

# 华北电力大学

## 专业硕士学位论文

### 考虑频率耦合的直驱风场经柔直外送系统复 数域建模及稳定性分析

### Complex Domain Modeling and Stability Analysis of Direct-drive Wind Field via Flexible Direct Outflow System Considering Frequency Coupling

肖康

2024 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

# 考虑频率耦合的直驱风场经柔直外送系统复 数域建模及稳定性分析

硕 士 研 究 生: 肖康

导 师: 刘崇茹教授

企 业 导 师: 李振动

申 请 学 位: 能源动力硕士

专 业 领 域: 电气工程

学 习 方 式: 全日制

所 在 学 院: 电气与电子工程学院

答 辩 日 期: 2024 年 5 月

授予学位单位: 华北电力大学



Classified Index: TM712

U.D.C: 621.3

Thesis for the Professional Master's Degree

**Complex Domain Modeling and Stability Analysis of  
Direct-drive Wind Field via Flexible Direct Outflow  
System Considering Frequency Coupling**

|                                         |                                                 |
|-----------------------------------------|-------------------------------------------------|
| <b>Candidate:</b>                       | Xiao Kang                                       |
| <b>Supervisor:</b>                      | Prof. Liu Chongru                               |
| <b>Enterprise Mentor:</b>               | Li Zhendong                                     |
| <b>Professional Degree Applied for:</b> | Master of Energy and Power Engineering          |
| <b>Speciality:</b>                      | Electrical Engineering                          |
| <b>Cultivation Ways:</b>                | Full-time                                       |
| <b>School:</b>                          | School of Electrical and Electronic Engineering |
| <b>Date of Defence:</b>                 | May, 2024                                       |
| <b>Degree-Conferring-Institution:</b>   | North China Electric Power University           |

## 摘 要

为了达成“双碳”目标，以新能源为主体的新型电力系统正在快速发展。风电作为新能源的重要组成部分，其消纳和传输问题得到广泛关注。模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)因其控制灵活性和易拓展性被广泛应用于风电外送系统。然而，由于风电场和 MMC 包含大量电力电子设备，时间响应过程跨度较大，导致了多时间尺度控制系统的交互作用，使得风电场与 MMC 互联系统的振荡频率存在耦合现象。目前，风电场经 MMC 并网系统的小扰动模型大都基于单输入-单输出系统，鲜有考虑频率耦合特性对系统振荡稳定的影响。

针对上述问题，本文以复向量为基础，提出一种考虑频率耦合特性的永磁直驱风力发电机(Permanent Magnetic Synchronous Generator, PMSG)和 MMC 复数域阻抗建模方法，并分析影响互联系统频域特性及稳定性的主要因素。本文的主要工作如下：

(1)根据傅里叶变换的时移、频移特性，灵活运用指数旋转因子推导了复数域下频域中两相静止坐标系与旋转坐标系下系统输入量与输出量传递函数之间的变换关系。此变换可在复数域中根据控制系统在旋转坐标系下的传递函数直接写出控制系统在静止坐标系下的传递函数，避免控制系统建模过程中坐标系反复变换带来的大量卷积运算，大幅降低了建模难度。

(2)以复向量为基础，结合推导的坐标变换关系，在复数域建立考虑频率耦合特性的 PMSG 风电场精细化阻抗模型。同时，根据复向量法的可拓展性，结合谐波状态空间法，提出考虑频率耦合特性的 MMC 阻抗建模方法，该方法可以将时域模型的所有变量都转换到复数域，从而推导含任意次谐波分量的谐波状态空间模型。

(3)研究风机参数、MMC 主电路参数和控制参数对各自阻抗模型及频率耦合特性的影响，为 PMSG 风电场和 MMC 参数设计提供理论依据。另外，本文利用广义奈奎斯特稳定判据，研究 PMSG 风电场及 MMC 频率耦合特性对互联系统稳定性的影响，仿真结果与理论分析结果一致，充分表明所提理论分析方法的有效性和准确性。

**关键词：**永磁直驱风机；模块化多电平换流器；复向量；频率耦合特性；稳定性



## Abstract

In order to achieve the goal of "peak carbon and carbon neutral", the new power system mainly based on new energy is developing rapidly. Wind power, as an important part of new energy, has received widespread attention for its consumption and transmission. Modular Multilevel Converter (MMC) is widely used in wind power transmission systems due to its control flexibility and ease of expansion. However, since wind farms and MMCs contain a large number of power electronic devices, the time response process spans a wide range, leading to the interaction of multi-timescale control systems, which makes the oscillation frequency of wind farms and MMC interconnected systems coupled phenomena. Currently, most of the small perturbation models for the wind farm via MMC grid-connected system are based on single-input-single-output systems, and the effect of the frequency coupling characteristics on the oscillation stability of the system is seldom considered.

To address the above problems, this paper proposes a permanent magnetic direct-drive wind turbine (PMSG) and MMC complex-domain impedance modeling method considering the frequency coupling characteristics based on complex vectors, and analyzes the main factors affecting the frequency-domain characteristics and stability of the interconnected system. The main work of this paper is as follows:

(1) Based on the time-shift and frequency-shift characteristics of the Fourier transform, the transformation relationship between the transfer functions of the input and output of the system under the two-phase stationary and rotating coordinate systems in the frequency domain in the complex domain is deduced by flexibly utilizing the exponential rotation factor. This transformation can be used to directly write the transfer function of the control system in the stationary coordinate system according to the transfer function of the control system in the rotating coordinate system in the complex domain, avoiding a large number of convolution operations brought about by repeated changes of the coordinate system in the process of control system modeling, and greatly reducing the difficulty of modeling.

(2) The refined impedance model of PMSG wind farm considering frequency coupling characteristics is established in the complex domain based on complex vectors and combined with the derived coordinate transformation relations. Meanwhile, based on the expandability of the complex vector method, combined with the harmonic state-space method, the MMC impedance modeling method considering the frequency coupling characteristics is proposed, which can transform all the variables of the time-domain model to the complex domain, so as to derive the harmonic state-space model containing arbitrary subharmonic components.

(3) The effects of wind turbine parameters, MMC main circuit parameters and

---

control parameters on their respective impedance models and frequency coupling characteristics are investigated to provide a theoretical basis for the design of PMSG wind farm and MMC parameters. In addition, this paper utilizes the generalized Nyquist stability criterion to study the effect of PMSG wind farm and MMC frequency coupling characteristics on the stability of interconnected systems, and the simulation results are consistent with the theoretical analysis results, which fully demonstrates the effectiveness and accuracy of the proposed theoretical analysis method.

**Keywords:** Permanent magnetic synchronous generator; Modular multilevel converter; Complex vector; Frequency coupling effect; Stability

# 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.....                           | 3  |
| 1.2.1 风电场及 MMC 系统稳定性分析方法研究现状.....          | 3  |
| 1.2.2 风电场经 MMC 外送系统稳定性问题研究现状.....          | 9  |
| 1.3 本文主要工作内容.....                          | 10 |
| 第 2 章 永磁直驱风机及 MMC 的运行原理与建模 .....           | 12 |
| 2.1 引言 .....                               | 12 |
| 2.2 永磁直驱风机运行原理与建模 .....                    | 12 |
| 2.2.1 风力机原理及特性.....                        | 13 |
| 2.2.2 永磁同步发电机建模.....                       | 14 |
| 2.2.3 机网侧换流器及其控制系统原理与建模 .....              | 15 |
| 2.3 MMC 运行原理 .....                         | 20 |
| 2.3.1 MMC 工作原理 .....                       | 20 |
| 2.3.2 MMC 调制方式 .....                       | 22 |
| 2.3.3 MMC 数学模型 .....                       | 23 |
| 2.4 仿真验证.....                              | 26 |
| 2.5 本章小结.....                              | 28 |
| 第 3 章 基于复向量考虑频率耦合特性的 PMSG 及 MMC 阻抗建模 ..... | 30 |
| 3.1 引言 .....                               | 30 |
| 3.2 空间矢量与坐标变换.....                         | 30 |
| 3.2.1 复平面下的坐标变换.....                       | 30 |
| 3.2.2 基于复向量的传递函数特性分析.....                  | 32 |
| 3.3 考虑频率耦合特性的 PMSG 阻抗建模 .....              | 33 |
| 3.3.1 PMSG 主电路模型.....                      | 34 |
| 3.3.2 PMSG 控制系统模型.....                     | 34 |
| 3.3.3 PMSG 交流侧阻抗模型.....                    | 36 |
| 3.4 考虑频率耦合特性的 MMC 阻抗建模.....                | 38 |
| 3.4.1 谐波状态空间建模方法.....                      | 38 |
| 3.4.2 MMC 主电路模型 .....                      | 39 |
| 3.4.3 MMC 交流侧阻抗模型 .....                    | 42 |
| 3.5 PMSG 及 MMC 频率耦合阻抗模型验证 .....            | 44 |
| 3.6 本章小结.....                              | 46 |



|                                       |    |
|---------------------------------------|----|
| 第 4 章 PMSG 风电场经 MMC 外送系统稳定性因素分析 ..... | 47 |
| 4.1 引言 .....                          | 47 |
| 4.2 风机参数对风电场阻抗特性及频率耦合的影响 .....        | 47 |
| 4.2.1 机侧系统的影响 .....                   | 47 |
| 4.2.2 网侧锁相环的影响 .....                  | 48 |
| 4.2.3 网侧电流内环的影响 .....                 | 49 |
| 4.2.4 功率等级的影响 .....                   | 51 |
| 4.3 主电路及控制参数对 MMC 阻抗特性及频率耦合的影响 .....  | 52 |
| 4.3.1 子模块电容的影响 .....                  | 52 |
| 4.3.2 电流内环参数的影响 .....                 | 53 |
| 4.3.3 环流抑制的影响 .....                   | 54 |
| 4.4 频率耦合对互联系统稳定性的影响 .....             | 55 |
| 4.4.1 互联系统基本结构 .....                  | 55 |
| 4.4.2 PMSG 风电场频率耦合对系统稳定性的影响 .....     | 56 |
| 4.4.3 MMC 频率耦合对系统稳定性的影响 .....         | 57 |
| 4.5 本章小结 .....                        | 58 |
| 第 5 章 结论与展望 .....                     | 60 |
| 5.1 结论 .....                          | 60 |
| 5.2 展望 .....                          | 61 |
| 参考文献 .....                            | 62 |

# 第 1 章 绪 论

## 1.1 课题背景及研究的目的和意义

随着“双碳”政策的提出与稳步推行，我国能源结构发生重大改变，以新能源为主体的新型电力系统正在快速发展。风电作为新能源的重要组成部分，其装机占比逐年攀升。截止 2023 年底，全国累计发电装机容量约 29.2 亿千瓦，其中，风电总装机容量约 4.4 亿千瓦，同比增长 20.7%。图 1-1 为我国 2010 年至 2023 年风电新增装机容量和累计装机容量，其中 2023 年全国新增风电并网装机 7590 万千瓦，同比增长 102%<sup>[1]</sup>。由此可见，我国风机发电前景十分广阔。

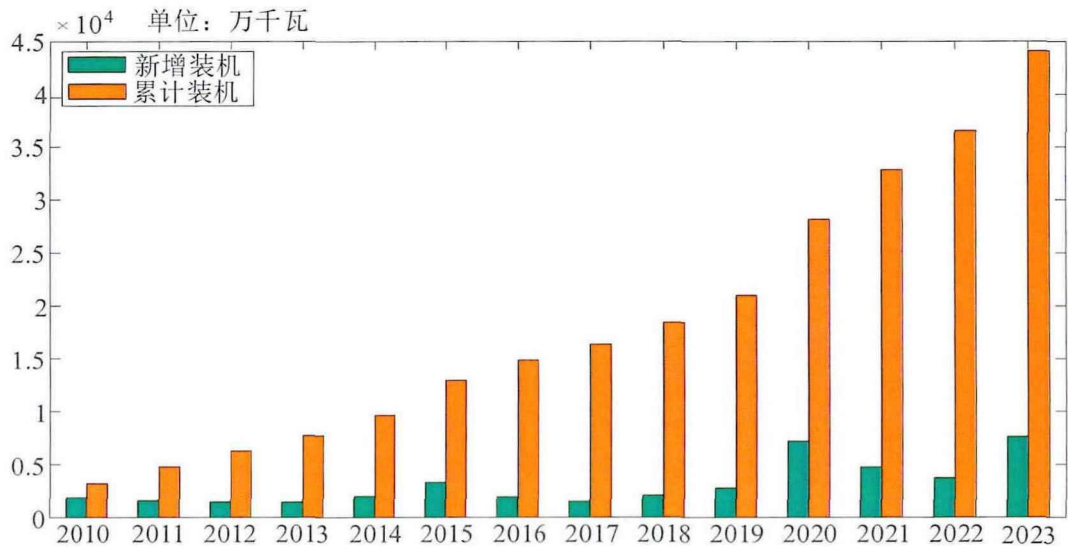


图 1-1 2010—2023 年中国风电新增装机容量和累计装机容量

目前，国内使用较多的风机机型是双馈风机（Doubly Fed Induction Generator, DFIG）和永磁直驱风机，其中，永磁直驱风机因高可靠性、高效率、高功率密度等特点，逐渐成为海上风力发电机的主流机型<sup>[2]</sup>。柔性直流输电因支撑能力强、没有换向失败等显著优势成为风电场与电网之间的重要纽带。柔性直流输电的换流器主要有两种，一种是电压源换流器<sup>[3]</sup>(Voltage Source Converter, VSC)，另一种是模块化多电平换流器<sup>[4]</sup>。相较于 VSC，模块化多电平换流器因具有波形质量高、故障处理能力强、体积小、易维护等优点<sup>[5]</sup>，成为柔性直流输电技术的主流趋势。国内部分已投运的风电场经 MMC 外送系统联网工程如图 1-2 所示。

然而，风电场经 MMC 外送系统包含大量电力电子设备，这改变了电力网络的基本形态、稳定特征和演化规律，各设备及其控制之间的动态交互从而导致系统在宽频段范围内的振荡。例如：广东南澳柔直工程，在调试期间，随着风电场

出力增大, 曾出现 30Hz 左右的振荡, 致使柔直系统停运<sup>[6]</sup>; 上海南汇柔直工程在调试过程中, 互联系统多次出现次同步振荡, 致使设备损坏<sup>[7]</sup>; 德国北海 BorWin1 海上风电柔直并网工程出现 300Hz 左右的中频振荡<sup>[8]</sup>; 鲁西换流站广西侧线路跳闸后出现 1270Hz 高频振荡<sup>[9]</sup>; INELFE 法西互联工程发生频率为 1600Hz 的高频振荡现象<sup>[10]</sup>。

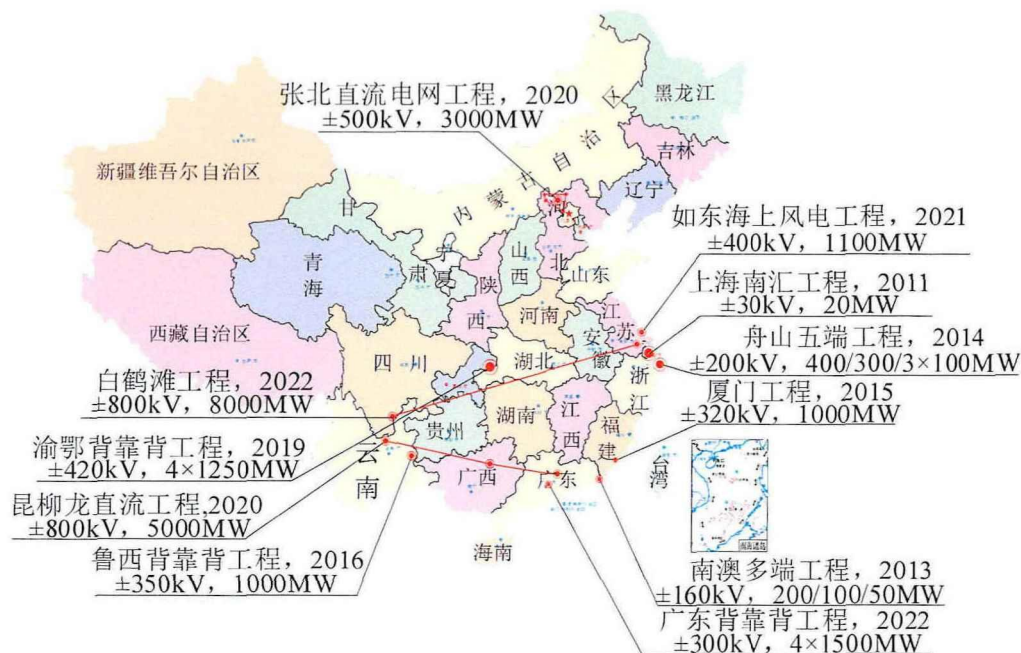


图 1-2 国内部分已投运的风电场经 MMC 送出工程

近年来, 随着新能源渗透率的不断提高, 风电场经 MMC 外送系统发生了振荡频率耦合现象<sup>[11]</sup>, 即系统振荡时会出现两个频率点, 这两个频率点关于基频对称。例如, 2015 年 7 月和 2018 年 8 月新疆哈密地区风电场分别出现了振荡频率为 19.5Hz 和 80.5Hz 的次/超同步振荡分量和振荡频率为 26.4Hz 和 73.6Hz 的次/超同步振荡分量, 其中 2015 年出现的振荡现场录波图如图 1-3 所示<sup>[12]</sup>; 2019 年 8 月英国霍恩海上风电场出现了振荡频率为 40Hz 和 60Hz 的次/超同步振荡, 导致英国约 100 万人用电受影响<sup>[13]</sup>; 2022 年 1 月河北张北康宝风电场出现了振荡频率为 43.75Hz 和 56.25Hz 的次/超同步振荡, 谐波含量约为 7%<sup>[14]</sup>。

频率耦合现象会使系统由原来的单输入-单输出(single-input-single-output, SISO)特性变成多输入-多输出(multi-input-multi-output, MIMO)特性, 此时系统的正负序阻抗相互耦合, 从而导致单入单出或者正负序解耦模型难以适用, 因此有必要建立考虑频率耦合特性的系统多输入-多输出模型。但现有的阻抗分析方法无法揭示频率耦合现象的产生机理及其对系统稳定性的影响, 因此亟需揭示系统频率耦合现象的产生机理, 并考虑频率耦合特性对系统阻抗特性及稳定性的影响, 从而获得更加准确的稳定性判定结果。

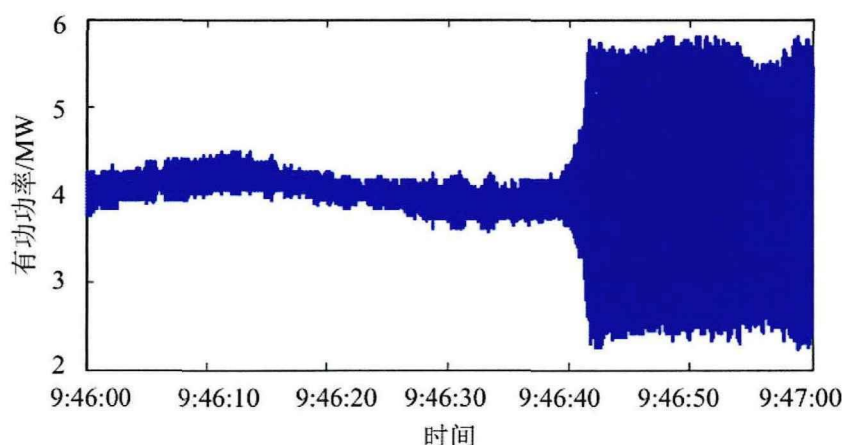


图 1-3 哈山 I 线线路电流录波图

## 1.2 国内外研究现状

基于风电场经 MMC 外送系统阻抗建模及稳定性分析, 本文从风电场及 MMC 系统稳定性分析方法和风电场经 MMC 外送系统稳定性分析两个方面进行国内外研究现状的阐述。

### 1.2.1 风电场及 MMC 系统稳定性分析方法研究现状

近年来, 工程中出现的风电场及 MMC 振荡失稳事故是典型的小信号稳定性问题。基于对风电场及 MMC 系统的稳定性分析采用的方法主要有数值仿真法<sup>[15]</sup>和解析算法<sup>[16]</sup>等。数值仿真算法也叫时域仿真法, 其本质是通过建立系统微分方程进而进行数值积分来获得系统的时域运行曲线, 从而反映系统的时域动态变化特性。其优势是直观性强, 可以对实际系统的运行情况进行模拟, 对各种故障情况进行复现, 从而清晰地反应各电气量的变化过程, 但它的缺点是无法阐明振荡的失稳机理<sup>[17]</sup>, 因此只能作为辅助手段来验证其他方法的有效性。解析算法的本质是通过系统电气量的关系推导其数学模型, 从而明晰系统各部分参数的作用, 进而阐明系统的振荡机理<sup>[18]</sup>。解析法主要有复转矩系数法、开环模式分析法、特征值分析法和阻抗分析法等<sup>[19]</sup>。

#### (1) 复转矩系数分析法

复转矩系数最早由 I.M.Canay 提出, 后被推广至分析电力系统次同步振荡问题。该方法通过对发电机施加频率为  $f$  的小扰动, 推导电气同步转矩  $K_e$ 、电气阻尼转矩系数  $D_e$  与电磁转矩的表达式, 然后根据发电机电气阻尼转矩系数和机械阻尼之和是否小于零来判断系统是否会发生次同步振荡。例如, 文献[20]针对双馈风电场经串补输电线路次同步控制的稳定性问题, 以双馈风机电压方程为基础利用复转矩系数法推导了适用于次同步振荡稳定性分析的电气阻尼系数表达式, 然

后分析了风速、转速等控制参数对次同步控制相互作用稳定特性的影响。文献[21]针对双馈风机的次同步振荡问题，从电磁转矩的角度出发，分别研究了定子、转子电磁转矩变化对次同步振荡阻尼特性的影响，然后评估了双馈风机总电磁转矩与次同步振荡阻尼之间的关系，进而研究了转速、串补度等关键参数对次同步谐振特性的影响。

复转矩系数法虽然物理意义清晰、计算量小，但复转矩系数法在建模时忽略了系统的频率耦合特性，并对模型进行了大量简化，导致结论有较大偏差。此外，此方法并没有从数学角度证明其有效性，因此，此方法是否可以应用到新型电力系统还需进一步讨论<sup>[18]</sup>。

## (2)开环模式分析法

开环模式分析法<sup>[22]</sup>的理论依据是模式谐振理论，对于风电场经 MMC 外送系统，它的研究思路为首先将风电场经 MMC 外送系统拆成反馈子系统和前馈子系统<sup>[23]</sup>，其中反馈子系统由风电场组成，前馈子系统由 MMC 组成，然后计算出两个子系统的全部特征根并进行比较，若两个子系统有相近的特征根  $\lambda_r \approx \lambda_l$ ，则说明互联系统存在开环模式谐振，此时互联系统会发生振荡。值得注意的是，通过求取开环特征根的特征向量可以估算出互联闭环系统的特征根<sup>[24]</sup>。

开环模式分析法可对互联系统中存在的交互作用做出机理解释，且可实现模块化建模，但较难达到开环模式耦合条件，另外，互联闭环系统的特征根为近似值，计算结果存在误差。目前该方法在阐释风电场及直流输电系统的谐振问题已有初步成果，如直驱、双馈风机的混合风电场<sup>[25]</sup>和多端柔性直流系统<sup>[26]</sup>等。

## (3)特征值分析法

特征值分析法的思路是利用李雅普诺夫第一法对受小扰动的系统进行线性化处理求取状态矩阵的特征值及特征向量，然后算出振荡频率和振荡阻尼比，进而判定系统的稳定性。该方法因为可以识别引发系统振荡的关键因素而被广泛应用于稳定性分析。特征值分析法的状态空间表达式为<sup>[27]</sup>：

$$\begin{cases} \frac{d\Delta x}{dt} = A\Delta x + B\Delta u \\ \Delta y = C\Delta x + D\Delta u \end{cases} \quad (1-1)$$

式中  $\Delta$ ——系统变量的小信号模型；

$A$ ——系统状态空间矩阵；

$B$ ——输入矩阵；

$C$ ——输出矩阵；

$D$ ——关联矩阵。

当且仅当系统状态空间矩阵  $A$  的所有特征值都在复平面的左半轴时，系统是稳定的，否则，系统将失去稳定性<sup>[28]</sup>。特别的，当所有特征值位于虚轴上时，为



临界稳定。特征值分析法除了根据特征值为系统小信号稳定性提供振荡频率和振荡阻尼比等有效信息外,还可以根据特征向量分析系统的各类振荡模态,从而找出影响系统振荡的关键因素。例如,特征值分析法可以根据灵敏度对各振荡模式进行分析,从而确定系统参数对系统稳定性的影响<sup>[29]</sup>,或者根据参与因子的大小判断各状态变量对振荡模式的影响程度<sup>[30]</sup>,为探讨振荡模式的影响因素和控制设计等提供关键信息。文献[31]针对双馈风电机组接入串补电网的次同步振荡问题,利用特征值法的参与因子来识别振荡模式,并对系统的运行轨迹进行分析。文献[32]针对大规模双馈风电场经 VSC 外送系统的次同步振荡问题,利用参与因子找出了与振荡模式强相关的状态变量,并分析了状态变量对系统阻尼性能的影响,然后提出一种附加阻尼的振荡抑制策略。文献[33]建立了直驱风机经电网换相换流器 (line-commutated-converter, LCC)送出系统的小信号模型,并用特征值分析了系统参数对次同步振荡阻尼的影响,结果表明当系统参数不合适时, LCC 将为次同步振荡提供负阻尼,加剧振荡,不利于系统的稳定。文献[34]建立了直驱风电机组经 VSC 并网外送系统的完整动态模型,采用特征值分析法计算得到各振荡模式的参与因子,进而探讨输电线路距离和系统控制参数等因素对系统次/超同步振荡阻尼特性的影响。文献[35]根据特征值分析法建立了考虑内部动态特性的 MMC 模型,利用参与因子对 MMC 内部谐波振荡模式进行了分析,结果表明,环流抑制策略、桥臂电阻等对内部谐波模态具有较大影响。文献[36]针对双馈风电场经 MMC 并网系统的稳定性问题,根据特征值法建立了双馈风电场经 MMC 并网系统的状态空间模型,利用参与因子揭示了导致系统失稳的主导模式及关键参数,然后考虑环流控制器的动态特性提出一种振荡抑制策略。

