ &= \frac{2(-1)^{m(i-1)}}{m} \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \{ [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] - \\ &\quad j[\sin(n+k)y + \sin(n-k)y]\} dy \end{aligned} \quad (3-34)$$

在计算 A_{p2} 时, 由于 $\cos(mx + ny)$ 关于积分区域偶对称, 所以有

$$A_{p2} = 0 \quad (3-35)$$

同理可得

$$A_{p3} = \int_{y_i}^{y_{i-1}} \int_{x_L}^{x_R} e^{j(m x + n y)} dx dy = \frac{1}{jm} \int_{y_i}^{y_{i-1}} e^{jny} (e^{jm x_R} - e^{jm x_L}) dy \quad (3-36)$$

将式 (3-33) 代入式 (3-36) 可得

$$\begin{aligned} A_{p3} &= \frac{4(-1)^{m(i-1)}}{m} \int_{y_i}^{y_{i-1}} e^{jny} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \cos(ky) dy \\ &= \frac{4(-1)^{m(i-1)}}{m} \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) (\cos ny + j \sin ny) \cos(ky) dy \end{aligned}$$

$$= \frac{2(-1)^{m(i-1)}}{m} \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N' M) \{ [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] + j [\sin(n+k)y + \sin(n-k)y] \} dy \quad (3-37)$$

由式(3-19)、式(3-34)、式(3-35)、式(3-37)可得谐波系数为

$$\begin{aligned} C_{mn,p,i} &= A_{mn,p,i} = \frac{1}{2\pi^2} (A_{p1} + A_{p2} + A_{p3}) \\ &= \frac{2(-1)^{m(i-1)}}{m\pi^2} \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N' M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \end{aligned} \quad (3-38)$$

关于调制波负半周与三角载波相交情况的分析，与正半周的分析类似。对应于图3-7a所示，根据对称性可得调制波的负半周与载波的相交情况，如图3-10和图3-11所示。

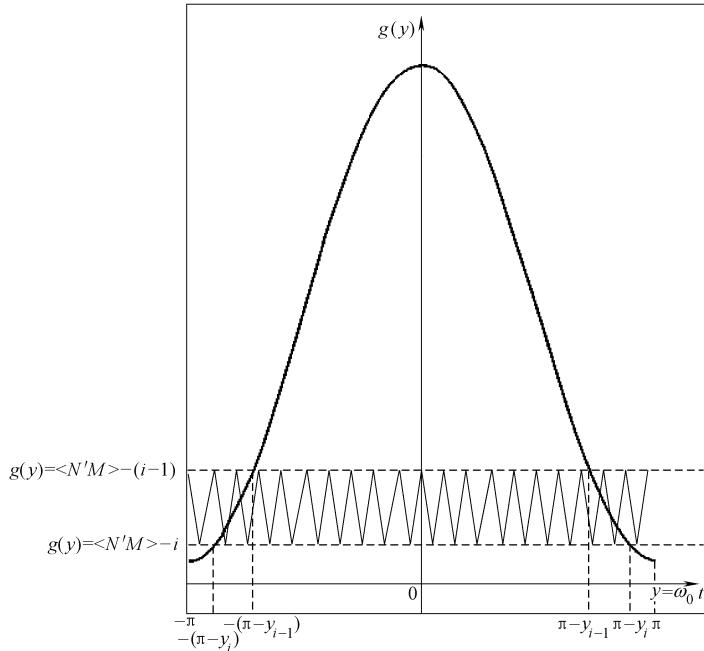


图3-10 在调制波的负半周与载波的相交情况

如图3-11所示，在负半周时有如下情况：

当 $x \in [-\pi, 0]$ 时，则有

$$f_{e,i}(x) = -\frac{1}{\pi}x - i + \langle N'M \rangle \quad (3-39)$$

当 $x \in [0, \pi]$ 时，则有

$$f_{e,i}(x) = \frac{1}{\pi}x - i + \langle N'M \rangle \quad (3-40)$$

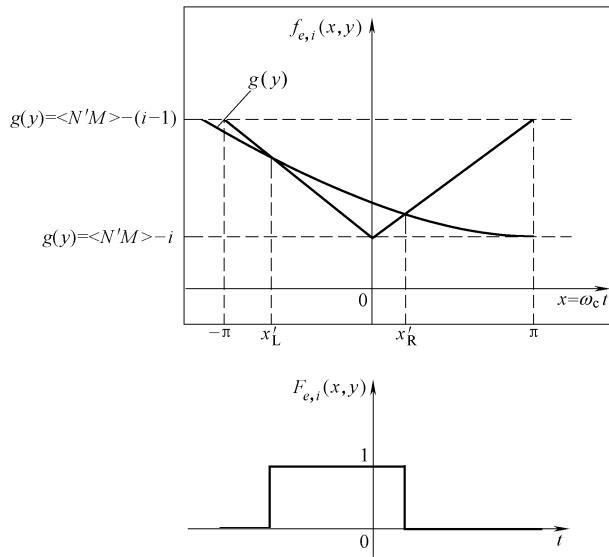


图 3-11 三角载波周期内载波与调制波的相交情况 II

类似于正半周的分析，可求得交点时刻的方程为

$$x'_L = -\pi(N'M\cos y + i) \quad (3-41)$$

$$x'_R = \pi(N'M\cos y + i) \quad (3-42)$$

在负半周，开关函数 $F_{e,i}(x, y)$ 的完整取值情况为

$$F_{e,i}(x, y) = \begin{cases} 0, & y \in [-\pi, -(\pi - y_i)) \\ 0, & x \in [-\pi, x'_L], y \in [-(\pi - y_i), -(\pi - y_{i-1})] \\ 1, & x \in [x'_L, x'_R], y \in [-(\pi - y_i), -(\pi - y_{i-1})] \\ 0, & x \in [x'_R, \pi], y \in [-(\pi - y_i), -(\pi - y_{i-1})] \\ 1, & x \in [-\pi, \pi], y \in [-(\pi - y_{i-1}), (\pi - y_{i-1})] \\ 0, & x \in [-\pi, x'_L], y \in [(\pi - y_{i-1}), (\pi - y_i)] \\ 1, & x \in [x'_L, x'_R], y \in [(\pi - y_{i-1}), (\pi - y_i)] \\ 0, & x \in [x'_R, \pi], y \in [(\pi - y_{i-1}), (\pi - y_i)] \\ 0, & y \in [(\pi - y_i), \pi] \end{cases} \quad (3-43)$$

在式 (3-43) 中，可以充分体现出在所采用坐标系下面计算 $F_{e,i}(x, y)$ 的谐波系数的优越性。 $F_{e,i}(x, y)$ 的谐波系数为

$$C_{mn,e,i} = A_{mn,e,i} = \frac{1}{2\pi^2} \left[\underbrace{\int_{-(\pi-y_i)}^{-(\pi-y_{i-1})} \int_{x'_L}^{x'_R} e^{j(mx+ny)} dx dy}_{A_{e1}} + \underbrace{\int_{-(\pi-y_{i-1})}^{\pi-y_i} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy}_{A_{e2}} + \underbrace{\int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \int_{x'_L}^{x'_R} e^{j(mx+ny)} dx dy}_{A_{e3}} \right] \quad (3-44)$$

对式 (3-44) 可分以下三种情况进行讨论和计算。

① 当 $m=0$ 和 $n=0$ 时 (第一种情况)

当 $m=0$ 和 $n=0$ 时, 谐波系数为直流分量, 则有

$$A_{e1} = \int_{-(\pi-y_i)}^{-(\pi-y_{i-1})} \int_{x'_L}^{x'_R} dx dy = 2\pi [N'M(\sin y_i - \sin y_{i-1}) + i(y_{i-1} - y_i)] \quad (3-45)$$

$$A_{e2} = 4\pi^2 - 4\pi y_{i-1} \quad (3-46)$$

$$A_{e3} = A_{e1} \quad (3-47)$$

根据式 (3-44) ~ 式 (3-47) 可得

$$C_{00,e,i} = A_{00,e,i} = \frac{2}{\pi} [N'M(\sin y_i - \sin y_{i-1}) + i(y_{i-1} - y_i)] + 2 - \frac{2}{\pi} y_{i-1} \quad (3-48)$$

② 当 $m=0$ 和 $n \neq 0$ 时 (第二种情况)

当 $m=0$ 和 $n \neq 0$ 时, 为基波和谐波。

a) 若且当 $n \neq \pm 1$ 时, 则有

$$A_{e1} = \int_{-(\pi-y_i)}^{-(\pi-y_{i-1})} \int_{x'_L}^{x'_R} e^{jny} dx dy \xrightarrow{y' = -y} = \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \int_{x'_L}^{x'_R} e^{-jny} dx dy = 2 \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} e^{-jny} x'_R dy \quad (3-49)$$

$$A_{e2} = \int_{-(\pi-y_{i-1})}^{\pi-y_{i-1}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} dx dy = 2\pi \int_{-(\pi-y_{i-1})}^{\pi-y_{i-1}} e^{jny} dy = -(-1)^n \frac{4\pi}{n} \sin(ny_{i-1}) \quad (3-50)$$

$$A_{e3} = \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \int_{x'_L}^{x'_R} e^{jny} dx dy = 2 \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} e^{jny} x'_R dy \quad (3-51)$$

根据式 (3-49)、式 (3-51) 可得

$$\begin{aligned} A_{e1} + A_{e3} &= 2 \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} (e^{jny} + e^{-jny}) x'_R dy = 4\pi \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \cos ny (N'M \cos y + i) dy \\ &= 2N'M\pi \left[\frac{\sin(n+1)(\pi-y_i)}{n+1} - \frac{\sin(n+1)(\pi-y_{i-1})}{n+1} + \frac{\sin(n-1)(\pi-y_i)}{n-1} - \right. \\ &\quad \left. \frac{\sin(n-1)(\pi-y_{i-1})}{n-1} \right] + \frac{4i\pi}{n} [\sin n(\pi-y_i) - \sin n(\pi-y_{i-1})] \\ &= 2N'M\pi \left[\frac{(-1)^n \sin(n+1)y_i}{n+1} - \frac{(-1)^n \sin(n+1)y_{i-1}}{n+1} + \frac{(-1)^n \sin(n-1)y_i}{n-1} - \right. \\ &\quad \left. \frac{(-1)^n \sin(n-1)y_{i-1}}{n-1} \right] + \frac{4i\pi}{n} [-(-1)^n \sin ny_i + (-1)^n \sin ny_{i-1}] \quad (3-52) \end{aligned}$$

根据式 (3-44)、式 (3-50)、式 (3-52) 可得

$$\begin{aligned}
C_{0n,e,i} &= A_{0n,e,i} = \frac{1}{2\pi^2} (A_{p1} + A_{p2} + A_{p3}) \\
&= -\frac{2(-1)^n}{n\pi} \sin y_{i-1} + \frac{2i(-1)^n}{n\pi} (\sin y_{i-1} - \sin y_i) + \frac{N'M(-1)^n}{(n+1)\pi} [\sin(n+1)y_i - \sin(n+1)y_{i-1}] + \frac{N'M(-1)^n}{(n-1)\pi} [\sin(n-1)y_i - \sin(n-1)y_{i-1}] \\
&\quad (3-53)
\end{aligned}$$

b) 若且当 $n=1$ 时, 则有

$$\begin{aligned}
A_{e1} + A_{e3} &= 2N'M\pi \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} (\cos 2y + 1) dy + 4\pi i \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \cos y dy \\
&= \pi N'M (\sin 2y_{i-1} - \sin 2y_i) + 2N'M\pi (y_{i-1} - y_i) + 4\pi i (\sin y_{i-1} - \sin y_i) \\
&\quad (3-54)
\end{aligned}$$

$$A_{e2} = -4\pi \sin y_{i-1} \quad (3-55)$$

根据式 (3-44)、式 (3-54)、式 (3-55) 可得谐波系数为

$$\begin{aligned}
C_{01,e,i} &= A_{01,e,i} = \frac{1}{2\pi^2} (A_{p1} + A_{p2} + A_{p3}) \\
&= \frac{N'M}{2\pi} (\sin 2y_{i-1} - \sin 2y_i) + \frac{N'M}{\pi} (y_{i-1} - y_i) + \frac{2i}{\pi} (\sin y_{i-1} - \sin y_i) - \frac{2}{\pi} \sin y_{i-1} \\
&\quad (3-56)
\end{aligned}$$

③ 当 $m \neq 0, n \in (-\infty, \infty)$ 时 (第三种情况)

当 $m \neq 0, n \in (-\infty, \infty)$ 时, 为载波及载波倍数的谐波、载波倍数的边带谐波, 则有

$$\begin{aligned}
A_{e1} &= \int_{-(\pi-y_i)}^{-(\pi-y_{i-1})} \int_{x'_L}^{x'_R} e^{j(mx+ny)} dx dy \xrightarrow{y'=-y} = \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \int_{x'_L}^{x'_R} e^{j(mx-ny)} dx dy \\
&= \frac{1}{jm} \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} e^{-jny} (e^{jmx'_R} - e^{jmx'_L}) dy \\
&\quad (3-57)
\end{aligned}$$

由式 (3-32)、式 (3-41)、式 (3-42) 可得

$$\begin{aligned}
e^{jmx'_R} - e^{jmx'_L} &= e^{jmi\pi} e^{jm\pi N'M \cos y} - e^{-jmi\pi} e^{-jm\pi N'M \cos y} \\
&= (e^{jmi\pi} - e^{-jmi\pi}) J_0(m\pi N'M) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (e^{jmi\pi} j^k - e^{-jmi\pi} j^{-k}) J_k(m\pi N'M) \cos(ky) \\
&= 2 \sum_{k=1}^{\infty} 2j \sin\left(mi\pi + k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \cos(ky) \\
&\quad (3-58)
\end{aligned}$$

将式 (3-58) 代入式 (3-57) 可得

$$\begin{aligned} A_{e1} &= \frac{4(-1)^{mi}}{m} \int_{\pi - y_{i-1}}^{\pi - y_i} e^{-jny} \left[\sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \cos(ky) \right] dy \\ &= \frac{2(-1)^{mi}}{m} \int_{\pi - y_{i-1}}^{\pi - y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \{ [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] - \\ &\quad j[\sin(n+k)y + \sin(n-k)y] \} dy \end{aligned} \quad (3-59)$$

同理可得

$$A_{e2} = 0 \quad (3-60)$$

$$\begin{aligned} A_{e3} &= \frac{2(-1)^{mi}}{m} \int_{\pi - y_{i-1}}^{\pi - y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \{ [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] + j \\ &\quad [\sin(n+k)y + \sin(n-k)y] \} dy \end{aligned} \quad (3-61)$$

根据式 (3-59) ~ 式 (3-61) 可得谐波系数为

$$\begin{aligned} C_{mn,e,i} &= A_{mn,e,i} = \frac{1}{2\pi^2} (A_{e1} + A_{e2} + A_{e3}) \\ &= \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \int_{\pi - y_{i-1}}^{\pi - y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \end{aligned} \quad (3-62)$$

通过以上对调制波在正、负半周与载波相交情况的分析，所采用的方法是以单个载波与调制波相交形成的两电平 PWM 波为基础，基于波形合成原则进行分析计算，而对于相邻载波的相位关系没有要求。因此，相邻载波的相位关系在多电平输出电压谐波分析中，是可以选择的自由度之一，所有相邻的载波相位可以任意分布，具有不同的相位关系。相邻载波的相位关系可以通过它们的初始相位角来表示，在这里可设 $\alpha_{p,i}$ 、 $\alpha_{e,i}$ 分别为正、负半轴第 i 个三角载波的初始相位。

综上所述，根据式 (3-2)，对于正半周第 i 个三角载波与调制波相交后所得到的两电平 PWM 输出谐波表达式为

$$F_{p,i}(x,y) = \frac{A_{00,p,i}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_{0n,p,i} \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn,p,i} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{p,i}) \quad (3-63)$$

同理可以得到负半周第 i 个三角载波与调制波相交后所得到的两电平 PWM 输出的谐波表达式为

$$F_{e,i}(x,y) = \frac{A_{00,e,i}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_{0n,e,i} \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn,e,i} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{e,i}) \quad (3-64)$$

根据式 (3-7)、式 (3-63)、式 (3-64)，对于总的输出阶梯波，其谐波表达式为

$$\begin{aligned}
F(x, y) = F(\omega_c t, \omega_0 t) &= \sum_{i=1}^{N'M} [F_{p,i}(x, y) + F_{e,i}(x, y)] \\
&= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N'M} (A_{00,p,i} + A_{00,e,i}) + \sum_{i=1}^{N'M} \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n,p,i} + A_{0n,e,i}) \cos \omega_0 t + \\
&\quad \sum_{i=1}^{N'M} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn,p,i} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{p,i}) + \sum_{i=1}^{N'M} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn,e,i} \cos \\
&\quad (m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{e,i}) \\
&= \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_{0n} \cos \omega_0 t + \sum_{i=1}^{N'M} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn,p,i} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{p,i}) + \\
&\quad \sum_{i=1}^{N'M} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn,e,i} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{e,i}) \tag{3-65}
\end{aligned}$$

下面对式 (3-65) 的谐波系数进行计算。

① 当 $m=0$ 和 $n=0$ 时

当 $m=0$ 和 $n=0$ 时, 由式 (3-23)、式 (3-48) 可得

$$A_{00} = \sum_{i=1}^{N'M} (A_{00,p,i} + A_{00,e,i}) = 2 \langle N'M \rangle \tag{3-66}$$

② 当 $m=0$ 和 $n \neq 0$ 时

当 $m=0$ 和 $n \neq 0$ 时, a) 若且当 $n \neq 1$, 在 $n=2, 4, 6, \dots, \infty$ 时, 则有

$$A_{0n} = \sum_{i=1}^{N'M} (A_{0n,p,i} + A_{0n,e,i}) = 0 \tag{3-67}$$

b) 若且当 $n \neq 1$, 在 $n=3, 5, 7, \dots, \infty$ 时, 则有

$$\begin{aligned}
A_{0n} &= \sum_{i=1}^{N'M} (A_{0n,p,i} + A_{0n,e,i}) = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^{N'M} [(1-i)\sin y_{i-1} + i\sin ny_i] + \\
&\quad \sum_{i=1}^{N'M} \left\{ \frac{2N'M}{(n+1)\pi} [\sin(n+1)y_{i-1} - \sin(n+1)y_i] + \frac{2N'M}{(n-1)\pi} [\sin(n-1)y_{i-1} - \right. \\
&\quad \left. \sin(n-1)y_i] \right\} \\
&= \frac{4 \langle N'M \rangle}{n\pi} \sin ny_{N'M} + \frac{2N'M}{(n+1)\pi} \left[\sin(n+1)\frac{\pi}{2} - \sin(n+1)y_{N'M} \right] + \\
&\quad \frac{2N'M}{(n-1)\pi} \left[\sin(n-1)\frac{\pi}{2} - \sin(n-1)y_{N'M} \right] = 0 \tag{3-68}
\end{aligned}$$

c) 若且当 $n=1$ 时, 根据式 (3-30)、式 (3-56) 可得

$$A_{01} = \sum_{i=1}^{N'M} (A_{01,p,i} + A_{01,e,i}) = N'M \tag{3-69}$$

根据式 (3-38)、式 (3-62)、式 (3-65)、式 (3-66)、式 (3-69), 在线性

调制区，可以获得多电平变换器输出电压谐波的通用解析表达式。

总的谐波表达式 (3-65) 可以进一步简化为

$$\begin{aligned}
 F(x, y) = F(\omega_c t, \omega_0 t) = & \langle N' M \rangle + N' M \cos \omega_0 t + \\
 & \sum_{i=1}^{\langle N' M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{m(i-1)}}{m\pi^2} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N' M) \right. \\
 & \left. [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{p,i}) + \\
 & \sum_{i=1}^{\langle N' M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N' M) \right. \\
 & \left. [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{e,i}) \quad (3-70)
 \end{aligned}$$

在线性调制区， $M \leq 1$ ， $\langle N' M \rangle \leq N'$ ，此时存在

$$\begin{cases} y_0 = \frac{\pi}{2} \\ y_{\langle N' M \rangle} = 0 \end{cases} \quad (3-71)$$

根据式 (3-70)、式 (3-71)，可以得到基于载波垂直移相的任意多电平谐波表达式，并且，由式 (3-70) 可看出，在线性调制区中，任何谐波表达式均不含基波频率处的谐波，基波幅值与调制度 M 成正比。至于载波及载波倍数的谐波、载波倍数的边带谐波是否包含，这要视载波之间的相互相位关系而定。

当调制度 $M > 1$ 时，调制波处于过调制区域，此时 $\langle N' M \rangle = N'$ 。过调制区与线性调制区显著的区别在于 $y_{\langle N' M \rangle} \neq 0$ ，而且有

$$y_{N'} = \arccos\left(\frac{1}{M}\right) \quad (3-72)$$

因此，虽然谐波系数与线性调制区是不同的概念，但计算的思想是完全一致的。在过调制区存在

$$\begin{cases} \langle N' M \rangle = N' \\ y_0 = \frac{\pi}{2} \\ y_{N'} = \arccos\left(\frac{1}{M}\right) \end{cases} \quad (3-73)$$

根据式 (3-2)，在过调制区多电平输出电压谐波的通用解析表达式可表示为

$$\begin{aligned}
 F(x, y) = F(\omega_c t, \omega_0 t) = & \langle N' M \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} A_{0n} \cos \omega_0 t + \\
 & \sum_{i=1}^{N'} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{m(i-1)}}{m\pi^2} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N' M) \right. \\
 & \left. [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{p,i}) +
 \end{aligned}$$

$$\sum_{i=1}^{N'} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin(k \frac{\pi}{2}) J_k(m\pi N' M) \right. \\ \left. [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t + m\alpha_{e,i}) \quad (3-74)$$

式中

$$A_{0n} = \sum_{i=1}^{N'} (A_{0n,p,i} + A_{0n,e,i}) \quad (3-75)$$

下面对式 (3-75) 中的 A_{0n} 进行计算。

① 当 $n=1$ 时

当 $n=1$ 时, 则有

$$A_{01} = \sum_{i=1}^{N'} (A_{01,p,i} + A_{01,e,i}) = \frac{N'M}{\pi} (\sin 2y_0 - \sin 2y_{N'}) + \frac{2N'M}{\pi} (y_0 - y_{N'}) \\ = N'M - \frac{N'M}{\pi} \sin 2y_{N'} - \frac{2N'M}{\pi} y_{N'} \quad (3-76)$$

② 当 $n=2, 4, 6, \dots, \infty$ 时

当 $n=2, 4, 6, \dots, \infty$ 时, 则有

$$A_{0n} = 0 \quad (3-77)$$

③ 当 $n=3, 5, 7, \dots, \infty$ 时

当 $n=3, 5, 7, \dots, \infty$ 时, 则有

$$A_{0n} = \sum_{i=1}^{N'} (A_{0n,p,i} + A_{0n,e,i}) = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^{N'} [(1-i)\sin y_{i-1} + i\sin ny_i] + \\ \sum_{i=1}^{N'} \left\{ \frac{2N'M}{(n+1)\pi} [\sin(n+1)y_{i-1} - \sin(n+1)y_i] + \frac{2N'M}{(n-1)\pi} [\sin(n-1)y_{i-1} - \sin(n-1)y_i] \right\} \\ = \frac{4N'}{n\pi} \sin ny_{N'} + \frac{2N'M}{(n+1)\pi} [\sin(n+1) \frac{\pi}{2} - \sin(n+1)y_{N'}] + \\ \frac{2N'M}{(n-1)\pi} [\sin(n-1) \frac{\pi}{2} - \sin(n-1)y_{N'}] \\ = \frac{4N'}{n\pi} \sin ny_{N'} - \frac{2N'M}{(n+1)\pi} \sin(n+1)y_{N'} - \frac{2N'M}{(n-1)\pi} \sin(n-1)y_{N'} \quad (3-78)$$

所以有

$$A_{0n} = \begin{cases} N'M - \frac{N'M}{\pi} \sin 2y_{N'} - \frac{2N'M}{\pi} y_{N'} & n=1 \\ \frac{4N'}{n\pi} \sin ny_{N'} - \frac{2N'M}{(n+1)\pi} \sin(n+1)y_{N'} - \frac{2N'M}{\sin(n-1)\pi} \sin(n-1)y_{N'} & n=3, 5, 7, \dots, \infty \\ 0 & n=2, 4, 6, \dots, \infty \end{cases} \quad (3-79)$$

由式(3-79)可知,在过调制下,由于 $A_{0n} \neq 0$,因此在输出电压的频谱中,存在基波的奇次谐波,基波的幅值与调制度 M 线性关系不再存在。式(3-73)、式(3-74)、式(3-79)构成了在过调制区时完整的多电平谐波解析表达式。

上述是对基于载波垂直移相调制策略的通用分析,实际应用中,载波相位之间具有特定的关系。根据载波之间相位关系的不同,可以分为具有特定载波初始相位的三种调制策略,即AOPD、POD、PD,下面对这三种调制策略的谐波特性进行分析。

(1) AOPD 调制策略谐波解析表达式

对于所有相邻的载波相位相反的AOPD调制方式,正、负半波的载波初相角如图3-12所示。

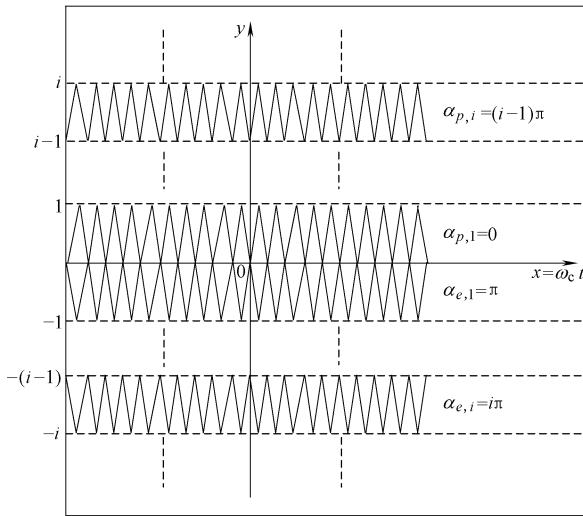


图3-12 AOPD调制策略初相示意图

将 $\alpha_{p,i} = (i-1)\pi$, $\alpha_{e,i} = i\pi$,代入式(3-70)可得

$$\begin{aligned}
 F(x,y) = & \langle N'M \rangle + N'M \cos \omega_0 t + \\
 & \underbrace{\frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \sum_{i=1}^{< N'M >} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)}_{F_1} + \\
 & \underbrace{\frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{< N'M >} \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)}_{F_2}
 \end{aligned} \tag{3-80}$$

式中

$$\begin{aligned}
F_2 &= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} (-1)^i \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \right. \\
&\quad \left. \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\
&\xrightarrow{y' = \pi - y} \\
&= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [(-1)^{n+k} \cos(n+k)y + \right. \\
&\quad \left. (-1)^{n-k} \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-81}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
F_1 + F_2 &= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [(1 + (-1)^{n+k}) \cos(n+k)y + \right. \\
&\quad \left. (1 + (-1)^{n-k}) \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\
&= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \int_{y_i}^{y_{i-1}} 2(\cos 2ny + 1) dy + \right. \\
&\quad \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \int_{y_i}^{y_{i-1}} [(1 + (-1)^{n+k}) \cos(n+k)y + \right. \\
&\quad \left. (1 + (-1)^{n-k}) \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-82}
\end{aligned}$$

在式 (3-82) 中, k, n 必须同时为奇数, 否则式 (3-82) 为 0, 所以, 式 (3-82) 可变为

$$\begin{aligned}
F_1 + F_2 &= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \int_{y_i}^{y_{i-1}} 2(\cos 2ny + 1) dy + \right. \\
&\quad \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \int_{y_i}^{y_{i-1}} [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\
&= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) 2 \left[\frac{1}{2n} (\sin 2ny_0 - \sin 2ny_{<NM>}) + y_0 - y_{<NM>} \right] - \right. \\
&\quad \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y_{<NM>}}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_{<NM>}}{n-k} \right] \right\} \\
&\quad \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-83}
\end{aligned}$$

在过调制区, 将式 (3-71) 代入式 (3-83) 得

$$\begin{aligned}
F_1 + F_2 &= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \left(\pi - \frac{1}{n} \sin 2ny_{N'} - 2y_{N'} \right) - \right. \\
&\quad \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y_{N'}}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_{N'}}{n-k} \right] \right\} \\
&\quad \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-84}
\end{aligned}$$

在线性调制区，将式 (3-71) 代入式 (3-83) 得

$$F_1 + F_2 = \frac{2}{m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \right\} \quad (3-85)$$

在式 (3-85) 中，由于当 $n=2n'$ 时， $\sin(n\pi/2)=0$ ，所以有 $n=2n'-1$ ，($n'=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$)，因此式 (3-85) 可以进一步简化为

$$F_1 + F_2 = \frac{2}{m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n-1}(m\pi N'M) \sin\left[(2n-1)\frac{\pi}{2}\right] \cos[m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (3-86)$$

根据式 (3-79)、式 (3-80)、式 (3-84)，在过调制区，APOS 的谐波解析表达式为

$$F(x, y) = N' + \sum_{n=1}^{\infty} A_{0n} \cos n\omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_ \text{APOS}} \cos[m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (3-87)$$

式中， A_{0n} 如式 (3-79) 所示， $A_{mn_ \text{APOS}}$ 为

$$\begin{aligned} A_{mn_ \text{APOS}} &= \frac{2}{m\pi^2} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \left[\frac{1}{n} (\sin 2ny_0 - \sin 2ny_{<N'M>}) + y_0 - y_{<N'M>} \right] - \right. \\ &\quad \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y_{<N'M>}}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_{<N'M>}}{n-k} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-88)$$

根据式 (3-80)、式 (3-86) 在线性调制区，APOS 的谐波解析表达式为

$$F(x, y) = <N'M> + N'M \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_ \text{APOS}} \cos[m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (3-89)$$

式中， $A_{mn_ \text{APOS}}$ 为

$$A_{mn_ \text{APOS}} = \frac{2}{m\pi} J_{2n-1}(m\pi N'M) \sin\left[(2n-1)\frac{\pi}{2}\right] \cos[m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (3-90)$$

由式 (3-87)、式 (3-89) 可知，APOS 调制策略谐波分布特点如下：

- ① 在线性调制区，输出电压中只存在载波倍数的边带谐波，不含载波及其倍数的载波谐波；
- ② 过调制区的谐波特性与线性调制区相比，增加了基波的奇数倍次谐波，除此之外，谐波分布特性与线性调制区一样，但谐波幅值是不相同的；
- ③ 等效载波频率仍为 f_c ，没有发生改变。由于 Bessel 函数的性质，谐波幅值将会随着输出电平数的增加而减少。

(2) POD 调制策略谐波解析表达式

对于正载波与负载波相位相反的 POD 调制策略，正、负半波的载波初相角如图 3-13 所示。

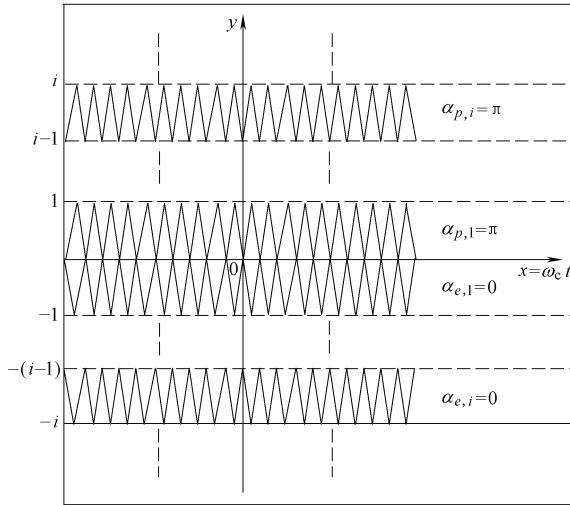


图 3-13 POD 调制策略初相角示意图

将 $\alpha_{p,i} = \pi, \alpha_{e,i} = 0$ ，代入式 (3-70) 得

$$\begin{aligned}
 F(x, y) &= F(\omega_c t, \omega_0 t) = \langle N'M \rangle + N'M \cos \omega_0 t + \\
 &\underbrace{\sum_{I=1}^{\langle N'M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)}_{F_1} + \\
 &\underbrace{\sum_{I=1}^{\langle N'M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)}_{F_2} \\
 \end{aligned} \tag{3-91}$$

式中

$$\begin{aligned}
 F_1 &= \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\
 \end{aligned} \tag{3-92}$$

$$\begin{aligned}
 F_2 &\xrightarrow{y' = \pi - y} = \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \right. \\
 &\quad \left. [(-1)^{n+k} \cos(n+k)y + (-1)^{n-k} \cos(n-k)y] dy \right\}
 \end{aligned}$$

$$\cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-93)$$

根据式 (3-92)、式 (3-93) 可得

$$F_1 + F_2 = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{< N'M >} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \right. \\ \left[\cos(n+k)y + (-1)^{n+k} \cos(n+k)y + \cos(n-k)y + (-1)^{n-k} \right. \\ \left. \left. \cos(n-k)y \right] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-94)$$

在式 (3-94) 中, k, n 只能为奇数, 否则, 式 (3-94) 为零。下面分两种情况讨论:

① 当 m 为偶数, n 为奇数时

当 m 为偶数, n 为奇数时, 则有

$$F_1 + F_2 = \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \int_{y < N'M >}^{y_0} 2(\cos 2ny + 1) dy + \right. \\ \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \int_{y < N'M >}^{y_0} [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\ = \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \left(\pi - \frac{\sin 2ny < N'M >}{n} - 2y < N'M > \right) - \right. \\ \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y < N'M >}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y < N'M >}{n-k} \right] \right\} \\ \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-95)$$

在线性调制区, 将式 (3-71) 代入式 (3-95) 可得

$$F_1 + F_2 = \frac{2}{m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-96)$$

在过调制区, 将式 (3-73) 代入 (3-95) 可得

$$F_1 + F_2 = \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \left(\pi - \frac{\sin 2ny_N'}{n} - 2y_N' \right) - \right. \\ \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y_N'}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_N'}{n-k} \right] \right\} \\ \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-97)$$

② 当 m 为奇数, n 为奇数时

当 m 为奇数, n 为奇数时, 则有

$$\begin{aligned}
 F_1 + F_2 = & \frac{2}{m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \left[2 \sum_{i=1}^{<NM>-1} (-1)^{i-1} \left(\frac{\sin 2ny_i}{2n} + y_i \right) \right] - (-1)^{<NM>} \right. \\
 & (\sin 2ny_{<NM>} + y_{<NM>}) + 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N'M) \\
 & \left[\frac{1}{n+k} \left[2 \sum_{i=1}^{<NM>-1} (-1)^{i-1} \sin(n+k)y_i \right] - (-1)^{<NM>} \sin(n+k)y_{<NM>} \right] + \\
 & \left. \left[\frac{1}{n-k} \left[2 \sum_{i=1}^{<NM>-1} (-1)^{i-1} \sin(n-k)y_i \right] - (-1)^{<NM>} \sin(n-k)y_{<NM>} \right] \right\} \\
 & \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{3-98}$$

在线性调制区, 将式 (3-71) 代入式 (3-98) 可得

$$\begin{aligned}
 F_1 + F_2 = & \frac{2}{m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ 2 \sum_{i=1}^{<NM>-1} (-1)^{i-1} \left(\frac{\sin 2ny_i}{2n} + y_i \right) + \right. \\
 & 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{2}{n+k} \sum_{i=1}^{<NM>-1} (-1)^{i-1} \sin(n+k)y_i + \right. \\
 & \left. \left. \frac{2}{n-k} \sum_{i=1}^{<NM>-1} (-1)^{i-1} \sin(n-k)y_i \right] \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{3-99}$$

在过调制区, 将式 (3-73) 代入式 (3-98) 可得

$$\begin{aligned}
 F_1 + F_2 = & \frac{2}{m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \left[2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^{i-1} \left(\frac{\sin 2ny_i}{2n} + y_i \right) \right] - (-1)^{N'} (\sin 2ny_{N'} + y_{N'}) + \right. \\
 & 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{2}{n+k} \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^{i-1} \sin(n+k)y_i - \right. \\
 & \left. \left. (-1)^{N'} \sin(n+k)y_{N'} \right] + \left[\frac{1}{n-k} \left[2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^{i-1} \sin(n-k)y_i \right] - (-1)^{N'} \sin(n-k)y_{N'} \right] \right\} \\
 & \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{3-100}$$

在线性调制区, 根据式 (3-91)、式 (3-96)、式 (3-99) 可得 POD 调制策略的谐波解析表达式为

$$\begin{aligned}
 F(x, y) = & F(\omega_c t, \omega_0 t) \\
 = & <NM> + N'M \cos \omega_0 t + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} A_{mn_POD_1} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) + \\
 & \sum_{m=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} A_{mn_POD_2} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{3-101}$$

式中, $A_{mn_POD_1}$ 为

$$A_{mn_POD_1} = \frac{2}{m\pi} \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) J_n(m\pi N'M) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-102}$$

$A_{mn_POD_2}$ 为

$$\begin{aligned} A_{mn_POD_2} = & \frac{2}{m\pi} \left\{ 2 \sum_{i=1}^{N'M-1} (-1)^{i-1} \left(\frac{\sin 2ny_i}{2n} + y_i \right) + \right. \\ & 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N'M) \\ & \left. \left[\frac{2}{n+k} \sum_{i=1}^{N'M-1} (-1)^{i-1} \sin(n+k)y_i + \frac{2}{n-k} \sum_{i=1}^{N'M-1} (-1)^{i-1} \sin(n-k)y_i \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-103)$$

在过调制区，根据式 (3-97)、式 (3-100) 可得 POD 调制策略的谐波解析表达式为

$$\begin{aligned} F(x, y) = & F(\omega_c t, \omega_0 t) = N' + \sum_{n=1}^{\infty} A_{0n} \cos \omega_0 t + \\ & \sum_{m=2, 4, 6 \dots}^{\infty} \sum_{n=1, 3, 5 \dots}^{\infty} A_{mn_POD_1} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) + \\ & \sum_{m=1, 3, 5 \dots}^{\infty} \sum_{n=1, 3, 5 \dots}^{\infty} A_{mn_POD_2} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \end{aligned} \quad (3-104)$$

式中， A_{0n} 如式 (3-79) 所示， $A_{mn_POD_1}$ 为

$$\begin{aligned} A_{mn_POD_1} = & \frac{2}{m\pi^2} \left\{ \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) J_n(m\pi N'M) \left(\pi - \frac{\sin 2ny_{N'}}{n} - 2y_{N'} \right) - \right. \\ & \left. 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y_{N'}}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_{N'}}{n-k} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-105)$$

$A_{mn_POD_2}$ 为

$$\begin{aligned} A_{mn_POD_2} = & \frac{2}{m\pi} \left\{ \left[2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^{i-1} \left(\frac{\sin 2ny_i}{2n} + y_i \right) \right] - (-1)^{N'} (\sin 2ny_{N'} + y_{N'}) + \right. \\ & 2 \sum_{k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sin \left(k \frac{\pi}{2} \right) J_k(m\pi N'M) \\ & \left. \left[\frac{2}{n+k} \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^{i-1} \sin(n+k)y_i - (-1)^{N'} \sin(n+k)y_{N'} \right] + \right. \\ & \left. \left[\frac{2}{n-k} \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^{i-1} \sin(n-k)y_i - (-1)^{N'} \sin(n-k)y_{N'} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-106)$$

根据式 (3-101)、式 (3-104) 可得 POD 调制策略的特点如下：

- ① 在线性调制区，输出电压谐波中不会产生载波倍数的谐波，只存在载波倍数的边带谐波；

② 与线性调制区相比，在过调制区，输出电压谐波中增加了基波的奇数倍次谐波；

③ 等效载波频率没有提高，但随着电平数的增加，谐波幅值随之减少。

(3) PD 调制策略谐波解析表达式

对于所有载波相位相同的 PD 调制策略，正、负半波的载波初相角如图 3-14 所示。

将 $\alpha_{p,i} = \alpha_{e,i} = 0$ ，代入式 (3-70) 可得

$$\begin{aligned} F(x, y) = & \langle N'M \rangle + N'M \cos \omega_0 t + \\ & \underbrace{\sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{m(i-1)}}{m\pi^2} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)}_{F_1} + \\ & \underbrace{\sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2(-1)^{mi}}{m\pi^2} \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)}_{F_2} \end{aligned} \quad (3-107)$$

下面分两种情况加以讨论：

① 当 $m = 2, 4, 6, \dots, \infty$ 时

当 $m = 2, 4, 6, \dots, \infty$ 时，则有

$$\begin{aligned} F_2 &= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\ &\xrightarrow{y' = \pi - y} \\ &= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \left\{ \int_{y_i}^{y_{i-1}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [(-1)^{n+k} \cos(n+k)y + (-1)^{n-k} \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \end{aligned} \quad (3-108)$$

$$\begin{aligned} F_1 + F_2 &= \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \int_{y_{< N'M >}}^{y_0} 2(\cos 2ny + 1) dy + \right. \\ &\quad \left. \sum_{y_{< N'M >} < k=1, k \neq |n|}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [(1 + (-1)^{n+k}) \cos(n+k)y + (1 + (-1)^{n+k}) \cos(n-k)y] dy \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \end{aligned} \quad (3-109)$$

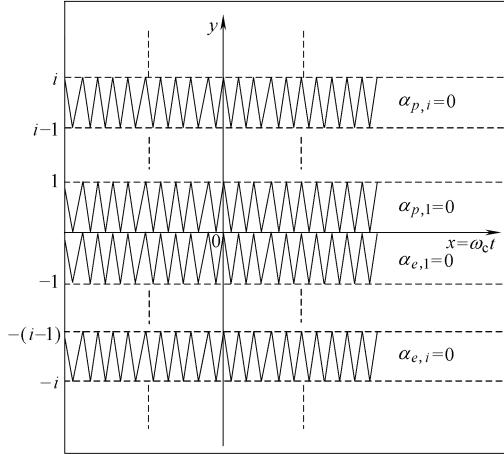


图 3-14 PD 调制策略初相角示意图

在式 (3-109) 中, 当 $n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, \pm \infty$; $k = 1, 3, 5, \dots, \infty$ 时, 式 (3-109) 不为零, 因此, 式 (3-109) 可被进一步简化为

$$\begin{aligned} F_1 + F_2 = & \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots}^{\infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \right. \\ & \left[\pi - 2y_{<NM>} - \frac{\sin 2ny_{<NM>}}{n} \right] - 2 \sum_{k=1,3,5,\dots, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \\ & \left. \left[\frac{\sin(n+k)y_{<NM>}}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_{<NM>}}{n-k} \right] \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-110) \end{aligned}$$

在过调制区, 将式 (3-73) 代入式 (3-110) 可得

$$\begin{aligned} F_1 + F_2 = & \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots}^{\pm \infty} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \left(\pi - 2y_N' - \frac{\sin 2ny_N'}{n} \right) - \right. \\ & 2 \sum_{k=1,3,5,\dots, k \neq |n|}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y_N'}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_N'}{n-k} \right] \left. \right\} \\ & \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-111) \end{aligned}$$

在线性调制区, 将式 (3-71) 代入式 (3-110) 可得

$$\begin{aligned} F_1 + F_2 = & \frac{2}{m\pi} \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots}^{\pm \infty} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\ & (3-112) \end{aligned}$$

② 当 $m = 1, 3, 5, \dots, \infty$ 时

当 $m = 1, 3, 5, \dots, \infty$ 时, 则有

$$\begin{aligned} F_1 = & \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \\ & \left\{ \int_{y_{i-1}}^{y_i} (-1)^i \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \\ & \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-113) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_2 = & \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \\ & \left\{ \int_{\pi-y_{i-1}}^{\pi-y_i} (-1)^i \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)y] dy \right\} \\ & \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\ \xrightarrow{y' = \pi - y} & = \frac{2}{m\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{<NM>} \\ & \left\{ - \int_{y_{i-1}}^{y_i} (-1)^i \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) [(-1)^{n+k} \cos(n+k)y + (-1)^{n-k} \cos(n-k)y] dy \right\} \\ & \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (3-114) \end{aligned}$$

当 k 为偶数时, $F_1 + F_2 = 0$; 且当 k 为奇数, n 为奇数时, $F_1 + F_2 = 0$ 。因此, $k = 1, 3, 5, \dots, \infty; n = 0, \pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots, \pm \infty$ 。显然, $k \neq |n|$, 由此可得

$$\begin{aligned}
F_1 + F_2 &= \frac{4}{m\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=0,\pm 2,\pm 4,\dots}^{\pm \infty} \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \left\{ \int_{y_{i-1}}^{y_i} (-1)^i \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \right. \\
&\quad \left[\cos(n+k)y + \cos(n-k)y \right] dy \} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\
&= \frac{4}{m\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=0,\pm 2,\pm 4,\dots}^{\pm \infty} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} (-1)^i \\
&\quad \left[\frac{\sin(n+k)}{n+k} \Big|_{y_{i-1}}^y + \frac{\sin(n-k)}{n-k} \Big|_{y_{i-1}}^y \right] \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\
&= \frac{4}{m\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=0,\pm 2,\pm 4,\dots}^{\pm \infty} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left\{ \frac{1}{n+k} \left[\sin(n+k) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \frac{\pi}{2} + 2 \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle - 1} (-1)^i \sin(n+k)y_i + (-1)^{\langle N'M \rangle} \sin(n+k)y_{\langle N'M \rangle} \right] + \frac{1}{n-k} \right. \\
&\quad \left. \left[\sin(n-k) \frac{\pi}{2} + 2 \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle - 1} (-1)^i \sin(n-k)y_i + (-1)^{\langle N'M \rangle} \sin(n-k)y_{\langle N'M \rangle} \right] \right\} \\
&\quad \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-115}
\end{aligned}$$

在过调制区域时, 将式 (3-73) 代入式 (3-115) 可得

$$\begin{aligned}
F_1 + F_2 &= \frac{4}{m\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=0,\pm 2,\pm 4,\dots}^{\pm \infty} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left\{ \frac{1}{n+k} \left[\sin(n+k) \frac{\pi}{2} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. 2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^i \sin(n+k)y_i + (-1)^{N'} \sin(n+k)y_{N'} \right] + \frac{1}{n-k} \left[\sin(n-k) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \frac{\pi}{2} + 2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^i \sin(n-k)y_i + (-1)^{N'} \sin(n-k)y_{N'} \right] \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-116}
\end{aligned}$$

在线性调制区域内, 将式 (3-71) 代入式 (3-115) 可得

$$\begin{aligned}
F_1 + F_2 &= \frac{4}{m\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=0,\pm 2,\pm 4,\dots}^{\pm \infty} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left\{ \frac{1}{n+k} \left[\sin(n+k) \frac{\pi}{2} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. 2 \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle - 1} (-1)^i \sin(n+k)y_i \right] + \frac{1}{n-k} \left[\sin(n-k) \frac{\pi}{2} + 2 \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle - 1} (-1)^i \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \sin(n-k)y_i \right] \right\} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{3-117}
\end{aligned}$$

根据式 (3-111)、式 (3-116), 可得 PD 调制策略在过调制区的谐波解析表达式为

$$\begin{aligned}
F(x, y) = N' + \sum_{n=1}^{\infty} A_{0n} \cos n\omega_0 t + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} A_{m0_PD} \cos m\omega_c t + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots}^{\pm \infty} \\
A_{mn_POD_1} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots}^{\pm \infty} A_{mn_POD_2} \\
\cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)
\end{aligned} \quad (3-118)$$

式中, A_{0n} 如式 (3-79) 所示, A_{m0_PD} 为

$$\begin{aligned}
A_{m0_PD} = \frac{8}{m\pi^2} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left\{ \frac{1}{k} \left[\sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) + 2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^i \sin(ky_i) + \right. \right. \\
\left. \left. (-1)^{N'} \sin(ky_{N'}) \right] \right\}
\end{aligned} \quad (3-119)$$

$A_{mn_PD_1}$ 为

$$\begin{aligned}
A_{mn_PD_1} = \frac{2}{m\pi^2} \left\{ \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \left[\pi - 2y_{N'} - \frac{\sin 2ny_{N'}}{n} \right] - 2 \sum_{k=1,3,5,\dots, k \neq |n|}^{\infty} \right. \\
\left. \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left[\frac{\sin(n+k)y_{N'}}{n+k} + \frac{\sin(n-k)y_{N'}}{n-k} \right] \right\}
\end{aligned} \quad (3-120)$$

$A_{mn_PD_2}$ 为

$$\begin{aligned}
A_{mn_PD_2} = \frac{4}{m\pi^2} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left\{ \frac{1}{n+k} \left[\sin(n+k) \frac{\pi}{2} + \right. \right. \\
\left. \left. 2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^i \sin(n+k) y_i + (-1)^{N'} \sin(n+k) y_{N'} \right] + \frac{1}{n-k} \right. \\
\left. \left[\sin(n-k) \frac{\pi}{2} + 2 \sum_{i=1}^{N'-1} (-1)^i \sin(n-k) y_i + (-1)^{N'} \sin(n-k) y_{N'} \right] \right\}
\end{aligned} \quad (3-121)$$

根据式 (3-112)、式 (3-117), 可得 PD 调制策略在线性调制区的谐波解析表达式为

$$\begin{aligned}
F(x, y) = \langle N'M \rangle + N'M \cos \omega_0 t + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} A_{m0_PD} \cos m\omega_c t + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots}^{\pm \infty} \\
A_{mn_POD_1} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots}^{\pm \infty} A_{mn_POD_2} \cos \\
(m\omega_c t + n\omega_0 t)
\end{aligned} \quad (3-122)$$

式中, A_{m0_PD} 为

$$A_{m0_PD} = \frac{8}{m\pi^2} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left\{ \frac{1}{k} \left[\sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) + 2 \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle - 1} (-1)^i \sin(ky_i) \right] \right\}$$

$A_{mn_PD_1}$ 为

$$A_{mn_PD_1} = \frac{2}{m\pi} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) J_n(m\pi N'M) \quad (3-124)$$

$A_{mn_PD_2}$ 为

$$\begin{aligned} A_{mn_PD_2} = & \frac{4}{m\pi^2} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) J_k(m\pi N'M) \left\{ \frac{1}{n+k} \left[\sin(n+k) \frac{\pi}{2} + 2 \sum_{i=1}^{\lfloor N'M \rfloor - 1} (-1)^i \sin(n+k)y_i \right] + \frac{1}{n-k} \left[\sin(n-k) \frac{\pi}{2} + 2 \sum_{i=1}^{\lfloor N'M \rfloor - 1} (-1)^i \sin(n-k)y_i \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-125)$$

根据式 (3-118)、式 (3-122) 可以归纳出 PD 调制策略的谐波分布特点如下：

- ① 在线性调制区，谐波包括奇次载波倍数的谐波、奇次载波倍数的偶次边带谐波、偶次载波倍数的奇次边带谐波。谐波不包括偶次倍数的谐波、偶次倍数的偶次边带谐波、奇次倍数的奇次边带谐波；
- ② 由式 (3-122) 可知，该调制策略同样不会提高等效载波频率，但随着电平数的增加，谐波的幅值会随之减少；
- ③ 过调制区的谐波特性与线性调制区相比，输出谐波中增加了基波的奇数倍次谐波；
- ④ 奇次载波倍数的谐波在三相系统中，由于相与相之间的载波相位没有偏移，因此，在线电压中，不存在奇次载波倍数的谐波。

3. 基于载波水平移相的多电平调制策略分析^[148-150]

对于一个 $N+1$ 电平的变换器，可以采用 N 个载波与调制波相交所形成的 N 个两电平 PWM 波进行叠加来实现 $N+1$ 电平输出。这里 N 个载波相位之间依次错开 $2\pi/N$ 。两电平载波移相调制策略 (PS) 的基础是两电平双极性 PWM 谐波分析表达式，调制原理如图 3-15 所示。为了方便计算，在图 3-15 中，将 0 坐标轴下移。

对于图 3-15 所示中的开关函数 $F(x, y)$ ，仍采用双边傅里叶方法对两电平输出电压谐波进行分析。将 0 坐标轴下移后，参考电压波形变为

$$g(y) = \frac{1}{2} + A_m \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} + A_m \cos y \quad (3-126)$$

在一个载波周期内，调制波与三角载波的相交情况如图 3-16 所示，则有

$$\begin{cases} u_{\Delta 1} = -\frac{1}{\pi} x_L \\ u_{\Delta 2} = \frac{1}{\pi} x_R \end{cases} \quad (3-127)$$

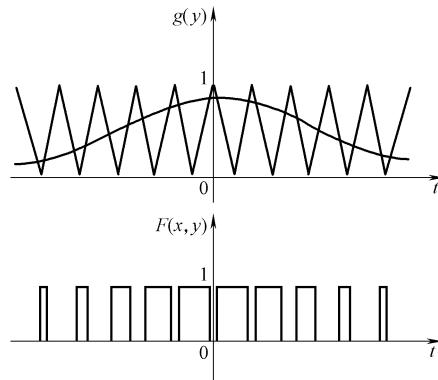


图 3-15 单相双极性 SPWM 调制原理图

式中, x_L , x_R 表示一个载波周期内载波与调制波的交点角度。

对于 x_L , 有 $u_\Delta = u_{\Delta L}$, 则

$$x_L = -\frac{\pi}{2}(1 + M \cos y) \quad (3-128)$$

对于 x_R , 有 $u_\Delta = u_{\Delta R}$, 则

$$x_R = \frac{\pi}{2}(1 + M \cos y) \quad (3-129)$$

式中, M 为调制度, 其定义为

$$M = \frac{A_m}{1/2} = 2A_m \quad (3-130)$$

两电平输出电压的开关函数 $F(x, y)$ 表达式为

$$F(x, y) = \begin{cases} 1, & x_L \leq x \leq x_R, -\pi \leq y \leq \pi \\ 0, & -\pi \leq x < x_L, x_R < x \leq \pi, -\pi \leq y \leq \pi \end{cases} \quad (3-131)$$

根据式 (3-6)、式 (3-131) 可计算各种谐波分量。

(1) 直流分量的计算

对于 $m=0$, $n=0$ 时有

$$A_{00} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{x_L}^{x_R} F(x, y) dx dy = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} dx dy = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \pi(1 + M \cos y) dy = 1 \quad (3-132)$$

(2) 基波谐波的计算

对于 $m=0$, $n \neq 0$ 时, 基波谐波的幅值 C_{0n} 为

$$\begin{aligned} C_{0n} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{x_L}^{x_R} F(x, y) e^{jny} dx dy = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} e^{jny} dx dy \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} dy + \frac{M}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} (\cos ny + j \sin ny) \cos y dy \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} dy + \frac{M}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ [\cos(n+1)y + \cos(n-1)y] + j[\sin(n+1)y + \sin(n-1)y] \} dy \end{aligned} \quad (3-133)$$

在式 (3-133) 中, 当 $n \neq \pm 1$, $C_{0n} = 0$; 当 $n = 1$ 时, $C_{01} = M/2$ 。

(3) 载波及载波倍数的谐波、载波倍数的边带谐波系数计算

对于 $m \neq 0$, $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, 载波及载波倍数的谐波、载波倍数的边带谐波系数 C_{mn} 为

$$C_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{x_L}^{x_R} F(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{x_L}^{x_R} e^{j(mx+ny)} dx dy = \frac{1}{2jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} (e^{jmx_R} - e^{jmx_L}) dy \quad (3-134)$$

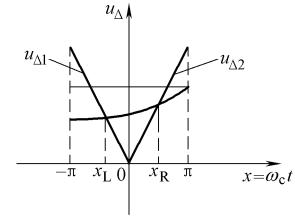


图 3-16 载波周期内, 调制波与载波的相交情况

根据式 (3-32)、式 (3-128)、式 (3-129) 可得

$$\begin{aligned}
 e^{jmx_R} - e^{jmx_L} &= e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y} \\
 &= J_0\left(m \frac{\pi}{2}M\right)\left(e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} j^k - e^{-jm\frac{\pi}{2}} j^{-k}\right) J_k\left(m \frac{\pi}{2}M\right) \cos(ky) \\
 &= 2j\sin\left(m \frac{\pi}{2}\right) J_0\left(m \frac{\pi}{2}M\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} 2j\sin\left[\left(m+k\right) \frac{\pi}{2}\right] J_k\left(m \frac{\pi}{2}M\right) \cos(ky)
 \end{aligned} \tag{3-135}$$

将式 (3-135) 代入式 (3-134) 中可得

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{1}{2jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} \left\{ 2j\sin\left(m \frac{\pi}{2}\right) J_0\left(m \frac{\pi}{2}M\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} 2j\sin\left[\left(m+k\right) \frac{\pi}{2}\right] \right. \\
 &\quad \left. J_k\left(m \frac{\pi}{2}M\right) \cos(ky) \right\} dy \\
 &= \frac{1}{m\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ \sin\left[\left(m+n\right) \frac{\pi}{2}\right] J_n\left(m \frac{\pi}{2}M\right) [\cos 2ny + 1] + \right. \\
 &\quad \left. \sum_{k=1, k \neq n}^{\infty} \sin\left[\left(m+k\right) \frac{\pi}{2}\right] J_k\left(m \frac{\pi}{2}M\right) \left[\cos(n+k)y + \cos(n-k)y \right] + \right. \\
 &\quad \left. j[\sin(n+k)y + \sin(n-k)y] \right\} dy \\
 &= \frac{2}{m\pi} J_n\left(m \frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[\left(m+n\right) \frac{\pi}{2}\right]
 \end{aligned} \tag{3-136}$$

所以，根据式 (3-132)、式 (3-135)、式 (3-136)，可得两电平输出电压谐波表达式为

$$\begin{aligned}
 F(x, y) &= \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \cos(\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2}{m\pi} J_n\left(m \frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[\left(m+n\right) \frac{\pi}{2}\right] \\
 &\quad \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{3-137}$$

式 (3-137) 是分析基于移相原理多载波 PWM 调制策略的基础。由该式可以看出：当 m, n 同为奇数或同为偶数时有

$$\sin\left[\left(m+n\right) \frac{\pi}{2}\right] = 0$$

即输出电压中既不存在奇次载波倍数的奇次边带谐波，又不存在偶次载波倍数的偶次边带谐波。

对于相邻载波水平移相 $2\pi/N$ 而言，设第 i ($i = 1, 2, \dots, N$) 个两电平（不考虑直流分量）的输出电压谐波表达式为

$$\begin{aligned}
 F_i(x, y) &= F_1\left[x + (i-1) \frac{2\pi}{N}, y\right] = \frac{M}{2} \cos(\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2}{m\pi} J_n\left(m \frac{\pi}{2}M\right) \\
 &\quad \sin\left[\left(m+n\right) \frac{\pi}{2}\right] \cos\left[m\left(\omega_c t + (i-1) \frac{2\pi}{N}\right) + n\omega_0 t\right]
 \end{aligned} \tag{3-138}$$

N 个两电平经过水平移相叠加后，所得到的总的输出电压谐波表达式为

$$\begin{aligned} F(x, y) &= \sum_{i=1}^N F_i(x, y) = \frac{NM}{2} \cos(\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{2}{m\pi} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \\ &\quad \sum_{i=1}^N \cos \left[m \left(\omega_c t + (i-1) \frac{2\pi}{N} \right) + n\omega_0 t \right] \end{aligned} \quad (3-139)$$

在此先考察一个三角公式，其表达式为

$$\sum_{i=1}^N \left[\cos \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) + j \sin \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) \right] = \sum_{i=1}^N e^{j(\alpha+i\frac{2\pi m}{N})} = \sum_{i=1}^N e^{j\alpha+j\cdot i\frac{2\pi m}{N}} = e^{j\alpha} \sum_{i=1}^N e^{j\cdot i\frac{2\pi m}{N}} \quad (3-140)$$

①当 $m \neq m'N$ 时 ($m' = 1, 2, \dots, \infty$)

$$\begin{aligned} \text{当 } m \neq m'N \text{ 时 } (m' = 1, 2, \dots, \infty), \sum_{i=1}^N e^{j\cdot i\frac{2\pi m}{N}} \text{ 为等比数列, 即} \\ \sum_{i=1}^N \left[\cos \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) + j \sin \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) \right] = e^{j\alpha} \sum_{i=1}^N e^{j\cdot i\frac{2\pi m}{N}} = e^{j\alpha} \cdot \frac{e^{j\frac{2\pi m}{N}} - e^{j\frac{2\pi N}{N}} e^{j\frac{2\pi m}{N}}}{1 - e^{j\frac{2\pi m}{N}}} \end{aligned} \quad (3-141)$$

又因 $e^{j \cdot 2\pi} = 1$, 所以式 (3-141) 可改写为

$$\sum_{i=1}^N \left[\cos \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) + j \sin \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) \right] = 0 \quad (3-142)$$

所以有

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N \cos \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) = 0 \\ \sum_{i=1}^N \sin \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) = 0 \end{cases} \quad (3-143)$$

②当 $m = m'N$ 时 ($m' = 1, 2, \dots, \infty$)

当 $m = m'N$ 时 ($m' = 1, 2, \dots, \infty$), 则有

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N \left[\cos \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) + j \sin \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) \right] &= e^{j\alpha} \sum_{i=1}^N e^{j\cdot i\frac{2\pi m}{N}} = e^{j\alpha} \sum_{i=1}^N e^{j\cdot im'2\pi} \\ &= Ne^{j\alpha} = N \cos \alpha + j \cdot N \sin \alpha \end{aligned} \quad (3-144)$$

所以有

$$\sum_{i=1}^N \cos \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) = N \cos \alpha \quad (3-145)$$

$$\sum_{i=1}^N \sin \left(\alpha + i \frac{2\pi m}{N} \right) = N \sin \alpha \quad (3-146)$$

因此, 当 $m = m'N$ 时 ($m' = 1, 2, \dots, \infty$), 将式 (3-145) 代入式 (3-139) 可得

$$\begin{aligned}
F(x, y) &= \sum_{i=1}^N F_i(x, y) = \frac{NM}{2} \cos(\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2}{m\pi} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \\
&\quad \sum_{i=1}^N \cos \left[m \left(\omega_c t + (i-1) \frac{2\pi}{N} \right) + n\omega_0 t \right] \\
&= \frac{NM}{2} \cos(\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_2PS} \cos(mN\omega_c t + n\omega_0 t)
\end{aligned} \tag{3-147}$$

式中, A_{mn_2PS} 为

$$A_{mn_2PS} = \frac{2}{m\pi} J_n \left(mN \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(mN+n) \frac{\pi}{2} \right] \tag{3-148}$$

由式 (3-147) 可得基于载波水平移相的多电平调制策略的特点如下:

- ① 总的输出基波电压幅值为 $NM/2$, 是所有两电平基波电压幅值之和;
- ② 当 $n=0$ 时, 存在载波倍数的谐波, 且当 N 为偶数时有

$$\sin \left[(mN+n) \frac{\pi}{2} \right] = 0$$

因此在 $n=0$, N 为偶数的情况下, 不存在载波倍数的谐波;

- ③ 存在 Nf_c 及 Nf_c 倍数的边带谐波。基于移相调制策略, 等效载波频率提高到 Nf_c , 这是基于载波水平移相调制策略最大的特点;
- ④ 提高 N , 可以更有效地提高等效载波频率, 因此, 输出电压中所包含的谐波更容易被滤掉;
- ⑤ 在基于载波水平移相的调制策略中, 各个两电平的调制方法完全相同, 只是载波的水平相位发生了变化。因此, 该特点更适合模块化结构的多电平变换器拓扑结构。

3.2.5 多电平 SPWM 调制策略仿真^[151-153]

在获得上述多电平调制策略的谐波解析表达式后, 采用 Pspice 对各种调制策略进行仿真, 以此来验证各种解析表达式所表明的谐波特性。为了与所推导的各种谐波解析表达式相互比较, 在 Pspice 中, 所采用的仿真模型均是基于实际电路所产生的, 而不是应用所得出的数学表达式。

对于每一种多电平多载波调制技术, 都包括以下三种自由度:

- ① 载波比 m_f , $m_f = f_c/f_0$, 其中, f_c 为载波频率, f_0 为调制信号波频率。
- ② 调制度 M , $M = A_m / (N' A_c)$, 其中, A_m 为正弦调制波幅值, A_c 为三角载波幅值。对于每一种调制技术, N' 取值见表 3-1 (N 为每种调制策略所采用的载波数)。
- ③ 调制信号与载波之间的相角偏移为 ϕ 。

表 3-1 各种调制策略所对应的 N'

调制策略	PD	APOD	POD	PS
N'	$N/2$	$N/2$	$N/2$	1

下面分别对所提出的基于多载波的 PWM 调制策略在 5 电平、7 电平下进行了仿真研究，比较各种调制策略在线性调制区的特性，同时，以 5 电平为例，分析调制策略在过调制区对输出波形频谱的影响。采用对未滤波前的波形进行分析，摆脱了因滤波器设计不一致而造成的影响，更能够体现多电平调制方法的本质，可方便直接地对多电平调制方法进行分析比较。图 3-17、图 3-18、图 3-19 和图 3-20 分别给出了在线性调制区仿真结果，图 3-21 所示为在过调制区仿真结果。

仿真时采用的参数如下：

载波频率 $f_c = 1050\text{Hz}$ ，调制信号波频率 $f_0 = 50\text{Hz}$ ，载波比 $m_f = 21$ ，调制度 $M = 0.9$ （在过调制区 $M = 1.2$ ），相位偏移角 $\phi = 0$ 。

图 3-17a 所示为 PD 调制策略载波分布图，图 3-17c 为 5 电平相电压频谱图，由图 3-17c 所示可见，采用 PD 调制策略所引起的最严重的谐波位于一次载波频率 f_c 处，频谱中存在着载波谐波及载波倍数的边带谐波，这与采用式（3-122）的分析结果相一致。

图 3-18a 所示为 APOD 调制策略载波分布图，图 3-18c 为 5 电平相电压频谱图，由图 3-18c 所示可见，采用 APOD 调制策略所引起的最严重的谐波以一次载波

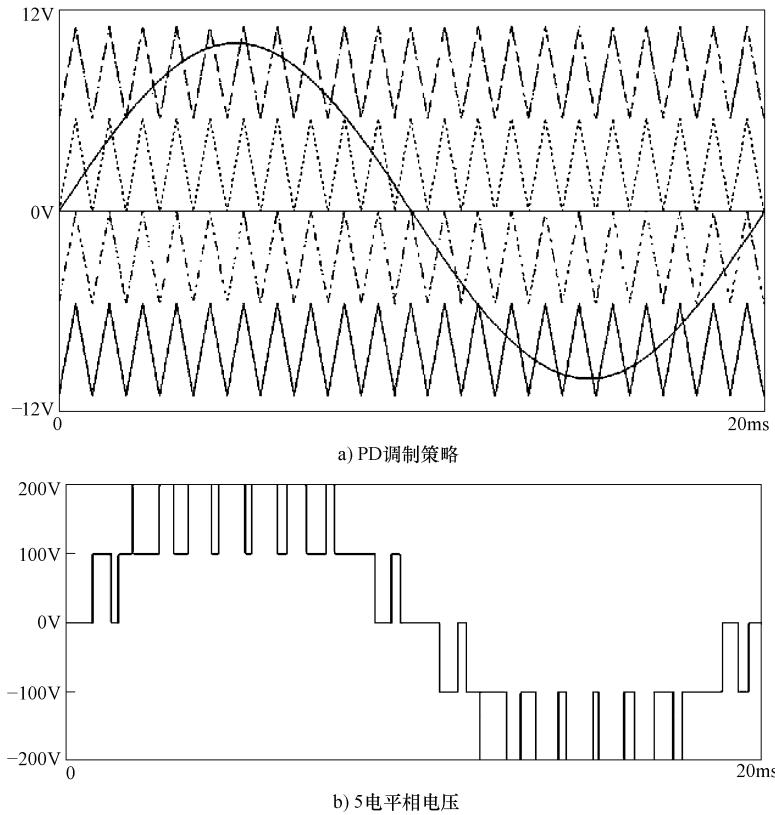


图 3-17 PD 调制策略的仿真

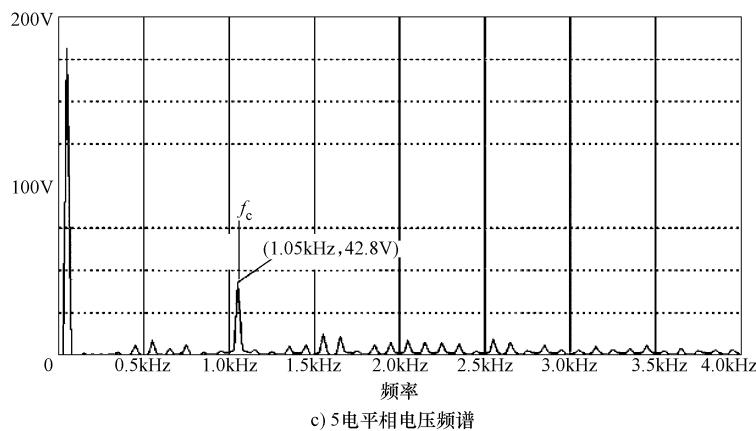
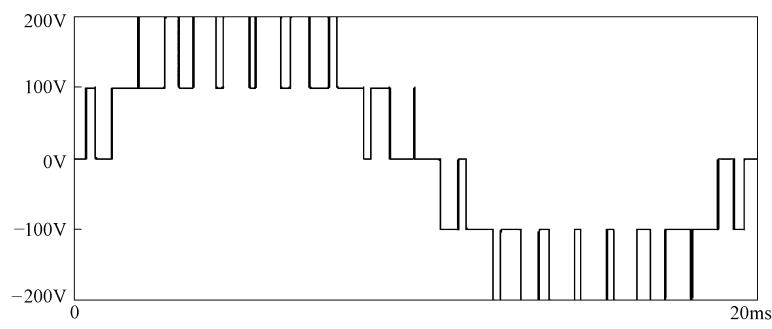
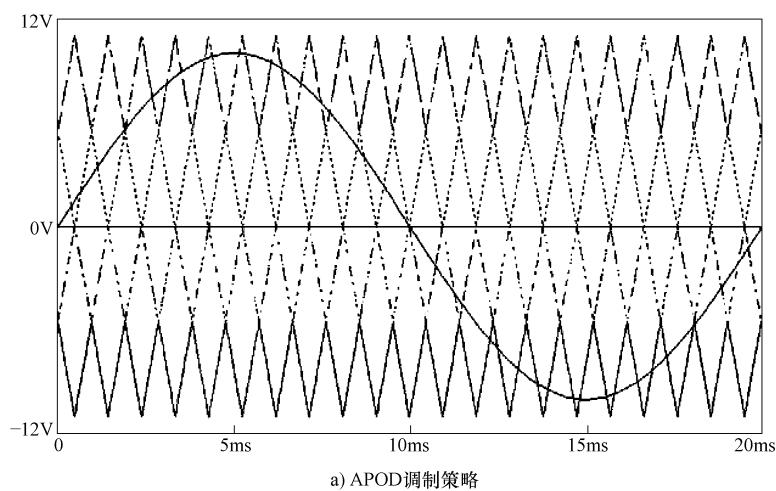


图 3-17 PD 调制策略的仿真 (续)



b) 5电平相电压

图 3-18 APOD 调制策略仿真

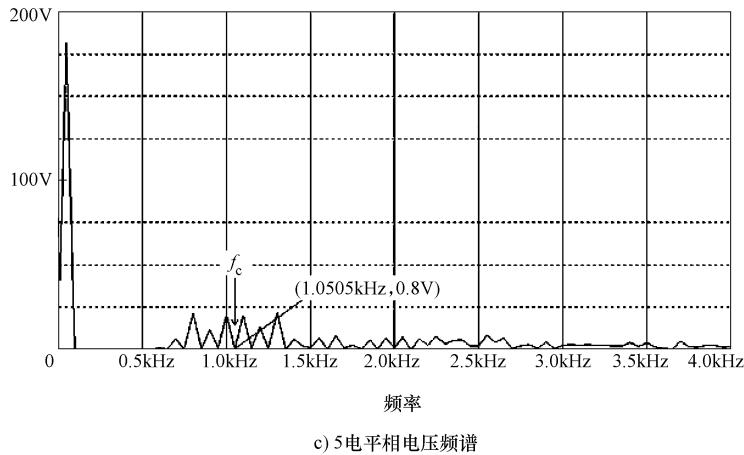


图 3-18 APOD 调制策略仿真 (续)

频率 f_c 为为中心的边带谐波处，频谱中只存在载波倍数的边带谐波，不存在载波倍数的谐波，这与采用式 (3-89) 的分析结果相一致。

图 3-19a 所示为 POD 调制策略载波分布图，图 3-19c 为 5 电平相电压频谱图，由图 3-19c 所示可见，采用 POD 调制策略所引起的最严重的谐波以一次载波频率 f_c 为为中心的边带谐波处，频谱中只存在载波倍数的边带谐波，不存在载波倍数的谐波，这与采用式 (3-101) 的分析结果相一致。

从对图 3-17c、图 3-18c、图 3-19c 所示的三种调制策略的 5 电平相电压频谱的分析可得出：PD 的调制策略将更多的谐波能量注入到载波谐波，而 APOD 和 POD 的调制策略则将更多的谐波能量注入到载波的边带谐波。在考虑三相变换系统的情况下，APOD 与 PD 调制策略相比时，APOD 调制策略将谐波能量注入到边带谐波，不存在载波谐波；而 PD 调制策略将谐波能量主要注入到载波谐波中，边带谐波的能量较少。

图 3-22、图 3-23、图 3-24 和图 3-25 分别给出了 PD、APOD、POD 和 PS 调制策略的 7 电平频谱仿真曲线。

值得注意的是，对于三相变换器，在线电压中因调制波发生了相移，使谐波含量也发生了相移，所以一部分载波倍数的边带谐波会被抵消，这是三相系统固有的特性，与采用何种调制策略无关。同时，由于在三相系统中所采用的载波是相同的，相电压中存在的载波倍数的谐波在线电压中相互抵消了。因此，对于三相变换系统，无论采用 PD、APOD 或 POD，在线电压中均不存在载波倍数的谐波，但相对于 APOD 与 POD，PD 含有更少的边带谐波，因此 PD 更适合于三相变换系统。另外，由图 3-17c、图 3-18c、图 3-19c 所示可见，开关器件的平均开关频率等于载波频率。

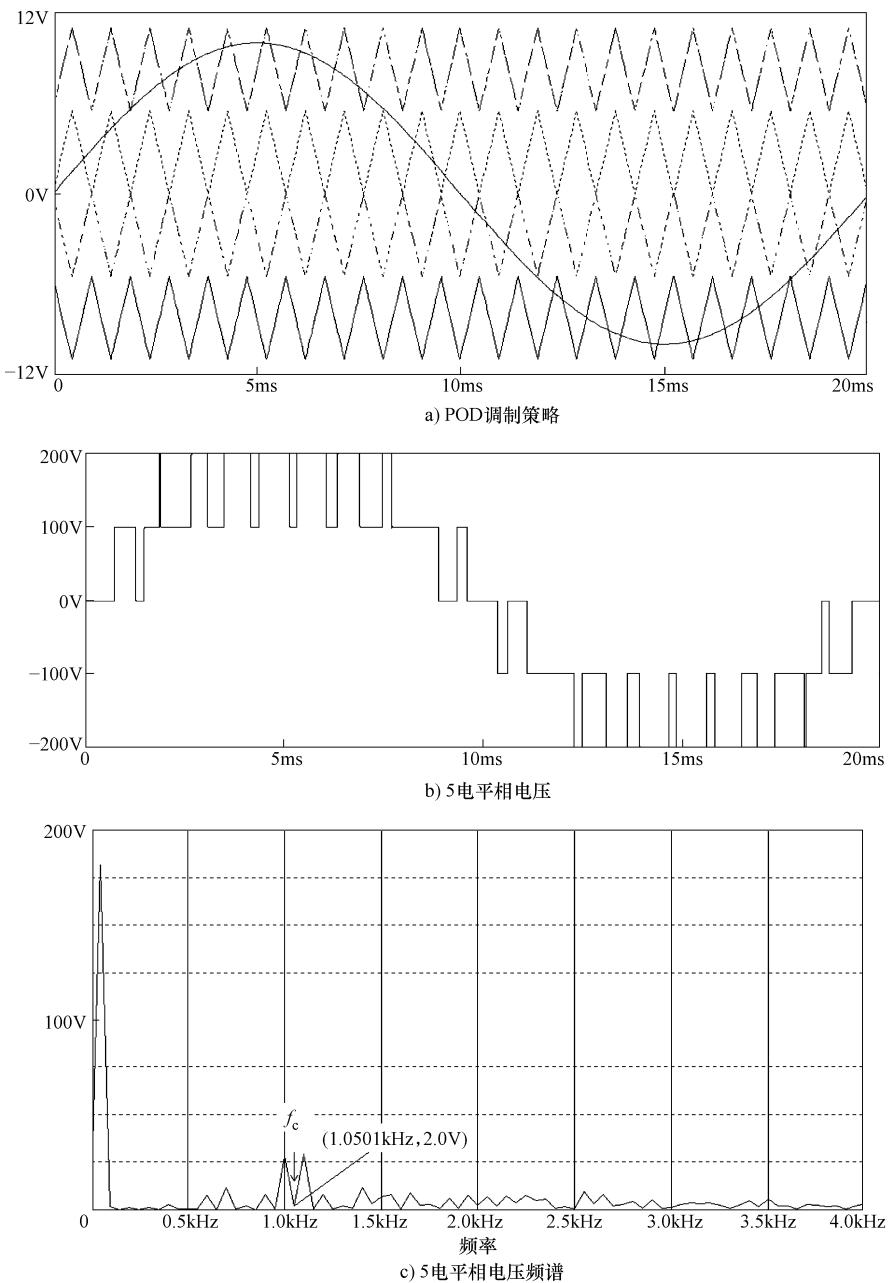


图 3-19 POD 调制策略仿真

由图 3-20a 所示的 PS 调制策略载波分布图可见，对于 5 电平，4 个载波移相 90° ；由图 3-19c 所示的 5 电平相电压频谱图可见，最严重的谐波为以 $4f_c$ 为中心的边带谐波；同时，由于 $N = 4$ （偶数），所以不存在载波及载波倍数的谐波；对于

$N+1$ 电平，谐波为以 Nf_c 为中心的边带谐波，这与采用式 (3-147) 分析结果相一致。

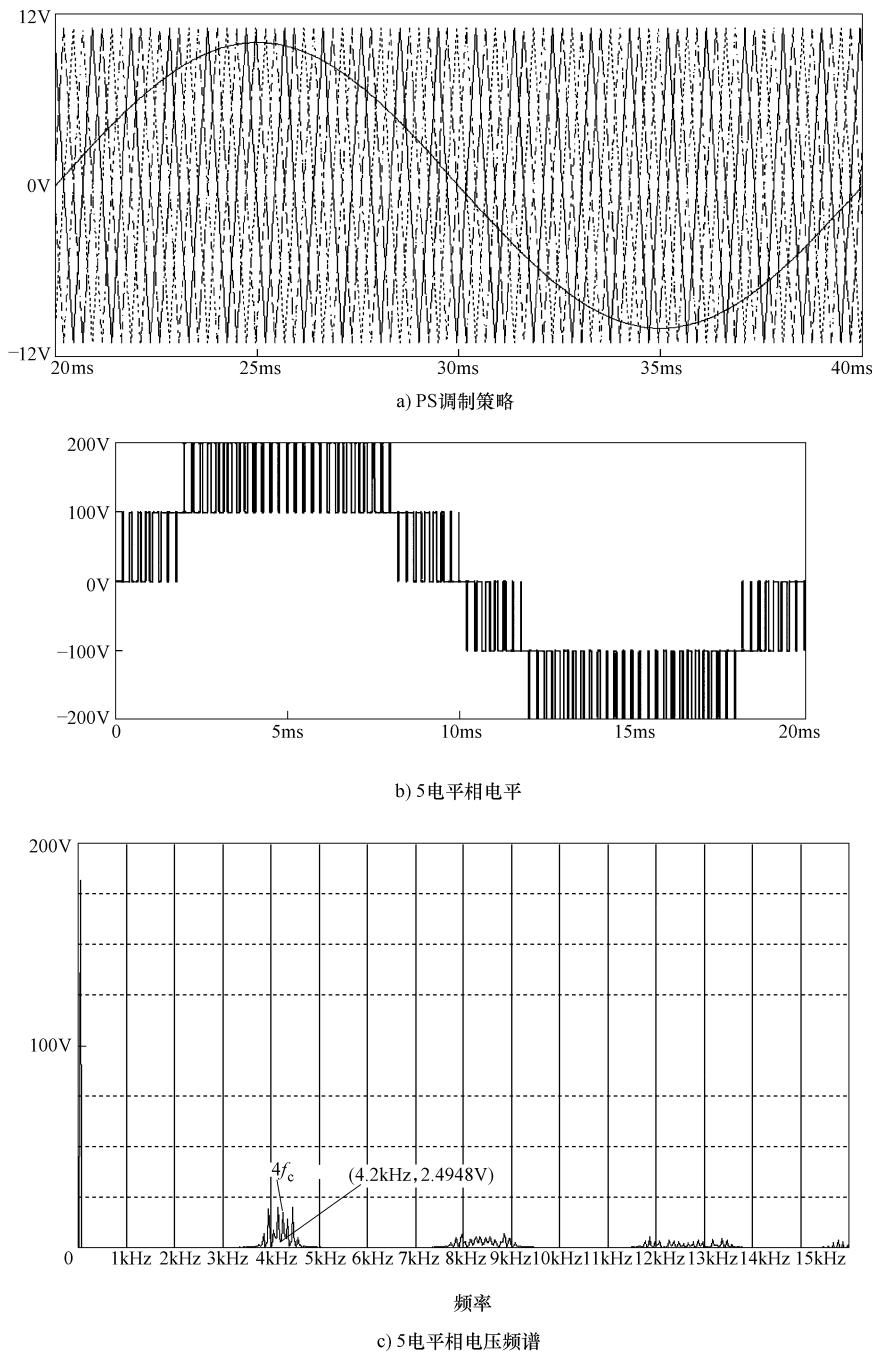


图 3-20 PS 调制策略仿真

将图 3-22、图 3-23、图 3-24 和图 3-25 所示的 PD、AOPD、POD 和 PS 调制策略的 7 电平频谱仿真曲线与图 3-17c、3-18c、3-19c、3-20c 所示的 PD、AOPD、POD 和 PS 调制策略的 5 电平频谱仿真曲线相比较，可发现从 5 电平到 7 电平，对于基于载波分布的 PD、AOPD、POD 调制策略而言，主要谐波分布的特性没有发生改变，最重要的谐波依然是围绕着载波频率 f_c 。但是，围绕着载波频率 f_c 的谐波幅值减少，边带谐波的幅值却增加了，而且有向基波移动的趋势，这相当于给频谱中引入了低次谐波，对滤波器的设计带来困难，这是对系统不利的一方面；同时，随着电平数的增加，输出电压波形中谐波的幅值相应减少，这也是多电平变换器电平数增加的一个优点。对于基于载波移相的 PS 而言，随着电平数的增加，在基波与最重要的谐波含量之间的距离相应增加，获得较高的等效载波频率。产生这种现象的根本原因就是 PS 均包含着载波水平移相技术，在波形叠加过程中，通过较低次谐波的相互抵消得到较高的等效载波频率，而不是将谐波简单地向高次推移。

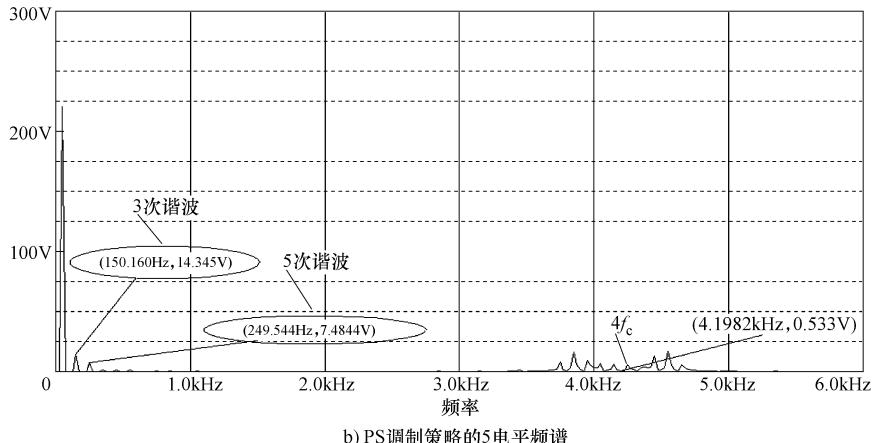
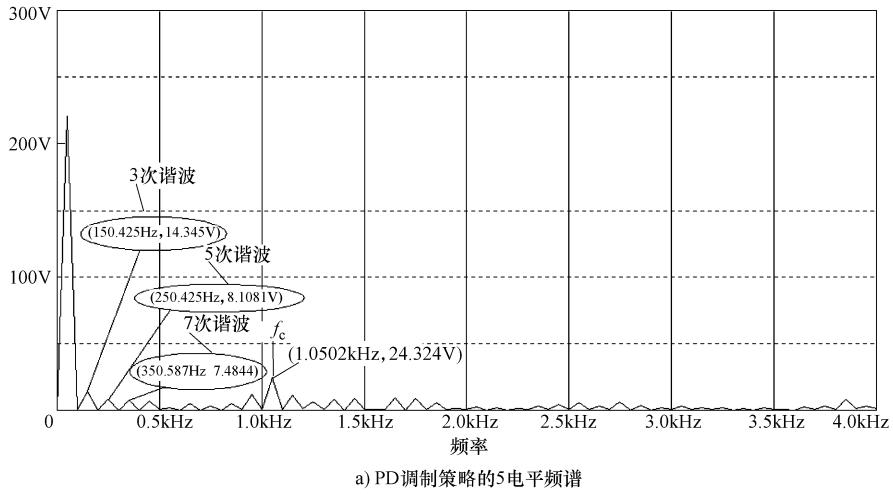


图 3-21 在过调制区 PD 和 PS 调制策略的仿真频谱图

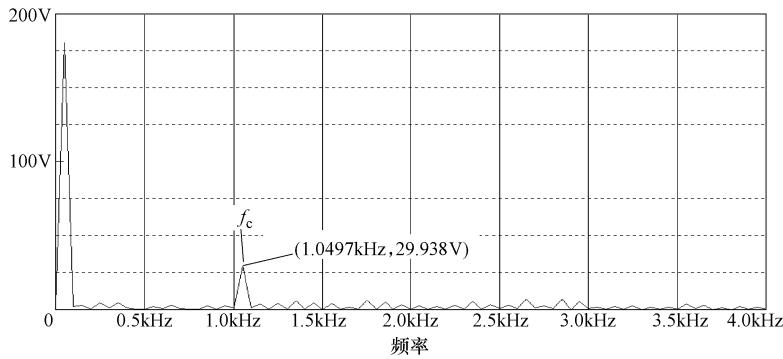


图 3-22 PD 调制策略 7 电平相电压频谱

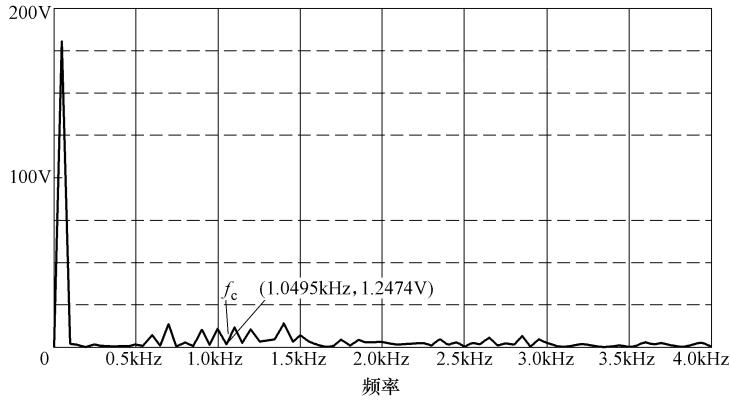


图 3-23 APOD 调制策略 7 电平相电压频谱

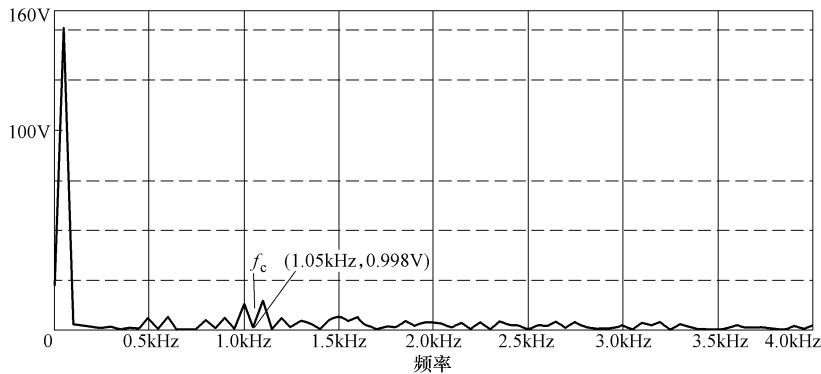


图 3-24 POD 调制策略 7 电平相电压频谱

由对图 3-21 所示在过调制区时 PD、PS 调制策略 5 电平相电压频谱分析可知，仿真结果显示在过调制区存在着 3、5、7 等奇次的基波谐波分量，这在线性调制区是不存在的。除此之外，将过调制区与线性调制区相比可知，载波倍数的谐波、载波倍数的边带谐波分布特性是相同的，只是相应的幅值发生了变化，这表明各种调

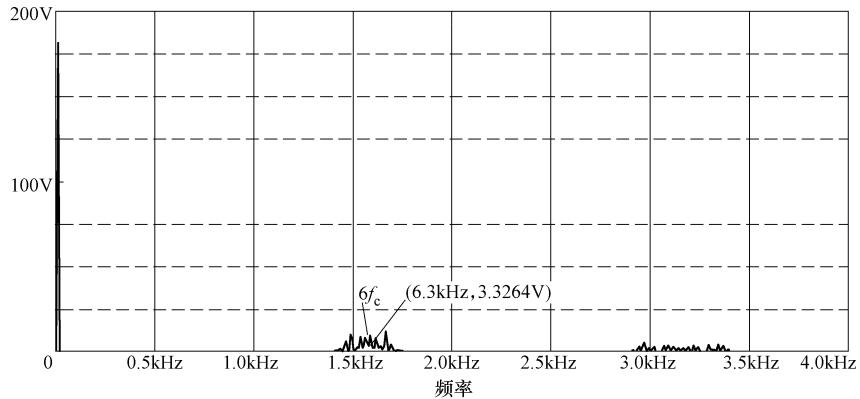


图 3-25 PS 调制策略 7 电平相电压频谱

制策略在线性调制区所具有的性质同样适用于过调制区，这与采用式（3-74）、式（3-79）分析结果相一致。

在对以上的多电平调制策略进行 MATLAB 仿真后，基于所研制的三电平大功率变频器实验平台（系统框图如图 3-26 所示），对采用 PD 调制策略的实际输出波

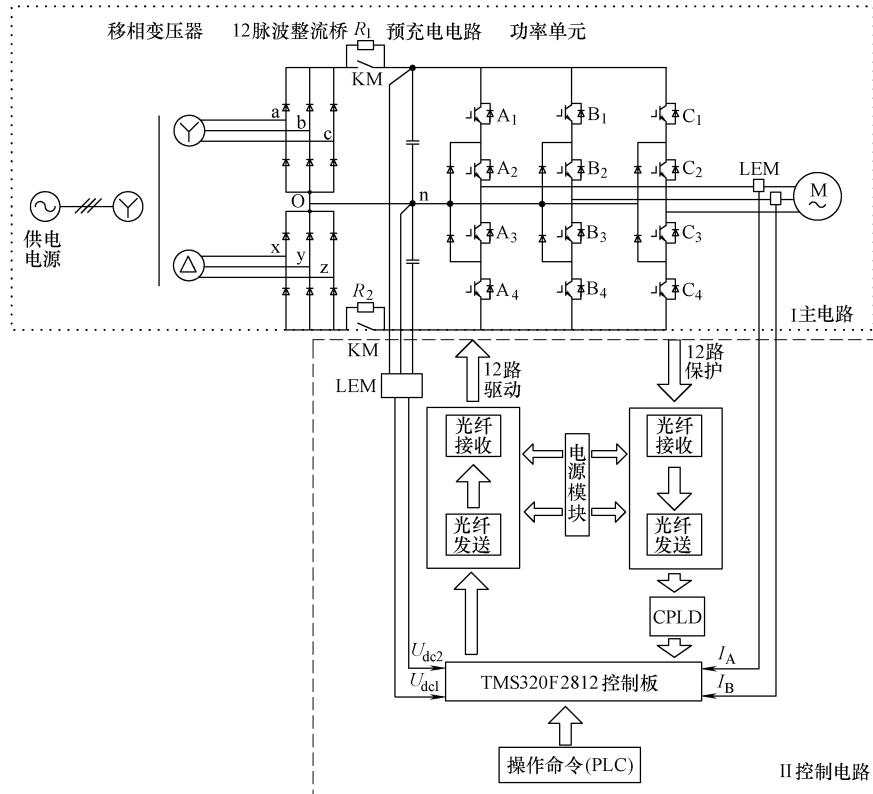


图 3-26 三电平大功率通用变频器系统结构图

形进行了谐波分析，以便进一步验证调制策略的谐波分布规律。实验参数如下： $f_c = 10\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, 载波比 $m_f = 21$, $M = 0.9$ 。实验结果如图 3-27 所示。

