

华北电力大学

学术硕士学位论文

考虑完整控制结构的 MMC-HVDC 系统阻抗 建模及分析

Impedance Modeling and Analysis of MMC-HVDC System Considering Complete Control Structure

王群乔

2022 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

学术硕士学位论文

考虑完整控制结构的 MMC-HVDC 系统阻抗 建模及分析

硕 士 研 究 生: 王群乔

导 师: 刘崇茹

申 请 学 位: 工学硕士

学 科: 电气工程

专 业: 电力系统及其自动化

所 在 学 院: 电气与电子工程学院

答 辩 日 期: 2022 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 Academic Master's Degree

**Impedance Modeling and Analysis of MMC-HVDC
System Considering Complete Control Structure**

Candidate:	Wang Qunqiao
Supervisor:	Liu Chongru
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Subject:	Electrical Engineering
Speciality:	Power System and its Automation
School:	School of Electrical & Electronic Engineering
Date of Defence:	May, 2022
Degree-Conferring-Institution:	North China Electric Power University

摘 要

基于模块化多电平换流器的柔性直流输电（MMC-HVDC）技术凭借谐波含量低、开关损耗低、故障处理能力强的优势，被广泛应用于新能源并网等领域，为实现“双碳”目标提供坚实的技术支撑。但与传统两电平、三电平换流器拓扑相比，MMC 具有非线性和强耦合的特点，在与交流系统相连时更容易发生振荡失稳现象。目前，基于 MMC-HVDC 系统的稳定性研究主要采用阻抗法，但相关学者为了降低建模难度会忽略 MMC 内部部分谐波特性或控制结构，导致所建立的阻抗模型与实际模型存在误差，从而进一步影响稳定性分析结果。

为了解决上述问题，本文采用多谐波线性化方法来研究 MMC-HVDC 系统特性，提出一种考虑完整控制结构的 MMC-HVDC 系统阻抗模型建模方法，分析影响 MMC 频域特性的主要因素，并在互联系统中进行了仿真验证。本文的具体研究内容如下：

针对 MMC 非线性和强耦合的特点，在 MMC 平均值数学模型的基础上分析 MMC 稳态运行时内部谐波分量的产生原因及其分布规律，提出一种 MMC 稳态频域模型建模方法，结合傅里叶变换和欧拉公式实现对时域变量的定常化处理，并利用托普利兹矩阵实现模型简化，为后续 MMC 阻抗建模奠定基础。

在 MMC 稳态频域模型的基础上进一步对其线性化，充分考虑 MMC 的电流内环控制、直流电压外环控制、有功功率外环控制、无功功率外环控制、环流抑制环节和锁相环等完整控制结构及控制链路延时的影响，提出一种高精度的 MMC 阻抗模型建模方法，并采用离线仿真扫频来验证所提出阻抗模型的准确性，同时证实采用不同外环控制方式时阻抗特性存在差异。

建立 MMC 阻抗模型后，本文进一步分析了各控制环节和参数对 MMC 频域特性的影响，确定了低频段、基频处和高频段的主要影响因素。最后，以 MMC 互联系统为场景进行时域仿真，通过阻抗法对互联系统稳定性进行对比分析，仿真结果进一步验证本文所提 MMC 阻抗建模方法的有效性和应用价值。

本文所提的 MMC 阻抗模型对于模块化多电平换流器电路参数选取、MMC-HVDC 系统宽频振荡抑制策略和控制参数调节有着重要指导意义，从而有效保证电网安全可靠运行。

关键词：模块化多电平换流器；多谐波线性化；高频振荡；阻抗法；互联系统

Abstract

The flexible high voltage direct current transmission technology based on modular multilevel converters (MMC-HVDC) has been widely used in the fields of new energy integration and providing solid technical support for realizing the carbon peaking and neutrality goals due to its advantages of low harmonic content, low switching loss and excellent fault handling ability, and. However, compared with the traditional two or three level converter topology, MMC has the characteristics of nonlinear and strong internal coupling, and oscillation instability is more likely to occur when connected to the AC system. At present, the stability study based on MMC-HVDC system mainly adopts the impedance method. However, in order to reduce the difficulty of modeling, some harmonic characteristics or control structure in MMC are ignored by relevant scholars, which leads to the inaccuracy of impedance model and further affects the analysis results.

In order to solve the above problems, this paper studies the characteristics of MMC-HVDC system based on the multi-harmonic linearization method, proposes a modeling method of MMC-HVDC system impedance model considering the complete control structure, analyzes the main factors affecting the frequency domain characteristics of MMC, and simulation verification is carried out in the interconnected system. The detailed research contents are as follows:

In allusion to the nonlinear and strong internal coupling characteristics of MMC, based on the average mathematical model of MMC, the causes and distribution of internal harmonic components during steady state operation of MMC are analyzed. Then a modeling method of MMC steady frequency domain model is proposed, which combines Fourier transform and Euler formula to stabilize the internal time domain variables and Toeplitz matrix is used to simplify the model, which lays a foundation for the subsequent MMC impedance modeling.

Based on the steady-state frequency domain model of MMC, it is further linearized and a high-accuracy MMC impedance modeling method is proposed, and fully considering control link delay and the complete control structure of MMC including the current inner loop control, DC voltage outer loop control, active power outer loop control, reactive power outer loop control, circulating current suppression control and PLL. The off-line simulation frequency sweep verification is used to prove the accuracy of the proposed impedance model, and it is confirmed that the impedance characteristics are different when different outer loop control methods are used.

After establishing the MMC impedance model, this paper further analyzes the influence of each control link and parameters on the frequency-domain characteristics

of MMC and determines the main influencing factors at low frequency, fundamental frequency and high frequency. Finally, the MMC interconnected system is used as the scene to carry out time domain simulation, and the stability of the interconnected system is compared and analyzed by the impedance method. The simulation results further verify the validity and application value of the MMC impedance modeling method proposed in this paper.

The MMC impedance model proposed in this paper has important guiding significance for the selection of the circuit parameters of modular multilevel converter, the strategy of suppressing the broadband oscillation of the MMC-HVDC system and the adjustment of the control parameters, so as to keep the power grid in a safe and stable operation.

Keywords: Modular multilevel converter; Multi-harmonic linearization; High-frequency oscillation; Impedance method; Grid-connected system

目 录

摘 要 I

Abstract II

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 基于状态空间法的 MMC-HVDC 系统稳定性分析研究现状 4

 1.2.2 基于阻抗法的 MMC-HVDC 系统稳定性分析研究现状 5

 1.3 本文主要工作 5

第 2 章 MMC 基本原理与稳态频域模型 10

 2.1 MMC 基本原理 10

 2.1.1 MMC 数学模型 10

 2.1.2 MMC 控制系统 13

 2.2 MMC-HVDC 稳态频域建模 14

 2.2.1 时域变量的定常化处理 14

 2.2.2 MMC-HVDC 稳态运行时内部谐波分析 15

 2.2.3 MMC-HVDC 稳态频域模型 17

 2.2.4 模型仿真验证 19

 2.3 本章小结 22

第 3 章 基于完整控制结构的 MMC-HVDC 阻抗建模 23

 3.1 MMC-HVDC 主电路小信号建模 23

 3.1.1 MMC-HVDC 注入扰动后内部谐波分析 23

 3.1.2 MMC-HVDC 主电路频域小信号模型 25

 3.2 MMC-HVDC 控制系统小信号建模 26

 3.2.1 静止坐标系与同步旋转坐标系间的频率偏移 27

 3.2.2 电流内环控制建模 28

 3.2.3 环流抑制环节控制建模 29

 3.2.4 直流电压外环控制建模 30

 3.2.5 功率外环控制建模 32

3.2.6 锁相环建模	34
3.3 MMC-HVDC 交流侧阻抗模型及仿真验证	37
3.3.1 MMC-HVDC 交流侧阻抗模型	38
3.3.2 模型仿真验证	39
3.4 本章小结	40
第 4 章 MMC-HVDC 系统稳定性影响因素分析	42
4.1 控制环节对 MMC 阻抗特性的影响	42
4.1.1 电流内环控制环节的影响	42
4.1.2 环流抑制环节的影响	43
4.1.3 外环控制环节的影响	44
4.1.4 锁相环的影响	46
4.2 其他参数对 MMC 阻抗特性的影响	47
4.2.1 控制链路延时的影响	47
4.2.2 传输功率的影响	48
4.2.3 MMC 电路参数的影响	49
4.3 互联系统稳定系分析	51
4.4 本章小结	54
第 5 章 结论与展望	55
5.1 全文总结	55
5.2 研究展望	56
参考文献	57
攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果	62
致谢	63

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景及研究的目的和意义

进入新时代以来,传统能源短缺、地球环境恶化和极端天气等问题日益严重,给人类生存发展提出了严峻挑战,因此我国提出碳达峰和碳中和的“双碳”目标^[1]。为落实双碳目标,积极发展以新能源为主体的新型电力系统,推动电力系统转型升级,构建安全、清洁、低碳、高效的全球能源互联网已成为当前电网建设的重要目标^[2]。而柔性直流输电技术(Voltage Source Converter based High Voltage Direct Current, VSC-HVDC)在清洁能源并网、异步电网互联、孤岛供电等场景发挥着巨大的优势,为构建新型能源互联网打下坚实基础^[3-4]。

自 20 世纪 70 年代以来,以晶闸管为基础的线路换流器开始应用于高压直流输电中,虽然其具有谐波含量高、无功功率消耗大等缺点,但仍然在大容量输电中得到了广泛的应用^[5]。传统电网换相型高压直流输电技术(Line Commutated Converter based High Voltage Direct Current, LCC-HVDC)存在其固有弱点,即换流阀的换相过程依赖于所连电网强度,当连接交流系统强度过弱时,需要采用较为复杂的控制策略才能保证换流器正常工作^[6]。随着新型电力电子器件的出现,如门极可关断晶闸管(Gate Turn-off thyristor, GTO)和绝缘栅型双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)的出现,使得电压源换流器(Voltage Source Converter, VSC)在高压直流输电中越来越有吸引力^[7]。相比于传统直流输电,柔性直流输电技术的优势更加明显,适用场景更加广泛,主要体现在以下方面^[8]:

(1)相较于传统直流输电, VSC-HVDC 技术可实现多控制自由度,能够同时进行无功功率和有功功率的独立调节。

(2)VSC-HVDC 技术采用全控型可关断电力电子器件,不会发生换相失败,当受端交流系统发生故障时,只要换流站交流侧母线能维持足够电压就能够实现功率传送。

(3)VSC-HVDC 系统的换流器无需交流侧来提供无功功率就可以正常工作,而且还能当作静止无功发生器(STATCOM)来使用,可以动态调节无功以保证母线电压维持稳定。

(4)由于 VSC 能够实现自换相从而处于无源逆变工作状态,因此与 MMC 互联系统可以为无源网络,从而实现直流输电系统可以为无源负荷供电的可能性。

(5) VSC-HVDC 系统通常采用 PWM 调制技术，开关频率可以维持在较高水平，使得滤波器的容量大大减小，而且谐波含量更低。

VSC 拓扑结构主要分为 3 种，分别是两电平换流器、二极管钳位型三电平换流器以及模块化多电平换流器（Modular Multilevel Converter, MMC），相较于传统两电平、三电平换流器，由德国学者 R. Marquardt 提出的 MMC 拓扑结构采用子模块级联的方式^[9-10]，每个子模块均可独立控制，可以有效改善输出电压波形，当所采用的子模块数量足够多时，换流器具有谐波含量更低、开关损耗低、模块集成度高等优势^[11]，因此目前在运和处于设计阶段的柔性直流输电工程多采用 MMC 拓扑，表 1-1 为目前已建成的部分 MMC-HVDC 输电工程项目。

表 1-1 MMC-HVDC 输电工程投运项目表

投运年度	工程名称	投运国家	额定电压/kV	容量/MW
2010	Trans Bay Cable 工程	美国	±200	400
2011	南汇柔性直流工程	中国	±30	20
2013	INELFE 法西互联工程	欧洲	±320	2000
2013	南澳三端柔性直流工程	中国	±160	350
2014	舟山五端柔性直流工程	中国	±200	10000
2015	厦门双端柔性直流工程	中国	±320	1000
2015	Tres Amigas Superstation 工程	美国	±345	30000
2015	HelWin2 工程	欧洲	±320	690
2015	SylWin1 工程	欧洲	±320	864
2015	DolWin1 工程	欧洲	±320	800
2016	DolWin2 工程	欧洲	±320	916
2016	South West Link 工程	欧洲	±300	1440
2016	鲁西背靠背柔性直流工程	中国	±350	1000
2017	DolWin3 工程	欧洲	±320	900
2018	渝鄂柔性直流工程	中国	±420	5000
2020	张北四端柔性直流工程	中国	±500	9000
2020	昆柳龙三端柔性直流工程	中国	±800	8000
2021	IFA-2 工程	欧洲	±320	1000

柔性直流输电技术采用全控型电力电子器件，无需借助交流电网便可正常工作，因此具有新能源接入、连接弱交流系统的能力，但目前相关研究表明当柔性直流输电系统采用传统矢量电流控制策略时，在连接弱交流系统或接入新能源场

站等场景时，仍然可能会发生振荡失稳现象^[12-13]。同时，MMC 相较于传统的两电平、三电平换流器具有更加复杂的内部动态特性^[14]，如 MMC 内部谐波环流^[15]、电容电压波动^[16]等特性会对系统的正常稳定运行造成不良影响，甚至会进一步恶化系统的稳定性。

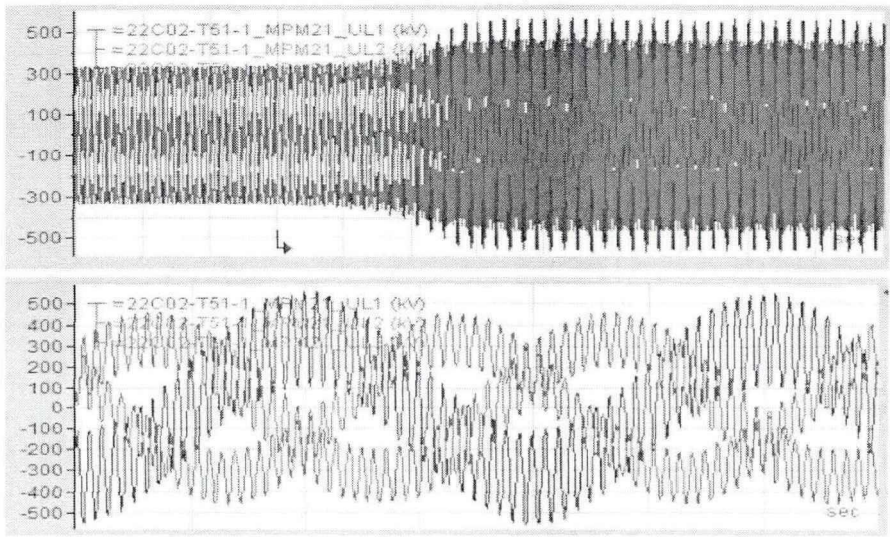
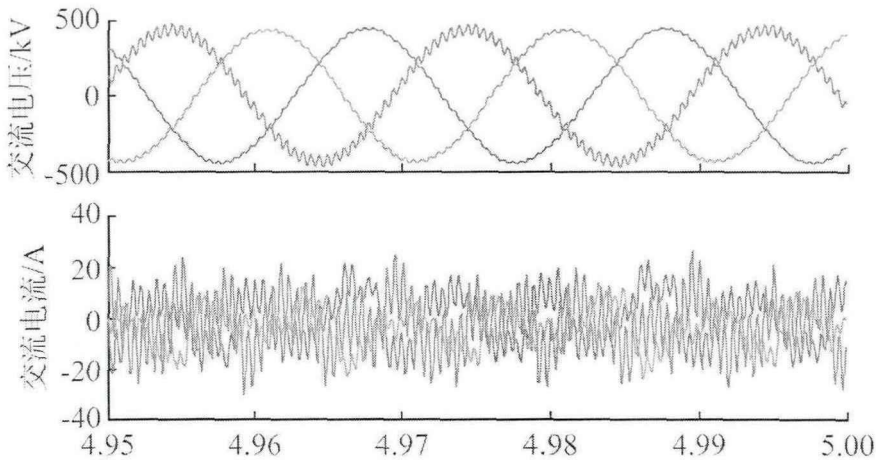


图 1-1 INELFE 法西互联工程高频振荡录波波形^[18]

随着 MMC-HVDC 直流输电工程的端口数及容量的不断增加，已有部分 MMC-HVDC 工程在试验或投入运行阶段发生振荡失稳现象：2015 年 INELFE 法西互联工程发生频率为 1.6kHz 的高频振荡现象，其现场录波波形如图 1-1 所示^[17-18]；2017 年中国鲁西柔性直流工程由于电网运行方式改变而发生频率为 1.2kHz 的高频振荡现象^[19]；2018 年中国渝鄂背靠背柔性直流输电工程也曾先后发生过频率为 1.8kHz 和 0.7kHz 的高频振荡现象，其分别对应的现场录波波形如图 1-2 所示^[20-21]。



(a) 1.8kHz 高频振荡录波波形

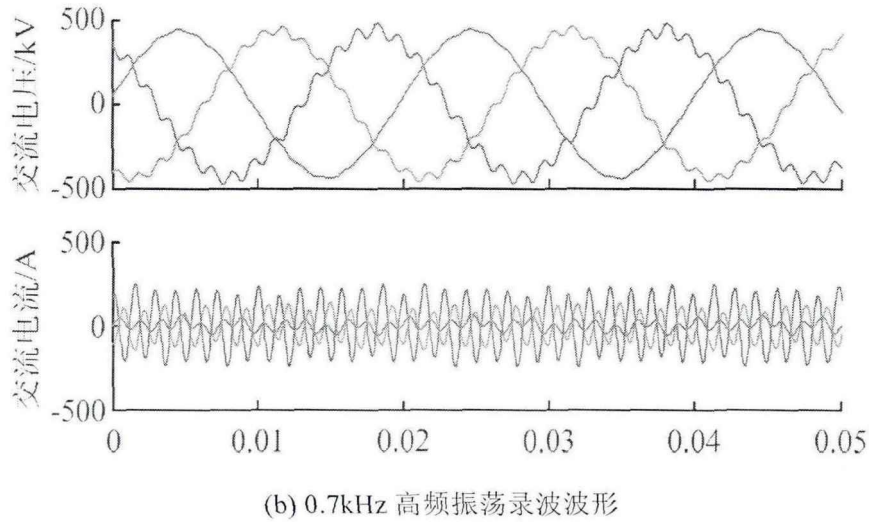


图 1-2 渝鄂柔性直流输电工程高频振荡录波波形^[21]

MMC-HVDC 系统由于具有高频率和复杂内部谐波特性，容易和互联系统发生交互从而引发振荡失稳，对电网的安全稳定运行造成严重威胁，因此研究基于 MMC 换流器拓扑的柔性直流输电系统稳定性问题已成为迫切需求。通过对基于阻抗建模的 MMC-HVDC 系统稳定性分析进行研究，可以分析 MMC-HVDC 系统的内部动态特性及频域特性，寻找影响其运行稳定性的关键因素，从而可以调整控制参数或提出有效的振荡抑制措施，保证 MMC-HVDC 系统安全可靠运行。基于阻抗建模的 MMC-HVDC 系统稳定性分析可以为柔性直流输电领域进一步充实理论研究基础，为柔性直流输电在向弱交流系统供电、大规模新能源场站接入等应用场景提供技术指导，对于柔性直流输电宽屏振荡抑制策略设计及控制参数整定具有重要的指导意义，从而进一步保障新型能源互联网的安全可靠运行。

1.2 国内外研究现状

当前，基于对 MMC-HVDC 系统的稳定性分析采用的方法主要分为时域仿真法、状态空间分析法和阻抗分析法 3 种，其中时域分析法的本质是通过建立系统微分方程从而进行数值积分来获得系统的时域运行曲线^[22]，直观性强，可以清晰地了解系统内部各电气量的变化情况，但无法分析振荡现象产生的内在机理，当 MMC-HVDC 及其互联系统规模庞大时仿真速度较慢，只能作为辅助手段来验证其他方法的有效性，因此无法作为主流分析方法。

1.2.1 基于状态空间法的 MMC-HVDC 系统稳定性分析研究现状

状态空间法是通过将 MMC-HVDC 系统的数学模型在稳态运行点处进行线性化，从而获得系统的状态空间模型，如式(1-1)所示：

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (1-1)$$

式中 x —— MMC-HVDC 系统的状态变量；

A —— 状态矩阵；

B —— 输入矩阵。

通过分析状态矩阵 A 的特征值与特征向量或借助根轨迹来判断系统稳定性，同时可以通过参与因子法或进行灵敏度分析来寻找影响 MMC-HVDC 系统稳定性的主要因素^[23-24]。文献[25]建立四端 VSC-HVDC 系统的状态空间小信号模型，但所建立模型没有考虑锁相环（Phase Locked Loop, PLL）动态特性及控制链路延时，不具有普遍适用性；文献[26-27]分别建立了两电平双端 VSC-HVDC、多端 VSC-HVDC 系统的状态空间小信号模型，所建立模型在不同交流系统强度下都有足够高的精确度；文献[28]建立了 VSC-HVDC 系统的状态空间模型并对 VSC-HVDC 系统连接弱交流电网进行稳定性分析，研究发现当交流系统强度较小时影响柔性直流系统稳定性的关键因素是锁相环控制参数，当锁相环控制带宽过高时会对系统稳定性造成影响，但其只分析锁相环参数和交流系统短路比的影响，并没有分析其他控制结构与参数对系统稳定性的影响，而且采用状态空间法只能得到控制参数对系统稳定性影响的量化结果，但不能分析其相关机理。相较于传统的两电平 VSC-HVDC 系统，MMC-HVDC 系统由于其独特的电路拓扑结构，内部动态特性也更为复杂，分析起来更为繁琐。文献[29-30]建立 MMC-HVDC 系统简化状态空间小信号模型，但其假设 MMC 输出电压与控制系统输出电压相等，只有在内部电容电压波动较小才能成立，模型误差较大；文献[31-32]在考虑子模块电容电压差异、二倍频环流等影响因素的基础上建立 MMC-HVDC 系统的小信号状态空间模型，并分析了控制系统参数所造成的影响，精确度足够高，但所建立的模型都在 12 阶以上，分析起来较为繁琐。

通过状态空间法建立的小信号模型精确度取决于所获得 MMC 换流器与交流系统参数的准确性与完整性，需要一次性获得所有参数后才可建立模型，因此当 MMC 或所连电网参数发生变化时，需要重新建立系统状态空间模型，使得分析过程变得复杂繁琐。而且 MMC-HVDC 系统内部动态行为复杂，相关学者在研究过程中会忽略 MMC 部分动态特性，如桥臂二倍频环流、子模块电容电压波动等，会导致误差过大而造成分析不够准确，为获得足够高的模型精度，所建立的小信号模型通常阶数过高而不利于系统稳定性的分析。

1.2.2 基于阻抗法的 MMC-HVDC 系统稳定性分析研究现状

阻抗法最早由 R. D. Middlebrook 提出并应用于 DC-DC 换流器稳定性分析中

[33], 分别将换流器和交流电网看作独立的子系统, 然后分别建立各自对应的阻抗模型, 其等效电路如图 1-3 所示, 通过奈奎斯特 (Nyquist) 或者运算更为繁琐的广义奈奎斯特判据进行分析, 与状态空间法相比能加准确描述振荡点特性, 对于各频段的系统特性描述也更为直观。由于两者的阻抗模型相互独立, 当一方结构或参数改变时只需要修改其对应的阻抗模型, 不再用重新建立模型, 分析起来较为简便, 可以适用于复杂 VSC-HVDC 系统的稳定性分析[34]。