特征值分析法具有严密的科学依据,可以识别引发系统振荡的关键因素,但由于其每一个变量对应一阶矩阵,所以形成的状态矩阵  $A$  比较大,特别是当系统比较复杂时,状态矩阵  $A$  可能成百上千阶,极易出现“维数灾”问题。对此,有学者提出可以根据环境因素、系统参数因素等对状态矩阵进行分区分块处理,从而得到降阶模型<sup>[37]</sup>,但降阶过程中的简化使得模型的精度难以保证。此外,特征值分析法对系统结构和参数的依赖性大,无法对系统内部的动态作用进行分析,因此无法揭示系统振荡机理<sup>[38]</sup>。

#### (4) 阻抗分析法

阻抗分析法最早由美国学者 R.D.Middlebrook 在 1976 年提出并被用于直流系统输入滤波器的设计中<sup>[39]</sup>,后被孙健教授应用于三相交流系统的稳定性分析<sup>[40]</sup>,此后阻抗分析法在电气建模领域被广泛应用。以风电场经 MMC 外送系统为例,阻抗分析法的分析思路是首先将风电场与 MMC 从二者的公共连接点(point of common coupling, PCC)处分开拆成两部分,然后利用戴维南或诺顿原理将风电

场和 MMC 简化成两个子系统阻抗模型，最后基于奈奎斯特判据或者广义奈奎斯特判据分析互联系统的稳定性。值得注意的是，阻抗分析法具有处理“黑箱”的能力，即在不知道子系统内部信息的情况下，只需要根据子系统出口处的电压电流就可以求出子系统的等效阻抗，然后进行互联系统的稳定性分析。风电场经 MMC 外送系统的等效电路如图 1-4 所示。

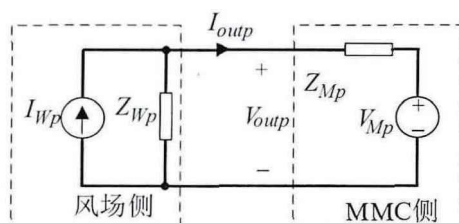


图 1-4 风电场经 MMC 外送系统等效结构图

假设风电场经 MMC 外送系统可以稳定运行，根据图 1-4 可得风电场输出电流  $I_{outp}$  可以表示为：

$$I_{outp} = \frac{I_{Wp}(s)Z_{Wp}(s) - V_{Mp}(s)}{Z_{Wp}(s)} \bigg/ \left( 1 + \frac{Z_{Mp}(s)}{Z_{Wp}(s)} \right) \quad (1-2)$$

根据式(1-2)可知，互联系统的小扰动稳定性取决于最小反馈环增益  $Z_{Mp}/Z_{Wp}$ 。根据线性控制理论，当且仅当最小反馈环增益  $Z_{Mp}/Z_{Wp}$  的奈奎斯特曲线不包  $(-1, j0)$  时，风电场经 MMC 外送系统是稳定的；反之，互联系统失稳。

目前，已有不少文献利用阻抗分析法分析系统稳定性问题。文献[41]针对风电系统并网逆变器的稳定性问题，建立了逆变器的正、负序阻抗模型，研究表明对绝大多数对称三相电力电子电路，其正、负序子系统是解耦的，可以相互独立的研究。文献[42]考虑锁相环(phase-locked loop, PLL)频率特性建立了 LCL 型并网逆变器的正负序阻抗模型，并提出了一种锁相环调节器参数设计方法。文献[43]考虑环流抑制控制建立了 MMC 交流侧阻抗模型，然后根据奈奎斯特稳定性判据判断互联系统的稳定性，结果表明，适当的环流抑制控制能够改善互联系统的稳定性。

阻抗建模是阻抗分析法进行系统稳定性分析的基础，根据坐标系的选取不同，阻抗模型主要有  $dq$  域阻抗、极坐标阻抗、相序域阻抗等，其研究现状概括如下：

#### (1) $dq$ 域阻抗

$dq$  域阻抗建模即在旋转坐标系下进行阻抗建模，因此它需要先进行 Park 变换将三相静止坐标系中的交流周期分量转换成旋转坐标系下的直流分量，然后再对直流分量进行线性化处理。在电网参数三相对称情况下，文献[44]考虑了双馈风机机侧系统，基于  $dq$  坐标系建立了双馈风机的阻抗模型，然后分析了电流环以及锁相环控制参数对互联系统稳定性的影响。文献[45]在  $dq$  坐标系下建立了直

驱风机和电网的阻抗模型，然后采用聚合 RLC 电路对振荡频率和阻尼方法进行了量化分析。文献[46]针对锁相环在小扰动情况下控制  $dq$  坐标系和系统  $dq$  坐标系不再重合问题，利用 Park 变换建立了三相 LCL 并网逆变器的导纳模型，并分析了 PLL、电网阻抗等参数对系统稳定性的影响。

由于 MMC 子模块电容电压与桥臂电流的相互作用，使得 MMC 内部动态特性十分复杂。因此为了使 MMC 也可以在  $dq$  坐标系下进行建模，动态相量理论被用于 MMC 的数学建模。动态相量法首先对系统列写时域下状态方程，然后将模型中的每一个信号利用傅里叶级数的三角函数形式展开，使系统中的电压、电流信号能够用相量进行表示。文献[47]利用动态相量法建立了考虑二次谐波的 MMC 稳态模型，然后研究了二次谐波对 MMC 阻抗特性的影响，验证了考虑二次谐波的动态相量模型能准确描述 MMC 的低频段动态特性。

需要说明的是，由于 Park 变换只能将对称系统中的交流周期分量转换为直流分量，因此  $dq$  坐标系阻抗建模方法只适用于三相对称系统。当三相系统的稳态工作轨迹中出现电流畸变、电压纹波加重，即三相电气参数不在对称时， $dq$  域阻抗建模方法就显得捉襟见肘<sup>[48]</sup>。更重要的是，当研究大规模风电场等效阻抗模型时，由于线路的原因，使得每台风电机组及 MMC 系统所在的  $dq$  坐标系不重合，所以需要以一个坐标系为基准，将其他坐标系的模型归算至此坐标系，这增加了建模的复杂性。图 1-5 为多台风机在不同坐标系下的对应关系示意图。

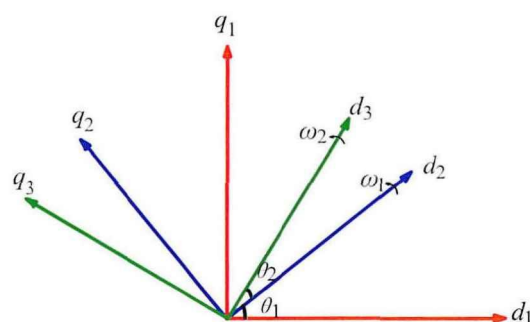


图 1-5 多台风机在不同坐标系下的对应关系

## (2)极坐标阻抗

针对三相静止坐标系和  $dq$  坐标系下，由于锁相环等原因使系统正负序阻抗无法解耦问题，有学者提出可以利用极坐标系进行阻抗。文献[49]在极坐标下建立了三相变流器的动态模型，如式(1-3)所示，通过分析发现当变流器满功率运行时，导纳矩阵中非对角元素  $Y_{g2}$  和  $Y_{g3}$  远小于  $Y_{g1}$ ，且接近于 0，此时极坐标导纳矩阵化简为对角阵从而实现正负序解耦。以此为基础，文献[50]提出了广义导纳/阻抗的概念以及相应的广义阻抗判据，结果表明，对于中低频振荡，广义阻抗判据具有较好的适用性。

$$\begin{bmatrix} \Delta I \\ I\Delta\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{g1}(s) & Y_{g2}(s) \\ Y_{g3}(s) & Y_{g4}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U \\ U\Delta\delta \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

### (3)相序域阻抗

相序域阻抗建模因需要同时建立正序阻抗和负序阻抗，所以需要在利用谐波线性化的同时结合对称分量法来实现。由于孙健教授首次将阻抗分析法应用于三角交流系统时采用的就是相序域阻抗，所以经过后续专家学者的研究，相序域阻抗建模已经被广泛应用于风电、光伏以及 MMC 系统。例如，文献[51]利用相序域阻抗法建立了光伏逆变器的阻抗模型，并提出一种基于电压前馈的主动阻抗控制策略使光伏并网逆变器在不同的动态电网条件下均具有较好的控制鲁棒性。文献[52]建立了双馈风机的相序域阻抗模型并研究了网侧锁相环的动态特性对双馈风机正负序阻抗的影响。文献[53]计及 MMC 的环流控制，利用谐波线性化方法建立了 MMC 的相序域阻抗模型，并验证了适当的环流控制在起到抑制环流目的的同时，还能够有效抑制 MMC 交流侧阻抗的谐振峰。由于 MMC 内部动态特性特别复杂，所以想要得到 MMC 精确的阻抗模型，谐波线性化法需要复杂的代数推导。因此，文献[54]提出多谐波线性化方法，从而建立了考虑三次及以下谐波的 MMC 序阻抗模型，并研究了谐波和控制对 MMC 频域特性的影响。文献[55]利用多谐波线性化方法建立了考虑桥臂内部多谐波耦合的 MMC 直流侧的小信号阻抗模型，并分析了控制方式对 MMC 直流侧频率阻抗特性的影响。此外，文献[56]基于谐波状态空间法(harmonic state space, HSS)建立了考虑内部动态特性及环流抑制控制的 MMC 相序域阻抗模型，并分析了谐波次数及控制参数对 MMC 阻抗特性的影响。值得注意的是，由于 HSS 与多谐波线性化都是根据傅里叶级数将时域模型转化到频域，从而实现 MMC 时变模型的定常化，因此它们的本质是相同的。

上述文献[51]-[56]在进行相序域阻抗建模时有一个共同的特点，即认为正负序阻抗是解耦的。然而，文献[57]研究发现，系统在受到外在的激励小扰动时，会产生两个不同频率的响应扰动，其中一个与外在激励扰动频率相同，另一个则与扰动频率关于基频对称，这种现象被作者称为镜像频率耦合，即频率耦合特性。基于此发现，文献[11]提出一种考虑频率耦合特性的改进相序域阻抗矩阵的 VSC 建模方法。文献[58]考虑了 MMC 的频率耦合特性，利用 HSS 建立了 MMC 的 MIMO 频域阻抗模型。进一步，该文献结合文献[59]建立的双馈风机 MIMO 阻抗模型，研究了频率耦合特性对双馈风电场经 MMC 外送系统稳定性的影响。文献[60]考虑频率耦合特性根据  $dq$  坐标系建立了永磁直驱风机及 MMC 的 MIMO 频域阻抗模型，然后根据文献[11]所提变换方法将 MIMO 阻抗模型转换为 SISO 阻抗模型，最后对机网侧系统耦合度进行了分析。当采用相序域阻抗建模时系统阻

抗使用的是三相静止坐标系，而控制部分是在旋转坐标系下进行的建模，所以为顺利建成系统阻抗模型需要将控制部分的模型进行反 Park 变换，此过程涉及不同频率分量的卷积计算，计算量大<sup>[61]</sup>。

综上所述，在分析系统的小扰动稳定性问题时，以上解析方法都是将系统的非线性振荡问题转化为线性的小信号问题进行分析。由于阻抗分析法相较于其他方法简单有效，被广泛应用于由电力电子设备组成的互联系统的稳定性分析<sup>[62]</sup>。然而，在  $dq$  域、极坐标、相序域进行阻抗建模时存在计算量大或物理意义不清晰的问题，为解决以上问题，本文根据复数域下静止坐标系与旋转坐标系之间的变化只涉及指数旋转因子的特点选取基于复数域静止坐标系的阻抗建模方法<sup>[63]</sup>。此方法的优势在于在复数域中利用指数旋转因子的傅里叶变换的时移、频移特性可以根据控制系统在旋转坐标系下的传递函数直接写出控制系统在静止坐标系下的传递函数，从而避免控制系统建模过程中坐标系的反复变换带来的大量卷积运算，大幅降低建模难度。更重要的是，所提方法能够更加清晰的阐释互联系统受到扰动时产生频率耦合现象的物理意义。

### 1.2.2 风电场经 MMC 外送系统稳定性问题研究现状

风电场经 MMC 外送系统基本结构图如图 1-6 所示。新能源采用的风电机组由大量的电力电子设备组成，而柔性直流输电系统同样由大量的电力电子元器件构成，由于各器件的控制时间尺度不同<sup>[64]</sup>，导致风电场经 MMC 外送系统存在多个时间尺度耦合的现象，进而互联系统之间的相互作用机理更加复杂，系统的稳定性易受到破坏。综合目前实际工程中发现的问题，大量学者针对风电场经柔直外送系统的稳定性问题展开了大量研究。

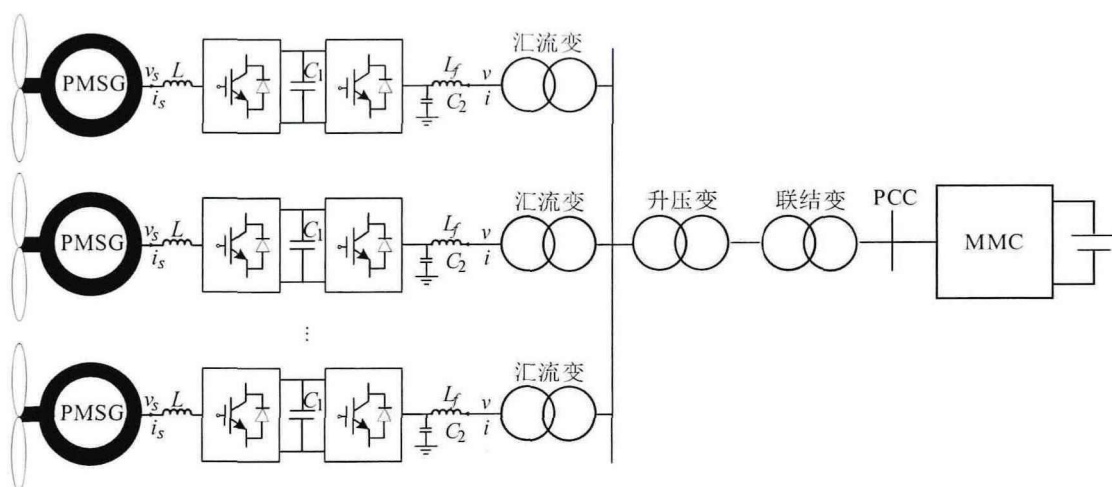


图 1-6 风电场经 MMC 外送系统基本结构图

文献<sup>[65]</sup>同时建立了双馈风机、直驱风机及 MMC 的序阻抗模型，然后分析了不同控制参数对 DFIG、PMSG 和 MMC 阻抗特性的影响，最后基于奈奎斯特稳



定性判据揭示了 DFIG 风电场经 MMC 外送系统及 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的宽频带振荡机理。文献[66]构建了直驱风机经 MMC 外送系统的小信号动态模型,并利用特征值分析法分析了矢量控制器参数及环流抑制控制器参数对次同步振荡频率的影响;文献[67]根据风电场经柔直外送系统小信号模型,研究了风机拓补结构、风机工况对互联系统稳定性的影响,结果表明风机并网机组数量的增加有可能导致风电场与柔直之间存在强动态交互,从而引发系统失稳。文献[68]针对直驱风电场经 MMC 外送系统的次同步振荡问题,基于根轨迹法分析了功率、控制参数等对系统稳定性的影响,并提出在 MMC 外环控制器中加入串联虚拟电阻的阻尼控制策略来抑制系统的次同步振荡。文献[69]基于 HSS 建立了海上风电场经 MMC 外送系统的阻抗模型,并分析了直流电缆和电网侧 MMC 换流站的动态特性对风电场侧 MMC 换流站交流侧阻抗特性的影响。文献[70]针对风电场与柔直系统的交互影响问题,建立了风电场经柔直外送系统的 SISO 模型,然后利用奈奎斯特稳定性判据分析了风机网侧锁相环参数与柔直控制参数之间的交互特性。

综上所述,大量的国内外专家学者针对风电场经 MMC 外送的稳定性问题进行了较为深入的研究探讨并取得了很多有意义的研究成果。但上述文献[65]-[70]在对风机建模时采用的是风机的简化模型并且忽略了风电场及 MMC 频率耦合特性的影响,这会使得稳定性分析结果出现误差。因此亟需建立一个考虑风机及 MMC 频率耦合特性的风电场及 MMC 的完整阻抗模型,从而对互联系统进行更加准确的稳定性分析。

### 1.3 本文主要工作内容

本文针对现有研究方法的不足,提出一种考虑频率耦合特性的复数域阻抗建模方法,建立了 PMSG 风电场及 MMC 的阻抗模型,并对其互联系统的稳定性进行分析。具体章节安排如下:

第 2 章:首先介绍 PMSG 及 MMC 的基本结构及调制方式的运行原理;然后介绍 PMSG 及 MMC 各换流器控制系统的控制方式;接着,推导 PMSG 及 MMC 的数学模型并分析 MMC 谐波的形成机理,所建数学模型可为后续章节中 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的等效阻抗建模及稳定性分析奠定基础;最后,搭建 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的仿真模型,并对桥臂主要电气量的差共模波形及频谱图进行分析,验证 MMC 谐波机理分析的正确性。

第 3 章:首先根据傅里叶变换的时移、频移特性,灵活运用指数旋转因子推导频域下两相静止坐标系与旋转坐标系下系统输入输出量的传递函数之间的变换关系,从而可以避免大量频域卷积计算及坐标系的反复变换、大幅降低建模难

度；然后以复向量为基础，结合推导的坐标变换关系，在复数域建立考虑频率耦合特性的 PMSG 风电场的精细化阻抗模型。同时，根据复向量法的可拓展性，结合谐波状态空间法，提出考虑频率耦合特性的 MMC 阻抗建模方法；最后，对 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的仿真模型进行扫频并与解析结果进行对比，验证所建模型的正确性。

第 4 章：首先基于建立的 PMSG 风电场阻抗模型，研究机侧系统、网侧锁相环参数、网侧电流内环参数及功率等级对风电场阻抗模型及频率耦合特性的影响；然后根据建立的 MMC 阻抗模型，研究子模块电容、电流内环参数及环流抑制参数对 MMC 阻抗模型及频率耦合特性的影响，为 PMSG 风电场和 MMC 参数设计提供理论依据；最后，利用广义奈奎斯特判据，研究 PMSG 风电场及 MMC 频率耦合特性对互联系统稳定性判定的影响。

第 5 章：对全文进行总结和展望。

## 第2章 永磁直驱风机及 MMC 的运行原理与建模

### 2.1 引言

精确建立 PMSG 和 MMC 激励-响应过程的幅频特性模型可以更好的分析互联系统的动态特征及稳定性，从而揭示振荡和频率耦合特性的产生机理。因此，本章介绍了 PMSG 及 MMC 的基本结构及运行原理，构建其系统链路结构、控制器等环节的数学模型，为后续章节中 PMSG 风电场经 MMC 外送系统等效阻抗建模及稳定性因素分析奠定基础。

### 2.2 永磁直驱风机运行原理与建模

永磁直驱风力发电系统中实现能量转换的主要装置包括：风力机、永磁同步发电机、双 PWM 换流器。典型的永磁直驱风机的拓扑结构如图 2-1 所示。

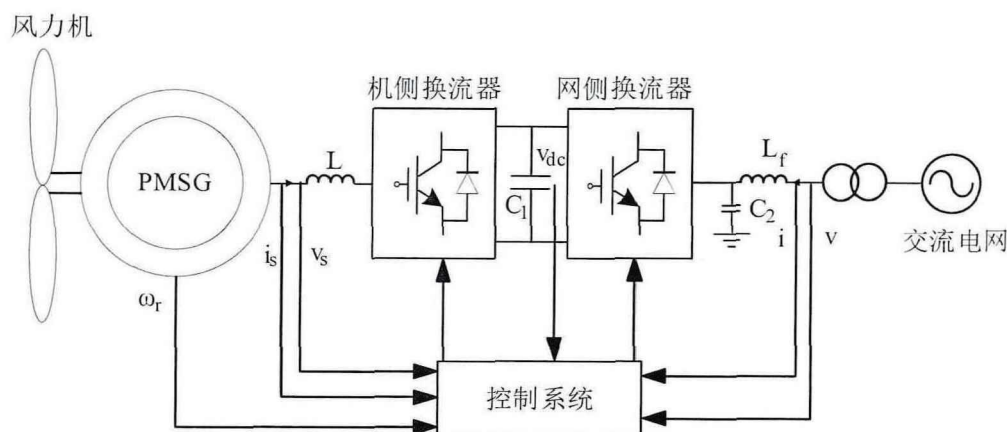


图 2-1 永磁直驱风机的拓扑结构

其中， $L$  为机侧滤波电感， $v_s$ ， $i_s$  为永磁同步发电机输出的三相交流电压和交流电流。 $C_1$  为直流母线电容， $L_f$ ， $C_2$  为网侧滤波器， $v$ ， $i$  为网侧三相交流电压和交流电流。永磁直驱风机的工作原理如下：风力机通过叶片捕获风能转动而产生机械能；由于永磁直驱风机的转子与风力机直接相连，因此风力机带动永磁同步发电机转子一起旋转切割磁感线产生感应电动势，从而将机械能转化为交流电能；由于永磁同步发电机发出电能的频率与电网的频率不同，为实现永磁同步发电机的转速摆脱电网频率的约束，需要采用机侧、网侧换流器实现频率的转换；而机侧换流器和网侧换流器的触发脉冲由控制部分决定。下面详细说明永磁直驱风力发电系统各部分的运行原理。

## 2.2.1 风力机原理及特性

根据贝兹理论可知，风力机能获得的有效功率为：

$$\begin{cases} P_t = 0.5\pi R_t^2 \rho C_p v^3 \\ C_p = 0.22 \left( \frac{116}{h} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\left( \frac{-12.5}{h} \right)} \\ h = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3}} \\ \lambda = \frac{2\pi R_t n_t}{v} \end{cases} \quad (2-1)$$

式中  $R_t$ ——风力机的叶片半径；

$\rho$ ——空气密度；

$C_p$ ——风力机的风能利用系数；

$v$ ——风机上游风速；

$n_t$ ——风力机转速；

$\lambda$ ——叶尖速比；

$\beta$ ——桨距角。

由上式可知，当风速  $v$  一定时，有效功率  $P_t$  只与风能利用系数  $C_p$  有关。而风能利用系数  $C_p$  与叶尖速比  $\lambda$  和桨距角  $\beta$  有关，当叶尖速比  $\lambda$  一定时，风能利用系数  $C_p$  与桨距角  $\beta$  成反比；但是当桨距角  $\beta$  一定时，风能利用系数  $C_p$  先随着叶尖速比  $\lambda$  的增大而增大，后随着叶尖速比  $\lambda$  的增大而减小。此时，风能利用系数  $C_p$  存在一个最大值，即风力机存在最大功率。如何使得风力机在不同风速条件下都能捕获最大动能，最大功率点跟踪<sup>[71]</sup>(Maximum Power Point Tracking, MPPT)成为提高风力机发电效率的关键因素之一。目前实际工程运用中主要采用以下几种方法：

### (1) 功率信号反馈法

功率信号反馈法首先测量风力机叶片的转速  $n_t$ ，并将其带入最大功率曲线算出此时最佳输出功率(参考功率  $P_{ref}$ )；然后与此刻风机输出功率观测值进行对比得到误差量；最后，通过控制调节器对风力机进行调节，以此实现最大功率点的跟踪。此方法的优点是：无需在风力机上安装测风装置，从而避免风速检测环节存在的诸多问题，具有良好的控制效果和实用价值。功率信号反馈法控制原理框图如图 2-2 所示。

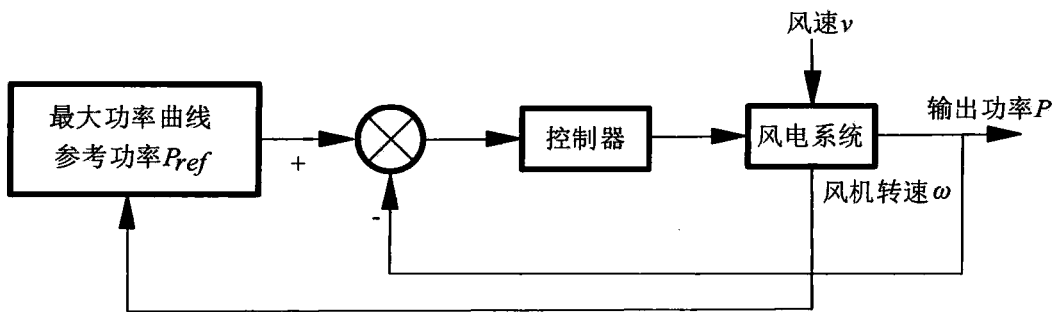


图 2-2 功率信号反馈法控制原理图

(2)最优叶尖速比法

最优叶尖速比法的目的是实现实际叶尖速比  $\lambda$  与最优叶尖速比  $\lambda_{opt}$  相等，具体实现方法为：首先，用仪器测量风速  $v$  和风力机转速  $\omega$ ，算出实际叶尖速比  $\lambda$ ；然后，将  $\lambda$  与最优叶尖速比  $\lambda_{opt}$  相比较，将误差值送入控制器；最后，通过控制调节器调节风机转速，直到偏差信号为 0 为止。此方法的优点是：物理概念清晰，原理简单，只要 1 个 PI 控制器即可满足系统控制要求。最佳叶尖速比法的控制原理框图如图 2-3 所示。

