

华北电力大学

博士学位论文

含 MMC 的交直流系统建模与稳定性分析

Modeling and stability analysis of AC/DC system with
MMC

王洁聰

2021 年 6 月

国内图书分类号：TM712
国际图书分类号：621.3

学校代码：10079
密级：公开

工学博士学位论文

含 MMC 的交直流系统建模与稳定性分析

博士研究生：王洁聪

导师：刘崇茹教授

申请学位：工学博士

学科：电气工程

专业：电气工程

所在学院：电气与电子工程学院

答辩日期：2021 年 6 月

授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM712

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Doctoral Degree in Engineering

**Modeling and stability analysis of AC/DC system
with MMC**

Candidate:	Wang Jiecong
Supervisor:	Prof. Liu Chongru
Academic Degree Applied for:	Doctor of Engineering
Subject:	Electrical Engineering
Speciality:	Electrical Engineering
School:	School of Electrical and Electronic Engineering
Date of Defence:	June, 2021
Degree-Confering-Institution:	North China Electric Power University

摘要

基于电压源型换流器 (voltage source converter, VSC) 的高压直流输电 (high voltage direct transmission, HVDC) 技术在可再生能源并网方面独具优势而得到广泛应用, 模块化多电平换流器 (modular multilevel converter, MMC) 因其模块化的结构优势已成为 VSC-HVDC 工程所采用的主流拓扑。与两电平 VSC 相比, MMC 内部电气量呈强非线性、强耦合特性, 增加了对 MMC 建模及稳定运行特性分析的难度。随着 MMC 容量的提升, MMC-HVDC 系统面临“强直弱交”局面, 研究 MMC 能够接入怎样强度的交流电网, 以及接入弱电网的 MMC-HVDC 能承受怎样程度扰动, 对于我国交直流系统网架结构的合理规划、设计以及交、直流输电的协调发展有重要意义。为此, 本文从 MMC 建模方法和 MMC-HVDC 系统稳定性分析方法两个方面, 对 MMC-HVDC 接入弱交流电网的功率输送能力和大扰动稳定性问题进行深入研究。

本文首先研究能够准确模拟换流器内部电气量耦合特征、且易于建立与控制器及外部电网交互接口的 MMC 电气模型建模方法, 以 MMC 开关函数模型和 MMC 动态相量模型为基础, 提出一类保留直流动态的 MMC 降阶动态相量模型, 该模型适用于 MMC-HVDC 的机电暂态仿真和大信号稳定性分析; 提出一种考虑内部耦合特性的 MMC 稳态相量模型, 该模型适用于 MMC-HVDC 的稳态特性及静态稳定性研究, 解决了传统模型无法准确模拟 MMC 内部耦合特性的问题。

将 MMC 电气模型建模方法应用于 MMC-HVDC 系统的实时仿真, 提出一种提高仿真精度和数值稳定性的 MMC 改进桥臂仿真模型, 解决了开关函数模型中受控源元件在电磁暂态仿真中存在的一个仿真步长延时所可能导致的数值不稳定问题, 以及 MMC 闭锁状态仿真中的数值振荡和二极管动作延迟造成电压波形畸变的问题。利用 CBuilder 工具箱开发桥臂模型, 在 RTDS 实施 MMC-HVDC 系统仿真, 验证了所提方法的可行性和精确性。

基于所提 MMC 稳态相量模型, 研究 MMC-HVDC 接入弱交流电网的功率输送能力。首先, 提出一种开环确定 MMC 稳态功率区间边界的计算方法, 明确了 MMC 的自身工作极限: 上边界由最大调制比确定, 下边界由潮流方程雅可比矩阵奇异条件确定, 在保持计算精度的同时大大降低计算量。然后, 针对目前工程常用的电网跟随型 MMC-HVDC 接入弱电网的输送能力进行详细的理论分析, 提出考虑锁相环 (phase-locked loop, PLL) 特性的 MMC-HVDC 接入

电网模型和静态稳定分析方法，提出 MMC-HVDC 的临界短路比和边界短路比的概念和算法，从而量化评估接入弱电网的 MMC-HVDC 功率输送能力。

最后，研究 MMC-HVDC 接入弱交流电网后承受大扰动的能力。建立 MMC-HVDC 接入电网交直流系统的大信号模型，基于稳定域边界定理，研究影响稳定域和稳定域边界的关键因素；研究基于 Lyapunov 直接法的 MMC-HVDC 接入电网稳定域估计方法，并提出一种基于临界能量的系统强度评估指标，所提指标既反映了短路比中包含的静态强度信息，也包含了 MMC-HVDC 的动态特性。

关键词： 模块化多电平换流器；耦合特性；实时仿真；弱交流电网；静态稳定；大扰动稳定

Abstract

The voltage source converter (VSC) based high voltage direct current (HVDC) transmission is widely used in renewables' grid-connected and the modular multilevel converter (MMC) has become the mainstream topology used in VSC-HVDC projects due to its modular structure advantages. Compared with two-level VSC, MMC has strong nonlinear and coupling characteristics in its internal electrical quantities, which increases the difficulty in modeling and stability analysis of MMC. As the capacity of the MMC increases, MMC-HVDC is facing the situation of "strong HVDC and weak AC system". Thus, studying the strength of the AC grid that an MMC can be connected to, and the degree of disturbance that the system of an MMC connected to a weak AC grid can tolerate is significant for the reasonable planning and design of the AC/DC system structure and the coordinated development of AC and DC transmission in our country. To this end, this dissertation conducts in-depth research on the power transmission capacity and large-disturbance stability of the MMC-HVDC connected to a weak AC grid from both the MMC modeling method and the MMC-HVDC stability analysis method.

First, the MMC electrical model modeling method is studied that can accurately simulate the internal electrical coupling characteristics of the converter and can easily to be established an interactive interface with the controller and the external electrical system. In order to solve the problem that the existing electromechanical transient time-scale MMC model and MMC steady-state model cannot accurately simulate the internal coupling characteristics of MMC, based on the MMC switching function model and MMC dynamic phasor model, a type of MMC reduced-order dynamic phasor model retaining DC dynamics is proposed, which is suitable for electromechanical transient time-scale simulation and large-signal stability analysis of MMC-HVDC; an MMC steady-state phasor model considering internal coupling characteristics is proposed, which is suitable for the studies of steady-state characteristics and static stability of MMC-HVDC.

Then, the modeling method of the MMC electrical model is applied to the real-time simulation of the MMC-HVDC system, and, an improved bridge arm simulation model of MMC to improve simulation accuracy and numerical stability is proposed. Thus, two problems are solved that the potential numerical instability caused by a time-step delay in the electromagnetic transient simulation of the controlled source model in the MMC switching function model and the

numerical oscillation and voltage waveform distortion in MMC blocking state simulation. Based on the bridge arm model developed by using CBuilder, the simulation of the MMC-HVDC system is established in RTDS, verifying the feasibility and accuracy of the proposed modeling method.

Next, based on the proposed MMC steady-state phasor model, the transmission capacity of MMC-HVDC connected to a weak AC grid is studied. An open-loop calculation method for determining the steady-state operation region boundary of an MMC is proposed to study MMC's own working limits, in which the upper boundary is determined by the maximum modulation ratio, and the lower boundary is determined by the singular conditions of the Jacobian of power flow equation, which greatly reduces the calculation amount while maintaining the calculation accuracy. Subsequently, For the grid-following MMC which is commonly used in engineering, an AC/DC interconnection system model of the MMC-HVDC connected to an AC grid via the phase-locked loop (PLL) is established, the practical static stability analysis method of the AC/DC system is developed, and the concepts and algorithms of critical short circuit ratio (SCR) and boundary short circuit ratio are proposed. Thus, the transmission capacity of MMC-HVDC connected to a weak AC grid is quantitatively evaluated.

Finally, the ability of MMC-HVDC connected to a weak AC grid to withstand large disturbances is studied. By establishing a large-signal model of the AC/DC system of the MMC connected to an AC grid, based on the stability region theory, the key factors affecting the stability region and its boundary are studied. The stability region estimation method of MMC connected to an AC grid based on the Lyapunov direct method is studied, and a new system strength evaluation index based on critical energy is proposed, which can not only reflect the steady-state strength information contained in the SCR but also reflects MMC dynamic characteristics.

Keywords: Modular multilevel converter, coupling characteristics, real-time simulation, weak AC grid, static stability, large-disturbance stability

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	III
第 1 章 绪 论.....	1
1.1 选题背景及意义.....	1
1.1.1 选题背景.....	1
1.1.2 研究意义.....	2
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 MMC 建模方法研究.....	3
1.2.2 MMC-HVDC 接入弱交流电网研究.....	7
1.3 本文主要工作.....	11
第 2 章 MMC 电气模型建模方法研究.....	13
2.1 引言.....	13
2.2 MMC 电气模型建模方法架构.....	13
2.3 MMC 运行原理及建模基础.....	14
2.3.1 MMC 开关函数模型.....	14
2.3.2 MMC 内部耦合特性分析.....	17
2.3.3 MMC 控制系统.....	17
2.3.4 MMC 动态相量模型.....	18
2.4 机电暂态时间尺度的 MMC 动态相量模型.....	20
2.4.1 保留直流动态的 MMC 降阶动态相量模型.....	20
2.4.2 MMC 简化二阶模型.....	23
2.4.3 与二电平 VSC 的区别.....	24
2.4.4 模型验证.....	25
2.5 考虑内部耦合特性的 MMC 稳态相量模型.....	28
2.5.1 模型推导.....	29
2.5.2 等效电路.....	30
2.5.3 换流器内部变量计算.....	31
2.5.4 模型验证.....	32
2.6 本章小结.....	34
第 3 章 MMC 电气模型建模方法在实时仿真中的应用.....	36

3.1 引言	36
3.2 RTDS 中 MMC 实时仿真实现方法	36
3.3 基于开关函数模型的串联子模块组模型	38
3.3.1 存在问题	38
3.3.2 改进串联子模块组等效模型	38
3.4 MMC 闭锁状态仿真方法	40
3.4.1 存在问题及解决方案	40
3.4.2 桥臂电抗的积分算法	40
3.4.3 二极管等效模型	41
3.5 基于 CBuilder 工具箱开发桥臂模型	45
3.6 仿真与分析	46
3.6.1 闭锁状态自定义建模仿真方法研究的必要性说明	46
3.6.2 仿真资源占用及最大仿真规模	48
3.6.3 与 PSCAD/EMTDC 模型对比验证	48
3.6.4 录波对比测试	52
3.7 本章小结	53
第 4 章 MMC-HVDC 接入弱电网的功率输送能力	54
4.1 引言	54
4.2 MMC 自身工作极限与稳态运行区域边界计算	54
4.2.1 MMC 稳态运行区域边界确定方法	54
4.2.2 环流控制模式对 MMC 稳态运行区域的影响	57
4.2.3 换流站参数对 MMC 稳态运行区域的影响	58
4.2.4 电流约束对 MMC 稳态运行区域的影响	60
4.3 考虑控制及耦合特性的 MMC-HVDC 接入弱电网输送功率极限	61
4.3.1 考虑锁相环的 MMC-HVDC 接入交流电网模型	61
4.3.2 MMC-HVDC 经锁相环接入交流电网的静态稳定性分析	63
4.3.3 临界短路比与边界短路比	65
4.3.4 MMC-HVDC 输送功率极限	67
4.4 仿真验证及算例分析	68
4.4.1 MMC 稳态运行区域边界计算方法验证	69
4.4.2 MMC-HVDC 输送功率极限计算方法验证	70
4.5 本章小结	73
第 5 章 MMC-HVDC 接入弱电网大扰动稳定性分析	74
5.1 引言	74

5.2 MMC-HVDC 接入弱电网的动态特性	74
5.2.1 MMC-HVDC 接入交流电网的大信号模型	74
5.2.2 MMC-HVDC 接入交流电网的平衡点	76
5.2.3 交流侧故障影响	77
5.3 MMC-HVDC 接入弱电网的稳定域与稳定域边界	79
5.3.1 稳定域和稳定边界	79
5.3.2 锁相环阻尼比对稳定域的影响	80
5.3.3 MMC-HVDC 接入电网系统惯量对稳定域的影响	81
5.4 稳定域估计和系统强度评估	82
5.4.1 直接法稳定域估计	82
5.4.2 基于临界能量的系统强度评估指标	85
5.5 仿真验证及分析	87
5.5.1 大扰动稳定性分析	87
5.5.2 稳定域估计准确性与保守性分析	89
5.6 本章小结	89
第 6 章 结论与展望	91
6.1 结论	91
6.2 展望	92
参考文献	93
附 录	103
附录 A: 基准值系统	103
附录 B: MMC 稳态相量模型矩阵参数	103
附录 C: P - Q 曲线族包络线与雅克比矩阵奇异等价性证明	104
附录 D: MMC-HVDC 接入交流电网静态稳定分析	105
附录 E: MMC-HVDC 接入交流电网的临界短路比	109
攻读博士学位期间发表的论文及成果	111
攻读博士学位期间参加的科研工作	112
致 谢	113
作者简介	114

Contents

Abstract (In Chinese)	I
Abstract (In English)	III
Chapter 1 Introduction	1
1.1 Background and significance	1
1.1.1 Background	1
1.1.2 Significance	2
1.2 Research status at home and abroad	3
1.2.1 Research on MMC modeling method	3
1.2.2 Research on MMC-HVDC connected to a weak ac grid	7
1.3 The main work of this dissertation	11
Chapter 2 Research on modeling method of mmc electrical model	13
2.1 Introduction	13
2.2 Framework of the modeling method for MMC electrical model	13
2.3 Basic principles of MMC operation and modeling	14
2.3.1 MMC switching function model	14
2.3.2 Analysis of internal coupling characteristics of MMC	17
2.3.3 MMC control system	17
2.3.4 MMC dynamic phasor model	18
2.4 MMC dynamic phasor model in electromechanical transient time scale	20
2.4.1 Reduced-order dynamic phasor model retaining DC dynamics	20
2.4.2 Simplified 2nd-order model of MMC	23
2.4.3 Difference with two-level VSC	24
2.4.4 Verification	25
2.5 MMC Steady-state phasor model considering coupling characteristics	28
2.5.1 Model derivation	29
2.5.2 Equivalent circuit	30
2.5.3 Calculation of internal variables of MMC	31
2.5.4 Verification	32
2.6 Summary	34
Chapter 3 Application of MMC electrical modeling method in real-time simulation	36
3.1 Introduction	36
3.2 Simulation method of MMC based on RTDS	36
3.3 Series submodules group model based on switching function model	38

3.3.1 Existing problems.....	38
3.3.2 Improved equivalent model of series submodules group.....	38
3.4 Simulation method of MMC in blocking state.....	40
3.4.1 Existing problems and solutions.....	40
3.4.2 Integral algorithm of bridge arm reactance.....	40
3.4.3 Diode equivalent model.....	41
3.5 Development of bridge arm model based on CBuilder.....	45
3.6 Simulation and analysis.....	46
3.6.1 The necessity of research on the user-defined modeling method of MMC blocking state simulation.....	46
3.6.2 Source occupation and the maximum simulation scale.....	48
3.6.3 Comparison verification with PSCAD/EMTDC model.....	48
3.6.4 Comparison verification with Recording.....	52
3.7 Summary.....	53
Chapter 4 Transmission capacity of MMC-HVDC connected to a weak AC grid.....	54
4.1 Introduction.....	54
4.2 Calculation of MMC's own working limit and steady-state operation region boundary.....	54
4.2.1 Determination method of steady-state operation region boundary.....	54
4.2.2 The influence of the circulating current control modes.....	57
4.2.3 The influence of the converter's parameters.....	58
4.2.4 The influence of current constraint.....	60
4.3 Transmission power limit of MMC-HVDC connected to a weak grid considering control and coupling characteristics.....	61
4.3.1 Model of MMC-HVDC connected to an AC grid considering PLL.....	61
4.3.2 Static Stability Analysis of MMC-HVDC Connected to an AC grid via PLL.....	63
4.3.3 Critical short circuit ratio and boundary short circuit ratio.....	65
4.3.4 Transmission power limit of MMC-HVDC.....	67
4.4 Simulation verification and examples analysis.....	68
4.4.1 Verification of the MMC steady-state operation region boundary calculation method.....	69
4.4.2 Verification of MMC-HVDC transmission power limit calculation method.....	70
4.5 Summary.....	73
Chapter 5 Stability analysis of MMC connected to a weak AC grid under large disturbance.....	74

5.1 Introduction	74
5.2 Dynamic characteristics of MMC-HVDC connected to a weak AC grid....	74
5.2.1 Large signal model of MMC-HVDC connected to an AC grid	74
5.2.2 The equilibrium of MMC-HVDC connected to an AC grid	76
5.2.3 Impact of AC side fault.....	77
5.3 Stability region and its boundary of MMC-HVDC connected to a weak AC grid	79
5.3.1 Stability region and its boundary	79
5.3.2 The influence of the PLL's damping ratio	80
5.3.3 The influence of the system's inertia	81
5.4 Stability region estimation and system strength evaluation	82
5.4.1 Stability region estimation based on direct method	82
5.4.2 System strength evaluation index based on critical energy	85
5.5 System strength evaluation index based on critical energy	87
5.5.1 Large-disturbance stability analysis.....	87
5.5.2 Accuracy and conservative of the stability region estimation method .	89
5.6 Summary	89
Chapter 6 Conclusion and prospection	91
6.1 Conclusion	91
6.2 Prospection	92
Reference	93
Appendix	103
Appendix A: Based Value System	103
Appendix B: Matrices in MMC steady-state phasor model	103
Appendix C: Proof of the equivalence between the envelope of P - Q curves and the singular of Jacobian.....	104
Appendix D:Static stability analysis of MMC-HVDC connected to an AC grid	105
Appendix E: Critical short circuit ratio of MMC-HVDC connected to an AC grid	109
Papers published in the period of Ph.D education	111
Research work in the period of Ph.D education	112
Acknowledgement	113
Resume	114

第1章 绪论

1.1 选题背景及意义

在能源转型和科技进步的双重推动下，电力系统正形成“高比例可再生能源”和“高比例电力电子设备”的“双高”发展趋势^[1]。在“双高”电力系统发展的背景下，IEEE 和 Cigre 成立联合工作组，于 2020 年 4 月发布了“含高渗透率电力电子接口设备电力系统的动态行为特征与稳定性定义”的技术报告^[2]，新增了一个稳定问题分支——换流器驱动稳定性（Converter-driven Stability）。虽然这种稳定性问题分类方式存在争议^[1,3-5]，但大规模换流器接入电网带来新形态的稳定问题已是事实。2020 年 9 月中国在联合国大会上提出的“双碳”目标——CO₂ 排放力争于 2030 年前达到峰值，努力争取 2060 年前实现碳中和^[6]，我国能源转型和电力系统“双高”化发展将进一步提速。

在可再生能源并网领域，基于电压源型换流器（voltage source converter, VSC）的高压直流（high voltage direct current, HVDC）输电（柔性直流输电）技术具有显著优势^[7,8]。柔性直流输电技术经历了从二电平 VSC 向模块化多电平换流器（modular multilevel converter, MMC）发展的过程^[8-12]。相比于二电平或三电平 VSC，MMC 内部耦合特性更加复杂，控制维度更高且更为灵活，失稳形式更加多样，对 MMC 建模和稳定性分析更困难^[12]。同时，随着 MMC 容量的不断提升，柔性直流输电系统也面临“强直弱交”的局面，交、直流之间由主从关系演变为相互依存关系^[13]，接入弱交流电网的 MMC-HVDC 的稳定运行已成为交直流系统安全稳定运行的重要部分。

1.1.1 选题背景

VSC-HVDC 广泛应用于可再生能源并网、向无源网络供电、城市电网供电和异步交流电网互联等场合^[8]。早期投运的 VSC-HVDC 多采用二电平 VSC 或三电平 VSC 拓扑结构，但是这类拓扑结构存在以下几点不足^[12]：

- (1) 需采用多个绝缘栅双极型晶体管（insulated gate bipolar transistor, IGBT）串联以提高耐压等级，器件静态、动态均压难度大；
- (2) 开关频率较高，导致二电平或三电平 VSC 的开关损耗相对较高；
- (3) 换流器在交流侧输出电压变化率大，对交流侧设备损害大。

针对上述问题，西门子公司提出了一种模块化多电平换流器型直流输电拓扑，

桥臂采用多个子模块级联，该换流器在结构上具备模块化的特点，在性能上具备谐波含量低、开关损耗小等优势，因而在高电压大容量直流输电领域得到广泛应用^[12]，主要包括新能源并网、孤岛联网、城市供电、电网互联、水电外送等场景的应用。表 1-1 列出部分国内外已投运 MMC-HVDC 项目。

表 1-1 MMC-HVDC 部分投运项目一览

Table 1-1 List of MMC-HVDC projects

工程名称	投运 年度	端数	额定直流 电压(kV)	额定直流功率(MW)	地区	目的
Trans Bay Cable	2010	2	±200	400	美国	城市供电
上海南汇柔直	2011	2	±30	18	中国	风电并网
INELFE法西互联	2013	2	±320	2000	欧洲	电网互联
南澳多端柔直	2013	3	±160	200/100/50	中国	风电并网
浙江舟山柔直	2014	5	±200	400/300/100/100/100	中国	岛屿互联
福建厦门柔直	2015	2	±320	1000	中国	城市供电
Tres Amigas Superstation	2015	3	±345	3×5000	美国	电网互联
HelWin2	2015	2	±320	690	欧洲	风电并网
SylWin1	2015	2	±320	864	欧洲	风电并网
DolWin1	2015	2	±320	800	欧洲	风电并网
DolWin2	2016	2	±320	916	欧洲	风电并网
South West Link	2016	3	±300	1440	欧洲	电网互联
云南鲁西柔直	2016	2	±350	1000	中国	电网互联
DolWin3	2017	2	±320	900	欧洲	风电并网
渝鄂柔直	2019	2	±420	4×1250	中国	电网互联
张北柔直电网	2020	4	±500	3000/3000/1500/1500	中国	新能源并网
昆柳龙（混合直流）	2020	3	±800	8000/5000/3000	中国	水电外送

随着 MMC 容量的不断提升，柔性直流输电系统也面临“强直弱交”的局面。强直弱交，是对交直流系统特性的定性描述^[13]。强交流电网中，交流与直流之间是主从关系，柔性直流的扰动不会显著影响交流电网正常运行；弱交流电网中，交流与直流之间是相互依存关系，柔性直流能够平稳运行是交、直流系统安全的重要前提。电网的不同发展阶段具有不同的稳定特性^[13]，电力系统“双高”发展趋势下，针对接入弱交流电网的 MMC-HVDC 稳定特性的研究是当前亟待深入开展的问题，研究成果将为构建“双高”电力系统安全综合防御体系^[13]提供理论支持。

1.1.2 研究意义

随着柔性直流输电工程的快速发展，柔性直流输电也将面临“强直弱交”的局面。模块化多电平换流器技术是推动柔性直流输电工程发展的动力，MMC 已成为当前柔性直流工程所采用的主流拓扑。在此背景下，研究接入不同强度交流电网的 MMC-HVDC 的功率输送能力和承受大扰动的能力，确保 MMC-HVDC 能够

按照既定目标实现功率输送，对于我国交、直流输电系统规划、设计及协调发展有重要意义。与二电平 VSC 相比，MMC 内部呈强非线性和耦合性，增大了对 MMC 建模及稳定运行特性分析的难度，当前对于 MMC-HVDC 建模和稳定性分析的研究均存在欠缺之处，特别是已有 MMC 机电暂态尺度模型和稳态模型不能快速且准确地模拟 MMC 内部耦合特性；对 MMC-HVDC 功率输送能力的分析方法因无法综合考虑各控制环节和 MMC 内部耦合特性，计算结果准确性较低；对 MMC-HVDC 系统大扰动稳定性分析的方法和结论都尚显不足。因此本文从 MMC 建模和 MMC-HVDC 稳定性分析两方面，围绕含 MMC 的交直流系统的功率输送能力和承受大扰动的能力开展研究。

1.2 国内外研究现状

MMC 具有诸多优点，国内外学者为此开展了大量研究工作，并取得了一系列丰富的研究成果。本节将对 MMC 建模方法研究和 MMC-HVDC 接入弱交流电网研究两方面的国内外研究现状及发展动态进行综述。

1.2.1 MMC 建模方法研究

对 MMC 建模方法的研究，不仅指对 MMC 时域仿真模型的研究，还包括对用于理论分析的 MMC 建模技术的研究。无论是理论研究还是时域仿真，建模工作都是其顺利开展的前提，对建立模型的要求也都是实现精度与复杂度之间的平衡。

根据研究目的和应用场景的不同，报告[14]将 VSC（包含 MMC）的模型划分为 7 大类，如表 1-2 所示。其中，类型 1 模型只有在 MMC 子模块的设计阶段才会采用；类型 2-5 模型可用于电磁暂态仿真；类型 6 模型为动态相量模型，可用于电磁暂态仿真、机电暂态仿真及小干扰稳定性分析；类型 7 模型为稳态模型，可用于交直流电力系统的潮流分析、交直流交互特性分析以及静态稳定和暂态稳定理论分析。本节将按照 MMC 电磁暂态仿真模型、MMC 动态相量模型、MMC 稳态模型，结合表 1-2 中对 MMC 模型类型的划分，对 MMC 建模方法研究的发展脉络进行梳理。

表 1-2 MMC/VSC 模型分类
Table 1-2 Types of MMC/VSC models

类型	名称	描述
类型 1	全物的模型	开关和二极管由微分方程表示
类型 2	完整详细模型	IGBT 用非线性电阻模拟
类型 3	基于简化开关电阻的模型	IGBT 和二极管由双值电阻表示
类型 4	详细等效电路模型	基于类型 3，使用戴维南等效降阶
类型 5	平均值模型	交、直流侧特性用含有谐波的受控电流源和电压源模拟

类型 6	简化平均值模型	交、直流侧特性用基频受控电流源和受控电压源模拟
类型 7	潮流模型	只模拟换流器稳态输出特性

1.2.1.1 MMC 电磁暂态仿真模型

借助仿真平台提供的元件，按照 MMC 的拓扑结构搭建换流器的模型，是最为通用的一种 MMC 电磁暂态仿真建模方法，通常称为“电磁暂态详细模型”^[15,16]。该模型属于表 1-2 中的类型 3，是一种高精度的电磁暂态仿真模型，缺点是模型阶数高，计算非常缓慢。在此基础上，文献[17,18]基于受控源的想法，将子模块从桥臂电路中解耦出来，使每个子模块独立接地，节点导纳矩阵维数大大降低，提高了仿真速度，但仍达不到仿真大规模 MMC 系统的要求，且建模的工作量增大，同时由于模型改变了电路拓扑结构，无法正确模拟桥臂故障情况。

为了解决在保证仿真精度的前提下提高仿真速度的问题，国内外学者提出了很多 MMC 高效建模方法，根据研究对象的不同，将 MMC 子模块、桥臂或者整个三相换流单元等效为封装模块，降低了仿真系统的求解维度，根据建模过程简化程度的不同，分属于表 1-2 中类型 4 至类型 6。其中，以桥臂为单元进行封装建模的方法既可以充分利用 MMC 模块化结构的特点减小计算量，又可以保留较多换流器内部的细节特征，且模型搭建较方便，得到了广泛的应用。

类型 4 可以模拟每个子模块的动态特征，最为经典的是 Gole 教授团队在 2011 年提出的基于戴维南等效的 MMC 详细等效模型^[19]，可以在保证仿真精度的前提下显著提高 MMC 的仿真速度，适用于大规模系统仿真。文献[20-22]中的模型也属于该类模型，分别从简化开关元件的模拟方法^[20]、改变电容的积分方法^[21]、多线程并行计算^[22]等方面进行改进，以提高模型的计算速度。

类型 5 和类型 6 都是平均值模型，报告[14]中的平均值模型特指子模块电容电压等于其参考值且保持不变的建模方法。类型 5 考虑了调制形成的阶梯波中包含的谐波^[23]，类型 6 直接认为输出电压波形等于调制波形^[24]。上述两种模型由于忽略了 MMC 子模块电容电压的波动特性，与二电平 VSC 模型的开关函数模型并无本质区别。然而，MMC 子模块电容电压波动使得 MMC 内部具有强耦合特性，这一特性与二电平 VSC 有本质不同。国内外学者认识到了 MMC 这一重要特征，提出了多种考虑 MMC 子模块电容电压波动的 MMC 开关函数模型^[25-35]，根据建模过程或推导过程中简化假设的差异，得到了不同的等效模型及实现方法。该类建模方法都基于同一个假设，即用同一桥臂的所有子模块电容电压的平均值表示每一个子模块电压，本质上属于 MMC 平均值模型，为了与报告[14]中的平均值模型进行区分，本文统一用“MMC 开关函数模型”指代。

报告[14]中将 MMC 实时仿真建模单独归为一类，但主流的实时仿真平台，例如实时数字仿真器（real time digital simulator, RTDS）和 RT-LAB，都是采用与电

磁暂态仿真软件相同的求解算法, MMC 的实时仿真模型应属于 MMC 电磁暂态模型范畴。RTDS 是 MMC 控制器及保护装置在设计、研发及调试过程中常用的仿真装置, 与离线的电磁暂态仿真软件相比, RTDS 由于其实时性的仿真要求以及有限的硬件资源, 对于仿真模型的计算速度和效率有着更高的要求^[36]。文献[37-39]利用 RTDS 中的 CBuilder 工具箱开发了可用于子模块故障特性及控制保护策略研究的自定义子模块模型, 但硬件资源的限制使得该模型无法应用于高电平 MMC 系统仿真。文献[40-43]利用现场可编程逻辑门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 并行计算的特性, 在 FPGA 板卡开发了 MMC 模型和阀级控制模型, 实现了硬件在环实时仿真。除了高计算效率的要求, RTDS 由于不提供插值算法, 不能准确判断电力电子器件的准确动作时刻, 不能在网络拓扑突变时重新对网络初始化, 对含电力电子元件的电路仿真较为困难。通过改变积分方法可以抑制由于梯形法在开关动作时刻产生的数值振荡^[44-49], 但要兼顾算法的精度、复杂度以及在仿真平台的可实施性。在无法通过插值或者变步长获得二极管正确动作时刻的情况下, 还会造成非状态变量的“尖峰”畸变; 通过改变二极管的等效方法^[36,50]也可以在一定程度上减小误差, 但与理想开关模型相比, L/C 模型^[36,50]的暂态特性正好相反, 在步长较大时仍可能造成较大的仿真误差。

1.2.1.2 MMC 动态相量模型

MMC 的动态相量模型属于表 1-2 中的类型 6, 也被称为均方根 (root mean square, RMS) 模型、基频模型。报告[14]中所指的动态相量模型, 忽略了子模块内部所有电气量的动态特性, 用调制因子模拟交直流耦合特性, 反映交直流之间的能量平衡, 没有区分二电平 VSC 和 MMC。虽然二电平 VSC 和 MMC 都是利用其电压源特性进行建模, 在建模思路本质上相同, 但是由于两种换流器在内部拓扑结构上完全不同, 它们的等效模型在拓扑结构和参数上都会有实质不同, 需要对两者加以区分^[51]。

MMC 动态相量模型的建模方法已有较多国内外学者进行研究, 考虑 MMC 桥臂子模块总电容电压 (简称“桥臂电容电压”) 的波动, 保留桥臂电容电压以及桥臂电流的直流、基频、二倍频^[52-55]甚至更高倍频分量^[56]动态, 根据 MMC 的调制信号和桥臂电容电压与桥臂电流和桥臂电压之间的耦合关系, 建立桥臂电容电压和桥臂电流的状态方程。MMC 动态相量模型是 MMC 小信号稳定分析模型的基础, 将上述 MMC 动态相量模型线性化可以用于 MMC-HVDC 的小干扰稳定分析^[57]或者阻抗特性分析^[58-59]。在研究时间尺度较大的动态特性时, 为了降低计算复杂度, 需要对模型进行降阶, 可以忽略系统快动态对模型进行降阶^[60-61], 或者利用坐标变换实现变量之间的解耦进行降阶^[62], 上述都是将控制系统模型与 MMC 电气模

型统一降阶，得到的降阶模型大多不具备实际物理意义。

动态相量模型应用于机电暂态仿真软件时，也被称为 MMC 机电暂态模型^[14]。在机电暂态仿真软件中，交流电网以代数方程表示，同步发电机等动态元件用微分-代数方程表示，只关注 MMC 的基频特性。机电暂态仿真中步长一般为毫秒级，因此 MMC 模型可以接受较大时间尺度的降阶^[51]。早期对于 VSC-HVDC 的机电暂态仿真模型研究也没有区分 MMC 与二电平 VSC^[63-71]，而且对于控制系统建模一般忽略锁相环（phase-locked loop, PLL）控制环节，其中只有文献[71]考虑了含 PLL 的 VSC-HVDC 机电暂态建模。针对 MMC 的机电暂态仿真模型主要包括：MMC 的简化机电暂态仿真模型^[24]、双端柔性直流工程模型^[72]、用于小干扰稳定分析的模型^[73]，这些模型都忽略了 MMC 内部变量的耦合特性对交流侧基频特性的影响。文献[74]考虑了电容电压的波动，但推导过程中只保留了波动的稳态特征，本质上属于 MMC 稳态时域模型。文献[75]改进了 MMC 直流侧的模型，但交流侧的模型仍没能反映出 MMC 内部的耦合特性。

1.2.1.3 MMC 稳态模型

报告[14]中提到的类型 7，同样没有对 MMC 和二电平 VSC 加以区分，模型仅保留了换流器电压和功率的稳态输出特性，主要用于 MMC 或者 VSC 接入电网后的潮流计算^[76,77]。但 MMC 内部具有复杂的耦合特性，MMC 内部电气量稳态模型的复杂度要远大于二电平 VSC，两者的外特性也不完全相同。因此，现有针对 MMC 的稳态时域模型也有较多的研究，主要用于研究 MMC 内部的稳态特征，应属于第 7 类模型的扩展。

国内外学者所提出的各种 MMC 稳态模型的精度区别主要体现在推导过程所保留的电气量及调制信号的频次分量，这一特征与动态相量模型相类似。文献[78,79]保留了桥臂电流和调制信号的直流和基频分量，仅适用于子模块电容较大且附加环流抑制控制的 MMC 的稳态运行特性分析。文献[80]针对附加环流抑制的 MMC 提出了一种简化相量模型。文献[81]采用精确开关模型，提出了一种 MMC 稳态时域模型，保留了电气量和调制信号的二倍频分量，揭示了 MMC 与两电平 VSC 运行特性的差异。文献[82]针对 MMC 运行特性优化控制策略，提出了一种通用的 MMC 稳态分析模型，考虑了环流抑制控制、三倍频信号注入控制和电容电压波动控制等多种环流控制方法。

现有 MMC 稳态模型能够描述换流器控制器输出量和运行电气量中各频率分量间的耦合特性，但均需采用闭环分析方法和迭代计算确定未知参数，在临界状态附近存在迭代不能收敛的问题，而且不能明确、直观地反映出 MMC 内部耦合特征对交流侧输出特性的影响。MMC 稳态模型除了要求能够用于研究换流器内部耦合

特性，还应满足对 MMC 接入交流系统的运行区域、交直流交互特性、静态稳定特性研究的需求。因此，研究建立能反映 MMC 内部耦合特性、计算简单的稳态模型对 MMC-HVDC 系统的规划和设计具有重要的意义。

1.2.1.4 MMC 建模方法研究中存在的问题

无论是时域仿真还是理论分析，都要根据研究场景的不同，选择合适的 MMC 模型，以平衡模型精度和计算速度的需求。相比于二电平 VSC，MMC 内部电气量呈多频次、强耦合特性，增大了对 MMC 建模的难度，因此在机电暂态时间尺度模型和稳态模型建模方法方面，能够准确模拟换流器内部电气量耦合特性、易于与控制器及外部电网交互接口且计算简单的 MMC 电气模型建模方法仍然缺乏。

在时域仿真方面，MMC 离线电磁暂态仿真方法已经得到较为全面的发展，但随着 MMC 电平数不断提高，对于提升 MMC 电磁暂态仿真的精度和仿真速度的研究仍需继续开展，对于含 MMC 的交直流电力系统的电磁暂态仿真和实时仿真仍是亟待攻克的难题。

1.2.2 MMC-HVDC 接入弱交流电网研究

随着电力系统可再生能源渗透率和电力电子设备比例提高，电力系统稳定性的形态及分类也在发生变化。IEEE PES 在 2020 年 4 月的报告^[2]中，对高渗透率电力电子接口设备电力系统稳定问题重新进行了分类和定义，将换流器驱动稳定问题作为一类稳定性问题单独定义，并将换流器驱动稳定按照时间尺度特性划分为慢交互稳定和快交互稳定图 1-1 为报告[2]中对电力系统稳定问题的分类。研究稳定问题分类的目的是寻找不同稳定现象之间的共性问题，不必拘泥于具体分类，重点应在于相互借鉴以探究新形态失稳的机理和判断系统的稳定性。

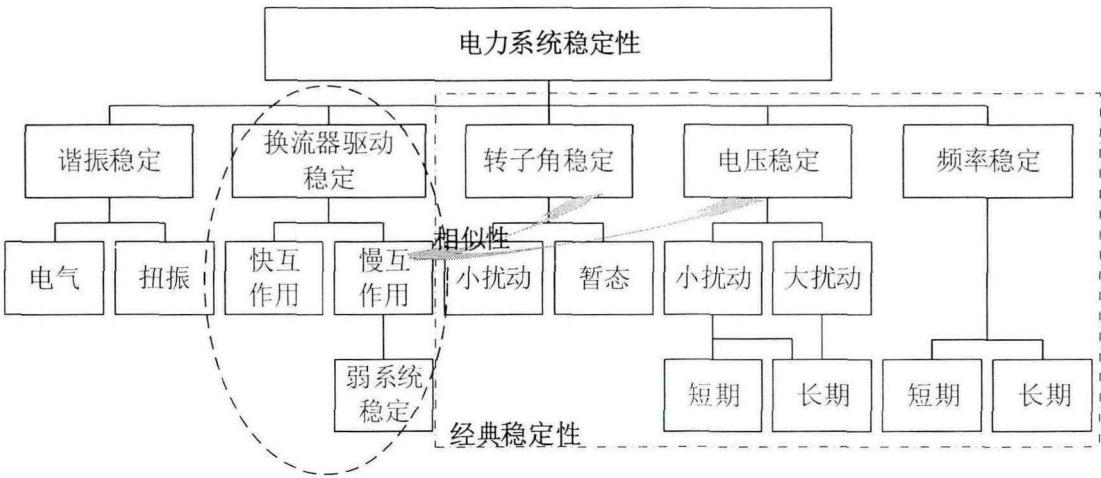


图 1-1 IEEE 电力系统稳定的分类
Fig.1-1 IEEE classification of power system stability

早期普遍认为交流系统的强度是制约基于电网换相电流器(line commutated convert, LCC)的 HVDC 功率输送能力的关键因素,而 MMC-HVDC 具备向弱系统输送功率的能力,但已有研究表明 MMC-HVDC 接入弱系统后同样存在稳定性问题^[2]。报告[2]将换流器因交、直流功率交互限制在接入弱电网时可能出现的稳定性问题定义为弱系统稳定问题,划归为慢互作用的一个细分类。慢互作用稳定关注换流器能否在工频(交流侧 50/60Hz、直流侧 0Hz)附近稳定运行并且按照既定目标进行功率输送,与经典电力系统稳定问题的定义和分类基本一致^[1],可以很大程度地借鉴传统电力系统的稳定性分析方法。

对于 MMC-HVDC 接入弱交流电网的研究,以传输功率极限视角看待 MMC 接入弱交流电网后的稳定问题,与经典稳定性中的电压稳定问题之间具有相似性;以交流侧大扰动后 MMC 的同步动态特性视角看待,与经典稳定性中的转子角稳定性之间具有相似性。因此,现有对于 MMC-HVDC 接入弱电网研究也可以划分为功率输送能力研究和大扰动稳定性的研究。

1.2.2.1 MMC-HVDC 输送功率能力的研究

MMC-HVDC 功率输送能力是 MMC-HVDC 接入弱交流电网的重要的运行特性,约束条件主要包括 MMC 自身限制和稳定控制两部分^[2],因此在研究 MMC-HVDC 接入弱交流电网的输送能力时通常考虑 MMC 自身工作极限以及交直流系统的小扰动稳定性。

确定换流器自身工作极限是进行 MMC-HVDC 系统设计的重要基础,换流器自身工作极限在 P - Q 平面的映射即为换流器的稳态运行区域边界,由 MMC 输出电压的幅值和相角的约束决定^[83-86]。借鉴二电平 VSC 的稳态模型,文献[83,84]将 MMC 输出功率 P - Q 图映射到 MMC 内电势,从而确定 MMC 的运行范围,在此基础上计算不同短路比条件下 MMC 的运行区间^[85,86],由于未能考虑 MMC 的内部耦合特性,计算结果存在一定偏差,尤其当 MMC 连接弱交流电网时,计算误差会导致 MMC 参数设计不合理而无法实现功率输送预期;文献[87,88]从桥臂平均能量的角度,分析环流电流对 MMC 运行区域的影响,但该类方法只能适用于某种或某几种控制方式而不具有通用性。

由于现有考虑 MMC 耦合特性的精确模型^[81,82]需要采用闭环分析方法进行迭代计算,因此文献[89-92]在采用 MMC 精确模型对 MMC 稳态功率区间进行研究时,都是通过“扫描”的方法确定 MMC 功率输送范围的:文献[89]考虑了 PCC 点电压偏移约束、电压稳定约束、变压器容量约束、过载电流约束等约束条件,文献[90,91]考虑了子模块电容电压波动和桥臂电流的约束,文献[92]针对电网不平衡条件下 MMC 的输出功率范围进行了研究。

类似于基于电网换相换流器 (line-commutated converter, LCC) 的高压直流输电系统接入电网的临界短路比和边界短路比指标^[3,93,94], 短路比也是评估 VSC-HVDC 输送能力的重要技术指标之一^[95-105]。分析 VSC-HVDC 接入弱交流电网后多种参数对其小扰动稳定性的影响, 发现 VSC-HVDC 接入弱交流电网下各控制环节之间的带宽出现耦合是影响系统小扰动稳定性的关键因素^[95,96]。针对 MMC-HVDC 接入弱交流电网的小扰动稳定研究与二电平 VSC 的研究方法具有相似性, 文献[100]探讨了 MMC-HVDC 在采用定有功功率和定交流电压控制方式时, 影响其小扰动稳定性的关键参数, 并对比研究了 MMC 和二电平 VSC 的小扰动稳定极限, 指出 MMC 可以在一定范围内通过修改锁相环参数实现逼近二电平 VSC 的小扰动稳定极限。通过分析短路比和输送功率对 MMC-HVDC 小扰动稳定性的影响, 从而研究 MMC-HVDC 的临界短路比, 文献[101]考虑小扰动稳定性和交流电压约束条件, 研究了采用定有功功率和定无功功率控制模式 MMC-HVDC 的临界短路比; 文献[102]对比研究了 MMC 在整流和逆变状态下的临界短路比。

以代数方程描述的稳态模型为基础的稳定性分析方法被称为静态稳定分析方法^[2], 报告[2]没有将其定义为一种稳定性问题分类, 而建议将其视为一种小扰动稳定性问题分析工具。文献[103-105]通过 VSC-HVDC 接入静态稳定分析可以找到系统的静态稳定临界点, 并根据静态稳定临界点与额定工作点的关系定义了临界短路比, 但上述文献仅对外环有功 (d 轴) 控制进行了静态稳定分析, 而忽略了 q 轴控制、锁相环控制等其他控制环节。此外, 现有对于 MMC-HVDC (或者 VSC-HVDC) 边界短路比的研究仍尚显空白。

1.2.2.2 MMC-HVDC 接入弱交流电网的大扰动稳定性研究

分析大扰动下 MMC-HVDC 的稳定性有助于理解和改善系统在启动、负载动态及故障等工况下的运行情况。接入弱交流电网的 MMC-HVDC 在大扰动后可能出现多时间尺度暂态问题^[106], 但本质上仍属于非线性系统暂态稳定性问题^[107], 电力系统暂态稳定分析方法对于 MMC-HVDC 接入弱交流电网稳定分析仍有重要的借鉴意义。电力系统暂态稳定分析方法主要有时域仿真法和 Lyapunov 直接法^[107]: 时域仿真法存在计算量大、时间长且不可能遍历所有运行状态等缺点, 无法定量判断系统的稳定程度; Lyapunov 直接法不用求解微分方程, 而是将故障后轨迹初始状态的能量与临界能量相比较, 直接评估故障后系统轨迹的稳定性。除了上述电力系统常用的暂态稳定分析方法, 针对非线性系统的稳定性分析方法主要有^[107]: 相平面法、混合势函数理论、输入-输出理论、耗散理论、分岔理论和混沌理论等。对于 MMC-HVDC 接入弱交流电网的大扰动稳定性问题, 也需要根据分析对象系统特点和分析结果应用需求选择适合的稳定性分析理论和方法。

现有研究对于单 VSC 换流器接入交流系统的大扰动稳定性失稳机理和稳定性评估方面取得了一定的成果, 研究指出弱电网下锁相环的动态特性是 VSC-HVDC 并网大扰动稳定性的决定性因素^[108,109]。对应于传统电力系统稳定性问题的分类, 文献[1]将其归类为工频范畴的同步稳定问题, 文献[3,4]将这类稳定性问题定义为广义同步稳定性题, 文献[5]根据其时间尺度小于传统电力系统功角暂态稳定时间尺度一个数量级的特性将其定义为“电磁暂态同步稳定”。将换流器经锁相环并网的稳定性问题定义为“同步稳定问题”是目前比较普遍接受的一种稳定性定义。

文献[110,111]通过将换流器简化为受控电流源, 提出了一种包含锁相环动态特性的大信号准稳态模型, 指出电网阻抗对锁相环同步过程起正反馈作用, 解释了由于锁相环二阶非线性动态特性造成的大扰动后的失步机理。文献[110]-[114]采用相平面法评估锁相环二阶非线性系统稳定性, 如前所述相平面法不能以此为基础引入一般规则, 仍不能定量的给出稳定性判据。文献[115]使用平均法求解与锁相环相关的微分方程, 给出微分方程解的近似解析表达式, 其本质上仍是对平衡点稳定性的分析, 稳定性评估结果与线性化稳定性分析结果完全相同, 且不能估计出稳定域或平衡点的吸引域。

为了估计稳定域, 国内外学者试图通过直接法的分析估算大扰动后的稳定边界, 但仍无法实现准确定量估计。根据锁相环二阶动态方程与发电机转子运动方程的相似性, 引入等面积法^[110,116]或能量函数法^[117,118], 并忽略系统阻尼对锁相环失稳风险进行评估, 但由于锁相环二阶动态方程的阻尼项的绝对值远大于惯量项, 忽略阻尼会有较大的误差, 特别地, 锁相环动态特性中存在负阻尼区域, 使得稳定分析的结果并不一定正确, 系统失稳风险可能大于理论分析值。

国内外学者也将混合势函数的分析方法应用于对 VSC-HVDC 的大信号稳定性分析中^[119-122]。混合势函数法也是 Lyapunov 法的一种特例, 利用电路中储能和非储能元件建立混合势函数, 能够给出解析形式的稳定性判据, 对电路系统和控制参数的设计具有指导意义^[121]。但这类大信号稳定性问题针对的并非弱电网下锁相环的同步稳定性问题, 而是功率大范围阶跃变化造成的大信号稳定性问题, 该类稳定性问题的关键影响因素是直流侧负荷或者无源电网的负荷的动态特性。

