

# 华北电力大学

博士学位论文

基于 MMC 的柔性直流电网协调控制策略研究

**Research on Coordinate Control for the VSC-HVDC Grid  
Based on Modular Multilevel Converter**

李海峰

2017 年 6 月

国内图书分类号：TM721  
国际图书分类号：621.3

学校代码：10079  
密级：公开

## 博士学位论文

# 基于 MMC 的柔性直流电网协调控制策略研究

博士研究生：李海峰

导师：李庚银 教授

副导师：刘崇茹 教授

申请学位：工学博士

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：2017年6月

授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM721  
U.D.C: 621.3

Thesis for the Doctor Degree

**Research on Coordinate-Control for the VSC-HVDC Grid  
Based on Modular Multilevel Converter**

<b>Candidate:</b>	Li Haifeng
<b>Supervisor:</b>	Prof. Li Gengyin
<b>Co-supervisor:</b>	Prof. Liu Chongru
<b>Academic Degree Applied for:</b>	Doctor of Engineering
<b>Speciality:</b>	Electric Power Engineering
<b>School:</b>	School of Electrical & Electronic Engineering
<b>Date of Defence:</b>	June, 2017
<b>Degree-Conferring-Institution:</b>	North China Electric Power University



## 摘 要

柔性直流输电技术可实现有功和无功功率的四象限独立控制。模块化多电平换流器拓扑的提出更是极大地提高了换流站电压等级和容量以及输出交流电压波形的质量,降低了开关元件的开关频率和损耗以及动作一致性的要求,使得柔性直流输电技术更适合用于复杂工况下的电能输送和新能源电源的并网消纳。目前,我国已建设了南澳和舟山多端柔性直流输电系统来完成风电能量的并网和传输。未来,在引入更多种类的换流站、新能源电源和储能设备后,大规模直流电网在实际工程中的应用已呼之欲出。协调控制策略将平衡直流电网与其接入的交流电网的瞬时交换功率,以保持直流系统电压稳定。

本文提出了一种新型直流电压下垂控制策略作为大规模柔性直流电网的协调控制策略。该策略将换流站分组,并对每个换流站分组设计相应的电压裕度和死区来区分各组参与协调控制的优先等级。这样,已有的电压裕度和死区就不再受直流电网中换流站个数变化的影响,极大地增强了下垂控制的适用性。

给出了新型直流电压下垂控制策略电压裕度和死区的优化选择方法。该方法通过系统各电气量暂态中的过调量和调整时间以及新稳态运行点的直流电压来优化下垂控制的动态特性。同时,还给出了一条改进的功率-电压特性曲线,根据实际运行工况化简了下垂斜率的求取过程。

讨论了新型下垂控制策略与其他换流站层控制策略的配合运行方式,包括与附加直流电压控制策略和具备同期并网能力的直流电网平滑启动策略的配合方式,增强了所提下垂控制的兼容性。其他同层换流站控制策略与下垂控制的配合方式可参考以上两种控制策略与下垂控制的配合方式。

最后,本文设计了基于 EMTDC 的大规模柔性直流电网控制系统的仿真平台。利用等效控制子函数的调用解决控制元件复制工作。为自定义封装模块设计多维信号交互接口来解决信号维数转换问题。因此通过自定义封装模块而建立的仿真控制平台极大地化简了控制系统建模的工作量和复杂度。

通过在大规模交直流混合系统中的仿真计算验证,证明了本文提出控制策略的可行性与有效性,并对实际工程应用具有一定的指导意义。

**关键词:** 柔性直流电网, 模块化多电平换流器, 下垂控制, 附加直流电压控制, 启动策略, EMTDC 控制系统建模

## Abstract

The voltage-source-converter-based high-voltage direct-current (VSC-HVDC) system has already achieved independent active- and reactive-power control. The advent of modular multilevel converter (MMC) enables a VSC station with high voltage and capacity levels and excellent output voltage quantity, while reducing switching frequency and losses and operating consistency of switch devices. Therefore, VSC-HVDC is commercially used to deal with the tough situations, such as large scale power transmission and integration of renewable power sources. So far in China, it has Nanao and Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC systems for integrating offshore wind farms. Hence, HVDC grid, which contains converter stations, renewable power sources and energy storage devices, is not a concept but a reality for the future's transmission system. Coordinate-control achieves power balance between the VSC-HVDC grid and its host AC systems and maintains a stable DC voltage for the DC system.

This paper proposes an enhanced DC voltage droop-control for the VSC-HVDC grid as a coordinate-control strategy. The proposed droop-control divides the VSC stations into 4 groups, and then voltage margins and dead-bands are assigned for each converter station group to determine their priorities in enabling the droop-control. Thus, the pre-specified voltage margins and dead-bands are not affected by the number of converter stations in the HVDC grid. Therefore, the feasibility of the proposed droop-control is better than that of the existing droop-control.

This paper also provides an optimal solution for voltage margins and dead-bands, considering over-correction and adjustment-time of an electric variable in transient states and new steady-state DC voltage. An improved power-voltage characteristic is presented to obtain droop rates more convenient based on the practical situations.

Discussion on cooperations between the proposed droop-control and additional DC voltage control, and between the proposed droop-control and smooth start strategy are made in this paper to show the compatibility of the proposed droop-control. The aforementioned cooperation ways are good indicators for other control strategies which need to cooperate with the droop-control.

The EMTDC-based, MMC control system models are established in this paper for large scale simulations of the HVDC grids. Equivalent functions are established and the original control components are unnecessary. Multi-dimension signal interfaces are designed for the defined control models so that the conversion of signal dimensions is eliminated. Therefore,

the simulation platform using the defined control models reduces the labor and complexity of modeling the control system of an MMC.

The effectiveness and feasibility of the proposed control strategies in this paper is tested by a large scale of AC-DC hybrid system. The achievements of this paper can be good indicators for the practical applications.

**Keywords:** VSC-HVDC grid, modular multilevel converter, droop-control, additional DC voltage control, start strategy, EMTDC-based control system modeling

# 目 录

摘 要 .....	I
Abstract .....	II
第 1 章 绪论 .....	1
1.1 柔性直流输电网及其协调控制 .....	1
1.1.1 柔性直流输电网 .....	1
1.1.2 协调控制策略 .....	2
1.2 现有协调控制策略的不足 .....	2
1.2.1 直流电压裕度和死区的设定受 VSC 个数影响 .....	2
1.2.2 测试条件过于理想和单一 .....	3
1.2.3 忽略协调策略和其他控制策略的配合 .....	3
1.3 本文所做工作 .....	3
1.3.1 新型下垂控制策略 .....	3
1.3.2 复杂交直流混合系统测试 .....	4
1.3.3 与其他控制策略的配合 .....	4
1.3.4 适合大规模直流电网的仿真控制平台 .....	4
1.4 本文工作安排 .....	4
第 2 章 适用于柔性直流输电网的新型直流电压下垂控制 .....	6
2.1 引言 .....	6
2.2 带死区下垂控制 .....	7
2.3 换流站分组 .....	8
2.4 电压裕度与死区的选择 .....	9
2.4.1 电压裕度与死区 .....	9
2.4.2 下垂斜率 .....	10
2.5 仿真分析 .....	11
2.5.1 仿真系统 .....	11
2.5.2 电压裕度、死区和下垂斜率 .....	12
2.5.3 动态效果评估 .....	13
2.6 小结 .....	17
第 3 章 新型下垂控制电压死区的选择方法 .....	18
3.1 引言 .....	18
3.2 电压死区对暂态特性的影响 .....	18

3.2.1 过调量.....	18
3.2.2 调整时间.....	18
3.2.3 新稳态运行点直流电压.....	19
3.3 优化目标函数.....	19
3.4 仿真验证.....	20
3.4.1 测试系统与优化结果.....	20
3.4.2 动态效果评估.....	20
3.5 小结.....	23
<b>第4章 下垂控制与附加直流电压控制策略的配合.....</b>	<b>25</b>
4.1 引言.....	25
4.2 调制比的取值区间.....	25
4.2.1 最小调制比计算.....	25
4.2.2 MMC 稳态运行分析.....	27
4.3 附加直流电压控制策略的设计.....	28
4.3.1 附加直流电压控制策略的设计.....	28
4.3.2 $\Delta U_{dc}$ 的上下限计算.....	29
4.3.3 反比例系数.....	29
4.3.4 附加直流电压控制器.....	30
4.4 附加直流电压控制与下垂控制的配合.....	31
4.5 仿真验证.....	31
4.5.1 仿真系统.....	31
4.5.2 保持全电平数的输出波形.....	33
4.5.3 保持系统稳定运行.....	34
4.5.4 对直流电压调整信号的在线限幅计算.....	35
4.6 小结.....	35
<b>第5章 下垂控制与 MMC 平滑启动策略的配合.....</b>	<b>37</b>
5.1 引言.....	37
5.2 具备同期并网功能的平滑启动策略.....	38
5.2.1 启动策略整体设计.....	38
5.2.2 M- $\delta$ 控制器.....	40
5.2.3 控制器平滑切换.....	41
5.2.4 启动过程详细步骤.....	43
5.3 启动策略与下垂控制配合方式.....	43
5.4 仿真验证.....	44
5.4.1 仿真系统.....	44
5.4.2 子模块电容电压.....	45

5.4.3 同期并网.....	46
5.4.4 控制器平滑切换过程.....	47
5.4.5 MMC <sub>3</sub> 并网对系统的影响.....	49
5.5 小结.....	50
<b>第 6 章 基于 EMTDC 的柔性直流电网控制仿真平台</b> .....	<b>52</b>
6.1 引言.....	52
6.2 基于 CPS-SPWM 的封装控制器.....	53
6.2.1 控制系统与一次系统间的信号交互.....	53
6.2.2 功率控制模块.....	54
6.2.3 平衡控制模块.....	63
6.2.4 载波与触发模块.....	66
6.3 基于排序器的控制器封装模块.....	68
6.4 封装模块的优点.....	70
6.5 仿真验证.....	71
6.5.1 等效控制子函数验证.....	71
6.5.2 换流器动态特性验证.....	76
6.6 小结.....	80
<b>第 7 章 结论与展望</b> .....	<b>81</b>
7.1 本文结论.....	71
7.2 课题未来展望.....	71
<b>参考文献</b> .....	<b>83</b>
<b>附录 A</b> .....	<b>91</b>
<b>附录 B</b> .....	<b>97</b>
<b>攻读博士学位期间发表的论文及其它成果</b> .....	<b>100</b>
<b>攻读博士学位期间参加的科研工作</b> .....	<b>102</b>
<b>致谢</b> .....	<b>103</b>
<b>作者简介</b> .....	<b>104</b>

<b>Abstract (Chinese)</b> .....	I
<b>Abstract (English)</b> .....	II
<b>Chapter 1 Introduction</b> .....	1
1.1 VSC-HVDC grid and coordinate control .....	1
1.1.1 VSC-HVDC grid .....	1
1.1.2 Coordinate control .....	2
1.2 Drawbacks of the existing research works .....	2
1.2.1 Voltage margins and dead-bands affected by the number of VSCs .....	2
1.2.2 Ideal and simple study cases .....	3
1.2.3 No cooperations between coordinate control and other control strategies .....	3
1.3 Achievements .....	3
1.3.1 An enhanced DC voltage droop-control .....	3
1.3.2 Hybrid HVDC-AC system studies .....	4
1.3.3 Cooperations between droop-control and other control strategies .....	4
1.3.4 EMTDC-based HVDC grid simulation platform .....	4
1.4 Organization of this thesis .....	4
<b>Chapter 2 An enhanced DC voltage droop-control for the VSC-HVDC grid</b> .....	6
2.1 Introduction .....	6
2.2 Dead-band-based DC voltage droop-control .....	7
2.3 VSC groups .....	8
2.4 Design of Voltage margins and Dead-bands .....	9
2.4.1 Voltage margins and dead-bands .....	9
2.4.2 DC voltage droop-control .....	10
2.5 Simulation tests .....	11
2.5.1 Simulation system .....	11
2.5.2 Voltage margins, dead-bands and droop rate .....	12
2.5.3 Dynamic evaluations .....	13
2.6 Conclusions .....	17
<b>Chapter 3 Selections of voltage margins and dead-bands</b> .....	18
3.1 Introduction .....	18

3.2 The effects of dead-bands on transient states .....	18
3.2.1 Over-corrections.....	18
3.2.2 Adjustment time.....	18
3.2.3 New steady-state DC voltage .....	19
3.3 Object function .....	19
3.4 Simulation tests.....	20
3.4.1 Simulation system and optimal results.....	20
3.4.2 Dynamic Evaluations .....	20
3.5 Conclusions.....	23
<b>Chapter 4 Cooperation between enhanced DC voltage droop-control and additional DC voltage control. ....</b>	<b>25</b>
4.1 Introduction.....	25
4.2 The proper modulation index range.....	25
4.2.1 The minimum value of modulation index.....	25
4.2.2 The steady-state of an MMC.....	27
4.3 The additional DC voltage control .....	28
4.3.1 Design of the additional DC voltage control .....	28
4.3.2 The limits of $\Delta U_{dc}$ .....	29
4.3.3 The analysis of $K_p$ .....	29
4.3.4 The additional DC voltage controller.....	30
4.4 The cooperation between the additional DC voltage control and the enhanced DC voltage droop-control.....	31
4.5 Simulation tests.....	31
4.5.1 Simulation system .....	31
4.5.2 No loss of the output voltage levels .....	33
4.5.3 Keep steady-state operation .....	34
4.5.4 Calculation of the limits of $\Delta U_{dc}$ .....	35
4.6 Conclusions.....	35
<b>Chapter 5 The cooperation between enhanced DC voltage droop-control and smooth start control strategy .....</b>	<b>37</b>
5.1 Introduction.....	37
5.2 Start strategy synchronously connecting MMC to an AC system.....	38
5.2.1 Design of the start strategy.....	38
5.2.2 M- $\delta$ controller .....	40
5.2.3 Controller shift process .....	41
5.2.4 The progress of the start control strategy.....	43

5.3 The cooperation between the start strategy and the enhanced DC voltage droop-control .....	43
5.4 Simulation tests.....	44
5.4.1 Simulation system .....	44
5.4.2 Capacitor voltages.....	45
5.4.3 Synchronous connections.....	46
5.4.4 Smooth controller shift process.....	47
5.4.5 The effects of MMC <sub>3</sub> connection on the system.....	49
5.5 Conclusions.....	50
<b>Chapter 6 EMTDC-based HVDC grid simulation platform</b> .....	<b>52</b>
6.1 Introduction.....	52
6.2 The CPS-SPWM-based defined controllers .....	53
6.2.1 Control signals .....	53
6.2.2 Power control block .....	54
6.2.3 Balance control block.....	63
6.2.4 Carrier and firing control block.....	66
6.3 The sorting-controller-based defined controllers.....	68
6.4 The advantages of defined controllers .....	70
6.5 Simulation tests.....	71
6.5.1 Tests of equivalent control functions .....	71
6.5.2 Tests of the converter dynamics.....	76
6.6 Conclusions.....	80
<b>Chapter 7 Conclusions and prospects</b> .....	<b>81</b>
7.1 Conclusion of this paper .....	71
7.2 Prospects of this issue.....	71
<b>References</b> .....	<b>83</b>
<b>Appendix A</b> .....	<b>91</b>
<b>Appendix B</b> .....	<b>97</b>
<b>Papers published in the period of Ph.D. education</b> .....	<b>100</b>
<b>Research Work in the period of Ph.D. education</b> .....	<b>102</b>
<b>Acknowledgements</b> .....	<b>103</b>
<b>Resume</b> .....	<b>104</b>

# 第1章 绪论

## 1.1 柔性直流输电电网及其协调控制

### 1.1.1 柔性直流输电电网

高压直流输电（High-Voltage Direct-Current, HVDC）技术<sup>[1-3]</sup>是一种基于电力电子开关器件的先进输电技术。相较于传统交流输电技术，HVDC 具备的优势主要有：1) 远距离大容量的电能输送<sup>[4]</sup>；2) 隔离交流故障<sup>[5]</sup>；3) 非同步联网<sup>[6]</sup>；4) 新能源电源或储能设备的并网<sup>[7]</sup>。

在工程应用上，第一代 HVDC 换流站拓扑采用基于晶闸管的电力电子开关元件，即电网换相换流器（Line Commutate Converter, LCC）<sup>[8]</sup>。由于晶闸管耐压和耐流等级较高，因此 LCC 可较轻易地实现高电压、大容量的交直流电能转换<sup>[9]</sup>。在背靠背工况中，由于不存在线路损耗，LCC-HVDC 甚至可以通过大幅提升直流电流而降低直流电压<sup>[6]</sup>，在保证传输功率不变的同时降低换流站设备的绝缘要求，从而减少相关成本。但是，由于晶闸管不可控关断，导致 LCC 在交换有功功率时需要大量消耗交流母线的无功功率<sup>[10]</sup>。当交流母线无功支撑不足且电压下降时，LCC 会发生换相失败的问题<sup>[11-13]</sup>。因此，LCC 不适合向弱交流系统或无源交流系统供电。另外，LCC-HVDC 系统实现潮流反转的过程也较为复杂<sup>[14]</sup>。

为弥补 LCC 的不足，电压源型换流站（Voltage Source Converter, VSC）拓扑结构被提出<sup>[15-18]</sup>。VSC 利用可控关断元件实现了有功、无功功率的独立四象限灵活控制<sup>[19]</sup>，从而解决了上述 LCC 所存在的问题。但两或三电平的 VSC 拓扑结构却存在以下主要问题：1) 电压低、容量小<sup>[20]</sup>；2) 较高的开关频率和损耗<sup>[21]</sup>；3) 较高的开关动作一致性要求<sup>[22]</sup>；4) 较差的输出波形质量<sup>[23]</sup>。

为解决上述不足，一种新型 VSC 拓扑结构于 2001 年被提出，即模块化多电平换流器（Modular Multilevel Converter, MMC）拓扑结构<sup>[24]</sup>。MMC 利用子模块级联化结构轻易地实现了：1) 换流站的高电压、高功率等级<sup>[25]</sup>和高质量输出波形<sup>[26]</sup>；2) 开关元件的低开关频率和损耗<sup>[27]</sup>以及低开关动作一致性要求<sup>[28]</sup>。因此，MMC 被认为是一种较适合于构造未来直流电网的 VSC 拓扑结构<sup>[29-31]</sup>。

根据国际大电网组织对柔性直流电网的定义，柔性直流电网系统应包括至少 4 个 VSC 换流站，以确保在  $N-1$  暂态工况下不会出现“点对点”直流系统<sup>[32]</sup>。随着直流断路器<sup>[33-34]</sup>和具备故障隔离能力的 MMC 子模块拓扑<sup>[35-36]</sup>的引入，将柔性直流电网应用于实际工程已成为现实<sup>[37-39]</sup>。因此，如何保证直流电网与其接入的交流系统保持交换功率的平衡就成了急需解决的课题。

## 1.1.2 协调控制策略

直流电网的协调控制策略是确保直流系统与其接入的交流系统间保持瞬时交换功率的平衡，从而保证直流系统的直流电压稳定<sup>[40-41]</sup>。与交流系统中的“功率-频率”特性类似，当输入直流系统的功率大于输出直流系统的功率时，直流电压上升；反之，则直流电压下降<sup>[42-43]</sup>。文献[32]将 VSC 的控制分为三层，即换流站层控制，上层控制和下层控制。换流站层控制负责给出控制目标参考值，如功率和电压的参考值。上层控制根据控制目标参考值和测量信号产生 VSC 输出交流电压的参考值。下层控制向交流电压参考值叠加阀侧控制信号，如 MMC 的环流控制<sup>[44-45]</sup>信号和子模块均压控制信号<sup>[46-47]</sup>，再经调制过程<sup>[48-50]</sup>产生触发脉冲并驱动电力电子开关元件动作。显然，协调控制属于换流站层控制，即通过直流电压的变化动态调节 VSC 的功率参考值。

协调控制可以分为两类，即主从控制<sup>[41]</sup>和分布式控制<sup>[51]</sup>。主从控制中，一个换流站控制直流电压，其他换流站控制注入直流电网的功率。当暂态故障发生后，如  $N-1$  故障，由一个中央控制层<sup>[21]</sup>向各换流站发送新的功率或电压控制参考值。因此，该中央控制层严重依赖大量快速的站间通讯。当直流电网内运行的换流站个数较多时，中央控制层需要消耗巨大的计算资源和通讯资源。因此，主从控制较多出现于“点对点”或换流站个数较少的直流系统中<sup>[41]</sup>。分布式控制仅利用本地测量信号完成协调控制，无需中央控制层和站间通讯，如直流电压裕度控制<sup>[52]</sup>和直流电压下垂控制<sup>[53]</sup>。因此在现有通信计算技术背景下，分布式控制更适合用于包含多个 VSC 的柔性直流电网的协调控制策略。

直流电压裕度控制的优势为当直流电压处于电压裕度内时，VSC 保持定功率/电流控制，超出该电压裕度则变为定直流电压控制<sup>[52]</sup>。直流电压下垂控制的优势为功率变化量与直流电压变化量呈线性变化关系，不像直流电压裕度控制那样直接切换控制方式，易造成电压电流冲击量<sup>[41]</sup>。因此，文献[54]提出一种带死区的下垂控制来实现直流电压裕度控制和直流电压下垂控制的优势互补，即直流电压在电压裕度内时保持定电压/电流控制，超出电压裕度后变为下垂控制。为了进一步优化该下垂控制的动态特性，文献[55]在直流电压裕度内也引入下垂控制，但斜率与电压裕度外的下垂控制不同，即无死区下垂控制。

## 1.2 现有协调控制策略的不足

### 1.2.1 直流电压裕度和死区的设定受 VSC 个数影响

在现有各类分布式控制策略中<sup>[51-61]</sup>，均需要针对每个 VSC 设计独有的电压裕度和电压死区。由于实际工况中直流电压允许波动的范围较小 ( $\pm 10\%$ )，当直流电网内 VSC 个数较多时，为每一个 VSC 设计独有的电压裕度和死区将会十分困难。电压裕度和死区越窄，协调控制启动或闭锁的条件将越难正确判断，因此该策略的误动性就越高，可

靠性就越低。

当直流电网内换流站个数变化时，需要重新为每个换流站设定新的电压裕度和死区。例如，当直流电网内新增一个 VSC 时，就需要根据电压允许范围和换流站个数重新为每个换流站设定新的电压裕度和死区。这极大地降低了协调策略的适用性，与未来直流电网允许换流站“热拔插”的特性不符<sup>[41]</sup>。

### 1.2.2 测试条件过于理想和单一

在已有协调控制研究文献<sup>[51-61]</sup>中，测试系统交流部分一般为相互独立的等效理想电压源。因此，在选择电压裕度和死区的时候，未考虑其对交流系统在暂态下的动态特性影响。这削弱了已有研究工作对于工程指导的意义。

其次，已有研究中测试系统未考虑不同强度的交流母线对 VSC 参与协调控制优先权的影响，即接入强交流母线的 VSC 应该优先参与协调控制，而接入弱交流母线的 VSC 应尽量避免或减弱协调控制过程中对其接入的弱交流母线所造成的影响。

最后，已有研究中测试系统工况较为单一，未考虑孤岛运行工况和无源供电工况。针对这些复杂的工况，需要考虑不同的参与协调控制的方式。

### 1.2.3 忽略协调策略和其他控制策略的配合

协调控制策略是属于换流站层控制<sup>[32]</sup>的一种控制策略，主要负责平衡直流电网与其接入的交流系统的交换功率。但换流站层控制中还包含其他控制策略，如换流站启动策略<sup>[22]</sup>和附加直流电压控制策略<sup>[21]</sup>。上述两个控制策略均对直流电网的控制和保护起到重要作用，因此有必要讨论协调策略应如何与其他控制策略相配合。然而，现有研究中<sup>[51-61]</sup>并未提及相关内容，这限制了协调控制策略在实际应用中的通用性。

## 1.3 本文所做工作

### 1.3.1 新型下垂控制策略

本文提出了一种基于电压死区的新型下垂控制策略，该策略将直流电网内的 VSC 分为 4 组，并针对每一个换流站组设计电压裕度和死区来决定各 VSC 组参与协调控制的优先等级。这样，已有的电压裕度和死区将不再受 VSC 个数变化的影响。分组依据考虑了 VSC 控制方式、接入交流母线的强度和有无源供电工况，优先使得接入强交流系统的 VSC 参与协调控制而尽量减少接入弱交流系统的 VSC 在协调控制过程中受到的影响。当有新的 VSC 加入系统或系统内某个 VSC 退出运行时，无需修改已有的各换流站组的电压裕度和死区。因此使得本文提出的新型下垂控制策略具备较强的可靠性和适应性，十分适合作为未来直流电网的协调控制策略。

### 1.3.2 复杂交直流混合系统测试

本文测试协调控制策略时采用大规模交直流混合系统,包括:1)交流部分:IEEE-39节点系统<sup>[62]</sup>;2)直流部分:5端401电平的MMC-HVDC系统<sup>[63]</sup>。

交流部分包含10台发电机详细模型及其励磁调速模型。直流部分的MMC采用详细电磁暂态模型<sup>[64-66]</sup>,所连接的交流母线包括2条强交流母线、2条弱交流母线和1条无源负荷母线。由此可以看出,本文提出的新型下垂控制策略及其电压裕度和死区的选择方法,考虑了丰富的交直流系统动态特性和工况类型。因此,本文的研究工作对实际工程应用具备较高的指导意义。

### 1.3.3 与其他控制策略的配合

本文还提出了两种属于换流站层控制的控制策略:1)适合多端MMC-HVDC系统的平滑启动策略和2)附加直流电压控制策略。

平滑启动策略<sup>[22]</sup>解决了:1)MMC-HVDC系统不控充电过程中子模块电容电压的不平衡问题;2)MMC同期并网问题;3)控制器平滑切换问题。

附加直流电压控制策略<sup>[21]</sup>使得MMC调制比始终处于合适调制比区间。当调制比小于该区间时,MMC输出的交流电压波形会丢失电平数;当调制比高于该区间时,MMC的功率和直流电压会出现振荡。

由于以上两种控制策略均属于换流站层控制,且对MMC的运行方式和动态特性有影响。因此,本文还讨论了以上三种同层控制策略的相互配合方式,具备一定的指导意义,使本文研究工作更具通用性。

### 1.3.4 适合大规模直流电网的仿真控制平台

本文建立了基于EMTDC的MMC控制系统仿真平台,该平台较适合于仿真大规模直流电网系统。所建立的控制平台包括文献[32]中提及的换流站层控制、上层控制和下层控制。可配合MMC一次系统的多类仿真模型,如详细电磁暂态模型<sup>[64-66]</sup>和一般平均模型<sup>[31]</sup>。

该仿真平台的优势在于:1)简化MMC控制系统建模过程;2)消除大量控制信号维数转换过程;3)可为实时数字采样控制器<sup>[67]</sup>验证控制算法、优化控制参数和提供对比数据。

## 1.4 本文工作安排

针对已有关于协调控制策略研究中的不足,本文主要研究工作安排如下:

第2章提出一种新型基于死区的直流电压下垂控制。该下垂控制策略将直流电网内

的 VSC 分组，并为每一个 VSC 组设计电压裕度和死区来决定其参与协调控制的优先等级。同时，还提出一条改进的功率-电压特性曲线，以优化下垂控制的动态特性。

第 3 章根据暂态过程中交直流系统的动态特性，提出一种为各 VSC 选择合适电压死区的方法。该方法所考虑的评估量为暂态过程中系统各电气量的过调量和调整时间，以及新稳态运行点的直流电压。

第 4 章提出了一种适用于 MMC-HVDC 系统的附加直流电压控制策略。通过对 MMC 运行特性的分析得出换流站运行最合适区间，再设计控制策略使 MMC 的调制比始终处于该合适调制比区间内。最后讨论了该策略与下垂控制策略的配合方式。

第 5 章提出了一种可实现多端 MMC-HVDC 系统同期并网的平滑启动策略。该策略通过控制充电方式解决了子模块电容电压不平衡问题和 MMC 同期并网问题，再设计平滑启动过程完成控制器切换过程。最后讨论了该策略与下垂控制策略的配合方式。

第 6 章介绍了基于 EMTDC 的 MMC 控制仿真平台。在自定义控制模块内，利用等效控制子函数代替原有控制元件，设计多维信号接口避免信号维数转换。通过与原有控制器的动态精度对比验证了所提出仿真平台的精确性。

第 7 章总结全文内容，并展望未来研究前景。

## 第 2 章 适用于柔性直流输电网的新型直流电压下垂控制

### 2.1 引言

由于具备灵活的控制方式和较高的工程可行性与经济性，VSC 十分适合应用于直流输电系统<sup>[29]</sup>。当直流系统具备内部故障隔离能力后<sup>[33-36]</sup>，直流电网从概念到实际工程应用已迈出了坚实的步伐<sup>[37-39]</sup>。直流电网的协调控制是确保其稳定安全运行的关键控制技术<sup>[4]</sup>。协调控制的两个主要控制目标是：1) 将直流侧电压控制在允许的电压区间内；2) 维持直流与交流电网瞬时交换功率的平衡<sup>[68]</sup>。

分布式控制仅采用本地测量且无需站间通讯，因此相较于主从控制更适合作为直流电网的协调控制策略<sup>[41]</sup>。直流电压下垂控制<sup>[53-55]</sup>（以下简称下垂控制）是一种典型的分布式控制策略，可分为带死区下垂控制<sup>[54]</sup>和无死区下垂控制<sup>[55]</sup>。二者主要区别在于：

- 1) 带死区下垂控制在电压死区内采用定功率/电流控制。无死区下垂控制则使用不同斜率的下垂控制取代定功率/电流控制；
- 2) 带死区下垂控制只采用一个下垂斜率而无死区下垂控制则采用多个下垂斜率。

带死区下垂控制可使 VSC 在其电压死区内保持定功率/电流控制，即保持 VSC 最经济的初始稳态运行点<sup>[40]</sup>。虽然无死区下垂控制采用多个下垂斜率来优化换流器的动态特性，但也需要较多的判断条件来选择最合适的下垂斜率，造成实际应用中的不便。

带死区下垂控制需要在较小的直流电压允许变化范围（如 $\pm 10\%$ ）内为每个换流站设计独有的电压裕度和死区<sup>[54]</sup>。当直流电网内包含较多个数的换流站时，为每个 VSC 设计独有的电压裕度和死区不具可行性。如果接入直流系统的 VSC 的个数发生变化，就需要为每个换流站重新设计电压裕度和死区，该工作量极其繁重且耗时，极大地降低了该策略的应用前景。在计算下垂斜率时，文献[60]仅考虑了换流站所接入交流母线的短路比（short-circuit ratio, SCR）。因此，该下垂斜率不能使 VSC 在其允许的电压裕度范围内向直流系统提供最大限度的功率支援，以平衡暂态中交、直流电网间的不平衡功率。

为解决以上问题，本章提出了一种新型带死区下垂控制策略。该策略将直流电网中的 VSC 分为 4 组，并为每个换流站组设计不同的电压裕度和死区来设定各组参与协调控制的不同优先等级。这样，已设计好的各分组的电压裕度和死区就不会受 VSC 个数变化的影响。当系统发生暂态故障时，直流电网内的各换流站均可参与协调控制，消除不平衡功率并稳定直流电压；当系统过渡至新的稳态运行点时，具备较低优先等级的 VSC 将会调整其功率至初始运行点。

考虑到实际工程中 VSC 仅有降功率运行的趋势，本章还给出了一种改进的功率-电压特性曲线及其下垂斜率的计算方法，可使 VSC 在允许的电压裕度和死区内达到其功率的最大限值。同时，新稳态运行点的直流电压将更接近原始稳态运行点的直流电压。

## 2.2 带死区下垂控制

图 2-1 给出了基于  $dq$  双闭环控制原理<sup>[19]</sup>的带死区下垂控制的控制器,分为直流电压控制型控制器(图 2-1 a))和有功功率控制型控制器(图 2-1 b))。 $i_{dref}$ 为  $d$  轴外环控制器的电流参考值。图 2-2 给出了两条功率-电压( $P-U_{dc}$ )特性曲线,清晰地展示了图 2-1 a)中直流电压控制型控制器和图 2-1 b)中有功功率控制型控制器的配合原理。

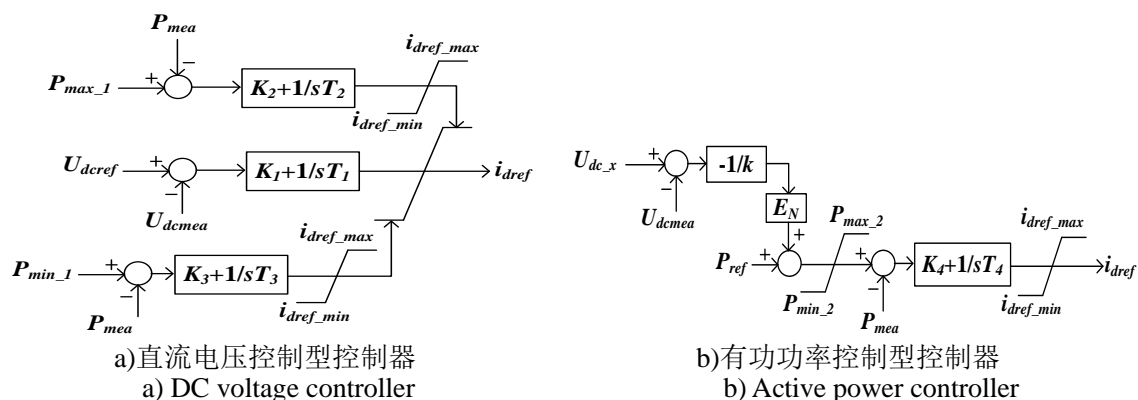


图 2-1 带死区下垂控制器

Fig.2-1 DC voltage droop-controller with dead-bands

——有功功率控制型      ———— 直流电压控制型

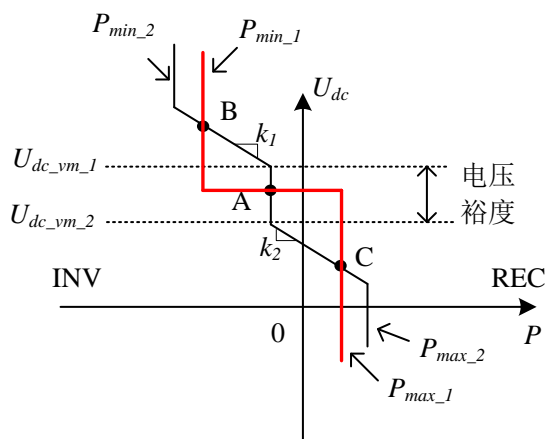


图 2-2 原始功率-电压特性曲线

Fig.2-2 Original power-voltage characteristics

图 2-1 中,  $P_{max\_1}$  ( $P_{min\_1}$ ) 表示直流电压控制类换流站的最大(最小)功率限值,  $P_{max\_2}$  ( $P_{min\_2}$ ) 表示直流功率控制类换流站的最大(最小)功率限值。 $i_{dref\_max}$  ( $i_{dref\_min}$ ) 是指  $i_{dref}$  的上(下)限值。 $P_{ref}$  和  $U_{dcref}$  分别为稳态有功功率和直流电压参考值, 而  $P_{mea}$  和  $U_{dcmea}$  分别为有功功率和直流电压的测量值。 $K_1-K_4$  和  $T_1-T_4$  分别表示对应的 PI 控制器的增益系数和时间常数。图 2-1 b) 中的  $U_{dc\_x}$  为图 2-2 所示  $P-U_{dc}$  特性曲线中的  $U_{dc\_vm\_1}$  或  $U_{dc\_vm\_2}$ 。图 2-1 b) 中  $k$  表示图 2-2 中  $P-U_{dc}$  特性曲线在功率限值区间 ( $P_{min\_2}$ ,  $P_{max\_2}$ ) 内的各线段的斜率。 $E_N$  表示使能因子, 即当  $U_{dc\_vm\_2} < U_{dcmea} < U_{dc\_vm\_1}$  时  $E_N=0$ , 否则  $E_N=1$ 。

如图 2-2 所示, 在直流电压裕度内, 一个 VSC 的控制器控制直流电压而另一个 VSC 的控制器控制有功功率。此时, 图 2-2 中的“**A**”点就是该系统的稳态运行点 ( $P_{ref}, U_{dcref}$ )。若直流电压超出其电压裕度, 直流电压控制型控制器从定直流电压控制变为定有功功率控制, 而有功功率控制型控制器则启用下垂控制。因此, 系统新的稳态运行点将会过渡至“**B**”或“**C**”点。 $k_1$ 和 $k_2$ 表示下垂斜率值。

通常,  $k_1$ 和 $k_2$ 的取值不同。这是因为实际工程中换流站受制于电流限制很难提升功率运行, 多为降功率运行, 因此 A 点距 B 或 C 点的距离不同。因此, 在计算斜率  $k$  时, 根据 A 点位置只需采用  $k_1$  或  $k_2$  中的一个即可。在本章稍后的部分会提出一条改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线及其斜率  $k$  的计算方法。

## 2.3 换流站分组

将直流电网内的 VSC 分组, 对每个 VSC 分组设计独有的电压裕度和死区, 使每个 VSC 分组参与协调控制的优先等级不同。这样可确保: 1) 在暂态时直流系统具备良好的动态特性和 2) 在新稳态时优先等级较低的 VSC 可恢复其最经济的运行点。根据国际大电网组织对柔性直流电网的定义<sup>[32]</sup>, 柔性直流电网应包含至少 4 个 VSC。新型下垂控制策略将这些 VSC 分组为:

- 第 1 组: 控制系统直流电压的 VSC (通常只有 1 个), 即换流站控制器采用如图 2-1 a) 所示的直流电压控制型控制器;
- 第 2 组: 采用如图 2-1 b) 所示的有功功率控制型控制器的 VSC, 并且该 VSC 接入强交流母线 ( $SCR > 2$ );
- 第 3 组: 采用有功功率控制型控制器的 VSC, 但其所接入的交流母线  $SCR < 2$ ;
- 第 4 组: 无法参与协调控制的 VSC, 如无源供电的换流站。

第 1-4 组 VSC 分组参与协调控制的优先等级依次递减。若上一分组的 VSC 均达到其功率最大限值而系统的直流电压仍不稳定, 则下一分组的 VSC 启用下垂控制并参与协调控制以稳定系统的直流电压。

系统经历暂态故障后, 新稳态运行点的直流电压需要尽可能被控制在第 1 或第 2 组的直流电压裕度内。因此, 第 3、4 组的换流站将会保持 (或恢复至) 其最经济的初始运行点。各 VSC 需要在其所允许的电压裕度内使其功率达到最大限值, 这决定了图 2-1 b) 中下垂斜率  $k$  的最小值。所提出的 VSC 分组方法所具备的优点有:

- 为实际工程应用提供了一个简单实用的协调控制方法, 仅需要设计 4 个电压裕度;
- 所设计的 4 个电压裕度就可以适应换流站个数变化的情况, 并不需要做任何修改;
- 在换流站允许的电压裕度区间内, 可利用其最大的功率变化值来消除直流电网的不平衡功率。
- 确保接入弱交流系统的换流站在暂态中尽量少受影响, 并在新稳态运行点回归其最经济的功率值, 以减弱协调控制过程中对交流系统的造成的冲击。

## 2.4 电压裕度与死区的选择

### 2.4.1 电压裕度与死区

通过设计每个 VSC 分组的电压裕度区间  $U_{M1} \sim U_{M4}$ ，可实现 4 个 VSC 分组参与协调控制的不同优先等级，见图 2-3。

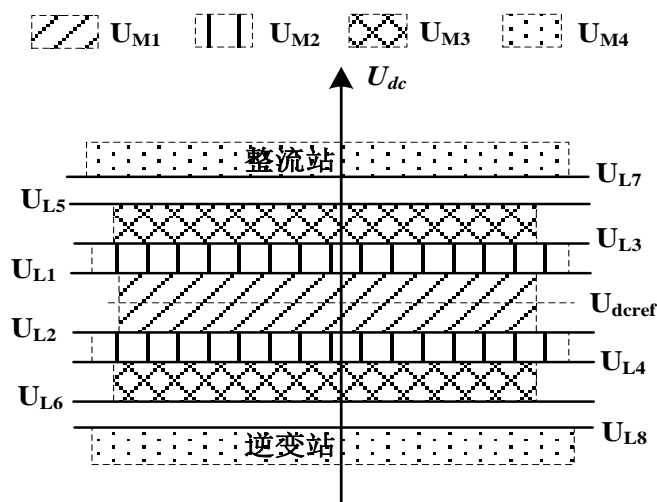


图 2-3 VSC 分组的电压裕度区间

Fig.2-3 Voltage margins of each VSC group

图 2-3 中，电压值  $U_{L1} \sim U_{L8}$  构成了各 VSC 分组的电压裕度区间。由于  $U_{M4}$  与  $U_{M1} \sim U_{M3}$  无重合部分，因此仅需对  $U_{M1} \sim U_{M3}$  设计电压死区以避免控制器误动。由于第 4 组的 VSC 不能参与下垂控制，当直流电压进入  $U_{M4}$  时，切除该组换流站。需要指出的是，当直流电压进入  $U_{M4}$  上（下）半部分时，仅切除第 4 组中的整流站（逆变站）。但  $U_{M1} \sim U_{M3}$  的上、下电压裕度区间并不区分整流站与逆变站。

为了避免系统运行点在  $U_{M1}$  和  $U_{M2}$  或  $U_{M2}$  和  $U_{M3}$  的边界振荡，需要为第 2 组和第 3 组 VSC 的下垂控制引入电压死区，包括“激活区域”和“闭锁区域”，见图 2-4。其中， $U_{Wj}$  ( $U_{Sj}$ ) 是激活（闭锁）区域的电压门槛值，其中  $j=1,2$  (3,4) 属于第 2 (第 3) 组并且奇数（偶数）代表上（下）半区域。第 2 (第 3) 组被激活的条件为  $U_{dc} > U_{W1}$  ( $U_{W3}$ ) 和  $U_{dc} < U_{W2}$  ( $U_{W4}$ )。第 2 (第 3) 组被闭锁的条件为  $U_{S2}$  ( $U_{S4}$ )  $< U_{dc} < U_{S1}$  ( $U_{S3}$ )。当  $U_{dc}$  满足激活（闭锁）条件时，相应换流站的下垂控制将被激活（闭锁）。

在设计第 2 或第 3 组的电压死区时， $U_{Wj}$  的取值应该接近于  $U_{Lj}$  的取值，其中  $j=1,2,3,4$ 。由于协调控制中换流站多为降功率运行趋势，上升（下降）的直流电压意味着直流系统应该从（向）交流系统吸收（释放）更少的功率。因此，当同一组换流站激活下垂控制时，整流站相较于逆变站应该对上升的直流电压更灵敏，而逆变站相较于整流站应该对下降的直流电压更灵敏。所以，整流站（逆变站）的  $U_{W1}$  和  $U_{W3}$  应分别略小于（大于） $U_{L1}$  和  $U_{L3}$ 。逆变站（整流站）的  $U_{W2}$  和  $U_{W4}$  应分别略大于（小于） $U_{L2}$  和  $U_{L4}$ 。

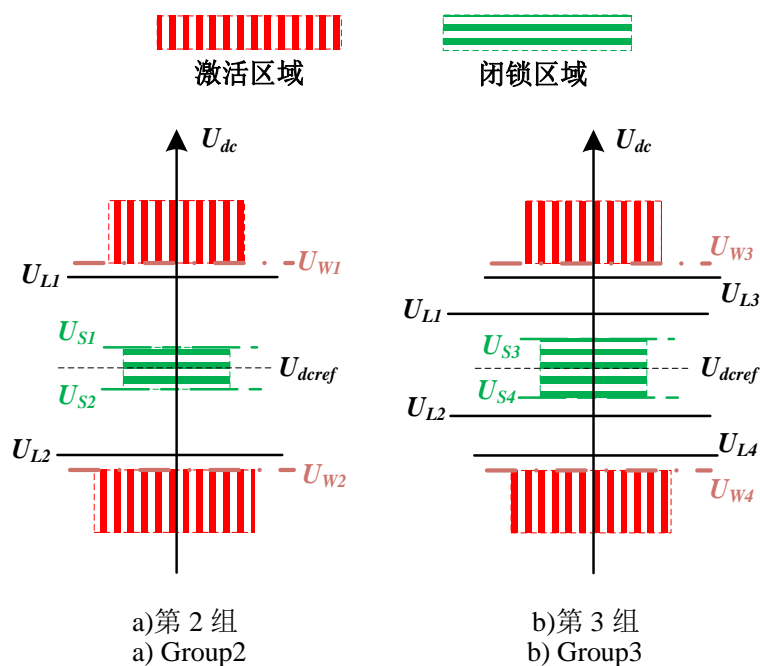


图 2-4 电压死区：激活区域与闭锁区域

Fig.2-4 Voltage dead-bands: active region and de-active region

图 2-4 a)中,  $U_{S1}$  和  $U_{S2}$  取值应接近  $U_{dcref}$  且  $U_{S1} < U_{W1}$  和  $U_{S2} > U_{W2}$ 。但  $U_{S1}$  和  $U_{S2}$  之间应有足够空间容纳直流电压测量值中的波动。在图 2-4 b)中,  $U_{S3}$  ( $U_{S4}$ ) 应略小于 (大于)  $U_{L1}$  ( $U_{L2}$ )。

