

华北电力大学

博士学位论文

柔性直流接入的电网高频振荡阻尼控制
策略及实时仿真研究

**Research on Active Damping Control and Real-Time
Simulation of High Frequency Resonance in
Grid-Connected VSC-HVDC System**

王 宇

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

柔性直流接入的电网高频振荡阻尼控制 策略及实时仿真研究

博士研究生: 王宇

导师: 李庚银教授

副导师: 刘崇茹教授

申请学位: 工学博士

学科: 电气工程

专业: 电气工程

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

**Research on Active Damping Control and Real-Time
Simulation of High Frequency Resonance in
Grid-Connected VSC-HVDC System**

Candidate:	Wang Yu
Supervisor:	Prof. Li Gengyin
Vice 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-Conferring-Institution:	North China Electric Power University

摘 要

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 采用子模块级联的拓扑结构, 具有开关频率低、输出波形质量好、对开关一致性要求低等优势, 基于模块化多电平换流器的柔性高压直流输电技术在风电接入、电网异步互联等领域迅速发展。实际工程投运前需要依托实时仿真对控制和保护系统进行硬件在环实验, 以期在无破坏的前提下模拟运行中的各类工况, 确保工程投运后系统安全稳定运行。为获得较高的电压等级和容量, 实际系统中单个 MMC 桥臂通常包含数百个子模块, 一方面大量电气节点会给 MMC 一次系统实时仿真带来巨大挑战; 另一方面 MMC 控制系统需要处理海量数据采集、传输、复杂控制计算, 导致整个控制链路延时较长, 恶化系统动态特性, 甚至造成换流器并网后系统有振荡失稳的风险。

近年来, 多个柔性直流工程在调试或运行阶段出现高频振荡现象。本文针对 MMC 接入交流电网后的高频振荡问题展开研究, 分析高频振荡产生机理, 提出高频振荡抑制策略, 并开发相应的硬件在环实验平台对理论分析和振荡抑制策略进行验证。本文的具体研究内容归纳如下:

提出了考虑网络阻抗耦合的 MMC 交直流侧阻抗通用计算方法, 能够对 MMC 直流侧阻抗、交流侧正序阻抗、交流侧负序阻抗进行准确计算。分析了 MMC 在交、直流侧小信号激励下内部谐波变量的共性及差异, 通过频域线性化建立适用于 MMC 阻抗计算的通用模型。阻抗模型中对一次系统建模时详细分析了各耦合频率下的电流通路, 并考虑 MMC 所连接的交、直流网络阻抗的影响; 对控制系统建模时计及正负序分离和负序内环控制在内的全部控制环节。通过求解线性方程组对 MMC 阻抗进行计算, 分别在离线和实时仿真环境中对双端背靠背 MMC 系统 1Hz-5kHz 频段内、多种工况下进行扫频, 验证阻抗计算方法的准确性, 并详细分析了网络阻抗耦合、控制链路延时、功率等级、负序内环控制和外环控制等因素对 MMC 阻抗特性的影响。

提出了基于前馈电压低通滤波、电流级联自适应陷波的 MMC 高频振荡阻尼控制策略。首先基于所建立的 MMC 阻抗模型, 推导了 MMC 交流侧高频段简化阻抗表达式, 定位与高频振荡相关的控制环节。然后针对因交流输电网拓扑结构复杂、运行方式多变导致的 MMC 并网后谐振频率难以预测的特点, 改进了 MMC 内环控制, 通过对前馈电压低通滤波、电流级联自适应带阻滤波消除链路延时带来的负阻效应, 达到抑制高频振荡的效果。最后通过硬件在环实验对提出的振荡

抑制策略进行了验证。所提出的振荡抑制策略能够在谐振频率处局部重塑 MMC 阻抗,使其不满足谐振条件,达到消散振荡的目的,对交流系统不同运行方式下 also 具有很好的兼容性,能够保证系统安全稳定运行。

开发了基于现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)的 MMC 实时仿真模型。利用 FPGA 的并行特性实现 MMC 阀组的实时仿真计算,并将计算结果等值为 RTDS 小步长环境下的受控戴维南支路。将每个桥臂子模块进行分组,每组通过流水线架构完成等值计算,提高计算效率,而组与组之间采用同步并行计算。针对纯实时仿真和外接控制器进行硬件在环实验两种应用场景,分别设计了集成排序网络和集成高速串行 Aurora 通信接口的实时仿真模型。通过与 PSCAD/EMTDC 中仿真模型在潮流反转、交直流侧故障、闭锁启动充电等工况下对比测试,验证所开发模型的仿真精度。

开发了基于 FPGA 的 MMC 集成控制器,在单块 FPGA 板卡内能够完成单端 MMC 的全部控制策略。控制器设计充分发挥 FPGA 的并行特性,采用控制模块内并行设计、控制模块间并行处理以及整体时序优化极大提高了 MMC 控制计算速度。基于 RTDS 和所开发的一次系统实时仿真模型构建硬件在环实验平台,通过潮流反转实验、开关频率优化实验、环流抑制投退实验,对控制器的性能进行验证。同时基于此硬件在环实验平台,对本文所提出的阻抗模型的准确性和高频振荡抑制策略的有效性进行了验证,对实际工程具有一定的指导意义。

关键词: 模块化多电平换流器; 高频振荡; 阻抗建模; 稳定性分析; 阻尼控制; 实时仿真

Abstract

Modular multilevel converter (MMC) adopts the topology of cascaded sub-modules (SMs) and has the merits such as low switching frequency, good output waveform, and low switching consistency. In recent years, voltage source converter-high voltage direct current (VSC-HVDC) based on MMC has been developing rapidly in the fields of wind power integration and AC grids asynchronous interconnection. Before the actual project is put into operation, it is necessary to test the control and protection system using hardware-in-the-loop experiments in the real-time simulation environment, in order to simulate various operating conditions without damage, and ensures the safe and stable operation after the project is put into operation. A single MMC bridge arm usually contains hundreds of SMs in real system to obtain higher voltage level and transmission capacity. On the one hand, a large number of electrical nodes will bring great challenges to the real-time simulation of the MMC primary system. On the other hand, the MMC control system needs to deal with massive data acquisition, transmission, complex control computation, resulting in long control link delay, deterioration of the system dynamics, and even the risk of oscillation when connected to the power grid.

In recent years, a number of high frequency resonance (HFR) problems have been reported in the VSC-HVDC projects during commissioning or operation stage. In this thesis, the HFR in grid-connected VSC-HVDC system is studied, the mechanism of HFR is analyzed, the active damping control strategy of HFR is proposed, and the corresponding hardware-in-the-loop experimental platform is developed to verify the theoretical analysis and the active damping control strategy. The specific research contents in this thesis are summarized as follows:

A generic AC/DC-side impedance calculation method of MMC considering grid impedance coupling is proposed, which can accurately calculate the MMC DC-side impedance, AC-side positive-sequence impedance and AC-side negative-sequence impedance. The similarities and differences of MMC internal harmonic variables under small-signal excitation at AC- and DC-side are analyzed. The impedance model is established by harmonic linearization in the frequency domain. When modeling the primary system, the current path under each coupling frequency is analyzed in detail, and the impact of AC- and DC-side network impedances connected with MMC is considered. When modeling the control system, all the control blocks including the positive and negative sequence separation and the negative-sequence inner loop control are considered. The impedance of MMC is calculated by solving linear equations, and the frequency scan of a two-terminal back-to-back MMC-HVDC

system in 1Hz-5kHz under various working conditions is carried out in offline and real-time simulation environment to verify the accuracy of this method. The influence of network impedance coupling, control link delay, power level, negative sequence inner loop control, and outer loop control on MMC impedance is analyzed in detail.

This thesis proposes an active damping control strategy of HFR in the grid-connected MMC-HVDC system based on the feedforward voltage low-pass filter and the current cascaded adaptive notch filter. Firstly, based on the established MMC impedance model, the simplified AC-side impedance expression of MMC in the high-frequency range is derived to locate the control blocks related to HFR. Then, considering the complex topology and changeable operation mode of the AC network, which makes it difficult to predict the resonance frequency, the inner loop control is modified, and the HFR damping control strategy of the feedforward voltage low-pass filter and the current cascaded adaptive band-stop filter is proposed to eliminate the negative resistance effect caused by the control link delay. Finally, the proposed strategy is verified by hardware-in-the-loop experiments. The proposed strategy can reshape the MMC impedance partially at the resonance frequency so that it does not meet the resonance conditions and achieves the purpose of dissipating the oscillation. It also has good compatibility with different operation modes of the AC system and ensures the safe and stable operation of the system.

A real-time MMC simulation model based on field programmable gate array (FPGA) is developed. The parallel characteristic of FPGA is used to realize the real-time calculation of the MMC valve. And the calculated result is equivalent to the controlled Thevenin branch in RTDS small time step environment. The SMs in each bridge arm are divided into several groups, and each group completes the equivalent calculation through pipeline architecture to improve the computation efficiency, while the groups are computed in parallel. For the applications of pure real-time simulation and the hardware-in-the-loop experiment with the external controller, the real-time simulation model with sorting network integrated and with high-speed serial Aurora communication interface integrated are designed, respectively. The accuracy of the developed model is verified by comparing the simulation results under power flow reversal, AC/DC-side fault, block start-up charging with PSCAD/EMTDC.

An MMC integrated controller based on FPGA is developed, which can implement all the control strategies of MMC in a single FPGA board. The controller makes full use of the parallel characteristics of FPGA, adopts the parallel design in each control block, the parallel processing between blocks, and the overall timing optimization, which greatly improves the calculation speed of MMC control system. Based on the RTDS and the developed MMC real-time simulation model, the

hardware-in-the-loop experimental platform is constructed. The performance of the controller is verified through power flow reversal, switching frequency optimization, and circulating current suppression on/off experiments. Furthermore, based on the experimental platform, the accuracy of the proposed impedance model and the effectiveness of the HFR suppression strategy are verified, which has a certain guiding significance for practical engineering.

Keywords: Modular multilevel converter, High frequency resonance, Impedance modeling, Stability analysis, Active damping control, Real-time simulation

目 录

摘要	I
Abstract	III
第 1 章 绪论	1
1.1 课题背景及研究的目的和意义.....	1
1.1.1 柔性直流输电技术的发展现状.....	1
1.1.2 课题的提出.....	3
1.2 国内外研究现状	6
1.2.1 柔性直流输电系统稳定性分析方法.....	6
1.2.2 模块化多电平换流器阻抗建模.....	7
1.2.3 换流器并网系统振荡抑制策略.....	8
1.2.4 模块化多电平换流器实时仿真模型.....	9
1.3 课题研究内容及章节安排.....	10
第 2 章 模块化多电平换流器交直流侧阻抗通用计算方法	12
2.1 引言	12
2.2 模块化多电平换流器时域模型.....	12
2.2.1 一次系统时域模型.....	12
2.2.2 控制系统时域模型.....	14
2.3 模块化多电平换流器频域模型.....	17
2.3.1 模块化多电平换流器的频率耦合特性.....	17
2.3.2 一次系统频域模型.....	20
2.3.3 控制系统频域模型.....	21
2.3.4 模块化多电平换流器交直流侧阻抗计算.....	26
2.4 仿真验证与分析	28
2.4.1 仿真系统	28
2.4.2 电网阻抗耦合的影响.....	29
2.4.3 控制链路延时的影响.....	32
2.4.4 功率等级的影响.....	33
2.4.5 负序内环控制的影响.....	34
2.4.6 外环控制方式的影响.....	37
2.5 交直流侧硬件在环振荡实验.....	37

2.5.1 实验平台	37
2.5.2 直流侧低频振荡实验.....	38
2.5.3 交流侧高频振荡实验.....	40
2.6 本章小结	44
第3章 柔性直流接入交流电网高频振荡阻尼控制策略	45
3.1 引言	45
3.2 MMC 交流侧高频段简化阻抗模型	45
3.3 柔性直流接入交流电网高频振荡机理分析.....	49
3.3.1 交流系统阻抗特性分析.....	49
3.3.2 MMC 交流侧高频阻抗特性分析	51
3.4 MMC 高频振荡阻尼控制策略设计	53
3.4.1 阻尼控制策略整体设计.....	53
3.4.2 振荡频率检测模块.....	57
3.4.3 信号滤波模块.....	58
3.5 硬件在环实验验证	59
3.5.1 实验平台配置.....	59
3.5.2 实验结果	61
3.6 本章小结	64
第4章 基于FPGA的模块化多电平换流器实时仿真模型	66
4.1 引言	66
4.2 模块化多电平换流器实时仿真模型.....	66
4.2.1 子模块等值模型.....	66
4.2.2 桥臂等值模型.....	69
4.3 实时仿真模型解算框架及其FPGA实现	70
4.3.1 FPGA 简述	70
4.3.2 基于并行流水线技术的桥臂计算模块.....	71
4.3.3 集成排序网络的 MMC 实时仿真模型	73
4.3.4 集成 Aurora 通信接口的 MMC 实时仿真模型.....	75
4.4 仿真验证与性能分析	76
4.4.1 仿真系统	76
4.4.2 仿真精度验证.....	77
4.4.3 FPGA 资源使用及时间性能	80
4.5 本章小结	82
第5章 基于FPGA的模块化多电平换流器并行化控制器设计	83

5.1 引言	83
5.2 控制环节并行化设计及 FPGA 实现	83
5.2.1 PI 控制器	84
5.2.2 低通滤波器	84
5.2.3 陷波滤波器	85
5.2.4 Park 变换及反变换	86
5.2.5 功率计算	88
5.2.6 最近电平调制、电容电压排序和触发信号生成	88
5.3 控制器整体时序设计及计算耗时	88
5.4 实验验证	91
5.4.1 实验系统	91
5.4.2 潮流反转实验	91
5.4.3 开关频率优化实验	92
5.4.4 环流抑制投退实验	94
5.5 本章小结	94
第 6 章 结论与展望	96
6.1 主要结论	96
6.2 研究展望	97
参考文献	99
附录 A MMC 稳态变量求解	109
附录 B 桥臂电压和电容电压总和小信号频率分量计算	111
附录 C DDSRF 推导过程	113
附录 D A_p 和 B_p 具体形式	116
攻读博士学位期间发表的论文及其它成果	118
攻读博士学位期间参加的科研工作	121
致 谢	122
作者简介	123

Contents

Abstract (In Chinese)	I
Abstract (In English)	III
Chapter 1 Introduction	1
1.1 Background, objective and significance of the subject	1
1.1.1 Development status of VSC-HVDC	1
1.1.2 Thesis proposition.....	3
1.2 Review of the research on domestic and abroad	6
1.2.1 Stability analysis method of VSC-HVDC system	6
1.2.2 Impedance modeling of modular multilevel converter	7
1.2.3 Resonance damping strategy for grid-connected converter system	8
1.2.4 Real-time simulation model of modular multilevel converter	9
1.3 Main research contents and chapter arrangement	10
Chapter 2 Generic AC/DC-side impedance calculation method for modular multilevel converter	12
2.1 Introduction	12
2.2 Time domain model of modular multilevel converter	12
2.2.1 Time domain model of primary system	12
2.2.2 Time domain model of control system	14
2.3 Frequency domain model of modular multilevel converter	17
2.3.1 MMC frequency coupling characteristics.....	17
2.3.2 Frequency domain model of primary system	20
2.3.3 Frequency domain model of control system.....	21
2.3.4 AC/DC-side MMC impedance calculation	26
2.4 Simulation verification and analysis	28
2.4.1 Simulation system.....	28
2.4.2 Impact of grid impedance coupling	29
2.4.3 Impact of control link delay	32
2.4.4 Impact of power level	33
2.4.5 Impact of negative sequence inner control.....	34
2.4.6 Impact of outer loop control	37
2.5 Hardware-in-the-loop experiments on AC/DC-side oscillation	37

2.5.1 Experimental platform	37
2.5.2 DC-side low frequency resonance experiment	38
2.5.3 AC-side high frequency resonance experiment	40
2.6 Brief summary	44
Chapter 3 Mechanism analysis and active damping control strategy of high frequency resonance in grid-connected MMC-HVDC system	45
3.1 Introduction	45
3.2 Simplified MMC AC-side impedance in high frequency range	45
3.3 Mechanism analysis of HFR in grid-connected MMC-HVDC system	49
3.3.1 Analysis of AC system impedance characteristics	49
3.3.2 Analysis of MMC high frequency impedance characteristics	51
3.4 Design of control strategy for HFR damping	53
3.4.1 Overall design of active damping strategy	53
3.4.2 Resonance frequency detection module	57
3.4.3 Signal filtering module	58
3.5 Hardware-in-the-loop experimental verification	59
3.5.1 Experimental platform configuration	59
3.5.2 Experimental results	61
3.6 Brief summary	64
Chapter 4 Real-time simulation model for MMC based on FPGA.....	66
4.1 Introduction	66
4.2 Real-time simulation model of MMC.....	66
4.2.1 Equivalent model of sub-module.....	66
4.2.2 Equivalent model of bridge arm	69
4.3 Solving framework and FPGA implementation of the simulation model	70
4.3.1 FPGA brief introduction	70
4.3.2 Bridge arm calculation module based on parallel pipeline	71
4.3.3 MMC real-time simulation model with sorting network integrated.....	73
4.3.4 MMC real-time simulation model with Aurora interface integrated.....	75
4.4 Simulation verification and performance analysis	76
4.4.1 Simulation system.....	76
4.4.2 Simulation accuracy verification	77
4.4.3 Resource usage and timing performance of FPGA	80
4.5 Brief summary	82

Chapter 5 Parallel controller design for MMC based on FPGA	83
5.1 Introduction	83
5.2 Parallel controller design and FPGA implementation	83
5.2.1 PI controller	84
5.2.2 Low-pass filter	84
5.2.3 Notch filter	85
5.2.4 Park transformation and inverse Park transformation	86
5.2.5 Power calculation	88
5.2.6 NLC, capacitor voltage balancing control and gate signal generation	88
5.3 Overall timing design and time consuming of controller	88
5.4 Experimental verification	91
5.4.1 Experimental system	91
5.4.2 Power flow reversal	91
5.4.3 Switching frequency optimization	92
5.4.4 Circulating current suppression control in and out of service	94
5.5 Brief summary	94
Chapter 6 Conclusions and prospects	96
6.1 Main conclusions	96
6.2 Research prospects	97
References	99
Appendix A Solution of MMC steady state variables	109
Appendix B Small-signal frequency components calculation of arm voltage and sum of capacitor voltages	111
Appendix C Derivation process of DDSRF	113
Appendix D Specific forms of A_p and B_p	116
Papers published in the period of Ph.D education	118
Research Work in the period of Ph.D education	121
Acknowledgements	122
Resume	123

第1章 绪论

1.1 课题背景及研究的目的和意义

1.1.1 柔性直流输电技术的发展现状

能源是人类经济社会发展的重要物质基础,推动能源清洁低碳安全高效利用是我国“十四五”规划和2035年远景目标的重要内容,也是实现国家“碳中和”战略的必然途径^[1-4]。我国的清洁能源主要由西南地区的水电、“三北地区”的风电和光伏组成,储量十分丰富^[5]。“十四五”期间,我国清洁能源装机将达到17亿千瓦,装机占比57.5%,发电量占比45%,其中包含水力发电4.6亿千瓦,风力发电5.4亿千瓦,太阳能发电5.6亿千瓦,“西电东送、北电南送”格局规模会持续扩大^[5]。因此,迫切需要建设满足清洁能源外送的电力输送通道^[7]。

高压直流输电(High Voltage Direct Current, HVDC)技术一直以来被认为是远距离、大容量输电和新能源接入的良好途径^[8]。传统高压直流输电技术采用基于晶闸管的半控型电力电子器件,由于晶闸管没有自关断能力,需依靠交流电网实现换相,因此也称为电网换相换流器型高压直流输电(Line Commutated Converter based HVDC, LCC-HVDC)^[9-10]。LCC-HVDC经济性好,控制方式简单,依靠晶闸管的大载流量,可以轻易实现高电压、大容量的交直流能量转换,但LCC-HVDC需配置大量无功补偿,且存在换相失败风险^[11]。

随着电力电子技术的发展,1990年加拿大麦吉尔大学的Boon-Tech Ooi教授等人提出以全控型电力电子器件如绝缘栅双极型晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)构成的电压源换流器型高压直流输电技术(Voltage Source Converter based HVDC, VSC-HVDC),又称为柔性直流输电技术^[12-14]。由于全控型器件既可以控制导通又可以控制关断,相比于晶闸管多了一维控制自由度,因此VSC可实现有功无功的独立解耦控制、可向无源网络供电。但两电平或三电平拓扑结构的VSC存在电压低、容量小,开关频率和损耗高,对器件开关动作一致性要求高等缺点^[15-18]。

为解决上述问题,2003年德国联邦国防军大学的R.Marquardt教授等人提出了模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)型柔性直流输电技术^[19-21]。MMC采用子模块级联的拓扑结构,具有模块化程度高、输出谐波特性好、扩展性强的特点,通过增加桥臂级联子模块个数的方式可以轻易实现电压等级提升和输电容量扩展^[22]。MMC已成为柔性直流输电的首选拓扑,在交流电

网异步互联、海上风电接入、城市供电、大规模可再生能源并网等方面取得了越来越多的工程应用。截止至 2020 年底，国内外投运与在建的柔性直流输电工程如表 1-1 所示^[23]。

表 1-1 国内外主要投运与在建的柔性直流输电工程

Table 1-1 VSC-HVDC projects in operation and under construction in the world

工程名称	投产年份	直流电压 (kV)	容量 (MW)	输电距离 (km)	制造商
Hellsjön-Grängesberg	1997	±10	3	10	ABB
Gotland	1999	±80	50	70	ABB
Terranora interconnector	2000	±80	3×60	59	ABB
Tjæreborg	2000	±9	7.2	4.3	ABB
Eagle Pass B2B	2000	±15.9	36	背靠背	ABB
Cross Sound Cable	2002	±150	330	40	ABB
Murraylink	2002	±150	220	180	ABB
Troll A	2005	±60	2×41	70	ABB
Estlink	2006	±150	350	105	ABB
Caprivi Link	2010	±350	300	950	ABB
Trans Bay Cable	2010	±200	400	85	Siemens
Valhall	2011	150	78	292	ABB
南汇风场接入	2011	±30	18	8.4	CEPRI
East West Interconnector	2012	±200	500	130	ABB
BorWin1	2012	±150	400	200	ABB
南澳三端	2013	±160	200,100,50	32	荣信,南瑞,西电
舟山五端	2014	±200	400,300,3×100	134	CEPRI,南瑞
Mackinac	2014	±70	200	背靠背	ABB
Skagerrak 4	2014	500	700	244	ABB
SylWin1	2015	±320	864	205	Siemens
BorWin2	2015	±300	800	200	Siemens
DolWin1	2015	±320	800	165	ABB
HelWin1	2015	±250	576	130	Siemens
HelWin2	2015	±320	690	130	Siemens
INELFE	2015	±320	2×1000	64	Siemens
厦门柔直	2015	±320	1000	背靠背	CEPRI
Troll A 3&4	2015	±66	2×50	70	ABB
ÅL-link	2015	±80	100	158	ABB
NordBalt	2015	300	700	450	ABB

续表 1-1

工程名称	投产年份	直流电压(kV)	容量(MW)	输电距离(km)	制造商
DolWin2	2016	±320	900	135	ABB
鲁西异步联网	2016	±350	1000	背靠背	----
DolWin3	2017	±320	900	160	Alstom
Maritime Link	2017	±200	500	360	ABB
Caithness - Moray	2018	±320	1200	160	ABB
渝鄂背靠背	2019	±420	4×1250	背靠背	----
BorWin3	2019	±320	900	200	Siemens
Nemo Link	2019	±400	1000	140	Siemens
COBRAcable	2019	±320	700	325	Siemens
张北直流电网	2020	±500	2×3000, 2×1500	495	南瑞
乌东德混合三端	2020	±800	8000/3000 /5000	1489	----
NORD.LINK	2020	±525	1400	623	ABB
IFA-2	2021	±320	1000	204	ABB
白鹤滩-江苏混合级联	2022	±800	8000	2088	----

从表 1-1 中看到, 柔性直流工程的电压等级和输电容量均不断提升, 已经由最初的 $\pm 10\text{kV}/3\text{MW}$ 发展到特高压直流输电级别的 $\pm 800\text{kV}/8000\text{MW}$ 水平; 换流器拓扑由两、三电平 VSC 发展到数百电平的 MMC, 并出现了 MMC 与 LCC 混合输电的形式; 直流系统由两端系统发展到多端系统, 并出现了带有网孔的直流电网。柔性直流输电技术作为能源互联的重要方式之一, 未来在大规模新能源接入、构建直流电网等领域还会有广阔的发展空间。本文主要针对基于 MMC 的柔性直流输电系统展开研究, 如无特殊说明, 本文中柔性直流均指基于 MMC 的柔性直流输电技术。

1.1.2 课题的提出

MMC 工作频率高, 易与互联的弱阻尼系统发生交互作用, 发生振荡现象, 危害系统安全稳定运行^[24]。随着多个柔性直流工程的投入使用, 与柔性直流换流器相关的稳定性问题日益凸显, 关系到柔性直流输电技术的大范围推广以及大规模柔性直流互联系统的稳定可靠运行。MMC 与交流系统交互作用引发的高频振荡现象在近期投运的柔性直流工程中频繁出现:

2015 年 10 月, 法西联网 INELFE 工程在交流网架拓扑结构发生变化、调度台下令解锁换流器后出现了 1.6kHz 高频振荡, 图 1-1 所示为法西联网工程高频振荡的现场录波波形^[25-26]。

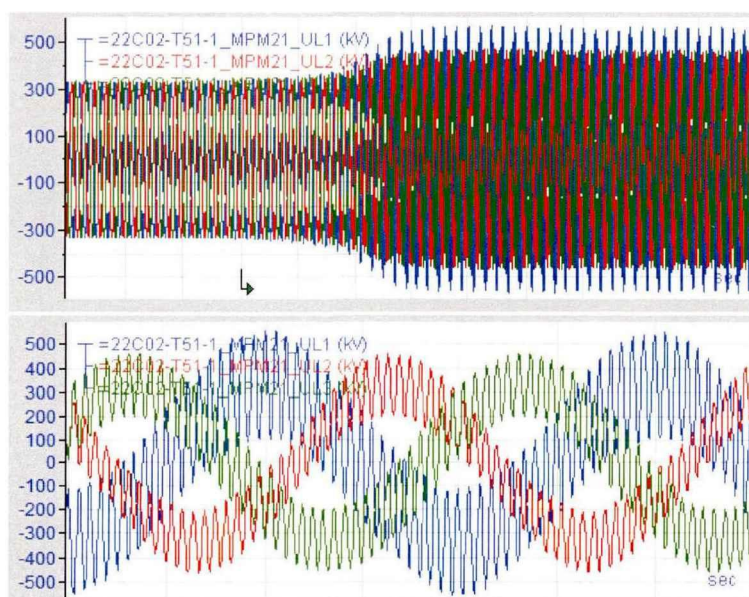


图 1-1 法西联网 INELFE 工程 1.6kHz 高频振荡^[26]

Fig.1-1 1.6kHz high frequency resoance in France-Spain INELFE project^[26]

2017 年 4 月，鲁西直流异步联网工程出现 1.2kHz 高频振荡。振荡发生前，鲁西换流站中的常规直流单元处于停运状态，柔性直流单元单独运行。在电网运行方式发生变化、短路容量降低至 3.3GVA 后，鲁西换流站柔性直流单元的交流电压中可观测到 1.2kHz 左右的高频振荡^[27]。图 1-2 所示为鲁西背靠背工程中高频振荡的录波波形，其中高频谐波相电压和电流幅值分别高达 68.9kV 和 60.1A，调节柔性直流单元有功无功出力，高频振荡无明显改善，最终柔性直流单元跳闸，高频振荡随之消失^[28]。

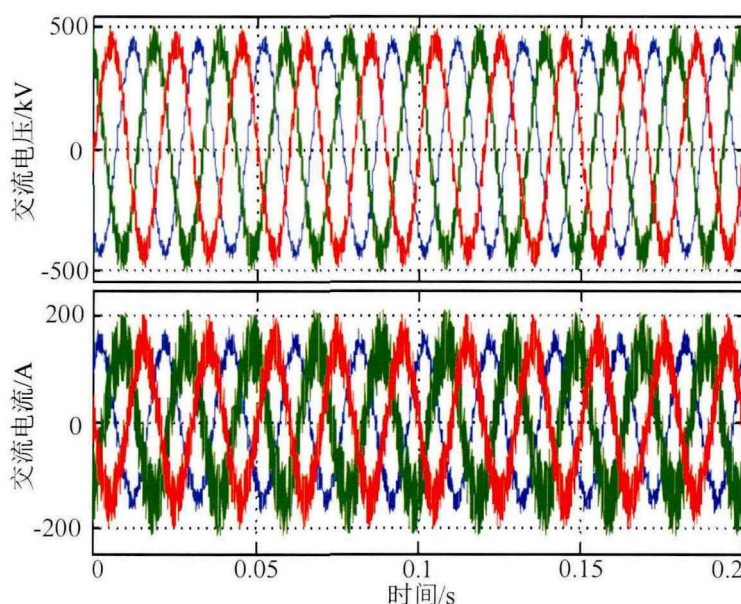


图 1-2 鲁西直流背靠背工程 1.2kHz 高频振荡^[27]

Fig.1-2 1.2kHz high frequency resoance in Luxi back-to-back project^[27]

2018 年 12 月，渝鄂直流异步联网工程南通道施州直流单元鄂侧和渝侧现场进行空载加压试验时，先后出现了 1.8kHz 和 0.7kHz 的高频振荡，谐波电压幅值分别为 37kV 和 30kV^[29-30]。其中，鄂侧 1.8kHz 高频振荡发生于换流阀解锁后 90ms；在控制器中的前馈电压环节加入 400Hz 二阶低通滤波环节后，鄂侧振荡消失，解锁渝侧时出现 0.7kHz 高频振荡，两次振荡的现场录波分别见图 1-3 和图 1-4。

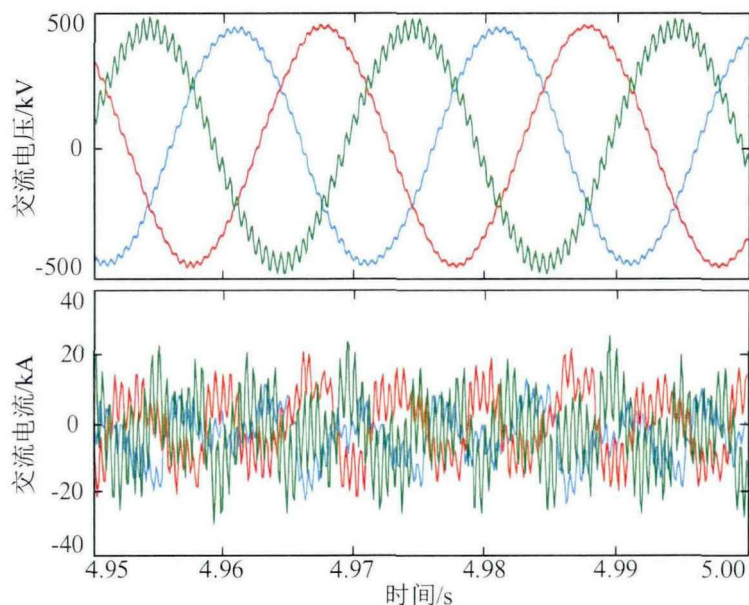


图 1-3 渝鄂直流背靠背工程 1.8kHz 高频振荡^[29]

Fig.1-3 1.8kHz high frequency resoance in YuE back-to-back project^[29]

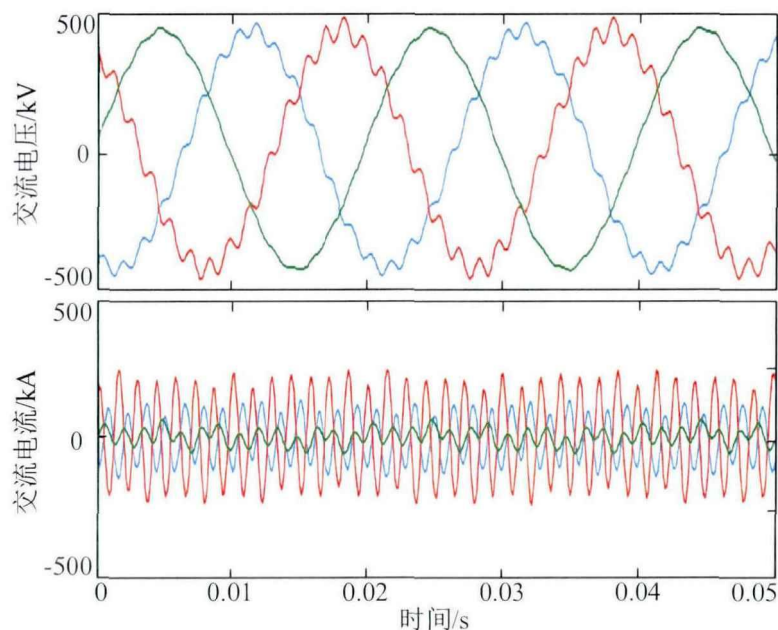


图 1-4 渝鄂直流背靠背工程 0.7kHz 高频振荡^[29]

Fig.1-4 0.7kHz high frequency resoance in YuE back-to-back project^[29]

柔性直流接入电网后的高频振荡通常认为是控制系统作用于 MMC 所呈现出的阻抗特性与交直流电网阻抗之间交互作用的结果。柔性直流接入的交流系统网架结构复杂、运行方式多变,电网中输电线路的分布式参数特性使得电网阻抗在多个频率处出现谐振峰。随着多端柔性直流、直流电网技术的发展与应用,柔性直流接入的直流系统也存在相似的特征。柔性直流与交直流系统之间的潜在振荡频率难以预测,且由于柔性直流控制系统的复杂性,控制链路延时相对较长,长控制链路延时和复杂多变的交直流网架结构给振荡阻尼抑制带来诸多困难。此外,MMC 子模块众多,仿真器需在短时间内对高阶节点导纳阵进行求解,控制器也需在每个控制周期完成包括所有子模块电容电压排序在内的复杂控制计算,仿真器和控制器之间还需传递大量的子模块电容电压信息和触发控制信号。在短时间内处理上千子模块的仿真、控制和数据传输给实时仿真硬件在环实验平台开发带来诸多困难。

1.2 国内外研究现状

本文围绕“柔性直流接入的电网高频振荡阻尼控制策略及实时仿真研究”,从以下几个方面阐述国内外研究动态。

1.2.1 柔性直流输电系统稳定性分析方法

柔性直流输电系统稳定性分析方法根据描述方法的不同,具体可分为:特征值分析法、频率扫描分析法、时域仿真法和阻抗分析法^[32-35]。

特征值分析法基于小信号线性化模型,通过求解系统状态矩阵的特征值、特征向量以及相关因子判断系统的稳定性^[32]。文献[36]建立了考虑 MMC 内部动态特性的小信号模型,并进一步分析了 MMC 内部谐波模态对稳定性的影响^[37]。特征值分析法对简单系统计算难度低,当交流电网与直流系统规模较大时,所建立的小扰动模型复杂度随之增大。文献[38]建立了 MMC 降阶小信号模型,但降阶过程会损失一定的精度。文献[39]提出了一种拟合输电线路依频特性的有理化方法,对于大规模交流电网而言存在复杂度较高的问题。此外,MMC 的控制链路延时长,也需要合适的有理化近似方法(如 Pade 近似)模拟延时环节^[40],这又会增加特征值分析的复杂性,甚至导致“维数灾”问题。

频率扫描法是在系统稳态运行时,在交/直流侧添加不同频率的小信号扰动,通过测量换流器交/直流侧相应频率下的信号来测量系统的阻抗特性^[41]。频率扫描法对于控制器“黑箱化”的系统快速有效,通过测量端口数据即可获悉换流器的外特性,并进一步用于稳定性分析^[42]。频率扫描法适用于振荡的初步筛查,

具有成本低、速度快的优点，但扫频法受到扫频步长的影响，容易错失关键频率信息，且对机理缺乏有效的理论解释。

时域仿真法是最为常用的一种分析方法，即通过建立各个设备的微分模型，以数值积分来获取系统时域的运行特性曲线^[43]。时域仿真法能够获取系统中各物理量随时间变化的曲线，但无法定位与振荡相关的设备及环节。因此，时域仿真法适用于辅助分析验证系统的运行状态，验证其他分析方法的有效性。此外，时域仿真存在耗时严重的问题，特别是 MMC 中包含大规模电气节点，通过简化等值模型和高性能计算工具进行仿真计算是提高时域仿真速度的有效途径。

阻抗分析法物理意义明确，通过分析互联子系统的阻抗模型，结合奈奎斯特（Nyquist）判据对系统稳定性进行判定，具有简便、实用性强的优点，适用于复杂柔性直流系统的稳定性分析^[44-45]。阻抗分析法也是一种线性化方法，通过阻抗模型来表示设备在稳态运行点附近遭受小扰动时的外特性，进而分析互联系统的稳定性^[35]。

1.2.2 模块化多电平换流器阻抗建模

基于阻抗的频域分析是研究电力电子互联系统宽频振荡的有效工具^[46-48]。由于 MMC 的内部环流、电容电压中存在谐波以及控制系统固有的非线性特性，给 MMC 的阻抗建模带来诸多困难。针对这一问题，文献[49]通过谐波线性化代数推导了 MMC 交流侧阻抗模型，但模型计算复杂且难以推广至高次谐波。文献[50-52]基于多谐波线性化法建立了 MMC 交流侧序阻抗模型；文献[53-56]基于谐波状态空间法对采用直接电压控制下的 MMC 交流侧阻抗进行建模，并分析了 MMC 接入风场^[53-55]或线性交流系统^[56]的稳定性。文献[57]采用谐波传递矩阵建立了采用定交流电压控制下的 MMC 交流侧阻抗，并分析了频率耦合特性。谐波状态空间、多谐波线性化、谐波传递矩阵本质相同，均基于傅里叶级数将时域模型转化到频域使系统定常化。文献[58-60]和[61]分别基于多谐波线性化和谐波状态空间建立了 MMC 的直流侧阻抗模型。

然而，现有的 MMC 阻抗建模方法中，通常只以单个 MMC 换流站为对象，而忽略其所连接的交、直流侧网络阻抗对 MMC 直、交流侧阻抗的影响，会导致计算结果不准确。以双端背靠背系统为例，当在一端 MMC 交流侧施加小信号扰动激励测量交流侧阻抗时，会有一定的谐波电流经直流侧注入到对端 MMC，对端 MMC 的直流侧阻抗进而对本端 MMC 交流侧阻抗产生影响。此外，在不考虑损耗的情况下，两端 MMC 功率互补，且在不同功率等级下 MMC 呈现出的阻抗特性不同，这进一步造成了两端 MMC 阻抗之间的耦合。同理，当 MMC 直流侧施加小信号扰动激励测量直流侧阻抗时，会有一定的谐波电流注入到 MMC 所连

接的交流网络中,即交流网络阻抗会对 MMC 直流侧阻抗产生影响。现有模型中往往忽略交流网络阻抗^[49-50]或仅用电网的基波等值阻抗代替全频段阻抗^[53,56,59]。对交流网络阻抗的频域表征不准确,导致不能得出准确的 MMC 直流侧阻抗结果。此外,现有模型中对控制系统刻画不够全面,特别是忽略了正负序分离环节和负序内环控制的影响。

1.2.3 换流器并网系统振荡抑制策略

目前针对换流器并网系统振荡抑制的研究主要集中在风机的次同步振荡抑制^[62-65]、经 LCL 滤波器并网的逆变器固有谐振频率抑制^[66-67]、换流器连接长输电线路振荡抑制^[68-69,74]等场景。文献[68]针对风电并网逆变器经长输电线路并网系统进行分析,认为长输电线路的对地电容不能忽略,因此输电线路存在多个谐振峰,易引发互联系统谐振,并提出一种级联基于陷波器的振荡抑制方法,对谐振频率进行补偿。在此基础上,文献[69]进一步提出了陷波器频率自动调节机制,以应对环境温度、埋设深度、土壤电阻等因素变化时,造成的输电线路的谐振频率偏移。此种方法需要已知输电线路谐振频率才能预设陷波器组数及参数,而在实际应用中是很难获取和估计的。文献[70-73]针对双馈风机接入不同类型交流系统引发的高频振荡进行分析,并提出相应的振荡抑制策略,但由于交流系统拓扑结构已知,振荡频率可以预先知悉,且阻尼控制器仅针对某一特定频段有效,而不适用于接入的交流系统网架复杂、谐振频率未知的场景。文献[74]提出了一种针对多个未知频率谐振的有源阻尼器,通过级联自适应陷波器和锁相环实现频率检测,通过并联的一阶谐振控制器抑制 PCC 点的谐振电压。该方法属于外加硬件设备,依赖于连接在 PCC 点的附加小功率 VSC 进行振荡抑制,相应的成本较高。文献[75]认为有源阻尼控制策略受到控制器带宽限制,很难对 MMC 并网后高频振荡完全抑制,应采用合适的无源阻尼支路对振荡进行抑制,并通过优化阻尼支路设计降低损耗。

目前,对于换流器与交流系统之间的振荡失稳问题的研究所涉及的交流系统拓扑结构相对简单,如交流系统采用单条长输电线路或 RLC 等值系统等。然而,实际交流电网由若干输电线路组成,输电线路的分布式参数特性使得电网阻抗在多个频率处呈现出感性-容性跳变的特征,从而造成换流器与交流系统之间在多个频率处均有发生高频振荡的风险,给控制系统设计带来诸多困难。采用单一输电线路和 RLC 等值网络不能精确反映交流系统的频域阻抗特性。此外,不同于两电平 VSC,MMC 由于子模块众多,控制链路延时较长,使得 MMC 很难在全频域上实现无源控制器设计^[76-78]。综上,针对柔性直流接入电网后的高频振荡问题,目前尚缺乏有效的阻尼控制策略,需要进行深入研究。

1.2.4 模块化多电平换流器实时仿真模型

研究大容量柔性直流输电接入大电网后的安全稳定问题,仿真手段必不可少^[79-80]。采用机电暂态无法观察到由于电力电子装置高频动作引发的上述问题,时间尺度不满足研究需求。采用 PSCAD/EMTDC 等电磁暂态离线仿真工具无法连接到控制保护装置,不能实现硬件在环实验验证。实时仿真由于与实际系统中时间同步,可以克服以上问题。我国电力系统实时仿真起步较晚,电力系统实时仿真也是一项制约我国电力技术发展的“卡脖子”技术。

实际工程中为获得较高电压等级,MMC 桥臂通常由数百个子模块级联组成。每个子模块又包含若干高频开断的电力电子器件,且不同子模块中的开关器件往往不是同时动作,因此需要设置较小的仿真步长(数微秒)求解。另一方面,每个仿真步长内电力电子器件开关状态的变化,都需要对高阶节点导纳矩阵重新生成和求解,给 MMC 的实时仿真带来巨大挑战。在此背景下,国内外学者针对各种应用场景,通过对桥臂不同程度的简化降低导纳阵维数,提高 MMC 电磁暂态离线仿真速度^[81-84]。离线仿真虽然不能反应实际工程中数据采样精度、通信延迟等问题,但其提速思想可以应用于实时仿真中。在实时仿真领域,文献[85]和[86]分别基于 RTDS 平台和 RT-LAB 平台设计了相应的 MMC 等效建模方法,两者本质上均是基于中央处理器(Central Processing Unit, CPU)进行计算。由于 CPU 对数据采用串行处理,计算耗时随仿真规模的增大而增加,仿真步长为数十微秒等级。文献[87]采用图形处理器(Graphics Processing Unit, GPU)进行 MMC 的实时仿真。基于 CPU 和 GPU 的实时仿真器通讯能力有限,难以实现大量子模块电容电压信息和触发控制脉冲的实时吞吐,因此难以应用于阀级控制设备的实时闭环测试。相比之下,现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)作为一种并行架构芯片,具备分布式内存、流水线结构以及可扩展的高速 IO 口^[88],可以实现高度并行的数值计算和快速的数据通讯。基于 FPGA 的电力系统实时仿真技术近年来越来越受到重视, FPGA 已经应用于配电网^[89-90]、光伏发电系统^[91-92]的实时仿真中。文献[93]论证了 FPGA 应用于 MMC 实时仿真的可行性。文献[94]和文献[95]分别为 RTDS 和 RT-LAB 公司的 MMC 仿真模型,模型基于 FPGA 开发实现,并通过 FPGA 扩展光纤接口实现与阀级控制器的数据交互^[96]。但 RTDS 和 RT-LAB 提供的商用模型封装度高,目前只提供了半桥和全桥子模块的仿真功能,用户不能在此平台上仿真研究其他拓扑类型的子模块,能够模拟的子模块层级故障类型少,且控制器需适应仿真模型规定的数据传输格式才能进行闭环测试,灵活性较差。

1.3 课题研究内容及章节安排

本文研究课题得到了国家电网公司科技项目“柔性直流接入交流电网谐波振荡问题及抑制策略研究”（SGTYHT/17-JS-199）和南方电网直流输电国家重点实验室开放基金项目“含柔性直流的交直流系统电气振荡与控制策略研究”（SKLHVDC-2019-KF-13）的支持。本课题围绕柔性直流接入交流电网产生高频振荡机理，提出高频振荡阻尼控制策略，通过实时仿真和硬件在环实验对理论分析进行验证，具体的研究内容有：

（1）研究在交、直流侧注入小信号激励下 MMC 换流器内部谐波分布规律，提出一种 MMC 交直流侧阻抗通用计算方法。研究网络阻抗耦合、各控制环节、控制链路延时等对 MMC 直流侧、交流侧正序和交流侧负序端口阻抗的影响。建立基于变流器控制-阻抗特性-系统稳定性的量化关系，定位与高频振荡相关的控制环节。

（2）研究柔性直流接入电网后高频振荡失稳机理及稳定性判据。研究不同电网拓扑、不同运行方式对柔性直流换流器与交直流电网组成的互联系统稳定性的影响，分析交流电网的运行特性，提出能够适应电网复杂多变运行方式的高频振荡阻尼控制策略，实现对换流器阻抗重塑，达到消散振荡的效果。

（3）研究用于实时仿真的 MMC 子模块及桥臂的等值建模方法及 FPGA 并行实现方式。开发用于海量子模块电容电压和触发控制字传输的快速通信接口。研究电容电压快速排序算法，满足实时仿真需求。

（4）研究适用于 FPGA 的控制环节内并行化实现、控制环节间并行化计算方式。研究控制器时序优化方法。结合 MMC 实时仿真模型，构建适用于振荡特性研究的大规模交直流电网实时仿真硬件平台实验平台，并基于所开发平台对阻抗计算方法和振荡抑制策略进行实验验证。

研究点（1）-研究点（4）分别对应本文第 2 章-第 5 章的内容，第 6 章总结全文的研究结论并对后续的研究做出展望。各研究点之间的联系如下：研究点（1）是本文的理论基础，将提出 MMC 交直流侧阻抗通用计算方法，用于指导研究点（2）中的阻尼控制策略设计；研究点（2）基于研究点（1）中提出的阻抗模型，定位与高频振荡相关的控制环节，提出振荡阻尼控制策略，并集成实现在研究点（4）所开发的 MMC 控制器中；研究点（3）开发的 MMC 一次系统实时仿真模型和研究（4）开发的 MMC 集成控制器将用于构建实时仿真硬件在环实验平台，通过实时仿真扫频验证研究点（1）中的阻抗模型，通过硬件在环实验验证研究点（2）中的控制策略。综上，本文研究内容整体框架如图 1-5 所示。

