

华北电力大学

硕士学位论文

MMC-HVDC 的故障穿越控制策略研究

Research on Fault Ride-Through Control Strategy of
MMC-HVDC

喻建瑜

2020 年 04 月

国内图书分类号：TM713
国际图书分类号：621.3

学校代码：10079
密级：公开

硕士学位论文

MMC-HVDC 的故障穿越控制策略研究

硕士研究生：喻建瑜

导师：刘崇茹教授

申请学位：工学硕士

学科：电气工程

专业：电力系统及其自动化

所在学院：电气与电子工程学院

答辩日期：2020年04月

授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM713

U.D.C: 621.3

Thesis for the Master Degree

Research on Fault Ride-Through Control Strategy of MMC-HVDC

Candidate:	Yu Jianyu
Supervisor:	Prof. Liu Chrongru
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Subject:	Electrical Engineering
Speciality:	Power System and its Automation
School:	School of Electrical & Electronic Engineering
Date of Defence:	April, 2020
Degree-Conferring-Institution:	North China Electric Power University

摘 要

基于模块化多电平换流器的柔性直流输电技术为大规模新能源的广域互联和送出消纳提供了一种高效灵活的解决方案,但是柔性直流输电的故障控制保护是制约其发展的主要瓶颈之一。本文采用理论分析和仿真验证相结合的方式,围绕模块化多电平换流器的故障穿越控制策略展开了系统的分析和研究。

针对换流器内部耦合作用强、运行原理复杂的问题,本文对换流器的稳态特性和故障特性进行了深入分析和仿真验证。特别的,优化改进了经典双序控制系统的环流抑制器,解决了交流侧不对称故障下直流线路电压的波动问题,同时提出了考虑网侧馈入电流和环流扰动影响的直流侧双极短路故障电流的迭代求解方法,该方法相对于解析式求解法有更高的准确度。

针对交流侧不对称故障,本文建立了充分利用换流器控制自由度的平均值模型,在此基础上提出一种不对称工况下的故障穿越控制策略。该策略首先优化了最近电平逼近的电容均压调制策略,提高了换流器的控制能力。并基于比例积分多谐振控制单元设计内环控制器,实现桥臂环流分量、交流侧电流分量、直流电流分量的解耦控制,保证桥臂电流各分量的质量。接着提出根据交流出力因子和直流出力因子判断故障持续时间和计算直流电压修正量的方法。最后设计了综合功率外环控制器,均衡换流站间及换流站内部子模块电容电压。仿真结果表明该策略可以提高 MMC 的故障穿越能力,可以实现将故障引起的功率不平衡限制在故障侧换流站内部,运行工况与潮流阶跃工况下相同。

针对系统直流侧双极短路故障,提出一种由半桥子模块、全桥子模块和单极全桥子模块三种单元模块构成的新型混合换流器拓扑结构。基于该混合拓扑结构提出了通过控制桥臂的工作模式实现换相运行的故障穿越控制策略,并对换相运行原理和控制方法进行了详细分析和研究。换相运行下换流器与交流系统交换有功功率维持电容电压平衡,并且向交流系统补偿无功电流,实现了换流器在故障下独立运行。仿真结果表明该策略提高了 MMC 的直流故障穿越能力,保障了交直流系统的稳定运行,可实现抑制和阻断故障电流,同时使换流器工作在 STATCOM 模式向交流系统补偿无功功率。

关键词: 模块化多电平换流器; 故障穿越; 不平衡功率; 电容均压管理; 单极全桥子模块; 桥臂换相运行; 静止无功补偿器

Abstract

The flexible high voltage direct current (HVDC) transmission technique based on modular multilevel converters supply an efficient and flexible solution for the generalized interconnection, transmission and consumption of renewable energy. However, fault control and protection of flexible DC transmission is one of the main bottlenecks restricting its development. This thesis uses a combination method of theoretical analysis and simulation verification to conduct a systematic analysis and research targeting on fault ride-through control strategy of modular multilevel converters.

To solve the problems of strong internal coupling and complicated operation theory of convertors, this thesis conducts a deep analysis and research on the steady state and fault characteristics of the converter. In particular, the circulating current suppressor of the classic dual-sequence control system is optimized and improved, which solves the problem of DC line voltage fluctuation under asymmetrical faults on the AC side. At the same time, an iterative solution method of DC short-circuit current is proposed, considering the influence of grid-side feed current and circulation current disturbances which has higher accuracy than the direct calculation method.

For the asymmetrical fault on the AC side, this thesis establishes an average model that makes full use of the control freedom of the converter and proposes a fault ride-through control strategy under asymmetric conditions. Firstly, this strategy optimizes the capacitor balance voltage strategy and the nearest level modulation strategy, which improves the control capability of the converter. And based on the proportional-integral multi-resonance control unit, it designs an inner loop controller to decouple the bridge arm circulating current component, AC-side current component and DC current components to ensure the quality of each component. Secondly, a method for judging the fault duration and calculating the DC voltage correction value based on the AC output coefficient and the DC output coefficient is proposed. Finally, a comprehensive power outer loop controller is designed to balance the capacitor voltages between the converter stations and the internal submodules of the converter stations. The simulation results show that this strategy can improve the fault ride-through capability of MMC, and it can realize that the power imbalance caused by the fault is limited to the fault-side converter station, and the operating conditions of MMC fault ride-through are the same as the operating conditions of power flow step.

Aiming at the short-circuit fault on the DC side of the system, a new hybrid converter topology structure is proposed, consisting of half-bridge sub-module, full-bridge sub-module and μ -full-bridge sub-module. Based on this hybrid topology, a

fault ride-through control strategy is proposed to realize commutation operation by controlling the operation mode of the bridge arm. Moreover, the commutation operation principle and control method are analyzed and studied in detail. Under commutation operation, the converter exchanges active power with the AC system to maintain the capacitor voltage balance, and compensates the reactive current to the AC system, which can achieve independent operation of the converter under faults. The simulation results show that this strategy improves the DC fault ride-through capability of MMC and ensures the stable operation of AC and DC systems, which can achieve the suppression and blocking of fault currents, and makes the converter work in STATCOM mode to compensate reactive power to the AC system.

Keywords: Modular multilevel converter; Fault ride-through; Unbalanced power; Capacitor voltage balance management; μ -full-bridge submodule; Arm commutation operation; Static reactive power compensator

目 录

摘要	I
Abstract.....	II
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题背景及研究的目的和意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 MMC-HVDC 交流侧故障穿越控制策略研究现状	2
1.2.2 MMC-HVDC 直流侧故障穿越控制策略研究现状	3
1.3 本文主要工作	5
第 2 章 MMC 运行特性机理分析与解析计算	6
2.1 MMC 基本原理	6
2.1.1 MMC 运行原理	6
2.1.2 MMC 控制系统	9
2.2 MMC 稳态情况下的解析计算	11
2.2.1 稳态情况下的解析计算	11
2.2.2 稳态特性解析计算结果验证	13
2.3 交流侧不对称故障下 MMC 直流电流二倍频产生机理与抑制	15
2.3.1 交流侧不对称故障下直流电流二倍频产生机理及解析计算	15
2.3.2 交流侧不对称故障下直流电流二倍频抑制	17
2.3.3 交流侧不对称故障机理分析与抑制效果验证	17
2.4 MMC 直流双极故障时反映馈入扰动的电流迭代计算	20
2.4.1 考虑馈入扰动量影响的直流双极短路故障电流迭代计算	20
2.4.2 直流双极短路故障直流电流结果对比	23
2.5 本章小结	24
第 3 章 交流不对称故障下 MMC-HVDC 的等效电路及故障穿越策略	25
3.1 不对称工况下的 MMC 数学模型及等效电路	25
3.1.1 MMC 电流平均值模型	25
3.1.2 MMC 桥臂功率和能量模型	28
3.2 不对称工况下的 MMC 故障穿越控制策略	31

3.2.1 最近电平逼近优化调制策略.....	31
3.2.2 基于比例积分多谐振的内环控制器.....	33
3.2.3 综合功率外环控制器.....	35
3.2.4 交流侧故障穿越控制策略.....	40
3.3 仿真分析验证	42
3.3.1 MMC-HVDC 潮流阶跃仿真分析	42
3.3.2 MMC-HVDC 定功率侧不对称故障仿真分析	44
3.3.3 MMC-HVDC 定电压侧不对称故障仿真分析	45
3.4 本章小结	45
第 4 章 MMC-HVDC 的直流双极故障穿越策略	47
4.1 一种具有直流故障穿越能力的 MMC 拓扑结构.....	47
4.1.1 半极全桥子模块的基本原理.....	47
4.1.2 新型混合换流器拓扑结构.....	49
4.1.3 故障下单相桥臂运行模式分析.....	50
4.2 直流双极短路下的 MMC 故障穿越控制策略	51
4.2.1 桥臂换相运行策略研究.....	51
4.2.2 桥臂换相运行策略的等效数学模型.....	52
4.2.3 直流侧故障穿越控制策略.....	54
4.3 仿真分析验证	57
4.3.1 MMC-HVDC 稳态运行仿真分析	57
4.3.2 MMC-HVDC 直流侧双极短路故障仿真分析	58
4.3.3 MMC-HVDC 故障下 STATCOM 模式仿真分析	61
4.4 本章小结	63
第 5 章 结论与展望	64
5.1 全文总结	64
5.2 研究工作展望	65
参考文献	66
攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果	71
致 谢	72

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景及研究的目的和意义

能源变革是推动经济社会可持续发展的重要动力,加快太阳能、风能、海洋能等清洁能源的开发是当代推进全球能源变革转型的根本出路^[1]。随着新能源的大规模并网,现有系统中电源与负荷较为靠近的格局被打破,这意味着未来电网的互联会更加普遍。另一方面,新能源发电的波动性和随机性也对系统的调节消纳能力带来了新的压力^[2, 3]。在此背景下,作为传输载体的电网需要全新的模式以及先进的技术,为大规模新能源的广域互联和送出消纳提供安全高效的传输平台^[4, 5]。

基于电压源换流器的高压直流(VSC-HVDC)输电技术可提高风能、太阳能等清洁能源的利用效率和安全稳定性,平抑功率波动对电网造成的冲击,适用于大规模清洁能源并网和远距离输送场景,是未来电网的发展趋势和重要组成部分^[6, 7]。2007年伊斯特直流工程的投运实现了爱沙尼亚和芬兰之间的电网互联,自此之后,世界上所有的柔性直流工程均采用基于模块化多电平换流器拓扑的高压直流(MMC-HVDC)输电技术,推动了其在风电联网、孤岛联网、城市供电、电网互联等场景的应用,部分已投运项目见表 1-1。

MMC-HVDC 输电技术基于绝缘栅双极性晶体管(IGBT)等全控型电力电子器件和模块化电压源型换流器等技术手段,实现了不同交流电网的互联互通和相对独立,解决了常规直流需要依赖可靠交流电网的固有瓶颈,相比于两电平、三电平换流器拓扑结构具有显著的技术优势,正受到越来越多的关注^[8-10]。发展和完善 MMC-HVDC 输电技术是在传统输电技术基础上的革新,是未来电网形态发展的重要方向。

但是模块化多电平换流器包含数千个子模块,每一个子模块均是控制独立的基本功能单元,运行原理复杂,运行状态多,内部耦合作用强,能量转移缺乏调控,而控制系统需要满足系统在不同工况尤其是极端不对称工况下的运行要求,显著增加了对控制保护策略设计的难度。此外,由于 IGBT 器件自身受限的过电流能力,现有的换流器拓扑和控制方式难以应对直流侧短路故障,亟需全新的控制保护策略实现功能单元间的能量协调机制,提高系统的故障穿越能力,保障系统的安全稳定运行^[11]。基于此,研究 MMC-HVDC 的故障穿越控制策略已成必要。

表 1-1 MMC-HVDC 部分投运项目一览

工程名称	投运年度	端数	额定直流电压(kV)	额定直流功率(MW)	投运国家	建设目的
Trans Bay Cable	2010	2	±200	400	美国	城市供电
上海南汇柔直	2011	2	±30	20	中国	风电联网
INELFE 法西互联	2013	2	±320	2000	欧洲	电网互联
广东南澳柔直	2013	3	±160	350	中国	风电联网
浙江舟山柔直	2014	5	±200	10000	中国	岛屿互联
福建厦门柔直	2015	2	±320	1000	中国	城市供电
Tres Amigas Superstation	2015	3	±345	30000	美国	电网互联
HelWin2	2015	2	±320	690	欧洲	风电联网
SylWin1	2015	2	±320	864	欧洲	风电联网
DolWin1	2015	2	±320	800	欧洲	风电联网
DolWin2	2016	2	±320	916	欧洲	风电联网
South West Link	2016	3	±300	1440	欧洲	电网互联
云南鲁西柔直	2016	2	±350	1000	中国	电网互联
DolWin3	2017	2	±320	900	欧洲	风电联网
渝鄂柔直	2018	2	±420	5000	中国	电网互联

1.2 国内外研究现状

按照故障发生的区域不同, MMC-HVDC 的故障穿越主要分为交流侧故障穿越和直流侧故障穿越两个部分。对此, 国内外学者分别针对 MMC 复杂工况下的适应性问题及 MMC 直流侧故障电流的抑制问题开展了相关的工作。

1.2.1 MMC-HVDC 交流侧故障穿越控制策略研究现状

当电网发生不对称故障时, 由于 MMC 非线性的拓扑结构, 桥臂上会产生具有强耦合动态特性的多种电流信号, 这些电流信号通过对投切电容器充放电耦合在一起^[12]。经典的双矢量控制策略^[13], 通过消去交流负序电流已难以应对不对称工况下功率的不平衡直流分量注入。当交流侧功率的不平衡直流分量被消除时, 会引起三相电流不对称, 威胁到换流器的安全, 影响系统的运行性能, 破坏系统的稳定性^[14, 15]。

当维持交流电流三相对称时, 交流侧不平衡有功功率会流入直流母线形成功率振荡, 为此需要抑制直流母线的电压波动^[16-18]。文献^[16]通过添加直流纹波抑

制控制器，补偿三相电压的零序分量，消除直流电压纹波中的二倍频谐波。文献[17]引入二阶复数滤波器，对正负序分量的提取过程进行了改进，并简化了二倍频零序电压补偿控制器。文献[18]研究了不同故障地点及不同联结形式下零序电压补偿器的性能情况，并补充了零序电流控制器消去交流侧零序电流。文献[19-23]提出不对称工况下的环流抑制策略，可以有效改善桥臂电流的质量，但未实现交流电流与桥臂环流的统一控制。文献[19]提出的复合控制策略通过实现上下桥臂间、三相单元间及总子模块电容电压的相对平衡，实现对谐波环流的抑制。文献[20]求解有关于三相环流的拉格朗日函数，计算得到环流参考值的最优解。文献[21]提出了三种基于比例谐振控制器的改进策略，提高了系统的故障穿越能力。文献[22]和[23]分别通过准比例谐振控制器和比例积分谐振控制器分别对桥臂环流的正负、负序、零序分量进行抑制。文献[24-27]利用 MMC 多控制自由度的特点对桥臂电流的多个分量分别控制，但均针对定功率控制方式的故障穿越进行研究，不适用于其他类型的控制方式。文献[24]和[25]采用桥臂电流直接控制方式，同时对正负零序网侧交流电流、正负零序环流以及直流电流控制，以实现电网不对称工况下的故障穿越。文献[26]对直流电流、直流电压和子模块电容电压进行控制，改善了系统的暂态稳定性。文献[27]在每桥臂添加额外的全桥子模块的方式，提出将环流控制从直流电流与交流电流控制中解耦的控制策略。文献[28]通过对桥臂能量在不同维度的分解，实现了桥臂电容电压的单独调节，但缺乏对复杂工况的适应性研究。

实现不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越是保证直流输电系统良好运行性能和提高稳定性的必要条件。目前关于不对称工况下 MMC 的控制策略尚未能兼顾不同的控制模式，在不同的控制模式下实现交流电流、桥臂环流、直流电流的统一控制和子模块电容的分布式能量管理。实现电流的统一控制和能量的分布管理可以简化控制器的设计，提升换流器的运行性能。因此，有必要对不对称工况下模块化多电平换流器的故障穿越控制策略进行深入研究。

1.2.2 MMC-HVDC 直流侧故障穿越控制策略研究现状

基于半桥子模块的模块化多电平的换流器是工程上常用的换流器拓扑结构，但是因其故障回路阻尼小，导致子模块电容放电迅速，故障电流无过零点且几毫秒内就可以达到峰值，致使直流故障很难被清除^[29]。

直流线路发生故障时，为切断交流系统侧持续向直流侧馈入的电流，需要借助交流断路器，但这会造成换流站停运，影响输电系统可靠性^[30]。因此，现有系统级方案主要是采用直流断路器等装置限制和阻断故障电流，但是目前断路器造

价昂贵且技术尚未成熟。其中，固态断路器仅使用快速开关的功率半导体器件，故障响应时间短，但是高功率水平下通态损耗明显。混合式断路器在机械式断路器的基础上辅助功率半导体器件和无源元件组成的故障换向支路，动作时间短、通态损耗低^[31-33]。ABB 公司提出在主支路上串联一组两个反串联的 IGBT 和二极管，以在异常工作状态下快速关断直流电流^[31]，但是主支路上的功率半导体器件会带来额外的损耗。文献[32]通过在辅助支路放置多个级联的全桥单元，配合移相脉冲宽度调制技术完成直流电流的换向过程。文献[33]通过一个双绕组耦合电感器和一个串联谐振电路，在故障情况下注入反向电流脉冲，从而迫使故障电流过零点。

在直流线路发生双极故障时，MMC 不仅要快速限制和阻断故障电流，而且为增强交流系统的稳定性，换流器应运行在静止无功补偿器状态向交流电网补偿无功电流。基于这样的目的，国内外学者在子模块结构和换流器拓扑与控制两方面做了大量探索性的工作。

在子模块结构方面，国内外研究学者提出了不同的子模块拓扑来实现直流故障电流的抑制。在文献[34]中每个子模块并联了一个双晶闸管开关，消除了反并联二极管的续流效应，使直流母线故障电流可以自由衰减至零，避免了故障期间其他电力电子器件的损坏。文献[35]和[36]分别提出一种三电平子模块单元和交叉型子模块单元，并基于该子模块设计了能够故障自清除的混合换流器拓扑。文献[37]针对功率模块的负载特性导致闭锁状态下电容电压发散的问题，提出了基于全桥子模块的换流器故障穿越策略。文献[38]采用上下桥臂分离控制，实现三种直流故障穿越的统一控制。文献[39, 40]针对具有故障穿越能力的全桥子模块电容器重量大、体积大、成本高的问题，提出减小电容的优化控制方法。在换流器拓扑与控制方面，具备故障穿越能力的混合子模块换流器可以减小损耗和成本，成为主要的研究方向之一。文献[41-43]基于半桥子模块和全桥子模块的混合换流器拓扑，设计了相应控制策略，在抑制直流故障电流的同时满足交流侧的无功需求，而文献[44]针对这种混合换流器拓扑，考虑半桥和全桥子模块的电容电压波动，进行了调制比优化计算。文献[45]提出一种全半桥子模块桥臂和全单极半桥子模块桥臂的混合换流器拓扑，应用真双极输电系统。文献[46]和[47]通过钳位子模块和半桥子模块的组合控制换流器运行在静止无功补偿器(STATCOM)状态下，在故障时向交流电网补偿无功功率，但运行方式决定了直流线路上仍存在直流电流，不利于故障的清除。文献[48]提出分桥臂闭锁的阀控保护策略，提高了换流阀的故障穿越能力和安全性。文献[49]通过将电阻元件的特性映射入控制系统，延缓了桥臂电流到达峰值的时间。

但是换流器、新拓扑新结构带来的器件数量的显著增加很难满足经济性需求。

基于此,有必要对模块化多电平换流器的直流短路故障穿越控制策略进行深入研究。

1.3 本文主要工作

本文针对 MMC-HVDC 故障穿越控制策略的技术难点,分别对系统交流侧不对称故障和直流侧双极短路故障进行了故障特性分析和处理策略研究,各章节的具体工作内容安排如下:

第 2 章介绍了 MMC 的基本运行原理和经典双序控制系统,并对换流器的稳态特性和故障特性进行了深入分析和仿真验证。针对交流侧不对称故障下直流线路电压的波动问题,优化改进了其环流抑制器。针对直流侧双极短路故障电流计算,提出考虑了网侧馈入电流和环流电压扰动分量影响的迭代求解法。

第 3 章针对系统交流侧故障,充分利用换流器的控制自由度建立了换流器平均值模型,提出一种不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越控制策略。该策略优化了电容均压调制策略,以桥臂电流直接控制设计内环控制器,实现桥臂环流分量、交流侧电流分量、直流电流分量的解耦控制,以综合功率控制设计外环控制器,均衡换流站间及换流站内部子模块电容电压。最后在 PSCAD/EMTDC 平台上进行了仿真验证,结果表明该策略可以提高 MMC 的故障穿越能力。

第 4 章针对系统直流侧双极短路故障,提出一种故障下可运行在 STATCOM 模式的混合换流器拓扑,该拓扑由半桥子模块、全桥子模块和单极全桥子模块三种单元模块构成。针对该混合拓扑研究了基于换相运行模式的故障穿越策略,对故障穿越不同时间阶段的换流器运行原理进行了详细分析,并对其电容均压方法和控制策略进行了深入研究。最后在 PSCAD/EMTDC 平台上仿真验证了本文设计的故障穿越控制策略,结果表明该策略可以提高 MMC 的直流故障穿越能力。

第 5 章对本文所做工作和主要创新点进行总结,并展望 MMC-HVDC 故障穿越控制策略研究的后续工作。

第 2 章 MMC 运行特性机理分析与解析计算

2.1 MMC 基本原理

本节介绍了 MMC 拓扑结构与等效数学模型，以及包含双序交流控制器和环流抑制器的经典控制系统，并研究了子模块电容电压波动、换流器输出电压以及桥臂共模电压的解析表达式。

2.1.1 MMC 运行原理

三相模块化多电平换流器由 ABC 三个相单元组成，每个相单元同时连接着交流电网和直流电网。如图 2-1 所示，一个相单元分为上下两个桥臂，单个桥臂上级联的 N 个子模块作为基本功能单元进行投切，因此其阀段电压可以被描述为一个受控电压源。

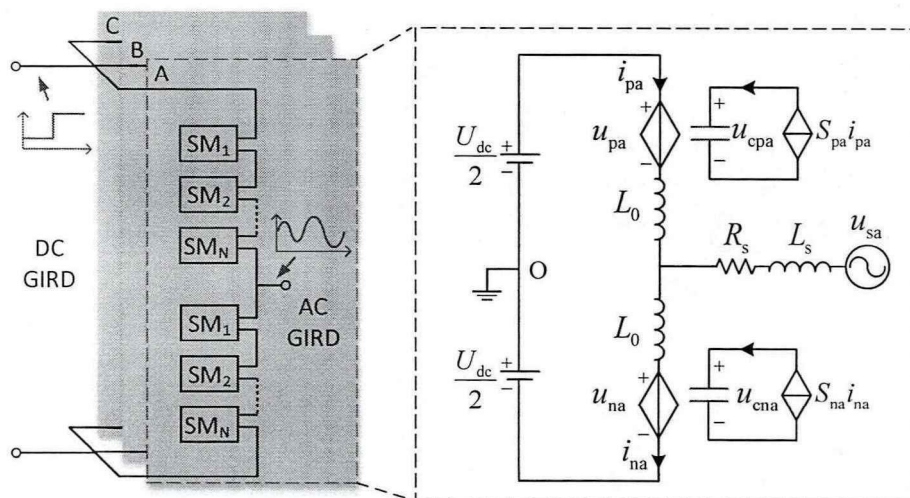


图 2-1 MMC 基本拓扑结构与单相等效电路(A 相)

视直流端口为两极对称的恒定电压源时，根据图 2-1 单相等效电路可得：

$$\begin{cases} u_s = u_{ac} - R_s i_s - (L_s + \frac{1}{2} L_0) \frac{di_s}{dt} \\ \frac{U_{dc}}{2} = u_{dc} + L_0 \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (2-1)$$

式中 u_{ac} —— 换流器交流出口的输出电压， $u_{ac}=(u_{nj}-u_{pj})/2$ ， $j=a,b,c$ ；

i_s —— 换流器网侧交流电流， $i_s=(i_{pj}-i_{nj})/2$ ；

u_{dc} —— 桥臂阀段共模电压分量， $u_{dc}=(u_{nj}+u_{pj})/2$ ；

i_c —— 桥臂环流， $i_c=(i_{nj}+i_{pj})/2$ ；

式(2-1)两个等式分别表示单相交流等效回路和直流等效回路。可以发现，在交流等效回路中，换流器网侧输出(注入)的交流电流 i_s 由 u_{ac} 调节，这意味着控制 u_{ac} 即可控制交流线路上的有功功率和无功功率。而在直流等效回路中， u_{ac} 对桥臂环流 i_c 没有影响，仅有 u_{dc} 对桥臂环流 i_c 有直接作用。

稳态情况下，认为交流回路中换流器出口电压和电流均三相对称，可描述为：

$$\begin{cases} u_{ac} = U_m \cos(\omega t + \varphi_u) \\ i_s = I_m \cos(\omega t + \varphi_u + \varphi) \end{cases} \quad (2-2)$$

式中 U_m —— 换流器交流电压基频 ω 分量幅值；

I_m —— 交流线路电流基频分量幅值；

φ_u —— 电压相位差，三相之间相差 120 度；

φ —— 功率因数角。

直流回路中，直流线路上的直流电流 I_{dc} 在三个相单元间均分，则上下桥臂电流由稳态直流分量和交流基频分量组成：

$$\begin{cases} i_{pj} = I_{dc}/3 + i_s/2 \\ i_{nj} = I_{dc}/3 - i_s/2 \end{cases} \quad (2-3)$$

当桥臂的子模块个数大于 200 个时，其投切过程可认为是连续变化的过程，上下桥臂子模块的投入占比可用以下开关函数 S 表示：

$$\begin{cases} S_p = \frac{1 - m_1 \cos(\theta) + m_2 \cos(2\theta + \varphi_{cir})}{2} \\ S_n = \frac{1 + m_1 \cos(\theta) + m_2 \cos(2\theta + \varphi_{cir})}{2} \end{cases} \quad (2-4)$$

式中 m_1 —— 交流电压调制比， $m_1 = 2U_m/U_{dc} \leq 1$ ；

m_2 —— 二倍频负序环流电压调制比， $m_2 = 2U_{cir}/U_{dc}$ ；

θ —— 电压相角， $\theta = \omega t + \varphi_u$ ；

φ_{cir} —— 环流电压相位差。

当投入了子模块电容均压策略时，可假定各个子模块电容电压在此连续的时间内完全相同。每个时刻桥臂上子模块投入的个数为 NS ，在均压作用下桥臂电流的充电能量被均分 N 份分布于每个子模块电容器当中，那么有：

$$\begin{cases} C \frac{du_{cpj}}{dt} = S_p i_{pj} \\ C \frac{du_{cnj}}{dt} = S_n i_{nj} \end{cases} \quad (2-5)$$

式中 C —— 单个子模块的电容值。

在未投入环流抑制的情况下，将式(2-2)-式(2-4)代入式(2-5)可得：

$$\begin{cases} \frac{du_{cpj}}{dt} = \frac{I_{dc}}{6C} - \frac{I_m m_1 \cos(\varphi)}{8C} - \frac{I_{dc} m_1 \cos(\theta)}{6C} + \frac{I_m \cos(\theta + \varphi)}{4C} - \frac{I_m m_1 \cos(2\theta + \varphi)}{8C} \\ \frac{du_{cnj}}{dt} = \frac{I_{dc}}{6C} - \frac{I_m m_1 \cos(\varphi)}{8C} + \frac{I_{dc} m_1 \cos(\theta)}{6C} - \frac{I_m \cos(\theta + \varphi)}{4C} - \frac{I_m m_1 \cos(2\theta + \varphi)}{8C} \end{cases} \quad (2-6)$$

当式(2-6)等号右边的直流分量为零时，系统达到稳态，有：

$$I_{dc} U_{dc} = \frac{3U_m I_m \cos(\varphi)}{2} \quad (2-7)$$

其中， $I_{dc} = 3I_m m_1 \cos(\varphi) / 4$ 。

式(2-7)等号左边为直流功率，等号右边为三相交流功率，因此当换流器两侧功率达到平衡时，子模块电容电压的直流分量不再变化。此时，上下桥臂电容电压有相同相位的二倍频纹波分量和相反相位的基频纹波分量，可表示为：

$$\begin{cases} u_{cpj} = u_{c0} - \frac{\sqrt{(m_1^2 - 2)^2 P^2 + 4Q^2}}{6m_1 \omega C U_{dc}} \cos(\theta + \varphi_1) + \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{12\omega C U_{dc}} \cos(2\theta + \varphi_2) \\ u_{cnj} = u_{c0} + \frac{\sqrt{(m_1^2 - 2)^2 P^2 + 4Q^2}}{6m_1 \omega C U_{dc}} \cos(\theta + \varphi_1) + \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{12\omega C U_{dc}} \cos(2\theta + \varphi_2) \end{cases} \quad (2-8)$$