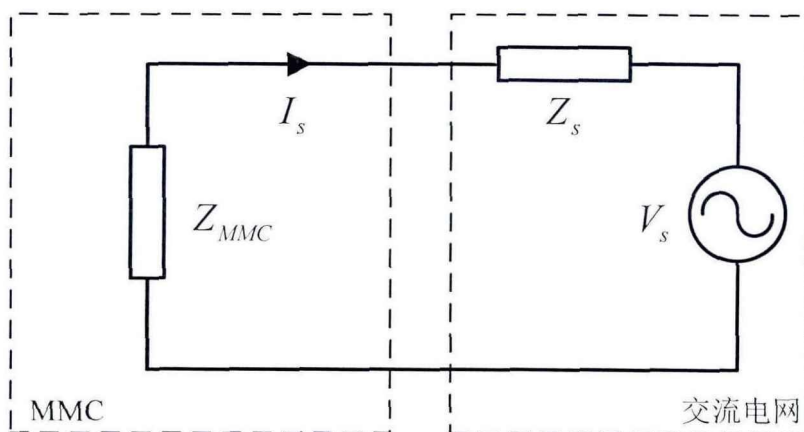


图 1-3 MMC 互联系统阻抗模型等效电路图

由于换流器的工作点具有非线性和周期性时变的特征, 不适用于传统的小信号建模方法[35], 因此相关学者根据原理不同提出 dq 轴线性化法和谐波线性化法两种解决方法:

dq 轴线性化法最初由 Belkhaty 提出, 后来应用于三相并网 VSC 的阻抗建模, 其通过将换流器内部电气量通过派克 (Park) 变换转换到 dq 同步旋转坐标系下[36], 来使得交流系统转化为直流系统从而降低分析难度。因为直流系统在运行时有静态工作点, 可以使用传统的小扰动分析方法来建模分析, 从而进一步可以得到换流器的 dq 轴阻抗模型, 然后通过所得到的系统回率矩阵特征来判断系统稳定性[37]。而换流器的控制策略一般也是在同步旋转坐标系下实现的, 采用 dq 轴线性化方法就可以很容易得到换流器控制系统小信号模型。最初, dq 轴线性化法用于不同换流器的 dq 轴阻抗模型推导过程, 分析内、外环控制参数对 dq 轴阻抗模型的影响, 后续被逐渐应用于直流系统的稳定性分析领域。

文献[38]将换流器等效为理想电流源与导纳相并联, 建立其输出导纳矩阵, 如式(1-2)所示:

$$Y_{sdq}(s) = \begin{bmatrix} Y_{dd}(s) & Y_{dq}(s) \\ Y_{qd}(s) & Y_{qq}(s) \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

矩阵中各元素分别表示换流器 dq 轴的电压和电流之间的耦合关系, 可以用来研究相关参数对 MMC 阻抗特性的影响。文献[39]分别绘制并网换流器 dq 轴

电压、电流耦合特性曲线，分析了不同控制系统参数对换流器阻抗特性的影响，为换流器系统的优化设计提供参考；文献[40]分别研究电流内环、外环控制和 PLL 对阻抗模型的影响，发现可以通过减小锁相环带宽来减小换流器输出负电阻的频率范围，从而提高系统稳定性。

由于 dq 轴下的阻抗模型存在强耦合的特点，非零非对角元素无法忽略简化，使得系统分析复杂化，需要使用运算更加复杂的广义奈奎斯特判据才可以判断系统是否失稳，在很多情况下 d 轴和 q 轴上的阻抗及耦合没有明确的物理意义，没有特殊设备或仪器难以通过对换流器端口进行扫频来对阻抗模型进行验证。此外，由于线性化过程需要应用 Park 变换，因此 dq 轴线性化方法虽然可以克服换流器系统不存在静态工作点的困难，但不能够应用于单相系统^[41]；而且当换流器系统三相不对称时，经过坐标变换以后系统中的零序分量将随时间呈周期性变化，给并网换流器的线性化过程带来困难^[42]。最后，当换流器的三相电压或电流中包含多个正弦分量，则变换后所得的 dq 模型会保持时变，无法得到相关线性化模型，而 MMC 换流器运行时存在二倍频负序环流，因此无法采用该方法研究谐波对系统稳定性的影响。

谐波线性化法通过在换流器时变工作轨迹上选取稳态工作点直接进行线性化，本质上是一种小信号分析方法，相较于 dq 轴线性化法来说适用范围更加广泛，能够适应更多工况。该方法通过在换流器的交流侧或直流侧电气量中注入幅值足够小的正弦小扰动信号，通常为激励幅值的 0.5% 左右，基于谐波平衡原理和小信号近似原理来得到对应频率处的响应信号，从而进一步得到换流器的小信号阻抗模型^[46]。所得到的模型相序取决于注入扰动信号的相序，按正序注入扰动信号所得到的阻抗即为正序阻抗，按负序注入扰动信号所得到的阻抗即为负序阻抗，该模型通过获得换流器对注入小扰动信号的动态响应来描述换流器运行特性，而且具有以下优点：

(1) 该方法可以将三相系统分解为正序子系统和负序子系统，两者之间无交叉耦合，后续分析较为简单，直接采用传统奈奎斯特判据即可进行分析。

(2) 换流器的稳态运行轨迹中可以包括任意数量的谐波，可用来分析包含高次谐波的系统，特别是内部存在复杂谐波关系的 MMC 换流器。

(3) 可以用于单相系统和三相不平衡系统的稳定性分析。

(4) 计算所得的阻抗具有清晰的物理解释，可以通过离线仿真或者硬件实验的方法来直接验证。

目前，国内外对于两电平 VSC 换流器的阻抗建模研究较多，而以 MMC 为研究对象则很少。文献[43-44]以两电平换流器为对象建立交流侧阻抗模型，分析锁相环动态特性对系统稳定性的影响；文献[45]采用基于 MMC 的运行原理和连

续模型推导了 MMC 交直流阻抗模型，得到的等效阻抗近似于 RLC 串联电路，并采用测试信号法进行验证，但在低频范围误差较大，模型不够准确；文献[46]基于谐波线性化原理建立了 MMC 交流侧阻抗模型，同时考虑了桥臂内部环流分量和电容电压稳态谐波分量，但仅考虑采用比例控制的环流控制器的影响，没有考虑其他控制环节对阻抗模型产生的影响。当三相电网处于不平衡运行状态时，引入锁相环会使得 MMC 正负序输出阻抗出现耦合情况，文献[47]指出需要采用更为复杂的广义奈奎斯特判据分析 MMC 系统的阻抗稳定性，但并没有考虑电网电压不平衡时 MMC 阻抗的正负序耦合项；文献[48]分别考虑公共连接点（Point of Common Coupling, PCC）处于不对称运行及滤波电感不对称等工况，建立了并网换流器的正负序导纳模型，并对不平衡工况下的并网换流器稳定性进行分析，指出在某些频段范围内阻抗矩阵中耦合项对应的阻抗幅值甚至要大于主对角线元素幅值，在进行稳定性分析时需要考虑耦合项所产生的影响。

文献[49]首次提出多谐波线性化的概念，在单谐波线性化法的基础上进一步拓展，所建立模型中可以包含不同频率的电气谐波分量，可以用于分析不对称控制、考虑锁相环时阻抗模型中内部多谐波的耦合关系，本文应用多谐波线性化法建立 MMC 交流侧阻抗模型，而且考虑了 MMC 内部各电气量的高次谐波分量的影响，但其忽略了外环功率控制环节，而外环功率控制由于其不对称的控制结构会引入更加复杂的频率耦合分量，从而对系统稳定性分析造成困难^[50-51]，但是准确描述外环控制环节的特性对于提高 MMC 阻抗模型的精确度必不可少；文献[52]建立了交流电压控制下的 MMC 阻抗模型，但没有考虑其他控制方式，局限性较强；文献[53]采用多谐波线性化的方法建立了 MMC 直流侧阻抗模型，但外环部分只考虑直流电压控制，同时也忽略了锁相环所带来的影响；文献[54]在考虑双闭环控制结构和锁相环的基础上建立 MMC 交直流阻抗模型，并分析了影响 MMC 阻抗特性的因素，但却忽略控制链路延时对 MMC 阻抗特性的影响；文献[55]采用谐波线性化的方法提出一种 MMC 交直流侧阻抗通用计算方法，充分考虑解耦双同步坐标系型锁相环、正负序内环控制等完整控制结构以及交直流网络阻抗的影响，模型精度高，但计算 MMC 内部各频率谐波分量的方法较为复杂，可以进一步简化。

基于上述情况，有必要提出考虑完整控制结构、建模过程简单且高精度的 MMC 阻抗建模方法，并对影响 MMC 稳定性的主要因素进行分析，为 MMC-HVDC 系统的实际工程建设和安全稳定运行打下基础。

1.3 本文主要工作

针对以上问题，本文基于多谐波线性化原理提出一种考虑完整控制结构的 MMC-HVDC 系统阻抗模型建模方法，模型精确度高，各章节具体研究内容如下所示：

第 2 章介绍了 MMC-HVDC 系统的基本运行原理和控制结构，分析了 MMC 在稳态运行时内部谐波分量的产生原因及其分布规律，然后采用傅里叶变换和欧拉公式对于内部时域变量进行定常化处理，将其转换至频域，建立了 MMC 稳态频域模型，并利用托普利兹矩阵实现模型简化，在 PSCAD/EMTDC 平台搭建仿真系统进行仿真验证，证明所提出稳态频域具有足够高的精确度，为后续 MMC 阻抗建模奠定基础。

第 3 章在 MMC 稳态频域模型的基础上进一步对其线性化，根据内部谐波分布规律分别对 MMC 主电路及控制系统进行小信号建模，充分考虑 MMC 的电流内环、直流电压外环、有功功率外环、无功功率外环、环流抑制环节和锁相环等完整控制结构及控制链路延时，得到的 MMC 阻抗模型可以精确描述 MMC 频域特性，并在 PSCAD/EMTDC 平台进行仿真扫频验证，证明所提出阻抗模型的有效性，并证实了当 MMC 采用不同控制方式时会对 MMC 低频段阻抗特性产生影响，在建模过程中需要考虑不同外环控制的影响。

第 4 章在 MMC 阻抗模型基础上进一步分析了 MMC 稳定性的影响因素，详细分析了电流内环、功率外环、直流电压外环、PLL 等各控制环节和控制链路延时、传输功率等级、电路参数等对 MMC 阻抗特性的影响。最后，针对采用不同控制链路延时的 MMC 互联系统为场景进行时域仿真，通过阻抗法对互联系统稳定性进行对比分析，仿真结果进一步验证了本文所提 MMC 阻抗建模方法的有效性和应用价值。

第 5 章对本文主要研究内容和创新点进行总结，并展望基于阻抗法的 MMC-HVDC 稳定性分析的后续工作。

第 2 章 MMC 基本原理与稳态频域模型

2.1 MMC 基本原理

本节介绍了 MMC 拓扑结构与数学模型，以半桥子模块（Half Bridge Sub-module, HBSM）为例介绍其工作方式，进一步介绍包含内外环控制器、锁相环和环流抑制器的经典控制系统，并建立 MMC 平均值数学模型，为后续 MMC 稳态频域模型的建立打下基础。

2.1.1 MMC 数学模型

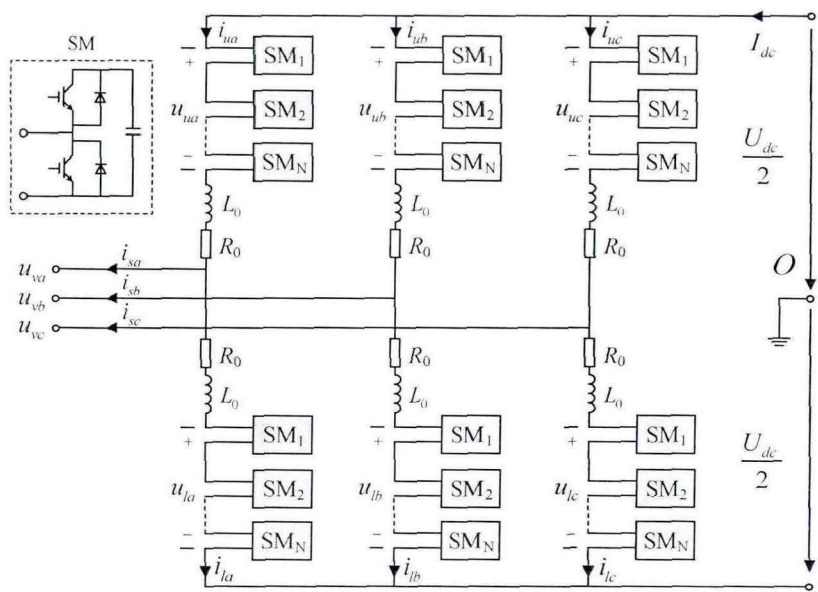


图 2-1 MMC 换流器拓扑结构

图 2-1 所示为三相 MMC 换流器的拓扑结构图，由六个桥臂构成，上、下桥臂合在一起代表一相，共分为三相。每个桥臂都由相同的 N 个子模块单元 SM、桥臂等效电阻 R_0 和桥臂电抗器 L_0 串联而成，子模块电容用 C_{SM} 来表示。由于三相桥臂的结构完全一样，因此可以用单相 MMC 来分析三相 MMC 的基本原理。以 A 相为例，图中各电气量为： u_{ua} 和 u_{la} 表示上、下桥臂电压， i_{ua} 和 i_{la} 表示上、下桥臂电流， U_{dc} 和 u_{va} 表示直流母线电压和 A 相交流端口处相电压， I_{dc} 和 i_{sa} 表示直流母线电流和交流端口相电流。

子模块根据电路结构和应用场景不同可分为下列三种：半桥型子模块、全桥型子模块（Full Bridge Sub-module, FBSM）和钳位双子型子模块（Clamp Double Sub-module, CDSM）^[56-57]，其中全桥型子模块和钳位双子型子模块均弥补了半桥子模块没有直流故障穿越能力的问题，但所采用的电力电子器件也成倍增加，

造成运行损耗与制造成本也随之增大，因此目前以半桥型子模块的应用最为广泛[58]。以半桥型子模块为例，每个子模块单元由一个直流侧电容 C 、两个 IGBT (T_1 和 T_2) 和两个反并联二极管 (D_1 和 D_2) 组成，根据 IGBT 的开断状态可分别运行在投入、切除和闭锁状态，图 2-2 为半桥子模块工作状态示意图。

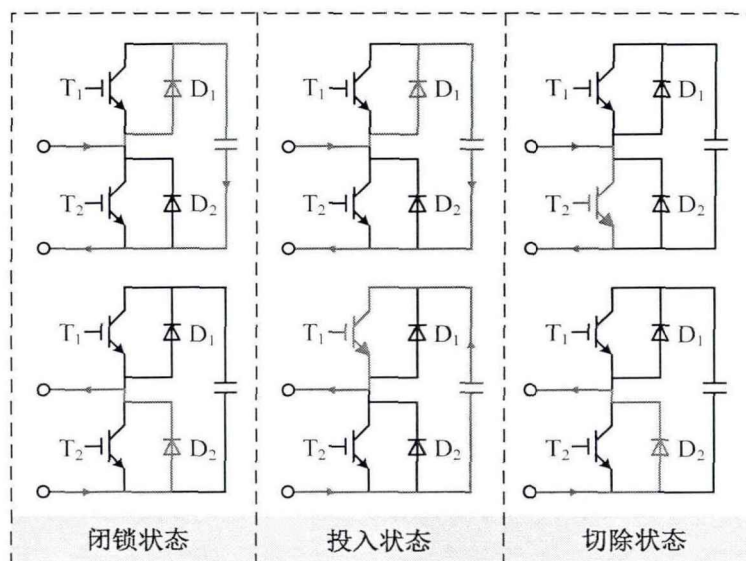


图 2-2 半桥子模块工作状态示意图

当 T_1 导通而 T_2 关断时，子模块处于投入状态，此时直流侧电容被接入主电路中，子模块对外输出电压 U_c ，当子模块电流为正方向时，电容器处于充电状态，当子模块电流为负方向时，电容器由充电状态转为放电状态。

当 T_2 导通而 T_1 关断时，子模块处于切除状态，此时直流侧电容处于旁路状态，电容电压维持恒定，子模块对外输出电压为 0。

当 T_1 和 T_2 都被关断时，子模块处于闭锁状态，一般用于系统启动时向子模块电容充电或者系统处于故障状态时将直流侧电容旁路，此状态在正常运行时一般不被允许出现。

一般情况下，MMC 处于稳态运行时，A、B、C 三相上、下桥臂中投入运行的子模块总数量是相等且不随时间变化，用于维持 MMC 直流侧电压保持恒定，而通过调节同相之间上、下桥臂中处于投入运行状态子模块数量来实现对 MMC 交流侧输出电压的调整。

为了方便表示桥臂电压、桥臂电流和子模块电容电压之间的关系，从而建立 MMC 数学模型，定义函数 $s_{ua}(k)$ 表示 A 相上桥臂第 k 个子模块的运行状态，其表达式如式(2-1)所示：

$$s_{ua}(k) = \begin{cases} 1, & \text{子模块处于投入状态} \\ 0, & \text{子模块处于切除状态} \end{cases} \quad (2-1)$$

根据图 2-1 中 MMC 拓扑结构，假设直流侧中性点电位为 0，对于 A 相上、下桥臂按照图中所示参考方向，由基尔霍夫电压方程可得：

$$\begin{cases} L_0 \frac{di_{ua}}{dt} + R_0 i_{ua} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{va} - \sum_{k=1}^n s_{ua}(k) v_{ua}(k) \\ L_0 \frac{di_{la}}{dt} + R_0 i_{la} = -\frac{U_{dc}}{2} + u_{va} - \sum_{k=1}^n s_{la}(k) v_{la}(k) \end{cases} \quad (2-2)$$

式中 R_0 ——用于描述桥臂损耗的桥臂等效电阻；

$v_{ua}(k)$ 、 $v_{la}(k)$ ——A 相上桥臂与下桥臂中第 k 个子模块的电容电压。

对于 A 相上、下桥臂中的第 k 个子模块，由基尔霍夫电流方程可得：

$$\begin{cases} C_{SM} \frac{dv_{ua}(k)}{dt} = s_{ua}(k) i_{ua} \\ C_{SM} \frac{dv_{la}(k)}{dt} = s_{la}(k) i_{la} \end{cases} \quad (2-3)$$

式(2-2)和式(2-3)共同构成 MMC 数学模型，用来描述 MMC 系统的动态特性。此外，对于 MMC 交流侧输出电流 i_{sa} 和桥臂环流 i_{cira} 还有以下关系：

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{ua} - i_{la} \\ i_{cira} = \frac{i_{ua} + i_{la}}{2} \end{cases} \quad (2-4)$$

假设每个子模块的参数不存在差异，则可认为其动态特性完全相同，可以用一个受控电压源来表示，此时可以用 MMC 的数学模型可以用其对应的平均值模型来表示，其等效电路如图 2-3 所示。

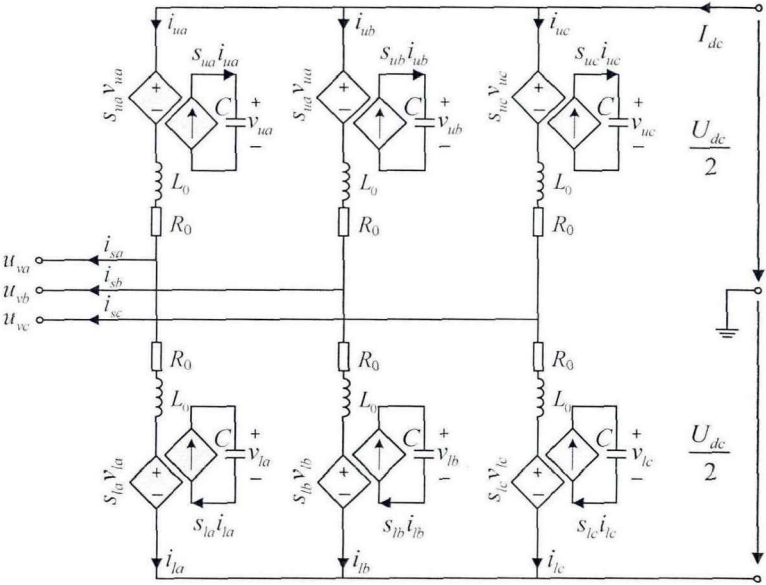


图 2-3 MMC 换流器等效电路

采用平均值模型来分析，可以消除开关操作，使离散的桥臂模型连续化。以 A 相上桥臂为例，根据基尔霍夫电压方程和电流方程可得以下关系式^[17]：

$$\begin{cases} L_0 \frac{di_{ua}}{dt} + R_0 i_{ua} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{va} - s_{ua} v_{ua} \\ C \frac{dv_{ua}}{dt} = s_{ua} i_{ua} \end{cases} \tag{2-5}$$

式中 s_{ua} —— 桥臂子模块投切系数，定义为某桥臂处于投入运行状态的子模块数量与桥臂子模块总数量的比值，一般情况下为了维持 MMC 直流侧电压恒定，上、下子模块投切系数之和为 1；

v_{ua} —— 桥臂中子模块电容电压之和；

C —— 桥臂等效电容，其与子模块电容的关系为 $C = C_{SM}/N$ 。

2.1.2 MMC 控制系统

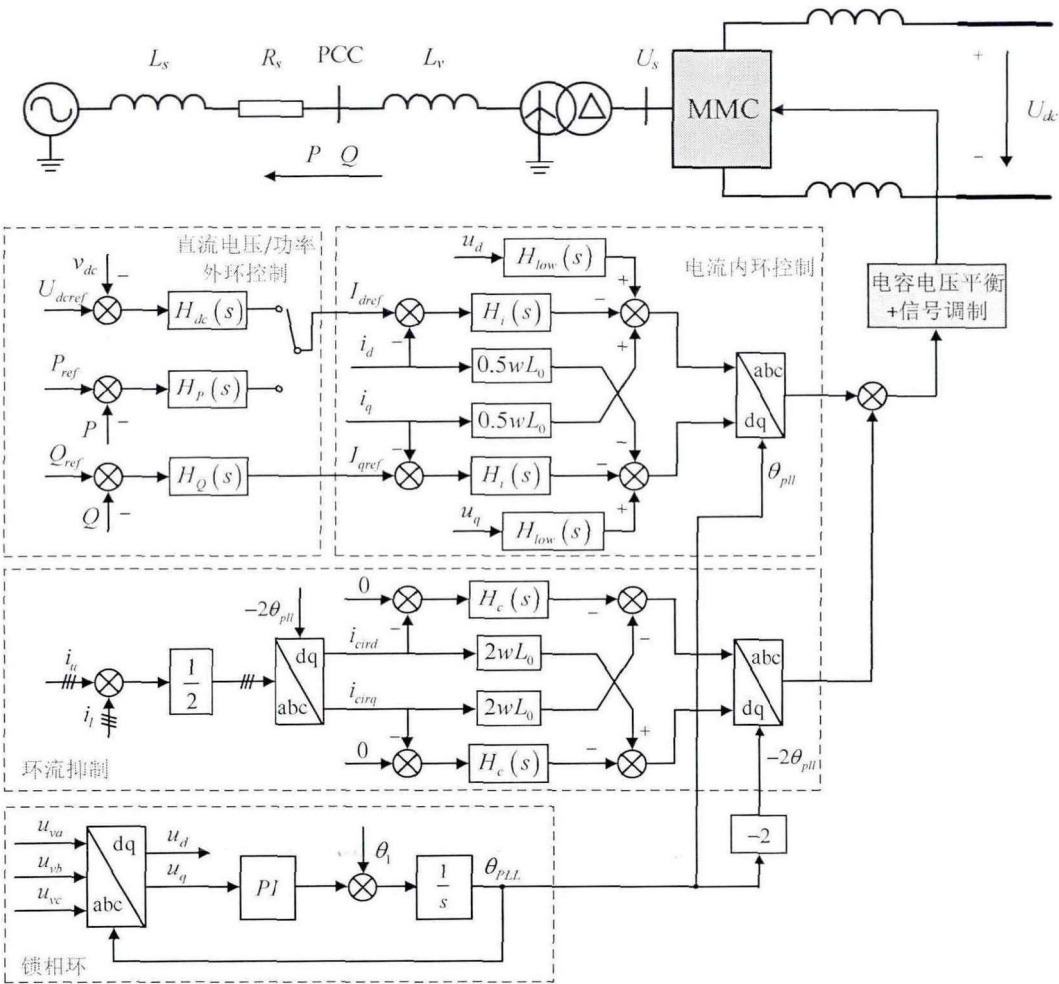


图 2-4 MMC 控制系统结构图

MMC 的控制系统一般基于锁相环所确定的 dq 轴同步旋转坐标系，由锁相环、直流电压/功率外环功率控制环节、电流内环控制环节、环流抑制环节、电容电压平衡控制与信号调制环节等组成，如图 2-4 所示。首先，由锁相环采集 PCC 点电压并输出同步相角 θ_{pll} 以供 Park 变换使用；外环控制环节根据控制对象不同可以分为有功类与无功类两种，有功类控制对象又可以分为交流频率控制、有功功率控制和直流电压控制 3 种，无功类控制对象可分为交流电压控制和无功功率控制两种，外环控制环节分别输出 dq 轴内环电流指令值提供给电流内环控制环节，电流内环控制环节负责根据外环控制输出来追踪电流指令值，环流抑制环节负责消除桥臂电流中的负序二倍频环流，电流内环控制环节与环流抑制环节的输出信号相互叠加生成子模块投切信号，再经由电容电压平衡控制与信号调制环节生成最终的 IGBT 开关信号，来控制桥臂中各子模块的投入与切除状态。