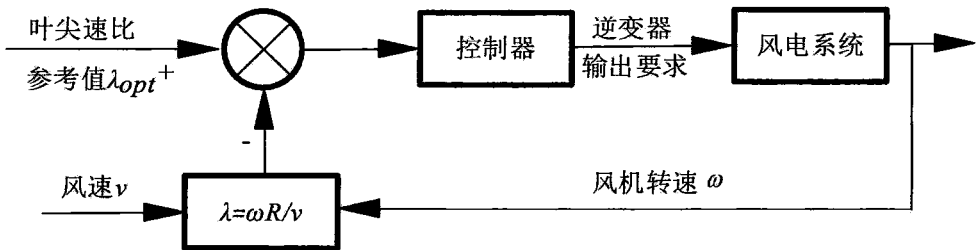


图 2-3 最优叶尖速比法控制原理图

2.2.2 永磁同步发电机建模

永磁同步发电机具有非线性、强耦合、高阶数的特点，因此为了便于分析，先做如下假设：

- ①气隙磁场在空间中呈正弦分布；
- ②定、转子无阻尼绕组，不计磁路饱和，忽略涡流损耗和磁滞损耗；
- ③发电机端电压三相对称，数学模型采用电动机惯例。

根据 KCL、KVL 和法拉第电磁感应定律可得三相静止坐标系下永磁同步发电机的电压方程和定子磁链方程为：



$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{fa} \\ \psi_{fb} \\ \psi_{fc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-2)$$

式中  $R_s$ ——定子绕组电阻；

$v_{sa}$ 、 $v_{sb}$ 、 $v_{sc}$ ——永磁同步发电机三相电压；

$i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$ ——永磁同步发电机三相电流；

$\psi_{sa}$ 、 $\psi_{sb}$ 、 $\psi_{sc}$ ——三相绕组全磁链；

$\psi_{fa}$ 、 $\psi_{fb}$ 、 $\psi_{fc}$ ——转子磁链  $\psi_f$  在三相静止坐标系下的分量；

$L_{aa}$ 、 $L_{bb}$ 、 $L_{cc}$ ——三相定子绕组自感；

$L_{ab}$ 、 $L_{ac}$ 、 $L_{ba}$ 、 $L_{bc}$ 、 $L_{ca}$ 、 $L_{cb}$ ——任意两相定子绕组的互感。

由式(2-2)可以看出，永磁同步发电机的三相动态模型比较复杂，若直接对其求解非常困难，所以需要坐标变换对其进行化简。将式(2-2)变换到  $dq$  轴旋转坐标系下得：

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_{sq} i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \psi_f \end{cases} \quad (2-3)$$

稳态时有：

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s L_{sq} i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s (L_{sd} i_{sd} + \psi_f) \end{cases} \quad (2-4)$$

式中  $\omega_s$ ——同步转速；

$v_{sd}$ 、 $v_{sq}$ ——旋转坐标系下永磁同步发电机  $d$ 、 $q$  轴电压；

$i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ ——旋转坐标系下永磁同步发电机  $d$ 、 $q$  轴电流。

## 2.2.3 机网侧换流器及其控制系统原理与建模

### (1) 机网侧换流器基本原理

目前，永磁直驱风机的主流换流器是双背靠背 PWM 全功率换流器，即机侧网侧采用相同的换流器，所不同的是机侧换流器为整流器，而网侧换流器为逆变器。二者的拓扑结构如图 2-4 所示。

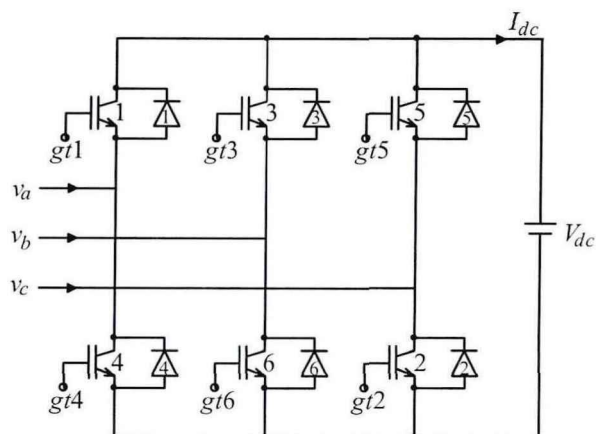


图 2-4 永磁直驱风机换流器拓扑图

对于永磁直驱风机而言，常用的调制方式为空间矢量调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)。为说明 SVPWM 的控制原理，首先假设一个开关函数：

$$s_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通，下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断，下桥臂导通} \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (2-5)$$

由上式可知每一个桥臂有两种工作状态，因此三相共有 8 种组合方式，即 8 种电压空间矢量。8 种电压空间矢量在  $\alpha\beta$  平面的分布如图 2-5 所示。

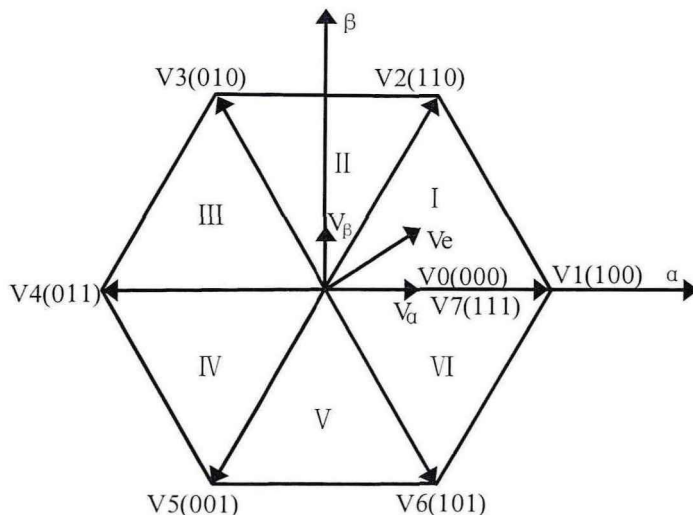


图 2-5 电压空间矢量图

由上图可以看出， $V_0$ 、 $V_7$  为零矢量，其他为非零矢量。这些非零矢量幅值相等，角度分别相差  $60^\circ$ ，将复平面分成 6 个扇区， $V_e$  为期望电压矢量。以第一扇区为例， $V_1$ 、 $V_2$  的作用时间  $t_1$ 、 $t_2$  为：

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha - \frac{1}{2} v_\beta \right) \\
 t_2 &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} v_\beta
 \end{aligned} \tag{2-6}$$

式中  $T_s$ ——开关周期。

由于开关损耗,  $t_1$ 、 $t_2$  与工作周期时间  $T$  不一致, 因此还需要用零矢量的间隙时间  $t_0$  来填补<sup>[72]</sup>, 即:  $T=t_1+t_2+t_0$ 。因此在第一扇区,  $V_e$  的输出次序如图 2-6 所示, 同理可得其他扇区的输出次序。

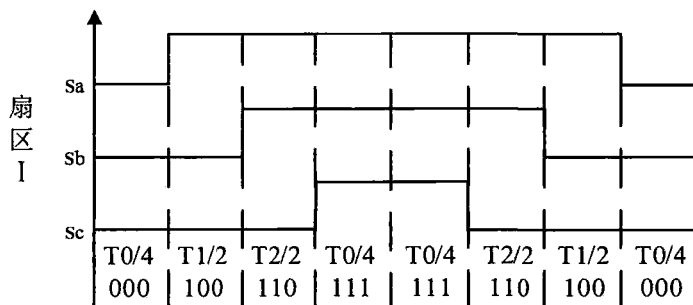


图 2-6 一个周期内扇区 I 的工作模式

## (2) 机侧换流器建模

机侧换流器的作用有二, 一是控制永磁同步发电机定子侧的有功或控制风力机的转速, 使永磁同步发电机可以变速恒频运行; 二是将永磁同步发电机发出的交流电变成直流电, 调节永磁同步发电机定子侧的无功功率。为便于分析, 先做如下假设:

- ①气隙磁场在空间中均匀且呈正弦分布;
- ②三相绕组完全对称;
- ③忽略电力电子器件的损耗;
- ④采用电动机惯例。

由图 2-4 可知, 机侧换流器的调制方程为:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{m}_{sa} \\ \bar{m}_{sb} \\ \bar{m}_{sc} \end{bmatrix} \cdot m_{sf} \cdot \frac{v_{dc}}{2} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \tag{2-7}$$

式中  $m_{sf}$ ——机侧换流器调制幅值比;

$\bar{m}_{sa}$ 、 $\bar{m}_{sb}$ 、 $\bar{m}_{sc}$ ——PWM 生成的机侧换流器三相调制信号。

SVPWM 的开关占空比与调制信号的关系<sup>[73]</sup>可以表示为:

$$\begin{bmatrix} d_{sa} \\ d_{sb} \\ d_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left( m_{sf} \begin{bmatrix} \bar{m}_{sa} \\ \bar{m}_{sb} \\ \bar{m}_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \quad (2-8)$$

式中  $d_{sa}$ 、 $d_{sb}$ 、 $d_{sc}$ ——机侧换流器在静止坐标系下的三相开关占空比。

将式(2-8)带入式(2-7)得机侧换流器的数学模型为：

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} d_{sa} \\ d_{sb} \\ d_{sc} \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

为实现永磁同步发电机变速恒频运行，本文对机侧换流器外环采用定有功功率控制，机侧换流器的控制系统框图如图 2-7 所示。

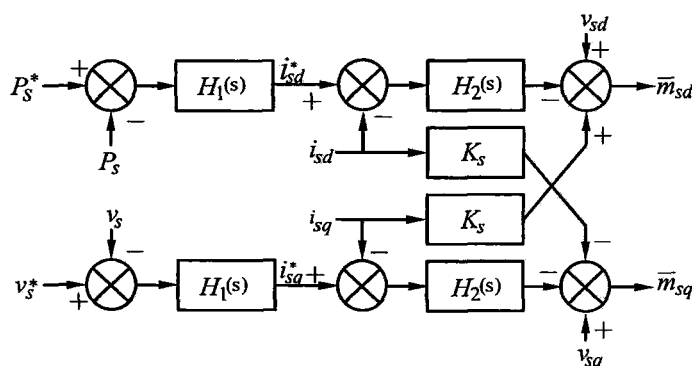


图 2-7 机侧换流器控制框图

由图 2-7 可知机侧换流器控制部分输出的 SVPWM 调制信号可以表示为：

$$\begin{bmatrix} \bar{m}_{sd} \\ \bar{m}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_1(s) & K_s \\ K_s & H_1(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_1(s)H_2(s) & \\ & H_1(s)H_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s^* - P_s \\ v_s^* - v_s \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

式中  $K_s$ ——机侧换流器内环  $dq$  轴解耦系数；

$\bar{m}_{sd}$ 、 $\bar{m}_{sq}$ ——旋转坐标系下机侧换流器的  $d$ 、 $q$  轴调制信号；

$H_1$ 、 $H_2$ ——机侧换流器外环和内环 PI 控制参数，其中， $H_1 = k_{1p} + k_{1i}/s$ ，

$H_2 = k_{2p} + k_{2i}/s$ ；

$P_s^*$ 、 $v_s^*$ ——永磁同步发电机有功功率的参考值和三相电压的参考值；

$P_s$ 、 $v_s$ ——永磁同步发电机有功功率和三相电压的测量值。

需要说明的是，由于网侧换流器也用到了锁相环，因此锁相环模型将在网侧换流器中建立。

### (3)网侧换流器建模

网侧换流器也有两个作用。一是稳定机侧变流器与网侧变流器之间的直流线路电压，确保永磁直驱发电机的电能质量；二是将直流电转换为交流电，结合机

侧换流器，实现永磁同步发电机的转速摆脱电网频率的约束。

由图 2-4 可知，网侧换流器的调制方程和开关占空比为：

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{m}_a \\ \bar{m}_b \\ \bar{m}_c \end{bmatrix} \cdot m_f \cdot \frac{v_{dc}}{2} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left( m_f \begin{bmatrix} \bar{m}_a \\ \bar{m}_b \\ \bar{m}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \end{cases} \quad (2-11)$$

式中  $m_f$ ——网侧换流器调制幅值比；

$\bar{m}_a$ 、 $\bar{m}_b$ 、 $\bar{m}_c$ ——PWM 生成的网侧换流器三相调制信号；

$v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$ ——风机出口处的三相电压；

$i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ——风机出口处的三相电流；

$d_a$ 、 $d_b$ 、 $d_c$ ——网侧换流器全控型器件的三相开关占空比。

将式(2-11)变换到旋转坐标系下得网侧换流器的数学模型为：

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

为保证永磁直驱发电机的电能质量，本文对网侧换流器外环采用定直流电压控制，网侧换流器的控制系统框图如图 2-8 所示。

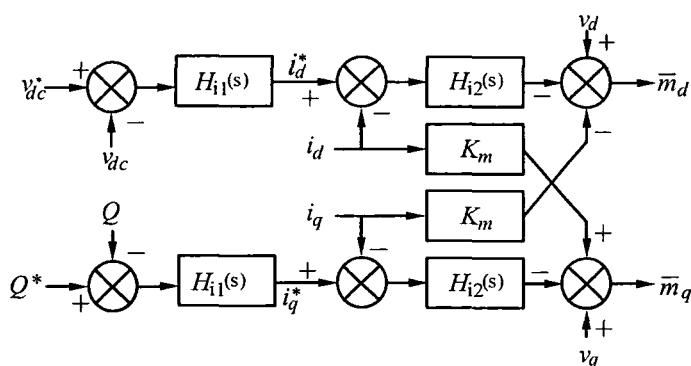


图 2-8 网侧换流器控制框图

由图 2-8 可知网侧换流器控制部分输出的 SVPWM 调制信号可以表示为：

$$\begin{bmatrix} \bar{m}_d \\ \bar{m}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_d(s) & K_m \\ K_m & H_q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_d(s)H_{i2}(s) & \\ & H_q(s)H_{i2}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc}^* - v_{dc} \\ Q^* - Q \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中  $H_{i2}$  —— 网侧换流器内环 PI 控制参数,  $H_{i2} = k_{i2p} + k_{i2i}/s$ ;

$K_m$  —— 网侧换流器内环  $dq$  轴解耦系数;

$\bar{m}_d$ 、 $\bar{m}_q$  —— 旋转坐标系下网侧换流器的  $d$ 、 $q$  轴调制信号;

$H_d$ 、 $H_q$  —— 网侧换流器外环 PI 控制参数, 其中,  $H_d = k_{dp} + k_{di}/s$ ,

$H_q = k_{qp} + k_{qi}/s$ ;

$Q^*$ 、 $v_{dc}^*$  —— 风机出口处的无功功率参考值和直流侧直流电压的参考值;

$Q$ 、 $v_{dc}$  —— 风机出口处无功功率和直流侧直流电压的测量值。

根据本文对风机机侧、网侧采用的控制策略, 机网侧换流器控制都需要采用锁相环来实时跟踪并网点电压的相角。锁相环的结构图如图 2-9 所示, 其工作原理为: 首先, 将测得并网点三相电压经过 Park 变换得到  $v_d$ 、 $v_q$ ; 然后, 将  $v_q$  经过 PI 控制器并与基频角速度相加并积分得到锁相环相位检测值  $\theta_{pll}$ ; 最后, 将  $\theta_{pll}$  送回 Park 变换, 重复上述步骤, 直到锁相成功。

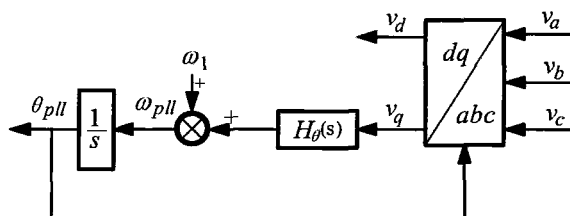


图 2-9 锁相环控制框图

由图 2-9 可知稳态时锁相环的数学模型为:

$$\theta_{pll} = (H_{pll} v_q + \omega_1) \frac{1}{s} \quad (2-14)$$

式中  $H_{pll}$  —— 锁相环 PI 控制参数,  $H_{pll} = (K_{ppll} + \frac{K_{ipll}}{s})$ ,  $K_{ppll}$  为锁相环的比例常数,  $K_{ipll}$  为锁相环的积分常数。

## 2.3 MMC 运行原理

### 2.3.1 MMC 工作原理

三相 MMC 换流器的拓扑结构如图 2-10 所示, 每相桥臂由  $N$  个子模块(Sub-Module, SM)、一个桥臂电感  $L_0$  和一个桥臂电阻  $R_0$  组成。图中,  $v_{dc}$  为直流电压,  $I_{dc}$  为直流电流,  $v_{sj}$  和  $i_{sj}$  为  $j$  相交流输出电压和电流( $j \in (a, b, c)$ )、 $v_{uj}$  和  $i_{uj}$  为上桥臂电压和电流、 $v_{lj}$  和  $i_{lj}$  为下桥臂电压和电流。



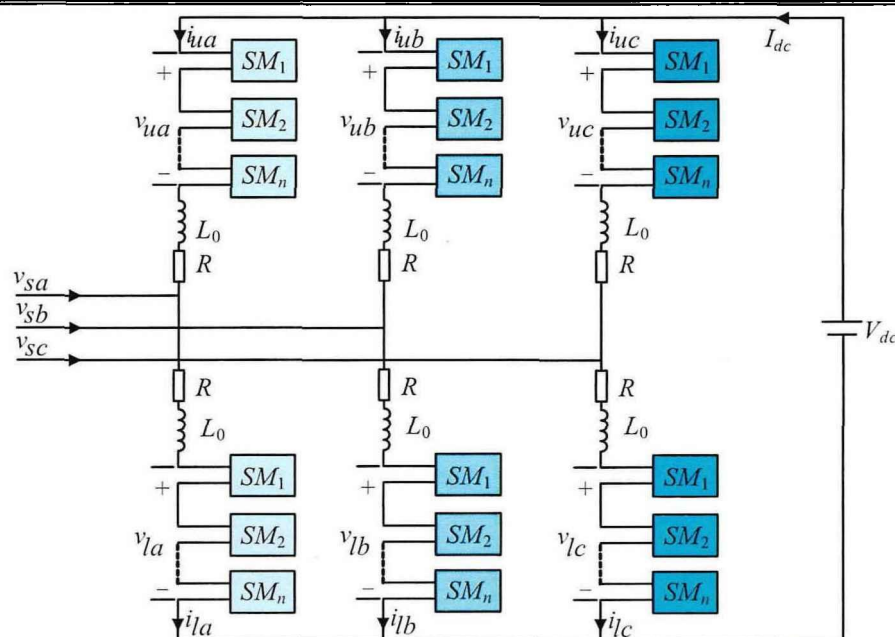


图 2-10 三相 MMC 换流器拓扑结构

子模块根据电路结构和应用场景不同可分为下列三种：钳位型双子模块 (Clamp Double Sub-Module, CDSM)、半桥型子模块 (Half Bridge Sub-Module, HBSM) 和全桥型子模块 (Full Bridge Sub-Module, FBSM)。其中，半桥型子模块由于损耗小、成本低被广泛应用。图 2-11 为半桥型子模块的拓扑图。图中， $C$  为储能电容， $U_c$  为储能电容电压， $T_1$ 、 $T_2$  为 IGBT， $D_1$ 、 $D_2$  为续流二极管。根据子模块上下桥臂 IGBT 的开关状态及电流方向，子模块共有三种工作状态，六个工作模式。表 2-1 展现了子模块的 3 种工作状态和 6 种工作模式，其中，红线表示电流的流向。

1、闭锁状态：此时， $T_1$ 、 $T_2$  均施加关断信号。由于  $T_1$ 、 $T_2$  不导通，电流只能通过二极管流通，当电流经过  $D_1$  时，电流向电容充电，此为工作模式 1；当电流经过  $D_2$  时，电流将电容旁路，此为工作模式 4。需要说明的是，这种状态在正常工作时不允许出现。

2、投入状态：此时， $T_1$  施加导通信号， $T_2$  施加关断信号。当电流通过  $D_1$  流通时，电流向电容充电，此为工作模式 2；当电流通过  $T_1$  流通时，电容放电，此为工作模式 5。

3、切除状态：此时， $T_1$  施加关断信号， $T_2$  施加导通信号。当电流通过  $T_2$  流通时，电流将电容旁路，此为工作模式 3；当电流通过  $D_2$  流通时，电流仍将电容旁路，此为工作模式 6。由于两种模式下电容始终被旁路，所以子模块输出电压一直为 0。

根据上述分析可知，当子模块处于投入状态时，子模块电压为电容电压；当子模块处于切除状态时，子模块电压为 0。由于 MMC 每个桥臂由  $N$  个子模块串

联而成，因此可以通过控制每个桥臂子模块的投入数量来控制 MMC 端口输出电压。

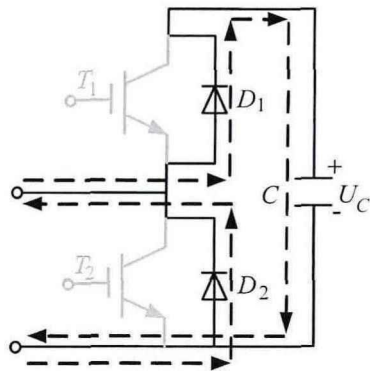
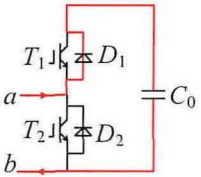
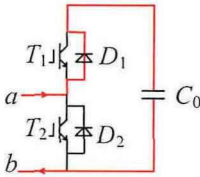
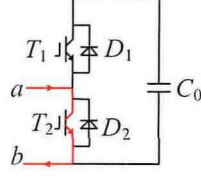
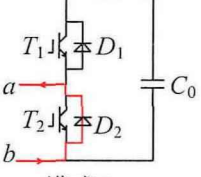
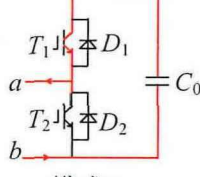
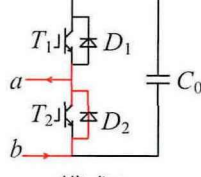


图 2-11 一个 MMC 子模块拓扑结构

表 2-1 子模块的 3 种工作状态

| 闭锁状态                                                                                       | 投入状态                                                                                       | 切除状态                                                                                        |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------|
| <br>模式1  | <br>模式2  | <br>模式3  |
| <br>模式4 | <br>模式5 | <br>模式6 |

2.3.2 MMC 调制方式

为了满足高压大功率输电要求，MMC 每个桥臂一般需要串联数百个子模块，如何同时对这些子模块的开通和关断进行控制呢？经过学者们的研究发现，最近电平逼近调制<sup>[74]</sup>(Nearest level modulation, NLM)具有非常大的优势。

最近电平逼近调制的核心思想为将任意时刻投入若干个子模块构成的方波用正弦波表示。最近电平调制原理如图 2-12 所示。以 A 相为例，调制的具体过程为：随着调制波瞬时值从 0 开始升高，下桥臂中投入子模块数量不断多于上桥臂，A 相输出的电压升高，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。在任意时刻，MMC 的上、下桥臂需要投入的子模块数  $n_u$  和  $n_l$  为：

$$\begin{cases} n_u = \frac{N}{2} - \text{round}\left(\frac{u_m}{U_c}\right) \\ n_l = \frac{N}{2} + \text{round}\left(\frac{u_m}{U_c}\right) \end{cases} \quad (2-15)$$

式中  $u_m$ ——正弦调制波瞬时值；

$U_c$ ——子模块电容电压；

$\text{round}(x)$ ——与  $x$  最接近的整数。

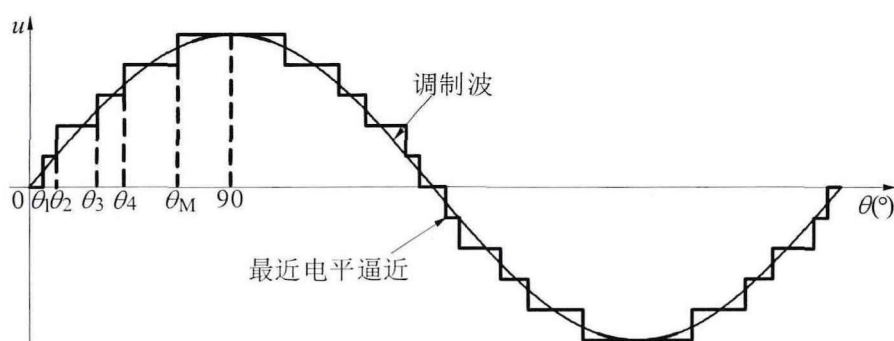


图 2-12 最近电平调制原理图

### 2.3.3 MMC 数学模型

#### (1) MMC 主电路数学模型

根据图 2-10 中规定的参考方向，以 A 相为例，根据基尔霍夫定律可知 MMC 的电路方程为：

$$v_{sa} + L \frac{di_{ua}}{dt} + Ri_{ua} + v_{ua} = \frac{v_{dc}}{2} \quad (2-16)$$

$$v_{sa} - L \frac{di_{la}}{dt} - Ri_{la} - v_{la} = -\frac{v_{dc}}{2} \quad (2-17)$$

对式(2-16)(2-17)分别作和作差可得：

$$\begin{cases} v_{dc} = v_{la} + v_{ua} + R(i_{la} + i_{ua}) + L \frac{d(i_{la} + i_{ua})}{dt} \\ v_{sa} = \frac{u_{la} - u_{ua}}{2} + \frac{R}{2}(i_{la} - i_{ua}) + \frac{L}{2} \frac{d(i_{la} - i_{ua})}{dt} \end{cases} \quad (2-18)$$

式中  $v_{Cua}$ 、 $v_{Cla}$ ——a 相上下桥臂子模块电容电压；

$i_{Cua}$ 、 $i_{Cla}$ ——a 相上下桥臂子模块电容电流；

$m_{ua}$ 、 $m_{la}$ ——a 相上下桥臂调制波。

本文 MMC 采用平均值模型<sup>[75]</sup>，因此有：

$$i_{Cua} = C \frac{dv_{Cua}}{dt} = i_{ua} m_{ua}, \quad i_{Cla} = C \frac{dv_{Cla}}{dt} = i_{la} m_{la}, \quad v_{ua} = v_{Cua} N m_{ua}, \quad v_{la} = v_{Cla} N m_{la}。$$

根据式(2-18)可以发现, MMC 的电路方程只和同一相中上、下桥臂电压电流的和与差有关, 因此定义 MMC 同一相中上、下桥臂的桥臂电压、桥臂电流、子模块电容电压、子模块电容电流及调制波的差、共模分量为:

$$\begin{cases} x_{dj} = \frac{x_{lj} - x_{uj}}{2} \\ x_{cj} = \frac{x_{lj} + x_{uj}}{2} \end{cases} \quad (2-19)$$

