

华北电力大学

专业硕士学位论文

直驱风场与柔直互联系统振荡研究与抑制

Research and Suppression of Oscillation of PMSG Farm and MMC-HVDC interconnection System

李剑泽

2023 年 5 月

国内图书分类号：TM712
国际图书分类号：621.3

学校代码：10079
密级：公开

专业硕士学位论文

直驱风场与柔直互联系统振荡研究与抑制

硕士研究生：李剑泽

导师：刘崇茹教授

企业导师：李振动

申请学位：工程硕士

专业领域：电气工程

培养方式：全日制

所在学院：电气与工程学院

答辩日期：2023年5月

授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM712

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Professional Master's Degree

**Research and Suppression of Oscillation of PMSG
Farm and MMC-HVDC interconnection System**

Candidate:	Li Jianze
Supervisor:	Prof. Liu Chongru
Enterprise mentor:	Li Zhendong
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Speciality:	Electrical Engineering
Cultivation ways:	Full-time
School:	School of Electrical and Electric Engineering
Date of Defence:	May,2023
Degree-Conferring-Institution:	North China Electric Power University

摘 要

基于模块化多电平换流器(multilevel modular converter, MMC)的高压直流输电(High voltage DC, HVDC)是目前唯一具有工程实践经验的大规模远海风电的并网方案。风电经柔直送出系统是典型的电力电子设备互联系统,当两者阻抗不匹配时引发的振荡问题,严重制约海上风电外送与消纳。阻抗分析法适用于分析不同子系统之间的交互稳定性问题,本文针对直驱风电场和 MMC 海上整流站互联系统,利用阻抗法进行振荡机理研究。论文的主要内容如下:

在已有研究基础上,采用多谐波线性化方法,考虑 MMC 内部复杂动态和包含定交流电压控制的完整控制环节,详细推导了 MMC 交流侧正、负序解析阻抗,并扫频验证了解析阻抗的正确性。基于该解析模型,研究风场出力、交流电压控制器比例系数、积分系数和电流控制带宽等因素对 MMC 阻抗特性的影响。分析结果表明电压控制器比例系数对全频段阻抗均有显著影响,进行比例系数设计时应协调各频段阻抗特性;过大积分系数将在基频附近引入负阻尼。

在电压控制带宽相同的前提下,对比分析了开环控制、单电压环控制和双闭环电压控制时的阻抗特性,并从互联系统阻抗匹配的角度,分析了不同电压控制模式的小扰动性能的优劣,指导 MMC 电压控制模式的选择。从稳态控制误差和小扰动性能两个角度,分析得柔直采用单环电压控制模式时互联系统小扰动稳定性能最优。

针对风电柔直互联系统高频振荡现象,基于 MMC 高频简化阻抗模型分析了 MMC 高频段阻抗特性,明确关键影响因素,并重点分析电压扰动的作用机制;对于风场等效阻抗,考虑长距离汇集海缆的分布参数特性,解释了实际柔直工程带空载线路时仍发生高频振荡的现象。针对在柔直侧进行有源阻尼控制的情况,通过分析现有电压前馈环节嵌套低通滤波器的适用性。

最后本文在考虑柔直高频阻抗负阻尼区域最小化的需求下,从电压扰动路径进行分析,明确了在进行高频阻尼提升时应同时考虑电压控制回路和电网电压前馈回路,提出了基于电网电压全前馈和电压环电流环控制参数定向设计的高频振荡抑制策略,并保证 MMC 在较宽延时变化时负阻尼区域显著减小。最后基于 PSCAD/EMTDC 平台搭建的电磁暂态模型仿真验证了所提高频振荡抑制策略的有效性。

关键词: 模块化多电平换流器; 多谐波线性化; 阻抗建模; 电压控制模式; 高频振荡

Abstract

Based on the modular multilevel modular converter (MMC) of high-voltage DC transmission (High voltage DC, HVDC) is currently the only large-scale offshore wind power grid-connected solution with practical engineering experience. The wind power transmission system through the flexible direct transmission system is a typical power electronic equipment interconnection system. when the impedance mismatch between the two caused by the oscillation problem, seriously restrict the offshore wind power outgoing and consumption. The impedance analysis method is suitable for analyzing the interaction stability problems between different subsystems. In this paper, the impedance method is used to investigate the oscillation mechanism for the interconnection system of direct-drive wind farm and MMC offshore rectifier station. The main contents of the paper are as follows:

Based on the existing research, a multi-harmonic linearization method is used to derive the detailed positive and negative sequence analytic impedance of the MMC AC side considering the complex dynamics inside the MMC and the complete control link containing AC voltage control, and the correctness of the analytic impedance is verified by frequency sweep. Based on this analytical model, the effects of wind field output, AC voltage controller proportionality factor, integration factor and current control bandwidth on the impedance characteristics of the MMC are investigated. The analysis results show that the proportional coefficient of the voltage controller has a significant effect on the impedance of the whole frequency band, and the impedance characteristics of each frequency band should be coordinated when designing the proportional coefficient; too large an integral coefficient will introduce negative damping near the fundamental frequency.

Under the premise of the same voltage control bandwidth, the impedance characteristics of open-loop control, single-voltage loop control and double-closed-loop voltage control are compared and analyzed, and the advantages and disadvantages of the small disturbance performance of different voltage control modes are analyzed from the perspective of interconnected system impedance matching to guide the selection of MMC voltage control modes. From the perspectives of steady-state control error and small disturbance performance, the interconnection system with single-loop voltage control mode is analyzed to obtain the best small disturbance stability performance.

For the wind power flexible straight interconnection system high frequency oscillation phenomenon, based on the MMC high frequency simplified impedance

model analyzes the MMC high frequency band impedance characteristics, clarifies the key influencing factors, and focuses on the analysis of voltage perturbation mechanism; for the wind field equivalent impedance, considering the characteristics of the distribution parameters of the long distance convergence submarine cable, explains the phenomenon of high frequency oscillation still occurs when the actual flexible straight project with no load line. For the case of active damping control on the flexible straight side, the applicability of the existing voltage feedforward link nested low-pass filter is analyzed.

Finally, this paper analyzes the voltage disturbance path considering the need to minimize the negative damping region of the high-frequency impedance of the flexible straight, clarifies that both the voltage control loop and the grid voltage feedforward loop should be considered when performing high-frequency damping enhancement, and proposes a high-frequency oscillation suppression strategy based on the grid voltage full feedforward and voltage loop current loop control parameters directed design, and ensures that the negative damping region of the MMC is significantly reduced for a wide delay change. is reduced. Finally, the effectiveness of the proposed high-frequency oscillation suppression strategy is verified by electromagnetic transient model simulations based on the PSCAD/EMTDC platform.

Keywords: modular multi-level converter, multi harmonic linearization, impedance modeling, voltage control mode, high-frequency oscillation

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题背景及研究的目的和意义	1
1.2 国内外研究现状.....	4
1.2.1 风电经柔直送出系统振荡分析方法.....	4
1.2.2 风电柔直互联系统高频振荡机理及抑制研究现状	6
1.3 本文主要研究工作.....	7
第 2 章 风电经柔直送出系统建模与控制	9
2.1 引言	9
2.2 MMC 数学模型与控制策略.....	9
2.2.1 MMC 基本结构	9
2.2.2 MMC 平均值模型	10
2.2.3 MMC 海上整流站控制原理	11
2.3 MMC 稳态频域建模.....	13
2.3.1 MMC 稳态谐波动态特性	13
2.3.2 周期性时变系统频域建模.....	13
2.3.3 MMC 稳态频域模型	15
2.4 直驱风电场等值建模.....	17
2.4.1 直驱风电机组及控制策略.....	17
2.4.2 风电场等值方法及参数计算.....	18
2.5 仿真验证.....	20
2.5.1 仿真模型	20
2.5.2 模型仿真验证	21
2.6 本章小结.....	23
第 3 章 海上 MMC 整流站阻抗建模.....	24
3.1 引言	24
3.2 海上 MMC 整流站小信号阻抗建模.....	24
3.2.1 MMC 主电路线性时不变模型	24
3.2.2 控制系统建模.....	26
3.3 阻抗特性分析	28
3.3.1 MMC 阻抗模型验证	28
3.3.2 不同运行功率的影响	30
3.3.3 交流电压控制模式的影响.....	31
3.4 本章小结.....	33
第 4 章 风电柔直互联系统高频振荡分析及抑制	35

4.1 引言35

4.2 互联系统高频简化阻抗模型35

 4.2.1 GFM-MMC 简化高频阻抗模型35

 4.2.2 直驱风场高频阻抗模型37

 4.2.3 高频振荡关键参数分析40

 4.2.4 现有 GFL-MMC 高频振荡抑制策略适用性分析42

4.3 互联系统高频振荡抑制46

 4.3.1 基于电压控制回路和电压前馈回路协同参数设计的有源阻尼控制46

 4.3.2 仿真验证49

4.4 本章小结51

第 5 章 结论与展望53

 5.1 全文总结53

 5.2 研究展望54

参考文献55

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景及研究的目的和意义

应对化石能源紧缺和环境污染问题，清洁低碳成为全球能源发展的必然趋势，在“双碳”目标的指引下^[1]，我国正在构建以新能源为主体的新型电力系统，加快规划建设新型能源体系^[2]，新能源发展迅猛。

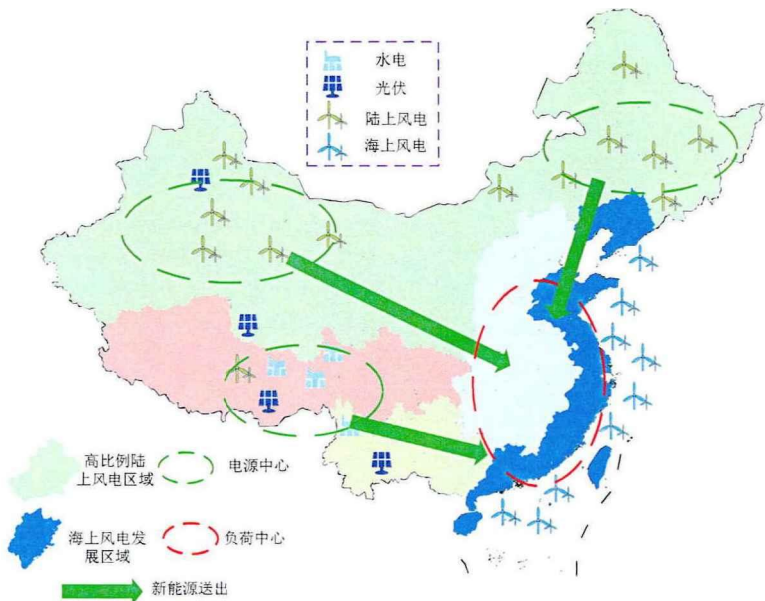


图 1-1 我国新能源电源和负荷中心分布情况

如图 1-1 所示我国三北地区陆上风能资源丰富，西部地区水能、太阳能资源丰富，电源和负荷总体上呈现逆向分布，采用集中开发并远距离外送实现新能源的消纳成为必然选择。我国对新能源的开发，一方面在沙漠、戈壁、荒漠地区加快规划建设风电、光伏为主的新能源基地项目；另一方面我国海上风能储量丰富，由南到北广泛分布，东部沿海地区可开发多个千万千瓦级别的海上风电基地。

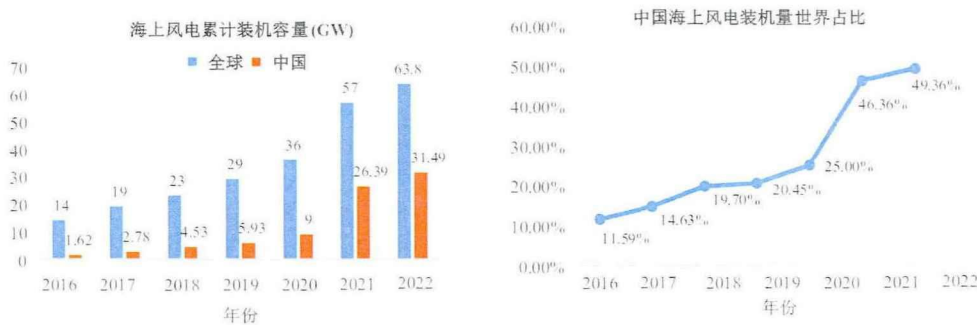


图 1-2 海上风电发展趋势

如图 1-2 所示，世界和中国海上风电累计装机容量快速增长，其中我国从 2016 年海上风电开发试点加速，2021 年进入规模化发展阶段，累计装机容量 26.4GW^[3-4]，位居世界第一；2022 年新增装机超 5GW，占全球新增容量的 75%。国家发改委《十四五发展纲要》指出，我国将重点建设江苏、广东、福建、山东等海上风电基地，预计 2025 年装机超 60GW。

目前海上风电送出方式主要有高压交流(High voltage AC, HVAC)和高压直流输电(High voltage DC, HVDC),其中基频高压交流输电技术成熟，但受充电功率限制和过电压问题影响，主要应用于近海风电并网。为了解决海缆充电功率问题，有学者提出了低频交流^[5-6]和中频交流送出方案^[7]，但该技术目前处于起步阶段，关键设备研发亟需攻克，尚无实际工程应用。随着海上风电资源开发逐渐由浅近海走向深远海，风场的容量不断增加，采用直流集中输送的方式更为经济。基于电网换相换流器(line commutated converter, LCC)的常规直流正常工作需要有电网电压辅助换相，但目前风机成熟控制方式为跟网型控制(grid-following, GFL)，不具备独立构网的能力，因此该方案目前无法采用。未来配合储能装置，风电场风机采用构网型控制(grid-forming, GFM)^[8-10]时,该方案具备较大潜力。

表 1-1 国内外典型风电柔性直流输电并网工程

序号	工程	国家	容量/MW	电压等级 /kV	投运 年份
1	Gotland	瑞典	50	±80	2000
2	Tjaerebog	丹麦	7.2	±9	2000
3	BorWin1	德国	400	±150	2010
4	BorWin2	德国	800	±300	2015
5	DolWin3	德国	900	±320	2017
6	南汇工程	中国	18	±30	2011
7	南澳工程	中国	200	±160	2013
8	舟山工程	中国	400	±200	2014
9	张北工程	中国	4500	±500	2020
10	如东工程	中国	1100	±400	2021
11	青州工程	中国	2000	±500	在建

采用基于模块化多电平换流器(multilevel modular converter, MMC)的柔性直流送出是目前远海风电并网的首选技术方案，也是目前唯一具有工程实践经验的大规模远海风电的并网方案。此时海上风电场以孤岛方式接入电网，海上柔直换流站运行于构网控制(GFM-MMC)，在海上交流网络中充当平衡节点的作用。构网控制主要有下垂控制、功率同步控制、虚拟同步控制^[9]和定交流电压控制，其中定交流电压控制(V - f)作为最直接的构网控制^[10]，应用于我国张北新能源侧柔直站和江苏如东柔直工程海上换流站。

表 1-1 列出了国内外典型工程^[11]，其中海上风电经柔直送出系统典型结构图 1-3 所示。不同于风电场接入弱交流电网，“源侧”海上风电场和“网侧”海上柔直换流站均具有显著电力电子特征，其中风机在多个控制环节作用下在特定频段呈现负电阻特性^[12]，而柔直在内部、多控制环路复杂动态的作用下同样存在负电阻特征^[13]，使得风电柔直互联系统振荡机理更为复杂^[14-15]。

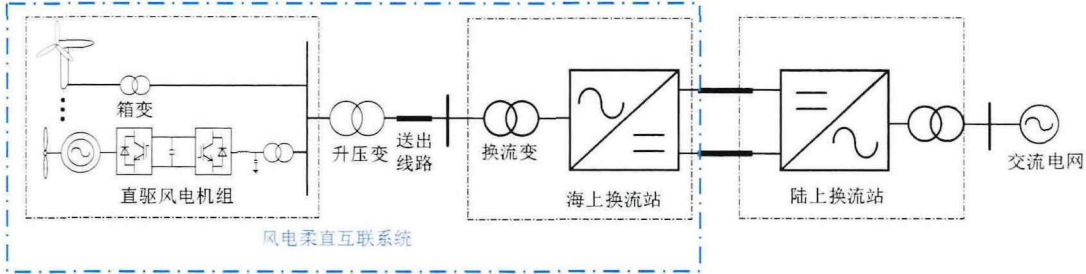


图 1-3 风电经柔直送出系统结构示意图

如图 1-4 所示，目前国内外风电柔直互联系统出现了不同频段的振荡现象，广东南澳风电柔直送出系统在风场出力增加过程中出现次同步振荡现象；德国北海海上风电柔直 BorWin1 工程^[12]出现 451Hz 的谐波振荡。张北康宝换流站在带空载母线和部分风电场时分别发生 1550Hz、750Hz 的高频振荡^[16]；江苏如东工程在带载空载母线和部分风场分别出现 2000Hz 的高频振荡和 320Hz 的中高频振荡^[16-17]。振荡一旦发生，轻则造成滤波设备损毁；重则导致风机脱网，换流站闭锁，造成系统停运，大功率缺额甚至威胁陆上交流系统的稳定运行。

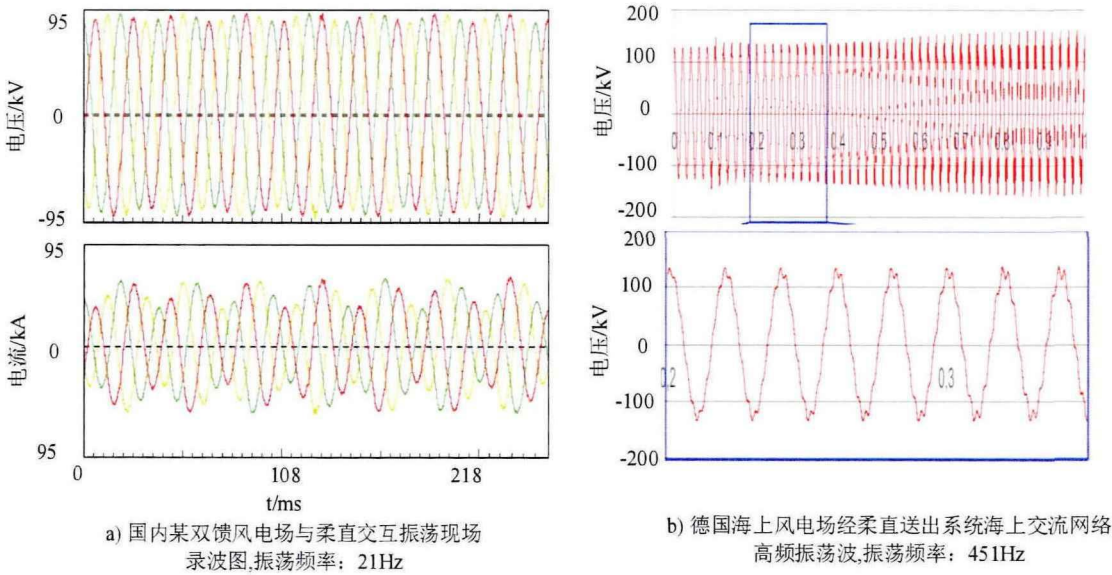


图 1-4 工程实际振荡录波波形

综上所述，电力电子装备的宽频带控制与电网及其它设备的相互作用是振荡失稳的关键。通过阻抗分析法来研究互联系统的振荡问题，定位影响运行稳

定性的关键因素，有利于相关柔直工程在规划建设中选择合适的控制模式，并指导控制器参数设计，提出有效的振荡抑制措施，保证互联系统的安全稳定运行。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 风电经柔直送出系统振荡分析方法

现有研究[18]表明新能源系统接入交流系统和柔直换流站时发生的宽频振荡现象属于典型的小干扰稳定性问题。对于小干扰建模方法有时域状态空间建模^[19]和频域传递函数建模^[20]，而具体的分析方法主要有：时域电磁暂态仿真分析法^[21]，基于状态空间模型的特征值分析方法^[22]，阻抗分析法^[23-24]。

时域电磁暂态仿真分析方法在仿真软件中建立详细仿真模型^[25-26]，仿真过程中可以修改工况，设置故障、控制器参数，由软件通过数值求解数学模型获取变量时域响应曲线，由时域波形可以直观进行稳定性的判定。由于求解电力电子设备数学模型需要小步长求解，对于含有高占比新能源的电力电子化电力系统，当系统规模庞大时，仿真效率与仿真精度存在无法调和的矛盾。故时域仿真法主要用于振荡事故的复现，控制策略的验证，并作为其余稳定性分析方法的检验标准^[24]。

特征值分析方法选取系统的状态变量并建立状态空间模型，然后求取系统矩阵的特征值，并通过模态分析和参与因子分析，定位振荡关键影响因素，指导参数设计，该分析理论较为成熟^[27-28]。文献[29]建立了单台永磁直驱风电机组接入等值电压源系统的状态空间模型，并借助参与因子分析方法分析了交流电网强度、风场出力、风机网侧变流器控制参数对次同步振荡特性的影响，阐明了直驱风电机组接入弱交流电网时次同步振荡的机理，并验证了特征值分析法与阻抗分析方法结果的一致性。文献[30]建立了考虑外环控制的并网系统的状态空间模型，通过根轨迹分析发现当直流电压环与锁相环带宽相近时控制交互作用增强，导致直流电压失稳，为并网变换器直流电压控制时间尺度稳定提供控制参数设计指导。由上述分析可知特征值分析方法在阐述振荡机理方面具有一定优势。但对于新能源并网系统，由于机组数目多，控制环节复杂，整个系统的阶数较高，难以进行理论分析；且当系统结构发生改变时，需重新建立整个数学模型，分析模型移植性差。因此，特征值分析法主要适用于单个子系统的稳定性分析，不适用于多个设备之间的动态交互分析。

阻抗分析法作为频域分析方法^[31-35]，可将大系统划分为多个独立的子系统，在保证独立子系统稳定的前提下，借助奈奎斯特稳定性判据进行互联系统

的稳定性分析，其核心思想是对互联系统子系统的阻抗匹配性进行性判断，在动态交互稳定性分析方面具有明显优势。阻抗模型能够反映端口电气动态特性，使用端口扰动电压与响应电流的比值对应的传递函数来表征控制动态，可以对‘黑箱’设备进行建模，通过扫频测量可以获取设备阻抗模型，这使得基于阻抗模型的稳定性分析方法得到较大的发展和应用。

现有对阻抗分析法主要从三个维度展开研究，分别是阻抗的建模方法、基于阻抗模型的稳定性分析方法和基于阻抗重塑的振荡抑制措施。阻抗建模方法主要基于同步坐标系的小扰动线性化、谐波线性化、多谐波线性化和基于谐波线性化的状态空间建模^[33]，其中小扰动线性化和谐波线性化适用于稳态分量为单一频率分量的设备阻抗建模，如三相两电平变换器；多谐波线性化和谐波状态空间模型适用于稳态运行存在多个谐波分量的情景，主要有模块化多电平换流器和单相变换器的阻抗建模。基于阻抗模型的稳定性分析方法有基于简化阻抗的奈奎斯特稳定判据、基于阻抗矩阵的广义奈奎斯特稳定判据和基于等效SISO 阻抗模型的奈奎斯特稳定判据^[36]。对于振荡抑制主要分为有源阻尼控制^[37]和无源阻尼控制^[38]。