1.2.2.3 MMC-HVDC 接入弱交流电网研究中存在的问题

目前对于 MMC-HVDC 接入弱电网运行特性及稳定性研究的关键问题中还存在下述问题:

(1) 对于 MMC 稳态运行区域的研究中, “扫描”法需要对一定范围内的运行点进行遍历计算, 可以用于校核换流器的输送功率是否满足输送条件, 但不能直接确定换流器的自身工作极限。

(2) 对于 MMC-HVDC 功率输送能力的研究中，基于稳态模型的分析方法因无法综合考虑各控制环节和 MMC 的内部耦合特性，计算结果与实际存在一定偏差；基于小干扰稳定的方法需考虑的参数（包括电路参数、控制参数等）很多，难以从本质上解释短路比对交、直流功率交互的影响机理^[103]，甚至得到相反的结论，例如文献[100]得到整流模式的临界短路比低于逆变模式，文献[102]得到整流模式的临界短路比高于逆变模式。

(3) MMC-HVDC（或者 VSC-HVDC）接入交流系统后的大扰动稳定性方面的研究仍处于起步阶段，对于该问题的发生机理、建模方法、稳定域估计、电磁暂态-机电暂态交互等方面都亟待更深入的研究。

1.3 本文主要工作

本文从 MMC 建模方法和稳定性分析方法两方面开展研究工作，研究 MMC-HVDC 能够接入怎样强度的交流电网，以及接入弱交流电网的 MMC-HVDC 能承受怎样程度扰动的问题。图 1-2 给出了全文的研究主线和章节设置。

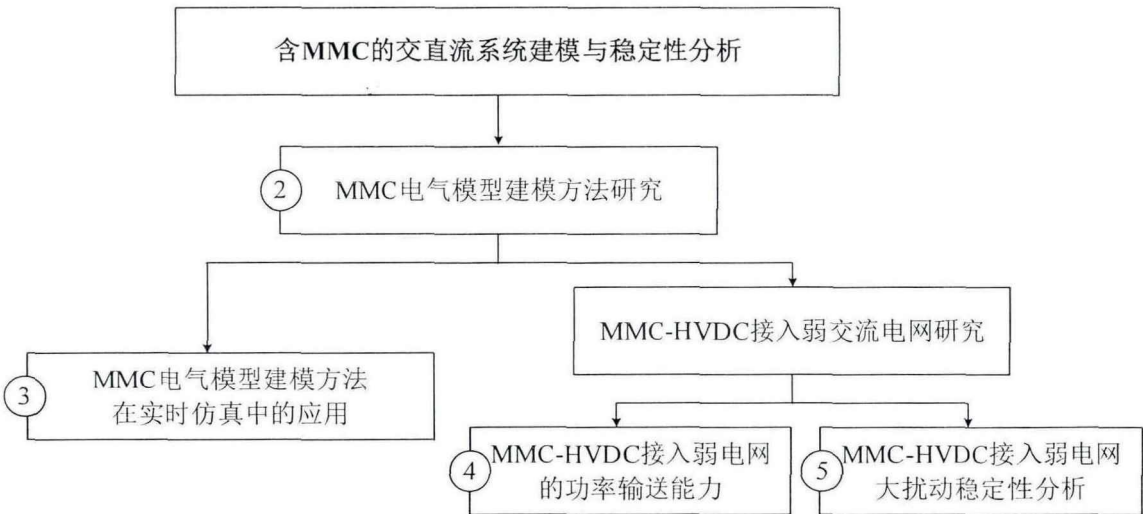


图 1-2 本文主要研究工作

Fig.1-2 The main research work of this dissertation

第 2 章研究模块化多电平换流器电气模型的建模方法，以 MMC 开关函数模型为建模基础，借鉴动态相量模型的建模思路，针对现有 MMC 机电暂态时间尺度模型和稳态模型无法准确模拟换流器内部耦合特性的问题，提出保留直流动态的 MMC 降阶动态相量模型和 MMC 稳态相量模型，完善了 MMC 电气模型建模方法架构体系。

第 3 章根据实时仿真的需求特点和数值计算方法特点，基于 MMC 开关函数模型，提出一种提高仿真精度和数值稳定性的 MMC 桥臂仿真模型，并利用 CBuilder 工具箱开发桥臂模型，在 RTDS 平台实施 MMC-HVDC 系统的仿真，解决了大步

长条件下闭锁状态无法准确仿真的难题。

第 4 章研究 MMC-HVDC 接入弱交流电网的功率输送能力。首先, 研究 MMC 的自身工作极限, 其在 P - Q 平面的映射即为 MMC 稳态运行区域的边界, 据此提出一种开环计算 MMC 稳态运行区域边界的方法, 并研究了换流器设备参数、环流抑制控制模式以及电流约束对 MMC 稳态运行区域的影响。然后, 研究综合考虑各控制环节及 MMC 内部耦合特性的接入弱电网的 MMC-HVDC 的功率输送能力评估方法, 建立考虑锁相环特性的 MMC 接入电网稳态模型, 提出考虑各控制环节的 MMC-HVDC 接入电网静态稳定分析方法, 根据系统额定运行点、静态稳定临界点和 MMC 自身工作极限三者的关系提出 MMC-HVDC 接入交流电网的临界短路比和边界短路比的概念和算法、以及 MMC-HVDC 输送功率极限计算方法, 实现了对 MMC-HVDC 功率输送能力的量化评估。

第 5 章研究 MMC-HVDC 接入弱交流电网后的大扰动稳定性。根据大扰动后 MMC 实际进入控电流模式的特点, 将 MMC 简化为受控电流源, 建立 MMC 接入电网交直流系统的大信号模型; 然后, 针对故障瞬间初始运行点发生跳变的特性, 基于不稳定平衡点稳定流形理论, 计算 MMC-HVDC 接入弱交流电网的稳定域和稳定域边界, 分析系统阻尼比和惯量对稳定域的影响; 最后, 借鉴能量函数的形式构造 Lyapunov 函数, 根据 Lyapunov 稳定性定理、LaSalle 定理, 对 MMC-HVDC 接入弱交流电网的稳定域进行估计, 并提出一种基于临界能量的动态系统强度评估指标, 弥补静态评估指标不能描述系统动态特性的不足。

第 2 章 MMC 电气模型建模方法研究

2.1 引言

本章以 MMC 开关函数模型为基础，借鉴 MMC 动态相量模型的建模思路，针对不同时间尺度的研究场景，研究够准确模拟换流器内部电气量耦合特征、且易于建立与控制器及外部电网交互接口的 MMC 电气模型建模方法。针对现有 MMC 的机电暂态时间尺度模型和稳态模型无法准确模拟 MMC 内部耦合特性的问题，分别提出一类保留直流动态的 MMC 降阶动态相量模型和一种 MMC 稳态相量模型，完善 MMC 电气模型建模方法体系。

2.2 MMC 电气模型建模方法架构

MMC 子模块电容电压的波动使得换流器内部电气量呈多频次、强耦合特性，这增大了对 MMC 建模的难度。对于不同时间尺度特性的研究场景，应选用不同复杂度的数学模型，本节建立了图 2-1 所示的 MMC 电气模型建模方法架构。

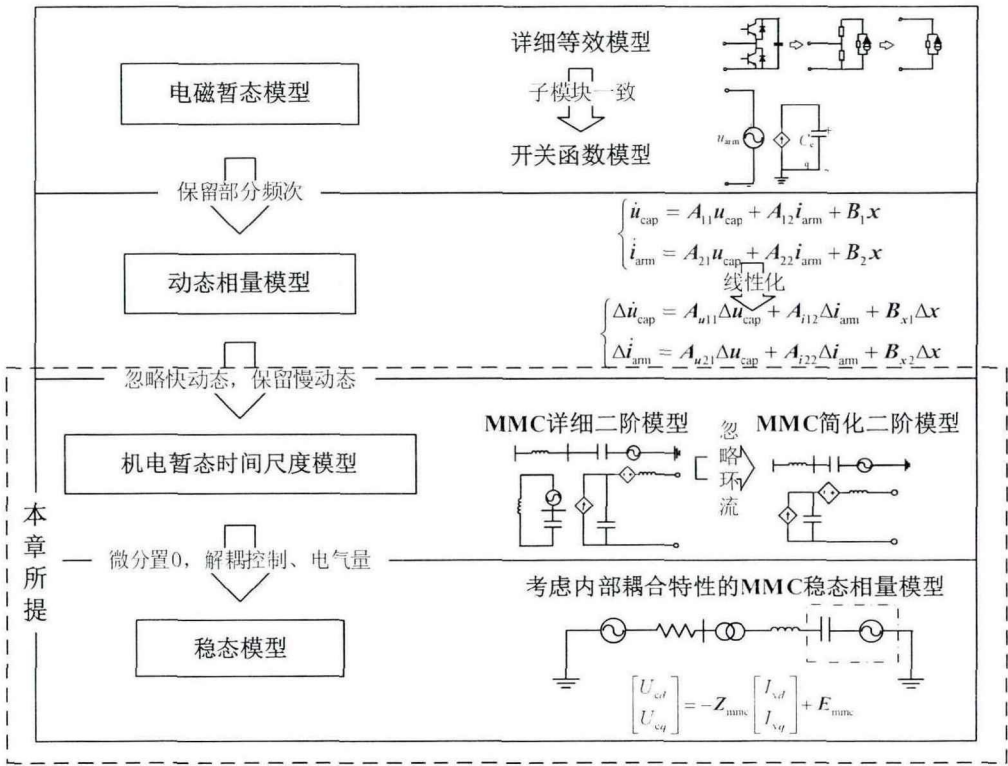


图 2-1 MMC 电气模型建模方法架构

Fig.2-1 Modeling method framework for MMC electrical model

基于瞬时值的 MMC 电磁暂态仿真模型，不需要区分各频次信号之间的交互关系。其中，MMC 详细等效模型^[19]可以用于子模块动态特性的研究；MMC 桥臂开关函数模型^[25]忽略同一桥臂各子模块电容电压之间的差异以提高仿真效率，可以用于桥臂及换流器动态特性的研究。

MMC 动态相量模型在 MMC 开关函数模型的基础上保留了电气量和控制量中的部分频次分量，其中以保留二倍频及以下频次分量的 10 阶动态相量模型^[52]应用最为广泛。线性化后的动态相量模型可用于 MMC-HVDC 系统的小信号建模，进行小干扰稳定性分析和阻抗特性分析。

在 MMC 动态相量模型的基础上，本章提出 MMC 机电暂态时间尺度模型。基于奇异摄动理论，通过忽略快动态、保留慢动态，对 10 阶动态相量模型进行降阶。按照是否保留环流特性，分为保留环流电流回路的 MMC 详细二阶模型和只保留基频和直流电路的 MMC 简化二阶模型。所提 MMC 机电暂态时间尺度模型可用于 MMC-HVDC 系统的机电暂态仿真和大信号稳定性分析。

对 MMC 机电暂态时间尺度模型进一步降阶，本章提出 MMC 稳态相量模型。模型为一个等效可变电容与等效电压源串联，模型参数可完全由控制器输出量和直流电压确定，从而将控制输出量与运行电气量解耦，因此模型可以开环求解。模型可以用于 MMC-HVDC 稳态运行特性和静态稳定性研究。

2.3 MMC 运行原理及建模基础

2.3.1 MMC 开关函数模型

MMC 换流器的拓扑结构如图 2-2a)所示，每个桥臂串联 N 个子模块。如果假设子模块中 IGBT 和反并联二极管开关组在关断时电阻无穷大，在导通时电阻为 0，那么每个子模块可以简化为由开关控制投切的电容，如图 2-2b)所示。

MMC 开关函数模型^[25]的基本假设认为：串联在同一桥臂的 N 个子模块电容参数相同，当 MMC 开关频率足够高且桥臂的电路结构没有发生变化时，无论 MMC 处于稳态还是暂态过程中，同一桥臂中所有子模块的运行状态都基本保持一致，因此可以忽略子模块电容电压平衡控制和调制过程带来的差异，而假设所有子模块电容电压相等。

桥臂开关函数 s_{arm} 的定义如式(2-1)所示

$$s_{\text{arm}} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N s_j \quad (2-1)$$

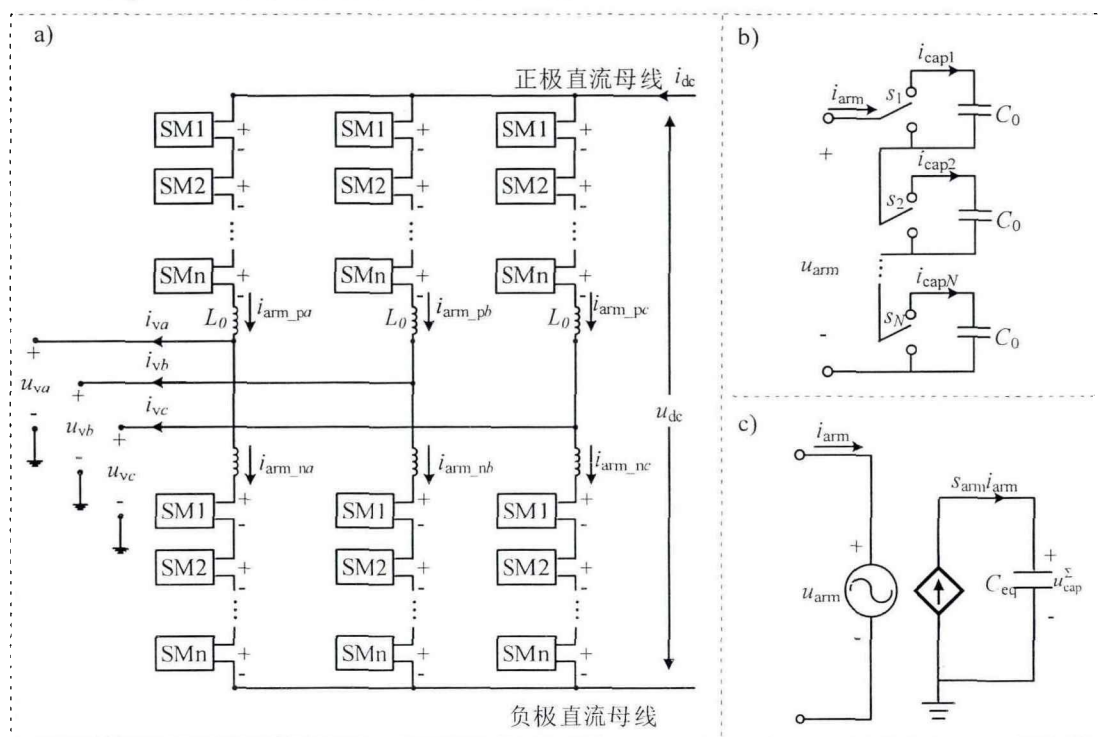
式中 s_j —— 第 j 个子模块的触发信号，1 表示投入，0 表示旁路。

桥臂中第 j 个子模块的电容电流 $i_{\text{cap}j}$ 和电压 $u_{\text{cap}j}$ 表示为式(2-2)。

$$\begin{cases} i_{capj} = s_j i_{arm} \\ u_{capj} = u_{cap0} + \frac{1}{C_0} \int i_{capj} dt = u_{cap0} + \frac{1}{C_0} \int s_j i_{arm} dt \end{cases} \quad (2-2)$$

式中 i_{arm} —— 桥臂电流；

u_{cap0} —— 子模块电容电压的直流分量。



a) MMC 拓扑, b) 简化子模块, c) 桥臂开关函数模型

a) MMC topology, b) Simplification of submodules, c) Bridge arm switching function model

图 2-2 MMC 开关函数模型

Fig.2-2 Switching function model of MMC

那么，桥臂子模块电容电压之和 u_{cap}^{Σ} 如式(2-3)所示，说明桥臂电流对每个子模块充电的过程，整体可以等效为对一个参数为 $C_{eq}=C_0/N$ 的电容器充电，电容 C_{eq} 即为桥臂等效电容。

$$u_{cap}^{\Sigma} = \sum_{j=1}^N u_{capj} = N u_{cap0} + \frac{1}{C_0} \sum_{j=1}^N \int s_j i_{arm} dt = u_{cap0}^{\Sigma} + \frac{1}{C_{eq}} \int s_{arm} i_{arm} dt \quad (2-3)$$

式中 u_{cap0}^{Σ} —— 桥臂等效电容 C_{eq} 电压的直流分量， $u_{cap0}^{\Sigma} = N u_{cap0}$ 。

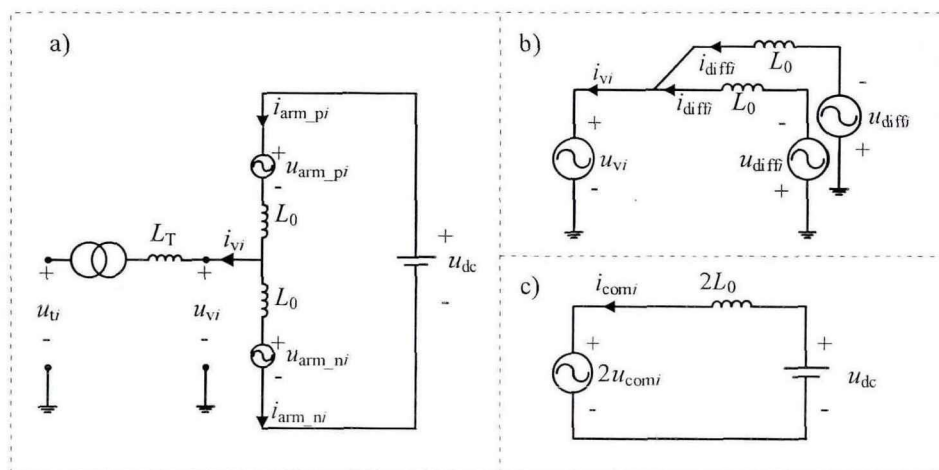
桥臂串联子模块输出电压 u_{arm} 则可以表示为开关函数 s_{arm} 乘以桥臂等效电容电压 u_{cap}^{Σ} ：

$$u_{arm} = \sum_{j=1}^N s_j u_{capj} = s_{arm} u_{cap}^{\Sigma} = s_{arm} u_{cap0}^{\Sigma} + \frac{1}{C_{eq}} s_{arm} \int s_{arm} i_{arm} dt \quad (2-4)$$

根据上述推导，桥臂串联子模块的输出电压可以用受控电压源 u_{arm} 来代替^[35]，

受控电压源的数值信息来自桥臂等效电容 C_{eq} 的电压 u_{cap}^s ，从而得到 MMC 桥臂的开关函数模型，如图 2-2c)所示。

根据 MMC 桥臂开关函数模型，MMC 换流器第 i ($i=a, b, c$) 相等效电路可以表示为如图 2-3a)所示的形式。MMC 上、下桥臂 N 个级联子模块的输出电压分别为 u_{arm_pi} 和 u_{arm_ni} ，桥臂电流分别为 i_{arm_pi} 和 i_{arm_ni} ， L_0 为桥臂电抗。 L_T 为换流变压器单相等效电感， u_{ti} 为换流变压器网侧单相交流电压， u_{vi} 为换流变压器阀侧单相交流电压， u_{dc} 为直流母线电压。



a) 单相电路, b) 差模电路, c) 共模电路

a) Single-phase equivalent circuit, b) Differential mode circuit, c) Common mode circuit

图 2-3 MMC 单相等效模型

Fig.2-3 MMC single-phase model

MMC 上、下桥臂的桥臂电压和桥臂电流都含共模部分和差模部分。共模电流 i_{comi} 和差模电流 i_{diffi} 的计算方法如式(2-5)所示，共模电压 u_{comi} 和差模电压 u_{diffi} 的计算方法如式(2-6)所示。差模等效电路如图 2-3b)所示，差模电压也就是通常所说的 MMC 交流侧电压；共模等效电路如图 2-3c)所示，共模电压也是通常所说的 MMC 直流侧电压。式(2-4)、(2-5)和(2-6)共同构成了三相对称条件下的 MMC 开关函数模型。开关函数描述了 MMC 的基本运行过程，即 MMC 是通过对其上桥臂电压与下桥臂电压的控制，使 MMC 在其交流侧和直流侧呈现出电压源的性质，继而实现所需的交直流功率变换。

$$\begin{cases} i_{comi} = \frac{i_{arm_pi} + i_{arm_ni}}{2} = \frac{1}{3} i_{dc} + \frac{1}{2} i_{cir} \\ i_{diffi} = \frac{i_{arm_pi} - i_{arm_ni}}{2} = \frac{1}{2} i_{vi} \end{cases} \quad (2-5)$$

$$\begin{cases} u_{comi} = \frac{u_{arm_pi} + u_{arm_ni}}{2} = \frac{u_{dc}}{2} - L_0 \frac{di_{comi}}{dt} \\ u_{diffi} = \frac{u_{arm_pi} - u_{arm_ni}}{2} = u_{vi} + L_0 \frac{di_{diffi}}{dt} \end{cases} \quad (2-6)$$

2.3.2 MMC 内部耦合特性分析

将 MMC 开关函数也按照共模分量和差模分量进行定义，如式(2-7)所示。

$$\begin{cases} s_{comi} = \frac{s_{arm_pi} + s_{arm_ni}}{2} \\ s_{diffi} = \frac{s_{arm_pi} - s_{arm_ni}}{2} \end{cases} \quad (2-7)$$

式中 s_{comi} 、 s_{diffi} —— 第 i 相关开关函数的共模、差模分量；

s_{arm_pi} 、 s_{arm_ni} —— 第 i 相上、下桥臂开关函数。

根据(2-3)和(2-4)计算桥臂等效电容电压 u_{cap}^{Σ} 和桥臂串联子模块输出电压 u_{arm} ，并将其写成共模分量和差模分量的形式，分别如式(2-8)和(2-9)所示。

$$\begin{cases} u_{cap_comi}^{\Sigma} = u_{cap0}^{\Sigma} + \frac{1}{C_{eq}} \int (s_{comi} i_{comi} + s_{diffi} i_{diffi}) dt \\ u_{cap_diffi}^{\Sigma} = \frac{1}{C_{eq}} \int (s_{diffi} i_{comi} + s_{comi} i_{diffi}) dt \end{cases} \quad (2-8)$$

$$\begin{cases} u_{comi} = s_{comi} u_{cap0}^{\Sigma} + s_{comi} \frac{1}{C_{eq}} \int (s_{comi} i_{comi} + s_{diffi} i_{diffi}) dt + s_{diffi} \frac{1}{C_{eq}} \int (s_{diffi} i_{comi} + s_{comi} i_{diffi}) dt \\ u_{diffi} = s_{diffi} u_{cap0}^{\Sigma} + s_{diffi} \frac{1}{C_{eq}} \int (s_{comi} i_{comi} + s_{diffi} i_{diffi}) dt + s_{comi} \frac{1}{C_{eq}} \int (s_{diffi} i_{comi} + s_{comi} i_{diffi}) dt \end{cases} \quad (2-9)$$

图 2-3 中 MMC 单相等效模型形式上将 MMC 解耦为共模侧和差模侧两个解耦的电路，但实际差模电压 u_{diffi} 中包含共模电流 i_{comi} 的信息，共模电压 u_{comi} 包含差模电流 i_{diffi} 的信息。这是 MMC 内部共模与差模电气量耦合的表现，也是 MMC 内部交、直流电气量耦合的表现。

如果假设子模块电容很大，即子模块电容电压不存在各频次的电压波动，那么 MMC 内部交、直流侧的电气量将得到解耦，这是现有很多关于 MMC 机电暂态尺度模型和 MMC 稳态模型的文献中所做出的假设。但实际 MMC 子模块电容参数较小，子模块电容电压一般存在 5~10% 左右的波动，这样的假设必然会造成一定的误差。

2.3.3 MMC 控制系统

图 2-4 所示为电网跟随型 MMC 的 d - q 矢量控制系统，本文研究均针对采用该控制方式的 MMC-HVDC 系统开展。MMC 的 d - q 矢量控制系统包括站级控制和阀级控制两部分，其中站级控制包括锁相环、外环控制和电流控制。

锁相环控制器的输入量为 PCC 点三相电压的瞬时值，输出相角作为控制系统

的参考相位。外环控制包括有功类和无功类解耦控制，有功类外环控制包括有功功率控制和直流电压控制，无功类外环控制包括交流电压幅值控制和无功功率控制，外环的输出经过限流限幅环节生成内环电流指令值。

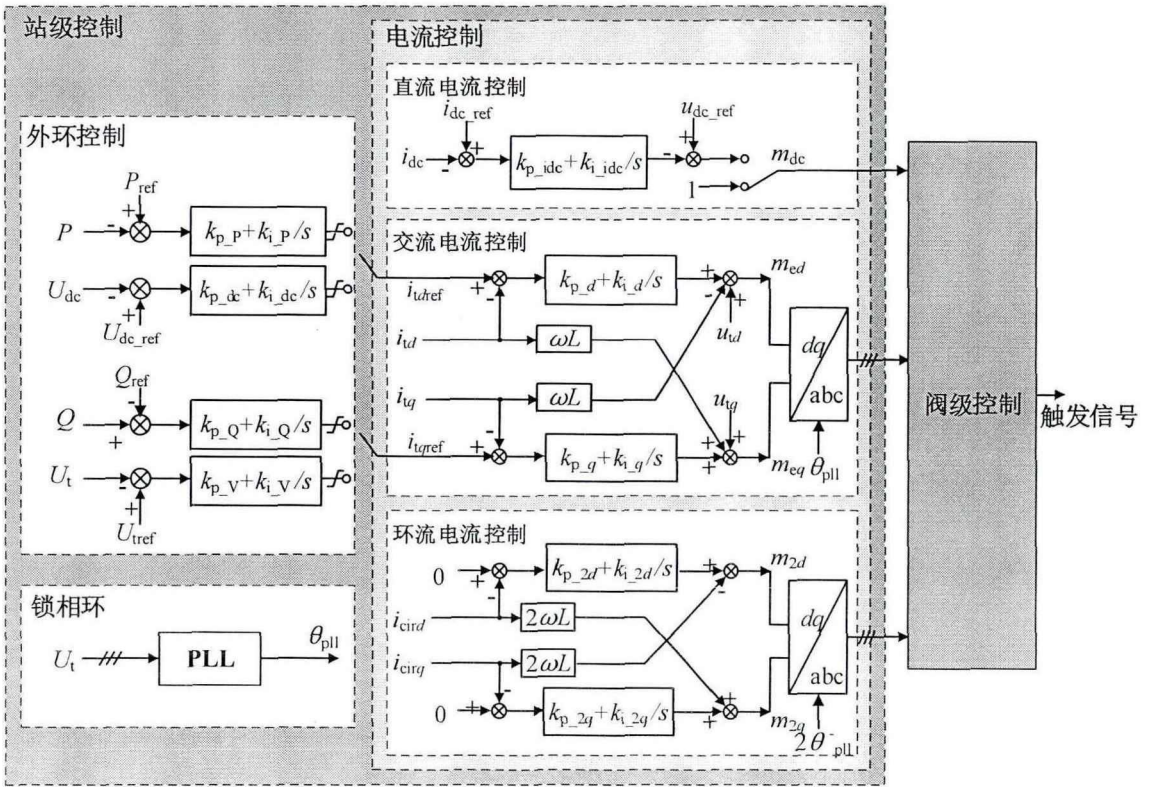


图 2-4 d - q 矢量控制 MMC 控制系统框图

Fig.2-4 Block diagram of MMC d - q vector controller

电流控制包含直流电流控制、交流侧 d 、 q 轴内环电流控制、以及环流抑制控制，其输出信号分别对应开关函数的直流分量 m_{dc} ，基频分量 m_{ed} 、 m_{eq} 和二倍频分量 m_{2d} 、 m_{2q} 。其中直流电流控制在基于半桥型子模块的 MMC 工程中应用较少，主要用于全桥型子模块 MMC 的附加子模块电容电压控制功能^[123]或者直流故障穿越功能^[124]，经典控制中一般将 m_{dc} 固定为 1^[125]。内环电流控制附加了电流补偿项和电压前馈项，电流可以快速准确跟踪电流指令值，输出 dq 坐标系下的基频调制分量 m_{ed} 、 m_{eq} 。桥臂环流控制器类似于内环电流控制器，图 2-3 中所示为环流抑制控制（circulating current suppression control, CCSC），将负序二倍频环流的 dq 分量分别控制为 0，输出二倍频 dq 坐标系下的二倍频调制分量 m_{2d} 、 m_{2q} 。

这些调制分量组合成六个桥臂的开关函数指令，在电容均压和调制策略的作用下生成 IGBT 的触发信号，控制子模块的投入和切除。

2.3.4 MMC 动态相量模型

动态相量模型广泛采用傅里叶级数的三角函数形式，常通过时域状态空间中

的定常方程表示^[52]；可以根据需求，保留各变量中含量较高的频次分量，具有灵活可拓展的优势。通常根据 MMC 内部电气量的主要频次，保留 MMC 中各变量的直流、基频和二倍频分量。将动态相量建模方式应用于 MMC 建模时，需要将系统中的静止坐标系下的桥臂电流、桥臂电压和开关函数按照式(2-10)所示进行 Park 变换，将其表示在 d - q 旋转坐标系中，以方便与交、直流系统和控制系统（锁相环、内外环及环流抑制控制系统）建立接口。

$$\begin{cases} \mathbf{P}^+ = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{P}^- = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-10)$$

式中 θ —— 旋转坐标系与静止坐标系的夹角， $\theta = \omega t$ ；

+ —— 表示正序；

- —— 表示负序。

第 i 相桥臂电流 i_{armi} 、开关函数 s_{armi} 、桥臂等效电容电压 $u_{\text{cap}i}^{\Sigma}$ 的表达式写为如下形式：

$$\begin{cases} i_{\text{armi}} = i_{\text{com}0} + i_{\text{diff}d} \cos(\omega t + \theta_i^+) - i_{\text{diff}q} \sin(\omega t + \theta_i^+) + i_{\text{com}2d} \cos(2\omega t + \theta_i^-) - i_{\text{com}2q} \sin(2\omega t + \theta_i^-) \\ s_{\text{armi}} = \frac{m_{\text{dc}}}{2} - \frac{m_{\text{ed}}}{2} \cos(\omega t + \theta_i^+) + \frac{m_{\text{eq}}}{2} \sin(\omega t + \theta_i^+) + \frac{m_{2d}}{2} \cos(2\omega t + \theta_i^-) - \frac{m_{2q}}{2} \sin(2\omega t + \theta_i^-) \\ u_{\text{cap}i}^{\Sigma} = u_{\text{cap}0}^{\Sigma} + u_{\text{cap}d}^{\Sigma} \cos(\omega t + \theta_i^+) - u_{\text{cap}q}^{\Sigma} \sin(\omega t + \theta_i^+) + u_{\text{cap}2d}^{\Sigma} \cos(2\omega t + \theta_i^-) - u_{\text{cap}2q}^{\Sigma} \sin(2\omega t + \theta_i^-) \end{cases} \quad (2-11)$$

式中 $\theta_a^+ = 0, \theta_b^+ = -2\pi/3, \theta_c^+ = 2\pi/3, \theta_a^- = 0, \theta_b^- = 2\pi/3, \theta_c^- = -2\pi/3$ ；

$i_{\text{diff}0}$ —— 差模电流直流分量；

$i_{\text{com}d}$ 、 $i_{\text{com}q}$ —— 共模电流基频 d 、 q 轴分量；

$i_{\text{diff}2d}$ 、 $i_{\text{diff}2q}$ —— 差模电流二倍频 d 、 q 轴分量；

m_{dc} —— 开关函数的直流分量；

m_{ed} 、 m_{eq} —— 开关函数基频 d 、 q 轴分量；

m_{2d} 、 m_{2q} —— 开关函数二倍频 d 、 q 轴分量；

$u_{\text{cap}0}^{\Sigma}$ —— 桥臂等效电容电压的直流分量；

$u_{\text{cap}d}^{\Sigma}$ 、 $u_{\text{cap}q}^{\Sigma}$ —— 桥臂等效电容电压的基频 d 、 q 轴分量；

$u_{\text{cap}2d}^{\Sigma}$ 、 $u_{\text{cap}2q}^{\Sigma}$ —— 桥臂等效电容电压的二倍频 d 、 q 轴分量。

根据式(2-3)和式(2-4)，写出上述电容电压和桥臂电流的直流、基频和二倍频分量的微分方程，并写成矩阵的形式，即可得到 MMC 的 10 阶动态相量模型^[52]，如式(2-12)所示。

$$\begin{aligned}
 & \left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{cap0}^{\Sigma} \\ u_{capd}^{\Sigma} \\ u_{capq}^{\Sigma} \\ u_{cap2d}^{\Sigma} \\ u_{cap2q}^{\Sigma} \end{bmatrix} &= T_{\omega} \begin{bmatrix} u_{cap0}^{\Sigma} \\ u_{capd}^{\Sigma} \\ u_{capq}^{\Sigma} \\ u_{cap2d}^{\Sigma} \\ u_{cap2q}^{\Sigma} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{eq}} S_M \begin{bmatrix} i_{com0} \\ i_{diffd} \\ i_{diffq} \\ i_{com2d} \\ i_{com2q} \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{com0} \\ i_{diffd} \\ i_{diffq} \\ i_{com2d} \\ i_{com2q} \end{bmatrix} &= T_{\omega} \begin{bmatrix} i_{com0} \\ i_{diffd} \\ i_{diffq} \\ i_{com2d} \\ i_{com2q} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_0} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dc}/2 \\ u_{vd} \\ u_{vq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_0} S_M \begin{bmatrix} u_{cap0}^{\Sigma} \\ u_{capd}^{\Sigma} \\ u_{capq}^{\Sigma} \\ u_{cap2d}^{\Sigma} \\ u_{cap2q}^{\Sigma} \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (2-12)
 \end{aligned}$$

$$\text{其中, } T_{\omega} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\omega \\ 0 & 0 & 0 & -2\omega & 0 \end{bmatrix}, \quad S_M = \begin{bmatrix} \frac{m_{dc}}{2} & -\frac{m_{ed}}{4} & -\frac{m_{eq}}{4} & \frac{m_{2d}}{4} & \frac{m_{2q}}{4} \\ -\frac{m_{ed}}{2} & \frac{m_{dc}}{2} + \frac{m_{2d}}{4} & \frac{m_{2q}}{4} & -\frac{m_{ed}}{4} & -\frac{m_{eq}}{4} \\ -\frac{m_{eq}}{2} & \frac{m_{2q}}{4} & \frac{m_{dc}}{2} - \frac{m_{2d}}{4} & \frac{m_{eq}}{4} & -\frac{m_{ed}}{4} \\ \frac{m_{2d}}{2} & -\frac{m_{ed}}{4} & \frac{m_{eq}}{4} & \frac{m_{dc}}{2} & 0 \\ \frac{m_{2q}}{2} & -\frac{m_{eq}}{4} & -\frac{m_{ed}}{4} & 0 & \frac{m_{dc}}{2} \end{bmatrix}$$

式(2-12)中的桥臂电流的直流、基频分量和二倍频分量与直流电流 i_{dc} 、交流侧电流 i_v 的 d 、 q 分量、和环流电流 i_{cir} 的 d 、 q 分量之间有如下代数方程关系:

$$i_{com0} = \frac{1}{3} i_{dc} \quad i_{diffd} = \frac{1}{2} i_{vd} \quad i_{diffq} = \frac{1}{2} i_{vq} \quad i_{com2d} = \frac{1}{2} i_{cir d} \quad i_{com2q} = \frac{1}{2} i_{cir q} \quad (2-13)$$

2.4 机电暂态时间尺度的 MMC 动态相量模型

式(2-12)所示的 MMC 的动态相量模型^[52]被广泛用于 MMC-HVDC 系统的小信号稳定分析。但在较大的时间尺度下的研究中,采用全阶模型进行分析是不必要的。本节根据奇异摄动理论对 MMC 的动态相量模型进行降阶,降阶后的模型保留了直流的动态特性以及基频和二倍频的稳态特性,将适用于机电暂态时间尺度的理论分析及仿真研究。

2.4.1 保留直流动态的 MMC 降阶动态相量模型

根据 MMC 动态相量模型可以计算出开环控制的 MMC 状态矩阵的特征值,将特征值按照模值从小到大的顺序排列,若相邻两特征值模值之间的比例(分离比)远小于 1,便可作为多时间尺度模型的时标划分标志^[126]。然后通过计算第 m 种模式下第 n 个状态变量贡献的参与因子 p_{nm} ,确定快动态和慢动态。参与因子的计算

方法如式(2-14)， p_{nm} 的值越高，第 n 个状态变量在构建第 m 种模式时就越重要。

$$p_{nm} = \gamma_{nm} v_{nm} \tag{2-14}$$

式中 γ_{nm} ——第 m 个特征值 λ_m 对应的右特征向量；
 v_{nm} ——第 m 个特征值 λ_m 对应的左特征向量。

模态分析的结果如表 2-1 所示，MMC-HVDC 工程中通常以空载时调制比 M_c 为 0.85 进行系统设计选，因此选取典型工作点 $m_{dc}=1$ ， $m_{ed}=0.85$ ， $m_{eq}=0$ ， $m_{2d}=0.05$ ， $m_{2q}=0$ 。从换流器内部状态变量的模态分析结果可以看出，直流分量、基频分量和二倍频分量对应特征值模值的由小到大排序，且直流分量对应的特征值模值与基频分量对应的模值之间的比例远小于 1。可以认为桥臂电流和桥臂等效电容电压的基频分量和二倍频分量为快动态，直流分量为慢动态。

表 2-1 MMC 换流器的时间尺度特性
Table 2-1 Time-scale characteristics of MMC

特征值模值	主要贡献变量	贡献因子
2.027 8	u_{cap0}^{Σ} 、 i_{com0}	0.499 6、0.499 6
47.946 8	u_{capd}^{Σ} 、 i_{diffd} 、 u_{capq}^{Σ} 、 i_{diffq}	0.249 9、0.249 9、0.249 7、0.249 7
52.002 5	u_{capd}^{Σ} 、 i_{diffd} 、 u_{capq}^{Σ} 、 i_{diffq}	0.249 9、0.249 9、0.249 7、0.249 7
97.942 0	u_{cap2d}^{Σ} 、 i_{com2d} 、 u_{cap2q}^{Σ} 、 i_{com2q}	0.249 9、0.249 9、0.249 9、0.249 9
101.997 7	u_{cap2d}^{Σ} 、 i_{com2d} 、 u_{cap2q}^{Σ} 、 i_{com2q}	0.249 9、0.249 9、0.249 9、0.249 9

根据奇异摄动理论，忽略快动态 u_{capd}^{Σ} 、 u_{capq}^{Σ} 、 u_{cap2d}^{Σ} 、 u_{cap2q}^{Σ} 和 i_{diffd} 、 i_{diffq} 、 i_{com2d} 、 i_{com2q} ，即将快动态的微分项置 0。再结合式(2-13)所示代数方程，推导出保留直流动态特性的 MMC 的二阶动态模型，模型为微分-代数方程形式，如式(2-15)所示，包括直流分量电路（直流侧电路）的微分方程，以及基频分量电路（交流侧电路）和环流电路的代数方程。下文中称式(2-15)所描述的模型为“MMC 详细二阶模型”。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{C_{dc1}} \\ i_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{dc1}} \\ -\frac{3}{2L_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{C_{dc1}} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{dc}} i_{hdc1} \\ \frac{3}{2L_0} (u_{dc} - e_{dc1}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{vd} \\ u_{vq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega L_0}{2} + \frac{1}{\omega C_{mmc1}} \\ \frac{\omega L_0}{2} - \frac{1}{\omega C_{mmc1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{vd} \\ i_{vq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{mmc1} \\ e_{mmc1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L_0 + \frac{1}{2\omega C_{cir1}} \\ 2\omega L_0 - \frac{1}{2\omega C_{cir1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir1} \\ i_{cir1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{cir1} \\ e_{cir1} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{2-15}$$

式中 C_{dc1} —— MMC 详细二阶模型的直流侧等效电容;
 u_{Cdc1} —— MMC 详细二阶模型的直流侧等效电容电压;
 i_{hdc1} 、 e_{dc1} —— MMC 详细二阶模型的直流侧等效电流源和等效内电势;
 C_{mmc1} —— MMC 详细二阶模型的交流侧等效电容;
 e_{mmcd1} 、 e_{mmcq1} —— MMC 详细二阶模型的交流侧等效内电势 d 、 q 轴分量;
 C_{cir1} —— MMC 详细二阶模型的环流回路等效电容;
 e_{cir1d} 、 e_{cir1q} —— MMC 详细二阶模型的环流电路等效内电势 d 、 q 轴分量。

按照附录 A 所示基准值系统进行标幺化, 得到各参数的具体计算方法如下:

$$C_{dc1} = 6C_{eq} / m_{dc}^2 \quad (2-16)$$

$$u_{Cdc1} = m_{dc} u_{cap0}^{\Sigma} \quad (2-17)$$

$$i_{hdc1} = \frac{-m_{cd} i_{vd} - m_{eq} i_{vq} + m_{2d} i_{cir1d} + m_{2q} i_{cir1q}}{m_{dc} m_k} \quad (2-18)$$

$$e_{dc1} = m_k \frac{(4m_{dc} m_{eq} - m_{cd} m_{2q} + m_{eq} m_{2d}) i_{vd} - (4m_{dc} m_{cd} - m_{cd} m_{2d} - m_{eq} m_{2q}) i_{vq}}{64\omega C_{eq}} + m_k \frac{-(m_{dc} m_{2q} + 2m_{cd} m_{eq}) i_{cir1d} + (m_{dc} m_{2d} + m_{cd}^2 - m_{eq}^2) i_{cir1q}}{32\omega C_{eq}} \quad (2-19)$$

$$C_{mmc1} = 64C_{eq} / (8m_{dc}^2 + m_{cd}^2 + m_{eq}^2 - 2m_{2d}^2 - 2m_{2q}^2) \quad (2-20)$$

$$\begin{bmatrix} e_{mmcd} \\ e_{mmcq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{m_{cd}}{m_k m_{dc}} & m_k \frac{4m_{dc} m_{eq} - m_{cd} m_{2q} + m_{eq} m_{2d}}{64\omega C_{eq}} & -\frac{3m_{dc} m_{eq} + m_{cd} m_{2q} + m_{eq} m_{2d}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3m_{dc} m_{cd} + m_{cd} m_{2d} - m_{eq} m_{2q}}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{m_{eq}}{m_k m_{dc}} & -m_k \frac{4m_{dc} m_{cd} - m_{cd} m_{2d} - m_{eq} m_{2q}}{64\omega C_{eq}} & -\frac{3m_{dc} m_{cd} - m_{cd} m_{2d} + m_{eq} m_{2q}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3m_{dc} m_{eq} - m_{cd} m_{2q} - m_{eq} m_{2d}}{16\omega C_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Cdc1} \\ i_{dc} \\ i_{cir1d} \\ i_{cir1q} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

$$C_{cir1} = 8C_{eq} / (2m_{dc}^2 + m_{cd}^2 + m_{eq}^2) \quad (2-22)$$

$$\begin{bmatrix} e_{cir1d} \\ e_{cir1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{m_{2d}}{m_k m_{dc}} & m_k \frac{m_{dc} m_{2q} + 2m_{cd} m_{eq}}{32\omega C_{eq}} & -\frac{3m_{dc} m_{eq} + m_{cd} m_{2q} + m_{eq} m_{2d}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3m_{dc} m_{cd} - m_{cd} m_{2d} + m_{eq} m_{2q}}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{m_{2q}}{m_k m_{dc}} & -m_k \frac{m_{dc} m_{2d} + m_{cd}^2 - m_{eq}^2}{32\omega C_{eq}} & \frac{3m_{dc} m_{cd} + m_{cd} m_{2d} - m_{eq} m_{2q}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3m_{dc} m_{eq} - m_{cd} m_{2q} - m_{eq} m_{2d}}{16\omega C_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Cdc1} \\ i_{dc} \\ i_{vd} \\ i_{vq} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

MMC 详细二阶模型等效电路如图 2-5 中方框内模型所示, 图 2-5 中的虚线箭头表示等效电路与控制器之间的信息传递交互过程, 模型中参数 m_{dc} 、 m_{cd} 、 m_{eq} 、 m_{2d} 和 m_{2q} 分别对应直流电流控制器、内环电流控制器、环流电流控制器的输出, 该模型可以方便地与各类控制器进行接口, 用于大规模电力系统的时域仿真。与通过对 MMC-HVDC 完整系统 (MMC 换流器、交流系统、直流系统、控制系统) 降阶过程中得到的 MMC 换流器模型^[60-62]相比, 图 2-5 所示的降阶模型形式简单, 物理意义明确。

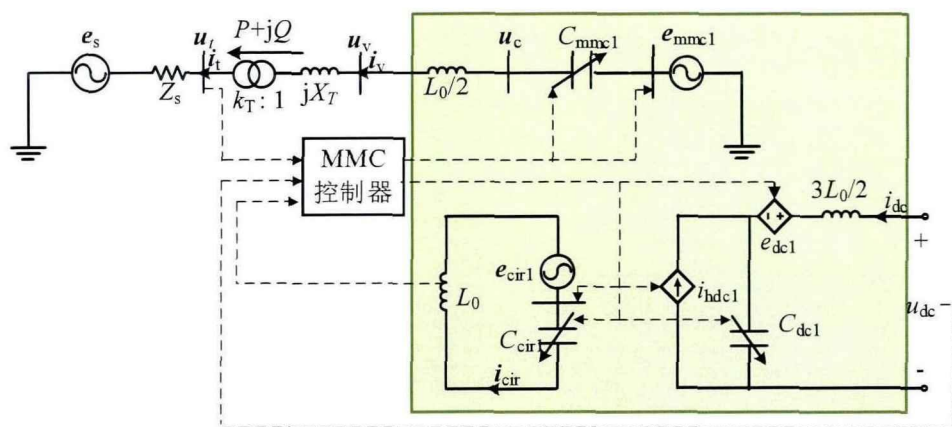


图 2-5 MMC 详细二阶模型

Fig.2-5 Detailed 2nd-order model of MMC

上述降阶模型保留了换流器内部的慢状态变量，将快状态变量的微分方程退化为代数方程。由于完整系统的稳定性由降阶系统和边界层系统的稳定性共同决定^[126]，边界层系统中包含了忽略了动态过程的快状态变量，因此使用降阶模型分析由快状态变量主导的失稳模式不能保证分析结果与原系统的一致性，该降阶模型可用于研究 MMC 在较大时间尺度下的动态特性，适用于机电暂态仿真。

2.4.2 MMC 简化二阶模型

考虑到目前 MMC 中工程中普遍附加环流抑制控制, 环流电流抑制效果良好且环流抑制控制对应的二倍频控制分量 m_{2d} 和 m_{2q} 通常很小^[8], 近似认为 i_{com2d} 、 i_{com2q} 、 m_{2d} 和 m_{2q} 均为 0, 对 MMC 的二阶动态模型做进一步简化, 得到式(2-24)所示的简化二阶模型, 对应等效电路图为图 2-6 中方框内模型所示, 该模型中只有直流侧电路和交流侧电路, 没有环流回路电路, 直流侧电路对应式中微分方程, 交流侧电路对应式中代数方程; 模型只保留了与直流电流控制器和内环电流控制器的接口。在下文中, 将式(2-24)对应的模型称为“MMC 简化二阶模型”。