式中 下标  $d$ ——差模分量;

下标  $c$ ——共模分量。

在不考虑谐波的情况下, 差模分量只包含基频分量, 共模分量只包含直流分量。  $x$  可以表示桥臂电压、桥臂电流、子模块电容电压、子模块电容电流及调制波中的任意变量。需要说明的是, 本文后续都在 A 相的基础上进行 MMC 数学模型的推导, 因此将下标  $a$  省略。将式(2-19)带入式(2-18), 可得到 MMC 数学模型用差共模表示时的表达式为:

$$\begin{cases} v_s = \frac{L_0}{2} \frac{di_s}{dt} + \frac{R_0}{2} i_s + N(m_c v_{Cd} + m_d v_{Cc}) \\ v_{dc} = 2L_0 \frac{di_c}{dt} + 2R_0 i_c + 2N(m_c v_{Cc} + m_d v_{Cd}) \\ C \frac{dv_{Cd}}{dt} = \frac{1}{2} m_c i_s + m_d i_c \\ C \frac{dv_{Cc}}{dt} = m_c i_c + \frac{1}{2} m_d i_s \end{cases} \quad (2-20)$$

式中  $i_s$ ——MMC 交流侧电流,  $i_s = 2i_d$ 。

由式(2-20)可得, 当基频电流  $i_s$  与基频差模调制信号  $m_d$  相乘时, 共模电容电压  $v_{Cc}$  除产生直流分量外还会产生 2 倍频共模分量; 产生的 2 倍频共模分量  $v_{Cc}$  与直流共模调制信号  $m_c$  相乘, 共模电流  $i_c$  上会产生 2 倍频分量; 产生的 2 倍频共模电流  $i_c$  与基频差模调制信号  $m_d$  相乘, 差模电容电压  $v_{Cd}$  除产生基频分量外会产生 3 倍频差模分量; 产生的 3 倍频差模分量  $v_{Cd}$  与基频差模调制信号  $m_d$  相乘, 共模电流  $i_c$  上会额外产生 4 倍频分量。能量以此流动, 差模电容电压  $v_{Cd}$ 、共模电容电压  $v_{Cc}$ 、共模电流  $i_c$  将得到更高频次的谐波。同理, 交流电流  $i_s$ 、差、共模调制函数  $m_d$ 、 $m_c$  也将出现更高频次的谐波。通过总结可以发现, 差模分量包含所有奇次谐波分量, 共模分量包含所有偶次谐波分量。由此可见, MMC 内部具有非常复杂的动态特性。

## (2)MMC 控制系统数学模型

本文研究的场景为风电场经 MMC 外送系统的稳定性问题, 不涉及其他场站, 这意味着风电场相当于孤岛新能源, 因此风电场需要有交流电压支撑才能正

常运行。面对这个问题，学者们的一致想法是让风机侧 MMC 采用 V/F 控制<sup>[76]</sup>。MMC 定交流电压控制框图如图 2-13 所示。

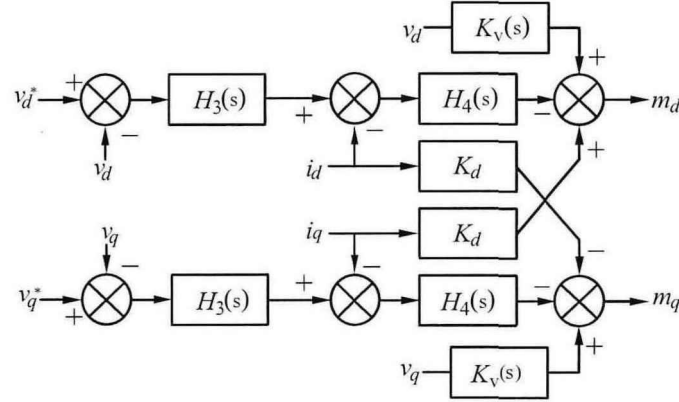


图 2-13 MMC 定交流电压控制框图

由图 2-13 可知 MMC 控制系统输出的调制信号表达式为：

$$\begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_v(s) & \\ & K_v(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_4(s) & K_d \\ -K_d & H_4(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_3(s)H_4(s) & \\ & H_3(s)H_4(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* - v_d \\ v_q^* - v_q \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

式中  $K_v$ ——电压采样滤波器的 PI 控制参数， $K_v = 1/(1 + sT_v)$ ；

$K_d$ ——控制器内环  $dq$  轴解耦系数；

$m_d$ 、 $m_q$ ——旋转坐标系下控制器的  $d$ 、 $q$  轴调制信号；

$H_3$ 、 $H_4$ ——控制器外环和内环 PI 控制参数，其中， $H_3 = k_{3p} + k_{3i}/s$ ，

$H_4 = k_{4p} + k_{4i}/s$ ；

$v_d^*$ 、 $v_q^*$ ——MMC 交流侧电压在  $dq$  轴的参考值；

$v_d$ 、 $v_q$ ——MMC 交流侧电压在  $dq$  轴的测量值；

$i_d$ 、 $i_q$ ——MMC 交流侧电流在  $dq$  轴的测量值。

由于 MMC 的二倍频环流分量会导致 MMC 损耗增加，因此需要附加环流抑制控制器进行抑制，MMC 的环流抑制控制器控制框图如图 2-14 所示。

由图 2-14 可知 MMC 环流抑制控制器输出的调制信号表达式为：

$$\begin{bmatrix} m_{cd} \\ m_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_c(s) & -K_c \\ K_c & H_c(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

式中  $H_c$ ——环流抑制控制器的 PI 控制参数， $H_c = k_{cp} + k_{ci}/s$ ；

$K_c$ ——环流抑制控制器的  $dq$  轴解耦系数；

$m_{cd}$ 、 $m_{cq}$ ——旋转坐标系下环流抑制控制器在  $dq$  轴的调制信号；

$i_{cd}$ 、 $i_{cq}$ ——MMC 共模电流在  $dq$  轴的测量值。

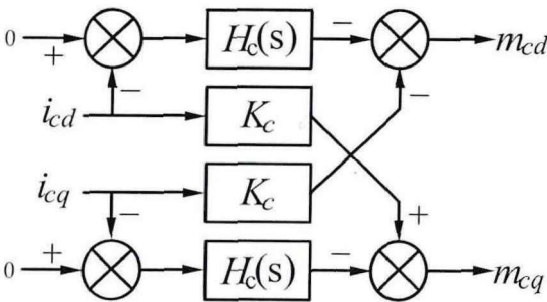


图 2-14 环流抑制控制器控制框图

2.4 仿真验证

在 PSCAD/EMTDC 搭建如图 1-6 所示的 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的仿真模型，其中风电场模型采用单机等值法<sup>[77]</sup>。PMSG 及 MMC 电磁暂态仿真模型的主要参数如表 2-2、2-3 所示。

表 2-2 永磁直驱风机主要参数

| 参数                        | 数值         | 参数       | 数值          |
|---------------------------|------------|----------|-------------|
| 额定功率(S)                   | 2.5MW      | 直流侧电容(C) | 3000 μ F    |
| 机侧电感(L)                   | 0.00075H   | 额定直流电压   | 1.45kV      |
| 网侧电感(L <sub>f</sub> )     | 0.000335H  | 网侧锁相环 PI | 50,300      |
| 额定交流电压(V,V <sub>2</sub> ) | 690V       | 网侧外环 PI  | 0.2,0.01    |
| 机侧外环 PI                   | 0.25,0.025 | 网侧内环 PI  | 0.5,0.05    |
| 机侧内环 PI                   | 1,0.02     | 变压器连接方式  | △/Y         |
| 机侧锁相环 PI                  | 50,500     | 变压器变比    | 0.69kV/33kV |

表 2-3 V/F 控制下 MMC 的主要参数

| 参数         | 数值       | 参数        | 数值          |
|------------|----------|-----------|-------------|
| 额定功率 P     | 200MW    | 电压 PI 控制器 | 0.2+33.34/s |
| 子模块电容 C    | 0.008F   | 电流 PI 控制器 | 0.5+33.34/s |
| 单桥臂子模块个数 N | 244      | 环流 PI 控制器 | 0.3+50/s    |
| 桥臂电感 L     | 0.1H     | 前馈电压低通滤波器 | 10/(s+10)   |
| 交流侧电压有效值   | 290.88kV |           |             |

图 2-15 为 PMSG 风电场与 MMC 在 PCC 点处的交流电压、电流及有功功率波形图，从图中可以看出，交流电压、电流及功率的波形非常稳定，证明了搭建模型的正确性。需要说明的是，有功功率之所以没有达到 200MW，是因为仿真中的线路及变压器的损耗造成。

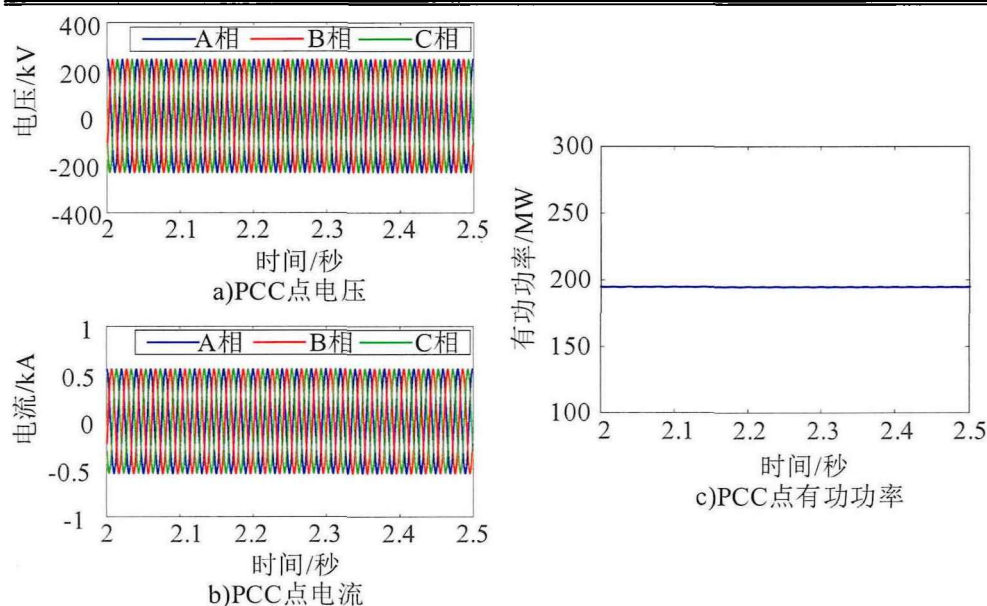
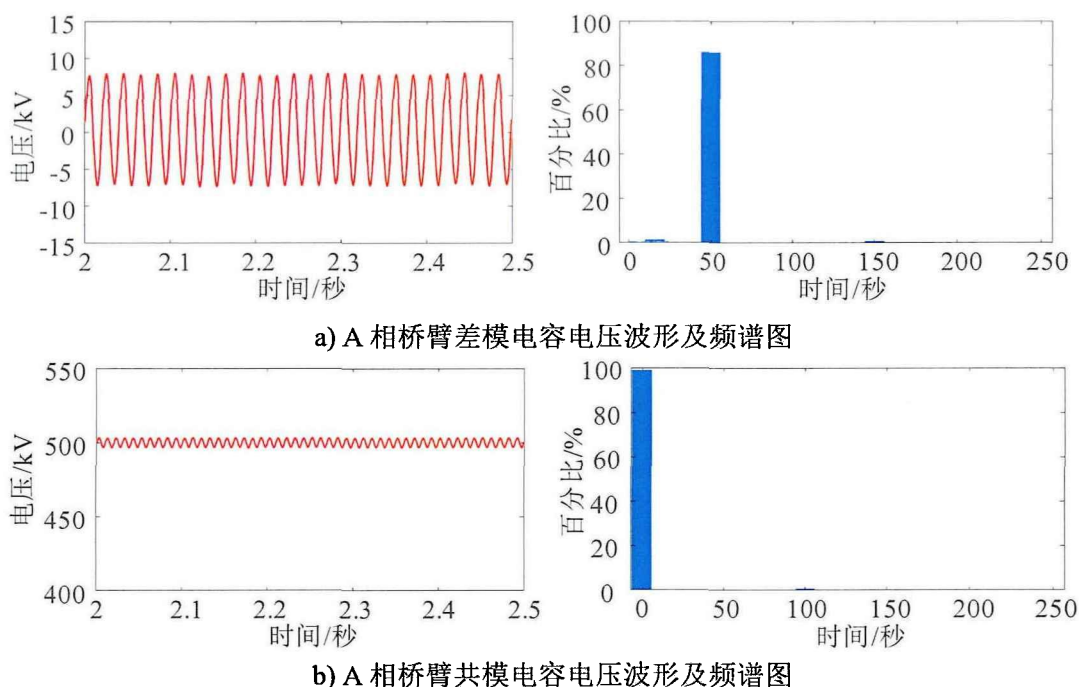


图 2-15 稳态运行时 PCC 点仿真图

图 2-16 为 A 相桥臂电流、电容电压及调制函数的差共模波形及频谱图。从图中可以看出，差模电容电压主要由基频和三倍频组成，差模桥臂电流和差模调制函数基本由基频组成，共模电容电压、共模桥臂电流和共模桥臂调制函数由直流和二倍频分量组成，与 2.3.3 节的理论分析结果一致。从图中还可以看出，随着谐波次数的增加，谐波含量急剧下降，在超过三倍频后基本可以忽略，因此，后续进行小信号建模时考虑到三次谐波即可满足模型精度。





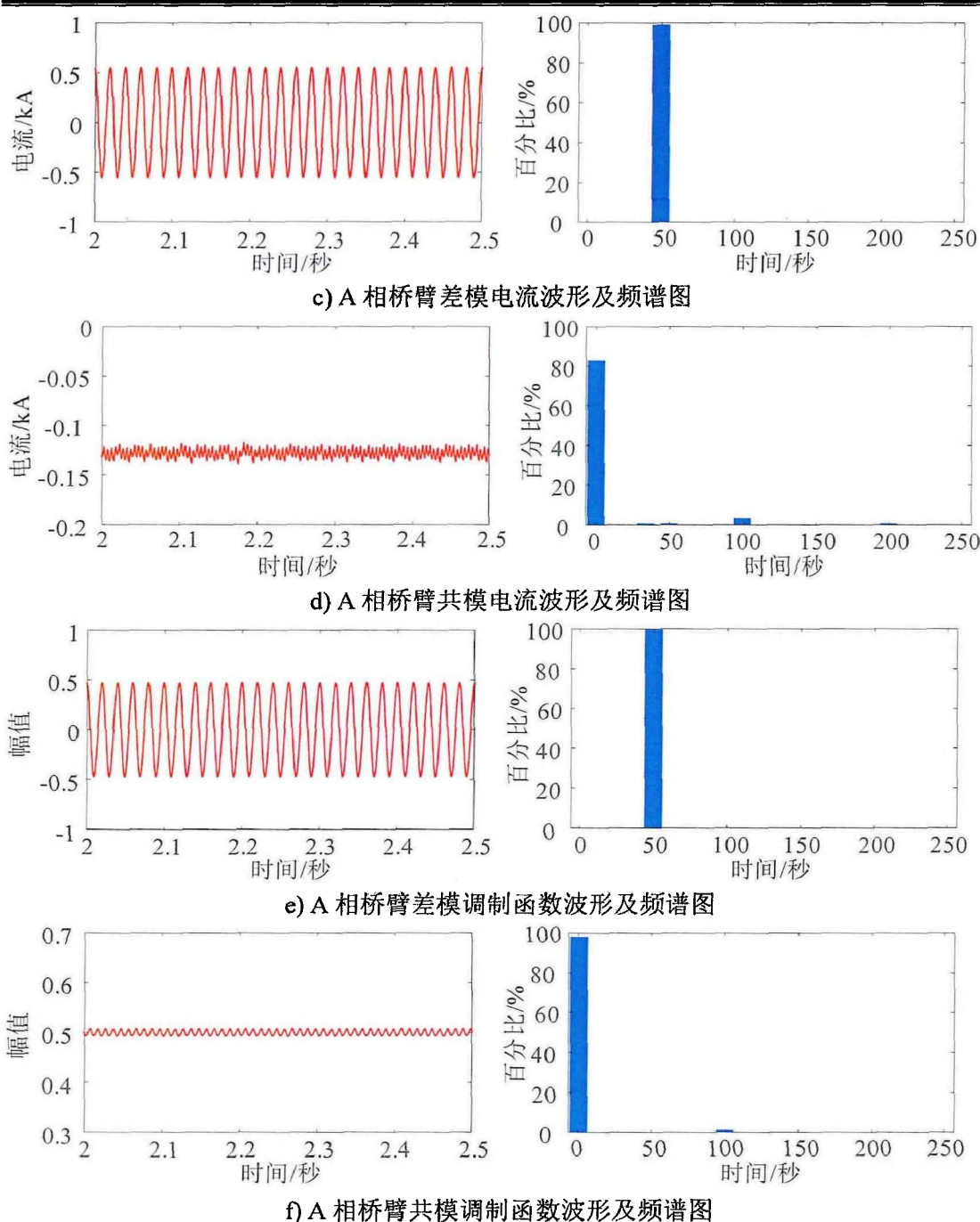


图 2-16 A 相桥臂主要电气量的差共模波形及频谱图

## 2.5 本章小结

本章以永磁直驱风机及 MMC 为研究对象，首先介绍了永磁直驱风机及 MMC 的工作原理；接着建立了永磁直驱风机及 MMC 的数学模型，前者包含风力机、同步发电机、机侧换流器、网侧换流器及锁相环等结构；后者包含换流器的差共模结构、控制系统环节和环流抑制器，在此基础上，详细分析了 MMC 内

---

部谐波的产生机理。最后，利用 PSCAD/EMTDC 搭建了 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的仿真模型，通过对桥臂主要电气量的差共模波形及频谱图的分析验证了 MMC 谐波机理分析的正确性。以上分析及建模可以为后续章节中 PMSG 风电场经 MMC 外送系统等效阻抗建模及稳定性分析奠定基础。

## 第3章 基于复向量考虑频率耦合特性的 PMSG 风电场及 MMC 阻抗建模

### 3.1 引言

在构建新型电力系统的过程中，由于电力电子设备的大量接入，改变了电力网络的基本形态、稳定特征和演化规律，使得系统呈现出较强的非线性，致使系统稳定性问题频发。搭建一个完整的系统阻抗模型是研究系统稳定性问题的基础，然而在目前常用的阻抗建模方法中， $dq$  坐标系阻抗模型缺乏物理含义，无法确定系统振荡频率；序分量阻抗建模涉及不同频率的卷积运算，计算量巨大。此外，近年来，国内外多个风电经柔直外送系统的振荡事故表明，含有大量电力电子器件的互联系统振荡时存在频率耦合现象，此时正序阻抗与负序阻抗相互耦合，继续使用传统的单输入-单输出阻抗模型已经无法精确表征频率耦合特性及判定系统的稳定性。

针对以上问题，本章旨在提出基于复向量考虑频率耦合特性的 PMSG 风电场及 MMC 精确阻抗建模方法，该方法可以确保阻抗模型精确度的同时减小建模难度并为后续章节中 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的稳定性因素分析奠定基础。

### 3.2 空间矢量与坐标变换

本节根据傅里叶变换的时移特性和频移特性，灵活运用指数旋转因子推导复数域下频域中两相静止坐标系与旋转坐标系下系统输入量与输出量传递函数之间的变换关系，为后续永磁直驱风机及 MMC 的阻抗建模提供理论基础。

#### 3.2.1 复平面下的坐标变换

根据信号理论，一个满足狄利赫里(Dirichlet)条件的周期信号的傅里叶级数表达式为：

$$x(t) = x_0 + \sum_{k=1}^{\infty} x_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k) \quad (3-1)$$

经过欧拉变换可得其傅里叶级数的指数形式为：

$$x(t) = x_0 + \sum_{k=-\infty}^{-1} x_k e^{jk\omega_1 t} + \sum_{k=1}^{\infty} x_k e^{jk\omega_1 t} \quad (3-2)$$

由式(3-2)可知，一个正弦信号由一个正向旋转矢量和一个反向旋转矢量组成。这里定义下标  $p$  表示正向旋转矢量，下标  $n$  表示反向旋转矢量。

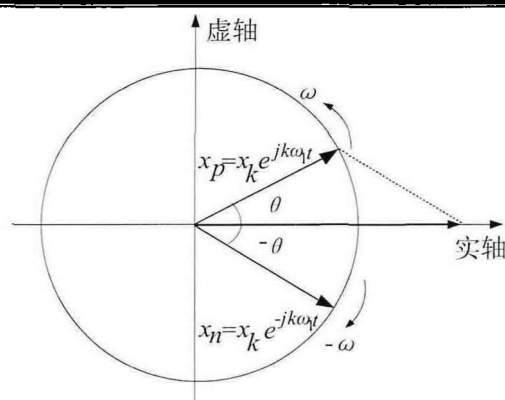


图 3-1 正弦信号分解示意图

式(3-2)用三角函数的形式可表示为:

$$x(t) = x_0 + \sum_{k=-\infty}^{-1} (x_{\alpha k} - jx_{\beta k}) + \sum_{k=1}^{\infty} (x_{\alpha k} + jx_{\beta k}) \quad (3-3)$$

对比式(3-2)、(3-3)可得:

$$\begin{cases} x_p = x_{\alpha} + jx_{\beta} \\ x_n = x_{\alpha} - jx_{\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} X_p(s) = X_{\alpha}(s) + jX_{\beta}(s) \\ X_n(s) = X_{\alpha}(s) - jX_{\beta}(s) \end{cases} \quad (3-4)$$

这里定义  $x_p$ ,  $x_n$  为复数域中两相静止坐标系下电气量的表示形式, 二者互为共轭。其中小写字母表示时域信号, 大写字母表示相应的频域信号。同理可得复数域中旋转坐标系下电气量的表示形式为:

$$\begin{cases} x_{dq} = x_d + jx_q \\ x_{dq}^* = x_d - jx_q \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} X_{dq}(s) = X_d(s) + jX_q(s) \\ X_{dq}^*(s) = X_d(s) - jX_q(s) \end{cases} \quad (3-5)$$

众所周知, 常用的坐标系之间可以自由转换, 为了找出复数域下两相静止坐标系与旋转坐标系之间的变换关系, 首先说明常用坐标系的变换的关系: 克拉克变换, 如式(3-6)所示, 它用于三相与两相静止坐标系的转换; 派克变换, 如式(3-7)所示, 它用于三相静止坐标系与两相旋转坐标系的转换。

$$T_{\alpha\beta-abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$T_{dq/abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

将式(3-6)、(3-7)带入式(3-4)、(3-5)可得复平面下两相静止坐标系与旋转坐标系有如下的变换关系:

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{dq} \\ x_{dq}^* \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

式中  $\theta = \omega_1 t + \varphi_1$ 。

将式(3-6)带入式(3-4)可得三相静止坐标系与复平面两相静止坐标系的变换关系为：

$$T_{pn-abc} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

根据傅里叶变换的频移特性可知在频域内复数域下两相静止坐标系与旋转坐标系的关系为：

$$\begin{bmatrix} X_p(s) \\ X_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\varphi_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{dq}(s - j\omega_1) \\ X_{dq}^*(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

### 3.2.2 基于复向量的传递函数特性分析

假设实数域中二维动态系统在旋转坐标系下的输入量为  $u=[u_d, u_q]^T$ ，输出量为  $y=[y_d, y_q]^T$ ，它们在频域中的关系可以表示为：

$$\begin{bmatrix} Y_d(s) \\ Y_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{dd}(s) & -G_{qd}(s) \\ G_{dq}(s) & G_{qq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

将式(3-12)带入式(3-5)可得复数域中旋转坐标系下输入量与输出量的频域关系为：

$$\begin{bmatrix} Y_{dq}(s) \\ Y_{dq}^*(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{d1}(s) & G_{d2}(s) \\ G_{d2}^*(s) & G_{d1}^*(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dq}(s) \\ U_{dq}^*(s) \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

$$\text{其中： } G_{d1}(s) = \frac{G_{dd}(s) + G_{qq}(s)}{2} + j \frac{G_{dq}(s) + G_{qd}(s)}{2};$$

$$G_{d2}(s) = \frac{G_{dd}(s) - G_{qq}(s)}{2} + j \frac{G_{dq}(s) - G_{qd}(s)}{2}。$$

将式(3-13)带入式(3-11)，根据信号解析及 Hilbert 变换可推导出当复数域中旋转坐标系下输入量与输出量满足式(3-13)的关系时，复数域中两相静止坐标系输入与输出的频域关系为：

$$\begin{bmatrix} Y_p(s) \\ Y_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{d1}(s-j\omega_1) & e^{j2\varphi} G_{d2}(s-j2\omega_1) \\ e^{-j2\varphi} G_{d2}^*(s+j2\omega_1) & G_{d1}^*(s+j\omega_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_p(s) \\ U_n(s) \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

由上式可知，正序分量与负序分量的频率耦合特性主要体现在矩阵的非对角元素中。需要注意的是，当  $G_{dd}(s)=G_{qq}(s)=G_d(s)$ ， $G_{dq}(s)=-G_{qd}(s)=G(s)$  时，式(3-14)可简写为：

$$\begin{bmatrix} Y_p(s) \\ Y_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G(s-j\omega_1) & 0 \\ 0 & G^*(s+j\omega_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_p(s) \\ U_n(s) \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

其中， $G(s)=G_d(s)+jG_q(s)$ 。此时，正序分量与负序分量无频率耦合特性。

经过式(3-1)至(3-15)的推导我们发现复数域中二维动态系统的输入、输出量在旋转坐标系与静止坐标系的频域变换仅涉及传递函数的频移及电气量的初始相角。这为我们后续 PMSG 及 MMC 的阻抗建模提供了新思路。

### 3.3 考虑频率耦合特性的 PMSG 阻抗建模

本节旨在根据 2.2 节建立的 PMSG 数学模型结合复向量建立考虑频率耦合特性的 PMSG 阻抗模型。需要说明的是，由 2.2 节可知永磁直驱风机由风力机、永磁同步发电机、机侧换流器、网侧换流器等电力电子设备构成，不同设备之间的物理特征、控制尺度不尽相同，不同控制的时间尺度如图 3-2 所示。由于风力机的气动与机械特性时间尺度远大于永磁同步发电机及换流器变化的时间尺度，所以可将其忽略，认为风速恒定。