风电经柔直送出系统作为典型的电力电子设备互联系统，将风场作为“源侧”系统，柔直整流换流站看成“网侧”系统。现有工程中风机采用跟网控制，体现为电流源特性，其小信号模型采用诺顿等效，即电流源并联输出阻抗的形式；柔直站采用构网控制，体现为电压源特性，小信号模型采用戴维南等效，即电压源串联输出阻抗的形式，互联系统的等效电路如图 1-5 所示。

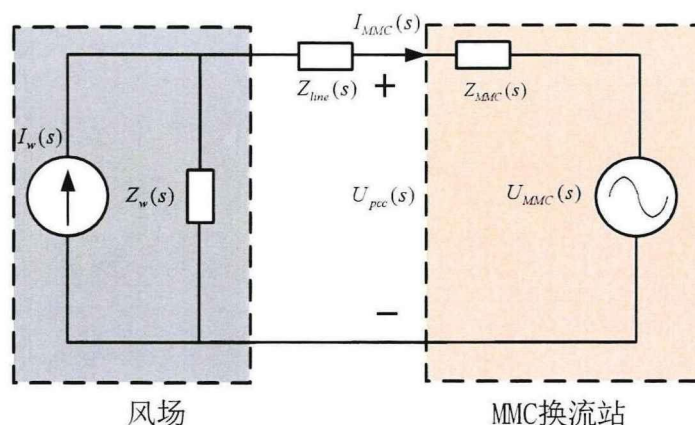


图 1-5 直驱风场柔直互联系统的等效电路

永磁直驱同步发电机组(permanent magnet synchronous generator, PMSG)阻抗模型的研究较成熟，文献[13]考虑了网侧变换器最小控制单元电流控制环节和锁相环的阻抗模型；文献[24]完善了包含直流电压环和无功率控制环时的阻抗模型；文献[39]进一步考虑了发电机、机侧变换器对交流侧阻抗的影响。

在 MMC 阻抗建模方面, 文献[40]采用谐波线性化的方法, 考虑电流内环控制, 分析环流抑制对于交流侧阻抗的影响, 但稳态谐波仅考虑了基波和二次谐波分量, 且未考虑由于子模块电容电压波动而引入的频率耦合效应, 稳定性分析存在误差。文献[15]采用多谐波线性化建模, 能够充分考虑内部谐波动态和频率耦合效应, 并证明了采用多谐波线性化建模和谐波状态空间建模本质的一致性。文献[41-42]采用谐波状态空间建模的方法建立海上整流站的阻抗模型, 并应用于风电柔直互联系统的次同步振荡研究, 但所考虑柔直控制为单环交流电压控制模式, 而实际工程中往往采用电压外环电流内环的模式对故障电流进行限制, 电流控制对于交流侧阻抗的影响尚不明确。文献[43-44]建立了双闭环定交流电压控制时 MMC 阻抗模型, 但建模过程未考虑控制延时, 仅适用于互联系统次超同步振荡研究, 不能进行高频振荡分析。事实上, 现有研究[24]表明对于并网变换器, 由于控制结构和控制参数不对称, 振荡频率存在耦合效应, 且由于电网阻抗的耦合, 不同频率下的正负序阻抗之间存在耦合, 文献[45-46]分别考虑电网阻抗耦合和频率耦合对稳定性的影响, 并指出在高频段可以忽略耦合。

综上所述, 现有研究对于 MMC 控制环节的描述不够完整, 仅针对某一频段进行分析, 未系统研究控制环节对全频段阻抗特性的影响。柔直交流电压控制存在多个控制模式, 只针对某一控制模式进行研究, 无法从互联系统阻抗匹配的角度对不同控制模式的小扰动性能进行比较。

1.2.2 风电柔直互联系统高频振荡机理及抑制研究现状

模块化多电平变换器由于子模块个数较多, 考虑信号采样、信号传输、计算过程, 控制延时甚至达到 $500\mu\text{s}$, 导致 MMC 高频段阻抗呈现周期性负电阻特性, 存在高频振荡风险^[47]。对于高频振荡抑制主要有 3 个思路, 分别是降低控制链路总延时、安装无源滤波装置和有源阻尼控制。

其中降低控制延时主要从提高采样频率、提升数字控制器性能及降低通信延时等方面, 文献[48]提出采用双采样机制来降低延时, 增加了对数字控制器的要求, 在实际中往往兼顾高频阻尼效果和经济性^[9]。无源阻尼通过无源元件 RLC 与 MMC 交流侧主电路串并联, 实现端口阻抗的重塑, 文献[49]提出了在交流母线并联 RLC 二阶高通滤波器的方案, 并提出滤波器参数设计原则; 文献[50]提出了基于 C 型滤波器的方案, 进一步降低了基频功率损耗。有源阻尼控制通过添加附加环节或者滤波环节实现相位补偿, 文献[49-51]验证了仅考虑电流内环控制和电网电压前馈控制时简化阻抗的有效性, 并明确了控制延时和电压前馈环节是 MMC 高频段输出阻抗的关键因素; 文献[52]提出了在电网

电压前馈环节嵌套低通滤波器进行阻抗重塑；文献[53]提出了同时在电流控制器比例环节和电压前馈环节嵌套低通滤波器的阻尼方案，文献[54]提出了基于电压前馈环节嵌入低通滤波器和电流控制回路嵌入自适应陷波器的阻尼方案。以上研究均针对 GFL-MMC，特别是有源阻尼抑制策略，能否直接应用 GFM-MMC 需要进一步分析。

针对电压控制的构网场景，文献[55]在电流反馈支路引入电压前馈项，通过参数设计消除特定频段内延时项的影响，但该控制方案需要事先确定互联系统潜在振荡点，对于工况适应能力较弱，特别是对于存在多个潜在振荡点的情况，参数设计难以满足需求。文献[56]提出了电压控制环比例环节级联低通滤波器的阻尼方案，但该方法仅考虑延时较小的情景，且分析高频振荡频段局限于 2000Hz 及以下，对于 2000Hz 以上频段振荡抑制未进行讨论。文献[57-58]针对采用 $\alpha\beta$ 坐标系下并网变换器的控制，在保证对基频分量闭环控制的前提下，实现对高频分量的等效开环控制，保证输出阻抗的无源性，实现高频振荡的抑制，但是该分析中未考虑电网电压前馈环节，且该方案难以移植到基于同步旋转坐标下的控制，不过为高频振荡提供了新思路；文献[16]也提出了弱化闭环控制的高频振荡抑制方法。

综上所述，现有高频振荡研究主要集中于 GFL-MMC，对风电柔直互联系统的高频振荡现象还未深入，电压控制对于高频阻抗的影响尚不明确，缺少针对风电柔直互联系统高频振荡问题的详细分析。对于高频振荡抑制方法，一方面现有 GFL-MMC 高频振荡抑制措施对于 GFM-MMC 适用性未知；另一方面现有有源阻尼抑制方案主要从单一控制回路整形进行阻抗重塑，仅针对单一谐振点的消除，很难适用于交流网络存在多谐振峰的场景。针对上述问题，本文提出了电压前馈环节和电压控制环节控制参数协调设计的高频振荡抑制措施，保证风电柔直互联安全稳定运行。

1.3 本文主要研究工作

针对目前唯一具有工程实践经验的大规模远海风电的并网方案，即风电经柔直送出系统面临的振荡问题。现有研究中主要集中于风场阻抗建模，对于柔直整流站主要考虑单电压环控制模式，对于电压电流双闭环的控制模式下的阻抗建模和特性研究较少；同时现有高频振荡研究主要针对跟网型 MMC，构网型 MMC 和风电场互联系统的高频振荡特性和振荡抑制方法研究较少。针对以上问题，本文的主要研究内容和安排如下：

1) 第 2 章介绍了海上柔直换流站的基本运行原理和控制结构，分析了 MMC 稳态谐波特性，建立稳态频域模型，并对稳态谐波进行解析求解；接着

介绍了直驱风电机组的控制策略和风场等值参数计算方法；最后在 PSCAD/EMTDC 上建立了互联系统的仿真模型，并对解析求解稳态谐波的结果进行验证。

2) 第 3 章在 MMC 稳态频域模型的基础上，考虑 3 次谐波，计及包含交流电压外环、电流内环、电网电压前馈环节、延时环节以及二倍频负序环流抑制在内的 MMC 完整控制结构，采用多谐波线性化方法建立频域小信号的正/负序解析阻抗模型，并借助 PSCAD/EMTDC 中电磁暂态仿真模型扫频结果验证所建立阻抗模型的正确性。然后基于解析阻抗模型揭示了 MMC 交流电压控制、内环电流环、环流抑制、控制延时、功率运行点等因素对 MMC 交流侧阻抗的影响。当风场阻抗特性一定时，从有无电流环以及电流环不同控制带宽两个角度，对比研究了 MMC 采用单电压环交流电压控制和交流电压电流双闭环控制时 MMC 交流侧阻抗，并从互联系统稳定性的角度，分析两种控制模式对互联系统小扰动稳定性的影响。

3) 第 4 章忽略稳态运行参数对 MMC 高频阻抗特性的影响，保留详细阻抗模型中的结构参数，建立高频段简化阻抗模型。基于简化阻抗模型分析不同参数和外环电压闭环控制对于高频阻抗特性的影响，明确振荡关键影响因素。针对互联系统高频振荡抑制问题，通过分析现有 GFL-MMC 高频振荡抑制措施的适用性，提出了基于电压电流控制环比例系数和电网电压前馈环节协调的抑制方法，实现了构网控制 MMC 高频段输出阻抗的无源性，并通过仿真验证了理论分析的正确性以及所提高频振荡抑制措施的有效性。

第 2 章 风电经柔直送出系统建模与控制

2.1 引言

本章首先介绍了海上 MMC 整流站基本结构和控制原理，借助 MMC 平均模型定性分析了桥臂电流和桥臂等效电容电压通过桥臂投切系数循环耦合产生谐波的机理和谐波特性，并借助傅里叶变换在频域内建立稳态谐波的解析模型；接着介绍了风场等值和等值参数计算方法，并在 PSCAD/EMTDC 中建立了风电柔直互联系统的仿真模型；对环流抑制和频域稳态谐波解析模型进行验证，为下一章建立小信号阻抗模型提供谐波稳态工作点。

2.2 MMC 数学模型与控制策略

2.2.1 MMC 基本结构

三相 MMC 的基本结构如图 2-1 所示。一般 MMC 由 6 个结构和参数对称的桥臂组成，其中每个桥臂由 N 个子模块(submodule, SM)、桥臂电抗 L_{arm} 和桥臂等效电阻 R_{arm} 组成， v_{ij} 、 $i_{ij}(i=u,l, j=a,b,c)$ 分别桥臂输出电压和电流， v_{sj} 、 i_{sj} 分别为换流器侧三相交流电压和交流电流， V_{dc} 为中间直流母线电压， i_{dc} 为直流电流， i_{cir} 为环流。

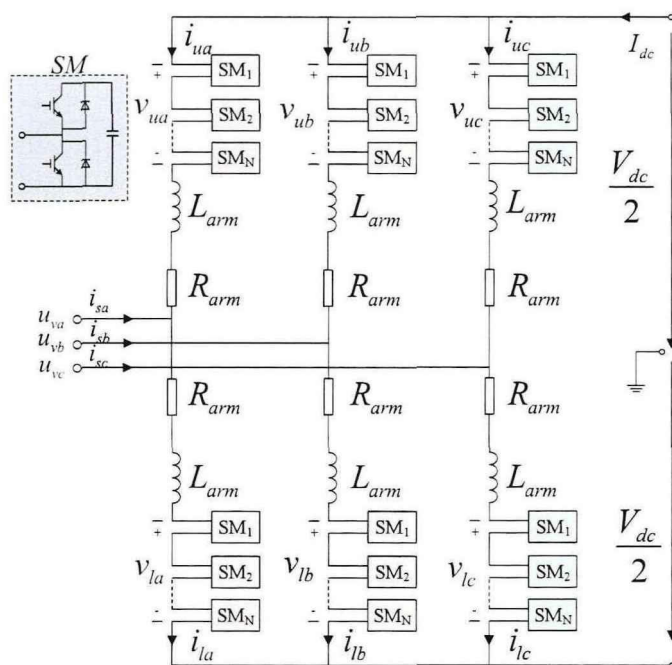


图 2-1 MMC 基本结构图

子模块根据拓扑结构和 IGBT 个数分为全桥型和半桥型，图 2-1 中子模块为工程中常用的半桥型子模块，由 2 个全控型器件 IGBT (VT_1 、 VT_2) 及其反并联的续流二极管(D_1 、 D_2)，以及储能元件电容 C_{sm} 构成，子模块通过连接端口接入主电路。

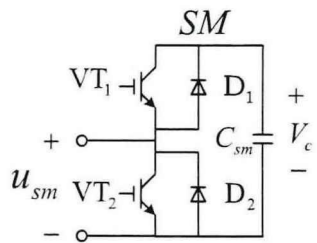


图 2-2 半桥型子模块拓扑结构

当 VT_1 和 VT_2 都处于关断时，子模块处于闭锁状态，此时子模块只能通过反并联二极管与外电路构成回路，一般只出现在在启动过程中对子模块充电和故障时将子模块旁路等情况下，MMC 正常运行时子模块不会处于该工作状态。正常运行时根据 VT_1 和 VT_2 的状态，子模块在投入模式（ VT_1 导通， VT_2 关断）和切除状态（ VT_1 关断， VT_2 导通）之间切换。MMC 通过控制上下桥臂中投入子模块个数，实现在交流侧输出电压呈现阶梯变化，同时维持直流母线电压恒定。

2.2.2 MMC 平均值模型

图 2-1 为 MMC 的详细模型，对于实际工程中的柔直换流站，其桥臂子模块个数数量多，不利于特征量的理论分析。

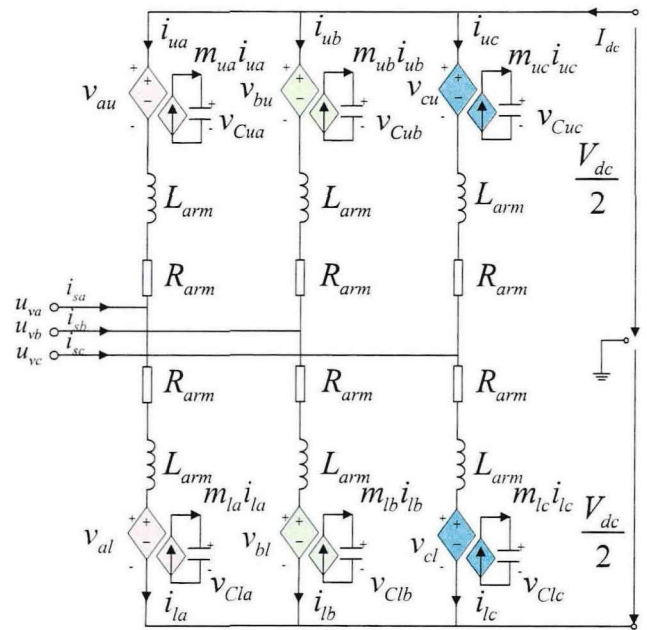


图 2-3 MMC 桥臂平均值模型

当考虑到子模块电容电压均衡控制正常运行，且动态远小于控制周期时，可以假设同一桥臂中各个子模块电容电压近似相等，每个桥臂用一个等效子模块来表征，通过研究等效电容动态来表征桥臂电容电压的动态，同时忽略了开关过程产生的谐波，将采用开关函数描述的离散模型转换为连续模型，在保留桥臂电容动态的同时，降低模型阶数。

图 2-3 所示为 MMC 平均值模型，以 a 相上桥臂为例，桥臂等效电容为 $C=C_m/N$ ，等效电容电压为 v_{Cua} ，充电电流 $m_{ua}i_{ua}$ ，桥臂电压 $m_{ua}v_{Cua}$ 。

考虑六个桥臂的对称性，MMC 的动态特性可以通过桥臂电流、桥臂等效电容电压、桥臂输出电压、桥臂调制系数描述，以同一项上、下桥臂为例，根据基尔霍电压定律列写桥臂电压回路方程，有：

$$\frac{V_{dc}}{2} - m_u v_{Cu} - v_s = L_{arm} \frac{di_u}{dt} + R_{arm} i_u \quad (2-1)$$

$$v_s + \frac{V_{dc}}{2} - m_l v_{Cl} = L_{arm} \frac{di_l}{dt} + R_{arm} i_l \quad (2-2)$$

桥臂等效电容动态方程：

$$C_{eq} \frac{dv_{Cu}}{dt} = m_u i_u \quad (2-3)$$

$$C_{eq} \frac{dv_{Cl}}{dt} = m_l i_l \quad (2-4)$$

式(2-1)和(2-3)组成桥臂平均值模型的数学模型，根据图 2-3 中规定的电流参考方向，交流电流和桥臂电流的关系为：

$$i_s = i_l - i_u \quad (2-5)$$

根据环流流电路径，定义环流：

$$i_{cir} = \frac{i_u + i_l}{2} \quad (2-6)$$

式(2-1)~(2-4)构成了 MMC 平均值模型的桥臂动态方程，稳态运行时各变量为周期性信号。在闭环控制往往引入状态变量作为输入，经控制器执行输出调制系数。则调制分量与电流、电压的乘积项均为非线性项，MMC 系统为非线性周期时变系统。

2.2.3 MMC 海上整流站控制原理

针对风电场经柔直系统送出的场景，风电场和柔直整流侧交流网络构成孤岛，送端换流站承担构建交流电压的任务，控制目标为建立交流电压和维持交

流母线电压，在交流系统中充当平衡节点，保证风电功率稳定传输。此时采用的定交流电压控制的框图如图 2-4 所示，典型环节主要包含相位发生器、交流电压电压控制器、交流电流控制、环流控制器和最近电平调制环节。

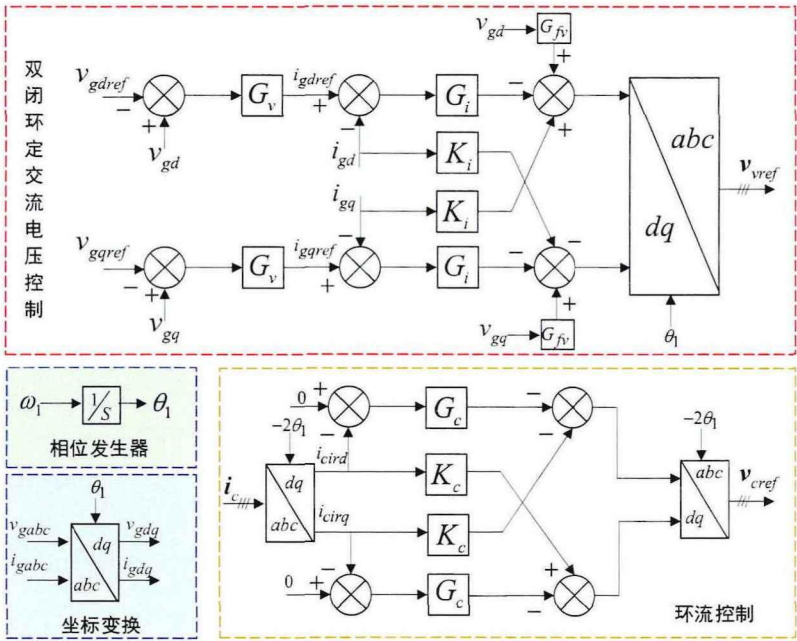


图 2-4 整流站完整控制框图

图中 θ 为相角，用于坐标变换。 v_{sd} 、 v_{sq} 分别为交流母线电压的 d 轴和 q 轴分量， i_{sd} 、 i_{sq} 分别为交流电流的 d 轴和 q 轴分量。 G_v 、 G_i 分别为交流电压外环和电流内环的控制器的传递函数表达， K_i 为电流环解耦系数。 G_{ic} 、 K_{ic} 分别为环流控制器的传递函数和环流解耦系数。 v_{vdref} 、 v_{vqref} 分别为差模调制波的 d 轴和 q 轴分量， v_{varef} 、 v_{vbef} 、 v_{vceref} 分别为静止坐标系下的相调制波。 v_{cdref} 、 v_{cqref} 分别为共模调制波的 d 和 q 轴分量， v_{caref} 、 v_{cbref} 、 v_{ccref} 分别为静止坐标系的环流调制信号。

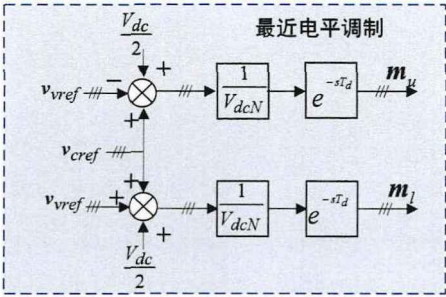


图 2-5 最近电平调制

由于实际大容量高电压的柔直工程中子模块个数较多，一般采用最近电平调制,确定上、下桥臂的调制系数 m_u 、 m_l 。

2.3 MMC 稳态频域建模

2.3.1 MMC 稳态谐波动态特性

不同于两电平 VSC 直流侧采用集中电容，直流电压纹波可以忽略，MMC 中的分布电容的电压纹波不可忽略，稳态下子模块电容电压和桥臂电流中存在除基波外的稳态谐波，以二倍频为主。

由 MMC 桥臂平均值模型可以定性描述谐波的产生机理，乘积项 $m_u v_{Cu}$ 表明桥臂电容电压和桥臂投切系数作用导致桥臂电流上产生谐波，接着由等效电容充电电流 $m_u i_{Cu}$ ，分析得等效子模块电容电压 v_{Cu} 也产生谐波，可以看出在开关投切的作用下，子模块电容电压与桥臂电流之间的谐波分量循环耦合，最终的结果为正常运行时桥臂电流和子模块电容电压均存在谐波分量。

相序描述交流侧三相电气量之间的相位关系，而差模共模特性是描述同一相上下桥臂电气量之间的上下关系，相序和相位特性共同决定了桥臂谐波电流的流通过径。由文献[15]分析结论，MMC 稳态运行时 k 次谐波的相位、相序规律为：

$$S_{1,k} = \begin{cases} 1 & k = 3i+1 & \text{正序} \\ -1 & k = 3i-1 & \text{负序} \\ 0 & k = 3i & \text{零序} \end{cases} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (2-7)$$

$$S_{2,n} = \begin{cases} 1 & k = 2i+1 & \text{差模} \\ 0 & k = 2i & \text{共模} \end{cases} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (2-8)$$

2.3.2 周期性时变系统频域建模

由 MMC 桥臂数学模型可以分析得，由于状态变量之间的耦合，稳态运行时 MMC 内部同时存在多个谐波分量，桥臂电流、桥臂等效电容电压、桥臂输出电压、桥臂投切系数为周期性信号，MMC 系统为典型的非线性周期时变系统。多谐波线性化理论可分析考虑无限次谐波的动态模型，其核心思路是从频域的角度获得线性时不变模型来研究系统动态特性。本节先介绍模型在频域的时不变表征，为模型的线性化做准备。

对于周期性信号变量，在时域内可以展开为双边傅里叶级数的形式：

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} x_n e^{jn\omega_1 t} \quad (2-9)$$

式中, x_n 为复傅里叶系数, ω_1 为基波角频率; 当(2-9)式采用矩形的形式来表达时, 有:

$$x(t) = I(t)x \quad (2-10)$$

式中:

$$I(t) = [e^{-jn\omega_1 t}, \dots, e^{-j\omega_1 t}, 1, e^{j\omega_1 t}, \dots, e^{jn\omega_1 t}] \quad (2-11)$$

$$x = [X_{-n}, \dots, X_{-1}, X_0, X_1, \dots, X_n]^T \quad (2-12)$$

式中, X_n 为 n 次谐波复傅里叶系数, 且 X_n 与 X_{-n} 互为共轭关系; 显然从频域的角度, 稳态运行时由各次谐波傅里叶复系数组成的列向量是时不变的。