### 2.4.2 下垂斜率

图 2-5 中给出了原始的  $P-U_{dc}$  特性曲线和改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线(包括激活和闭锁部分)。  $H_1 \sim H_6$  的取值取决于该 VSC 是属于第 2 组还是第 3 组。在图 2-5 的  $P-U_{dc}$  特性曲线中, 垂直于电压轴部分的线段并不代表定电压控制模式, 而是启用或闭锁下垂控制时功率指令前后变化值的连线。

在图 2-5 中, 改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线包括激活和闭锁两部分, 分别对应于图 2-4 中的激活区域和闭锁区域。原始和改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线主要区别为: 1) 改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线将图 2-1 b)中的  $U_{dc,x}$  直接赋值为  $U_{dcref}$ , 而原始  $P-U_{dc}$  特性曲线需要在  $H_2$  或  $H_5$  之间选择; 2) 改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线的下垂斜率  $k$  是由降功率运行部分线段的斜率决定的。因此, 改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线的优势为:

1) 化简了  $U_{dc,x}$  和  $k$  的计算过程。

原始  $P-U_{dc}$  特性曲线要先判断  $U_{dc,x} = H_2$  或  $H_5$  后再计算下垂斜率  $k$ 。  $U_{dc,x}$  和  $k$  取值不同是为了要分别应对 VSC 功率绝对值提升或降低的工况。在工程实际中, 换流站很难提升功率的绝对值, 多数情况只能降功率运行。因此在求取  $U_{dc,x}$  和  $k$  时, 只需重点考虑换流站的降功率运行工况即可。

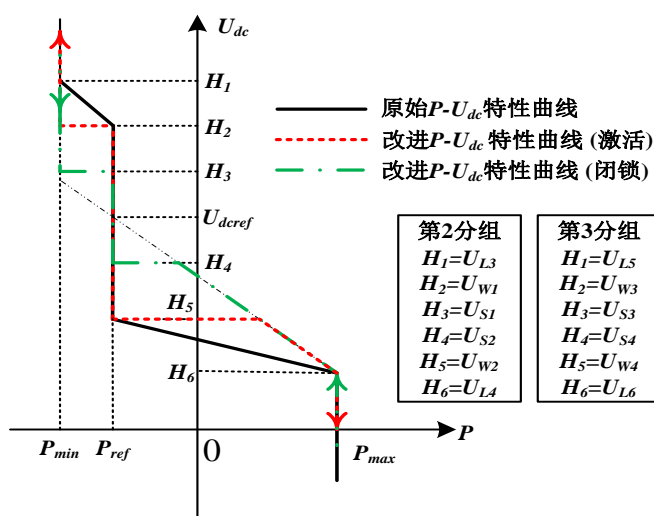

 图 2-5 原始的  $P-U_{dc}$  特性曲线和改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线对比

 Fig.2-5 Comparison of original and improved  $P-U_{dc}$  characteristics

2) 得到更接近  $U_{dc\text{ref}}$  的新稳态直流电压。

在图 2-5 中，若直流电压  $U_{dc}$  小于  $H_5$ ，则下垂控制被启用。假设新稳态运行点下，VSC 的有功功率为 0，当采用改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线时直流电压将稳定在  $H_4$  和  $H_5$  之间，而采用原始  $P-U_{dc}$  特性曲线则会得到小于  $H_5$  的直流电压。因此，采用改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线可使 VSC 在新稳态运行点的直流电压更接近初始稳态运行点的  $U_{dc\text{ref}}$ 。

采用图 2-5 所示的改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线时，取  $U_{dc_x}=U_{dc\text{ref}}$ ，则图 2-1 b) 中的下垂斜率  $k$  可由式 (2-1) 得到。

$$k = \max\left(\frac{H_1 - U_{dc\text{ref}}}{P_{\min} - P_{\text{ref}}}, \frac{H_6 - U_{dc\text{ref}}}{P_{\max} - P_{\text{ref}}}\right) \quad (2-1)$$

式 (2-1) 给出了可使换流站在允许的电压裕度区间内达到其功率限值的最小  $k$  值。本章暂不讨论  $k$  值的优化问题。图 2-5 给出的示例中  $P_{\text{ref}}$  接近  $P_{\min}$  而远离  $P_{\max}$ ，因此  $k$  值等于线段  $P_{\text{ref}}$  至  $P_{\max}$  的斜率。对于  $P_{\text{ref}}$  接近  $P_{\max}$  而远离  $P_{\min}$  的情况，下垂斜率  $k$  则等于  $P_{\min}$  至  $P_{\text{ref}}$  的线段斜率。式 (2-1) 中的取最大值函数  $\max()$  可在两种情况中做出正确的选择。在使用式 (2-1) 时，需要注意式中的各电气量均为标么值。

## 2.5 仿真分析

### 2.5.1 仿真系统

为测试所提出的新型下垂控制策略的有效性，采用如图 2-6 所示的交直流混合测试系统。该系统的交流部分是基于 IEEE-39 节点标准测试系统<sup>[62]</sup>的修改版本，即加入了 5 端 401 电平的 MMC-HVDC 系统。直流系统电压为 640kV，每个 MMC 桥臂包含 400 个半桥子模块。稳态时，MMC<sub>3</sub> 控制直流电压，其他 MMC 控制注入或流出直流系统的功

率。MMC<sub>5</sub> 为无源负荷供电，采用 M- $\delta$  控制<sup>[19]</sup>。MMC<sub>4</sub> 为孤岛运行且连接着一台同步发电机（可等效离岸风机群）。直流输电网络包括 3 条架空输电线和 4 条地下电缆输电线。直流系统的详细信息见[63]和表 2-1。功率正方向为从交流系统流入直流系统的方向。

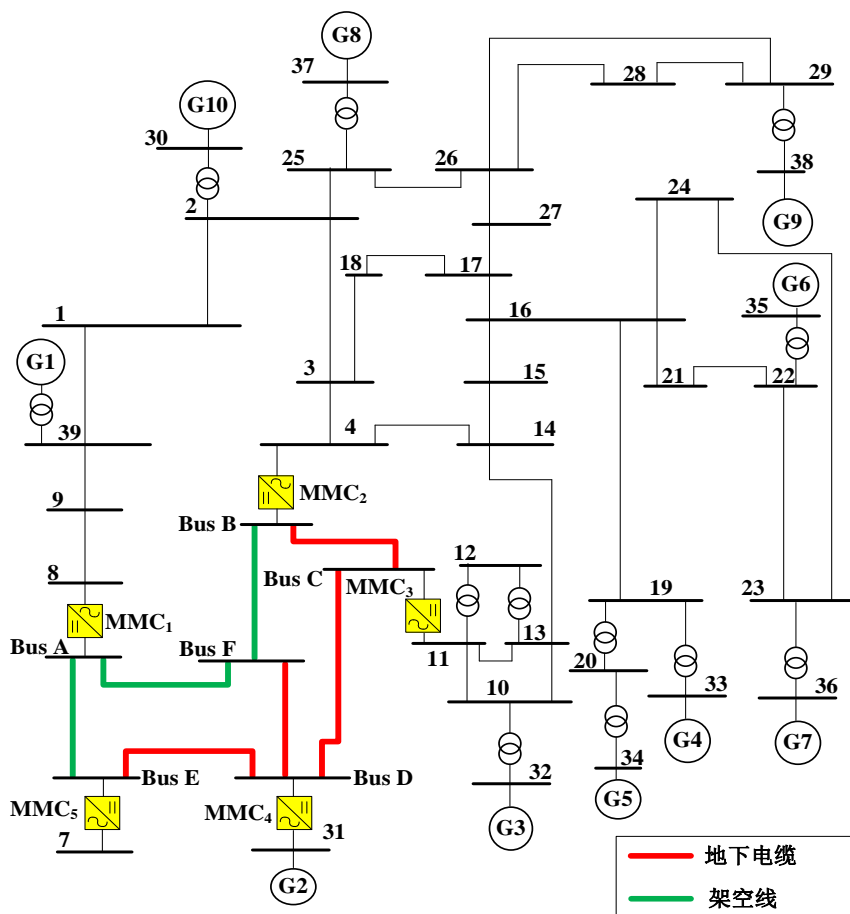


图 2-6 交直流混合测试系统

Fig.2-6 HVDC-AC hybrid system

表 2-1 各 VSC 的稳态运行点和所接入交流母线的短路比

Table 2-1 Steady operating point of each VSC and SCR of each commutation AC bus

MMC 编号	1	2	3	4	5
有功功率 (MW)	-943.7	-684.6	912.2	990.8	-233.8
无功功率 (Mvar)	-79.4	-36	63.47	-18	-84
直流电压 (kV)	633	640	645	644.4	642.5
所连接交流母线 SCR	1.7	7.6	20.3	1.5	-

### 2.5.2 电压裕度、死区和下垂斜率

根据表 2-1 中 MMC 接入交流母线的 SCR 值和各 MMC 的控制方式，可将 5 个换流站分组如下：MMC<sub>3</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 分别组成第 1 组和第 2 组；MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 组成第 3 组；MMC<sub>5</sub> 为第 4 组。各分组的电压裕度区间如表 2-2 所示，死区门槛值如表 2-3 所示。由

于 MMC<sub>5</sub> 不能以整流站方式运行，因此表 2-2 中  $U_{L7}$  没有取值。表 2-2 和表 2-3 中的参数均是标么值，电压和功率的基准值以表 2-1 中稳态运行点的电压和功率值为准。

表 2-2 换流站分组的电压裕度区间

Table 2-2 Voltage margin of each converter group

第 1 分组		第 2 分组		第 3 分组		第 4 分组	
$U_{L1}$	$U_{L2}$	$U_{L3}$	$U_{L4}$	$U_{L5}$	$U_{L6}$	$U_{L7}$	$U_{L8}$
1.05	0.97	1.06	0.94	1.1	0.9	-	0.7

表 2-3 换流站电压死区

Table 2-3 Voltage margin of each converter group

MMC 编号	$U_{W1}$	$U_{W2}$	$U_{W3}$	$U_{W4}$	$U_{S1}$	$U_{S2}$	$U_{S3}$	$U_{S4}$
1	-	-	1.065	0.935	-	-	1.035	0.96
2	1.05	0.98	-	-	1.03	0.99	-	-
4	-	-	1.055	0.93	-	-	1.03	0.98

表 2-2 说明采用所提出的新型下垂控制时允许系统直流电压在其初始稳态值的 ±10% 范围内波动。当直流电压小于 0.7pu 时，MMC<sub>5</sub> 将被切除，从而以减轻负荷的方式稳定下降中的直流电压。在表 2-3 中， $U_{Wj}$  的取值很接近  $U_{Lj}$  的值 ( $j=1,2,3,4$ )。为了使整流站（逆变站）在面对上升（下降）的直流电压时更灵敏地激活下垂控制，在第 3 组中 MMC<sub>1</sub> 的  $U_{W3}$  和  $U_{W4}$  值要比 MMC<sub>4</sub> 的略大一些。表 2-4 给出了各换流站的功率限值和由 (2-1) 计算得到的下垂斜率  $k$  值。

表 2-4 各 MMC 的功率限值和下垂斜率

Table 2-4 Power limits and droop ratio of each MMC

MMC 编号	1	2	3	4
$P_{max}$ (MW)	-400	753	1100	1100
$P_{min}$ (MW)	-1083	-753	-1100	0
$k$	0.17	-0.03	-	-0.1

### 2.5.3 动态效果评估

通过对图 2-6 所示的交直流混合系统暂态故障下的测试，可以验证所提出的新型下垂控制策略是否使系统具备良好的动态特性。表 2-1 给出了测试系统的初始稳态运行点。所测试的暂态故障有：换流站的  $N-1$  故障与直流输电线路的  $N-1$  故障。

#### • 测试 1：换流站的 $N-1$ 故障

故障设置为：在  $t=7s$  时切除 MMC<sub>3</sub>，具体操作步骤为：1) MMC<sub>3</sub> 的交流侧断路器先断开；2) 在大约 10ms 后 MMC<sub>3</sub> 的直流电流为 0，可将直流断路器断开。图 2-7 展示了交直流系统的暂态变化过程。

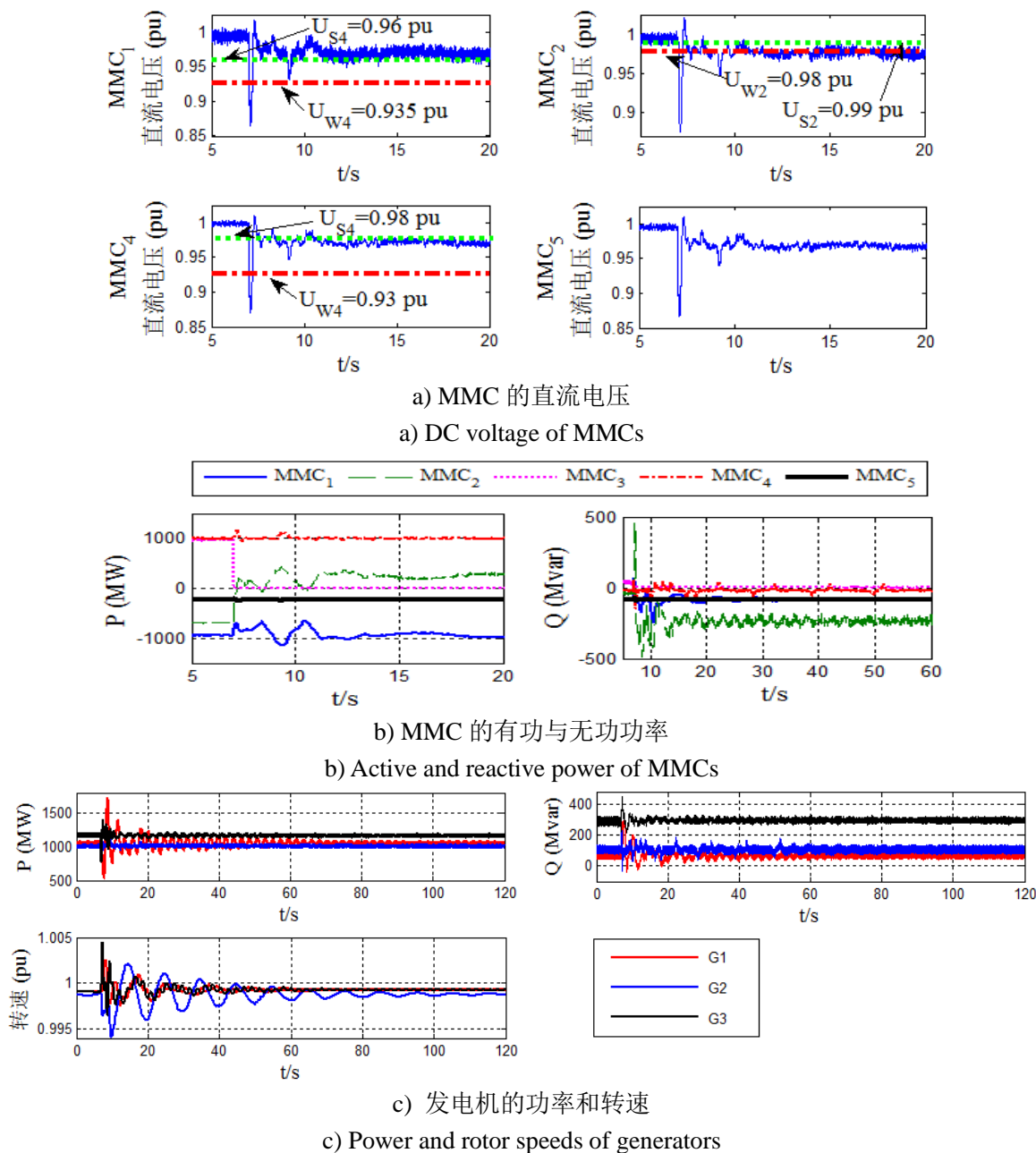


图 2-7 切除 MMC<sub>3</sub> 后系统的暂态变化过程

Fig.2-7 Transient states of the system after MMC<sub>3</sub> disconnects

图 2-7 a)给出了各 MMC 直流电压的暂态变化过程。根据故障设置，系统在 7s 时切除 MMC<sub>3</sub>，其余 MMC 的直流电压从 1pu 跌落至 0.869pu，这不仅小于 MMC<sub>2</sub> 的  $U_{W2}$  还小于 MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 的  $U_{W4}$ 。因此，MMC<sub>1</sub>、MMC<sub>2</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 均启用下垂控制且直流电压迅速回升。MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 的  $U_{dc}$  分别在 7.23s 和 7.24s 时大于其下垂控制的闭锁区域阈值  $U_{S4}$ ，且之后再未小于过各自激活区域的阈值  $U_{W4}$ ，因此这两个 MMC 的下垂控制闭锁，恢复到初始运行点的功率值。MMC<sub>2</sub> 的  $U_{dc}$  在 7s~11.7s 内不断重复地进入/退出其下垂控制的激活或闭锁区域。在 11.7s 后，MMC<sub>2</sub> 的直流电压进入其下垂控制的激活区域且再未大于闭锁区域的阈值。此时，采用下垂控制的 MMC<sub>2</sub> 代替被切除的 MMC<sub>3</sub> 控制系统新稳态运行点的直流电压。在整个暂态过程中，MMC<sub>5</sub> 的直流电压值始

终大于  $U_{L8}=0.7\text{pu}$ 。因此 MMC<sub>5</sub> 的  $U_{dc}$  未进入第 4 组的电压裕度  $U_{M4}$  内, MMC<sub>5</sub> 保持常规运行模式。图 2-7 a) 说明即使切除控制直流电压的 MMC<sub>3</sub>, 若采用所提出的新型下垂控制策略, 那么系统的直流电压也不会崩溃。

图 2-7 b) 给出了暂态中 MMC 与交流母线交换功率的变化过程。在 7s 时由于故障引发直流电压跌落, 第 2、3 组的 MMC 激活下垂控制。MMC<sub>1</sub>、MMC<sub>2</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 迅速调整其功率值来消除切除 MMC<sub>3</sub> 后的不平衡功率, 以稳定直流电压。故障发生后, MMC<sub>2</sub> (第 2 组) 的功率变化较 MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>4</sub> (第 3 组) 的功率变化更为明显。这说明相比第 2 组的 MMC, 第 3 组的 MMC 在暂态过程中受到的影响更小。当  $U_{dc}$  在 7s 开始跌落时, 第 3 组内逆变站 MMC<sub>1</sub> 较整流站 MMC<sub>4</sub> 的有功功率变化更为明显。这说明在面对下降的直流电压时, 同一分组中的逆变站比整流站更灵敏地激活下垂控制, 这符合工程实际中换流站多为降功率运行的事实。系统在  $t=50\text{s}$  过渡至新稳态运行点, MMC<sub>2</sub> 改变其功率值以控制系统的直流电压, 而 MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 的功率值恢复至初始运行点的功率值。MMC<sub>5</sub> 的功率在暂态过程中几乎未受到明显的影响。

发电机 G1~G3 的动态响应特性如图 2-7 c) 所示。在暂态过程中, G1 和 G3 的输出功率有更明显的波动而 G2 的转速变化更为明显。这是因为暂态过程中与 G2 相连接的 MMC<sub>4</sub> 的功率变化不明显, 但 G2 为孤岛运行状态, 缺乏交流系统提供的电气阻尼。本例中, 除 G2 外的其他发电机共同承担故障引起的系统潮流变化。

#### • 测试 2: 直流输电线 N-1 故障

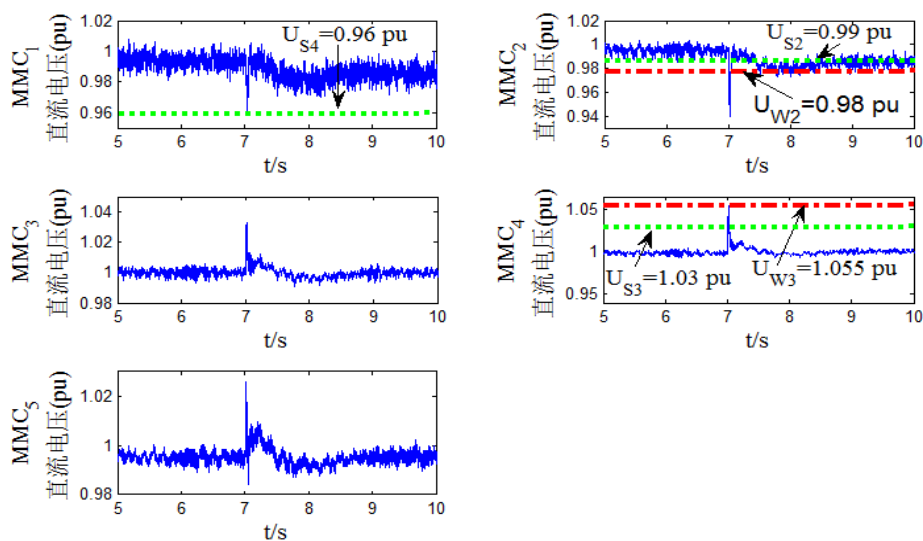
与测试 1 的初始运行点相同, 测试 2 也采用表 2-1 所示的初始稳态运行点。被切除的目标线路为图 2-6 中 Bus D 和 Bus F 之间的直流输电线路, 原因是该线路的负荷最大。故障发生与清除时序为: 目标线路在 7s 时发生接地短路故障, 保护设备在 1ms 后探测到故障位置并在另 1ms 后切除故障线路<sup>[63]</sup>。系统暂态变化过程见图 2-8。

图 2-8 a) 给出了在目标直流线路被切除后各 MMC 的直流电压变化过程。在 7s 时, MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 的直流电压下降但其他 MMC 的直流电压上升。MMC<sub>1</sub> 的  $U_{dc}$  始终大于其下垂控制的闭锁门槛值  $U_{S4}$ , 因此 MMC<sub>1</sub> 的下垂控制始终闭锁。MMC<sub>2</sub> 的  $U_{dc}$  在 7s 时下降并小于其下垂控制的激活门槛值  $U_{W2}$ , 但 0.24s 后就大于闭锁门槛值  $U_{S2}$ 。之后在 7s 至 8.68s 内, MMC<sub>2</sub> 的  $U_{dc}$  重复进入/退出其下垂控制的激活区域和闭锁区域。在 8.68s 后, MMC<sub>2</sub> 的  $U_{dc}$  进入下垂控制的闭锁区域并再未进入过激活区域。因此, MMC<sub>2</sub> 的下垂控制在 8.68s 后处于闭锁状态。MMC<sub>4</sub> 的  $U_{dc}$  在 7s 时大于其下垂控制的激活门槛值  $U_{W3}$ , 但 0.27s 后就小于闭锁门槛值  $U_{S3}$ , 因此 MMC<sub>4</sub> 的下垂控制先激活后立刻闭锁。

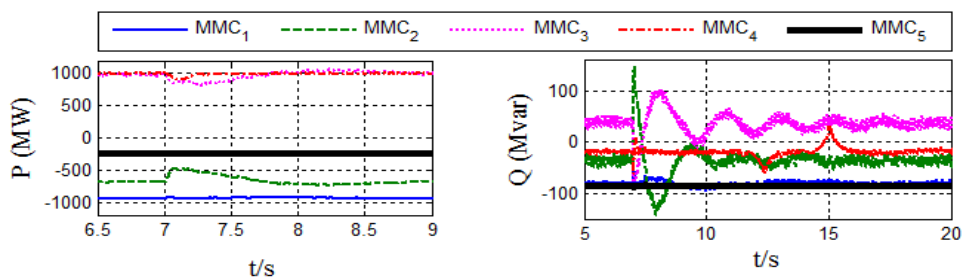
MMC<sub>3</sub> 控制直流系统的直流电压。在切除直流线路后, MMC<sub>3</sub> 试图将增大的直流电压 (峰值 1.034pu) 降至初始值 (1pu)。MMC<sub>5</sub> 在暂态过程中并未参与调节直流电压。在图 2-8 a) 所示过程中, MMC<sub>2</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 曾激活各自的下垂控制以帮助 MMC<sub>3</sub> 控制直流电压。但在新稳态点时, MMC<sub>2</sub> 和 MMC<sub>4</sub> 闭锁下垂控制,  $U_{dc}$  仍被 MMC<sub>3</sub> 控制。

图 2-8 b) 展示了故障发生后 MMC 与交流母线交换功率的变化趋势。由于 MMC<sub>2</sub> 和

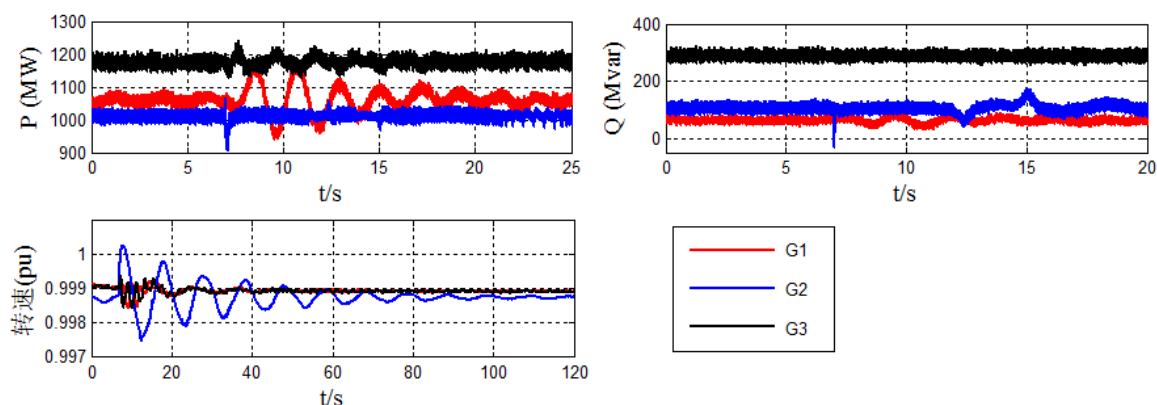
MMC<sub>4</sub>在暂态过程中曾激活过下垂控制以平衡功率缺额且稳定 $U_{dc}$ ,因此MMC<sub>2</sub>和MMC<sub>4</sub>的功率波动量比MMC<sub>1</sub>和MMC<sub>5</sub>的功率波动量更显著。系统在 $t=20s$ 后过渡至新稳态运行点。



a) MMC 的直流电压  
a) DC voltage of MMCs



b) MMC 的有功和无功功率  
b) Active and reactive power of MMCs



c) 发电机的功率和转速  
c) Power and rotor speeds of generators

图 2-8 切除直流输电线路后系统的暂态变化过程

Fig.2-8 Transient states of the system after a DC cable trips out

图 2-8 c)给出了故障发生后发电机功率和转速的变化过程。由于直流输电线路被切除故障仅引发了直流系统内潮流的重新分布,交流系统并未遭受剧烈的冲击。因此,图

2-8 c)中的发电机功率和转速的波动量并不如图 2-7 c)中的明显。

## 2.6 小结

本章提出了一种新型下垂控制策略，可用于柔性直流输电电网的协调控制策略。该策略可确保直流系统和交流系统瞬时交换功率的平衡。提出了改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线可保证换流站具备更好的动态特性，并且使新稳态运行点的直流电压更接近原始运行点的直流电压。所提出的新型下垂控制策略的特点为：

1) 将直流系统内的 VSC 分为 4 组，通过为每组 VSC 设计独有的电压裕度和死区来确定各组参与协调控制的优先等级。因此，已有的电压裕度和死区不再受直流系统内 VSC 个数变化的影响。在暂态过程中，可参与调节的 VSC 组的下垂控制可被激活以消除直流系统与交流系统间的不平衡功率并稳定直流电压。在新稳态运行点，低优先等级的 VSC 闭锁下垂控制并将其功率值调整至最经济的初始运行点功率值。因此，所提出的新型下垂策略既提供了暂态下良好的动态特性，又保证了新稳态运行点的经济性。

2) 提出了改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线，使得新稳态运行点的直流电压值更接近初始运行点的直流电压值。同时，改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线还重点考虑了换流站在实际工程中受设备耐流能力的限制，仅能降功率运行的特性。这使得本文提出的下垂控制策略更具备实践的可行性。

## 第 3 章 新型下垂控制电压死区的选择方法

### 3.1 引言

第 2 章中提出了一种新型直流电压下垂控制策略，该策略将直流电网内的 VSC 分组，并针对各换流站组设计电压裕度和死区。因此，已有的电压裕度和死区就不受 VSC 个数变化的影响。文献[42]在下垂控制的线性区间（不包含激活/闭锁切换过程）内利用小干扰分析法来优化下垂斜率。然而，现有研究中未对下垂控制在激活/闭锁切换时的动态特性进行讨论，即电压死区对动态特性的影响。本文研究发现电压死区的选择直接影响暂态过程中交直流系统各电气量的过调量、调整时间和新稳态运行点的直流电压。

由于下垂控制启用/闭锁是通过 PI 的限值来实现的，因此电压死区的选择是一个高度非线性化的问题。例如，图 2-1 中控制器的 PI 环节会经常达到其限值来启用/闭锁下垂控制，该过程很难被线性化，因此基于线性化的分析方法较难适用，如小干扰分析法<sup>[69-71]</sup>。本章提出一种基于优化函数的电压死区优化方法。首先分析电压死区的选择对暂态过程的影响，之后建立优化目标函数，并通过仿真计算的方法寻找目标函数的最优解。

### 3.2 电压死区对暂态特性的影响

#### 3.2.1 过调量

暂态过程中，系统各电气量的过调量主要受到下垂控制激活电压阈值  $U_{Wj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 的影响。这是因为  $U_{Wj}$  决定下垂控制的激活条件。暂态故障发生后，下垂控制越早介入，交直流系统间交换功率的不平衡量就越少。因此换流站需要调整的功率值也越低，暂态过程中各系统电气量的过调量也就越小。

假设一个电气量  $x$  在系统原始稳态运行点上的值为  $x_{ref}$ ， $x_F$  是  $x$  在暂态中第一摆最大幅值，那么  $x$  的过调量  $x_o$  如式 (3-1) 所示。可以看出， $x_o$  越小证明  $x$  的过调量越少。

$$x_o = \left| \frac{x_{ref} - x_F}{x_{ref}} \right| \quad (3-1)$$

#### 3.2.2 调整时间

假定系统内各控制器的参数不变，系统暂态过程调整时间主要受各 MMC 下垂控制器间的相互作用时长影响。各 MMC 下垂控制器间的相互作用时间越短，系统暂态过程的调整时间越短；反之，调整时间越长。由于  $U_{Wj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 的选取主要用于减少电气量的过调量，因此调整时间的长短主要受协调控制闭锁电压阈值  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 的

影响，这是因为  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 决定了下垂控制的闭锁条件。

$U_{Wj}$  和  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 距离越大，下垂控制越晚被闭锁，这会导致该下垂控制器与其他激活的下垂控制器相互作用时间增长，增加系统暂态调整时间； $U_{Wj}$  和  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 距离越小，则会造成该下垂控制器在暂态过程中被反复激活和闭锁，同样会增加系统暂态调整时间。因此  $U_{Wj}$  和  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 之间需要合适的距离来减少系统暂态调整时间。

假设暂态故障发生在  $t_{f1}$  时刻，系统电气变量  $x$  结束暂态过程的时间是  $t_{f2}$  时刻，判断为  $x$  的变化量小于其新稳态值的  $\pm 5\%$ 。因此，变量  $x$  的暂态调整时间  $t_{fa} = t_{f2} - t_{f1}$ 。假设系统包含  $N_V$  个变量，则系统暂态调整时间  $t_{fs}$  见式 (3-2)，其中  $t_{fa_i}$  表示第  $i$  个变量  $x_i$  的暂态调整时间。

$$t_{fs} = \max_{i=1}^{N_V} (t_{fa_i}) \quad (3-2)$$

### 3.2.3 新稳态运行点直流电压

由于采用了图 2-5 所示的改进的  $P-U_{dc}$  特性曲线，在下垂控制的作用下，系统新稳态点直流电压可处于  $U_{Wj}$  和  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 之间。例如，在图 2-5 中若新稳态运行点功率值为 0，则直流电压处于  $H_4(U_{S2}$  或  $U_{S4})$  和  $H_5(U_{W2}$  或  $U_{W4})$  之间。由于  $U_{Wj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 的选择更多考虑减小系统变量的过调量，因此  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 的选择会影响新稳态运行点的直流电压值。

由于系统初始稳态运行点为系统最理想的运行点<sup>[40]</sup>，因此当暂态故障发生后，系统新稳态运行点应尽量接近初始稳态运行点。所以，新稳态运行点的直流电压可以通过选择合适的  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 来尽可能地接近初始稳态运行点的直流电压。

假设暂态故障前直流电压稳态值为  $U_{dc\_or}$ ，暂态后新稳态点直流电压为  $U_{dc\_new}$ ，则故障前后直流电压差值  $U_{dc\_dif}$  由式 (3-3) 得出。

$$U_{dc\_dif} = |U_{dc\_or} - U_{dc\_new}| \quad (3-3)$$

## 3.3 优化目标函数

假设系统包含  $N_V$  个电气变量和  $N_{MMC}$  个换流站，暂态故障发生后，可以由式 (3-1) 至式 (3-3) 分别计算得到第  $i$  个电气量的过调量  $x_{o_i}$ ，系统暂态调整时间  $t_{fs}$  和第  $p$  个换流站的故障前后直流电压差值  $U_{dc\_dif\_p}$ 。因为  $x_{o_i}$ 、 $t_{fs}$  和  $U_{dc\_dif\_p}$  均是  $U_{Wj}$  和  $U_{Sj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 的函数，可建立优化目标函数  $F_{obj}(\mathbf{U}_W, \mathbf{U}_S)$ ，见式 (3-4)。

$$F_{obj}(\mathbf{U}_W, \mathbf{U}_S) = W_1 \sum_{i=1}^{N_V} x_{o_i}(\mathbf{U}_W, \mathbf{U}_S) + W_2 t_{fs}(\mathbf{U}_W, \mathbf{U}_S) + W_3 \sum_{p=1}^{N_{MMC}} U_{dc\_dif\_p}(\mathbf{U}_W, \mathbf{U}_S) \quad (3-4)$$

式 (3-4) 中， $W_1 \sim W_3$  分别表示三个权重值。 $\mathbf{U}_W$  和  $\mathbf{U}_S$  分别表示两个行向量，当目标换流站属于第 2 分组时， $\mathbf{U}_W$  和  $\mathbf{U}_S$  由式 (3-5) 求取；当目标换流站属于第 3 分组时， $\mathbf{U}_W$

和  $\mathbf{U}_S$  由式 (3-6) 求取。

$$\begin{cases} \mathbf{U}_W = [U_{W1}, U_{W2}] \\ \mathbf{U}_S = [U_{S1}, U_{S2}] \end{cases} \quad (3-5)$$

$$\begin{cases} \mathbf{U}_W = [U_{W3}, U_{W4}] \\ \mathbf{U}_S = [U_{S3}, U_{S4}] \end{cases} \quad (3-6)$$

当在式 (3-4) 中设定权重值  $W_1 \sim W_3$  后, 可利用试凑法 (trial-and-error) [72] 求得当  $F_{obj}(\mathbf{U}_W, \mathbf{U}_S)$  取最小值时的  $\mathbf{U}_W$  和  $\mathbf{U}_S$ , 即目标换流站的最优电压死区门槛值。

### 3.4 仿真验证

#### 3.4.1 测试系统与优化结果

仿真系统采用第 2.5.1 节中图 2-6 所示的交直流混合系统。测试采用的暂态故障为第 2.5.3 节中的切除换流站  $\text{MMC}_3$ 。本例中, 对式 (3-4) 中权重值  $W_1 \sim W_3$  的设定如下:  $W_1=10000$ ,  $W_2=100$ ,  $W_3=10$ 。测试包括的电气变量有: 1) 交流: 发电机功率和转速; 2) 直流:  $\text{MMC}$  功率、直流电压和电流。

利用式 (3-4) 对图 2-6 中  $\text{MMC}_1$ 、 $\text{MMC}_2$  和  $\text{MMC}_4$  的下垂控制电压死区进行优化, 结果见第 2.5.2 节表 2-3。以下将以  $\text{MMC}_2$  的下垂控制激活电压门槛值  $U_{W2}$  和  $\text{MMC}_1$  的下垂控制闭锁电压门槛值  $U_{S4}$  为例, 展示优化结果在暂态过程中的动态效果, 即对电气变量的过调量、调整时间和新稳态运行点下直流电压的影响。

#### 3.4.2 动态效果评估

##### ● $U_{W2}$ 对系统电气变量过调量的影响

$U_{W2}$  是  $\text{MMC}_2$  下垂控制激活电压门槛值。当  $U_{W2}$  变化时, 系统各电气变量  $x$  在暂态过程中的过调量  $x_o$  变化如图 3-1 和图 3-2 所示。其中, 图 3-1 给出了直流系统变量的过调量变化, 依次为: 各换流站的有功功率、无功功率、直流电压和直流电流。图 3-2 给出了交流系统变量的过调量变化, 依次为: 各发电机的有功功率、无功功率和转速。

图 3-1 a) 可以看出当  $U_{W2}=0.98\text{pu}$  时,  $\text{MMC}_2$  有功功率 ( $P_{\text{MMC}_2}$ ) 的过调量  $x_o$  未达到最小值, 但其他  $\text{MMC}$  有功功率的过调量均达到最小值。虽然  $P_{\text{MMC}_2}$  的  $x_o$  在  $U_{W2}=0.98\text{pu}$  时没有取得最小值, 但是其值十分接近最小值。因此, 图 3-1 a) 说明当  $U_{W2}=0.98\text{pu}$  时,  $\text{MMC}_1$ 、 $\text{MMC}_4$  和  $\text{MMC}_5$  有功功率的过调量均取得最小值,  $\text{MMC}_2$  有功功率过调量十分接近最小值且可接受。

图 3-1 b) 给出各  $\text{MMC}$  无功功率过调量与  $U_{W2}$  的关系。与图 3-1 a) 类似, 当  $U_{W2}=0.98\text{pu}$  时  $\text{MMC}_2$  无功功率 ( $Q_{\text{MMC}_2}$ ) 的过调量  $x_o$  未达到但接近最小值, 其他  $\text{MMC}$  无功功率的过调量均在  $U_{W2}=0.98\text{pu}$  时取得其最小值。

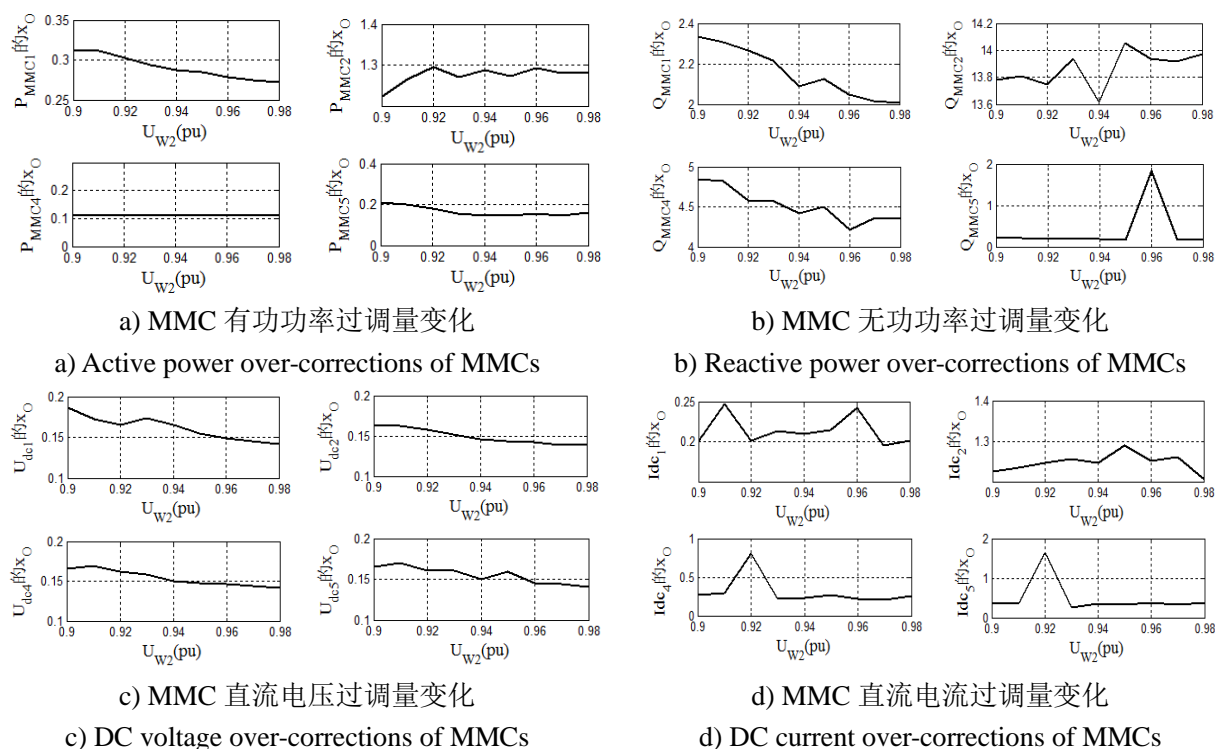


图 3-1  $U_{W2}$  对 MMC 各电气量过调量的影响

Fig.3-1 The effects of  $U_{W2}$  on over-correction of each MMC electrical variables

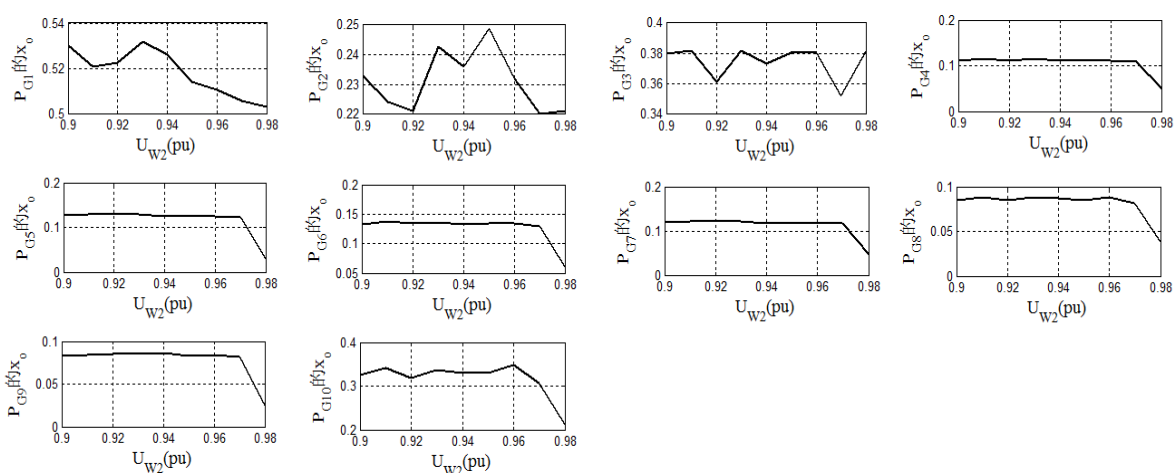
图 3-1 c)和图 3-1 d)展示出了各 MMC 直流电压和电流的过调量和  $U_{W2}$  的关系。可以看出各 MMC 的直流电压和电流均在  $U_{W2}=0.98pu$  时得到其最小过调量。

图 3-2 a)给出了  $U_{W2}$  对发电机有功功率过调量的影响。出了发电机 G3 的有功功率  $P_{G3}$  以外，其他发电机的有功功率均在  $U_{W2}=0.98pu$  时取得最小过调量。 $P_{G3}$  的过调量  $x_0$  在  $U_{W2}=0.98pu$  时的值与其最小值较为接近，可以接受。

图 3-2 b)中给出了  $U_{W2}$  对发电机无功功率过调量的影响。与图 3-2 a)中有功功率情形相反，图 3-2 b)中仅有 G1 和 G3 的无功功率在  $U_{W2}=0.98pu$  时取得最小过调量，其他发电机无功功率均未达到最小值，有的甚至为过调量的最大值，如  $Q_{G4} \sim Q_{G6}$  的过调量。但是，在  $U_{W2}=0.98pu$  时除 G3 外的发电机的无功功率过调量与其最小值相差不大，可接受。