式中 P 、 Q —— 分别为交流侧有功功率和无功功率；

φ_1 、 φ_2 —— 纹波分量的相位角， $\varphi_1 = \text{atan}(0.5(2-m_1^2)P/Q)$ ， $\varphi_2 = \text{atan}(P/Q)$ ；

u_{c0} —— 电容电压稳态值，稳态下近似等于额定值， $u_{c0} = U_{dc}/N$ 。

电容电压基频和二倍频纹波分量幅值与换流器输出的有功功率、无功功率、电容值和直流线路电压等级有关。其中基频分量在没有无功补偿交流网络的情况下，幅值约为二倍频纹波的两倍，且上下桥臂的基频纹波相位相差 180° ，三相之间的基频纹波相差 120° 。

根据上桥臂投入的阀段电压 $u_{pj} = NS_p u_{cpj}$ 和下桥臂投入的阀段电压 $u_{nj} = NS_n u_{cnj}$ ，可计算得到换流器的交流侧输出电压表达式为：

$$\begin{aligned} u_{ac} = & U_m \cos(\theta) + \frac{\sqrt{(m_1^2 - 2)^2 P^2 + 4Q^2}}{12m_1 \omega C u_{c0}} \cos(\theta + \varphi_1) + \frac{m_1 \sqrt{P^2 + Q^2}}{48\omega C u_{c0}} \cos(\theta + \varphi_2) + \\ & \frac{m_1 \sqrt{P^2 + Q^2}}{48\omega C u_{c0}} \cos(3\theta - \varphi_2) \end{aligned} \quad (2-9)$$

可观察到，换流器的交流侧输出电压除了基频分量外，还含有含量很少的三次零序谐波分量和基频偏移分量。

同理，计算 A 相阀段的共模电压可得：

$$u_{dc} = \frac{1}{2}U_{dc} + \frac{Q}{12m_1\omega Cu_{c0}} + \frac{\sqrt{(m_1^2 - 2)^2 P^2 + 4Q^2}}{24m_1\omega Cu_{c0}} \cos(2\theta + \varphi_1) - \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{24\omega Cu_{c0}} \cos(2\theta + \varphi_2) \quad (2-10)$$

可观察到，除了级联的子模块电容电压，无功功率同样可以建立直流线路的直流电压。另外，三相共模电压的二倍频负序电压分量将会在桥臂间产生二倍频负序环流，当计及二倍频环流时和基频开关函数的耦合时，电容电压将会产生三倍频纹波分量。因此，上下桥臂的子模块电容电压可用下式表示：

$$\begin{cases} u_{cpj} = u_{c0} + \sum_{n=2}^{\text{even}} \varepsilon_n \cos(n\omega t + \varphi_{en}) + \sum_{n=1}^{\text{odd}} \varepsilon_n \cos(n\omega t + \varphi_{en}) \\ u_{cnj} = u_{c0} + \sum_{n=2}^{\text{even}} \varepsilon_n \cos(n\omega t + \varphi_{en}) - \sum_{n=1}^{\text{odd}} \varepsilon_n \cos(n\omega t + \varphi_{en}) \end{cases} \quad (2-11)$$

式中 ε_n —— n 次电容电压纹波的幅值；

φ_{en} —— n 次电容电压纹波的相位角。

三倍频电容电压纹波分量和基频开关函数的耦合产生四倍频环流分量，则桥臂环流可表示为：

$$i_{cir} = \frac{I_{dc}}{3} + \sum_{n=4}^{\text{even}} \varepsilon_n^{\text{cir}} \cos(n\omega t + \varphi_{en}^{\text{cir}}) \quad (2-12)$$

式中 $\varepsilon_n^{\text{cir}}$ —— n 次桥臂环流纹波的幅值；

$\varphi_{en}^{\text{cir}}$ —— n 次桥臂环流纹波的相位角。

投入二倍频环流抑制控制后，二倍频电流分量被消除，但是二倍频开关函数和基频电流分量仍然会耦合出电容电压三倍频纹波，四倍频环流分量仍然存在。

对于单相单元，由于直流回路电流和交流回路电流在桥臂电容上相互耦合，电容电压呈现出多倍频的纹波分量。在这些纹波分量中，奇数倍频的纹波上下桥臂间相位相反，偶数倍频的纹波上下桥臂相位相同。对于三相单元，桥臂环流及环流电压仅含有偶数倍频谐波，而换流器网侧输出电压仅含有奇数倍频谐波。

2.1.2 MMC 控制系统

MMC 的经典控制系统采用建立在 dq0 旋转坐标系下的电流直接控制方式，包含交流侧正负序电流控制以及谐波环流抑制控制。如图 2-2 所示，正序电流控制中有功类外环和无功类外环解耦控制，有功类外环包括直流电压控制和有功功率控制，无功类外环包括交流电压幅值控制和无功功率控制，外环的输出经过限

流限幅环节生成内环电流指令值。正负序电流在带有前馈补偿的比例积分环节控制下快速准确跟踪电流指令值，输出 $dq0$ 坐标系下的差模电压指令值。桥臂环流在比例谐振环节控制下抑制消除二倍频负序环流，输出 abc 坐标系下的共模电压指令值。这些电压指令组合成六个阀段的电压指令值，在电容均压和调制策略的作用下生成 IGBT 的触发信号，控制子模块的投入和切除。

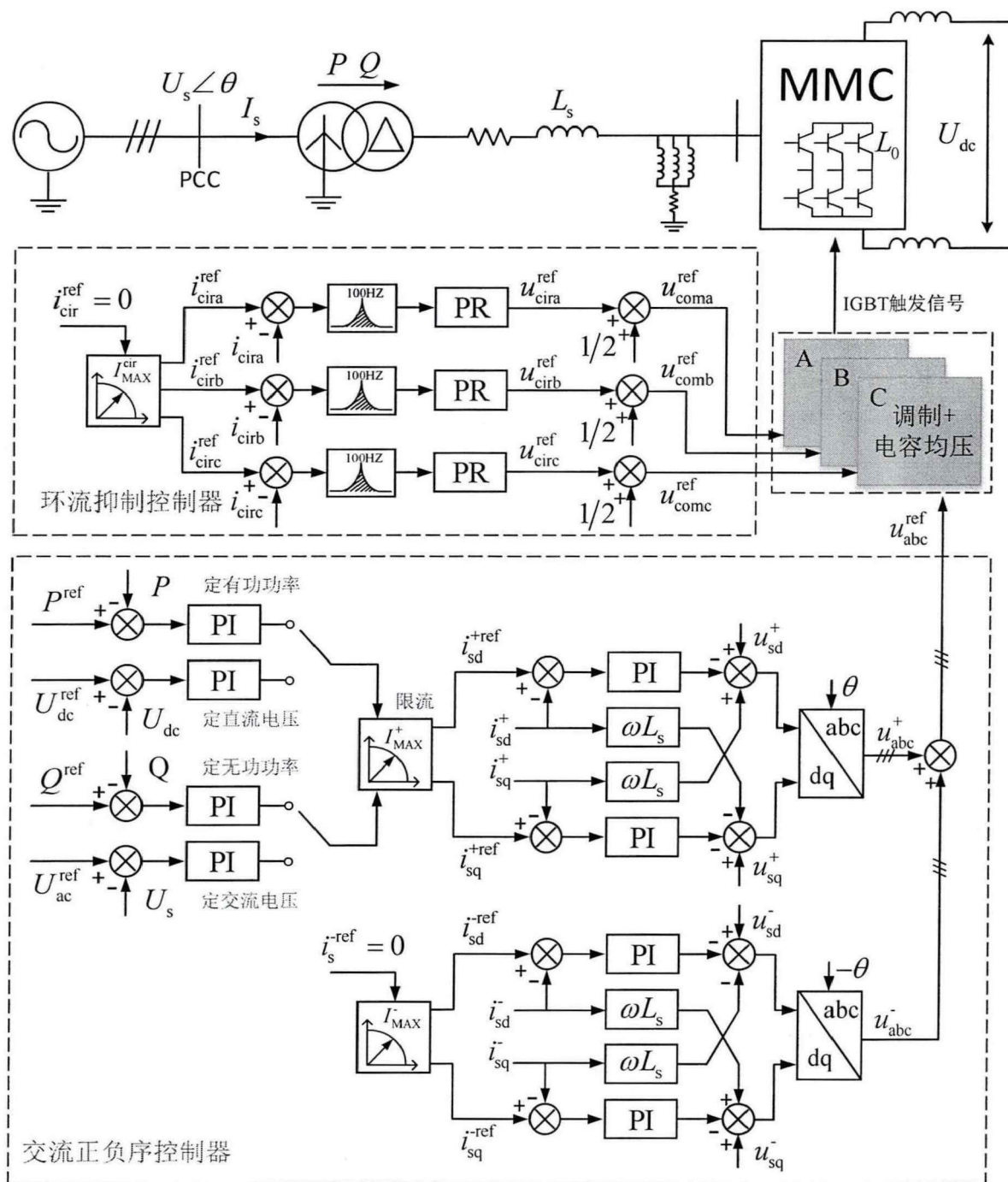


图 2-2 MMC 双序控制器框图

2.2 MMC 稳态情况下的解析计算

本节针对采用 2.1.2 节经典双序控制下环流抑制器对 MMC 换流器稳态特性的影响进行了分析计算，提出电容电压稳态直流分量和纹波分量、阀段输出交流电压、直流中位点电压的实用计算式，并在 PSCAD 上进行了仿真验证。

2.2.1 稳态情况下的解析计算

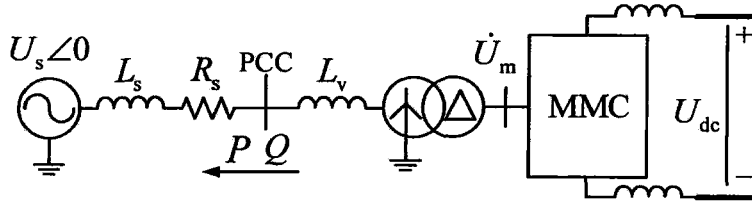


图 2-3 MMC 系统结构单线图

MMC 的桥臂共模电压通常由直流潮流所确定，由式(2-10)可知，当二倍频环流抑制控制投入时，可得电容电压直流分量和无功功率的关系为：

$$\bar{u}_c = u_{c0} - \frac{Q}{6Nm_1\omega CU_{dc}} + A_2 \quad (2-13)$$

由于 $m_1=2U_m/U_{dc} \leq 1$ 表示交流电压调制比， $m_2=2U_{cir}/U_{dc}$ 表示二倍频负序环流电压调制比，因此一般情况下可以认为 $m_2 \ll m_1$ 。为简化描述，定义 A_1-A_3 为三个数量级的项： A_3 项表示系数中含有 $(m_2)^2$ 或同数量级的项， A_2 项表示系数中含有 m_2 或同数量级的项， A_1 项不含有 m_2 。可以看出，根据数量级大小排序有 $A_1 > A_2 > A_3$ 。因此，式(2-13)中数量级 A_2 分量相比于电容电压直流分量可忽略。

本文取 $m_1=0.9$ ，为保证环流抑制控制有足够的子模块动作，防止调制比过高而导致阀段输出电压变形而产生六倍频的谐波扰动。则上下桥臂电容电压可表示为：

$$\left\{ \begin{aligned} u_{cpi} &= \bar{u}_c - \frac{\sqrt{1.4P^2 + 4Q^2}}{5.4\omega CU_{dc}} \cos(\theta + \varphi_1) + \frac{m_2\sqrt{P^2 + Q^2}}{5.4\omega CU_{dc}} \cos(\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) + \\ &\quad \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{12\omega CU_{dc}} \cos(2\theta + \varphi_2) + \frac{m_2P}{8\omega CU_{dc}} \cos(2\theta + \varphi_{cir} - \frac{\pi}{2}) + \frac{m_2\sqrt{P^2 + Q^2}}{5.4\omega CU_{dc}} \cos(3\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) \\ u_{cnj} &= \bar{u}_c + \frac{\sqrt{1.4P^2 + 4Q^2}}{5.4\omega CU_{dc}} \cos(\theta + \varphi_1) - \frac{m_2\sqrt{P^2 + Q^2}}{5.4\omega CU_{dc}} \cos(\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) + \\ &\quad \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{12\omega CU_{dc}} \cos(2\theta + \varphi_2) + \frac{m_2P}{8\omega CU_{dc}} \cos(2\theta + \varphi_{cir} - \frac{\pi}{2}) - \frac{m_2\sqrt{P^2 + Q^2}}{5.4\omega CU_{dc}} \cos(3\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) \end{aligned} \right. \quad (2-14)$$

式中 φ_1, φ_2 —— 与功率有关的相位角， $\varphi_1 = \text{atan}(0.59P/Q)$ ， $\varphi_2 = \text{atan}(P/Q)$ 。

换流器上下桥臂输出的共模电压分量考虑直流分量、二倍频分量和四倍频分量，各分量解析式如下：

$$\begin{aligned}
 u_{dc0} &= \frac{1}{2} U_{dc} \\
 u_{dc2} &= \frac{1}{2} N\bar{u}_c m_2 \cos(2\theta + \varphi_{cir}) + \frac{\sqrt{1.4P^2 + 4Q^2}}{24\omega Cu_{c0}} \cos(2\theta + \varphi_1) + \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{24\omega Cu_{c0}} \cos(2\theta + \varphi_2) + \\
 &\quad \frac{m_2 P}{16\omega Cu_{c0}} \cos(2\theta + \varphi_{cir} - \frac{\pi}{2}) - \frac{m_2 \sqrt{P^2 + Q^2}}{12\omega Cu_{c0}} \cos(2\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) \\
 u_{dc4} &= -\frac{m_2 \sqrt{P^2 + Q^2}}{24\omega Cu_{c0}} \cos(4\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) + A_3
 \end{aligned} \tag{2-15}$$

根据式(2-15)可知，投入环流抑制器后，共模电压的二次负序分量被抑制，但是伴随产生了四次正序分量。三相单元共模电压的谐波均不含有零序分量，直流电压为稳定的直流量，桥臂环流仅有直流分量流入直流线路。因此环流的二倍频和四倍频分量解析式为：

$$\begin{aligned}
 i_{cir2} &= -\frac{N\bar{u}_c m_2}{4\omega L_0} \sin(2\theta + \varphi_{cir}) - \frac{\sqrt{1.4P^2 + 4Q^2}}{48\omega^2 Cu_{c0} L_0} \sin(2\theta + \varphi_1) - \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{48\omega^2 Cu_{c0} L_0} \sin(2\theta + \varphi_2) + \\
 &\quad \frac{m_2 P}{16\omega Cu_{c0} L_0} \cos(2\theta + \varphi_{cir}) + \frac{m_2 \sqrt{P^2 + Q^2}}{24\omega^2 Cu_{c0} L_0} \sin(2\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) \\
 i_{cir4} &= \frac{m_2 \sqrt{P^2 + Q^2}}{96\omega^2 Cu_{c0} L_0} \cos(4\theta + \varphi_{cir} + \varphi_2) + A_3
 \end{aligned} \tag{2-16}$$

换流器的交流侧输出的差模电压考虑基频分量和三倍频分量，各分量的解析表达为：

$$\begin{aligned}
 u_{ac1} &= \frac{0.9N\bar{u}_c}{2} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{1.4P^2 + 4Q^2}}{10.8\omega Cu_{c0}} \cos(\theta + \varphi_1) + \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{53.3\omega Cu_{c0}} \cos(\theta + \varphi_2) + A_2 + A_3 \\
 u_{ac3} &= \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{53.3\omega Cu_{c0}} \cos(3\theta + \varphi_2) + A_2 + A_3
 \end{aligned} \tag{2-17}$$

根据式(2-17)可知，环流抑制器输出的差模电压数量级较小可以忽略，另外在采用 YD 接线的联结变压器时，三次零序电压分量与直流中位点的电压相同。

2.2.2 稳态特性解析计算结果验证

在 PSCAD/EMTDC 平台下搭建了如图 2-3 所示的双端 MMC-HVDC 输电系统，以验证上一节稳态特性分析的准确性。主要参数如表 2-1 所示。

表 2-1 仿真系统主要参数

项目	参数	项目	参数
直流电压/kV	500	联结变压器变比/kV	400/270
子模块电容值/F	0.005	变压器额定容量/MW	1590
桥臂子模块个数 N	200	变压器联结组别	Yd1
桥臂等效电感/H	0.05	变压器漏抗/p.u.	0.18
网侧等效电感/H	0.0479	阀侧等效电感/H	0.01
网侧等效电阻/ Ω	1.5034	直流线路出口电感/H	0.1
额定有功功率/MW	800	额定无功功率/MVar	100

如图 2-4 所示，子模块电容电压的直流分量基本随着线路的无功功率线性变化，与式(2-13)的计算结果接近。而当线路有功功率发生变化时，电容电压的直流分量几乎保持不变。

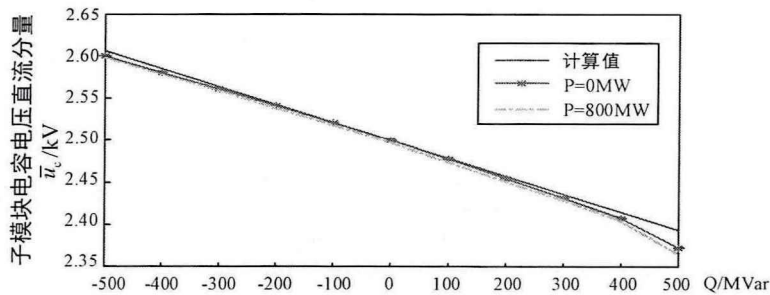


图 2-4 子模块电容电压直流分量关于无功功率的仿真结果

图 2-5 和图 2-6 为环流抑制下桥臂电容电压纹波分量仿真波形与解析值的对比图。上下桥臂电容电压仍然主要由幅值相等相位相反的基频纹波分量和幅值相同相位相同的二倍频纹波分量构成。

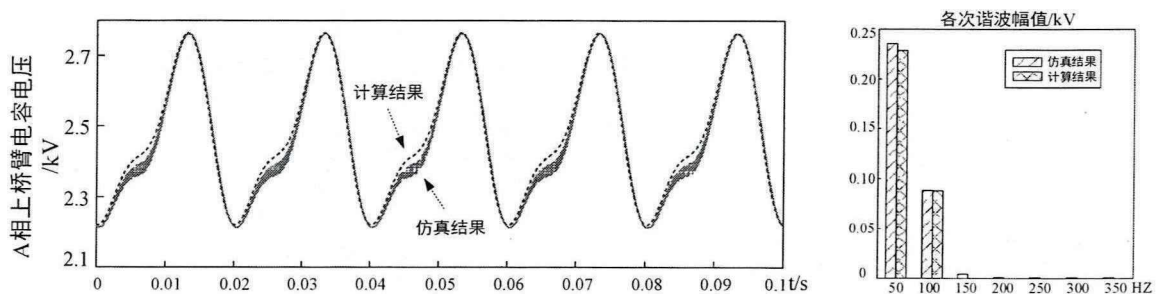


图 2-5 A 相上桥臂电容电压仿真结果与解析结果对比图

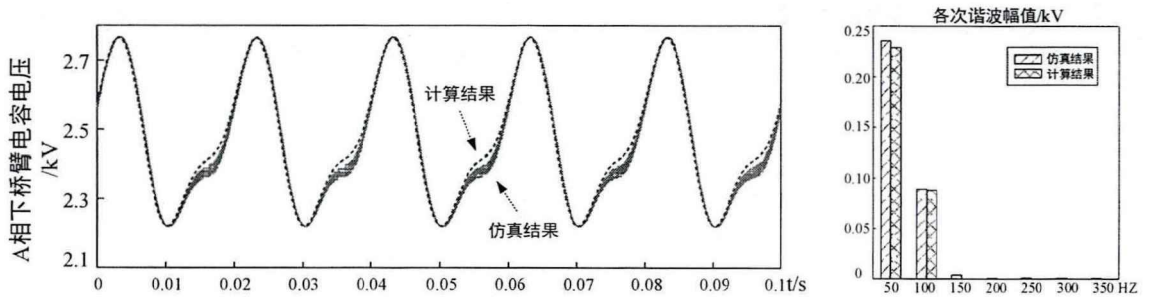


图 2-6 A 相下桥臂电容电压仿真结果与解析结果对比图

如图 2-7 和图 2-8 所示，即使环流抑制器抑制了大部分的桥臂环流，但是共模电压和桥臂环流的解析式仍然可较好得反映仿真过程中剩余的二倍频及四倍频分量的幅值和相位。

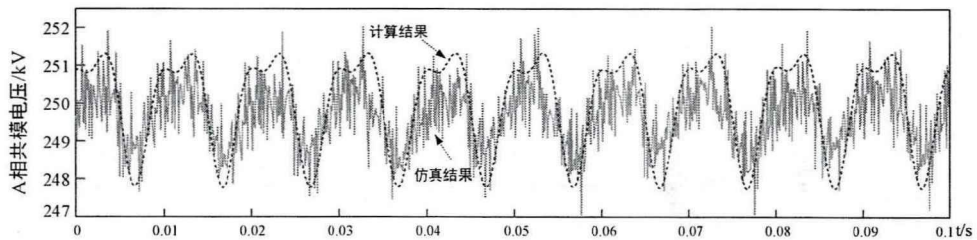


图 2-7 A 相阀段输出的共模电压仿真结果与解析结果对比图

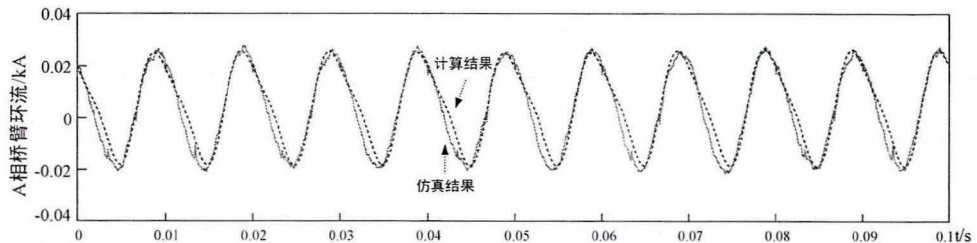


图 2-8 A 相桥臂环流仿真结果与解析结果对比图

二倍频的环流抑制器作用于桥臂共模输出电压分量，对于差模电压分量影响很小。如图 2-9 所示，不考虑环流抑制器的交流输出电压解析式与采用环流抑制的仿真结果重合程度很高。

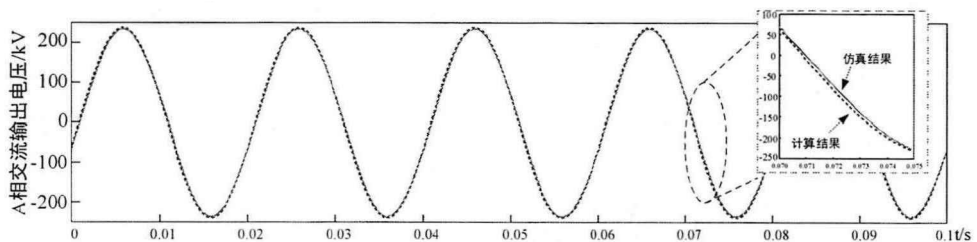


图 2-9 A 相交流输出电压仿真结果与解析结果对比图

同样的，如图 2-9 所示，不考虑环流抑制器的直流中位点电压解析式与采用环流抑制的仿真结果重合程度较好。

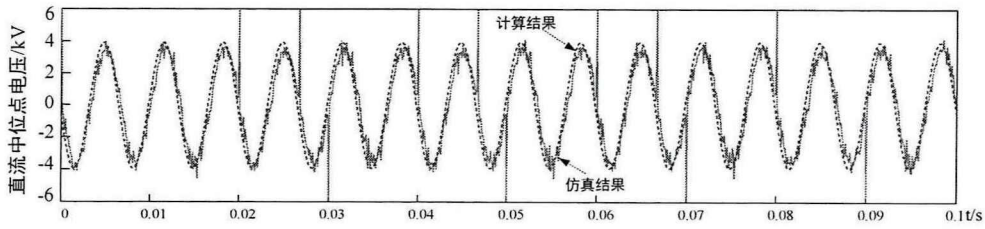


图 2-10 直流中位点电压仿真结果与解析结果对比图

2.3 交流侧不对称故障下 MMC 直流电流二倍频产生机理与抑制

本节讨论了不对称故障下 MMC 内部电气量的耦合关系，指出子模块电容电压、桥臂环流、直流电流、换流器输出交流电压、桥臂共模电压和直流电压各次各相分量在故障下的变化，并针对直流电压二倍频振荡优化了环流抑制控制器。

2.3.1 交流侧不对称故障下直流电流二倍频产生机理及解析计算

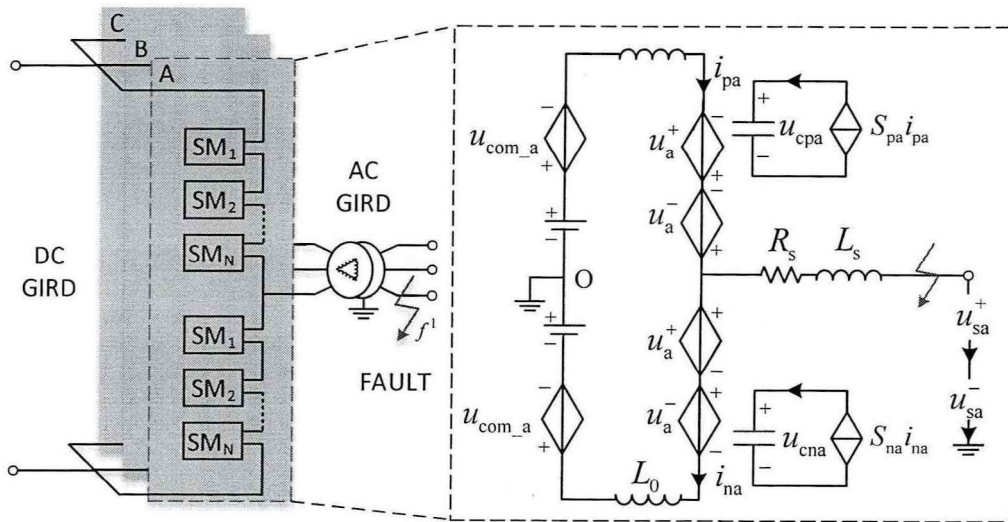


图 2-11 MMC 交流不对称故障单相等效电路图(A 相)

当交流侧发生不对称故障时，负序电流控制器会生成和故障点同幅值同相位的负序电压，以抑制线路上的负序电流，因此变压器阀侧保持三相电流对称，交流回路中换流器出口电压和电流可描述为：

$$\begin{cases} u_{ac} = U_m^+ \cos(\theta_1^+) + U_m^- \cos(\theta_1^-) \\ i_s = I_m \cos(\theta_1^+ + \varphi) \end{cases} \quad (2-18)$$

式中 U_m 、 U_m^- —— 分别为交流正序和负序分量幅值；
 θ —— 下标数字为频次，上标符号为相序。

则故障下的开关函数为:

$$\begin{cases} S_p = \frac{1 - m_1^+ \cos(\theta_1^+) - m_1^- \cos(\theta_1^-) + m_2^+ \cos(\theta_2^+ + \varphi_{\text{cir}}^+) + m_2^- \cos(\theta_2^- + \varphi_{\text{cir}}^-)}{2} \\ S_n = \frac{1 + m_1^+ \cos(\theta_1^+) + m_1^- \cos(\theta_1^-) + m_2^+ \cos(\theta_2^+ + \varphi_{\text{cir}}^+) + m_2^- \cos(\theta_2^- + \varphi_{\text{cir}}^-)}{2} \end{cases} \quad (2-19)$$