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{Cdc2} \\ i_{dc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{dc2}} \\ -\frac{3}{2L_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Cdc2} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{dc}} i_{hdc2} \\ \frac{3}{2L_0} (u_{dc} - e_{dc2}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{vd} \\ u_{vq} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega L_0}{2} + \frac{1}{\omega C_{mmc2}} \\ \frac{\omega L_0}{2} - \frac{1}{\omega C_{mmc2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{vd} \\ i_{vq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{mmcd2} \\ e_{mmcq2} \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (2-24)$$

式中 C_{dc2} —— MMC 简化二阶模型的直流侧等效电容;
 u_{Cdc2} —— MMC 简化二阶模型的直流侧等效电容电压;

$i_{\text{hdc}2}$ 、 $e_{\text{dc}2}$ ——MMC 简化二阶模型的直流侧等效电流源和等效内电势；

$C_{\text{mmc}2}$ ——MMC 简化二阶模型的交流侧等效电容；

$e_{\text{mmcd}2}$ 、 $e_{\text{mmcq}2}$ ——MMC 简化二阶模型的交流侧等效内电势 d 、 q 轴分量。

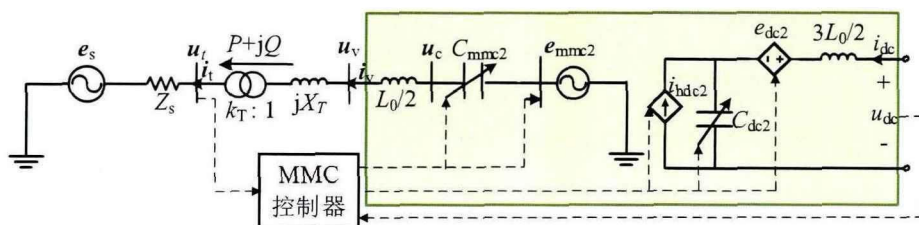


图 2-6 MMC 简化二阶模型

Fig.2-6 Simplified 2nd-order model of MMC

在不关注环流控制模式对 MMC 动态特性影响时，MMC 简化二阶模型比 MMC 详细二阶模型更适合用于大信号稳定性理论分析，能更直观地阐明失稳机理及关键因素，标么化后的式(2-24)各参数的具体计算方法如下：

$$C_{\text{dc}2} = 6C_{\text{eq}}/m_{\text{dc}}^2 \quad (2-25)$$

$$u_{\text{Cdc}2} = m_{\text{dc}} u_{\text{cap}0}^{\Sigma} \quad (2-26)$$

$$i_{\text{hdc}2} = -\frac{m_{\text{ed}} i_{\text{vd}} + m_{\text{eq}} i_{\text{vq}}}{m_{\text{k}} m_{\text{dc}}} \quad (2-27)$$

$$e_{\text{dc}2} = m_{\text{k}} m_{\text{dc}} \frac{m_{\text{eq}} i_{\text{vd}} - m_{\text{ed}} i_{\text{vq}}}{16\omega C_{\text{eq}}} \quad (2-28)$$

$$C_{\text{mmc}2} = 64C_{\text{eq}} / (8m_{\text{dc}}^2 + m_{\text{ed}}^2 + m_{\text{eq}}^2) \quad (2-29)$$

$$\begin{bmatrix} e_{\text{mmcd}2} \\ e_{\text{mmcq}2} \end{bmatrix} = m_{\text{dc}} \begin{bmatrix} \frac{m_{\text{ed}}}{m_{\text{k}}} & \frac{m_{\text{k}} m_{\text{eq}}}{16\omega C_{\text{eq}}} \\ \frac{m_{\text{eq}}}{m_{\text{k}}} & -\frac{m_{\text{k}} m_{\text{ed}}}{16\omega C_{\text{eq}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\text{Cdc}2} \\ i_{\text{dc}} \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

2.4.3 与二电平 VSC 的区别

MMC 的桥臂中级联了大量子模块电容，且其电容参数相比于二电平 VSC 直流侧电容要小很多，MMC 中的子模块电容电压存在基频和二倍频波动，并通过开关函数将桥臂电流和桥臂输出电压的各频率分量耦合在一起，即使忽略电容电压基频和二倍频分量的动态过程，子模块电容电压稳定持续地波动也对 MMC 交、直流侧的输出特性也会产生较大的影响。上述 MMC 内部变量之间的耦合关系，是 MMC 与二电平 VSC 的重要区别。

但是，现有关于 MMC 的稳态、大扰动动态、机电暂态仿真模型的研究中，大都直接借鉴二电平 VSC 的模型，用图 2-7 所示的等效模型模拟 MMC 的动态过程，

模型的动态方程如式所示(2-31)所示。该模型只从瞬时功率的角度保留了 MMC 的部分外动态特性，必要的假设前提是子模块电容足够大，即忽略子模块电压的基频及以上的波动，也就无法反映 MMC 内部变量耦合特性。

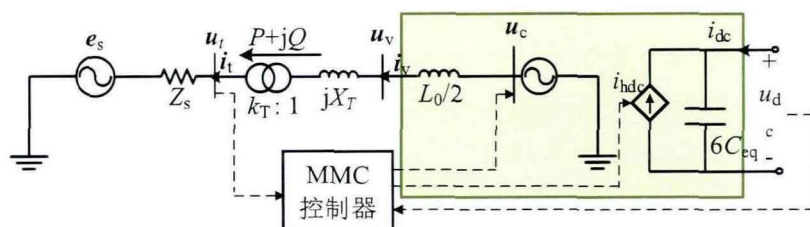


图 2-7 二电平 VSC 动态模型

Fig.2-7 Dynamic model of 2-level VSC

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{Cdc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{6C_{eq}} \\ -\frac{3}{2L_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Cdc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{6C_{eq}} \left(\frac{3m_{ed}i_{vd} + 3m_{eq}i_{vq}}{4} \right) \\ \frac{3}{2L_0} u_{dc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{vd} \\ u_{vq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega L_0}{2} \\ \frac{\omega L_0}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{vd} \\ i_{vq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{m_{ed}}{2} \\ -\frac{m_{eq}}{2} \end{bmatrix} u_{Cdc} \end{cases} \quad (2-31)$$

图 2-5 所示的 MMC 详细二阶模型保留了 MMC 内部的环流电流特征，与图 2-7 对比多出了环流回路。图 2-6 所示 MMC 简化二阶模型假设环流电流被良好抑制，环流回路被简化消去，直流侧和交流侧模型与 VSC 模型仍有区别。图 2-5 和图 2-6 中的 MMC 交流侧和直流侧模型与图 2-7 所示 VSC 模型存在如下区别：

- (1) MMC 交流侧模型中串联 1 个等效电容，等效电容参数随控制器输出改变；
- (2) MMC 交流侧模型中的等效电压源包含直流电流相关项；
- (3) MMC 直流侧模型中串联 1 个等效电压源，包含交流电流相关项；
- (4) MMC 直流侧模型中串联 1 个与桥臂电感相关的等效电感。

上述特征描述了 MMC 内部变量耦合特性的外在体现，反映了 MMC 与二电平 VSC 的区别。

2.4.4 模型验证

在 Matlab 中编程实现基于 MMC 详细二阶模型和 MMC 简化二阶模型的单端 MMC-HVDC 的时域仿真模型，同时在 PSCAD/EMTDC 中建立单端 MMC-HVDC 的详细等效模型^[17]作为对比验证对象，用于验证所提模型的正确性。Matlab 中 MMC 二阶模型仿真步长为 1ms，PSCAD/EMTDC 中仿真步长为 50μs。单端 MMC-HVDC 系统模型参数参考渝鄂柔性直流输电南通道工程，具体参数设置如表

2-2 所示，本章 2.4 节、第 3 章至第 5 章也将用该系统作为对比验证仿真系统，后文将其统称为“PSCAD 电磁暂态仿真模型”。本节算例中，交流系统等效内电势为 551.25kV (1.05 p.u.)，短路比为 5，阻抗角为 80°。

表 2-2 仿真系统参数

Table 2-2 Parameters of simulation system

参数	值
交流系统额定电压/kV	525
额定交流频率/Hz	50
直流额定电压/kV	±420
额定有功功率/MW	1 250
换流变压器变压比/kV:kV	525: 66: 437.23
变压器接线	Y _G /Δ/Y
换流变压器容量/MVA	1 380
换流变压器短路阻抗/%	24, 14, 8
桥臂子模块个数	500
子模块电容/μF	11 000
桥臂电抗/H	0.14

2.4.4.1 稳态情况下的仿真验证

本算例中换流站采用有功功率、无功功率控制，参考值分别设定为 1250 MW 和 0 Mvar。Matlab 中计算得到的结果为 dq 坐标系下各变量的时间序列，根据式(2-11)计算出上桥臂开关函数、桥臂电流、子模块平均电容电压的值并换算至有名值，得到图中的曲线。

图 2-8 为 MMC 详细二阶模型与 PSCAD 电磁暂态仿真模型的对比情况，“PSCAD”表示 PSCAD 电磁暂态仿真模型，“MMC1”表示 MMC 详细二阶模型。从图 2-8 可以看出，MMC 详细二阶模型的计算结果与 PSCAD 电磁暂态仿真模型仿真结果均保持一致。图 2-8a)中三组仿真曲线的平均相对误差分别为 0.519%、0.97%、0.375%，图 2-8b)中三组曲线的平均相对误差分别为 0.424%、1.49%、0.252%。通过在附加环流抑制和无环流抑制两种情况下，Matlab 仿真结果与 PSCAD 电磁暂态仿真模型仿真结果的对比，说明本文所建 MMC 详细二阶模型能准确模拟 MMC 稳态运行情况下的状态。

图 2-9 给出了 Matlab 中建立的 MMC 简化二阶模型与 PSCAD 电磁暂态模型的仿真对比情况，由于简化二阶模型只能模拟附加环流抑制控制这一种环流控制模式，因此只给出与附加环流控制时 PSCAD 的仿真进行结果对比，“MMC2”表示 MMC 简化二阶模型。从图 2-9 可以看出，MMC 简化二阶模型的因为忽略了开关函数的二倍频分量，开关函数和电容电压曲线与 PSCAD 电磁暂态仿真模型的仿真曲线有一定的差别，桥臂电流曲线的仿真误差很小，三组仿真结果的平均相对误差分别为 3.94%、0.94%、1.05%，模型的精度仍然很高，在不关注模型环流控制

及环流特性时，可以采用 MMC 简化二阶模型代替 MMC 详细二阶模型。

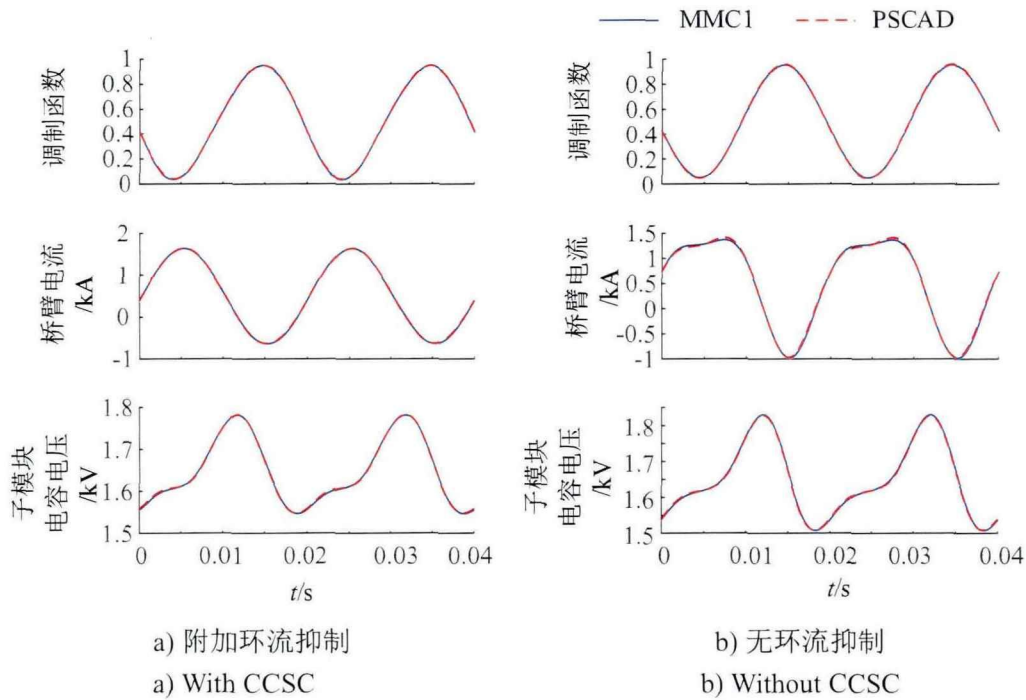


图 2-8 MMC 详细二阶模型稳态情况下的仿真验证

Fig.2-8 Simulation verification of MMC detailed 2nd-order model in steady state

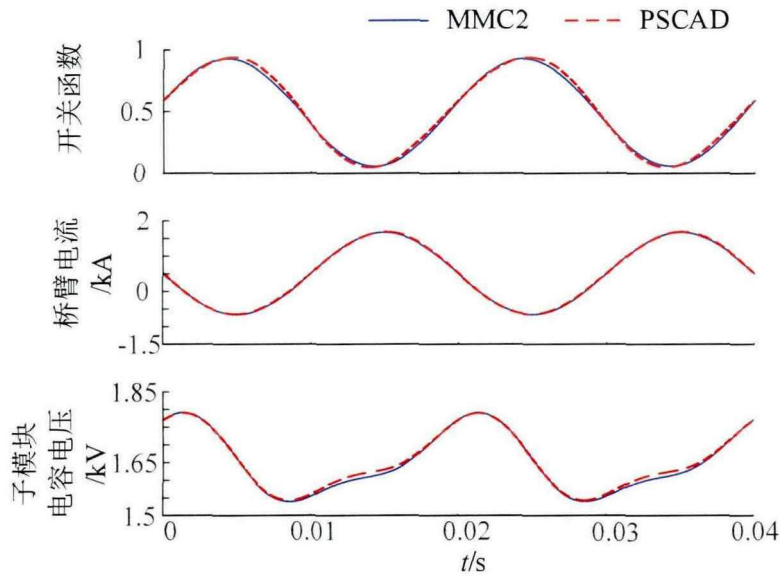


图 2-9 MMC 简化二阶模型稳态情况下的仿真验证

Fig.2-9 Simulation verification of MMC simplified 2nd-order model in steady state

表 2-3 为附加环流抑制控制的情况下，本节所提 MMC 详细二阶模型和简化二阶模型与 PSCAD/EMTDC 仿真结果的外特性对比情况，计算与仿真结果基本一致，相对误差均不超过 1%。稳态情况下，本节提出的 MMC 动态模型的仿真结果与

PSCAD 电磁暂态模型的仿真结果基本一致，存在的少许误差是由于二阶模型中只考虑了直流量、基频量和二倍频分量，忽略了 3 次及以上高次谐波所致。

表 2-3 外特性仿真验证

Table 2-3 Verification for model of MMC connected into ac grid

(P_c, Q_c)	U_c (p.u.)			M_c		
	MMC1	MMC2	PSCAD	MMC1	MMC2	PSCAD
(1, 0)	0.990 7	0.990 7	0.992 7	0.821 9	0.818 2	0.823 8
(0.8, 0.2)	1.161 8	1.161 8	1.162 5	0.968 5	0.962 3	0.969 3
(0.8, -0.2)	0.814 2	0.814 2	0.814 3	0.689 5	0.690 0	0.689 7
(0.3, -0.5)	0.314 8	0.314 8	0.314 8	0.331 7	0.334 2	0.331 7

2.4.4.2 暂态情况下的仿真验证

开环控制可以最准确地反映 MMC 电气模型能否准确模拟换流器内部电气量的动态特性，避免控制器的动态特性掩盖 MMC 电气模型的响应特性。MMC 启用环流抑制控制器，设置初始时控制器的输出 m_{ed} 为 0.9， m_{eq} 为 0.2，在 5s 时刻控制器的输出 m_{eq} 由 0.2 变为 -0.2。两种 MMC 二阶模型的仿真结果与 PSCAD 电磁暂态仿真模型仿真结果对比如图 2-10 所示，两者的动态响应都与 PSCAD 电磁暂态模型的响应趋势非常一致。MMC 详细二阶模型的稳态值与 PSCAD 仿真结果高度一致，MMC 简化二阶模型的稳态值与 PSCAD 仿真结果略有偏差，整体精度仍然较高。

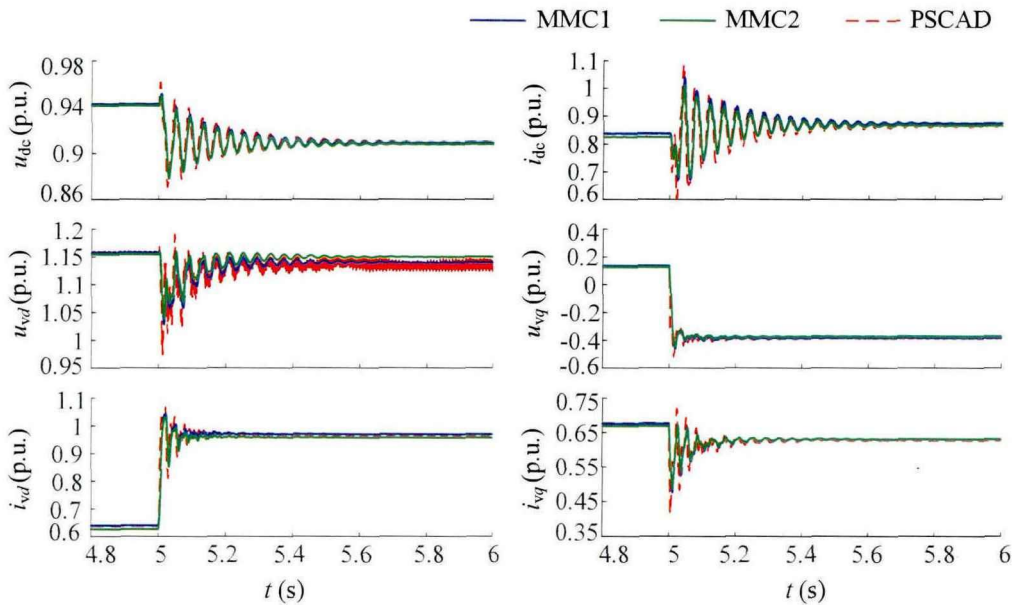


图 2-10 开环控制仿真验证

Fig.2-10 Simulation verification of open-loop control

2.5 考虑内部耦合特性的 MMC 稳态相量模型

令 2.4.1 节的 MMC 二阶动态相量模型的微分项等于 0，即可以得到 MMC 的稳态模型，但该模型中各频率变量之间仍是耦合的，直接使用该模型在计算 MMC

稳态特性时, 必须与交、直流系统特性方程联立, 通过交、直流模型之间交替迭代进行求解, 计算复杂且可能出现在临界点附近计算不收敛的问题。为此本节通过推导 MMC 交流侧输出电压与电流的表达式, 实现将控制变量与电气量解耦, 得到 MMC 的稳态相量模型及等效电路, 而且所提稳态模型可以直观反映出电容电压波动造成的耦合特性对 MMC 输出特性的影响。

本节中用大写斜体表示各变量的稳态值, 用加粗斜体表示各相量, 对应字母代表的变量与前节相同。

2.5.1 模型推导

式(2-12)所示 MMC 动态相量模型中的微分项置 0, 代入式(2-13), 并将 MMC 交流侧输出电压 (U_c) 项单独提取出来, 整理成如式(2-32)的形式。式(2-32)中矩阵 A 、 B 、 C 、 D 、 E 的表达式由附录 B 中式(B-1)-(B-5)给出。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} I_{vd} \\ I_{vq} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} U_{cap0}^\Sigma \\ I_{dc} \\ I_{cir d} \\ I_{cir q} \end{bmatrix} + C U_{dc} \\ \begin{bmatrix} U_{cd} \\ U_{cq} \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} I_{vd} \\ I_{vq} \end{bmatrix} + E \begin{bmatrix} U_{cap0}^\Sigma \\ I_{dc} \\ I_{cir d} \\ I_{cir q} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-32)$$

式中 U_{cd} 、 U_{cq} —— MMC 交流侧输出电压 U_c 的 d 轴和 q 轴分量。

由(2-32)可以推导出 MMC 换流器交流侧输出电压 U_c 与输出电流 I_v 的表达式, 得到 MMC 换流器交流侧的稳态相量模型:

$$\begin{bmatrix} U_{cd} \\ U_{cq} \end{bmatrix} = -Z_{mmc} \begin{bmatrix} I_{vd} \\ I_{vq} \end{bmatrix} + E_{mmc} \quad (2-33)$$

$$\text{其中, } \begin{cases} Z_{mmc} = -(D - EB^{-1}A)/2 \\ E_{mmc} = -(EB^{-1}C)U_{dc} \end{cases}。$$

具体地, 阻抗矩阵 Z_{mmc} 对角元素为 0, 非对角元素互为相反数, 也就是 $\begin{bmatrix} 0 & -X_{mmc} \\ X_{mmc} & 0 \end{bmatrix}$ 的形式, 因此 MMC 的交流侧稳态相量模型可以用等效电抗 X_{mmc} 串联电压源 E_{mmc} 描述。

将 $X_{L0} = \omega L_0$ 和 $X_{Ceq} = 1/(\omega C_{eq})$ 代入式(2-33), 并进行标么化, MMC 稳态相量模

型的参数如式(2-34)所示。

$$\begin{cases} X_{mmc} = -\frac{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3}{64(\zeta_1 + \zeta_2)} X_{Ceq} \\ E_{mmc} = \frac{U_{dc}}{m_k M_{dc}} \left[\left(1 - \frac{\zeta_3}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} \right) \begin{bmatrix} M_{ed} \\ M_{eq} \end{bmatrix} + \frac{3X_{Ceq}}{\zeta_1 + \zeta_2} \begin{bmatrix} M_{2d} & M_{2q} \\ M_{2q} & -M_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{ed} \\ M_{eq} \end{bmatrix} \right] \end{cases} \quad (2-34)$$

其中,

$$\begin{cases} \zeta_1 = 32X_{L0}M_{dc} \{ (8M_{dc}^2 - 3M_e^2 - 2M_2^2) \} \\ \zeta_2 = -X_{Ceq}M_{dc} \left[(16M_{dc}^4 + 3M_e^4 + 2M_2^4 - 16M_{dc}^2M_e^2 - 12M_{dc}^2M_2^2 - 2M_e^2M_2^2) \right] , \\ \zeta_3 = \left[32X_{L0} - (12M_{dc}^2 - 2M_e^2 + M_2^2)X_{Ceq} \right] \left[(M_{ed}^2 - M_{eq}^2)M_{2d} + 2M_{ed}M_{eq}M_{2q} \right] \\ \zeta_1 = 32X_{L0}M_{dc} \\ \zeta_2 = -X_{Ceq} \left[M_{dc} (2M_{dc}^2 + M_e^2 - M_2^2) \right] , \\ \zeta_3 = X_{Ceq} (M_{ed}^2 - M_{eq}^2)M_{2d} + 2M_{ed}M_{eq}M_{2q} \end{cases}$$

其中, $M_e^2 = M_{ed}^2 + M_{eq}^2$, $M_2^2 = M_{2d}^2 + M_{2q}^2$ 。

在换流器设备参数和直流电压 U_{dc} 确定的情况下, 等效电抗 X_{mmc} 和等效电压源 E_{mmc} 只与控制器输出量有关。应用该模型可以方便地确定控制器输出量的限制对换流器输出功率的约束, 也可以作为与控制器连接, 建立 MMC-HVDC 系统的准稳态模型。从式(2-34)可以看出, 即使在直流电压确定的情况下, MMC 的等效内电势 U_c 必须在已知或者能够求解出交流电流 I_v 时才能确定, 因此 MMC 中的电气量需要在已知交流侧电路信息 (交流电网等效电路参数或 PCC 点电压) 时才可以确定, 这一特性是 MMC 内部耦合特性的外在反映, 是区别于二电平 VSC 的重要特征。

需要注意的是, 上式(2-34)中的等效电抗 X_{mmc} 和 E_{mmc} 与式(2-15)所示的 MMC 详细二阶模型中的 C_{mmcl} 和 e_{mmcl} 表达式并不对应, 这是因为从式(2-32)到式(2-33)消去直流电流 I_{dc} 和环流电流 I_{cir} 的过程中, 产生了直流电压相关项被合并到 E_{mmc} 中, 产生了交流电压 I_v 相关项被合并到 X_{mmc} 中。

2.5.2 等效电路

由于开关函数中的二倍频分量 M_2 通常较小, 可以忽略二倍频分量, 将 X_{mmc} 的表达式简化, 如式(2-35)所示。不难看出, 当 M_e 在 0 到 1 范围内变化时, $X_{mmc} < 0$, 因此 MMC 等效模型中的等效电抗表现为电容特性。

$$\begin{aligned}
 X_{\text{mmc}} &= -\frac{X_{\text{Ceq}}}{64} \left[8M_{\text{dc}}^2 - 3M_{\text{e}}^2 + \frac{6(3M_{\text{dc}}^2 - M_{\text{e}}^2)X_{\text{Ceq}}}{32X_{L0} - (2M_{\text{dc}}^2 + M_{\text{e}}^2)X_{\text{Ceq}}} M_{\text{e}}^2 \right] \\
 &< -\frac{X_{\text{Ceq}}}{64} \left[8M_{\text{dc}}^2 - 3M_{\text{e}}^2 + \frac{6M_{\text{e}}^2(3M_{\text{dc}}^2 - M_{\text{e}}^2)}{4 - 2M_{\text{dc}}^2 + M_{\text{e}}^2} \right] < 0
 \end{aligned} \quad (2-35)$$

因此, MMC 与交流侧等效模型可以由图 2-11 描述: 式(2-34)对应的 MMC 稳态相量模型如图中双点划线方框内的戴维南等效模型所示, 交流系统用戴维南模型等效, E_s 为等效电压源, Z_s 为交流系统等效阻抗, θ_s 为阻抗角; U_t 和 U_v 分别为变压器网侧电压和阀侧电压相量, U_t 也是通常所说的公共连接点 (point of common coupling, PCC) 电压。 I_t 和 I_v 分别为变压器网侧电压和阀侧电压相量, k_T 为变压器分接头, X_T 为变压器短路阻抗。 MMC 的控制过程可以描述为: 控制器通过改变等效电压源 E_{mmc} 的 d 轴和 q 轴分量以及等效电抗 X_{mmc} 的值, 控制输出电压和电流, 从而追踪控制目标。

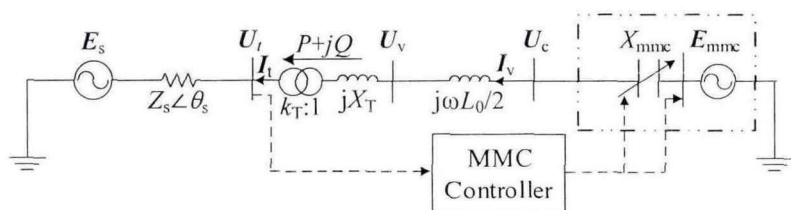


图 2-11 MMC 交流侧等效模型

Fig.2-11 Equivalent model of MMC from AC side

2.5.3 换流器内部变量计算

在计算出 X_{mmc} 和 E_{mmc} 后, 按照式(2-36)可以方便的求解出交流电流 I_v 。

$$I_v = \begin{bmatrix} \frac{Z_s \cos \theta_s}{k_T^2 \lambda_{\text{scr}}} & -\left(\frac{Z_s \sin \theta_s}{k_T^2} + X_T + \frac{\omega L_0}{2} + X_{\text{MMC}} \right) \\ \frac{Z_s \sin \theta_s}{k_T^2} + X_T + \frac{\omega L_0}{2} + X_{\text{MMC}} & \frac{Z_s \cos \theta_s}{k_T^2 \lambda_{\text{scr}}} \end{bmatrix}^{-1} \left(E_{\text{mmc}} - \frac{E_s}{k_T} \right) \quad (2-36)$$

得到换流器输出电流 I_v 后, 可以根据式(2-37)反求出 MMC 的等效电容电压的直流分量 $U_{\text{cap}0}^{\Sigma}$, 以及桥臂电流直流分量 $I_{\text{com}0}$ 和二倍频分量 $I_{\text{com}2d}$ 和 $I_{\text{com}2q}$ 。

$$\begin{bmatrix} U_{\text{cap}0}^{\Sigma} \\ I_{\text{com}0} \\ I_{\text{com}2d} \\ I_{\text{com}2q} \end{bmatrix} = S_B \begin{bmatrix} I_{vd} \\ I_{vq} \end{bmatrix} + S_C U_{\text{dc}} \quad (2-37)$$

具体地,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_B &= \frac{X_{C'eq}}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} \times \\
 &\begin{bmatrix} -m_k \frac{\lambda_1 M_{eq} - \lambda_2 (M_{ed} M_{2q} - M_{eq} M_{2d})}{64} & m_k \frac{\lambda_1 M_{ed} - \lambda_2 (M_{ed} M_{2d} + M_{eq} M_{2q})}{64} \\ \frac{\lambda_3 M_{ed} + 3M_{dc} (M_{ed} M_{2d} + M_{eq} M_{2q}) X_{C'eq}}{m_k X_{C'eq}} & \frac{\lambda_3 M_{eq} + 3M_{dc} (M_{ed} M_{2q} - M_{eq} M_{2d}) X_{C'eq}}{m_k X_{C'eq}} \\ -\frac{2M_{ed} (3M_{dc}^2 - M_{ed}^2 + M_{eq}^2) - \lambda_4 M_{2q}}{4} & \frac{2M_{eq} (3M_{dc}^2 + M_{ed}^2 - M_{eq}^2) - \lambda_4 M_{2q}}{4} \\ -\frac{2M_{eq} (3M_{dc}^2 - 2M_{ed}^2) + \lambda_4 M_{2d}}{4} & -\frac{2M_{ed} (3M_{dc}^2 - 2M_{eq}^2) - \lambda_4 M_{2d}}{4} \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{S}_C &= \begin{bmatrix} \frac{[2M_{dc}^2 + (M_{ed}^2 + M_{eq}^2)] X_{C'eq} - 32X_{L0}}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} \\ 0 \\ -\frac{16M_{2q}}{m_k (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \\ \frac{16M_{2d}}{m_k (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \end{bmatrix}, \\
 \text{式中, } \begin{cases} \lambda_1 = M_{dc} \{ 128X_{L0} - [8M_{dc}^2 - 2(M_{ed}^2 + M_{eq}^2) + 2(M_{2d}^2 + M_{2q}^2)] X_{C'eq} \} \\ \lambda_2 = 32X_{L0} - [8M_{dc}^2 - 2(M_{ed}^2 + M_{eq}^2)] X_{C'eq} \\ \lambda_3 = 32X_{L0} - [2M_{dc}^2 + (M_{ed}^2 + M_{eq}^2) - (M_{2d}^2 + M_{2q}^2)] X_{C'eq} \\ \lambda_4 = 6M_{dc} M_{eq} - M_{ed} M_{2q} + M_{eq} M_{2d} \end{cases}
 \end{aligned}$$

上式虽然公式较为复杂，但实际计算过程简单，只需将参数代入即可。在已知控制器输出参数时，模型求解是开环过程，其计算时间远小于求解状态方程的计算方法。

2.5.4 模型验证

采用与 2.3.4 小节相同的 PSCAD/EMTDC 仿真模型与本节所提模型 Matlab 中的计算结果进行对比，用以验证本节所提稳态相量模型的正确性。交流系统短路比为 1.5，阻抗角为 80° 。

2.5.4.1 模型精确性验证

图 2-12 所示为本文所提模型计算结果与 PSCAD/EMTDC 仿真结果的对比情况，

MMC 模型采用开环控制方式，设置基频调制分量 M_e 为 0.95， $M_2=0.05$ ， θ_e 从 0 到 2π 变化， $\theta_2=2\theta_e$ 。图 2-12 包括 MMC 输出有功和无功功率 P 和 Q 、PCC 点电压 U_i 的 dq 轴分量、差模电压 U_{diff} 的 dq 轴分量、差模电流 I_{diff} 的 dq 轴分量、电容电压直流分量 U_{cap0}^E 、共模电流直流分量 I_{com0} 以及差模电流二倍频分量 I_{com2} 的 dq 轴分量，共 12 组对比曲线。计算结果与仿真曲线十分吻合，相对误差分别为 3.680 9%、2.836 1%、2.805 6%、2.701 0%、3.933 4%、3.881 3%、1.114 1%、1.741 4%、0.177 6%、1.883 7%、4.123 7%和 4.132 3%。相对误差均低于 5%，所提稳态模型具有较高的精度。

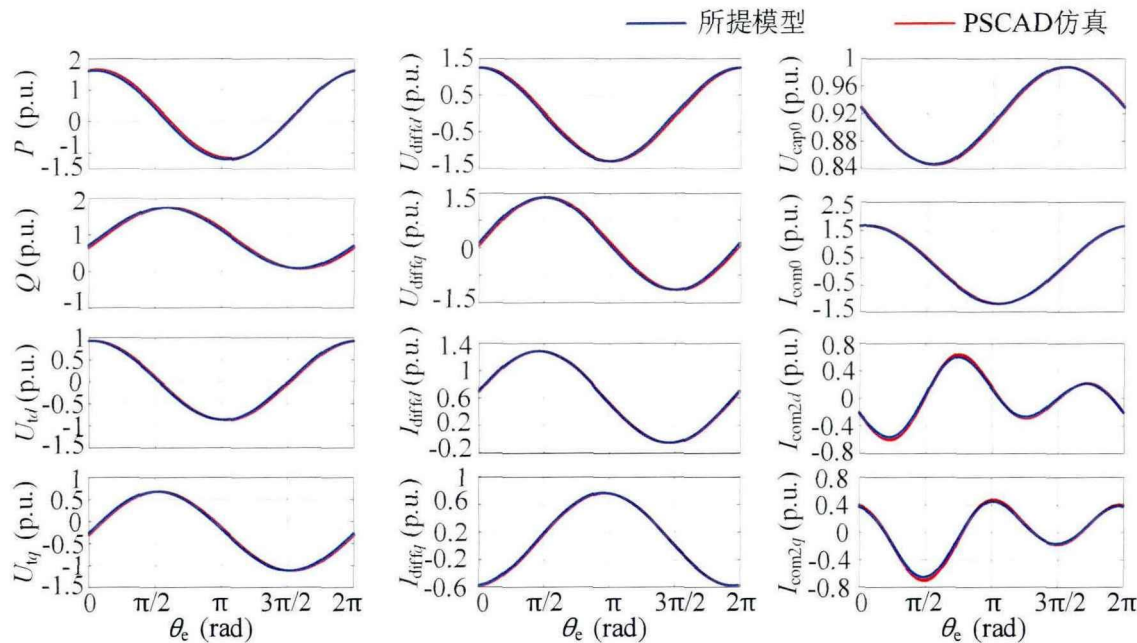


图 2-12 MMC 稳态相量模型对比验证曲线

Fig.2-12 Comparative verification curves of the steady-state phasor model of MMC

2.5.4.2 与已有 MMC 稳态模型对比验证

文献[79]提出了一种 MMC 闭环稳态分析模型，考虑了 MMC 内部的耦合特性。文献[83]在计算 MMC 稳态功率运行特性时，借鉴的是二电平 VSC 的模型，认为 MMC 交流侧输出电压 U'_c 与直流电压 U_{dc} 之间满足如(2-38)所示的关系。

$$U'_c = k \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{U_{dc}}{2} \tag{2-38}$$

其中， k 是交流电压调制比，与本文所提模型的基频调制比 M_e 一致。

算例设置 $M_e = k=0.95$ 、 $M_2=0$ ，图 2-13 所示为 3 种稳态模型在 Matlab 中的计算结果，以及 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真结果。图中用“所提模型”表示本节提出的考虑换流器内部耦合特性的稳态相量模型，用“闭环稳态分析模型”表示文

献 [79]所提模型, 用“2L-VSC 模型”表示文献[83]所提模型。

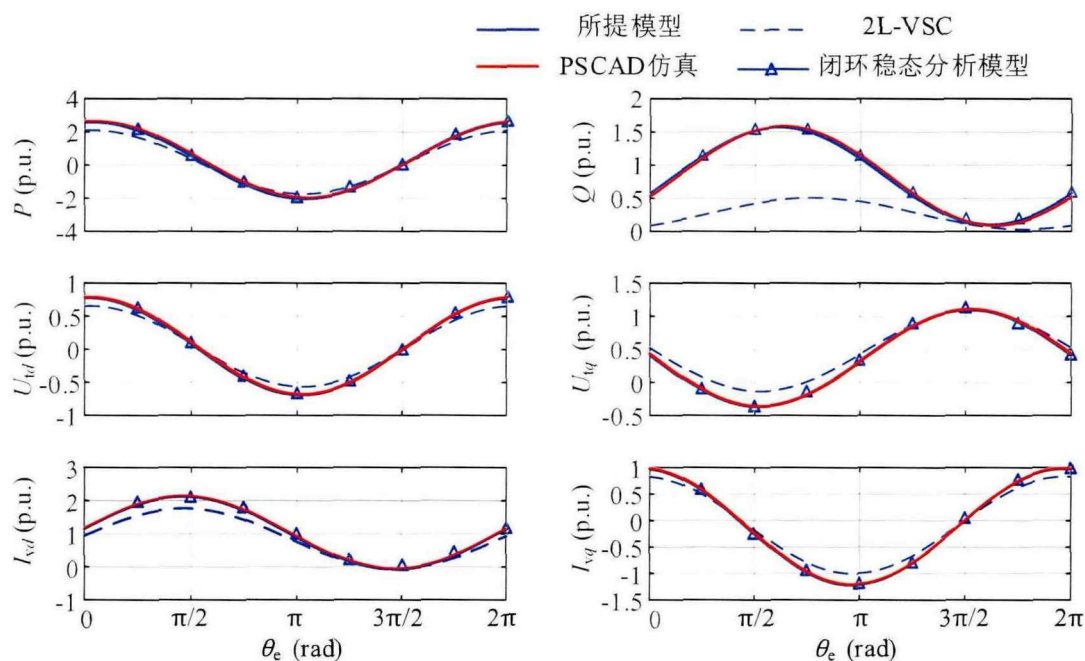


图 2-13 与已有 MMC 稳态模型对比验证

Fig.2-13 Comparative verification with existing MMC steady-state models

从图 2-13 可以看出本文所提模型和闭环稳态分析模型与电磁暂态仿真结果一致, 但 2L-VSC 模型与仿真结果有一定的误差。该算例中, 变压器等效电抗为 0.15p.u., 1/2 桥臂电抗为 0.143 2p.u., 等效电容的电抗为-0.102 8p.u., 等效电容的作用不可以忽略, 因此 2L-VSC 模型会有一定的误差, 采用该模型计算出的功率运行区间边界也会存在一定的误差。由式(2-35)可知, 等效电容电抗 X_{mmc} 与桥臂等效电容参数 C_{eq} 有关, 桥臂等效电容越小 X_{mmc} 越大, 2L-VSC 模型的误差越大。

与闭环稳态分析模型相比, 本文所提稳态相量模型与前者采用同样的假设, 同样保留直流、基频和二倍频分量, 因此两者具有相近的精度, 仿真结果证明了这一点。本文所提模型的计算过程是一个开环过程, 而闭环稳态分析模型模型需要与交流系统模型联立, 并用牛顿法迭代求解。因此, 本文所提模型的计算速度存在明显优势, 且不存在因初值选取不合适或在临界点处迭代不收敛的问题。该算例的计算环境为基于操作系统 Win10 下的 Matlab2016, 处理器为 Intel(R) Core(TM) i7-9750H, 主频为 2.60 GHz, 内存为 32GB。本文所提模型计算用时为 0.146 3s, 采用闭环稳态分析模型计算用时为 110.469 3s。

2.6 本章小结

本章研究模块化多电平换流器电气模型的建模方法, 以 MMC 的开关函数模型为基础, 借鉴动态相量模型的建模思路, 提出一类机电暂态时间尺度 MMC 模型和

一种 MMC 稳态相量模型，解决了传统模型无法准确模拟 MMC 内部耦合特性的问题，完善了 MMC 电气模型建模方法架构。本章所提模型具备如下特点：

(1) 根据是否保留环流及其控制特性，所提 MMC 降阶动态模型分为 MMC 详细二阶模型和 MMC 简化二阶模型。MMC 详细二阶模型保留了完整的站级控制器的接口，适用于机电暂态仿真；MMC 简化二阶模型更适合用于交、直流的动态交互及大信号稳定性的理论研究，在不关注 MMC 环流及其控制动态特性时，可用 MMC 简化二阶模型代替详细模型。

(2) 所提 MMC 稳态相量模型为一个等效可变电容与等效电压源串联，模型参数可完全由控制器输出量和直流电压确定，实现了控制量与电气量的解耦，因而可以采用开环的计算方法求解，适用于 MMC-HVDC 系统的稳态特性、静态稳定性研究。

第 3 章 MMC 电气模型建模方法在实时仿真中的应用

3.1 引言

模块化多电平换流器需要达到数百电平才能满足实际工程对高电压、大容量的需求，这给 MMC 的电磁暂态仿真带来了极大的挑战^[16]。RTDS 是 MMC 控制器及保护装置在设计、研发及调试过程中常用的仿真装置，与离线的电磁暂态仿真软件相比，RTDS 由于其实时性的仿真要求以及有限的硬件资源，对于仿真模型的计算速度和效率有着更高的要求；而且由于 RTDS 不提供插值算法，不能准确判断电力电子器件的准确动作时刻，不能在网络拓扑突变时重新对网络初始化，对含电力电子元件的电路仿真较为困难。

本章将 MMC 电气模型中的开关函数模型^[25]应用于 MMC-HVDC 的实时仿真，针对 RTDS 不提供插值算法而造成的大步长环境中闭锁状态仿真困难的问题，根据 RTDS 平台的需求特点和数值计算方法特点，提出一种提高仿真精度和数值稳定性的 MMC 桥臂仿真模型，并利用 CBuilder 工具箱开发桥臂模型在 RTDS 中实施 MMC-HVDC 系统的仿真。

3.2 RTDS 中 MMC 实时仿真实现方法

利用 MMC 级联子模块的结构特点，将每个桥臂封装为一个 2 节点的模型，可以极大降低 MMC 模型的导纳矩阵维度，提高网络求解速度。将封装后的桥臂等效模型按照图 3-1a)所示方式接线，得到三相 MMC 换流器仿真系统。根据不同的仿真需求，可以对每个子模块建立详细等效模型^[37]，也可以采用 2.3.1 节中的开关函数模型对桥臂中串联的 N 个子模块整体模拟。

MMC 换流器的运行状态分为正常工作状态和闭锁状态，MMC 通常在起动过程中或发生直流故障后需要进行闭锁操作，所有子模块 IGBT 的触发脉冲全部闭锁。MMC-HVDC 仿真模型要具备完成正常工作状态、闭锁状态以及两种状态之间相互切换的功能。闭锁时，同一桥臂中所有子模块的运行状态相同，因此可以用开关 SW 和二极管 VD_1 、 VD_2 组成的开关组合，来控制整个桥臂的闭锁或者非闭锁状态，如图 3-1b)所示。图 3-1b)中， $SM_1, SM_2, \dots, SM_N$ 表示 N 个子模块， L_0 为桥臂电抗器， i_{arm} 为桥臂电流。

开关 SW 闭合模拟桥臂处于非闭锁状态，根据 IGBT 信号以及电流 i_{arm} 的方向和子模块电容电压正负判断出每个子模块的运行状态，由于 N 个子模块的输出电压不小于 0，二极管 VD_2 保持关断状态，不会影响桥臂电流流通路径，也不

会影响子模块状态的判断和计算。

开关 SW 断开模拟桥臂处于闭锁状态，桥臂等效为由两个二极管决定桥臂电流通路路径的等效电路。仿真中设置每个子模块保持投入状态，子模块中电容的充放电状态实际由二极管 VD_1 和 VD_2 的状态确定，二极管的状态根据其两端的电压正负进行判断。当 MMC 在故障后发生闭锁时，每个子模块中的晶闸管 VT_{SM} 也会触发导通，利用其通态电阻小于二极管的特性对流过二极管故障电流分流。触发导通的晶闸管与二极管的通断特性相似，因此导通的晶闸管与二极管并联可以看作一个二极管，桥臂仍可以用图 3-1b)所示模型进行等效。

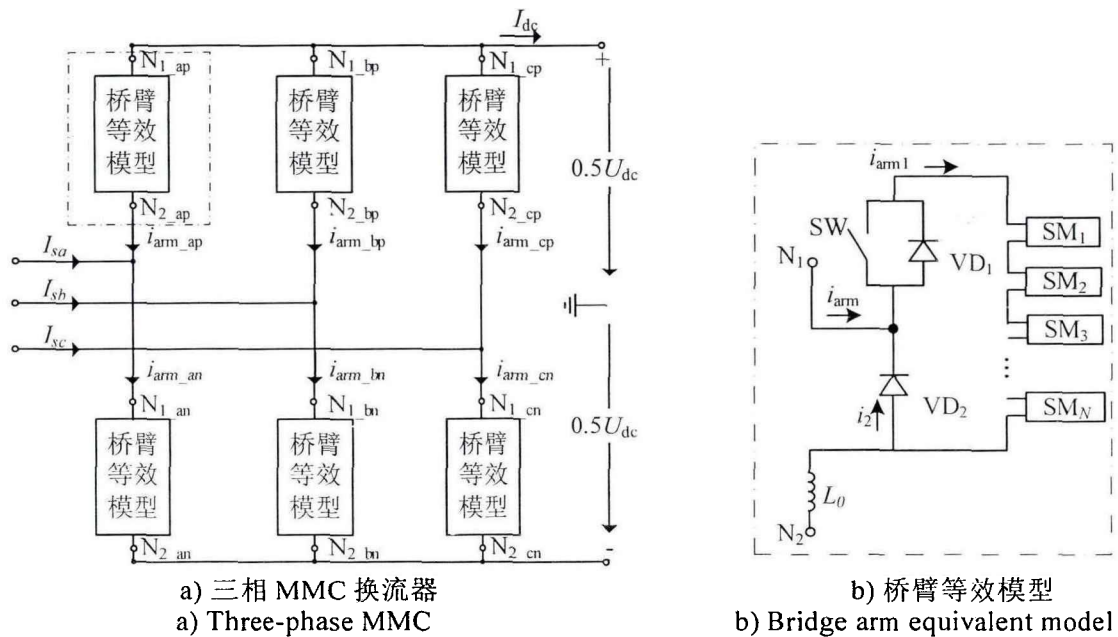


图 3-1 桥臂等效模型及其接线示意图

Fig.3-1 Equivalent model of bridge arm and its connection diagram

当 MMC 在非闭锁状态与闭锁状态之间切换时，桥臂等效模型的电路拓扑发生变化，电路中某些状态变量会发生突变。而电磁暂态仿真中所获得 t 时刻的电压值实际为 t^- 时刻的值，继续以两端电压值作为判据可能会误判二极管 VD_1 和 VD_2 的状态，因此需要根据 t^+ 时刻不发生突变的状态变量确定二极管状态。