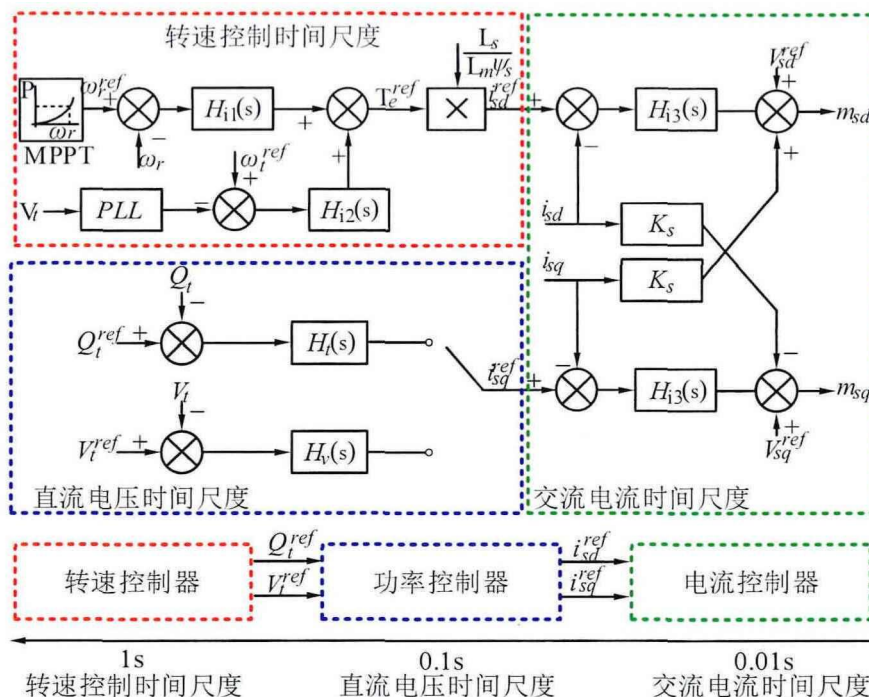


图 3-2 PMSG 的多尺度机电/电磁和控制结构

### 3.3.1 PMSG 主电路模型

#### (1) 永磁同步发电机模型

小信号分析法可以把复杂的微分方程转换成系统平衡状态的稳定性求解问题，因此小信号模型是分析电力系统稳定性及参数优化设计的重要模型。由式(2-3)可知永磁同步发电机在旋转坐标系下的小信号模型为：

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sd} \\ \Delta v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_{sd} & -\omega_s L_{sq} \\ \omega_s L_{sq} & sL_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

式中，由于  $R_s$  比较小，可以将其忽略。将式(3-13)、(3-14)的变换带入式(3-16)可得永磁同步发电机电压、电流用复向量表示的模型为：

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sp} \\ \Delta v_{sn} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} (s - j\omega_1)L_{sd} + j\omega_s L_{sq} & 0 \\ 0 & (s + j\omega_1)L_{sd} - j\omega_s L_{sq} \end{bmatrix}}_{Z_{sw}(s)} \begin{bmatrix} \Delta i_{sp} \\ \Delta i_{sn} \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

其中： $\omega_1 = 2\pi f_1$ ， $f_1$  为基频。需要说明的是，永磁同步发电机分为内埋式和表贴式两种。由于表贴式永磁同步发电机主要用于低转速运行场合，所以本文采用内埋式永磁同步发电机。

#### (2) PMSG 机侧、网侧换流器主电路模型

由式(2-9)可得 PMSG 机侧换流器在三相静止坐标系下的小信号模型为：

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sa} \\ \Delta v_{sb} \\ \Delta v_{sc} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} \Delta d_{sa} \\ \Delta d_{sb} \\ \Delta d_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{sa0} \\ D_{sb0} \\ D_{sc0} \end{bmatrix} \Delta v_{dc} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_{sa} \\ \Delta i_{sb} \\ \Delta i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

将式(3-10)带入式(3-18)可得机侧换流器用复向量表示的小信号模型为：

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sp} \\ \Delta v_{sn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta d_{sp} \\ \Delta d_{sn} \end{bmatrix} v_{dc0} + \begin{bmatrix} D_{sp0} \\ D_{sn0} \end{bmatrix} \Delta v_{dc} + sL \begin{bmatrix} \Delta i_{sp} \\ \Delta i_{sn} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

式中  $D_{sp0}$ 、 $D_{sn0}$ ——机侧换流器开关占空比用复向量表示的正向旋转矢量和反向旋转矢量的稳态初始值。

将式(3-10)带入式(2-12)可得网侧换流器用复向量表示的小信号模型为：

$$\begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta d_p \\ \Delta d_n \end{bmatrix} v_{dc0} + \begin{bmatrix} D_{p0} \\ D_{n0} \end{bmatrix} \Delta v_{dc} + sL_f \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

式中  $D_{p0}$ 、 $D_{n0}$ ——网侧换流器开关占空比用复向量表示的正向旋转矢量和反向旋转矢量的稳态初始值。

### 3.3.2 PMSG 控制系统模型

#### (1) 机侧换流器控制系统模型



由图 2-1 可知, 机侧换流器的电压电流  $v_s$ 、 $i_s$  是永磁同步发电机输出端的电压电流, 此电压电流主要受风速变化的影响, 根据前面假设的风速恒定条件, 此电压电流为恒定值, 所以当风机出口受到小扰动时, 认为机侧的交流电压电流不受影响。由于机侧控制部分采用定有功功率及交流电压控制, 因此对于机侧控制部分建立小信号模型时可以忽略外环及锁相环的影响。基于此, 对式(2-8)进行 Park 变换并带入式(2-10)可得 PMSG 机侧控制系统在旋转坐标系下的小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta d_{sd} \\ \Delta d_{sq} \end{bmatrix} = \frac{m_{sf}}{2} \begin{bmatrix} H_1(s) & -K_s \\ K_s & H_1(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_{sd} \\ \Delta v_{sq} \end{bmatrix} \quad (3-21)$$

将式(3-13)、(3-14)的变换带入式(3-21)可得 PMSG 机侧控制系统用复向量表示的小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta d_{sp} \\ \Delta d_{sn} \end{bmatrix} = d_{sis} \begin{bmatrix} \Delta i_{sp} \\ \Delta i_{sn} \end{bmatrix} + d_{svs} \begin{bmatrix} \Delta v_{sp} \\ \Delta v_{sn} \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

其中:

$$d_{svs} = \frac{m_{sf}}{2} \quad d_{sis} = \frac{m_{sf}}{2} \begin{bmatrix} H_1(s-j\omega_1) + jK_s & 0 \\ 0 & H_1(s+j\omega_1) - jK_s \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

## (2)网侧换流器控制系统模型

实际工程中, 为保证 PMSG 功率因数接近 1, 通常设  $Q^*$  为 0, 因此本文认为  $\Delta i_q^* = 0$ 。对式(2-11)中占空比部分的表达式进行派克变换并将式(2-13)带入可得 PMSG 网侧换流器控制系统在旋转坐标系下的小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta d_d \\ \Delta d_q \end{bmatrix} = \frac{m_f}{2} \left( \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{i2}(s) & -K_m \\ K_m & H_{i2}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_d(s)H_{i2}(s) \\ 0 \end{bmatrix} \Delta v_{dc} \right) \quad (3-24)$$

由于网侧换流器需使用锁相环跟踪风机出口处的电压相角来实现风电机组同步并网, 因此, 当风机出口处发生小扰动时, 需要考虑锁相环的动态特性。根据谐波平衡理论<sup>[78]</sup>, 当系统发生小扰动时, 锁相环也会产生一个偏差量  $\Delta\theta$ , 映射到复平面中静止坐标系时可表示为:

$$\begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d0} \\ x_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j(\theta_1+\Delta\theta)} & 0 \\ 0 & e^{j(\theta_1+\Delta\theta)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{p0} \\ x_{n0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta x_p \\ \Delta x_n \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

对  $e^{-j\Delta\theta}$ 、 $e^{j\Delta\theta}$  进行泰勒展开得:

$$\begin{cases} e^{j\Delta\theta} \approx 1 + j\Delta\theta \\ e^{-j\Delta\theta} \approx 1 - j\Delta\theta \end{cases} \quad (3-26)$$

在不考虑二阶及以上分量时, 电气量的线性化小信号模型在旋转坐标系下可以表示为:

$$\begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{q0} \\ -x_{d0} \end{bmatrix} \Delta \theta \quad (3-27)$$

由锁相环的动态特性和传递函数方程可知,  $\Delta \theta$  的表达式为:

$$\Delta \theta = \frac{H_{pll}(s)}{s + v_{d0} H_{pll}(s)} \Delta v_q = T_{pll}(s) \Delta v_q \quad (3-28)$$

将式(3-27)、(3-28)带入式(3-24), 可得考虑锁相环动态特性的 PMSG 网侧控制系统的小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta d_d \\ \Delta d_q \end{bmatrix} = \frac{m_f}{2} \left\{ \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{i2}(s) & -K_m \\ K_m & H_{i2}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_d(s) H_{i2}(s) \\ 0 \end{bmatrix} \Delta v_{dc} \right. \\ \left. + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -v_{d0} T_{pll}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & i_{sd0} K_m T_{pll}(s) \\ 0 & -i_{sd0} H_{i2}(s) T_{pll}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \right\} \quad (3-29)$$

将式(3-13)、(3-14)的变换带入式(3-28)可得 PMSG 网侧控制系统用复向量表示的小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta d_p \\ \Delta d_n \end{bmatrix} = d_{is} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + \underbrace{(d_{vs1} + d_{vs2} + d_{vs3})}_{d_{is}} \begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} + d_{dc1} \Delta v_{dc} \quad (3-30)$$

式中  $v_{d0}$ 、 $i_{d0}$ ——永磁直驱风机出口电压、电流的直轴初始值;

$$\begin{aligned} d_{is} &= \frac{m_f}{2} \begin{bmatrix} H_{i2}(s - j\omega_1) + jK_m & 0 \\ 0 & H_{i2}(s + j\omega_1) - jK_m \end{bmatrix} & d_{dc1} &= \frac{m_f}{2} H_d(s) H_{i2}(s) \\ d_{vs1} &= \frac{m_f}{2} & d_{vs2} &= \frac{m_f}{4} \begin{bmatrix} -v_{d0} T_{pll}(s - j\omega_1) & e^{j2\varphi_1} v_{d0} T_{pll}(s - j2\omega_1) \\ e^{-j2\varphi_1} v_{d0} T_{pll}(s + j2\omega_1) & -v_{d0} T_{pll}(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ d_{vs3} &= \frac{m_f}{4} \begin{bmatrix} (-i_{d0} H_{i2}(s - j\omega_1) - j i_{d0} K_m) T_{pll}(s - j\omega_1) \\ e^{-j2\varphi_1} (i_{d0} H_{i2}(s + j2\omega_1) - j i_{d0} K_m) T_{pll}(s + j2\omega_1) \\ e^{j2\varphi_1} (i_{d0} H_{i2}(s - j2\omega_1) + j i_{d0} K_m) T_{pll}(s - j2\omega_1) \\ (-i_{d0} H_{i2}(s + j\omega_1) + j i_{d0} K_m) T_{pll}(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-31)$$

### 3.3.3 PMSG 交流侧阻抗模型

忽略换流器功率损耗时, 直流侧功率等于交流侧功率。即

$$i_{dc} v_{dc} = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) = \frac{3}{2} (v_{sp} i_{sn} + v_{sn} i_{sp}) \quad (3-32)$$

对其进行小信号线性化得:

$$\Delta i_{dc} \cdot v_{dc0} + \Delta v_{dc} \cdot i_{dc0} = \underbrace{\frac{3}{4} \begin{bmatrix} v_{sn0} & v_{sp0} \end{bmatrix} Z_{sw}^{-1} + \frac{3}{4} \begin{bmatrix} i_{sn0} & i_{sp0} \end{bmatrix}}_{h_1(s)} \begin{bmatrix} \Delta v_{sp} \\ \Delta v_{sn} \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

式中  $v_{dc0}$  —— 直流侧电压初始值；

$v_{sp0}$ 、 $v_{sn0}$  —— 永磁同步发电机出口处电压正、反向旋转矢量的初始值；

$i_{sp0}$ 、 $i_{sn0}$  —— 永磁同步发电机出口处电流正、反向旋转矢量的初始值。

将式(3-17)、(3-22)、(3-33)带入式(3-19)，经过化简可得机侧换流器直流侧阻抗为：

$$Z_{dc}(s) = v_{dc0} \left( \underbrace{\left[ I - v_{dc0} d_{svs} - (v_{dc0} d_{sis} + Ls) Z_{sw}^{-1} \right]}_{h_2(s)} h_1^{-1}(s) \begin{bmatrix} D_{sp0} \\ D_{sn0} \end{bmatrix} - i_{dc0} \right)^{-1} \quad (3-34)$$

从上式可以看出，PMSG 中的永磁同步发电机和机侧换流器可以用机侧换流器直流侧阻抗模型代替，因此永磁直驱风机的等效结构图如下图所示。

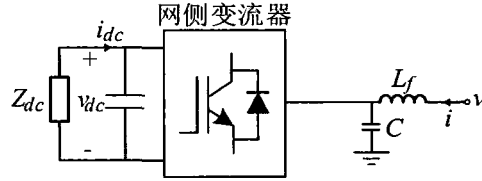


图 3-3 永磁直驱风机等效结构图

根据图 3-3 可知网侧换流器直流侧电压、电流的关系为：

$$v_{dc} = \underbrace{\frac{Z_{dc}}{1 + 2sCZ_{dc}}}_{Z_{cdc}} i_{dc} = -\frac{3}{2} Z_{cdc} (d_{\alpha} i_{\alpha} + d_{\beta} i_{\beta}) = -\frac{3}{4} Z_{cdc} (d_p i_n + d_n i_p) \quad (3-35)$$

值得注意的是，图 3-3 与图 2-4 中规定的直流电流方向相反，所以式(3-35)中有负号。对上式进行小信号线性化得：

$$\Delta v_{dc} = \underbrace{\left( -\frac{3}{4} Z_{cdc} \begin{bmatrix} i_{n0} & i_{p0} \end{bmatrix} \right)}_{g_1(s)} \begin{bmatrix} \Delta d_p \\ \Delta d_n \end{bmatrix} + \underbrace{\left( -\frac{3}{4} Z_{cdc} \begin{bmatrix} D_{n0} & D_{p0} \end{bmatrix} \right)}_{g_2(s)} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} \quad (3-36)$$

式中  $i_{p0}$ 、 $i_{n0}$  —— PMSG 出口处电流正、反向旋转矢量的初始值。

将式(3-30)、(3-34)、(3-36)带入式(3-20)可得 PMSG 交流侧阻抗表达式为：

$$Z_{wac}(s) = \begin{bmatrix} Z_{wpp} & Z_{wpn} \\ Z_{wnp} & Z_{wnn} \end{bmatrix} = K_{pvs} K_{pis} \quad (3-37)$$

式中  $I$  —— 单位矩阵；

$$\begin{aligned}
 K_1 &= (I - d_{dc1}g_1)^{-1} & K_{pvs} &= \left( I - v_{dc0}K_1d_{vs} - \begin{bmatrix} D_{p0} \\ D_{n0} \end{bmatrix} g_1 K_1 d_{vs} \right)^{-1} \\
 K_{pis} &= \left( v_{dc0}K_1(d_{is} + d_{dc1}g_2) + \begin{bmatrix} D_{p0} \\ D_{n0} \end{bmatrix} g_1 K_1 (d_{is} + d_{dc1}g_2) + \begin{bmatrix} D_{p0} \\ D_{n0} \end{bmatrix} g_2 + sL \right)
 \end{aligned} \tag{3-38}$$

至此，利用复向量考虑频率耦合特性的 PMSG 阻抗模型如式(3-35)所示。由于下一节还要建立 MMC 的阻抗模型，因此本文将在 3.5 节对 PMSG 的解析阻抗模型的有效性和准确性进行验证。

### 3.4 考虑频率耦合特性的 MMC 阻抗建模

由 2.4 节的仿真分析可知对 MMC 进行建模时需要考虑 3 次及以下谐波的影响，否则将影响模型的精度。谐波状态空间法可以描述周期时变系统任意次谐波分量，特别适用于 MMC 建模。由于谐波状态空间法的本质是用傅里叶级数展开的形式揭示多频次谐波之间的动态交互作用，而本文 3.2 节所采用的复向量也采用了傅里叶级数的展开形式，因此本节旨在将二者结合来建立考虑频率耦合特性的 MMC 阻抗模型，从而利用式(3-13)、(3-14)的变换关系减小 MMC 阻抗建模的计算量。

#### 3.4.1 谐波状态空间建模方法

一个线性定常系统状态方程的状态空间表达式为：

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \tag{3-39}$$

上式是一个线性时变系统，若直接对其进行系统建模非常困难，因此需要将其转换为线性时不变系统。将一个线性时变系统转换为线性时不变系统，需要采用傅里叶变换，根据信号理论，任意一个状态变量的傅里叶展开式为：

$$x(t) = e^{st} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_n e^{jn\omega_1 t} \tag{3-40}$$

将式(3-39)带入式(3-40)，式(3-40)可以改写为：

$$\begin{aligned}
 & \sum_{n \in \mathbb{Z}} (jn\omega_1 + s) X_n e^{(jn\omega_1 + s)t} \\
 &= \sum_{n \in \mathbb{Z}} A_n e^{jn\omega_1 t} \cdot \sum_{m \in \mathbb{Z}} X_m e^{(jm\omega_1 + s)t} + \sum_{n \in \mathbb{Z}} B_n e^{jn\omega_1 t} \cdot \sum_{m \in \mathbb{Z}} U_m e^{(jm\omega_1 + s)t} \\
 &= \sum_{m \in \mathbb{Z}} \sum_{n \in \mathbb{Z}} A_{n-m} X_m e^{(jn\omega_1 + s)t} + \sum_{m \in \mathbb{Z}} \sum_{n \in \mathbb{Z}} B_{n-m} U_m e^{(jn\omega_1 + s)t}
 \end{aligned} \tag{3-41}$$

由于线性时域周期系统各次谐波的稳态值是线性无关的，即同一频率的系数相同，因此对于同一频率谐波，式(3-41)可以变为：

$$sX_n = \sum_{m \in \mathbb{Z}} A_{n-m} X_m + \sum_{m \in \mathbb{Z}} B_{n-m} U_m - jn\omega_1 X_n \quad (3-42)$$

同理，输出方程状态空间表达式的谐波状态空间形式为：

$$Y_n = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} C_{n-m} X_m + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} D_{n-m} U_m \quad (3-43)$$

将式(3-39)、(3-40)写成矩阵的形式为：

$$\begin{cases} sX(s) = (A(s) - N(s))X(s) + B(s)U(s) \\ Y(s) = C(s)X(s) + D(s)U(s) \end{cases} \quad (3-44)$$

其中， $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  为托普利兹(Toeplitz)矩阵，以  $A$  为例，其形式如式(3-45)所示，下标的数字代表  $A(t)$  的第  $n$  次谐波分量的傅里叶系数。

$$A = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & A_{-3} & A_{-4} & \cdots \\ \cdots & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & A_{-3} & \cdots \\ \cdots & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & \cdots \\ \cdots & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & \cdots \\ \cdots & A_4 & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad (3-45)$$

$N$  为各次谐波分量组成的对角阵。形式如下：

$$N = \text{diag}(\cdots, -j2\omega_1, -j\omega_1, 0, j\omega_1, j2\omega_1, \cdots) \quad (3-46)$$

根据 3.2 节可知，复向量也是根据傅里叶展开式得到，所不同的是复向量是对各次谐波进行展开，而谐波状态空间法是对状态量进行展开，例如向系统注入正序电压为  $\Delta v = V_1 \cos(\omega t + \varphi_1)$  的小扰动，利用谐波状态空间可将其展开成频率为  $f_p - 3f_1, f_p - 2f_1, f_p - f_1, f_p, f_p + f_1, f_p + 2f_1, f_p + 3f_1$  的谐波分量，而复向量则是对谐波分量进行展开，二者结合时最终的频率分量形式如下：

$$\begin{cases} e^{j2\pi(f_p-3f_1)t} \\ e^{-j2\pi(f_p-3f_1)t} \end{cases} \begin{cases} e^{j2\pi(f_p-2f_1)t} \\ e^{-j2\pi(f_p-2f_1)t} \end{cases} \begin{cases} e^{j2\pi(f_p-f_1)t} \\ e^{-j2\pi(f_p-f_1)t} \end{cases} \begin{cases} e^{j2\pi f_p t} \\ e^{-j2\pi f_p t} \end{cases} \begin{cases} e^{j2\pi(f_p+f_1)t} \\ e^{-j2\pi(f_p+f_1)t} \end{cases} \begin{cases} e^{j2\pi(f_p+2f_1)t} \\ e^{-j2\pi(f_p+2f_1)t} \end{cases} \begin{cases} e^{j2\pi(f_p+3f_1)t} \\ e^{-j2\pi(f_p+3f_1)t} \end{cases}$$

因此，可以将复向量法与谐波状态空间法结合。需要强调的是，由于本文只考虑三次及以下谐波，因此基于复向量的 MMC 谐波状态空间阻抗建模方法得到的 Toeplitz 矩阵为 14 阶。

### 3.4.2 MMC 主电路模型

根据 2.3.3 节的分析可知，MMC 的差模分量包含所有奇次谐波分量，共模电分量包含所有偶次谐波分量。不同频次谐波的相序关系及属性可以表示为：

$$\begin{cases} \text{差模,} & n = 2k + 1 \\ \text{共模,} & n = 2k \end{cases} \quad (3-47)$$

$$\begin{cases} \text{正序} & i = 3k + 1 \\ \text{负序} & i = 3k - 1 \\ \text{零序} & i = 3k \end{cases} \quad (3-48)$$

式中  $k$ ——整数。

由上式可知，零序共模分量可以流向直流侧；正负序差模分量可以流向交流侧；零序差模分量既不能流向交流侧也不能流向直流侧，所以为零；正负序共模分量既不能流向交流侧也不能流向直流侧，所以它们在桥臂内部流动。具体的，3 倍频桥臂电流为零序差模分量，所以为 0。由于 MMC 采用的是平均值模型，所以 3 倍频子模块电容电压也为 0。因此稳态时，MMC 交流电流、桥臂电流、子模块电容电压及调制函数的差共模分量为：

$$\begin{cases} i_s = i_{1p} e^{j\omega_1 t} + i_{1n} e^{-j\omega_1 t} \\ i_c = i_0 + i_{2p} e^{j2\omega_1 t} + i_{2n} e^{-j2\omega_1 t} \\ v_{Cd} = v_{c1p} e^{j\omega_1 t} + v_{c1n} e^{-j\omega_1 t} \\ v_{Cc} = v_{c0} + v_{c2p} e^{j2\omega_1 t} + v_{c2n} e^{-j2\omega_1 t} \\ m_d = m_{1p} e^{j\omega_1 t} + m_{1n} e^{-j\omega_1 t} \\ m_c = m_0 + m_{2p} e^{j2\omega_1 t} + m_{2n} e^{-j2\omega_1 t} \end{cases} \quad (3-49)$$

其中下标含有 0 的表示各自分量的直流分量；下标含有 1 的表示各自分量的基频分量系数；下标含有 2 的表示各自分量的二倍频分量系数。

根据 3.2 节对复向量的定义，式(3-49)用复向量可表示为：

$$\begin{cases} i_p = i_{1p} e^{j\omega_1 t}, & i_n = i_{1n} e^{-j\omega_1 t} \\ i_{c2p} = i_{2p} e^{j2\omega_1 t}, & i_{c2n} = i_{2n} e^{-j2\omega_1 t} \\ i_{cp} = 0.5i_0 + i_{c2p}, & i_{cn} = 0.5i_0 + i_{c2n} \\ v_{Cdp} = v_{c1p} e^{j\omega_1 t}, & v_{Cdn} = v_{c1n} e^{-j\omega_1 t} \\ v_{Cc2p} = v_{c2p} e^{j2\omega_1 t}, & v_{Cc2n} = v_{c2n} e^{-j2\omega_1 t} \\ v_{Ccp} = 0.5v_{c0} + v_{Cc2p}, & v_{Ccn} = 0.5v_{c0} + v_{Cc2n} \\ m_{dp} = m_{1p} e^{j\omega_1 t}, & m_{dn} = m_{1n} e^{-j\omega_1 t} \\ m_{c2p} = m_{2p} e^{j2\omega_1 t}, & m_{c2n} = m_{2n} e^{-j2\omega_1 t} \\ m_{cp} = 0.5m_0 + m_{c2p}, & m_{cn} = 0.5m_0 + m_{c2n} \end{cases} \quad (3-50)$$

将式(3-49)带入式(2-20)并转换到两相静止坐标系下用复向量表示的 MMC 主电路方程为：

$$\begin{cases}
 \begin{bmatrix} C \frac{dv_{Ccp}}{dt} \\ C \frac{dv_{Ccn}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_0 & i_{c2p} \\ i_{c2n} & m_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} + i_0 \begin{bmatrix} m_{c2p} \\ m_{c2n} \end{bmatrix} + 0.5 \begin{bmatrix} m_{dp} & 0 \\ 0 & m_{dn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} C \frac{dv_{Cdp}}{dt} \\ C \frac{dv_{Cdn}}{dt} \end{bmatrix} = 0.5 \begin{bmatrix} m_0 & m_{c2p} \\ m_{c2n} & m_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_0 & i_{c2p} \\ i_{c2n} & i_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{dp} \\ m_{dn} \end{bmatrix} \\
 -L_0 \begin{bmatrix} \frac{di_{cp}}{dt} \\ \frac{di_{cn}}{dt} \end{bmatrix} - R_0 \begin{bmatrix} i_{cp} \\ i_{cn} \end{bmatrix} = N \left( m_0 \begin{bmatrix} v_{Cc2p} \\ v_{Cc2n} \end{bmatrix} + v_{c0} \begin{bmatrix} m_{c2p} \\ m_{c2n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{dp} & 0 \\ 0 & m_{dn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cdp} \\ v_{Cdn} \end{bmatrix} \right) \\
 \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \frac{L_0}{2} \begin{bmatrix} \frac{di_p}{dt} \\ \frac{di_n}{dt} \end{bmatrix} + \frac{R_0}{2} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} + N \left( \begin{bmatrix} m_0 & m_{c2p} \\ m_{c2n} & m_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cdp} \\ v_{Cdn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{c0} & v_{Cc2p} \\ v_{Cc2n} & v_{c0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{dp} \\ m_{dn} \end{bmatrix} \right)
 \end{cases} \quad (3-51)$$