MMC 的调制策略一般采用最近电平逼近调制^[59]，用于控制 IGBT 开断的正弦调制波瞬时值用 $u_m(t)$ 来表示，子模块电容电压平均值用 U_c 来表示，每个桥臂通常含有偶数个子模块，假设 A 相中投入 N 个子模块，当上、下桥臂投入数量相等的子模块时，则 MMC 交流侧输出电压为 0；随着下桥臂中投入子模块数量不断多于上桥臂，MMC 交流侧输出电压也不断升高，通过调整上、下桥臂中投入运行状态的子模块数量，可使 MMC 交流侧输出电压与调制波保持一致，在 t 时刻，上、下桥臂中处于投入状态的子模块数量如式(2-6)所示：

$$\begin{cases} n_u = \frac{N}{2} - \text{round}\left(\frac{u_m}{U_c}\right) \\ n_l = \frac{N}{2} + \text{round}\left(\frac{u_m}{U_c}\right) \end{cases} \quad (2-6)$$

式中， $\text{round}(x)$ 是取整函数，取与 x 最相邻的整数。

2.2 MMC-HVDC 稳态频域建模

本节在前述 MMC 平均值数学模型的基础上，首先利用傅里叶变换和欧拉公式将时域变量定常化处理后转换至频域下，分析了 MMC 内部稳态谐波分量的产生原理和分布规律，建立了 MMC 稳态频域模型，并在 PSCAD/EMTDC 上进行了仿真验证。

2.2.1 时域变量的定常化处理

为了获得线性时不变的 MMC 阻抗模型，本小节需要先对时域下的各变量进行定常化处理，将其转化至频域下，以便后续分析。

根据傅里叶变换的意义可得，任意周期信号 $x(t)$ 都可分解为直流分量 X_0 和无

数不同频率的正弦信号相互叠加：

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(w_n t + \varphi_n) \quad (2-7)$$

式中 X_0 —— $x(t)$ 的直流分量；

X_n —— $x(t)$ 的 n 次谐波分量幅值；

φ_n —— $x(t)$ 的 n 次谐波分量相角。

采用欧拉公式的余弦变形式可将正弦量转化为指数形式表示，如式(2-8)所示：

$$\cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \quad (2-8)$$

将式(2-8)代入式(2-7)中，可得：

$$x(t) = X_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} X_n \left(e^{-j(w_n t + \varphi_n)} + e^{j(w_n t + \varphi_n)} \right) \quad (2-9)$$

将式(2-9)改写成列向量形式来表示，从而实现时域变量定常化，可得：

$$\mathbf{x} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} X_n e^{-j\varphi_n} & \dots & X_1 e^{-j\varphi_1} & 2X_0 & X_1 e^{j\varphi_1} & \dots & X_n e^{j\varphi_n} \end{bmatrix}^T \quad (2-10)$$

式中 $2n+1$ 项元素分别对应频率从 $-nf_1$ 到 nf_1 的谐波分量， f_1 为基频，同时可以发现频率为 $-kf_1$ 与频率为 kf_1 的谐波分量幅值相同，相角相反，互为共轭关系。

采用该方法将时域下的桥臂电流 i_u 、桥臂等效电容电压 v_u 、子模块投切系数 s_u 分别转换至频域下，可得：

$$\mathbf{i}_u = \begin{bmatrix} I_n e^{-j\alpha_n} \\ \vdots \\ I_1 e^{-j\alpha_1} \\ I_0 \\ I_1 e^{j\alpha_1} \\ \vdots \\ I_n e^{j\alpha_n} \end{bmatrix}, \mathbf{v}_u = \begin{bmatrix} V_n e^{-j\beta_n} \\ \vdots \\ V_1 e^{-j\beta_1} \\ V_0 \\ V_1 e^{j\beta_1} \\ \vdots \\ V_n e^{j\beta_n} \end{bmatrix}, \mathbf{s}_u = \begin{bmatrix} S_n e^{-j\gamma_n} \\ \vdots \\ S_1 e^{-j\gamma_1} \\ S_0 \\ S_1 e^{j\gamma_1} \\ \vdots \\ S_n e^{j\gamma_n} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

式中 I_n 、 α_n —— 分别表示桥臂电流的 n 次谐波分量幅值和相角；

V_n 、 β_n —— 分别表示桥臂等效电容电压的 n 次谐波分量幅值和相角；

S_n 、 γ_n —— 分别表示子模块投切系数的 n 次谐波分量幅值和相角。

2.2.2 MMC-HVDC 稳态运行时内部谐波分析

MMC 具有非线性和强耦合的特点，使得 MMC 内部存在不同频次的谐波分量，这也使得 MMC-HVDC 系统区别于传统的两电平、三电平 VSC-HVDC 系统，为确保 MMC 阻抗模型足够精确，必须考虑 MMC 内部各电气量的高次谐波分量，本小节分析 MMC 内部各频次谐波分量的产生原因及其分布规律。

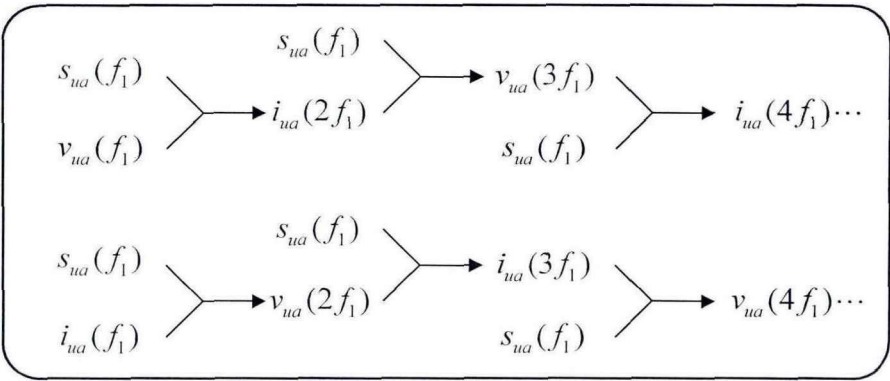


图 2-5 MMC 谐波生成示意图

由式(2-5)可得，在两式中都存在有非线性项，桥臂电流 i_u 、桥臂等效电容电压 v_u 分别与子模块投切系数 s_u 相互耦合，首先，子模块投切系数与桥臂等效电容电压的乘积项 $s_u v_u$ 将作用在桥臂电流 i_u 上产生高次谐波，与此同时子模块投切系数与桥臂电流的乘积项 $s_u i_u$ 作用在桥臂等效电容电压 v_u 上产生高次谐波，然后产生的高次谐波分量将继续作用在桥臂电流 i_u 和电容电压 v_u 上继而产生更高次谐波分量，不断相互影响循环往复下去，桥臂电流 i_u 和电容电压 v_u 中都将产生无穷次谐波，上述谐波生成过程的示意图如图 2-5 所示。但由于子模块电容与桥臂电抗器具有滤波效应，产生的高次谐波幅值将不断变小，桥臂电流和子模块电容电压主要以二倍频为主。而 MMC 的端口阻抗特性与内部谐波特性息息相关，因此在建模时必须考虑多次谐波对模型精度产生的影响。

MMC 在稳态运行时，桥臂内部的高次谐波分量按照相序和相位不同进行分类，呈现以下规律：

表 2-1 MMC 稳态运行时内部谐波分布规律

相序分类	谐波频率
正序	$(3k+1)f_1$
负序	$(3k-1)f_1$
零序	$3kf_1$

注： $k=0, 1, 2, \dots$

(a) 相序规律

相位分类	谐波频率
同相	$2kf_1$
反相	$(2k+1)f_1$

注： $k=0, 1, 2, \dots$

(b) 相位规律

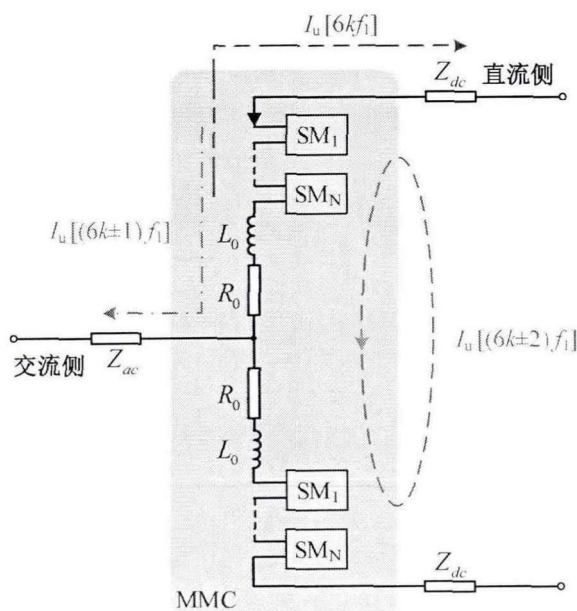


图 2-6 MMC 桥臂电流谐波分量通路

谐波之间的相序关系是指三相之间各电气量呈现的规律，例如对于桥臂电流 i_u ，其基频分量满足于谐波频率 $3 \times 0 + 1 = 1$ 的特点，因此在 abc 三相桥臂之间按正序分布；其二倍频分量满足于谐波频率 $3 \times 1 - 1 = 2$ 的特点，因此在 abc 三相桥臂之间按负序分布。

谐波之间的相位关系是指上、下桥臂之间各电气量呈现的规律，当上、下桥臂中的电流谐波分量相位相同时，则形成环流，此时对应的谐波频率为奇数次谐波，称此种谐波分量为共模/环流分量；当上、下桥臂中的电流谐波分量相位相反时，则形成交流侧输出电流，此时对应的谐波频率为偶数次谐波，称此种谐波分量为差模/输出分量。

结合谐波之间的相序和相位关系，可以得到 MMC 内部各谐波分量的对应通路，以桥臂电流为例，其对应的谐波分量通路图如图 2-6 所示。其中，谐波频率满足 $f = 6k f_i$ 的零序环流分量会流入 MMC 直流侧，谐波频率满足 $f = (6k \pm 1) f_i$ 的正、负序输出分量会流入 MMC 交流侧，谐波频率满足 $f = (6k \pm 2) f_i$ 的正、负序环流分量仅会在 MMC 内部循环，而谐波频率满足 $f = (6k \pm 3) f_i$ 的零序输出分量在 MMC 内部没有通路。

2.2.3 MMC-HVDC 稳态频域模型

将定常化处理后的桥臂电流 i_u 、桥臂等效电容电压 v_u 、子模块投切系数 s_u 代入式(2-5)中，用频域下的卷积运算来代替时域下的乘积运算，将 MMC 时域数学模型转换至频域，得到 MMC 的稳态频域模型，如式(2-12)所示：

$$\begin{cases} \mathbf{i}_u = \mathbf{Y}_L (\mathbf{V}_{dc} - \mathbf{u}_v - \mathbf{s}_u \otimes \mathbf{v}_u) \\ \mathbf{v}_u = \mathbf{Z}_C \mathbf{s}_u \otimes \mathbf{i}_u \end{cases} \quad (2-12)$$

式中 $\mathbf{Y}_L$ ——桥臂电抗及等效电阻的导纳矩阵，各对角线元素分别表示频率从 $-nfi$ 到 nfi 下的桥臂电抗及等效电阻的导纳；

$\mathbf{Z}_C$ ——桥臂等效电容的阻抗矩阵，各对角线元素表示频率从 $-nfi$ 到 nfi 下的桥臂等效电容的阻抗；

$\mathbf{V}_{dc}$ ——直流侧电压向量， $\mathbf{V}_{dc} = [0 \cdots 0 \quad U_{dc}/2 \quad 0 \cdots 0]^T$ 。

$\mathbf{u}_v$ ——交流端口相电压向量， $\mathbf{u}_v = [0 \cdots U_v/2 \quad 0 \quad U_v/2 \cdots 0]^T$ 。

其中， $\mathbf{Y}_L$ 与 $\mathbf{Z}_C$ 具体形式如式(2-13)所示：

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_L = \text{diag} \left[\frac{1}{R_0 - j2\pi n f_1 L_0} \quad \cdots \quad \frac{1}{R_0} \quad \cdots \quad \frac{1}{R_0 + j2\pi n f_1 L_0} \right] \\ \mathbf{Z}_C = \text{diag} \left[\frac{1}{-j2\pi n f_1 C_0} \quad \cdots \quad 0 \quad \cdots \quad \frac{1}{j2\pi n f_1 C_0} \right] \end{cases} \quad (2-13)$$

由于卷积运算较为繁琐，其计算复杂度随着考虑谐波次数的增多而迅速升高，为了简化运算，可以有效利用托普利兹 (Toeplitz) 矩阵来将向量之间的卷积运算转化为向量对应的托普利兹矩阵与另一向量之间的点积运算。以子模块投切系数 $\mathbf{s}_u$ 为例，其对应的托普利兹矩阵 $\mathbf{S}_u$ 如式(2-14)所示：

$$\mathbf{S}_u = \begin{bmatrix} S_0 & \cdots & S_{n-1}e^{-j\gamma_{n-1}} & S_n e^{-j\gamma_n} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ S_{n-1}e^{j\gamma_{n-1}} & \cdots & S_0 & S_1 e^{-j\gamma_1} & S_2 e^{-j\gamma_2} & \cdots & 0 \\ S_n e^{j\gamma_n} & \cdots & S_1 e^{j\gamma_1} & S_0 & S_1 e^{-j\gamma_1} & \cdots & S_n e^{-j\gamma_n} \\ 0 & \cdots & S_2 e^{j\gamma_2} & S_1 e^{j\gamma_1} & S_0 & \cdots & S_{n-1} e^{-j\gamma_{n-1}} \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & S_n e^{j\gamma_n} & S_{n-1} e^{j\gamma_{n-1}} & \cdots & S_0 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

由式(2-14)可得，托普利兹矩阵存在以下特点：其中间一列为原向量，矩阵主对角线上的元素完全相同，每一条平行于主对角线的斜对角线上的元素也完全相同，其他空余位置补 0。

采用上述简化算法来对式(2-12)进行简化，可得到化简后的 MMC 稳态频域模型，如式(2-15)所示：

$$\begin{cases} \mathbf{i}_u = \mathbf{Y}_L (\mathbf{V}_{dc} - \mathbf{u}_v - \mathbf{S}_u \mathbf{v}_u) \\ \mathbf{v}_u = \mathbf{Z}_C \mathbf{S}_u \mathbf{i}_u \end{cases} \quad (2-15)$$

所得 MMC 稳态频域模型的阶数随所考虑谐波次数的增加而增大，后续用于

MMC 阻抗计算时的复杂度也会随之增大，由于 MMC 内部高次谐波分量的幅值较小，往往可以忽略不计，因此在计算时仅考虑有限次谐波，一般情况下考虑三次谐波在内，即 $n=3$ ，便可以保证足够的模型精度，此时 MMC 稳态频域模型中的各矩阵阶数为 7 阶。

MMC 在稳态运行时，直流侧电压 U_{dc} 、交流侧相电压 U_v 以及主电路参数为已知量，因此在式(2-15)中， V_{dc} 、 u_v 、 Y_L 与 Z_C 为已知量，同时还知道有功功率参考值 P 和无功功率参考值 Q ，则根据功率传输公式，可进一步计算得到桥臂电流直流分量 I_{u0} 与基频分量 I_{u1} ，计算公式如式(2-16)所示：

$$\begin{cases} I_{u0} = \frac{P}{3U_{dc}} \\ I_{u1} = \frac{1}{2} \left(\frac{P}{1.5U_v} + j \frac{Q}{1.5U_v} \right) \end{cases} \quad (2-16)$$

理想情况下，由于环流抑制环节的存在，桥臂电流中的二倍频环流分量 I_{u2} 在稳态时有 $I_{u2}=0$ ，桥臂电流中的三次谐波分量 I_{u3} 为零序差模分量，没有电流通路，因此有 $I_{u3}=0$ 。此外，根据调制目标可得子模块投切系数的直流分量 $S_{u0}=0.5$ 。已知上述变量以后，MMC 稳态频域模型中的未知量还有桥臂等效电容电压直流分量 V_{u0} 、基频分量 V_{u1} 、二次谐波分量 V_{u2} 、三次谐波分量 V_{u3} 和子模块投切系数基频分量 S_{u1} 、二次谐波分量 S_{u2} 共 6 个。考虑到正负频率的谐波分量互为共轭关系，然后去除 2 个无意义方程外，式(2-15)中考虑三次谐波在内的 MMC 频域稳态模型中还剩下 6 个独立方程，因此可以求解出全部未知量。

2.2.4 模型仿真验证

表 2-2 仿真系统参数

参数	数值
交流系统电压/kV	230
直流电压/kV	±400
额定交流频率/Hz	50
换流变压器变比	132.79: 115.47
额定容量/MVA	500
桥臂子模块个数	200
桥臂电抗/H	0.14
桥臂等值电阻/ Ω	0
子模块电容值/ μF	8300

在 PSCAD/EMTDC 平台中搭建 MMC-HVDC 时域仿真模型，通过提取各次谐波分量来验证所得 MMC 频域稳态模型的正确性，MMC-HVDC 系统仿真模型参数如表 2-2 所示。

图 2-7 和 2-8 分别为 A 相上桥臂等效电容电压和桥臂电流的时域仿真结果，并进行谐波分解，从仿真结果来看，桥臂电流中主要由直流分量和基频分量构成，桥臂电流中二次谐波分量由于环流抑制策略被有效消除；而桥臂等效电容电压中则含有直流分量、基频分量、二次谐波分量和幅值较低的三次谐波分量。

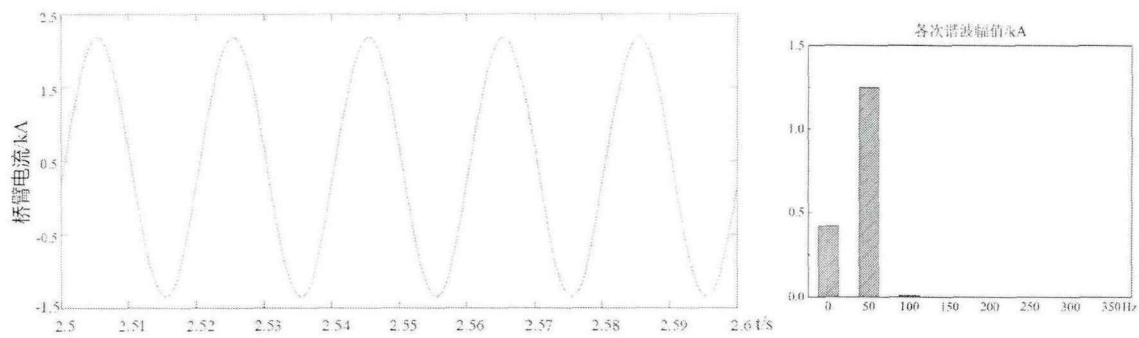


图 2-7 A 相上桥臂电流仿真结果

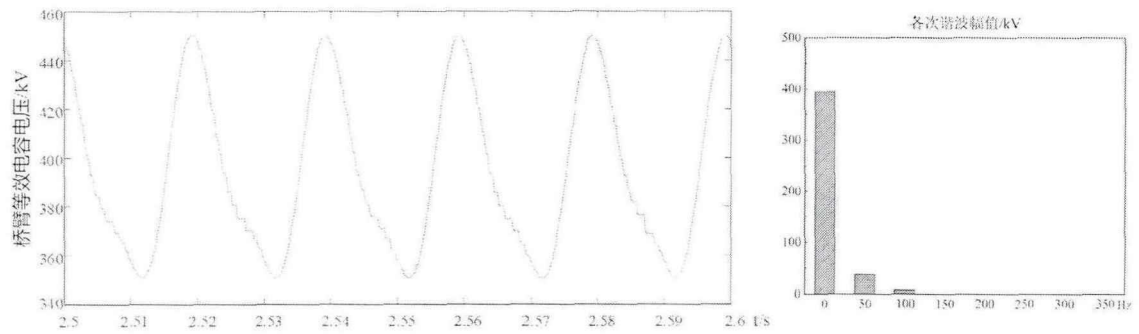


图 2-8 A 相上桥臂等效电容电压仿真结果

表 2-3 为 MMC 频域稳态模型的仿真验证与解析计算结果，从表中数据可以看出，仿真值与解析值误差很小，在千分之一范围以内，几乎可以忽略不计，可以验证所提出的 MMC 频域稳态模型的准确性，也为后续 MMC 阻抗建模打下坚实的基础。

图 2-9、图 2-10 和图 2-11 分别为 A 相上桥臂等效电容电压基频分量、二次谐波分量和三次谐波分量仿真结果，可以看出基频分量三相间按照 A 相、B 相、C 相的正序规律分布，二次谐波分量三相间按照 C 相、B 相、A 相的负序规律分布，三次谐波分量三相相位存在轻微差异，是由电容电压平衡策略所导致，但整体相位基本保持一致，按照零序规律分布，仿真结果进一步证实了前述 MMC 稳态运行时内部谐波分布规律的正确性。

表 2-3 MMC 稳态频域模型验证结果

谐波分量			直流分 量	基频分 量	二次谐 波分量	三次谐 波分量
子模块投切系数	幅值	解析值	0.5	0.34	0.03	0
		仿真值	0.5	0.34	0.04	0
	相角/°	解析值	0	-165.07	-78.09	0
		仿真值	0	-165.23	-78.17	0
桥臂电流	幅值/kA	解析值	0.42	1.25	0	0
		仿真值	0.42	1.25	0.01	0
	相角/°	解析值	0	0	0	0
		仿真值	0	0	0	0
桥臂等效电容电压	幅值/kV	解析值	395.43	38.00	8.31	0.43
		仿真值	395.38	37.97	8.28	0.41
	相角/°	解析值	0	-96.19	107.89	-168.09
		仿真值	0	-96.08	107.72	-167.85