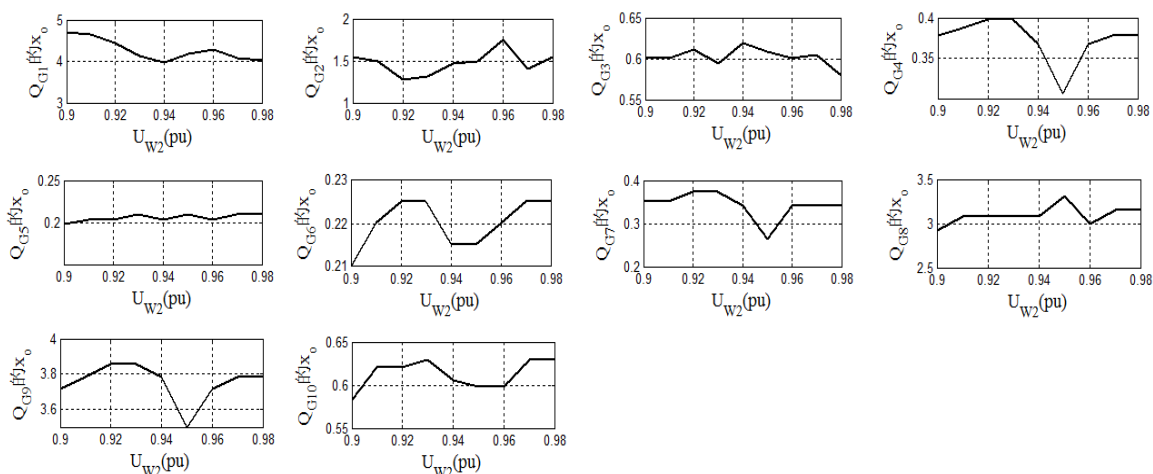
图 3-2 c)给出了  $U_{W2}$  对发电机转速过调量的影响。可以看出，除 G1 和 G3 外，其他发电机转速在  $U_{W2}=0.98pu$  时均达到其过调量的最小值，G1 和 G3 过调量也接近其过调量的最小值，可接受。

图 3-1 中共有 16 个电气变量，其中 14 个变量在  $U_{W2}=0.98pu$  时达到其过调量最小值，其余 2 个变量的过调量接近最小值。图 3-2 中共有 30 个电气变量，其中 19 个在  $U_{W2}=0.98pu$  时达到其过调量最小值，剩余变量的过调量也接近最小值。因此可以看出，当  $U_{W2}=0.98pu$  时交直流系统在暂态过程中整体上受各电气量过调量的影响较小。因此表 2-5 中  $U_{Wj}$  ( $j=1,2,3,4$ ) 的结果符合式 (3-4) 的优化目标。



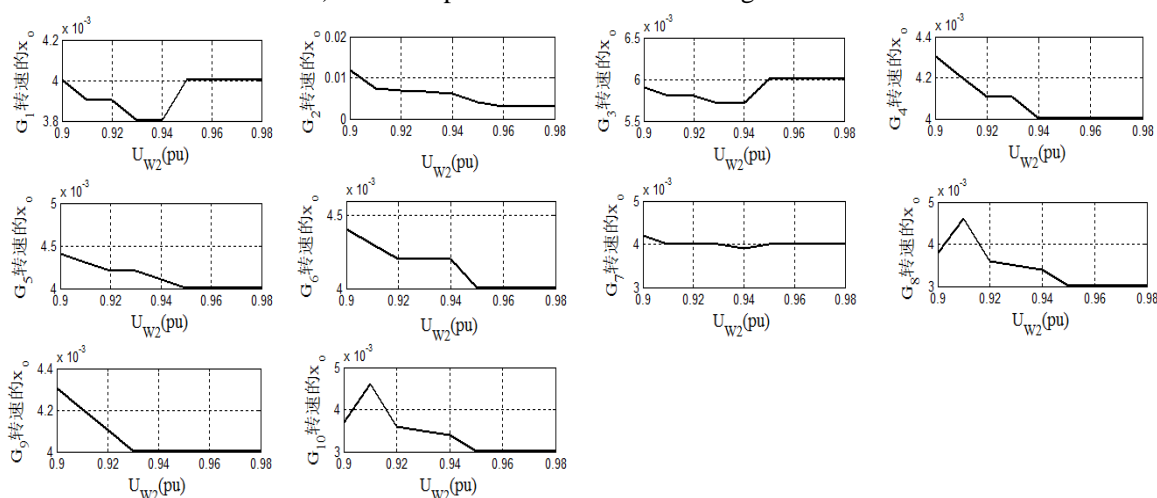
a) 发电机有功功率过调量

a) Active power over-corrections of generators



b) 发电机无功功率过调量

b) Reactive power over-corrections of generators



c) 发电机转速过调量

c) Rotor speed over-corrections of generators

图 3-2  $U_{W2}$  对发电机各电气量过调量的影响

Fig.3-2 The effects of  $U_{W2}$  on over-correction of each generator electrical variables

●  $U_{S4}$  对系统电气变量调整时间和新稳态运行点直流电压的影响

$U_{S4}$  是 MMC<sub>1</sub> 下垂控制闭锁区域门槛值。表 3-1 列出了当  $U_{S4}$  从 0.94pu 变化至 0.98pu 时, MMC<sub>1</sub> 调整时间和新稳态运行点直流电压的变化。

表 3-1 MMC<sub>1</sub> 的调整时间和新稳态运行点直流电压

Table 3-1 Adjustment time and new steady state DC voltage of MMC<sub>1</sub>

$U_{S4}$ (pu)	0.94	0.95	0.96	0.97	0.98
调整时间 (s)	36.78	35.45	32.98	33.73	49.08
新稳态运行点直流电压 (pu)	0.9716	0.9716	0.9716	0.9716	0.9785

表 3-1 中可以看出当  $U_{S4}=0.98pu$  时, 新稳态运行点直流电压为 0.9785pu, 低于此时  $U_{S4}$  取值。这说明该条件下 MMC<sub>1</sub> 的下垂控制并没有闭锁。此时 MMC<sub>2</sub> 的下垂控制闭锁电压为 0.99pu (见图 2-7), 所以 MMC<sub>2</sub> 的下垂控制也是激活的。因此, MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 的下垂控制始终在相互作用, 导致系统调整时间为表 3-1 中最长的调整时间 49.08s。但同时, 达到的新稳态点直流电压 0.9785pu 也是表 3-1 中最接近原始稳态运行点直流电压 1pu 的。

当  $U_{S4}=0.94pu$  时, 下垂控制的闭锁门槛值与激活门槛值 ( $U_{W4}=0.935pu$ ) 相距太近。因此 MMC<sub>1</sub> 的直流电压在暂态过程会重复的进入或退出激活或闭锁区域, 因此导致系统调整时间变长。由此可见, 激活和闭锁电压门槛值之间需要一个合适的距离才能缩短系统调整时间。激活和闭锁电压门槛值之间距离太短, 则会导致换流站下垂控制在暂态中重复多次激活和闭锁, 延长系统调整时间; 激活和闭锁电压门槛值之间距离太长, 则会导致多个 MMC 的下垂控制器相互作用, 同样延长调整时间。因此, 当  $U_{S4}=0.96pu$  时交直流系统具备最短的调整时间和一个较为接近原始直流电压值的新稳态直流电压值, 符合由式 (3-4) 的优化目标。

### 3.5 小结

本章提出考虑了交直流混合系统动态特性的下垂控制电压死区优化选择方法。该方法选取暂态过程中各电气量的过调量和调整时间以及新稳态运行点的直流电压作为优化目标, 并建立优化目标函数, 利用仿真计算得到目标函数取最小值时的系统电压死区的最优解。经过对 MMC<sub>2</sub> 的  $U_{W2}$  和 MMC<sub>1</sub> 的  $U_{S4}$  的分析和验证, 证明利用本章提出的优化方法所选择的下垂控制死区可以: 1) 最大限度降低各电气量的过调量; 2) 尽可能减少系统调整时间; 3) 选择较为接近原始直流电压值的新稳态直流电压值。

下垂控制的激活电压门槛值可以有效减少暂态中的电气量过调量, 闭锁电压门槛值可以缩短系统调整时间和使新稳态运行点的直流电压更接近原始运行点的直流电压。可以通过对式 (3-4) 中权重值的不同设置达到不同优化效果。

下垂控制激活门槛电压值和闭锁门槛电压值之间要保持合适的距离。距离太小,

MMC 在暂态时会重复多次激活和闭锁下垂控制，造成系统调整时间过长；距离太长，各 MMC 下垂控制之间相互作用时间变长，导致系统调整时间也增长。

根据本章提出的优化函数方法，未来还可以对特定的电气变量或故障类型设定不同的权重值，建立更能体现用户优化需求的优化函数，以得到更满意的优化结果。

## 第4章 下垂控制与附加直流电压控制策略的配合

### 4.1 引言

第2章和第3章已介绍了新型直流电压下垂控制策略的主体思路和应用方法,并在大系统中测试了该策略的应用效果。接下来将介绍新型直流电压下垂策略与同属换流站层控制<sup>[32]</sup>的其他控制策略的相互配合方式。模块化多电平换流器附加直流电压控制策略属于换流站层控制策略,可确保 MMC 的调制比运行于合适的调制比区间内。

对于采用正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)<sup>[49-50]</sup>策略的 MMC 来说,每个桥臂投入运行的子模块个数是由 SPWM 过程决定的。对于不同的 SPWM 策略,调制过程可以等效为2步:1)利用各载波将调制波的幅值轴分层;2)某一时刻调制波的幅值大于几个分层,则该桥臂投入几个子模块。因此,若调制波的幅值无法到达最高分层,则 MMC 输出的阶梯波波形中就有电平损失。若调制波的幅值不能到达的分层数越多,则损失的电平数也就越多。电平数的损失会使得换流器运行特性变差,如谐波畸变率增加。这使得高配备的换流器不能在高性能点运行,丧失了换流站运行的经济性。此外,当换流器在调制比大于1的情况下持续运行时,会导致较差的换流器动态特性。

为找出合适的调制比并保证 MMC 输出波形的电平数不损失,首先分析得出确保 MMC 输出全电平数波形的最小调制比  $m_{min}$ ,之后提出了附加直流电压控制策略来确保换流器的调制比总是处于合适调制比区间,即 $[m_{min}, 1]$ ,最后通过基于 PSCAD/EMTDC 的数字仿真验证所提出策略的有效性。

本章还分析了所提出的附加直流电压控制策略应如何与新型直流电压下垂控制策略相配合,从而明确各控制器的分工并减少控制器之间的不良相互作用。

### 4.2 调制比的取值区间

#### 4.2.1 最小调制比计算

如图4-1所示,假设 MMC 每个桥臂含有  $N_{SM}$  个子模块(不包含冗余子模块),SPWM 的载波会将调制波的幅值轴等分为  $N_{SM}$  层。载波层叠正弦脉宽调制(Phase Disposition-SPWM, PD-SPWM)<sup>[50]</sup>利用  $N_{SM}$  条等相位但纵向等间距层叠的载波将幅值轴等分为  $N_{SM}$  层,如图4-1 a)所示。载波相移正弦脉宽调制(Carrier Phase Shifted-SPWM, CPS-SPWM)<sup>[16]</sup>是利用各载波处于同一幅值水平线上的交点所连成的直线将幅值轴等分为  $N_{SM}$  层,如图4-1 b)所示。最近电平逼近法<sup>[48]</sup>虽然未使用 SPWM 方法,但其分层原理类,不再赘述。

当调制波的幅值处于某分层时，会有相应个数的载波小于调制波，对应相应个数的子模块投入。因此对于任何 SPWM 方法，调制波与载波的比较过程均可以等效为调制波与各载波分层的比较过程，如图 4-1 c)。当调制波幅值无法达到某些分层时，不论采用何种 SPWM 调制策略，生成的阶梯波都将会丢失对应的电平。图 4-1 c)中的“调制波 2”无法像“调制波 1”一样到达最高和最低分层，因此会丢失相应的电平。

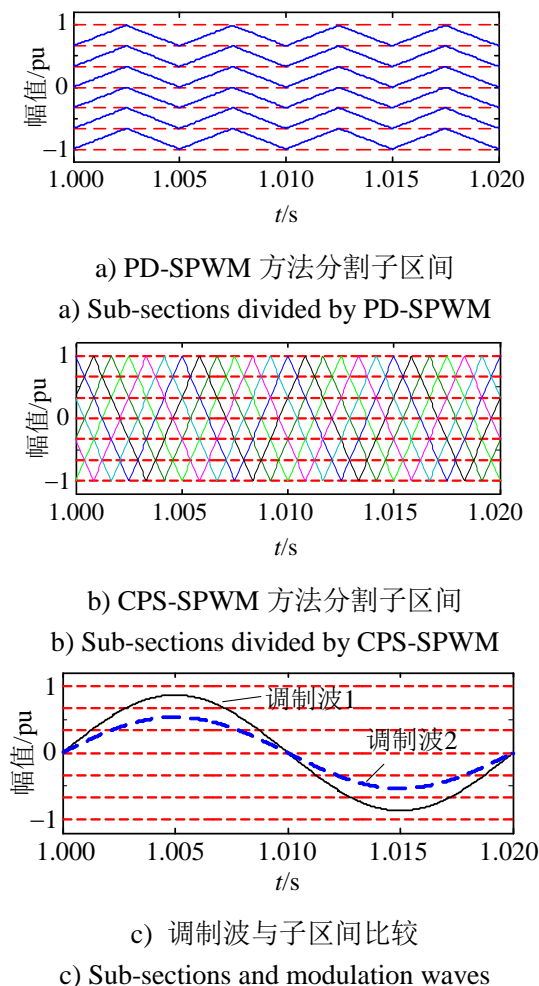


图 4-1 分层等效的 SPWM 示意图 ( $N_{SM}=6$ )

Fig.4-1 The equivalent sub-sections of SPWM ( $N_{SM}=6$ )

为避免换流器产生的阶梯波丢失电平，调制波幅值的最小限值见式 (4-1)。

$$M_{mod-min} = M_{car} - \frac{M_{car} - (-M_{car})}{N_{SM}} \quad (4-1)$$

式 (4-1) 中， $M_{mod-min}$  为调制波幅值最小限值； $M_{car}$  为载波幅值的最大峰值。

由于  $M_{mod-min}$  的存在，不丢失电平的运行方式存在最小调制比  $m_{min}$ ，见式(4-2)。可以看出，当  $N_{SM}$  不断增大时， $m_{min}$  趋近于 1。

$$m_{min} = \frac{M_{mod-min}}{M_{car}} = \frac{N_{SM} - 2}{N_{SM}} \quad (4-2)$$

### 4.2.2 MMC 稳态运行分析

假设  $U_{AC}$  和  $U_{MMC}$  分别为交流系统的线电压有效值和 MMC 输出的基频交流线电压有效值。 $\delta$  为  $U_{MMC}$  滞后  $U_{AC}$  的角度。MMC 从交流系统中得到的有功功率  $P$  和无功功率  $Q$  的计算方法与一般 VSC 相同<sup>[73]</sup>，如式 (4-3) 所示。

$$\begin{cases} P = \frac{U_{AC}U_{MMC}}{X_L} \sin \delta \\ Q = \frac{U_{AC}(U_{AC} - U_{MMC} \cos \delta)}{X_L} \end{cases} \quad (4-3)$$

式 (4-3) 中  $X_L$  为  $U_{AC}$  和  $U_{MMC}$  之间的等效阻抗。 $g$  表示直流电压利用率，且  $U_{MMC}$  与直流电压  $U_{dc}$  的关系见式 (4-4)。对于 SPWM 方法， $g$  一般取 0.866<sup>[74]</sup>。

$$U_{MMC} = \frac{gm}{\sqrt{2}} U_{dc} \quad (4-4)$$

将式(4-4)带入式(4-3)并替换  $U_{MMC}$  有：

$$P^2 + \left(Q - \frac{U_{AC}^2}{X_L}\right)^2 = \left(\frac{gmU_{AC}U_{dc}}{\sqrt{2}X_L}\right)^2 \quad (4-5)$$

如图 4-2 所示，当  $m=1$  时，MMC 的运行点在功率圆的边界线上<sup>[27]</sup>，即换流器处于临界运行状态。当  $m>1$  时，运行点越过功率圆的边界线，换流器将处于不稳定的运行状态。当  $m<1$  时，运行点处于功率圆内，MMC 可以在控制器作用下稳定运行。

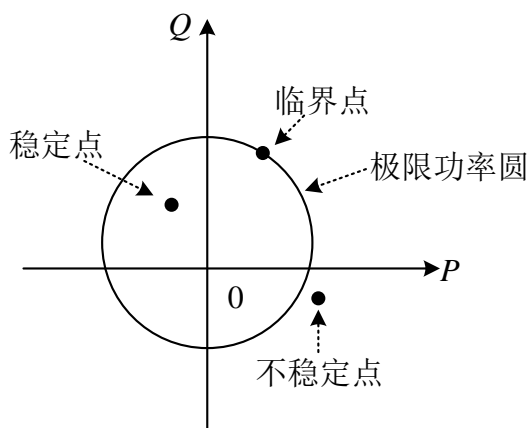


图 4-2 换流器的功率圆

Fig.4-2 The equivalent power cycle of a converter

有 2 种方法可确保 MMC 的运行点总是在图 4-2 所示的功率圆内：1) 改变功率圆的位置和半径大小，将“不稳定点”始终包含在功率圆内；2) 限制换流器运行点的允许范围，以保证所有的运行点均处于功率圆内部。根据以上 2 种方法，提出了附加直流电压控制策略，目标是保证换流器在满足多种运行点位置需求时，总是保证其稳定地运行于功率圆内。

所提出的附加直流电压控制策略具备以下优势：

1) 确保  $m > m_{min}$ ，可使 MMC 输出的交流电压波形无电平损失。充分地利用换流器的每个子模块来避免由于波形电平数的缺失而造成的输出波形的谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)增大。

2) 确保  $m < 1$ ，使 MMC 保持稳定运行。所提出的附加直流电压控制策根据调制比  $m$  调整 MMC 的直流电压，以调节功率圆半径的大小，从而保证运行点始终处于功率圆内。因此，MMC 可稳定地运行。

### 4.3 附加直流电压控制策略的设计

#### 4.3.1 附加直流电压控制策略的设计

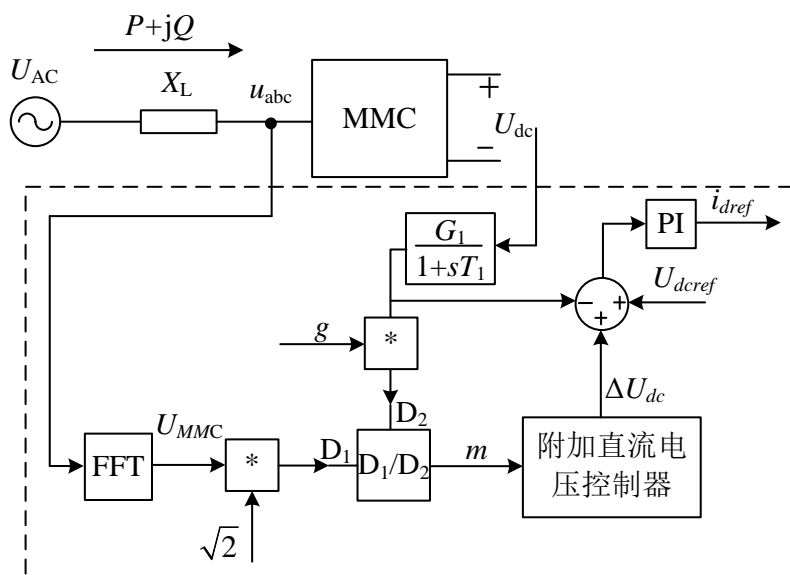


图 4-3 附加直流电压控制策略

Fig.4-3 The additional DC voltage control strategy

图 4-3 给出了附加直流电压控制策略的控制框图，其中： $G_1/(1+sT_1)$ 为一阶滞后环节， $G_1$ 为比例系数， $T_1$ 为时间常数； $D_1/D_2$ 表示除法器，其中  $D_1$  和  $D_2$  为该模块的 2 个接口， $D_1$  接口引入数值作为被除数， $D_2$  接口引入数值作为除数。 $u_{abc}$  为 MMC 输出的三相正弦瞬时电压值， $U_{MMC}$  是由  $u_{abc}$  经快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)计算得到的。根据测量计算得到的换流器调制比  $m$ ，附加直流电压控制器输出直流电压调整信号  $\Delta U_{dc}$ ，以调整直流电压  $U_{dc}$  的参考值  $U_{dcref}$ 。通过改变外环  $d$  轴电流控制的整定值  $i_{dref}$  来调节 MMC 的直流电压  $U_{dc}$ ，最终可确保换流器的调制比  $m$  始终保持处于合适的调制比区间  $[m_{min}, 1]$  内。

### 4.3.2 $\Delta U_{dc}$ 的上下限计算

MMC-HVDC 系统需要确保每个 MMC 的调制比  $m$  都处于合适的调制比区间内,这对于多端 MMC-HVDC 系统更为重要。因此,直流电压调整信号  $\Delta U_{dc}$  的调整量必须保证该系统中每个 MMC 的调制比  $m$  都在  $[m_{min}, 1]$  区间内。

令  $\Delta U_{dc\_max}$  和  $\Delta U_{dc\_min}$  分别为  $\Delta U_{dc}$  的上、下限值。求取  $\Delta U_{dc\_max}$  和  $\Delta U_{dc\_min}$  时,需要考虑:1) 设备自身的物理限制,2) 稳定运行和 3) 输出波形不丢失电平。

根据设备物理条件的约束,必须保证  $U_{dc} + \Delta U_{dc\_max}$  的值不超过 MMC 可承受的直流电压范围。这是为了保证 MMC 的一次设备,尤其是电力电子开关元件,不会因为过高的直流电压而损坏。

为了保证每个换流站能稳定运行和能够输出全电平数的电压波形,当  $U_{dc}$  处于区间  $[U_{dc} - \Delta U_{dc\_min}, U_{dc} + \Delta U_{dc\_max}]$  时,每个 MMC 的调制比  $m$  都必须运行在区间  $[m_{min}, 1]$  内。为此,需要分析调制比  $m$  与直流电压  $U_{dc}$  的关系。

### 4.3.3 反比例系数

定义反比例系数为  $W_p$ , 根据式 (4-5) 可以写出调制比  $m$ 、直流电压  $U_{dc}$  以及反比例系数为  $W_p$  的关系

$$m = \frac{W_p}{U_{dc}} \quad (4-6)$$

式 (4-6) 中,

$$W_p = \frac{\sqrt{2} \sqrt{P^2 + (Q - U_{AC}^2 / X_L)^2} X_L}{g U_{AC}} \quad (4-7)$$

根据第  $i$  个换流站的运行点  $(P_i, Q_i, U_{ACi})$ , 分别计算其  $m=1$  和  $m=m_{min}$  时所对应的  $U_{dc\_min,i}$  和  $U_{dc\_max,i}$ , 即

$$\begin{cases} U_{dc\_min,i} = W_{Pi} \\ U_{dc\_max,i} = \frac{W_{Pi}}{m_{min}} \end{cases} \quad (4-8)$$

由式 (4-8) 可计算得出每个 MMC 直流电压的上下限值。

对于并联的多端 MMC 系统,控制系统直流电压的 MMC 的附加直流电压控制器可调直流电压的范围由式 (4-9) 决定。

$$\begin{cases} \Delta U_{dc\_min} = U_{dc} - \max_i(U_{dc\_min,i}) \\ \Delta U_{dc\_max} = \min_i(U_{dc\_max,i}) - U_{dc} \end{cases} \quad (4-9)$$

需要注意的是,使用式 (4-9) 的前提条件为  $\Delta U_{dc\_min} < \Delta U_{dc\_max}$ 。

由于多端 MMC-HVDC 系统直流侧线路拓扑结构的多样性, 计算直流电压限值的方法也不同, 因此无法给出统一的换算表达式。但计算直流电压限值的原理类似, 即将每个换流站允许的电压偏差限幅换算至控制直流电压的 MMC 端并进行限幅, 以保证每一侧 MMC 的直流电压的控制结果都不超过其所要求的允许范围。

所提出的附加电压控制器对通讯系统的依赖程度受多端柔直系统协调控制方式的影响。当多端 MMC-HVDC 系统采用主-从控制来给出功率和电压指令时, 附加直流电压控制策略则利用主从控制的中央控制层的通讯资源来完成控制目标; 当多端 MMC-HVDC 采用分布式控制时, 即所提出的新型直流电压下垂, 每个 MMC 根据已设计好的  $P-U_{dc}$  特性曲线来配合运行<sup>[68]</sup>。在直流电压裕度内, 控制直流电压的换流站采用直流电压控制; 而超出电压裕度外时, 该 MMC 启用下垂控制。因此, 附加直流电压控制信号的限制只要不超出其直流电压裕度即可, 无需站间通讯。所提出的附加直流电压控制策略只在 MMC 运行点变化时, 调制比  $m$  超出  $[m_{min}, 1]$  时启用。附加直流电压控制所调节的直流电压变化范围并不大, 因此不会影响直流电压稳定性。

### 4.3.4 附加直流电压控制器

附加直流电压控制器的设计框图见图 4-4, 其中 PI1 和 PI2 表示 2 个 PI 控制器。

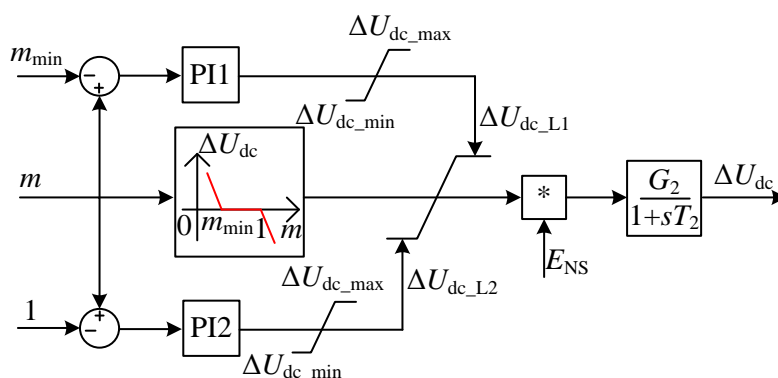


图 4-4 附加直流电压控制器

Fig.4-4 The additional DC volage controller

在图 4-4 中,  $\Delta U_{dc\_L1}$  和  $\Delta U_{dc\_L2}$  为中央线性环节的限值;  $E_{NS}$  为控制器的使能信号,  $E_{NS}=0$  表示闭锁,  $E_{NS}=1$  则表示激活; 一阶滞后环节  $G_2/(1+sT_2)$  用于避免  $\Delta U_{dc}$  的突变,  $G_2$  为比例系数,  $T_2$  为时间常数。其中, 中央线性环节为

$$\Delta U_{dc} = \begin{cases} K_p(m_{min} - m), & m < m_{min} \\ 0, & m_{min} \leq m \leq 1 \\ K_p(1 - m), & m > 1 \end{cases} \quad (4-10)$$

式 (4-10) 中,  $K_p > 0$ 。

为使调制比  $m$  始终处于区间  $[m_{min}, 1]$  内, 附加直流电压控制器需实现 3 个目标:

- 1) 在正常运行状态下调制比  $m$  处于  $m_{min}$  和 1 之间, 附加直流电压控制器不起作用。

因此正常运行情况下  $\Delta U_{dc}=0$ 。

2) 当运行点改变致使  $m$  小于  $m_{min}$  时,  $\Delta U_{dc}$  应该输出一个负值常数  $\Delta U_{dc\_neg}$  来降低直流电压  $U_{dc}$  并保持该值, 使调制比  $m$  重回区间  $[m_{min}, 1]$  内且稳定运行。

3) 当运行点改变致使  $m$  大于 1 时,  $\Delta U_{dc}$  应为一个正的输出值并保持该值以稳定地升高直流电压  $U_{dc}$ , 避免振荡。

## 4.4 附加直流电压控制与下垂控制的配合

附加直流电压控制与新型直流电压下垂控制的配合原则为:

1) 下垂控制负责换流站功率运行点 ( $P, Q$ ) 的变化过程, 附加直流电压控制负责调整功率运行点与功率圆的关系。

由图 4-3 可以看出附加直流电压控制只调整直流电压而不改变换流站的功率运行点。由图 4-2 和式 (4-5) 可以看出附加直流电压控制通过调整直流电压来改变功率圆半径的大小, 从而保证功率运行点处于功率圆内的合适位置, 即换流站调制比处于合适调制比区间  $[m_{min}, 1]$  内。图 2-1 说明下垂控制动态调节换流站的功率运行点, 从而保持系统直流电压的稳定。

2) 避免下垂控制器和附加直流电压控制器间的不良相互作用

由第 3 章的分析可知, 越多的控制器相互作用, 对系统暂态过程的动态效果越不利。再加上下垂控制和附加直流电压控制的分工不同, 应尽量避免二者控制器的相互作用。

根据以上配合原则, 当功率运行点变化时, MMC 启用下垂控制来寻找新的稳态运行点, 此时闭锁附加直流电压控制以避免控制器间的相互作用; 当系统过渡至新稳态运行点后: 1) 若第 1 组换流站继续控制直流电压, 则下垂控制闭锁, 启用附加直流电压控制动态调节换流站功率运行点在功率圆中的位置; 2) 若第 1 组换流站被切除并由其他换流站控制直流电压, 则由于附加直流电压控制仅能应用于第 1 组换流站, 该情况下不存在下垂控制和附加直流电压控制的配合。

由以上分析可知, 将下垂控制的使能信号逻辑取反就可成为附加直流电压控制的使能信号, 从而满足以上对两个控制策略相互配合的要求, 见式 (4-11)。

$$\overline{E_{NS}} = E_N \quad (4-11)$$

式 (4-11) 中,  $E_N$  为下垂控制的使能信号, 见图 2-1 b)。  $E_{NS}$  为附加直流电压控制的使能信号, 见图 4-4。

## 4.5 仿真验证

### 4.5.1 仿真系统

由于附加直流电压控制和下垂控制的使能信号互反, 因此附加直流电压控制器在换

流站电压裕度内运行，可以不用考虑两个控制策略的控制器间相互作用。附加直流电压控制仅调整直流电压，不改变换流站功率运行点，因此也不用考虑交流系统的动态过程。最后，考虑到需要方便地观察到 MMC 输出波形的丢失情况，本节选取一个小系统来做仿真验证。

仿真系统如图 4-5 所示，系统的直流电压  $U_{dc}$  初始值为 20kV。2 个换流站分别接入 2 个交流系统，其线电压有效值为  $U_{AC1}=U_{AC2}=10.2\text{kV}$ 。换流器与交流系统联络线上的等效电抗值为  $X_L=3.14\Omega$ 。

换流器与交流系统交换的有功、无功功率分别以  $P$  和  $Q$  表示， $P_1$  和  $Q_1$  分别表示 MMC<sub>1</sub> 与交流系统  $U_{AC1}$  交换的有功、无功功率， $P_2$  和  $Q_2$  分别表示 MMC<sub>2</sub> 与交流系统  $U_{AC2}$  交换的有功、无功功率，功率正方向如图 4-5 所示。每个换流站中任一桥臂含有 10 个子模块，换流站输出的电压波形应为 11 电平。每个子模块电容为 3mF，桥臂电感为 40mH。

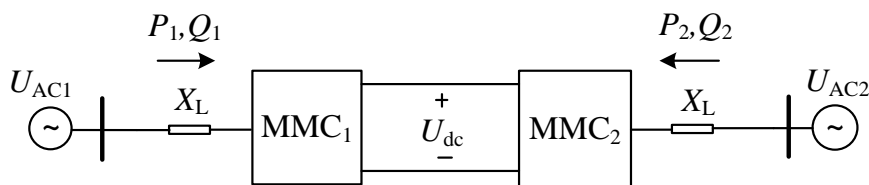


图 4-5 双端 MMC-HVDC 系统

Fig.4-5 Two terminals MMC-HVDC

根据式（4-2）可知  $m_{min}=0.8$ 。通过改变不同的  $(P_1, Q_1, U_{AC1})$  点，系统形成的 4 种不同工况见表 4-1。需要说明的是，表 4-1 中调制比的计算均为对应工况下的初始稳态值，即在该运行点，没有采用所提出的附加电压控制策略时的稳态值。表 4-1 中有功功率单位为 MW，无功功率单位为 Mvar，交流电压单位为 kV。

表 4-1 中，工况 1~3 下， $m_2$ (MMC<sub>2</sub> 调制比)始终处于区间[0.8, 1]内；但  $m_1$ (MMC<sub>1</sub> 调制比)仅在工况 1 中处于 0.8 和 1 之间，而在工况 2 时则小于 0.8，在工况 3 时大于 1；工况 4 中， $U_{s1}$  幅值发生变化，MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 无功功率也同时发生阶跃。

表 4-1 系统的 4 中工况

Table 4-1 4 operation cases of the system

工况序号	$P_1$	$Q_1$	$U_{AC1}$	$m_1$	$P_2$	$Q_2$	$U_{AC2}$	$m_2$
1	10	1	10.2	0.85	-10	1	10.2	0.85
2	10	3	10.2	0.78	-10	1	10.2	0.85
3	10	-7	10.2	1.04	-10	1	10.2	0.85
4	10	-3	9.2	0.88	-10	3	10.2	0.78

为验证所提出的附加直流电压控制策略的效果，令 4 类工况依次发生，如图 4-6 所示。系统由工况 1 变化至工况 3 的过程可以验证附加直流电压控制器的调节效果。由工况 3 至工况 4 的变化可以验证直流电压调整量限幅在线计算过程的有效性。

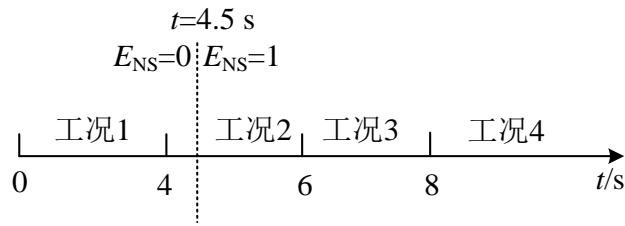


图 4-6 工况 1~4 发生的时间顺序

Fig.4-6 Time sequence of case1~4

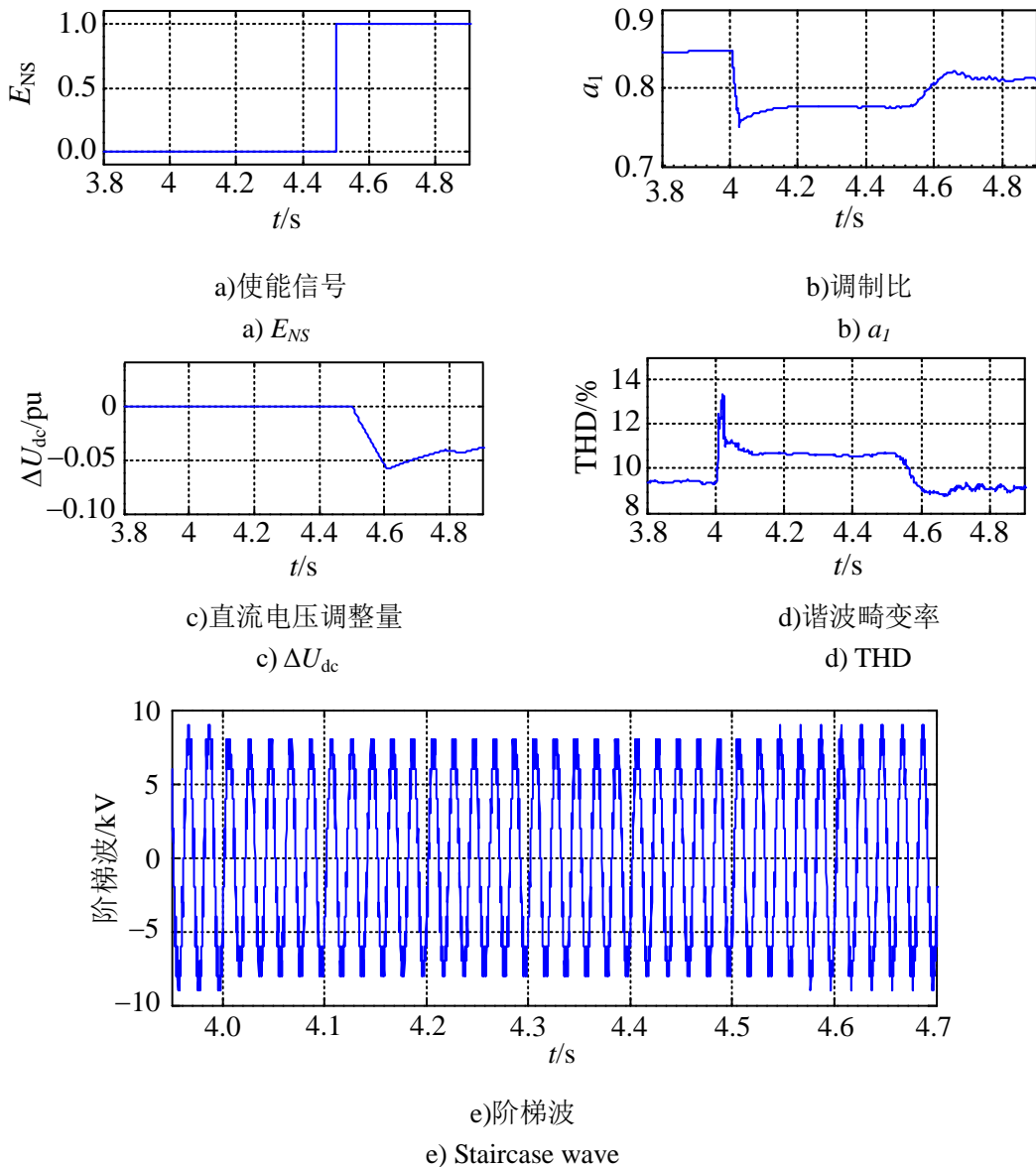


图 4-7 控制器作用下保持换流器全电平数出波形 ( $U_{base}=20kV$ )

Fig.4-7 Full voltage-level output waveform with the additional DC voltage controller ( $U_{base}=20kV$ )

### 4.5.2 保持全电平数的输出波形

本算例中，控制器中央线性环节的  $K_P$  取值为 100。为了留有一定裕量， $m_{min}$  的取值

略高于 0.8，为  $m_{min}=0.81$ 。PI 控制器和一阶滞后环节的参数如表 4-2 所示，PI 控制器参数相同， $K_{PI}$  表示比例系数， $T_{PI}$  表示时间常数。

表 4-2 PI 控制器与一阶滞后环节参数

Table 4-2 PI controller and 1-order time-lag controller

PI 控制器参数		$U_{dc}$ 测量环节		$\Delta U_{dc}$ 控制输出环节	
$K_{PI}$	$T_{PI}/s$	$G_1$	$T_1/s$	$G_2$	$T_2/s$
5	0.1	1	0.02	1	0.1

当 MMC-HVDC 系统由工况 1 变化至工况 2 时，图 4-7 给出了控制器中的使能信号  $E_{NS}$ 、直流电压调整量  $\Delta U_{dc}$ 、MMC<sub>1</sub> 控制器生成的调制波与载波幅值的实测比值  $a_1$ 、输出电压阶梯波形及其 THD 的变化过程，其中， $U_{base}$  表示基准电压。

当系统运行于工况 1 时，稳态情况下  $a_1$  等于调制比  $m_1$ ，为 0.85，大于  $m_{min}=0.81$ ，阶梯波的波形保持 11 电平。但当系统在 4s 时进入工况 2 后， $a_1 = m_1$  跌落至 0.78。由于此时附加直流电压控制器被闭锁 ( $E_{NS}=0$ )，换流器输出的阶梯波中损失了 2 个电平，THD 随之升高。当附加直流电压控制器在 4.5s 启用后， $\Delta U_{dc}$  的快速响应通过调节直流电压使得调整后稳态情况下  $a_1$  回到 [0.81, 1] 的区间内。换流器输出的阶梯波恢复至 11 电平，且对应的 THD 值也随之降低。

### 4.5.3 保持系统稳定运行

由表 4-1 可知，当 MMC-HVDC 系统进入工况 3 后，对应  $m_1 > 1$ ，如果没有附加直流电压控制器参与调节，系统将会失稳，如图 4-8 所示，其中， $S_{base}$  表示功率基准值。

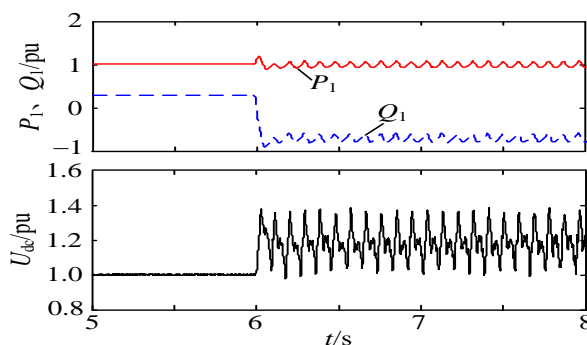


图 4-8 无附加控制器作用下失稳的 MMC-HVDC 系统 ( $S_{base}=10MVA$ ,  $U_{base}=20kV$ )

Fig.4-8 Unstable operation of the MMC-HVDC without the proposed controller ( $U_{base}=20kV$ )

图 4-8 可以看出，如果不采用本文提出的附加直流电压控制策略，在运行状况 3，MMC<sub>1</sub> 与系统交换的有功功率  $P_1$  和无功功率  $Q_1$ ，以及直流电压  $U_{dc}$  均发生振荡。而在附加直流电压控制器的作用下，MMC-HVDC 系统可以平稳的运行于工况 3，如图 4-9 所示。当系统进入工况 3 后， $a_1$  大于 1，此时附加电压控制器通过产生附加  $\Delta U_{dc}$  来提升直流电压。结果表明，采用本文的附加电压控制后，稳态情况下  $a_1$  重回稳定区间，系统保持稳态运行。

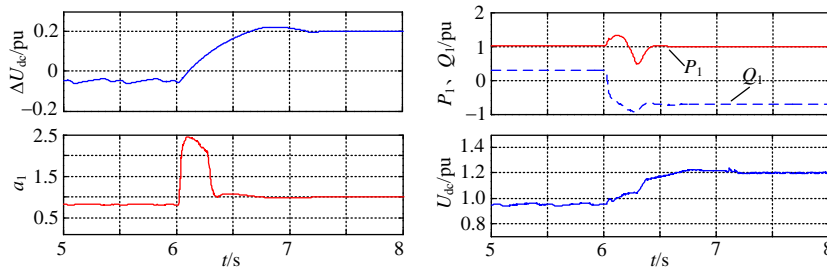


图 4-9 附加控制器作用下稳定的 MMC-HVDC 系统 ( $S_{base}=10\text{MVA}$ ,  $U_{base}=20\text{kV}$ )  
 Fig.4-9 Stable operation of the MMC-HVDC with the proposed controller ( $U_{base}=20\text{kV}$ )

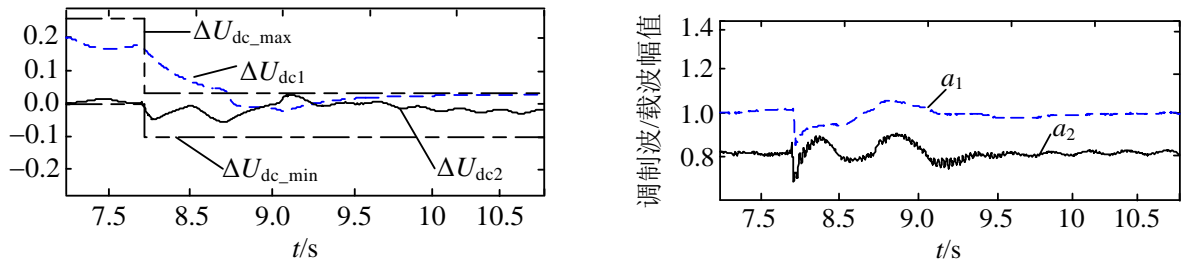
#### 4.5.4 对直流电压调整信号的在线限幅计算

根据表 4-1 中工况 3 和工况 4 提供的参数，由式 (4-6) ~ (4-9) 可分别在线计算出 2 类工况下直流电压调整量的限幅值 ( $\Delta U_{dc\_max}$  和  $\Delta U_{dc\_min}$ )，如表 4-3 所示。图 4-10 a) 给出了系统由工况 3 进入工况 4 后，MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 的直流电压调整量  $\Delta U_{dc1}$  和  $\Delta U_{dc2}$  与  $\Delta U_{dc\_max}$  和  $\Delta U_{dc\_min}$  的配合效果。图 4-10 b) 给出了这一过程中 MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 控制器生成调制波与载波幅值的比值  $a_1$  和  $a_2$ 。