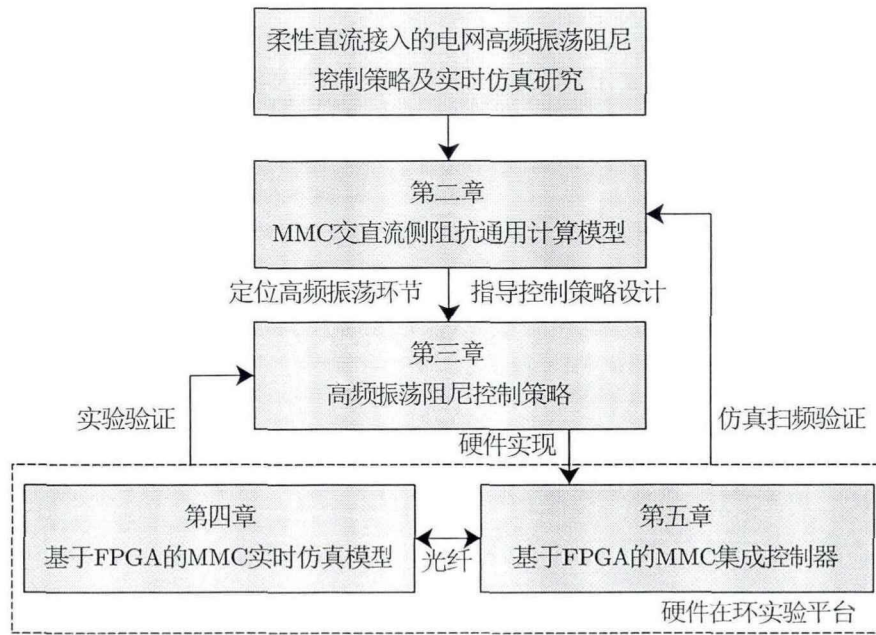


图 1-5 论文研究内容整体框架

Fig.1-5 General research structure of this thesis

第 2 章 模块化多电平换流器交直流侧 阻抗通用计算方法

2.1 引言

基于阻抗的频域分析是研究电力电子互联系统宽频振荡的有效工具^[44-45]。由于 MMC 的内部环流、电容电压中存在谐波以及控制系统固有的非线性特性，给 MMC 的阻抗建模带来诸多困难。现有的 MMC 阻抗模型中通常对 MMC 直流侧阻抗、MMC 交流侧正序阻抗、MMC 交流侧负序阻抗分别建模，且只以 MMC 换流站本身为建模对象，忽略了其所连接的交流及直流网络阻抗，或仅用电网基波等值阻抗代替交流电网全频段阻抗，会导致计算结果不准确。此外，现有模型中对控制系统的刻画不够全面，特别是忽略了正负序分离环节和负序内环控制的影响，造成 MMC 直流侧、交流侧正序、交流侧负序阻抗的计算结果不准确，无法复现实际情况，甚至导致分析结论错误。

为准确计算 MMC 阻抗，进而指导 MMC 并网系统稳定性分析和高频振荡阻尼控制器设计，本章通过分析在直流侧、交流侧正序、交流侧负序小信号扰动下 MMC 内部变量谐波的共性及差异，考虑 MMC 所连的交流及直流网络阻抗的影响，并对包含解耦双同步参考坐标系锁相环（Decoupled double synchronous reference frame phase locked loop, DDSRF-PLL）^[98-100]及负序内环控制在内的控制系统进行全面刻画，通过频域的谐波线性化详细分析了各耦合频率下的电流通路及对控制环节的影响，建立了适用于计算 MMC 阻抗的通用模型。通过 PSCAD/EMTDC 环境中对双端背靠背系统仿真扫频验证方法的准确性，并基于此模型揭示了网络阻抗耦合、控制链路延时、功率等级、负序内环控制、外环控制方式等因素对 MMC 交、直流侧阻抗的影响。

2.2 模块化多电平换流器时域模型

2.2.1 一次系统时域模型

本章研究的三相 MMC 一次系统模型如图 2-1 a)所示，其对应的平均值模型如图 2-1 b)所示。MMC 换流器包含六个桥臂，每个桥臂包括 N 个子模块、桥臂电抗 L_{arm} 和桥臂等值电阻 R_{arm} 。目前工程中广泛使用的半桥子模块（Half Bridge Sub-Module, HBSM），每个子模块由 2 个 IGBT（ T_1 和 T_2 ）及其反并联续流二

极管 (D_1 和 D_2)、储能电容 C_{SM} 组成。子模块接收控制器给出的触发信号, 根据 T_1 和 T_2 的状态, 在投入 (T_1 导通, T_2 关断) 和旁路 (T_1 关断, T_2 导通) 状态间切换, 从而交流侧输出多电平阶梯波, 直流侧维持直流电压恒定。换流变压器由理想变压器与等值电抗 L_{trf} 串联表示。 $k_{trf} = |k_{trf}|e^{j\theta_{trf}}$ 为变压器变比, 其中 θ_{trf} 的取值取决于变压器的连接方式, 当换流变压器分别采用 Y-Y, Y- Δ (Y 超前), Y- Δ (Y 滞后) 连接时, θ_{trf} 对应为 0° , -30° 和 30° 。网侧和阀侧交流电流分别用 i_s 和 i_c 表示。

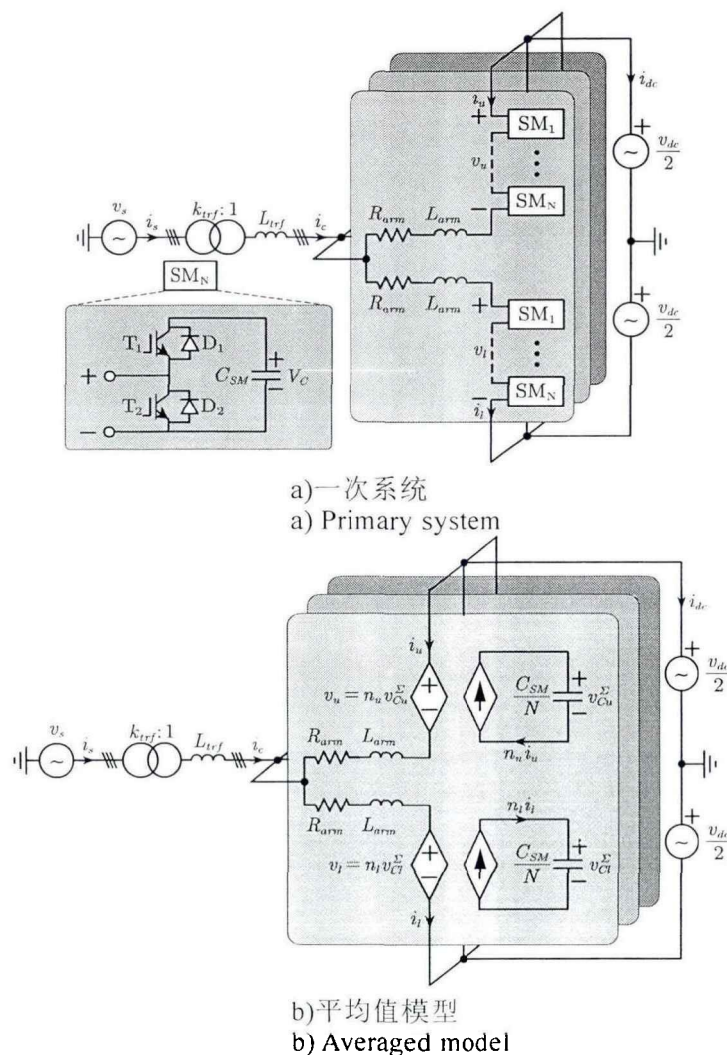


图 2-1 三相 MMC 拓扑结构

Fig.2-1 Three-phase MMC topology

MMC 系统的动态特性可以用桥臂电流, 桥臂电压, 桥臂子模块电容总电压和调制函数四个变量表示。由于三相系统的对称性, 本章对换流器的分析针对其中一相进行, 不妨设为 A 相, 如无特殊说明则忽略表示相序的下标。对上下桥臂回路分别采用基尔霍夫电压定律进行描述, 则有:

$$R_{arm} i_u + L_{arm} \frac{di_u}{dt} - L_{trf} \frac{di_c}{dt} = \frac{v_{dc}}{2} - v_u - \frac{v_s}{k_{trf}} \quad (2-1)$$

$$R_{arm} i_l + L_{arm} \frac{di_l}{dt} + L_{trf} \frac{di_c}{dt} = \frac{v_{dc}}{2} - v_l + \frac{v_s}{k_{trf}} \quad (2-2)$$

其中, i_u 和 i_l 分别为上、下桥臂电流, v_u 和 v_l 分别为上、下桥臂电压; v_{dc} 为直流侧电压; v_s 为公共连接点 (Point of Common Coupling, PCC) 电压, 在稳态时则有:

$$v_s = \frac{\sqrt{2}V_{s1}}{\sqrt{3}} \cos[\theta(t)] \text{ 其中 } \theta(t) = \omega_1 t = 2\pi f_1 t \quad (2-3)$$

其中, V_{s1} 为交流系统额定电压, f_1 为交流侧工频。

在图 2-1 b) 所示的 MMC 平均值模型中, 上下桥臂电压可以表示为:

$$\begin{cases} v_u = n_u v_{Cu}^E \\ v_l = n_l v_{Cl}^E \end{cases} \quad (2-4)$$

上下桥臂子模块电容电压总和可以分别表示为:

$$\begin{cases} C \frac{dv_{Cu}^E}{dt} = n_u i_u \\ C \frac{dv_{Cl}^E}{dt} = n_l i_l \end{cases} \quad (2-5)$$

其中, n_u 和 n_l 分别为上下桥臂的调制函数, v_{Cu}^E 和 v_{Cl}^E 分别为上下桥臂电容电压之和, C 为桥臂等值电容, 定义为单个子模块电容 C_{SM} 除以桥臂子模块个数 N 。

根据图 2-1 中定义的桥臂电流方向, 阀侧交流电流可以表示为:

$$i_c = i_l - i_u \quad (2-6)$$

桥臂环流定义为上下桥臂电流之和的一半, 则有:

$$i_{cir} = \frac{i_u + i_l}{2} \quad (2-7)$$

2.2.2 控制系统时域模型

调制函数 n_u 和 n_l 和控制系统密切相关, MMC 控制系统详细结构如图 2-2 所示, 具体包括正负序分离环节、锁相环、功率计算、外环控制、正负序内环控制、环流抑制、最近电平调制、电容电压均衡控制、触发信号生成等环节, 控制系统最终生成子模块的触发控制信号。其中后四种环节组成下层控制, 其余环节组成上层控制。本章采用 DDSRF-PLL^[97] 进行正负序分离, 提取网侧电压、网侧电流和阀侧电流中的正负序分量, 其中网侧电压、电流的正序分量用于计算注入 MMC 的瞬时功率, 功率计算结果进入到外环控制。锁相环用于追踪网侧电压相角, 为控制系统提供参考相位。外环控制产生正序电流参考值, 并传送给正序内环控制。负序内环控制用于抑制电网不平衡^[99] 或交流侧不对称故障下^[100] 出现的负序电

流分量。环流抑制用于消除桥臂电流中的二倍频分量，达到整定换流器内部能量分布的效果^[101]。最近电平调制环节根据正、负序内环控制和环流抑制产生的调制波，确定每个桥臂需要导通的子模块个数。电容电压均衡控制用于平衡同一桥臂各子模块电容电压大小，根据各个桥臂需要导通的子模块个数及桥臂电流方向，选择合适的子模块投入或旁路，从而使得子模块电容电压均匀分布^[102-104]。最终触发信号生成环节产生各个子模块的控制信号，传输到一次系统并驱动相应子模块做出动作。

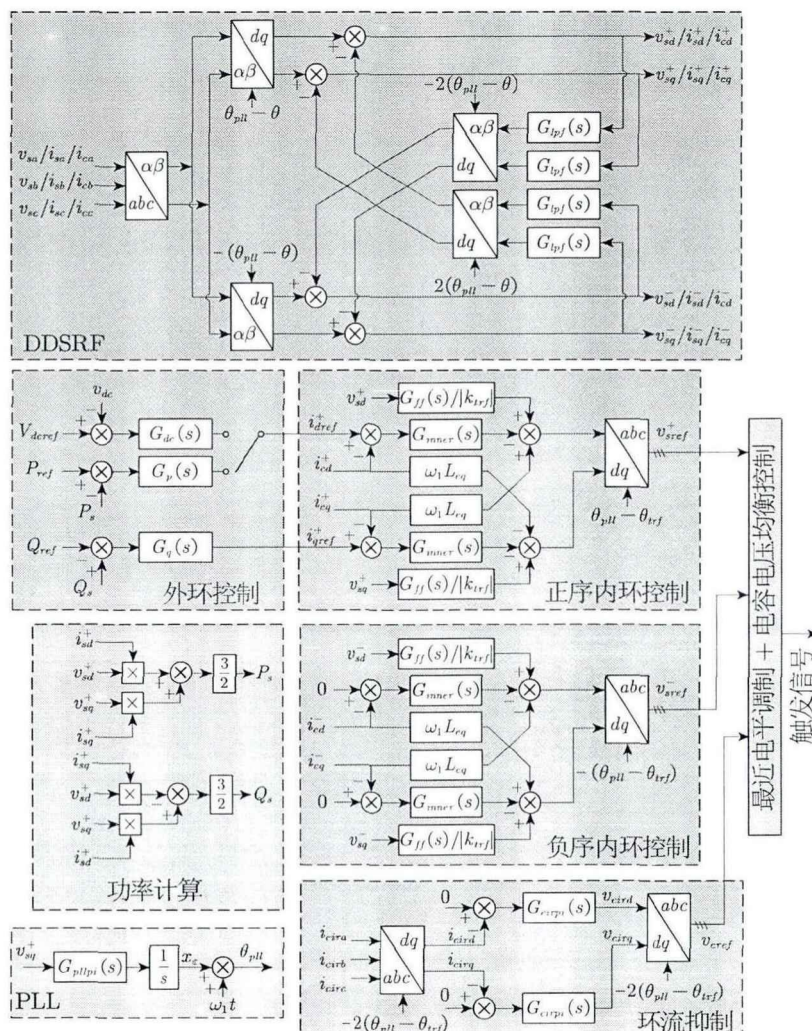


图 2-2 MMC 控制系统结构

Fig.2-2 MMC control system structure

需要说明的是，由于换流变压器的存在，用于网侧变量和阀侧变量进行 Park 变换及反变换的相角并不相同。对于网侧分量 (v_s 和 i_s)，用于 Park 变换的相角为 θ_{pll} ；对于阀侧分量 (i_c , i_{cir} , v_{sref}^+ , v_{sref}^- 和 v_{cref})，用于 Park 变换的相角为 $\theta_{pll} - \theta_{trf}$ 。其中， θ_{pll} 为锁相环输出相角：

$$\theta_{pll} = \omega_1 t + x_\varepsilon \quad (2-8)$$

定义 a , b , c , d 和 θ 共 5 个变量, 并考虑到锁相环输出紧密跟踪电网电压相角, 即 $x_\varepsilon \approx 0$, 则有:

$$\begin{cases} a = \cos(\theta_{pll} - \theta) \approx \cos(\omega_1 t - \theta) - \sin(\omega_1 t - \theta)x_\varepsilon \\ \quad = \frac{e^{j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-j(\omega_1 t - \theta)}}{2} + \frac{j[e^{j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-j(\omega_1 t - \theta)}]}{2}x_\varepsilon \\ b = \sin(\theta_{pll} - \theta) \approx \sin(\omega_1 t - \theta) + \cos(\omega_1 t - \theta)x_\varepsilon \\ \quad = -\frac{j[e^{j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-j(\omega_1 t - \theta)}]}{2} + \frac{e^{j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-j(\omega_1 t - \theta)}}{2}x_\varepsilon \\ c = \cos[2(\theta_{pll} - \theta)] \approx \cos[2(\omega_1 t - \theta)] - 2\sin[2(\omega_1 t - \theta)]x_\varepsilon \\ \quad = \frac{e^{2j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}}{2} + j[e^{2j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}]x_\varepsilon \\ d = \sin[2(\theta_{pll} - \theta)] \approx \sin[2(\omega_1 t - \theta)] + 2\cos[2(\omega_1 t - \theta)]x_\varepsilon \\ \quad = -\frac{j[e^{2j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}]}{2} + [e^{2j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}]x_\varepsilon \end{cases} \quad (2-9)$$

其中, 对于网侧和阀侧变量, θ 分别等于 0° 和 θ_{trf} 。

基于上述定义, 对于网侧或阀侧的任意变量 x , 其基频 Park 变换及反变换结果可以表示为:

$$\begin{cases} x_d^+ = x_\alpha a + x_\beta b & x_q^+ = -x_\alpha b + x_\beta a \\ x_d^- = x_\alpha a - x_\beta b & x_q^- = x_\alpha b + x_\beta a \\ x_\alpha^+ = x_d^+ a - x_q^+ b & x_\beta^+ = x_d^+ b + x_q^+ a \\ x_\alpha^- = x_d^- a + x_q^- b & x_\beta^- = -x_d^- b + x_q^- a \end{cases} \quad (2-10)$$

其中, x_α 和 x_β 为 Clark 变换结果。对于三相正序分量, 则有 $x_\alpha = x$, $x_\beta = -jx$; 对于三相负序分量, 则有 $x_\alpha = x$, $x_\beta = jx$; 对于三相零序分量, 则有 $x_\alpha = x_\beta = 0$ 。

二倍频 Park 变换及反变换结果与式(2-10)类似, 可通过将 a 替换为 c , 将 b 替换为 d 得到。

MMC 的瞬时功率可以通过式(2-11)计算得到:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (v_{sd}^+ i_{sd}^+ + v_{sq}^+ i_{sq}^+) \\ Q_s = \frac{3}{2} (-v_{sd}^+ i_{sq}^+ + v_{sq}^+ i_{sd}^+) \end{cases} \quad (2-11)$$

外环控制生成正序内环控制的 dq 轴参考分量 i_{dref}^+ 和 i_{qref}^+ , 对于定有功功率换流站, d 轴参考电流为:

$$i_{dref}^+ = G_p(s) (P_{ref} - P_s) \quad (2-12)$$

对于定直流电压控制换流站, d 轴参考电流为:

$$i_{dref}^+ = G_{dc}(s) (V_{dcref} - v_{dc}) \quad (2-13)$$

采用定无功功率控制时, q 轴参考电流为:

$$i_{qref}^+ = G_q(s) (Q_s - Q_{ref}) \quad (2-14)$$

其中, P_{ref} 、 Q_{ref} 和 V_{dcref} 分别为有功功率整定值、无功功率整定值和直流电压整定值; $G_p(s)$ 、 $G_q(s)$ 和 $G_{dc}(s)$ 为相应的比例积分(Proportional-Integral, PI)控制器。

在 dq 坐标系下的正、负序内环电流控制包括: 1) PI 控制器 $G_{inner}(s)$ 用于追踪 dq 轴参考电流分量; 2) 前馈电压低通滤波器 $G_{ff}(s)$; 3) 解耦项。

对于正序内环控制, dq 参考电压输出为:

$$\begin{cases} v_{sdref}^+ = -G_{inner}(s)(i_{dref}^+ - i_{cd}^+) + \omega_1 L_{eq} i_{cq}^+ + G_{ff}(s)v_{sd}^+ \\ v_{sqref}^+ = -G_{inner}(s)(i_{qref}^+ - i_{cq}^+) - \omega_1 L_{eq} i_{cd}^+ + G_{ff}(s)v_{sq}^+ \end{cases} \quad (2-15)$$

对于负序内环控制, dq 参考电压输出为:

$$\begin{cases} v_{sdref}^- = G_{inner}(s)i_{cd}^- - \omega_1 L_{eq} i_{cq}^- + G_{ff}(s)v_{sd}^- \\ v_{sqref}^- = G_{inner}(s)i_{cq}^- + \omega_1 L_{eq} i_{cd}^- + G_{ff}(s)v_{sq}^- \end{cases} \quad (2-16)$$

环流抑制用于抑制相间的二倍频环流, 环流抑制器采用二倍频旋转坐标系下的 PI 控制器 $G_{cir}(s)$, dq 参考电压输出为^[101]:

$$\begin{cases} v_{cdref} = -G_{cir}(s)i_{cir}d \\ v_{cqref} = -G_{cir}(s)i_{cir}q \end{cases} \quad (2-17)$$

经 Park 反变换后的正序内环控制输出 v_{sref}^+ , 负序内环控制输出 v_{sref}^- 和环流抑制输出 v_{cref} 用于计算调制函数:

$$\begin{cases} n_u = \frac{V_{dcref}/2 - (v_{sref}^+ + v_{sref}^-) - v_{cref}}{V_{dcref}} e^{-sT_d} \\ n_l = \frac{V_{dcref}/2 + (v_{sref}^+ + v_{sref}^-) - v_{cref}}{V_{dcref}} e^{-sT_d} \end{cases} \quad (2-18)$$

其中, T_d 是控制系统延时。

2.3 模块化多电平换流器频域模型

2.3.1 模块化多电平换流器的频率耦合特性

图 2-3 所示为 MMC 阻抗计算流程图。为计算 MMC 的交流侧正/负序阻抗, 需在交流侧 PCC 点叠加小信号正/负序电压扰动, 并计算相应频率下的交流电流分量; 当计算 MMC 直流侧阻抗时, 需在直流侧叠加小信号电压扰动, 并计算相应频率下的直流电流分量, 交、直流侧电流均可通过桥臂电流来表示。根据式(2-1)和式(2-2), 桥臂电流与桥臂电压相关; 根据式(2-4), 桥臂电压与调制函数和子模块电容电压之和相关; 根据式(2-5), 子模块电容电压之和又与调制函数和桥臂电流相关; 根据 2.2.2 节中描述的 MMC 控制系统, 式(2-18)调制函数中的调制波与桥臂电流、外加小信号激励均相关。综上, 桥臂电流、桥臂电压、桥臂子模块电容电压之和以及调制函数紧密耦合, 因此本章在阻抗建模时选取这 4 个物理量, 对 MMC 的频域模型进行刻画。

由于 MMC 固有的非线性特性,施加的小信号扰动会在桥臂电流、桥臂电压、桥臂子模块电容电压之和以及调制函数中激励出一系列小信号频率分量。表 2-1 给出了分别在直流侧、交流侧正序、交流侧负序施加频率为 f_p 的小信号电压扰动时,在 MMC 中激发出的小信号频率分量的特性,表 2-1 给出的频率分量特性对于选定的 4 个物理量均适用。本章中考虑 4 个稳态频率分量 (DC, f_1 , $2f_1$, $3f_1$) 和 7 个小信号频率分量 (f_p , $f_p \pm f_1$, $f_p \pm 2f_1$, $f_p \pm 3f_1$),这样的选取方式能够确保得到准确的阻抗计算结果^[53]。其中,上下桥臂具有相反相位的变量定义为差模分量,上下桥臂具有相同相位的变量定义为共模分量。根据差共模分量的定义,差模正负序分量会注入到交流侧,共模零序分量会注入到直流侧。

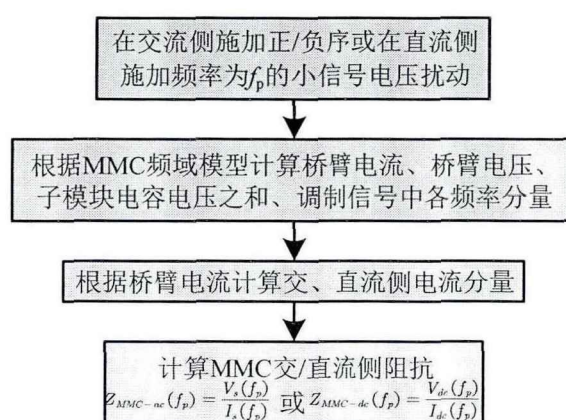


图 2-3 MMC 阻抗计算流程图

Fig.2-3 Flow chart of MMC impedance calculation

表 2-1 小信号频率分量特性

Table 2-1 Characteristics of the small-signal frequency components

频率	直流侧扰动	交流侧正序扰动	交流侧负序扰动
$f_p - 3f_1$	零序/差模	正序/共模	负序/共模
$f_p - 2f_1$	正序/共模	负序/差模	零序/差模
$f_p - f_1$	负序/差模	零序/共模	正序/共模
f_p	零序/共模	正序/差模	负序/差模
$f_p + f_1$	正序/差模	负序/共模	零序/共模
$f_p + 2f_1$	负序/共模	零序/差模	正序/差模
$f_p + 3f_1$	零序/差模	正序/共模	负序/共模

观察表 2-1 中的小信号频率分量特性可以发现,当频率增加时,小信号频率分量的相序会经历零序-正序-负序的周期性变化;小信号频率分量的模式也会在差模-共模之间交替。基于这一特征,本章在 MMC 阻抗建模中考虑以频率 f 为中心频率的 9 个小信号频率分量,其相序及差共模特性列写在表 2-2 中前两列。当

计算 MMC 直流侧、交流侧正序、交流侧负序阻抗时, 中心频率 f 分别等于 f_p , $f_p - f_1$ 和 $f_p + f_1$, 表 2-2 中的 9 个频率分量能够覆盖表 2-1 中的全部 7 个频率成分, 对应关系见表 2-2 后三列。

表 2-2 频域建模考虑的频率分量

Table 2-2 Components considered in the frequency-domain modeling

频率	特性	直流侧扰动	交流侧正序扰动	交流侧负序扰动
$f - 4f_1$	负序/共模	——	——	负序/共模
$f - 3f_1$	零序/差模	零序/差模	——	零序/差模
$f - 2f_1$	正序/共模	正序/共模	正序/共模	正序/共模
$f - f_1$	负序/差模	负序/差模	负序/差模	负序/差模
f	零序/共模	零序/共模	零序/共模	零序/共模
$f + f_1$	正序/差模	正序/差模	正序/差模	正序/差模
$f + 2f_1$	负序/共模	负序/共模	负序/共模	负序/共模
$f + 3f_1$	零序/差模	零序/差模	零序/差模	——
$f + 4f_1$	正序/共模	——	正序/共模	——

考虑到 MMC 拓扑结构上固有的对称性, 本章针对 A 相上桥臂进行分析, 建立包含桥臂电流、桥臂电压、桥臂子模块电容电压之和、调制函数共 4 个物理量, 每个物理量包含 f_p , $f_p \pm f_1$, $f_p \pm 2f_1$, $f_p \pm 3f_1$ 共 7 个小信号频率分量, 共计 28 个变量的线性方程组:

$$A_p \mathbf{x}_p = B_p \quad (2-19)$$

其中, 矩阵 A_p 为线性方程组系数, 向量 B_p 包含系统常数项, 向量 $\mathbf{x}_p$ 包含如下变量:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p = & [I_u(f_p), I_u(f_p + f_1), I_u(f_p - f_1), I_u(f_p + 2f_1), I_u(f_p - 2f_1), \\ & I_u(f_p + 3f_1), I_u(f_p - 3f_1), V_u(f_p), V_u(f_p + f_1), V_u(f_p - f_1), \\ & V_u(f_p + 2f_1), V_u(f_p - 2f_1), V_u(f_p + 3f_1), V_u(f_p - 3f_1), V_{Cu}(f_p), \\ & V_{Cu}(f_p + f_1), V_{Cu}(f_p - f_1), V_{Cu}(f_p + 2f_1), V_{Cu}(f_p - 2f_1), \\ & V_{Cu}(f_p + 3f_1), V_{Cu}(f_p - 3f_1), N_u(f_p), N_u(f_p + f_1), N_u(f_p - f_1), \\ & N_u(f_p + 2f_1), N_u(f_p - 2f_1), N_u(f_p + 3f_1), N_u(f_p - 3f_1)]^T \end{aligned} \quad (2-20)$$

求解式(2-19)中的线性方程组得到 $\mathbf{x}_p$, 进而根据图 2-3 中的阻抗计算流程, 提取 $\mathbf{x}_p$ 中的桥臂电流分量计算交/直流侧电流, 结合外界施加的小信号电压激励计算得到 MMC 阻抗。由于在建模过程中并不针对直流侧或交流侧正负序阻抗的特定场景, 而是对表 2-2 中 MMC 不同频率分量下采用统一的模型进行刻画, 因此本章的方法具有很好的通用性, MMC 直流侧、交流侧正序、交流侧负序阻抗

计算均为本通用模型下的特例。

2.3.2 一次系统频域模型

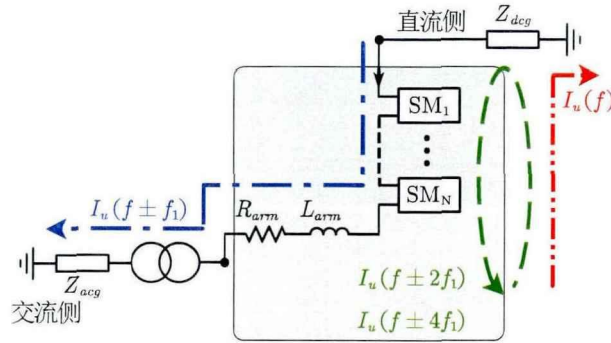


图 2-4 频域电流分量通路

Fig.2-4 Current path in frequency domain

图 2-4 所示为根据表 2-2 中各频率分量特性得到的电流分量通路。其中，频率为 f 的分量为零序共模分量，会注入到直流侧，将式(2-1)可以转换到频域，可以得到：

$$I_u(f) + \frac{V_u(f)}{j2\pi f L_{arm} + R_{arm}} = \frac{V_{dc}(f)}{j4\pi f L_{arm} + 2R_{arm}} \quad (2-21)$$

需要说明的是，当计算 MMC 直流侧阻抗时， $V_{dc}(f)$ 为直流侧施加的小信号电压激励及小信号电流分量在直流网络阻抗上的压降之和；当计算 MMC 交流侧阻抗时， $V_{dc}(f)$ 仅为小信号电流分量在直流网络阻抗上的压降。

频率为 $f - f_1$ 的负序差模分量和频率为 $f + f_1$ 的正序差模分量流入交流侧，式(2-1)中的基尔霍夫定律在 $f \pm f_1$ 处展开，可以得到：

$$I_u(f + f_1) + \frac{V_u(f + f_1)}{j2\pi(f + f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}} = - \frac{V_s(f + f_1)}{k_{trf}[j2\pi(f + f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}]} \quad (2-22)$$

$$I_u(f - f_1) + \frac{V_u(f - f_1)}{j2\pi(f - f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}} = - \frac{V_s(f - f_1)}{k_{trf}^*[j2\pi(f - f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}]} \quad (2-23)$$

类似地，当计算交流侧正、负序阻抗时， $V_s(f + f_1)$ 和 $V_s(f - f_1)$ 为交流侧施加的小信号激励与交流网络阻抗压降之和；当计算直流侧阻抗时， $V_s(f + f_1)$ 和 $V_s(f - f_1)$ 仅为小信号电流分量在交流网络阻抗上的压降。

频率为 $f + 2f_1$ 和 $f - 4f_1$ 的桥臂电流分量为负序共模分量，频率为 $f + 2f_1$ 和

$f - 4f_1$ 的桥臂电流分量为正序共模分量, 仅在换流器内部流动, 不会注入交流侧或直流侧, 则将式(2-1)在 $f \pm 2f_1$ 和 $f \pm 4f_1$ 处展开, 则有:

$$I_u(f \pm 2f_1) + \frac{V_u(f \pm 2f_1)}{j2\pi(f \pm 2f_1)L_{arm} + R_{arm}} = 0 \quad (2-24)$$

$$I_u(f \pm 4f_1) + \frac{V_u(f \pm 4f_1)}{j2\pi(f \pm 4f_1)L_{arm} + R_{arm}} = 0 \quad (2-25)$$

频率为 $f \pm 3f_1$ 的分量为零序差模分量, 无论换流变压器采用 Y-Y 经高阻抗接地接线形式还是 Y- Δ 接线形式, 零序分量均无通路, 因此可以得到:

$$I_u(f \pm 3f_1) = 0 \quad (2-26)$$

式(2-4)中时域 n_u 和 v_{Cu}^E 的相乘可以转为频域分量的卷积。本章的分析只考虑表 2-1 中列出的频率分量, 当涉及到负频率分量时, 可以通过相应正频率分量的复共轭得到, 即 $X(-f) = X^*(f)$ 。符号 “*” 表示变量的共轭分量。因此, 针对桥臂电压中频率为 f 的分量, 将式(2-4)转化到频域, 可以得到:

$$V_u(f) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f-f_s) + \sum_{f_s=\pm f_1, \pm 2f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f-f_s) \quad (2-27)$$

稳态变量可以通过时域仿真或解析计算得到。稳态变量的解析计算结果见附录 A。调制函数 n_u 中含有直流分量和基频分量, 以及频率为 $f \pm f_1$ 和 $f \pm 2f_1$ 的小信号分量, 在 2.3.3 节进行详细推导。

与式(2-4)类似, 式(2-5)中含有 n_u 和 i_u 的相乘。采用推导式(2-27)的方法, 可以得到电容电压总和中频率为 f 的分量:

$$j2\pi f C V_{Cu}^E(f) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f-f_s) + \sum_{f_s=\pm f_1, \pm 2f_1} I_u(f_s) N_u(f-f_s) \quad (2-28)$$

同理, 桥臂电压、子模块电容电压总和的其他频率分量 ($f \pm f_1$, $f \pm 2f_1$, $f \pm 3f_1$ 和 $f \pm 4f_1$) 的计算式见附录 B。

式(2-18)中的调制函数计算转换到频域可以得到:

$$\begin{cases} N_u(f \pm f_1) = \frac{-[V_{sref}^+(f \pm f_1) + V_{sref}^-(f \pm f_1)]}{V_{dcvref}} e^{-j2\pi(f \pm f_1)T_d} \\ N_u(f \pm 2f_1) = \frac{-V_{cref}(f \pm 2f_1)}{V_{dcvref}} e^{-j2\pi(f \pm 2f_1)T_d} \end{cases} \quad (2-29)$$

其中, $V_{sref}^+(f \pm f_1)$, $V_{sref}^-(f \pm f_1)$ 和 $V_{cref}(f \pm 2f_1)$ 分别为正序内环控制、负序内环控制和环流抑制器输出。

2.3.3 控制系统频域模型

2.3.3.1 正负序分离及锁相环

由图 2-2 中锁相环控制框图可知, 锁相环输出 x_e 的频率与 v_{sq}^+ 的频率相同。

根据表 2-2, 交流电压中包含频率为 $f + f_1$ 的正序分量和频率为 $f - f_1$ 的负序分量。经过正序 Park 变换后, 正序分量频率减小 f_1 , 负序分量频率增加 f_1 。因此, x_e 中仅含有频率为 f 的分量 $X_e(f)$ 。根据式(2-9), 变量 a , b , c 和 d 中包含的稳态及扰动分量成分为:

$$\begin{cases} A(f_1) = jB(f_1) = e^{-j\theta}/2 \\ C(2f_1) = jD(2f_1) = e^{-2j\theta}/2 \\ A(f + f_1) = jB(f + f_1) = je^{-j\theta} X_e(f)/2 \\ A(f - f_1) = -jB(f - f_1) = -je^{-j\theta} X_e(f)/2 \\ C(f + 2f_1) = jD(f + 2f_1) = je^{-2j\theta} X_e(f) \\ C(f - 2f_1) = -jD(f - 2f_1) = -je^{2j\theta} X_e(f) \end{cases} \quad (2-30)$$

网侧电压 v_s 的 DDSRF 变换结果如式(2-31)所示。经过 DDSRF 正负序分离后, 在 dq 坐标系下, $v_{sd,q}^+$ 中仅包含频率为 f 的成分, $v_{sd,q}^-$ 中分量的频率为 $f \pm 2f_1$ 。附录 C 给出了 DDSRF 的详细推导过程。

$$\begin{cases} V_{sd}^+(f) = T_1(f) [V_s(f + f_1) - jV_s(f_1) X_e(f)] \\ \quad + T_2(f) [V_s(f - f_1) + jV_s^*(f_1) X_e(f)] \\ V_{sq}^+(f) = -jT_1(f) [V_s(f + f_1) - jV_s(f_1) X_e(f)] \\ \quad + jT_2(f) [V_s(f - f_1) + jV_s^*(f_1) X_e(f)] \\ V_{sd}^-(f + 2f_1) = jV_{sq}^-(f + 2f_1) = T_2(f + 2f_1) [V_s(f + f_1) - jV_s(f_1) X_e(f)] \\ V_{sd}^-(f - 2f_1) = -jV_{sq}^-(f - 2f_1) = T_1(f - 2f_1) [V_s(f - f_1) + jV_s^*(f_1) X_e(f)] \end{cases} \quad (2-31)$$

其中, $T_1(f)$ 和 $T_2(f)$ 定义见式(2-32), $G_{lpf}(s)$ 为 DDSRF 中的低通滤波器:

$$\begin{cases} T_1(f) = \frac{1 - G_{lpf}[j2\pi(f + 2f_1)]}{1 - G_{lpf}(j2\pi f)G_{lpf}[j2\pi(f + 2f_1)]} \\ T_2(f) = \frac{1 - G_{lpf}[j2\pi(f - 2f_1)]}{1 - G_{lpf}[j2\pi(f - 2f_1)]G_{lpf}(j2\pi f)} \end{cases} \quad (2-32)$$

根据图 2-2, 定义 $G_{pll}(s)$ 如式(2-33)所示, $X_e(f)$ 与 $V_{sq}^+(f)$ 可以通过 $G_{pll}(s)$ 关联, 则有:

$$G_{pll}(s) = \frac{G_{plip}(s)}{s} = \frac{X_e(f)}{V_{sq}^+(f)} \quad (2-33)$$

将式(2-31)中的 $V_{sq}^+(f)$ 代入到式(2-33)中, 可以进一步得到:

$$X_e(f) = T_3(f) V_s(f + f_1) + T_4(f) V_s(f - f_1) \quad (2-34)$$

其中:

$$\begin{cases} T_3(f) = \frac{-jG_{pll}(j2\pi f)T_1(f)}{1 + G_{pll}(j2\pi f)[T_1(f)V_s(f_1) + T_2(f)V_s^*(f_1)]} \\ T_4(f) = \frac{jG_{pll}(j2\pi f)T_2(f)}{1 + G_{pll}(j2\pi f)[T_1(f)V_s(f_1) + T_2(f)V_s^*(f_1)]} \end{cases} \quad (2-35)$$

与式(2-31)类似, 网侧电流 i_s 的 DDSRF 输出结果为:

$$\begin{cases} I_{sd}^+(f) = T_1(f) [-2I_u(f+f_1)/k_{trf}^* - jI_s(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ \quad + T_2(f) [-2I_u(f-f_1)/k_{trf} + jI_s^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{sq}^+(f) = -jT_1(f) [-2I_u(f+f_1)/k_{trf}^* - jI_s(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ \quad + jT_2(f) [-2I_u(f-f_1)/k_{trf} + jI_s^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{sd}^-(f+2f_1) = jI_{sq}^-(f+2f_1) = T_2(f+2f_1) [-2I_u(f+f_1)/k_{trf}^* - jI_s(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{sq}^-(f-2f_1) = -jI_{sd}^-(f-2f_1) = T_1(f-2f_1) [-2I_u(f-f_1)/k_{trf} + jI_s^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \end{cases} \quad (2-36)$$

同理，阀侧电流 i_c 的 DDSRF 结果为：

$$\begin{cases} I_{cd}^+(f) = e^{j\theta_{trf}}T_1(f) [-2I_u(f+f_1) - jI_c(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ \quad + e^{-j\theta_{trf}}T_2(f) [-2I_u(f-f_1) + jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{cq}^+(f) = -je^{j\theta_{trf}}T_1(f) [-2I_u(f+f_1) - jI_c(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ \quad + je^{-j\theta_{trf}}T_2(f) [-2I_u(f-f_1) + jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{cd}^-(f+2f_1) = jI_{cq}^-(f+2f_1) = e^{-j\theta_{trf}}T_2(f+2f_1) [-2I_u(f+f_1) - jI_c(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{cq}^-(f-2f_1) = -jI_{cd}^-(f-2f_1) = e^{j\theta_{trf}}T_1(f-2f_1) [-2I_u(f-f_1) + jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \end{cases} \quad (2-37)$$

2.3.3.2 功率计算

根据式(2-31)和式(2-36)，网侧电压、电流正负序分离后 dq 轴正序小信号分量频率均为 f ，因此有功功率和无功功率计算结果中仅包含频率为 f 的分量，即 $P_s(f)$ 和 $Q_s(f)$ 。将式(2-11)中的瞬时功率计算转换到频域，可得：

$$\begin{aligned} P_s(f) &= \frac{3}{2} [V_{sd}^+(0)I_{sd}^+(f) + V_{sq}^+(0)I_{sq}^+(f) + I_{sd}^+(0)V_{sd}^+(f) + I_{sq}^+(0)V_{sq}^+(f)] \\ &= T_5(f)I_u(f+f_1) + T_6(f)I_u(f-f_1) + T_7(f)V_s(f+f_1) + T_8(f)V_s(f-f_1) \end{aligned} \quad (2-38)$$

$$\begin{aligned} Q_s(f) &= \frac{3}{2} [-V_{sd}^+(0)I_{sq}^+(f) + V_{sq}^+(0)I_{sd}^+(f) - I_{sq}^+(0)V_{sd}^+(f) + I_{sd}^+(0)V_{sq}^+(f)] \\ &= jT_5(f)I_u(f+f_1) - jT_6(f)I_u(f-f_1) + T_9(f)V_s(f+f_1) + T_{10}(f)V_s(f-f_1) \end{aligned} \quad (2-39)$$

其中：

$$\begin{cases} T_5(f) = -6T_1(f)V_s^*(f_1)/k_{trf}^* \\ T_6(f) = -6T_2(f)V_s(f_1)/k_{trf} \\ T_7(f) = 3T_1(f)I_s^*(f_1) \\ \quad + 3j[T_2(f) - T_1(f)][V_s(f_1)I_s^*(f_1) + V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_3(f) \\ T_8(f) = 3T_2(f)I_s(f_1) \\ \quad + 3j[T_2(f) - T_1(f)][V_s(f_1)I_s^*(f_1) + V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_4(f) \\ T_9(f) = -3jT_1(f)I_s^*(f_1) \\ \quad + 3[T_2(f) - T_1(f)][V_s(f_1)I_s^*(f_1) - V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_3(f) \\ T_{10}(f) = 3jT_2(f)I_s(f_1) \\ \quad + 3[T_2(f) - T_1(f)][V_s(f_1)I_s^*(f_1) - V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_4(f) \end{cases} \quad (2-40)$$

2.3.3.3 外环控制

直流电压、有功功率以及无功功率中的小信号分量的频率均为 f ，因此频域下的外环控制推导如下，对于定有功功率控制换流器， d 轴参考电流为：

$$I_{dref}^+(f) = -G_p(j2\pi f)P_s(f) \quad (2-41)$$

对于定直流电压控制换流器, d 轴参考电流为:

$$I_{dref}^+(f) = -G_{dc}(j2\pi f)V_{dc}(f) \quad (2-42)$$

对于定无功功率控制换流器, q 轴参考电流为:

$$I_{qref}^+(f) = G_q(j2\pi f)Q_s(f) \quad (2-43)$$

2.3.3.4 正序内环控制

在 dq 坐标系下, 根据式(2-31)、式(2-37)、式(2-41)-式(2-43), 网侧电压、阀侧电流、 dq 轴参考电流进入到正序内环控制的频率分量中只含有频率为 f 的成分, 将式(2-15)在频率 f 处展开可以得到:

$$\begin{cases} V_{sdref}^+(f) = -G_{inner}(j2\pi f)[I_{dref}^+(f) - I_{cd}^+(f)] + G_{ff}(j2\pi f)V_{sd}^+(f) + \omega_1 L_{eq}I_{cq}^+(f) \\ V_{sqref}^+(f) = -G_{inner}(j2\pi f)[I_{qref}^+(f) - I_{cq}^+(f)] + G_{ff}(j2\pi f)V_{sq}^+(f) - \omega_1 L_{eq}I_{cd}^+(f) \end{cases} \quad (2-44)$$

代入式(2-40), 经 Park 反变换可以得到:

$$\begin{cases} V_{sref}^+(f+f_1) = T_{11}(f)I_u(f+f_1) + T_{12}(f)I_u(f-f_1) \\ \quad + T_{13}(f)V_s(f+f_1) + T_{14}(f)V_s(f-f_1) + T_{19}(f)V_{dc}(f) \\ V_{sref}^+(f-f_1) = T_{15}(f)I_u(f+f_1) + T_{16}(f)I_u(f-f_1) \\ \quad + T_{17}(f)V_s(f+f_1) + T_{18}(f)V_s(f-f_1) + T_{19}(f)V_{dc}(f) \end{cases} \quad (2-45)$$

其中:

$$\begin{cases} T_{11}(f) = e^{-j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) + G_q(j2\pi f)]T_5(f)/2 \\ \quad - 2T_1(f)[G_{inner}(j2\pi f) - j\omega_1 L_{eq}] \\ T_{12}(f) = e^{-j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) - G_q(j2\pi f)]T_6(f)/2 \\ T_{13}(f) = e^{-j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_7(f) - jG_q(j2\pi f)T_9(f)]/2 \\ \quad - jk_{trf}^*T_1(f)T_3(f)[G_{inner}(j2\pi f) - j\omega_1 L_{eq}]I_s(f_1) \\ \quad + e^{-j\theta_{rj}}T_1(f)G_{ff}(j2\pi f)[1 - jT_3(f)V_s(f_1)] \\ \quad + je^{-j\theta_{rj}}[V_{sdref}^+(0) + jV_{sqref}^+(0)]T_3(f)/2 \\ T_{14}(f) = e^{-j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_8(f) - jG_q(j2\pi f)T_{10}(f)]/2 \\ \quad - jk_{trf}^*T_1(f)T_4(f)[G_{inner}(j2\pi f) - j\omega_1 L_{eq}]I_s(f_1) \\ \quad - je^{-j\theta_{rj}}T_1(f)T_4(f)G_{ff}(j2\pi f)V_s(f_1) \\ \quad + je^{-j\theta_{rj}}[V_{sdref}^+(0) + jV_{sqref}^+(0)]T_4(f)/2 \\ T_{15}(f) = e^{j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) - G_q(j2\pi f)]T_5(f)/2 \\ T_{16}(f) = e^{j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) + G_q(j2\pi f)]T_6(f)/2 \\ \quad - 2T_2(f)[G_{inner}(j2\pi f) + j\omega_1 L_{eq}] \\ T_{17}(f) = e^{j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_7(f) + jG_q(j2\pi f)T_9(f)]/2 \\ \quad + jk_{trf}T_2(f)T_3(f)[G_{inner}(j2\pi f) + j\omega_1 L_{eq}]I_s^*(f_1) \\ \quad + je^{j\theta_{rj}}T_2(f)T_3(f)G_{ff}(j2\pi f)V_s^*(f_1) \\ \quad - je^{j\theta_{rj}}[V_{sdref}^+(0) - jV_{sqref}^+(0)]T_3(f)/2 \\ T_{18}(f) = e^{j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_8(f) + jG_q(j2\pi f)T_{10}(f)]/2 \\ \quad + jk_{trf}T_2(f)T_4(f)[G_{inner}(j2\pi f) + j\omega_1 L_{eq}]I_s^*(f_1) \\ \quad + e^{j\theta_{rj}}T_2(f)G_{ff}(j2\pi f)[1 + jT_4(f)V_s^*(f_1)] \\ \quad - je^{j\theta_{rj}}[V_{sdref}^+(0) - jV_{sqref}^+(0)]T_4(f)/2 \\ T_{19}(f) = e^{-j\theta_{rj}}G_{inner}(j2\pi f)G_{dc}(j2\pi f)/2 \end{cases} \quad (2-46)$$