同时为了方便频域方程的列写, 将时域中的乘积项转化为频域内的矩阵乘积形式, 可得:

$$x(t)y(t) = \sum_{n \in Z} x_n e^{jn\omega_1 t} \sum_{m \in Z} y_m e^{jm\omega_1 t} = \sum_{m, n, l \in Z} x_{n-l} y_{m+l} e^{j(m+n)\omega_1 t} \quad (2-13)$$

$$x(t)y(t) \Rightarrow Xy = \begin{bmatrix} X_0 & \cdots & X_{-(n-1)} & X_{-n} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ X_{(n-1)} & \cdots & X_0 & X_{-1} & X_{-2} & \cdots & 0 \\ X_n & \cdots & X_1 & X_0 & X_{-1} & \cdots & X_{-n} \\ 0 & \cdots & X_2 & X_1 & X_0 & \cdots & X_{-(n-1)} \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & X_n & X_{(n-1)} & \cdots & X_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{-n} \\ \vdots \\ Y_{-1} \\ Y_0 \\ Y_1 \\ \vdots \\ Y_n \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

式中, X 矩阵为变量 x 对应拓普利兹矩阵, Y_n 为变量 y 的 n 次谐波复傅里叶系数。

同理将桥臂电流、桥臂等效电容电压、桥臂调制系数稳态量转化到频域, 可得:

$$i_u = \begin{bmatrix} I_{u_{-n}} \\ \vdots \\ I_{u_{-1}} \\ I_{u_0} \\ I_{u_1} \\ \vdots \\ I_{u_n} \end{bmatrix} \quad v_{Cu} = \begin{bmatrix} V_{C_{u_{-n}}} \\ \vdots \\ V_{C_{u_{-1}}} \\ V_{C_{u_0}} \\ V_{C_{u_1}} \\ \vdots \\ V_{C_{u_n}} \end{bmatrix} \quad m_u = \begin{bmatrix} M_{u_{-n}} \\ \vdots \\ M_{u_{-1}} \\ M_{u_0} \\ M_{u_1} \\ \vdots \\ M_{u_n} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

类似的得到交流相电压和直流侧电压对应向量:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= [V_{dc_{-n}}, \dots, V_{dc_{-1}}, V_{dc0}, V_{dc_{-1}}, \dots, V_{dc_{-n}}]^T \\ v_g &= [V_{g_{-n}}, \dots, V_{g_{-1}}, V_{g0}, V_{g_{-1}}, \dots, V_{g_{-n}}]^T \end{aligned} \quad (2-16)$$

考虑到桥臂阻抗对应的导纳矩阵与稳态谐波动态特性有关，实际工程中 MMC 采用三相三线制接线，桥臂电流零序差模频率分量无流电路径，对应数学模型中的导纳矩阵为零矩阵，以下借用稳态谐波特性系数进行规范化列写。

$$Y_L = \text{diag}[Y_{L_{-n}}, \dots, Y_{L_{-1}}, Y_{L_0}, Y_{L_{-1}}, \dots, Y_{L_{-n}}]^T, \quad Y_{L_{-n}} = \frac{1 - |S_{2,k}|(1 - |S_{2,k}|)}{jn\omega_1 L_{arm} + R_{arm}} \quad (2-17)$$

桥臂等效电容阻抗矩阵为：

$$Z_c = \text{diag}[Z_{C_{-n}}, \dots, Z_{C_{-1}}, Z_{C_0}, Z_{C_{-1}}, \dots, Z_{C_{-n}}]^T, \quad Z_{C_{-n}} = \frac{1}{jn\omega_1 C_{eq}} \quad (2-18)$$

进行上述的变换后，MMC 频域稳态模型表示为：

$$\begin{cases} i_u = Y_L (V_{dc} - u_g - M_u v_{Cu}) \\ v_u = Z_C M_u i_u \end{cases} \quad (2-19)$$

式中 M_u 为桥臂调制系数对应的拓普利兹矩阵，可表示为：

$$M = \begin{bmatrix} M_0 & \cdots & M_{-(n-1)} & M_{-n} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ M_{(n-1)} & \cdots & M_0 & M_{-1} & M_{-2} & \cdots & 0 \\ M_n & \cdots & M_1 & M_0 & M_{-1} & \cdots & M_{-n} \\ 0 & \cdots & M_2 & M_1 & M_0 & \cdots & M_{-(n-1)} \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & M_n & M_{(n-1)} & \cdots & M_0 \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

2.3.3 MMC 稳态频域模型

稳态谐波是谐波线性化的运行轨迹，文献[15]通过仿真测试，结合傅里叶分解获取稳态运行时各个状态量的谐波分量，但该方法的获取效率较低。利用上节建立的频域分析模型，确定所考虑谐波次数后，直接采用稳态频率模型计算获取。理论上谐波的次数为无穷次，但是由于无源元件电感、电容的存在，随着谐波次数的增加，谐波幅值衰减严重。在建立分析模型时，兼顾模型的精确度和模型的复杂性，本文考虑稳态谐波在三次在内。

稳态运行时，闭环控制量准确跟踪参考值，此时传输功率 P 、 Q 和交流系统电压 V_s 、直流电压 V_{dc} 为已知量，根据功率约束和桥臂电流分配关系，可以求

取桥臂电流的基波分量和直流分量为：

$$\begin{cases} I_d(0) = \frac{2P}{3V_{sv}} \\ I_q(0) = -\frac{2Q}{3V_{sv}} \\ I_u(0) = \frac{P}{3V_{dcN}} \\ I_c(f_1) = -\frac{1}{2} \frac{I_d(0) + jI_q(0)}{2} \end{cases} \quad (2-21)$$

考虑到稳态运行时二倍频环流抑制控制投入，二倍频环流得到抑制，而三倍频分量不存在流通过径，有：

$$I_u(2f_1) = 0 \quad (2-22)$$

$$I_u(3f_1) = 0 \quad (2-23)$$

上桥臂调制系数的直流分量和基频分量分别为：

$$M_u(0) = \frac{1}{2} \quad (2-24)$$

$$M_u(f_1) = \frac{-[V_{cdref}(0) + jV_{cdref}(0)]}{2V_{dcN}} \quad (2-25)$$

式中：

$$\begin{cases} V_{cdref}(0) = V_{svd}(0) - \frac{R_{Larm}}{2} I_{cd}(0) + \omega_l(L_t + \frac{R_{Larm}}{2}) I_{cq}(0) \\ V_{cqref}(0) = V_{svq}(0) - \frac{R_{Larm}}{2} I_{cq}(0) - \omega_l(L_t + \frac{R_{Larm}}{2}) I_{cd}(0) \end{cases} \quad (2-26)$$

桥臂等效电容电压的各个频次推导如下：

$$\begin{cases} V_{Cu}^\Sigma(0) = V_{dcN} \\ V_{Cu}^\Sigma(f_1) = \frac{M_u(f_1)I_u(0) + M_u(0)I_u(f_1) + M_u(2f_1)I_u(-f_1)}{j\omega_l C_{eq}} \\ V_{Cu}^\Sigma(2f_1) = \frac{M_u(f_1)I_u(f_1) + M_u(2f_1)I_u(0)}{j\omega_l C_{eq}} \\ V_{Cu}^\Sigma(3f_1) = \frac{M_u(2f_1)I_u(f_1)}{2j\omega_l C_{eq}} \end{cases} \quad (2-27)$$

根据桥臂电流二次谐波分量对应方程可得：

$$M_u(2f_1)V_{Cu}^\Sigma(0) + M_u(f_1)V_{Cu}^\Sigma(f_1) + M_u(0)V_{Cu}^\Sigma(2f_1) + M_u(-f_1)V_{Cu}^\Sigma(3f_1) = 0 \quad (2-28)$$

整个模型中待求解量为 $V_{Cu,1}$ 、 $V_{Cu,2}$ 、 $V_{Cu,3}$ 、 $M_{u,2}$ ，独立方程个数等于待求解变量个数，线性代数方程存在可行解。

2.4 直驱风电场等值建模

2.4.1 直驱风电机组及控制策略

随着我国双碳目标的提出与实施，海上风电的开发与利用进入新阶段，由于场景的特殊性，海上风电机组维护成本高，永磁直驱同步风电机组可以省去了齿轮箱等机械传动环节，且功率密度大，电网故障穿越性能友好，成为海上风电的主流机型。

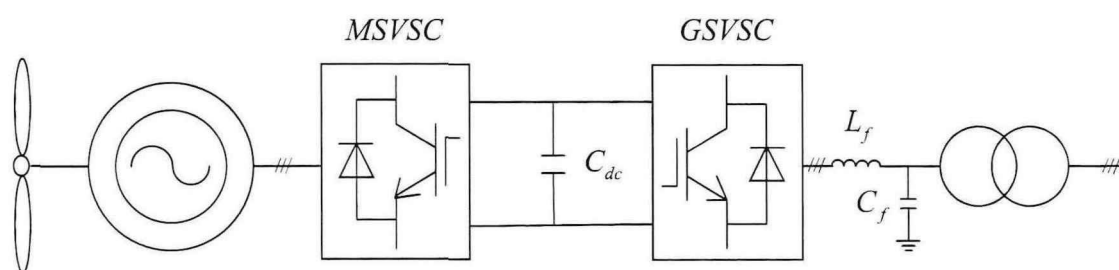


图 2-6 永磁直驱风电机组主电路结构示意图

如图 2-6 所示，风电机组主要由机械部分和电气部分，机械部分主要由风力机、轴系等组成，电气部分包括机侧变换器、中间直流环节、网侧变换器、出口滤波器和箱用变压器。

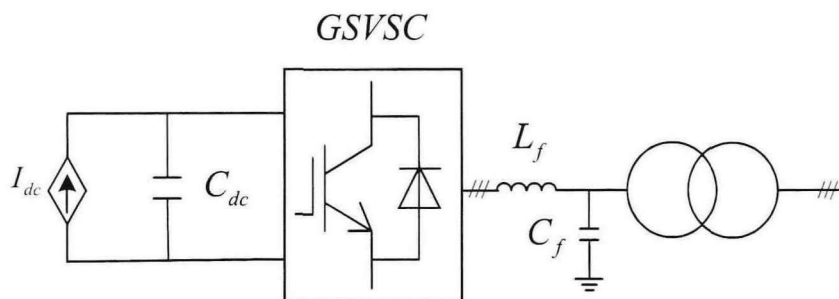


图 2-7 等值永磁直驱风电机组主电路结构示意图

考虑到当直驱风电机组中间直流环节电容较大，发电机和机侧换流器对于并网特性的影响可忽略^[24]，直驱风电机组等效为功率源并接并网变换器，等效为图 2-7 所示。直驱风电场机侧变流器一般控制目标为最大功率跟踪，通过改变发电机转速来捕获不同风速下的最大风能。网侧变流器控制直流电压为额定值和并网无功功率，其完整控制逻辑如图 2-8 所示。

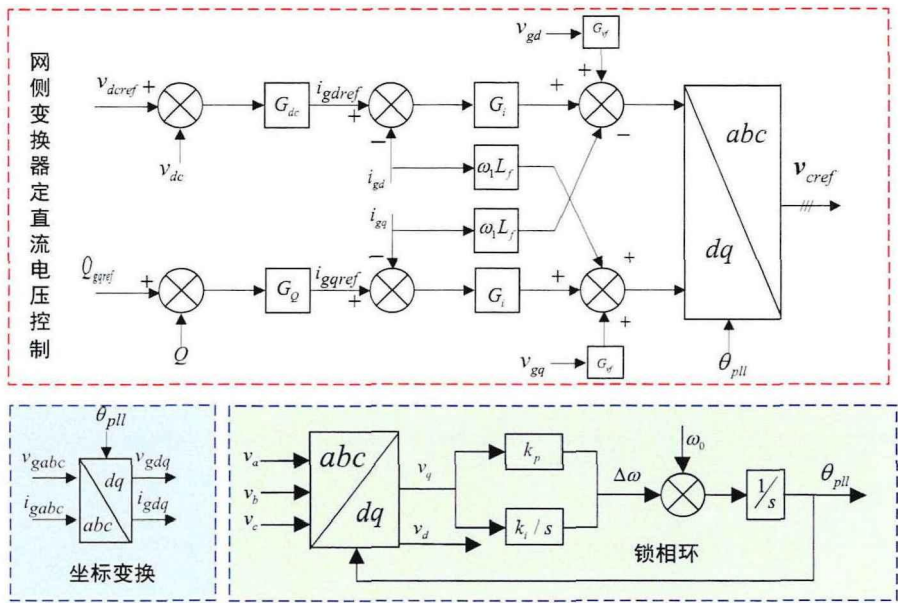


图 2-8 直驱风电机组网侧变换器控制结构图

2.4.2 风电场等值方法及参数计算

大规模风场的等值方法主要分为聚合等值和降阶等值两个思路，如图 2-9 所示，其中聚合法不改变风电机组的模型结构，对参数进行等效折算，主要通过减少风电机组数目来减少系统模型的复杂度。降阶法是在风电场建模过程中对数学模型中的微分方程进行化简、降阶，降低系统的阶数，但是由于改变风电机组数学模型结构，导致降阶后的系统状态变量与风电机组状态量不能直接对应，多用于理论分析，难以用于仿真。对于大规模风场，风机的数目较大，仅通过对单个风机数学模型降阶难以实现整个风场系统模型的降低。

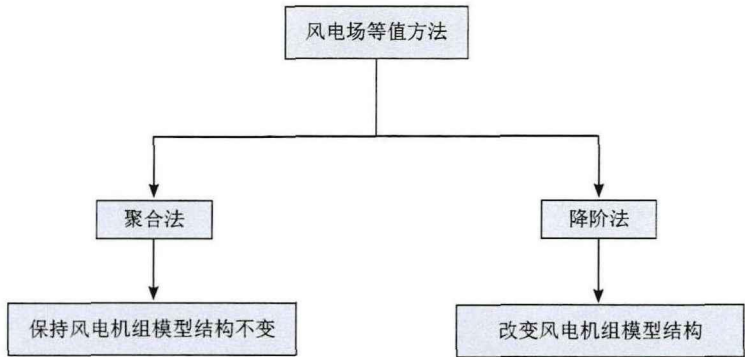


图 2-9 风电场等值方法

对于聚合等值的思路如图 2-10 所示，根据研究目标的不同采取不同的等值方法，主要分为单机等值和多机等值。对于单机等值，不改变风电机组的原始结构模型，只需要对模型输入和参数进行折算，可实现风电场对外输出特性的等效。对风电机组的型号和运行状态的相似性要求较高，当风场内风机差异

较大时，该等值会引入较大误差。多机等值作为单机等值的扩展，借助传统交流电网中发电机组同调等值思想，先对风电场进行聚类获取风电机群，再对风电机群进行等值，最后实现整个风电场的等值。

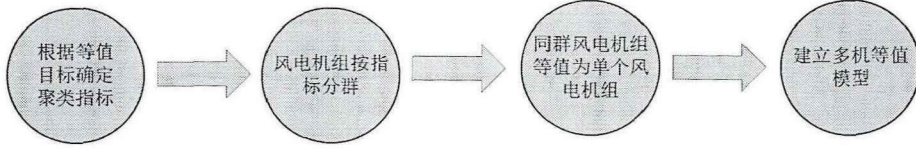


图 2-10 风电场聚合等值思路

考虑实际工程某风电场 GE-690/5MW 直驱风电机组，本文主要研究直驱风电机组与柔直整流站的动态交互，时间尺度属于电磁暂态范畴，风电机组的功率源风力机对风速变化具备惯性，其响应时间处于秒级，可以将风力机简化为恒定功率源。中间直流环节对两侧交流系统起到隔离作用，特别是中间直流环节电容值较大时，发电机本身和机侧变换器的电磁动态对外部交流电网的影响可以忽略，此时可以将风力机、发电机、机侧变换器简化受控电流源，仅考虑网侧变流器和中间直流环节的动态特性。

本文根据风电机组型号、功率运行点进行聚类，实现风电场的多机等值。主要等值参数有风电机组主电路参数、汇集线路参数、控制器参数。等值风电机组主电路等值直流电 $C_{dc,eq}$ 、等值滤波电感 $L_{f,eq}$ 、和等值滤波电容 $C_{f,eq}$ 分别为：

$$\begin{cases} C_{dc,eq} = nC_{dc} \\ L_{f,eq} = \frac{L_f}{n} \\ C_{f,eq} = nC_f \end{cases} \quad (2-29)$$

式中， C_{dc} 表示单台逆变器中间直流环节电容， $L_{f,eq}$ 表示单台滤波器电感， $C_{f,eq}$ 表示单台滤波器滤波电容， n 为风电机群个数。风机箱式变压器的等值容量 $S_{T_{eq}}$ 和等值漏抗 $Z_{T_{eq}}$ 分别为：

$$\begin{cases} S_{T_{eq}} = nS_T \\ Z_{T_{eq}} = \frac{Z_T}{n} \end{cases} \quad (2-30)$$

式中， S_T 表示单台变压器容量， Z_T 表示单台变压器的阻抗。当采用基于有名值的控制参数设计时，控制器参数折算公式为：

$$\begin{cases} k_{p_{ieq}} = \frac{k_{p_i}}{n} & k_{p_{dceq}} = nk_{p_{dc}} \\ k_{i_{ieq}} = \frac{k_{i_i}}{n} & k_{i_{dceq}} = nk_{i_{dc}} \end{cases} \quad (2-31)$$

式中， k_{p_i} 、 k_{i_i} 为折算前电流控制器比例系数、积分系数； $k_{p_{dc}}$ 、 $k_{i_{dc}}$ 为直流电压

外环比例和积分系数。

2.5 仿真实证

2.5.1 仿真模型

如图所示 2-11，海上风电经柔直送出系统由海上风电场、风电场汇集线路、海上升压站、海上换流站、直流海缆和陆上换流站组成，本文将直驱风电场、汇集线路和海上换流站称为互联系统。基于上一节的分析和假设，在 PSCAD/EMTDC 中建立含等值风电场、海上交流线路和整流站的电磁暂态仿真模型，其中仿真系统参数如下：

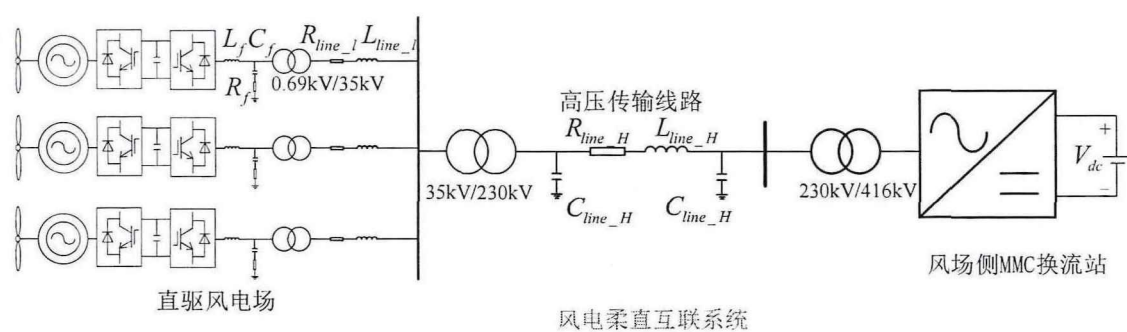


图 2-11 仿真模型示意图

表 2-1 海上整流站主要参数

	符号	参数	数值
主电路参数	V_{s1}	交流系统电压（有效值）	230kV
	t_w	换流变压器变比	230/416.41(Y/Δ)
	L_T	换流变压器漏抗	0.15pu
	L_{arm}	桥臂电抗	133mH
	R_{arm}	桥臂等值电阻	0.5/1Ω
	N	子模块个数	432
	C_{sm}	子模块电容	9mF
	V_{dcN}	直流额定电压	±400kV
	S_N	换流变额定容量	1700MVA
	P_N	额定功率	1100MW
控制器参数	k_{pv}/k_{iv}	电压环比例系数/积分系数	2.5/50
	k_{p_i}/k_{i_i}	电流控制器比例/积分系数	1/10
	k_{pc}/k_{ic}	环流控制器比例/积分系数	0.5/100
	$G_f(s)$	电压前馈环节	1000/(s+1000)
	G_{Td}	控制延时	400μs

表 2-2 直驱风电场 4MW 网侧变流器主要参数

	符号	参数	数值
主电路参数	V_{sl}	机端电压	0.69kV
	t_{ω}	箱式变压器变比	0.69/35(Δ/Y)
	$L_{t\omega}$	箱变漏抗	0.07pu
	V_{dc}	直流电压	1.2kV
	L_f	滤波电感	0.0375mH
	C_f	滤波电容	2000 μ F
	R_f	滤波电阻	0.1 Ω
	C_{dc}	直流电容	76800 μ F
	P_N	额定有功	4MW
	S_N	额定容量	5MVA
控制器参数	k_{p_dc}/k_{i_dc}	直流电压环比例系数/积分系数	5/10
	k_{p_wi}/k_{i_wi}	电流控制器比例/积分系数	0.1/100

2.5.2 模型仿真验证

2.5.2.1 环流抑制投退实验

由前文分析得，桥臂电流、桥臂等效电容电压和桥臂投切系数中的谐波分量与环流抑制的效果有关，特别是二次谐波分量，故先对模型中桥臂环流抑制的效果进行验证。

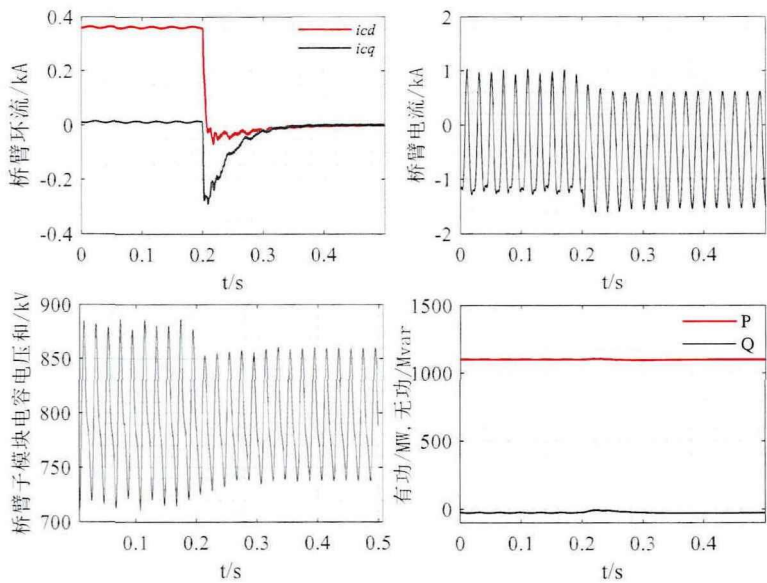


图 2-12 环流投退实验仿真图

考虑初始状态下，海上风场处在满出力状态，海上交流母线电压保持在额定电压，换流站吸收有功功率、无功功率分别为 $P=1100\text{MW}$ 、 $Q=-100\text{Mvar}$ 。如图 2-12 中依次为环流分量的 dq 轴分量、A 相上桥臂电流、A 上桥臂电容电压之和、MMC 吸收功率。