结合谐波状态空间法对上式进行小信号线性化后得:

$$\begin{cases}
 \begin{bmatrix} CD\Delta v_{Ccp} \\ CD\Delta v_{Ccn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_0 & 0 \\ 0 & \mathbf{m}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{cp} \\ \Delta i_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0 & 0 \\ 0 & \mathbf{i}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{cp} \\ \Delta m_{cn} \end{bmatrix} + 0.5 \begin{bmatrix} \mathbf{m}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{m}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + 0.5 \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{i}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{dp} \\ \Delta m_{dn} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} CD\Delta v_{Cdp} \\ CD\Delta v_{Cdn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 \begin{bmatrix} \mathbf{m}_0 & \mathbf{m}_{2p} \\ \mathbf{m}_{2n} & \mathbf{m}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + 0.5 \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{i}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{cp} \\ \Delta m_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0 & \mathbf{i}_{2p} \\ \mathbf{i}_{2n} & \mathbf{i}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{dp} \\ \Delta m_{dn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{m}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{m}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{cp} \\ \Delta i_{cn} \end{bmatrix} \\
 -L_0 D \begin{bmatrix} \Delta i_{cp} \\ \Delta i_{cn} \end{bmatrix} - R_0 \begin{bmatrix} \Delta i_{cp} \\ \Delta i_{cn} \end{bmatrix} = N \left( \begin{bmatrix} \mathbf{m}_0 & 0 \\ 0 & \mathbf{m}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{Ccp} \\ \Delta v_{Ccn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_0 & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{cp} \\ \Delta m_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{m}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{m}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{Cdp} \\ \Delta v_{Cdn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{dp} \\ \Delta m_{dn} \end{bmatrix} \right) \\
 \begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} = \frac{L_0}{2} D \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + \frac{R_0}{2} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + N \left( \begin{bmatrix} \mathbf{m}_0 & \mathbf{m}_{2p} \\ \mathbf{m}_{2n} & \mathbf{m}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{Cdp} \\ \Delta v_{Cdn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{cp} \\ \Delta m_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_0 & \mathbf{v}_{2p} \\ \mathbf{v}_{2n} & \mathbf{v}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta m_{dp} \\ \Delta m_{dn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{m}_{1p} & 0 \\ 0 & \mathbf{m}_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{Ccp} \\ \Delta v_{Ccn} \end{bmatrix} \right)
 \end{cases} \quad (3-52)$$

其中:  $D = \text{diag} \left( \begin{bmatrix} f_p - 3f_1, f_p - 2f_1, f_p - f_1, f_p, f_p + f_1, f_p + 2f_1, f_p + 3f_1 \\ f_p - 3f_1, f_p - 2f_1, f_p - f_1, f_p, f_p + f_1, f_p + 2f_1, f_p + 3f_1 \end{bmatrix} \right)$ , 矩阵



中每一个加粗字母都代表一个  $7 \times 7$  的 Toeplitz 矩阵，下标含有  $p$  的矩阵只包含正向旋转的矢量，下标含有  $n$  的矩阵只包含反向旋转的矢量。需要说明的是，受扰动时，直流扰动量为 0，例如， $\Delta i_{cp} = \Delta i_{c2p}$ 。

对式(3-52)进行计算化简可得：

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} = K_{is1} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + K_{ic1} \begin{bmatrix} \Delta i_{cp} \\ \Delta i_{cn} \end{bmatrix} + K_{md1} \begin{bmatrix} \Delta m_{dp} \\ \Delta m_{dn} \end{bmatrix} + K_{mc1} \begin{bmatrix} \Delta m_{cp} \\ \Delta m_{cn} \end{bmatrix} \\ K_{ic2} \begin{bmatrix} \Delta i_{cp} \\ \Delta i_{cn} \end{bmatrix} = K_{is2} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + K_{md2} \begin{bmatrix} \Delta m_{dp} \\ \Delta m_{dn} \end{bmatrix} + K_{mc2} \begin{bmatrix} \Delta m_{cp} \\ \Delta m_{cn} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-53)$$

其中：

$$\begin{cases} K_{is1} = \frac{N}{2C} m_{c2} D^{-1} m_{c2} + \frac{N}{2C} m_{d1} D^{-1} m_{d1} + \frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{2} D \\ K_{ic1} = \frac{N}{C} m_{c2} D^{-1} m_{d1} + \frac{N}{C} m_{d1} D^{-1} m_{c1} \\ K_{mc1} = \frac{N}{2C} m_{c2} D^{-1} i_{d1} + \frac{N}{C} m_{d1} D^{-1} i_{c1} + N v_{d1} \\ K_{md1} = \frac{N}{C} m_{c2} D^{-1} i_{c2} + \frac{N}{2C} m_{d1} D^{-1} i_{d1} + N v_{c2} \\ K_{is2} = \frac{N}{2C} m_{c1} D^{-1} m_{d1} + \frac{N}{2C} m_{d1} D^{-1} m_{c2} \\ K_{ic2} = -L_0 D - R_0 - \frac{N}{C} m_{c1} D^{-1} m_{c1} - \frac{N}{C} m_{d1} D^{-1} m_{d1} \\ K_{mc2} = \frac{N}{C} m_{c1} D^{-1} i_{c1} + \frac{N}{2C} m_{d1} D^{-1} i_{d1} + N v_{c1} \\ K_{md2} = \frac{N}{2C} m_{c1} D^{-1} i_{d1} + \frac{N}{C} m_{d1} D^{-1} i_{c2} + N v_{d1} \end{cases} \quad (3-54)$$

### 3.4.3 MMC 交流侧阻抗模型

由式(3-53)可知，由于调制信号  $\Delta m_{dp}$ 、 $\Delta m_{dn}$ 、 $\Delta m_{cp}$ 、 $\Delta m_{cn}$  仍是未知量，所以无法直接建立 MMC 的阻抗模型。由 2.3 节可知，调制信号与 MMC 控制系统有关，因此本小节先建立 MMC 控制系统模型，而后建立 MMC 阻抗模型。

对式(2-21)进行线性化可知 MMC 控制系统在  $dq$  坐标系下的小信号模型为：

$$\begin{bmatrix} \Delta m_d \\ \Delta m_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_v(s) & \\ & K_v(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_4(s) & K_d \\ -K_d & H_4(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_3(s) H_4(s) & \\ & H_3(s) H_4(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (3-55)$$

对式(2-22)进行线性化可知 MMC 环流抑制控制系统在  $dq$  坐标系下的小信号

模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta m_{cd} \\ \Delta m_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_c(s) & -K_c \\ K_c & H_c(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{cd} \\ \Delta i_{cq} \end{bmatrix} \quad (3-56)$$

由于 MMC 采用的是 V/F 控制, 没有用到锁相环, 所以不用考虑锁相环的动态特性。将式(3-13)、(3-14)的变换带入式(3-55)、(3-56)可得 MMC 控制系统用复向量表示的小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta m_{dp} \\ \Delta m_{dn} \end{bmatrix} = m_{is} \begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} + m_{vs} \begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} \quad (3-57)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta m_{cp} \\ \Delta m_{cn} \end{bmatrix} = m_{ic} \begin{bmatrix} \Delta i_{cp} \\ \Delta i_{cn} \end{bmatrix} \quad (3-58)$$

其中:

$$\begin{aligned} m_{is} &= \begin{bmatrix} H_2(s - j\omega_1) - jK_d & 0 \\ 0 & H_2(s + j\omega_1) + jK_d \end{bmatrix} \\ m_{vs} &= \begin{bmatrix} K_v(s - j\omega_1) - H_3(s - j\omega_1)H_4(s - j\omega_1) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ K_v(s + j\omega_1) - H_3(s + j\omega_1)H_4(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ m_{ic} &= \begin{bmatrix} -H_c(s + j2\omega_1) - jK_c & 0 \\ 0 & -H_c(s - j2\omega_1) + jK_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-59)$$

将式(3-57)、(3-58)带入式(3-53)可得 MMC 交流侧阻抗为:

$$Z_{ac} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_{nn} \end{bmatrix} = K_{vp}^{-1} K_{is} \quad (3-60)$$

其中:

$$\begin{cases} K_{vp} = (I - K_{ic1}K_2 - K_{mc1}m_{ic}K_2 - K_{md1}m_{vs}) \\ K_{is} = (K_{is1} + K_{ic1}K_1 + K_{mc1}m_{ic}K_1 + K_{md1}m_{is}) \\ K_1 = (K_{ic2} - K_{mc2}m_{ic})^{-1} (K_{is2} + K_{md2}m_{is}) \\ K_2 = (K_{ic2} - K_{mc2}m_{ic})^{-1} K_{md2}m_{vs} \end{cases} \quad (3-61)$$

由式(3-37)、(3-60)可以看出, PMSG 和 MMC 所建阻抗模型都为二维满阵, 说明二者的正负序分量都具有耦合特性。特别的, 从 PMSG 的建模过程可知, 引起耦合的原因是由于锁相环、内外环 PI 控制参数不同造成; 对于 MMC, 除了控制参数的不对称外, 由式(3-52)可以看出, MMC 的耦合特性还与主电路有关。

### 3.5 PMSG 及 MMC 频率耦合阻抗模型验证

为验证本章建立的 PMSG 及 MMC 阻抗模型的有效性和准确性，利用 MATLAB 编程计算出本章所建 PMSG 及 MMC 的阻抗模型并与第 2 章搭建的仿真模型的扫频结果进行比对，验证建立模型的正确性。由于本文考虑的场景是 PMSG 风电场，因此采用单机等值法表征风电场。此外，高频时，PMSG 风电场及 MMC 呈现电感特性，控制参数及频率耦合特性对 PMSG 风电场及 MMC 的阻抗特性影响可以忽略，因此本文只考虑 1-1000Hz 频段内 PMSG 风电场及 MMC 的阻抗特性。

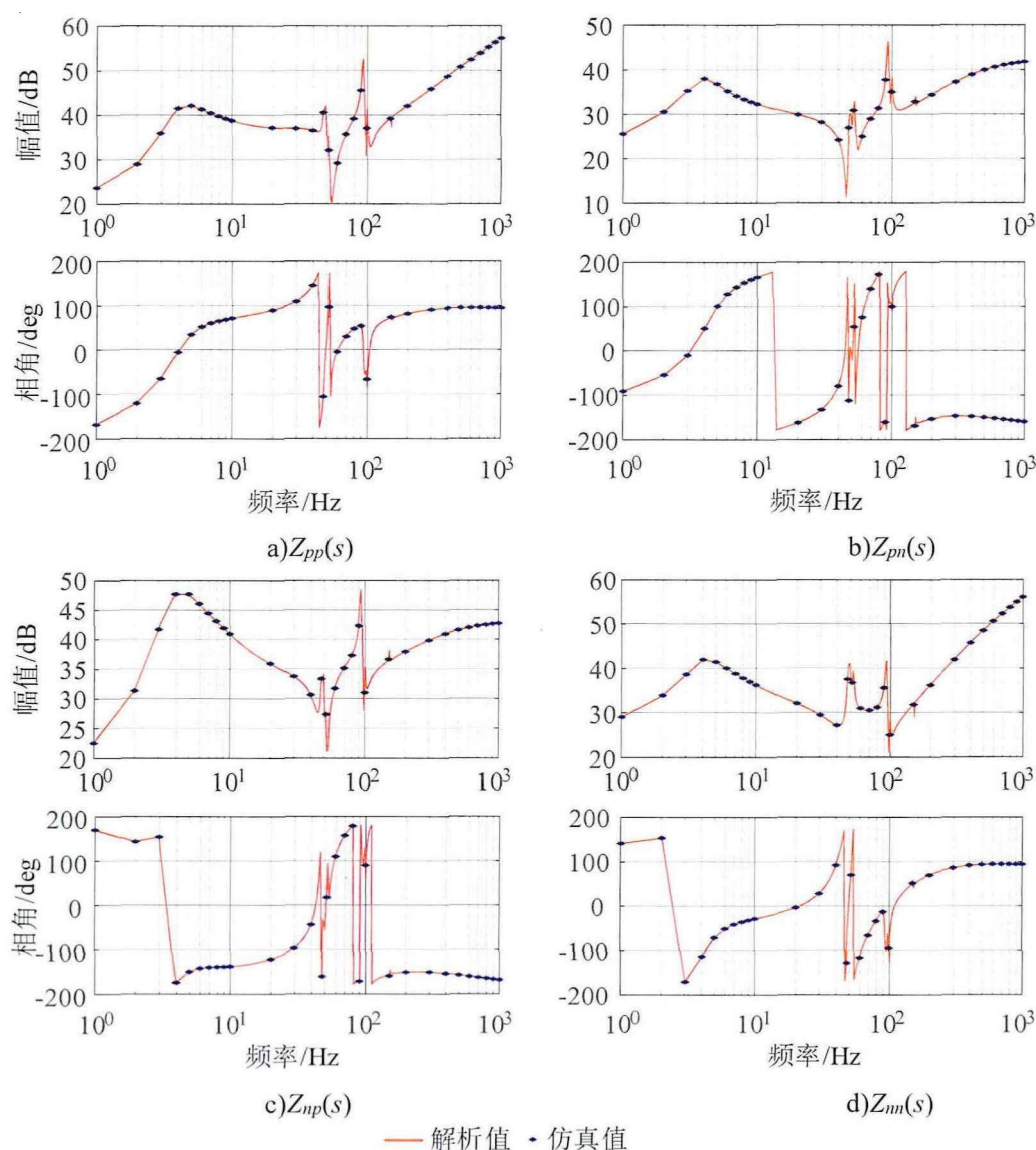


图 3-4 PMSG 风电场交流侧等效阻抗解析模型与仿真对比结果

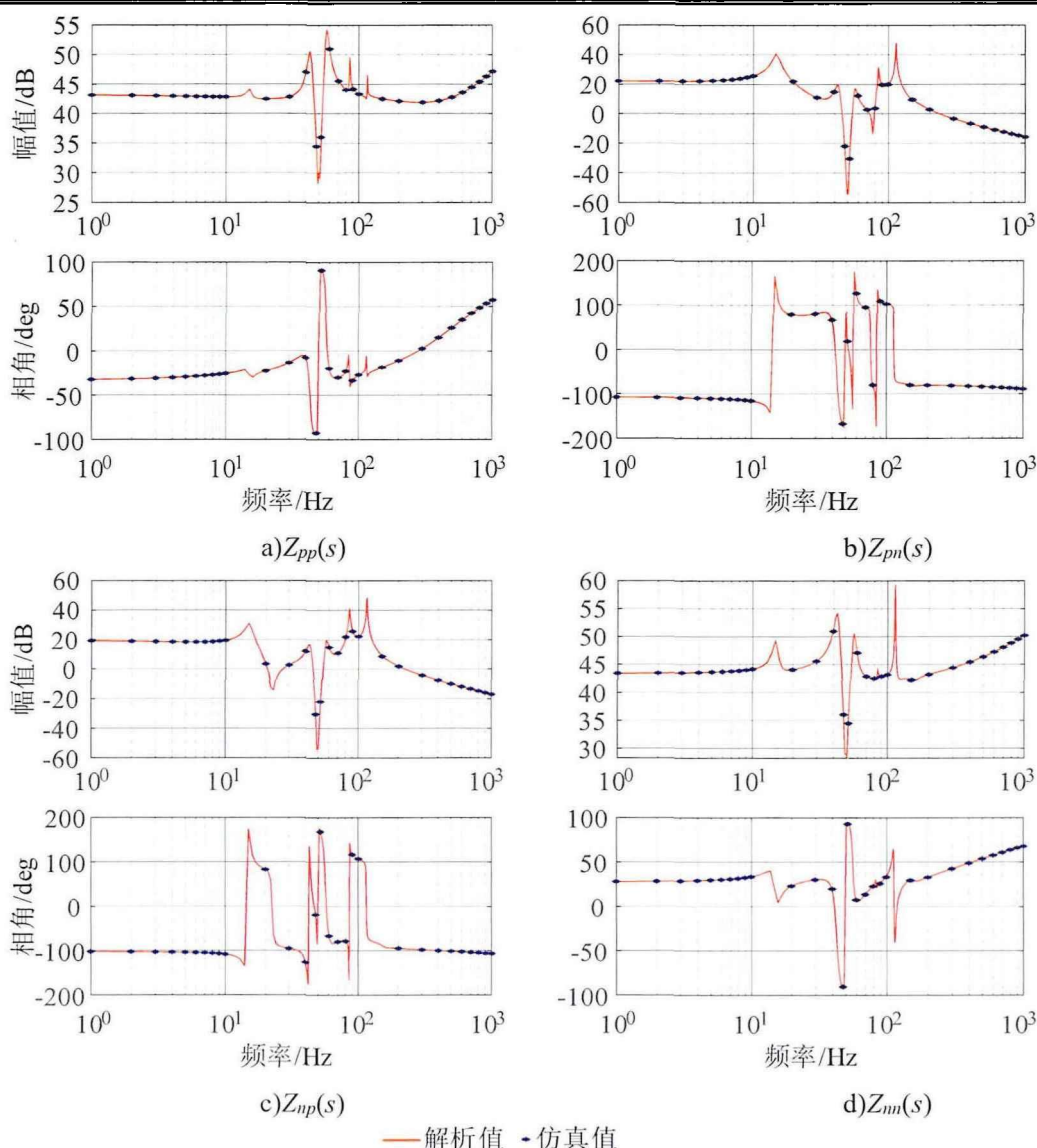


图 3-5 MMC 交流侧等效阻抗解析模型与仿真对比结果

图 3-4、3-5 分别为 PMSG 风电场及 MMC 等效阻抗的解析解与扫频结果对比图。其中，风电场及 MMC 的解析解计算结果用橙色实线表示，PSCAD/EMTDC 仿真扫频结果用深蓝色星号表示。从图中可以看出，解析解和扫频测量值几乎完全重合，证明了本文所提建模方法的准确性。需要强调的是，在频率耦合模型中， $Z_{pp}$ 、 $Z_{nn}$  为正负序阻抗(非耦合项)，表示的是同一频率下的激励电压与响应电流的关系， $Z_{pn}$ 、 $Z_{np}$  为正负序的耦合阻抗(耦合项)，表示的是耦合频率下的激励电压和某一频率下的响应电流的关系。因此，频率耦合程度可通过比较  $Z_{pp}$ 、 $Z_{nn}$  与  $Z_{pn}$ 、 $Z_{np}$  的幅值大小来判断，即幅值越接近，耦合程度越大。由图 3-4 可以看出，PMSG 风电场的耦合项元素幅值与非耦合项元素幅值在 1-100Hz 频段内比较接近，说明此频段内，PMSG 风电场的频率耦合特性比较显著；由图 3-5 可以看出，MMC 的耦合项元素幅值与非耦合项元素幅值在 1-45Hz 及 55-100Hz 频段内

比较接近,说明此频段内,MMC 的频率耦合特性比较显著。绪论中阐述的多起新能源经柔直外送系统振荡频率也多在此频段内,因此 PMSG 风电场及 MMC 阻抗建模时应该考虑频率耦合特性。

### 3.6 本章小结

由于序阻抗建模涉及卷积运算,而  $dq$  坐标系建模阻抗模型缺乏物理含义,难以确定系统振荡频率,因此本章采用复向量进行阻抗建模。首先,根据傅里叶变换的时移特性和频移特性,灵活运用指数旋转因子推导了频域下两相静止坐标系与旋转坐标系下系统输入输出量的传递函数之间的变换关系,此变换关系可以根据在复数域中控制系统在旋转坐标系下的传递函数直接写出控制系统在静止坐标系下的传递函数,从而避免控制系统建模过程中大量频域卷积计算及坐标系的反复变换,大幅降低建模难度。其次,考虑到随着技术的发展,PMSG 的容量会越来越大,仅对网侧系统建模已不能准确表达 PMSG 的动态特性,因此,本章考虑了 PMSG 的机侧系统,包括风力机、机侧换流器,以复向量法为基础,结合推导的坐标变换关系,建立了考虑频率耦合特性的 PMSG 风电场的精细化阻抗模型;接着,根据复向量法与谐波状态空间法都是以傅里叶级数展开的本质,将二者结合起来,建立了考虑频率耦合特性的 MMC 的阻抗模型;最后,将离线仿真扫频结果与 MATLAB 编程算出的解析解进行比较,结果表明所建模型有较高的准确性和精度,证明了所提方法的正确性。此外,根据耦合项与非耦合项幅值的比较,得出了在低中(1-100Hz)频段,不能忽略 PMSG 及 MMC 的频率耦合特性的结论。

## 第 4 章 PMSG 风电场经 MMC 外送系统稳定性因素分析

### 4.1 引言

本章根据第 3 章建立的 PMSG 风电场及 MMC 阻抗模型，旨在研究不同参数对 PMSG 风电场及 MMC 阻抗特性及频率耦合的影响，为 PMSG 风电场和 MMC 参数设计提供依据；其次，利用广义奈奎斯特判据研究 PMSG 风电场及 MMC 频率耦合特性对 PMSG 风电场经 MMC 外送系统稳定性的影响。

### 4.2 风机参数对风电场阻抗特性及频率耦合的影响

#### 4.2.1 机侧系统的影响

目前，多数文献认为，直流母线电容足够大，可以将机侧系统与网侧系统解耦，进而认为机侧的动态特性对风机的影响可以忽略，因此将机侧系统等效为一个电流源。其风机结构图如下：

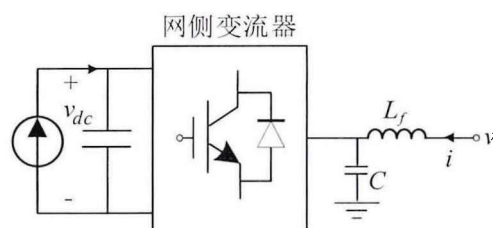


图 4-1 永磁直驱风机简化结构图

为研究机侧系统对风机阻抗特性及频率耦合特性的影响，根据上一章的复向量理论建立不考虑机侧系统的频域阻抗模型，考虑机侧系统与不考虑机侧系统的阻抗特性对比结果如图 4-2 所示。

图 4-2 中，橙色实线为考虑机侧系统的 PMSG 风电场交流侧阻抗特性曲线，深蓝色虚线为将机侧系统等效为电流源的 PMSG 风电场交流侧阻抗特性曲线。从图 4-2 中可以看出，未考虑机侧系统的阻抗模型与考虑机侧系统的阻抗模型之间有一定的误差(主要集中在 100Hz 以内)，造成这样的结果的原因是：由 3.3 节的推导可知，在考虑机侧系统时，机侧系统最终由一个含有内阻抗的直流电压源代替；而不考虑机侧系统时，则由一个理想电流源代替，由于两个电源的性质不同，所以最终得到的 PMSG 风电场交流侧阻抗特性曲线不同。因此在对 PMSG 风电场进行阻抗建模时应考虑机侧系统的动态特性。此外，通过对比图 4-2 还可以发现非耦合项的误差大于耦合项，这是因为 PMSG 风电场频率耦合项的产生是由

于网侧锁相环及控制参数不对称造成，而通过式(3-17)、(3-19)、(3-22)可以发现机侧系统在进行建模时只有非耦合项不存在耦合项，因此，机侧系统对耦合项的影响小于非耦合项。

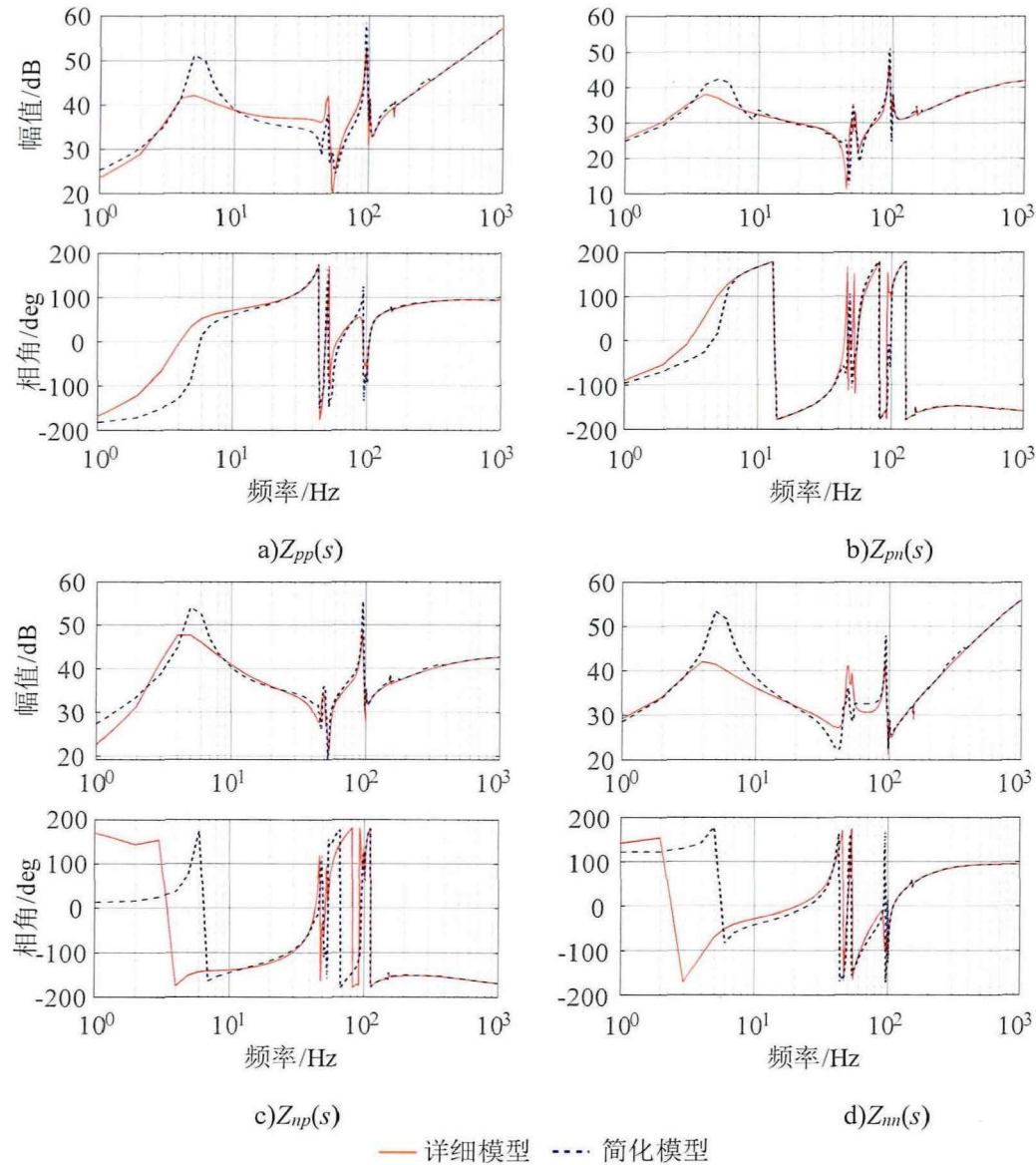


图 4-2 PMSG 风电场交流侧等效阻抗详细模型与简化模型对比结果

#### 4.2.2 网侧锁相环的影响

由 3.5 节可知网侧锁相环是造成 PMSG 产生频率耦合特性的原因之一，因此有必要研究网侧锁相环对 PMSG 风电场阻抗特性曲线及频率耦合特性的影响。在其他参数不变的情况下设置锁相环的带宽参数分别为 20Hz、40Hz、60Hz，网侧换流器锁相环带宽  $B_p$  对 PMSG 风电场阻抗频率特性曲线的影响如图 4-3 所示。