图 3-27 为所构建的大功率三电平变频器输出频率为 40Hz 时的电压实验波形及频谱图。从图 3-27a 中可以看出输出相电压为三电平，谐波含量主要集中在一次载波频率处，其主要是载波倍数的谐波及其边带谐波。

从图 3-27b 中可以看出输出线电压为 5 电平，载波及载波倍数的谐波同相位且相互抵消，故在线电压波形中的总谐波含量大大减小。以上对实验输出波形的分析结果与对谐波特性的理论分析及仿真结果是一致的，进一步验证所提方法的正确性。

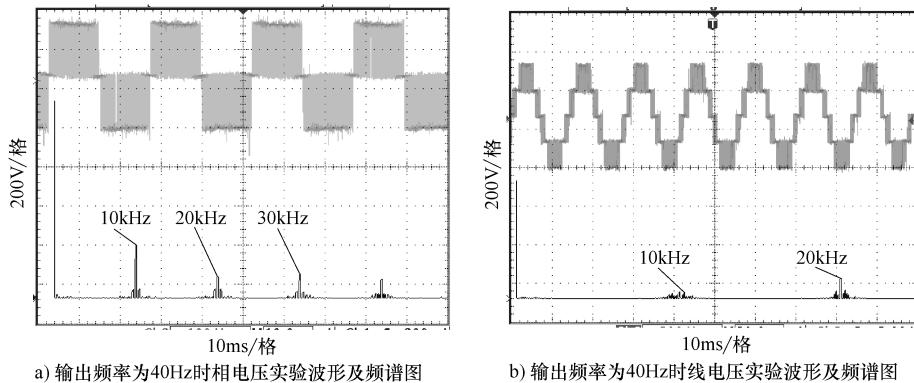


图 3-27 输出为 40Hz 时电压实验波形及频谱图

3.3 本章小结

本章研究了用于多电平变换器的多载波 PWM 调制策略，深入研究了一种简单的波形分解原则，采用双边傅里叶变换技术，详细推导了基于载波垂直移相与载波水平移相的调制策略的输出电压谐波解析表达式，涵盖了线性调制区及过调制区的情况，为从本质上更好地理解调制策略的特性奠定了基础。根据所得出的基于载波垂直移相的通用谐波解析表达式，推导了三种具有特定相邻载波相位关系的调制策略谐波解析表达式，为这些调制策略的实际应用提供了理论依据。最后，通过仿真与实验，分析和验证了多载波 PWM 调制策略在线性调制区及过调制区的谐波特性，并与推导得出的谐波解析表达式进行了比较，阐述了多电平变换器电平数的增加对输出电压频谱特性的影响，该研究结论对于具体的多电平结构如何选用合适的调制策略具有实际的指导意义。

第4章 级联型组合变换器拓扑结构及调制策略

4.1 概述

多电平电压源型变换器适用于高压大功率应用场合的根本原因在于其特有的拓扑结构。由于应用于高压大容量场合的多电平变换器的特点，客观上决定了主电路由较多的开关器件组成，其构成元件的增加为结构的变化提供了可能。

基于前面章节的介绍，可以认为对于多电平变换器拓扑结构的研究，应从简化结构、模块化的角度出发，在现有的多电平拓扑结构的基础上，构造出新的多电平拓扑结构。理想的多电平变换器拓扑结构应具有以下特征：①电平数易于扩展；②尽量少的独立直流电源；③没有电压平衡问题；④模块化结构。因此，对于特定的应用场合，通过研究不同拓扑的基本单元之间以串联的方式所构成的多电平结构，以解决现有拓扑结构存在的问题，同时，对组合拓扑结构的调制策略进行研究。

本章通过对几种多电平基本拓扑结构的研究，给出多电平组合拓扑结构的一般形式，并将引入几个在所提拓扑结构中可以选择的自由度。无论所提到的组合拓扑结构形式如何变化，都可以归结为自由度的组合与选择，扩展了多电平变换器的拓扑集。根据该通用拓扑结构所提供的自由度，构造出几种新型的组合拓扑结构。引入多电平变换器拓扑结构自由度这一概念，是为了规范以串联方式进行连接的所有拓扑结构形式，概括出组合拓扑结构的共性及构成原则。同时，在研究组合拓扑结构的基础上，结合传统的应用于多电平变换器的多载波 SPWM 调制策略，重点介绍对应用于组合拓扑结构的组合调制策略，并进一步研究各种组合调制策略的特性。基于组合调制策略，介绍一种基于移相技术的 SVPWM (PS-SVPWM) 调制策略，为组合拓扑结构的实际应用奠定基础。

4.2 级联型组合变换器拓扑结构的一般形式^[154]

对于多电平变换器技术的研究，其中一方面是对多电平变换器的拓扑结构研究，从简化结构、模块化的角度出发，在现有的多电平拓扑结构的基础上，构造出新的多电平拓扑结构。

基于多电平变换器组合拓扑结构的构成形式，从所采用的调制策略及拓扑结构

的优劣比较出发，这里介绍一种单相 N 电平变换器 K 单元串联的组合拓扑结构的一般形式，该结构可利用多种自由度组合出所需要的不同拓扑结构，图 4-1 给出了多电平变换器组合拓扑结构的一般形式示意图。

由图 4-1 可见，组合拓扑结构形式的基本元素为 N_i 电平全桥单元，具有模块化的特点；同时，在该拓扑结构的一般形式中，有几个可以选择的自由度，如：①全桥模块单元的类型；②全桥模块单元的电平数；③模块间直流侧电压的比例关系；④全桥单元所用开关器件的选取。

对这些自由度的选择（改变某一个自由度或几个自由度相互结合），将导致不同组合拓扑结构的产生。参考文献 [155]、[156]、[157] 介绍的混合拓扑结构均可认为是图 4-1 所示的组合拓扑结构一般形式的特例。下面根据图 4-1 所示的多电平变换器组合拓扑结构一般形式，利用上述 4 种可以选择的自由度，构造多电平变换器的多种组合拓扑结构，并对组合拓扑结构的调制策略进行研究。

4.2.1 基于全桥模块单元类型自由度构建基本全桥单元

利用不同的全桥模块单元类型这一自由度的概念，除了 H 桥功率单元作为图 4-1 所示的基本单元外，还可以采用图 4-2b、图 4-2c 所示的 5 电平全桥模块单元作为图 4-1 中的基本单元。

利用全桥模块单元的电平数这一自由度的概念，还可以 5 电平半桥 DCMC、FCMC 为基础构成 9 电平全桥模块单元。进一步推广，对于如图 4-1 所示中 N_i 电平全桥单元，其结构可由电平数为 n_i 的半桥单元构成，其中 $N_i = 2n_i - 1$ 。

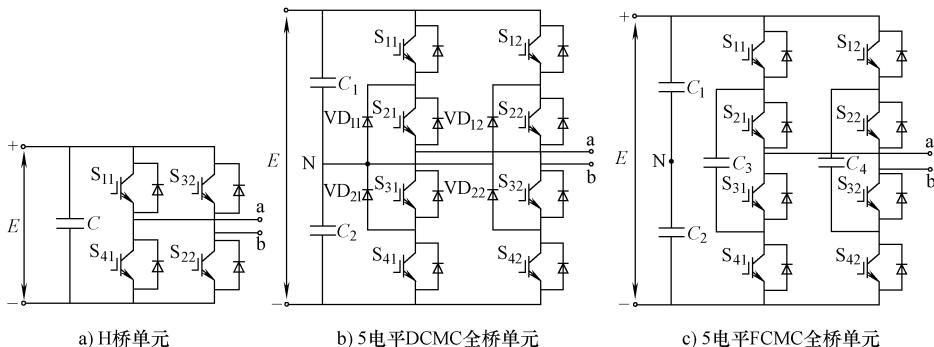


图 4-2 三种基本的全桥模块单元结构示意图

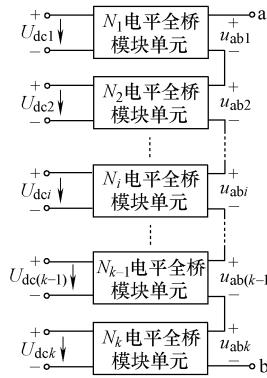


图 4-1 多电平变换器组合拓扑结构一般形式示意图

4.2.2 基于全桥模块单元电平数和全桥模块单元类型两自由度相互结合构建组合变换器拓扑结构

根据图 4-2 所示的 3 种基本单元，使全桥模块单元的电平数与全桥模块单元类型这两个自由度相互结合，可形成几种典型的全桥模块串联型组合拓扑结构，如图 4-3a、b、c 所示。同时，基于此种概念，又可构建出另一种如图 4-3d 所示的新型组合拓扑结构。

与图 1-4a 所示的传统级联型 H 桥串联拓扑结构相比较，图 4-3 所示的组合拓扑结构需要较少的独立直流电压源，便能获得与图 1-4a 相等的输出电平数，由于存在着较多的冗余开关组合状态，电容电压平衡问题也较容易解决。

4.2.3 基于模块间直流侧电压的比例关系这一自由度构建组合变换器拓扑结构

模块间直流侧电压的比例关系作为多电平组合拓扑结构一般形式的自由度，可分为两种：①相邻模块间直流侧电压比例关系为 1，如图 4-3 所示介绍的几种组合拓扑结构；②相邻模块间直流侧电压比例关系成等比变化。改变直流侧电压比例关系的目的就是获得输出电平的最大化，消除冗余的电平组合状态。这种自由度最直接的应用就是改变级联型中 H 桥的直流母线电压，在不增加直流电压源个数的情况下，以获得更多的电平输出，如图 4-4a 所示。若在图 4-3 所示的组合拓扑结构中，加入模块间直流侧电压的比例关系这一可选择的自由度，便可产生多种新型的组合拓扑结构。以图 4-3a、c 为例，其拓扑结构分别变换为如图 4-4b、c 所示拓扑。

在图 4-4a 中， $U_{dc2}:U_{dc1} = 2:1$ 。对两单元 H 桥串联的多电平变换器而言，如果选定直流侧电压比为 $E:E$ ，即直流侧电源电压相等时（也称为 1^m 结构， m 为串联单元个数），输出电压有 5 种电平状态 $2E, E, 0, -E, -2E$ ；如果选择电压比为 $E:2E$ ，即比例关系为 $1:2$ 时（称为 2^m 结构），输出电压中就有如下 7 种电平状态： $3E, 2E, E, 0, -E, -2E, -3E$ ；相应地对于 3^m 结构的多电平变换器，输出电压电平数增加到 9 种（ m 为 2 的情况下）。当独立直流电源的电压值相等时， m 个单元串联变换器的输出电压为 $2m+1$ ；若将各独立的直流电源的电压值取为 2^m 结构时，则其输出的电平数增加到 $2^{m+1}-1$ ；相应地对于 3^m 结构的级联变换器，电平数可增加到 3^m 。电平数越多输出电压波形与正弦波越接近，相应地谐波含量就越少。但这种阶状结构的变换器并不是无限度地增加下去的，对于 4^m 以上的结构就不能拓展了，原因在于 4^m 以上阶数的级联结构不能产生中间电平，例如 $+2E/-2E$ 电平就不能产生，从而使输出电平发生跳跃。电平增加的根本原因是各个基本单元的直流侧电压比例关系不同，在相同数量的开关器件下通过采用相应的调制策略，就可得到较多电平数；同时，随着直流侧电压比例关系的提高，相应的功率

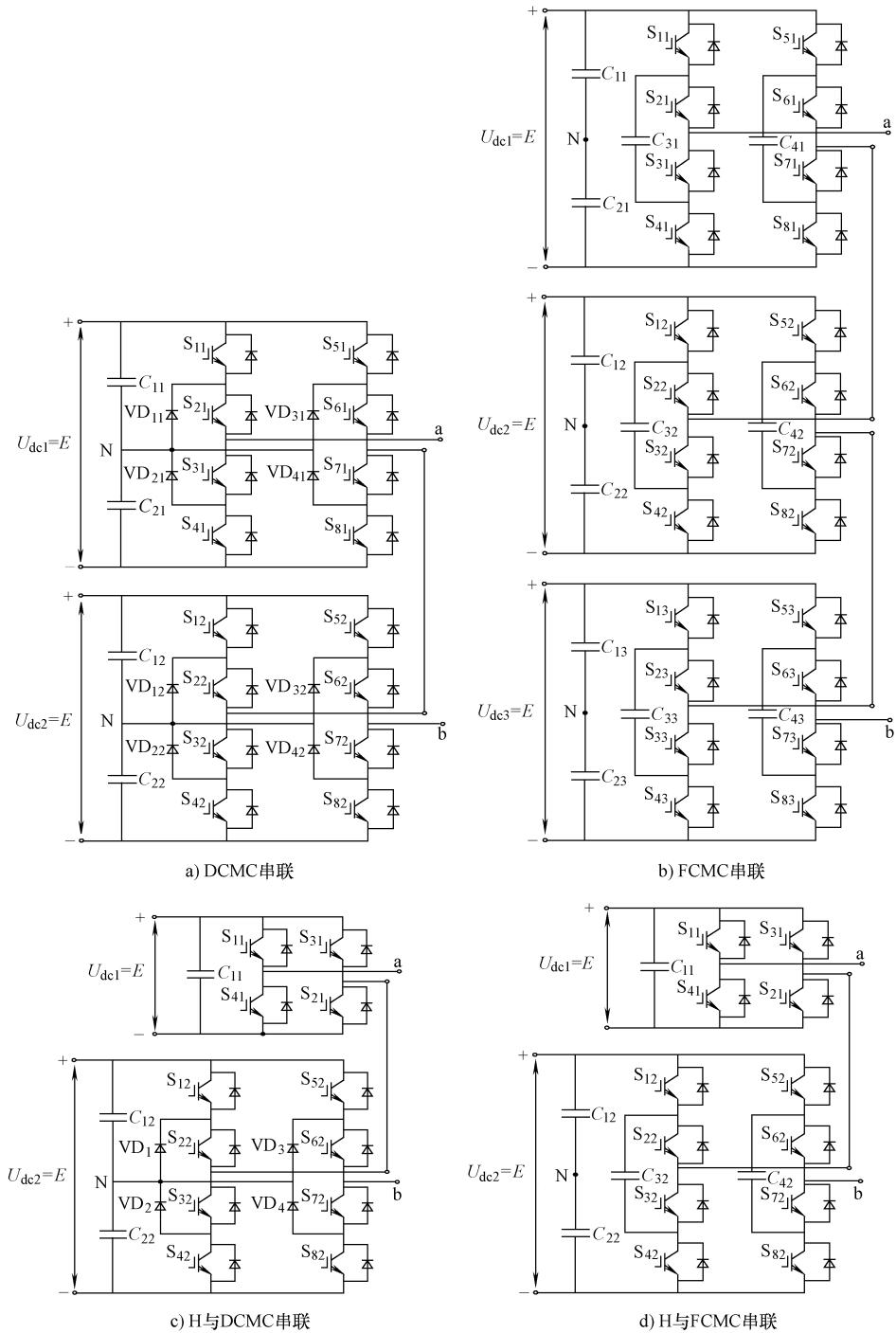


图 4-3 自由度结合所构成的组合拓扑结构示意图

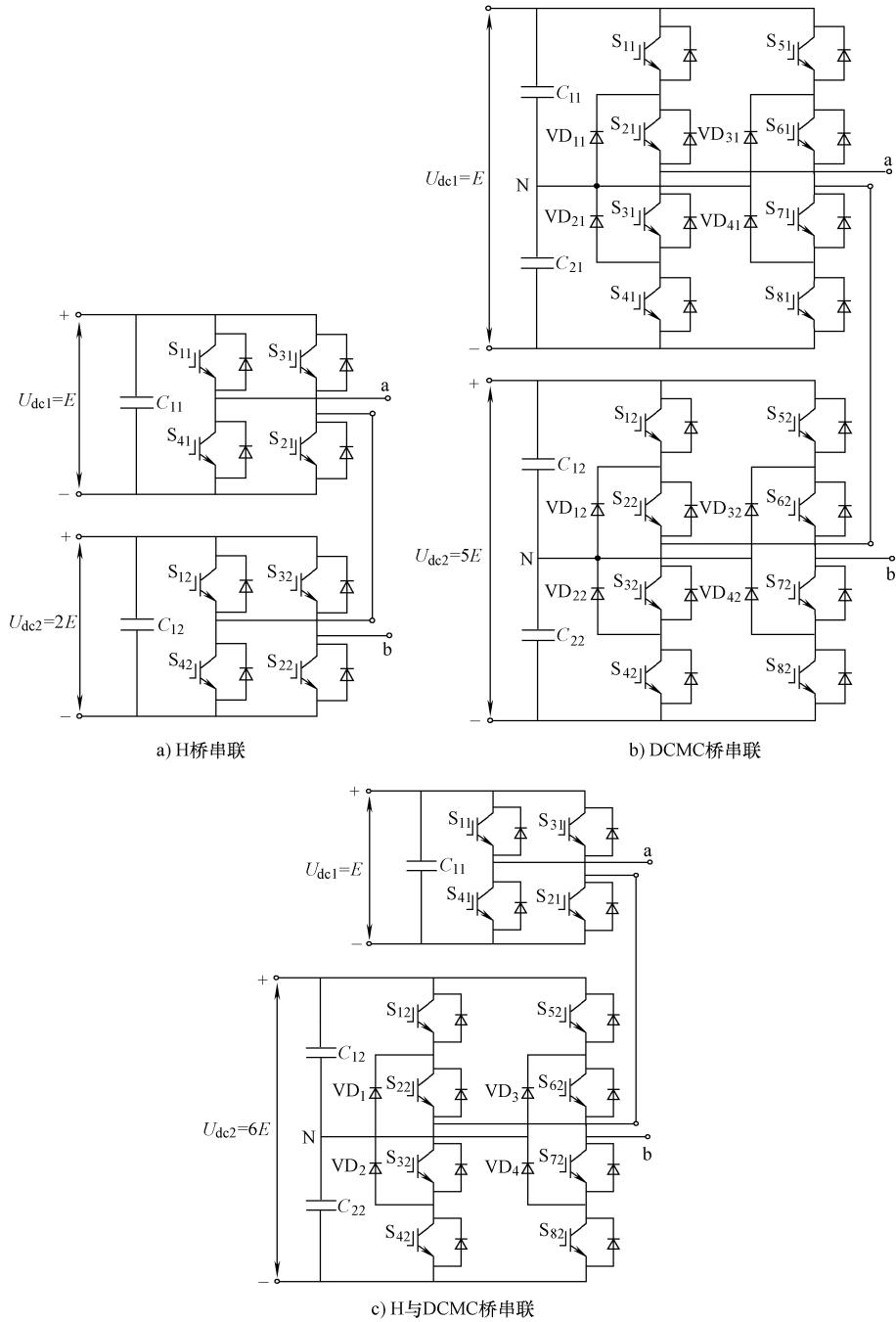


图 4-4 单元间直流侧电压变化所构成的组合拓扑结构示意图

等级也得到了提高。对于任何一种多单元级联拓扑结构，电平输出最大原则是对于每一个输出电平，没有冗余开关组合。为了获得输出电平的最大化，在图 4-1 中，对于 K 个全桥单元串联，模块间直流电压之间的比例关系为

$$U_{dc(i+1)} = \frac{N_i(N_{i+1}-1)}{N_i-1} U_{dc1}, i=1, 2, \dots, K-1 \quad (4-1)$$

式中， U_{dc1} 、 N_i 分别为第 i 个全桥模块单元的直流侧电压、电平数，若满足式 (4-1)，便可获得最大电平数为^[158]

$$N = \prod_{i=1}^K N_i \quad (4-2)$$

对于带有不相等直流电压的 H 桥串联，根据式 (4-1)，若 $N_i = 3$ ， $N_{i+1} = 3$ ，相邻模块单元之间直流侧电压比例关系为

$$U_{dc(i+1)} = 3U_{dc1} \quad (4-3)$$

便可获得输出电平的最大化。

对于传统的 MMC 型变换器，为了获得电平数的最大输出，这种比例关系也可进一步推广，即有

$$U_{dcK} : \dots : U_{dc1} : \dots : U_{dc2} : U_{dc1} = 3^{K-1} : \dots : 3^{i-1} : \dots : 3:1 \quad (4-4)$$

基于式 (4-1)、式 (4-2)，对于图 4-3a、图 4-3b 所示的组合拓扑结构有： $N_i = N_{i+1} = 5$ ，模块间直流侧电压比例关系满足 $U_{dc(i+1)} = 5U_{dc1}$ ，便可获得最大电平输出（即 25 电平）。对于模块间电平数不相等的串联结构， N_{i+1} 为电平数多的单元。对于图 4-3c、图 4-3d 所示的组合拓扑结构有： $N_i = 3$ ， $N_{i+1} = 5$ ，模块间直流侧电压比例关系满足 $U_{dc(i+1)} = 6U_{dc1}$ ，便可获得最大电平输出（即 15 电平）。各种组合拓扑在不同电压比下所能产生的最大电平数见表 4-1。若基于自由度相互结合观点，可把全桥模块单元的类型、直流侧电压的比例关系这两种自由度结合起来，以两单元串联为例，可以构造出如图 4-4b、图 4-4c 所示的新型组合拓扑结构。在图 4-4b 中有： $U_{dc2} = 5U_{dc1}$ ；在图 4-4c 中有： $U_{dc2} = 6U_{dc1}$ 。

表 4-1 各种组合拓扑在不同电压比下所能产生的最大电平数

电压比 \ 拓扑结构	H + H 拓扑	DCMC + DCMC 拓扑 (FCMC + FCMC 拓扑类同)	H + DCMC 拓扑 (H + FCMC 拓扑类同)
1:1	5	9	—
1:2	7	13	7
1:3	9	17	—
1:4	—	21	11
1:5	—	25	—
1:6	—	—	15

值得一提的是，H 桥与 DCMC 单元或 FCMC 单元相结合的组合拓扑结构，电压比只有在为偶数的情况下才能输出连续的电平台阶，当电压比为奇数时输出电平

台阶不连续，例如在电压比为 1:3 时，最大电平数应为 9，但实际上这种电压比应用在该拓扑结构中，最大电平数为 15，多了 $\pm 5E/2$, $\pm 3E/2$ 以及 $\pm E/2$ 的电平，其电平组合列于表 4-2 中，在 $-4E$ 到 $4E$ 的输出中，由于多加的这三组电平的输出，造成了电平输出台阶的跳跃如图 4-5 所示，这种跳跃在实际中是不允许的，因而 H 桥与 DCMC（或 FCMC）奇数电压比的组合拓扑结构在实际应用中受到了限制。

表 4-2 (1:3) H + DCMC 拓扑结构电压合成表

H	$-E$	0	$-E$	E	0	$-E$	E	0	$-E$	E	0	$-E$	E	0	E
DCMC	$-3E$	$-3E$	$-3E/2$	$-3E$	$-3E/2$	0	$-3E/2$	0	$3E/2$	0	$3E/2$	$3E$	$3E/2$	$3E$	$3E$
合成	$-4E$	$-3E$	$-5E/2$	$-2E$	$-3E/2$	$-E$	$-E/2$	0	$E/2$	E	$3E/2$	$2E$	$5E/2$	$3E$	$4E$

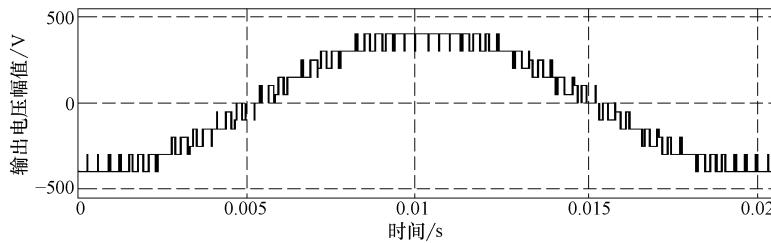


图 4-5 电压比为 1:3H + DCMC 组合变换器输出波形图

根据表 4-1 所提供的电压比例与输出电平数的对应关系，结合模块单元类型、模块单元电平数、直流侧电压的比例关系以及开关器件的选取等可供选择的自由度，可根据实际需要灵活选择，从而可构建大量的新型拓扑结构。例如，结合具体的组合拓扑结构，若选择电压比为 $U_{dcK} : \dots : U_{dc1} : \dots : U_{dc2} : U_{dc1} = 3 : \dots : 1 : \dots : 1 : 1$ 或 $U_{dc1} : U_{dc2} : \dots : U_{dcK} = 1 : 2 : \dots : 2$ 的组合拓扑结构，就可在一定的性能参数要求下，利用有限的成本，获得最好的性能价格比。

4.2.4 基于全桥单元所用开关器件的选取这一自由度构建组合变换器拓扑结构

在图 4-4 所示的组合拓扑结构中，高压单元开关器件必然承受较高的电压应力，会导致器件使用寿命缩短。通常的解决方法是在不同电压单元中采用不同耐压等级的开关器件。这种组合多电平变换器的主要思想是：电压高的单元采用 GTO 等高耐压、低频率的开关器件以提高系统的输出功率；而电压低的单元则采用 IGBT 等低耐压、高频率的开关器件。较高电压的 GTO 变换单元以输出电压的基波频率为开关频率，主要实现基波能量的输出；较低电压的 IGBT 单元则在较高的频率下进行脉宽调制，以改善输出波形。

基于上述分析，亦可将图 4-3 所示的结构称为等电压源多电平组合拓扑结构；

而将图 4-4 所示的结构称为等比电压源多电平组合拓扑结构。

综上所述，所构造出的几种组合拓扑结构主要应用于直流电压源个数有限，同时对输出电平数及波形质量要求较高的工业应用场合。无论所提及的组合拓扑结构形式如何变化，都可以归结为控制自由度的组合与变换。此处，引入多电平变换器组合拓扑结构自由度这一概念，目的是规范组合拓扑结构形式。

4.3 级联型组合变换器拓扑结构的组合调制策略^[159,160]

多电平变换器性能指标的优劣（如开关损耗、谐波含量）主要是由多电平变换器调制策略决定的。多电平变换器通常采用基于多载波 SPWM 的调制策略以及空间电压矢量 PWM（SVPWM）调制策略。在第 3 章中介绍的多载波 SPWM 一般采用两种技术：①基于载波垂直分布技术（包括 PD、AOPD 与 POD）；②基于载波水平移相技术（PS）。这两种技术均基于移相原理，但是对于每种具体的变换器拓扑结构，只适用特定的调制策略。例如，基于载波垂直分布技术直接决定的是相电压的电平状态，所以较多地应用于无相电压冗余开关组合的 DCMC 变换器中；而 PS 技术较多地应用于具有相电压冗余开关组合的 FCMC 变换器和 MMCI 型变换器中，这样可自然地达到开关器件负荷平衡的控制要求。而 SVPWM 是依据伏秒等效原理计算各个开关状态的有效作用时间，从而综合出输出电压波形，本质上具有电压利用率高的优点。但是，传统的 SVPWM 方法随着电平数的增加其计算的复杂性也将大大增加，并不适用于电平数超过 5 的多电平变换器中。

4.3.1 基于多载波的组合变换器调制策略

由第 3 章对多电平变换器多载波 PWM 调制策略的谐波分析可知：PS 技术的实质是通过较低次谐波的相互抵消得到较高的等效载波频率，而不是通过提高载波频率将谐波简单地向高次推移，因此，应用于大功率电力电子装置中能解决开关器件功率与频率的矛盾。这些结论可进一步推广：对于 K 单元串联的拓扑结构，如果采用 PS 调制策略，单元间的载波发生相应的水平相移，则整个结构的等效载波频率被提高到 $K \cdot f_c$ ；同时，可获得较高的输出电压。这即是级联型谐波消除的一般规律。

采用 PD 调制策略所引起的最严重的谐波位于一次载波频率 f_c 处，频谱中存在着载波谐波及载波倍数的边带谐波；而采用 AOPD、POD 调制策略所引起的最严重的谐波以一次载波频率 f_c 为中心的边带谐波处，频谱中只存在着载波倍数的边带谐波。因此，基于载波垂直分布的调制策略是不会提高等效载波频率的，其等效载波频率均为 f_c 。

由于各种调制策略各具特点，且应用于不同的基本多电平拓扑结构，因此，应根据变换器拓扑结构的不同特点采用相应的调制策略。针对具体的多电平拓扑结构

特点，选择和设计相应的 PWM 调制策略，是实现变换器性能优化控制的重要手段之一。

根据上述分析，可得到基于多载波的组合拓扑结构调制策略的一般结论，即：①采用基于载波垂直分布的调制策略不能提高等效载波频率，而采用基于载波水平移相的调制策略可以有效地提高等效载波频率，改善输出电压的谐波含量；②从拓扑结构考虑，以串联为连接形式的拓扑结构具有模块化、易扩展、输出电压等级高等特点。因此，对于组合拓扑结构的研究，整体结构以串联的方式连接，整体调制采用载波水平移相调制策略，各个基本模块单元依据所采用具体拓扑结构而选用相应的调制策略。对于采用不相等直流电压源的多电平组合拓扑结构，其调制策略的总体思想是：针对高压单元，采用基波频率调制（FPWM），以降低开关损耗；针对低压单元，采用多载波调制（MCPWM），以改善系统输出波形的频谱性能。

4.3.2 组合变换器调制策略的谐波分析

在图 4-3a、图 4-3b 中，由于组合拓扑结构的基本模块分别为 5 电平全桥 DC-MC 和 5 电平全桥 FCMC 结构，因此，对于基本模块的调制策略分别采用 PD、PS 技术，而模块之间采用 PS 技术，以提高等效载波频率。因此，图 4-3a 所示的组合拓扑结构应采用 PD + PS 调制策略，如图 4-6 所示。采用 PD + PS 后，整体谐波分布特性与 PD 调制策略一致，由于 PS 的作用，其等效载波频率提高为原来的 K 倍。

而对于图 4-3b 所示的组合拓扑结构应采用 PS + PS 调制策略，如图 4-7 所示。需要说明的是：对于图 4-3b，如果串联模块单元数 K 为偶数，所采用的移相载波会有重合，叠加后形成的阶梯波只是电平幅值上的增加，而不会产生移相效果。因此，采用 PS + PS 调制策略的组合拓扑结构串联模块单元数 K 应为奇数。对于图 4-3b 所示结构采用 PS + PS 调制策略后，整体谐波分布特性与 PS 调制策略一致。由于模块单元及模块单元间均采用 PS 调制策略，因此整体的等效载波频率提高到原来的 $4K$ 倍。

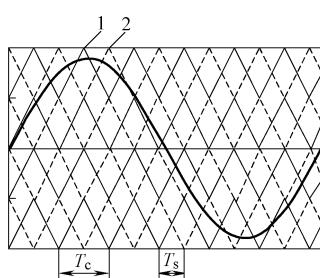


图 4-6 PD + PS 调制策略示意图

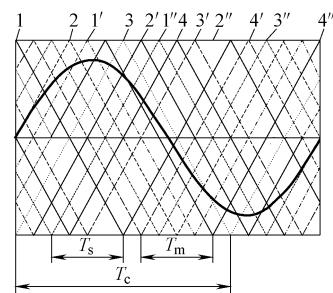


图 4-7 PS + PS 调制策略示意图

在图 4-6 和图 4-7 中，定义 T_c 为载波周期， T_s 为相邻模块载波群之间在时间上的移相。

如图 4-6 所示，曲线 1（实线）代表图 4-3a 中单元 1 的载波群；而曲线 2（虚线）代表图 4-3a 中单元 2 的载波群，移相 $T_s = T_c/K$ ，在图 4-6 所示中 $K = 2$ 。

如图 4-7 所示，载波 1 至载波 4 属于图 4-3b 中单元 1，载波之间移相 $T_m = T_c/4$ ；载波 1' 至载波 4' 属于图 4-3b 中单元 2；载波 1'' 至载波 4'' 属于图 4-3b 中单元 3，载波之间移相与单元 1 相同。单元之间载波群移相 $T_s = T_c/K$ ，在图 4-7 所示中 $K = 3$ 。

前面已阐述了 PD + PS、PS + PS 这两种组合调制策略的构成原则，定性地对这两种组合调制策略在谐波分布特性、谐波抑制效果作了分析。基于第 3 章对多载波调制策略的谐波分析，可进一步对组合调制策略的谐波特性用数学方法加以解释。

1. PD + PS 组合调制策略分析

对于 K 单元 DCMC 串联的组合拓扑结构，整体采用 PS 调制策略，基本单元采用 PD 调制策略，基本单元间的载波移相为 $2\pi/K$ 。为了更方便地阐述移相的效果，现将式 (3-122) 重新表示为（不考虑直流分量）

$$F(x, y) = N'M \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_PD} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (4-5)$$

式中，

$$\begin{aligned} A_{mn_PD} &= \frac{1}{m\pi^2} [1 - \cos(m+n)\pi] \left\{ \pi J_n(m\pi N'M) \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) + 2 \cos\left(n\frac{\pi}{2}\right) \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \left\{ \int_{y_{i-1}}^{y_i} (-1)^i \sum_{k=1}^{\infty} \sin(k) \frac{\pi}{2} J_k(m\pi N'M) [\cos(n+k)y + \cos(n-k)] dy \right\} \right\} \end{aligned} \quad (4-6)$$

对于第 i ($i = 1, 2, \dots, K$) 个电平数为 $N_{PD,i} = 2N' + 1$ 的 DCMC 全桥模块 (N' 定义同第 3 章)，考虑相邻三角载波的移相角度，其输出电压的谐波表达式为

$$\begin{aligned} F_{PD,i}(x, y) &= F_{PD,1} \left[\left(x + (i-1) \frac{2\pi}{K}, y \right) \right] = F_{PD,1} \left[\omega_c t + (i-1) \frac{2\pi}{K}, \omega_0 t \right] \\ &= KN'M \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_PD} \cos \left[m\omega_c t + n\omega_0 t + m(i-1) \frac{2\pi}{K} \right] \end{aligned} \quad (4-7)$$

对于 K 个模块串联，其输出总的电平数为 $2KN' + 1$ ，谐波表达式为

$$\begin{aligned} F_{PD_PS}(x, y) &= \sum_{i=1}^K F_i \left[\left(x + (i-1) \frac{2\pi}{K}, y \right) \right] \\ &= KN'M \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_PD} \sum_{i=1}^K \cos \left[m\omega_c t + n\omega_0 t + m(i-1) \frac{2\pi}{K} \right] \end{aligned} \quad (4-8)$$

根据式 (3-145) 可得

$$\sum_{i=1}^K \cos \left[\alpha + (i-1) \frac{2\pi m}{K} \right] = \begin{cases} 0, & m \neq m'K \\ K \cos \alpha, & m = m'K, m' = 1, 2, 3, \dots, \infty \end{cases} \quad (4-9)$$

根据式 (4-6) ~ 式 (4-9) 可得

$$F_{\text{PD+PS}}(x, y) = KN'M \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_{\text{PD+PS}}} \cos(mK\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (4-10)$$

式中,

$$A_{mn_{\text{PD+PS}}} = \frac{1}{m\pi^2} [1 - \cos(mK + n)\pi] \left\{ \pi J_n(mK\pi N'M) \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) + 2 \cos\left(n \frac{\pi}{2}\right) \sum_{i=1}^{\langle N'M \rangle} \left\{ \int_{y_{i-1}}^{y_i} (-1)^i \sum_{k=1}^{\infty} \sin(k) \frac{\pi}{2} J_k(mK\pi N'M) \right. \right. \\ \left. \left. [\cos(n+k)y + \cos(n-k)] dy \right\} \right\} \quad (4-11)$$

将式 (4-10)、式 (4-11) 与式 (4-5) 比较可见, 谐波分布特性没有发生变化, 仍包含载波及载波倍数谐波、载波倍数的边带谐波, 但是基波电压的幅值提高了 K 倍, 同时, 一个显著的优点就是等效载波频率变为 Kf_c , 为原来的 K 倍, 其原因是由于载波之间的移相而使谐波消除。

2. PS + PS 组合调制策略分析

对于 K 单元串联的 FCMC 组合拓扑结构, 基本单元为 $N_{\text{PS}_i} + 1$ 电平 FCMC 全桥结构 (N_{PS_i} 为基本单元所需要的载波数), 每个基本单元采用 PS 调制策略, 载波之间移相为 $\theta_m = \theta_c/N_{\text{PS}_i} = 2\pi/N_{\text{PS}_i}$; 对于 K 个基本单元串联, 基本单元之间载波移相为 $\theta_s = \theta_c/K = 2\pi/K$ 。对于第 i 个 FCMC 全桥模块, 结合式 (3-146), 其输出电压的谐波表达式为

$$F_{\text{PS}_i}(x, y) = F_{\text{PS}_1} \left[x + (i-1) \frac{2\pi}{K}, y \right] = \frac{N_{\text{PS}_i} M}{2} \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2}{m\pi} J_n \left(mN_{\text{PS}_i} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(mN_{\text{PS}_i} + n) \frac{\pi}{2} \right] \cos(mN_{\text{PS}_i}\omega_c t + n\omega_0 t + (i-1) \frac{2\pi m N_{\text{PS}_i}}{K}) \quad (4-12)$$

对于 K 个 FCMC 模块单元串联, 根据式 (4-9) 可得

$$F_{\text{PS+PS}}(x, y) = \sum_{k=1}^K F_{\text{PS}_i}(x, y) \\ = \frac{KN_{\text{PS}_i} M}{2} \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{mn_{\text{PS+PS}}} \cos(mKN_{\text{PS}_i}\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (4-13)$$

式中,

$$A_{mn_{\text{PS+PS}}} = \frac{2}{m\pi} J_n \left(mKN_{\text{PS}_i} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(mKN_{\text{PS}_i} + n) \frac{\pi}{2} \right] \quad (4-14)$$

由式(4-14)可知:采用PS+PS组合调制策略,其谐波分布规律与式(3-146)一致,输出电压包括载波及载波倍数的谐波、载波倍数的边带谐波,但其等效载波频率被进一步提高到 KN_{PS,f_c} 。

4.4 组合变换器调制策略与两电平变换器PS调制策略之间的谐波性能比较

通过对组合调制策略的数学分析可知,在组合调制策略中引入移相概念,均可提高等效载波频率,这是载波移相所带来的优点。第3章中所介绍的两电平PS调制策略的解析表达式,是在组合调制策略中采用移相技术的基础,因此,基于输出电平数、等效载波角频率均相等的情况下,下面有必要对组合调制策略与两电平PS调制策略的谐波解析表达式作进一步的分析比较。

4.4.1 PD+PS与两电平PS调制策略之间的比较

PD+PS与两电平PS这两种调制策略比较的前提条件为

① 电平数相等

电平数相等,即有

$$2KN' + 1 = N + 1 \rightarrow N = 2KN' \quad (4-15)$$

② 等效载波角频率相等

等效载波角频率相等,即有

$$K\omega_{c1} = N\omega_{c2} \Rightarrow \omega_{c1} = 2N'\omega_{c2} \quad (4-16)$$

如式(4-15)、式(4-16)所示,式中,K为串联单元个数, ω_{c1} 、 ω_{c2} 分别为PD+PS组合调制策略、两电平PS调制策略的载波角频率。

将(4-16)代入式(3-147)可得

$$\begin{aligned} A_{mn_2\text{PS}} &= \frac{2}{m\pi} J_n(mKN'\pi M) \sin\left[\left(2mKN' + n\right)\frac{\pi}{2}\right] \\ &= \frac{2}{m\pi} J_n(mKN'\pi M) (-1)^{mKN'} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (4-17)$$

若n为奇数时,式(4-17)不为零。

在式(4-11)中,当n为奇数,K为偶数时有

$$\begin{cases} \cos(mK + n)\pi = -1 \\ \cos\left(n\frac{\pi}{2}\right) = 0 \end{cases}$$

因此,可得

$$A_{mn_PD+PS} = \frac{2}{m\pi} J_n(mKN'\pi M) \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \quad (4-18)$$

将式(4-17)与式(4-18)进行比较,在K为偶数时,且当n也为偶数时,有

$$A_{mn_PD+PS} = A_{mn_2PS} = 0 \quad (4-19)$$

在 K 为偶数时, 且当 n 为奇数时, 有

$$|A_{mn_PD+PS}| = |A_{mn_2PS}| \quad (4-20)$$

由式 (4-19)、式 (4-20) 可知, 当 K 为偶数时, 也就是说对于偶数单元串联的 DCMC 组合拓扑结构和串联回型多电平拓扑结构而言, 所分别采用的 PD + PS 与两电平 PS 调制策略, 其谐波幅值是相等的; 同时根据式 (4-16), 两者的等效载波角频率相等, 其谐波分布也是一致的。因此, 在 K 为偶数的情况下, 两种调制策略具有相同的谐波特性, 相互间是完全等价的。因此, 在实际应用中, 根据具体情况可以灵活选择拓扑结构及相应的调制策略。

4.4.2 PS + PS 与两电平 PS 调制策略之间的比较

对于 PS + PS 组合调制策略、PS 调制策略, 根据电平数、等效载波频率均相等的原则, 存在如下条件:

① 电平数相等

电平数相等, 即有

$$KN_{PS_i} + 1 = N + 1 \Rightarrow N = KN_{PS_i} \quad (4-21)$$

② 等效载波频率相等

等效载波频率相等, 即有

$$K\omega_{c1} = N\omega_{c2} \Rightarrow \omega_{c1} = N_{PS_i}\omega_{c2} \quad (4-22)$$

将式 (4-21) 代入式 (3-147) 可得

$$A_{mn_2PS} = \frac{2}{m\pi} J_n \left(mKN_{PS_i} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(mKN_{PS_i} + n) \frac{\pi}{2} \right] \quad (4-23)$$

根据式 (4-14)、式 (4-23), 对于 PS + PS 组合调制策略与两电平 PS 调制策略, 只要满足式 (4-21)、式 (4-22), 则有

$$|A_{mn_PS+PS}| = |A_{mn_2PS}| \quad (4-24)$$

上述分析说明 PS + PS 组合调制策略与两电平 PS 调制策略在谐波分布的特性是相同, 谐波幅值是相等的, 具有相同的谐波消除效果。基于这一点, 可以充分说明这两种调制策略之间具有完全的等价性, 在实际应用中根据需要, 可以灵活选择。

4.5 基于 PD + PS 组合调制策略的多电平 SVPWM 调制策略^[16]

对于 2 单元串联 5 电平三相变换器, 其结构示意图如图 4-8 所示, 在图中通过所划分的虚线, 可以直观地看出其结构是由两个三电平三相单 H 桥系统串联组成。而对于图 4-8 所示的拓扑结构, 可采用图 4-6 所示的 PD + PS 组合调制策略。在三

相系统中,为了进一步阐明移相的概念,图4-9给出了5电平的PD+PS调制策略示意图。

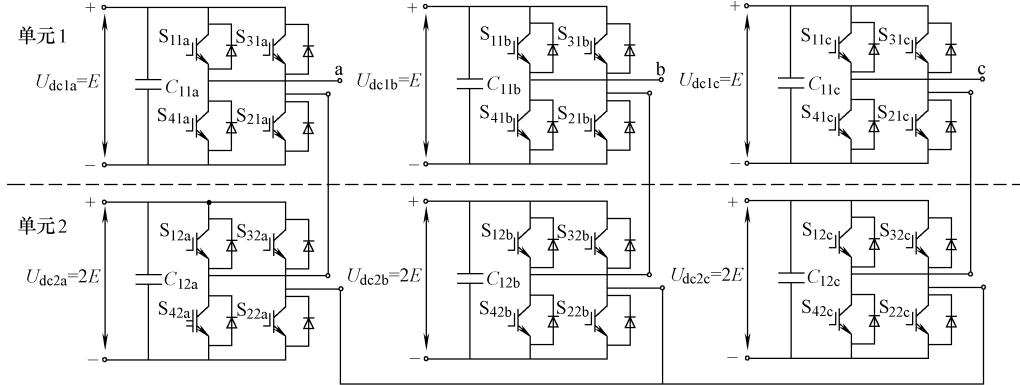


图4-8 2单元串联的5电平三相变换器结构示意图

如图4-9中所示的PD+PS调制策略,是基于载波垂直分布与载波水平移相相结合的调制方法。采用载波群1中的两个主载波(图中用虚线表示)对参考波进行调制,这两个主载波具有相同的幅值与相位,以0参考轴为中心对称分布,实际上是基于载波垂直分布的三电平变换器调制策略。如果结合载波水平移相技术,引入更多的三角载波,分别与两个主载波幅值与频率均相同,且要进行相应的移相,其实质上就是几个基波相同,相位进行移相的三电平阶梯波叠加,能提高变换器的电平数量。在图4-9中,A、B、C相的单元1与单元2载波之间移相为 $T_s = T_c/2$ 。

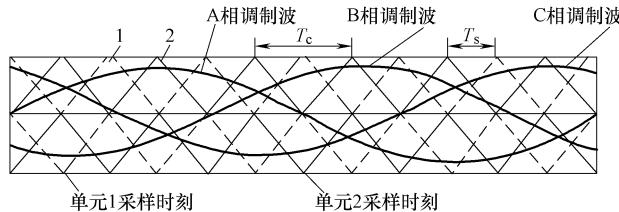


图4-9 5电平PD+PS调制策略示意图

PD+PS调制策略的A、B、C相单元1与单元2的调制波完全一样,均为标准的三相正弦波,唯一的区别是采样时刻不同(原因是载波发生移相)。结合空间矢量理论,可认为三相系统中单元1与单元2的参考电压矢量(三相标准正弦波经过Park变换)完全相同,均为

$$\vec{U}(t) = U_m \cdot e^{j2\pi ft} \quad (4-25)$$

式中, U_m 、 f 分别为相电压幅值和频率,其空间矢量图一致,只是对参考电压矢量的采样时刻不同,将式(4-25)进行离散化处理后可得

$$\begin{cases} \vec{U}(k) = U_m \cdot e^{j\phi(k)} \\ \phi(k) = 2\pi f T_s \cdot k \end{cases} \quad (4-26)$$

式中, k 为第 k 个采样周期。对式 (4-26) 的图形解释如图 4-10 所示。

将图 4-9 与图 4-10 联系起来, 可对移相 SVPWM 调制策略作进一步解释, 即在图 4-9 中, 第一个 T_s 对 A、B、C 三相单元 1 的三相正弦调制波进行采样, 这对应于图 4-10 中参考电压矢量旋转 $2\pi f T_s$; 在第 2 个 T_s , 根据移相原理, 对 A、B、C 三相单元 2 的三相正弦调制波进行采样, 这对应于图 4-10 中参考电压矢量旋转 $2\pi f T_s$, 依次类推。因此, 基于 PD + PS 组合调制策略, 可以很自然地产生一种基

于水平移相技术的 SVPWM, 载波之间的移相对应于参考电压矢量采样时间的交替。这种 SVPWM 在计算量上与传统的三电平 SVPWM 没有区别, 但由于采用移相技术, 其输出相电压为 5 电平, 谐波消除效果与采用 PD + PS 调制策略一致, 但更容易于数字化的实现。与传统的 5 电平 SVPWM 相比较, 由于提高了等效载波频率, 其谐波抑制效果明显要好。

综上所述, 根据所提出的 PD + PS 组合调制策略, 很自然地产生了一种基于水平移相技术的 SVPWM (PS-SVPWM), 这种方法可以进一步推广: 对于 K 单元 H 桥串联的 $N = 2K + 1$ 电平变换器, 可以分解为 K 个三电平变换器, 采用 PD + PS 调制策略时, 单元之间的载波相差 $2\pi/K$, 反映在空间电压矢量图上, 体现为对参考电压矢量的采样时刻依次相差 T_c/K 。

本书介绍的基于水平移相技术的 SVPWM (PS-SVPWM), 是 PD + PS 在空间矢量图上的自然反映, 采用相同的空间电压矢量, 单元之间的输出基波相位一致。如果考虑电压利用率, 与采用注入三次谐波正弦波的 PD + PS 完全等效, 但本书介绍的方法更具灵活性, 例如: 其三电平 SVPWM 可以采用不连续调制, 以降低开关频率, 减少开关损耗。这里介绍的 SVPWM 控制策略, 也可很方便地扩展到本章所介绍的基于水平移相技术的其他组合调制策略, 同时, 也为多电平 SVPWM 的简化分析提供了一个行之有效的方法。

4.6 组合变换器调制策略仿真

为验证组合调制策略在组合拓扑结构中的应用以及实际的谐波消除效果, 在本节中将介绍采用仿真软件 Matlab/simulink 对组合调制策略所进行的仿真。

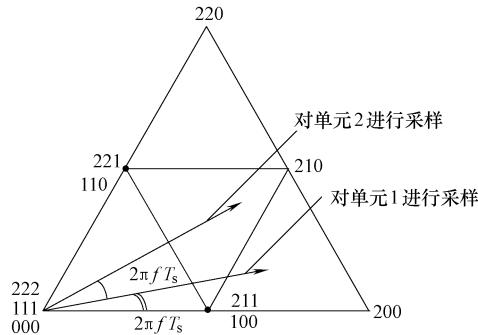


图 4-10 基于 PD + PS 组合调制策略所产生的移相 SVPWM 空间矢量图

4.6.1 等电压源多电平组合变换器拓扑结构的仿真

如前所述载波水平移相调制策略具有可提高等效开关频率的优点，在串联型变换器的仿真中可充分利用这一优点，采用载波水平移相与其他调制相结合的方法对多种组合拓扑结构进行仿真研究。

1. 基于 DCMC + DCMC 组合拓扑结构的 PD + PS 组合调制策略仿真实验

在图 4-3a 所示的 DCMC + DCMC 组合拓扑结构中，采用 PD + PS 组合调制策略，对其进行仿真研究，仿真参数为：调制波频率 $f_0 = 50\text{Hz}$ ，载波频率 $f_c = 1050\text{Hz}$ ，载波比 $m_f = 21$ ，直流电动势 $E = 100\text{V}$ ，调制度 $M = 0.9$ 。由此测得的仿真波形及各波形的频谱分析分别如图 4-11a、图 4-11b 所示。

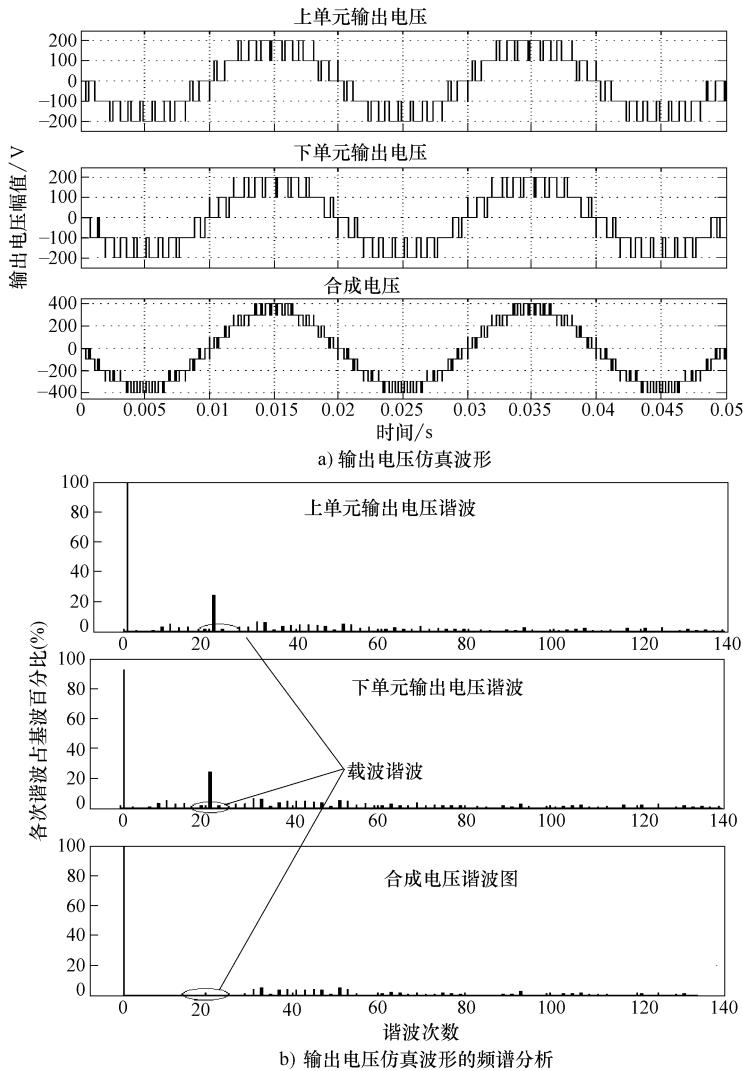


图 4-11 两单元 DCMC 串联组合拓扑结构仿真波形及频谱分析

在图 4-11a 中, 单元 1 与单元 2 输出电平移相叠加后得到 9 电平, 由图 4-11b 可见, 两个单元的输出电压谐波主要集中在载波频率 f_c 及其边带谐波处。两单元串联后由于载波的移相, 使组合拓扑结构的等效开关频率提高到 $2f_c$ 。可作进一步推广, 即对于 K 个单元串联, 采用 PD + PS 组合调制策略, 其输出电平数为 $4K+1$, 输出电压的等效载波频率可提高为 $K \cdot f_c$, 这种组合调制策略同样适用于图 4-3c 所示的组合拓扑结构, 所得出的仿真结果与对 PD + PS 调制策略的理论分析是一致的。

2. 基于 FCMC 串联组合拓扑结构的 PS + PS 组合调制策略仿真实验

在图 4-3b 所示的 FCMC 串联组合拓扑结构中, 采用 PS + PS 调制策略, 对其进行仿真研究, 仿真参数为: 基波频率 $f_0 = 50\text{Hz}$, 载波频率 $f_c = 1050\text{Hz}$, 直流电动势 $E = 100\text{V}$, 调制度 $M = 0.9$ 。由此测得的仿真波形以及各波形的频谱分析分别如图 4-12a、b 所示。

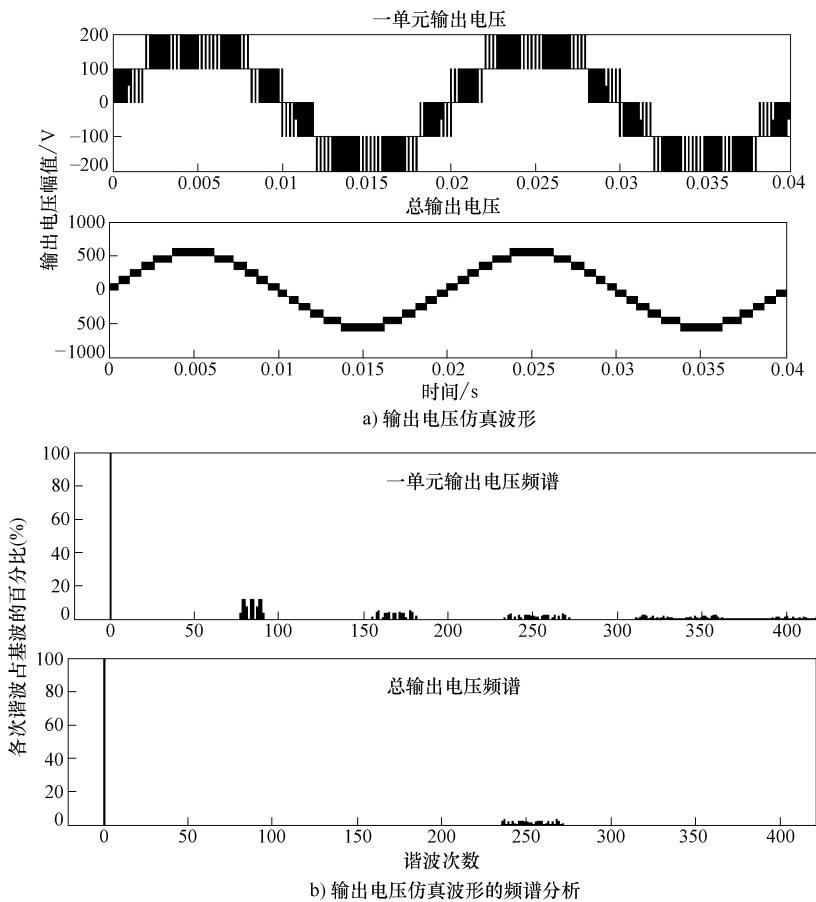


图 4-12 三单元 FCMC 串联组合拓扑结构仿真波形及频谱分析

在图 4-12a 中, 单元 1 采用 4 载波 PS 调制, 其输出 5 电平阶梯波谐波主要位于 $4f_c$ 及其倍数的边带谐波, 一些低次谐波已经消除; 而 3 个单元串联后, 输出 13

电平，其谐波主要位于 $12f_c$ 处的边带谐波，频谱特性非常好；同时，也进一步验证了在 PS + PS 组合调制策略分析中式 (4-13) 的正确性。基于图 4-3b 所示的拓扑结构，对于 K 个模块单元串联，采用 PS + PS 组合调制策略，其输出电平数为 $4K+1$ ，输出电压的等效载波频率则提高为 $K \cdot (N-1) \cdot f_c$ ；同时，这种组合调制策略同样适用于图 4-3d 所示的组合拓扑结构。

4.6.2 等比电压源多电平组合变换器拓扑结构的仿真

在等比电压源多电平组合这类拓扑结构的仿真中，定义高压单元为主变换器，低压单元为从变换器。较高电压的 GTO 变换单元以输出电压的基波频率为开关频率，而较低电压的 IGBT 变换单元则在较高的频率下进行脉冲宽度调制，以此改善输出波形。下面分别对基于 DCMC 串联的组合拓扑结构（如图 4-4b 所示）和基于 H 与 DCMC 串联（如图 4-4c 所示）进行仿真研究。

1. 基于 DCMC 串联的组合拓扑结构的仿真

这里基于 DCMC 串联组合拓扑结构的仿真研究是以图 4-4b 所示的结构为研究对象。现定义电压比为 1:2（输出 13 电平）。在该组合拓扑结构的仿真中，调制策略：主变换器为 5 电平 DCMC 拓扑，调制波需要两个直流电源电动势，即以 $\pm E/2$, $\pm 3E/2$ ($E = 100V$) 直流电源电动势作为主变换器的调制波，同 $3E$ 的正弦波比较控制主变换器开关器件的导通和关断。同样地以主变换器参考波与输出的差值作为从变换器的参考波，以 3.15kHz 的三角波作为从变换器的载波，对从变换器作 PWM 调制。图 4-13 所示为在该种调制策略下从变换器调制策略的仿真波形，其中

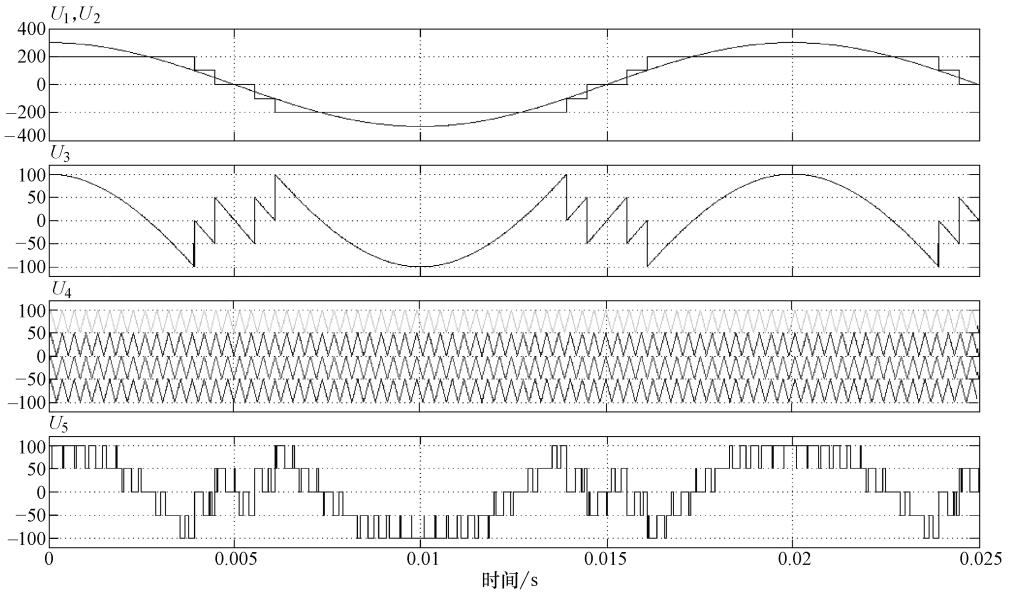


图 4-13 DCMC(GTO) + DCMC(IGBT) 从变换器调制策略仿真波形

U_1 , U_2 为参考波及主变换器的输出电压波形, U_3 为 U_1 、 U_2 的差值, 也就是从变换器的参考波, U_4 为从变换器的调制波形, U_5 为从变换器的输出电压波形 (以下各从变换器调制策略仿真波形均如此排列)。图 4-14 所示为变换器输出电压仿真波形及输出电压波形的频谱分析。

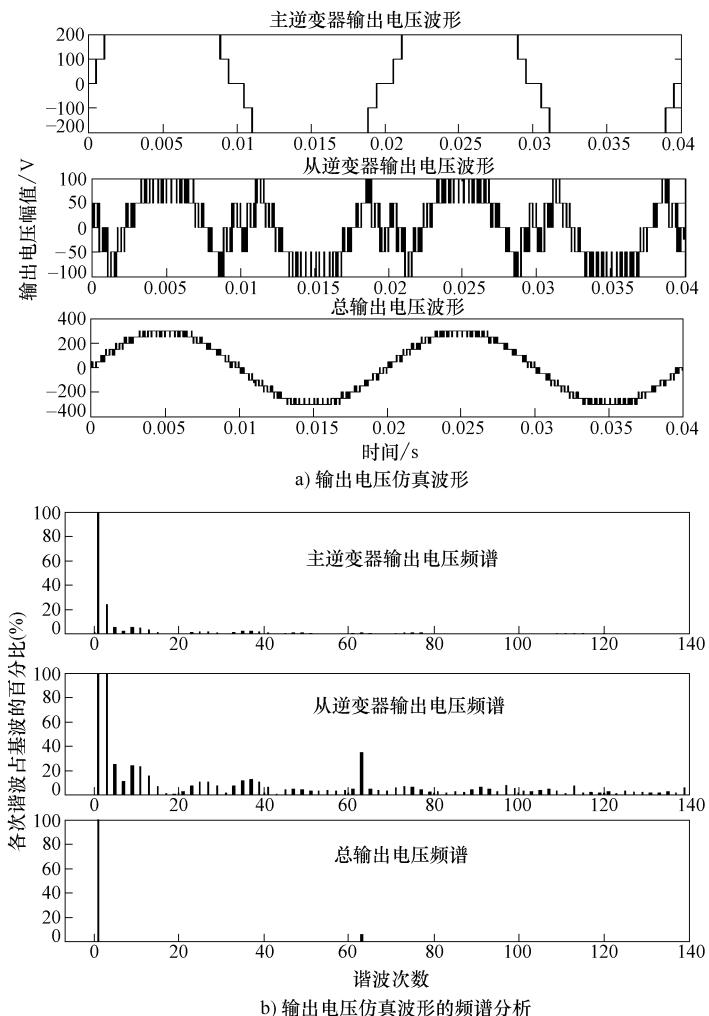


图 4-14 DCMC(GTO) + DCMC(IGBT) 组合拓扑结构仿真波形及频谱分析

2. 基于 H 与 DCMC 串联的拓扑结构的仿真

这里基于 H 与 DCMC 串联组合拓扑结构的仿真研究是以图 4-4c 所示的结构为研究对象。当选取主从变换器直流电源电动势比为 6:1 时, 需要以 $(6E + E)$ 的正弦波作为主变换器的参考波, $\pm 3E/2$, $\pm 9E/2$ 的直流电源电动势作为主变换器的调制波, 从变换器的调制及仿真参数同上所述, 可测得如图 4-15 所示的输出电压

仿真波形及频谱分析。对不同电压比的相同拓扑结构的变换器，从变换器的调制策略仿真波形除参考波幅值不同外其余基本相同，这里就不一一列出。

由图 4-13、图 4-14 及图 4-15 所示的输出电压仿真波形可见，各种组合拓扑结构输出电平数符合表 4-1 所列的数据。由它们对应的频谱分析中可见，随着电平台阶数的增加，输出电压谐波成分相应地减少。在所采用的调制策略中，主变换器采用基波调制（FPWM），在输出电压基波周期内，开关器件通断一次，有效地降低了开关损耗，提高了整个装置的输出功率；从变换器采用多载波调制（MCPWM），由所得到的频谱分析中可见，主变换器所产生的低次谐波被从变换器的相应部分所

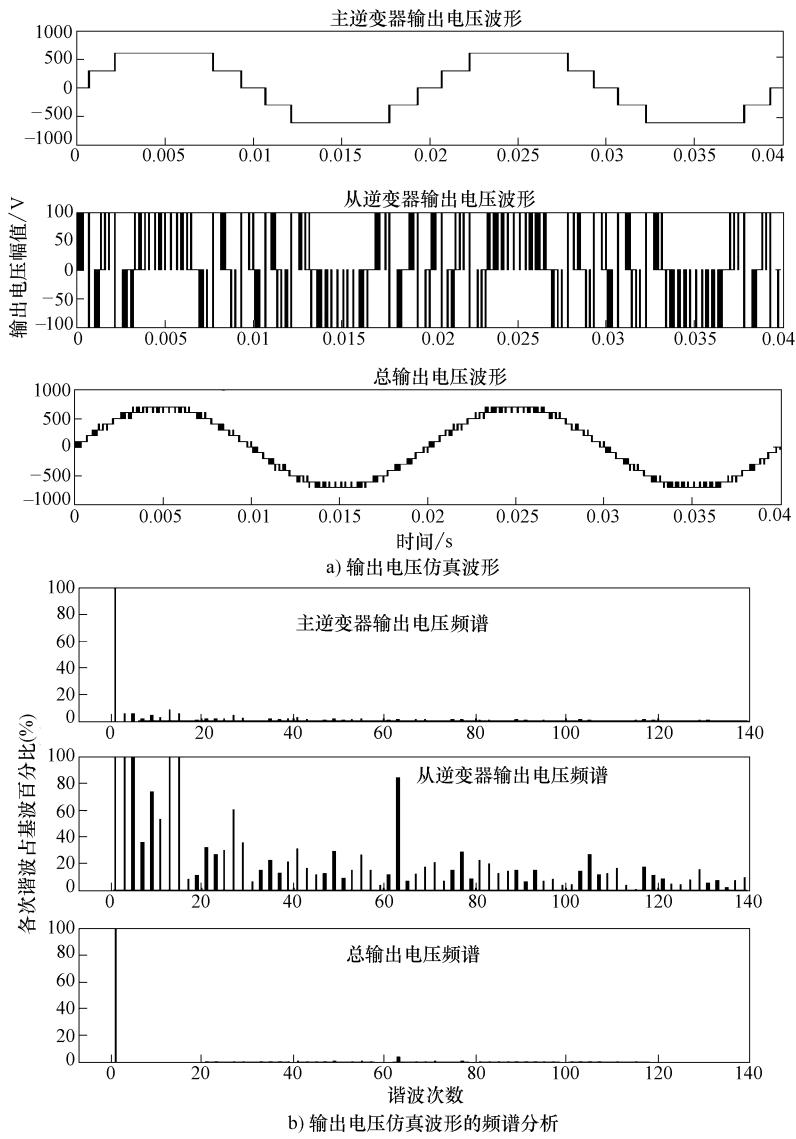


图 4-15 H(IGBT) + DCMC(GTO) 组合拓扑结构仿真波形与频谱分析

抵消，仅剩下载波频率倍数的边带谐波，明显改善了输出电压波形的频谱特性。

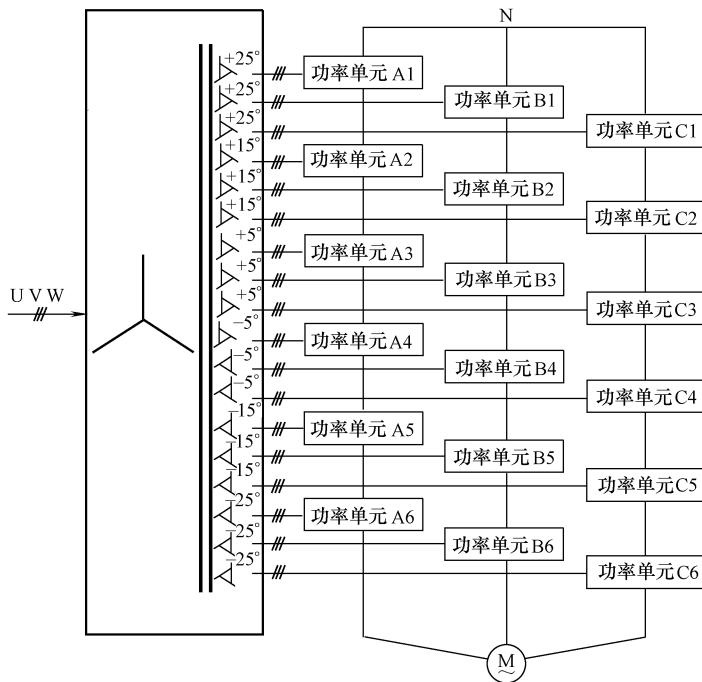
4.7 本章小结

本章在分析传统多电平变换器拓扑结构的基础上，介绍了多电平组合拓扑结构的一般形式，规范了组合拓扑结构，对多电平变换器拓扑结构的研究进行了统一。基于可选择自由度的概念，理论上可以产生若干种新型多电平变换器拓扑结构，丰富了多电平变换器拓扑集。根据该拓扑结构的一般形式所提供的自由度，构造出几种新型的组合拓扑结构，讨论了在实际应用中应注意的问题。同时，基于多载波 PWM 调制技术，对组合拓扑结构的调制策略进行了深入研究，论述了其谐波特性。基于 PD + PS 组合调制策略，介绍了一种基于水平移相技术的 PS-SVPWM 调制策略，其在 5 电平及以上系统的应用，由于实施简单、计算量小更显出了优越性，并且极易扩充到更高电平数的多电平变换器中。

第5章 级联型变频器能量回馈拓扑结构及控制策略

近年来，随着工业对高压大功率变换器的广泛需求，多电平变换技术因其具有输出电压等级高、输出波形好、开关损耗小、功率容量大等优点而在高压大功率场合中得到充分的重视和应用。已有的应用主要集中在3~10kV的中压交流电机调速领域；而在目前多电平变换器拓扑中，级联型多电平变换器则是6~10kV电压等级采用的主要拓扑，其结构是采用若干个具有独立直流电源的低压PWM变频功率单元以串联的方式实现直接高压输出，如图5-1a所示为6单元串联型高压变频器结构示意图，其功率单元结构如图5-1b所示。该变频器结构具有模块化的特点，易于扩展，控制相对简单，输入输出波形好，且容易实现冗余运行，在高压大功率场合得到广泛的应用。

传统的级联型多电平变换器功率单元结构是由三相二极管整流桥、直流滤波电容和H桥逆变器组成。由于功率单元整流侧采用不控整流，无法实现能量的双向



a) 6单元串联型高压变频器

图5-1 6单元串联型高压变频器及功率单元结构图

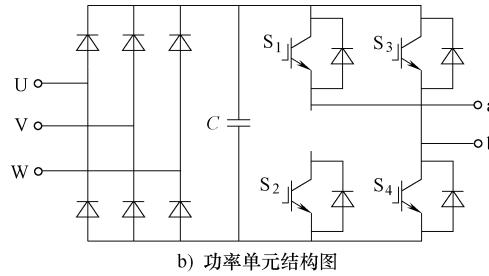


图 5-1 6 单元串联型高压变频器及功率单元结构图（续）

流动，因此不能应用于矿井提升机、下行皮带传送机、机车牵引等需要能量回馈的场合。随着全球化能源紧缺问题的日益突出，高压大功率变换器的节能运行问题越来越受到关注。本章基于三相及单相 PWM 整流器技术，在介绍三种能量回馈功率单元拓扑^[158]的基础上，重点分析级联型能量回馈高压变频器拓扑结构和控制策略。

5.1 能量回馈功率单元拓扑结构^[159]

根据功率单元整流侧结构的不同，级联型多电平变换器能量回馈功率单元拓扑结构主要有三种：带有三相半桥整流的功率单元拓扑^[160]、带有单相全桥整流的功率单元拓扑^[161]和带有单相半桥整流的功率单元拓扑^[162]。

5.1.1 带有三相半桥整流的功率单元拓扑

带有三相半桥整流的功率单元拓扑结构如图 5-2 所示，其主电路总体结构示意图如图 5-1 所示。

在图 5-2 中，功率单元整流侧采用三相 PWM 可控整流桥，逆变侧采用 H 桥结构。该拓扑结构是在传统的级联型高压变频器的基础上而来，保留了前端移相变压器的结构，其二次侧采用延边三角形接法，以实现网侧电流的多重化，消除输入电流谐波，提高输入功率因数。针对功率单元前端三相 PWM 整流器，可采用在旋转坐标系中对电流进行控制的方法，实现电流的零稳态误差跟踪控制和能量的双向流动^[160,163]。

该拓扑的主要缺点：需要结构复杂的移相隔离变压器、功率开关器件比较多（需 10 个功率开关器件）。

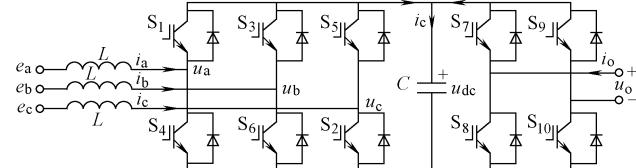


图 5-2 带有三相半桥整流的功率单元拓扑图

5.1.2 带有单相全桥整流的功率单元拓扑

带有单相全桥整流的功率单元拓扑结构如图 5-3 所示，以 3 单元串联为例其主

电路总体结构示意图如图 5-4 所示。

在图 5-3 中, 为功率单元提供单相电源的是隔离变压器。不同之处在于, 隔离变压器的二次绕组为单相, 其两端抽头直接与功率单元相连, 因此在功率单元数目相同的情况下, 这种结构与带有三相 PWM 整流器的功率单元相比, 隔离变压器二次绕组数减少为 $1/3$ 。功率单元整流侧、逆变侧均采用 H 桥结构, 结构上对称, 所以对功率器件的要求相同, 即功率器件的选型一致。该拓扑功率单元亦可集成在一个商业化的 IPM 模块中, 而且, 用单相 PWM 整流器代替三相 PWM 整流器可减少开关器件的数量^[161]。

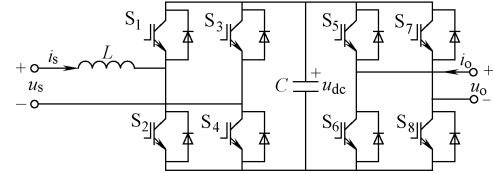


图 5-3 带有单相全桥整流的功率单元拓扑图

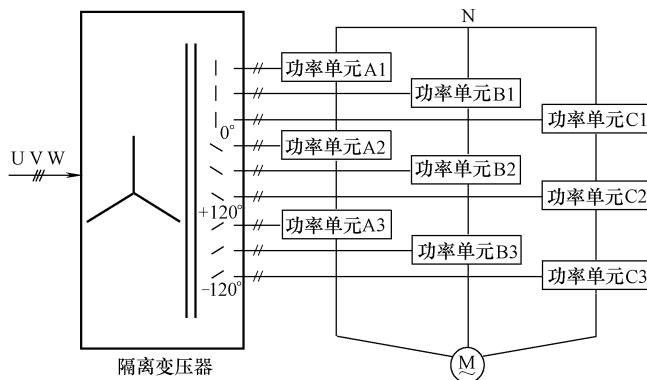


图 5-4 主电路总体结构示意图（以 3 单元串联为例）

该拓扑主要缺点: 直流母线中存在低频脉动分量, 需采用容量较大的直流母线电容进行吸收。

5.1.3 带有单相半桥整流的功率单元拓扑

带有单相半桥整流的功率单元拓扑结构如图 5-5 所示, 其主电路总体结构示意图如图 5-4 所示 (以 3 单元为例)。

为功率单元提供单相电源的隔离变压器结构与图 5-3 所示功率单元拓扑采用的变压器相同, 为普通隔离变压器。该功率单元整流侧是由两个功率器件组成的单相半桥整流电路, 逆变侧是由四个功率器件组成的 H 桥结构, 这种拓扑采用的功率器件相对于图 5-3 所示单相全桥整流的功率单元拓扑进一步减少, 降低了开关损耗, 且整个功率单元可以集成在一个商业化的 6 单元 IPM 模块中。

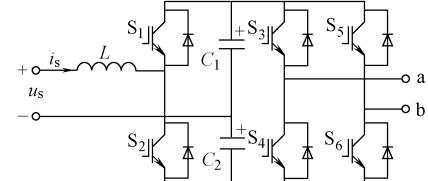


图 5-5 带有单相半桥整流的功率单元拓扑图

该功率单元整流侧为半桥整流，母线电压为 $2u_{dc}$ ，因此要使整流器正常工作则输入电压源电压必须低于 $u_{dc}/2$ 。该功率单元与图5-3所示的功率单元相比，在输入功率和母线电压相同的情况下，该功率单元输入电流为图5-3所示的功率单元输入电流的2倍，因此功率单元整流侧和逆变侧开关器件所承受电压和电流不相同，而图5-3所示的功率单元为对称结构，开关器件所承受的电压和电流相同。

该拓扑主要缺点：直流滤波采用两个电容串联，电容中点电位平衡增加了控制的复杂性^[162]。

5.2 能量回馈功率单元整流侧控制策略和电流谐波特性分析

不同的能量回馈拓扑会带来一些特殊的问题，能量回馈功率单元整流侧的控制策略也不尽相同，本节将分别介绍三种能量回馈功率单元控制策略和电流谐波特性。由于研究的能量回馈功率单元三相PWM整流器的交流侧为时变交流量，因而不利于控制系统设计。为此，可通过坐标变换，将三相对称静止坐标系abc转换成以电网基波频率为同步角速度的同步旋转dq坐标系，则可简化控制系统的设计。因此，本节先介绍控制策略中所采用的三类坐标变换：①将静止对称坐标系abc转换成两相垂直静止坐标系 $\alpha\beta$ ，又称3s/2s变换；②将两相垂直静止坐标系 $\alpha\beta$ 转换成两相同步旋转坐标系dq，又称2s/2r变换；③将三相静止对称坐标系abc转换成两相同步旋转坐标系dq，又称3s/2r变换。

5.2.1 坐标变换

常用的变换原则有“等量”和“等功率”，相应的坐标变换又称“等量”坐标变换和“等功率”坐标变换^[164]。

1. “等量”坐标变换

所谓“等量”坐标变换是指在某一坐标系中的矢量与变换后的另一坐标系中的矢量相等的坐标变换。

1) 3s/2s 变换

图5-6为3s/2s变换示意图，图中a、b、c为三相对称静止坐标系， α 、 β 为两相对称静止坐标系，两个坐标系的原点重合，并且a轴与 α 轴重合。

三相电流的合成矢量为I在三相对称静止坐标系内与a轴的夹角为 θ ，则其在三相对称静止坐标系下的投影分别为 i_a 、 i_b 、 i_c ，在两相对称静止坐标系下的投影分别为 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ ，如图5-6所示。

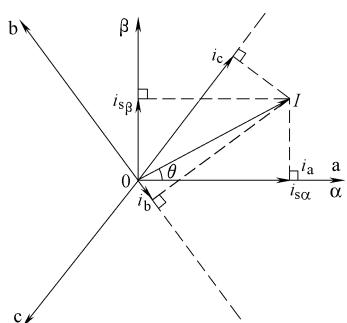


图5-6 3s/2s变换示意图

示，由图可见，三相电流的合成矢量在两相对称静止坐标系下的表达式为

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = I \cos \theta \\ i_{s\beta} = I \sin \theta \end{cases} \quad (5-1)$$

三相电流的合成矢量在三相对称静止坐标系下的表达式为

$$\begin{cases} i_a = I \cos \theta \\ i_b = -I \cos(\theta + 60^\circ) = I \cos(\theta - 120^\circ) \\ i_c = -I \cos(60^\circ - \theta) = I \cos(\theta + 120^\circ) \end{cases} \quad (5-2)$$

将式 (5-1) 代入式 (5-2) 可得

$$\begin{cases} i_a = I \cos \theta = i_{s\alpha} \\ i_b = I \cos(\theta - 120^\circ) = -\left(\frac{1}{2}I \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2}I \sin \theta\right) = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \\ i_c = I \cos(\theta + 120^\circ) = -\left(\frac{1}{2}I \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2}I \sin \theta\right) = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \end{cases} \quad (5-3)$$

对式 (5-3) 做逆运算可得

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_a = -i_b - i_c = \frac{2}{3}(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c) \\ i_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) = \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c) \end{cases} \quad (5-4)$$

将式 (5-4) 用矩阵的形式表示，则有

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5-5)$$

由式 (5-5) 可得 $3s/2s$ 变换矩阵为

$$C_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5-6)$$

同理可推得 $2s/3s$ 变换矩阵为

$$C_{2s/3s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5-7)$$

2) 2s/2r 变换

从静止的两相坐标系变换到旋转的两相坐标系的变换称为两相静止-两相旋转坐标变换（简称2s/2r变换），图5-7所示为2s/2r变换示意图，图中 α 、 β 为两相静止坐标系，d、q为两相旋转坐标系，两个坐标系的原点重合，设三相定子电流合成矢量 I 与 α 轴的初始夹角为 θ ，d轴与 β 轴反向的初始夹角为 φ ，d、q轴以电网基波角频率 ω 逆时针旋转。

由图5-7所示可见，定子电流在d、q轴上的分量可表示为

$$\begin{cases} i_{sd} = -I\cos(\varphi + 90^\circ - \theta) = I\sin(\varphi - \theta) = I(\sin\varphi\cos\theta - \cos\varphi\sin\theta) \\ i_{sq} = I\cos(\theta - \varphi) = I(\cos\theta\cos\varphi + \sin\theta\sin\varphi) \end{cases} \quad (5-8)$$

两相静止坐标系下的定子电流分量与两相旋转坐标系下的定子电流分量之间的关系为

$$\begin{cases} i_{sd} = I(\sin\varphi\cos\theta - \cos\varphi\sin\theta) = i_{s\alpha}\sin\varphi - i_{s\beta}\cos\varphi \\ i_{sq} = I(\cos\theta\cos\varphi + \sin\theta\sin\varphi) = i_{s\alpha}\cos\varphi + i_{s\beta}\sin\varphi \end{cases} \quad (5-9)$$

将式(5-9)用矩阵的形式表示，则有

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\varphi & -\cos\varphi \\ \cos\varphi & \sin\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5-10)$$

由式(5-10)可得2s/2r变换矩阵为

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \sin\varphi & -\cos\varphi \\ \cos\varphi & \sin\varphi \end{bmatrix} \quad (5-11)$$

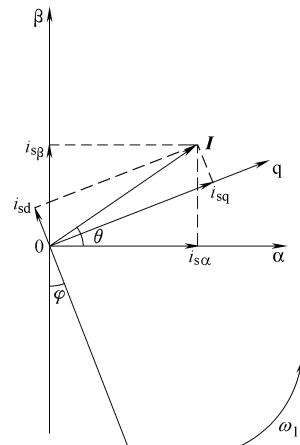


图5-7 2s/2r变换示意图

同理可推得2r/2s变换矩阵为

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \sin\varphi & \cos\varphi \\ -\cos\varphi & \sin\varphi \end{bmatrix} \quad (5-12)$$

3) 3s/2r 变换

设在三相对称静止坐标系abc中，三相电网电动势矢量和电流矢量分别为 E 、 I ，且矢量以电网基波角频率 ω 逆时针旋转，两相旋转坐标系dq以角频率 ω 逆时针旋转，其中两相旋转坐标系dq起始位置如图5-8中虚线所示。

设两相旋转坐标系中的d轴与电网电动势矢量 E 同轴，即d轴按电动势矢量 E 定向，则 E 方向电流定义为有功电流分量 i_d ，q轴方向电流定义为无功电流分量 i_q ，其中 $\theta = \omega t$ 为坐标系旋转角度，则由图5-8所示的3s/2r坐标变换矢量图中的电流表达式为

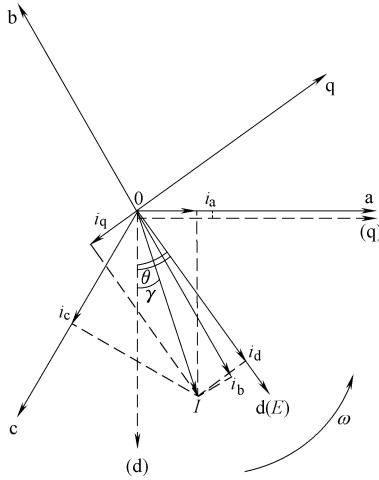


图 5-8 坐标系 abc 与坐标系 dq 以及矢量分解图

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin \gamma \\ i_b = I_m \sin(\gamma - 120^\circ) \\ i_c = I_m \sin(\gamma + 120^\circ) \end{cases} \quad (5-13)$$

$$\begin{cases} i_d = I_m \cos(\theta - \gamma) \\ i_q = -I_m \sin(\theta - \gamma) \\ I_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \end{cases} \quad (5-14)$$

由三角函数关系可得

$$\begin{cases} \cos(\theta - \gamma) = \cos \gamma \cos \theta + \sin \gamma \sin \theta \\ = \frac{2}{3} [\sin \gamma \sin \theta + \sin(\gamma - 120^\circ) \sin(\theta - 120^\circ) + \sin(\gamma + 120^\circ) \sin(\theta + 120^\circ)] \\ -\sin(\theta - \gamma) = \sin \gamma \cos \theta - \cos \gamma \sin \theta \\ = \frac{2}{3} [\sin \gamma \cos \theta + \sin(\gamma - 120^\circ) \cos(\theta - 120^\circ) + \sin(\gamma + 120^\circ) \cos(\theta + 120^\circ)] \end{cases} \quad (5-15)$$

将式 (5-13)、式 (5-15) 代入式 (5-14) 可得

$$\begin{cases} i_d = I_m \cos(\theta - \gamma) = \frac{2I_m}{3} [\sin \gamma \sin \theta + \sin(\gamma - 120^\circ) \sin(\theta - 120^\circ) + \sin(\gamma + 120^\circ) \sin(\theta + 120^\circ)] \\ i_q = -I_m \sin(\theta - \gamma) = \frac{2I_m}{3} [\sin \gamma \cos \theta + \sin(\gamma - 120^\circ) \cos(\theta - 120^\circ) + \sin(\gamma + 120^\circ) \cos(\theta + 120^\circ)] \end{cases} \quad (5-16)$$

为用方阵表示坐标变换，定义零轴分量为

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \quad (5-17)$$

将式 (5-16) 和式 (5-17) 表示成矩阵等式时，则有

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin\theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (5-18)$$

由式 (5-18) 可见，三相静止坐标系 abc 变换到两相旋转坐标系 dq 的变换矩阵为

$$C_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin\theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (5-19)$$

2. “等功率” 坐标变换

所谓等功率坐标变换，是指坐标变换前后功率相等的坐标变换。

假设某坐标系下电压、电流矢量分别为 U 、 I ，在坐标变换后新坐标系下的电压、电流矢量分别为 U' 、 I' ，其中

$$\begin{cases} U = [u_1 \ u_2 \ \cdots \ u_n]^T \\ I = [i_1 \ i_2 \ \cdots \ i_n] \end{cases} \quad (5-20)$$

$$\begin{cases} U' = [u'_1 \ u'_2 \ \cdots \ u'_n]^T \\ I' = [i'_1 \ i'_2 \ \cdots \ i'_n] \end{cases} \quad (5-21)$$

若令电压、电流变换矩阵分别为 C_u 、 C_i ，则有

$$\begin{cases} U = C_u U' \\ I = C_i I' \end{cases} \quad (5-22)$$

当坐标变换满足“等功率”变换条件时，则有

$$I^T U = I'^T U' \quad (5-23)$$

将式 (5-22) 代入式 (5-23) 可得

$$I^T U = (C_i I')^T C_u U' = I'^T C_i^T C_u U' = I'^T U' \quad (5-24)$$

可见

$$C_i^T C_u = E \quad (5-25)$$

式中， E 为单位阵。

因电压、电流矩阵描述的是同一电路拓扑结构，则有

$$C = C_i = C_u \quad (5-26)$$

故可推得

$$\begin{cases} C^T C = E \\ C^T = C^{-1} \end{cases} \quad (5-27)$$

显然, C 为正交变换矩阵, 即“等功率”坐标变换属于正交变换。

已知在“等量”坐标变换下, 同时参考图 5-6 所示的坐标系, 由 abc 坐标变换到 $\alpha\beta$ 的坐标变换矩阵为

$$C_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \quad (5-28)$$

可见, 式 (5-28) 为非正交变换矩阵。

为了建立“等量”变换与“等功率”变换之间的关系, 可将非正交变换矩阵 $C_{3s/2s}$ 构造成正交矩阵 $C'_{3s/2s}$, 即令

$$C'_{3s/2s} = k_1 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \quad (5-29)$$

由于 $C'_{3s/2s}$ 为正交矩阵, 则有

$$C'^{-1}_{3s/2s} = C'^T_{3s/2s} \quad (5-30)$$

因此有

$$\begin{aligned} C'_{3s/2s} C'^{-1}_{3s/2s} &= C'_{3s/2s} C'^T_{3s/2s} \\ &= k_1^2 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_2 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & k_2 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & k_2 \end{bmatrix} = k_1^2 \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3k_2^2 \end{bmatrix} = E \end{aligned} \quad (5-31)$$

因 E 为单位矩阵, 则

$$\begin{cases} k_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ k_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (5-32)$$

那么, 在“等功率”坐标变换下, 由静止坐标系 abc 变换到静止坐标系 $\alpha\beta\gamma$ 的坐标变换矩阵 $C'_{3s/2s}$ 为

$$C'_{3s/2s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5-33)$$

同理可得，在“等功率”坐标变换下静止坐标系 abc 变换到旋转坐标系 dq0 的坐标变换矩阵 $C'_{3s/2r}$ 为

$$C'_{3s/2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \sin\theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (5-34)$$

5.2.2 带有三相半桥整流的功率单元能量回馈控制策略^[160]

研究电力电子变换器的控制策略，主要关注的是受控对象的基波特性，通常假设电压电流高次谐波均可忽略。为表示能量回馈功率单元与电网的关系，图 5-2 所示的带有三相半桥整流的功率单元拓扑可进一步表示成如图 5-9 所示的结构。

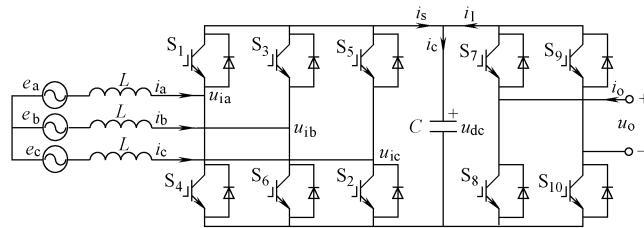


图 5-9 带有三相半桥整流的功率单元电路结构图

设图 5-9 所示的功率单元输入电压、电流同相位，则输入电压为

$$\begin{cases} u_{ia} = U_{im} \cos(\omega_s t) \\ u_{ib} = U_{im} \cos(\omega_s t - 240^\circ) \\ u_{ic} = U_{im} \cos(\omega_s t + 240^\circ) \end{cases} \quad (5-35)$$

输入电流为

$$\begin{cases} i_{ia} = I_{im} \cos(\omega_s t) \\ i_{ib} = I_{im} \cos(\omega_s t - 240^\circ) \\ i_{ic} = I_{im} \cos(\omega_s t + 240^\circ) \end{cases} \quad (5-36)$$