闭锁状态切换为非闭锁状态时，开关 SW 由断开到闭合。由于子模块电容电压不发生突变且不小于 0，二极管 VD_2 两端电压近似等于串联子模块输出电压之和，判断出二极管 VD_2 关断，然后根据桥臂电流 i_{arm} 方向判断出 VD_1 的状态。

由非闭锁状态切换为闭锁状态的过程中，开关 SW 由闭合到断开，桥臂中的子模块由一部分投入运行到全部投入运行。在电路变化时，桥臂电流不会发生突变，只要切换瞬间的桥臂电流不为 0，那么切换后二极管 VD_1 和 VD_2 必有一个导通而另一个关断，并且根据桥臂电流的方向容易判断出 VD_1 和 VD_2 的状态：桥臂

电流 i_{arm} 为正时，二极管 VD_1 导通，二极管 VD_2 关断；桥臂电流 i_{arm} 为负时，二极管 VD_1 关断，二极管 VD_2 导通。切换为闭锁状态后，仍然根据二极管两端的电压正负确定二极管的状态。

3.3 基于开关函数模型的串联子模块组模型

3.3.1 存在问题

根据 2.3.1 中介绍的 MMC 开关函数模型，当 MMC 桥臂的电路结构没有发生变化时，用受控电压源 U_{arm} 来代替桥臂中的 N 个串联子模块的输出电压，受控电压源的信息来自一桥臂等效电容 C_{eq} 的电压，受控电流源 $I_{h_{eq}}$ 的信息来自桥臂电流，等效电路如图 3-2 所示。该模型可以反映子模块电容充放电的平均状态，模拟桥臂的动态特性，可以用于研究换流站站级控制策略和环流抑制控制策略，且仿真时间与电平数无关，适用于含 MMC 的大规模电力系统电磁暂态仿真。

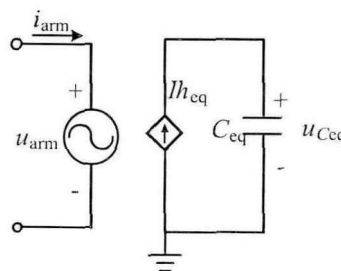


图 3-2 基于受控源模型的桥臂开关函数模型

Fig.3-2 Bridge arm switching function model based on controlled sources

利用仿真平台库中的元件模型按照图 3-2 搭建桥臂模型可以实现对 MMC-HVDC 的仿真，建模难度低，计算速度快，已有学者将该模型应用于电磁暂态仿真^[23,35]。但是，由于 RTDS 实时仿真中不能将当前求解步长中电容电压的计算值赋值给受控电压源，受控电压源的电压值实际上得到的是上一个步长的计算值，存在一个仿真步长的延时，即人为地将受控电压源电压的计算与桥臂电流的求解在时间上解耦，从而导致动态过程模型不稳定^[20]。受控源模型需要满足如下式(3-1)所示条件时才能保证数值稳定^[127,128]，否则会因误差累积而导致迭代计算发散，而这一条件在实时仿真过程中不能始终满足。

$$|R_{vs}| < |R_{cs}| \quad (3-1)$$

式中 R_{vs} —— 受控电压源侧的等效电阻；
 R_{cs} —— 受控电流源侧的等效电阻。

3.3.2 改进串联子模块组等效模型

针对 3.3.1 中提到的问题，本节根据子模块平均电容电压与开关函数和桥臂

电流的数学关系，推导出一种基于戴维南模型的子模块组等效模型，避免因模型内部的数据交换而造成一个仿真步长的延时。

与开关模型所做假设相同，认为子模块可以简化为图 3-3a)所示的开关控制投切电容模型，且同一桥臂中所有子模块电容参数和电压都相同。等效后的模型如图 3-3b)所示， R_{eq} 和 U_{eq} 分别为等效电阻和等效电压源。

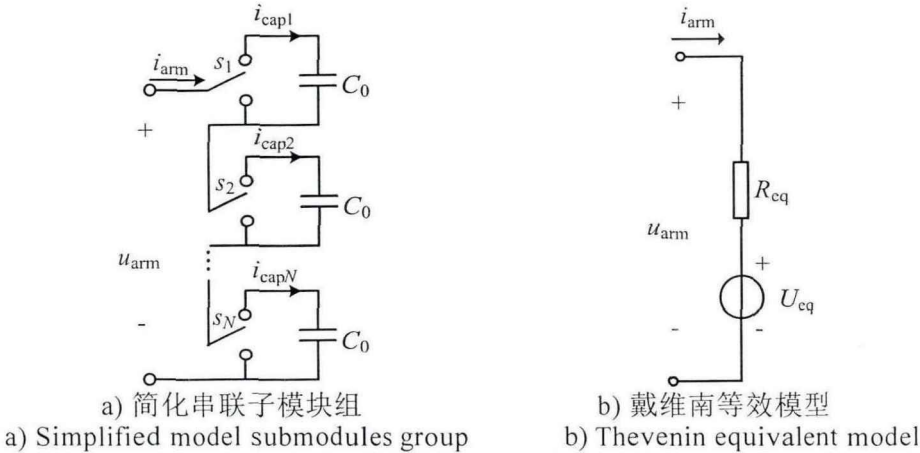


图 3-3 串联子模块组的简化等效模型

Fig.3-3 Simplified equivalent model of submodules group

首先，采用梯形积分法对子模块平均电容电压 $\bar{u}_{cap}$ 进行差分化，得到，

$$\bar{u}_{cap}(t) = \bar{u}_{cap}(t - \Delta t) + \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left[\frac{\Delta t}{2C_0} i_{capj}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2C_0} i_{capj}(t) \right] \quad (3-2)$$

式中 C_0 —— 子模块电容；

i_{capj} —— 为第 j 个子模块电容的电流，计算方法如式(3-3)所示：

$$i_{capj}(t) = s_j(t) i_{arm}(t) \quad (3-3)$$

式中 s_j —— 子模块投切信号， $s_i=1$ 表示投入， $s_i=0$ 表示被旁路。

串联子模块组的端口电压 u_{arm} 为：

$$u_{arm}(t) = \sum_{j=1}^N s_j(t) \bar{u}_{cap}(t) \quad (3-4)$$

将式(3-2)和式(3-3)代入式(3-4)，并写成戴维南等效模型的形式，即可得到桥臂串联子模块组的简化等效模型，等效电阻 R_{eq} 和等效电压源 U_{eq} 分别为

$$\begin{cases} R_{eq} = \frac{\Delta t}{2C} N s_{arm}^2(t) \\ U_{eq} = N s_{arm}(t) \bar{u}_{capj}(t - \Delta t) + \frac{N \Delta t}{2C} s_{arm}(t) s_{arm}(t - \Delta t) i_{arm}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (3-5)$$

式中 s_{arm} —— 开关函数， $s_{arm}=n/N$ ；

n ——桥臂中处于投入状态的子模块的个数。

上述改进串联子模块组模型计算过程中所需的控制信号和电气量均可以在当前仿真步长获取，因此该模型不会因为等值计算而造成一个步长的延时，不会将电压和电流的计算在时间上解耦。

3.4 MMC 闭锁状态仿真方法

3.4.1 存在问题及解决方案

文献^[16,22]利用 PSCAD/EMTDC 软件提供的二极管模型与自定义模型进行组合来实现闭锁状态的仿真计算，这样可以利用 PSCAD/EMTDC 的插值算法，实现闭锁状态下的正确仿真，但这一方法并不适用于 RTDS 这一类无插值的仿真平台。正确模拟闭锁状态的 MMC 桥臂特性主要有两个难点：一是使用梯形法会在二极管动作时刻引起数值振荡；二是定步长仿真中二极管状态只能在整步长时刻改变，这将导致开关动作时间上的延迟，造成电压电流波形出现不真实的“尖峰”。

为了解决上述两个问题，本文分别采用如下两种对策：①选择后退欧拉法作为桥臂电抗的数值积分方法，可有效抑制电压的数值振荡，防止闭锁时子模块误跳入错误状态；②二极管采用双值电阻并联 RC 阻尼支路的模型进行等效，既可以抑制其他元件产生的数值振荡，又对电压“尖峰”起缓冲作用。

3.4.2 桥臂电抗的积分算法

对闭锁状态的电路进行分析，发现桥臂电抗电压的数值振荡现象是导致闭锁状态下二极管判断错误的直接原因。闭锁状态的 MMC 单个桥臂可以简化等效为如图 3-4 所示的电路。

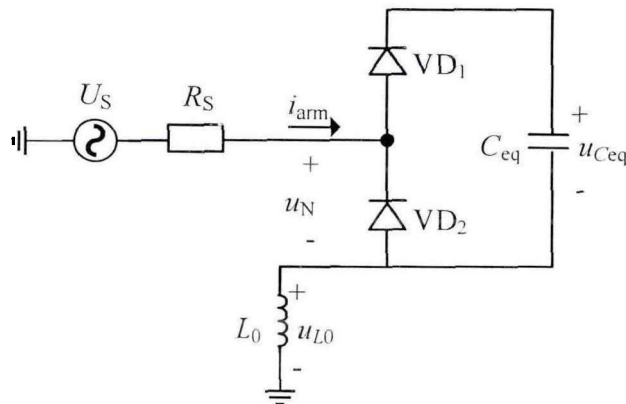


图 3-4 闭锁状态单桥臂简化等效电路
Fig.3-4 Equivalent circuit of a blocking bridge arm

桥臂电抗的微分方程为

$$u_{L0}(t) = L_0 \frac{di_{\text{arm}}(t)}{dt} \quad (3-6)$$

应用梯形积分法则有

$$i_{\text{arm}}(t) = i_{\text{arm}}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2L_0} [u_{L0}(t - \Delta t) + u_{L0}(t)] \quad (3-7)$$

以 $t=t_0$ 时刻二极管 VD_1 由导通状态变为关断状态为例。在 $t < t_0$ 时, $i_{\text{arm}}(t) > 0$, 此时二极管 VD_1 导通、 VD_2 关断; $t=t_0$ 时刻二极管 VD_1 承受反向电压关断, VD_2 仍然关断; $t > t_0$ 时二极管 VD_2 保持关断直至 $u_N(t) < 0$, 这段时间内 $i_{\text{arm}}(t)=0$, 桥臂电抗电压满足

$$\begin{cases} u_{L0}(t_0 + \Delta t) = -u_{L0}(t_0) - \frac{2L_0}{\Delta t} i_{\text{arm}}(t_0) \\ u_{L0}(t_0 + k\Delta t) = (-1)^{k-1} u_{L0}(t_0 + \Delta t) \end{cases} \quad (3-8)$$

因此, 只要 $t=t_0+\Delta t$ 时刻桥臂电抗的电压不为 0, $t > t_0$ 时就会出现一个持续的数值振荡。桥臂电抗电压的数值振荡将导致串联在同一桥臂的子模块端口电压 $u_N(t)$ 也会出现数值振荡, 当振荡幅度较大时可能导致二极管 VD_2 状态判断错误。

后退欧拉法只用到当前时刻的非状态变量, 因而能够彻底消除数值振荡。应用后退欧拉法对式(3-6)进行离散化得

$$i_{\text{arm}}(t) = i_{\text{arm}}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{L_0} u_{L0}(t) \quad (3-9)$$

$t > t_0$ 时, 桥臂电抗电压满足

$$u_{L0}(t) = 0 \quad (3-10)$$

采用后退欧拉法桥臂电抗的戴维南等效模型参数计算式为

$$\begin{cases} R_{L0\text{eq}} = \frac{L_0}{\Delta t} \\ U_{L0\text{eq}}(t) = R_{L0\text{eq}} i_{\text{arm}}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (3-11)$$

式中 $R_{L0\text{eq}}$ —— 桥臂电抗等效模型的等效电阻;

$U_{L0\text{eq}}$ —— 桥臂电抗等效模型的等效电压源。

3.4.3 二极管等效模型

3.4.3.1 二极管并联 RC 支路

将二极管理想地等效为一个双值电阻是电磁暂态仿真(包括实时仿真)中的统一方法, 但在 RTDS 这种采用梯形积分算法的无插值仿真平台中会存在数值

振荡问题。RC 阻尼电路是用来抑制数值振荡的一种有效方法^[129]。通过在二极管两端并联 RC 阻尼电路，见图 3-5a)，参数配置合适就可以达到抑制数值振荡的效果。采用梯形积分法对图 3-5a)所示模型进行诺顿等效，用双值电导 Y_D 表示二极管的通断状态，可以得到图 3-5b)所示的等效模型，图 3-5b)中 Y_{snb} 是阻尼支路电阻的电导， Y_{Csnb} 和 I_{hCsnb} 分别为阻尼支路电容的等效电导和等效电流源。

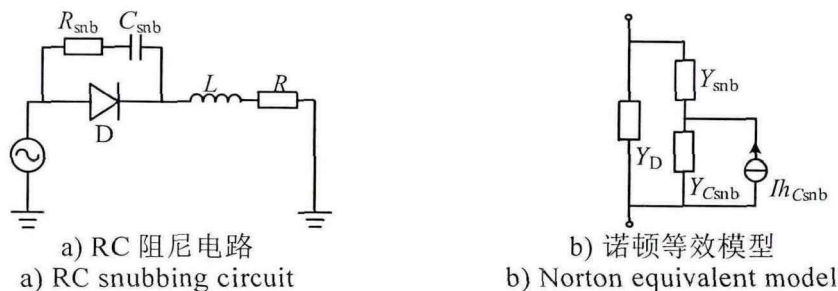


图 3-5 加入 RC 阻尼电路的 RL 振荡电路

Fig.3-5 RL oscillation circuit with RC snubbing circuit

3.4.3.2 减小二极管动作延迟造成的误差

由于在 RTDS 中不能准确获得二极管动作的时刻，使得仿真中在二极管的动作时刻电流、电压并不为 0，会造成电压、电流出现“尖峰”。这个不为 0 的电流或电压可以看作一个冲激激励，关断过程可以视为二极管等效电路在冲激电流激励 $\delta_{I_e}(z)$ 下的响应，导通过程可以视为在冲激电压激励 $\delta_{U_e}(z)$ 下的响应。而 RC 阻尼支路的存在，缓和了这个激励对电路的冲激。

将 RC 支路采用梯形积分的计算方法等效为电导 Y_{SNB} 和电流源 I_{hSNBcq} 并联的诺顿模型，即

$$\begin{cases} Y_{SNB} = \frac{Y_{snb} Y_{Csnb}}{Y_{snb} + Y_{Csnb}} \\ I_{hSNBcq}(t) = Y_{SNB} [Y_{Csnb}^{-1} I_{Csnb}(t - \Delta t) + U_{Csnb}(t - \Delta t)] \end{cases} \quad (3-12)$$

式中 Y_{Csnb} —— 阻尼支路电容等效电导， $Y_{Csnb} = 2C_{snb}/\Delta t$ ；

I_{Csnb} —— 阻尼支路电流；

U_{Csnb} —— 阻尼支路电容两端的电压。

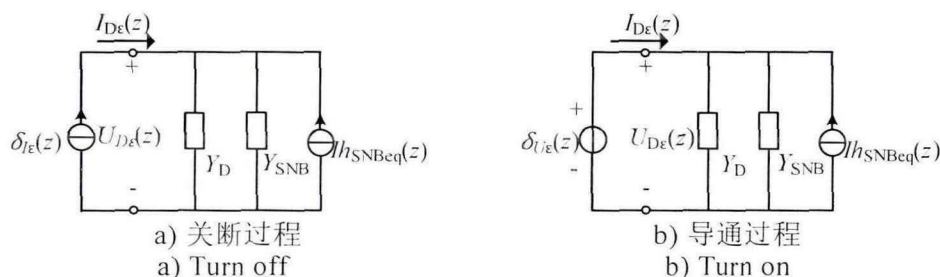


图 3-6 二极管动作延迟误差模型

Fig.3-6 Error model of diode switching delay

二极管的导通和关断状态通过等值电导 Y_D 的数值表示, 电路离散化之后, 二极管动作延迟误差模型如图 3-6 所示。 I_ε 和 U_ε 分别为冲激激励的幅值, 与仿真步长 Δt 有关。 $I_{D\varepsilon}(z)$ 和 $U_{D\varepsilon}(z)$ 分别为二极管延迟关断造成的电压误差和电流误差。

对于二极管导通过程, 由于导通电阻较小, 冲激激励产生的能量可以在二极管内部模型中消耗, 将不会造成二极管两端电压和电流特性发生畸变。

对于关断过程, 则需要通过设置合适的阻尼支路参数 R_{snb} 和 C_{snb} 使得动作瞬间产生的电压误差峰值尽量小, 动作后电压误差衰减较快。根据这一想法, 推导出误差电流激励下, 二极管模型端口电压的 z 函数 $U_{D\varepsilon}(z)$ 为

$$U_{D\varepsilon}(z) = I_\varepsilon \frac{1 + \sigma z^{-1}}{(1 - z^{-1})Y_{SNB} + (1 + \sigma z^{-1})Y_D} \quad (3-13)$$

式中 σ —— 阻尼支路的阻尼特性系数, 可由式(3-14)计算得到

$$\sigma = \frac{Y_{snb} - Y_{Csnb}}{Y_{snb} + Y_{Csnb}} \quad -1 < \sigma < 1 \quad (3-14)$$

z 反变换后得到端口电压响应函数 $u_{D\varepsilon}(k)$ 为

$$u_{D\varepsilon}(k) = \frac{I_\varepsilon}{Y_{SNB} + Y_D} \left[\frac{\sigma(Y_{SNB} + Y_D)}{\sigma Y_D - Y_{SNB}} \delta(k) + \frac{(1 + \sigma)Y_{SNB}}{Y_{SNB} - \sigma Y_D} \left(\frac{Y_{SNB} - \sigma Y_D}{Y_{SNB} + Y_D} \right)^k \varepsilon(k) \right] \quad (3-15)$$

式中 $\delta(k)$ —— 单位冲激函数的 k 序列;

$\varepsilon(k)$ —— 单位解约函数的 k 序列。

可以得到电压响应峰值为

$$u_\varepsilon(0) = \frac{I_\varepsilon}{Y_{SNB} + Y_D} \quad (3-16)$$

衰减系数为

$$a = \frac{Y_{SNB} - \sigma Y_D}{Y_{SNB} + Y_D} = \frac{1 + Y_D(R_{snb} - \Delta t/2C_{snb})}{1 + Y_D(R_{snb} + \Delta t/2C_{snb})} \quad (3-17)$$

不难看出: 电压的峰值随二极管模型等效电导 $Y_D + Y_{SNB}$ 增大而减小, 与外电路无关, 这要求阻尼支路 R_{snb} 尽量小而 C_{snb} 尽量大; 衰减系数要求 R_{snb} 尽量大而 C_{snb} 尽量小。

3.4.3.3 二极管等效模型的误差分析

(1) 稳态误差分析

为了保证图 3-5 所示的等效模型稳态响应与二极管理想等效模型相等, 阻尼电路应尽量减小对二极管模型等值电阻的影响。稳态状态下电容可以看作一个阻值为 $1/(\omega_0 C_{snb})$ 的阻抗。当二极管处于导通状态时, 二极管等效电阻 R_D 较小,

RC 阻尼支路的影响也较小；当二极管处于关断状态时，考虑到电阻 R_{snb} 不能太大否则会使阻尼支路失去缓冲作用，因此要求电容值应设置得尽量小。

(2) 暂态误差分析

当二极管处于关断状态时，RC 支路分流造成一定的暂态误差。将外部电路和 RC 支路分别进行诺顿等效，RC 支路等效为电导 Y_{SNB} 和电流源 I_{hSNBeq} 并联的诺顿模型，二极管的导通和关断通过等值电导 Y_{D} 的数值表示，暂态误差分析模型如图 3-7 所示。电路离散化之后， $I_{\text{S}}(z)$ 和 Y_{S} 分别为外部电路等效电流源和等效电导； $U(z)$ 和 $I(z)$ 为并联有阻尼支路的二极管的端口电压和电流； Y_{SNB} 和 $I_{\text{hSNBeq}}(z)$ 分别为阻尼支路的等效电导和等效电流源。

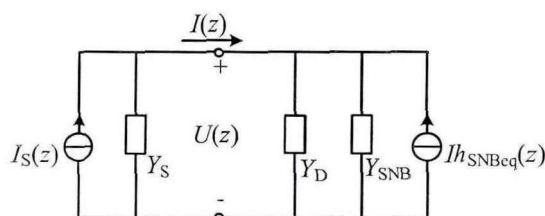


图 3-7 暂态误差分析模型

Fig.3-7 Analysis model of diode transient process

由图 3-7 可知

$$\begin{cases} (Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}} + Y_{\text{SNB}})U(z) = I_{\text{S}}(z) + I_{\text{hSNBeq}}(z) \\ I_{\text{hSNBeq}}(z) = z^{-1}f(U(z), I(z)) \\ I(z) = I_{\text{S}}(z) - Y_{\text{S}}U(z) \end{cases} \quad (3-18)$$

式中 $f(u, i)$ —— 阻尼支路等效电流源与等效二极管端口电压和电流的函数关系。

根据式(3-12)和式(3-18)计算得到二极管分别采用并联 RC 阻尼电路等效和双值电阻等效时的电压响应分别为 U_{E} 和 U_{R} ，即

$$U_{\text{E}}(z) = I_{\text{S}}(z) \frac{1 + \sigma z^{-1}}{(1 - z^{-1})Y_{\text{SNB}} + (1 + \sigma z^{-1})(Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}})} \quad (3-19)$$

$$U_{\text{R}}(z) = \frac{I_{\text{S}}(z)}{Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}} \quad (3-20)$$

那么，二极管采用并联 RC 阻尼电路等效时的暂态误差 $\varepsilon(z)$ 为

$$\varepsilon(z) = \frac{U_{\text{R}}(z) - U_{\text{E}}(z)}{U_{\text{R}}(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z^{-1} + \frac{Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}}{Y_{\text{SNB}}}(1 + \sigma z^{-1})} \quad (3-21)$$

由此可得，暂态误差函数的极点

$$p = \frac{Y_{\text{SNB}} - \sigma(Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}})}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}} = Y_{\text{SNB}} \frac{1 - (Y_{\text{S}}^{-1} - Y_{\text{D}}^{-1})(Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}})}{Y_{\text{SNB}} + Y_{\text{S}} + Y_{\text{D}}} \quad (3-22)$$

可以看出：当 Y_S 和 Y_D 在定义域内取任何值时极点 p 均落在单位圆内，所以该模型的暂态误差是全局收敛的。但为了避免出现振荡并使得误差尽可能快地收敛，极点应落在虚轴右侧的单位圆内，且尽可能靠近原点。因此，阻尼支路参数 R_{snb} 、 C_{snb} 以及外电路等效电导 Y_S 应满足：

$$\begin{cases} R_{snb} \approx \frac{\Delta t}{2C_{snb}} - \frac{1}{Y_S + Y_D} \\ R_{snb} > \frac{\Delta t}{2C_{snb}} - \frac{1}{Y_S + Y_D} \end{cases} \quad (3-23)$$

为保证参数的普适性，可以取 $R_{snb} = \Delta t / (2C_{snb})$ 。

3.4.3.4 阻尼支路的参数选择

阻尼支路的参数选择要根据模型的稳态误差、暂态误差，以及尽量减小二极管延迟动作造成的误差等因素综合考虑。由于模型的误差与外电路参数有关，而外电路参数在仿真过程中是不断变化的，考虑参数的普适性，本文根据如下几条原则进行二极管阻尼支路的参数选择。

(1) 模型首先要保证稳态误差，稳态误差要求电容值应尽量小，一般工频下电容阻抗值大于 $1M\Omega$ 时稳态误差可以忽略，因此要求电容 $C_{snb} < 0.03\mu F$ 。

(2) 模型暂态误差的收敛速度和模型稳定性与阻尼支路的阻尼特性和阻尼支路等效电导与外电路等效电导的比值有关，由前述分析，取 $R_{snb} = \Delta t / (2C_{snb})$ 。

(3) 为了将二极管动作延迟造成的电压“尖峰”峰值减小到无阻尼支路时的 0.01 倍，则 RC 阻尼支路的等效电阻应小于 0.01 倍的二极管关断电阻 R_{OFF} ，即 $R_{snb} + \Delta t / (2C_{snb}) < 0.01 R_{OFF}$ 。

3.5 基于 CBuilder 工具箱开发桥臂模型

基于 MMC 开关函数模型建立的 MMC 桥臂模型的完整等效电路如图 3-8a) 所示。 N 个串联子模块整体等效为等效电阻 R_{eq} 和等效电压源 U_{eq} 串联，按照(3-5)计算；桥臂电感等效为等效电阻 R_{L0eq} 和等效电压源 U_{L0eq} ，按照式(3-11)计算；上开关组等效为等效电导 Y_{SNB1} 并联等效电流源 Ih_{SNBeq1} ，下开关组等效为等效电导 Y_{SNB2} 并联等效电流源 Ih_{SNBeq2} ，分别按照(3-12)计算。每个仿真步长中更新计算上述等效电阻、电导和等效电压源、电流源。

基于 CBuilder 工具箱开发自定义电气元件要求以诺顿等效模型的形式进行数据传输，桥臂仿真模型最终需要等效为一个诺顿等效模型，如图 3-8b) 所示，等效电导 Y_{eq} 和等效电流源 Ih_{eq} 的计算方法如式(3-24)所示。

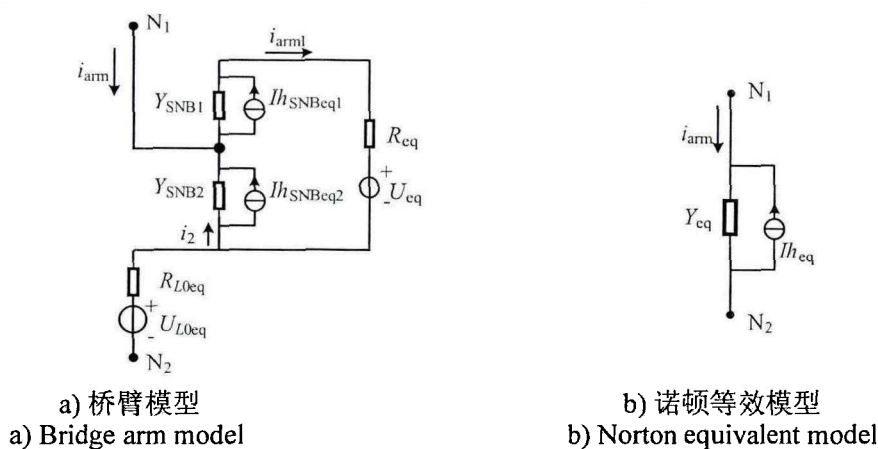


图 3-8 桥臂模型完整等效电路

Fig.3-8 Complete equivalent circuit of the bridge arm model

$$\begin{cases} Y_{eq} = \frac{Y_{SNB1} + Y_{SNB2} + R_{eq} Y_{SNB1} Y_{SNB2}}{1 + R_{eq} Y_{SNB1} + R_{L0eq} Y_{SNB1} + R_{L0eq} Y_{SNB2} + R_{eq} R_{L0eq} Y_{SNB1} Y_{SNB2}} \\ I_{hq} = \frac{(I_{h_{SNBcq2}} - I_{h_{SNBcq1}} + U_{eq} Y_{SNB1} + I_{h_{SNBcq2}} R_{eq} Y_{SNB1}) Y_{eq}}{Y_{SNB1} + Y_{SNB2} + R_{eq} Y_{SNB1} Y_{SNB2}} + U_{L0eq} Y_{eq} \end{cases} \quad (3-24)$$

3.6 仿真与分析

3.6.1 闭锁状态自定义建模仿真方法研究的必要性说明

现阶段 MMC-HVDC 工程所采用的子模块拓扑结构以半桥子模块为主，但是半桥子模块不具备清除直流侧故障电流的能力，使得 MMC-HVDC 在直流侧出现故障时，需要配合交流侧断路器动作。为此，国内外学者们对子模块拓扑结构进行研究，提出了许多新型的拓扑结构，为研究新结构的 MMC 的运行特性、控制保护策略以及对电力系统稳定性的影响，需要用户自定义开发所需模型。而闭锁状态是 MMC 重要的一种运行状态，需要能够正确模拟。

RTDS 在电力系统控保装置的开发、调试中有不可替代的作用，但因其实时仿真的特性 RTDS 本身不具有插值算法，而是通过小步长来实现降低误差，因此 RTDS 中的电力电子元件需要在小步长环境中使用。与自定义模型组合使用时，每个桥臂需使用 2 个接口变压器进行大小步长的交互。

为测试 RTDS 中接口变压器导致的误差，本文建立了图 3-9 所示的测试电路。单相交流电源有效值 10 kV，串联电阻 1 Ω，串联电感 0.1 H，子模块电容 3 000 μF。采用 CPS-SPWM 调制方式，载波频率 200 Hz，调制比为 1。为了进行对比分析，建立了两组对比测试模型：一组直接在小步长环境中搭建；另一组的主电路在大步长环境搭建，其中开关元件在小步长环境搭建且两边端口各由一个接口变压器

与主电路联接，如图 3-10 所示。

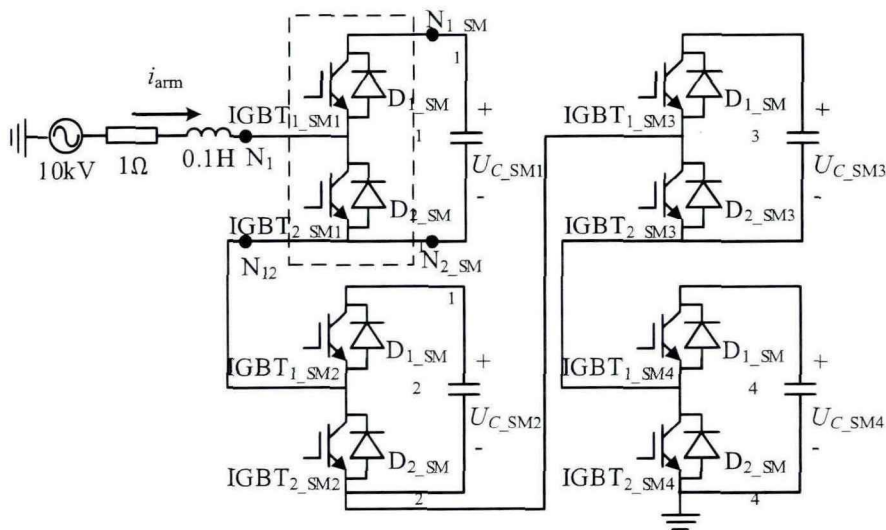


图 3-9 接口变压器误差测试电路

Fig.3-9 Testing circuit of interface transformer's error

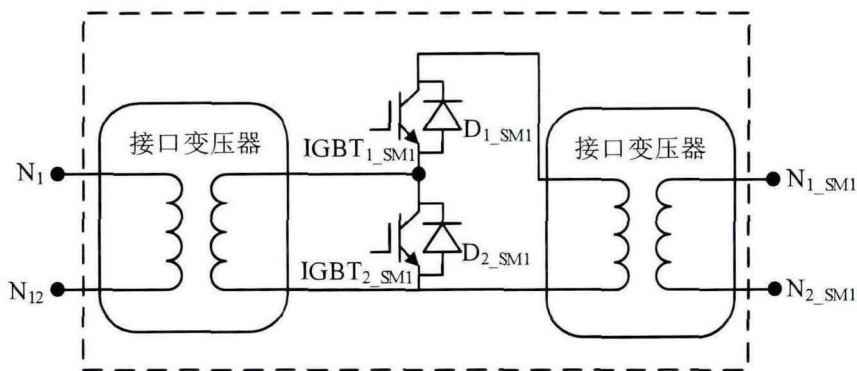


图 3-10 接口变压器接线方式

Fig.3-10 Interface transformer connection

测试结果见图 3-11a)，在电压过零点处，两组仿真曲线有较大差别，采用接口变压器的模型不能正确反映出二极管 D_{2_SM} 对电容电压的钳位作用。这是由于 RTDS 的接口变压器必须设置漏抗参数且最小值为 0.05 p.u.，引入了计算误差。

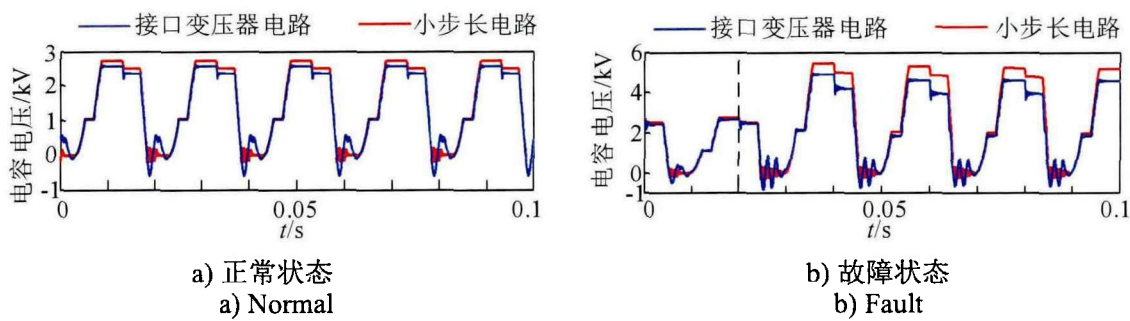


图 3-11 接口变压器的影响

Fig.3-11 Influence of the interface transformer

另外，接口变压器电压比的选择对仿真精度影响很大，对于故障状态等非额定状态时的仿真会造成较大的误差，见图 3-11b)。第二个子模块在 0.02 s 时刻发生电容值下降故障，电容值下降为原来的 1/2。故障发生后，子模块电容电压发生变化，原来的接口变压器参数不再适用，造成了较大误差。

因此使用 RTDS 提供的二极管模型与自定义模型进行组合的方法并不适用于在 RTDS 环境下对 MMC 闭锁状态的处理，而需要用户在自定义模型中完成对闭锁状态模型的建模工作。本节所提闭锁状态仿真方法中，所提出的二极管等效模型和桥臂电感等效方法将适用于其他拓扑的 MMC 闭锁状态仿真。

3.6.2 仿真资源占用及最大仿真规模

在资源占用方面，本文在 CBuilder 中开发的桥臂模型占用约 8% 的 PB5 板卡资源或 10% 的 GPC 板卡资源，且与桥臂子模块个数无关。一个单端 MMC 仿真系统需要占用 1 个 Rack 的 4 个 PB5/ GPC 板卡，每个板卡包括 A、B 两个处理器，其中 3 个板卡的 6 个处理器分别分配给桥臂模型和系统其他元件的计算，另 1 个板卡的 2 个处理器分配给网络求解和控制器计算。

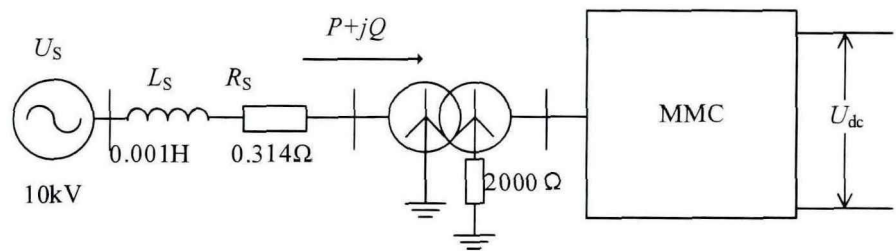


图 3-12 单端 MMC 仿真系统

Fig.3-12 Simulation system of single terminal MMC

在 RTDS 中开发桥臂模型并建立如图 3-12 所示的单端 MMC 系统，采用最近电平逼近调制策略时，理论上对 MMC 电平数（桥臂子模块个数）没有限制；采用载波相移正弦脉宽调制策略(carrier phase shifted - sinusoidal pulse width modulation, CPS-SPWM)时，产生 N 个三角载波以及控制信号需要较大计算量，50μs 仿真步长时，PB5 板卡可以实现不超过 601 电平单端 MMC 系统仿真。

3.6.3 与 PSCAD/EMTDC 模型对比验证

在 RTDS 中并建立单端 21 电平 MMC 系统，在 PSCAD/EMTDC 中用器件搭建相同的系统（后文表述为“PSCAD 详细模型”）用于对比验证。由于电平数较低，调制策略采用 CPS-PWM，并采用文献[130]所提均压算法。系统采用定直流电压和定无功功率控制，输送无功功率为 10Mvar。仿真步长设置为 50μs，电容电压的额定值为 1kV，系统具体参数见表 3-1。

表 3-1 单端 21 电平 MMC 系统参数

Table 3-1 Parameters of single-ended 21-MMC system

参 数	数 值
交流系统电压/kV	10
交流系统电阻/ Ω	0.314
阻抗比	4.76
直流电压/kV	± 10
无功功率/MVA	5
变压器电压比	10/10
变压器联结组标号	Dyn11
变压器接地电阻/ Ω	2 000
变压器容量/MW	10
变压器短路阻抗/%	12
子模块电容/ μF	3 000
子模块个数	20
桥臂电抗/H	0.04
限流电阻/ Ω	50

3.6.3.1 稳态特性对比

图 3-13 为稳态时的仿真结果，与 PSCAD 详细模型仿真结果相比，本文所提模型的平均电容电压、桥臂电流误差都很小，误差分别为 0.4708%和 0.0084%。直流电压波形会有高频不规则的“毛刺”，这是因为 RTDS 实时时刻的特性使其无法取到与 PSCAD 详细模型完全相同的时刻，导致毛刺波形错开，造成稳态时直流电压有超过 2%误差，误差为 2.0764%。

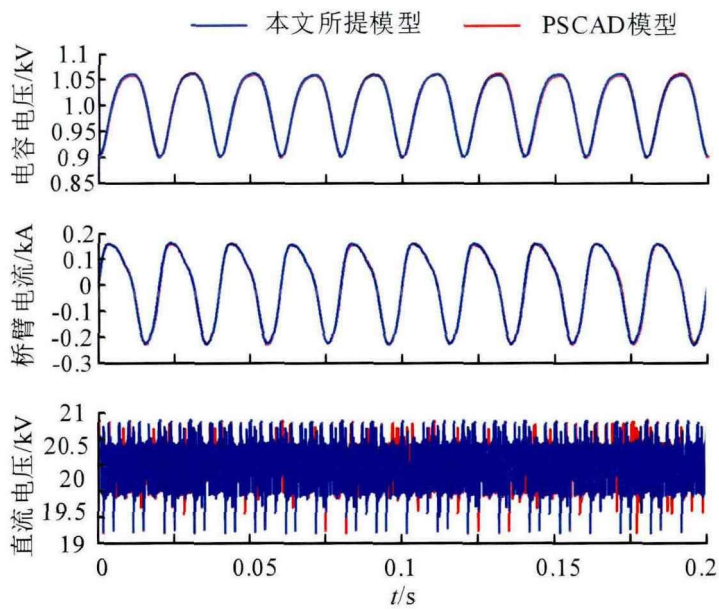


图 3-13 稳态运行仿真结果

Fig.3-13 Simulation results of normal operation situation

3.6.3.2 闭锁充电状态仿真

二极管导通和关断电阻通常分别设置为 0.01Ω 和 $10M\Omega$ 。根据本文所提参数选择原则，阻尼支路的电阻 R_{snb} 为 1250Ω ，电容 C_{snb} 为 $0.02\mu F$ 。为便于与 PSCAD/EMTDC 对比，RTDS 中断路器设置在交流电压源 a 相电压由负到正过零时刻动作。

RTDS 传统模型是指桥臂电抗采用梯形积分法等效、二极管采用传统双值电阻等效的模型，其闭锁状态的仿真结果不正确，如图 3-14a) 中黑色曲线所示，直流电压有明显的振荡现象。只采用后退欧拉法等效的桥臂电抗模型，二极管仍用传统双值电阻等效，仿真结果如图 3-14b) 中绿色曲线所示，数值振荡的幅值明显减小因而不会造成子模块状态误跳变，但直流电压波形中存在很明显的“尖峰”。

采用后退欧拉算法的桥臂电抗模型，并且二极管并联 RC 阻尼支路等效模型的仿真结果如图 3-14b) 中蓝色曲线所示，与 PSCAD 详细模型的曲线（红色曲线）基本吻合，充电稳定后与 PSCAD/EMTDC 详细模型电容电压和直流电压的相对误差分别为 0.203% 和 0.206%。直流电压波形的“尖峰”以及数值振荡的收敛情况明显好于无阻尼电路的情况。仿真结果说明本文所提模型能有效抑制 MMC 闭锁状态仿真中的数值振荡和减小电压波形的“尖峰”畸变。

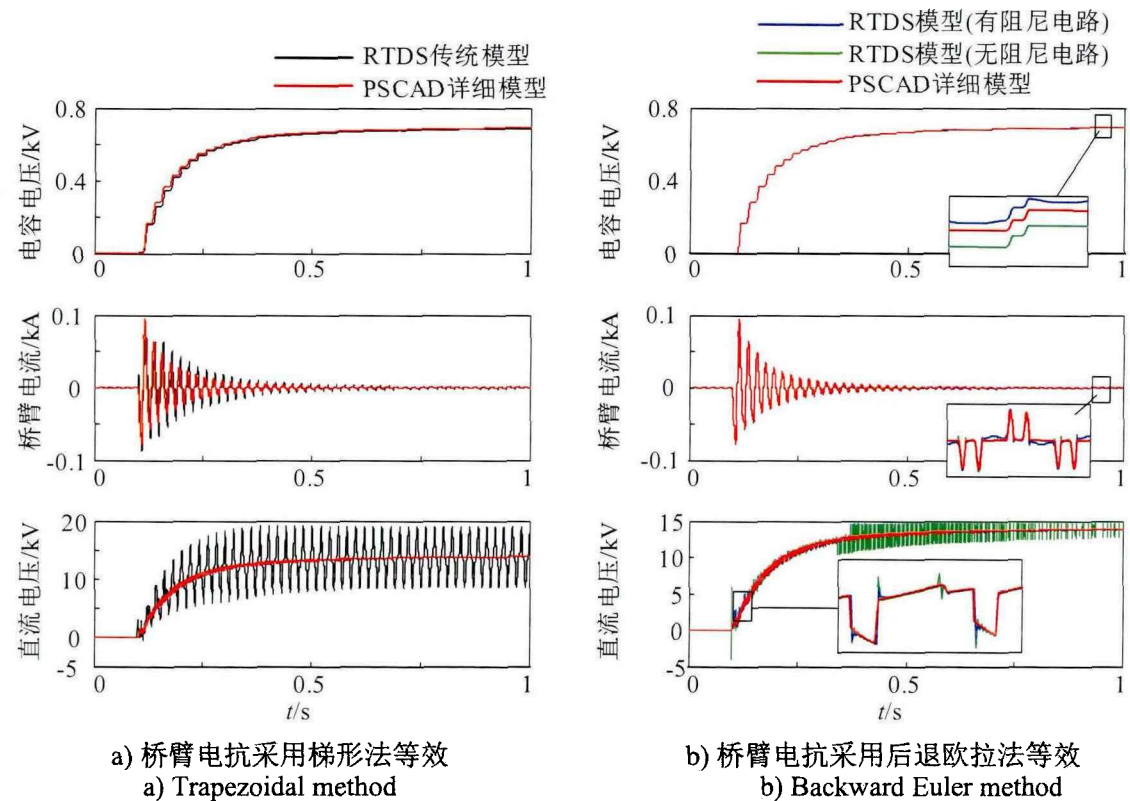


图 3-14 闭锁充电状态对比仿真结果

Fig.3-14 Comparison of simulation result during blocking period

3.6.3.3 故障过程仿真

为验证本文所提模型在 MMC 处于非闭锁状态（包括稳态运行和故障暂态过程），以及非闭锁状态至闭锁状态的切换过程的正确性，仿真测试 MMC 稳定运行后发生直流侧双极短路故障、故障后 5ms 换流站闭锁的过程。RTDS 仿真中故障发生时间设置在交流电压源 a 相电压由负到正过零时刻。在 PSCAD 详细模型的仿真过程中，在闭锁的同时设置所有晶闸管触发导通，导通和关断电阻分别为 0.001Ω 和 $10M\Omega$ 。

RTDS 传统模型的仿真结果如图 3-15a) 中黑色曲线所示，稳态运行时与 PSCAD 详细模型基本一致，但故障瞬间和非闭锁与闭锁状态切换瞬间直流电压出现明显的“尖峰”，闭锁阶段直流电压波形有明显的数值振荡。将桥臂电抗的积分方法改用后退欧拉法等效的仿真结果如图 3-15b) 中绿色曲线所示，非闭锁状态和非闭锁与闭锁状态切换过程仿真结果正确，但闭锁阶段直流电压波形中存在明显的“尖峰”。图 3-15b) 蓝色标示的曲线为本文所提模型的仿真结果，在非闭锁稳态正常运行、故障暂态过程、非闭锁至闭锁状态切换过程以及故障后的闭锁状态均与 PSCAD/EMTDC 详细模型一致，验证了所提模型的正确性，模型可以用于对 MMC 稳态和暂态运行特性的研究。

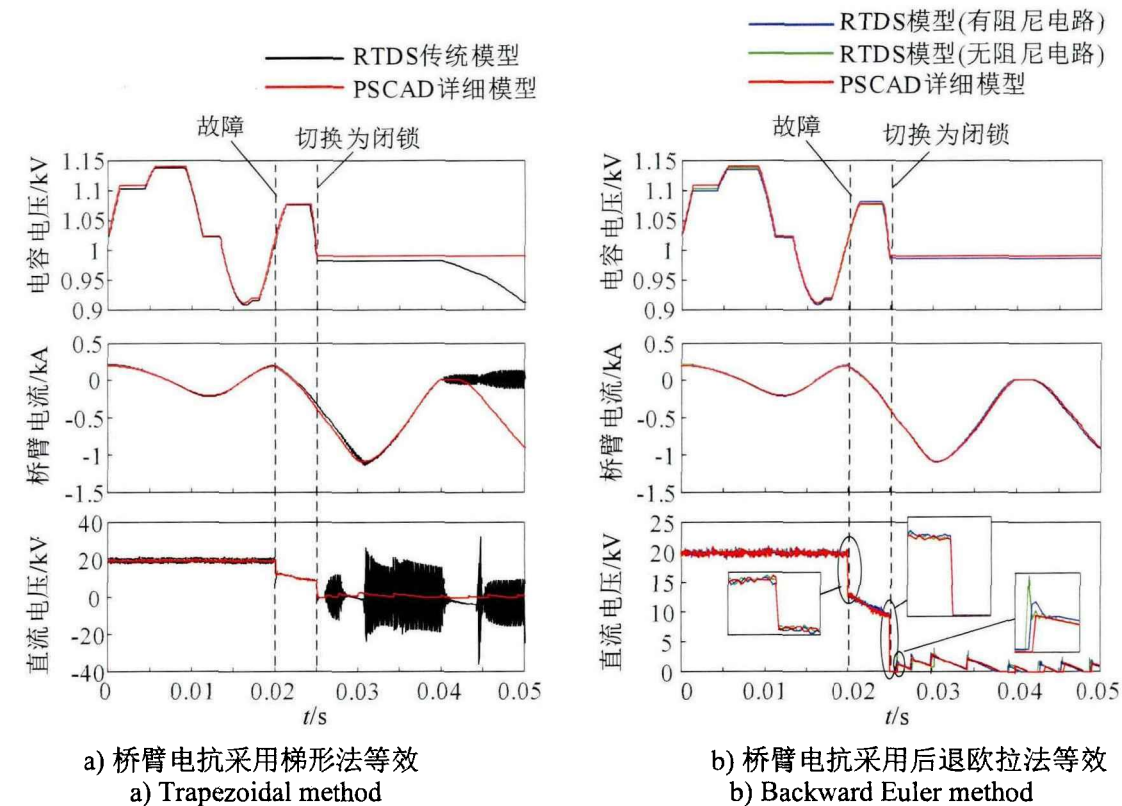


图 3-15 故障过程仿真结果
Fig.3-15 Comparison of simulation results in fault process

3.6.4 录波对比测试

现场波形选取自 2013 年 11 月 8 号南澳柔性直流工程塑城站 STATCOM 运行方式下，解锁前的一段波形作为和 RTDS 比对的原始文件，录波采样频率为 2 500Hz。在 RTDS 中按照塑城站的参数搭建单端 MMC 仿真模型，塑城站完整参数见表 3-2。RTDS 仿真模型中二极管阻尼支路参数为 1 250Ω 和 0.02μF，仿真步长为 50μs。

