

华北电力大学

博士学位论文

基于 FPGA 的柔性直流实时仿真及其在
高频振荡研究中的应用

**FPGA-Based Real-Time Simulation of MMC-HVDC
and Its Application in the Research on
High-Frequency Resonance**

侯延琦

2023 年 5 月

国内图书分类号：TM743
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

基于 FPGA 的柔性直流实时仿真及其在 高频振荡研究中的应用

博士研究生：侯延琦

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：2023 年 5 月

授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM743

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Doctoral Degree in Engineering

**FPGA-Based Real-Time Simulation of MMC-HVDC
and Its Application in the Research on
High-Frequency Resonance**

Candidate:	Hou Yanqi
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:	May, 2023
Degree-Confering-Institution:	North China Electric Power University

摘要

基于模块化多电平换流器的柔性直流 (Modular Multilevel Converter Based High Voltage Direct Current, MMC-HVDC) 输电技术具有谐波含量低、可控性高和扩展性强等优势,在大规模新能源汇集外送、电网跨区异步互联以及远距离大容量输电等领域获得广泛应用。柔性直流输电系统通过子模块级联的方式获得更高的电压等级和更大的传输容量,随着系统规模的逐渐扩张,其子模块数目逐渐增长,渝鄂直流工程单桥臂子模块数目已高达 500,给控制保护系统造成严重负担,导致控制链路延时变长,系统动态特性恶化,高频振荡风险提高,目前国内多个柔性直流工程发生了高频振荡事件。

实时仿真是柔性直流输电系统研究与测试的重要工具,可以有效提高工程问题的解决效率。然而相比于传统电力系统,柔性直流的实时仿真技术仍存在诸多问题,包括电力电子器件的仿真精度问题、系统模型的求解及其频率特性仿真精度问题、硬件架构和算法集成度的问题等,严重制约了其对工程问题的指导作用。

本文针对柔性直流实时仿真技术展开研究,基于现场可编程门阵列 (Filed Programmable Gate Array, FPGA) 开发了柔性直流输电系统实时仿真平台,并利用该平台对柔性直流并网系统高频振荡问题进行研究,主要成果如下:

提出了具有较高仿真精度的电力电子器件恒导纳建模方法。针对恒导纳模型虚拟功率损耗高的问题,分析了虚拟功率损耗产生机理,量化了数值积分方法对模型损耗的影响。从补偿功率损耗的角度出发,提出了一种基于负电阻补偿的恒导纳建模方法,通过在导通支路串联负电阻来补偿模型的虚拟功率损耗,并基于三相两电平电压源型换流器 (Voltage Source Converter, VSC) 拓扑,从最小化暂态误差和维持切换系统稳定的角度出发,提出了负电阻补偿模型的参数优化设计方法。针对负电阻补偿模型在高开关频率下补偿效果有限的问题,从虚拟功率损耗的根源出发,考虑插值算法的作用效果,提出了一种基于附加支路的恒导纳模型,配合开关状态改变附加支路结构,使模型在不采用插值算法的情况下仍能保证较低的功率损耗。基于离线仿真验证了模型在多工况、多场景下的仿真精度。

提出了考虑高频特性仿真精度的柔性直流输电系统并行多速率仿真方法。针对网络解耦方法可能造成的高频特性失真问题,提出了基于高斯消去法的换流变压器解耦方法,实现了换流站与交流系统间的无差解耦,在保证 MMC 高频特性仿真精度的前提下,结合直流输电线路解耦和桥臂解耦,进一步实现了换流站间

和换流站内部解耦，同时利用电力电子恒导纳建模和桥臂等值建模，构建了柔性直流输电系统分网模型。以换流变压器为多速率仿真接口，考虑数据交互延迟带来的系统高频特性差异，建立了多速率数据同步交互机制，并分析了多速率仿真中影响柔性直流高频特性仿真精度的关键因素。基于离线仿真验证了并行多速率仿真模型的时域仿真精度和频率特性仿真精度。

开发了基于 FPGA 的柔性直流输电系统实时仿真平台。针对柔性直流并行多速率仿真模型，利用 FPGA 的并行特性实现了换流阀实时仿真计算以及系统方程实时求解，基于流水线架构提高了阀模型计算效率，基于逻辑复用实现了硬件资源优化分配，基于 Aurora 协议实现了各端换流站互联。利用单块 FPGA 实现了单端真双极 MMC 的控制功能，基于对控制算法的并行设计和时序优化，提高了 MMC 控制计算速度，基于定点数运算和复用排序网络，优化了 MMC 控制器资源占用率，实现了单端 MMC 一次求解与控制计算的高度集成。通过与 PSCAD/EMTDC 中仿真模型在稳态、动态和高频振荡工况下对比测试，验证了实时仿真平台的仿真精度。

提出了基于无源滤波装置的柔性直流并网系统高频振荡抑制策略。借助所建立的实时仿真平台分析了交直流系统阻抗特性，揭示了柔性直流并网系统高频振荡机理，修正了 MMC 高频阻抗数学模型。利用阻抗分析方法，分析了高频振荡附加阻尼控制策略的作用机理和失效原理。分析了用于高频振荡抑制的无源滤波装置的外特性要求，提出了并联 RLC 二阶高通滤波装置的振荡抑制策略以及滤波装置参数设计方法，能够适应系统工况改变，并有效控制损耗。基于实时仿真平台对抑制策略进行数字化处理，测试了抑制策略的作用效果。

关键词：模块化多电平换流器；实时仿真；恒导纳模型；并行多速率仿真；现场可编程门阵列；高频振荡抑制

Abstract

Modular Multilevel Converter based High Voltage Direct Current (MMC-HVDC) transmission technology has the advantages of low harmonic content, high controllability and great expansibility. It has been widely used in the fields of large-scale new energy collection and transmission, power grids asynchronous interconnection, long distance and huge capacity transmission. MMC-HVDC achieves higher voltage level and larger transmission capacity by the cascade of sub-modules. With the system scale gradually expanding, the number of sub-modules gradually increases. The number of single-arm sub-modules of Chongqing Hubei DC Project has reached 500, causing a serious burden on the control and protection system, resulting in longer control link delay, worse system dynamic characteristics, and higher risk of high-frequency resonance. At present, high-frequency resonance events have occurred in many MMC-HVDC projects from all over the world.

Real-time simulation is an important tool for research and test of MMC-HVDC, which can effectively improve the efficiency of solving engineering problems. However, compared with the traditional power system, the real-time simulation technology of MMC-HVDC still has many problems, including the simulation accuracy of power electronic devices, the solution of system model and its frequency characteristic simulation accuracy, the hardware architecture and algorithm integration, which seriously limit its guiding role in engineering problems.

This paper focuses on the research of real-time simulation technology of MMC-HVDC, builds the real-time simulation platform of MMC-HVDC based on the Field Programmable Gate Array (FPGA), and studies the high-frequency resonance of MMC connected to AC grid. The main results are as follows:

The fixed-admittance modeling methods of power electronic device with high simulation accuracy are proposed. Aiming at the problem of high power loss of fixed-admittance model, the mechanism of power loss is analyzed, and the influence of numerical integration method on loss is quantified. From the perspective of compensating power loss, a fixed-admittance modeling method based on negative resistance compensation is proposed. The power loss of the model is compensated by series negative resistance in the inductance branch. Based on the three-phase two-level voltage source converter (VSC) topology, the parameter optimization design method of the negative resistance compensation model is proposed from the perspective of minimizing transient error and maintaining the stability of the switched system. Aiming at the problem that the compensation effect of negative resistance compensation model is limited at high switching frequency, a

fixed-admittance model based on additional branches is proposed from the root of power loss with the consideration of the effect of interpolation algorithm. By switching the additional branch according to the switch state, the model can still ensure low power loss without using interpolation algorithm. Based on offline simulation, the simulation accuracy of the model under multiple conditions and scenarios is verified.

A parallel multi-rate simulation method for MMC-HVDC considering the simulation accuracy of high-frequency characteristics is proposed. Aiming at the high-frequency characteristic distortion caused by the network decoupling methods, a converter transformer decoupling method based on the Gauss elimination method is proposed to realize the error-free decoupling between the converter and the AC system. On the premise of ensuring the simulation accuracy of the MMC high-frequency characteristic, combined with the DC transmission line decoupling method and arm decoupling method, further realize the decoupling between the converters and inside the converter. At the same time, with the power electronic fixed-admittance modeling and arm equivalent modeling, the network division model of MMC-HVDC is constructed. Taking the converter transformer as the multi-rate interface, considering the difference of high-frequency characteristics caused by data interaction delay, the multi-rate data synchronization interaction mode is established, and the key factors affecting the simulation accuracy of MMC high-frequency characteristics in multi-rate simulation are analyzed. Based on offline simulation, the time-domain simulation accuracy and frequency characteristic simulation accuracy of the parallel multi-rate simulation model are verified.

The real-time simulation platform based on FPGA for MMC-HVDC is built. For the parallel multi-rate simulation model of MMC-HVDC, the real-time simulation calculation of converter valve and the real-time solution of system equations are realized by using the parallel characteristic of FPGA. The calculation efficiency of valve model is improved based on pipeline architecture, the optimization of hardware resources is realized based on logic reuse, and the interconnection of converters is realized based on Aurora. The control function of single-terminal true-bipolar MMC is realized based on a single FPGA, the calculation speed of MMC control algorithm is improved based on the parallel design and timing optimization, the resource utilization of MMC controller is optimized based on fixed-point number operation and multiplexing sorting network. The high integration of circuit solution and control calculation of single-terminal MMC is realized based on the above. The simulation accuracy of the real-time simulation platform is verified by comparing with the simulation model in PSCAD/EMTDC under steady-state, dynamic-state and high-frequency resonance conditions.

A suppression strategy for high-frequency resonance of MMC connected to AC grid based on passive filter is proposed. Based on the real-time simulation platform, the impedance characteristics of the AC/DC system are analyzed, the high-frequency resonance mechanism of MMC connected to AC grid is revealed, and the mathematical model of MMC high-frequency impedance is modified. The function mechanism and failure principle of the additional damping control strategies for high-frequency resonance are analyzed based on the impedance analysis method. The characteristic requirements of passive filter used for high-frequency resonance suppression are analyzed, and the suppression strategy based on parallel RLC second-order high-pass filter and its parameter design method are proposed, which can adapt to the change of operating conditions and effectively control loss. Based on the real-time simulation platform, the suppression strategies are digitally processed, and the effect of the suppression strategies are tested.

Keywords: Modular multilevel converter, Real-time simulation, Fixed-admittance model, Parallel multi-rate simulation, Field programmable gate array, High-frequency resonance suppression

目 录

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 柔性直流输电的发展现状.....	1
1.1.2 课题的提出.....	2
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 电力电子器件建模技术.....	4
1.2.2 并行多速率仿真技术.....	6
1.2.3 实时仿真平台硬件架构.....	8
1.2.4 柔性直流并网系统高频振荡抑制.....	9
1.3 课题研究内容及章节安排	10
第 2 章 电力电子器件高精度恒导纳建模方法	12
2.1 引言.....	12
2.2 恒导纳模型基本原理.....	12
2.3 虚拟功率损耗产生机理.....	14
2.3.1 储能元件产生的虚拟功率损耗.....	14
2.3.2 数值积分算法产生的虚拟功率损耗.....	15
2.4 基于负电阻补偿的恒导纳模型	17
2.4.1 模型结构及计算逻辑.....	17
2.4.2 参数优化设计.....	19
2.4.3 仿真验证.....	24
2.5 基于附加支路的恒导纳模型	30
2.5.1 模型结构及计算逻辑.....	30
2.5.2 损耗分析.....	32
2.5.3 仿真验证.....	37
2.6 本章小结.....	42
第 3 章 柔性直流输电系统并行多速率仿真方法	43
3.1 引言.....	43
3.2 柔性直流输电系统分网策略	43
3.2.1 MMC-HVDC 拓扑结构	43
3.2.2 直流传输线解耦.....	44
3.2.3 换流变压器解耦.....	47
3.2.4 MMC 桥臂解耦.....	49
3.3 多速率数据交互原则.....	54
3.3.1 多速率子系统数据同步机制.....	54

3.3.2 控制系统数据同步机制.....	54
3.4 MMC 高频特性仿真精度影响因素.....	55
3.4.1 仿真步长对精度的影响.....	56
3.4.2 交流网络对精度的影响.....	56
3.5 仿真验证.....	58
3.5.1 稳态仿真.....	58
3.5.2 动态仿真.....	59
3.5.3 频率扫描.....	60
3.6 本章小结.....	61
第4章 基于FPGA的柔性直流实时仿真平台.....	63
4.1 引言.....	63
4.2 FPGA 简介.....	63
4.3 基于FPGA的一次系统求解器.....	64
4.3.1 柔性直流输电系统一次系统拓扑结构.....	64
4.3.2 基于并行流水线技术的换流阀计算模块.....	64
4.3.3 基于逻辑复用技术的电路计算模块.....	66
4.4 基于FPGA的MMC控制器.....	68
4.4.1 PI 控制模块.....	70
4.4.2 Park 变换模块.....	70
4.4.3 子模块电容电压均衡控制模块.....	72
4.5 FPGA 资源使用及时间性能.....	75
4.6 仿真验证.....	77
4.6.1 稳态仿真.....	78
4.6.2 动态仿真.....	79
4.6.3 高频振荡仿真.....	81
4.7 本章小结.....	82
第5章 柔性直流高频振荡问题研究及实时仿真验证.....	83
5.1 引言.....	83
5.2 高频振荡机理仿真分析.....	83
5.2.1 交流电网阻抗特性.....	84
5.2.2 MMC 阻抗特性.....	85
5.3 高频振荡抑制策略及硬件实现.....	87
5.3.1 附加前馈电压低通滤波.....	87
5.3.2 附加前馈电压陷波.....	89
5.3.3 其他形式附加控制.....	91
5.3.4 附加无源滤波装置.....	92
5.4 仿真验证.....	96
5.4.1 交流 N-1 故障.....	98

5.4.2 控制延时变更.....	100
5.4.3 有功功率阶跃.....	101
5.5 本章小结.....	101
第 6 章 结论与展望	103
6.1 主要结论.....	103
6.2 研究展望.....	104
参考文献.....	106

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景及研究的目的和意义

1.1.1 柔性直流输电的发展现状

为了积极响应国家“双碳”发展战略，国家能源局发布了《能源碳达峰碳中和标准化提升行动计划》，明确指出建立完善以光伏、风电为主的可再生能源标准体系，规划建设大型风电光伏基地^[1]。截止到 2030 年，我国风电、太阳能发电总装机容量预计达到 1200GW 以上^[2]，其中，将有大量新能源装机远离负荷中心，以大型风光基地的形式分布在远海、沙漠、戈壁和荒漠地区，具有大规模远距离输送需求。

基于模块化多电平换流器的柔性直流输电技术以其可控性高、扩展性强以及能够连接无源网络等优势，在新能源送出、电网跨区互联和远距离大容量输电等场景获得广泛工程应用，能够为“双碳”目标的实现提供有力技术支撑^[3-5]。截止目前，我国已投运柔性直流输电工程 11 项，如图 1-1 所示，落点主要分布在中东部负荷发达省份。随着“双碳”目标推进，柔性直流输电将成为新型电力系统的重要组成部分。



图 1-1 中国柔性直流输电工程

Fig. 1-1 MMC-HVDC transmission projects in China

柔性直流输电系统呈现高电压等级和高传输容量的发展趋势，自 2011 年至今，我国柔性直流的电压等级提高 30 多倍，传输容量提高 400 倍，子模块数目的大幅增长导致柔性直流控制保护系统更加繁琐，柔性直流系统运行特性更加复杂。近年来，随着柔性直流输电工程的加速建设，与柔性直流相关的稳定性问题逐渐凸显，出现了在传统交流系统和传统直流输电系统中未曾出现的高频振荡现象^[6,7]。表 1-1 为近年来国内外柔性直流输电工程发生的典型高频振荡事件，高频振荡所导致的换流站闭锁等保护动作会对系统造成巨大冲击，严重威胁含柔性直流的电力系统安全稳定运行。

表 1-1 柔性直流输电工程典型高频振荡事件

Table 1-1 Typical high-frequency resonance events of MMC-HVDC transmission projects

工程	时间	事件工况	振荡频率
法西联网 INELFE 工程 ^[8]	2015	交流网架结构变化、换流器解锁	1700Hz
鲁西背靠背工程 ^[9]	2017	柔直单独运行、交流电网运行方式变化	1272Hz
渝鄂背靠背工程 ^[10]	2018	鄂侧空载加压/渝侧空载加压	1810Hz/700Hz
张北直流电网工程 ^[11]	2020	康宝站对交流侧充电	1500Hz

除此之外，随着高比例新能源接入，新能源发电系统和柔性直流系统间发生电力电子式控制的交互耦合作用，表现为机理复杂的多形态振荡问题^[12]。仿真作为电力系统稳定性分析的重要工具，在柔性直流的新型振荡问题研究中是探究振荡机理、验证理论推导、测试抑制策略的重要手段^[13]。MMC 作为典型电力电子设备，具有复杂拓扑结构、海量开关器件和宽频动态特性等特征，为柔性直流输电系统仿真带来严峻挑战^[14]。

1.1.2 课题的提出

仿真精度是限制仿真工具发挥其对工程问题指导作用的重要因素^[15]。

根据仿真实现方法的不同，柔性直流输电系统仿真分为数字仿真和半实物仿真两种，其中，数字仿真技术根据所关注的物理过程时间尺度的不同，可以进一步分为机电暂态仿真和电磁暂态仿真。

柔性直流机电暂态仿真建立在 MMC 稳态模型^[16]、准稳态模型^[17]或动态相量模型^[18]的基础上，通常用于潮流计算、大扰动和小扰动分析等，在有限的频域内具有一定的仿真精度，但无法用于研究柔性直流高频振荡问题^[19]。

柔性直流半实物仿真技术根据实物对象的不同可以划分为快速控制原型（Rapid Control Prototype, PCR）和硬件在环（Hardware-in-the-Loop, HIL）。

由于实物设备价格高,尤其对于 PCR,需要定制用于实验的一次设备,为了降低仿真实验对物理设备的损坏,同时为了控制成本,一般在工程投运前的验证阶段进行半实物仿真实验,而鲜少将其用于问题研究过程^[20]。

柔性直流电磁暂态仿真能够更加精细地表征系统运行特性,是当前含柔性直流的电力系统分析的主要工具^[21,22]。随着系统交互稳定问题从低频、次超同步频段向中高频段发展,系统稳定性分析对电磁暂态仿真提出更高要求,需要用更小的仿真步长(2 μ s)来满足较高频域的仿真精度^[23]。由于 MMC 子模块数量多、开关频率高、控制策略复杂,导致基于传统电磁暂态仿真软件(如 PSCAD)的高压大容量柔性直流输电系统的小步长电磁暂态仿真效率极低^[24]。

仿真效率是评判仿真工具在工程问题研究中的实用性的重要指标^[25]。

实时电磁暂态仿真技术依托高性能处理器,基于高效建模方法和求解算法,实现数字系统与物理系统时间上的同步,由于其高效的仿真效率,使得其在大规模电力电子系统分析中发挥着越来越重要的作用^[26]。中央处理器(Central Processing Unit, CPU)和图形处理器(Graphics Processing Unit, GPU)由于冯诺依曼体系结构,导致数据吞吐量和计算延迟等性能不如 FPGA,在处理重复性强的工作时 FPGA 更具优势,因此当前柔性直流小步长实时仿真技术大多以 FPGA 为硬件载体,常见的商业化仿真平台,如 RT-LAB 和 RTDS,均开发了基于 FPGA 的 MMC 仿真装置^[27]。然而,当前仍然存在仿真规模、仿真速度和仿真精度之间的矛盾冲突,柔性直流输电系统实时仿真仍面临以下问题:

(1) 电力电子器件的开关特性为小步长实时仿真带来巨大计算压力,为提高其仿真效率而广泛采用的恒导纳模型存在较为严重的仿真精度问题;

(2) 为了提高系统模型的仿真速度而采用的并行多速率求解算法未充分考虑其对 MMC 高频特性仿真精度的影响;

(3) 仿真器对 FPGA 计算能力和计算资源的开发度不高,造成实时仿真设备成本居高不下。

针对以上问题,本文研究柔性直流实时仿真技术,开发基于 FPGA 的实时仿真平台,进一步提高实时仿真对柔性直流输电系统高频振荡问题的分析指导作用,为构建适用于新型电力系统新型稳定性问题分析的全电磁暂态实时仿真平台奠定基础,助力提升我国在电力系统仿真领域的话语权。

1.2 国内外研究现状

本文围绕“基于 FPGA 的柔性直流实时仿真及其在高频振荡研究中的应用”,从元件建模、系统求解、平台建设和高频振荡研究四个方面阐述国内外研究动态。

1.2.1 电力电子器件建模技术

根据研究目的和应用场景的不同，电力电子器件一般具有如图 1-2 所示几种建模方式^[28]。

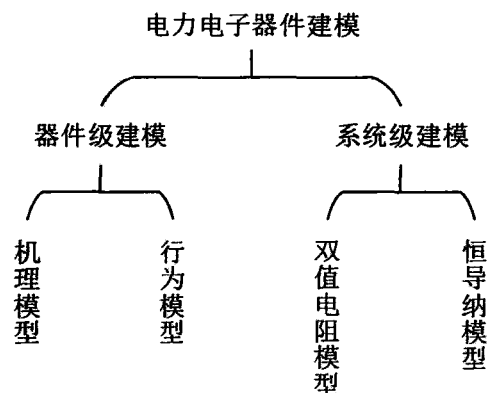


图 1-2 电力电子器件建模方法

Fig. 1-2 Modeling method of power electronic device

器件级建模关注电力电子器件开关时刻的电磁瞬态过程，时间尺度在纳秒级别，根据是否考虑电力电子器件的物理本质，器件级模型分为机理模型和行为模型^[29]。

(1) 机理模型

机理模型基于半导体的物理特性，旨在表征多物理场的耦合效应，具有较高的仿真精度^[30]。具体类型的电力电子器件的物理特性不尽相同，以绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT）为例，其在不同开关电流下的机械应力场和温度场的分布规律不同^[31]，其内部的热特性以及不同外部条件下的结温、电流、压力等物理量存在复杂的非线性分布规律^[32,33]，基于复杂的非线性数学模型，可以建立 IGBT 的电-热-力三维物理场模型^[34]。由于数学模型复杂，机理模型存在求解效率低，收敛性差等问题。另外，机理模型参数获取十分困难，需要利用数值分析方法，同时还要考虑电力电子器件的杂散参数对开关过程的电磁干扰^[35]，因此在电力系统仿真中不会采用机理建模。

(2) 行为模型

行为模型关注电力电子器件的外特性，利用等效电路拟合电力电子的输入输出特性和开关特性，相比于机理模型精度较低^[36]。但行为模型的参数提取方便，通常只需通过器件的数据手册便可获得建模所需的全部参数^[37,38]。另外，由于行为模型采用查表法或分段函数建立数学关系^[39]，因此模型求解相对简单，当前有研究将 IGBT 行为模型用于小规模电力电子设备仿真^[40,41]，还有研究提出基于 FPGA 的 IGBT 行为模型加速计算方法，并实现了 5 电平 MMC 实

时仿真计算^[42]。但由于开关瞬态过程极短，行为模型的 ns 级仿真步长无法进一步提高，因此行为模型难以应用于系统级仿真研究。清华大学利用分段解析瞬态建模方法，基于离散状态事件驱动仿真算法，实现灵活的变步长仿真，提高了考虑开关瞬态过程的电力电子系统级仿真的仿真速度，开发了 DSIM 电力电子仿真软件，有望实现电力电子系统开关瞬态过程的实时仿真^[43]。

(3) 双值电阻模型

在系统级仿真中，通常忽略电力电子器件非线性开关过程对系统的影响，以 PSCAD/EMTDC 为代表的离线电磁暂态仿真软件均采用双值电阻模型来模拟电力电子器件的导通和关断状态，能够满足系统级研究的精度需求^[44]。然而，由于双值电阻模型的支路参数随开关状态变化，导致网络方程中的节点导纳矩阵变化，在求解电磁暂态方程时需要重新对节点导纳矩阵求逆，不可避免地造成仿真效率降低。而且采用双值电阻模型需要配合线性插值算法以处理非仿真时刻的开关事件，这使得计算效率进一步降低。因此，双值电阻模型难以适用于小步长实时仿真^[45]。

(4) 恒导纳模型

电力电子器件恒导纳建模是实现小步长实时仿真的主要途径之一，在 RTDS^[46]、RT-LAB^[47]等主流实时仿真平台中被广泛应用。恒导纳模型最早由 S. Hui 等人提出，其核心思想是利用电感和电容分别等效开关支路的导通状态和关断状态，并且使电感、电容的梯形法差分电路模型的等效导纳相等，但梯形法的收敛性差，在开关动作后容易引发持续的数值振荡^[48,49]。

为解决数值振荡问题，一种途径是改变等效支路结构，在等效电容支路串联电阻来抑制振荡的方法被广泛使用^[50]，但这种方法会产生不合实际的有功功率损耗，被称为虚拟功率损耗，从而限制了模型的仿真精度；等效支路附加受控源补偿的恒导纳模型能够较好的补偿开关时刻的暂态误差，从而抑制虚拟功率损耗^[51]，但模型求解时依赖外电路参数，影响仿真效率。

另一种途径是采用具有更高收敛性的积分算法代替梯形积分法，如后退欧拉法^[52]、指数积分法^[53]、Gear-3 积分法^[54]等。高收敛性积分算法可以替代等效电容支路的串联电阻，但开关时刻的暂态误差仍不能完全消除，仍然存在虚拟功率损耗现象。文献[55-57]设计了一种参数化的差分模型，根据应用场景，通过稳态响应匹配和暂态响应匹配来确定差分模型参数，能够实现暂态误差以最快速度收敛，但需要配合使用初始化算法才能实现暂态误差的抑制^[58]。

综合以上，在处理器算力没有较大突破的前提下，恒导纳建模仍是大规模电力电子系统小步长实时仿真的重要手段，但由于恒导纳模型虚拟功率损耗带来较大仿真误差，有必要对虚拟功率损耗的产生机理和抑制措施进行深入探究。

1.2.2 并行多速率仿真技术

由于 MMC 的模块化结构，其子模块的状态更新具有自然的并行计算特性，通常利用数值积分算法将子模块等值为戴维南电路，每个仿真时刻并行更新等值电路参数，适合利用 FPGA 等具有并行计算架构的硬件载体去实现^[59]。

基于子模块的戴维南等值模型，可以进一步得到 MMC 桥臂的戴维南等值模型，极大程度地降低了 MMC 的节点数，但由于桥臂戴维南等值电路参数时变，因此在小步长实时仿真中求解柔性直流输电系统的网络方程仍十分困难，需要借助网络解耦方法，实现进一步的并行化仿真。

当前主流的网络解耦方法如表 1-2 所示。

表 1-2 网络解耦方法
Table 1-2 Network decoupling methods

解耦方法	优点	缺点
传输线解耦 ^[60]	精度高、计算简单	应用场景受限
多区域戴维南等值 ^[61]	精度高、分网位置灵活	计算效率较低
波形松弛法 ^[62]	方便实现、单次计算简单	需要迭代求解
延迟插入法 ^[63]	能够实现支路级细粒度并行计算	需要满足一定拓扑要求

(1) 传输线解耦

传输线解耦方法利用传输线的行波特性实现传输线两端网络的自然解耦，具有较高的仿真精度^[64]。但此方法需要满足传输线的波传输时延大于仿真步长的条件，因此解耦点需要具有足够长度的传输线，方法的应用场景受到限制。

(2) 多区域戴维南等值

多区域戴维南等值（Multi-area Thévenin Equivalent, MATE）方法基于系统网络方程，以节点电压或支路电流为协调变量，利用高斯消去法将网络方程解耦为一个协调变量方程和两个子网网络方程，实现子网间的并行求解^[65]。MATE 方法最初用于潮流计算和短路电流计算^[66]，后逐渐被应用于电力系统电磁暂态仿真领域。按照协调变量的不同，MATE 方法分为节点撕裂法^[67]和支路切割法^[68]。基于 MATE 方法的系统求解效率与协调变量的选取、子网数量和协调层网络的规模等均相关，所以尽管其能够实现在任意位置解耦，并且没有计算误差，但考虑计算效率时仍需谨慎选择解耦点^[69]。

对于 MMC 小步长实时仿真，由于桥臂状态始终处于动态变化之中，当以换流站为子网时，子网的节点导纳矩阵求逆问题会严重限制系统电磁暂态仿真速度；当以桥臂为子网时，会造成系统分块小而多，协调量众多，也会限制系

统求解效率,因此该算法在大规模电力电子系统小步长实时仿真中的应用受限。

(3) 波形松弛法

波形松弛(Waveform Relaxation, WR)法的原理是在网络解耦点处以受控电压源或受控电流源作为两侧子网的接口,实现电气上的解耦,并以受控电源的控制信号作为两侧子网的联接信号^[70]。由于控制信号直接引用上一个仿真步长节点电压或支路电流的历史值,使得单步求解会产生较大误差而导致结果失真或数值失稳,通常情况下,每个仿真步长内,子网间需要通过多次迭代来逼近“真实解”。

尽管目前针对波形松弛法的收敛性和迭代速度提出许多改进措施^[71-73],如窗口加速方法、预处理加速方法和波形预测加速方法等,但由于迭代过程仍然存在,导致计算量成倍增加,通常不能满足小步长实时仿真的需求,因此难以应用于柔性直流小步长实时仿真平台建设。

(4) 延迟插入法

延迟插入法(Latency Insertion Method, LIM)借助电感、电容元件的特定拓扑结构,利用显示积分算法实现网络节点电压和支路电流的延时解耦^[74]。但显示积分法的数值稳定性较差,对此有研究采用具有二阶精度的半隐式数值积分方法——蛙跳法来降低数值失稳的风险^[75]。

目前已有研究将 LIM 应用于电力电子实时仿真领域,例如文献[76]利用 LIM 实现了直流微网的小步长实时仿真,但 LIM 的使用需要满足一定的拓扑条件,通常需要人为地附加电感或电容来构造应用场景,另外,为了保证数值稳定,对附加元件的参数和系统的仿真步长都有严格要求^[77,78],这不仅会增加建模工作量,同时也会改变系统特性。尤其对于柔性直流输电系统,附加元件极有可能造成柔直高频阻抗特性失真,影响柔性直流高频振荡问题研究。

在网络解耦的基础上,利用多速率仿真技术可以进一步提高系统求解效率、降低资源占用率^[79,80]。对于 MMC 等具有快动态特性的电力电子设备采用小步长仿真,对于具有慢动态特性的传统交流电网采用大步长仿真,是当前多速率仿真技术的共识^[81],其中多速率仿真数据的交互是影响仿真精度的关键环节,但当前研究大多针对多速率仿真的实现过程^[82-84],鲜有关注其对系统高频特性仿真精度的影响。

综合以上分析,针对柔性直流输电系统的并行多速率仿真,不能仅依靠单一的网络解耦方法,需要考虑仿真技术造成的系统高频特性差异,建立适用于柔性直流输电系统的并行多速率仿真模型,使得仿真结果能够更加精确地反映柔性直流与交流电网间的高频交互作用。

1.2.3 实时仿真平台硬件架构

实时仿真的快速计算和并行计算需要依靠高性能硬件处理器来实现,例如利用主频高的 CPU 可以提高模型、算法的求解速度,利用 CPU 集群、或具有并行计算架构的 GPU 或 FPGA 可以实现模型、算法的并行求解。

(1) CPU 集群架构

随着集成工艺的提升,目前在单个 CPU 内能够集成多个核心,实现基于多核 CPU 的并行计算,但由于核心数目和单个核心的计算能力有限,同时 PC 机能够装载的 CPU 数目有限,为了实现超大规模电力系统实时仿真,目前的商业化实时仿真平台都建立在基于 PC 机群构建的 CPU 集群硬件架构上,如 RTDS 公司的 RTDS^[85]、OPAL-RT 公司的 HYPERSIM^[86]和中国电科院的 ADPSS^[87]等。

由于仿真装置价格高,为了迎合电力系统规模的快速扩张,商业化实时仿真平台大多可以实现基于地理分布式的实时仿真装置的联合仿真功能^[88]。由于 CPU 集群内部,不同 PC 机之间存在数据交互的延时问题和数据接口的稳定性问题^[89],限制了超大规模电力系统仿真的精度和效率,为此中国电科院开发了基于超级计算机多核并行计算架构的新一代特高压交直流电网仿真平台^[90]

(New Generation UHVAC/DC Power Grid Simulation Platform, NGSP),能够解决 PC 机群间的海量数据交互问题。

(2) GPU 架构

GPU 的核心数众多,相比于 CPU 更加适合用于并行计算,能够实现指令级并行,目前在电力系统仿真领域正在进行探索性应用^[91]。

由于 GPU 的控制和缓存单元数量较少,而 CPU 在该方面具有较强的优势,因此目前针对 GPU 仿真功能的开发一般基于 CPU+GPU 硬件架构。例如,文献[92]利用 CPU 对含柔性直流的大规模电力系统进行解耦操作,再利用 GPU 实现解耦系统的实时仿真计算;文献[93]利用 CPU 和 GPU 对 Crout 算法进行优化加速,实现电力系统电磁暂态方程的并行 LU 分解;文献[94]利用 GPU 进行 MMC 桥臂等值计算和子模块电容电压均衡控制,利用 CPU 进行系统求解和 MMC 电流矢量控制,实现三端柔性直流输电系统实时仿真计算。除此之外, GPU 已被一些成熟的电磁暂态仿真平台用于自身的平台建设,如清华大学自主研发的高性能电磁暂态云仿真平台 CloudPSS^[95]。

然而, GPU 的并行计算性能相比于 FPGA 存在劣势,其流水线并行计算能力受限,当数据以数据流形式进行处理时, FPGA 在时间性能方面更具优势。由于 MMC 在仿真过程中涉及到众多子模块的更新计算,难以实现完全数据并行,因此目前大多利用 FPGA 流水线并行计算能力来实现 MMC 仿真计算。

(3) FPGA 架构

FPGA 具有比 GPU 更加强大的并行计算能力,另外还具有丰富的接口资源,方便实现各种通信标准,易于和实际控制保护装置构成硬件在环,因此在实时仿真领域被广泛应用。

目前 FPGA 被广泛用于商业化实时仿真平台,如 RTDS^[96]、RT-LAB^[97]和 ADPSS^[98]都开发了基于 FPGA 的电力电子系统小步长实时仿真装置。对于柔性直流输电系统实时仿真,商业化仿真平台一般以 CPU+FPGA 为硬件架构,利用 FPGA 实现 MMC 桥臂等值模型的更新计算和均压控制,利用 CPU 实现系统求解和控制系统计算^[99]。由于商业化实时仿真平台的模型的集成度高、灵活性差,为此目前许多研究基于对 FPGA 的自主开发实现仿真平台的模型拓展和算法优化,包括对子模块类型的扩展^[100]、对子模块内部故障模拟能力的提升^[101]、对电容电压均衡控制算法的优化^[102]、对 MMC 控制系统的并行实现^[103]等。

由于目前 RTDS 等商业化实时仿真平台对其网表文件的严格把控,导致用户对 FPGA 仿真功能的开发受到限制,目前国内学者开始探索研发完全基于 FPGA 的实时仿真平台,如文献[104]建立了基于多 FPGA 的 12 级联 H 桥静止同步补偿器小步长实时仿真平台;文献[105,106]建立了包含光伏、蓄电池的有源配电网 FPGA 实时仿真平台。目前 FPGA 在仿真领域的应用正处于高速发展阶段,基于 FPGA 硬件架构的实时仿真仍有很大研发空间。

1.2.4 柔性直流并网系统高频振荡抑制

基于电磁暂态仿真的时域仿真法和频率扫描法是当前研究柔性直流输电系统稳定性问题的重要方法,基于柔性直流实时仿真平台能够更高效地开展柔性直流并网系统高频振荡问题的机理分析和抑制策略研究工作。

相关研究表明,控制链路延时是造成柔性直流并网系统高频振荡的重要原因^[107,108]。因此,缩减控制链路延时是抑制高频振荡的重要手段之一。然而,实际高压大容量柔性直流输电工程中,包括采样延时、通信延时、计算延时等在内的控制链路延时不仅受控制算法、硬件装置等因素影响,还受运行环境的影响,导致控制链路延时难以缩减^[109]。

从阻抗特性角度看,振荡现象是由于系统谐振点附近阻尼不足导致的^[110,111],因此抑制振荡问题的一类有效方法是改善系统阻尼,目前对抑制高频振荡行之有效的阻抗重塑方法主要是附加阻尼控制和附加无源滤波装置^[112]。

柔性直流系统采用 dq 轴解耦的内外环控制方式,由于外环控制仅影响基频附近的阻抗特性,因此,针对柔性直流系统高频振荡现象的抑制主要采用在内环附加阻尼控制的方法^[113-115]。利用在内环控制的前馈电压环节附加一阶低通

滤波的方法，解决了渝鄂工程南通道调试过程中鄂侧出现的高频振荡现象，但同样的方法应用在渝侧系统却无法消除高频振荡现象，只能使振荡频率发生转移。文献[116]在前馈电压附加低通滤波环节的基础上，提出电压经阻尼控制器后与参考电流叠加的附加控制方案，可以解决渝侧系统的高频振荡问题，但由于需要协调平衡多个潜在谐振点，导致阻尼控制器阶数高，参数设计复杂，而且控制器参数的适应能力有待考察。文献[117]提出前馈电压附加陷波环节，以补偿特定频率处的相位，能降低对控制系统性能的影响，但所用交流模型简单，系统谐振点单一，不能充分再现实际情况。文献[59]在前馈电压附加低通滤波的基础上，提出反馈电流附加自适应级联陷波环节的振荡抑制方案，能够适应电网运行方式改变，但需要监测到振荡发生后才能进行抑制。由于线性滤波无法消除高频振荡风险，文献[10]提出前馈电压附加非线性滤波的振荡抑制策略，但其严重削弱了电压前馈环节的作用效果，会对控制器性能造成较大影响。

目前用于抑制高频振荡的附加阻尼控制策略形式单一且存在局限，而无源滤波装置的作用效果不受控制系统影响，能够提供稳定阻尼，但目前多用于抑制新能源并网逆变器高频谐波的 LCL 滤波器存在谐振问题^[118,119]，其无源阻尼方式会增大功率损耗^[120]，有源阻尼方式会受控制延时作用而对系统稳定性造成影响^[121]。另外，LCL 滤波器多用于抑制基于脉冲宽度调制（Pulse Width Modulation, PWM）的低压小容量电压源型换流器开关动作产生的高频谐波，其与基于 MMC 的柔性直流输电系统高频振荡机理不同，LCL 滤波器的有效性将受到限制，另外其参数设计方法将不再适用。文献[122]提出在公共耦合点（Point of Common Coupling, PCC）并联 A 型滤波器能够抑制鲁西直流工程各种工况下的高频振荡现象，但未对滤波器参数设计进行深入研究。

目前对于柔直并网系统高频振荡抑制还未形成统一方案，对于抑制策略的作用机理以及参数设计等方面仍有继续深入探讨的空间。

1.3 课题研究内容及章节安排

本课题围绕柔性直流实时仿真，建立电力电子器件高精度恒导纳模型，提出柔性直流并行多速率仿真方法，开发完全基于 FPGA 的柔性直流输电系统实时仿真平台，并基于所开发的实时仿真平台开展柔性直流并网系统高频振荡问题研究并提出振荡抑制策略，具体研究内容有：

（1）研究电力电子器件恒导纳模型虚拟功率损耗产生机理，提出能够改善恒导纳模型仿真精度的建模方法。针对所提的电力电子器件高精度恒导纳模型，提出模型参数优化设计方法，进一步降低虚拟功率损耗。考虑电力电子仿真中插值算法的作用效果，研究能够扩展恒导纳模型应用场景的方法。

(2) 研究针对柔性直流输电系统拓扑结构的网络解耦方法及其精度性能, 提出能够保证系统高频特性仿真精度的并行仿真方法。研究多速率仿真的数据交互原则, 建立多速率仿真数据同步机制, 分析多速率仿真中柔性直流交流侧阻抗高频特性仿真精度的影响因素, 建立适用于柔性直流高频振荡问题研究的并行多速率仿真模型。

(3) 研究基于 FPGA 的柔性直流一次系统并行化电磁暂态求解方法, 研究基于 FPGA 的柔性直流控制系统模块化和并行化计算方法, 开发 FPGA 板间通信接口, 针对 FPGA 进行资源优化配置和时序优化设计, 构建适用于振荡问题研究、高度集成的柔性直流输电系统实时仿真平台。

(4) 借助所开发的实时仿真平台研究柔性直流并网系统交直流阻抗特性和高频振荡机理, 研究附加阻尼控制策略作用原理和失效机理, 分析无源阻尼抑制策略作用效果, 提出能够适应电网复杂多变工况的无源阻尼抑制方案以及无源装置参数设计方法, 基于实时仿真平台验证高频振荡抑制策略的作用效果。

本文第2章-第5章分别对应研究内容(1)-(4), 第6章总结全文并对后续研究做出展望, 各研究内容之间具有如下联系: 研究内容(1)针对电力电子器件建模, 将提出具有较高仿真精度和仿真效率的电力电子器件模型, 并作为其中一环参与研究内容(2)中的柔性直流输电系统并行多速率仿真模型的构建; 研究内容(2)针对柔性直流输电系统电磁暂态求解, 将建立柔性直流输电系统并行多速率仿真的系统模型, 其中桥臂建模部分基于研究内容(1)提出的元件模型, 实现 MMC 闭锁工况仿真功能; 研究内容(3)基于研究内容(2)提出的系统模型, 开发柔性直流输电系统一次系统求解器和 MMC 控制器, 构建柔性直流输电系统多速率实时仿真平台, 将作为研究工具和验证手段, 为研究内容(4)提出高频振荡抑制策略提供仿真技术支撑。综合以上, 本文研究内容的整体框架如图 1-3 所示。