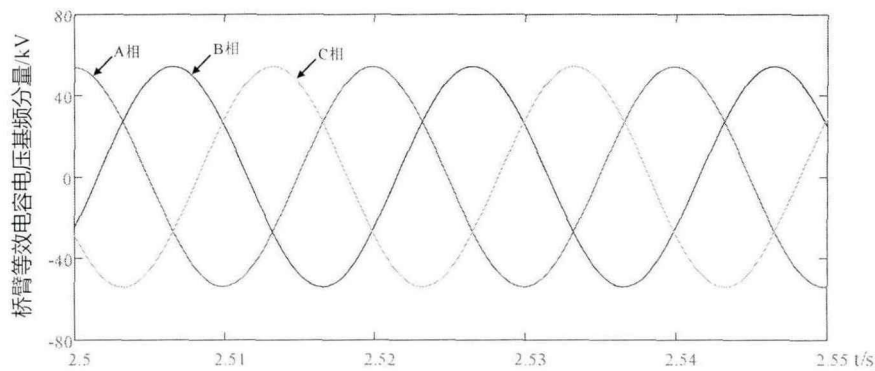


图 2-9 A 相上桥臂等效电容电压基频分量仿真结果

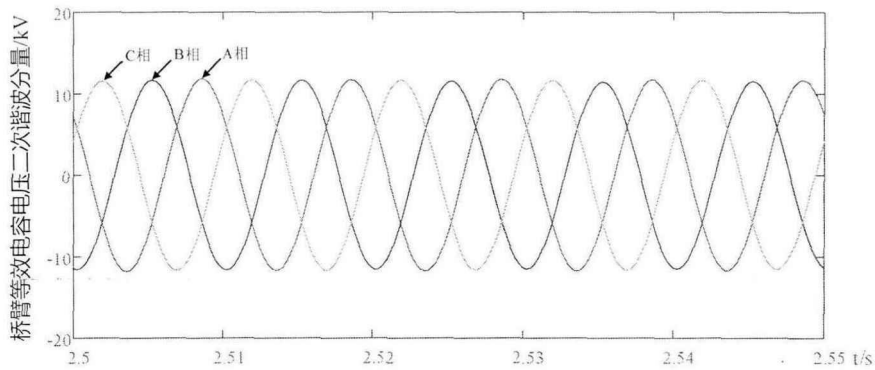


图 2-10 A 相上桥臂等效电容电压二次谐波仿真结果

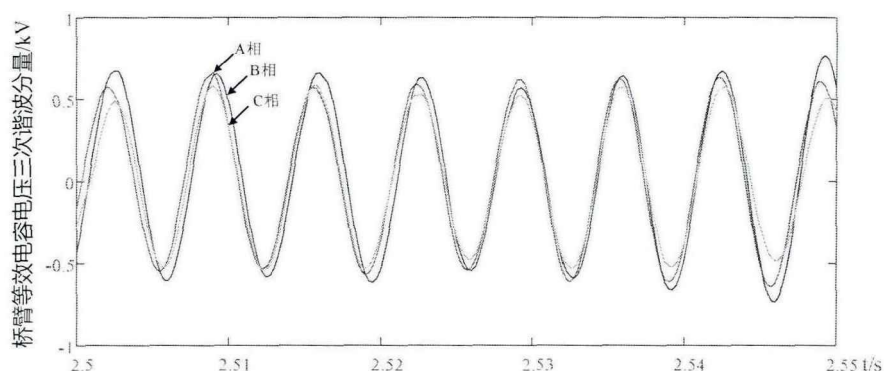


图 2-11 A 相上桥臂等效电容电压三次谐波仿真结果

2.3 本章小结

本章介绍了 MMC 拓扑结构、数学模型和基于直接电流控制的经典控制系统，提出了 MMC 稳态频域模型的建模方法，并研究了 MMC 在稳态运行时内部桥臂电流、桥臂等效电容电压与子模块投切系数谐波分量的分布规律，主要结论如下：

1) 当 MMC 稳态运行时，其内部谐波分量的产生是子模块投切系数分别与桥臂电流、桥臂等效电容电压不断相互作用的结果，根据在三相之间的分布规律可以分为正序、负序和零序分量，根据在上、下桥臂之间的分布规律可以分为输出分量和环流分量。进一步可得频率为 $6kf_i$ 的零序环流分量会流入 MMC 直流侧，频率为 $(6k \pm 1)f_i$ 的正、负序输出分量会流入 MMC 交流侧，频率为 $(6k \pm 2)f_i$ 的正、负序环流分量仅会在 MMC 内部循环，而频率为 $(6k \pm 3)f_i$ 的零序输出分量则没有通路。

2) 通过傅里叶变换和欧拉公式可以实现时域变量的定常化处理从而将其转换至频域下，提出了一种 MMC 稳态频域模型建模方法，有效地利用托普利兹矩阵避免了向量间的卷积运算从而实现模型简化，仿真结果验证了所提稳态频域模型的准确性。

第 3 章 基于完整控制结构的 MMC-HVDC 阻抗建模

3.1 MMC-HVDC 主电路小信号建模

在前述建立的 MMC 稳态频域模型的基础上，本节采用多谐波线性化的方法将 MMC 稳态频域模型进一步线性化，从而得到 MMC 频域小信号模型，并分析 MMC 系统在端口处注入电压扰动信号的谐波分布规律，建立了 MMC 主电路频域小信号模型。

3.1.1 MMC-HVDC 注入扰动后内部谐波分析

本小节基于谐波线性化原理，分析 MMC 在注入电压扰动信号后的内部谐波成分及其分布规律。

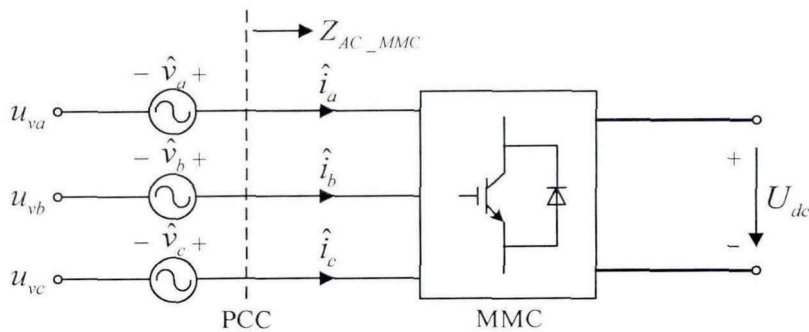


图 3-1 MMC 谐波线性化原理示意图

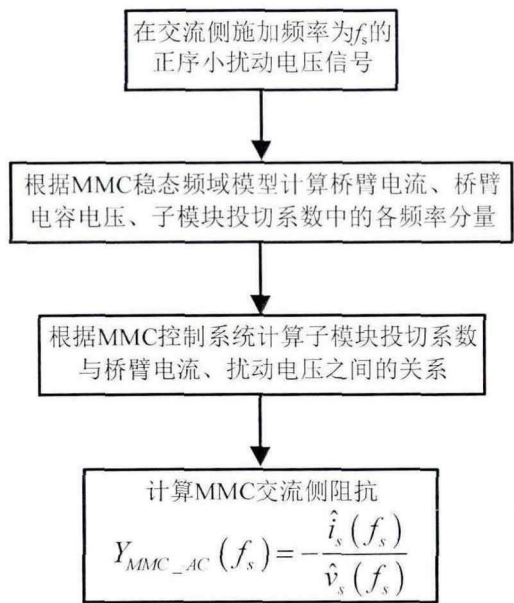


图 3-2 MMC 阻抗计算流程图

对于 MMC 采用谐波线性化法来实现阻抗建模，以交流侧阻抗建模为例，其对应原理图如图 3-1 所示，假设在 PCC 点处注入频率为 f_s 的正序电压小扰动信号 $\hat{v}_s$ ，提取得到同频率的电流响应信号 $\hat{i}_s$ ，通过相同频率之间电压扰动信号与电流响应信号之比从而得到 MMC 的交流侧阻抗特性，MMC 阻抗计算流程图如图 3-2 所示。

在 PCC 点注入电压小扰动信号以后，由于控制环节作用，子模块投切系数 s_u 将先产生频率为 f_s 的扰动响应量，根据式(2-5)可得，在包含子模块投切系数的两个乘积项作用下，扰动响应与桥臂电流 i_u 、桥臂等效电容电压 v_u 中的 $\pm kf_1$ 次稳态谐波分量相互耦合，产生频率为 $f_s \pm kf_1$ 的扰动量，并且这些扰动量又通过控制环节反馈回去，使得子模块投切系数 s_u 中也产生频率为 $f_s \pm kf_1$ 的扰动量。同时，这些小信号响应之间还会相互耦合产生频率为 $mf_s \pm kf_1$ 的高阶小信号谐波扰动量，但由于幅值过小可以忽略不计。

因此，加入扰动电压信号 $\hat{v}_s$ 后，桥臂电流 i_u 、桥臂等效电容电压 v_u 、子模块投切系数 s_u 各行对应的频率由稳态时的 $\pm kf_1$ 变为 $f_s \pm kf_1$ ，重新表示为：

$$\begin{aligned}\hat{i}_u &= [\hat{I}_n e^{-j\hat{\alpha}_{s-n}} \dots \hat{I}_1 e^{-j\hat{\alpha}_{s-1}} \hat{I}_s e^{j\hat{\alpha}_s} \hat{I}_1 e^{j\hat{\alpha}_{s+1}} \dots \hat{I}_n e^{j\hat{\alpha}_{s+n}}]^T \\ \hat{v}_u &= [\hat{V}_n e^{-j\hat{\beta}_{s-n}} \dots \hat{V}_1 e^{-j\hat{\beta}_{s-1}} \hat{V}_s e^{j\hat{\beta}_s} \hat{V}_1 e^{j\hat{\beta}_{s+1}} \dots \hat{V}_n e^{j\hat{\beta}_{s+n}}]^T \\ \hat{s}_u &= [\hat{S}_n e^{-j\hat{\gamma}_{s-n}} \dots \hat{S}_1 e^{-j\hat{\gamma}_{s-1}} \hat{S}_0 e^{j\hat{\gamma}_s} \hat{S}_1 e^{j\hat{\gamma}_{s+1}} \dots \hat{S}_n e^{j\hat{\gamma}_{s+n}}]^T\end{aligned}\quad (3-1)$$

式中，“^”表示其为小信号变量，下标 s 对应频率 f_s ，下标 $s-n$ 对应频率 $f_s - f_n$ ，下标 $s+n$ 对应频率 $f_s + f_n$ ， V_s 为电压扰动信号幅值。

表 3-1 注入扰动信号后 MMC 内部谐波分布规律

相序分类	谐波频率
正序	$f_s + 3kf_1$
负序	$f_s + (3k+1)f_1$
零序	$f_s + (3k-1)f_1$

注： $k=0, 1, 2, \dots$

(a) 相序规律

相位分类	谐波频率
同相	$f_s + (2k+1)f_1$
反相	$f_s + 2kf_1$

注： $k=0, 1, 2, \dots$

(b) 相位规律

由于电压扰动信号 $\hat{v}_s$ 的注入，桥臂内部各谐波分量的相序和相位分布规律也将发生相应变化，将在稳态基础上发生偏移，其分布规律如表 3-1 所示。

为了后续控制系统小信号建模的需要，方便表示和简化后续建模函数，根据注入扰动信号后桥臂内部各谐波分量的分布规律，需要定义下列描述相序分类和相位分类的函数：

$$A_k = \begin{cases} 1 & k \in \text{偶数} \\ 0 & k \in \text{奇数} \end{cases}, B_k = \begin{cases} 1 & k = 3i \\ -1 & k = 3i+1, i \in Z \\ 0 & k = 3i-1 \end{cases}, \begin{cases} \overline{A_k} = 1 - A_k \\ \overline{B_k} = 1 - |B_k| \end{cases} \quad (3-2)$$

式中， $A_k=1$ 表示该谐波分量为输出分量， $A_k=0$ 表示其为环流分量， $B_k=1$ 表示其为正序分量， $B_k=-1$ 表示其为负序分量， $B_k=0$ 表示其为零序分量。

3.1.2 MMC-HVDC 主电路频域小信号模型

本小节考虑 MMC 内部谐波分布规律，基于谐波线性化原理建立了 MMC 主电路频域小信号模型。

注入扰动后，由于谐波特性的改变，前述所定义的桥臂电抗与等效电阻的导纳矩阵 Y_L 和桥臂等效电容的阻抗矩阵 Z_C 内部各元素也将发生频率偏移，频率偏移量为 f_s ，将其重新表示为 Y_{Ls} 和 Z_{Cs} ，阶数为 n 阶，如式(3-3)所示：

$$\begin{cases} Y_{Ls} = \text{diag}\{1/Z_{Ls,n}\} \\ Z_{Cs} = \text{diag}\{1/Y_{Cs,n}\} \end{cases} \quad (3-3)$$

式中 $Z_{Ls,n}$ ——桥臂电抗与等效电阻的 n 阶谐波分量， $Z_{Ls,n} = R_0 + j2\pi(f_s + nf_i)L_0$ ；

$Y_{Cs,n}$ ——桥臂等效电容的 n 阶谐波分量， $Y_{Cs,n} = j2\pi(f_s + nf_i)C_0$ 。

采用上一小节中式(3-1)所定义的小信号变量来代替频域稳态变量，将式(2-15)的 MMC 稳态频域模型在稳态工作点处线性化，即可得到 MMC 主电路频域小信号模型，如式(3-4)所示：

$$\begin{cases} \hat{i}_u = -Y_{Ls}(\hat{v}_s + V_u \hat{s}_u + S_u \hat{v}_u) \\ \hat{v}_u = Z_{Cs}(I_u \hat{s}_u + S_u \hat{i}_u) \end{cases} \quad (3-4)$$

式中 V_u ——桥臂等效电容电压 v_u 所对应的托普利兹矩阵；

I_u ——桥臂电流 i_u 所对应的托普利兹矩阵。

由于电压扰动信号注入于 MMC 交流侧端口处，因此 MMC 稳态频域模型中的直流电压项在频域小信号模型中被消去。联立式(3-4)所示 MMC 频域小信号模型中的两式，可得：

$$(E + Y_{Ls} S_u Z_{Cs} S_u) \hat{i}_u = -Y_{Ls} [\hat{v}_s + (V_u + S_u Z_{Cs} I_u) \hat{s}_u] \quad (3-5)$$

由式(3-5)可得，如果想要得到 MMC 交流侧阻抗特性，则需求解电压扰动信号 $\hat{v}_s$ 与桥臂电流小信号变量 $\hat{i}_u$ 之间的关系，而上式中仍存在未知项子模块投切系数小信号变量 $\hat{s}_u$ ，为了求得子模块投切系数小信号变量 $\hat{s}_u$ ，则需要对 MMC 控制系统进行小信号建模。

3.2 MMC-HVDC 控制系统小信号建模

子模块投切系数小信号变量 $\hat{s}_u$ 与 MMC 控制系统结构相关，可以根据 MMC 控制系统各部分依次进行建模，然后叠加来得到子模块投切系数小信号变量 $\hat{s}_u$ 。图 3-2 所示为 MMC 控制系统框图。

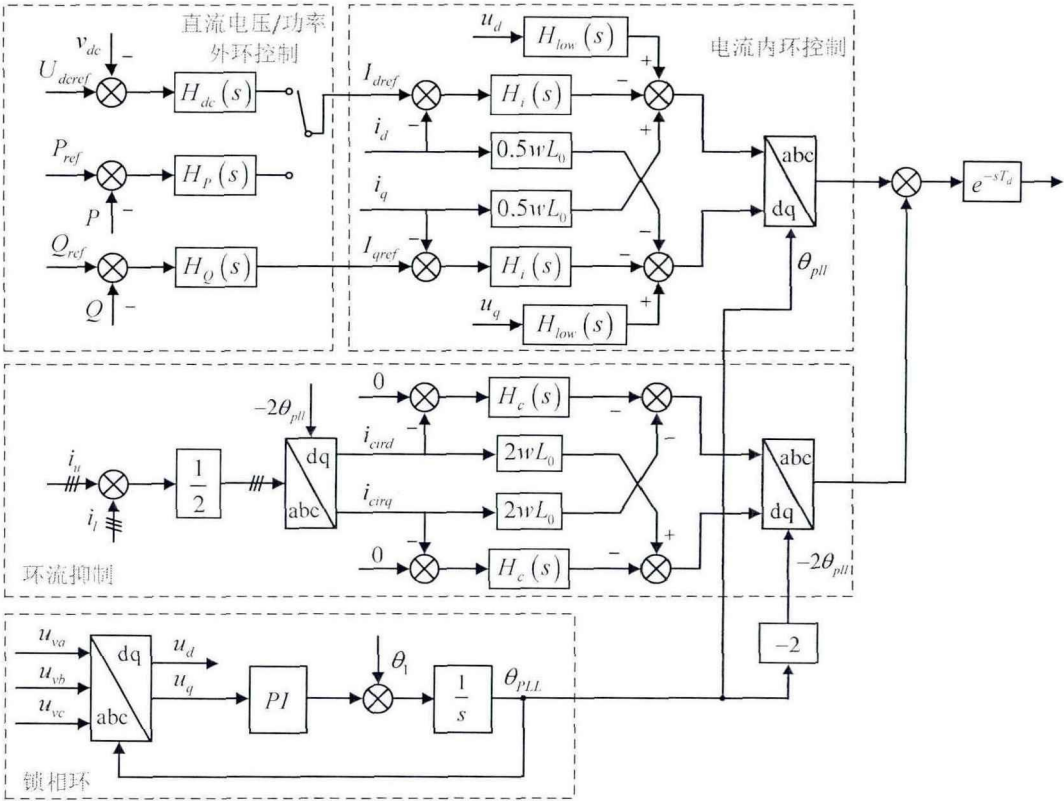


图 3-3 MMC 系统控制框图

由图 3-3 可得，MMC 控制系统主要由电流内环控制环节、环流抑制环节、直流电压/功率外环控制环节和锁相环四部分组成，所以子模块投切系数频域小信号变量 $\hat{s}_u$ 也主要由四部分组成，而且根据 MMC 采用控制方式的不同，当 MMC 分别采用定直流电压控制与定无功功率控制、定有功功率和定无功功率控制时，对应的子模块投切系数频域小信号变量 $\hat{s}_u$ 的构成部分也会存在差异，如式(3-6)所示：

$$\hat{s}_u = \begin{cases} \left(G_i \hat{i}_u + G_{cir} \hat{i}_u + G_{Vdc} \hat{v}_{dc} + G_{OQ} \hat{Q} + G_{pll} \hat{v}_s + G_{vf} \hat{v}_s \right) e^{-sT_d}, & \text{①} \\ \left(G_i \hat{i}_u + G_{cir} \hat{i}_u + G_{OP} \hat{P} + G_{OQ} \hat{Q} + G_{pll} \hat{v}_s + G_{vf} \hat{v}_s \right) e^{-sT_d}, & \text{②} \end{cases} \quad (3-6)$$

式中 ① ——MMC 采用定直流电压与定无功功率控制；

② ——MMC 采用定有功功率与定无功功率控制；

G_i ——电流控制内环对桥臂电流扰动信号 $\hat{i}_u$ 的系数矩阵；

G_{cir} ——环流抑制环节对桥臂电流扰动信号 $\hat{i}_u$ 的系数矩阵；

G_{Vdc} ——直流电压外环对直流电压扰动信号 $\hat{v}_{dc}$ 的系数矩阵；

G_{OP} ——有功功率外环对有功功率扰动信号 $\hat{P}$ 的系数矩阵；

G_{OQ} ——无功功率外环对无功功率扰动信号 $\hat{Q}$ 的系数矩阵；

G_{pll} ——锁相环对注入电压扰动信号 $\hat{v}_s$ 的系数矩阵；

G_{vf} ——电压前馈环节对注入电压扰动信号 $\hat{v}_s$ 的系数矩阵；

T_d ——控制系统链路延时。

本节所建立的 MMC-HVDC 控制系统小信号模型，考虑 MMC 的电流控制内环、直流电压控制外环、有功功率控制外环、无功功率控制外环、环流抑制环节和锁相环等完整控制结构及控制链路延时，根据各谐波分量的通路分别建立各控制环节的小信号模型，以保证最后所得 MMC 阻抗模型具有足够的精确度。

3.2.1 静止坐标系与同步旋转坐标系间的频率偏移

MMC 的控制系统基于 dq 轴同步旋转坐标系，与主电路各电气量所采用的 abc 静止坐标系存在频率偏移问题，这会给后续的系统建模带来困难，本小节根据 MMC 内部各谐波分量相序不同，分析其在静止坐标系与同步旋转坐标系之间的频率偏移。

MMC 控制系统所采用的 dq 轴同步旋转坐标系由锁相环确定，假设锁相环的动态性能理想，能够实时准确捕捉 PCC 点处电压相位，即所给定的锁相角 θ_{pll} 是理想的且 $\theta_{pll}=2\pi f_1 t$ ，则 dq 轴同步旋转坐标系下的电气量 x_{dq} 可以由 abc 静止坐标系下的电气量 x_{abc} 经过 Park 变换得到，Park 变换的表达式如式(3-7)所示：

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{pll} & \cos \left(\theta_{pll} - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_{pll} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_{pll} & -\sin \left(\theta_{pll} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_{pll} + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

根据 Park 变换，abc 静止坐标系与 dq 轴同步旋转坐标系之间的频率相差基频 f_1 ，而静止坐标系下各谐波分量相序存在差异，正序分量和负序分量对应的空间旋转矢量具有相反的旋转方向，而 dq 轴同步旋转坐标系的旋转方向始终保持

不变, Park 变换对不同相序的谐波分量所造成的影响也有所不同。因此, 根据旋转方向可得: Park 变换会使得静止坐标系下频率为 f_s+kf_1 的正序谐波分量频率减小基频 f_1 变为 $f_s+(k-1)f_1$, 反之频率为 f_s+kf_1 的负序谐波分量频率则会增加基频 f_1 变为 $f_s+(k+1)f_1$, 对于频率为 f_s+kf_1 的零序谐波分量不产生影响。

同理, 控制系统中环流抑制环节采用的是负序二倍频变换, 所采用的变换角由 Park 变换的 θ_{pll} 改为 $-2\theta_{pll}$, 其对应的变换表达式如式(3-8)所示:

$$\begin{bmatrix} x_{2d} \\ x_{2q} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{pll} & \cos\left(-2\theta_{pll} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-2\theta_{pll} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin 2\theta_{pll} & -\sin\left(2\theta_{pll} + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(2\theta_{pll} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

与 Park 变换相比, 负序二倍频变换具有完全相反的旋转方向, 因此, 根据旋转方向可得: 负序二倍频变换会使得静止坐标系下频率为 f_s+kf_1 的正序谐波分量频率增加 $2f_1$ 变为 $f_s+(k+2)f_1$, 反之频率为 f_s+kf_1 的负序谐波分量频率则会减小 $2f_1$ 变为 $f_s+(k-2)f_1$, 对于频率为 f_s+kf_1 的零序谐波分量不产生影响。