闭锁状态录波对比结果如图 3-16 所示，本节所提模型与直流正极电压波形现场录波波形基本吻合，相对误差为 0.89%。本文所提模型的阀侧电压最大值为 142.3kV，现场录波值约为 145.9kV，相对误差为 2.467%。本文所提模型的阀侧电流略大于现场录波结果，波形趋势一致，最大值均约为 0.002kA。

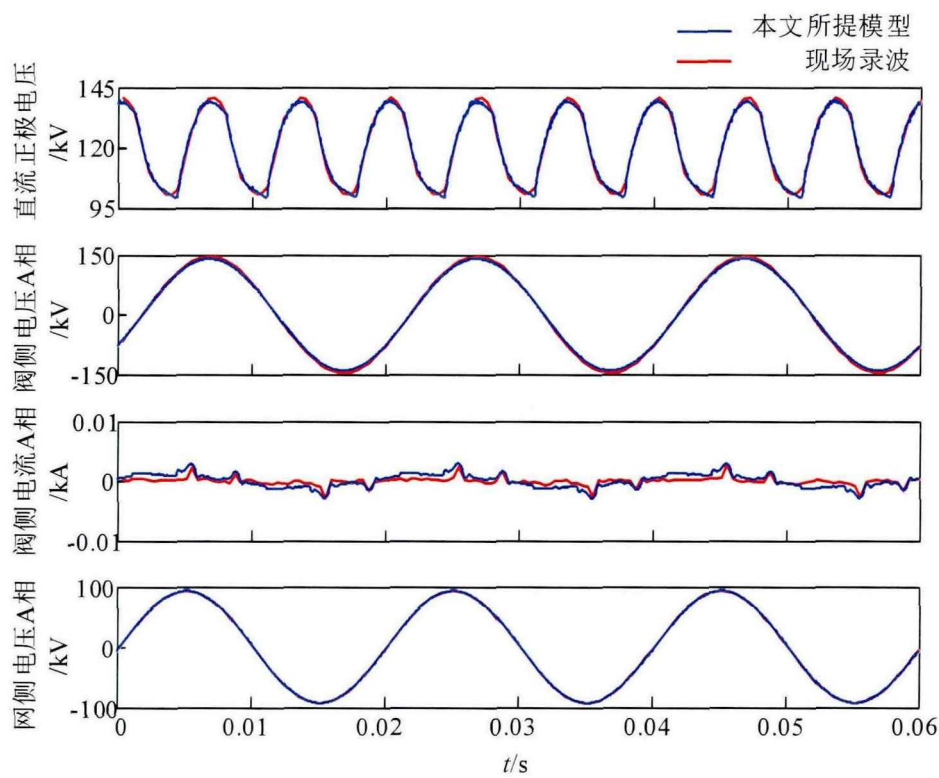


图 3-16 闭锁充电录波对比结果
Fig.3-16 Comparison with on-site recording

表 3-2 塑城站系统参数
Table 3-2 Parameters of Su Cheng station

参 数	数 值
交流系统电压/kV	113.9
交流系统电阻/Ω	2.094
阻抗比	4.76
变压器容量/MW	240

变压器短路阻抗/%	12%
变压器电压比/kV:kV	110 : 166
变压器联结组标号	Dyn11
变压器接地电阻/ Ω	2 000
直流电阻/ Ω	0.1
直流电抗/H	0.01
子模块电容/ μ F	5 000
子模块个数	147
桥臂电抗/H	0.1
限流电阻/欧姆	5 000

3.7 本章小结

由于 RTDS 不提供插值算法，造成大步长环境中对 MMC 闭锁状态仿真困难，为解决上述问题，本章提出一种基于 MMC 开关函数模型的改进 MMC 桥臂模型。

首先，根据电磁暂态仿真每个步长之间的信息传递特点，直接对桥臂串联子模块电路的电压-电流方程进行梯形差分化，得到桥臂串联子模块组的戴维南等效模型，从而避免了开关函数模型中受控源元件在电磁暂态仿真中存在的一个仿真步长延时所可能导致的数值不稳定问题。

其次，将桥臂电抗的积分方法改为能有效抑制数值振荡的后退欧拉法，同时采用双值电阻并联 RC 阻尼电路的模型对二极管进行等效，通过对模型的稳态误差、暂态误差以及二极管动作延迟造成的误差进行计算分析，提出模型的参数选择方法，提高了模型的计算精度和数值稳定性。

最后，利用 RTDS/CBuilder 工具箱开发了 MMC 桥臂模型，搭建了单端 MMC-HVDC 系统，通过与 PSCAD/EMTDC 中采用器件模型搭建的 MMC 详细模型，以及与闭锁状态的现场录波数据进行对比，验证了本章所提建模方法的精度及数值稳定性。

第 4 章 MMC-HVDC 接入弱电网的功率输送能力

4.1 引言

功率输送能力是 MMC-HVDC 接入弱交流电网的重要运行特性，其约束条件主要包括 MMC 自身约束和 MMC-HVDC 控制稳定两部分^[2]。MMC 内部复杂的耦合特性与二电平 VSC 有较大区别，借鉴二电平 VSC 的稳态模型，将 MMC 输出功率 P - Q 图映射到 MMC 内电势^{[83-88][86]}，可以在一定程度上确定 MMC 的自身工作极限，但计算结果存在一定的偏差；而“扫描”法确定 MMC 自身工作极限^[89-92]的计算量较大。沿用二电平 VSC-HVDC 的静态稳定分析方法^[103-105]，无法全面考虑 MMC-HVDC 各控制环节和 MMC 内部耦合特性，计算结果准确性较低。

为此，本章首先以第 2 章 2.5 节中提出的 MMC 稳态相量模型为基础，计算 P - Q 曲线族包络线，提出一种确定 MMC 稳态运行区域边界的方法，明确了 MMC 的自身工作极限，并在此基础上研究了换流器设备参数、环流控制模式和电流约束对 MMC 稳态运行区域的影响。然后，针对目前工程常用的采用 d - q 矢量控制方式的电网跟随型 MMC-HVDC 接入弱电网的输送能力进行详细的理论分析，提出考虑锁相环特性的 MMC-HVDC 接入电网模型和静态稳定分析方法，着重探讨 MMC-HVDC 功率输送极限与静态稳定临界点和换流器自身工作极限的关系，并给出明确的 MMC-HVDC 功率输送能力量化计算方法。

4.2 MMC 自身工作极限与稳态运行区域边界计算

4.2.1 MMC 稳态运行区域边界确定方法

根据 MMC 的拓扑结构，桥臂电压的输出范围受到子模块个数限制，桥臂中投入子模块的个数不能超过桥臂总子模块个数，这是 MMC 的自身约束，换流器不可能超越这一约束运行，要求第 i 相上、下桥臂开关函数 s_{arm_pi} 和 s_{arm_ni} 满足：

$$\begin{cases} 0 \leq N s_{arm_pi} \leq N \\ 0 \leq N s_{arm_ni} \leq N \end{cases} \quad (4-1)$$

即，

$$M_e \in [M_{e_min}, M_{e_max}] \quad (4-2)$$

式中 M_{e_min} —— 基频调制比的最小值， $M_{e_min}=0$ ；

M_{e_max} —— 基频调制比的最大值， $M_{e_max} = \min(M_{dc}+M_2, 2-M_{dc}-M_2)$ 。

根据 2.5.1 节式(2-34)计算出 MMC 的等效电抗 X_{mmc} 和等效电压源 E_{mmc} 后, 可以按式(4-3)和(4-4)计算出 MMC 输出有功功率 P 和无功功率 Q 对控制分量 M_{dc} 、 M_{ed} 、 M_{eq} 、 M_{2d} 和 M_{2q} 的显式表达式, 因此仍可以采用开环分析方法来计算 MMC 的稳态运行范围, MMC 稳态运行区域即为满足式(4-2)所示 MMC 自身约束条件的运行点在 P - Q 图上的映射。

$$I_v = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_s}{k_T^2 \lambda_{\text{scr}}} & -\left(\frac{\sin \theta_s}{k_T^2 \lambda_{\text{scr}}} + X_T + \frac{\omega L_0}{2} + X_{\text{MMC}} \right) \\ \frac{\sin \theta_s}{k_T^2 \lambda_{\text{scr}}} + X_T + \frac{\omega L_0}{2} + X_{\text{MMC}} & \frac{\cos \theta_s}{k_T^2 \lambda_{\text{scr}}} \end{bmatrix}^{-1} \left(E_{\text{mmc}} - \frac{E_s}{k_T} \right) \quad (4-3)$$

式中 k_T —— 变压器分接头;

λ_{scr} —— 交流系统的短路比, 定义为换流站交流母线短路容量与额定直流功率的比值。

$$\begin{cases} I_t = I_v / k_T \\ U_t = E_s + Z_s I_t \\ P = U_t^T I_t \\ Q = U_t^T \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} I_t \end{cases} \quad (4-4)$$

式中 Z_s —— 交流系统阻抗矩阵, $Z_s = \frac{1}{\lambda_{\text{scr}}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$ 。

根据式(4-4), P - Q 曲线方程可以写成 $P=P(M_e, \theta_e)$, $Q=Q(M_e, \theta_e)$ 的形式。MMC 稳态运行区域就是 M_e 在其约束范围内对应的所有 P - Q 曲线族, 因此确定 MMC 稳态运行区域的问题, 实际被转化为求解曲线族包络线的问题。

若 P - Q 曲线族的包络线存在, 则包络线上的点满足:

$$\frac{\partial P}{\partial M_e} \frac{\partial Q}{\partial \theta_e} = \frac{\partial P}{\partial \theta_e} \frac{\partial Q}{\partial M_e} \quad (4-5)$$

PCC 节点潮流方程 $P=P(U_{\text{td}}, U_{\text{tq}})$, $Q=Q(U_{\text{td}}, U_{\text{tq}})$ 的雅可比矩阵可以写成式(4-6)的形式,

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial U_{\text{td}}} & \frac{\partial P}{\partial U_{\text{tq}}} \\ \frac{\partial Q}{\partial U_{\text{td}}} & \frac{\partial Q}{\partial U_{\text{tq}}} \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

可以证明: P - Q 曲线族的包络线即为潮流方程雅可比矩阵奇异对应的 P - Q 曲线, 即 $|J|=0$ 对应的曲线是 MMC 稳态运行区域的边界, 满足式(4-7)。具体证明过

程如附录 C 所示。

$$E_s^T E_s = 2E_s^T U_t \tag{4-7}$$

MMC 稳态运行区域边界即为 MMC 自身工作极限在 P - Q 平面的映射。绘制 M_e 定义域内的 P - Q 曲线族，如图 4-1 所示。图 4-1 所示工况为 $\lambda_{scr}=1.5$ ， $\theta_s=80^\circ$ ，无环流抑制控制。在 P - Q 图中， $P>0$ 表示 MMC 处于逆变模式， $P<0$ 表示 MMC 工作于整流模式； $Q>0$ 表示 MMC 输出感性无功功率，而 $Q<0$ 表示 MMC 输出容性无功功率。下边界为 P - Q 曲线族的包络线，如图 4-1 中红色实线所示，由式(4-7)确定。

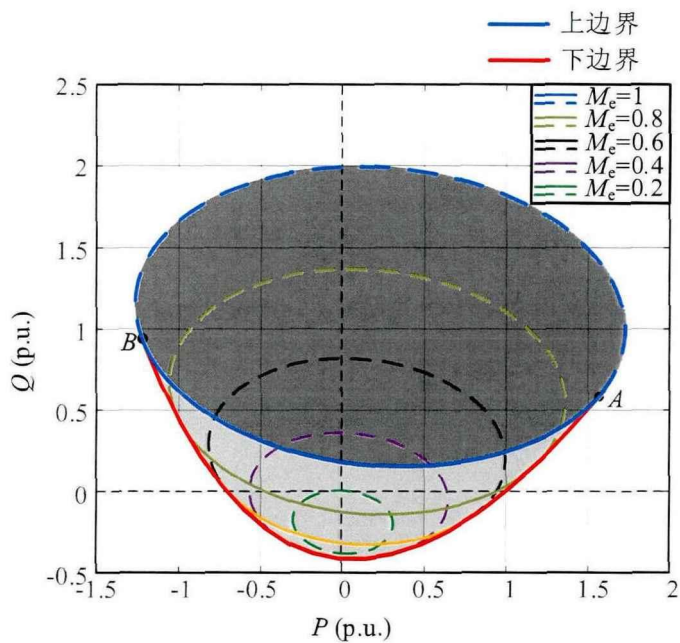


图 4-1 P - Q 曲线及极限运行范围边界

Fig.4-1 P - Q curves and boundaries of operation region limit

当 P - Q 曲线与下边界相切时，被切点分为两部分，考虑到 PCC 点的静态电压稳定性，实线所示的“高电压”部分是稳定的，虚线所示部分是不稳定的^[131]。当 M_e 较小时的 P - Q 曲线的下边界没有切点，这些曲线上的运行点都是不稳定的。MMC 可以通过直接生成基频调制分量 M_{ed} 和 M_{eq} 而运行在虚线点上，但此时无法实现追踪某一功率控制目标。如果不考虑节点电压偏移、线路电流过载等安全运行约束条件，MMC 稳态功率区间的上边界由 $M_e=M_{e_max}$ 确定，如图 4-1 中蓝色实线所示。

MMC 功率运行区间的上边界与换流器设备参数及环流控制模式有关，而下边界仅由交流电网的参数确定。上、下边界相切，所围成的区域即为 MMC 接入交流电网的稳态运行范围，如图中浅灰色区域所示。图中深色区域仅由 P - Q 曲线的虚线部分组成，MMC 可以通过直接生成控制器输出（即 M_{dc} 、 M_{ed} 、 M_{eq} 、 M_{2d} 和 M_{2q} ）

使 MMC 运行在该区域, 但是这不是 MMC 的正常工作状态。图中点 A 和 B 是上下边界的切点, MMC 在 A 点输送最大有功功率, 在 B 点吸收最大有功功率。

4.2.2 环流控制模式对 MMC 稳态运行区域的影响

将 2.5.1 节式(2-34)所示的 MMC 稳态相量模型中的基频调制分量和二倍频调制分量分别用其幅值和相角表示, 稳态相量模型可以改写成:

$$\begin{cases} X_{\text{mmc}} = -\frac{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3}{64(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} X_{\text{ceq}} \\ E_{\text{mmc}} = \frac{M_e U_{\text{dc}}}{m_k M_{\text{dc}}} \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{\zeta_3}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} X_{\text{ceq}}\right) \cos \theta_e + \frac{3M_{\text{dc}}^2 M_2 X_{\text{ceq}}}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} \cos(\theta_2 - \theta_e) \\ -\left(1 - \frac{\zeta_3}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} X_{\text{ceq}}\right) \sin \theta_e - \frac{3M_{\text{dc}}^2 M_2 X_{\text{ceq}}}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} \sin(\theta_2 - \theta_e) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4-8)$$

其中,

$$\begin{cases} \zeta_1 = 32M_{\text{dc}} (8M_{\text{dc}}^2 - 3M_e^2 - 2M_2^2) X_{L0} \\ \zeta_2 = -M_{\text{dc}} (16M_{\text{dc}}^4 + 3M_e^4 + 2M_2^4 - 16M_{\text{dc}}^2 M_e^2 - 12M_{\text{dc}}^2 M_2^2 - 2M_e^2 M_2^2) X_{\text{ceq}} \\ \zeta_3 = M_e^2 M_2 [32X_{L0} - (12M_{\text{dc}}^2 - 2M_e^2 + M_2^2) X_{\text{ceq}}] \cos(2\theta_e - \theta_2) \\ \zeta_1 = 32M_{\text{dc}} X_{L0} \\ \zeta_2 = -M_{\text{dc}} (2M_{\text{dc}}^2 + M_e^2 - M_2^2) X_{\text{ceq}} \\ \zeta_3 = M_e^2 M_2 X_{\text{ceq}} \cos(2\theta_e - \theta_2) \end{cases},$$

式中 M_e 和 θ_e —— 分别为开关函数基频分量的幅值和相角;

M_2 和 θ_2 —— 分别为开关函数二倍频分量的幅值和相角。

计算 X_{mmc} 对 θ_2 的导数, 可以整理为式(4-9); 计算等效电压源幅值 E_{mmc} 对 θ_2 的导数, 如式(4-10)所示。可以注意到, 两者的导数都可以提出 $\sin(\theta_2 - 2\theta_e)$ 项。

$$\frac{dX_{\text{mmc}}}{d\theta_2} = -\frac{16M_{\text{dc}} M_e^2 M_2 X_{\text{ceq}}^2 \left(\frac{X_{L0}}{X_{\text{ceq}}} - \gamma_1 \right) \left(\frac{X_{L0}}{X_{\text{ceq}}} - \gamma_2 \right)}{(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)^2} \sin(2\theta_e - \theta_2) \quad (4-9)$$

其中,

$$\begin{cases} \gamma_1 = \frac{11M_{\text{dc}}^2 - 2M_e^2 - M_2^2 - \sqrt{81M_{\text{dc}}^4 + 3M_e^4 - 36M_{\text{dc}}^2 M_e^2 + 5M_e^2 M_2^2}}{32} \\ \gamma_2 = \frac{11M_{\text{dc}}^2 - 2M_e^2 - M_2^2 + \sqrt{81M_{\text{dc}}^4 + 3M_e^4 - 36M_{\text{dc}}^2 M_e^2 + 5M_e^2 M_2^2}}{32} \end{cases}。$$

$$\frac{dE_{mmc}}{d\theta_2} = -\frac{M_e M_2 X_{Ceq} \sin(2\theta_e - \theta_2)}{m_k M_{dc} (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)^2} \times \left[(\zeta_1 + \zeta_2)^2 (3M_{dc}^2 - M_e^2) - (3M_{dc}^2 M_2 X_{Ceq})^2 M_e^2 - (\zeta_1 + \zeta_2) (3M_{dc}^2 M_e^2 M_2 X_{Ceq}) \cos(2\theta_e - \theta_2) \right] \quad (4-10)$$

$$\sqrt{(\zeta_1 + \zeta_2)^2 + (3M_{dc}^2 M_2 X_{Ceq})^2 + 2(\zeta_1 + \zeta_2) (3M_{dc}^2 M_e^2 M_2 X_{Ceq}) \cos(2\theta_e - \theta_2)}$$

将有功功率 P 和无功功率 Q 对 θ_2 的导数表示为(4-11)的形式, 说明 P 和 Q 对 θ_2 的导数也可以提出 $\sin(\theta_2 - 2\theta_e)$ 项, 这意味着在 M_2 确定的情况下, 当 $\theta_2 = 2\theta_e$ 或者 $\theta_2 = 2\theta_e + \pi$ 的情况下, 功率区间的上边界最高, 功率区间最大。为确定最大功率区间, 只需分别计算 θ_2 上述两种情况取值所对应的边界, 然后加以比较。

$$\begin{cases} \frac{dP}{d\theta_2} = \frac{\partial P}{\partial X_{mmc}} \frac{dX_{mmc}}{d\theta_2} + \frac{\partial P}{\partial E_{mmc}} \frac{dE_{mmc}}{d\theta_2} \\ \frac{dQ}{d\theta_2} = \frac{\partial Q}{\partial X_{mmc}} \frac{dX_{mmc}}{d\theta_2} + \frac{\partial Q}{\partial E_{mmc}} \frac{dE_{mmc}}{d\theta_2} \end{cases} \quad (4-11)$$

图 4-2 所示不同二倍频调制分量时的功率区间边界, $\lambda_{scr} = 1.5$, $\theta_s = 80^\circ$ 。实线对应 $\theta_2 = 2\theta_e$, 虚线对应 $\theta_2 = 2\theta_e + \pi$ 。该工况下, $\theta_2 = 2\theta_e$ 时功率区间最大。但二倍频调制分量的存在使得基频调制分量 M_e 的区间变小, MMC 功率区间范围变小, 当 M_2 等于 0, 也就是无环流控制时, 功率区间的上边界最高, 运行范围最大。

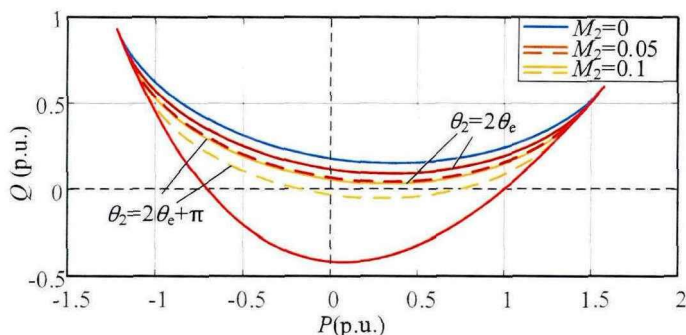


图 4-2 不同 M_2 对应的功率区间边界

Fig.4-2 Operation boundary with different M_2

4.2.3 换流站参数对 MMC 稳态运行区域的影响

对于半桥子模块 MMC, 一般将 M_{dc} 固定为 1; 全桥和混合子模块 MMC 的 M_{dc} 正常运行时约为 1。子模块电容和桥臂电抗参数的取值方法如式(4-12)所示^[132]:

$$\begin{cases} C_0 = \frac{P_N}{3m_k N \omega_0 \epsilon_{cap} U_{capN}^2} \left[1 - \left(\frac{m_k \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \\ L_0 = \frac{1}{8\omega_0^2 C_0 U_{capN}} \left(\frac{P_N}{3\sqrt{2}\epsilon_{lkm} I_{vN}} + U_{dcN} \right) \end{cases} \quad (4-12)$$

式中 U_{capN} —— 额定子模块电容电压/kV;
 ε_{cap} —— 子模块波动率设计值/%;
 ε_{Ikm} —— 二倍频环流的峰值比例设计值/%;
 I_{VN} —— 换流变压器阀侧电流的额定值;
 ω_0 —— 工频角速度/rad。

因此, X_{L0} 与 X_{Ceq} 之间满足如下关系:

$$\frac{X_{L0}}{X_{\text{Ceq}}} = \frac{1}{8} \left(1 + \frac{m_k}{4\varepsilon_{\text{Ikm}}} \right) > \frac{1}{8} \quad (4-13)$$

桥臂电抗和桥臂等效电容参数对 MMC 交流侧电抗参数产生影响, 从而影响 MMC 的输出功率范围。计算等效电抗 X_{mmc} 对 ε_{cap} 和 ε_{Ikm} 的灵敏度方程, 如式(4-14)所示, 可以得出:

1) X_{mmc} 与 ε_{cap} 之间是线性关系, 且 X_{mmc} 的绝对值随 ε_{cap} 增大而增大, 说明桥臂等效电容越小, 交流侧等效电抗 X_{mmc} 的绝对值越大;

2) X_{mmc} 的绝对值随 ε_{Ikm} 增大而增大, 说明桥臂电抗越小, 交流侧等效电抗的绝对值越大。

$$\begin{cases} \frac{\partial X_{\text{mmc}}}{\partial \varepsilon_{\text{cap}}} = -\frac{1}{8m_k \left[1 - \left(\frac{m_k \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \left[\left(8M_{\text{dc}}^2 - 3M_{\text{e}}^2 \right) + \frac{6M_{\text{e}}^2 (3M_{\text{dc}}^2 - M_{\text{e}}^2)}{4 \left(1 + \frac{m_k}{4\varepsilon_{\text{Ikm}}} \right) - 2M_{\text{dc}}^2 + M_{\text{e}}^2} \right] < 0 \\ \frac{\partial X_{\text{mmc}}}{\partial \varepsilon_{\text{Ikm}}} = -\frac{3\varepsilon_{\text{cap}} M_{\text{e}}^2 (3M_{\text{dc}}^2 - M_{\text{e}}^2)}{4\varepsilon_{\text{Ikm}}^2 \left[1 - \left(\frac{m_k \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \left[4 \left(1 + \frac{m_k}{4\varepsilon_{\text{Ikm}}} \right) - 2M_{\text{dc}}^2 + M_{\text{e}}^2 \right]^2} < 0 \end{cases} \quad (4-14)$$

根据上述分析, 减小子模块电容可以减小 X_{mmc} , 但 MMC 桥臂电感 L_0 应随之增大, 以保证相间环流电流的峰值不会过大。因此, 需要分析子模块电容电压波动率设计值 ε_{cap} 和环流电流峰值比例设计值 ε_{Ikm} 对功率运行范围的影响。

图 4-3a)和图 4-3b)中的纵坐标 P_{max} 对应图 4-1 中点 A 和点 B 的有功功率。点 A 和点 B 是 MMC 运行区间上、下边界的切点对应的有功功率, 该点可以同时反映 MMC 稳态运行区间的大小和位置, 因此选用该点的有功功率作为分析指标, 分析参数 ε_{cap} 和 ε_{Ikm} 对其的影响。

图 4-3a)和图 4-3b)所示分别为 $\lambda_{\text{scr}}=1.5$, $\theta_s=80^\circ$ 时逆变模式和整流模式下 P_{max} 随换流器设计参数 ε_{cap} 和 ε_{Ikm} 变化的规律。当 ε_{Ikm} 较大, 即桥臂电感 L_0 较小时, 减小子模块电容可以增加 MMC 的功率传输。 ε_{Ikm} 较小时, 减小子模块电容会降低 MMC 的功率传输。当 ε_{Ikm} 较小而 ε_{cap} 较大时, 最大功率传输会明显降低, 可能无

法满足功率传输要求。因此，在设计 MMC 换流器参数时，还应校核最大功率传输对电感、电容参数的要求。

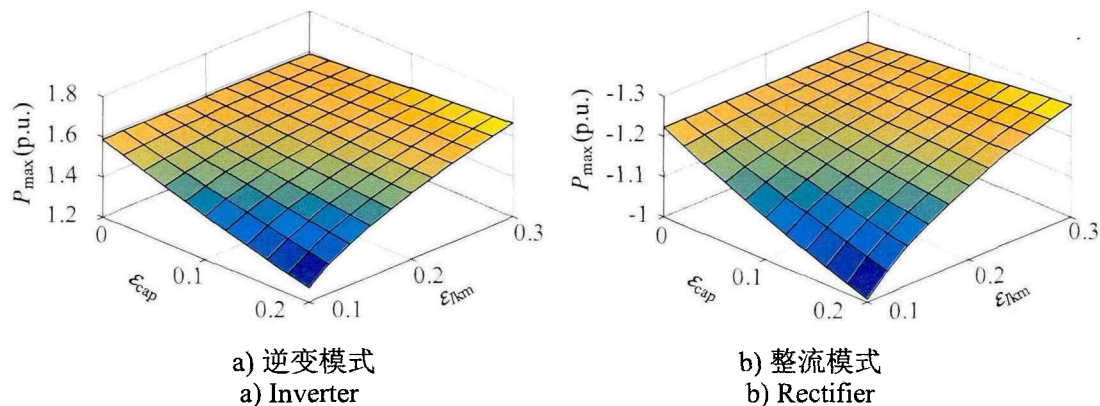


图 4-3 换流站参数对极限运行范围的影响

Fig.4-3 Influence of converter parameters on the maximum power transmission

4.2.4 电流约束对 MMC 稳态运行区域的影响

为了保护 MMC 中的半导体器件，避免其因过载而损坏，控制器中通常附加对内环电流参考值的限幅 I_{v_max} ，以将电流 I_v 限制在安全的范围之内^[85]。与分析换流器自身限制对功率运行范围的方法类似，首先将 P - Q 曲线方程写成 $P=P(I_v, \varphi_v)$ and $Q=Q(I_v, \varphi_v)$ ，其中 I_v 和 φ_v 分别是电流 I_v 的幅值和相角。那么电流约束的区域由 $I_v \in [0, I_{v_max}]$ 内的 P - Q 曲线族构成，根据曲线族包络线的求解方法，电流约束的运行区域边界分别为由 $I_v=I_{v_max}$ 对应的 P - Q 曲线和潮流雅可比矩阵奇异条件确定。

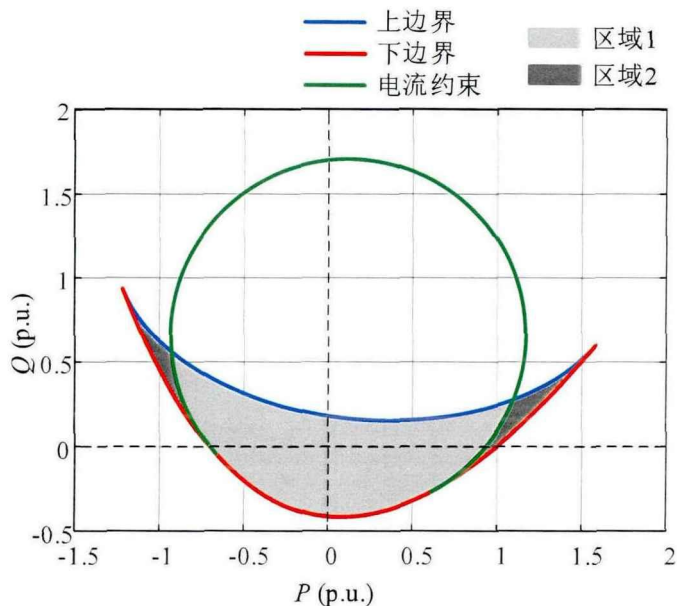


图 4-4 考虑电流约束的运行区域

Fig.4-4 Operation region considering security constraints

考虑电流约束的工作区域如图 4-4 所示，图中所示工况为 $\lambda_{scr}=1.5$ ， $\theta_s=80^\circ$ ，

$I_{V_max}=1.18$ 。红色曲线是由 $|J|=0$ 确定的下边界，蓝色曲线是换流器自身约束的上边界，绿色曲线是电流约束的边界。图 4-4 中区域 1（显示为浅灰色部分）是运行状态同时满足换流器自身约束和电流约束的区域。区域 1 左右两侧的深灰色区域 2 中的运行点满足换流器自身约束而不满足电流约束。MMC 可以通过选用裕量较大的 IGBT，使 MMC 可以运行在区域 2 中，在电网故障等情况提供紧急功率支援^[133]。但是，连接到交流电网的 MMC 无法稳定运行在区域 1 和区域 2 的并集之外的区域。

4.3 考虑控制及耦合特性的 MMC-HVDC 接入弱电网输送功率极限

前节分析了不考虑 MMC 控制过程的 MMC 自身工作极限，本节对目前工程常用的电网跟随型 MMC-HVDC 的功率输送能力进行分析。现有文献对于 MMC-HVDC 或者 VSC-HVDC 并网静态稳定特性的研究通常认为锁相环能始终锁定电压相角，忽略锁相环同步稳定性对系统的影响，在此前提下仅对外环控制稳定性进行分析^{[103]-[105]}，缺乏对锁相环同步稳定性对 MMC-HVDC 输送功率影响的研究。本节将建立考虑锁相环特性的 MMC-HVDC 接入电网稳态分析模型，综合考虑包括锁相环控制在内的 MMC 各控制环节静态稳定性和 MMC 自身工作极限，实现对 MMC-HVDC 接入弱交流电网输送能力的量化评估。

4.3.1 考虑锁相环的 MMC-HVDC 接入交流电网模型

电网跟随型 MMC 采用锁相环与电网保持同步，MMC 的锁相环通常采用基于单同步旋转坐标变换（synchronous reference frame, SRF）的锁相环（SRF-PLL）^[126]结构，控制结构图如图 4-5 所示。锁相环能够锁定电压 U_i 的相位 δ_i ，则 MMC 控制系统坐标系与电气系统坐标系同步，MMC 与交流电网保持同步。

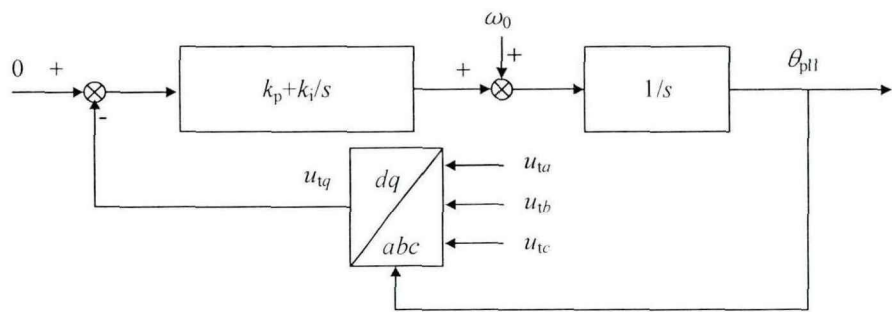


图 4-5 锁相环的控制框图

Fig.4-5 Control block diagram of PLL

2.5.1 节所提 MMC 交流侧等效中，控制分量以锁相环输出相角 θ_{pll} 为参考，电气量以电压相角 δ_i 为参考的坐标系中。考虑锁相环的特性，应对等效电容电抗 X_{mmc} 串联等效电压源 E_{mmc} 的表达式进行坐标变换，变换至以 δ_i 为参考的坐标系中，

如式(4-15)所示。

$$\begin{cases} X_{mmc} = -\frac{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3}{64(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} X_{Ceq} \\ E_{mmc} = \frac{M_e U_{dc}}{m_k M_{dc}} \left[\begin{aligned} &\left(1 - \frac{\zeta_3}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} X_{Ceq}\right) \cos(\theta_e - \theta_{pll}) + \frac{3M_{dc}^2 M_2 X_{Ceq}}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} \cos(\theta_2 - \theta_e - \theta_{pll}) \\ &-\left(1 - \frac{\zeta_3}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} X_{Ceq}\right) \sin(\theta_e - \theta_{pll}) - \frac{3M_{dc}^2 M_2 X_{Ceq}}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} \sin(\theta_2 - \theta_e - \theta_{pll}) \end{aligned} \right] \end{cases} \quad (4-15)$$

其中,

$$\begin{cases} \zeta_1 = 32M_{dc} (8M_{dc}^2 - 3M_e^2 - 2M_2^2) X_{L0} \\ \zeta_2 = -M_{dc} (16M_{dc}^4 + 3M_e^4 + 2M_2^4 - 16M_{dc}^2 M_e^2 - 12M_{dc}^2 M_2^2 - 2M_e^2 M_2^2) X_{Ceq} \\ \zeta_3 = M_e^2 M_2 [32X_{L0} - (12M_{dc}^2 - 2M_e^2 + M_2^2) X_{Ceq}] \cos(2\theta_e - \theta_2) \\ \zeta_1 = 32M_{dc} X_{L0} \\ \zeta_2 = -M_{dc} (2M_{dc}^2 + M_e^2 - M_2^2) X_{Ceq} \\ \zeta_3 = M_e^2 M_2 X_{Ceq} \cos(2\theta_e - \theta_2) \end{cases} .$$

根据式(4-15), 在系统频率为额定频率时, MMC 交流侧等效阻抗 X_{mmc} 与锁相环输出相角 θ_{pll} 无关, 等效电压源 E_{mmc} 可以写成 $E_{mmc} \angle (\delta_{mmc} + \theta_{pll})$ 的形式, δ_{mmc} 为等效电压源 E_{mmc} 相对 θ_{pll} 的相角, 幅值 E_{mmc} 如式(4-16)所示。

$$E_{mmc} = \frac{M_e U_{dc} \sqrt{(\zeta_1 + \zeta_2)^2 + (3M_{dc}^2 M_2 X_{Ceq})^2 + 2(\zeta_1 + \zeta_2)(3M_{dc}^2 M_2 X_{Ceq}) \cos(2\theta_e - \theta_2)}}{m_k M_{dc} (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \quad (4-16)$$

图 4-6 所示为 MMC 经锁相环接入交流电网等效模型图, 图中 E_s 和 $Z_s \angle \theta_s$ 分别为交流系统等效内电势和等效阻抗, P 和 Q 分别为 MMC 输出的有功功率和无功功率, U_t 和 U_v 分别为变压器网侧和阀侧电压相量, I_t 和 I_v 分别为变压器网侧和阀侧电流相量, k_T 和 X_T 分别为变压器分接头和漏抗, 上述变量均为标么值。图中系统以电压 U_t 的相角为参考相角, 即 $\delta_t = 0$ 。

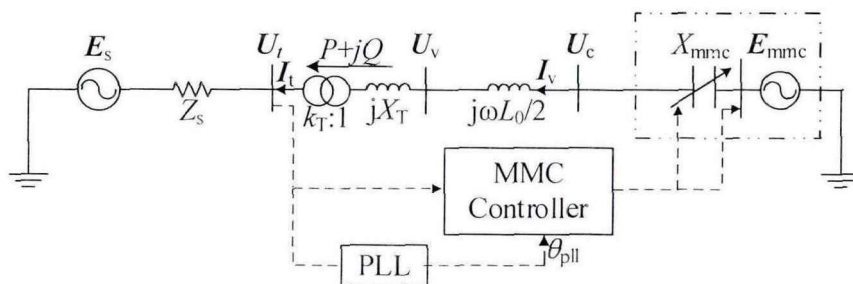


图 4-6 MMC 接入交流电网等效模型

Fig.4-6 Equivalent model of MMC connected to an ac grid

然后, 按照(4-17)计算出 MMC 的输出功率, 稳态情况 MMC 的输出功率与式

(4-18)所示的交流电网传输功率平衡。

$$\begin{cases} I_{tx} = \frac{E_{mmc} \sin(\delta_{mmc} + \theta_{pll})}{k_T (X_T + X_{L0}/2 + X_{mmc})} \\ I_{ty} = \frac{E_{mmc} \cos(\delta_{mmc} + \theta_{pll}) - U_t/k_T}{k_T (X_T + X_{L0}/2 + X_{mmc})} \\ P = U_t I_{tx} \\ Q = -U_t I_{ty} \end{cases} \quad (4-17)$$

$$\begin{cases} P = \lambda_{scr} U_t [U_t \cos \theta_s - E_s \cos(\delta_s - \theta_s)] \\ Q = \lambda_{scr} U_t [U_t \sin \theta_s + E_s \sin(\delta_s - \theta_s)] \end{cases} \quad (4-18)$$

MMC 控制器根据 PLL 锁定的相角 θ_{pll} 对 PCC 点采集的三相交流、电流进行 Park 变换得到 dq 轴的电压、电流，并通过控制 dq 轴电流实现对功率的控制，坐标变换的关系如式(4-19)所示。

$$\begin{cases} U_{ud} = U_t \cos \theta_{pll} \\ U_{uq} = -U_t \sin \theta_{pll} \\ I_d = I_{tx} \cos \theta_{pll} + I_{ty} \sin \theta_{pll} \\ I_q = -I_{tx} \sin \theta_{pll} + I_{ty} \cos \theta_{pll} \end{cases} \quad (4-19)$$

综上，考虑锁相环的 MMC 接入交流电网交直流系统的特性可用式(4-17)-(4-19)所示的 10 个方程描述。

4.3.2 MMC-HVDC 经锁相环接入交流电网的静态稳定性分析

MMC 的控制系统主要包含锁相环控制、外环控制和内环控制三个环节，三者的控制带宽通常满足外环控制带宽<锁相环控制带宽<内环控制带宽^[95]。三者之中，内环控制器的中的比例积分（proportional-integral, PI）控制器的增益最大、时间常数最小，内环控制器可以快速的跟踪外环控制器输出的指令值；外环 PI 控制器的增益最小、时间常数最大，外环控制的响应速度较慢，换流器内部电气量可以保持准稳态。因此，现有文献在对 MMC-HVDC 或者 VSC-HVDC 进行静态稳定分析时，通常假设^[103-105]：(1)内环控制可以快速地追踪控制其参考值，(2)换流器内部电气量能够快速地达到稳态。

考虑锁相环控制，通过调节控制器的参数设置使得锁相环的 PI 参数介于内环和外环控制参数之间，且使得三者的控制带宽差别较大，此时系统不易因控制环节之间交互作用而出现系统失稳^[96]，因此可以认为锁相环控制、外环控制和内环控制之间的交互作用可以忽略。

4.3.2.1 锁相环同步稳定性

采用矢量控制方式的电网跟随型 MMC-HVDC 由锁相环提供同步相角，当锁相环能够正确锁定 PCC 点电压相位时，MMC-HVDC 才能够与电网保持同步。锁相环同步稳定的条件是锁相环控制回路构成负反馈^[133,134]。由式(4-17)-(4-19)可以计算出 U_{iq} 对 θ_{pll} 的灵敏度，锁相环同步稳定要求 U_{iq} 对 θ_{pll} 的灵敏度小于 0，得到同步稳定的判据如式(4-20)所示，将记为锁相环同步稳定的判据 S_{pll} 。与文献[134]中并网逆变器经锁相环并网静态稳定判据相比，式(4-25)所示的 MMC-HVDC 经锁相环并网的同步稳定判据中，多出了与 MMC-HVDC 交流侧等效阻抗的相关项，这是 MMC-HVDC 与二电平 VSC-HVDC 的区别。

$$S_{pll} = \left. \frac{dU_{iq}}{d\theta_{pll}} \right|_{\theta_{pll}=0} = \frac{E_s (X_T + X_{L0}/2 + X_{mmc})}{|Z_\Sigma|} \sin(\delta_s - \theta_\Sigma) < 0 \Leftrightarrow -\theta_\Sigma < \delta_s < \pi - \theta_\Sigma \quad (4-20)$$

其中，

$$\begin{cases} Z_\Sigma = Z_s + j(X_T + X_{L0}/2 + X_{mmc}) \\ \theta_\Sigma = \angle Z_\Sigma = \arctan \frac{R_s}{X_s + X_T + X_{L0}/2 + X_{mmc}} \end{cases}。$$

一般情况下，交流电网等效阻抗的角度接近 90°，利用这一条件对式(4-20)进行简化，估算锁相环稳定对 d 、 q 轴电流的约束条件，如式(4-21)所示。该条件可用于控制器限幅参数整定。

$$\begin{cases} I_q > -\lambda_{scr} U_t \\ |I_d| \leq \lambda_{scr} E_s \end{cases} \quad (4-21)$$

4.3.2.2 静态稳定临界点

借鉴 VSC-HVDC 接入电网静态稳定分析方法^[103-105]，根据鞍结分岔条件计算平衡点存在判据^[126]，根据外环功率控制负反馈^[103-105]计算外环控制稳定判据。分析外环控制稳定临界点、锁相环同步稳定临界点、鞍结分岔点三者的关系，结果如表 4-1 所示，表明外环控制稳定临界点总是最先出现，系统不会单独发生锁相环同步失稳。

表 4-1 各临界点对应 I_d 的关系

Table 4-1 Relationship among critical point's I_d	
定无功功率	
定交流电压	
I_d	$Q>0$: 整流模式: q 轴临界点< d 轴临界点 =鞍结分岔点<同步稳定临界点
	$Q\leq 0$: 逆变模式: d 轴临界点= q 轴临界点 =鞍结分岔点<同步稳定临界点
	q 轴临界点<鞍结分岔点 <同步稳定性临界点
	q 轴临界点<同步稳定性临界 <鞍结分岔点

平衡点存在判据和外环控制稳定判据的计算方法、以及表 4-1 所示各临界点关系的具体分析过程见附录 D。

定义如下 MMC-HVDC 接入交流系统静态稳定实用判定指标 S ，使得 $S=0$ 对应静态稳定临界点，且 $S>0$ 时系统稳定， $S<0$ 时系统不稳定。定无功功率控制和定交流电压控制的静态稳定判据 S 的计算方法分别如式(4-22)和(4-23)所示。

(1) 定无功功率控制

$$S = \begin{cases} \frac{U_t \lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s)}{\lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s) + I_d \cos(\delta_s - \theta_s)}, & Q \leq 0 \\ \frac{\lambda_{scr} (2U_t \cos \delta_s - E_s) - I_q \sin(\delta_s - \theta_s)}{U_t \lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s)}, & Q > 0 \end{cases} \quad (4-22)$$

(2) 定交流电压控制

$$S = \frac{\lambda_{scr} (2U_t \cos \delta_s - E_s) - I_q \sin(\delta_s - \theta_s)}{U_t \lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s)} \quad (4-23)$$

4.3.3 临界短路比与边界短路比

计算不同短路比条件下，有功功率 P 和交流调制比 M_e 以及静态稳定指标 S 随 I_d 变化特性。换流器参数取 $\varepsilon_{cap}=7.5\%$ 和 $\varepsilon_{lkm}=15\%$ 。图 4-7a)所示为定无功功率控制 ($Q=0$) 时的曲线图，图 4-7b)所示为定交流电压控制 ($U_t=1$) 时的曲线图。图中 $E_s=1$ ， $\theta_s=80^\circ$ 。

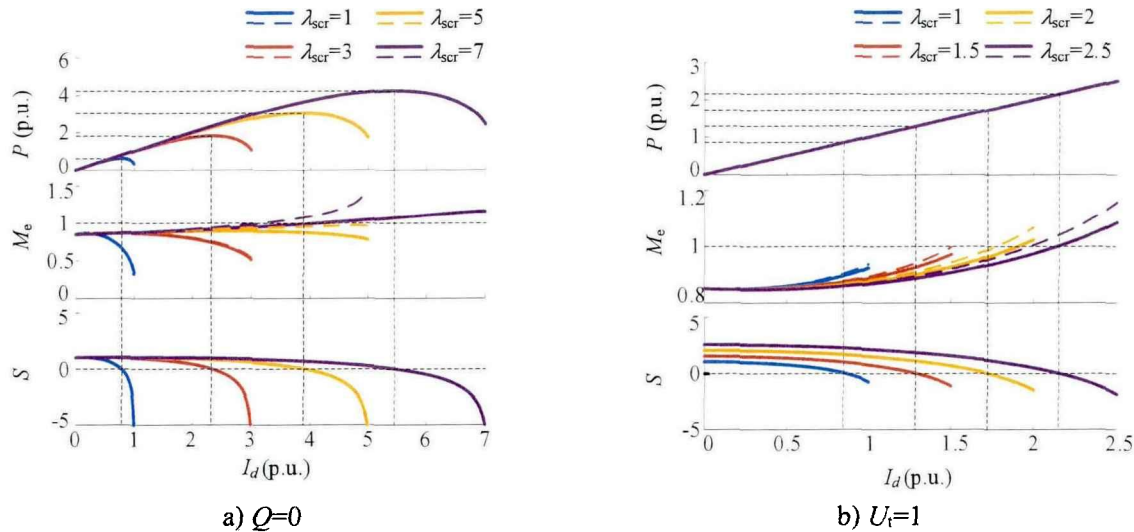


图 4-7 短路比对的 MMC 运行特性的影响

Fig.4-7 Influence of SCR on the operation characteristics of MMC

无论定无功功率控制还是定交流电压控制，都可以得到如下结论：

(1) 随着短路比增大，静态稳定临界点对应的 P 增大，即稳定裕度越大。当短

路比较小时，额定运行点（ $P=1$ ）不满足静态稳定判据；当短路比较大时，额定运行点（ $P=1$ ）满足静态稳定判据。

(2) 随着短路比增大，静态稳定临界点对应的 M_e 增大。当短路比较小时，稳定判据临界点对应的基波调制比 $M_e < 1$ ；当短路比增大到一定程度，稳定判据临界点对应的基波调制比 $M_e > 1$ 。