式中， U_{im} 、 I_{im} 分别为功率单元三相输入电压、电流的峰值， ω_s 为电网角频率。

设功率单元的负载为感性负载，且只考虑基波分量，则功率单元的输出电压为

$$u_o = U_m \cos(\omega_o t) \quad (5-37)$$

功率单元的输出电流为

$$i_o = I_m \cos(\omega_o t - \varphi) \quad (5-38)$$

式中， U_m 、 I_m 分别为功率单元输出电压、电流的峰值， ω_o 为输出电压角频率， φ 为负载的功率因数角，则可得到功率单元瞬时输出功率为

$$P_o = U_m \cos(\omega_o t) \cdot I_m \cos(\omega_o t - \varphi) = \frac{U_m I_m}{2} [\cos \varphi + \cos(2\omega_o t - \varphi)] \quad (5-39)$$

由于功率单元逆变侧为单相 H 桥结构，为了便于分析，对功率单元的逆变侧输出可构造一个三相不平衡系统，其三相电压为 $[u_o \ 0 \ 0]^T$ 、三相电流为 $[i_o \ 0 \ 0]^T$ 。在等功率坐标变换条件下，又可将电压、电流由静止坐标系 abc 变换到静止坐标系 $\alpha\beta0$ ，则有

$$\begin{pmatrix} u_{o\alpha} \\ u_{o\beta} \\ u_{o0} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_o \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} u_o \\ 0 \\ \sqrt{\frac{1}{3}} u_o \end{pmatrix} \quad (5-40)$$

$$\begin{pmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \\ i_{o0} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_o \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} i_o \\ 0 \\ \sqrt{\frac{1}{3}} i_o \end{pmatrix} \quad (5-41)$$

由 pq 瞬时功率理论^[165]知，所构造的三相不平衡功率单元瞬时输出功率为

$$\begin{pmatrix} p_o \\ q_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{o\alpha} & u_{o\beta} & u_{o0} \\ -u_{o\beta} & u_{o\alpha} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \\ i_{o0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_o i_o \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5-42)$$

由式 (5-42) 可知，瞬时输出有功功率为 $p_o = u_o i_o$ ，瞬时输出无功功率为 $q_o = 0$ 。

假设功率单元输入不存在零序分量，根据瞬时无功功率理论和“等功率”坐标变换，瞬时输入有功功率与无功功率可以表示为

$$\begin{pmatrix} p_i \\ q_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{i\alpha} & u_{i\beta} \\ u_{i\beta} & -u_{i\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{i\alpha} \\ i_{i\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{id} & u_{iq} \\ -u_{iq} & u_{id} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{pmatrix} \quad (5-43)$$

在输入输出功率相等的条件下，即

$$\begin{pmatrix} p_i \\ q_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_o \\ q_o \end{pmatrix} \quad (5-44)$$

则有

$$\begin{pmatrix} u_{id} & u_{iq} \\ -u_{iq} & u_{id} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_o i_o \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5-45)$$

所以输入电流 d、q 分量的给定为

$$\begin{pmatrix} i_{id}^* \\ i_{iq}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{id} & u_{iq} \\ -u_{iq} & u_{id} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p_o \\ q_o \end{pmatrix} = \frac{1}{(u_{id})^2 + (u_{iq})^2} \begin{pmatrix} u_{id} & -u_{iq} \\ u_{iq} & u_{id} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_o \\ q_o \end{pmatrix}$$

$$= \frac{1}{(u_{id})^2 + (u_{iq})^2} \begin{pmatrix} u_{id} & -u_{iq} \\ u_{iq} & u_{id} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_o i_o \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{(u_{id})^2 + (u_{iq})^2} \begin{pmatrix} u_{id} \\ u_{iq} \end{pmatrix} u_o i_o \quad (5-46)$$

在三相静止坐标系 abc 下，存在

$$(u_{id})^2 + (u_{iq})^2 = (u_{ia})^2 + (u_{ib})^2 + (u_{ic})^2 = \frac{3}{2} U_{im}^2 \quad (5-47)$$

故输入电流 d、q 分量的给定可变换为

$$\begin{pmatrix} i_{id}^* \\ i_{iq}^* \end{pmatrix} = \frac{1}{\frac{3}{2} U_{im}^2} \begin{pmatrix} u_{id} \\ u_{iq} \end{pmatrix} u_o i_o \quad (5-48)$$

而输入电流 d、q 分量的给定变换到三相静止坐标系 abc 时有

$$\begin{pmatrix} i_{ia}^* \\ i_{ib}^* \\ i_{ic}^* \end{pmatrix} = \frac{2}{3 U_{im}^2} \begin{pmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{pmatrix} u_o i_o \quad (5-49)$$

1. d、q 电流控制环

在三相系统中通常 u_{id} 为常数（一般假设电网电压不畸变）， u_{iq} 为 0，即

$$(u_{id})^2 = \frac{3}{2} U_{im}^2 \quad (5-50)$$

则 d、q 轴电流给定分量为

$$\begin{pmatrix} i_{id}^* \\ i_{iq}^* \end{pmatrix} = \frac{1}{\frac{3}{2} U_{im}^2} \begin{pmatrix} u_{id} \\ 0 \end{pmatrix} u_o i_o = \begin{pmatrix} \frac{u_o i_o}{u_{id}} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5-51)$$

为了在不改变负载有功功率的条件下实现对输入无功功率的控制，一般取无功电流给定为一任意量 I_{iq}^* ，因此，d、q 轴电流给定分量为

$$\begin{pmatrix} i_{id}^* \\ i_{iq}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{u_o i_o}{u_{id}} \\ I_{iq}^* \end{pmatrix} \quad (5-52)$$

2. 母线电压控制环

在功率单元没有损耗的情况下，母线电容也没有能量的消耗，因此母线电压是稳定的，但由于导热和开关损耗，以及寄生电容存在等因素，实际的母线电压是存在波动的。为了维持直流母线电压恒定，现假设电路中功率损耗为 Δp ，则 d、q 轴电流分量给定为

$$\begin{pmatrix} i_{id}^* \\ i_{iq}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{u_o i_o + \Delta p}{u_{id}} \\ I_{iq}^* \end{pmatrix} \quad (5-53)$$

参考文献 [160]，功率单元采用负载功率前馈的双闭环控制方法，其控制框图如图 5-10 所示。

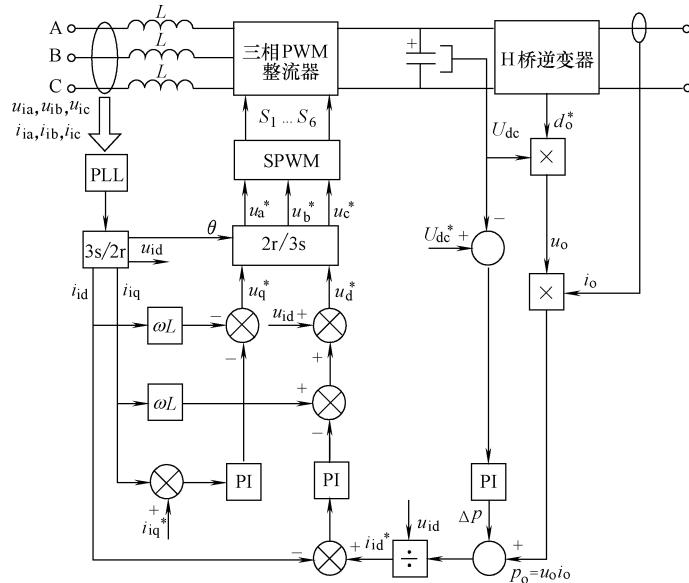


图 5-10 带有三相半桥整流的功率单元能量回馈控制框图

3. 交流电流谐波分析

为了了解带有三相半桥整流的功率单元能量回馈控制系统移相变压器一次侧输入电流的谐波特性，现以该功率单元拓扑的 3 单元串联为例，结构如图 5-11 所示，对一次侧输入电流谐波特性进行分析。

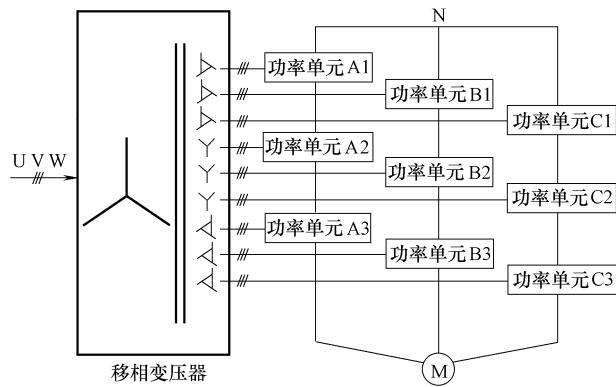


图 5-11 三单元串联能量回馈变频器结构示意图

为了分析问题的方便，忽略变换器的各种损耗，即 $\Delta p = 0$ ，则由前面推导的式 (5-49) 可知，某一功率单元（以图 5-11 所示功率单元 A2 为例）三相输入电流分别为

$$\begin{aligned} i_{iaA2} &= \frac{2}{3U_{im}^2} u_{ia} \cdot u_o i_o \\ &= \frac{U_{om} I_{om}}{3U_{im}} \left\{ \sin(\omega_s t) \cos\phi - \frac{1}{2} [\sin(\omega_s t + 2\omega_o t + \phi) + \sin(\omega_s t - 2\omega_o t - \phi)] \right\} \end{aligned} \quad (5-54)$$

$$\begin{aligned} i_{ibA2} &= \frac{2}{3U_{im}^2} u_{ib} \cdot u_o i_o = \frac{U_{om} I_{om}}{3U_{im}} \\ &\quad \left\{ \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\phi - \frac{1}{2} [\sin\left(\omega_s t + 2\omega_o t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega_s t - 2\omega_o t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right)] \right\} \end{aligned} \quad (5-55)$$

$$\begin{aligned} i_{icA2} &= \frac{2}{3U_{im}^2} u_{ic} \cdot u_o i_o = \frac{U_{om} I_{om}}{3U_{im}} \\ &\quad \left\{ \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\phi - \frac{1}{2} [\sin\left(\omega_s t + 2\omega_o t + \phi + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega_s t - 2\omega_o t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right)] \right\} \end{aligned} \quad (5-56)$$

在忽略高次谐波的情况下，由式 (5-54) ~ 式 (5-56) 推导可知在功率单元的输入电流中主要存在 $\omega_s + 2\omega_o$ 、 $\omega_s - 2\omega_o$ 的低次谐波。

同理可以得到与 A2 同级的 B2、C2 功率单元的 a 相电流分别为

$$\begin{aligned} i_{iaB2} &= \frac{U_{om} I_{om}}{3U_{im}} \left\{ \sin(\omega_s t) \cos\phi - \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{2} [\sin\left(\omega_s t + 2\omega_o t + \phi - 2 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega_s t - 2\omega_o t - \phi + 2 \cdot \frac{2\pi}{3}\right)] \right\} \end{aligned} \quad (5-57)$$

$$\begin{aligned} i_{iaC2} &= \frac{U_{om} I_{om}}{3U_{im}} \left\{ \sin(\omega_s t) \cos\phi - \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{2} [\sin\left(\omega_s t + 2\omega_o t + \phi + 2 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega_s t - 2\omega_o t - \phi - 2 \cdot \frac{2\pi}{3}\right)] \right\} \end{aligned} \quad (5-58)$$

同样在 B2、C2 的功率单元中输入电流中也存在 $\omega_s + 2\omega_o$ 、 $\omega_s - 2\omega_o$ 的低次谐波。

将式 (5-54)、式 (5-57) 和式 (5-58) 相加并折算到移相变压器的一次侧可得

$$i'_{A2, B2, C2} = \frac{1}{k} (i_{iaA2} + i_{iaB2} + i_{iaC2}) = \frac{U_{om} I_{om}}{kU_{im}} \cos\phi \sin(\omega_s t) \quad (5-59)$$

式中， k 为移相变压器变压比。

通过以上分析可知，带有三相半桥整流的功率单元，移相变压器的一次侧电流与网侧电压同频同相，且不含有 $\omega_s + 2\omega_o$ 和 $\omega_s - 2\omega_o$ 低次谐波。

5.2.3 带有单相全桥整流的功率单元能量回馈控制策略

为表示能量回馈功率单元与电网的关系，图 5-3 所示的带有单相全桥整流的功率单元拓扑可进一步表示成图 5-12。

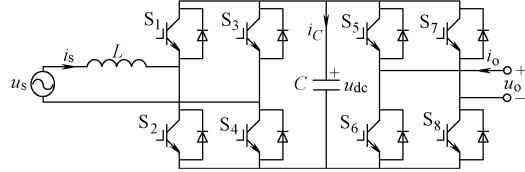


图 5-12 带有单相全桥整流的功率单元电路结构图

关于带有单相全桥整流的功率单元能量回馈控制策略，参考文献 [161] 介绍了采用电压外环和电流内环的双闭环控制结构，其控制框图如图 5-13 所示。

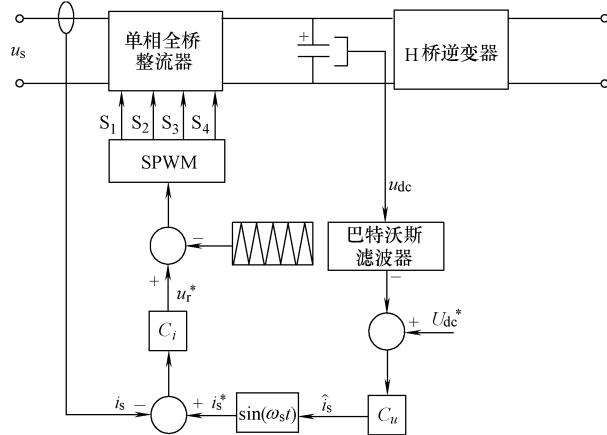


图 5-13 带有单相全桥整流的功率单元能量回馈控制框图

在图 5-13 中，直流母线电压经采样、滤波后，与给定值 U_{dc}^* 作比较得到反馈信号，反馈信号经电压调节器 C_u 得到电流给定值的幅值 \hat{i}_s ， \hat{i}_s 与输入电压 u_s 同频同相的正弦信号 $\sin(\omega_s t)$ 相乘得到电流控制环的给定电流 i_s^* ，给定电流 i_s^* 与实际输入电流 i_s 作比较经电流调节器 C_i 得到整流器的给定调制波电压 u_r^* ，最后采用 SPWM 调制策略获得整流器功率器件的驱动脉冲。

假设初始状态的功率单元输入电流 i_s 与输入电压 u_s 为同频同相的正弦信号，则功率单元瞬时输入功率为

$$p_s(t) = U_{sm} \sin(\omega_s t) \cdot I_{sm} \sin(\omega_s t) = \frac{U_{sm} I_{sm}}{2} [1 - \cos(2\omega_s t)] \quad (5-60)$$

式中, U_{sm} 、 I_{sm} 分别为功率单元输入电压、输入电流的峰值, ω_s 为电网角频率。

由式 (5-60) 可见, 瞬时输入功率由两个分量组成, 即常量 (有功功率) 和 2 倍频脉动分量 (无功功率), 且它们的幅值相等。输入功率的 2 倍频波动会引起直流母线电压波动, 如果直流母线电压 2 倍频波动反馈到控制系统, 给定电流 i_s^* 将会产生 ω_s 和 $3\omega_s$ 角频率的谐波。若在母线电压测量时加巴特沃斯滤波器, 可在反馈通道消除母线电压的 2 倍频波动, 则给定电流不会产生 ω_s 和 $3\omega_s$ 角频率的谐波^[166]。

再假设输出电流 i_o 是角频率为 ω_o 的正弦量, 则功率单元瞬时输出功率为

$$p_o(t) = U_{om} \sin(\omega_o t + \varphi_0) \cdot I_{om} \sin(\omega_o t) = \frac{U_{om} I_{om}}{2} [\cos \varphi_0 - \cos(2\omega_o t + \varphi_0)] \quad (5-61)$$

由式 (5-61) 可见, 瞬时输出功率也包含 2 倍频脉动分量。

由于直流母线电压调节器是保证对电容电压实现零稳态误差控制, 因此瞬时输入、输出功率应相等。当满足这一条件时, 直流母线电压才能恒定不变且没有波动, 否则电容所吸收的功率为

$$p_C(t) = p_s(t) - p_o(t) \quad (5-62)$$

同时, 电容的瞬时功率也可表示为

$$p_C(t) = u_{dc}(t) \cdot i_C(t) = u_{dc}(t) \cdot C \frac{du_{dc}(t)}{dt} = \frac{C}{2} \frac{d[u_{dc}(t)]^2}{dt} \quad (5-63)$$

因此, 电容电压为

$$u_{dc}(t) = \sqrt{\frac{2}{C} \int_0^t p_C(\tau) d\tau + u_{dc}^2(0)} \quad (5-64)$$

式中, $u_{dc}(0)$ 为母线电压给定值 U_{dc} 。

运用泰勒公式

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) + \frac{f''(x_0)}{2!}(x - x_0)^2 + \cdots + \frac{f^{(n)}(x_0)}{n!}(x - x_0)^n + R_n(x) \quad (5-65)$$

将式 (5-64) 展开, 并取前两项可得

$$u_{dc}(t) \approx \sqrt{u_{dc}^2(0)} + \frac{\frac{2}{C} \int_0^t [p_s(\tau) - p_o(\tau)] d\tau}{2 \sqrt{u_{dc}^2(0)}} = U_{dc} + \frac{1}{U_{dc}} \frac{1}{C} \int_0^t [p_s(\tau) - p_o(\tau)] d\tau \quad (5-66)$$

即有

$$u_{dc\alpha}(t) = U_{dc} + \frac{1}{U_{dc} C} \left[\frac{1}{2\omega_o} \sin(2\omega_o t + \varphi_0) - \frac{1}{2\omega_s} \sin(2\omega_s t) \right] \quad (5-67)$$

因此, 电压环 PI 调节器输出电流为

$$\hat{i}_{s\alpha}(t) = I_{dc} + I_{1\alpha} \sin(2\omega_s t + \alpha_1) + I_{2\alpha} \sin(2\omega_o t + \alpha_2) \quad (5-68)$$

故电流给定为

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}^*(t) &= \hat{i}_{s\alpha}(t) \cdot \sin(\omega_s t) \\ &= I_{dc} \sin(\omega_s t) + \frac{I_{1\alpha}}{2} [\cos(\omega_s t + \alpha_1) - \cos(3\omega_s t + \alpha_1)] + \\ &\quad \frac{I_{2\alpha}}{2} \{ \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \alpha_2] - \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \alpha_2] \} \end{aligned} \quad (5-69)$$

前面提到母线电压中存在的 $2\omega_s$ 谐波可由巴特沃斯滤波器消除，因此，电压调节器输出电流 $\hat{i}_{s\alpha}(t)$ 不含 $2\omega_s$ 分量，即式 (5-68) 可简化为

$$\hat{i}_{s\alpha}(t) = I_{dc} + I_{2\alpha} \sin(2\omega_o t + \alpha_2) \quad (5-70)$$

因此，式 (5-69) 电流给定可等效为

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}^*(t) &= \hat{i}_{s\alpha}(t) \cdot \sin(\omega_s t) \\ &= I_{dc} \sin(\omega_s t) + \frac{I_{2\alpha}}{2} \{ \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \alpha_2] - \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \alpha_2] \} \end{aligned} \quad (5-71)$$

在带有单相全桥整流的功率单元中，由图 5-13 所示的控制框图可知电流给定为

$$i_s^*(t) = \hat{i}_s \cdot \sin(\omega_s t) \quad (5-72)$$

又由式 (5-71) 可知，电流给定不是纯正弦量，而是包含另两个低频量，即 $2\omega_o \pm \omega_s$ 。

因为电流调节器要保证对给定电流 i_s^* 的跟踪控制，所以输入电流 i_s 不是纯正弦量，而是包含三个低频量，即 ω_s 、 $2\omega_o \pm \omega_s$ 。

在此条件下，瞬时输入功率则为

$$\begin{aligned} p_{s\beta}(t) &= u_s(t) \cdot i_{s\alpha}^*(t) \\ &= U_{sm} \sin(\omega_s t) \left\{ I_{dc} \sin(\omega_s t) + \frac{I_{2\alpha}}{2} \{ \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \alpha_2] - \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \alpha_2] \} \right\} \\ &= p_1 [1 - \cos(2\omega_s t)] + p_2 \{ \sin(2\omega_o t + \alpha_2) - \sin[2(\omega_o - \omega_s)t + \alpha_2] \} - \\ &\quad p_2 \{ \sin[2(\omega_o + \omega_s)t + \alpha_2] - \sin(\omega_o t + \alpha_2) \} \end{aligned} \quad (5-73)$$

式中， $p_1 = U_{sm} I_{dc} / 2$ ； $p_2 = U_{sm} I_{2\alpha} / 4$ 。

因此，由式 (5-66) 得直流母线电压为

$$\begin{aligned} u_{dc\beta}(t) &= U_{dc} - U_{1\beta} \cos(2\omega_s t) + U_{2\beta} \sin(2\omega_o t + \alpha_2) + \\ &\quad U_{3\beta} \sin[2(\omega_o - \omega_s)t + \alpha_2] - U_{4\beta} \sin[2(\omega_o + \omega_s)t + \alpha_2] - U_{5\beta} \sin[(\omega_o t + \alpha_2)] \end{aligned} \quad (5-74)$$

由上式可知，直流母线电压中含有谐波为 $2\omega_s$ 、 $2\omega_o$ 、 $2\omega_o \pm 2\omega_s$ 。母线电压中 $2\omega_s$ 谐波可由巴特沃斯滤波器消除，不会引入电压闭环反馈通道，因此，进一步得

到电流控制环的给定电流为

$$\begin{aligned} i_s^*(t) = & I_{dc} \sin(\omega_s t) + \frac{I_{1\beta}}{2} \{ \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \beta_1] - \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \beta_1] \} + \\ & \frac{I_{2\beta}}{2} \{ \cos[(2\omega_o - 3\omega_s)t + \beta_2] - \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \beta_2] \} + \\ & \frac{I_{3\beta}}{2} \{ \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \beta_3] - \cos[(2\omega_o + 3\omega_s)t + \beta_3] \} \end{aligned} \quad (5-75)$$

由式(5-75)知功率单元输入电流谐波为 $2\omega_o \pm \omega_s$, $2\omega_o \pm 3\omega_s$, 另外由于 PI 调节器的低通滤波作用使得高次谐波均被消除。为了实现高输入功率因数, 则需要对给定电流 i_s^* 在角频率 ω_s 处零稳态误差跟踪控制, 电流调节器在角频率 ω_s 处增益应为无穷大, 即其传递函数必须有两个谐振极点 $\pm j\omega_s$; 同时, 为了达到快速响应, 电流调节器必须有比例增益, 因此, 可以选择普通的二阶谐振调节器, 其传递函数为

$$C_i(s) = K_p \frac{s^2 + as + b}{s^2 + \omega_s^2} \quad (5-76)$$

对以图 5-12 为基本功率单元构成的 3 单元串联变频器为例进行分析^[167], 前端采用普通的隔离变压器, 其整体结构如图 5-14 所示。

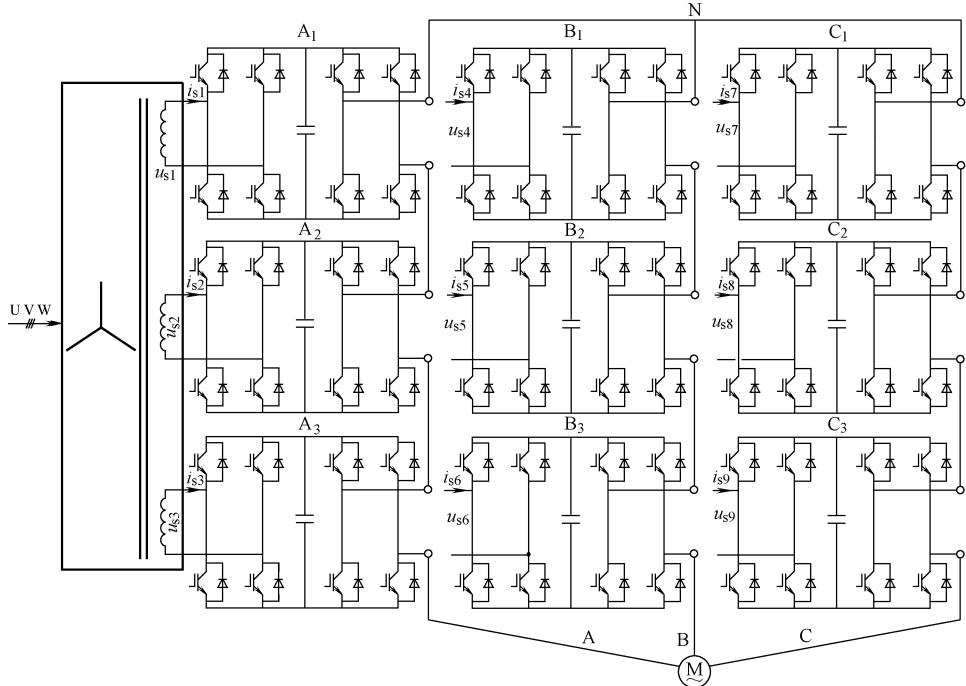


图 5-14 带有单相全桥整流功率单元的三单元串联变换器结构图

由上述分析得功率单元输入电流中存在 $2\omega_o \pm \omega_s$, $2\omega_o \pm 3\omega_s$ 谐波, 但是功率单元级联时, 隔离变压器一次侧输入电流为

$$\begin{cases} i_U = i_{s1} + i_{s4} + i_{s7} \\ i_V = i_{s2} + i_{s5} + i_{s8} \\ i_W = i_{s3} + i_{s6} + i_{s9} \end{cases} \quad (5-77)$$

由式 (5-75) 可知, 功率单元 A1 输入电流为

$$\begin{aligned} i_{s1}(t) = & I_{dc} \sin(\omega_s t) + I_1 \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \delta_1] + \\ & I_2 \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \delta_2] + I_3 \cos[(2\omega_o - 3\omega_s)t + \delta_3] + I_4 \cos[(2\omega_o + 3\omega_s)t + \delta_4] \end{aligned} \quad (5-78)$$

另外, 由功率单元的级联方式可知, 功率单元输入电流 i_{s4} 和 i_{s7} 相对 i_{s1} 相移分别为 $(\omega_o t - 2\pi/3)$ 和 $(\omega_o t + 2\pi/3)$, 则功率单元 B1 和 C1 的输入电流分别为

$$\begin{aligned} i_{s4}(t) = & I_{dc} \sin(\omega_s t) + I_1 \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \delta_1 - 2\frac{2\pi}{3}] + I_2 \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \delta_2 - 2\frac{2\pi}{3}] + \\ & I_3 \cos[(2\omega_o - 3\omega_s)t + \delta_3 - 2\frac{2\pi}{3}] + I_4 \cos[(2\omega_o + 3\omega_s)t + \delta_4 - 2\frac{2\pi}{3}] \end{aligned} \quad (5-79)$$

$$\begin{aligned} i_{s7}(t) = & I_{dc} \sin(\omega_s t) + I_1 \cos[(2\omega_o - \omega_s)t + \delta_1 + 2\frac{2\pi}{3}] + I_2 \cos[(2\omega_o + \omega_s)t + \delta_2 + 2\frac{2\pi}{3}] + \\ & I_3 \cos[(2\omega_o - 3\omega_s)t + \delta_3 + 2\frac{2\pi}{3}] + I_4 \cos[(2\omega_o + 3\omega_s)t + \delta_4 + 2\frac{2\pi}{3}] \end{aligned} \quad (5-80)$$

将式 (5-78) ~ 式 (5-80) 相加可得隔离变压器一次侧输入电流为

$$i_U(t) = 3I_{dc} \sin(\omega_s t) \quad (5-81)$$

由式 (5-81) 可见, 通过隔离变压器与功率单元间合适的互联关系, 功率单元输入电流中的低次谐波电流被消除, 变压器一次侧输入电流为不含有谐波分量的纯正弦波形。因此, 隔离变压器的 U 相、V 相和 W 相二次侧应当具有相同的绕组数; 为了减小耦合至隔离变压器一次侧 (即电网侧) 的电流谐波, 变换器同一级的 A 相、B 相和 C 相功率单元 (例如 A1、B1 和 C1 单元) 必须连接到隔离变压器的同一相二次绕组。为了保证变压器一次侧三相输入电流平衡, 这种结构要求变换器每相的级联数必须是 3 的整数倍。采用零稳态误差输入电流控制就无需变换器同一级的 A 相、B 相和 C 相功率单元连接到隔离变压器的同一相二次绕组, 也就没有对级联单元数的限制^[168]。参考文献 [161] 和 [167] 对隔离变压器与功率单元整流侧采用另一种联结方式, 并把应用于级联型 H 桥逆变侧的多载波水平移相 PWM 技术应用于功率单元整流侧, 既可消除隔离变压器一侧电流中的低次谐波, 又可消除开关频率处的谐波, 提高等效开关频率。但是, 由于带有单相全桥整流功

率单元的整流侧和逆变侧都是 H 桥，功率的瞬时值均包含较大的低频脉动分量，这些脉动功率的能量都必须由直流母线电容吸收，所以该拓扑的直流母线电容需要较大的容量。

5.2.4 带有单相半桥整流器的功率单元能量回馈控制策略

为表示能量回馈功率单元与电网的关系，图 5-5 所示的带有单相半桥整流的功率单元拓扑可进一步表示成如图 5-15 所示的结构。带有单相半桥整流的功率单元拓扑所采用的控制方法与图 5-13 相似，但由于该拓扑直流滤波电容采用两个电容串联结构，为了使电容电压达到平衡需采用平衡控制器 C_b ，如图 5-16 中虚线框内结构，则电流控制环的给定电流重新定义为

$$i_s^* = \hat{i}_s \cdot \sin(\omega_s t) + i_b \quad (5-82)$$

该能量回馈功率单元与带有单相全桥整流的功率单元输入电流谐波、直流母线谐波分析方法相同。通过隔离变压器与功率单元间适合的互联关系，网侧电流也是与电网电压同频同相的正弦量。感兴趣的读者，可自行分析。表 5-1 列出了带有单相半桥与单相全桥整流的功率单元谐波对比。

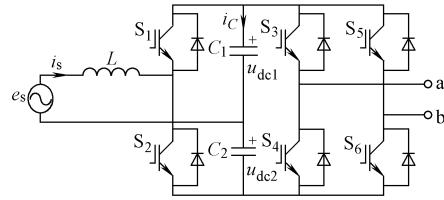


图 5-15 带有单相半桥整流器的功率单元电路结构图

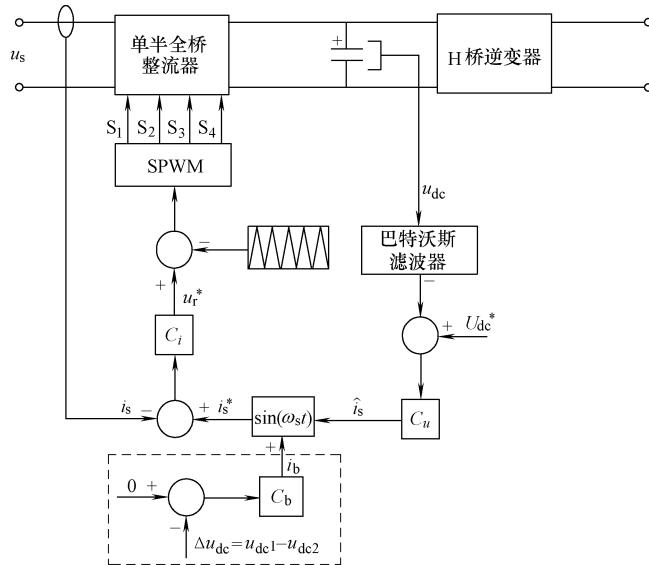


图 5-16 带有单相半桥整流的功率单元能量回馈控制框图

表 5-1 单相半桥与单相全桥整流的功率单元谐波分布

单相全桥功率单元		单相半桥功率单元		
i_s	u_{dc}	i_s	u_{dc1}, u_{dc2}	u_{dc}
ω_s	$2\omega_o$	ω_s	ω_o	$2\omega_o$
$\omega_s + 2\omega_o$	$2\omega_s$	$\omega_s + 2\omega_o$	$2\omega_o$	$2\omega_s$
$\omega_s - 2\omega_o$	$2\omega_s + 2\omega_o$	$\omega_s - 2\omega_o$	$2\omega_s$	$2\omega_s + 2\omega_o$
$3\omega_s + 2\omega_o$	$2\omega_s - 2\omega_o$	$3\omega_s + 2\omega_o$	$\omega_s + 2\omega_o$	$2\omega_s - 2\omega_o$
$3\omega_s - 2\omega_o$	$4\omega_s + 2\omega_o$	$3\omega_s - 2\omega_o$	$\omega_s - 2\omega_o$	$4\omega_s + 2\omega_o$
	$4\omega_s - 2\omega_o$		$2\omega_s + 2\omega_o$	$4\omega_s - 2\omega_o$
			$2\omega_s - 2\omega_o$	
			$4\omega_s + 2\omega_o$	
			$4\omega_s - 2\omega_o$	

5.3 能量回馈控制策略仿真^[169]

本节以带单相负载的三相 PWM 整流器为对象，研究其控制系统的仿真。

5.3.1 三相 PWM 整流器数学模型

三相电压型 PWM 整流器的主电路拓扑如图 5-17 所示，主要由三相交流电压源、三相电抗器、PWM 整流器、直流母线电容和负载等组成。

为了便于分析 PWM 整流器的数学模型，现有如下假设：

① 电网为理想电压源，即三相电压对称，并且内阻为零；

② 三相回路等效阻抗相等，交流电感线性无饱和；

③ 功率开关器件为理想器件，即通态压降为零，漏电流为零，无开关损耗。

三相电压型 PWM 整流器的数学方程由交流侧电感电压方程、功率平衡方程表示。在三相静止坐标系 abc 中，交流侧电感电压方程可表示为

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - u_a \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - u_b \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - u_c \end{cases} \quad (5-83)$$

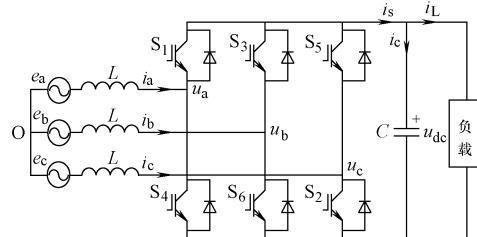


图 5-17 三相 PWM 整流器主电路拓扑

式中, L 、 R 分别为三相电抗器每相的电感和电阻; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 PWM 整流器三相电流; e_a 、 e_b 、 e_c 分别为三相电网电动势; u_a 、 u_b 、 u_c 分别为整流器输入电压; 电位参考点为 O。

三相 PWM 整流器从电网吸收的瞬时有功功率和瞬时无功功率为

$$\begin{cases} p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_a - e_b) i_c + (e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b] \end{cases} \quad (5-84)$$

在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 中, 交流侧电感电压方程可表示为

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha = e_\alpha - u_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta = e_\beta - u_\beta \end{cases} \quad (5-85)$$

同理可得, PWM 整流器从电网吸收的瞬时有功功率和瞬时无功功率在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 中可表示为

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \\ q = \frac{3}{2} (e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha) \end{cases} \quad (5-86)$$

为了实现有功功率与无功功率的解耦控制, 需要通过坐标变换将两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 中的变量变换到两相同步旋转坐标系 dq 中。现将 d 按电网电动势矢量 E 定向, 在该定向方式下, PWM 整流器交流侧电感电压方程在两相同步旋转坐标系 dq 中可表示为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = e_d - u_d = E - u_d \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q = e_q - u_q = 0 - u_q \end{cases} \quad (5-87)$$

同理得, PWM 整流器从电网吸收的瞬时有功功率和瞬时无功功率在两相同步旋转坐标系 dq 中可表示为

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} e_d i_d = \frac{3}{2} E i_d \\ q = \frac{3}{2} e_d i_q = \frac{3}{2} E i_q \end{cases} \quad (5-88)$$

由式 (5-88) 可知, 瞬时有功功率和瞬时无功功率分别与 i_d 和 i_q 成正比。将同步旋转坐标系 dq 中的 d 轴定位于电网电动势矢量 E , 可实现有功功率和无功功率的解耦控制, 该控制方法称为电压定向控制 (Voltage Oriented Control, VOC)。

因此, 可得到三相 PWM 整流器在两相同步旋转坐标系 dq 中的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = e_d - u_d = E - u_d \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q = e_q - u_q = 0 - u_q \\ \frac{3}{2} E i_d = u_{dc} i_s \end{cases} \quad (5-89)$$

式中, u_{dc} 为直流母线电压; i_s 为 PWM 整流器的输出电流。

5.3.2 三相 PWM 整流器的 VOC 控制策略^[170]

由上面建立的三相 PWM 整流器数学模型 (参见式 (5-89)) 可见, d 轴和 q 轴电流之间存在交叉耦合, 这会给控制系统的设设计带来一定的困难。为了消除 d、q 轴耦合作用的影响, 在控制器设计中需要采用交叉耦合前馈补偿的方法以实现解耦。

为了便于说明 VOC 控制策略的工作原理, 现将式 (5-89) 的前两式整理后得

$$\begin{cases} u_d = e_d + \omega L i_q - L \frac{di_d}{dt} - R i_d \\ u_q = e_q - \omega L i_d - L \frac{di_q}{dt} - R i_q \end{cases} \quad (5-90)$$

当 PWM 整流器稳态工作时, 为了便于分析做如下定义

$$\begin{cases} u_d^* = L \frac{di_d}{dt} + R i_d \\ u_q^* = L \frac{di_q}{dt} + R i_q \end{cases} \quad (5-91)$$

对式 (5-91) 做拉普拉斯变换后可得

$$\begin{cases} u_d^*(s) = (sL + R) i_d(s) \\ u_q^*(s) = (sL + R) i_q(s) \end{cases} \quad (5-92)$$

由于式 (5-92) 为一阶惯性环节, 所以可通过设计 PI 调节器得到。因此, 对 u_d^* 和 u_q^* 可重新定义为

$$\begin{cases} u_d^*(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) (i_d^* - i_d) \\ u_q^*(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (5-93)$$

式中, K_P 、 K_I 分别为电流内环的比例增益和积分增益; i_d^* 、 i_q^* 分别为电流内环的给定值。

将式 (5-93)、式 (5-91) 代入式 (5-90) 可得

$$\begin{cases} u_d = e_d + \omega L i_q - u_d^* = e_d + \omega L i_q - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_d^* - i_d) \\ u_q = e_q - \omega L i_d - u_q^* = e_q - \omega L i_d - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (5-94)$$

根据式 (5-94) 可得到三相 PWM 整流器的电流前馈解耦补偿环节，如图 5-18 所示。

通过电流前馈解耦环节使 d 轴和 q 轴电流之间解耦，消除耦合影响。由于采用了电网电压前馈补偿，电网电压的扰动也得以消除。引入前馈补偿后，d 轴和 q 轴电流环的模型基本相同，从而进一步简化了控制系统设计。

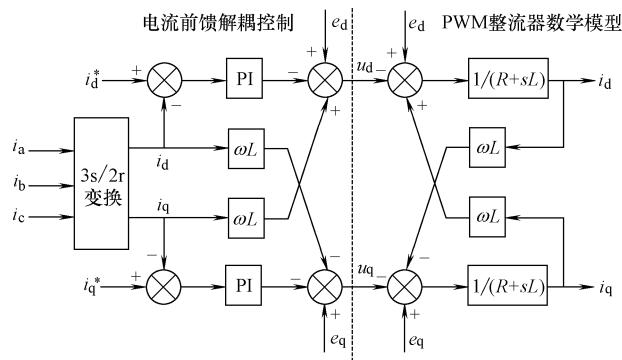


图 5-18 三相 PWM 整流器电流前馈解耦及其数学模型图

三相 PWM 整流器的 VOC 控制框图如图 5-19 所示，为电压电流双闭环的控制策略。

由图 5-19 可见，外环是直流母线电压环，其主要作用是控制直流母线电压稳定，同时也决定了 PWM 整流器的功率流向，通过 PI 调节器对直流母线的误差进行调节，得到有功电流给定值 \$i_d^*\$。内环是电流环，其主要作用是实现 d 轴和 q 轴电流对给定值的无静差跟踪控制，从而实现网侧功率因数为 1，通过 PI 调节器对 d 轴和 q 轴电流环的误差进行调节，并对电网的扰动和交叉耦合扰动进行前馈补偿。

5.3.3 基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器的 VOC 控制策略

前面已建立了三相 PWM 整流器的数学模型，同时又分析了三相 PWM 整流器的 VOC 控制策略，下面对本章的主要研究对象——三相 PWM 整流器带单相 H 桥功率单元拓扑的控制策略进行研究。

1. VOC 控制策略理论分析

三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载主电路如图 5-20 所示。

为了便于分析，同样忽略电压电流的高次谐波，只分析基波特性。现假设功率

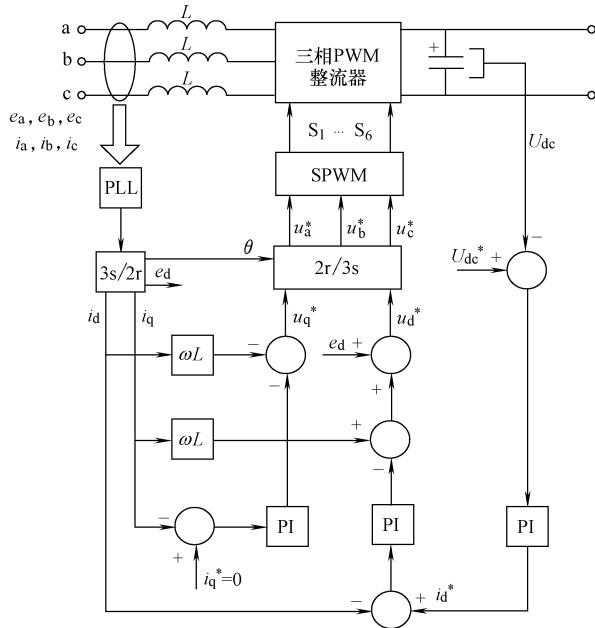


图 5-19 三相 PWM 整流器的 VOC 控制框图

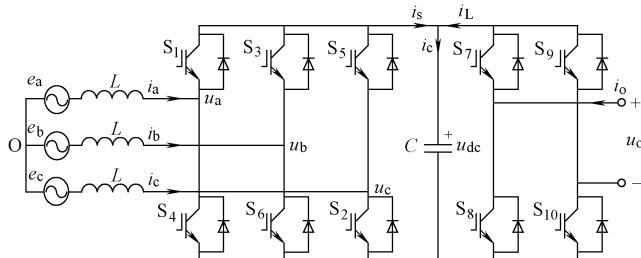


图 5-20 三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载主电路图

单元的输出电压和电流分别为

$$\begin{cases} u_o = U_{om} \cos(\omega_o t) \\ i_o = I_{om} \cos(\omega_o t - \varphi) \end{cases} \quad (5-95)$$

式中， U_{om} 、 I_{om} 分别为输出电压和电流的幅值， ω_o 为输出电压的角频率， φ 为负载功率因数角。由式 (5-95) 可得功率单元负载瞬时输出功率表达式为

$$p_o = u_o \cdot i_o = U_{om} \cos(\omega_o t) \cdot I_{om} \cos(\omega_o t - \varphi) = \frac{U_{om} I_{om}}{2} [\cos(2\omega_o t - \varphi) + \cos\varphi] \quad (5-96)$$

由式 (5-96) 可见，瞬时输出功率由两部分组成：直流分量和 $2\omega_o$ 角频率的交流分量。其中直流分量等于负载的有功功率，并且不论负载功率因数角为多大，瞬时输出功率中都包含输出角频率 2 倍频的交流分量。

分析系统的控制策略时，通常忽略 PWM 整流器、输入电抗器和 H 桥逆变器的损耗，且忽略电抗器的储能变化，则电网侧输入的功率将全部传递到 PWM 整流器的直流侧，则有

$$i_s = i_L \quad (5-97)$$

从而，可得功率单元瞬时输入输出功率的守恒关系式为

$$\frac{3}{2}Ei_d + \frac{3}{2}Ei_q = u_{dc}i_s = u_{dc}i_L = u_o i_o \quad (5-98)$$

前面已介绍了 VOC 控制策略是在同步旋转坐标系 dq 中，将 d 轴定向于电网电动势矢量 E ， i_d 、 i_q 分别为有功电流和无功电流。当 PWM 整流器处于稳态时，无功电流 i_q 为零。因此，可将式 (5-98) 进一步化简为

$$\frac{3}{2}Ei_d = u_o i_o \quad (5-99)$$

再将式 (5-95) 代入式 (5-99) 可得 PWM 整流器有功电流为

$$i_d = \frac{U_{om}I_{om}}{3E} [\cos(2\omega_o t - \varphi) + \cos\varphi] \quad (5-100)$$

由式 (5-100) 可见，三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载功率的 $2\omega_o$ 波动会影响到整流器交流侧的有功电流 i_d 。如果不能满足式 (5-100) 有功电流给定 i_d ，则直流母线电压不能维持恒定。

为了与下面介绍的 VOC 控制策略相区别，这里将 5.3 节中的三相 PWM 整流器 VOC 控制策略称为传统 VOC。

三相 PWM 整流器传统 VOC 控制策略框图如 5-19 所示，其中，电流内环和电压外环控制器均采用 PI 调节器，而 PI 调节器为线性调节器，其直流分量增益为无穷大，但对交流分量的增益是有限值。鉴于 PI 调节器上述特点，结合前面分析可知，要维持直流母线电压恒定，则应使电压外环调节器产生满足如式 (5-100) 所确定的 d 轴电流给定值，其输入量也应包含 $2\omega_o$ 频率分量，亦即直流母线电压给定值与反馈值之间的误差必须含有 $2\omega_o$ 频率分量。由于实际运行中直流母线电压给定值为一常量，若要满足式 (5-100)，则直流母线反馈值即直流母线电压实际值也应当含有 $2\omega_o$ 频率分量，这与 PWM 整流器维持直流母线电压恒定的目标相矛盾。因此，传统 VOC 控制策略不能很好地适用于带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器功率单元拓扑^[171]。

2. 仿真实验与分析

上面通过理论分析与推导，得出了传统 VOC 控制策略不能很好地适用于带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器拓扑的结论，这里借助 Matlab/Simulink 仿真工具对上述理论分析进行验证。

1) 三相 PWM 整流器带纯电阻负载仿真

三相 PWM 整流器带纯电阻负载的系统仿真模型如图 5-21 所示，其中系统仿真

参数根据实际实验样机选取（第7章中详细介绍）。系统参数有：三相线电压有效值为140V，频率为50Hz；三相输入电抗器 $L=3\text{mH}$ ；三相PWM整流器主电路采用Simulink中模块，功率开关器件开关频率为2kHz；直流母线电容 $C=2200\mu\text{F}$ ；直流母线电压给定值为230V；整流器接纯电阻负载 $R=26\Omega$ ，即整流器的输出有功功率为2kW。

在实际样机实验中电压霍尔传感器所采集的电压信号为线电压，经计算得到相电压，在Matlab仿真实验中也进行了相应的运算处理。仿真中采样后的数据以及示波器的输出数据均做了标幺化处理，标幺化基值均为相应变量的峰值。系统仿真时间为0.5s，采用变步长离散算法。

对图5-21所示的系统进行了仿真实验，得到如图5-22~图5-24所示的仿真结果。其中图5-22所示为母线电压仿真波形，仿真实验表明系统运行后母线电压很快达到了给定值230V并维持恒定。图5-23所示为功率单元网侧相电压与相电流仿真波形，从中可见相电压与电流实现了同相位，电流波形稳定且电流环响应速度较快。图5-24所示为网侧电流谐波分析，可见50Hz基波为电流波形的主要成分，谐波含量较少，THD为1.2%。

通过仿真结果表明，传统VOC控制策略应用于三相PWM整流器带纯电阻负载系统响应快，具有很好的控制性能。

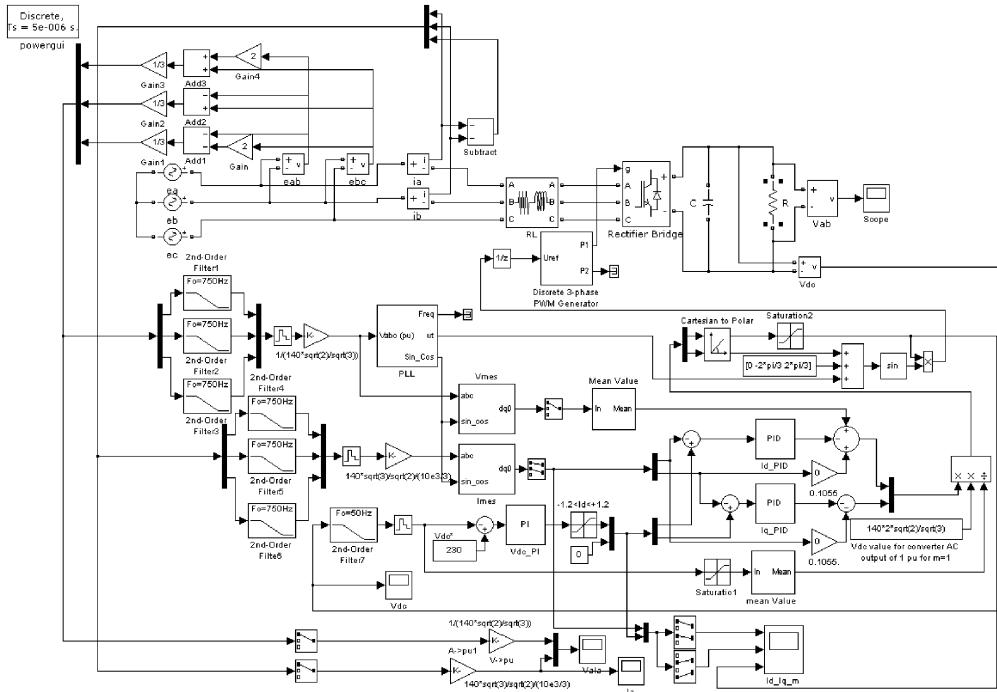


图5-21 三相PWM整流器带纯电阻负载系统仿真模型

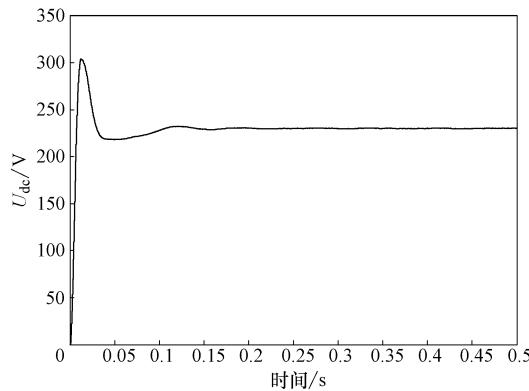


图 5-22 带纯电阻负载时系统母线电压仿真波形

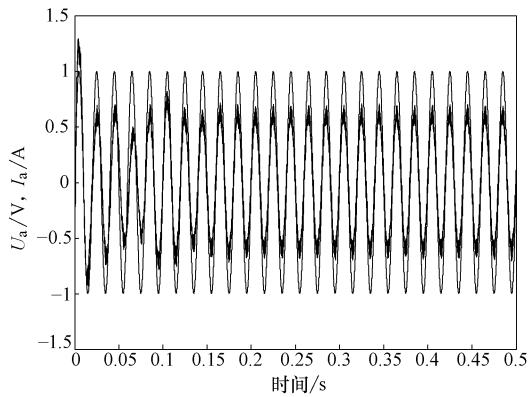


图 5-23 带纯电阻负载时网侧相压和相流仿真波形

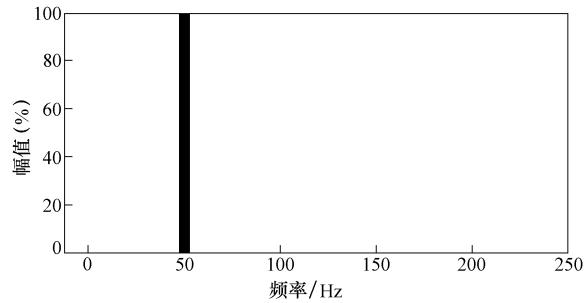


图 5-24 带纯电阻负载时网侧相电流谐波分析

2) 三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载仿真 (母线电压环未加低通滤波器)

三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载的系统仿真模型如图 5-25 所示，其中主电

路参数与图 5-21 所示的系统仿真模型主电路参数相同, H 桥逆变器采用 SPWM 调制方式, 调制度为 $M = 0.8$, 调制波频率为 $f_0 = 45\text{Hz}$, 功率器件开关频率为 2kHz , 负载为阻感负载, $R = 10\Omega$, $L = 20\text{mH}$ 。系统仿真时间为 0.5s , 采用变步长离散算法。

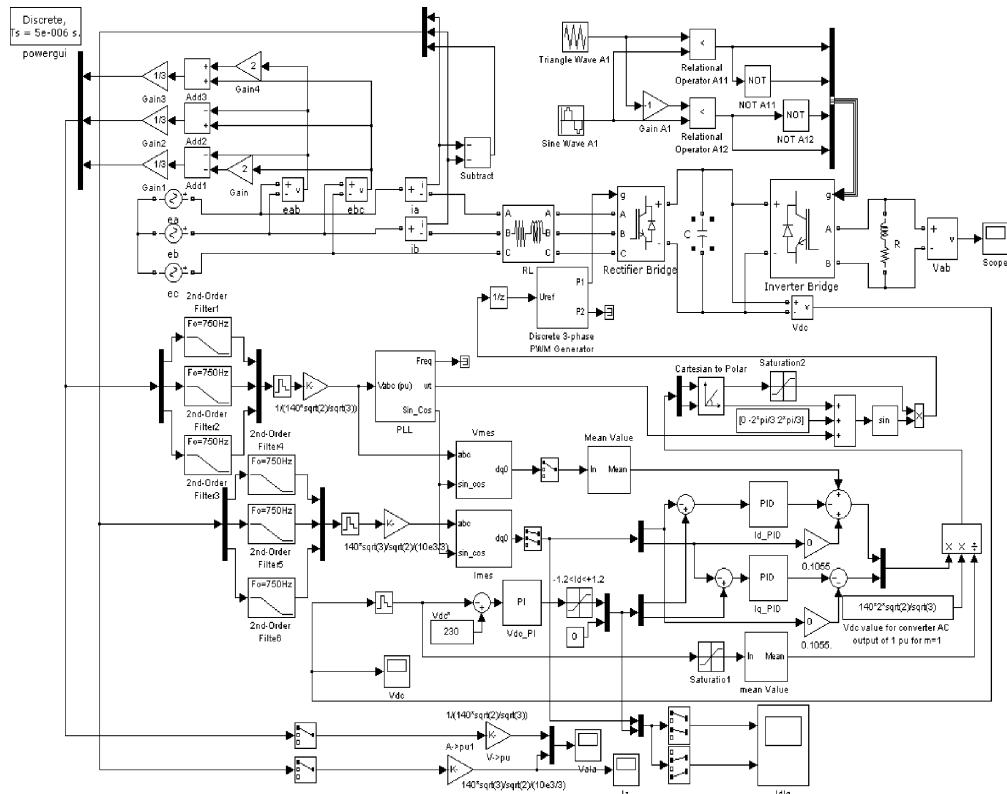


图 5-25 三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载系统仿真模型

对图 5-25 的系统进行了仿真实验, 得到如图 5-26 ~ 图 5-29 所示的仿真结果。其中图 5-26 所示为采用传统 VOC 控制策略时母线电压未加低通滤波器的整体曲线与局部放大曲线。从中可见, 正如所分析的那样, 传统 VOC 控制策略应用于三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载直流母线电压存在波动, 峰峰值为 12V ; 并且其波动频率为 $2f_0 = 90\text{Hz}$, 正好等于 H 桥输出频率 45Hz 的 2 倍。

图 5-27 所示为带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略网侧相电压与相电流仿真波形。由图可见, 网侧相电压与相电流虽然实现了同相位, 电流响应速度较快, 但电流波形不稳定, 出现振荡。

图 5-28、图 5-29 所示分别为带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略母线电压谐波分析和网侧相电流谐波分析, 由图 5-28 可见, 母线电压多了 $2f_0 = 90\text{Hz}$

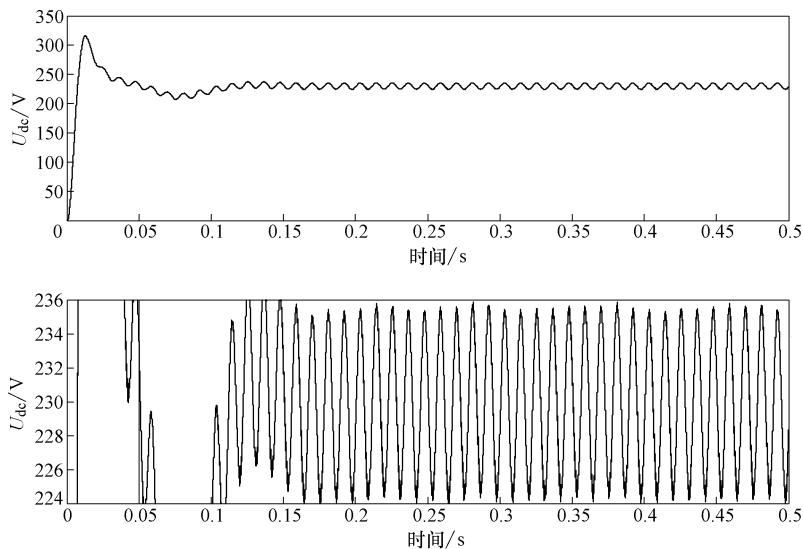


图 5-26 带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略母线电压仿真波形

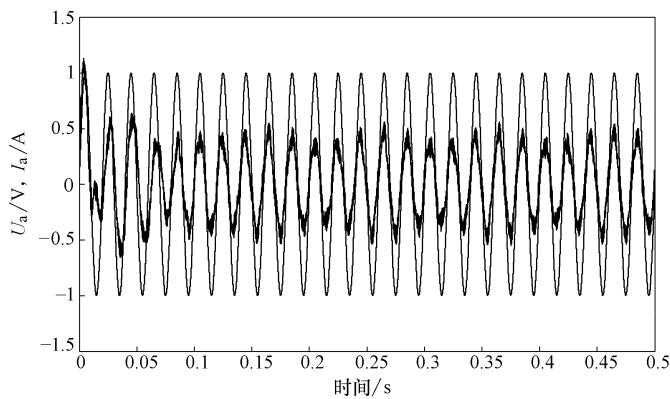
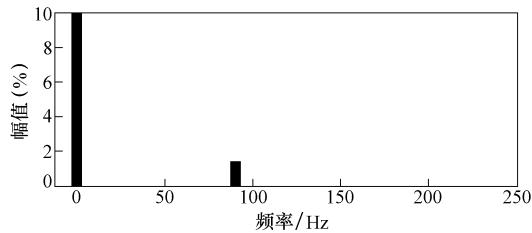
图 5-27 带单相 H 桥负载时采用传统 VOC
控制策略网侧相电压与相电流仿真波形

图 5-28 带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略母线电压谐波分析

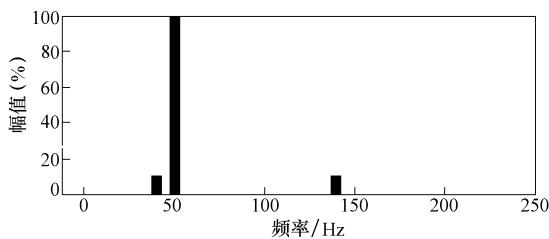


图 5-29 带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略网侧相电流谐波分析

谐波。将图 5-29 与图 5-24 相比较可见，带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略网侧相电流多出了 $2f_o - f_s = 40\text{Hz}$ 和 $2f_o + f_s = 140\text{Hz}$ 两个频率的谐波。

3) 基于母线电压环加低通滤波器的三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载仿真

为了进一步优化系统的控制系能，如图 5-25 所示系统仿真模型和仿真参数条件下，母线电压环加入低通滤波器，进行仿真实验，得到如图 5-30 ~ 图 5-34 所示的仿真波形。

其中，图 5-30 所示为传统控 VOC 控制策略下母线电压环加入低通滤波器时母线电压波形整体与放大波形图。将图 5-30 与图 5-26 相比较，两种情况下母线电压波形基本一致，即母线电压环加低通滤波器对母线电压没有影响。

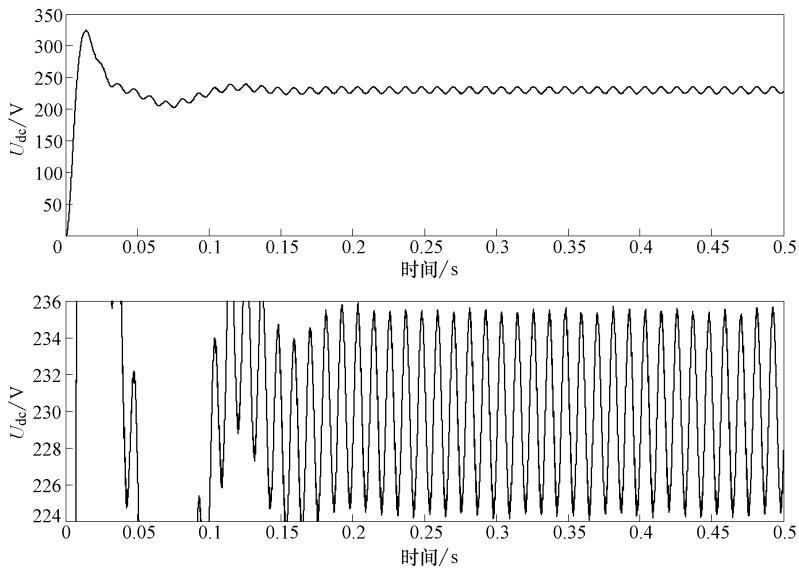


图 5-30 带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略母线电压仿真波形（加低通滤波器）

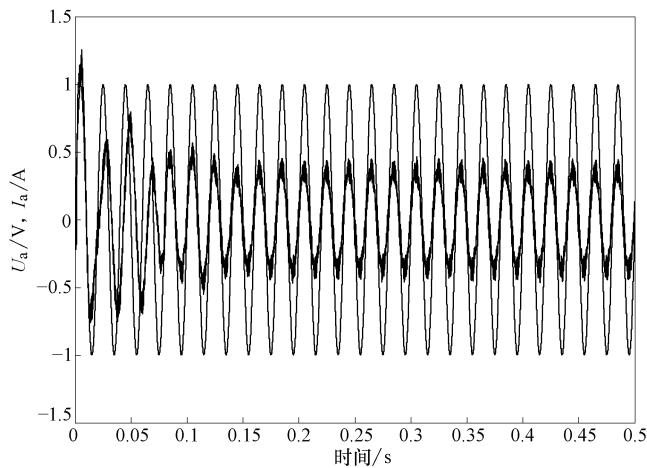


图 5-31 带单相 H 桥负载时采用传统 VOC 控制策略网侧相压与相流仿真波形（加低通滤波器）

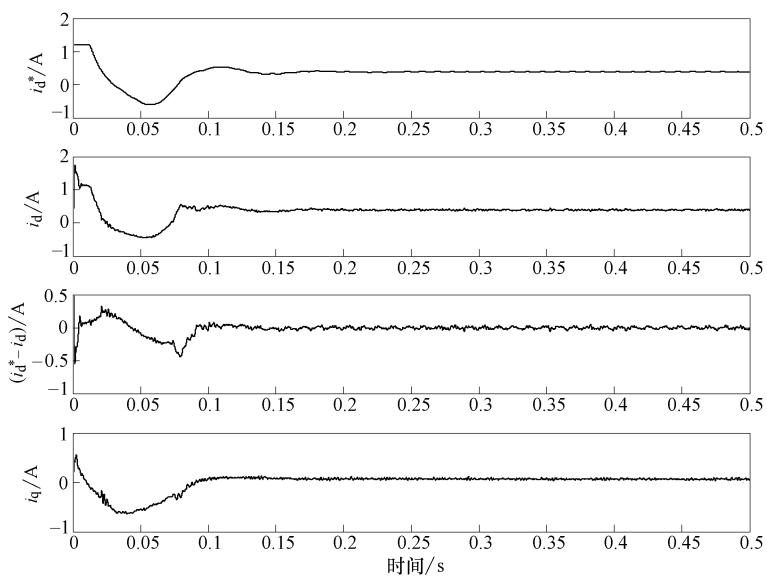


图 5-32 传统 VOC 控制策略有功电流与无功电流仿真波形（加低通滤波器）

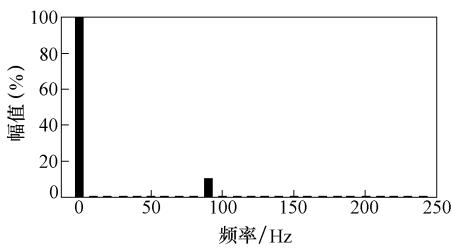


图 5-33 母线电压谐波分析（加低通滤波器）

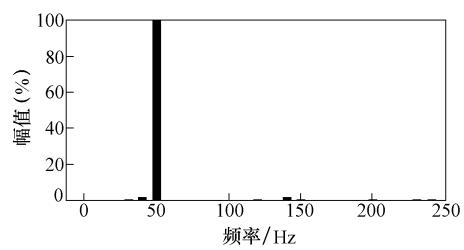


图 5-34 网侧相电流谐波分析（加低通滤波器）

图 5-31 所示为功率单元网侧相电压与相电流仿真波形。由图可见，相电压与电流实现了同相位，电流响应速度较快。将图 5-31 与图 5-27 相比较，母线电压环加入低通滤波器后，网侧电流较之未加低通滤波器时明显稳定，无振荡产生。

图 5-32 所示分别为 d 轴电流给定值、实际值、误差值和 q 轴电流实际值仿真波形。将图 5-31 与图 5-23 相比较，可见网侧电流波形变差，这是因为 PWM 整流器 d 轴电流给定值存在 2 倍频的波动如图 5-32 所示，其通过电流环影响到网侧电流，从而引入电流谐波。

图 5-33 和图 5-34 分别为母线电压环加入低通滤波器时母线电压和功率单元网侧电流的谐波分析。将图 5-33 与图 5-28 相比较，母线电压环加低通滤波器后，母线电压中的 2 倍频（即 $2f_o = 90\text{Hz}$ ）明显减少；将图 5-34 与图 5-29 相比较，可见母线电压环加低通滤波器后， $2f_o - f_s = 140\text{Hz}$ 和 $2f_o + f_s = 40\text{Hz}$ 两个频率的电流谐波含量明显减少，证明了母线电压环加入低通滤波器后会对母线电压和网侧电流的波形质量起到一定的改善作用。

从三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载仿真实验（母线电压环未加低通滤波器）和基于母线电压环加低通滤波器的三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载仿真实验中可得出如下结论：

- ① 母线电压环加入低通滤波器可大大改善网侧电流，为后续样机实验提供了理论基础；
- ② 单相 H 桥负载不同于一般的纯电阻负载或三相对称负载，其输出功率中含有 2 倍频 $2f_o$ 的波动，使直流母线电压调节器不能工作在一个稳定点，而是围绕稳定点有规律的脉动；
- ③ 传统 VOC 控制策略不适用于带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器功率单元拓扑系统中。

5.3.4 基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器负载功率前馈控制策略

如前所述，传统 VOC 控制策略要维持直流母线电压恒定，必须满足式(5-100)的 d 轴有功电流给定值。由上面的仿真实验可见，传统 VOC 控制策略用于带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器中会引起直流母线脉动；另外，由于母线电压给定值为一常量，表明式(5-100)中 d 轴有功电流给定值的交流分量是由直流母线实际值提供。是否可通过其他方式引入 d 轴有功电流给定值的交流分量，从而维持直流母线电压稳定，这就是下面要研究的负载功率前馈控制策略。

1. 负载功率前馈控制策略

由于单相 H 桥逆变器的瞬时输出功率（参见式(5-96)）中含有与式(5-100)的 d 轴有功电流给定值相同的交流分量，可尝试将其引入直流母线电压环，从而满足式(5-100)，维持直流母线电压的恒定，这就是电压外环的负载功率前馈控制

策略的思路。

如果能已知 H 桥逆变器输出电压 u_o 和输出电流 i_o 的瞬时值，便可根据式 (5-96) 计算出其瞬时输出功率，再根据功率单元的能量守恒关系，可得到满足直流母线电压恒定的 d 轴有功电流给定值。在实际系统中，H 桥逆变器的瞬时输出电流 i_o 可通过电流霍尔元件测量获取；但由于实际输出电压是 PWM 脉冲，若要得到等效的基波电压比较困难。为了解决这一问题，可采用直流母线电压 u_{dc} 乘以 PWM 脉冲的占空比 d_o 获取瞬时输出电压 u_o 。基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器的负载功率前馈控制框图如图 5-35 所示。

由图 5-35 可见，除了引入负载功率前馈外，系统还保留了电压外环，其作用是补偿 PWM 整流器的损耗和维持直流母线电压恒定。通过引入负载功率前馈的方法，可产生满足式 (5-100) 的 d 轴有功电流给定值。

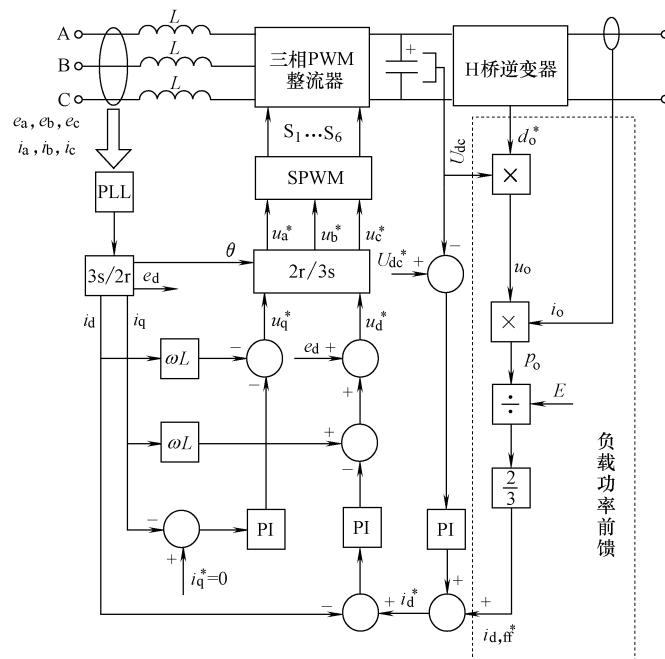


图 5-35 基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器负载功率前馈控制框图

2. 仿真实验与分析

为了进一步验证引入负载功率前馈后系统的性能，在 Matlab 中建立了基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器负载功率前馈仿真模型如图 5-36 所示。主电路参数以及功率器件开关频率都与前面介绍的传统 VOC 控制策略仿真相同，系统仿真时间为 0.5s，采用变步长离散算法。仿真波形如图 5-37 ~ 图 5-41 所示。

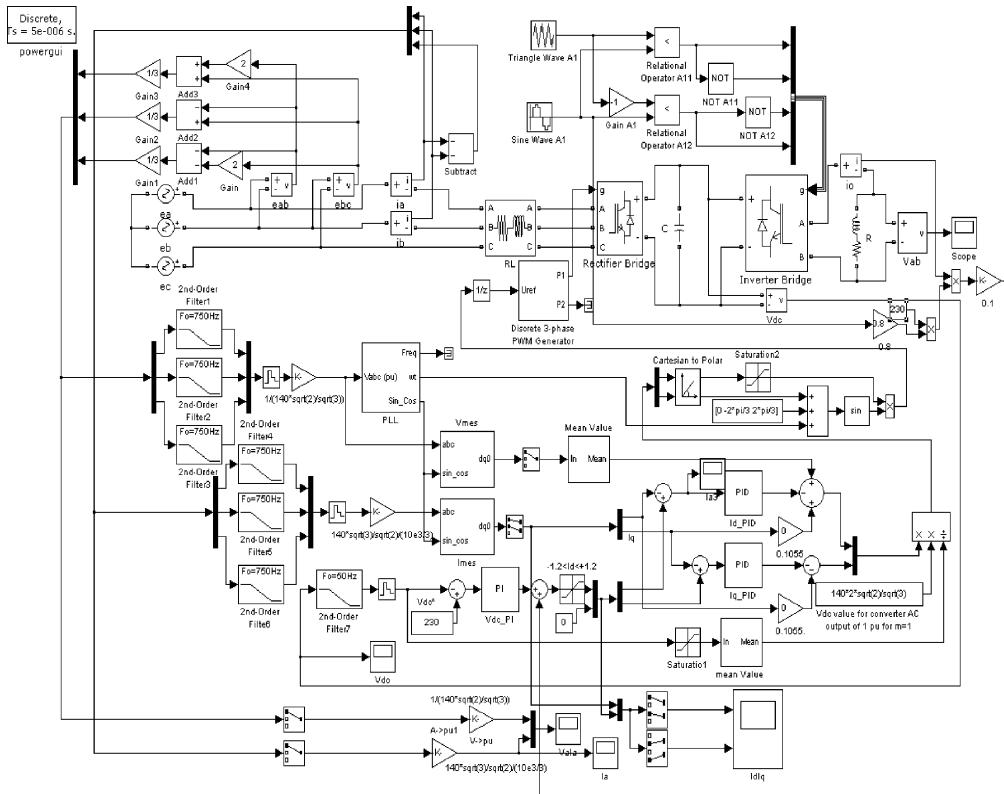


图 5-36 基于单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器负载功率前馈控制系统仿真模型

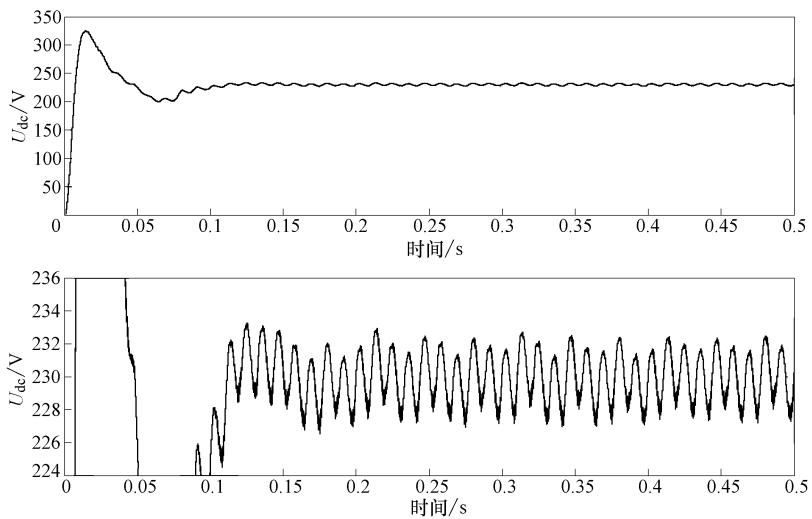


图 5-37 负载功率前馈母线电压仿真波形

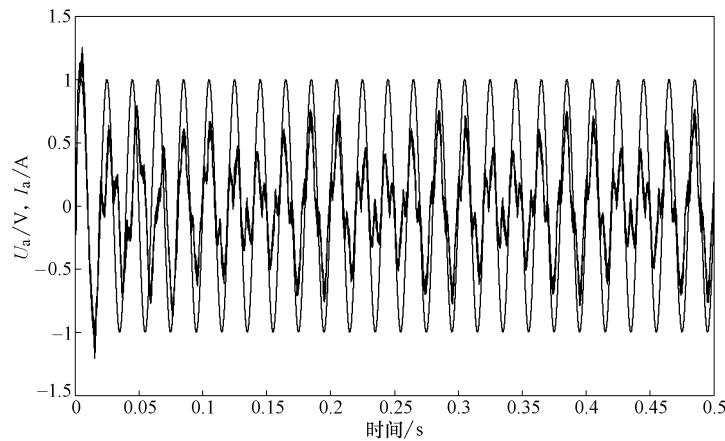


图 5-38 负载功率前馈网侧相电压与相电流仿真波形

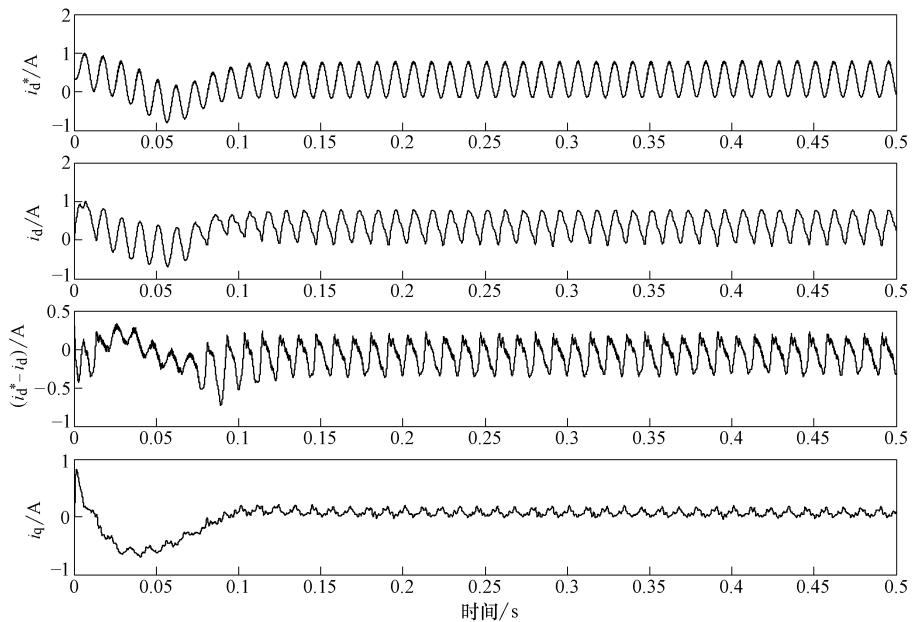


图 5-39 负载功率前馈有功电流与无功电流波形

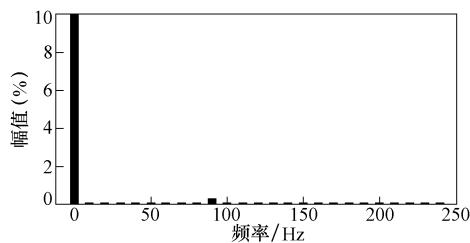


图 5-40 负载功率前馈母线电压谐波分析

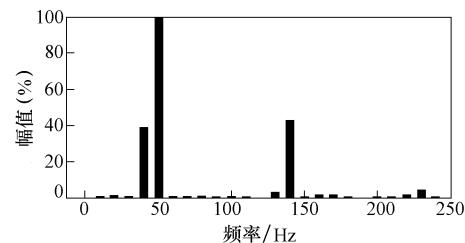


图 5-41 负载功率前馈网侧相电流谐波分析

图 5-37 所示采用为负载功率前馈控制的母线电压仿真波形。与传统 VOC 控制策略相比较可见，图 5-37 所示母线电压的波动有明显的降低，峰峰值为 4V，证明了负载功率前馈控制的有效性。

图 5-38 所示为采用负载功率前馈控制的网侧相电压与相电流仿真波形。将图 5-38 与图 5-31 相比较发现，加入负载功率前馈控制后，网侧相电压与相电流虽能同相，但电流波形变差，其主要原因是电流环采用 PI 调节器，无法实现对交流量的无静差跟踪控制。

图 5-39 所示为 d 轴电流给定值、实际值、误差值和 q 轴电流实际值的仿真波形。将图 5-39 与图 5-32 相比较可见，d 轴电流给定值与实际值均有较大的波动，d 轴电流误差值 $i_d^* - i_d$ 增大了，同时 q 轴电流也存在与 d 轴电流相同频率的波动。这是由于负载功率前馈是根据负载得到 d 轴有功电流给定值，该方法会使 d 轴有功电流给定值变化比较剧烈，又加上电流环的环宽有限，响应速度较慢，从而使 d 轴电流不能实现对给定值的无静差跟踪控制。在传统 VOC 控制策略中，d 轴有功电流给定值是经过电压外环调节器获取，给定值的变化也就相对缓和，且电流内环带宽要高于电压外环的带宽，因此电流跟踪效果会比负载功率前馈好。

图 5-40、图 5-41 所示分别为带负载功率前馈母线电压谐波分析和网侧相电流谐波分析。将图 5-40 与图 5-33 相比较可见，加入负载功率前馈后直流母线电压的两倍频 $2f_o = 90\text{Hz}$ 的分量明显降低；将图 5-41 与图 5-34 分别相比较可见，加入负载功率前馈后网侧相电流在 $2f_o - f_s = 40\text{Hz}$ 和 $2f_o + f_s = 140\text{Hz}$ 这两个频率上的分量明显增大，从而导致网侧电流波形变差。

通过仿真实验还可看出，采用负载功率前馈后母线电压波动明显降低，主要是因为负载前馈完全补偿了输出功率的波动，使三相 PWM 整流桥的瞬时功率与单相 H 桥的瞬时功率时时平衡；同时，直流母线的稳定是以牺牲交流侧电流波形为代价的。

尽管如此，实际装置中，直流母线电压仍然会存在波动，原因主要有两个方面：其一，在计算负载功率时使用了电流采样值，会存在一定的滞后；其二，电流环采用 PI 调节器，对含有交流分量的给定值跟踪效果不太理想，电流误差值 $i_d^* - i_d$ 会随频率的增加而增大。

5.3.5 电流环采用 PIR 调节器

对于带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器，由于负载输出功率包含 $2\omega_0$ 角频率的脉动分量，要维持直流母线电压恒定，PWM 整流器 d 轴有功电流给定值必须包含 $2\omega_0$ 角频率的脉动分量。但是若电流内环采用 PI 调节器，不能实现对 $2\omega_0$ 角频率分量的无静差跟踪控制^[172]。这是因为 PI 调节器是线性调节器，对直流分量增益为无穷大，但对交流分量增益为有限值。为了解决这一问题，下面主要针对电流环的无静差跟踪控制^[173]和扰动抑制问题进行研究。

由前面对双环控制策略分析可知，电流内环的控制框图如图 5-42 所示。图中， $G_i(s)$ 为电流调节器的传递函数； $\frac{1}{T_d s + 1}$ 为电流环采样延迟和 PWM 控制的小惯性特性； r 为扰动， $\frac{1}{Ls + R}$ 为主回路传递函数。根据图 5-42 所示的电流内环控制框图，可得从电流给定到电流误差的闭环传递函数为

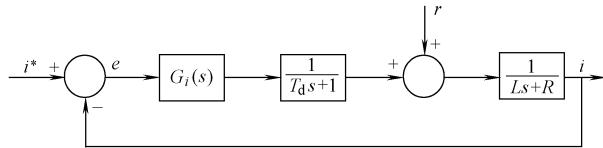


图 5-42 双环控制系统的电流内环控制框图

$$G_{i^*,e}(s) = \frac{1}{1 + G_i(s) \cdot \frac{1}{T_d s + 1} \cdot \frac{1}{Ls + R}} \quad (5-101)$$

从扰动到电流误差的闭环传递函数为

$$G_{r,e}(s) = \frac{\frac{1}{Ls + R}}{1 + G_i(s) \cdot \frac{1}{T_d s + 1} \cdot \frac{1}{Ls + R}} \quad (5-102)$$

1. 电流环 PI 调节器

当电流环控制器为 PI 调节器时，令其传递函数为

$$G_{i\text{PI}}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (5-103)$$

将式 (5-103) 代入式 (5-101) 中可得

$$G_{i^*,e\text{PI}}(s) = \frac{s(T_d s + 1)(Ls + R)}{s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_P s + K_I)} \quad (5-104)$$

将式 (5-103) 代入式 (5-102) 中可得

$$G_{r,e\text{PI}}(s) = \frac{s(T_d s + 1)}{s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_P s + K_I)} \quad (5-105)$$

假设电流内环 PI 调节器的参数选取适当，使闭环内环稳定，即式 (5-104) 和式 (5-105) 所描述的闭环传递函数极点均位于复平面的左半平面（不包括虚轴）。

当三相 PWM 整流器带直流负载或三相逆变器平衡负载，且 PWM 整流器处于稳态时，d 轴和 q 轴电流的给定值与实际值均为常量，此时相应的交叉耦合项 $\omega L i_d$ 和 $\omega L i_q$ 也为常量，则由交叉耦合项造成的扰动也为常量。为此可得，电流给定值和交叉耦合造成扰动的数学模型均为阶跃函数，可分别假设为

$$I_1^*(s) = \frac{K_{11}}{s} \quad (5-106)$$

$$R_1^*(s) = \frac{K_{12}}{s} \quad (5-107)$$

式中, K_{11} 、 K_{12} 均为常数, 则电流误差 e 对这两个输入量的响应分别为

$$E_{i_1^*\text{PI}}(s) = G_{i_1^*, e\text{PI}}(s) \cdot I_1^*(s) = \frac{K_{11}(T_d s + 1)(Ls + R)}{s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_p s + K_I)} \quad (5-108)$$

$$E_{r_1^*\text{PI}}(s) = G_{r_1^*, e\text{PI}}(s) \cdot R_1^*(s) = \frac{K_{12}(T_d s + 1)}{s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_p s + K_I)} \quad (5-109)$$

式 (5-108) 和式 (5-109) 均满足拉氏变换终值定理条件, 因此由拉氏变换终值定理得到系统的稳态误差为

$$e_{ss1}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} E_{i_1^*\text{PI}}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_{11}s(T_d s + 1)(Ls + R)}{s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_p s + K_I)} = 0 \quad (5-110)$$

$$e_{ss2}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} E_{r_1^*\text{PI}}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_{12}s(T_d s + 1)}{s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_p s + K_I)} = 0 \quad (5-111)$$

由上述理论分析与推导可知, 电流误差对电流给定值和扰动的阶跃响应稳态误差均为零, 这也是三相 PWM 整流器带直流负载或三相逆变器带平衡负载时具有很好的稳态性能的原因。另外, 从扰动角度考察可发现, 当电流内环不采用前馈解耦时, 虽然电流环的动态性能会受到影响, 但由扰动造成的电流误差为零, 因此不会影响其稳态性能。

当三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载时, 由前面分析可知, d 轴电流给定值由直流分量和 $2\omega_o$ 交流分量组成。其中直流分量产生的影响前面已有详细的分析, 这里只着重对 $2\omega_o$ 交流分量产生的影响作分析。

电流给定值和交叉耦合引起的扰动都包含 $2\omega_o$ 交流分量, 其数学模型可设为

$$I_2^*(s) = \frac{K_{21}s}{s^2 + (2\omega_o)^2} \quad (5-112)$$

$$R_2^*(s) = \frac{K_{22}s}{s^2 + (2\omega_o)^2} \quad (5-113)$$

式中, K_{21} 、 K_{22} 均为常数, 则电流误差 e 对这两个输入量的响应分别为

$$E_{i_2^*\text{PI}}(s) = G_{i_2^*, e\text{PI}}(s) \cdot I_2^*(s) = \frac{K_{21}s^2(T_d s + 1)(Ls + R)}{[s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_p s + K_I)] \cdot [s^2 + (2\omega_o)^2]} \quad (5-114)$$

$$E_{r_2^*\text{PI}}(s) = G_{r_2^*, e\text{PI}}(s) \cdot R_2^*(s) = \frac{K_{22}s^2(T_d s + 1)}{[s(T_d s + 1)(Ls + R) + (K_p s + K_I)] \cdot [s^2 + (2\omega_o)^2]} \quad (5-115)$$

由于式(5-114)和式(5-115)均含有一对共轭极点 $\pm j2\omega_o$ ，不满足拉氏变换终值定理条件，所以利用终值定理得不到系统稳态误差为零的结论，这也进一步表明电流内环采用PI调节器时不能对 $2\omega_o$ 交流分量实现无静差跟踪控制，也不能消除交叉耦合扰动中 $2\omega_o$ 交流分量的影响。

2. 电流环 PIR 调节器

由上述分析可知， $2\omega_o$ 角频率的交流分量作为有功电流给定值或扰动输入时，电流误差响应的拉普拉斯变换会包含 $\pm j2\omega_o$ 这对共轭极点，从而响应中也会出现 $2\omega_o$ 角频率的波动。

对比输入为直流量和 $2\omega_o$ 角频率交流量的响应，可发现直流量的阶跃响应引入了一个极点 $s=0$ ，但系统的闭环传递函数中含有 $s=0$ 的零点，零极点正好对消，使电流误差响应信号的极点都位于复平面的左半平面，能实现阶跃响应的无静差跟踪控制。借鉴该思路，当 $2\omega_o$ 角频率的交流量作为输入信号时，要实现无静差跟踪控制，则需要电流误差的闭环传递函数包含零点 $s=\pm j2\omega_o$ ^[174]，该零点可由电流调节器的极点引入。因此可将电流调节器的传递函数定义为

$$G_{i\text{PIR}}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{2K_R s}{s^2 + (2\omega_o)^2} \quad (5-116)$$

在参考文献[175]中将式(5-116)表示的调节器称为比例积分谐振调节器(Proportional Integral Resonant, PIR)。

设谐振点频率为 $2f_o = 90\text{Hz}$ ，其谐振调节器的传递函数为

$$G_R(s) = \frac{2s}{s^2 + 90^2}$$

图5-43所示为其幅频特性。

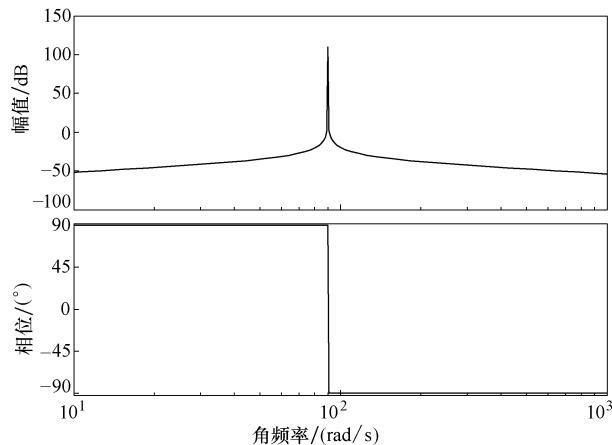


图 5-43 谐振调节器幅频特性

由图 5-43 可见, 谐振调节器在谐振频率 $2f_o = 90\text{Hz}$ 处有无穷大的增益, 相角为 0, 在谐振频率之外幅频特性迅速衰减, 因此, 可实现对 $2f_o$ 交流信号的无静差跟踪控制。PIR 调节器在谐振频率点主要有谐振调节器调节控制, 谐振频率之外由 PI 调节器起作用。

若将 PIR 调节器的传递函数代入式 (5-101), 可得从电流给定到电流误差的闭环传递函数为

$$G_{i^*, e\text{PIR}}(s) = \frac{s(T_d s + 1)(Ls + R)[s^2 + (2\omega_o)^2]}{s(T_d s + 1)(Ls + R)[s^2 + (2\omega_o)^2] + (K_p s + K_I)[s^2 + (2\omega_o)^2] + 2K_R s^2} \quad (5-117)$$

若将 PIR 调节器的传递函数代入式 (5-102), 可得从扰动到电流误差的闭环传递函数为

$$G_{r, e\text{PIR}}(s) = \frac{s(T_d s + 1)[s^2 + (2\omega_o)^2]}{s(T_d s + 1)(Ls + R)[s^2 + (2\omega_o)^2] + (K_p s + K_I)[s^2 + (2\omega_o)^2] + 2K_R s^2} \quad (5-118)$$

假设电流环 PIR 调节器的参数选取适当, 即式 (5-117) 和式 (5-118) 闭环传递函数的极点均位于复平面的左半平面 (不包括虚轴)。

当电流给定值和交叉耦合扰动的数学模型均为阶跃函数时, 可得到电流误差响应均未引入额外的极点, 符合拉氏变换终值定理条件, 因此由拉氏变换终值定理可得到系统的稳态误差为

$$e_{ss3}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} G_{i_1\text{PIR}}(s) \cdot I_1^*(s) = 0 \quad (5-119)$$

$$e_{ss4}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} G_{r_1\text{PIR}}(s) \cdot R_1^*(s) = 0 \quad (5-120)$$

当电流给定值和交叉耦合扰动为 $2\omega_o$ 交流分量时, 同理可得电流误差响应信号未引入额外的极点, 则由拉氏变换终值定理可得系统稳态误差为

$$e_{ss5}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} G_{i_2\text{PIR}}(s) \cdot I_2^*(s) = 0 \quad (5-121)$$

$$e_{ss6}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} G_{r_2\text{PIR}}(s) \cdot R_2^*(s) = 0 \quad (5-122)$$