式中 φ_{cir}^+ 、 φ_{cir}^- —— 分别为环流电压二倍频正序和负序分量相角。

由于不对称故障下开关函数增加了负序基频分量, 导致了负序交流电压带来的共模电压耦合项中包含有二倍频正序分量, 对于 2.1.2 节中三相独立控制的环流抑制器, 为抑制二倍频正序环流, 开关函数将包含有数量级较小的二倍频正序分量。因此式(2-6)可进一步写成:

$$\begin{cases} \frac{du_{\text{cpj}}}{dt} = \frac{I_{\text{dcj}}}{2C} - \frac{I_m m_1^+ \cos(\varphi)}{8C} - \frac{I_m m_1^- \cos(\varphi^-)}{8C} \\ \quad - \frac{I_{\text{dcj}} m_1^+ \cos(\theta_1^+)}{2C} + \frac{I_m \cos(\theta_1^+ + \varphi)}{4C} - \frac{I_{\text{dcj}} m_1^- \cos(\theta_1^-)}{2C} + \frac{I_m m_2^- \cos(\theta_1^+ + \varphi_{\text{cir}}^-)}{8C} + \frac{I_m m_2^+ \cos(\theta_1^0 + \varphi_{\text{cir}}^+)}{8C} \\ \quad - \frac{I_m m_1^+ \cos(\theta_2^- + \varphi)}{8C} - \frac{I_m m_1^- \cos(\theta_2^0 + \varphi)}{8C} + \frac{I_{\text{dcj}} m_2^- \cos(\theta_2^- + \varphi_{\text{cir}}^-)}{2C} + \frac{I_{\text{dcj}} m_2^+ \cos(\theta_2^+ + \varphi_{\text{cir}}^+)}{2C} \\ \quad + \frac{I_m m_2^- \cos(\theta_3^0 + \varphi_{\text{cir}} + \varphi)}{8C} + \frac{I_m m_2^+ \cos(\theta_3^+ + \varphi_{\text{cir}}^+ + \varphi)}{8C} \\ \frac{du_{\text{cnj}}}{dt} = \frac{I_{\text{dcj}}}{2C} - \frac{I_m m_1^+ \cos(\varphi)}{8C} - \frac{I_m m_1^- \cos(\varphi^-)}{8C} \\ \quad + \frac{I_{\text{dcj}} m_1^+ \cos(\theta_1^+)}{2C} - \frac{I_m \cos(\theta_1^+ + \varphi)}{4C} + \frac{I_{\text{dcj}} m_1^- \cos(\theta_1^-)}{2C} - \frac{I_m m_2^- \cos(\theta_1^+ + \varphi_{\text{cir}}^-)}{8C} - \frac{I_m m_2^+ \cos(\theta_1^0 + \varphi_{\text{cir}}^+)}{8C} \\ \quad - \frac{I_m m_1^+ \cos(\theta_2^- + \varphi)}{8C} - \frac{I_m m_1^- \cos(\theta_2^0 + \varphi)}{8C} + \frac{I_{\text{dcj}} m_2^- \cos(\theta_2^- + \varphi_{\text{cir}}^-)}{2C} + \frac{I_{\text{dcj}} m_2^+ \cos(\theta_2^+ + \varphi_{\text{cir}}^+)}{2C} \\ \quad - \frac{I_m m_2^- \cos(\theta_3^0 + \varphi_{\text{cir}} + \varphi)}{8C} - \frac{I_m m_2^+ \cos(\theta_3^+ + \varphi_{\text{cir}}^+ + \varphi)}{8C} \end{cases} \quad (2-20)$$

式中 φ^- —— 交流电压正序和负序分量的相位差。

根据式(2-20)可知, 在发生不对称故障后电容电压的变化量添加了新的直流分量、基频负序分量、基频零序分量、二倍频正序分量和二倍频零序分量。其中直流分量在三相中不相等, 不考虑直流分量与基频的二次耦合, 其大小与交流电压的正序和负序的相位差有关, 又有:

$$\frac{I_m m_1^- \cos(\varphi_A^-)}{8C} + \frac{I_m m_1^- \cos(\varphi_B^-)}{8C} + \frac{I_m m_1^- \cos(\varphi_C^-)}{8C} = 0 \quad (2-21)$$

交流电压的正序和负序的三相相位差呈负序, 因此由负序电压和正序电流耦合的三相直流分量之和恒为零, 不对称故障下三相交流功率之和与直流功率相等, 电容电压直流分量仍然是稳定的, 但是在三个相单元间功率是不平衡的, 不平衡

功率的大小与负序电压和正序电流的幅值和相角差有关。

根据上桥臂投入的阀段电压 $u_{pj}=NS_p u_{cpj}$ 和下桥臂投入的阀段电压 $u_{nj}=NS_n u_{cnj}$ ，桥臂交流输出电压和共模电压可近似描述为：

$$\begin{cases} u_{ac} = U_m^+ \cos(\theta_1^+) + U_m^- \cos(\theta_1^-) + B_{ac1} \cos(\theta_1^0 + \varphi_{ac1}) + \\ \quad B_{ac2} \cos(\theta_3^- + \varphi_{ac2}) + B_{ac3} \cos(\theta_3^0 + \varphi_{ac3}) + A_3 \\ u_{dc} = \frac{1}{2} U_{dc} + B_{dc1} \cos(\theta_2^+ + \varphi_{dc1}) + B_{dc2} \cos(\theta_2^- + \varphi_{dc2}) + B_{dc3} \cos(\theta_2^0 + \varphi_{dc3}) + \\ \quad B_{dc4} \cos(\theta_4^+ + \varphi_{dc4}) + B_{dc5} \cos(\theta_4^- + \varphi_{dc5}) + A_3 \end{cases} \quad (2-22)$$

式中 B_{acn} 、 B_{dcn} —— 分别为交流电压和共模电压对应分量的幅值， $n=1,2,\dots$ ；
 φ_{acn} 、 φ_{dcn} —— 分别为交流电压和共模电压对应分量的相位角。

根据式(2-22)可知，故障下的交流电压主要由基频正负序电压组成，还含有少量的三倍频负序电压分量和基频、三倍频零序分量。而共模电压在环流抑制器的作用下正负序二倍频电压分量被抑制，但是由于缺乏对零序分量的抑制，其零序分量的含量较多，直流电压和直流电流呈现二倍频的波动。

2.3.2 交流侧不对称故障下直流电流二倍频抑制

本文在经典双序控制的基础上优化了环流抑制器，添加了二倍频零序环流抑制，以消除直流电流二倍频波动，控制框图 2-12 所示。

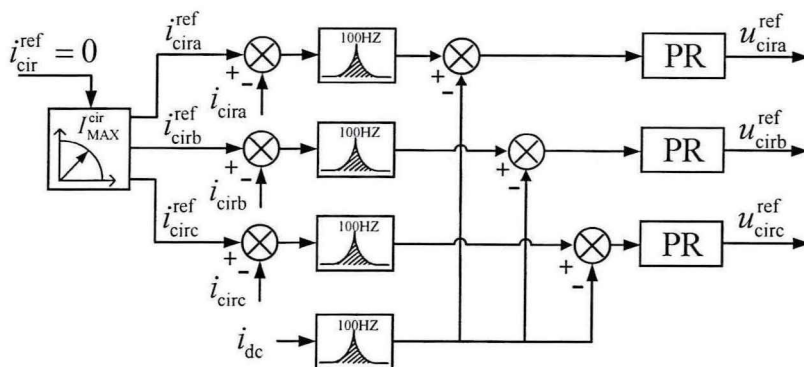


图 2-12 含有直流纹波抑制的环流抑制器

2.3.3 交流侧不对称故障机理分析与抑制效果验证

在 PSCAD/EMTDC 平台下搭建了如图 2-3 所示的双端 MMC-HVDC 输电系统。主要参数如表 2-1 所示。在定功率换流站的变压器网侧设置 A 相接地故障。

如图 2-13 所示，不对称故障下三相桥臂电流除了含有流入直流线路的直流

电流分量外,还含有不平衡的直流电流分量。负序电压的幅值为 87kV(调制比为 0.348),正序电流的幅值 3.89kA,两者相位差约为 113°。因此,桥臂 A 相环流的直流分量为 $0.348 \times 3.89 \times \cos(113^\circ)/4 = -0.132\text{kA}$; B 相环流直流分量为 $0.348 \times 3.89 \times \cos(233^\circ)/4 = -0.204\text{kA}$; C 相环流直流分量 $0.348 \times 3.89 \times \cos(353^\circ)/4 = 0.336\text{kA}$,与仿真结果一致。

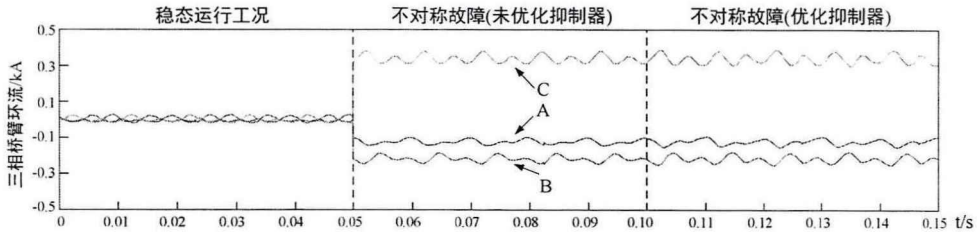


图 2-13 三相桥臂环流仿真结果

图 2-14 和图 2-15 为上下桥臂电容电压在稳定运行工况、不对称故障工况和切换至优化环流抑制器的仿真结果对比图。图 2-16 为上述三种情况下电容电压正负零序各频次的幅值对比图。可见,故障下随着交流电流的增大,电容电压正序基频分量和零序三倍频分量相应增大,而负序基频分量、零序基频分量和零序二倍频分量显著增加,其大小与稳态下就存在的负序二倍频分量相当,不能忽略。

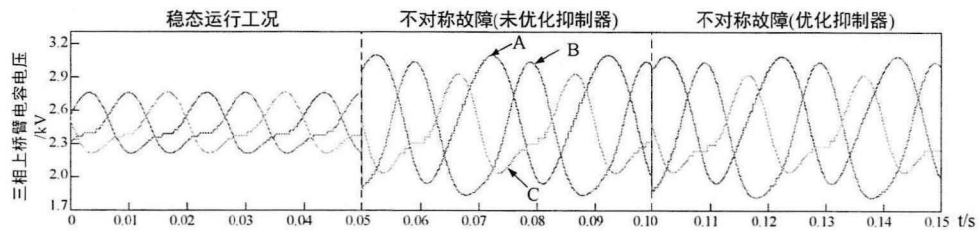


图 2-14 三相上桥臂电容电压仿真结果

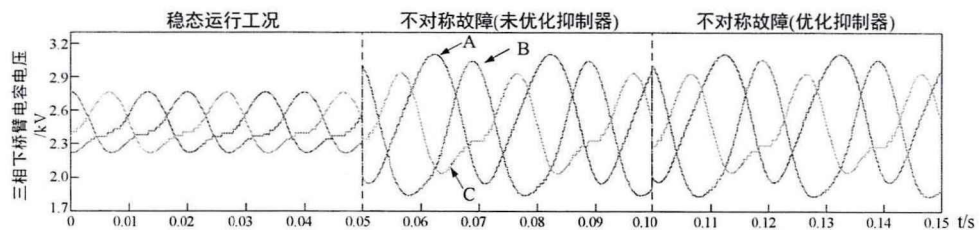


图 2-15 三相下桥臂电容电压仿真结果

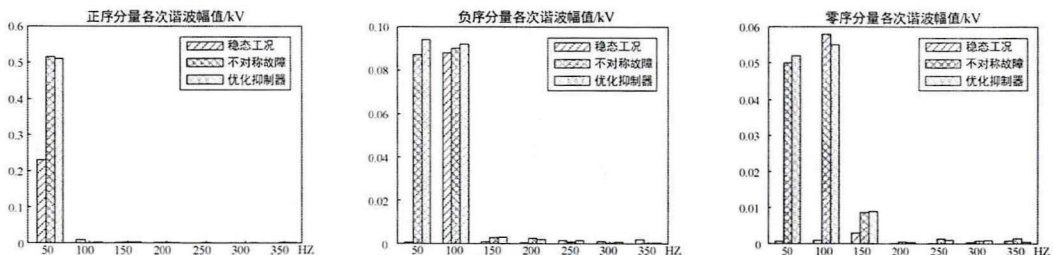


图 2-16 三相电容电压正负零序频谱对比仿真结果

不对称故障下，换流器仍需要与网侧交换有功功率和无功功率，并且为保证三相电流对称，抑制网侧负序电流，交流输出电压的主要部分由基频正序分量和少量的三倍频负序分量组成。如图 2-17 和图 2-18 所示，直流中位点电压的三倍频分量在故障后略微减小，但是基频分量的占比显著增大，与式(2-22)的分析结果一致。

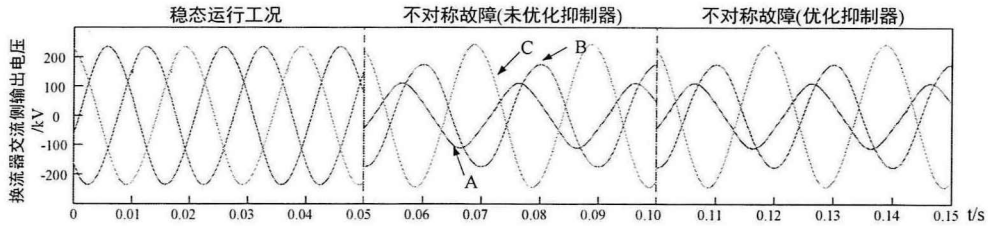


图 2-17 换流器输出交流电压仿真结果

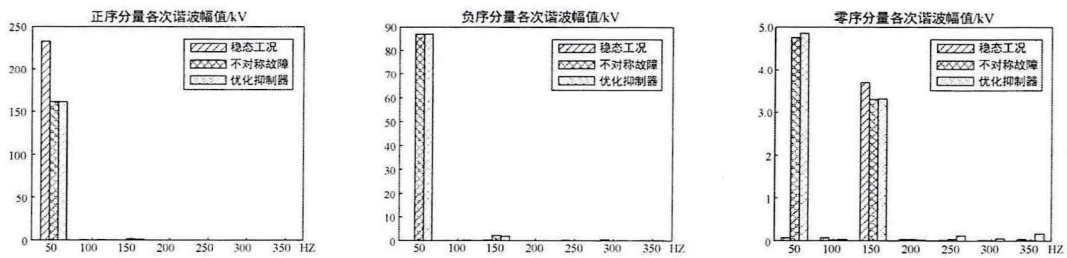


图 2-18 换流器输出交流电压正负零序频谱对比仿真结果

稳态工况下，由于环流抑制器的作用，三相共模电压的二倍频负序分量被抑制，但相应产生了四倍频正序分量。如图 2-19 和图 2-20 所示，未优化环流抑制之前，故障下三相共模电压呈现幅值较大的二倍频零序分量，投入优化的环流抑制器之后，二倍频零序分量消失，三相共模电压保持对称。

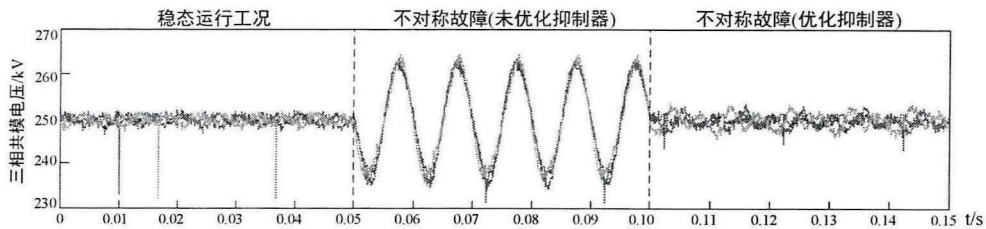


图 2-19 三相共模电压仿真结果

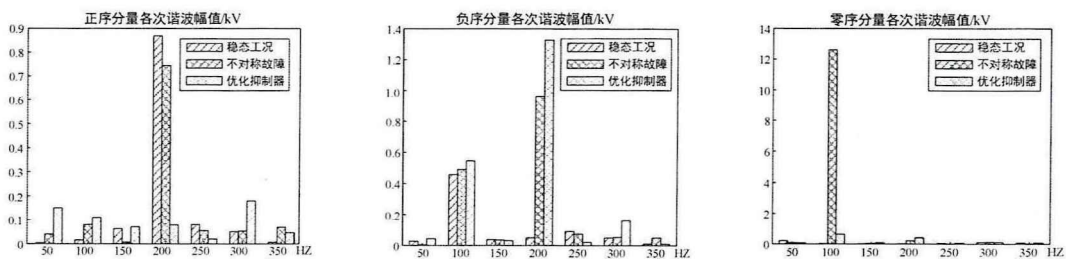


图 2-20 三相共模电压正负零序频谱对比仿真结果

同三相共模电压的零序分量，直流线路的直流电压和直流电流在故障下出现

了波动明显的二倍频扰动，波动幅值约为 0.05p.u. ，严重影响系统的稳定性。投入经过优化的环流抑制器后，直流线路的波动消失，抑制效果明显，抑制器有效。

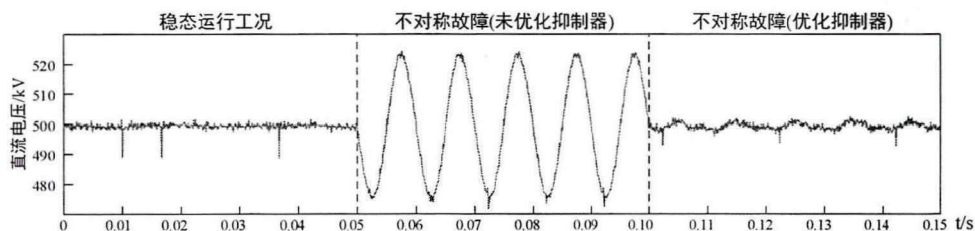


图 2-21 直流线路直流电压仿真结果

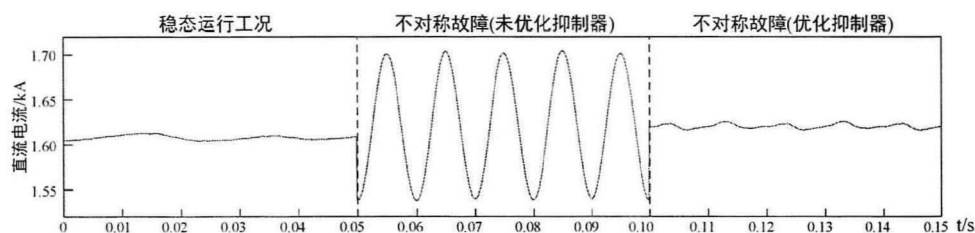


图 2-22 直流线路直流电流仿真结果

由以上仿真结果可知，直流电流抑制器消除了故障下的共模零序电压分量，可对共模零序电流的谐波分量进行有效的抑制，而对其余共模正负序分量和差模分量的影响很小，如图 2-13 至 2-18 所示。

2.4 MMC 直流双极故障时反映馈入扰动的电流迭代计算

本节针对直流双极故障下 MMC 直流共模电压和直流电流的计算方法进行了具体分析和研究。直接采用解析式求解故障电流的方法适用于不考虑交流馈入电流和电压环流扰动量的情形，因此，本文提出计算故障电流的迭代求解方法，采用该方法计算得到的故障电流能够反映馈入电流和电压扰动量对故障电流的影响。

2.4.1 考虑馈入扰动量影响的直流双极短路故障电流迭代计算

如图 2-22 所示，当直流侧发生双极短路时，在直流回路中直流电流迅速升高，子模块电容快速放电，电容电压降低，迫使换流器交流侧输出电压降低，进而交流电流升高。然而直流回路电压变化大、阻尼小，电流上升速度远比交流电流快，短时间内严重的过流将对电子电力设备造成严重的影响，因此通常要求换流器在数毫秒内处理故障。基于此，本节仅对故障发生后数毫秒内的换流器特性进行分析。

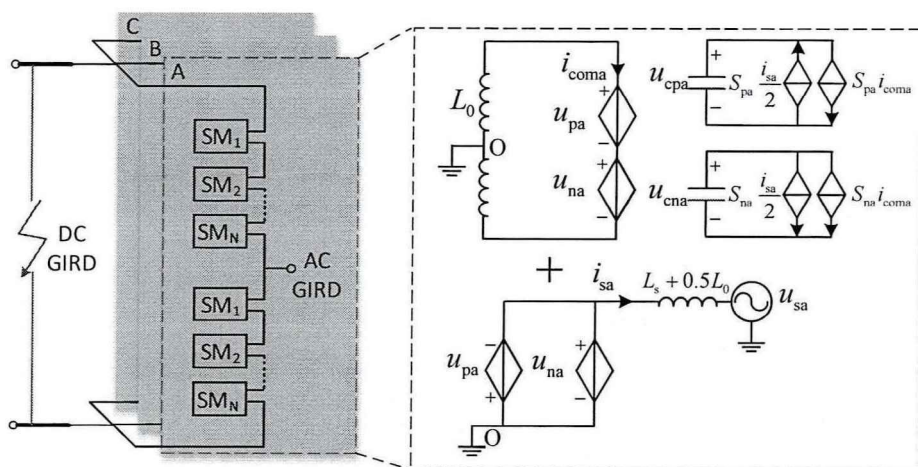


图 2-22 MMC 直流双极短路下单相等效电路图(A 相)

假定直流电流在故障下仍在三相间平均分布,则故障后子模块的电容电压可用下式表示:

$$\begin{cases} u_{cpj} = u_{cpj0} + \frac{1}{C} \int (-\frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_{acj}}{2})(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}m_j) dt \\ u_{cnj} = u_{cnj0} + \frac{1}{C} \int (-\frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_{acj}}{2})(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}m_j) dt \end{cases} \quad (2-23)$$

式中 u_{cpj0} 、 u_{cnj0} —— 分别为 j 相上下桥臂故障时刻的电容电压值;

m_j —— j 相交流电压调制比,在短时间内调制比幅值 m 不发生变化。

则双极短路故障后直流回路方程为:

$$u_{com} = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = \frac{N}{3} (\sum_{j=a,b,c} (\frac{1}{2} - \frac{1}{2}m_j) u_{cpj} + (\frac{1}{2} + \frac{1}{2}m_j) u_{cnj}) \quad (2-24)$$

式中 L_{dc} —— 双极短路下直流回路的等效电感;

u_{com} —— 故障情况下的共模电压大小,可近似认为与子模块电压直流分量呈线性关系。

将式(2-23)代入式(2-24)可得:

$$L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = U_{dc0} + \frac{N}{6C} \int (-i_{dc} + \frac{1}{2} \sum_j m_j i_{acj}) dt + \frac{N}{6C} \sum_j m_j \int (\frac{1}{2} i_{acj} - \frac{1}{3} m_j i_{dc}) dt \quad (2-25)$$

若忽略交流侧馈入电流 i_{ac} 以及环流扰动分量 $m_j i_{dc}$, 则式(2-25)可简化为:

$$L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = U_{dc0} - \frac{N}{6C} \int i_{dc} dt \quad (2-26)$$

式(2-26)为二阶谐振方程,其解为^[50]:

$$i_{dc} = \frac{U_{dc0}}{\omega_r L_{dc}} \sin(\omega_r t - \omega_r t_0) - I_{dc0} \cos(\omega_r t - \omega_r t_0) = I_{dc} \sin(\omega_r t + \varphi_{dc}) \quad (2-27)$$

式中 ω_r —— 谐振频率, $\omega_r = \sqrt{NI/(6L_{dc}C)}$;

t_0 —— 故障时刻;

I_{dc0} —— 稳态直流电流大小;

I_{dc} 、 φ_{dc} —— 分别为故障电流的幅值和相位角。

式(2-27)中, 故障电流初值远小于故障电流峰值, φ_{dc} 接近为零, 直流电流在约四分之一谐振周期时达到峰值, 而半桥子模块无法反向充电, 因此子模块电容能量大部分转移至直流回路电感后不会再形成谐振。待子模块电容能量释放完毕, 交流侧相当于三相阻抗接地。

考虑环流扰动分量, 将式(2-27)的初步解代入式(2-25), 可得环流扰动分量的近似值为:

$$\sum_j m_j \int \left(\frac{1}{3} m_j i_{dc}\right) dt = \frac{I_{dc} m^2 \omega_r}{2(\omega_r^2 - \omega^2)} [\cos(\omega t - \omega t_0 + \omega_r t_0 + \varphi_{dc}) - \cos(\omega_r t + \varphi_{dc})] \quad (2-28)$$

环流的扰动分量可看成基频和谐振频率两个不同频率分量的叠加, 叠加而成的驻波在故障发生的短时间内方向为负, 因此考虑环流扰动分量之后, 直流电流的上升速度将减慢。

由于故障后子模块电压降低, 换流器输出交流电压幅值相应减小, 而基频调制比短时间内不发生变化, 因此考虑馈入电流在故障后的变化可描述为:

$$L_{ac} \frac{di_{acj}}{dt} = (U_{sj} - \frac{U_{dc0}}{2} m_j) + (\frac{U_{dc0}}{2} - \frac{L_{dc}}{2} \frac{di_{dc}}{dt}) m_j \quad (2-29)$$

式中 L_{ac} —— 双极短路下交流回路的等效电感。

式(2-29)中第一项为稳态下的交流电流, 第二项为由于共模电压跌落而引起的交流馈入电流的变化量, 可根据式(2-25)由直流电流直接计算得到。

考虑到交流侧馈入直流量和环流扰动分量对直流短路电流的影响, 仅本文提出通过迭代求解的方法求解直流故障电流和共模电压, 具体步骤如下:

(1) 选取迭代初值: 通过式(2-26)和式(2-27)计算直流故障电流和共模电压的初值, 记为 i_{dc}^0 和 u_{dc}^0 ;

(2) 计算交流馈入电流: 代入 u_{dc}^k 到式(2-29)计算馈入电流 i_{ac}^k ;

(3) 计算环流扰动分量: 代入 i_{ac}^k 到式(2-28)计算环流扰动分量 Δu_{dc}^k ;

(4) 更新直流故障电流和共模电压: 将交流馈入电流 i_{ac}^k 和环流扰动分量 Δu_{dc}^k 代入到式(2-25)更新 u_{dc}^k 和 i_{dc}^k , 满足精度要求则结束, 不满足则转(2)。

相比于解析式直接求解的方法, 迭代法在计算过程中求解了交流侧的馈入电流, 因此可以借助迭代法详细分析故障下各个桥臂的暂态电流、暂态电容电压等内部电气量变化情况。

2.4.2 直流双极短路故障直流电流结果对比

在 PSCAD/EMTDC 平台下搭建了如图 2-3 所示的双端 MMC-HVDC 输电系统。主要参数如表 2-1 所示。在直流线路出口处设置 0 时刻双极短路故障，短路电阻为 0.001Ω 。

如图 2-23 和图 2-34 所示，直接采用式(2-27)计算的直流故障电流相对于仿真结果数值偏高，采用本文提出的考虑馈入扰动量的迭代计算方法能够补偿交流侧馈入的电流和环流扰动分量对故障电压和故障电流的影响，计算结果更加接近仿真结果。

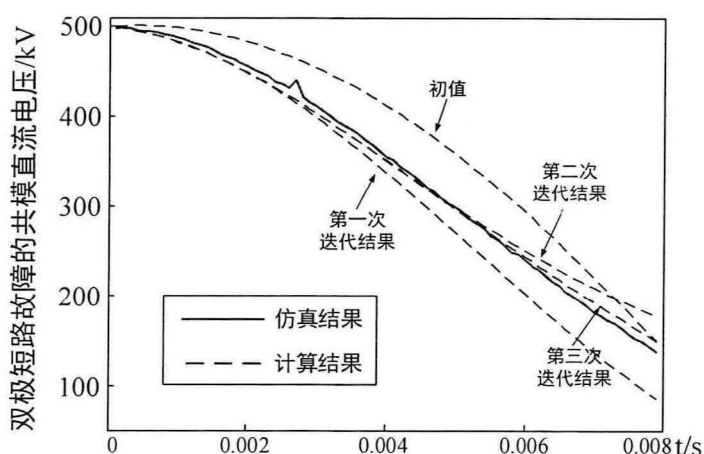


图 2-23 双极短路下直流共模电压仿真结果与计算结果对比图

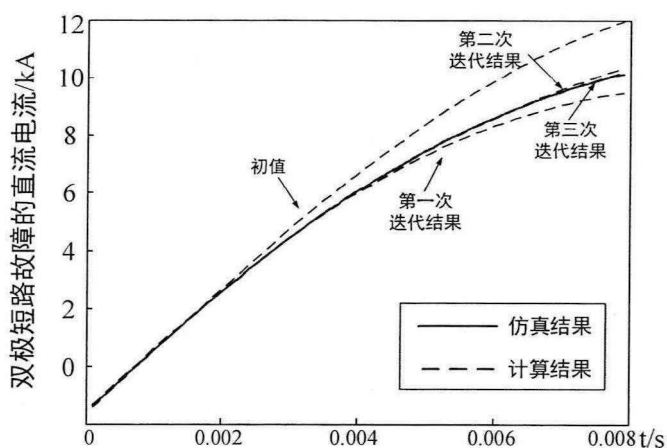


图 2-24 双极短路下直流电流仿真结果与计算结果对比图

本文提出的迭代计算的方法不仅可以计算直流电流在故障后的变化趋势，还可以计算交流馈入电流在故障后的变化趋势，计算结果与仿真结果的相似程度较高。

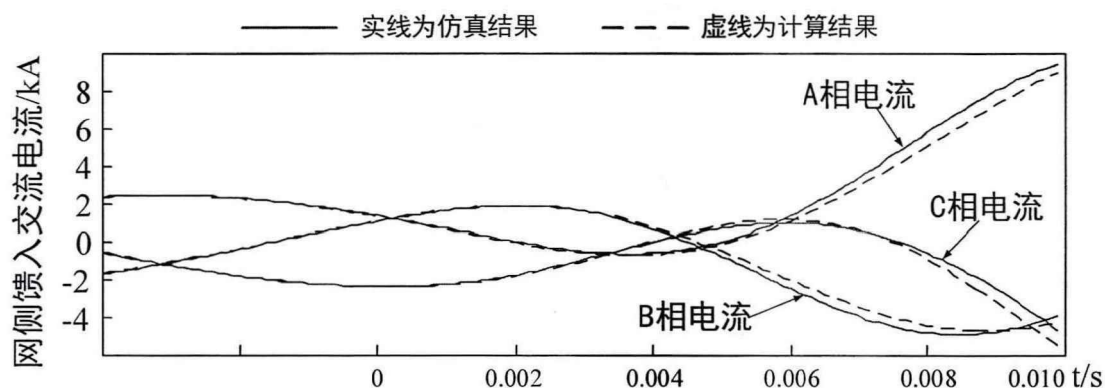


图 2-25 双极短路下网侧馈入电流仿真结果与计算结果对比图

2.5 本章小结

本章介绍了 MMC 拓扑结构与经典双序控制系统，推导了稳态情况下和故障情况下换流器内部电容电压波动和共差模电压的数学模型，并研究了桥臂电流和子模块电容电压与交流电压、直流电压的耦合关系，主要结论如下：