对于定有功功率控制换流站, $G_{dc}(j2\pi f) = 0$; 对于定直流电压控制换流站, $G_p(j2\pi f) = 0$ 。

2.3.3.5 负序内环控制

在 dq 坐标系下, 根据式(2-31)、式(2-37), 网侧电压、阀侧电流进入到负序内环控制的小信号分量频率为 $f \pm 2f_1$, 将式(2-16)在 $f \pm 2f_1$ 处展开可以得到:

$$\begin{cases} V_{sdref}^-(f \pm 2f_1) = G_{inner}[j2\pi(f \pm 2f_1)]I_{cd}^-(f \pm 2f_1) \\ \quad + G_{ff}[j2\pi(f \pm 2f_1)]V_{sd}^-(f \pm 2f_1) - \omega_1 L_{eq} I_{cq}^-(f \pm 2f_1) \\ V_{sqref}^-(f \pm 2f_1) = G_{inner}[j2\pi(f \pm 2f_1)]I_{cq}^-(f \pm 2f_1) \\ \quad + G_{ff}[j2\pi(f \pm 2f_1)]V_{sq}^-(f \pm 2f_1) + \omega_1 L_{eq} I_{cd}^-(f \pm 2f_1) \end{cases} \quad (2-47)$$

经 Park 反变换可以得到:

$$\begin{cases} V_{sref}^-(f + f_1) = T_{20}(f)I_u(f + f_1) + T_{21}(f)V_s(f + f_1) + T_{22}(f)V_s(f - f_1) \\ V_{sref}^-(f - f_1) = T_{23}(f)I_u(f - f_1) + T_{24}(f)V_s(f + f_1) + T_{25}(f)V_s(f - f_1) \end{cases} \quad (2-48)$$

其中:

$$\begin{cases} T_{20}(f) = -2T_2(f + 2f_1)\{G_{inner}[j2\pi(f + 2f_1)] + j\omega_1 L_{eq}\} \\ T_{21}(f) = e^{j\theta_{trf}}G_{ff}[j2\pi(f + 2f_1)]T_2(f + 2f_1)[1 - jT_3(f)V_s^*(f_1)] \\ \quad - jk_{trf}^*T_2(f + 2f_1)T_3(f)\{G_{inner}[j2\pi(f + 2f_1)] + j\omega_1 L_{eq}\}I_s(f_1) \\ T_{22}(f) = -je^{j\theta_{trf}}G_{ff}[j2\pi(f + 2f_1)]T_2(f + 2f_1)T_4(f)V_s(f_1) \\ \quad - jk_{trf}^*T_2(f + 2f_1)T_4(f)\{G_{inner}[j2\pi(f + 2f_1)] + j\omega_1 L_{eq}\}I_s(f_1) \\ T_{23}(f) = -2T_1(f - 2f_1)\{G_{inner}[j2\pi(f - 2f_1)] - j\omega_1 L_{eq}\} \\ T_{24}(f) = je^{-j\theta_{trf}}G_{ff}[j2\pi(f - 2f_1)]T_1(f - 2f_1)T_3(f)V_s^*(f_1) \\ \quad + jk_{trf}T_1(f - 2f_1)T_3(f)\{G_{inner}[j2\pi(f - 2f_1)] - j\omega_1 L_{eq}\}I_s^*(f_1) \\ T_{25}(f) = jk_{trf}T_1(f - 2f_1)T_4(f)\{G_{inner}[j2\pi(f - 2f_1)] - j\omega_1 L_{eq}\}I_s^*(f_1) \\ \quad + e^{-j\theta_{trf}}G_{ff}[j2\pi(f - 2f_1)]T_1(f - 2f_1)[1 + jT_4(f)V_s^*(f_1)] \end{cases} \quad (2-49)$$

2.3.3.6 环流抑制

根据式(2-7)中环流分量的定义并对比表 2-2 中各频率分量, 频率为 $f \pm 2f_1$ 和频率为 $f \pm 4f_1$ 的桥臂电流分量为正负序共模分量, 会注入到环流抑制控制器。其中频率为 $f \pm 4f_1$ 的分量经 Park 变换后变为 $f \pm 6f_1$ 分量, 超过表 2-2 中的频率研究范围。因此, 只考虑频率为 $f \pm 2f_1$ 的桥臂电流分量, 根据式(2-7)可以得到:

$$I_{cir}(f \pm 2f_1) = I_u(f \pm 2f_1) \quad (2-50)$$

经负序二倍频 Park 变换后, 频率为 $f + 2f_1$ 的负序环流分量频率降低 $2f_1$; 频率为 $f - 2f_1$ 的正序环流分量频率增加 $2f_1$ 。因此, 在经 Park 变换后得到环流中仅含有频率为 f 的 dq 轴分量:

$$\begin{cases} I_{cir d}(f) = e^{2j\theta_{trf}}I_u(f + 2f_1) + e^{-2j\theta_{trf}}I_u(f - 2f_1) \\ I_{cir q}(f) = je^{2j\theta_{trf}}I_u(f + 2f_1) - je^{-2j\theta_{trf}}I_u(f - 2f_1) \end{cases} \quad (2-51)$$

将式(2-17)转换到频域，可以得到：

$$\begin{cases} V_{cir d}(f) = -G_{cir}(j2\pi f)I_{cir d}(f) \\ V_{cir q}(f) = -G_{cir}(j2\pi f)I_{cir q}(f) \end{cases} \quad (2-52)$$

经负序二倍频 Park 反变换，可以得到环流抑制器的输出为：

$$\begin{cases} V_{cref}(f+2f_1) = -G_{cir}(2\pi f)I_u(f+2f_1) \\ V_{cref}(f-2f_1) = -G_{cir}(2\pi f)I_u(f-2f_1) \end{cases} \quad (2-53)$$

综上，将正、负内环控制输出 $V_{sref}^+(f \pm f_1)$ 和 $V_{sref}^-(f \pm f_1)$ ，以及环流抑制输出 $V_{cref}(f \pm 2f_1)$ 代入式(2-29)中，即可将 MMC 控制系统和一次系统的频域模型相互关联。

2.3.4 模块化多电平换流器交直流侧阻抗计算

MMC 直流侧、交流侧正/负序阻抗均可视为所建立的 MMC 阻抗通用计算模型下的特例，下面进行详细说明。

2.3.4.1 直流侧阻抗计算

当小信号扰动分量 $V_p(f_p)$ 施加在直流侧时，则有：

$$\begin{cases} f = f_p \\ V_s(f_p + f_1) = 2Z_{acgp}(f_p + f_1)/k_{trf}^* I_u(f_p + f_1) \\ V_s(f_p - f_1) = 2Z_{acgn}(f_p - f_1)/k_{trf} I_u(f_p - f_1) \\ V_{dc}(f_p) = V_p(f_p) - 3Z_{dcg}(f_p)I_u(f_p) \end{cases} \quad (2-54)$$

其中， Z_{acgp} 和 Z_{acgn} 分别是 MMC 所连接的交流系统正、负序阻抗， Z_{dcg} 是 MMC 所连接的直流侧网络阻抗。

将式(2-54)代入式(2-21)中，可以进一步化简得到：

$$I_u(f_p) + \frac{V_u(f_p)}{j2\pi f_p L_{arm} + R_{arm} + 3Z_{dcg}(f_p)/2} = \frac{V_p(f_p)}{j4\pi f_p L_{arm} + 2R_{arm} + 3Z_{dcg}(f_p)} \quad (2-55)$$

将式(2-54)代入式(2-22)中，可以进一步化简得到：

$$I_u(f_p + f_1) + \frac{V_u(f_p + f_1)}{j2\pi(f_p + f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgp}(f_p + f_1)/|k_{trf}|^2} = 0 \quad (2-56)$$

将式(2-54)代入式(2-23)中，可以进一步化简得到：

$$I_u(f_p - f_1) + \frac{V_u(f_p - f_1)}{j2\pi(f_p - f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgn}(f_p - f_1)/|k_{trf}|^2} = 0 \quad (2-57)$$

将式(2-54)代入式(2-29)，联立式(2-24)-式(2-28)，式(2-55)-式(2-57)，式(附 B-1)-式(附 B-16)，可以得到 A_p 和 B_p 的具体形式。附录 D 给出了采用定有功功率控制下 MMC 直流侧阻抗计算时 A_p 和 B_p 的构成，其余情况下 A_p 和 B_p 均可类比得到。求解式(2-19)可以得到 $I_u(f_p)$ ，则 MMC 直流侧阻抗可以计算如下：

$$Z_{MMC-dc}(f_p) = \frac{V_p(f_p)}{3I_u(f_p)} - Z_{dcg}(f_p) \quad (2-58)$$

2.3.4.2 交流侧正序阻抗计算

当在交流侧叠加正序小信号扰动 $V_{acp}(f_p)$ 时, 则有:

$$\begin{cases} f = f_p - f_1 \\ V_s(f_p) = V_{acp}(f_p) + 2Z_{acgp}(f_p)/k_{trf}^* I_u(f_p) \\ V_s(f_p - 2f_1) = 2Z_{acgn}(f_p - 2f_1)/k_{trf} I_u(f_p - 2f_1) \\ V_{dc}(f_p - f_1) = -3Z_{dcg}(f_p - f_1) I_u(f_p - f_1) \end{cases} \quad (2-59)$$

将式(2-59)代入式(2-21)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p - f_1) + \frac{V_u(f_p - f_1)}{j2\pi(f_p - f_1)L_{arm} + R_{arm} + 3Z_{dcg}(f_p - f_1)/2} = 0 \quad (2-60)$$

将式(2-59)代入式(2-22)中, 可以进一步化简得到:

$$\begin{aligned} I_u(f_p) + \frac{V_u(f_p)}{j2\pi f_p(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgp}(f_p)/|k_{trf}|^2} \\ = - \frac{V_{acp}(f_p)/k_{trf}}{j2\pi f_p(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgp}(f_p)/|k_{trf}|^2} \end{aligned} \quad (2-61)$$

将式(2-59)代入式(2-23)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p - 2f_1) + \frac{V_u(f_p - 2f_1)}{j2\pi(f_p - 2f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgn}(f_p - 2f_1)/|k_{trf}|^2} = 0 \quad (2-62)$$

与式(2-58)类似, 将式(2-59)代入式(2-29), 联立式(2-24)-式(2-28), 式(2-60)-式(2-62), 式(附 B-1)-式(附 B-16), MMC 的交流侧正序阻抗计算如下:

$$Z_{MMC-acp}(f_p) = - \frac{k_{trf}^* V_{acp}(f_p)}{2I_u(f_p)} - Z_{acgp}(f_p) \quad (2-63)$$

2.3.4.3 交流侧负序阻抗计算

当在交流侧叠加负序小信号扰动 $V_{acn}(f_p)$ 时, 则有:

$$\begin{cases} f = f_p + f_1 \\ V_s(f_p) = V_{acn}(f_p) + 2Z_{acgn}(f_p)/k_{trf} I_u(f_p) \\ V_s(f_p + 2f_1) = 2Z_{acgp}(f_p + 2f_1)/k_{trf}^* I_u(f_p + 2f_1) \\ V_{dc}(f_p + f_1) = -3Z_{dcg}(f_p + f_1) I_u(f_p + f_1) \end{cases} \quad (2-64)$$

将式(2-64)代入式(2-21)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p + f_1) + \frac{V_u(f_p + f_1)}{j2\pi(f_p + f_1)L_{arm} + R_{arm} + 3Z_{dcg}(f_p + f_1)/2} = 0 \quad (2-65)$$

将式(2-64)代入式(2-22)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p + 2f_1) + \frac{V_u(f_p + 2f_1)}{j2\pi(f_p + 2f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgp}(f_p + 2f_1)/|k_{trf}|^2} = 0 \quad (2-66)$$

将式(2-64)代入式(2-23)中, 可以进一步化简得到:

$$\begin{aligned}
 I_u(f_p) + \frac{V_u(f_p)}{j2\pi f_p(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgn}(f_p)/|k_{trf}|^2} \\
 = - \frac{V_{acn}(f_p)/k_{trf}^*}{j2\pi f_p(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgn}(f_p)/|k_{trf}|^2}
 \end{aligned} \quad (2-67)$$

与式(2-58)和式(2-63)类似, 将式(2-64)代入式(2-29), 联立式(2-24)-式(2-28), 式(2-65)-式(2-67), 式(附 B-1)-式(附 B-16), MMC 的交流侧负序阻抗计算如下:

$$Z_{MMC-acn}(f_p) = - \frac{k_{trf} V_{acn}(f_p)}{2I_u(f_p)} - Z_{acgn}(f_p) \quad (2-68)$$

2.4 仿真验证与分析

为验证本章所提阻抗计算方法的有效性和准确性, 本节在 PSCAD/EMTDC 中采用离线仿真扫频的方法对所建立的阻抗解析计算模型进行验证, 并研究网络阻抗耦合以及不同控制环节对 MMC 直流侧阻抗、交流侧正序阻抗和交流侧负序阻抗的影响。

2.4.1 仿真系统

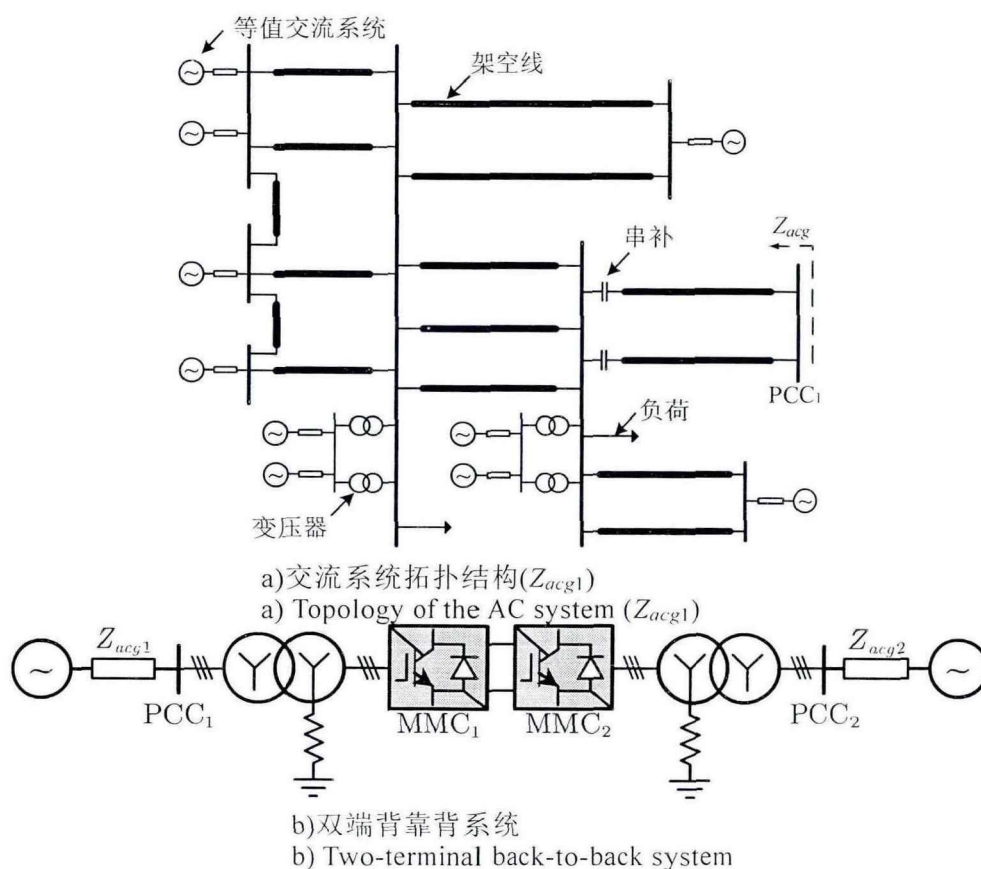


图 2-5 仿真系统

Fig.2-5 Study system

仿真系统采用如图 2-5 b)所示的双端背靠背系统,一次系统和控制系统的详细参数见表 2-3。MMC₁ 交流侧接入如图 2-5 a)所示的某工程交流侧近区 500kV 电网三级断面等值模型,MMC₁ 直流侧直接连接 MMC₂。MMC₁ 采用定有功功率、定无功功率控制;MMC₂ 采用定直流电压、定无功功率控制。本节中扫频范围设置为 1Hz-5000Hz (对应采样周期为 100 μ s 时的 Nyquist 频率)。在 1Hz-255Hz 频段每 1Hz 扫描一个频点,在 260Hz-2550Hz 频段每 10Hz 扫描一个频点,在 2600Hz-5000Hz 频段每 100Hz 扫描一个频点。每次扫频过程中,在交流侧或直流侧叠加频率为 f_p 的小信号电压源,并测量 v_s 和 i_s 或 v_{dc} 和 i_{dc} ,提取其中频率为 f_p 的分量,以计算 MMC 的交直流侧阻抗。阻抗解析计算结果通过式(2-58)、式(2-63)和式(2-68)得到。

表 2-3 仿真系统参数
Table 2-3 Parameters of the study system

	符号	参数	数值
一次系统	C_{SM}	子模块电容	8000 μ F
	N	单桥臂子模块个数	400
	k_{trf}	变压器变比	525/437.23 $\angle 0^\circ$
	L_{trf}	变压器漏抗	0.14p.u.
	f_1	交流电网基频	50Hz
	L_{arm}	桥臂电抗	140mH
	R_{arm}	桥臂等值电阻	4 Ω
	$\pm V_{dc0}$	直流侧额定电压	± 420 kV
	V_{s1}	交流侧额定电压	525kV
	S_N	额定容量	1250MVA
控制系统	T_d	控制链路延时	150 μ s
	$G_{plpi}(s)$	锁相环 PI 环节	50+100/s (p.u.)
	$G_{inner}(s)$	内环电流控制 PI 环节	1+30/s (p.u.)
	$G_{ff}(s)$	前馈电压低通滤波器	100/(s+100)
	$G_{cir}(s)$	环流抑制 PI 环节	0.8+100/s (p.u.)
	$G_{dc}(s)$	直流电压控制 PI 环节	5+25/s (p.u.)
	$G_p(s)$	有功功率控制 PI 环节	0.02+20/s (p.u.)
	$G_q(s)$	无功功率控制 PI 环节	0.02+20/s (p.u.)
	$G_{lpf}(s)$	DDSRF 低通滤波器	222/(s+222)

2.4.2 电网阻抗耦合的影响

为验证本章阻抗计算方法的准确性，测试了双端背靠背系统中 MMC₁ 的直流侧、交流侧正、负阻抗。MMC₁ 的交流侧所接入的详细交流电网等值模型的正、负序阻抗从 PSCAD/EMTDC 仿真模型中导出，如图 2-6 所示。由于电网模型中不存在旋转元件，其正负序阻抗完全相同，同时由于输电线路的分布式参数特性，导致电网阻抗中存在多个谐振峰，相位也在 90°和-90°之间反复跳变。而电网基波等值阻抗仅为 50Hz 下的一个频点，用基波阻抗表示整个电网全频段阻抗则呈现阻感特性，不能表示出图 2-6 中实际交流系统的阻抗特性。MMC₁ 的有功功率整定值 P_{ref} 和无功功率整定值 Q_{ref} 均为 0p.u.，MMC₂ 的直流电压整定值 V_{dcref} 为 1p.u.，无功功率整定值 Q_{ref} 为 0p.u.。

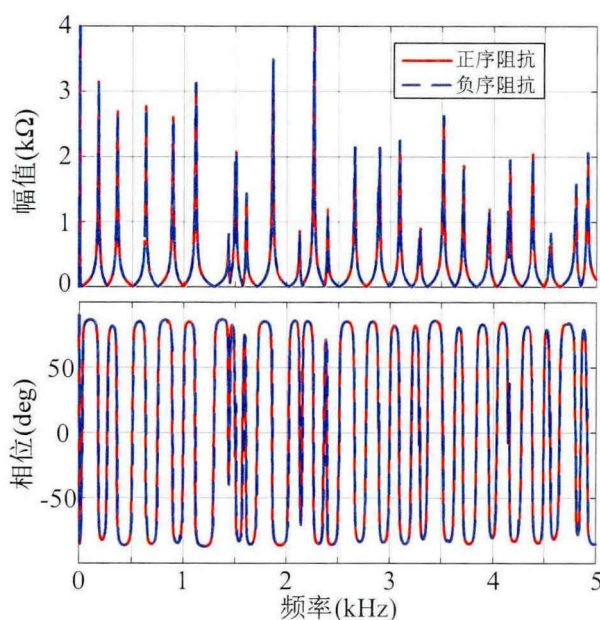


图 2-6 交流电网正负序阻抗

Fig.2-6 Positive- and negative-sequence AC grid impedance

图 2-7 a)-图 2-7 c)所示为 MMC₁ 的直流侧、交流侧正序和交流侧负序阻抗扫频结果和采用本章方法解析计算结果的对比。阻抗计算结果用蓝色虚线表示，仿真扫频结果用蓝色圆形点表示。从图 2-7 中的结果来看，本章方法能够准确地计算 MMC 的交、直流侧阻抗，扫频结果和解析计算结果几乎重合。MMC₁ 的直流侧阻抗在低频段呈容性，在高频段呈感性；MMC₁ 的交流侧正、负序阻抗在基频附近均存在谐振峰，在高频段整体呈感性。图 2-7 中还给出了不考虑网络阻抗耦合时，即将 Z_{dcg} ， Z_{acgp} 和 Z_{acgn} 均置 0 时的解析计算结果，如红色实线所示。对比图 2-7 a)中红色实线和蓝色虚线可以看到，在计算 MMC 直流侧阻抗时，详细交

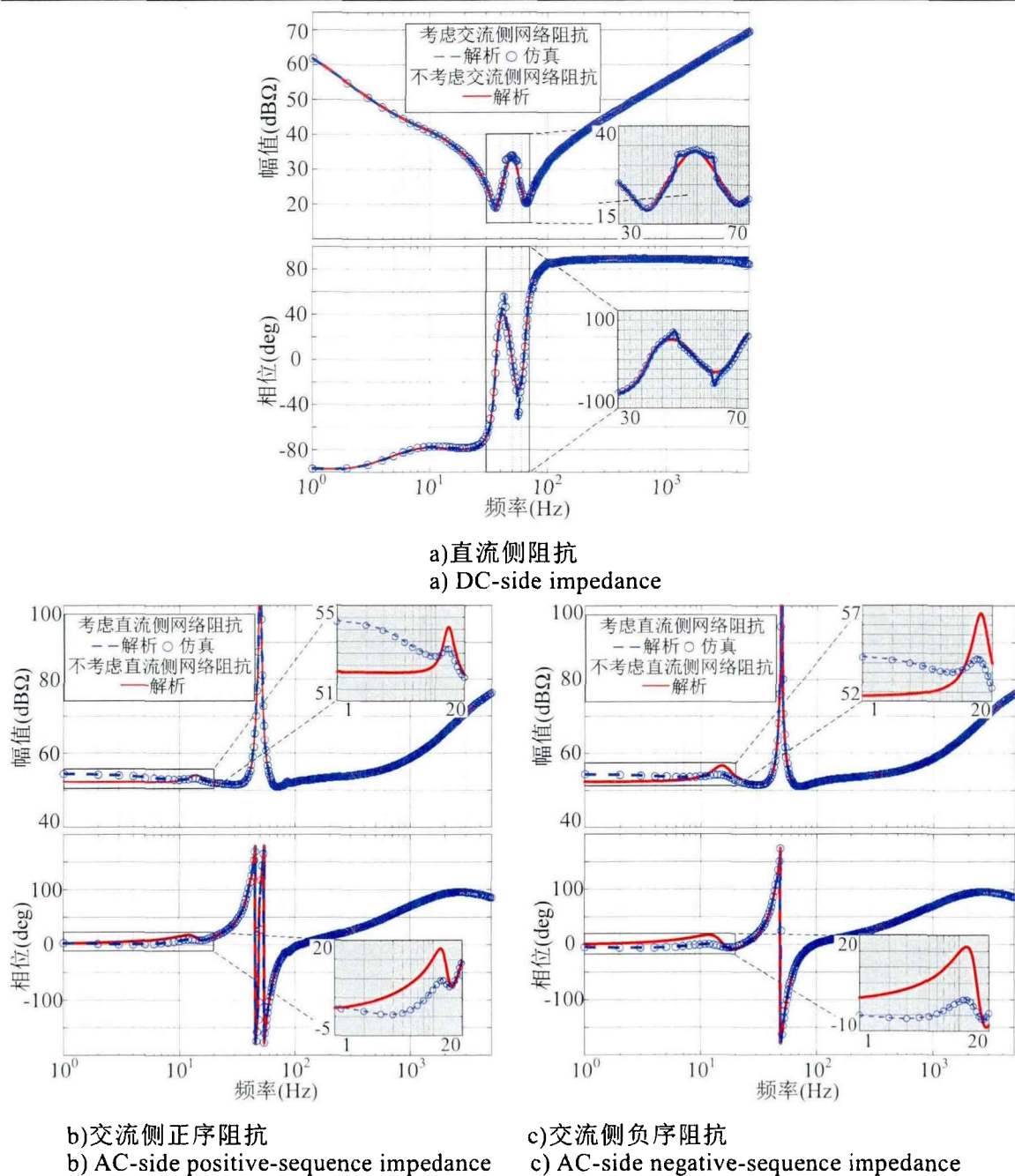


图 2-7 有无考虑电网阻抗耦合时 MMC 交直流侧阻抗

Fig.2-7 MMC DC and AC impedances with and without considering grid impedance coupling

流系统的阻抗对基频 50Hz 附近的直流阻抗有一定影响，在其他频段交流网络阻抗对 MMC 直流侧阻抗影响可以忽略。因此，为得到准确的 MMC 直流侧阻抗，需要对所连接交流电网低频段 (<100Hz) 阻抗进行准确刻画。对比图 2-7 b) 和图 2-7 c) 中的红色实线和蓝色虚线可以发现，MMC₂ 的直流侧阻抗主要在低频段 (<20Hz) 对 MMC₁ 的交流侧正、负序阻抗产生影响，在高频段直流网络

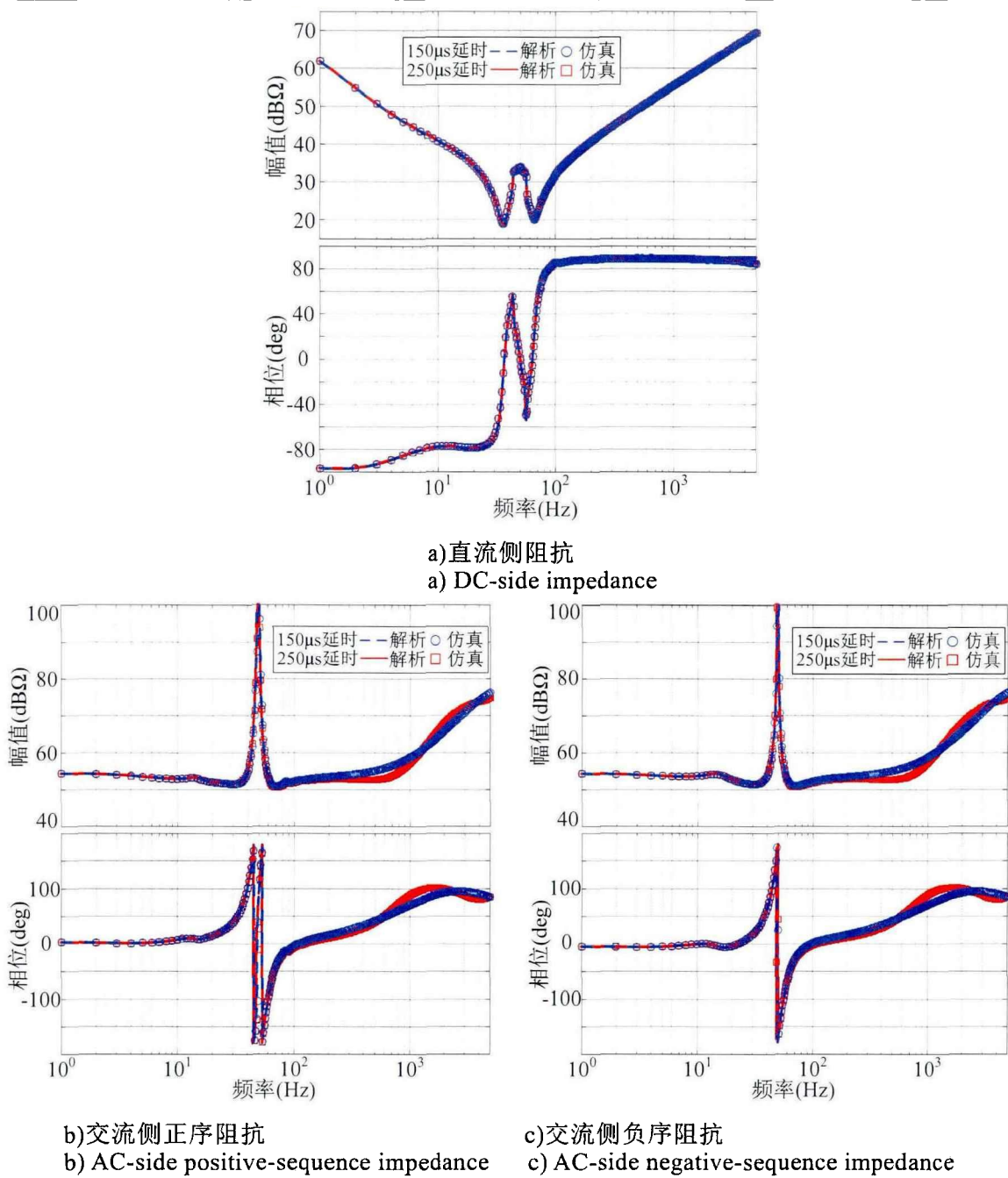


图 2-8 控制链路延时不同时 MMC 交直流侧阻抗
Fig.2-8 MMC DC and AC impedances with different control link delay

阻抗对 MMC 交流侧阻抗影响可以忽略。因此为精确得到 MMC 的交流侧阻抗，也需考虑其所连接的直流网络阻抗特性。

2.4.3 控制链路延时的影响

MMC 初始运行状态同 2.4.2 节，将控制链路延时由 150μs 增大到 250μs。

MMC₁ 的直流侧阻抗、交流侧正序阻抗和交流侧负序阻抗如图 2-8 所示。控制链路延时为 150 μ s 的解析计算结果用蓝色虚线表示, 仿真扫频结果用蓝色圆形点表示; 控制链路延时为 250 μ s 的解析计算结果用红色实线表示, 仿真扫频结果用红色方形点表示。扫频结果和解析计算结果高度重合验证了本章提出的阻抗计算方法的准确性。

从图 2-8 中可以发现, 控制链路延时对 MMC 的直流侧阻抗影响很小, 图 2-8 a) 中在 150 μ s 和 250 μ s 延时下 MMC 的直流侧阻抗几乎重合。对于 MMC 的交流侧正、负序阻抗, 控制链路延时对于低频段 (<100Hz) 的影响并不明显。而在高频段, MMC 交流侧阻抗在不同延时下会呈现出明显差异。这是由于延时环节 e^{-sT_d} 在高频段的移相作用更明显造成的。此外, 无论延时是 150 μ s 还是 250 μ s, MMC 交流侧阻抗都会在某些高频段下相角超过 90°, 意味着 MMC 高频段阻抗存在负阻特性。从图 2-6 可以看到, 交流电网的阻抗存在多个谐振峰, 会在感性和容性之间反复跳变。当 MMC 接入交流电网后有发生高频振荡的风险, 这也解释了在法西联网 INELFE^[25-26]、鲁西^[27-28]和渝鄂^[29-30]工程现场发生的高频振荡现象的根源。

2.4.4 功率等级的影响

将 MMC₁ 的有功功率整定值 P_{ref} 分别设为 1p.u., 0p.u. 和 -1p.u., 其余条件同 2.4.2 节, 在不同功率等级下 MMC 的交、直流侧阻抗如图 2-9 所示。 P_{ref} 为 1p.u. 时的解析计算结果用蓝色虚线表示, 仿真扫频结果用蓝色圆形点表示; P_{ref} 为 0p.u. 时的解析计算结果用红色实线表示, 仿真扫频结果用红色方形点表示; P_{ref} 为 -1p.u. 时的解析计算结果用绿色点划线表示, 仿真扫频结果用菱形点表示。

根据附录 A 中稳态分量计算式, 不同的功率等级会影响 MMC 的稳态变量。从图 2-9 a) 中可以看到, 功率等级对 MMC 直流阻抗的影响集中在低频段。当 P_{ref} 为 0p.u. 和 -1p.u. 时, MMC₁ 在直流侧呈现出恒功率负荷特性, 直流侧阻抗相角在低频段小于 -90°, 存在着与所连接直流系统发生低频振荡的风险。根据式(2-60)和式(2-65), MMC₂ 的直流侧阻抗会对 MMC₁ 的交流侧阻抗产生影响。在忽略损耗的情况下, MMC₁ 与 MMC₂ 功率互补, 当 MMC₁ 的有功功率整定值 P_{ref} 分别为 1p.u., 0p.u. 和 -1p.u. 时, MMC₂ 的功率水平分别为 -1p.u., 0p.u. 和 1p.u.。根据 2.4.2 中分析可知, MMC₂ 的直流侧阻抗对 MMC₁ 的交流侧低频段阻抗有影响, 且不同功率等级下, MMC₂ 的直流侧阻抗不同, 导致 MMC₁ 交流侧阻抗在低频段会有差异, 与图 2-9 b) 和图 2-9 c) 中所示的阻抗结果一致。此外, 交流侧正序阻抗在基频 50Hz 附近有着明显不同。功率等级对于 MMC 高频段阻抗的影响均可以忽略

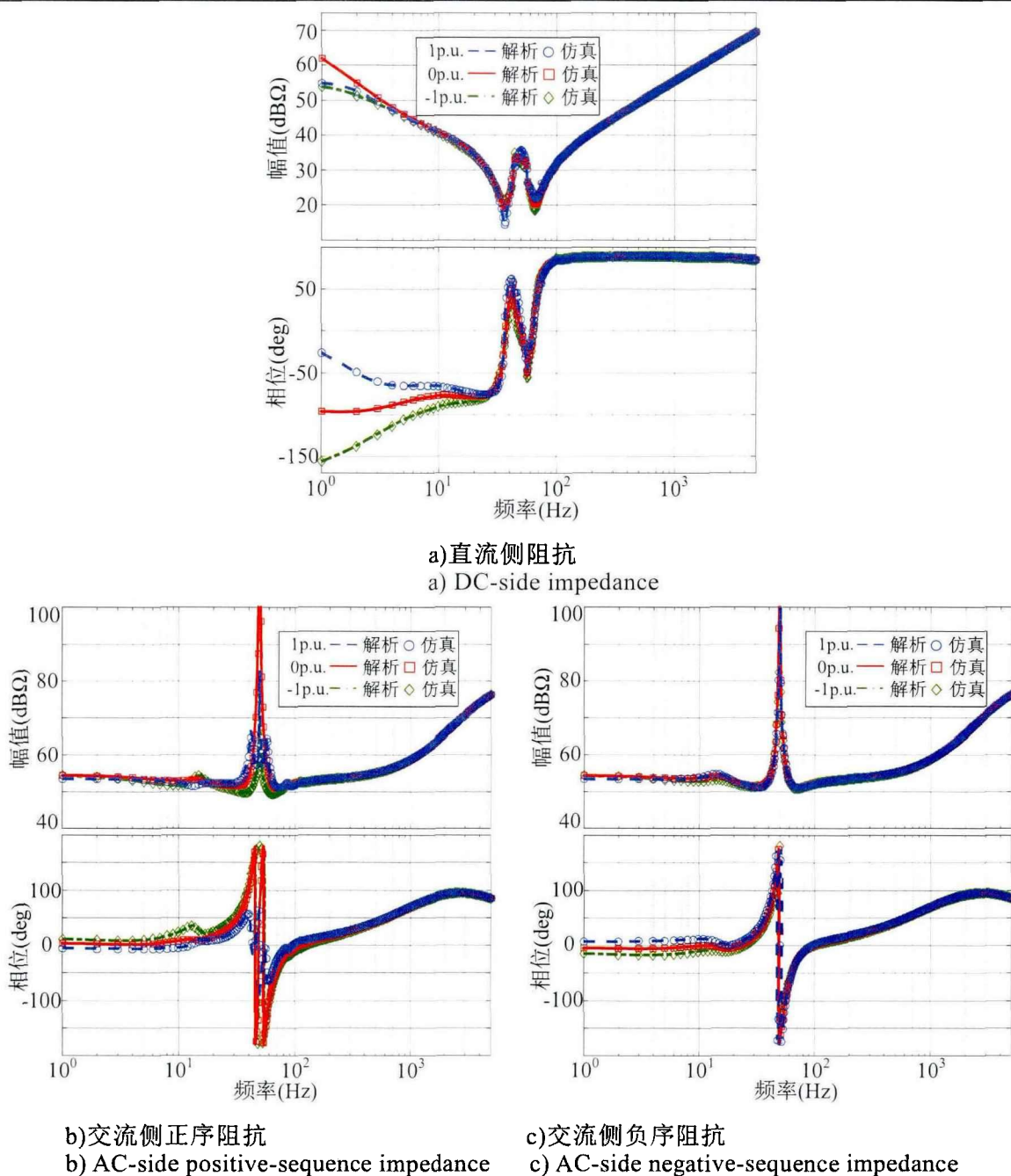


图 2-9 功率等级不同时 MMC 交直流侧阻抗
Fig.2-9 MMC DC and AC impedances with different operating points

不计，在图 2-9 a)-图 2-9 c)中，不同功率等级下 MMC 直流侧、交流侧正负序阻抗在高频段几乎都是重合的。

2.4.5 负序内环控制的影响

负序内环控制主要用于电网不平衡^[99]或交流侧出现不对称故障时^[100]负序电

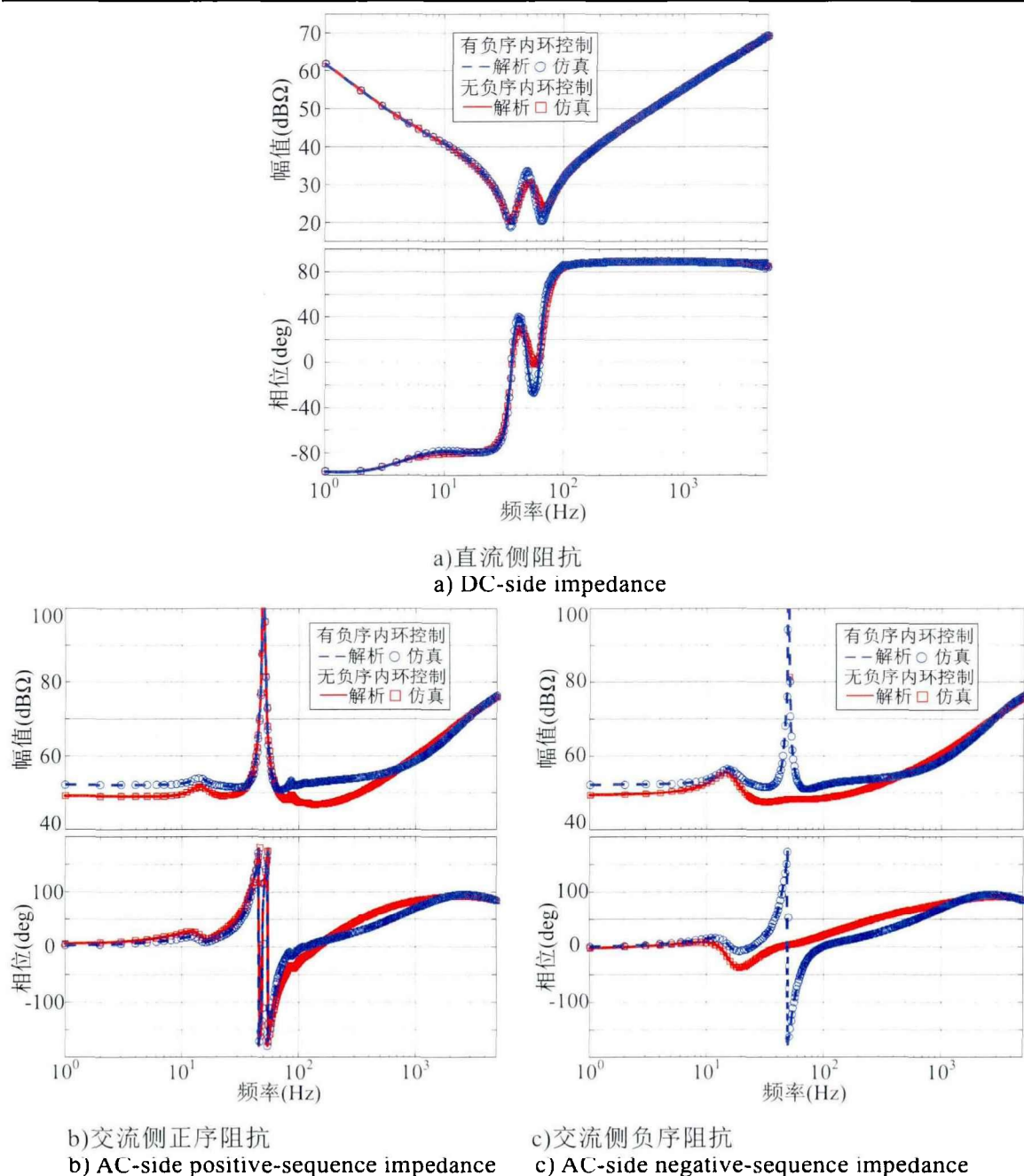


图 2-10 有无负序内环控制时 MMC 交直流侧阻抗

Fig.2-10 MMC DC and AC impedances with and without negative-sequence inner loop control

流的抑制，负序内环控制在理想稳态情况下不起所用，但其对 MMC 阻抗特性的影响不能忽略。图 2-10 所示为有无负序内环控制时，MMC₁ 的交直流侧阻抗特性。根据 2.4.2 节分析，网络阻抗主要对 MMC 低频阻抗产生影响，为了直观地显示负序内环控制的影响，测试时将 MMC₁ 的交/直流侧接入理想交/直流电压源，以屏蔽 MMC₂ 和交流网络阻抗的影响。图 2-10 中有负序内环控制的阻抗解析计算结果用蓝色虚线表示，仿真扫频结果用蓝色圆形点表示；无负序内环控制的阻

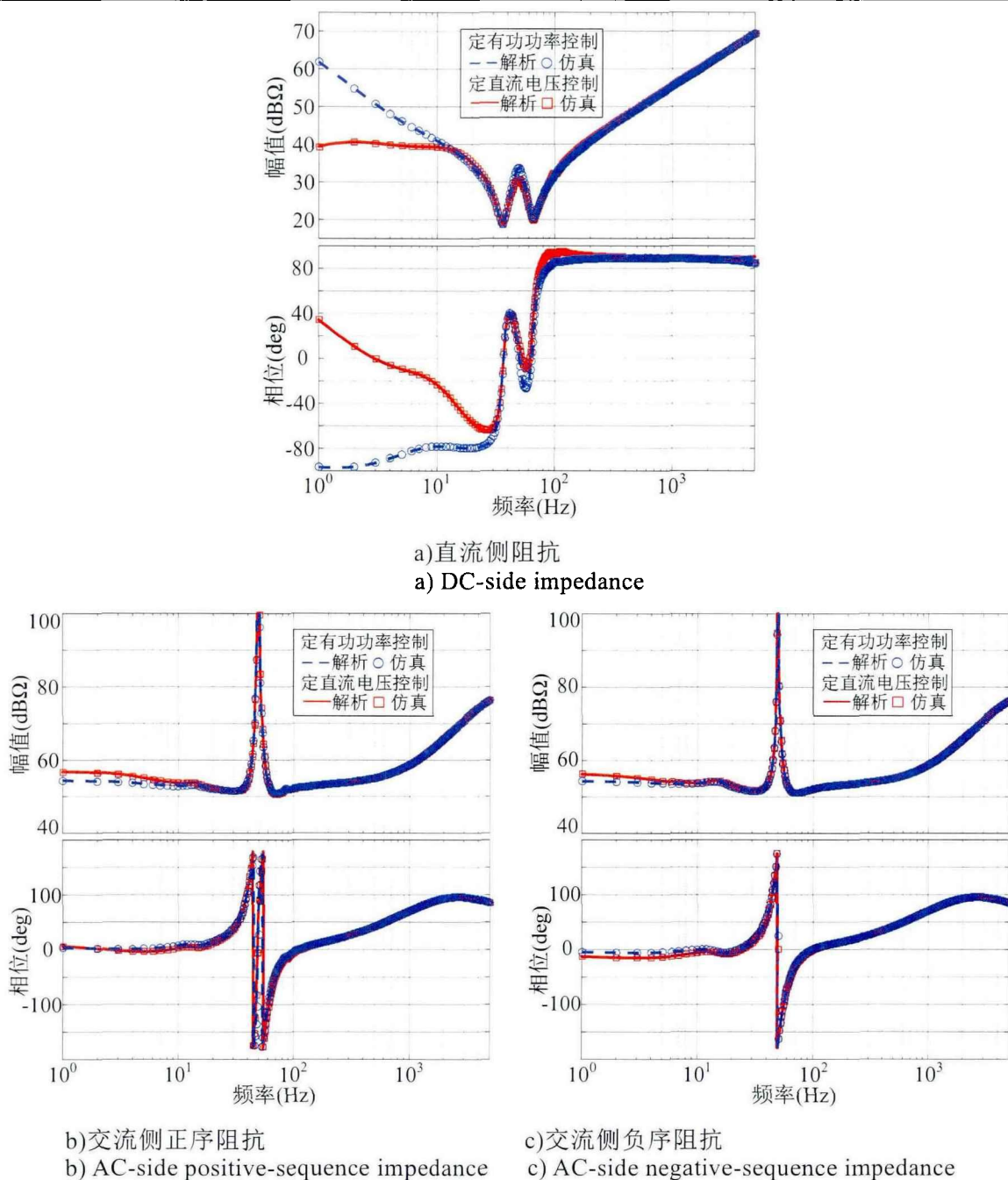


图 2-11 外环控制方式不同时 MMC 交直流侧阻抗

Fig.2-11 MMC DC and AC impedances with different outer loop control

抗解析计算结果用红色实线表示，仿真扫频结果用红色方形点表示。

从图 2-10 a)中可以看出，负序内环控制对 MMC 直流侧阻抗的影响主要集中在低频段 (<100Hz)，有无负序内环控制时直流侧阻抗存在微小的差异。图 2-10 b)和图 2-10 c)中，负序内环控制在全频段对 MMC 交流侧阻抗均有影响，特别是负序阻抗，有负序内环控制时在基频 50Hz 处存在谐振峰，无负序内环控制时则

阻抗较为平坦。

2.4.6 外环控制方式的影响

图 2-11 所示为分别在定有功功率控制和定直流电压控制两种外环控制方式下的 MMC 阻抗特性。其中定有功功率控制下的阻抗解析计算结果用蓝色虚线表示,仿真扫频结果用蓝色圆形点表示;定直流电压控制下的阻抗解析计算结果用红色实现表示,仿真扫频结果用红色方形点表示。由于外环控制带宽较低,为明确外环控制对 MMC 阻抗的塑形作用,测量时,MMC₁ 和 MMC₂ 交流侧分别接入理想电压源,以屏蔽交流侧网络阻抗的影响。双端系统的控制目标整定值同 2.4.2 节。