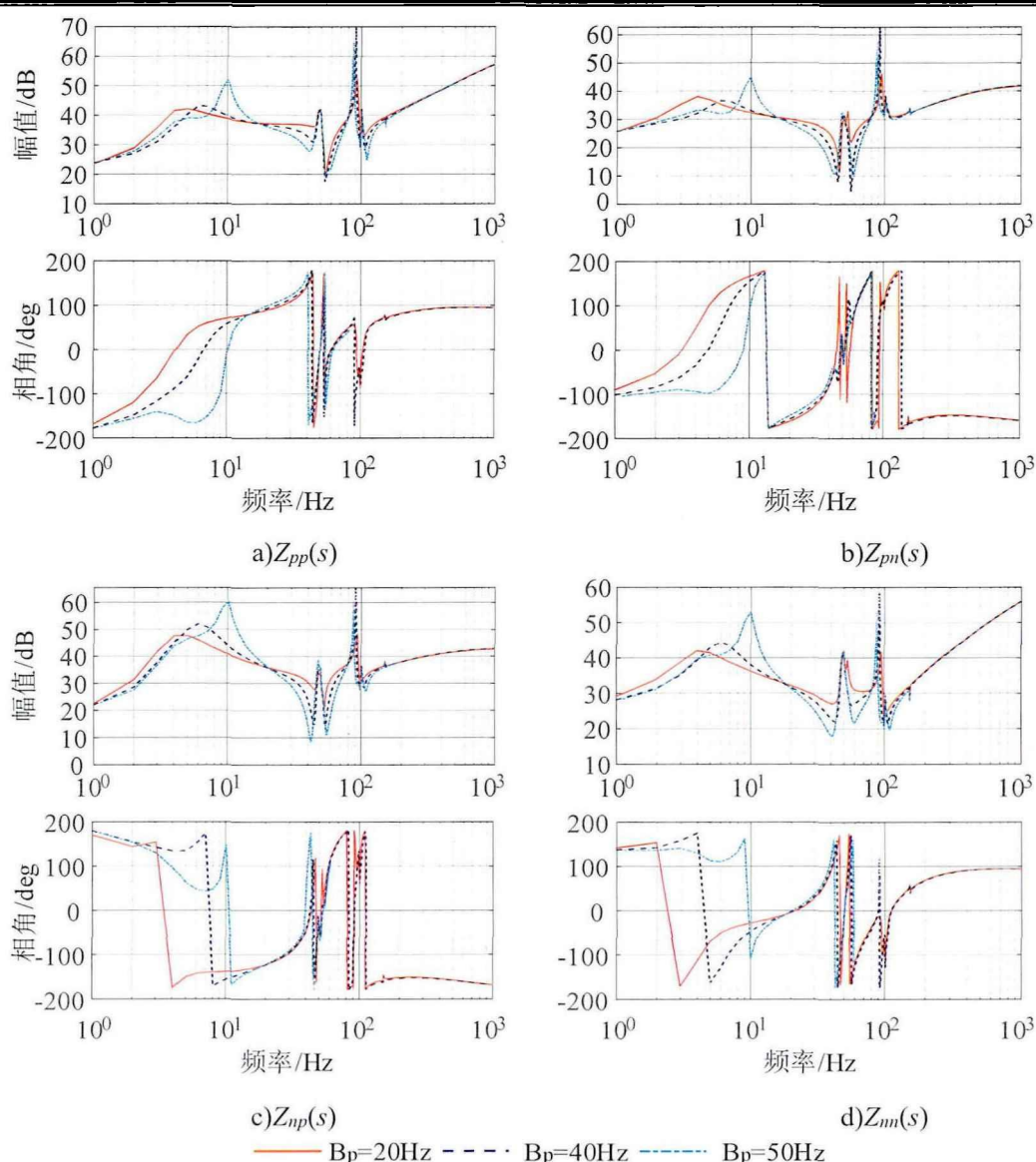


图 4-3 锁相环带宽对 PMSG 风电场幅/相频特性的影响

由图 4-3 可知，在低频段(<20Hz)，随着锁相环带宽  $B_p$  的增大，PMSG 风电场幅频特性曲线凸起的尖峰幅值越大；对于负序及其耦合项的相频特性曲线会在凸起尖峰时发生相位的跃变。此外，在 40-60Hz 频段，随着锁相环带宽的增大，PMSG 风电场耦合项及非耦合项幅频特性曲线的下凹程度增大，此时对应的相位也发生跳变。因此 PMSG 风电场经 MMC 外送系统有可能在这两处频段内发生振荡失稳，所以，网侧锁相环带宽不宜太大。

### 4.2.3 网侧电流内环的影响

电流内环作为控制系统的关键环节，对系统的稳定运行起着重要作用。在其他参数不变的情况下设置网侧电流内环的带宽参数分别为 100Hz、200Hz、



300Hz，网侧电流内环带宽  $B_c$  对 PMSG 风电场阻抗频率特性曲线的影响如图 4-4 所示。

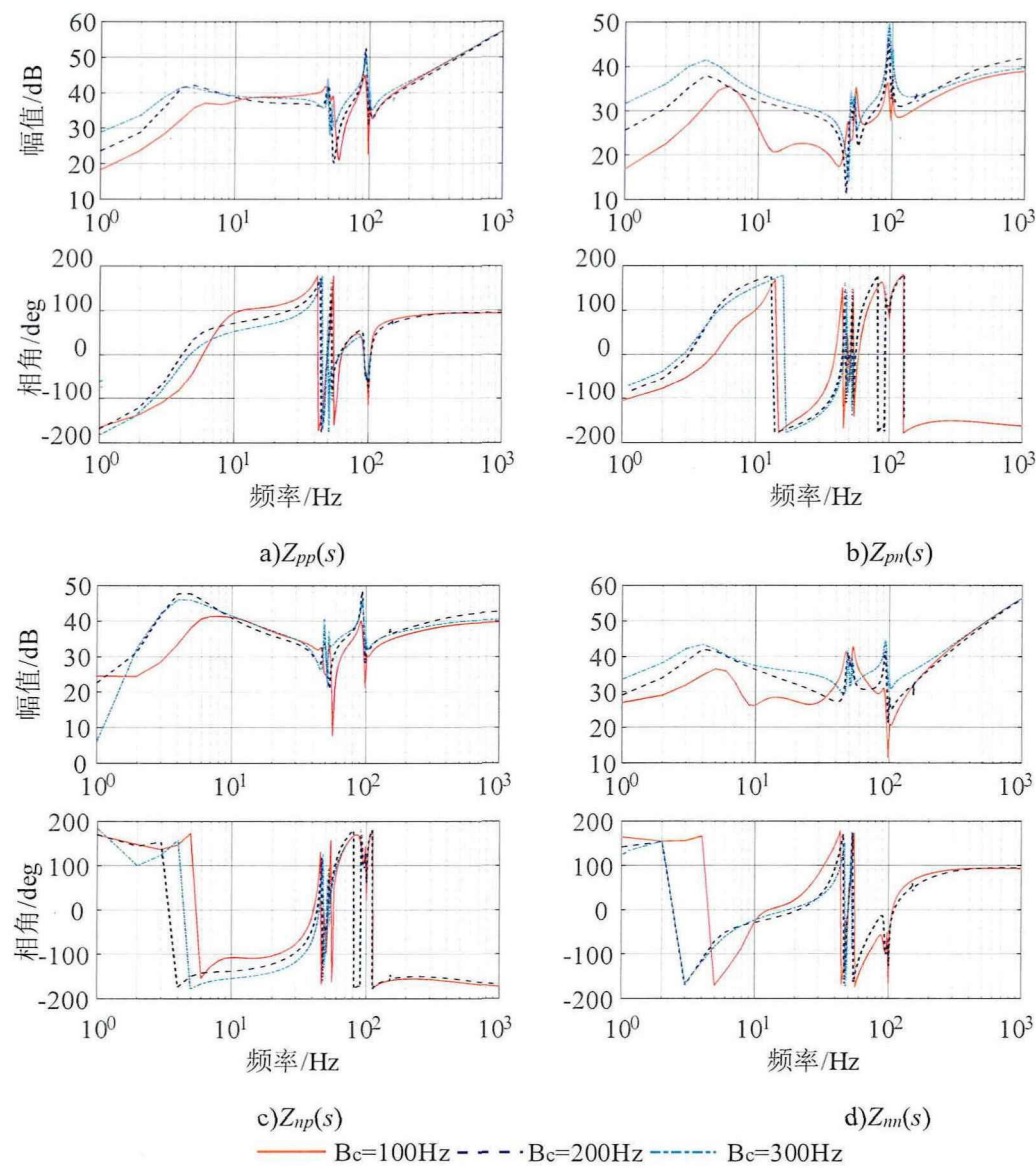


图 4-4 电流内环带宽对 PMSG 风电场频率特性的影响

从图 4-4 可以看出，随着网侧电流内环带宽的变化，PMSG 风电场幅频、相频特性曲线有较大的变化，特别是在 40-60Hz 及 90-110Hz 频段，随着电流内环带宽的增大，PMSG 风电场幅值下凹的尖峰越来越小。由于 PMSG 风电场经 MMC 外送系统发生振荡的首要条件是需要 PMSG 风电场与 MMC 的幅值有交点，所以 PMSG 风电场下凹的峰值较小，可以避免 PMSG 风电场与 MMC 幅值产交点，从而减小 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的振荡可能性。因此，网侧电流内环的带宽不宜太小。

## 4.2.4 功率等级的影响

由于风速的多变性，风机不能一直工作于满载状态，因此有必要研究风机功率等级对 PMSG 风电场阻抗特性曲线及频率耦合特性的影响。在其他参数不变的情况下将单台风机的机侧换流器有功功率参考值分别设置为 1pu、0.8pu、0.6pu。PMSG 风电场在不同功率等级下的频率特性曲线如图 4-5 所示。

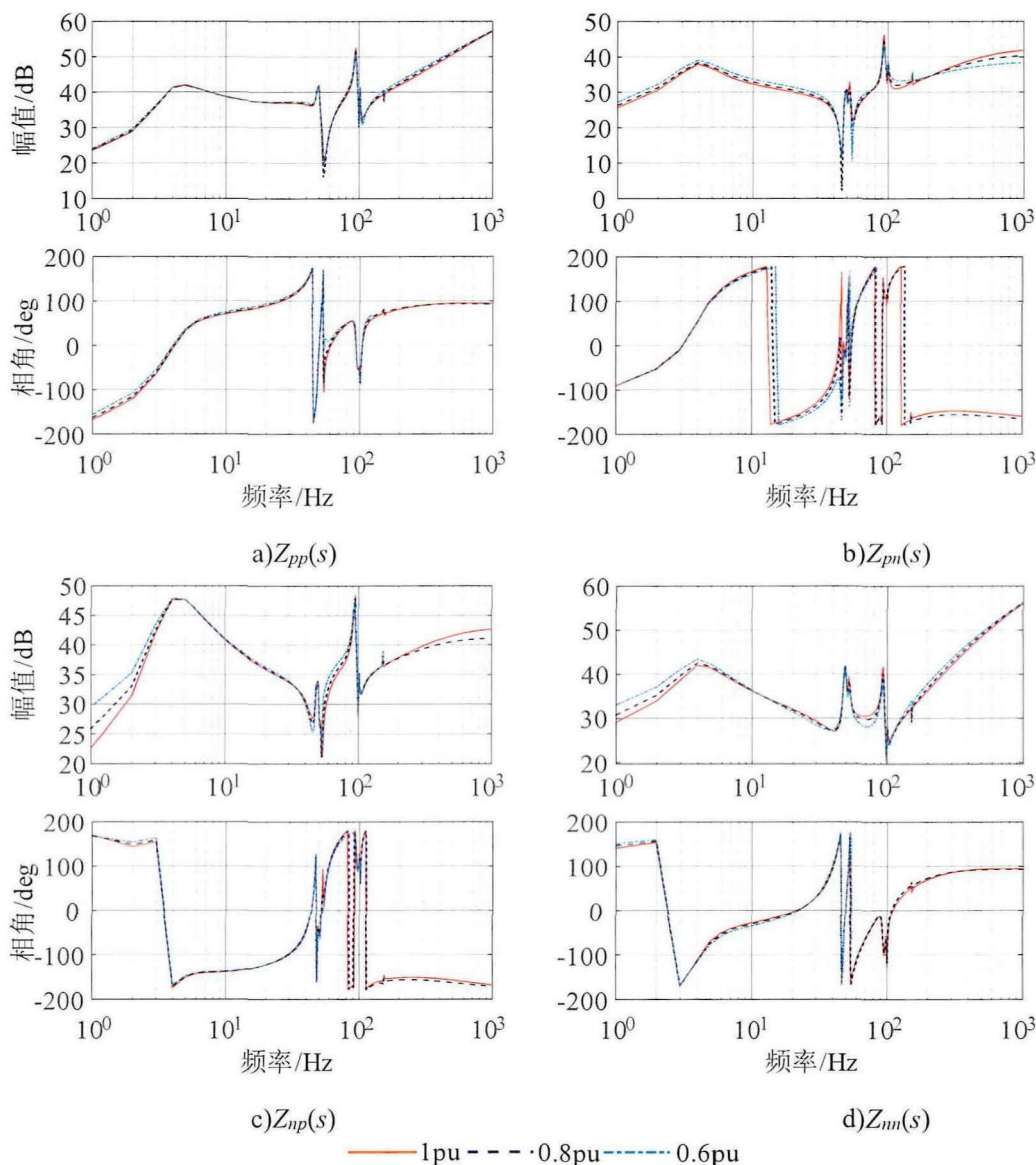


图 4-5 不同功率等级对 PMSG 风电场频率特性的影响

由图 4-5 可知，随着功率等级的下降，非耦合项的频率特性曲线无明显变化，说明功率等级对非耦合项阻抗的影响较小。耦合项在低频段(<10Hz)的幅值有所增大，说明随着功率等级的升高，可以一定程度上减小 PMSG 的频率耦合特性。在高频段(>300Hz)，耦合项的幅值则是随着功率等级的降低有明显的下降趋势，说明在高频段，随着功率等级的升高，PMSG 风电场的耦合特性会增大。

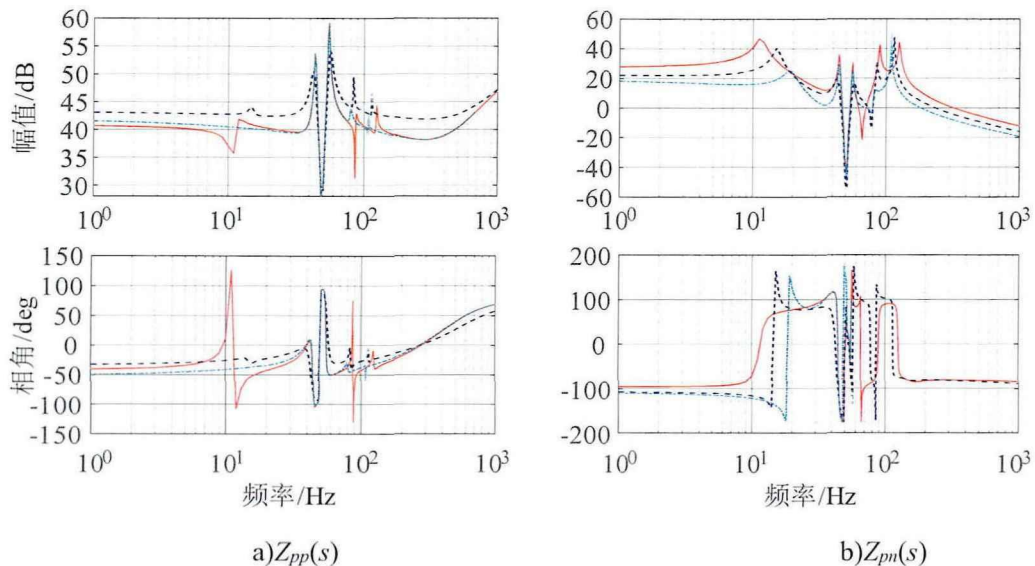
综上所述，PMSG 阻抗频率特性受自身结构、电路参数及控制参数等多重因素的影响。考虑机侧系统与不考虑机侧系统时所等效出的 PMSG 风电场结构不同，因此为了系统得到更加准确的稳定性分析结果，PMSG 风电场建模时应考虑机侧系统；当网侧锁相环带宽较大、网侧电流内环带宽较小时可能使 PMSG 风电场的耦合项与 MMC 的耦合项幅值相交，因此在对控制参数进行设计时，锁相环带宽不能设置的太大，电流内环带宽不能设置的太小；功率等级的变化主要对 PMSG 风电场的正负序耦合阻抗有影响，特别是超过 300Hz 后，随着功率等级的升高，PMSG 风电场的耦合特性会增大。

### 4.3 主电路及控制参数对 MMC 阻抗特性及频率耦合的影响

根据 3.4 节对 MMC 阻抗模型的推导可知，MMC 的阻抗特性不仅与自身的主电路参数有关，还与控制环节的控制参数有关，因此本节依据上一章建立的 MMC 阻抗模型，探究不同参数对 MMC 阻抗特性曲线及频率耦合特性的影响。

#### 4.3.1 子模块电容的影响

由式(3-49)可知，已知子模块电容容量是建立 MMC 阻抗模型的必要条件，因此在其他参数不变的情况下设置子模块电容容量分别为 5mF、8mF、12mF。子模块电容容量对 MMC 阻抗频率特性曲线的影响如图 4-6 所示。



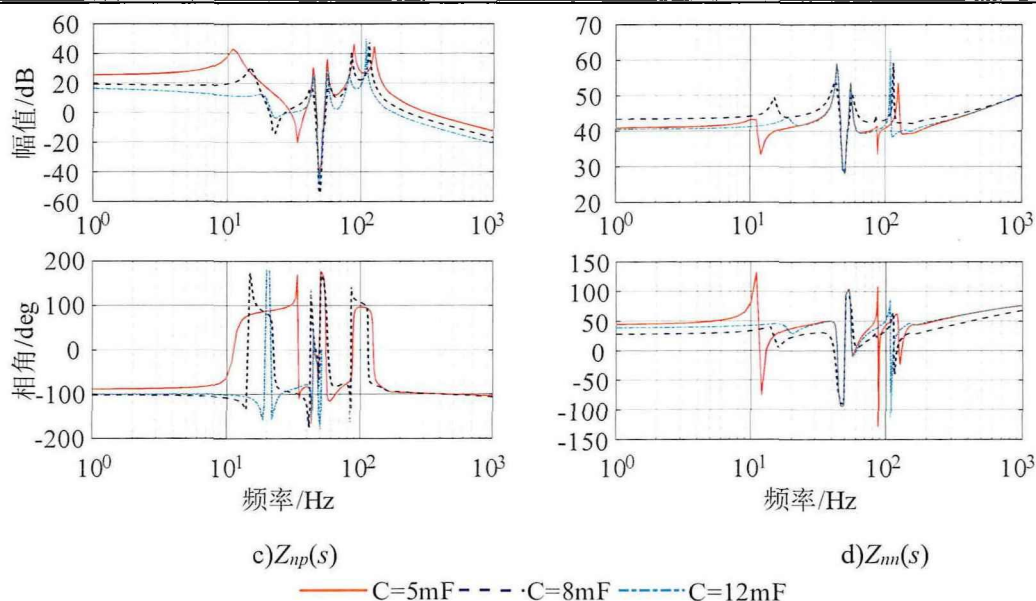
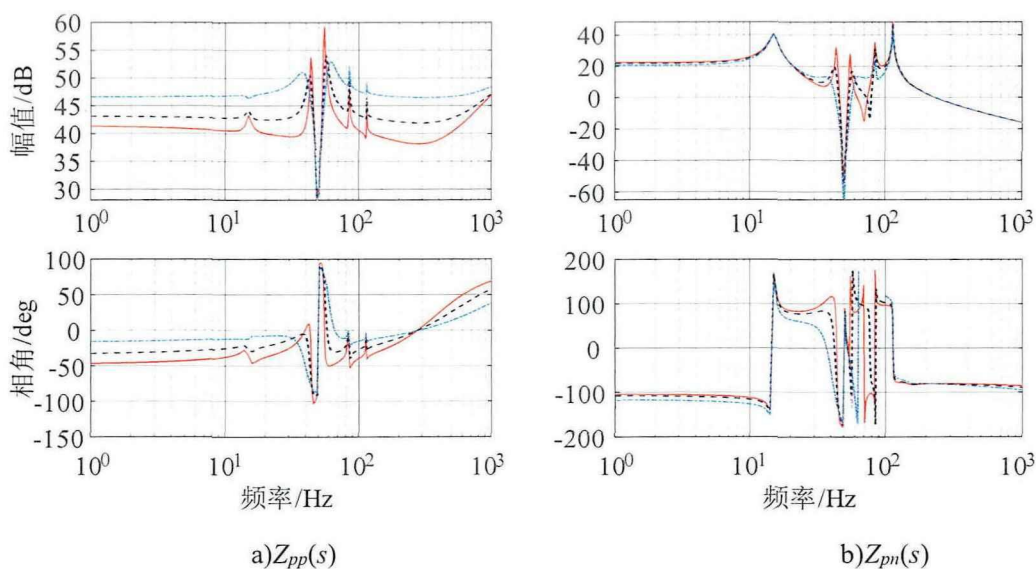


图 4-6 子模块电容容量对 MMC 频率特性的影响

从图 4-6 中可以看出，当子模块电容容量较小时，正负序阻抗幅值在 10Hz 附近有较大的凹陷，与此同时相角伴有较大的跳变，此时，系统可能发生振荡失稳；对于耦合项，随着子模块电容容量的增加，耦合相阻抗幅值不断下降，说明通过增加子模块电容容量可以减小 MMC 的频率耦合特性。因此，在系统稳定的前提下，为了减小 MMC 的频率耦合特性，应适当增加子模块电容容量。

### 4.3.2 电流内环参数的影响

保证其他参数不变，分别设置电流内环带宽  $B_i$  分别为 50Hz、150Hz、300Hz，电流内环带宽  $B_i$  对 MMC 阻抗频率特性曲线的影响如图 4-7 所示。





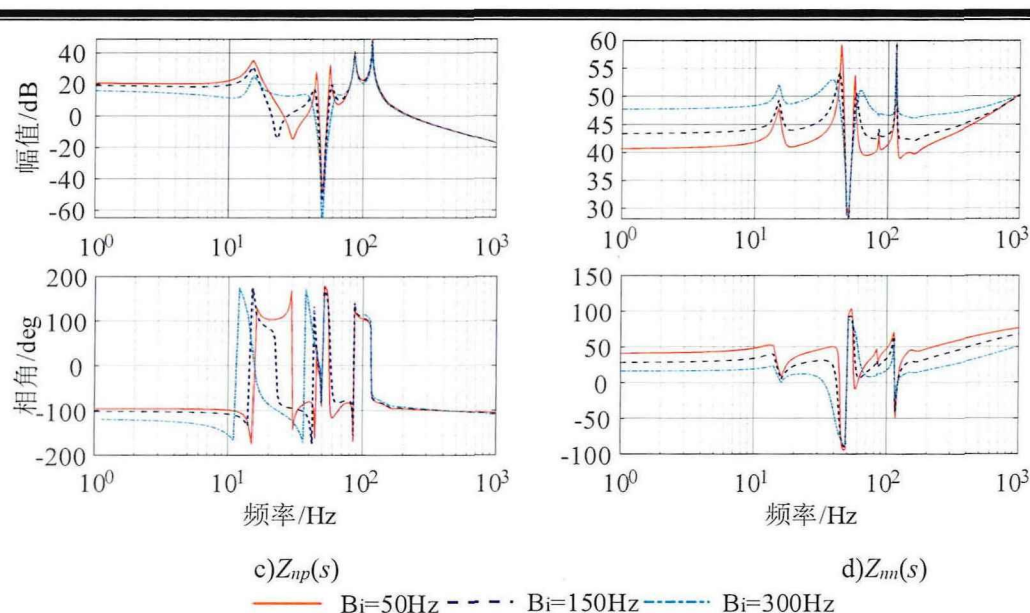


图 4-7 电流内环带宽对 MMC 频率特性的影响

从图 4-7 中可以看出，随着电流内环带宽  $B_i$  的增大，非耦合项的幅值逐渐增大，而耦合项的幅值则逐渐减小，说明，较大的电流内环带宽可以减小 MMC 频率耦合特性。特别的，在 40-60Hz 范围内，随着电流内环带宽的减小，MMC 的阻抗幅值凸起的尖峰越大，系统可能发生振荡失稳，所以 MMC 电流内环带宽不宜过小。