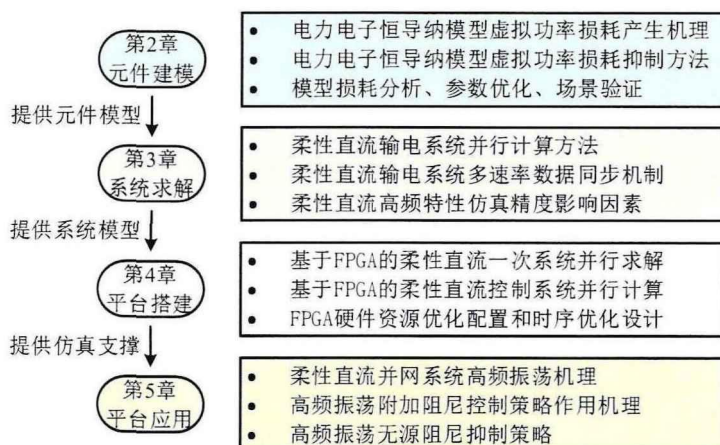


图 1-3 论文研究内容整体框架

Fig. 1-3 General research structure of this thesis

第2章 电力电子器件高精度恒导纳建模方法

2.1 引言

电力电子器件建模是电力电子系统电磁暂态仿真的关键技术,对于离线电磁暂态仿真,电力电子器件大多采用双值电阻模型,其仿真精度较高但仿真效率较低,无法应用于实时仿真。目前,商业化实时仿真平台大多采用恒导纳模型模拟电力电子器件的开关特性,恒导纳模型支路导纳恒定的特点使电磁暂态求解变得简单高效,但恒导纳模型自身的物理性质使得模型在开关动作频繁的电力电子系统仿真中精度性能较差,表现为数值振荡现象和虚拟功率损耗问题。当前针对恒导纳建模问题的研究大多关注其采用的数值积分方法,旨在加速数值振荡衰减,但对于降低虚拟功率损耗的作用很小。另外,目前常采用的补偿策略和初始化策略等均忽略了离线电磁暂态仿真中插值算法的作用效果,采用理想假设条件,限制了模型的应用场景。

为了提高恒导纳模型的仿真精度,本章首先分析了恒导纳模型虚拟功率损耗的产生机理,从物理层面揭示了产生虚拟功率损耗的原因;其次,先后从补偿功率损耗的角度和在功率损耗根源进行抑制的角度提出了两种改善恒导纳模型仿真精度的方法,并分别进行了参数设计和损耗分析,同时考虑了插值算法的作用效果,拓展了模型的应用场景;最后,基于 PSCAD/EMTDC 仿真平台的自定义功能实现了所提建模方法,并验证了模型的仿真精度。

2.2 恒导纳模型基本原理

恒导纳模型如图 2-1 所示,导通状态等效为电感支路,关断状态等效为电容支路。在进行电磁暂态计算时,通常采用数值积分方法将电容、电感元件进行差分化处理,使储能元件等效为受控电流源并联等效电导的诺顿电路,或受控电压源串联等效电导的戴维南电路,等效电路参数随数值积分方法不同而有所差异。

PSCAD/EMTDC 采用隐式梯形积分算法求解仿真系统,隐式梯形积分算法下恒导纳模型的等效电路参数如式(2-1)所示。

隐式梯形积分算法的截断误差相对较小,能够使等效电路更加符合储能元件的电气特性,但该数值方法不能为差分电路提供阻尼,在状态量突变时会引发数值振荡,使用此方法建立的恒导纳模型在开关切换后会产生持续的数值振荡,严重影响仿真精度。

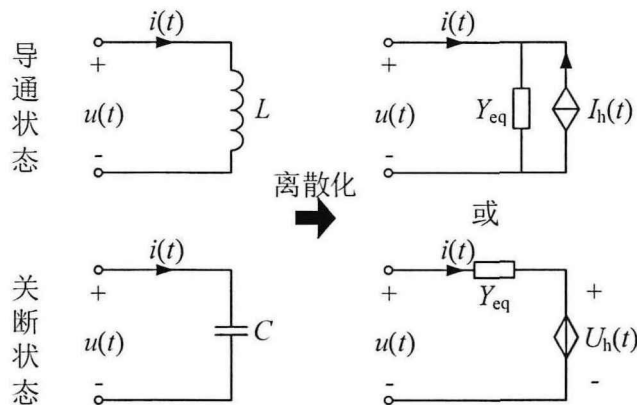


图 2-1 恒导纳模型

Fig. 2-1 Fixed-admittance model

$$\begin{cases} Y_{eq_T} = \frac{\Delta t}{2L} = \frac{2C}{\Delta t} \\ I_{h_T}(t) = \begin{cases} -i(t - \Delta t) - Y_{eq_T} u(t - \Delta t) & \text{on} \\ i(t - \Delta t) + Y_{eq_T} u(t - \Delta t) & \text{off} \end{cases} \\ U_{h_T}(t) = I_{h_T}(t) / Y_{eq_T} \end{cases} \quad (2-1)$$

式中 Δt —— 仿真步长；

T—— 隐式梯形积分法。

针对数值振荡问题，RTDS 小步长元件库中的电力电子器件恒导纳模型通过在电容支路串联电阻的方式来衰减振荡，如图 2-2 所示，是目前广泛应用的一种建模方法。

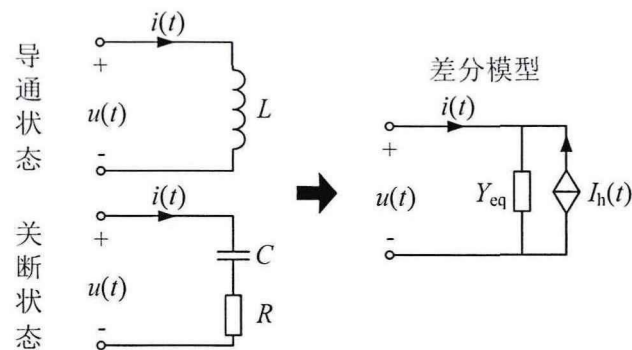


图 2-2 RTDS 恒导纳模型

Fig. 2-2 Fixed-admittance model of RTDS

RTDS 恒导纳模型的导通状态等效为电感支路，关断状态等效为电容与电阻的串联支路，模型同样采用隐式梯形积分算法，离散后的差分电路为等效电导并联等效电流源的诺顿形式，等效电路参数如式(2-2)所示。

图 2-2 中模型的电感、电容和电阻参数不仅影响模型的稳定性，还影响模型精度，为最小化虚拟功率损耗，模型参数需要满足式(2-3)所示关系^[46]。

$$\begin{cases} Y_{eq} = \frac{\Delta t}{2L} = 1 / (R + \frac{\Delta t}{2C}) \\ I_h(t) = \begin{cases} -i(t - \Delta t) - Y_{eq}u(t - \Delta t) & \text{on} \\ (1 - 2RY_{eq})i(t - \Delta t) + Y_{eq}u(t - \Delta t) & \text{off} \end{cases} \end{cases} \quad (2-2)$$

$$\begin{cases} L = \frac{\sqrt{2}(\Delta t F)U}{I} \\ C = \frac{(\Delta t F)^2}{L} \\ R = \frac{2L}{\Delta t} - \frac{\Delta t}{2C} \\ F = \frac{1}{2(\sqrt{\delta^2 + 1} - \delta)} \end{cases} \quad (2-3)$$

式中 U —— 额定开关电压；

I —— 额定开关电流；

δ —— 阻尼系数，典型值为 0.9。

另外一种衰减振荡的方法是利用收敛性较强的其他数值积分算法替代隐式梯形积分算法，如后退欧拉法。后退欧拉积分算法下，图 2-1 中等效电路的参数如式(2-4)所示。

$$\begin{cases} Y_{eq_B} = \frac{\Delta t}{L} = \frac{C}{\Delta t} \\ I_{h_B}(t) = \begin{cases} -i(t - \Delta t) & \text{on} \\ Y_{eq_B}u(t - \Delta t) & \text{off} \end{cases} \\ U_{h_B}(t) = I_{h_B}(t) / Y_{eq_B} \end{cases} \quad (2-4)$$

式中 B —— 后退欧拉积分法。

由于衰减数值振荡的方法会引入额外阻尼，以及由于恒导纳模型储能元件的影响，导致目前恒导纳模型的虚拟功率损耗问题较为严重，这会影响模型的仿真精度，以下详细分析恒导纳模型虚拟功率损耗的产生机理。

2.3 虚拟功率损耗产生机理

2.3.1 储能元件产生的虚拟功率损耗

普遍认为，基于理想开关模型的电力电子系统仿真不存在功率损耗现象。而恒导纳模型由于使用了电感和电容支路来等效电力电子器件的导通和关断状态，在开关动作时刻无法避免电容电压和电感电流的突变，从而产生功率损耗。

将整个开关过程分解为 2 个阶段，第 1 个阶段是从上一个开关状态的稳态接

收到开关动作指令到切换开关状态的这一阶段,历时一个仿真步长;第2个阶段是从完成开关状态切换,经历振荡衰减,达到稳态的这一过程。

在开关过程的第2个阶段,尽管随着振荡衰减储能元件中的能量发生了变化,但储能元件不消耗能量,变化的能量仍然在电路中流动而保持守恒;反观开关过程的第1阶段,尽管持续时间很短,但随着开关状态的改变,恒导纳模型的等效元件改变,前一个状态下的等效元件中储存的能量凭空消失,这是造成虚拟功率损耗的重要原因。

以单个电力电子器件恒导纳模型为例,假设流过开关支路的电流为 $i(t)$,开关支路两端的电压为 $u(t)$,则储能元件产生的虚拟功率损耗分为以下两种情况:

(1) 情况1 $t=t_1$ 时刻,开关为导通状态,且处于稳态,此时开关支路等效为电感支路,开关支路两端的电压 $u(t_1) \approx 0$,电感中的能量为 $Li^2(t_1)/2$,此时开关接收到关断指令并执行关断操作, $t=t_1+\Delta t$ 时刻,开关切换为关断状态,由于 $u(t_1) \approx 0$,即关断支路的电容元件的初始能量为0,因此开关支路从导通状态切换为关断状态这一过程中损耗的能量为 $Li^2(t_1)/2$;

(2) 情况2 $t=t_2$ 时刻,开关为关断状态,且处于稳态,此时开关支路等效为电容支路,流过开关支路的电流 $i(t_2) \approx 0$,电容中的能量为 $Cu^2(t_2)/2$,此时开关接收到导通指令并执行导通操作, $t=t_2+\Delta t$ 时刻,开关切换为导通状态,由于 $i(t_2) \approx 0$,即导通支路的电感元件的初始能量为0,因此开关支路从关断状态切换为导通状态这一过程中损耗的能量为 $Cu^2(t_2)/2$ 。

根据以上分析可知,随着开关频率增加,开关切换过程增多,恒导纳模型中的储能元件产生的虚拟功率损耗会随之增加,这是造成恒导纳模型在高开关频率下仿真精度不足的主要原因之一。

2.3.2 数值积分算法产生的虚拟功率损耗

尽管恒导纳模型的损耗大部分来源于储能元件的能量丢失,但仍有一部分损耗是由数值积分算法导致的。

利用隐式梯形积分算法对电感电容元件求解虽然不会使电感、电容的感性、容性出现误差,但是在恒导纳模型的应用过程中,为衰减隐式梯形积分算法带来的持续数值振荡,需要为电容支路串联额外阻尼,虽然电容支路稳态时相当于断路状态,通过的电流很小,但附加电阻的阻值一般较大,并且从状态量突变到衰减至稳定的过程中,附加电阻会消耗更多的能量。

除了人为添加阻尼外,后退欧拉积分算法同样能够为恒导纳模型提供附加阻尼,以下通过公式变化和物理等效,量化后退欧拉积分算法对模型损耗的影响。

对公式(2-4)进行变形,导通状态下有式(2-5)所示形式,关断状态下有式(2-6)

所示形式。

$$\begin{aligned} I_{h_B}(t) &= -i(t - \Delta t) + u(t - \Delta t)Y'_{eq_T} - u(t - \Delta t)Y'_{eq_T} \\ &= -i'(t - \Delta t) - u(t - \Delta t)Y'_{eq_T} \\ &= I'_{h_T}(t) \end{aligned} \quad (2-5)$$

$$\begin{aligned} U_{h_B}(t) &= i(t - \Delta t) / Y'_{eq_T} + u(t - \Delta t) - i(t - \Delta t) / Y'_{eq_T} \\ &= i(t - \Delta t) / Y'_{eq_T} + u''(t - \Delta t) \\ &= U'_{h_T}(t) \end{aligned} \quad (2-6)$$

式中 $Y'_{eq_T} = \Delta t / (2L) = Y_{eq_B} / 2$;

$Y''_{eq_T} = 2C / \Delta t = 2Y_{eq_B}$ 。

按照上述变换形式,电感元件的后退欧拉法差分模型可以转化为梯形法差分模型并联电阻的形式;电容元件的后退欧拉法差分模型可以转化为梯形法差分模型串联电阻的形式,如图 2-3 所示。

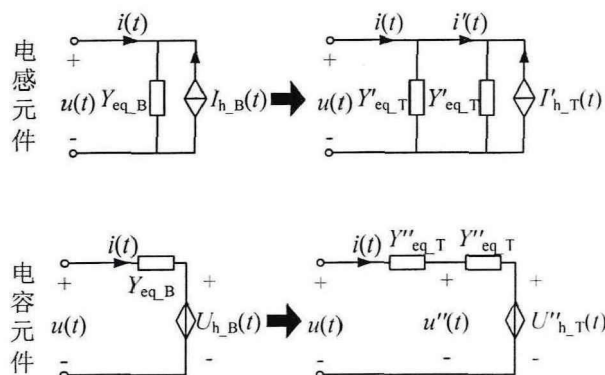


图 2-3 后退欧拉法差分模型的等效变换

Fig. 2-3 Equivalent transformation of difference model of backward Euler method

以梯形法差分模型为准,当采用后退欧拉法求解电感、电容元件时,电感元件的差分模型在连续时间域中等效为理想电感并联电阻的形式,电容元件的差分模型在连续时间域中等效为理想电容串联电阻的形式,如图 2-4 所示。

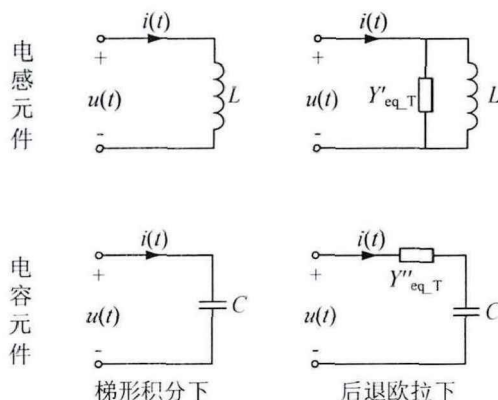


图 2-4 数值积分下的等效物理模型

Fig. 2-4 Equivalent physical model under numerical integration

由此可见,后退欧拉法会使电感元件产生并联电阻损耗,使电容元件产生串联电阻损耗。

综合以上分析,恒导纳模型的虚拟功率损耗,除了开关时刻储能元件自身造成的损耗外,还包含数值积分算法造成的损耗。但由于恒导纳模型的导通状态模拟短路状态,端口电压很小;关断状态模拟断路状态,端口电流很小,因此稳态时由数值积分算法造成的损耗亦很小,仅在开关时刻的暂态过程中有相对较大的损耗。

2.4 基于负电阻补偿的恒导纳模型

2.4.1 模型结构及计算逻辑

相较于梯形积分算法,后退欧拉法的收敛性更强;相较于高阶积分算法,后退欧拉法迭代格式更加简单,因此,本文采用后退欧拉法建立差分模型。由于后退欧拉法能够加速暂态误差收敛,抑制数值振荡,因此可以省略图 2-2 中的附加电阻。本节从补偿虚拟功率损耗的角度出发,考虑在开关支路中附加能够发出功率的负电阻元件,同时考虑到关断状态下开关支路的稳态电流近似为 0,因此选择在开关支路的通态模型中串入负电阻,如图 2-5 所示。

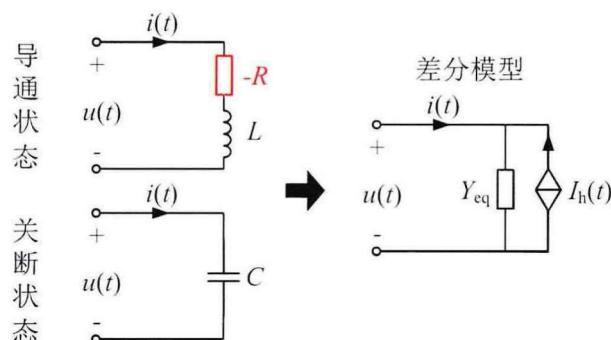


图 2-5 基于负电阻补偿的恒导纳模型

Fig. 2-5 Fixed-admittance model based on compensation of negative resistance

后退欧拉积分算法下负电阻补偿模型的差分电路等效参数满足式(2-7)。

$$\begin{cases} Y_{eq} = 1 / \left(\frac{L}{\Delta t} - R \right) = \frac{C}{\Delta t} \\ I_h(t) = \begin{cases} -(1 + RY_{eq})i(t - \Delta t) & \text{on} \\ Y_{eq}u(t - \Delta t) & \text{off} \end{cases} \end{cases} \quad (2-7)$$

电力电子器件的开关状态由触发信号和支路电气量决定,单一器件导通与关断的判断条件相对简单,而目前柔性输电系统中常采用如图 2-6 所示的 IGBT 反向并联续流二极管的结构,为了不失一般性,本章从这一特殊结构出发展开研究,

以下简称此结构为开关模块。

在实时仿真中为了降低网络方程的维数，通常对开关模块整体建模。受全控型电力电子器件影响，当 IGBT 导通时，开关模块形成双向电流通路，由于触发时刻相对随机，通常会导致开关支路的电流阶跃，采用恒导纳模型时会产生暂态误差引发虚拟功率损耗，因此在触发导通阶段采用负电阻补偿；当 IGBT 关断时，开关模块仅由续流二极管提供单向电流通路，一般在零电压、零电流处导通和关断，开关频率低，功率损耗小，一般不需要进行补偿。综合以上，结合所提建模方法，开关模块恒导纳模型的计算逻辑如图 2-6 所示，其中， G 为 IGBT 触发信号，1 为触发导通，0 为触发关断。当 $G=0$ 时，拓扑自动退化为二极管电路，由于采用电感和电容来等效导通和关断，因此不能以导通状态下电压小于 0 为关断依据，不能以关断状态下电流大于 0 为导通依据。

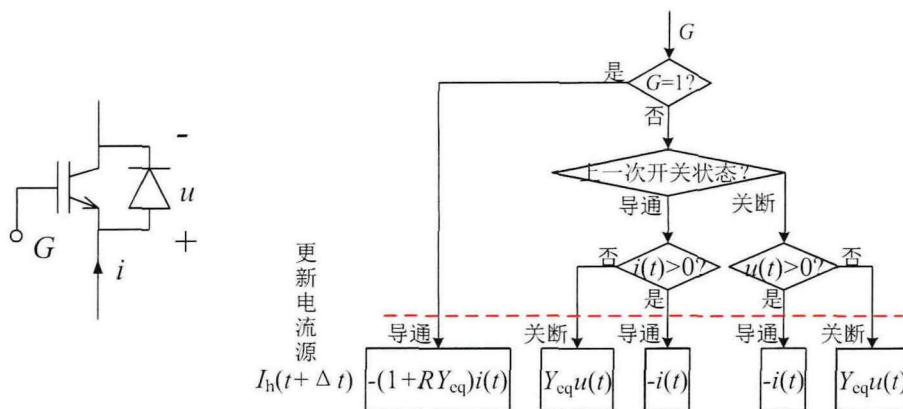


图 2-6 开关模块恒导纳模型计算逻辑

Fig. 2-6 Calculation logic of fixed-admittance model of switching module

假设一个开关模块在一个开关周期 T 内触发导通时间为 t ，则负电阻能够提供的平均补偿功率 P_{comp} 可表示为式(2-8)。

$$P_{\text{comp}} = \frac{R \int_0^t i^2(t) dt}{T} \quad (2-8)$$

以三相两电平 VSC 为例，如图 2-7 所示，稳态时换流器同相 2 个桥臂的触发信号相反，开关状态也相反，在一个基波周期 T 内，上下桥臂导通的时间总计为 T ，若忽略开关时刻桥臂电流暂态误差对补偿功率的影响，则可以近似地看作交流电流直接流过负电阻，设换流器额定交流电流为 I_{ac} ，则单个换流器能够提供的平均补偿功率 P_{comp} 可表示为式(2-9)。

$$P_{\text{comp}} \approx 3I_{\text{ac}}^2 R \quad (2-9)$$

虽然通过增大负电阻可以提高功率补偿效果，但由于增大负电阻会使系统特征根向右移动，对系统稳定性有不利影响，因此负电阻不能无限制增大。由开关

器件构成的切换系统根据开关状态的不同可以分为多个子系统，尽管负电阻的引入使子系统不稳定，但当满足一定切换律时，仍可以实现切换系统的稳定。以下将以图 2-7 所示拓扑结构为例，以暂态误差最小和切换系统稳定为目标，设计和计算恒导纳模型的导纳参数和负电阻保守边界值。

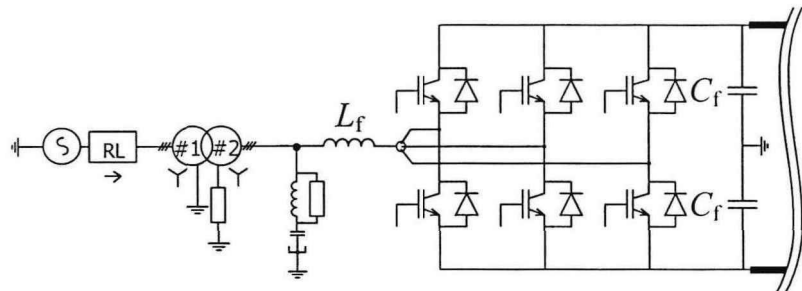


图 2-7 三相两电平 VSC 拓扑
Fig. 2-7 Topology of three-phase two-level VSC

2.4.2 参数优化设计

2.4.2.1 基于暂态误差最小的参数优化

恒导纳模型在开关切换时刻的暂态误差与虚拟功率损耗存在紧密联系，可以用暂态误差来衡量功率损耗水平以及模型的仿真精度。为更好地表征开关切换时刻的暂态误差与模型参数之间的关系，本节凭借储能元件在开关切换时刻的暂态能量与稳态时的能量之间的误差来反映开关切换时刻的暂态误差。

换流器稳态工况下直流电压近似为常数，交流电流近似为正弦，由于三相对称所以分析暂态误差时可以将三相解耦，因此本文采用如图 2-8 所示的单相差分电路进行分析，其中， i_{ac} 为单相交流电流， U_{dc} 为直流电压，下标 u 表示上桥臂，下标 d 表示下桥臂。

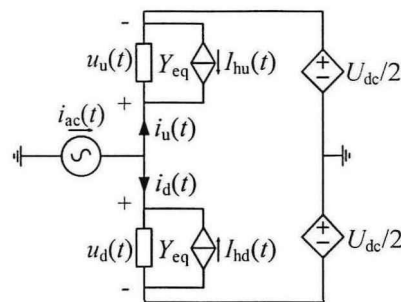


图 2-8 单相差分电路
Fig. 2-8 Single-phase differential circuit

图 2-8 所示单相电路存在如下 2 种切换过程。

（1）切换过程 1 设 $t < t_1$ 时，上桥臂导通，下桥臂关断； $t = t_1$ 时刻，上桥臂触发关断，下桥臂触发导通。

在切换过程 1 中, 认为 $t < t_1$ 时, 电路已经达到稳态, 则 $t = t_1$ 时, 电路中的电气量满足式(2-10)。

$$\begin{cases} u_u(t_1) \approx -Ri_{ac}(t_1) & i_u(t_1) \approx i_{ac}(t_1) \\ u_d(t_1) \approx U_{dc} - Ri_{ac}(t_1) & i_d(t_1) \approx 0 \end{cases} \quad (2-10)$$

根据式(2-7)和(2-10), 等效电流源 I_{hu} 、 I_{hd} 可表示为式(2-11)。

$$\begin{cases} I_{hu}(t_1 + \Delta t) = Y_{eq}u_u(t_1) = -Y_{eq}Ri_{ac}(t_1) \\ I_{hd}(t_1 + \Delta t) = -(1 + RY_{eq})i_d(t_1) = 0 \end{cases} \quad (2-11)$$

根据开关状态改变后等效电流源的初值 $I_{hu}(t_1 + \Delta t)$ 、 $I_{hd}(t_1 + \Delta t)$ 求解图 2-8 所示电路, 得到上桥臂等效电容和下桥臂等效电感的状态变量的初始暂态值, 可表示为式(2-12)。

$$\begin{cases} u_u(t_1 + \Delta t) = \frac{i_{ac}(t_1 + \Delta t) - U_{dc}Y_{eq} - Y_{eq}Ri_{ac}(t_1)}{2Y_{eq}} \\ i_d(t_1 + \Delta t) = \frac{i_{ac}(t_1 + \Delta t) + U_{dc}Y_{eq} - Y_{eq}Ri_{ac}(t_1)}{2} \end{cases} \quad (2-12)$$

根据电路结构, 开关状态改变后上桥臂等效电容和下桥臂等效电感的状态变量稳定值满足式(2-13)。

$$\begin{cases} u_u(\infty) = -U_{dc} - Ri_{ac}(\infty) \\ i_d(\infty) = i_{ac}(\infty) \end{cases} \quad (2-13)$$

由于步长 Δt 很小, 并且从开关状态改变到暂态误差收敛至稳态的时间较短, 因此可以近似认为 $i_{ac}(t_1) \approx i_{ac}(t_1 + \Delta t) \approx i_{ac}(\infty)$, 结合式(2-12)和(2-13)可以计算此开关过程中恒导纳模型的暂态能量误差 E_{diff1} , 可表示为式(2-14)。

$$\begin{aligned} E_{diff1} &= \frac{L}{2}[i_d^2(\infty) - i_d^2(t_1 + \Delta t)] + \frac{C}{2}[u_u^2(\infty) - u_u^2(t_1 + \Delta t)] \\ &= \frac{(ai_{ac}^2(t_1) + bU_{dc}i_{ac}(t_1) + cU_{dc}^2)\Delta t}{8Y_{eq}} \end{aligned} \quad (2-14)$$

式中 $a = -Y_{eq}^3R^3 + 4Y_{eq}^2R^2 + 7Y_{eq}R + 2$;

$b = 2Y_{eq}R^2 + 6Y_{eq}^2R$;

$c = 2Y_{eq}^2 - Y_{eq}^3R$ 。

(2) 切换过程 2 设 $t < t_2$ 时, 上桥臂关断, 下桥臂导通; $t = t_2$ 时刻, 上桥臂触发导通, 下桥臂触发关断。

参考切换过程 1 中恒导纳模型的暂态能量误差的计算思路, 可以类比得到切换过程 2 中的恒导纳模型的暂态能量误差 E_{diff2} , 可表示为式(2-15)。

$$E_{\text{diff}2} = \frac{(ai_{\text{ac}}^2(t_2) - bU_{\text{dc}}i_{\text{ac}}(t_2) + cU_{\text{dc}}^2)\Delta t}{8Y_{\text{eq}}} \quad (2-15)$$

设一个基波周期 T 内的开关切换时刻为 $t_n (n=1, 2, \dots, N)$, 则基波周期内的暂态能量总误差 E_{diff} 可表示为式(2-16)。

$$E_{\text{diff}} = \sum_{n=1}^N E_{\text{diff}n} \quad (2-16)$$

鉴于换流器 PWM 载波的高频特性和对称特性, 假设 t_i 时刻发生如切换过程 1 所述的切换过程, 且 $t_i \approx t_1 + T/2$, 则 $i_{\text{ac}}(t_i) \approx -i_{\text{ac}}(t_1)$, $E_{\text{diff}1}$ 、 $E_{\text{diff}i}$ 满足式(2-17)。

$$E_{\text{diff}1} + E_{\text{diff}i} = \frac{(ai_{\text{ac}}^2(t_1) + cU_{\text{dc}}^2)\Delta t}{8Y_{\text{eq}}} + \frac{(ai_{\text{ac}}^2(t_i) + cU_{\text{dc}}^2)\Delta t}{8Y_{\text{eq}}} \quad (2-17)$$

同理, 假设 t_j 时刻发生如切换过程 2 所述的切换过程, 并且 $t_j \approx t_2 + T/2$, 则 $E_{\text{diff}2}$ 和 $E_{\text{diff}j}$ 满足式(2-17)所示的类似关系, 因此, 式(2-16)可以简化为式(2-18)。

$$E_{\text{diff}} = \sum_{n=1}^N \frac{(ai_{\text{ac}}^2(t_n) + cU_{\text{dc}}^2)\Delta t}{8Y_{\text{eq}}} \quad (2-18)$$

极限情况下, 式(2-18)可以转化为对时间的积分形式, 假设 $i_{\text{ac}}(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$, 则式(2-18)可以进一步化简为式(2-19)。

$$E_{\text{diff}} = \int_0^T \frac{(ai_{\text{ac}}^2(t) + cU_{\text{dc}}^2)}{8Y_{\text{eq}}} dt = \frac{aA^2}{16Y_{\text{eq}}} + \frac{cU_{\text{dc}}^2}{8Y_{\text{eq}}} \quad (2-19)$$

求式(2-19)关于 Y_{eq} 的导数, 得到式(2-20)。

$$\frac{dE_{\text{diff}}}{dY_{\text{eq}}} = \frac{a_1 Y_{\text{eq}}^3 + b_1 Y_{\text{eq}}^2 + c_1}{8Y_{\text{eq}}^2} \quad (2-20)$$

式中 $a_1 = -2U_{\text{dc}}^2 R - A^2 R^3$;

$b_1 = 2U_{\text{dc}}^2 + 2A^2 R^2$;

$c_1 = -A^2$ 。

由式(2-20)可知, 当 $R=0$ 时, $E_{\text{diff}}(Y_{\text{eq}})$ 的导数在区间 $Y_{\text{eq}} \in (0, \infty)$ 内只有 1 个零点 $Y_{\text{eq}0}$, $E_{\text{diff}}(Y_{\text{eq}})$ 在区间 $Y_{\text{eq}} \in (0, \infty)$ 内先减小后增大, $E_{\text{diff}}(Y_{\text{eq}})$ 的最小值点为 $Y_{\text{eq}} = Y_{\text{eq}0}$; 当 $R>0$ 时, $E_{\text{diff}}(Y_{\text{eq}})$ 的导数在区间 $Y_{\text{eq}} \in (0, \infty)$ 内存在 2 个零点, 设从小到大依次为 $Y_{\text{eq}1}$ 和 $Y_{\text{eq}2}$, 其中 $Y_{\text{eq}2} = 1/R$, $E_{\text{diff}}(Y_{\text{eq}})$ 在区间 $Y_{\text{eq}} \in (0, Y_{\text{eq}1}]$ 内单调递减, 在区间 $Y_{\text{eq}} \in (Y_{\text{eq}1}, Y_{\text{eq}2}]$ 内单调递增, 在区间 $Y_{\text{eq}} \in (Y_{\text{eq}2}, \infty)$ 内单调递减, 由于 Y_{eq} 不能无限制增大, 因此最优参数应选为 $E_{\text{diff}}(Y_{\text{eq}})$ 的极小值点 $Y_{\text{eq}} = Y_{\text{eq}1}$ 。曲线 $E_{\text{diff}}(Y_{\text{eq}})$ 的走势如图 2-9 所示。

综合以上, 所提模型的最优恒导纳参数 Y_{eq} 满足:

$$Y_{eq} = \frac{A^2 R + A \sqrt{5A^2 R^2 + 8U_{dc}^2}}{4U_{dc}^2 + 2A^2 R^2} \quad (2-21)$$

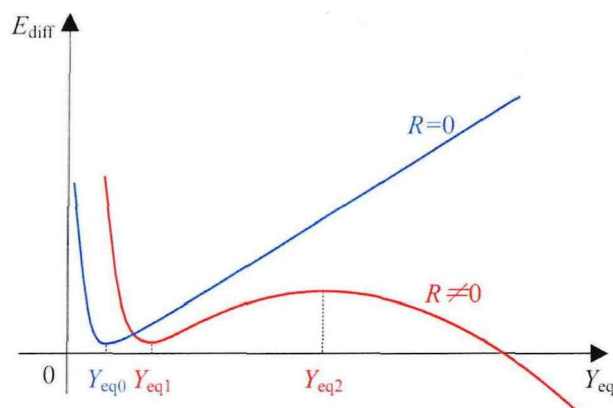


图 2-9 暂态能量误差曲线

Fig. 2-9 Error curve of transient energy

2.4.2.2 基于切换系统稳定的参数优化

电力电子系统是一种典型的切换系统，切换系统的稳定性不仅与子系统稳定性有关，还与子系统驻留时间和系统切换律有关。VSC 采用 PWM 技术，在正弦调制波的作用下，子系统驻留时间具有正弦型周期性变化规律，即切换系统的切换律具有正弦型周期性质，随着 PWM 载波频率 f_c 的变化，子系统的驻留时间改变，切换系统的稳定性也会受到影响。

以图 2-7 所示系统为例，理想情况下不考虑 IGBT 导通关断时延的时候，双端换流器共有 64 种开关状态，即 64 个切换子系统，且换流器控制系统生成的调制波并非标准正弦波，这些因素造成切换系统稳定性分析难度增大。本节通过合理简化将原切换系统稳定性问题映射到一个简单切换系统中求解，通过建立恒导纳模型参数与简单系统稳定性间的关系来确定参数的取值边界。

首先对一次系统进行简化。考虑到稳态情况下，换流电抗器 L_f 网侧电压近似正弦，直流电压近似常数，可以将双端三相系统简化为单端单相系统，简化系统的离散模型如图 2-10 所示，其中，换流电抗 L_f 按照常规的梯形积分算法计算。

其次对控制系统进行简化。考虑到控制器能够为系统提供阻尼，使系统在一定扰动下仍能在平衡点处稳定运行，当以标准正弦波为调制波生成切换律时，系统阻尼变弱，如此简化下得到的系统稳定边界更加保守，因此忽略内外环控制过程，将控制系统简化为直接由标准正弦调制波触发的开环控制形式。

简化切换系统包含 2 个子系统，子系统 1 的状态为上桥臂导通，下桥臂关断；子系统 2 的状态为上桥臂关断，下桥臂导通。

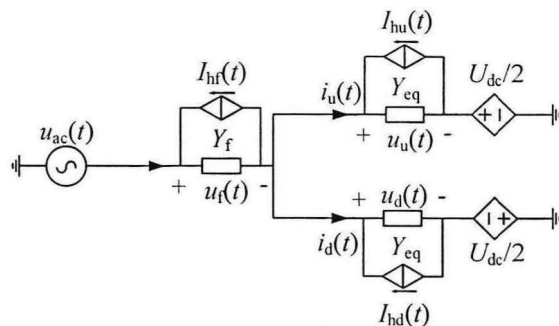


图 2-10 简化切换系统

Fig. 2-10 Simplified switched system

离散系统的状态方程如式(2-22)所示，其中状态变量为等效电流源，输入变量为交流电压和直流电压， $\mathbf{G}$ 为状态矩阵， $\mathbf{H}$ 为输入矩阵。

$$\begin{bmatrix} I_{hf}(t+\Delta t) \\ I_{hu}(t+\Delta t) \\ I_{hd}(t+\Delta t) \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} I_{hf}(t) \\ I_{hu}(t) \\ I_{hd}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{H} \begin{bmatrix} u_{ac}(t) \\ U_{dc} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

根据开关状态推导不同子系统状态方程，此处省略推导过程，子系统 1、子系统 2 的状态矩阵 $\mathbf{G}_1$ 、 $\mathbf{G}_2$ 和输入矩阵 $\mathbf{H}_1$ 、 $\mathbf{H}_2$ 可表示为式(2-23)-式(2-26)。

$$\mathbf{G}_1 = \frac{1}{2Y_{eq} + Y_f} \begin{bmatrix} 2Y_{eq} - Y_f & 2Y_f & 2Y_f \\ Y_{eq}(1 + Y_{eq}R) & (Y_{eq} + Y_f)(1 + Y_{eq}R) & -Y_{eq}(1 + Y_{eq}R) \\ -Y_{eq} & Y_{eq} & Y_{eq} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

$$\mathbf{G}_2 = \frac{1}{2Y_{eq} + Y_f} \begin{bmatrix} 2Y_{eq} - Y_f & 2Y_f & 2Y_f \\ -Y_{eq} & Y_{eq} & Y_{eq} \\ Y_{eq}(1 + Y_{eq}R) & -Y_{eq}(1 + Y_{eq}R) & (Y_{eq} + Y_f)(1 + Y_{eq}R) \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{4Y_{eq}}{2Y_{eq} + Y_f} & 0 \\ -\frac{Y_{eq}Y_f(1 + Y_{eq}R)}{2Y_{eq} + Y_f} & \frac{Y_{eq}(1 + Y_{eq}R)}{2} \\ \frac{Y_{eq}Y_f}{2Y_{eq} + Y_f} & \frac{Y_{eq}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{4Y_{eq}}{2Y_{eq} + Y_f} & 0 \\ \frac{Y_{eq}Y_f}{2Y_{eq} + Y_f} & \frac{Y_{eq}}{2} \\ -\frac{Y_{eq}Y_f(1 + Y_{eq}R)}{2Y_{eq} + Y_f} & -\frac{Y_{eq}(1 + Y_{eq}R)}{2} \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

由于切换系统的状态矩阵随切换律变化,无法利用 Z 变换求取系统的解析解,因此本节采用递推法推导切换系统的数值解,可表示为式(2-27)。

$$I_h(k\Delta t) = G^k I_h(0) + \sum_{j=0}^{k-1} G^j H u[(k-j-1)\Delta t] \quad (2-27)$$

式中 I_h —— 状态变量矩阵;

u —— 输入变量矩阵;

$G^k = G_1^i G_2^{k-i}$, i 为 $0 \sim k\Delta t$ 时间内子系统 1 运行的步长数。

离散系统的稳定性与系统状态矩阵的谱半径有关,其渐进稳定的充分必要条件是迭代状态矩阵 G^k 的谱半径 $\rho(G^k)$ 满足 $\rho(G^k) < 1$ [123]。在非切换系统中,若系统状态矩阵的谱半径 $\rho(G) > 1$,则系统是不稳定的,因为 $\rho(G^k)$ 随着 k 增大而不断增长;而在切换系统中,即使每个子系统状态矩阵的谱半径都大于 1,但 G^k 作为不同状态矩阵的累乘,其谱半径仍可能是小于 1 的,如当 $G_1 = \text{diag}(1.5, 0.5)$, $G_2 = \text{diag}(0.5, 1.5)$ 时, $\rho(G_1 G_2) = 0.75$,而 $\rho(G_1 G_1 G_2) = 1.125$,因此,当切换系统满足一定切换律时能够实现稳定。

综合以上,可以通过 $\rho(G^k)$ 随 k 的变化趋势判断切换系统的稳定性,设调制波周期为 T ,为降低初始误差的影响,定义系统稳定性指标 S 为经过 $\rho(G^k)$ 随时间变化曲线上 $t=0$ 时刻和 $t=4T$ 时刻所对应两点的割线的斜率,可表示为式(2-28)。

$$S = \frac{\rho(G^{1+4T/\Delta t}) - \rho(G^1)}{4T} \quad (2-28)$$

当 Y_{eq} 和 f_c 一定时, S 是关于负电阻 R 的函数,随 R 单调递增。系统运行过程中, Y_{eq} 和 f_c 的值是固定的,原系统负电阻 R 在固定 Y_{eq} 和 f_c 下的取值应满足式(2-29)。

$$S(R)|_{Y_{eq}, f_c} \leq 0 \quad (2-29)$$

以 $R=0$ 为初始值,对式(2-21)和式(2-29)进行交互迭代,直至 R 值满足预设精度,所得 Y_{eq} 和 R 为最优参数。

2.4.3 仿真验证

2.4.3.1 仿真系统

本节基于 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真平台搭建如图 2-7 所示 VSC-HVDC 系统,整流器和逆变器在直流侧以背靠背形式联结,仿真系统参数如表 2-1 所示。

基于 PSCAD/EMTDC 仿真平台的元件自定义功能实现负电阻补偿模型,此外设置 2 组对照组,分别采用 $0.001/10^6 \Omega$ 的双值电阻模型和 RTDS 恒导纳模型(阻尼系数为 0.9)。设置仿真步长为 $2\mu s$,按照前述方法计算模型参数,取负电

阻精度为 0.1Ω ，最终迭代时 $S(R)$ 的局部曲线如图 2-11 所示，其与直线 $S=0$ 交点的横坐标 R_{BV} 即为当前参数下负电阻的保守边界值，开关模型具体参数如表 2-2 所示。

表 2-1 仿真系统参数
Table 2-1 Parameters of simulation system

项目	数值	项目	数值
额定交流电压/kV	420	额定直流电压/kV	± 200
额定有功功率/MW	200	交流等效阻抗/ Ω	$26.45 \angle 80^\circ$
额定无功功率/Mvar	0	换流变压器变比	420/230
换流变压器容量/MVA	1500	换流变压器漏抗/pu	0.1
直流电容 $C_V/\mu\text{F}$	300	换流电抗 L_V/H	0.0724
PWM 载波频率 f_c/Hz	1980	滤波器品质因数	0.08
滤波器截止频率/Hz	450	滤波器补偿容量/Mvar	75

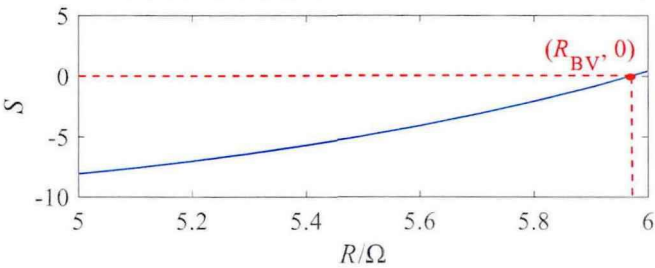


图 2-11 切换系统稳定性指标曲线

Fig. 2-11 Curve of stability index of switched system

表 2-2 开关器件模型参数
Table 2-2 Parameters of switch models

模型	参数		
	电阻/ Ω	电感/mH	电容/nF
双值电阻模型	$0.001/10^6$	—	—
RTDS 模型 ($\delta=0.9$)	1.434×10^3	1.789	2.818
负电阻补偿模型	-5.9	1.6	2.519