3.2.2 电流内环控制建模

电流内环控制框图如图 3-4 所示, 由于 MMC 交流侧输出电流为上下桥臂电流之差, MMC 内部环流分量只在 A、B、C 三相桥臂之间流动, 无法流至 MMC 外部的交流系统, 电流内环控制对环流分量不起作用, 因此只需要考虑桥臂电流 $\hat{i}_u$ 中的正序输出分量或负序输出分量, 对于 $\hat{i}_u$ 中对应频率为零序分量或环流分量的元素需要置零。而且, 由于只考虑桥臂电流对子模块投切系数的影响, dq 轴电流参考值来源于外环控制环节, 当只考虑电流内环控制所产生的影响时, 可以假设其扰动值为零。

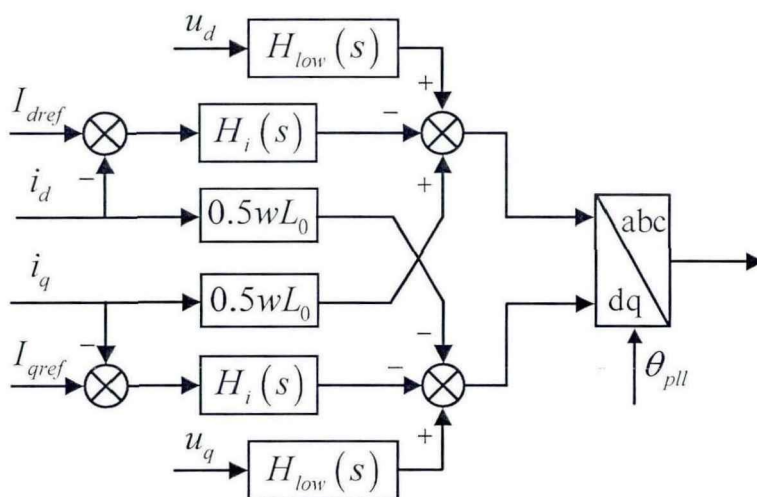


图 3-4 MMC 电流内环控制框图

根据电流内环的控制框图和上述分析， $\mathbf{G}_i$ 可以表示为：

$$\begin{cases} \mathbf{G}_i = -\text{diag} \left\{ |A_k B_k| \left[H_i (2\pi (f_s + kf_1 - B_k f_1)) - jB_k \pi f_1 L_0 \right] \right\} \\ H_i(s) = K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s} \end{cases} \quad (3-9)$$

式中 K_{ip} —— 电流控制内环比例控制器增益；

K_{ii} —— 电流控制内环积分控制器增益。

同理，根据电压前馈环节中电压扰动分量的通路， $\mathbf{G}_v$ 可以表示为：

$$\begin{cases} \mathbf{G}_v = \text{diag} \left\{ |A_k B_k| H_{low} (2\pi (f_s + kf_1 - B_k f_1)) \right\} \\ H_{low}(s) = \frac{K_{low} w_c}{s + w_c} \end{cases} \quad (3-10)$$

式中 w_c —— 低通滤波器截止频率；

K_{low} —— 低通滤波器通带增益。

3.2.3 环流抑制环节控制建模

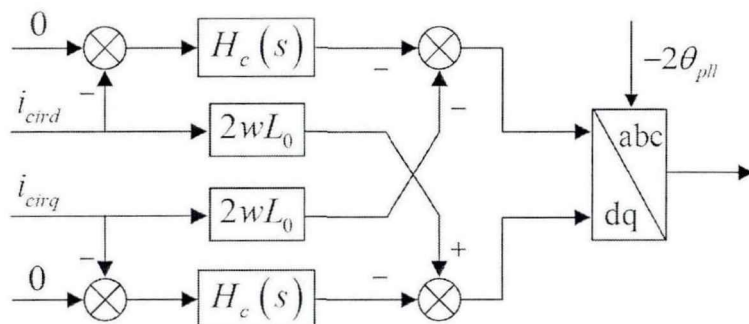


图 3-5 MMC 环流抑制环节控制框图

环流抑制环节控制框图如图 3-5 所示，环流抑制环节的控制目标是消除桥臂电流中的二倍频环流分量，环流抑制环节对桥臂电流 $\hat{i}_u$ 中的输出分量不起作用，因此只需要考虑桥臂电流 $\hat{i}_u$ 中的正序环流分量或负序环流分量，对于 $\hat{i}_u$ 中对应频率为零序分量或输出分量的元素需要置零。一般情况下，为了消除桥臂电流中的环流分量，环流抑制环节的 dq 轴参考值通常设为 0，对后续通路不产生影响。

根据环流抑制环节的控制框图和上述分析， $\mathbf{G}_{cir}$ 可以表示为：

$$\begin{cases} \mathbf{G}_{cir} = \text{diag} \left\{ \overline{A_k B_k} \left[H_c (2\pi (f_s + kf_1 + 2B_k f_1)) + jB_k 4\pi f_1 L_0 \right] \right\} \\ H_c(s) = K_{cirp} + \frac{K_{ciri}}{s} \end{cases} \quad (3-11)$$

式中 K_{cirp} —— 环流抑制环节比例控制器增益；

K_{ciri} —— 环流抑制环节积分控制器增益。

3.2.4 直流电压外环控制建模

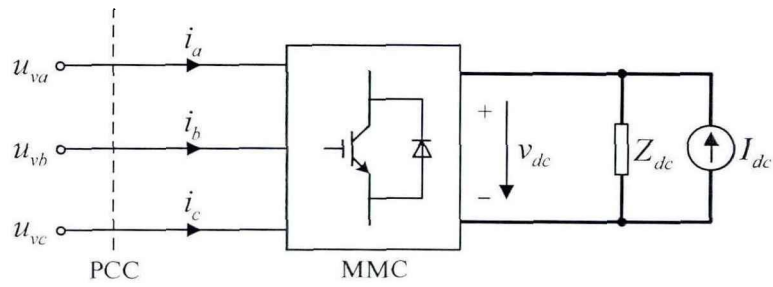


图 3-6 MMC 直流侧等效电路图

当 MMC 外环控制采用直流电压控制，MMC 的直流侧等效电路可以采用诺顿形式的电流源等效电路来表示，用来模拟对端 MMC 换流站向本端传输能量，如图 3-6 所示。

需要注意 MMC 在运行时， $\hat{i}_u$ 中只有零序环流分量会流经直流侧等效阻抗从而产生直流电压，且幅值为三倍的零序环流分量，则直流电压扰动量 $\hat{v}_{dc}$ 可以表示为：

$$\begin{cases} \hat{v}_{dc} = -3Z_{dcs}\hat{i}_u \\ Z_{dcs} = \overline{A_k B_k} \text{diag}\{Z_{dc}(f_s + kf_1)\} \end{cases} \quad (3-12)$$

式中， Z_{dcs} 表示注入电压扰动后不同频率下对应的 MMC 直流侧等效阻抗。

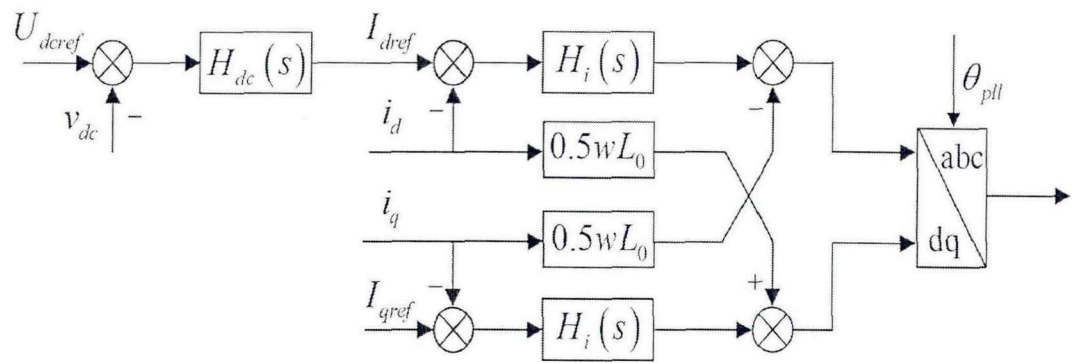


图 3-7 MMC 直流电压外环控制框图

MMC 的直流电压外环控制框图如图 3-7 所示，由图可得直流电压外环控制只作用于 d 轴，因此 dq 轴控制是不对称的，相较于对称的电流内环控制和环流抑制环节相比，其输入输出关系要更为复杂。

为了分析不对称外环控制所产生的影响，可先仅考虑直流电压外环控制的影响，假设直流电压扰动量中存在一个频率为 f_s 的扰动信号，分析其对子模块投切

信号所产生的影响，根据 Park 反变换可得：

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos w_1 t & -\sin w_1 t \\ \cos\left(w_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(w_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(w_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_d \cos(w_s t) \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_d \cos[(w_s - w_1)t] + s_d \cos[(w_s + w_1)t] \\ s_d \cos\left[(w_s - w_1)t + \frac{2\pi}{3}\right] + s_d \cos\left[(w_s + w_1)t - \frac{2\pi}{3}\right] \\ s_d \cos\left[(w_s - w_1)t - \frac{2\pi}{3}\right] + s_d \cos\left[(w_s + w_1)t + \frac{2\pi}{3}\right] \end{bmatrix} \quad (3-13)
 \end{aligned}$$

经 Park 变换之后频率为 f_s 的 d 轴扰动信号变换产生两个新的扰动信号，频率分别对应 $f_s - f_1$ 和 $f_s + f_1$ ，频率相差两倍基频 f_1 ，幅值变为原来的一半。而由控制框图可得，直流电压扰动量要分别经过直流电压外环与电流内环两个部分，因此 G_{Vdc} 可以表示为：

$$\begin{cases} G_{Vdc} = G_{dc} G_{ir} \\ G_{ir} = \text{diag} \left\{ \overline{A_k} \overline{B_k} H_i (2\pi(f_s + kf_1)) \right\} \\ G_{dc} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & H_{dc}(2\pi(f_s - f_1)) & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & H_{dc}(2\pi(f_s - f_1)) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \\ H_{dc}(s) = K_{dep} + \frac{K_{dci}}{s} \end{cases} \quad (3-14)$$

式中 G_{dc} —— 直流电压控制外环对直流电压扰动信号 $\hat{v}_{dc}$ 的控制增益；

G_{ir} —— 电流控制内环对电流内环 d 轴参考值的控制增益；

K_{dep} —— 直流电压控制外环比例控制器增益；

K_{dci} —— 直流电压控制外环积分控制器增益。

需要注意 $\mathbf{G}_{ir}$ 与 $\mathbf{G}_i$ 的区别, $\mathbf{G}_{ir}$ 只对零序环流分量起作用, 因此 $\mathbf{G}_{ir}$ 中只有零序环流分量, 而且 $\hat{\mathbf{v}}_{dc}$ 中的扰动信号不会经过解耦项, 同理 $\mathbf{G}_{dc}$ 中只有频率对应零序环流分量, 即频率为 $f_s + (6k-1)f_1$ 的谐波分量的列中存在非零元素, 分布在对角线元素的上下两侧, 而且该元素对应频率为零序环流分量。

3.2.5 功率外环控制建模

在 MMC 功率外环控制中, 其瞬时有功功率和无功功率与 PCC 点处电压和电流有关, 计算公式如下所示:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(u_{vd}i_d + u_{vq}i_q) \\ Q = \frac{3}{2}(u_{vq}i_d - u_{vd}i_q) \end{cases} \quad (3-15)$$

一般情况下, 锁相环按照 d 轴进行定相, 假设锁相环动态性能理想, 即可以认为稳态时有 $U_{vq}=0$, 则 PCC 点处注入扰动信号后, 有功功率扰动量和无功功率扰动量可以由式(3-15)在稳态工作点处线性化得到, 表示为:

$$\begin{cases} \hat{P} = \frac{3}{2}(U_{vd}\hat{i}_d + I_d\hat{u}_{vd} + I_q\hat{u}_{vq}) \\ \hat{Q} = \frac{3}{2}(I_d\hat{u}_{vq} - I_q\hat{u}_{vd} - U_{vd}\hat{i}_q) \end{cases} \quad (3-16)$$

式中 U_{vd} —— PCC 点电压稳态幅值, $U_{vd}=U_v$;

I_d —— PCC 点电流 d 轴稳态分量;

I_q —— PCC 点电流 q 轴稳态分量。

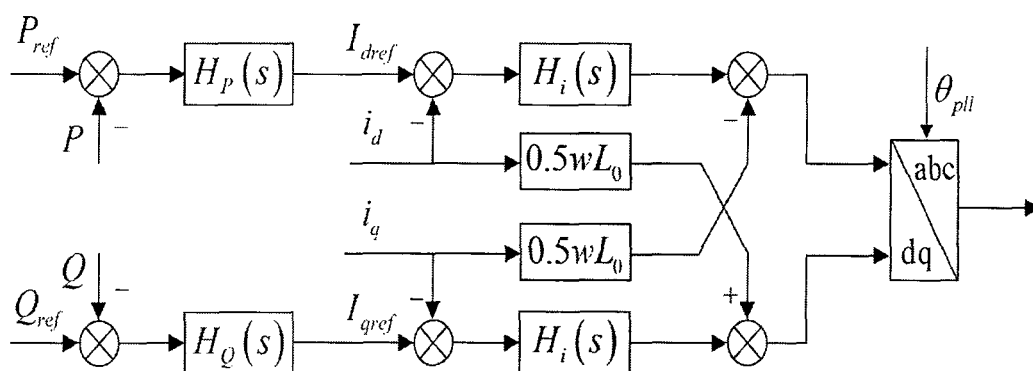


图 3-8 MMC 功率外环控制框图

将有功功率扰动量和无功功率扰动量分别转换至频域下, 其表达式为:

$$\begin{cases} \hat{P} = V_p\hat{i}_u + I_p\hat{v}_s \\ \hat{Q} = V_q\hat{i}_u + I_q\hat{v}_s \end{cases} \quad (3-17)$$

式中, V_P 、 V_Q 、 I_P 和 I_Q 的具体表达式如下所示:

$$\begin{aligned}
 V_P = 3 \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & U_v & 0 & U_v & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, V_Q = 3 \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & -jU_v & 0 & jU_v & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \\
 I_P = 6 \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & I_{u,1} & 0 & I_{u,-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, I_Q = 6 \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & jI_{u,1} & 0 & -jI_{u,-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

由于 PCC 点处电压和电流中只含有正负序输出分量, 而正负序输出分量分布于零序环流分量的两侧, 因此 V_P 、 V_Q 、 I_P 和 I_Q 中只有频率对应零序环流分量, 即频率为 $f_s + (6k-1)f_1$ 的谐波分量的对角线元素的左右两侧存在非零元素, 因此有功功率扰动量 $\hat{P}$ 和无功功率扰动量 $\hat{Q}$ 中只有零序环流分量。

MMC 功率外环控制框图如图 3-8 所示, 当仅考虑有功功率控制或无功功率控制时, 其对应的控制结构也是不对称的, 功率外环控制的建模推导过程与前述直流电压外环控制的推导类似, 但需要注意仅考虑 q 轴单独作用与仅考虑 d 轴单独作用的差异, 假设 q 轴中存在一个频率为 f_s 的扰动信号, 根据 Park 反变换可得:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} &= T_{dq/abc} \begin{bmatrix} 0 \\ s_q \sin(w_s t) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_d \cos[(w_s - w_1)t] - s_d \cos[(w_s + w_1)t] \\ s_d \cos[(w_s - w_1)t + \frac{2\pi}{3}] - s_d \cos[(w_s + w_1)t - \frac{2\pi}{3}] \\ s_d \cos[(w_s - w_1)t - \frac{2\pi}{3}] - s_d \cos[(w_s + w_1)t + \frac{2\pi}{3}] \end{bmatrix} \quad (3-18)
 \end{aligned}$$

当仅考虑有功功率外环控制时, 根据功率外环控制框图, G_{OP} 可以表示为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{G}_{OP} = \mathbf{G}_P \mathbf{G}_{ir} \\ \mathbf{G}_P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & H_p(2\pi(f_s - f_1)) & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & H_p(2\pi(f_s - f_1)) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \\ H_p(s) = K_{pp} + \frac{K_{pi}}{s} \end{array} \right. \quad (3-19)$$

式中 $\mathbf{G}_P$ —— 有功功率控制外环对有功功率扰动信号 $\hat{\mathbf{P}}$ 的控制增益；

K_{pp} —— 有功功率控制外环比例控制器增益；

K_{pi} —— 有功功率控制外环积分控制器增益。

同理，当仅考虑无功功率外环控制时， $\mathbf{G}_{OQ}$ 可以表示为：

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{G}_{OQ} = \mathbf{G}_Q \mathbf{G}_{ir} \\ \mathbf{G}_Q = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & jH_Q(2\pi(f_s - f_1)) & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & -jH_Q(2\pi(f_s - f_1)) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \\ H_Q(s) = K_{qp} + \frac{K_{qi}}{s} \end{array} \right. \quad (3-20)$$

式中 $\mathbf{G}_Q$ —— 无功功率控制外环对无功功率扰动信号 $\hat{\mathbf{Q}}$ 的控制增益；

K_{qp} —— 无功功率控制外环比例控制器增益；

K_{qi} —— 无功功率控制外环积分控制器增益。

需要注意的是， $\mathbf{G}_P$ 和 $\mathbf{G}_Q$ 中只有频率对应零序环流分量，即频率为 $f_s + (6k-1)f_1$ 的谐波分量的列中存在非零元素，而且分布在对角线元素的上下两侧。

3.2.6 锁相环建模

上述各部分控制系统的建模都是基于锁相环锁相性能理想且其输入电压无误差，即 $\theta_{pll} = 2\pi f_1 t$ 的前提下进行的，但在实际运行中，锁相环会受 PCC 点处正

序电压扰动信号的影响，输出产生的相角会附带有额外的偏差相角 $\Delta\theta$ ，即 $\theta_{pll}=2\pi f_1 t+\Delta\theta$ ，因此需要在子模块投切系数频域小信号变量 $\hat{s}_u$ 中考虑此部分所产生的影响，从而进一步对锁相环进行小信号建模。考虑电压扰动对锁相环所产生的额外偏差相角 $\Delta\theta$ ，则考虑偏差相角的 Park 变换表达式可以改写成以下形式：

$$\begin{aligned}
 T_{abc/dq}(\theta_{pll}) &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{pll} & \cos\left(\theta_{pll}-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{pll}+\frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_{pll} & -\sin\left(\theta_{pll}-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{pll}+\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1+\Delta\theta) & \cos\left(\theta_1+\Delta\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_1+\Delta\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_1+\Delta\theta) & -\sin\left(\theta_1+\Delta\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_1+\Delta\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} T_{abc/dq}(\theta_1)
 \end{aligned} \tag{3-21}$$

式中， $\theta_1=2\pi f_1 t$ 。

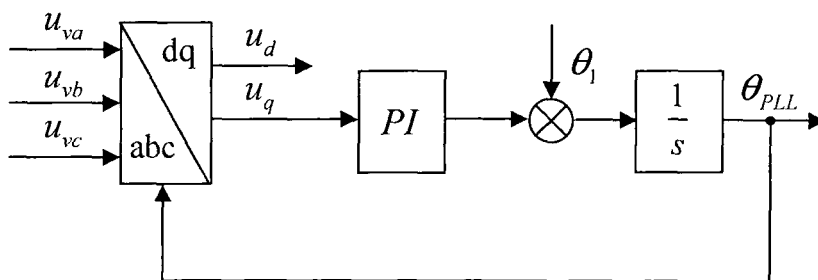


图 3-9 锁相环控制框图

以 PCC 点电压为例，PCC 点电压在注入电压扰动信号后改用相量形式可以表示为：

$$\mathbf{u}_v = U_v e^{j\omega_1 t} + V_s e^{j\omega_s t} \tag{3-22}$$

假设采用理想锁相环，即锁相环输出相角 $\theta_{pll}=2\pi f_1 t$ ，将 PCC 点电压转换至 dq 同步旋转坐标系下，表示为 $\mathbf{u}_v^{dq0}$ ，如式(3-23)所示：

$$\mathbf{u}_v^{dq0} = U_v + V_s e^{j(\omega_s - \omega_1)t} \tag{3-23}$$

而当采用实际锁相环时，即考虑 PCC 电压扰动信号的影响，锁相环输出相角 $\theta_{pll}=2\pi f_1 t+\Delta\theta$ ，将 PCC 点电压转换至 dq 同步旋转坐标系下，表示为 $\mathbf{u}_v^{dq1}$ ，如式(3-24)所示：

$$\mathbf{u}_v^{dq1} = U_v e^{-j\Delta\omega t} + V_s e^{j(\omega_s - \omega_1 - \Delta\omega)t} \tag{3-24}$$

当 $\Delta\theta$ 足够小可以忽略时, 有:

$$\mathbf{u}_v^{dq1} = \mathbf{u}_v^{dq0} + \Delta\mathbf{u}_v^{dq} = \mathbf{u}_v^{dq0} - jU_v\Delta\theta \quad (3-25)$$

根据上式可得, 当 PCC 点存在电压扰动信号时其电压转换至 dq 同步旋转坐标系下存在有偏差量 $\Delta\mathbf{u}_v^{dq}$, 而一般情况下锁相环按照 d 轴进行定相, 锁相环的控制部分只作用于 PCC 点电压 q 轴分量, 因此该偏差量只有 q 轴分量, 且主要受到稳态时基频电压幅值 U_v 和锁相环偏差相角 $\Delta\theta$ 的影响。

下面来推导锁相环偏差相角 $\Delta\theta$ 的具体表达式, 以便分析锁相环引入额外偏差量对于模块投切系数所带来的影响。取 $\mathbf{u}_v^{dq1}$ 的 q 轴分量 u_v^{q1} , 其表达式如式(3-26)所示:

$$u_v^{q1} = V_s \sin[(\omega_s - \omega_l)t] - U_v\Delta\theta \quad (3-26)$$

将 $\mathbf{u}_v^{dq1}$ 的 q 轴分量 u_v^{q1} 转换至频域下, 表示为 $\hat{u}_v^{q1}$, 其表达式如式(3-27)所示:

$$\hat{u}_v^{q1} = -U_v\Delta\theta - j\hat{v}_s \quad (3-27)$$

锁相环的控制框图如图 3-9 所示, 根据其控制结构可得:

$$\begin{cases} \Delta\theta = \hat{u}_v^{q1} H_{pll} (2\pi(f_s - f_l)) \\ H_{pll}(s) = \left(K_{pll p} + \frac{K_{pll i}}{s} \right) \frac{1}{s} \end{cases} \quad (3-28)$$

式中 H_{pll} —— 锁相环开环传递函数;

$K_{pll p}$ —— 锁相环比例控制器增益;

$K_{pll i}$ —— 锁相环积分控制器增益。

联立式(3-27)和式(3-28), 整理后进一步可得:

$$\Delta\theta = F_{pll,-1} \hat{v}_s = \frac{-jH_{pll} (2\pi(f_s - f_l))}{1 + U_v H_{pll} (2\pi(f_s - f_l))} \hat{v}_s \quad (3-29)$$

式中, F_{pll} 为锁相环闭环传递函数。

在电流控制内环中, PCC 点电流基频量受到频率为 $f_s - f_l$ 的锁相环偏差相角影响, 先在 Park 变换转换至 dq 同步坐标系的过程中会引入两个偏差量, 分别对应为频率为 f_s 的正序电流扰动分量和频率为 $f_s - 2f_l$ 的负序电流扰动分量, 然后经由电流控制内环作用于子模块投切系数 $\hat{s}_u$, 同时在后续 Park 反变换在生成子模块投切系数基频量的过程中, 同样会受到锁相环偏差相角的影响而引入两个偏差量, 分别对应频率为 f_s 的正序子模块投切系数扰动分量和频率为 $f_s - 2f_l$ 的负序子模块投切系数扰动分量。