本文采用二倍频同步旋转坐标系下的 PI 控制器对二倍频负序环流进行抑制，在 $t=0.2$ 秒环流控制器投入时，环流分量快速跟踪参考值，桥臂电流中的二倍频率分量基本消除，从上桥臂子模块电容电压之和波形也可以看出电容电压波动幅值减小，验证了环流控制器的有效性。从换流站吸收的功率可以看出，在投入前后换流站与交流系统交换功率几乎不受影响。

2.5.2.2 MMC 稳态频域模型验证

基于 PSCAD/EMTDC 中搭建的电磁暂态仿真模型，考虑风场满功率运行工况，起初未投入环流抑制环节。

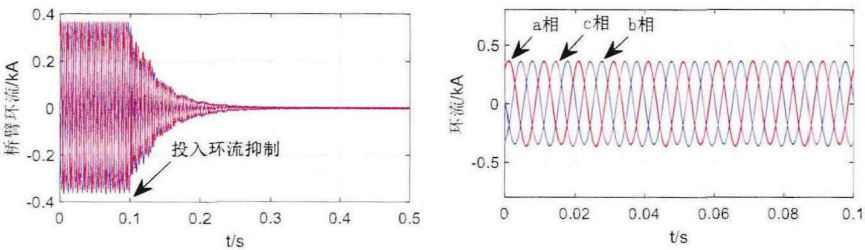


图 2-13 桥臂环流分量

由图 2-13 可以看出环流的主要频率分量为二倍频负序分量， $t=0.1\text{s}$ 时投入环流控制环节，环流得到有效抑制，当系统进入稳态后，对桥臂电流、桥臂等效电容电压、调制系数波形进行傅里叶分解，获取稳态谐波的傅里叶复系数，并与 2.3 节建立的稳态谐波求解模型的解析解进行对比。

表 2-3 稳态频域模型验证结果

谐波分量/Hz			0	50	100	150
桥臂投切系数	幅值	仿真值	0.5	0.43	0.0255	0
		解析值	0.5	0.43	0.0255	0
	相位/ $^{\circ}$	仿真值	0	163.49	69.74	0
		解析值	0	163.21	69.52	0
桥臂等效电容电压	幅值/kV	仿真值	798.73	53.39	17.77	0.72
		解析值	800	53.52	17.89	0.73
	相位/ $^{\circ}$	仿真值	0	82.81	-132.19	130.82
桥臂电流	幅值/kA	仿真值	0	82.85	-132.11	130.74
		解析值	0	82.85	-132.11	130.74
	相位/ $^{\circ}$	仿真值	-0.45	1.077	0	0
		解析值	-0.45	1.075	0	0
	相位/ $^{\circ}$	仿真值	-180	165.54	0	0
		解析值	-180	165.24	0	0

由表 2-3 稳态频率模型仿真结果和解析结果对比可知，两者误差很小，几乎可以忽略，也验证了所建立稳态频域解析模型的正确性，可直接用于 MMC 阻抗建模稳态谐波的求解。

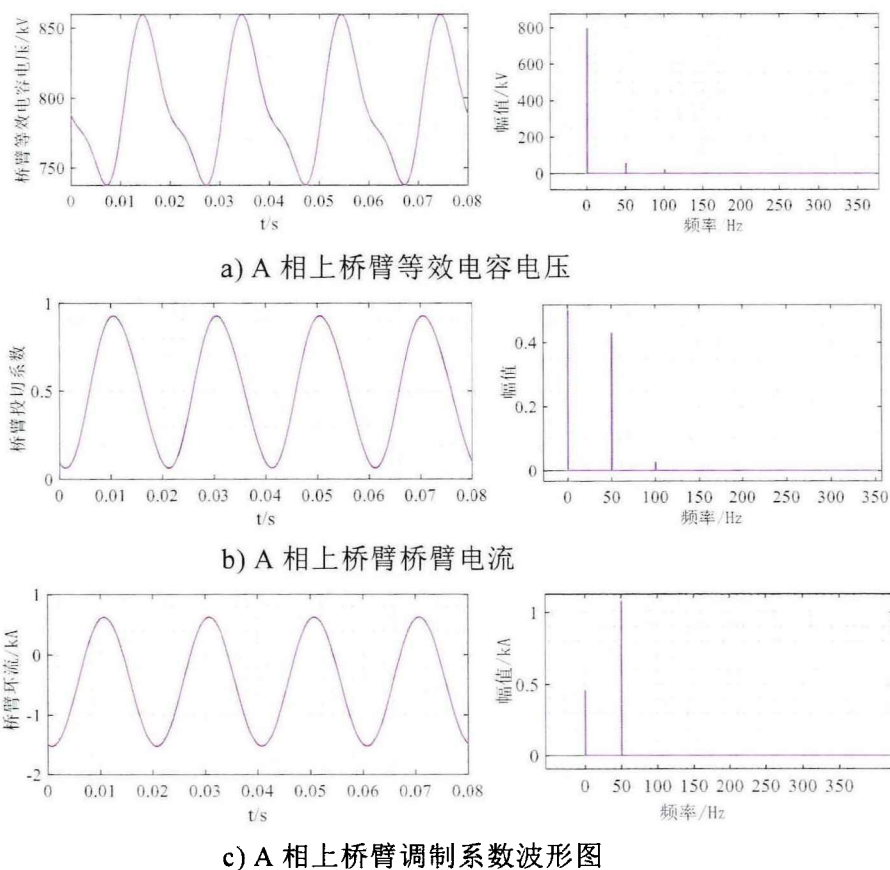


图 2-14 A 相桥臂主要电气量

以 A 相上桥臂为例，图 2-14 分别为桥臂等效电容电压、桥臂投切系数、桥臂电流及频谱分析结果。随着频率增量，谐波幅值快速衰减，在建立稳态频域模型时，考虑三次谐波在内可满足精度要求。

2.6 本章小结

本章介绍了 MMC 基本结构、运行原理和定交流电压控制下海上整流站的控制系统，基于 MMC 平均值模型定性分析了稳态谐波的产生机理和分布规律，并建立了频域稳态谐波求解的解析模型；最后梳理了风电场等值思路和等值参数的计算方法，并在 PSCAD/EMTDC 中进行了仿真验证，主要结论如下：

1) MMC 稳态谐波是由于桥臂电流和桥臂电容电压通过子模块的投切循环耦合产生的，在分析 MMC 的外部动态特性时不能忽略 MMC 内部谐波动态特性，由解析计算和频谱分析的结果，一般考虑 3 次谐波在内即可满足动态分析精度要求。

第 3 章 海上 MMC 整流站阻抗建模

3.1 引言

本章在上文建立的 MMC 稳态频域模型的基础上，考虑稳态 3 次谐波，计及包含交流电压外环、电流内环、电网电压前馈环节、延时环节以及二倍频负序环流抑制在内的完整控制结构，采用多谐波线性化方法建立 MMC 频域小信号正/负序解析阻抗模型，借助 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真模型扫频验证所建立阻抗模型的正确性。基于解析阻抗揭示 MMC 交流电压控制、内环电流环、环流抑制、控制延时、功率运行点等因素对 MMC 交流侧阻抗的影响。当风场阻抗特性一定时，从有无电流环以及电流环不同控制带宽等两个角度，对比分析 MMC 采用单电压环交流电压控制和交流电压电流双闭环控制时的 MMC 交流侧阻抗，并从互联系统稳定性的角度，对比分析了两种控制模式下互联系统的小扰动稳定性。

3.2 海上 MMC 整流站小信号阻抗建模

3.2.1 MMC 主电路线性时不变模型

由于 MMC 内部动态引入的非线性特征，当在 MMC 端口施加频率为 f_p 的扰动分量电压或电流扰动分量，将会在桥臂电流、桥臂电压、桥臂调制系数以及桥臂等效电容电压中引发一系列的小信号频率分量。由时域模型可以看出由于变量之间的乘积，扰动响应频率分布由 f_p 和整数倍的 f_p 以及与稳态谐波分量(nf_l)之间的相加减，且响应分量的相序和相位特性由扰动分量和稳态谐波共同决定。

表 3-1 扰动及响应频率分量特性

频率	交流侧正序扰动	交流侧负序扰动
f_p-3f_l	正序/共模	负序/共模
f_p-2f_l	负序/差模	零序/差模
f_p-f_l	零序/共模	正序/共模
f_p (扰动频率)	正序/差模	负序/差模
f_p+f_l	负序/共模	零序/共模
f_p+2f_l	零序/差模	正序/差模
f_p+3f_l	正序/共模	负序/共模

表 3-1 给出了在考虑三次稳态谐波时，分别在交流侧施加频率为 f_p 的正序扰动分量和负序扰动分量时，产生的小信号频率分量的相序和相位特性。

扰动分量与稳态谐波相互作用后，相序和相位特性发生变化，为更好对扰动量特性进行描述，引入辅助函数，假定 f_p 频率分量为正序，则 f_p+kf_1 频率分量可表示为：

$$H_{1,k} = \begin{cases} 1 & k=3i & \text{正序} \\ -1 & k=3i+1 & \text{负序} \\ 0 & k=3i-1 & \text{零序} \end{cases} \quad i=0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (3-1)$$

$$H_{2,k} = \begin{cases} 1 & k=2i & \text{差模分量} \\ 0 & k=2i+1 & \text{共模分量} \end{cases} \quad i=0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (3-2)$$

考虑到 MMC 中桥臂的对称性，同样选取 a 相上桥臂为基本单元进行建模，对(2-19)在频域进行线性化，则

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{i}_u = \mathbf{Y}_L (-\Delta \mathbf{u}_g - \mathbf{M}_u \Delta \mathbf{v}_{Cu} - \mathbf{V}_{Cu} \Delta \mathbf{m}_u) \\ \Delta \mathbf{v}_{Cu} = \mathbf{Z}_{Ceq} (\mathbf{M}_u \Delta \mathbf{i}_u + \mathbf{I}_u \Delta \mathbf{m}_u) \end{cases} \quad (3-3)$$

式中， $\mathbf{Y}_L$ 和 $\mathbf{Z}_{Ceq}$ 分别为扰动谐波分量对应桥臂等效导纳和桥臂等效电容对应阻抗元素组成的矩阵。

$$\mathbf{Y}_L = \text{diag}[\mathbf{Y}_L(f_p - kf_1) \dots \mathbf{Y}_L(f_p - f_1), \mathbf{Y}_L(f_p), \mathbf{Y}_L(f_p + f_1), \dots, \mathbf{Y}_L(f_p + kf_1)] \quad (3-4)$$

式中， $\mathbf{Y}_L(f_p + kf_1) = 1/[R_{arm} + j2\pi(f_p + kf_1)L_{arm}]$; $\mathbf{Z}_{Ceq}(f_p + kf_1) = 1/[j2\pi(f_p + kf_1)C_{eq}]$ 。

式中小写加粗小信号量分别对应桥臂电流、桥臂等效电容电压、桥臂投切系数和交流电压的扰动向量，以桥臂电流和交流电压为例：

$$\Delta \mathbf{i}_u = [\Delta \mathbf{i}_u(f_p - kf_1), \dots, \Delta \mathbf{i}_u(f_p - f_1), \Delta \mathbf{i}_u(f_p), \Delta \mathbf{i}_u(f_p + f_1), \dots, \Delta \mathbf{i}_u(f_p + kf_1)]^T \quad (3-5)$$

$$\Delta \mathbf{v}_g = [0, \dots, 0, \Delta \mathbf{v}_g(f_p), 0, \dots, 0]^T \quad (3-6)$$

由式(3-3)可以看出主电路小信号模型中含有 4 个变量，将桥臂等效电容电压扰动量消去，保留仅含有交流电流扰动量、交流电压扰动和桥臂投切系数。

$$(\mathbf{I} + \mathbf{Y}_L \mathbf{M}_u \mathbf{Z}_{Ceq} \mathbf{M}_u) \Delta \mathbf{i}_u = -\mathbf{Y}_L \Delta \mathbf{u}_g - \mathbf{Y}_L (\mathbf{M}_u \mathbf{Z}_{Ceq} \mathbf{I}_u + \mathbf{V}_{Cu}) \Delta \mathbf{m}_u \quad (3-7)$$

当 $\Delta \mathbf{m}_u = 0$ ，对应 MMC 开环控制时的阻抗模型；接下来推导闭环控制时的阻抗模型。

$$\mathbf{Y}_{open} = (\mathbf{I} + \mathbf{Y}_L \mathbf{M}_u \mathbf{Z}_{Ceq} \mathbf{M}_u)^{-1} \mathbf{Y}_L \quad (3-8)$$

3.2.2 控制系统建模

根据图 2-4 所示控制结构，同时考虑桥臂调制系数与交流侧控制和环流控制的关系，可将 Δm_u 转化为含桥臂电流扰动量 Δi_u 、交流电压扰动量 Δv_g 和控制器传递函数的表达式，最终得到仅含电压、电流扰动量的方程。

当控制系统采用同步旋转坐标系，坐标变换环节是基本环节，对于 MMC 海上整流站，相角是直接给定的，不会引入相位扰动。正序分量经过 *park* 变换可以表示为：

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t & \cos(\omega_1 t - 120^\circ) & \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \\ -\sin \omega_1 t & -\sin(\omega_1 t - 120^\circ) & -\sin(\omega_1 t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X \cos(\omega_p t) \\ \Delta X \cos(\omega_p t - 120^\circ) \\ \Delta X \cos(\omega_p t + 120^\circ) \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \Delta X \cos[(\omega_p - \omega_1)t] \\ \Delta X \cos[(\omega_p - \omega_1)t - 90^\circ] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-9)$$

即 q 轴分量滞后于 d 轴分量 90° ，相反当负序分量经过 *park* 变换后， q 轴分量超前于 d 轴分量 90° 。

如图 1-4 所选定的电流参考方向，并考虑桥臂电流与桥臂电流的关系，针对所采用的双闭环定交流电压控制，交流侧控制产生参考电压：

$$\Delta v_{ref} = T_i \Delta i_u + (T_v + T_{vfeed}) \Delta v_g \quad (3-10)$$

交流电流控制对应控制矩阵为：

$$T_i = \text{diag}[T_i(f_p - kf_1), \dots, T_i(f_p - f_1), T_i(f_p), T_i(f_p + f_1), \dots, T_i(f_p + kf_1)]^T \quad (3-11)$$

式中 $T_i(f_p + kf_1) = -2|H_{2,k}|((G_i(f_p + kf_1 - H_{1,k}f_1) - jK_i H_{1,k})e^{-j2\pi(f_p + kf_1)T_d})$ 。

交流电压控制控制对应矩阵为：

$$T_v = \text{diag}[T_v(f_p - kf_1), \dots, T_v(f_p - f_1), T_v(f_p), T_v(f_p + f_1), \dots, T_v(f_p + kf_1)] \quad (3-12)$$

式中 $T_v(f_p + kf_1) = -|H_{2,k}|((G_i(f_p + kf_1 - H_{1,k}f_1)(G_v(f_p + kf_1 - H_{1,k}f_1)e^{-j2\pi(f_p + kf_1)T_d})$

$$T_{feed} = \text{diag}[T_{feed}(f_p - kf_1), \dots, T_{feed}(f_p - f_1), T_{feed}(f_p), T_{feed}(f_p + f_1), \dots, T_{feed}(f_p + kf_1)] \quad (3-13)$$

式中 $T_{feed}(f_p + kf_1) = -|H_{2,k}|e^{-j2\pi(f_p + kf_1)T_d}$ 。

注意由于交流侧电压、电流控制的输入仅为差模分量，与环流分量无关，且零序谐波经过 *park* 变换后 dq 分量为零，只有非零序差模扰动分量经交流电

压控制、电流控制器作用于调制信号。

其次是环流抑制控制建模，考虑环流电流与桥臂电流的关系，环流控制器产生的参考电压为：

$$\Delta v_{cref} = T_c \Delta i_u \quad (3-14)$$

环流控制对应的控制矩阵为：

$$T_c = \text{diag}[T_c(f_p - kf_1), \dots, T_c(f_p - f_1), T_c(f_p), T_c(f_p + f_1), \dots, T_c(f_p + kf_1)]^T \quad (3-15)$$

式中 $T_c(f_p + kf_1) = (1 - |H_{2,k}|)(G_c(f_p + kf_1 + 2H_{1,k}f_1) - jK_c H_{1,k})e^{-j2\pi(f_p + kf_1)T_d}$ 。

相反环流控制只针对共模扰动分量，同时由于在二倍频同步旋转坐标系进行控制，零序扰动分量经过坐标变换后为 0。

根据相参考电压和共模参考电压与上桥臂参考电压的关系，并对调制分量进行归一化，则上桥臂等效调制系数为：

$$m_u = \frac{1}{2} + \frac{v_{cref} U_{pm}}{V_{dc}} - \frac{v_{vref} U_{pm}}{V_{dc}} \quad (3-16)$$

式中， U_{pm} 为相电压峰值， V_{dc} 为直流电压，进一步对调制环节线性化，即：

$$\Delta m_u = \frac{U_{pm}}{V_{dc}} (\Delta v_{cref} - \Delta v_{vref}) = K_m (\Delta v_{cref} - \Delta v_{vref}) \quad (3-17)$$

联立式(3-3)、(3-9)、(3-13)和(3-16)，并最终保留仅仅含有桥臂电流扰动量和交流侧电压扰动量的方程，即

$$\begin{aligned} & (I + Y_L M_u Z_{Ceq} M_u + Y_L (M_u Z_{Ceq} I_u + V_{Cu}) K_m (T_i + T_c)) \Delta i_u \\ & + Y_L ((M_u Z_{Ceq} I_u + V_{Cu}) K_m (T_v + T_{feed}) + I) \Delta u_g = 0 \end{aligned} \quad (3-18)$$

式中 I 为单位矩阵，并定义 K_m 为调制和基于标么值控制引入的系数矩阵。

$$\begin{aligned} Y &= [I + Y_L M_u Z_{Ceq} M_u + Y_L (M_u Z_{Ceq} I_u + V_{Cu}) K_m (T_i + T_c)]^{-1} \cdot \\ & [Y_L ((M_u Z_{Ceq} I_u + V_{Cu}) K_m (T_v + T_{feed}) + I)] \end{aligned} \quad (3-19)$$

式中 Y 矩阵为 $(2k+1) \times (2k+1)$ 的方阵，考虑所规定电流正方向下 $i_g = -2i_u$ ，则 MMC 交流端口正序阻抗 $Z_p(f_p)$ 为：

$$Z_p(f_p) = \frac{1}{2Y(k+1, k+1)} \quad (3-20)$$

Y 矩阵中的 $(2k-1) \times (2k+1)$ 反映正序扰动电压 $v_p(f_p)$ 与负序电流 $i_p(f_p - 2f_1)$ 之间的传递函数。

当假设在 MMC 交流端口注入负序谐波电压扰动分量时，扰动响应分量的相序相位特性如表 3-1 所示，重复上述推导过程，即得到交流端口负序阻抗 $Z_n(f_p)$ ，此处不再进行赘述。

3.3 阻抗特性分析

3.3.1 MMC 阻抗模型验证

上一节详细推导了 MMC 正序阻抗的解析表达式，本节在 PSCAD/EMTDC 中建立电磁暂态仿真模型，MMC 主电路和控制系统参数如表 2-1 所示。并包含完整控制环节，直流侧接理想电压源，交流侧接交流电流源，使 MMC 工作于定交流电压(V - f)控制模式，采取串联谐波电压源的形式注入谐波扰动量，同时避免谐波量对于稳态运行点的影响，谐波电压的幅值取为交流侧相电压幅值的 0.5%左右，通过测量 MMC 端口对应频率的电压和电流分量来获取对应频率的扫频阻抗。考虑到在中低频段 MMC 内部动态较为复杂，在 1Hz~200Hz 以 1Hz 作为频率步长，200Hz~500Hz 频段以 10Hz 作为频率步长，500Hz~3000Hz 频段以 50Hz 为频率步长，其中测试电路结构如图 3-1。

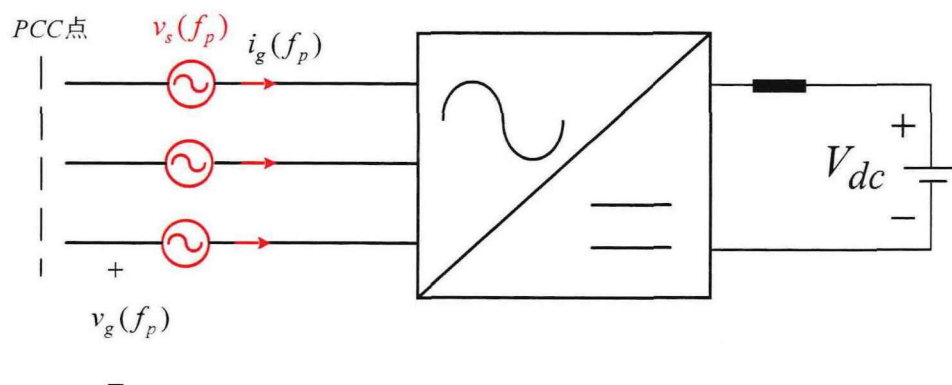


图 3-1 串联注入扫频测试电路示意图

首先对开环阻抗进行验证，当系统传输功率确定，交流母线电压一定，稳态运行时任意时间段内投入子模块的个数是确定的，即桥臂调制系数是确定的，此时用稳定的三相正弦信号来代替控制器产生的调制信号，并向系统串联注入扰动分量来获取系统响应。

如图 3-2 所示，其中“o”为仿真结果，连续曲线为解析阻抗，可以看出在全频段内基本重合。由相频特性可以看出，在全频段内相位始终处于 $-90^\circ \sim 90^\circ$ ，在低频段呈现电容特性，本质是 MMC 内部子模块电容动态；而高频段由于桥臂电抗的存在，在高频段呈现电感特性。