1) 当换流器的拓扑结构和调制策略保持上下桥对称时，直流电流和交流电流将会在电容电压上耦合出不同频率的谐波分量。其中偶数倍频正负序分量仅会出现在桥臂环流、环流电压和共模电压中，而偶数倍频零序分量出现在直流电压中。同样的，奇数倍频正负序分量出现在交流电流和交流电压中，而奇数倍频零序分量出现在直流中位点电压中。

2) 发生不对称故障时，三相桥臂环流会产生不相等的直流分量，其大小与交流电压的正序和负序的相位差有关，这些直流分量总和恒为零，因此不会影响直流侧的直流分量。另一方面，由于负序电压和正序电流作用产生的零序功率流入到换流器的三相单元中，直流电压呈现二倍频波动，本章通过添加直流电流二倍频抑制改进环流抑制器，消除了直流电压波动。

3) 利用解析计算式求解直流双极短路故障电流无法考虑网侧馈入电流和环流扰动量的影响，本章提出的迭代求解故障电流的方法不但准确度更高，而且便于分析故障初期各桥臂子模块的电容电压变化情况。

第 3 章 交流不对称故障下 MMC-HVDC 的等效电路 及故障穿越策略

3.1 不对称工况下的 MMC 数学模型及等效电路

MMC 的子模块电容作为储能元件耦合了交流侧电流、直流电流、桥臂环流等电流信号，不对称工况下这种耦合过程更加复杂，给换流器的安全稳定造成了威胁。因此建立适应复杂工况的换流器模型，有助于提高换流器控制能力。本节基于换流器每个桥臂对应一个控制自由度的特点，建立了换流器的平均值模型。

3.1.1 MMC 电流平均值模型

本章采用的三相半桥型模块化多电平换流器的主电路拓扑结构如图 3-1 所示。图中， $u_{vj}(j=a,b,c)$ 为单元出口交流相电压； i_{sj} 为交流侧相电流； I_{dc} 为直流线路的注入电流； U_{dcm} 为直流线路级间电压。

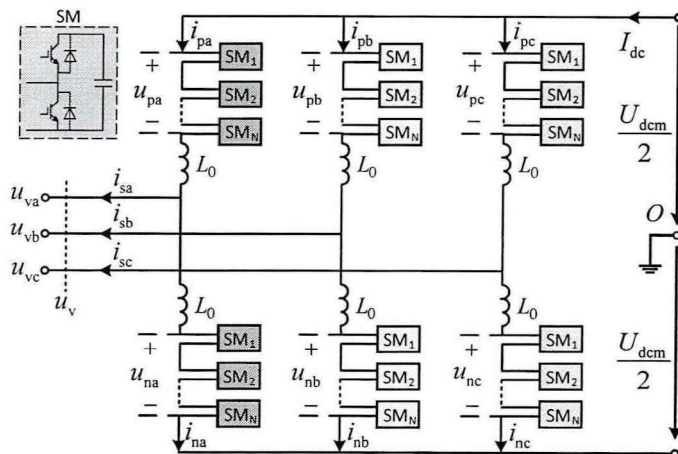


图 3-1 三相 MMC 拓扑结构图

MMC 的每一相单元在直流两级之间级联了上、下两个桥臂；各桥臂由 N 个相同的子模块和桥臂电感 L_0 串联组成；子模块采用半桥结构，由一个 IGBT 半桥开关器件和直流储能电容组成。 u_{pj} 、 u_{nj} 分别为上、下桥臂阀段输出电压； i_{pj} 、 i_{nj} 分别为上、下桥臂的桥臂电流；其中，p 代表上桥臂，n 代表下桥臂。

本文采用的双端 MMC-HVDC 输电系统如图 3-2 所示。一次系统包括两个 MMC 换流站，分别为定功率换流站和定电压换流站。每个换流站经过 Y-N-d 方式的联结变压器接入电网。本文效仿 Trans Bay Cable 工程在阀侧采用星型电抗 L_{s0} 构造中性点，然后将中性点经接地电阻 R_{s0} 接地，为直流线路提供电位参考点。 u_s 为交流电网电压； U_{dc} 为直流侧电压； L_s 为变压器阀侧等效电感； R_s 为变压器

阀侧等效电阻； L_{dc} 为直流级间等效电感； R_{dc} 为直流级间等效电阻。

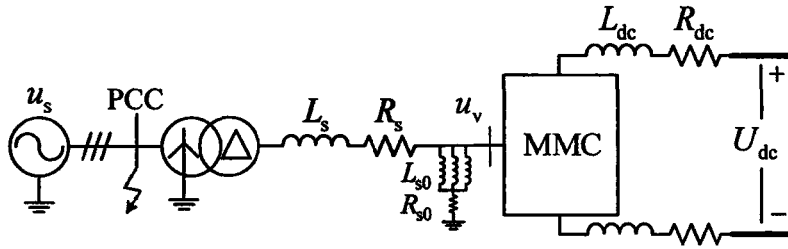


图 3-2 MMC-HCDC 的系统单线图

忽略元件参数差异，并认为直流电压呈现对称的正负极性。根据图 3-1，由基尔霍夫电压定律可得：

$$\begin{aligned} u_{vj} &= +\frac{1}{2}U_{dcm} - u_{pj} - i_{pj}(L_0 \frac{d}{dt}) \\ &= -\frac{1}{2}U_{dcm} + u_{nj} + i_{nj}(L_0 \frac{d}{dt}) \end{aligned} \quad (3-1)$$

对三相桥臂的上下阀段输出电压 u_{pj} 、 u_{nj} 及上下桥臂电流 i_{pj} 、 i_{nj} 作以下共模和差模变换：

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma j} \\ u_{\Delta j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ -1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{pj} \\ u_{nj} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\Sigma j} \\ i_{\Delta j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pj} \\ i_{nj} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

式中 u_{Σ} 、 $u_{\Delta j}$ —— 分别为阀段输出的共模电压分量和差模电压分量；
 i_{Σ} 、 $i_{\Delta j}$ —— 桥臂共模电流分量和差模电流分量。

将式(3-2)和式(3-3)代入式(3-1)可得：

$$\begin{cases} u_{vj} = u_{\Delta j} - i_{\Delta j}(L_0 \frac{d}{dt}) \\ \frac{U_{dcm}}{2} = u_{\Sigma j} + i_{\Sigma j}(L_0 \frac{d}{dt}) \end{cases} \quad (3-4)$$

对三相共差模分量进行 Clark 变换，变换前后，功率不变，即采用的相模变换矩阵为：

$$S_{\alpha\beta 0}^1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

进行坐标变换后可得:

$$\begin{bmatrix} u_{cir\alpha} & u_{cir\beta} & u_{cir0} \\ u_{ac\alpha} & u_{ac\beta} & u_{ac0} \\ i_{cir\alpha} & i_{cir\beta} & i_{cir0} \\ i_{ac\alpha} & i_{ac\beta} & i_{ac0} \end{bmatrix}^T = S_{\alpha\beta 0}^1 \begin{bmatrix} u_{\Sigma a} & u_{\Sigma b} & u_{\Sigma c} \\ u_{\Delta a} & u_{\Delta b} & u_{\Delta c} \\ i_{\Sigma a} & i_{\Sigma b} & i_{\Sigma c} \\ i_{\Delta a} & i_{\Delta b} & i_{\Delta c} \end{bmatrix}^T \quad (3-6)$$

式中 u_{cirx} 、 i_{cirx} ——分别为阀段环流电压分量分量和桥臂环流分量, $x=\alpha,\beta$;
 u_{cir0} 、 i_{cir0} ——分别为阀段直流电压分量和桥臂直流注入分量;
 u_{acx} 、 i_{acx} ——分别为阀段交流侧正负序电压和正负序电流分量, $x=\alpha,\beta$;
 u_{ac0} 、 i_{ac0} ——分别为阀段零序交流电压分量和交流侧电流零序分量。

根据式(3-6)可以发现,六个桥臂上阀段输出电压对应了六个独立控制自由度,这些控制自由度在经过共差模变换和 Clark 变换后,被映射到共模正负零序和差模正负零序坐标下。

将式(3-6)代入式(3-4)可得:

$$\begin{cases} u_{acx} = u_{vx} + i_{acx} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{ac0} = \sqrt{3}u_{v0} + i_{ac0} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{cirx} = 0 - i_{cirx} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{cir0} = \frac{\sqrt{3}U_{dcm}}{2} - i_{cir0} (L_0 \frac{d}{dt}) \end{cases} \quad (3-7)$$

式中 u_{vx} 、 u_{v0} ——由换流器单元出口电压 u_{vj} 经过矩阵 $S_{\alpha\beta 0}^1$ 变换后得到。

根据式(3-7)可知,换流器的平均值模型包含六个方程对应六个控制自由度,其中除环流电流方程外均与交流网络和直流网络的联接形式和结构有关。再根据图 3-2,同样由基尔霍夫电压定律可得:

$$\begin{cases} u_{vx} = u_{sx} + 2i_{acx} (L_s \frac{d}{dt} + R_s) \\ u_{v0} = 0 + 2i_{ac0} (L_{s0} \frac{d}{dt} + 3R_{s0}) \\ U_{dcm} = U_{dc} - 2\sqrt{3}i_{cir0} (L_{dc} \frac{d}{dt} + R_{dc}) \end{cases} \quad (3-8)$$

式中 u_{sx} 、 i_{sx} ——由 PCC 点电压电流经过矩阵 $S_{\alpha\beta 0}^1$ 变换后得到。

将式(3-8)代入式(3-7)可得:

$$\begin{cases} u_{acx} = u_{sx} + i_{acx} (L_1 \frac{d}{dt} + R_1) \\ u_{ac0} = 0 + i_{ac0} (L_2 \frac{d}{dt} + R_2) \\ u_{cirx} = 0 - i_{cirx} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{cir0} = \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{2} - i_{cir0} (L_3 \frac{d}{dt} + R_3) \end{cases} \quad (3-9)$$

式中 L_1 、 R_1 —— 分别为正负序回路等值电感和电阻， $L_1=2L_s+L_0$ ， $R_1=2R_s$ ；
 L_2 、 R_2 —— 分别为零序回路等值电感和电阻， $L_2=2\sqrt{3}L_{s0}+L_0$ ， $R_2=6\sqrt{3}R_{s0}$ ；
 L_3 、 R_3 —— 分别为直流回路等值电感和电阻， $L_3=3L_{dc}+L_0$ ， $R_3=3R_{dc}$ 。

换流器等效电路如图 3-3 所示，直流电流 i_{cir0} 、桥臂环流正负序电流分量 i_{cirx} 、交流侧电流正负序分量 i_{acx} 和交流侧电流零序分量 i_{ac0} 通过桥臂电容耦合在一起。

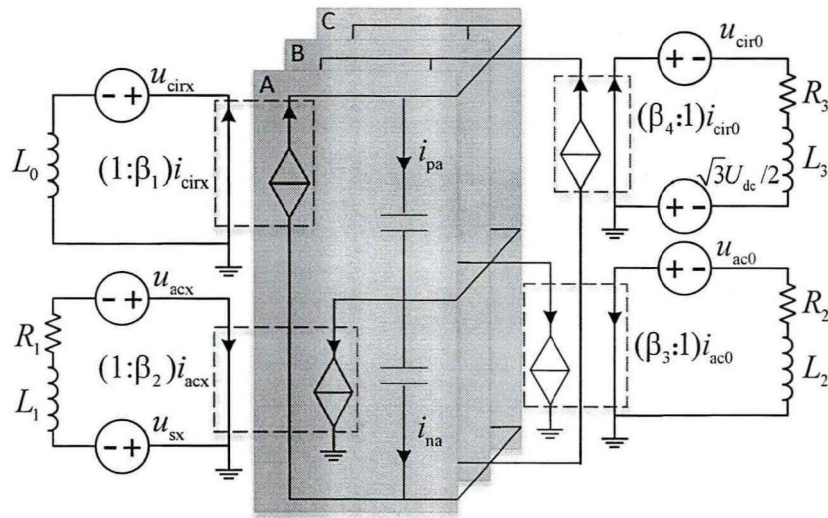


图 3-3 MMC 等效电路

本小节利用换流器桥臂电流包含多种电流信号的特点，在 $\alpha\beta 0$ 坐标系下采用共差模分量变换，得到直流电流、桥臂环流、正负序交流电流、零序交流电流的动态方程。

3.1.2 MMC 桥臂功率和能量模型

本小节考虑随着电容充放电功率不平衡产生的电容电压能量分布不均衡问题，建立了换流器功率和能量的数学模型。

假定各桥臂子模块电容电压在均压策略下完全一致，则桥臂电容的储能与阀

段充电功率的关系可表示为:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{W}_{pj}}{dt} = \frac{1}{2}NC \frac{d\bar{u}_{cpj}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_{pj} dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{pj} u_{pj} dt \\ \frac{d\bar{W}_{nj}}{dt} = \frac{1}{2}NC \frac{d\bar{u}_{cnj}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_{nj} dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{nj} u_{nj} dt \end{cases} \quad (3-10)$$

式中 p_{pj} 、 p_{nj} —— 分别为上下阀段充电功率;
 \bar{W}_{pj} 、 \bar{W}_{nj} —— 分别为上下桥臂电容储能的直流分量;
 \bar{u}_{cpj} 、 \bar{u}_{cnj} —— 分别为上下桥臂电容电压的直流分量;
 N —— 桥臂子模块个数;
 C —— 子模块的电容值;
 T —— 工频周期;。

将式(3-2)和式(3-3)代入式(3-10)可得:

$$\begin{cases} \frac{1}{2}NC \frac{du_{\Sigma j}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} (u_{\Sigma j} i_{\Sigma j} - u_{\Delta j} i_{\Delta j}) dt \\ \frac{1}{2}NC \frac{du_{\Delta j}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} (u_{\Delta j} i_{\Sigma j} - u_{\Sigma j} i_{\Delta j}) dt \end{cases} \quad (3-11)$$

式中 $u_{\Sigma j}$ —— 电容电压共模分量, $u_{\Sigma j}^2 = (\bar{u}_{cpj}^2 + \bar{u}_{cnj}^2)/2$;
 $u_{\Delta j}$ —— 电容电压差模分量, $u_{\Delta j}^2 = (\bar{u}_{cnj}^2 - \bar{u}_{cpj}^2)/2$, 方向为上桥臂流向下桥臂;
 同样对电容电压共差模分量进行 Clark 变换, 变换前后, 幅值为原来的三倍,
 采用的相模变换矩阵为:

$$S_{\alpha\beta 0}^2 = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

则进行坐标变换后可得:

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma\alpha}^2 & u_{\Sigma\beta}^2 & u_{\Sigma 0}^2 \\ u_{\Delta\alpha}^2 & u_{\Delta\beta}^2 & u_{\Delta 0}^2 \end{bmatrix}^T = S_{\alpha\beta 0}^2 \begin{bmatrix} u_{\Sigma a}^2 & u_{\Sigma b}^2 & u_{\Sigma c}^2 \\ u_{\Delta a}^2 & u_{\Delta b}^2 & u_{\Delta c}^2 \end{bmatrix}^T \quad (3-13)$$

式中 $u_{\Sigma\alpha}$ 、 $u_{\Sigma\beta}$ —— 三相不平衡共模电容电压的 α 和 β 分量;
 $u_{\Delta\alpha}$ 、 $u_{\Delta\beta}$ —— 三相不平衡差模电容电压的 α 和 β 分量;
 $u_{\Sigma 0}$ —— 三相平衡的共模电容电压;
 $u_{\Delta 0}$ —— 三相平衡的差模电容电压。

式(3-11)等号右边为瞬时功率在一工频周期内的直流分量, 根据瞬时功率理论, 同频且同正序(或同频且同负序)的相电压和相电流产生三相平衡的瞬时功率

直流分量；同频且互为正负序的相电压和相电流产生三相不平衡的瞬时功率直流分量；假定零序仅含有直流分量的情况下，零序电压和零序电流只产生有功功率。在 $\alpha\beta 0$ 坐标系下则可表述为下式：

$$\begin{bmatrix} \bar{p}_{*0} & \bar{p}_{*a} \\ \bar{q}_{*0} & \bar{p}_{*\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{*a} & u_{*\beta} \\ u_{*\beta} & -u_{*a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{*a}^- & i_{*a}^+ \\ i_{*\beta}^- & -i_{*\beta}^+ \end{bmatrix} + u_{*0} \begin{bmatrix} i_{*0} & i_{*a}^{dc} \\ 0 & -i_{*\beta}^{dc} \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

式中 \bar{p}_{*0} 、 \bar{q}_{*0} —— 分别为三相平衡的瞬时有功功率和无功功率直流分量；

\bar{p}_{*a} 、 $\bar{p}_{*\beta}$ —— 分别为三相不平衡的瞬时有功功率直流分量的 α 和 β 分量；

\times —— 上标，表示与电压同频且互为正负序的电流分量；

$-$ —— 上标，表示与电压同频同序的电流分量；

dc —— 上标，表示电流的直流分量。

结合式(3-11)-式(3-14)，对式(3-11)等号左边进行矩阵 $S_{\alpha\beta 0}^2$ 变换，对等号右边应用式(3-14)所示的瞬时功率理论，可得 $\alpha\beta 0$ 坐标系下 MMC 电容电压与桥臂功率的平均值模型为：

$$\frac{1}{2} NC \begin{bmatrix} \frac{du_{\Sigma 0}^2}{dt} & \frac{du_{\Sigma a}^2}{dt} \\ / & \frac{du_{\Sigma \beta}^2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cira} & u_{cir\beta} \\ u_{cir\beta} & -u_{cira} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cira}^- & i_{cira}^+ \\ i_{cir\beta}^- & -i_{cir\beta}^+ \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{aca} & u_{ac\beta} \\ u_{ac\beta} & -u_{aca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{aca}^- & i_{aca}^+ \\ i_{ac\beta}^- & -i_{ac\beta}^+ \end{bmatrix} + u_{cir0} \begin{bmatrix} i_{cir0} & i_{cira}^{dc} \\ 0 & -i_{cir\beta}^{dc} \end{bmatrix} - u_{ac0} \begin{bmatrix} i_{ac0} & i_{aca}^{dc} \\ 0 & -i_{ac\beta}^{dc} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

$$\frac{1}{2} NC \begin{bmatrix} \frac{du_{\Delta 0}^2}{dt} & \frac{du_{\Delta a}^2}{dt} \\ / & \frac{du_{\Delta \beta}^2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aca} & u_{ac\beta} \\ u_{ac\beta} & -u_{aca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cira}^- & i_{cira}^+ \\ i_{cir\beta}^- & -i_{cir\beta}^+ \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{cira} & u_{cir\beta} \\ u_{cir\beta} & -u_{cira} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{aca}^- & i_{aca}^+ \\ i_{ac\beta}^- & -i_{ac\beta}^+ \end{bmatrix} + u_{ac0} \begin{bmatrix} i_{cir0} & i_{cira}^{dc} \\ 0 & -i_{cir\beta}^{dc} \end{bmatrix} - u_{cir0} \begin{bmatrix} i_{ac0} & i_{aca}^{dc} \\ 0 & -i_{ac\beta}^{dc} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

由式(3-15)、式(3-16)可知，交流电网向换流站传输的有功功率直流分量经过桥臂电容和电感后，三相平衡的功率直流分量由直流线路传输至另一端；而三相不平衡的功率直流分量则由直流环流回路形成通路，不会直接影响直流线路的功率传输，被消纳在换流器内部。无功功率被直流线路隔离，阀段作为无功电源，经过桥臂电感的消耗后进入交流电网。因此换流器阀段在有功功率传输路径中作用为串联储能中间元件，在无功功率传输路径中作用为电源或者负荷终端。

稳态工况下，环流电压与环流抑制为零，交直流侧传输功率相同，电容电压稳定。不对称工况下，共模功率不平衡，差模功率不为零，阀段的充放电速度不同步，桥臂电容将呈现不平衡的储能分布，进而影响换流器的运行性能。

3.2 不对称工况下的 MMC 故障穿越控制策略

MMC 桥臂上电流分量的耦合特性是控制自由度耦合的表现,控制自由度相互耦合是 MMC 耦合特性的本质。经典双序电流控制无法实现故障穿越的原因在于未充分利用换流器的控制自由度实现桥臂子模块能量分布的相对均衡,能量分布的改变将引起子模块电容电压的不平衡。经典双序电流控制的控制自由度只有两个,但从图 3-3 和式(3-9)可以看出,MMC-HVDC 系统实际上具有更多的控制自由度,因此实现解耦控制的关键是充分利用控制自由度。

本节提出的 MMC-HVDC 故障穿越策略,统筹子模块、桥臂、相单元和换流器的能量均衡和功率控制环节,充分利用 MMC-HVDC 的控制自由度,实现故障穿越。所提出的控制策略分为最近电平逼近优化调制策略、基于比例积分多谐振的内环控制策略以及综合功率外环控制策略三部分,其中调制策略是内环控制回路的串联去耦环节,内环控制器为外环控制器提供了多种电流信号的内模,保证外环控制器实现故障穿越的目标。

3.2.1 最近电平逼近优化调制策略

最近电平逼近调制策略(NLM)被广泛应用于 MMC 直流输电系统,其中 MMC 的每个桥臂有超过 200 个子模块,尽管每个子模块以基频频率调制,但是输出电压的谐波畸变率非常低。为使阀段的输出电压与调制电压指令值尽量相等,本小节在电压预估 NLM 调制^[19]的基础上提出了 NLM 优化调制策略,算法如下:

1) 阀基控制器将桥臂内各子模块的电容电压全排序,不妨设排序结果为:

$$u_{c1} \leq u_{c2} \leq u_{c3} \leq \dots \leq u_{cN}$$

2) 电容电压的波动量预估为 $\Delta u_c = (i\Delta t)/C$, Δt 为控制器的采样周期。

3) 输入调制电压指令值为 u_{ref}^0 。

4) 判断桥臂电流 i 方向: 正方向为向电容充电转 5), 负方向为向电容放电转 7)。

5) 判断是否需要继续投入子模块,若 $2u_{ref}^k \geq u_{c(k+1)} + \Delta u_c$, 投入未投入子模块中电压最低的子模块 $u_{c(k+1)}$, 否则结束。

6) 更新电压指令值 $u_{ref}^{k+1} = u_{ref}^k - u_{c(k+1)} - \Delta u_c$, 转 5)。

7) 判断是否需要继续投入子模块,若 $2u_{ref}^k \geq u_{c(N-k)} + \Delta u_c$, 投入未投入子模块中电压最高的子模块 $u_{c(N-k)}$, 否则结束。

8) 更新电压指令值 $u_{ref}^{k+1} = u_{ref}^k - u_{c(N-k)} - \Delta u_c$, 转 7)。

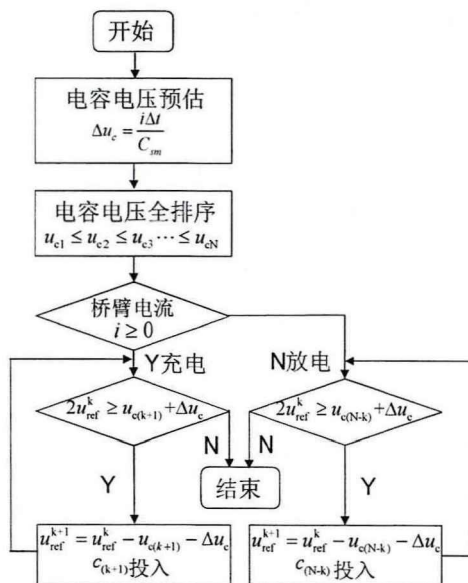


图 3-4 NLM 优化调制策略流程图

优化 NLM 调制策略相比于常规 NLM 调制策略，时间复杂度与空间复杂度相同。以桥臂电流方向为正为例，两种调制策略的流程示意图如图 3-5 所示，均由全排序和投入选择两部分组成，时间复杂度为 $T(n)=O(n\lg n)+O(n)=O(n\log n)$ ，空间复杂度最差情况下为 $S(n)=O(n)+O(n)=O(n)$ ，最优情况下为 $S(n)=O(\lg n)+O(n)=O(n)$ 。优化调制算法与常规调制算法相比，算法的结构没有发生变化，仅投入选择语句由数量恒定变换为电压跟踪最优，计算量和计算时间几乎相同。

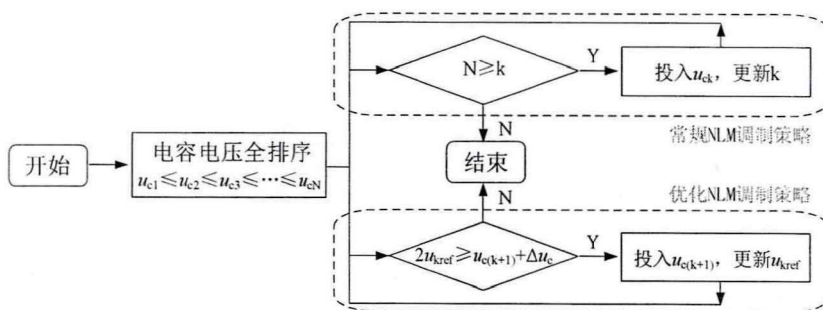


图 3-5 两种 NLM 调制策略的流程示意图（以正方向桥臂电流为例）

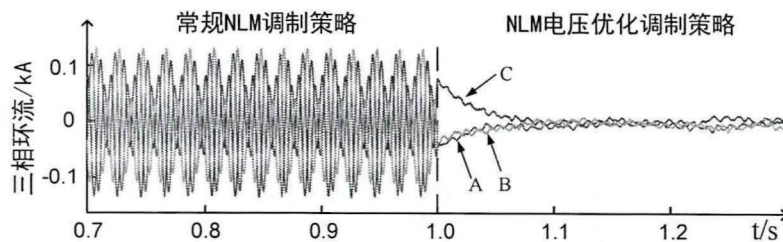


图 3-6 两种 NLM 调制策略的控制效果对比

如图 3-6 所示，在 1.0s 时切换 NLM 电压优化调制策略，环流电压与正负序

交流电压、直流电压解耦，三相环流显著减少。根据调制逻辑，环流电压大小远小于待投切的子模块电容电压值，实际中桥臂子模块的个数有限，子模块电容电压值不会无限小，因此会出现微小的环流波动。

该电容电压均衡策略在保证阀级电容储能平衡的同时，屏蔽了桥臂电流对于阀段输出电压的影响，使得阀段输出电压尽可能跟踪调制电压指令值。因此，阀段输出电压的交流正负序分量、交流零序分量、直流电压分量、桥臂环流电压分量可分别调制，解耦等效电路如图 3-7 所示。值得注意的是，采用 NLM 电压优化调制策略后，直流电压与电容电压的共模零序分量之间不再满足确定的线性关系： $u_{cir0}=Nu_{\Sigma 0}$ ，因为同一相单元投入的子模块数量之和不恒为 N 。

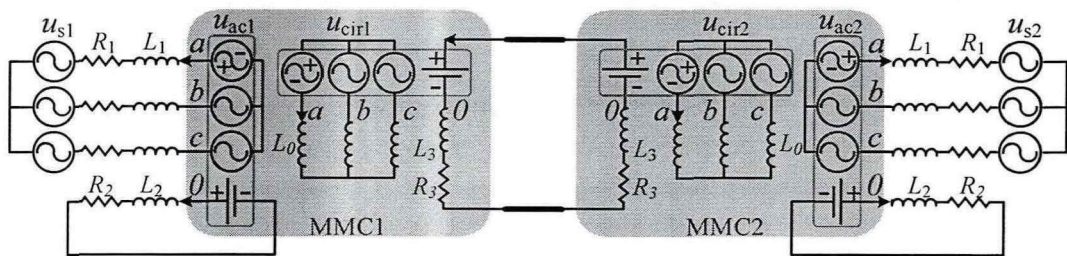


图 3-7 MMC 解耦等效电路

3.2.2 基于比例积分多谐振的内环控制器

为实现桥臂电流的无静差跟踪，即保证桥臂电流的质量，采用比例积分多谐振(PIMR)控制器^[51]，依赖 PIMR 控制器，可以为外环控制器提供多种信号的内模，包括直流电流信号和多种频率的正弦电流信号。

PIMR 控制器由一个比例控制器并联一个重复控制器组成。其开环传递函数如式(3-17)所示。比例控制器改善了系统的稳定性和响应速度，重复控制器使电流反馈值无差跟踪电流参考值^[52]。

$$G_{\text{PIMR}}(s) = K_p + \frac{K_r e^{-sT}}{1 - e^{-sT}} \quad (3-17)$$

$$= \left(K_p - \frac{K_r}{2}\right) + \frac{K_r}{sT} + \frac{2K_r}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s}{s^2 + (n\omega_0)^2}$$