将这两部分相叠加, 其中对应频率为 f_s 的正序扰动量记作 Δp_{lls} , 对应频率为 $f_s - 2f_l$ 的负序扰动量记作 Δp_{lls-2} , 具体表达式如式(3-30)所示:

$$\begin{cases} \Delta pll_s = j\Delta\theta [M_{u,1} - H_i(2\pi f_s)I_{u,1}] \\ \quad = jF_{pll,-1} [M_{u,1} - H_i(2\pi f_s)I_{u,1}] \hat{v}_s \\ \Delta pll_{s-2} = -j\Delta\theta [M_{u,-1} - H_i(2\pi(f_s - 2f_1))I_{u,-1}] \\ \quad = -jF_{pll,-1} [M_{u,-1} - H_i(2\pi(f_s - 2f_1))I_{u,-1}] \hat{v}_s \end{cases} \quad (3-30)$$

同理可得，在环流抑制环节中，PCC 点电流二倍频分量同样受到频率为 f_s 的锁相环偏差相角影响，但与电流内环控制的差别在于：在经过负序二倍频变换的过程中，桥臂环流分量（即二倍频分量）由于环流抑制策略的投入在稳态时被抑制到 0，因此不会对子模块投切系数产生影响，而在后续负序二倍频反变换生成子模块投切系数二倍频分量的过程中，则会引入频率为 $f_s - 3f_1$ 的正序子模块投切系数扰动分量与频率为 $f_s + f_1$ 的负序子模块投切系数扰动分量。将对应频率为 $f_s - 3f_1$ 的正序扰动量记作 Δpll_{s-3} ，对应频率为 $f_s + f_1$ 的负序扰动量记作 Δpll_{s+1} ，具体表达式如式(3-31)所示：

$$\begin{cases} \Delta pll_{s-3} = -j\Delta\theta M_{u,2} = -jF_{pll,-1} M_{u,2} \hat{v}_s \\ \Delta pll_{s+1} = j\Delta\theta M_{u,-2} = jF_{pll,-1} M_{u,-2} \hat{v}_s \end{cases} \quad (3-31)$$

而电压扰动信号 $\hat{v}_s$ 对应频率为 f_s ，因此锁相环对注入电压扰动信号 $\hat{v}_s$ 的系数矩阵 G_{pll} 中只有中间一列存在对应元素，其具体表达式如式(3-32)所示：

$$G_{pll} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & -jF_{pll,-1}M_{u,2} & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & -jF_{pll,-1}[M_{u,-1} - H_i(2\pi(f_s - 2f_1))I_{u,-1}] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & jF_{pll,-1}[M_{u,1} - H_i(2\pi f_s)I_{u,1}] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & jF_{pll,-1}M_{u,-2} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

3.3 MMC-HVDC 交流侧阻抗模型及仿真验证

本节结合前述所得 MMC-HVDC 主电路小信号模型及控制系统小信号模型，根据 MMC 所采用控制方式的不同进行分类来得到最终的 MMC 交流侧阻抗模

型，并在 PSCAD/EMTDC 平台中搭建时域仿真模型，通过仿真扫频的方式验证所建立 MMC 阻抗模型的准确性。

3.3.1 MMC-HVDC 交流侧阻抗模型

根据上述 MMC 控制系统各部分的建模过程，可以得到最后的子模块投切系数频域小信号变量 $\hat{s}_u$ ，根据 MMC 外环控制所采用控制方式的不同，对应的子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 也会不同，可以分为下列两类：

①当 MMC 采用直流电压控制+无功功率控制时，有：

$$\hat{s}_u = \left[\mathbf{G}_i \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{G}_{cir} \hat{\mathbf{i}}_u - 3\mathbf{G}_V \mathbf{Z}_{dcs} \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{G}_{OQ} \left(\mathbf{V}_Q \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{I}_Q \hat{\mathbf{v}}_s \right) + \mathbf{G}_{pll} \hat{\mathbf{v}}_s + \mathbf{G}_{vf} \hat{\mathbf{v}}_s \right] e^{-sT_d} \quad (3-33)$$

②当 MMC 采用有功功率控制+无功功率控制时，有：

$$\hat{s}_u = \left[\mathbf{G}_i \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{G}_{cir} \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{G}_{OP} \left(\mathbf{V}_P \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{I}_P \hat{\mathbf{v}}_s \right) + \mathbf{G}_{OQ} \left(\mathbf{V}_Q \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{I}_Q \hat{\mathbf{v}}_s \right) + \mathbf{G}_{pll} \hat{\mathbf{v}}_s + \mathbf{G}_{vf} \hat{\mathbf{v}}_s \right] e^{-sT_d} \quad (3-34)$$

从式(3-33)和式(3-34)可以发现，控制系统各部分对子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 产生的影响主要包含两部分，一部分与桥臂电流扰动量 $\hat{\mathbf{i}}_u$ 相关联，另一部分由 PCC 点注入电压扰动量 $\hat{\mathbf{v}}_s$ 相关联。为了简化表示，将与桥臂电流扰动量 $\hat{\mathbf{i}}_u$ 相关联的部分表示为 $\mathbf{M}_i$ ，将与 PCC 点注入电压扰动量 $\hat{\mathbf{v}}_s$ 相关联的部分表示为 $\mathbf{M}_v$ ，则子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 可以重新表示为：

$$\hat{s}_u = \left(\mathbf{M}_i \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{M}_v \hat{\mathbf{v}}_s \right) e^{-sT_d} \quad (3-35)$$

式中， $\mathbf{M}_i$ 和 $\mathbf{M}_v$ 的具体表达式如下：

$$\mathbf{M}_i = \begin{cases} \mathbf{G}_i + \mathbf{G}_{cir} - 3\mathbf{G}_V \mathbf{Z}_{dcs} + \mathbf{G}_{OQ} \mathbf{V}_Q, & \text{采用直流电压和无功功率控制} \\ \mathbf{G}_i + \mathbf{G}_{cir} + \mathbf{G}_{OP} \mathbf{V}_P + \mathbf{G}_{OQ} \mathbf{V}_Q, & \text{采用有功功率和无功功率控制} \end{cases}$$

$$\mathbf{M}_v = \begin{cases} \mathbf{G}_{pll} + \mathbf{G}_{vf} + \mathbf{G}_{OQ} \mathbf{I}_Q, & \text{采用直流电压和无功功率控制} \\ \mathbf{G}_{pll} + \mathbf{G}_{vf} + \mathbf{G}_{OP} \mathbf{I}_P + \mathbf{G}_{OQ} \mathbf{I}_Q, & \text{采用有功功率和无功功率控制} \end{cases}$$

将式(3-34)代入 MMC 主电路频域小信号模型中，联立后消除子模块投切系数 $\hat{s}_u$ ，可得阶数为 $2n+1$ 阶的 MMC 交流侧导纳矩阵 $\mathbf{Y}$ ，其表达式如式(3-36)所示：

$$\begin{cases} \mathbf{Y} = -\hat{\mathbf{i}}_u / \hat{\mathbf{v}}_s = \mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{Y}_{Ls} \mathbf{A}_v \\ \mathbf{A}_i = \mathbf{E} + \mathbf{Y}_{Ls} \mathbf{V}_u \mathbf{M}_i e^{-sT_d} + \mathbf{Y}_{Ls} \mathbf{S}_u \mathbf{Z}_{Cs} \left(\mathbf{S}_u + \mathbf{I}_u \mathbf{M}_i e^{-sT_d} \right) \\ \mathbf{A}_v = \mathbf{E} + \left(\mathbf{V}_u + \mathbf{S}_u \mathbf{Z}_{Cs} \mathbf{I}_u \right) \mathbf{M}_v e^{-sT_d} \end{cases} \quad (3-36)$$

式中， $\mathbf{E}$ 为 $2n+1$ 阶单位矩阵。

进一步，由 $2n+1$ 阶矩阵 $\mathbf{Y}$ 的中心元素可以得到 MMC 交流侧阻抗 $\mathbf{Z}_{MMC_AC}(s)$ 的公式如式(3-37)所示：

$$\mathbf{Z}_{MMC_AC}(s) = 1 / [2\mathbf{Y}(n+1, n+1)] \quad (3-37)$$

3.3.2 模型仿真验证

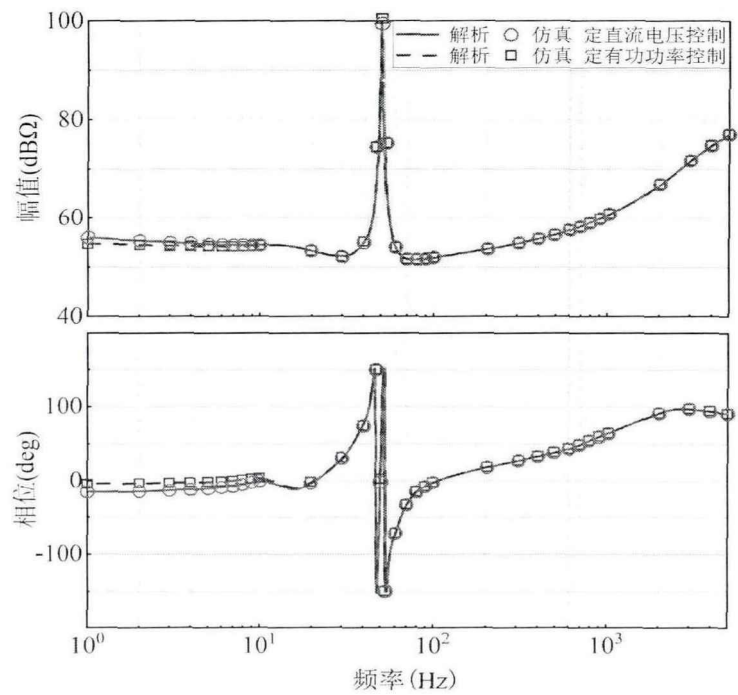


图 3-10 MMC 交流侧阻抗对比图

表 3-2 仿真系统参数

参数	数值
交流系统电压/kV	525
直流电压/kV	±420
额定交流频率/Hz	50
换流变压器变比	525: 437.23
额定容量/MVA	1250
桥臂子模块个数	400
桥臂电抗/H	0.14
桥臂等值电阻/Ω	4
子模块电容值/uF	8000
直流电压控制器 H_{dc}	5+25/s
有功功率控制器 H_P	0.02+20/s
无功功率控制器 H_Q	0.02+20/s
电流内环控制器 H_i	1+30/s
环流控制器 H_c	0.8+100/s
锁相环 H_{pll}	(50+100/s)/s

在 Matlab 中编程实现 MMC 交流侧阻抗模型, 同时在 PSCAD/EMTDC 平台中搭建 MMC-HVDC 时域仿真模型作为对比验证对象, 采用仿真扫频的方法来验证所提模型的正确性。

其中 MMC-HVDC 系统仿真模型参数如表 3-2 所示, PSCAD/EMTDC 中仿真步长为 $50\mu\text{s}$, 有功功率参考值设置为 1250MW, 无功功率参考值设置为 0。通过在 MMC 交流侧依次添加频率为 1-5000Hz 的小信号电压扰动信号, 测量该扰动产生的同频率的交流侧小信号电流响应, 从而计算得到 1-5000Hz 的 MMC 交流侧阻抗特性。

图 3-10 为 MMC 分别采用定直流电压和定无功功率和采用定有功功率和定无功功率的交流侧阻抗对比图, 其中当采用定直流电压控制和定无功功率控制时, 阻抗计算结果用红色实线表示, 仿真扫频结果用红色圆圈表示; 当采用定有功功率控制和定无功功率控制时, 阻抗计算结果用蓝色虚线表示, 仿真扫频结果用蓝色方块表示。从图 3-10 的结果来看, 所提出阻抗建模方法能够准确地计算 MMC 的交流侧阻抗, 扫频结果和解析计算结果几乎完全重合, 从而验证了所提出方法的正确性, 同时可以看出当 MMC 采用不同控制模式时, MMC 交流侧阻抗特性在低频段存在差异, 因此对 MMC 不同外环控制环节的建模是必要的, 忽略外环控制环节会影响稳定性分析的准确性。

3.4 本章小结

建立精确度足够高的 MMC-HVDC 阻抗模型可以帮助进一步分析 MMC 频域特性, 从而分析影响 MMC 稳定性的关键因素, 也是保证 MMC 及其互联系统稳定性分析准确性的必要条件。

本章通过对 MMC 主电路及控制系统分别进行小信号建模, 得到的 MMC 阻抗模型可以精确描述 MMC 频域特性, 主要结论如下:

1) 当 MMC 交流端口处注入扰动电压信号后, 内部谐波分布规律发生变化, 与稳态情况下相比偏移基频 f_1 , 本章充分考虑 MMC 注入扰动电压后内部谐波分布规律, 基于多谐波线性化原理将 MMC 稳态频域模型进一步线性化, 建立了 MMC-HVDC 主电路频域小信号模型。

2) 静止坐标系与 MMC 控制系统所采用的同步旋转坐标系在频域下存在频率偏移, Park 变换会使正序谐波分量频率减小基频 f_1 , 使负序谐波分量频率增加基频 f_1 , 对于零序谐波分量没有影响, 本章在此基础上根据各谐波分量的通路不同建立 MMC 控制系统小信号模型, 考虑 MMC 的电流控制内环、直流电压控制外环、有功功率控制外环、无功功率控制外环、环流抑制环节和锁相环等完整控制结构及控制链路延时, 以保证所得 MMC 阻抗模型具有足够高的精确度。

3) 结合 MMC-HVDC 主电路频域小信号模型和控制系统小信号模型，本章建立了考虑不同控制方式的 MMC-HVDC 交流侧阻抗模型，并进行了仿真扫频验证，证明所提出阻抗建模方法的有效性，而且证实当 MMC 采用不同外环控制方式时会对低频段阻抗特性产生影响。

第 4 章 MMC-HVDC 系统稳定性影响因素分析

4.1 控制环节对 MMC 阻抗特性的影响

从前述建模过程可得，MMC 阻抗特性与各控制环节息息相关，因此本节在前述 MMC-HVDC 交流侧阻抗模型的基础上，通过修改子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 来调整投入的 MMC 控制结构，从而进一步分析电流内环控制、环流抑制环节、直流电压外环控制、功率外环控制、锁相环对 MMC 阻抗特性的影响规律，从而为控制系统参数调整提供理论指导。

4.1.1 电流内环控制环节的影响

为验证电流内环控制对 MMC 交流侧阻抗特性的影响，MMC 控制系统仅采用电流内环控制，忽略其他控制结构所产生的影响，此时子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 可以改写为式(4-1)所示：

$$\hat{s}_u = G_i \hat{i}_u e^{-sT_d} \tag{4-1}$$

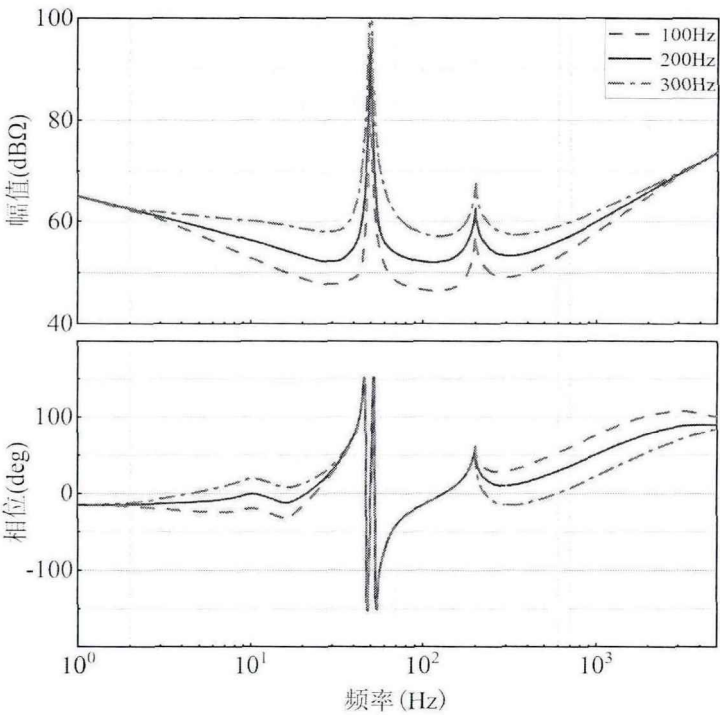


图 4-1 不同电流内环控制带宽时 MMC 交流侧阻抗

将式(4-1)代入 MMC 主电路频域小信号模型，则可以得到仅考虑电流内环控制的 MMC 交流侧阻抗模型 $Z_{MMC_AC}(s)$ 。MMC-HVDC 系统仿真模型参数同 3.3.2 节，分别设置电流内环控制带宽为 100Hz、200Hz 和 300Hz，解析计算的结果如

图 4-1 所示，控制带宽为 100Hz 时解析计算曲线用红色虚线来表示，控制带宽为 200Hz 时解析计算曲线用蓝色实线来表示，控制带宽为 300Hz 时解析计算曲线用绿色点划线来表示。

从图 4-1 可得，随着电流内环控制带宽的增大，除极低频段和极高频段以外频段的幅值都随之提高，在 50Hz 基频段相角保持一致，在 2-40Hz 低频段和 200-5000Hz 高频段相角会随电流内环控制带宽的增大而降低，当电流内环控制带宽过低时 MMC 有发生谐振失稳的危险，说明电流内环控制是 MMC 阻抗特性最重要的影响因素之一。

4.1.2 环流抑制环节的影响

为验证环流抑制对 MMC 交流侧阻抗特性的影响，MMC 控制系统采用电流内环控制和环流抑制，忽略其他控制结构所产生的影响，此时子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 可以改写为式(4-2)所示：

$$\hat{s}_u = (G_i + G_{cir}) \hat{i}_u e^{-sT_d} \quad (4-2)$$

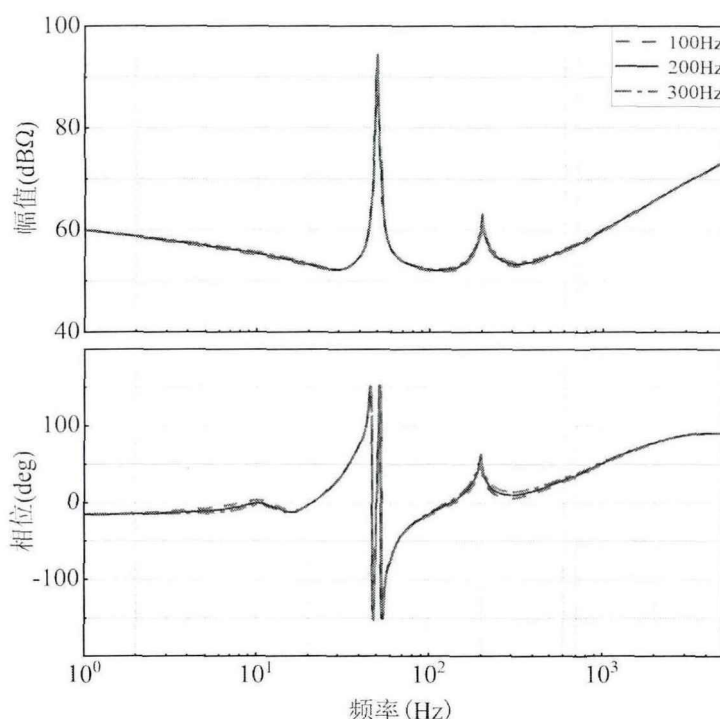


图 4-2 不同环流抑制控制带宽时 MMC 交流侧阻抗

将式(4-2)代入 MMC 主电路频域小信号模型，则可以得到考虑环流抑制的 MMC 交流侧阻抗模型 $Z_{MMC_AC}(s)$ 。MMC-HVDC 系统仿真模型参数同 3.3.2 节，分别设置环流抑制环节控制带宽为 100Hz、200Hz 和 300Hz，解析计算的结果如图 4-2 所示，控制带宽为 100Hz 时解析计算曲线用红色虚线来表示，控制带宽为

200Hz 时解析计算曲线用蓝色实线来表示, 控制带宽为 300Hz 时解析计算曲线用绿色点划线来表示。

从图 4-2 可得, 随着环流抑制控制带宽的改变, MMC 交流侧阻抗特性仅在除基频外的两个谐振峰出存在轻微差异, 几乎可以忽略不计, 因此可以说明环流抑制环节对 MMC 阻抗特性的影响很小。

4.1.3 外环控制环节的影响

为验证外环控制环节对 MMC 交流侧阻抗特性的影响, MMC 外环控制分别仅保留直流电压控制、有功功率控制和无功功率控制, 此时子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 可以改写为式(4-3)所示:

$$\hat{s}_u = \begin{cases} (G_i + G_{cir} - 3G_V Z_{dcs}) \hat{i}_u e^{-sT_d}, & \text{采用直流电压控制} \\ \left[(G_i + G_{cir} + G_{OP} V_p) \hat{i}_u + G_{OP} I_p \hat{v}_s \right] e^{-sT_d}, & \text{采用有功功率控制} \\ \left[(G_i + G_{cir} + G_{OQ} V_Q) \hat{i}_u + G_{OQ} I_Q \hat{v}_s \right] e^{-sT_d}, & \text{采用无功功率控制} \end{cases} \quad (4-3)$$

将式(4-3)代入 MMC 主电路频域小信号模型, 则可以分别得到仅考虑直流电压外环控制、有功功率控制和无功功率控制的 MMC 交流侧阻抗模型 $Z_{MMC_AC}(s)$, MMC-HVDC 系统仿真模型参数同 3.3.2 节。

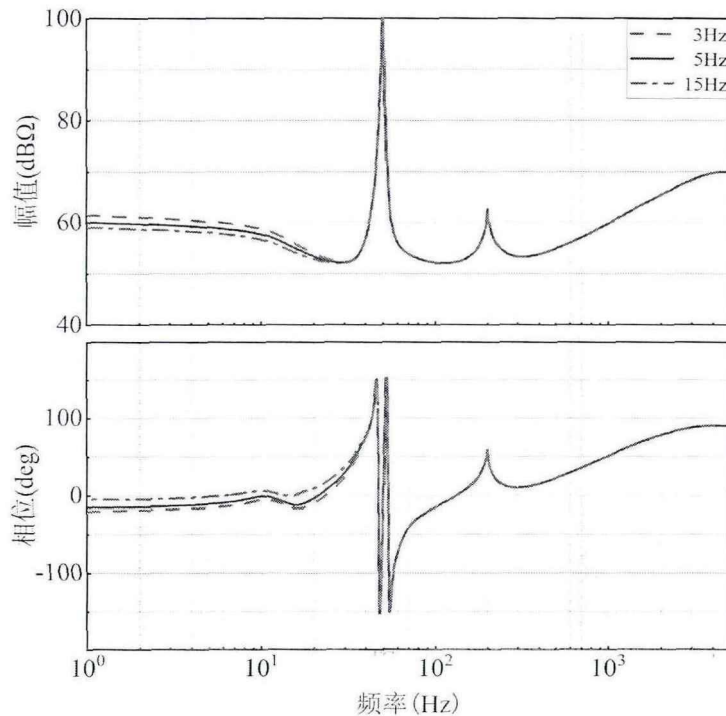


图 4-3 不同直流电压外环控制带宽时 MMC 交流侧阻抗
当仅考虑直流电压控制的影响时, 分别设置直流电压外环控制控制带宽为

3Hz、5Hz 和 15Hz，解析计算的结果如图 4-3 所示，控制带宽为 3Hz 时解析计算曲线用红色虚线来表示，控制带宽为 5Hz 时解析计算曲线用蓝色实线来表示，控制带宽为 15Hz 时解析计算曲线用绿色点划线来表示。