由幅频特性曲线可以看出，在低频段存在向上和向下的谐振峰，这是由于所在频率处内部无源电感、电容元件分别发生并联谐振和串联谐振，谐振频率主要与主电路参数有关。

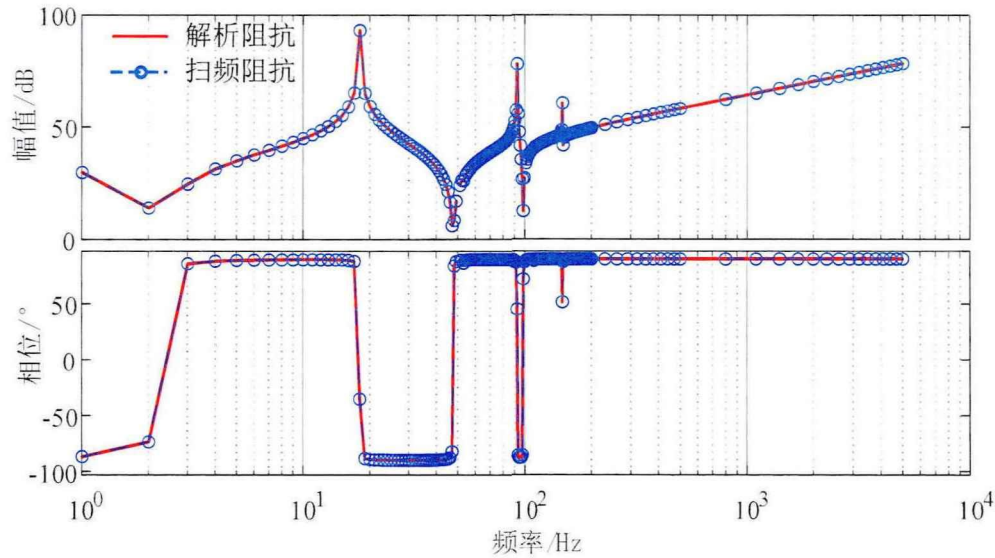


图 3-2 MMC 交流侧开环阻抗验证图

实际工程中 MMC 都是运行于闭环控制下，此时 MMC 阻抗由控制环路和主电路参数共同决定，由图 3-3 可知，正序解析阻抗和扫频阻抗几乎重合。

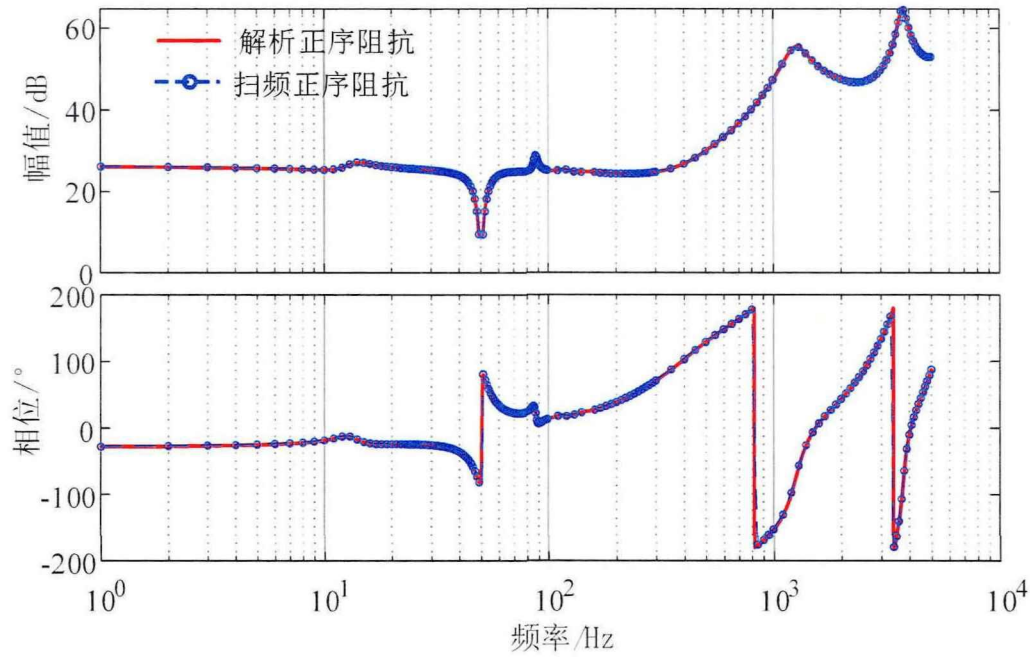


图 3-3 MMC 交流侧闭环正序阻抗验证图形

相比于开环阻抗，闭环阻抗发生明显改变。由于环流控制和电流控制的作用，无源元件谐振点得到有效抑制，正序阻抗在低频段呈现阻容特性。由于对基频电压的控制，在基频处阻抗幅值趋于无穷小，也反映了采用定交流电压控制时基频处体现为理想电压源特性，即输出阻抗较小，且基频处相位由阻容跳变阻感特性；中频段呈现阻感特性；在高频段存在由于延时项的存在，存在谐振峰值和交变的负阻尼区域，本文在第四节再对高频阻抗特性进行详细分析。

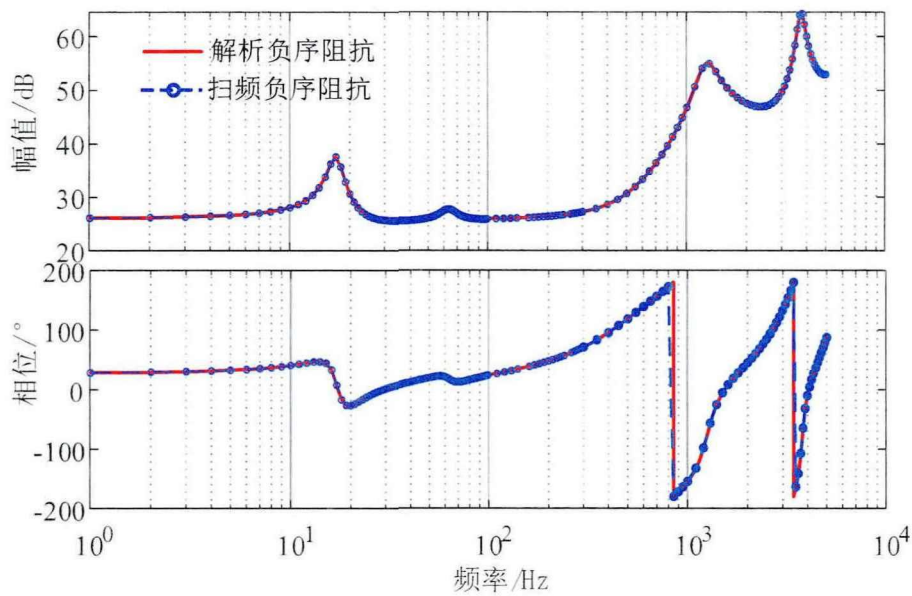


图 3-4 MMC 交流侧闭环负序阻抗验证

由图 3-4 可知，不同于正序阻抗，在低频段负序阻抗呈现阻感特性；在次超同步频段差异显著，主要是控制环节主要对正序分量进行控制。由图 3-5 对比结果可以看出，在中高频段正负序阻抗基本完全重合。

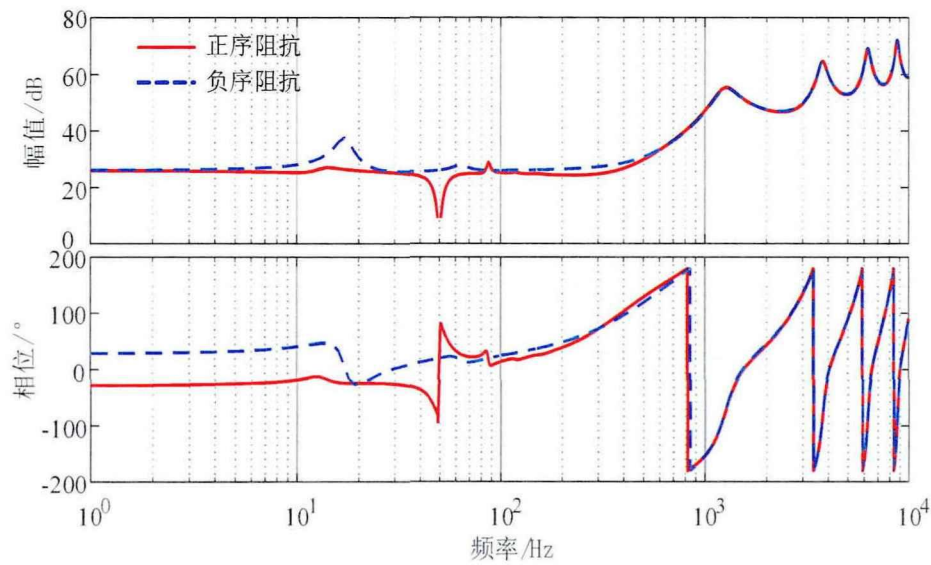


图 3-5 MMC 交流侧闭环正负序阻抗对比

3.3.2 不同运行功率的影响

在不改变控制系统的情况下，考虑风场出力分别为 1pu、0.5pu 和 0.1pu，此时不同运行功率等级下 MMC 交流侧正序阻抗如图 3-6，功率运行的影响主要集中在低频段和次超同步频段，主要由于不同运行功率水平下稳态谐波大小不

同，但定交流电压控制模式时 MMC 阻抗特性主要与结构参数有关；对于 MMC 中高频段阻抗的影响可以完全忽略。

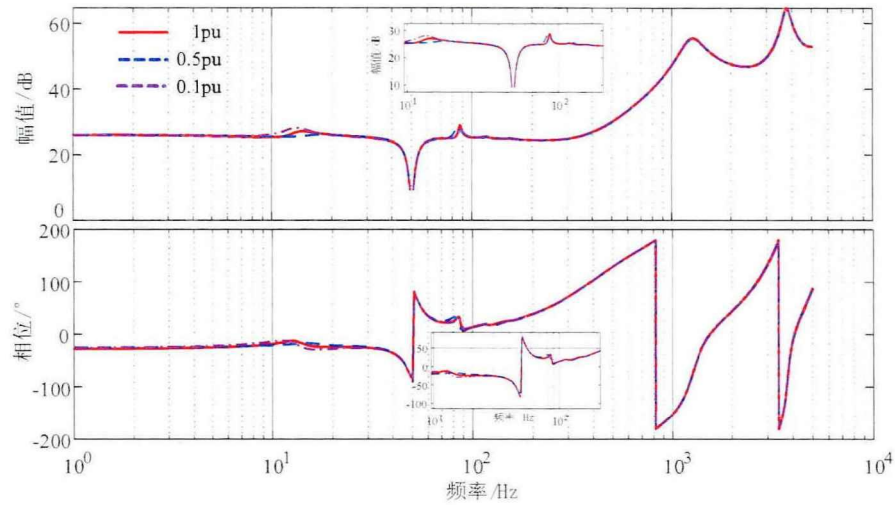


图 3-6 不同运行功率下交流侧正序阻抗

接下来分析控制系统参数对于阻抗特性的影响，同时本文第四章再对高频阻抗特性进行详细分析，以下章节主要关注控制参数对于 1~1000Hz 频段内阻抗特性的影响。

3.3.3 交流电压控制模式的影响

针对定交流电压的控制模式，主要有分为单环交流电压控制和双闭环定交流电压控制，具体控制结构示意图如 3-7 所示。

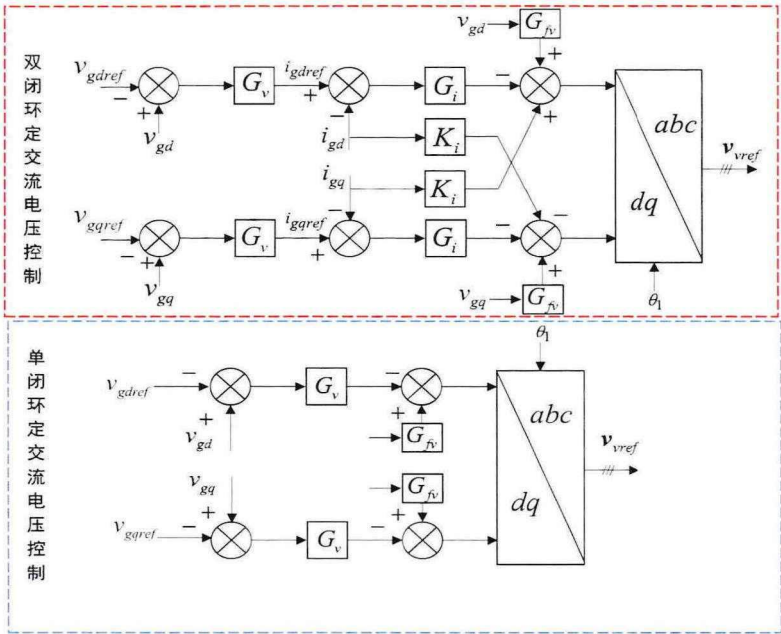


图 3-7 电压控制模式

3.4.2.1 单电压环控制模式 MMC 阻抗特性

将式(3-19)中电流控制对应系数去除，其余控制部分保持不变，可以求得但电压环控制下 MMC 交流侧正序阻抗。由图 3-8 可以分析得到解析阻抗与扫频阻抗在全频段内基本一致，且该阻抗特性与开环控制下阻抗特性相似，在次同步范围内相位始终处于正电阻区域。由于电压控制器的作用，在基频处幅值特性存在向下峰值，相位发生跳变。

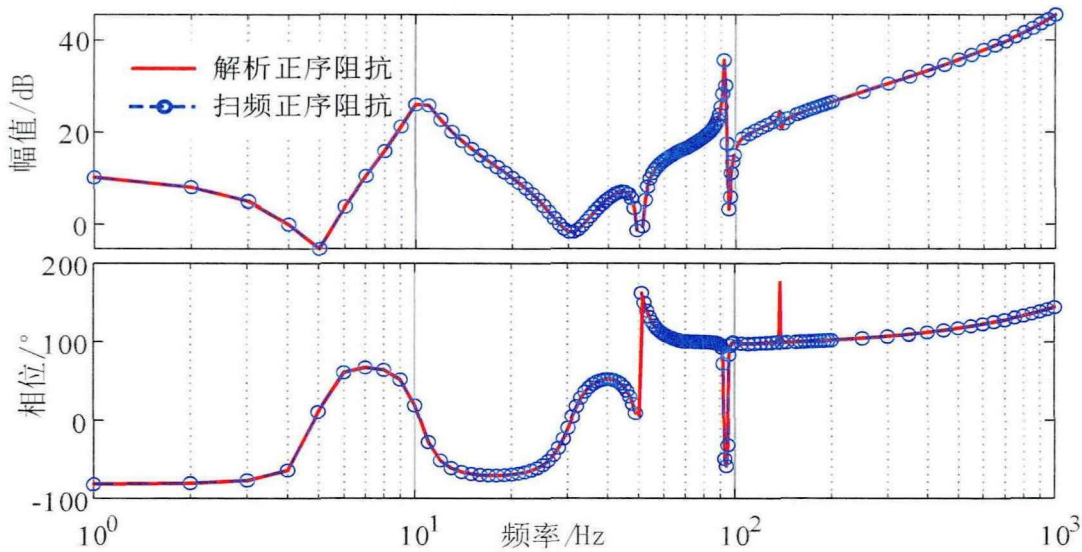


图 3-8 单电压环控制下 MMC 正序阻抗

3.4.2.2 电压外环电流内环双闭环控制模式

为分析交流电压控制环对阻抗特性的影响，分别改变比例系数和积分系数进行分析。

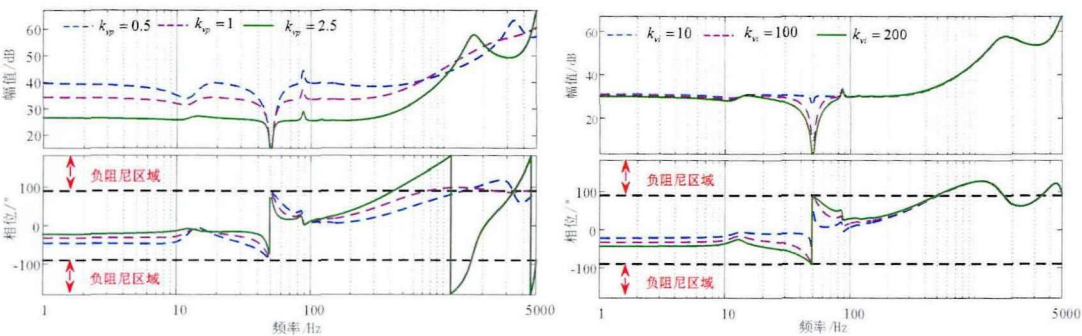


图 3-9 电压控制器不同参数下正序阻抗特性

由图 3-9 分析可得，比例系数对 MMC 正序阻抗在全频段有较大影响。在中低频段随着比例系数的增大，阻抗幅值减小，反映对电压控制能力增强；对于相位特性随着比例系数的增大而减小，在基频附近频段趋向于负阻尼区域。电压控制环积分系数对阻抗特性的影响频段在中低频段，在基频附近频段由为明显，积分系数越大，阻抗幅值越小，但积分系数过大在基频附近进入负阻尼区域。

从有无电流环和有电流环两个角度分析相电流控制对于阻抗特性的影响。对于含电流控制环节，通过改变电流控制带宽。如图 3-10 所示，随着电流带宽的较小，在次同步可能会进入负阻尼区域。

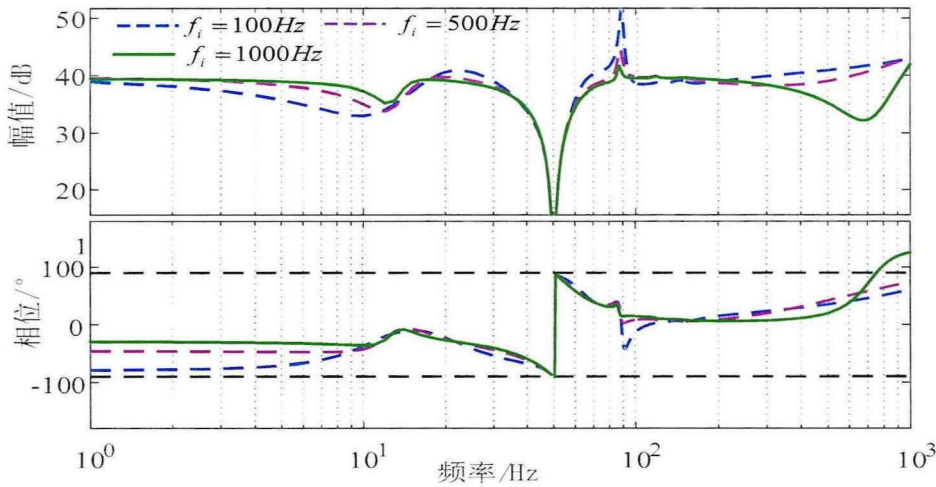


图 3-10 不同电流控制带宽时间正序阻抗

为分析不同电压控制模式下的阻抗特性，不改变环流控制环节，并保证电压控制环带宽相同。图 3-11 电压控制带宽为 8Hz，开环阻抗和单电压环控制在 (0Hz~200Hz) 频段趋势相似，单电压环控制下幅值较小，反映闭环控制对电压跟踪性能更好。由双闭环和单闭环的阻抗特性对比分析得，在次超频段内双闭环控制模式下阻抗幅值始终大于单闭环，从风电柔直互联系统稳定性的角度，在该频段内更容易出现交点。特别是当风场出力增加时，风场等效阻抗减小，互联系统更容易存在交点，当交点处相位裕度不足时发生振荡。

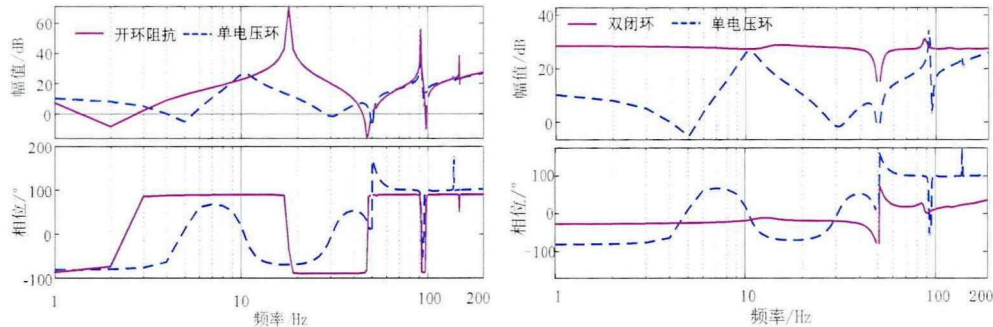


图 3-11 不同电压控制模式下正序阻抗

3.4 本章小结

建立准确的阻抗模型是进行稳定性分析的关键，本章首先采用频域内多谐波线性化理论，建立考虑 MMC 内部谐波动态和完整控制结构的定交流电压控制模式下 MMC 交流侧正负序阻抗模型；其次从单个装置稳定性的角度分析运行功率水平和电压、电流控制器参数对阻抗特性的影响；最后从互联系统阻

抗匹配的角度分析了交流电压控制模式对互联系统稳定性的影响，主要结论如下：

1) 稳态谐波与小扰动谐波相互作用后，谐波相位特性和相序特性发生变化，导致扰动分量扰动路径不同，表现为正序、负序阻抗在低频段和次超同步频段差异明显，在高频段正、负序阻抗趋于一致。

2) 电压控制器比例系数对 MMC 全频段阻抗均有影响，过小比例系数会在次超同步频段引入负阻尼特性；电压控制器积分系数主要对低频段阻抗有影响，在基频附近尤为明显，过大积分系数同样会引入负阻尼特性，而对高频段的影响可以忽略。

3) 对比开环控制模式、单电压环控制模式和电压电流双闭环控制模式下 MMC 正序阻抗，在中低频段内，单环模式正序阻抗与开环阻抗相频特性相似，但幅值减小；对于闭环控制，在相同电压控制带宽下，双闭环模式下阻抗幅值始终高于单闭环模式，易与风场阻抗产生交点，互联系统在该频段内更易发生振荡，因此在该频段内单环模式的小扰动稳定性优于双环模式。

第 4 章 风电柔直互联系统高频振荡分析及抑制

4.1 引言

由上一章节推导的阻抗模型特性分析得到，稳态运行参数对于阻抗特性影响可以忽略。为定位关键参数对于高频阻抗特性的影响，本章对上一章节详细阻抗模型进行简化，仅保留结构参数推导高频简化阻抗模型。基于简化高频阻抗模型，研究不同控制回路、控制参数和主电路参数对 GFM-MMC 高频阻抗特性的影响，并重点分析电压控制的影响机制。针对互联系统高频振荡风险，考虑到在柔直换流站进行整体有源阻尼的方便性，在讨论现有针对 GFL-MMC 高频振荡抑制措施的适用性的前提下，提出了基于电压控制回路控制参数和电网电压前馈回路滤波器参数协同设计的有源阻尼控制方案，改善柔直高频阻抗特性，并通过时域仿真对所提抑制策略进行验证。

4.2 互联系统高频简化阻抗模型

4.2.1 GFM-MMC 简化高频阻抗模型

根据第三章的分析结论，高频段阻抗与 MMC 内部动态基本无关，且不受系统平衡点影响，此处保留结构参数推导高频简化阻抗模型，根据图 2-4 定 V - f 控制的控制框图和电路结构，得到同步旋转坐标系下的阻抗模型：

$$\begin{cases} v_g = G_{vref}(s)v_{ref} + Z_{MMC_dq}(s)i_{dq} \\ Z_{MMC_dq} = \frac{(sL_{eq} + R_{eq}) + G_i(s)G_d(s) + j\omega_1 L_{eq} - j\omega_1 L_{eq} G_d(s)}{1 + G_v(s)G_i(s)G_d(s) - G_{vf}G_d(s)} \end{cases} \quad (4-1)$$

式中， $L_{eq} = L_{trf} + L_{arm}/2$ ， L_{trf} 为变压器漏抗， L_{arm} 为桥臂电抗，进而得到静止坐标系下的 MMC 高频输出阻抗为：

$$Z_{MMC}(s) = Z_{MMC_dq}(s) \Big|_{s=s-j\omega_1} = \frac{(sL_{eq} + R_{eq}) + G_i(s-j\omega_1)G_d(s) - j\omega_1 L_{eq} G_d(s)}{1 + G_v(s-j\omega_1)G_i(s-j\omega_1)G_d(s) - G_{vf}(s-j\omega_1)G_d(s)} \quad (4-2)$$

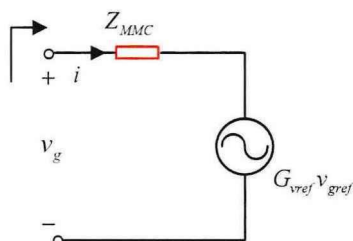


图 4-1 MMC 整流站戴维南等效电路

由于 MMC 采用构网控制，体现为电压源特性，小信号模型采用戴维南等效，即电压源串联输出阻抗的形式，此时 MMC 的等效电路如图 4-1 所示。

忽略电压外环控制时 MMC 的高频阻抗：

$$Z_{MMCI}(s)=\frac{(sL_{eq}+R_{eq})+G_i(s-j\omega_1)G_d(s)-j\omega_1L_{eq}G_d(s)}{1-G_{vf}(s-j\omega_1)G_d(s)} \tag{4-3}$$