式中 K_p —— 比例控制器增益；

K_r —— 重复控制器增益。

由于延时环节 e^{-sT} 难以用模拟器件实现，所以 PIMR 采用离散的数字形式实现。其离散控制框图如图 3-8 所示。 $P(z)$ 为系统模型； $Q(z)$ 为内模滤波器，通常选择小于 1 的常数或者零相位低通滤波器； $S(z)$ 为前馈补偿环节，对系统 $P(z)$ 和低

通滤波环节进行补偿，提高控制系统稳定性； $U(z)$ 为输入量。电流参考值 i^{ref} 与电流反馈值 i_g 做差后，经 PIMR 控制器，输出电压指令值。

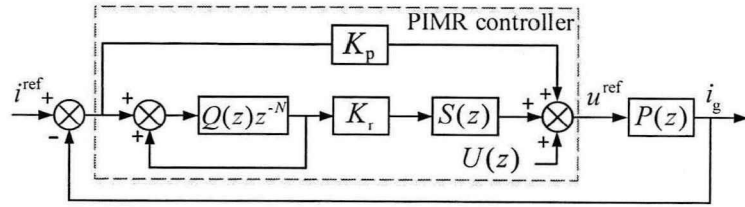
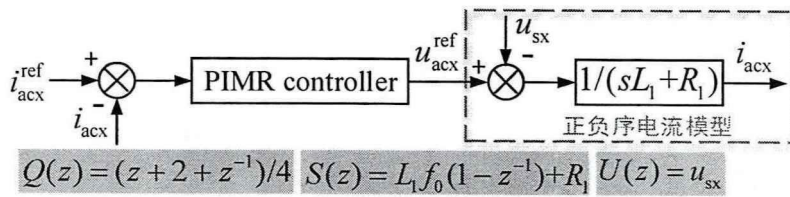
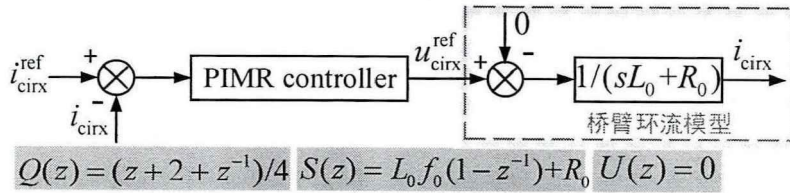


图 3-8 PIMR 控制器离散控制框图

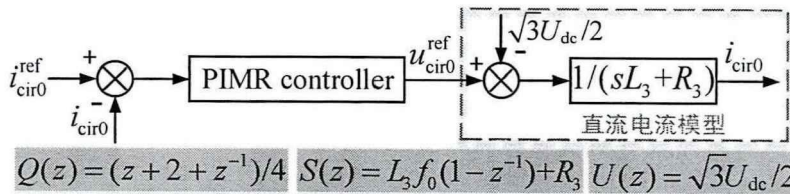
根据式(3-9)的系统模型，本小节设计了交流侧正负序电流、交流侧零序电流、桥臂环流、直流电流的内环控制器，控制框图如图 3-9 所示，图中， f_0 为数字控制器的采样频率，本文采用的采用频率为 10kHz。



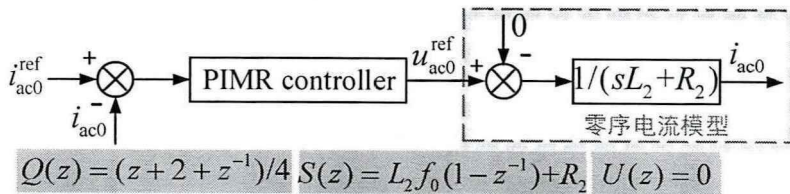
(a) 交流侧正负序电流分量内环离散控制框图



(b) 桥臂环流分量内环离散控制框图



(c) 直流电流分量内环离散控制框图



(d) 交流侧零序电流分量内环离散控制框图

图 3-9 基于 PIMR 的内环控制器离散控制框图

根据内模原理，该内环控制器需要输入多种信号的电流参考值，包括直流电

流信号、基频正弦电流信号以及多倍频的正弦电流信号。因此，控制器跟踪给定参考值的电流信号，同时可消除参考值缺省为零的电流信号，实现电流的高性能控制。

3.2.3 综合功率外环控制器

为抑制不对称工况下 MMC 不平衡的储能分布以及电容电压不对称的充放电功率，本节设计了综合功率外环控制器，由差模功率控制器和共模功率控制器两个部分组成。

由式(3-15)和式(3-16)可知，共模功率传递换流站间和相间的能量，差模功率传递上下桥臂间的能量。因此，调制共模功率和差模功率可实现对桥臂电容储能的分布式管理。本文将不均衡的能量分布经过增益后作为预估的共模功率和差模功率指令值，计算过程见式(3-18)和式(3-19)。

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta 0}^{\text{ref}} & p_{\Delta \alpha}^{\text{ref}} \\ / & p_{\Delta \beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = -k_{\Delta} \begin{bmatrix} u_{\Delta 0}^2 - 0 & u_{\Delta \alpha}^2 - 0 \\ / & u_{\Delta \beta}^2 - 0 \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

式中 $p_{\Delta 0}^{\text{ref}}$ 、 $p_{\Delta x}^{\text{ref}}$ —— 预估的共模有功功率指令值，(x=α,β)；
 k_{Δ} —— 差模功率增益。

$$\begin{bmatrix} p_{\Sigma 0}^{\text{ref}} & p_{\Sigma \alpha}^{\text{ref}} \\ / & p_{\Sigma \beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = -k_{\Sigma} \begin{bmatrix} u_{\Sigma 0}^2 - 3(u_c^{\text{ref}})^2 & u_{\Sigma \alpha}^2 - 0 \\ / & u_{\Sigma \beta}^2 - 0 \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

式中 $p_{\Sigma 0}^{\text{ref}}$ 、 $p_{\Sigma x}^{\text{ref}}$ —— 预估的共模有功功率指令值，(x=α,β)；
 u_c^{ref} —— 子模块电容电压额定值；
 k_{Σ} —— 共模功率增益。

为保证桥臂电流的质量，考虑以下情况：

1) 为了实现交流线路功率传输最大的同时使保护不发生误动作^[18]，可将交流电流的负序分量消除，即可得：

$$I_{\text{ac}} = I_{\text{ac}}^{+1} \quad (3-20)$$

式中 +1 —— 上标，表示基频正序分量。

2) 由于星型接地电感 L_{s0} 非常大，可将桥臂电流的交流侧零序电流分量视为零，即可得：

$$I_{\text{ac}0} = 0 \quad (3-21)$$

3) 为限制桥臂环流的大小及平衡桥臂电容充放电功率, 本文将除基频负序和直流以外的电流分量消除, 即 $I_{cir} = I_{cir}^1 + \sqrt{2}I_{cir}^c/2$, 上标'-1'表示基频负序分量。因为桥臂环流等效回路近似为纯电感回路, 根据 $\alpha\beta 0$ 坐标系内在关系, 桥臂环流电压与桥臂环流有如下关系:

$$\begin{cases} u_{cir\alpha}^{-1} = +\omega_0 L_0 i_{cir\beta}^{-1} \\ u_{cir\beta}^{-1} = -\omega_0 L_0 i_{cir\alpha}^{-1} \end{cases} \quad (3-22)$$

3.2.3.1 共模功率控制器

将式(3-18)-式(3-22)代入式(3-15)化简后可得:

$$\begin{cases} u_{cir0} \begin{bmatrix} i_{cir0} \\ / \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_{\Sigma 0}^{ref} \\ / \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aca}^{+1} & u_{ac\beta}^{+1} \\ u_{ac\beta}^{+1} & -u_{aca}^{+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{aca}^{+1} \\ i_{ac\beta}^{+1} \end{bmatrix} \\ u_{cir0} \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^{dc} \\ i_{cir\beta}^{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_{\Sigma\alpha}^{ref} \\ p_{\Sigma\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aca}^{-1} & u_{ac\beta}^{-1} \\ u_{ac\beta}^{-1} & -u_{aca}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{aca}^{+1} \\ -i_{ac\beta}^{+1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-23)$$

根据式(3-23), 定功率换流站通过功率指令值 P_{ref} 和 Q_{ref} 计算交流侧正负序电流分量指令值 i_{aca}^{ref} 和 $i_{ac\beta}^{ref}$, 来调节向交流电网输送平衡的有功功率及无功功率; 平衡的有功功率通过直流侧传输到另一端, 计算直流侧电流指令值 i_{cir0}^{ref} ; 而不对称工况下出现的三相不平衡有功功率通过环流 $i_{cir\alpha}^{dcref}$ 和 $i_{cir\beta}^{dcref}$ 形成回路, 在换流器内部被消纳, 不会影响直流线路的功率传输。

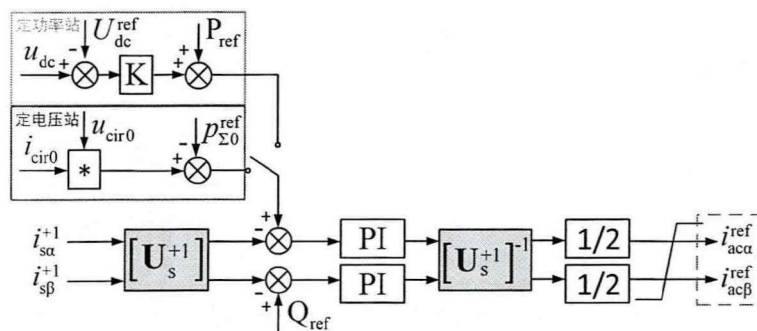
定功率侧换流站共模功率控制策略的电流指令值计算如下:

$$\begin{cases} i_{aca}^{ref} = (u_{sa}^{+1} P_{ref} + u_{s\beta}^{+1} Q_{ref}) / (2(u_{sa}^{+1})^2 + 2(u_{s\beta}^{+1})^2) \\ i_{ac\beta}^{ref} = (u_{s\beta}^{+1} P_{ref} - u_{sa}^{+1} Q_{ref}) / (2(u_{sa}^{+1})^2 + 2(u_{s\beta}^{+1})^2) \\ i_{cir0}^{ref} = (u_{aca}^{+1} i_{aca}^{+1} + u_{ac\beta}^{+1} i_{ac\beta}^{+1} + p_{\Sigma 0}^{ref}) / u_{cir0} \\ i_{cir\alpha}^{dcref} = (u_{aca}^{-1} i_{aca}^{+1} - u_{ac\beta}^{-1} i_{ac\beta}^{+1} + p_{\Sigma\alpha}^{ref}) / u_{cir0} \\ i_{cir\beta}^{dcref} = (u_{ac\beta}^{-1} i_{aca}^{+1} + u_{aca}^{-1} i_{ac\beta}^{+1} + p_{\Sigma\beta}^{ref}) / u_{cir0} \end{cases} \quad (3-24)$$

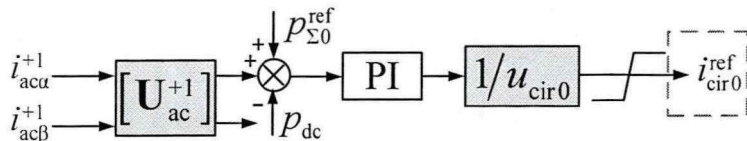
同理, 定电压侧换流站共模功率控制器的电流指令值计算根据式(3-23), 定电压站首先稳定直流电压, 即 $u_{cir0} = 3U_{dc}^{ref}/2$; 然后调节正负序交流电流指令值 i_{aca}^{ref} 和 $i_{ac\beta}^{ref}$, 将直流线路的有功功率转换为三相平衡交流有功功率输送; 而三相不平衡有功功率通过环流 $i_{cir\alpha}^{dcref}$ 和 $i_{cir\beta}^{dcref}$ 形成回路, 隔离直流线路。

$$\begin{cases} i_{aca}^{ref} = [u_{sa}^{+1}(u_{cir0} i_{cir0}^{ref} - p_{\Sigma 0}^{ref}) + u_{s\beta}^{+1} Q_{ref}] / (2(u_{sa}^{+1})^2 + 2(u_{s\beta}^{+1})^2) \\ i_{ac\beta}^{ref} = [u_{s\beta}^{+1}(u_{cir0} i_{cir0}^{ref} - p_{\Sigma 0}^{ref}) - u_{sa}^{+1} Q_{ref}] / (2(u_{sa}^{+1})^2 + 2(u_{s\beta}^{+1})^2) \\ i_{cir\alpha}^{dcref} = (u_{aca}^{-1} i_{aca}^{+1} - u_{ac\beta}^{-1} i_{ac\beta}^{+1} + p_{\Sigma\alpha}^{ref}) / u_{cir0} \\ i_{cir\beta}^{dcref} = (u_{ac\beta}^{-1} i_{aca}^{+1} + u_{aca}^{-1} i_{ac\beta}^{+1} + p_{\Sigma\beta}^{ref}) / u_{cir0} \end{cases} \quad (3-25)$$

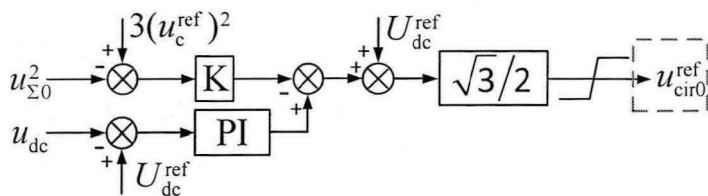
根据式(3-24)和(3-25)设计的共模功率外环控制器如图 3-10 所示。



(a) 交流侧正负序电流分量外环控制框图



(b) 桥臂环流分量外环控制框图



(c) 直流电流分量外环控制框图

图 3-10 共模功率外环控制框图

其中，定功率侧换流站的共模功率控制器框图如图 3-10(a)和(b)所示。图(a)中增加了电压-功率下垂的二次控制，当检测到直流电压跌落时，定功率站主动减少向电网输送的有功功率，实现换流站之间的有功功率平衡。为了避免下垂控制器对直流电压的响应过于灵敏，附加的下垂二次控制可设置一定的直流电压死区。

定电压侧换流站的共模功率控制器框图如图 3-10(a)和(c)所示。常规调制策略中，当换流站功率不平衡时，直流电压的大小随电容电压的大小变化，因此图(c)中增加了直流电压的二次控制，以模拟定电压站交流侧和直流侧功率不平衡时，直流电压传递功率信号的特点。

3.2.3.2 差模功率控制器

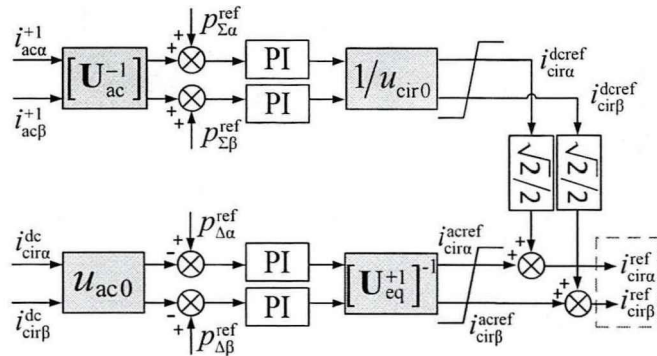
同理，将式(3-18)-式(3-22)代入式(3-16)化简后可得：

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{ac0} \begin{bmatrix} i_{cir0} \\ / \\ / \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_{\Delta 0}^{ref} \\ / \\ / \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{aca}^{-1} & u_{ac\beta}^{-1} \\ u_{ac\beta}^{-1} & -u_{aca}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^{-1} \\ i_{cir\beta}^{-1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{u}_{ac0} \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^{dc} \\ i_{cir\beta}^{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_{\Delta\alpha}^{ref} \\ P_{\Delta\beta}^{ref} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{aca}^{+1} - \omega_0 L_0 i_{cir\beta}^{-1} & u_{ac\beta}^{+1} + \omega_0 L_0 i_{cir\alpha}^{-1} \\ u_{ac\beta}^{+1} + \omega_0 L_0 i_{cir\alpha}^{-1} & -(u_{aca}^{+1} - \omega_0 L_0 i_{cir\beta}^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^{-1} \\ -i_{cir\beta}^{-1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-26)$$

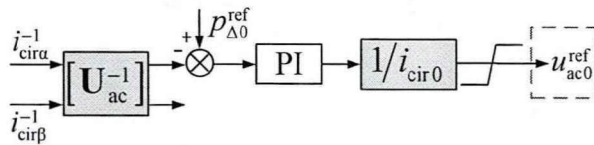
为使预估的差模功率有流通的回路，差模功率控制器的电流指令值计算如下：

$$\begin{cases} u_{ac0}^{ref} = (p_{\Delta 0}^{ref} - u_{aca}^{-1} i_{cir\alpha}^{-1} - u_{ac\beta}^{-1} i_{cir\beta}^{-1}) / i_{cir0} \\ p_{aref} = P_{\Delta\alpha}^{ref} - u_{ac0} i_{cir\alpha}^{dc} \\ p_{\beta ref} = P_{\Delta\beta}^{ref} - u_{ac0} i_{cir\beta}^{dc} \\ i_{cir\alpha}^{aref} = (u_{equ}^{+1} p_{aref} + u_{eq\beta}^{+1} p_{\beta ref}) / ((u_{aca}^{+1} - \omega_0 L_0 i_{cir\beta}^{-1})^2 + (u_{ac\beta}^{+1} + \omega_0 L_0 i_{cir\alpha}^{-1})^2) \\ i_{cir\beta}^{aref} = (u_{eq\beta}^{-1} p_{aref} - u_{equ}^{-1} p_{\beta ref}) / ((u_{aca}^{-1} - \omega_0 L_0 i_{cir\beta}^{-1})^2 + (u_{ac\beta}^{+1} + \omega_0 L_0 i_{cir\alpha}^{-1})^2) \end{cases} \quad (3-27)$$

则根据式(3-27)设计的差模功率外环控制器如图 3-11 所示。图(a)中，桥臂环流分量指令值由负序基频分量和直流分量两部分构成。



(a) 桥臂环流分量外环控制框图



(b) 交流侧零序电压分量控制框图

图 3-11 差模功率外环控制框图

3.2.3.3 直流电压-功率下垂控制器

定功率站和定电压站分别附加了有功功率和直流电压的二次控制后，直流线路的电压-功率特性如图 3-12 所示。在电压死区 $[U_{dzl}, U_{dzh}]$ 的范围内，定电压站整定直流线路额定电压 U_{dz0} ，定功率站整定额定直流功率于运行点 A。当定功率站

发生潮流阶跃或交流侧故障等注入有功功率发生变化时,为维持站内电容储能稳定,其输送的直流功率沿线 AB 变化,换流器也将重新稳定于运行点 B。当定电压站发生交流侧故障,为保障换流器稳定运行,需要定电压站判断故障发生时刻以及故障清除时刻,在故障持续时间内计算直流电压修正量,使直流线路越过电压死区,进入直流电压-功率下垂二次控制,定功率站沿线 AC 减小有功功率的输送,直流线路重新稳定于运行点 C。

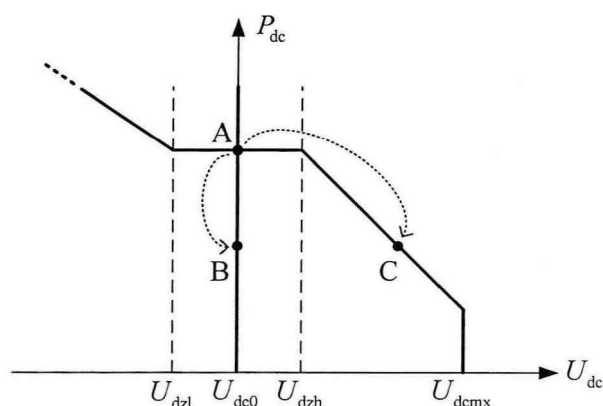


图 3-12 下垂控制下直流线路的电压-功率特性

为区分定电压换流站的不同运行工况,定义如下变量:

$$\begin{cases} \xi_{pac} = P_{ac} / P_{dc} \\ \xi_{pdc} = P_{dc} / P_{dc0} \\ \xi_U = U_{dc} / U_{dc}^{ref} \end{cases} \quad (3-28)$$

式中 ξ_U —— 直流电压因子,描述直流线路电压是否被修正;

ξ_{pdc} —— 直流出力因子,描述直流线路是否以额定功率运行;

ξ_{pac} —— 交流出力因子,以判断换流站交流侧与直流侧是否功率平衡,其中 P_{ac} 由交流侧有功功率以及预估的共模功率指令值 $p_{\Sigma 0}^{ref}$ 两部分组成。

如图 3-13 所示,对称工况下,换流站稳定运行于点 a,直流电压及功率额定。发生故障后,交流出力减小,定电压站修正直流电压,电压因子增大,定功率站进入电压-功率下垂控制,直流线路功率降低,直至定电压站两侧再次功率平衡,由故障点 b 重新稳定运行于点 c。故障清除后,交流出力因子增大,定电压站清除直流电压的修正,两站重新恢复额定运行点 a。

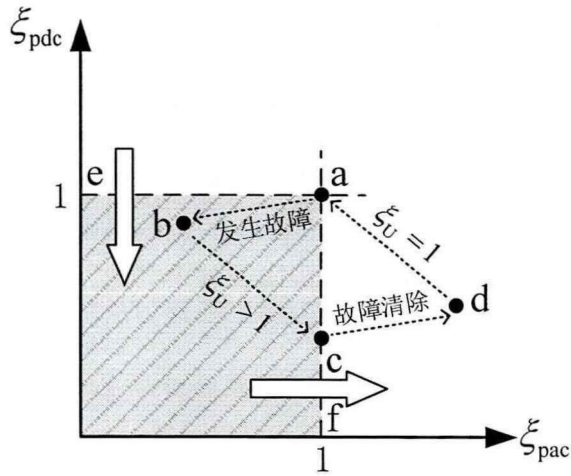


图 3-13 不对称工况下定电压换流站的运行点

图中阴影区域为故障持续时间内定电压站的运行区间，因此，将运行点从边 ae 进入阴影区域时刻判定为故障发生时刻，启动直流电压的修正，修正量大小如式(3-29)所示；将运行点从边 af 出阴影区域时刻判定为故障清除时刻，清除直流电压的修正，定功率站开始恢复额定运行。

$$\Delta U_{dc}^{ref} = \frac{P_{dc0}}{K} (1 - \xi_{pac}) + \frac{R_l I_0^2}{K} \left(1 - \frac{\xi_{pac}^2}{\xi_U^2}\right) + R_l I_0 \left(1 - \frac{\xi_{pac}}{\xi_U}\right) \quad (3-29)$$

式中 K —— 定功率站下垂系数；

R_l —— 直流线路等效电阻。

等式右边第一项为定功率换流站下垂控制的反函数，第二项为直流线路的功率损耗补偿项，第三项为直流线路电压损耗的补偿项。

3.2.4 交流侧故障穿越控制策略

MMC 整体控制系统框图如图 3-14 和图 3-15 所示。定功率站和定电压站控制系统的桥臂环流控制部分及交流侧零序电压控制部分相同，即差模功率控制部分相同，主要作用是消纳不平衡有功功率的同时调节站内各个桥臂的充放电功率，实现站内子模块级、桥臂级、相单元级的电容电压平衡。而共模功率控制部分是将平衡的有功功率按整定值输送的同时，调节两站之间电容电压储能的平衡，完成换流站级的电容电压调节。

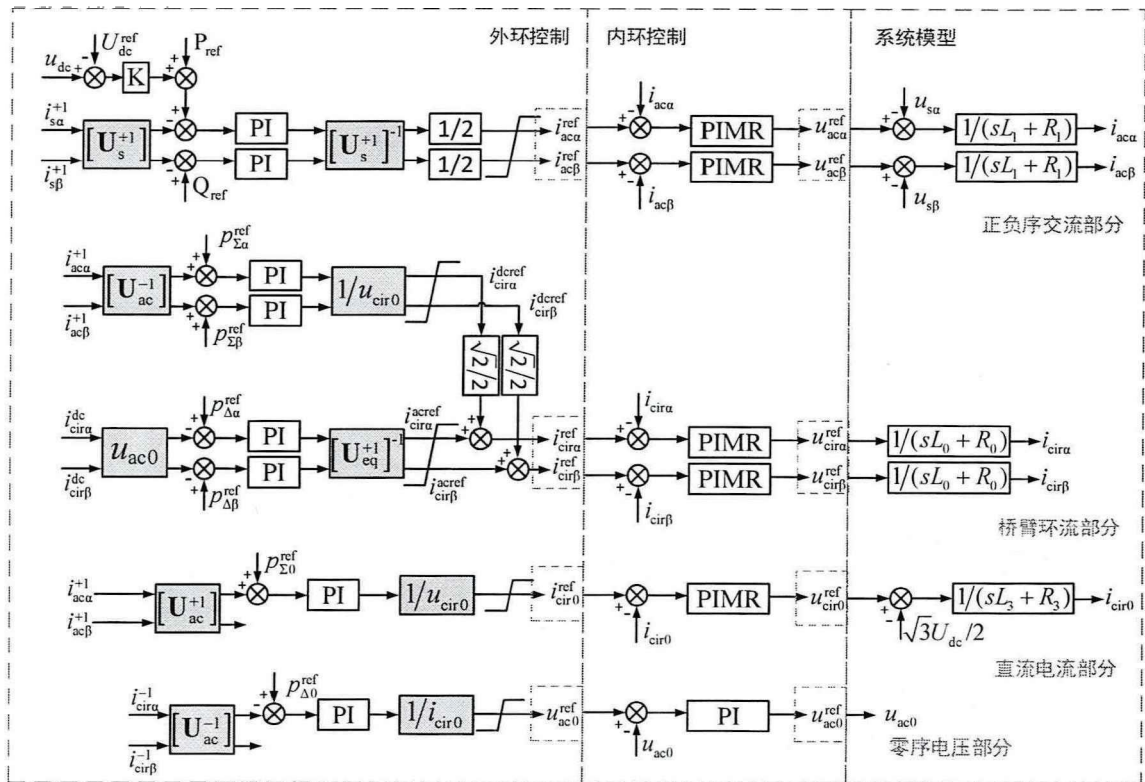


图 3-14 定功率站控制框图

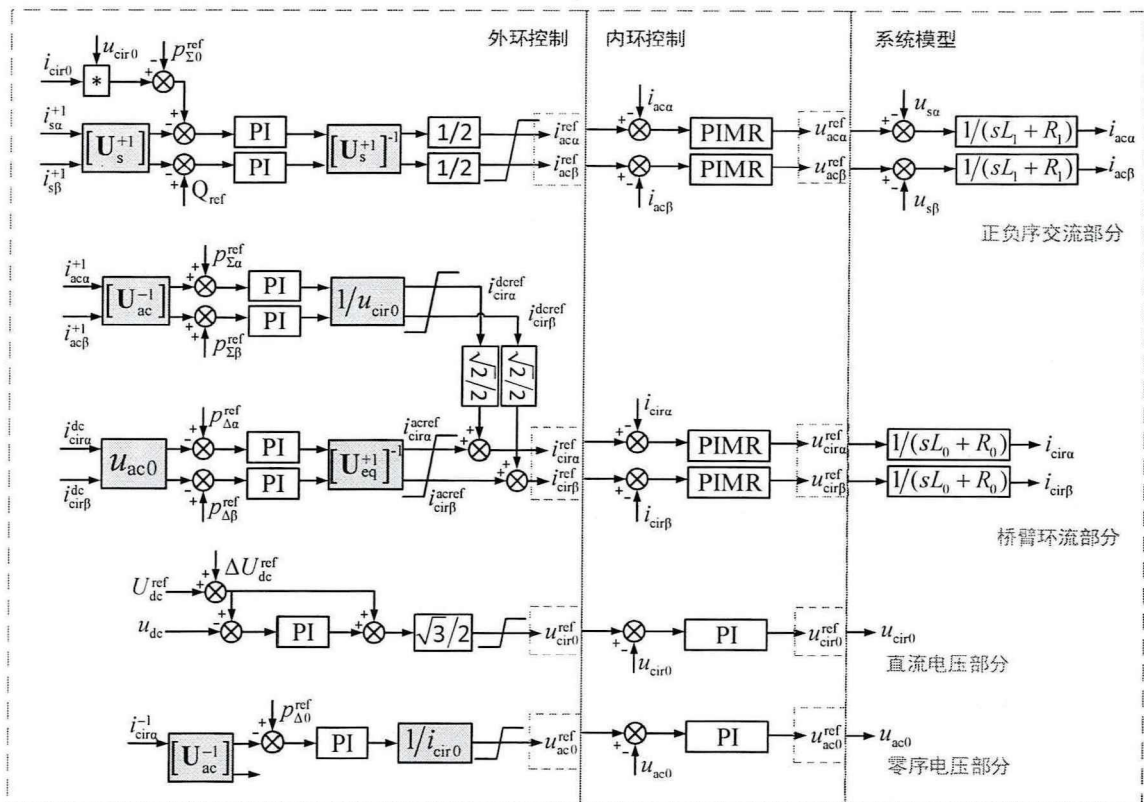


图 3-15 定电压站控制框图

3.3 仿真分析验证

在 PSCAD/EMTDC 平台下搭建了如图 3-2 所示的双端 MMC-HVDC 输电系统，以验证本章所提控制策略的合理性。主要参数如表 3-1 所示。

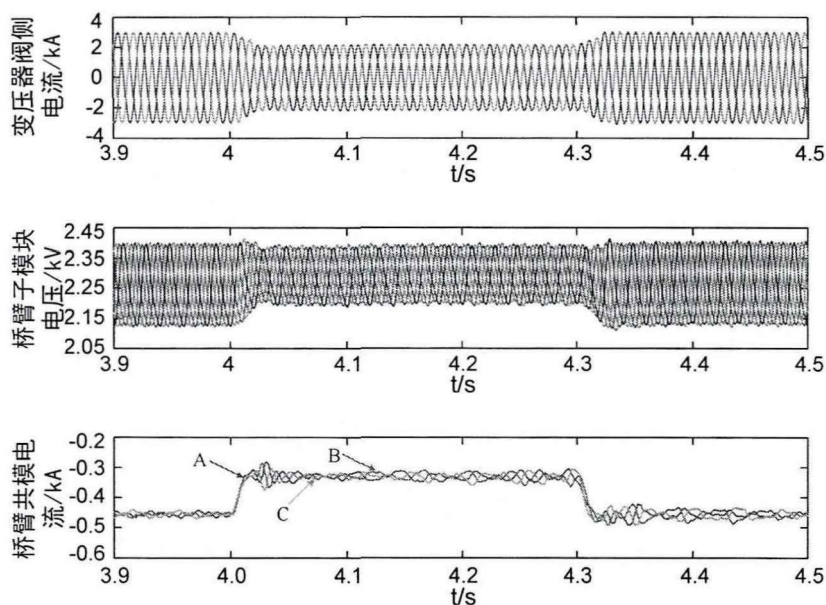
表 3-1 仿真系统主要参数

项目	参数	项目	参数
直流电压/kV	500	联结变压器变比/kV	525/200
子模块电容值/F	0.015	变压器额定容量/MW	1000
桥臂子模块个数 N	226	变压器漏抗/p.u.	0.19
桥臂等效电感/H	0.075	网侧等效电感/H	0.03
桥臂等值电阻/ Ω	0.01	网侧等效电阻/ Ω	0.8
共模增益 k_{Σ}	30	直流线路等效电感/H	0.08
差模增益 k_{Δ}	100	直流线路等效电阻/ Ω	0.9