2.4.3.2 稳态工况仿真

稳态下的系统响应情况如图 2-12 所示。桥臂电流在一个开关过程中的变化情况如图 2-12 a)所示，由于 RTDS 模型串联较大电阻，在开关过程中暂态误差近似指数衰减，负电阻补偿模型采用后退欧拉积分算法，具有振荡衰减的形式，但从收敛速度上看，两种方法大致相同。另外，对比无负电阻补偿的后退欧拉法

模型,可以看出,附加负电阻并不会降低模型的收敛性。

逆变站输出的交流电流的谐波含量如图 2-12 b)所示,负电阻补偿模型与双值电阻模型的高频谐波分量近似一致,RTDS 模型谐波含量略高;恒导纳模型基频附近的低次谐波含量高于双值电阻模型的低次谐波含量,其中,RTDS 模型的谐波含量最高,但均低于 1.5%,具有相对良好的谐波特性。

逆变站输出的有功功率如图 2-12 c)所示,由于双值电阻模型导通状态下存在电阻,因此仍会产生少量损耗,相比之下,负电阻补偿模型虽然不能完全消除虚拟功率损耗,但能够提供较大补偿,相较于 RTDS 模型具有较大改善。

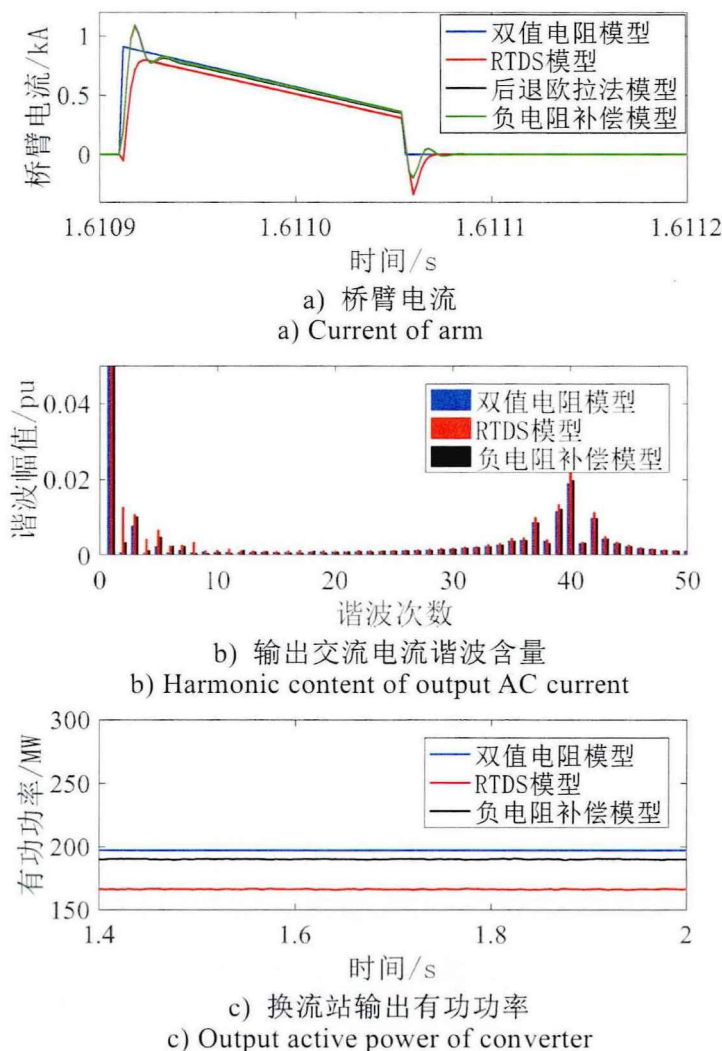


图 2-12 稳态仿真结果
Fig. 2-12 Steady-state simulation results

为了进一步测试负电阻补偿模型在不同开关频率下的功率损耗补偿效果,在以上仿真系统中通过改变 PWM 载波频率实现开关频率变化。虽然在 VSC-HVDC 场景下 PWM 载波频率不会过高,但配用电侧的低压小容量 VSC 的开关频率通

常较高，且在不同应用场景下 VSC 的工作原理基本一致。因此，为了简化测试流程，本环节选择依托前述的高压直流场景开展高开关频率下的仿真测试，得到的结论可以迁移至其他应用场景。

由于功率波动具有周期性，以一段时间内的功率损耗的平均值作为当前载波频率下的模型损耗，不同载波频率下的功率损耗情况如表 2-3 所示，随着开关频率增大，一个基波周期内恒导纳模型的状态切换次数增加，恒导纳模型的虚拟功率损耗增大，负电阻补偿模型的损耗远低于 RTDS 模型的损耗。

表 2-3 功率损耗比例
Table 2-3 Power loss ratio

模型	损耗占比/%		
	$f_c=1980\text{Hz}$	$f_c=3000\text{Hz}$	$f_c=6000\text{Hz}$
双值电阻模型	1.56	1.37	1.29
RTDS 模型 ($\delta=0.9$)	16.9	22.2	38.8
负电阻补偿模型	5	6	12

为维持系统稳定，负电阻的补偿效果有限，随着开关频率升高，虚拟功率损耗仍有增长趋势，如何更好地补偿较高开关频率下的虚拟功耗仍需进一步研究。

2.4.3.3 对称故障工况仿真

在逆变站换流变压器网侧交流母线处设置三相接地短路故障，故障起始时间为 $t=1.7\text{s}$ ，故障持续时间为 0.1s ，仿真结果如图 2-13 所示。故障点阀侧交流电流如图 2-13 a)所示，整流侧交流电流如图 2-13 b)所示，逆变侧输出的有功功率和无功功率分别如图 2-13 c)和 2-13 d)所示。

对称短路故障期间，流入故障点的有功功率和无功功率降为 0，此阶段恒导纳模型的仿真精度均较高；故障清除后的暂态过程中，RTDS 模型的精度明显变差，负电阻补偿模型与双值电阻模型的仿真结果拟合程度较高。

2.4.3.4 不对称故障工况仿真

在逆变站换流变压器网侧交流母线处设置 A 相接地短路故障，故障起始时间为 $t=1.7\text{s}$ ，故障持续时间为 0.1s ，仿真结果如图 2-14 所示。

故障点阀侧 A 相（故障相）电流如图 2-14 a)所示，故障点阀侧 B 相（非故障相）电流如图 2-14 b)所示，整流侧 A 相电流如图 2-14 c)所示，整流侧 B 相电流如图 2-14 d)所示，逆变侧输出有功功率和无功功率如图 2-14 e)和 2-14 f)所示。

由图 2-14 可以看出，负电阻补偿模型在故障侧和非故障侧的交流电流仿真

精度均较高，其中，故障侧的非故障相电流的仿真精度相对较低，在故障期间其振幅略高，导致故障期间故障侧有功功率略高，但故障清除后误差逐渐降低。另外，仿真结果表明负电阻补偿模型的仿真精度明显高于 RTDS 模型的仿真精度。

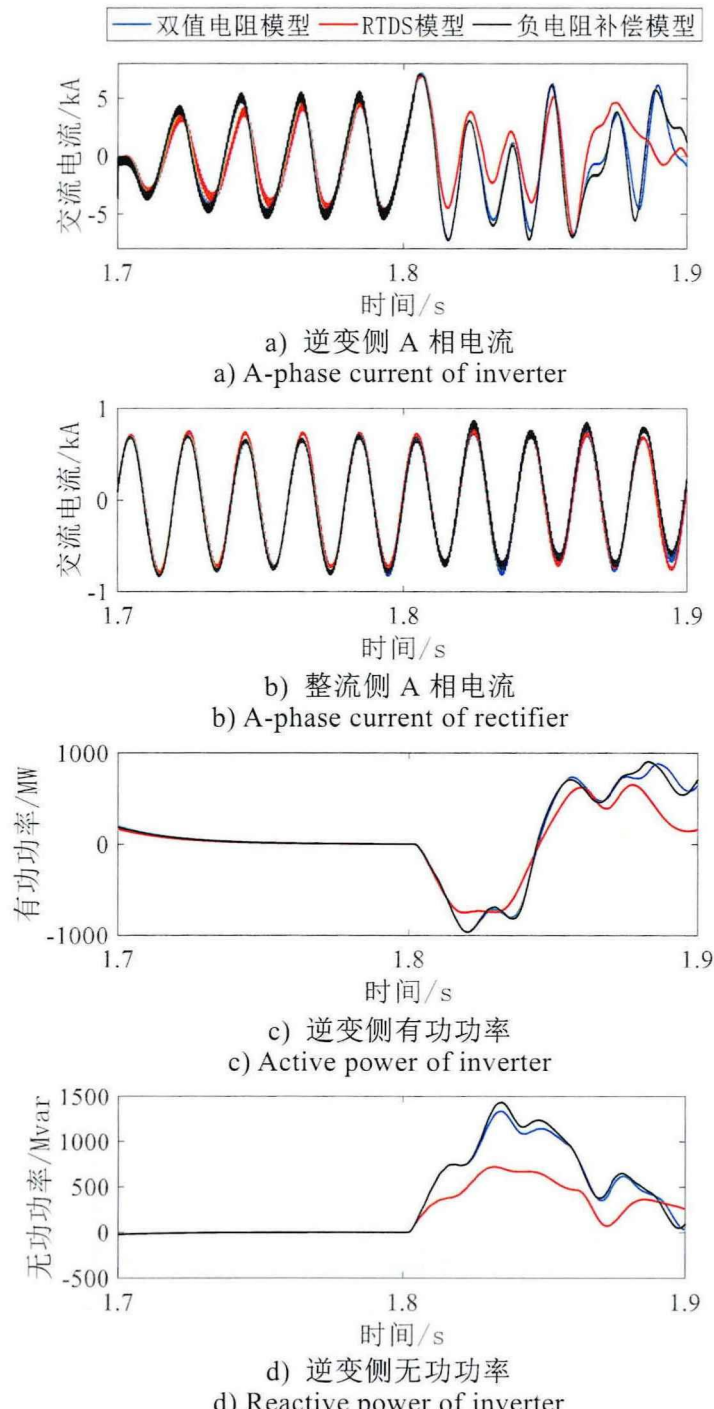
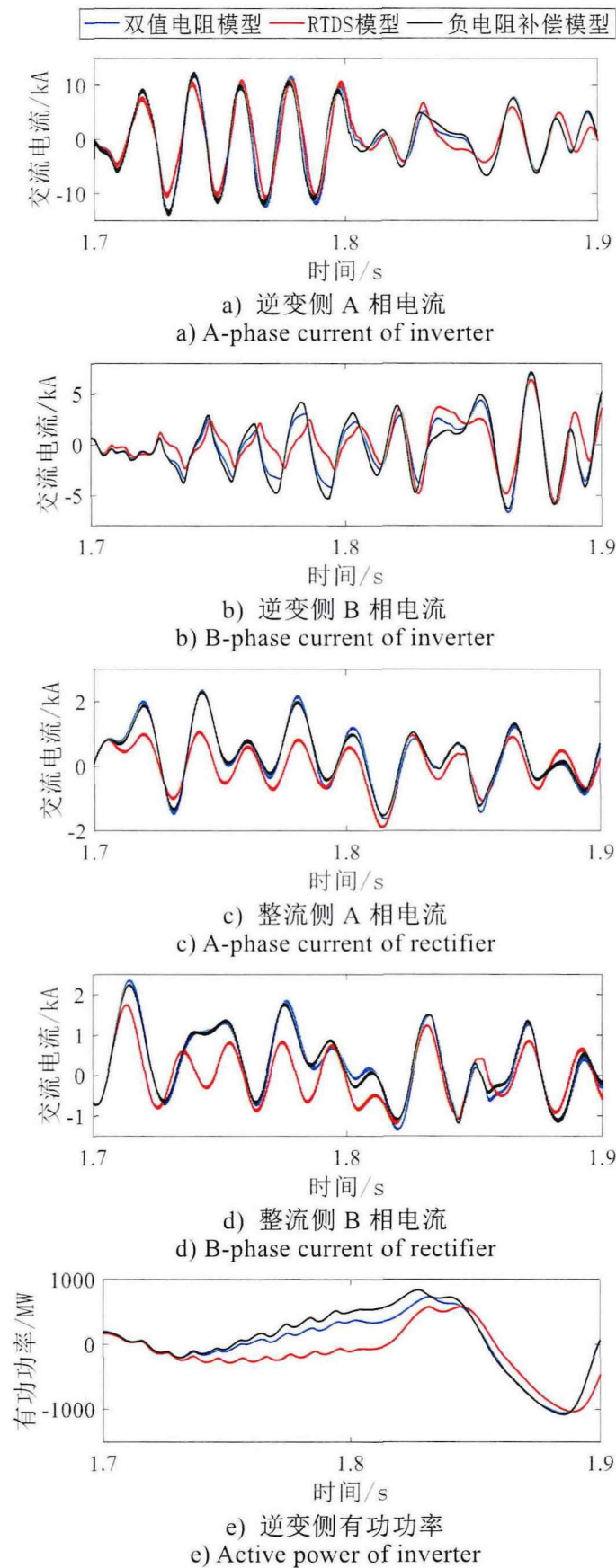
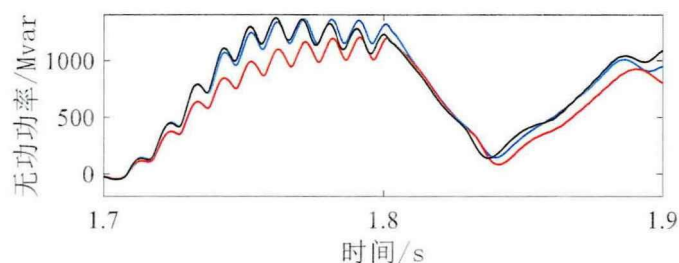


图 2-13 对称故障仿真结果

Fig. 2-13 Symmetrical fault simulation results





f) 逆变侧无功功率
f) Reactive power of inverter
图 2-14 不对称故障仿真结果

Fig. 2-14 Unsymmetrical fault simulation results

2.5 基于附加支路的恒导纳模型

鉴于 2.4 节所提负电阻补偿模型在较高开关频率下的功率损耗补偿效果受到限制, 本节将研究进一步降低虚拟功率损耗的方法。

根据 2.3 节的分析结论, 无论是储能元件产生的损耗, 还是数值积分算法产生的损耗, 均主要发生在开关动作的暂态过程中, 前者是由于储能丢失, 后者是由于开关时刻存在暂态误差, 当恒导纳模型用于开关动作频繁的电力电子设备仿真时, 将产生大量虚拟功率损耗, 影响仿真精度。鉴于此, 本节针对开关切换过程, 从虚拟功率损耗的根源出发, 研究进一步提高恒导纳模型仿真精度的方法。

2.5.1 模型结构及计算逻辑

图 2-6 所示开关模块一般应用于桥式开关电路, 如模块化多电平换流器的子模块、电压源型换流器和静止同步补偿器等。通常情况下, 桥式开关电路上下桥臂互补通断, 因为桥式开关电路的两端一般会建立起稳定的电压, 在时间连续的物理系统中, 一条桥臂导通后, 反向电压立刻钳位在另一条桥臂的二极管两端, 致使其关断。

但是在定步长的数字仿真系统中, 如 PSCAD/EMTDC, 需要采用插值算法才能实现上下桥臂互补通断, 否则会出现上下桥臂同时导通现象。当采用双值电阻模型时, 由于此时上下桥臂的电阻阻值很小, 受直流电压的作用, 上下桥臂电流会出现很大的阶跃, 导致仿真结果严重失真。而恒导纳模型的导通状态为电感支路, 因此不会产生很大的电流阶跃, 即使不使用插值算法也会具有相对良好的仿真精度, 但会因此恶化开关的暂态过程, 产生额外的功率损耗。

相比之下, 插值算法作用下的恒导纳模型的精度更高, 但插值算法会导致计算量成倍增长, 不适用于实时仿真。为了进一步降低开关模块的恒导纳模型在较高开关频率下的虚拟功率损耗, 同时提高模型在不采用插值算法情况下的仿真精

度, 本节提出如图 2-15 所示附加支路恒导纳模型, 其中, L 为模拟导通状态的等效电感, C 为模拟关断状态的等效电容, I_s 为受控电流源, 控制信号为端口电流 $i(t)$ 。

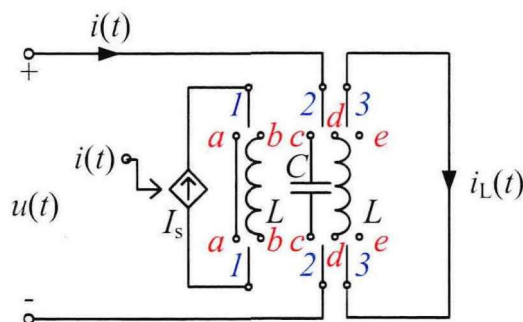


图 2-15 附加支路恒导纳模型

Fig. 2-15 Additional-branches fixed-admittance model

当 IGBT 触发信号 $G=1$ 时, 开关 1 置于触点 b , 开关 2 置于触点 d , 两个电感支路流过相同电流, 开关 3 置于触点 e ; 当 IGBT 触发信号 $G=0$ 时, 开关 3 置于触点 d , 将此刻的电感能量储存, 开关 1 置于触点 a , 此时模型后退为二极管元件, 当判定为二极管导通时, 开关 2 置于触点 b , 当判定为二极管关断时, 开关 2 置于触点 c 。

开关 2 所接支路为恒导纳模型的对外支路, 可以看出, 无论开关模块处于何种状态, 所提模型的对外支路始终为电感支路或电容支路, 附加支路与对外支路相互独立, 不会增加系统求解的计算量。另外, 附加支路结构简单, 只需要利用简单的选择语句和少量的存储单元即可实现附加支路的求解, 对时空复杂度的影响较小。

附加支路的作用原理在于, 当开关模块由关断状态变为导通状态时, 触点 c 间的电容支路被置为断路, 此时关断状态下电容元件获得的能量被存储下来, 待到开关模块再次变为关断状态时, 电容中的能量又能回到对外支路中流动; 当开关模块的 IGBT 由触发导通变为触发关断时, 触点 d 间的电感支路被置为短路, 此时, 电感元件中的能量被储存以待下一次投入, 如此设计的目的是降低恒导纳模型由储能元件造成的损耗。

附加的受控电流源回路的作用是当开关模块的 IGBT 由触发导通变为触发关断, 但开关模块中的续流二极管仍处于导通状态时, 恒导纳模型能够存储 IGBT 关断时的能量, 还能保持对外支路的电流连续, 这样做的目的是限制桥式开关电路由于未采用插值算法而导致的暂态误差, 降低数值积分算法对恒导纳模型虚拟功率损耗的影响。

虽然在实时仿真中难以实现插值算法, 但对于具有上下桥臂互补通断特性的

桥式开关电路，有时会采用等效插值的方式进行处理。例如在 RTDS 中，在对两电平 VSC 小步长仿真时采用预存矩阵的方式，把每相分为两种状态，分别是上桥臂导通、下桥臂关断和上桥臂关断、下桥臂导通，这既能实现插值算法的效果，又能避免插值算法的计算量。

依据等效插值思想，可以近似认为桥式开关电路上下桥臂的开关状态仅由 IGBT 触发信号决定，此时附加支路恒导纳模型可以简化为如图 2-16 所示结构。

简化模型具有以下两种状态：

(1) IGBT 触发信号 $G=1$ 时，双刀开关置于触点 2 和 3，此时模型由一条对外的电感支路和断路的电容支路构成；

(2) IGBT 触发信号 $G=0$ 时，双刀开关置于触点 1 和 2，此时模型由一条对外的电容支路和短路的电感支路构成。

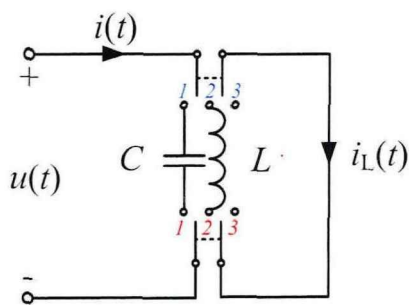


图 2-16 简化附加支路恒导纳模型

Fig. 2-16 Simplified additional-branches fixed-admittance model

采用等效插值方法后，附加支路恒导纳模型不存在由储能元件造成的损耗，并且由于储能元件投入时具有初值，随着开关频率升高，初值与稳态值之间的误差越小，即开关动作产生的暂态误差越小，数值积分算法造成的损耗也会越小。

虽然等效插值方法能够提高附加支路恒导纳模型的仿真精度，但是由于使用了简化的开关逻辑，会限制模型的应用场景，以下将针对典型应用场景分析附加支路恒导纳模型在采用插值和不采用插值两种情况下的模型损耗。

2.5.2 损耗分析

图 2-7 所示三相两电平 VSC 是目前应用较为广泛的高频开关场景，本节针对此场景的稳态工况，分析附加支路恒导纳模型的虚拟功率损耗。

2.5.2.1 插值处理下的损耗计算

为了方便分析并且降低计算难度，对 VSC 模型进行一定程度的简化。与 2.4.2 节简化思路一致，首先，考虑稳态情况下三相对称，并且直流电压恒定，在交流侧换流变压器阀侧以及直流侧出口处将三相系统解耦为单相系统，单相系统交流

侧连接额定交流电压源，直流侧连接额定直流电压源；另外，简化控制系统为开环控制系统，近似由正弦调制波与高频载波生成状态切换时间序列 $t=[t_1, t_2, t_3, \dots, t_n]$ ，鉴于各物理量的周期性，可以只计算一个工频周期内的模型损耗，因此 t 中元素 $t_i \in [0s, 0.02s]$ 。

采用等效插值方法，认为上下桥臂的开关状态互补，采用附加支路恒导纳模型后，结合图 2-4，上述简化系统存在如图 2-17 所示两种状态，其中， $u_{ac}(t)$ 为额定交流相电压， U_{dc} 为额定直流电压，下标 u 表示上桥臂，下标 d 表示下桥臂。

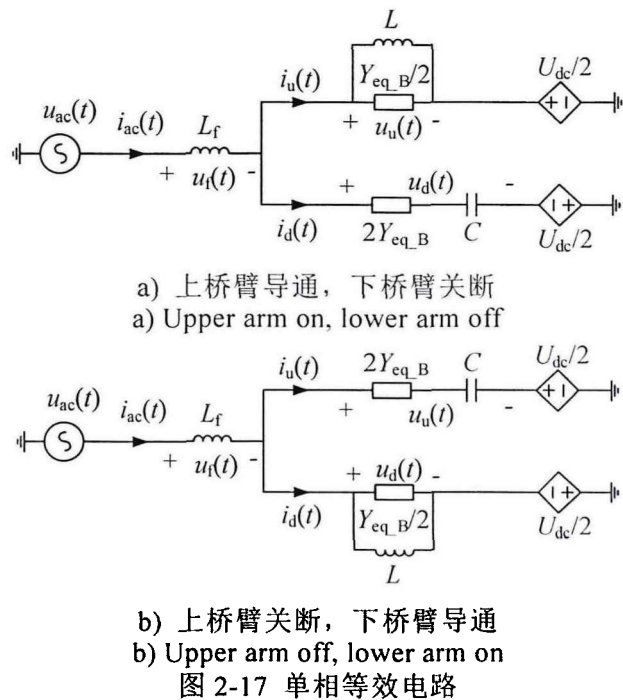


Fig. 2-17 Single-phase equivalent circuit

采用分段解析方法，利用式(2-30)所示状态方程和输出方程求取系统在序列 t 中两个相邻时刻间的解析解，以此来计算此时间段内的模型损耗。

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (2-30)$$

式中 x ——状态变量列向量；
 $\dot{x}$ —— x 对时间的导数；
 u ——输入变量列向量；
 y ——输出变量列向量；
 A ——状态矩阵；
 B ——输入矩阵；
 C ——输出矩阵；
 D ——直接传递矩阵。

以电感电流、电容电压为状态变量，直流电压和交流电压为输入变量，则 $x=[i_f(t), i_L(t), u_C(t)]^T$ ， $u=[U_{dc}, u_{ac}(t)]^T$ ，其中 $i_f=i_{ac}$ 为流过电感 L_f 的电流， i_L 为流过电感 L 的电流， u_C 为电容 C 两端的电压，参考方向与图 2-17 中参考方向一致。

根据图 2-17 所示电路关系，可以分别计算得到状态 a（上桥臂导通，下桥臂关断）和状态 b（上桥臂关断，下桥臂导通）下的系数矩阵 A_1 、 B_1 、 C_1 、 D_1 和 A_2 、 B_2 、 C_2 、 D_2 ，如式(2-31)-式(2-34)所示。

以相邻两个状态切换时刻 t_i 、 t_{i+1} 为例说明损耗计算过程，鉴于 PWM 载波的高频特性， t_i 与 t_{i+1} 时间间隔较小，为简化计算，近似认为 $t_i \sim t_{i+1}$ 时间段内， $u_{ac}(t)$ 恒为 $u_{ac}(t_i)$ ，求解式(2-30)可以得到该时间段内的状态变量 $x(t)$ 和输出变量 $y(t)$ ($t \in (t_i, t_{i+1})$)，如式(2-35)所示。

$$A_1=A_2=\begin{bmatrix} -\frac{2}{5L_fY_{eq_B}} & \frac{2}{5L_fY_{eq_B}} & -\frac{4}{5L_f} \\ \frac{2}{5LY_{eq_B}} & -\frac{2}{5LY_{eq_B}} & \frac{4}{5L} \\ \frac{4}{5C} & -\frac{4}{5C} & -\frac{2Y_{eq_B}}{5C} \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

$$B_1=\begin{bmatrix} \frac{3}{10L_f} & \frac{1}{L_f} \\ -\frac{4}{5L} & 0 \\ \frac{2Y_{eq_B}}{5C} & 0 \end{bmatrix} \quad B_2=\begin{bmatrix} -\frac{3}{10L_f} & \frac{1}{L_f} \\ \frac{4}{5L} & 0 \\ -\frac{2Y_{eq_B}}{5C} & 0 \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

$$C_1=C_2=\begin{bmatrix} -\frac{2}{5Y_{eq_B}} & \frac{2}{5Y_{eq_B}} & -\frac{4}{5} \\ \frac{2}{5Y_{eq_B}} & -\frac{2}{5Y_{eq_B}} & \frac{4}{5} \\ \frac{4}{5} & -\frac{4}{5} & -\frac{2Y_{eq_B}}{5} \end{bmatrix} \quad (2-33)$$

$$D_1=\begin{bmatrix} \frac{3}{10} & 1 \\ -\frac{4}{5} & 0 \\ \frac{2Y_{eq_B}}{5} & 0 \end{bmatrix} \quad D_2=\begin{bmatrix} -\frac{3}{10} & 1 \\ \frac{4}{5} & 0 \\ -\frac{2Y_{eq_B}}{5} & 0 \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}(t) = e^{A(t-t_i)} \mathbf{x}_0 + \int_{t_i}^t e^{A(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) d\tau \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} e^{A(t-t_i)} \mathbf{x}_0 + \mathbf{C} \int_{t_i}^t e^{A(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) d\tau + \mathbf{D} \mathbf{u}(t_i) \end{cases} \quad (2-35)$$

式中： $\mathbf{x}_0$ 为时间段 $t_i \sim t_{i+1}$ 内状态变量的初始值，其中，电流 i_f 连续，即 $i_{f0}=i_f(t_i)$ ；根据所提模型的特性，开关支路的状态变量初始值应为上一次相同开关状态下状态变量的终值，即 $i_{L0}=i_L(t_{i-1})$ ， $u_{C0}=u_C(t_{i-1})$ 。

另外，考虑到开关支路关断状态下稳态时相当于断路，因此计算时近似认为，当 t_i 时刻系统切换为状态 a 时， $u_{C0} \approx U_{dc}$ ；反之， $u_{C0} \approx -U_{dc}$ 。

根据得到的输出变量 $u_L(t)$ 和 $i_C(t)$ 计算时间段 $t_i \sim t_{i+1}$ 内损耗，如式(2-36)所示。

$$E_i = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \left(\frac{u_L^2(t) Y_{eq_B}}{2} + \frac{i_C^2(t)}{2Y_{eq_B}} \right) dt \quad (2-36)$$

附加支路恒导纳模型导致的包括整流站和逆变站在内的整体功率损耗 P_{loss} 如式(2-37)所示。

$$P_{loss} = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} E_i}{0.02} \times 6 = 300 \sum_{i=1}^{n-1} E_i \quad (2-37)$$

2.5.2.2 无插值处理时的损耗分析

针对 VSC 中的单相桥臂，设 t_1 、 t_2 、 t_3 为三个相邻的触发信号变化时刻，其中： t_1 时刻，上桥臂 IGBT 触发导通、下桥臂 IGBT 触发关断； t_2 时刻，上桥臂 IGBT 触发关断、下桥臂 IGBT 触发导通； t_3 时刻上桥臂 IGBT 触发导通，下桥臂 IGBT 触发关断，且 $i_{ac}(t_1)$ 、 $i_{ac}(t_2)$ 及 $i_{ac}(t_3)$ 均大于零。设上桥臂触发信号为 G_u ，下桥臂触发信号为 G_d ，则触发信号的时序变化如图 2-18 所示。

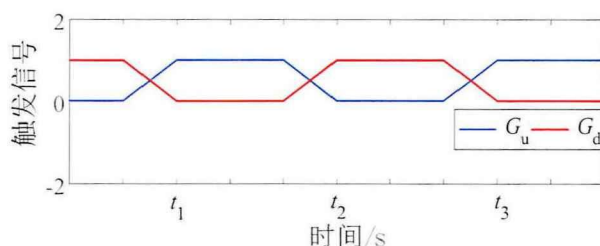


图 2-18 触发信号时序图

Fig. 2-18 Sequence diagram of trigger signals

上述条件下，当仿真系统不采用插值处理时， t_2 时刻将发生上桥臂延迟关断的情况。另外，由于柔性直流输电的调制比 $m=2\text{peak}(u_{ac})/U_{dc}<1$ （其中 $\text{peak}(u_{ac})$ 为交流相电压幅值），所以， $t_1 \sim t_2$ 时间段内，电感 L_f 两端电压 u_f 为负，电流逐渐减小，即 $i_{ac}(t_1) > i_{ac}(t_2)$ ；同理， $i_{ac}(t_3) > i_{ac}(t_2)$ 。

利用数值积分方法对图 2-17 中的电路进行离散化，得到图 2-19 所示单相差分电路模型，其中换流电抗 L_f 采用梯形积分算法求解，上下桥臂采用后退欧拉算法求解。

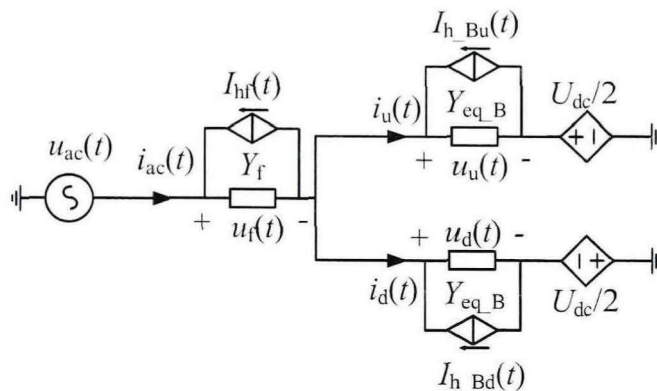


图 2-19 单相差分电路

Fig. 2-19 Single-phase differential circuit

求解图 2-19 所示电路，可以得到上下桥臂电流和电压表达式，如式(2-38)所示。

$$\begin{cases} i_u(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2} - \frac{I_{h_Bu}(t)}{2} + \frac{I_{h_Bd}(t)}{2} - \frac{U_{dc}Y_{eq_B}}{2} \\ i_d(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2} + \frac{I_{h_Bu}(t)}{2} - \frac{I_{h_Bd}(t)}{2} + \frac{U_{dc}Y_{eq_B}}{2} \\ u_u(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2Y_{eq_B}} + \frac{I_{h_Bu}(t)}{2Y_{eq_B}} + \frac{I_{h_Bd}(t)}{2Y_{eq_B}} - \frac{U_{dc}}{2} \\ u_d(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2Y_{eq_B}} + \frac{I_{h_Bu}(t)}{2Y_{eq_B}} + \frac{I_{h_Bd}(t)}{2Y_{eq_B}} + \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2-38)$$

(1) t_1 时刻接收到触发脉冲后，上桥臂导通，下桥臂关断，根据图 2-15 所示的附加支路恒导纳模型结构，上桥臂的电容被断路，下桥臂的电感被短路，其能量分别以电压和电流的形式被储存，其中上桥臂电容电压近似为 $-U_{dc}$ ，下桥臂电感电流为 $i_{ac}(t_1)$ 。

(2) t_2 时刻接收到触发脉冲后，下桥臂由关断到导通，下桥臂电容被断路，电容电压近似为 U_{dc} ；由于交流电流方向为正，因此上桥臂亦被判定为导通，此时上下桥臂同时导通。根据附加支路恒导纳模型的物理特性，此时下桥臂电感元件带初值投入， $I_{h_Bd}(t_2+\Delta t)=-i_{ac}(t_1)$ ，上桥臂电感电流连续， $I_{h_Bu}(t_2+\Delta t)=-i_{ac}(t_2)$ ，计算得到 $t_2+\Delta t$ 时刻上桥臂电流如式(2-39)所示。

$$i_u(t_2 + \Delta t) = \frac{i_{ac}(t_2 + \Delta t)}{2} + \frac{i_{ac}(t_2)}{2} - \frac{i_{ac}(t_1)}{2} - \frac{U_{dc}Y_{eq_B}}{2} \approx i_{ac}(t_2) - \frac{i_{ac}(t_1)}{2} - \frac{U_{dc}Y_{eq_B}}{2} \quad (2-39)$$

根据文献[54]提出的参数设计方法，模型的等效导纳 Y_{eq_B} 满足式(2-40)。

$$Y_{eq_B} = \frac{RMS(i_{ac})}{U_{dc}} \quad (2-40)$$

式中 $RMS(i_{ac})$ ——交流电流有效值。

另外, 由于 $i_{ac}(t_1) > i_{ac}(t_2)$, 因此, 一般情况下满足 $i_u(t_2 + \Delta t) < 0$, 此时, 上桥臂才被判定为关断。

(3) t_3 时刻接收到触发脉冲后, 上桥臂导通, 下桥臂关断, 此时上桥臂电感元件带初值投入, 当不考虑所提模型受控电流源回路的特殊设计, 仅考虑消除储能元件损耗时, 上桥臂电感元件的初值 $I_{h_Bu}(t_3 + \Delta t) = -i_u(t_2 + \Delta t)$; 下桥臂电容元件带初值投入, $I_{h_Bd}(t_3 + \Delta t) = U_{dc} Y_{eq_B}$, 计算得到 $t_3 + \Delta t$ 时刻上桥臂电压 $u_u(t_3 + \Delta t)$ 及下桥臂电流 $i_d(t_3 + \Delta t)$ 如式(2-41)所示。

$$\begin{cases} u_u(t_3 + \Delta t) = \frac{i_{ac}(t_3 + \Delta t)}{2Y_{eq_B}} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2Y_{eq_B}} \approx \frac{i_{ac}(t_3)}{2Y_{eq_B}} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2Y_{eq_B}} > 0 \\ i_d(t_3 + \Delta t) = \frac{i_{ac}(t_3 + \Delta t)}{2} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2} \approx \frac{i_{ac}(t_3)}{2} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2} > 0 \end{cases} \quad (2-41)$$

上桥臂导通状态下的稳态电压近似为 0, 下桥臂关断状态下的稳态电流近似为 0, 在暂态误差衰减的过程中, 后退欧拉积分算法会造成损耗, 暂态误差越大, 损耗越大。

由于未采取插值措施导致 t_2 时刻上桥臂关断时的电流小于 0, 而由于所提模型附加支路的特殊设计, 第(2)阶段上桥臂关断过程中被储存的电感电流是上桥臂 IGBT 触发关断时的电流, 即 $i_{ac}(t_2)$, 对比式(2-41), 当 $I_{h_Bu}(t_3 + \Delta t) = -i_{ac}(t_2)$ 时, $t_3 + \Delta t$ 时刻的上桥臂电压和下桥臂电流的暂态误差更小, 因此附加支路恒导纳模型受控电流源回路的特殊设计能够使开关模块在不采用插值算法的情况下仍具有相对较低的功率损耗。

2.5.3 仿真实验验证

基于 2.4.3 节 VSC-HVDC 仿真系统验证本节附加支路恒导纳模型的仿真精度, 整流站采用定有功功率和定无功功率控制, 逆变站采用定直流电压和定无功功率控制。

同样设置对照实验, 对照组分别采用高精度的双值电阻模型和 RTDS 恒导纳模型, 从模型损耗、故障工况仿真和极端工况仿真三个方面进行验证。三种模型的参数如表 2-4 所示, 其中 RTDS 恒导纳模型的参数按照式(2-3)进行设计, 阻尼系数取 0.1^[46]。

表 2-4 开关器件模型参数
Table 2-4 Parameters of switch models

模型	参数		
	电阻/ Ω	电感/mH	电容/nF
双值电阻模型	0.001/10 ⁶	—	—
RTDS 模型 ($\delta=0.1$)	1.593 $\times 10^2$	0.880	1.387
附加支路模型	0	1.593	2.510

2.5.3.1 模型损耗

以整流站交流出口处有功功率和逆变站交流出口处有功功率之间的差额作为衡量模型损耗的依据，图 2-20 a)所示为载波频率 2000Hz 下的各模型损耗测量值，以及计算得到的插值处理下附加支路恒导纳模型损耗的理论值。

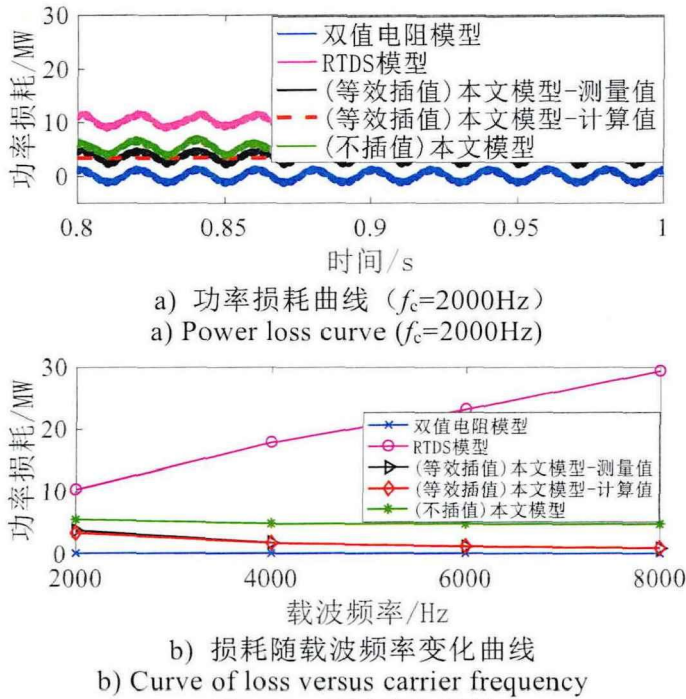


图 2-20 虚拟功率损耗

Fig. 2-20 Virtual power loss

首先，可以证明，相比于 RTDS 模型，附加支路模型在有无插值处理两种情况下均具有更低的虚拟功率损耗，更接近双值电阻模型；其次，可以证明，本节提出的损耗计算方法能够较准确地计算出插值处理下附加支路恒导纳模型的虚拟功率损耗，同时也验证了前述对虚拟功率损耗机理分析的正确性。

与 2.4.3 节测试方法相同，测试恒导纳模型在不同开关频率下的虚拟功率损耗情况，得到如图 2-20 b)所示的损耗随载波频率变化曲线。测试结果表明，附

加支路模型在较高的开关频率下仍能维持较低的功率损耗，具有明显的优势。而 RTDS 采用的恒导纳模型的损耗随开关频率增加而增大，无法保证高开关频率下的仿真精度。

2.5.3.2 故障工况仿真

以三相短路为例测试暂态工况下的模型仿真精度。在逆变站换流变压器网侧交流母线处设置三相接地短路故障，故障起始时刻为 $t=0.5\text{s}$ ，故障持续时间 0.05s ，仿真结果如图 2-21 所示。仿真结果表明，相比于 RTDS 模型，附加支路模型在三相短路工况下的仿真结果具有较高的精度。

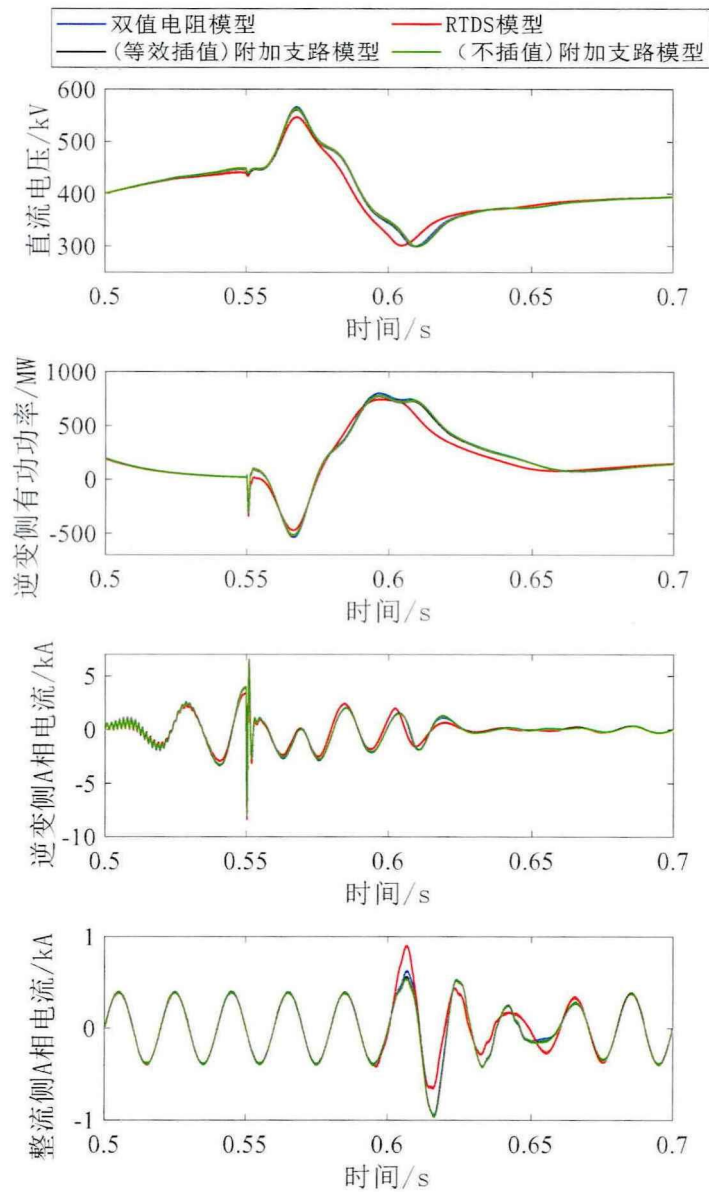


图 2-21 三相短路仿真

Fig. 2-21 Three-phase short circuit simulation

2.5.3.3 极端工况仿真

等效插值方法基于 VSC 上下桥臂互补通断特性，采用了简化的开关逻辑，为了验证本节所提出的附加支路恒导纳模型在不采用等效插值思想时的应用场景更加广泛，设置了非典型工况： $t=0.5\text{s}$ 时系统发生直流双极接地短路， $t=0.55\text{s}$ 时换流站闭锁， $t=0.6\text{s}$ 时直流故障被清除， $t=0.65\text{s}$ 时换流站解除闭锁重新启动。