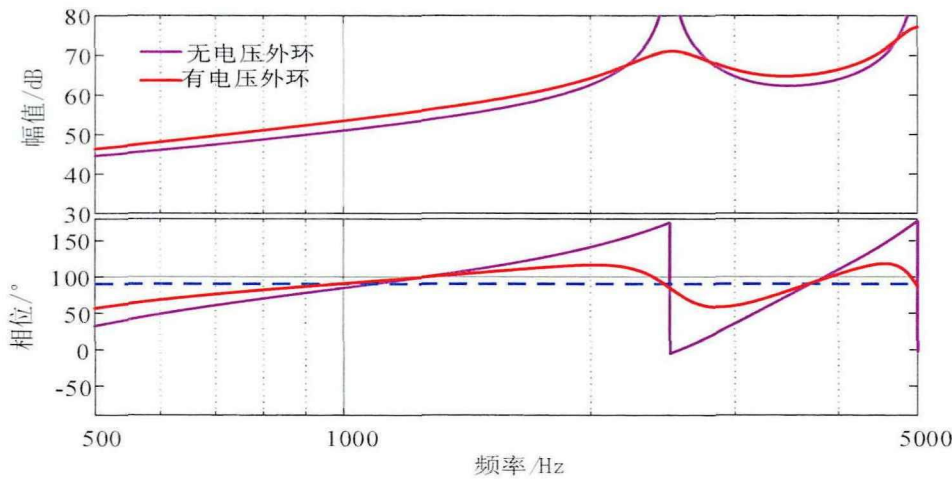


图 4-2 MMC 有无电压控制外环 MMC 输出阻抗 Bode 图

为定性分析电压外环控制回路对输出阻抗的影响，取柔直控制系统参数 $k_{vp}=0.5$, $k_{vi}=100$, $k_{ip}=1$, $k_{ii}=20$, 控制延时 $T_d=400\mu s$ 绘制 Z_{MMC} 和 Z_{MMCI} 幅频特性和相频特性，由图 4-2 可以看出电压控制回路改变负阻尼区域，显著改变相位跳变频率处的谐振峰值，使互联系统幅频特性的交点发生改变，说明了不同于 GFL-MMC 在分析高频阻抗特性的仅需要考虑电流内环，对于 GFM-MMC 则需要考虑电压外环的影响。

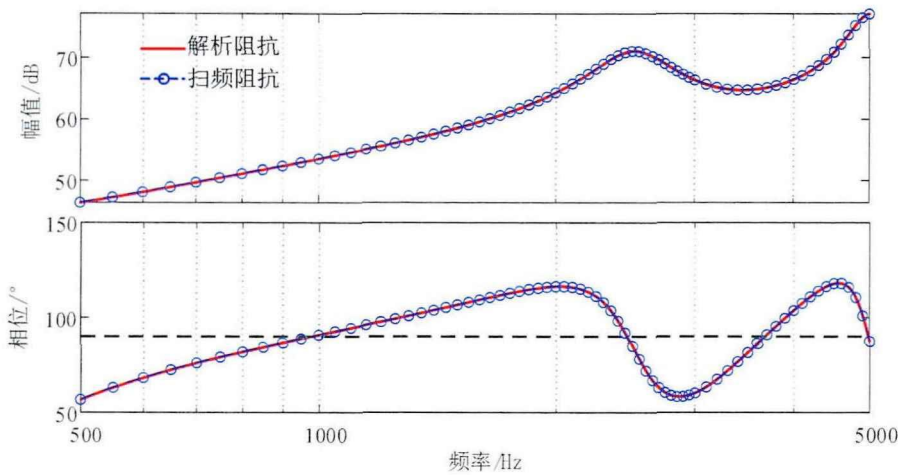


图 4-3 定 V_f 控制 MMC 高频阻抗模型验证图

为进一步验证所建立阻抗模型的正确性，通过仿真测量方法获取 MMC 扫频阻抗，仿真步长设置为 $2\mu\text{s}$ ，500~3000Hz 频段内扫频频率步长为 50Hz，3000~5000Hz 内频率步长为 100Hz。由图 4-3 扫频结果看出，在考虑频段内，解析模型和仿真结果基本吻合。

4.2.2 直驱风场高频阻抗模型

图 2-8 展示了直驱风电机组网侧变流器和出口滤波器的结构，其中滤波器由 LC 滤波器和变压器漏感构成等效 LCL 型滤波器，采用变换器侧电感电流反馈的矢量电流控制。对于跟网型变换器，现有文献[53,58]已经明确，外环控制对于高频振荡的影响可以忽略，本文考虑电流内环、解耦项和控制延时项进行分析。

根据控制框图和基尔霍夫电压定律，变换器器出口电压为：

$$\begin{cases} u_{cdq}^* = [(i_{Ldq}^* - i_{Ldq})G_{wi}(s) - j\omega_1 L_f i_{Ldq}]G_{dw}(s) \\ G_{wi}(s) = k_{wp} + k_{wi}/s \end{cases} \quad (4-4)$$

式中， i_{Ldq} 是变换器侧电感电流的 dq 轴分量； k_{wp} 、 k_{wi} 分别为电流控制器的比例系数和积分系数， G_{dw} 为数字控制延时。

将网侧变换器等效为受控电流源和并联阻抗的形式，则

$$\begin{cases} i_{Ldq} = G_{iref} i^* - Y_{vsc_dq} u_{g_dq} \\ Y_{vsc_dq} = \frac{1}{sL_f + G_{wi}(s)G_{dw}(s)} \end{cases} \quad (4-5)$$

将 dq 阻抗转化到静止坐标系下，则

$$Z_{gvsc} = Y_{vsc_dq}^{-1}(s) \Big|_{s=s-j\omega_1} = G_{wi}(s-j\omega_1)G_{dw}(s-j\omega_1) + sL_f \quad (4-6)$$

现有工程中风机采用跟网控制，体现为电流源特性，其小信号模型采用诺顿等效，即电流源并联输出阻抗的形式，其等效电路如图 4-4 所示。再根据电路串并联关系，可以得到从电网公共连接点的风机高频阻抗：

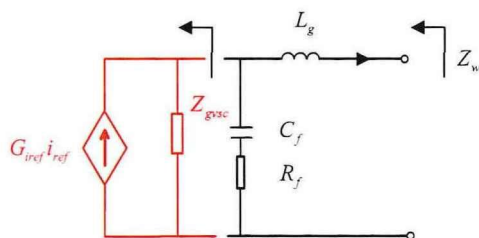


图 4-4 直驱风机网侧变换器诺顿等效电路

$$Z_w = (Z_{g^{vsc}} // Z_{cf}) + Z_{Lg} \tag{4-7}$$

式中， $Z_{Cf}=R_f+1/sC_f$ ， $Z_{Lg}=sL_g$ 分别为电容滤波器阻抗和网侧等效滤波电感阻抗。

根据风电机组连接关系，同时考虑汇集线路阻抗，则从柔直交流母线端口风电场的等效输出阻抗解析表达式为：

$$Z_{WF} = K_{t3}^2 (K_{t2}^2 (\frac{K_{t1}^2 Z_w + Z_{line1}}{n}) + Z_{line2}) \tag{4-8}$$

式中， Z_w 为风电机组等效阻抗； Z_{line1} 和 Z_{line2} 分别为汇集线路和高压送出线路阻抗； K_{t1} 、 K_{t2} 、 K_{t3} 分别为风机箱变变比、升压站变压器变比和换流变压器变比； n 为并联风机个数。

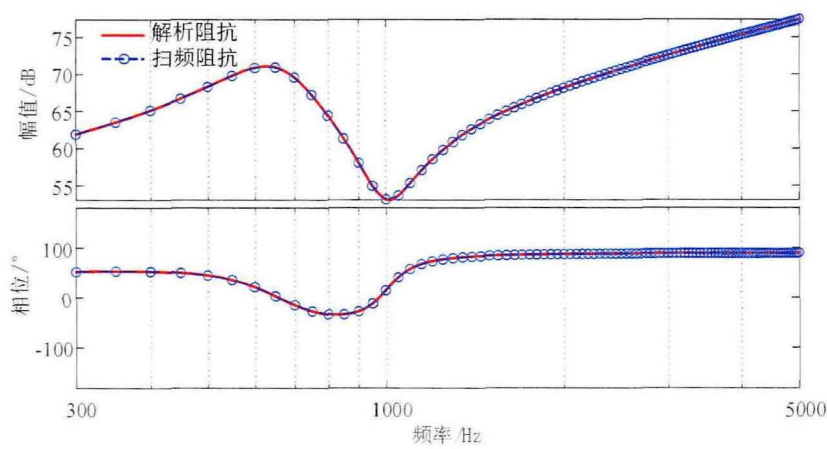


图 4-5 短线路时风场高频阻抗

根据图 4-5 可分析得，考虑短线路风场阻抗由于滤波电容存在，在中频段呈现电容特性；在高频段由于变压器漏感和线路等效电抗呈现电感特性。

工程有故障录波记录有柔直在交流侧线路空载时，柔直仍然发生高频振荡。上节推导的风场等效阻抗未考虑交流线路的分布参数特性，只能适用于汇集线路较短的情况，对于传输线较长的架空线路，线路等效并联支路不能忽略，对于海上风电汇集线路，海缆的单位长度电容较大，不能仅仅考虑串联支路，在研究高频振荡时应考虑线路的分布参数特性。

传输线的分布参数模型的等值电路如图 4-6 所示，其中串联阻抗 Z_{π} 和并联阻抗 Y_{π} 可以通过式(4-9)描述^[54]：

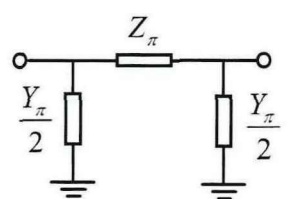


图 4-6 π 型等值电路

$$\begin{cases} Z_{\pi} = (Z_0 l) \frac{\sinh(\gamma l)}{\gamma l} \\ Y_{\pi} = (Y_0 l) \frac{\tanh(\gamma l / 2)}{\gamma l / 2} \end{cases} \quad (4-9)$$

式中， Z_0 、 Y_0 分别为线路单位长度阻抗和导纳， l 为传输线缆的长度， γ 为线缆传播系数。而单位阻抗 Z_0 和单位导纳 Y_0 作为频率的函数，当采用以上精确模型对长交流线路阻抗特性进行描述时过于复杂。

文献[60]提出采用 π 型电路级联来等效交流线路的分布参数特性，其中 π 型单元由线路单位电阻 R_0 、线路单位电抗 L_0 和线路单位电容 $C_0/2$ 。当交流线路长度确定后，合理选择段数，进而确定 π 型单元的长度 l_0 。级联段数越多，等值模型与精确模型之间的误差越小，但同时会增加模型的复杂度。文献[61-63]的结论表明，随着级联段数达到一定值后，高频阻抗特性近似不变，等效单元中一般选取每段为(2~3)km，可满足对建模精度的要求。

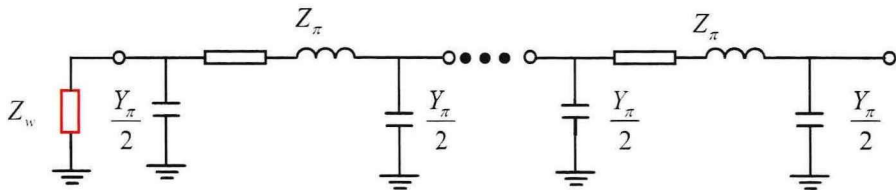


图 4-7 π 型等值电路

当 π 型单元个数为 1 时，等效阻抗 Z_1 为：

$$Y_1 = Z_1^{-1} = ((Z_w^{-1} + \frac{Y_{\pi}}{2})^{-1} + Z_{\pi})^{-1} + \frac{Y_{\pi}}{2} \quad (4-10)$$

当 π 型单元个数为 2 的时，等效阻抗 Z_2 为：

$$Y_2 = ((Y_1 + \frac{Y_{\pi}}{2})^{-1} + Z_{\pi}) + \frac{Y_{\pi}}{2} \quad (4-11)$$

通过以上的递推，可以得到采用 n 个 π 型单元级联等效时风场等效阻抗 Z_n 为：

$$Y_n = ((Y_{n-1} + \frac{Y_{\pi}}{2})^{-1} + Z_{\pi}) + \frac{Y_{\pi}}{2} \quad (4-12)$$

参考江苏如东柔直工程参数，220kV 海缆线路总长度为 30km,取每段为 3km，分 10 段进行模拟；而 35kV 线路为短线路，仅仅考虑串联支路，单位长度参数如表 4-1 所示。

表 4-1 海缆参数

电压等级	单位电阻(Ω /km)	单位电感(mH/km)	单位电容(μ F/km)
220kV	0.047	0.46	0.188
35kV	0.0778	0.385	0.209

考虑到风场解析阻抗的复杂性，借助所建立的电磁暂态仿真模型，通过扫

频的形式，得到风场的等效阻抗如图 4-8 所示。考虑海缆分布参数特性后，风场存在多个谐振点。

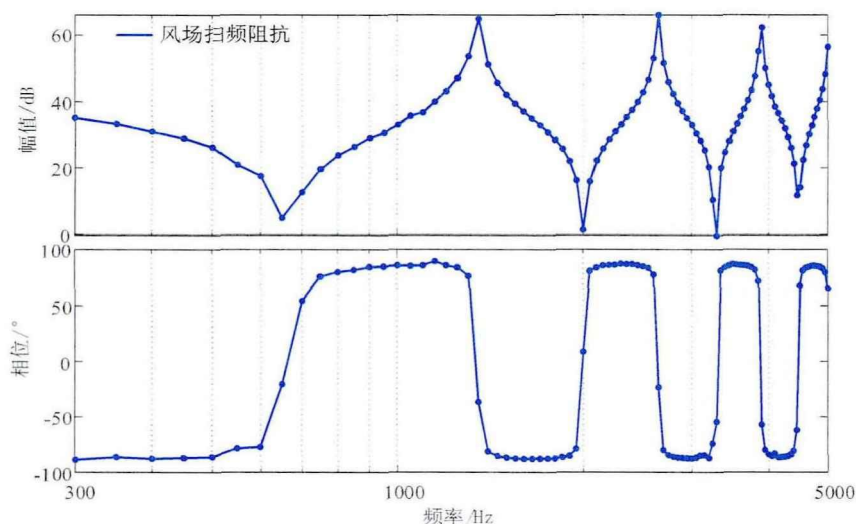


图 4-8 考虑电缆分布参数特性时风场阻抗

4.2.3 高频振荡关键参数分析

由式(4-2)的阻抗模型表达式可以看出，MMC 高频阻抗的分母受控制延时项，电压控制回路和电网电压前馈环节的影响。由于电压控制器和电流控制的积分项主要是对稳态量进行无静差跟踪，由第三章的结论，在分析高频阻抗的时候可以忽略控制器的积分项，即 $G_v(s) \approx k_{vp}$ 、 $G_i(s) \approx k_{ip}$ ，则 MMC 高频输出阻抗可以简化为：

$$Z_{MMC}(s) \approx \frac{(sL_{eq} + R_{eq}) + (k_{ip} - j\omega_1 L_{eq})G_d(s)}{1 + (k_{vp}k_{ip} - G_v(s - j\omega_1))G_d(s)} = M(s) \frac{1}{D(s)} \quad (4-13)$$

电压控制环节和电网电压前馈环节经延时环节作用，对高频阻抗特性产生影响。先考虑电压全前馈的情况，并将表达式拆分成分子项和分母项的形式，则各部分频率特性如图 4-9 所示。

MMC 高频阻抗的分子项 $M(s)$ 由无源阻抗部分和电流控制决定，且随着频率的增加，幅值逐渐增加，相角趋近于 90° ，表明在高频段由无源元件电感占主导地位，由于相位特性知电流控制中延时项的存在导致存在负阻尼区域。

对于分母项 $1/D(s)$ ，由于延时项的存在，导致相位呈现周期性变化，且相位跳变点取决于延时大小；而阻抗幅值存在谐振峰值，且谐振峰值与比例系数有关。可以看出分母中延时项的存在是导致 MMC 阻抗周期性变化的根本原因。

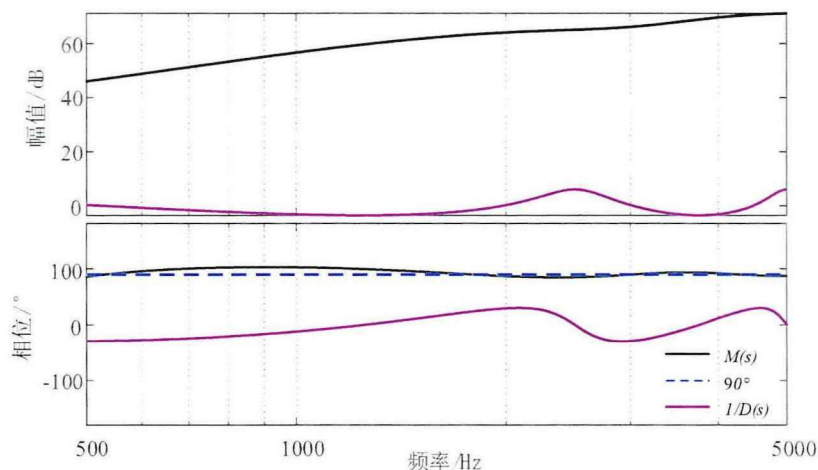


图 4-9 不同控制延时下 MMC 高频阻抗特性

在其余参数不变的情况下，通过改变延时来观察阻抗频率特性。由图 4-10 可以看出，当不存在控制延时，且无电网电压前馈时，不存在阻抗谐振峰且相位始终处于正负 90° 范围内，MMC 高频阻抗体现为无源特性。随着延时增加，初始阻抗谐振峰值和相位负阻尼对应频率左移。可以得到控制延时是发生高频振荡的根本原因，实际工程中消除延时是不可能的，应尽可能减小控制延时。

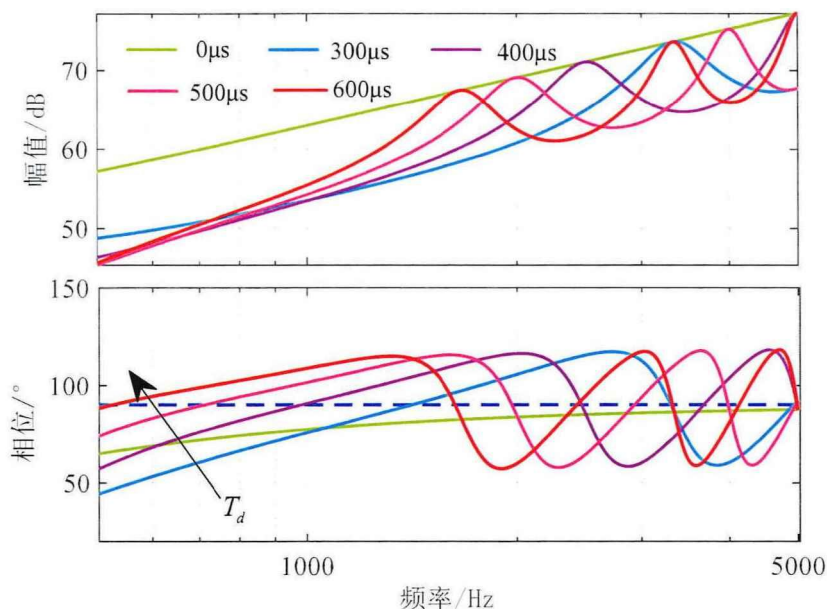


图 4-10 不同控制延时下 MMC 高频阻抗特性

电压控制回路前向通道作为延时项的系数，会影响高频阻抗特性，在忽略控制器积分项后，电网电压采用全前馈。结合上一节的分析得到电流控制部分对分子阻抗几乎可以忽略，仅对相位影响。同时考虑到高频段等效电感阻抗远大于基频等效电感阻抗，则仅考虑电压扰动时简化 MMC 阻抗：

$$Z_{MMC}(s) \approx \frac{(sL_{eq} + R_{eq})}{1 + (k_{p_v}k_{p_i} - 1)G_d(s)} = \frac{(sL_{eq} + R_{eq})}{1 - K_f G_d(s)} \quad (4-14)$$

当采用电网电压全前馈时，即 $G_{fv}=1$ 时，在分析高频阻抗特性时，应将电压控制器和电流控制器比例系数作为一个整体进行分析。从数学关系上看可以等效为改变电压前馈系数，保证电压环和电流环自身稳定的情况下，改变比例系数的乘积来分析高频阻抗特性，并以 $K_f=1$ 为临界情况进行对比分析。

由式 4-14 可以分析得到 $K_f=1$ 时，MMC 输出阻抗近乎呈现电感特性，表现为无源特性，此时电压扰动回路引入的负阻尼完全消除。当 K_f 取大于或小于一时，幅频特性存在谐振峰值，相频特性存在负阻尼区域。从互联系统稳定性的角度，阻抗幅值对 K_f 比较敏感，稍微改变该系数，互联系统交点可能就发生改变，互联系统高频稳定性随着改变。通过对电压环、电流环比例系数参数进行设计，使输出高频阻抗具备无源特性成为高频振荡抑制的重要思路。下节将确定比例系数的取值范围，来验证该思路的可行性。

4.2.4 现有 GFL-MMC 高频振荡抑制策略适用性分析

对于跟网型变流器，在引入电网电压前馈后低频段输出阻抗幅值增加，相位滞后 90° ，由于延时的存在，在高频段存在谐振峰值，负阻尼区域增加。为了削弱高频段阻抗幅值，减小负阻尼区域，在电压前馈环节嵌入低通滤波器。对于采用 $V-f$ 控制的换流站，该抑制措施能否直接套用需要验证。

此处考虑采用一阶低通滤波器，通过改变滤波器的截止频率，绘制阻抗频率特性如图 4-11。

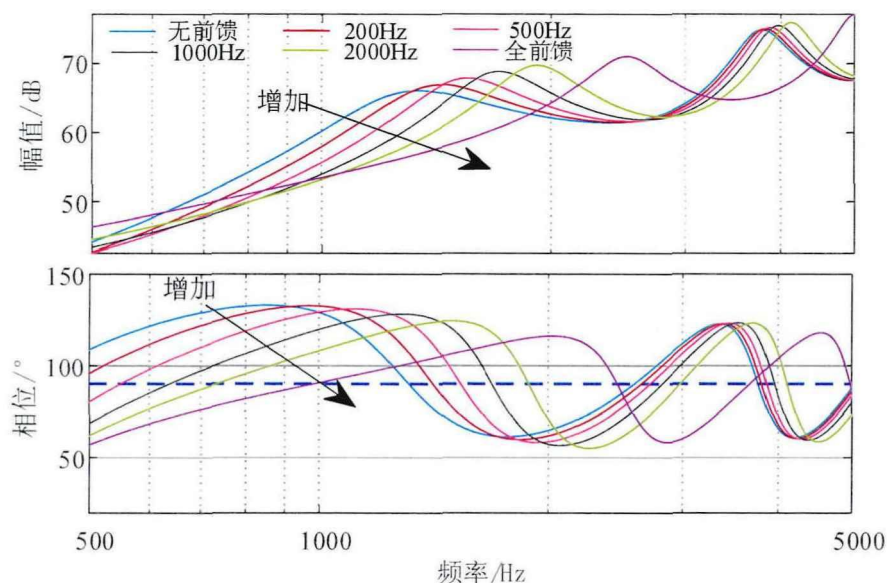


图 4-11 采用电网电压前馈附加控制时阻抗特性

可以看出随着低通滤波器的嵌入，谐振峰值没有完全抑制，负阻尼频段反而向中频段靠近，说明在仅仅在电压前馈回路嵌入低通滤波器不能减小高频振

荡的风险，这一点不同于电流控制型换流站。

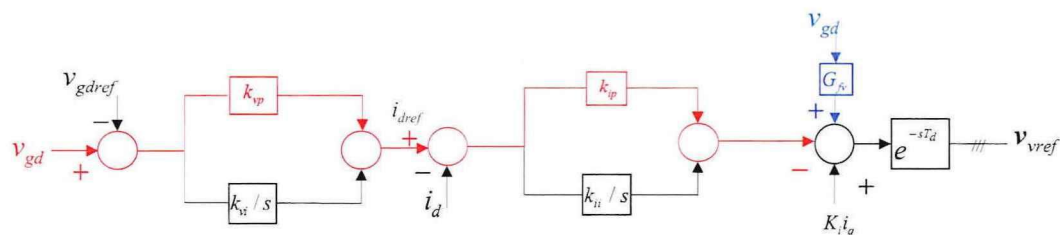


图 4-12 定电压控制时电压扰动路径示意图

从电压扰动路径上来分析，如图 4-12 所示，对于采用 V - f 控制的换流站，电压控制回路也会引入电压扰动，此时高频阻抗特性取决于两个回路共同作用的结果，对基于电网电压前馈和反馈的有源阻尼的设计时应同时考虑两个控制回路。