表 4-3 直流电压调整限幅在线计算结果

Table 4-3 Online calculation for limits of DC voltage

工况序号	$\Delta U_{dc\_max}/\text{pu}$	$\Delta U_{dc\_min}/\text{pu}$
3	0.245	0.040
4	0.012	-0.100



a) 直流电压调整量与限幅在线计算结果  
 a) DC voltage adjustment and online calculation of DC voltage limits

b) 调制波与载波幅值的比值  
 b) Modulation index

图 4-10 直流电压调整对系统动态特性的影响 ( $U_{base}=20\text{kV}$ )

Fig.4-10 The effects of DC voltage adjustment on dynamics of the system

#### 4.6 小结

本章分析了调制比对 MMC-HVDC 系统稳定性及换流站输出波形的电平数的影响，提出了附加直流电压控制策略来动态调节系统直流电压。通过调节直流电压来调节每个换流站的调制比，保证 MMC 输出电压波形电平数的完整，且系统功率运行点总能处于

功率圆内的合适位置上。同时，本章还讨论了附加直流电压控制和下垂控制的配合方式，结论如下：

1) 提出了计算最小调制比限值的方法，并提出 MMC 的调制比合适运行区间 $[m_{min}, 1]$ 。当换流器的调制比处于该区间内，MMC 不仅可以维持稳态运行，还可以避免输出电压波形中的电平损失。

2) 分析了直流电压和调制比的关系，并设计了附加直流电压控制策略。式(4-6)中  $U_{dc}-m$  的非线性控制部分由 2 个 PI 控制器组成，且具备良好的动态特性。

3) 给出在线计算  $\Delta U_{dc\_max}$  和  $\Delta U_{dc\_min}$  的方法，确保直流系统内所有换流站的调制比均处于区间 $[m_{min}, 1]$ 内，即保证 MMC 功率运行点总处于功率圆内的合适位置。

4) 附加直流电压策略与下垂控制策略分工不同，前者负责在功率运行点不变的情况下调节直流电压来改变功率圆的半径大小，后者则在功率运行点变化的情况下寻找新的稳态直流电压。二者控制器应尽量避免相互作用。

## 第5章 下垂控制与 MMC 平滑启动策略的配合

### 5.1 引言

第4章介绍了一种附加直流电压控制策略及其与下垂控制配合的方式。可以看出，上述两种控制策略均属于换流站一般运行时的控制策略，与本章提出的 MMC 启动策略属于不同工况下的控制策略。一般运行工况策略的任务是保持系统现有的稳态运行点或协助系统过渡至新的稳态运行点。而启动策略则负责使换流站从“零状态”过渡到所要求的稳态运行点。此外，附加直流电压控制策略仅改变 MMC 功率圆的半径大小，而启动策略则改变 MMC 当前的运行点。因此，启动策略与下垂控制策略的配合方式和附加直流电压控制策略与下垂控制的配合方式并不相同。本章提出一种具备同期并网能力的 MMC 平滑启动策略，并讨论该策略与下垂控制的配合方式。

现有多端 MMC-HVDC 的启动过程大致可以分为两个阶段<sup>[74]-[78]</sup>：不控充电阶段和控制充电阶段。图 5-1 为一个简单的多端 MMC-HVDC 系统充电过程示意图。

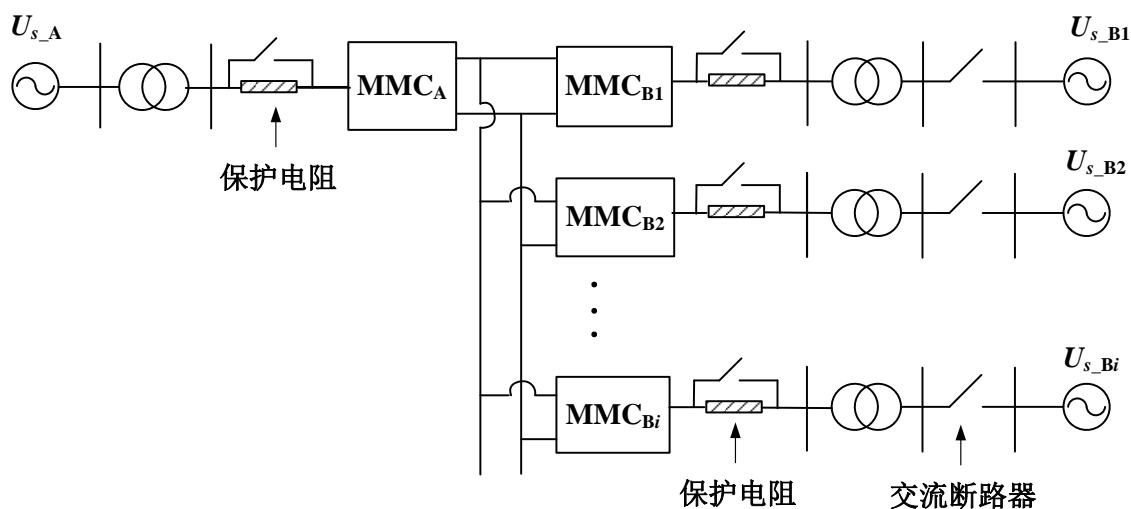


图 5-1 充电过程拓扑图

Fig.5-1 Topology of charge process

在不控充电阶段中，所有 MMC 的控制器闭锁。MMC<sub>A</sub> 被交流电源  $U_{s\_A}$  充电后建立直流电压，给 MMC<sub>B1</sub>-MMC<sub>Bi</sub> (MMC<sub>B</sub>) 的子模块电容充电。

在控制充电阶段，MMC<sub>B</sub> 并网至  $U_{s\_B1}$ - $U_{s\_Bi}$  后，全部 MMC 的控制器投入运行。 $U_{s\_B1}$ - $U_{s\_Bi}$  包含两类交流系统，即有源和无源交流系统。

然而，现有的启动过程存在两个问题：

1) 在不控充电阶段，MMC<sub>B</sub> 子模块电容电压仅为 MMC<sub>A</sub> 子模块电容电压的一半。

这是因为 MMC<sub>A</sub> 被交流系统充电时每相只投入一个桥臂 ( $N$  个子模块)，而 MMC<sub>B</sub> 被直流电压充电则每相两个桥臂均投入 ( $2N$  个子模块)，因此造成不控充电过程中

$MMC_A$  与  $MMC_B$  的子模块电容电压相差一倍。当不控充电过程结束，启动 MMC 控制器， $MMC_A$  与  $MMC_B$  每相均投入  $N$  个子模块。此时，由于  $MMC_A$  与  $MMC_B$  的子模块电压不相等，将会在直流系统内引起较大冲击，危及系统设备安全。

文献[77]和[78]设计了 MMC 在充电过程子模块的充电顺序，但这需要附加桥臂子模块投切顺序控制来实现，过程复杂。

## 2) 无法实现换流器同期并网。

在  $MMC_B$  充电过程结束后，换流站与交流系统并网必须满足同步并网条件，以减少并网过程中产生的电流冲击。随着 MMC 技术的发展，大容量高电压的 MMC-HVDC 系统将更注重这一问题。然而同期并网问题在现有启动策略中并未被提及。

另外，目前 MMC 控制器采用  $dq$  解耦电流矢量控制（以下简称  $dq$  解耦控制）<sup>[19]</sup>，利用内外环电流控制调节交流系统和换流站联络线上的电流。然而并网之前，断路器未闭合且交流系统与换流器之间电流始终为 0。此时基于电流矢量控制的  $dq$  解耦控制器没有控制作用，无法实现 MMC 换流站达到同期并网条件。

为了解决 MMC 启动过程中的充电电压不均等和同期并网问题，本文设计了静止坐标系下的幅值-相角控制器（M- $\delta$  控制器）和平滑切换方法。M- $\delta$  控制器一方面能够保证充电过程中子模块电压均相同，另一方面能够根据交流侧电压的幅值和相角动态调节换流器输出电压的幅值和相角，满足同期并网条件。并网后，平滑切换方法能够抑制由 M- $\delta$  控制器切换至  $dq$  解耦控制器的过程的电气量冲击。

在启动过程中，换流站上层控制<sup>[32]</sup>应采用启动控制策略产生的功率、电压控制参考值；启动过程结束后，系统进入一般运行状态，功率、电压控制参考值应由一般运行工况下的控制策略产生，如下垂控制和附加直流电压控制。

## 5.2 具备同期并网功能的平滑启动策略

### 5.2.1 启动策略整体设计

当 MMC 并入有源交流系统时，假设有源交流系统电压基波  $u_{AC}$  为：

$$u_{AC}(t) = U_m \sin \omega_0 t \quad (5-1)$$

式 (5-1) 中， $U_m$  表示相电压幅值， $\omega_0$  表示基波角频率。那么，MMC 输出电压基波  $u_{MMC}$  可以表示为：

$$u_{MMC}(t) = (U_m + \Delta U_m) \sin(\omega_0 t + \Delta \theta) \quad (5-2)$$

式 (5-2) 中， $\Delta U_m$  和  $\Delta \theta$  分别表示  $u_{MMC}$  与  $u_{AC}$  的幅值差和相角差。当断路器合闸时，有如下关系，

$$u_{MMC}(t) - u_{AC}(t) = L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) \quad (5-3)$$

式 (5-3) 中,  $R$  和  $L$  分别表示 MMC 与交流系统之间线路的等效电阻和电感。因此可以求得并网时产生的冲击电流  $i(t)$  为:

$$i(t) = T_{W1} e^{-\frac{L}{R}t} + 2 \cdot \text{real}(T_{W2} e^{-j\omega_0 t}) \quad (5-4)$$

式 (5-4) 中,  $\text{real}(\ast)$  表示取 “ $\ast$ ” 的实部。  $T_{W1}$  和  $T_{W2}$  分别为,

$$\begin{cases} T_{W1} = \frac{(U_m + \Delta U_m)[\omega_0 \cos \Delta\theta - (R/L) \sin \Delta\theta] - U_m \omega_0}{L^2 / R^2 + \omega_0^2} \\ T_{W2} = \frac{(U_m + \Delta U_m)[\omega_0 \cos \Delta\theta - j\omega_0 \sin \Delta\theta] - U_m \omega_0}{-2j\omega_0(R - j\omega_0 L)} \end{cases} \quad (5-5)$$

将式 (5-4) 展开后有,

$$i(t) = T_{W1} e^{-\frac{L}{R}t} + \sqrt{T_{W3}^2 + T_{W4}^2} \sin(\omega_0 t - \phi) \quad (5-6)$$

其中,

$$\begin{cases} T_{W3} = (\omega_0 L T_{W6} + R T_{W5}) / (\omega_0 (\omega_0^2 L^2 + R^2)) \\ T_{W4} = (\omega_0 L T_{W5} - R T_{W6}) / (\omega_0 (\omega_0^2 L^2 + R^2)) \\ T_{W5} = (U_m + \Delta U_m) \omega_0 \cos \Delta\theta - U_m \omega_0 \\ T_{W6} = (U_m + \Delta U_m) \omega_0 \sin \Delta\theta \\ \sin \phi = T_{W4} / \sqrt{T_{W3}^2 + T_{W4}^2} \\ \cos \phi = T_{W3} / \sqrt{T_{W3}^2 + T_{W4}^2} \end{cases} \quad (5-7)$$

由式 (5-4) ~ (5-7) 可以明显看出, 当 MMC 与交流系统并网时, 引起冲击电流的主要原因就是  $u_{AC}$  与  $u_{MMC}$  在幅值和相角上存在的差异。冲击电流上限值可以由下式计算得出,

$$i(t) \leq |T_{W1}| + \sqrt{T_{W3}^2 + T_{W4}^2} \quad (5-8)$$

由以上分析可知, 若能够通过控制器使得  $u_{MMC}$  在并网前满足  $\Delta U_m$  和  $\Delta\theta$  均为零的条件, 那么式 (5-8) 中  $T_{W1}$ 、 $T_{W3}$  和  $T_{W4}$  均为 0, 则并网过程不会产生任何的冲击电流。因此,  $\Delta U_m$  和  $\Delta\theta$  均为零则是 MMC 实现同期并网所必须满足的要条件。

因此, 本文将启动过程分为三个阶段: 建压阶段, 并网阶段和调整阶段。在建压阶段, 图 5-1 中 MMC<sub>A</sub> 控制器闭锁, MMC<sub>B</sub> 采用 M- $\delta$  控制器。

在并网阶段, 首先完成 MMC<sub>B</sub> 的同期并网过程, 同时开启 MMC<sub>A</sub> 的控制器。之后在 MMC<sub>B</sub> 中完成由 M- $\delta$  控制器至  $dq$  解耦控制器的平滑切换过程。

在调整阶段, 将  $dq$  解耦控制器的参考值调整至额定值。在调整控制器参考值时, 使用缓慢逐步提升策略以减少对变压器或直流线路等设备的冲击<sup>[75]</sup>。

本文研究发现利用 SPWM 方法可以方便的解决不控充电中子模块充电电压不平衡问题。这是因为利用基于排序算法<sup>[50]</sup>或载波相移 (不加入均压和环流控制信号) 的调制

方法<sup>[49]</sup>均可以保证 MMC 每相只投入  $N$  个子模块。这样,在不控充电过程中,闭锁 MMC<sub>A</sub> 的控制器但启动 MMC<sub>B</sub> 的控制器,就可以保证图 5-1 中所有 MMC 每相投入相同个数的子模块,从而解决了不平衡电容电压问题。

因此,本文设计了适用于一般 SPWM 调制方法的 M- $\delta$  控制器,在建压阶段结束时,不仅保证每个子模块充电电压达到相同最大值,而且能够根据交流系统母线电压的幅值和相角调节换流器输出的交流侧电压并满足同期并网要求,实现同期并网。

在同期并网之后,稳定运行时 MMC 必须由  $dq$  解耦控制器来实现快速独立解耦的控制效果。本文采用缓冲函数设计并实现了控制器的平滑切换过程,有效避免了控制器切换时产生的冲击。该方法还可以方便地应用于其他各类 SPWM 型控制器的切换过程。

### 5.2.2 M- $\delta$ 控制器

本文设计了静止坐标系下的 M- $\delta$  控制器。在建压阶段采用该控制器可使 MMC<sub>B</sub> 每相同一时刻只投入  $N$  个子模块投运行,保证图 5-1 中所有 MMC 同一时刻每相投入相等个数的子模块,从而确保每个子模块电容电压都相同。另一方面 M- $\delta$  控制器可以有效控制 MMC<sub>B</sub> 输出交流电压的幅值和相角,以实现同期并网条件。基于静止坐标系下的 M- $\delta$  控制器见图 5-2。

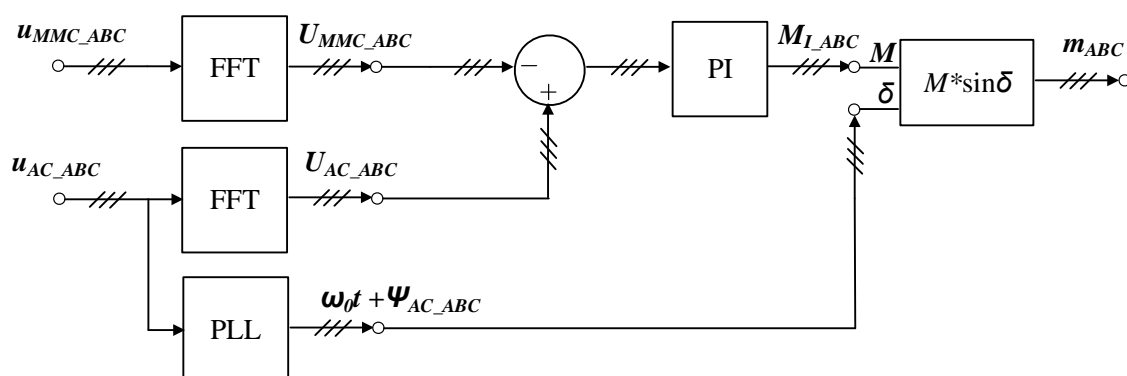


图 5-2 M- $\delta$  控制器与相关测量环节

Fig.5-2 Measurements of the M- $\delta$  controller

图 5-2 中的变量均为三维变量,分别对应 ABC 三相。 $u_{MMC\_ABC}$  和  $U_{MMC\_ABC}$  分别表示 MMC 输出的三相交流电压及其基波幅值,  $u_{AC\_ABC}$  和  $U_{AC\_ABC}$  分别表示交流母线三相电压及其基波幅值,  $\omega_0$  表示系统频率,  $\Psi_{AC\_ABC}$  表示交流三相电压相角,  $m_{ABC}$  和  $M_{L\_ABC}$  分别表示三相调制波及其幅值。FFT 模块表示快速傅里叶变换环节, PLL 模块为锁相环模块, PI 表示比例积分器,  $M * \sin\delta$  表示根据幅值和相角生成调制波。

M- $\delta$  控制器将测量的 MMC 交流侧电压和待并入交流母线的电压进行傅立叶变换,得到对应的基波幅值,并将两个基波幅值的偏差量经过 PI 控制器得到三相调制波幅值  $M_{L\_ABC}$ ; 同时通过锁相环得到待并入母线的三相电压的相角  $\omega_0 t + \Psi_{AC\_ABC}$ 。然后 M- $\delta$  控制器将  $M_{L\_ABC}$  与  $\omega_0 t + \Psi_{AC\_ABC}$  结合形成三相调制波  $m_{ABC}$ , 从而保证 MMC<sub>B</sub> 输出三相交流

电压基波与待并网交流系统三相交流电压基波具有相同的幅值和相位，以达到同期并网目的。当 MMC 并入无源交流系统时， $U_{MMC\_ABC}$  和  $\Psi_{AC\_ABC}$  可以根据负荷需求直接给定。

### 5.2.3 控制器平滑切换

#### • 控制器平滑切换存在的问题

图 5-3 给出了直接切换控制器时调制波突变过程， $m_{M-\delta}$  和  $m_{d-q}$  分别表示由 M- $\delta$  控制器和  $dq$  轴解耦控制器产生的调制波。

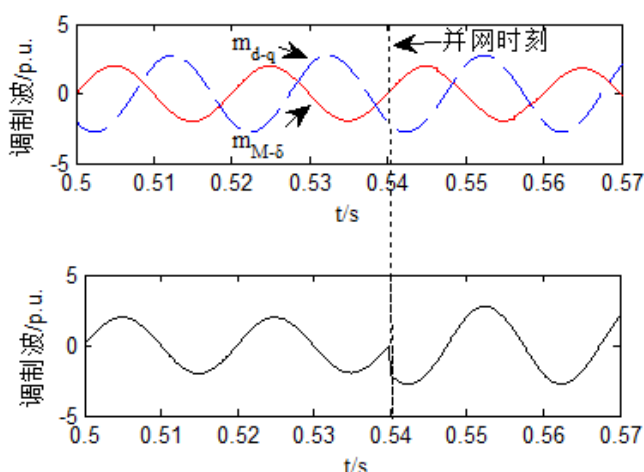


图 5-3 直接切换引发的调制波突变

Fig.5-3 Sudden change of the modulation wave when shift the controller directly

由于在换流器并网前，MMC 与待并入交流母线之间的断路器断开且没有电流通过， $dq$  解耦控制器由于无法获得有效反馈信号从而在该阶段丧失了动态调节能力，因此无法对应系统当前运行点。所以在换流器合闸时刻， $dq$  解耦控制器与 M- $\delta$  控制器并未处于同一运行点，若直接将控制器由 M- $\delta$  控制器切换至  $dq$  轴解耦控制器则会造成调制波大幅度突变，如图 5-3 所示。这会引发 MMC 各电气量的剧烈振荡。因此需要利用缓冲函数来实现较为平滑的控制器切换过程。

#### • 缓冲函数的定义

M- $\delta$  控制器与  $dq$  解耦控制器的平滑切换过程的实质是调制波从  $m_{M-\delta}$  到  $m_{d-q}$  的平滑过渡过程。为了实现平滑过渡。定义实际控制控制 MMC 的调制波为  $m_{Final}$ ：

$$m_{Final} = z(t) \cdot m_{d-q} + [1 - z(t)] \cdot m_{M-\delta} \quad (5-9)$$

其中  $z(t)$  定义为缓冲函数：

$$z(t) = \begin{cases} 0 & t \leq t_1 \\ \frac{1}{t_2 - t_1} & t_1 < t < t_2 \\ 1 & t \geq t_2 \end{cases} \quad (5-10)$$

式 (5-10) 中,  $t_1$  和  $t_2$  分别为控制器切换开始和结束时刻。

当  $t < t_1$  时, 换流器受 M- $\delta$  控制器控制,  $m_{Final} = m_{M-\delta}$ ; 当  $t = t_1$  时, 同期并网结束且控制器转换过程开始; 当  $t_1 < t < t_2$  时, 换流器处于控制器切换过程,  $m_{M-\delta}$  逐步被  $m_{d-q}$  替换; 当  $t \geq t_2$  时, 完成  $m_{M-\delta}$  到  $m_{d-q}$  的转换过程, 换流器受  $dq$  解耦控制器控制,  $m_{Final} = m_{d-q}$ , 此时并网阶段结束。

但是, 如果只采用式 (5-9) 所示的策略进行切换控制, 有可能导致切换过程中系统运行点发生振荡, 见图 5-4。这是由于缓冲函数的作用使得系统运行点的产生变化, 若此时 M- $\delta$  控制器和  $dq$  轴解耦控制器未能良好协调配合, 则会加剧系统运行点的振荡, 如图 5-4 中的  $m_{Final}$ 。

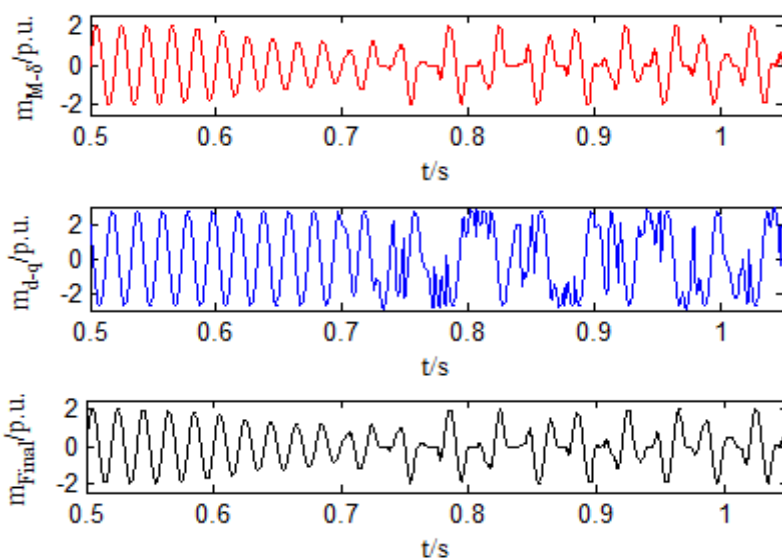


图 5-4 调制波的振荡

Fig. 5-4 Oscillations of the modulation waves

• 避免调制波的振荡

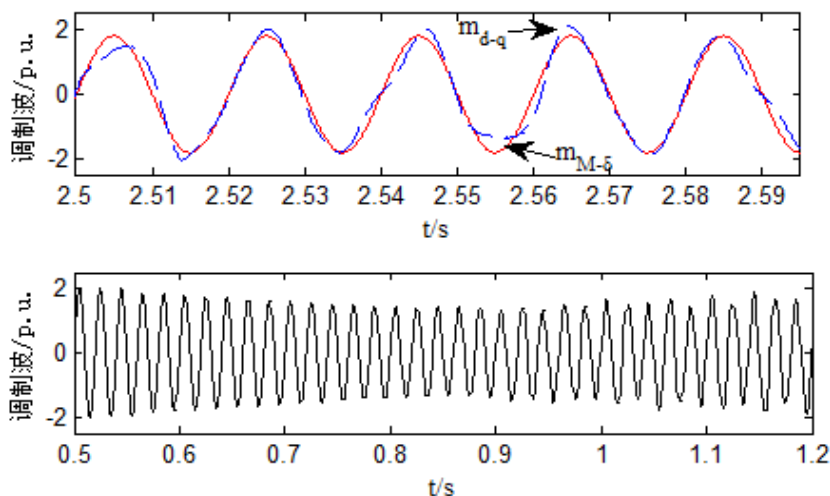


图 5-5 保持  $m_{M-\delta}$  幅值与初相角不变时的  $m_{Final}$

Fig.5-5  $m_{Final}$  when the magnitude and initial phase of  $m_{M-\delta}$  are fixed

为避免 M- $\delta$  控制器和  $dq$  轴解耦控制器协调配合不当的情形, 且保证切换控制器过

程前后系统各电气量产生较小的变化,本文在控制器切换过程中一直保持  $m_{M-\delta}$  的幅值和初相角不变。这样做的目的,是为了保持 M- $\delta$  控制器的运行点不变,令  $dq$  轴解耦控制器在控制器切换过程中不断寻找与 M- $\delta$  控制器相同的运行点。这样一来,有效避免两个控制器不当协调的情况。在控制器切换过程结束时,  $m_{d-q}$  与  $m_{M-\delta}$  相同,且  $m_{Final}$  在切换过程中缓慢逐步变化,见图 5-5。该过程中,  $m_{Final}$  并未产生图 5-4 中的振荡现象,因此系统各电气量几乎不受影响。

### 5.2.4 启动过程详细步骤

步骤 1: 图 5-1 中, MMC<sub>A</sub> 控制器闭锁,投入限流电阻<sup>[22]</sup>,闭合 MMC<sub>A</sub> 与交流系统的断路器,交流电源为 MMC<sub>A</sub> 充电并建立直流电压; MMC<sub>B</sub> 通过直流电压充电且启用 M- $\delta$  控制器。

步骤 2: 当充电过程结束且 MMC<sub>B</sub> 输出电压基波与待并网交流系统电压基波达到最佳并网条件时,切除 MMC<sub>A</sub> 侧的限流电阻,并完成 MMC<sub>B</sub> 中将要并入有源交流系统的 MMC 的同期并网。

步骤 3: 启动 MMC<sub>A</sub> 的控制器。对并网的 MMC<sub>B</sub> 进行 M- $\delta$  控制器至  $dq$  解耦控制器的平滑切换。在此过程中,定功率控制器的有功、无功功率参考值设定为零,定直流电压控制器的直流电压参考值为所连交流母线的线电压幅值。

步骤 4: 平滑切换过程后,将  $dq$  控制器的参考值逐步调整至额定值,完成并入有源交流网络的 MMC 的启动过程。

步骤 5: 进行 MMC<sub>B</sub> 中并入无源交流系统的 MMC 的并网过程。并入无源交流系统的 MMC 可以继续使用 M- $\delta$  控制器或者切换至  $dq$  解耦控制器。如果需要切换至  $dq$  解耦控制器,则需要按步骤 3 和步骤 4 完成平滑切换和稳态调整过程,完成启动过程。

## 5.3 启动策略与下垂控制配合方式

图 5-6 给出了下垂控制、启动控制和附加直流电压之间的配合方式。首先,调度层控制<sup>[32]</sup>发出工况选择指令  $C_{ase}$ 。 $C_{ase}=0$  表示系统进入启动工况,选择启动控制; $C_{ase}=1$  表示系统进入一般运行工况,选择下垂控制。在换流站层控制中,由启动控制产生的有功和无功功率参考值分别为  $P_{ref0}$  和  $Q_{ref0}$ ,直流电压和交流电压幅值参考值分别  $U_{dcref0}$  和  $U_{acref0}$ 。由下垂控制产生的有功和无功功率参考值分别为  $P_{ref1}$  和  $Q_{ref1}$ ,直流电压和交流电压幅值参考值分别  $U_{dcref1}$  和  $U_{acref1}$ 。但是,附加直流电压控制产生的直流电压调整量  $\Delta U_{dc}$  对  $U_{dcref1}$  有修正。因此,最终传递给上层控制器的控制指令值有 2 种情况:

- 1) 若  $C_{ase}=0$ , 则  $P_{ref}=P_{ref0}$ ,  $Q_{ref1}=Q_{ref0}$ ,  $U_{dcref}=U_{dcref0}$ ,  $U_{acref}=U_{acref0}$ 。
- 2) 若  $C_{ase}=1$ , 则  $P_{ref}=P_{ref1}$ ,  $Q_{ref1}=Q_{ref1}$ ,  $U_{dcref}=U_{dcref1}+\Delta U_{dc}$ ,  $U_{acref}=U_{acref1}$ 。

图 5-6 中,有关附加直流电压控制和下垂控制的配合方式已在第 4 章中详细讨论,

这里不再赘述。图 5-6 中所示的不同工况下的控制策略间配合方式并不仅限于启动控制和下垂控制的配合，还可扩展至其他工况，例如停机工况<sup>[74]</sup>。

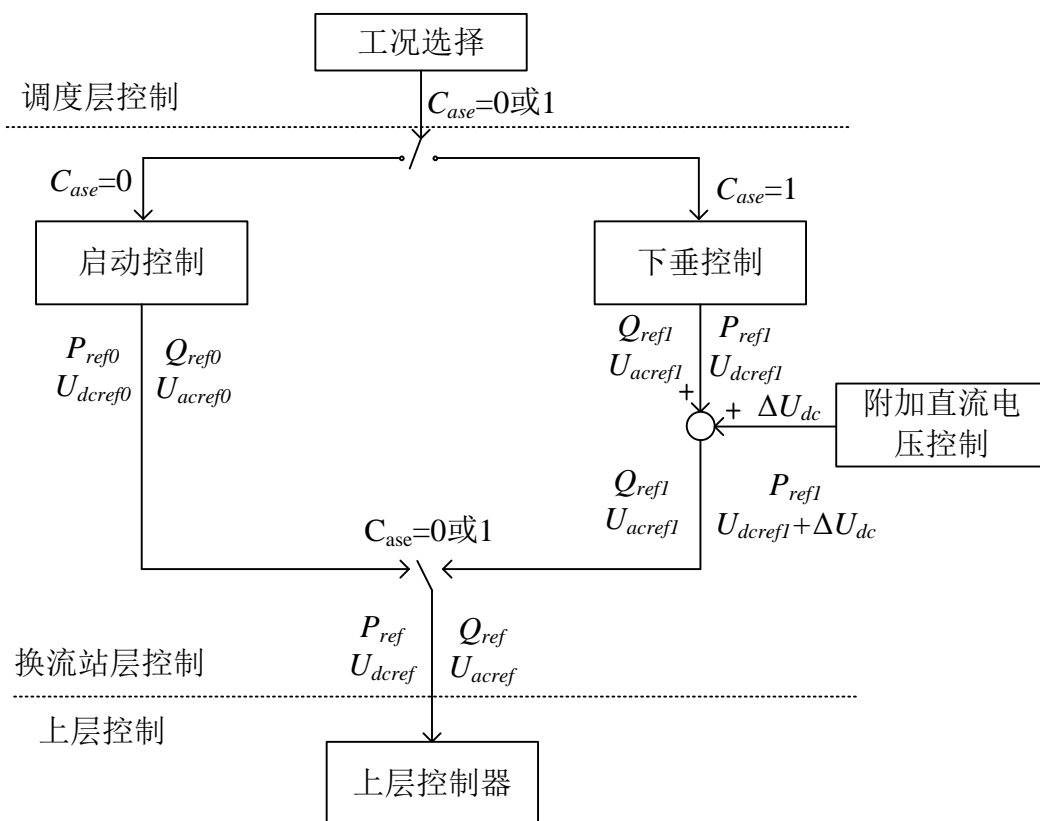


图 5-6 控制策略间的配合方式

Fig.5-6 Cooperation among the control strategies

## 5.4 仿真验证

### 5.4.1 仿真系统

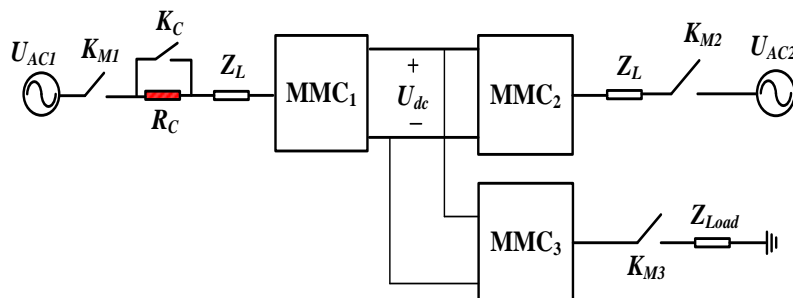


图 5-7 三端 MMC-HVDC 测试系统

Fig.5-7 3-terminal MMC-HVDC system

本文采用三端 101 电平 MMC-HVDC 系统来测试所提出启动策略的控制效果，如图 5-7 所示。充电时，MMC<sub>1</sub> 被交流电源  $U_{AC1}$  充电并建立直流电压，MMC<sub>2</sub> 和 MMC<sub>3</sub> 被直流电压充电。MMC<sub>2</sub> 将接入有源交流系统  $U_{AC2}$ ，而 MMC<sub>3</sub> 将为无源交流负荷  $Z_{load}$  供电。

$R_C$ 表示限流电阻，其计算方法可以参见文献[22]，本文取 $R_C=10\Omega$ 。

表 5-1 仿真系统参数

名称	取值	名称	取值
子模块电容电压值	3mF	载波频率	200Hz
桥臂缓冲电感	40mH	载波相移角	3.6deg
直流线路电阻	0.15 $\Omega$	基频	50Hz
直流线路电感	25mH	$U_{AC1}$ 和 $U_{AC2}$ 线电压有效值	110kV
$Z_L$ 中的电阻	0.32 $\Omega$	$Z_{LOAD}$ 电阻	363.0 $\Omega$
$Z_L$ 中的电感	5mH	$Z_{LOAD}$ 电感	358.2mH

表 5-2 启动过程时序

时间	步骤
0.5s~1.9s	建压阶段，为所有 MMC 充电
1.9s	MMC <sub>2</sub> 同期并网
2.2s~6.2s	MMC <sub>1</sub> 启动控制器，MMC <sub>2</sub> 控制器平滑切换
6.2s~8.0s	MMC <sub>1</sub> 和 MMC <sub>2</sub> 调整至稳态
8.2s	MMC <sub>3</sub> 并网，之后过渡至稳态

MMC 采用 CPS-SPWM 方法<sup>[49]</sup>。功率正方向为交流系统流入换流器，直流电流正方向为 MMC<sub>1</sub> 流向 MMC<sub>2</sub> 或 MMC<sub>3</sub>。稳态运行时，MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 采用  $dq$  解耦控制器，其中 MMC<sub>1</sub> 采用有功功率 ( $P_{ref1}=100\text{MW}$ ) 和无功功率 ( $Q_{ref1}=30\text{Mvar}$ ) 控制，MMC<sub>2</sub> 采用直流电压 ( $U_{dcref}=200\text{kV}$ ) 和无功功率控制 ( $Q_{ref2}=30\text{Mvar}$ )。MMC<sub>3</sub> 采用图 5-2 所示的 M- $\delta$  控制器，相电压幅值指令  $U_{MMC\_ABC}=89.8\text{kV}$ ，初相角指令  $\Psi_{AC\_ABC}$  分别为  $0^\circ$ 、 $-120^\circ$  和  $120^\circ$ 。其他参数见表 5-1，整个启动过程时序见表 5-2。

#### 5.4.2 子模块电容电压

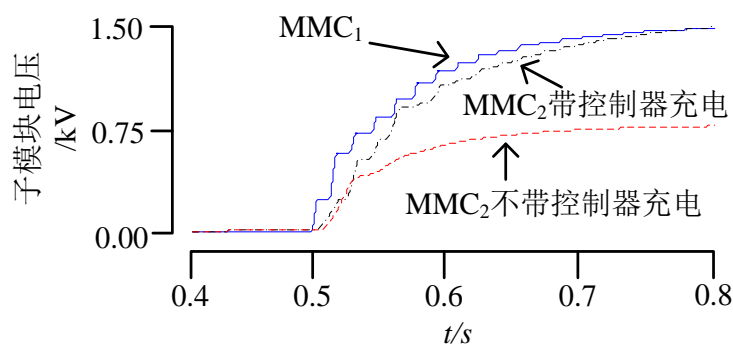


图 5-8 子模块电容电压对比

Fig.5-8 Comparison of capacitor voltages

系统在 0.5 秒时开始启动过程。在建压阶段， $R_C$  投入电路， $MMC_1$  控制器闭锁，闭合断路器  $K_{M1}$ ； $MMC_2$  和  $MMC_3$  启用 M- $\delta$  控制器。图 5-7 以  $MMC_2$  为例，对比了建压阶段中  $MMC_2$  带控制器运行与不带控制器运行时子模块获得的最大充电电压。从图 5-8 中可以明显看出，当  $MMC_2$  不启用控制器充电时，子模块获得的最大电压约为 0.75kV，而  $MMC_1$  的子模块获得最大电压约为 1.5kV。当  $MMC_2$  在控制器作用下充电时，子模块可获得最大充电电压为 1.5kV，与  $MMC_1$  子模块获得的最大电压相等。由此可以看出，在建压阶段， $MMC_1$  控制器闭锁， $MMC_2$  带控制器运行可以有效地解决子模块电压不平衡问题。

### 5.4.3 同期并网

建压阶段过后， $MMC_2$  子模块被充至最大电压。此时， $MMC_2$  输出的交流电压幅值与  $U_{AC2}$  幅值近似，因此相角差  $\Delta\theta$  是影响冲击电流幅值的主要因素。随着交流相电压幅值  $U_m$  的升高，这一影响将越发明显。假设  $\Delta U_m=0$ ，表 5-3 给出了  $\Delta\theta$  取不同值时， $MMC_2$  并网时造成的冲击电流幅值  $I_r$  由式 (5-6) 计算得到。

表 5-3 冲击电流幅值上限

Table 5-3 Upper limit of the rushing current

$\Delta\theta/\text{deg}$	-90	-60	-30	0	30	60	90
$I_r$ 最大幅值计算值/kA	79.45	56.11	29.00	0.00	29.07	56.57	79.57

由表 5-3 可知，若  $MMC_2$  不能够与  $U_{AC2}$  实现同步并网，那么由于并网引发的冲击电流幅值最高可为 79.57kA，约为稳态交流电流幅值 0.57kA 的 140 倍。因此，同期合闸对确保系统的安全性十分必要。

利用 M- $\delta$  控制器使  $MMC_2$  与交流系统  $U_{AC2}$  电压同期，在并网时能够有效减少甚至消除电流冲击。图 5-9 对比了采用 M- $\delta$  控制器和不采用 M- $\delta$  控制器并网时的冲击电流  $i(t)$  的大小 ( $K_{M2}$  在 1.9s 时闭合)。可以明显看出，启用 M- $\delta$  控制器的并网过程中冲击电流几乎被消除，最大幅值约为 0.1kA，远小于不启用 M- $\delta$  控制器时的冲击电流最大值。因此在整个启动过程中  $MMC_2$  不需要限流电阻的帮助。

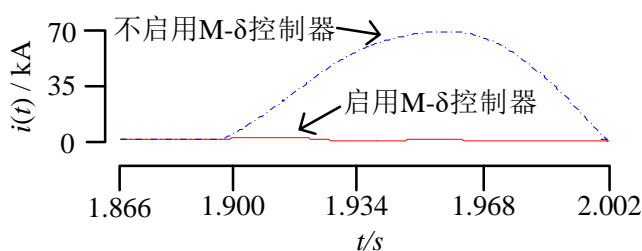


图 5-9 并网过程启用与不启用 M- $\delta$  控制器的冲击电流对比

Fig.5-9 Comparison of rushing currents between with and without the M- $\delta$  controller

### 5.4.4 控制器平滑切换过程

同期并网结束后，M- $\delta$  控制器平滑切换至  $dq$  控制器。控制器切换时间将会影响切换过程中各电气量的波动量大小。本文以冲击量减弱比例（Impact Reduction Proportion, IRP）来选择合适的控制器平滑切换时间。令  $t_{2l}=t_2-t_1$ ，IRP 可以由下式计算：

$$IRP(t_{2l})\% = \frac{\max_{t \in [t_1, t_2]} |x(t, t_{2l})| - x(t_1, t_{2l})}{\max_{t \in [t_1, t_2]} |x(t, t_{2l} = 0)| - x(t_1, t_{2l} = 0)} * 100\% \quad (5-11)$$

式（5-11）中， $x$  表示一个电气量，如功率、电压和电流。 $t_{2l}=0$  表示控制器直接切换过程。式（5-11）表示采用不同切换时长时，某电气量产生的最大波动值与直接切换控制器时该电气量产生的最大波动值的比值。

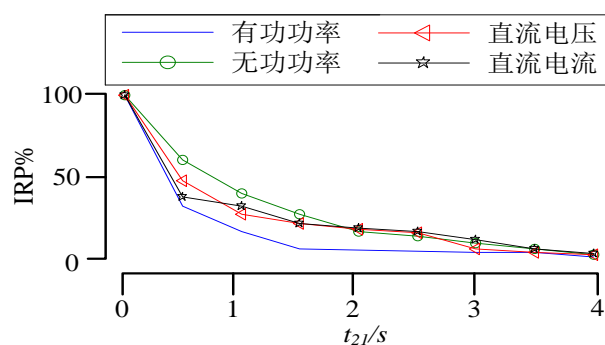


图 5-10 控制器切换时长与 IRP 分析

Fig.5-10 The relationship between time period of controller shifting process and the IRP

图 5-10 给出了采用不同  $t_{2l}$  时，MMC<sub>2</sub> 的功率、直流电压和电流的 IRP 值。由图 5-10 可知， $t_{2l}=4s$  可以最大限度的降低控制器切换过程时各电气量的波动值，因此本文选取  $t_{2l}=4s$ 。

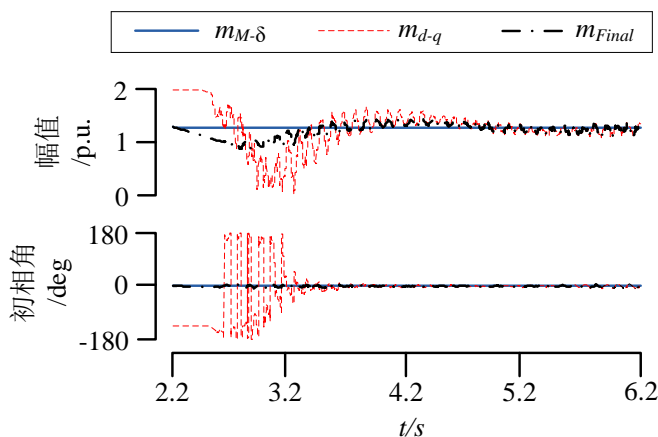


图 5-11 控制器切换过程中的  $m_{M-\delta}$ 、 $m_{d-q}$  和  $m_{Final}$

Fig.5-11  $m_{M-\delta}$ 、 $m_{d-q}$  and  $m_{Final}$  during the controller shifting process

如表 5-2 所示，控制器切换过程于  $t_1=2.2s$  开始，完成于  $t_2=6.2s$ 。在控制器切换过程

中，M- $\delta$  控制器生成的调制波保持不变。 $dq$  控制器逐步找寻与 M- $\delta$  控制器相同的运行点，并在控制器切换结束时完全控制 MMC<sub>2</sub>。为了方便观察，图 5-11 利用时域傅里叶分析给出了切换过程中  $m_{M-\delta}$ 、 $m_{d-q}$  和  $m_{Final}$  的幅值与初相角对比。可以看出，在 2.2s 时  $m_{Final}=m_{M-\delta}$ ，而在 6.2s 时  $m_{Final}=m_{d-q}$ 。在 2.2~6.2s 内，随着  $z(t)$  的变化， $m_{Final}$  逐渐由  $m_{M-\delta}$  转换至  $m_{d-q}$ 。在 2.4s~3.8s 内， $m_{d-q}$  的幅值与初相角出现了剧烈的突变和振荡。但是， $m_{Final}$  的相角几乎保持不变，且幅值的变化量较小，变化趋势较为平缓。当控制器切换过程结束时， $m_{d-q}$  的幅值和初相角几乎与  $m_{M-\delta}$  的幅值和初相角相等，这意味着  $dq$  解耦控制器找到了与 M- $\delta$  控制器相同的运行点。

图 5-12 对比了采用平滑切换和直接切换方式时，MMC<sub>2</sub> 功率、直流电压和电流的变化情况。可以看出采用平滑切换方式可以有效避免直接切换控制器时造成的功率、电压和电流的波动。功率冲击量的减小会减弱 MMC 启动过程对交流系统的扰动，而直流电压和电流冲击量的减小则确保 MMC 设备的安全性和启动过程的可靠性。实际工程中，测量元件的精度在其额定值附近的一定范围内才可以保证，较大的冲击电压和电流会致使测量元件工作异常，其测得数据也可能使控制器无法正常工作。