从图 2-11 中可以看到,外环控制方式主要影响 MMC 的低频段阻抗。直流侧施加的扰动激励会直接通过直流电压控制环进入到 MMC 中,因此外环控制方式对直流侧阻抗的影响更为明显。而对于 MMC 交流侧正、负序阻抗,一方面对端 MMC 的直流侧阻抗会对 MMC 交流侧阻抗低频段产生影响;另一方面外环控制的带宽很低,因此主要影响 MMC 交流侧低频段阻抗。从图 2-11 b)和图 2-11 c)可以看到,外环控制方式不同时,交流侧阻抗主要在小于 20Hz 的低频段产生差异,这与理论分析的结果是一致的。

2.5 交直流侧硬件在环振荡实验

为进一步验证本章所提出的阻抗解析计算方法的有效性,本节基于 RTDS 实时数字仿真器构建硬件在环实验平台,并基于此平台进行扫频和振荡实验。

2.5.1 实验平台

图 2-12 所示为进行振荡实验的双端 MMC-HVDC 系统结构图,一次系统和控制系统参数同表 2-3。MMC₁ 的交流侧接入单段 π 型电路模拟的 120km 长 500kV 架空线路。其中, Z_s 为电源内阻, R_g 、 L_g 和 $C_g/2$ 分别为输电线路串联电阻、串联电感和对地电容。控制器中暂不考虑负序内环控制环节,初始链路延时为 200 μ s。

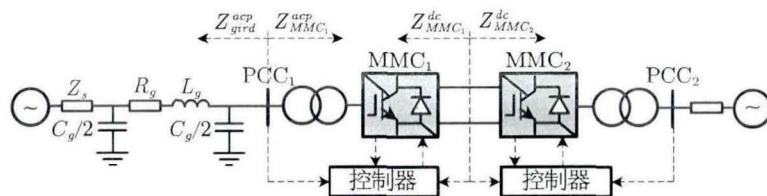


图 2-12 实验系统

Fig.2-12 Experimental system

表 2-4 实验系统参数
Table 2-4 Parameters of the experimental system

符号	参数	数值
Z_s	电源内阻	0.0001 Ω
R_g	输电线串联电阻	4.8 Ω
L_g	输电线串联电感	0.1059H
C_g	输电线对地电容	1.578 μ F

图 2-13 所示为硬件在环实验平台的实物照片，共用 4 块 FPGA 板卡实现双端 MMC 的仿真和控制任务，MMC₁ 和 MMC₂ 分别对应 2 块 FPGA 板卡，1 块用于 MMC 实时仿真，1 块用于 MMC 的控制。FPGA 板卡选用 Xilinx 公司 ML605 开发套件，配有 Virtex-6 系列 XC6VLX240T-1FFG1156 芯片，该芯片包含 241152 个逻辑单元，37680 个 Slices，832 个 18kb 和 416 个 36Kb BRAM 模块，20 个 GTX 收发器，PCIe 接口以及千兆以太网等高性能知识产权 (Intellectual Property, IP) 核。仿真器和控制器之间通过光纤建立物理连接，采用通信速率为 2Gbps 的 Aurora 协议进行通信，双向交互子模块电容电压和触发控制信号。仿真器与 RTDS、控制器与 RTDS 也通过光纤进行通信，关于控制器和仿真器的相关功能设计详见第 4 章和第 5 章。

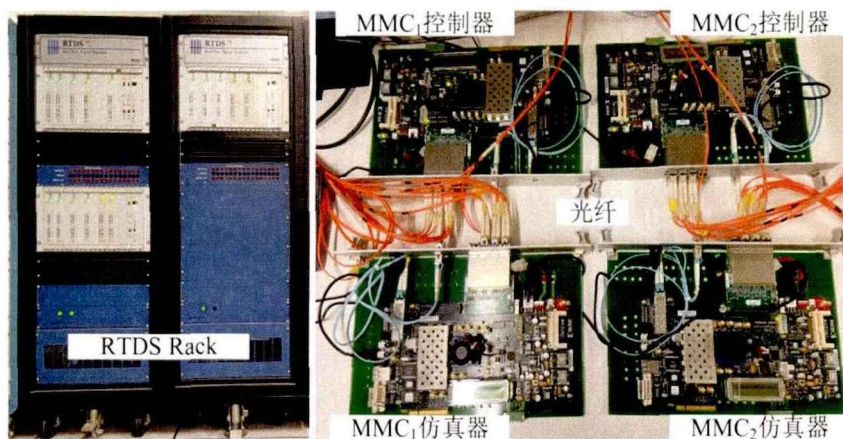


图 2-13 硬件在环实验平台配置

Fig.2-13 Configuration of the hardware-in-the-loop experimental platform

2.5.2 直流侧低频振荡实验

根据 2-4 节的分析可知，采用定有功功率控制下的 MMC 直流侧阻抗在低频段存在相角小于-90°的区域，表现为“负阻+容性”特征，存在与直流侧系统发生低频振荡的风险，因此本节主要进行直流侧低频振荡实验。MMC₁ 采用定有功

功率、定无功功率控制，在直流侧可以诺顿等值为电流源 $I_{MMC_1}^{dc}(s)$ 与阻抗 $Z_{MMC_1}^{dc}(s)$ 并联的形式；MMC₂ 采用定直流电压、定无功功率控制，维持直流侧电压恒定，在直流侧可以戴维南等值为电压源 $V_{MMC_2}^{dc}(s)$ 与阻抗 $Z_{MMC_2}^{dc}(s)$ 串联形式。综上，可以得到如图 2-14 所示的直流侧小信号等值电路。

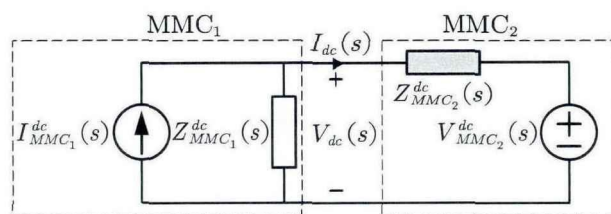


图 2-14 直流侧小信号等值电路

Fig.2-14 DC-side small-signal equivalent circuit

由图 2-14 中所示的电路，直流侧电流 $I_{dc}(s)$ 可以表示为：

$$I_{dc}(s) = [I_{MMC_1}^{dc}(s) - V_{MMC_2}^{dc}(s)/Z_{MMC_2}^{dc}(s)] \frac{1}{1 + Z_{MMC_2}^{dc}(s)/Z_{MMC_1}^{dc}(s)} \quad (2-69)$$

式(2-69)右侧可以看作一个前向通路为 1，反馈环节为 $Z_{MMC_2}^{dc}(s)/Z_{MMC_1}^{dc}(s)$ 的负反馈系统，根据阻抗法稳定性分析判据，图 2-14 中互联系统稳定性可以通过分析 $Z_{MMC_2}^{dc}(s)/Z_{MMC_1}^{dc}(s)$ 是否满足 Nyquist 判据实现^[44]，可以等价表述为互联系统在阻抗幅值交点处的相位裕度大于 0° ^[59]。

图 2-15 所示为在不同直流电压控制环节比例系数 k_{pdc} 下 $Z_{MMC_2}^{dc}(s)/Z_{MMC_1}^{dc}(s)$ 的 Nyquist 图，其中 $Z_{MMC_1}^{dc}$ 和 $Z_{MMC_2}^{dc}$ 均根据式(2-58)计算得到。当 k_{pdc} 分别为 5 和 0.5 时，Nyquist 曲线没有包围 $(-1, j0)$ 点，意味着互联系统稳定；当 k_{pdc} 为 0.05 时，Nyquist 曲线顺时针包围 $(-1, j0)$ 点，意味着互联系统失稳。

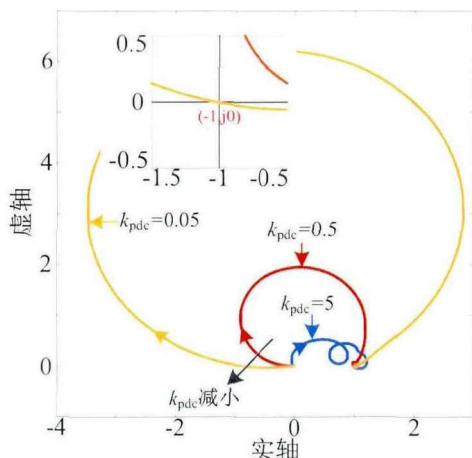
图 2-15 不同直流电压控制环节比例系数下 $Z_{MMC_2}^{dc}(s)/Z_{MMC_1}^{dc}(s)$ 的 Nyquist 图Fig.2-15 Nyquist plot of $Z_{MMC_2}^{dc}(s)/Z_{MMC_1}^{dc}(s)$ with different DC voltage control proportional gain

图 2-16 所示为 MMC 直流侧阻抗解析计算结果和硬件在环扫频结果。图中蓝色曲线和圆形点分别表示 MMC₁ 的直流侧阻抗解析计算和扫频结果；红色曲线和方形点分别表示直流电压控制环节比例系数 k_{pdc} 为 5 时 MMC₂ 的直流侧阻抗解析计算和扫频结果；绿色曲线和菱形点分别表示直流控制环节比例系数 k_{pdc} 为 0.05 时 MMC₂ 的直流侧阻抗解析计算和扫频结果。从图 2-16 中可以看到，基于硬件在环实验平台的扫频结果与解析计算结果十分吻合，验证了本章阻抗计算方法的准确性。当 $k_{pdc}=5$ 时，MMC₁ 与 MMC₂ 直流侧阻抗幅值交点处相角差均小于 180° ，即此时互联系统是稳定的；当 $k_{pdc}=0.05$ 时，MMC₁ 与 MMC₂ 直流侧在 1.9Hz 阻抗幅值交点处相角差为 180.58° ，即此时互联系统直流侧将在对应频率处发生低频振荡。

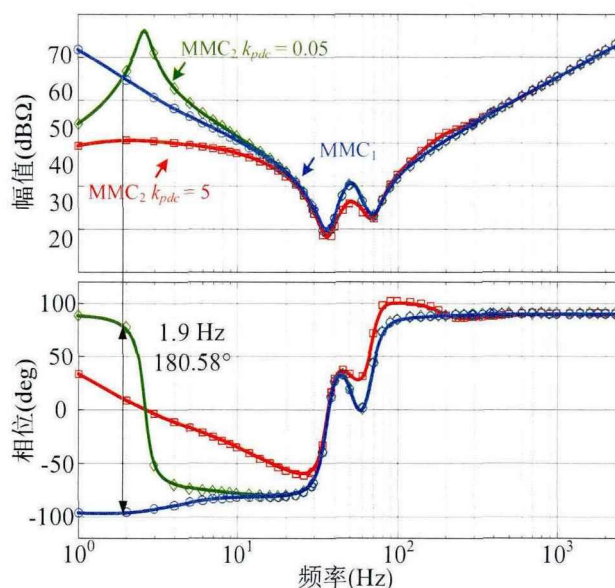


图 2-16 直流侧低频振荡阻抗分析

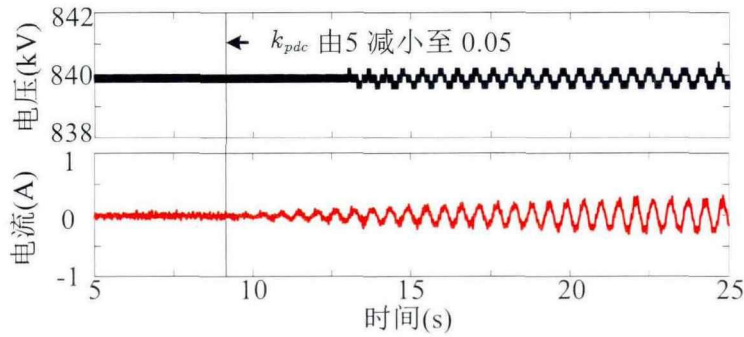
Fig.2-16 Impedance analysis of DC-side low frequency resonance

图 2-17 所示为直流侧低频振荡实验波形。在 $t=8s$ 时，调整 MMC₂ 外环控制中直流电压 PI 控制器中的比例系数 k_{pdc} ，由初始值 5 减小至 0.05。从图 2-17 a) 中可以看到，当 k_{pdc} 变化后，直流电压和直流电流逐渐失稳，出现了振荡发散的波形。图 2-17 b) 直流电压 FFT 分析结果显示，直流电压振荡频率为 1.9Hz，以额定直流电压为基准，谐波含量为 0.0157%，与图 2-16 中理论分析一致。

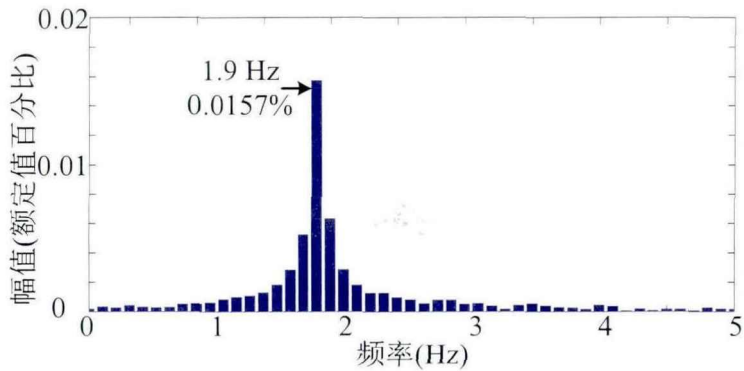
2.5.3 交流侧高频振荡实验

根据 2-4 节的分析可知，MMC 的交流阻抗在高频段存在相角大于 90° 的区域，表现为“负阻+感性”特征，存在与交流侧系统发生高频振荡的风险，因此

本节主要进行交流侧高频振荡实验。交流电网采用戴维南等值表示为电压源 $V_{grid}(s)$ 与电网阻抗 $Z_{grid}^{ac}(s)$ 串联的形式，MMC₁ 采用直接电流控制通过调整输入电流实现有功和无功的解耦控制，因此在交流侧 MMC₁ 诺顿等值为电流源 $I_{MMC_1}^{ac}(s)$ 与阻抗 $Z_{MMC_1}^{ac}(s)$ 并联的形式。综上，可以得到如图 2-18 所示的交流侧小信号等值电路。



a) 直流电压和直流电流波形
a) Waveforms of DC voltage and DC current



b) 直流电压 FFT 分析结果
b) FFT analysis results of DC voltage

图 2-17 直流侧低频振荡实验结果

Fig.2-17 Experimental results of DC-side low frequency resonance

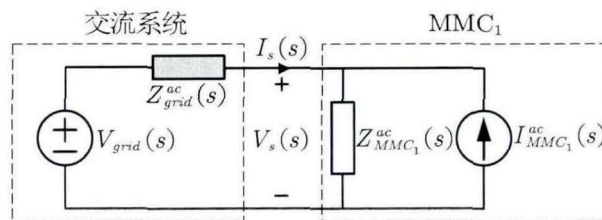


图 2-18 交流侧小信号等值电路

Fig.2-18 AC-side small-signal equivalent circuit

由图 2-18 中所示的电路，交流侧电流 $I_s(s)$ 可以表示为：

$$I_s(s) = [V_{grid}(s)/Z_{MMC_1}^{ac}(s) - I_{MMC_1}^{ac}(s)] \frac{1}{1 + Z_{grid}^{ac}(s)/Z_{MMC_1}^{ac}(s)} \quad (2-70)$$

同理，交流侧互联系统稳定性可以通过分析 $Z_{grid}^{ac}(s)/Z_{MMC_1}^{ac}(s)$ 是否满足 Nyquist 判据进行判定。由于图 2-12 中的实验系统不存在负序能量源，因此交流侧稳定性分析针对正序网络阻抗进行。图 2-12 中 MMC₁ 连接的交流系统阻抗可以通过式(2-71)计算得到：

$$Z_{grid}^{ac} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{Z_g} + \frac{sC_g}{2}} + R_g + sL_g} + \frac{sC_g}{2} \quad (2-71)$$

图 2-19 所示为在不同控制链路延时 T_d 下 $Z_{grid}^{ac}(s)/Z_{MMC_1}^{ac}(s)$ 的 Nyquist 图，其中 $Z_{MMC_1}^{ac}$ 根据式(2-63)计算得到。当 T_d 为 200 μ s 时，Nyquist 曲线没有包围(-1, j0)点，意味着互联系统稳定；当 T_d 分别为 400 μ s 和 600 μ s 时，Nyquist 曲线顺时针包围(-1, j0)点，意味着互联系统失稳。

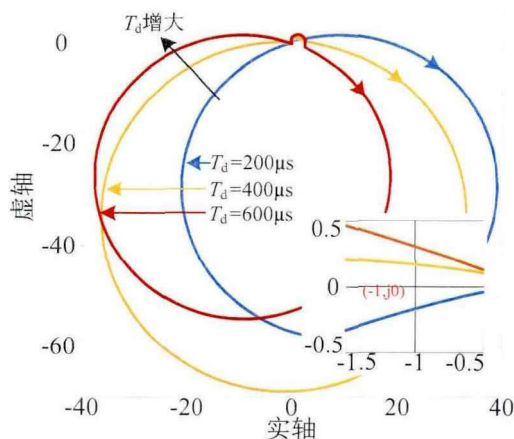


图 2-19 不同控制链路延时下 $Z_{grid}^{ac}(s)/Z_{MMC_1}^{ac}(s)$ 的 Nyquist 图

Fig.2-19 Nyquist plot of $Z_{grid}^{ac}(s)/Z_{MMC_1}^{ac}(s)$ with different control link delay

图 2-20 所示为交流系统阻抗计算结果以及 MMC₁ 交流侧阻抗解析计算结果和控制器硬件在环扫频结果。图中蓝色曲线和圆形点分别表示链路延时为 200 μ s 时 MMC₁ 的交流侧阻抗解析计算和扫频结果；绿色曲线和方形点分别表示链路延时为 600 μ s 时 MMC₁ 的交流侧阻抗解析计算和扫频结果；红色曲线表示根据式(2-71)计算得到的交流系统阻抗。

同样地，在图 2-17 中，基于硬件在环实验平台的仿真扫频结果与解析计算结果十分吻合，验证了本章阻抗计算方法的准确性。当延时为 200 μ s 时，MMC₁ 与交流系统阻抗幅值交点处相角差均小于 180°，即此时互联系统是稳定的；当延时为 600 μ s 时，MMC₁ 与交流系统阻抗在 693.3Hz 幅值交点处相角差为 196.78°，会造成交流侧高频振荡。

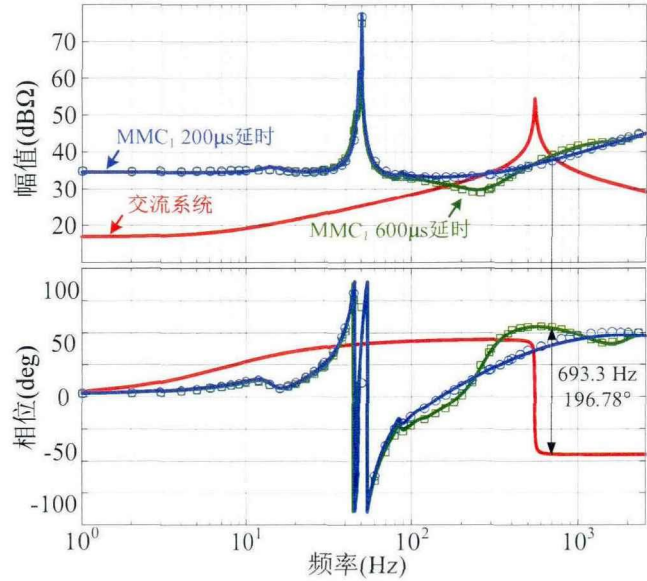
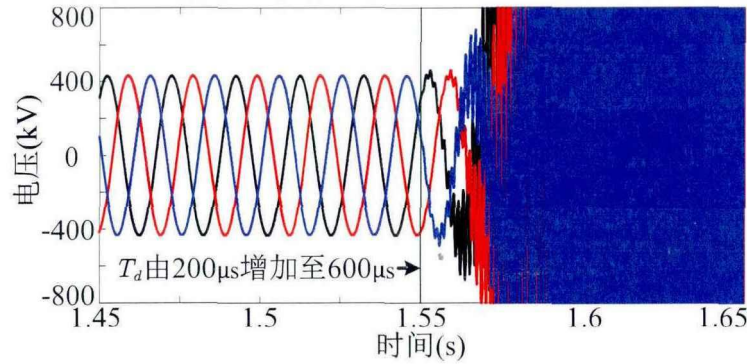
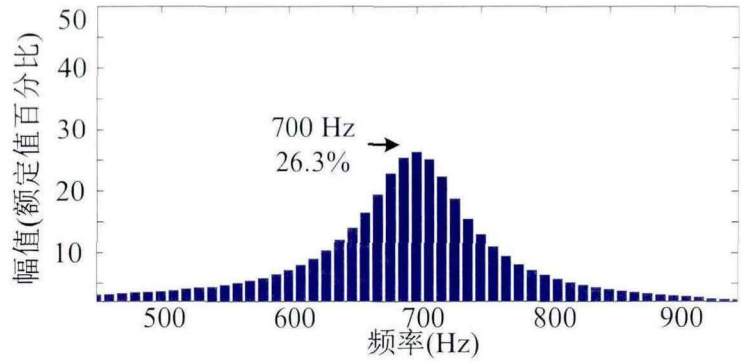


图 2-20 交流侧高频振荡阻抗分析

Fig.2-20 Impedance analysis of AC-side high frequency resonance



a)PCC 点三相电压波形
a) Waveforms of three-phase PCC voltage



b)A 相电压 FFT 分析结果
b) FFT analysis result of phase-A voltage

图 2-21 交流侧高频振荡实验结果

Fig.2-21 Experimental results of AC-side high frequency resonance

图 2-21 所示为交流侧高频振荡实验波形。在 $t=1.55\text{s}$ 时,增大 $400\mu\text{s}$ 的 MMC_1

链路延时。从图 2-21 a)中可以看到,当链路延时增大后,交流 PCC 点电压出现高频振荡发散。图 2-21 b)中 A 相电压 FFT 分析结果显示,电压高频振荡频率为 700Hz,相较于额定交流系统电压谐波含量为 26.3%,与图 2-20 中理论分析一致。

2.6 本章小结

本章提出了一种 MMC 直流侧、交流侧正序和交流侧负序阻抗通用计算方法,阻抗模型中考虑了电网阻抗耦合及全部控制功能模块,通过仿真扫频和硬件在环实验对所提 MMC 阻抗计算方法准确性进行验证,得出以下结论:

(1)MMC 所连接的交流侧网络阻抗在基频附近对 MMC 直流侧阻抗有影响;MMC 所连接直流侧网络阻抗在低频段($<20\text{Hz}$)对 MMC 交流侧阻抗有影响。为得到准确的 MMC 阻抗特性,需在相应频段内对其所连接的交直流网络阻抗精确刻画。

(2)控制链路延时对 MMC 直流侧阻抗影响不大,对于交流侧高频段阻抗产生很大影响。控制链路延时造成 MMC 交流侧阻抗在某些频段内呈现负阻特性,易与所连接的交流电网发成高频谐振。

(3)负序内环控制对全频段 MMC 阻抗均有影响,对交流侧负序阻抗影响最大。交流侧负序阻抗在有负序内环控制时在工频处存在谐振峰,无负序内环控制时则较为平坦。

(4)由于外环控制带宽有限,其对于 MMC 的阻抗影响集中在低频段。在定有功功率控制下,当 MMC 表现为恒功率负荷时,在直流阻抗低频段同样呈现负阻特性,易与所连接的直流网络发生低频谐振。

第3章 柔性直流接入交流电网高频振荡阻尼控制策略

3.1 引言

MMC 通常应用于高压大功率场合,也是目前柔性直流输电工程的主要技术路线。与容量较小的两电平 VSC 相比,1) MMC 的控制系统结构复杂,大量信号传输、繁重控制计算使得 MMC 控制系统的链路延时高达 4-6 个控制周期^[27,105],而两电平 VSC 的控制链路延时通常仅为 1.5 个控制周期^[76-78];2) 由于 MMC 在交流侧输出阶梯波模拟正弦波,波形质量好,无需像两电平 VSC 一样配置交流滤波器,因此也丧失了交流滤波器对输出阻抗的塑形作用;3) MMC 通常接入高压输电网,所连接的交流系统具有拓扑结构复杂、运行方式多变的特点,采用架空线进行输电时还具有高 X/R 比的特点,使得交流电网阻尼较小,且谐振频率难以预测。MMC 接入交流电网高频振荡现象在近期投运的几个柔性直流输电工程中出现:法西联网 INELFE 工程出现 1600Hz 高频振荡^[25-26];鲁西直流异步联网工程出现 1270Hz 高频振荡^[27-28];渝鄂直流工程在调试期间相继出现 1800Hz 和 700Hz 高频振荡^[29-30],因此有必要从控制角度对振荡进行抑制。

本章在第二章提出的 MMC 通用阻抗模型基础上,首先推导了 MMC 交流侧高频段简化阻抗模型,分析高频振荡的产生机理,定位与高频振荡相关的控制环节。然后,基于交流侧高频段简化阻抗模型提出了高频振荡阻尼控制策略,并给出了详细的设计思路和实现流程。最后,基于硬件在环实验对所提策略的高频振荡抑制效果进行了验证。

3.2 MMC 交流侧高频段简化阻抗模型

为定位与 MMC 高频段阻抗相关的环节,本节在第二章通用阻抗模型的基础上,推导 MMC 交流侧高频段简化阻抗模型。由于高频振荡发生在交流侧,且电网中不存在负序能量源,本节主要针对 MMC 交流侧正序阻抗进行推导。

在高频段,随着频率 f_p 增大,桥臂电抗增大,导致桥臂电流中的谐波分量衰减。进行阻抗建模时,均在交、直流侧外加频率为 f_p 的小信号电压扰动,因此 $I_u(f_p)$ 的幅值远大于其他耦合频率分量的幅值。因此,在进行高频段阻抗建模时,可以只考虑 $I_u(f_p)$,而忽略桥臂电流中其他耦合频率分量,即:

$$I_u(f_p \pm f_1) = I_u(f_p \pm 2f_1) = I_u(f_p \pm 3f_1) \approx 0 \quad (3-1)$$

根据式(2-1),桥臂电压与桥臂电流成正相关,因此桥臂电压中 $V_u(f_p)$ 的幅值

也远大于其他耦合频率分量的幅值。同样地，在高频段可以只考虑 $V_u(f_p)$ ，而忽略桥臂电压中的其余耦合频率分量，则有：

$$V_u(f_p \pm f_1) = V_u(f_p \pm 2f_1) = V_u(f_p \pm 3f_1) \approx 0 \quad (3-2)$$

由图 2-2 中 MMC 控制系统结构图可知，MMC 控制系统中包含多个 PI 控制环节，PI 控制器带宽较低，在高频段积分环节的作用很小、可以忽略不计，PI 环节基本只等同于比例环节。因此，在高频段，式(2-33)可以化简为：

$$G_{plli}(s) = \frac{G_{plli}(s)}{s} \approx 0 \quad (3-3)$$

将式(3-1)、式(3-3)、式(2-59)代入到式(2-45)、式(2-48)和式(2-53)，可得：

$$\begin{aligned} V_{sref}(f_p) &= T_1(f_p - f_1)G_{ff}[j2\pi(f_p - f_1)]/k_{trf}V_s(f_p) \\ &\quad + T_2(f_p + f_1)G_{ff}[j2\pi(f_p + f_1)]/k_{trf}^*V_s(f_p) \\ &\quad - 2T_1(f_p - f_1)\{G_{inner}[j2\pi(f_p - f_1)] - j\omega_1 L_{eq}\}I_u(f_p) \\ &\quad - 2T_2(f_p + f_1)\{G_{inner}[j2\pi(f_p + f_1)] + j\omega_1 L_{eq}\}I_u(f_p) \\ V_{sref}(f_p - 2f_1) &= V_{cref}(f_p + f_1) = V_{cref}(f_p - 3f_1) = 0 \end{aligned} \quad (3-4)$$

式(3-4)结果表明，控制环节中的锁相环、外环控制、环流抑制在高频段作用均可忽略。将式(3-4)中的调制波代入到式(2-29)，可以得到调制函数中各频率分量为：

$$N_u(f_p) = \frac{-V_{sref}(f_p)}{V_{dcref}} e^{-j2\pi f_p T_d} \quad N_u(f_p \pm f_1) = N_u(f_p \pm 2f_1) = N_u(f_p \pm 3f_1) = 0 \quad (3-5)$$

式(3-5)表明，在高频段，调制函数中仅含有频率为 f_p 的分量，其余频率分量均可以忽略不计。

以子模块电容电压之和中频率为 f_p 的分量为例，将式(3-1)和式(3-5)代入式(附 B-9)，可得：

$$V_{\Sigma u}^E(f_p) = \frac{1}{j2\pi f_p C} [N_u(0)I_u(f_p) + I_u(0)N_u(f_p)] \quad (3-6)$$

随着频率 f_p 的增大， $V_{\Sigma u}^E(f_p)$ 近似为 0，子模块电容电压之和的其他频率分量可以通过类比式(3-6)计算得到，即：

$$V_{\Sigma u}^E(f_p) = V_{\Sigma u}^E(f_p \pm f_1) = V_{\Sigma u}^E(f_p \pm 2f_1) = V_{\Sigma u}^E(f_p \pm 3f_1) = 0 \quad (3-7)$$

式(3-7)表明，在高频段可以忽略子模块电容电压之和中的小信号频率分量。图 3-1 所示为在第 2.4.2 小节中的系统中 MMC₁ 的交流侧 PCC 点施加 10kV 正序电压激励时，桥臂电流、桥臂电压、调制函数和子模块电容电压之和中小信号频率分量的解析计算结果，每幅图中左侧红色阴影区域对应 100Hz 以上频段，并在右图中进行放大。MMC₁ 采用定有功功率、定无功功率控制，有功功率和无功功率整定值均为 0。

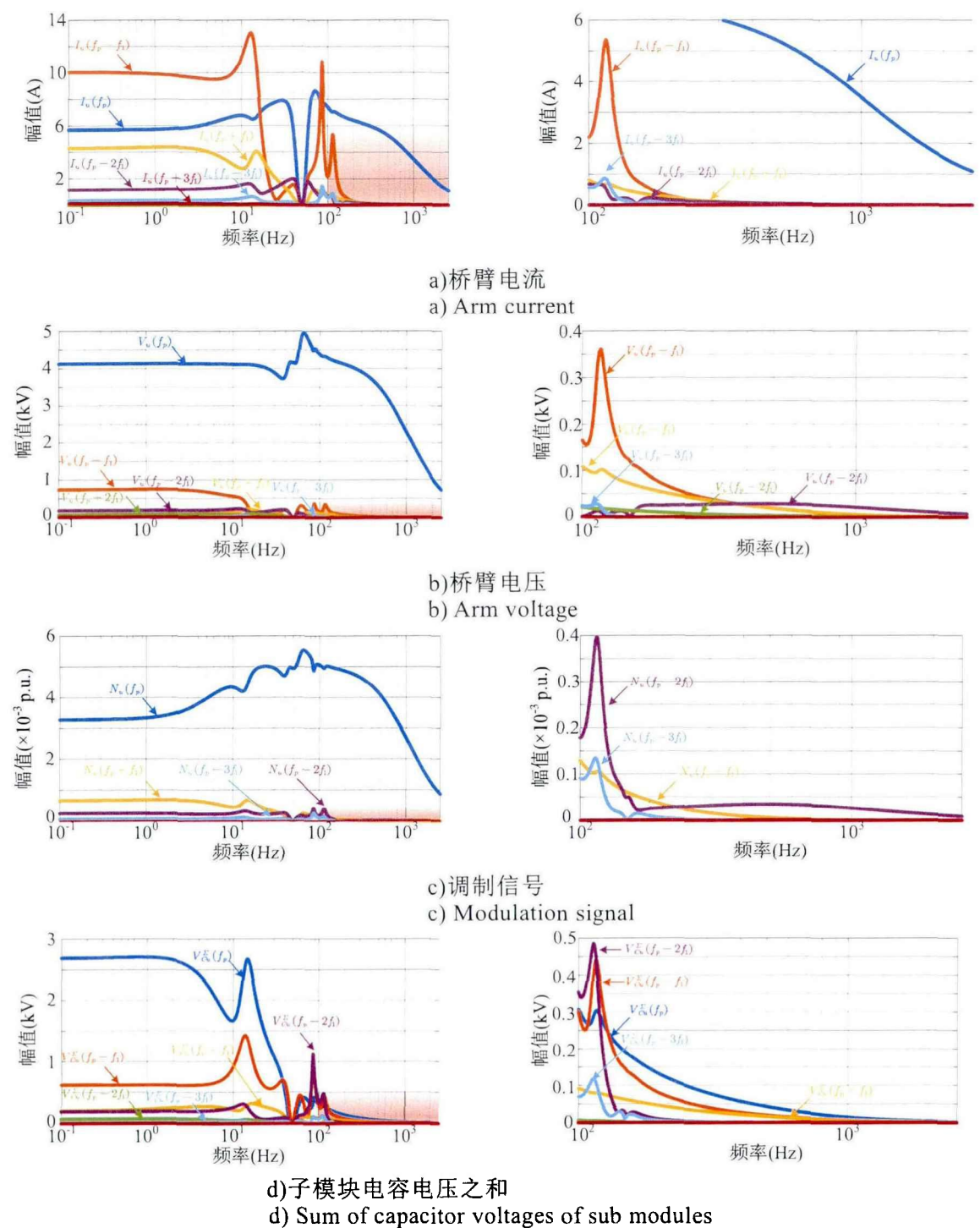


图 3-1 交流侧正序小信号电压激励下的解析计算结果

Fig.3-1 Analytical results under AC-side positive-sequence small-signal voltage perturbation

从图 3-1 a)中可以看到，在高频段， $I_u(f_p)$ 的幅值远大于其他耦合频率分量，与式(3-1)的分析结果一致。在图 3-1 b)中， $V_u(f_p)$ 的幅值也远大于其他分量，与式(3-2)的分析结果相对应。在图 3-1 c)中，调制函数在高频段的主要分量为 $N_u(f_p)$ ，

其他分量均可忽略，与式(3-5)的结果相匹配。式(3-7)与图 3-1 d)中解析计算结果一致，即在高频段，子模块电容电压之和的各个谐波分量均很小，可以忽略不计。同时，综合式(3-1)、式(3-2)、式(3-5)和式(3-7)中的结果，MMC 在高频段可以忽略频率耦合效应，其内部的桥臂电流、桥臂电压以及调制函数中的主导频率分量均与外加激励频率相同。

将式(3-5)和式(3-7)代入到式(附 B-1)，可得：

$$V_u(f_p) = V_{\mathcal{C}_u}^E(0) N_u(f_p) = -V_{aref}(f_p) e^{-j2\pi f_p T_d} \quad (3-8)$$

将式(3-8)代入到式(2-61)，并根据式(2-63)计算得到 MMC 交流侧正序阻抗为：

$$Z_{MMC}(f_p) = \frac{R + j2\pi f_p L + \{T_1(f_p - f_1) \{G_{inner}[j2\pi(f_p - f_1)] - j\omega_1 L\} + T_2(f_p + f_1) \{G_{inner}[j2\pi(f_p + f_1)] + j\omega_1 L\}\} e^{-j2\pi f_p T_d}}{1 - \{T_1(f_p - f_1) G_{ff}[j2\pi(f_p - f_1)] + e^{2j\theta_{ref}} G_{ff}[j2\pi(f_p + f_1)] T_2(f_p + f_1)\} e^{-j2\pi f_p T_d}} \quad (3-9)$$

其中， R 和 L 均为归算到换流变压器网侧的电阻和电感参数：

$$R = \frac{1}{2} |k_{trf}|^2 R_{arm} \quad L = |k_{trf}|^2 \left(\frac{1}{2} L_{arm} + L_{trf} \right) \quad (3-10)$$

根据式(3-9)中的计算结果，MMC 交流侧正序阻抗在高频段只和换流器本体参数、正负序分离环节、内环控制、控制链路延时有关。

与式(3-9)类似，当忽略正负序分离环节和负序内环控制时，MMC 交流侧正序高频段阻抗为：

$$Z_{MMC}(f_p) = \frac{R + j2\pi f_p L + \{G_{inner}[j2\pi(f_p - f_1)] - j\omega_1 L\} e^{-j2\pi f_p T_d}}{1 - G_{ff}[j2\pi(f_p - f_1)] e^{-j2\pi f_p T_d}} \quad (3-11)$$

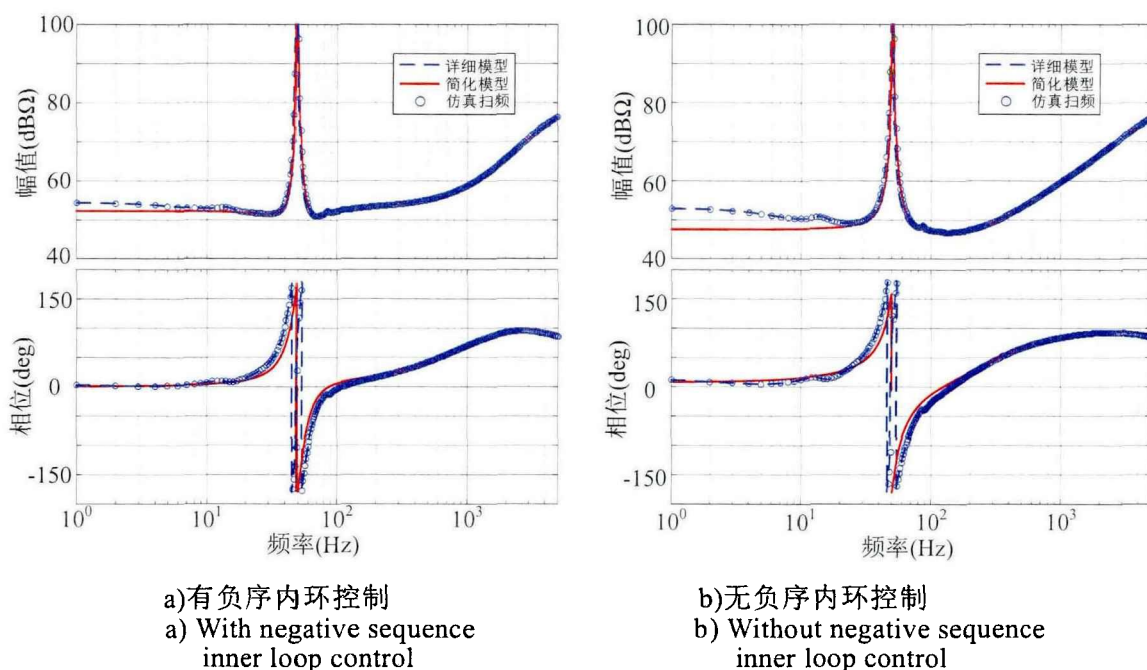


图 3-2 简化模型与详细模型阻抗计算结果对比

Fig.3-2 Comparison of impedance calculation results between simplified and detailed models

图 3-2 给出了采用第二章中 MMC 阻抗详细计算模型和式(3-9)和式(3-11)中简化计算模型的 MMC 交流正序阻抗计算结果，图 3-2 a)和图 3-2 b)分别对应为有、无负序内环控制时的阻抗计算结果对比，其中扫频结果用蓝色圆形点表示、详细模型计算结果用蓝色虚线表示、简化模型计算结果用红色实线表示。从图 3-2 中可以看到，在 200Hz 以下低频段，由于影响因素众多，考虑的因素越全面，得到的阻抗结果越准确，简化计算模型与详细计算模型之间存在阻抗计算误差；在 200Hz 以上的高频段，采用简化计算模型已经能够得到较为准确的阻抗计算结果，因此简化模型可用于分析高频振荡机理并辅助阻尼控制策略研究。此外，直流侧、交流侧负序的高频段阻抗也可用类似方法得到。

3.3 柔性直流接入交流电网高频振荡机理分析

柔性直流接入交流电网后引发的高频振荡是由于交流电网和 MMC-HVDC 系统之间阻抗交互作用的结果，因此本节首先分析交流电网和 MMC 各自的阻抗特征。基于分析得到结论，设计高频振荡阻尼控制策略。

3.3.1 交流系统阻抗特性分析

电网可以看作由传输线、变压器、负荷等各种基本元器件互联组成的系统。分析振荡问题需要首先从理论上分析各类典型交流电力元件的物理特性，刻画相应的电力电子元件的频域特性，建立交流电力元件的高频谐波阻尼模型。进一步，分析由基本电力元件组成的交流电网的谐波特性。此外，交流电网的不同运行方式相当于基本电力元件通过不同的连接方式组网，在得到元件特性的前提下，进一步研究不同运行方式下交流电网的高频振荡特性。

对于柔性直流接入交流电网后的高频振荡问题，直接连接柔性直流系统的是交流输电线路，输电线路的频域特性是分析整个振荡问题的基础。传输线的 π 型等值电路如图 3-3 所示。

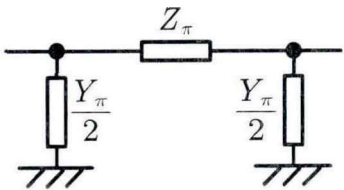


图 3-3 输电线 π 型等值电路

Fig.3-3 Equivalent π -model of the transmission line

在图 3-3 中，串联阻抗 Z_π 和并联导纳 Y_π 可以通过式(3-12)和式(3-13)计算得到 [106-108]。

$$Z_{\pi} = (Zl) \frac{\sinh(\gamma l)}{\gamma l} \quad (3-12)$$

$$Y_{\pi} = (Yl) \frac{\tanh(\gamma l/2)}{\gamma l/2} \quad (3-13)$$

其中， l 为输电线路长度， γ 为输电线传播常数， Z 和 Y 分别为输电线单位长度串联阻抗和并联导纳。

在式(3-12)和式(3-13)中， Z 和 Y 均为依频特性（Frequency Dependent Characteristics, FDC）参数，可分别用式(3-14)和式(3-15)表示：

$$Z = R(\omega) + j\omega L(\omega) \quad (3-14)$$

$$Y = G(\omega) + j\omega C(\omega) \quad (3-15)$$

传播常数 γ 定义为：

$$\gamma = \sqrt{ZY} \quad (3-16)$$

单条输电线路的阻抗可以通过式(3-12)-式(3-16)计算得到，但是对于大规模交流电网而言仍存在计算量过大的问题。仍以 2.4.1 节中的某工程近区 500kV 交流电网三级断面等值模型为例，如图 3-4 a)所示。将图中并行线路分别标注为 A-F，对图 3-4 a)中交流系统在正常运行工况，N-1 工况，N-2 工况下进行扫频分析，得到不同运行方式下交流系统正序阻抗如图 3-4 b)所示。

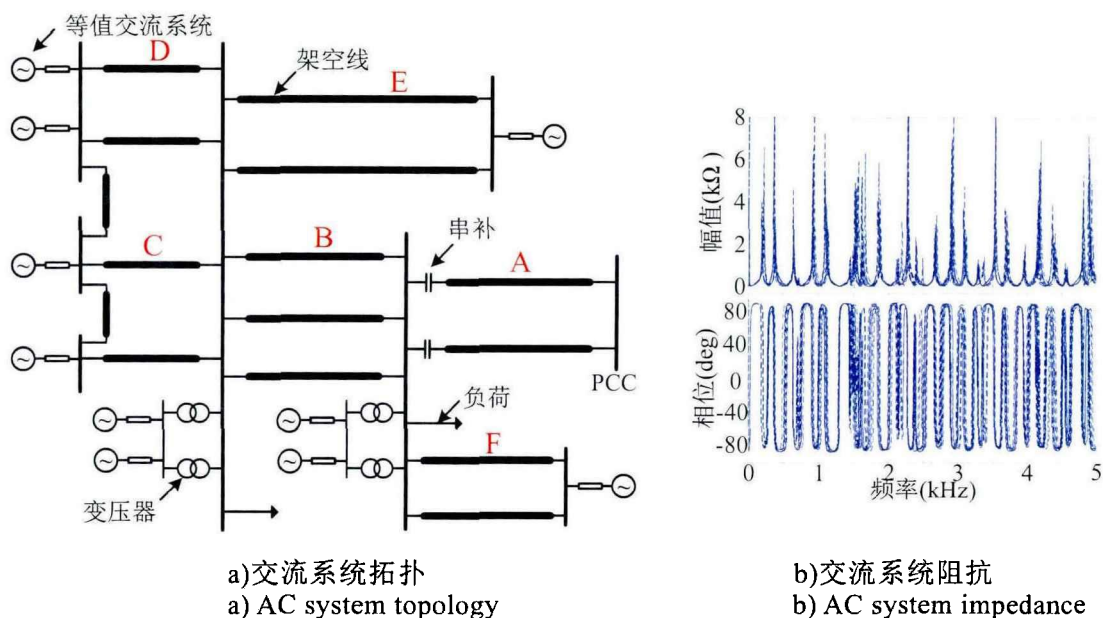


图 3-4 不同运行方式下交流系统正序阻抗

Fig.3-4 Equivalent circuit of single sub-module under different working conditions

从图 3-4 b)中可以看到，交流电网的阻抗频率特性存在多个谐振峰值，且电网阻抗在容性和感性之间反复跳变。当电网拓扑发生变化后，交流电网的阻抗特性也会随之改变，谐振峰值对应频率发生偏移，使得柔性直流接入后潜在的振荡

频率难以预测。且电网运行方式多变,实际运行中包含 N-1, N-2, N-3, 乃至不同级断面交叉 N-1, N-2 等组合。电网拓扑结构复杂,运行方式多变给振荡抑制策略的设计带来很多挑战,高频振荡阻尼控制策略应对电网不同运行方式具有兼容性。此外,交流输电网络可以看作由电阻、电感、电容等无源元件的组合构成,因此无论交流电网运行方式如何,图 3-4 b)中电网阻抗的相角始终在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内,对外呈现出无源特性。

3.3.2 MMC 交流侧高频阻抗特性分析

为简化问题分析,首先采用式(3-11)中的无负序内环控制时的简化阻抗模型分析 MMC 交流侧高频段阻抗的特征。式(3-11)中 T_d 为控制链路延时。由于实际工程中控制链路延时为 $400\text{-}600\mu\text{s}$ ^[109],本章在后续分析中考虑延时为 $600\mu\text{s}$ 时的极端情况。式(3-11)中, $G_{inner}(s)$ 为内环电流控制中的 PI 控制器, $G_{ff}(s)$ 为前馈电压低通滤波器,重新列写如下:

$$G_{inner}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad G_{ff} = \frac{1}{1 + sT_{ff}} \quad (3-17)$$

其中, k_p 和 k_i 分别为归算到网侧的比例系数和积分系数, T_{ff} 为低通滤波器时间常数。

从图 3-2 中可以看到,MMC 高频段阻抗存在相角超过 90° 的负阻特性频段,意味着存在与所连接的交流网络发生串联谐振的风险。通过式(3-11)可以分析负阻区域产生的原因,使用欧拉公式将延时环节展开,忽略 PI 控制器中的积分环节,并考虑到在高频段 $R \ll j\omega L$,带入到式(3-11)中的分子可以得到:

$$\begin{aligned} R + j\omega L + \{G_{inner}[j(\omega - \omega_1)] - j\omega_1 L\}e^{-j\omega T_d} &\approx j\omega L + (k_p - j\omega_1 L)e^{-j\omega T_d} \\ &= \sqrt{k_p^2 + (\omega_1 L)^2} \cos(\omega T_d + \alpha) + j \underbrace{\left[\omega L - \sqrt{k_p^2 + (\omega_1 L)^2} \sin(\omega T_d + \alpha)\right]}_{\text{恒大于0}} \end{aligned} \quad (3-18)$$