为了验证上述分析的正确性，下文对电压前馈环节嵌套一阶低通滤波器的抑制效果进行仿真验证，并设置低通滤波器带宽分别为 1000Hz、500Hz、100Hz，采用表 2-1 参数，在 PSCAD/EMTDC 中建立直驱风电场-柔直互联系统仿真模型，柔直控制系统参数 $k_{vp}=0.5$ ， $k_{vi}=100$ ， $k_{ip}=1$ ， $k_{ii}=20$ ，控制延时 $T_d=300\mu s$ ，仿真步长为 $2\mu s$ 。

4.2.2.1 电网电压前馈环节低通滤波器带宽 $f_{LPF}=1000\text{Hz}$

当控制延时 $T_d=300\mu s$ ，由互联系统伯德图 4-13 可以看出，互联系统在交点处相位裕度均大于零，互联系统无高频振荡风险。

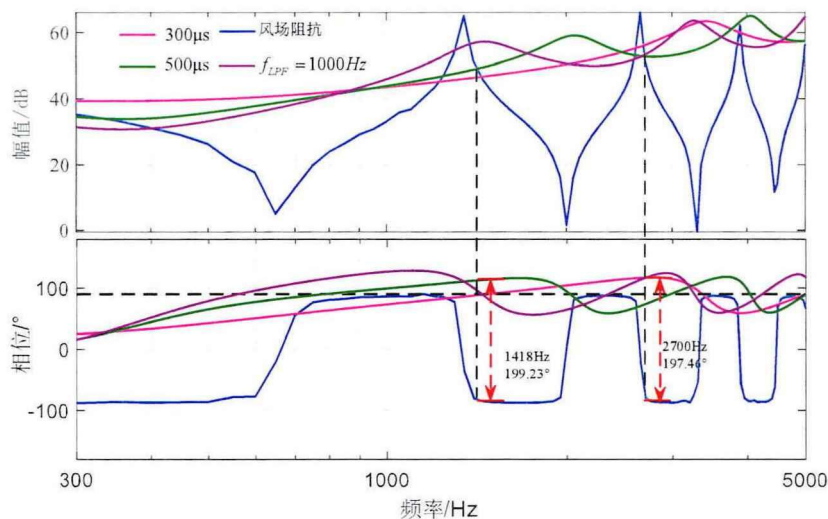


图 4-13 $f_{LPF}=1000\text{Hz}$ 时风场柔直互联系统阻抗特性

当控制延时 T_d 增加到 $500\mu s$ 时，互联系统在 1418Hz 交点处的相位裕度小于零；当在电压前馈环节嵌入 $f_{LPF}=1000\text{Hz}$ 低通滤波器，此时 1400Hz 附近的相位裕度得到补偿，但互联系统在 2700Hz 交点处相位裕度小于零，系统发生新的振

荡。

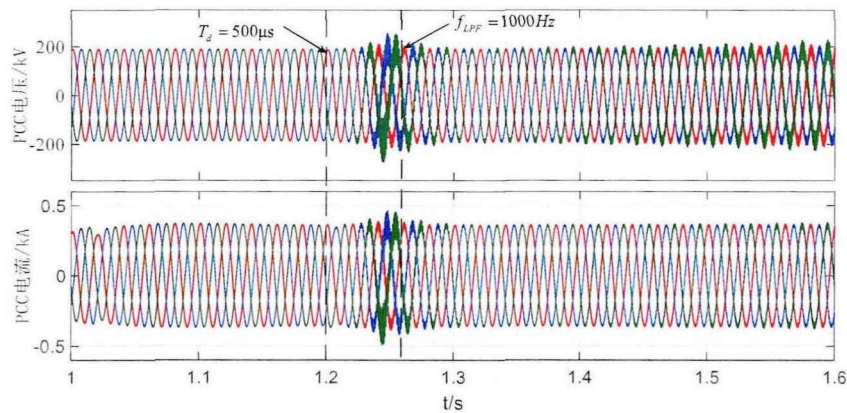


图 4-14 低通滤波器投入前后 PCC 点电压/电流

仿真时序设置如下，0s~1s 内启动风场，1s 时控制系统延时增加到 500μs,1.26s 投入低通滤波器。由图 4-14 中互联系统 PCC 点电压、电流波形看出，当 $T_d=300\mu s$ 时系统稳定运行，延时增加后系统发生振荡快速发散；当投入低通滤波器后，振荡短暂收敛后又发生振荡，并逐渐发散。

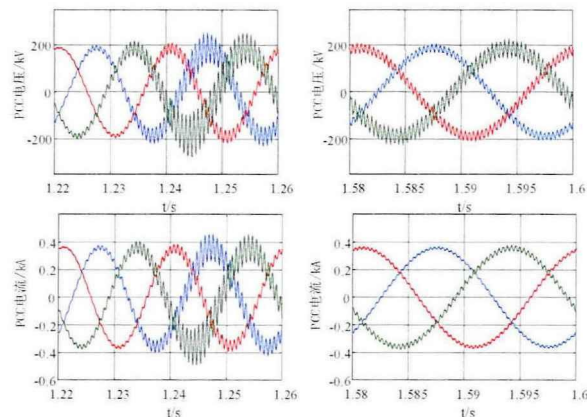


图 4-15 低通滤波器投入前后 PCC 点电压/电流局部图

由图 4-15 看出，投入前后振荡频率不同。选取 PCC 点电压波形进行 FFT 分析，如 4-16 所示，系统原始振荡频率为 1400Hz,投入低通滤波器后系统振荡频率为 2700Hz，系统高频振荡风险仍然存在。

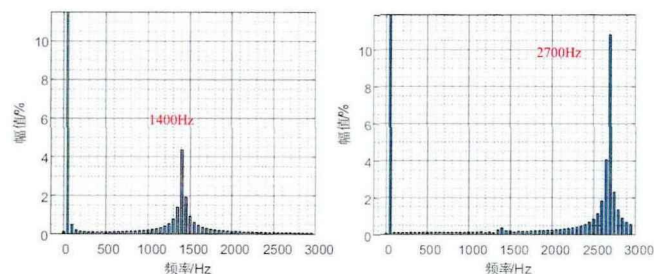


图 4-16 低通滤波器投入前后 PCC 点电压 FFT 频谱

4.2.2.2 电网电压前馈环节低通滤波器带宽 $f_{LPF}=500\text{Hz}$

重复上述仿真过程，仅将低通滤波器带宽设置为 $f_{LPF}=500\text{Hz}$ 。互联系统的

Bode 图 4-17 所示，投入低通滤波器后,在 2700Hz 附近系统相位裕度不足。

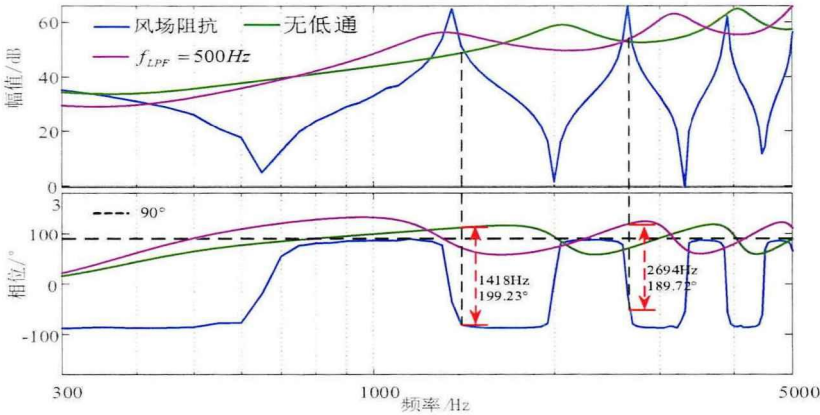


图 4-17 $f_{LPF}=500\text{Hz}$ 时风场柔直互联系统阻抗特性

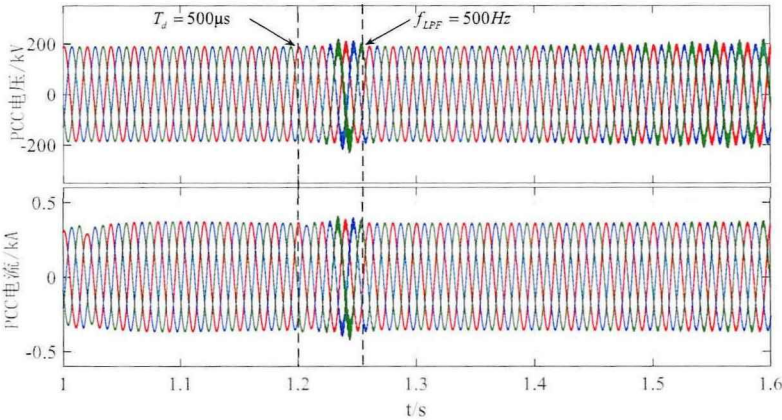


图 4-18 低通滤波器投入前后 PCC 点电压/电流

进一步降低低通滤波器带宽，如图 4-18 所示电压、电流波形，投入低通滤波器后振荡频率发生偏移，未能改善柔直高频段的阻尼特性。

4.2.2.3 电网电压前馈环节低通滤波器带宽 $f_{LPF}=100\text{Hz}$

由图 4-11 的分析结果可知，随着 f_{LPF} 降低，柔直高频阻抗负阻尼频段向中频段靠近。

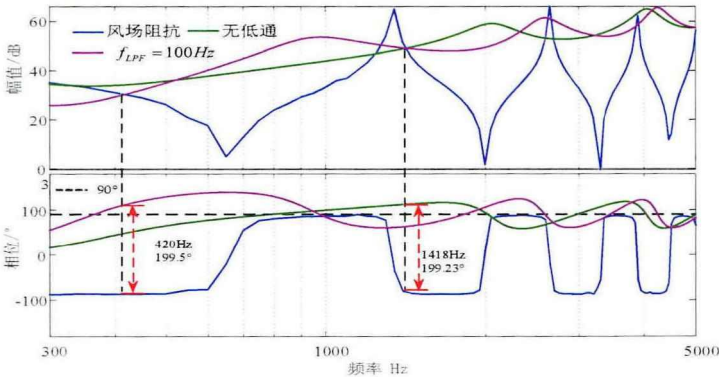


图 4-19 $f_{LPF}=100\text{Hz}$ 时风场柔直互联系统阻抗特性

在本仿真的参数条件下,当 $f_{LPF}=100\text{Hz}$ 时,由图 4-19 可知,互联系统在 400Hz 附近交点相位裕度不足,存在振荡风险。由时域仿真图 4-21 可观察得,随着低通滤波器的投入,较高频振荡分量快速衰减,但新的频振荡快速发散,由 PCC 点电压频谱图 4-21 所示主要的振荡分量为 400Hz,验证了理论分析与时域仿真的一致性。

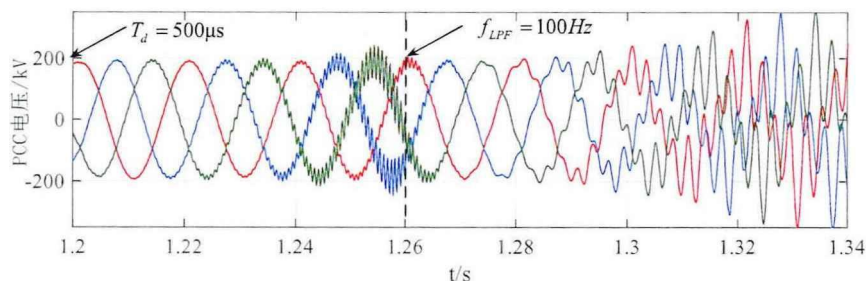


图 4-20 低通滤波器投入前后 PCC 点电压/电流

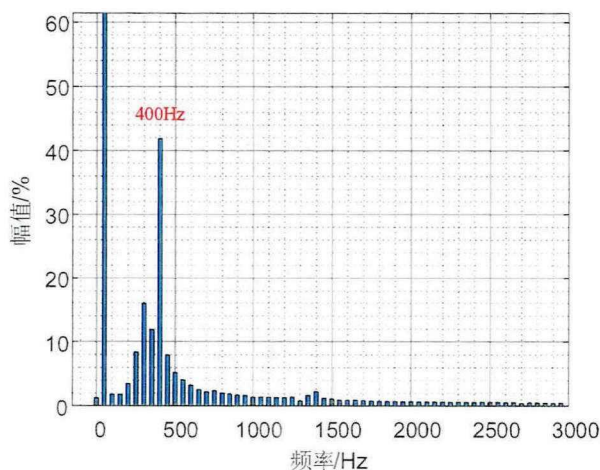


图 4-21 低通滤波器投入后 PCC 点电压 FFT 频谱

通过本节的理论分析和时域仿真验证可知,仅在电网电压前馈环节嵌入低通滤波器不能有效改善互联系统高频阻尼特性,投入低通滤波器后可能引发新的振荡点,不能同时兼顾多个频段阻尼改善。随着低通滤波器带宽的减小,柔直初始负阻尼频段向中频段偏移,中频段稳定性恶化。因此在电网电压前馈环节嵌套低通滤波器不能直接套用于定交流电压控制的场景。

4.3 互联系统高频振荡抑制

4.3.1 基于电压控制回路和电压前馈回路协同参数设计的有源阻尼控制

对于由无源元件组成的网络,其阻抗频率特性的相位始终处于正负 90° 范围内。对于采用闭环控制的电力电子变换器,当采用数字控制时,采样、计算、

信号传输引入的延时是闭环控制系统发生高频振荡的关键因素。但采用开环控制时，换流站对外输出高频阻抗为滤波电感，体现为无源特性。然而开环控制过于依赖模型参数，容易产生稳态误差，在实际工程中难以应用。考虑到采用电压全前馈回路和交流电压控制回路在高频段系数相反，通过对电压控制器和电流控制器的参数进行设计，可以重塑 MMC 闭环控制高频输出阻抗，抑制高频振荡。为协调电网电压前馈环节和电压控制环节参数设计，考虑电网电压全前馈的情况，即 $G_{fv}=1$ 。

$$Z_{MMC}(s) \approx \frac{(sL_{eq} + R_{eq})}{1 + (k_{vp}k_{ip} - 1)G_d(s)} \quad (4-15)$$

当 $k_{vp}k_{ip}$ 等于 1，则

$$Z_{reMMC}(s) \approx sL_{eq} + R_{eq} \quad (4-16)$$

此时在中高频段，换流站体现为滤波电感特性，对应物理意义为电压全前馈和电压控制回路中的高频分量相互抵消，可以避免电压扰动分量引入的负阻尼特性。接着从电流环、电压环控制带宽和相位裕度分析 k_{vp} 、 k_{ip} 选择范围。

电流环开环传递函数为：

$$G_{opi}(s) = (k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s})K_i U_{pm} \frac{e^{-sT_d}}{sL_{eq} + R_{eq}} = (k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s}) \frac{e^{-sT_d}}{sL_{eq_pu} / \omega_b + R_{eq_pu}} \quad (4-17)$$

式中， k_{vp} 、 k_{ip} 为基于标幺值控制时控制器比例系数， K_v 、 K_i 为电压电流标幺系数， U_{pm} 为电网电压相电压峰值， ω_b 为角频率基准值。

电流环带宽主要跟比例系数有关，在保证一定的相位裕度且满足高频段比例项占主导，根据文献[64]选取原则，则：

$$\begin{aligned} k_{ip\max} &= \omega_{c\max} \frac{L_{eq_pu}}{\omega_b} \\ k_{ii} &\ll \frac{k_{ip}\omega_c}{10} \end{aligned} \quad (4-18)$$

式中 $\omega_{c\max}$ 为电流环最大角频率，一般选取为换流器等效开关频率的 1/10，当考虑开关频率为 10kHz 时， $\omega_{c\max}=2\pi \cdot 1000\text{rad/s}$ ； $L_{eq_pu}=L_{t_pu}+L_{arm_pu}$ ，即等效电抗由换流变电抗和桥臂电抗组成，由文献[65-66]知换流变压器漏抗较大，通常大于 0.1pu。本文选取柔直站有功功率和相电压峰值作为基准值，此时等效桥臂电抗 $L_{eq_pu}=0.32$ 。

$$\begin{cases} f_{c\max} = (500 \sim 1000) \\ k_{ip\max} = \frac{f_{c\max} L_{eq-pu}}{50} = (3 \sim 6) \end{cases} \quad (4-19)$$

电压环开环传递函数为：

$$G_{opv}(s) = (k_{p-i} + \frac{k_{i-i}}{s})(k_{p-v} + \frac{k_{i-v}}{s})K_v U_{pm} e^{-sT_d} = (k_{p-i} + \frac{k_{i-i}}{s})(k_{p-vpu} + \frac{k_{i-vu}}{s})e^{-sT_d} \quad (4-20)$$

由电压环带宽计算公式可知：

$$G_{clv}(s) = \frac{G_{opv}(s)}{1 + G_{opv}(s)} \quad (4-21)$$

同理根据电压环带宽限制和高频段比例系数占主导的原则进行参数选取，显然存在 $K=k_{vp}k_{ip}=1$ 的参数选择。

在保持控制延时、控制器积分系数和主电路参数不变的情况下，通过选取不同电压环电流环比例系数乘积值 K 进行阻抗特性的比较。

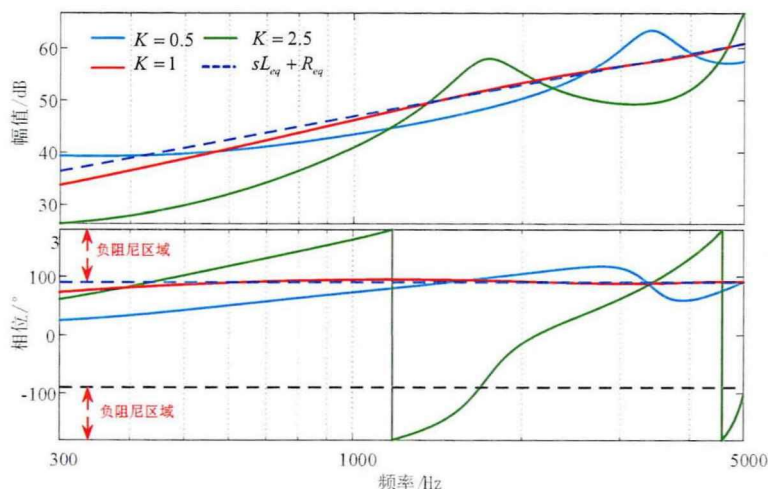
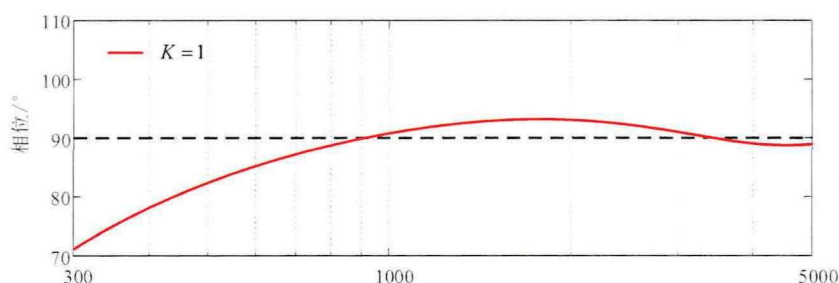


图 4-22 不同电压电流环比例系数乘积时柔直阻抗特性

由图 4-22 可知，柔直高频阻抗特性对 K 敏感，不同 K 值时负阻尼频段和谐振峰值差异较大。 K 值大于 1 和小于 1 时均存在谐振峰，小于 1 相位在阻感和负阻感之间跳变，大于 1 时同时存在负阻感和负阻容频段。

而当 K 取为 1 时，柔直高频阻抗特性幅值特性基本无谐振峰值，接近无源元件幅频特性，在大于 1000Hz 频段几乎重合。由图 4-23 可以看出相位特性围绕正 90° 波动，负阻尼区域显著减小，柔直高频阻抗特性得到明显改善，降低了互联系统的发生高频振荡的风险。


 图 4-23 $K=1$ 时柔直高频输出阻抗相位特性

实际上当 $K=1$ 时，在高频段由电压扰动引入的负阻尼完全消除，但由式(4-2)可以看出，在电流反馈控制和解耦环节存在延时项，会导致分子项 $M(s)$ 相位周期性波动，如图 4-23 所示当 $K=1$ 仍然存在较小负阻尼区域。接着对不同比例系数乘积为 1 的情况进行对比，进一步降低负阻尼区域。

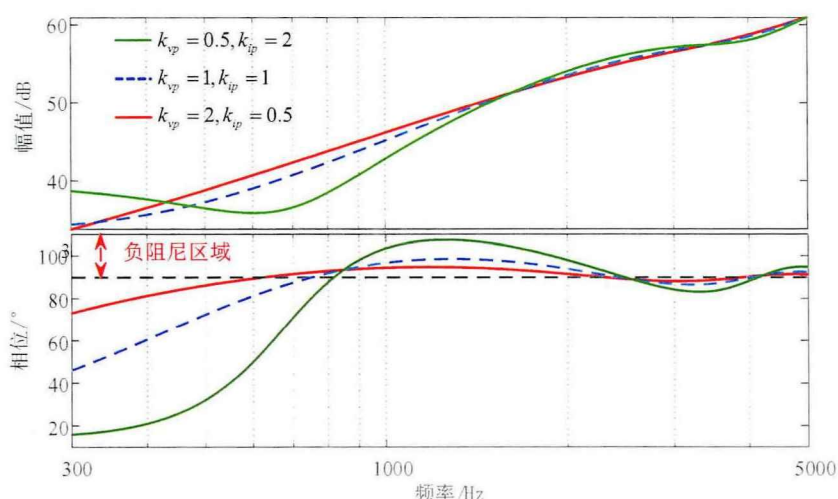


图 4-24 不同比例系数组合时柔直高频输出阻抗

由图 4-24 可以分析得，当电流比例系数较大时，负阻尼区域更大，即此时电流控制回路对高频振荡的影响增强。从抑制高频振荡的角度，电流比例系数越小越好，但在设计参数时也要兼顾电流环响应速度，保证故障时对故障电流的限制能力。实际采用上述设计准则后，阻尼区域明显减小，针对电流反馈引入的负阻尼，采取文献[54]所提出的自适应高频振荡抑制思路在电流反馈环节嵌入陷波器，对潜在谐振点相位裕度进行补偿来实现振荡抑制。