由以上分析可知, 三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载时, 电流环采用 PIR 调节器能对直流分量和 $2\omega_o$ 交流分量进行控制, 使 PWM 整流器具有较好的稳态性能^[176]。而且当电流环不加前馈解耦环节时, 虽然动态性能会受到一定的影响, 但其稳态性能不受影响。这样系统不受电感参数变化的影响, 更有利于功率单元的通用性。电流环采用 PIR 调节器的三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载控制框图如图 5-44 所示。

3. 仿真实验与分析

图 5-45 所示为三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载采用负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制策略的系统仿真模型。设 H 桥的输出频率 $f_o = 45\text{Hz}$, 系统仿真参数

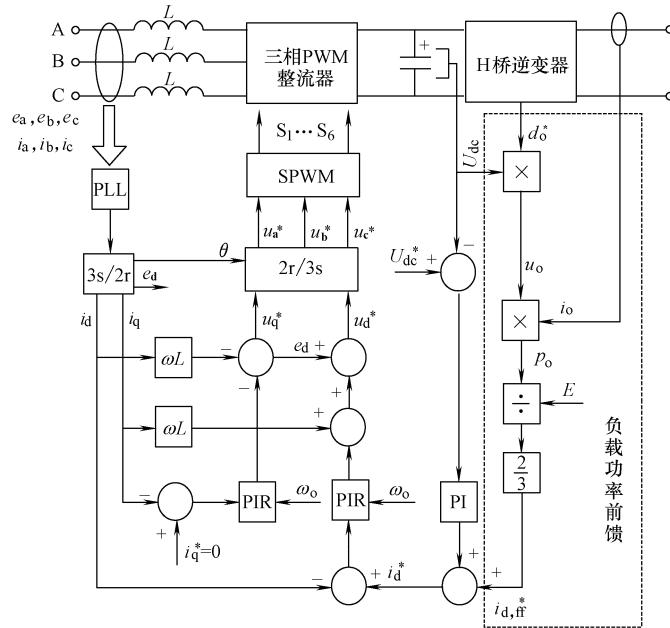


图 5-44 负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制框图

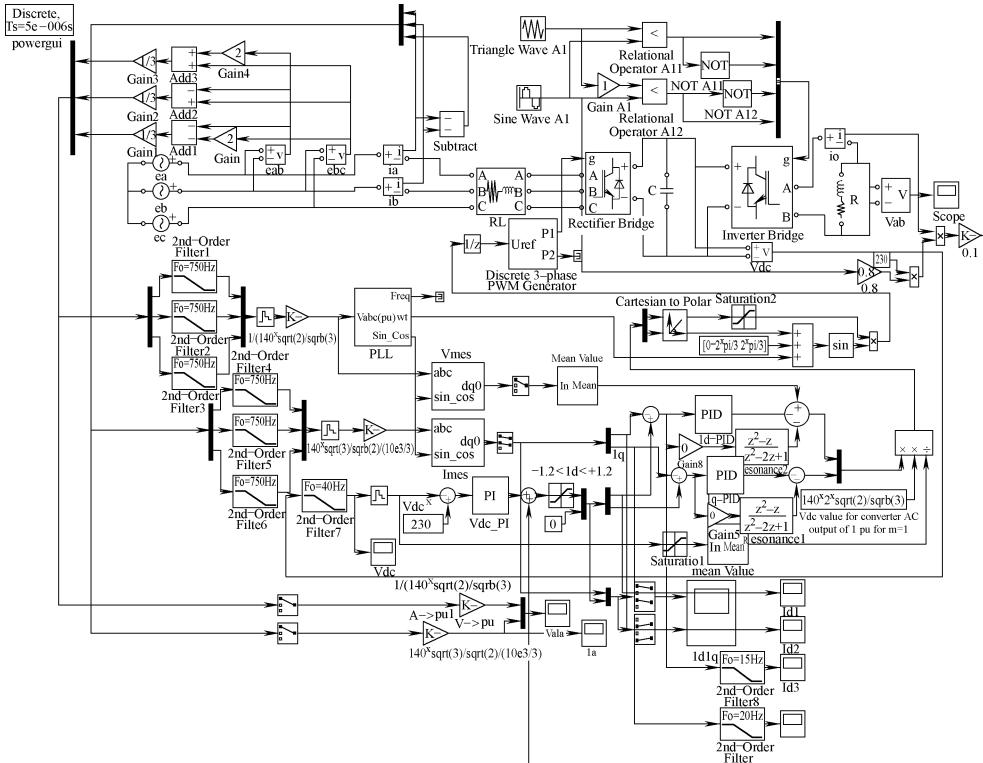


图 5-45 负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制策略系统仿真模型

与采用 PI 调节器时相同，系统仿真时间为 0.5s，采用变步长离散算法。仿真波形如图 5-46~图 5-48 所示。

图 5-46 所示为采用负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制的系统母线电压整体与局部放大波形。由整体波形图可见，母线电压维持在给定值 230V，电压基本平稳；由放大波形可见其波动峰峰值为 2V，与前面介绍的负载功率前馈控制比较，波动幅度减小。

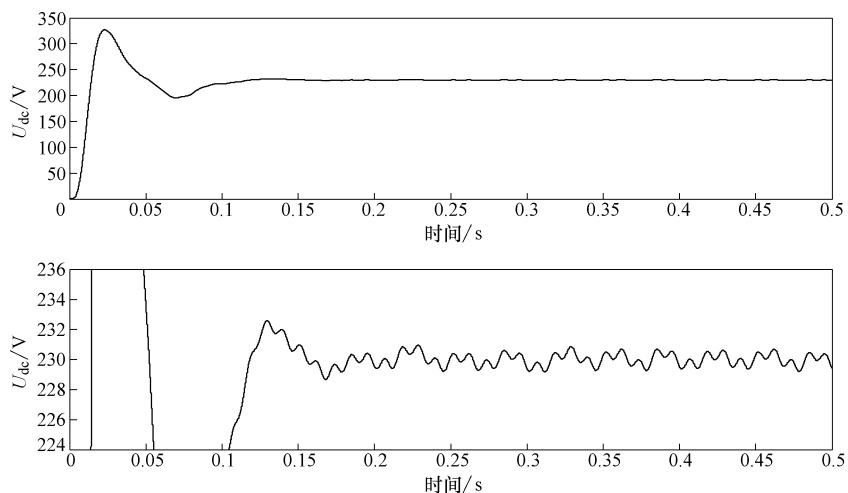


图 5-46 负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制策略的系统母线电压仿真波形

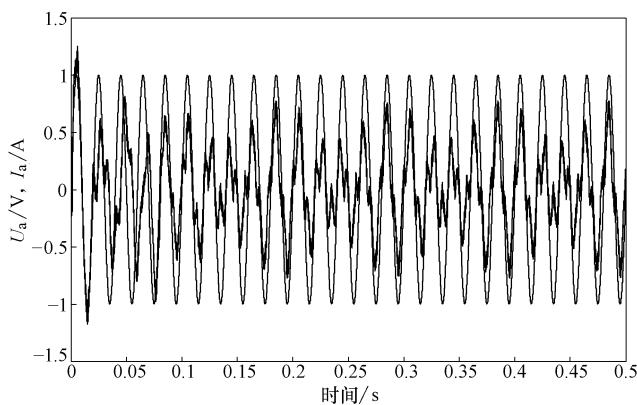


图 5-47 负载功率前馈加电流环 PIR 调节器
控制策略的系统相电压与相电流仿真波形

图 5-47 所示为网侧相电压与相电流仿真波形。由图可见，相电压与相电流同相位，电流环响应速度较快。其中相电流波形质量较差，这是因为通过负载前馈完

全补偿掉输出功率的波动后，虽然实现了直流母线电压的稳定，但有功 d 轴电流给定值存在 2 倍频波动，会在三相电流中引入谐波，从而造成三相电流波形变差。

图 5-48 所示为采用负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制策略系统有功电流与无功电流波形。将图 5-48 与图 5-32（传统 VOC 控制策略有功电流与无功电流仿真波形（加低通滤波器））相比较可发现，图 5-48 中的 d 轴电流误差值维持在 0 轴附近，基本平稳，d 轴有功电流跟踪效果明显；并且 q 轴电流也没有明显的波动。由于 d 轴电流控制效果的改善，直流母线电压波动幅度也进一步减小。

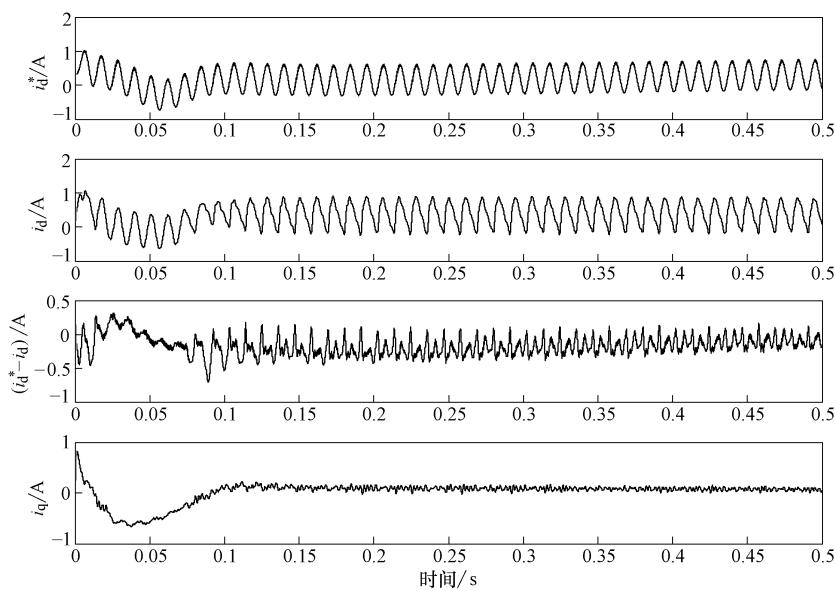


图 5-48 负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制策略的
系统有功电流与无功电流仿真波形

通过上述仿真实验，进一步验证了在三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载系统中电流环采用 PIR 调节器的优势。

5.3.6 电压环采用 PIR 调节器

前面分析了负载功率前馈加电流环 PIR 调节器的控制策略，从理论推导和分析，以及仿真均证明了该策略能使带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器处于稳态运行。负载功率前馈的主要作用是提高动态响应性能，功率前馈是一种开环的控制策略，引入的误差需要通过电压外环直流母线电压的反馈来消除。另外，负载功率前馈控制需要对功率的实时计算，这就离不开对电压和电流信号的采样，而基波电压有效值可由母线电压乘占空比获得，电流可通过电流霍尔采样取得，这无疑又增加

了控制系统的成本和复杂性。如果能通过闭环控制为电流环提供给定值，对实际的功率单元系统设计将具有非常重要的意义。

1. 电压环 PIR 调节器

图 5-49 所示为系统电压外环的控制框图。

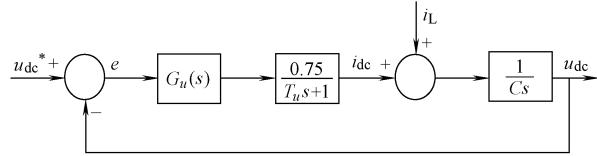


图 5-49 系统电压外环控制框图

在图 5-49 中， $G_u(s)$ 为电压环调节器的传递函数， $0.75/(T_u s + 1)$ 为电压环采样小惯性环节与电流内环传递函数合并后的传递函数。

根据上述电流环 PIR 调节器的设计原理，要实现电压环对 $2\omega_0$ 交流分量的无静差跟踪控制，应设计电压环调节器的传递函数为

$$G_u(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{2K_R s}{s^2 + (2\omega_0)^2} \quad (5-123)$$

电压环 PIR 调节器的特性与电流环 PIR 调节器完全相同，这里不再赘述。

电压环和电流环均采用 PIR 调节器的控制框图如图 5-50 所示^[177]。电压环采

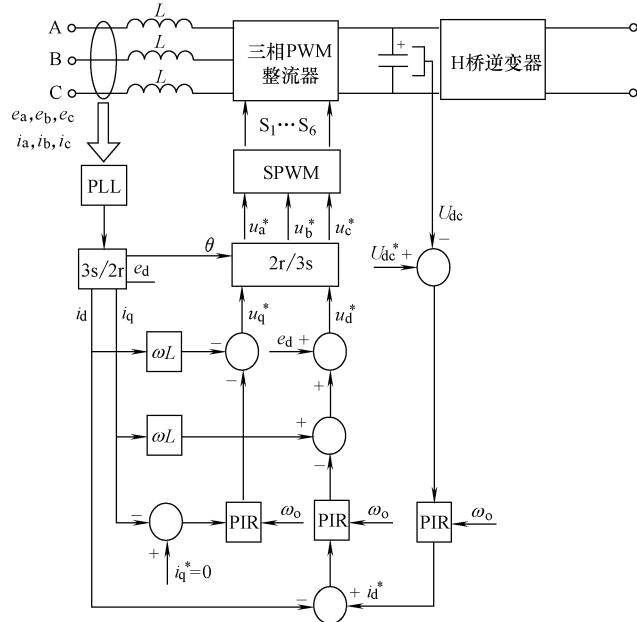


图 5-50 电压环电流环 PIR 调节器控制框图

用PIR调节器，可实现对 $2\omega_0$ 交流分量的无静差跟踪控制。该控制方式虽然动态响应不如负载功率前馈控制，但是在稳态时具有良好的性能，并且能够降低成本、简化控制系统。

2. 仿真分析

图5-51所示为电压环电流环PIR调节器控制系统的仿真模型，同样设定H桥逆变器的输出频率 $f_o = 45\text{Hz}$ 。系统仿真参数与采用PI调节器时相同，系统仿真时间为0.5s，采用变步长离散算法。仿真波形如图5-52~图5-56所示。

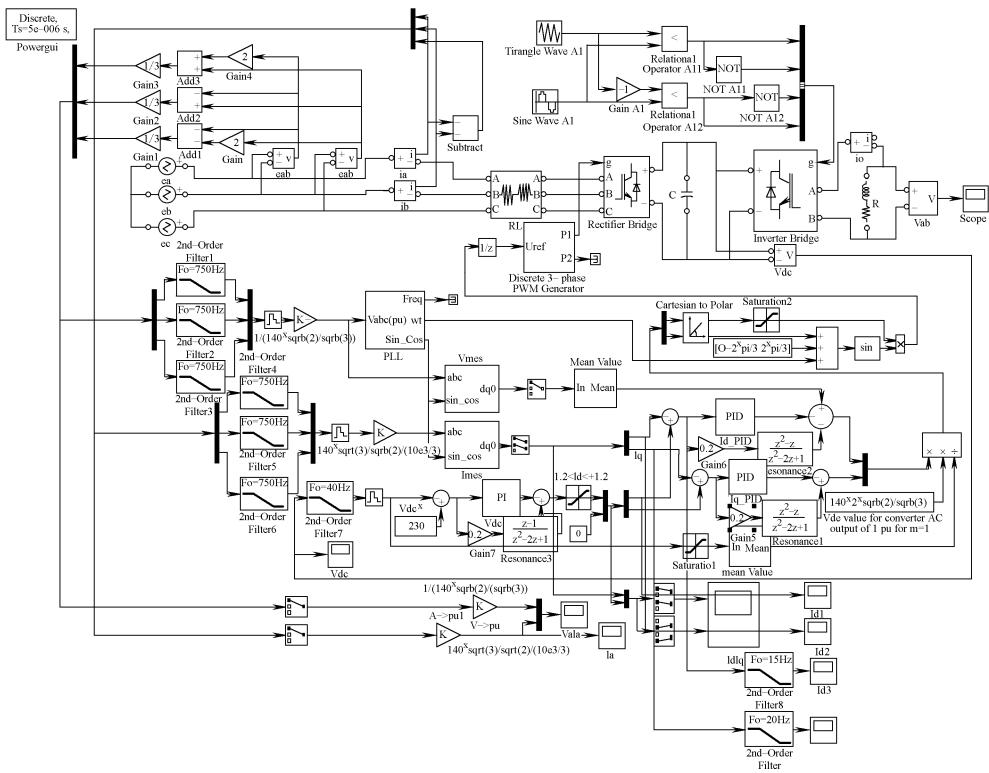


图5-51 电压环电流环PIR调节器控制的系统仿真模型

图5-52所示为电压环电流环PIR调节器控制的系统直流母线电压整体与局部放大仿真波形。由图可见，直流母线电压维持在给定值230V，电压基本平稳，其波动峰峰值为1V。与采用负载功率前馈加电流环PIR调节器相比母线电压更加平稳。

图5-53所示为系统网侧相电压与相电流仿真波形。由图可见，相电压与相电流同相位，电流响应速度较快。

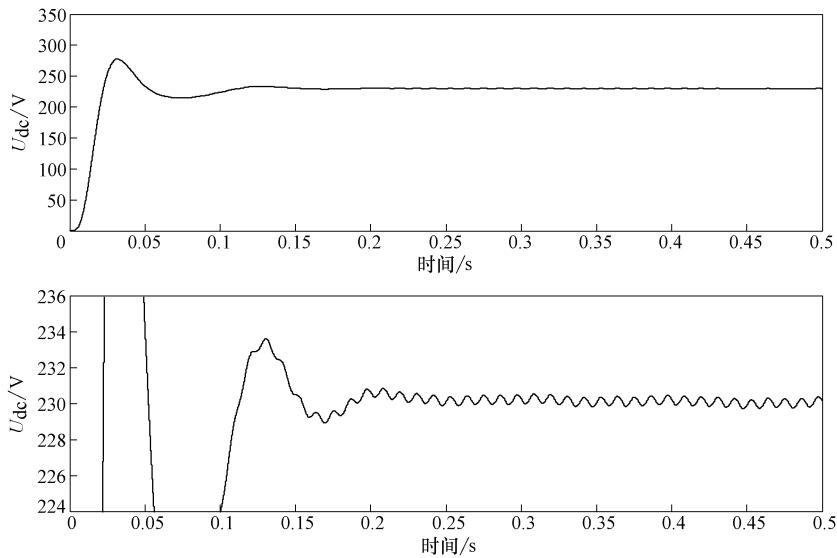


图 5-52 系统的电压环电流环 PIR 调节器控制母线电压仿真波形

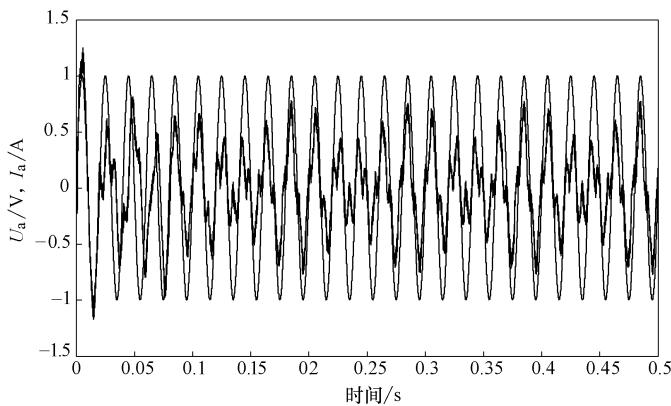


图 5-53 系统的电压环电流环 PIR 调节器控制相电压与相电流仿真波形

图 5-54 所示为系统 d 轴电流给定值、实际值、误差值和 q 轴电流实际值仿真波形。从图中可发现，d 轴电流误差值维持在 0 轴附近，基本平稳，q 轴有功电流跟踪效果明显，并且 q 轴电流无明显的波动。

图 5-55、图 5-56 所示分别为母线电压和网侧电流的谐波分析。由母线电压谐波分析图可见，母线电压 $2f_o = 90\text{Hz}$ 分量谐波含量较少，与采用负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制时基本相似；网侧电流谐波分析图中 $2\omega_o - \omega_s = 40\text{Hz}$ 和 $2\omega_o + \omega_s = 140\text{Hz}$ 分量谐波含量也较采用负载功率前馈时少。

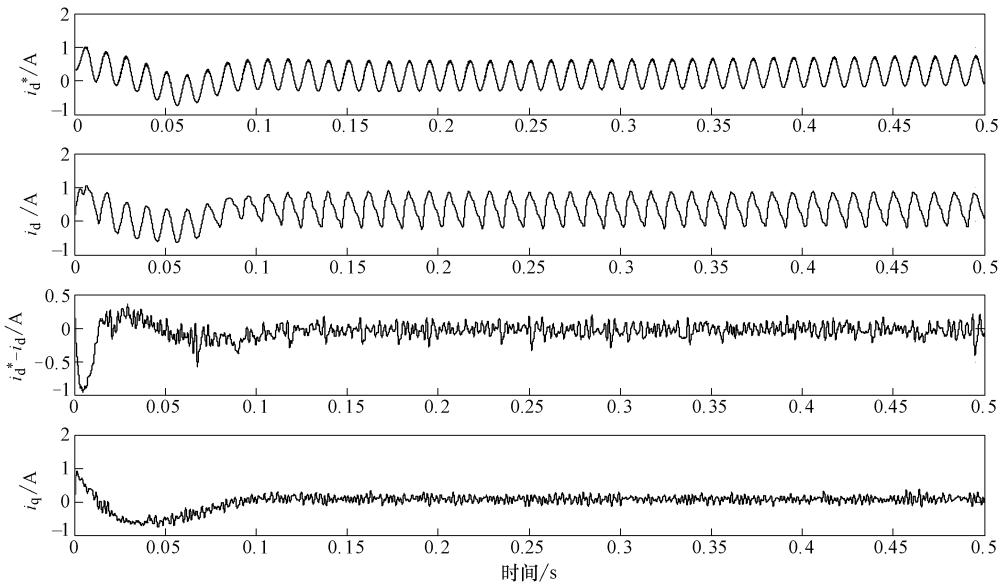
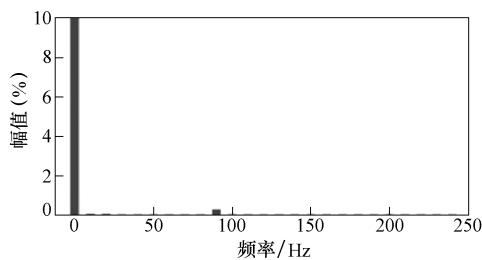
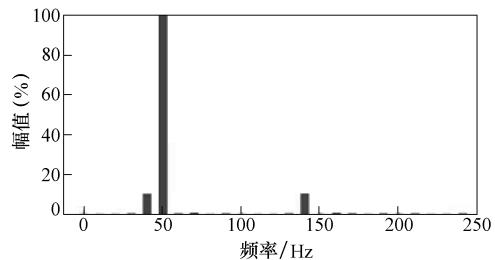


图 5-54 电压环电流环 PIR 调节器控制有功电流与无功电流仿真波形

图 5-55 电压环电流环 PIR
调节器控制母线电压谐波分析图 5-56 电压环电流环 PIR
调节器控制网侧 a 相电流谐波分析

通过以上仿真实验及相应的仿真波形可见，母线电压比较平稳，电流环能够实现无静差跟踪控制，电压环和电流环采用 PIR 调节器控制所取得的效果比采用负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制效果好。该控制方法不需负载功率前馈采用的电流霍尔传感器，节省了成本；其次，该控制方法只需在算法中做一些处理即可实现。因此考虑到实际系统采用负载功率前馈设计的复杂性，在实际应用中可选用电压环电流环 PIR 调节器控制的方法。

5.4 本章小结

本章主要从三种能量回馈拓扑结构、控制策略、直流母线电压以及网侧电流谐

波特性进行分析，得出以下结论。

- ① 对于所讨论的三种能量回馈型功率单元拓扑，要想保证直流母线电压没有波动，必须保证瞬时输入功率与瞬时输出功率时时相等；
- ② 如果不采用负载功率前馈控制，母线电压总存在 $2\omega_0$ (ω_0 为输出电压角频率) 的低频波动；
- ③ 在保证直流母线恒定的情况下，整流侧输入电流总是含有低次谐波；
- ④ 对于采用移相变压器，低次谐波通过移相角得到消除，移相变压器一次侧电流波形为正弦，不受串联单元个数限制，但移相变压器结构复杂；
- ⑤ 采用普通隔离变压器，通过二次绕组与功率单元的合适连接，达到消除低次谐波的目的，但所串联单元的个数需是 3 的倍数；
- ⑥ 在功率单元中，负载为单相的情况下，功率总是存在波动，在控制策略中加入谐振控制器不失为一种较好的解决方法。

同时，本章主要分析了带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器控制策略。首先，从三相 PWM 整流器带直流负载或三相逆变器平衡负载的传统 VOC 控制策略入手，理论分析和 Matlab 仿真验证传统 VOC 控制策略不适用于带单相 H 桥负载的三相 PWM 整流器；其次通过单相 H 桥负载的特性，又引入了负载功率前馈控制策略，该控制策略能够降低母线电压的波动幅度，但是仍然存在波动，这是由于电流环的 PI 调节器对电流给定值 $2\omega_0$ 流分量的稳态误差不为零，不能够实现无静差跟踪控制；然后为了解决 PI 调节器对交流量增益不为零的问题，又引入了 PIR 调节器，负载功率前馈加电流环 PIR 调节器控制既能实现维持母线电压的恒定，又能够实现对 d 轴和 q 轴电流的无静差跟踪控制；最后，结合实际系统分析，由于负载功率前馈是一种开环的控制方法，并且对于实时功率的计算又给系统的设计带来一定的复杂性，借鉴电流环 PIR 调节器又引入了电压环 PIR 调节器，经过理论分析和仿真验证了该方法的有效性，为以后级联型高压变频器能量回馈控制策略提供了研究思路。

第6章 级联型高压变频器矢量控制策略

6.1 矢量控制基本理论

异步电动机的动态数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。为了解决异步电动机转矩控制问题，20世纪70年代德国工程师F. Blaschke首先提出了异步电动机矢量控制理论。矢量控制实现的基本思想是模仿直流电动机控制，将一台三相异步电动机等效为直流电动机，通过测量和控制异步电动机定子电流矢量，根据磁场定向原理分别对异步电动机的励磁电流和转矩电流进行控制，从而达到控制异步电动机转矩的目的，以获得能与直流调速系统相媲美的静、动态性能。

矢量控制的基本原理是^[178]：将异步电动机的定子电流矢量分解为产生磁场的电流分量（励磁电流）和产生转矩的电流分量（转矩电流）分别加以控制，即控制定子电流矢量。实际的三相异步电动机矢量控制系统，是将磁链与转矩解耦，分别设计两者的调节器，以实现对交流电动机的高性能调速。

以转子磁场定向为例，矢量控制变频调速的实现方法是将异步电动机在三相坐标系下的定子电流 I_A 、 I_B 、 I_C 、通过三相-二相变换（3s/2s变换），等效成两相静止坐标系下的交流电流 I_α 、 I_β ，再通过按转子磁场定向旋转变换（2s/2r变换），等效成同步旋转坐标系下的直流电流 I_m 、 I_t （ I_m 相当于直流电动机的励磁电流； I_t 相当于与转矩成正比的转矩电流，再模仿直流电动机的控制方法，求得直流的控制量，经过相应的坐标反变换，实现对异步电动机的控制。可见，其控制实质是将交流电动机等效为直流电动机，分别对转矩、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。

由于异步电动机的控制可选用不同基准进行，根据所选用的基准矢量不同，有三种定向方式，即定子磁场定向、转子磁场定向和气隙磁场定向^[179]。

1. 定子磁场定向的矢量控制

定子磁场定向的矢量控制方式是一种高性能的调速控制方式，采用该控制方式的控制系统，也称为直接转矩控制系统。该系统的特点是直接对转矩进行闭环控制，以获得很好的动态响应，图6-1所示为直接转矩控制系统框图。通过对定子磁链进行控制，系统在控制中不受转子参数的变化所带来的干扰，可以增强系统的抗干扰能力；其坐标变换较为简单，响应速度快。但在低速控制过程中会产生转矩脉动，严重时系统无法运行；同时在磁链的计算中，采用的是电压模型，因此也具有

了有关电压模型的缺点。

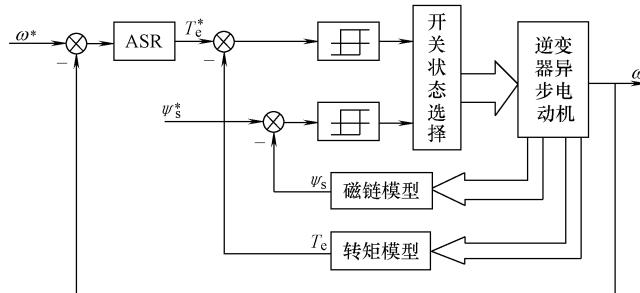


图 6-1 直接转矩控制系统框图

2. 气隙磁场定向的矢量控制

不同于定子磁场定向方式，气隙磁场定向的矢量控制方法是将基准矢量定向在气隙磁链上。由于气隙磁场是电动机电能与机械能交换的主要媒介，以气隙磁链进行定向，控制精度无疑是最好的，但气隙磁链的确定比较困难，目前该控制方法应用较少。

3. 转子磁场定向的矢量控制

转子磁场定向的矢量控制方式目前应用较普遍，且较上述两种控制方式更易于实现。将转子磁链的方向定义为 m 轴的方向，垂直于 m 轴的方向定义为 t 轴方向。这时，将以转子磁场进行定向时的 m 轴也称为 d 轴，t 轴称为 q 轴。在异步电动机运行过程中假如保持励磁电流恒定，则输出的转矩仅与转矩电流成正比。该控制方法在观测磁链时，同样面对电压模型和电流模型的困扰，需要进行模型的优化才能获得较好的磁链观测。不过，它的优点是解耦了磁链与转矩，使得控制上较为接近于直流电动机的控制，实现了人们最初的设想。

矢量控制的磁链取得方法有间接及直接方法，也称间接磁场定向和直接磁场定向，它们的区别在于^[180]：

① 间接磁场定向

间接磁场定向的矢量控制是根据异步电动机的数学模型，及各个坐标系下的电动机方程，通过计算得到其固有关系式，引入电动机参数进行计算，估计磁链的幅值与相角，其缺点是受电动机参数的准确性影响较大，且在电动机运行过程中，电动机参数发生变化需要进行相应的调整，其优点是不需要受到特殊硬件检测设备的制约，节约成本，提高应用性。

② 直接磁场定向

直接磁场定向的矢量控制是运用直接方式，获取磁链的位置、幅值，需安装磁链传感器，而在一些场合，安装磁链传感器很难做到。随着 DSP 不断更新升级，使在较短时间内完成运算估算磁链已越来越可行，因此直接磁链观测器越来越多地受到人们重视。其缺点是对仪器的精度要求很高，优点是基本不受转子时间常数影响。如果观测的精度足够高，那么实现矢量控制的准确度就会极为简便。

6.2 转子磁链定向矢量控制策略

如上所述，三相异步电动机通过坐标变换和按转子磁链定向，可获得等效的直流电动机模型，在按转子磁链定向坐标系中，用直流电动机的方法控制电磁转矩与磁链，然后再将转子磁链定向坐标系中的控制量经逆变换得到三相坐标系的对应量，以实施控制。由于变换的是矢量，故坐标变换亦称矢量变换，相应的控制系统称为矢量控制系统。本节将介绍目前应用较普遍的转子磁链定向的矢量控制策略。

前面在进行同步旋转坐标变换（参见 5.2.1 节）时只是规定了 d、q 两轴的相互垂直关系和与定子频率同步的旋转速度，并未规定两轴与电动机旋转磁场的相对位置。若选取 d 轴沿转子磁链矢量 ψ_r 的方向，称之为 m 轴，q 轴为逆时针转 90°，即垂直于磁链矢量 ψ_r 方向的称之为 t 轴，此时的两相同步旋转坐标系就是具体规定为 m、t 坐标系，即为按转子磁链定向的旋转坐标系。

在 d、q 坐标系中，若选取转子磁链为基准矢量进行定向分解，则旋转坐标系下的 d 轴便与转子磁链 ψ_r 方向一致，那么在该方向分解的量均与转子磁链成比例。在旋转坐标系下，垂直于 d 轴的量在 d 轴上的投影必然为零，同理，垂直于 q 轴的量在 q 轴上的投影也必然为零。

参考相关文献有关异步电动机数学模型的推导，d、q 两相旋转坐标系下异步电动机的电压方程为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_1 \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_1 \psi_{sd} \\ u_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + p\psi_{rd} - \omega_s \psi_{rq} \\ u_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + p\psi_{rq} + \omega_s \psi_{rd} \end{cases} \quad (6-1)$$

式中， u_{sd} 、 u_{sq} 、 u_{rd} 、 u_{rq} 、 i_{sd} 、 i_{sq} 、 i_{rd} 、 i_{rq} 、 ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 ψ_{rd} 、 ψ_{rq} 分别为定子电压、转子电压、定子电流、转子电流、定子磁链、转子磁链在 d、q 轴上的分量； p 为微分算子； R_s 、 R_r 分别为定子和转子电阻； ω_s 为转差角速度，即 $\omega_s = \omega_1 - \omega_r$ ； ω_1 为同步角速度； ω_r 为转子角速度。由于转子内部是短路的，因此有 $u_{rd} = u_{rq} = 0$ 。

d、q 两相旋转坐标系异步电动机的磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \psi_{rq} = 0 = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (6-2)$$

式中， L_s 、 L_r 为定子和转子的自感； L_m 为定转子互感。

令 d、q 坐标系与转子磁链矢量同步旋转，且使 d 轴与转子磁链矢量重合 ψ_r ，即为按转子磁链定向的同步旋转坐标系 m、t。由于采用转子磁链定向，m 轴与转

子磁链矢量 ψ_r 重合，则有

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \psi_{rq} = \psi_r \\ \psi_{rt} = \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (6-3)$$

为了保证 m 轴与转子磁链矢量始终重合，则

$$\frac{d\psi_{rt}}{dt} = \frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0 \quad (6-4)$$

由式 (6-2) 和式 (6-3) 可得

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\psi_r - L_m i_{sd}) \\ i_{rq} = -\frac{L_m i_{sq}}{L_r} \end{cases} \quad (6-5)$$

或

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_m} (\psi_{sd} - L_s i_{sd}) \\ i_{rq} = \frac{1}{L_m} (\psi_{sq} - L_s i_{sq}) \end{cases} \quad (6-6)$$

由式 (6-1)、式 (6-4) 和式 (6-5) 可推导出

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \psi_r} \quad (6-7)$$

式中， T_r 为转子时间常数，即 $T_r = L_r / R_r$ 。

参考相关文献有关异步电动机数学模型的推导，转子磁链的状态方程为

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \quad (6-8)$$

由式 (6-8) 可得转子磁链为

$$\psi_r = \psi_{rd} = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd} \quad (6-9)$$

式中， p 为微分算子，从式中可见转子磁链的幅值 ψ_r 与定子电流在 d 轴上的分量 i_{sd} 成比例，而与定子电流在 q 轴上的分量 i_{sq} 无关，且式 (6-9) 表明，转子磁链 ψ_r 与定子电流的励磁分量 i_{sd} 之间是一阶惯性环节的传递函数关系。

转矩方程为

$$T_e = p_n L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (6-10)$$

式中， p_n 为极对数。将 (6-5) 代入式 (6-10) 可得

$$T_e = \frac{p_n L_m}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad (6-11)$$

由式 (6-11) 转矩方程可见，若保持转子磁链 ψ_r 恒定，则电磁转矩 T_e 仅与定子电流在 q 轴上的分量 i_{sq} 成正比。由此可得，只需控制磁链幅值 ψ_r 恒定，调整电

流 i_{sq} 就可达到控制转矩的目的，进而控制电动机转速。

由旋转运动方程和电动机转矩平衡方程式可得

$$T_e = \frac{J_m}{P_n} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + T_L \quad (6-12)$$

式中， J_m 为转动惯量； T_L 为负载转矩。

根据式 (5-6)、式 (5-11)、式 (6-9)、式 (6-11)、式 (6-12) 可画出矢量控制变量控制框图，如图 6-2 所示。

观察图 6-2 所示的变量，可发现其中具有一定的耦合关系，转子磁链 ψ_r 与转子角转速 ω_r 实际上并没有完全解耦，即相互影响，若保持磁链 ψ_r 恒定不变，便可实现相对意义上的解耦。

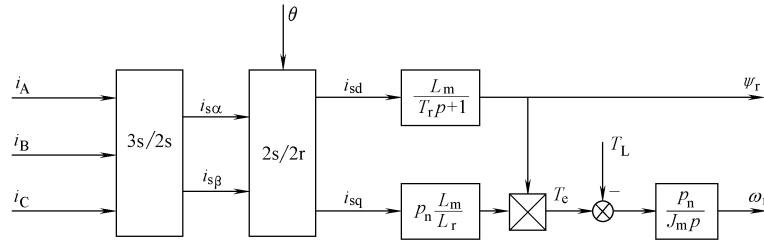


图 6-2 矢量控制变量关系图

通常情况下，为了将异步电动机近似成直流电动机，需保持磁链恒定。则在维持转子磁链恒定的状态下， $\psi_r = \text{Const}$ ，又由于基于转子磁链定向后， $\psi_r = \psi_{rd}$ ， $\psi_{rq} = 0$ ，代入式 (6-1) 第三行可得

$$R_r i_{rd} + p\psi_r = 0$$

化简后为

$$i_{rd} = -\frac{p\psi_r}{R_r} \quad (6-13)$$

由式 (6-13) 可知，当 ψ_r 达到稳态值时，有

$$\frac{d\psi_r}{dt} = p\psi_r = 0 \quad (6-14)$$

因而有 $i_{rd} = 0$ 。

将 $i_{rd} = 0$ 代入式 (6-2) 第三行可得

$$\psi_r = \psi_{rd} = L_m i_{sd} \quad (6-15)$$

进一步将式 (6-3)、式 (6-2) 代入式 (6-1) 的第一、第二行可得

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + pL_s i_{sd} + p \frac{L_m}{L_r} (\psi_r - L_m i_{sd}) - \omega_1 \left(L_s i_{sq} - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq} \right) \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + pL_s i_{sq} - p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq} + \omega_1 L_s i_{sd} - \omega_1 \frac{L_m}{L_r} (\psi_r - L_m i_{sd}) \end{cases} \quad (6-16)$$

整理后得

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} + p \frac{L_m}{L_r} \psi_r - \sigma \omega_1 L_s i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} + \sigma \omega_1 L_s i_{sd} + \omega_1 \frac{L_m}{L_r} \psi_r \end{cases} \quad (6-17)$$

式中, σ 为总漏感系数, 其表达式为

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (6-18)$$

当保持转子磁链恒定时, 将式 (6-14)、式 (6-15) 代入式 (6-17) 后可得

$$\begin{cases} u_{sd} = \left(R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \right) - \sigma \omega_1 L_s i_{sq} \\ u_{sq} = \left(R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \right) + \omega_1 L_s i_{sd} \end{cases} \quad (6-19)$$

由式 (6-19) 可见, 定子电压 u_{sd} 、 u_{sq} 不仅与本轴的电流分量有关, 还与另一轴的电流分量存在耦合关系。为了解除耦合, 引入中间变量 U_{sd} 、 U_{sq} , 并设

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = u_{sd} + \sigma \omega_1 L_s i_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = u_{sq} - \omega_1 L_s i_{sd} \end{cases} \quad (6-20)$$

由式 (6-20) 可见, d、q 轴上的电压分量为 U_{sd} 、 U_{sq} 为两个独立的无耦合的一阶系统, 将引入的中间变量 U_{sd} 、 U_{sq} 作为输入控制量, 则可达到磁链和转矩的解耦, 实现解耦控制如图 6-3 所示。

通过以上一系列分析可知, 矢量控制的主要思想为将三相定子电流通过坐标变换, 变为两相旋转坐标系下的励磁电流与转矩电流, 分别控制励磁电流与转矩电流, 经过电流调节器的调节处理, 实现无静差控制。磁链的控制主要通过对 d 轴电流的控制, 最外环根据给定的转速与实际转速的偏差输出给定转矩电流, 来实现加减速, 通过励磁电流与转矩电流调节器的输出值, 可以得到给定电压在两相旋转坐标系下的分量, 再经坐标变换得到三相定子电压, 由脉冲驱动 IGBT 来实现最终控制, 整个系统的控制过程示意图如图 6-4 所示。

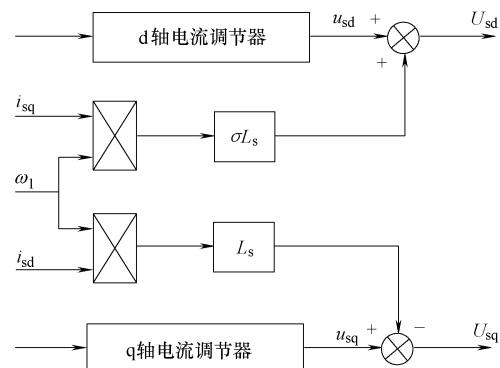


图 6-3 u_{sd} 、 u_{sq} 解耦模型示意图

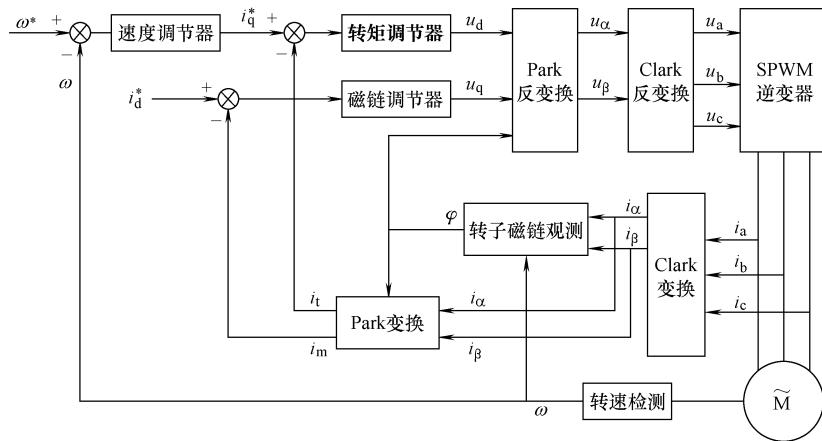


图 6-4 矢量控制整体框图

在进行坐标变换时需磁链的角度与幅值信息，这就需要对磁链进行观测。当前较为普遍的是采用电流模型或电压模型进行磁链的观测。

电流模型观测磁链的方法主要通过获取定子电流和转速来计算磁链，其计算公式为

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{s\alpha} - \omega T_r \psi_{r\alpha}) \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{s\beta} - \omega T_r \psi_{r\beta}) \end{cases} \quad (6-21)$$

在使用这种方法进行观测的过程中，观测的精度还受电动机参数的影响，如当电动机温度变化时，转子时间常数发生改变，那么磁链的观测结果也将发生变化，当电动机高速运行时，不适合使用这种方法进行观测。

电压模型观测磁链的方法主要是将电动机的定子电压与电流，代入电动机方程来计算出磁链，其计算公式为

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha}) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta}) \end{cases} \quad (6-22)$$

由上式可见，其与转子电阻无关且计算过程中不需要转速信号，但是其具有积分环节，会带来累积误差，当电动机低速运行时影响较大。

6.3 级联型矢量控制策略

事实上，由多电平变换器进行供电的变速电动机传动系统采用了与两电平电压

源型变换器相同的控制方法，即 U/f 控制、磁场定向控制和直接转矩控制。造成这一现状的主要原因在于： U/f 控制和磁场定向控制在控制回路内均嵌入了一个调制级。因此，需要改变的并不是控制方案，而仅是调制级的替换。基于测速环节的不同，控制策略又分有速度传感器与无速度传感器矢量控制策略。

6.3.1 有速度传感器矢量控制策略

在异步电动机速度闭环控制中需要电动机转速信息，数字测速具有测速精度高、分辨能力强、受器件影响小的优点，被广泛应用于有速度传感器矢量控制中^[181]。

1. M 法测速

在一定的时间 T_c 内测取编码器输出脉冲个数 M_1 ，用以计算这段时间内的平均转速，称作 M 法测速（如图 6-5 所示）。把 M_1 除以 T_c 就可得到编码器输出脉冲的频率 $f_1 = M_1/T_c$ ，所以该方法又称频率法。设电动机每转一圈共产生 Z 个脉冲，则电动机转速为

$$n = \frac{60M_1}{ZT_c} \quad (6-23)$$

式中， Z 为倍频系数与编码器光栅数的乘积， T_c 单位为 s。

在式（6-23）中，转速 n 正比于脉冲个数 M_1 。高速时 M_1 大，量化误差小，随着转速的降低误差增大，转速过低时 M_1 小于 1，此时计算出来的转速不能满足矢量控制的要求，所以 M 法测速只适用于高速段。

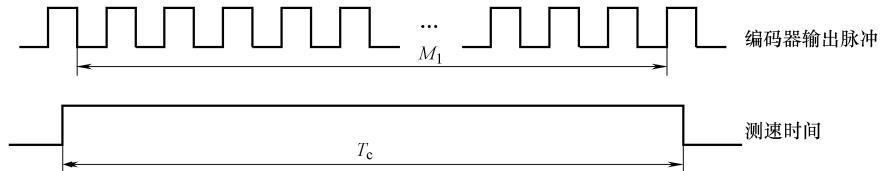


图 6-5 M 法测速示意图

2. T 法测速

在编码器相邻两个输出脉冲时间间隔内，对已知频率 f_0 的高频时钟信号脉冲用一个计数器进行计数，由此来计算转速的方法称作 T 法测速（如图 6-6 所示）。在 T 法测速中，测速时间 T_t 是用高频时钟脉冲个数 M_2 计算而得，即 $T_t = M_2/f_0$ ，则电动机转速为

$$n = \frac{60}{ZT_t} = \frac{60f_0}{ZM_2} \quad (6-24)$$

当电动机高速运行时 M_2 较小，量化误差较大，此时计算得到的转速同样也不能满足矢量控制的要求，随着电动机转速的降低量化误差减小，所以 T 法测速只适用于低速段。

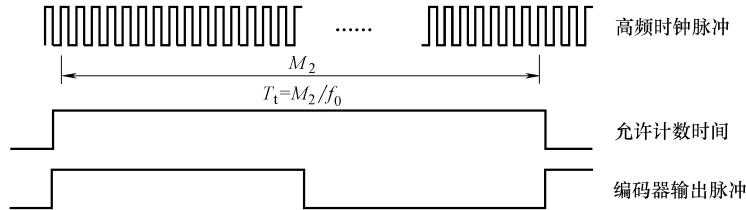


图 6-6 T 法测速示意图

3. M/T 法测速

将 M 法与 T 法相结合起来，既检测 T_c 时间内编码器输出的脉冲数 M_1 ，又检测同一段时间间隔内的高频时钟脉冲个数 M_2 ，用此来计算电动机的运行转速的方法称作 M/T 法测速。已知频率 f_0 的高频时钟信号脉冲，测速时间 $T_t = M_2/f_0$ ，则电动机的转速为

$$n = \frac{60M_1}{ZT_t} = \frac{60M_1f_0}{ZM_2} \quad (6-25)$$

采用 M/T 法测速时，应保证编码器输出脉冲计数器与高频时钟脉冲计数器同时打开与关闭，用以减小量化误差（如图 6-7 所示），只有编码器输出脉冲上升沿到达时，两个计数器才同时允许开始或停止计数。由于 M/T 法的计数值 M_1 和 M_2 都随转速的变化而变化，当电动机高速运行时，相当于 M 法测速，当电动机低速运行时，相当于 T 法测速。正因如此 M/T 法测速明显优于 M 法测速和 T 法测速，是目前有速度传感器矢量控制中较为广泛应用的一种测方法。

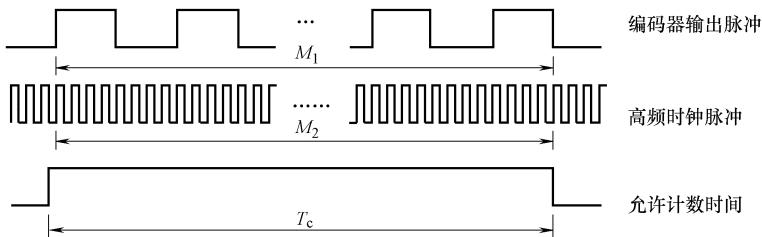


图 6-7 M/T 法测速示意图

6.3.2 无速度传感器矢量控制策略

1. 磁链观测方法

磁链观测的准确与否不仅对矢量控制的效果有重要的影响，而且也是无速度传感器控制中速度能否正确辨识的一个关键问题。在有速度传感器矢量控制中使用的磁链观测方法较为简单，观测精度有限，因此，为便于读者更好地理解无速度传感器矢量控制速度辨识技术，本节对目前提出的磁链观测器性能进行分析。

1) 电流模型转子磁链观测器

电流模型转子磁链观测器方法是通过检测定子电流和转子转速计算得到转子磁链，其计算公式为

$$\begin{cases} p\psi_{r\alpha} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\alpha} \\ p\psi_{r\beta} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\beta} \end{cases} \quad (6-26)$$

电流模型转子磁链观测器能够在整个速度范围内观测转子磁链，但是观测精度与转子时间常数的准确度有很大关系。在电动机温度变化和集肤效应随频率变化的情况下，转子电阻可能发生较大的变化，对观测器的观测精度带来影响。因此，该方法并不适合在电动机高速运行的场合。另外，该方法中包含了电动机转速信号，在某些无速度传感器度矢量控制系统中也不适用。

2) 电压模型转子磁链观测器

电压模型转子磁链观测器方法是通过检测定子电压和电流计算得到转子磁链，其计算公式为

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (6-27)$$

相比电流模型，电压模型最大的优点是模型中不含电动机转子电阻，仅与电动机定子参数有关。但是，该方法的缺点也很明显：转子磁链由转子感应电压积分得到，纯积分环节带来了零点漂移和初始值问题。下面对该问题进行简单分析。

假定转子感应电压是幅值为 A_m 、角频率为 ω 的一个正弦信号， θ_0 、 A_{dc} 分别为初始相位和直流偏移量，则感应电压为

$$X = A_m \sin(\omega t + \theta_0) + A_{dc} \quad (6-28)$$

通过积分运算得到相应输出为

$$Y = -(A_m / \omega) \cos(\omega t + \theta_0) + [A_{dc}t + (A_m / \omega) \cos \theta_0 - A_{dc}] \quad (6-29)$$

由式 (6-29) 可见，只有当直流偏移量为零并且初始时刻位于输入信号的峰值点才能得到正确的纯积分运算结果。零点漂移和初始值问题带来的影响如图 6-8 所示。

图 6-8a 为输入的正弦信号，图 6-8b 为图 6-8a 的理想输出波形，图 6-8c 为当输入的正弦信号带有 0.05 的直流分量时纯积分输出的结果，图 6-8d 为当输出的正弦信号初始时刻位于 0.3π 时纯积分输出的结果。上述仿真结果可以很明显地对比出图 6-8c、图 6-8d 与图 6-8b 理想输出波形存在很大的差异，在实际应用中这将导致磁链计算的不准确和影响磁场定向的精度，因此需要对电压型磁链观测器作进一步的改进。

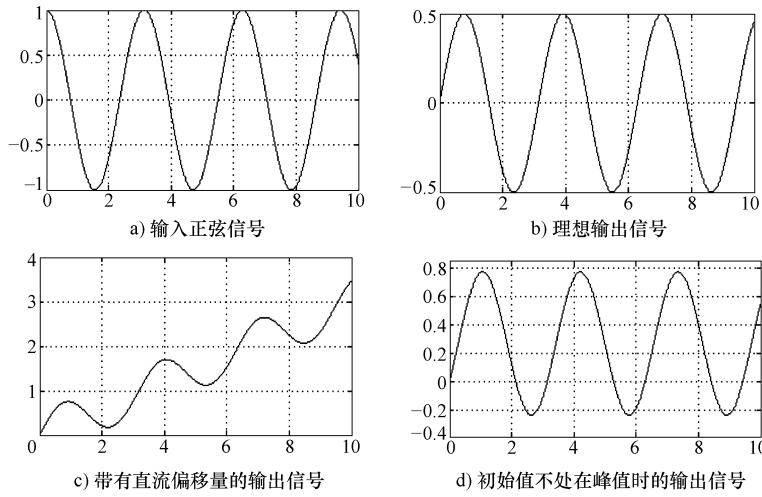


图 6-8 直流偏移和初始值引起的积分饱和与直流漂移问题

3) 电压型转子磁链观测器的改进

为了克服纯积分环节固有的缺点，在模型的输出端串联高通滤波环节，整个模型等效为一个低通滤波环节，模型计算公式为

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{T_c}{1 + T_c p} (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) \right) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{T_c}{1 + T_c p} (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) \right) \end{cases} \quad (6-30)$$

由式 (6-30) 可知，虽然串联高通滤波环节能够使整个模型等效为一阶惯性环节解决纯积分所带来的零点漂移和初值问题，但是等效的一阶惯性环节同样会导致输出的转子磁链的幅值和相位与真实值有所不同，通常的解决方法是以另外的一个估计磁链计算出该误差，对式 (6-30) 模型的输出进行补偿，即

$$e_{r\alpha\beta} = p\psi_{r\alpha\beta} = \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} - \sigma L_s p i_{s\alpha\beta}) \quad (6-31)$$

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{r\alpha\beta} &= \frac{T_c e_{r\alpha\beta}}{1 + T_c p} + \frac{1}{1 + T_c p} \psi_{r\alpha\beta}^* \\ &= \frac{T_c p}{1 + T_c p} \psi_{r\alpha\beta} + \frac{1}{1 + T_c p} \psi_{r\alpha\beta}^* \\ &= \psi_{r\alpha\beta} + \frac{1}{1 + T_c p} (\psi_{r\alpha\beta}^* - \psi_{r\alpha\beta}) \end{aligned} \quad (6-32)$$

式中， $e_{r\alpha\beta}$ 为电动机反电动势； $\psi_{r\alpha\beta}$ 为实际磁链； $\psi_{r\alpha\beta}^*$ 为计算补偿量的另一磁链估计值。

由式 (6-32) 可见，在参数准确条件下，如果参考磁链矢量 $\psi_{r\alpha\beta}^*$ 的幅值和相

位与实际磁链矢量 $\psi_{r\alpha\beta}$ 的幅值和相位相同, 这样式 (6-32) 右边第二项为零, 于是就有改进电压型磁链观测器的输出与实际磁链一致, 做到无幅值和相位误差。改进电压模型磁链观测器矢量图如图 6-9 所示。

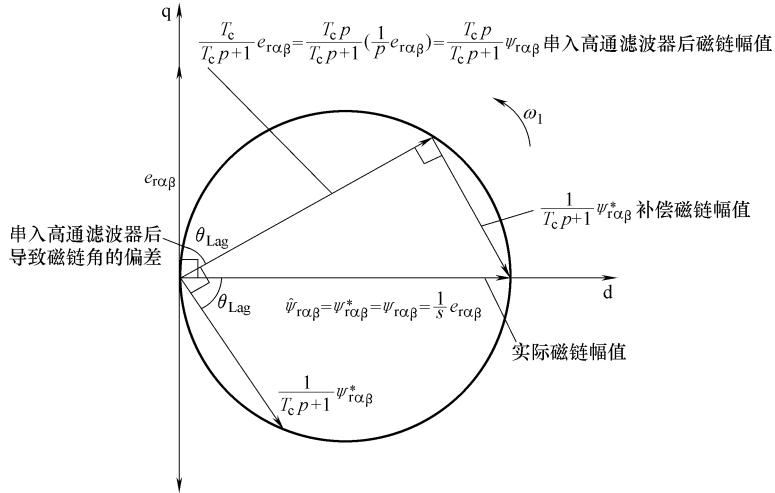


图 6-9 改进电压模型磁链观测器矢量图

由图 6-9 可见, 由于高通滤波器的串入造成了磁链的幅值和相位 (θ_{Lag}) 与实际值有所不同。因此需要在高通滤波器的输出再加上一个补偿环节, 以补偿磁链幅值和相位的偏差。该方法简单易行, 能够较明显地改善电压磁链观测器性能。但是正如上文所述, 用参考磁链幅值进行补偿的前提是参考磁链和实际磁链相等, 在电动机起动或者加减速时和真实值相比, 观测值依然存在着一定的误差, 为此有学者提出采用电流模型的观测值作为 ψ_r^* 进行补偿^[182], 图 6-10 给出了转子磁链观测框图。

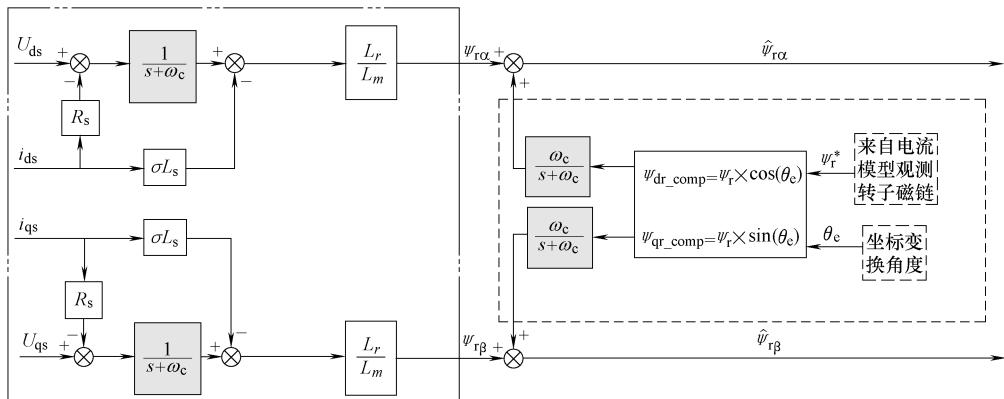


图 6-10 基于旋转坐标系下电流模型观测磁链补偿的转子磁链观测

在图 6-10 中，左侧虚线框部分在电动机高于截止频率运行时起主要作用，右侧虚线框部分起误差补偿作用；在电动机运行频率低于截止频率时，右侧虚线框部分起主导作用，能够明显改善低通滤波对磁链观测值幅值和相位造成的影响。该方案结合了电流观测模型和电压模型的优点，能够根据磁链幅值的不同对电压模型输出给予不同的补偿，也使得相移能够得到不同的补偿。

2. 速度辨识原理及常规方法

电动机转速闭环是高性能矢量控制系统中不可缺少的环节，通常准确的速度信号检测和反馈是通过光电编码盘等速度传感器实现。但在实际应用中，编码盘等速度传感器的安装除了使系统成本增加外，还会带来以下问题：编码盘安装存在和电动机轴同心度的问题，安装不当会影响测速精度，降低可靠性；电动机轴向体积增大破坏了异步电动机简单坚固的特点；在一些环境恶劣的工作现场，编码盘精度易受电磁干扰等影响。因此，无速度传感器情况下的转速信号辨识成为矢量控制的研究热点之一。

转子转速的辨识是无速度传感器的核心问题，辨识的精度和范围决定了系统性能的好坏。目前，国内外常用的转速辨识方法基本出发点都是根据定子侧易于测量的电压、电流等信息，通过不同的辨识算法得到转子转速，常规的算法主要有：动态速度估计器、基于 PI 自适应法的速度辨识、基于扩展卡尔曼滤波器的转速辨识和模型参考自适应法等。

1) 动态速度估测器

由电动机角速度公式 $\omega_r = \omega_1 - \omega_s$ ，如果可以计算出转子磁链同步角速度和转差角速度，则可以计算出电动机转子转速。

采用转子磁场定向时，在静止坐标系下，同步角速度为

$$\omega_1 = \frac{d}{dt} [\arctan \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}] = \frac{p\psi_{r\beta}\psi_{r\alpha} - p\psi_{r\alpha}\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \quad (6-33)$$

则转差角频率计算公式为

$$\omega_s = \frac{L_m R_r}{L_r \psi_r^2} (\psi_{r\alpha} i_{r\beta} - \psi_{r\beta} i_{r\alpha}) \quad (6-34)$$

可见，转子转速可由转速公式计算得到，因此这种方法被称为动态速度估计器法，该方法是以准确的转子磁链观测为前提，基于电动机精确模型开环计算转子转速，特点是：直观、计算简单、实时性强，在参数准确的前提下调速系统动态响应和稳态误差均较理想。目前市场上依然有部分产品采用该测速方法。

但是，动态速度估计器法运算中用到了大量的电动机参数，对电动机参数的准确度和磁链观测的精度依赖性强。而电动机参数在运行过程发生变化时，得到的速度误差将会增大，缺少估计转速的误差校正环节使得系统的抗干扰性能大大降低。为了使读者更好地理解，在有速度传感器矢量控制算法仿真模型的基础上，根据动态转速估测构建了速度辨识模块，以估测的速度替代实际转速作为矢量控制算法模

块的输入，进一步对该方法进行仿真分析，相应的电动机转速仿真结果如图 6-11 所示。

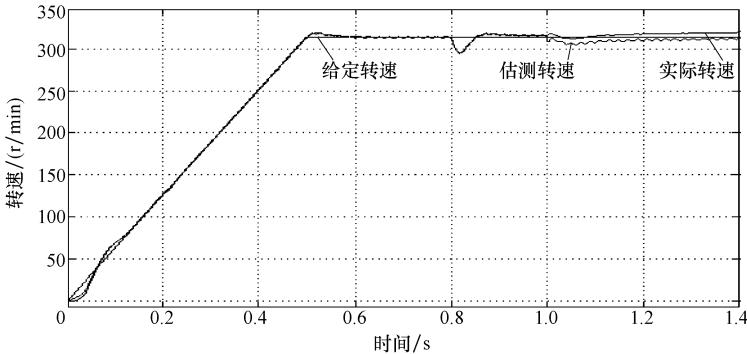


图 6-11 基于动态速度估测器的转速辨识曲线

由仿真曲线可见，电动机空载起动，估测速度和实际转速曲线基本重合；在 0.8s 加入负载，转速能够很快地恢复到给定值，估测速度和实际转速也基本能够同步变化。表明该速度辨识方法实时性较强，系统静、动态性能和带载能力比较理想。在 1s 时，将电动机运行过程中变化最明显的电动机转子电阻增大为原来的两倍，稳态时速度观测精度受到很大的影响，出现了稳态静差，可见对电动机参数精度的依赖太大是该方法的固有缺点。

2) 基于 PI 自适应法的速度辨识

基于 PI 自适应法的速度辨识这类控制算法的基本思想：利用 PI 调节器的控制，以影响转速变化但稳态值为零的量作为输入量，以需要辨识的转速作为输出量。稳态时，输入达到零，输出即为转速。

采用的输入量主要有以下几种：转子磁链 q 轴分量 ψ_{rq} 、定子电流转矩分量给定值 i_{sq}^* 与实际值 i_{sq} 的误差以及给定转矩与实际转矩的误差，下面以基于定子电流转矩分量的误差为例进行说明。将定子电流转矩分量给定值 i_{sq}^* 与实际值 i_{sq} 的误差作为输入量，辨识转速作为输出量，构造 PI 调节器，其表达式为

$$\hat{\omega}_r = \left(k_P + \frac{k_I}{s} \right) (i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (6-35)$$

基于 i_{sq} 分量的转速辨识原理图如图 6-12 所示，稳态时给定值 i_{sq}^* 与实际值 i_{sq} 相等，PI 输入为零，此时输出即为估计转速。

基于 PI 自适应法的速度辨识算法充分利用控制系统已有结构，速度辨识机构简单，同时也具有一定的适应能力。但是，辨识精度受转子磁链控制性能的影响，并且线性 PI 调节器调节能力有限也限制了辨识范围，在提高产品性能方面还需要其他的一些措施进行改进。

3) 基于扩展卡尔曼滤波器的转速辨识

卡尔曼滤波器是一种最小方差意义上的最优估计递推算法，扩展 Kalman 滤波器（Extended Kalman Filter, EKF）是 Kalman 滤波器在非线性领域的推广。EKF 将电动机运动视为一个随机过程，将需要辨识的参数作为增加的状态变量，在感应电动机非线性模型的基础上进行参数估计。Young-Seok Kim 等人以转子磁链和转子转速为状态变量得到三阶状态方程，以扩展卡尔曼滤波器估算变量，并开发了试验系统，实验结果验证了算法的正确性。

与其他速度辨识方法相比，EKF 能够抑制噪声干扰，具有更高的估计准确度。但是，该算法比较复杂、实现较困难，参数设置得不当可能引起系统的不稳定，同时算法对处理器的计算能力要求较高，在实际工程中很少采用。

3. MRAS 速度观测的原理

目前在电动机控制领域应用较多、且相对比较成熟的速度辨识方法是采用模型参考自适应系统（Model Reference Adaptive System, MRAS）对速度进行辨识^[183]。模型参考自适应系统的基本结构如图 6-13 所示，主要由三个基本要素组成：参考模型、可调模型和自适应机构。MRAS 方法辨识参数的主要思想是将含有待估计参数的方程作为可调模型，将不含未知参数的方程作为参考模型，两个模型具有相同物理意义的输出量。利用两个模型输出量的偏差根据一定自适应率来实时调节可调模型的参数，使得两模型的输出稳态误差为零，从而使可调模型的输出跟随参考模型的输出。

在电动机转速辨识的 MRAS 中，转子转速作为待估计量。参考模型和可调模型的不同选择可以产生多种不同的 MRAS 方法，目前常用的主要包括：基于转子磁链的 MRAS 方法、基于反电动势的 MRAS 方法和基于电动机无功功率 MRAS 方法等。

1) 基于转子磁链的 MRAS 方法

根据前面的分析，由异步电动机两相静止坐标系下的数学模型，可以得到两种不同形式的转子磁链估算模型，即电压模型和电流模型，根据式（6-26）和式（6-27）可知，转子磁链的电流模型包含转速信息，而电压模型与转速无关，因此可以构造 MRAS 系统，选择电压模型作为参考模型，电流模型作为可调模型，以

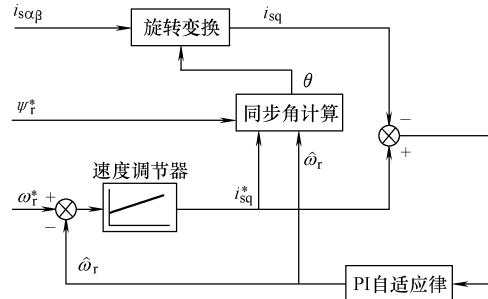


图 6-12 基于 i_{sq} 分量的转速辨识原理图

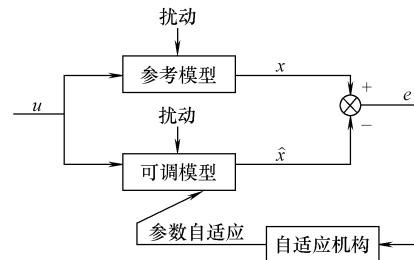


图 6-13 模型参考自适应
系统的基本结构图

电压模型和电流模型估测磁链的广义误差作为自适应机构的输入，采用 PI 调节器作为自适应机构对速度进行辨识，其转子转速辨识公式为

$$\omega_r = \left(k_p + \frac{k_1}{s} \right) (\psi_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \psi_{r\beta}\psi_{r\alpha}) \quad (6-36)$$

但由于电压模型存在一些固有缺点，实际应用中需采取一些改善措施。在参考模型中引入高通滤波环节，削弱电压模型中纯积分的影响，以滤除输出磁链中的低频成分和直流漂移。同时，为了平衡该环节的引入带来的磁链估计相移偏差，在可调模型中串接相同的环节，其结构如图 6-14 所示。

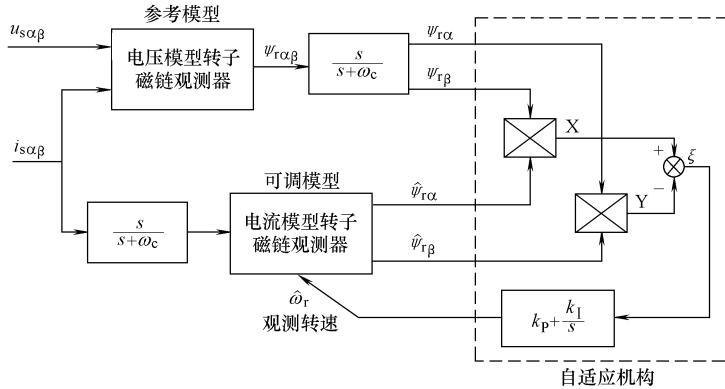


图 6-14 基于转子磁链的 MRAS 转速辨识方法结构图

采用上述改进措施后，能解决电压模型纯积分引起的问题，提高该模型速度辨识的性能，但是电动机运行在低速时依然存在以下问题：

- ① 高通滤波器的采用使得电动机运行在截止频率附近及以下时，磁链幅值、相位的观测值与实际值有较大的偏差。这是由电压模型观测方案本身所决定的。
- ② 低频运行时，定子电阻压降所占电压比重增加，积分量取值很小，在干扰噪声的影响下，该量的测量十分困难。

为便于进一步分析基于转子磁链的 MRAS 转速辨识方法的特点，在 MALT-LAB/Simulink 仿真软件中搭建基于转子磁链的 MRAS 转速辨识模块，如图 6-15 所示，主要有磁链观测电压模型、电流模型和 PI 自适应机构。

对图 6-15 所示的基于转子磁链的 MRAS 转速辨识仿真模块进行仿真，得到如图 6-16 所示的仿真结果。由仿真曲线可见，在电动机的起动阶段估测转速滞后于实际转速，这是因为模型中引入滤波环节的结果；达到稳定状态时，估测转速和实际转速基本重合；在加减载的过程中，估测转速同样滞后于实际转速，和实际转速有一定的误差，但是能够很快地消除。电压模型、电流模型 α 轴磁链的输出和实际 α 轴磁链的仿真曲线对比如图 6-16b 所示，电压模型的输出和实际值除了在起始阶段很短的时间内有一个误差，其余时间基本重合，而电流模型由于其中含有估测转速信息，随着估测速度和实际速度之间误差的逐渐减小，电流模型输出逐渐和前

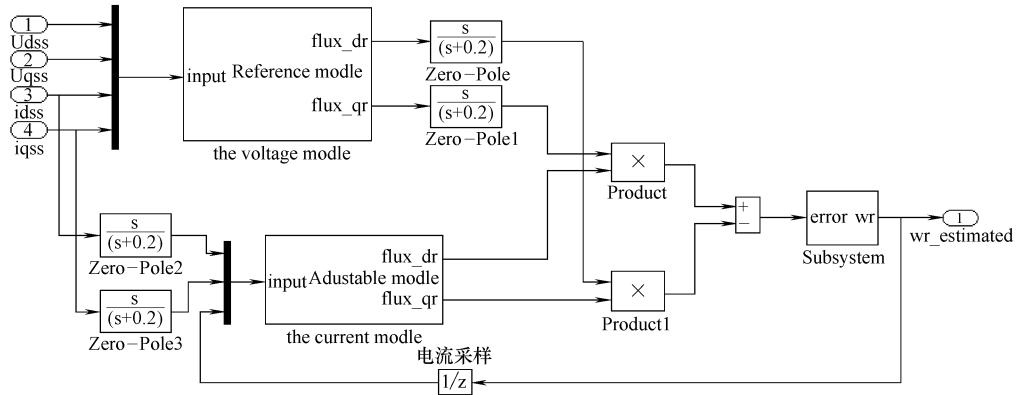


图 6-15 基于转子磁链的 MRAS 转速辨识仿真模块

两者重合。仿真结果表明了基于转子磁链的 MRAS 转速辨识方法的可行性。

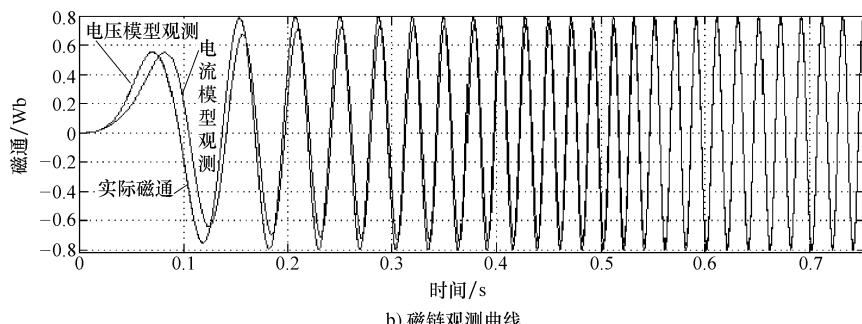
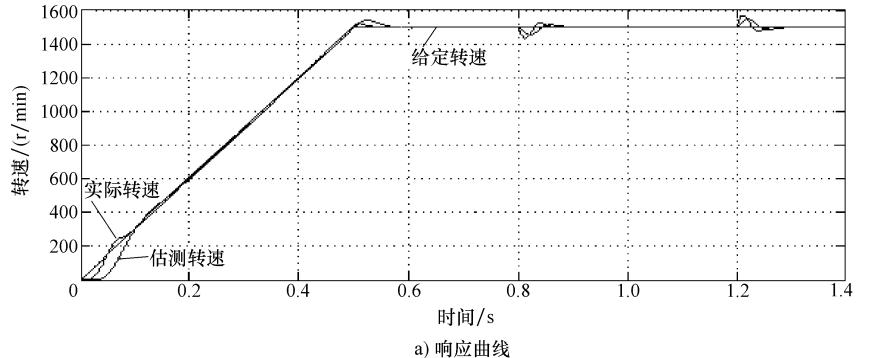


图 6-16 基于转子磁链的 MRAS 转速辨识仿真结果

2) 基于反电动势的 MRAS 方法

为了避免电压模型存在的问题，Peng 和 Fukao 在 1994 提出以反电动势作为模型的输出量取代转子磁链。对式 (6-26) 和式 (6-27) 两边进行微分，得到以反电动势为输出量的模型，其中参考模型为

$$\begin{cases} e_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) \\ e_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) \end{cases} \quad (6-37)$$

可调模型为

$$\begin{cases} p \hat{e}_{r\alpha} = \frac{L_m}{\tau_r} p i_{s\alpha} - \omega_r \hat{e}_{r\beta} - \frac{1}{\tau_r} \hat{e}_{r\alpha} \\ p \hat{e}_{r\beta} = \frac{L_m}{\tau_r} p i_{s\beta} + \omega_r \hat{e}_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \hat{e}_{r\beta} \end{cases} \quad (6-38)$$

自适应机构算法和磁链模型相似，采用 PI 调节器控制，其转子转速辨识公式为

$$\omega_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (\hat{e}_{r\alpha} e_{r\beta} - e_{r\alpha} \hat{e}_{r\beta}) \quad (6-39)$$

基于反电动势的 MRAS 方法结构图与图 6-14 所示相似，不同之处仅在于以反电动势信号取代了转子磁链。该算法去除了转子磁链电压模型的纯积分环节，改善了系统性能。但是，参考模型中定子电阻的影响依然存在，低速运行时的性能没有较大改进，而且，在噪声误差的影响下，模型中微分的存在使得在实际应用中实现该方法存在一定困难。

在 MATLAB/Simulink 仿真软件中搭建基于反电动势的 MRAS 转速辨识模块，其结构与图 6-15 所示相似，参考模型、可调模型输出为反电动势，相应的仿真结果如图 6-17 所示。

将图 6-17 与图 6-15 所示的仿真结果相比较，在起动过程中，估测速度滞后实

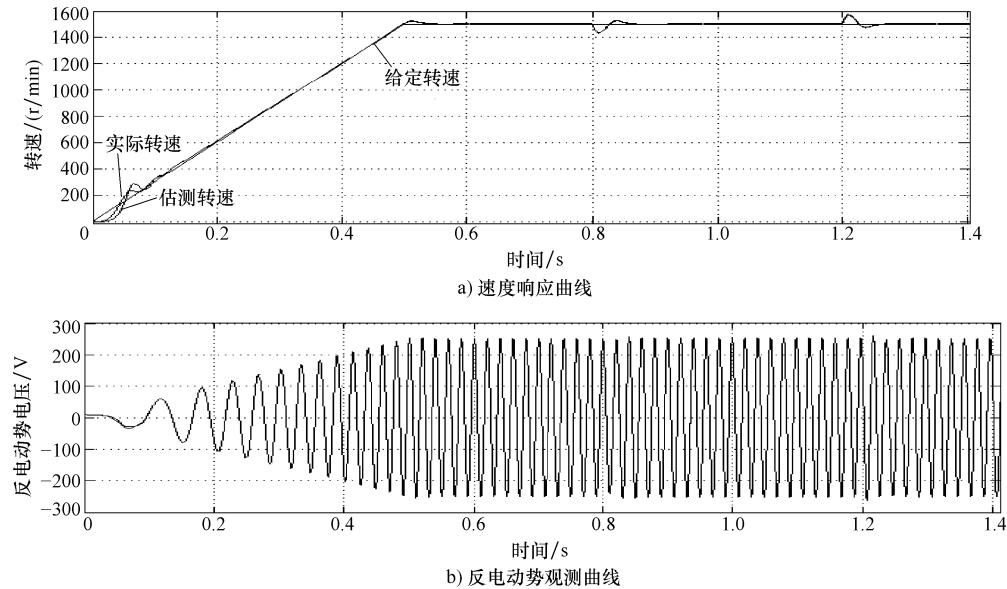


图 6-17 基于反电动势的 MRAS 转速辨识仿真结果

际转速较小，能够更快地跟踪到实际转速。在 0.8s 和 1.2s 瞬间加、减负载后，实际转速和估测转速基本能够同步变化，误差很小。由图 6-17b 可见实际反电动势和参考模型、可调模型的输出基本重合，仅在低速启动阶段，可调模型输出与实际值有一个较小的误差。仿真结果表明该方法实现了对基于转子磁链 MRAS 方法的改进，转速辨识性能得到了进一步的优化。

3) 基于电动机无功功率的 MRAS 方法

在上两节介绍的基于转子磁链的 MRAS 方法和基于反电动势的 MRAS 方法中，参考模型中都包含了定子电阻，因此，在电动机低速运行时都受到定子电阻的影响，使得低速时的速度辨识不够准确。为了彻底消除定子电阻的影响，Peng 等人又提出了基于无功功率的 MRAS 速度辨识方案^[184]。

下面将对基于电动机无功功率 MRAS 方法速度辨识的原理做详细的推导。首先，定义反电动势和定子电流矢量为

$$\vec{e}_m = e_{m\alpha} + j e_{m\beta} \quad (6-40)$$

$$\vec{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (6-41)$$

电动机瞬时无功功率定义为反电动势和定子电流的叉积，即

$$\vec{q}_m = \vec{i}_s \otimes \vec{e}_m \quad (6-42)$$

式中， \vec{q}_m 方向如图 6-18 所示，幅值为励磁电流瞬时无功功率。

将式 (6-37) 和式 (6-38) 写成复数分量形式，则反电动势的矢量表达式为

$$\begin{cases} \vec{e}_m = \frac{L_r}{L_m} (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s - \sigma L_s p \vec{i}_s) \\ \hat{\vec{e}}_m = L(\hat{\omega} \otimes \hat{\vec{i}}_s - \frac{1}{\tau_r} \hat{\vec{i}}_m + \frac{1}{\tau_r} \vec{i}_s) \end{cases} \quad (6-43)$$

将式 (6-43) 代入式 (6-42)，可以得到瞬时无功功率的表达式为

$$\begin{cases} \vec{q}_m = \frac{L_r}{L_m} (\vec{i}_s \otimes \vec{u}_s - \sigma L_s \vec{i}_s \otimes p \vec{i}_s) \\ \hat{\vec{q}}_m = \frac{L_r}{L_m} \left[(L_m \hat{\vec{i}}_m \vec{i}_s) \hat{\omega}_r + \frac{1}{\tau_r} (L_m \hat{\vec{i}}_m \otimes \vec{i}_s) \right] \end{cases} \quad (6-44)$$

进一步，将式 (6-44) 分解为 $\alpha\beta$ 分量形式，即有

$$\begin{cases} q_m = (i_{s\alpha} u_{s\beta} - i_{s\beta} u_{s\alpha}) - \sigma L_s (i_{s\alpha} p i_{s\beta} - i_{s\beta} p i_{s\alpha}) \\ \hat{q}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left[(\hat{i}_{m\alpha} i_{s\alpha}) \hat{\omega}_r + \frac{1}{\tau_r} (\hat{i}_{m\alpha} i_{s\beta} - \hat{i}_{m\beta} i_{s\alpha}) \right] \end{cases} \quad (6-45)$$

由式 (6-45) 可发现， q_m 计算式中没有转速信息，而 \hat{q}_m 计算式中包含转速信息。因此，可以前者作为参考模型，以后者作为可调模型，利用 MRAS 原理对电动机转速进行辨识。同时，由于参考模型和可调模型中都没有定子电阻，系统对定

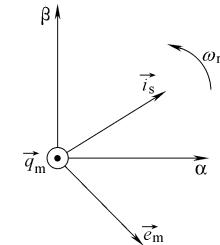


图 6-18 静止坐标系中各量之间关系示意图

子电阻的变化具有完全的鲁棒性，提高了辨识性能。

此处同样使用 PI 调节器对瞬时无功功率误差进行自适应调节，转速辨识公式为

$$\hat{\omega}_r = \left[k_p + \frac{k_1}{s} \right] (q_m - \hat{q}_m) \quad (6-46)$$

转速辨识系统框图如图 6-19 所示。

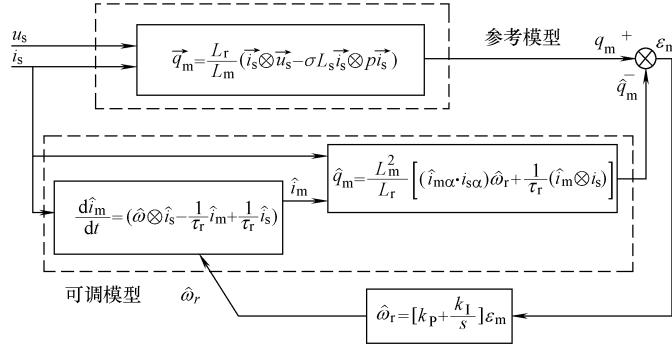


图 6-19 基于电动机无功功率的 MRAS 转速辨识方法结构图

图 6-19 中，可调模型方程较为复杂，不利于编程实现。为此，将式 $\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_m$ 代入式 (6-45) 可得

$$\hat{q}_m = \frac{L_m}{L_r} [(\hat{\psi}_{r\alpha} i_{s\alpha} + \hat{\psi}_{r\beta} i_{s\beta}) \hat{\omega}_r + \frac{1}{\tau_r} (\hat{\psi}_{r\alpha} i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} i_{s\alpha})] \quad (6-47)$$

将式 (6-47) 中相关变量变换到转子磁场定向同步旋转坐标系下，则可以得到新的可调模型为

$$\hat{q}_m = \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r \hat{i}_{sd} \hat{\omega}_r + \frac{1}{\tau_r} \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r \hat{i}_{sq} \quad (6-48)$$

新的转速辨识框图如图 6-20 所示。

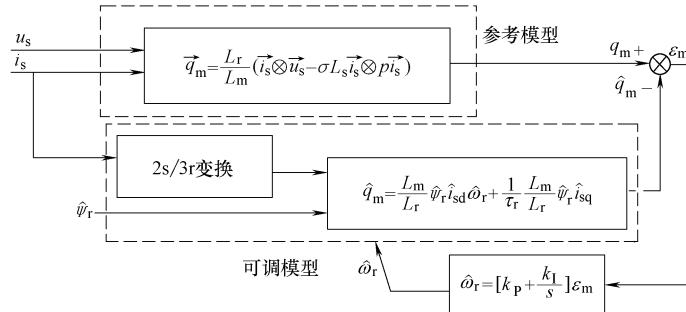


图 6-20 新的基于电动机无功功率的 MRAS 转速辨识方法结构图

在 MATLAB/Simulink 仿真软件中搭建基于电动机无功功率的 MRAS 转速辨识模块，结构与图 6-15 所示相似，参考模型、可调模型输出为电动机无功功率，针对电动机正、反转和加减载动态过程进行仿真。图 6-21 所示为基于电动机无功功率的 MRAS 转速辨识方法空载仿真结果。

由图 6-21 速度波形可见，在电动机的启动阶段估测转速滞后实际转速很小，之后能够快速跟踪实际转速，误差基本为零，仅在转速进入稳态值时有一个很小的差值，如图 6-21b 所示；进入稳态，两者误差消除，仿真验证了在高、低速时该方法都有很好的速度辨识性能。

图 6-22 所示为参考模型和可调模型的无功功率输出曲线。由图可见，在整个调速过程中，可调模型输出的瞬时无功功率和参考模型输出值基本保持一致。

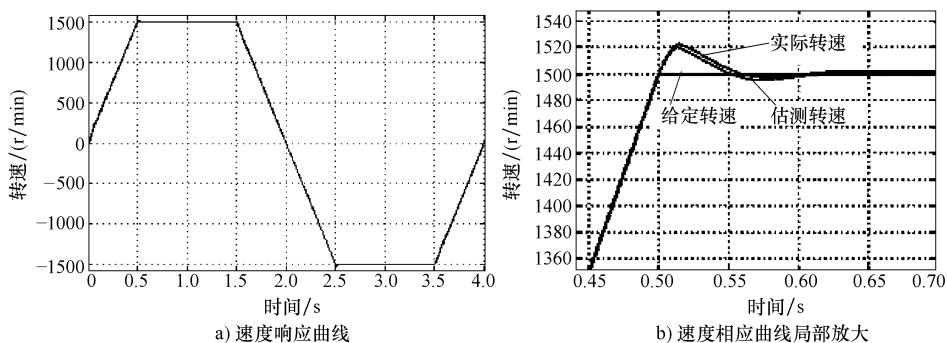


图 6-21 基于电动机无功功率的 MRAS 转速辨识方法空载仿真结果

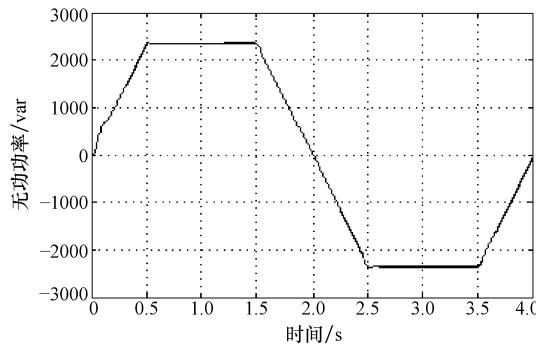


图 6-22 参考模型和可调模型的无功功率输出曲线

为了进一步验证基于电动机无功功率 MRAS 速度辨识方法的性能，进行加、减载情况下的仿真，结果如图 6-23 所示。从电动机转速波形可见，在加、减负载瞬间，电动机转速曲线波动较小，并且能够很快恢复、稳定到给定值，估测速度与实际速度基本同步，仅有微小误差，说明该算法具有良好的抗扰动性能，对转矩变化是收敛的。两个模型的无功功率输出如图 6-23c 所示。

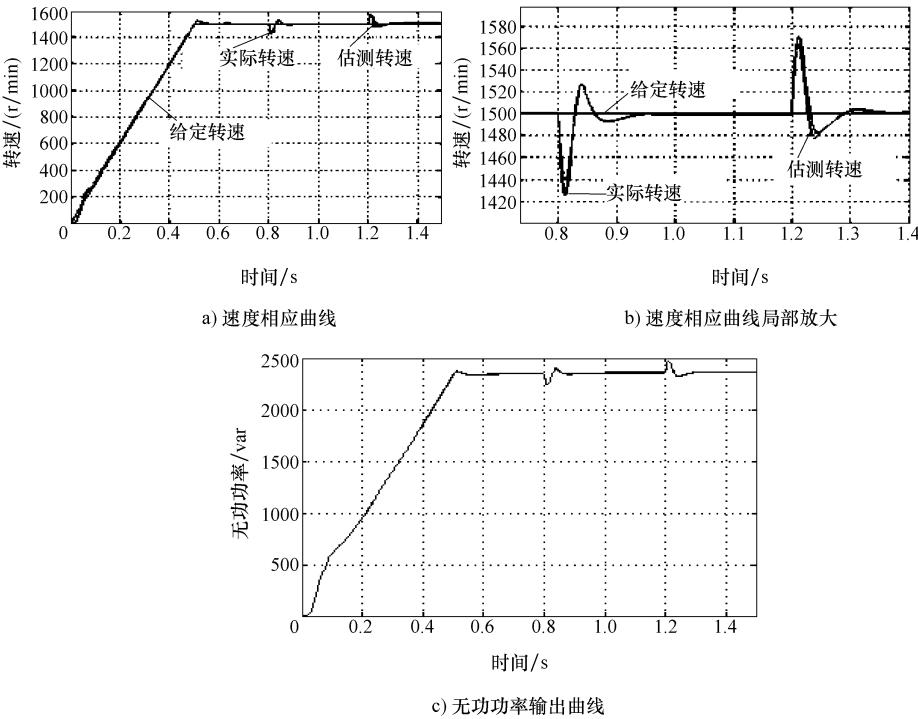


图 6-23 基于电动机无功功率的 MPRAS 转速辨识方法带载仿真结果

6.4 级联型矢量控制系统仿真

基于前面章节对多单元矢量控制系统理论介绍和原理分析，本节将介绍级联型矢量控制系统的仿真研究。系统仿真模型是基于 Matlab/Simulink 提供的基本模块搭建而成，如图 6-24 所示。其中电动机参数：额定功率为 $P_N = 7.5\text{ kW}$ ，额定电压为 $U_N = 380\text{ V}$ ，极对数 $p_N = 2$ ，额定转速为 $n_N = 1450\text{ r/min}$ ，定子等效电阻为 $R_s = 0.75\Omega$ ，转子等效电阻为 $R_r = 0.75\Omega$ ，互感为 $L_m = 124.1\text{ mH}$ ，定、转子电感为 $L_s = L_r = 127.1\text{ mH}$ 。

图 6-24 仿真模型中矢量控制部分与图 6-4 所示的矢量控制部分一致，其主要模块包括：转差计算，坐标变换，PI 调节器，磁链观测几个部分，作用是完成转速环、转矩环、电流环的闭环控制，使电动机的调速性能达到要求。此外，载波移相仿真模型如图 6-25 所示。

图 6-26 ~ 图 6-30 所示为仿真波形，其中图 6-26 所示为输出到电动机定子线电压仿真波形，由图可见，移相载波可以有效增加电压台阶数，降低谐波含量，使之趋于正弦；图 6-27、图 6-28、图 6-29 所示分别为三相定子电流仿真波形、电动机

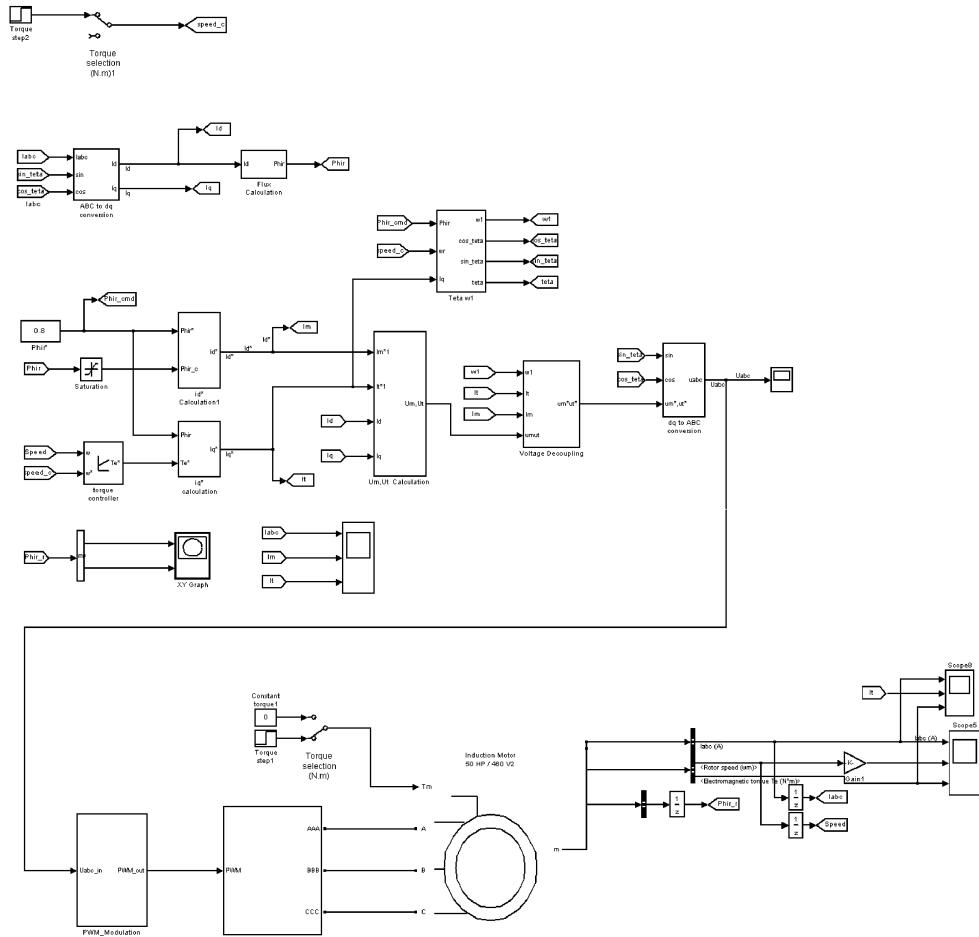


图 6-24 级联型矢量控制系统仿真模型

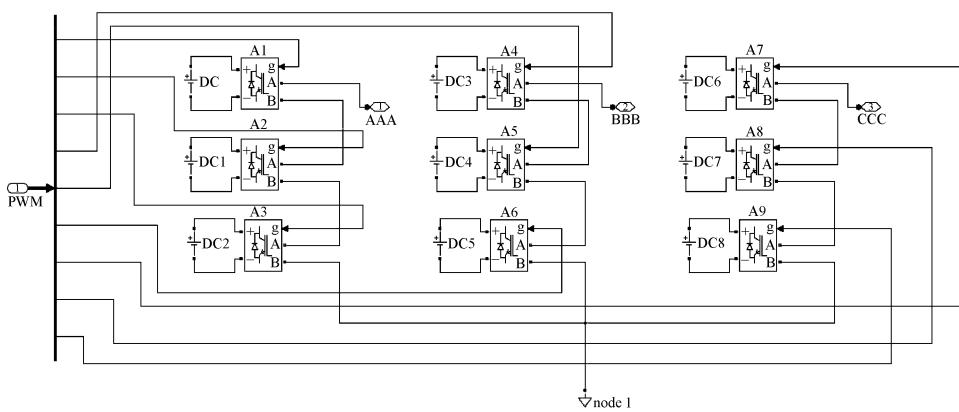


图 6-25 载波移相仿真模型

转速仿真波形以及电动机输出转矩仿真波形。由图可见，初始给定转速为500r/min，在1s时刻阶跃改变给定转速到800r/min，在1.5s时刻阶跃增大负载转矩，仿真结果表明在电动机运行稳定后，三相定子电流波形较好，改变负载转矩，系统恢复较为迅速；改变电动机给定转速，实际转速跟踪较快，系统性能良好。图6-30所示为磁链轨迹仿真图。由图可见仿真获得了圆形磁链，表明对磁链具有良好的控制，能提高系统调速精度。