根据结论(1)可以推出短路比等于某个值时，额定运行点对应的静态稳定指标恰好临界，定义这个短路比的值为**临界短路比**，记为 CSCR-MMC。CSCR-MMC 满足如下方程：

$$S|_{P=1} = 0 \quad (4-24)$$

同理，根据结论(2)可以推出当短路比等于某个值时，静态稳定临界点所对应的交流调制比 M_e 刚好等于 1，定义这个短路比的值为**边界短路比**，记作 BSCR-MMC。BSCR-MMC 满足如下方程：

$$S|_{M=1} = 0 \quad (4-25)$$

4.3.3.1 临界短路比

静态稳定范畴的临界短路比 CSCR-MMC 反映了 MMC-HVDC 功率输送能力与额定运行值的关系，可以用于衡量交流系统相对于 MMC-HVDC 额定状态的强弱。临界短路比越大，说明实现 MMC-HVDC 输送额定功率对交流电网强度的要求越高。与 VSC-HVDC 相似，MMC-HVDC 的临界短路比受整流/逆变模式、 q 轴控制目标、交流系统内电势 E_s 、交流电网阻抗角 θ_s 等影响。当 MMC-HVDC 以单位功率因数运行时，逆变模式的临界短路比在 1.35~1.84 之间，整流模式的临界短路比在 1.93~2.61 之间；当 MMC 以额定交流电压运行时，逆变模式的临界短路比在 1.09~1.2 之间，整流模式的临界短路比在 1.3~1.5 之间。具体分析情况见附录 E。

特别地，如果交流系统内电势能够使得 MMC-HVDC 运行于额定状态，即 $P=1/-1$ ， $Q=0$ ， $U_t=1$ ，也就是 E_s 满足式(4-26)所示的条件，那么 MMC 无论出于整流还是逆变模式，无论采用定无功功率还是定交流电压控制方式，临界短路比均为 1，且与交流系统阻抗角无关。

$$E_s = \begin{cases} \sqrt{1 + \frac{1}{\lambda_{scr}^2} + \frac{2}{\lambda_{scr}} \cos \theta_s}, & \text{整流侧} \\ \sqrt{1 + \frac{1}{\lambda_{scr}^2} - \frac{2}{\lambda_{scr}} \cos \theta_s}, & \text{逆变侧} \end{cases} \quad (4-26)$$

4.3.3.2 边界短路比

边界短路比 BSCR-MMC 反映了 MMC-HVDC 功率输送能力与系统静态稳定临

界点和 MMC 换流器自身工作极限的关系，可以用于衡量交流系统相对于 MMC-HVDC 极限状态的强弱。在交流电网短路比大于边界短路比时，增大换流器有功功率的参考值，MMC-HVDC 系统将先达到换流器的输出极限，不会达到静态稳定临界点而形成正反馈循环失稳。边界短路比越小，说明 MMC-HVDC 可以接入更弱的交流系统而不出现静态稳定失稳。

换流器自身工作极限由 $M_e=M_{e_max}$ 确定，由于 MMC 换流器内部复杂的耦合关系，子模块电容、桥臂电抗参数以及环流控制模式都会影响 MMC 交流侧输出电压，因此边界短路比的具体数值与换流站设备参数设计和控制方式有关。图 4-8 a)和 b)分别为逆变模式采用定无功功率控制和定交流电压控制的 MMC-HVDC 的边界短路比，换流器参数取 $\varepsilon_{cap}=7.5\%$ 和 $\varepsilon_{lkm}=15\%$ 。该系统参数下，定无功功率控制的边界短路一般在 3~6 之间，定交流电压控制的边界短路比一般在 1~3 之间。定交流电压控制时的边界短路比普遍低于定无功功率控制，这是因为定交流电压控制时为了维持电压 U_i ，随着有功功率的提升需要增加无功功率的输出，换流器很快达到其工作极限。

提高输出的无功功率 Q 或交流电压 U_i 的控制目标，以及提高内电势 E_s ，都可以降低 MMC-HVDC 接入交流系统边界短路比，使得 MMC-HVDC 在接入短路比更低的系统而不出现失稳。相同 E_s 和控制目标的情况下，附加环流抑制控制时的边界短路比低于无环流抑制控制的情况，相同条件下无附加环流抑制时 MMC 换流站自身传输功率极限更高。

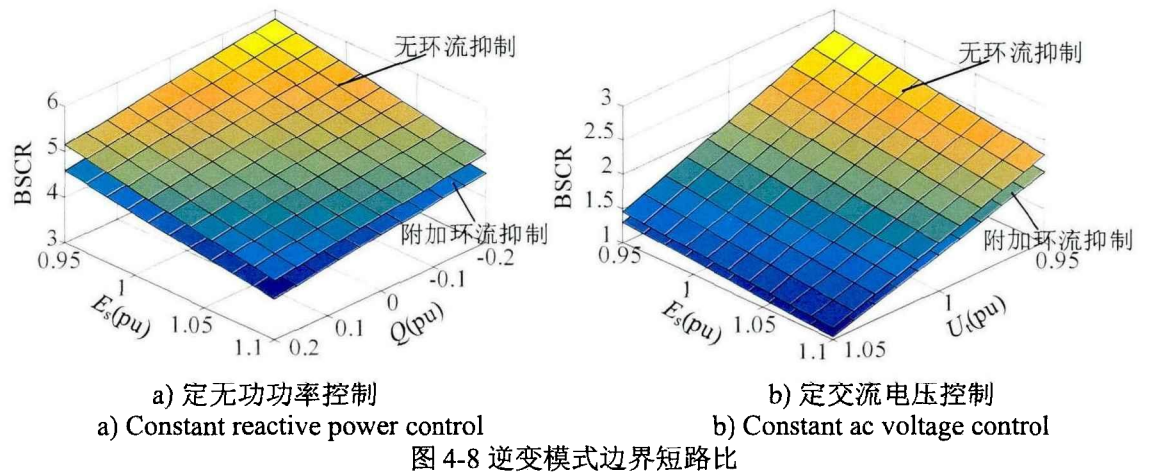


Fig.4-8 Boundary short circuit ratio

4.3.4 MMC-HVDC 输送功率极限

MMC-HVDC 的临界短路比可以用于判断 MMC-HVDC 接入交流电网时能否实现额定功率的输送，边界短路比可以判断 MMC-HVDC 接入交流电网时，限制其

输送功率的根本原因。交流电网短路比小于边界短路比时，限制 MMC-HVDC 输送能力的是系统静态稳定性要求，输送功率极限即为静态稳定临界点对应的有功功率，如果交流电网短路比小于临界短路比，MMC-HVDC 将不能实现额定功率的输送；当短路比大于边界短路比时，静态稳定临界点对应的交流调制比 M_e 大于 M_{e_max} ，由于换流器自身限制达不到静态稳定临界点，此时 MMC-HVDC 输送能力由 MMC 换流器自身工作极限决定，输送功率极限为交流调制比 $M_e=M_{e_max}$ 时的输送功率。输送功率极限与额定功率之间的差值，可以作为为 MMC 接入交流电网的静态稳定裕度。

图 4-9 给出了 $E_s=1$ ， $\theta_s=80^\circ$ 工况下，换流器参数取 $\varepsilon_{cap}=7.5\%$ 和 $\varepsilon_{lkm}=15\%$ 时，MMC-HVDC 的输送功率极限情况。图 4-9a) 为定无功功率 ($Q=0$) 控制，图 4-9b) 为定交流电压 ($U_i=1$) 控制，图中红色曲线表示附加环流抑制控制，蓝色曲线表示无环流抑制控制，无环流抑制控制时 MMC-HVDC 的输送功率极限更高。虚线表示静态稳定临界点对应的有功功率 P 和交流调制比 M_e ，两者都是随短路比单调增加的。实线为输出功率极限 P_{max} 和交流调制比 M_e 随短路比变化的特性曲线，当短路比大于边界短路比时，MMC-HVDC 输出功率极限小于静态稳定临界点对应的有功功率。

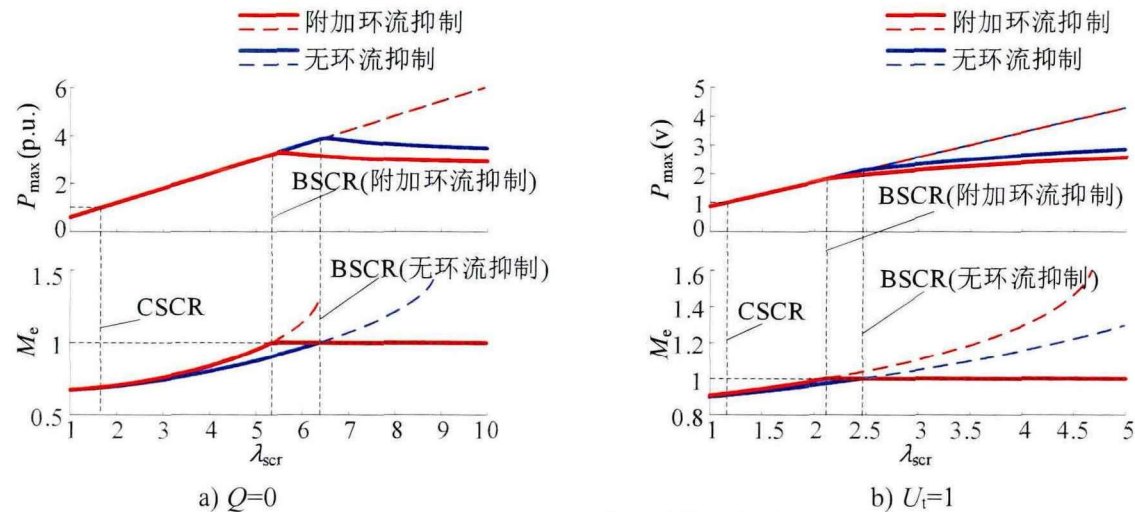


图 4-9 MMC-HVDC 的功率输送能力

Fig.4-9 Power Transmission capacity of MMC-HVDC

4.4 仿真实验及算例分析

采用与第 2 章相同的 PSCAD 单端 MMC-HVDC 系统进行仿真，验证本章提出的 MMC 稳态运行区域边界计算方法和 MMC-HVDC 接入弱电网输送功率极限计算方法。

4.4.1 MMC 稳态运行区域边界计算方法验证

4.4.1.1 上边界计算方法验证

为了验证本章所提 MMC 稳态运行区域上边界的计算方法，对比如下三组算例：设置二倍频调制分量 M_2 为 0.05，此时 M_{e_max} 为 0.95，分别取 $\theta_2=2\theta_c$ ， $\theta_2=2\theta_c+\pi$ ， $\theta_2=2\theta_c+\pi/2$ ，计算三种情况的功率区间上边界，与 PSCAD/EMTDC 的仿真结果对比，结果见图 4-10。图中黑色实心点为 PSCAD/EMTDC 仿真结果，三组实现为计算得到的上边界。 θ_2 三种取值情况下相对误差分别为 1.1573%、1.1573%和 1.0318%，与电磁暂态仿真结果非常一致。在该算例中， $\theta_2=2\theta_c$ 时上边界最高，功率区间最大，与 4.2.2 节分析结果一致。该算例验证了所提 MMC 稳态运行区域上边界的计算方法是正确的，并且可以用于分析二倍频调制分量对稳态运行区域的影响。

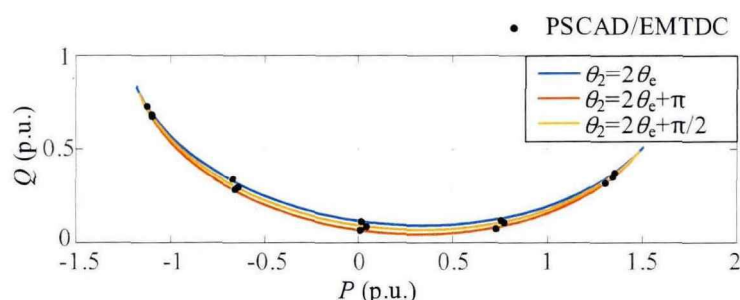


图 4-10 功率区间上边界计算方法验证

Fig.4-10 Verification of the calculation method for the upper boundary of the power operation region

4.4.1.2 下边界计算方法及电流约束影响验证

本节验证下边界计算方法和电流约束影响分析结果的正确性。计算得到的下边界上的运行点是(1.0006, 0)，在 PSCAD/EMTDC 仿真系统中仿真两个典型运行点，一个位于区域 2，一个位于区域 1 和区域 2 以外的区域。

MMC 采用定有功-无功控制，控制器中没有对内环电流的参考值进行限制。设置输出的无功功率参考值为 0，20s 时刻将有功功率由 1250MW(1p.u.)提升到 1262.05MW(1.01p.u.)。图 4-11 所示为 PSCAD/EMTDC 中 MMC-HVDC 系统仿真曲线，MMC 可以稳定运行在第一个运行点，但是电流超过了 1.375kA(1.18p.u.)；MMC 不能平稳过渡到第二个运行点。该验证了功率区间下边界计算方法的正确性。

4.4.1.3 环流控制模式影响验证

在 PSCAD/EMTDC 仿真系统中验证在不同环流控制模式下 MMC 的运行特性。MMC 采用定有功-无功控制，有功功率为 1250MW(1p.u.)，无功功率为 0。0-20s，

附加环流控制；20s-40s，无环流控制；40s-60s， $M_2=0.05$ ， $\theta_2=2\theta_e$ ；60s-80s， $M_2=0.05$ ， $\theta_2=2\theta_e+\pi$ 。仿真结果见图 4-12，在 $\theta_2=2\theta_e$ 时，开关函数基频分量 M_e 的值最小，说明 $\theta_2=2\theta_e$ 条件下功率区间更大，验证了对环流控制模式对 MMC 稳态功率区间的影响的分析结论。

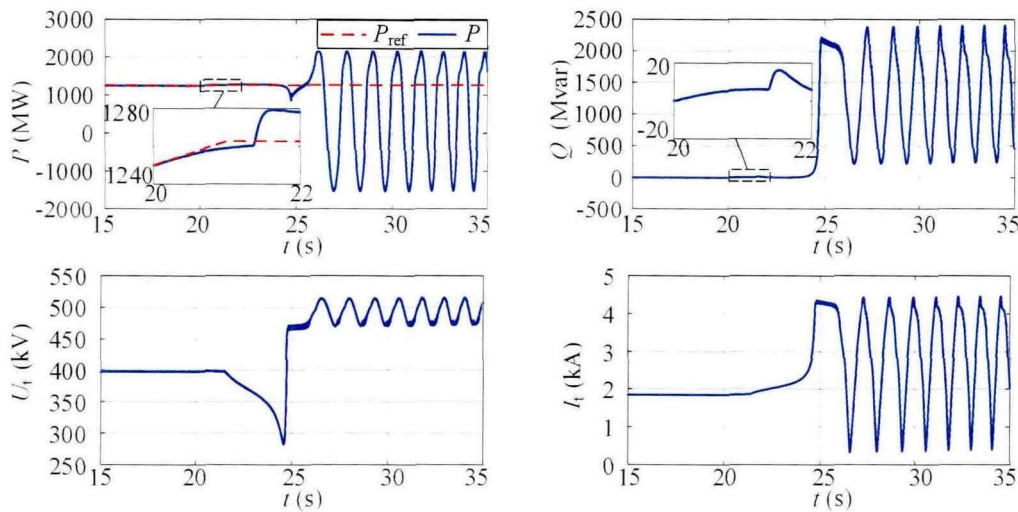


图 4-11 功率区间下边界计算方法仿真验证

Fig.4-11 Simulation verification for the lower boundary of the power operation region

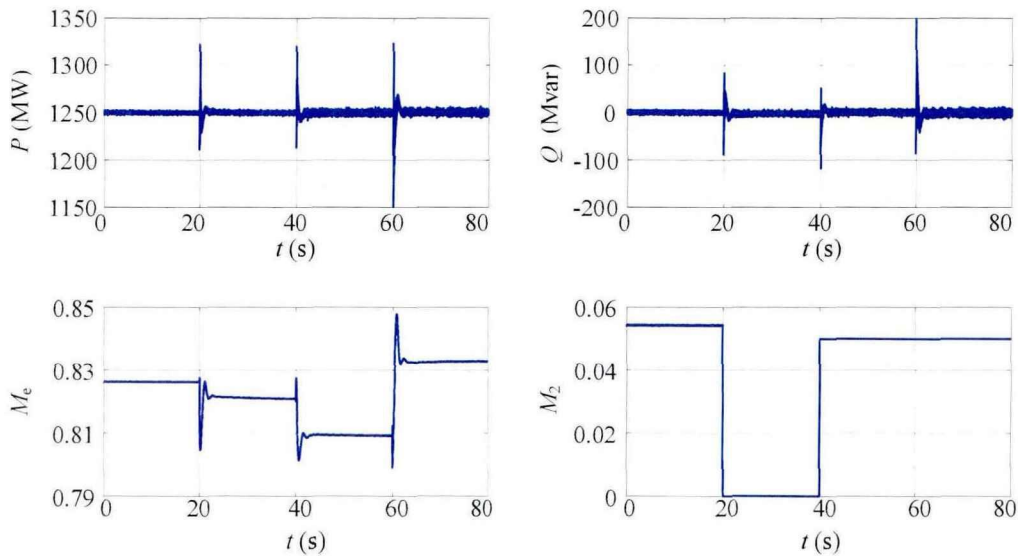


图 4-12 不同环流控制模式下的 MMC 仿真结果

Fig.4-12 Simulation results of MMC with different circulating current control modes

4.4.2 MMC-HVDC 输送功率极限计算方法验证

4.4.2.1 MMC 接入交流电网模型验证

交流系统的等效内电势为 525kV (1p.u.)，等效阻抗为 73.5Ω ，阻抗角为 80° ，短路比为 2。表 4-2 和表 4-3 分别为有、无附加环流抑制控制的情况下，本文所提

MMC 接入交流电网模型计算结果与 PSCAD/EMTDC 仿真结果的对比情况，理论计算与仿真结果基本一致，相对误差均不超过 1%。

表 4-2 MMC 接入交流电网模型验证（有环流抑制）

Table 4-2 Verification for model of MMC connected into ac grid (with CCSC)

(P, Q)	U_i (p.u.)		M_e		M_2	
	计算	仿真	计算	仿真	计算	仿真
(1, 0)	0.9455	0.9479	0.8219	0.8239	0.0261	0.0261
(0.8, 0.2)	1.0924	1.0928	0.9685	0.9688	0.0207	0.0207
(0.8, -0.2)	0.8358	0.8360	0.6895	0.6897	0.0216	0.0216
(0.3, -0.5)	0.5507	0.5507	0.3434	0.3435	0.0123	0.0123

表 4-3 MMC 接入交流电网模型验证（无环流抑制控制）

Table 4-3 Verification for model of MMC connected into ac grid (without CCSC)

(P, Q)	U_i (p.u.)		M_e		I_{cir} (p.u.)	
	计算	仿真	计算	仿真	计算	仿真
(1, 0)	0.9455	0.9481	0.8182	0.8202	0.1492	0.1496
(0.8, 0.2)	1.0924	1.0928	0.9623	0.9626	0.1236	0.1236
(0.8, -0.2)	0.8358	0.8361	0.6900	0.6902	0.1215	0.1212
(0.3, -0.5)	0.5507	0.5508	0.3462	0.3463	0.0664	0.0664

4.4.2.2 仿真算例分析——静态稳定分析方法与临界短路比验证

本算例中，交流系统的等效内电势为 551.25kV (1.05p.u.)，阻抗角为 80 度，MMC 附加环流抑制控制。计算得到定无功功率 ($Q=0$) 控制时，临界短路比 CSCR-MMC 为 1.6527。MMC 采用定有功功率-无功功率控制，短路比设为 1.65，略低于临界短路比计算值，阻抗角为 80°，仿真设置在 $t=10s$ 将有功功率参考值由 0.99p.u.提升至 1p.u.。由式(4-21)得到短路比为 1.65 时的锁相环同步稳定临界点对应的 d 轴电流近似值为 1.7325p.u.。

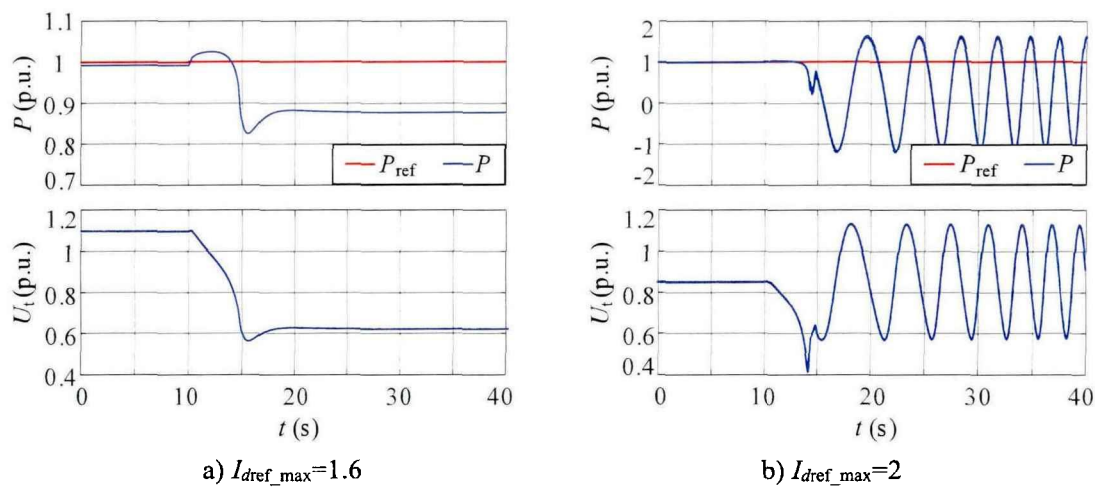


图 4-13 静态稳定分析方法与临界短路比的仿真验证结果

Fig.4-13 Simulation results for the verification of static stability analysis method and CSCR-MMC 为验证 4.3.2 中对 MMC-HVDC 接入弱交流电网的静态稳定分析结论因此，设

计如下 2 组仿真进行对比：(1) I_{dref} 的限值 I_{dref_max} 设为 1.6；(2) I_{dref} 的限值 I_{dref_max} 设为 2。仿真(1)和仿真(2)的有功功率 P 和交流电压 U_i 曲线分别如图 4-13 a)和 b)所示，提升有功功率参考值后，两组仿真都不能稳定运行于 1p.u.，验证了对定无功功率控制的 MMC 的临界短路比计算方法的正确性。

两组仿真出现了不同的失稳现象。仿真(1)在提升功率参考值后，在越过外环控制稳定临界点后，有功功率会下跌，但系统最终会稳定在一个状态，这一状态对应 d 轴电流达到其参考值 I_{dref} 的限值 1.6；仿真(2)在外环控制出现正反馈而导致 d 轴电流不断增大后，出现锁相环同步失稳现象，表现为功率和电压曲线的振荡现象。

4.4.2.3 仿真算例分析——边界短路比及输送功率极限验证

交流系统的等效内电势为 551.25kV (1.05p.u.)，阻抗角为 80° ，MMC 附加环流抑制控制。定无功功率 ($Q=0$) 控制时，边界短路比 BSCR-MMC 的计算值为 5.3335；定交流电压 ($U_i=1$) 控制时，边界短路比 BSCR-MMC 的计算值为 2.1144，输送功率极限的计算值为 1.8238p.u.。在 PSCAD/EMTDC 中对上述边界短路比的计算值进行仿真验证，仿真曲线分别如图 4-14 所示。仿真算例中设置的短路比略大于边界短路比的计算值，仿真过程中逐渐提升功率外环的参考值。

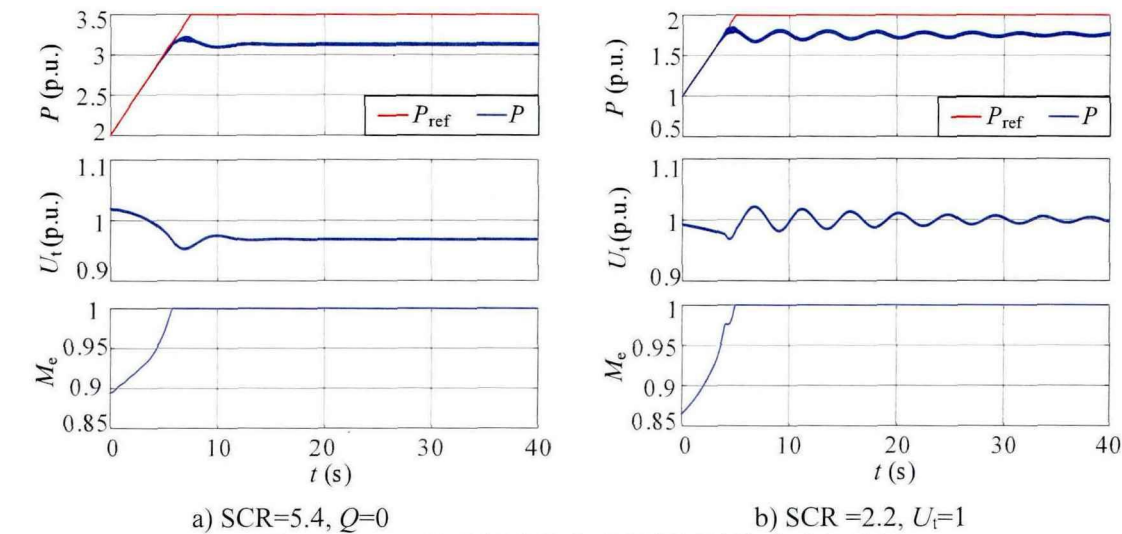


图 4-14 MMC 边界短路比和功率极限的仿真验证结果

图 4-14a)为定无功功率控制时的仿真结果，短路比设置为 5.4，略大于计算值 5.3335,该工况下输送功率极限的计算值为 3.2271p.u.。逐渐提高外环有功功率的参考值至 3.5p.u.，超过 3.2271p.u.，可以看到 MMC-HVDC 的输送功率在最大达到 $M_e=1$ 对应的值后不再增加，且能够保持长时间的稳定运行，仿真算例中达到的最大输送功率稳定在 3.22p.u.，验证了功率极限的计算结果。

图 4-14b)为定交流电压控制时的仿真结果,短路比设置为 2.2,略大于计算值 2.1144,该工况下输送功率极限的计算值为 1.8238p.u.。逐渐提高外环有功功率的参考值至 2 p.u.,MMC-HVDC 的输送功率在最大达到 1.82p.u.后不再增加,且能够保持长时间的稳定运行,与计算值相符。上述算例验证了边界短路比和输送功率极限计算方法的正确性。

4.5 本章小结

本章提出了一种开环确定 MMC 稳态运行区域边界的方法,并定义了 MMC-HVDC 的临界短路比和边界短路比,实现了对 MMC-HVDC 接入弱交流电网的功率输送能力的量化评估。

首先,以第 2 章提出的稳态相量模型为基础,通过计算 $P-Q$ 曲线包络线,提出了一种确定 MMC 稳态功率区域边界的计算方法,该区域边界为换流器自身工作极限,与现有“扫描”法确定 MMC 稳态运行区域的方法相比,所提 MMC 稳态运行区域边界计算方法在保证计算精度的同时大大降低计算量。然后,提出考虑锁相环特性的 MMC-HVDC 接入交流系统稳态模型及静态稳定分析方法,弥补了现有静态稳定分析方法不能考虑锁相环特性的不足。最后,综合考虑 MMC-HVDC 接入交流电网的静态稳定性和 MMC 自身工作极限,提出 MMC-HVDC 的临界短路比和边界短路比的定义及物理意义,从而量化评估 MMC-HVDC 接入弱交流电网的功率输送能力。

本章主要结论如下:

- (1) MMC 稳态运行区域的下边界仅由交流电网参数确定,但上边界会受 MMC 设备参数和环流控制模式的影响。
- (2) 采用 dq 矢量控制的电网跟随型 MMC-HVDC 接入弱交流电网后不会单独发生锁相环同步失稳,同步稳定不是制约 MMC-HVDC 功率输送能力的关键因素。
- (3) 临界短路比反映了 MMC-HVDC 功率输送能力与额定运行值的关系,当交流系统短路比小于临界短路比时,MMC-HVDC 不能稳定运行在额定运行点;边界短路比反映了 MMC-HVDC 功率输送能力与静态稳定临界点及换流器自身工作极限的关系,在交流电网短路比小于边界短路比时,MMC-HVDC 的功率输送能力由系统静态稳定特性决定,当短路比大于边界短路比时,MMC-HVDC 的功率输送能力由 MMC 自身工作极限决定。
- (4) 环流控制模式影响了相同输出功率下交流调制比的值 M_c ,改变了换流器自身工作极限,从而影响了 MMC-HVDC 接入交流电网的边界短路比和功率输送能力。

第 5 章 MMC-HVDC 接入弱电网大扰动稳定性分析

5.1 引言

根据第 4 章的分析结论, MMC-HVDC 的静态稳定临界点由外环控制稳定性决定, 采用 $d-q$ 矢量控制的电网跟随型 MMC-HVDC 接入弱交流电网中不会单独发生锁相环同步失稳。但交流电网侧故障时, MMC 的外环控制器输出将很快达到其限值, 或者启用故障穿越控制^[135], MMC 实际进入定电流控制模式, 交流侧大扰动后 MMC-HVDC 接入交流电网系统的平衡点及动态特性主要由锁相环的动态特性决定。

作为第 4 章的延续, 本章探索 MMC-HVDC 接入弱交流电网后承受交流侧大扰动的能力和系统动态强度的问题。首先, 根据故障情况下 MMC 定电流控制的特性, 将 MMC 简化为受控电流源, 建立 MMC-HVDC 接入弱交流电网的大信号模型, 针对初始运行点跳变的问题, 根据不稳定平衡点的稳定流形理论^[137]计算 MMC-HVDC 接入弱电网的稳定域, 分析系统阻尼比和惯量对稳定域的影响; 最后, 借鉴能量函数的形式构造 Lyapunov 函数, 结合 Lyapunov 稳定性定理、LaSalle 定理, 对 MMC-HVDC 接入弱电网的稳定域进行估计, 并提出一种基于临界能量的系统强度评估指标, 弥补短路比、输送功率极限等静态评估指标的不足。

5.2 MMC-HVDC 接入弱电网的动态特性

5.2.1 MMC-HVDC 接入交流电网的大信号模型

由于锁相环控制和内环电流控制的时间尺度差异较大, 内环电流控制的时间尺度远小于锁相环控制, 在研究 MMC 的大扰动动态特性时, 可以忽略内环电流控制的动态调节过程^[110], 而关注锁相环的动态特性。假设在以锁相环输出相角 θ_{pll} 为参考的坐标系下, 输出电流始终能同步跟踪其电流参考值 I_{dqref} , 那么当电流参考值给定时, MMC 输出至 PCC 点的电流 I_1 在静止坐标系下可表示为式(5-1)。

$$I_1 = I_{dqref} e^{j\theta_{pll}} = (I_{dref} + jI_{qref}) e^{j\theta_{pll}} \quad (5-1)$$

式中 I_{dref} 、 I_{qref} —— d 轴和 q 轴电流参考值。

锁相环对接入电网的 MMC 进行同步控制的示意图如图 5-1 所示, MMC 等效为受控电流源如图 5-1 方框内所示。锁相环通过检测 PCC 点电压 U_1 来调节角速度 ω_{pll} 来提供同步相角 θ_{pll} , 这意味着电压 U_1 对锁相环的动态特性影响显著。PCC 点电压 U_1 如式(5-2)所示, 包含两部分: 一部分是系统等值电压, 另一部分是输出电流降落在阻抗上的电压。由于弱交流电网的阻抗很大, PCC 点电压 U_1 的动态特性

易受到换流器输出电流 I_t 的影响。

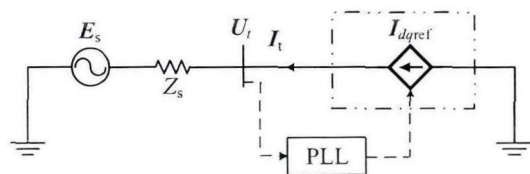


图 5-1 MMC 接入电网的大信号模型等效电路

Fig.5-1 Equivalent circuit of the large-signal model of MMC connected to an ac grid

$$U_t = E_s + Z_s(\omega_{pll}) (I_{dref} + jI_{qref}) e^{j\theta_{pll}} \quad (5-2)$$

其中, $Z_s(\omega_{pll}) = R_s + j\omega_{pll}L_s$ 。

U_t 的 q 轴分量 U_{tq} 的表达式如式(5-3), U_{tq} 同样由交流系统等效内电势 E_s 、电流参考值 I_{dref} 和系统阻抗共同决定。

$$U_{tq} = R_s I_{qref} + \omega_0 L_s I_{dref} + (\omega_{pll} - \omega_0) L_s I_{dref} + E_s \sin(\delta_s - \theta_{pll}) \quad (5-3)$$

MMC 接入电网的动态过程可通过图 5-2 来描述, 系统由 MMC、交流电网和锁相环三部分组成。锁相环中的角速度 ω_{pll} 经过交流系统阻抗作用于 PCC 点电压的 q 轴分量 U_{tq} , 从而影响锁相环的动态特性及输出相角, 形成了闭环正反馈, 且随着阻抗增大, 正反馈效应增强。

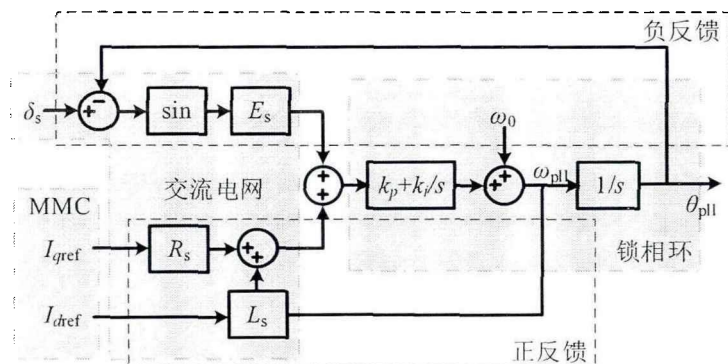


图 5-2 MMC 接入电网的大信号模型框图

Fig 5-2 Block diagram of the large-signal model of MMC connected to an ac grid

令 $\delta = \theta_{pll} - \delta_s$, $\omega = \omega_{pll} - \omega_0$, 图 5-2 所示 MMC 接入电网的动态过程可以用二阶动态方程表示, 如式(5-4)所示, 即 MMC 接入电网的大信号模型。系统的惯量与锁相环时间增益成反比, 系统的阻尼与平衡点的位置相关, 存在阻尼为负的区域。

$$\begin{cases} \dot{\delta} = \omega \\ M_{PLL} \dot{\omega} = -D_{PLL} \omega - \frac{E_s}{1 - k_p L_s I_{dref}} \sin \delta + \frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} \end{cases} \quad (5-4)$$

式中 M_{PLL} —— MMC 接入电网系统的惯量, $M_{PLL} = 1/k_i$;

D_{PLL} —— MMC 接入电网系统的阻尼系数, $D_{PLL} = \frac{k_p E_s \cos \delta - k_i L_s I_{dref}}{k_i (1 - k_p L_s I_{dref})}$;

k_p —— 锁相环 PI 控制器比例增益;

k_i —— 锁相环 PI 控制器时间增益。

5.2.2 MMC-HVDC 接入交流电网的平衡点

平衡点存在是系统稳定的必要条件, 如果平衡点不存在, 系统必然不稳定。MMC 接入电网的平衡点对应于式(5-4)中微分项等于 0, 即

$$E_s \sin \delta = \omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref} \quad (5-5)$$

若 $|\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}|$ 始终大于 $E_s \sin \delta$, 则平衡点不存在, 系统将近似为单调不稳定。记 S_{PLL0} 为 MMC 接入电网平衡点存在指标, 如式(5-6)所示, 要使平衡点存在, 需满足 $S_{PLL0} < 1$, 否则系统没有平衡点。当电网阻抗 X_s 和 R_s 增加、电压幅值 E_s 下跌、MMC 输出电流幅值 I_t 增加, 都可能使 MMC 接入电网系统因不存在平衡点而失去与电网的同步。

$$S_{PLL0} = \frac{|\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}|}{E_s} < 1 \quad (5-6)$$

当 MMC-HVDC 接入电网系统存在平衡点, 其中, $(\delta_1, 0)$ 是一个平衡点且 $\delta_1 \in [-\pi/2, \pi/2]$, $(\delta_{u1}, 0)$ 和 $(\delta_{u2}, 0)$ 是与其相邻有 2 个平衡点, δ_1 、 δ_{u1} 和 δ_{u2} 满足:

$$\begin{cases} \delta_1 = \arcsin \frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{E_s} \\ \delta_{u1} = -\pi - \delta_1, \delta_{u2} = \pi - \delta_1 \end{cases} \quad (5-7)$$

将(5-4)所示系统在平衡点 $(\delta_1, 0)$ 附近线性化, 计算系统的雅克比矩阵如下,

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_i E_s \cos \delta_1}{1 - k_p L_s I_{dref}} & -\frac{k_p E_s \cos \delta_1 - k_i L_s I_{dref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

对应特征方程为:

$$\lambda^2 + \lambda \frac{k_p E_s \cos \delta_1 - k_i L_s I_{dref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} + \frac{k_i E_s \cos \delta_1}{1 - k_p L_s I_{dref}} = 0 \quad (5-9)$$

平衡点小扰动渐进稳定的充分条件是系统所有特征根具有负实部^[136], 要求满足式(5-10)所示不等式。对比式(5-4)中阻尼系数的表达式, 平衡点 $(\delta_1, 0)$ 的小扰动渐进稳定条件等价于平衡点处阻尼系数 D_{PLL} 为正。

$$\begin{cases} \frac{k_i E_s \cos \delta_1}{1 - k_p L_s I_{dref}} > 0 \\ \frac{k_p E_s \cos \delta_1 - k_i L_s I_{dref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} = - \frac{k_p E_s \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{E_s} \right)^2} - k_i L_s I_{dref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} < 0 \end{cases} \quad (5-10)$$

平衡点 $(\delta_{u1}, 0)$ 和 $(\delta_{u2}, 0)$ 对应特征方程系数符号如式(5-11)所示, 系统的特征根为一正一负, 因此 $(\delta_{u1}, 0)$ 和 $(\delta_{u2}, 0)$ 都是双曲的, 且为 1 型平衡点^[137]。

$$\begin{cases} \frac{k_i E_s \cos \delta_{u1}}{1 - k_p L_s I_{dref}} < 0, -\frac{k_p E_s \cos \delta_{u1} - k_i L_s I_{dref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} > 0 \\ \frac{k_i E_s \cos \delta_{u2}}{1 - k_p L_s I_{dref}} < 0, -\frac{k_p E_s \cos \delta_{u2} - k_i L_s I_{dref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} > 0 \end{cases} \quad (5-11)$$

根据上述分析, 锁相环的阻尼系数 D_{pll} 将影响平衡点的小干扰稳定性, 锁相环的参数应首先保证平衡点 $(\delta_1, 0)$ 的阻尼系数 D_{pll} 为正, 满足:

$$\frac{k_i L_s I_{dref}}{E_s \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{E_s} \right)^2}} < k_p < \frac{1}{L_s I_{dref}} \quad (5-12)$$

由式(5-12)可以看出, k_p 增大可以提高系统的阻尼, 但在弱电网下 k_p 不能过大。忽略电网电阻 R_s , 将式(5-12)简化为(5-13), 可以将此作为锁相环 PI 参数设计的条件。减小时间增益 k_i 将有助于增大锁相环的阻尼, 提高锁相环的同步稳定性。

$$\frac{k_p}{k_i} > \frac{L_s I_{dref}}{\sqrt{E_s^2 - (\omega_0 L_s I_{dref})^2}}, k_p < \frac{1}{L_s I_{dref}} \quad (5-13)$$

5.2.3 交流侧故障影响

在故障期间, 交流电网侧的故障也会造成电网等效内电势幅值和相角、以及电网等效阻抗变化, 等效示意图如图 5-3 所示, Z_f 为接地故障阻抗, 阻抗 $Z_1 + Z_2 = Z_s$, 故障后电网的等效内电势和等效电抗分别为 E_{sf} 和 Z_{sf} , 交流侧故障的影响体现在故障后电网等效内电势和等效阻抗的变化。

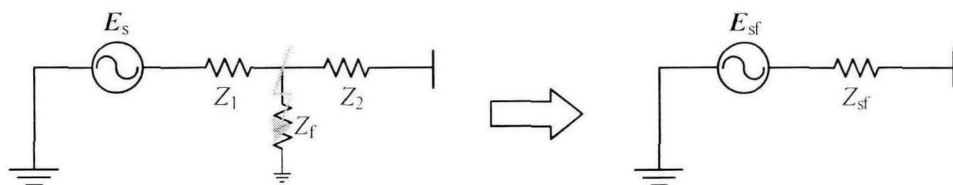


图 5-3 交流系统三相接地故障等效电路

Fig.5-3 The equivalent circuit of three-phase grounding fault in ac system

5.2.3.1 交流系统故障对平衡点的影响

为了简化分析, 首先假设接地故障阻抗与系统阻抗的阻抗角相同, 即电网等效内电势的相角在故障后不会发生突变。接地故障阻抗 Z_f 可以表示为 $\alpha_f Z_s$, α_f 越接近 0 则接地故障阻抗越小, 故障越严重。用 α_1 和 α_2 表示故障的位置, 其中 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, α_1 越接近 1 则故障点离 PCC 点越近, α_1 越接近 0 则故障点离 PCC 点越远。故障后交流电网等效电动势和等效阻抗可以表示为式(5-14), 故障持续期间等效电动势和等效阻抗都减小。

$$\begin{cases} E_{sf} = \frac{\alpha_f}{\alpha_1 + \alpha_f} E_s \\ Z_{sf}(\omega_{pll}) = \left(1 - \frac{\alpha_1^2}{\alpha_1 + \alpha_f}\right) Z_s(\omega_{pll}) \end{cases} \quad (5-14)$$

故障后, 如果 MMC 输出电流不变, 平衡点存在判据变为 S_{PLLf} , 如式(5-15)所示, S_{PLLf} 增大, 说明无论故障的位置和程度, 故障后 MMC-HVDC 接入电网系统失去平衡点的可能性增大。

$$S_{PLLf} = \left(1 + \frac{\alpha_1 - \alpha_1^2}{\alpha_f}\right) S_{PLL0} \geq S_{PLL0} \quad (5-15)$$

式中 S_{PLL0} —— 故障前平衡点稳定判据。

α_f 越小, 也就是故障越严重, S_{PLLf} 越大, 系统越可能失去平衡点。相同故障严重程度下, 当 $\alpha_1 = 1/2$ 时, 也就是故障位置到无穷大电源和 MMC 的电气距离相同时, S_{PLLf} 最大, 系统最可能失去平衡点, MMC 近端和远端的故障后系统相对更不容易失去平衡点。

故障后, 锁相环动态方程的阻尼系数变为 D_{PLLf} , 如式(5-16)所示。

$$D_{PLLf} = \frac{\alpha_f (k_p E_s \cos \delta - k_r L_s I_{dref}) - \alpha_1 (1 - \alpha_1) k_r L_s I_{dref}}{(\alpha_1 + \alpha_f) (1 - k_p L_s I_{dref}) + \alpha_1^2 k_p L_s I_{dref}} \quad (5-16)$$

α_f 越小, 也就是故障越严重, 阻尼系数越小; 当 α_f 很小, 也就是严重故障时, 锁相环控制将变为负阻尼, 无论系统是否存在平衡点, 长时间的持续故障会造成 MMC 与电网失去同步。相同故障严重程度下, $\alpha_1 = 1/2$ 时, 即故障位置到无穷大电源和 MMC 的电气距离相同时, 阻尼减小最多。

故障后故障持续期间根据电压跌落程度, 降低 MMC 的输出电流的可以保证系统存在阻尼为正的平衡点, 这是 MMC 低电压穿越控制策略^[135]的基本原理。

5.2.3.2 电压相位突变对初始运行点的影响

电网故障后电网的等效内电势相角也可能发生跳变, 如式(5-17)所示, 变化的

角度与接地阻抗的大小和角度以及电网阻抗的大小和角度都相关。根据式(5-18)，故障可能造成电网内电势相角超过 $\pi/2$ 的突变。类似地，故障清除瞬间也可能造成电压相位的突变，同时由于交流侧故障清除通常采用切除故障线路的方式，故障清除后会伴随着电网等效阻抗的增加、电网强度的降低，系统可能不存在平衡点。

$$E_{sf} = \frac{|Z_f| e^{j\delta_{sf}}}{\sqrt{|Z_1|^2 + |Z_f|^2 + 2|Z_1||Z_f|\cos(\theta_f - \theta_s)}} E_s \quad (5-17)$$

式中 δ_{sf} ——故障后交流电网等效内电势超前的相角，计算方法如下。

$$\delta_{sf} = \arctan \frac{|Z_1| \sin(\theta_f - \theta_s)}{|Z_1| \cos(\theta_f - \theta_s) + |Z_f|} \in [-|\theta_f - \theta_s|, |\theta_f - \theta_s|] \quad (5-18)$$

等效内电势相角变化造成 PCC 点电压相位的突变，锁相环的输出频率 ω_{pll} 也会突变，造成系统运行点的跳变。这一特性与发电机功角和转速不能突变的特性不同，也增大了判断故障后系统能否恢复稳定的难度。

5.3 MMC-HVDC 接入弱电网的稳定域与稳定域边界

考虑到 MMC-HVDC 接入电网系统的非线性动力学特性，即使存在稳定的平衡点，暂态过程失稳的现象仍可能会出现。由于电压相位突变的特性，只有准确获得故障的信息（包括接地电抗的大小和角度、故障持续时间等）、故障清除后的电网参数信息、锁相环控制器的信息，才能计算出故障清除后的初始运行点，即使是单机 MMC 接入电网系统，也很难按照故障前、故障后和故障清除后这种“事前计算”的方式进行稳定性评估。故障期间增大锁相环比例增益、减小锁相环时间增益^[112]可以较好地应对故障期间的电压跌落，但故障清除之后的初始运行点仍可能位于稳定域之外，因此，准确计算锁 MMC-HVDC 接入弱电网的稳定域边界的对相位突变后的稳定性判断和预防控制尤为重要。