其中:

$$\alpha = \arcsin \frac{\omega_1 L}{\sqrt{k_p^2 + (\omega_1 L)^2}} \quad (3-19)$$

在高频段, ωL 远大于 $\sqrt{k_p^2 + (\omega_1 L)^2}$,因此式(3-18)的虚部恒大于0。当实部为负时,则有:

$$\begin{aligned} \cos(\omega T_d + \alpha) &< 0 \\ \Rightarrow \frac{\pi}{2} + 2k\pi &< 2\pi f T_d + \alpha < \frac{3\pi}{2} + 2k\pi \\ \Rightarrow \frac{1}{4T_d} - \frac{\alpha}{2\pi T_d} + \frac{k}{T_d} &< f < \frac{3}{4T_d} - \frac{\alpha}{2\pi T_d} + \frac{k}{T_d} \quad \text{其中 } k=0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (3-20)$$

通过欧拉公式将延时环节展开,代入到式(3-11)中的分母可以得到:

$$\begin{aligned}
 1 - G_{ff}[j(\omega - \omega_1)]e^{-j\omega T_d} &= 1 - \frac{1}{1 + j(\omega - \omega_1)T_{ff}} [\cos(\omega T_d) - j\sin(\omega T_d)] \\
 &= 1 + \underbrace{\frac{\sqrt{1 + [(\omega - \omega_1)T_{ff}]^2} \sin(\omega T_d - \beta)}{1 + [(\omega - \omega_1)T_{ff}]^2}}_{\text{恒大于0}} + j \frac{\sqrt{1 + [(\omega - \omega_1)T_{ff}]^2} \cos(\omega T_d - \beta)}{1 + [(\omega - \omega_1)T_{ff}]^2} \quad (3-21)
 \end{aligned}$$

其中：

$$\beta = \arcsin \frac{1}{\sqrt{1 + [(\omega - \omega_1)T_{ff}]^2}} \quad (3-22)$$

在式(3-21)分母展开式中，其实部恒大于 0，当虚部为负时，则有：

$$\begin{aligned}
 \cos(\omega T_d - \beta) &< 0 \\
 \Rightarrow \frac{\pi}{2} + 2k\pi &< 2\pi f T_d - \beta < \frac{3\pi}{2} + 2k\pi \\
 \Rightarrow \frac{1}{4T_d} + \frac{\beta}{2\pi T_d} + \frac{k}{T_d} &< f < \frac{3}{4T_d} + \frac{\beta}{2\pi T_d} + \frac{k}{T_d} \quad \text{其中 } k=0, 1, 2...
 \end{aligned} \quad (3-23)$$

分子中的负实部和分母中的负虚部都会导致 MMC 整体输出阻抗出现负实部，即负电阻效应。在本算例中， T_{ff} 选取为 0.01s， T_d 选取为 600μs， L 归算到换流变压器网侧为 0.19H， k_p 整定后为 221。将这些参数代入式(3-20)和式(3-23)中，并对结果取交集，可得 MMC 在[418Hz, 1180Hz]，[2085Hz, 2847Hz]和[3751Hz, 4513Hz]这些频段内必然会呈现出负阻特性。

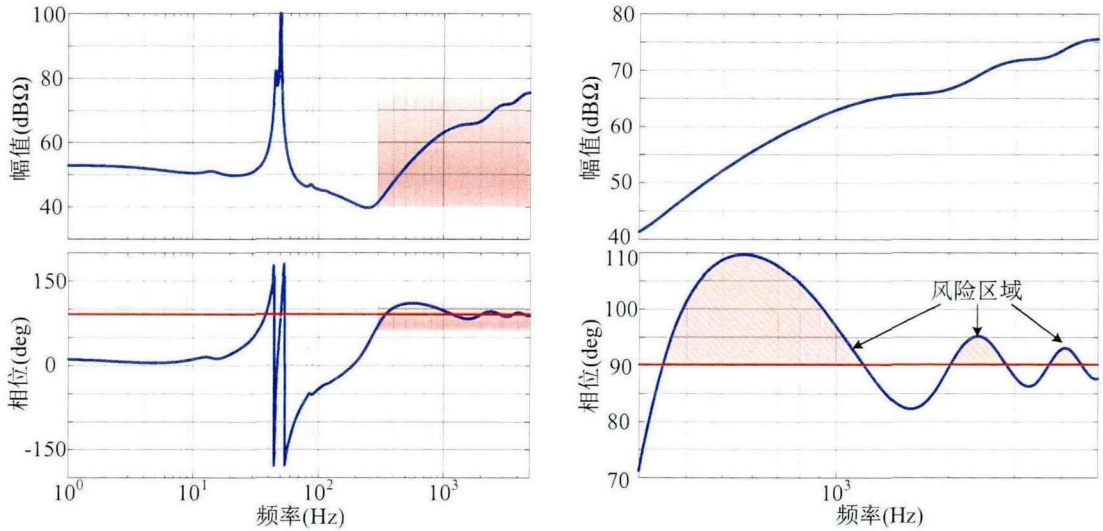


图 3-5 600μs 延时下 MMC 交流侧阻抗
Fig.3-5 MMC AC-side impedance with 600μs delay

图 3-5 所示为将上述参数代入到第二章中详细阻抗模型中的计算结果，将左图中阴影区域放大，并绘制于右图中。图 3-5 中将 MMC 高频段阻抗相角超过 90° 的负阻特性频段定义为“风险区域”，可见根据式(3-20)和式(3-23)计算得到的结

果与理论计算结果相互吻合。根据 3.3.1 节分析,交流系统阻抗相角始终在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 区间,当在“风险区域”交流电网阻抗和 MMC 阻抗存在幅值交点,且交流电网呈现容性特性时,幅值交点频率处对应的相角差超过 180° ,将会在对应频率处发生高频振荡。

根据以上分析,柔性直流接入交流电网后发生高频振荡的根本原因在于控制链路延时给柔性直流阻抗造成了负阻特性,如果链路延时不存在,MMC 阻抗也将呈现无源特性,不会与交流系统之间发生高频振荡。通过在 MMC 交流侧安装无源滤波器能够改善 MMC 整体输出阻抗,达到抑制振荡的目的,但会增加工程总体建设成本。此外,随着通信技术以及控制器硬件计算性能的提高,MMC 控制链路延时会有所降低,文献[76]表明当链路延时为 1.5 个控制周期时,可以通过控制整定使得换流器输出阻抗呈现无源特性。而本章主要讨论从控制的角度,研究在现有通信条件下的柔性直流接入交流电网后的高频振荡阻尼抑制。

3.4 MMC 高频振荡阻尼控制策略设计

根据式(3-11),MMC 高频段阻抗仅与内环控制有关,因此高频振荡阻尼控制的本质为通过调整内环电流控制环节来消除控制链路延时的影响。

3.4.1 阻尼控制策略整体设计

通过对电压、电流进行滤波可以改变延时环节 e^{-sT_d} 的系数,设置延时环节的系数为 0 可以消除链路延时的影响。经 Park 变换后,稳态时工频下的电压、电流均转换为直流分量。为了不影响 MMC 正常工作,应保证滤波环节不影响稳态分量,同时,在高频段消除延时环节的影响,因此滤波器可以配置为低通滤波器。图 2-2 所示的控制框图中,已经包含前馈电压的低通滤波。文献[27]表明,当前馈电压不存在低通滤波时,MMC 阻抗的负阻效应更为显著。为了评估消除延时环节的效果,定义低通滤波器的传递函数为:

$$G_{adv}(s) = \left(\frac{1}{1 + sT_{lpf}} \right)^n \quad (3-24)$$

其中, n 为滤波器阶数和 T_{lpf} 为滤波器时间常数。

图 3-6 所示为式(3-24)中低通滤波器的波特图。图 3-6 a)所示为低通滤波器阶数 n 对滤波特性的影响;图 3-6 b)所示为低通滤波器时间常数 T_{lpf} 对滤波特性的影响。

从图 3-6 中可以发现,通过增大低通滤波器的阶数 n ,可以使得 $G_{adv}(s)$ 的幅值更快地衰减;同理,增大低通滤波器时间常数 T_{lpf} 的本质为降低低通滤波器带

宽,也可以达到同样的效果。由于延时环节的幅值始终为 1,因此 $G_{adv}(s) \times e^{-sT_d}$ 的幅值与 $G_{adv}(s)$ 的幅值相同。通过增加低通滤波器阶数,增大低通滤波器时间参数,均可以使得延时环节的系数在较低频段衰减为 0,从而更为有效的消除延时的影响。因此在 MMC 内环控制中,通过对前馈电压低通滤波可以消除延时环节对(3-11)中分母的影响。

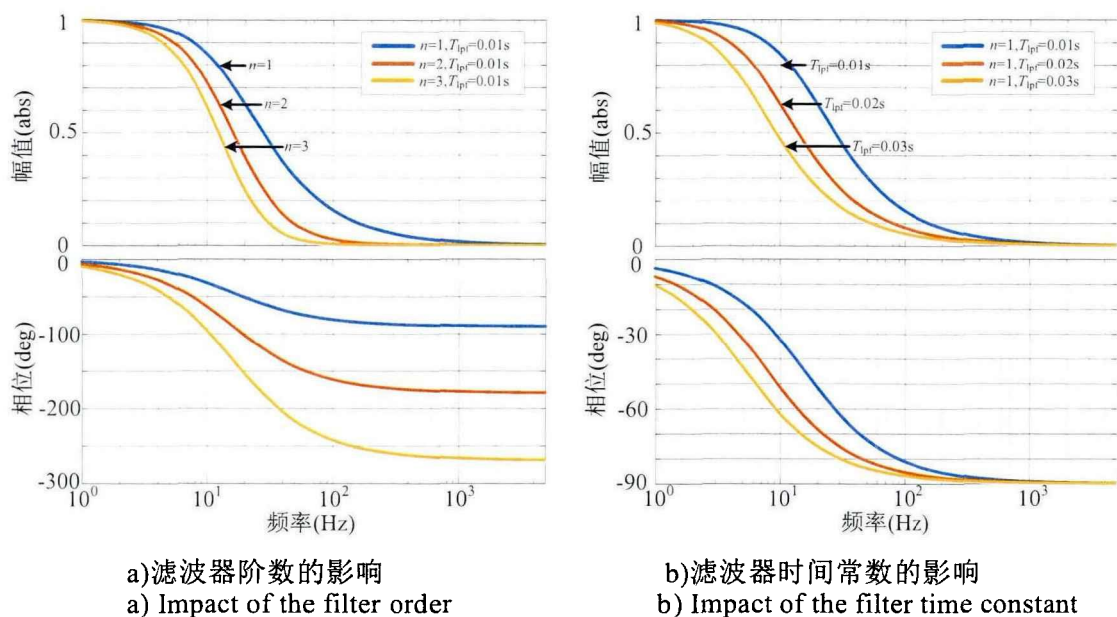


图 3-6 低通滤波器波特图

Fig.3-6 Bode diagram of the low-pass filter

在柔性直流输电系统中, MMC 是采用直接电流控制的电压源换流器, 控制系统通过调节 MMC 输入电流的大小来实现有功和无功的解耦控制, 对电流进行低通滤波会降低响应速度, 破坏系统的动态特性。为此, 考虑到陷波器在特征频率处能够有很大的幅值衰减, 采用陷波器对电流进行滤波。陷波器是一种带宽很窄的带阻滤波器, 可在特征频率点迅速衰减输入信号, 以达到阻碍此频率信号通过的滤波效果。典型二阶陷波器的传递函数为:

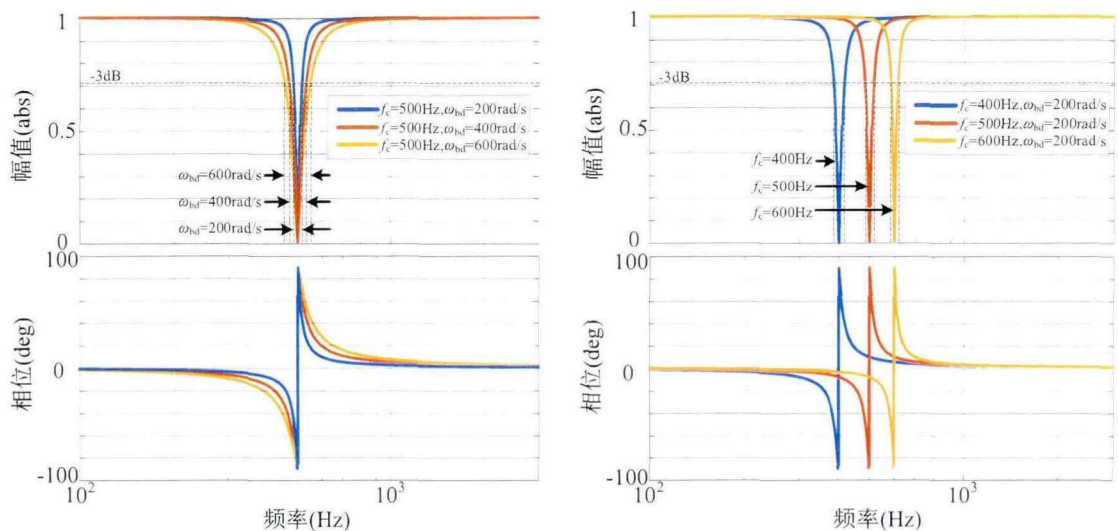
$$G_{notch-i}(s) = \frac{s^2 + \omega_i^2}{s^2 + \omega_{bd}s + \omega_i^2} \quad (3-25)$$

其中, $\omega_i = 2\pi f_i$, f_i 为陷波器的特征频率, ω_{bd} 为陷波器的带宽。

图 3-7 所示为式(3-25)中陷波滤波器的波特图。图 3-7 a)所示为陷波滤波器带宽 ω_{bd} 对滤波特性的影响; 图 3-7 b)所示为陷波滤波器特征频率 f_i 对滤波特性的影响。

从图 3-7 中可以发现, 陷波滤波器的幅频特性呈现出 V 字型特性, 只在特征频率 f_i 附近提供较大的衰减, 使得式(3-11)中分子中延时环节的系数在特征频率

处为 0，因此 f_i 对应为系统的高频谐振频率。增大陷波滤波器的带宽会使得幅频特性趋于平缓。根据图 3-4 b) 中的交流系统阻抗特性，实际柔性直流并网系统中可能存在多个高频谐振频率，因此需要级联多个陷波器对电流进行滤波，将对电流的级联陷波器的传递函数定义为 $G_{adi}(s)$ ，可得：



a) 滤波器带宽的影响

a) Impact of the filter bandwidth

b) 滤波器特征频率的影响

b) Impact of the filter characteristic frequency

frequency

图 3-7 陷波滤波器波特图

Fig.3-7 Bode diagram of the notch filter

$$G_{adi}(s) = \prod_{i=1}^m \text{En}(i) G_{notch-i}(s) = \prod_{i=1}^m \text{En}(i) \frac{s^2 + \omega_i^2}{s^2 + 2\omega_{bd}s + \omega_i^2} \quad (3-26)$$

其中， m 为预设的陷波器个数； $\text{En}(i)$ 为第 i 个陷波器的使能信号， $\text{En}(i) = 1$ 表示对应的陷波器投入， $\text{En}(i) = 0$ 表示对应的陷波器退出。

通过前馈电压低通滤波消除式(3-11)中分母延时环节的影响，通过电流的级联陷波滤波在高频振荡频率处消除式(3-11)中分子延时环节的影响，综合这两种控制，则式(3-11)中的 MMC 交流侧高频阻抗演变为式(3-27)：

$$Z_{MMC}(f_p) = \frac{R + j2\pi f_p L + \{G_{inner}[j2\pi(f_p - f_1)] - j\omega_1 L\} G_{adi}[j2\pi(f_p - f_1)] e^{-j2\pi f_p T_d}}{1 - G_{adv}[j2\pi(f_p - f_1)] e^{-j2\pi f_p T_d}} \quad (3-27)$$

图 3-8 所示为在图 3-5 的基础上，在前馈电压通路增加时间常数为 0.01s 的一阶低通滤波器，在电流通路增加 600Hz，带宽为 120Hz 陷波器时的 MMC 阻抗特性，在右图中对左图中红色阴影区域进行放大。在图 3-5 中高频段，600Hz 频率处 MMC 的相角最大，即负阻特性最为显著，当 600Hz 电流陷波滤波后，在该频率处相角缩小至 90° 以下，呈现无源特性，接入交流系统后，在该频率处不会发生高频振荡。

本章方法抑制高频振荡的机理是，通过前馈电压低通滤波消除式(3-11)中分母延时环节的影响，使得分母中延时环节系数为 0，即 $G_{adv}(s) \times e^{-sT_d} = 0$ ，在谐振频率处通过电流陷波滤波使得式(3-11)分子中延时环节系数为 0，即 $G_{adi}(s) \times e^{-sT_d} = 0$ ，因此在谐振频率处式(3-27)演变为 $R + sL$ ，呈现无源特性，使得其不满足振荡发生条件，不会与交流电网发生串联谐振。达到高频振荡抑制的效果。

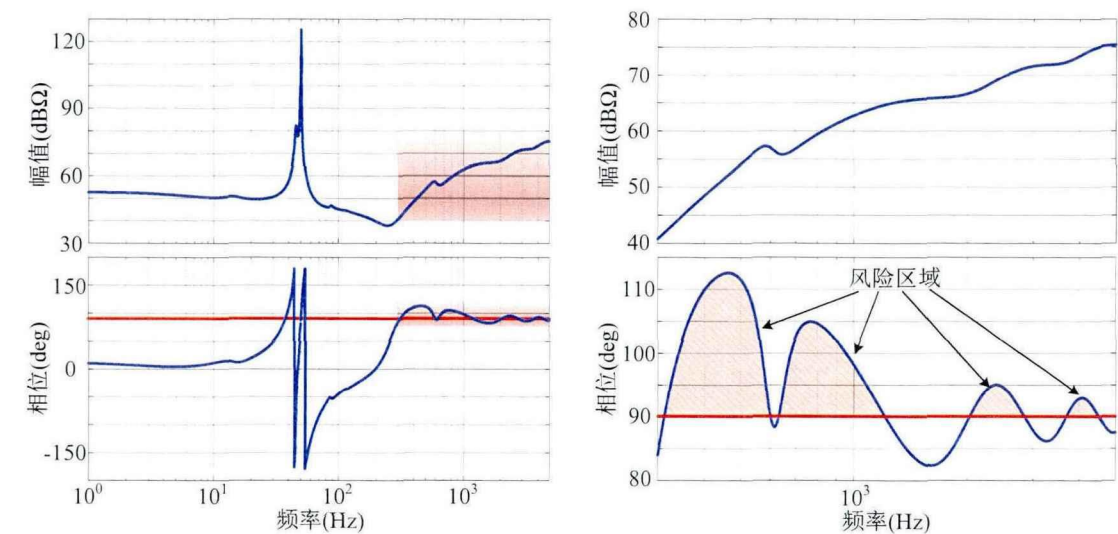


图 3-8 电压低通滤波、电流陷波后的 MMC 阻抗特性

Fig.3-8 MMC impedance characteristics with voltage low-pass filter and current notch filter

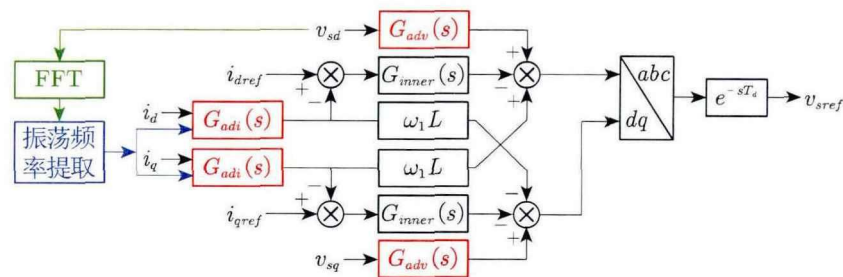


图 3-9 改进后的内环电流控制

Fig.3-9 Modified inner current control loop

图 3-9 为改进后的内环电流控制框图。对电流的陷波滤波器特征频率应匹配高频谐振频率，根据 3.3.1 小节分析，柔性直流接入交流电网的谐振频率未知且难以预测，因此需要对振荡频率进行检测，并根据检测结果对电流进行滤波。由于内环控制中网侧电压 dq 分量 v_{sd} 和 v_{sq} 均为直流分量，易将高频振荡分量与直流分量进行区分，因此振荡频率检测针对 v_{sd} 进行，通过 FFT 提取 v_{sd} 中包含的谐波

频率,进一步确定高频振荡频率。由于交流侧电压和电流的高频振荡频率相同,因此经 Park 变换后的电压电流 dq 分量中的高次谐波频率也相同,因此可根据 v_{sd} 中谐波频率直接对电流进行自适应级联陷波滤波。此外,电流滤波还应具备适应电网运行方式变化的特点,实现这一功能主要涉及到振荡频率检测模块和信号滤波模块,以下详细介绍控制器的逻辑设计及实现流程。

3.4.2 振荡频率检测模块

振荡频率检测模块包含 FFT 模块和振荡识别模块。其中,FFT 模块采用 N_{FFT} 点的通用 IP 核。采用深度为 N_{FFT} 的块 RAM 来存储在 dq 坐标系下采集到的 v_{sd} 数据。在每个控制周期,首先读取出 RAM 中已经存储的数据,并舍弃掉第一个数据,余下的 $N_{FFT}-1$ 个数据与新采集到的数据重新写入到 RAM 中,并同时输入到 FFT 核中进行计算。FFT 核的输出经幅值校正后得到信号的真实幅值,并将幅值依次送到振荡识别模块中。FFT 核配置的频点数 N_{FFT} 决定了谐振频率检测的分辨率 f_{res} ,具体关系可以表示为:

$$f_{res} = \frac{f_s}{N_{FFT}} \quad (3-28)$$

其中, f_s 为系统采样频率。

对电流进行滤波的频段设计为 $m_0 f_{ref}$ 至 $(m_0 + m) f_{res}$, 式(3-26)中第 i 个陷波器对应的特征频率 f_i 为:

$$f_i = (m_0 + i) f_{res} \text{ 其中 } i = 1, 2, \dots, m \quad (3-29)$$

每个陷波器的带宽 ω_{bd} 应覆盖相邻的两个 FFT 检测频点,则有:

$$\omega_{bd} = 4\pi f_{res} \quad (3-30)$$

采用一个 m -bit 的信号 $En[m-1:0]$ 表示式(3-26)中每个频点陷波器的工作状态,每个 bit 均为二进制信号,1 表示对应陷波器投入,0 表示对应陷波器退出。

图 3-10 所示为振荡频率检测模块的算法流程图。首先依次读取 FFT 模块输出的各个频率信号幅值,并在设定的高频振荡抑制频率范围内找到幅值最大的频点。如果最大幅值超过了预先设定的阈值,且相对应频率的陷波器没有投入,则判定系统发生了新的高频振荡;如果对应频率陷波器已经投入,则判定系统正处于从振荡到稳定的过渡状态。当检测到的频率为系统第一个振荡频率,即 En 中各位信号均为 0 时,启动计时器,并投入相应频率的陷波器;当检测到的频率不是系统第一个振荡频率时,且计时器尚未溢出,则判定系统处于过渡状态,系统中存在多个谐振频率,并投入相应陷波器;当系统检测到的频率不是系统第一个

振荡频率时，若计数器溢出，则判定系统长期稳定运行后出现新的振荡，即交流系统运行方式发生了变化，则退出所有的陷波器，并重置计时器，重新开始识别系统的高频振荡频率并开始抑制，通过这种方式，使得阻尼控制策略能够适应电网运行方式的变化。

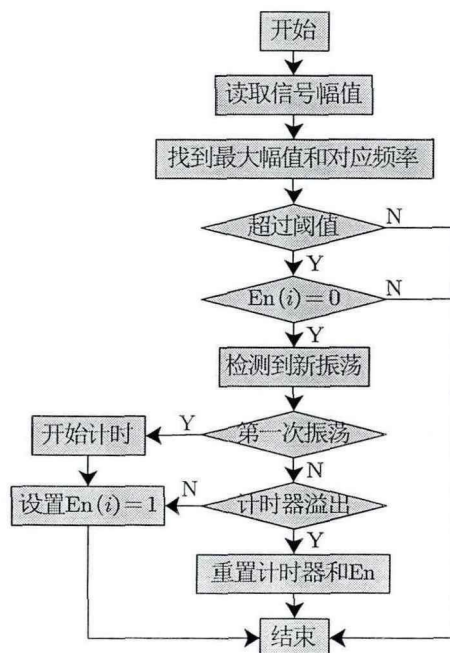


图 3-10 高频振荡识别模块流程

Fig.3-10 Flow chart of the resonance identification module

3.4.3 信号滤波模块

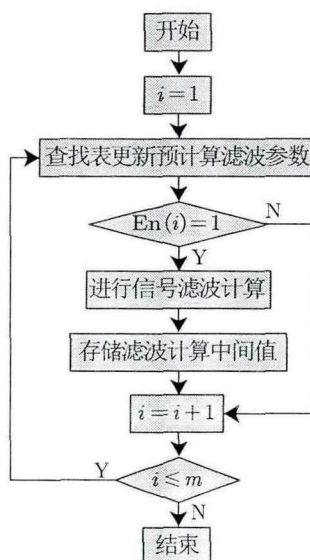


图 3-11 信号滤波模块流程图

Fig.3-11 Flow chart of the signal filtering module

信号滤波模块流程图如图 3-11 所示。根据式(3-29)中的特征频率和式(3-30)中的滤波器带宽预先将所有 m 个陷波器离散化, 得到各个陷波滤波参数, 计算方式详见第五章。对于第 i 个频点, 通过查找表更新预计算的陷波滤波参数, 根据图 3-10 中给出的 $\text{En}[m-1:0]$ 信号, 若判定如果 $\text{En}(i) = 1$, 需要投入陷波器, 则继续执行信号滤波计算, 存储滤波计算中间变量, 并进入到第 $i+1$ 个频点的滤波计算; 若判定 $\text{En}(i) = 0$, 直接进入第 $i+1$ 个频点的滤波计算。由于陷波器采用级联方式对电流进行滤波, 因此滤波计算采用串行执行, 直至所有的 m 个频点完成滤波计算。

当控制器中考虑负序内环控制时, 可以采用类似的处理方式。经正序 Park 变换后, 正序分量频率减小 f_1 , 负序分量增加 f_1 。当对 v_{sd}^+ 进行 FFT 识别到的振荡频率为 f 时, 实际交流侧发生高频振荡的频率为 $f + f_1$, 对 v_{sd}^- 进行 FFT 识别到的振荡频率为 $f + 2f_1$ 。因此一种实现方式可以根据对 v_{sd}^+ 进行振荡识别, 正序内环控制中陷波器特征频率 f_i 在负序内环控制中对应为 $f_i + 2f_1$, 正负序内环控制共用 $\text{En}[m-1:0]$ 信号。另一种实现方式为对 v_{sd}^+ 进行振荡识别, 对交流三相电流进行陷波滤波, 对应的特征频率为 $f_i + f_1$, 滤波后再进行 Park 变换进入到正负序内环控制。此外, MMC 直流侧阻抗在高频段呈现出无源特性, 而本节中交流侧高频振荡阻尼策略仅对谐振频率处的电流进行陷波滤波, 局部重塑 MMC 交流侧阻抗。由于陷波滤波的带宽很小, 不会影响到低频段, 且高频段直流阻抗仅与换流器本体参数有关, 因此本节提出的交流侧高频振荡阻尼控制策略不会破坏直流侧原有的稳定性。

3.5 硬件在环实验验证

3.5.1 实验平台配置

为验证本章提出的 MMC 高频振荡阻尼控制策略, 在图 2-13 中所示的基于 RTDS 的硬件在环实验平台进行验证。系统参数同表 2-3, 控制链路延时为 $600\mu\text{s}$ 。实验系统拓扑结构如图 3-12 所示, 其中 MMC₁ 所连接的交流系统采用多段级联 π 型线路, 高频振荡实验基于此级联 π 型线路与 MMC₁ 之间展开。

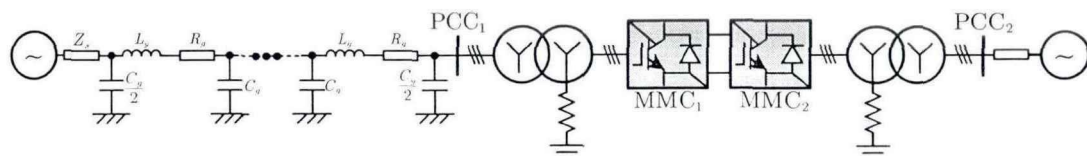


图 3-12 实验系统

Fig.3-12 Study system

在图 3-12 中 MMC₁ 所连接的交流系统, Z_s 为电源内阻; 串联电阻 R_g 、串联电感 L_g 和并联电容 C_g 可通过式(3-31)、式(3-32)和式(3-33)分别计算得到。

$$R_g = R_0 \times l/n \quad (3-31)$$

$$L_g = L_0 \times l/n \quad (3-32)$$

$$C_g = C_0 \times l/n \quad (3-33)$$

其中, R_0 为输电线路单位长度电阻, L_0 为输电线路单位长度电感, C_0 为输电线路单位长度电容, l 为输电线路长度, n 为级联 π 型线路段数。

基于图 3-12 中 π 型线路拓扑, 从左至右第一段 π 型线路的导纳可以由式(3-34)直接计算得到:

$$Y_{unit(1)} = \frac{1}{R_g + sL_g + \frac{1}{\frac{sC_g}{2} + \frac{1}{Z_s}}} + \frac{sC_g}{2} \quad (3-34)$$

在第二段 π 型线路基础上, 每增加一段线路均可由式(3-35)迭代计算得到:

$$Y_{unit(n)} = \frac{1}{R_g + sL_g + \frac{1}{\frac{sC_g}{2} + Y_{unit(n-1)}}} + \frac{sC_g}{2} \quad (n \geq 2) \quad (3-35)$$

多段 π 型线路的阻抗为导纳的倒数, 则有:

$$Z_{grid} = \frac{1}{Y_{unit(n)}} \quad (3-36)$$

由于 RTDS 小步长环境下仿真规模的限制, 本章选取 n 为 7, 即 7 段 π 型线路, 线路长度 l 分别设定为 100km、150km 和 200km, 进行三组实验。选取 500kV 架空线典型参数, 线路单位长度电阻、电感、电容分别为 $R_0 = 0.03\Omega/\text{km}$, $L_0 = 0.89127\text{mH}/\text{km}$, $C_0 = 0.0013\mu\text{F}/\text{km}$ [106], 电源内阻 $Z_s = 0.0001\Omega$ 。图 3-13 所示为根据式(3-34)-式(3-36)计算得到的交流线路阻抗和根据式(2-63)计算得到的 MMC 交流侧正序阻抗。100km、150km 和 200km 线路阻抗分别对应图 3-13 中红色、绿色和黄色曲线; MMC 交流侧阻抗对应图 3-3 中蓝色曲线。

从图中可以看出, 交流线路阻抗存在多处感性和容性之间的跳变点, 且随着线路长度增加, 谐振频率向低频段转移。MMC 接入 100km 长输电线路理论谐振频率为 857.8Hz (相角差 192.89°); 接入 150km 长输电线路理论谐振频率为 619.1Hz (相角差 196.52°); 接入 200km 长输电线路存在 2 个理论谐振频率, 分别为 505.7Hz (相角差 193.89°) 和 1119.9Hz (相角差 181.50°)。对于图 3-13 中所示的三种工况, MMC 阻抗幅值与输电线路阻抗幅值之间还存在其他交点, 但在这些幅值交点处相角差均小于 180°, 因此高频振荡不会在这些频率处发生。

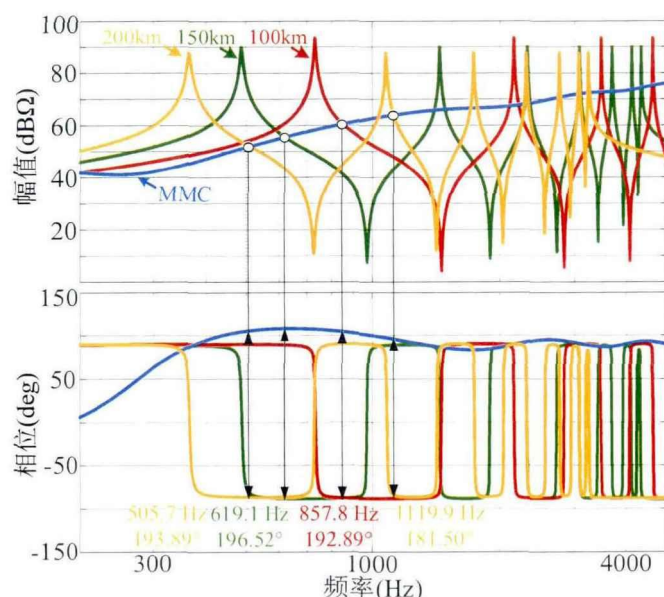


图 3-13 交流线路和 MMC 阻抗解析计算结果

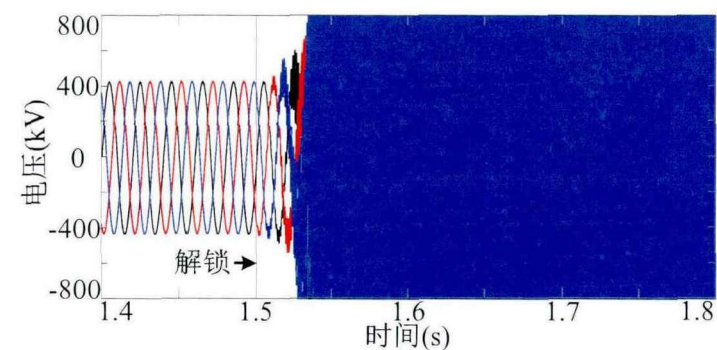
Fig.3-13 Analytical impedances of AC line and MMC in the experiments

高频振荡阻尼控制策略基于 FPGA 开发实现，系统采样频率为 10kHz。前馈电压低通滤波采用时间常数为 0.01s 的一阶低通滤波器，电流级联自适应陷波环节中 FFT 核深度配置为 512 点，根据式(3-28)计算得到 FFT 的频率分辨率为 19.53Hz。根据图 3-13 中分析得到的高频谐振频率范围，设置 m_0 为 20， m 为 50，即对[410.16Hz, 1367.19Hz]范围进行振荡检测和陷波滤波。根据式(3-30)，陷波器带宽配置为 250rad/s。第 3.4.2 节中的振荡频率检测模块和 3.4.3 节中的信号滤波模块在 FPGA 中设置为并行执行，每个控制周期更新后的 $En[m-1:0]$ 信号用于下一控制周期的滤波计算。实验中，设置电压阈值为 0.01p.u.，计时器时间阈值为 5min。

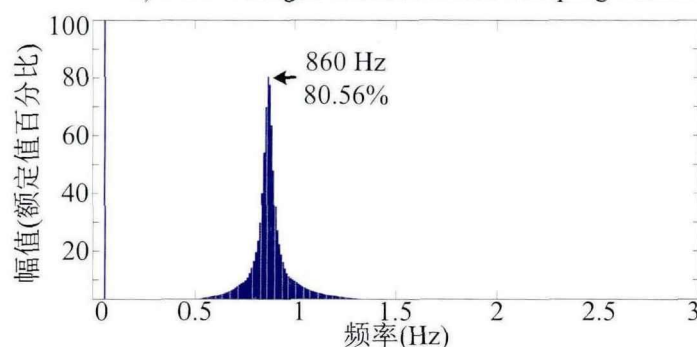
3.5.2 实验结果

3.5.2.1 100km 输电线路实验结果

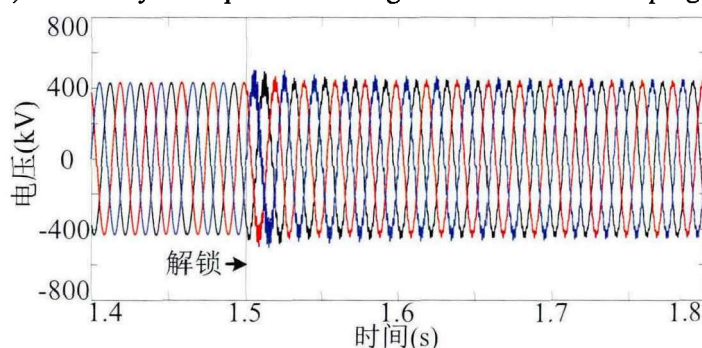
图 3-14 a)所示为无附加阻尼控制时，MMC₁ 连接 100km 输电线时的实验结果。换流器在 $t=1.5s$ 时解锁，控制系统开始与交流系统交互，PCC 点电压波形中出现明显的高次谐波分量。图 3-14 b)所示为 PCC 点 A 相电压的 FFT 频谱分析，选取的时窗为 1.45s~1.55s，FFT 结果显示振荡频率为 860Hz，谐波含量高达 80.56%。与图 3-13 中的理论分析结果一致。图 3-14 c)所示为投入阻尼控制策略时，MMC₁ 连接 100km 输电线时的实验结果。对比图 3-14 a)和图 3-14 c)中的结果可以看到，投入阻尼控制器时可以在几个周波内将高频振荡有效抑制。



a)无阻尼控制时 PCC 点电压
a) PCC voltages without active damping control



b)无阻尼控制时 PCC 点电压 FFT 频谱
b) FFT analysis of phase-A voltage without active damping control



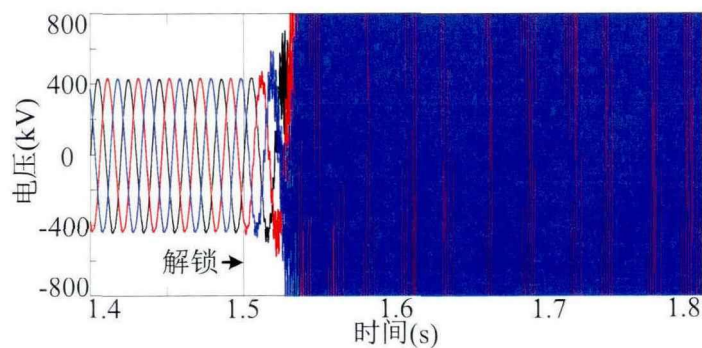
c)有阻尼控制时 PCC 点电压
c) PCC voltages with active damping control

图 3-14 100km 线路实验结果

Fig.3-14 Experimental results with 100km line

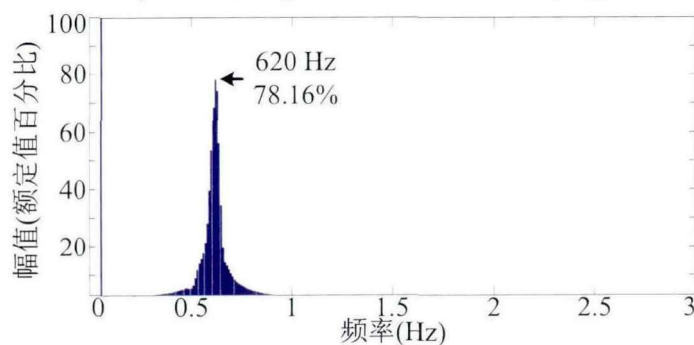
3.5.2.2 150km 输电线路实验结果

图 3-15 a)所示为无附加阻尼控制时, MMC_1 连接 150km 输电线时的实验结果。换流器同样在 $t=1.5\text{s}$ 时解锁。解锁后, PCC 点电压即出现高次谐波, 并逐渐发散。图 3-15 b)中 FFT 结果显示, A 相电压中 620Hz 高频谐波分量高达 78.16%, 与图 3-13 中理论分析结果一致。同样地, 在图 3-15 c)中, 投入阻尼控制器时高频振荡能够得到有效抑制。



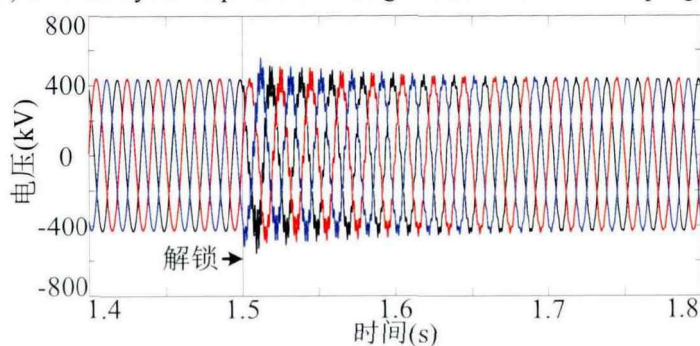
a) 无阻尼控制时 PCC 点电压

a) PCC voltages without active damping control



b) 无阻尼控制时 PCC 点电压 FFT 频谱

b) FFT analysis of phase-A voltage without active damping control



c) 有阻尼控制时 PCC 点电压

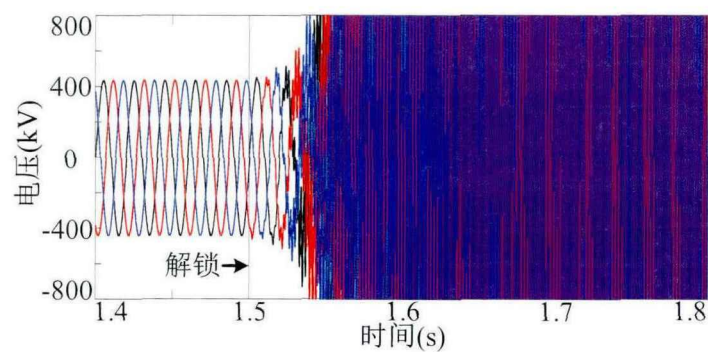
c) PCC voltages with active damping control

图 3-15 150km 线路实验结果

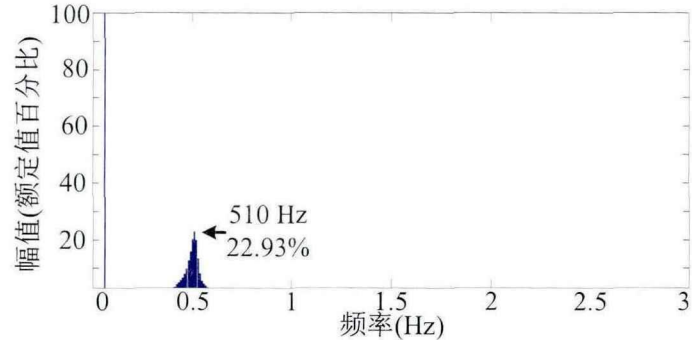
Fig.3-15 Experimental results with 150km line

3.5.2.3 200km 输电线路实验结果

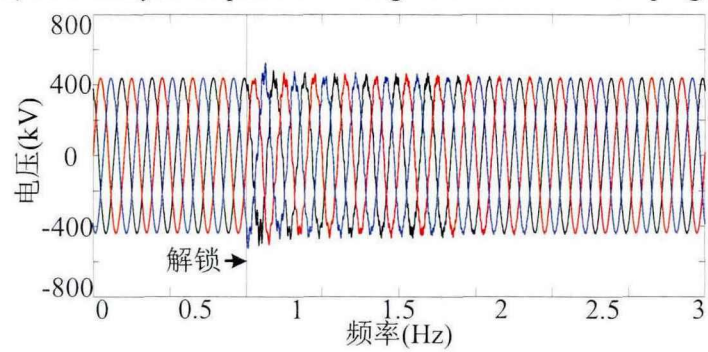
图 3-16 a)所示为无附加阻尼控制时, MMC_1 连接 200km 输电线时的实验结果。在 $t=1.5\text{s}$ 时解锁后, PCC 点电压即出现 510Hz 高次谐波, 其中 A 相高次谐波分量达到 22.93%。与图 3-13 中理论分析结果一致。同样地, 在图 3-16 c)中, 投入阻尼控制器时高频振荡能够得到有效抑制。



a)无阻尼控制时 PCC 点电压
a) PCC voltages without active damping control



b)无阻尼控制时 PCC 点电压 FFT 频谱
b) FFT analysis of phase-A voltage without active damping control



c)有阻尼控制时 PCC 点电压
c) PCC voltages with active damping control

图 3-16 200km 线路实验结果

Fig.3-16 Experimental results with 200km line

综上，根据以上三种工况下的实验结果，基于阻抗的理论分析都能准确预测振荡频率；所提出的控制策略对高频振荡都能够有效抑制，并且对不同的网络拓扑具有兼容性。

3.6 本章小结

本章针对 MMC 接入复杂交流电网的高频振荡现象，分析了 MMC 交流侧高

频段阻抗,定位与高频振荡相关的控制环节,并提出了相应的高频振荡阻尼控制策略,得到如下结论:

(1) 高频振荡问题可通过阻抗法进行分析,MMC 交流侧高频段阻抗仅与内环控制有关,控制链路延时给 MMC 交流侧阻抗带来的负阻效应是振荡的起因,交流侧复杂的拓扑结构导致振荡难以抑制。

(2) 所提出的振荡抑制策略包含对前馈电压的低通滤波和对电流的级联自适应陷波滤波,陷波滤波中包含振荡频率检测和信号滤波两个模块,能够在检测到的谐振频率附近局部地重塑 MMC 阻抗,达到消散振荡的目的。

(3) 所提出的控制策略经并行化设计并在 FPGA 中开发实现,以达到快速计算的目的,通过硬件在环实验验证了本章所提出振荡抑制策略的有效性、响应速度以及对不同拓扑结构交流电网的兼容性。

第4章 基于FPGA的模块化多电平换流器实时仿真模型

4.1 引言

实际柔性直流工程在投运前需要对控制和保护装置进行硬件在环实验,以期在无破坏性的前提下模拟运行过程中的各类工况,从而对控保策略进行全方面评估^[110-111]。然而,硬件在环实验必须以合适的一次系统实时仿真模型为前提。为获得较高的电压等级和容量,实际工程中MMC包含成百上千个子模块。每个子模块又包含若干高频开断的电力电子器件,且不同子模块中的开关器件往往不是同时动作,因此需要设置较小的仿真步长(数微妙)求解。另一方面,每个仿真步长内电力电子器件开关状态的变化,都需要对高阶节点导纳矩阵重新生成和求解,给MMC的实时仿真带来巨大的挑战。

针对以上问题,本章从开发快速仿真模型和使用高速计算工具入手,基于RTDS实时数字仿真器设计了一种MMC实时仿真模型,并通过FPGA开发实现桥臂阀组的等值计算,能够实现RTDS小步长(2.5 μ s)的实时仿真。针对纯实时仿真和硬件在环实验两种应用场景,分别设计了集成排序网络的实时仿真模型和集成Aurora通信接口的实时仿真模型。集成排序网络的实时仿真模型将电容电压均衡控制集成在模型内部,通过并行双调排序网络实现电容电压快速排序,避免了海量电容电压和触发信号的实时吞吐;集成Aurora通信接口的实时仿真模型则采用具有2Gbps的高速通信Aurora协议,通过扩展光纤接口连接双工光纤发送子模块电容电压、接收触发控制信号。本章介绍了模型的实现流程,并对仿真精度、资源占用和时间性能进行了详细的分析和验证。