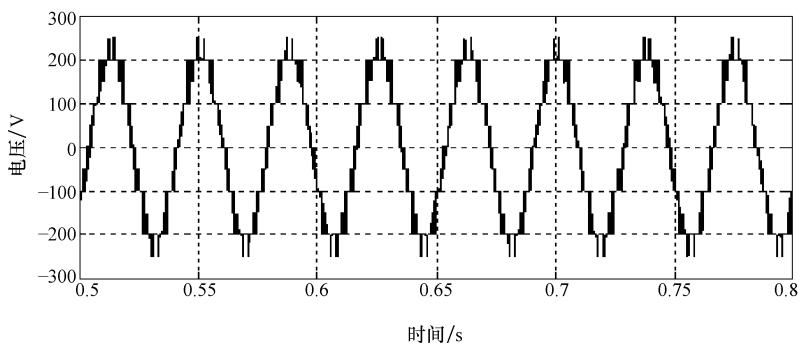


图 6-26 输出到电动机定子线电压仿真波形

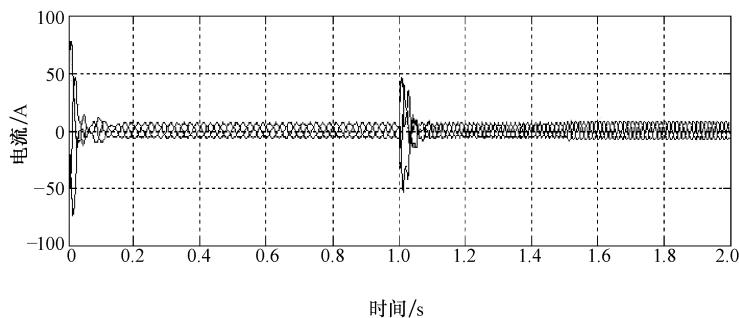


图 6-27 三相定子电流仿真波形

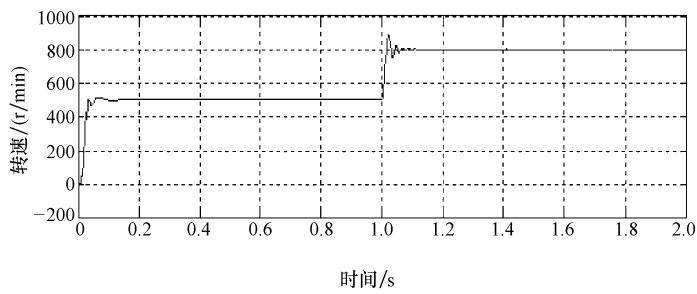


图 6-28 电动机转速仿真波形

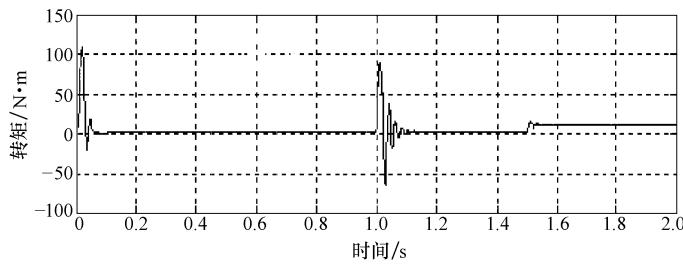


图 6-29 电动机输出转矩仿真波形

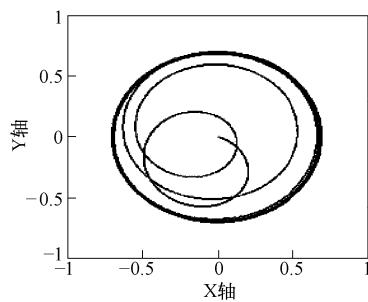


图 6-30 磁链轨迹仿真图

6.5 本章小结

本章主要对矢量控制的基本理论进行了阐述，根据测速原理的不同分别介绍了有速度传感器矢量控制和无速度传感器矢量控制，采用改进电压模型估算磁链并针对各种转速辨识的方法进行了理论分析与仿真，同时结合控制理论进行了系统的仿真研究，通过仿真可得出矢量控制对于电动机调速系统的性能提升是巨大的，电动机转速反应的快速性与准确性得以保证，满足自控系统中所要求的稳、准。

第7章 高性能级联型变频器系统设计

7.1 级联型变频器能量回馈系统设计^[185,186]

本章在前面章节对级联型能量回馈变频器理论分析和 Matlab 仿真研究的基础上，介绍级联型能量回馈变频器的系统设计，包括硬件设计和软件设计两部分。

7.1.1 能量回馈系统硬件设计

1. 高性能级联型变频器系统组成

由于实验室条件的限制，作者设计了高性能级联型能量回馈变频器实验样机。样机输入电压为 380V，但实验样机的整体结构仍按实际的高压变频器系统搭建，目的是使读者了解整个系统设计过程。

变频器主要由移相变压器柜、功率单元柜、可编程序控制器（PLC）以及触摸屏等构成，负载为 690V 三相异步电动机。功率单元柜每相由 3 个单元串联，共三相 9 个功率单元组成。功率单元为三相 PWM 整流器 + H 桥逆变器，系统整体结构如图 7-1 所示。

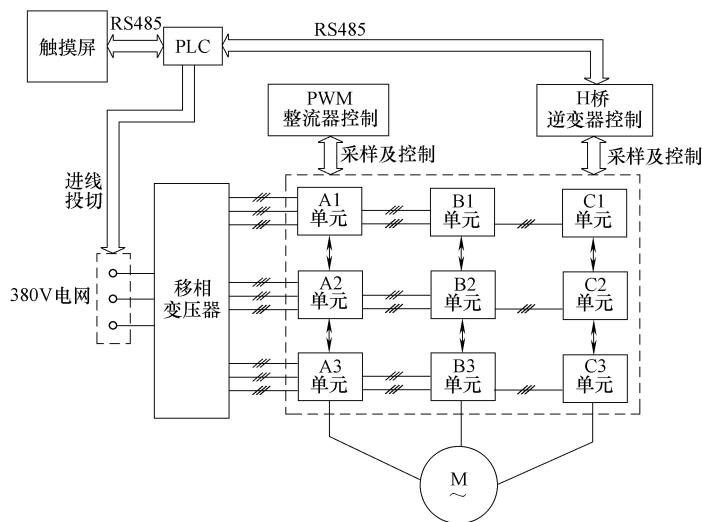


图 7-1 3 单元级联型能量回馈变频器系统结构框图

考虑到整个系统控制运算量较大且主控处理器的运算速度有限，系统采用了整流和逆变控制器分开设计的方案。功率单元整流器采用分散控制的设计方法，即每个功率单元均有独立的整流器控制系统，包括数字信号处理器（Digital Singnal Processor, DSP）控制板、I/O采样板和驱动板，这样设计的优点在于各单元之间独立工作，不相互影响；而 H 桥逆变器则采用了集中控制的设计方法，9 个单元通过 9 对收发光纤和 H 桥主控板通信，主要将功率单元采集的模拟量、故障信号等信息经过功率单元的复杂可编程逻辑器件（Complex Programmable Logic Device, CPLD）编码传递给控制柜的 H 桥主控板，H 桥主控板将计算的各个功率单元逆变侧的 PWM 脉冲以及一些控制信号经主控板上的现场可编程门阵列（Field Programmable Gate Array, FPGA）编码后传递给各个功率单元；同时，H 桥主控板还负责与 PLC 的通信以及整机系统故障综合及处理。

2. 功率单元 PWM 整流器主回路设计

实验样机的主要设备参数：移相变压器 380V/140V，负载选用 690V/11kW 的三相异步电动机。

PWM 整流器主回路设计主要包括交流侧电抗器、母线电容和 IGBT 的选型。

1) 交流侧电抗器 L

在三相 PWM 整流器系统设计中，交流侧电抗器的设计非常重要。这是因为交流侧电抗器的取值不仅影响到电流环的动态响应和稳态特性，还影响到三相 PWM 整流器的直流母线电压、网侧输出功率和功率因数。通常，电压源型 PWM 整流器（Voltage Source PWM Rectifier, VSR）交流侧电感取值越小，则电网电流跟踪速度越快，网侧谐波电流越大；反之，如果 VSR 交流侧电感取值越大，则网侧谐波电流越小，而电网电流跟踪速度越慢。因此，从抑制谐波电流的角度进行电感设计可得到电感的下限值，而从电网电流跟踪指令信号的速度来设计又可得到电感的上限值。

根据有关文献介绍，滤波电感 L 参数设计方程为

$$\omega L I = (5\% \sim 10\%) U \quad (7-1)$$

式中， U 和 I 为 PWM 整流器额定电压、额定电流有效值。由功率单元参数计算可知，PWM 整流器 U 和 I 分别为

$$\begin{cases} U = \frac{140}{\sqrt{3}} \text{V} \\ I = \frac{10}{\sqrt{3} \times 140} \text{A} \end{cases} \quad (7-2)$$

将式 (7-2) 代入式 (7-1) 可得电感 L 为 $1.9 \text{mH} \leq L \leq 3.8 \text{mH}$ ，因此，选择电感量 $L = 2.55 \text{mH}$ 。

2) 直流母线电容

直流侧输出电容主要功能：①滤除由于器件高频开关动作造成的直流电压纹波；②当负载发生变化时，减缓交流侧与直流侧的能量交换，并维持直流母线电压

恒定。

系统暂态过程中，在时刻 t 由于负载电流发生变化所引起的电压波动为

$$\Delta U_{dc} = \frac{1}{C} \int_t^{t+ts} [i_1(t) - i_o(t)] dt \quad (7-3)$$

式中， t_s 为调节时间； $i_1(t)$ 为整流器流向电容的电流； $i_o(t)$ 为电容流向负载的电流。实际上， t_s 的大小由电压环的响应速度决定。因此，通过对动态过程中能量平衡的计算来设计输出电容的大小。

设负载功率的最大变化量为 ΔP_{max} ，整流器的最大惯性时间为 t_{smax} ，则可得到在动态过程中，直流侧输出电容所需提供的最大能量为

$$\Delta W \approx \frac{\Delta P_{max} t_{smax}}{2} \quad (7-4)$$

若直流母线电压允许波动的最大值为 ΔU_{dcmax} ，则可得输出电容的最小电容量为

$$C \geq \frac{\Delta P_{max} t_{smax}}{2 U_{dc} \Delta U_{dcmax}} \quad (7-5)$$

取 $t_{smax} = 0.02s$ ， $\Delta P_{max} = 450W$ ， $U_{dc} = 230V$ ， $\Delta U_{dcmax} = 10V$ ，代入式 (7-5)，经计算得 $C \geq 2000\mu F$ ，因此选取电容量 $C = 2000\mu F$ 、耐压值为 450V 的电解电容。

3) IGBT 选型

IGBT 的主要性能参数包括：最大集射极间电压 U_{CES} ，最大集电极电流（额定直流电流 I_C 和 1ms 脉宽最大电流 I_{CP} ），最大集电极功耗 P_{CM} （正常工作温度下允许的最大耗散功率），以及栅极开启电压 $U_{GM(th)}$ 和开通时间 t_{on} 、关断时间 t_{off} 等。通常，普通规格的 IGBT 的 $U_{GM(th)}$ 和 t_{on} 、 t_{off} 的差异并不大，而且一般应用对上述参数也没有特殊要求，因此，IGBT 的选型主要考虑 U_{CES} 、 I_C 和 P_{CM} 等参数，这些参数分别表征了 IGBT 的耐压，过电流和过载性能。同时，考虑到模块体积因素，集成度高得多的 IGBT 模块更符合要求。

综合考虑实验样机应用所需器件的耐压、过电流及功耗等要求并留有足够的安全裕量，选用英飞凌公司的 IGBT 集成模块，其 $U_{CES} = 600V$ 、 $I_C = 50A$ ，能满足系统设计要求。

3. 功率单元 PWM 整流器 DSP 控制系统设计

在系统运行过程中，控制器需要实时快速地对采样信号进行旋转坐标变换，经过运算和控制产生 PWM 信号，控制 IGBT 开关状态，使得 PWM 整流器在高功率因数下稳定运行。在该过程中，控制器需对大量的数据进行处理和计算，这就要求其具有快速的执行速度、充足的存储空间以及丰富的硬件资源。综合上述因素，本系统控制器采用 TI 公司 TMS3202C28X 系列的 TMS320F2812 DSP 芯片。

TMS320F2812 是由美国德州仪器 (TI) 公司生产的新一代 32 位定点数字信号处理器。该 DSP 芯片频率可达 150MHz，每秒可执行 1.5 亿条指令 (150MIPS)，内

部乘法器具有单周期 32 位 \times 32 位的乘和累加功能。片内集成高达 $128K \times 16$ 位的闪速 (Flash) 存储器，方便软件调试及升级。片内还集成了丰富的外围设备，与系统控制有关的外围设备有方便电动机控制的事件管理器模块 (EVA、EVB)、16 通道的 A/D 转换模块、串行通信模块等。其中各部分电路功能模块包括供电及晶体振荡电路、外扩 RAM、串口通信电路、A/D 输入及逻辑量控制电路。

DSP 的 A/D 在前端整流部分主要作用为采集变压器二次电压和电流信号并进行转换，用于 PWM 整流器控制程序的运算。TMS320F2812 内部集成的 A/D 转换模块具备如下的功能：具有双采样保持器 (S/H) 的 12 位 A/D 转换，可以采用顺序采样模式或者同步采样模式；16 通道的 0 ~ 3V 输入，快速转换时间可运行在 25MHz。因此，实验样机的控制系统采用了 DSP 的内部 A/D 转换。

4. 功率单元 I/O 板设计

I/O 板的主要功能是采样调理、过电流检测和故障信号处理，包括采样调理电路、过电流检测电路和故障信号处理电路。

1) 采样调理电路

系统的电压、电流信号的测量均通过霍尔传感器，因传感器输出的信号为交流信号，而 DSP 的 A/D 转换模块的输入电压范围是 0 ~ 3.3V，实验样机实际采用电压范围是 0 ~ 3V，因此要将传感器输出的信号进行调理，其原理电路如图 7-2 所示。

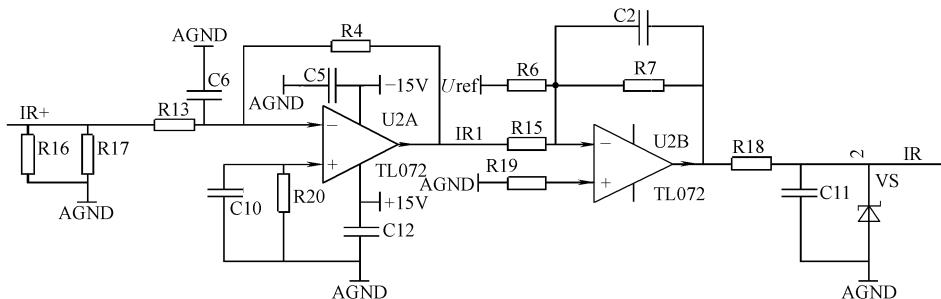


图 7-2 采样调理原理电路

这里以电流信号采样为例分析采样调理电路的基本原理。由电流霍尔传感器输出的电流信号经采样电阻转换成电压信号；经过第一级运算放大器实现信号的 0.6 倍的比例缩放；再经过第二级运算放大器零电位抬高反向后，使电路输出电压范围变为 0 ~ 3V。图 7-2 中 VS 为 3V 稳压管，当输入的电压值超过 3V 时，输入 DSP A/D 口的电压将被箝位在 3V，目的是对 A/D 进行保护。各单元 I/O 板的电流和电压调理电路采用完全一致的电路结构，只要电流采样与电压采样电路的采样电压信号范围一致即可。

2) 过电流检测电路

在系统设计中，需对电流信号实时检测，当出现过电流时，硬件需及时动作并做出保护，过电流检测原理电路如图 7-3 所示。

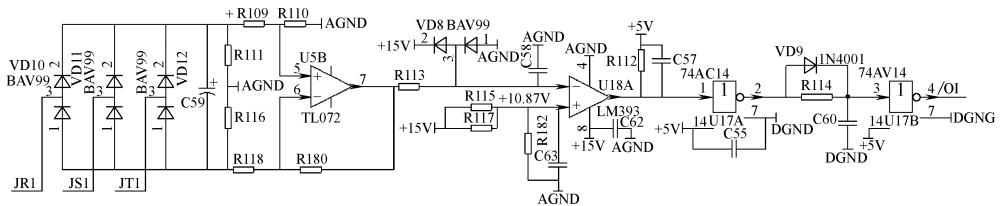


图 7-3 过电流检测原理电路

在图 7-3 中，通过电流传感器采集单元三相输入的 R 相和 T 相电流信号，经过一定比例的运算电路处理后，再根据三相电流之和为 0 的关系，求出 S 相电流信号，最终得到的代表单元输入三相电流大小的交流电压信号，分别为 JR1、JS1、JT1。将获得的 JR1、JS1、JT1 信号经过三相整流和滤波，并通过图 7-3 中的电阻分压，可得到电压 U_1 和电压 U_2 ，且 $U_1 = -U_2 = U/2$ （其中 U 为 C_{59} 电压， U_1 、 U_2 分别为电阻 R_{111} 与 R_{116} 两端电压）。电压信号经过 U5B 减法器得到电压信号 U ，即电压信号峰值。实际电路中过电流是按照额定电流值的 1.2 倍设计（转换为电压信号 10.87V）。当 $U > 10.87V$ 时，比较放大器 U18A 输出为低电平，此时出现过电流，将故障信号通过两个非门传给故障处理电路做出保护，其中两个非门之间的电路是起延时作用，是为了能够准确确定过电流信号的产生，避免误动作。

3) 故障信号处理电路

当系统出现故障时，需要及时对故障信号作处理，图 7-4 所示为系统的故障信号处理原理电路。

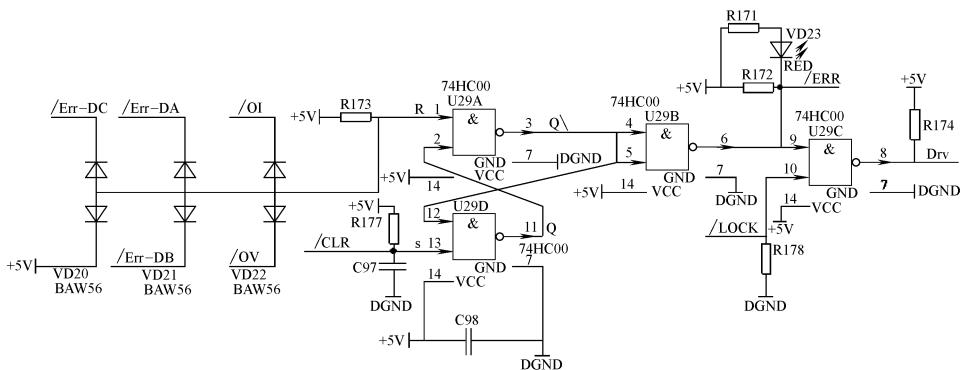


图 7-4 故障信号处理原理电路

该电路主要综合了系统中的 5 路故障信号，分别为三相驱动故障、过电流故障和母线过电压故障信号，这 5 路故障信号只要有 1 路出现故障，则硬件故障处理电路输出 Drv 为低电平，DSP 接收到 Drv 低电平信号会马上封锁 PWM 脉冲。故障信号处理电路为基本的 RS 触发器，其工作原理：当系统没有故障时，由于上电电源时序不同，会导致故障信号灯亮，需要通过 DSP 给 S 脚一个低脉冲将 RS 触发器置

复位，即 $Q = 1$ ，此时故障信号消除；如果出现故障， R 端被拉低，触发器翻转， $Q = 0$ ，表示有故障，同时 DSP 检测到故障后会给 \overline{CLR} 低脉冲，如果故障存在，则故障状态被锁存，一旦故障消失，则 RS 触发器被复位， Q 跳回 1。综合后的故障信号与 \overline{LOCK} 信号共同经过与非门输出 Drv 变为低电平， Drv 为 PWM 信号的输出使能端，在故障时会立即封锁 PWM 信号，而正常状态时， \overline{LOCK} 信号电平的高低决定了是否对 PWM 信号的输出进行锁存，从而起到电路保护的作用。

5. IGBT 驱动电路设计

通常，对于 IGBT 的驱动必须考虑栅极驱动电压值、驱动电阻 R_g 、驱动隔离问题、驱动功率以及布线等问题，下面主要针对实验样机中栅极驱动电压值、驱动电阻 R_g 、驱动隔离问题等作介绍。

1) 栅极驱动电压值

因 IGBT 栅极-发射极阻抗大，故可使用 MOSFET 驱动技术进行驱动，但 IGBT 的输入电容较 MOSFET 大，所以 IGBT 的驱动偏压应比 MOSFET 驱动所需偏压强。综合各种因素，功率单元中 PWM 整流器的 IGBT 的驱动开通电压设计为 +15V，关断电压为 -10V。

2) 驱动电阻 R_g 的取值

驱动电阻 R_g 的大小决定了驱动波形的陡峭程度和开关的损耗。 R_g 增大时，IGBT 导通时间延长，驱动波形上升沿变缓，损耗发热加剧； R_g 减小时， Ldi/dt 增高，可能产生误导通，使 IGBT 损坏。考虑各种情况，确定取 $R_g = 33\Omega$ 。

3) 驱动隔离问题

IGBT 驱动和保护电路的设计关系到 IGBT 的性能和可靠性。由于功率 IGBT 在电力电子设备中多用于高压场合，所以驱动电路必须与整个控制电路在电位上完全隔离，通常采用的驱动隔离方法有脉冲变压器隔离，光耦合器隔离等。实验样机中驱动板以 SHARP 公司的 PC929 高速 IGBT 驱动为主，并设计简单的外围电路以及接口电路，实现对较小功率 IGBT 的驱动功能，图 7-5 所示为 IGBT 驱动保护原理电路。

在图 7-5 中，将 PWM 信号输入 PC929 输入引脚，经过隔离处理输入具有一定驱动能力的电平信号，这里设计的高电平为 +15V，低电平为 -10V。为了进一步增强驱动能力，外部增加了两个晶体管，形成如图所示的推挽结构，同时在推挽的输出和输入电流回路中分别串入两个电阻，作为 IGBT 的开通和关断电阻。短路保护部分通过两个串联二极管检测到 IGBT 的饱和压降，此饱和压降与 PC929 内部的设定保护电平比较，如果 IGBT 的饱和压降高于内部设定电压阈值，则 PC929 封锁输出脉冲，同时反馈一路故障信号送至主控系统，从而达到保护 IGBT 的目的。

7.1.2 能量回馈控制系统软件设计

实验样机的系统软件用结构化程序设计，采用 C 语言编制完成。整个控制系

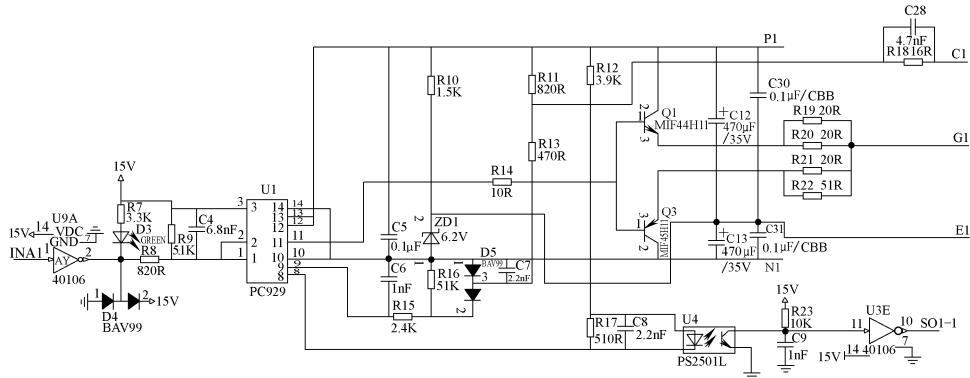


图 7-5 IGBT 驱动保护原理电路

系统的软件主要由主程序和若干个功能模块以及中断服务程序组成，在程序设计上，力求结构清晰、功能完善、具有良好的维护性以及较高执行效率。

其中，主程序主要完成系统的初始化以及对各功能模块、中断服务程序进行调配，实现系统整体控制。中断程序是整个控制系统控制过程实现的关键，系统主要的控制过程均由中断来完成。功能服务子程序分别完成具体的任务，例如锁相环（Phase Locked Loop, PLL）、坐标系变换、PI 调节器、SPWM 算法等功能。

1. 主程序设计

系统主程序流程图如图 7-6 所示。主程序主要完成系统的初始化以及外围设备的配置操作，然后进入循环等待状态，当中断到来时，响应并执行相应的中断服务子程序。

系统初始化是对 DSP 资源初始配置的重要环节，系统的初始化操作在主程序和使程序主循环要用到的资源处于准备状态，完成参数的给定、系统各变量的定义以及寄存器的初始化工作。初始化完成后，主程序进入一个死循环，其功能是响应中断，调用中断服务子程序。

内部中断 1 (INT2) 的程序流程框图如图 7-7 所示。INT2 中断为 A/D 采样中断，主要完成 A/D 转换以及电压、电流数据的处理。INT2 中断采用的是定时器 T1 的下溢中断，其控制频率为 2.5kHz。

内部中断 2 (INT3) 的程序流程框图如图 7-8 所示。INT3 中断为控制算法，主要完成数据运算以及 PWM 脉冲的产生，该中断是控制系统的关键部分。INT3 中断采用的是定时器 T2 的下溢中断，其控制频率为 2kHz。

2. 系统各部分程序设计

在三相 PWM 整流器控制程序中，主要用到 A/D 采样、PLL、电流电压坐标变换、PI 调节器、SPWM 控制等程序模块等。

1) A/D 采样

实验样机系统中 A/D 采样数据主要有 5 路，分别为网侧线电压 e_{ab} 、 e_{bc} ，相电流 i_a 、 i_b ，直流母线电压 U_{dc} 。将采集的数据送到 DSP 做运算之前要进行处理，即

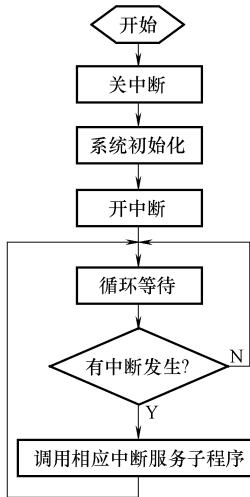
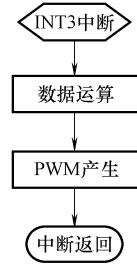


图 7-6 主程序流程框图

图 7-7 INT2 中断
程序流程框图图 7-8 INT3 中断
程序流程框图

标幺化和滤波处理，其程序流程框图如图 7-9 所示。其中，输入参数有：线电压整定值 setE，相电流整定值 setI，直流母线电压整定值 setU，分别为标幺化的基值。

2) PLL

PLL 是三相 PWM 整流器十分关键的环节，如果锁相不准确就会造成母线电压不稳定以及网侧电压、电流相位不同相。系统中锁相环的程序流程图如图 7-10 所示。其中 A/D 采样处理后的三相电网电压分别为 e_a 、 e_b 、 e_c ，初始给定相位角 theta，延迟时间参数 TDpara（该参数是延迟一定个数中断后，再判断锁相环是否锁定），延迟时间标志位 TDflag，三相电压在 q 轴上的分量 PLLEq，经 PI 调节后为 PIEq，电网角速度 Omige0，采样周期 T_s ， $Omige = Omige0 + PIEq$ ，最后输出锁相角正余弦值 cos_theta，sin_theta。判断上电正常后第一次进入锁相环标志 First（初始值为 1，复位后为 0）。

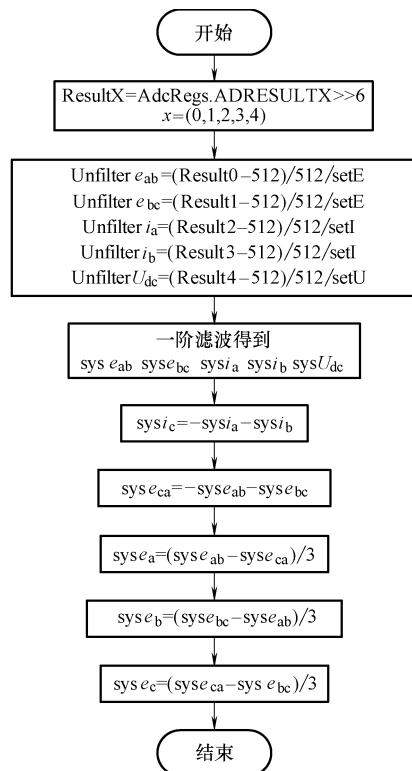


图 7-9 A/D 采样程序流程框图

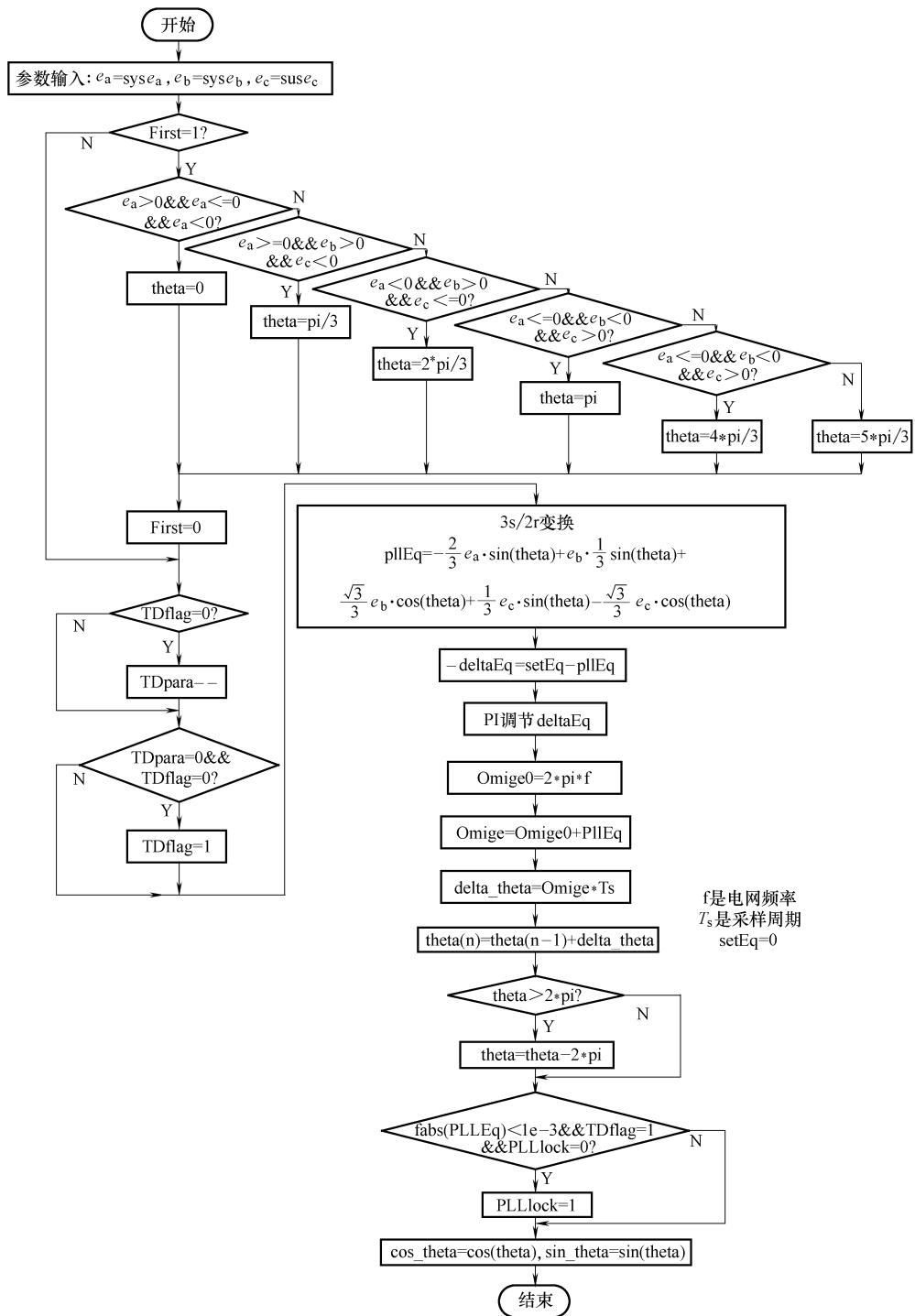


图 7-10 PLL 程序流程框图

3) SPWM 控制

实验样机系统所采用的 PWM 控制方式为双极性规则采样 SPWM。为了提高电压利用率，在调制电压中注入了 3 次谐波分量。

SPWM 控制的基本原理：先计算脉宽值，再送入计数器进行比较得到 PWM 脉冲，其程序流程图如图 7-11 所示。其中，输入参数为调制电压 $pwmUd$ 、 $pwmUq$ 、锁相角正余弦值 \sin_{theta} 、 \cos_{theta} ，载波周期为 T_s 。

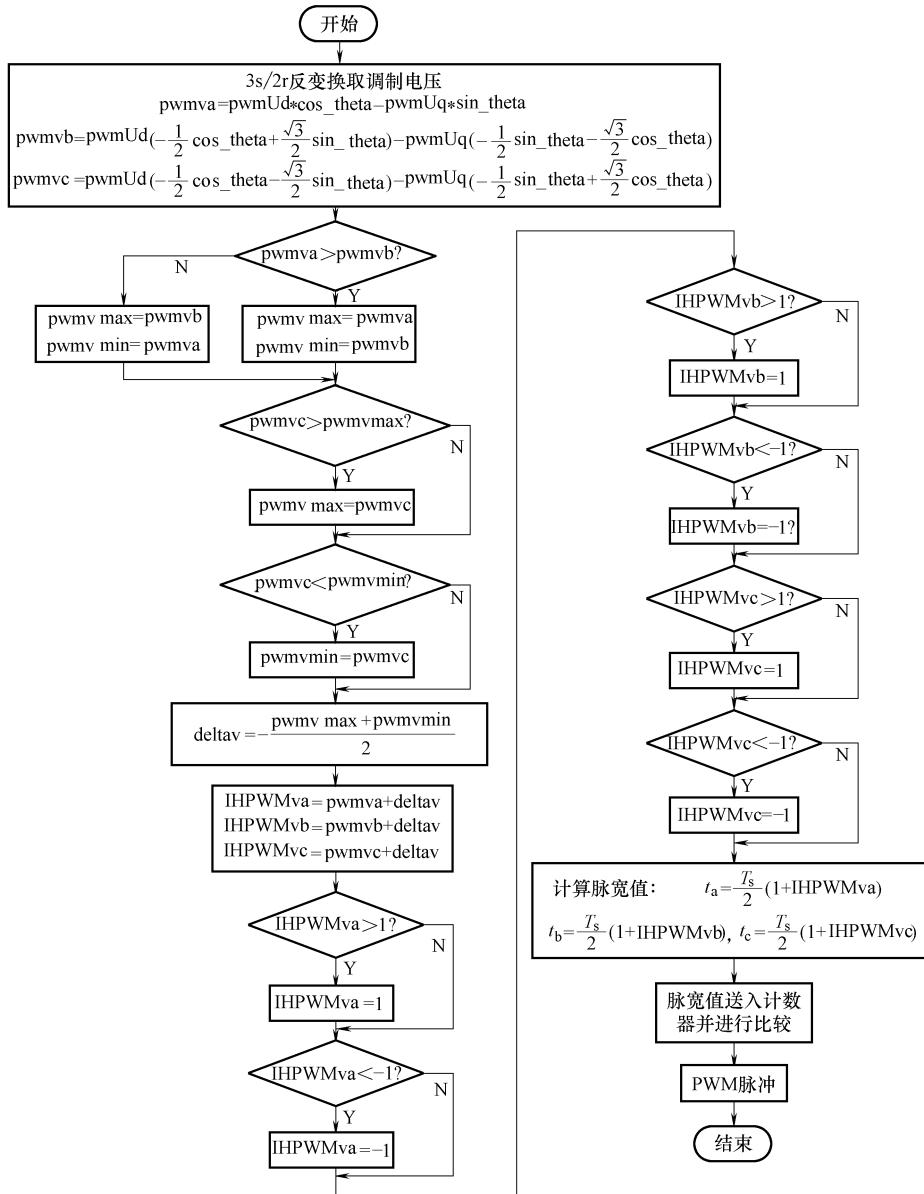


图 7-11 SPWM 控制程序流程框图

7.2 级联型变频器矢量控制系统设计^[187, 188]

7.2.1 矢量控制系统硬件设计

在构建了能量回馈主回路及硬件控制系统的路上，考虑级联型变频器逆变侧，最后所搭建的变频器实验平台如图 7-12 所示，与能量回馈侧相对应，逆变侧每相采用 3 个单元串联输出。其中，移相变压器将 380V 交流输入降压、移相、隔离输出后给功率单元。设计的每一相三单元串联输出相电压为 398V，线电压为 690V。逆变侧主控部分采用了双 DSP 与 FPGA 相结合的结构。控制电路和单元之间通过光纤进行通信：功率单元将单元状态和故障信息通过 CPLD 编码，经过光纤上传给 FPGA；主控部分则将 PWM 控制信息和控制信号等经 FPGA 编码传给功率单元。

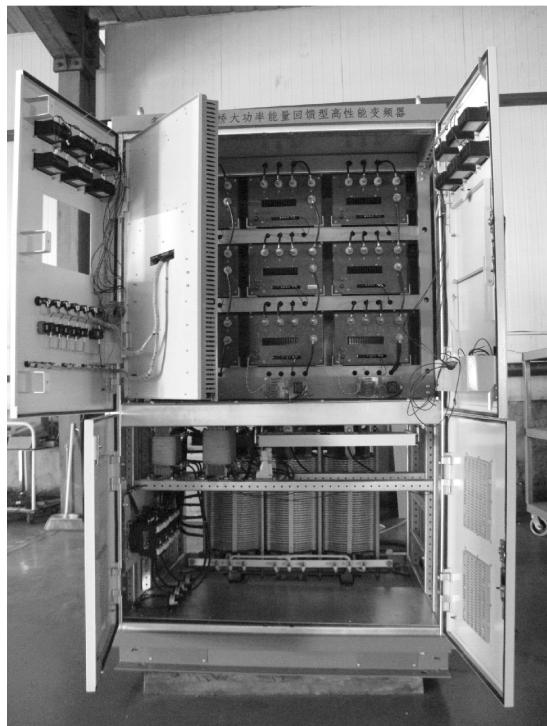


图 7-12 级联型高压变频器实验平台

1. 控制部分

实验平台设计为 3 单元串联，共计 36 个开关器件，则需要 36 路 PWM 发生器。而目前常见专用集成芯片（如 TMS320F2407 等）最多也只能提供 16 路 PWM 发生器。

所设计控制系统 DSP 采用美国德州仪器 (TI) 公司针对电动机控制推出的一款 TMS320F2812DSP 芯片。

FPGA 及其编程系统是开发大规模数字集成电路的新技术，它将现代超大规模集成电路逻辑集成的优点和可编程器件设计灵活、制作及上市快的长处相结合，使设计者在 FPGA 开发系统软件的支持下，直接根据系统要求定义和修改其逻辑功能，是目前发展速度非常快的一种技术。利用 FPGA 可以方便地构造多路 PWM 发生器，这正好能解决多电平变换器需要多路驱动脉冲的问题。系统的 FPGA 芯片选用 CycloneIII 的 EP3C25Q240C8N。该芯片是 ALTERA 公司生产的一种低功率、低成本、中等容量、性能可以满足一般逻辑设计要求的 FPGA 产品，主要资源包括 24624 个逻辑单元，66 个 M9K 单元，608256 位 RAM 空间，66 个 18×18 的乘法器，4 个硬件锁相环 (PLL)，20 个全局时钟输入端口，最大可以达到 251 个用户 I/O 引脚。

因此，在主控制板设计中，采用 DSP 与 FPGA 组合的方案。DSP 拥有快速的数字信号处理能力，负责电动机矢量控制算法、故障处理等工作；而 FPGA 拥有丰富的资源和强大的逻辑处理能力，把产生的驱动信号转换为脉冲形式，并通过光纤和功率单元上的 CPLD 板通信，并且向 9 个功率单元发送控制命令、汇总 9 个功率单元的状态参数、故障信息上报 DSP。DSP 在完成控制算法计算后，定时刷新 PWM 脉冲脉宽值，并送给 FPGA。DSP、FPGA、CPLD 通信内容示意图如图 7-13 所示。

DSP 和 FPGA 联合使用的最大特点：结构灵活，有较强的通用性，不用修改硬件即可实现不同的算法，适于模块化设计，提高算法效率；同时其开发周期较短，系统易于维护和扩展，适用于实时信号处理。实验平台中的 DSP 主控制电路板如图 7-14 所示。

实验平台的功率单元逆变侧控制电路的核心是 CPLD，主要工作包括：与主控制板通过光纤进行通信，按照主控制板发送的控制信号驱动 IGBT 开通和关断，各种故障信号的检测和上传，进行单元旁路的相关处理等。实验平台中光纤通信板如图 7-15 所示，电源板和 CPLD 单元控制电路板如图 7-16 所示。

2. 功率部分

1) 移相变压器

对于 3 单元串联的高压变频器，一次侧为星形联结，二次侧为延边三角形联结，相位角分别为 $+20^\circ$ 、 0° 、 -20° 。图 7-17 所示为实验平台中的移相变压器外形。

2) 功率单元

功率单元整体结构主要包括前端三相 PWM 控制整流桥、中间滤波电容和后端 H 桥逆变电路组成的主电路、单元控制板、故障检测电路、旁通控制电路和单元开关电源等。3 功率单元串联的功率单元结构如图 7-18 所示。

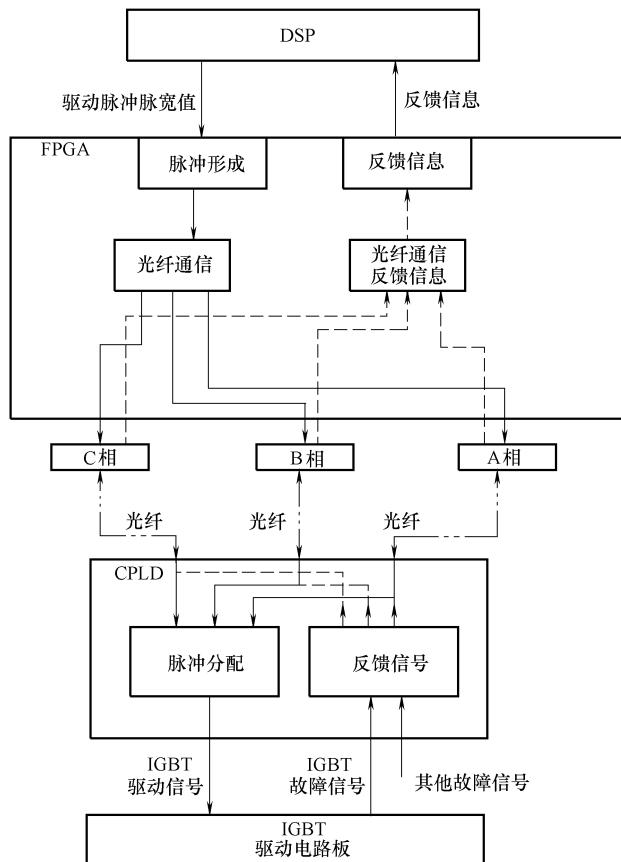


图 7-13 DSP、FPGA、CPLD 通信内容示意图

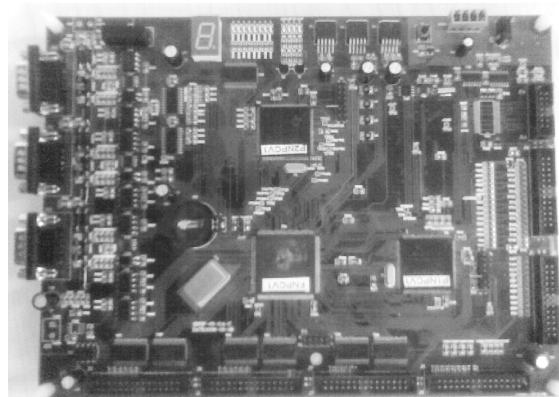


图 7-14 DSP 主控制板

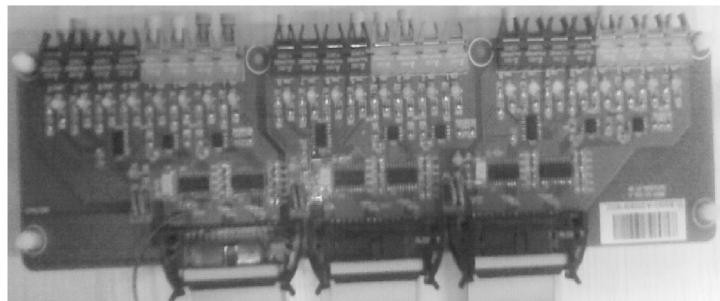


图 7-15 光纤通信板

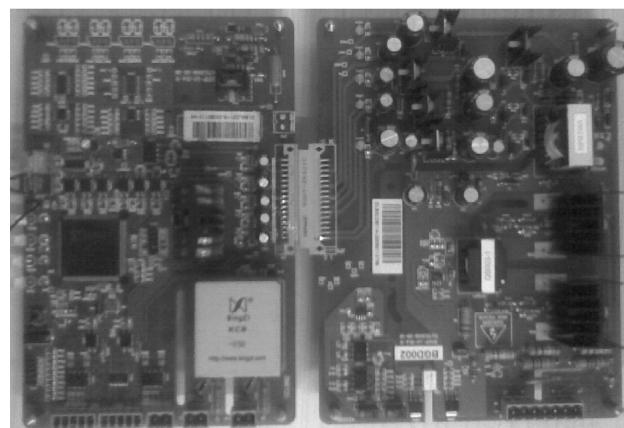


图 7-16 电源板和 CPLD 单元控制电路板

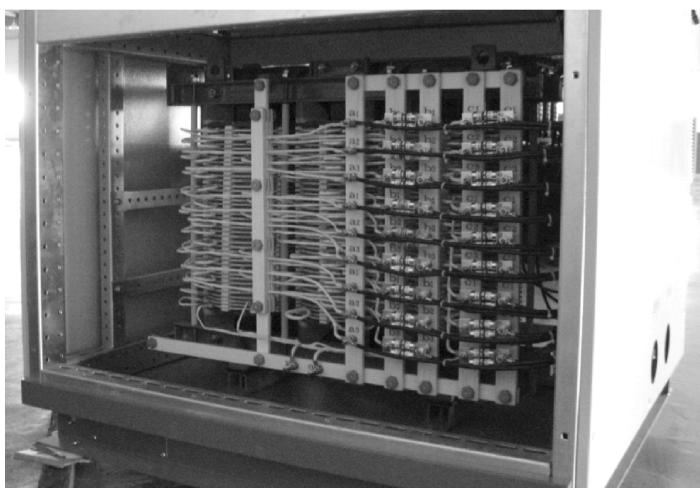


图 7-17 移相变压器外形

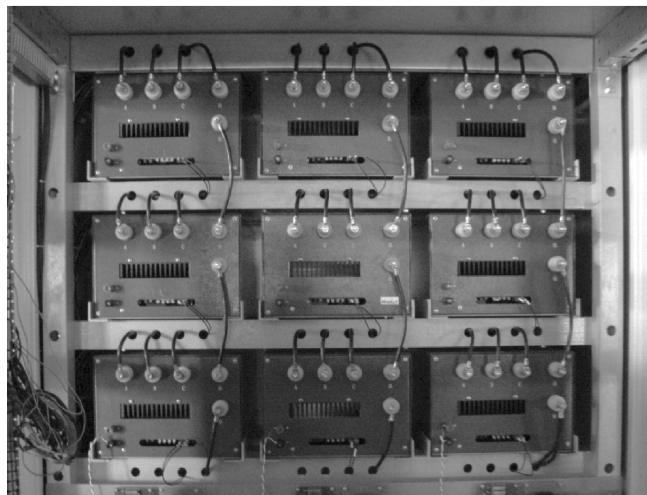


图 7-18 3 功率单元串联的功率单元结构

7.2.2 矢量控制系统软件设计

1. 标幺化和 Q 化

由前面章节介绍的关于矢量控制算法分析和仿真可知，在矢量控制中存在着大量的浮点数运算。通常，TMS320F2812 定点处理器在实现浮点运算时主要有两种方法：①定义变量为 float 类型；②对变量进行 Q 化处理。方法①会大大降低软件效率和实时性；方法②的 Q 化是将浮点数左移 n 位进行放大，即乘以 2^n ，以移位后的整数部分来代表该数值。

在对参与矢量运算的各变量进行 Q 化处理时，可发现由于各物理量实际值有很大的差别，Q 值的选取各不相同，这将在实际应用时带来相当大的麻烦。在保证各个变量 Q 化准确度要求时，几个量的 Q 值取值相差很大，运算结果准确度以及数据溢出等问题难以保证。因此，在进行高性能的矢量算法编程之前，需要分析异步电动机标幺值模型。通过选择合适的基准值，对各个参数进行标幺化处理，使参与运算的参数处于同一数量级，可大大简化编程、便于计算。同时，标幺化处理也使得对不同对象的电动机，只需输入电动机的铭牌值，而不需要更改具体程序，实现矢量控制程序的通用性。

程序中选择电压、电流和角速度为三个独立的基本物理量，其他各物理量均可由这三者推出，即选择额定相电压峰值、额定线电流峰值和与 50Hz 对应的角速度为基准值。

标幺化具体公式有

时间基准值： $t_{base} = 1/w_{base}$ ；

电阻基准值： $r_{base} = v_{base}/i_{base}$ ；

电感基准值: $l_{\text{base}}(\text{Q16}) = r_{\text{base}}/w_{\text{base}}$;
 磁通基准值: $f_{\text{x}}_{\text{base}} = v_{\text{base}}/w_{\text{base}}$;
 转矩基准值: $t_{\text{e}}_{\text{base}} = f_{\text{x}}_{\text{base}} * i_{\text{base}}$;
 转动惯量基准值: $j_{\text{base}} = t_{\text{e}}_{\text{base}} / (w_{\text{base}})^2$ 。

选择上述基准值进行标幺化处理之后,所有参加运算的参数都在1附近不大的范围内变动,易保证运算的准确度,也易于保证数据不溢出。同时,也为浮点运算的Q格式选择提供了便利。

系统中所有物理量标幺值统一采用Q24格式表示,其数值范围为-128~127.99999940,准确度达到了0.00000060,能满足设计要求。

在程序编写中,调用了TI公司提供给用户的浮点运算库函数IQmath。相比同等标准的ANSI(美国国家标准学会)C语言编写的代码,这些函数拥有更快的执行速度。而且,IQmath的使用使得程序的编写大大简化,缩短了程序的开发周期。

2. DSP程序设计

考虑到级联型变换器系统信息量庞大,而且矢量控制算法相对比较复杂,结合项目的后续研发中软件的兼容性和可移植性,在满足调速控制系统实时性要求的前提下,系统采用C语言,在编程中使用模块化的设计方案,每个功能分别由对应的功能模块实现。

A/D采样中断程序是矢量控制的核心程序,其流程图如图7-19所示。进入A/D采样中断后首先从结果寄存器中读取需要的转换结果 i_a 、 i_b 、 i_c ,并用坐标变换模块把电流变换到d、q坐标轴,再根据相关公式计算磁链幅值、估计电动机转速、计算转差和同步转速。计算得到同步转速后,积分计算磁链当前角度,并通过

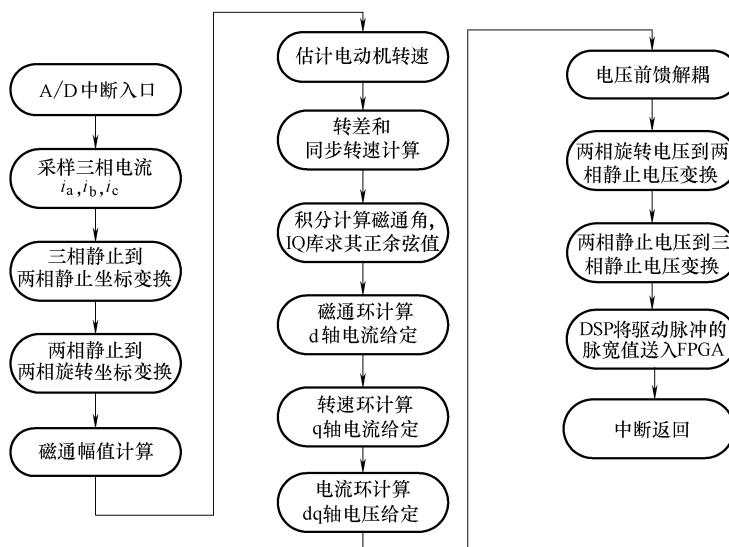


图 7-19 A/D 中断流程图

查表的方法计算出角度的正余弦值。磁链闭环计算 d 轴电流给定值，转速闭环计算 q 轴电流给定值，然后由电流环计算出 d、q 轴电压，经电压前馈解耦后，通过坐标变换把电压变换为三相静止电压，在 DSP 完成输出脉冲的计算，然后 DSP 将驱动脉冲的脉宽值送给 FPGA，FPGA 产生多路驱动信号，再通过光纤发送给功率单元中的 CPLD 控制板，驱动开关器件。

3. 多载波 PWM 脉冲发生原理及实现^[189,190]

本节介绍以二重化与多载波水平移相相结合的调制策略实现多路驱动脉冲。图 7-20 所示为三相 3 功率单元级联型变频器中的 A 相电路结构。以图 7-20 为例，对这种调制策略的 FPGA 实现进行说明。

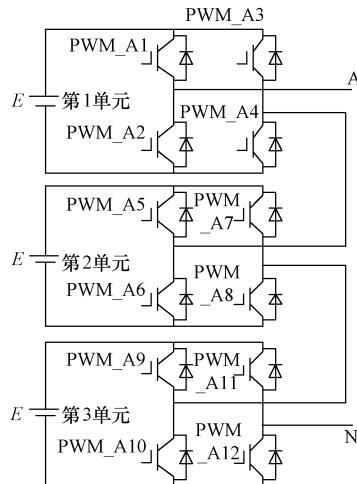


图 7-20 三相 3 功率单元级联型变频器中的 A 相电路结构

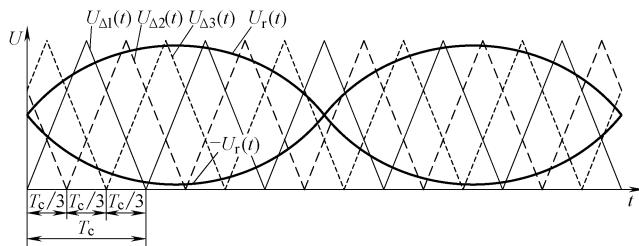


图 7-21 与图 7-20 对应的二重化调制方法与载波相位关系说明

图 7-21 为与图 7-20 对应的二重化调制方法与载波相位关系说明。对于 N 单元串联，第 i 个三角载波 $U_{\Delta i}$ 与第一个载波 $U_{\Delta 1}$ 之间的关系可用下式来表示：

$$U_{\Delta i}(t) = U[t + (i-1)T_c/N] = U_{\Delta 1}[t + (i-1)T_s] \quad i=1,2,\dots,N \quad (7-6)$$

从式 (7-6) 可以看出，载波周期 $T_c = NT_s$ ， T_s 为采样周期，也是各个载波之间在时间上的相移。在图 7-21 中， $U_{\Delta 1}$ 、 $U_{\Delta 2}$ 、 $U_{\Delta 3}$ 对应于图 7-20 中的第 1、第 2、第 3 单元的 3 路载波，载波之间移相 $T_s = T_c/3$ ； $U_r(t)$ 、 $-U_r(t)$ 为图 7-20 中某一

功率单元的左、右桥臂调制波，其调制波相位相差 180° 。

对于级联型变频器，多载波的形成及载波之间相位的精确锁定是实现前述调制策略的关键，只有这样，才能保证变频器输出获得良好的谐波特性。

(1) 多载波的形成

以图 7-21 所示的 3 路三角载波为例来说明多载波之间相移的形成，载波移相原理如图 7-22 所示。

为了在 FPGA 中，得到不同初始相位的载波发生器，达到载波移相的效果，需要由 DSP 对载波的初值以及计数的初始方向进行设置，然后再使载波发生器完成可逆计数。在图 7-22 中，对于所需要的 3 路三角载波来说，若设置载波幅值为 K ，第 1 路载波的初始相位为 0，初值为 0，其计数方向为加计数；则第 2 路载波在相位上滞后第 1 路 $T_c/3$ ，幅值为 $2K/3$ ，且计数方向为减计数；而第 3 路载波在相位上滞后第 1 路 $2T_c/3$ ，幅值同样为 $2K/3$ ，但是其计数方向为加计数。依据此原理，同样可以产生更多路载波，只需要由 DSP 对各个载波计数器的初值及初始计数方向进行设置。

(2) 多载波之间相位准确锁定的实现方法

在多载波水平移相调制策略中，载波之间的相位关系是保证该调制策略优良特性的关键，而移相造成驱动脉冲脉宽数据更新时刻的不同。以 A 相为例，对相位关系准确定位的方法进行说明，如图 7-23 所示。图 7-23 中，载波周期是 T_c ，相邻载波之间移相 $T_c/3$ ，因此计算脉宽值的中断频率将是载波频率的三倍，即中断时间为 $T_c/3$ 。

对于 3 路载波可逆计数器，首先要形成反映每路可逆计数器方向的正反向计数信号。该信号实际是载波计数器的加减计数信号，是周期为 T_c 的方波，也是各个脉宽锁存器的触发信号。在图 7-23 中，A 相 3 个单元脉宽锁存器触发信号分别为 $latch_1$ 、 $latch_2$ 、 $latch_3$ 。脉宽计算中断的触发信号可以通过 $latch_1$ 、 $latch_2$ 、 $latch_3$ 得到，其逻辑关系式表示为 $(latch_1 \text{ or } latch_2) \text{ and } (latch_2 \text{ or } latch_3) \text{ and } (latch_3 \text{ or } latch_1)$ ，送入 DSP 外部中断 INT0，来决定脉宽数据更新的时刻。

(3) 多路驱动脉冲的具体实现方式

以 3 单元串联三相逆变器为例，构造了 36 路 PWM 发生器。所构造的 36 路 PWM 发生器是由 3 个单相 12 路 PWM 发生器构成的。以 A 相为例，12 路 PWM 发生器结构如图 7-24 所示。

1) 译码器：主要功能就是对 DSP 所提供的地址总线、控制信号进行译码，来

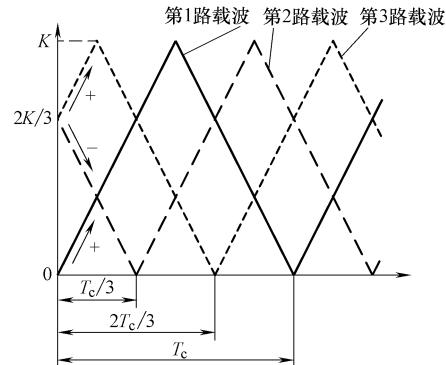


图 7-22 三角载波移相原理

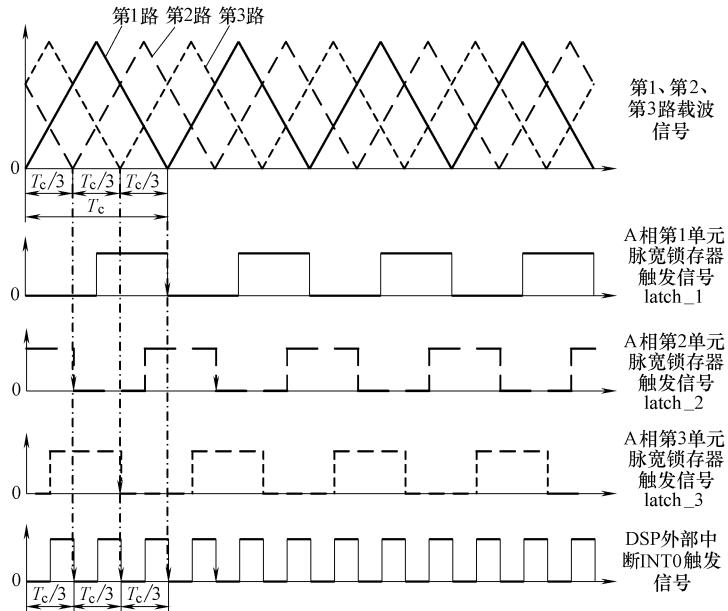


图 7-23 脉宽锁存器及脉宽计算中断触发信号的逻辑综合图

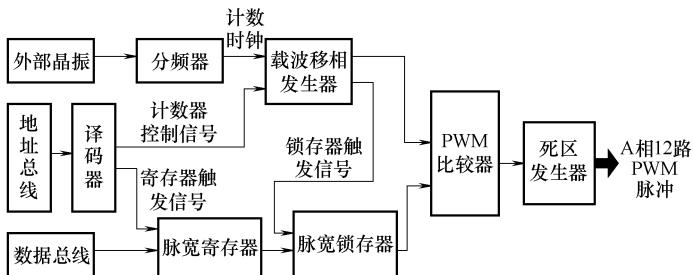


图 7-24 A 相 12 路 PWM 发生器结构

形成各个脉宽寄存器、死区寄存器和计数峰值寄存器等的触发信号，以实现不同数据的正确分配。

图 7-25 为在 QuartusII 中实现的译码器。A 相脉宽寄存器地址译码及对应内容见表 7-1，其中高 6 位地址 add_high[23..18] = “101000”。

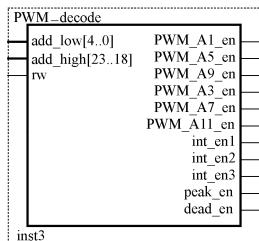


图 7-25 译码器

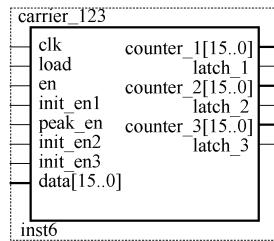


图 7-26 载波移相发生器

表 7-1 A 相脉宽寄存器地址译码及对应内容

add_low [4..0] (低 5 位地址)	名 称	add_low [4..0] (低 5 位地址)	名 称
00001	PWM_A1_en	01001	PWM_A3_en
00010	PWM_A5_en	01010	PWM_A7_en
00011	PWM_A9_en	01011	PWM_A11_en

图 7-26 中, load 是载波初值装载信号; en 是载波计数使能信号; init_en1、init_en2、init_en3 分别是载波移相发生器的第 1、第 2、第 3 路载波的初值寄存器触发信号; peak_en 是载波计数峰值寄存器的触发信号。

2) 载波移相发生器: 用来产生模拟电路中的三角载波信号, 是一个最小计数值为 0, 最大计数值为 DSP 设定值, 计数方向交替变化的可逆计数器。

图 7-26 为在 QuartusII 中实现的载波移相发生器。输入信号和前面说明的译码器的输出信号完全一致。counter_1 [15..0]、counter_2 [15..0]、counter_3 [15..0] 分别对应于第 1、第 2、第 3 路载波计数信号; latch_1、latch_2、latch_3 分别对应于 A 相第 1、第 2、第 3 单元脉宽锁存器触发信号。

3) 脉宽寄存器: 作为影子寄存器, 在控制周期的任何时刻, DSP 都可以对脉宽寄存器进行更新。

图 7-27 中, 脉宽寄存器采用 QuartusII 中的可参数化模块, 输入信号中包含数据输入 data [15..0], 与 DSP 的数据总线相连; 时钟信号 clock 与脉宽寄存器触发信号相连。输出信号是数据输出 q [15..0]。在脉宽寄存器触发信号的上升沿把更新后的数据 data [15..0] 赋值给 q [15..0]。

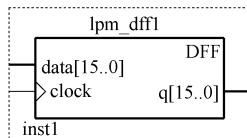


图 7-27 脉宽寄存器

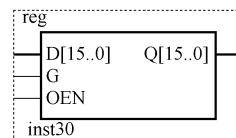


图 7-28 脉宽锁存器

4) 脉宽锁存器: 在锁存器触发信号发生时, 把脉宽寄存器更新后的脉宽值放在脉宽锁存器中。在图 7-28 中, 输入信号有数据输入 D [15..0]; 锁存器触发信号 G; 赋值使能 OEN, 其值为 1 时, 允许将 D [15..0] 赋值给 Q [15..0], 否则清零 Q [15..0]。输出信号是数据输出 Q [15..0]。

5) PWM 比较器: 根据图 7-23, 在锁存器触发信号发生时, 对应的载波计数器从 0 开始进行可逆计数。在一个载波周期内, 载波计数器值与脉宽值有两次比较匹配, 分别发生在加计数与减计数期间, 经 PWM 比较器后输出驱动脉冲。

由 QuartusII 自带的参数化比较器 LPM_COMPARE 模块来实现, 如图 7-29 所

示。LPM_COMPARE 的两个输入 dataa [15..0] 和 datab [15..0] 分别接脉宽锁存寄存器和载波移相发生器，从而完成等幅不等宽的 PWM 脉冲信号的生成。

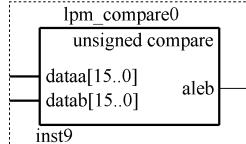


图 7-29 PWM 比较器

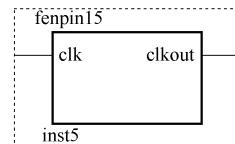


图 7-30 分频器

6) 分频器：分频器的输入是控制板上晶体振荡器产生的系统时钟，其功能是将系统时钟分频，产生不同频率的时钟脉冲，给载波提供时钟用以计数。在程序里，对分频器设置不同的值，就可以实现不同的时钟分频，得到符合要求的载波频率。

在图 7-30 中，输入信号是时钟 clk，输出信号是 clkout。

7) 死区发生器：为了防止上下桥臂直通，功率器件之间要加入死区，死区发生器如图 7-31 所示。

在图 7-31 中，输入信号中包含时钟 clk；没有加入死区值的 PWM 信号 px，复位控制信号 reset；死区值信号 dead_time [15..0]。输出信号是加入死区值后的 PWM 信号 xh 和 xl。

(4) 实验结果

基于 DSP 和 FPGA 相结合的数字化实验系统平台，依据二重化与多载波水平移相相结合的调制策略，对多路驱动脉冲的产生进行了实验研究。FPGA 芯片选用 CycloneIII 系列的 EP3C25Q240C8N，用来产生 PWM 驱动脉冲，编程软件采用 QuartusII。DSP 选用

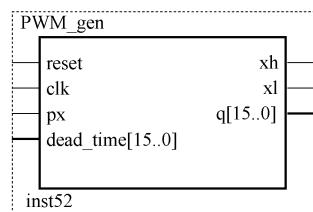


图 7-31 死区发生器

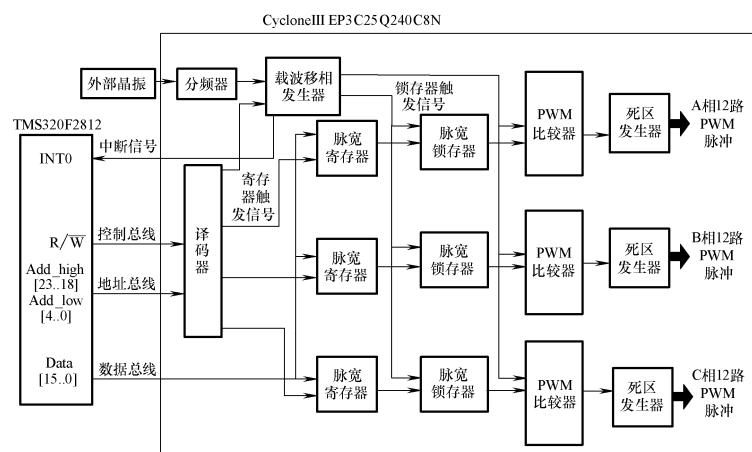


图 7-32 DSP 与 FPGA 之间的连接框图

TMS320F2812，用来完成对 FPGA 中的各种寄存器进行配置和脉宽值的计算。在实验中，FPGA 芯片的外部晶体振荡频率为 15MHz，调制波频率为 50Hz，载波频率 f_c 为 2.5kHz（载波周期为 400μs），采样频率为 7.5kHz，死区时间 4μs。图 7-32 为 DSP 与 FPGA 之间的连接框图。

图 7-33 为采用二重化调制方法后，A 相第 1 单元的驱动波形 PWM_A1、PWM_A3。

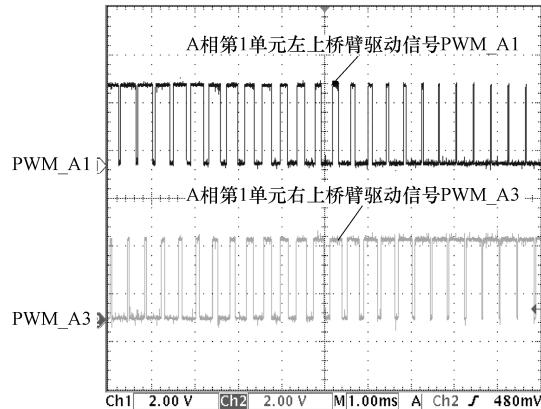


图 7-33 A 相第 1 单元的驱动波形 PWM_A1、PWM_A3

图 7-34 为与图 7-23 对应的脉宽锁存器触发信号。在图 7-34 中，3 倍频信号周期为 133μs，正好是载波周期的 1/3。实验结果与图 7-23 中分析的各单元脉宽锁存器的触发信号，以及 DSP 外部中断 INT0 触发信号完全一致，证明了多载波相位锁定方法的正确性。

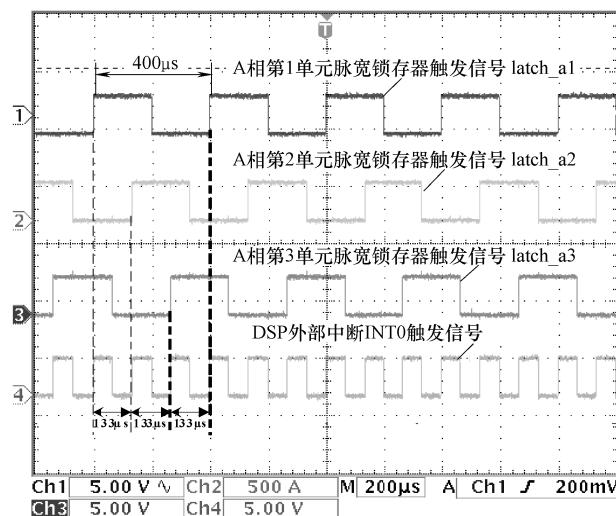


图 7-34 与图 7-23 对应的脉宽锁存器触发信号

图 7-35 为 A 相第 1、第 2 单元左上桥臂 PWM_A1、PWM_A5 的驱动信号。从图 7-35 中触发发脉冲的相移可以看出，它们之间的相移为三分之一载波周期，即 $133\mu\text{s}$ ，与前述的多载波移相原理一致，同时也证明了基于 FPGA 的多路 PWM 脉冲发生方式及具体实现的可行性。

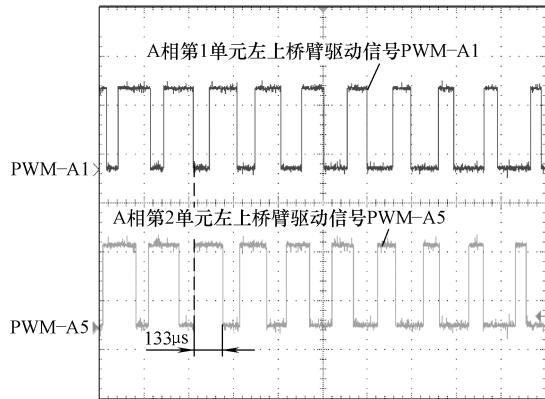


图 7-35 A 相第 1、第 2 单元左上桥臂 PWM_A1、PWM_A5 的驱动信号

图 7-36 分别为三单元级联逆变器实验系统的 7 电平阶梯波及其频谱分析。图 7-36 中的频谱分析结果表明：输出 7 电平的谐波主要位于 $2Nf_c = 15\text{kHz}$ 及其边带谐波，与理论分析一致。

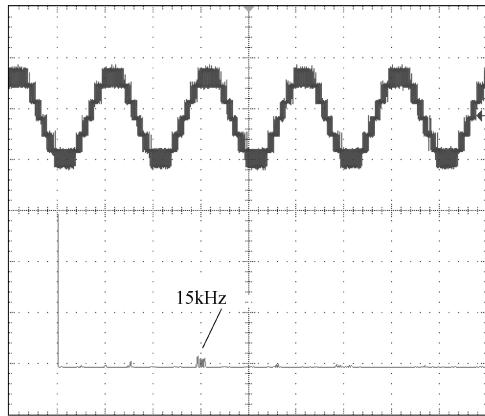


图 7-36 实验输出的 7 电平阶梯波及其频谱分析

7.3 高性能级联型变频器系统实验^[169]

本节介绍以前面理论分析和仿真研究为基础，利用所搭建的实验平台（图 7-12）进行的高性能级联型变频器系统实验。

为了简化控制器的设计，可选取较大直流母线电容来抑制直流母线的波动，PWM 整流器采用传统的 VOC 策略，且在算法中添加了从功率单元直流母线电压低通滤波处理。由于级联型变频器每个单元都是一致的，为了对整机进行实验，必须先对每个功率单元进行实验，因此将所进行的实验分为功率单元实验和整机实验两部分，其中功率单元的实验又分三相 PWM 整流器带电阻负载和三相 PWM 整流器带单相 H 桥负载两部分。

7.3.1 三相 PWM 整流器带电阻负载实验

功率单元 PWM 整流器实验的基本步骤为：首先对 A/D 采样值进行校准，调整采样值的零点；然后进行锁相环的实验；最后是 PWM 整流器的电流开环-电流闭环-电压闭环实验。

1. 数字锁相环实验

前面已经提到数字锁相环是 PWM 整流器中十分关键的环节，它关系到 PWM 整流器的控制性能。图 7-37 所示为进行数字锁相环实验所获得的实验波形。

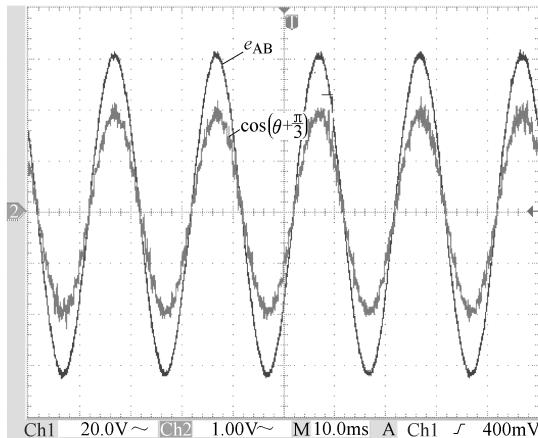


图 7-37 锁相环实验波形

在图 7-37 中， e_{AB} 为网侧线电压， $\cos(\theta + \pi/3)$ 为经过 D/A 输出的锁相角度超前 $\pi/3$ 的余弦值。由实验波形可见，两条曲线的相位同相，即实现了锁相环的功能。由于 D/A 输出的延时性，在实际的实验中，为了保证电压相位角与锁相角同相，通常需要给相位补偿一定的角度。

2. 三相 PWM 整流器带电阻负载实验

在完成锁相环实验的基础上，需进行 PWM 整流器带电阻负载的实验。带载实验分为三步：电流开环、电流环闭环和电压环闭环。功率单元实验都是在研制的实验样机上进行的，而实验样机参数为

网侧线电压有效值：140V；

母线电压给定值：230V；
 输入电抗器电感值：2.55mH；
 母线电容值：2200μF；
 开关频率：2kHz；
 电阻负载： $R = 15\Omega$ 。

根据以上参数计算得到相电流有效值为14.5A。

图7-38所示为PWM整流器在上述给定样机参数下的稳态运行的实验波形。由图可见，稳态时，母线电压维持在给定值230V并保持恒定，网侧电流为14.6A，与根据系统参数计算所得的值相符。

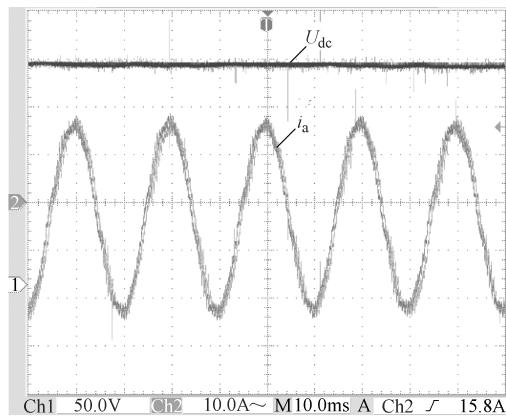


图7-38 稳态运行时母线电压与网侧电流实验波形

为了进一步验证所设计的PWM整流器的性能，在前面给定系统参数下，对PWM整流器由不控整流到可控整流和可控整流到不控整流进行实验，实验波形如图7-39和图7-40所示。

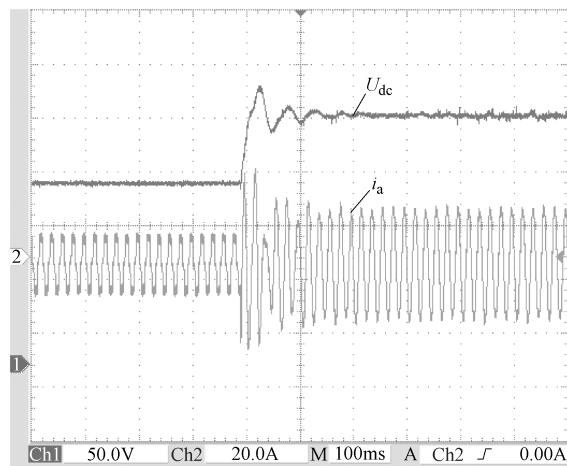


图7-39 从不控整流到可控整流实验波形

由图 7-39 可见，在启动可控整流后，网侧 a 相电流立即增大，并有 1.2 倍电流冲击，在电流环 PI 调节器的作用下，电流很快达到稳定；直流母线电压也经过几个工频周期后到达给定值并维持恒定。由图 7-40 可见，在关闭 PWM 整流器后，直流母线电压和网侧 a 相电流迅速恢复到不控整流状态。实验结果证明了 PWM 整流器的参数设计基本满足动态响应要求，取得了良好的控制效果。

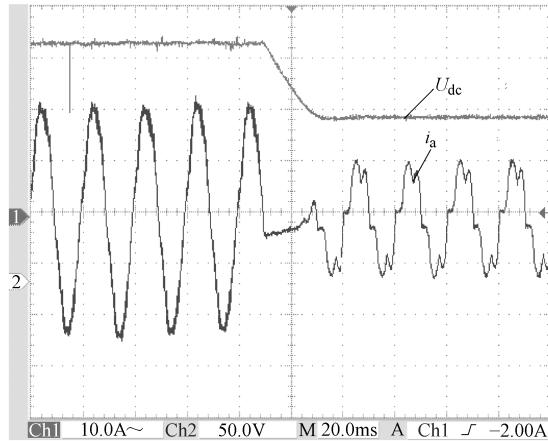


图 7-40 从可控整流到不控整流实验波形

图 7-41 所示为 PWM 整流器可控整流由空载到带载的实验波形。由实验波形可见，突加负载时，母线电压变化平稳，说明该系统具有较强的带载能力。

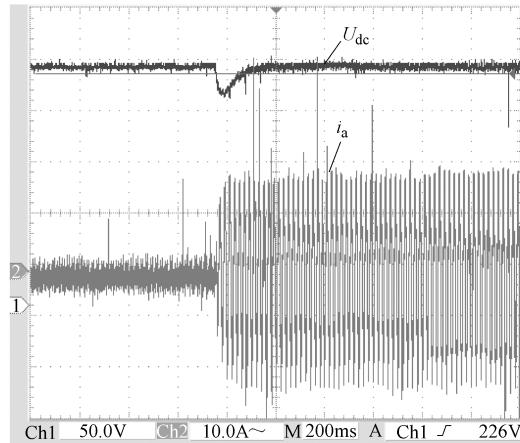


图 7-41 可控整流从空载到带载实验波形

前面提到了 PWM 整流器由不控整流到可控整流的电流冲击，对于大功率的 PWM 整流器来说，电流的冲击可能会损坏设备。在本系统中，通过在算法里利用软启动来抑制 PWM 整流器的电流冲击，如图 7-42 所示。对比图 7-39，由实验波

形可见，当 PWM 整流器由不控整流到可控整流时，电流平稳过渡而且没有冲击，验证了所采用方法的有效性。

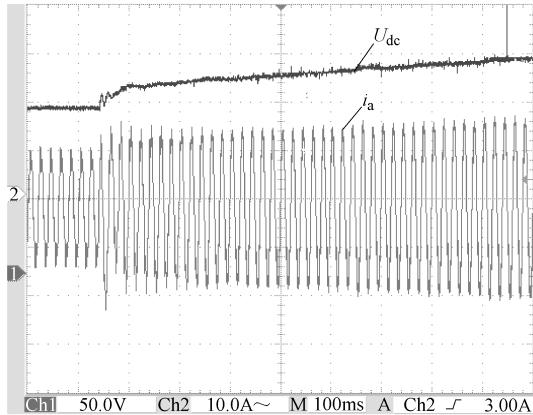


图 7-42 不控整流到可控整流抑制电流冲击实验波形

7.3.2 三相 PWM 整流器带 H 桥负载实验

如前所述，三相 PWM 整流器带电阻负载的动态性能指标和稳态响应都取得了较好的效果，在此基础上，可对三相 PWM 整流器带 H 桥负载进行实验。实验样机参数为

网侧线电压有效值：140V；
母线电压给定值：230V；
输入电抗器电感值：2.55mH；
母线电容值：2200μF；
PWM 整流器开关频率：2kHz；
H 桥逆变器开关频率：2kHz；
输出频率：50Hz；
阻感负载： $R = 3\Omega$, $L = 5\text{mH}$ 。

为了进一步验证 5.3.1 节传统 VOC 控制策略下母线电压引入低通滤波器对网侧电流的影响，进行了下面两组实验作为对照。

1. 母线电压未加低通滤波器实验

图 7-43 为在上述参数条件下，三相 PWM 整流器带 H 桥负母线电压未加低通滤波器时母线电压和网侧 A 相电流波形。由实验波形可见，母线电压在给定值 230V 左右波动，其波动频率为 $2\omega_0 = 100\text{Hz}$ ；网侧 a 相电流为 15.1A，与计算值相一致，基本维持平稳。

图 7-44 为母线电压未加低通滤波器时网侧电流快速傅里叶变换（FFT）分析，

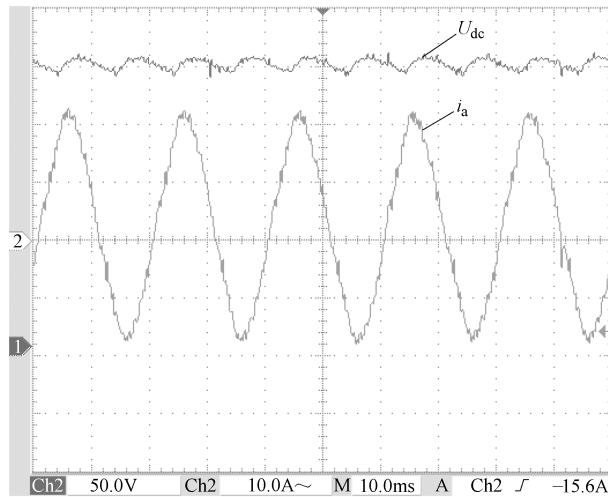


图 7-43 传统 VOC 策略母线电压未加低通滤波器实验波形

由实验波形可见，电流中主要引入的谐波分量为 $\omega_s - 2\omega_o = 50\text{Hz}$ 和 $\omega_s + 2\omega_o = 150\text{Hz}$ 。

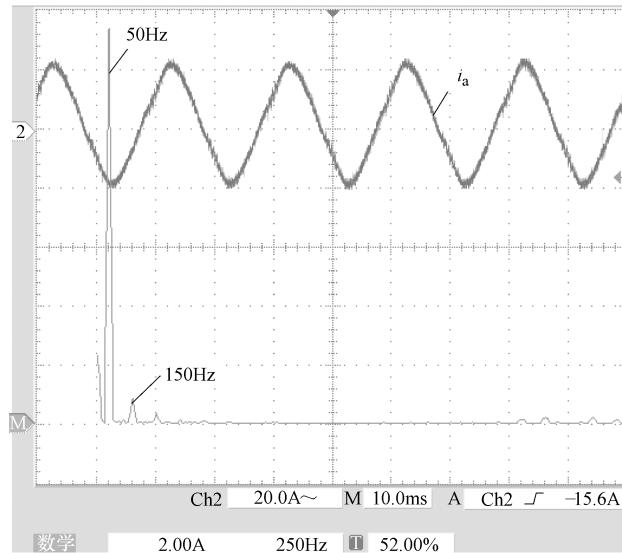


图 7-44 传统 VOC 策略母线电压未加低通滤波器网侧电流 FFT 实验波形

2. 母线电压加低通滤波器实验（截止频率 5Hz）

图 7-45 为在与上述母线电压未加低通滤波器实验相同参数条件下，母线电压经过截止频率为 5Hz 的低通滤波器时母线电压和网侧 a 相电流波形。由实验波形可见，母线电压在给定值 230V 左右波动，其波动频率为 $2\omega_o = 100\text{Hz}$ ；网侧 a 相电流

为 15.1A，与计算值相一致，电流波形明显优于未加低通滤波器时的电流波形。

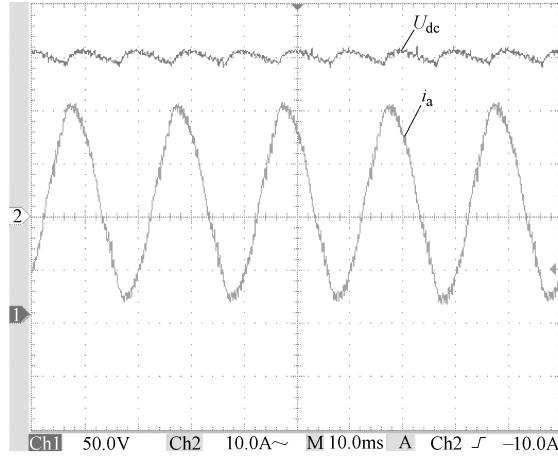


图 7-45 传统 VOC 策略母线电压加低通滤波实验波形

图 7-46 为母线电压加低通滤波器时网侧电流 FFT 分析，由实验波形可见，电流中主要引入的谐波分量为 $\omega_s - 2\omega_o = 50\text{Hz}$ 和 $\omega_s + 2\omega_o = 150\text{Hz}$ 。

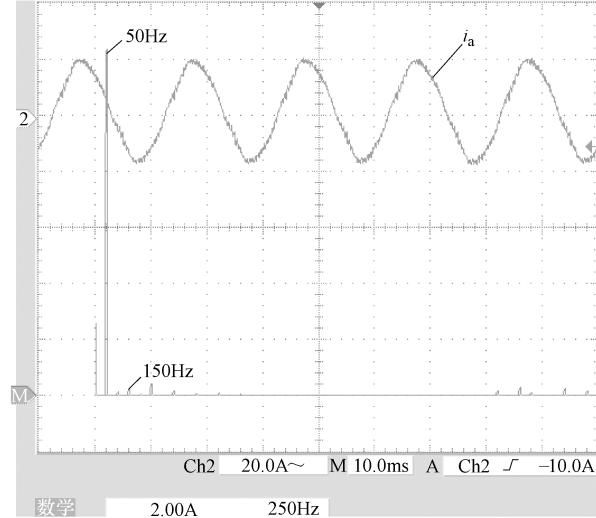


图 7-46 传统 VOC 策略母线电压加低通滤波器网侧电流 FFT 实验波形

对比相同条件下，母线电压未加低通滤波器与加低通滤波器可以发现电流波形中都引入了 $\omega_s - 2\omega_o = 50\text{Hz}$ 和 $\omega_s + 2\omega_o = 150\text{Hz}$ 两个频率的电流分量，其中未加低通滤波器时 50Hz 与 150Hz 分量明显高于加低通滤波器时谐波含量，电流正弦度后者明显优于前者，从而验证了前面的仿真分析。

7.3.3 整机实验

在进行了功率单元实验后，还需进行整机实验以验证系统设计的正确性。

1. 整机带阻感负载实验

整机带电动机实验之前需先进行阻感负载实验，实验中的样机参数为

移相变压器：380V/140V；

母线电压给定值：230V；

输入电抗器电感值：2.55mH；

母线电容值：2200μF；

PWM 整流器开关频率：2kHz；

H 桥逆变器开关频率：2kHz；

阻感负载： $R = 1.5\Omega$, $L = 110\text{mH}$ 。

图 7-47 和图 7-48 分别为输出频率 10Hz、50Hz 时，母线电压 U_{dc} 、网侧线电压 e_{AB} 与网侧 A 相电流 i_a 实验波形。可见，母线电压维持在 230V 并存在波动，这是由于负载电感较大，无功较多；移相变压器一次线电压超前相电流 30°，即网侧相电压与相电流同相。对比两幅图可以看出，随着输出频率的增加，母线电压波动幅度和频率增加，并且波动频率为输出频率的两倍频，与前面的理论推导相符；网侧电流波形随着输出频率的增加正弦度也逐渐变好。