从图 2-22 所示的极端工况下的仿真结果可以看出，附加支路恒导纳模型在不插值的情况下仍能够完全拟合双值电阻模型的仿真结果，而采用等效插值方式后，由于在换流站闭锁时不能够主动转换为二极管元件，使得仿真结果失真。

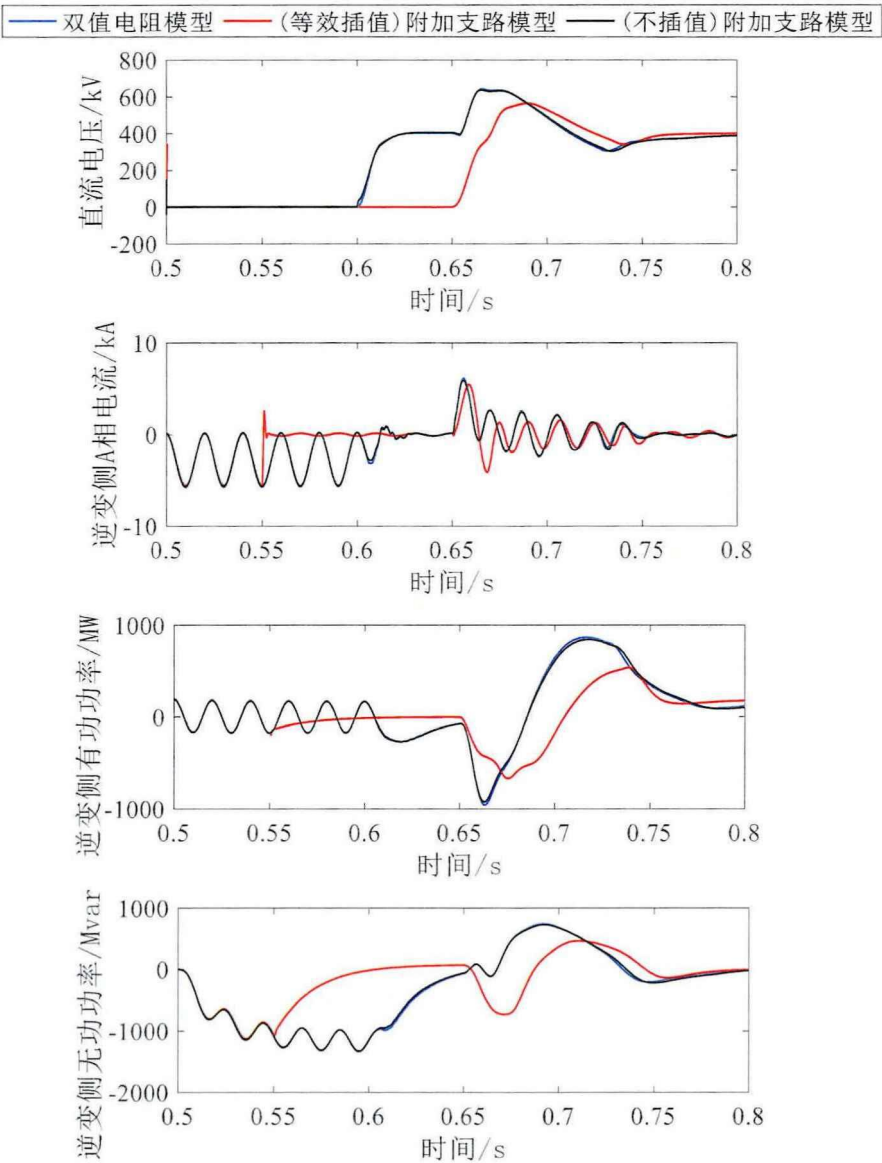


图 2-22 极端工况仿真

Fig. 2-22 Extreme condition simulation

2.5.3.4 其它系统

鉴于大多数电力电子设备都采用桥式结构，且上下桥臂均为开关支路，通常情况下互补通断，为进一步验证附加支路恒导纳模型在其他拓扑中的适用性，建立如图 2-23 所示的简单电路，其中上桥臂为开关支路，下桥臂为电阻负载，触发脉冲 G 由正弦调制波和高频三角载波生成。测量不同开关模型下的开关支路电流 i_s 和负载支路电流 i_l ，如图 2-24 所示。

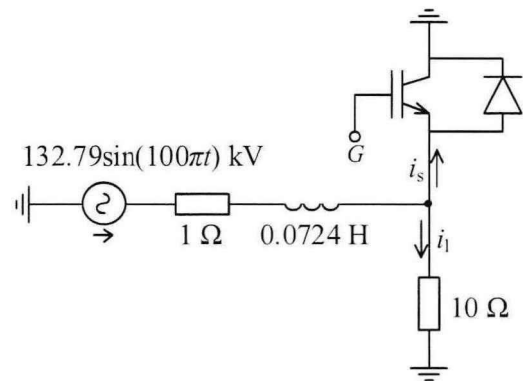


图 2-23 其他仿真电路
Fig. 2-23 Other simulation circuit

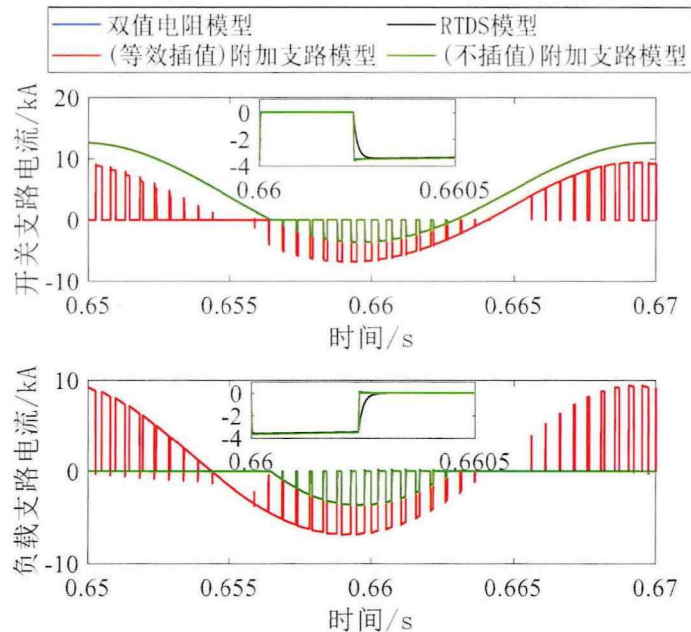


图 2-24 桥臂电流
Fig. 2-24 Arm current

当交流电流为正时，上桥臂开关支路中的二极管导通，IGBT 的导通与关断不影响电流通路。由于等效插值方法基于简化的开关逻辑，仅根据 IGBT 触发信号判断开关状态，因此不能直接用于此电路结构，否则会导致仿真结果失真，而其他模型的仿真结果基本拟合。

放大交流电流为负时的一个开关过程，可以看出，与 RTDS 模型相比，附加支路恒导纳模型的暂态误差更小，能够更快收敛至稳态，具有更高的仿真精度。

2.6 本章小结

本章从物理层面揭示了电力电子器件恒导纳模型虚拟功率损耗的产生机理，提出了提高恒导纳模型仿真精度的建模方法，通过 PSCAD/EMTDC 仿真实验对所提模型的精度进行了验证，得出以下结论：

（1）电力电子器件恒导纳模型的虚拟功率损耗来源于两个部分：一是储能元件在开关状态切换过程中的能量丢失；二是数值积分算法引入的附加阻尼造成的功率损耗，其中后退欧拉积分算法的附加阻尼在物理上等效为并联在电感上的电阻和串联在电容上的电阻，其阻值分别等于电感和电容在隐式梯形积分算法下的等效电阻。

（2）通过在电感支路串联负电阻可以在一定程度上补偿恒导纳模型的虚拟功率损耗，提高模型的仿真精度，通过参数设计可以降低负电阻带来的系统数值失稳风险，但为了保持系统稳定，负电阻无法无限制增长，在较高开关频率下，负电阻的补偿效果有限。

（3）附加支路恒导纳模型从虚拟功率损耗根源着手，通过附加支路储能实现储能元件能量守恒，使恒导纳模型在较高开关频率下仍能保持较高的仿真精度，同时考虑了插值算法对于模型暂态误差的影响，拓展了模型的应用场景。

第3章 柔性直流输电系统并行多速率仿真方法

3.1 引言

MMC 具有高维空间特性和高频时间特性,在电磁暂态仿真中需要利用较小的仿真步长来提高仿真精度,在实时仿真中会带来巨大的计算压力。由于柔性直流输电系统的直流部分和交流部分的动态特性时间常数相差很大,当采用单一仿真步长对整个系统进行求解时,为了保证具有快动态特性的直流部分的仿真精度,需要采用较小的仿真步长,这无疑增加了实时仿真的计算压力,对于具有慢动态特性的交流部分也会造成大量的资源浪费。针对上述问题,实时仿真中通常利用多速率仿真技术,基于多速率接口模型实现直流部分和交流部分间的电气解耦,采用不同仿真步长分别计算直流部分和交流部分。对于直流部分,由于其高维时变特性,也会严重影响小步长实时仿真效率。通常情况下,对于高维时变系统同样会采用解耦手段将系统进行拆分,通过并行计算来提高系统计算速度。目前系统解耦方法主要包括传输线解耦、延迟解耦以及多区域戴维南等值解耦等,不同的解耦方法具有不同的适用场景,对系统仿真精度也会造成不同程度的影响。另外,目前对于并行多速率仿真技术的研究鲜有关注其对系统频率响应特性的影响,由于柔性直流输电系统的交直流之间存在宽频交互作用,使得其高频特性仿真精度问题不容忽视。

本文针对 MMC-HVDC 场景,考虑柔性直流高频特性的仿真精度,提出一种适用于柔性直流输电系统的分网策略,同时结合第2章所提出的电力电子器件恒导纳建模方法,建立了柔性直流输电系统闭锁状态的实时仿真模型;其次考虑数据交互延迟带来的系统高频特性差异,提出了多速率仿真的接口数据交互原则,并分析了柔性直流高频特性仿真精度的影响因素;最后基于 PSCAD/EMTDC 仿真平台验证了所提并行多速率仿真方法下系统的仿真精度以及其用于柔性直流输电系统高频振荡问题研究的可行性。

3.2 柔性直流输电系统分网策略

3.2.1 MMC-HVDC 拓扑结构

考虑到基于模块化多电平换流器的柔性直流输电系统拓扑结构大致相同,且目前实际工程中大多采用半桥型模块化多电平换流器,因此为了简化系统规模且

不失一般性，本章以双端伪双极柔性直流输电系统为目标系统，其主电路拓扑如图 3-1 所示。各端换流站均采用伪双极结构的半桥型模块化多电平换流器，每个桥臂串联 N 个子模块， C 为子模块电容。各端换流站直流出线通过平波电抗器和架空输电线路互联，形成直流输电通道。

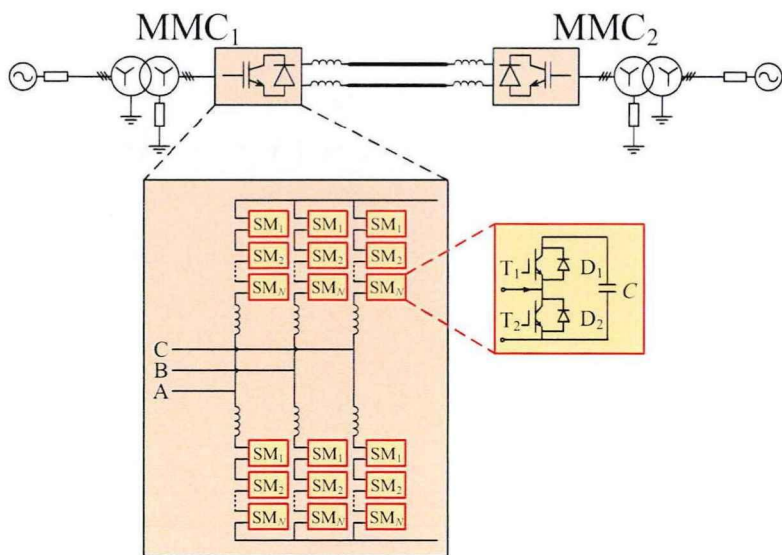


图 3-1 MMC-HVDC 拓扑结构

Fig. 3-1 Topology of MMC-HVDC

3.2.2 直流传输线解耦

输电线路自身的分布参数特性有利于实现输电线路两端网络的自然解耦。在电磁暂态仿真计算中，当波传输时间大于仿真步长时，可以利用传输线分布参数模型将网络解耦为两个能够并行计算的子网，利用传输线实现网络解耦的优势在于子网接口间不会引入额外的延时，不存在数值稳定性问题，具有较高的计算精度。在不考虑传输线因为集肤效应而导致的频率相关特性时，通常采用 Bergeron 模型作为输电线路的分布参数模型，相比于频率相关模型，Bergeron 模型计算过程更加简单，同时也能在一定程度上体现输电线路的高频特性。

由于传输线解耦方法的使用需要满足波传输时间大于仿真步长，也可以理解为在电磁暂态仿真中，足够长度的输电线路才能够实现两侧网络解耦，因此传输线解耦方法的使用会受限于应用场景和仿真步长，无法实现在任意位置处解耦。

由于柔性直流输电系统的直流部分在实时仿真中采用小步长求解，仿真步长不超过 $2\mu\text{s}$ ，因此直流输电线路一般能够满足解耦条件。即使是背靠背型联接方式，也可基于换流站直流出口处的平波电抗器或通过附加小的串联电抗器和并联电容器构成等效传输线结构，在 $2\mu\text{s}$ 及以下的小步长仿真中不会对仿真精度产生过大影响，同样对系统高频特性仿真精度影响较小。

以下以单条无损传输线为例推导传输线解耦模型，图 3-2 所示为无损传输线模型。其中， u 为传输线对地电压，是时间 t 与距离 x 的函数， u_k 和 u_m 是传输线首末两端电压； i 为传输线中的电流，是时间 t 与距离 x 的函数， i_k 和 i_m 是传输线首末两端电流； l 为传输线长度； L_0 为单位长度串联电感； C_0 为单位长度并联电容。

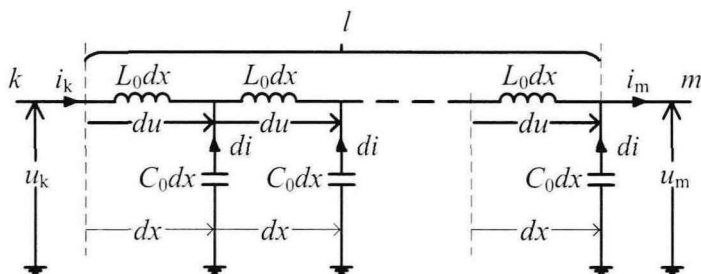


图 3-2 无损传输线模型

Fig. 3-2 Model of lossless line

传输线上任意一点 x 处电压和电流满足式(3-1)所示函数关系。

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = L_0 \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases} \quad (3-1)$$

式(3-1)的通解可以表示为式(3-2)的形式。

$$\begin{cases} i(x, t) = f_1(x - vt) + f_2(x + vt) \\ u(x, t) = Z_c f_1(x - vt) - Z_c f_2(x + vt) \end{cases} \quad (3-2)$$

式中， $f_1(x - vt)$ 和 $f_2(x + vt)$ 是变量 $(x - vt)$ 和 $(x + vt)$ 的任意函数，物理含义可以分别表示为以速度 v 沿正方向传播的入射波和以速度 v 沿反方向传播的反射波， Z_c 为传输线特征阻抗，即波阻抗。波阻抗 Z_c 和波速 v 可以表示为式(3-3)所示形式。

$$\begin{cases} Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \\ v = 1 / \sqrt{L_0 C_0} \end{cases} \quad (3-3)$$

对公式(3-2)进行变换，可以得到如式(3-4)所示形式。

$$\begin{cases} u(x, t) + Z_c i(x, t) = 2Z_c f_1(x - vt) \\ u(x, t) - Z_c i(x, t) = -2Z_c f_2(x + vt) \end{cases} \quad (3-4)$$

式(3-4)表明，当观测点以速度 v 沿传输线正方向运动时，观测到的 $u + Z_c i$ 是常数；当观测点以速度 v 沿传输线反方向运动时，观测到的 $u - Z_c i$ 是常数。设 τ 为波从输电线路首端传输到输电线路末端所用的时间，则 τ 满足式(3-5)，可以得到传输线首末两端的电压电流的关系如式(3-6)所示。

$$\tau = \frac{l}{v} = l\sqrt{L_0 C_0} \quad (3-5)$$

$$\begin{cases} u_m(t) + Z_C i_m(t) = u_k(t - \tau) + Z_C i_k(t - \tau) \\ u_k(t) - Z_C i_k(t) = u_m(t - \tau) - Z_C i_m(t - \tau) \end{cases} \quad (3-6)$$

根据式(3-6)可以得到传输线解耦模型,如图 3-3 所示。其中, $u_{kh}(t)$ 和 $u_{mh}(t)$ 为解耦子系统的等效戴维南电压源,满足式(3-7)所示关系。

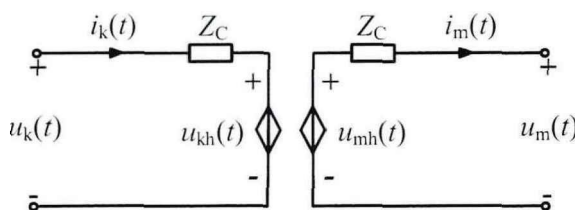


图 3-3 传输线解耦模型

Fig. 3-3 Decoupling model of transmission line

$$\begin{cases} u_{kh}(t) = u_m(t - \tau) - Z_C i_m(t - \tau) \\ u_{mh}(t) = u_k(t - \tau) + Z_C i_k(t - \tau) \end{cases} \quad (3-7)$$

当考虑线路损耗时, Bergeron 模型通过将线路总电阻 R 拆分为三个集中电阻来表示线路损耗,其中线路首末两端分别布置参数为 $R/4$ 的集中电阻,线路中间布置参数为 $R/2$ 的集中电阻。计及损耗时,接口等效戴维南电压源 $u_{kh}(t)$ 和 $u_{mh}(t)$ 表达式如式(3-8)所示^[60]。

$$\begin{cases} u_{kh}(t) = \frac{1+h}{2} \left[\frac{Z_C}{Z^*} u_m(t - \tau) - Z_C h i_m(t - \tau) \right] + \frac{1-h}{2} \left[\frac{Z_C}{Z^*} u_k(t - \tau) + Z_C h i_k(t - \tau) \right] \\ u_{mh}(t) = \frac{1+h}{2} \left[\frac{Z_C}{Z^*} u_k(t - \tau) + Z_C h i_k(t - \tau) \right] + \frac{1-h}{2} \left[\frac{Z_C}{Z^*} u_m(t - \tau) - Z_C h i_m(t - \tau) \right] \end{cases} \quad (3-8)$$

$$\text{式中 } h = \frac{Z_C - R/4}{Z_C + R/4};$$

$$Z^* = Z_C + R/4。$$

基于以上传输线解耦原理,利用直流输电线路实现各端换流站间的解耦,解耦后各端拓扑结构如图 3-4 所示,其中直流出线端的电阻与受控电压源即为传输线解耦模型的接口等效戴维南支路。

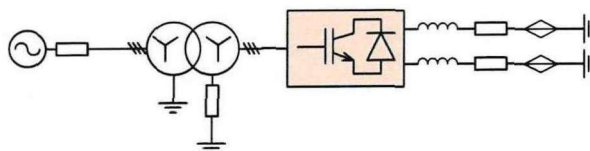


图 3-4 解耦的单端系统

Fig. 3-4 Decoupled single-ended system

解耦后系统的各端子网可以独立求解, 由于各端换流站拓扑结构一致, 网络维数相当, 因此基于直流传输线解耦可以实现均匀分网, 有助于硬件资源的优化分配。

3.2.3 换流变压器解耦

柔性直流输电系统的换流变压器作为连接直流与交流的关键电气设备, 在实时仿真中通常被用来划分多速率网络, 换流变压器的网侧定义为大步长网络, 换流变压器的阀侧定义为小步长网络, 换流变压器通常作为柔性直流输电系统多速率仿真的接口。

例如 RTDS 以换流变压器为接口变压器, 通过在变压器的一二次侧引入延迟因子, 实现交直流系统间的解耦, 模型如图 3-5 所示, 图中 n 为换流变压器变比。

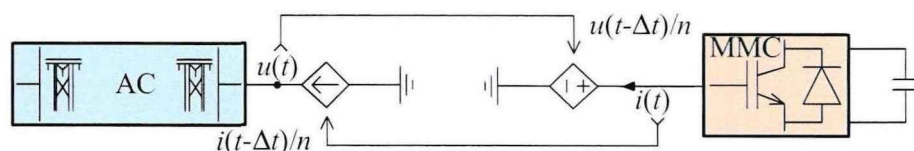


图 3-5 RTDS 接口变压器模型

Fig. 3-5 Interface transformer model of RTDS

对网侧而言, 其当前时刻等效电流源的控制量由上一个仿真时刻的阀侧系统电流决定; 对阀侧而言, 其当前时刻等效电压源的控制量由上一个仿真时刻的网侧系统电压决定。子系统之间引入了一个仿真步的延时, 这种解耦方式对子系统性能要求较高, 容易发生数值失稳现象, 通常情况下, 需要在换流变压器网侧附加对地电容, 以使系统保持稳定, 但会严重影响柔性直流系统的高频阻抗特性。

本节利用换流变压器的回转器特性, 基于其混合网络方程的变量特征, 提出利用高斯消去法实现换流变压器一二次侧电气解耦。图 3-6 所示为图 3-4 中换流变压器的 YNyn 联结形式, 其中, u_{1A} 、 u_{1B} 、 u_{1C} 为换流变压器一次侧三相电压; u_{2A} 、 u_{2B} 、 u_{2C} 为换流变压器二次侧三相电压; u_{2O} 为换流变压器二次侧中性点电压; i_{2A} 、 i_{2B} 、 i_{2C} 为换流变压器二次侧三相电流; L_T 为换流变压器折算到二次侧的漏感; R_T 为换流变压器折算到二次侧的涡流损耗电阻; R 为换流变压器二次侧中性点接地电阻。本节以此为例推导系统交直流侧的解耦过程, 对于其他联结形式具有类似的推导过程。

设交流侧系统节点电压列矢量 $U_{ac}=[u_{1A}, u_{1B}, u_{1C}, \dots]^T$, 直流侧系统节点电压列矢量 $U_{dc}=[u_{2A}, u_{2B}, u_{2C}, u_{2O}, \dots]^T$, 另外定义交流侧系统节点注入电流源列矢量为 I_{ac} , 直流侧系统节点注入电流源列矢量为 I_{dc} , 换流变压器二次侧电流列矢量 $I_T=[i_{2A}, i_{2B}, i_{2C}]^T$, 基于混合分析法, 容易得到换流变压器的网络方程,

如式(3-9)所示。

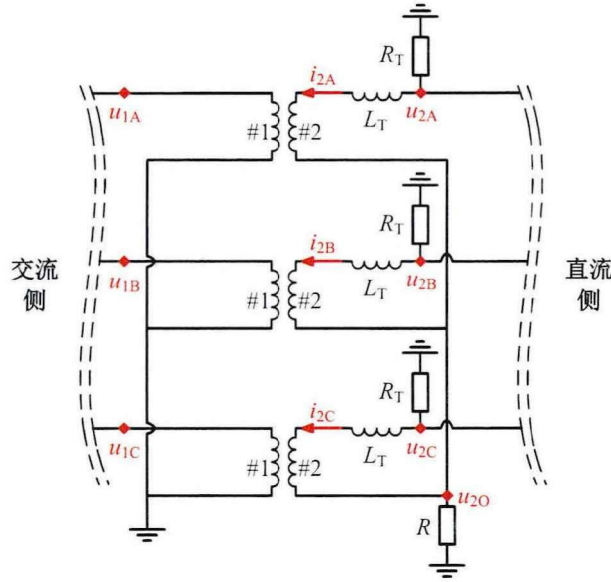


图 3-6 换流变压器拓扑结构

Fig. 3-6 Topology of converter transformer

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & 0 & M_{13} \\ 0 & Y_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & \frac{2L_T}{\Delta t} E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{dc} \\ I_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ac} \\ I_{dc} \\ -U_{LH} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

式中， E 为单位矩阵， Δt 为直流侧仿真步长， Y_{11} 和 Y_{22} 分别为交流侧系统和直流侧系统的节点导纳矩阵， M_{13} 、 M_{31} 为交流侧系统与换流变压器电流间的关联矩阵， M_{23} 、 M_{32} 为直流侧系统与换流变压器电流间的关联矩阵， M_{13} 、 M_{31} 、 M_{23} 和 M_{32} 如式(3-10)所示。 U_{LH} 为换流变压器漏感差分模型的等效电压源列矢量，以 A 相为例， u_{LHA} 满足式(3-11)所示时序关系。

$$\begin{cases} M_{13} = \begin{bmatrix} \text{diag}(-\frac{1}{n}, -\frac{1}{n}, -\frac{1}{n}) \\ \mathbf{0}_{(N_{ac}-3) \times 3} \end{bmatrix}_{N_{ac} \times 3} \\ M_{31} = \begin{bmatrix} \text{diag}(\frac{1}{n}, \frac{1}{n}, \frac{1}{n}) & \mathbf{0}_{3 \times (N_{ac}-3)} \end{bmatrix}_{3 \times N_{ac}} \\ M_{23} = \begin{bmatrix} E_3 \\ -1 & -1 & -1 \\ \mathbf{0}_{(N_{dc}-4) \times 3} \end{bmatrix}_{N_{dc} \times 3} \\ M_{32} = \begin{bmatrix} 1 \\ -E_3 & 1 & \mathbf{0}_{3 \times (N_{dc}-4)} \\ 1 \end{bmatrix}_{3 \times N_{dc}} \end{cases} \quad (3-10)$$

式中 n ——换流变压器变比;

N_{ac} ——交流侧系统节点数;

N_{dc} ——直流侧系统节点数。

$$u_{LHA}(t) = -i_{2A}(t - \Delta t) \frac{4L_T}{\Delta t} - u_{LHA}(t - \Delta t) \quad (3-11)$$

以换流变压器电流 I_T 为协调变量, 利用高斯消去法对公式(3-9)进行处理, 消去变量 U_{ac} 和 U_{dc} , 得到协调层求解公式, 如式(3-12)所示。

$$\left(\frac{2L_T}{\Delta t} E - M_{31} Y_{11}^{-1} M_{13} - M_{32} Y_{22}^{-1} M_{23}\right) I_T = -U_{LH} - M_{31} Y_{11}^{-1} I_{ac} - M_{32} Y_{22}^{-1} I_{dc} \quad (3-12)$$

在完成协调层求解, 得到协调变量 I_T 后, 可以并行求解各子网节点电压, 如式(3-13)所示。

$$\begin{cases} Y_{11} U_{ac} = I_{ac} - M_{13} I_T \\ Y_{22} U_{dc} = I_{dc} - M_{23} I_T \end{cases} \quad (3-13)$$

对于真双极接线形式的换流站, 其协调变量为正负极换流站的换流变压器二次侧电流, 其协调层网络维数增大一倍, 但推导过程类似, 在此不再赘述。

基于上述推导过程可以实现换流站与交流系统间的无差解耦, 但在并行求解子网前首先要进行协调层求解, 从式(3-12)和式(3-13)可以看出, 换流变压器解耦系统的求解效率取决于子系统的状态, 当交流侧系统或直流侧系统节点导纳矩阵中存在时变参数时, 系统求解涉及到矩阵求逆以及协调层的矩阵运算, 会较大程度地影响系统求解效率。综合以上分析, 当换流变压器所连接的交流侧系统和直流侧系统拓扑结构不变或变化可预期时, 能够更大程度地发挥换流变压器解耦方法的优势。

由于交流侧系统通常由线性元件组成, 在不发生网络拓扑变化时节点导纳矩阵恒定, 即使在故障等工况下拓扑结构发生变化, 也可以在仿真前的预处理过程中通过储存多种拓扑下的节点导纳矩阵的逆矩阵, 来避免矩阵求逆运算对仿真效率的影响。另外, 交流系统中传输线和变压器的解耦作用也会使得与换流变压器相连的交流侧系统维数不至于很高, 从而降低换流变压器解耦系统的计算负担。

对于直流侧系统, 由于桥臂子模块数量庞大且导通数目动态变化, 导致桥臂等效参数呈现非线性变化趋势, 会严重限制系统求解速度, 因此在换流变压器解耦的基础上, 为了实现 MMC-HVDC 系统的实时仿真, 还需对 MMC 桥臂模型进行处理。

3.2.4 MMC 桥臂解耦

高压大容量 MMC-HVDC 系统包含众多子模块, 精细化建模会导致系统求解

过程出现维数灾现象，严重降低仿真效率。目前系统级仿真中对 MMC 桥臂的处理大多采用戴维南等值的方式，根据各子模块状态利用子模块电容的差分模型将各子模块等值为戴维南电路，再通过求和得到桥臂的戴维南等效电压源和等效电阻，以下首先介绍 MMC 桥臂的等值过程。

3.2.4.1 MMC 子模块等值

以半桥型子模块为例，图 3-7 所示为半桥型子模块拓扑结构，其中 i_{arm} 为桥臂电流。

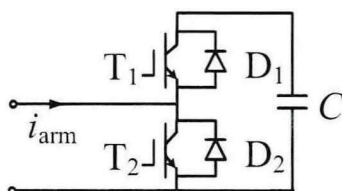


图 3-7 半桥型子模块拓扑结构

Fig. 3-7 Topology of half-bridge submodule

半桥型子模块存在三种工作状态，分别为投入状态、旁路状态和闭锁状态，不同状态下子模块电流通路如图 3-8 所示，图中红色虚线为电流流通路径， R_{on} 为电力电子器件采用双值电阻模型进行系统级仿真时的通态电阻， R_{off} 为相对应的断态电阻。

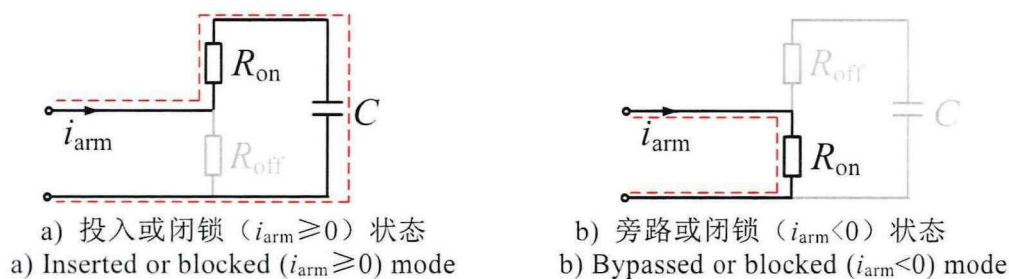


图 3-8 半桥型子模块工作状态

Fig. 3-8 Operative mode of half-bridge submodule

理想情况下，电力电子器件导通状态近似短路，关断状态近似断路，因此可以近似认为 $R_{on}=0$ ， $R_{off}=\infty$ 。这种处理方式对于系统仿真精度几乎没有影响，同时能够降低模型求解的计算量，有助于实现实时仿真。

基于以上，子模块在投入和闭锁 ($i_{arm} \geq 0$) 状态下可以等效为电容支路，其中子模块电容的特性方程如式(3-14)所示。

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (3-14)$$

式中， i_c 和 u_c 分别为流过子模块电容的电流和子模块电容两端的电压。

在电磁暂态仿真中，利用数值积分算法对式(3-14)进行离散化处理，离散化

结果如式(3-15)所示。

$$\begin{cases} u_c(t+\Delta t) = u_{eqC}(t+\Delta t) + R_C i_c(t+\Delta t) \\ R_C = \frac{(m+1)\Delta t}{2C} \end{cases} \quad u_{eqC}(t+\Delta t) = u_c(t) + \frac{(1-m)\Delta t}{2C} i_c(t) \quad (3-15)$$

式中, m 代表所采用的数值积分算法: 当 $m=0$ 时, 采用隐式梯形积分算法; 当 $m=1$ 时, 采用后退欧拉积分算法; 当 $m=-1$ 时, 采用前向欧拉积分算法; Δt 为仿真步长; $u_c(t)$ 和 $u_c(t+\Delta t)$ 分别对应当前时刻和下一时刻的子模块电容电压; R_C 为子模块电容差分模型的等效电阻; u_{eqC} 为子模块电容差分模型的等效电压源。

定义图 3-7 中桥臂电流 i_{arm} 的方向为正方向, 在子模块的三种不同工作状态下, i_c 与 i_{arm} 间的关系如式(3-16)所示。

$$i_c(t) = \begin{cases} i_{arm}(t) & \text{投入或闭锁}(i_{arm}(t) \geq 0) \text{ 状态} \\ 0 & \text{旁路或闭锁}(i_{arm}(t) < 0) \text{ 状态} \end{cases} \quad (3-16)$$

根据式(3-15)和式(3-16), 子模块可以等值为图 3-9 所示统一形式, 图中 R_{SM-i} 和 u_{SM-eqi} 分别为桥臂中第 i 个($1 \leq i \leq N$)子模块的戴维南等值模型的电阻和电压源, 如式(3-17)和式(3-18)所示。



图 3-9 半桥型子模块等值电路

Fig. 3-9 Equivalent circuit of half-bridge submodule

$$R_{SM-i}(t) = \begin{cases} R_C & \text{投入或闭锁}(i_{arm}(t) \geq 0) \text{ 状态} \\ 0 & \text{旁路或闭锁}(i_{arm}(t) < 0) \text{ 状态} \end{cases} \quad (3-17)$$

$$u_{SM-eqi}(t) = \begin{cases} u_{eqC-i}(t) & \text{投入或闭锁}(i_{arm}(t) \geq 0) \text{ 状态} \\ 0 & \text{旁路或闭锁}(i_{arm}(t) < 0) \text{ 状态} \end{cases} \quad (3-18)$$

3.2.4.2 MMC 桥臂等值

MMC 桥臂由 N 个结构一致的子模块串联构成, 因此可以基于子模块的戴维南等值模型建立 MMC 桥臂的戴维南等值模型, 如图 3-10 所示, 图中 u_{arm-eq} 和 R_{arm} 分别为 MMC 桥臂戴维南等值模型的电压源和电阻, 数值上等于 N 个子模块的戴维南等值模型的电压源和电阻的累加。

考虑到闭锁状态下桥臂等值参数受当前桥臂电流方向影响, 在离散的数字系统中, 桥臂电流方向的判断与桥臂等值参数的更新相差一个仿真步长, 从而导致仿真精度问题。通过在桥臂等值模型中引入开关器件, 使得闭锁状态下电流通路受开关器件控制, 从而提高闭锁状态的仿真精度, 如图 3-10 所示。闭锁状态下, T_A 触发关断, 桥臂电流 i_{arm} 的方向决定电流流过 D_A 还是 D_B ; 非闭锁状态下, T_A

触发导通， D_B 被桥臂电压钳位而处于关断状态。考虑闭锁状态仿真的桥臂等值模型的参数如式(3-19)和式(3-20)所示。

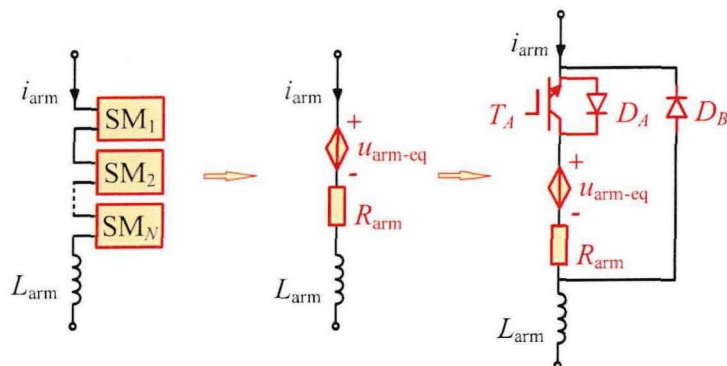


图 3-10 桥臂等值电路

Fig. 3-10 Equivalent circuit of arm

$$R_{\text{arm}} = \begin{cases} \sum_{i=1}^N R_{\text{SM}-i}(t) & \text{投入或旁路} \\ NR_C & \text{闭锁} \end{cases} \quad (3-19)$$

$$u_{\text{arm-eq}}(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N u_{\text{SM-eq}i}(t) & \text{投入或旁路} \\ \sum_{i=1}^N u_{\text{eqC}-i}(t) & \text{闭锁} \end{cases} \quad (3-20)$$

在实时仿真中，为了提高系统仿真计算的效率，图 3-10 中电力电子器件采用第 2 章所提出的恒导纳模型，以避免支路拓扑变化和采用电力电子插值算法所带来的计算负担。

另外，根据式(3-15)、(3-19)和(3-20)可知，当采用隐式梯形积分算法和后退欧拉积分算法时，桥臂等值电阻 R_{arm} 随桥臂导通子模块数目变化，按照第 3.2.3 节的分析可知，桥臂等值电阻的动态变化会增加换流变压器解耦系统的计算压力，使系统难以在实时仿真中求解。

当采用前向欧拉积分算法时，桥臂等值电阻 R_{arm} 恒为 0，此时换流变压器解耦系统中的直流侧系统满足节点导纳矩阵恒定的条件，有利于换流变压器解耦模型的求解。

但前进欧拉积分算法作为显示积分算法相当于引入了延迟因子，不仅会对系统的高频阻抗特性带来影响，造成高频特性偏移，还会影响系统的数值稳定性。虽然通过减小仿真步长可以降低前向欧拉积分算法的高频误差并提高稳定性能，但即使直流侧系统整体可建立为恒导纳网络，由于其矩阵维数不低，矩阵运算过程仍会占用较多计算资源和计算时间，因此也不利于系统的实时仿真求解和硬件资源的优化分配。

3.2.4.3 MMC 桥臂解耦

鉴于以上分析结论,本文对于 MMC 桥臂等值采用隐式梯形积分算法以提高其模拟精度,同时借鉴 RTDS 对桥臂的处理方式,在桥臂电感旁引入对地电容,构建等效传输线模型,利用传输线解耦原理实现换流站内部解耦,如图 3-11 所示,图中 C_{add} 为附加的对地电容器,其与桥臂电抗器所构成的等效传输线应满足波传播时间不小于桥臂仿真步长,为了尽可能降低附加电容对系统仿真精度的影响,应使附加电容尽可能小,取 $\tau=\Delta t$,则 C_{add} 取值如式(3-21)所示。

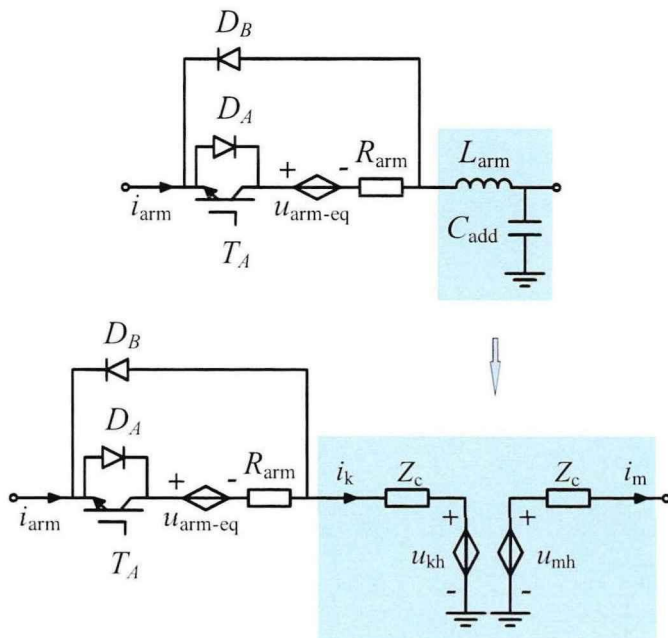


图 3-11 MMC 桥臂解耦

Fig. 3-11 Decoupled model of MMC arm

$$C_{\text{add}} = \frac{\Delta t^2}{L_{\text{arm}}} \quad (3-21)$$

由于直流侧系统采用小步长仿真,仿真步长通常在 $2\mu\text{s}$ 以下,而桥臂电抗器通常较大,在几十毫亨到几百毫亨之间,因此附加电容器的容值很小,在纳法以下,对系统高频特性仿真精度影响很小。

基于 MMC 桥臂解耦,换流变压器所联结的直流侧系统为恒定阻抗的三相戴维南支路,显著提高了换流变压器解耦系统的求解效率,为实现交直流系统间的多速率仿真奠定了基础。

基于以上三种解耦方法组合的 MMC-HVDC 分网策略,能够在保证柔性直流高频特性仿真精度的前提下,将单端模块化多电平换流器解耦为四个可并行计算的子系统,在此基础上,下文将进一步讨论交直流系统间的多速率仿真问题。