从图 4-3 可得，直流电压外环控制主要影响 MMC 低频段阻抗特性，对于中高频段的影响很小，可以忽略不计，随着直流电压外环控制带宽的增大，30Hz 以下的低频段幅值整体下降，相角则整体上升，因此直流电压外环控制是 MMC 低频段阻抗特性的重要影响因素之一。

当仅考虑有功功率控制的影响时，分别设置有功功率外环控制控制带宽为 1Hz、5Hz 和 10Hz，解析计算的结果如图 4-4 所示，控制带宽为 1Hz 时解析计算曲线用红色虚线来表示，控制带宽为 5Hz 时解析计算曲线用蓝色实线来表示，控制带宽为 10Hz 时解析计算曲线用绿色点划线来表示。

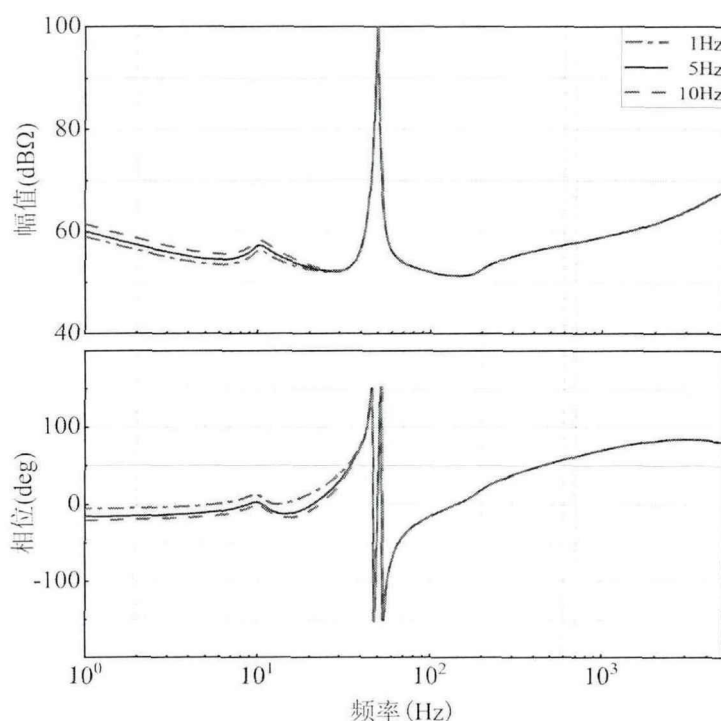


图 4-4 不同有功功率外环控制带宽时 MMC 交流侧阻抗

从图 4-4 可得，与直流电压外环控制类似，有功功率控制也主要影响 MMC 低频段阻抗特性，对于中高频段的影响很小，随着有功功率控制带宽的增大，30Hz 以下的低频段幅值整体下降，相角则整体上升，因此有功功率外环控制是 MMC 低频段阻抗特性的重要影响因素之一。

当仅考虑无功功率控制的影响时，分别设置无功功率外环控制控制带宽为 1Hz、5Hz 和 10Hz，解析计算的结果如图 4-5 所示，控制带宽为 1Hz 时解析计算曲线用红色虚线来表示，控制带宽为 5Hz 时解析计算曲线用蓝色实线来表示，

控制带宽为 10Hz 时解析计算曲线用绿色点划线来表示。

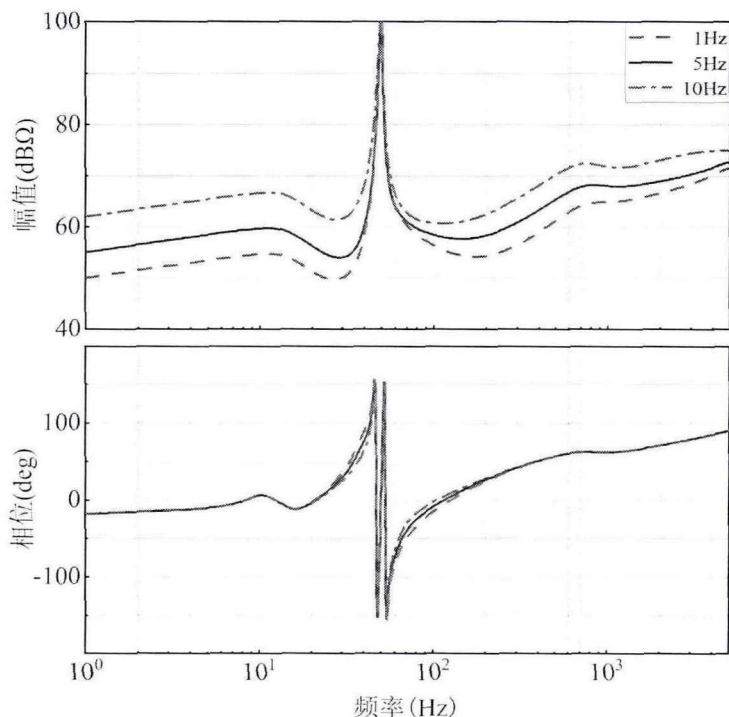


图 4-5 不同无功功率外环控制带宽时 MMC 交流侧阻抗

从图 4-5 可得，无功功率外环控制会影响 MMC 除 50Hz 基频外的全频段阻抗特性，随着无功功率外环控制带宽的增大，除 50Hz 基频外的全频段阻抗幅值整体上升，在 50Hz 基频处的幅值基本不变，而无功功率外环控制带宽对于相角的影响较小，只对 50Hz 基频附近频段的相角造成轻微差异，因此无功功率外环控制主要影响 MMC 阻抗特性幅值，但对相角影响可以忽略不计。

4.1.4 锁相环的影响

为验证锁相环对 MMC 交流侧阻抗特性的影响，MMC 控制系统忽略外环控制结构所产生的影响，此时子模块投切系数 $\hat{s}_u$ 可以改写为式(4-4)所示：

$$\hat{s}_u = \left[(\mathbf{G}_i + \mathbf{G}_{cir}) \hat{\mathbf{i}}_u + \mathbf{G}_{pll} \hat{\mathbf{v}}_s \right] e^{-sT_d} \quad (4-4)$$

将式(4-4)代入 MMC 主电路频域小信号模型，则可以得到考虑电流内环控制和环流抑制的 MMC 交流侧阻抗模型 $\mathbf{Z}_{MMC_AC}(s)$ 。MMC-HVDC 系统仿真模型参数同 3.3.2 节，分别设置环流抑制环节控制带宽为 20Hz、30Hz 和 40Hz，解析计算的结果如图 4-6 所示，控制带宽为 20Hz 时解析计算曲线用红色虚线来表示，控制带宽为 30Hz 时解析计算曲线用蓝色实线来表示，控制带宽为 40Hz 时解析计算曲线用绿色点划线来表示。

从图 4-6 可得，锁相环控制对于 50Hz 基频段和 1000Hz 以上的高频段影响

较小，几乎不随控制带宽的改变而变化，对于 20Hz 以下的低频段和 300Hz 处谐振峰处影响较大，随着锁相环控制带宽的增大，20Hz 以下的低频段幅值整体略有提高，相角整体有所降低，而在 300Hz 谐振峰的附近频段中整体幅值随着锁相环控制带宽的增大而提高，峰值处相角跳变也变得更加剧烈。当锁相环控制带宽过高时，高频段可能会出现相角大于 90° 的情况从而影响系统稳定性，当锁相环控制带宽过低时，MMC 及其互联系统也有发生低频振荡的威胁，说明锁相环也是 MMC 阻抗特性的重要影响因素。

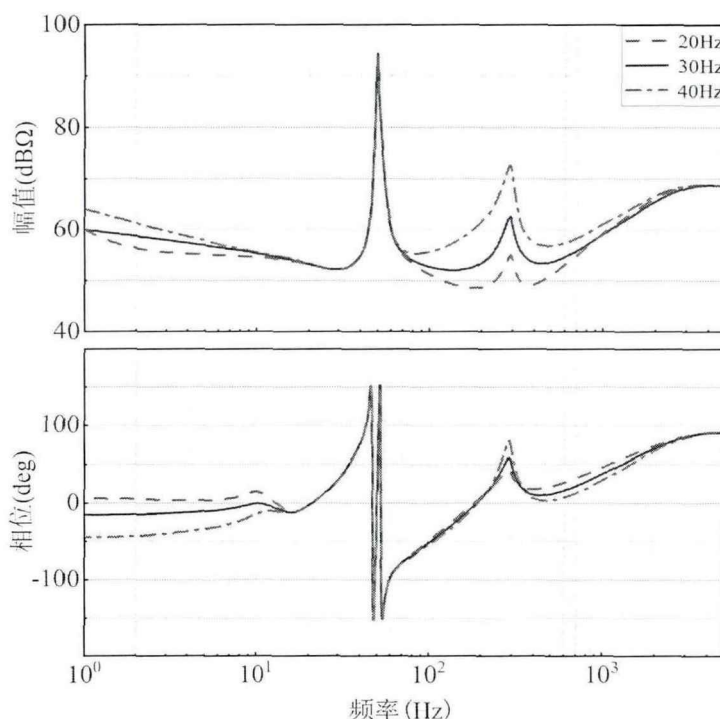


图 4-6 不同锁相环控制带宽时 MMC 交流侧阻抗

4.2 其他参数对 MMC 阻抗特性的影响

除控制系统结构和参数会对 MMC 阻抗特性产生影响外，控制链路延时、传输功率及 MMC 电路参数（如桥臂电抗和子模块电容）等其他参数也是重要影响因素，合理调整上述参数对于 MMC 的稳定运行有极其重要的指导意义，因此本节主要分析除控制环节外其他参数对 MMC 阻抗特性的影响。

4.2.1 控制链路延时的影响

与传统的两电平换流器相比，MMC 换流器因为控制系统更加复杂而具有更高的控制链路延时，往往高达数百微秒以上，因此不同的控制链路延时对 MMC 阻抗特性的影响不可忽视。本小节通过改变 MMC 控制链路延时来分析其对

MMC 阻抗特性的影响，MMC-HVDC 系统参数同表 3-2，在控制其他参数不变的情况下分别设置控制链路延时为 200us 和 300us，得到对应的 MMC 交流侧阻抗特性，如图 4-7 所示。

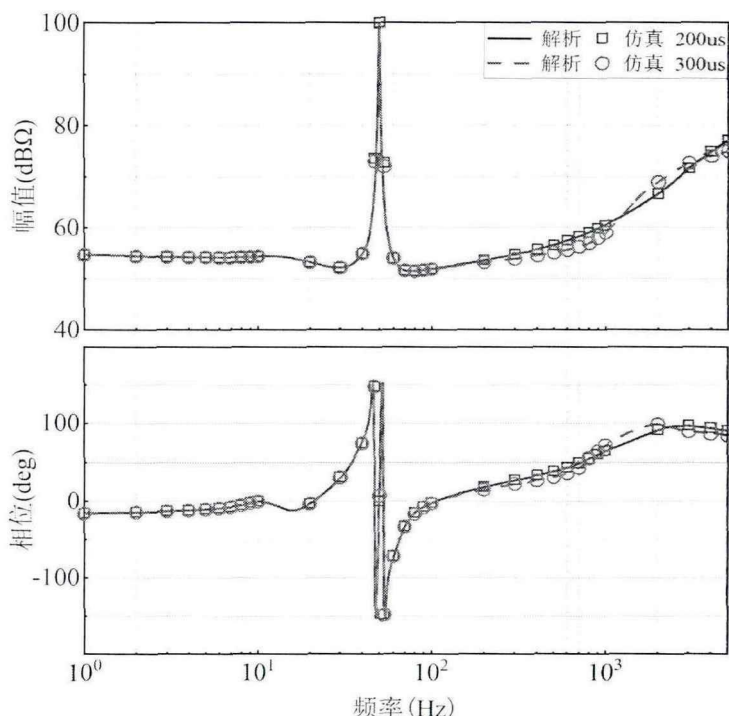


图 4-7 不同控制链路延时的 MMC 交流侧阻抗

从图中可得当 MMC 控制链路延时发生变化时，MMC 在低频段和中频段的阻抗特性几乎一致，但在 100Hz 以上高频段处存在显著差异，主要由控制链路延时环节 e^{-sT_d} 的移相特性所导致，当控制链路延时增大时，高频段更容易出现相角大于 90° 的情况，从而呈现出感性负阻特性，当交流系统在此频段阻尼不足时，则呈现出容性特性，从而导致 MMC 与交流系统阻抗特性幅值交点处的相位裕度小于 0，很容易发生高频振荡现象，因此控制链路延时是 MMC 高频段阻抗特性的重要影响因素，也是导致 INELFE 法西互联工程、渝鄂柔性直流工程等发生高频振荡现象的重要原因之一。

4.2.2 传输功率的影响

当 MMC 传输功率发生变化时，根据式(2-15)可得对应的桥臂电流谐波分量会发生变化，从而导致 MMC 频域稳态模型也会发生变化，进一步影响 MMC 阻抗特性。本小节通过改变 MMC 传输功率来分析其对 MMC 阻抗特性的影响。MMC-HVDC 系统参数同表 3-2，在控制其他参数不变的情况下分别设置传输功率为 1250MW，500MW 和 0MW，得到对应的 MMC 交流侧阻抗特性，如图 4-8 所示。

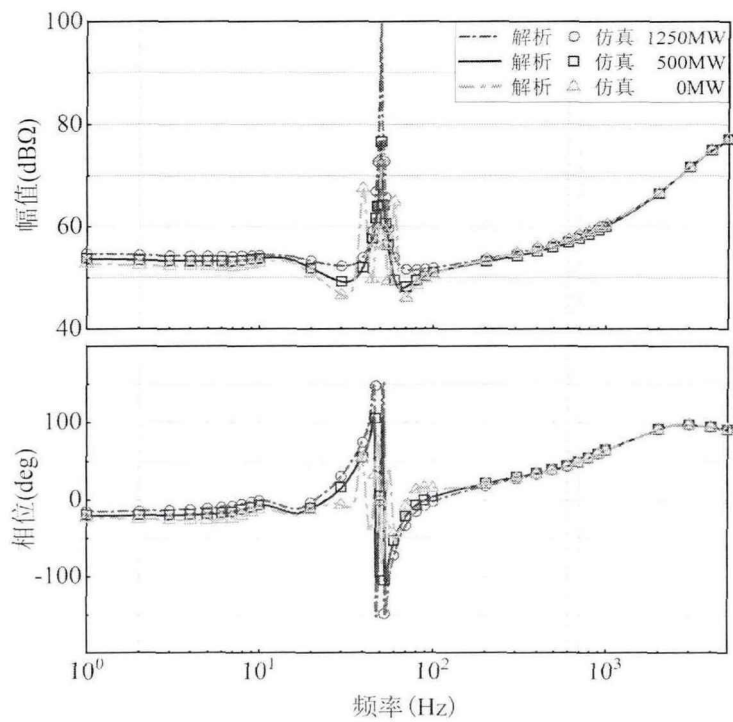


图 4-8 不同传输功率时 MMC 交流侧阻抗

从图中可得当 MMC 传输功率发生变化时，MMC 交流侧阻抗在高频段几乎完全重合，在低频段幅值会随传输功率的增大而整体略有提高，在 50Hz 频段处存在显著差异，传输功率越大对应的谐振峰峰值越高，当传输功率设置为 0 时，50Hz 基频处出现多个谐振峰。当传输功率增大时，50Hz 以下频段相角提高，50Hz 以上频段相角降低，相角跳变剧烈程度增大，与交流系统发生振荡失稳的可能性也会随之提高，因此传输功率主要影响 MMC 基频处阻抗特性。

4.2.3 MMC 电路参数的影响

由于 MMC 阻抗特性对于 MMC 的设计与制造有着重要的指导意义，而 MMC 电路参数也会影响到 MMC 阻抗特性，如果在制造之前就能确定电路参数的选取范围，可以有效避免 MMC 发生失稳现象，因此本小节通过改变 MMC 电路参数来分析其对 MMC 阻抗特性的影响。MMC-HVDC 系统参数同表 3-2，在控制其他参数不变的情况下分别改变桥臂电抗与子模块电容，得到对应的 MMC 交流侧阻抗特性。

图 4-9 对应桥臂电抗值分别为 0.07H、0.14H 和 0.21H 时的 MMC 交流侧阻抗特性，从图中可得当桥臂电抗值变化时，MMC 交流侧阻抗在低频段完全重合，在 10Hz 到 100Hz 的中频段存在微小差异，影响几乎可以忽略不计，但在高频段存在显著差异，高频段幅值会随着桥臂电抗的增大而提高，相角则随桥臂电抗的

增大而在频率更低的高频段发生相角跳变，因此桥臂电抗会显著影响 MMC 高频段阻抗特性，当所连交流侧电网在高频段存在多个谐振峰时容易发生高频振荡，桥臂电抗的选取不当也是导致 MMC 发生高频振荡的重要原因之一。

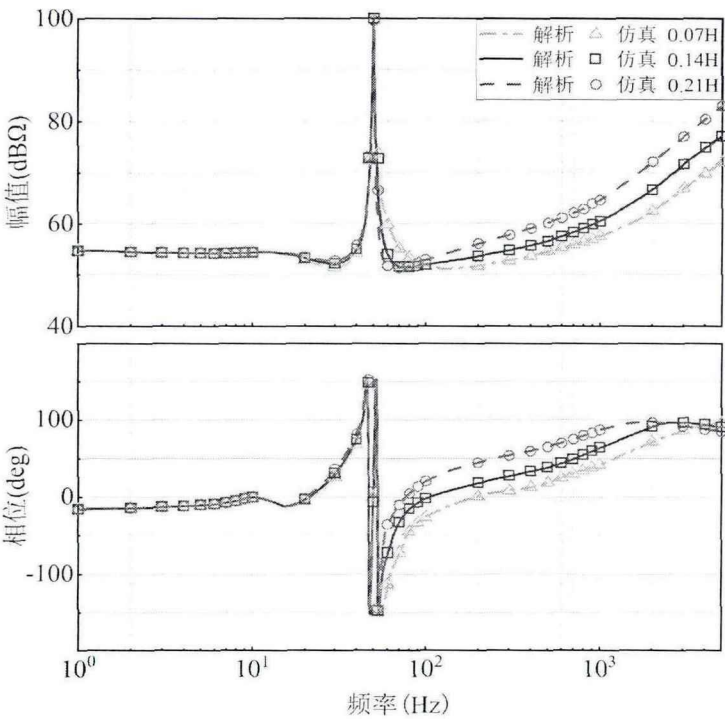


图 4-9 不同桥臂电抗值时 MMC 交流侧阻抗

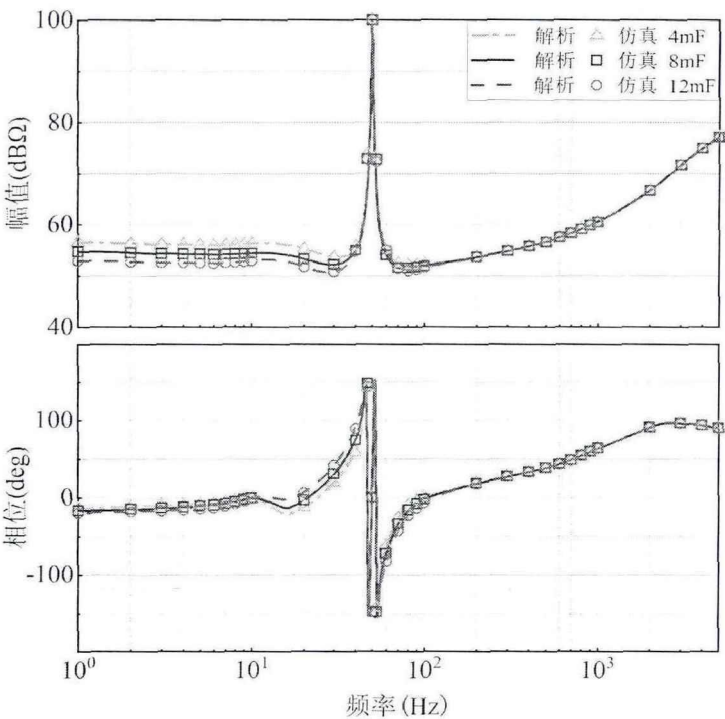


图 4-10 不同子模块电容时 MMC 交流侧阻抗

图 4-10 对应子模块电容分别为 4mF、8mF 和 12mF 时的 MMC 交流侧阻抗特性，从图中可得当子模块电容值变化时，MMC 交流侧阻抗在 50Hz 以上的中高频段存在微小差异，影响几乎可以忽略不计，但在低频段存在显著差异，低频段整体幅值会随着子模块电容值的增大而降低，10Hz 到 50Hz 频段的相角则随子模块电容值的增大而提高，因此子模块电容会显著影响 MMC 低频段阻抗特性，如果子模块电容值选取不当时 MMC 可能存在低频振荡或次同步振荡风险。

4.3 互联系统稳定系分析

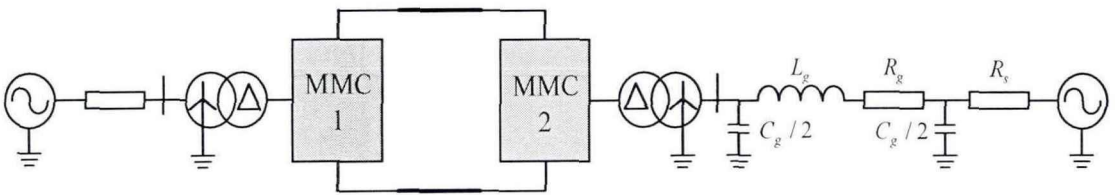


图 4-11 MMC-HVDC 互联系统

从前述可得，MMC 的控制链路延时是导致 MMC 高频振荡的重要原因之一，当控制链路延时过高时，MMC 高频段阻抗特性呈负阻特性，容易与交流系统发生谐振风险。为进一步验证所提出 MMC 交流侧阻抗模型的有效性，本节以采用不同控制链路延时的 MMC 接入交流系统为场景，对其稳定性进行分析。

在 PSCAD/EMTDC 平台中搭建双端 MMC-HVDC 系统，如图 4-11 所示，其中 MMC-HVDC 系统仿真模型参数同表 3-2，送端 MMC 采用定直流电压和定无功控制，受端 MMC2 采用定有功和定无功控制，输电线路采用 π 型等值电路，其他参数如表 4-1 所示。

表 4-1 其他系统参数

参数	数值
电源等效内阻 R_s/Ω	0.05
线路电阻 R_g/Ω	4.8
线路电抗 L_g/H	0.12
线路对地电容值 $C_g/\mu F$	1.6

在进行 MMC 与互联系统稳定性分析时，交流系统一般采用戴维南等效电压源形式来表示，对应的电压和等效内阻分别用 $V_s(s)$ 和 $Z_s(s)$ 来表示，而 MMC 则是基于 dq 轴同步旋转坐标系的直接电流控制，因此在交流侧可以采用诺顿等效电流源形式来表示，对应的电压和内阻分别用 $I_{MMC_AC}(s)$ 和 $Z_{MMC_AC}(s)$ 来表示。基于上述分析，MMC 及其互联系统可以用其对应的等效电路来表示，如图 4-12 所示：