3.3.1 MMC-HVDC 潮流阶跃仿真分析

正常运行时，定功率站的有功功率设定为 700MW，无功功率 100MVar；定电压站直流电压设定为 500kV，无功功率 0MVar。子模块电容电压额定值定功率站为 2.26kV，定电压站为 2.21kV。

图 3-16 为定功率站在潮流阶跃情况下的仿真波形，定功率站 4.0s 有功功率参考值阶跃至 500MW，4.3s 恢复至 700MW。阶跃期间，子模块电容电压稳定，直流电流在三相共模电流间均分，桥臂环流谐波分量被抑制在很低的水平。



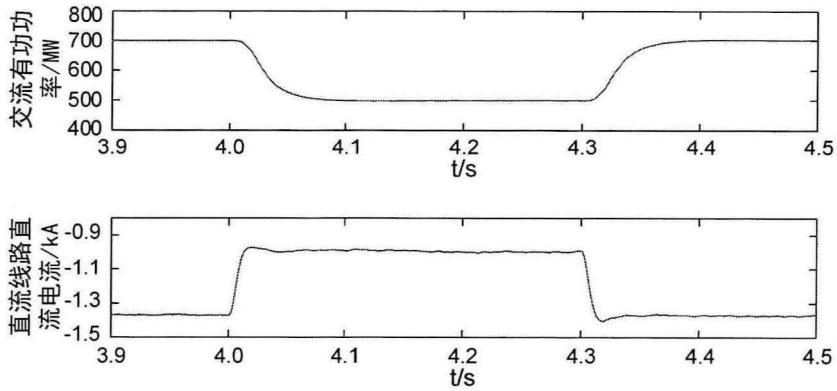


图 3-16 定功率站潮流阶跃工况仿真波形

图 3-17 为定电压站在潮流阶跃情况下的仿真波形。定电压站的输出功率变化相较于定功率站滞后，这导致了子模块电容电压在潮流阶跃时刻发生扰动，随后在控制器的下逐渐恢复至稳定值。

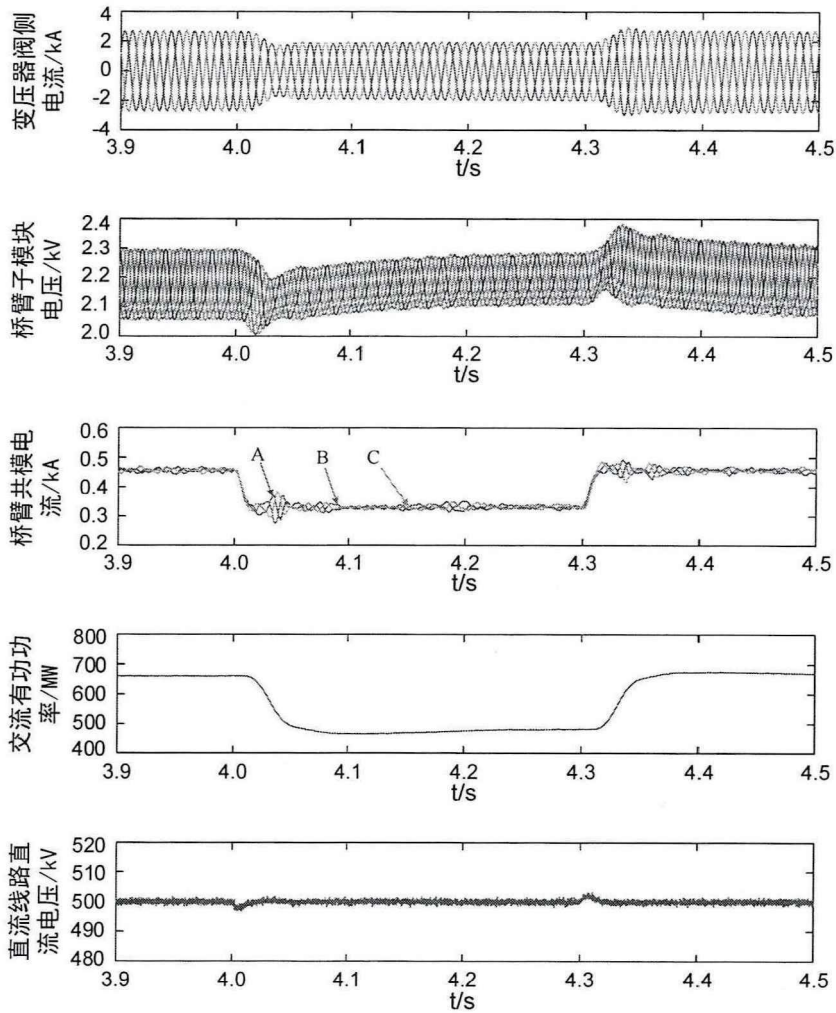


图 3-17 定电压站潮流阶跃工况仿真波形

3.3.2 MMC-HVDC 定功率侧不对称故障仿真分析

设置定功率站 6.0s 变压器网侧 PCC 点发生 A 相接地故障，6.3s 故障清除。图 3-18 和图 3-19 为故障下两站的仿真波形。不对称故障下，定功率站网侧正序电压跌落，交流电流在控制器作用下保持三相对称，幅值达到限幅(稳定工况下的 1.2 倍)，相应的三相平衡有功功率直流分量减少，即通过直流线路传输到定电压站的有功功率减小。由式(3-15)和式(3-16)可知，由于负序电压与正序电流的作用，交流侧有功功率出现波动的二倍频分量和不平衡的直流分量，其中直流分量和预估的正负序共模功率指令值通过不平衡的直流环流形成回路，以保障直流线路传输稳定的有功功率，而各桥臂子模块受二倍频功率充放电的影响，三相共模电容电压出现二倍频的波动。定功率站将故障限制在换流站内，阻止了故障向直流线路传递，因此在交流侧发生不对称故障后，直流线路和定电压换流站的运行特性与潮流阶跃工况下相同。

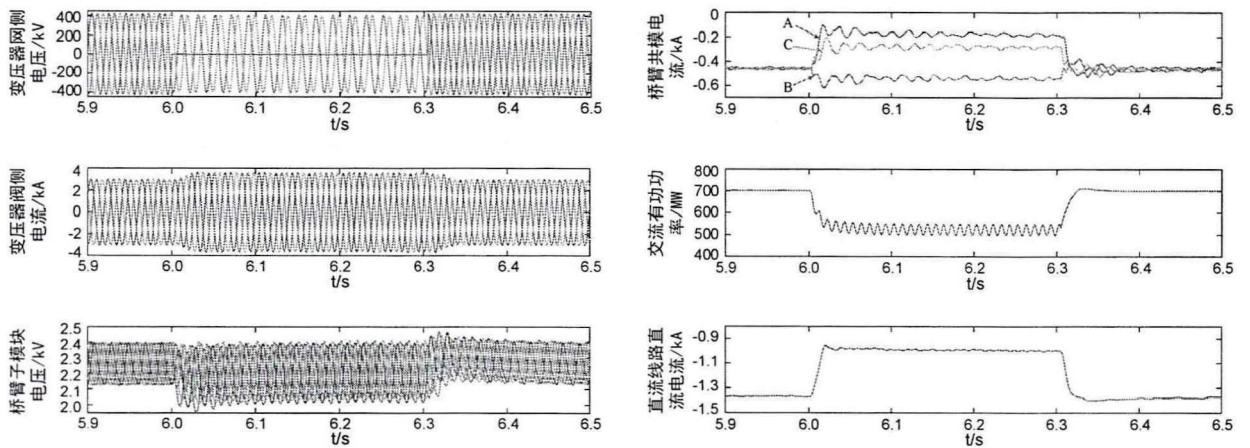


图 3-18 定功率站不对称故障情况下定功率站仿真波形

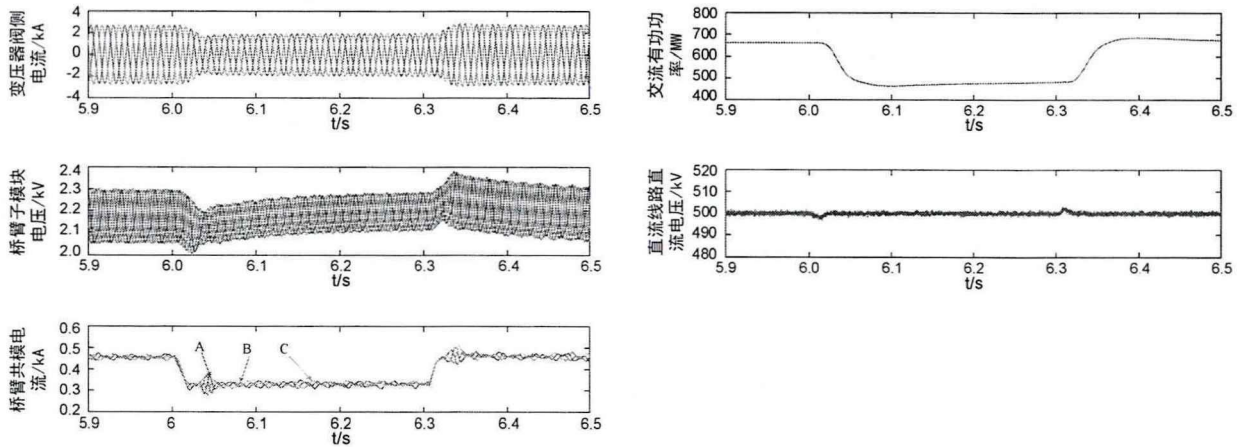


图 3-19 定功率站不对称故障情况下定电压站仿真波形

3.3.3 MMC-HVDC 定电压侧不对称故障仿真分析

设置定电压站 8.0s 网侧 PCC 点发生 A 相接地故障，8.3s 故障清除。图 3-20 和图 3-21 为故障下两站的仿真波形。故障发生后，定电压站交流因子出力增大，直流电压在修正控制的作用下逐渐提升直至换流站功率平衡到达新稳态，修正后的直流电压与式(3-29)计算值一致，约为 509kV。由于直流电压越过死区以及功率下垂至稳定值需要一定的响应时间，因此两站对故障的响应有一定的延迟。故障穿越期间，定电压站换流器内部的运行特性和定功率站故障相同，故障被限制在定电压换流站内部，使得定功率站的运行特性和潮流阶跃相同。

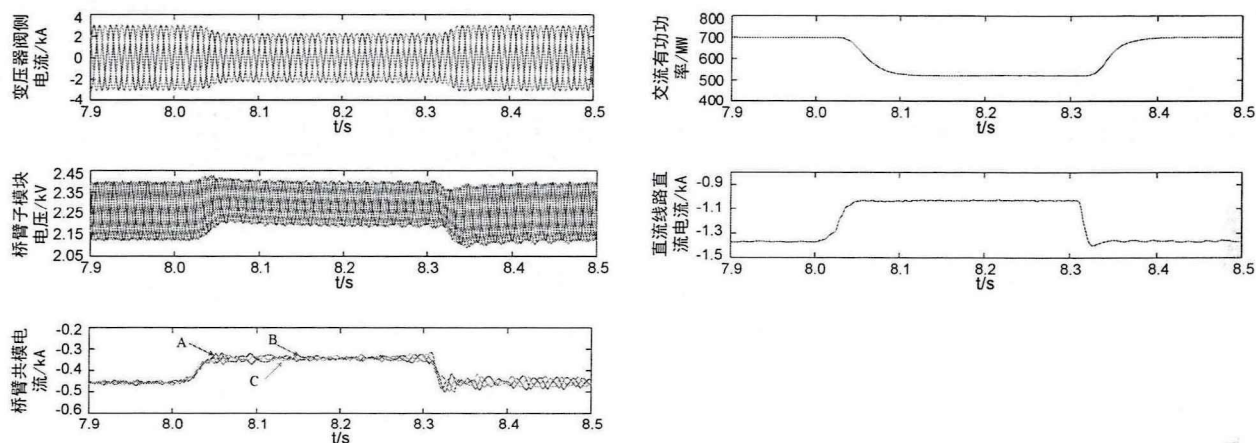


图 3-20 定电压站不对称故障情况下定功率站仿真波形

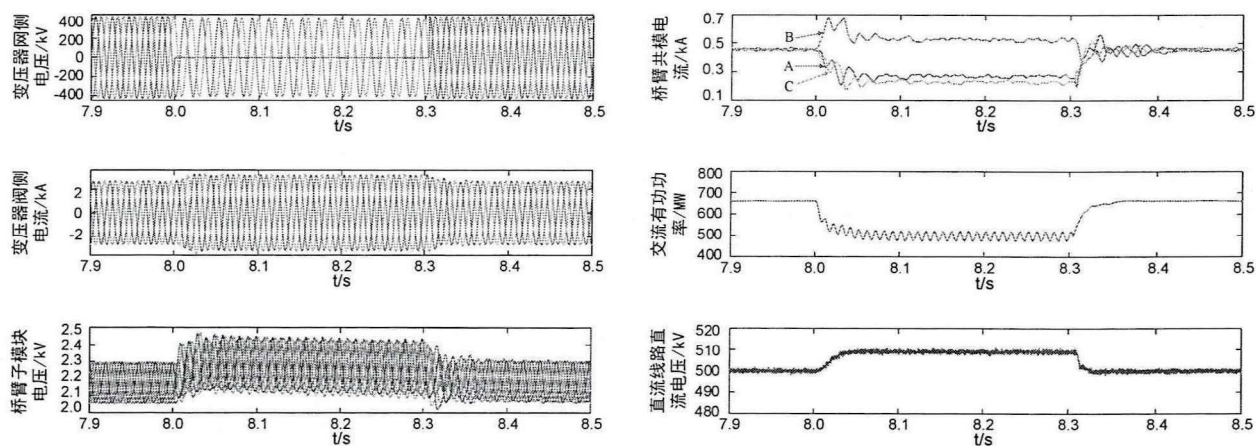


图 3-21 定电压站不对称故障情况下定电压站仿真波形

3.4 本章小结

实现不对称工况下模块化多电平换流器的故障穿越是保证直流输电系统良好运行性能和提高稳定性的必要条件。本章通过调控换流器内部各个桥臂的出力和换流器子模块电容的分布式能量管理策略，实现抑制直流侧功率振荡及系统持

续稳定运行的目的，主要结论如下：

1) 当交流系统电压出现不对称时，不平衡的共模功率将改变相单元间的能量分布，不平衡的差模功率将改变上下桥臂间的能量分布，能量的改变将引起子模块电容电压的不平衡，进而引起直流线路的功率波动。本文通过预估共差模功率将电容的能量分布视为内部的功率源，在功率调制的同时实现能量管理。

2) 换流器阀段在有功功率传输路径中作为串联储能中间元件，在无功率传输路径中作为电源或负荷终端。为指定共差模功率各分量流通的路径，本文提出的 NLM 电压优化策略以及基于 PIMR 的内环控制环节，提高了换流器的控制能力，保证了桥臂电流各分量的质量，是实现子模块分布式电容能量管理的关键。

3) 与定功率侧换流站不同，定电压侧换流站的故障穿越策略需要定功率站的协调配合。本文根据交流出力因子和直流出力因子判断故障持续时间和计算直流电压修正量，实现直流电压传递功率信号的目的。

4) 本章所提的故障穿越策略，可以实现将故障引起的功率不平衡限制在故障侧换流站内部，故障侧换流器仍保持良好的运行性能。同时保障直流线路及对侧换流站的稳定运行，运行工况与潮流阶跃工况下相同。

第 4 章 MMC-HVDC 的直流双极故障穿越策略

4.1 一种具有直流故障穿越能力的 MMC 拓扑结构

本节首先介绍了半极全桥子模块(μ FBSM)^[45]的工作模式,并与半桥子模块(HBSM)和全桥子模块(FBSM)做了对比。提出一种具有故障穿越能力的混合换流器拓扑结构,研究了新型拓扑的控制方式,并对故障下桥臂的开断和工作模式进行了详细分析。

4.1.1 半极全桥子模块的基本原理

如图 4-1 所示,半极全桥子模块为全桥型子模块,有三个桥臂含有 IGBT 和反并联二极管,一个桥臂只含有二极管,比全桥子模块少了一个 IGBT。

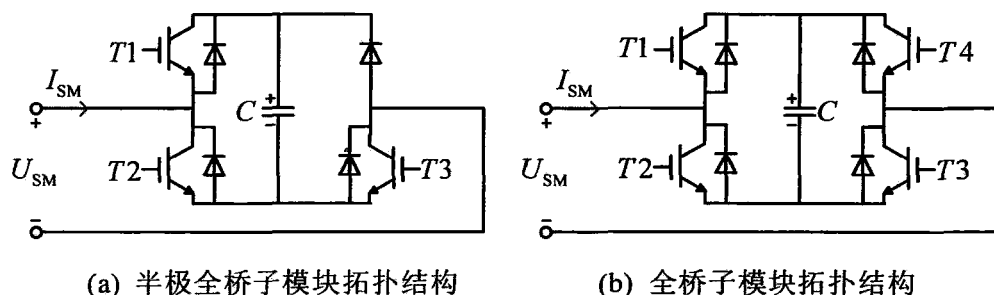


图 4-1 两种全桥型子模块拓扑结构

当 $T3$ 被触发导通时,二极管桥臂由于电容电压的钳位作用处于高阻态,半极全桥子模块此时的工作模式和半桥子模块(HBSM)相同,见表 4-1。

表 4-1 半桥子模块工作模式

$T1$	$T2$	I_{SM}	U_{SM}	工作模式
1	0	--	U_c	投入正电压
0	1	--	0	切除
0	0	>0	U_c	投入正电压
0	0	<0	0	切除

HBSM 在 $T1$ 被触发导通时输出正向电压,在 $T2$ 被触发导通时切除子模块,在闭锁状态下电容电压只能被充电,但是仅当电流方向为正时充电,电流为负时短路。

全桥子模块可以在任意电流方向下输出三电平,而半极全桥子模块仅在电流为负时输出三电平,在电流为正时输出两电平,控制自由度少 1,见表 4-2。 μ FBSM 和 FBSM 在闭锁状态下只能对电容电压充电,而与电流方向无关。 μ FBSM 的四

桥臂二极管是实现闭锁下对子模块电容任意方向电流充电的最简单单元。

表 4-2 半极全极全桥子模块工作模式

$T1$	$T2$	$T3$	I_{SM}	U_{SM}	工作模式
--	--	1	--	--	与 HBSM 相同
--	--	0	>0	--	与 HBSM 相同
1	0	0	<0	0	切除
0	1	0	<0	$-U_c$	投入负电压
0	0	0	<0	$-U_c$	投入负电压

与 $T3$ 被触发导通状态下的半桥工作模式不同, 图 4-2 为 $T3$ 不被触发状态下的全桥工作模式。图(a)为 $T1$ 导通、 $T2$ 关断时, 负向电流下子模块处于切除状态。图(b)为 $T1$ 导通、 $T2$ 关断时, 正向电流下子模块投入正向电容电压状态。图(c)为 $T2$ 导通、 $T1$ 关断时, 负向电流下子模块投入负向电容电压。图(d)为 $T2$ 导通、 $T1$ 关断时, 正向电流下子模块处于切除状态。图(e)和图(f)为闭锁状态, 正方向电流和负方向电流仅可以向电容电压充电。

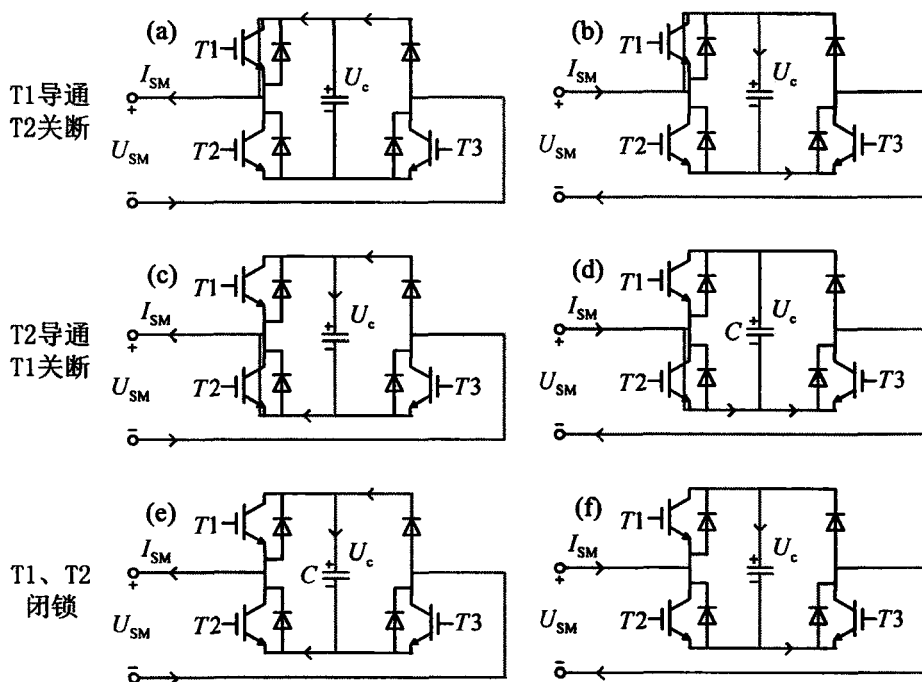


图 4-2 半极全桥子模块的全桥工作模式

半极全桥子模块有两种工作模式: 当 $T3$ 触发导通时为半桥工作模式, 与半桥子模块工作模式相同, 可运行于换流器正常运行情况; 当 $T3$ 关断时为全桥工作模式, 非闭锁状态下正向电流输出 $+U_c$ 、 0 两电平, 负向电流输出 $-U_c$ 、 0 两电平, 闭锁状态下正向电流和负向电流都向电容器充电, 可作为故障穿越运行情况下的工作模式。

4.1.2 新型混合换流器拓扑结构

针对 μ FBSM 的特点, 本文提出了一种由半桥子模块、全桥子模块、半极全桥子模块共同构成的混合换流器拓扑结构, 如图 4-3 所示, 混合换流器三个相单元被分为两类: 两个负向换流的相单元, 如图中的 A、B 相, 由 N_1 个 HBSM 和 N_2 个 μ FBSM 级联构成; 一个正向换流的相单元, 如图中的 C 相, 由 N_1 个 HBSM 和 N_2 个 FBSM 级联构成。

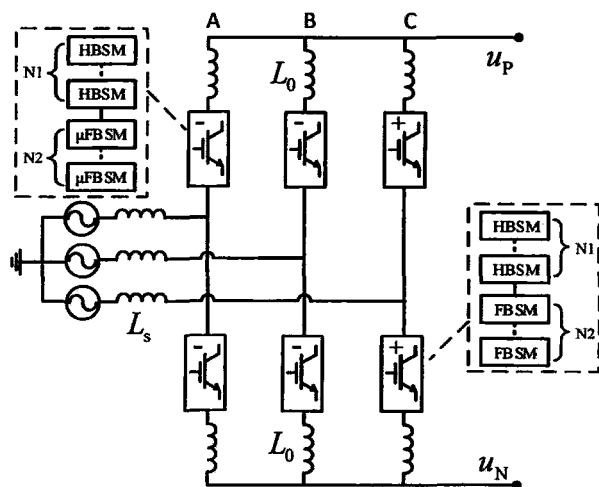


图 4-3 具有故障穿越能力的混合换流器拓扑

本章提出的该换流器拓扑可实现故障穿越策略, 在穿越模式下 MMC 可运行于 STATCOM 模式, 并且直流线路上不形成依赖于故障点的回路。

对比不同换流器拓扑结构的经济性和故障穿越能力, 见表 4-3, 可以看出, 采用图 4-3 的拓扑结构, 在满足故障穿越的同时, 每个桥臂平均含有 5.33N 的 IGBT, 是较为经济的方案。

表 4-3 不同换流器拓扑结构对比($N_1=N_2$)

项目 \ 拓扑	HBSM	FBSM	CDSM	HBSM-FBSM	Proposed
	MMC	MMC	MMC	Hybrid MMC	Hybrid MMC
SM 数目/桥臂	2N	2N	N	2N	2N
IGBT 数目/SM 数目	2	4	5	3	2.67
直流故障穿越	×	√	√	√	√
穿越下的直流电流	--	小	大	小	小
STATCOM 模式	--	√	√	√	√

由于全桥子模块和半极全桥子模块均包含了半桥子模块的工作模式, 因此混合换流器拓扑正常运行时可视为 HBSM-MMC, 其稳态工作原理和控制策略与 HBSM-MMC 相同。

4.1.3 故障下单相桥臂运行模式分析

如图 4-5 所示，忽略桥臂电抗压降，单相直流等效回路中上下桥臂的阀段电压满足：

$$u_{al} = u_p - u_N - u_{au} \quad (4-1)$$

式中 u_p 、 u_N —— 分别为直流正负极电压；

u_{au} 、 u_{al} —— 分别为上下阀段的输出电压。

考虑以下情况：当 A 相下桥臂的 N 个 HBSM 处于切除状态， N 个 μ FBSM 处于闭锁状态，桥臂电流则只能向 μ FBSM 的 N 个子模块电容电压充电，若此时下桥臂阀段电压满足 $u_{al} \leq NU_c$ ，桥臂电流流经的二极管将会被电容电压钳位，二极管处于高阻态，桥臂电流为零，下桥臂处于断路状态。

在直流线路双极短路故障情况下，即直流正负极电压满足 $u_p = u_N$ 。因此，以下桥臂为例，判定其处于断路状态的充分条件为：

(1) 下桥臂 HBSM 全部切除且 μ FBSM 全部闭锁；

(2) 上桥臂 HBSM 全部切除且 μ FBSM(FBSM)处于全桥工作模式下，即可满足 $-u_{au} = u_{al} \leq NU_c$ 。

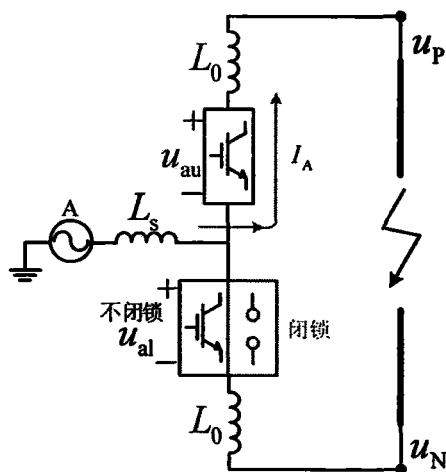


图 4-5 混合换流器桥臂工作模式示意图

在满足下桥臂开路充分条件的基础上，对于负向换流相单元，仅当上桥臂电流为负方向时， μ FBSM 可输出 $+U_c$ 、 $-U_c$ 、 0 三种电平。对于正向换流相单元，任意方向桥臂电流下 FBSM 都可输出三种电平。