4.2 模块化多电平换流器实时仿真模型

4.2.1 子模块等值模型

以半桥子模块为例说明实时仿真建模过程。桥臂电流统一用 I_{arm} 表示,并定义桥臂电流给子模块电容充电方向为正方向。根据IGBT的导通状态不同,半桥子模块共有投入、旁路、闭锁3种工作状态;根据桥臂电流方向的不同,半桥子模块又进一步划分为6种工作模式。将IGBT导通用1表示,IGBT关断用0表示,表4-1所示为半桥子模块的6种工作模式,图4-1所示为半桥子模块在各个模式下的电流通路。

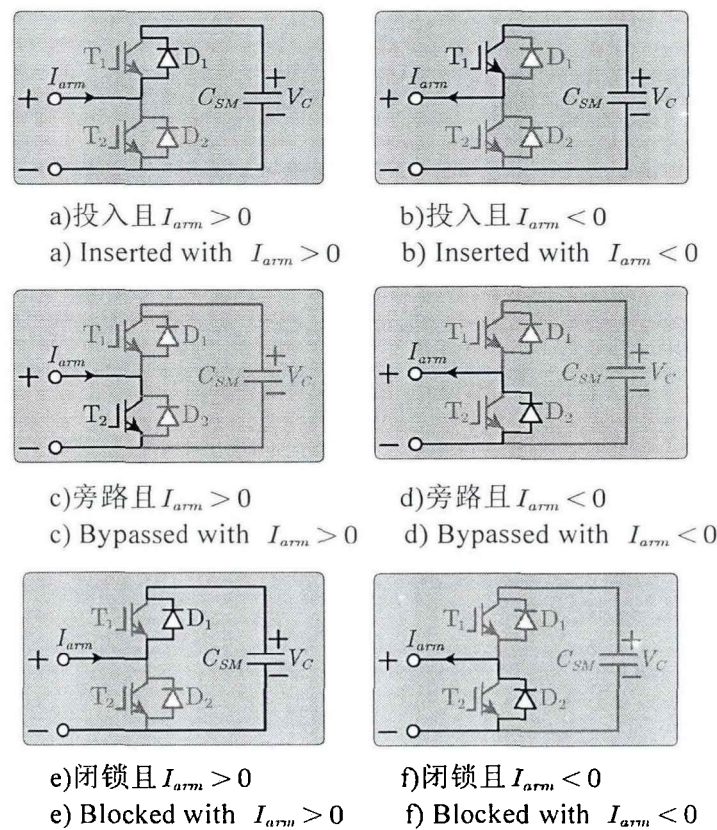


图 4-1 半桥子模块工作模式

Fig.4-1 Operation modes of HBSM

表 4-1 半桥子模块开关状态

Table 4-1 Switching modes of HBSM

模式	T ₁	T ₂	桥臂电流	输出电压	状态	说明
1	1	0	>0	V_C	投入	电流流过 D ₁ 给电容充电
2	1	0	<0	V_C	投入	电流流过 T ₁ 给电容放电
3	0	1	>0	0	旁路	电流流过 T ₂ 将电容旁路
4	0	1	<0	0	旁路	电流流过 D ₂ 将电容旁路
5	0	0	>0	V_C	闭锁	电流流过 D ₁ 给电容充电
6	0	0	<0	0	闭锁	电流流过 D ₂ 将电容旁路

MMC 子模块中主要包含电力电子器件（IGBT 和二极管）和储能电容。对单个子模块中包含的电力电子器件采用行为级建模，即器件导通时等值为阻值较小的电阻 R_{ON} ，器件关断时等值为阻值较大的电阻 R_{OFF} 。通常情况下， $R_{ON} \ll R_{OFF}$ ，因此可以近似认为 R_{OFF} 为无穷大，则相应的器件关断时对应支路作开路处理。通过这种处理方式，能够在保证仿真精度的前提下，大大减小仿真计算量，为实时

仿真计算提供可行性。分散在各个子模块中的电容为储能元件，其元件特性方程如式(4-1)所示。

$$V_C(t) = \frac{1}{C_{SM}} \int I_C(t) dt \quad (4-1)$$

其中， $V_C(t)$ 为电容电压； $I_C(t)$ 为流过电容的电流。

根据图 4-1 中的子模块工作模式， $I_C(t)$ 与桥臂电流 $I_{arm}(t)$ 的关系为：

$$I_C(t) = \begin{cases} I_{arm}(t) & \text{投入} \\ 0 & \text{旁路} \\ I_{arm}(t) & \text{闭锁且 } I_{arm}(t) > 0 \\ 0 & \text{闭锁且 } I_{arm}(t) < 0 \end{cases} \quad (4-2)$$

在时域的电磁暂态仿真中，需要对式(4-1)进行离散化处理，本章采用前向欧拉法（Forward Euler Method, FEM）进行离散化，则有：

$$V_C(t + \Delta t) = V_C(t) + R_C I_C(t) \quad (4-3)$$

$$R_C = \frac{\Delta t}{C_{SM}} \quad (4-4)$$

其中， Δt 为仿真步长； $V_C(t)$ 和 $V_C(t + \Delta t)$ 分别为当前时刻和下一时刻的子模块电容电压； R_C 为子模块电容电阻。

根据以上分析和图 4-1 中各工作模式下的电流通路，可以得到单个子模块在投入、旁路和闭锁 3 种不同工作状态下的等效电路，如图 4-2 a)-图 4-2 d)所示。

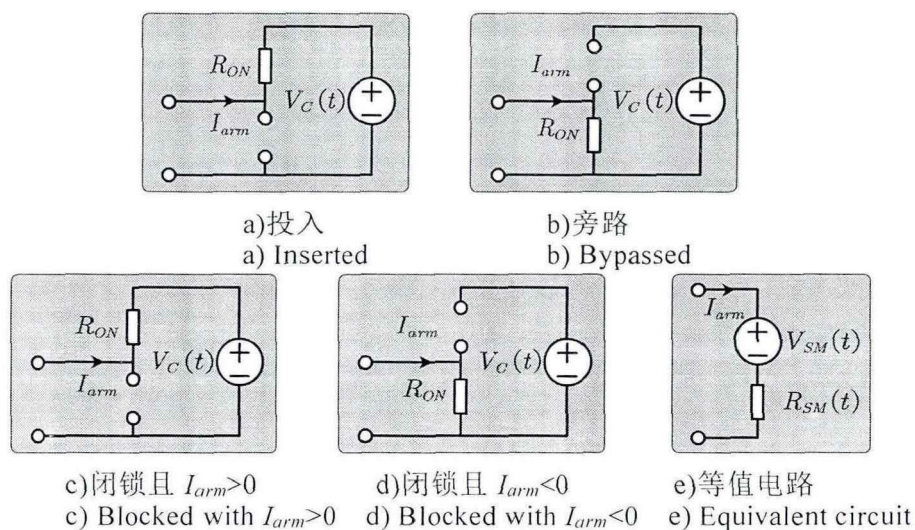


图 4-2 单个子模块不同工作状态时等效电路

Fig.4-2 Equivalent circuit of single sub-module under different working conditions

相应地，在图 4-2 e)中单个子模块等值电路的统一形式下，一个桥臂中的第 i 个 ($1 \leq i \leq N$) 子模块戴维南等值支路的电阻 R_{SM-i} 和电压 V_{SM-i} 分别如式(4-5)

和式(4-6)所示。

$$R_{SM-i}(t) = R_{ON} \quad (4-5)$$

$$V_{SM-i}(t) = \begin{cases} V_{C-i}(t) & \text{投入} \\ 0 & \text{旁路} \\ V_{C-i}(t) & \text{闭锁且 } I_{arm}(t) > 0 \\ 0 & \text{闭锁且 } I_{arm}(t) < 0 \end{cases} \quad (4-6)$$

4.2.2 桥臂等值模型

考虑到闭锁时桥臂电流正、反方向特性的不同,因此建立如图4-3所示的单个桥臂的戴维南等效电路。等效模型中引入理想开关器件 T_A 、 D_A 和 T_B ,以实现正常工作状态与闭锁状态的切换。 T_B 的触发导通信号为闭锁信号, T_A 的触发导通信号由闭锁信号取反得到。正常运行时, T_A 导通 T_B 关断,电流通路为左侧支路,右侧支路不起作用。闭锁时, T_A 关断 T_B 导通,当桥臂电流 $I_{arm} > 0$ 时,电流通路为流经 D_A 的左侧支路;当桥臂电流 $I_{arm} < 0$ 时,电流通路为流经 T_B 的右侧支路。

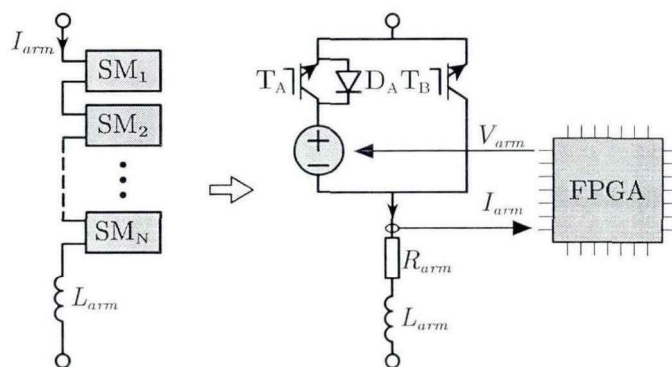


图4-3 单个桥臂等效电路

Fig.4-3 Equivalent circuit of a single arm

由于MMC的单个桥臂由 N 个完全相同的子模块串联组成,且在图4-3中 V_{arm} 只存在于正常运行及闭锁时 $I_{arm} > 0$ 支路,因此在4.2.1节的基础上,可以通过累加式(4-5)和式(4-6)得到单个桥臂的戴维南等效电阻 R_{arm} 和戴维南等效电压 V_{arm} ,分别如式(4-7)和式(4-8)所示。

$$R_{arm}(t) = NR_{ON} \quad (4-7)$$

$$V_{arm}(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N V_{SM-i}(t) & \text{投入或旁路} \\ \sum_{i=1}^N V_{C-i}(t) & \text{闭锁} \end{cases} \quad (4-8)$$

式(4-3)表明,各子模块电容电压的更新计算仅与各自电容电压历史时刻值有关,因此可以独立并行求解。由式(4-7)可知,MMC 单个桥臂的戴维南等效电阻 R_{arm} 只取决于桥臂子模块个数 N 及开关器件的导通电阻 R_{ON} 。在仿真系统参数给定的情况下, R_{arm} 为定值,因此整个桥臂的导纳阵恒定,降低了求解压力。对比式(4-6)和式(4-8)可以发现,闭锁状态下 V_{arm} 的等值计算相当于子模块全部投入时的特殊情形,因此对闭锁状态可看作投入状态下的一种特例。

电磁暂态仿真中通常使用梯形法对微分方程进行离散^[112],而本章在对子模块电容离散时选用了前向欧拉法。这是由于梯形法作为一种隐式积分法,其电容差分方程中耦合有当前时刻的电容电流,因此子模块等效电路中含有电容电阻。由于同一桥臂导通的子模块个数是时变的,因此采用隐式积分最终得到的桥臂等效电阻也是时变的。而前向欧拉法是显式积分法,其电容电压更新仅与历史时刻值有关,因此可以得到式(4-5)和式(4-7)中的定电阻形式。在数值稳定性方面,梯形法是绝对稳定的,而前向欧拉法是条件稳定的,其数值稳定的前提是离散周期足够小^[113]。本章中子模块电容的离散周期为 $2.5\mu\text{s}$,远小于给电容充电的桥臂电流变化的工频周期 (20ms),因此这一前提是能够保证的。

4.3 实时仿真模型解算框架及其 FPGA 实现

在本章实时仿真模型中,图 4-3 对应的整个桥臂等效电路在 RTDS 平台中的 PB5 处理器上进行求解,并采用小步长 ($2.5\mu\text{s}$) 计算以确保仿真精度。各子模块电容电压更新及桥臂电压计算在 FPGA 中进行,且计算时间为纳秒级,RTDS 与 FPGA 之间通过双向传递 I_{arm} 和 V_{arm} 完成整个闭环时域仿真。

4.3.1 FPGA 简述

FPGA 是一种高速、可反复擦写的可编程逻辑器件,具有规模大、集成度高、性能稳定、使用灵活等优势。随着集成电路工艺的改进,FPGA 芯片的性能和集成度也不断提升,将逐步成为大规模数字电路系统设计的首选。FPGA 的基本结构图如图 4-4 所示,主要包括:输入/输出模块 IOB (I/O Block)、可编程逻辑块 CLB (Configurable Logic Block)、可编程内部连线资源。

(1) 输入/输出模块

输入/输出模块一般排列在芯片的四周,作为芯片内部逻辑与外围电路之间的接口。通过 FPGA 开发软件,如 Xilinx 公司的 ISE 和 Vivado,Altera 公司的 Quartus II 等,可以实现输入输出的灵活配置,完成信号输入、信号输出、时钟输入、数据交互等。

(2) 可编程逻辑块

可编程逻辑块是FPGA的主体,可以根据系统设计灵活地改变其内部的连接和配置,从而完成不同的逻辑功能。基本的可编程逻辑单元采用查找表(Look Up Table, LUT)和寄存器(Register)构成,其中查找表完成纯组合逻辑功能;寄存器可配置为具有同步/异步、置位/复位、时钟使能的触发器或者锁存器。

(3) 可编程内部连线资源

FPGA的可编程内部连线资源主要是将芯片内部的CLB与CLB、CLB与IOB之间建立相互连接,构成能够实现复杂功能的系统。

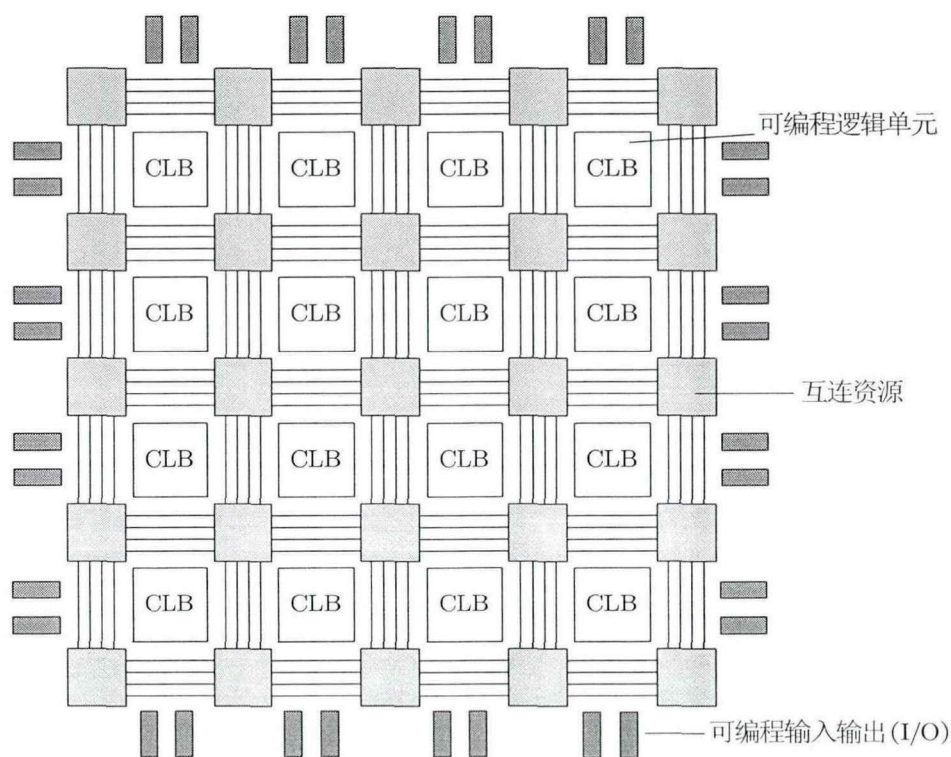


图 4-4 FPGA 基本结构

Fig.4-4 Basic structure of FPGA

FPGA 开发目前广泛采用的是硬件描述语言,如 VHDL, Verilog HDL 等^[114]。其中 Verilog HDL 是一种语法规则与 C 语言类似,但却有着本质区别的编程语言。FPGA 通过硬件描述语言中简单的高级语句实现各种复杂的数字电路设计,将底层的与门、非门、触发器等组合适合规模和功能的电路,从而达到并行计算的效果。

4.3.2 基于并行流水线技术的桥臂计算模块

为发挥 FPGA 硬件并行结构和分布式内存的优势,本章采用基于并行流水线

技术的桥臂等值计算模块,各流水线主要负责子模块电容电压的更新计算和部分桥臂电压的等值计算。具体操作是将同一个桥臂的 N 个子模块分成 m 组,每组包含 n 个子模块,且每组子模块采用流水线架构进行计算处理,而组与组之间采用同步并行计算,此种处理方式能够提高数据的处理速度。将闭锁状态作为一种特殊的投入状态,则经分组后,式(4-8)可以变换为式(4-9):

$$V_{arm}(t) = \sum_{i=1}^m V_{arm-i}(t) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n V_{SM-ij}(t) \quad (4-9)$$

其中, V_{arm-i} 为第 i 条流水线中子模块等效电压之和; V_{SM-ij} 为第 i 条流水线中第 j 个子模块的等效电压, 且 $1 \leq i \leq m$, $1 \leq j \leq n$ 。

图 4-5 所示为第 i 个流水线解算框架。在流水线内部, 主要根据式(4-2)-式(4-4)更新每个子模块的电容电压, 并根据式(4-9)累加得到 V_{arm-i} 。针对每条流水线, 只需分配一个加法器, 同组子模块依次通过加法逻辑电路即可实现电容电压更新计算, 通过硬件电路的复用, 进一步实现了硬件资源的优化配置。考虑到 FPGA 中浮点数数值精度高、定点数运算速度快的特点, 流水线中计算模块采用浮点数与定点数相结合的数制形式。其中, 浮点数为符合 IEEE-754 标准的单精度浮点数; 定点数为 48 位数据, 包含整数部分 16 位、小数部分 32 位。在与外部进行数据交互时采用浮点数形式, 而在内部进行加法及累加操作时采用定点数形式。此外, 在流水线内部, 电容电压更新后的完成转为浮点数重新写入寄存器, 以减小存储压力。图 4-5 中 Float2Fixed 为浮点数转定点数模块, Fixed2Float 为定点数转浮点数模块。乘法、加法及数制转化模块均使用相应的 IP 核实现。

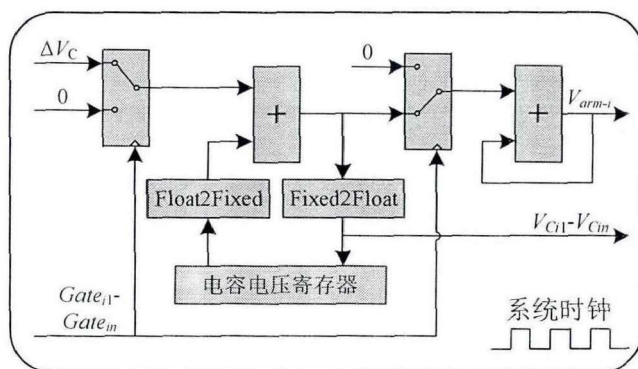


图 4-5 单个流水线解算框架

Fig.4-5 Calculation framework for single pipeline

图 4-6 所示为流水线处理方式下的子模块计算时序图。假设第一个子模块经过 M 个时钟周期计算完成, 在第一个子模块计算完成此之后, 每增加一个时钟周期就可以完成下一个子模块的计算, 因此各个流水线完成子模块的计算仅需要 $M+n-1$ 个时钟周期。流水线之间采用同步并行计算, 因此整个桥臂的计算时间也为 $M+n-1$ 个时钟周期。

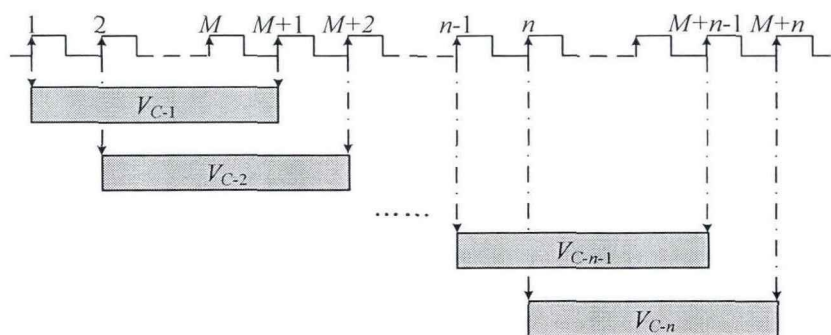


图 4-6 流水线计算时序示意图

Fig.4-6 Pipeline timing sequence schematic diagram

针对不同应用场景，本章开发了两种解算模型，分别是适用于纯实时仿真的集成排序网络的 MMC 实时仿真模型和适用于硬件在环实验的集成 Aurora 通信接口的 MMC 实时仿真模型。

4.3.3 集成排序网络的 MMC 实时仿真模型

当进行纯实时仿真时，主要目的是追求仿真速度，实现实时仿真计算，因此不需要与外界控制器进行数据交互，特别是大量子模块电容电压和触发控制字的实时吞吐。为此开发了集成排序网络的 MMC 实时仿真模型，将均压控制环节集成在模型内部，通过并行双调排序网络对计算更新后的子模块电容电压进行快速排序，并根据桥臂电流方向进一步更新子模块触发控制信号。

排序网络是 Kenneth E. Batcher 于 1968 年提出的非适应性并行排序算法，具体又分为 Batcher 奇偶排序网络和 Batcher 双调排序网络^[115-116]。两种算法依据不同的数学原理，但都是基于巴切比较器构建。图 4-7 所示为双调排序网络的原理示意图，将图中竖线相连的两个元素进行比较，每次比较结束后将数值较小的元素置于上方，数值较大的元素置于下方。灰色框内包含的两两比较环节在同一时刻并行完成。如图 4-7 所示，一个包含 8 个元素的无序数组[5 7 4 6 8 3 1 2]，通过双调排序网络，经 6 次并行比较环节后即可得到升序排列的结果[1 2 3 4 5 6 7 8]，远远小于串行排序的时间消耗。同时，由于排序网络自身的并行特性，非常适合在 FPGA 中实现对数据的快速排序。因此，考虑 MMC 对电容电压一致性快速控制的需求，本章采用双调排序网络实现子模块电容电压的排序。

由于排序网络的排序个数和并行输入数据个数均为 2 的整数次幂^[117]，因此排序网络的规模应大于等于实际桥臂子模块个数，且当桥臂子模块个数不足时，用远大于实际电容电压的无效数据补齐。这样的处理方式能够保证输出的排序升序列表中前 N 个数据均为实际的子模块编号，补充的数据始终在排序结果列表

的末尾，补充的数据不会对正常的电容电压排序结果产生影响。

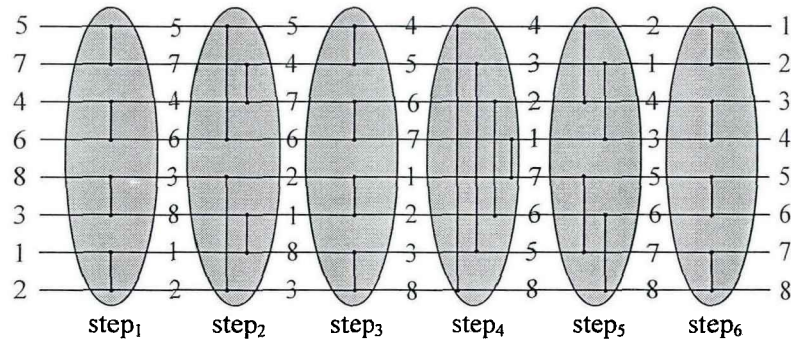


图 4-7 双调排序网络原理示意图

Fig.4-7 Schematic diagram of bitonic sorting network

综合 4.3.2 节中的 MMC 桥臂流水线计算模块和基于双调排序网络的均压控制模块，可以得到如图 4-8 所示的 MMC 模型整体计算构架，对应于图 4-3 中灰色框内的 FPGA 求解部分。图 4-6 又对应于图 4-8 中标注的“流水线”部分，每个桥臂的解算架构完全相同，单个 FPGA 并行完成 6 个桥臂的求解计算。

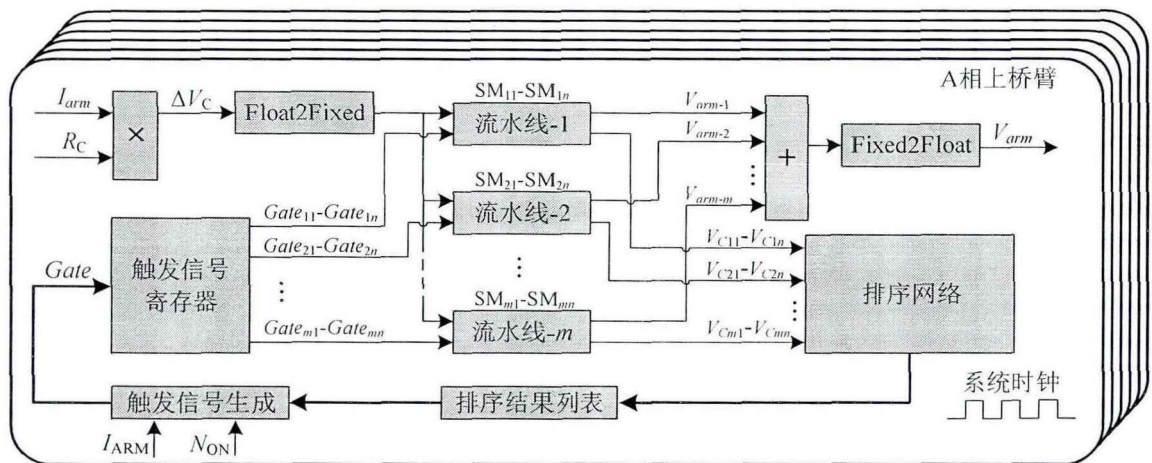


图 4-8 集成排序网络的 MMC 仿真模型解算框架

Fig.4-8 Calculation framework of MMC simulation model with sorting network integrated

图 4-8 中整个模块受 200MHz 的时钟驱动。经各流水线处理后的子模块电容电压输入到排序网络中，进一步得到排序结果列表。其中，并行的流水线条数与双调排序网络的数据输入路数相等，从而使得更新后的电容电压可以直接输入到排序网络中，不需要经过寄存器缓存和路数转换，这样的处理方式能够在一定程度上优化模型占用的 FPGA 资源。触发信号生成模块根据桥臂电流方向和上层控制给定的导通子模块个数 N_{ON} ($0 \leq N_{ON} \leq N$) 更新触发控制信号，当桥臂电流 I_{arm} 对子模块电容充电时，选择电容电压较小的 N_{ON} 个子模块进行导通，其余子模块

关断；当桥臂电流 I_{arm} 对子模块电容放电时，选择电容电压较大的 N_{ON} 个子模块进行导通，其余子模块关断。更新后的触发控制信号存入寄存器中，在下一次桥臂等值计算时使用。同时，根据式(4-9)计算得到的 V_{arm} 返送 RTDS，用于更新桥臂等效电压。经实测，单个子模块电容电压更新需要 11 个时钟周期，即 $M=11$ 。FPGA 与 RTDS 交互的 I_{arm} 和 V_{arm} 均为符合 IEEE-754 标准的单精度浮点数。此外，RTDS 与 FPGA 之间的通信接口可以双向传递 64 个 32 位整型或实型变量，除了参与到闭环实时仿真的变量外，还可以将 FPGA 内部中间变量（如子模块电容电压、触发控制信号等）传递到 RTDS 端，用于可视化输出，辅助硬件开发和调试。

4.3.4 集成 Aurora 通信接口的 MMC 实时仿真模型

当进行硬件在环实验时，需要将大量的子模块电容电压向 MMC 控制器传送，并接收相应的子模块触发控制信号，因此需要配置快速数据通信接口。Aurora 协议是一个用于点对点链路间移动数据的可扩展轻量级链路层协议，具有高带宽、低延迟、支持大量键合线路、支持全双工和单工通道、灵活组帧等特点。选用 Aurora 协议与控制器进行数据交互，通信速率为 2Gbps。图 4-9 所示为集成 Aurora 通信接口的 MMC 实时仿真模型解算框架。与图 4-8 不同之处在于，使用 Aurora 接口取代了排序网络和触发信号生成环节。Aurora 接口由 50MHz 时钟驱动，并采用先入先出（First-In First-Out, FIFO）存储器缓存在异步时钟域下计算模块与 Aurora 接口之间的数据。

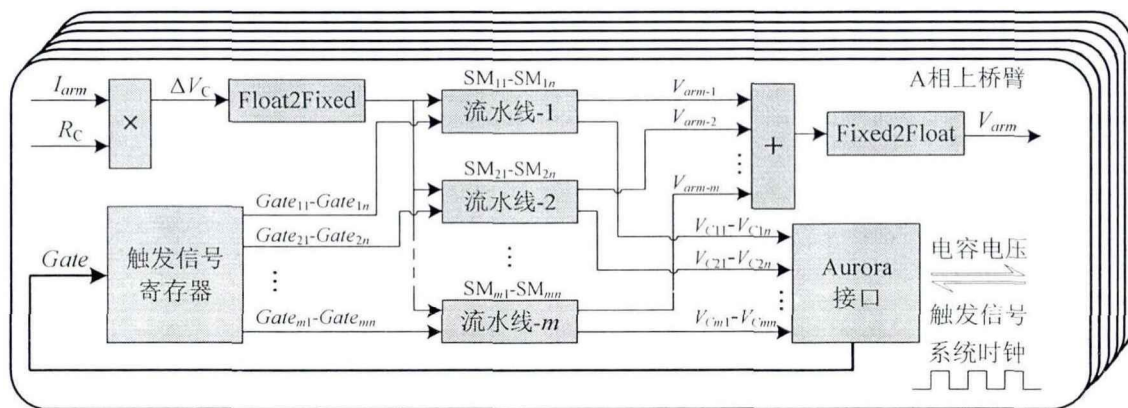


图 4-9 集成 Aurora 通信接口的 MMC 仿真模型解算框架

Fig.4-9 Calculation framework of MMC simulation model with Aurora interface integrated

图 4-10 为 FPGA 模型求解时序图，FPGA 计算模块求解时间为 ns 级，能够保证在每个 RTDS 小步长内完成桥臂计算、电容电压更新以及与 RTDS 之间的数据交互。FPGA 的求解受 RTDS 驱动，即每个 RTDS 小步长周期求解一次，从而使得两种硬件下保持同步。所开发 FPGA 模型能够兼容不同控制周期，控制器完

成控制计算后给出的触发信号用寄存器保存，并用于之后的仿真等值计算。

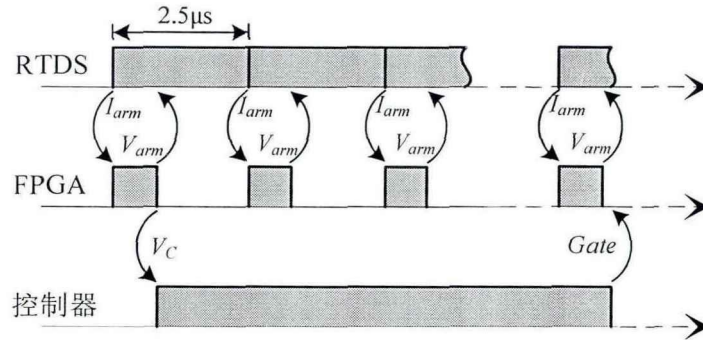


图 4-10 FPGA 模型解算时序

Fig.4-10 Integral timing sequence for the FPGA model

4.4 仿真验证与性能分析

本节采用 201 电平单端 MMC 系统验证所开发的 FPGA 仿真模型，通过对比实时和 PSCAD/EMTDC 中离线仿真结果，验证模型在潮流反转、交流系统故障和直流系统故障、闭锁充电等工况下的仿真精度。为了与 PSCAD/EMTDC 仿真环境更为接近，对比实验时 FPGA 模型采用图 4-8 中的集成排序网络的实时仿真模型。另外，本节详细对比分析了在不同流水线个数 m 、不同电平数 N 下 FPGA 的性能和硬件资源的使用情况。

4.4.1 仿真系统

为验证 FPGA 模型的仿真精度，本章在 RTDS 实时仿真环境及 PSCAD/EMTDC 离线仿真环境下分别建立了图 4-11 所示的 201 电平 MMC 单端测试系统，详细一次系统参数见表 4-2。MMC 采用定有功功率和定无功功率控制，整定值 P_{ref} 和 Q_{ref} 分别为 200MW 和 0Mvar，暂不考虑负序内环控制。两种平台下控制系统采用相对应的控制模块和相同的控制参数。

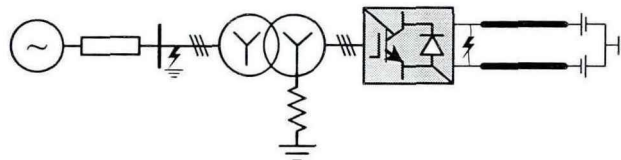


图 4-11 201 电平单端 MMC 测试系统

Fig.4-11 201-level single-terminal MMC test system

本章选用 Xilinx 公司 Virtex-6 系列 ML605 集成开发板，在 Xilinx ISE 14.7 集成开发环境下使用 Verilog HDL 硬件描述语言开发实现所述等值计算模型，使用单块 FPGA 板卡仿真单端 MMC 系统。FPGA 板卡与 RTDS 之间通过全双工光

纤建立通讯连接，具体的硬件配置图见图 2-13。

表 4-2 实验系统参数

Table 4-2 Parameters of the experimental system

	符号	参数	数值
交流系统	V_{s1}	交流侧额定电压	230kV
	Z_s	交流系统等值阻抗	$0.1+j0.314\Omega$
变压器	S_N	变压器额定容量	500MVA
	k_{trf}	变压器变比	$230/225\angle 0^\circ$
	L_{trf}	变压器漏抗	0.10p.u.
MMC	C_{SM}	子模块电容	6600 μ F
	L_{arm}	桥臂电抗	50mH
	N	单桥臂子模块个数	200
	R_{ON}	子模块导通电阻	0.01 Ω
直流系统	$\pm V_{dc0}$	直流侧额定电压	± 200 kV
	R_{dc}	直流线路电阻	1.0 Ω
	L_{dc}	直流线路电感	0.1H

4.4.2 仿真精度验证

4.4.2.1 潮流反转

图 4-12 所示为潮流反转时仿真结果对比图，图中红色虚线为 RTDS/FPGA 环境中的仿真结果，蓝色实线为 PSCAD/EMTDC 环境中的仿真结果，图 4-12 中从上至下依次为 A 相上桥臂电流，直流出口电流和交流网侧 A 相电压。

初始状态下有功功率整定值 P_{ref} 为 200MW，无功功率整定值 Q_{ref} 为 0MVar。在 $t=2.0$ s 时，有功功率整定值调整为 -200MW，同时限定其变化率为 2000MW/s。从图 4-12 中可以看出，由于有功功率整定值改变，直流出口电流和桥臂电流中的直流分量极性发生反转，过渡前后桥臂电流中的交流分量幅值一致，网侧 A 相电压未受扰动。FPGA 模型和 PSCAD 模型中的仿真结果几乎完全一致，以 PSCAD/EMTDC 中仿真结果为基准，桥臂电流的均方根误差为 0.21%。

4.4.2.2 交流 A 相接地故障

初始运行状态同上，同样在 $t=2.0$ s 时，在图 4-11 中标注的变压器网侧引入 A 相接地故障，持续时间 2s，图 4-13 为相应的仿真结果对比图，图中红色虚线为 RTDS/FPGA 环境中的仿真结果，蓝色实线为 PSCAD/EMTDC 环境中的仿真

结果，图中自上至下依次是 A 相上桥臂电流，直流出口电流和交流网侧 A 相电压。

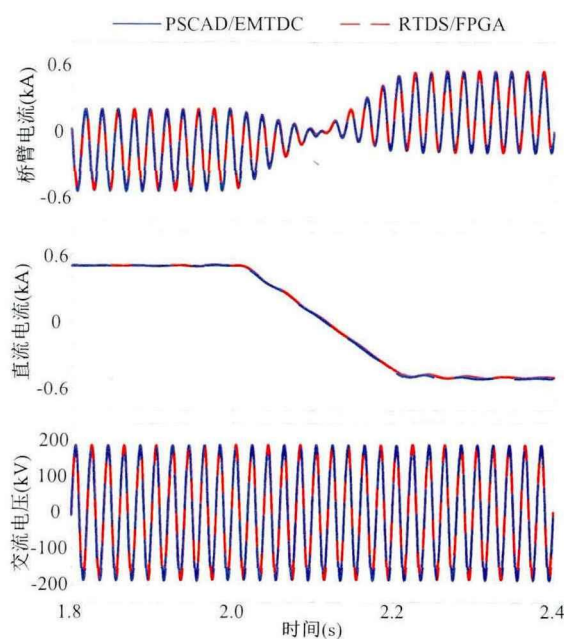


图 4-12 潮流反转仿真结果对比

Fig.4-12 Simulation results comparison of power flow reversal

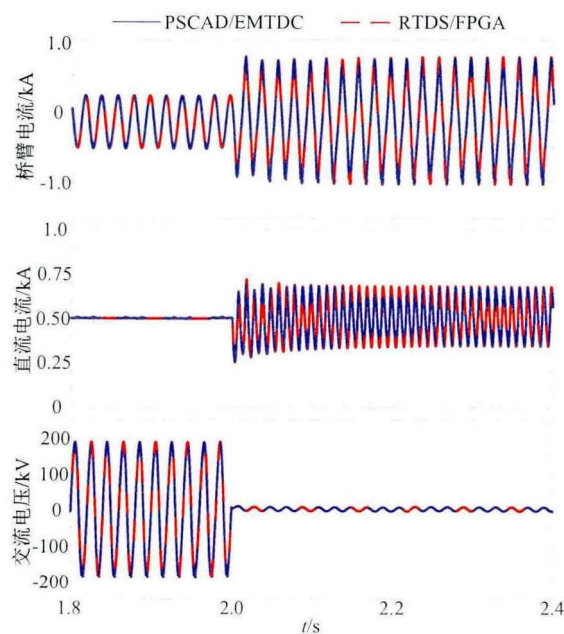


图 4-13 网侧 A 相接地故障仿真结果对比

Fig.4-13 Simulation results comparison of phase-A line-to-ground fault

在图 4-13 中，故障发生后，网侧 A 相电压跌落，A 相桥臂电流相比于正常

运行时明显增大；同时由于故障的不对称性，直流电流出现二倍频波动分量。在整个仿真过程中，桥臂电流的均方根误差为 0.35%。

4.4.2.3 直流双极短路故障

仍在 $t=2.0\text{s}$ 时，在图 4-11 标注的换流站直流侧出口引入双极永久性短路故障，设置控保系统检测到任一桥臂电流值超过 3kA 阈值时，闭锁整个换流站，与之的仿真结果对比见图 4-14。同样地，红色虚线为 RTDS/FPGA 环境中的仿真结果，蓝色实线为 PSCAD/EMTDC 环境中的仿真结果，图 4-14 中自上至下依次是 A 相上桥臂电流，直流出口电流和交流网侧 A 相电压。

从图中可以看到，故障发生后，子模块电容通过短路点迅速放电，桥臂电流和直流侧电流激增。由于半桥子模块不具备隔离直流侧故障的能力，闭锁后交流侧通过二极管续流，MMC 逐渐过渡到三相不控整流桥状态。仿真过程中桥臂电流的均方根误差为 2.12%。相较于前两种场景，直流侧双极短路时的仿真误差相对较大，但仍在可接受范围内。

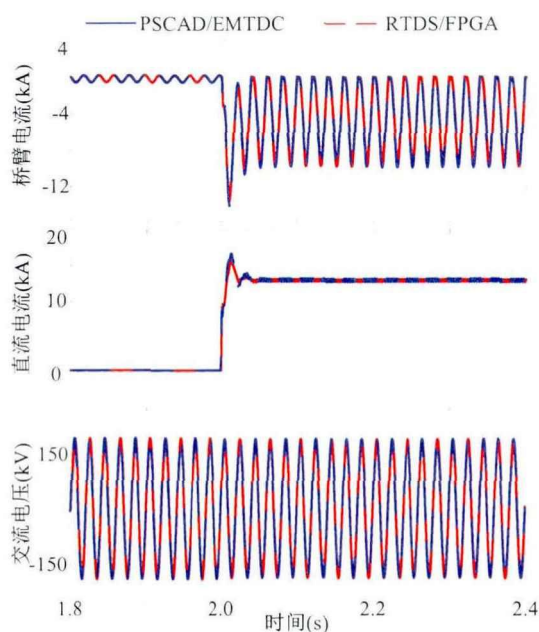


图 4-14 直流侧双极短路故障仿真结果对比

Fig.4-14 Simulation results comparison of DC pole-to-pole fault

4.4.2.4 闭锁启动充电

闭锁整个换流站，交流侧通过 1000Ω 的启动电阻对子模块电容充电。图 4-15 所示为闭锁启动充电时的仿真结果对比，红色虚线为 RTDS/FPGA 环境中的仿真结果，蓝色实线为 PSCAD/EMTDC 环境中的仿真结果。图中从上到下依次是 A 相上桥臂第一个子模块 SM_1 的电容电压，A 相上桥臂电流，A 相上桥臂电压。

从图中可以看到，交流系统通过启动电阻和二极管不断对子模块电容充电，并逐渐建立起桥臂电压，本章开发的 FPGA 模型和 PSCAD 的仿真结果高度一致，整个过程中桥臂电流的均方根误差为 0.11%。

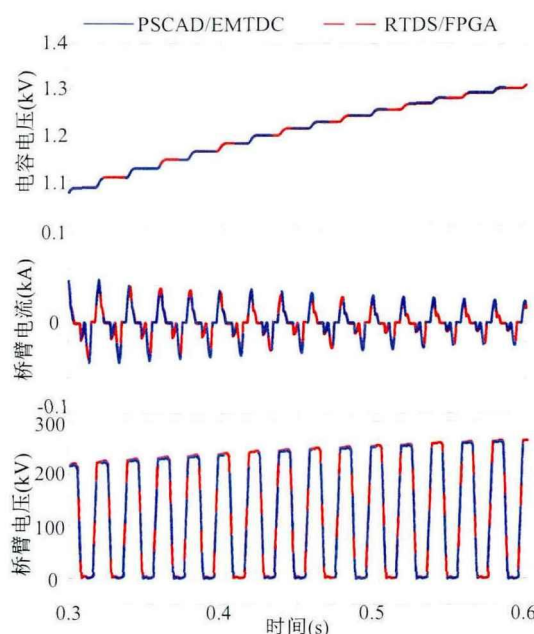


图 4-15 闭锁启动充电仿真结果对比

Fig.4-15 Simulation results comparison of block charging mode

综合分析以上四种工况下的仿真结果对比，本章提出的 MMC 实时仿真模型能够精确模拟换流器在动态、交直流侧暂态、闭锁时各类工况下的运行特性，满足仿真需求。

4.4.3 FPGA 资源使用及时间性能

为了进一步测试本章所开发的 MMC 模型的性能，本节针对 4.3.3 节中的集成排序网络的 MMC 实时仿真模型，详细对比了在不同并行流水线个数 m 、不同电平数 N 下的 FPGA 硬件资源占用情况和时间性能，对比结果分别如表 4-3 和表 4-4 所示。其中，表 4-3 为桥臂子模块个数 N 为 200，并行流水线个数 m 分别为 1、2 和 4 时的对比结果。表 4-4 为并行流水线个数 m 为 4，桥臂子模块个数 N 分别为 100、200、300、400 和 500 时的对比结果。对比的硬件资源包括寄存器（Resister）资源、查找表（LUT）资源、块 RAM（BRAM）资源和 DSP48E1 资源共 4 项主要指标，且表中数据均为经 FPGA 经 Xilinx ISE 编译器布局布线（Place and Route）后的实际资源使用率。时间性能包括桥臂模型的计算时间和排序模块的排序时间。

表 4-3 不同流水线个数下 FPGA 模型资源占用及时间性能对比($N=200$)Table 4-3 FPGA resource utilization and calculation latency comparison
under different number of pipelines ($N=200$)

流水线 个数 m	硬件资源				时间性能	
	Resister	LUT	BRAM	DSP48E1	计算时间	排序时间
1	28%	33%	2%	2%	$210T_{clk}$	$1281T_{clk}$
2	28%	45%	2%	5%	$110T_{clk}$	$671T_{clk}$
4	50%	77%	2%	9%	$60T_{clk}$	$401T_{clk}$

对比表 4-3 中数据可知, 增加流水线个数 m , 模型的计算时间和排序时间均相应减少。这是由于随着 m 的增大, 流水线内部需要处理的子模块数减少, 且增加了排序网络的数据输入速率。但由于每条流水都占用一定的逻辑资源, 相应的资源使用率也会增加。因此时间性能和硬件资源是矛盾的, 增加流水线个数本质上是牺牲空间换取时间的方法。

表 4-4 不同桥臂子模块个数下 FPGA 模型资源占用及时间性能对比($m=4$)Table 4-4 FPGA resource utilization and calculation latency comparison
under different number of SMs ($m=4$)

子模块 个数 N	硬件资源				时间性能	
	Resister	LUT	BRAM	DSP48E1	计算时间	排序时间
100	41%	60%	2%	9%	$35T_{clk}$	$237T_{clk}$
200	50%	77%	2%	9%	$60T_{clk}$	$401T_{clk}$
300	59%	90%	2%	9%	$85T_{clk}$	$698T_{clk}$
400	59%	91%	2%	9%	$110T_{clk}$	$698T_{clk}$
500	59%	93%	2%	9%	$135T_{clk}$	$698T_{clk}$

对比表 4-4 中数据可知, 当流水线个数 $m=4$ 时, 桥臂子模块个数每增加 100, 每个流水线需要多处理 25 个子模块, 因此模型计算时间依次增加 25 个时钟周期。由于排序网络的排序个数为 2 的整数次幂, 因此当 N 为 300、400 和 500 时, 实际排序数据个数均为 512, 这 3 组对应的排序时间相同。同时, 随着 N 增大, 每个流水线内部处理子模块个数增加, 寄存器和查找表资源相应增大。当桥臂子模块个数为 500, 即仿真 3000 个子模块时, FPGA 的 LUT 资源占用率为 93%, 几乎达到上限。因此在当前配置下, 使用单个 ML605 开发板可以实现 501 电平的单端 MMC 实时仿真。当实际需要更小步长 (增大 m)、仿真更高电平 (增大 N) 时, 可以使用具备更高硬件资源的 FPGA 或将仿真任务分配到多个 FPGA 中进行。

4.5 本章小结

本章提出了适用于 FPGA 实现的 MMC 实时仿真模型，针对不同应用场景，分别开发了含有均压控制功能和高速 Aurora 通信协议的两种模型，前者适用于纯实时仿真，后者适用于硬件在环实验，并进行了模型仿真精度验证、硬件资源使用和时间性能分析，得到如下结论：

（1）所提模型具备较高仿真精度，能够精确模拟 MMC 在闭锁、动态、交直流侧暂态工况下的运行特性，误差在可接受范围内。

（2）提出了使用并行流水线技术完成 MMC 桥臂阀组的等值计算方法，计算步长为纳秒级，满足包含大量电力电子器件的 MMC 实时仿真需求。

（3）集成排序网络的仿真模型在模型内部实现电容电压均衡控制，避免了大量子模块电容电压和触发控制信号的实时吞吐，模型集成度高，使用单块 ML605 开发板可以实现 501 电平 MMC 的实时仿真。