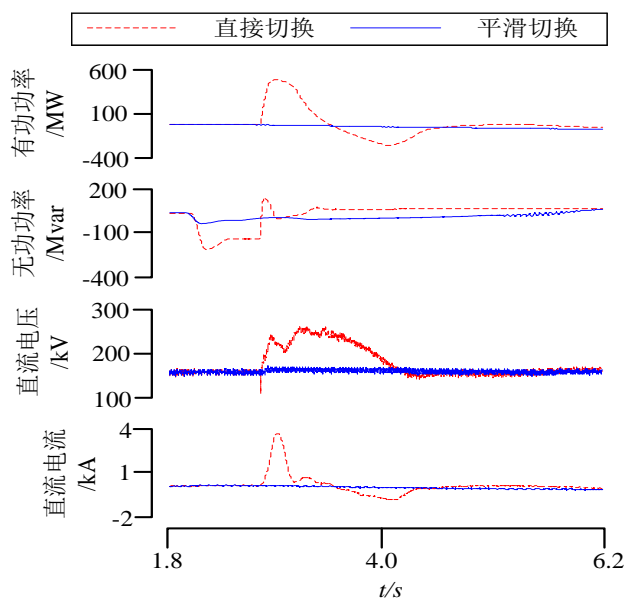


图 5-12 采用平滑切换控制器与直接切换控制器方式时的 MMC<sub>2</sub> 功率、直流电压和电流对比

Fig.5-12 Comparison of power, DC voltage and current of MMC<sub>2</sub> between with and without the proposed controller

图 5-13 给出了 MMC<sub>2</sub> 的平滑控制器切换过程对 MMC<sub>3</sub> 动态特性产生的影响。由于此时 MMC<sub>3</sub> 尚未并网，因此主要分析对其直流电压和子模块电容电压的影响。可以看出，当 MMC<sub>2</sub> 平滑切换控制器时，MMC<sub>3</sub> 的直流电压和子模块电容电压波动量均较小，波动最大值小于其稳态运行时的额定值。此外，图 5-13 中直流电压和子模块电容电压的对于波动量的调整时间较短。因此，当一端 MMC 采用本文提出的平滑控制器切换方法时，不会引起其他端 MMC 电气量的大幅度波动。那么含有多个换流站的多端柔直系统启动时，可以使多个换流站同时进行平滑控制器切换过程，有效减少多端柔直系统的启动时

间。

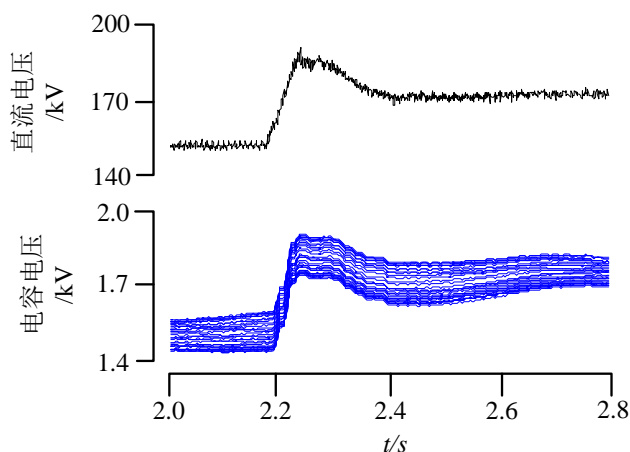


图 5-13 MMC<sub>2</sub> 控制器平滑切换过程对 MMC<sub>3</sub> 额影响

Fig.5-13 The effects of smooth controller shift process of MMC<sub>2</sub> on dynamics of MMC<sub>3</sub>

### 5.4.5 MMC<sub>3</sub> 并网对系统的影响

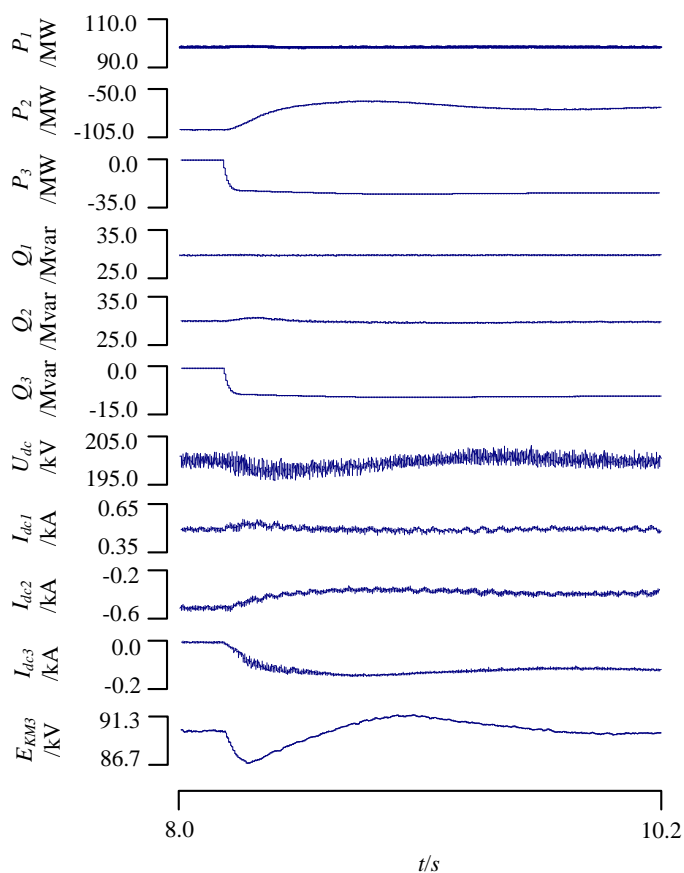


图 5-14 MMC<sub>3</sub> 并网对多端 MMC-HVDC 系统动态特性的影响

Fig.5-14 The effects of connection of MMC<sub>3</sub> on dynamics of the MMC-HVDC system

在 MMC<sub>2</sub> 控制器切换过程结束后, 逐步提升 MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 的控制指令值至稳态参考值。在 8s 时, MMC<sub>1</sub> 和 MMC<sub>2</sub> 达到稳态运行状态。由于直流电压已经达到额定值, MMC<sub>3</sub> 可以输出额定幅值的交流电压, 达到并网电压要求。因此, 在 8.2s 时, MMC<sub>3</sub> 并网, 向负荷  $Z_{Load}$  供电。

图 5-14 展示了 MMC<sub>3</sub> 并网对多端 MMC-HVDC 系统动态特性的影响。图 5-14 中,  $P_1-P_3$ ,  $Q_1-Q_3$  和  $I_{dc1}-I_{dc3}$  分别表示 MMC<sub>1</sub>-MMC<sub>3</sub> 的有功功率、无功功率和直流电流。  $U_{dc}$  表示直流系统公共节点直流电压。  $E_{KM3}$  表示 MMC<sub>3</sub> 输出的交流相电压幅值 (A 相)。从图 5-14 中可以看出, MMC<sub>3</sub> 的并网并对各换流站功率、直流电压和电流产生的冲击较小。 MMC<sub>3</sub> 并网后, 多端 MMC-HVDC 系统于 10.2s 进入稳态运行, 这标志着该多端柔直系统启动过程结束。

由以上分析可知, 本文提出的启动策略运用普通 SPWM 方法解决建压阶段子模块充电电压不平衡问题, 设计 M- $\delta$  控制器完成 MMC 同期并网, 利用缓冲函数完成 M- $\delta$  控制器和  $dq$  控制器的平滑切换过程, 提出的 MMC 先后并网顺序可行有效。

## 5.5 小结

本章针对 MMC 的启动策略进行了研究, 分析对比了现有策略存在的问题, 提出了适用于所有 SPWM 方法, 可实现同期并网和控制器平滑切换过程的 MMC-HVDC 系统启动策略。同时, 本章还讨论了属于不同工况下的启动策略和下垂控制侧率的配合方式。本文提出的启动过程主要有如下几个特点:

1) 在建压阶段, 通过闭锁被交流电源充电的 MMC 控制器和启用被直流电源充电的 MMC 控制器解决了子模块电压不相等的问题。利用普通 SPWM 原理确保多端系统换流站每相投入子模块个数相同, 因此该方法即可适用于基于排序算法的调制方法, 也可适用于 CPS-SPWM 方法。

2) 设计 M- $\delta$  控制器实现 MMC 与交流系统的同期并网。当 MMC 与有源交流系统同期并网时, 有效减少了并网过程中的交流电流冲击; 当 MMC 与无源交流负荷并网时, 可根据无源交流负荷要求, 使 MMC 产生符合条件的三相交流电压波形, 再与无源交流负荷系统并网。

3) 定义缓冲函数完成 M- $\delta$  控制器与  $dq$  控制器的平滑转换过程, 有效减少控制器切换过程引发的换流器电气量波动。同时, 该方法也可以用于不同 SPWM 型控制器间相互的平滑切换。

4) 由于下垂控制和启动控制属于不同工况下的控制策略, 因此需要根据 MMC 工况类型来选择合适的控制方式。当 MMC 启动过程结束后, 各电气量均达到稳态值并在下垂控制的电压裕度内, 此时启动控制和下垂控制的功率、电压控制参考值相同。因此, 调度层控制可以直接从启动控制切换至下垂控制, 即  $C_{ase}=0$  切换至  $C_{ase}=1$ 。

本章提出的多端 MMC-HVDC 系统平滑启动方式实现了换流站同期并网, 并且显著

降低了启动过程中对于交直流系统产生的冲击，提高了 MMC 的安全并网能力。

## 第 6 章 基于 EMTDC 的柔性直流电网控制仿真平台

### 6.1 引言

之前章节中介绍了新型直流电压下垂控制策略、附加直流电压控制策略和平滑启动策略。这些策略的设计、实施和验证需要依托基于电磁暂态仿真程序 (Electro-Magnetic Transient including Direct-Current, EMTDC)<sup>[79]</sup> 的大规模直流电网仿真平台。已有研究较多关注于模块化多电平换流器的一次系统的建模, 如 MMC 桥臂的详细电磁暂态模型<sup>[80-83]</sup>和 MMC 换流器的一般平均模型<sup>[31, 84-88]</sup>。MMC 一次系统的建模工作通过减少换流站大量的电气节点, 从而减少仿真中系统矩阵的维数, 极大地减少了仿真计算需要消耗的计算资源, 有利于建立大规模柔性直流输电网络的仿真平台。例如, MMC 桥臂的详细电磁暂态模型利用诺顿等效, 将整个桥臂等效为一个两节点等效电路; MMC 换流器的一般平均模型更是将整个换流站等效为一个五端口等效电路。二者的区别在于 MMC 换流器的一般平均模型只能仿真换流站的对外特性, 如与交流系统的功率交换和直流电压电流变化, 而 MMC 桥臂的详细电磁暂态模型还可以研究换流站内部的暂态问题, 如相间环流 (桥臂间能量的均分)、桥臂内子模块电容电压平衡, 直流单极或双极故障。

大规模柔性直流仿真平台的建立不仅需要一次系统的建模, 同时也需要建立相应的二次控制系统来配合一次系统运行。但在以上研究<sup>[80-88]</sup>中, 对于 MMC 控制系统的建模提及较少。MMC 二次控制系统建模存在的主要问题有两个, 即 1) 大量控制元件的复制工作和 2) 一次和二次系统信号接口不匹配。由于引入了大量子模块电容, MMC 的下层控制<sup>[32]</sup>需要平均每相和每个子模块的能量, 即环流控制<sup>[89-91]</sup>和子模块电容电压平衡控制<sup>[92-95]</sup>。处理大量的子模块电容电压信号和建立大量的子模块电容电压平衡控制器给 MMC 二次控制系统建模工作造成很大困难。例如, CPS-SPWM<sup>[49,96]</sup>需要为 MMC 每个子模块重复建立大量的直流闭环电压控制器, 因此对建立较高电平的 MMC 控制系统造成巨大困扰。此外, PSCAD<sup>[97]</sup>现有元件库中的控制元件大多都只能处理单维控制信号, 而现有 MMC 一次系统等效模型的子模块电容电压信号和触发脉冲信号均以多维信号的方式进行传输和计算。因此利用现有控制元件建立控制系统就需要进行大量的信号维数转换工作, 即信号接口不匹配导致的信号维数转换工作。但是, PSCAD 中已有的“data merge”和“data extract”模块能处理的信号维数十分有限, 因此利用现有资源在一次系统和控制系统间进行大量控制信号的“单维和多维”双向转换工作是十分困难的。因此, 二次控制系统在 PSCAD/EMTDC 中的建模困难严重制约着大规模柔性直流输电系统的建模工作。

本章提出一种模块化多电平换流器的二次控制系统建模方法, 即 MMC 封装控制器的建模。该方法可以有效避免建模过程中复制大量控制元件和处理大量控制信号维数的困难。基于封装控制器的 MMC 二次控制系统根据不同的控制策略和调制策略被分成若

干个封装控制模块，并利用离散时域算法<sup>[91]</sup>将封装控制模块中的控制算法写成外部的 Fortran<sup>[98-102]</sup>等效控制子函数。这样做的好处是：1) 原本控制器建模中大量复制控制元件的工作就可以被等效为多次对其等效控制子函数的调用；2) 外部 Fortran 文件的编译和执行的环境相较于 EMTDC 中的 Fortran Script 限制更少<sup>[79]</sup>，且能为核心算法加密。3) MMC 一次系统和封装控制系统间交互的子模块电容电压信号和触发信号均是以多维信号方式完成的，这避免了一次和二次系统间大量的信号维数不匹配的问题，无需任何的信号维数转换工作，极大地方便了一次与二次系统间的信号交互过程。

因此本章所提出的 MMC 控制系统的封装模块建模方法可以简便有效地实现大规模柔性直流输电网的仿真计算。这为本文所设计的各项控制策略提供了含柔性直流输电网的大规模交直流混合系统的仿真与验证平台（如 2.5 节中的图 2-6 所示系统）。此外，该封装控制模块内的离散时域算法还可以为实时数字采样控制器<sup>[67,102-107]</sup>提供算法的验证与优化。

## 6.2 基于 CPS-SPWM 的封装控制器

### 6.2.1 控制系统与一次系统间的信号交互

图 6-1 给出了 MMC 一次系统和二次控制系统间控制信号的交互过程。其中，下标  $p=A,B,C$ ，表示 ABC 三相； $j=u$  或  $l$ ，分别表示上桥臂或下桥臂； $k=1,2,\dots,N$ ，表示桥臂中子模块编号。后文中下标  $p$ 、 $j$  和  $k$  的含义与此处相同。

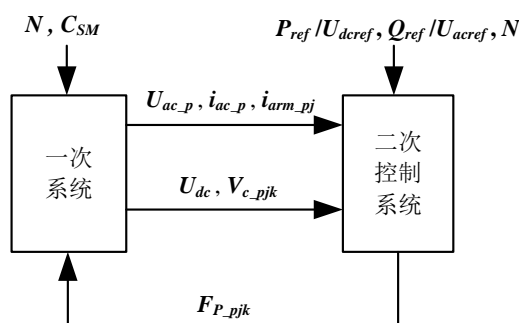


图 6-1 MMC 一次与二次控制系统交换信号

Fig.6-1 Exchanged signals between primary and secondary system of an MMC

图 6-1 中 MMC 一次系统包括 6 个 MMC 等效桥臂模型<sup>[64-66]</sup>，其主要参数包括一个桥臂内子模块个数  $N$  和子模块电容值  $C_{SM}$ 。在交流侧方面，控制器通过测量元件得到交流母线三相电压 ( $u_{ac\_p}$ )、电流 ( $i_{ac\_p}$ ) 以及 MMC 的 6 个桥臂电流 ( $i_{arm\_pj}$ )。在直流侧方面，测量量包括直流电压  $U_{dc}$  和各子模块电容电压  $V_{c\_pjk}$ 。控制系统的控制指令值包括有功指令值  $P_{ref}$ 、无功功率指令值  $Q_{ref}$ 、直流电压指令值  $U_{dcref}$ 、交流电压幅值指令值  $U_{acref}$  和桥臂子模块数  $N$ 。以上各测量量和控制器指令值通过控制系统的作用就可以为每个子模块的 IGBT 生成触发信号 ( $F_{P\_pjk}$ )，从而控制换流器的动态特性。由图 6-1 可以看出，

子模块电容电压  $V_{c\_pjk}$  和 IGBT 的触发信号  $F_{P\_pjk}$  为每个子模块产生和需要的控制信号，因此在设计一次和二次系统信号接口的时候，需要将这两类信号设计为多维信号接口，且维数为子模块个数  $N$ 。

基于 CPS-SPWM 的 MMC 控制系统包括 4 个封装控制模块：功率控制模块、平衡模块、载波模块和触发模块，见图 6-2。

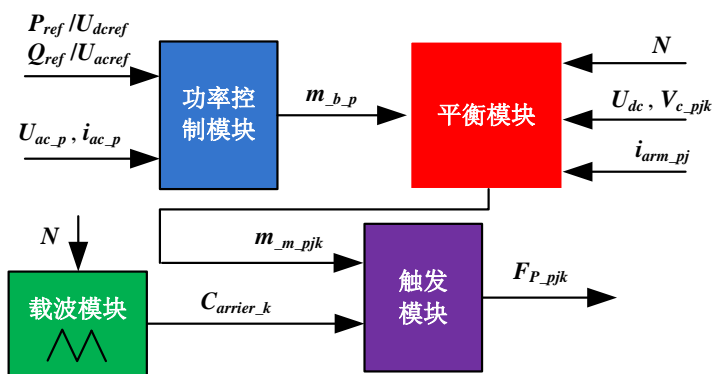


图 6-2 基于 CPS-SPWM 的控制系统封装模块

Fig.6-2 Defined blocks of the controller based on CPS-SPWM

首先，功率控制模块生成三相基础调制波 ( $m_{b\_p}$ ) 并传送给平衡控制模块。之后，平衡控制模块在  $m_{b\_p}$  的基础上加入平衡控制信号（环流控制信号和子模块电容电压平衡控制信号），为每个子模块生成包含平衡控制的调制波  $m_{m\_pjk}$ 。最后，触发模块通过比较  $m_{m\_pjk}$  和载波模块生成的  $N$  条相移载波  $C_{carrier\_k}$  产生各 IGBT 的触发信号  $F_{P\_pjk}$ 。

下面，将逐一介绍图 6-2 中的各封装控制模块。

## 6.2.2 功率控制模块

### 1) 旋转坐标下的功率控制模块

VSC 功率控制模块的正序控制应用最多的是  $dq$  轴解耦控制器<sup>[19]</sup>，包括 3 个 PARK 变换模块，1 个锁相环 (Phase-Lock-Loop, PLL)、4 个 PI 控制器和 1 个离散傅里叶变化模块(Discrete Fourier Transform, DFT)，如图 6-3 所示。图 6-3 中， $u_{ac\_p}$  表示交流母线三相电压瞬时值， $i_{ac\_p}$  表示交流母线三相电流瞬时值， $m_{po\_p}$  表示正序  $dq$  解耦控制器输出的三相电压参考值，其中下标  $p$  表示 ABC 三相。 $P_{ref}$  表示有功功率参考值， $U_{dcref}$  表示直流电压参考值，二者同属  $d$  轴控制，只能通过选择信号  $S_{e\_d}$  选择一个控制模式，即有功功率控制模式或直流电压控制模式。 $Q_{ref}$  表示无功功率参考值， $U_{acref}$  表示直流电压参考值，二者同属  $q$  轴控制。与  $d$  轴控制类似， $q$  轴控制也只能通过选择信号  $S_{e\_q}$  选择一个控制模式，即无功功率控制模式或交流电压幅值控制模式。 $U_{dc}$  为测量的直流电压信号。 $u_{sd}$  和  $u_{sq}$  分别为  $u_{ac\_p}$  经 PARK 变换后的  $d$  轴和  $q$  轴电压分量，而  $i_d$  和  $i_q$  分别为  $i_{ac\_p}$  经 PARK 变换后的  $d$  轴和  $q$  轴电流分量。 $\theta_A$  表示  $u_{ac\_p}$  的 A 相相角。 $\omega_0$  表示基频角频率， $L$  为等效换流电感。 $i_{dref}$  和  $i_{qref}$  分别表示  $d$  轴和  $q$  轴的内环电流控制电流参考值。abc/dq0

或 dq0/abc 模块分别表示正向或逆向 PARK 变化模块，正向为 abc 轴变向 dq0 轴，反向则反之。 $K_{pi}+1/sT_i$  表示 PI 控制模块，其中  $K_{pi}$  表示增益系数， $T_i$  表示时间常数， $i=1,2,3,4$ 。PARK 变换，PLL，PI 控制器和 DFT 模块的离散时域算法将在附录 A 中介绍。

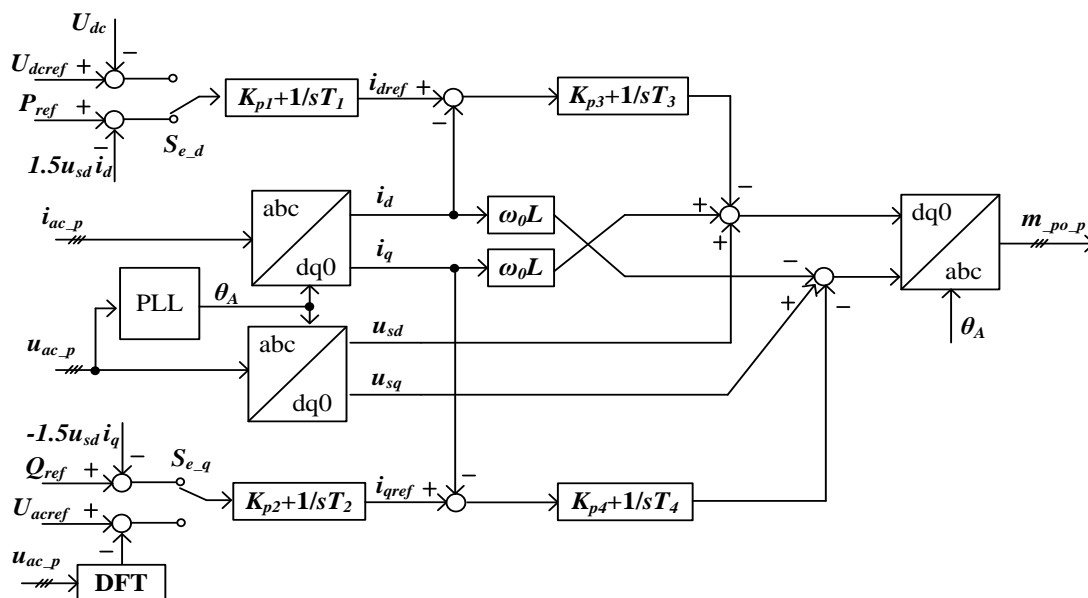


图 6-3 正序 dq 解耦控制器控制框图

Fig.6-3 Positive sequence dq controller

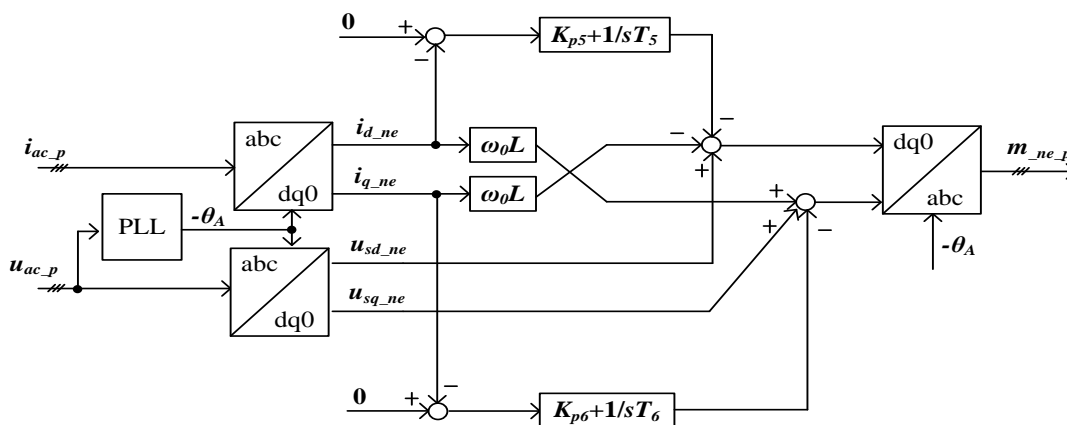


图 6-4 负序控制器框图

Fig.6-4 Negative sequence controller

图 6-3 给出了正序 dq 解耦控制器的控制框图，本章以此作为功率控制模块的基础控制原理。除图 6-3 所示控制器以外，本章所提出的功率控制模块还包含以下两种控制器作为辅助控制选择，即 1) 负序 dq 解耦控制器（以下简称负序控制器）<sup>[45]</sup>和 2) 新型直流电压下垂控制器。负序控制器一般在换流站交流侧发生非对称故障时起作用，以消除负序故障电流，增强系统暂态特性。负序控制器的控制框图与图 6-3 中的内环电流控制十分相似，见图 6-4。

图 6-4 中， $u_{sd\_ne}$  和  $u_{sq\_ne}$  分别表示经负序 PARK 变换后， $u_{ac\_p}$  ( $p=A,B,C$ ) 的 d 轴和

$q$  轴负序电压分量。 $i_{d\_ne}$  和  $i_{q\_ne}$  分别表示经负序 PARK 变换后,  $i_{ac\_p}$  ( $p=A,B,C$ ) 的  $d$  轴和  $q$  轴负序电流分量。 $m_{ne\_p}$  ( $p=A,B,C$ ) 表示负序控制器输出的三相负序调制波。图 6-4 中其他变量符号的意义均与图 6-3 中的相同。可以看出, 图 6-4 中的负序控制器和图 6-3 中的正序控制器的主要区别有两个: 1) PARK 变换输入的相角互为相反数; 2) 图 6-4 中的负序控制器没有外环电流控制器, 即没有从电压、功率产生  $d$  轴和  $q$  轴电流参考指令  $i_{dref}$  和  $i_{qref}$  的过程。负序控制器直接赋值为  $i_{dref}=i_{qref}=0$ , 这表示着将负序能量控制为 0, 从而消除暂态下不对称故障对系统的影响。图 6-4 所示的负序控制器同样是基于旋转坐标控制的控制器, 文献[45]还提出了一种基于静止坐标系下的负序控制器, 即  $\alpha\beta$  坐标下的控制。两种控制器虽然实现手段不同, 但控制目标相同, 控制效果类似, 最大的不同点为可应用的场景。旋转坐标系下的控制需要提供完整的三相对称电路(具备同一耦合中性点), 优点为可实现解耦控制; 而静止坐标系下的控制多针对单相电路, 难以实现解耦控制效果。例如, 文献[90]在实验阶段仅提供单相电路实验, 即仅有 A 相上、下桥臂电路。此时, 由于缺少 BC 两相, 旋转坐标下的控制难以实现, 如文献[44]中提出的控制器。因此, 选择旋转坐标系下的控制还是静止坐标系下的控制需要根据实际情况来决定, 即所需控制是否需要解耦控制效果或所需控制对应的电路是否满足要求。

新型直流电压下垂控制器已在第 2 章中介绍, 见图 2-1, 这里不再赘述。

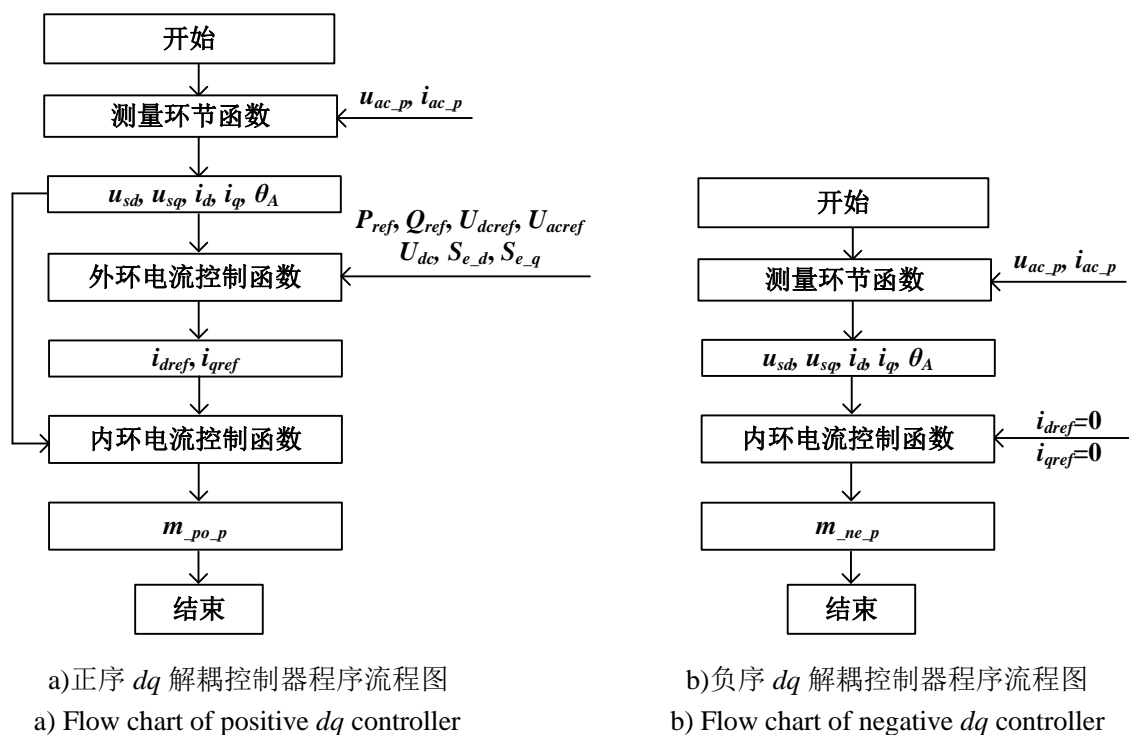
图 6-3 和图 6-4 所示的正序  $dq$  解耦控制器和负序  $dq$  解耦控制器的程序流程图如图 6-5 所示。正序  $dq$  解耦控制器的程序流程图如图 6-5 a) 所示, 负序  $dq$  解耦控制器的程序流程图见图 6-5 b)。

图 6-5 a) 可以看出, 首先测量环节函数将输入的三相交流电压  $u_{ac\_p}$  和三相交流电流  $i_{ac\_p}$  ( $p=A,B,C$ ) 转化成  $dq$  轴电压、电流分量 ( $u_{sd}, u_{sq}, i_d, i_q$ ) 和  $u_{ac\_p}$  的 A 相相角  $\theta_A$ 。外环电流控制函数接收到测量环节函数的输出后, 结合有功功率指令  $P_{ref}$ 、无功功率指令  $Q_{ref}$ 、直流电压指令  $U_{dcref}$ 、交流电压指令  $U_{acref}$ 、测量的直流电压  $U_{dc}$  和  $dq$  轴控制模式选择信号  $S_{e\_d}$  和  $S_{e\_q}$ , 产生  $dq$  轴电流控制指令  $i_{dref}$  和  $i_{qref}$ 。内环电流控制函数结合测量环节函数和外环电流控制函数的输出后, 产生正序  $dq$  解耦控制器的正序三相电压参考值  $m_{po\_p}$ 。

图 6-5 b) 可以看出, 负序  $dq$  解耦控制器的程序流程图与图 6-5 a) 中的正序  $dq$  解耦控制器的程序流程图十分相似, 但缺少了外环电流控制函数。内环电流控制函数的输入量为测量环节函数输出的 ( $u_{sd}, u_{sq}, i_d, i_q, \theta_A$ ) 和 ( $i_{dref}=0, i_{qref}=0$ ), 输出为负序  $dq$  解耦控制器的负序三相电压参考值  $m_{ne\_p}$ 。

令图 6-5 b) 所示的负序  $dq$  解耦控制器的使能信号为  $E_{NE}$ , 则功率控制模块最终输出的三相电压调制波  $m_{b\_p}$  如式 (6-1) 所示, 其中  $p=A,B,C$ 。

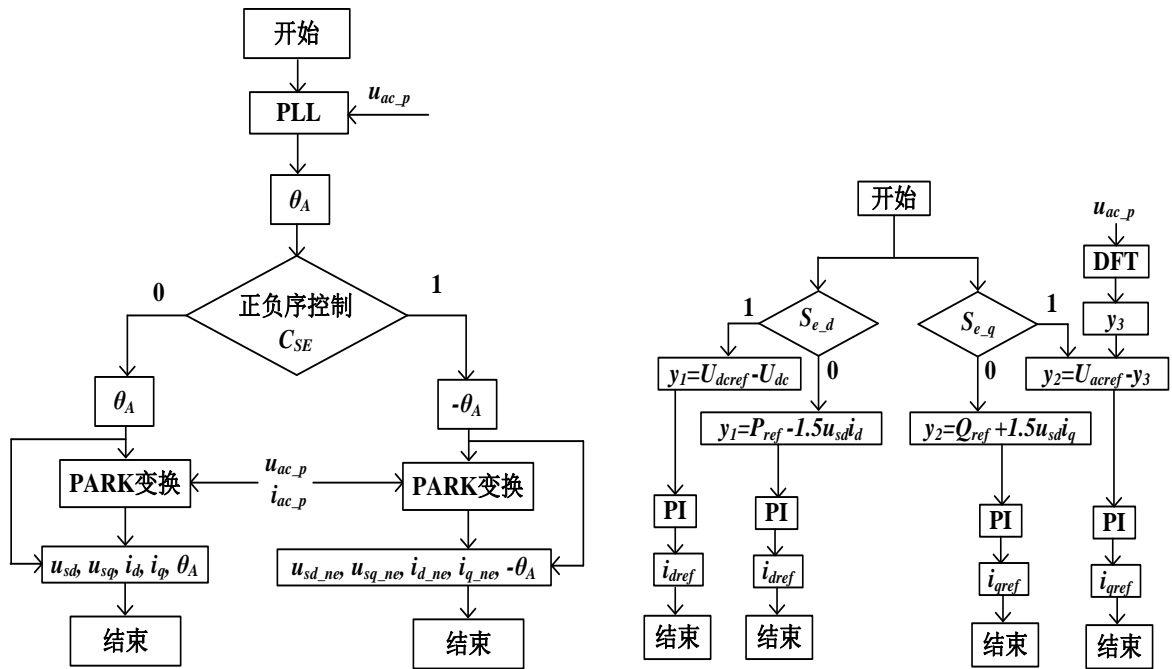
$$m_{b\_p} = m_{po\_p} + m_{ne\_p} \cdot E_{NE} \quad (6-1)$$

图 6-5 正序和负序  $dq$  解耦控制器程序流程图Fig.6-5 Flow charts of positive and negative  $dq$  controller

由图 6-5 可以看出，正负序  $dq$  解耦控制器程序流程图的关键函数有三个，即测量环节函数、外环电流控制函数和内环电流控制函数。图 6-6 分别给出了以上三个测量和控制函数的程序流程图。图 6-6 a) 为测量环节函数的程序流程图，图 6-6 b) 为外环电流控制函数的流程图，图 6-6 c) 为正序  $dq$  解耦控制器的内环电流控制函数的程序流程图，图 6-6 d) 为负序  $dq$  解耦控制器的内环电流控制函数的程序流程图。

图 6-6 a) 给出了测量环节函数的程序流程图。输入测量环节函数的变量为三相交流电压 ( $u_{ac\_p}$ ) 和三相交流电流 ( $i_{ac\_p}$ )。经过正负序控制信号  $C_{SE}$  的选择正序控制支路 ( $C_{SE}=0$ ) 或负序控制支路 ( $C_{SE}=1$ )。正负序支路的区别为两个：1) 输入 PARK 变换的  $u_{ac\_p}$  的 A 相相角不同，输入正序支路的为  $\theta_A$ ，而输入负序支路的为  $-\theta_A$ ；2) 正序支路经 PARK 变换后输出的为交流三相电压、电流的正序  $dq$  分量，而负序支路则输出交流三相电压、电流的负序  $dq$  分量。

图 6-6 b) 给出了外环电流控制函数的程序流程图。输入量为交流三相电压  $u_{ac\_p}$  及其正序  $dq$  轴电压分量  $u_{sd}$  和  $u_{sq}$ ，三相电流正序  $dq$  轴分量  $i_d$  和  $i_q$ ，有功和无功功率指令值  $P_{ref}$  和  $Q_{ref}$ ，直流电压和交流电压幅值指令  $U_{dcref}$  和  $U_{acref}$ 。经过  $dq$  轴控制模式选择后，通过 PI 控制模块产生  $dq$  轴电流指令值  $i_{dref}$  和  $i_{qref}$ 。在  $d$  轴上，控制模式选择信号  $S_{e\_d}=0$  为有功功率控制模式， $S_{e\_d}=1$  代表直流电压控制模式；在  $q$  轴上，控制模式选择信号  $S_{e\_q}=0$  为无功功率控制模式， $S_{e\_q}=1$  代表交流电压幅值控制模式。 $y_1$  表示  $d$  轴外环控制 PI 的输入量， $y_2$  表示  $q$  轴外环控制 PI 的输入量， $y_3$  表示  $u_{ac\_p}$  经离散傅里叶变换 DFT 后产生的交流电压幅值。

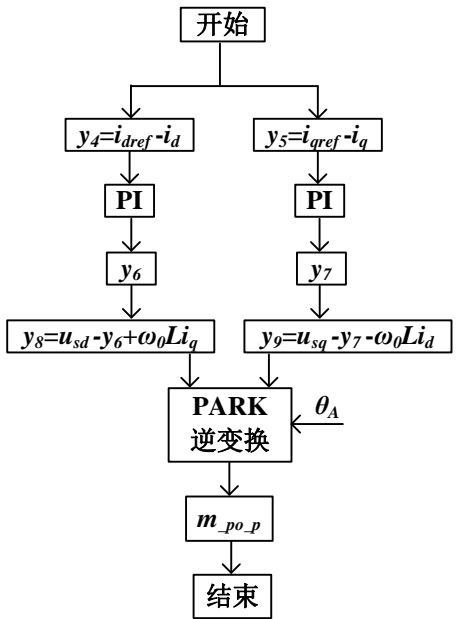


a)测量环节函数程序流程图

a) Flow chart of the measurement function

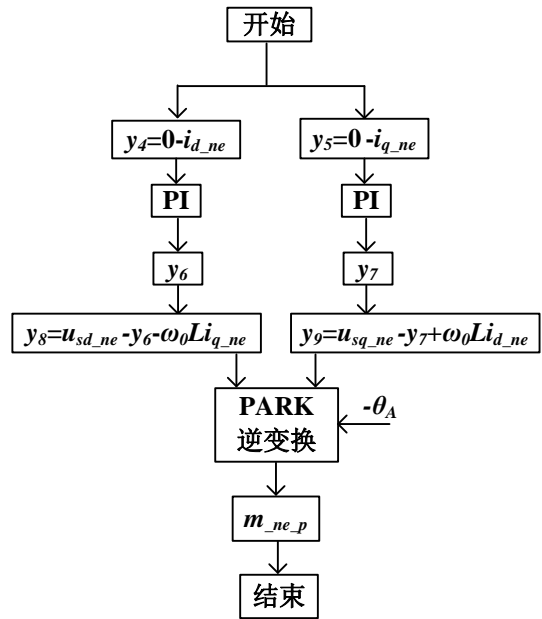
b)外环电流控制函数程序流程图

b) Flow chart of outer-current-loop control function



c)正序内环电流控制函数程序流程图

c) Flow chart of inner and outer loop current control function (positive sequence)



d)负序内环电流控制函数程序流程图

d) Flow chart of inner loop current control function (negative sequence)

图 6-6 测量环节函数、外环电流控制函数和内环电流控制函数程序流程图

Fig.6-6 Flow charts of measurement, outter and inner loop current control functions

图 6-6 c)给出了正序内环电流控制函数的程序流程图,与图 6-6 d)中给出的负序内环电流控制函数的程序流程图十分相似。二者区别有: 1) 正序内环电流控制的输入量为图 6-6 b)输出的  $i_{dref}$  和  $i_{qref}$ , 而负序内环电流控制的输入量为  $i_{dref}=i_{qref}=0$ ; 2)  $y_8$  和  $y_9$  的计算式中,  $\omega_0 Li_q$  和  $\omega_0 Li_{q_{ne}}$  的正负性相反,  $\omega_0 Li_d$  和  $\omega_0 Li_{d_{ne}}$  的正负性相反, 这是因为三相

交流电流的负序  $dq$  轴分量互为相反数。3) 正序内环电流控制函数输入 PARK 逆向变换的相角为  $\theta_A$ ，而负序内环电流控制函数输入 PARK 逆向变换的相角为  $-\theta_A$ 。 $y_4$  和  $y_5$  分别表示内环  $dq$  轴 PI 的输入量， $y_6$  和  $y_7$  分别表示内环  $dq$  轴 PI 的输出量。正序内环电流控制最后输出正序三相调制波  $m_{po,p}$ ，而负序内环电流控制最后输出负序三相调制波  $m_{ne,p}$ 。

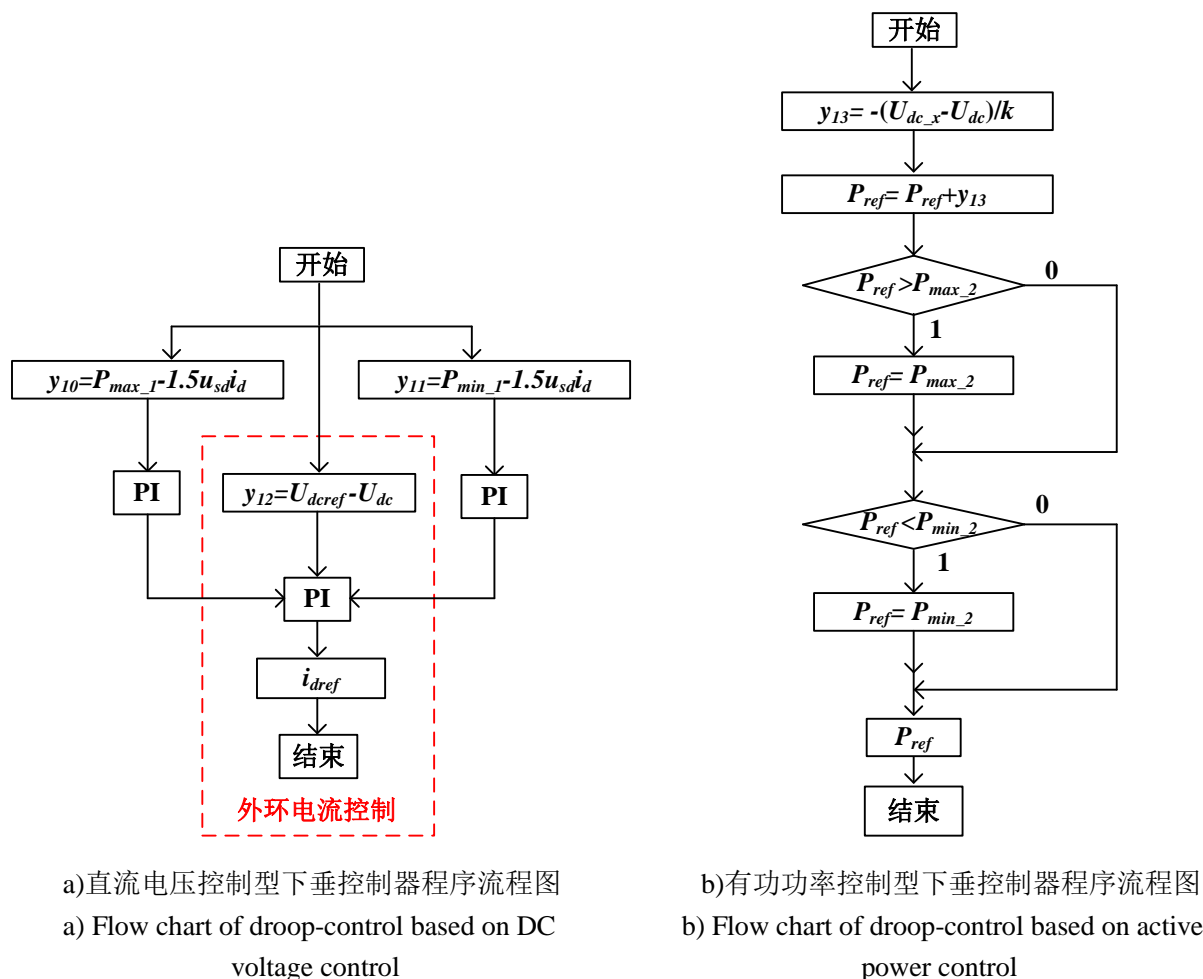


图 6-7 下垂控制器程序流程图

Fig.6-7 Flow charts of droop-control

图 6-7 给出了图 2-1 中下垂控制器的程序流程图,其中图 6-7 a)为直流电压控制型下垂控制器的程序流程图,图 6-7 b)为有功功率控制型下垂控制器的程序流程图。