3.3 多速率数据交互原则

3.3.1 多速率子系统数据同步机制

换流变压器两侧联结不同仿真步长子网，对于换流变压器解耦系统，协调层为两侧子网提供协调变量，同时协调层求解依赖于两侧子网提供的节点注入电流信息，因此在多速率仿真中，协调层是大小步长子网的数据交互通道。协调层的仿真步长和小步长子网即直流侧系统的仿真步长一致，而大步长子网即交流侧系统的更新速度慢，定义小步长为 Δt 、大步长为 ΔT 、两侧子网同时求解的时刻为同步时刻、两个相邻同步时刻间直流侧系统单独求解的时刻为非同步时刻。

在非同步时刻，通常以相邻两个同步时刻交流侧系统的节点注入电流在该时刻的线性插值作为协调层的输入，输出结果用于直流侧系统求解。

在同步时刻，通常考虑直流侧系统的多次计算结果对交流侧系统的影响，采用相邻两个同步时刻间各时刻协调变量的均值作为交流侧系统同步时刻的输入值^[79]。但如此考虑会引入延时，均值变化趋势滞后于同步值，最终会导致柔性直流的高频阻抗特性存在相位偏差，相频曲线会向低频方向移动，且频率越高相位偏差越大。

为了保证系统的高频特性仿真精度，本文提出在同步时刻采用交直流侧系统的同步值进行数据交互，如图 3-12 所示，图中 t_1 和 t_2 是两个相邻的同步时刻， t_1 与 t_2 之间是非同步时刻。

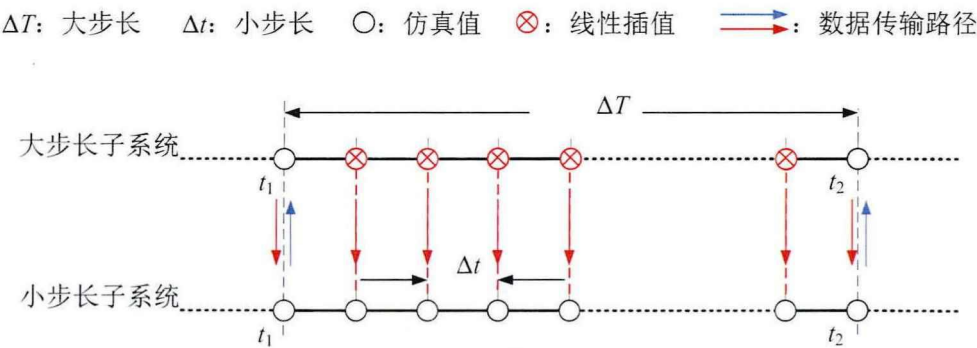


图 3-12 多速率子系统数据交互原则

Fig. 3-12 Data interaction principle of multi-rate subsystem

3.3.2 控制系统数据同步机制

柔性直流控制系统中的采样、站控、阀控和保护等环节相对分散，导致柔性直流系统控制链路延时相对较大，在对柔性直流系统建模时，为了保证系统的高

频特性精度,需要在控制系统中考虑链路延时的作用,在仿真中通常采用人为手段,在触发信号生成环节引入延时。另外,实际工程中 MMC 控制器的采样频率有限,一般情况下控制周期远大于直流侧系统的仿真步长,因此在仿真过程中,为了更好地模拟真实场景,需要对控制系统和一次系统进行同步,定义控制系统的采样时刻为同步时刻,控制系统与一次系统的数据交互原则如图 3-13 所示,图中 t_1 、 t_2 为相邻的两个同步时刻。

T_c : 控制周期 Δt : 小步长 T_d : 链路延时 $\bigcirc$: 仿真值 --- : 数据传输路径

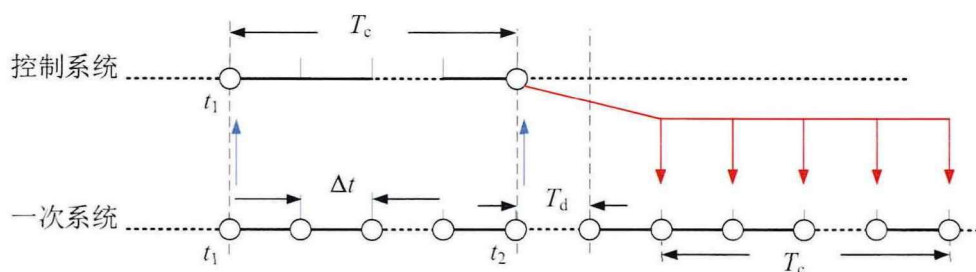


图 3-13 控制系统数据交互原则

Fig. 3-13 Data interaction principle of control system

数据交互过程如下:

- (1) t_1 时刻, 控制系统采集一次系统阀侧三相电压、三相电流以及桥臂电流等信息作为输入量进行控制逻辑计算;
- (2) t_2 时刻, 控制系统完成一个控制周期, 得到触发信号并送入延时环节, 同时采集一次系统电气量进入下一个控制周期;
- (3) 控制信号经延时 T_d 后, 送入一次系统, 作为接下来一个控制周期的触发信号。

3.4 MMC 高频特性仿真精度影响因素

柔性直流的交流侧正序阻抗的高频特性主要受换流变压器漏感、桥臂电感、控制延时和内环控制环节等影响, 其阻频关系可以近似用式(3-22)表示^[112]。

$$Z_{\text{MMC}}(s) = \frac{sL + G_{\text{delay}}(s)G_{\text{PI}}(s)}{1 - G_{\text{delay}}(s)} \quad (3-22)$$

式中, $L=L_T+L_{\text{arm}}/2$; $G_{\text{PI}}(s)$ 为内环控制的比例积分环节; $G_{\text{delay}}(s)=e^{-sT}$, 为等效延时环节, 其中 T 为等效延时。

当前研究大多针对伪双极型柔性直流输电系统, 其换流变压器一二次侧均为星型接线, 因此等效延时 $T=T_d+T_c$ 。

3.4.1 仿真步长对精度的影响

电磁暂态仿真中的电感、电容元件通常采用隐式梯形积分算法求解，尽管该方法精度高，但仍为近似求解，会存在一定的误差。

文献[21]指出隐式梯形积分算法推导的电感 L 的差分方程与 $Z_C=2L/\Delta t$ 、 $\tau=\Delta t/2$ 的单位长度短路无损传输线的差分方程的形式是完全一致的。

对于以上参数的短路无损传输线，其输入阻抗如式(3-23)所示。

$$Z_{\text{input}} = jZ_C \tan(\beta l) \quad (3-23)$$

其中 $\beta=\omega\tau/l=\omega\Delta t/2$ ，为相位常数，对式(3-23)进行变形，可以得到如下形式的输入阻抗表达式。

$$Z_{\text{input}} = j\omega L \frac{\tan(\omega \frac{\Delta t}{2})}{\omega \frac{\Delta t}{2}} \quad (3-24)$$

按照等价关系，利用隐式梯形积分算法求解的电感 L 的阻抗与式(3-24)一致，与电感 L 的实际阻抗 $j\omega L$ 存在幅值偏差，且随频率和仿真步长单调递增。

按式(3-24)进行误差修正，柔性直流系统在交流侧展现的高频阻抗特性如式(3-25)所示。

$$Z_{\text{MMC}}(s) = \frac{sL \frac{\tan(\omega \frac{\Delta T}{2})}{\omega \frac{\Delta T}{2}} + G_{\text{delay}}(s)G_{\text{PI}}(s)}{1 - G_{\text{delay}}(s)} \quad (3-25)$$

在较高频率下，式(3-25)分母项中的微分环节对 MMC 阻抗的幅值起决定作用，受隐式梯形积分算法的误差影响，3000Hz、 $\Delta T=50\mu\text{s}$ 条件下的高频阻抗特性仿真误差在 8%左右，对于分析高频振荡问题的影响较小。

3.4.2 交流网络对精度的影响

对于换流变压器解耦系统，在非同步时刻求解系统需要大步长侧节点注入电流的插值作为输入量，随着注入电流频率增大，线性插值的误差随之增加。

为了分析交流网络对直流系统高频特性仿真精度的影响，建立图 3-14 所示的简单多速率仿真模型，图中 u_s 为正弦电压源， Z 为大步长侧网络阻抗， L 为小步长侧电感， u_1 和 u_2 分别为节点 1 和节点 2 的电压。以节点 1 和节点 2 间的电感为大小步长网络的接口，利用 3.2.3 节解耦原理及 3.3.1 节数据交互原则，实现该电路的多速率仿真。

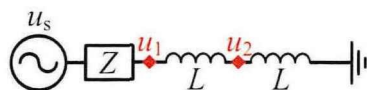


图 3-14 简单多速率仿真电路

Fig. 3-14 Simple multi-rate simulation circuit

当大步长侧阻抗 Z 为阻性时，设定 $Z=4L/\Delta T$ ， $\Delta T=2\Delta t$ ，电压源周期为 $8\Delta T$ 。基于以上条件，大步长侧的等效节点注入电流 $i_e(t)=u_s(t)/Z$ ，图 3-15 a)所示为 i_e 在同步时刻和非同步时刻被协调层用作输入的数值，其中红色圆圈为非同步时刻的线性插值点。由于 i_e 不受仿真结果影响，小步长网络中引入的误差仅为插值造成的误差，多速率网络的解与以图 3-15 b)所示节点注入电流为输入的小步长仿真的解一致。因此，当大步长网络为阻性时，小步长网络对外展现的高频特性无误差。

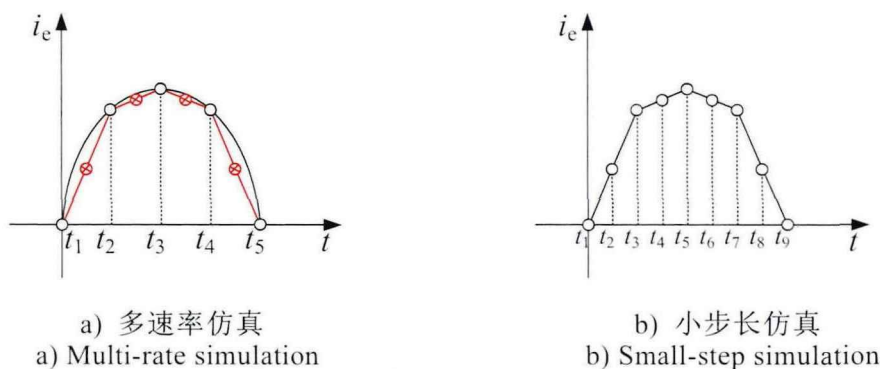


图 3-15 等效节点注入电流

Fig. 3-15 Equivalent node injection current

当大步长侧阻抗 Z 为非阻性时，小步长网络在非同步时刻的解无法反馈给大步长网络非阻性元件差分模型的等效电源，从而导致高频特性精度不足。同样以图 3-14 所示电路为例，设定 $Z=j2\omega L$ ， $\Delta T=2\Delta t$ ， $t=0$ 时刻的初始状态为 0。基于以上条件，通过求解多速率网络得到 $t=\Delta T$ 时刻节点 1 的电压 $u_1(\Delta T)=5u_s(\Delta T)/9$ ，然而实际系统中阻抗 Z 应和节点 1 右侧的电感均分电压源的电压，因此从多速率仿真系统的大步长侧看去，节点 1 右侧连接的元件性质发生变化，即小步长网络对外展现的高频特性出现误差。

综合以上分析，当大步长网络存在感性元件、容性元件或受控元件时，大步长网络多速率接口处的端口阻抗的阻频特性相比小步长网络的真实阻频特性存在误差。

3.5 仿真验证

本章基于 PSCAD/EMTDC 仿真平台的自定义功能将所提并行多速率仿真方法应用于如图 3-1 所示双端 MMC-HVDC 系统，交流侧采用 RLC 组合支路对交流网络进行等值，直流侧采用伪双极接线形式，经直流线路相连，整流站采用定直流电压和定无功功率控制；逆变站采用定有功功率和定无功功率控制，仿真系统参数如表 3-1 所示。

表 3-1 仿真系统参数
Table 3-1 Parameters of simulation system

项目	数值	项目	数值
交流电压	525kV	直流电压	$\pm 420\text{kV}$
有功功率	1250MW	无功功率	0Mvar
子模块数量	397	子模块电容	8mF
桥臂电抗	0.14H	换流变压器漏抗	0.14pu
换流变压器单相容量	375MVA	换流变变比	303kV/252kV
换流变压器涡流损耗	0.00045pu	中性点接地电阻	500 Ω
交流系统阻抗形式	R//L	交流系统阻抗	12.9 $\angle 80^\circ \Omega$
内环 k_p	1	内环 k_i	30

多速率仿真的大步长设置为 50 μs ，小步长设置为 2 μs ，建立对照实验，对照组为未解耦的单速率小步长仿真系统，以下分别从稳态仿真、动态仿真和阻抗扫描三个方面验证多速率仿真系统的仿真精度。

3.5.1 稳态仿真

图 3-16 所示为稳态工况下的仿真结果对比图，图中红色虚线为多速率仿真结果，黑色实线为单速率小步长仿真结果。由于换流站两端结构对称，其中一端的仿真结果可以表明整个系统的仿真精度，在此以整流站为例，图 3-16 中从上至下依次为整流站直流出口电压、整流站直流出口电流、整流站 A 相上桥臂电压和整流站交流网侧 A 相电压。

初始运行状态下，整流站直流电压整定值为 840kV，无功功率整定值为 0Mvar，逆变站有功功率整定值为 1250MW，无功功率整定值为 0Mvar。从图 3-16 可以看出，单速率小步长仿真和多速率仿真稳态下的各电气量瞬时值基本一致。以单速率小步长仿真结果为基准，桥臂电流的均方根误差为 0.0085。

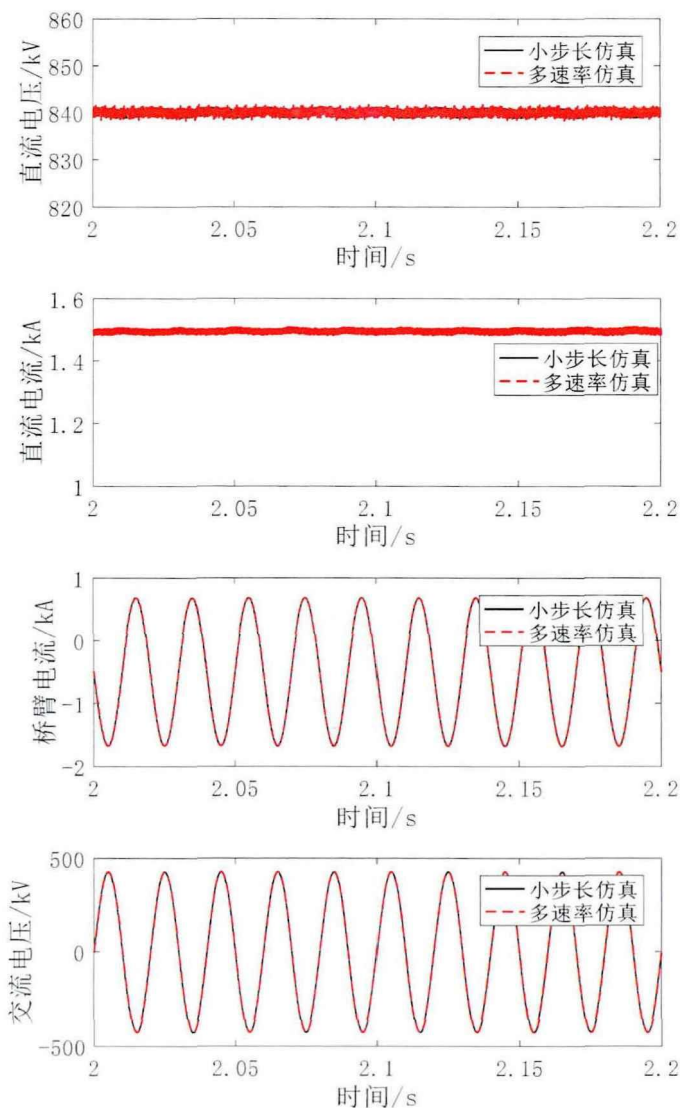


图 3-16 稳态仿真结果

Fig. 3-16 Results of steady simulation

3.5.2 动态仿真

初始运行状态如图 3-16 所示, 在 $t=4\text{s}$ 时, 整流站直流电压指令值由 1pu 跳变到 0.9pu , 图 3-17 所示为相应过程的仿真结果对比图, 图中红色虚线为多速率仿真结果, 黑色实线为单速率小步长仿真结果, 图中自上至下依次是整流站直流出口电压、整流站直流出口电流和整流站 A 相上桥臂电流。

在图 3-17 中, 直流电压指令值阶跃后, 直流电压、直流电流和桥臂电流均做出相应响应, 并向新的稳定状态过渡。从图 3-17 可以看出, 指令值突变后的动态过程中, 单速率小步长仿真和多速率仿真的各电气量瞬时值基本一致。以单速率小步长仿真结果为基准, 桥臂电流的均方根误差为 0.0137 。

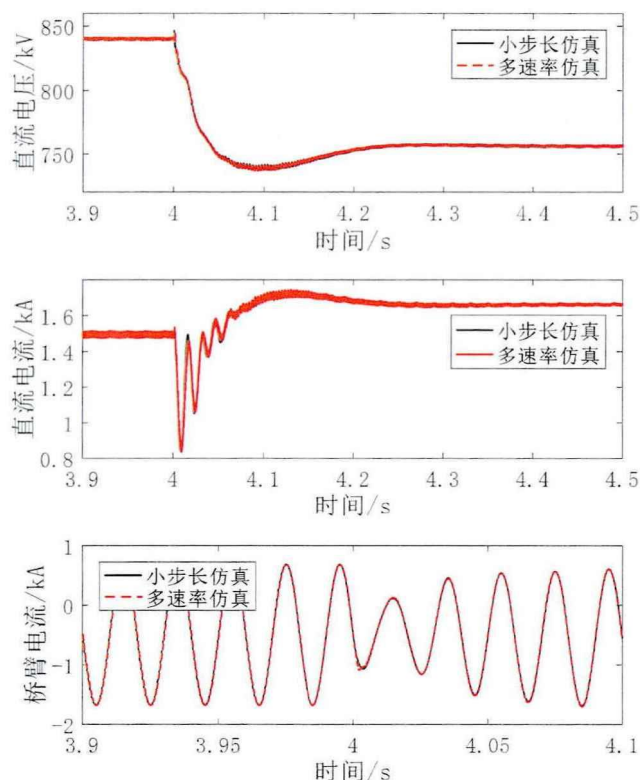


图 3-17 动态仿真结果

Fig. 3-17 Results of dynamic simulation

3.5.3 频率扫描

3.5.3.1 仿真步长对精度的影响

在仿真系统的大步长网络中加入谐波电压源,测量换流变压器网侧交流电压和交流电流,基于傅里叶变换计算 MMC 阻抗频率特性,并与 MMC 的交流侧阻抗的高频特性理论模型进行对比,验证模型的高频特性仿真精度,其中控制链路延时设置为 $500\mu\text{s}$ 。同时,为了排除交流网络对多速率仿真精度的影响,利用控制变量思想将交流系统等值阻抗设置为 1Ω 的电阻。

频率扫描结果如图 3-18 所示,其中蓝色实线为根据式(3-22)所绘制的 MMC 高频阻抗特性曲线理论模型,红色虚线为基于 PSCAD/EMTDC 对单速率小步长仿真网络扫频得到的 MMC 高频阻抗特性曲线;红色实线为根据式(3-25)修正后的,考虑仿真步长影响的 MMC 高频阻抗特性曲线理论模型,蓝色虚线为基于 PSCAD/EMTDC 对多速率仿真网络扫频得到的 MMC 高频阻抗特性曲线。

由图 3-18 可知,多速率仿真系统中 MMC 在大步长交流侧表现的阻抗特性在高频段存在幅值误差,与 3.4.1 节理论分析得到的结论一致,误差在可以接受的范围内。

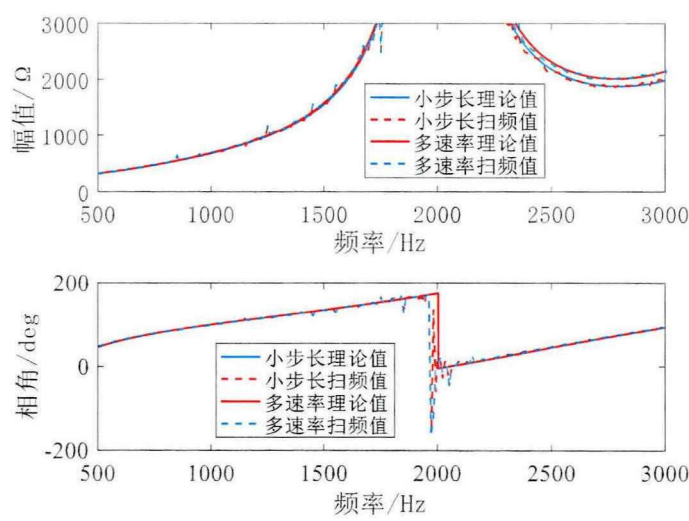


图 3-18 仿真步长对模型精度的影响

Fig. 3-18 Influence of time step on accuracy of model

3.5.3.2 交流网络对精度的影响

改变交流系统中等值电感的数值，基于与 3.5.3.1 节同样的扫频方法和链路延时，验证交流网络性质对多速率仿真精度的影响。频率扫描结果如图 3-19 所示，可以看出，随着大步长网络中电感元件数值的增大，MMC 对外表现的高频阻抗特性偏差越大，验证了 3.4.2 节的分析结论。

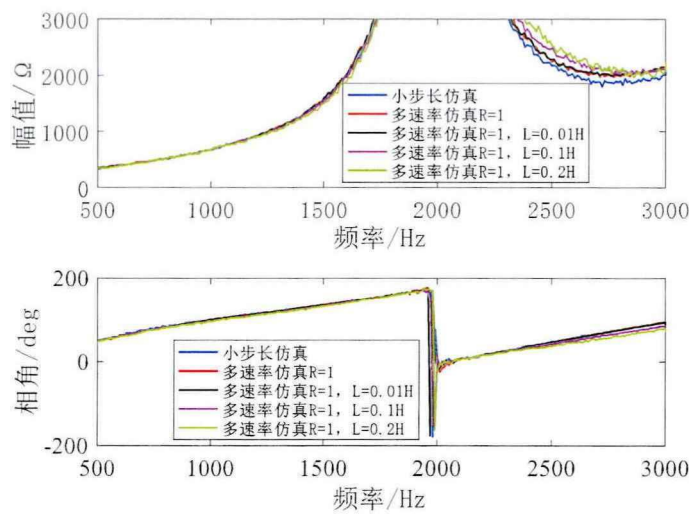


图 3-19 交流网络对模型精度的影响

Fig. 3-19 Influence of ac network on accuracy of model

3.6 本章小结

本章提出了一种适用于柔性直流输电系统的并行多速率仿真方法，设计了多

速率仿真的接口数据同步机制,并分析了多速率仿真系统中柔性直流系统高频特性仿真精度的影响因素,基于 PSCAD/EMTDC 仿真平台通过双端 MMC-HVDC 输电系统仿真对所提并行多速率仿真方法及理论分析进行验证,得到以下结论:

(1) 所提出的并行多速率仿真方法能够实现柔性直流输电系统换流站间、换流站内部以及换流站与交流系统间解耦,能够精确模拟柔性直流输电系统的运行特性,具有足够的仿真精度。

(2) 所提出的并行多速率仿真方法能够保证一定的柔性直流系统高频特性仿真精度,能够满足柔性直流接入交流系统的高频振荡问题的研究需求。

(3) 多速率仿真下,柔性直流系统对外的高频阻抗特性存在一定的仿真误差,主要是由大步长网络的仿真步长及其储能元件、受控元件导致的,前者可以通过推导量化误差,对高频阻抗特性影响较小,后者受电路结构和参数等因素影响,难以量化误差,仿真结果表明误差在可接受范围内。

第4章 基于FPGA的柔性直流实时仿真平台

4.1 引言

实时仿真是柔性直流工程在规划阶段的验证工具,也是工程投运前对控制保护装置进行性能测试的重要手段。实时仿真平台的仿真精度是为实际工程提供有效建议的重要保障,实时仿真平台的时间性能是提高工程问题研究效率的基础,实时仿真平台的资源占用情况是影响工程问题研究成本的关键因素。

实时仿真平台的性能取决于所采用的仿真技术以及平台的硬件架构,其中硬件架构是当前决定实时仿真成本和限制实时仿真规模的关键因素。传统的实时仿真平台依托于CPU集群架构,随着CPU性能的不断提高,实时仿真的性能得到一定程度的提升,但受到冯诺依曼体系结构的限制,当前基于CPU集群架构的实时仿真平台仍然难以实现高电平MMC的小步长实时仿真。目前,FPGA以其较高的集成度和较强的并行计算能力被广泛应用于实时仿真领域,成为MMC小步长实时仿真的重要载体。成熟的商业化实时仿真平台如RTDS和RTLAB构建了基于CPU+FPGA的硬件架构,建立了基于FPGA的MMC仿真柜,利用FPGA的并行计算优势实现MMC换流阀等值计算和子模块电容电压均衡控制。文献[59]在此基础上通过自主开发实现了基于FPGA的MMC仿真,但仍需链接RTDS进行底层电磁暂态计算。FPGA在柔性直流实时仿真领域具有更广阔的应用前景,对其时空性能优化和仿真功能开发仍然有进一步研究空间。

在此基础上,本章对FPGA的仿真功能和时空性能进行进一步提升。基于第2章和第3章所提出的元件建模方法和系统求解方法,以FPGA为硬件载体实现了仿真系统的底层计算,实现了完全基于FPGA的柔性直流实时仿真,并通过对FPGA的时序优化设计和资源优化配置,提高了仿真系统的计算速度、实现了仿真系统的高度集成。本章介绍了实时仿真平台的建设过程,并对仿真平台的时空性能和仿真精度进行了测试。

4.2 FPGA 简介

FPGA是一种半定制化的专用型集成电路,能够通过编程实现定制化设计。相比于定制化的专用型集成电路,FPGA更加灵活,能够根据目标需求进行自定义设计,原则上允许无限次重置;相比于通用型集成电路,FPGA更加高效,因为通用型集成芯片在计算过程中包含对指令的存储和译码等环节,因此在计算速

度上相对更慢一些。随着集成工艺的不断发展, FPGA 的集成度不断提高, 资源规模不断扩大, 性能优势更加明显, 使其在多个领域中获得了更加广泛的应用。特别地, FPGA 的并行计算架构使其更适用于进行重复性较高的计算任务, 例如模块化多电平换流器的仿真计算。

FPGA 在结构上主要包括可配置逻辑模块 (Configurable Logic Block, CLB)、输入输出模块 (Input Output Block, IOB) 和内部连线 (Interconnect)。

(1) 可配置逻辑模块

可配置逻辑模块由查找表 (Look Up Table, LUT) 和寄存器 (Register) 构成, 是 FPGA 的主体。其中, 查找表能够执行基本逻辑功能, 用于实现组合逻辑设计; 寄存器能够配置为触发器 (Flip Flop, FF) 和锁存器 (Latch), 用于实现时序逻辑设计。

(2) 输入输出模块

输入输出模块分布在 FPGA 的四周, 是 FPGA 内部逻辑与外部电路相互连接的引脚, 可以通过配置适应不同的电气标准。

(3) 内部连线

FPGA 的内部连线可以连通芯片内部的所有功能模块, 从而实现复杂的逻辑功能。内部连线的布置直接影响算法的时序性能, 布局布线是算法开发过程中的关键环节。

4.3 基于 FPGA 的一次系统求解器

4.3.1 柔性直流输电系统一次系统拓扑结构

为了体现系统规模, 本章以四端真双极柔性直流电网为目标系统, 其主电路拓扑如图 4-1 所示, 四端换流站均采用真双极结构的半桥型模块化多电平换流器, 各端换流站直流端口通过平波电抗器和直流传输线互联, 形成四端环网。单极单相单桥臂子模块数目上限设置为 256, 图中红色双实线为根据 3.2 节内容所确定的系统解耦点, 每端换流站求解流程完全一致, 以下以单端换流站为例详细说明基于 FPGA 的一次系统求解器的架构设计。

4.3.2 基于并行流水线技术的换流阀计算模块

柔直换流阀包含数量众多的子模块, 各个子模块等值计算过程相同且互不影响, 这有助于充分发挥 FPGA 的并行计算特性, 基于此, 本文设计了基于并行流水线技术的换流阀计算模块。将单个桥臂所有子模块均分为几组, 各条流水线负责相应分组的子模块更新计算和该分组对应部分桥臂的等值计算, 流水线间同步

并行计算，构成并行流水线架构，以此来提高换流阀模型的求解速度。

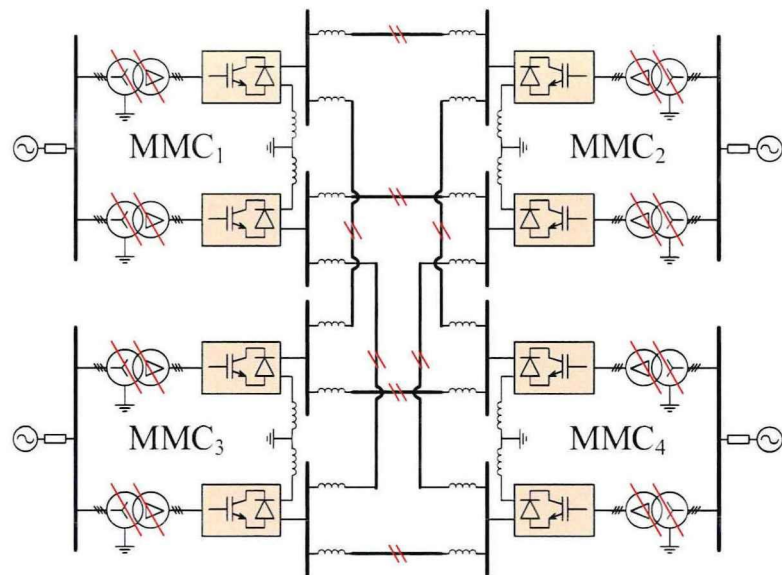


图 4-1 柔性直流电网拓扑结构
Fig. 4-1 Topology of flexible dc grid

针对单桥臂子模块数目不超过 256 的模块化多电平换流器，为适应子模块数目变化，取 $N=256$ 作为换流阀计算模块的子模块总数目。同时，折衷考虑并行计算的空间复杂度和流水线计算的时间复杂度，本文设置 4 条并行计算流水线。流水线内部计算框架如图 4-2 所示，根据式(3-15)和式(3-16)更新该分组内各个子模块的电容电压，并根据式(3-17)-式(3-20)累加计算本组 64 个子模块的戴维南等值电压源和等值电阻。图中， Δu_C 为子模块电容电压增量， G_{lasti} 为第 i 个子模块上一仿真时刻的触发信号， G_i 为第 i 个子模块当前仿真时刻的触发信号， $u_{SM-eq1\sim64}$ 是该组各个子模块戴维南等值电压源的累加， $R_{SM-1\sim64}$ 是该组各个子模块戴维南等值电阻的累加。

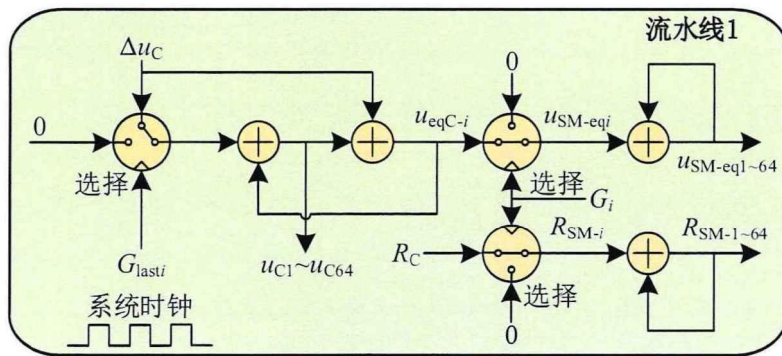


图 4-2 单条流水线计算架构
Fig. 4-2 Calculation framework of single pipeline

图 4-3 所示为换流阀计算模块的整体框架，考虑到 FPGA 内部定点数运算速度快，且定点数运算占用 DSP 资源，而浮点数运算基于知识产权（Intellectual Property, IP）核，占用 LUT 资源较高，为了进一步优化硬件资源分配，同时满足计算精度需求，本文采用 64 位定点数对换流阀进行计算，其中整数部分和小数部分分别为 32 位。在换流阀计算模块的输入输出端配置浮点数与定点数相互转换的 IP 核，如图 4-3 中蓝色模块所示。其中 Float_Fixed 为浮点数转定点数 IP 核，实现将由电路计算模块输入到换流阀计算模块的桥臂电流信号从 IEEE-754 标准下的单精度浮点数转换为定点数；Fixed_Float 为定点数转浮点数 IP 核，实现将由换流阀计算模块输出到电路计算模块的桥臂戴维南等值电压源和等值电阻信号从定点数转换为 IEEE-754 标准下的单精度浮点数。

单端真双极模块化多电平换流器共有 12 个桥臂，即需要 12 个换流阀计算模块，各模块间并行计算，其输出的子模块电容电压信号将以定点数形式储存在寄存器中，以用于子模块电容电压均衡控制。

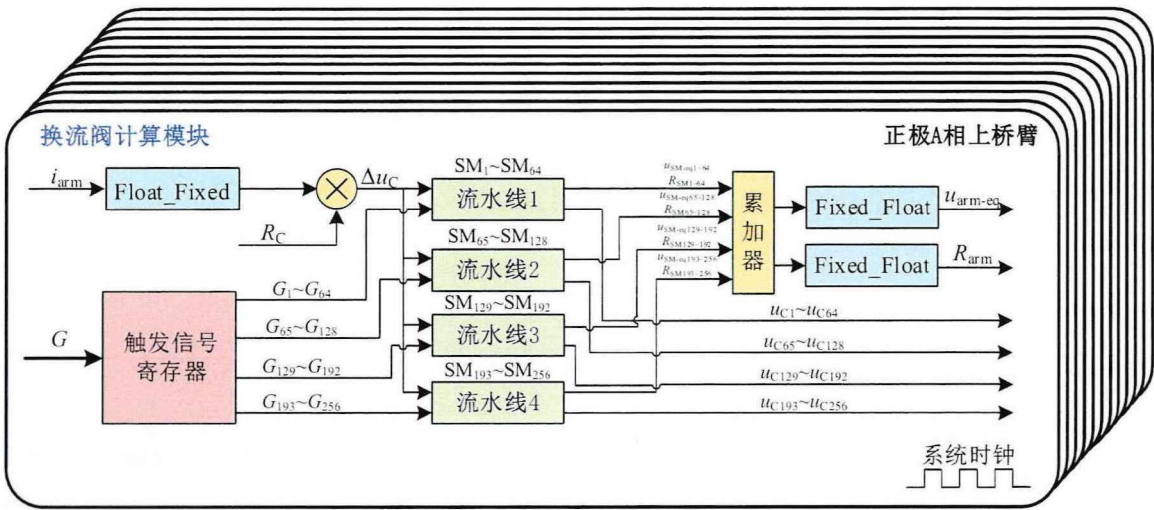


图 4-3 换流阀计算模块框架

Fig. 4-3 Framework of valve calculation module

4.3.3 基于逻辑复用技术的电路计算模块

基于第 3 章所提出的分网策略，单端换流站可以分解为 5 个子系统，按照功能和位置命名，分别为正极直流子网、负极直流子网、接地极直流子网、多速率网络交流子网和多速率网络直流子网，如图 4-4 所示。

考虑到多速率网络协调层求解，电路计算模块共分为六个单元，分别为正极直流子网计算模块、负极直流子网计算模块、接地极直流子网计算模块、多速率网络协调层计算模块、多速率网络交流子网计算模块和多速率网络直流子网计算模块，如图 4-5 所示。

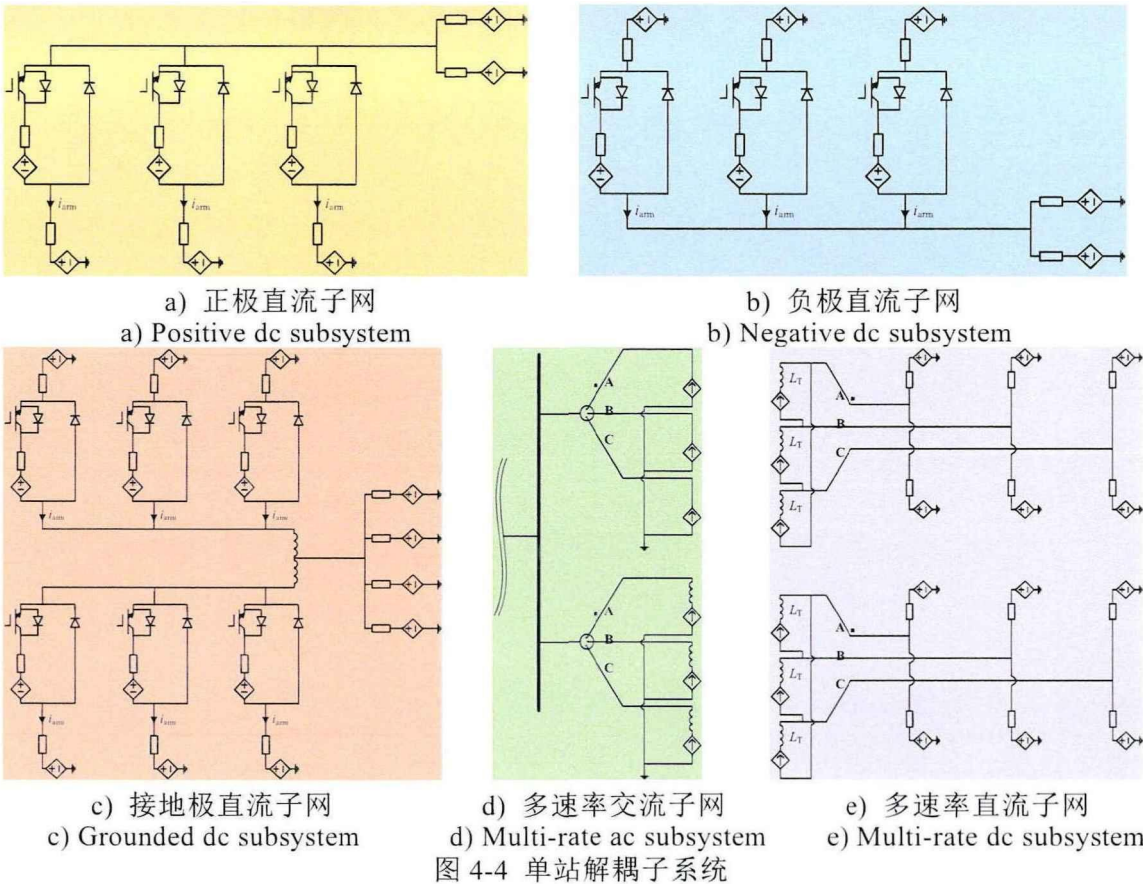


图 4-4 单站解耦子系统

Fig. 4-4 Decoupled subsystem of single MMC

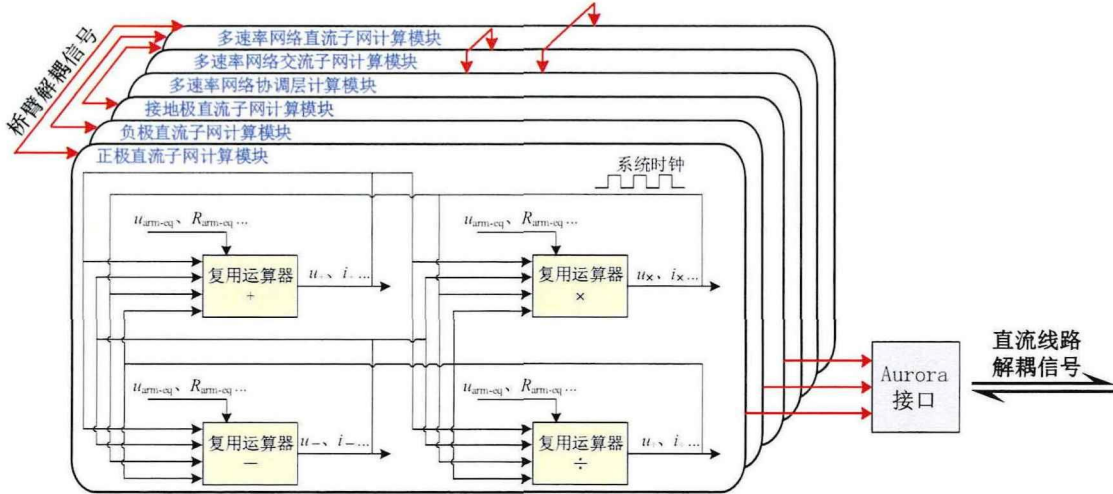


图 4-5 电路计算模块框架

Fig. 4-5 Framework of circuit calculation module

图 4-5 所示的电路计算模块与图 4-3 所示的换流阀计算模块间传递桥臂电流信号和桥臂等值电压源、等值电阻信号；各电路计算模块之间传递桥臂解耦信号以及多速率接口协调变量信号等，其中正极直流子网计算模块与多速率网络直流子网计算模块间传递正极上桥臂解耦信号，负极直流子网计算模块与多速率网络

直流子网计算模块间传递负极下桥臂解耦信号,接地极直流子网计算模块与多速率网络直流子网计算模块间传递正极下桥臂解耦信号和负极上桥臂解耦信号,多速率网络协调层计算模块与多速率网络交流子网计算模块间传递协调变量及交流子网等效注入电流信号,多速率网络协调层计算模块与多速率网络直流子网计算模块间传递协调变量及直流子网等效注入电流信号,模块间信号传递通过内部连线实现,无通信延时。

在进行柔性直流电网实时仿真时,在单块 FPGA 硬件资源有限的情况下,各端换流站各占用一块独立的 FPGA 开发板。基于第 3 章所提的分网策略,各端换流站需要与相邻两端换流站互相传递直流线路解耦信号,因此需要利用 FPGA 的输入输出模块配置快速数据通信接口。考虑到 Aurora 通信协议具有低延时和高带宽等优势,能够自定义帧格式,通信速率达到 2Gbps,能够满足小步长仿真的实时通信需求,因此本文选用 Aurora 接口作为各端换流站间的数据交互接口,如图 4-5 所示。