（4）集成 Aurora 通信接口的仿真模型可实现 2Gbps 的高速数据通信，通过全双工光纤实现与控制器之间的电容电压和触发信号双向传递，调整数据帧格式可兼容不同控制器。

（5）所提模型具有可移植性和扩展性，可以应用于其他子模块拓扑的研究，并适用于构建大规模 MMC 直流电网实时仿真平台。

第5章 基于FPGA的模块化多电平换流器并行化控制器设计

5.1 引言

良好的控制器性能是工程安全稳定运行的重要保障^[111,118]。随着柔性直流系统向高电压、大容量方向发展,MMC单个桥臂中串联子模块个数可高达数百个,且每个子模块均需独立控制,给MMC控制系统的设计和实现带来诸多困难。MMC控制计算负荷大导致其很难在单一控制器中完成全部控制任务,控制系统中的测量、极控、阀控等环节均单独组屏。这样的处理方式一方面导致控制器成本高、运输不便、测试环境苛刻;另一方面控制保护装置多、不同控保装置之间通讯数据多,导致MMC控制链路延时难以减小,实际工程中实测链路延时高达600-700 μ s。长控制链路延时不仅会恶化系统的动态特性^[109],甚至造成MMC并网后出现振荡失稳的风险^[27]。

现有的柔性直流控制器大多采用FPGA驱动AD采样,并将测量数据传递给上层数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP),由DSP完成控制计算任务的模式,FPGA只用作端口数据采集与发送的驱动^[119]。随着FPGA制造工艺的提升,其片上集成的数字信号计算资源也不断增加,使得FPGA在满足快速数据通信的基础上,还可以进行一些复杂的数字信号处理,现有MMC控制器设计方案未能充分发挥FPGA这一优势。

本章设计了一种基于FPGA的MMC集成控制器,能够实现柔性直流控制的基本功能,并充分发挥FPGA并行计算特性,提高控制计算速度。控制器采用单块FPGA板卡实现单端MMC的各类控制策略,并通过控制模块内并行设计、控制模块间并行计算、整体时序优化的方式减小整个控制计算耗时。

5.2 控制环节并行化设计及FPGA实现

结合图2-2中MMC控制系统结构图及图3-9中的振荡阻尼控制器,MMC的大多数控制功能都可以拆分成基本的加、减、乘、PI控制、低通滤波、陷波滤波、Park变换及反变换等模块,且PI环节、低通滤波、陷波滤波、Park变换及反变换内部也是由基本的加、减、乘数学计算模块组成。本章控制器设计采用并行思想,充分发挥FPGA并行计算的优势,对每个计算模块采用并行设计,同时将相互独立(如外环控制和环流抑制)或功能相同(如6个桥臂的电容电压排

序、触发信号生成)的控制模块并行执行,最大幅度的减小控制计算时间。如无特殊说明,本章控制系统中数据进行控制计算的数制形式均为符合 IEEE-754 标准的单精度浮点数。

5.2.1 PI 控制器

PI 控制器是一种常用的线性控制器,根据给定值与实际输出值构成控制偏差,将偏差的比例和积分通过线性组合构成控制量。结合图 2-2 中 MMC 控制系统框图,PI 环节在 MMC 的外环控制,锁相环,正、负序内环控制,环流抑制中均有使用,且锁相环中的积分环节也可以看作是比例系数为 0、积分系数为 1 的 PI 环节。PI 环节的传递函数为:

$$G_{pi}(s) = k_p + k_i/s \quad (5-1)$$

其中, k_p 和 k_i 分别为 PI 环节的比例系数和积分系数。

控制器实现需要将传递函数离散化,采用双线性 (Tustin) 变换将式(5-1)从 s 域转换到 z 域,则有:

$$s \rightarrow \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (5-2)$$

$$y_{pi}(n) = \left(k_p + \frac{k_i T_s}{2}\right)x_{pi}(n) + \frac{k_i T_s}{2}x_{pi}(n-1) + y_{pi}(n-1) \quad (5-3)$$

其中, T_s 为控制周期; $x_{pi}(n)$ 和 $x_{pi}(n-1)$ 为 PI 环节当前时刻和上一时刻输入; $y_{pi}(n)$ 和 $y_{pi}(n-1)$ 为 PI 环节当前时刻和上一时刻输出。

根据式(5-3)可以得到如图 5-1 所示的 PI 环节计算框图。PI 控制器的计算共分为三级,第一级并行执行 2 个乘法计算,第二级和第三级分别执行 1 个加法运算,上一级运算的结束信号用于下一级计算的起始信号,上一时刻的输入和输出通过寄存当前时刻输入和输出得到,并在下一周期的控制计算中使用。

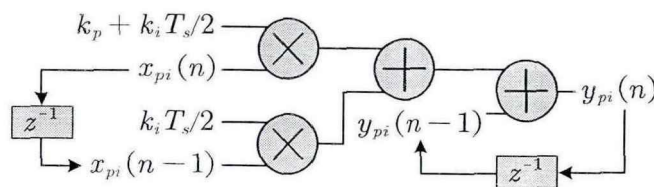


图 5-1 PI 环节计算框图

Fig.5-1 Calculation diagram of PI controller

5.2.2 低通滤波器

在内环控制中需要对前馈电压进行低通滤波,在 DDSRF 中也需要对第二级变换结果进行低通滤波,本章选取一阶低通滤波器,其传递函数如式(5-4)所示。

$$G_{lpf}(s) = \frac{1}{1 + sT_{lpf}} \quad (5-4)$$

其中, T_{lpf} 为一阶低通滤波器的时间常数。

类似地, 采用式(5-2)中的 Tustin 变换离散后得到差分方程:

$$y_{lpf}(n) = \frac{T_s}{2T_{lpf} + T_s} [x_{lpf}(n) + x_{lpf}(n-1)] + \frac{2T_{lpf} - T_s}{2T_{lpf} + T_s} y_{lpf}(n-1) \quad (5-5)$$

其中, $x_{lpf}(n)$ 和 $x_{lpf}(n-1)$ 为低通滤波器当前时刻和上一时刻输入; $y_{lpf}(n)$ 和 $y_{lpf}(n-1)$ 为低通滤波器当前时刻和上一时刻输出。

根据式(5-5)同样可以得到低通滤波器的计算框图, 如图 5-2 所示。低通滤波器的滤波计算同样分为三级, 第一级执行 1 个加法运算, 第二级并行执行 2 个乘法运算, 第三级执行 1 个加法运算。

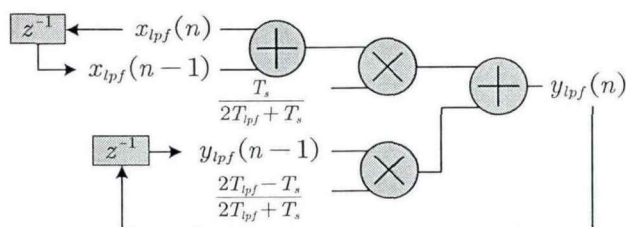


图 5-2 低通滤波器计算框图

Fig.5-2 Calculation diagram of low-pass filter

5.2.3 陷波滤波器

在第三章设计的高频振荡阻尼控制器中, 电流需经过陷波滤波器, 以消除对应频率下的高频分量, 陷波器的传递函数重新列写如下:

$$G_{nf}(s) = \frac{s^2 + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5-6)$$

其中, ω_c 为陷波器特征频率, ξ 为阻尼系数, $\xi = \omega_{bd}/\omega_c$ 。

由于采用 Tustin 变换离散连续系统会出现频率畸变, 频率畸变会导致陷波器的特征频率偏移, 而陷波器是一种窄带滤波器, 在特征频率处提供 0 增益, 因此陷波器对频率偏移十分敏感, 严重影响陷波器的滤波效果, 特别是针对振荡抑制策略中的高频信号^[120-121]。因此对陷波器离散时, 采用带有预频率畸变的双线性变换 (Tustin with pre-warping), 即:

$$s \rightarrow \frac{\omega_c}{\tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} \frac{z-1}{z+1} \quad (5-7)$$

根据式(5-7), 将式(5-6)离散后可以得到式(5-8)、式(5-9)中的差分方程以及图 5-3 所示的陷波器并行计算框图。

$$y_{nf}(s) = Ax_{nf}(n) + Bx_{nf}(n-1) + Cx_{nf}(n-2) - Dy_{nf}(n-1) - Ey_{nf}(n-2) \quad (5-8)$$

$$\begin{cases} A = C = \frac{1 + \tan^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)}{1 + 2\xi \tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right) + \tan^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} \\ B = D = \frac{2\tan^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right) - 2}{1 + 2\xi \tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right) + \tan^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} \\ E = \frac{1 - 2\xi \tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right) + \tan^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)}{1 + 2\xi \tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right) + \tan^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} \end{cases} \quad (5-9)$$

其中, $x_{nf}(n)$ 、 $x_{nf}(n-1)$ 和 $x_{nf}(n-2)$ 为陷波滤波器当前时刻、前一时刻和前两时刻输入; $y_{nf}(n)$ 、 $y_{nf}(n-1)$ 和 $y_{nf}(n-2)$ 为陷波滤波器当前时刻、前一时刻和前两时刻输出。

在图 5-3 中, 陷波器的滤波计算分为四级, 第一级并行执行 5 个乘法运算, 第二级并行执行 1 个加法和 1 个减法运算, 第三级执行 1 个加法运算, 第四级执行 1 个减法运算。

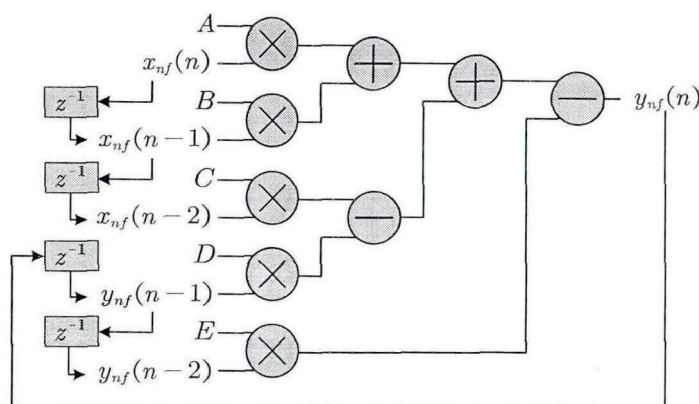


图 5-3 陷波滤波器计算框图

Fig.5-3 Calculation diagram of notch filter

5.2.4 Park 变换及反变换

以网侧电压 v_s 正序变换为例, 说明 Park 变换及其反变换的并行计算流程。首先通过 Clark 变换将三相变量从 abc 坐标系变换到 $\alpha\beta$ 坐标系, 则有:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (5-10)$$

进一步, 将 $\alpha\beta$ 坐标系变换到 dq 坐标系, 则有:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^+ \\ v_{sq}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{pll} & \sin\theta_{pll} \\ -\sin\theta_{pll} & \cos\theta_{pll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5-11)$$

其中, $\cos\theta_{pll}$ 和 $\sin\theta_{pll}$ 是锁相环输出相角 θ_{pll} 通过旋转数字计算 (Coordinate

Rotation Digital Computer, CORDIC) 核计算得到的余弦和正弦值。

根据式(5-10)和式(5-11)可以得到正序 Park 变换的计算框图,如图 5-4 a)所示。对式(5-11)和式(5-10)分别求逆可以得到 dq 坐标系变换到 $\alpha\beta$ 坐标系, $\alpha\beta$ 坐标系变换到 abc 坐标系的计算式分别为:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{pll} & -\sin\theta_{pll} \\ \sin\theta_{pll} & \cos\theta_{pll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^+ \\ v_{sq}^+ \end{bmatrix} \quad (5-12)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5-13)$$

因此,根据式(5-12)和式(5-13)可以得到正序 Park 反变换的计算框图,如图 5-4 b)所示。

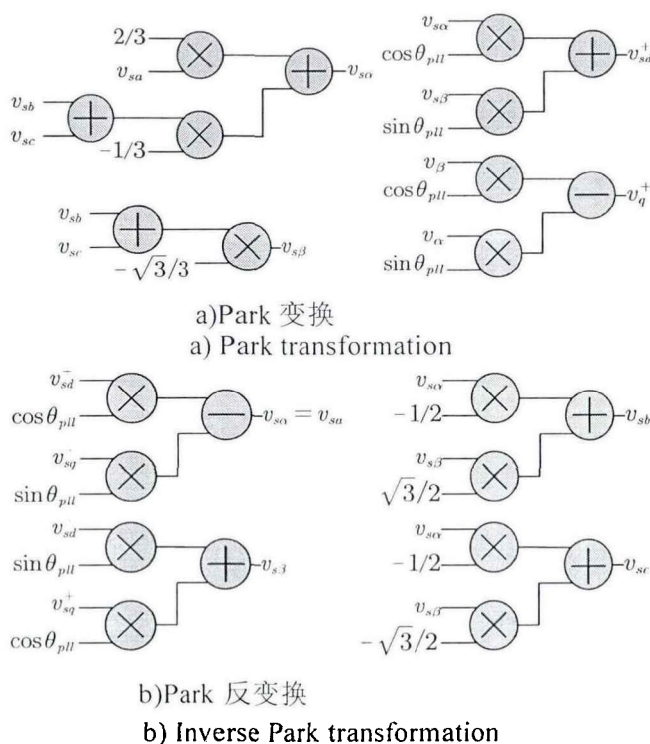


图 5-4 正序 Park 变换及其反变换计算框图

Fig.5-4 Calculation diagram of positive-sequence Park transformation and inverse Park transformation

类似地,涉及基频负序 Park 变换和反变换、以及环流抑制中二倍频负序 Park 变换和反变换可首先通过三角函数计算得到 $-\theta$ 和 -2θ 对应的正弦、余弦值,并进一步采用图 5-4 中相同的计算结构得到。

5.2.5 功率计算

图 2-2 中的有功、无功功率计算环节也可以看作由三级计算组成，第一级并行执行 2 个乘法运算，第二级执行 1 个加/减运算，第三级执行 1 个乘法运算。至此，上层控制中所有环节和环流抑制环节均可由 5.2.1 节-5.2.4 节内容组合得到，其中涉及到的加、减、乘法运算均采用浮点计算 IP 核实现

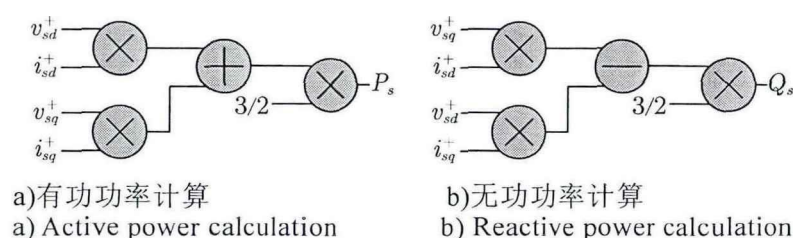


图 5-5 功率计算模块计算框图

Fig.5-5 Calculation diagram of power calculation

5.2.6 最近电平调制、电容电压排序和触发信号生成

MMC 的直流侧电压依靠分散在各子模块中的电容提供支撑，子模块电容电压均衡是 MMC 稳定运行的重要前提^[101]。电容电压排序计算量大，本章选用同样适合 FPGA，并可并行实现的双调排序网络对电容电压排序。最近电平调制环节将正负序内环控制和环流抑制输出的调制波整合，并将浮点型变量换位整型变量，得到各个桥臂需要导通子模块个数。触发信号生成环节根据最近电平调制给出的待导通子模块个数、桥臂电流方向、电容电压排序结果选择相应子模块投切，生成子模块触发控制信号。

电容电压排序过程中引入保持因子对器件开关频率进行优化^[104]。当桥臂电流为充电方向时，将上一时刻导通子模块的电容电压乘以系数 HF_1 ($HF_1 \leq 1$)，上一时刻关断子模块的电容电压乘以系数 HF_2 ($HF_2 \geq 1$)；当桥臂电流为放电方向时，将上一时刻导通子模块的电容电压乘以 HF_2 ，上一时刻关断子模块的电容电压乘以 HF_1 。经过此预处理后，再将电容电压输入排序网络进行排序，可以使得已导通（关断）子模块继续优先导通（关断），通过维持原有开关状态不变的方式，降低器件开关频率。

5.3 控制器整体时序设计及计算耗时

结合 5.2 节内容，图 5-6 所示为本章所开发 MMC 控制器的整体架构设计图。控制器将 6 个桥臂的均压控制、正负序内环控制、有功无功功率控制、三相环流计算、以及每种控制中正、负序， d 、 q 轴运算均设为并行执行，最大限度地发

挥FPGA并行计算特性。

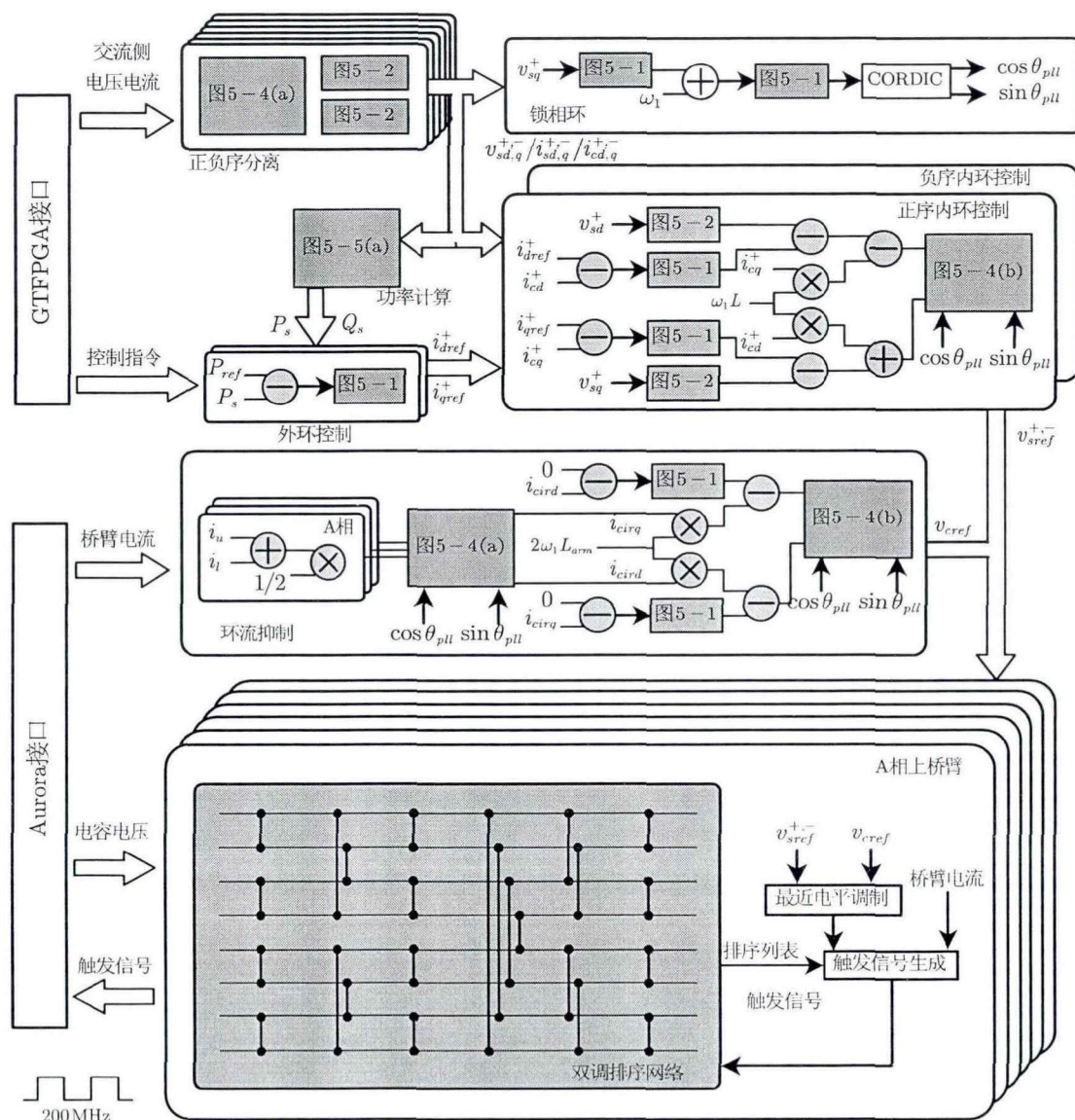


图 5-6 控制器整体架构图

Fig.5-6 Diagram of the controller overall architecture

控制器的整体计算时序如图 5-7 所示。设定所有数据采集完毕后的时刻为起始时刻 t_0 。从 t_0 开始同时进行锁相环计算和 6 个桥臂的电容电压排序。锁相环相角输出后，并行执行网侧电压、网侧电流、阀侧电流的 Park 变换，得到的结果进一步依次执行功率计算、外环控制、正负序内环控制。其中正序内环控制和负序内环控制结构相同，设置为并行执行。锁相环输出相角还用于二倍频环流的 Park 变换，因此环流抑制与交流侧电压、电流的 Park 变换同步执行。环流抑制输出结果与正负序内环控制输出结果结合产生调制波，经最近电平调制后得到各

个桥臂的待导通子模块个数。最后，根据待导通子模块个数和电容电压的排序结果并行生成各个桥臂中每个子模块的触发信号。

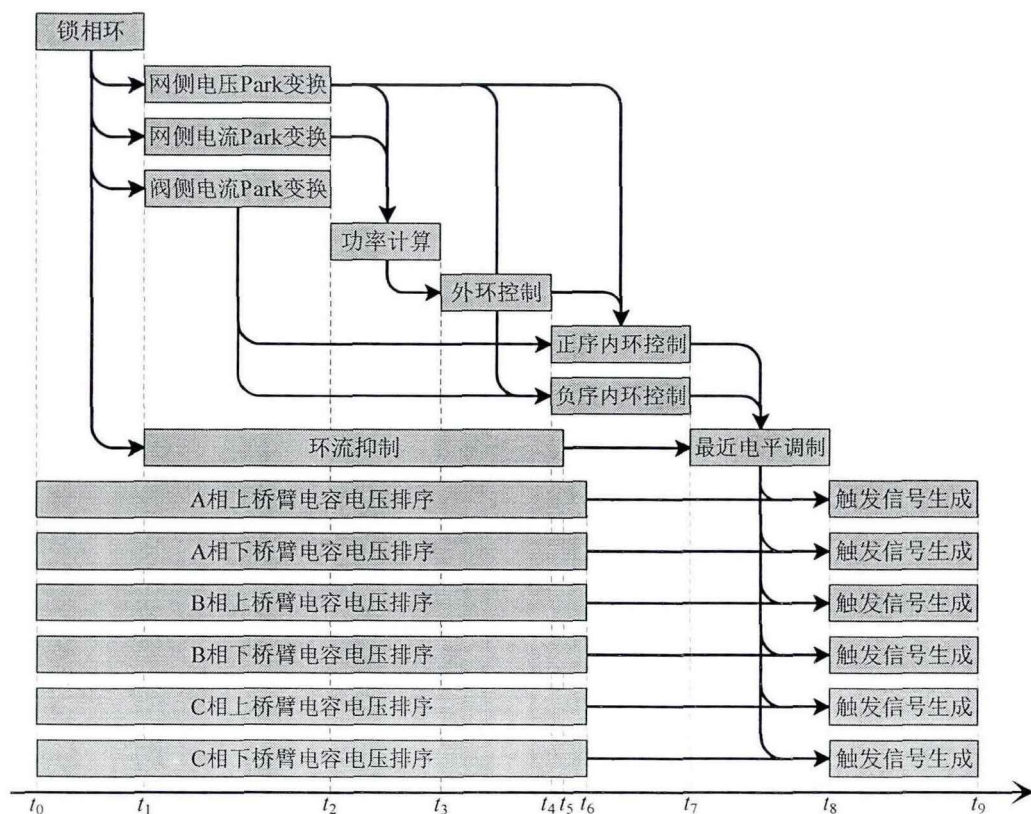


图 5-7 控制器计算时序图

Fig.5-7 Controller calculation sequence diagram

各个环节中，锁相环的计算耗时 $t_1-t_0=222T_{\text{clk}}$ ，Park 变换及正负序分离耗时 $t_2-t_1=91T_{\text{clk}}$ ，功率计算耗时 $t_3-t_2=19T_{\text{clk}}$ ，外环控制耗时 $t_4-t_3=61T_{\text{clk}}$ ，正、负序内环控制耗时 $t_7-t_4=130T_{\text{clk}}$ ，环流抑制耗时 $t_5-t_1=159T_{\text{clk}}$ ，最近电平调制耗时 $t_8-t_7=16T_{\text{clk}}$ 。以单桥臂包含 500 个子模块的 MMC 系统为例，当排序网络并行路数为 8 时，电容电压排序耗时 $t_6-t_0=482T_{\text{clk}}$ ，触发信号生成耗时 $t_9-t_8=125T_{\text{clk}}$ 。综上，整个控制计算耗时为 $t_9-t_0=664T_{\text{clk}}$ 。本章中选用 200MHz 的 FPGA 时钟，即 $T_{\text{clk}}=5\text{ns}$ ，得到控制计算耗时为 $3.32\mu\text{s}$ ，而现有控制器实现方案中控制计算耗时约为 $250\mu\text{s}$ ^[27]，采用本文控制器设计方案可以极大缩短控制计算耗时，对提升系统动态特性有积极作用。

由上述分析可知，对众多子模块电容电压的排序是最为耗时的环节，即使采用并行排序算法，仍旧消耗大量的控制计算时间。增加排序网络路数可以减小排序时间，相应的会增加逻辑计算资源。此外，所开发控制器对于不同电平数 MMC 具有兼容性。当电平数变化时，仅需要根据实际桥臂子模块个数配置排序网络，

其余控制环节完全相同。此外，本章基于FPGA开发的控制器的优点在于充分发挥了FPGA的并行计算特性，通过控制模块内并行设计、控制模块间并行处理以及整体时序优化极大提高了MMC控制计算速度。此外，本章中所设计控制器集成度高，将所有控制环节在同一芯片内进行，变量均可通过公共寄存资源进行访问，不涉及到控制器间的数据传输通信，能够进一步地减小控制器链路延时。

5.4 实验验证

5.4.1 实验系统

为验证本章所开发控制器的性能，在RTDS下建立与图4-11中相同的单端201电平MMC系统进行测试，系统的详细参数同表4-2。MMC是定为有功功率和定无功功率控制，整定值分别为 $P_{ref}=200\text{MW}$ 和 $Q_{ref}=0\text{MVar}$ ，控制周期设定为 $10\mu\text{s}$ 。

本章使用单块FPGA板卡开发实现5.2节所述的所有控制环节，开发环境为Xilinx ISE 14.7，开发语言为Verilog HDL。开发板为Xilinx公司ML605集成开发套件，板上集成了Virtex-6系列FPGA芯片。开发上述控制器共消耗45%寄存器资源、57%查找表资源、5%BRAM资源和43%DSP481资源。MMC一次系统采用第四章中的集成Aurora接口的MMC实时仿真模型，运行于RTDS和FPGA组成的仿真器中。控制器通过光纤连接RTDS，接受MMC交流测电压电流等运行状态量和控制指令。FPGA仿真器与控制器之间也通过光纤进行通信，采用传输速率为2Gbps的开源高速串行Aurora协议双向交互子模块电容电压、桥臂电流和子模块的触发控制字。

5.4.2 潮流反转实验

初始状态下，有功功率的整定值为 $P_{ref}=200\text{MW}$ ，无功功率整定值为 $Q_{ref}=0\text{MVar}$ 。在 $t=0.4\text{s}$ 时，将有功功率整定值调整为 $P_{ref}=-200\text{MW}$ ，进行潮流反转，有功功率变化率限定为 2000MW/s 。图5-8所示是潮流反转的实验结果，左侧自上至下分别是A相上桥臂第1至10子模块 $\text{SM}_1\text{-SM}_{10}$ 的电容电压、有功功率、A相上下桥臂电流；右侧自上至下分别是网侧交流电压、无功功率、网侧交流电流。

从实验结果可以看出，有功功率整定值改变后，在控制器的作用下，有功功率能够准确跟踪整定值，无功功率和网侧电压未受明显扰动，子模块电容电压均压控制良好。桥臂电流中的直流分量极性发生反转，网侧电流和桥臂电流中的交

流分量均经历由大变小再变大的过程,经过 0.2s 的时间平稳过渡到新的工作点。

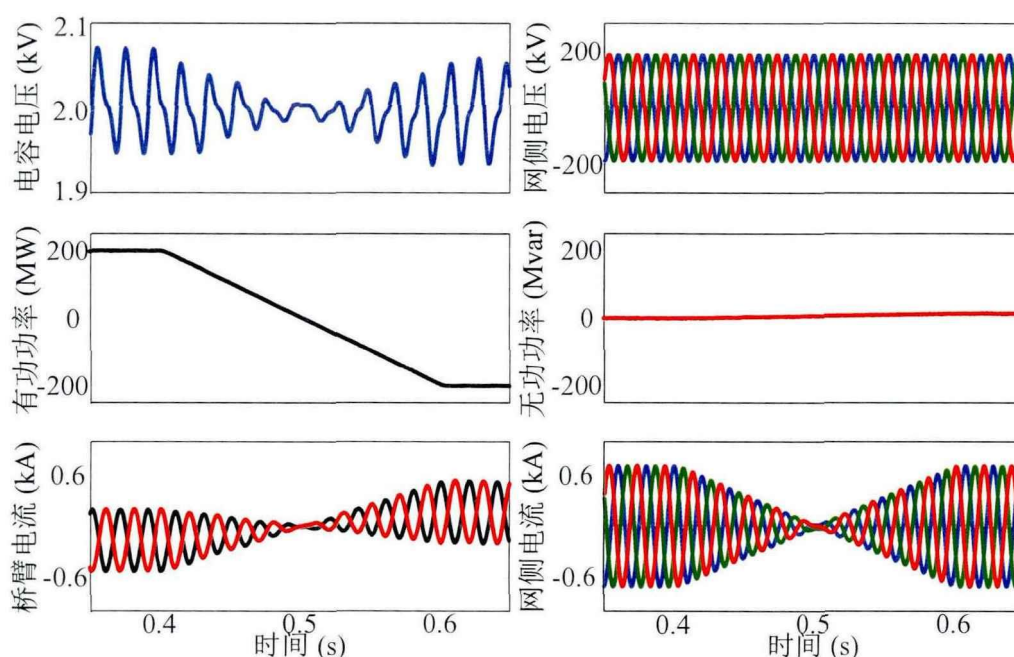


图 5-8 潮流反转实验结果

Fig.5-8 Experimental results of power flow reversal

5.4.3 开关频率优化实验

为进一步验证所开发控制器的阀级控制功能,调节保持因子大小,设定了四种工况进行开关频率优化实验:

- (1) 工况 1: $HF_1=1.000$, $HF_2=1.000$;
- (2) 工况 2: $HF_1=0.995$, $HF_2=1.005$;
- (3) 工况 3: $HF_1=0.990$, $HF_2=1.010$;
- (4) 工况 4: $HF_1=0.985$, $HF_2=1.015$ 。

选用平均开关频率和电容电压波动率两个指标评价电容电压均衡控制的效果。其中平均开关频率定义为单位时间内单个桥臂所有子模块投切次数(投入和切除各算一次)总和除以桥臂子模块个数的 2 倍;电容电压波动率定义为电容电压偏离额定值的波动分量幅值与电容电压额定值之比^[103]。

初始运行状态同 5.4.2, 图 5-9 所示为四种工况下对应的实验结果, 每种工况对应的实验结果自上至下依次为 A 相上桥臂 SM_1 - SM_{10} 电容电压、A 相上下桥臂电流、A 相上桥臂 SM_1 的触发控制信号。在工况 1 中, 保持因子均为 1, 相当于未采用开关频率优化的传统均压控制方法。由于每个控制周期都对电容电压排序一次, 电容电压的微小变化都会造成子模块在最终排序列表中位置发生变化, 造成子模块的反复投切。本章中控制周期仅为 $10\mu s$, 工况 1 中实测开关频率高达

13317Hz。相应地,工况1中电容电压波动量最小,仅为3.6%。在工况2-4中,随着保持因子的调整,开关频率优化程度逐步提高,开关频率由工况2中的227Hz下降到工况4中的146Hz,电容电压波动率由3.9%升高到4.05%。可见通过合理选择保持因子大小可以在不显著牺牲均压效果的情况下,有效降低开关频率,进而减小器件的开关损耗。

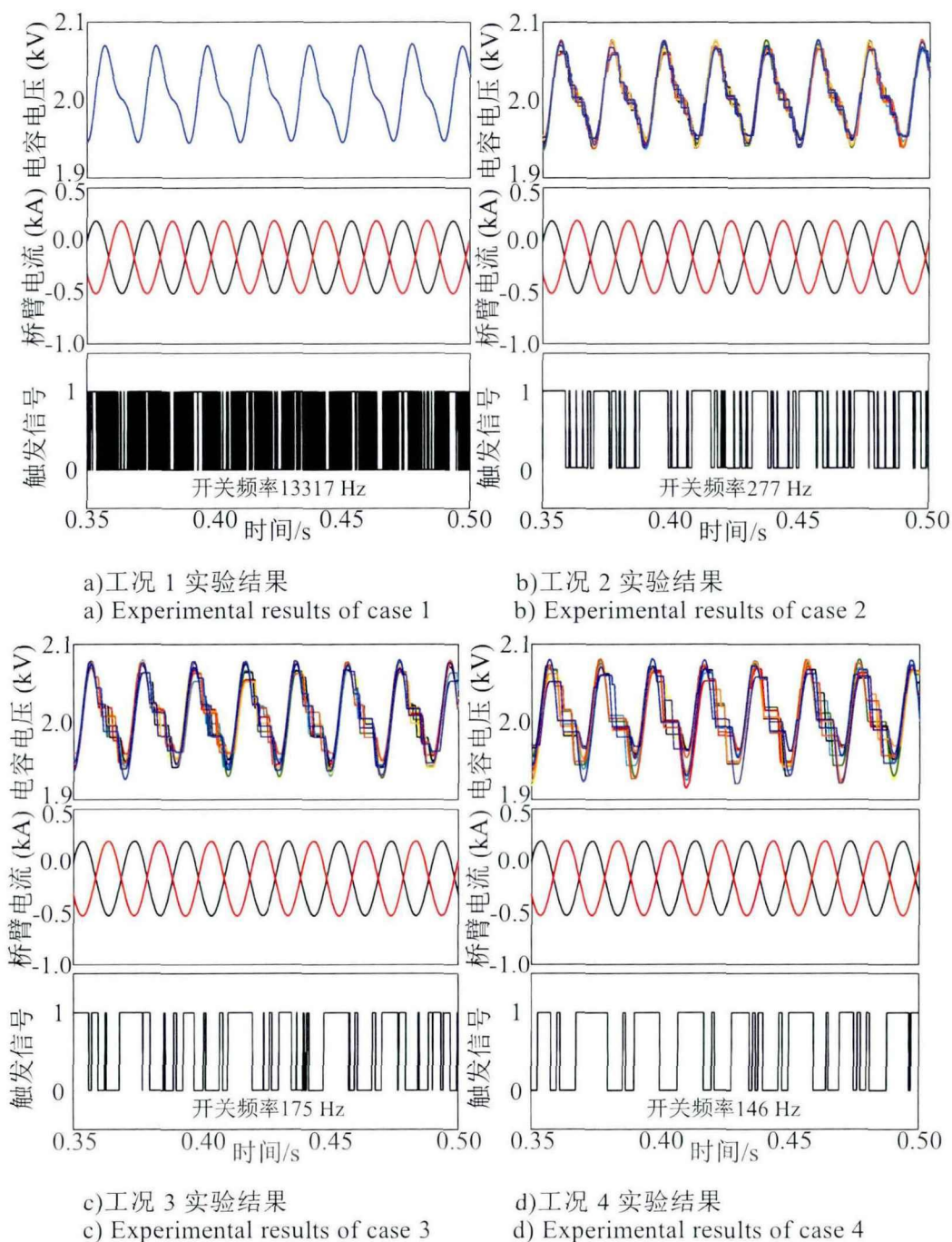


图 5-9 开关频率优化实验结果

Fig.5-9 Experimental results of switching frequency optimization

5.4.4 环流抑制投退实验

初始状态同上，图 5-10 a)和图 5-10 b)所示分别为环流抑制投入和退出时的实验波形，自上至下依次是 A 相上桥臂 SM_1 - SM_{10} 电容电压、A 相上下桥臂电流、有功和无功功率。

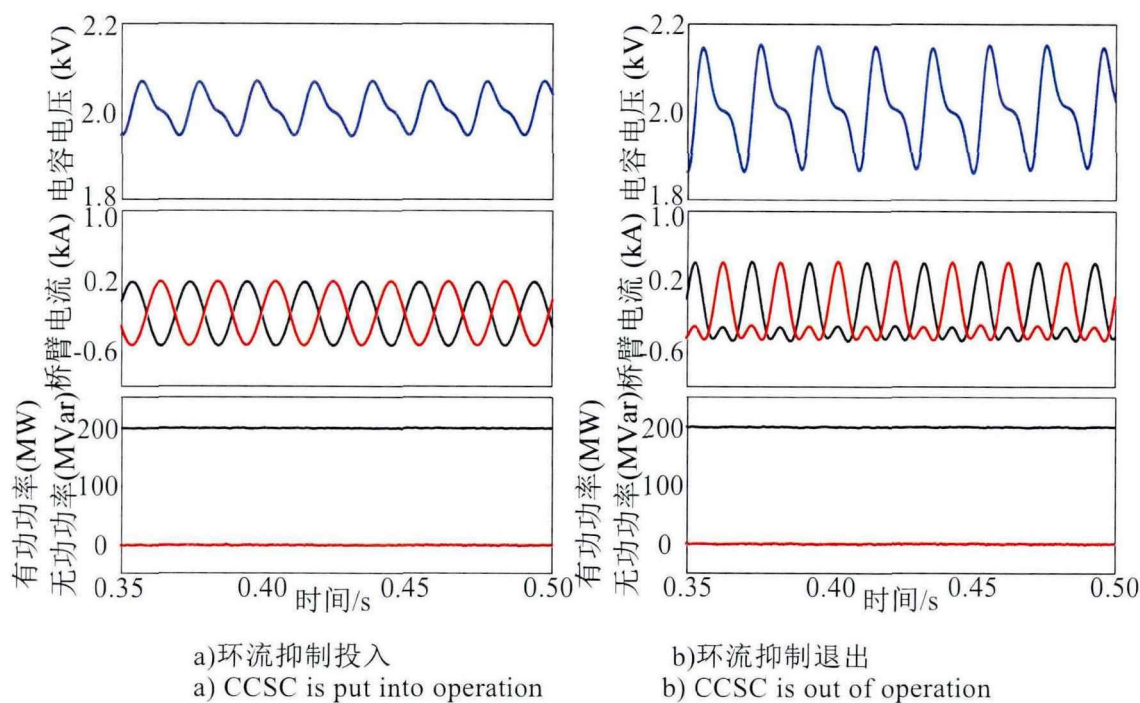


图 5-10 环流抑制投退实验结果

Fig.5-10 Experimental results of CCSC in and out of service

环流是在换流器内部流动的二倍频分量，从图 5-10 a)中可以看到，当环流抑制器投入时，桥臂电流中的二倍频分量能够得到有效抑制。由于桥臂电流直接对子模块电容进行充放电，这也减小了子模块电容电压的波动幅度。此外，对于图 5-10 a)和图 5-10 b)，环流抑制器的投退对上层控制的影响很小，图 5-10 中有功功率和无功功率均能准确跟踪整定值。

综合以上三种模式下的实验结果，本章开发的控制器均能够取得良好的控制效果。

5.5 本章小结

本章基于 FPGA 设计了一种 MMC 集成控制器，能够实现 MMC 控制的基本功能，基于 RTDS 平台和第四章中的集成 Aurora 通信接口的 MMC 仿真器构建了 201 电平的单端 MMC 实验测试系统，通过硬件在环实验对所开发控制器的性能进行验证，得到如下结论：

(1) 所设计的控制器具有较高的集成度,能灵活实现不同的调制和控制策略,在单块FPGA板卡中即可实现MMC的所有控制环节;

(2) 通过将控制模块集成并行化设计、控制模块间并行执行的方式,能够大大减少因控制计算、数据通信导致的链路延时。本章中对于501电平系统,控制计算耗时仅为 $3.32\mu\text{s}$;

(3) 通过潮流反转、开关频率优化、环流抑制投退实验验证了所设计的控制器的功能,控制器可用于一次参数设计论证、控制参数优化、控制策略验证等领域。

第6章 结论与展望

6.1 主要结论

本文围绕柔性直流接入交流电网后高频振荡阻尼控制策略设计这一课题展开研究。首先,建立 MMC 交直流侧阻抗通用计算方法,利用该模型分析各控制环节对 MMC 阻抗特性的影响,并定位与高频振荡相关的控制环节;然后,分析了交流电网的运行特性,提出了适应电网运行方式变化的高频振荡阻尼控制策略;最后,基于 FPGA 开发了 MMC 一次系统实时仿真模型和集成化控制器,结合 RTDS 实时数字仿真器组建硬件在环实验平台,对阻抗计算方法的准确性和振荡抑制策略的有效性进行验证。本文得到如下结论:

(1) 本文提出的 MMC 交直流侧阻抗通用计算方法具备较高的计算精度,其中直流侧阻抗、交流侧正序阻抗和交流侧负序阻抗计算均为通用模型下的一种特例。阻抗模型通过桥臂电流中的正负序差模和零序共模分量分别关联交、直流网络阻抗,并考虑了包含正负序分离环节和负序内环控制在内的全部控制模块。通过离线和实时仿真环境下扫频对所提方法进行验证,并分析了各控制环节对 MMC 交、直流阻抗特性的影响。推导了 MMC 高频段简化阻抗表达式,揭示高频振荡与换流器本体参数、内环控制以及控制链路延时的关系。

(2) 本文提出的柔性直流并网系统高频振荡阻尼控制策略,包括前馈电压低通滤波环节和电流自适应级联陷波环节。分析了交流系统的阻抗特性,其中输电线路的分布式参数使得交流系统存在多个谐振点,交流系统的复杂拓扑和多变的运行方式使得谐振频率难以预测。柔性直流系统由于较长的控制链路延时和滤波器的水床效应,难以在全频段实现无源化,因此采用电流陷波滤波的方案在谐振频率处局部地重塑柔性直流阻抗,破坏谐振条件。阻尼控制器包含振荡检测和信号滤波模块,为适应工况变化设计了相应的滤波器锁定和投退逻辑,且不会对直流侧稳定性造成影响。

(3) 本文所开发的基于 FPGA 的 MMC 实时仿真模型具备很高的仿真精度,在动态、交直流侧暂态工况下仿真最大误差仅为 2.12%。通过并行流水线架构实现纳秒级的 MMC 阀组等值计算,满足实时仿真要求。针对纯实时仿真场景,所开发的集成排序网络的实时仿真模型将子模块电容电压均衡控制集成在模型内部,通过双调排序网络对电容电压快速排序,避免大量子模块电容电压和触发控制字的实时吞吐;针对外接控制器硬件在环实验场景,所开发的集成 Aurora 通信接口的实时仿真模型具备 2Gbps 的通信速率,采用全双工光纤完成电容电压

和触发控制字的快速双向交互。所开发模型具备可移植性和扩展性,可应用于其他子模块拓扑研究,通过增加 FPGA 板卡可扩充仿真规模,并适用于构建大规模交直流电网实时仿真平台。

(4) 本文所开发的基于 FPGA 的 MMC 并行化控制器具有较高的集成度,能灵活实现不同的调制和控制策略,在单块 FPGA 板卡中即可实现 MMC 的所有控制环节,变量均可通过公共寄存资源进行访问,不涉及到控制器间的数据传输通信。此外,控制器设计充分发挥 FPGA 的并行计算特性,对每个控制模块采用并行设计,同时将相互独立或功能相同的控制模块并行执行,最大幅度地减小控制计算耗时。对于 501 电平 MMC 系统,控制计算耗时仅为 $3.32\mu\text{s}$ 。通过潮流反转、开关频率优化、环流抑制投退实验验证了所开发控制器的功能。同时,基于所开发控制器构建硬件在环实验平台也验证了本文提出的高频振荡阻尼控制策略。

6.2 研究展望

能源系统的“碳达峰”和“碳中和”将通过整合大规模可再生能源来实现,柔性直流输电技术作为能源互联的重要方式之一,未来在大规模新能源接入、构建直流电网等领域还会有广阔的发展空间。本文围绕 MMC 接入交流电网后高频振荡问题开展研究,取得了一些阶段性成果,后续仍需考虑以下研究工作:

(1) 本文主要围绕柔性直流接入交流电网后的高频振荡问题展开研究,而交流电网可以看作由 RLC 等无源元件组成的系统,因此交流电网是无源的,只需分析和研究如何改善 MMC 的控制即可实现高频振荡抑制。当 MMC 连接的交流系统含有电力电子装备,如风电场经柔性直流接入时,对于互联系统的稳定性分析更为复杂,大规模新能源经柔性直流接入下宽频振荡机理及阻尼控制策略是下一步需要重点研究的内容。

(2) 本文主要针对双端背靠背系统进行振荡分析和实验验证,两端控制互相独立,仅需考虑两端由于功率互补造成的耦合。当 MMC 组建直流电网后,各换流站之间需协调控制,如直流电压下垂控制等,每个换流站的运行特性还要受到其他换流站影响,会进一步造成各 MMC 换流站控制上的耦合。因此,对考虑柔性直流电网中各换流站协调控制情况下的稳定性分析是未来需要探讨的课题。

(3) 本文所提 MMC 实时仿真模型仅用 FPGA 完成桥臂阀组的等值计算,交直流系统的仿真任务仍在 RTDS 平台进行。更进一步,未来需要研究开发包含大规模交、直流系统在内的 FPGA 仿真模型。

(4) 本文开发的 MMC 实时仿真模型对于电力电子器件采用行为级建模,分别用大、小电阻来表示电力电子器件的关断和导通。后续需要研究器件级实时

仿真模型，对 IGBT、二极管进行精确建模，使模型不仅满足系统级仿真需求，还能进一步研究电力电子器件内部的动态特性。

参考文献

- [1] 国家能源局能源生产与消费革命战略(2016-2030 年)[EB/OL]. [2019-03-17]. <http://www.gov.cn/xinwen/201704/25/5230568/files/286514af354e41578c57ca38d5c4935b.pdf>
- [2] 周孝信, 陈树勇, 鲁宗相, 等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 1893-1904.
- [3] 李立涅, 张勇军, 陈泽兴, 等. 智能电网与能源网融合的模式及其发展前景[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(11): 1-9.
- [4] 国家电网公司发布“碳达峰、碳中和”行动方案[N]. 国家电网报, 2021-03-02(001).
- [5] 刘吉臻. 大规模新能源电力安全高效利用基础问题[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(16): 1-8.
- [6] 中国“十四五”电力发展规划研究[R]. 北京: 全球能源互联网发展合作组织, 2020.
- [7] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展及应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1760-1771.
- [8] 姚良忠, 吴婧, 王志冰, 等. 未来高压直流电网发展形态分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(34): 6007-6020.
- [9] 赵晓君. 高压直流输电工程技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [10] 曾南超. 高压直流输电在我国电网发展中的作用[J]. 高电压技术, 2004, 30(11): 11-12.
- [11] 郭春义, 赵剑, 刘炜, 等. 抑制高压直流输电系统换相失败方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(S1): 1-10.
- [12] Ooi B T, Wang X. Voltage angle lock loop control of the boost type PWM converter for HVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(2): 229-235.
- [13] Ooi B T, Wang X. Boost type PWM HVDC transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1991, 6(1): 1557-1563.
- [14] 李庚银, 吕鹏飞, 李广凯, 等. 轻型高压直流输电的发展与展望[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(4): 77-81.
- [15] 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.