图 6-7 a)中给出了直流电压控制型下垂控制器的程序流程图,其中虚线框以内部分属于正序  $d$  轴外环控制程序流程图的一部分,这里画出该部分仅是为了方便介绍,而不是指下垂控制和正序控制有重叠部分或冲突部分。从图 6-7 a)中可以看出,左、右两个 PI 的输出为正序外环  $d$  轴控制的 PI 提供限幅参数,该 PI 的输入信号仅为  $y_{12}$ 。该控制器的控制目标是当直流电压控制型换流站超过其功率运行限制后,直流电压控制被改为定功率控制,且功率指令值为其功率允许的最大或最小限值。可以看出图 6-7 a)中的下垂控制器完成了这一控制目标。附录 A 中介绍了 PI 函数的程序流程图与算法,因此图 6-7

a)中左、右 PI 如何限幅中央 PI 输出值见附录 A。

图 6-7 b)给出了有功功率控制型下垂控制器的程序流程图。 $y_{13}$  表示控制器根据直流电压变化和下垂斜率对系统有功功率指令值  $P_{ref}$  的修正值。之后,  $P_{ref}$  经过限幅环节确保  $P_{ref}$  的值被控制在区间  $[P_{min\_2}, P_{max\_2}]$  内, 从而确保换流站不会超出其规定的运行区间运行, 以免造成换流器的损坏。

由图 6-7 可以看出, 直流电压控制型下垂控制器函数与图 6-6 b)中外环电流控制函数的接口为  $d$  轴外环 PI 的限幅值; 有功功率控制型下垂控制器函数与图 6-6 b)中外环电流控制函数的接口为有功功率指令值  $P_{ref}$ 。

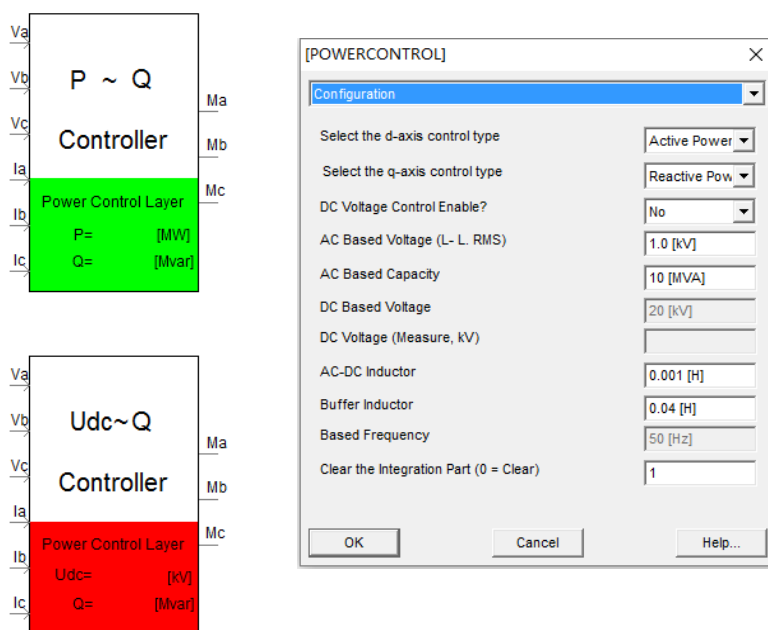
根据图 6-5 至图 6-7 所示的控制函数程序流程图, 可以在 PSCAD/EMTDC 环境下建立功率控制模块, 如图 6-8 所示。功率控制模块的输入信号量为三相电压 ( $v_a, v_b, v_c$ ) 和三相电流 ( $I_a, I_b, I_c$ ), 输出信号为三相基础调制波 ( $M_a, M_b, M_c$ ), 以上信号均为单维信号。

图 6-8 a)给出了功率控制模块的外观设计和一些基本控制参数填写卡。根据  $d$  轴控制模式的不同, 功率控制模块外观有变化。当  $d$  轴选择有功功率控制模式时, 功率控制模块底部呈现绿色背景填充, 且显示有功功率指令值; 当  $d$  轴选择直流电压控制模式时, 功率控制模块底部呈现红色背景填充, 且显示直流电压指令值。基础参数填写卡中的信息从上至下依次为:  $d$  轴控制模式的选择  $S_{e\_d}$ ,  $q$  轴控制模式的选择  $S_{e\_q}$ , 使能下垂控制命令, 所连接交流系统基准电压和容量, 直流电压基准值和测量值 ( $d$  轴选择直流电压控制模式时可填写), 换相电感和桥臂电感, 三相交流电压基准频率 ( $q$  轴选择交流电压幅值控制时可填写) 和 PI 积分环节清零命令 (1 表示不清零, 0 表示清零)。

图 6-8 b)给出了负序电流矢量控制<sup>[63]</sup>的参数填写卡。所包含的信息从上至下分别为: 负序电流控制的使能信号, 内环  $d$  轴 PI 增益, 内环  $d$  轴 PI 时间常数, 内环  $d$  轴 PI 限幅最大值, 内环  $d$  轴 PI 限幅最小值, 内环  $d$  轴 PI 初始值, 内环  $q$  轴 PI 增益, 内环  $q$  轴 PI 时间常数, 内环  $q$  轴 PI 限幅最大值, 内环  $q$  轴 PI 限幅最小值, 内环  $q$  轴 PI 初始值。

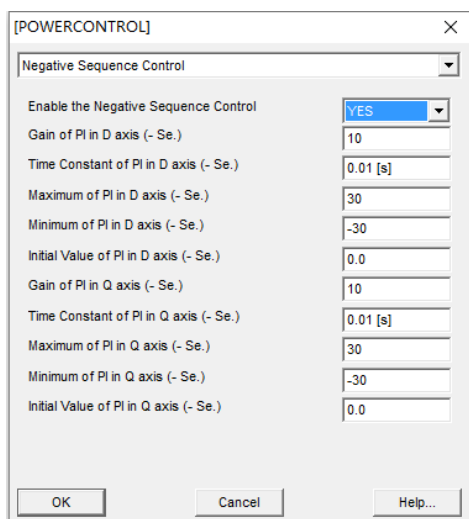
图 6-8 c)展示出本文提出的新型直流电压下垂控制的参数填写卡。当图 6-8 a)中下垂控制使能信号选择“YES”时, 图 6-8 c)中的参数卡才可填。当选择有功功率控制型下垂控制时, 参数填写卡前 8 项参数可填; 当选择直流电压控制型下垂控制时, 参数卡后 3 项参数可填。参数填写卡信息从上至下包括: 下垂控制开关, 换流器最大功率限值, 换流器最小功率限值, 下垂斜率, 启用下垂控制的上门槛电压值, 闭锁下垂控制的上门槛电压值, 闭锁下垂控制的下门槛电压值, 启用下垂控制的下门槛电压值, PI 增益, PI 时间常数, PI 初始值。

除了图 6-8 所示参数卡以外, 还包括 PLL, PARK 变换和正序内外环电流控制 PI 参数卡和控制变量输出卡, 见附录 B, 这里不再逐一给出。



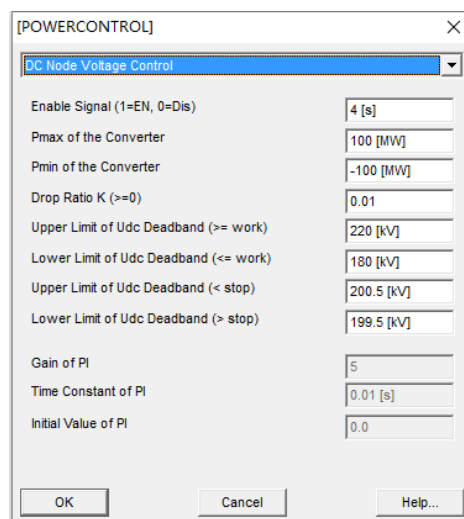
a) 功率控制模块与基本控制参数卡

a) Power control block and its basement parameters card



b) 负序控制参数卡

b) Parameters card of negative sequence control



c) 下垂控制参数卡

c) Parameters card of droop-control

图 6-8 功率控制模块

Fig.6-8 Power control block

## 2) 静止坐标下的功率控制模块

当换流器对无源交流负荷供电时，如孤岛送电，换流器输出的交流电压幅值是更为关键的控制目标。另外，当交流系统强度较弱时，PLL 锁相环的精确度也存在问题<sup>[108]</sup>。因此 MMC 为无源负荷供电时，可以设计基于静止坐标系下的交流电压幅值-相角 (M- $\delta$ ) 控制器来动态调节换流器输出的交流电压幅值与相角，满足无源交流负荷的供电要求。M- $\delta$  控制器的控制框图已在图 5-2 中提及，这里不再赘述。M- $\delta$  控制器的程序流程图如图 6-9 所示。

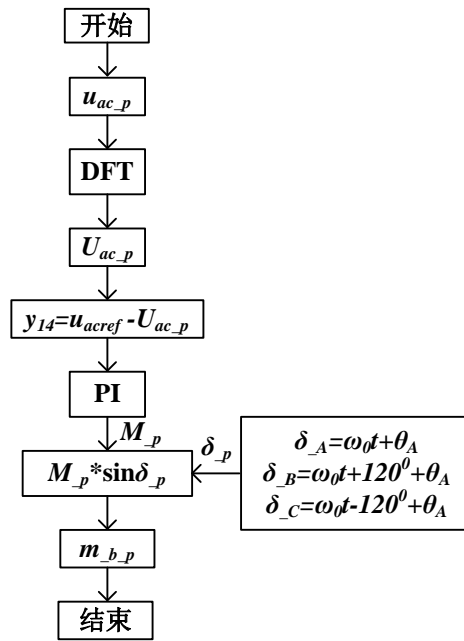


图 6-9 M-δ 控制器的程序流程图

Fig.6-9 Flow chart of M-δ controller

图 6-9 中，PI 控制模块和 DFT 控制模块的等效控制子函数的算法和程序流程图见附录 A。首先，由三相测量的相电压  $u_{ac_p}$  经离散傅里叶变换 DFT 得到三相相电压的幅值  $U_{ac_p}$ ，其中下标  $p=ABC$  三相。之后，三相交流电压幅值参考值  $u_{acref}$  与  $U_{ac_p}$  做差后进入 PI 控制器生成三相调制波的幅值  $M_p$ 。最后，三相调制波相角  $\delta_p$  与  $M_p$  结合，生成三相调制波  $m_{b_p}$ 。 $\theta_A$  表示 A 相的初相角。

根据图 6-9 所示的 M-δ 控制器的程序流程图，其封装控制模块见图 6-10。

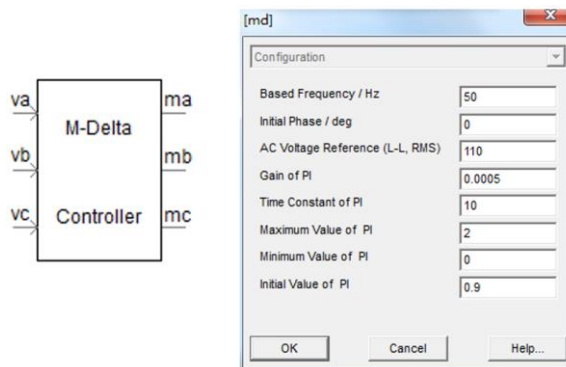


图 6-10 M-δ 控制器封装模块

Fig. 6-10 Defined control block of M-δ controller

图 6-10 中，控制器需要测量 MMC 输出的三相交流电压( $v_a, v_b, v_c$ )并输出三相基础调制波( $m_a, m_b, m_c$ )，均为单维信号。控制模块输入参数包括：基准频率、A 相初相角  $\theta_A$ 、交流线电压参考值、PI 增益、PI 时间常数、PI 最大限制、PI 最小限值和 PI 积分环节初始值。输入参数中，交流电压幅值参考值为交流线电压有效值，因此需要转换成相电压的幅值，再引入图 6-9 的程序流程图中。

图 6-10 中的相角输入和交流电压幅值输入可以以参数形式输入，也可以以变量形

式输入。当以变量形式输入时，M- $\delta$  控制器即可满足第五章启动控制策略的对该控制器的要求，即以待并入交流母线的电压幅值和相角来动态调节 MMC 的交流电压幅值和相角，以满足同期并网需求。因此，图 6-10 中的 M- $\delta$  控制器封装控制模块有着较强的适用性和通用性。

### 6.2.3 平衡控制模块

平衡控制策略的控制目标是让模块化多电平换流器的子模块能量均分，从而达到每个子模块电容的电压值相等。平衡控制是分层次的，首先是 ABC 三相的相间能量平衡，即环流抑制策略，再是桥臂内子模块间的能量平衡，即子模块电容电压均压控制。文献 [109] 还提出了桥臂间的能量平衡控制策略来填补相间能量平衡和子模块间能量平衡间的缺失。该控制原理与相间能量平衡控制类似，这里暂不介绍。

相间能量若不平衡，则会在模块化多电平换流器内产生偶数次基频倍数的相间环流，因此该平衡策略也叫做环流抑制策略。基于 CPS-SPWM 的环流抑制策略控制框图如图 6-11 所示。

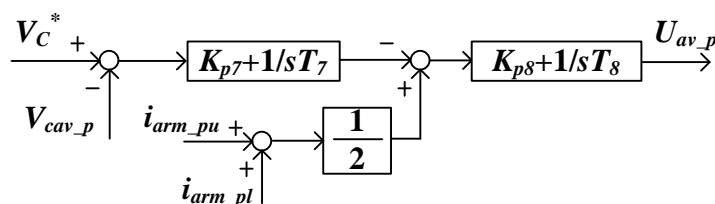


图 6-11 基于 CPS-SPWM 的环流抑制控制器控制框图

Fig.6-11 DC-loop current controller based on CPS-SPWM

图 6-11 给出了基于 CPS-SPWM 的环流抑制控制器框图。针对  $p$  ( $P=A, B, C$ ) 相，计算其电容电压测量的平均值  $V_{cav_p}$ ，与子模块电容电压参考值做差后经过 PI 控制器，生成该相环流参考值，再与该相环流测量值  $(i_{arm\_pu} + i_{arm\_pl})/2$  做差经过另一个 PI 控制器，最终生成该相的环流抑制控制信号  $U_{av_p}$ 。 $i_{arm\_pu}$  和  $i_{arm\_pl}$  分别表示  $p$  相上桥臂和下桥臂的电流。

图 6-11 中的  $V_C^*$  和  $V_{cav_p}$  分别计算如下：

$$V_C^* = \frac{U_{dc}}{N} \quad (6-2)$$

$$V_{cav_p} = \frac{\sum_{k=1}^N V_{C\_puk} + \sum_{k=1}^N V_{C\_plk}}{2N} \quad (6-3)$$

式 (6-2) 中采用测量的直流电压除以桥臂子模块个数  $N$  作为子模块电容电压参考值。这是因为：1) 当调整直流电压参考值而改变直流电压时，子模块电容电压参考值可以自动改变，比较方便；2) 直流测量电压更能反映真实的直流电压变化，更利于相间或子模块间的能量平衡的动态调节过程。

式 (6-3) 表示将  $p$  相上下桥臂所有子模块电容电压求和, 再除以  $2N$ , 求得该相子模块电容电压平均值  $V_{cav\_p}$ 。  $V_{C\_puk}$  和  $V_{C\_plk}$  分别表示  $p$  相上桥臂和下桥臂的第  $k$  个子模块的电容电压。

从图 6-11 可以看出, 环流抑制控制器是针对 MMC 的每一相设计的, 因此一个换流站需要 3 个控制器以供 A,B,C 三相使用。同时, 该控制器还需处理全部子模块电容电压, 较为复杂。环流抑制控制器的程序流程图如图 6-12 所示。

图 6-12 给出了基于 CPS-SPWM 的环流抑制控制器程序流程图。经过式 (6-2) 和式 (6-3) 得到子模块电容电压参考值  $V_C^*$  和相子模块平均电容电压  $V_{cav\_p}$ 。之后它们的差值  $y_{15}$  经过 PI 控制器输出  $y_{16}$ , 与该相环流测量值做差后得到  $y_{17}$ , 最后经过 PI 控制输出该相环流抑制控制信号  $U_{av\_p}$ 。

当图 6-11 所示的控制器被写成基于图 6-12 的程序后, ABC 三相控制器的建模就变成了对基于图 6-12 的等效控制函数的三次调用, 无需复制控制器和处理控制信号, 极大简化了建模过程。

图 6-13 给出了基于 CPS-SPWM 的子模块电容电压均压控制器的控制框图。其中子模块电容电压为  $V_{C\_pjk}$ ,  $p$  表示 ABC 三相,  $j=u,l$  分别表示上下桥臂,  $k$  为桥臂内子模块编号, 从 1 变化至  $N$ 。  $K_{ba}$  表示增益。正负 1 的选择要根据该桥臂电流的正负性来选择。  $U_{ba\_pjk}$  表示子模块电容电压均压控制器输出的电压控制信号。

根据图 6-12 的基于 CPS-SPWM 的子模块电容电压均压控制框图, 可以得出该控制的程序流程图, 如图 6-14 所示。

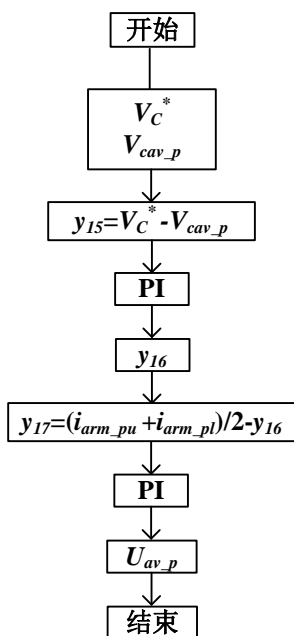


图 6-12 基于 CPS-SPWM 的环流抑制控制器程序流程图

Fig.6-12 Flow chart of dc-loop current controller based on CPS-SPWM

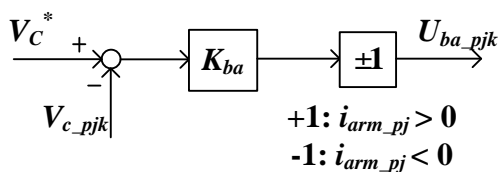


图 6-13 基于 CPS-SPWM 的子模块电容电压均压控制框图

Fig.6-13 Capacitor voltage balancing control based on CPS-SPWM

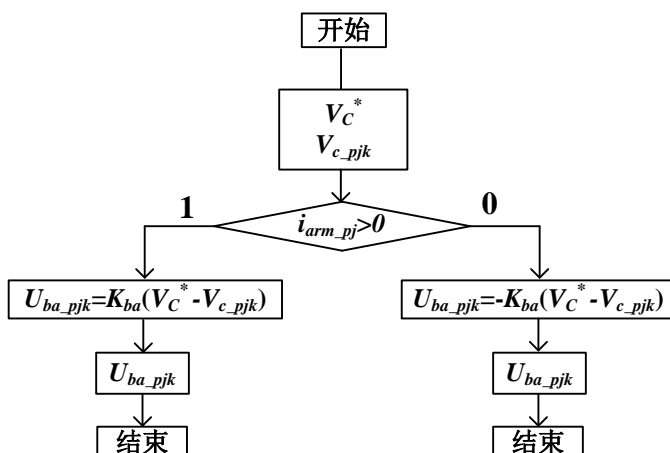
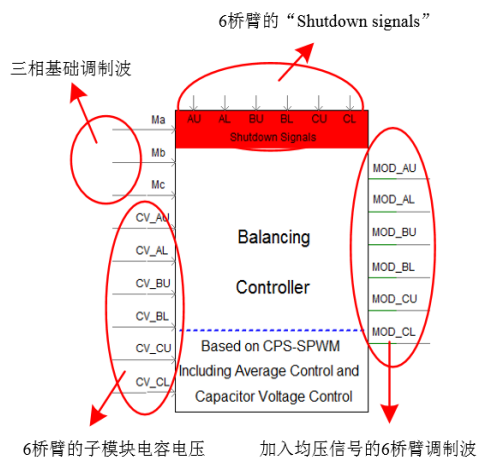


图 6-14 基于 CPS-SPWM 的子模块电容电压均压控制程序流程图

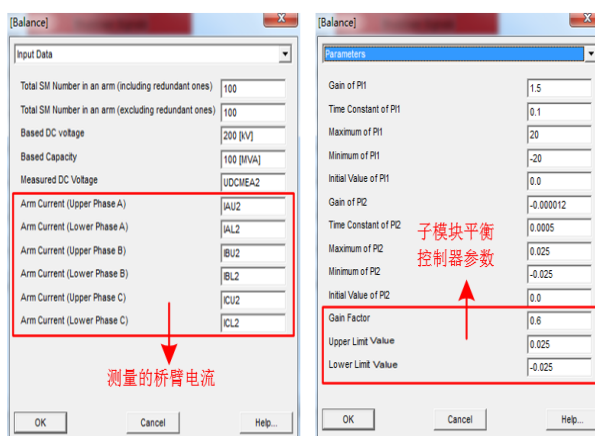
Fig.6-14 Flow chart of capacitor voltage balancing control based on CPS-SPWM

图 6-14 给出了基于 CPS-SPWM 的子模块电容电压均压控制的程序流程图。子模块参考电容电压与某个子模块的电容电压做差后，若该桥臂电流大于 0，则输出的电压控制信号为该差值与增益系数  $K_{ba}$  的乘积，反之则为该差值与负增益系数  $-K_{ba}$  的乘积。



a) 平衡控制模块的交互信号

a) Interface signals of the balancing control block



b) 平衡控制模块的参数卡

b) Parameters card of the balancing control block

图 6-15 平衡控制器封装模块

Fig.6-15 Defined balancing control block

由图 6-14 可以看出，基于 CPS-SPWM 的子模块电容电压均压控制是针对一个子模块而设计的。这意味着 MMC 有多少个子模块就要设计多少个该控制器，并处理相关控制信号。但若使用本文的方法，将这些控制器转换为图 6-14 所示的等效控制函数，大

量的复制工作就可以轻松地转换为对等效控制子函数的调用，极大地简化了建模过程，减少了大量工作量。

根据图 6-12 和图 6-14，平衡控制的封装模块及其参数输入卡见图 6-15。图 6-15 a) 中，除了三相基础调制波  $M_a$ 、 $M_b$  和  $M_c$  外，其余控制信号都是以  $N$  维信号的方式设计的 ( $A_U \sim C_L$  分别指 ABC 三相的上下桥臂)。这样，一次系统给出的  $N$  维子模块电容电压信号可以直接与平衡模块进行交互。而使用 PSCAD 原有控制元件时，需要将  $N$  维子模块电容电压转换为  $N$  个单维信号，再进行控制。因此可以看出，采用本文提出的封装控制模块可以避免人工进行大量信号维数转换的工作。

图 6-15 b) 为平衡控制模块的参数输入卡。其中，左图参数从上至下分别为：桥臂子模块数（包含冗余模块），桥臂子模块数（不包含冗余模块），基准直流电压，基准容量，测量的直流电压，A 相上桥臂测量桥臂电流，A 相下桥臂测量桥臂电流，B 相上桥臂测量桥臂电流，B 相下桥臂测量桥臂电流，C 相上桥臂测量桥臂电流，C 相下桥臂测量桥臂电流。右图中，前 10 项为环流抑制控制的两个 PI 参数，包括 PI 增益、时间常数、上下限值和积分环节初始值，后 3 项为子模块电容电压均压控制的增益和上、下限幅值。桥臂子模块数之所以区分包含冗余模块和不包含冗余模块是因为要为基于 CPS-SPWM 的子模块冗余保护策略<sup>[110]</sup>提供控制扩展接口。图 6-15 a) 中的“shutdown”信号也是为冗余保护控制策略留下的控制信号接口。

此外，平衡控制模块还可以输出 MMC 的相间环流、相平均电压及其他重要控制信号，以方便控制器参数的调整过程，见附录 B。

## 6.2.4 载波与触发模块

正弦脉宽调制 SPWM 一般使用的载波为对称的三角波，即一个周期内最大值出现在半个周期的时刻，如图 6-16 所示。

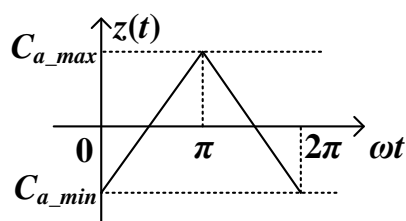


图 6-16 SPWM 使用的对称载波（占空比=50%）

Fig.6-16 Carriers in SPWM (duty cycle=50%)

图 6-16 给出了一个周期的对称三角波，可以看出最大值  $C_{a\_max}$  出现在半周期的时刻。 $C_{a\_min}$  表示载波最小值。在半个周期  $[0, \pi]$  内，该载波在时域内可由式 (6-4) 表示。

$$z(t) = C_{a\_min} + \frac{C_{a\_max} - C_{a\_min}}{\pi} \omega t \quad (6-4)$$

假设载波频率为  $f_c$ ，载波初相角为  $\eta_c$ ，则载波发生函数的程序流程图如图 6-17 所示。

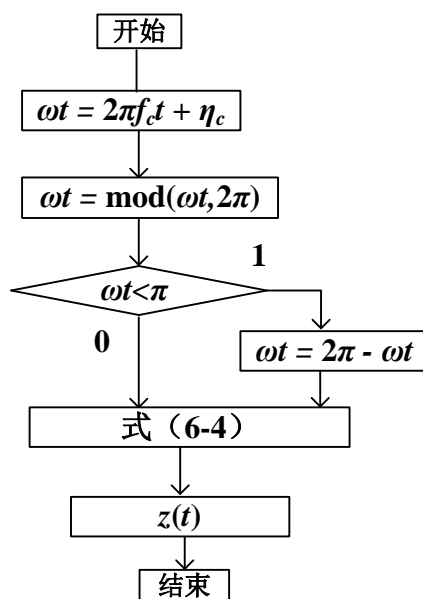


图 6-17 载波发生函数程序流程图

Fig.6-17 Flow chart of Carrier function

图 6-17 给出了载波发生函数的程序流程图，可以看出，只需给该函数给定载波的幅值 ( $C_{a\_max}$  和  $C_{a\_min}$ )，载波频率  $f_c$  和载波初相角  $\eta_c$ ，就可以产生一条如图 6-16 所示的对称三角载波。

CPS-SPWM 需要  $N$  条初相角互差  $2\pi/N$  的三角载波。如果使用 PSCAD 原有元件库，则需复制  $N$  个载波发生器，并手动为每个载波发生器赋初始相角值。但如果使用图 6-17 所示的载波发生函数，只需循环调用  $N$  次载波发生函数，并在每次循环内再对载波初相角累加一次  $2\pi/N$ 。

触发模块则是根据 CPS-SPWM 的原理，将每个子模块的载波和调制波进行比较并产生触发信号。当调制波幅值大于载波幅值时，投入子模块，反之则切除子模块。由于这一过程较为简单，容易理解，因此不再给出触发模块的程序流程图。

图 6-18 给出了载波模块和触发模块，其中所有信号接口均为  $N$  维信号接口。载波模块产生  $N$  个相移的三角载波后，输出给触发模块的“ $C_{ar}$ ”接口。触发模块的 6 个桥臂的调制波来自于平衡模块的输出。这样，每个子模块的调制波就可以和其载波进行比较，并产生 6 个桥臂的触发信号以驱动每个子模块投入或切除出电路。这里，由于触发模块生成的触发信号也是  $N$  维的，可以直接与一次侧桥臂模型交互，无需任何信号维数转换工作，极大地化简了控制系统的建模难度。

图 6-18 中的参数卡包括左侧的载波参数填写卡和右侧的触发模块参数填写卡。载波模块参数填写卡的信息包括载波模块的基准频率、载波幅值和载波维数。触发模块参数填写卡的信息为触发模块的触发脉冲维数。此外，载波模块和触发模块均提供“ $N+1$  电平”和“ $2N+1$  电平”<sup>[111]</sup>运行选项。载波模块还可以使能“shutdown”信号，用以配合基于 CPS-SPWM 的冗余子模块保护策略，这里不做介绍。

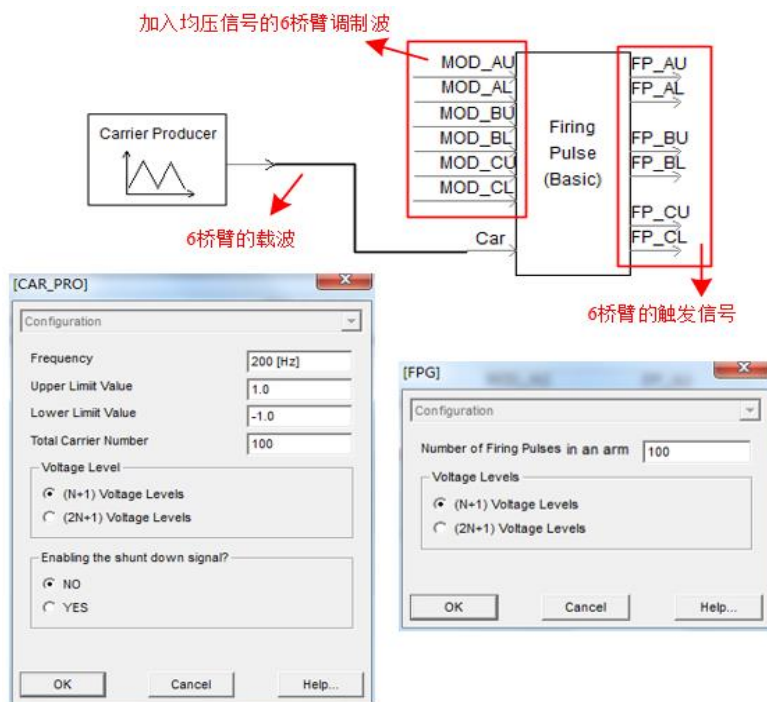


图 6-18 载波与触发模块

Fig.6-18 Defined carrier and firing pulse control block

### 6.3 基于排序器的控制器封装模块

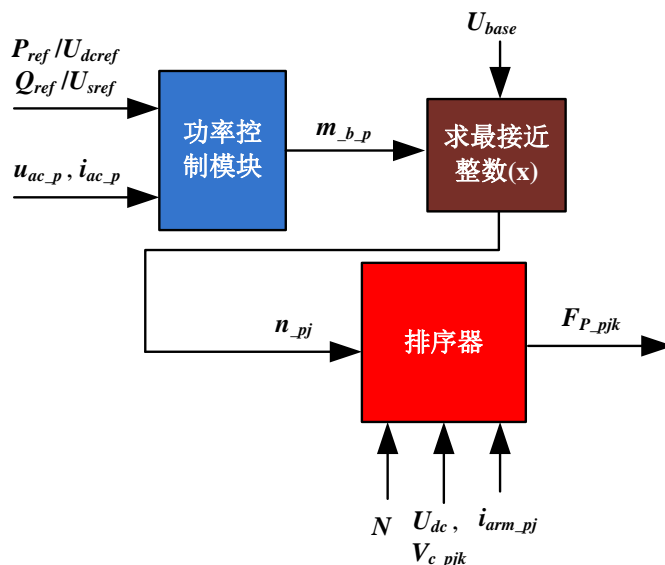


图 6-19 基于排序器的控制系统

Fig.6-19 Control system based on sorting controller

CPS-SPWM 给每个子模块分配独有的调制波和载波，因此无需利用排序器产生触发脉冲。除 CPS-SPWM 外，还有一类调制方法需要利用排序器来产生触发脉冲，如最近电平逼近<sup>[48]</sup>和载波层叠调制<sup>[50]</sup>。这类调制方法首先通过功率模块产生的三相电压调制波获得每个桥臂应该投入的子模块个数，再通过排序器确定各桥臂中对应个数的子模块

投入电路，即产生触发信号。最近电平逼近则是用三相电压调制波除以一个基准电压再取整数作为某个桥臂投入子模块的个数，载波层叠则是用  $N$  个同相位但纵向层叠的载波与调制波相比较，调制波大于几条载波则该桥臂投入几个子模块。排序器在得到每个桥臂应投入子模块个数后，根据各桥臂的充放电状态投入相应个数的子模块。选择原则为，充电状态下（桥臂电流大于 0）优先投入电压低的子模块；放电状态下（桥臂电流小于 0）优先投入电压高的子模块。对排序算法的研究工作主要为减少排序计算时间<sup>[112-113]</sup>。图 6-19 以最近电平逼近为例给出了基于排序器的控制系统，包括相应的控制模块和控制信号。

图 6-19 中的功率控制模块与图 6-2 中的一致，负责产生三相基础调制波  $m_{b,p}$ 。调制波除以基准电压常数  $U_{base}$  并求最接近整数，得到每个桥臂应投入的子模块个数  $n_{pj}$ 。之后在排序器中，按一定原则对每个桥臂中的子模块电容电压排序并选择相应  $n_{pj}$  个子模块投入电路中，即产生触发脉冲  $F_{p,pjk}$ 。下标  $p=A,B,C$ ，表示 ABC 三相； $j=u,l$ ，表示上下桥臂； $k=1,2,\dots,N$ ，表示一个桥臂内子模块的编号。

由于已有文献已对此类调制方法进行较深入的介绍，如最近电平逼近<sup>[48]</sup>和载波层叠调制<sup>[50]</sup>，因此本文不再给出控制框图和程序流程图。排序器采用文献[112]给出的分层排序器，因为该排序器通过分层排序法，极大的减少排序器需要消耗的计算资源，极大地缩短了排序过程所消耗的计算时间。

图 6-20 给出了基于最近电平逼近调制法的最近整数求取模块。输入 IL1 为该桥臂的调制波，上桥臂为  $U_{dc}/2 - m_{b,p}$ ，下桥臂为  $U_{dc}/2 + m_{b,p}$ 。输入 IT1 为基准电压常数。输出 OR1 为该桥臂需要投入的子模块个数。图 6-19 所示的模块提供三种整数求取函数的选择卡，CEIL 函数为向上取整数，FLOOR 为向下取整数，ROUND 为取最接近整数（四舍五入原则）。用户可以根据自身控制需求来选取。

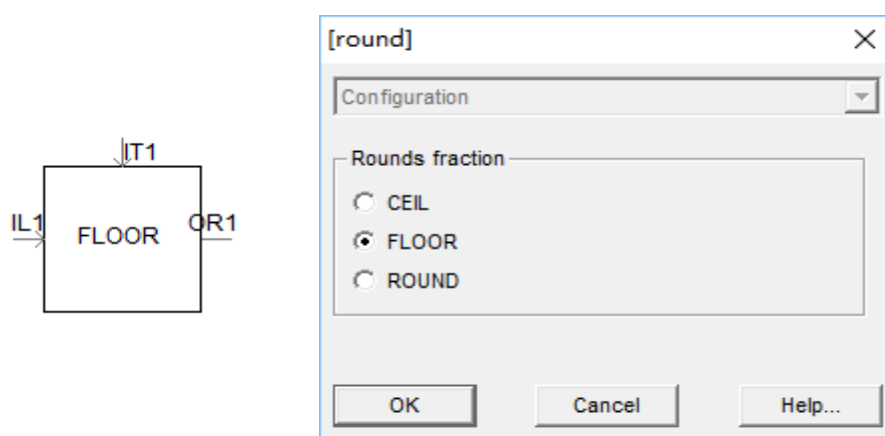


图 6-20 求取最近整数模块及其参数卡

Fig. 6-20 Nearest-integer function block and its parameter card

图 6-21 给出了分层排序<sup>[112]</sup>模块及其参数卡。输入 i1l 为该桥臂需要投入的子模块个数。输入 i1t 为该桥臂电流。输入 i1b 为该桥臂全部子模块电容电压。输出 o1r 为该桥

臂子模块的触发信号。参数卡输入的参数为该桥臂子模块个数。根据文献[112]，该分层模块将该桥臂内所有子模块分为3层再排序。

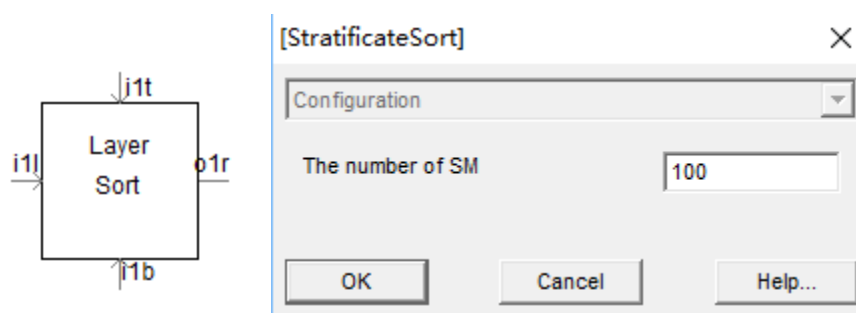


图 6-21 分层排序模块及其参数卡

Fig.6-21 Layer sort block and its parameter card

根据图 6-20 和图 6-21 所给出的控制封装模块，图 6-19 给出的基于最近电平调制的控制系统建模完毕。若用户需要使用载波层叠调制方法，只需将图 6-20 中的模块替换为图 6-18 中的载波模块和触发模块。载波模块发出的  $N$  条载波，相同相位但纵向等距移动。将触发模块输出的触发信号求和就是该桥臂需要投入的子模块数。再将需投入的子模块数发给图 6-21 所示的分层排序器，即可完成基于载波层叠调制方法的控制系统建模。可以看出，本章所提出的封装控制模块的建模方法不仅可以简化建模过程，模块间的通用性与适用性也很强，可以根据用户需求变换组合方式，以满足用户的控制需求，达到所需的控制目标。

## 6.4 封装模块的优点

### 1) 减少大量的控制元件复制

以离散时域算法来编写等效控制子函数并替代原有控制元件。因此，对大量控制元件的调用就可以通过对等效控制子函数的重复调用实现，避免了人工复制工作量。另外，在封装控制模块中修改参数也比在多个控制元件中依次修改参数方便。

### 2) 减少大量控制信号维数转换工作

所提出的封装控制模块中，有关子模块电容电压信号和触发信号均是以多维信号的模式来设计接口，因此无需进行任何的信号维数转换工作。这极大地削减了建模工作量。

### 3) 核心算法加密

利用外部 Fortran 编写的等效子函数可以利用 “.obj” 文件替代源程序文件，形成对核心算法的加密过程。另外，外部 Fortran 应用环境也更加灵活。

### 4) 满足多类型调制方法

经过封装控制模块的不同组合方式，可形成基于不同调制策略的控制系统。例如基于 CPS-SPWM 的控制系统（图 6-2）和基于排序器的控制系统（图 6-19）。

## 6.5 仿真验证

### 6.5.1 等效控制子函数验证

#### 1) PI 控制器

PI 控制器是模块化多电平换流器控制器中的重要控制环节，如图 6-6，图 6-7 a)，图 6-9 和图 6-12 所示。由于 PSCAD 中 PI 控制器的控制函数只提供调用接口，其算法本身并不对外开放，因此本章建立了 PI 控制器的离散时域算法，见附录 A。因此，附录 A 中所开发的 PI 控制器离散时域算法需要被验证是否能与 PSCAD 中 PI 控制器的控制效果一致。

测试所采用的输入信号为一个标准正弦信号，见式 (6-5)。

$$x(t) = M \sin(2\pi ft + \theta) \quad (6-5)$$

式 (6-5) 中，幅值  $M$  在  $t=0\text{s}$  时有  $M=3$ ，在  $t=1\text{s}$  时， $M=10$ ，在  $t=1.05\text{s}$  时， $M=2$ 。频率  $f=50\text{Hz}$ ，初相角  $\theta=0^\circ$ 。PI 的增益系数为 1，时间常数为 0.1，上限值为 5，下限值为 -5，积分环节初始值为 0。通过以上一系列时间点上输入信号的变化来验证 PSCAD 的 PI 控制器与本章提出的 PI 控制器是否具有相同控制效果。图 6-22 给出了对比结果。

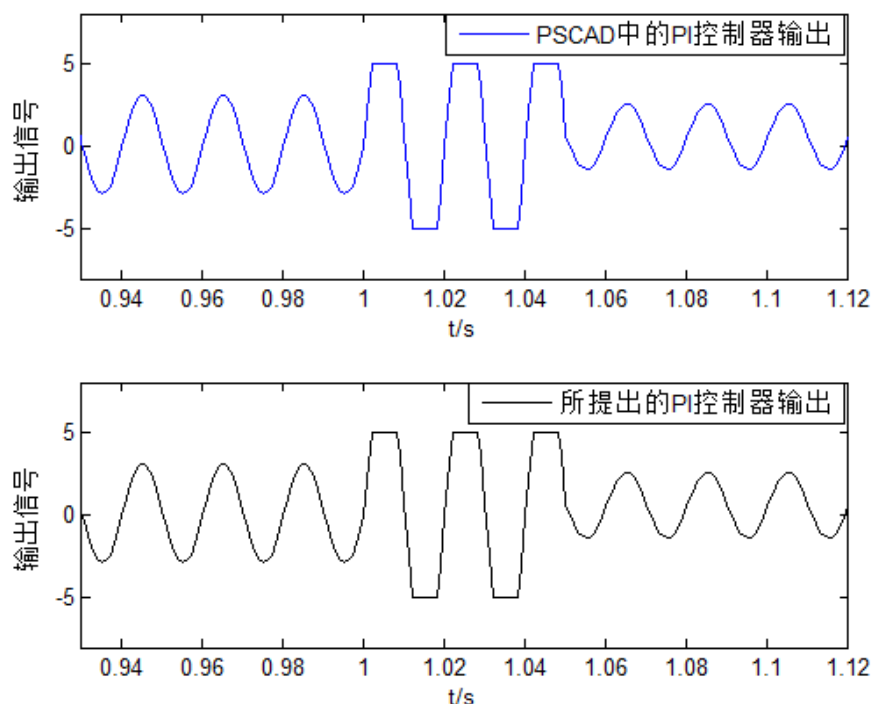


图 6-22 PI 控制器输出对比图

Fig.6-22 Comparison of PI output between original and proposed PI controller

图 6-22 对比了 PSCAD 中的 PI 控制器和本章提出的 PI 控制器在相同输入信号时输出信号的对比图。在  $t=1\text{s}$  前，输入信号的幅值为 3，并没有超过 PI 限幅。但  $t=1\sim 1.05\text{s}$  时，输入信号的幅值为 10，超过了 PI 限幅值，之后输入信号幅值又降落至 2，小于 PI

限幅值。在此过程中，从图 6-22 可以看出本文提出的 PI 控制器与 PSCAD 中的 PI 控制器输出结果一致。不论输入信号是否超过 PI 的限幅，输出结果的动态响应曲线完全相同。因此，所提出的 PI 控制器的离散时域算法精确有效。

## 2) PLL 锁相环

PLL 锁相环是功率控制模块中的重要控制环节，为 PARK 变换提供相角输入信号。PLL 的精度直接影响测量的  $dq$  轴电压和电流值，从而影响功率控制模块的控制效果。与 PI 控制器相似，PSCAD 中也给出了 PLL 函数的调用接口，并提供相应控制模块，但不开放核心算法。因此，附录 A 中同样给出了 PLL 的离散时域算法及其程序流程图。在输入相同信号的情况下，对比 PSCAD 中的 PLL 和本章提出的 PLL 函数的输出结果。选取的测试系统如图 6-23 所示。交流电源线电压幅有效值为 110kV，频率为 50Hz。进入 PLL 的输入信号为“Ea”点测量的三相交流电压。在  $t=1s$  时，“Ea”点发生故障并持续 0.05s 后被切除。PLL 参数为：PI 增益 50，PI 时间常数 900，基准频率 50Hz。

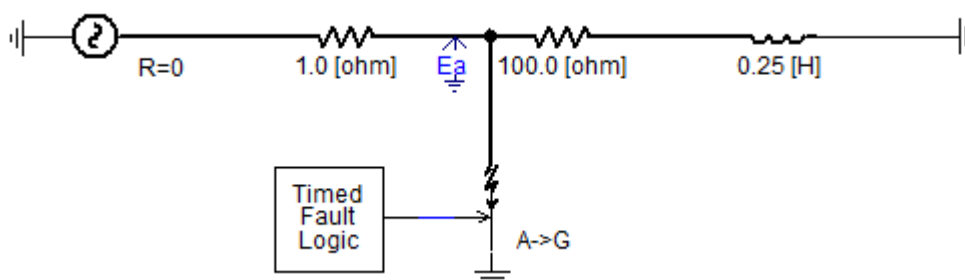


图 6-23 对比 PLL 输出结果的测试系统

Fig.6-23 Test system for dynamics of PLL

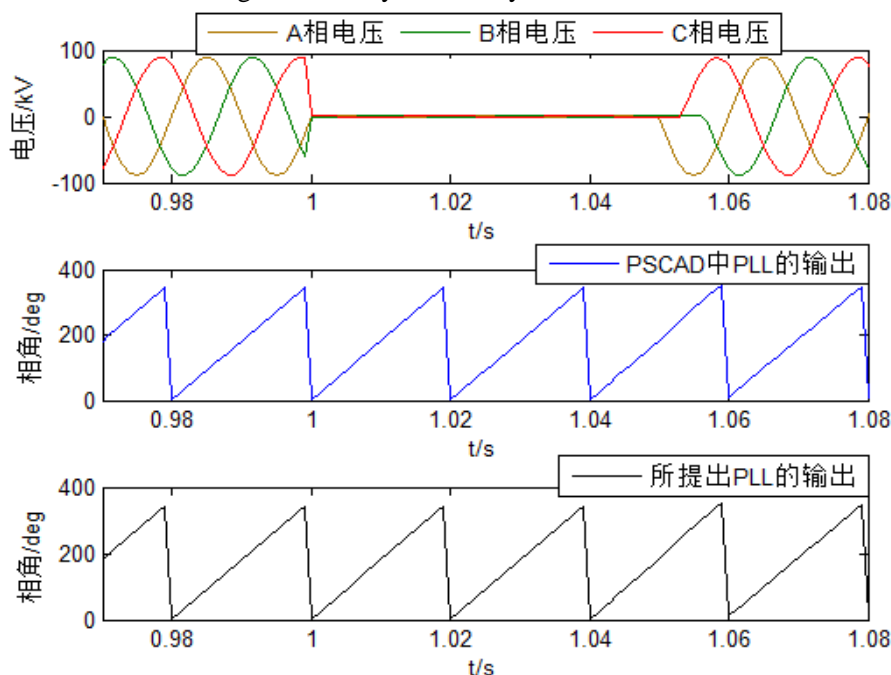


图 6-24 PLL 输出结果对比（对称故障）

Fig.6-24 Comparison of PLL output (symmetric fault)