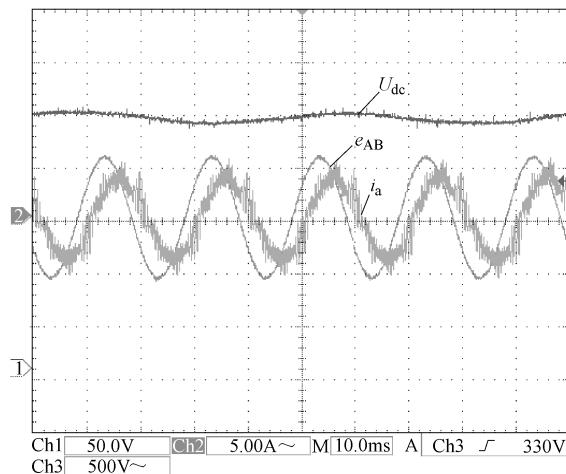


图 7-47 整机带阻感负载实验波形（输出频率 10Hz）

2. 整机带电动机负载实验

在实际应用中，变频器负载是电动机，并且能量回馈时的能量也是由电动机产生的，为了进一步验证所采用控制算法的合理性，需进行整机带电动机实验。

负载电动机参数为三相，电压 690V，极数为 4 极，功率为 11kW。

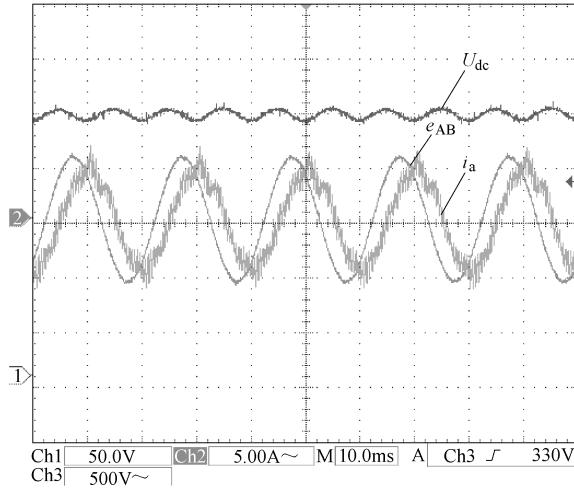


图 7-48 整机带阻感负载实验波形（输出频率 50Hz）

1) 电动机电动状态

图 7-49 为变频器空载起动时 A 相 3 单元母线电压与 A 相第一个功率单元的输入电流波形。可以看出，母线电压较快达到给定值，PWM 整流器由不控到可控电流没有出现冲击。

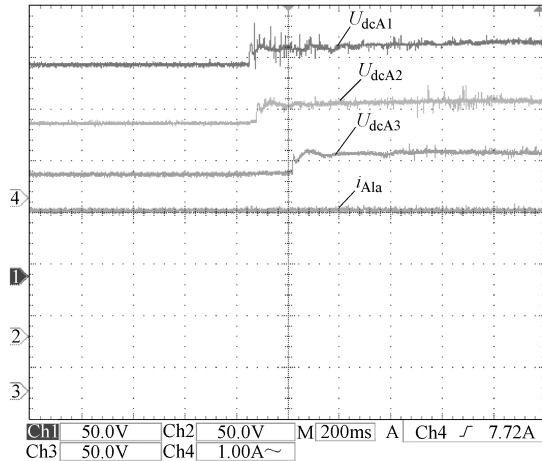


图 7-49 变频器空载起动母线电压与电流实验波形

图 7-50 为变频器带电动机空载稳态时 A 相 3 单元母线电压与 A 相第一个功率单元的输入电流波形。由实验波形可见，母线电压维持在给定值 230V 恒定；电动机由于空载，功率单元的输入电流比较小，变频器接近于空载状态。

图 7-51 为电动机电动状态时，母线电压 U_{dc} 、网侧线电压 e_{AB} 、网侧 A 相电流

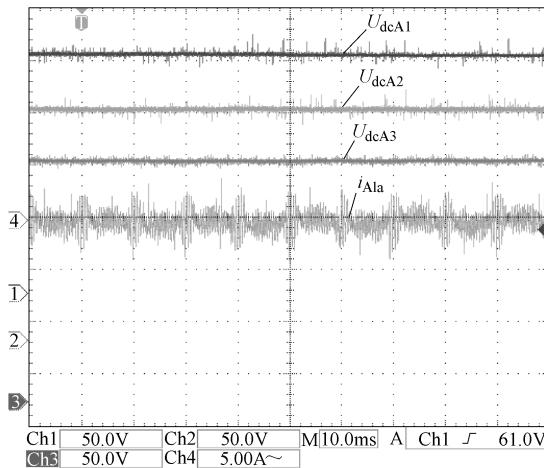


图 7-50 变频器空载母线电压与电流实验波形

i_a 和 A 相第一个功率单元 a 相输入电流 i_{A1a} 实验波形。由实验波形可见，母线电压维持在给定值 230V 恒定；移相变压器一次电流接近于正弦波，电压与电流同相；由于电动机空载，A 相第一个功率单元 a 相输入电流 i_{A1a} 的波形接近于功率单元空载时电流波形。

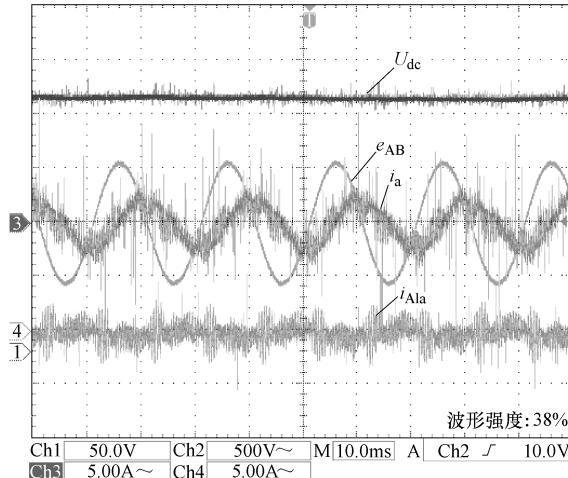


图 7-51 整机带电动机负载实验波形 (输出频率 50Hz)

图 7-52 为整机带电动机负载不控整流实验波形，与图 7-51 对比，可以看出可控整流状态下网侧电流波形正弦度明显好于不控整流的电流波形。

2) 电动机回馈状态

图 7-53、图 7-54 分别为电动机在 1s 内由 50Hz 至 5Hz 骤减速时能量回馈的过程，母线电压 U_{dc} 、网侧线电压 e_{AB} 和网侧 A 相电流 i_A 实验波形。

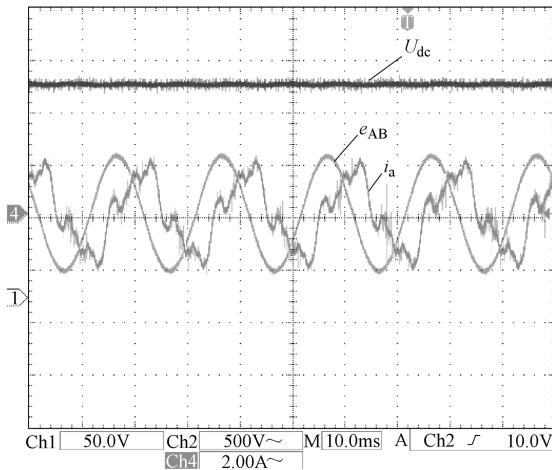


图 7-52 整机带电动机负载实验不控整流实验波形（输出频率 50Hz）

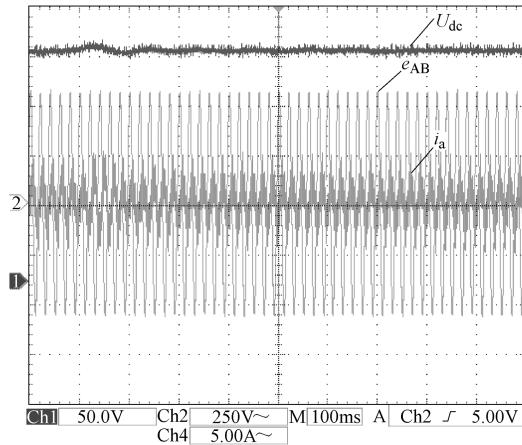


图 7-53 电动机 1s 内由 50Hz 至 5Hz 骤减速实验波形

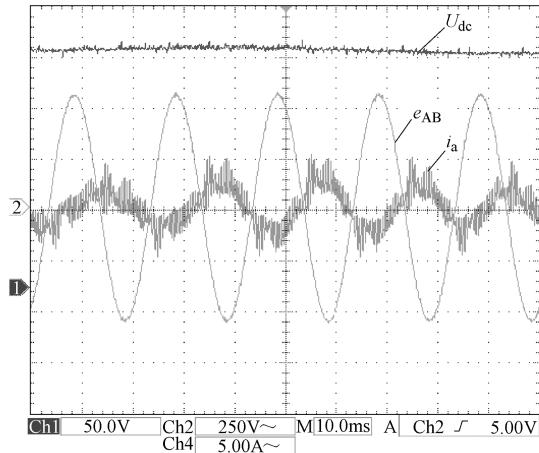


图 7-54 图 7-53 的放大波形

由以上两个实验波形可见，在电动机骤减速时出现能量回馈的过程，母线电压会有一个小突起，然后在调节器的作用下迅速达到给定值230V；网侧相电流与电压反相。然而，传统的两象限级联型高压变频器在电动机回馈状态时，母线电压泵升，由于这部分能量不能流向网侧，会引起过电压故障，从而使变频器停机运行。

通过整机实验，进一步验证了实验系统及控制方法的可行性。

7.3.4 矢量控制实验

为进一步验证采用的矢量控制策略，在搭建的高性能级联型变频器实验平台上进行相关实验研究，图7-55所示为给定转速和实际转速曲线。由实验波形可见，稳态时转速的实际值和给定值基本相等，达到了给定值1500r/min，即标幺值1.0，在稳态运行过程中，实际转速存在轻微的抖动。图7-56所示为给定转速和实际转速上升曲线图，通过对实际转速曲线的局部放大可发现，在起动阶段约有130ms的短时间延迟，其主要原因是磁通尚未完全建立；进入稳态有小幅度的超调；在动态加减速过程中，实际转速整体上能快速准确地跟踪给定值的变化。

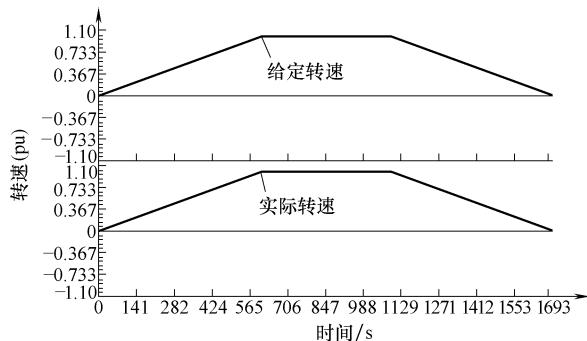


图7-55 给定转速和实际转速实验波形

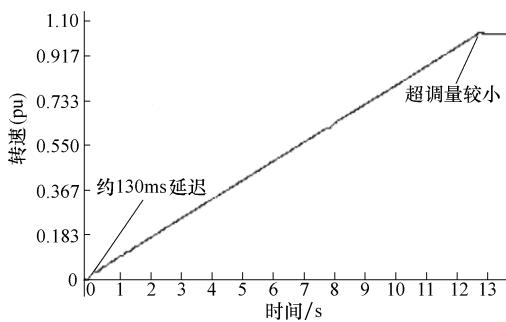


图7-56 给定转速和实际转速上升曲线

磁通的给定值和观测值实验波形如图7-57所示。由图可见，磁通在1.3s能够稳定下来，建立时间较快，和给定值的误差基本为零，达到了设定的标幺值0.8。此时的定子电流d轴励磁分量给定值和实际值如图7-58所示。实验波形表明，能

够以较大的电流建立磁场，之后励磁电流实际值以给定值为中心线上下有一定波动。

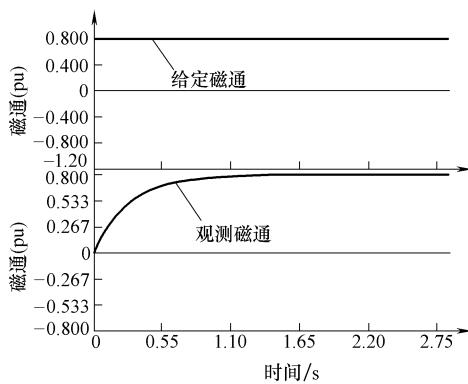


图 7-57 磁通建立过程实验波形

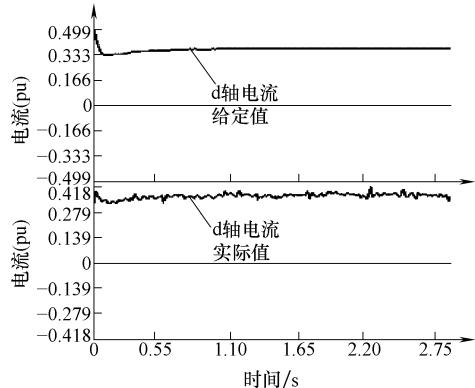


图 7-58 磁通建立过程 d 轴电流波形

图 7-59、图 7-60 所示分别为磁通改变实验波形和磁通改变时 d、q 轴电流变化波形。由图可见，当电动机以 500r/min 转速稳定运行时，改变磁通给定值的大小，即由标幺值 0.8 降为 0.5，磁通能够在约 0.8s 到达新的稳态值，d 轴励磁电流随之变化、响应迅速，而 q 轴转矩电流则基本保持不变。

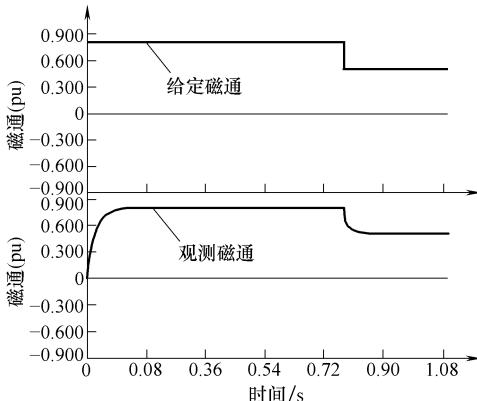


图 7-59 磁通改变实验波形

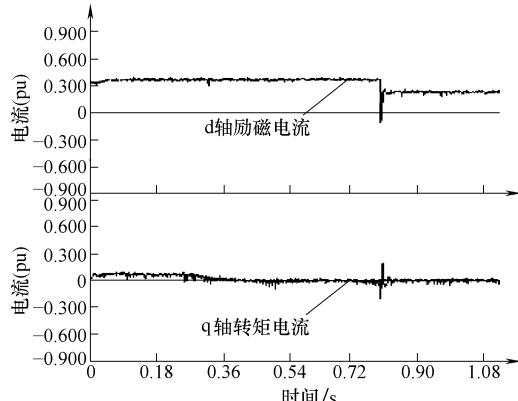


图 7-60 磁通改变时 d、q 轴电流变化波形

当电动机在以 500r/min 转速稳定运行时，进行加载测试，转速波形如图 7-61 所示。由图可见，当加载瞬间，转速有一定跌落，之后转速能够很快恢复到 500r/min，系统抗负载扰动能力较强。加载测试的输出电流波形如图 7-62 所示。在突加负载时，电流幅值随之增加，在 2s 时间内能够基本稳定到新的状态。

图 7-63、图 7-64 分别给出了突加负载时 d、q 轴电流波形。由图可见，定子电流 d 轴分量基本保持不变，而定子电流 q 轴转矩分量与负载同步变化、响应迅速。

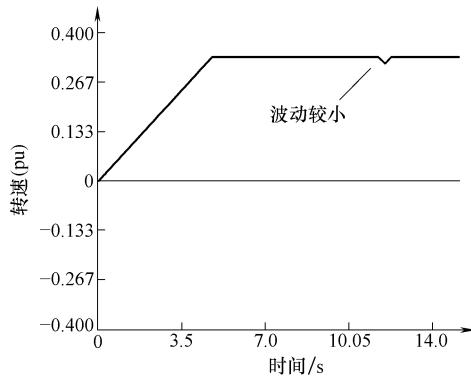


图 7-61 突加负载时转速波形

实验结果表明，定子电流励磁分量和转矩分量基本没有耦合现象，磁通单独由励磁电流分量改变，转矩单独由转矩电流分量改变，实现了异步电动机矢量控制算法的解耦控制。

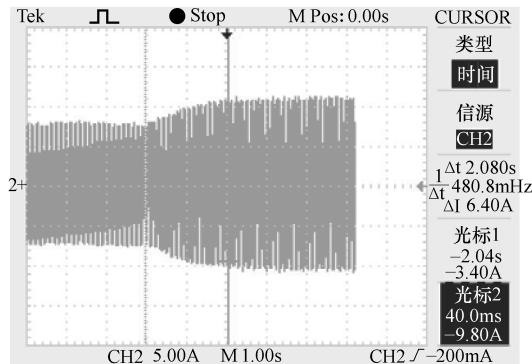


图 7-62 突加负载时输出电流幅值变化

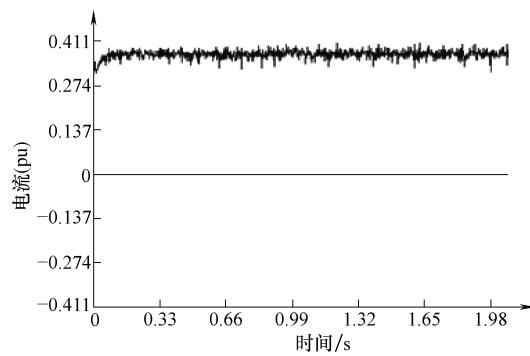


图 7-63 突加负载时 d 轴电流波形

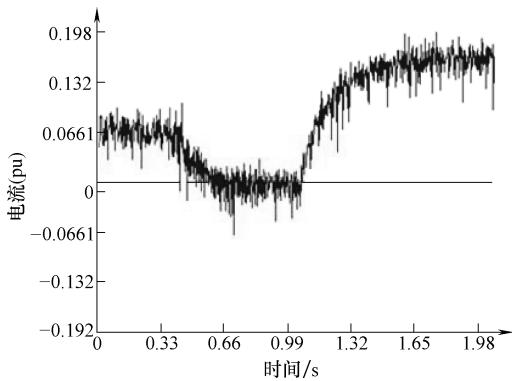


图 7-64 突加负载时 q 轴电流波形

与 U/f 相比, 矢量控制的优势在于其低速带载性能更强。低速带载实验波形如图 7-65、图 7-66 所示。实验中阶跃给定电动机转速为 $60\text{r}/\text{min}$, 即 2Hz , 转矩设定为额定转矩的两倍, 带载起动。由图 7-65 可见, 实际转速能够在 0.5s 左右达到设定转速, 响应比较迅速。由图 7-66 可见, 起动过程中, 定子电流冲击较小, 并且能够很快达到稳态。

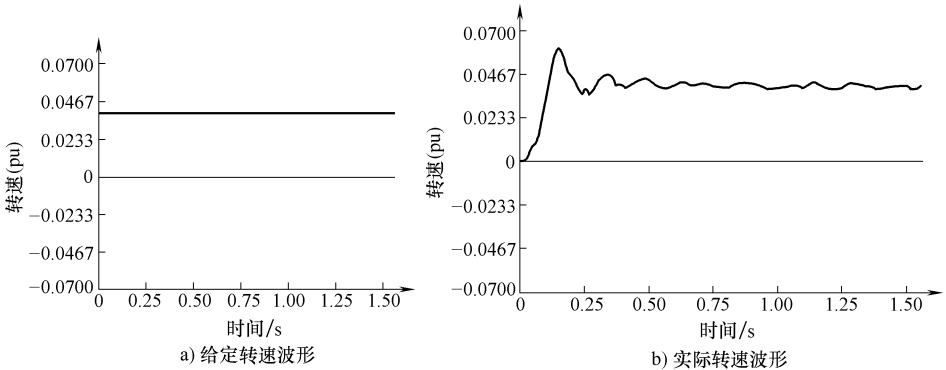


图 7-65 阶跃给定转速和实际转速波形

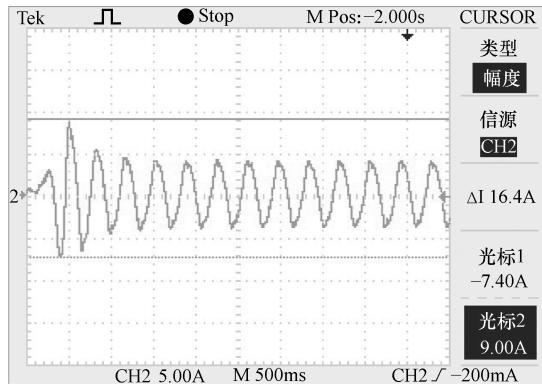


图 7-66 阶跃给定输出电流波形

为了对比低速加载的电流变化，又进行了在 2Hz 运行突加两倍负载的实验，测得的 d、q 轴电流分量波形如图 7-67 所示。由图可见，d 轴电流在给定值附近波动，q 轴电流分量在突加转矩时能够很快地响应，在一个过冲之后能够很快稳定。

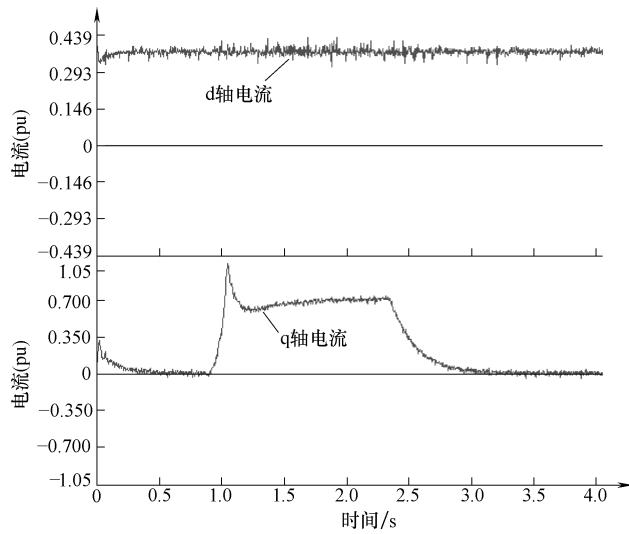


图 7-67 2Hz 低速运行时 d、q 轴电流分量波形

7.4 本章小结

本章首先详细介绍了级联型变频器能量回馈系统的硬件和软件设计，又介绍了级联型变频器矢量控制系统的硬件和软件设计，以及多路驱动脉冲的 FPGA 实现方式。在此基础上，在搭建的高性能级联型变频器平台上开展了实验研究，分别对功率单元和整机进行实验。功率单元实验分为 PWM 整流器带电阻负载和单相 H 桥负载两部分，功率单元部分的实验结果表明，单元前端控制系统工作正常，网侧电流性能和母线电压均达到了设计要求，从而验证了所设计整流器动态响应和稳态性能；最后又进行了整机实验，对整机带阻感负载和电动机空载进行了实验，分析了电动机在电动状态和回馈状态时的电压电流波形，重点从转速跟随性能、带载性能，特别是低速带载能力对设计的矢量控制算法进行了实验测试，给出了实验波形。整机实验结果表明，网侧电流性能和各单元的母线电压均达到了设计要求，系统具有良好的调速性能。本章内容对于实际工业装置的构建具有指导意义。

第8章 级联型多电平变换器的工业应用

8.1 通用型 6kV/400kW 大功率高压变频器

前面的章节详细研究了多电平变换器的拓扑结构及相关的调制策略。本节将以级联型多电平变换器拓扑结构为研究对象，针对风机、水泵类负载，介绍具体工业应用领域中的 6kV/400kW 大功率高压变频器。

8.1.1 大功率高压变频器主电路

所研制的 6kV 高压变频器装置采用级联型多电平变换器拓扑结构，其主电路如图 8-1 所示。由图 8-1 可知，每相由 6 个功率单元串联，三相共 18 个功率单元，形成 Y 联结结构。共有 13 种电平：0、 ± 1 、 ± 2 、 ± 3 、 ± 4 、 ± 5 、 ± 6 ，对应的线电压则有 25 种电平，输出电压波形非常接近正弦波。每个功率单元的额定电压为 580V，相邻功率单元的输出串联起来，使变频器的额定相电压为 3480V，线电压为 6000V。每个功率单元承受全部的输出电流，但只提供 1/6 的相电压和 1/18 的输出功率。图 8-1 所示主电路，主要包括移相变压器与功率单元，下面分别加以介绍。

1. 移相变压器

为了降低输入谐波电流，移相变压器实行多重化设计，18 套二次绕组，采用延边三角形联结，分为 6 个不同的相位组，互差 10°电角度，形成 36 脉波的六重化

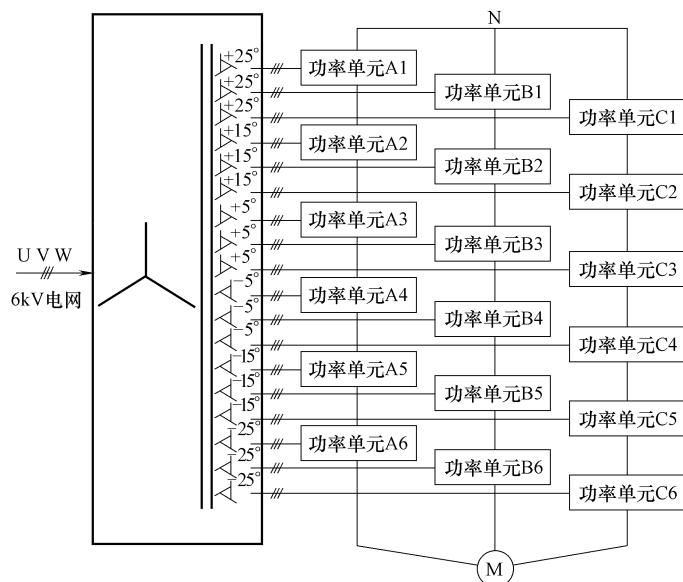


图 8-1 6 单元串联 13 电平电压型
高压变频器主电路结构示意图

二极管整流电路结构。

移相变压器二次侧输出的 580V 三相交流电经功率单元的三相二极管整流桥整流后，由滤波电容形成平直的直流电，再经由 4 个 IGBT 构成的 H 型单相逆变桥，在其输出端形成电压在 580V 以下可变、基频在 50Hz/60Hz（此频率可根据电机的额定频率调整）以下可调的 SPWM 波。

2. 功率单元

在图 8-1 所示主电路中，采用的功率单元电路结构如图 8-2 所示，实为三相输入单相输出的交-直-交 PWM 电压型变换器。

如图 8-2 所示，功率单元控制电路又包括电压检测、缺相检测、PWM 信号译码及状态编码电路和 IGBT 驱动电路、开关电源等几部分。其中，电压检测电路检测直流母线电压，并形成过电压、欠电压信号；缺相检测电路检测缺相故障；IGBT 驱动电路通过 Scale 智能驱动模块，接收 PWM 信号译码及状态编码电路传输来的驱动信号去驱动 IGBT，并反馈故障信号；PWM 信号译码及状态编码电路通过 3 根光纤和 PWM 生成电路进行通信，接收来自电压检测、缺相检测及 IGBT 驱动电路的状态信号，通过分析光纤的输入和输出信息检测通信故障，综合成帧溢出、通信、A 桥臂故障、B 桥臂故障、过电压、欠电压、缺相、过热等 8 种状态信息；开关电源为各控制电路提供电源。3 根光纤中，2 根输入为 PWM 生成电路传输送来的 A、B 两个桥臂的驱动信息，解码后形成驱动信号输给驱动电路；另一根输出为 PWM 信号译码及状态编码电路综合的 8 种状态信息，编码后输送 PWM 生成电路。

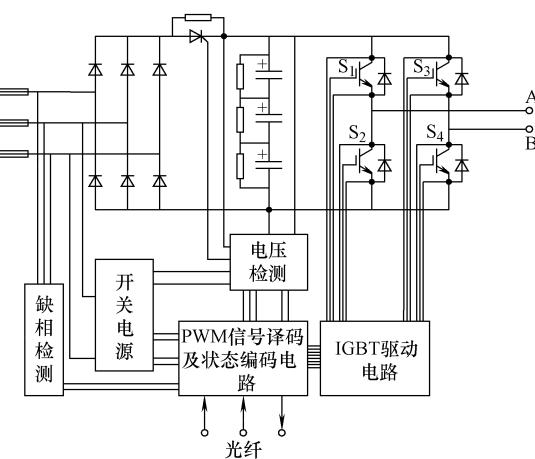


图 8-2 功率单元电路结构示意图

8.1.2 高压变频器硬件设计

所研制的 6kV 高压变频器装置，系统采用 TI 公司的 TMS320C32 浮点型 DSP 和 Cypress 公司的 CPLD 组成双 DSP 全数字交流控制电路，实现级联型高压变频器的调速控制以及人机交互和网络控制等功能^[191]。

1. 系统基本构成及硬件电路框图

级联型高压变频器的控制系统采用两级 DSP 构成主—从通信，主要由从站 DSP 控制电路、主站 DSP 控制电路、PWM 生成电路和 PLC 控制四大部分组成。6kV 高压变频器装置控制系统结构框图如图 8-3 所示。

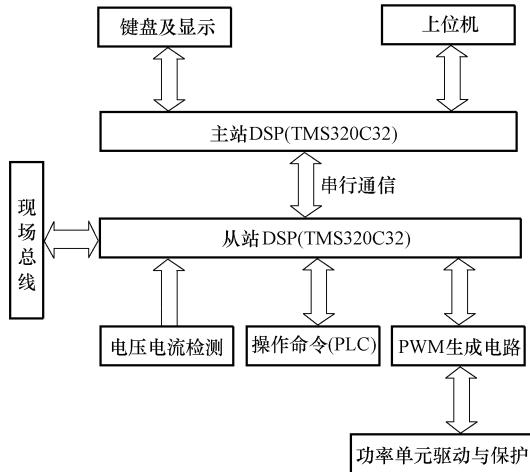


图 8-3 级联型高压变频器的双 DSP 控制系统框图

DSP 主站主要由中文液晶显示屏、键盘、TMS320C32DSP 控制板三大部分组成，可完成设定参数、指令操作、数据读取、状态显示、与上位机通信等功能。

DSP 从站主要实现模拟量输入输出、开关量输入输出、完成上一级发出的各种执行指令，综合和处理各种故障，对系统进行自诊断，并向上一级反馈装置的状态和参数。

PWM 生成电路以 CPLD 为核心，主要完成 18 个功率单元 36 路 PWM 控制信号的生成、控制信号和单元状态信号的编码和解码，并通过光纤来传送控制信号以及接受状态信号。

PLC 可编程序控制器主要完成变频器外围的各种操作、保护、联锁等功能。

从站 DSP 控制电路硬件框图如图 8-4 所示，DSP 芯片选用 TI 公司的 TMS320C32，另有 A/D、D/A、SRAM、FIFO、RS485、RS232、ISO124、ST16C552 等器件，主要完成 8 路模拟量输入、4 路模拟量输出、8 路开关量输入、8 路开关量输出的高速数据采集与处理、对系统进行保护和自诊断、发出各种执行指令、综

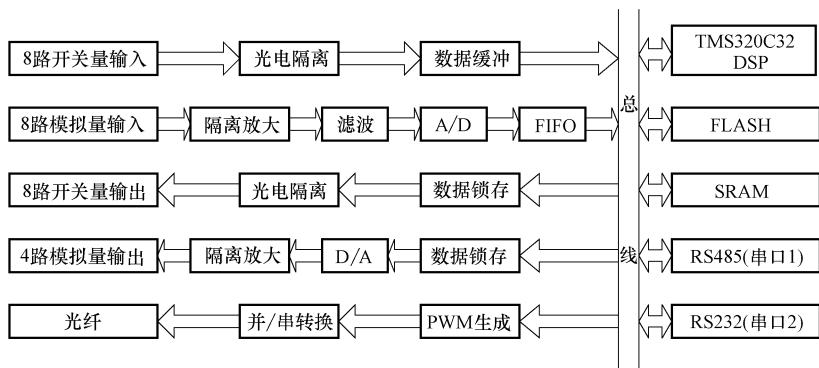


图 8-4 从站 DSP 控制系统硬件框图

合和处理各种故障报警、与其他电路进行通信，以满足高性能交流调速系统的实时性要求。从站 DSP 控制板上设有 2 个通信口，即串口 1 (RS485) 用于与主站通信，串口 2 (RS232) 用于与现场总线 Profibus 相连。

主站控制硬件框图如图 8-5 所示，主要由液晶显示屏 (8×8 行中文显示)、键盘 (7 个按键)、TMS320C32DSP 控制板三大部分组成，完成系统参数的设置、运行控制、状态显示，实时监控及通信等功能。主站 DSP 控制板也设有 2 个串行通信口：1 个 RS485 通信口与从站通信，另 1 个 RS232 通信口与上位机通信，以实现远程监控。

2. 模拟量输入通道设计

6kV 高压变频器装置系统的模拟量主要包括模拟量给定、A 相输出线电流、C 相输出线电流、直流母线电压等信号。模拟量输入信号经低通 π 型 RC 滤波器，至射极跟随放大器，再到隔离放大器 ISO124 隔离后，连接至 A/D 转换器的输入端。ISO124 的隔离电压为 1500V，线性度为 0.01%，输入信号频率小于 50kHz。

图 8-6 所示为 AD7864A/D 转换器与 TMS320C32 DSP 的接口设计硬件框图。其中，A/D 转换器采用 12 位四通道高速芯片 AD7864，系统共采用 2 片 AD7864A/D 转换器组成 8 通道同时采样/保持、每通道采样率为 130KSPS、分辨率为 12 位、输入电压范围 $\pm 10V$ 。一个触发信号同时启动 2 片 AD7864 采样，A/D 转换完成后，数据由 CPLD (CY37064P84) 控制写入数据缓冲器 FIFO 中，FIFO 数据准备好，产生中断或查询信号，通知 DSP 取数。8 个通道完成一遍采样的时间为 $17.04\mu s$ 。

3. 模拟量输出通道设计

6kV 高压变频器装置系统的模拟量输出通道采用 1 片 DAC4813D/A 转换器组成 4 通道模拟量同时输出。DAC4813 是一种 12 位、4 通道、高速转换、同时输出的 D/A 转换器，满量程建立时间为 $4.5\mu s$ ，分辨率为 12 位，输出电压范围 $\pm 10V$ 。4 路 D/A 转换数据由各通道的锁存器分别锁存，再由统一的 D/A 输出命令同时输出。DAC4813 带输出复位功能，上电或对 D/A 复位口操作时，使 4 路 D/A 输出全

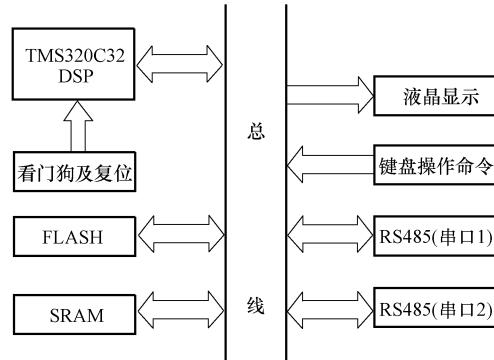


图 8-5 主站 DSP 控制系统硬件框图

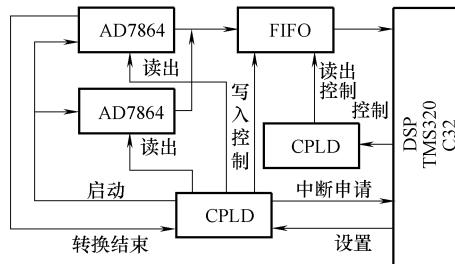


图 8-6 AD7864A/D 转换器与 TMS320C32 DSP 的接口硬件框图

部置为 0。复位操作只影响 D/A 输出寄存器，而不影响 D/A 锁存器。模拟输出经隔离放大器 ISO124 隔离输出，隔离电压为 1500V。

4. 系统通信接口设计

6kV 高压变频器装置系统采用 PC16552 芯片管理主从 DSP 之间、从站 DSP 和 Profibus 之间、主站 DSP 和上位机之间的通信，DSP 不直接参与通信。通信方式为中断方式，在中断服务程序中完成数据发送和数据接收。通信遵循的是 SiemensU-SS 协议，这是 Siemens 所有传动产品的通用协议。

PC16552 是带有 FIFO 的双路异步通信器件，具有集成度高、使用方便、兼容性好等特点，一片 PC16552 可以提供完全独立的两个串口和一个并口，每个通道具有独立的发送、接收、线路状态和设置中断功能，分别可对数据位数、奇偶校验、停止位及波特率等进行编程。PC16552 的串口 1 经高速光电隔离和 RS232 接口芯片到从站的串口 1 端口，PC16552 的串口 2 经高速光电隔离和 RS485 接口芯片到从站的串口 2 端口，接收/发送则由 PC16552 的 MODEM 控制寄存器的 OUT2 位控制，当 OUT2 位为 0 电平时，工作为接收方式，OUT2 位为 1 电平时，工作为发送方式。

5. CPLD 在 IGBT 驱动中的应用

对于采用级联型结构的高压变频调速装置，如何实现脉冲移相 PWM 策略，生成 N (N 可设) 组对称 PWM 波形，并且保证 PWM 信号传输的准确性和可靠性，满足电机控制在实时性、快速性方面等较高要求，是重点要解决的问题。理论上讲，从触发电路到 IGBT 棚极和发射极的引线应做到既短又一致，但考虑散热和绝缘等条件，实际装置的尺寸较大，PWM 信号需经过较长的距离才能送到功率单元中的 IGBT。

复杂的可编程逻辑器件 (CPLD) 突出的特点是系统内编程、高速传输信号、高可靠性、高抗干扰能力，编程功能既灵活又强大。以 CY37128 为例，内含 128 个宏单元，最高工作频率可达 167MHz。而在目前诸多传输介质中，只有光纤具有损耗低、频带宽、重量轻、不受电磁干扰等突出优点。以 HFBR1521/HFBR2521 为例，传输速率可达 5MBd，标准电缆的传输距离为 48m，传输损耗可忽略不计。因此，系统选用 CPLD 组成 PWM 生成电路，并利用光纤传输 PWM 信号。实验表明，CPLD 与光纤的结合是解决高压大功率变频装置中信号传输的最佳方案。

6kV 高压变频器装置的 PWM 信号生成如图 8-7 所示，由从站 DSP 和 PWM 生成电路最多可产生 18 路 PWM 信号，然后利用两根光纤传输至每个功率单元，每个功率单元首先由 PWM 信号译码电路接收信号并译码后再传输至 IGBT 驱动电路，IGBT 驱动电路经隔离、功率放大、电平转换之后，去驱动 IGBT。功率单元的状态编码后，用一根光纤传输至 PWM 生成电路，经译码后送至从站 DSP。从站 DSP 和 PWM 生成电路靠 96 针连接器连接。

8.1.3 高压变频器软件设计^[192]

6kV 高压变频器装置系统控制软件的编制遵循模块化结构设计、模块间可自由

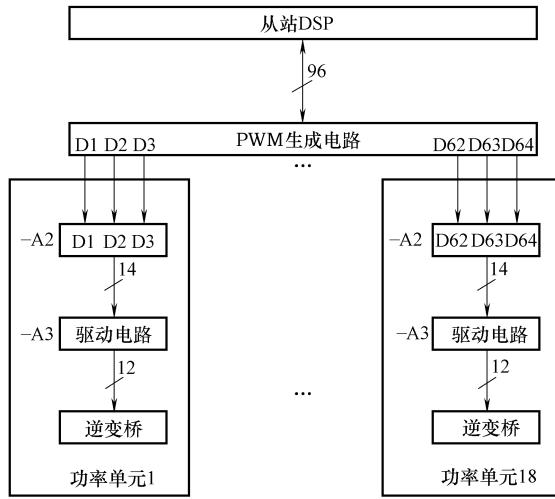


图 8-7 PWM 信号生成示意图

- A2: PWM 信号译码及功率单元状态编码电路; - A3: IGBT 驱动电路

组态的基本思想。在模块化软件设计中，该高压变频器的所有功能都划分在一定的功能模块中，包括开环（闭环）控制功能、通信功能以及监控和操作器控制功能等，均由软件中的功能模块实现。这些功能模块相对独立，可通过参数设置而自由联结。这种相互联结的方法相当于将各个功能模块用工程方法进行电气连接，即相当于用导线连接集成电路或其他元件。因此，各个功能模块都有自己相应的功能框图，以说明该模块要实现的功能和输入输出连接方式。

在该系统软件的所有功能按模块化软件设计完成后，尤其在每个功能均划分在各自的功能块之后，由于功能块都具有根据参数设置可自由连接的功能，这就为实现系统组态功能奠定了基础。如果把各个功能模块看成是一个个不同的积木块，那么，完成系统组态就像搭建积木一样简单。因此，该系统的组态功能就是指在同一套控制软件中，包含现有的多种控制方式的所有功能块，同一台变频器在不同场合下使用时，只需要通过参数设置组态成一种适合的控制方式，变频器就可以实现相应组态的控制模式。例如，在风机、水泵等对动态性能要求不高的场合，选用 U/f 控制模式即可，这样，通过参数设置可将系统组态为 U/f 控制模式，即可满足需求。

1. 从 DSP 承担的主要控制功能

从 DSP 需完成所有控制功能、故障检测处理功能和通信功能。为提高效率，从 DSP 的软件用汇编语言编写完成。软件采用模块化设计，每种功能均划分为相应功能块，为保证所有功能块均能在指定的时隙内完成，将控制软件分成主程序、PWM 调制模块及所有其他控制功能块三部分。其中，主程序完成初始化、参数搬移并自检、参数保存、参数恢复工厂设定值、故障历史记录处理等任务，这些

任务对执行的时间没有特殊要求，因此这些功能块的时隙不可设；PWM 调制模块对时间要求最高，因此安排在优先级最高且最快的中断 T_s 中，所有其他控制功能块（例如：开关量输入/开关量输出、模拟量输入/模拟量输出、控制字/状态字、给定通道设定、给定积分器、定子电流分解、最大电流限制、 U/f 曲线、顺序控制、通信、信息、故障诊断、故障综合、电动电位器、工艺调节器、瞬时停电再起动等）安排在次级的中断 T_0 中，通过调整中断的时间，可调整功能块的时隙。为了便于读者理解，下面分别对从 DSP 其中的主要功能模块进行介绍。

1) 顺序控制

每种设备均有其特定的操作规程，特别是对高压变频器而言，其输入输出都是 3~10kV 的高压，设备较贵重。为了保障人生和设备的安全，高压变频器必须按一定的操作顺序运行，在违反操作顺序的误操作情况下，变频器应该具有识别并防止错误发生的功能，亦即顺序控制所承担的功能。顺序控制需保证变频器起动、运行及停车等按正确的逻辑进行，并检测故障信息，保证变频器能够在故障时立即停止运行并跳闸。

为正确执行顺序控制，该系统将高压变频器运行的所有过程（包括故障）分成了 10 种状态：① 初始化工作状态、② 禁止合闸状态、③ 故障报警状态、④ 允许合闸状态、⑤ 预充电状态、⑥ 允许起车状态、⑦ 运行状态、⑧ 正常停车状态、⑨ 安全停车状态、⑩ 批量数据传输状态，并且分别编号为状态 0~9。图 8-8 给出了高压变频器 10 种状态之间的转换关系图，即各种状态之间的逻辑转换关系，它集中

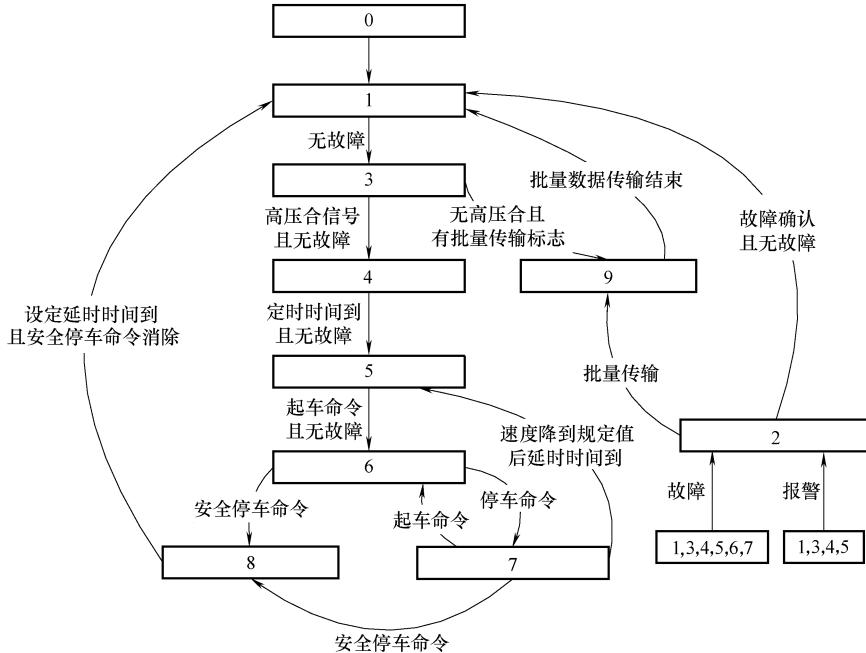


图 8-8 变频器状态转换关系图

体现了高压变频器的操作顺序。

在程序设计时，先判别当前的状态 r001，然后进入在这种状态下的相应逻辑处理，如图 8-9 给出的顺序控制功能块程序流程框图。在各个状态中均有其相应的逻辑处理功能，这些逻辑是根据状态和操作要求而确定的，不满足相应逻辑的误操作，将得不到响应，以此保证顺序功能的正确执行。

2) U/f 曲线

U/f 曲线是 U/f 控制方式的核心部分， U/f 曲线设置是否恰当，直接关系到电机运行性能的好坏。如果完全靠人工通过参数来设计确定 U/f 曲线，很难达到在任何场合、任何负载下、特别是在低速段有好的性能。在系统中使用了 U/f 计算模块，可显著减少人工参与 U/f 设置的程度，提高了电机运行的性能。

图 8-10 所示为 U/f 曲线功能块的简化图，图中包含了 U/f 曲线的基本内容。

系统设立了两类 U/f 曲线，即线性和二次曲线型，以满足不同工况下的需求。由于所有计算都是标么化计算，因此，两种类型的 U/f 曲线均得到了简化，对线性

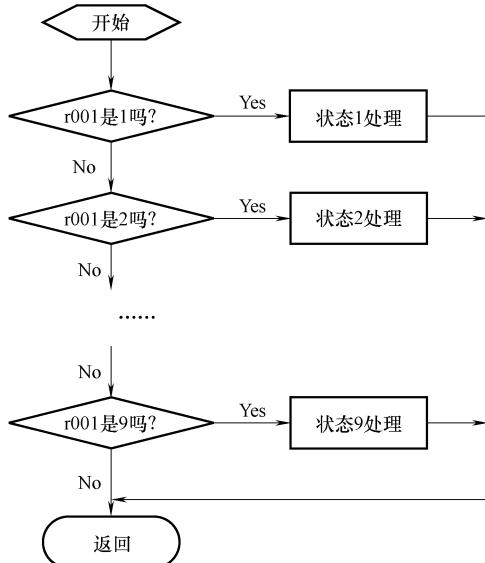


图 8-9 顺序控制功能块程序流程图

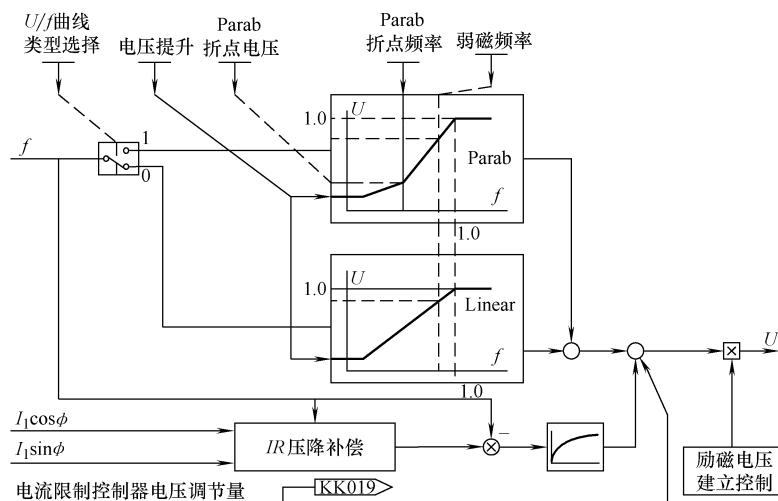


图 8-10 U/f 曲线功能块简化

U/f 曲线而言，它是斜率为 1 的直线；对于二次曲线型的 U/f 曲线，使用折线的方法来替代。由图 8-10 可见，装置对 U/f 曲线的设置非常简单，线性的 U/f 曲线只需设置电压提升值，为电机提供起动转矩；二次曲线型的 U/f 曲线除设置电压提升值外，只需设置曲线的折点（电压、频率）。

3) 给定积分器

U/f 控制方式中，不能使阶跃信号直接加到 U/f 曲线上，否则供给电机的电压和频率就是阶跃的，将造成很大的冲击电流，为避免这种情况的发生，必须在频率给定通道中加入给定积分器，使阶跃的频率给定按指定的斜率上升，以达到减少冲击的目的。

对于 DSP 数字控制系统，应采用性能较好的“S”形曲线以实现电机的加减速。这里介绍一种可以通过参数任意设置加减速时间、圆弧时间，在任何给定频率下均能实现指定的“S”形加减速曲线的给定积分器。它在指定加减速过程中，如果系统要求更改目标频率，也能自动按“S”形曲线达到新的目标频率，甚至对于频率从正给定变到负给定或是相反的情况，也能实现满足要求的“S”形加减速曲线。图 8-11 给出了所要实现的“S”形加减速曲线图。

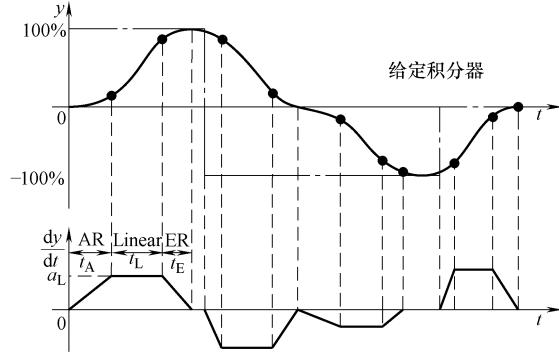


图 8-11 “S” 形加减速曲线图

这里以正向加速段为例，分析其实现原理。如图 8-11 所示，将正向加速段分为三个小段：正向加速起始圆弧段 AR、正向加速线性段 Linear 和正向加速结束圆弧段 ER。计算“S”形加速曲线的原则为，先计算出 $dy/dt-t$ 坐标图中的 AR、Linear 和 ER 三个段内的曲线，然后对该曲线进行积分计算，即可得到 $y-t$ 坐标图中相应时间段的“S”形曲线，这是真正的数字积分的算法，计算出的“S”形曲线的加速度一定是连续变化的。

加速时间定义为从 0 加速到 100% 的时间，减速时间定义为从 100% 减速到 0 的时间，它们实际上规定了相应的线性段 Linear 的加速度，即有

$$a_L = \frac{100\%}{t_{acc}} \quad (8-1)$$

式中 t_{acc} —— 加速时间。

根据 a_L 的值再分别计算 AR 段和 ER 段的加速度值，它们的表达式分别为

$$a_A = \frac{a_L}{t_A} t \quad (t \leq t_A) \quad (8-2)$$

$$a_E = -\frac{a_L}{t_E} t + \frac{a_L}{t_E} (t_A + t_L + t_E) \quad (8-3)$$

在实际计算中，对加速度曲线的积分是通过计算加速度曲线的面积，因此并不要求知道确切的加速度数学表达式。图 8-12 所示为实验测得的“S”形加减速曲线和加速度曲线。

2. 主 DSP 承担的监控功能

主 DSP 主要完成高压变频器的参数设置、运行控制、状态显示、实时监控等功能。为实现这些功能就必须具有监控画面，操作命令选择画面，系统参数设置画面，故障纪录画面等。图 8-13 所示为高压变频器运行监控画面。

主 DSP 软件共由五个模块组成，各模块的功能如下：

- ① 主程序模块 TEST. C——完成 DSP 初始化，自定义程序段搬移，参数值初始化，故障记录初始化，ST16552 自检，ST16552 初始化，LCD 初始化，显示欢迎画面，转入监测画面，恢复工厂设置，以及处理一些特殊情况等功能。
- ② 键盘中断（INT3）服务程序模块 KEYBOARD. C——完成转入监测画面后，对键盘操作的响应功能。
- ③ Timer0 中断服务程序模块——定时通信服务程序，定时刷新监测画面或参数画面。
- ④ 485 中断服务程序模块——完成任务报文发送，接收响应报文，处理响应报文，处理串行化出错和 FIFO 超时中断。
- ⑤ Timer1 中断服务程序模块——完成时钟功能。

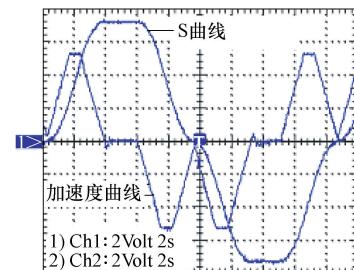


图 8-12 实测的“S”形曲线和加速度曲线

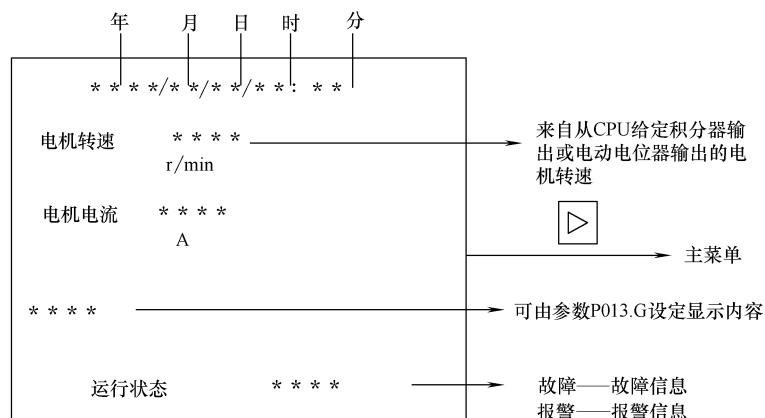


图 8-13 高压变频器运行监控画面

3. 主从 DSP 之间的通信功能

随着变频器的普及，无论是通用变频器还是高压变频器，都有在异地进行远程控制，或是多台变频器由一台主机控制协调工作的需求。因此，通信功能是系统设计中不可缺少的一部分。系统的主控板和显示控制板之间采用 RS485 通信接口，显示控制板还预留一个 RS232 接口和上位机通信，主控板预留一个 RS485 接口和现场总线通信。这里所指的通信是主、从 DSP 之间的通信。

6kV 高压变频器的系统采用 SiemensUSS 协议，为主从结构的协议，从站变频器只是对主站发来的任务报文做出响应并发送响应报文。USS 协议具有以下特征：

- 支持多点连接（如 EIARS485）或点对点连接（如 EIARS232）；
- 主从存取方法；
- 单主站系统；
- 最多 32 个站（最多 31 个从站）；
- 与 Pofibus 相似的总线操作模式；
- 信息传送到传动装置的方式与 Profibus—DP 相同。

其中，USS 协议的数据报文如下：

STX	LEG	ADR	净数据						BCC	
			参数(PKW)			过程数据(PZD)				
			PKE	IND	PKE 元素	PZD1	...	PZD16		

STX 区域是一个单字节的 ASCII STX 字符 (02H)，表示一个报文的开始；LEG 是一个单字节区域，表示在这个报文中 LEG 区域后的字节数；ADR 是一个单字节区域，包含从站变频器的地址；通信传输的信息将置于净数据区中，包含 PKW 区和 PZD 区，PKW 区用于参数标志值 (PKW) 接口的控制，它不是一个物理接口，而是处理两个通信部件之间参数传递的机构，其中包含了参数值的读写，读取参数注释及相关电文，借助于 PKW 进行的所有工作均涉及操作控制、观测、维护以及诊断；PZD 区域包含自动化系统所需的信号，即主站给从站的控制字和给定值，从站给主站的状态字和实际值。

根据本系统的通信需要，设计了如下的通信协议：

任务报文格式

STX	LEG	ADR	PKE	IND	PKW	控制字 1	转速设定值	电流设定值	控制字 2	时间信息	BCC
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-------	-------	-------	-------	------	-----

响应报文格式

STX	LEG	ADR	PKE	IND	PKW	状态字 1	转速实际值	电流实际值	控制字 2	故障信息	BCC
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-------	-------	-------	-------	------	-----

在上述协议下，高压变频器系统完成的通信任务，包括参数设定值和显示值的传送；控制、操作命令的下达；故障显示及确认，历史故障显示；批量数据传输（所有参数上载和下载）等。

8.1.4 高压变频器工业现场运行结果

研制的高压变频器技术指标如下：

交流额定输出电压：6kV；

交流额定输出电流：53.5A，允许过载120%持续1min；

交流额定输出功率：400kW；

输出频率：1~50Hz可调；

加减速时间：10~1000s可设；

功率因数：大于0.95。

系统具有以下保护功能：交流缺相保护、欠电压保护、过电压保护，装置的过电流保护，电动机超速保护、堵转保护、过热和过载保护、瞬时停电再起动功能、故障及报警自诊断功能等。

经过实验室的各种验证，证明该系统已具备进入现场试运行的能力和条件。系统在酒泉钢铁公司热电厂灰浆泵房（参见图8-14）投入试运行，系统工作一切正常。高压变频器系统现场运行驱动的电动机型号：JS0148—6，定子额定电压：6kV，定子额定电流：37A，额定转速：985r/min，额定功率：310kW，功率因数：0.90。

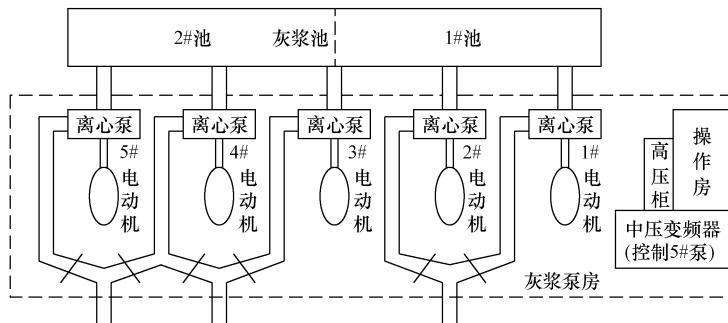


图8-14 工业现场环境示意图

变频器带载满负荷运行时输出电压波形如图8-15所示，变频器带载满负荷运行时输出电流波形如图8-16所示。由图8-15可见，在5Hz以下的低频段时，由于输出电压低，输出电平数少（5电平），因此，在低频段的线电压谐波较大；随着输出频率的升高，输出电压不断升高，电平数越来越多，输出波形也越来越接近正弦波；在50Hz频率输出时，输出线电压已非常接近正弦波。由图8-16可见，以1Hz频率运行时，电流波形的谐波很大，而在5Hz运行时线电流谐波变小很多。因此，该系统最低运行频率虽然可以在1Hz，但此时电流谐波大，对电机不利；而在5Hz时的电流谐波是可以接受的，所以该装置的最低运行频率为5Hz。

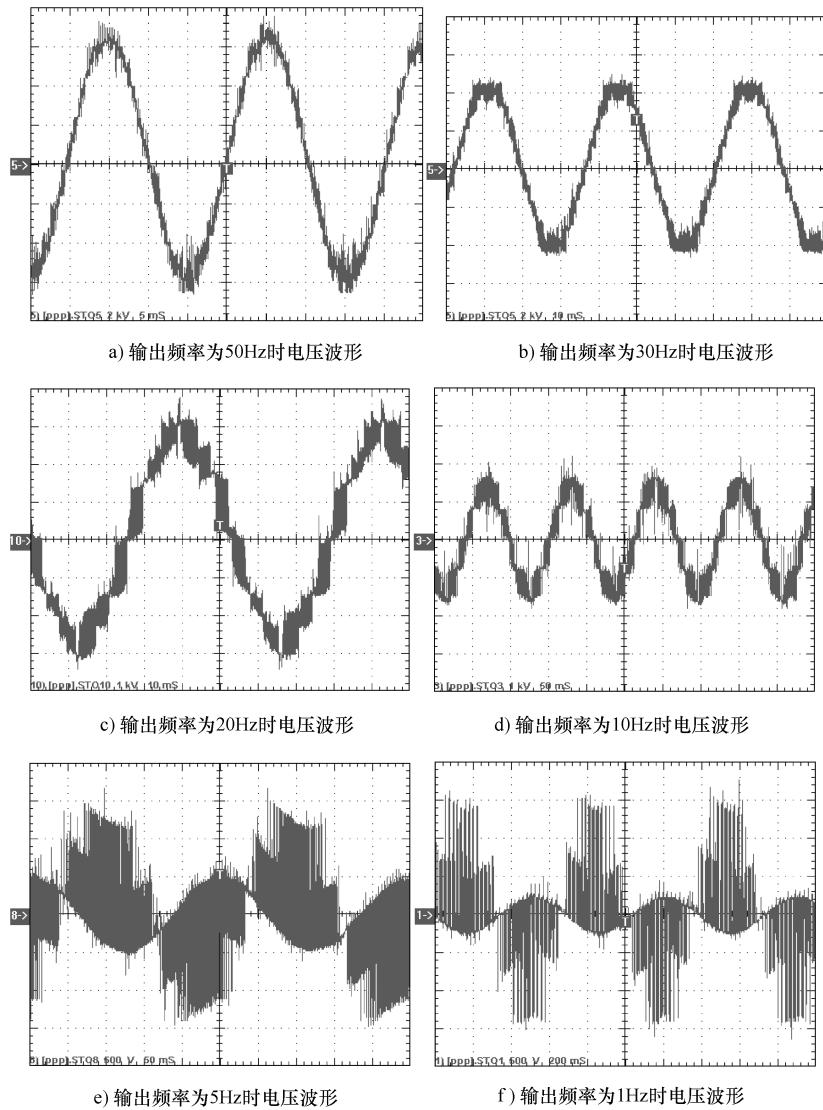


图 8-15 变频器带载满负荷运行时输出电压波形

变频器带载满负荷起停电机时输出电流波形如图 8-17 所示。由图 8-17 可见，在带载满负荷起停时变频器的输出电流波形平稳，无大冲击，实现了软起停的功能，说明给定积分器很好地起到了减小电流冲击的作用。

在变频器带载满负荷运行时和变频器未运行时分别测试电网侧电流波形，可得到图 8-18 所示的实验曲线。由图 8-18 可见，所设计的高压变频器对电网的污染较小。

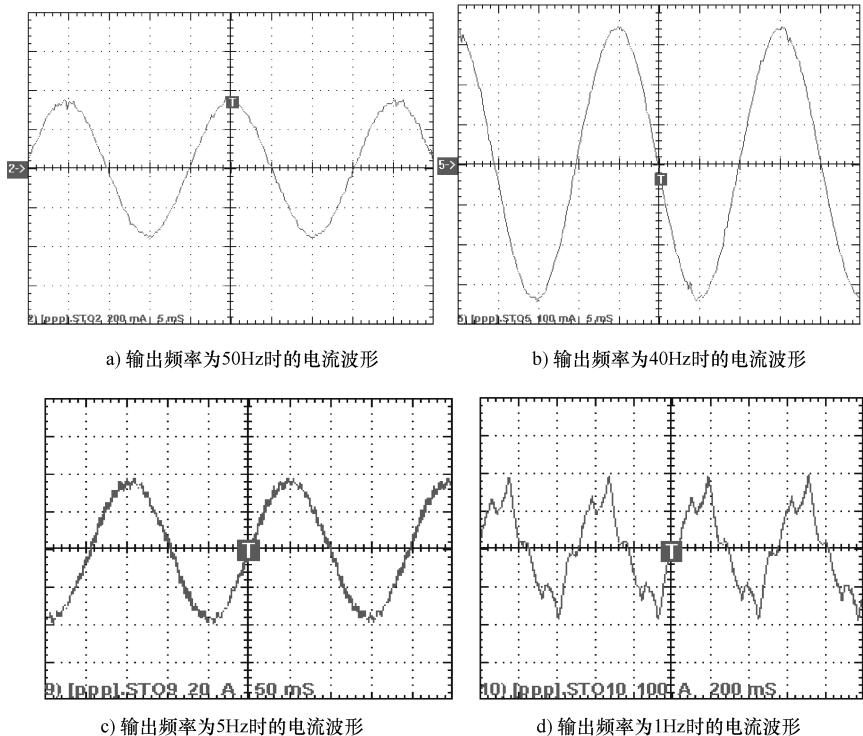


图 8-16 变频器带载满负荷运行时输出电流波形

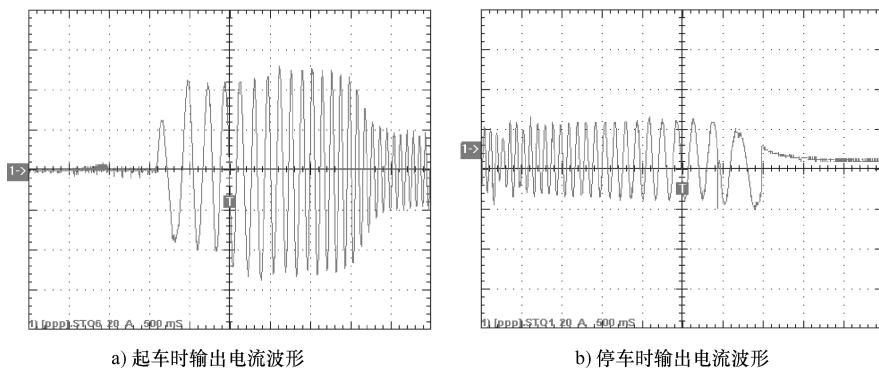


图 8-17 变频器带载满负荷起停时输出电流波形

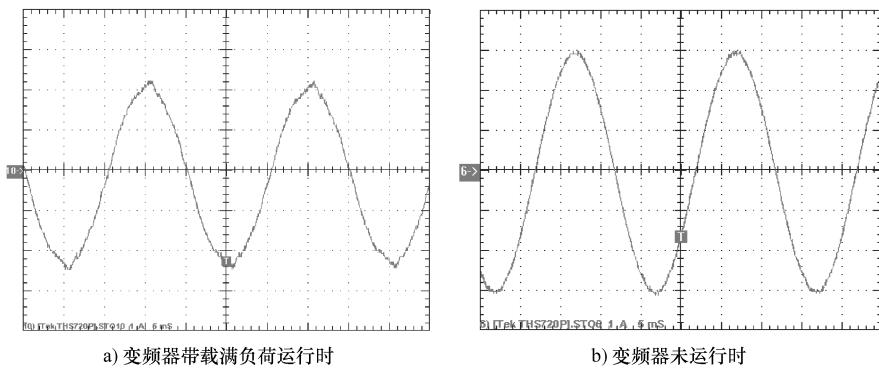


图 8-18 电网侧电流波形

8.2 能量回馈级联型多电平同相供电系统^[193,194]

我国电气化铁路采用单相工频交流牵引供电系统，为使电力系统三相平衡，牵引变电所采用相序轮换、分段分相供电的方式。但是在实际应用中，由于机车负载的不确定性，使得该供电方式无法保证电力系统的三相平衡，负序电流问题没有得到根本解决，导致变压器额定输出功率以及电网输电能力的降低。同时，相序轮换的供电方式带来了机车如何通过分相绝缘器（电分相）的问题，制约了机车提速和牵引力的发挥^[195]。国内外关于上述问题做了大量研究^[196]，但在取消分相环节上没有获得突破性进展。

机车负载的自然功率因数偏低，由于牵引网和牵引变压器的影响，在牵引变压器一次侧的功率因数会进一步降低^[197]。而功率因数的降低会增加输电网络中的电能损失，降低发电机组的输出能力和输变电设备的供电能力。

机车负载是波动性很强的非线性负载，机车的运行必然产生谐波。同时铁路上应用的传统无功补偿器也会带来谐波问题。谐波会增加公共电网中元件的附加损害；影响电气设备的正常工作；会对沿线通信造成不良影响；造成继电器误动作，加重安全隐患。

牵引供电系统的地位和作用决定了它一方面要满足电力机车牵引性能的要求，另一方面不能对公共电网造成不利影响。为了减轻负序电流的影响，三/二相平衡变压器在电气化铁路上得到了广泛应用^[198]。理论上，当两个供电臂负载相同时，对应至变压器一次侧，能够消除负序，使公共电网三相平衡。但是在实际中，通过调度等手段使两相负载平衡基本不可能，经常会出现仅有单个供电臂有负载的情况。因此仅仅采用平衡变压器对三相不平衡状况的改善程度非常有限^[199]，另外，这种方法无法消除或补偿由牵引负荷产生的谐波和无功，且回馈电能质量低。为了改善负序电流、补偿无功，平衡变压器与无功补偿装置的结合使用取得了一定的

进展。

传统治理方案可以缓解电气化铁路牵引供电网的负序、无功和谐波问题，但无法取消电分相，过分相问题依然存在。取消电分相的同相供电方案是解决上述问题的理想方案。同相供电系统是指线路上不同变电所供电的区段接触网电压相位相同、线路上无电分相环节的牵引供电方式^[200]。

为达到稳定接触网电压和抑制谐波的目的，现有的同相供电系统主要采用平衡变压器与各种基于电力电子变换的电能质量补偿装置结合的方法以解决负序、谐波、无功等问题。这些方法基于补偿的原理，通过检测线路负载状态来调整补偿量，其控制系统复杂，动态补偿效果差，进而影响公共电网的电能质量，并且不能解决电分相问题。

最新的同相供电研究方向为基于多电平技术的全电力电子变换新型同相供电系统，完全取代牵引变压器，匹配相应的控制方式，实现接触网贯通式并联供电，完全取消电分相环节。

8.2.1 新型同相供电装置拓扑

图 8-19a 为无牵引变压器的级联型能量回馈多电平新型同相供电装置拓扑结构^[193,194,201]。该结构针对电气化铁路供电三相输入单相输出的特点，变压器一次绕组连接 110kV 三相公共电网，二次绕组的每一相电压被切分为若干个独立的低电压，这些独立电压分别经过单相 H-H 结构的功率单元如图 8-19b 所示，通过串联叠加形成单相交流输出电压。实际单元个数可根据系统电压、功率等级确定。该拓扑可以保证各单元功率平衡分配，对应至变压器一次侧，则可以保证电力系统三相平衡，总逆变输出串联输出滤波器 L_G 。同时，为了降低该拓扑的成本及体积，

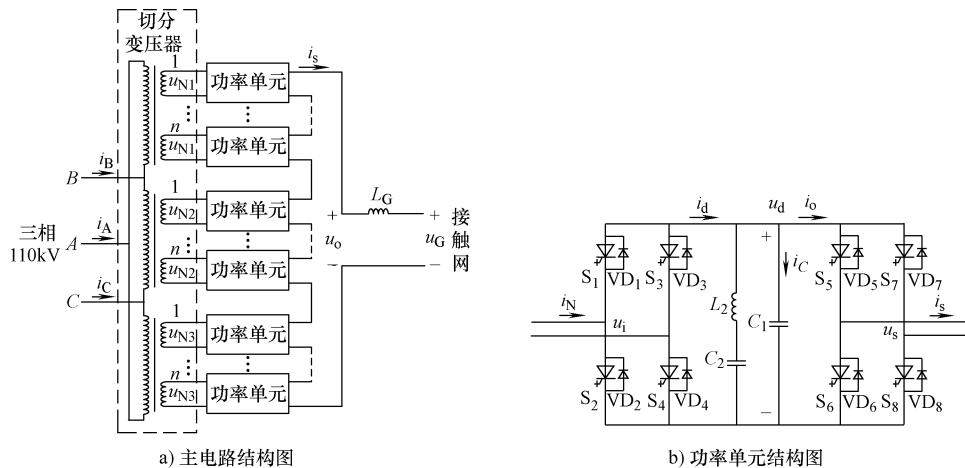


图 8-19 新型同相供电系统拓扑结构图

功率单元中单相 PWM 整流器的输入电抗器可以利用隔离变压器的二次侧漏抗代替。

该拓扑完全以电力电子变换的方式，取代传统的牵引变压器或牵引变压器为主电力电子补偿装置为辅的供电方式。PWM 整流器可实现输入电流为单位功率因数，直流母线电容可有效隔离负载无功及谐波电流，级联型逆变器采用载波移相技术实现高质量的单相交流供电电压输出。

在实际应用中，为满足铁路牵引系统 27.5kV 电压等级及兆瓦级功率输出，图 8-19b 中的开关器件采用 ABB 公司生产的 IGCT，型号为 5SHY-35L4510，额定电压为 4500V，额定电流为 4000A，且具有 10ms 内过电流 30000A 的能力，可充分满足接触网供电需求。

8.2.2 功率单元直流母线谐波分析

图 8-20 为新型同相供电装置功率单元拓扑结构，交-直-交结构的功率单元由背靠背 H 桥组成。

在图 8-20 中，功率单元由单相全桥整流电路、直流母线及 LC 滤波电路、单相全桥逆变电路组成 H-H 结构。 u_N 为输入变压器二次电压， L_N 为调相电感， u_i 为整流侧输入电压， i_N 为整流侧输入电流， u_d 为直流母线电压， C_1 为直流母线电容， L_2 、 C_2 为 2 倍频滤波电路， i_d 为整流侧直流母线电流， i_0 为逆变侧直流母线电流， u_s 为逆变侧输出电压， i_s 为逆变侧输出电流。

在同相供电系统中，功率单元输入、输出电压均为工频 50Hz 交流。令变压器二次电压为

$$u_N = \sqrt{2} U_N \sin \omega t \quad (8-4)$$

整流侧采用单位功率因数控制，输入电流为

$$i_N = \sqrt{2} I_N \sin \omega t \quad (8-5)$$

逆变侧输出电压和电流分别为

$$u_s = \sqrt{2} U_s \sin(\omega t + \varphi) \quad (8-6)$$

$$i_s = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t + \theta) \quad (8-7)$$

式中， φ 为 u_s 与 u_N 的相位差， θ 为 i_s 与 u_N 的相位差，根据负载变化。

功率单元的瞬时输入功率为

$$P_N(t) = u_N i_N = U_N I_N - U_N I_N \cos(2\omega t) \quad (8-8)$$

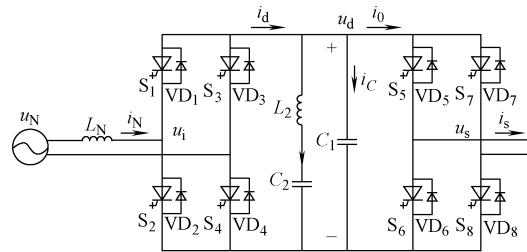


图 8-20 新型同相供电装置功率单元拓扑结构图

功率单元的瞬时输出功率为

$$P_s(t) = U_s I_s \cos(\varphi - \theta) - U_s I_s \cos(2\omega t + \varphi + \theta) \quad (8-9)$$

由于功率单元平均有功功率平衡，则有

$$U_N I_N = U_s I_s \cos(\varphi - \theta) \quad (8-10)$$

直流母线电容的瞬时功率为

$$P_d(t) = P_N(t) - P_s(t) = U_s I_s \cos(2\omega t + \varphi + \theta) - U_N I_N \cos(2\omega t) \quad (8-11)$$

若不考虑 LC 滤波电路，可知直流母线电容 C_1 瞬时输入电流为

$$i_d(t) - i_0(t) = C_1 \frac{du_d(t)}{dt} \quad (8-12)$$

则直流母线电容瞬时吸收功率为

$$P_d(t) = u_d(t) [i_d(t) - i_0(t)] = \frac{C_1 du_d(t)^2}{2 dt} \quad (8-13)$$

对式 (8-13) 进行整理，可得直流母线瞬时电压为

$$u_d(t) = \sqrt{\frac{2}{C_1} \int_0^t P_d(t) dt + u_d(0)^2} \quad (8-14)$$

令 $u_d(0) \approx U_d$ ， U_d 为直流母线电压平均值，对式 (8-14) 进行泰勒级数展开，并取展开式的前两项，得

$$u_d(t) \approx U_d + \frac{1}{U_d C_1} \int_0^t P_d(t) dt \quad (8-15)$$

将式 (8-11) 代入式 (8-15) 得

$$u_d(t) = u'_d(t) \approx U_d + \frac{1}{U_d C_1} \left[\frac{U_s I_s}{2\omega} \sin(2\omega t + \varphi + \theta) - \frac{U_N I_N}{2\omega} \sin(2\omega t) \right] \quad (8-16)$$

由式 (8-16) 可知， $u'_d(t)$ 出现角速度为 2ω 的正弦分量，即直流母线出现 2 倍频波动，令

$$u_d(t) = u'_d(t) = U_d + U_\alpha \sin(2\omega t + \gamma) \quad (8-17)$$

整流器调制度为 m ，则有

$$u_i(t) = m u_d(t) \sin(\omega t + \varepsilon) \quad (8-18)$$

式中， ε 为 u_i 与 u_N 的夹角。

将式 (8-17) 代入式 (8-18)，可得

$$u'_i(t) = m U_d \sin(\omega t + \varepsilon) + \frac{m U_\alpha}{2} \cos(\omega t + \gamma - \varepsilon) - \frac{m U_\alpha}{2} \cos(3\omega t + \gamma + \varepsilon) \quad (8-19)$$

由式 (8-19) 可知整流器输出电压含有 3 倍频谐波。

如图 8-20 所示，整流侧输入电流为

$$i_N(t) = i'_N(t) = \frac{1}{L_N} \int [u_N(t) - u'_i(t)] dt \quad (8-20)$$

将式 (8-19) 代入式 (8-20) 可知，整流器输入电流 $i'_N(t)$ 含有 3 次谐波。

将 $i'_N(t)$ 代入式 (8-8)，可得 $P'_N(t)$ ，将 $P'_N(t)$ 代入式 (8-11)，并求出 $P'_d(t)$ ，可知直流母线瞬时功率含有 2 倍频、4 倍频波动。将 $P'_d(t)$ 代入式 (8-15)，得直流母线电压 $u''_d(t)$ 含有 2 倍频、4 倍频波动，进而求得 $u''_i(t)$ 含有 3 次、5 次谐波。将 $u''_i(t)$ 代入式 (8-20)，得 $i''_N(t)$ 含有 3 次、5 次谐波。

依次递推可知：整流器输入电流 $i_N(t)$ 含有 3、5、7、9 次等奇次谐波；直流母线电压 $u_d(t)$ 含有 2、4、6、8 次等偶次谐波，其中 2 次谐波幅值最大。

因此，在直流母线电容旁并联 LC 滤波电路，即图 8-20 中的 L_2 及 C_2 串联电路，由硬件滤除功率单元瞬时功率波动造成的 $u_d(t)$ 的 2 次谐波。

8.2.3 同相供电装置功率单元全前馈控制策略

同相供电装置功率单元整流侧全前馈控制框图如图 8-21 所示。

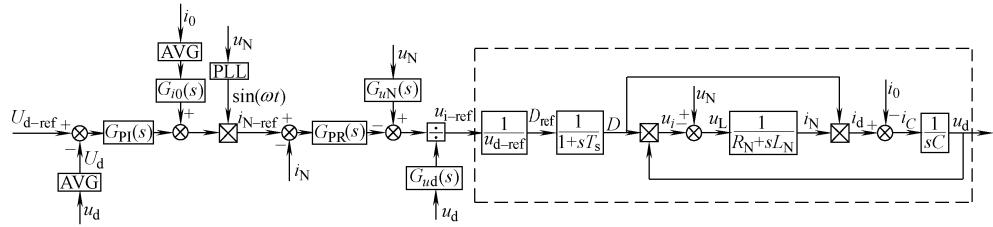


图 8-21 功率单元整流侧全前馈控制框图

在图 8-21 中，PWM 整流器采用双闭环控制策略，直流母线电压外环 PI 调节器加入直流母线输出电流 i_0 全前馈，减轻 PI 调节器负担并抑制负载扰动；电流内环采用 PR 调节器并引入变压器二次电压 u_N 前馈和直流母线电压 u_d 全前馈，实现单相正弦电流无静差跟踪并抑制输入电压扰动和直流母线电压低频波动造成的输入电流波形畸变。图中虚线框为考虑负载的单相 H 桥 PWM 整流器数学模型。

1. 基于输入电压前馈的电流内环设计

根据单相 PWM 整流器拓扑，设计功率单元整流侧电流环控制框图如图 8-22 所示，虚线框部分为整流器的数学模型。

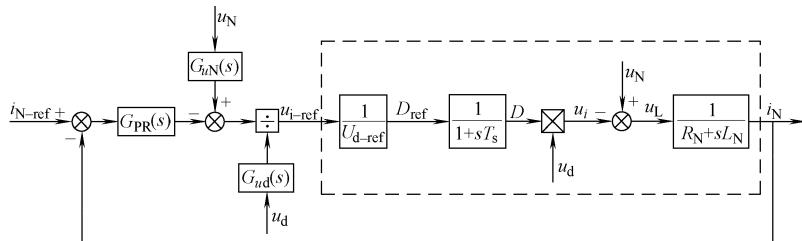


图 8-22 功率单元整流侧电流环全前馈控制框图

在图 8-22 中, $i_{N\text{-ref}}$ 为输入电流瞬时值给定, $u_{i\text{-ref}}$ 为整流电压给定值, 在电流内环前向通道加入一个负号, 以避免正反馈的发生。虚线框内为 PWM 整流器电流内环部分的物理模型。 $G_{PR}(s)$ 为 PR 调节器传递函数如式 (8-21) 所示。在准 PR 调节器的输出后加入单元输入电压前馈, 以抑制 u_N 扰动对系统动、静态性能的影响, 同时该前馈也可在一定程度上减小准 PR 调节器负担, 增大 $u_{i\text{-ref}}$ 正弦度; 加入直流母线电压前馈, 保证带有低频纹波的 u_d 不会造成整流电压 u_i 出现畸变。 $G_{uN}(s)$ 为 u_N 前馈传递函数如式 (8-22) 所示, $G_{ud}(s)$ 为 u_d 前馈传递函数如式 (8-23) 所示。在一般的比例前馈方式中, $G_{uN}(s)$ 与 $G_{ud}(s)$ 均取值为 1。但是由于采样、计算、调制等环节都将造成前馈信息的滞后, 从而降低前馈控制的时效性, 因此这种方式难以满足高性能的动态响应要求。而本课题所研究全前馈控制策略, 旨在通过物理模型的理想推导, 将前馈环节中的比例与滞后通过前馈传递函数进行综合补偿, 达到理想的前馈效果。

$$\text{PR 调节器传递函数为 } G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (8-21)$$

$$u_N \text{ 前馈传递函数为 } G_{uN}(s) = 1 + sT_s \quad (8-22)$$

$$u_d \text{ 前馈传递函数为 } G_{ud}(s) = \frac{1 + sT_s}{U_{d\text{-ref}}} \quad (8-23)$$

2. 基于直流负载电流前馈的电压外环设计

图 8-23 所示为单相 PWM 整流器电压外环控制框图, 虚线框部分为电压外环中的整流器物理模型。

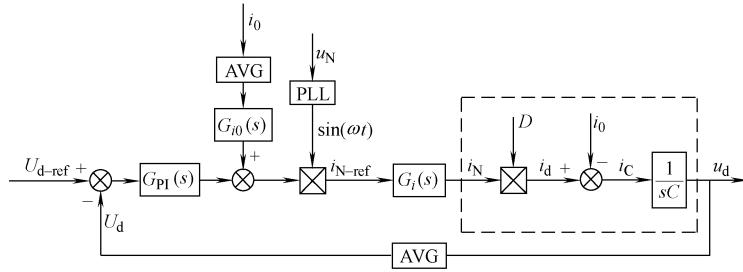


图 8-23 单相 PWM 整流器电压外环控制框图

在图 8-23 中, $G_i(s)$ 为电流内环及其物理模型等效而成的惯性环节, 传递函数如式 (8-24) 所示; $G_{PI}(s)$ 为直流母线电压 PI 调节器, 传递函数如式 (8-25) 所示; AVG 为均值滤波器, 滤波周期为 100Hz, 用于提取直流母线电压平均值, 防止低频波动由反馈通道进入控制环路; PLL 为数字锁相环, 作用是实时辨识 u_N 相位, 并将其作为 $i_{N\text{-ref}}$ 的参考相位。图中虚线框内为 PWM 整流器电压外环部分的整流器物理模型。 i_0 全前馈的加入, 将显著提高系统对负载电流突变的动态响应能力, 对于快速变化的负载具有良好的适应性。同时, i_0 全前馈的加入, 可以减轻

PI 调节器的输出负担，使系统动态调节不再单纯依赖于电压外环控制器性能。由于直流母线输出电流 i_0 同样含有 2 倍频波动，且波动量较大，因此该信号的采样也需经过均值滤波器。 $G_{i0}(s)$ 为全前馈传递函数，如式 (8-26) 所示。

$$\text{电流内环及其等效模型的传递函数为 } G_i(s) = \frac{1}{1 + T_i s} \quad (8-24)$$

$$\text{直流母线电压 PI 调节器传递函数为 } G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_p}{T_{I1}s} \quad (8-25)$$

$$\text{电流全馈传递函数为 } G_{i0}(s) = K_{i0}(T_{i0}s + 1) \quad (8-26)$$

式 (8-26) 中， K_{i0} 为比例系数， T_{i0} 为微分时间。为避免高阶微分前馈对系统稳定性造成影响，此处仅采用一阶比例微分补偿。

按整流器稳态有功功率平衡可得

$$\frac{I_N U_N}{2} = U_d I_0 \quad (8-27)$$

式 (8-27) 中，假设整流器运行在单位功率因数条件下，则输入电压、电流有效值之积，等于直流母线电压、电流平均值之积， I_0 为直流母线输出电流 i_0 的平均值。因此可得 $G_{i0}(s)$ 中的比例项为

$$K_{i0} = \frac{I_N}{I_0} = \frac{2U_d}{U_N} \quad (8-28)$$

在计算积分时间时，需考虑调制、电流内环及均值滤波等滞后环节，因此在理论上

$$T_{i0} = T_s + T_I + T_{AVG} \quad (8-29)$$

8.2.4 同相供电装置的并联控制策略

为解决电分相问题，基于电力电子变换的同相供电装置必然面临逆变器的并联分流问题。通过多台同相供电系统分布式并联，实现根据线路阻抗自动分流，并有效抑制线路环流，降低传输消耗，进而实现就近供电。

为了更好地理解同相供电装置的并联控制策略，首先要清楚电力牵引机车与供电系统的关系。图 8-24 所示为两台同相供电装置并联电路，其中 CS_1 代表同相供

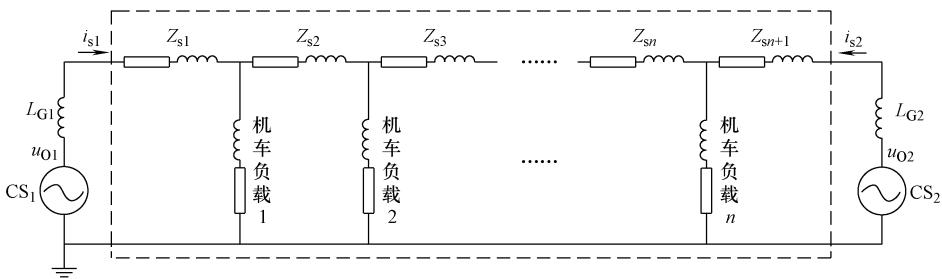


图 8-24 两台同相供电装置并联电路图

电装置，图中同时考虑了机车负载和线路阻抗。

现假设在起始状态下，接触网没有电压，并由一台同相供电装置 CS_1 为线路供电， CS_1 并网点电压 u_{01} 的频率、相位及幅值的设定值均由远程控制中心提供。由于线路阻抗的影响，在距离 u_{01} 很远的接触网末端，接触网电压 u_{02} 的相位和幅值较之 CS_1 并网点电压 u_{01} 都会发生变化。显然，图中虚线框内部分为二端口网络，为简化分析，可将这部分电路简化为 T 型负载电路。

事实上，电气化铁路上有多台电力机车运行，应有多台同相供电装置并联运行，图 8-25 所示为两台同相供电装置并联等效电路。

与单台同相供电装置并网等效电路相比，在图 8-25 中，同相供电装置 CS_2 并网点电压为 u_{02} ，根据上述假设，并网点电压 u_{01} 和 u_{02} 的频率、相位及幅值的设定值均由远程控制中心提供。这样可以继续向两端延长接触网，为更远处的机车负载供电，承担更多的线路压降。每台同相供电装置的输出电感作用为增加环流阻抗，提高并网点输出电压正弦度。

当两台同相供电装置例如 CS_1 和 CS_2 的并网点电压 u_{01} 、 u_{02} 相等，可将 u_{01} 、 u_{02} 视为短接，此时可将图 8-25 所示的等效电路简化为图 8-26 所示的等效模型。

如图 8-26 所示，并网点电压 u_{01} 、 u_{02} 之间的两段线路阻抗（即线路阻抗 1）相当于并联后串联在机车负载前的阻抗，此时线路中无环流。与此同时，两台同相供电装置 CS_1 、 CS_2 对中间段机车阻抗的输出电流 i_{s1} 、 i_{s2} ，由两段线路阻抗按并联法则自动分流，因此机车距离供电装置越近，该装置供电越多，实现就近供电。

由于接触网中作为负载的机车快速移动，工况切换频繁，且单相系统功率分解和諧波补偿较复杂，因此常用的电流源并联分流控制策略难以在该场合应用。

由上述分析可见，电力机车的供电系统为分布式供电，而针对同相供电的分布式并联控制目标，所采用的控制策略，应使各并联回路同相供电系统并网点电压呈理想电压源外特性，且相位、频率、幅值实时一致，从而实现支撑接触网电压、延长供电线路、抑制环流以及就近供电的目标；同时并联回路的各同相供电系统使用同一控制策略，无主从区别，任意一台系统故障时可冗余处理，该段接触网由其两侧的同相

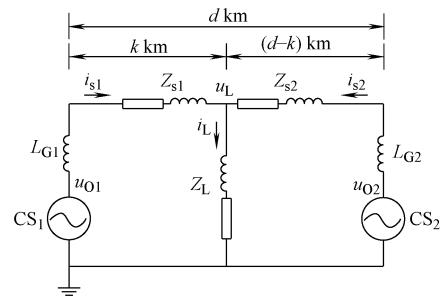


图 8-25 两台同相供电装置并联等效电路图

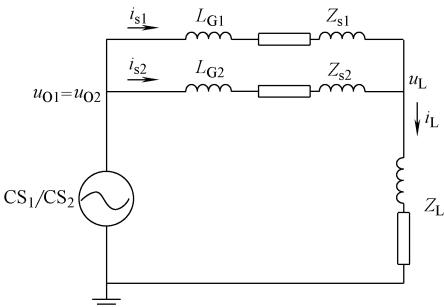


图 8-26 两台同相供电装置并联等效模型

供电系统供电。

图 8-27 所示为并联同相供电装置的输出电压瞬时值进行闭环控制框图。

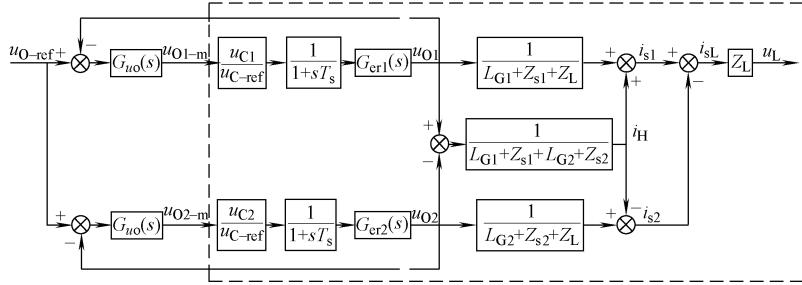


图 8-27 电压瞬时值闭环控制框图

在图 8-27 中, u_{0_ref} 为输出电压瞬时值给定, $G_{uo}(s)$ 为电压瞬时值闭环调节器, 两台同相供电装置具有相同的电压给定和调节器, 为表示两台级联逆变器在调制环节中存在实际物理差异, 加入误差传递函数 $G_{er1}(s)$ 与 $G_{er2}(s)$ 。虚线框内的部分为并联系统物理模型。

选择在中心频率处具有高增益的准 PR 调节器, 作为电压瞬时值闭环调节器 $G_{uo}(s)$, 可对并联环流起到有效的抑制作用。但是在物理实现中, 准 PR 调节器很难对中心频率的增益达到无穷大, 从而造成输出电压瞬时值存在微小的幅值误差。同时, 两台同相供电装置相距几十公里, 通信系统难以实现电压瞬时值给定的同步下发。因此, 有必要加入输出电压有效值外环, 以完全消除输出电压幅值误差, 并且上位系统仅需下发输出电压幅值给定即可。

同相供电系统逆变侧双闭环物理模型如图 8-28 所示。

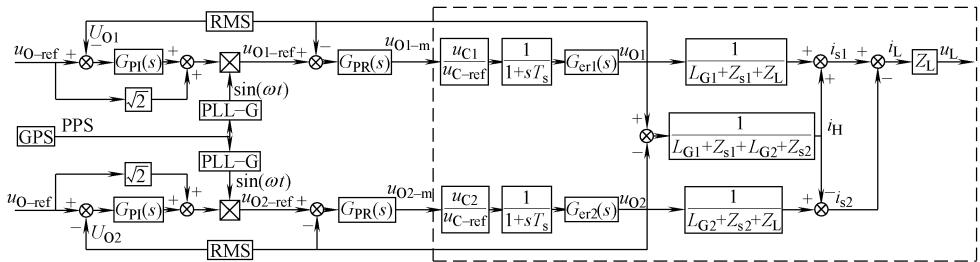


图 8-28 同相供电系统逆变侧双闭环控制框图

在图 8-28 中, U_{0_ref} 为有效值外环给定, 两台同相供电装置的给定相同, 均为 27500V。 U_{01} 与 U_{02} 为由 RMS 模块求得的实际输出电压有效值。有效值外环采用 PI 调节器, 由于其含有直流信号内模, 可对有效值达到无静差跟踪效果。同时加入有效值前馈, 前馈系数为正弦信号幅值与有效值之比 $\sqrt{2}$, 从而减轻 PI 调节器的负担,