电路计算模块的计算量相对较大,当利用定点数进行计算时,会消耗过多 DSP 资源,会导致无法将整个换流站的求解集成在同一块 FPGA 开发板上,因此本文选择采用浮点数运算方式求解电路方程。FPGA 开发平台提供了浮点数四则运算的 IP 核,其对资源利用进行了较好的优化,但过多使用仍会导致资源占用率过高。电路计算模块的功能是求解相应网络的节点电压方程,虽然解耦后子系统的节点数和支路数已经被大幅降低,但矩阵计算方法仍会对资源和时序产生很大影响。

为了实现资源的优化分配,本文采用逻辑复用的方式求解节点电压方程。每个电路计算模块配置固定数目的浮点数运算 IP 核,首先根据网络方程求出各变量表达式,基于等式变换确定四则运算的次数及顺序,通过在运算 IP 输入端口和输出端口添加计数器来判断当前计算进度,设置数据有效信号作为标志位,根据标志位和输入端口计数器将已有变量和中间变量按照数据流形式输入到运算 IP 核中,运算 IP 核的输出结果以输出端口计数器为标志赋值给中间变量,形成逻辑复用。同时为了保证计算效率,加法、减法、乘法和除法并行处理,其各自输出的中间变量会根据需要插入到相应 IP 核的输入数据流中,从而有效减少了 IP 核固有计算时间造成的复用数据流的间断,大大提高了计算效率。如图 4-6 所示为复用加法运算器。

4.4 基于 FPGA 的 MMC 控制器

MMC 控制系统中除了锁相环(Phase Locked Loop, PLL)需要进行正余弦计算外,其余各个功能模块都可以拆分为加法、减法、乘法和比较运算,且运算

逻辑相对简单。除此之外，相比于电路计算模块，控制系统的加法、减法和乘法运算环节相对更少一些，因此本文选择用定点数运算实现控制系统功能，以提高控制计算速度并降低 LUT 资源占用率。

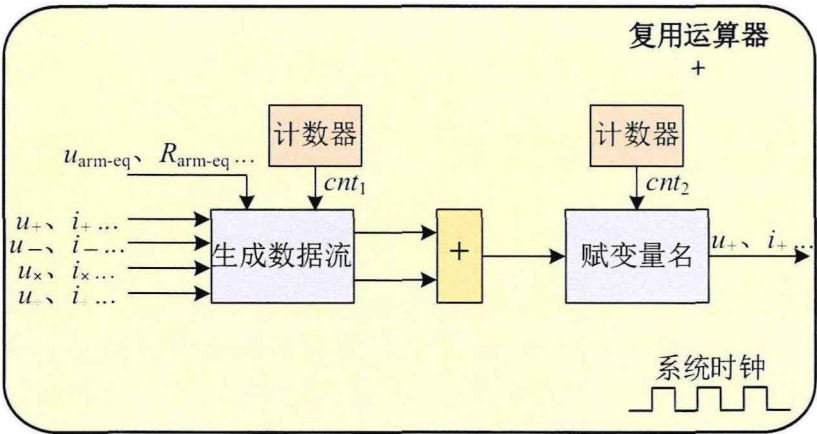


图 4-6 复用加法运算器
Fig. 4-6 Multiplexing adder

图 4-7 所示为本文所开发的 MMC 控制器的整体架构，控制器从一次系统接收换流变压器网侧交流电压电流信号、桥臂电流信号以及子模块电容电压信号，并向一次系统发送子模块触发信号。控制器集成了单端真双极 MMC 控制系统，正负极控制系统控制逻辑相同，包括锁相环、Park 变换、外环控制、内环控制、最近电平逼近调制和子模块电容电压均衡控制。

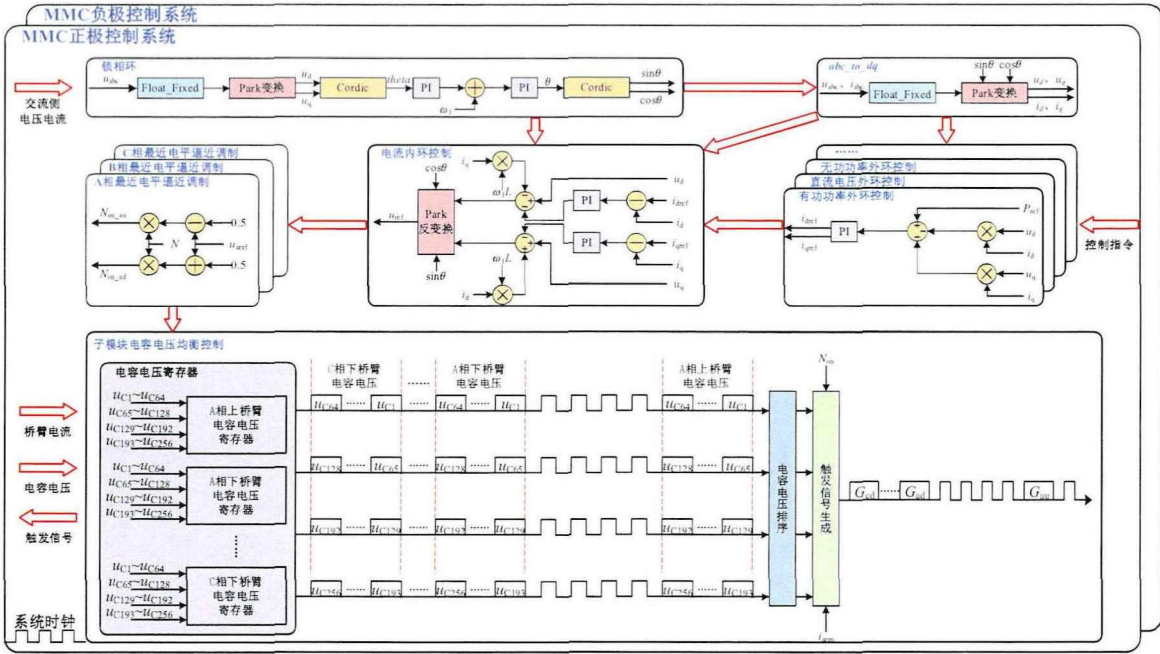


图 4-7 控制器整体框架图
Fig. 4-7 Diagram of the controller overall architecture

为了充分发挥 FPGA 计算架构上的优势,本节基于并行计算思想进行 MMC 控制器设计。对控制系统中各个功能模块的内部计算逻辑进行并行设计,以最高的并行度实现控制功能;同时对整个控制系统执行并行操作,对功能相同或逻辑相互独立的功能模块同时并行计算,以最大程度地降低控制系统时间复杂度。以下展开介绍图 4-7 中比例积分 (Proportional Integral, PI) 控制模块, Park 变换模块和子模块电容电压均衡控制模块的并行设计思想。

4.4.1 PI 控制模块

PI 控制模块作为一种线性控制环节,能够基于目标变量的偏差值进行负反馈控制,从而起到抑制闭环系统扰动的效果,是 MMC 控制系统中的关键环节,PI 控制模块的传递函数如式(4-1)所示。

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4-1)$$

式中 k_p ——PI 控制模块的比例系数;

k_i ——PI 控制模块的积分系数。

PI 控制模块在数字系统中需要进行离散化处理,隐式梯形积分算法下 PI 控制模块的时域表达式如式(4-2)所示。

$$y(t) = k_p x(t) + \frac{k_i T_c}{2} (x(t - T_c) + x(t)) + y_i(t - T_c) \quad (4-2)$$

式中 T_c ——控制周期;

$x(t)$ ——PI 环节当前时刻输入;

$x(t - T_c)$ ——PI 环节上一时刻输入;

$y(t)$ ——PI 环节当前时刻输出;

$y_i(t - T_c)$ ——积分环节上一时刻输出。

对于控制系统中的 PI 环节,尤其是积分环节,通常需要限制其输出变量的幅值,为了方便对积分环节的输出进行限幅,在计算过程中需要将比例环节和积分环节分开计算,结合式(4-2)得到如图 4-8 所示的 PI 控制模块实现过程,图中寄存器用来存储当前时刻的输入量以及积分环节的输出量,以在下一时刻的控制计算中使用。PI 控制模块中共包含 5 个计算环节,其中有 2 次乘法运算和 3 次加法运算,共经历了 4 级运算过程,相比于串行计算节省了 1 次乘法运算的时间。

4.4.2 Park 变换模块

Park 变换及其反变换模块用于实现静止坐标系 (abc 坐标系) 下的三相分量与旋转坐标系 (dq 坐标系) 下的两相分量之间的相互转换,本节以三相交流电

压分量为例说明其并行设计思路。

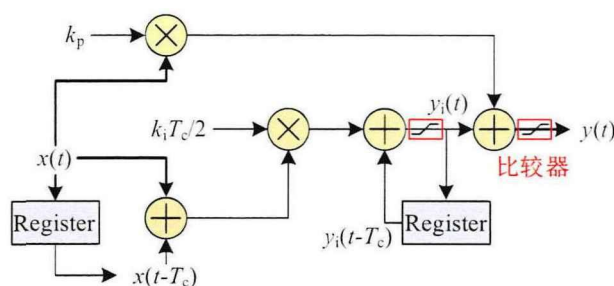


图 4-8 PI 控制模块实现过程

Fig. 4-8 Implementation process of PI controller

Park 变换矩阵如式(4-3)所示, 其中包含了对锁相环输出变量 θ 的正余弦变换, 在 FPGA 中需要使用旋转数字计算 (Coordinate Rotation Digital Computer, CORDIC) 核求解, 计算时间长且资源占用高, 因此直接求解 Park 变换矩阵会带来较高的时空复杂度。

$$\mathbf{P} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

通常情况下将 Park 变换过程分为两步^[59], 其间引入两相静止坐标系, 即 $\alpha\beta$ 坐标系, 首先通过 Clark 变换将变量从三相静止坐标系投影到两相静止坐标系中, 再通过旋转变换将变量投影到两相旋转坐标系中, 过程拆分后的变量变换过程如式(4-4)所示。

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

根据式(4-4)得到如图 4-9 所示的 Park 变换并行计算框架。

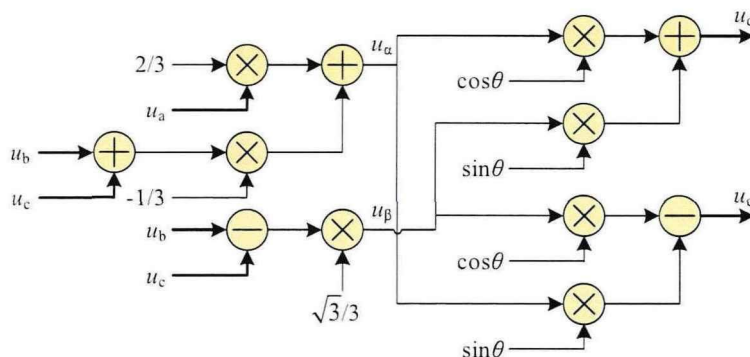


图 4-9 Park 变换

Fig. 4-9 Park transformation

基于与上述变换过程类似的分步计算思想，得到如式(4-5)所示的 Park 反变换表达式，其并行计算过程如图 4-10 所示。

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

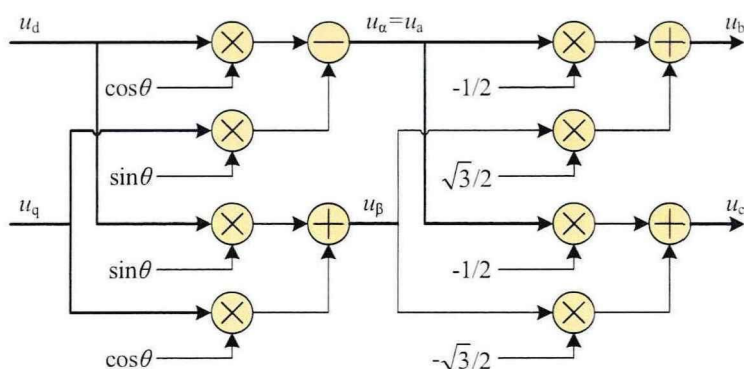


图 4-10 Park 反变换

Fig. 4-10 Inverse Park transformation

4.4.3 子模块电容电压均衡控制模块

MMC 直流电压的稳定性受到桥臂中各子模块电容电压的影响，控制子模块电容电压的不平衡度是实现 MMC 稳定运行的前提条件。子模块电容电压均衡控制模块以各子模块电容电压、桥臂电流和子模块导通数目为输入信号，通过对电容电压排序，并根据排序结果、桥臂电流和子模块导通数目生成各子模块触发脉冲信号，从而达到子模块电容电压平衡的效果。以下对子模块电容电压均衡控制模块中各个环节在 FPGA 中的实现过程进行详细介绍。

4.4.3.1 子模块电容电压存储

由于 MMC 子模块数量多，当子模块电容电压以分布式存储的形式储存在 FPGA 的 CLB 中时会产生巨大的资源消耗，通常情况下需要储存于挂载在 FPGA 芯片上的块存储器中。另外，控制器中的子模块电容电压是通过采集一次系统中的电气量而获得的，在实时仿真中是由一次系统求解器传递到控制器中的，在进行数据传输时，由于数据量庞大且通信带宽有限，电容电压是以数据流的形式输入到控制器中的，数据流中不仅包含电容电压的数值大小还包含子模块的位置信息，因此本文选择先入先出（First-In First-Out, FIFO）寄存器作为子模块电容电压的存储单元，以便于保留子模块的位置信息。同时，考虑到子模块电容电压

额定值通常在几千伏左右,因此为了保证数据精度的前提下优化资源配置,本文以 23 位定点数表征子模块电容电压的数值大小,其中包含 8 个整数位和 15 个小数位。

为了提高电容电压排序的计算速度,同时发挥 FPGA 并行计算的优势,本文采用并行排序算法,将同一条桥臂的电容电压分为几条并行数据流输入到排序网络。由于第 4.3.2 节换流阀计算模块中采用 4 条并行流水线,因此为了便于一次系统求解器与控制器相互对接,在电容电压存储环节为每个桥臂配置 4 个 23 位宽 64 位深的 FIFO 寄存器,用于存储子模块数目不超过 256 的单桥臂电容电压。

电容电压存储的目的是为了能够控制排序网络的输入,以实现排序网络的复用,从而降低电容电压均衡控制模块的资源占用,以下介绍排序网络的排序原理以及复用过程。

4.4.3.2 子模块电容电压排序

为了充分利用 FPGA 的并行计算优势,本文选择使用并行全比较算法——双调排序算法进行电容电压排序。

为了解释双调排序算法原理,首先阐述双调数列概念,定义长度相等、单调性相反的两个数列组成的新数列为双调数列,双调数列具有如下定理:

将组成双调数列的两个单调性相反的数列中的元素一一比较,较大的放入一组新序列,称为 *max*;较小的放入另一组新序列,称为 *min*。则新得到的两组序列均为双调序列,而且 *max* 中的任意元素都比 *min* 中的大。

根据上述定理可知,一个元素数为 N 的双调数列通过 $N/2$ 次比较可以得到一大一小两个元素数为 $N/2$ 的双调序列,对新得到的 2 个双调数列继续进行比较操作,直到新数列元素数为 1,即可完成对原序列的单调排序。

然而通常情况下,进行排序的序列并非是双调数列,此时需要先将无序数列转换为双调数列:

根据双调序列的定义,任意一个元素数为 2 的数列都可以看作是双调数列,则一个元素数为 N 的无序序列可以看作由 $N/2$ 个元素数为 2 的双调序列组成,经过双调排序可以得到 $N/2$ 个元素数为 2 的单调序列,相邻 2 个单调序列又可组成 1 个双调序列,以此类推,直到得到 2 个长度为 $N/2$ 的单调序列,其组合即为长度为 N 的双调序列。

按照以上过程,长度为 N (2 的整数次幂) 的无序序列转变为单调序列所需的调整次数如式(4-6)所示。

$$n = \frac{\log_2 N (\log_2 N + 1)}{2} \quad (4-6)$$

图 4-11 所示为简单无序数列[5,2,1,7,3,8,6,4]的双调排序过程，以此来展示双调排序原理。

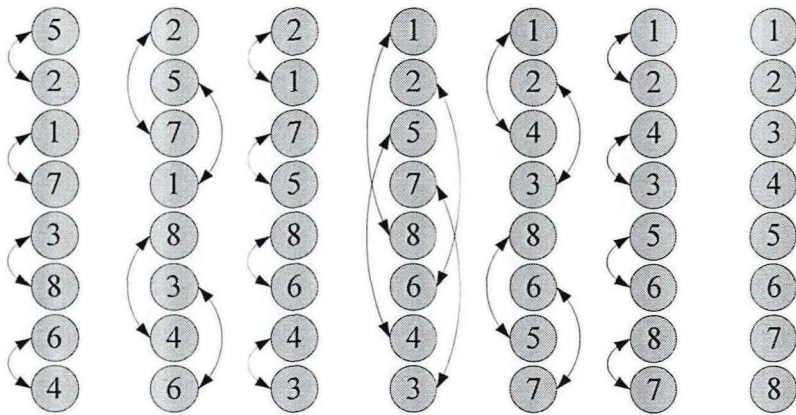


图 4-11 双调排序原理图

Fig. 4-11 Schematic diagram of bitonic sorting

基于以上分析，双调排序算法的时间复杂度远远小于冒泡法等串行排序算法的时间复杂度，同时由于排序网络自身的并行特性，非常适合在 FPGA 中实现。按照 4.4.3.1 节的设计思路，排序网络的输入为寄存器输出的 4 条子模块电容电压数据流，由于排序网络资源占用高，排序时间长，综合考虑资源配置与时序优化问题，本文通过分时触发单极六条桥臂的子模块电容电压存储器，依次将不同桥臂的电容电压数据流送入同一个排序网络，实现对排序网络的复用。为了满足排序网络的计算性能需求，需要控制相邻两个桥臂子模块电容电压数据流间至少间隔 4 个系统时钟，如图 4-7 中所示。

另外，由于排序网络输出的单调数列中不包含元素原本的位置信息，因此本文在子模块电容电压数据流送入排序网络时，根据子模块的位置信息，在 23 位电容电压数据后补充 9 位位置信息。补充后数据格式为 32 位定点数，前 8 位为整数位，后 24 位为小数位，因此补充的位置信息不会影响电容电压的排序结果，可以根据排序结果的后 9 位判断该数据属于第几个子模块，以便在触发信号生成环节做出正确判断。

4.4.3.3 触发信号生成环节

触发信号生成环节根据待导通子模块个数 N_{on} 、桥臂电流方向和电容电压排序结果判断子模块的投切状态，生成子模块控制信号。

排序网络的规模定为桥臂子模块数目的上限值，即 256，当桥臂子模块数目不足 256 时，根据前述设计，仍会有无效的子模块电容电压数据将数据补齐，送入排序网络，但因此需要在触发信号生成环节区分无效电容电压数据。

设单个桥臂子模块总数为 N ，在触发信号生成环节，当识别到电容电压排序

结果后 9 位数据大于 N 时, 判断为无效数据, 相应位置的触发信号输出为 0; 当桥臂电流大于 0 时, 前 N_{on} 个最小的有效子模块电容电压数据所对应位置的触发信号输出为 1, 其余位置的触发信号输出为 0; 当桥臂电流小于 0 时, 前 N_{on} 个最大的有效子模块电容电压数据所对应位置的触发信号输出为 1, 其余位置的触发信号输出为 0。由于排序网络的复用, 触发信号生成环节所生成的各桥臂触发信号相差 4 个系统时钟, 如图 4-7 中所示。

4.5 FPGA 资源使用及时间性能

本节基于第 4.3 节和第 4.4 节开发的一次系统求解器和 MMC 控制器构建柔性直流输电系统实时仿真平台, 一次系统求解器与 MMC 控制器之间的连接方式受限于硬件资源和仿真模式。

在纯数字仿真中, 当硬件资源充足时, 可以利用 FPGA 内部连线实现一次系统求解器与控制器之间的数据传输, 没有通信时延和通信带宽问题; 当硬件资源有限时, 可以利用 FPGA 开发板的 SFP 接口通过双模光纤以 Aurora 通信协议实现两者间的数据交互, 通过拓展 SFP 接口来增加通信带宽, 以降低通信时延。

在硬件在环实验中, 控制器与一次系统求解器相互独立, 两者之间不仅存在数据传输通道, 还存在数模转换接口。

本章旨在建立柔性直流输电系统的实时数字仿真平台, 以 Xilinx VC707 开发套件为硬件载体, 基于 Vivado 2018.1 开发软件, 利用硬件描述语言, 根据前述设计, 实现将单桥臂子模块数目不大于 256 的单端真双极 MMC 的一次系统求解和控制计算集成在同一硬件板卡上。以图 4-1 所示柔性直流电网为目标系统, 利用 4 块 FPGA 开发板分别实现四端换流站实时仿真, 其间依靠双模光纤传递直流线路解耦信号, 利用 1 块 FPGA 开发板作为时间同步装置, 向四端换流站仿真器传递时间同步信号, 同时接收四端换流站需要展示的数据, 通过以太网协议传递到上位机, 上位机采用 Wireshark 软件对数据进行抓取和解析, 如图 4-12 所示。

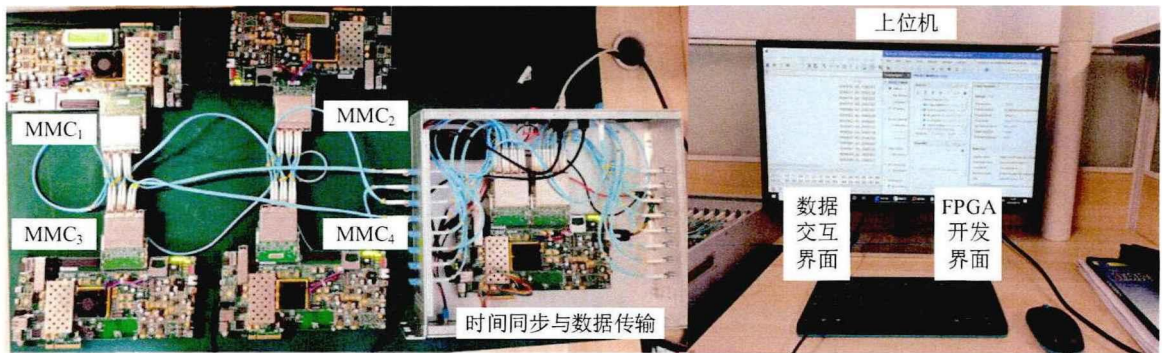


图 4-12 FPGA 实时仿真平台

Fig. 4-12 Real-time simulation platform based on FPGA

本文选取 FPGA 时钟频率为 100MHz，单端换流站仿真器的资源使用情况和时间性能如表 4-1 所示。表中硬件资源依次为查找表、分布式存储器、块存储器和 DSP，时间性能为各个模块完成一次计算过程所经历的时钟数。

表 4-1 FPGA 资源占用及时间性能对比
Table 4-1 FPGA resource utilization and calculation latency

模块	硬件资源				时间性能	
	LUT	Register	BRAM	DSP	Clock	Time
换流阀计算模块（12 个桥臂）	11.90%	5.64%	4.66%	17.57%	80	0.80μs
正极直流子网计算模块	2.83%	1.02%	0.15%	0.21%	81	0.81μs
负极直流子网计算模块	2.90%	1.02%	0.15%	0.21%	81	0.81μs
接地极直流子网计算模块	4.36%	1.79%	0.3%	0.24%	89	0.89μs
多速率网络计算模块	4.71%	2.69%	0%	0.21%	82	0.82μs
电容电压均衡控制模块（双极）	8.46%	4.13%	17.09%	0%	821	8.21μs
锁相环（单极）	3.97%	1.73%	0%	6.54%	116	1.16μs
Park 变换（单极）	1.18%	0.53%	0%	12.79%	7	0.07μs
外环控制（单极）	0.62%	0.26%	0%	4.72%	9	0.09μs
内环控制（单极）	0.53%	0.24%	0%	3.79%	8	0.08μs
最近电平逼近调制（单极）	0.64%	0.19%	0%	5.14%	4	0.04μs
控制模块总计（双极，除均压控制）	15.45%	6.61%	0%	65.93%	144	1.44μs
总计	50.61%	22.90%	22.35%	84.37%	—	—

对照表 4-1 中数据可知，除电容电压均衡控制外的控制系统计算时间为 1.44μs，电容电压均衡控制的计算时间为 8.21μs，控制系统的控制周期在 10μs 以内；另外，一次系统求解时间为 1.69μs，满足小步长实时仿真的时间性能需求。

为进一步证明所建平台时间性能的优越性，对比测试 PSCAD/EMTDC 的时间性能，离线仿真平台版本为 PSCAD/EMTDC V5.0.0，运行于 Windows Server 2016 操作系统，3.10GHz 20 核 CPU，128GB 内存的服务器中，仿真步长为 2μs，仿真时长为 1s，运行时间约为 1630s，会对系统问题的研究效率造成巨大影响。

在资源占用方面，本文基于并行流水线计算、逻辑复用和定点数浮点数转换等方法提高了实时仿真器的集成度，但由于换流阀计算模块和控制模块采用了定点数计算方式，定点数乘法运算会占用较多 DSP 资源，从表 4-1 可以看出，DSP 资源占用率超过 80%，成为限制 VC707 开发板进一步扩大仿真规模的主要原因。

同样的仿真系统在 RTDS 平台的 FPGA 联合仿真中，单端单级换流站就需要使用 3 块 Xilinx VC707 开发套件，表明本文所建平台集成度高、经济性强。

4.6 仿真验证

为了验证本章所开发的实时仿真器的仿真精度，基于 PSCAD/EMTDC 平台建立对照实验，对照实验的仿真步长设置为 $2\mu\text{s}$ 。柔性直流电网的参数如表 4-2 所示，其中 MMC₁、MMC₂、MMC₄ 采用定有功功率和定无功功率控制，MMC₃ 采用定直流电压和定无功功率控制。

表 4-2 仿真系统参数
Table 4-2 Parameters of simulation system

项目		数值	项目		数值
MMC ₁	换流变压器变比	525/290.88	变流变压器容量	1700MVA	
	换流变压器漏抗	0.18pu	额定有功功率	3000MW	
	额定无功功率	0Mvar	额定直流电压	±500kV	
	桥臂电感	0.05H	子模块数量	244	
	子模块电容	0.015F	交流阻抗 (R//L)	10.75∠80°	
MMC ₂	换流变压器变比	230/290.88	变流变压器容量	1700MVA	
	换流变压器漏抗	0.16pu	额定有功功率	3000MW	
	额定无功功率	0Mvar	额定直流电压	±500kV	
	桥臂电感	0.05H	子模块数量	244	
	子模块电容	0.015F	交流阻抗 (R//L)	2.06∠80°	
MMC ₃	换流变压器变比	525/290.88	变流变压器容量	850MVA	
	换流变压器漏抗	0.15pu	额定有功功率	1500MW	
	额定无功功率	0Mvar	额定直流电压	±500kV	
	桥臂电感	0.1H	子模块数量	244	
	子模块电容	0.008F	交流阻抗 (R//L)	21.5∠80°	
MMC ₄	换流变压器变比	230/290.88	变流变压器容量	850MVA	
	换流变压器漏抗	0.15pu	额定有功功率	1500MW	
	额定无功功率	0Mvar	额定直流电压	±500kV	
	桥臂电感	0.1H	子模块数量	244	
	子模块电容	0.008F	交流阻抗 (R)	1	
直流输电	单位长度电阻	$0.1\times 10^{-4}\Omega/\text{m}$	单位长度电感	$0.16\times 10^{-5}\Omega/\text{m}$	
	单位长度电容	$1.3\times 10^{-5}\text{M}\Omega\text{m}$	长度 (MMC ₁ -MMC ₂)	208.4km	
	长度 (MMC ₁ -MMC ₃)	189.1km	长度 (MMC ₂ -MMC ₄)	49.6km	
	长度 (MMC ₃ -MMC ₄)	207.1km	—	—	

4.6.1 稳态仿真

设置各端换流站有功功率指令值为额定值的一半,图 4-13 所示为稳态工况下实时仿真平台中四端柔性直流电网的潮流分布,图 4-13 中从上至下依次为四端换流站直流电压、四端换流站有功功率和四端换流站无功功率。

从图 4-13 可以看出,在基于 FPGA 的 MMC 控制器的控制作用下,基于 FPGA 的四端柔性直流电网并行多速率实时仿真系统能够达到控制指令所要求的稳态运行点,初步证明了实时仿真平台仿真结果的正确性。

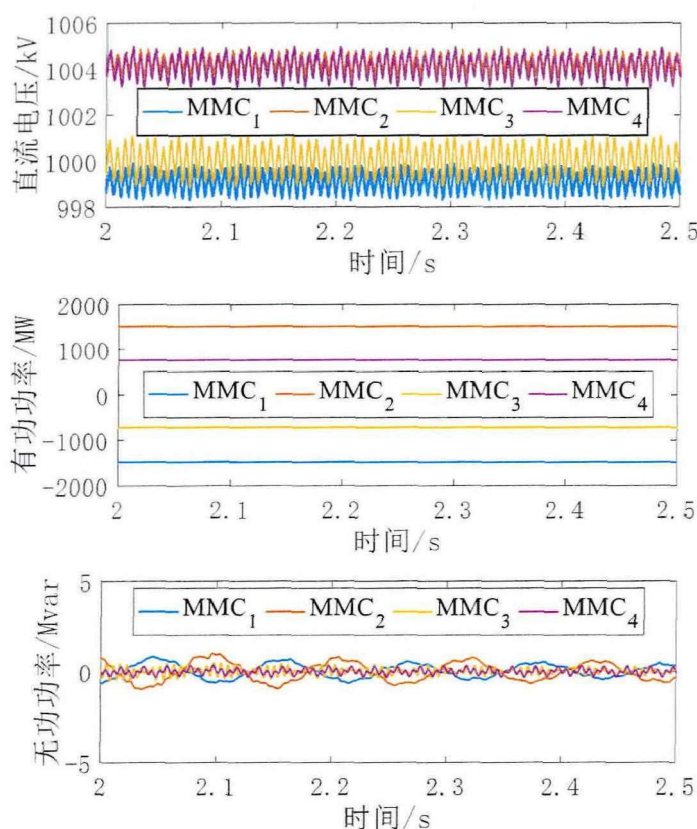


图 4-13 稳态潮流

Fig. 4-13 Power flow in steady state

为进一步验证仿真结果的精确性,将 FPGA 实时仿真平台仿真结果与 PSCAD/EMTDC 离线仿真平台仿真结果进行对比,图 4-14 所示为稳态工况下仿真结果对比图,以单站单极为例,图中红色虚线为 FPGA 仿真结果,黑色实线为 PSCAD/EMTDC 仿真结果,图 4-14 中从上至下依次为 MMC₄ 正极直流出口电压、正极直流出口电流和正极交流网侧 A 相电压。

从图 4-14 可以看出, PSCAD/EMTDC 离线仿真和 FPGA 实时仿真稳态工况下的各电气量瞬时值基本一致。以离线电磁暂态仿真结果为基准,桥臂电流的均方根误差为 0.012。

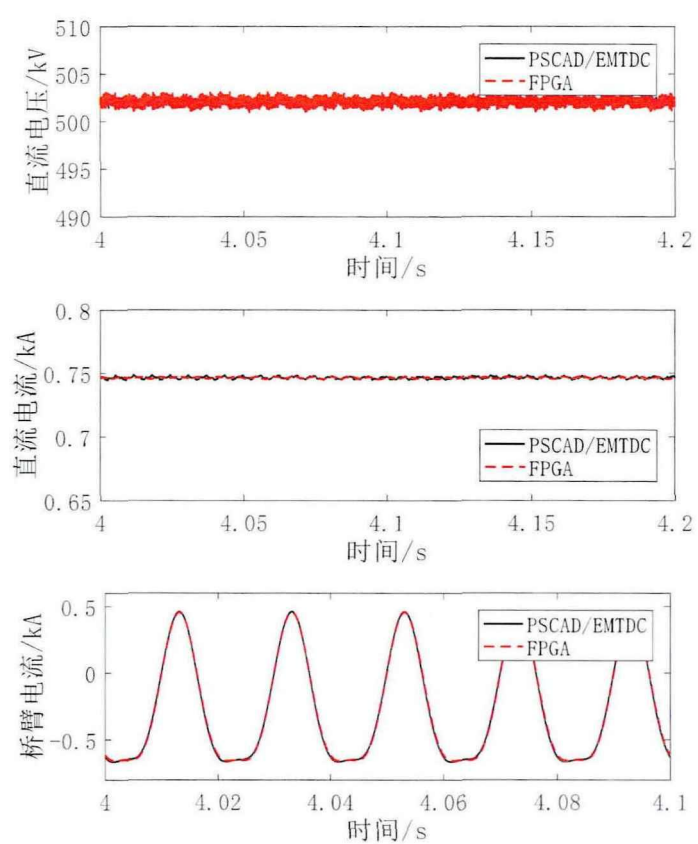


图 4-14 稳态仿真结果

Fig. 4-14 Results of steady simulation

4.6.2 动态仿真

4.6.2.1 子模块电容带初值解锁启动过程

设置子模块电容电压初值为 2kV， $t=0$ 时刻各端换流站解锁启动，启动过程中 MMC₄ 正极仿真结果如图 4-15 所示，图中红色虚线为 FPGA 仿真结果，黑色实线为 PSCAD/EMTDC 仿真结果，图 4-15 中从上至下依次为 MMC₄ 正极直流出口电压、正极直流出口电流和正极 A 相桥臂电流。

从图 4-15 可以看出，PSCAD/EMTDC 离线仿真和 FPGA 实时仿真下的各电气量瞬时值存在一些偏差，但变化趋势基本一致。以离线电磁暂态仿真结果为基准，桥臂电流的均方根误差为 0.0269。

4.6.2.2 子模块电容零状态闭锁启动过程

设置子模块电容电压初值为 0， $t=0$ 时刻各端换流站闭锁启动，充电过程中 MMC₄ 正极仿真结果如图 4-16 所示，图中红色虚线为 FPGA 仿真结果，黑色实线为 PSCAD/EMTDC 仿真结果，图 4-16 中从上至下依次为 MMC₄ 正极直流出口电压、正极直流出口电流和正极 A 相桥臂电流。

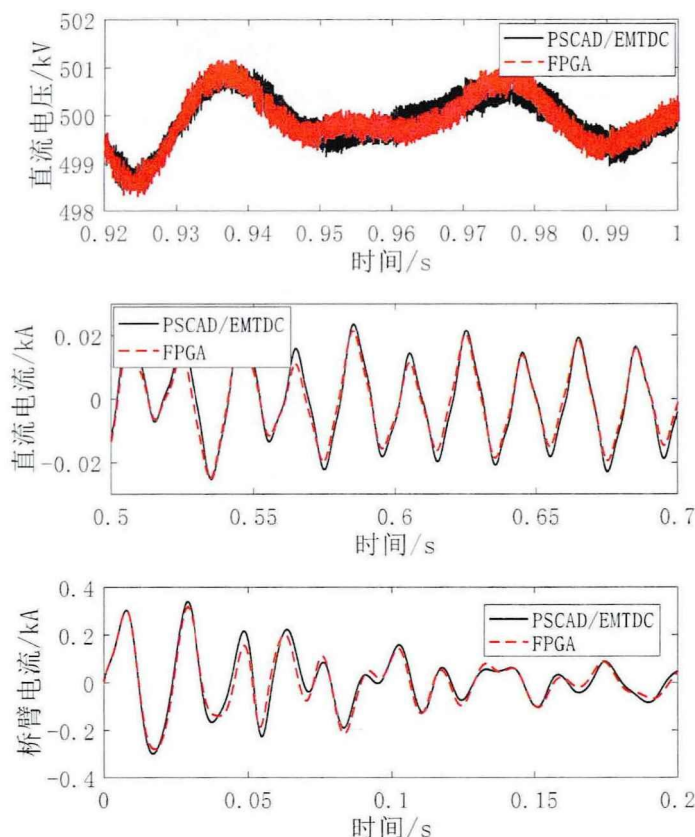
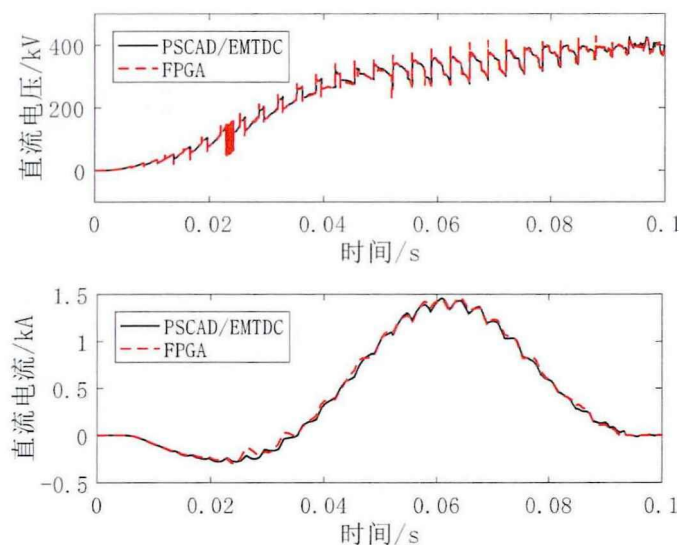


图 4-15 启动过程仿真结果（解锁）

Fig. 4-15 Results of startup simulation (deblock)

从图 4-16 可以看出，PSCAD/EMTDC 离线仿真和 FPGA 实时仿真在闭锁充电过程中的直流电压存在偏差，原因在于实时仿真中采用恒导纳模型建立闭锁模型，其在开关过程中存在暂态误差，由此引发直流电压毛刺，但直流电压的变化趋势仍和离线电磁暂态仿真结果变化趋势一致，其余电气量误差较小。以离线电磁暂态仿真结果为基准，直流电压的均方根误差为 3.0126。



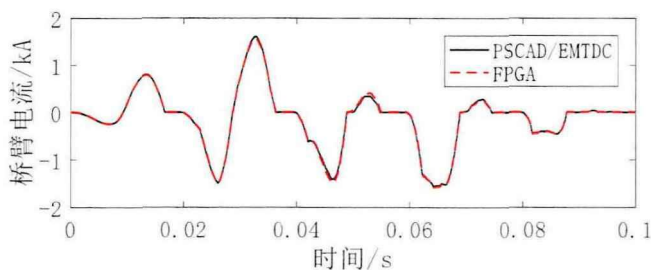


图 4-16 启动过程仿真结果（闭锁）

Fig. 4-16 Results of startup simulation (block)

4.6.3 高频振荡仿真

为了验证所开发的实时仿真平台在高频振荡问题研究中的有效性，建立如图 4-17 所示简单交流系统，与换流站 MMC₄ 相连于交流母线，交流系统参数如表 4-3 所示。

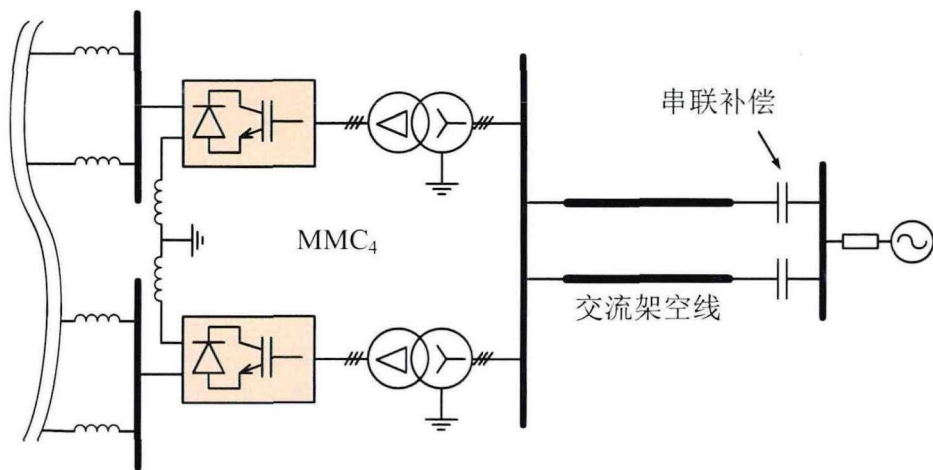


图 4-17 交流系统结构

Fig. 4-17 Topology of AC system

表 4-3 交流系统参数

Table 4-3 Parameters of AC system

项目	数值	项目	数值
电压源内阻	0.75Ω	线路单位长度电阻	0.03Ω/km
串联补偿	200μF	线路单位长度电感	0.89127mH/km
交流架空线长度	100km	线路单位长度电容	0.0013μF/km

人为添加控制器延时 300μs，设置 $t=5.5s$ 时，交流系统发生 $N-1$ 断线故障，故障后系统仿真结果如图 4-18 所示，图中红色虚线为 FPGA 仿真结果，黑色实线为 PSCAD/EMTDC 仿真结果，图 4-18 中从上至下依次为 MMC₄ 正极交流网侧 A 相电压和 A 相电压的谐波含量。

从图 4-18 可以看出,断线故障工况下系统发生高频振荡现象,振荡频率为 2550Hz。PSCAD/EMTDC 离线仿真结果和 FPGA 实时仿真结果基本一致,通过傅里叶变换得到的 A 相电压谐波含量也大致相同,表明本章所建立的基于 FPGA 的柔性直流实时仿真平台可以用于研究柔性直流接入交流系统所引发的高频振荡问题。

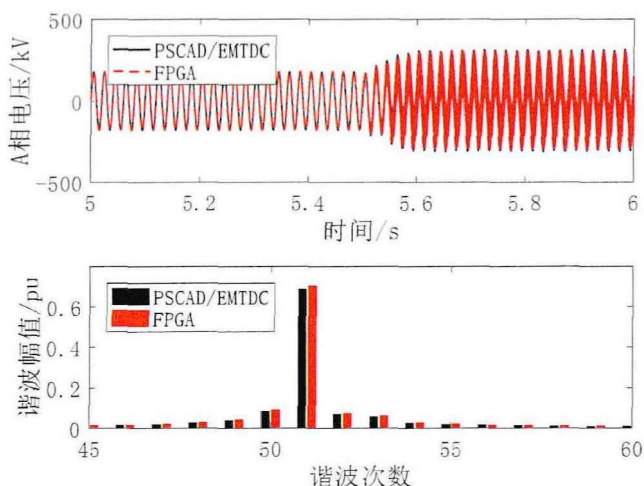


图 4-18 高频振荡仿真

Fig. 4-18 Simulation of high-frequency resonance

4.7 本章小结

本章基于前述的元件建模方法和系统求解方法开发了以 FPGA 为硬件载体且集成控制系统的 MMC 实时仿真器,基于高速 Aurora 通信协议,通过多 FPGA 互联,构建了柔性直流输电系统实时仿真平台,并通过对比实验对实时仿真器的性能进行了验证,得到如下结论:

(1) 所设计的一次系统求解器利用并行流水线和逻辑复用技术,基于单块 FPGA 实现 257 电平的单端真双极 MMC 的一次系统求解,计算时间在 $2\mu\text{s}$ 以内。

(2) 所设计的 MMC 控制器基于定点数运算和复用排序网络的方法,实现双极 MMC 控制系统的高度集成,同时基于并行设计将控制周期压缩在 $10\mu\text{s}$ 内。

(3) 所开发的柔性直流输电系统多速率实时仿真平台具有较高的仿真精度,能够精确模拟系统稳态和动态工况下的运行特性,闭锁工况仿真也具备一定精度,误差在可接受范围内。

(4) 所开发的柔性直流输电系统多速率实时仿真平台能够精确模拟柔性直流接入交流系统时发生的高频振荡现象,各次谐波含量与小步长离线电磁暂态仿真结果高度一致,适合用于高频振荡问题研究。

第5章 柔性直流高频振荡问题研究及实时仿真验证

5.1 引言

近年来,国内外柔性直流工程中多次出现高频振荡现象,所造成的设备损坏和功率冲击等问题严重威胁电力系统的安全稳定运行。与传统电力系统中的低频振荡模式不同,柔性直流系统的高频振荡问题是以电力电子式控制为主导的新型电力系统稳定性问题,由于高频振荡的频域范围较广,谐振频率从几百赫兹到几千赫兹均有发生,同时系统谐振点难以准确预测,导致局部相位补偿的附加阻尼控制策略无法适应工况变化。目前工程上主要采用前馈电压附加低通滤波的振荡抑制策略,但仍无法可靠抑制高频振荡现象,例如渝鄂工程南通道渝侧系统在电压前馈环节附加 400Hz 低通滤波后仍发生 695Hz 的高频振荡现象^[7],因此有必要针对高频振荡问题展开进一步研究。

由于柔性直流系统复杂的非线性特性及宽频特性,使得仿真分析法成为目前研究柔性直流系统高频振荡问题的主要方法之一,当前小步长电磁暂态仿真是研究系统高频振荡问题以及验证高频振荡抑制策略的重要工具,仿真工具的时间性能和仿真精度将会严重影响研究进程^[124]。

本章基于第4章所开发的柔性直流实时仿真平台开展高频振荡问题研究工作,基于仿真分析法解释高频振荡现象的产生机理,结合阻抗分析法研究附加阻尼控制策略的作用原理和失效机理,提出基于无源滤波装置的高频振荡抑制策略,并针对装置选型和参数设计提出详细设计思路。最后,通过并行化设计和等值处理,基于FPGA实现振荡抑制策略,并通过实时仿真验证其作用效果。

5.2 高频振荡机理仿真分析

目前常采用的柔性直流并网系统的高频振荡分析模型如图5-1所示。其中,由于MMC采用直接电流控制,因此在交流侧等值为电流源并联阻抗的形式^[122]。

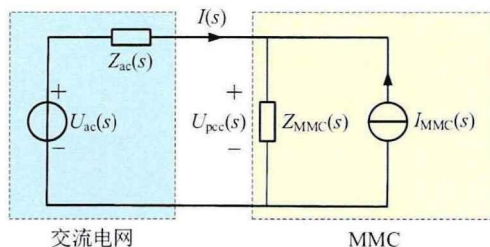


图 5-1 高频振荡分析模型

Fig. 5-1 High-frequency resonance analytical model

根据图 5-1 可以得到 PCC 点电压 $U_{pcc}(s)$ 表达式, 如式(5-1)所示。

$$U_{pcc}(s) = \frac{U_{ac}(s) + Z_{ac}(s)I_{MMC}(s)}{1 + Z_{ac}(s)/Z_{MMC}(s)} \quad (5-1)$$

根据式(5-1)可以将互联系统看作一个负反馈控制系统, 当 MMC 和交流电网各自稳定时, 等效的负反馈控制系统为最小相位系统, 其稳定性可以根据其开环传递函数的相位裕度判据进行判断, 在波特图上表现为在 MMC 阻抗与交流电网阻抗的幅频曲线相交的频率处, 若相位差小于 180° , 则系统稳定。

由于柔直并网系统的高频振荡事件发现时间较晚且发生次数有限, 导致对于高频振荡的产生机理还未形成统一定论, 现有研究通常将柔直并网系统高频振荡机理归结为 MMC 的负电阻效应和交直流系统间的电气谐振^[124], 以下分别从交流电网阻抗特性和 MMC 阻抗特性分析互联系统高频振荡风险。

5.2.1 交流电网阻抗特性

受到长交流线路分布参数的影响, 交流电网阻抗的高频特性随频率不断变化。同时, 交流线路的频率相关性使得交流电网阻抗呈现高度非线性特征, 在仿真系统中难以精确刻画。利用 RLC 等值的交流电网或利用有限个 π 型等值的交流线路不足以表征系统的高频特性, 采用传输线分布参数模型建立的交流电网能够在一定程度上反映系统阻抗在高频下的非线性变化特征, 有助于柔直并网系统高频振荡问题研究。

以国内某柔性直流工程近区交流电网的三级断面仿真模型为例, 基于仿真平台进行频率扫描, 得到如图 5-2 所示的交流电网阻抗-频率特性曲线, 其中蓝色实线代表交流电网正常工况下的阻频特性, 红色实线代表交流电网中一回交流线路断开工况下的阻频特性。

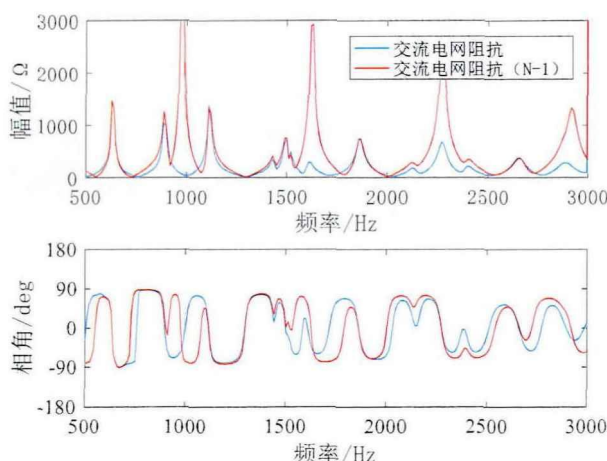


图 5-2 交流系统阻频特性

Fig. 5-2 Impedance-frequency characteristics of the AC system

可以看出,交流电网阻抗特性随频率在容感性之间非周期性跳变,伴随有阻抗幅值尖峰,且在电网结构变化后发生较大程度改变。由于交流电网复杂程度高且运行方式多变,难以对电网阻抗特性进行精确解析和预测,导致高频振荡抑制的难度增加,高频振荡抑制策略需要适应各种交流运行工况。

5.2.2 MMC 阻抗特性

在分析 MMC 高频阻抗特性时,通常忽略外环控制、环流抑制、正负序分离控制和旋转坐标系下耦合的影响,仅考虑内环控制和电压前馈环节,利用如图 5-3 所示的简化控制进行分析^[8]。图中, $L=L_T+L_{arm}/2$; $G_{PI}(s)$ 为内环控制的比例积分环节; $G_{delay}(s)=e^{-sT}$, 为等效延时环节,其中 T 为等效延时。

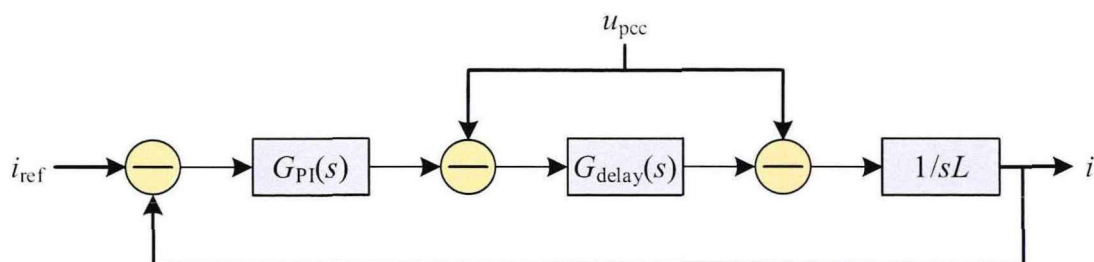


图 5-3 MMC 简化控制框图

Fig. 5-3 MMC simplified control block diagram

通过求解控制回路传递函数,即可得到 MMC 高频阻抗简化数学模型,如式 (5-2)所示,此即为第 3.4 节所引用的 MMC 高频阻抗模型的推导过程。

$$Z_{MMC}(s) = \frac{sL + G_{delay}(s)G_{PI}(s)}{1 - G_{delay}(s)} \quad (5-2)$$

以下基于式(5-2)分析控制系统各环节对 MMC 高频阻抗特性的影响。

(1) 比例积分环节 ($G_{PI}(s)=k_p+k_i/s$)

内环控制器的 PI 参数影响系统稳定性,由于内环控制的响应速度快,其积分环节的时间常数通常为 ms 级别。当频率较低时,积分环节在 PI 控制中起到主要作用;但在较高频率下,积分环节的幅值很小,远小于比例环节,并且随频率升高而减小,因此,在高频范围内,PI 控制的作用等同于比例环节。

(2) 电路参数 L

式(5-2)中“ sL ”项的作用等同于微分环节,其相位恒为 90° ,幅值随频率线性增长。因此,在高频范围内,式(5-2)的分子表现为微分性质,近似等于“ sL ”。

(3) 等效延时环节 $G_{delay}(s)$

对于伪双极型 MMC,其换流变压器一二次侧均为星型接线,等效延时 $T=T_d+T_c$,其中 T_d 为控制链路延时, T_c 为控制周期。本节考虑换流变压器不同联

结形式的影响,对等效延时环节做出修正。对于第4章所讨论的真双极型 MMC,其换流变压器采用 YNd 联结形式,以 YNd11 联结组别号为例,由于二次侧超前一次侧 $\pi/6$ rad,从一次侧看去,修正后的等效延时环节表达式如式(5-3)所示。

$$G_{\text{delay}}(s) = e^{-sT} = e^{-s\left(\frac{\pi}{6\omega} + T_d + T_c\right)} \quad (5-3)$$

延时环节可以分解为式(5-4)所示形式。

$$G_{\text{delay}}(s) = e^{-sT} = \cos(2\pi fT) - j\sin(2\pi fT) \quad (5-4)$$

根据上式可知,延时环节的幅值为1,相位为 $-2\pi fT$,随频率线性变化,归算到 $\pm 180^\circ$ 范围内,相位随频率周期性跳变,周期为 $1/T$,由此可见,延时环节具有移相作用。在延时环节作用下,式(5-2)的分母的幅值和相位随频率周期性变化,其中幅值为 $2|\sin(\pi fT)|$,相位为 $\pi(1/2 - fT)$ 。在频率 $f=1/T$ 处,式(5-2)的分母项幅值为0,相位由 -90° 跳变为 90° ,导致 MMC 阻抗特性出现幅值尖峰和相位跳变。

结合式(5-2)分子的特性,MMC 高频阻抗幅值近似为“ $\pi fL/|\sin(\pi fT)|$ ”,相位近似为“ πfT ”,近似在 $[1/(2T), 1/T]$ 频段内表现为负阻感特性,MMC 高频阻抗模型进一步简化为式(5-5)。

$$Z_{\text{MMC}}(s) = \frac{sL}{1 - G_{\text{delay}}(s)} \quad (5-5)$$

基于以上分析,结合仿真实验,对第4.6.3节发生的高频振荡现象进行解释,图5-4所示为第4.6.3节系统的频率扫描结果。按照前述参数,MMC 阻抗大致在 $[1478\text{Hz}, 2957\text{Hz}]$ 频率范围内表现为负阻感特性,相角超过 90° ,具有潜在的谐振风险,扫频结果与理论分析一致。交流 N-1 故障后 MMC 阻抗与交流电网阻抗的幅频特性曲线在 2520Hz 处出现交点,且相位差超过 180° ,相应地系统出现第4.6.3节中的51次谐波振荡现象。

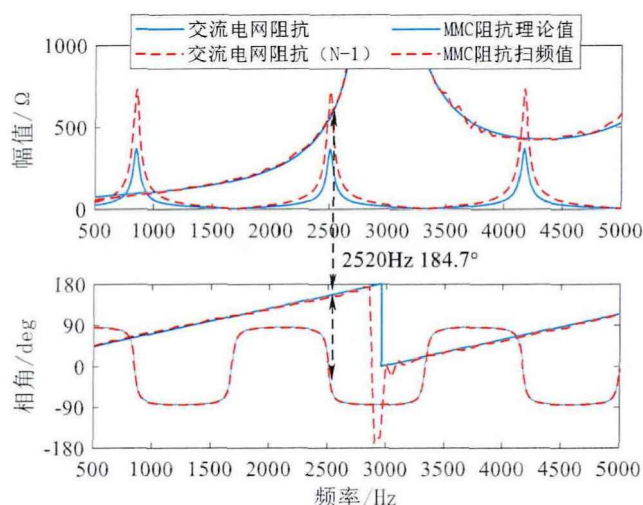


图 5-4 频率扫描

Fig. 5-4 Frequency scanning

综合以上, MMC 的负电阻效应是由延时导致的, 从式(5-2)可以看出, 延时作用于电压前馈环节和电流反馈环节。其中, 受到内环控制的 PI 参数影响, 在高频范围内, 延时环节作用于电流反馈环节不会对 MMC 阻抗特性产生较大影响, MMC 的负电阻效应主要是延时环节作用于电压前馈环节的效果。

由于交流电网阻抗特性受到交流线路分布参数影响而变化频繁且难以预测, 因此目前对于柔性直流并网系统高频振荡抑制策略研究主要针对直流系统。根据式(5-5), 结合以上分析, 通过在电压前馈环节附加阻尼控制策略能够对延时环节的作用产生影响, 有助于实现高频振荡抑制, 以下对高频振荡抑制策略及其在实时仿真中的实现过程进行研究。

5.3 高频振荡抑制策略及硬件实现

鉴于滤波环节在阻带内的幅值很小, 能够降低延时环节对 MMC 阻抗的影响, 目前通常选择在电压前馈环节附加低通滤波或陷波环节, 以改善 MMC 的负电阻效应, 从而降低高频振荡风险。

5.3.1 附加前馈电压低通滤波

5.3.1.1 作用机理

一阶低通滤波环节的传递函数如式(5-6)所示。

$$G_{\text{filter}}(s) = \frac{1}{1 + sT_m} \quad (5-6)$$

式中, T_m 为时间常数, 相应地, 低通滤波环节的截止频率 $f_m = 1/(2\pi T_m)$ 。

利用低通滤波环节高频段幅值近似为 0 的特点, 使式(5-5)分母项高频段相位接近 0° , 从而达到改善阻尼的目的。附加一阶低通滤波环节后, 式(5-5)分母项的虚部可以表示为式(5-7)所示形式。

$$\text{Im} = -\frac{2\pi T_m f \cos(2\pi T_m f) + \sin(2\pi T_m f)}{1 + 4\pi^2 T_m^2 f^2} \quad (5-7)$$

显然式(5-7)存在过零点, 且随着滤波环节截止频率降低, 过零点对应的频率降低, 即 MMC 负阻尼的频域会向更低频率转移, 有可能导致系统谐振点向左移动; 另外, 虽然滤波环节能够改善原系统负阻尼区域的相位, 但提供的相位裕度有限, 系统仍存在谐振风险, 如图 5-5 所示, 图中为时间常数分别为 0s, 0.001s 和 0.005s 的一阶低通滤波环节作用下的式(5-5)分母的波特图, 其中 $T_d = 400\mu\text{s}$ 。从其相频特性曲线可以看出, 高频下分母项的相位在 0° 附近, MMC 阻抗趋近于感性, 仍然容易与交流电网构成 LC 谐振; 另外分母项的相位仍存在小于 0° 的情

况，即 MMC 阻抗仍存在负电阻效应。因此，即使截止频率很低，仍无法保证通过前馈电压附加低通滤波环节能够抑制系统的高频振荡，而且相应地会降低控制系统带宽，影响控制器的响应能力。

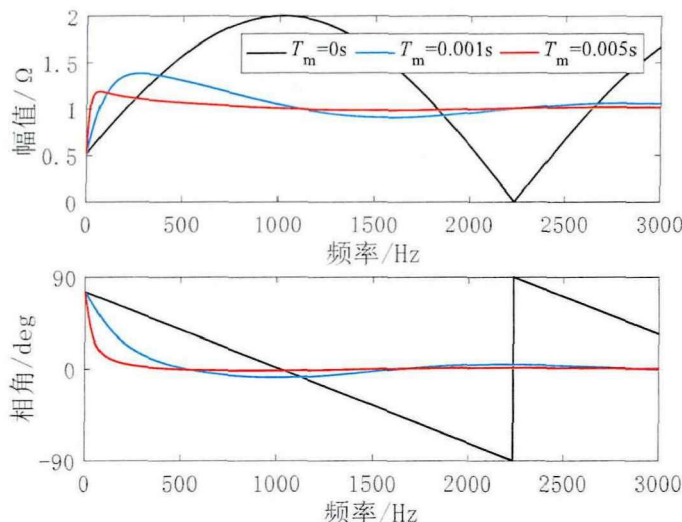


图 5-5 不同 T_m 下式(5-5)分母的波特图

Fig. 5-5 Bode plot of the denominator of (5-5) with different values of T_m

高阶低通滤波环节与一阶低通滤波环节存在同样的问题，且前者相位变化范围更大，变化速度更快，造成的负阻尼频段的频率更低，因此增加低通滤波环节的阶数对提高相位补偿的效果有限，同时高阶低通滤波环节在控制器中的实现过程更为复杂，占用资源更多。通常情况下只能以牺牲控制系统的性能为代价，通过降低低通滤波环节的截止频率来提高其相位补偿效果，以降低高频振荡风险。

5.3.1.2 硬件实现

设 $x(t)$ 为低通滤波环节的输入变量， $y(t)$ 为低通滤波环节的输出变量，则系统输出方程在 s 域和时域下的表达式如式(5-8)所示。

$$Y(s) = \frac{X(s)}{1+sT_m} \Leftrightarrow y(t) + T_m \frac{dy(t)}{dt} = x(t) \quad (5-8)$$

对输出方程的时域形式进行变换，可以得到式(5-9)所示的积分形式的输出方程，进一步利用隐式梯形积分算法，得到输出方程在离散时间域中的表达式，如式(5-10)所示。

$$y(t) - y(t-T_c) = \frac{1}{T_m} \int_{t-T_c}^t (x(t) - y(t)) dt \quad (5-9)$$

$$y(t) = \frac{T_c}{2T_m + T_c} (x(t) + x(t-T_c)) + \frac{2T_m - T_c}{2T_m + T_c} y(t-T_c) \quad (5-10)$$

根据式(5-10)，一阶低通滤波环节在基于 FPGA 的 MMC 控制器中的实现过

程如图 5-6 所示。

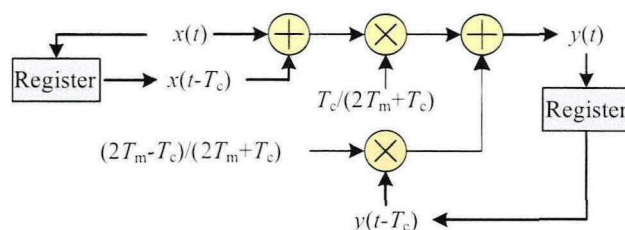


图 5-6 一阶低通滤波

Fig. 5-6 First-order low-pass filter

5.3.2 附加前馈电压陷波

5.3.2.1 作用机理

与低通滤波环节的作用机理类似，陷波环节特征频率 f_0 处幅值为 0 的特点，可以为 MMC 阻抗提供局部相位补偿，而且相比低通滤波环节，陷波环节对控制器响应性能的影响较小。

典型二阶陷波环节的传递函数如式(5-11)所示。

$$G_{\text{filter}}(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5-11)$$

式中， ξ 为陷波环节的阻尼系数， ω_0 为陷波环节的特征频率 f_0 对应的角频率。

附加陷波环节后，式(5-5)分母可以表示为式(5-12)所示形式。

$$1 - G_{\text{filter}}(s)G_{\text{delay}} = 1 - |G_{\text{filter}}(s)| \angle(\theta_{\text{filter}} + \theta_{\text{delay}}) \quad (5-12)$$

式中 θ_{filter} ——陷波环节相角；

θ_{delay} ——延时环节相角。

阻尼系数 ξ 表征陷波环节带宽，在特征频率附近， ξ 越大，由陷波环节带来的补偿效果越好；在陷波环节阻带的左侧， ξ 越大，同一频率下的相位 θ_{filter} 越小，相应地，陷波环节的反向相位补偿越大，负阻尼对应的频段向左移动，系统谐振点转移的风险提高，如图 5-7 所示，图中为特征频率 $f_0=1500\text{Hz}$ ， ξ 分别为 0、0.1 和 0.5 的陷波环节作用下的式(5-5)分母的波特图，其中 $T_d=400\mu\text{s}$ 。可以看出，在陷波环节的局部补偿作用下，MMC 阻抗仍然在较大的频域范围内呈现较强的负电阻特征，尽管在一定频段内，MMC 阻抗的负电阻效应比未施加附加控制时 MMC 阻抗的负电阻效应更弱，但由于 MMC 阻抗幅频特性曲线的变化，导致 MMC 阻抗与交流电网阻抗的幅频特性曲线交点可能改变，因此会具有较大的谐振频率转移风险。

根据以上分析，难以通过附加单一陷波环节实现高频振荡抑制，一般需要采用级联陷波环节的方式对系统所有潜在的谐振点进行相位补偿。

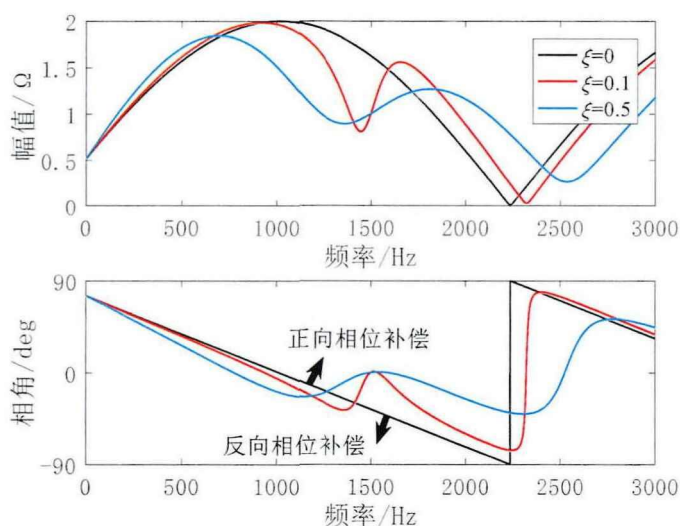

 图 5-7 不同 ζ 下式(5-5)分母的波特图

 Fig. 5-7 Bode plot of the denominator of (5-5) with different values of ζ

附加陷波环节的参数选取依赖于精确的交直流系统阻抗-频率特性，当系统运行方式改变或受其他因素影响导致系统谐振点改变时，陷波环节参数需要做相应调整，因此难以应用于实际工程。

5.3.2.2 硬件实现

与低通滤波环节的离散化过程类似，设 $x(t)$ 为陷波环节的输入变量， $y(t)$ 为陷波环节的输出变量，则系统输出方程在 s 域和时域下的表达式如式(5-13)所示。

$$Y(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} X(s) \quad (5-13)$$

$$\Leftrightarrow \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \frac{dy(t)}{dt} + \omega_0^2 y(t) = \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \omega_0^2 x(t)$$

对输出方程的时域形式进行变换，可以得到式(5-14)所示的积分形式的输出方程，进一步利用隐式梯形积分算法，得到输出方程在离散时间域中的表达式，如式(5-15)所示。

$$\int_{t-T_c}^t \left(\int_{t-T_c}^t \left(\frac{d^2 y(t)}{dt^2} \right) dt \right) dt + 2\xi\omega_0 \int_{t-T_c}^t \left(\frac{dy(t)}{dt} \right) dt + \omega_0^2 \int_{t-T_c}^t y(t) dt \quad (5-14)$$

$$= \int_{t-T_c}^t \left(\int_{t-T_c}^t \left(\frac{d^2 x(t)}{dt^2} \right) dt \right) dt + \omega_0^2 \int_{t-T_c}^t x(t) dt$$

$$y(t) = \frac{a_0}{b_0} x(t) + \frac{a_1}{b_0} x(t-T_c) + \frac{a_2}{b_0} x(t-2T_c) - \frac{b_1}{b_0} y(t-T_c) - \frac{b_2}{b_0} y(t-2T_c) \quad (5-15)$$

式中 $a_0=a_2=4+4\omega_0^2 T_c^2$;

$$a_1 = b_1 = -8 + 2\omega_0^2 T_c^2;$$
$$b_0 = 4 + 4\zeta\omega_0 T_c + \omega_0^2 T_c^2;$$
$$b_2 = 4 - 4\zeta\omega_0 T_c + \omega_0^2 T_c^2.$$

根据式(5-15)，二阶陷波环节在基于 FPGA 的 MMC 控制器中的实现过程如图 5-8 所示。

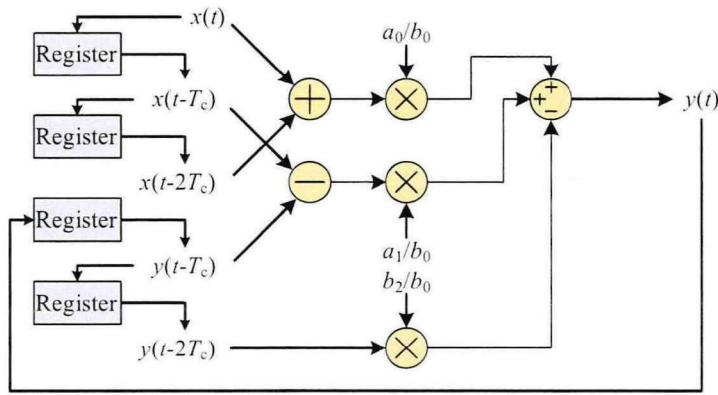


图 5-8 二阶陷波
Fig. 5-8 Second-order notch filter

基于以上实现过程，相比于一阶低通滤波环节，二阶陷波环节所消耗的计算资源更多，当级联陷波器的数量过多时，会影响控制逻辑的时空复杂度。

5.3.3 其他形式附加控制

设以电压 u_{pcc} 为输入的附加控制环节的传递函数为 $G_{add-u}(s)$ ，以电流 i 为输入的附加控制环节的传递函数为 $G_{add-i}(s)$ ，按照附加控制环节在内环控制中的输入输出位置，有如图 5-9 所示情况。

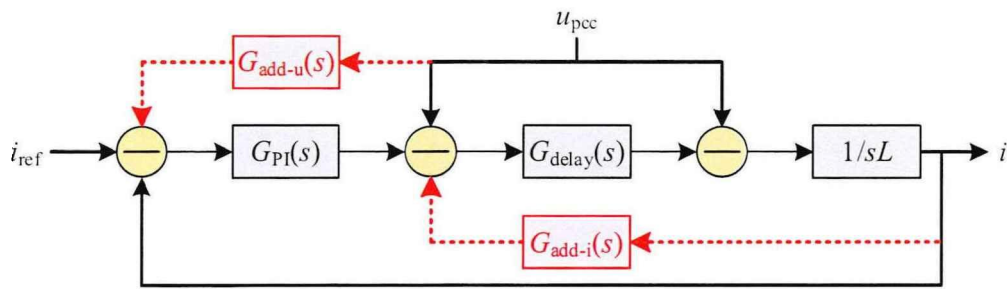


图 5-9 其他形式附加控制
Fig. 5-9 Other additional control strategy

根据图 5-9 推导 MMC 阻抗表达式，如式(5-16)所示。

$$Z_{MMC}(s) = \frac{sL + G_{delay}(s)[G_{PI}(s) + G_{add-i}(s)]}{1 - G_{delay}(s)[1 - G_{add-u}(s)G_{PI}(s)]} \tag{5-16}$$

可以看出，对电流施加的附加控制环节作用于阻抗表达式的分子，对高频阻

抗特性的影响微乎其微；对电压施加的附加控制环节作用于阻抗表达式的分母，作用效果与前馈电压滤波环节一致，所以同样存在前述缺陷。

基于以上对附加控制策略作用效果的分析可以看出，通过在电压前馈环节施加滤波能够起到相位补偿作用，但同时存在谐振点转移风险，不能够实现全频域改善阻尼，目前难以通过在 MMC 内环控制中附加控制环节来可靠抑制柔直并网系统的高频振荡现象。

5.3.4 附加无源滤波装置

无源滤波装置虽然存在成本相对较高、占地面积较大等问题，但能够在宽频范围内改善系统阻抗特性，能够适应系统阻尼变化，对抑制柔直并网系统高频振荡现象具有重要作用。

5.3.4.1 外特性分析

无源滤波装置通常选择并联在 MMC 与交流电网相连的交流母线处，并联滤波装置的物理意义明确，并联后系统的阻抗特性接近阻抗幅值更小的一方，为了有效抑制系统高频振荡，滤波装置外特性需要满足以下要求：

- （1）高频段呈阻性，幅值小于 MMC 阻抗幅值，使并联后系统趋于阻性；
- （2）低频段有较大幅值，使 MMC 阻抗在并联系统中起主要作用，不影响柔性直流系统的正常运行。

典型的 RLC 二阶高通滤波器就能够满足上述要求，且不存在 LCL 型滤波器的谐振问题。无源滤波装置的一个关键问题是功率损耗问题，由于 RLC 滤波器存在电阻元件，因此会产生有功损耗，但通过合理设计参数能够有效降低损耗。

5.3.4.2 参数设计

图 5-10 为 RLC 二阶高通滤波器的拓扑结构，其截止频率 f_0 和品质因数 q 与设备的电阻 R 、电感 L 和电容 C 之间的关系如式(5-17)所示。

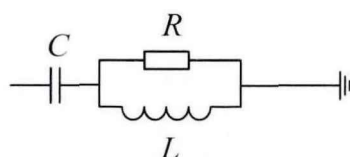


图 5-10 RLC 滤波器拓扑结构

Fig. 5-10 Topology of RLC filter

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (5-17)$$

为了方便分析，引入谐波次数 $n=f/f_1$ ，其中 f_1 为基频，则 RLC 滤波器阻抗可以表示为式(5-18)。

$$Z(n) = \left[\frac{n^2}{n^2 + n_0^2 q^2} + j \frac{n^2 n_0 (q^2 - 1) - n_0^3 q^2}{n q (n^2 + n_0^2 q^2)} \right] R \quad (5-18)$$

(1) 品质因数

由式(5-18)可知, 滤波器阻抗角正切值如式(5-19)所示。

$$\tan \text{ang}_Z = \frac{n^2 n_0 (q^2 - 1) - n_0^3 q^2}{n^3 q} \quad (5-19)$$

求式(5-19)对品质因数 q 的导数, 如式(5-20)所示。

$$\frac{d(\tan \text{ang}_Z)}{dq} = \frac{(n^2 n_0 - n_0^3) q^2 + n^2 n_0}{n^3 q^2} \quad (5-20)$$

当 $f \geq f_0$ 时, 式(5-20)的值恒为正, 即高频段滤波器阻抗角随品质因数增大而增大。品质因数决定滤波器的调谐锐度, 品质因数越大, 滤波器在特征频率处的阻抗锐度越大。

当 $q \leq 1$ 时, 从式(5-19)可以看出, 随着频率增大阻抗角由 -90° 逐渐趋近于 0° , 同时, 由于高频段阻抗角关于品质因数单调递增, 所以 $q=1$ 时滤波器高频段阻抗最接近阻性。

当 $q > 1$ 时, 从式(5-19)可以看出, 频率大于阈值 f_k 后, 阻抗由阻容性变为阻感性, 且品质因数越大, 阈值越小。

$$f_k = \frac{f_0 q}{\sqrt{q^2 - 1}} \quad (5-21)$$

综合以上分析, 本节认为选取品质因数为 1 更符合抑制高频振荡的需求。

(2) 截止频率

RLC 滤波器截止频率处的阻抗幅值并不是其幅频特性曲线的最小值。根据式(5-18)可以计算得到滤波器阻抗幅频关系, 如式(5-22)所示。

$$\begin{cases} |Z| = R \sqrt{\frac{q^2 n^6 + (q^2 - 1)^2 n_0^2 n^4 - 2q^2 (q^2 - 1) n_0^4 n^2 + q^4 n_0^6}{q^2 n^6 + 2q^4 n_0^2 n^4 + q^6 n_0^4 n^2}} \\ \left[\frac{d|Z|^2}{dn} \right]_{n=n_c} = -R n_0^{11} \frac{2q^6 + 4q^4 + 2q^2}{(q^2 n^6 + 2q^4 n_0^2 n^4 + q^6 n_0^4 n^2)^2} \end{cases} \quad (5-22)$$

无论品质因数如何取值, 阻抗幅频特性曲线在截止频率处的导数恒为负, 即特性曲线最小值点对应的频率高于截止频率。当品质因数为 1 时, 滤波器阻抗幅值对频率的导数可简化为式(5-23)所示形式。

$$\frac{d|Z|^2}{dn} = R^2 \frac{4n_0^2 n^9 + 4n_0^4 n^7 - 6n_0^6 n^5 - 8n_0^8 n^3 - 2n_0^{10} n}{n^4 (n^2 + n_0^2)^4} \quad (5-23)$$

令上式为 0, 求得阻抗幅值最小值点对应的频率 $f_{\min}$ 与截止频率 f_0 满足式

(5-24)。

$$f_{\min} = \sqrt[3]{2} f_0 \quad (5-24)$$

在设计截止频率时,要参考系统阻抗的频率扫描结果,确定系统潜在的谐振区间,必要时还要考虑 $f_{\min}$ 与 f_0 间的倍数关系。

另外,当品质因数为 1 时,由式(5-22)可以看出,滤波器的基频阻抗幅值随截止频率的减小而减小,同时根据式(5-19)可以得到滤波器基频阻抗角正切值与截止频率的关系,如式(5-25)所示,随着截止频率减小,基频阻抗中的阻性增大。因此,其他参数一定时,随着截止频率减小,滤波器的有功损耗会增加,通过合理选择截止频率能够有效控制装置的有功损耗。

$$[\tan \text{ang}_Z]_{n=1} = -n_0^3 \quad (5-25)$$

(3) 补偿容量

本节所讨论的无源滤波器用于改善系统阻尼而非用于无功补偿,滤波器输出的无功会对系统造成过补偿的影响。尽管 MMC 具有独立的无功控制能力,可以用来吸收过剩的无功,保证系统电压在允许水平,但吸收过多无功也会对 MMC 的稳定运行产生影响,所以应在允许范围内尽可能减小滤波装置的补偿容量。

在截止频率选择合理的情况下,RLC 滤波器在基频附近的感抗很小,容抗很大,阻抗近似呈容性,所以滤波器的补偿容量 Q 可以近似看作滤波器电容 C 在基频 f_1 以及额定电压 U_N 下发出的无功功率,即滤波器基频阻抗幅值可以近似表示为式(5-26)。

$$|Z_1| \approx X_{C1} = \frac{U_N^2}{Q} \quad (5-26)$$

另外,式(5-18)所示滤波器阻抗的实部在高频段近似为 R ,虚部在高频段远小于 R ,因此滤波器阻抗在高频段趋近阻性且幅值近似等于 R ,结合式(5-17)和(5-26),可以推导出滤波器高频段阻抗幅值计算公式,如式(5-27)所示。

$$|Z_H| \approx R = \frac{U_N^2 q}{Q n_0} \quad (5-27)$$

根据柔性直流系统的频率扫描结果,可以得到 MMC 阻抗在基频和高频段的幅值: $|Z_{MMC1}|$ 和 $|Z_{MMCH}|$,按照滤波器外特性要求,可以得到滤波器补偿容量的选择区间,如式(5-28)所示。

$$\frac{U_N^2 q}{K_H |Z_{MMCH}| n_0} \leq Q \leq \frac{U_N^2}{K_1 |Z_{MMC1}|} \quad (5-28)$$

式中 K_1 ——滤波器阻抗在基频的幅值裕度;

K_H ——滤波器阻抗在高频段的幅值裕度。

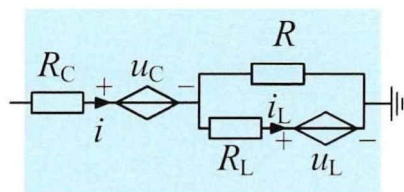
在确定滤波装置的品质因数、截止频率和补偿容量后,根据式(5-17)、(5-26)和(5-27)即可计算出滤波装置的 R 、 L 、 C 参数。

根据以上分析确定的滤波装置参数能够有效改善系统阻尼,抑制高频振荡,并且能够降低损耗,提高装置的经济效益。

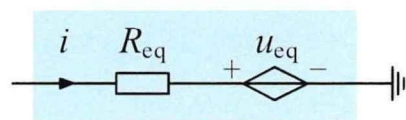
5.3.4.3 硬件实现

在仿真过程中,由于不需要关注滤波电路内部的电气量信息,因此为了降低节点数目,加快求解速度,在对滤波器支路进行建模时采用统一建模的方法。首先,基于隐式梯形积分算法对 RLC 二阶高通滤波电路进行离散化,得到如图 5-11 a)所示差分电路,图中 R_C 和 u_C 分别为电容 C 的差分模型等效电阻和电压源, R_L 和 u_L 分别为电感 L 的差分模型等效电阻和电压源,其计算过程如式(5-29)所示。

$$\begin{cases} R_C = \frac{\Delta t}{2C} \\ u_C(t) = u_C(t - \Delta t) + 2R_C i(t - \Delta t) \\ R_L = \frac{2L}{\Delta t} \\ u_L(t) = -u_L(t - \Delta t) - 2R_L i_L(t - \Delta t) \end{cases} \quad (5-29)$$



a) 差分模型
a) Difference model



b) 戴维南等值模型
b) Thevenin equivalent model

图 5-11 滤波电路等值模型

Fig. 5-11 Equivalent model of filter

对滤波电路的差分模型进行戴维南等值,得到如图 5-11 b)所示的戴维南等值模型,其中 R_{eq} 和 u_{eq} 分别为滤波电路的戴维南等值电阻和等值电压源,其计算过程如式(5-30)所示。

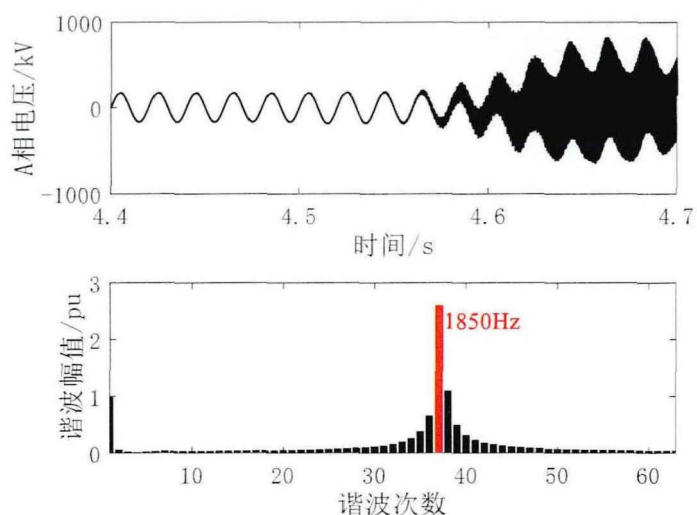
$$R_{eq} = R_C + \frac{R_L R}{R_L + R} \quad u_{eq}(t) = u_C(t) + u_L(t) \frac{R}{R_L + R} \quad (5-30)$$

式中, $u_C(t)$ 和 $u_L(t)$ 与式(5-29)中含义相同,为方便计算,对电感支路电流 $i_L(t)$ 进行消去,得到如式(5-31)所示的 $u_L(t)$ 的迭代公式。

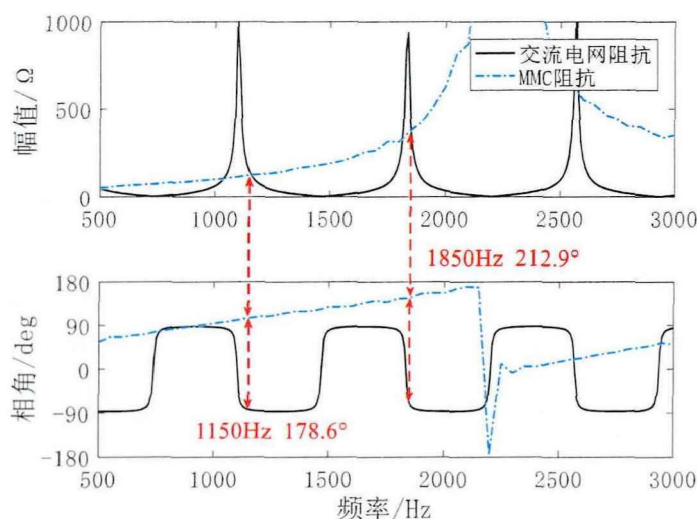
$$u_L(t) = \frac{R_L - R}{R_L + R} u_L(t - \Delta t) - \frac{2R_L R}{R_L + R} i(t - \Delta t) \quad (5-31)$$