首先在  $t=1\text{s}$  时, 故障选取三相短路接地, 为对称故障。图 6-24 给出了故障前后, PSCAD 中的 PLL 和所提出的 PLL 的输出对比图。可以看出, 在  $t=1\sim 1.05\text{s}$  内, 由于三相短路接地故障, 三相相电压变为  $0\text{kV}$ , 但是该故障不论是对 PSCAD 中 PLL 输出的影响还是对本文所提出的 PLL 输出的影响都较小。图 6-24 可以看出, 在相同输入的情形下, 本文所提出的 PLL 离散时域计算方法 (见附录 B) 的计算结果与 PSCAD 中 PLL 的计算结果一致。

之后对比不对称故障下 PSCAD 中 PLL 和本文所提出的 PLL 的输出结果。在  $t=1\text{s}$  时, 故障类型改为单相短路接地 (A 相短路接地),  $0.05\text{s}$  后故障被切除。图 6-25 给出了单相短路接地故障下, PSCAD 中 PLL 与本文提出的 PLL 输出结果对比。在  $t=1\sim 1.05\text{s}$  内, 由于单相接地故障, A 相相电压为  $0$ , BC 两相正常运行。此时, 两个 PLL 的输出结果与图 6-24 中类似, 并没有受故障太显著的影响。因此, 可见 PLL 对瞬时故障有一定的抗干扰能力。图 6-25 中可以看出, PSCAD 中的 PLL 与本文提出的 PLL 输出结果一致。因此, 可以说明本文提出的 PLL 函数可以精确有效地替代 PSCAD 中的 PLL 函数。

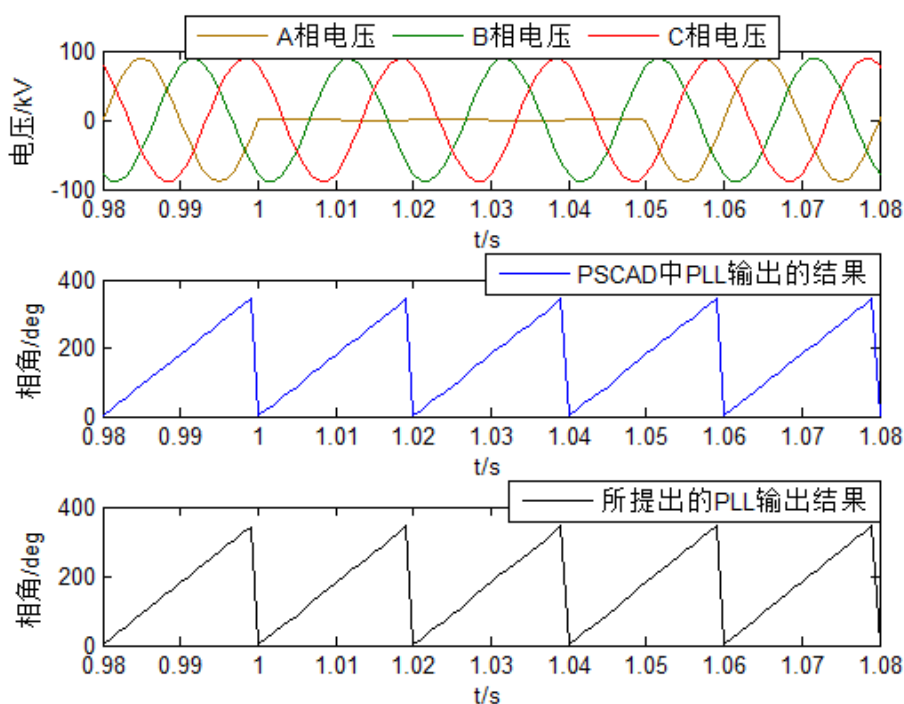


图 6-25 PLL 输出结果对比 (非对称故障)

Fig.6-25 Comparison of PLL output (asymmetric fault)

### 3) 离散傅里叶变换 DFT

首先, 测试在无其他信号干扰情况下 PSCAD 中 DFT 和所提出 DFT 模块的输出结果。DFT 模块的程序流程图及算法见附录 A。

被测主信号选择 PI 测试中使用的标准正弦信号, 如式 (6-5) 所示。主信号频率为  $50\text{Hz}$ , 幅值在  $t=0\sim 0.5\text{s}$  内为  $3$ , 在  $t=0.5\sim 1\text{s}$  内为  $10$ , 在  $t=1\sim 1.5\text{s}$  内为  $2$ 。图 6-26 给出了两个 DFT 函数输出的结果对比。可以看出, 不论是稳态输出还是动态变化过程, 所

提出的 DFT 函数的输出与 PSCAD 中 DFT 模块的输出完全一致。因此在无干扰情况下，本文所提出的 DFT 函数与 PSCAD 中 DFT 模块完全等效。

其次，对比在低频噪声影响下，对比所提出的 DFT 模块输出与 PSCAD 中 DFT 模块的输出。主频信号依旧为 50Hz 的标准正弦信号，幅值变化如图 6-26 所示。加入的低频噪声为正弦信号且带宽为 1~49Hz，步长为 1Hz，每个频率下信号幅值为 0.01。图 6-27 给出了两个 DFT 函数输出的结果。

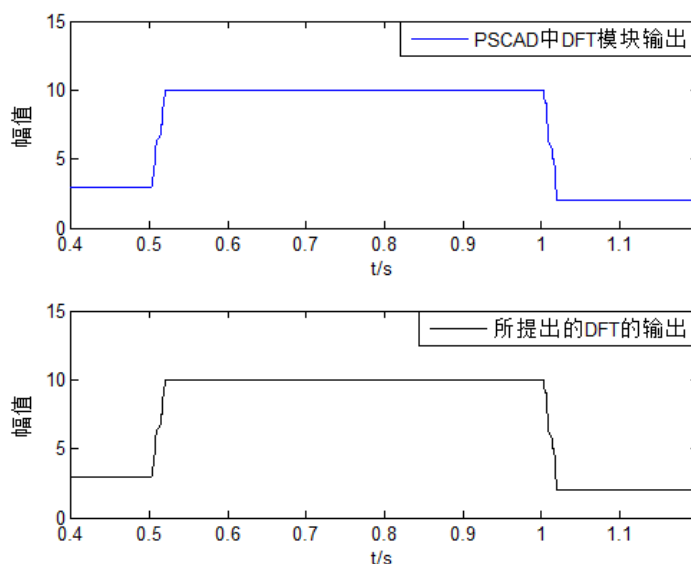


图 6-26 DFT 输出结果对比（无信号干扰）

Fig.6-26 Comparison of DFT output (no noises)

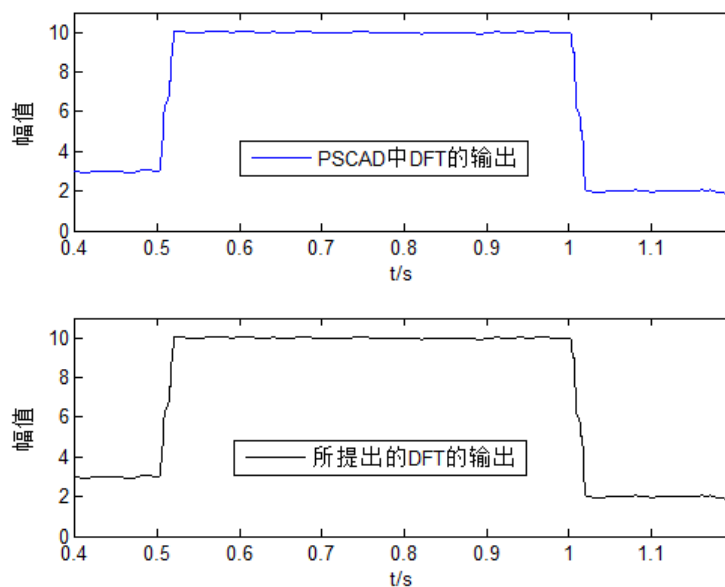


图 6-27 DFT 输出结果对比（低频信号干扰）

Fig.6-27 Comparison of DFT output (low frequency noises)

图 6-27 给出了在低频噪声干扰的情况下，PSCAD 中 DFT 的输出和所提出的 DFT 的输出的对比结果。两个 DFT 模块虽然都较准确地给出了主要被测信号的幅值，但是对比图 6-26 后可以发现，图 6-27 中 DFT 输出的幅值包含小幅度的波动。这是由于输入

DFT 信号中包含低频信号干扰分量。从图 6-27 可以看出, 加入低频噪声后, 所提出的 DFT 函数的输出结果依旧与 PSCAD 中 DFT 函数输出结果保持一致。

最后验证高频信号干扰下, 所提出的 DFT 函数的输出结果是否与 PSCAD 中 DFT 函数输出结果保持一致。主要被测信号依旧选用标准正弦信号, 频率为 50Hz, 幅值变化依旧遵循图 6-26。噪声信号为正弦信号且频率为 1000~2000Hz, 频率步长 10Hz, 每个频率点上信号幅值为 0.01。图 6-28 给出了高频信号干扰下两个 DFT 函数输出结果对比图。可以看出, 两个 DFT 模块依旧可以较为准确地输出主要被测信号的幅值。对比图 6-27 可以看出, 高频信号对主要被测信号幅值的影响要明显小于低频信号对主要被测信号幅值的影响。图 6-28 可以看出, 加入高频信号后, 所提出的 DFT 函数的输出依旧与 PSCAD 中 DFT 的输出保持一致。

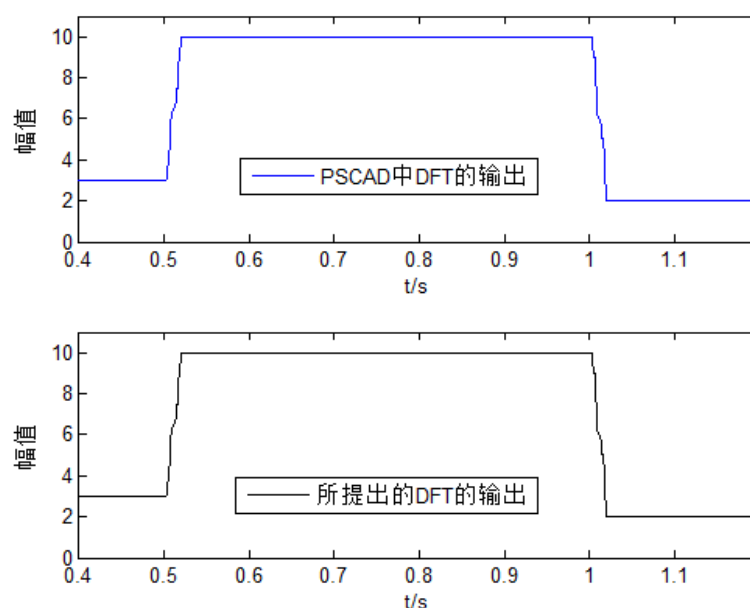


图 6-28 DFT 输出结果对比 (高频信号干扰)

Fig.6-28 Comparison of DFT output (high frequency noises)

#### 4) 误差分析

图 6-22 对比了 PSCAD 中 PI 控制器输出与所提出的 PI 函数输出, 图 6-24 和图 6-25 对比了对称和非对称故障下, PSCAD 中 PLL 输出与所提出 PLL 函数的输出, 图 6-27 至图 6-28 对比了无干扰、低频信号干扰和高频信号干扰下, PSCAD 中 DFT 输出与所提出 DFT 输出。表 6-1 给出了以上这些图中最大误差值的统计。例如, 图 6-22 中, 每个时刻 PSCAD 中 PI 的输出值减去所提出 PI 的输出值为该时刻的误差值, 全部时刻点上的误差值取绝对值后再取最大值则为图 6-22 中两个 PI 控制函数输出误差值, 其他图的误差值计算依次类推。

根据表 6-1 给出的数据可以看出, 各类工况下, PSCAD 中元件的输出结果与所提出控制函数的输出结果误差极小, 几乎可以忽略。由此可以得出结论, 本文所提出的等效控制子函数在精度上完全可以替代 PSCAD 元件库中的函数。这些等效子函数不仅在

PSCAD 中建模应用方便，更是能为基于 DPS 和 FPGA 的数字化离散采样控制器提供控制算法依据。

表 6-1 等效控制函数的误差统计

Table 6-1 Output error of each equivalent control function

工况	PI 对比	PLL 对比 (对称故障)	PLL 对比 (非对称故障)	DFT 对比 (无信号干扰)	DFT 对比 (低频信号干扰)	DFT 对比 (高频信号干扰)
误差 值	$1.92 \times 10^{-8}$	$4.17 \times 10^{-8}$	$2.84 \times 10^{-7}$	0.00	$6.18 \times 10^{-8}$	$5.27 \times 10^{-9}$

### 6.5.2 换流器动态特性验证

#### 1) 测试系统

由于采用 PSCAD 原有元件建立的控制器的建模过程十分复杂繁琐，较难建立高电平的模块化多电平换流器的控制器。因此，本节测试只能对比较低电平的模块化多电平换流器的控制器动态控制效果。本节测试采用的模型为图 4-5 所示的 11 电平双端 MMC-HVDC 系统。图 4-5 中，MMC<sub>1</sub> 采用有功-无功功率控制， $P_1=10\text{MW}$ ， $Q_1=3\text{Mvar}$ ；MMC<sub>2</sub> 采用直流电压-无功功率控制， $U_{dc}=20\text{kV}$ ， $Q_2=5\text{Mvar}$ 。其他一次侧参数已经在 4.5.1 节中介绍过，这里不再赘述。基于 PSCAD 原有控制元件的控制器和本文所提出的封装控制器共用一套控制参数，见表 6-2 和表 6-3。

表 6-2 MMC<sub>1</sub> 控制参数

Table 6-2 Control parameters of MMC<sub>1</sub>

参数	数值	参数	数值	参数	数值
$K_{p1}$	5	$K_{p4}$	-5	$K_{p7}$	0.01
$T_1$	0.01s	$T_4$	0.01s	$T_7$	0.05s
$K_{p2}$	5	$K_{p5}$	10	$K_{p8}$	-0.01
$T_2$	0.01s	$T_5$	0.01s	$T_8$	0.05s
$K_{p3}$	5	$K_{p6}$	10	$K_{ba}$	0.8
$T_3$	0.01s	$T_6$	0.01s		

表 6-3 MMC<sub>2</sub> 控制参数

Table 6-3 Control parameters of MMC<sub>2</sub>

参数	数值	参数	数值	参数	数值
$K_{p1}$	5	$K_{p4}$	-5	$K_{p7}$	0.01
$T_1$	0.1s	$T_4$	0.002s	$T_7$	0.001s
$K_{p2}$	5	$K_{p5}$	8	$K_{p8}$	-0.02
$T_2$	0.01s	$T_5$	0.02s	$T_8$	0.012s
$K_{p3}$	5	$K_{p6}$	5	$K_{ba}$	0.8
$T_3$	0.002s	$T_6$	0.14s		

表 6-2 和表 6-3 中的参数意义为： $K_{p1} \sim K_{p4}$  和  $T_1 \sim T_4$  为正序  $dq$  轴电流控制器中的 PI 参数，见图 6-3。 $K_{p5} \sim K_{p6}$  和  $T_5 \sim T_6$  为负序  $dq$  轴电流控制器中的 PI 参数，见图 6-4。 $K_{p7} \sim K_{p8}$  和  $T_7 \sim T_8$  为环流抑制控制器中的 PI 参数，见图 6-11。 $K_{ba}$  为子模块均压控制器增益，见图 6-13。

## 2) 控制指令阶跃测试

首先测试有功功率阶跃。MMC<sub>1</sub> 的有功功率指令值在  $t=5s$  时从 10MW 变为 8MW。图 6-29 对比了采用基于 PSCAD 元件库的控制器和采用本文提出的封装控制器时，MMC<sub>1</sub> 的有功功率和无功功率变化过程，测试对象为 MMC<sub>1</sub>。

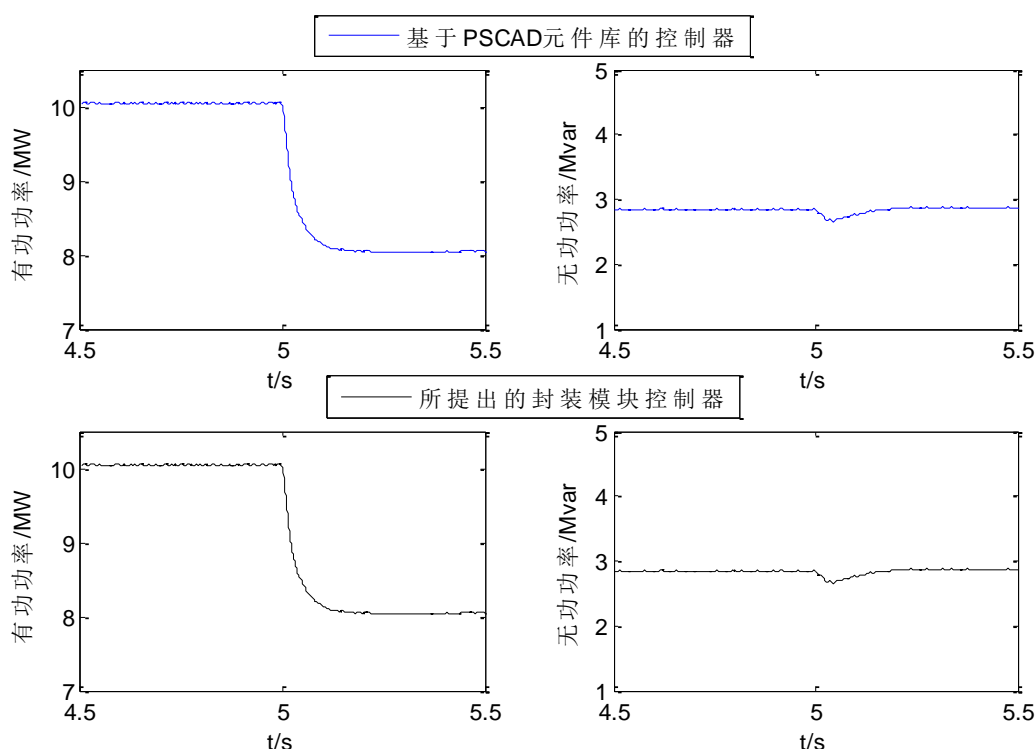


图 6-29 有功功率阶跃测试

Fig.6-29 Active power change test

从图 6-29 给出的动态效果对比图可以看出，所提出的封装模块控制器可以在有功功率指令阶跃时，达到和基于 PSCAD 元件库的控制器一样的控制效果，有功功率变化过程一致。当  $d$  轴控制变量发生变化时， $q$  轴变量在暂态下出现小幅波动。图 6-29 展示出当有功功率阶跃时，不论是采用基于 PSCAD 元件库的控制器还是采用封装模块控制器的 MMC，其无功功率暂态变化过程一致。因此可以说明，封装控制模块控制器在功率阶跃时达到了与基于 PSCAD 元件库的控制器相同的控制效果。

由于无功功率控制与有功功率控制机理类似，这里不再讨论。直流电压控制的外环控制器与功率控制的外环控制器具有不同控制框图，因此接下来讨论直流电压阶跃时采用两种建模方式的控制器是否具有相同的控制效果。图 6-30 对比了 MMC<sub>2</sub> 直流电压从 20kV 阶跃至 18kV 时，采用两种建模方式的控制器对换流器动态变化过程的影响。

在图 6-30 中，测试对象为 MMC<sub>2</sub>。当直流电压指令值在  $t=5s$  时发生改变时，不论

是采用 PSCAD 元件库的控制器还是采用所提出的封装模块控制器，都可以完成控制指令的要求，且受控直流电压动态变化过程一致。直流电压的变化也对无功功率产生一定的暂态波动量，这与图 6-29 中的情况相似。图 6-30 可以看出无功功率在基于不同建模方式的控制器的控制下具有相同的动态变化过程。因此，图 6-30 说明所提出的封装控制模块的控制器可以较好地替代基于 PSCAD 的元件库的控制器。

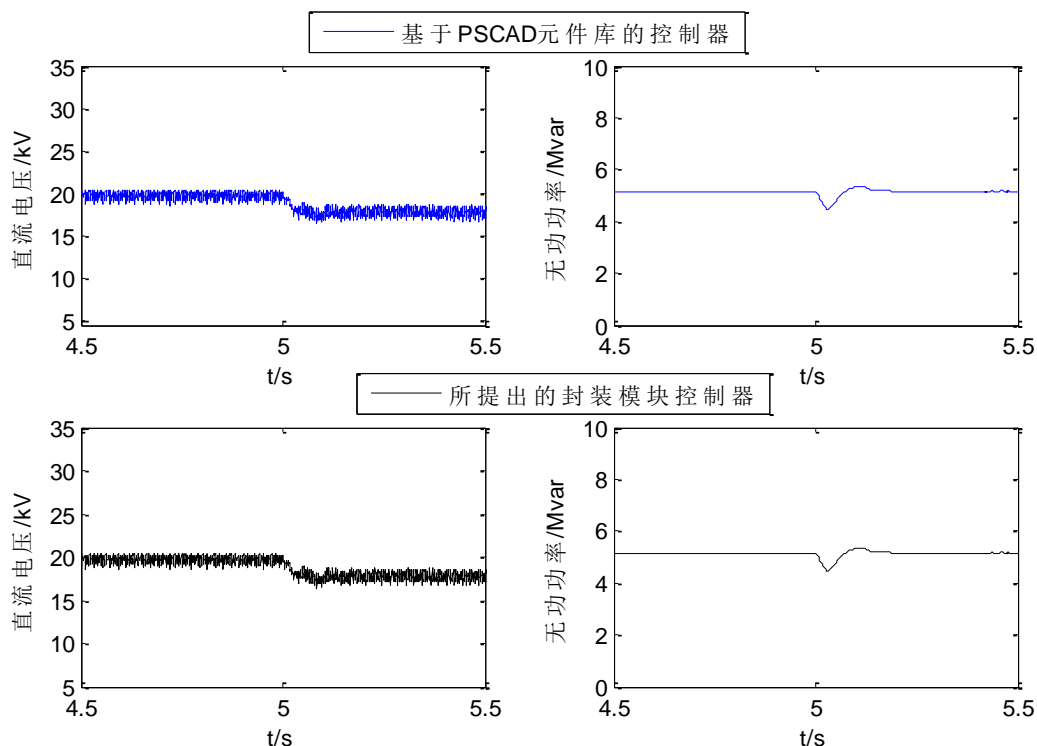


图 6-30 直流电压阶跃测试

Fig.6-30 DC voltage change test

图 6-29 和图 6-30 中，采用基于不同建模方式的控制器所得到的功率和直流电压误差统计见表 6-3。与表 6-1 类似，表 6-3 所统计的误差为每个时刻采用不同控制器的功率或电压误差绝对值的最大值。从表 6-3 中可以看出，在阶跃变化时，功率和电压的变化过程在采用不同建模方式的控制器时，产生的误差值是极小的。因此，所提出的封装控制模块控制器可以很高精度的替换基于 PSCAD 元件库的控制器。

表 6-3 阶跃变化的误差统计

Table 6-3 Errors in the tests

工况	有功功率阶跃		直流电压阶跃	
	有功功率	无功功率	直流电压	无功功率
误差值	$2.46 \times 10^{-9}$	$7.20 \times 10^{-8}$	$4.82 \times 10^{-8}$	$2.73 \times 10^{-8}$

### 3) 暂态故障测试

本节测试在较大扰动的情况下，封装控制器的控制效果是否跟基于 PSCAD 元件库的控制器的控制效果相同。测试所选择的故障为 MMC<sub>1</sub> 侧交流母线 A 相短路接地故障，

发生在  $t=4\text{s}$ ，持续时间  $0.05\text{s}$  后被清除。

图 6-31 给出了暂态故障后， $\text{MMC}_1$  的有功功率、无功功率、直流电压和直流电流在采用基于不同建模方法的控制器时的变化过程。

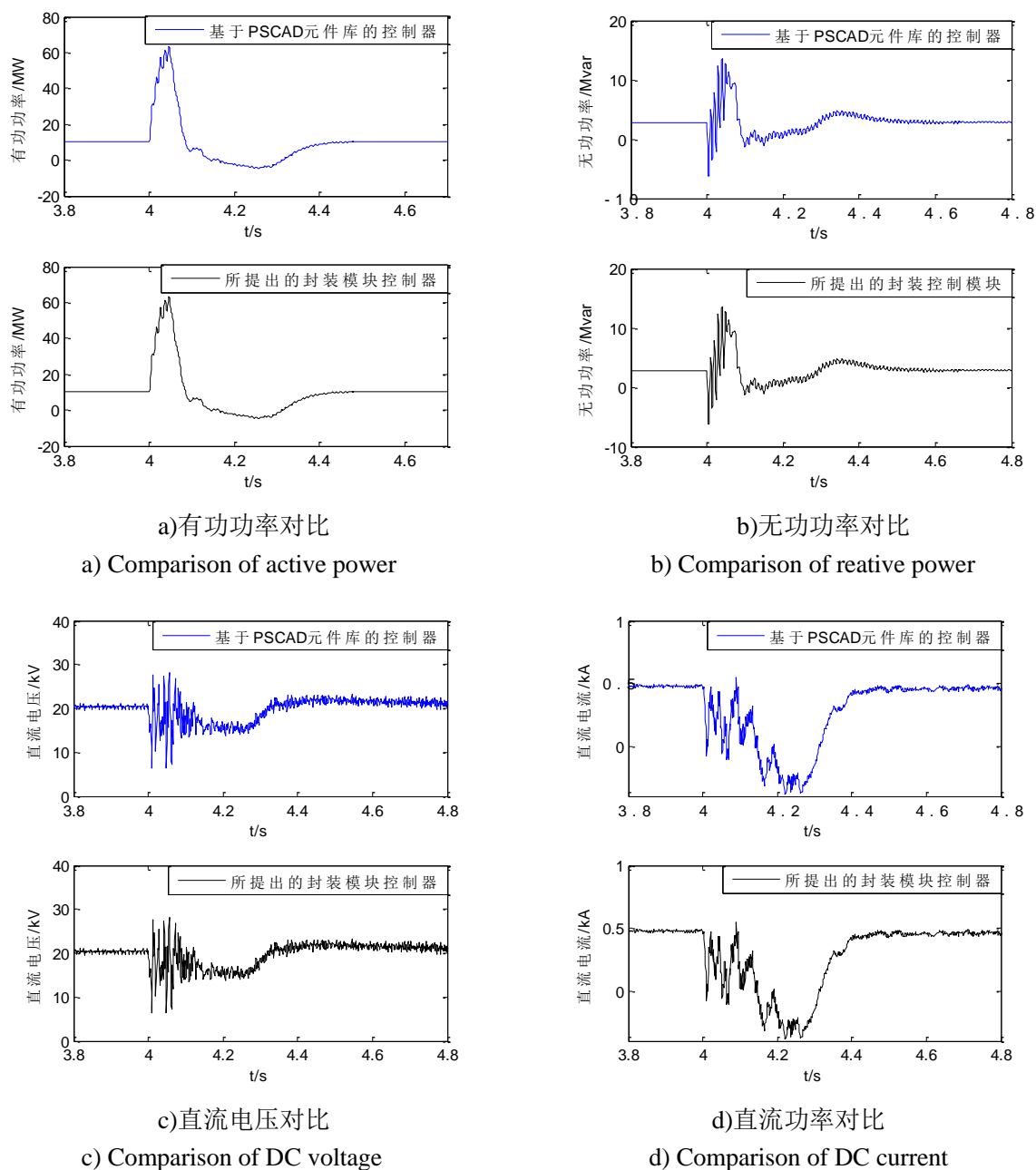


图 6-31 暂态故障测试

Fig.6-31 Transient fault tests

图 6-31 a)对比了暂态故障后， $\text{MMC}_1$  有功功率在采用不同控制器时的变化过程。可以看出，采用所提出的封装模块控制器时，有功功率的变化过程与采用基于 PSCAD 元件库的控制器时有功功率变化过程一致。

图 6-31 b)对比了  $\text{MMC}_1$  无功功率在暂态故障后，采用不同类型控制器时的变化过程。于图 6-31 a)中有功功率一样，无功功率在两种控制器的控制器下，变化过程一致。

图 6-31 c)对比了 MMC<sub>1</sub> 直流电压在暂态过程中的变化过程。从图中可以看出, 直流电压在暂态和恢复新稳态的过程中, 并没有因为采用不同建模方式的控制器而发生不一样的变化趋势。

图 6-31 d)给出了暂态后 MMC<sub>1</sub> 直流电流的调整与变化过程。采用不同建模方法的控制器没有导致不一样的暂态变化结果。表 6-4 列举了图 6-31 中 4 组对比图的最大误差, 可以看出各项误差值均极小, 所提出的封装模块控制器在精度上完全达到了可替代基于 PSCAD 元件库的控制器水平。

表 6-4 暂态故障的误差统计

Table 6-4 Errors in transient tests

对比项目	有功功率	无功功率	直流电压	直流电流
误差值	$4.23 \times 10^{-8}$	$2.88 \times 10^{-8}$	$7.01 \times 10^{-8}$	$6.61 \times 10^{-8}$

## 6.6 小结

本章介绍了一种基于封装模块的 MMC 控制系统建模方式, 可以极大地简化建模过程, 适用于较大规模的 MMC-HVDC 系统仿真。封装模块利用基于离散时域算法的等效控制子函数代替原有控制元件, 实现了:

1) 无需大量的控制元件复制工作: 对等效子函数的重复调用即可实现对原有控制元件的复制工作。

2) 无需大量的信号维数处理工作: 封装控制模块具备与一次系统对接的多维信号接口, 因此无需任何信号维数转换的工作, 极大简化了系统建模过程。

3) 加密核心算法: 利用外部 Fortran 编写的等效子函数可以形成 “.obj” 文件来代替源代码文件, 因此可以对核心算法进行加密。

利用本章提出的 MMC 控制系统建模方法, 可以实现多类控制方式下的大规模 MMC-HVDC 仿真, 为未来关于包含柔性直流电网的大规模交直流混合系统的分析和研究提供仿真与验证的平台。

## 第 7 章 结论与展望

### 7.1 本文结论

本文提出了一种新型直流电压下垂控制,可在无需站间通讯的情况下自律性地实现直流电网与其接入的交流系统间的瞬时交换功率平衡,从而稳定直流电压。所提出的下垂策略将换流站分组,并为每一个换流站分组设计独有的电压裕度和死区以区分各换流站分组参与协调控制的优先等级。这样,所设计的电压裕度和死区就不再受直流电网内换流站个数变化的影响,极大提高了下垂控制的适用性和可靠性。当系统从暂态过程过渡至新稳态运行点后,参与协调控制优先等级低的换流站恢复原始功率运行点,保证了其运行的经济性。所提出的改进的功率-电压特性曲线可以使新稳态点的直流电压更接近原始运行点的直流电压。电压裕度和死区的选择可以有效降低系统各电气量在暂态中的过调量和调整时间,并使新稳态运行点时的直流电压更接近原始稳态运行点的电压。

本文还提出了附加直流电压控制策略和可实现 MMC 同期并网的平滑启动策略,并讨论了这两个策略与下垂控制的配合运行方式,增加了所提出下垂控制策略的兼容性。附加直流电压控制根据换流站现有运行点的调制比动态调节直流电压,使得换流站的调制比始终处于合适的调制比区间内,其物理意义则是换流站功率运行点始终处于其功率圆内的合适位置。当调制比超出合适的调制比区间时,可能使得换流站输出电压波形丢失电平或产生不稳定运行点。当下垂控制为系统寻找到新的稳态运行点后,附加直流电压控制可以帮助系统改善该运行点上的各换流站调制比。MMC 启动策略设计了幅值-相角控制器和控制器平滑切换过程,解决了:1) 建压阶段子模块电容电压不平衡问题,2) 同期并网问题和 3) 控制器切换过程中的各电气量较大冲击问题。当系统经过启动策略到达稳态后,各电气量均运行于下垂控制所设计的电压裕度内,此时启动控制和下垂控制的各控制目标参考值均相同,系统调度控制可直接将启动控制切换至下垂控制并结束启动过程。

最后,本文介绍了基于 EMTDC 的大规模直流电网控制系统仿真平台。利用基于等效控制子函数和多维信号接口设计的自定义封装模块解决了 MMC 控制系统建模中的:1) 大量复制控制元件问题和 2) 大量控制信号维数转换问题。因此,MMC 控制系统建模的工作量和复杂度大幅度降低,这使得大规模柔性直流电网与交流系统的混合仿真更为简便可行。

根据本文所做工作,现将结论归纳如下:

1) 所提出的新型直流电压下垂控制可以避免已设计的电压裕度和死区受直流系统内换流站个数变化的影响。暂态下,接入强交流系统的换流站多分担功率变化量;新稳态时,接入弱交流系统的换流站回归原始功率运行点。这样,在保证暂态良好动态特

性的同时，减少了协调控制对弱交流系统的影响。

2) 采用所提出的电压死区优化方法得到的电压死区优化结果可在暂态下减少系统各电气量的过调量和调整时间。并得到较接近于原始稳态运行点直流电压的新稳态运行点直流电压。

3) 附加直流电压控制策略可使换流站调制比保持在合适区间内。当换流站调制比小于最小调制比时，换流站输出电压波形会损失电平数；当调制比大于 1 时，会引入不稳定运行点。

4) 平滑启动策略利用幅值-相角控制器可以在建压阶段实现子模块电容电压的充电电压平衡，在并网阶段实现同期网过程。利用缓冲函数可以实现不同 SPWM 型控制器的平滑切换过程。

5) 利用基于等效子函数和多维信号接口的封装控制模块可以减少柔直控制系统建模中大量控制元件复制和信号维数转换的工作，极大简化 MMC 控制系统建模工作量和复杂度。适用于大规模柔性直流电网研究的仿真与验证。

## 7.2 课题未来展望

基于柔性直流输电技术灵活的控制和我国能源系统对新能源电源的重视，未来可容纳大量新能源电源和储能设备的大规模直流电网将会应用于实际工程以落实低碳环保的绿色能源概念。因此，未来对直流电网协调控制的研究应包括但不限于以下内容：

### 1) 包含 LCC 和 VSC 的混合直流电网系统的协调控制

由于 LCC 换流器与 VSC 换流器的控制方式和运行特性不同，在设计协调控制时需要考虑 LCC 有功功率变化时无功功率支撑问题。

### 2) 直流电网与交流系统的动态交互影响

本文主要以直流电网的动态特性为优先考量，未来还需考虑更深层次的交直流系统交互动态影响。例如，交流网架改变致使 SCR 变化时的协调控制策略。

### 3) 考虑大规模离岸风机群或光伏发电特性的协调控制及其参数优化

由于新能源电网具备较强的波动性，因此在设计协调控制策略时，需要考虑其实际运行情况而进行分组和电压死区优化。

### 4) 考虑直流电网最优潮流分布的协调控制及其参数优化

直流电网内部可以含有 DC/DC 变压器，该器件可以在直流电网内部对潮流分配产生影响。因此在设计协调控制时需要考虑不同潮流分布对协调控制动态特性的影响。

## 参考文献

- [1] 梁旭明, 张平, 常勇. 高压直流输电技术现状及发展前景[J]. 电网技术, 2012, 36(4): 1-9
- [2] A. Bidadfar, H. P. Nee, L. D. Zhang, et al. Power system stability analysis using feedback control system modeling including HVDC transmission links[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(1): 116-124
- [3] F. Kong, Z. G. Hao, S. Zhang, et al. Development of a novel protection device for bipolar HVDC transmission lines[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2270-2278
- [4] 郭龙, 刘崇茹, 贡飞龙, 等.  $\pm 1100\text{kV}$ 直流系统分层接入方式下的功率协调控制[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(11): 24-30
- [5] 郑超, 盛灿辉, 林俊杰, 等. 特高压直流输电系统动态响应对受端交流电网故障恢复特性的影响[J]. 高电压技术, 2013, 39(3): 555-561
- [6] 李国栋, 严宇, 皮俊波, 等. 高岭背靠背直流系统过流保护动作案例分析[J]. 电力系统及其自动化, 2012, 36(23): 126-129
- [7] R. E. Torres-olguin, M. Molinas, T. Undeland. Offshore wind farm grid integration by VSC technology with LCC-based HVDC Transmission[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2012, 3(4): 899-907
- [8] 唐庚, 徐政, 薛英林. LCC-MMC混合高压直流输电系统[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 301-311
- [9] 杨光亮, 邵能灵, 郑晓东, 等.  $\pm 800\text{kV}$ 特高压直流输电控制保护系统分析[J]. 高电压技术, 2012, 38(12): 3277-3283
- [10] 陈修宇, 韩民晓, 刘崇茹, 等. 含整流站接入的多馈入直流系统强度评估[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(1): 101-108
- [11] 汪隆军, 王钢, 李海锋, 等. 交流系统故障诱发多直流馈入系统换相失败风险评估[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(3): 9-14
- [12] 王钢, 李志铿, 黄敏, 等. HVDC输电系统换相失败的故障合闸角影响机理[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(4): 49-55
- [13] C. Y. Guo, C. H. Li, C. Y. Zhao, et al. An evolutionary line commutated converter integrated with thyristor based full-bridge module to mitigate the commutation failure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, published in advance
- [14] 许烽, 宣晓华, 黄晓明, 等. LCC-FMMC型混合直流输电系统的潮流反转控制策略[J]. 江苏电机工程, 2015, 34(6): 51-55

- [15]李庚银, 吕鹏飞, 李广凯, 等. 轻型高压直流输电技术的发展与展望[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(4): 77-81
- [16]G. P. Adam, K. H. Ahmed, S. J. Finney, et al. New breed of network fault-tolerant voltage-source-converter HVDC transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013, 28(1): 335-346
- [17]G. Kalcon, G. P. Adam, O. Anaya-Lara, et al. Analytical efficiency evaluation of two and three level VSC-HVDC transmission links[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2013, 44: 206-213
- [18]汤广福, 贺之渊, 滕乐天, 等. 电压源换流器高压直流输电技术最新研究进展[J]. 电网技术, 2008, 32(22): 39-45
- [19]H. Li, C. R. Liu, G. Y. Li, et al. Design of defined controller for modular multilevel converter based on CPS-SPWM in PSCAD[C]. IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2015: 1-5
- [20]C. R. Liu, X. H. Lin, H. F. Li, et al. Sub-module component developed in CBuilder for MMC control and protection test in RTDS[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014, 56: 198-208
- [21]李海峰, 刘崇茹, 李庚银, 等. 模块化多电平换流器附加直流电压控制策略设计[J]. 电网技术, 2015, 39(7): 1779-1785
- [22]H. F. Li, C. R. Liu, G. Y. Li, et al. A start strategy for synchronized connections of MMCs to an AC system[J]. International Journal of Electric Power and Energy Systems, 2015, 69: 380-390
- [23]宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. 基于微分平坦理论的模块化多电平换流器控制器设计[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3475-3481
- [24]R. Marquardt. Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern: German, DE10103031A1[P]. 2001
- [25]王珊珊, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平HVDC输电系统子模块电容值的选取和计算[J]. 电网技术, 2011, 35(1): 26-32
- [26]涂小刚, 李海峰, 刘崇茹, 等. 模块化多电平换流器调制策略对比[J]. 中国电力, 2014, 47(2): 48-57
- [27]王珊珊, 周孝信, 汤广福, 等. 交流电网强度对模块化多电平换流器HVDC运行特性的影响[J]. 电网技术, 2011, 35(2): 17-24
- [28]许建中, 赵成勇. 模块化多电平换流器电容电压优化平衡控制算法[J]. 电网技术, 2012, 36(6): 256-261
- [29]V. Akhmatov, M. Callavik, C. M. Franck, et al. Technical guidelines and prestandardization work for first HVDC grids[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(1): 327-335

- [30]S. Liu, Z. Xu, W. Hua, et al. Electromechanical transient modeling of modular multilevel converter based multi-terminal HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2014, 29(1): 72-83
- [31]J. Z. Xu, A. M. Gole, C. Y. Zhao. The use of average-value model of modular multilevel converter in DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 519-528
- [32]Cigre Working Group B4-57. Guide for the development of models for HVDC converters in a HVDC grid[Z]. 2014, Rep. TB604
- [33]B. Geebelen, W. Leterme, D. V. Hertem. Analysis of DC breaker requirements for different HVDC grid protection schemes[C]. IET International Conference on AC and DC Power Transmission, 2015: 1-7
- [34]W. Y. Wang, M. Barnes, O. Marjanovic, et al. Impact of DC breaker systems on multi-terminal VSC-HVDC stability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2): 769-779
- [35]R. Zeng, L. Xu, L. Z. Yao, 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
- [36]丁云芝, 苏建徽, 周建. 基于钳位双子模块的MMC故障清除和重启能力分析[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(1): 97-103
- [37]T. M. Haileselassie, K. Uhlen. Power system security in a meshed north sea HVDC grid[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(4): 978-990
- [38]J. Fu, Z. C. Yuan, Y. Z. Wang, et al. Control strategy of system coordination in Nanao multi-terminal VSC-HVDC project for wind integration[C]. IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2014:1-5
- [39]C. Y. Li, X. B. Hu, J. L. Guo, et al. The DC grid reliability and cost evaluation with Zhoushan five-terminal HVDC case study[C]. International Universities Power Engineering Conference, 2015: 1-6
- [40]熊凌飞, 韩民晓. 基于组合方式的多端柔性直流输电系统控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(6): 1586-1592
- [41]T. K. Vrana, J. Beerten, R. Belmans, et al. A classification of DC node voltage control methods for HVDC grids[J]. Electric Power System Research, 2013, 103: 137-144
- [42]韩民晓, 熊凌飞, 丁辉. 利用电压倾斜控制的VSC-MTDC稳定性分析[J]. 电网技术, 2015, 39(7): 1808-1813
- [43]J. Beerten, R. Belmans. Modeling and control of multi-terminal VSC-HVDC systems[J]. Energy Procedia, 2012, 24: 123-130
- [44]Q. R. Tu, Z. Xu. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular

- multilevel converter[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2011, 26(1): 298-306
- [45]周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 交流系统不对称时模块化多电平换流器的控制[J]. *电网技术*, 2013, 37(3): 622-628
- [46]李笑倩, 宋强, 刘文华, 等. 采用载波相移调制的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(9): 49-56
- [47]管敏渊, 徐政. MMC型VSC-HVDC系统电容电压的优化平衡控制[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(12): 9-14
- [48]管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. *电力系统自动化*, 2010, 34(2): 48-52
- [49]M. Hagiwara, H. Akagi. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(7): 1737-1746
- [50]M. Saeedifard, R. Iravani. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2010, 25(4): 2903-2912
- [51]J. Beerten, R. Belmans. VSC-MTDC systems with a distributed DC voltage control-a power flow approach[C]. *Proceedings of IEEE PowerTech*, 2011: 1-6
- [52]仇雪娜, 赵成勇, 庞辉, 等. 基于MMC的多端直流输电系统直流侧故障控制保护策略[J]. *电力系统自动化*, 2013, 37(15): 140-145
- [53]R. E. Torres-Olguin, A. R. Ardal, H. Stoylen, et al. Experimental verification of a droop control for grid integration of offshore wind farms using multi-terminal HVDC[J]. *Energy Procedia*, 2014, 53: 104-113
- [54]C. Dierckxsens, K. Srivastava, M. Reza, and et al. A distributed DC voltage control method for VSC-MTDC systems[J]. *Electric Power Systems Research*, 2012, 82: 54-58
- [55]T. K. Vrana, L. Zeni, O. B. Fosso. Dynamic active power control with improved undead-band droop for HVDC system[C]. *IET International Conference on AC and DC Power Transmission*, 2012: 1-6
- [56]张哲任, 徐政, 薛英林, 等. 多端MMC-HVDC系统共用接地点的研究[J]. *高电压技术*, 2013, 39(11): 2783-2790
- [57]刘亚磊, 李兴源, 曾琦, 等. 多端多电平柔性直流系统在海上风电场中的应用[J]. *电力系统保护与控制*, 2013, 41(21): 9-14
- [58]J. Beerten, R. Belmans. Analysis of power sharing and voltage deviations in droop-controlled DC grids[J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2013, 28(4): 4588-4597
- [59]H. Saad, T. Ould-Bachir, J. Mahseredjian, et al. Real-time simulation of MMCs using CPU and FPGA[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(1): 259-268
- [60]阎发友, 汤广福, 贺之渊, 等. 基于MMC的多端柔性直流输电系统改进下垂控制策