使其仅用于幅值微调。PPS 为 GPS 发出的秒脉冲信号，由 PLL-G 锁相模块对其进行分频，并输出 50Hz 正弦标么信号。

综上所述，该控制策略具有以下特点：

- ① 通过高增益电压瞬时值调节器、电压有效值外环、 i_o 前馈以及减小调制失真等措施，有效抑制系统环流，并使同相供电系统并网点电压接近理想电压源外特性；
- ② 可实现无互连线控制。所有同相供电装置采用同一个幅值给定，且相位给定由全球同步 GPS 接收，因此并联系统中无需引入控制量的交互。
- ③ 采用载波移相的级联多电平调制策略，输出电压正弦度高；
- ④ 并联系统无主从之分，故障系统可随时退网且线路不掉电。

8.2.5 同相供电控制系统

1. 功率单元控制系统

功率单元控制系统硬件主要包括 DSP、CPLD、外部 A/D、外扩 SRAM、外围电路及 I/O 电路等硬件，硬件连接关系如图 8-29 所示。

在图 8-29 中，为使系统可靠地执行功能，对 DSP 及 CPLD 进行了一定的分工。DSP 用于实现控制算法；CPLD 具有并行任务处理能力以及可靠的硬件逻辑结构，用于实现驱动保护以及控制外部 A/D 和 I/O 电路等对响应速度要求较高的功能。

功率单元控制系统的功能包括：单相 PWM 整流器控制，功率单元保护，信息上传，根据上位机通信下发命令动作，根据上位机下发 PWM 信号由 CPLD 驱动逆变侧 IGCT。

功率单元 PWM 整流器控制系统设计指标：

- ① 直流母线纹波小于 10%；
- ② 直流母线电压短时波动不超过 -30% 至 +20%；
- ③ 输入电流短时过流不超过 50%；
- ④ 输入功率因数不低于 99%；
- ⑤ 负载突变时响应速度小于 20ms；
- ⑥ 过载 1.2 倍可长期运行，过载 1.5 倍时保证稳定运行 1min。

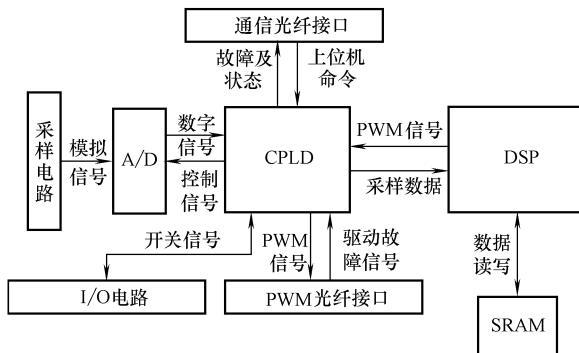


图 8-29 控制系统硬件结构

2. 上位机控制系统

上位机控制系统包括人机界面、PLC 及主控机箱，所有的逆变侧控制策略由主控机箱实现，控制系统硬件结构如图 8-30 所示。

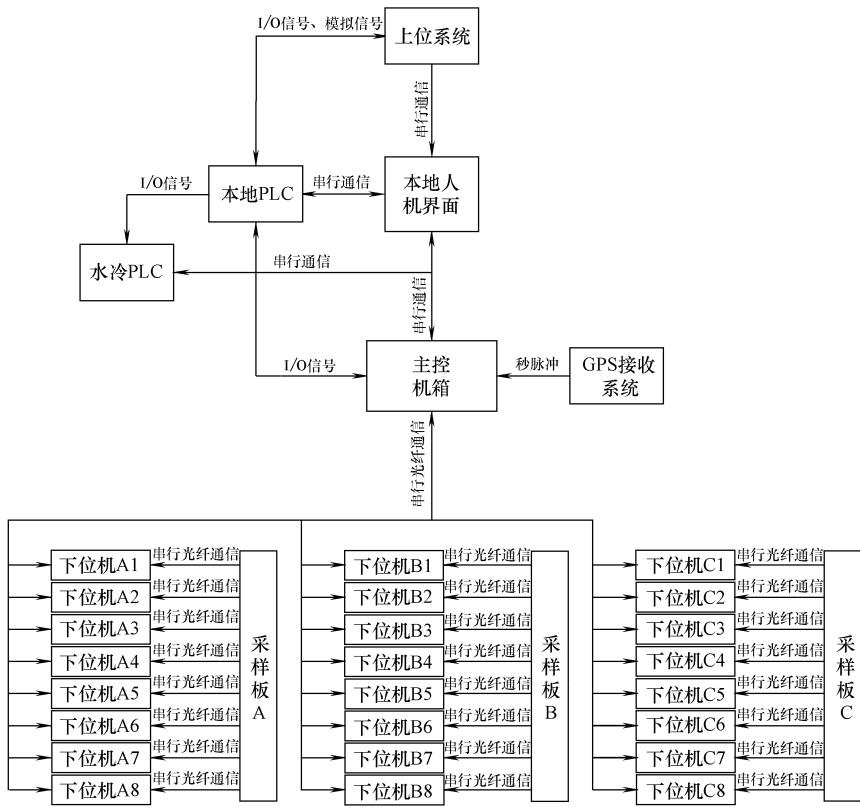


图 8-30 上位机控制系统硬件结构

主控机箱内包括：主控板、模拟量采样板、光纤版、数字 I/O 板、通信板及 GPS 授时系统，各板主要件功能见表 8-1。

表 8-1 上位机控制系统各板的主要功能表

名称	主要功能	板件数量(块)
主控制板	由 DSP 及 FPGA 构成，实现逆变侧控制算法以及 PWM 波形的发生，其中多载波移相调制由 FPGA 完成，并差分下发至光纤板 FPGA	1
光纤板	每块内含一片 FPGA，将主控板 PWM 信号及总控命令通过光纤下发至对应的 8 个下位机，并将下位机回馈信号上传至主控板	3
通信板	由主控板转接光纤通信、485 通信以及 CAN 总线接口	1
模拟量采样板	对输入模拟量进行调理，并转接至主控板	1
GPS 授时系统板	接收卫星提供的 GPS 信号，并传送至主控板，使主控板得到逆变侧输出电压标准相位，实现各台同相供电输出电压同相	1

8.2.6 同相供电系统实验结果

本系统设计整机额定容量 20MW，输入三相变压器一次电压 110kV，整机输出电压 27.5kV，额定输出电流 730A。24 个功率单元分为 A、B、C 三相，每相包含 8 个单元（其中 1 个为冗余单元），单个功率单元额定容量为 956kW。为满足电气化铁路牵引系统的大功率输出，开关器件采用 IGCT。

1) 功率单元实验

所用 IGCT 额定电压为 4500V，额定电流为 4000A，开关频率为 500Hz。

功率单元额定参数为：

- 直流母线电压平均值 U_d : 1900V
- 单元输入电压有效值 U_N : 950V
- 额定输入电流有效值 I_N : 1002A
- 单元额定功率: 952kW
- 调相电感及等效内阻: 1.35mH, 0.3mΩ
- 直流母线电容 C_1 : 6000μF
- 直流母线二次滤波电路 L_2 及 C_2 : 0.422mH, 6000μF
- 开关频率: 500Hz
- 直流母线电压纹波: <10%
- 直流母线电压短时波动范围: <30% (1min 内)
- 整流侧开关频率: 500Hz
- 响应速度: <10ms
- 输入功率因数: >0.98
- 输入电流总谐波畸变率 (THD): <15%

图 8-31 所示为功率单元工业样机实物。

图 8-32 所示为功率单元空载实验波形。

在图 8-32 中，功率单元运行稳定，实验系统状态良好。直流母线电压 u_d 稳定在 1900V。输入电流 i_N 中基波幅值为 0，主要成分为开关动作所造成的电流纹波。

如图 8-33 所示为功率单元额定条件下的整流实验波形。

在图 8-33 中，功率单元运行稳定，

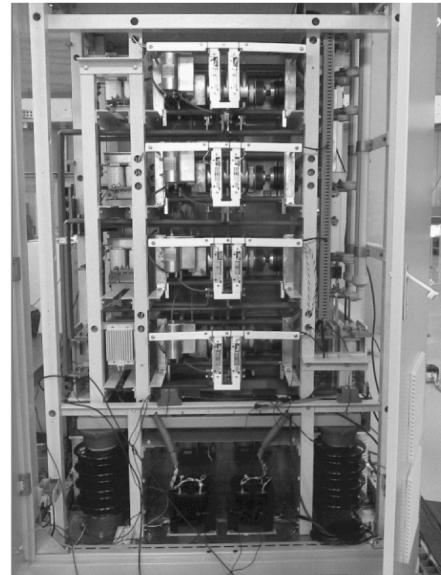


图 8-31 功率单元工业样机实物图

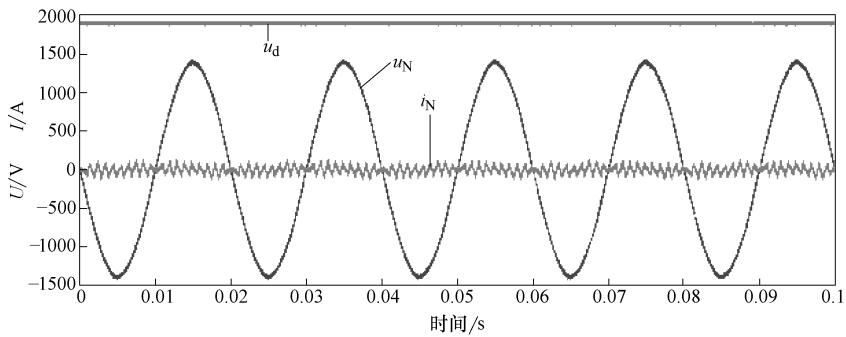


图 8-32 功率单元空载实验波形

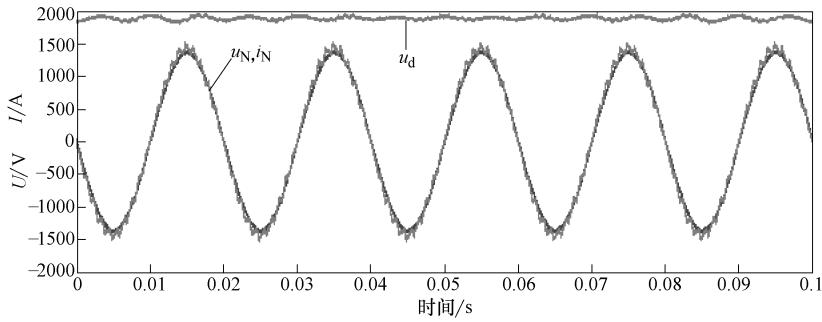


图 8-33 功率单元额定整流实验波形

实验系统状态良好。 u_d 平均值为 1900V，出现低频纹波，纹波峰-峰值为 150V，符合 10% 的设计要求。 i_N 为单位功率因数且正弦度良好，经测量，输入功率因数为 0.998，THD = 4.3%。

图 8-34 所示为功率单元额定条件下的回馈实验波形。

在图 8-34 中，功率单元运行稳定，实验系统状态良好。 u_d 平均值为 1900V，纹波峰-峰值为 150V，与整流实验相同，符合 10% 的设计要求。 i_N 为单位功率因

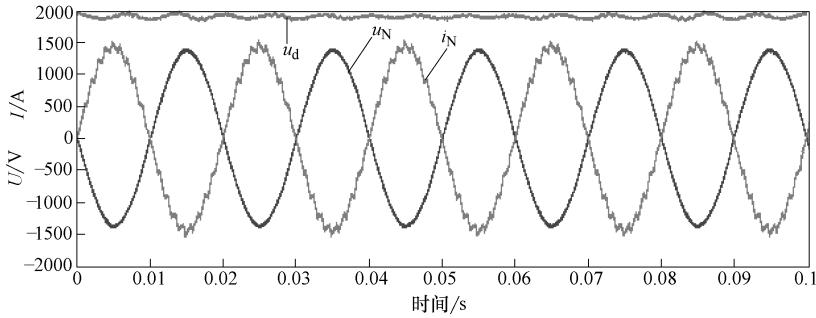


图 8-34 功率单元额定回馈实验波形

数且正弦度良好，经测量，输入功率因数为 0.999，THD = 4.3%。

图 8-35 所示为功率单元无全前馈空载-带载实验波形，图 8-36 所示为功率单元有全前馈空载-带载实验波形。

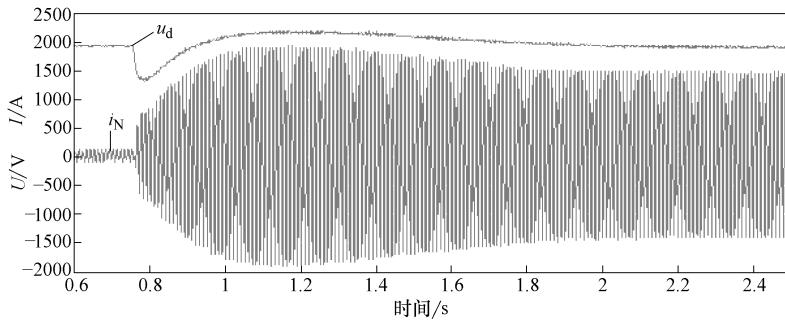


图 8-35 功率单元无全前馈空载-带载实验波形

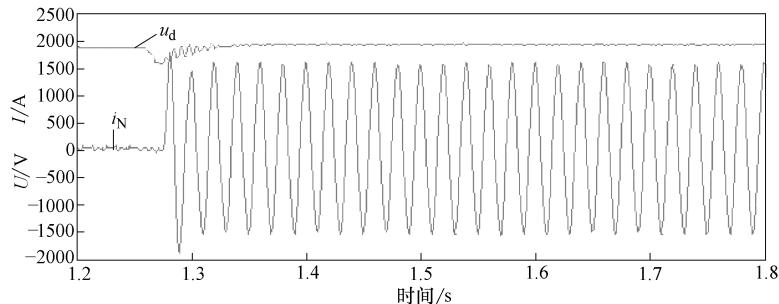


图 8-36 功率单元有全前馈空载-带载实验波形

由图 8-35 和图 8-36 可见，加入全前馈后，空载切换带载工况时， u_d 跌落峰值由 600V 降低至 320V， i_N 过流峰值由 400A 降低至 300A，调节时间由 1s 以上缩短至 0.15s。因此，全前馈控制的加入，有效地增强了系统对负载情况突变的动态响应能力。同时，加入全前馈后，系统可满足动态响应中 u_d 波动峰值不超过 30% (570V) 的设计要求。

图 8-37 所示为功率单元无全前馈带载-空载实验波形，图 8-38 所示为功率单元有全前馈带载-空载实验波形。

由图 8-37 和图 8-38 可见，加入全前馈后，带载切换空载工况时， u_d 泵升峰值由 350V 降低至 300V，调节时间由 1s 以上缩短至 0.3s，并消除了工况切换过程中的 u_d 振荡现象。因此，全前馈的加入，有效地增强了系统对负载情况突变的动态响应能力。同时，系统可满足动态响应中 u_d 波动峰值不超过 30% (570V) 的设计要求。

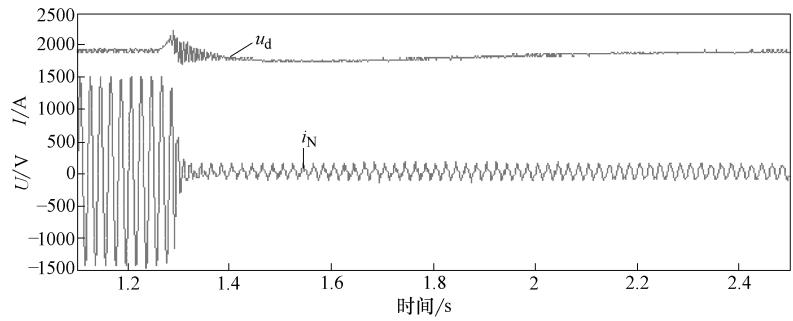


图 8-37 功率单元无全前馈带载-空载实验波形

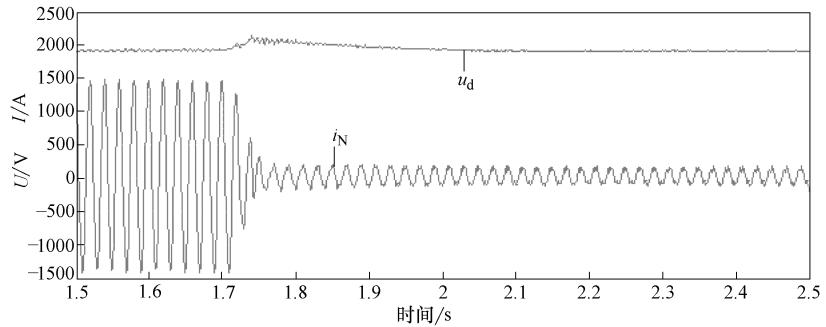


图 8-38 功率单元无全前馈带载-空载实验波形

2) 同相供电并联实验

为验证无牵引变压器同相供电装置逆变侧控制策略，搭建一台 3 单元 15kW 同相供电装置样机，对逆变侧并联控制策略进行验证，拓扑结构如图 8-39 所示。

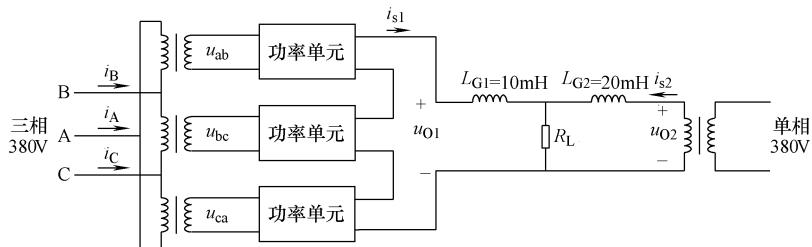


图 8-39 三单元同相供电装置样机实验平台拓扑结构图

在图 8-39 中，同相供电装置由 3 个功率单元构成，输入侧通过隔离变压器接入 380V 三相公共电网，输出侧串联电抗器 L_{G1} ，输出电压为 u_{O1} ，输出电流为 i_{s1} ，负载为 R_L 。同时，为模拟同相供电装置并联实验，在负载另一侧并联一台单相隔

离变压器，由单相 380V 公共电网供电，加入 L_{G2} 模拟输出电抗及线路阻抗。具体实验条件如下：

- 系统额定输出功率：15kVA
- 系统额定输入功率：15kW
- 功率单元输入电压 u_{01} 有效值：100V
- 功率单元直流母线电压：200V
- 功率单元调相电感：2mH
- 系统输出电压：380V
- 系统输出电抗 L_{G1} ：10mH
- 并联变压器输出电压 u_{02} 有效值：380V
- 并联变压器输出电抗 L_{G2} ：20mH
- 负载 R_L ：10Ω

图 8-40 所示为同相供电样机与变压器并联空载实验波形。

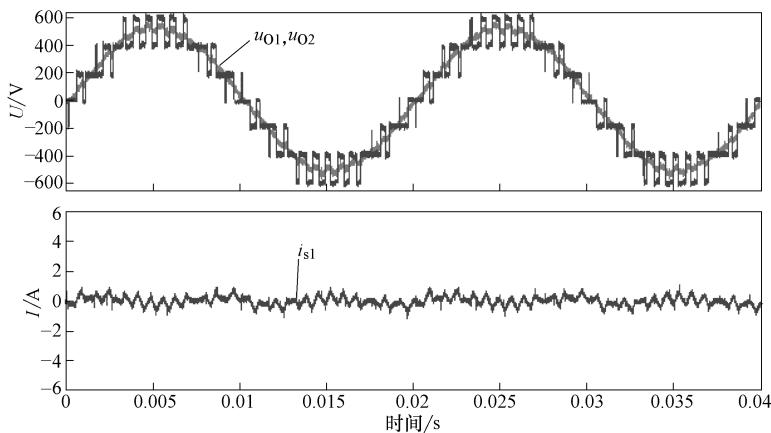


图 8-40 同相供电样机与变压器并联空载实验波形

在图 8-40 中，同相供电样机并联系统的两个输出电压 u_{01} 与 u_{02} 幅值、相位均保持一致。此时输出电流 i_{s1} 为 0，说明系统不存在并联环流，与理论分析一致。由于仅 3 单元级联构成的同相供电样机等效开关频率仍然较低，因此 i_{s1} 中仍含有较明显的 PWM 调制造成的电流纹波。

图 8-41 所示为同相供电样机与变压器并联带载实验波形。

在图 8-41 中， i_{s1} 与 i_{s2} 分流之比为 1:2，等于 L_{G1}/L_{G2} 的倒数，符合理论分析，同相供电并联系统具有按线路阻抗分流能力，实现了就近供电的节能控制目标。

在并联动态实验中，同相供电并联系统由分别供电切换为并联供电，主要验证两台同相供电装置在并联瞬间是否存在电压、电流冲击。图 8-42 所示为同相供电并联动态实验波形。

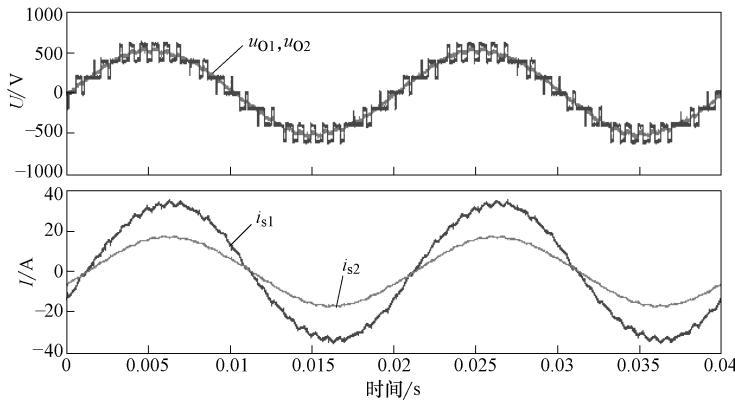


图 8-41 同相供电样机与变压器并联带载实验波形

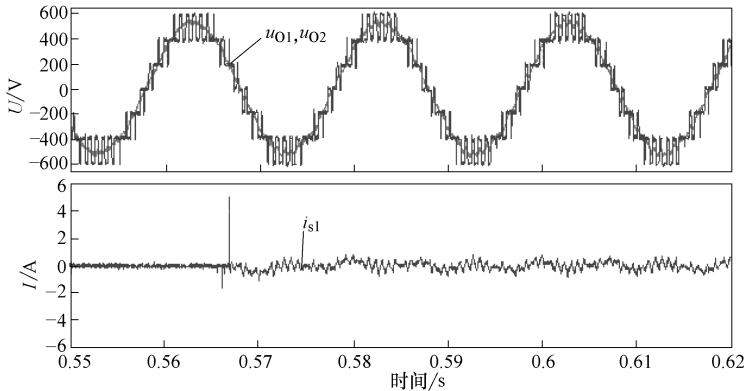


图 8-42 同相供电并联动态实验波形

在图 8-42 中，同相供电并联系统由分别供电切换为并联供电时刻，并联回路上的电流 i_{s1} 出现一个峰值为 5A 的冲击电流。通过观察示波器所记录的波形原始数据，该冲击电流仅出现了 $0.6\mu\text{s}$ ，因此判断是由接触器闭合产生的干扰。并且 5A 的电流峰值远小于系统额定输出电流 40A，不考虑该冲击电流对控制系统的影响。同时，并联时刻前后 u_{O1} 与 u_{O2} 始终保持高度一致，不存在电压冲击。因此，系统并联动态响应能力良好，工作稳定。

8.3 基于 MMC 的柔性直流输电系统^[202]

柔性直流输电（Flexible High Voltage Direct Current, HVDC-Flexible）技术经过十几年的发展，特别是近几年实际工程应用不断增加，积累了大量运行经验，其技术与工程上的可行性和优越性体现得非常明显。目前，柔性直流输电项目多采用两

电平、三电平电压源换流器 (Voltage Source Converter, 简称 VSC)。为提高电压等级, 换流阀由大量功率器件串联构成, 技术复杂, 同时控制中需要解决静态和动态均压问题, 换流器输出电压谐波大, 需要配置大容量的滤波装置。模块化多电平换流器 (MMC) 采用模块化设计, 避免了开关器件的直接串联; 输出电压波形接近正弦波, 无需变压器与大容量滤波装置; 器件的平均开关频率很低, 损耗明显减小, 使柔性直流输电可以在更大功率范围内应用。至 2011 年底, 国内已有两项基于 MMC 的柔性直流输电工程 (MMC-HVDC) 投入运行。

8.3.1 MMC 拓扑结构

MMC 是一种多电平换流器, 三相 MMC 的拓扑结构如图 8-43a 所示, 图中换流器由三个相单元 8 组成, 三个相单元并联连接形成直流母线 P-N, 每个相单元包含上、下桥臂 (T_1 、 T_2 、 \dots 、 T_6), 称之为换流阀, 桥臂由 (为使换流器能输出零电平, 桥臂子模块数目为偶数) 具有相同结构的 8 个子模块 7 和一个电抗器 L 串联组成, 上、下桥臂电抗器的连接点是换流器的交流侧电气接口, 三个交流接点 A、B、C 对外可接三相负载。子模块的结构如图 8-43b 所示, 其主要包括两个功率开关管 IGBT 及反向并联的二极管、电容、电子开关、晶闸管。两个 IGBT 串联后与电容并联, 下部的 IGBT 两端为功率单元引出点 X1、X2, 电子开关管 6、晶闸管 5 与下开关管 1 并联, 电子开关管 6 用于旁路控制, 开关闭合时将子模块旁路; 晶闸管在 MMC 直流侧短路被触发, 承担大部分的短路电流, 将二极管 2 卸载, 避免其被击穿。

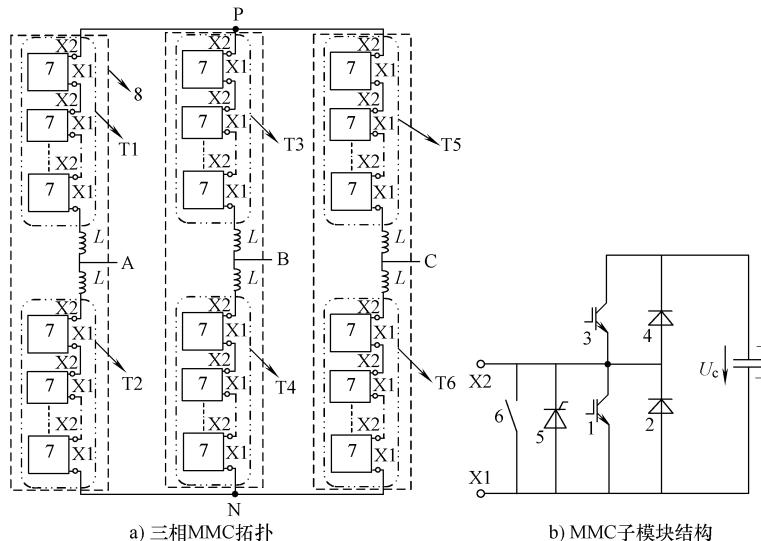


图 8-43 MMC 的拓扑结构图

MMC 的子模块有三种工作状态：①上开关管导通、下开关管关断，子模块输出端电压为 U_c ，电容被充电或者放电，该工作方式称为投入状态，子模块的充放电取决于电流方向，可以利用这一点设计子模块电压的均衡控制；②上开关管关断、下开关管导通，子模块输出电压为 0，子模块电容被旁路，电压不变，该工作称为旁路状态，该状态子模块输出电压总为 0，可实现子模块的冗余设计；③上下开关管全关断，子模块输出电压取决于电流的方向，若电流由 X2 流入，输出电压为电容电压，反之输出电压为 0，称为闭锁状态，该状态下子模块电容会被充电或者旁路。前两种工作方式为 MMC 正常状态下的工作方式，在启动换流器时电容的充电过程中或故障状态下子模块才会处于闭锁状态。

MMC 正常工作过程中，子模块电容电压需保持在一定电压范围内，通过控制子模块的工作状态，MMC 上、下桥臂等效于可控电压源。在任意时刻，保证每个相单元处于投入状态的子模块数目不变（不考虑冗余设计，需投入单个桥臂包含的子模块数目），即上桥臂每增加一个投入的子模块，下桥臂必须由一个子模块变

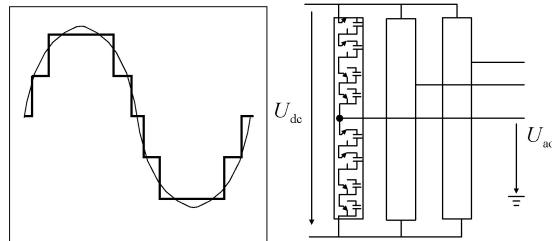


图 8-44 MMC 输出电平构成方式

为旁路状态，反之亦然，这样就保证了 MMC 的直流母线电压恒定。改变投入的子模块在上、下桥臂间的分配关系，单个桥臂中处于投入状态的子模块数目发生变化，换流器的交流侧输出电压的电平数随之变化，整个相单元的子模块数目越多，得到的交流电压越接近于正弦波。如图 8-44 所示，MMC 相单元有 8 个子模块，相单元投入的子模块数保持为 4。当上桥臂投入 4 个子模块，下桥臂旁路 4 个子模块，MMC 输出电压为 $-2U_c$ ；当上桥臂投入 3 个子模块，下桥臂投入 1 个子模块，MMC 输出电压为 $-U_c$ ；上、下桥臂各有 2 个子模块处于投入状态，其他子模块被旁路，MMC 输出电压为 0；当上桥臂投入 1 个子模块，下桥臂投入 3 个子模块，MMC 输出电压为 U_c ；当上桥臂旁路 4 个子模块，下桥臂投入 4 个子模块，MMC 输出电压为 $2U_c$ 。

8.3.2 MMC 控制策略

三相 MMC 是对称结构，因此，可以单个相单元作为研究对象，如图 8-45 所示

为 MMC 一个相单元的等效电气图。

在图 8-45 中, O 点为 MMC 直流侧的假想中性点, N 为电网电压参考点, u_{si} 为电网 i 相相电压 ($i = a, b, c$), i_{si} 为 i 相相电流, u_{il} 为上桥臂电压, u_{i2} 为下桥臂电压, u_{dc} 与 i_{dc} 分别代表直流电压、直流电流, u_{NO} 为交直流侧参考点之间的电压差。由基尔霍夫电压定律分析回路 I、回路 II, 则 MMC 的微分方程组为

$$\begin{cases} u_{si} = -L \frac{di_{i1}}{dt} + \frac{1}{2}u_{dc} - u_{il} - u_{NO} \\ u_{si} = L \frac{di_{i2}}{dt} - \frac{1}{2}u_{dc} + u_{i2} - u_{NO} \end{cases} \quad (8-30)$$

为了保持直流正负极电压的平衡, 交流中性点或直流中性点必有一侧接地, 系统对称运行时, $u_{NO} = 0$ 。

将式 (8-30) 中的两分式分别相加、相减可得到 MMC 交、直流回路电压方程为

$$\begin{cases} u_{si} = \frac{L}{2} \frac{d(i_{i2} - i_{i1})}{dt} + \frac{1}{2}(u_{i2} - u_{il}) \\ u_{dc} = L \frac{d(i_{i2} + i_{i1})}{dt} + u_{i2} + u_{il} \end{cases} \quad (8-31)$$

三相 MMC 的拓扑为对称结构, 即有: 每个相单元的上、下桥臂阻抗相等, 交流侧相电流 i_{si} 流入 MMC 后, 在上、下桥臂平均分配; 三个相单元阻抗相等, 直流侧电流流入 MMC 后在相单元之间平均分配。由基尔霍夫电流定律, 可得 MMC 的电流关系为

$$\begin{cases} i_{i1} = -\frac{i_i}{2} + \frac{i_{dc}}{3} \\ i_{i2} = \frac{i_i}{2} + \frac{i_{dc}}{3} \\ i_i = i_{i2} - i_{i1} \\ i_{dc} = \frac{\sum_{i=a,b,c} (i_{i1} + i_{i2})}{2} \end{cases} \quad (8-32)$$

在图 8-44 所示中, $u_{a'}$ 、 $u_{a''}$ 为 a' 、 a'' 相对于 N 点的电压。由电路结构可见, 两点的电压分别等于电网电压减去电抗器上的压降, 在直流回路电流脉动很小的情况下, 两电抗器上的压降只与交流侧电流相关, 而交流电流在上、下桥臂均分, 并且方向相反, 所以 a' 、 a'' 两点为等电位点, 研究 MMC 外特性时, 将电抗器从 MMC 内部移到外部, a' 、 a'' 可被视为一点, 该点电压 u_i 为 MMC 交流侧等效输出电压, 此时 MMC 的外特性与传统电压源换流器一致。基于此, 桥臂电压 u_{il} 、 u_{i2} 可表示为

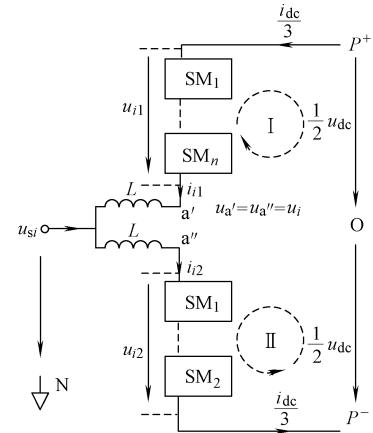


图 8-45 MMC 相单元等效电气图

$$\begin{cases} u_{i1} = -u_i + \frac{u_{dc}}{2} \\ u_{i2} = u_i + \frac{u_{dc}}{2} \end{cases} \quad (8-33)$$

将式(8-33)中的两分式相减,可得MMC交流端的等效输出端电压表达式为

$$u_i = (u_{i2} - u_{i1})/2 \quad (8-34)$$

MMC-HVDC的控制策略包括对系统级控制和装置级控制。系统级控制主要作用是调节换流器的交流侧与直流侧传输的功率;装置级控制又包括MMC内部悬浮电容电压的控制、环流的抑制、产生开关器件的触发信号。

由图8-45所示与式(8-34)表明MMC的等效电路与两电平、三电平VSC有相同的外部特性,MMC系统级的控制可采用直接电流控制策略,其控制框图如图8-46所示。

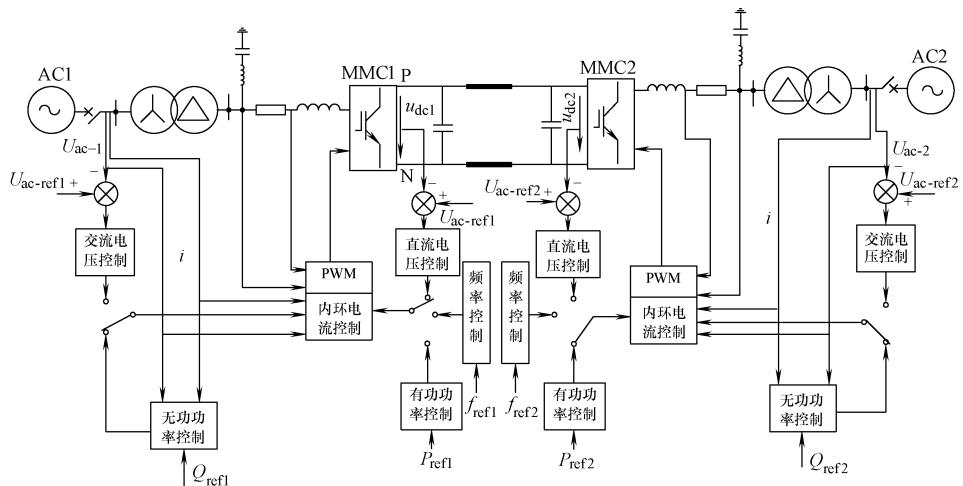


图8-46 MMC-HVDC控制框图

在图8-46中,MMC-HVDC两侧环流站的控制系统结构对称,主要由电流内环控制器、外环电压控制器、锁相环和触发脉冲生产环节(调制)等几个模块构成。常见的外环控制器形式有定直流电压控制、定有功功率控制、定无功功率控制、定交流电压控制以及定频率控制等,外环控制器跟踪系统控制器给出的参考信号,为实现系统有功功率平衡,两端的换流站必须有一端采用定直流电压控制,另一端采用定频率控制或定有功功率控制;同时,根据换流站的具体控制目标,还可选择定交流电压控制或定无功功率控制。在向无源网络供电的直流输电系统中,一般送电端换流站采用定直流电压控制,受电端换流站采用定交流电压控制(因受端网络没有稳定供电的电源)。

图8-47所示为一端换流站直接电流控制的基本原理示意图。

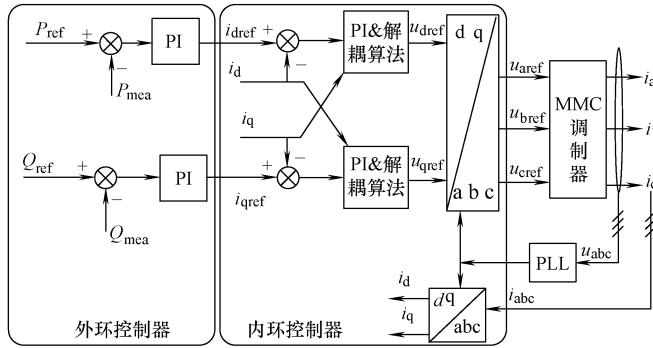


图 8-47 换流站直接电流控制原理示意图

由图 8-47 可见，直接电流控制策略采用双环结构，即电流内环和功率（电压）外环，图中的 P_{ref} , Q_{ref} 分别代表需控制的有功类电量、无功类电量参考值。外环采用 PI 控制器，对换流器交直流侧传输的功率进行调节，给电流环提供指令信号 i_{dref} 和 i_{qref} ；电流环控制器可实现换流器交流侧有功电流和无功电流的解耦独立控制，其中电流前馈解耦控制算法为

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_{\text{dref}} - i_d) + \omega L_{eq} i_q \\ u_q = u_{sq} - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_{\text{qref}} - i_q) - \omega L_{eq} i_d \end{cases} \quad (8-35)$$

由于直接电流控制策略中的各矢量以电网电压矢量为定向基准，因此首先要准确获取电压矢量的相位信息，否则各矢量无法精确定向，控制目标无法达到。为实现精确锁相，需对锁相进行改进。参考文献 [203] 提出了基于双同步旋转坐标系的锁相环（Double Synchronous Reference Frame PLL, DSRF-PLL），双同步坐标系与静止坐标系的空间位置如图 8-48 所示。

在正序旋转坐标系中，正序分量为直流量，负序分量为 2 倍频交流量，其幅值等于负序旋转坐标系中电压的直流分量；在负序旋转坐标系中，负序分量为直流量，正序分量为 2 倍频交流量，其幅值等于正序旋转坐标系中电压的直流分量。2 倍频分量使得两式相互耦合，可通过低通滤波器得到正负序分量的近似值。正序坐标系下的信号经滤波后得到正序分量的近似值，负序坐标系下的信号经滤波后得到负序分量的近似值，将这些近似电压作为前馈量可消除正、负序旋转坐标系中的两倍频分量，得到正负序分量的检测值。图 8-49 所示为

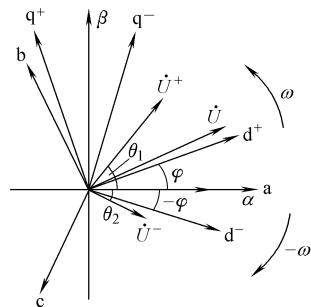


图 8-48 双同步旋转坐标系空间位置

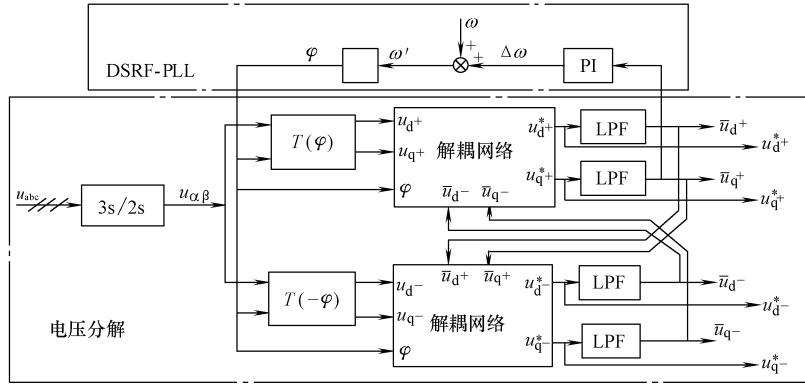


图 8-49 锁相环与电压正负序分量检测

基于双同步旋转坐标变换的锁相环与正负序检测算法框图^[204]。

在图 8-49 中，锁相环和电压正序、负序分量的检测组成闭环结构，正序电压 q^+ 轴分量经滤波后的信号为锁相环节输入，锁相环精确锁定基波电压正序分量的相位，利用该相位得到双同步旋转坐标下的电压表达式，通过解耦单元消除表达式中正负序分量的相互影响，完成正负序分量的检测。

当电网发生不对称故障时，电压、电流包含了正序、负序分量。根据瞬时对称分量理论，三相三线系统的不对称电量可以表示为正序分量与负序分量之和，双同步旋转坐标系下 MMC 的数学模型为

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{di_{d+}^+}{dt} = -R_{eq} i_{d+}^+ + L_{eq} \omega i_{d+}^+ - u_{cd+}^+ + u_{sd+}^+ \\ L_{eq} \frac{di_{q+}^+}{dt} = -R_{eq} i_{q+}^+ - L_{eq} \omega i_{d+}^+ - u_{eq+}^+ + u_{sq+}^+ \end{cases} \quad (8-36)$$

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{di_{d-}^-}{dt} = -R_{eq} i_{d-}^- - L_{eq} \omega i_{q-}^- - u_{cd-}^- + u_{sd-}^- \\ L_{eq} \frac{di_{q-}^-}{dt} = -R_{eq} i_{q-}^- + L_{eq} \omega i_{d-}^- - u_{eq-}^- + u_{sq-}^- \end{cases} \quad (8-37)$$

上述数学模型中， $L_{eq} = L/2$ ， $R_{eq} = R/2$ ， L 、 R 分别为桥臂电抗器的电感值与电阻值。

为抑制负序电流，增加负序电流解耦控制回路，与正序电流控制器共同完成双序电流控制，负序电流指令值设为 0，通过负反馈控制抑制负序电流，电网不平衡时整个控制系统框图如图 8-50 所示。

MMC 的电容稳压控制是 MMC 装置级控制的关键，诸多学者、研究人员对此做了深入研究与实践，目前，主要有两大思路：①稳压控制策略叠加到 PWM 调制中，首先构造子模块电压的负反馈控制器，电压期望值与测量值做差，经 PI 控制

器得到稳压指令，该指令值与其他指令值共同构成 MMC 子模块的调制电压；②调制部分与稳压控制分为两部分，调制策略可以采用 PWM 方式、SVPWM 方式或 NLM 方式，调制部分决定每个桥臂投入子模块的数目，稳压控制部分根据电容电压反馈值、桥臂电流的方向决定具体投入哪些子模块，这种控制策略中包含了电容电压排序，在此将其称为基于排序的电压平衡控制策略。下面分别介绍上述两种控制策略。

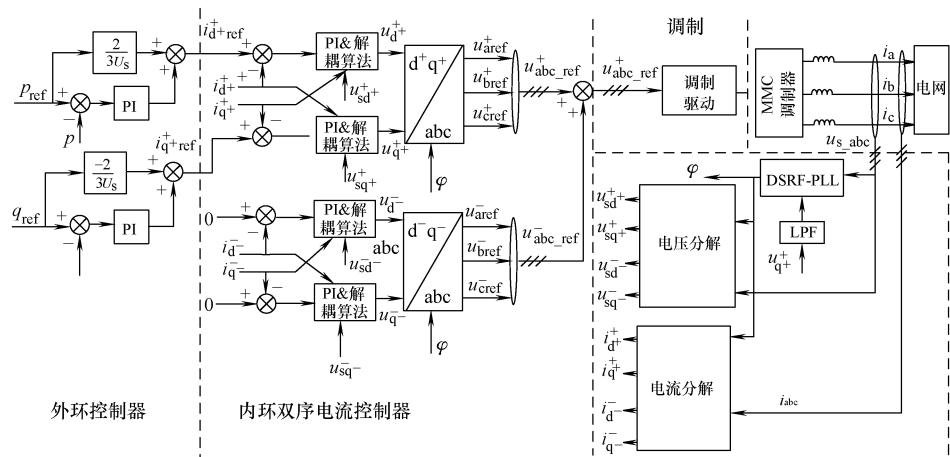


图 8-50 电网电压不平衡时的 MMC-HVDC 控制框图

1. 叠加到 PWM 调制中的电容电压控制策略

现以图 8-43a 所示的三相 MMC 为例分析，每个相单元有 8 个子模块，换流器每一相的工作原理相同且相互独立。为避免公式重复，仅选择某一相分析。根据前面推导的 MMC 数学模型即式 (8-31)，可得直流侧电压方程为

$$u_{dc} = u_{i1} + u_{i2} + L \frac{d(i_{i1} + i_{i2})}{dt} = \sum_{j=1}^8 u_{ismj} + L \frac{di_{iz}}{dt} \quad (i = a, b, c) \quad (8-38)$$

式 (8-38) 与 MMC 交流侧负载无关，为避免混淆将此 KVL (基尔霍夫电压定律) 回路称为“直流回路”，并定义 $i_{iz} = i_{i1} + i_{i2}$ 为 MMC 在 i 相直流回路中的电流，其包括了 $1/3$ 的直流母线电流与流过 i 相的相间环流，参考方向采用从直流母线正极 P 经 MMC 相单元流向负极 N 的方向。

电容电压的控制可分为两部分设计：稳压和均压控制，即保持母线电压的稳定，同时电压要在各子模块电容间平均分配，图 8-51 所示为叠加到 PWM 调制中的电容电压控制策略示意图。

在如图 8-50a 所示的稳压控制算法中，基于负反馈的电压控制器使子模块电压的平均值 \bar{u}_{ci} 跟踪指令值 u_c^* 。令直流回路电流的指令值为电压控制器的输出值 i_{iz}^* ，即

$$i_{iZ}^* = K_1(u_c^* - \bar{u}_{ci}) + K_2 \int (u_c^* - \bar{u}_{ci}) dt \quad (i = a, b, c) \quad (8-39)$$

稳压指令值 u_{Ai}^* 为电流控制器的输出，即

$$u_{Ai}^* = K_3(i_{iZ} - i_{iZ}^*) + K_4 \int (i_{iZ} - i_{iZ}^*) dt \quad (8-40)$$

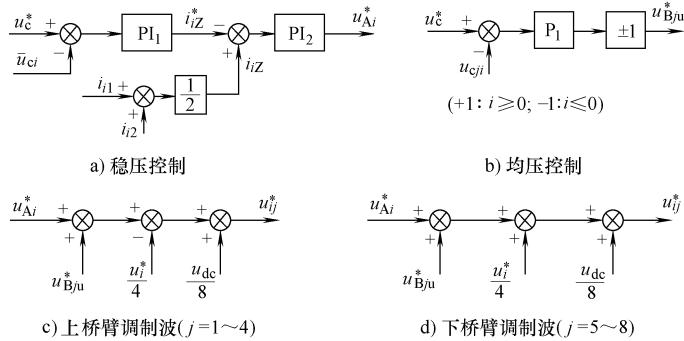


图 8-51 叠加到 PWM 调制中的电容电压控制策略示意图

当子模块电容的实际电压平均值小于指令值时，电压控制器输出增加，即直流回路电流指令值增加（电流为正时，给开通的子模块充电）。根据式（8-40），若要保证直流回路电流增加，需要减小子模块的输出电压之和，式（8-40）描述的控制器可得到一个减小的电压指令（若控制器符号反向选择，无法实现控制目的）。在此调节过程中，对直流回路电流进行反馈控制，在不影响负载电流的情况下实现了对子模块平均电压的控制。

如图 8-51b 所示的均压控制算法，根据桥臂电流的方向确定均压指令的值的极性，同时因为电压的调节是一个快速动态调节过程，可采用比例调节器。其工作原理为：当某个子模块的电压值高于指令值时，需要给该子模块放电（或减小充电时间），桥臂电流大于 0 时，控制器输出一负的指令，减小其充电时间；当桥臂电流小于 0 时，控制器输出一正的指令，增加电容的放电时间。当某个子模块的电压值小于指令值时其工作原理，读者可自行分析。

图 8-51c 所示为上桥臂子模块的调制波产生方法。根据式（8-33） $u_{il} = -u_i + u_{dc}/2$ ，在 MMC 交流输出电压期望值 u_i^* 已知的条件下，上桥臂电压期望值为 $u_{il}^* = u_{dc}/2 - u_i^*$ ，桥臂电压期望值平均分配到每个子模块再与桥臂的稳压、均压指令叠加得到上桥臂的调制电压为 $u_{ij}^* = u_{il}^*/4 + u_{Ai}^* + u_{Bju}^* = u_{dc}/8 - u_i^*/4 + u_{Ai}^* + u_{Bju}^*$ ，($j = 1 \sim 4$)。图 8-51d 所示为下桥臂子模块的调制波产生方法，其原理与图 8-50c 所示相同。

2. 基于排序的电压平衡控制策略

如前所述，调制环节确定桥臂应开通的子模块的数目，均压控制算法确定具体

开通哪些子模块。调制算法可选择基于载波移相的正弦脉宽调制策略 (SPWM) [205]，也可选择最近电平逼近调制法 [206] (NearestLevelModulation, NLM)，后一种方法属于低频调制，开关损耗低，在高压直流输电领域更具优势。本节对两种方法都加以介绍，后面章节研究 MMC-HVDC 控制策略时采用低开关频率的 NLM 调制方法。

图 8-52 所示为基于载波移相的 SPWM 调制与电容均压控制框图。电压控制环与上一小节所提的稳压控制原理相同， u_i^* 为换流站控制器下发的指令，它根据期望的交流电流（控制换流器与交流网络间传输的有功与无功）得到。调制环节是基于 PWM 调制原理发展而来，不同之处在于当调制信号与载波相交时决定哪个开关器件动作，这样，在换流器的交流侧输出电压实现多电平化的同时，可实现电容电压的平衡控制。对于 8 单元 MMC 换流器的每个相单元需要 8 路三角载波，载波之间互差 $360^\circ/8$ ，一个桥臂使用 4 路载波，分配给同一桥臂的载波互差 $360^\circ/4$ 。与载波比较的调制信号有两路，分属上下桥臂，表达式为

$$\begin{cases} u_{i1}^* = \frac{u_{dc}}{2} - u_i^* - \frac{u_{Li}^*}{2} \\ u_{i2}^* = \frac{u_{dc}}{2} + u_i^* - \frac{u_{Li}^*}{2} \end{cases} \quad (8-41)$$

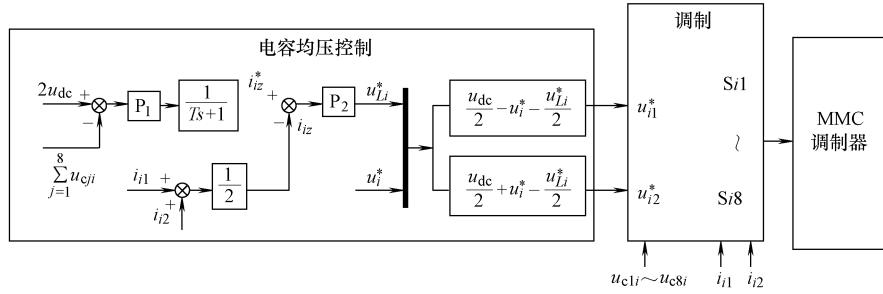


图 8-52 基于载波移相的 SPWM 调制与电容均压控制框图

该控制策略的原理为：调制波与载波相交时，对应桥臂的一个子模块需要改变状态，当调制波大于载波时，处于旁路状态的一个子模块转变为投入状态，当调制波小于载波时，处于投入状态的一个子模块转变为旁路状态。该算法首先按电容电压从高到低的顺序对子模块进行排序，当子模块状态需要改变时，根据桥臂电流的方向决定选择电压最高或最低的子模块，子模块的选择方法控制程序流程如图 8-53 所示。

参考文献 [203] 介绍了最近电平逼近的调制方法，实现方便简单，换流器能提供的电平数目越多，性能越好。图 8-54 所示为最近电压逼近法原理示意图，最近电平逼近的基本思路：计算最接近调制波的阶梯波的电平数，根据换流器的开关

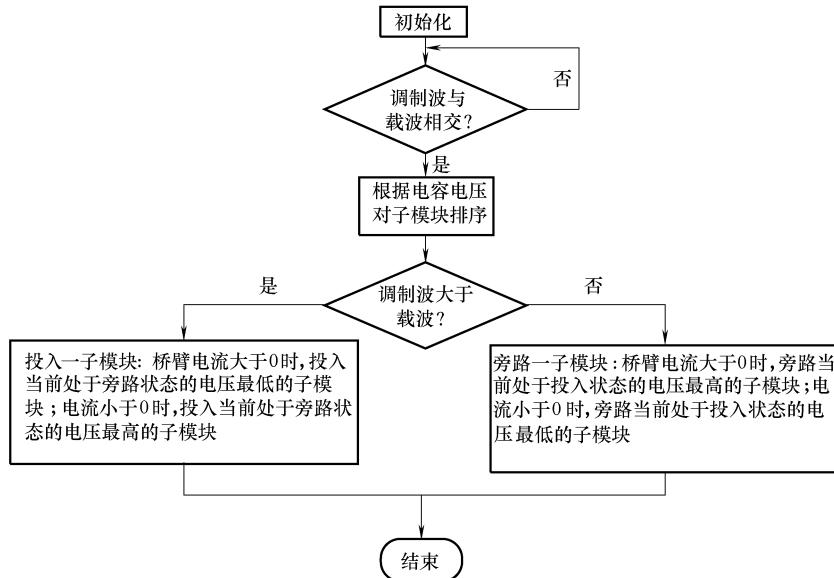


图 8-53 基于载波移相的 SPWM 调制与电容均压控制原理框图的子模块的选择方法控制程序流程

状态与输出电压的关系确定开关器件的状态。

对于 MMC，桥臂电压期望值除以子模块的电容电压，取整得到需投入的子模块的数目。考虑相单元投入的子模块数为 $N/2$ ，是常数，结合式 (8-33) 可得

$$\begin{cases} n_N = \left(\left[\frac{2u_i^*}{u_c^*} \right] + \frac{N}{2} \right) / 2 \\ n_P = \left(\frac{N}{2} - \left[\frac{2u_i^*}{u_c^*} \right] \right) / 2 \end{cases} \quad (8-42)$$

式中， n_N 为下桥臂需要开通的子模块数目， n_P 为上桥臂需要开通的子模块数目， N 为相单元子模块的总数， u_i^* 为 MMC 交流输出相电压期望值， u_c^* 为子模块电压期望值。桥臂电流的极性与各子模块电容电压的测量值决定具体开通哪个子模块，即：当电流为正时，先投入电压低的模块；当电流为负时，先投入电压高的子模块，按此原则实现同一桥臂内电容电压的均衡控制，其原理如图 8-55 所示。

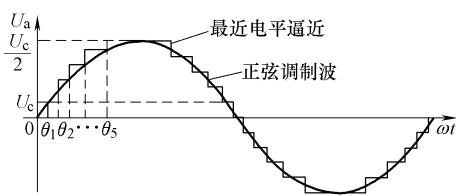


图 8-54 最近电平逼近法原理示意图

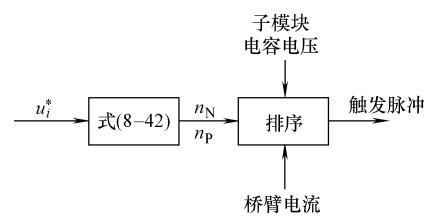


图 8-55 基于 NLM 的电容均压控制

8.3.3 MMC 仿真

在 MATLAB 中搭建 11 电平双端 MMC-HVDC 仿真模型如图 8-56 所示。当电网电压平衡时，对如图所示的仿真模型进行仿真，可得如图 8-57 所示仿真结果。

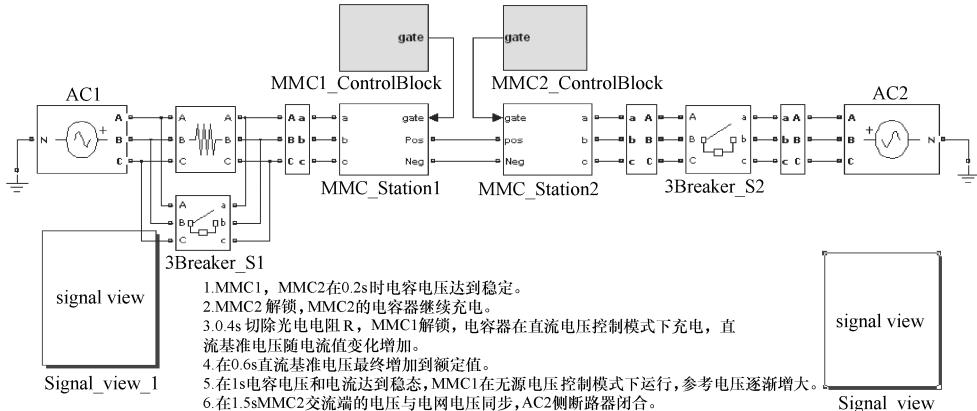


图 8-56 11 电平双端 MMC-HVDC 仿真模型

由图 8-57a 整流站 A 相子模块电容电压仿真曲线可见，电容电压得到了平稳控制，由图 8-57b 整流站换流器输出电压仿真曲线可见，MMC 输出电压能很好地拟合调制电压，由图 8-57c 整流站直流母线电压仿真曲线可见，直流母线电压得到了控制，能稳定，由图 8-57d 逆变站有功功率仿真曲线可见，功率稳态响应与动态响应良好。

为进一步验证电网不平衡时，正负序电流控制器的有效性。在 Matlab 环境下进行仿真验证。在 2s 时，整流站交流电网电压中叠加负序电压，幅值为正序电压的 0.2 倍，故障持续时间 0.2s，其仿真结果如图 8-58 所示。

由图 8-58a 可见，锁相环在电网正常与故障情况下都能够精确锁定电网电压的相位；由图 8-58b 可见，故障期间交流电流基本为三相对称正弦量，经 FFT 分析，基波成分占 82%，THD < 3.02%；由图 8-58c 可见，受电网不平衡制约，整流站的功率包含 2 倍频分量，交流分量稳态值为直流成分的 20%；由图 8-58d 可见，逆变站的功率基本未受到整流站侧电网故障的影响；由图 8-58e 和图 8-58f 可见，负序电流得到抑制是由于换流站的交流侧输出电压不平衡，抵消了电网不平衡电压对电流的影响。

为实现子模块电容快速、平稳充电，将 MMC-HVDC 的启动中不可控充电与可控充电两个阶段分为几个步骤进行^[207]：两换流站闭锁，断开逆变站与交流电网之间的断路器，闭合整流站与交流电网之间的断路器，预充电电阻接入充电回路；两换流站电容电压稳定后，解锁逆变站，工作于定交流电压模式，输出电压指令值为

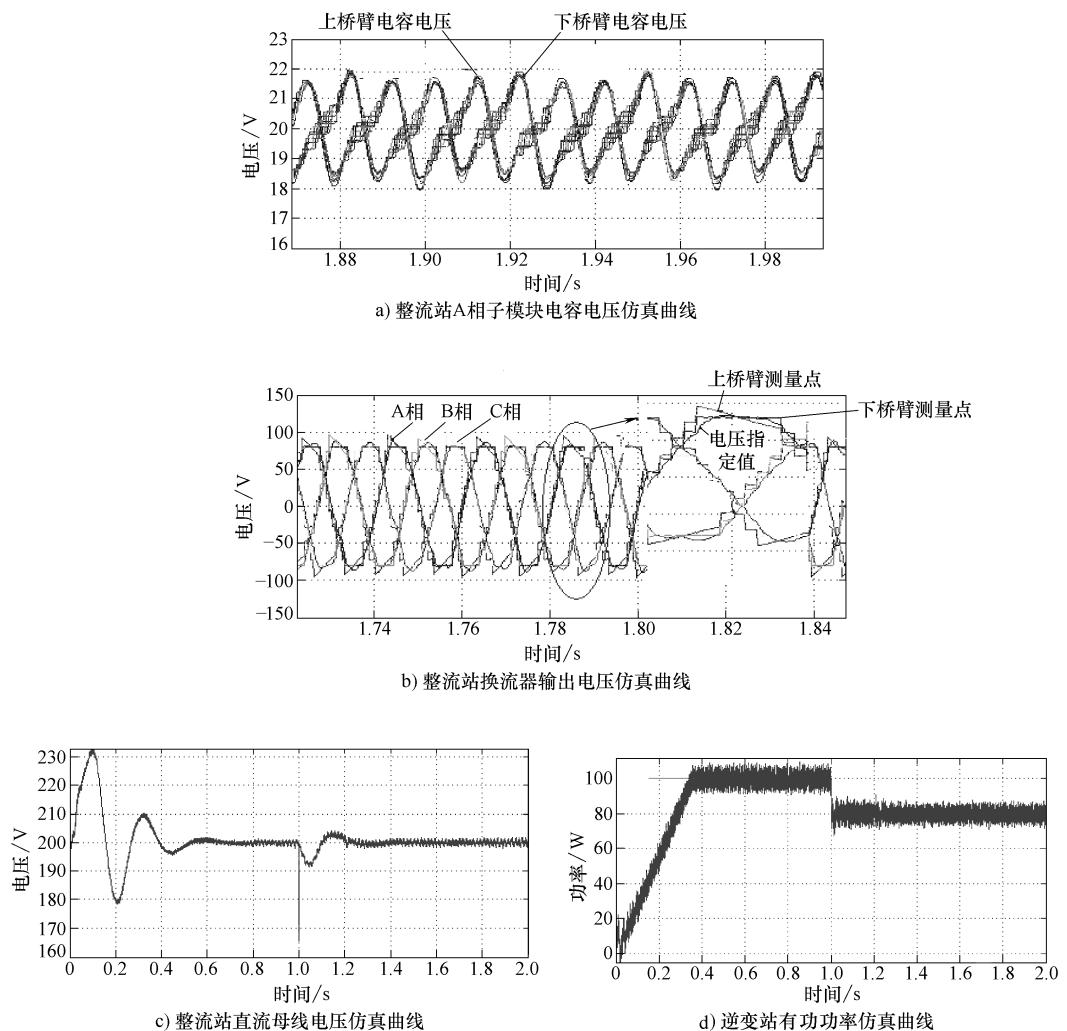


图 8-57 双端 MMC-HVDC 直接电流控制仿真

0；逆变站电容电压继续上升，稳定后，解锁整流站，工作于定直流电压模式，不可控充电结束；待直流电压上升到额定值，整流站的交流电流达到稳定，逆变站输出电压跟踪同侧电网电压的幅值和相位；逆变站输出电压与电网电压幅值、相位相同且稳定后，闭合交流断路器，逆变站并网，启动过程完成。

图 8-59 给出逆变站 MMC_ Station2 换流器的 A 相上桥臂电容电压曲线。由图可见，在 0 ~ 0.2s，逆变站的子模块电容由直流母线充电；在 0.2s 时刻直流母线电压上升到电网线电压的峰值 147V，直流电压在相单元的 20 个子模块电容上均分，解锁逆变站，逆变站工作在无源、定交流电压模式，换流器输出电压为 0V，保持

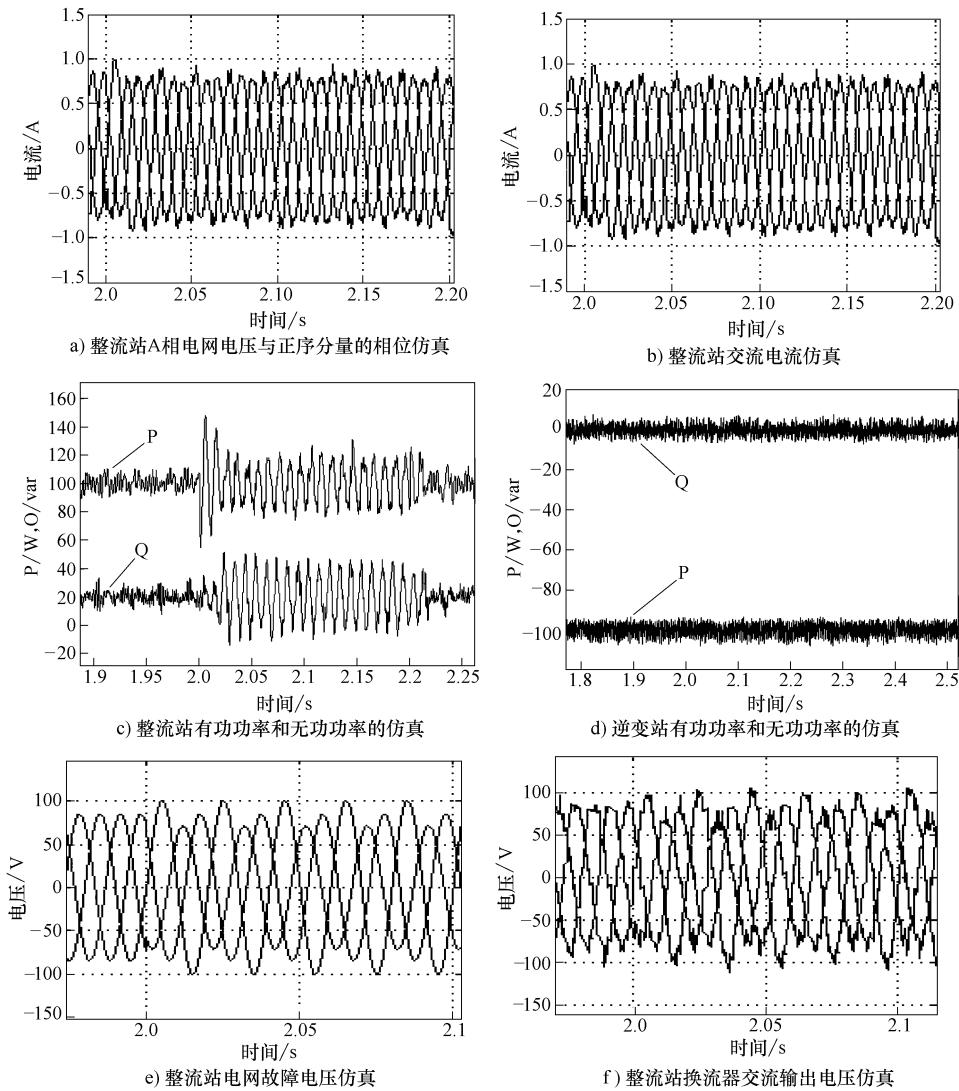


图 8-58 电网不平衡下系统仿真

投入的相单元子模块数为 10，电容电压继续升高，在 0.4s 时刻电压达到 14.7V。

图 8-60 所示为整流站 MMC_Station1 换流器的 A 相上桥臂电容电压。由图可见，在 0 ~ 0.4s，整流站的子模块电容由交流线电压充电，每个充电周期有一个桥臂的电容被充电，所以直流母线电压由 10 个子模块电容支撑，在 0.2s 时刻直流母线电压上升到电网线电压的峰值 147V，不可控方式下，直流电压无法继续上升；在 0.4s 时刻，切除预充电电阻，同时解锁整流站，工作模式为定直流电压控制，电压给定值从当前值 147V 逐步增加到额定值 200V，在 0.6s 时刻直流电压给定值

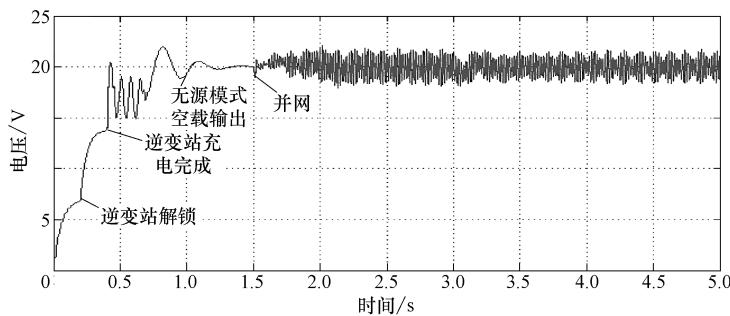


图 8-59 逆变站 A 相上桥臂电容电压

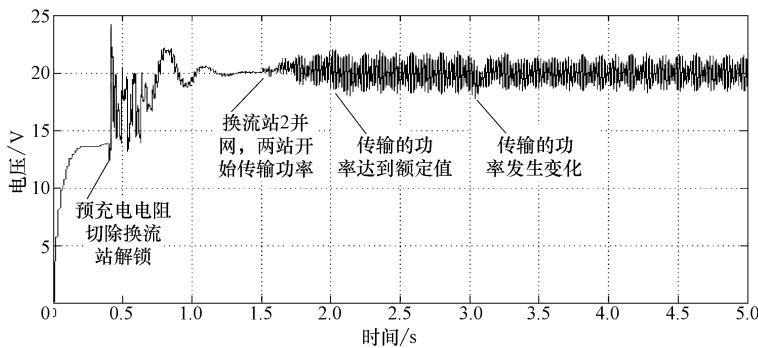


图 8-60 整流站 A 相上桥臂电容电压

达到额定状态，在 1s 时刻电容电压基本稳定在期望值 20V。

图 8-61 所示为 MMC-HVDC 直流母线电压仿真波形。由图可见，0 ~ 0.4s，换流站电容及直流线路由整流站一侧的交流电网线电压充电；在 0.2s 时刻母线电压的跌落是由逆变站从闭锁到解锁造成的，闭锁时逆变站全部电容由线电压充电，解锁后，逆变站的子模块变为受控模式，每一控制周期只有一半电容被投入，直流母线电压跌落为线电压的一半；在 0.4s 时刻，母线电压重新上升到线电压峰值，整

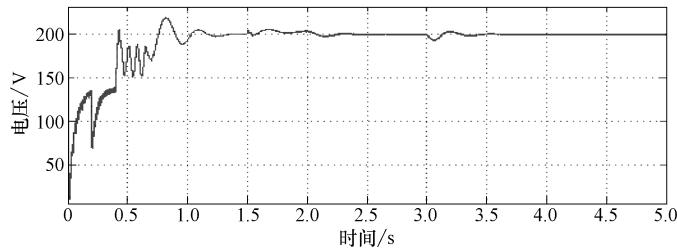


图 8-61 直流母线电压仿真曲线

流站解锁，直流母线电压从 147V 慢慢上升到额定电压 200V；在 1.5s 时刻，逆变站并网，启动完成；在 3s 时刻，系统传输的有功功率指令发生变化，调节过程中，母线电压比较平稳。

图 8-62 所示为整流站网侧电流仿真曲线。由图可见，1s 时刻交流侧电流在不控充电状态下进入稳定状态，可执行下一启动步骤，逆变站工作于定交流电压模式，输出电压跟踪同侧的电网电压，准备并网；在 1.5s 时刻，逆变站并网，工作模式变为定有功功率模式，有功指令值为斜坡给定，如图 8-62 所示中表现为整流站的电流慢慢上升，无电流冲击。

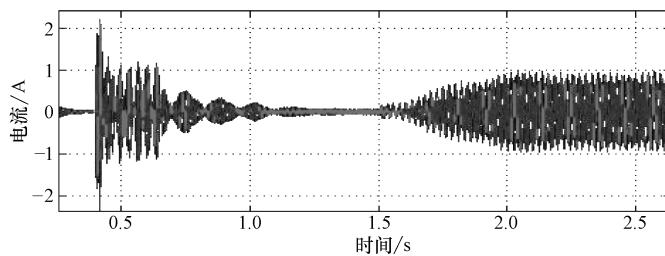


图 8-62 整流站网侧电流

图 8-63 所示为逆变站换流器输出电压与逆变站一侧的电网电压仿真波形。由图可见，1s 时可逆变站开始工作在定交流电压模式，输出电压的相位跟踪逆变侧的交流电网电压，幅值逐渐增加，直至 1.5s 逆变站换流器输出电压与电网电压同频、同相、等幅值，逆变站与交流电网之间的断路器闭合实现并网，工作于定有功功率模式，启动完成。

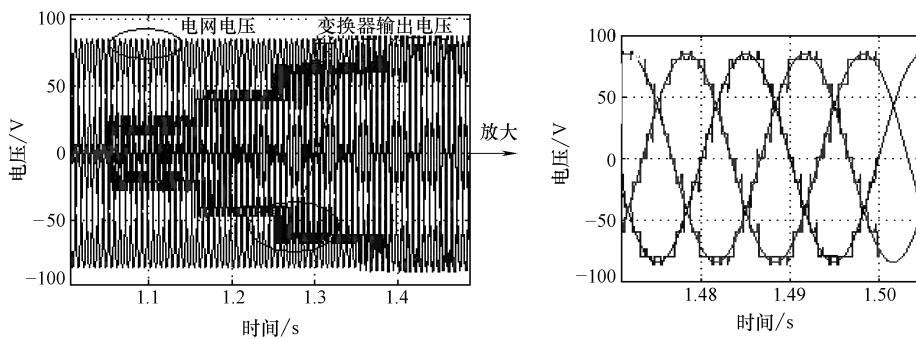


图 8-63 逆变站换流器输出电压与电网电压

图 8-64 所示为启动后，逆变站的有功电流与无功电流仿真曲线。由图可见，启动过程是成功的，启动完成后，系统能够正常传输功率。

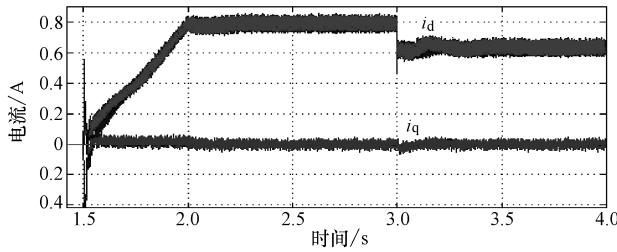


图 8-64 逆变站网侧电流有功分量和无功分量的仿真

8.4 电气化铁路用单相链式 STATCOM 控制系统^[208]

现代的电气化铁路牵引网采用 27.5kV 的单相电网供电，牵引网在有机车通过时，会产生大量的无功电流，为了减小对公共电网的污染，需要加入一定的补偿设备。

为了适应电气化铁路牵引网电压等级要求，可以采用多单元 H 桥级联链式拓扑结构，以匹配现有功率器件的耐压水平。作为 STATCOM 用时，由于装置与网侧绝大部分是无功功率的交换，只是吸收少量的有功功率以维持装置的损耗，故可以省去 H 桥直流电源^[209]。

在 STATCOM 应用中，由于不需要向电网提供有功功率，传统的级联 H 桥变流器各个单元的直流侧所用的直流电源被省去，而采用电容器作为直流电压支撑。各个单元的直流侧电容电压稳定，是 STATCOM 装置正常工作的前提。由于单元彼此之间的参数不一致性，以及控制方式对系统带来的影响，都有可能造成单元电压的不稳定，故需要施加相应的平衡策略。

对于链式 STATCOM 的控制包括单元悬浮电容电压的平衡控制、网侧无功电流补偿等。在整个装置的设计中，整个控制系统的硬件平台搭建是装置运行的基础。

本节提出了一种基于单相链式结构的 STATCOM 控制策略，详细分析了悬浮电容的平衡控制问题以及硬件控制系统的设计方法，给出具体的硬件架构及实现方式，最后在搭建系统硬件控制平台基础上进行了相关实验，并给出了相关实验曲线。实验结果表明硬件控制系统的可行性及所提控制策略的正确性。

8.4.1 系统拓扑结构

单相链式 STATCOM 系统整体结构如图 8-65 所示。图中，每个功率单元为 H 桥结构。

在图 8-65 中， u_g 为电气化铁路接触网电压； i_s 为 STATCOM 输入电流； L 为装

置的连接电抗器; u_x 、 U_{dex} 分别为每个单元的逆变侧输出电压、悬浮电容电压, 其中 $x = 1, 2, \dots, n$; u_s 为级联逆变侧输出电压。由图 8-65 所示可得

$$\sum_{x=1}^n u_x = u_s \quad (8-43)$$

根据 KVL 定理可得

$$\dot{U}_g - \dot{I}_{\text{svg}} \cdot j\omega L = \dot{U}_s \quad (8-44)$$

每个单元通过不同的功率器件开关组合, 可以产生三个不同的电平, 即: $\pm U_{\text{dex}}, 0$ 。定义开关函数 $S_x = \{1, 0, -1\}$, $x = 1, 2, \dots, n$ 。

则下列微分方程详细描述了该系统的行为

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L}(U_g - \sum_{x=1}^n S_x \cdot U_{\text{dex}}) \\ \frac{dU_{\text{dex}1}}{dt} = \frac{1}{C_1} S_1 i_s \\ \dots \\ \frac{dU_{\text{dex}n}}{dt} = \frac{1}{C_n} S_n i_s \end{cases} \quad (8-45)$$

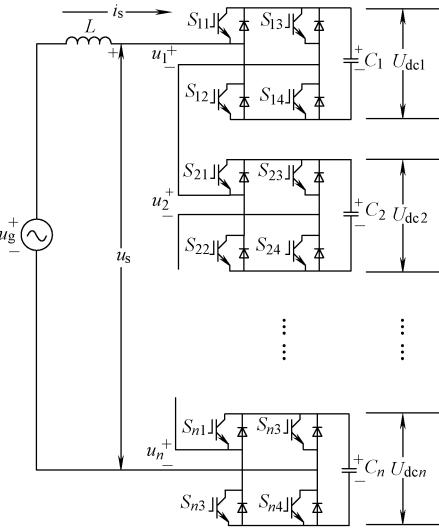


图 8-65 n 级单相链式 STATCOM 的电路图

8.4.2 系统整体控制策略

以 5 单元级联为例, 得出图 8-66 的系统整体控制框图。在图 8-66 中, 由于单元级联, 故只能有一个控制所有链接级联后总电流环。此时, 对应于有功电流给定的电压外环应该为所有单元悬浮电容电压总和的控制环。由总电压外环 PI 调节器输出一个网侧有功电流的幅值 I_p , 乘以网侧电压的相位 $\sin\varphi$, 就可以得出网侧向 STATCOM 输入的电流有功分量 i_p 。利用瞬时无功功率理论, 通过计算负载侧的无功电流 i_{lq} , 用 i_{lq} 作为无功电流的给定, 与 i_p 相加作为电流参考指令值 i_{ref} 。然后通过输出电流的反馈值 i_s , 对电流进行闭环控制, 从而计算出 STATCOM 的总调制电压值 u_s 。此时的 u_s 为 STATCOM 级联逆变侧的总调制电压输出, 如果无需对直流侧电压进行控制, 那么此时每个单元的调制波等于 u_s 除以单元个数。若需要对每个单元的悬浮电容电压进行控制, 那么应该调节每个单元逆变侧输出电压, 也就是每个单元调制波不同。

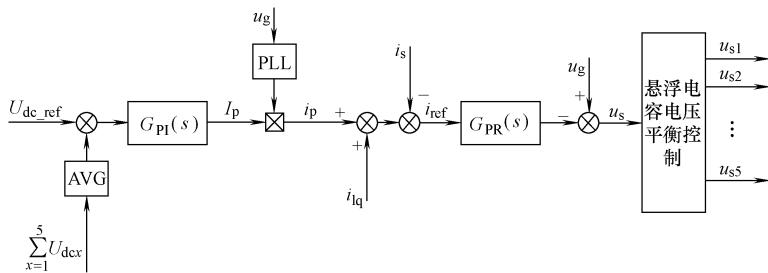


图 8-66 链式 STATCOM 控制框图

在图 8-66 中，以单元 1 为例，有 $u_{s1} = u_s / 5 + \Delta u_1$ 成立，悬浮电容电压平衡控制部分的设计实质上就是求解 Δu_1 的过程。本节所提出的方法是基于单元悬浮电容电压充放电规律的平衡控制算法。基本思路是在总电压外环稳定的基础上，对吸收的有功功率进行内部平均分配，从而达到每个电容电压都稳定在给定值。

为了找出求解 Δu_1 的过程，首先对单元电容充放电进行分析，对比一下在 STATCOM 和整流器工况下，功率单元悬浮电容的充放电规律。在 MATLAB 软件中搭建了一个仿真平台，如图 8-67 所示。

图 8-67 仿真参数见表 8-2。

表 8-2 单元仿真参数表

各物理量名称	参 数	各物理量名称	参 数
额定电压	220V	母线电压	400V
额定电流	20A	开关频率	1kHz
串联电感	10mH	调制方式	二重化载波调制
母线电容	$2250\mu\text{F}$		

分别在单元运行于单相整流器（带电阻负载）以及单相无功发生器（以容性无功为例）工况下，电流额定，然后对比单元悬浮电容充放电规律。

图 8-68 为整流器满载工况下单个单元悬浮电容充放电过程。

在图 8-68 中，可以看到在整流器工况下，装置稳定后，一个单元悬浮电容的充放电情况。根据理论分析，单元电容呈现一个 2 倍频波动，同时，在一个工频基波周期内，电容的流入电流按照载波频率进行充电，且充电电流相位与网侧电流相位相同。除去网侧向悬浮电容充电的时间外，单元悬浮电容对负载放电，放电电流为 12A。此时，网侧电压电流波形如图 8-69 所示。

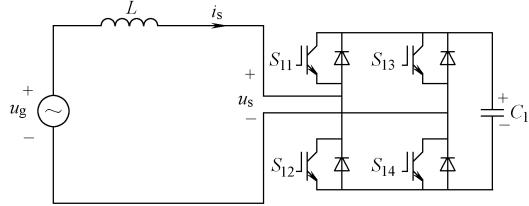


图 8-67 单个功率单元仿真电路图

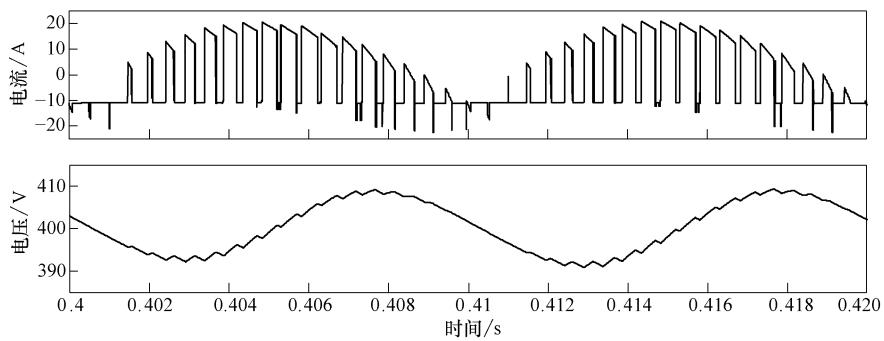


图 8-68 整流器工况单元电容电压与电流波形

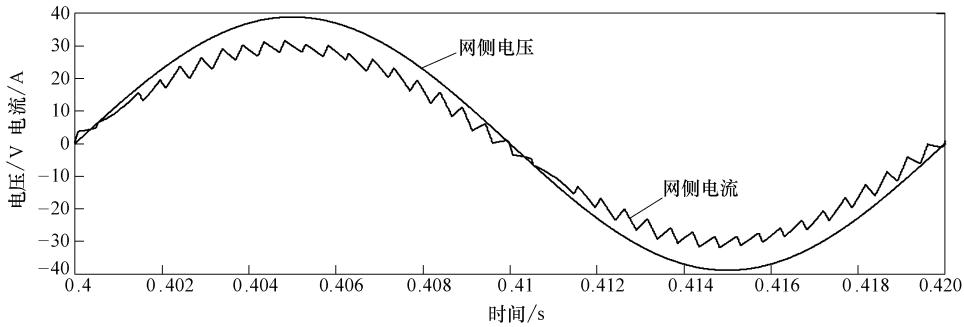


图 8-69 整流器工况网侧电压与电流波形

在图 8-69 中，可以看到网侧电压电流同频同相，为整流器工况。当单元工作于无功发生器工况时，悬浮电容充放电情况如图 8-70 所示。

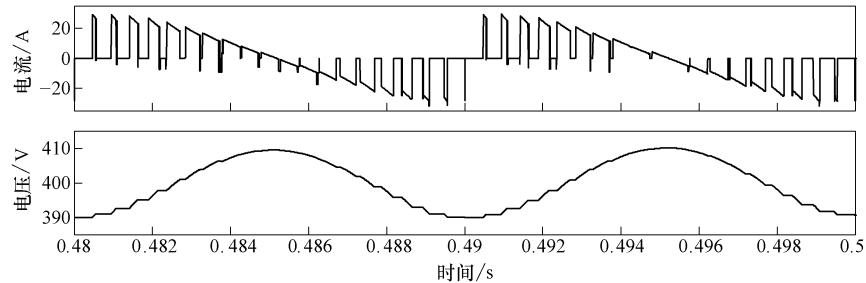


图 8-70 无功发生器工况下单元电压与电流波形

在图 8-70 中，可以看出运行于无功发生器工况时，装置稳定后，单元悬浮电容电压也呈现一个两倍工频的波动，电流也呈现一个两倍工频的周期变化，且一个周期的平均值为零。由于出现了功率的交换，故单元电容对电网出现了放电现象，

且充放电电流相位与网侧电压和相位都有关。此时的 STATCOM 电压电流波形如图 8-71 所示。

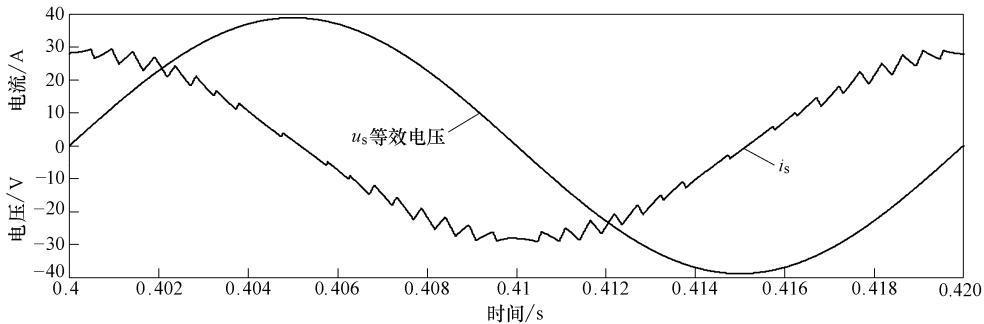


图 8-71 无功发生器工况 STATCOM 输出电压与电流波形

在图 8-71 中,为了便于观察,网侧电压缩小了 100 倍。网侧电流超前网侧电压相位 90° , 单元呈现容性无功的阻抗特性。

对比图 8-68、图 8-70 可以得出以下结论:

- 1) 无论在整流器工况还是在无功发生器工况, 单元悬浮电容电压都出现两倍工频波动。
- 2) 稳态时, 单元悬浮电容在整流器工况的放电对象为负载; 在无功发生器工况的放电对象为电网。
- 3) 稳态时, 容性无功发生器工况下, 单元悬浮电容电压波动的相位超前整流器工况的单元悬浮电容电压波动相位, 角度为 90° 。

综上所述, 整流器工况与无功发生器工况最大的不同点在于对电容的电流控制, 也就是说在整流器工况, 稳态时, 只需控制单元电容的充电电流即可; 无功发生器工况, 稳态时, 既需要控制单元电容的充电时间, 也需要控制放电时间。因此, 控制单元电容的充放电时间是控制单元电容电压平衡的关键点。

单元电容的充放电情况与输出电压和电流都有关, 需要进一步找出单元电容充放电规律。图 8-72 将一个基波周期划分为四个区域, 划分的依据为单元悬浮电容充、放电状态切换点处。

在图 8-72 中, 区域 I、区域 III 悬浮电容为充电状态; 区域 II、区域 IV 悬浮电容为放电状态。以区域一为例, 在采用二重化载波调制后^[149], 一个载波周期中, 单元电容电压波形如图 8-73 所示。

在图 8-73 中, 单元调制电压与输入电流都大于零。经过一个载波周期后, 相应的单元悬浮电容电压变化量为 $\Delta U_{dc1} + \Delta U_{dc2}$, 相应的 $t_1 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_4$ 时刻的单元等效电路图如图 8-74 所示。

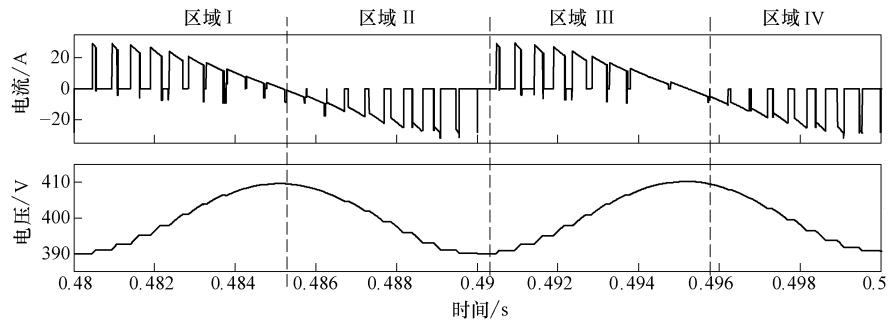


图 8-72 一个基波周期的区域划分示意图

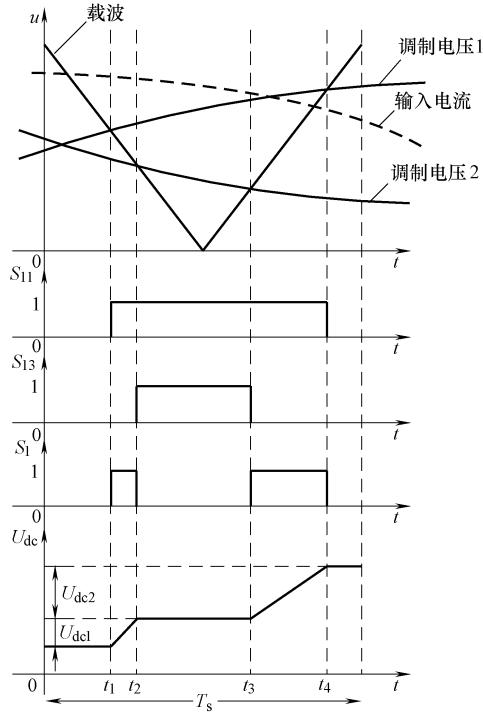
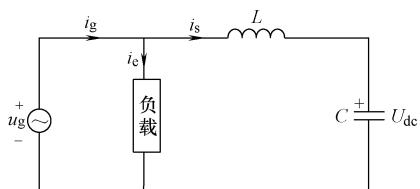


图 8-73 二重化载波调制下单元悬浮电容电压波形

由图 8-74 可得式 (8-46)。

$$\Delta U_{dc1} + \Delta U_{dc2} = \frac{1}{C} \left(\int_{t_1}^{t_2} I_s(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} I_s(t) dt \right) \quad (8-46)$$

在一个开关周期取其均值，得出占空比方程为

图 8-74 $t_1 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_4$ 时刻的单元等效电路图

$$\Delta U_{dc} = d_1 \cdot \frac{T_s}{C} \cdot \langle I_s \rangle_{T_s} \quad (8-47)$$

式 (8-47) 中, $\Delta U_{dc} = \Delta U_{dc1} + \Delta U_{dc2}$, d_1 为占空比, $\langle I_s \rangle_{T_s}$ 为输出电流在开关周期的平均值。式 (8-47) 给出了图 8-69 中电容电压波动的定量分析, 指出了在固定开关频率下, 波动的大小与输入的电流大小有关。

不失一般性, 其他区域中分析方法亦是如此。由此可以得出表 8-3。

表 8-3 各个区域中单元电容电压变化规律表

区域	$\text{Sign}(U_s)$	$\text{Sign}(I_s)$	$\text{Sign}(\Delta U_{dc})$
I	+	+	+
II	+	-	-
III	-	-	+
IV	-	+	-