5.4 仿真验证

本节基于第 4 章所建柔性直流输电系统实时仿真平台对前述的高频振荡抑制策略进行仿真验证, 为表征交流电网高频阻抗特性的复杂性, 基于 4.6.3 节所建立的交流系统, 将交流输电线路长度提升到 200km。鉴于实际工程中控制系统的控制链路延时大致为 $400\sim 600\mu\text{s}$ ^[125], 本节通过人为添加延时环节, 设置 $T_d=400\mu\text{s}$, 并设定在 $t=4.5\text{s}$ 时 PCC 点处一回交流线路断开, 仿真结果如图 5-12。



a) PCC 点 A 相电压
a) A-phase voltage of PCC



b) 频率扫描结果
b) Result of frequency scanning method

图 5-12 系统高频振荡现象

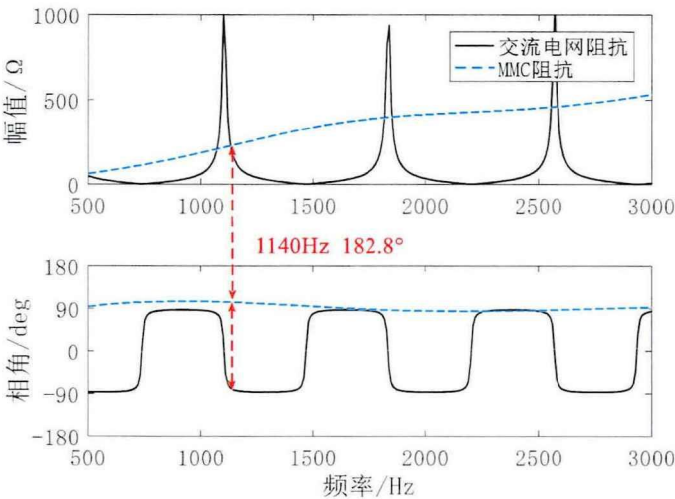
Fig. 5-12 System high-frequency resonance

图 5-12 a)为 PCC 点电压时域仿真结果, 由于三相对称, 仅给出 A 相仿真波

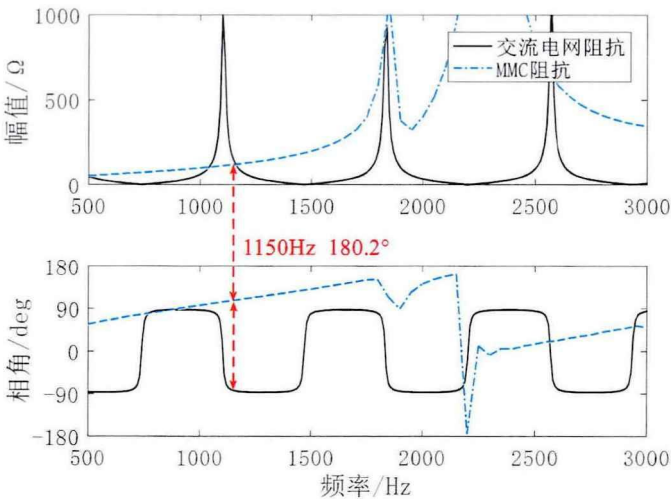
形。可以看出在交流 $N-1$ 故障后，系统发生主要频次为 37 次的高频振荡现象。

图 5-12 b)为基于实时仿真平台扫频得到的直流系统和 $N-1$ 故障下的交流系统的阻抗特性曲线，1850Hz 处交直流阻抗相角差超出安全裕度，导致系统失稳。

针对以上振荡情况，设计振荡抑制策略参数。图 5-13 a)所示为附加截止频率为 159Hz 的低通滤波环节后的系统频率扫描结果，1150Hz 附近 MMC 阻抗存在反向补偿情况，系统谐振点发生转移，与前述分析一致，为应对本文所选运行工况下的高频振荡，经大量仿真得到较小的低通滤波环节时间常数为 0.003s。



a) 附加低通滤波
a) Additional low-pass filter



b) 附加陷波滤波
b) Additional notch filter

图 5-13 频率扫描结果

Fig. 5-13 Impedance by the frequency scanning method

图 5-13 b)所示为附加特征频率为 1850Hz、阻尼系数为 0.027 的陷波环节后的系统频率扫描结果，特征频率左侧出现相位反向补偿情况，系统谐振点转移至

1150Hz，与前述分析一致，为应对此工况下高频振荡，经参数修正得到较合适的附加陷波环节方案为阻尼系数 0.027、特征频率 1850Hz 和阻尼系数 0.043、特征频率 1150Hz 的 2 个陷波环节级联的形式。

无源滤波装置按照 5.3.4 节的参数设计方法，取品质因数为 1；根据直流系统频率扫描结果可知，MMC 的负阻尼区间约在 1000Hz 以上，考虑控制延时增加时负阻尼区间会向左移动，但区间起始频率附近负阻尼程度较小，另外考虑并联无源滤波装置提供的相位补偿较大，所以对装置截止频率的选择不必过低，本文选择滤波装置的截止频率为 900Hz；根据频率扫描结果，MMC 高频段阻抗幅值普遍大于 100Ω，基频阻抗幅值约为 35.27Ω，令 $|Z_{MMCH}|=100$ ， $|Z_{MMC1}|=35.27$ ，考虑基频阻抗可能因直流运行工况变化而变大，所以应留有较大裕度，取 $K_1=10$ ，而高频阻抗幅值仅受延时长短影响，且下边界变化不大，所以取 $K_H=1$ ，根据式 (5-28)得到滤波装置单相补偿容量的选择区间为[9.8, 50]Mvar，选取 $Q=10$ Mvar。按上述设计得到的滤波装置参数如表 5-1 所示。

表 5-1 滤波器参数
Table 5-1 Parameters of filter

项目	数值	项目	数值
品质因数	1	电阻/Ω	97.9630
截止频率/Hz	900	电感/H	0.0173
补偿容量（单相）/Mvar	10	电容/μF	1.8052

按照上述参数，针对以下 3 种代表性运行工况测试振荡抑制策略性能。

- (1) 交流 N-1 故障
- (2) 控制延时变更
- (3) 有功功率阶跃

5.4.1 交流 N-1 故障

针对前述的交流 N-1 故障进行了抑制策略参数设计，图 5-14 所示为分别施加 3 种振荡抑制策略后的 PCC 点 A 相电压。其中，低通滤波环节和级联陷波环节于故障后 0.1s，即 $t=4.6$ s 时投入，投入附加阻尼控制环节后，振荡迅速衰减；无源滤波装置一直处于投运状态，在发生交流断线故障后，由于无源滤波装置的作用导致没有发生高频振荡现象。由此可见，三种抑制策略对于当前工况的高频振荡现象均有良好的抑制效果。

图 5-15 为无源滤波装置的功率损耗(三相)，有功损耗近似为 0，在交流故障后发生较小阶跃并迅速恢复；无功过补偿也在预先设计范围内，对系统影响较小。

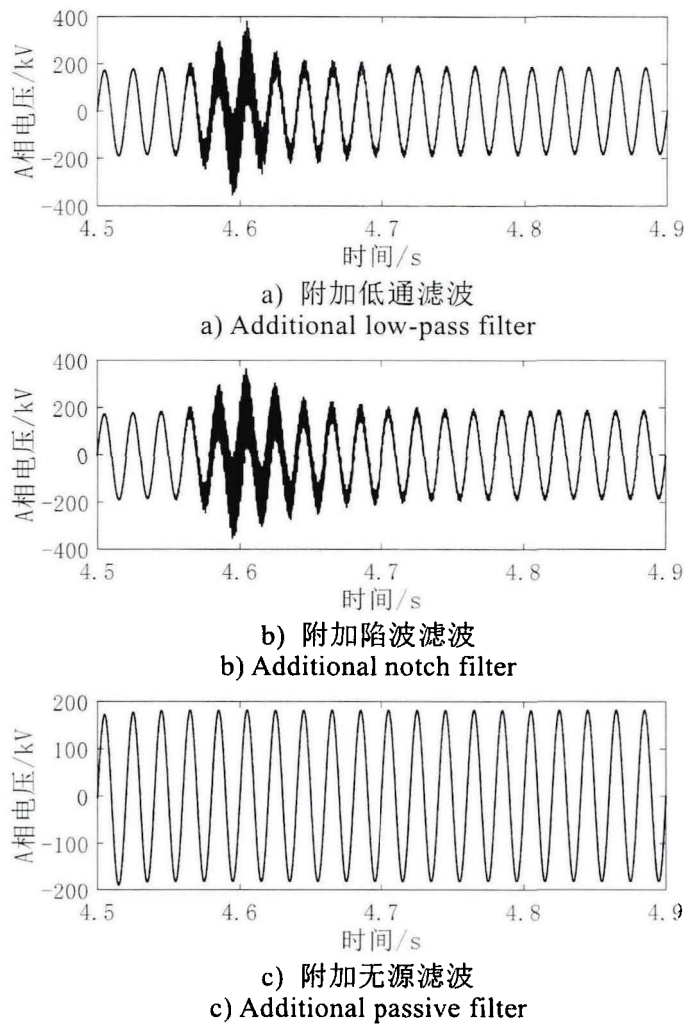


图 5-14 PCC 点 A 相电压（工况一）

Fig. 5-14 A-phase voltage at PCC (condition one)

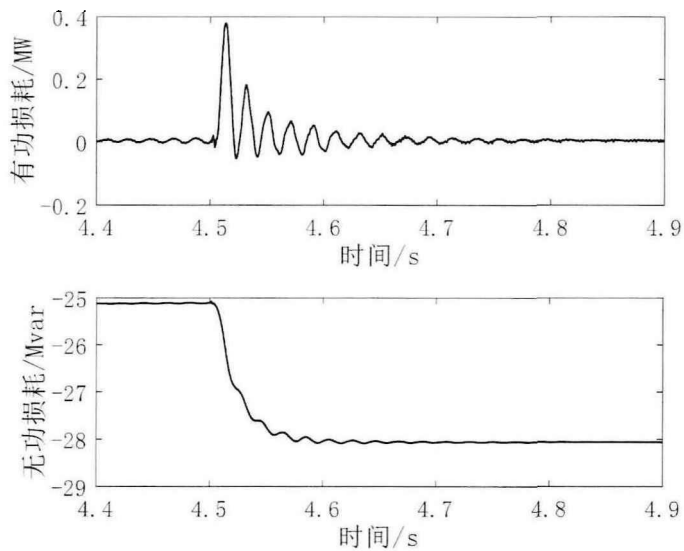


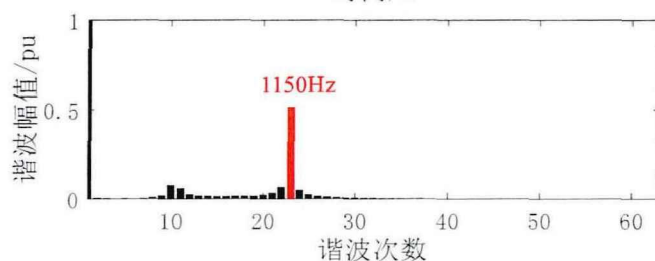
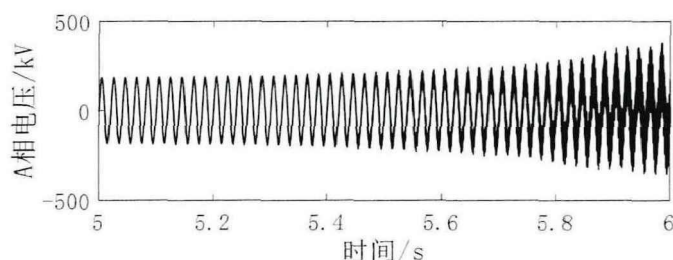
图 5-15 无源滤波装置功率损耗

Fig. 5-15 Power loss of passive filter

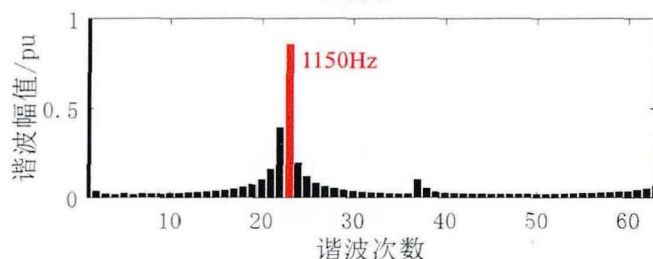
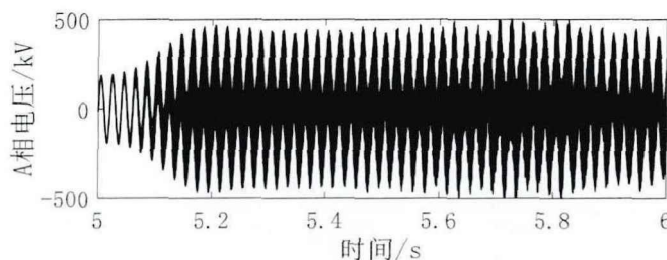
5.4.2 控制延时变更

正常情况下,柔性直流工程的控制链路延时波动范围有限,考虑严重情况下控制延时增长 $100\mu\text{s}$,系统谐振情况将因此改变。在前述交流 $N-1$ 故障工况的基础上,设定 $t=5\text{s}$ 时人为施加的控制延时由 $400\mu\text{s}$ 增加至 $500\mu\text{s}$,PCC 点 A 相电压时域仿真结果如图 5-16 所示。

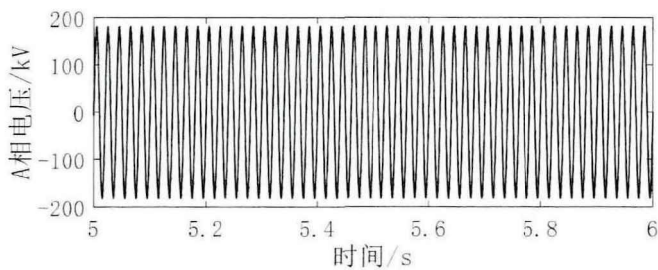
延时变更后,系统谐振情况改变,无源滤波装置的相位补偿区域更广,补偿效果更好,因此不会产生振荡现象;低通滤波环节和级联陷波环节不能提供稳定的补偿效果,因此无法适应振荡情况改变,系统逐渐振荡发散,相比之下,低通滤波环节的的补偿效果较好,振荡的发展过程较慢。



a) 附加低通滤波
a) Additional low-pass filter



b) 附加陷波滤波
b) Additional notch filter



c) 附加无源滤波
c) Additional passive filter
图 5-16 PCC 点 A 相电压（工况二）

Fig. 5-16 A-phase voltage at PCC (condition two)

5.4.3 有功功率阶跃

在上述控制延时和交流 $N-1$ 工况下，设置换流器初始有功功率指令值为 0，设定 $t=5\text{s}$ 时有功功率指令值由 0pu 阶跃至 0.5pu。图 5-17 为由有功功率阶跃造成的换流器传输功率的变化。

通过与无控制延时系统响应结果的对比可以看出，附加低通滤波环节后控制系统的响应能力变差，当因运行工况复杂而采用更低的截止频率时，对控制性能的影响将更大；而附加无源滤波装置的系统的响应能力更接近无延时系统的响应能力。

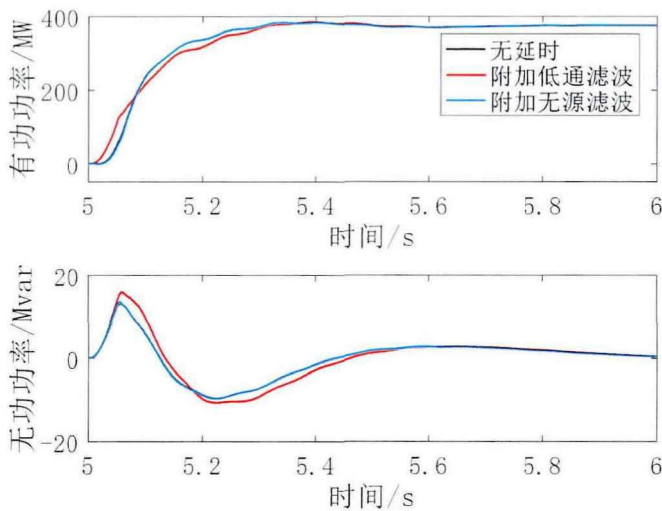


图 5-17 换流站电气量（工况三）

Fig. 5-17 Electricity of converter (condition three)

5.5 本章小结

本章基于仿真分析和理论推导，探究了柔直并网系统高频振荡机理，分析了现有高频振荡附加阻尼控制策略作用原理，得出了附加阻尼控制策略局限性之所

在,提出了基于 RLC 二阶高通滤波装置的高频振荡抑制策略及其参数设计方法,基于实时仿真验证了各抑制策略的作用效果,得到如下结论:

(1) 时域仿真和频率扫描结果表明,换流变压器联结形式和延时共同决定了 MMC 的高频负阻感特性,MMC 的负电阻效应和输电线路的分布参数特性共同造成了高频振荡风险,在 MMC 内环控制的电压前馈环节附加阻尼控制策略能够较大程度改善 MMC 的负电阻特性。

(2) 阻抗分析结果表明,延时环节的移相作用导致附加阻尼控制策略不能提供恒定的相位补偿,加之交流电网高频阻抗特性复杂多变,谐振点难以预测,使得局部相位补偿方法不能很好地适应运行工况的改变,而一味地降低控制器的控制带宽虽然能够降低负阻尼程度,但亦不能完全消除 MMC 高频段的负电阻特性,会使负电阻频域向低频移动,同时对控制器性能造成极大影响。

(3) 所提出的基于并联 RLC 二阶高通滤波器的振荡抑制策略能够在宽频范围内有效改善 MMC 阻抗特性,能够适应运行工况变化有效抑制系统高频振荡现象。根据所提 RLC 高通滤波装置参数设计方法,能够在实现高频振荡抑制的同时,有效降低滤波装置损耗,提高抑制策略的经济性。

(4) 基于第 4 章所开发的实时仿真平台,通过对附加阻尼控制策略传递函数的离散化和并行化设计,以及对无源滤波装置的整体建模,实现了高频振荡抑制策略,并基于实时仿真验证了抑制策略的作用效果。

第6章 结论与展望

6.1 主要结论

本文在柔性直流输电系统面临交直流交互稳定性问题的背景下,围绕柔性直流实时仿真技术开展研究。首先,从元件建模出发,提出能够提高电力电子器件恒导纳模型仿真精度的建模方法;其次,针对系统求解问题,提出考虑 MMC 高频特性仿真精度的柔性直流输电系统并行多速率仿真方法;再次,在平台建设方面,基于 FPGA 阵列开发能够用于柔性直流高频振荡问题研究的柔性直流输电系统实时仿真平台;最后,基于实时仿真平台开展柔性直流高频振荡问题研究,提出基于无源滤波装置的高频振荡抑制策略,设计抑制策略的硬件实现过程,并验证其抑制效果。全文结论如下:

(1) 本文揭示电力电子器件恒导纳模型虚拟功率损耗的产生机理,量化后退欧拉积分算法对模型虚拟功耗的影响;从补偿虚拟功耗的角度出发,提出基于负电阻补偿的恒导纳模型,通过在电感支路串联负电阻以提供功率补偿,并根据暂态误差和切换系统稳定性进行参数优化,能够在一定开关频率内降低虚拟功耗;为进一步提高较高开关频率下的仿真精度,从虚拟功耗根源出发,同时考虑插值算法的作用效果,提出基于附加支路的恒导纳模型,利用附加支路存储耗散功率并降低暂态误差,实现高开关频率下的精确仿真。本文所提的改进恒导纳模型不会改变主电路规模,不影响主电路求解效率,具有足够的仿真精度。

(2) 本文结合电力电子恒导纳模型构建 MMC 桥臂等值模型,根据柔性直流输电系统结构特征提出系统分网策略,建立基于高斯消去法的换流变压器解耦模型,利用换流变压器网络方程的变量特征,在不增加网络维数的前提下实现交直流系统间的无差解耦,能够保证系统的高频特性仿真精度;以换流变压器为多速率仿真接口,建立多速率子系统数据同步机制,能够降低多速率数据交互对系统高频特性仿真精度的影响;模拟控制周期和控制链路延时建立控制系统数据同步机制,能够提高对 MMC 阻抗特性的仿真精度;通过定量计算和定性分析,揭示大步长网络仿真步长和网络性质对 MMC 高频特性仿真精度的影响。本文所提的柔性直流输电系统并行多速率仿真方法能够在保证系统时域仿真精度和频率特性仿真精度的前提下实现系统并行求解。

(3) 本文以 Xilinx VC707 开发套件为硬件载体,基于并行多速率仿真模型开发 MMC 一次系统求解器和 MMC 控制器,利用并行流水线技术提高换流阀计算模块求解速度,利用逻辑复用技术降低电路计算模块资源占用率,通过定点数

运算和复用排序网络方法降低控制系统时空复杂度,通过硬件资源的合理分配实现 MMC 一次求解和控制计算的高度集成,基于单块 FPGA 开发板实现不超过 3072 个子模块的单端真双极 MMC 实时仿真,在 100MHz 系统时钟下一次系统求解时间为 $1.69\mu\text{s}$,控制系统计算时间为 $8.21\mu\text{s}$,满足 MMC 小步长实时仿真要求;基于 Aurora 通信协议,通过 FPGA 板间互联,搭建四端柔性直流电网实时仿真平台,实现完全基于 FPGA 硬件架构的柔性直流输电系统实时仿真。本文所建的柔性直流电网实时仿真平台能够精确模拟柔性直流并网系统高频振荡现象,适合用于高频振荡问题研究。

(4) 本文基于实时仿真平台,通过时域仿真和频率扫描,揭示柔直并网系统高频振荡现象产生机理;结合阻抗分析法,考虑换流变压器联结形式对 MMC 阻抗特性的影响,对 MMC 高频阻抗数学模型进行修正,并基于阻抗模型分析高频振荡附加阻尼控制策略的失效机理,附加阻尼控制策略形式单一,无法实现高频振荡可靠抑制;提出基于并联 RLC 二阶高通滤波装置的高频振荡抑制策略,能够在整个高频域内实现振荡抑制,提出无源滤波装置的参数设计方法,能够在保证高频振荡抑制的前提下有效控制装置损耗;设计抑制策略的硬件实现过程,基于实时仿真验证抑制策略作用效果。本文所提的无源阻尼抑制策略抑制效果显著,且对控制器性能影响较小。

6.2 研究展望

随着“双碳”目标的稳步推进,新能源占比逐渐提升,电力系统运行特性日益复杂,系统内部多形态振荡问题逐渐凸显,实时仿真在电力系统问题研究中发挥着越来越重要的作用。本文围绕柔性直流输电系统实时仿真技术及柔直并网系统高频振荡问题开展研究,取得了一些阶段性成果,面对更加复杂的新型电力系统仍需开展进一步研究工作:

(1) 新型电力系统具有“双高”特征,其特性的表征有赖于对电力电子系统的精确模拟,复杂电力电子系统对开关事件的处理会显著影响系统的仿真精度,离线电磁暂态仿真通常采用插值算法处理开关时刻和仿真时刻不同步的情况,但插值算法计算量大,难以应用于实时仿真,因此有必要进一步研究适用于实时仿真的开关事件处理方法。

(2) 在大规模新能源接入场景下,系统结构更加复杂,系统规模更加庞大,大规模新能源基地的降阶等值和并行计算是实现新型电力系统实时仿真的关键技术。本文主要针对柔性直流输电系统开展研究,其并行多速率仿真技术在大规模新能源接入场景中的适用性有限,因此大规模新能源基地的实时仿真建模技术是接下来需要研究的重点内容。

(3) FPGA 计算能力强大,但开发过程的工作量巨大,开发周期较长,为了更加方便地利用 FPGA 的并行计算优势实现更大规模的新型电力系统实时仿真,未来可以建立基于 FPGA 的电力系统元件库,并开发人机交互界面,通过上位机的管理功能来提高 FPGA 对不同拓扑结构的处理效率,并实现对仿真结果的直观展示和数据处理。

(4) 本文对于高频振荡问题研究针对柔性直流并网场景,但目前在大规模新能源经柔性直流外送系统中同样出现了高频振荡现象,新能源和柔直之间的高频振荡机理可能与交流电网和柔直之间的高频振荡机理存在差异,因此探究新能源和柔性直流间的交互机理,研究振荡协同抑制策略是新型电力系统需要探讨的重要课题。

参考文献

- [1] 能源碳达峰碳中和标准化提升行动计划 [EB/OL]. (2022-09-20). [2023-03-20]. http://www.nea.gov.cn/2022-10/09/c_1310668927.htm
- [2] 关于促进新时代新能源高质量发展的实施方案 [EB/OL]. (2022-05-30). [2023-03-20]. http://zfxgk.nea.gov.cn/2022-05/30/c_1310608539.htm
- [3] 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
- [4] 徐政, 肖晃庆, 张哲任. 柔性直流输电系统[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2017
- [5] 汤广福, 贺之渊, 庞辉. 柔性直流输电工程技术研究、应用及发展[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 3-14
- [6] 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
- [7] 渝鄂直流背靠背联网工程南通道 olt 试验高频谐波问题研究报告[R]. 北京: 国家电网有限公司特高压建设部, 2018
- [8] 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
- [9] 朱建行. 模块化多电平换流器并网系统交流电流尺度线性周期时变建模与稳定性分析[D]. 武汉: 华中科技大学, 2020
- [10] 郭贤珊, 刘斌, 梅红明, 等. 渝鄂直流背靠背联网工程交直流系统谐振分析与抑制[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(20): 157-164
- [11] 杜镇宇, 阳岳希, 季柯, 等. 张北柔直工程高频谐波振荡机理与抑制方法研究[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 3066-3075
- [12] 谢小荣, 刘华坤, 贺静波, 等. 电力系统新型振荡问题浅析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(10): 2821-2828+3133
- [13] 李亚楼, 张星, 胡善华, 等. 含高比例电力电子装备电力系统安全稳定分析建模仿真技术[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(10): 33-42
- [14] 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): 1-12
- [15] 熊卿, 张路寅, 张庆华, 等. 适应新型电力系统的高性能电磁暂态仿真技术及其应用[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(10): 43-52
- [16] 孙银锋, 吴学光, 汤广福, 等. 基于节点阻抗矩阵 GS 法的直流电网稳态潮流计算[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 1882-1892
- [17] Hu Q, Fu L, Ma F, et al. Large Signal Synchronizing Instability of PLL-Based VSC Connected to Weak AC Grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(4): 3220-3229
- [18] 鲁晓军, 林卫星, 安婷, 等. MMC 电气系统动态相量模型统一建模方法及运行特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(20): 5479-5491
- [19] 孙慧平, 王西田, 戴俊杰. 基于 PSCAD/EMTDC 的高压直流输电准稳态模型的仿真验证[J]. 电力与能源, 2022, 43(5): 385-388
- [20] 李亚楼, 张星, 李勇杰, 等. 交直流混联大电网仿真技术现状及面临挑战[J]. 电力建设, 2015, 36(12): 1-8
- [21] Dommel H W. EMTP Theory Book[M]. Portland: Bonneville Power Administration, 1994
- [22] Watson N, Arrillaga J. Power Systems Electromagnetic Transients Simulation[M]. London: Institution of Engineering and Technology, 2018
- [23] 谭镇东, 高仕林, 宋炎侃, 等. 基于根匹配的移频电磁暂态建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(1): 105-114
- [24] 连攀杰, 刘文焯, 汤涌, 等. 模块化多电平换流器的高效电磁暂态仿真方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 7980-7989+8235
- [25] 董毅峰, 王彦良, 韩估, 等. 电力系统高效电磁暂态仿真技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(8): 2213-2231+2532
- [26] 田芳, 黄彦浩, 史东宇, 等. 电力系统仿真分析技术的发展趋势[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(13): 2151-2163
- [27] 李雄飞, 贺光辉, 项胤兴. 基于 FPGA 的 MMC 实时仿真异构计算平台的设计及实现[J]. 微电子学与计算机, 2018, 35(8): 11-15+20
- [28] 徐晋, 汪可友, 李国杰. 电力电子设备及含电力电子设备电力系统实时仿真研究综述[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(10): 3-17
- [29] 徐延明. 高压 IGBT 模块电气模型研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2016
- [30] 孙培德, 杨东全, 陈奕柏. 多物理场耦合模型及数值模拟导论[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 2007
- [31] Poller T, D'Arco S, Hernes M, et al. Influence of the Clamping Pressure on the

- Electrical, Thermal and Mechanical Behaviour of Press-Pack IGBTs[J]. Microelectronics Reliability, 2013, 53(9-11): 1755-1759
- [32] Busca C, Teodorescu R, Blaabjerg F, et al. Dynamic Thermal Modelling and Analysis of Press-Pack IGBTs both at Component-level and Chip-Level[C]. Proceedings of the IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, Austria, 2013: 677-682
- [33] Hasmasan A A, Busca C, Teodorescu R, et al. Electro-Thermo-Mechanical Analysis of High-Power Press-Pack Insulated Gate Bipolar Transistors under Various Mechanical Clamping Conditions[J]. IEEE Journal of Industry Applications, 2014, 3(3): 192-197
- [34] Yang X, Yuan Y, Zhang X, et al. Shaping High-Power IGBT Switching Transitions by Active Voltage Control for Reduced EMI Generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1669-1677
- [35] Chen J, Yang J, Yang S, et al. A Coupled Circuit-Ambipolar Diffusion Equation Model and Its Solution Methodology for Insulated Gate Bipolar Transistors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 1-4
- [36] 沈卓轩, 姜齐荣. 电力系统电磁暂态仿真 IGBT 详细建模及应用[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(2): 235-247
- [37] Shen Z, Dinavahi V. Real-Time Device-Level Transient Electrothermal Model for Modular Multilevel Converter on FPGA[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6155-6168
- [38] Liu C, Ma R, Bai H, et al. FPGA-Based Real-Time Simulation of High-Power Electronic System with Nonlinear IGBT Characteristics[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 41-51
- [39] Blanchette H F, Ould-Bachir T, David J P. A State-Space Modeling Approach for the FPGA-Based Real-Time Simulation of High Switching Frequency Power Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4555-4567
- [40] 施博辰, 赵争鸣, 蒋烨, 等. 功率开关器件多时间尺度瞬态模型(I)——开关特性与瞬态建模[J]. 电工技术学报, 2017, 32(12): 16-24
- [41] 蒋烨, 赵争鸣, 施博辰, 等. 功率开关器件多时间尺度瞬态模型(II)——应用分析与模型互联[J]. 电工技术学报, 2017, 32(12): 25-32
- [42] Bai H, Liu C, Rathore A K, et al. An FPGA-Based IGBT Behavioral Model with High Transient Resolution for Real-Time Simulation of Power Electronic Circuits[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8):

- 6581-6591
- [43] 施博辰, 赵争鸣, 虞竹珺, 等. 基于离散状态事件驱动的电力电子仿真技术和仿真软件发展现状与展望[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(16): 6005-6016+6175
- [44] 侯延琦, 刘崇茹, 郑乐, 等. 基于负电阻补偿的 VSC 恒导纳建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(19): 6985-6995
- [45] 王成山, 高菲, 李鹏, 等. 电力电子装置典型模型的适应性分析[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(8): 63-68
- [46] Maguire T, Giesbrecht J. Small Time-Step ($\leq 2\mu\text{Sec}$) VSC Model for the Real Time Digital Simulator[C]. IPST International Conference on Power Systems Transients, Montreal, Canada, 2005: 1-6
- [47] Dufour C, Mahseredjian J, Bélanger J, et al. An Advanced Real-Time Electro-Magnetic Simulator for Power Systems with a Simultaneous State-Space Nodal Solver[C]. 2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America(T&D-LA), Sao Paulo, Brazil, 2010: 349-358
- [48] Hui S Y R, Christopoulos C. A Discrete Approach to the Modeling of Power Electronic Switching Networks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(4): 398-403
- [49] Hui S Y R, Morrall S. Generalised Associated Discrete Circuit Model for Switching Devices[J]. IEE Proceedings Science, Measurement and Technology, 1994, 141(1): 57-64
- [50] Pejovic P, Maksimovic D. A Method for Fast Time-Domain Simulation of Networks with Switches[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(4): 449-456
- [51] Mu Q, Liang J, Zhou X, et al. Improved ADC Model of Voltage-Source Converters in DC Grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5738-5748
- [52] Song Y, Chen L, Ying C, et al. A General Parameter Configuration Algorithm for Associate Discrete Circuit Switch Model[C]. 2014 International Conference on Power System Technology, Chengdu, China, 2014: 956-961
- [53] 龚文明, 王灿, 朱喆, 等. 基于 LC 二值等效开关模型的电力电子系统高效电磁暂态仿真方法[J]. 南方电网技术, 2018, 12(11): 37-43
- [54] 穆清, 周孝信, 王祥旭, 等. 面向实时仿真的小步长开关误差分析和参数

- 设置[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(31): 120-129
- [55] 徐晋, 汪可友, 李国杰, 等. 基于参数化历史电流源的广义小步长开关模型[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1647-1654
- [56] 徐晋, 汪可友, 李国杰, 等. 基于响应匹配的电力电子换流器恒导纳建模[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3879-3888
- [57] 曹阳, 顾伟, 柳伟, 等. 基于交叉初始化的换流器参数化恒导纳模型[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(10): 3518-3527+3676
- [58] Dufour C . Method and System for Reducing Power Losses and State-Overshoots in Simulators for Switched Power Electronic Circuit[P]. US Patenr: US9665672B2, 2017-05-30
- [59] 王宇. 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[D]. 北京: 华北电力大学, 2021
- [60] Dommel H W. Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single-and Multiphase Networks[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1969, PAS-88(4): 388-399
- [61] Marti J R, Linares L R, Calvino J, et al. OVNI: an Object Approach to Real-Time Power System Simulators[C]. 1998 International Conference on Power System Technology, Beijing, China, 1998: 977-981
- [62] Lelarasme E, Ruehli A E, Sangiovanni-Vincentelli A L. The Waveform Relaxation Method for the Time-Domain Analysis of Large Scale Integrated Circuit[J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 1982, 1(3): 131-145
- [63] Schutt-Aine J E. Latency Insertion Method (LIM) for the Fast Transient Simulation of Large Networks[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2001, 48(1): 81-89
- [64] 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, Athens, Greece, 1993: 744-750
- [65] Armstrong M, Marti J R, Linares L R, et al. Multilevel MATE for Efficient Simultaneous Solution of Control Systems and Nonlinearities in the OVNI Simulator[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2006, 21(3): 1250-1259
- [66] Kron G. Diakoptics-Piecewise Solution of Large-Scale Systems[M]. London: Macdonald, 1963
- [67] Wu F F. Solution of Large-Scale Networks by Tearing[J]. IEEE Transactions on

- Circuits & Systems, 1976, 23(12): 706-713
- [68] Happ H H. Piecewise Methods and Applications to Power Systems[M]. New York: John Wiley & Sons, 1980
- [69] Han J, Miao S, Yu J, et al. Multi-Rate and Parallel Electromagnetic Transient Simulation Considering Nonlinear Characteristics of a Power System[J]. Energies, 2018, 11(2): 468-482
- [70] 王成山, 张家安. 基于支路分割和区域迭代的暂态稳定性仿真并行算法[J]. 电网技术, 2004, 28(1): 22-26
- [71] 叶剑华. 波形松弛法并行暂态稳定仿真研究[D]. 天津: 天津大学, 2005
- [72] 刘云飞. 基于波形松弛法的大规模电力系统暂态稳定并行仿真研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2014
- [73] 范心一. 基于重叠分区波形松弛算法的变压器绕组 VFTO 作用下过电压计算[D]. 北京: 华北电力大学, 2018
- [74] Benigni A, Monti A, Dougal R A. Latency-Based Approach to the Simulation of Large Power Electronics Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(6): 3201-3213
- [75] 陈蔚然, 徐晋, 汪可友, 等. 基于分块延迟插入法的三相输电网络细粒度并行化电磁暂态仿真[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2577-2588
- [76] Milton M, Benigni A. Latency Insertion Method Based Real-Time Simulation of Power Electronic Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(8): 7166-7177
- [77] Goh P, Schutt-Aine J E, Klokotov D, et al. Partitioned Latency Insertion Method with a Generalized Stability Criteria[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2011, 1(9): 1447-1455
- [78] Tan K H, Goh P, Ain M F. Voltage-in-Current Formulation for the Latency Insertion Method for Improved Stability[J]. Electronics Letters, 2016, 52(23): 1904-1906
- [79] 韩佶, 董毅峰, 苗世洪, 等. 基于 MATE 的电力系统分网多速率电磁暂态并行仿真方法[J]. 高电压技术, 2019, 45(6): 1857-1865
- [80] 穆清, 李亚楼, 周孝信, 等. 基于传输线分网的并行多速率电磁暂态仿真算法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(7): 47-52
- [81] Zhai X, Lin C, Gregoire L A, et al. Multi-Rate Real-Time Simulation of Modular Multilevel Converter for HVDC Grids Application[C]. IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing,

- China, 2017: 1325-1330
- [82] 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
- [83] 刘志文, 林智莘, 周治国, 等. 电压源换流器实时多速率仿真研究[J]. 高电压技术, 2015, 41(7): 2362-2369
- [84] 李永佳, 李健, 郝正航, 等. 基于传输线解耦法的 MMC 交直流系统多速率仿真[J]. 现代电子技术, 2021, 44(4): 54-58
- [85] Kuffel R, Giesbrecht J, Maguire T, et al. RTDS-A Fully Digital Power System Simulator Operating in Real Time[C]. Proceedings 1995 International Conference on Energy Management and Power Delivery, Winnipe, Canada, 1995: 300-305
- [86] Larose C, Guerette S, Guay F, et al. A Fully Digital Real-Time Power System Simulator Based on PC-Cluster[J]. Mathematics and Computers in Simulation, 2003, 63(3-5): 151-159
- [87] 王玘, 李亚楼, 陈绪江, 等. 基于 ADPSS 新一代仿真平台的大规模交直流电网数模混合仿真[J]. 电网技术, 2021, 45(1): 227-234
- [88] Stevic M, Vogel S, Monti A, et al. Feasibility of Geographically Distributed Real-Time Simulation of HVDC System Interconnected with AC Networks[C]. 2015 IEEE Eindhoven PowerTech, Eindhoven, Netherlands, 2015: 1-5
- [89] Vogel S, Rajkumar V S, Nguyen H T, et al. Improvements to the Co-Simulation Interface for Geographically Distributed Real-Time Simulation[C]. 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal, 2019: 6655-6662
- [90] 陈国平, 李柏青, 李明节, 等. 新一代特高压交直流电网仿真平台设计方案[J]. 电网技术, 2021, 45(8): 3228-3237
- [91] Yan S, Zhou Z, Dinavahi V. Large-Scale Nonlinear Device-Level Power Electronic Circuit Simulation on Massively Parallel Graphics Processing Architectures[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(6): 4660-4678
- [92] Zhou Z, Dinavahi V. Fine-Grained Network Decomposition for Massively Parallel Electromagnetic Transient Simulation of Large Power Systems[J]. IEEE Power & Energy Technology Systems Journal, 2017, 4(3): 51-64
- [93] 姚蜀军, 韩民晓, 张硕, 等. 基于 GPU 的电磁暂态并行仿真研究[J]. 电工

- 电能新技术, 2019, 38(1): 10-16
- [94] Sun J, Debnath S, Saeedifard M, et al. Real-Time Electromagnetic Transient Simulation of Multi-Terminal HVDC-AC Grids Based on GPU[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7002-7011
- [95] 陈颖, 高仕林, 宋炎侃, 等. 面向新型电力系统的高性能电磁暂态云仿真技术[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2854-2864
- [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 on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2014, 2(4): 1109-1116
- [97] Bélanger J, Yamane A, Yen A, et al. Validation of EHS FPGA Reconfigurable Low-Latency Electric and Power Electronic Circuit Solver[C]. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, Austria, 2013: 5418-5423
- [98] 穆清, 徐树文, 王祥旭, 等. 一种基于 FPGA 的小步长实时仿真系统[P]. 中国专利: CN105005652B, 2018-03-30
- [99] 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
- [100] 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
- [101] 王洁聪, 刘崇茹, 徐东旭, 等. 基于实时数字仿真器的模块化多电平换流器内部故障混合仿真模型[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3831-3842
- [102] 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): 167-176
- [103] 王宇, 刘崇茹, 侯延琦, 等. 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, 2022, 42(3): 90-96
- [104] 朱建鑫, 滕国栋, 秦阳, 等. 基于多 FPGA 的电力电子实时仿真系统[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(9): 137-143
- [105] 李鹏, 曾凡鹏, 王智颖, 等. 基于 FPGA 的有源配电网实时仿真器 I/O 接口设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3409-3417+3668
- [106] 李鹏, 王智颖, 王成山, 等. 基于多 FPGA 的有源配电网实时仿真器并行架构设计[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(8): 174-182
- [107] Zhu J, Hu J, Lin L, et al. High-Frequency Oscillation Mechanism Analysis and Suppression Method of VSC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2020, 35(9): 8892-8896
- [108] 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
- [109] 胡煜, 陈俊, 邹常跃, 等. 特高压柔直阀控系统链路延时分析与测试研究[J]. 全球能源互联网, 2020, 3(2): 190-198
- [110] 王晓宇, 杨杰, 吴亚楠, 等. 渝鄂背靠背柔性直流对系统次同步振荡特性的影响分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 188-194+202
- [111] 陈新, 张旸, 王赟程. 基于阻抗分析法研究光伏并网逆变器与电网的动态交互影响[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4559-4567
- [112] 杨诗琦, 刘开培, 秦亮, 等. MMC-HVDC 高频振荡问题研究进展[J]. 高电压技术, 2021, 47(10): 3485-3496
- [113] Céspedes M, Sun J. Impedance Modeling and Analysis of Grid-Connected Voltage-Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261
- [114] 王一, 刘树, 刘建政, 等. 分布式逆变器并网系统谐振机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(9): 2693-2706
- [115] 赵训君. 基于多端柔性直流系统的附加阻尼控制器设计新方法[J]. 科学技术与工程, 2016, 16(30): 243-248
- [116] 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
- [117] 杜东冶, 郭春义, 贾秀芳, 等. 基于附加带阻滤波器的模块化多电平换流器高频谐振抑制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(7): 1516-1525
- [118] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的电容电流即时反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 1-10
- [119] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291
- [120] 刘宝泉, 郭华, 朱一昕, 等. 三相变流器无源阻尼型 LCL 滤波器的分析与设计[J]. 电工技术学报, 2017, 32(2): 195-205
- [121] 卞文倩, 李飞, 赵晋斌. 基于 LCL 型逆变器的数字陷波器有源阻尼方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(21): 14-19
- [122] 李岩, 邹常跃, 饶宏, 等. 柔性直流与极端交流系统间的谐波谐振[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(S1): 19-23

- [123]李浚圣. 线性切换系统的最优切换律[D]. 沈阳: 东北大学, 2005
- [124]满九方, 谢小荣, 陈垒, 等. 柔性直流输电系统高频振荡建模分析与抑制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(9): 3308–3322
- [125]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