- 略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 397-404
- [61] E. Prieto-Araujo, F. D. Bianchi, A. Junyent-Ferre, et al. Methodology for droop control dynamic analysis of multi-terminal VSC-HVDC grids for offshore wind farms[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(4): 2476-2485
- [62] T. Athay, R. Podmore, S. Virmani. A practical method for the direct analysis of transient stability[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1979, 98(2): 573-584
- [63] F. B. Ajaei, R. Iravani. Dynamic interactions of the MMC-HVDC grid and its host AC system due to AC-side disturbance[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1289-1298
- [64] 许建中, 赵成勇, 刘文静. 超大规模MMC电磁暂态仿真提速模型[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(10): 114-121
- [65] 罗雨, 饶宏, 许树楷, 等. 级联多电平换流器的高效仿真模型[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(4): 1-7
- [66] 王鹏伍, 崔翔. 模块化多电平换流器的时域等效模型及其快速算法[J]. 电网技术, 2013, 37(8): 2180-2186
- [67] 田鹏飞, 刘崇茹, 洪国巍, 等. 模块化多电平换流器半实物仿真平台设计与实验验证[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(1): 122-128
- [68] H. F. Li, C. R. Liu, G. Y. Li, et al. An enhanced DC voltage droop-control for the VSC-HVDC grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(2): 1520-1527
- [69] R. Preece, J. V. Milanovic, A. M. Almutairi, et al. Damping of inter-area oscillations in mixed AC/DC networks using WAMS based supplementary controller[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013, 28(2): 1160-1169
- [70] R. Preece, J. V. Milanovic, A. M. Almutairi, et al. Probabilistic evaluation of damping controller in networks with multiple VSC-HVDC lines[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013, 28(1): 367-376
- [71] L. Shen, M. Barnes, R. Preece, et al. The effect of VSC HVDC control on AC system electromechanical oscillations and DC system dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, published in advance
- [72] D. Rai, S. O. Faried, G. Ramakrishna, et al. Damping inter-area oscillations using phase imbalanced series compensation schemes[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2011, 26(3): 1753-1761
- [73] C. Y. Guo, C. Y. Zhao. A new technology for HVDC start-up and operation using VSC-HVDC system[C]. IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2009: 1-5
- [74] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器型直流输电系统的起停控制[J]. 电网技术, 2012, 36(3): 204-209

- [75]李探, 赵成勇, 王朝亮, 等. 用于电网黑启动的 MMC-HVDC 系统换流站启动策略[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(9): 117-122
- [76]任涛, 张杰, 唐剑钊, 等. MMC-HVDC 模块电容器预充电策略及仿真分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 25(5): 144-148
- [77]A. Das, H. Nademi, L. Norum. A method for charging and discharging capacitors in modular multilevel converter[C]. In IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011: 1058-1062
- [78]K. Y. Shi, F. F. Shen, D. Lv, et al. A novel start-up scheme for modular multilevel converter[C]. Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE), 2012: 4180-4187
- [79]EMTDC User's Guide. Manitoba Research Centre. Winnipeg, MB, Canada
- [80]F. B. Ajaei. Non-pilot protection of the HVDC grid[D]. Ph. D. Thesis, 2016, University of Toronto, Toronto, Ontario, Canada
- [81]U. N. Gnanarathna, A. M. Gole, R. P. Jayasinghe. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324
- [82]赵成勇, 刘涛, 郭春义, 等. 基于实时数字仿真器的模块化多电平换流器的建模[J]. 电网技术, 2011, 35(11): 85-90
- [83]J. Z. Xu, C. Y. Zhao, W. J. Liu, et al. Accelerated model of modular multilevel converters in PSCAD/EMTDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 129-136
- [84]H. Saad, J. Peralla, S. Denetiere, et al. Dynamic averaged and simplified models for MMC-based HVDC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1723-1730
- [85]S. P. Teeuwsen. Simplified dynamic model of a voltage-sourced converter with modular multilevel converter design[C]. Proceedings of IEEE Power Energy Society Power System Conference Exposition, 2009:1-6
- [86]D. C. Ludois, G. Venkataramanan. Simplified dynamics and control of modular multilevel converter based on a terminal behavioral model[C]. Proceedings of IEEE Energy Conversions Congress Exposition, 2012: 2520-2527
- [87]J. Peralta, H. Saad, S. Denetiere, et al. Detailed and averaged models for a 401-level MMC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1501-1508
- [88]J. Peralta, H. Saad, S. Denetiere, et al. Dynamic performance of averaged-value models for multi-terminal MMC-HVDC system[C]. Proceedings of IEEE Power Energy Society General Meeting, 2012: 1-8
- [89]Q. R. Tu, Z. Xu, J. Zhang. Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter[C]. IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010: 3198-3202

- [90]Z. X. Li, P. Wang, Z. F. Chu, et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4873-4879
- [91]M. Zhang, L. Huang, W. X. Yao, et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-SPWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (4): 2083-2097
- [92]K. Wang, Y. D. Li, Z. D. Zheng, et al. Voltage fluctuation suppression method of floating capacitors in a new modular multilevel converter[C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011: 2072-2078
- [93]F. J. Deng, Z. Chen. A control method for voltage balancing in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 66-76
- [94]G. Bergna, E. Berne, P. Egort, et al. An energy-based controller for HVDC modular multilevel converter in decoupled double synchronous reference frame for voltage oscillation reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2360-2371
- [95]M. Zygmanski, B. Grzesik, R. Nalepa. Capacitance and inductance selection of the modular multilevel converter[C]. Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, 2013: 1-10
- [96]赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波相移技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-55
- [97]PSCAD User's Guide. Manitoba Research Centre. Winnipeg, MB, Canada
- [98]M. Contrastin, A. Rice, M. Danish, et al. Units-of-measure correctness in Fortran programs[J]. Computing in Science & Engineering, 2016, 18(1): 102-107
- [99]D. Rouson, K. Morris, J. Xia. This isn't your parents' Fortran: managing C++ objects with modern Fortran[J]. Computing in Science & Engineering, 2012, 14(2): 46-54
- [100] C. Severance. The art of teaching computer science: Niklaus Wirth[J]. Computer, 2012, 45(7): 8-10
- [101] S. H. E. A. Aleem, A. F. Zobaa, M. M. A. Aziz. Optimal C-type passive filter based on minimization of the voltage harmonic distortion for nonlinear loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1):281-289
- [102] X. G. Liu, X. W. Wang, Z. L. Wang, et al. Electromagnetic optimization and preliminary mechanical analysis of the CFETR CS model Coil[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2016, 44(9): 1559-1563

- [103] H. Yi, F. Zhuo, F. Wang, et al. A digital hysteresis current controller for three-level neural-point-clamped inverter with mixed-levels and prediction-based sampling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3945-3975
- [104] R. Carballo, R. Nunez, V. H. Kurtz, et al. Design and implementation of a three-phase DC-AC converter for microgrids based on renewable energy sources[J]. IEEE Latin America Transactions, 2013, 11(1): 112-118
- [105] S. Kapat. Parameter-insensitive mixed-signal hysteresis-band current control for point-of-load converters with fixed frequency and robust stability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5760-5770
- [106] S. N. Vukosavic, L. S. Peric, E. Levi. A three-phase digital current controller with improved performance indices[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 184-193
- [107] M. Kumar, R. Gupta. Sampled-time-domain analysis of a digitally implemented current controlled inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 217-227
- [108] J. Z. Zhou, H. Ding, S. T. Fan, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296
- [109] M. Hagiwara, R. Maeda, H. Akagi. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(6): 1649-1658
- [110] 林周宏, 刘崇茹, 林雪华, 等. 基于载波相移调制的模块化多电平换流器冗余保护策略[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(20): 109-115
- [111] Z. X. Li, P. Wang, H. B. Zhu, et al. An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3472-81
- [112] 林周宏, 刘崇茹, 李海峰, 等. 模块化多电平换流器的子模块电容电压分层均压控制法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(7): 175-181
- [113] Y. B. Zhou, D. Z. Jiang, P. F. Hu, et al. A prototype of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3267-3278

## 附录 A

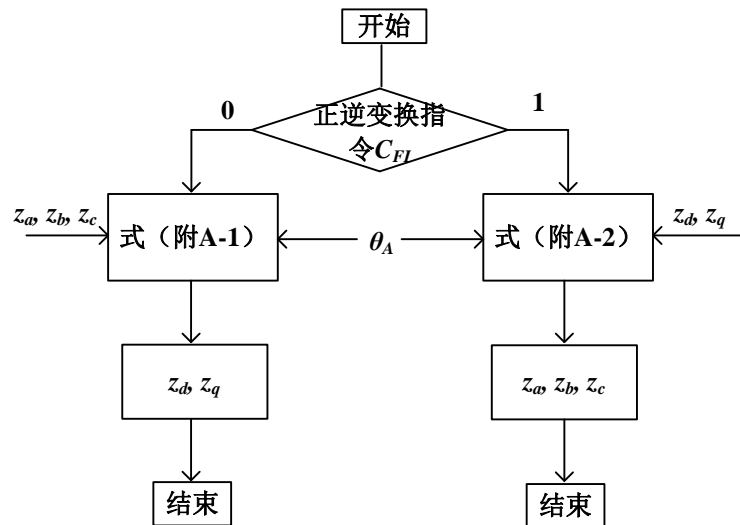
## 1) PARK 变换

PARK 正向变换, 即 abc 至 dq0 坐标下的变化如式 (附 A-1) 所示; PARK 逆向变换, 即 dq0 至 abc 的变换如式 (附 A-2 所示)。式中,  $\theta_A$  为三相交流电压的 A 相相角, 由 PLL 模块得到。

$$\begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_A & \sin(\theta_A - 120^\circ) & \sin(\theta_A + 120^\circ) \\ \cos \theta_A & \cos(\theta_A - 120^\circ) & \cos(\theta_A + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{附 A-1})$$

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_A & \cos \theta_A \\ \sin(\theta_A - 120^\circ) & \cos(\theta_A - 120^\circ) \\ \sin(\theta_A + 120^\circ) & \cos(\theta_A + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} \quad (\text{附 A-2})$$

PARK 变换的程序流程图见附图 A-1。  $C_{FI}$  表示正向或逆向 PARK 变换的控制指令, 其中  $C_{FI}=0$  表示正向 PARK 变换,  $C_{FI}=1$  表示逆向 PARK 变换。



附图 A-1 PARK 变换程序流程图

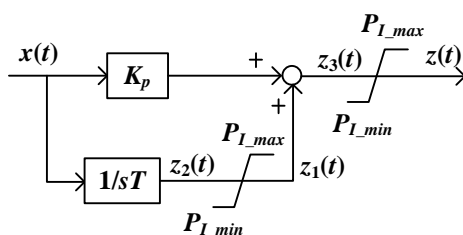
Fig.A-1 Flow chart of PARK transform

## 2) PI 控制器

PI 控制器的控制框图见附图 A-2, 其中  $P_{L_{max}}$  和  $P_{L_{min}}$  分别表示最大和最小限幅值。积分器的离散时域算法采用梯形积分, 因此 PI 控制函数推导过程如下。

$$z_2(t) = z_2(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2T} [x(t - \Delta t) + x(t)] \quad (\text{附 A-3})$$

式 (附 A-3) 中,  $\Delta t$  表示采样时间间隔。若积分器得到清零指令  $P_{LC}=0$ , 则该时刻  $z_2(t)=0$ 。在  $t=0$  时刻,  $x(t-\Delta t)=0$ ,  $z_2(t-\Delta t)=P_{L_{ini}}$ , 即 PI 积分初始值。



附图 A-2 PI 控制器控制框图

Fig.A-2 Control block of PI controller

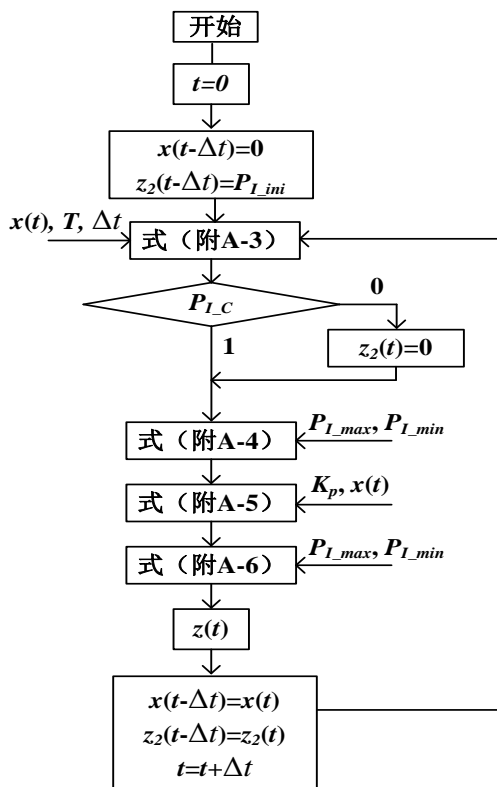
$$z_1(t) = \begin{cases} P_{I\_min} & z_2(t) \leq P_{I\_min} \\ z_2(t) & \min < z_2(t) < \max \\ P_{I\_max} & z_2(t) \geq P_{I\_max} \end{cases} \quad (\text{附 A-4})$$

$$z_3(t) = K_p \cdot x(t) + z_1(t) \quad (\text{附 A-5})$$

$$z(t) = \begin{cases} P_{I\_min} & z_3(t) \leq P_{I\_min} \\ z_3(t) & \min < z_3(t) < \max \\ P_{I\_max} & z_3(t) \geq P_{I\_max} \end{cases} \quad (\text{附 A-6})$$

结合式（附 A-3）至式（附 A-6），可以得出 PI 控制器的控制函数为

$$z(t) = f_{PI}[x(t), K_p, T, P_{I\_max}, P_{I\_min}, P_{I\_ini}, \Delta t, P_{I\_C}] \quad (\text{附 A-7})$$



附图 A-3 PI 控制器的程序流程图

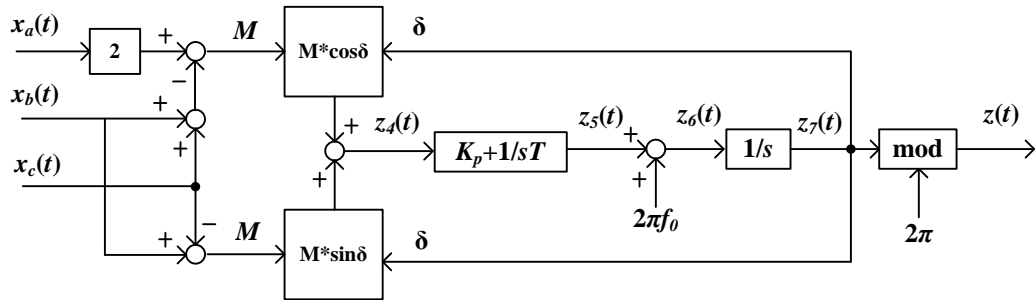
Fig.A-3 Flow chart of PI controller

由式(附 A-7)可知, PI 函数的  $P_{L\_max}$  和  $P_{L\_min}$  可以作为输入变量, 因此图 6-7 (a) 中处于中央位置的 PI 可以被其他两个 PI 的输出所限幅。PI 控制器的程序流程图见附图 A-3。

如附图 A-3 所示, 程序开始后, 首先是初始化参数过程, 即为  $x(t-\Delta t)$  和  $z_2(t-\Delta t)$  赋初始值。之后开始计算过程, 由式(附 A-3)得到  $z_2(t)$ , 再由判断 PI 清零信号, 决定  $z_2(t)$  是否保持原值或清零。由式(附 A-4)对  $z_2(t)$  限幅后得到  $z_1(t)$ 。由式(附 A-5)得到  $z_3(t)$ , 再经式(附 A-6)限幅后得到函数的输出  $z(t)$ 。最后, 为了下一时刻 ( $t+\Delta t$ ) 的计算过程给  $x(t-\Delta t)$  和  $z_2(t-\Delta t)$  赋新的初始值并返回式(附 A-3)开始下一时刻的计算过程。

### 3) 锁相环 PLL

附图 A-4 给出了 PLL 的控制框图。输入量为对称的三相电压, 输出 A 相相角, 输入以  $x(t)$  表示, 输出以  $z(t)$  表示。可以看出, PLL 使用了一个 PI 控制环节和一个积分控制环节。mod() 函数是求余函数。



附图 A-4 PLL 控制器的控制框图

Fig.A-4 Control block of PLL

由附图 A-4 给出的 PLL 框图, 可以推导出 PLL 的离散时域算法如式(附 A-8)至式(附 A-12)所示。

$$z_4(t) = \frac{2x_a(t) - x_b(t) - x_c(t)}{3} \cos[z_7(t - \Delta t)] + \frac{\sqrt{3}}{3} (x_b(t) - x_c(t)) \sin[z_7(t - \Delta t)] \quad (\text{附 A-8})$$

$$z_5(t) = f_{PI}[z_4(t), K_p, T, P_{L\_max}, P_{L\_min}, P_{L\_ini}, \Delta t, P_{L\_c}] \quad (\text{附 A-9})$$

$$z_6(t) = z_5(t) + 2\pi f_0 \quad (\text{附 A-10})$$

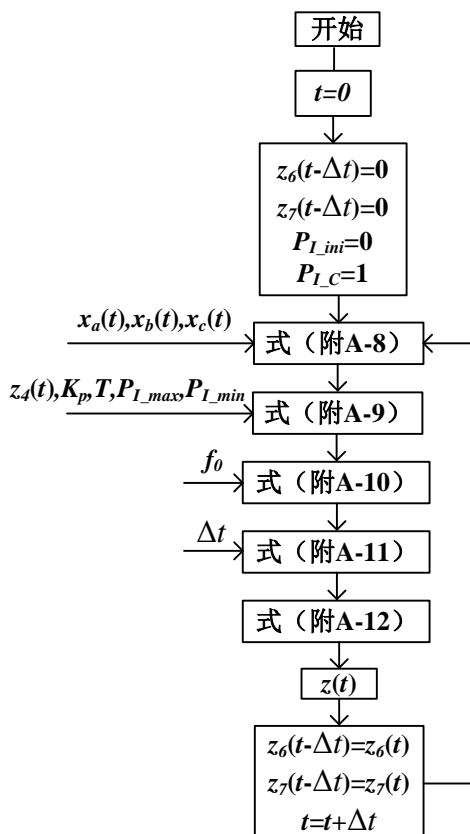
$$z_7(t) = z_7(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} [z_6(t - \Delta t) + z_6(t)] \quad (\text{附 A-11})$$

$$z(t) = \text{mod}[z_7(t), 2\pi] \quad (\text{附 A-12})$$

式(附 A-9)为调用 PI 控制函数, 由于已经介绍过 PI 函数的详细算法与流程, 这里不再赘述。式(附 A-12)为求余函数, 即  $z(t)$  为  $z_7(t)/2\pi$  的余数部分。

根据式(附 A-8)至式(附 A-12)的计算过程, PLL 函数的程序流程图如附图 A-5 所示。可以看出, 在程序开始后, 先进行参数的初始化过程, 即为  $x_6(t-\Delta t)$ 、 $x_7(t-\Delta t)$ 、

$P_{L\_ini}$  和  $P_{L\_C}$  赋初始值。然后开始计算过程，由式（附 A-8）得到  $z_4(t)$ ，再由式（附 A-9）得到  $z_5(t)$ 。式（附 A-10）得到  $z_6(t)$  并传递给式（附 A-11）并得到  $z_7(t)$ 。通过式（附 A-12）得到 PLL 函数的输出  $z(t)$ 。最后，为了下一时刻  $(t+\Delta t)$  的计算过程给  $x_6(t-\Delta t)$  和  $z_7(t-\Delta t)$  赋新的初始值并返回式（附 A-8）开始下一时刻的计算过程。



附图 A-5 PLL 控制器的程序流程图

Fig.A-5 Flow chart of PLL

需要注意的是，需要被迭代入下一时刻计算的变量，如附图 A-3 中的  $x(t-\Delta t)$  和  $z_2(t-\Delta t)$  和附图 A-5 中的  $x_6(t-\Delta t)$  和  $z_7(t-\Delta t)$ ，可利用 EMTDC 环境中的记忆储存向量组储存，即  $NSTORF(*)$  或  $NSTORI(*)$ 。这是因为多个相同模块同时工作时，定义普通变量并不区分是否处于不同的模块内，而  $NSTORF(*)$  或  $NSTORI(*)$  区分不同模块。例如，如使用普通定义变量，假设模型中使用了 2 次 PI 模块，那么第一个模块在程序最后给  $x(t-\Delta t)$  和  $z_2(t-\Delta t)$  赋  $t+\Delta t$  的新值后是给第二个模块作为  $x(t-\Delta t)$  和  $z_2(t-\Delta t)$  的初始值使用，而不是第二个模块的  $x(t-\Delta t)$  和  $z_2(t-\Delta t)$  在  $t$  时刻该有的初始值。而使用  $NSTORF(*)$  时，假设有  $N_{VA}$  个需赋值变量，那么在变量赋值后，对指针 “\*” +  $N_{VA}$  则下个模块调用函数时，是从  $NSTORF(*+N_{VA})$  开始使用，则避免了第一个模块的变量赋值后被第二个模块使用的问题。

另外，如果在外部 FORTRAN 环境下想要调用 EMTDC 的函数库，如上面提到的数组  $NSTORF(*)$ ，则需在外部 FORTRAN 文件中添加全部 EMTDC 的函数库头文件即可。

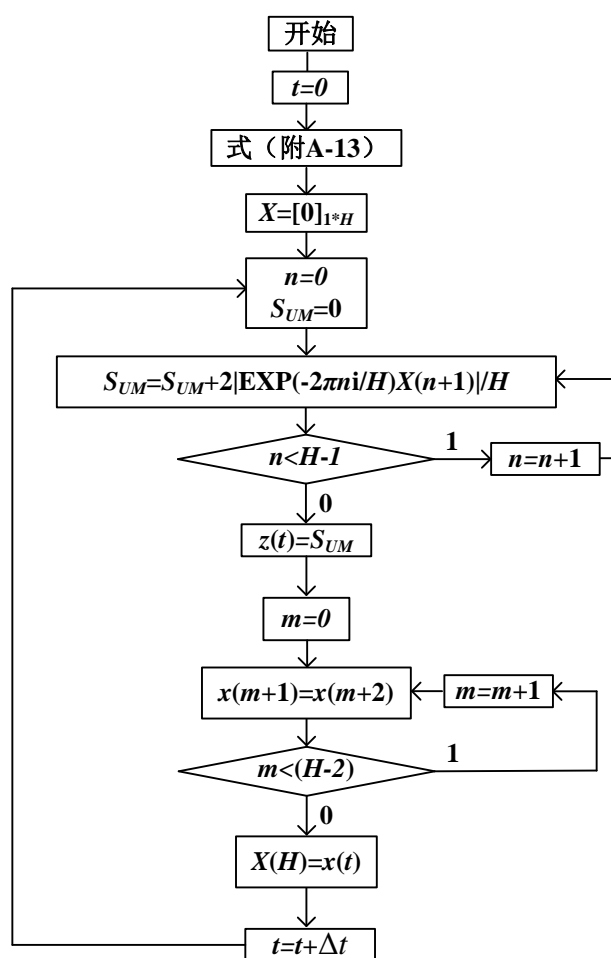
#### 4) 离散傅里叶变换 DFT

离散傅里叶变换 DFT 可以得到输入信号的幅值和相角，但在本文的应用中只关注幅值，因此相角的算法不作介绍。DFT 的算法如式（附 A-13）和式附（A-14）所示。

$$H = 1 / (f_0 \cdot \Delta t) \quad (\text{附 A-13})$$

$$z(t) = \frac{2}{H} \left| \sum_{h=0}^{H-1} e^{-i \frac{2\pi}{H} h} X \left[ \frac{t - (H-h-1)\Delta t}{\Delta t} \right] \right| \quad (\text{附 A-14})$$

式（附 A-13）中  $f_0$  表示基准频率。式附（A-14）中的  $X$  为维数是  $H$  的行向量，即输入数据在一个周期  $1/f_0$  内的数据向量。根据式（附 A-13）和式（附 A-14）可以得到离散傅里叶变换 DFT 的程序流程图，如附图 A-6 所示。



附图 A-6 离散傅里叶变换 DFT 的程序流程图

Fig.A-6 Flow chart of DFT

附图 A-6 给出了离散傅里叶变换 DFT 的程序流程图。在程序初始化  $t=0$ s 时，首先计算数据向量  $X$  的维数  $H$ ，再给  $X$  赋初始值，均为 0。之后开始如式（附 A-14）的求和计算，求和结果  $S_{UM}$  为输出的幅值  $z(t)$ ，即输入信号在  $f_0$  分量下的幅值。之后，程序对  $X$  向量进行从右至左的压栈过程，即  $X$  向量内的元素均被其相邻右侧元素所取代，最右侧的元素被此时刻输入的信号  $x(t)$  取代。最后，进入下一时刻的计算。附图 A-6 中的 EXP(\*)

是以  $e$  为底的指数函数，即  $e^*$ 。

需要指出的是，式（附 A-14）中的  $z(t)$  仅为单维输入信号  $x(t)$  的幅值。本文中需要提取三相电压的幅值输入控制器，因此本文中使用的 DFT 还需做如下处理，假设  $z_a(t)$ ， $z_b(t)$  和  $z_c(t)$  分别表示 ABC 三相相电压的幅值， $Z_{abc}$  为输入控制器的三相交流线电压有效值的测量值，则有

$$Z_{zbc} = \frac{Z_a + Z_b + Z_c}{\sqrt{6}} \quad (\text{附 A-15})$$

式（附 A-15）中，将三相相电压的平均值作为测量结果，之后将该结果从相电压幅值转换为线电压有效值。用户可以根据自己的需要，使用不同的方法获得三相电压的测量结果。例如，对 A 相比较关注的用户可以直接拿 A 相相电压作为测量值，而不是像本文中以三相相电压的平均值作为测量值。

至此，已经将本文提出的基于 EMTDC 的 MMC 控制仿真平台中的关键控制函数介绍完毕。这些控制函数可以写在外部 FORTRAN 函数库中，并在 EMTDC 的环境下直接调用即可实现控制目的。调用这些等效控制函数的好处为避免大量复制控制元件的工作，极大地降低了大规模柔性直流电网控制系统的建模的工作量与难度。

## 附录 B

附图 B-1 给出了图 6-8 中的功率控制模块的 PLL 和 PARK 变换参数输入（出）卡、内外环电流控制 PI 参数输入卡和功率模块输出卡。

Parameters in PLL and its Outputs (+ Se.)	
Gain of PI (PLL)	10
Time Constant of PI (PLL) /s	0.02
Based Frequency	50 [Hz]
Monitoring the Frequency / Hz	
Monitoring the Angle / rad	theta
Monitoring Voltage of d-axis / p.u. (+ Se.)	
Monitoring Voltage of q-axis / p.u. (+ Se.)	
Monitoring Voltage of 0-axis / p.u. (+ Se.)	
Monitoring Current of d-axis / p.u. (+ Se.)	
Monitoring Current of q-axis / p.u. (+ Se.)	
Monitoring Current of 0-axis / p.u. (+ Se.)	

a) PLL 和 PARK 变换输入（出）卡

a) Output card of PLL and PARK transform

Parameters of PI in Inner Control Loop (+ Se.)	
Gain of PI in D-axis (+ Se.)	5
Time Constant of PI in D-axis (+ Se.)	0.01 [s]
Maximum of PI in D-axis (+ Se.)	145
Minimum of PI in D-axis (+ Se.)	-145
Initial Value of PI in D-axis (+ Se.)	0
Gain of PI in Q-axis (+ Se.)	-5
Time Constant of PI in Q-axis (+ Se.)	0.01 [s]
Maximum of PI in Q-axis (+ Se.)	145
Minimum of PI in Q-axis (+ Se.)	-145
Initial Value of PI in Q-axis (+ Se.)	0

b)内环电流控制 PI 参数输入卡

b) PI parameter card of inner-loop current control

Parameters of PI in Outer Control Loop (+ Se.)	
Gain of PI in D-axis (+ Se.)	5
Time Constant of PI in D-axis (+ Se.)	0.01 [s]
Maximum of PI in D-axis (+ Se.)	70
Minimum of PI in D-axis (+ Se.)	-70
Initial Value of PI in D-axis (+ Se.)	0
Gain of PI in Q-axis (+ Se.)	5
Time Constant of PI in Q-axis (+ Se.)	0.01 [s]
Maximum of PI in Q-axis (+ Se.)	70
Minimum of PI in Q-axis (+ Se.)	-70
Initial Value of PI in Q-axis (+ Se.)	0

c)外环电流控制 PI 参数输入卡

c) PI parameter card of outer-loop current control

Monitoring the Control Loops (+ Se.)	
Input of PI in D-axis of Outer Loop (+ Se.)	
Output of PI in D-axis of Outer Loop (+ Se.)	teid
Input of PI in Q-axis of Outer Loop (+ Se.)	
Output of PI in Q-axis of Outer Loop (+ Se.)	teiq
Input of PI in D-axis of Inner Loop (+ Se.)	
Output of PI in D-axis of Inner Loop (+ Se.)	teud
Input of PI in Q-axis of Inner Loop (+ Se.)	
Output of PI in Q-axis of Inner Loop (+ Se.)	teuq
The measured DC voltage (after filters, kV, +Se.)	tevd

d)功率控制模块输出变量卡

d) Output card of power control block

附图 B-1 功率控制模块正序控制的输入/输出参数填写卡

Fig.B-1 Input and output card of positive and negative sequence current control of power control block

附图 B-1 a)给出了 PLL 和 PARK 变换输入（出）卡。所包含的信息从上至下依次是：PLL 中 PI 控制器的增益，PLL 中 PI 控制器的时间常数，PLL 测量的三相电压基准频率，

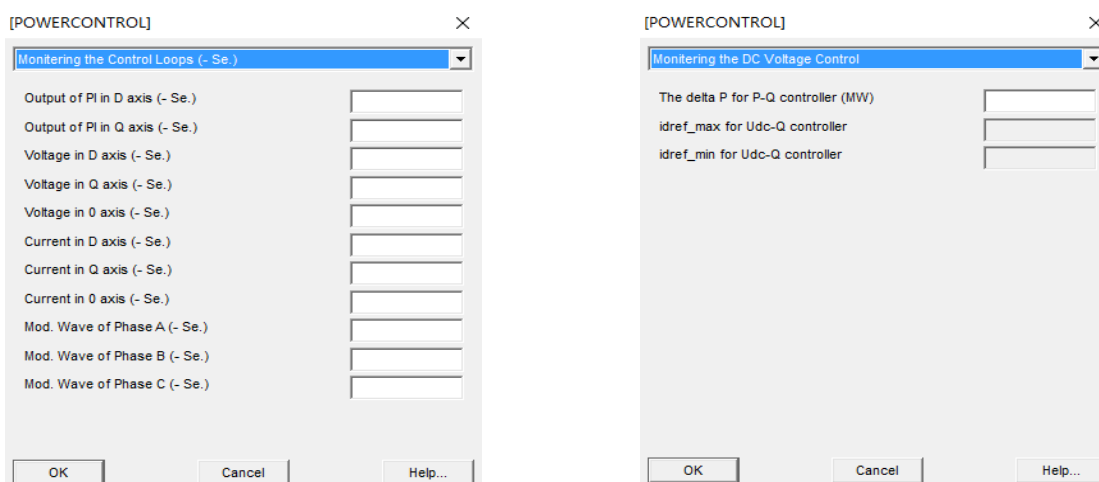
PLL 输出的三相测量频率，PLL 输出的 A 相相角（弧度），PARK 正向变换输出的  $d$  轴正序电压，PARK 正向变换输出的  $q$  轴正序电压，PARK 正向变换输出的 0 轴正序电压，PARK 正向变换输出的  $d$  轴正序电流，PARK 正向变换输出的  $q$  轴正序电流，PARK 正向变换输出的 0 轴正序电流。

附图 B-1 b)给出了内环电流控制的 PI 参数填写卡，从上至下依次为： $d$  轴 PI 控制器的增益， $d$  轴 PI 控制器的时间常数， $d$  轴 PI 控制器的限幅上限值， $d$  轴 PI 控制器的限幅下限值， $d$  轴 PI 控制器的积分环节初始值， $q$  轴 PI 控制器的增益， $q$  轴 PI 控制器的时间常数， $q$  轴 PI 控制器的限幅上限值， $q$  轴 PI 控制器的限幅下限值， $q$  轴 PI 控制器的积分环节初始值。

附图 B-1 c)给出了外环电流控制的 PI 参数填写卡，从上至下依次为： $d$  轴 PI 控制器的增益， $d$  轴 PI 控制器的时间常数， $d$  轴 PI 控制器的限幅上限值， $d$  轴 PI 控制器的限幅下限值， $d$  轴 PI 控制器的积分环节初始值， $q$  轴 PI 控制器的增益， $q$  轴 PI 控制器的时间常数， $q$  轴 PI 控制器的限幅上限值， $q$  轴 PI 控制器的限幅下限值， $q$  轴 PI 控制器的积分环节初始值。附图 B-1 b)和附图 B-1 c)中的 PI 控制参数均可以以变量的形式输入，方便仿真中随时调整控制参数。

附图 B-1 d)给出了功率控制模块输出变量卡。所包含的信息从上至下分别为：正序外环  $d$  轴 PI 控制器的输入量，正序外环  $d$  轴 PI 控制器的输出量，正序外环  $q$  轴 PI 控制器的输入量，正序外环  $q$  轴 PI 控制器的输出量，正序内环  $d$  轴 PI 控制器的输入量，正序内环  $d$  轴 PI 控制器的输出量，正序内环  $q$  轴 PI 控制器的输入量，正序内环  $q$  轴 PI 控制器的输出量，经过滤波器的直流电压测量值。可以看出，该变量输出卡对于功率模块控制器的参数调教与优化十分有帮助。

附图 B-2 给出了功率控制模块的负序控制的变量输出卡和下垂控制的变量输出卡。



a)负序电流控制变量输出卡

b)下垂控制变量输出卡

a) Output card of negative sequence current control

b) Output card of droop-control

附图 B-2 功率控制模块负序控制的变量输出卡和下垂控制的变量输出卡

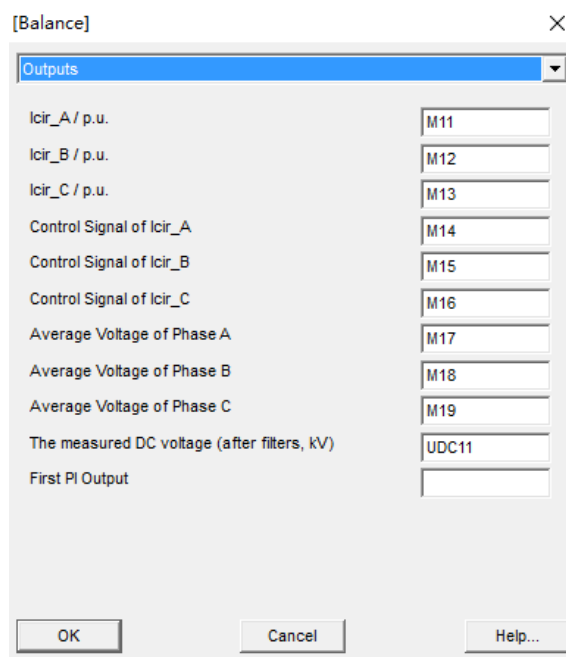
Fig.B-2 Output cards of negative sequence current control and droop-control

附图 B-2 a)给出了功率控制模块的负序电流控制变量输出卡。所包含的信息从上至下依次为：负序内环  $d$  轴 PI 控制器的输出量，负序内环  $q$  轴 PI 控制器的输出量，负序  $d$  轴电压测量值，负序  $q$  轴电压测量值，负序  $0$  轴电压测量值，负序  $d$  轴电流测量值，负序  $q$  轴电流测量值，负序  $0$  轴电流测量值，负序控制输出的 A 相调制波，负序控制输出的 B 相调制波，负序控制输出的 C 相调制波。

附图 B-2 b)给出了下垂控制的输出变量卡。所包含的信息从上至下依次为：选用有功功率控制型下垂控制器时输出的有功功率调整量，选用直流电压控制型下垂控制器的外环  $d$  轴电流最大限制，选用直流电压控制型下垂控制器的外环  $d$  轴电流最小限制。当选择有功功率控制模式时，有功功率调整量才可以输出；当选择直流电压控制模式时， $d$  轴电流限幅值才可以输出。

用户可以利用附图 B-2 中输出的变量来监测负序控制或下垂控制的控制效果，并作出参数的调整与优化，以达到更好的控制效果。

附图 B-3 给出了如图 6-15 所示的平衡控制模块的输出变量卡。



附图 B-3 平衡控制模块的变量输出卡

Fig.B-3 Output card of balancing control

附图 B-3 中所包含的信息从上至下为：A 相测量的环流电流值，B 相测量的环流电流值，C 相测量的环流电流值，A 相环流控制器的输出值，B 相环流控制器的输出值，C 相环流控制器的输出值，A 相平均子模块电容电压，B 相平均子模块电容电压，C 相平均子模块电容电压，经过滤波器的直流电压测量值，A 相环流控制的环流电流参考值。

通过监测附图 B-3 中的输出变量，用户可以监控环流控制器内的两个 PI 的工作状况，实时调节图 6-15 中的 PI 参数，以达到更好的控制效果。

## 攻读博士学位期间发表的论文及其它成果

### (一) 发表的学术论文

- [1] Haifeng Li, Chongru Liu, Gengyin Li, et al. An enhanced DC voltage droop-control for the VSC-HVDC grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(2): 1520-1527(SCI 收录号 000395865900064, 影响因子: 3.35)
- [2] Haifeng Li, Chongru Liu, Gengyin Li, et al. A start strategy for synchronized connections of MMCs to an AC system[J]. International Journal of Electric Power and Energy Systems, 2015, 69: 380-390(SCI 收录号: 000351251200041, 影响因子: 2.59)
- [3] Haifeng Li, Chongru Liu, Gengyin Li, U.D. Annakkage. Screening technique for identifying the risk of sub-synchronous resonance[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 7: 1589-1596(SCI 收录号: 000377129900012, 影响因子: 1.58)
- [4] 李海峰, 刘崇茹, 李庚银, Reza Iravani. 适用于柔性直流输电电网的新型直流电压下垂控制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(21): 40-46(EI 收录号: 20164603004618)
- [5] 李海峰, 刘崇茹, 李庚银, 等. 模块化多电平换流器附加直流电压控制策略设计[J]. 电网技术, 2015, 39(7): 1779-1785(EI 收录号: 20153001062366)
- [6] Haifeng Li, Chongru Liu, Gengyin Li, et al. Design of defined controller for modular multilevel converter based on CPS-SPWM in PSCAD[C]. IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2015: 1-5(EI 收录号: 20160601898487)
- [7] Chongru Liu, Haifeng Li, Gengyin Li, Minhao Wu. An additional DC voltage control strategy for modular multilevel converter[C]. International Conference on Sustainable Energy and Environmental Engineering, 2016, 62-70(EI 源)
- [8] Chongru Liu, Xuehua Lin, Haifeng Li, et al. Sub-module component developed in CBuilder for MMC control and protection test in RTDS[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014, 56: 198-208(SCI 收录号: 000332498900021, 影响因子: 2.59)
- [9] Chongru Liu, Yunhao Zhao, Chao Wang, Haifeng Li. The superposition feature of the switching functions for the dynamic phasor model of the converters under commutation failure[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2015, 9(12): 1448-1454(SCI 收录号: 000360478500024, 影响因子: 1.58)
- [10] 刘崇茹, 林雪华, 李海峰, 等. 基于 RTDS 的模块化多电平换流器子模块等效模型[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(12): 92-99(EI 收录号: 20133116559190)
- [11] 林周宏, 刘崇茹, 李海峰, 等. 模块化多电平换流器的子模块电容电压分层均压控制法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(7): 175-181(EI 收录号: 20151800797350)
- [12] 涂小刚, 李海峰, 刘崇茹, 等. 模块化多电平换流器调制策略对比[J]. 中国电力,

2014, 47(2): 48-57

- [13] Jialong Li, Haifeng Li, Chongru Liu, et al. The effects of voltage level number on operation characteristics of modular multilevel converter[C]. International Conference on Mechatronics Engineering and Computing Technology, 2014: 1902-1908(EI 收录号: 20142417825584)

(二) 申请及已获得的专利:

- [1] 刘崇茹, 李海峰, 田鹏飞, 洪国巍, 林周宏, 李庚银。具备同期并网功能的模块化多电平换流器平滑启动方法。(授权号: CN103904876B)
- [2] 刘崇茹, 李海峰, 洪国巍, 林周宏, 田鹏飞, 李庚银。适用于模块化多电平换流器的附加直流电压控制方法。(授权号: CN103904927B)
- [3] 刘崇茹, 李海峰, 林周宏, 田鹏飞, 洪国巍, 李庚银。一种基于串补作用系数法的次同步谐振筛选方法。(授权号: CN103904651B)
- [4] 刘崇茹, 李海峰, 洪国巍, 田鹏飞, 王嘉钰, 李庚银。基于载波相移的模块化多电平换流器的控制系统建模方法。(受理号: 201510233197.8)
- [5] 刘崇茹, 李海峰, 王伟, 陈作伟, 邓应松, 林雪华, 魏佛送。一种交流系统次同步谐振分析方法。(授权号: CN102420434B)
- [6] 刘崇茹, 林周宏, 田鹏飞, 李海峰。一种含周期优化控制的 MMC 冗余保护策略。(授权号: CN103780070B)
- [7] 刘崇茹, 林周宏, 田鹏飞, 李海峰, 洪国巍, 郭龙。一种适用于高电平 MMC 的子模块电容电压分层的均压控制方法。(授权号: CN104135177B)
- [8] 刘崇茹, 林雪华, 李海峰, 林周宏。基于 RTDS 的 MMC 自定义子模块的设计方法。(授权号: CN102969888B)
- [9] 刘崇茹, 田鹏飞, 李海峰, 王嘉钰, 洪国巍。模块化多电平换流器仿真实验平台及方法(受理号: 201510188510.0)

## 攻读博士学位期间参加的科研工作

[1]国家自然科学基金项目(51277068),“MMC 动态运行特性机理研究”,主要参与人;

[2]国家自然科学基金项目(50807013),“交直流混合系统功率优化及协调控制机理研究”,主要参与人;

[3]教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-12-0846),“多落点直流系统稳定性机理研究”,主要参与人。

[4]南方电网科研院项目:“含精确柔性直流系统的大电网仿真分析”,主要参与人。

## 致谢

博士研究生的求学时光即将结束，这也预示着十一年的华电求学生涯终将划下句点。犹记得 2006 年初到华电，作为大一新生的我带着兴奋与好奇开始一次次地自我挑战直至今日，与母校一同奋斗和成长。一路上，正是有着老师、同学和家人们的帮助与支持，我才能够轻松快乐地完成学业，体会自我实现的成就感。

感谢导师李庚银教授和刘崇茹教授。两位导师拥有丰富的理论知识和实际工程经验以及对本专业的深刻认知，在我选择课题时提供了关键的建议，在我研究课题时提供了大量的理论指导和实际工程经验。老师们不仅传授了我知识，还教会了我严谨求真的科研态度和积极向上的生活态度。这将对我未来的人生产生更加深远的影响。

感谢加拿大多伦多大学的 Prof. M. R. Iravani 在留学期间对我科研上的指导和生活中的关心，尤其在英文写作方面让我受益颇丰。

感谢课题组的同学们。不论在科研上还是生活上，我们互帮互助，是一个欢乐的大家庭，愿课题组的发展蒸蒸日上。

感谢我的家人们对我的学业所给予的支持和理解，尤其是我的妻子高琳洋。现在该我做出回报了。

求学十一载，却无止境时。愿母校明天更好！