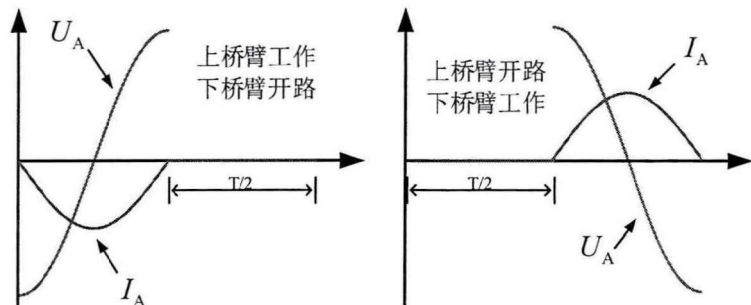


图 4-6 负向环流相单元电压电流示意图

如图 4-6 所示，负向环流相单元的工作模式为：当网侧电流为正时，前半个周期内上桥臂工作，下桥臂开路，电流从网侧流向上桥臂；当网侧电流为负时，后半个周期内上桥臂开路，下桥臂工作，电流由下桥臂流向网侧。

4.2 直流双极短路下的 MMC 故障穿越控制策略

本节研究了直流双极故障下 MMC 换流器桥臂换相运行策略，建立了桥臂换相运行的数学等效模型，最后针对故障下运行在 STATCOM 模式的混合拓扑换流器设计了故障穿越控制策略。

4.2.1 桥臂换相运行策略研究

以 B 相为正向换流相单元为例，如图 4-7 所示，在一个周期内将桥臂换相运行策略分为四个阶段，各个阶段相互独立且连续。当 C 相电流由正向变为负向时，阶段①过渡至阶段②。当 A 相电流由正向变为负向时，阶段②过渡至阶段③。当 C 相电流由负向变为正向时，阶段③过渡至阶段④。当 A 相电流由负向变为正向时，阶段④过渡至阶段①。

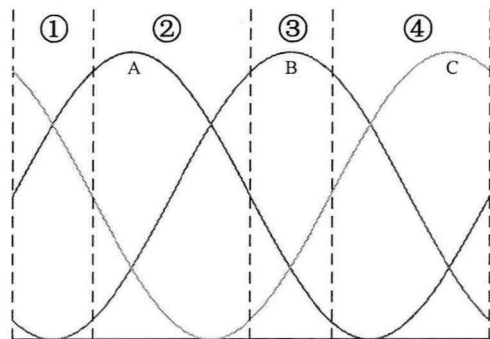


图 4-7 桥臂换相运行的四个时段

图 4-8 介绍了各个阶段下六个桥臂的工作模式。在阶段①，A 相和 C 相电流为正方向，三个下桥臂开路而三个上桥臂处于工作状态，A、C 相电流经由 B 相上桥臂流回网侧，维持三相电流平衡。阶段③与阶段①相似，三个上桥臂开路而

三个下桥臂处于工作状态，A、C两相电流经由B相下桥臂流回网侧。阶段②和④中，B相上下桥臂同时处于工作状态，A、C两相电流分别经由上下桥臂在B相网侧出口流出，三相电流仍然保持平衡。每两个阶段之间的切换发生在电流过零时刻，因此不需要额外的硬件辅助设备即可完成软切换过程。

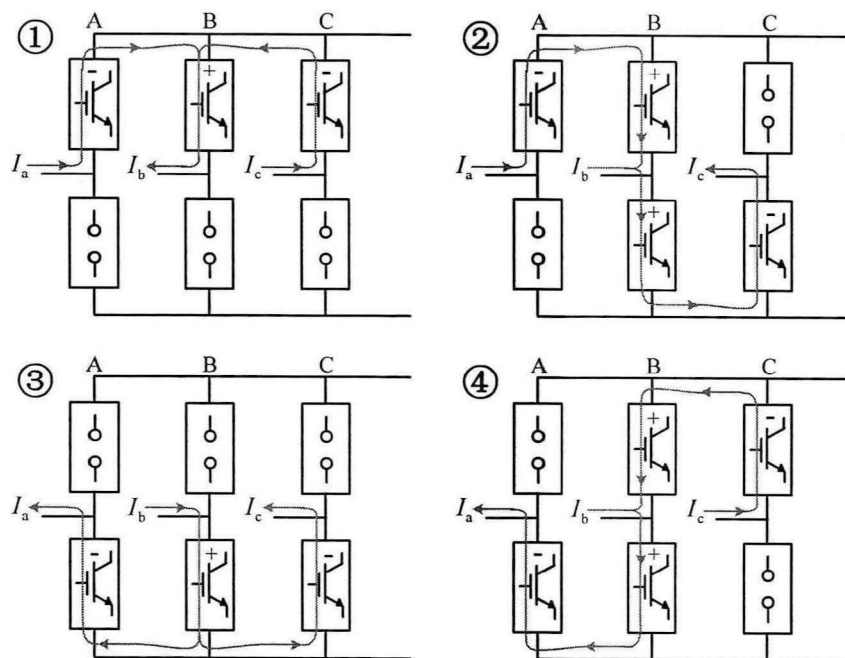


图 4-8 桥臂换相运行四阶段工作原理

4.2.2 桥臂换相运行策略的等效数学模型

换相运行过程中的桥臂在开断模式和工作模式之间切换，其桥臂电流的大小仍然可以用差模电流分量和共模电流分量的叠加来表示，差模电流分量即网侧电流在上下桥臂的均分，共模电流分量即环流。当一桥臂处于开断模式时，环流与网侧电流的一半相互抵消，桥臂电流为零，而在另一桥臂，环流与网侧电流的一半累加，桥臂电流为网侧电流。为描述桥臂的环流方向，首先定义以下符号函数：

$$\zeta_{\text{sgn},j} = \begin{cases} 1 & i_j > 0 \\ 0 & i_j = 0 \\ -1 & i_j < 0 \end{cases} \quad (4-2)$$

式中 i_j —— 为网侧三相注入电流， $j=A,B,C$ 。

根据式(4-2)可知，当符号函数的值输出为 1 时，表示网侧电流为正，对于负向换流的相单元，下桥臂应开断同时上桥臂工作。当符号函数的值输出为-1 时，表示网侧电流为负，对于负向换流的相单元，上桥臂应开断同时下桥臂工作。

如图 4-8 所示，以 C 为正向换流相单元为例，三相桥臂环流为表示为：

$$\begin{cases} i_{a_com} = \zeta_{sgn,A} i_a / 2 \\ i_{b_com} = \zeta_{sgn,B} i_b / 2 \\ i_{c_com} = i_{dc} - i_{a_com} - i_{b_com} \end{cases} \quad (4-3)$$

式中 i_{a_com} 、 i_{b_com} 、 i_{c_com} —— 分别为 ABC 三相桥臂环流；
 i_{dc} —— 为直流线路电流。

假设故障下直流线路正负极保持对称，根据基尔霍夫电压定律，桥臂共模电压分量和桥臂环流的关系为：

$$\begin{cases} u_{a_com} = \zeta_{sgn,A} \frac{L_0}{2} \frac{di_a}{dt} + u_{p0} \\ u_{b_com} = \zeta_{sgn,B} \frac{L_0}{2} \frac{di_b}{dt} + u_{p0} \\ u_{c_com} = L_0 \frac{di_{dc}}{dt} - \zeta_{sgn,A} \frac{L_0}{2} \frac{di_a}{dt} - \zeta_{sgn,B} \frac{L_0}{2} \frac{di_b}{dt} + u_{p0} \end{cases} \quad (4-4)$$

式中 u_{a_com} 、 u_{b_com} 、 u_{c_com} —— 分别为 ABC 三相桥臂共模电压分量；
 u_{p0} —— 故障下直流线路正极电压， $u_{p0} = u_p - u_o$ ；
 L_0 —— 桥臂电感。

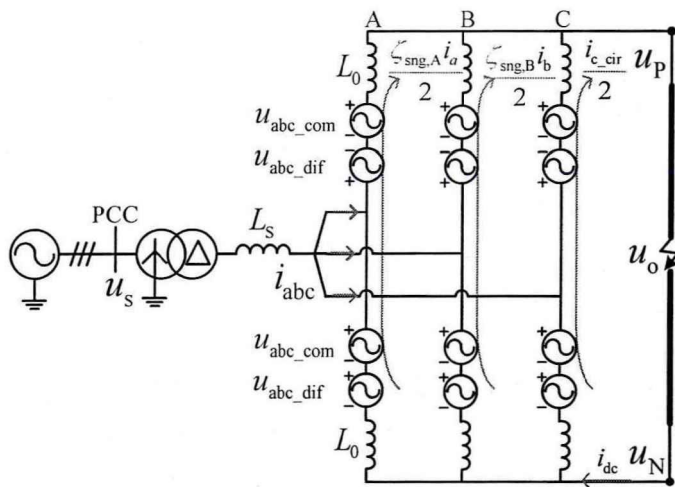


图 4-8 桥臂换相运行策略的等效模型

式(4-4)由于符号函数的存在，使得直接进行派克变换后的结果非常复杂，为了避免这种情况，本章采用只对其电流微分项进行派克变换，可表示为式(4-5)至式(4-7)。控制过程中，采用在反派克变换后乘以符号函数进行处理，保证计算结果满足式(4-4)。

$$\begin{cases} u_{d_com} = \frac{L_0}{2} \left(\frac{di_{sd}}{dt} + \omega i_{sq} \right) \\ u_{q_com} = \frac{L_0}{2} \left(\frac{di_{sq}}{dt} - \omega i_{sd} \right) \end{cases} \quad (4-5)$$

式中 u_{d_com} 、 u_{q_com} —— 分别为旋转坐标系下桥臂共模电压的 dq 分量；
同理，网侧电流和桥臂差模电压分量的关系为：

$$\begin{cases} u_{a_dif} = u_{sa} - (L_s + \frac{1}{2}L_0) \frac{di_a}{dt} - u_o \\ u_{b_dif} = u_{sb} - (L_s + \frac{1}{2}L_0) \frac{di_b}{dt} - u_o \\ u_{c_dif} = u_{sc} - (L_s + \frac{1}{2}L_0) \frac{di_c}{dt} - u_o \end{cases} \quad (4-6)$$

式中 u_{a_dif} 、 u_{b_dif} 、 u_{c_dif} —— 分别为 ABC 三相桥臂差模电压分量；
 u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} —— 分别为网侧三相电压分量。

式(4-6)经过派克变换后，可写成：

$$\begin{cases} u_{d_dif} = u_{sd} - (L_s + \frac{1}{2}L_0) \left(\frac{di_{sd}}{dt} + \omega i_{sq} \right) \\ u_{q_dif} = u_{sq} - (L_s + \frac{1}{2}L_0) \left(\frac{di_{sq}}{dt} - \omega i_{sd} \right) \end{cases} \quad (4-7)$$

式中 u_{d_dif} 、 u_{q_dif} —— 分别为旋转坐标系下差模电压的 dq 分量；
 i_{sd} 、 i_{sq} —— 分别为旋转坐标系下网侧电流的 dq 分量。

4.2.3 直流侧故障穿越控制策略

直流侧故障穿越控制策略分为以下三个部分：外环控制器、内环控制器、运行状态判断器。外环控制器调节子模块电容电压平衡和控制 MMC 输出的无功功率，生成网侧电流指令值，状态判断器根据电流指令值判断换相运行的阶段和桥臂运行的模式，内环控制器跟踪电流指令值生成差模和共模电压指令值，最后由阀基控制器根据判断器和内环控制器的结果生成触发信号。

4.2.3.1 外环控制器

如图 4-9 所示，外环控制器的有功类控制为电容电压平衡控制，保障系统在故障穿越下子模块电容电压维持稳定。同时按照设定的无功功率指令值向系统补偿无功电流，使 MMC 运行在 STATCOM 模式下。

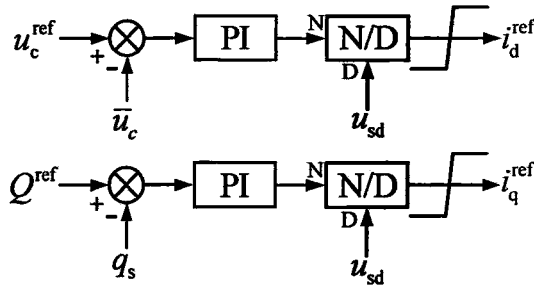


图 4-9 故障穿越策略外环控制框图

4.2.3.1 运行状态判断器

如图 4-10 所示，状态判断器根据电流指令生成三相符号函数值，通过查找提前建立的索引表判定运行状态和桥臂的工作模式，如表 4-4。

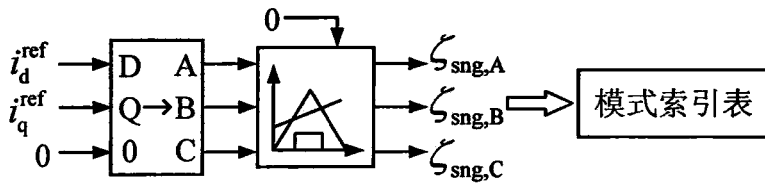


图 4-10 故障穿越策略状态判断器框图

表 4-4 桥臂工作模式索引表

状态	$\zeta_{sgn,A}$	$\zeta_{sgn,B}$	开路桥臂	工作桥臂
阶段①	1	1	ABC 下桥臂	ABC 上桥臂
阶段②	-1	1	A 上 B 下桥臂	AC 下 BC 上桥臂
阶段③	-1	-1	ABC 上桥臂	ABC 下桥臂
阶段④	1	-1	A 下 B 上桥臂	AC 下 BC 上桥臂

4.2.3.1 内环控制器

由式(4-4)和式(4-6)可知，网侧交流电流由桥臂差模电压分量和共模电压分量共同控制，如图 4-11 所示。电流指令值与网侧电流做差后经过 PI 环节输出电压指令值，电压指令值按比例分配至差模电压分量环和共模电压分量环，分别经过相应的前馈补偿后经过派克变换生成三相差模电压指令和共模电压指令值。其中，共模电压负向换流单元需要由运行状态判断器的输出给定电压方向，而正向换流相单元需要附加额外的直流控制环节。

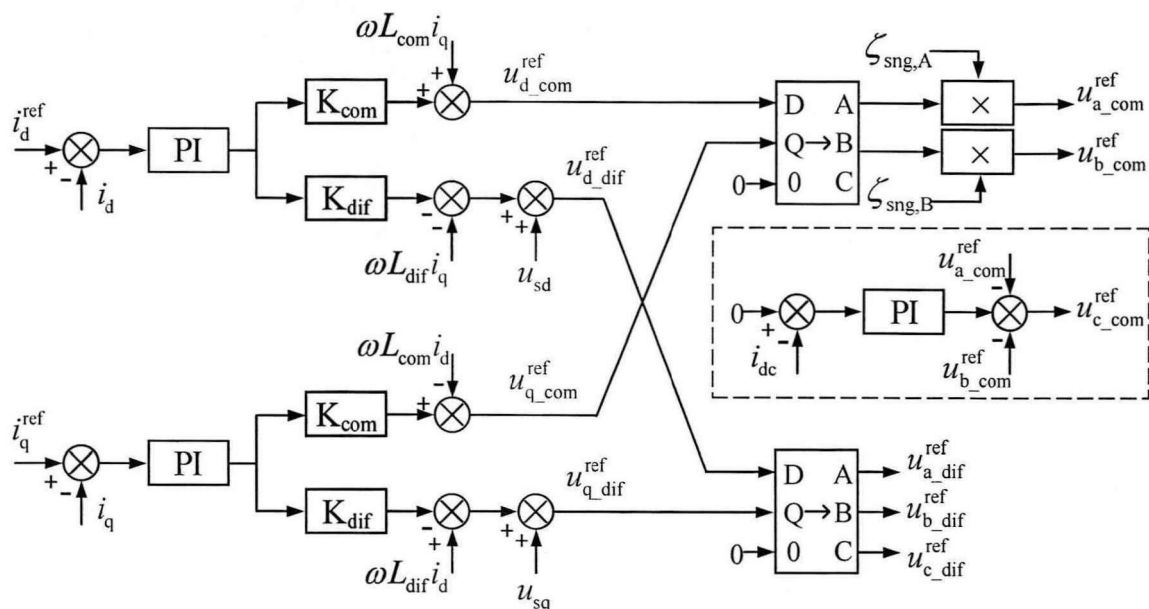


图 4-11 故障穿越策略内环控制框图

4.2.3.1 故障穿越控制器

混合拓扑换流器的整体故障穿越策略如图 4-12 所示。与稳态正常投入的控制器相似，使用双闭环控制器，包含网侧电流控制和桥臂环流控制，不同点在故障下桥臂换相运行过程中桥臂环流与网侧电流大小一致，方向需要由状态判断器判别，因此桥臂的共模电压指令值和差模电压指令值由同一个 PI 环节输出得到。阀级控制器根据内环输出的电压指令值进行均压和调制策略，然后根据运行状态判断器的结果生成 IGBT 触发信号。对于需要开断的桥臂，向桥臂上的 HBSM 发送切除信号，对 FBSM(μ FBSM)发送闭锁信号，而对于需要工作的桥臂，对桥臂上的 HBSM 发送切除信号，对 FBSM(μ FBSM)按照调制结果发送触发信号。

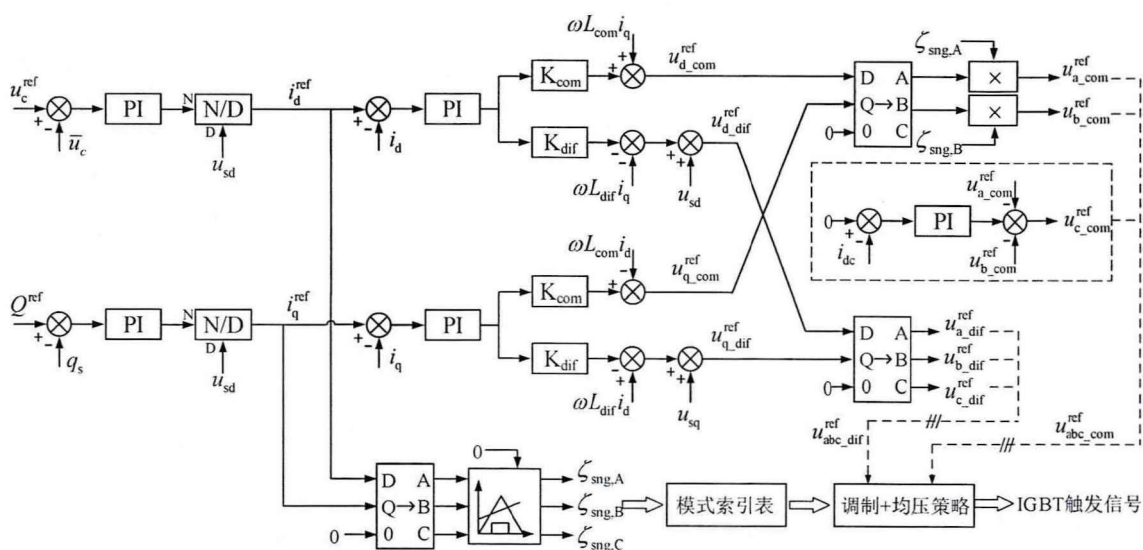


图 4-12 故障穿越策略整体控制框图

4.3 仿真分析验证

在 PSCAD/EMTDC 平台下搭建了单端 21 电平的混合拓扑换流器详细子模块模型，以验证本章所提控制策略的合理性。主要参数如表 4-5 所示。

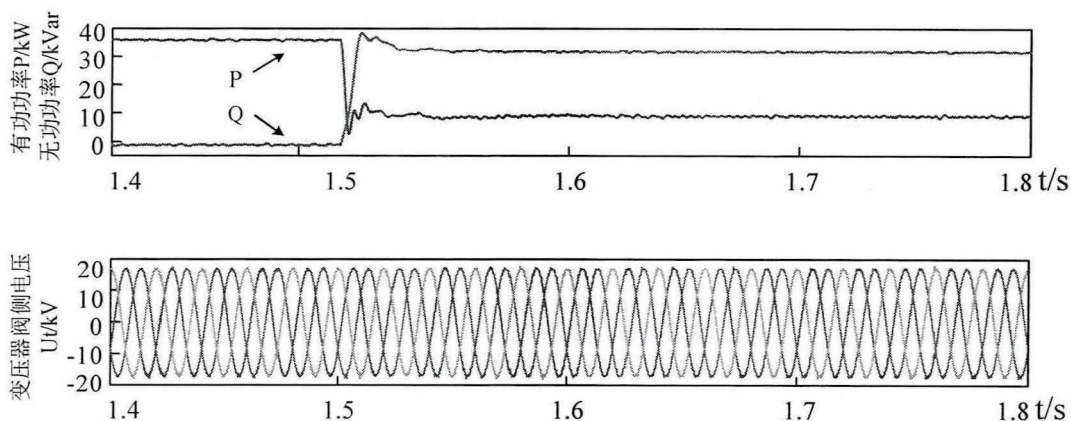
表 4-5 仿真系统主要参数

项目	参数	项目	参数
直流电压/kV	40	网侧等效电感/H	0.0042
子模块电容值/F	0.013	桥臂等效电感/H	0.084
桥臂 HBSM 个数	10	直流线路等效电感/H	0.0042
桥臂 FBSM(μ FBSM)个数	10	二极管正向导通压降/kV	0.01
IGBT/二极管导通电阻/ Ω	0.01	IGBT/二极管关断电阻/ Ω	1e6

4.3.1 MMC-HVDC 稳态运行仿真分析

正常运行时，换流站的有功功率设定为 40MW，无功功率 0MVar，子模块电容电压额定值为 2.0kV。

闭合直流线路，FBSM 和 μ FBSM 工作于半桥模式，MMC 在经典双序控制器的作用下依照额定功率运行。在 1.5s 设置功率阶跃，有功功率由 40MW 阶跃至 8MW，无功功率由 0MVar 阶跃至 32MVar。如图 4-14 所示，潮流阶跃前后，网侧三相电流保持对称，子模块电容电压三相平衡，直流电压维持在额定值附近，系统潮流阶跃前后均能稳定运行，经典双序控制系统对混合换流器拓扑在正常运行情况下可表现良好。



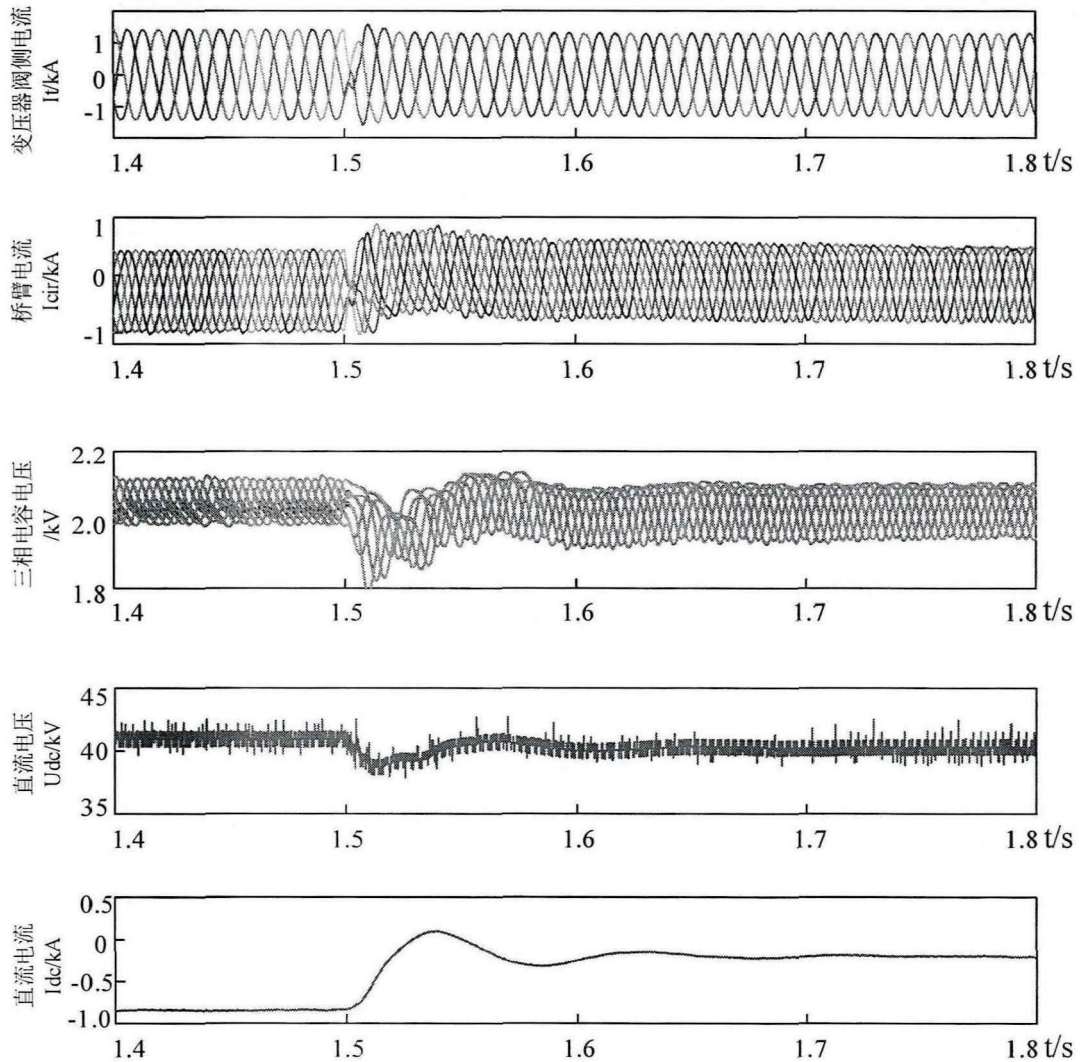


图 4-14 MMC 稳态潮流阶跃仿真结果

4.3.2 MMC-HVDC 直流侧双极短路故障仿真分析

设置换流站 1.993s 发生直流线路双极短路故障，2ms 后系统识别故障发生闭锁换流站，2.0s 切换控制器进行故障穿越，故障穿越阶段 MMC 向系统补偿 32MVar 的无功功率。图 4-15 仿真结果所示，故障发生后三相电压和电流受故障和闭锁操作发生扰动，之后在控制器的作用下恢复三相对称，有功功率和无功功率达到指定值，直流线路上的直流电流含量很低，换流器两极间的直流电压维持在零附近。

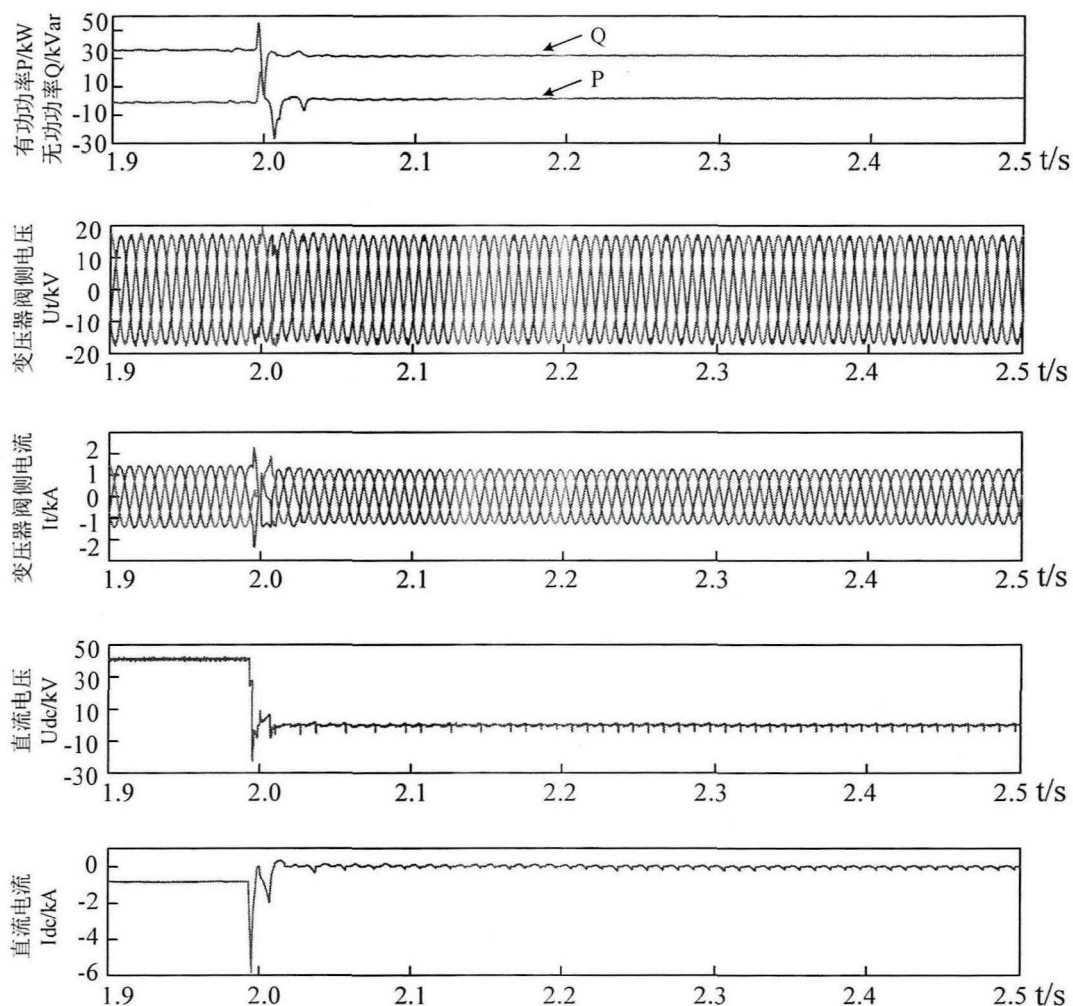
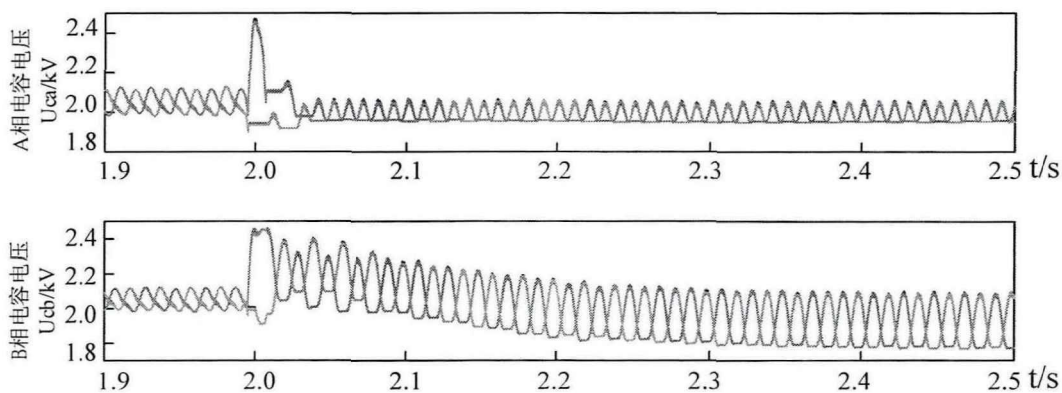