4.3.2 仿真验证

仿真参数和仿真时序和保持不变，在 $t=1.2s$ 时。控制系统延时从 $300\mu s$ 增加到 $500\mu s$ 。由图 4-25 可以看出，互联系统在 $1418Hz$ 附近交点相位裕度为负，存在高频失稳风险。由图 4-26 看出，延时增加后，PCC 电压随即出现高次谐波，并逐渐发散失稳。由图 4-27 中 PCC 点电压 FFT 的频谱图可以看出，振荡频率

以 1400Hz 为主，高次谐波 THD 达到 319.%，与互联系统阻抗特性分析的结果一致。同样的仿真时序，在 $t=1.26\text{s}$ 时修改电压环、电流环比例系数，由图 4-28 看出，振荡逐渐收敛，验证了该控制参数下系统高频特性得到明显改善。

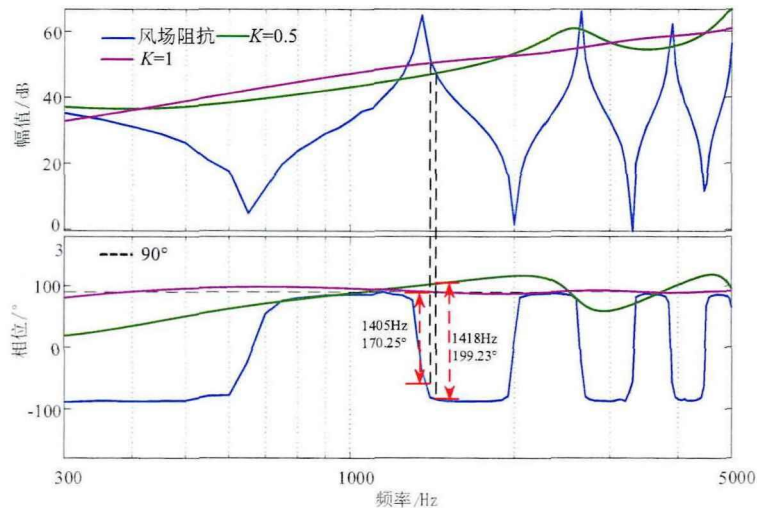


图 4-25 不同比例系数组合时柔直高频输出阻抗

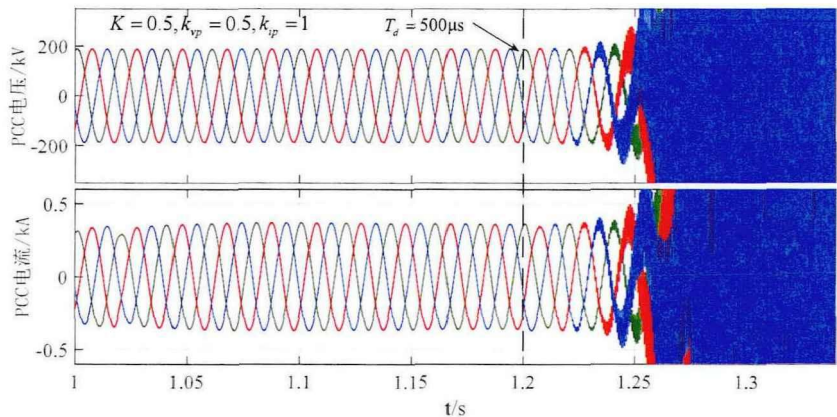


图 4-26 未优化比例参数时 PCC 电压、电流

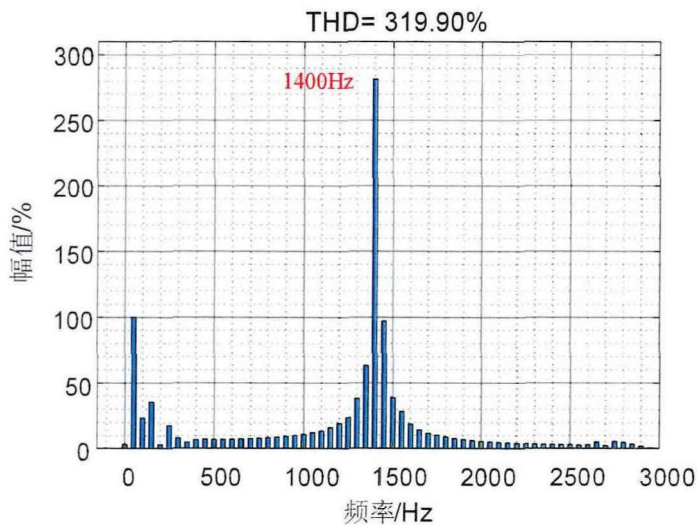


图 4-27 未优化比例系数时 PCC 电压 FFT 频谱

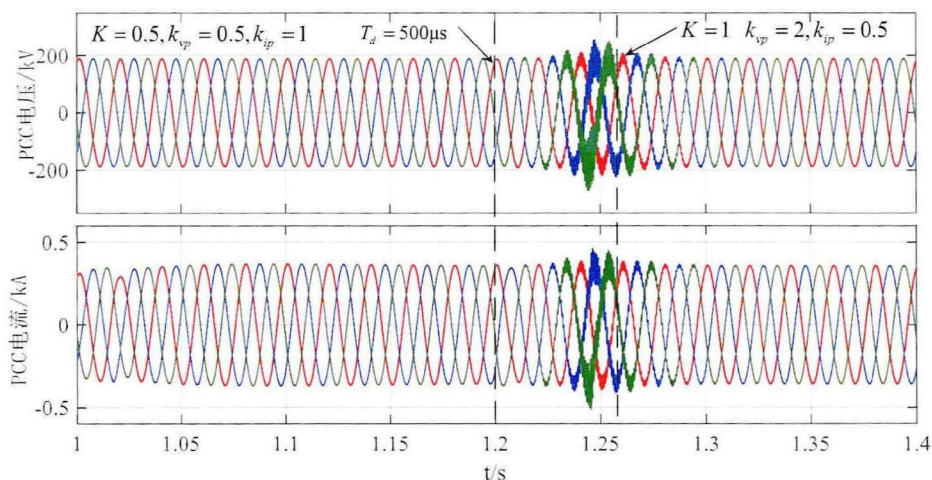


图 4-28 优化比例系数时 PCC 点电压、电流

当选取 $k_{vp}=2$, $k_{ip}=1$ 时每隔 1s 增加延时 $100\mu s$, 由图 4-29 可以看出延时变化过程中 PCC 点电压、电流未发散, 说明了在该控制参数下柔直在较宽延时变化时负阻尼区域显著减小。

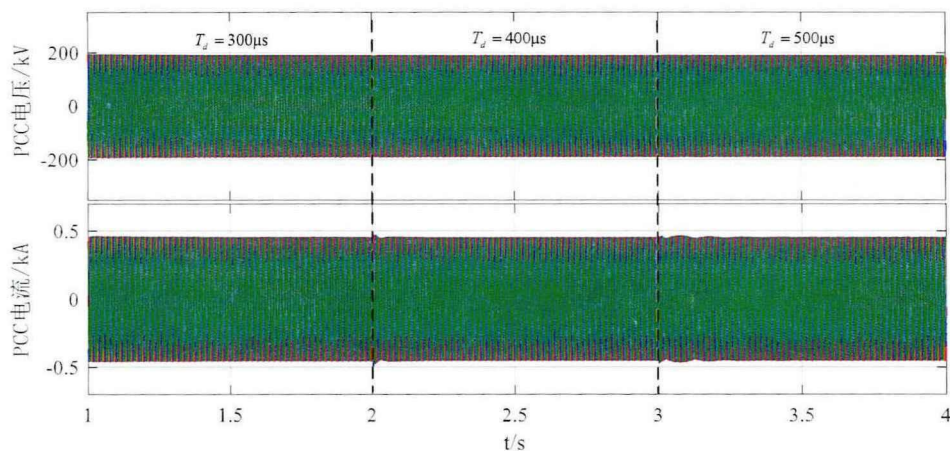


图 4-29 不同延时下 PCC 点电压、电流

4.4 本章小结

本章针对 GFM-MMC 与直驱风场互联系统高频振荡现象, 分析了 MMC 交流侧高频段阻抗, 明确其关键影响因素, 并提出了基于电压环电流环控制参数优化设计的高频振荡抑制策略, 主要结论如下:

1) 互联系统高频振荡问题可以采用阻抗法进行分析, 不同于 GFL-MMC 高频段阻抗仅与内环控制有关, GFM-MMC 电压外环控制不能忽略, 电压扰动经控制延时作用是 MMC 交流侧阻抗呈现负阻形态关键因素。

2) 在研究风电柔直互联系统高频振荡时，当风场汇集线缆较长时，需要考虑海缆分布参数特性。

3) 采用电网电压前馈嵌入低通滤波器抑制高频振荡，在设计滤波器带宽无法兼顾多个潜在振荡点的情况，单纯降低滤波器的带宽将导致初始负阻尼频段向中频段偏移，恶化系统阻尼特性，在进行高频阻尼提升时应协调电压控制回路和电网电压前馈回路。

4) 提出的电网电压全前馈和基于电压环、电流环控制参数定向设计的阻尼提升策略，在高频段电网电压前馈路径和电压控制路径扰动分量抵消，保证高频段输出阻抗近似为无源特性，进而改善高频阻尼，保证柔直在较宽延时变化时负阻尼区域显著减小。

第 5 章 结论与展望

5.1 全文总结

本文主要围绕直驱风电场与柔直整流站所组成互联系统的振荡特性与抑制方法展开研究。首先建立了考虑 MMC 内部复杂动态和完整控制结构的 MMC 交流侧正序、负序阻抗模型，利用该阻抗模型分析风场出力和控制环节对阻抗特性的影响；并重点对比分析了不同电压控制模式对于(0~200Hz)频段内阻抗特性的影响；接着基于简化的高频阻抗模型，分析了 MMC 高频段阻抗特性，明确关键影响因素，并提出了电网电压全前馈和基于电压环、电流环控制参数定向设计的高频振荡抑制策略。本文主要工作和创新点如下：

1) 本文定性分析了 MMC 内部谐波产生机理和分布规律，并考虑 MMC 内部谐波动态和完整控制结构，采用多谐波线性化方法推导了 MMC 交流侧正负序阻抗模型，并借助 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真模型扫频的方式验证了阻抗模型的正确性。通过分析控制参数对于阻抗特性的影响，发现电压控制比例系数对 MMC 全频段阻抗均有影响，过小的比例系数会在次超同步频段引入负阻尼特性；电压控制器积分系数主要作用于低频段阻抗，在基频附近尤为明显，过大积分系数同样会引入负阻尼特性，而对高频段的影响可以忽略。

2) 从互联系统阻抗匹配的角度，对开环阻抗、单电压环控制模式和双闭环交流电压控制模式下 MMC 正序阻抗进行了对比分析，在(0Hz~200Hz)频段内，单环模式正序阻抗与开环阻抗相频特性相似，但幅值减小；在相同电压控制带宽下，双闭环模式阻抗幅值始终高于单环模式，易与风场阻抗产生交点，互联系统在该频段内更易发生振荡，在该频段内采用单环模式的小扰动稳定性优于双环模式。

3) 不同于 GFL-MMC 高频段阻抗仅与内环控制有关，电压外环控制外环对于 GFM-MMC 高频段阻抗的影响不能忽略，电压扰动经控制延时作用是 MMC 交流侧高频阻抗呈负阻特性的关键因素。对于风场等效高频阻抗，当风场汇集线路较长时，传输海缆分布参数特性不能忽略。在高频振荡抑制方面，单纯在电压前馈环节嵌套低通滤波器的高频振荡抑制策略，一方面在设计滤波器带宽无法兼顾多个潜在振荡点的情况，另一方面降低滤波器的带宽导致初始负阻尼频段向中频段偏移，恶化系统阻尼特性，在进行高频阻尼提升时应协调电压控制环和电网电压前馈环节。于是本文提出采用电网电压全前馈和基于电压环、电流环比例系数定向设计的高频振荡抑制策略，使电网电压前馈路径和电压控

制路径扰动分量相互抵消，保证高频段输出阻抗近似为无源特性，改善高频阻尼，保证 MMC 在较宽延时变化时负阻尼区域显著减小。

5.2 研究展望

本文针对直驱风电场与柔直整流站所组成互联系统的振荡特征与抑制方法进行了深入研究，但是仍然有大量的工作需要进一步探讨：

1) 本文着重对 MMC 进行建模，对于直驱风场的建模较为粗略，未考虑风场内部拓扑结构、机组之间的差异性以及风场内部风机之间的交互对于互联系统稳定性的影响，未来可在风场等值建模方面进行深入研究。

2) 本文考虑场景为单端系统，随着海上风电场容量增加以及控制灵活性的需要，未来可能存在多端系统协调运行，该场景下的稳定性分析也值得进一步研究。

3) 本文所考虑互联系统的高频振荡抑制方法基于 MMC 电压控制模式，在海上交流网络发生故障期间，MMC 可能会切换到故障电流限制模式，对于故障期间互联系统的高频振荡抑制措施同样值得进行深入研究。

参考文献

- [1] 舒印彪, 赵勇, 赵良等. “双碳”目标下我国能源电力低碳转型路径[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(05):1663-1672.
- [2] 舒印彪, 陈国平, 贺静波等. 构建以新能源为主体的新型电力系统框架研究[J]. 中国工程科学, 2021, 23(06):61-69.
- [3] 李岩, 冯俊杰, 卢毓欣等. 大容量远海风电柔性直流送出关键技术与展望[J]. 高电压技术, 2022, 48(09):3384-3393.
- [4] 樊肖杰, 迟永宁, 马士聪等. 大规模海上风电接入电网关键技术与技术标准的研究及应用[J]. 电网技术, 2022, 46(08):2859-2870.
- [5] Tang Y, Zhang Z, Xu Z. DRU Based Low Frequency AC Transmission Scheme for Offshore Wind Farm Integration[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, PP(99):1-1.
- [6] 唐英杰, 张哲任, 徐政. 基于二极管不控整流单元的远海风电低频交流送出方案[J]. 中国电力, 2020, 53(7):12.
- [7] 张哲任, 陈晴, 金砚秋等. 跟网型海上风电中频汇集柔性直流送出系统的最优频率选择[J]. 电网技术, 2022, 46(08):2881-2889.
- [8] R. Rosso, X. Wang, M. Liserre, X. Lu and S. Engelken, Grid-Forming Converter s: Control Approaches, Grid-Synchronization, and Future Trends—A Review[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2021. 93-109.
- [9] 詹长江, 吴恒, 王雄飞等. 构网型变流器稳定性研究综述[J/OL]. 中国电机工程学报:1-22[2023-03-29].
- [10] 张哲任, 金砚秋, 徐政. 两种基于构网型风机和二极管整流单元的海上风电送出方案[J]. 高电压技术, 2022, 48(06):2098-2107.
- [11] 文卫兵, 赵峥, 李明等. 海上风电柔性直流系统设计及工程应用[J]. 全球能源互联网, 2023, 6(01):1-9.
- [12] Wang X, Blaabjerg F. Harmonic Stability in Power Electronic Based Power Systems: Concept, Modeling, and Analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, PP(99):1-1.
- [13] Sun J. Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11):3075-3078.
- [14] Liu H, Sun J. Voltage Stability and Control of Offshore Wind Farms With AC Collection and HVDC Transmission[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 2(4):1181-1189.

- [15] Sun J,Liu H. Sequence Impedance Modeling of Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1427-1443.
- [16] 苑宾, 厉璇, 尹聪琦等.孤岛新能源场站接入柔性直流高频振荡机理及抑制策略[J].电力系统自动化, 2023, 47(04):133-141.
- [17] 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(08):3066-3075.
- [18] 马宁宁, 谢小荣, 贺静波等.高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J].中国电机工程学报, 2020, 40(15):4720-4732.
- [19] 邢法财.含非同步机电源电力系统的宽频谐振问题研究[D].浙江大学, 2021.
- [20] 王国宁, 杜雄, 邹小明等.用于三相并网逆变器稳定性分析的自导纳和伴随导纳建模[J].中国电机工程学报, 2017, 37(14):3973-3981+4275.
- [21] 周佩朋, 孙华东, 项祖涛等.大规模电力系统仿真用新能源场站模型结构及建模方法研究(3)电磁暂态模型[J].中国电机工程学报:1-11[2023-04-09].
- [22] 王一凡, 赵成勇, 郭春义.双馈风电场孤岛经模块化多电平换流器直流输电并网系统小信号稳定性分析与振荡抑制方法[J].电工技术学报, 2019, 34(10):2116-2129.
- [23] 黄林彬.高比例电力电子装备电力系统的同步稳定分析与控制设计[D].浙江大学, 2020.
- [24] 徐韵扬.振荡频率耦合下风电机组的阻抗建模与并网稳定性分析[D].浙江大学, 2021.
- [25] Miller N W , Sanchez-Gasca JJ, Price WW ,et al. Dynamic modeling of GE 1.5 and 3.6 MW wind turbine-generators for stability simulations[C]// 2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No.03CH37491). IEEE, 2004.
- [26] 孙华东, 李佳豪, 李文锋等.大规模电力系统仿真用新能源场站模型结构及建模方法研究(一):模型结构[J].中国电机工程学报, 2023, 43(04):1378-1389.
- [27] 倪以信.动态电力系统的理论和分析[M].清华大学出版社, 2002.
- [28] Kundur P. Power System Stability and Control[M]. 中国电力出版社, 1994.
- [29] 谢小荣, 刘华坤, 贺静波, 等.直驱风机风电场与交流电网相互作用引发次同步振荡的机理与特性分析[J].中国电机工程学报, 2016, 36(9):7.
- [30] Huang Y , Yuan X , Hu J , et al. Modeling of VSC Connected to Weak Grid for Stability Analysis of DC-Link Voltage Control[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 3(4):1193-1204.
- [31] Sun J. Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11):3075-3078.

- [32] Harnefors L, Wang X, Yepes A G , et al. Passivity-Based Stability Assessment of Grid-Connected VSCs—An Overview[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1):116-125.
- [33] 吕敬, 蔡旭, 张占奎等.海上风电场经 MMC-HVDC 并网的阻抗建模及稳定性分析[J].中国电机工程学报, 2016, 36(14):3771-3781.
- [34] 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.
- [35] Wang X, Harnefors L, Blaabjerg F. Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(2):1775-1787.
- [36] 孙焜, 姚伟, 周毅等.基于 SISO 序阻抗的直驱风场经柔直输电系统中频振荡机理分析及抑制[J].中国电机工程学报, 2023, 43(02):442-454.
- [37] Wang X , Blaabjerg F , Liserre M , et al. An Active Damper for Stabilizing Power-Electronics-Based AC Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, PP(99):1-1.
- [38] Jian S. Passive Methods to Damp AC Power System Resonance Involving Power Electronics[C]// 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). IEEE, 2018.
- [39] 薛涛, 吕敬, 王凯等.海上全功率风电机组精细化阻抗建模及机网侧耦合分析[J].中国电机工程学报, 2022, 42(12):4303-4319.
- [40] 吕敬, 蔡旭.基于谐波线性化的模块化多电平换流器阻抗建模[J].电力系统自动化, 2017, 41(04):136-142.
- [41] 吕敬, 蔡旭.风电场柔性直流并网系统镇定器的频域分析与设计[J].中国电机工程学报, 2018, 38(14):4074-4085+4313.
- [42] 吕敬, 蔡旭.提高风场柔直并网系统稳定性的控制器参数优化设计[J].中国电机工程学报, 2018, 38(02):431-443+674.
- [43] 年珩, 朱茂玮, 徐韵扬等.双闭环定交流电压控制下 MMC 换流站阻抗建模及稳定性分析[J].电力系统自动化, 2020, 44(04):81-90.
- [44] 朱茂玮.风电场接入 MMC 送端换流站下系统小信号稳定性研究[D].浙江大学, 2020.
- [45] 王宇, 刘崇茹, 李庚银等.考虑电网阻抗耦合的模块化多电平换流器交直流侧阻抗通用计算方法[J].中国电机工程学报, 2022, 42(01):302-320.
- [46] 年珩, 朱茂玮, 徐韵扬等.基于谐波传递矩阵的 MMC 换流站频率耦合特性建模与分析[J].电力系统自动化, 2020, 44(06):75-83.
- [47] 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/OL].中国电机工程学报:1-15[2023-03-30].
- [48] S. He, D. Zhou, X. Wang, Z. Zhao and F. Blaabjerg, A Review of Multisampling Techniques in Power Electronics Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022 pp. 10514-10533.
- [49] 侯延琦, 刘崇茹, 王宇等.柔性直流输电系统高频振荡抑制策略研究[J].中国电机工程学报, 2021, 41(11):3741-3751.
- [50] 刘春震, 徐海亮, 高铭琨等.基于C型滤波器的MMC高频振荡抑制及参数设计方法[J/OL].电力系统自动化:1-16[2023-04-08].
- [51] Y. Hou, C. Liu, Y. Wang and W. Kong, Mechanism analysis of additional damping control strategies for the high-frequency resonance of MMC connected to AC grid[J].CSEE Journal of Power and Energy Systems CSEEJPES.2020.06340.
- [52] 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.
- [53] 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, PP(99):1-1.
- [54] 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].华北电力大学(北京), 2021.
- [55] Pang B, Nian H, Xu Y. Mechanism Analysis and Damping Method for High Frequency Resonance between VSC-HVDC and the Wind Farm[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, PP(99):1-1.
- [56] L. Lin, Q. Zeng, J. Zhu, X. Shi and J. Hu, High-Frequency Oscillation Mechanism Analysis and Suppression Strategy of Grid-Forming Control MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022.
- [57] Wu H, Wang X. Passivity-Based Dual-Loop Vector Voltage and Current Control for Grid-Forming VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, PP(99).
- [58] Wu H, Wang X. Virtual-Flux-Based Passivation of Current Control for Grid-Connected VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12):12673-12677.
- [59] 吕敬, 施刚, 蔡旭等.大型风电场经VSC-HVDC交直流并联系统并网的运行控制策略[J].电网技术, 2015, 39(03):639-646.
- [60] 满九方, 谢小荣, 唐健等.适用于柔直系统高频谐振分析的输电线路模型[J].电网技术, 2021, 45(05)
- [61] Song Y, Ebrahimzadeh E, Blaabjerg F. Analysis of High Frequency Resonance in DFIG-based Offshore Wind Farm via Long Transmission Cable[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, PP(3):1-1.

- [62] 庞博. 双馈风力发电系统并网运行高频振荡抑制策略研究[D].浙江大学, 2021.
- [63] 刘凯. 海上风电 MMC-HVDC 并网系统小干扰稳定性分析与优化控制研究[D]. 重庆大学.
- [64] Harnefors L , Yepes A G , Vidal A , et al. Passivity-Based Controller Design of Grid-Connected VSCs for Prevention of Electrical Resonance Instability[J]. Industrial Electronics IEEE Transactions on, 2015, 62(2):702-710.
- [65] 王一凡. 直驱风电场经模块化多电平换流器送出系统的稳定性分析[D].华北电力大学(北京), 2020.
- [66] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 机械工业出版社, 2013.