- [16] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [17] 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.
- [18] 宋强, 饶宏. 柔性直流输电换流器的分析与设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2015.
- [19] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]. 2003 IEEE Power Tech Conference Proceedings, Bologna, Italy, 2003: 1-12.
- [20] Debnath S, Qin J, Bahrani B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.
- [21] Saeedifard M, Iravani R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(4): 2903-2912.
- [22] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051-5062.
- [23] https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_HVDC_projects
- [24] Buchhagen C, Rauscher C, Menze A, et al. BorWin1-First experiences with harmonic interactions in converter dominated grids[C]. International ETG Congress 2015 Die Energiewende-Blueprints for the new energy age, Bonn, Germany, 2015: 1-7.
- [25] Saad H, Fillion Y, Deschanvres S, et al. On resonances and harmonics in HVDC-MMC station connected to AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(3): 1565-1573.
- [26] Saad H. Performance analysis of INELFE link with control replicas [EB/OL]. [2018-04-24]. <http://sites.google.com/site/hvdcreplicaworkshop/workshop-presentations>.
- [27] Zou C, Rao H, Xu S, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10157-10168.
- [28] 郭琦, 郭海平, 黄立滨. 电网电压前馈对柔性直流输电在弱电网下的稳定性影响[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(14): 139-144.
- [29] 郭贤珊, 刘斌, 梅红明, 等. 渝鄂直流背靠背工程交流系统谐振分析与抑制[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(20): 157-164.
- [30] 郭贤珊, 刘泽洪, 李云丰, 等. 柔性直流输电系统高频振荡特性分析及抑

- 制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 19-29.
- [31] 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.
- [32] 尹聪琦, 谢小荣, 刘辉, 等. 柔性直流输电系统振荡现象分析与控制方法综述[J]. 电网技术, 2018, 42(4): 1117-1123.
- [33] 陈露洁, 徐式蕴, 孔华东, 等. 高比例电力电子系统宽频带振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(7): 2297-2309.
- [34] 张美清, 袁小明, 胡家兵. 基于自稳/致稳定性级数展开及其在多样化电力电子装备电力系统稳定性分析中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1637-1654.
- [35] 杨博闻, 谢小荣, 严干贵, 等. 风电并网系统次同步振荡分析方法综述[J]. 电力建设, 2019, 40(10): 56-63.
- [36] 李探, Gole A M, 赵成勇. 考虑内部动态特性的模块化多电平换流器小信号模型[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2890-2899.
- [37] 李探, 赵成勇, Gole A M. 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(8): 2185-2196.
- [38] 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.
- [39] Beerten J, D'Arco S, Suul J A. Frequency-dependent cable modeling for small-signal stability analysis of VSC-HVDC systems[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 10(6): 1370-1381.
- [40] 陈锦洲, 陈磊, 陈亦平, 等. 基于 Pade 近似的电力系统频率振荡模式延时轨迹分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(14): 120-125.
- [41] 薛英林, 徐政, 张哲任, 等. MMC-HVDC 换流器阻抗频率特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4040-4048.
- [42] Saad H, Schwob A, Vernay Y. Study of resonance issues between HVDC link and power system components using EMT simulations[C]. 2018 Power System Computation Conference (PSCC), Dublin, Ireland, 2018: 1-8.
- [43] Dommel H W. 电力系统电磁暂态计算理论[M]. 李永庄, 译. 北京: 水利电力出版社, 1991.
- [44] Sun J. Impedance-based stability criterion for grid connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [45] Wen B, Boroyevich D, Burgos R, et al. Inverse nyquist stability criterion for

- grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1548-1556.
- [46] Bessegato L, Harnefors L, Ilves K, et al. A method for the calculation of the AC-side admittance of a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4161-4172.
- [47] Bessegato L, Ilves K, Harnefors L, et al. Effects of control on the AC-side admittance of a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7206-7220.
- [48] 徐梓高. 基于谐波状态空间的模块化多电平换流器建模[D]. 哈尔滨工业大学, 2019.
- [49] 吕敬, 蔡旭. 基于谐波线性化的模块化多电平换流器阻抗建模[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(4): 136-142.
- [50] Sun J, Liu H. Sequence impedance modeling of modular multilevel converts[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1427-1443.
- [51] Zhang Y, Chen X, Sun J. Sequence impedance modeling and analysis of MMC in single-star configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 334-346.
- [52] Ji K, Tang G, Pang H, et al. Impedance modeling and analysis of MMC-HVDC for offshore wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1488-1501.
- [53] Lyu J, Zhang X, Cai X, et al. Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(3): 2134-2148.
- [54] Lyu J, Cai X, Molinas M. Frequency domain stability analysis of MMC-based HVDC for wind farm integration[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 4(1): 141-151.
- [55] Lyu J, Cai X, Molinas M. Optimal design of controller parameters for improving the stability of MMC-HVDC for wind farm integration[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 40-53.
- [56] Wu H, Wang X, Kocewiak L. Impedance-based stability analysis of voltage-controlled MMCs feeding linear AC systems[J]. IEEE Journal of

- Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 4060-4074.
- [57] 年珩, 朱茂玮, 徐韵扬, 等. 基于谐波传递矩阵的 MMC 换流站频率耦合特性建模与分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(6): 75-83.
- [58] Ji K, Tang G, Yang J, et al. Harmonic stability analysis of MMC-based DC system using dc impedance model[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 35(3): 1152-1163.
- [59] Li Z, Wang Z, Wang Y, et al. Accurate impedance modeling and control strategy for improving the stability of DC system in multiterminal MMC-based DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10026-10049.
- [60] 许冬, 王璋, 陈东, 等. 考虑桥臂多谐波耦合的模块化多电平换流器直流侧阻抗建模方法[J]. 电网技术, 2019, 43(7): 2632-2640.
- [61] Lyu J, Zhang X, Ma Z, et al. A novel DC-side-port impedance modeling of modular multilevel converters based on harmonic state space method[C]. 2018 International Power Electronics Conference (IPEC), Niigata, Japan, 2018: 4162-4167.
- [62] Vieto I, Sun J. Damping of subsynchronous resonance involving type-III wind turbines[C]. 2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Vancouver, Canada, 2015: 1-8.
- [63] Miao Z. Impedance-model-based SSR analysis for type 3 wind generator and series-compensated network[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(4): 984-991.
- [64] Piyasinghe L, Miao Z, Khazaei J, et al. Impedance model-based SSR analysis for TCSC compensated type-3 wind energy delivery systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2014, 6(1): 179-187.
- [65] Fan L, Miao Z. Nyquist-stability-criterion-based SSR explanation for type-3 wind generators[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(3): 807-809.
- [66] W. Yao, Y. Yang, X. Zhang, et al. Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2360-2375.
- [67] J. Dannehl, M. Liserre, F. W. Fuchs. Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3623-3633.

- [68] Zhang S, Jiang S, Lu X, et al. Resonance issues and damping techniques for grid-connected inverters with long transmission cable[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 110-120.
- [69] Zhang S, Jiang S, Lu X, et al. Auto-tuning based resonance damping of grid-connected voltage source inverters with long transmission cable[C]. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, USA, 2013: 2941-2947.
- [70] Song Y, Ebrahimzaden E, Blaabjerg F. Analysis of high frequency resonance in DFIG-based offshore wind farm via long transmission cable[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(3): 1036-1046.
- [71] Song Y, Blaabjerg F, Wang X. Analysis and active damping of multiple high frequency resonances in DFIG system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 369-381.
- [72] Song Y, Wang X, Blaabjerg F. High-frequency resonance damping of DFIG-based wind power system under weak network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1927-1940.
- [73] Song Y, Blaabjerg F. Wide frequency band active damping strategy for DFIG system high frequency resonance[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(4): 1665-1675.
- [74] Wang X, Blaabjerg F, Liserre M. An active damper to suppress multiple resonances with unknown frequencies[C]. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014, Fort Worth, USA, 2014: 2184-2191.
- [75] Sun J. Passive methods to damp AC power systems resonance involving power electronics[C]. 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Padua, Italy, 2018: 1-8.
- [76] Harnefors L, Wang X, Yepes A G, et al. Passivity-based stability assessment of grid-connected VSCs-An overview[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 116-125.
- [77] Harnefors L, Yepes A G, Vidal A, et al. Passivity-based controller design of grid-connected VSCs for prevention of electrical resonance instability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 702-710.
- [78] Harnefors L, Zhang L, Bongiorno M. Frequency-domain passivity-based

- current controller design[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4): 455-465.
- [79] 李亚楼, 穆清, 安宁, 等. 直流电网模型和仿真的发展与挑战[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(4): 127-135.
- [80] 贺之渊, 刘栋, 庞辉. 柔性直流与直流电网仿真技术研究[J]. 电网技术, 2018, 42(1): 1-11.
- [81] Gnanarathna U N, Gole A M, Jayasinghe R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324.
- [82] 许建中, 赵成勇, Gole A M. 模块化多电平换流器戴维南等效整体建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 1919-1929.
- [83] Xu J, Gole A M, Zhao C. The use of average-value model of modular multilevel converter in DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 519-528.
- [84] 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): 3381-3392.
- [85] 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.
- [86] 熊岩, 赵成勇, 刘启建, 等. 模块化多电平换流器实时仿真建模与硬件在环实验[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(21): 84-89.
- [87] Lin N, Dinavahi V. Parallel high-fidelity electromagnetic transient simulation of large-scale multi-terminal DC grids[J]. IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, 2019, 6(1): 59-70.
- [88] 徐文波, 田耘. Xilinx FPGA 开发使用教程[M]. 二版. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [89] 王成山, 丁承第, 李鹏, 等. 基于 FPGA 的配电网暂态实时仿真研究(一): 功能模块实现[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 161-167.
- [90] 王成山, 丁承第, 李鹏, 等. 基于 FPGA 的配电网暂态实时仿真研究(二): 系统架构与算例验证[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(4): 628-634.
- [91] 王潇, 张炳达, 陈铭. 基于 RTDS 和 FPGA 联合仿真平台的多速率实时仿真方法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(12): 144-150.
- [92] 王成山, 丁承第, 李鹏, 等. 基于 FPGA 的光伏发电系统暂态实时仿真[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 13-20.
- [93] Saad H, Ould-Bachir T, Mahseredjian J, et al. Real-time simulation of MMCs using CPU and FPGA[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015,

- 30(1): 259-267.
- [94] Maguire T, Warkentin B, Chen Y, et al. Efficient techniques for real time simulation of MMC systems[C]. International Conference on Power Systems Transients (IPST), Vancouver, Canada, 2013: 1-7.
 - [95] Li W, Bélanger J. An equivalent circuit method for modelling and simulation of modular multilevel converters in real-time HIL test bench[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(5): 2401-2409.
 - [96] Ou K, Rao H, Cai Z, et al. MMC-HVDC simulation and testing based on real-time digital simulator and physical control system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4): 1109-1116.
 - [97] Rodriguez P, Pou J, Bergas J, et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 584-592.
 - [98] 武相强, 王赞程, 陈新, 等. 考虑频率耦合效应的三相并网逆变器序阻抗模型及其交互稳定性[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(5): 1605-1616.
 - [99] Guan M, Xu Z. Modeling and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4858-4867.
 - [100] Aji H, Ndreko M, Popov M, et al. Investigation on different negative sequence current control options for MMC-HVDC during single line to ground AC faults[C]. IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe), Ljubljana, Slovenia, 2016: 1-6.
 - [101] Tu Q, Xu Z, Xu L. Reduced switching frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
 - [102] Li W, Grégoire L A, Bélanger J. A modular multilevel converter pulse generation and capacitor voltage balance method optimized for FPGA implementation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2859-2867.
 - [103] 王宇, 刘崇茹, 李庚银, 等. 适用于 FPGA 的模块化多电平换流器电容电压均衡控制方法[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(8): 167-173.
 - [104] 管敏渊, 徐政. MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 9-14.
 - [105] Wang C, Xiao L, Jiang H. Analysis and compensation of the system time delay

- in an MMC system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9923-9936.
- [106] 卢明, 马林, 张科, 等. 500kV 架空输电线路参数测量及分析[J]. 河南电力, 2003(1): 5-7+32.
- [107] Akke M, Biro T. Measurements of the frequency-dependent impedance of a thin wire ground return[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1748-1752.
- [108] Marti J R, Marti L, Dommel H W. Transmission line models for steady-state and transients analysis[C]. Proceedings Joint International Power Conference Athens Power Tech, 1993: 744-750.
- [109] 邹常跃, 陈俊, 许树楷, 等. 长控制链路延时特征下柔性直流输电系统动态性能改善方法[J]. 电网技术, 2017, 41(10): 3216-3222.
- [110] 王宇, 刘崇茹, 凌博文, 等. 集成排序网络的模块化多电平换流器实时仿真模型[J]. 电网技术, 2020, 44(3): 1090-1098.
- [111] Matar M, Paradis D, Iravani R. Real-time simulation of modular multilevel converters for controller hardware-in-the-loop testing[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(1): 42-50.
- [112] PSCAD X4 user's guide[M]. Winnipeg, MB, Canada: Manitoba Research Center, 2009.
- [113] 李庆扬, 王能超, 易大义. 数值分析[M]. 第 5 版. 北京: 清华大学出版社, 2008.
- [114] 夏宇闻. Verilog 数字系统设计教程[M]. 二版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008.
- [115] Batcher K E. Sorting networks and their applications[C]. AFIPS Conference Proceedings, Atlantic, USA, 1968: 307-314.
- [116] Mueller R, Teubner J, Alonso G. Sorting networks on FPGAs[J]. Vldb Journal, 2011, 31(12): 9-14.
- [117] 顾乃杰, 王旭, 陈国良, 等. 并行双调排序算法的有效实现及性能分析[J]. 计算机研究与发展, 2002, 39(10): 1343-1348.
- [118] Wang Y, Liu C, Hou Y, et al. Optimal design and experimental verification of FPGA-based MMC-HVDC controller[C]. IEEE Power and Energy Society General Meeting, Montreal, Canada, 2020: 1-5.
- [119] 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.

- [120] Yepes A G, Freijedo F D, Doval-Gandoy J, et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1692-1712.
- [121] Harnefors L. Implementation of resonant controllers and filters in fixed point arithmetic. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 56(4): 1273-1281.

附录 A MMC 稳态变量求解

附录 A 给出 MMC 稳态变量的解析计算方法。假设电流参考值准确跟踪，可以得到正序 d 轴参考电流如式(附 A-1)、正序 q 轴参考电流如式(附 A-2)、桥臂电流直流分量如式(附 A-3)所示。

$$I_{dref}^+(0) = \frac{2P}{3V_{s1}} \quad (\text{附 A-1})$$

$$I_{qref}^+(0) = -\frac{2Q}{3V_{s1}} \quad (\text{附 A-2})$$

$$I_u(0) = -\frac{P}{3V_{dcref}} \quad (\text{附 A-3})$$

其中，对于定有功功率控制站， $P = P_{ref}$ ， $Q = Q_{ref}$ ；忽略损耗，对于定直流电压控制换流站， $P = -P_{ref}$ ， $Q = Q_{ref}$ 。

进一步地，稳态时，网侧、阀侧及桥臂电流基频分量可以分别用式(附 A-4)、式(附 A-5)和式(附 A-6)表示。

$$I_s(f_1) = \frac{I_{dref}^+(0) + jI_{qref}^+(0)}{2} \quad (\text{附 A-4})$$

$$I_c(f_1) = k_{trf}^* I_s(f_1) \quad (\text{附 A-5})$$

$$I_u(f_1) = -\frac{I_c(f_1)}{2} \quad (\text{附 A-6})$$

根据式(2-29)，忽略控制链路延时，可以得到调制函数的直流分量为式(附 A-7)、基频分量为式(附 A-8)。

$$N_u(0) = \frac{1}{2} \quad (\text{附 A-7})$$

$$N_u(f_1) = \frac{-[V_{sdref}(0) + jV_{sqref}(0)]}{2k_{trf}V_{dcref}} \quad (\text{附 A-8})$$

其中：

$$\begin{cases} V_{sdref}^+(0) = V_{sd}^+(0) - |k_{trf}|^2 \left[\frac{R_{arm}}{2} I_{dref}^+(0) + \omega_1 \left(L_{trf} + \frac{1}{2} L_{arm} \right) I_{qref}^+(0) \right] \\ V_{sqref}^+(0) = V_{sq}^+(0) - |k_{trf}|^2 \left[\frac{R_{arm}}{2} I_{qref}^+(0) - \omega_1 \left(L_{trf} + \frac{1}{2} L_{arm} \right) I_{dref}^+(0) \right] \end{cases} \quad (\text{附 A-9})$$

假设环流抑制器将二倍频环流抑制，则有：

$$I_u(2f_1) = 0 \quad (\text{附 A-10})$$

$$N_u(2f_1) = 0 \quad (\text{附 A-11})$$

3 倍频桥臂电流为差模零序分量，不存在电流通路，因此：

$$I_u(3f_1) = 0 \quad (\text{附 A-12})$$

电容电压之和的直流分量近似等于直流侧电压参考值。基频、2 倍频和 3 倍频分量可以通过式(2-5)推导得到：

$$V_{C_u}^E(0) = V_{dcref} \quad (\text{附 A-13})$$

$$V_{C_u}^E(f_1) = \frac{N_u(f_1)I_u(0) + N_u(0)I_u(f_1)}{j\omega_1 C} \quad (\text{附 A-14})$$

$$V_{C_u}^E(2f_1) = \frac{N_u(f_1)I_u(f_1)}{2j\omega_1 C} \quad (\text{附 A-15})$$

$$V_{C_u}^E(3f_1) = 0 \quad (\text{附 A-16})$$

附录 B 桥臂电压和电容电压总和小信号频率分量计算

附录 B 所示为桥臂电压和桥臂子模块电容电压总和中频率为 $f \pm f_1$, $f \pm 2f_1$, $f \pm 3f_1$ 和 $f \pm 4f_1$ 的分量的计算方法。

对于桥臂电压:

$$V_u(f + f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f + f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-f_1, 0, 2f_1, 3f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f + f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-1})$$

$$V_u(f - f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f - f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1, 0, f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f - f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-2})$$

$$V_u(f + 2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f + 2f_1 - f_s) + \sum_{f_s=0, f_1, 3f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f + 2f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-3})$$

$$V_u(f - 2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f - 2f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -f_1, 0} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f - 2f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-4})$$

$$V_u(f + 3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f + 3f_1 - f_s) + \sum_{f_s=f_1, 2f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f + 3f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-5})$$

$$V_u(f - 3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f - 3f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-2f_1, -f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f - 3f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-6})$$

$$V_u(f + 4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f + 4f_1 - f_s) + \sum_{f_s=2f_1, 3f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f + 4f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-7})$$

$$V_u(f - 4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^E(f - 4f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1} V_{Cu}^E(f_s) N_u(f - 4f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-8})$$

对于子模块电容电压总和:

$$j2\pi(f + f_1)CV_{Cu}^E(f + f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f + f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-f_1, 0, 2f_1, 3f_1} I_u(f_s) N_u(f + f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-9})$$

$$j2\pi(f - f_1)CV_{Cu}^E(f - f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f - f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1, 0, f_1} I_u(f_s) N_u(f - f_1 - f_s) \quad (\text{附 B-10})$$

$$j2\pi(f+2f_1)CV_{\mathcal{C}_u}^E(f+2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s)I_u(f+2f_1-f_s) \quad (\text{附 B-11})$$

$$+ \sum_{f_s=0, f_1, 3f_1} I_u(f_s)N_u(f+2f_1-f_s)$$

$$j2\pi(f-2f_1)CV_{\mathcal{C}_u}^E(f-2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s)I_u(f-2f_1-f_s) \quad (\text{附 B-12})$$

$$+ \sum_{f_s=-3f_1, -f_1, 0} I_u(f_s)N_u(f-2f_1-f_s)$$

$$j2\pi(f+3f_1)CV_{\mathcal{C}_u}^E(f+3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s)I_u(f+3f_1-f_s) \quad (\text{附 B-13})$$

$$+ \sum_{f_s=f_1, 2f_1} I_u(f_s)N_u(f+3f_1-f_s)$$

$$j2\pi(f-3f_1)CV_{\mathcal{C}_u}^E(f-3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s)I_u(f-3f_1-f_s) \quad (\text{附 B-14})$$

$$+ \sum_{f_s=-2f_1, -f_1} I_u(f_s)N_u(f-3f_1-f_s)$$

$$j2\pi(f+4f_1)CV_{\mathcal{C}_u}^E(f+4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s)I_u(f+4f_1-f_s) \quad (\text{附 B-15})$$

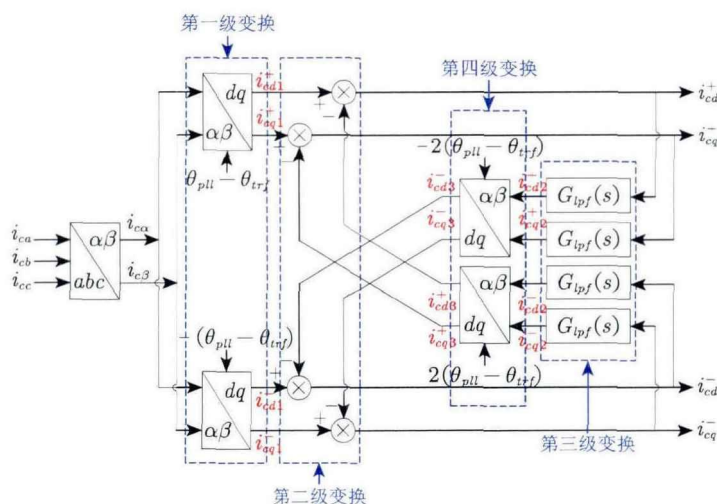
$$+ \sum_{f_s=2f_1, 3f_1} I_u(f_s)N_u(f+4f_1-f_s)$$

$$j2\pi(f-4f_1)CV_{\mathcal{C}_u}^E(f-4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s)I_u(f-4f_1-f_s) \quad (\text{附 B-16})$$

$$+ \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1} I_u(f_s)N_u(f-4f_1-f_s)$$

附录 C DDSRF 推导过程

DDSRF 可以分解为如附图 C-1 所示的四级变换。其中，第一级和第四级变换为 Clark 到 Park 变换；第二级变换用于计算第一级和第四级变换结果的差值；第三级变换对第二级变换的输出结果进行低通滤波。以阀侧电流 i_c 为例，DDSRF 输出结果的详细推导如下。网侧交流电压 v_s 和网侧交流电流 i_s 的结果可以类比得到。



附图 C-1 阀侧电流 DDSRF 控制结构图

Fig.C-1 DDSRF diagram of the converter-side current

结合表 2-2，阀侧电流 i_c 中包含频率为 $f + f_1$ 的正序分量和频率为 $f - f_1$ 的负序分量。经过第一级变换后，产生频率为 f ， $f + 2f_1$ 和 $f - 2f_1$ 的小信号分量：

$$\begin{cases} I_{cd1}^+(f) = e^{j\theta_{trf}} [I_c(f + f_1) - jI_c(f_1)X_\epsilon(f)] \\ \quad + e^{-j\theta_{trf}} [I_c(f - f_1) + jI_c^*(f_1)X_\epsilon(f)] \\ I_{cq1}^+(f) = -je^{j\theta_{trf}} [I_c(f + f_1) - jI_c(f_1)X_\epsilon(f)] \\ \quad + je^{-j\theta_{trf}} [I_c(f - f_1) + jI_c^*(f_1)X_\epsilon(f)] \\ I_{cd1}^-(f + 2f_1) = jI_{cq1}^-(f + 2f_1) = e^{-j\theta_{trf}} [I_c(f + f_1) + jI_c(f_1)X_\epsilon(f)] \\ I_{cd1}^-(f - 2f_1) = -jI_{cq1}^-(f - 2f_1) = e^{j\theta_{trf}} [I_c(f - f_1) - jI_c^*(f_1)X_\epsilon(f)] \end{cases} \quad (\text{附 C-1})$$

同理，经过第一级变换后，稳态分量变为：

$$\begin{cases} I_{cd1}^+(0) = e^{j\theta_{trf}} I_c(f_1) + e^{-j\theta_{trf}} I_c^*(f_1) \\ I_{cq1}^+(0) = -je^{j\theta_{trf}} I_c(f_1) + je^{-j\theta_{trf}} I_c^*(f_1) \\ I_{cd1}^-(2f_1) = e^{-j\theta_{trf}} I_c(f_1) \\ I_{cq1}^-(2f_1) = -je^{-j\theta_{trf}} I_c(f_1) \end{cases} \quad (\text{附 C-2})$$

经过第二级变换后，小信号分量变为：

$$\begin{cases} I_{cd}^+(f) = I_{cd1}^+(f) - I_{cd3}^+(f) \\ I_{cq}^+(f) = I_{cq1}^+(f) - I_{cq3}^+(f) \\ I_{cd}^-(f+2f_1) = I_{cd1}^-(f+2f_1) - I_{cd3}^-(f+2f_1) \\ I_{cq}^-(f+2f_1) = I_{cq1}^-(f+2f_1) - I_{cq3}^-(f+2f_1) \\ I_{cd}^-(f-2f_1) = I_{cd1}^-(f-2f_1) - I_{cd3}^-(f-2f_1) \\ I_{cq}^-(f-2f_1) = I_{cq1}^-(f-2f_1) - I_{cq3}^-(f-2f_1) \end{cases} \quad (\text{附 C-3})$$

稳态分量变为:

$$\begin{cases} I_{cd}^+(0) = I_{cd1}^+(0) - I_{cd3}^+(0) \\ I_{cq}^+(0) = I_{cq1}^+(0) - I_{cq3}^+(0) \\ I_{cd}^-(2f_1) = I_{cd1}^-(2f_1) - I_{cd3}^-(2f_1) \\ I_{cq}^-(2f_1) = I_{cq1}^-(2f_1) - I_{cq3}^-(2f_1) \end{cases} \quad (\text{附 C-4})$$

第三级变换对第二级变换的结果进行低通滤波, 小信号分量为:

$$\begin{cases} I_{cd2}^+(f) = G_{lpf}(j2\pi f) I_{cd}^+(f) \\ I_{cq2}^+(f) = G_{lpf}(j2\pi f) I_{cq}^+(f) \\ I_{cd2}^-(f+2f_1) = G_{lpf}[j2\pi f(f+2f_1)] I_{cd}^-(f+2f_1) \\ I_{cq2}^-(f+2f_1) = G_{lpf}[j2\pi f(f+2f_1)] I_{cq}^-(f+2f_1) \\ I_{cd2}^-(f-2f_1) = G_{lpf}[j2\pi f(f-2f_1)] I_{cd}^-(f-2f_1) \\ I_{cq2}^-(f-2f_1) = G_{lpf}[j2\pi f(f-2f_1)] I_{cq}^-(f-2f_1) \end{cases} \quad (\text{附 C-5})$$

稳态分量变为:

$$\begin{cases} I_{cd2}^+(0) = I_{cd}^+(0) \\ I_{cq2}^+(0) = I_{cq}^+(0) \\ I_{cd2}^-(2f_1) = G_{lpf}(j4\pi f_1) I_{cd}^-(2f_1) \\ I_{cq2}^-(2f_1) = G_{lpf}(j4\pi f_1) I_{cq}^-(2f_1) \end{cases} \quad (\text{附 C-6})$$

经过第四级变换后, 小信号分量变为:

$$\begin{cases} I_{cd3}^+(f) = e^{2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^-(f+2f_1) + jI_{cq2}^-(f+2f_1)]/2 \\ \quad + e^{-2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^-(f-2f_1) - jI_{cq2}^-(f-2f_1)]/2 \\ \quad + je^{-2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)\{[I_{cd2}^-(2f_1)]^* - j[I_{cq2}^-(2f_1)]^*\} \\ \quad - je^{2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)[I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)] \\ I_{cq3}^+(f) = -je^{2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^-(f+2f_1) + jI_{cq2}^-(f+2f_1)]/2 \\ \quad + je^{-2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^-(f-2f_1) - jI_{cq2}^-(f-2f_1)]/2 \\ \quad - e^{-2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)\{[I_{cd2}^-(2f_1)]^* - j[I_{cq2}^-(2f_1)]^*\} \\ \quad - e^{2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)[I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)] \\ I_{cd3}^-(f+2f_1) = e^{-2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^+(f) + jI_{cq2}^+(f)]/2 \\ \quad + je^{-2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)[I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)] \\ I_{cq3}^-(f+2f_1) = -je^{-2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^+(f) + jI_{cq2}^+(f)]/2 \\ \quad + e^{-2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)[I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)] \\ I_{cd3}^-(f-2f_1) = e^{2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^+(f) - jI_{cq2}^+(f)]/2 \\ \quad - je^{2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)[I_{cd2}^+(0) - jI_{cq2}^+(0)] \\ I_{cq3}^-(f-2f_1) = je^{2j\theta_{\text{ref}}}[I_{cd2}^+(f) - jI_{cq2}^+(f)]/2 \\ \quad + e^{2j\theta_{\text{ref}}}X_e(f)[I_{cd2}^+(0) - jI_{cq2}^+(0)] \end{cases} \quad (\text{附 C-7})$$

稳态分量变为:

$$\begin{cases} I_{cd3}^+(0) = e^{2j\theta_{\omega}} [I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)]/2 \\ \quad + e^{-2j\theta_{\omega}} \{ [I_{cd2}^-(2f_1)]^* - j[I_{cq2}^-(2f_1)]^* \}/2 \\ I_{cq3}^+(0) = -je^{2j\theta_{\omega}} [I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)]/2 \\ \quad + je^{-2j\theta_{\omega}} \{ [I_{cd2}^-(2f_1)]^* - j[I_{cq2}^-(2f_1)]^* \}/2 \\ I_{cd3}^-(2f_1) = e^{-2j\theta_{\omega}} [I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)]/2 \\ I_{cq3}^-(2f_1) = -je^{-2j\theta_{\omega}} [I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)]/2 \end{cases} \quad (\text{附 C-8})$$

联立式(附 C-2)、式(附 C-4)、式(附 C-6)和式(附 C-8), 可以得到 DDSRF 输出的稳态分量为:

$$\begin{cases} I_{cd}^+(0) = e^{j\theta_{\omega}} I_c(f_1) + e^{-j\theta_{\omega}} I_c^*(f_1) \\ I_{cq}^+(0) = -je^{j\theta_{\omega}} I_c(f_1) + je^{-j\theta_{\omega}} I_c^*(f_1) \\ I_{cd}^-(2f_1) = 0 \\ I_{cq}^-(2f_1) = 0 \end{cases} \quad (\text{附 C-9})$$

联立式(附 C-1)、式(附 C-3)、式(附 C-5)、式(附 C-7)和式(附 C-9), 可以得到 DDSRF 输出的小信号分量为:

$$\begin{cases} I_{cd}^+(f) = \frac{e^{j\theta_{\omega}} \{1 - G_{lpf}[j2\pi(f+2f_1)]\} [I_c(f+f_1) - jI_c(f_1)X_\epsilon(f)]}{1 - G_{lpf}(j2\pi f)G_{lpf}[j2\pi(f+2f_1)]} \\ \quad + \frac{e^{-j\theta_{\omega}} \{1 - G_{lpf}[j2\pi(f-2f_1)]\} [I_c(f-f_1) + jI_c^*(f_1)X_\epsilon(f)]}{1 - G_{lpf}[j2\pi(f-2f_1)]G_{lpf}(j2\pi f)} \\ I_{cq}^+(f) = \frac{-je^{j\theta_{\omega}} \{1 - G_{lpf}[j2\pi(f+2f_1)]\} [I_c(f+f_1) - jI_c(f_1)X_\epsilon(f)]}{1 - G_{lpf}(j2\pi f)G_{lpf}[j2\pi(f+2f_1)]} \\ \quad + \frac{je^{-j\theta_{\omega}} \{1 - G_{lpf}[j2\pi(f-2f_1)]\} [I_c(f-f_1) + jI_c^*(f_1)X_\epsilon(f)]}{1 - G_{lpf}[j2\pi(f-2f_1)]G_{lpf}(j2\pi f)} \\ I_{cd}^-(f+2f_1) = jI_{cq}^-(f+2f_1) \\ \quad = \frac{e^{-j\theta_{\omega}} [1 - G_{lpf}(j2\pi f)] [I_c(f+f_1) - jI_c(f_1)X_\epsilon(f)]}{1 - G_{lpf}(j2\pi f)G_{lpf}[j2\pi(f+2f_1)]} \\ I_{cd}^-(f-2f_1) = -jI_{cq}^-(f-2f_1) \\ \quad = \frac{e^{j\theta_{\omega}} [1 - G_{lpf}(j2\pi f)] [I_c(f-f_1) + jI_c^*(f_1)X_\epsilon(f)]}{1 - G_{lpf}[j2\pi(f-2f_1)]G_{lpf}(j2\pi f)} \end{cases} \quad (\text{附 C-10})$$

定义 $T_1(f)$ 和 $T_2(f)$ 如式(2-30), 则式(附 C-10)可以进一步得到式(2-35)中的形式。

附录 D A_p 和 B_p 具体形式

附录 D 给出了在 2.3.4.1 小节定有功功率控制站下 MMC 直流侧阻抗计算时, 矩阵 A_p 和向量 B_p 的表达式:

$$A_p = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & O_{7 \times 7} & O_{7 \times 7} \\ O_{7 \times 7} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & O_{7 \times 7} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & O_{7 \times 7} & O_{7 \times 7} & A_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{附 D-1})$$

其中:

$$A_{11} = A_{22} = A_{44} = \text{diag}[1, 1, 1, 1, 1, 1, 1] \quad (\text{附 D-2})$$

$$A_{12} = \text{diag} \left[\frac{1}{j2\pi f_p L_{arm} + R_{arm} + 3Z_{dcg}(f_p)/2}, \frac{1}{j2\pi(f_p + f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgp}(f_p + f_1)/|k_{trf}|^2}, \frac{1}{j2\pi(f_p - f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgn}(f_p - f_1)/|k_{trf}|^2}, \frac{1}{j2\pi(f_p + 2f_1)L_{arm} + R_{arm}}, \frac{1}{j2\pi(f_p - 2f_1)L_{arm} + R_{arm}}, 0, 0 \right] \quad (\text{附 D-3})$$

$$A_{23} = A_{31} = \begin{bmatrix} -N_u(0) & -N_u^*(f_1) & -N_u(f_1) & & & & \\ -N_u(f_1) & -N_u(0) & & -N_u^*(f_1) & & & \\ -N_u^*(f_1) & & -N_u(0) & & -N_u(f_1) & & \\ & -N_u(f_1) & & -N_u(0) & & -N_u^*(f_1) & \\ & & -N_u^*(f_1) & & -N_u(0) & & -N_u(f_1) \\ & & & -N_u(f_1) & & -N_u(0) & \\ & & & & -N_u^*(f_1) & & -N_u(0) \end{bmatrix} \quad (\text{附 D-4})$$

$$A_{24} = \begin{bmatrix} 0 & -V_{Cu}^{\Sigma*}(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma*}(2f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(2f_1) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & -V_{Cu}^{\Sigma}(2f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma*}(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma*}(2f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma*}(f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(2f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma*}(2f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{附 D-5})$$

$$A_{33} = j2\pi C \times \text{diag}[f_p, f_p + f_1, f_p - f_1, f_p + 2f_1, f_p - 2f_1, f_p + 3f_1, f_p - 3f_1] \quad (\text{附 D-6})$$

$$A_{34} = \begin{bmatrix} 0 & -I_u^*(f_1) & -I_u(f_1) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_u(0) & 0 & -I_u^*(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I_u(0) & 0 & -I_u(f_1) & 0 & 0 \\ 0 & -I_u(f_1) & 0 & -I_u(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I_u^*(f_1) & 0 & -I_u(0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -I_u(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -I_u^*(f_1) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{附 D-7})$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_{41}(2, 2) &= - \frac{[T_{11}(f_p) + T_{20}(f_p)] + 2[T_{13}(f_p) + T_{21}(f_p)]Z_{acgp}(f_p + f_1)/k_{trf}^*}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f_r + f_1)T_s} \\ A_{41}(2, 3) &= - \frac{T_{12}(f_p) + 2[T_{14}(f_p) + T_{22}(f_p)]Z_{acgn}(f_p - f_1)/k_{trf}}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f_r + f_1)T_s} \\ A_{41}(3, 2) &= - \frac{T_{15}(f_p) + 2[T_{17}(f_p) + T_{24}(f_p)]Z_{acgp}(f_p + f_1)/k_{trf}^*}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f_r - f_1)T_s} \\ A_{41}(3, 3) &= - \frac{[T_{16}(f_p) + T_{23}(f_p)] + 2[T_{18}(f_p) + T_{25}(f_p)]Z_{acgn}(f_p - f_1)/k_{trf}}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f_r - f_1)T_s} \\ A_{41}(4, 4) &= \frac{G_{cir}(j2\pi f)}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f_r + 2f)T_s} \\ A_{41}(5, 5) &= \frac{G_{cir}(j2\pi f)}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f_r - 2f)T_s} \end{aligned} \right. \quad (\text{附 D-8})$$

$$B_p = [B_1, O_{1 \times 7}, O_{1 \times 7}, O_{1 \times 7}]^T \quad (\text{附 D-9})$$

其中:

$$B_1 = \left[\frac{V_p(f_p)}{j4\pi f_p L_{arm} + 2R_{arm} + 3Z_{dco}(f_p)}, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \right] \quad (\text{附 D-10})$$

攻读博士学位期间发表的论文及其它成果

(一) 发表的学术论文

- [1] 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 (EI 收录号: 20183905860750)
- [2] 王宇, 刘崇茹, 李庚银, 孔玮, 李立涅. 考虑电网阻抗耦合的模块化多电平换流器交直流侧阻抗通用计算方法[J]. 中国电机工程学报, 网络出版 (EI 刊源)
- [3] 王宇, 刘崇茹, 李庚银, 孙吉波, 伍双喜. 适用于 FPGA 的模块化多电平换流器电容电压均衡控制方法[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(8): 167-173 (EI 收录号: 20192307002166)
- [4] 王宇, 刘崇茹, 凌博文, 侯延琦, 李庚银. 集成排序网络的模块化多电平换流器实时仿真模型[J]. 电网技术, 2020, 44(3): 1090-1098 (EI 收录号: 20201308358024)
- [5] 王宇, 刘崇茹, 侯延琦, 刘昊宇, 李庚银. 基于 FPGA 的模块化多电平换流器并行化控制器设计及实验验证[J]. 电力自动化设备, 已录用 (EI 刊源)
- [6] Wang Yu, Liu Chongru, Liu Haoyu, Ling Bowen, Li Gengyin. Real-time simulation model and experimental test bench for modular multilevel converter[C]. IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration, Beijing, China, 2018: 1-6 (EI 收录号: 20190606461455)
- [7] Wang Yu, Liu Chongru, Hou Yanqi, Liu Haoyu, Li Gengyin. Optimal design and experimental verification of FPGA-based MMC-HVDC controller[C]. IEEE Power and Energy Society General Meeting, Montreal, Canada, 2020: 1-5 (EI 收录号: 20210209766117)
- [8] 孙吉波, 王宇, 刘崇茹, 伍双喜, 黄国栋. 基于 MMC 的多端直流电网双极短路故障电流计算[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(11): 72-78 (EI 收录号: 20190806518483)
- [9] Hou Yanqi, Liu Chongru, Wang Yu, Kong Wei. Mechanism analysis of additional damping control strategies for the high-frequency resonance of MMC connected to AC grid[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 已录用 (SCI 刊源, 影响因子: 3.115)
- [10] Liu Chongru, Tian Pengfei, Wang Yu, Guo Qi, Lin Xuehua, Wang Jiayu. A

- hardware-in-the-loop platform for modular multilevel converter simulations[J]. Journal of Power Electronics, 2016, 16(5): 1698-1705 (SCI 收录号: 000383636300008, 影响因子: 1.047)
- [11]侯延琦, 刘崇茹, 王宇, 孔玮. 柔性直流输电系统高频振荡抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 网络出版 (EI 刊源)
- [12]林雪华, 郭琦, 郭海平, 王宇, 刘崇茹. 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 (EI 收录号: 20173104008066)
- [13]Ling Bowen, Yu Jianyu, Liu Chongru, **Wang Yu**, Xu Shitian, Chen Zijue. Analysis of DC transmission line disconnection fault characteristics based on MMC-HVDC system under symmetrical monopole connection mode[C]. IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration, Beijing, China, 2018: 1-4 (EI 收录号: 20190606461889)

(二) 申请及已获得的专利

- [1] 王宇, 刘崇茹, 谢博, 刘昊宇, 侯延琦, 梅文明, 李庚银. 一种模块化多电平换流器的并行控制系统及方法 (授权号: CN110798080B)
- [2] 孙吉波, 王宇, 杨银国, 刘崇茹, 钱峰, 凌博文, 徐春华, 包博. 一种适用于 FPGA 的 MMC 电容电压均衡控制方法 (授权号: CN108832826B)
- [3] 刘崇茹, 王宇, 侯延琦. 一种 MMC 数字仿真通用设备的接线装置 (授权号: CN208549056U)
- [4] 刘崇茹, 王宇, 侯延琦. 一种 MMC 数字仿真通用设备机柜 (授权号: CN208549088U)
- [5] 刘崇茹, 王宇, 凌博文, 谢国超, 李庚银, 安宁, 丁平, 赵敏, 徐希望, 蔡靖, 李芳, 黄彦浩. 一种含均压控制功能的 MMC 实时仿真建模方法 (受理号: 201810513103.6)
- [6] 刘崇茹, 徐东旭, 王宇, 王洁聪, 王頔, 朱承治. 基于载波移相的模块化多电平换流器 MMC 热冗余策略 (授权号: CN106452143B)
- [7] 刘崇茹, 谢国超, 王宇, 孔玮, 王洁聪, 凌博文, 刘昊宇, 徐诗甜, 喻建瑜. 一种在线自适应抑制柔性直流引起的高频振荡方法 (授权号: CN108390395B)
- [8] 刘崇茹, 凌博文, 王宇, 安宁, 丁平, 赵敏, 徐希望, 蔡靖, 李芳, 黄彦浩. 一种考虑形态变化的奖惩权重型仿真序列相似性分析方法 (受理号: 201810523993.9)
- [9] 刘崇茹, 王嘉钰, 徐东旭, 王宇, 钱康, 康晓华, 张小敏, 韩续杉, 马彦宏. 一

- 种提高 MMC 高效电磁暂态模型仿真精度的方法(授权号: CN106055752B)
- [10]刘崇茹, 刘昊宇, 谢博, 王宇, 梅文明, 侯延琦, 蒋思雯, 林晗星. 一种多端柔性直流输电系统改进附加频率控制方法及系统(受理号: 201911120046.6)
- [11]刘崇茹, 谢国超, 王洁聪, 孔玮, 王宇, 苏晨博, 凌博文, 刘昊宇, 徐诗甜, 喻建瑜. 一种柔性直流输电交流化运行方法(授权号: CN109066762B)
- [12]刘崇茹, 郭琦, 刘昊宇, 罗超, 王宇, 王洁聪, 侯延琦. 一种柔性直流输电系统传输功率极限计算方法及系统(受理号: 202010614549.5)
- [13]陈卉灿, 刘昊宇, 徐春华, 刘崇茹, 刘思捷, 喻建瑜, 王宇, 王洁聪, 沈金乙, 李至峪. 一种模块化多电平换流器集中控制系统(受理号: 201921357459.1)
- [14]陈卉灿, 喻建瑜, 徐春华, 刘崇茹, 包博, 刘昊宇, 王宇, 王洁聪, 凌博文, 谢国超, 徐诗甜. 一种模块化多电平换流器控制方法、装置及系统(受理号: 201811269698.1)

(三) 获得的科技奖励

- [1] 中国电工技术学会科技进步一等奖. 柔性直流系统实时仿真基础理论、核心技术及工程应用(排名第六, 学生排名第一)

攻读博士学位期间参加的科研工作

- [1] 南方电网公司科技项目,“大容量高电压柔性直流输电关键技术及工程应用研究(CSGTRC-K142031)”,2015.01-2016.12,主要参与人
- [2] 国家高技术研究发展计划(863计划)课题,“保障直流配电网可靠性的多端柔性直流控制保护技术(2015AA050101)”,2015.01-2017.12,主要参与人
- [3] 国家电网公司科技项目,“张北柔性直流电网系统构建方案研究(SGSDJY00JHJS1600141)”,2016.01-2017.12,主要参与人
- [4] 广东电网有限责任公司科技项目,“计及多种直流模型的受端电网仿真建模分析技术(GDKJXM20162608)”,2017.08-2019.12,主要参与人
- [5] 国家电网公司科技项目,“柔性直流接入交流电网谐波振荡问题及抑制策略研究(SGTYHT/17-JS-199)”,2018.01-2020.12,主要参与人
- [6] 南方电网直流输电国家重点实验室开放基金项目,“含柔性直流的交直流系统电气振荡与控制策略研究(SKLHVDC-2019-KF-13)”,2019.07-2021-06,主要参与人

致 谢

行笔至此，意味着在华北电力大学十年的求学时光即将结束。曾经想象过无数次完成博士论文时的情景，然而真正到了论文即将完成之际，内心却无比平静。往事历历在目，心中充满感激。

我要衷心感谢我的导师，李庚银教授。十年的华电求学倾注了李老师大量的心血。从本科时期的班主任，到硕博连读时期的导师，李老师在生活和科研上都给予了我极大的关心和帮助。李老师温文尔雅的学者风范、严谨求是的治学态度深深影响着我，也是我学习的楷模，在此向恩师致以最诚挚的谢意！

衷心感谢副导师刘崇茹教授对我的栽培和帮助。刘老师是我走进“直流”这一研究方向的领路人。在科研上，刘老师敏锐的视角、丰富的理论知识，在我的课题研究中给予了大量的指导；在生活中，刘老师用自己的人生经验为迷茫困惑时的我指点迷津。刘老师不仅传授了我知识，还教会了严谨求真的科研态度，这将对未来的人生产生深远的影响。

感谢我的联合培养导师，加拿大多伦多大学电气与计算机工程系的 Reza Iravani 教授。Iravani 教授渊博的学识和严谨的科研作风让我受益匪浅。留学的下半年恰逢疫情肆虐，Iravani 教授不仅在生活上给予无微不至的关心，并克服种种困难保证定期的学术交流。同时，也感谢 CAPE 实验室的老师 and 同学们的关心和帮助，让我在陌生的国外环境能够安心科研。

感谢 D310 和 A634 的同窗好友，以及实验室全体老师和同学们的热情帮助和支持，我将永远铭记共同渡过的美好时光，祝愿课题组的发展蒸蒸日上！

感谢我的父母，你们是我坚强的后盾，让我可以没有后顾之忧地完成学业，你们的健康是我最大的心愿。感谢家人们对我学业上的支持和关心。感谢我的女友给予的陪伴和关怀，希望你科研硕果累累、早日毕业！

本课题承蒙国家电网公司科技项目（SGTYHT/17-JS-199）、南方电网直流输电国家重点实验室开放基金项目（SKLHVDC-2019-KF-13）以及国家留学基金委的资助，特此感谢！

博士学习阶段即将结束，人生即将开启下一征程。希望自己能永葆少年情怀，不忘初心，心怀感恩，眼里有光，心中有梦！

王宇

2021 年 3 月于北京