图 4-15 直流侧双极短路故障仿真结果

如图 4-16 所示，三相六桥臂的 FBSM(μ FBSM)电容电压逐渐恢复稳定，其中负向换流相单元(A、C 相)的电容电压波动约为 0.1kV，而正向换流相单元的(B 相)的电容电压波动约为 0.3kV。这是由于在换相运行阶段①和③中，A 相和 C 相的电容能量共同流向 B 相，而在阶段②和④中，B 相上下桥臂之间的电容能量相互交换的结果。



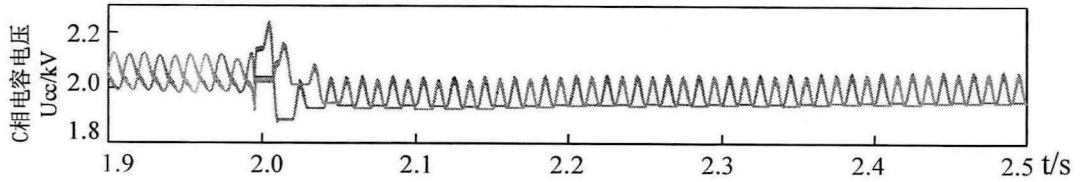


图 4-16 双极短路故障穿越 FBSM(μ FBSM)电容电压仿真结果

在故障发生至故障穿越控制启动期间，桥臂电流和电容电压发生了较大的扰动，如图 4-18 和 4-19 所示。直流双极短路时，换流器上下桥臂与故障点之间形成阻尼很小的回路，子模块电容器迅速向故障点放电，各个桥臂的直流分量显著增加。换流器发出闭锁信号后，桥臂电感上储存的能量馈入至电容器中，电容电压升高，直到桥臂电感存储的所有能量释放完毕，桥臂电流为零时，该桥臂完成闭锁。由于闭锁开始时刻桥臂电流大小不同，闭锁完成时间不一致，馈入至电容器的能量不同，各个桥臂上的电容电压在闭锁后变化幅度也不同，因此需要在故障穿越期间仍然需要子模块电容电压均压控制策略，保证系统的稳定性。

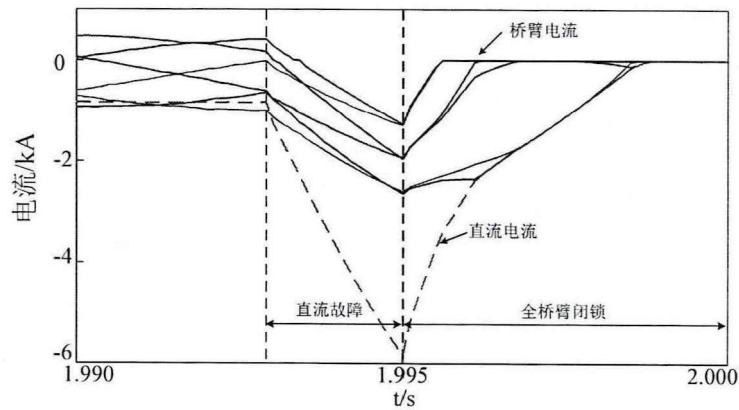


图 4-18 故障和闭锁阶段桥臂电流和直流电流仿真结果

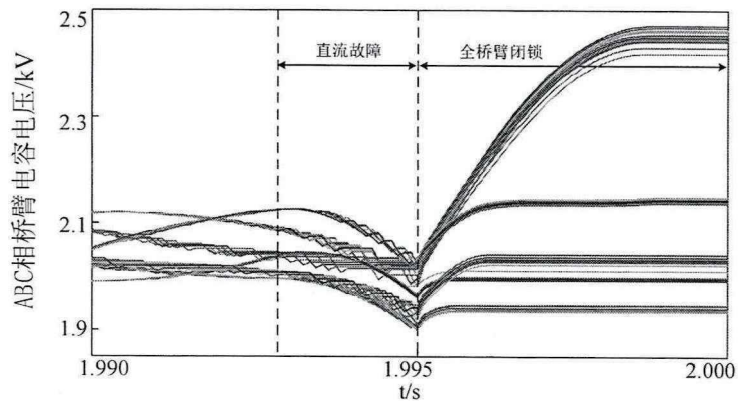


图 4-19 故障和闭锁阶段桥臂电流仿真结果

故障穿越期间各个桥臂切换至换相运行控制策略，换流器作为 STATCOM 向交流系统补偿无功功率。换相运行期间桥臂电压和桥臂电流仿真波形如图 4-20 和 4-21 所示。一个周期内换流器有四个阶段，各个阶段之间桥臂电流保持连续

且方向不变，并且正向换流相单元(B相)和负向换流相单元(A、C相)方向相反。

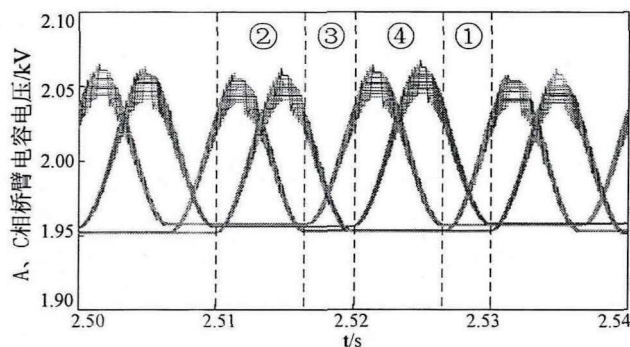


图 4-20 换相运行期间桥臂电流仿真结果

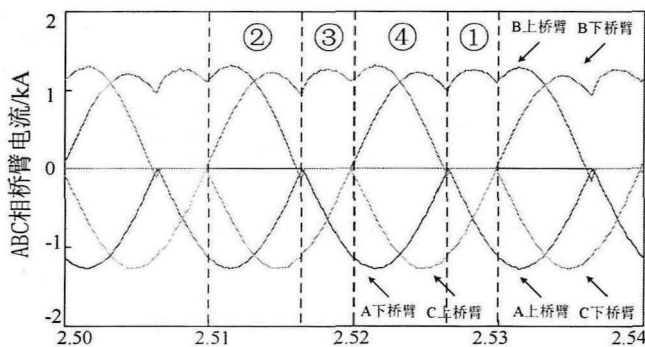
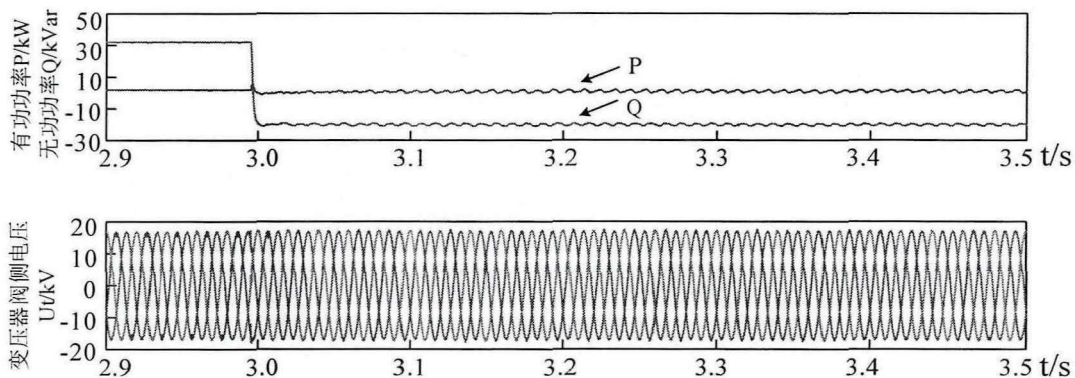


图 4-21 换相运行期间桥臂电流仿真结果

4.3.3 MMC-HVDC 故障下 STATCOM 模式仿真分析

设置换流站 3.0s 时刻设置无功阶跃，无功指令值由 32MVar 阶跃至 -20MVar。图 4-22 仿真结果所示，换流器在直流故障穿越期间不输出有功功率，工作在 STATCOM 模式，可向网侧系统补偿感性无功功率和容性无功功率，调节范围大。相比无功阶跃前三相电流幅值降低，各个桥臂的电流方向不变但是幅值减小，直流线路上的电流含量很低，直流电压维持在零附近，扰动量变得更微小。



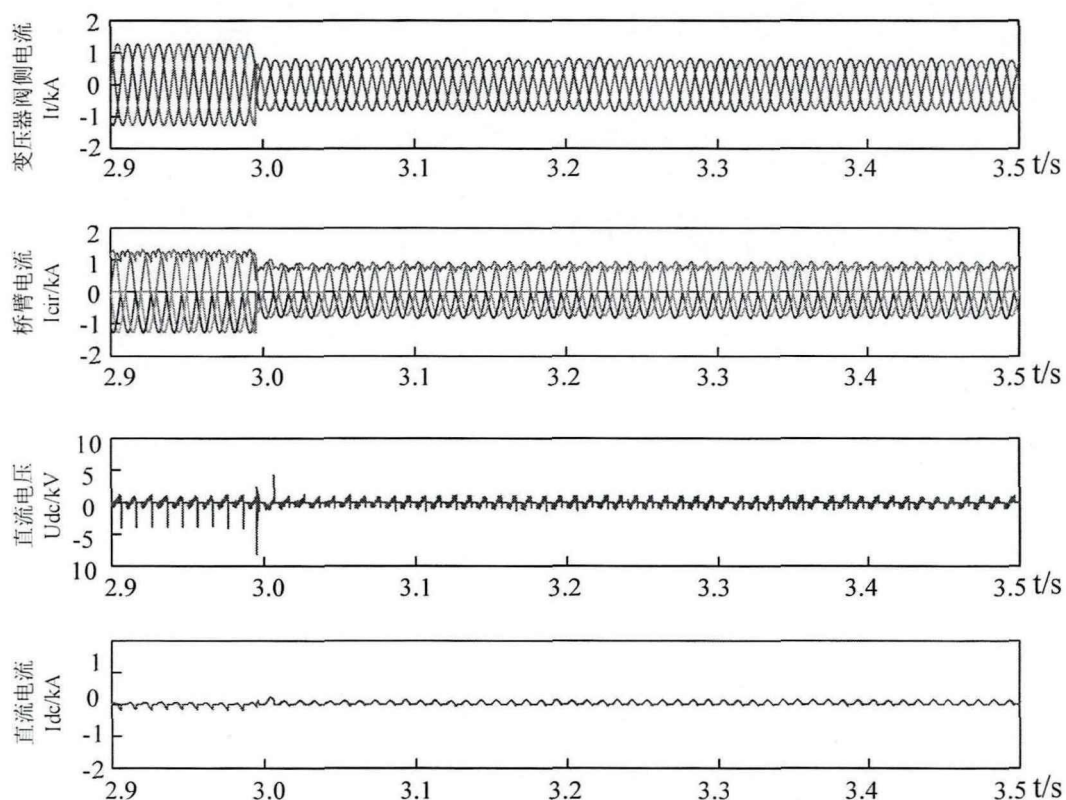


图 4-22 STATCOM 模式下无功阶跃仿真结果

如图 4-23 所示，FBSM(μ FBSM)电容电压在 STATCOM 模式下仍然保持稳定，但是电压的波动量方向发生了改变。这是因为向网侧补偿的无功功率由容性变为感性，网侧电压的相位由超前网侧电压 90° 变为滞后 90° ，桥臂工作阶段内桥臂电流的相位不变，而阀段电压的相位相差 180° ，因此电压波动量方向相反。

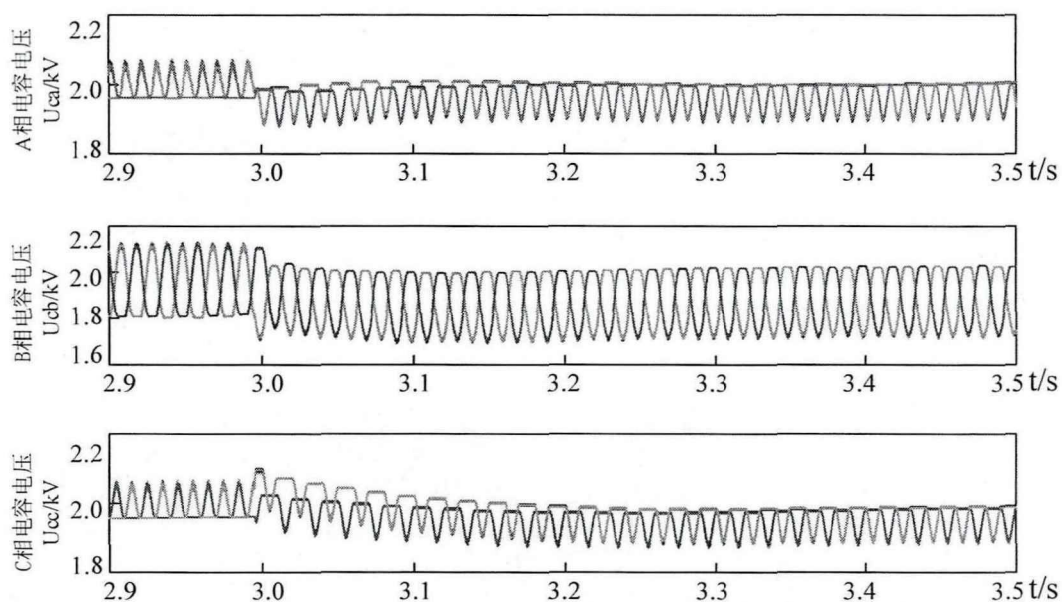


图 4-23 STATCOM 模式下无功阶跃 FBSM(μ FBSM)电容电压仿真结果

4.4 本章小结

实现直流故障下模块化多电平换流器的故障穿越有助于保护直流输电系统，增强交直流系统的稳定性。本章提出具有直流故障穿越能力的新型混合换流器拓扑，通过控制桥臂的工作模式实现换相运行策略，在抑制直流故障电流的同时实现换流器的 STATCOM 模式运行，主要结论如下：

1) 半极全桥子模块是全桥型的子模块，每个桥臂的反并联二极管可以保证闭锁状态下任意方向的电流都可以向电容器充电，是桥臂开断模式的最基本条件。但是其比全桥型子模块少一个控制自由度，仅可以在负向的桥臂电流输出三种电平： $+U_c$ 、 0 、 $-U_c$ ，正向电流输出两种电平： $+U_c$ 、 0 。

2) 桥臂的开断模式使得新型混合拓扑换流器可以进行换相运行策略，换相运行下换流器与交流系统交换有功功率维持电容电压平衡，并且向交流系统补偿无功电流，而功率输送不经过直流线路，因此实现了换流器的独立运行。

3) 当同一相单元的两个桥臂分别处于工作模式和开断模式时，与稳态工作下相同，换流器的等效模型仍然可以使用交流电流回路和环流回路来描述，但环流的幅值与交流电流的幅值相同，而换相运行策略的不同阶段决定了环流的方向。

4) 本章所提的故障穿越策略基于桥臂换相运行策略，可以实现抑制和阻断故障电流，均衡子模块电容电压，同时使换流器工作在 STATCOM 模式下，向交流系统补偿无功功率，提高交直流系统的稳定性。

第 5 章 结论与展望

5.1 全文总结

MMC-HVDC 的故障穿越控制策略研究是制约柔性直流发展的主要瓶颈之一，其主要难点在于：(1) 模块化多电平换流器的运行原理复杂，运行状态多，内部耦合作用强，能量转移缺乏调控，控制保护策略设计难度大；(2) 现有换流器的拓扑结构故障穿越能力弱，过电流能力受限，功能单元间的能量分配在故障下缺乏调协机制，严重影响系统的安全稳定性。

为了解决上述问题，本文采用理论分析和仿真验证相结合的方式，围绕模块化多电平换流器的故障穿越控制策略的关键技术难点展开了系统的分析和研究，本文的主要工作和创新点如下：

1) 针对 MMC-HVDC 不对称故障下的子模块能量管理策略，本文将电容的能量分布视为内部的分布功率源预估了共差模功率指令值，在功率调制的同时实现能量管理，将故障引起的功率不平衡限制在故障侧换流站内部，抑制直流侧的功率震荡。通过调节不平衡的共模功率改变相单元间的能量分布，调节不平衡的差模功率改变上下桥臂间的能量分布，进而实现子模块电容电压的均衡管理，保证直流输电系统良好运行性能。

2) 针对 MMC-HVDC 的不对称故障穿越控制策略，本文提出的最近电平逼近优化调制策略起到串联解耦的作用，可以提高换流器的控制能力，同时基于比例积分多谐振的内环控制器含有多种电流信号的内模，保证桥臂电流各分量的质量。另外提出根据交流出力因子和直流出力因子判断故障持续时间和计算直流电压修正量的方法，实现直流电压传递功率信号的目的，以协助定电压站和定功率换流站的综合功率外环控制完成故障穿越。本文所提的故障穿越策略使得换流器在故障运行工况与潮流阶跃工况下相同，提高了 MMC-HVDC 系统的稳定性。

3) 针对具有直流故障穿越能力的新型换流器结构，本文提出由半桥子模块、全桥子模块和半极全桥子模块构成的混合换流器拓扑，该换流器的桥臂有工作和开断两种模式。桥臂在稳态工况下处于工作模式，所有子模块均运行于半桥状态，而桥臂的开断模式使得新型混合拓扑换流器具备直流故障穿越能力，可以进行桥臂换相运行控制。

4) 针对 MMC-HVDC 的直流双极短路故障穿越策略，本文所提的控制策略基于桥臂换相运行，可以抑制和阻断故障电流，均衡子模块电容电压，同时使换流器工作在 STATCOM 模式下，向交流系统补偿无功功率，无功功率的输送不需要借助直流线路，换流器可独立运行，提高了交直流系统的稳定性。

5.2 研究工作展望

本文针对模块化多电平换流器的故障穿越控制策略研究进行了系统分析和深入研究，但仍有大量的工作需要进一步的探讨：

1) 本文仅针对 MMC-HVDC 系统的不对称故障穿越策略进行了详细的分析和研究，场景可进一步拓展。特别的，交流侧不对称故障可引起直流电网直流潮流的变化，涉及的换流站点个数多，控制模式多样，因此今后的研究可重点考虑不对称故障穿越控制与直流电网潮流计算和控制的协调策略。

2) 本文提出的混合换流器拓扑，在故障穿越情况仅依靠半极全桥子模块和全桥子模块的动作，而半桥子模块全部处于闭锁状态。若结合三种子模块的不同工作模式，虽然控制策略和调制策略更加复杂，但是换流器的运行状态更加灵活，因此考虑能够提升混合换流器应用范围的控制策略将是以后研究的方向之一。

参考文献

- [1] 刘振亚. 全球能源互联网跨国跨洲互联研究及展望[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5103-5110, 5391
- [2] 舒印彪, 张智刚, 郭剑波, 等. 新能源消纳关键因素分析及解决措施研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(01): 1-9
- [3] 谢宇翔, 张雪敏, 罗金山, 等. 新能源大规模接入下的未来电力系统演化模型[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(02): 421-430, 673
- [4] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(07): 1760-1771
- [5] 周孝信, 鲁宗相, 刘应梅, 等. 中国未来电网的发展模式和关键技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 4999-5008
- [6] 陆晶晶, 贺之渊, 赵成勇, 等. 直流输电网规划关键技术与展望[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(02): 182-191
- [7] 肖晋宇, 张宇, 万磊, 等. 直流电网在全球能源互联网中的应用定位与案例研究[J]. 全球能源互联网, 2018, 1(01): 32-38
- [8] Perez M A, Bernet S, Rodriguez J, et al. Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 4-17
- [9] Dekka A, Wu B, Fuentes R L, et al. Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1631-1656
- [10] Ronanki D, Williamson S S. Modular Multilevel Converters for Transportation Electrification: Challenges and Opportunities [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 399-407
- [11] 汤广福, 贺之渊, 庞辉. 柔性直流输电技术在全球能源互联网中的应用探讨[J]. 智能电网, 2016, 4(02): 116-123
- [12] Shi X, Wang Z, Liu B, et al. Steady-State Modeling of Modular Multilevel Converter Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7306-7324
- [13] Guan M, Xu Z. Modeling and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4858-4867

- [14] 王广柱, 孙常鹏, 刘汝峰, 等. 基于桥臂电流控制的模块化多电平变换器综合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(02): 458-464
- [15] Moon J, Park J, Kang D, et al. A Control Method of HVDC-Modular Multilevel Converter Based on Arm Current Under the Unbalanced Voltage Condition[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 529-536
- [16] 王振浩, 张震, 李国庆. 基于补偿原理的 MMC-HVDC 系统不对称故障控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(17): 94-100
- [17] Tu Q, Xu Z, Chang Y, et al. Suppressing DC Voltage Ripples of MMC-HVDC Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1332-1338
- [18] Shi X, Wang Z, Liu B, et al. Characteristic Investigation and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Single-Line-to-Ground Fault Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 408-421
- [19] 孔明, 汤广福, 贺之渊, 等. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 输电系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(28): 41-49, 8
- [20] Bergnadias G, Suul J A, Berne E, et al. Optimal Shaping of the MMC Circulating Currents for Preventing AC-Side Power Oscillations From Propagating Into HVdc Grids[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(2): 1015-1030
- [21] Wang J, Liang J, Wang C, et al. Circulating Current Suppression for MMC-HVDC under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3250-3529
- [22] Li S, Wang X, Yao Z, et al. Circulating Current Suppressing Strategy for MMC-HVDC Based on Nonideal Proportional Resonant Controllers Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 387-397
- [23] Moon J, Kim C, Park J, et al. Circulating Current Control in MMC Under the Unbalanced Voltage[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1952-1959
- [24] 欧朱建, 王广柱. 电网电压不对称工况下模块化多电平变换器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(01): 258-265, 363
- [25] Ou Z, Wang G, Zhang L. Modular Multilevel Converter Control Strategy Based on Arm Current Control Under Unbalanced Grid Condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3826-3836
- [26] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(16): 4646-4657, 4970

- [27] Riar B S, Madawala U K. Decoupled Control of Modular Multilevel Converters Using Voltage Correcting Modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 690-698
- [28] Lizana R, Perez M A, Bernet S, et al. Control of Arm Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1774-1784
- [29] 黄强, 邹贵彬, 高磊, 等. 基于 HB-MMC 的直流电网直流线路保护技术研究综述[J]. 电网技术, 2018, 42(09): 2830-2840
- [30] 刘剑, 邵能灵, 范春菊, 等. 柔性直流输电线路故障处理与保护技术评述[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(20): 158-167
- [31] Häfner J, Jacobson B. Proactive Hybrid HVDC Breakers-A key innovation for reliable HVDC grids[C]. Integrating Supergrids and Microgrids International Symposium, January, 2011, Bologna, Italy:1-8
- [32] Suzuki A, Akagi H. HVDC Circuit Breakers Combining Mechanical Switches and a Multilevel PWM Converter: Verification by Downscaled Models[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4259-4269
- [33] Ray A, Rajashekara K, Banavath S N, et al. Coupled Inductor-Based Zero Current Switching Hybrid DC Circuit Breaker Topologies[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(5): 5360-5370
- [34] Li X, Song Q, Liu W, et al. Protection of Nonpermanent Faults on DC Overhead Lines in MMC-Based HVDC Systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 483-490
- [35] Li R, Fletcher J E, Xu L, et al. A Hybrid Modular Multilevel Converter With Novel Three-Level Cells for DC Fault Blocking Capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(4): 2017-2026
- [36] 刘高任. 基于模块化多电平换流器的柔性直流电网故障保护策略研究[D]. 浙江: 浙江大学, 2017
- [37] 罗永捷, 李耀华, 李子欣, 等. 全桥型 MMC-HVDC 直流短路故障穿越控制保护策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(07): 1933-1943
- [38] 姚骏, 谭义, 裴金鑫, 等. 模块化多电平变流器高压直流输电系统直流故障改进控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(14): 3306-3318
- [39] Zhao C, Li Y, Li Z, et al. Optimized Design of Full-Bridge Modular Multilevel Converter With Low Energy Storage Requirements for HVdc Transmission System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 97-109

- [40] Hu J, Xiang M, Lin L, et al. Improved Design and Control of FBSM MMC With Boosted AC Voltage and Reduced DC Capacitance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 1919-1930
- [41] 孔明, 汤广福, 贺之渊. 子模块混合型 MMC-HVDC 直流故障穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5343-5351
- [42] Jianzhong X, Chengyong Z, Zhipeng H, et al. Start-up control and DC fault ride-through strategies of a hybrid MMC-HVDC system suitable for overhead line transmission[C]. International Future Energy Electronics Conference(IFEEC), November 1-4, 2015, Taipei, Taiwan: 1-6
- [43] Zeng R, Xu L, Yao L, et al. Precharging and DC Fault Ride-Through of Hybrid MMC-Based HVDC Systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3): 1298-1306
- [44] Judge P D, Chaffey G, Merlin M M C, et al. Dimensioning and Modulation Index Selection for the Hybrid Modular Multilevel Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3837-3851
- [45] Yu X, Wei Y, Jiang Q, et al. A Novel Hybrid-Arm Bipolar MMC Topology With DC Fault Ride-Through Capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(3): 1404-1413
- [46] Yu X, Wei Y, Jiang Q. STATCOM Operation Scheme of the CDSM-MMC During a Pole-to-Pole DC Fault[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1150-1159
- [47] Nguyen T H, Hosani K A, Moursi M S E, et al. An Overview of Modular Multilevel Converters in HVDC Transmission Systems With STATCOM Operation During Pole-to-Pole DC Short Circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4137-4160
- [48] 郭贤珊, 李探, 李高望, 等. 张北柔性直流电网换流阀故障穿越策略与保护定值优化[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(24): 196-205
- [49] 张帆, 许建中, 苑宾, 等. 基于虚拟阻抗的 MMC 交直流侧故障过电流抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(08): 2103-2113
- [50] 孙吉波, 王宇, 刘崇茹, 等. 基于 MMC 的多端直流电网双极短路故障电流计算[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(11): 72-78
- [51] 赵强松. 新型比例积分多谐振控制及其并网逆变器应用研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016
- [52] 梁营玉, 刘建政. 谐波和不对称电网电压下 MMC-HVDC 桥臂电流控制策略

[J]. 电网技术, 2018, 42(08): 2494-2502

攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果

(一) 发表的学术论文

[1] Yu Jianyu , Liu Chongru , Wang Chao, et al. A Novel Control Strategy of Modular Multilevel Converter Based on Instantaneous Power Theory[C]. IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration(EI2), October 20-22, 2018, Beijing, China: 1-5(EI 检索号:20190606461532)

[2] 喻建瑜, 刘崇茹, 王洁聪. 不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越控制策略[J/OL]. 中国电机工程学报: 1-12 [2020-03-07]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.190746>

致 谢

值此论文完成之际，衷心感谢导师刘崇茹教授对本人的精心指导。老师拥有丰富的理论知识和实际工程经验，她严谨治学的态度和大胆创新的进取精神对我产生了很大影响，她的言传身教使我终生受益。

感谢实验室同门师兄师姐和师弟师妹们，每当我需要帮助时，他们都主动伸出援手；除此之外，我的室友们和同学们也让我如获至宝，大家一起度过了难忘的研究生生活。希望各位在今后的学习与生活中都能一往无前，一步一个脚印地实现自己的每一个目标。

感谢三年中陪伴在我身边的父母和朋友，感谢他们为我提出的建议和意见，有了他们的包容、关爱和鼓励，我才能充实得度过研究生生活。