注: 在表 8-3 中, $\text{Sign}(X)$ 代表对 X 取符号运算。

在表 8-3 中, 可以得出单元在无功发生器工况时, 总输出电压和输出电流的符号对悬浮电容电压的变化趋势的影响, 也就是悬浮电容充放电规律。单元悬浮电容电压控制, 其本质是控制所有功率单元的总有功功率, 随后需要将其平均分配至每个单元中。当忽略单元的有功损耗, 也就是当 4 个区域时间相等时, 单元悬浮电容电压的波动是不影响周期均值的, 这一点可以由式 (8-47) 得出。综上所述, 单元的有功功率反应的是悬浮电容的工频周期均值, 而无功功率反应的是母线波动大小。

在对称的三相系统中, 有功和无功电流是可以实现完全解耦的, 也就是说可以分别控制其有功功率和无功功率, 但是单相系统中的有功和无功电流的解耦是很困难的, 从而导致不能分别控制悬浮电容的周期均值和波动大小。

本节提出的悬浮电容电压控制策略是基于悬浮电容电压的充放电规律来控制悬浮电容电压, 其本质是一种逐周期控制方法, 也就是当检测的悬浮电容偏离给定值时, 那么调整相应单元的调制比, 根据表 8-3 所给出的悬浮电容电压变化规律, 使悬浮电容电压向需要的方向变动。这样做的优点是无需将有功功率和无功功率分别控制, 且能控制每个单元的工频周期均值与波动大小, 达到控制悬浮电容电压的目的。

设占空比的增量为 Δd_1 , 则有式 (8-48) 成立。

$$(d_1 + \Delta d_1) \cdot \frac{T_s}{C} \cdot \langle I_s \rangle_{T_s} = \Delta U_{dc} + \Delta U'_{dc} \quad (8-48)$$

式 (8-48) 中, $\Delta U'_{dc}$ 即为加入占空比增量后, 母线电压的变化值。加入的占空比增量 Δd_1 大小由单元电容电压参考值与反馈值经过 PI 调节器输出, 方向则由对应单元的输出电压、电流方向, 对比表 8-3 来确定。

由于单元级联, 那么有 $u_s = u_1 + u_2 + \dots + u_5$, 从而有 $\sum \Delta u_x = 0$, 其中: $x = 1, 2, \dots, 5$ 。也就是说, 单元数为 5 的 STATCOM 装置, 平衡控制的自由度为 4, 也就是只需要对 4 个单元进行控制, 最后 1 个控制量可由前 4 个控制量所得出。从而

推出图 8-75 的平衡控制框图。

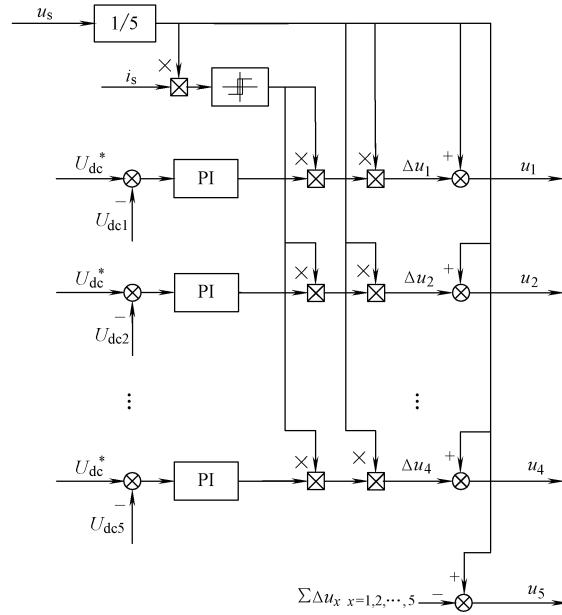


图 8-75 悬浮电容电压平衡控制策略框图

在图 8-75 中，每个单元的 PI 调节器是用来决定加入的调节量的大小，滞环的作用是来确定当前的工作区域，以决定加入的调节量符号，且存在一定的环宽，作用是消除电流的多次过零点所引起的振荡。将图 8-75 所提出的悬浮电容电压平衡控制策略与图 8-66 所提出的整体控制策略相结合，从而得出图 8-76 的适用于单相链式 STATCOM 的总控制策略框图。

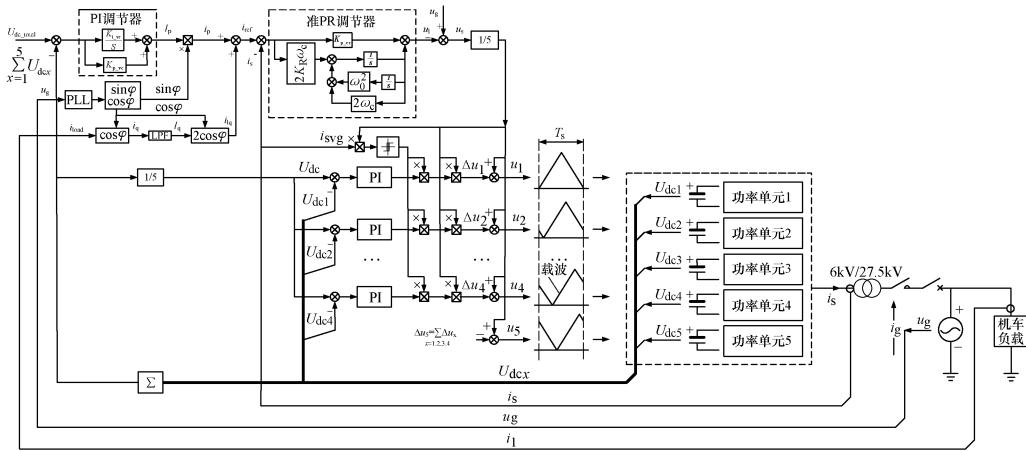


图 8-76 单相链式 STATCOM 总控制策略框图

在图 8-76 中, 由于是对单相交流电流进行控制, 为了尽量地减小系统稳态误差, 电流调节器选用准 PR 调节器。在 MATLAB/SIMULINK 中进行具体的仿真实验。仿真中, 采用 5 单元级联结构。为了模拟单元之间的参数不同, 单元开关器件在导通电阻、开通和关断时间等参数上有较大的不同。STATCOM 在 0.25s 后启动, 空载且未加入单元悬浮电容电压控制算法时, 5 个单元悬浮电容电压如图 8-77 所示。

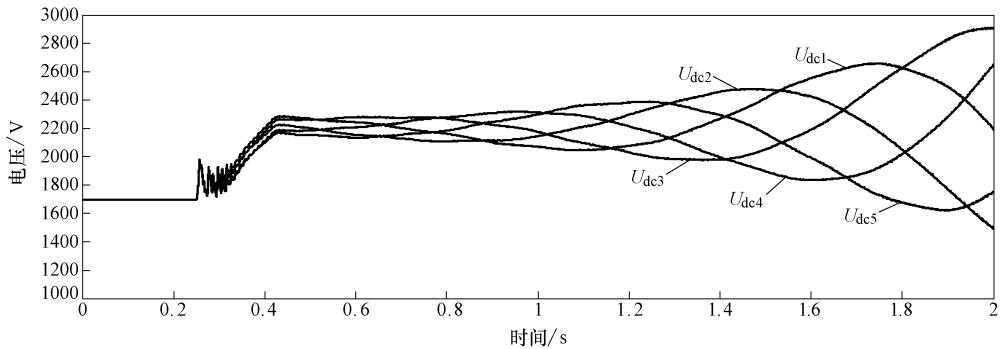


图 8-77 未加入平衡算法之前的电容电压波形

在图 8-77 中, 5 条曲线分别代表 5 个单元悬浮电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 、 U_{dc3} 、 U_{dc4} 、 U_{dc5} 。在空载且未加入平衡算法时, U_{dc1} 、 U_{dc2} 、 U_{dc3} 、 U_{dc4} 、 U_{dc5} 围绕 2200V 呈发散趋势, 说明总电压外环稳定, 但由于每个单元的输出功率不平衡, 导致了电压的分散。为了抑制这个不平衡现象, 需加入平衡控制。图 8-78 为系统在 1s 时加入单元悬浮电容电压平衡控制算法后, 单元电容电压波形。

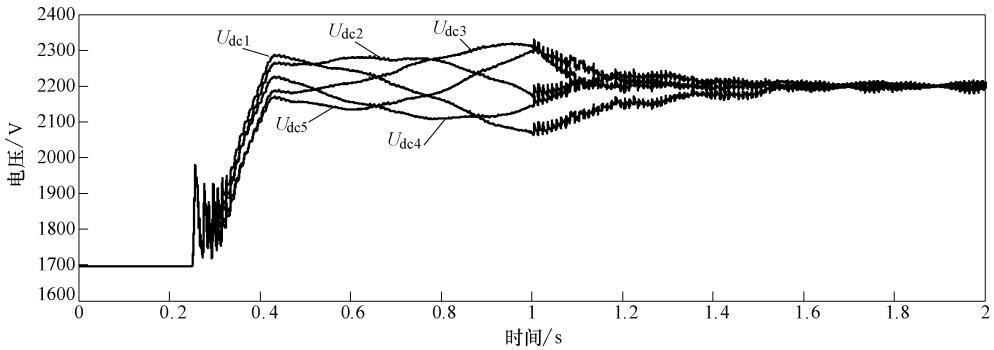


图 8-78 加入平衡算法之后的电容电压波形

图 8-78 中, 在 1s 以前, 悬浮电容电压呈现发散趋势。在 1s 加入了平衡控制后, 悬浮电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 、 U_{dc3} 、 U_{dc4} 、 U_{dc5} 逐渐地趋于给定值 2200V, 且不平衡现象得到了较好的控制。满载 (容性无功电流工况) 时, 5 个单元的电容电压波

形如图 8-79 所示。

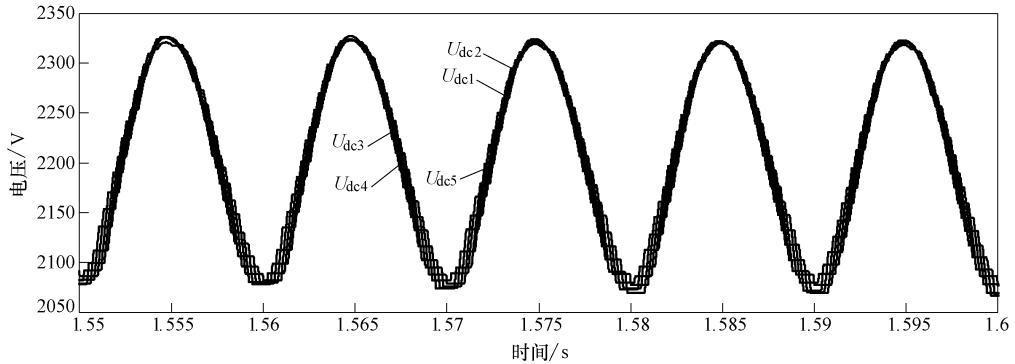


图 8-79 带感性负载后母线电压

图 8-79 中，在加入了平衡控制后，满载时单元电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 、 U_{dc3} 、 U_{dc4} 、 U_{dc5} 的不平衡现象也能得到较好的抑制。下面对这种平衡控制进行定性分析。

系统的总输出电压为每个单元的输出电压之和。每个以补偿感性电流为例，当计及装置及电感总损耗时，STATCOM 的运行向量图如图 8-80 所示。

如图 8-80 所示，以各个向量的长度代表某一时间物理量的数值，方向以 u_g 的方向为 0° 参考方向， R_t 为装置和电感损耗的等效电阻。由于存在损耗，故装置运行时，输出的电压向量与网侧电压向量存在一个夹角 ε 。从图 8-80 中可以看出，当装置进入稳态运行时，装置的输出电流与电压垂直，与网侧只存在无功功率的交换，故不影响母线电容的电压值（基波周期均值）。

当网侧电压固定时，根据 STATCOM 的运行曲线，每一个无功电流值 i_s ，都唯一对应一个装置输出电压 u_s 。理想的状态下，如果能够获得准确的 STATCOM 模型，准确的计算出每一个工作点，则可以避免系统工作点迁移的过渡过程（无功电流的变化）。但往往由于参数的不确定性，故在工作点的迁移过程中，往往都会涉及单元电容电压周期均值的变化。STATCOM 装置的动态过程如图 8-81 所示。

从图 8-81 中可知，当运行于图 8-81 中的两种动态过程中时，由于存在有功功率交换，故可以对电容的电压值进行调节。吸收有功功率和发出有功功率都是对于整个装置来分析的，也就是每个单元的功率之和。由于每个单元流过的电流相同，则调节单元有功功率的方法就是调节每个单元的输出电压，从而达到调节电容电压值的目的。

单元输出电压的调节有两个自由度，分别为电压相位，与电压幅值。也就是说，在保持装置总输出电压不变的前提下，通过改变每个单元的电压相位与电压幅

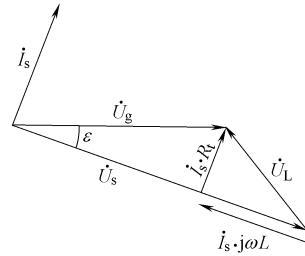


图 8-80 装置运行向量图

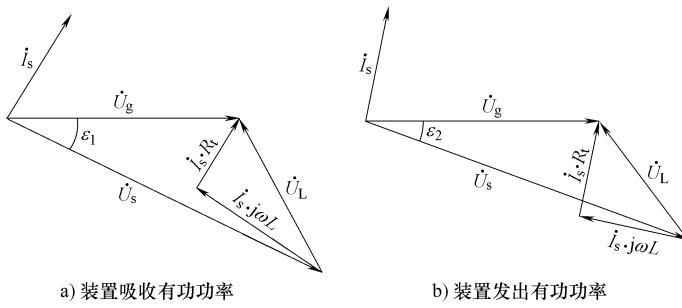


图 8-81 STATCOM 装置工作点变化的动态过程

值，即可改变单元吸收的功率。

为了更好地说明单元电压调节过程，下面分析以两单元级联 STATCOM 进行分析，多单元级联时，分析方法也是如此。

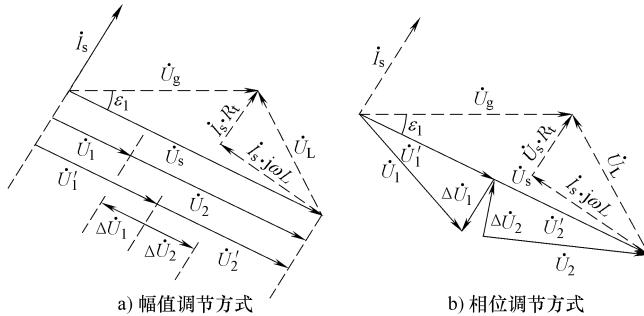


图 8-82 STATCOM 装置工作点变化的动态过程

在图 8-82 中，可得

$$u_s = u_1 + u_2 = (u'_1 + \Delta u_1) + (u'_2 + \Delta u_2) \quad (8-49)$$

通常，与级联型整流器不同，当 STATCOM 装置进入稳态后，每个单元的输出电压向量方向必须与总输出电压向量保持一致。但是在调节过程中，可以有一些相位的偏差。如图 8-82b 中，单元 1 的输出电压 u'_1 滞后电流 I_s 的角度大于 90° ，故其发出有功功率，单元 2 正好相反。具体分析方法就是看每个单元输出的电压在电流方向的投影，如果其与电流方向相同，则吸收有功功率，电容电压增加，如果相反，则单元电容电压减小。但这种方法在实际应用中有一些问题，首先，如果需要采用相位调节方式，那么通常需要知道总输出电压的相位，但是如果采用电流直接控制方式，那么实际中的 ϵ 未知，故对输出电压的相位计算存在困难。

本节所提出的调节方法本质上属于图 8-82a 的方法，也就是不改变单元输出电压的相位，直接在幅值上进行改变。这样做的好处是直接可以引入系统总调制波，作为调节量的相位，实现起来相对较容易。

无论采用哪种单元电容电压方法，大前提都是加入的所有调节量之和为零。因

为调节的本质是在总的调节量不变下，对其内部分配的过程，如果调节量之和不为零，那么系统实际输出电压与总电压外环的控制相矛盾，系统将会不稳定。

8.4.3 系统控制平台设计

1. 控制系统的软件需求

工业装置单机容量设计为 6MW，采用“5+1”模式，备用方式为热备用。具体装置参数见表 8-4。

表 8-4 级联型 STATCOM 装置额定参数表

各物理量名称	参 数	各物理量名称	参 数
相数	单相	网侧电压波动范围	-40% ~ +120%
功率器件	IGCT(5SHY35L4510)	电流过载能力	2 倍过载(1min)
额定容量	6MVA	谐波特性	<3% (网侧电流)
额定电压	6kV	响应时间	<10ms
额定电流	1000A	冗余方式	热备用
频率	50Hz(1 ± 1%)	冷却方式	水冷
单元母线电压	2200V		

本装置的功率器件采用 IGCT，型号为 5SHY35L4510，其实物如图 8-83 所示。

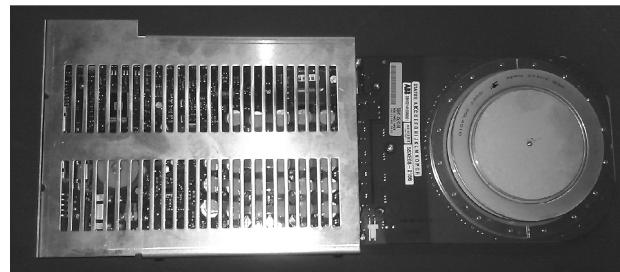


图 8-83 5SHY35L4510 实物图

由于控制系统的硬件是整个控制系统实现的基础，为了设计出能够实现控制方案的硬件平台，首先需要明确软件需求。控制系统软件需要实现如下功能：

- ① 通信控制：即本机与 HMI，以及功率单元与主控板的通信。
- ② 控制算法实现：
 - 电压控制器的实现；
 - 电流控制器的实现；
 - 连接悬浮电容电压平衡控制；
 - 系统状态检测（运行、待机、故障、冗余运行等）；
 - 系统状态转移（启停、补偿方式等）；
 - 系统故障处理（冗余运行、停机等）；
 - 外围开关量信号检测；

- 系统模拟量的检测（电压、电流信号等）；
- 系统调制算法（二重化多载波移相调制）。

2. 控制系统的硬件平台设计

为了更好地实现系统控制任务分配，控制系统采用双 DSP 架构。由于 DSP 本身 PWM 通道有限，且考虑到 FPGA 在实现时序逻辑电路的优势，故载波移相调制采用 FPGA 实现。考虑到功率单元的实际位置，悬浮电容电压采集的要求及信号的抗干扰性，系统采用加装功率单元采样板，通过光纤通信的方式，上传功率单元的悬浮电容电压值。外围低压控制回路主要采用 PLC 进行控制。人机界面、PLC 和控制系统采用总线通信方式互相连接。控制系统整体结构如图 8-84 所示。

在图 8-84 中，DSP1 负责通信，DSP2 负责控制算法的实现，均采用 TI 公司的 TMS240F28335 芯片。两个 DSP 的通信采用双口 RAM。FPGA 采用 ALTERA 公司的 CYCLONE 系列 EP3C25Q240C8N。功率单元采样板主要负责采集功率单元的悬浮电容电压，然后用串行通信的方式通过光纤传至 FPGA 中。

根据控制系统要求，FPGA 内部的模块功能如下：

- 与 DSP2 实现数据交互；
- 接收功率单元采样板发送的悬浮电容母线电压值；
- 5 单元二重化载波移相调制模块。

图 8-85 给出了 FPGA 实现功能结构图。在图 8-85 中，FPGA 实现了功率单元采样板的数据上传串行接收以及 PWM 控制。每一个功率单元采样板在 FPGA 中都有一个串行接收模块与其对应。将 FPGA 内部设计成读、写总线分开的总线形式，即读、写操作单独寻址，可以在一定的硬件连接资源的基础上，扩展了有效的地址空间，也可以避免控制 DSP 对只读地址进行写操作而影响 FPGA 工作。

PWM 载波移相调制模块共包含载波计数器、反相波形发生器、同步比较器、死区发生器以及脉冲封锁部分。图 8-86 给出了 PWM 载波移相调制模块结构框图^[210]。

在图 8-86 中，载波计数器的作用是用来发生载波。在计数器初始化时，DSP2

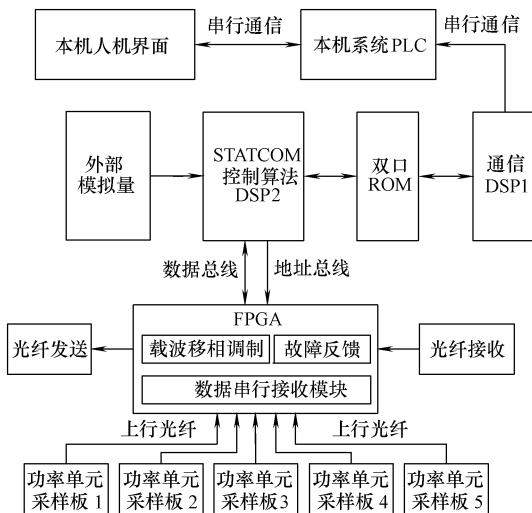


图 8-84 主控系统硬件结构图

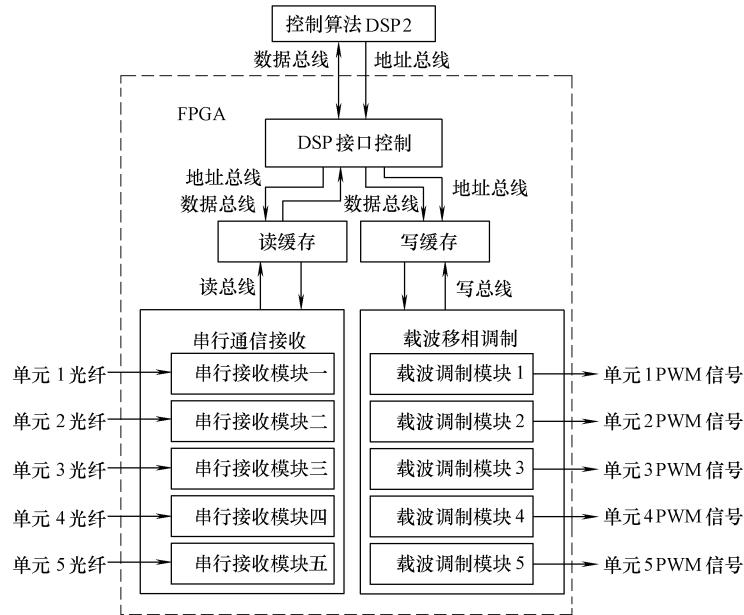


图 8-85 FPGA 实现功能结构图

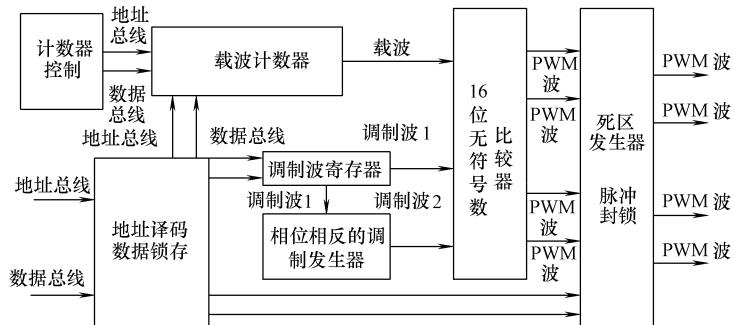


图 8-86 PWM 载波移相调制模块结构框图

通过地址、数据总线向本模块发送初始化数据，包括载波计数器初值，死区时间等，通过地址译码和数据锁存送入相应模块中。在正常运行时，DSP2 在计算出调制波 1 后，通过地址译码和数据锁存，将调制波 1 存入调制波寄存器中。反向调制波发生器主要是用来实现二重化载波移相调制，也就是生成另外一路相位相反的调制波 2。两路调制波与载波进入比较器，从而得出功率器件的开关信号。死区发生器的功能是用来实现功率器件的延时开通。在 5 个模块同时工作时，通过设置不同的载波计数器初值及初始计数方向，来实现载波移相。实验分别采用 4 单元和 5 单元级联，输出电压波形如图 8-87 所示。

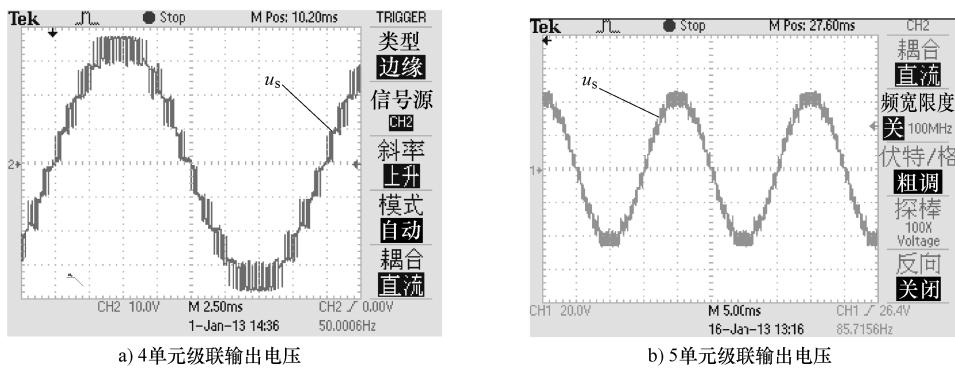


图 8-87 级联逆变侧输出电压波形

功率单元采样板控制芯片采用 ALTERA 公司的 CPLD，型号为 EPM7256AE。A/D 采样芯片型号为 AD7656，16 位数据位，16 位精度。根据控制系统的需求，功率单元采样板程序中包含以下功能：

- 对 A/D 芯片的工作时序进行控制；
- 将 A/D 采集的电容电压进行编码，通过光纤串行发送至 FPGA。

功率单元采样板与 FPGA 通信结构如图 8-88 所示。

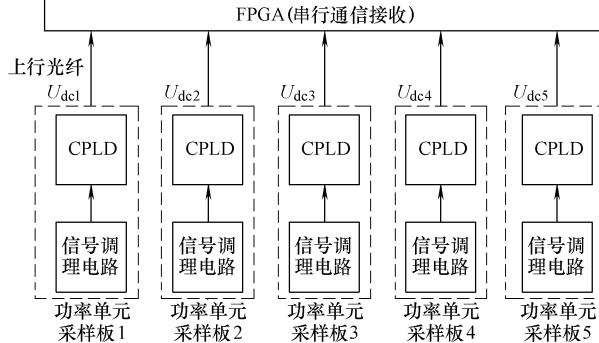


图 8-88 功率单元采样板与 FPGA 通信结构图

在图 8-88 中，单元采样板与 FPGA 采用光纤相连，进行单向的串行发送。由于功率单元采样板的 A/D 芯片数据位为 16 位，且考虑到装置控制软件读取数据的频率远小于上传的频率，故本通信协议规定的数据帧中，数据位为 16 位，且无校验位，如图 8-89 所示。

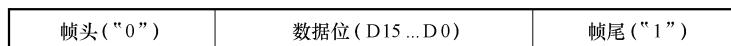


图 8-89 串行通信帧格式

功率单元采样板程序中的工作时序状态控制模块是用来协调串行发送模块和 A/D 控制模块工作顺序，使其能够有序的执行。具体工作时序如图 8-90 所示。

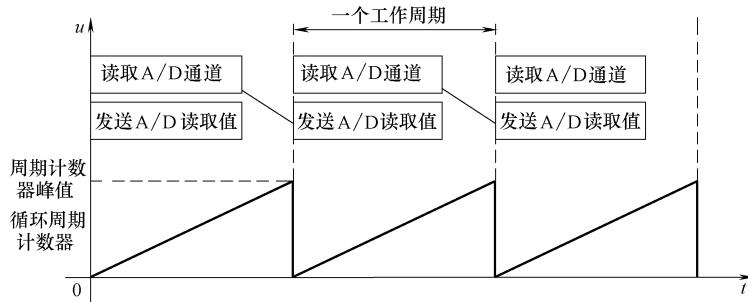


图 8-90 功率单元采样板循环工作周期示意图

在图 8-90 中，从循环周期计数器的零点开始，启动 A/D 转换和发送上一次 A/D 转换的值。这样流水线式作业，能够让 A/D 芯片以最高的速率进行转换，并减小采样延时对系统控制的影响。

由于 FPGA 的时钟与功率单元采样板的时钟是异步的，出现的问题就是如何能够从通信线上读取正确的数据。具体方法是 FPGA 在采样时钟的上升沿处，对信号线进行采样。从采样时钟采到的第一个“0”数据开始，每采样 8 次为一个有效数据。目的是提高数据采样的精度与减小两个时钟的时钟偏斜程度。具体采样时序如图 8-91 所示。

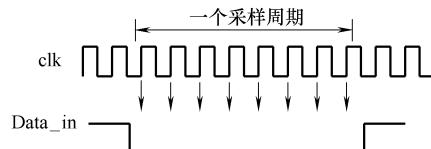


图 8-91 串行通信采样示意图

在接收到数据后，由 FPGA 中的通信控制模块进行数据存储，此处数据存储采用 FPGA 内部提供的双端口 RAM。然后由 DSP2 通过控制 FPGA 的接口程序以读取 FPGA 的双端口 RAM，来采集相应单元的数据。

8.4.4 实验样机结果与分析

为了验证控制策略的正确性，本节设计了一个小功率的实验样机。图 8-92 为级联型 STATCOM 的实验样机实物图，图 8-93 为其电气结构图。

在图 8-93 中，主回路包括一个 220V/220V 单相隔离变压器、单相 0 ~ 220V 调压器、无功负载（阻感负载）与 STATCOM 装置。实验样机主要参数见表 8-5。

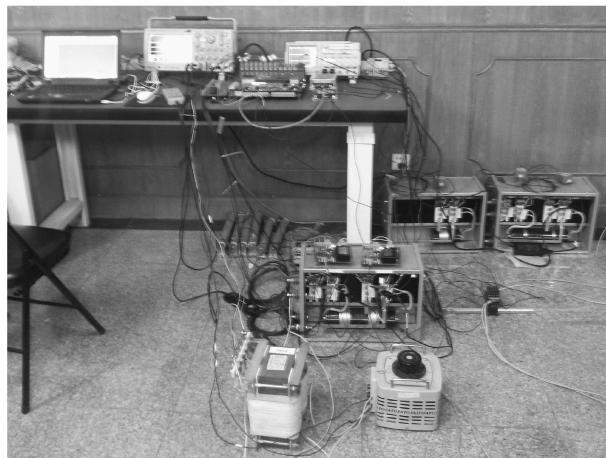


图 8-92 5 单元级联 STATCOM 实验样机实物图

表 8-5 实验样机参数

各物理量名称	参 数	各物理量名称	参 数
额定功率	800VA	功率器件	FF50R60KE3
额定电压	100VAC	单元母线电容	3300μF
额定电流	8A	单元母线电压	55V
额定频率	50Hz	串联电感	10mH

每个单元悬浮电容电压的平衡是装置稳定运行的前提。因此在做样机实验时，首先需要验证单元悬浮电容电压平衡控制算法。装置在理想工况下，理论上分析不用加入单元悬浮电容电压平衡控制算法即可实现自平衡。因为实现了总电压控制以及电流控制，采用多载波移相调制时，每个单元母线电容在一个基波周期中充放电电流相同，故电压会实现自平衡。但在空载实验中，由于实际系统中的装置元器件参数的不一致性，以及控制误差（包括检测精度，多载波移相的相移误差），单元母线电压会出现偏差，如图 8-94 所示。

在图 8-94 中，总电压给定为 200V，此时两个单元总电压为 200V，说明电压外环稳定。但实际中 $U_{dc1} = 110V$, $U_{dc2} = 90V$ 。可以得出控制算法不能将总的有功功率平均分配至 2 个单元中，此时需要加入平衡控制算法。在加入平衡算法后，实验波形如图 8-95 所示。

由图 8-95 可见加入了单元悬浮电容电压平衡算法后， $U_{dc1} = U_{dc2} = 100V$ ，两单元的悬浮电容电压得到较好的控制。

在悬浮电容电压平衡控制实验完成以后，需要验证装置的带载能力。首先对 2 单元级联整流器工况进行带载实验，图 8-96 为 2 个单元直流侧分别带电阻整流负载实验的主回路电气连接图。

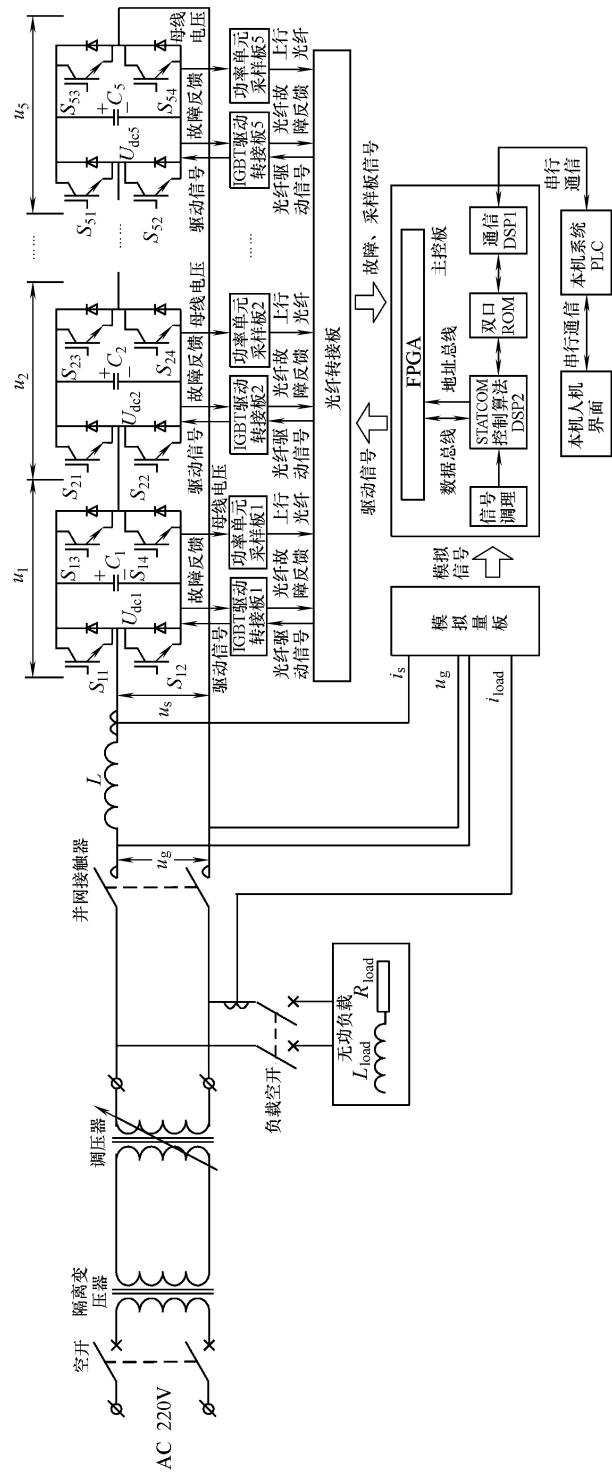


图 8-93 5 单元级联 STATCOM 实验样机电气结构图

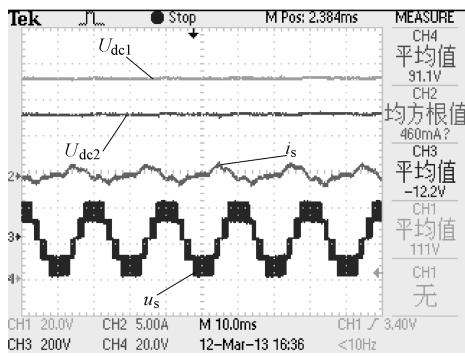


图 8-94 两单元级联空载实验波形
(未加入平衡算法)

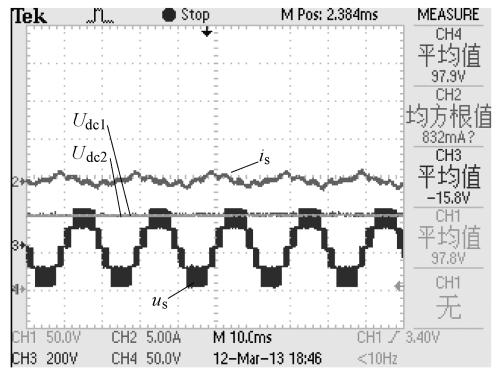


图 8-95 两单元级联空载实验波形
(加入平衡算法)

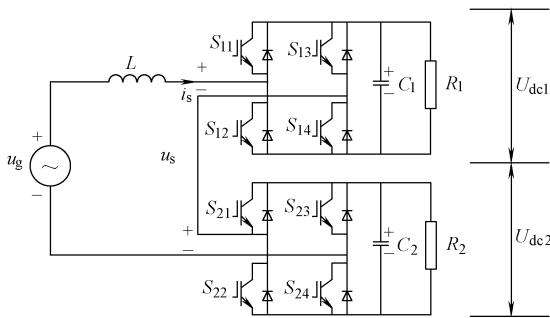


图 8-96 两单元级联整流器工况主回路电气连接图

如图 8-96 所示, $R_1 = R_2 = 20\Omega$, 为单元直流负载, $C_1 = C_2 = 3300\mu F$, 为单元直流侧悬浮电容。控制单元悬浮电容电压 $U_{dc1} = U_{dc2} = 100V$ 。图 8-97 为 2 单元级联整流器工况实验波形。

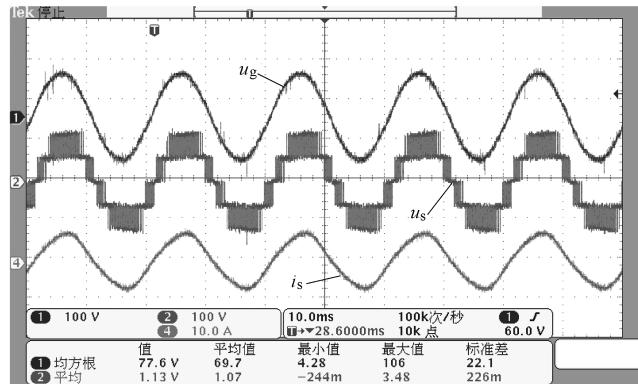


图 8-97 2 单元级联整流器工况实验波形

由图 8-97 可见 i_s 能够与 u_g 达到同频同相，此时装置以单位功率因数运行，运行于整流器工况。

图 8-98 为给定 5A 无功电流的无功发生工况实验波形。

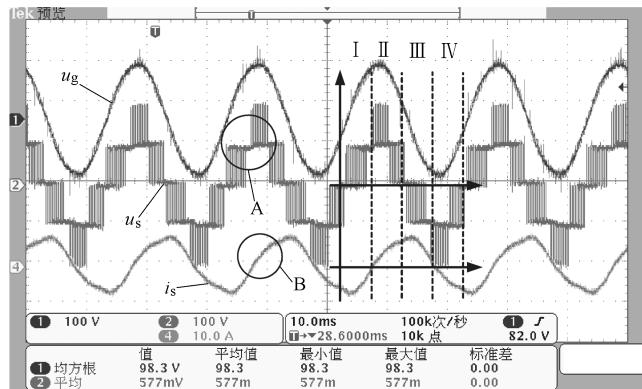


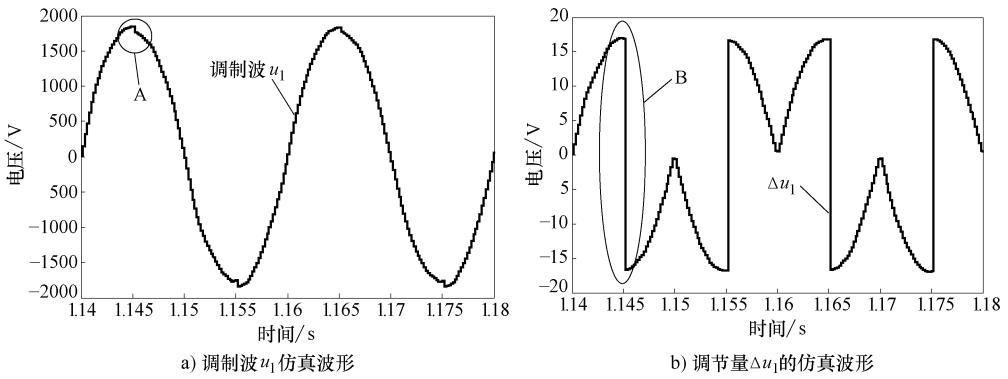
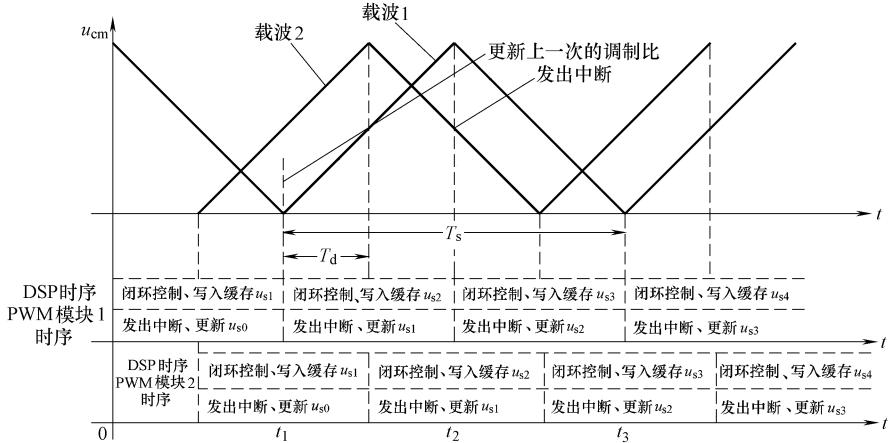
图 8-98 2 单元级联整流器工况实验波形

由图 8-98 可见 i_s 滞后于 u_s 约 90° ，为容性无功电流发生器工况。与整流器工况不同的是在 u_s 的峰值处， i_s 存在一定的畸变。在图 8-97 和图 8-98 中，可以得出装置带载后两个单元的悬浮电容电压也能够较好的稳定于给定值。

在图 8-98 中可以看出 i_s 在 B 点出现的畸变是由于 u_s 在 A 点出现畸变。也就是说，A 点电压出现畸变的原因就是导致 B 点电流畸变的原因。 u_s 出现了畸变，是由于调制波产生了畸变。由于 2 个单元的悬浮电容电压值都能够很好的稳定于给定值 100V，所以可以断定总电压外环运行稳定。那么在控制算法层能够导致调制波出现畸变的只有内环电流准 PR 调节器和悬浮电容电压平衡控制策略。经观察，电流准 PR 调节器的误差输入较小，且无明显畸变，那么导致 u_s 在 A 点出现畸变就在于悬浮电容电压平衡控制策略。以单元 1 为例，在加入平衡算法后，调制波 u_1 与加入的调节量 Δu_1 在补偿容性无功时的仿真波形如图 8-99 所示。

在图 8-99a 中，调制波 u_1 在 A 点出现畸变。这是由于在从区域 I 向区域 II 切换时，由于调节方向改变，故调节量 Δu_1 有一个突变，如图 8-99b 中 B 点所示。如果采用自然采样法时，这种调节量的突变在单元之间是可以互相抵消的，不影响总电压输出。但是在实际系统中，都采用规则采样的方式来实现多载波移相调制。实验样机在实现方面采用非对称的规则采样，下溢和上溢中断相结合的方式。在 FPGA 中，每一个单元都有一个单独的载波调制模块，同时也是分别更新 PWM 比较器的。具体时序图如图 8-100 所示。

在图 8-100 中，可以看到 2 个载波移相模块更新 PWM 寄存器的时刻是不同的，模块 2 要滞后模块 1 T_d 的时间。这种工作特性决定了每个单元的输出电压不能实时更新，也就导致了每个单元的调节量不能完全抵消，从而导致了图 8-98 中 u_s 在 A

图 8-99 单元 1 调制波 u_1 与加入的调节量 Δu_1 的仿真波形

点的电压畸变。由上文分析得出，每个单元加入的悬浮电容电压平衡控制调节量之和为零。如果不为零，那么会使装置输出的电压与闭环控制所计算出的电压出现偏差，导致系统的控制性能变差，甚至不稳定。但由图 8-99b 可见调节量的畸变幅值并不大，故而对控制系统的稳定性不会造成过大的影响。

图 8-101 为 5 单元级联的无功发生器实验，电气连接图如图 8-93 所示，实验条件由表 8-6 给出。由程序内部给定无功电流，实验中无功电流给定为 10A。

图 8-101a 中，由于调制度较低，装置输出电压为 9 电平。同时，装置输出电流 i_s 在 u_s 峰值处也出现畸变。分析方法如上文所述。每个单元悬浮电容电压给定值为 55V，能够得到较好的平衡控制。图 8-102 为单元 1 ~ 单元 4 的悬浮电容电压波形。

采用 50mH 电感与 15Ω 电阻级联来模拟无功负载，电气连接图如图 8-93 中闭

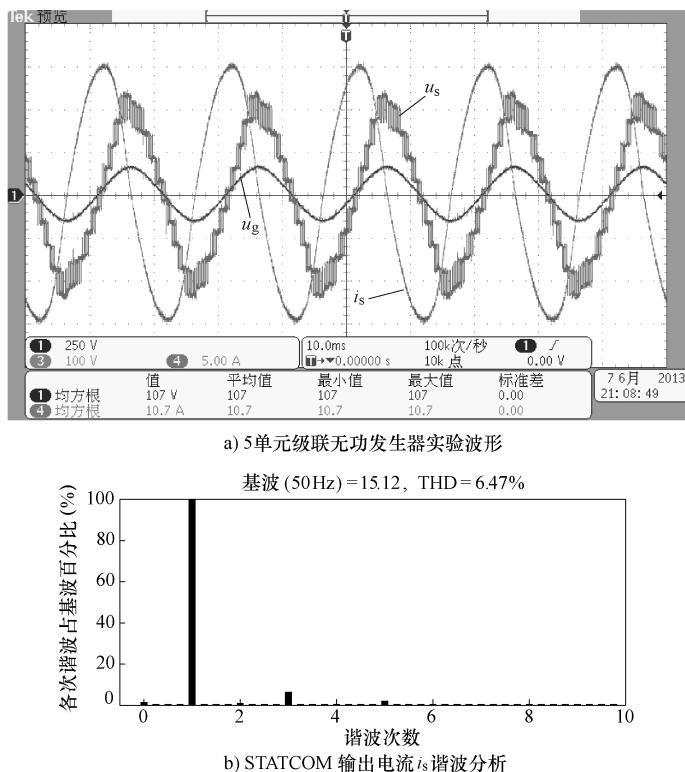


图 8-101 5 单元级联无功发生器实验波形

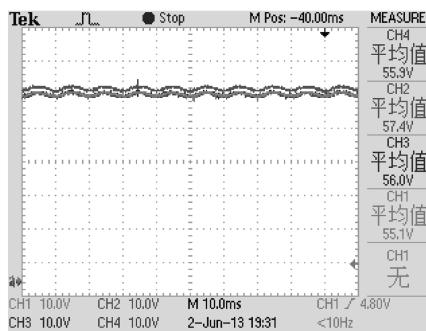


图 8-102 单元 1 ~ 单元 4 悬浮电容电压波形

合负载空开。进行 5 单元级联的无功补偿实验，补偿前后的实验波形如图 8-103 所示。

在图 8-103a 中，可以看出 i_g 滞后于 u_g 一个角度，此时电网侧含有感性无功功率。在图 8-103b 中， i_g 与 u_g 同频同相，此时电网侧达到单位功率因数。但由上文分析可知，在加入悬浮电容平衡控制算法后， i_s 在 A 点存在一定的畸变，故导致 i_g

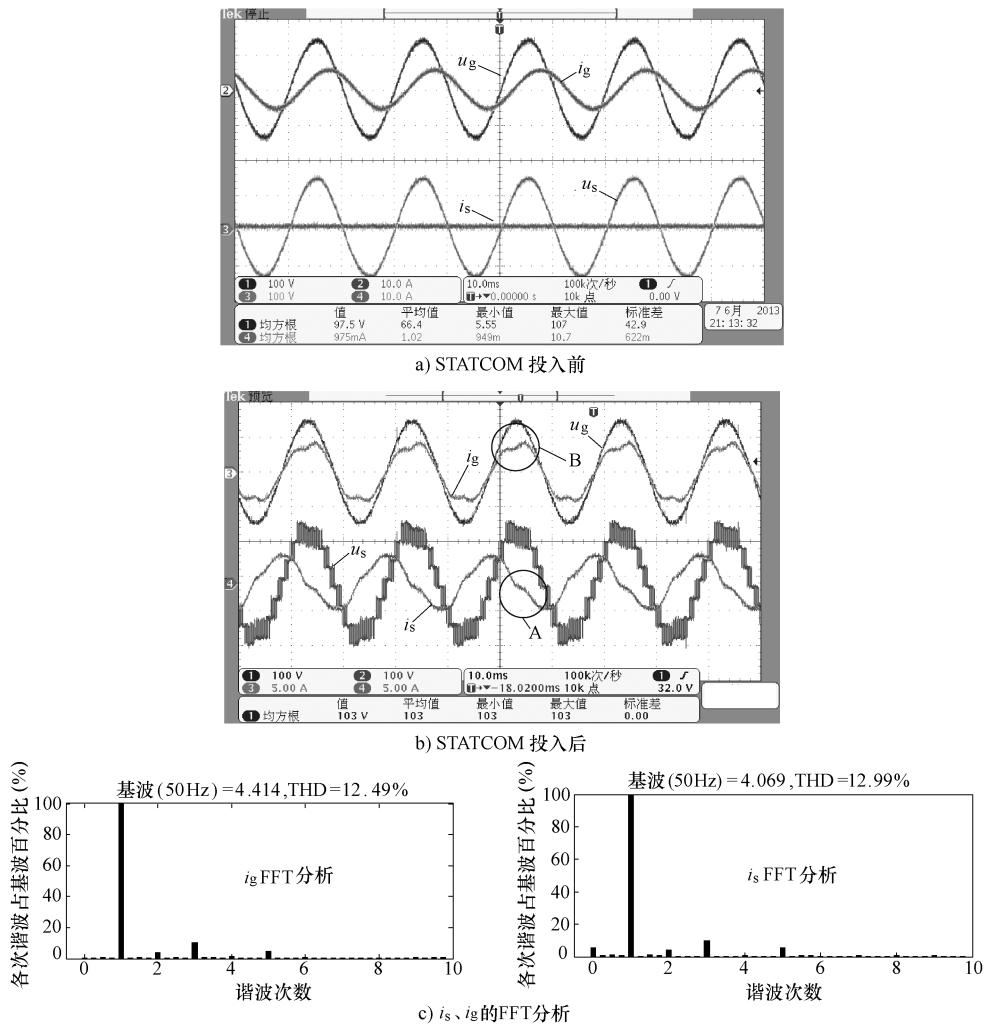


图 8-103 STATCOM 装置无功补偿实验波形

在电流的峰值处 B 点存在一定的畸变。

在对称的星接三相系统中，由于中点的存在，且各相对应单元的调制波相同，故由悬浮电容电压平衡控制算法所产生的电流产生的畸变可以互相抵消，但是在单相系统中，由于单元之间 PWM 更新时刻不同，会导致装置输出电流产生畸变。并且由于单相的功率波动，也会使输出电流产生一定量的低次谐波，如图 8-103 中的 i_s 。同时在控制系统设计时，往往满足一个条件，会对另外的某些控制量造成影响。从样机的实验结果来看，本章所提出的悬浮电容电压控制算法就是在牺牲一定的电流质量条件下，来达到控制各个单元的悬浮电容电压平衡。

8.5 本章小结

本章详细介绍了级联型多电平变换器的 4 个具体工业应用实例，分别是通用型 6kV/400kW 大功率高压变频器、能量回馈级联型多电平同相供电系统、基于 MMC 的柔性直流输电系统和电气化铁路用单相链式 STATCOM 控制系统，内容包括控制策略分析、具体硬件电路结构及设计、仿真及实验结果分析、工业装置设计等。本章的内容对于深入掌握级联型多电平变换器的工业应用具有较强的指导作用。

参 考 文 献

- [1] 周京华, 李正熙. 现代电力电子技术 [M]. 北京: 水利水电出版社, 2013.
- [2] 刘凤君. 多电平逆变器技术及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [3] 贾贵玺, 高跃, 贺家里, 等. 高压变频调速技术在发电厂节能方面的研究与应用 [J]. 电力系统自动化. 2002, 14: 63-66.
- [4] 蔡磊, 石凯, 陶金文. 高压变频器在水泥厂风机节能改造中的应用 [J]. 变频器世界, 2011, 06: 82-85.
- [5] J S Lai, F Z Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1996, 32 (2): 509-517.
- [6] F Z Peng, J S Lai, J W McKeever, J VanCoevering. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1996, 32 (5): 1130-1138.
- [7] Finney D. The syncdrive-a synchronous motor variable speed drive system [J]. GEC Journal for industry, 1981, 5 (3): 108-114.
- [8] Finney D. Syncdrive converters for high voltage motors [J]. GEC Journal for industry. 1983, 7 (1): 25-30.
- [9] 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.
- [10] L M Tolbert, F Z Peng, T G Habetler. Multilevel converters for large electric drives [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1999, 35 (1): 36-44.
- [11] J Rodriguez, J S Lai, F Z Peng. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications, IEEE Trans. Ind. Electron, 49 (7): 724-738.
- [12] S Rizzo, N Zargari. Medium voltage drives: What does the future hold [C]. Proc. 4th IPEMC Conf, 2004, 1: 82-89.
- [13] R D Klug, N Klaassen. High power medium voltage drives—Innovations, portfolio, trends [C]. Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl, 2005: 1-10.
- [14] B Wu. High-Power Converters and AC Drives [M]. New York: Wiley-IEEE Press, Mar. 2006.
- [15] J Rodriguez, S Bernet, B Wu, et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2007, 54 (6): 2930-2945.
- [16] P Steimer. High power electronics, trends of technology and applications [C]. Proc. PCIM, Germany, 2007.
- [17] L G Franquelo, J Rodriguez, J I Leon, et al. The age of multilevel converters arrives [J]. IEEE Ind. Electron, 2008, 2 (6): 28-39.
- [18] J Rodriguez, B Wu, S. Bernet, et al. Design and evaluation criteria for high power drives [C]. Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, 2008, 5 (9): 1-9.
- [19] J Rodriguez, L G Franquelo, S Kouro, et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications [C]. Proc. IEEE, 2009, 97 (11): 1786-1817.

- [20] B K Bose. Power electronics and motor drives recent progress and perspective. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2009, 56 (2): 581-588.
- [21] ABB. [Online]. Available: www.abb.com
- [22] SIEMENS. [Online]. Available: www.siemens.com
- [23] TMEIC-GE. [Online]. Available: www.tmeic-ge.com
- [24] Ansaldo Sistemi Industriali. [Online]. Available: www.asiansaldo.com
- [25] Converteam. [Online]. Available: www.converteam.com
- [26] Eaton. [Online]. Available: www.eaton.com
- [27] Arrowspeed. [Online]. Available: www.arrowspeed.com
- [28] Ingeteam. [Online]. Available: www.ingeteam.com
- [29] WEG. [Online]. Available: www.weg.net
- [30] Rongxin Power Electronic Co. (RXPE). [Online]. Available: www.rxpe.co.uk
- [31] LS Industrial Systems. [Online]. Available: <http://eng.lsis.biz/>
- [32] Yaskawa. [Online]. Available: www.yaskawa.eu.com
- [33] Beijing Leader & Harvest Electric Technologies. [Online]. Available: www.ld-harvest.com
- [34] Schneider-Electric. [Online]. Available: www.schneider-electric.com
- [35] Alstom. [Online]. Available: www.alstom.com
- [36] Grupo Jema. [Online]. Available: www.grupojema.com
- [37] 李永东, 饶建业. 大容量多电平变换器拓扑——现状与进展 [J]. 电气技术. 2008, 8: 7-12.
- [38] A Nabae, I Takahashi, H Akagi. A new neutral-point-clamped PWM inverter [J]. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1981, IA-17 (5): 518-523.
- [39] J K Steinke. Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter [J]. *IEEE Trans Power Electron.*, 1992, 7 (3): 487-496.
- [40] T Meynard, H Foch. Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique [P]. French Patent 267 971 5B1, Jan. 29, 1993.
- [41] Marchesoni M Mazzucchelli S Tenconi. A non-conventional power converter for plasma stabilization [C]. Proc. IEEE 19th Power Electron. Spec. Conf, Apr. 11-14, 1988, pp: 122-129.
- [42] Hammond P W. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives [J]. *IEEE Trans Ind Appl.*, 1997, 33 (1): 202-208.
- [43] S Busquets-Monge, S Alepuz, J Bordonau, et al. Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends [J]. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, 23 (4): 1751-1758.
- [44] Z Cheng, B Wu. A novel switching sequence design for five-level NPC/H-bridge inverters with improved output voltage spectrum and minimized device switching frequency [J]. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, 22 (6): 2138-2145.
- [45] I Etxeberria-Otadui, A L de Heredia, J San-Sebastian, et al. Analysis of a H-NPC topology for an AC traction front-end converter [J]. Proc. 13th EPE-PEMC, 2008: 1555-1561.

- [46] T Bruckner, S Bernet, H. Guldner. The active NPC converter and its loss-balancing control [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2005, 52 (3): 855-868.
- [47] O Apeldoorn, B Odegard, P Steimer, et al. A 16 MVA ANPC-PEBB with 6 ka IGCTs [C]. Conf. Rec. 40th IEEE IAS Annu, 2005, 2: 818-824.
- [48] J Meili, S Ponnaluri, L. Serpa, et al. Optimized pulse patterns for the 5-level ANPC converter for high speed high power applications [C]. Proc. 32nd IEEE IECON. 2006: 2587-2592.
- [49] P Barbosa, P Steimer, J. Steinke, et al. Active neutral-point-clamped multilevel converters [C]. Proc. IEEE 36th Power Electron. Spec. Conf, 2005: 2296-2301.
- [50] F Kieferndorf, M Basler, L A Serpa, et al. A new medium voltage drive system based on anpc-5l technology [C]. Proc. IEEE-ICIT, Viña delMar, Chile, 2010: 605-611.
- [51] 于凯. 基于 MMC 的直流输电系统控制策略研究 [D]. 北京: 北方工业大学, 2012.
- [52] SIEMENS, Introduction to HVDC Plus. [Online]. Available: https://www.energy-portal.siemens.com/static/hq/en/products_solutions/1652_kn03011203.html
- [53] R Marquardt. Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern [P]. German Patent DE10103031A1, 2001.
- [54] A Lesnicar, R Marquardt. A new modular voltage source inverter topology [C]. Proc. 10th EPE, 2003: 1-10.
- [55] M Hagiwara, H Akagi. Control and experiment of pulsedwidthmodulated modular multilevel converters [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2009, 24 (7): 737-1746.
- [56] J Holtz. Selbstgefuehrte wechselrichter mit treppenformiger ausgangsspannung fur grose leistung und hohe frequenz [J]. Siemens Forschungsund Entwicklungsberichte, 1977, 6 (3): 164-171.
- [57] V Guennegues, B Gollentz, F. Meibody-Tabar, et al. A converter topology for high speed motor drive applications [C]. Proc. 13th EPE, 2009: 8.
- [58] B Gollentz, V Guennegues. Three-level inverter [P]. U. S. Patent 20100084922, Apr. 8, 2009.
- [59] P. Wheeler, X. Lie, M. Y. Lee, L. Empringham, C. Klumpner, J. Clare. A review of multi-level matrix converter topologies [C]. Proc. 4th IET Conf. PEMD, 2008: 286-290.
- [60] J Wang, B Wu, N R Zargari. High-power multi-modular matrix converters with sinusoidal input/output waveforms [C]. Proc. 35th IEEE IECON, 2009: 547-552.
- [61] P C Loh, F Blaabjerg, F. Gao, et al. Pulsewidth modulation of neutral-point-clamped indirect matrix converter [J]. IEEE Trans. Ind. 2008, 44 (6) : 1805-1814.
- [62] Y Shi, X Yang, Q. He, et al. Research on a novel capacitor clamped multilevel matrix converter [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2005, 20 (5): 1055-1065.
- [63] A. Rufer, M. Veenstra, K. Gopakumar. Asymmetric multilevel converter for high resolution voltage phasor generation [C]. Proc. EPE, 1999: 10.
- [64] J Dixon, A A Breton, F E Rios, et al. High-power machine drive, using nonredundant 27-level inverters and active front end rectifiers. IEEE Trans [J]. Power Electron, 2007, 22

- (6) : 2527-2533.
- [65] Y Liu, F L Luo. Trinary hybrid 81-level multilevel inverter for motor drive with zero common-mode voltage [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2008, 55 (3) : 1014-1021.
 - [66] S Kouro, R Bernal, H Miranda, et al. Direct torque control with reduced switching losses for asymmetric multilevel inverter fed induction motor drives [C]. Conf. Rec. 41st IEEE IAS Annu, 2006 (5) : 2441-2446.
 - [67] C Rech, J R Pinheiro. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2007, 54 (2) : 1092-1104.
 - [68] F S Kang, S J Park, M H Lee, et al. An efficient multilevel-synthesis approach and its application to a 27-level inverter [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2005, 52 (6) : 1600-1606.
 - [69] C Rech, J R Pinheiro. Impact of hybrid multilevel modulation strategies on input and output harmonic performances [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2007, 22 (3) : 967-977.
 - [70] M Veenstra, A Rufer. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives [J]. IEEE Trans. Ind. Appl, 2005, 41 (2) : 655-664.
 - [71] C Silva, S Kouro, J Soto, et al. Control of an hybrid multilevel inverter for current waveform improvement [C]. Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron, 2008: 2329-2335.
 - [72] J A Ulrich, A R Bendre. Floating capacitor voltage regulation in diode clamped hybrid multilevel converters [C]. Proc. IEEE ESTS, 2009: 197-202.
 - [73] S Vazquez, J I Leon, L G Franquelo, et al. DC-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converters fed with a single DC source [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2009, 56 (7) : 2513-2521.
 - [74] D Xu, B Wu. Multilevel current source inverters with phase shifted trapezoidal PWM [C]. Proc. IEEE 36th Power Electron. Spec. Conf, 2005: 2540-2546.
 - [75] Z Bai, Z Zhang. Conformation of multilevel current source converter topologies using the duality principle [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2008, 23 (5) : 2260-2267.
 - [76] Samir Kouro, Mariusz Malinowski, K, Gopakumar. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (8) : 2553 -2580.
 - [77] B P McGrath, D G Holmes. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2002, 49 (4) : 858-867.
 - [78] M S A Dahidah, V G Agelidis. Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multi-level voltage source converters: A generalized formula [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2008, 23 (4) : 1620-1630.
 - [79] N Celanovic, D Boroyevich. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters [J]. IEEE Trans. Ind. Appl, 2001, 37 (2) : 637-641.
 - [80] A K Gupta, A M Khambadkone. A general space vector PWM algorithm for multilevel inverters, including operation in overmodulation range [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2007, 22 (2) : 517-526.
 - [81] J I Leon, S Vazquez, R Portillo, et al. Three-dimensional feedforward space vector modulation

- applied to multilevel diode-clamped converters [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2009, 56 (1): 101-109.
- [82] A Gopinath, A S A Mohamed, M R Baiju. Fractal based space vector PWM for multilevel inverters—A novel approach [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2009, 56 (4): 1230-1237.
- [83] A Sapin, P K Steimer, J J Simond. Modeling, simulation and test of a three-level voltage-source inverter with output LC filter and direct torque control [J]. IEEE Trans. Ind. Appl, 2007, 43 (2): 469-475.
- [84] G S Buja, M P Kazmierkowski. Direct torque control of PWM inverter-fed ac motors—A survey [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2004, 51 (4): 744-757.
- [85] H Miranda, C Silva, J Rodriguez. Torque regulation by means of stator flux control for induction machines [C]. Proc. 32nd IEEE IECON, 2006: 1218-1222.
- [86] S Kouro, R Bernal, H Miranda, et al. Highperformance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2007, 22 (6): 2116-2123.
- [87] M Malinowski, M P Kazmierkowski, A M Trzynadlowski. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in ac adjustable speed drives [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2003, 18 (6): 1390-1396.
- [88] M Malinowski, M P Kazmierkowski, S Hansen, et al, Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers [J]. IEEE Trans. Ind. Appl, 2001, 37 (4): 1019-1025.
- [89] L A Serpa, P M Barbosa, P K Steimer, et al. Five level virtual-flux direct power control for the active neutral-point clamped multilevel inverter [C]. Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. 2008: 1668-1674.
- [90] M Malinowski, S Styński, W Kolomyjski, et al. Control of three-level PWM converter applied to variable-speed-type turbines [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2009, 56 (1): 69-77.
- [91] 周京华, 贾斌, 章小卫, 陈亚爱. 混合式三电平中点电位平衡控制策略 [J]. 中国电机工程学. 2013, 33 (24): 82-89.
- [92] M Poshtan, S Kaboli, J Mahdavi. On the suitability of modeling approaches for power electronic converters [C]. Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE'06), Montreal, PQ, Canada, 2006, 2: 1486-1491.
- [93] J Mahdavi, A Emaadi, M D Bellar, et al. Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach [C]. IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundam. Theory Appl, 1997, 44: 767-770.
- [94] A Yazdani, R Iravani. A generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design [J]. IEEE Trans. Power Delivery, 2005, 20 (1): 1105-1114.
- [95] B P McGrath, D. G. Holmes. Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2008, 23: 543-550.
- [96] S Sirisukprasert, A Q Huang, J S Lai. Modeling, analysis and control of cascaded-multilevel converter-based STATCOM [J]. Proc. IEEE Power Eng. Soc., 2003, 4: 2561-2568.
- [97] R Portillo, M M Prats, J I Leon, et al. Modeling strategy for back-to-back three-level convert-

- ers applied to high-power wind turbines [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2006, 53: 1483-1491.
- [98] R Portillo, J M Carrasco, J I Leon, et al. Modeling of five-level converter used in a synchronous rectifier application [C]. Proc. IEEE 36th Power Electron. Spec. Conf, Recife, Brazil, 2005: 1396-1401.
 - [99] G Escobar, A A Valdez, M F Martinez-Montejano, et al. A model-based controller for the cascade multilevel converter used as a shunt active filter [C]. Proc. IEEE Ind. Appl. Conf. (IAS'07), 2007: 1837-1843.
 - [100] T A Meynard, M Fadel, N Aouda. Modeling of multilevel converters [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 1997, 44: 356 - 364.
 - [101] S A Khajehoddin, J Ghaisari, A Bakhshai, et al, A novel modeling and analysis of capacitor-clamped multilevel converters [C]. Proc. IEEE 37th Power Electron. Spec. Conf. (PESC'06), 2006: 1-5.
 - [102] B Wu, J Pontt, J Rodriguez, et al. Current-source converter and cycloconverter topologies for industrial medium-voltage drives [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2008, 55 (7): 2786-2797.
 - [103] 周京华, 刘辉臣, 侯庆亮, 李正熙. 基于零序电压注入的三电平中点电位平衡控制 [J]. 电力电子技术, 2010, 44 (5): 20-22.
 - [104] G Beinholt, R Jakob, M Nahrstaedt. A new range of medium voltage multilevel inverter drives with floating capacitor technology [C]. Proc. 9th European Conf. Power Electronics (EPE) , Graz, Austria, 2001, CD-ROM.
 - [105] M Koyama, Y Shimomura, H Yamaguchi, et al. Large capacity high efficiency three-level GCT inverter system for steel rolling mill drives [C]. Proc. 9th European Conf. Power Electronics (EPE) , Graz, Austria, 2001, CD-ROM.
 - [106] J Rodriguez, J Pontt, G Alzarnora, et al. Novel 20-MW downhill conveyor system using threelevel converters [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2002, 49 (5): 1093-1100.
 - [107] J R Rodriguez, J Pontt, R Huerta, et al. Resonances in a high-power active-front-end rectifier system [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2005, 52 (2): 482-488.
 - [108] M Malinowski, K Gopakumar, J Rodriguez, et al. A Survey on Cascaded Multilevel Inverters [J]. Industrial Electronics IEEE Transactions, 2010, 57 (7): 2197 -2206.
 - [109] D Soto, T C Green. A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2002, 49 (5): 1072-1080.
 - [110] 周京华, 刘劲东, 陈亚爱, 李津. 大功率光伏逆变器的低电压穿越控制 [J]. 电网技术, 2013, 37 (7): 1799-1807.
 - [111] H Akagi, S Inoue, T Yoshii. Control and performance of a transformerless cascade PWM STATCOM with star configuration [J]. IEEE Trans. Ind. Appl, 2007, 43 (4): 1041-1049.
 - [112] H Akagi, T Hatada. Voltage balancing control for a three-level diode-clamped converter in a medium-voltage transformerless hybrid active filter [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2009,

- 24 (3): 571-579.
- [113] J Clare. Advanced power converters for universal and flexible power management in future electricity networks [C]. Proc. 13th EPE, 2009: 1-29.
 - [114] M Ciobotaru, F Iov, P Zanchetta, et al. Study and analysis of a natural reference frame current controller for a multi-level H-bridge power converter [C]. Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf, 2008: 2914-2920.
 - [115] F Iov, F Blaabjerg, R Bassett, et al. Advanced power converter for universal and flexible power management in future electricity network [C]. Proc. 19th Int. CIRE, Vienna, Austria, May 21-24, 2007, pp: 1-29.
 - [116] S Bifaretti, P Zanchetta, Y Fan, et al. Power flow control through a multi-level H-bridge based power converter for universal and flexible power management in future electrical grids [C]. Proc. 13th EPE-PEMC, 2008: 1771-1778.
 - [117] J Helmer, U Henning, P Kamp, et al. Advanced converter module for high speed maglev system transrapid [C]. Proc. 9th EPE, Graz, Austria, 2001: 10.
 - [118] U Henning, R Hoffmann, J Hochleitner. Advanced static power converter and control components for TRANSRAPID maglev system [C]. Proc. PCC Osaka, 2002, 3: 1045-1049.
 - [119] S Styński, J San-Sebastian, M Malinowski, et al. Analysis of multilevel PWM converter based on FLC modules for an AC traction application [C]. Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol, 2009: 1-6.
 - [120] S Dieckerhoff, S Bernet, D Krug. Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction applications [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2005, 20 (6): 1328-1336.
 - [121] M Carpita, M Marchesoni, M Pellerin, et al. Multilevel converter for traction applications: Small-scale prototype tests results [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2008, 55 (5): 2203-2212.
 - [122] D Gritter, S S Kalsi, N Henderson. Variable speed electric drive options for electric ships [C]. Proc. IEEE Elect. Ship Technol. Symp., 2005: 347-354.
 - [123] A K Adnanes. Maritime electrical installations and diesel electric propulsion. ABB Marine, 2003. [Online]. Available: <http://www.abb.com/industries/us/9AAC131439.aspx>.
 - [124] S Lu, K. Corzine. Multilevel multi-phase propulsion drives [C]. Proc. IEEE Elect. Ship Technol. Symp., 2005: 363-370.
 - [125] E Levi, R Bojoi, F Profumo, et al. Multiphase induction motor drives—A technology status review [J]. IET Elect. Power Appl, 2007, 1 (4): 489-516.
 - [126] F H Khan, L M Tolbert. 5 kW multilevel DC-DC converter for hybrid electric and fuel cell automotive applications [C]. Conf. Rec. 42nd IEEE IAS Annu, 2007: 628-635.
 - [127] W Qian, F Z Peng, L M Tolbert. Development of a 55 kW 3x DC-DC converter for HEV systems [C]. Proc. IEEE Veh. Power Propul. Conf, 2009: 433-439.
 - [128] Z Du, L M Tolbert, J N Chiasson, et al. Hybrid cascaded H-bridges multilevel motor drive control for electric vehicles [C]. Proc. IEEE 37th Power Electron. Spec. Conf, 2006:

- 1-6.
- [129] Z Du, B Ozpineci, L M Tolbert, et al. DC-AC cascaded H-bridge multilevel boost inverter with no inductors for electric/hybrid electric vehicle applications [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2009, 45 (3): 963-970.
 - [130] F Blaabjerg, Z Chen, S B Kjaer. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2004, 19 (5): 1184-1194.
 - [131] Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargavi, et al. 风力发电系统的功率变换与控制 [M]. 卫三民, 周京华, 王政, 等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2012.
 - [132] S Alepuz, S Busquets-Monge, J Bordonau, et al. Control strategies based on symmetrical components for grid-connected converters under voltage dips [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2009, 56 (6): 2162-2173.
 - [133] M Winkelkemper, F Wildner, P K Steimer. 6 MVA five-level hybrid converter for windpower [C]. Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf, 2008: 4532-4538.
 - [134] M Winkelkemper, F Wildner, P Steimer. Control of a 6 MVA hybrid converter for a permanent magnet synchronous generator for windpower [C]. Proc. 18th ICEM, 2008: 1-6.
 - [135] C H Ng, M A Parker, L Ran, et al. A multilevel modular converter for a large, light weight wind turbine generator [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2008, 23 (3): 1062-1074.
 - [136] E Ozdemir, S Ozdemir, L M Tolbert. Fundamental-frequencymodulated six-level diode-clamped multilevel inverter for three-phase stand-alone photovoltaic system [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2009, 56 (11): 4407-4415.
 - [137] J A Suul, K Uhlen, T Undeland. Variable speed pumped storage hydropower for integration of wind energy in isolated grids-case description and control strategies [J]. Proc. NORPIE, 2008: 1-8.
 - [138] B Gemmell, J Dorn, D Retzmann, et al. Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission [C]. Proc. IEEE/PES T&D Conf. Expo, 2008: 1-16.
 - [139] S Allebrod, R Hamerski, R Marquardt. New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission [C]. Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Jun. 15-19, 2008, pp: 174-179.
 - [140] M. Saeedifard, R. Iravani, J. Pou. A space vector modulation strategy for a back-to-back five-level HVDC converter system [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2009, 56 (2): 452-466.
 - [141] V M E Antunes, V F Pires, J F A Silva. Digital multilevel audio power amplifier with a MASH sigma-delta modulator to reduce harmonic distortion [J]. Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron, 2005, 2: 525-528.
 - [142] V M E. Antunes, V F Pires, J F A. Silva. Narrow pulse elimination PWM for multilevel digital audio power amplifiers using two cascaded H-bridges as a nine-level converter [J], IEEE Trans. Power Electron, 2007, 2 (2): 425-434.
 - [143] 周京华, 贾斌, 章小卫, 李正熙. 三电平逆变器死区补偿策略研究 [J]. 电机与控制学报, 2013, 17 (7): 69-74.
 - [144] Wn bin. 大功率变频器及交流传动 [M]. 卫三民, 苏位峰, 宇文博, 译. 北京: 机械

- 工业出版社, 2011.
- [145] D. Grahame Holmes, Thomas A Lipo. 电力电子变换器 PWM 技术原理与实践 [M]. 周克亮, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2010.
 - [146] 周京华, 吴理心, 章小卫, 李正熙. 多电平逆变器多载波调制策略的谐波分析 [J]. 电机与控制学报, 2011, 15 (5): 63-71.
 - [147] W H Lau, Bin Zhou, Henry S. H. Chung. Compact Analytical Solutions for Determining the Spectral Characteristics of Multi-carrier-Based Multilevel PWM [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems-1: Regular Papers. 2004, 51 (8): 1577-1585.
 - [148] 周京华, 李正熙. 多载波水平移相 PWM 调制策略的谐波分析 [J]. 电气自动化, 2008, 30 (6): 49-52.
 - [149] 周京华, 李正熙. 多载波水平调制策略的谐波分析及数字化实现 [J]. 电气传动, 2008, 38 (12): 27-32.
 - [150] 周京华, 刘辉臣, 李正熙. 三电平大功率变频器故障特征及诊断方法研究 [J]. 电力电子技术, 2009, 43 (6): 1-3.
 - [151] 周京华, 杨振, 苏彦民. 多电平逆变器多载波 PWM 调制策略的研究 [J]. 电气传动, 2005, 35 (1): 23-27.
 - [152] 周京华, 沈传文, 苏彦民. 多电平逆变器不连续空间矢量调制策略的研究 [J]. 电力电子技术, 2005, 5: 18-20.
 - [153] 周京华, 刘坤, 李正熙. 基于载波的三电平逆变器 PWM 调制策略研究 [J]. 电气自动化, 2008, 30 (2): 14-16.
 - [154] 周京华, 张琳, 苏彦民. 多电平逆变器组合拓扑结构及调制策略的研究 [J]. 电气传动, 2005, 35 (10): 25-30.
 - [155] M D Manjrekar, P K Steimer, T A Lipo. Hybrid multilevel power conversion system: A Competitive Solution for High-power Application [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 2000, 36: 834-841.
 - [156] 张杰, 邹云萍, 张贤. 混合级联多电平逆变器研究 [J]. 电力电子技术, 2002, 37 (4): 16-19.
 - [157] 费万民, 吕征宇, 姚文熙, 钱照明. 主从式级联多电平变换器及其控制方法的研究 [J]. 电工技术学报, 2004, 19 (8): 61-66.
 - [158] Keith Corzine, Yakov Familiant. A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive [J]. IEEE Trans on power Electronics. 2002, 17 (1): 125-131.
 - [159] Zhou jinghua, Li zhengxi. Research on Hybrid Modulation Strategies Based on General Hybrid Topology of Multilevel Inverter [C]. 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2008: 784-788.
 - [160] 周京华, 苏彦民, 沈传文, 张琳. 基于多电平逆变器通用组合拓扑结构的调制策略研究 [J]. 电工技术学报, 2005, 20 (8): 39-47.
 - [161] Zhou Jinghua, Su Yanmin, Shen Chuanwen, Zhang Lin. Research on Modulation Strategies Based on Multilevel Inverter Universal Hybrid Topology [J]. Electricity, 2005, 16 (2): 53-59.
 - [162] Rodriguez J, Pontt J, Espinoza J, Perez M. Topologies for Regenerative Cascaded Multilevel

- Inverters [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2003, 54 (3): 519-524.
- [163] 周京华, 国敬, 章小卫, 陈亚爱. 能量回馈型多单元串联高压变频器综述 [J]. 电气传动, 2012, 42 (12): 3-9.
- [164] Perez M A, Espinoza J R, Rodriguez J R, Lezana P. Regenerative medium-voltage AC drive based on a multicell arrangement with reduced energy storage requirements [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2005, 52 (1): 171-180.
- [165] Rodriguez J, Moran L, Pontt J, Hernandez J L, Silva L, Silva C, Lezana P. High-voltage multilevel converter with regeneration capability [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2002, 49 (4): 839-846.
- [166] Lezanan P, Rodriguez J, Oyarzun D A. Cascaded multilevel inverter with regeneration capability and reduced number of switches [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2008, 55 (3): 1059-1066.
- [167] Rodriguez J, Dixon J, Espinoza J, et al. PWM regenerative rectifiers: state of the art [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2005, 52 (1): 5-22.
- [168] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [169] H Akagi, Y Kanzawa, A. Nabae. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 1984, 20 (3): 625-630.
- [170] Zhou jinghua, Hou qingliang, Zhang xiaowei, et al. A control method of three-level PWM rectifier under the imbalanced three-phase grid voltage [C]. 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 2010, 16-18: 320-324.
- [171] Lezanan P, Rodriguez J, Perez M A, et al. Input current harmonics in a regenerative multi-cell inverter with single-phase active rectifiers [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2009, 56 (2): 408-417.
- [172] Lezana P, Silva C, Rodriguez J, et al. Zero-steady-state-error input-current controller for regenerative multilevel converters based on single-phase cells [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2007, 54 (2): 733-740.
- [173] 吴理心. 多单元串联回馈型高压变频器的能量回馈控制策略研究 [D]. 北京: 北方工业大学, 2011.
- [174] 周京华, 刘坤, 李正熙. 三相电压源型 PWM 整流器的 DSP 控制 [J], 电气传动, 2008, 38 (6): 27-30.
- [175] 王剑, 李永东. 四象限级联型多电平变换器功率单元的 PWM 整流器控制 [J]. 电工电能新技术, 2009, 28 (2): 41-45.
- [176] D. N. Zmood, D. G. Holmes, G. H. Bode. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators [J]. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2001, 37 (1): 601-610.
- [177] D. N. Zmood, D. G. Holmes. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady state error [C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999, 10 (2): 1185-1190.
- [178] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, et al. A new control strategy for voltage-type PWM rectifi-

- ers to realize zero steady-state control error in input current [J]. IEEE Trans. Ind, 1998, 34 (3): 480-486.
- [179] Wang Jian, Li Yongdong, Zheng Yanwen, et al. PIR-Based Control for Three-Phase PWM rectifier with H-Bridge Load [C]. Conference IPEMC, 2009: 1643-1647.
- [180] Dahono P A, Taryana E. A new control method for single-phase PWM inverters to realize zero steady-state error and fast response [J]. Power Electronics and Drive Systems, 2003, 2: 888-892.
- [181] 王剑. 四象限级联型多电平变换器用 PWM 整流器高性能控制 [D]. 北京: 清华大学, 2009.
- [182] 郑伟. 感应电机无速度传感器的矢量控制研究 [D]. 北京: 清华大学, 2009.
- [183] 李平, 彭达洲. 异步电机参数辨识与无速度传感器矢量控制研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2011.
- [184] 张旭宁. 矿山机车牵引异步电机矢量控制系统开发研究 [D]. 北京: 清华大学, 2009.
- [185] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [186] 王高林, 于勇, 陈伟, 等. 基于改进 MRAS 观测器无速度传感器感应电机转速估计方法. 电气传动 [J], 2009, 39 (1): 15-18.
- [187] 陈伟, 翟文龙, 陆海峰. 一种基于 MRAS 的异步电机速度辨识方法 [J]. 电工电能新技术, 2006, 25 (2): 52-55.
- [188] 陆海峰, 翟文龙, 张磊, 等. 一种基于无功功率的异步电机矢量控制转子磁场准确定向法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (16): 116-120.
- [189] Zhou Jinghua, Zhan Xiong, Su Yanmin. The Development of Multi-module-cascade High-power Inverter [C]. Industrial Electronics Conference (IECON04), 2003, 3: 2645-2649.
- [190] 周京华, 杨振, 苏彦民. 新型的多单元串联大功率逆变电源控制方法 [J]. 电气传动, 2004, 34 (1): 39-41.
- [191] 周京华, 杨振, 苏彦民. 级联型大功率逆变电源数字化实验系统的研制 [J]. 电力电子技术, 2004, 38 (5): 1-4.
- [192] Zhou Jinghua, Yang Zhen, Su Yanmin. Research on Muti-module- cascaded High-power Inverter Digital Modulation Strategy and Control Method [C]. WCICA 2004 -Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, 2004, 6: 5160-5165.
- [193] 周京华, 国敬, 章小卫, 李正熙. 一种基于 FPGA 的三电平原理及实现方式 [J]. 电力电子技术, 2013, 47 (1): 64-66.
- [194] Zhou jinghua, Zhang shaowei, Zhang xiaowei, et al. FPGA-based multi-level inverter multi-carrier pulse generation theory and implementation method [C]. 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 2010: 572 -576.
- [195] Zhou jinghua, Yao lanya, Li zhengxi. Development of Digital Experiment System for Multi-module-cascaded Multilevel High-power Inverter [C]. IEEE 6th International Power Electronic and Motion Control Conference, 2009: 1613-1617.
- [196] 周京华, 周皓, 袁奎星, 李正熙. 三电平大功率通用变频器的研制 [J]. 电力电子技术, 2008, 42 (4): 15-17.
- [197] 周京华, 潘逸崑, 李津, 章小卫. 新型同相供电拓扑结构中功率单元的控制策略研究

- [J]. 电气传动 (已录用, 待刊), 2013.
- [198] 周京华, 潘逸崑, 李津, 等. 新型同相供电系统并联控制策略研究 [J]. 电气传动 (已录用, 待刊), 2012.
- [199] 周京华, 潘逸崑, 蓝志茂, 等. 用于新型同相供电功率单元的单相 PWM 整流器研究 [J]. 电力电子技术, 2012, 46 (8).
- [200] B. Q. Guo, Z. J. Yu, T. Tang. Redundant Design of Auto-Passing Phase Separations for Electric Locomotive [J]. Journal of Beijing Jiao tong University, 2006, 30 (5): 88-91.
- [201] 武中, 王志刚, 宋述勇, 等. 电气化铁道牵引变电所对电力系统影响及治理的仿真研究 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (S1): 77-82.
- [202] 吴传平, 罗安, 徐先勇, 等. 采用 V/v 变压器的高速铁路牵引供电系统负序和諧波综合补偿方法 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 16: 111-117.
- [203] 张秀峰, 高仕斌, 钱清泉, et al. 基于阻抗匹配平衡变压器和 AT 供电方式的新型同相牵引供电系统 [J]. 铁道学报, 2006, 28 (4): 32-37.
- [204] 李群湛. 我国高速铁路牵引供电发展的若干关键技术问题 [J]. 铁道学报. 2010, 32 (04): 119-124.
- [205] 北京先行电气有限公司. 基于三相串联电压源型对称变换的铁路牵引交流同相供电装置 [P]. 中国, 200810110702. 2009-01-14.
- [206] Zhou Jinghua, Yu Kai, Zhang Xiaowei. Control Strategy for MMC-HVDC Under Unbalanced Grid Conditions [C]. 2012 The 3rd International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering Baotou, 2012, 1: 182-185.
- [207] Glinka, M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage [C]. Power Electronics Specialists Conference, 2004, 4: 2572-2576.
- [208] Glinka M, R Marquardt. A new AC/AC multilevel converter family [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005. 52 (3): 662-669.
- [209] Solas E, et al.. Modulation of Modular Multilevel Converter for HVDC application [C]. Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International, 2010, T2 : 84-89.
- [210] 屠卿瑞, 等. 一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法 [J]. 电工技术学报, 2011, 5: 15-20.
- [211] 中国电力科学研究院. 一种模块化多电平换流器柔性直流输电系统的起动方法 [P]. 中国专利: 201110100456. 1. 2011-04-21.
- [212] 周京华, 孙凯, 章小卫, 陈亚爱. 电气化铁路用单相链式 STATCOM 控制平台研制 [J]. 电力电子技术, (已录用, 待刊), 2013.
- [213] 陶兴华, 李永东, 孙敏. 一种 H 桥级联型 PWM 整流器的直流母线电压平衡控制新方法 [J]. 电工技术学报, 2011, 26 (8): 85-90.
- [214] 周京华, 梅杨, 章小卫. CPLD/FPGA 控制系统设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.

推荐工具书目录

序号	书 名	书 号	定价
1	中国电机工业发展史——百年回照顾与展望(精装)	978-7-111-36180-0	88
2	中国电机工业发展史——百年回照顾与展望(平装)	978-7-111-36193-0	59.8
3	中国电机工业发展史——百年回照顾与展望(教材版)	978-7-111-41095-9	30
4	实用起重机电气技术手册	978-7-111-94587-9	268
5	起重电控设计参考用册(1DVD)	978-7-111-37219-6	99
6	电气传动自动化技术手册(第3版)	978-7-111-33989-2	198
7	电气工程师手册(第3版)	978-7-111-19818-5	128
8	IEC60068-2-27 体系文件译文集	978-7-111-32371-6	198
9	工业控制自动化技术实用手册	978-7-111-24703-6	98
10	电力电子设备设计和应用手册(第3版)	978-7-111-25571-0	188
11	光伏技术与工程手册	978-7-111-33935-9	198
12	风电场工程技术手册	978-7-111-14023-8	88
13	电气工程读图常用技术技能手册	978-7-111-39314-6	99
14	电气工程安装及调试技术手册(新版)(上、下册)	978-7-111-24228-4	398
15	电气电子绝缘技术手册	978-7-111-22570-6	158
16	电线电缆手册(第1册)(第2版增订版)	978-7-111-23975-8	138
17	电线电缆手册(第2册)(第2版增订版)	978-7-111-25322-8	68
18	电线电缆手册(第3册)(第2版)	978-7-111-28417-8	88
19	电机维修实用技术手册	978-7-111-39117-3	68
20	电动机绕组维修嵌线、接线操作步序实用彩色图册(第1册)	978-7-111-40373-9	89
21	电动机绕组维修嵌线、接线操作步序实用彩色图册(第2册)	978-7-111-40372-2	99
22	电动机绕组维修嵌线、接线操作步序实用彩色图册(第3册)	978-7-111-40371-5	89
23	电动机绕组布线接线彩色图集(第5版)(上、下册)	978-7-111-40817-8	198
24	电动机绕组布线接线采色图集(第2版)	978-7-111-30679-5	138
25	第2版电动机绕组布线接线彩色图集 遗补篇	978-7-111-33497-2	88
26	中小型变压器实用全书(第2版)	978-7-111-22653-6	98
27	袋式除尘器设计指南	978-7-111-37398-8	88

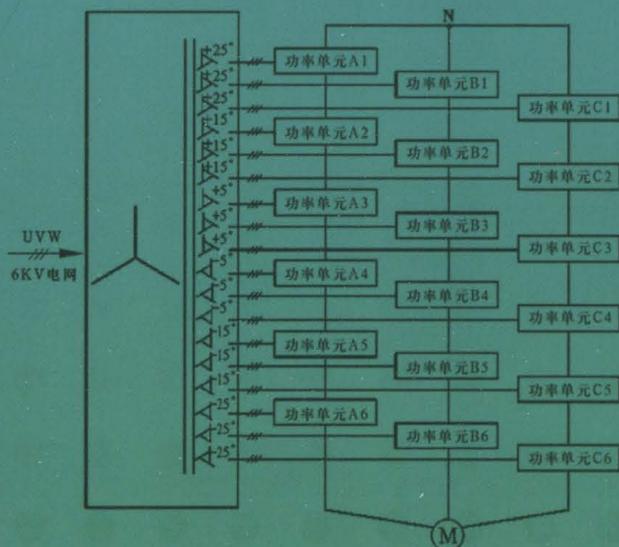
电力电子新技术系列图书

目 录

- 矩阵式变换器技术及其应用 孙凯、周大宁、梅杨编著（已出版）
- 逆变焊机原理与设计 张光先等编著（已出版）
- 高压直流输电源理与运行 韩民晓、文俊编著（已出版）
- 宽禁带半导体电力电子器件及其应用 陈治明、李守智编著（已出版）
- 开关电源的实用仿真与测技术 陈亚爱编著（已出版）
- 交流电动机直接转矩控制 周扬忠、胡育文编著（已出版）
- 新能源汽车与电力电子技术 康龙云编著（已出版）
- 电力电子技术在汽车中的应用 王旭东、余腾伟编著（已出版）
- 脉冲功率器件及其应用 余岳辉、梁琳、彭亚斌、邓林峰编著（已出版）
- 开关稳压电源的设计和应用 裴云庆、杨旭、王兆安编著（已出版）
- 太阳能光伏并网发电及其逆变控制 张兴、曹仁贤、张崇巍编著（已出版）
- 高频开关型逆变器及其并联并网技术 孙孝峰、顾和荣、王立乔、邬伟扬编著（已出版）
- 电力半导体器件原理与应用 袁立强、赵争鸣、宋高升、王正元编著（已出版）
- PWM 整流器及其控制 张兴、张崇巍编著（已出版）
- 机车动车牵引交流传动技术 郭世明编著（已出版）
- 现代整流器技术——有功源因数校正技术 徐德鸿、李睿、刘昌金、林平编著
- 固态感应加热电源技术及其应用 陈辉明、金天均、李胜川编著
- 电能质量控制技术 查晓明、孙建军、宫金武编著
- 功率变换器高频磁技术及其应用 陈为编著
- 双馈风力发电交流控制技术 杨淑英、张兴、曹仁贤、张崇巍编著
- 电力电子新器件及其制造技术 王彩琳编著
- 电压源换流器在电力系统中的应用 同向前、伍文俊、任碧莹编著
- 船舶电力推进系统 汤天浩、韩朝珍主编
- 绝缘栅双极型晶体管（IGBT）设计与工艺 赵善麟、高勇、王彩琳编著
- 高性能多单元串联多电平变换器原理及实现 周京华、陈亚爱编著
- 新能源并网发电系统的低电穿越和控制 耿华、刘淳、张兴、杨耕编著
- 异步电机无速度传感器高性能控制技术 张永昌、张虎、李正熙编著

电力电子新技术系列图书

New Technology Series in
Power Electronics



地址:北京市百万庄大街22号
邮政编码:100037

电话服务

社服务中心:010-88361066

销售一部:010-68326294

销售二部:010-88379649

读者购书热线:010-88379203

网络服务

教材网: <http://www.cmpedu.com>

机工官网: <http://www.cmpbook.com>

机工官博: <http://weibo.com/cmp1952>

封面无防伪标均为盗版

ISBN 978-7-111-43661-4



9 787111 436614

定价: 59.80元

上架指导: 工业技术 / 电气工程 / 电力电子

ISBN 978-7-111-43661-4