本节基于不稳定平衡点的稳定流形理论^[137]，计算 MMC-HVDC 接入弱电网的稳定域和稳定与边界，分析系统稳定域和稳定边界的影响因素。

5.3.1 稳定域和稳定边界

如果 $(\delta_1, 0)$ 是稳定平衡点，令 $x_1 = \delta - \delta_1$, $x_2 = \omega$ ，将式(5-4)所示锁相环二阶动态方程写成(5-19)的形式，使得原点 $(0, 0)$ 是方程的一个平衡点。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \frac{1}{k_i} \dot{x}_2 = -\frac{k_p E_s \cos(x_1 + \delta_1) - k_i L_s I_{dref}}{k_i (1 - k_p L_s I_{dref})} x_2 - \frac{E_s}{1 - k_p L_s I_{dref}} \sin(x_1 + \delta_1) + \frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} \end{cases} \quad (5-19)$$

式(5-19)是一个二阶自治非线性动力系统，记原点的稳定域边界为 $\partial A(0)$ ，根据稳定域边界定理^[137]，当满足如下 3 个假设时，稳定边界 $\partial A(0)$ 是由稳定边界上的不稳定平衡点的稳定流形的并集组成的：

- 1) 稳定边界上的所有平衡点都是双曲的；
- 2) 稳定边界上平衡点的稳定流形和不稳定流形满足横截条件；
- 3) 当 $t \rightarrow \infty$ 时，稳定边界上的任意轨迹最终趋向于平衡点（原点）。

式(5-19)的不稳定平衡点为 $(x_{u1}, 0)$ 和 $(x_{u2}, 0)$ ，对应 $x_{u1} = \delta_{u1} - \delta_1$ ， $x_{u2} = \delta_{u2} - \delta_1$ ，都是 1 型不稳定平衡点，通过从 1 型不稳定平衡点反向逐步积分的方式可以获得不稳定平衡点的稳定流形的数值解^[137]，即平衡点稳定域边界的数值解。

5.3.2 锁相环阻尼比对稳定域的影响

锁相环的阻尼比 ζ_{PLL} 与锁相环参数之间的关系如式(5-20)所示^[112]，通常依此设计锁相环的参数^[96]。

$$\begin{cases} \zeta_{PLL} = \frac{k_p}{2} \sqrt{\frac{E_s}{k_i}} \\ k_p = \frac{\sqrt{2}\zeta_{PLL}\omega_{PLL}}{E_s} \end{cases} \quad (5-20)$$

式中 ω_{PLL} ——锁相环的设计带宽。

图 5-4 绘制了弱电网条件下不同锁相环阻尼比 ζ_{PLL} 对应的稳定域和稳定域边界，图中短路比 $\lambda_{scr}=1.5$ ， $\theta_s=80^\circ$ ， $\omega_{PLL}=4\pi$ rad/s，只有位于稳定域内的初始状态会最终收敛于稳定平衡点。图 5-4a)-d)中，阻尼比 ζ_{PLL} 分别为 0.4、0.707、1.5 和 6，随着阻尼比增大，稳定域增大。图 5-4a)-c)的阻尼比较小，稳定域由靠近原点的 unstable 平衡点 $(x_{u1}, 0)$ 的稳定流形确定。

当阻尼比很大时，如图 5-4d)所示，原点的稳定域由 unstable 平衡点 $(x_{u1}, 0)$ 和 $(x_{u2}, 0)$ 的稳定流形共同确定，如果初始状态 $x_2=0$ ，则初始运相位 x_1 在 (x_{u1}, x_{u2}) 范围内的都可以收敛至原点。但即使阻尼很大的情况，稳定域仍然只能覆盖初始值的一部分，特别地，不稳定平衡点附近对于 x_2 为正的吸引域仍然很小，这是因为在 unstable 平衡点处阻尼为负，当初始运行点的速度大于 0 时会加速向远离稳定域的方向运动，因此，即使在阻尼很大的情况下，交流电压 U_1 的相位突变仍可能造成初始运行点位于稳定域之外，轨线不能收敛至原点。

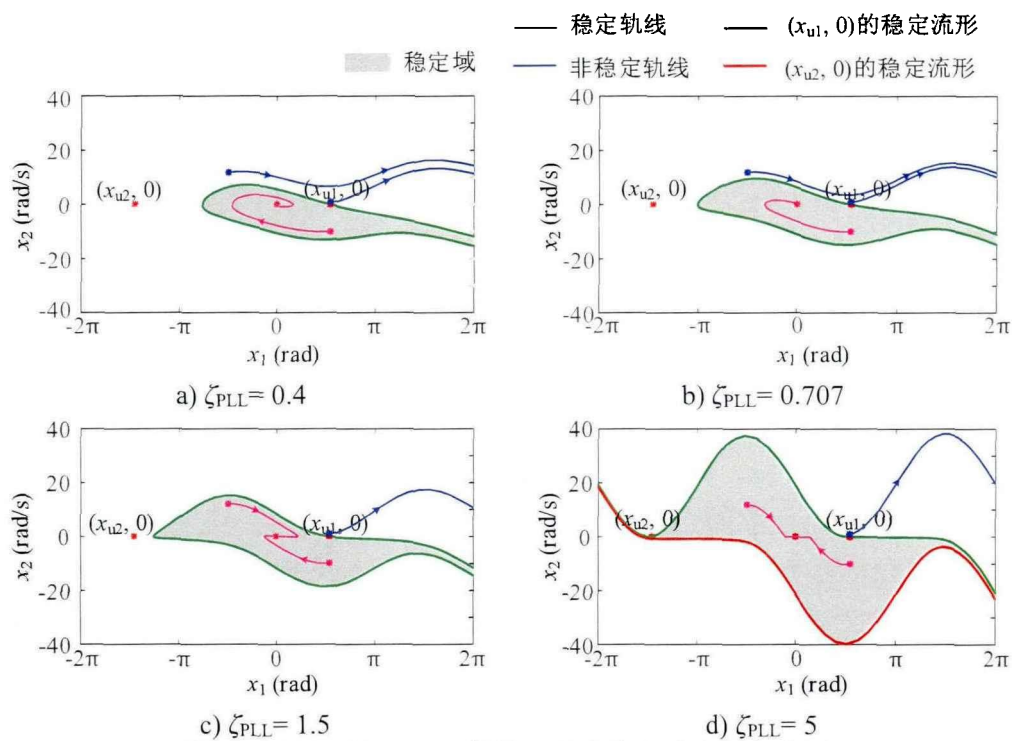


图 5-4 不同阻尼比 ζ_{PLL} 条件的系统稳定域和稳定边界

Fig.5-4 Stability regions and boundaries of varies damping ratio ζ_{PLL}

5.3.3 MMC-HVDC 接入电网系统惯量对稳定域的影响

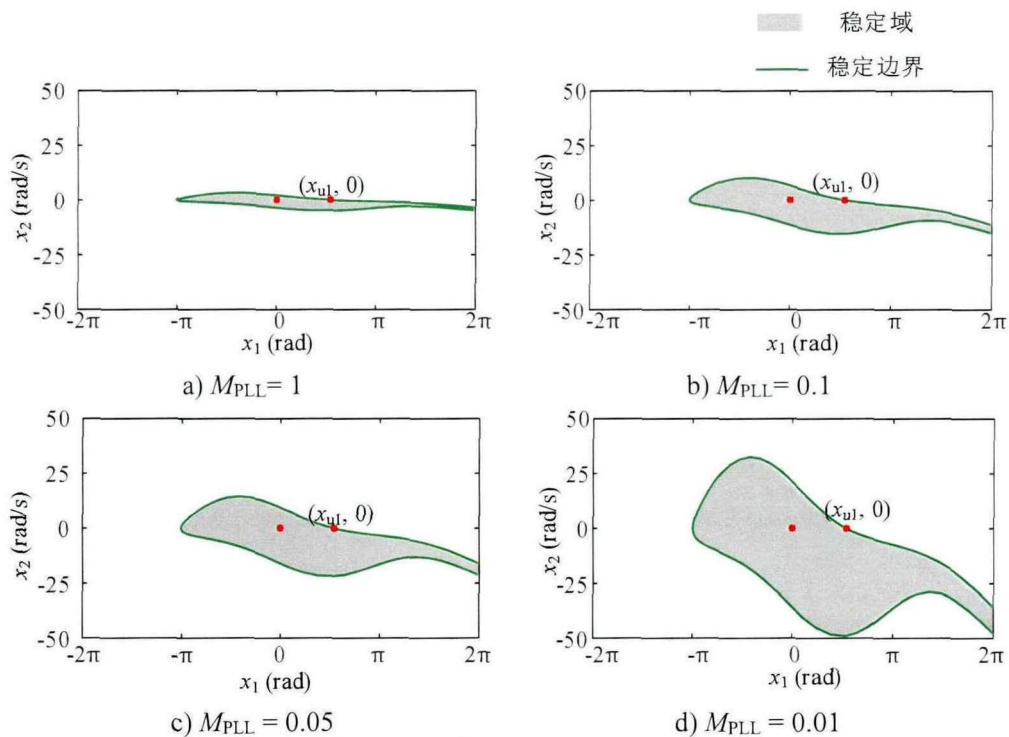


图 5-5 不同惯量 M_{PLL} 条件的系统稳定域和稳定边界

Fig.5-5 Stability regions and boundaries of varies inertia M_{PLL}

图 5-5 绘制了弱电网条件下不同惯量 M_{PLL} 对应的稳定域和稳定域边界，图中 $\lambda_{scr}=1.5$, $\theta_s=80^\circ$, $\zeta_{PLL}=0.707$ 。在相同锁相环阻尼比的条件下，当惯量 M_{PLL} 增大时， x_2 的吸引域明显增大，但 x_1 的吸引域的变化并不明显。

5.4 稳定域估计和系统强度评估

根据稳定边界上的 1 型平衡点的稳定流形可以计算出稳定边界的数值解，但无法得到稳定边界解析解的形式^[137]，且在高阶系统中计算稳定流形的难度较高，较难推广至高维电力系统。Lyapunov 直接法不用求解微分方程而直接判断系统的稳定性，电力系统暂态稳定分析中应用的直接法为能量函数法，以不稳定平衡点上最小的能量函数作为临界能量，将故障后轨迹初始状态的能量与临界能量相比较，评估故障后系统轨迹的稳定性。在高维电力系统稳定性分析中，直接法被广泛应用于稳定域估计。本节结合能量函数法以及 Lyapunov 稳定性定理和 LaSalle 定理，对 MMC 同步控制系统的稳定域进行估计，并提出一种考虑动态特性的 MMC-HVDC 接入弱电网系统强度评估指标。

5.4.1 直接法稳定域估计

5.4.1.1 能量函数法

能量函数为系统动能和势能之和，计算锁相环二阶系统的动能和势能之和 $V(x)$ ，如下式(5-21)所示。

$$\begin{aligned} V(x) &= \frac{1}{2k_i} x_2^2 + \int_0^{x_1} \frac{E_s}{1-k_p L_s I_{dref}} \sin(y + \delta_1) - \frac{k_i (\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref})}{1-k_p L_s I_{dref}} dy \\ &= \frac{1}{2k_i} x_2^2 - \frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1-k_p L_s I_{dref}} x_1 + \frac{E_s}{1-k_p L_s I_{dref}} [\cos \delta_1 - \cos(x_1 + \delta_1)] \end{aligned} \quad (5-21)$$

$V(x)$ 是连续可微的，计算 $V(x)$ 沿着轨迹的方向对时间 t 的导数 $\dot{V}(x)$ ，并将式(5-19)代入，得到

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= -\frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1-k_p L_s I_{dref}} \dot{x}_1 + \frac{E_s}{1-k_p L_s I_{dref}} \dot{x}_1 \sin(x_1 + \delta_1) + \frac{1}{k_i} \dot{x}_2 x_2 \\ &= -\frac{k_p E_s \cos(x_1 + \delta_1) - k_i L_s I_{dref}}{k_i (1-k_p L_s I_{dref})} x_2^2 = -D_{pll}(x_1) x_2^2 \end{aligned} \quad (5-22)$$

由于阻尼系数 $D_{pll}(x_1)$ 存在为负的区域，不能保证在 x 的定义域内 $\dot{V}(x) \leq 0$ ， $V(x)$ 实际并不严格满足能量函数的定义。

能量函数理论中，用临近不稳定平衡点的等能量函数面 $\{x | V(x) < V_{u1}\}$ 作为稳定域的估计，其中 V_{u1} 为临近不稳定平衡点的能量函数值：

$$V_{u1} = -\frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} (\pi - 2\delta_1) + \frac{2E_s}{1 - k_p L_s I_{dref}} \cos \delta_1 \quad (5-23)$$

如果直接用 $\{x | V(x) < V_{u1}\}$ 作为稳定域的估计, 则会将一些不稳定的初始状态误判为稳定的初始状态。例如图 5-6 中所示情况, 对于临近平衡点附近 $x_2 > 0$ 的情况, 能量函数法可能将不稳定的初始状态判断为稳定, 图中蓝色轨线的初始点位于能量函数法估计的稳定边界内, 但位于系统实际稳定边界外, 轨线不能收敛至平衡点。

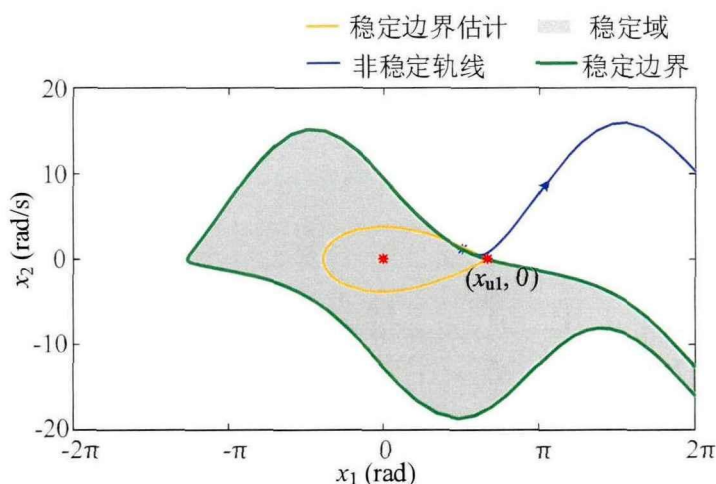


图 5-6 基于能量函数理论的稳定域估计

Fig.5-6 Estimation of Stability Region Based on Energy Function Theory

直接采用能量函数法对 MMC-HVDC 接入弱交流电网大扰动稳定性进行分析, 在大部分区域判断保守, 在某些区域又可能给出过于乐观的判断, 判断结果的正确性无法得到保证, 因此能量函数法不能直接适用于对 MMC-HVDC 接入弱交流电网的大扰动稳定性分析。

5.4.1.2 基于 Lyapunov 理论的稳定域估计

本节保留 $V(x)$ 的形式, 根据 Lyapunov 稳定性定理、LaSalle 定理, 对锁相环暂态过程的稳定性进行分析。但由于 Lyapunov 稳定性是充分条件, 基于 Lyapunov 稳定性定理估计稳定域必然具有一定的保守性。

要证明 $V(x)$ 是一个 Lyapunov 函数, 首先应证明在原点周围存在一个邻域 W_1 , 其满足

$$\begin{cases} V(x) > 0, \forall x \in W_1 - \{0\} \\ V(0) = 0 \end{cases} \quad (5-24)$$

定义 $f(x_1)$,

$$f(x_1) = -\frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} x_1 + \frac{E_s}{1 - k_p L_s I_{dref}} [\cos \delta_1 - \cos(x_1 + \delta_1)] \quad (5-25)$$

如果 $f(x_1) > 0$, 则(5-24)一定满足。计算 $f(x_1)$ 对 x_1 的一阶和二阶导数, 如式(5-14)所示, 可以证明原点是 $f(x_1)$ 的极小值点, 即原点对应是 $V(x)$ 的局部最小值, 在其周围存在一个区域 W_1 , 使 $V(x) > 0$ 。

$$\begin{cases} f'(x_1)|_{x_1=0} = -\frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} + \frac{E_s}{1 - k_p L_s I_{dref}} \sin(x_1 + \delta_1) = 0 \\ f''(x_1)|_{x_1=0} = \frac{E_s}{1 - k_p L_s I_{dref}} \cos(x_1 + \delta_1) > 0 \end{cases} \quad (5-26)$$

类似地, 可以证明, $f(x_1)$ 的前一个平衡点和下一个平衡点是极大值点, 即

$$V(x) > 0, \forall \{x | x_1 \in [-\pi - 2\delta_1, \pi - 2\delta_1]\} - \{0\} \quad (5-27)$$

然后证明对于导数 $\dot{V}(x)$, 可以找到原点的一个邻域 W_2 , 满足:

$$\dot{V}(x) \leq 0, \forall x \in W_2 - \{0\} \quad (5-28)$$

由 $D_{pll}(x_1) < 0$ 推得:

$$W_2 = \left\{ x \in \mathbb{R}^2 \mid x_1 \in \left[-\arccos \frac{k_i L_s I_{dref}}{k_p E_s} - \delta_1, \arccos \frac{k_i L_s I_{dref}}{k_p E_s} - \delta_1 \right] \right\} \subset W_1 \quad (5-29)$$

根据式(5-27)和(5-29), W_2 满足 $W_2 \subset W_1$, 因此 $V(x)$ 是 W_2 内的 Lyapunov 函数。从(5-29)也可以看出, W_2 的范围与锁相环的参数相关。

由于 x_2 仅以平方项的形式出现在 $V(x)$ 和 $\dot{V}(x)$ 中, 在 W_2 内的除了平凡解 $x(t) \equiv 0$, 没有其他解可以保持 $\dot{V}(x) = 0$, 因此基于 LaSalle 定理^[136], 原点是 W_2 内的满足 $\dot{V}(x) = 0$ 最大不变集, 且 W_2 内的不变紧集是平衡点的吸引域。

用 W_2 内的最大闭合等能量面估计稳定域, 只需找到使 $D_{pll}(x_1) = 0$ 的 x_1 , 即可确定临界能量值 V_c ,

$$V_c = -\frac{\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref}}{1 - k_p L_s I_{dref}} \left(\arccos \frac{k_i L_s I_{dref}}{k_p E_s} - \delta_1 \right) + \frac{E_s}{1 - k_p L_s I_{dref}} \left[\cos \delta_1 - \frac{k_i L_s I_{dref}}{k_p E_s} \right] \quad (5-30)$$

根据 $V(x) \leq V_c$ 得到稳定域的估计如式(5-31)所示, 记为 $A_L(0)$ 。

$$\frac{1}{2} x_2^2 \leq \frac{k_i \left\{ \left(\omega_0 L_s I_{dref} + R_s I_{qref} \right) \left(x_1 + \delta_1 - \arccos \frac{k_i L_s I_{dref}}{k_p E_s} \right) - \left[\frac{k_i L_s I_{dref}}{k_p} - E_s \cos(x_1 + \delta_1) \right] \right\}}{1 - k_p L_s I_{dref}} \quad (5-31)$$

图 5-7 所示为基于 Lyapunov 理论的稳定域估计值, 可以看出稳定域的估计值

一定位于系统稳定域之内,说明如果初始运行点位于稳定域估计值以内,则系统轨迹是稳定的。但随着系统阻尼比的增加,稳定域估计的保守性会增强,这是因为在构造 Lyapunov 函数 $V(x)$ 的时候,没有考虑系统的阻尼。

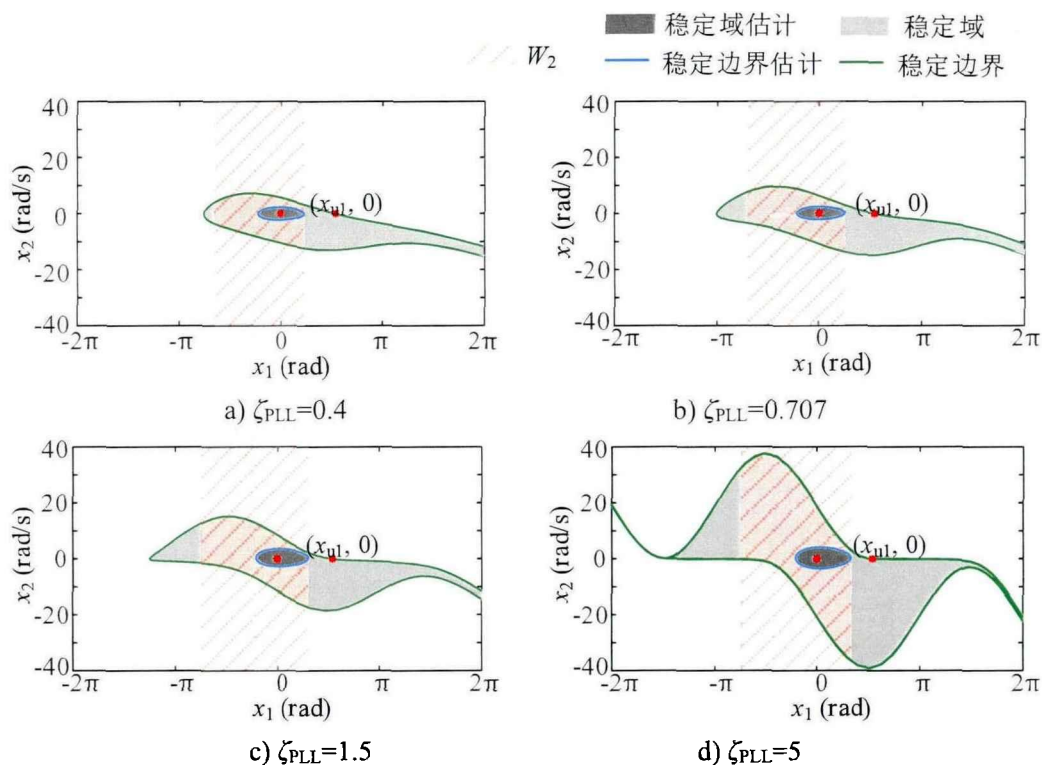


图 5-7 基于 Lyapunov 理论的稳定域估计

Fig.5-7 Estimation of Stability Region Based on Lyapunov Theory

5.4.2 基于临界能量的系统强度评估指标

当交流电网内电势 E_s 等于 PCC 点电压额定值 U_{tN} 时,短路比 λ_{scr} 可以写成如下形式,

$$\lambda_{scr} = \frac{U_{tN}^2}{|Z_s| P_N} = \frac{E_s \sin \theta_s}{\omega_0 L_s I_{dN}} \quad (5-32)$$

式中 I_{dN} —— MMC 额定运行点 ($P=P_N, Q=0, U_t=U_{tN}$) 的输出电流 d 轴分量。

将(5-32)代入(5-30),得到额定运行点的临界能量 V_{cN}

$$\begin{aligned} V_{cN} &= -\frac{\omega_0 L_s I_{dN}}{1 - k_p L_s I_{dN}} \left(\arccos \frac{k_i L_s I_{dN}}{k_p E_s} - \delta_1 \right) + \frac{E_s}{1 - k_p L_s I_{dN}} \left(\cos \delta_1 - \frac{k_i L_s I_{dN}}{k_p E_s} \right) \\ &= \frac{U_{tN}}{\lambda_{scr} - \frac{k_p U_{tN}}{\sin \theta_s}} \left[\sqrt{\left(\frac{\lambda_{scr}}{\sin \theta_s} \right)^2 - 1} + \arcsin \frac{\sin \theta_s}{\lambda_{scr}} - \frac{k_i}{k_p \omega_0} - \arccos \frac{k_i \sin \theta_s}{k_p \omega_0 \lambda_{scr}} \right] \end{aligned} \quad (5-33)$$

临界能量确定了稳定域的大小，而稳定域的大小反映了系统承受扰动的能力，因此可以基于临界能量评估系统的强度。从(5-33)中可以看出，临界能量的大小不仅与短路比 λ_{scr} 有关，也与锁相环的参数相关，临界能量既反映了短路比中包含的静态强度信息，也反映了 MMC 接入电网的系统阻尼比和惯量等动态特性。

在极强的电网中，即短路比为无穷大的电网中，额定运行点 $\delta_1 = 0$ ，临界能量 V_{cNs} 为，

$$V_{cNs} = U_{tN} \quad (5-34)$$

通过对额定运行点临界能量 V_{cN} 进行归一化，可以将系统动态强度指标 λ_D 定义为：

$$\lambda_D = \frac{V_{cN}}{U_{tN}} = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{\lambda_{scr}}{\sin \theta_s}\right)^2 - 1} - \frac{k_i}{k_p \omega_0} + \arcsin \frac{\sin \theta_s}{\lambda_{scr}} - \arccos \frac{k_i \sin \theta_s}{k_p \omega_0 \lambda_{scr}}, & \frac{\sin \theta_s}{\lambda_{scr}} \leq 1 \text{ and } \frac{k_i \sin \theta_s}{k_p \omega_0 \lambda_{scr}} \leq 1 \\ 0, & \frac{\sin \theta_s}{\lambda_{scr}} > 1 \text{ or } \frac{k_i \sin \theta_s}{k_p \omega_0 \lambda_{scr}} > 1 \end{cases} \quad (5-35)$$

λ_D 值在 0 到 1 之间，1 对应于非常强的系统， λ_D 越大，系统越稳定；0 对应于不稳定的系统，包括系统不存在平衡点和平衡点不是渐进稳定的两种情况。

在第 4 章静态稳定分析中，用临界短路比或者输送功率极限可以评估系统的静态强度，但无法考虑系统的动态特性。系统动态强度指标 λ_D 的定义，弥补了静态指标评估系统强度的缺陷。 λ_D 可以预期系统的不稳定，并且既可以比较两个相同短路比系统的强度，也可以比较两个不同短路比系统的强度。

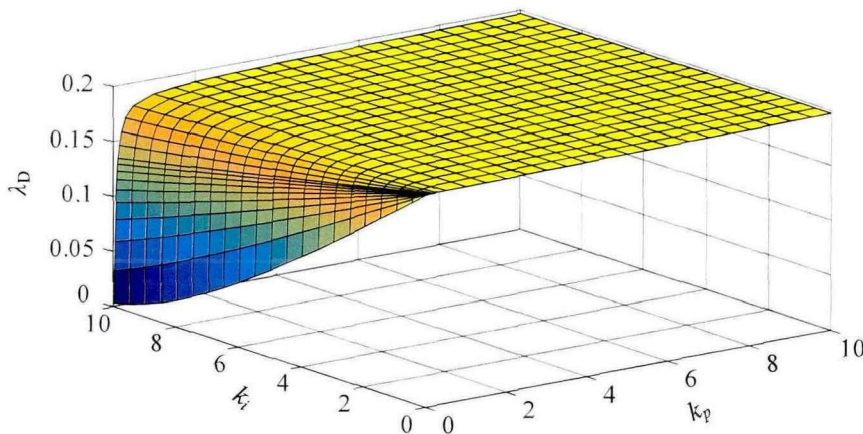


图 5-8 锁相环参数对系统动态强度指标 λ_D 的影响

Fig.5-8 The influence of PLL's parameters on the system dynamic strength index λ_D

图 5-8 给出了 λ_D 随锁相环 PI 控制器参数 k_p 和 k_i 变化情况，短路比 $\lambda_{scr}=1.5$ ，

$\theta_s=80^\circ$ ，随着 k_p 增大， k_i 的减小， λ_D 增大，系统的强度增强，这与 5.3.2 和 5.3.3 中对锁相环参数对稳定域影响分析的结论相一致。从 5-8 中还可以得到结论，当 k_p 较小时，系统的强度随 k_i 的增大显著减小，减小 k_i 可以提高 MMC 接入弱交流电网的系统强度，这与 5.2.2 节平衡点小干扰稳定分析的结论也是相一致的。

5.5 仿真验证及分析

在本节中，采用与前章节相同的 PSCAD/EMTDC 单端 MMC-HVDC 系统进行仿真，以验证稳定域估计结果的准确性及保守性。根据交流电网故障后可能造成的电网等效内电势 E_s 幅值和相位变化、等效阻抗的变化，设置三种大扰动——阻抗增加、内电势幅值跌落和内电势相角跳变，分析三种不同类型扰动下的 MMC 接入电网的稳定性。本节仿真中，MMC 采用定电流控制。

5.5.1 大扰动稳定性分析

5.5.1.1 电网阻抗变化

算例 1：该算例评估电网阻抗变化对系统稳定性的影响，模拟电网中出现断线故障或者切除线路后系统阻抗增加这一运行工况。MMC 注入电流为 $i_d=1.375$ kA (1p.u.)， $i_q=0$ 。20s 时刻将交流系统等效阻抗由 $19.1447 + j108.5751\Omega$ ($\lambda_{scr}=2$ ， $\theta_s=80^\circ$) 提升到 $25.5263 + j144.7667\Omega$ ($\lambda_{scr}=1.5$)。设计如下 2 组对比仿真：

仿真(1)：锁相环参数设置为 $k_p=10$ ， $k_i=6.25$ ($\zeta_{PLL}=2$)。

仿真(2)：锁相环参数设置为 $k_p=0.05$ ， $k_i=25$ ($\zeta_{PLL}=0.005$)。

对于仿真(1)工况，电网阻抗增加之前 $\lambda_D=0.3310$ ，系统可以稳定地运行。电网阻抗增加后，系统存在平衡点且 $\lambda_D=0.1969$ ，说明系统平衡点是稳定的；阻抗增加后系统的临界能量为 0.1970，初始运行点为(-0.2014, 0)，对应能量函数值为 0.0165，判断运行点位于稳定域内，系统可以稳定地过渡到新的稳态。仿真(1)电网阻抗变化前后 MMC 的 dq 轴电流 i_d 和 i_q 、锁相环锁定的相角 δ 、锁相环锁定的系统频率 f_{pll} 仿真曲线如图 5-9a)所示，阻抗变化后系统的轨迹收敛到新的平衡点，验证了所提直接法判断系统稳定性方法的有效性。

对于仿真(2)工况，电网阻抗增加之前 $\lambda_D=0.0163$ ，系统可以稳定地运行；电网阻抗增加后，系统存在平衡点，但是在这个新的平衡点，但 $\lambda_D=0$ ，系统不稳定。仿真(2)结果如图 5-9b)所示，阻抗变化后系统的轨迹不能收敛到新的平衡点，验证了所提指标预估系统不稳定结果的正确性。

对比仿真(1)和仿真(2)的系统，两者短路比相同，但仿真(1)的系统强度评估指标 λ_D 大于仿真(2)系统，仿真结果也表明仿真(1)的系统稳定性优于仿真(2)系统，与

系统强度评估指标评估结果一致。

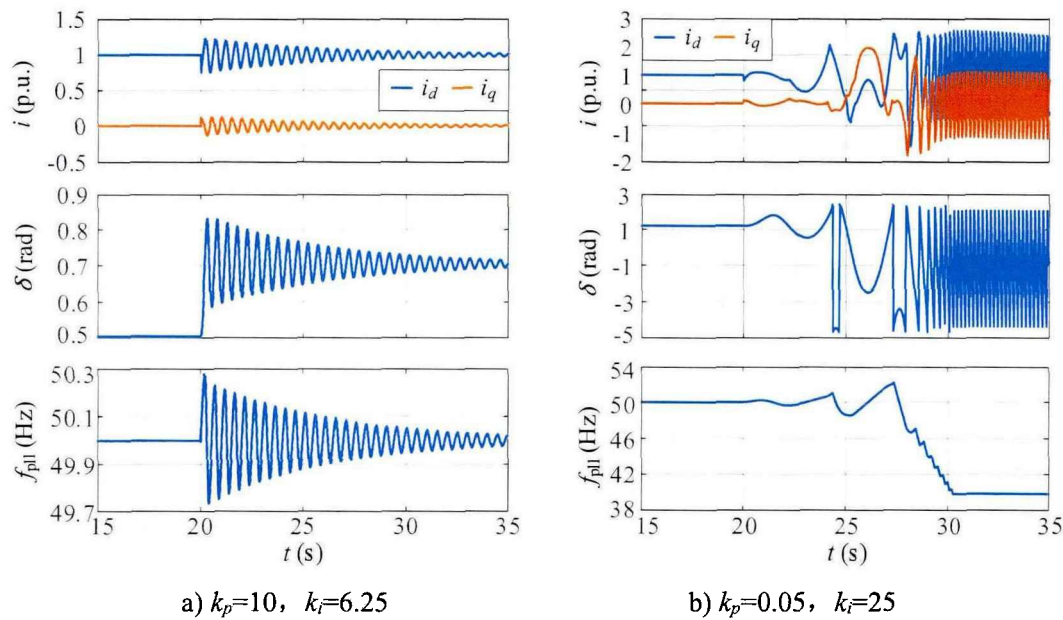


图 5-9 电网阻抗变化对系统稳定性的影响

Fig.5-9 The influence of the grid resistance changes on system's stability

5.5.1.2 电网电压跌落

算例 2：该算例评估电网内电势跌落对系统稳定性的影响，模拟电网中出现瞬时三相短路后电网电压跌落这一运行工况。交流电网等效阻抗为 $25.5263 + j144.7667 \Omega$ ($\lambda_{scr}=1.5, \theta_s=80^\circ$)，电网等效内电势在故障期间降至 0.66pu，并在 0.1s 后恢复。锁相环参数设置为 $k_p=10, k_i=6.25$ ($\zeta_{PLL}=2$)，故障期间运行点变化，故障清除瞬间初始运行点为 (0.332, 4.832)，初始能量为 0.1906，小于临界能量 0.1970，该点位于系统的稳定域内，在故障清除之后，状态收敛到与故障前相同的平衡点。

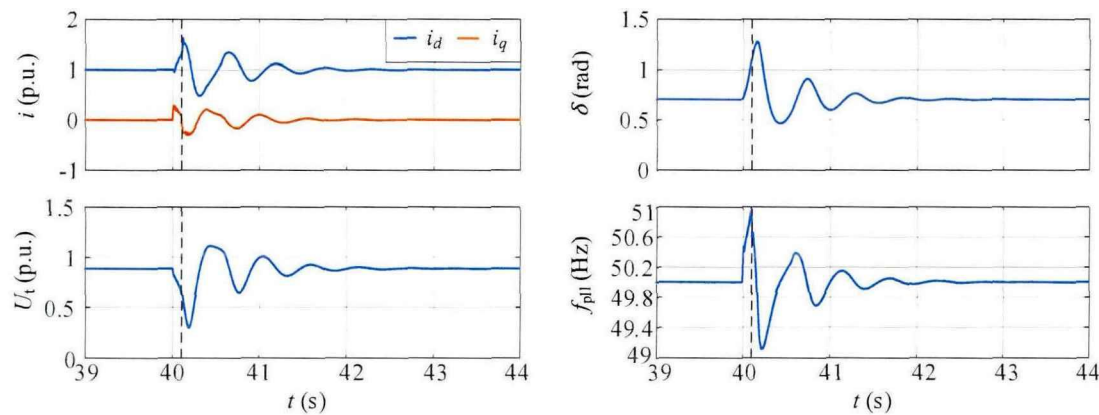


图 5-10 电压幅值变化对系统稳定性的影响

Fig.5-10 The influence of the voltage amplitude changes on system's stability

图 5-10 所示电网内电势幅值变化前后 MMC 的 dq 轴电流 i_d 和 i_q 、PCC 点电压幅值 U_t 、锁相环锁定的相角 δ 和锁相环锁定的系统频率 f_{pll} 。根据稳定域估计的预测，故障清除后，状态将返回到初始平衡点，与仿真结果相一致。

5.5.2 稳定域估计准确性与保守性分析

算例 3：为了直观地评估实际稳定域和稳定域估计之间的差异，改变电压源内电势的相角，针对不同的初始运行点进行仿真。初始运行点的 x_1 选在 -2 和 2 之间，并以 0.2 的步长进行更改，由于锁相环输出频率在电压源相角改变瞬间也会发生跳变，初始运行点 x_2 的数据由仿真获得。交流电网等效阻抗为 $25.5263 + j144.7667 \Omega$ （短路比为 1.5，阻抗角为 80° ），锁相环参数设置为 $k_p=2$ ， $k_i=6.25$ （ $\zeta_{PLL}=0.4$ ）。

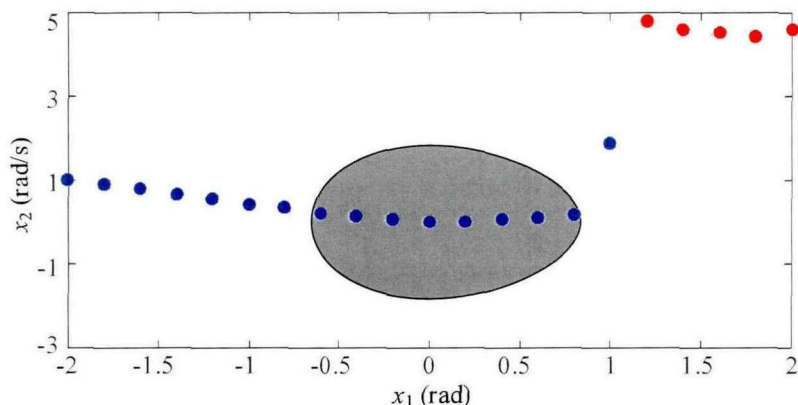


图 5-11 稳定域估计与实际稳定域之间的比较

图 5-11 Comparison between stability region estimation and actual stability region

图 5-11 中为仿真结果与稳定域估计结果对比，蓝点表示仿真中可以收敛至原点的初始值，而红点表示仿真中不能收敛到原点的初始运行点；灰色区域为本章所提稳定域估计方法得到的稳定域估计 $A_L(0)$ 。仿真结果说明，稳定域估计包含于实际稳定域，位于稳定域估计以内的初始运行点都可以收敛至平衡点，但可能将稳定系统判断为不稳定系统，特别是在平衡点左侧区域，判断结果有较大的保守性。

5.6 本章小结

本章分析了接入弱交流电网的 MMC-HVDC 在交流侧大扰动后同步失稳的机理及稳定域，提出一种直接法稳定域估计方法和基于临界能量的系统动态强度评估指标，实现了对 MMC-HVDC 接入弱交流电网系统动态强度的定量评估，弥补了短路比或功率极限等静态指标不能反映系统动态特性的不足。本章的主要结论如下：

(1) 在交流侧大扰动后的暂态过程中, 锁相环的动态特性决定了 MMC 接入电网的动态特性, 电网阻抗在该动态过程中起正反馈作用, 弱电网较大的阻抗使得正反馈效应增强, 因此 MMC 接入弱电网的系统抗扰动能力降低。

(2) 通过增大系统的阻尼可以一定程度地扩大系统的稳定域, 但不稳定平衡点附近, $x_2 > 0$ 的区域的吸引域很小, 电压相角突变的特性仍可能导致故障清除后的初始运行点位于稳定域之外, 系统不能恢复稳定。

(3) 基于临界能量的系统强度评估指标可以评估系统的动态强度, 预期系统是否稳定, 对锁相环参数设计有指导意义。

(4) 所提基于 Lyapunov 理论的稳定域估计方法具有一定的保守性, 且随着系统阻尼增大判断结果的保守性增强。构造能够反映系统阻尼的 Lyapunov 函数可能是一种解决方案。

第6章 结论与展望

6.1 结论

本文的研究在电力系统的“双高”发展趋势和柔性直流输电面临“强直弱交”局面的背景下开展,对 MMC-HVDC 接入弱交流电网后的功率输送能力和大扰动稳定问题进行了深入研究。研究工作从的 MMC 电气模型建模方法和 MMC-HVDC 系统稳定性分析两个方面开展,并将 MMC 电气模型的建模方法应用于 MMC-HVDC 实时仿真。本文主要研究成果和创新点如下:

(1) 研究能够准确模拟换流器内部电气量耦合特征、且易于建立与控制器及外部电网交互接口的 MMC 电气模型建模方法。

针对现有 MMC 机电暂态时间尺度模型和 MMC 稳态模型无法准确模拟 MMC 内部耦合特性的问题:提出一类保留直流动态的 MMC 降阶动态相量模型,模型可用于机电暂态仿真以及大信号稳定性分析;提出一种 MMC 稳态相量模型,模型参数可完全由控制器输出量和直流电压确定,从而将控制输出量与运行电气量解耦,因此模型求解无需与交流系统进行迭代计算,避免了临界点附近可能出现迭代不能收敛的问题。

(2) 将 MMC 电气模型建模方法应用于 MMC-HVDC 实时仿真,提出了一种改进的 MMC-HVDC 实时仿真方法,解决了 RTDS 中大步长条件下闭锁状态无法准确仿真的难题。

直接将 MMC 开关函数模型中桥臂电压-电流方程进行梯形差分化处理,得到桥臂戴维南等效电路,解决了开关函数模型中受控源元件在电磁暂态仿真中存在的一个仿真步长延时所可能导致的数值不稳定问题;将桥臂电抗的积分方法改为能有效抑制数值振荡的后退欧拉法,同时采用双值电阻并联 RC 阻尼电路的模型对二极管进行等效,并提出模型的参数选择方法,解决了闭锁状态仿真的数值振荡和二极管动作延迟造成的电压波形畸变问题。

(3) 基于所提 MMC 稳态相量模型,提出了一种通过开环计算确定 MMC 稳态运行区域边界的方法,定义了 MMC-HVDC 的临界短路比和边界短路比,实现了 MMC-HVDC 输送能力的量化评估。

根据 P - Q 曲线族的包络线确定方法,提出了一种开环计算 MMC 稳态运行区域边界的方法,明确 MMC 的自身工作极限,与现有“扫描”法确定 MMC 稳态功率区间边界的方法相比,在保持相同计算精度的同时,可以大大降低计算量;建

立了考虑锁相环特性的 MMC-HVDC 接入交流电网交直流系统的稳态等值模型，从代数方程的角度，提出 MMC-HVDC 接入交流电网静态稳定实用判据；根据额定运行点、静态稳定临界点和换流器自身工作极限的关系，提出 MMC-HVDC 的临界短路比和边界短路比的概念和算法，并给出 MMC-HVDC 输送功率极限的计算方法。

(4) 研究 MMC-HVDC 接入弱交流电网后承受大扰动的能力，提出一种基于 Lyapunov 函数的 MMC-HVDC 系统稳定域估计方法和系统动态强度评估指标。

建立了 MMC-HVDC 接入电网的大信号模型，基于不稳定平衡点稳定流形理论，计算系统的稳定域和稳定域边界，分析系统阻尼比和惯量对稳定域的影响；研究基于 Lyapunov 稳定理论的 MMC-HVDC 接入弱电网稳定域估计方法，提出一种基于临界能量的动态系统强度评估指标，所提指标既反映短路比包含的静态强度信息，又反映 MMC 的动态特性。

6.2 展望

本文在 MMC 建模方法以及接入弱交流电网的 MMC-HVDC 功率输送能力和大扰动稳定性研究方面取得了一些阶段性成果，但这只是含 MMC 的交直流系统建模与稳定性分析领域的冰山一角。作为对本文研究工作的补充或者推广，可以从以下 3 个方面进行深入研究：

(1) 在 MMC 电气模型建模方法研究方面，下一步需深入研究不对称工况的 MMC 电气模型建模方法，建立 MMC 电气模型的负序和零序模型，并将稳定性分析方法和结论拓展至电网不对称运行工况；

(2) 在 MMC-HVDC 时域仿真方面，由于机电暂态仿真和电磁暂态仿真各有其优势而不可相互替代，下一步应将所提 MMC 降阶动态相量模型应用于机电暂态仿真，研究针对 MMC-HVDC 的机电暂态仿真建模方法，根据本文研究结论，MMC-HVDC 的机电暂态仿真模型应能够模拟锁相环的动态特性；

(3) 在 MMC-HVDC 接入弱交流电网运行特性研究方面，本文仅针对采用 $d-q$ 矢量控制的电网跟随型 MMC 进行了研究，对其他控制策略下 MMC-HVDC 接入弱交流电网特性研究，特别是针对电网构造型 MMC 的研究，将是下一步的研究重点；本文交流侧采用戴维南等值模型，未考虑由交流系统中动态元件或其与 MMC 之间交互作用造成的系统失稳，下一步将考虑交流侧详细模型，研究交流系统中发电机等动态元件与 MMC 之间的动态交互特性。

参考文献

- [1] 谢小荣, 贺静波, 毛航银, 等. “双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(02): 461-475.
- [2] Stability definitions and characterization of dynamic behavior in systems with high penetration of power electronic interfaced technologies[R], IEEE Power and Energy Society, Tech. Rep., PES-TR77, Apr. 2020.
- [3] 徐政. 高比例非同步机电源电网面临的三大技术挑战[J]. 南方电网技术, 2020, 14(02): 1-9.
- [4] 徐政. 电力系统广义同步稳定性的物理机理与研究途径[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(09): 3-9.
- [5] 姜齐荣, 赵崇滨. 并网逆变器的电磁暂态同步稳定问题[J/OL]. 清华大学学报(自然科学版): 1-14[2021-04-10]. <https://doi.org/10.16511/j.cnki.qhdxxb.2021.21.012>.
- [6] 习近平在第七十五届联合国大会一般性辩论上发表重要讲话[EB/OL]. (2020-09-22) [2021-04-26]. http://www.gov.cn/xinwen/2020-09/22/content_5546168.htm.
- [7] 徐政. 交直流电力系统动态行为分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004: 61-66.
- [8] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 1-24, 53-90.
- [9] 汤广福. 基于电压源换流器的高压直流输电技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
- [10] 赵成勇. 柔性直流输电建模和仿真技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2014.
- [11] Flourentzou N, Agelidis V, Demetriades G. VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (3): 592-602.
- [12] Rodriguez J, Jih-Sheng L, Fang Z P. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [13] 郑超, 马世英, 申旭辉, 等. 强直弱交的定义、内涵与形式及其应对措施[J]. 电网技术, 2017, 41(08): 2491-2498.
- [14] Guide for the development of models for HVDC converters in a HVDC grid [R]. Cigre Working Group B4-57, Rep., TB604, 2014
- [15] DEKKA A, WU B, FUENTES R, et al. Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1631-1656.

- [16] 许建中, 李承昱, 熊岩, 等. 模块化多电平换流器高效建模方法研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3381-3391.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 唐寅, 徐政, 刘昇. 改进式模块化多电平换流器快速仿真方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(24): 56-61, 85.
- [23] Saad H, Peralta J, Dennerthiere S, et al. Dynamic averaged and simplified models for MMC-based HVDC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(8): 1723-1730.
- [24] S. P. Teeuwsen. Simplified dynamic model of a voltage-sourced converter with modular multilevel converter design[C]// Proceedings of IEEE Power Eenergy Society Power System Conference Exposition, 2009:1-6.
- [25] Saad H, Dennerthiere S, Mahseredjian J, et al. Modular Multilevel Converter Models for Electromagnetic Transients[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(3):1481-1489.
- [26] Nanou S, Papathanassiou S. Generic average-value modeling of MMC-HVDC links considering submodule capacitor dynamics[C]. International Universities Power Engineering Conference. 2017:1-5.
- [27] 喻锋, 王西田, 林卫星, 等. 模块化多电平换流器快速电磁暂态仿真模型[J]. 电网技术, 2015, 39(1): 257-263.
- [28] 郭高朋, 胡学浩, 温家良, 等. 基于大规模子模块群的 MMC 建模与快速仿真算法[J]. 电网技术, 2015, 39(5): 1226-1232.
- [29] 范新凯, 王艳婷, 张保会. 柔性直流电网的快速电磁暂态仿真[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(4): 92-97.

- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] 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.
- [33] 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.
- [34] J. Beerten, R. Belmans. Modeling and control of multi-terminal VSC-HVDC systems[J]. Energy Procedia, 2012, 24: 123-130.
- [35] 刘崇茹, 洪国巍. 基于 PSCAD 的大规模钳位双子模块-模块化多电平换流器高效仿真建模方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 113-119.
- [36] Real time digital simulator power system and control user manual[R]. RTDS Technologies, 2021.
- [37] 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.
- [38] 林雪华. 基于RTDS的MMC-HVDC系统建模与仿真[D]. 华北电力大学, 2013.
- [39] 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.
- [40] 王宇, 刘崇茹, 李庚银. 基于FPGA的模块化多电平换流器实时仿真建模与硬件在环实验[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3912-3920+4033.
- [41] 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.
- [42] 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.
- [43] 林雪华, 郭琦, 郭海平, 等. 基于FPGA的柔性直流实时仿真技术及试验系统[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(12): 33-39.
- [44] Bruno De Kelper, Louis A. Dessaint, Kamal Al-Haddad, et al. A Comprehensive Approach to Fixed-Step Simulation of Switched Circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(2): 216-224.

- [45] 王成山, 李鹏, 黄碧斌, 等. 一种计及多重开关的电力电子时域仿真插值算法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(6): 83-88.
- [46] 张益, 周群. 电力系统数字仿真中的数值振荡及对策[J]. 上海交通大学学报, 1999, 33(12): 1545-1549.
- [47] Taku Noda, Kiyoshi Takenaka, Toshio Inoue. Numerical Integration by the 2-Stage Diagonally Implicit Runge-Kutta Method for Electromagnetic Transient Simulations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(1): 390-398.
- [48] 刘益青, 陈超英. 用以消除数值振荡的阻尼梯形法误差分析与修正[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 58-61.
- [49] 陈超英, 贺家李. 电力系统数字仿真中消除非原型振荡的一种新方法——龙-库-梯法[J]. 中国电机工程学报, 1995, 15(3): 210-216.
- [50] 穆青, 周孝信, 王祥旭, 等. 面向实时仿真的小步长开关误差分析和参数设置[J]. 中国电机工程学报, 2013, 31(33): 120-129.
- [51] 肖亮. MMC 型柔性直流输电系统建模、安全稳定分析与故障穿越策略研究[D]. 浙江大学, 2019.
- [52] A. Jamshidifar, D. Jovcic. Small-Signal Dynamic DQ Model of Modular Multilevel Converter for System Studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 191-199.
- [53] Ö. C. Sakinci, J. Beerten. Generalized Dynamic Phasor Modeling of the MMC for Small-Signal Stability Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(3): 991-1000.
- [54] C. Guo, J. Yang, C. Zhao. Investigation of Small-Signal Dynamics of Modular Multilevel Converter Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2269-2279.
- [55] 鲁晓军, 林卫星, 向往, 等. 基于模块化多电平换流器的直流电网小信号建模[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(04): 1143-1156.
- [56] 李探, 梅念, 陈东, 等. 采用三次谐波注入策略的模块化多电平换流器动态相量模型[J]. 电网技术, 2019, 43(09): 3384-3393.
- [57] 李探, 赵成勇, Aniruddha M.Gole. MMC-HVDC 内部谐波模态识别及其稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(08): 2185-2196.
- [58] 杜程茂, 杜雄, 邹小明, 等. 考虑频率耦合效应的并网模块化多电平变流器阻抗建模及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(09): 2866-2877.
- [59] 朱蜀, 刘开培, 李彧野, 等. 基于动态相量及传递函数矩阵的模块化多电平换流器交直流侧阻抗建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4791-4805.

- [60] Q. Hao, Z. Li, F. Gao, et al. Reduced-Order Small-Signal Models of Modular Multilevel Converter and MMC-Based HVdc Grid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2257-2268.
- [61] S. Zhu, P. Liu, L. Qin, et al. Reduced-Order Dynamic Model of Modular Multilevel Converter in Long Time Scale and Its Application in Power System Low-Frequency Oscillation Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(6): 2110-2122.
- [62] 李正, 郝全睿, 尹晓东, 等. 模块化多电平换流器的降阶小信号模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(12): 3638-3650.
- [63] S. Cole, J. Beerten, R. Belmans. Generalized Dynamic VSC MTDC Model for Power System Stability Studies[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(3): 1655-1662.
- [64] N. R. Chaudhuri, R. Majumder, B. Chaudhuri, et al. Stability Analysis of VSC MTDC Grids Connected to Multimachine AC Systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(4): 2774-2784.
- [65] 刘昇, 徐政, 唐庚, 等. VSC-HVDC 机电暂态仿真建模及仿真[J]. 电网技术, 2013, 37(06): 1672-1677.
- [66] 郑超. 实用柔性直流输电系统建模与仿真算法[J]. 电网技术, 2013, 37(04): 1058-1063.
- [67] 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.
- [68] L. M. Castro, E. Acha. A Unified Modeling Approach of Multi-Terminal VSC-HVDC Links for Dynamic Simulations of Large-Scale Power Systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(6): 5051-5060.
- [69] 张芳, 李静远, 李传栋. 含 VSC-HVDC 交直流混合系统机电暂态仿真研究[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(02): 17-24.
- [70] 丁平, 安宁, 李亚楼, 等. 基于多速率仿真和简化离散牛顿法的电压源型换流器和直流电网机电暂态模型[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(24): 6809-6819+6936.
- [71] 王铁柱, 卜广全, 董毅峰, 等. 考虑锁相环动态的柔性直流输电机电暂态模型[J]. 电网技术, 2018, 42(07): 2055-2061.
- [72] Teeuwsen S P. Modeling the Trans Bay Cable Project as Voltage-Sourced Converter with Modular Multilevel Converter design[C]// Power & Energy Society General Meeting. IEEE, 2011.
- [73] Yang H, Dong Y, Li W, et al. Average-Value Model of Modular Multilevel Converters Considering Capacitor Voltage Ripple[J]. IEEE Transactions on Power

- Delivery, 2017, 32(2): 723-732.
- [74] N. Trinh, M. Zeller, K. Wuerflinger and I. Erlich. Generic Model of MMC-VSC-HVDC for Interaction Study with AC Power System[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31 (1): 27-34.
- [75] Xiao L, Xu Z, Xiao HQ, et al. Electro-mechanical transient modeling of MMC based multi-terminal HVDC system with DC faults considered[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2019, 113(1):1002-1013.
- [76] L. Gengyin, Z. Ming, H. Jie, L. et al. Power Flow Calculation of Power Systems Incorporating VSC-HVDC[C]// International Conference on Power System Technology – POWERCON, Singapore, 2004(2): 1562-1566.
- [77] J. Beerten, S. Cole, R. Belmans. A Sequential AC/DC Power Flow Algorithm for Networks Containing Multi-terminal VSC HVDC Systems [C]// IEEE PES General Meeting, IEEE PES, 2010.
- [78] Ilves K, Antonopoulos A, Norrga S, et al. Steady-State Analysis of Interaction Between Harmonic Components of Arm and Line Quantities of Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 57-68.
- [79] Jovcic D, Jamshidifar A. Phasor Model of Modular Multilevel Converter with Circulating Current Suppression Control[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(4): 1889-1897.
- [80] 彭浩, 邓焰, 王莹, 等. 模块化多电平变换器模型及稳态特性研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 120-127.
- [81] Wang J, Liang J, Gao F, et al. A Closed-Loop Time-Domain Analysis Method for Modular Multilevel Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7494-7508.
- [82] Liu Z, Li K, Wang J, et al. A General Model of Modular Multilevel Converter for Analyzing the Steady-state Performance Optimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 925-937.
- [83] 屠卿瑞, 陈志光, 曾耿晖, 等. 模块化多电平换流器稳态功率运行范围的确定方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(10): 131-137.
- [84] 王少伟, 刘天琪, 李保宏. 模块化多电平换流器的运行边界分析及提高运行稳定性的控制方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39 (09): 151-157.
- [85] 陆韶琦, 徐政. 采用功率同步控制的 MMC-HVDC 功率极限分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1868-1876.
- [86] 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.
- [87] Kim H, Kim S, Chung Y, et al. Operating Region of Modular Multilevel Converter for HVDC with Controlled Second-Order Harmonic Circulating Current:

- Elaborating P-Q Capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2): 493-502.
- [88] 林环城, 王志新. MMC 功率运行区域分析及环流切换控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(08): 31-37.
- [89] Zheren Zhang, Zhen Xu, Wei Jiang, et al. Operating area for modular multilevel converter based high-voltage direct current system[J]. IET Renewable Power Generation. 2016, 10(6), 776-787.
- [90] 鲁晓军, 向往, 林卫星, 等. 混合型模块化多电平换流器解析建模与功率运行区间分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(07): 76-84.
- [91] Yue C, Hao Q, Wang S. Operating Area of Modular Multilevel Converter Station Considering the Constraint of Internal Dynamics[C]// 2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID), Xiamen, China, 2019: 1-7.
- [92] Hao Q, Li B, Sun Y, et al. Operating Region and Boundary Control of Modular Multilevel Converter Station Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1146-1157.
- [93] 徐政. 联于弱交流系统的直流输电特性研究之一——直流输电的输送能力[J]. 电网技术, 1997(01): 12-16.
- [94] 辛焕海, 董炜, 袁小明, 等. 电力电子多馈入电力系统的广义短路比[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(22): 6013-6027.
- [95] 吴广禄, 王姗姗, 周孝信, 等. VSC 接入弱电网时外环有功控制稳定性解析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39 (21): 6169-6183.
- [96] 吴广禄, 周孝信, 王姗姗, 等. 柔性直流输电接入弱交流电网时锁相环和电流内环交互作用机理解析研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38 (09): 2622-2633+2830.
- [97] Zhang Lidong, Harnfors L, Nee H P. Interconnection of two very weak AC systems by VSC-HVDC links using power-synchronization control[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2011, 26(1): 344-355.
- [98] Zhou J Z, Ding Hui, Fan Shengtao, 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.
- [99] Egea-Alvarez A, Fekrisl S, Hassan F, et al. Advanced vector control for voltage source converters connected to weak grids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(6): 3072-3081.
- [100] 郭春义, 殷子寒, 赵成勇. MMC-HVDC 系统在整流和逆变工作模式下的小干扰稳定性对比研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(24): 7349-7358+7461.

- [101] 苑宾, 李探, 许建中, 等. 联接弱交流电网 MMC 系统小信号稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5339-5349.
- [102] 王烨, 郭春义, 赵成勇. 基于小干扰稳定性和运行约束条件的 MMC 系统临界运行短路比评估方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 2853-2864.
- [103] 刘昇, 徐政. 联于弱交流系统的 VSC-HVDC 稳定运行区域研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(01): 133-144.
- [104] 王银顺, 李潇潇, 张鑫. 基于临界短路比的 VSC-HVDC 接入弱交流系统的运行特性[J]. 高电压技术, 2017, 43(04): 1106-1113.
- [105] 邵冰冰, 赵书强, 高本锋, 等. 连接弱交流电网的 VSC-HVDC 失稳机理及判据研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3884-3896.
- [106] 胡家兵, 袁小明, 程时杰. 电力电子并网装备多尺度切换控制与电力电子化电力系统多尺度暂态问题[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18).
- [107] 朱蜀, 刘开培, 秦亮, 等. 电力电子化电力系统暂态稳定性分析综述[J]. 中国电机工程学报. 2017, 37(14), 3948-3962.
- [108] M. G. Taul, X. Wang, P. Davari, et al. An overview of assessment methods for synchronization stability of grid-connected converters under severe symmetrical grid faults[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9655-9670.
- [109] X Wang, Taul M G, Wu H, et al. Grid-Synchronization Stability of Converter-Based Resources——An Overview[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2020, 1(1): 115-134.
- [110] Hu Q, Fu L, Ma F, et al. Large Signal Synchronizing Instability of PLL-Based VSC Connected to Weak AC Grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019: 3220-3229.
- [111] Wu H, Wang X. Transient Stability Impact of the Phase-Locked Loop on Grid-Connected Voltage Source Converters[C]// International Power Electronics Conference (IPEC-ECCE Asia), 2018.
- [112] Wu H, Wang X. Design-Oriented Transient Stability Analysis of PLL-Synchronized Voltage-Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3573-3589.
- [113] Pan D, Wang X, Liu F, et al. Transient Stability of Voltage-Source Converters with Grid-Forming Control: A Design-Oriented Study[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2):1019-1033.
- [114] Taul M G, Wang X, Davari P, et al. An Efficient Reduced-Order Model for Studying Synchronization Stability of Grid-Following Converters during Grid Faults[C]// 2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2019.

- [115] Zhao J, Huang M, Yan H, et al. Nonlinear and Transient Stability Analysis of Phase-Locked Loops in Grid-Connected Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 1018–1029.
- [116] Wu H, Wang X. Transient angle stability analysis of grid-connected converters with the first-order active power loop[C]// 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018.
- [117] Chen J, Milano F, O'Donnell T. Assessment of Grid-Feeding Converter Voltage Stability[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(5): 3980–3982.
- [118] He X, Geng H, Ma S. Transient Stability Analysis of Grid-Tied Converters Considering PLL's Nonlinearity[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(1):40-49.
- [119] Didier Marx, Pierre Magnem, Babak Nahid-Mobarakkeh, et al. Large Signal Stability Analysis Tools in DC power systems with Constant Power Loads and Variable Power Loads——A Review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1773-1787.
- [120] Jianbo Jiang, Fei Liu, Shangzhi Pan, et al. A Conservatism-Free Large Signal Stability Analysis Method for DC Microgrid Based on Mixed Potential Theory [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11342-11351.
- [121] 厉泽坤, 孔力, 裴玮, 等. 基于混合势函数的下垂控制直流微电网大扰动稳定性分析[J]. 电网技术, 2018, 42(11): 3725-3734.
- [122] Wenzhi Zhao, Jinghong Zheng, Zonghang Han, et al. Large disturbance stability analysis method based on mixed potential function for AC/DC hybrid distribution network with PET[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2020, 14(18): 3802-3813.
- [123] Adam G, Davidson I. Robust and Generic Control of Full-Bridge Modular Multilevel Converter High-Voltage DC Transmission Systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(6): 2468-2476.
- [124] Song Q, Yang W, Zhao B, Et Al. Energy Storage Requirement Reduction Using Negative-Voltage States of a Full-Bridge Modular Multilevel Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5243-5255.
- [125] 和敬涵, 黄威博, 李海英, 等. FBMMC 直流故障穿越机理及故障清除策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10): 1-7.
- [126] 陈禹六. 大系统理论及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1988: 40-52.
- [127] Konara H, Annakkage U, Karawita C. Stability Criterion for Interfacing a Transient Stability Model to a Dynamic Phasor Model[C]// 2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D). IEEE, 2018.

-
- [128] Konara H. Interfacing a Transient Stability Model to a Real-Time Electromagnetic Transient Simulation Using Dynamic Phasors[D]. University of Manitoba, Canada, 2019.
- [129] 姬煜轲, 许建中, 徐延明, 等. 无插值仿真平台中抑制数值振荡的阻尼电路设计方法[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(07): 143-149.
- [130] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相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(21): 48-55.
- [131] I. Dobson, T. Cutsem, C. Vournas, et al. Voltage Stability Assessment: Concepts, Practices and Tools[R]. IEEE Power Engineering Society, Power System Stability Subcommittee Special Publication, Aug. 2002.
- [132] M. Zygmanowski, 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.
- [133] I. M. Sanz, P. D. Judge, C. E. Spallarossa, et al. Dynamic Overload Capability of VSC HVDC Interconnections for Frequency Support[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4):1544-1553.
- [134] 欧阳逸风, 邹宇. 弱电网条件下并网逆变器的锁相环静态稳定分析[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(18): 74-79.
- [135] 郑超, 张鑫, 吕盼, 等. VSC-HVDC 与弱交流电网混联系统大扰动行为机理及稳定控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(03): 629-641+943.
- [136] Hassan K.Khali. Nonlinear Systems(3rd Edition)[M]. The U.S.: Prentice Hall, 2001: 68-130.
- [137] Chiang H D, Hirsch M W. Stability regions of nonlinear autonomous dynamical systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1988, 33(1): 16-27.

附录

附录 A：基准值系统

本论文中采用的基准值系统如下表所示，其中， U_{dcN} 和 P_N 分别为额定直流电压和额定直流功率， U_{iN} 为 PCC 点额定电压， U_{vN} 为变压器阀侧额定电，计算方式如式(A-1)所示。

$$U_{vN} = \frac{\sqrt{3}m_k}{2\sqrt{2}}U_{dcN}$$

(A-1)

式中 m_k —— 换流变压器空载变压比，一般取 0.85。

表 A-1 基准值系统
Table A-1 Based value system

基准值	定义
基准频率 ω_B / Hz	$2\pi f_0$
基准功率 S_B / MVA	P_N
阀侧基准电压 U_{vB} / kV	$\sqrt{2}U_{vN}/\sqrt{3}$
阀侧基准电流 I_{vB} / kA	$\sqrt{2}S_B/U_{vN}$
阀侧基准阻抗 Z_{vB} / Ω	U_{vB}/I_{vB}
阀侧基准电感 L_{vB} / H	Z_{vB}/ω_B
阀侧基准电容 C_{vB} / F	$1/(\omega_B Z_{vB})$
网侧基准电压 U_{sB} / kV	$\sqrt{2}U_{iN}/\sqrt{3}$
网侧基准电流 I_{sB} / kA	$\sqrt{2}S_B/U_{iN}$
网侧基准阻抗 Z_{sB} / Ω	U_{iB}/I_{iB}
网侧基准电感 L_{sB} / H	Z_{sB}/ω_B
网侧基准电容 C_{sB} / F	$1/(\omega_B Z_{sB})$
直流基准电压 U_{dcB} / kV	U_{dcN}
直流基准电流 I_{dcB} / kA	P_N/U_{dcN}
直流基准阻抗 Z_{dcB} / Ω	U_{dcB}/I_{dcB}
直流基准电感 L_{dcB} / H	Z_{dcB}
直流基准电容 C_{dcB} / F	$1/Z_{dcB}$

附录 B：MMC 稳态相量模型矩阵参数

2.5.1 节中式(2-32)所示 MMC 稳态运行方程中的矩阵表达式如式(B-1)至(B-5)所示。

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{M_{ed}}{8} & -\frac{M_{eq}}{8} \\ \frac{4M_{dc}M_{eq} - M_{ed}M_{2q} + M_{eq}M_{2d}}{32\omega C_{eq}} & -\frac{4M_{dc}M_{ed} - M_{ed}M_{2d} - M_{eq}M_{2q}}{32\omega C_{eq}} \\ -\frac{3M_{dc}M_{eq} + M_{ed}M_{2q} + M_{eq}M_{2d}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3M_{dc}M_{ed} - M_{ed}M_{2d} + M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{3M_{dc}M_{ed} + M_{ed}M_{2d} - M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3M_{dc}M_{eq} - M_{ed}M_{2q} - M_{eq}M_{2d}}{16\omega C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (B-1)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M_{dc}}{2} & \frac{M_{2d}}{4} & \frac{M_{2q}}{4} \\ \frac{M_{dc}}{2} & 0 & -\frac{M_{dc}M_{2q} + 2M_{ed}M_{eq}}{16\omega C_{eq}} & \frac{M_{dc}M_{2d} + M_{ed}^2 - M_{eq}^2}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{M_{2d}}{2} & \frac{M_{dc}M_{2q} + 2M_{ed}M_{eq}}{8\omega C_{eq}} & 0 & \frac{2M_{dc}^2 + M_{ed}^2 + M_{eq}^2}{16\omega C_{eq}} - 2\omega L_0 \\ \frac{M_{2q}}{2} & -\frac{M_{dc}M_{2d} + M_{ed}^2 - M_{eq}^2}{8\omega C_{eq}} & 2\omega L_0 - \frac{2M_{dc}^2 + M_{ed}^2 + M_{eq}^2}{16\omega C_{eq}} & 0 \end{bmatrix} \quad (B-2)$$

$$C = [0 \quad -1/2 \quad 0 \quad 0]^T \quad (B-3)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{8M_{dc}^2 + (M_{ed}^2 + M_{eq}^2) - 2(M_{2d}^2 + M_{2q}^2)}{32\omega C_{eq}} \\ \frac{8M_{dc}^2 + (M_{ed}^2 + M_{eq}^2) - 2(M_{2d}^2 + M_{2q}^2)}{32\omega C_{eq}} & 0 \end{bmatrix} \quad (B-4)$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{M_{ed}}{2} & \frac{M_{eq}}{2} \\ \frac{4M_{dc}M_{eq} - M_{ed}M_{2q} + M_{eq}M_{2d}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{4M_{dc}M_{eq} - M_{ed}M_{2d} - M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} \\ -\frac{3M_{dc}M_{ed} + M_{ed}M_{2q} + M_{eq}M_{2d}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3M_{dc}M_{ed} - M_{ed}M_{2d} + M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{3M_{dc}M_{ed} + M_{ed}M_{2d} - M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{3M_{dc}M_{ed} - M_{ed}M_{2q} - M_{eq}M_{2d}}{16\omega C_{eq}} \end{bmatrix}^T \quad (B-5)$$

附录 C: P - Q 曲线族包络线与雅克比矩阵奇异等价性证明

P - Q 曲线方程对 M_e 和 θ_e 的偏导数与潮流方程雅克比矩阵元素之间的关系如式

(C-1)所示:

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial M_e} = \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} + \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} \\ \frac{\partial P}{\partial \theta_e} = \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} + \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \\ \frac{\partial Q}{\partial M_e} = \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} + \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} \\ \frac{\partial Q}{\partial \theta_e} = \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} + \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \end{cases} \quad (C-1)$$

将式(4-5)所示包络线方程写成(C-2), 并将(C-1)代入, 整理后可以得到式(C-3):

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial M_e} = k \frac{\partial P}{\partial \theta_e} \\ \frac{\partial Q}{\partial M_e} = k \frac{\partial Q}{\partial \theta_e} \end{cases}, k \neq 0 \quad (C-2)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \left(\frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} - k \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} \right) = - \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \left(\frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} - k \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \right) \\ \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \left(\frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} - k \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} \right) = - \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \left(\frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} - k \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \right) \end{cases} \quad (C-3)$$

即,

$$\frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} = \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \quad (C-4)$$

从而推导得出潮流方程雅克比矩阵的行列式为 0, 如式(C-5)所示。

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{\partial P}{\partial U_{td}} & \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \\ \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} & \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \end{vmatrix} = \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} - \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} = 0 \quad (C-5)$$

附录 D: MMC-HVDC 接入交流电网静态稳定分析

平衡点存在是系统稳定运行的必要条件, 首先根据鞍结分岔条件判断系统是否存在平衡点。对于一个非线性动力系统, 平衡点即 $f(x, \mu)=0$ 的解, 其中 $f(x, \mu)=0$ 是一个非线性代数方程组。随着参数 μ 的改变, 系统的一组平衡点(鞍点和结点)互相逼近直至相遇, 当参数 μ 继续沿这一方向变化, 动力系统的所有轨线最终都逃向无穷, 这种现象称为鞍结分岔(saddle-node bifurcation, SNB)^[126]。在鞍结分岔

点处，系统的雅克比矩阵奇异。

根据 4.3.1 节中 MMC 接入交流电网的功率方程(4-17)-(4-19)，按照控制方式，定无功功率控制取 $\mu=[P, Q, \theta_{pll}]^T$ ，定交流电压控制取 $\mu=[P, U_t, \theta_{pll}]^T$ ，计算雅克比矩阵的行列式，得到鞍结分岔点的判据，记为 S_{snb} 。

(1) 定无功功率

$$S_{snb} = \frac{\lambda_{scr}^2 E_s E_{mmc} U_t (E_s - 2U_t \cos \delta_s)}{k_t^2 (X_T + X_{L0}/2 + X_{mmc})^2} = 0 \quad (D-1)$$

(2) 定交流电压

$$S_{snb} = \frac{\lambda_{scr}^2 E_s E_{mmc} U_t \sin(\delta_s - \theta_s)}{k_t^2 (X_T + X_{L0}/2 + X_{mmc})^2} = 0 \quad (D-2)$$

鞍结分岔点的分析可以判断系统有无平衡点，但分析的假设前提是参数 μ 可以通过控制实现，因此还要分析参数 μ 的控制过程稳定性，即参数 μ 是否可以稳定地过渡到目标值。MMC 接入交流电网后，MMC 控制器通过控制 d 、 q 轴电流实现对目标功率的追踪。要求 d 轴和 q 轴控制系统分别追踪其控制目标，一旦 d 轴或 q 轴形成图 D-1 所示的正反馈循环后，提升外环控制参考值反而使得被控量下降，MMC 系统将不能实现稳定运行^[103-105]。例如提升有功功率指令，而有功功率 P 对 d 轴电流 I_d 的灵敏度为负，则功率反而降低， d 轴电流参考值进一步增大，出现不稳定的正反馈循环。

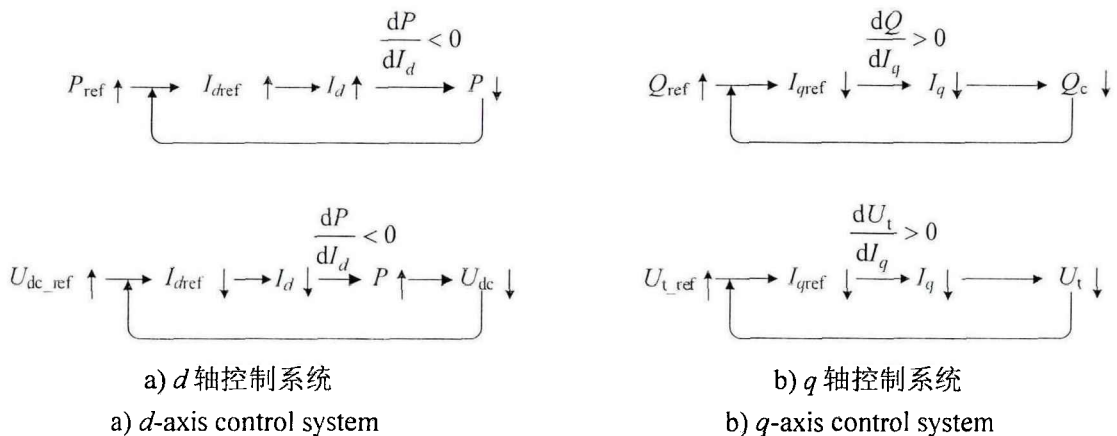


图 D-1 MMC 控制系统不稳定正反馈循环

Fig.D-1 Unstable positive feedback loop of MMC controller

d 轴和 q 轴控制系统都要能够保持稳定运行，MMC 接入交流电网后，要满足如下条件才可能稳定运行：

(1) 定无功功率控制

$$\begin{cases} S_d = \frac{dP}{dI_d} = \frac{U_t \lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s)}{\lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s) + I_d \cos(\delta_s - \theta_s)} > 0 \\ S_q = \frac{dQ}{dI_q} = -\frac{U_t \lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s)}{\lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s) + I_q \sin(\delta_s - \theta_s)} < 0 \end{cases} \quad (D-3)$$

(2) 定交流电压控制

$$\begin{cases} S_d = \frac{dP}{dI_d} = U_t > 0 \\ S_q = \frac{dU_t}{dI_q} = -\frac{U_t \sin(\delta_s - \theta_s)}{\lambda_{scr} (E_s - 2U_t \cos \delta_s) + I_q \sin(\delta_s - \theta_s)} < 0 \end{cases} \quad (D-4)$$

式(D-3)所示的定无功功率控制判据 S_d 和 S_q 有变号特性, 对比定无功控制鞍结分岔点判据式(D-1), 两者分子项都包含 $(E_s - 2U_t \cos \delta_s)$, 意味着在系统穿过满足 $(E_s - 2U_t \cos \delta_s) = 0$ 的平衡点时, 外环控制稳定判据一定会变号, 但判断在定无功功率控制时能否提升有功功率至鞍结分岔点, 还需要进一步分析 d 、 q 轴外环控制稳定判据的符号情况。类似地, 式(D-4)中的定交流电压控制的判据 S_q 有变号特性, 对比(D-2)所示定交流电压控制的鞍结分岔点判据, 两者的分子项都包含 $\sin(\delta_s - \theta_s)$, 同样需要进一步分析 q 轴外环控制稳定判据的符号情况, 判断能否在定交流电压控制时提升有功功率达到其鞍结分岔点。

对定无功功率控制和定交流电压控制分别进行计算, 取 $\theta_{pll} = 0$, 得到各变量随 I_d 变化的曲线。图 D-2 所示为定无功功率控制, 图 D-3 所示为定交流电压控制, 图中算例 $E_s = 1$, $\lambda_{scr} = 2$, $\theta_s = 80^\circ$, 换流器参数取 $\varepsilon_{cap} = 7.5\%$ 和 $\varepsilon_{lkm} = 15\%$ 。图中实线表示附加环流抑制控制 ($I_{cir} = 0$, $\theta_{cir} = 0$), 虚线表示无环流抑制控制 ($M_2 = 0$, $\theta_2 = 0$)。可以看出, 环流控制模式对换流器的交流侧外特性没有影响, 但会影响交流调制比 M_e , 从而影响换流器自身的工作极限; 环流控制模式对锁相环同步稳定性的影响很小, 可以忽略不计; 环流控制模式不影响鞍结分岔点的位置。

由下图 D-2 和 D-3 可知, 采用定无功功率功率控制时, 随着 I_d 增大, S_d 由正变负出现过零点, 对应 $P-I_d$ 曲线的极大值点。 S_q 随 I_d 的变化特性与 Q 的值有关。若 $Q = 0$, q 轴始终满足稳定条件。若 $Q \neq 0$, S_q 出现过零点, 且与 S_d 过零点相同; S_q 还存在变号的间断点, 当 $Q < 0$ 时, 过零点先于间断点出现, q 轴与 d 轴同时不满足稳定条件, 且该临界点即为定无功功率的鞍结分岔点; 当 $Q > 0$ 时, 间断点先于过零点出现, q 轴先于 d 轴不满足稳定条件, 此时 MMC 无法提升有功功率至其鞍结分岔点。也就是说, $Q \leq 0$ 时, MMC 接入交流系统静态稳定临界点由 d 轴静态稳定特性决定; $Q > 0$ 时, 由 q 轴静态稳定特性决定。

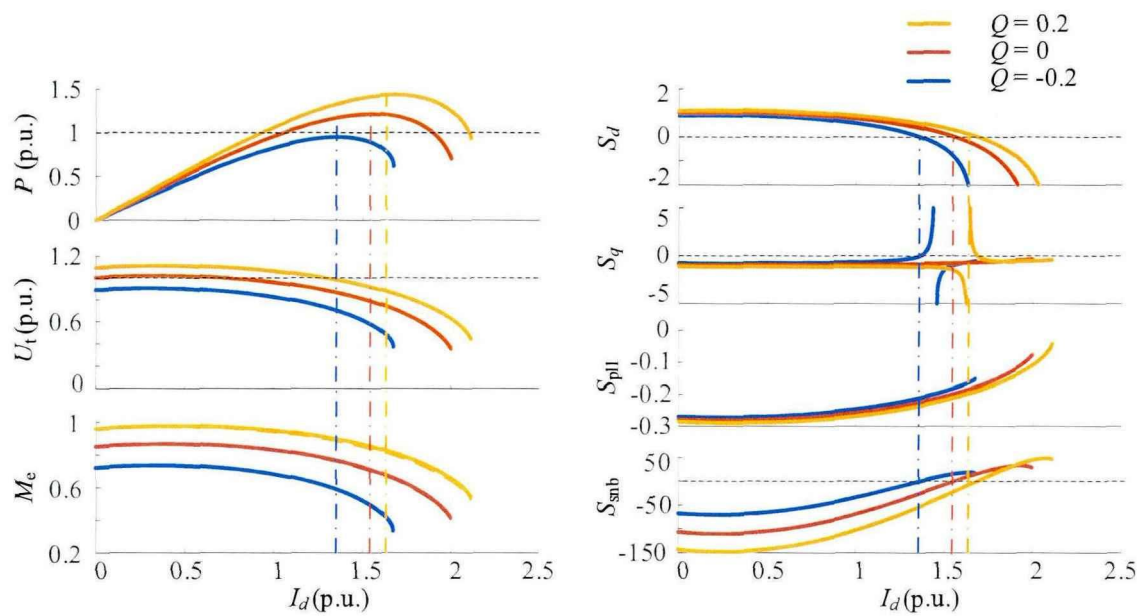


图 D-2 逆变模式定无功功率控制的运行变量和稳定指标

Fig.D-2 Operating variables and static stability indexes of inverter under constant reactive power

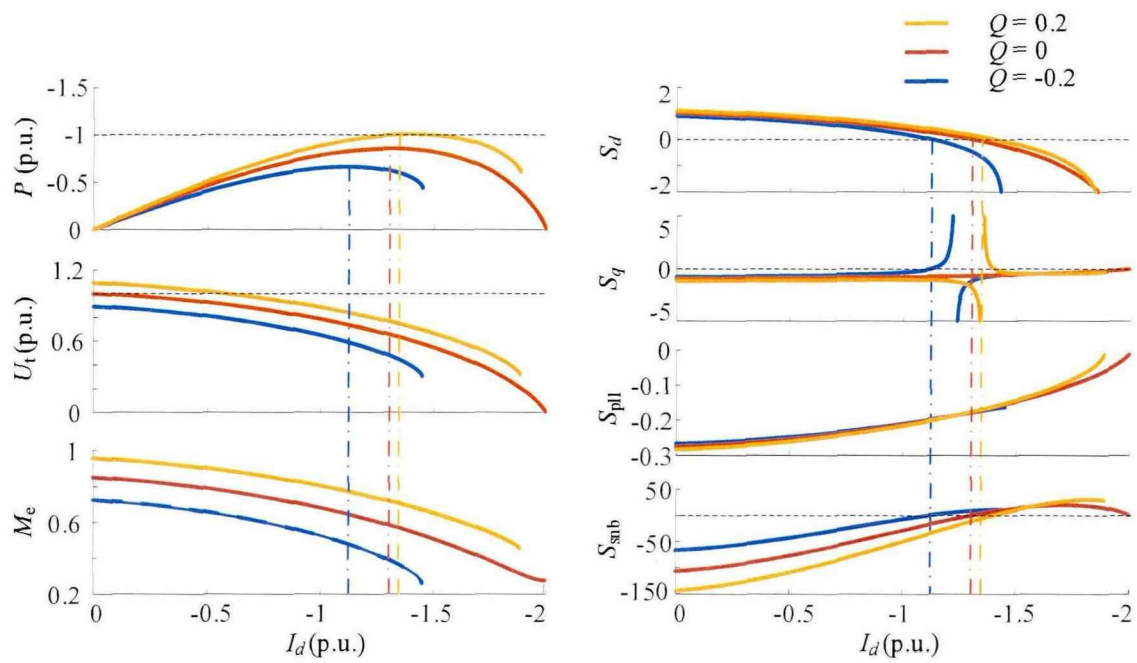


图 D-3 整流模式定无功功率控制的运行变量和稳定指标

Fig.D-3 Operating variables and static stability indexes of rectifier under constant reactive power

由下图 D-4 和 D-5 可知，采用定交流电压控制时，随着 I_d 增大， d 轴始终满足稳定判据； S_q 出现变号过零点，且过零点左侧的运行点满足 q 轴稳定条件，过零点右侧的运行点不满足 q 轴稳定条件。MMC 接入交流系统静态稳定特性由 q 轴静态稳定特性决定。

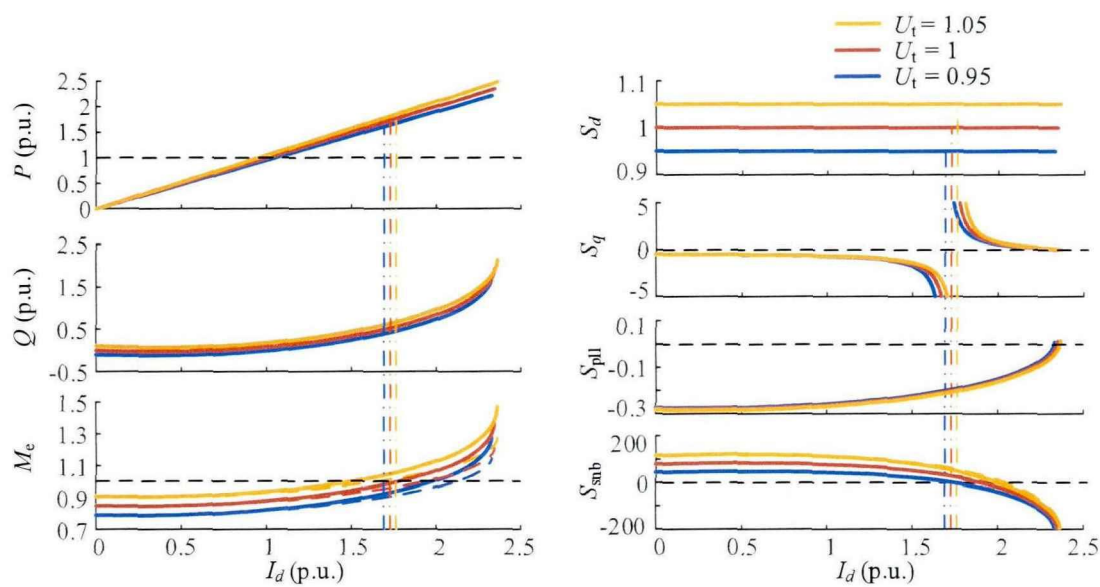


图 D-4 逆变模式定交流电压控制的运行变量和稳定指标

Fig.D-4 Operating variables and static stability indexes of inverter under constant ac voltage

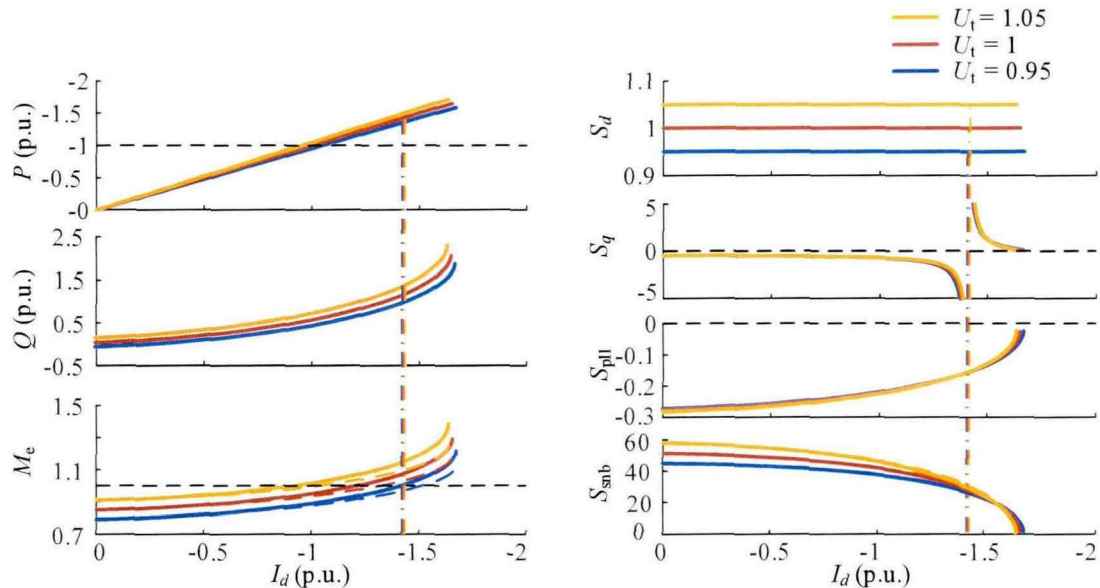


图 D-5 整流模式定交流电压控制的运行变量和稳定指标

Fig.D-5 Operating variables and static stability indexes of rectifier under constant ac voltage

对上述分析进行总结，得到如 4.3.2.2 节中表 4-1 所示的 MMC 接入交流电网的鞍结分岔点、锁相环同步稳定性临界点、 dq 轴外环控制稳定临界点对应 I_d 的关系。

附录 E：MMC-HVDC 接入交流电网的临界短路比

表 E-1 和表 E-2 所示分别为逆变模式下采用定无功功率控制和定交流电压控制的 MMC-HVDC 的临界短路比；表 E-3 和表 E-4 所示分别为整流模式下采用定无功

功率控制和定交流电压控制的 MMC-HVDC 的临界短路比, 表中 $\theta_s=80^\circ$ 。总体来说, 整流模式的临界短路比高于逆变模式, 因为整流模式下输送相同的有功功率需要更多的无功支撑, 对电网强度的要求更高。同时, 采用定交流电压控制的临界短路比低于定无功功率的情况, 因为定交流电压可以在电网强度较弱时提供一定的无功功率支撑, 使 MMC 接入短路比更低的电网而实现额定功率的输送。

横向对比表 E-1 和表 E-3 的中数据, 增大输出的无功功率 Q 可以降低 MMC-HVDC 接入交流系统临界短路比, 提高 MMC-HVDC 系统的稳定裕度, 这与定交流电压比定无功功率控制时 MMC-HVDC 的临界短路比更低的结论相一致。类似地, 横向对比表 E-2 和表 E-4 中的数据, 提高电压 U_i 的控制目标, 都可以降低 MMC-HVDC 接入交流系统临界短路比, 提高 MMC 的稳定裕度。

内电势 E_s 反映了交流电网不同的调压特性, 纵向对比各表中数据, E_s 越高, MMC 的临界短路比越小, MMC 可以接入更弱的交流系统而实现额定功率的输送。定电压控制下的临界短路比对交流电网等效电动势的灵敏性相对较小。

表 E-1 逆变模式定无功功率控制临界短路比

Table E-1 CSCR-MMC of inverter under constant reactive power control

$E_s \backslash Q$	-0.2	-0.1	0	0.1	0.2
0.95	2.3116	2.0605	1.8313	1.6262	1.4457
1.00	2.0862	1.8596	1.6527	1.4677	1.3047
1.05	1.8923	1.6867	1.4991	1.3312	1.1834
1.10	1.7242	1.5369	1.3659	1.2130	1.0783

表 E-2 逆变模式定交流电压控制临界短路比

Table E-2 CSCR-MMC of inverter under constant ac voltage control

$E_s \backslash U_i$	0.95	0.975	1	1.025	1.05
0.95	1.2846	1.2385	1.1951	1.1543	1.1159
1.00	1.2462	1.2014	1.1593	1.1197	1.0824
1.05	1.2109	1.1673	1.1264	1.0879	1.0516
1.10	1.1781	1.1357	1.0959	1.0584	1.0230

表 E-3 整流模式定无功功率控制临界短路比

Table E-3 CSCR-MMC of rectifier under constant reactive power control

$E_s \backslash Q$	-0.2	-0.1	0	0.1	0.2
0.95	3.0812	2.8302	2.6009	2.3959	2.2153
1.00	2.7808	2.5542	2.3473	2.1623	1.9993
1.05	2.5223	2.3168	2.1291	1.9612	1.8134
1.10	2.2982	2.1109	1.9399	1.7870	1.6523

表 E-4 整流模式定交流电压控制临界短路比

Table E-4 CSCR-MMC of rectifier under constant ac voltage control

$E_s \backslash U_i$	0.95	0.975	1	1.025	1.05
0.95	1.5694	1.5258	1.4849	1.4464	1.4104
1.00	1.4991	1.4563	1.4165	1.3788	1.3436
1.05	1.4367	1.3949	1.3558	1.3190	1.2847
1.10	1.3810	1.3402	1.3019	1.2661	1.2323

攻读博士学位期间发表的论文及成果

（一）发表的学术论文

- [1] **Jiecong Wang**, Chongru Liu, Udaya Annakkage, et al. Steady-state Power Operation Region of a Modular Multilevel Converter Connecting to an ac Grid[J]. High Voltage, 2021: 1-15. (EI: 20211810274089, SCI 待检)
- [2] 王洁聪, 刘崇茹, 徐东旭, 等. 基于 RTDS 的模块化多电平换流器闭锁状态仿真建模方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(16): 3686-3696. (EI: 20184205953481)
- [3] 王洁聪, 刘崇茹, 徐东旭, 等. 基于实时数字仿真器的模块化多电平换流器内部故障混合仿真模型[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3831-3842. (EI: 20212010359076)
- [4] 王洁聪, 郭琦, 刘崇茹, 等. 模块化多电平换流器的稳态相量模型及功率区间计算方法[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(6): 91-99. (EI 待检)
- [5] Huican Chen, **Jiecong Wang**, Junlei Liu, et al. Validation Method for Simulation Model of Internet of Things-Aided Power System[J]. IEEE Access, 2020, 8(1):1185-1192. (SCI: 000507293900096)
- [6] 喻建瑜, 刘崇茹, 王洁聪. 不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5653-5665. (EI: 20203909225179)
- [7] 徐东旭, 刘崇茹, 王洁聪, 等. 钳位双子模块型 MMC 的电磁暂态等效模型[J]. 电网技术, 2016, 40(10): 3176-3183. (EI: 20164202912180)
- [8] 徐东旭, 刘崇茹, 郑伟, 王洁聪, 等. 一种基于载波移相调制的模块化多电平换流器冗余策略[J]. 现代电力, 2018(06): 62-70.

（二）授权和受理的专利

- [1] 孙吉波, 王洁聪, 伍双喜, 等. “基于实时数字仿真器的模块化多电平换流器桥臂建模方法”, CN107942729B.
- [2] 刘崇茹, 王洁聪, 谢国超, 等. “基于实时数字仿真器的模块化多电平换流器闭锁建模方法”, CN108229021A.

（三）获得的科技奖励

- [1] “柔性直流系统实时仿真基础理论、核心技术及工程应用”, 中国电工技术学会科技进步奖一等奖, 2020-J-1-02-D01, 中国电工技术学会, 2021-04-17.

攻读博士学位期间参加的科研工作

- [1] “受端电网对柔性直流承载特性与能力研究”，国家电网公司科学技术项目，2019.01-至今，主研人。
- [2] “电压源换流器与直流电网数字仿真相似性科学的工程方法研究”，中国电力科学研究院项目，2018.01-2018.06，主要完成人。
- [3] “张北柔性直流电网系统构建方案研究”，国家电网公司科学技术项目，2016.01-2018.11，主要完成人。
- [4] “ $\pm 800\text{kV}$ 特高压模块化多电平柔性直流输电前期技术研究”，国家电网公司科学技术项目，2016.01-2018.07，主要完成人。
- [5] “含精确柔性直流模型的大电网实时仿真模型开发”，南方电网科学研究院项目，2015.03-2016.11，主要完成人。

致 谢

值此论文完成之际，谨向所有帮助和关心我的人表示感谢！

衷心感谢导师刘崇茹教授六年半以来的悉心指导。犹记入组最初，刘老师细致地指导我完成第一份项目报告，“如实撰写”四个字带领我走进科研的大门。刘老师始终坚持对科研成果实践价值的追求，对自己高标准要求，真心为学生着想，将会是我一生学习和追逐的榜样。

感谢课题组所有同门在我学习、科研和生活等各方面所给予的支持，特别感谢黎晓、刘昊宇和牛纪伟师弟对本论文的指导和帮助。在刘崇茹教授的带领下，课题组始终保有踏实的科研氛围，能打硬仗、善打硬仗，相信课题组的未来会更加光明，也希望各位同门所向披靡，实现个人追求。

感恩父母一直以来的理解和支持，若无长进，我以何待父母。感激朋友们的关心和鼓励，智者互抬，希望我们相互成就。

十年华电求学即将结束，终将告别学生身份，面对新的征程。无论前路，都希望最终能够成为一个善良和谦卑的人。