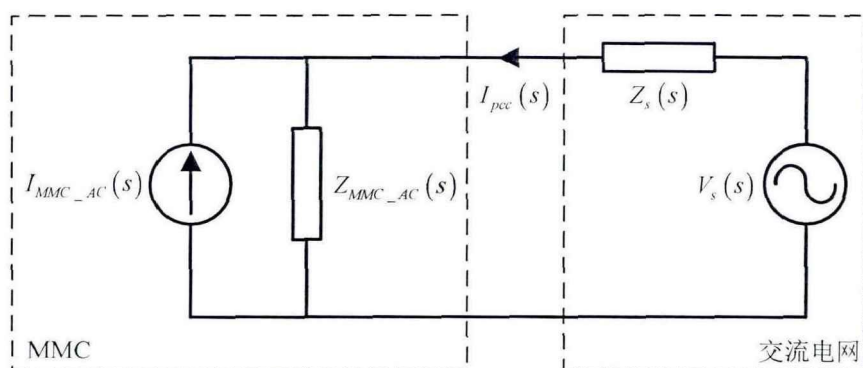


图 4-12 MMC 及其互联系统等效电路图

根据图 4-12，可进一步求出交流侧电流为

$$I_{pcc}(s) = \frac{V_s(s) / Z_{MMC_AC}(s) - I_{MMC_AC}(s)}{1 + Z_s(s) / Z_{MMC_AC}(s)} \quad (4-5)$$

其中，交流系统等效内阻可用式(4-6)求出：

$$Z_s(s) = \frac{4 + 2sR_gC_g}{4Z_s + [2R_g + s(C_g + 2L_g)](2 + sR_gC_g)} \quad (4-6)$$

根据阻抗法可得，通过分析式(4-6)分母项中的 $Z_s(s)/Z_{MMC_AC}(s)$ 是否满足奈奎斯特判据来判断 MMC 及其互联系统是否稳定，即 $Z_s(s)/Z_{MMC_AC}(s)$ 的奈奎斯特曲线是否包含 $(-1, j0)$ 点，也可以等价于 MMC 和交流系统的阻抗特性幅值交点处的相位裕度是否大于 0° [60-61]。

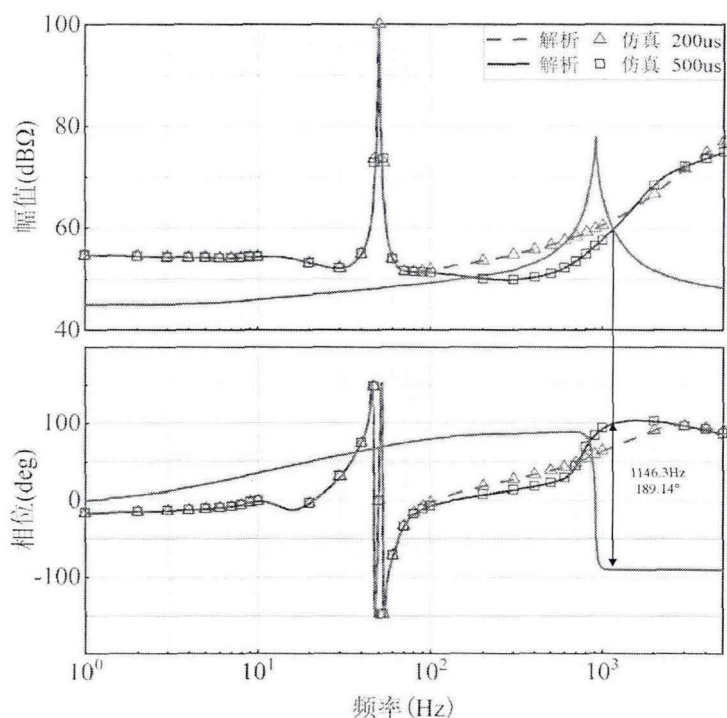


图 4-13 MMC 互联系统阻抗分析

分别设置 MMC 控制链路延时为 200us 和 500us 的极端情况,分别绘制 MMC 交流侧阻抗特性曲线和交流系统阻抗特性曲线,如图 4-13 所示,其中 200us 延时解析和仿真结果分别用蓝色虚线和方块来表示,200us 延时解析和仿真结果分别用红色实线和圆圈来表示,交流系统解析计算结果用绿色实线来表示。

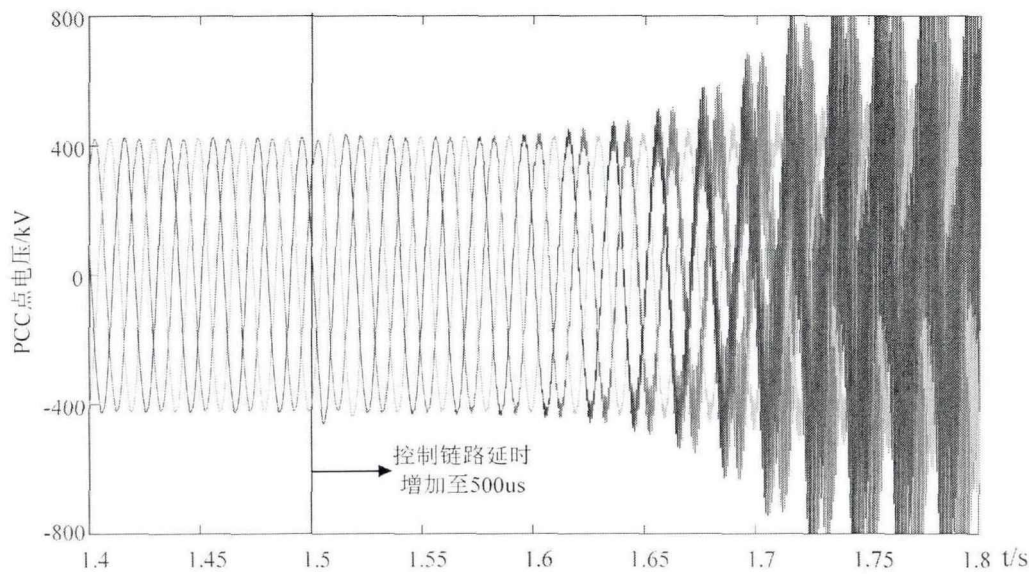


图 4-14 PCC 点三相电压波形

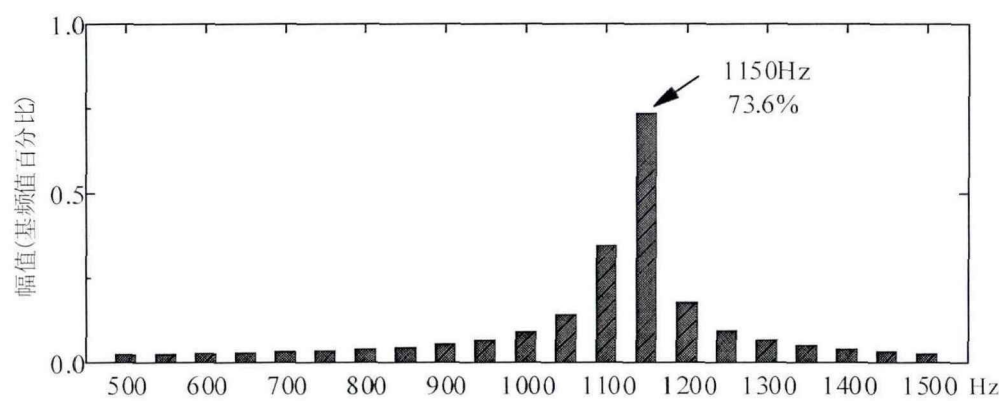


图 4-15 PCC 点 A 相电压 FFT 结果

从图 4-13 可得当控制链路延时为 200us 时, MMC 与交流系统在阻抗特性幅值交点处的相位裕度都大于 0, 此时 MMC 及其互联系统处于稳定状态; 而当控制链路延时增大到 500us 时, MMC 与交流系统的阻抗特性在 1146.3Hz 处存在幅值交点, 其对应的相位裕度为-9.14°, 系统失稳发生高频振荡现象。

图 4-14 为实验仿真结果, 在 t=1.5s 时将控制链路延时由 200us 增大到 500us, 从图中所示波形可以发现, PCC 点三相电压发生高频振荡现象, 图 4-15 为 PCC 点 A 相电压 FFT 分析结果, 电压中出现频率为 1150Hz 的高频谐波分量, 相较于于

基频值的百分比是 73.6%，与阻抗法的分析结果保持一致，也进一步证明了本文所提的 MMC 阻抗模型的有效性。

4.4 本章小结

通过分析 MMC 阻抗特性的影响因素可以避免 MMC 发生振荡失稳现象，有效提高 MMC-HVDC 系统运行稳定性。本章分别分析各控制环节和控制链路延时、传输功率和 MMC 电路参数等其他参数对 MMC 阻抗特性的影响，主要结论如下：

1) 各控制环节中，电流内环控制会影响 MMC 除极低和极高频段外的全频段阻抗特性，是 MMC 阻抗特性最重要的影响因素；环流抑制环节对于 MMC 阻抗特性的影响可以忽略不计；直流电压外环控制和有功功率外环控制是 MMC 低频段阻抗特性的重要影响因素；无功功率外环控制会对 MMC 阻抗特性幅值产生明显影响，对于相角的影响可以忽略不计；锁相环主要影响 MMC 低频段和高频段谐振峰处阻抗特性，过高或是过低的锁相环控制带宽都会对 MMC 稳定运行产生威胁。

2) 其他参数中，控制链路延时环节的移相特性会对 MMC 高频段阻抗特性产生影响，也是造成 MMC 及其互联系统发生高频振荡现象的重要原因之一；传输功率主要影响 MMC 基频处阻抗特性，传输功率过高时基频处相角跳变会更加剧烈；电路参数中，桥臂电抗值过大会导致 MMC 高频段阻抗相角升高，也是影响 MMC 高频段阻抗特性的重要原因，子模块电容值会影响基频以下的低频段阻抗特性。

3) 当控制链路延时过高时，MMC 高频段阻抗特性呈负阻特性，容易与交流系统发生谐振风险。本章针对不同控制链路延时的 MMC 接入交流系统的场景进行时域仿真，通过阻抗法对互联系统稳定性进行了分析，仿真结果验证了分析准确性，也证实本文所提 MMC 阻抗建模方法的有效性和应用价值。

第 5 章 结论与展望

5.1 全文总结

柔性直流输电技术采用全控型可关断电力电子器件,无需借助交流电网便可实现自换相,具有新能源接入、连接弱交流电网的能力,是目前直流输电技术的主流趋势。而基于 MMC 换流器拓扑结构的 MMC-HVDC 系统凭借谐波含量低、开关损耗低、故障处理能力强的优势,但也因为更加复杂的动态特性容易与互联系统发生谐振失稳现象,因此需要对 MMC 阻抗特性进行研究从而分析其频域特性。目前,基于阻抗法的 MMC 稳定性分析存在问题:

1) 相较于传统的两电平、三电平换流器,MMC 内部运行原理复杂,具有非线性和谐波分量耦合性强的特点,阻抗模型建模难度大;

2) 现有 MMC 阻抗模型建模方法为了降低建模难度,往往会忽略部分控制环节或是控制链路延时,模型精确度不够高,从而会进一步影响系统稳定性分析。

为了解决以上困难,本文采用理论建模分析和仿真验证相结合的方式,围绕 MMC-HVDC 系统的阻抗模型建模方法及影响 MMC 系统稳定性影响因素进行分析与研究,主要工作内容和创新点如下:

1) 本文分析了 MMC 内部谐波分量的产生原理及其分布规律,其中:各谐波根据在三相之间的分布可以分为正序、负序和零序分量,根据在上、下桥臂之间的分布可以分为输出分量和环流分量,并进一步得到各谐波在 MMC 内部的通路。针对 MMC 非线性、强耦合的特点,分别提出了一种时域变量定常化处理方法和 MMC-HVDC 系统稳态频域模型建模方法,并采用托普利兹矩阵实现模型简化,在 PSCAD/EMTDC 平台搭建仿真系统进行仿真验证,证明所提出模型误差精确度足够高。

2) 在 MMC 稳态频域模型的基础上,本文采用多谐波线性化方法建立了考虑完整控制结构的 MMC-HVDC 系统阻抗模型,充分考虑 MMC 的电流内环控制、直流电压外环控制、有功功率外环控制、无功功率外环控制、环流抑制环节和锁相环等完整控制回路及控制链路延时,得到的 MMC 阻抗模型可以精确描述 MMC 频域特性,并在 PSCAD/EMTDC 平台进行仿真扫频验证,证明所提出阻抗模型的有效性,并证实采用不同外环控制方式 MMC 低频段阻抗特性存在差异。

3) 本文针对各控制环节和参数对 MMC 频域特性的影响进行了分析,并确定各频段特性的主要影响因素,其中:电流内环会影响 MMC 除极低和极高频段外的全频段阻抗特性;环流抑制环节对于 MMC 阻抗特性的影响可以忽略不计;直流电压外环控制和有功功率外环控制是 MMC 低频段阻抗特性的重要影响因

素：无功功率外环控制会对 MMC 阻抗特性幅值产生明显影响，对于相角的影响可以忽略不计；锁相环主要影响 MMC 低频段和高频段谐振峰处阻抗特性，过高或是过低的锁相环控制带宽都会对 MMC 稳定运行产生威胁。控制链路延时和桥臂电抗会对 MMC 高频段阻抗特性产生影响，也是造成 MMC 互联系统发生高频振荡现象的重要原因之一；传输功率主要影响 MMC 基频处阻抗特性；子模块电容值主要影响 50Hz 以下低频段阻抗特性。最后，针对不同控制链路延时的 MMC 接入交流系统的场景进行仿真验证，通过阻抗法对互联系统稳定性进行对比分析，仿真结果进一步验证了本文所提 MMC 阻抗建模方法的有效性和应用价值。

5.2 研究展望

本文针对 MMC 阻抗模型及其互联系统稳定性进行了系统分析和深入研究，但仍有大量的工作需要进一步的探讨：

1) 本文仅针对 MMC-HVDC 阻抗模型及其稳定性影响因素进行详细的分析和研究，并没有提出对应的谐振抑制策略，因此接下来可以深入研究 MMC-HVDC 系统宽频振荡现象的抑制策略。

2) 本文提出的基于完整控制结构的 MMC 阻抗模型建模方法，所采用的控制系统基于交流侧系统三相电压平衡的理想情况，但应用场景可以进一步拓展，特别是当电网发生不对称故障时需要进一步考虑负序电流控制和解耦双同步坐标系锁相环 (DDSRF-PLL)，其对应的阻抗模型也要更加复杂，可以进行重点考虑以使 MMC 适应更多工况，也可以进一步研究采用其他控制结构的 MMC 建模方法。

参考文献

- [1] 赵国涛, 钱国明, 王盛. “双碳”目标下绿色电力低碳发展的路径分析[J]. 华电技术, 2021, 43(6): 11-20.
- [2] 舒印彪. 发展新型电力系统 助力实现“双碳”目标[J]. 中国电力企业管理, 2021, 07: 8-9.
- [3] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 07: 1760-71.
- [4] 周孝信, 鲁宗相, 刘应梅, et al. 中国未来电网的发展模式和关键技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 29: 4999-5008.
- [5] J.Dorn, H.Huang, D.Retzmann Siemens AG. A new Multilevel Voltage-Sourced Converter Topology for HVDC Applications[C]. CIGRE International Symposium Conference, 2008.
- [6] B. Franken, G. Andersson. Analysis of HVDC converters connected to weak systems[J]. IEEE Trans. Power System, 1990, 5(1):235-242.
- [7] 丁冠军, 汤广福, 丁明, 等. 新型多电平电压源换流器模块的拓扑机制与调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 1-6.
- [8] 徐政, 屠卿瑞, 管敏渊, 等. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 1-10.
- [9] Marquardt R. Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern[P]. German Patent DE10103031A1, 2001.
- [10] Marquardt R, Lesnicar A. New concept for high voltage-modular multilevel converter[C]. Proceedings of the 34th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 2003: 20-25.
- [11] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 1-12.
- [12] Harnefors L, Bongiorno M, Lundberg S. Input admittance calculation and shaping for controlled voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3323-3334.
- [13] Zhou J Z, Ding Hui, Fan Shengtao, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
- [14] HARNEFORS L, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. Dynamic analysis of modular multilevel converters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2526-2537.
- [15] 刘焕, 岳伟, 张一工, 等. 基于准比例-谐振控制的 MMC-HVDC 环流抑制策

- 略[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 146-151.
- [16]杨文博, 宋强, 刘文华, 等. 降低模块化多电平换流器子模块电容值的控制方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(16): 86-94.
- [17]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
- [18]Saad H. Performance analysis of INELFE link with control replicas[EB/OL]. [2018-04-24].<https://sites.google.com/site/hvdcreplicaworkshop/presentations>
- [19]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
- [20]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.
- [21]郭贤珊, 刘泽丰, 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.
- [22]Dommel H W. 电力系统电磁暂态计算理论[M]. 北京: 水利电力出版社, 1991.
- [23]王旭斌, 杜文娟, 王海风. 弱连接条件下并网 VSC 系统稳定性分析研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1593-1604.
- [24]Kroutikova N, Hernandez-Aramburo C. A, Green T.C. State-space model of grid-connected inverters under current control mode[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(3): 329-338.
- [25]Kalcon G O, Adam G P. Small-signal stability analysis of multi-terminal VSC-based DC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2012, 27(4): 1818-1830.
- [26]杨洁, 刘开培, 余俞, 等. 交流电网互联的双端柔性直流输电系统小信号建模[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 2177-2184.
- [27]杨洁, 刘开培, 饶雪, 等. 多端柔性直流输电系统小信号建模[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4015-4024.
- [28]Zhou J Z, Ding Hui, Fan Shengtao, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
- [29]Peralta J, Saad H, Denetiere S, et al. Detailed and averaged models for a 401-level MMC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1501-1508.
- [30]Xu J Z, Gole A M, Zhao C Y. The use of averaged-value model of modular multilevel converter in DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 519-528.

- [31]李探, Gole A M, 赵成勇. 考虑内部动态特性的模块化多电平换流器小信号模型[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2890-2899.
- [32]Jamshidifar A, Jovcic D. Small-signal dynamic DQ model of modular multilevel converter for system studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 191-199.
- [33]Middlebrook R D. Input filter consideration in design and application of switching regulators[C]. Proceedings of 1976 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Chicago: IEEE, 1976: 366-382.
- [34]陈新,王赟程, 龚春英, 等. 采用阻抗分析方法的并网逆变器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2082-2094.
- [35]Sun Jian. Small-signal methods for ac distributed power systems-A review[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(11): 2545-2554.
- [36]Belkhat M. Stability criteria for ac power systems with regulated loads[D]. West Lafayette Purdue University, 1997.
- [37]Liu Zeng, Liu Jinjun, Bao Weihuan. Infinity-norm of impedance-based stability criterion for three-phase AC distributed power systems with constant power loads[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, 30(6): 3030-3043.
- [38]Wen Bo, Boroyevich D, Mattavelli P, et al. Impedance based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters[C]. Proceedings of the 29th Annual IEEE Power Electronics Conference and Exposition. Forth Worth, USA: IEEE, 2014: 1233-1239.
- [39]Wen Bo, Boroyevich D, Burgos R, et al. Small-signal stability analysis of three-phase AC systems in the presence of constant power loads based on measured d-q frame impedances[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2015, 30(10): 5952-5963.
- [40]Wen Bo, Boroyevich D, Burgos R, et al. Analysis of D-Q small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2016, 31(1): 675-687.
- [41]Sun Jian. Small-signal methods for electric ship power systems[C]. Proceedings of the IEEE Electric Ship Technologies Symposium. Baltimore, MD, USA: IEEE, 2009: 44-52.
- [42]王赟程, 陈新, 陈杰, 等. 基于谐波线性化的三相 LCL 型并网逆变器正负序阻抗建模分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5890-5898.
- [43]Cespedes M, Sun Jian. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [44]Wen Bo, Bo Royevich D, et al. Impedance-based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2016, 31(1): 26-38.

- [45]薛英林, 徐政, 张哲任, 等. MMC-HVDC 换流器阻抗频率特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4040-4048.
- [46]吕敬, 蔡旭. 基于谐波线性化的模块化多电平换流器阻抗建模[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(4): 136-142.
- [47]Cespedes M, Sun Jian. Methods for stability analysis of unbalanced three-phase systems[C]. Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Raleigh, USA: IEEE, 2012: 3090-3097.
- [48]年珩, 杨洪雨. 不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(10): 76-83.
- [49]Sun Jian, Liu Hanchao. Impedance modeling and analysis of modular multilevel converters[C]. Proceedings of the 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Trondheim, Norway: IEEE, 2016: 1-9.
- [50]刘威, 谢小荣, 黄金魁, 等. 并网变流器的频率耦合阻抗模型及其稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(3): 138-146.
- [51]邹小明, 杜雄, 王国宁, 等. 三相并网逆变器频率耦合机理分析及稳定性判定[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18): 57-63.
- [52]张君. 交流电压控制下的模块化多电平换流器端口阻抗特性及振荡分析[D]. 重庆: 重庆大学. 2019: 1-85.
- [53]许冬, 王璋, 陈东, 等. 考虑桥臂多谐波耦合的模块化多电平换流器直流侧阻抗建模方法[J]. 电网技术, 2019, 43(07): 2632-2640.
- [54]曾诚. 并网模块化多电平变换器阻抗建模及分析[D]. 重庆: 重庆大学. 2019: 1-96.
- [55]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, 2021, 04(27): 302-320.
- [56]Marquardt R. Modular multilevel converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications[C]. Proceedings of International Power Electronics Conference, 2010: 502-507.
- [57]Marquardt R. Modular multilevel converter topologies with DC-Short circuit current limitation[C]. Proceedings of IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, 2011: 1425-1431.
- [58]薛英林, 徐政, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051-5062.
- [59]管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(02): 48-52.
- [60]Sun Jian. Impedance-based stability criterion for grid connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.

- [61]Li Z, Wang Z, Wang Y, et al. Accurate impedance modeling and control strategy for improving the stability of DC system in multiterminal MMC-based DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10026-10049.

攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果

（一）发表的学术论文

- [1] 第一作者. "AC Side Impedance Modeling Method of Multi-level Converter Considering Complete Control Structure," 2022 IEEE 5th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Nanjing, 2022, pp. 1-7. (EI 待检索)
- [2] 第二学生作者. 直流电压准无差修正的 VSC-MTDC 系统协同优化下垂控制[J]. 电力系统自动化, 2021, DOI: 10.7500/AEPS20210706007

致谢

光阴似箭,岁月如梭,三年的研究生生涯即将结束!回首三年的研究生生活,自己受益良多,其间所取得的每一点进步都离不开老师的谆谆教诲,同学、朋友的热心帮助和家人的默默支持,谢谢你们!

首先要感谢我的导师刘崇茹教授,在研究生期间刘老师给予我悉心的教诲和无私的帮助,论文完成的整个过程中渗透着她的心血和汗水。在三年的研究生生涯里,在刘老师的教导下,我的理论知识得以升华,懂得了怎样将自己的知识应用于实际工程,从实际出发重新认识以前学过的知识,从刘老师的身上所学到的不仅是专业知识,还有对待困难的从容和对待工作的执着以及坦荡高尚的品格。还要感谢郑乐老师,郑老师开阔的学术思维、严谨的治学态度和勤奋踏实的工作作风,将成为我终生学习的榜样。

感谢我的同门李竹青、蒋思雯、牛纪伟、林晗星、姜苑,师兄黎晓、刘昊宇、侯延琦、苏晨博、王宇、李至峪、喻建瑜,师姐王洁聪、沈金乙,是他们给了我无数的关心和鼓励,也让我的研究生生活充满了温暖和欢乐,如果没有他们的帮助,此次毕业论文的完成将变得困难,他们在我完成论文的过程中给了我许多宝贵的意见和建议,在此由衷的表示感谢,同门情谊将令我终生难忘。

感谢我的父母在我研究生期间对我的无条件支持与理解,感谢我的女朋友在我研究生期间对我的无微不至的关心和照顾!

最后,要衷心感谢各位论文评阅老师和答辩委员会专家在百忙之中对我的论文进行并提出宝贵的意见!