### 4.3.3 环流抑制的影响

因为 MMC 桥臂复杂的动态特性使得 MMC 有较高的二倍频谐波，所以需要使用环流抑制控制器进行二倍频谐波进行抑制。因此有必要分析环流抑制器 PI 参数对 MMC 阻抗特性曲线及频率耦合特性的影响。在其他参数不变的情况下设置环流抑制控制器带宽  $B_c$  分别为 100Hz、200Hz、400Hz，环流抑制控制器带宽对 MMC 阻抗频率特性曲线的影响如图 4-8 所示。

从图 4-8 中可以看出，三种颜色的曲线基本重合，说明环流抑制器带宽对 MMC 频率特性的影响几乎可以不计。

综上所述，为提高 MMC 的稳定性、减小其频率耦合特性，应适当增加 MMC 子模块电容容量、使用较大的电流内环带宽。

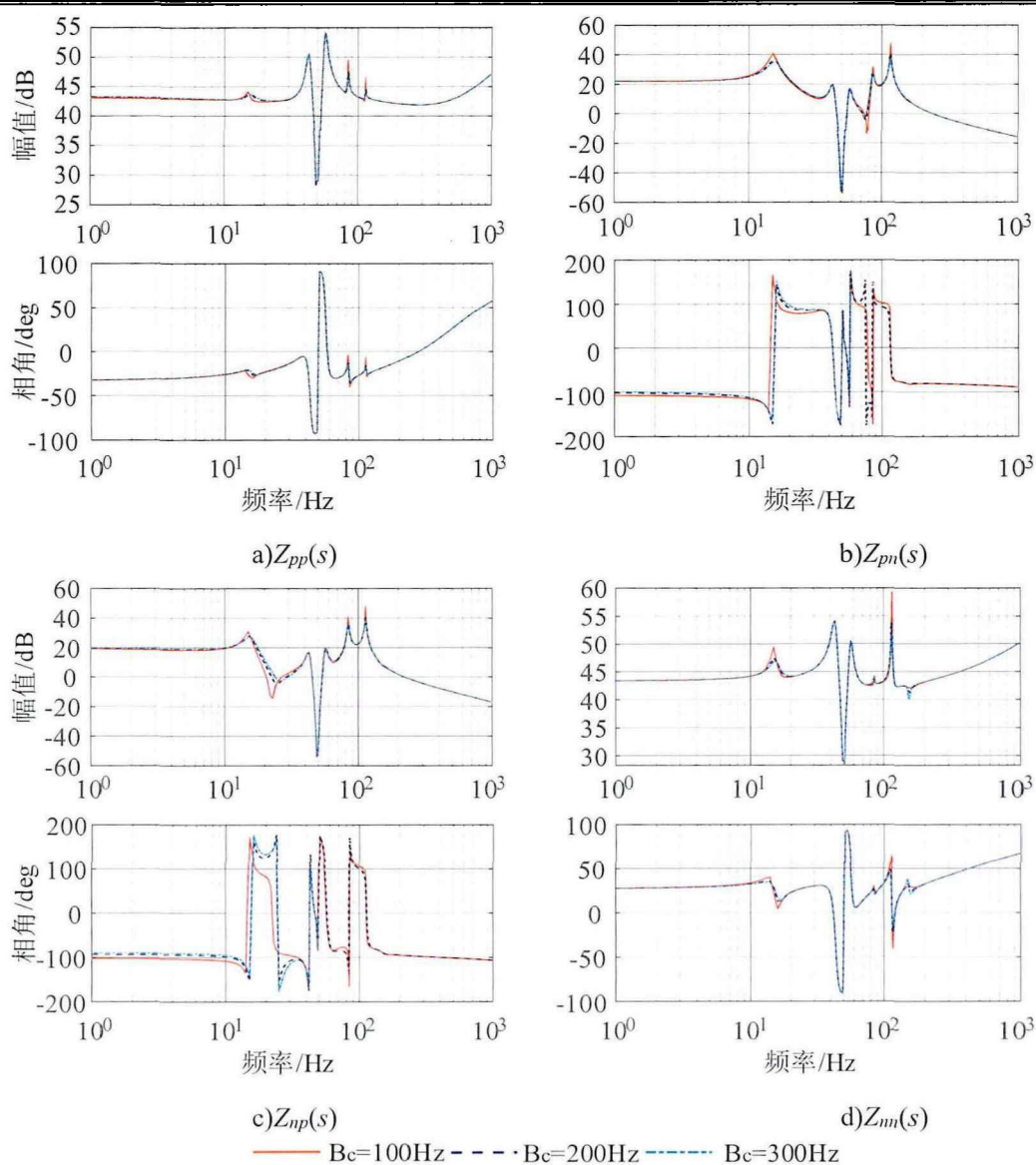


图 4-8 环流抑制带宽对 MMC 频率特性的影响

## 4.4 频率耦合对互联系统稳定性的影响

### 4.4.1 互联系统基本结构

本文研究的 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的结构图如图 4-8 所示，需要说明的是：由于陆地上风电场到柔直换流站的距离较近，所以忽略输电线路阻抗的影响；在此基础上，由于每台风机出口处的汇流变压器采用  $\Delta/Y$  联结，升压变压器采用的  $Y/Y$  联结，而 MMC 侧的联结变压器采用  $Y/\Delta$  联结，为了不考虑因变压器导致的交流电压、电流的相移，所以选取 MMC 换流变压器阀侧作为 PCC 点；考虑到交流电网足够强，MMC 受端换流器可以控制直流电压恒定，因此将受端

MMC 及电网用恒定直流电压源替代。

因为本文建立的 PMSG 风电场及 MMC 阻抗模型考虑了频率耦合特性，所以得到的阻抗模型都是  $2 \times 2$  的矩阵，由于阻抗模型由一维变成了二维，因此，稳定性判据也需要做出相应的改变，此时应采用广义奈奎斯特稳定判据，其判定阻抗比矩阵为：

$$M = \begin{bmatrix} Z_{wpp} & Z_{wpn} \\ Z_{wnp} & Z_{wnn} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_{nn} \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

式中，第一个矩阵为 PMSG 风电场的阻抗矩阵，第二个矩阵为送端 MMC 阻抗矩阵，当且仅当  $M$  的两个特征值所形成的根轨迹均不绕过  $(-1, j0)$ ，PMSG 风电场经 MMC 外送系统才是稳定的。

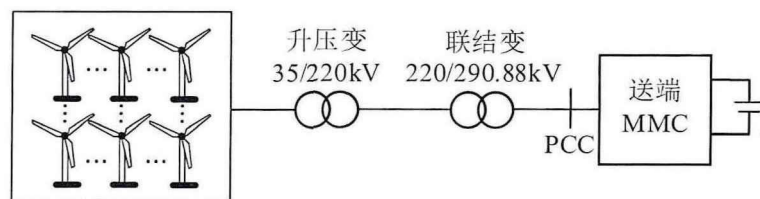
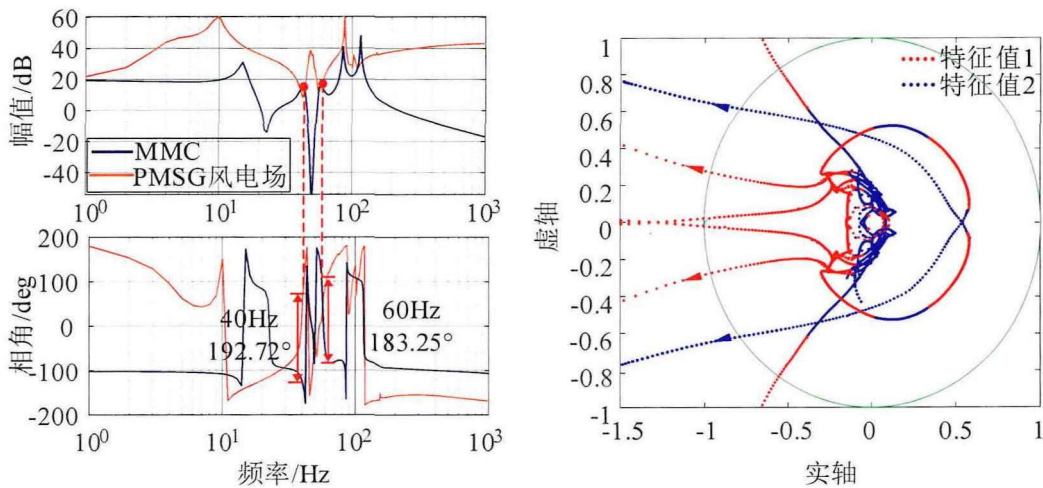


图 4-8 PMSG 风场经 MMC 外送系统结构图

#### 4.4.2 PMSG 风电场频率耦合对系统稳定性的影响

根据 4.2 节的分析可知，网侧锁相带宽的变化对 PMSG 阻抗特性及频率耦合特性影响较大，因此本小节主要分析网侧锁相环对互联系统稳定性的影响。

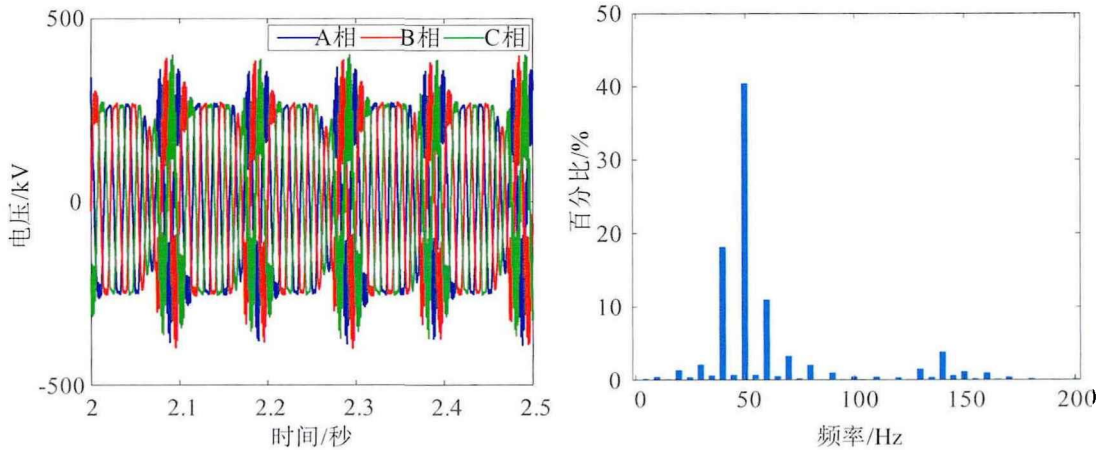
根据 4.2.2 节的分析可知，增大锁相环带宽，会使 PMSG 风电场的阻抗耦合项在 40-60Hz 有较大的下跌，可能与 MMC 的幅值相交，此时 PMSG 风场经 MMC 外送系统可能失稳。因此，将 4.2.2 节 PMSG 在网侧带宽为 60Hz 时的波形数据与 3.5 节 MMC 在稳态时的波形数据作比较，得到的波形对比图及奈奎斯特曲线图如图 4-9 所示(这里只放能出现振荡的波形图)。从图 4-9 a)的分析中可以看出，在 40Hz 与 60Hz 处 PMSG 与 MMC 的耦合项幅值有交点，此时对应的相角差分别为  $192.72^\circ$  和  $183.25^\circ$ ，超过  $180^\circ$ ，系统振荡。将图 4-9 a)的波形数据带入式(4-1)，得到的奈奎斯特曲线如图 4-9 b)所示，红色点线绕过  $(-1, j0)$ 。经过计算，红色点线与单位圆的交点为 40Hz，系统失稳，这与图 4-9 a)分析所得结论一致。此时，将仿真模型 PMSG 网侧带宽调制 60Hz 进行仿真实验，仿真结果显示系统振荡，振荡时 PCC 点的交流电压如图 4-10 a)所示。将仿真得到的 PCC 点电压数据进行快速傅里叶分解，得到的谐波频谱图如图 4-10 b)所示，可见振荡频率为 40Hz 与 60Hz，理论分析结果与仿真结果一致。



a)PMSG 风电场与 MMC 耦合项对比图

b)互联系统稳定性分析结果

图 4-9  $B_p=60\text{Hz}$  PMSG 风电场与 MMC 耦合项对比图及奈奎斯特曲线



a)PCC 点交流电压时域仿真波形图

b)交流电压频谱图

图 4-10  $B_p=60\text{Hz}$  PCC 点交流电压波形及频谱图

#### 4.4.3 MMC 频率耦合对系统稳定性的影响

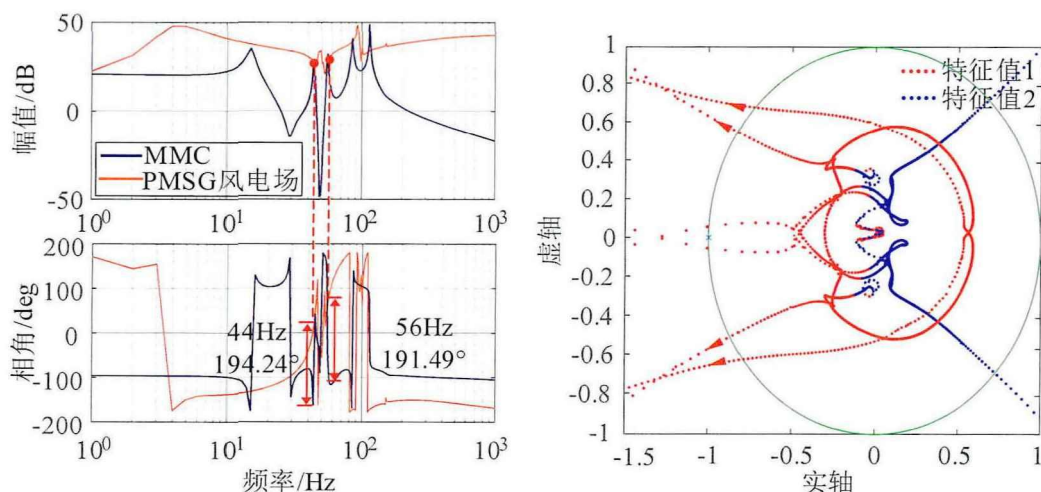
根据 4.3 节的分析可知，电流内环带宽的变化对 MMC 阻抗特性及频率耦合特性的影响较大，因此本小节主要分析电流内环带宽对互联系统稳定性的影响。

根据 4.3.2 节的分析可知，随着电流内环带宽的减小，MMC 的阻抗耦合项在 40-60Hz 有较大的凸起，可能与 PMSG 的幅值相交，此时 PMSG 风场经 MMC 外送系统可能失稳。因此，将 3.5 节 PMSG 稳态时的波形数据与 4.3.2 节 MMC 内环带宽为 50Hz 的波形数据作比较，得到的波形图如图 4-11 a)所示。从图 4-11 a)的分析中可以看出，在 44Hz 与 56Hz 处 PMSG 与 MMC 的耦合项幅值有交点，此时对应的相角差分别为  $194.24^\circ$  和  $191.49^\circ$ ，超过  $180^\circ$ ，系统振荡。将图 4-11 a)的波形数据带入式(4-1)，得到的奈奎斯特曲线如图 4-11 b)所示，红色点线绕过  $(-1, j0)$ 。经过计算，红色点线与单位圆的交点为 56Hz，系统失稳，这与图 4-11 a)分



析所得结论一致。此时，将仿真模型 MMC 电流内环带宽调制 50Hz 进行仿真实验，仿真结果显示系统振荡，振荡时 PCC 点的交流电压如图 4-12 a)所示。将仿真得到的 PCC 点电压数据进行快速傅里叶分解，得到的谐波频谱图如图 4-12 b)所示，可见振荡频率为 44Hz 与 56Hz，理论分析结果与仿真结果一致。

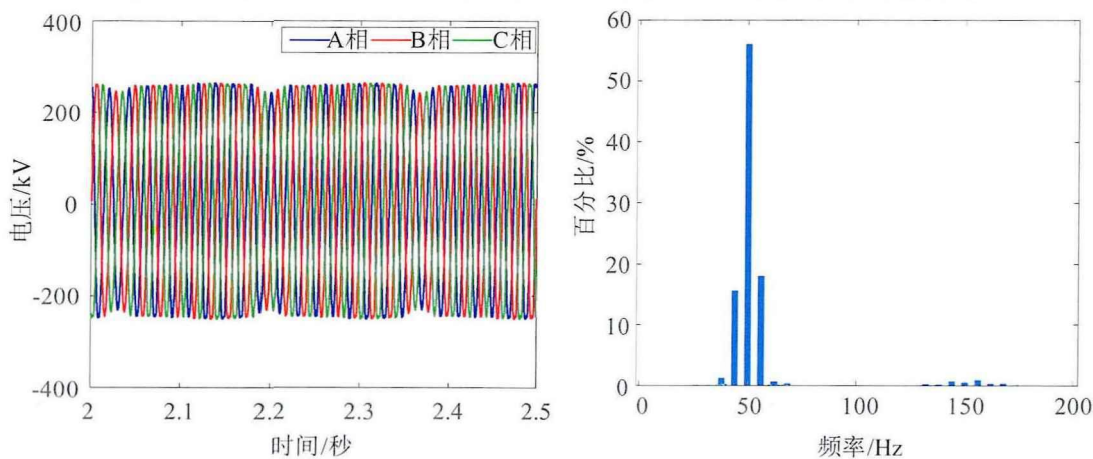
综上，通过对 PMSG 风电场网侧锁相环和 MMC 电流内环的稳定性分析可知，系统发生振荡失稳都是由耦合项引起，所以考虑 PMSG 及 MMC 的频率耦合特性可以更加准确的评估系统的稳定性及振荡频率。



a)PMSG 风电场与 MMC 耦合项对比图

b)互联系统稳定性分析结果

图 4-11  $B_i=50\text{Hz}$  PMSG 风电场与 MMC 耦合项对比图及奈奎斯特曲线



a)PCC 点交流电压时域仿真波形图

b)交流电压频谱图

图 4-12  $B_i=50\text{Hz}$  PCC 点交流电压波形及频谱图

## 4.5 本章小结

本章根据阻抗分析法对 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的稳定性进行了分析。首先，分析了风机参数对 PMSG 风电场阻抗特性的影响；其次，分析了

MMC 主电路参数和控制参数对 MMC 阻抗特性的影响；最后，分析了 PMSG 风电场和 MMC 的频率耦合特性对 PMSG 风电场经 MMC 外送系统稳定性的影响，主要得出以下结论：

1、机侧系统会影响 PMSG 风电场低中频段(1-100Hz)的阻抗特性，因此建模时应考虑机侧系统的影响；网侧锁相环带宽较大、电流内环带宽较小时，PMSG 风电场幅频特性曲线的下凹程度较大，与之相对的相位也发生跳变，系统可能发生振荡失稳，因此锁相环带宽不能设置的太大，电流内环带宽不能设置的太小；功率等级的增加会减小低频段(<10Hz)的频率耦合特性，但会增加高频段(>300Hz)的频率耦合特性。

2、子模块电容容量较小时，正负序阻抗幅值在 10Hz 附近有较大的凹陷，与此同时相角伴有较大的跳变。电流内环带宽较小时，在 40-60Hz 范围内 MMC 的阻抗幅值凸起的尖峰较大。二者的变化都可能使系统发生振荡失稳，因此，MMC 的子模块电容容量和电流内环带宽不宜过小；环流抑制器带宽的变化对 MMC 阻抗的频率特性曲线基本无影响。

3、当 PMSG 风电场网侧锁相环带宽过大、MMC 电流内环带宽过小时，会使 PMSG 风电场与 MMC 耦合项产生交点，且相角差超过  $180^\circ$ ，从而导致互联系统振荡失稳。因此利用阻抗建模进行稳定性分析时应考虑 PMSG 风电场及 MMC 的频率耦合特性，从而提高 PMSG 风电场经 MMC 外送系统稳定性的判定精度。

## 第 5 章 结论与展望

### 5.1 结论

我国风能资源丰富，风力发电的空间巨大。MMC 因具有体积小、波形质量高、控制方式灵活等显著优势成为新能源的主要输送方式。然而，由于风电场和 MMC 包含大量电力电子设备，时间响应过程跨度较大，导致了多时间尺度的交互作用，从而使得风电场与 MMC 互联系统的振荡频率存在耦合现象。阻抗分析法因其物理意义明确、工程应用便捷，被广泛应用于由电力电子设备组成的互联系统的稳定性分析。本文利用阻抗分析法针对 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的建模及稳定性问题进行研究，主要工作及创新点如下：

1、根据傅里叶变换的时移、频移特性，灵活运用指数旋转因子推导了复数域下频域中两相静止坐标系与旋转坐标系下系统输入量与输出量传递函数之间的变换关系；基于此变换关系，利用复向量法建立了考虑频率耦合特性的 PMSG 风电场的精细化阻抗模型；根据复向量法的可拓展性，结合谐波状态空间法，提出考虑频率耦合特性的 MMC 阻抗建模方法，然后利用离线扫频的方式验证了所建模型的准确性和精度，证明了所提方法的正确性。

2、基于建立的 PMSG 风电场及 MMC 阻抗模型，研究了不同参数对 PMSG 风电场及 MMC 阻抗特性的影响。其中，对 PMSG 风电场的参数分析发现，机侧系统会影响 PMSG 风电场低中频段(1-100Hz)的阻抗特性；网侧锁相环带宽较大、电流内环带宽较小时，PMSG 风电场幅频特性曲线的下凹程度较大，与之相对的相位也发生跳变，系统可能发生振荡失稳；功率等级的增加会减小低频段(<10Hz)的频率耦合特性，但会增加高频段(>300Hz)的频率耦合特性。对 MMC 的参数分析发现，子模块电容容量较小时，正负序阻抗幅值在 10Hz 附近有较大的凹陷，与此同时相角伴有较大的跳变。电流内环带宽较小时，在 40-60Hz 范围内 MMC 的阻抗幅值凸起的尖峰较大。二者的变化都可能使系统发生振荡失稳；环流抑制器带宽的变化对 MMC 阻抗的频率特性曲线基本无影响。

3、利用广义奈奎斯特判据对 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的稳定性进行了分析，结果表明，PMSG 网侧锁相环的带宽过大、MMC 电流内环带宽过小都会使 PMSG 风电场与 MMC 的耦合项幅值相交，与此同时二者的相角差超过  $180^\circ$ ，从而使得互联系统振荡，仿真结果与理论分析结果一致，充分表明所提理论分析方法的有效性和准确性。

## 5.2 展望

本文针对 PMSG 风电场经 MMC 外送系统的阻抗模型和稳定性进行了分析与研究，对于此研究方向，还有如下问题值得进一步研究：

1、本文对 PMSG 风电场进行建模型时使用的场景是 PMSG 风电场处于三相对称工况下，但风机在实际运行中，可能出现电压不对称的情况，从而导致锁相环锁相不准、输出电流不平衡等问题，此时本文所建的 PMSG 风电场阻抗模型已无法准确表征其阻抗特性，因此，后续可以研究风电场在不平衡工况下系统稳定性分析。

2、风机出力具有显著的间歇性和波动性，因此陆地上经常采用风火打捆的电能输出方式，此时 MMC 的控制方式会发生变化，因此，后续可以用复向量法研究 MMC 在其他工况下的建模及其与风火打捆电场之间的稳定性分析。

3、本文将 MMC 受端及电网部分等效为直流电压源，从而对 MMC 模型进行了简化，后续可以将 MMC 受端及电网部分的阻抗考虑到系统模型中，从而使得系统模型更贴合实际，使系统的稳定性分析结果更加精确。

## 参考文献

- [1] 北极星风力发电网. 2023 年中国风电行业深度报告[EB/OL]. [2024-03-06]  
<https://news.bjx.com.cn/html/20240306/1364641.shtml>
- [2] Liu H K, Xie X R, He J B, et al. Sub-synchronous Interaction Between Direct-Drive PMSG Based Wind Farms and Weak AC Networks[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(06): 4708-4720
- [3] Flourentzou N, Agelidis V G, Demetriades G D. VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(03): 592-602
- [4] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]. IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, Bologna, Italy, 2003
- [5] Rong F, Gong X, Huang S. A Novel Grid-Connected PV System Based on MMC to Get the Maximum Power Under Partial Shading Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(06): 4320-4333
- [6] 赵岩, 郑斌毅, 贺之渊. 南汇柔性直流输电示范工程的控制方式和运行性能[J]. 南方电网技术, 2012, 6(06): 6-10
- [7] 吕敬, 董鹏, 施刚, 等. 大型双馈风电场经 MMC-HVDC 并网的次同步振荡及其抑制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 4852-4860
- [8] Abdalrahman A, Isabegovic E. DolWin1 - Challenges of connecting offshore wind farms[J]. IEEE International Energy Conference Leuven, Belgium, 2016.
- [9] 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
- [10] 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(03): 1565-1573
- [11] Zhang X, Fu S, Chen W, et al. A Symmetrical Control Method for Grid-Connected Converters to Suppress the Frequency Coupling Under Weak Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13488-13499
- [12] 蒋思雯. 含直驱风机并网系统次/超同步振荡机理分析与抑制[D]. 华北电力大学(北京), 2022
- [13] 孙华东, 许涛, 郭强, 等. 英国“8·9”大停电事故分析及对中国电网的启示[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(21): 6183-6192
- [14] 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

- [15] 刘云, 蒋卫平, 印永华, 等. 特高压交直流大电网的数模混合实时仿真系建模[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(12): 52-56
- [16] Zhang D L, Wang Y J, Hu J B, et al. Impacts of PLL on the DFIG based WTG's electromechanical response under transient conditions: analysis and modeling[J]. CSEE Journal of Power and Energy, 2016, 2(02): 32-39
- [17] 肖湘宁. 新一代电网中多源多变换复杂交直流系统的基础问题[J]. 电工技术学报, 2015, 30(15): 1-14
- [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] Xi X, Geng H, Yang G. Enhanced model of the doubly fed induction generator-based wind farm for small-signal stability studies of weak power system[J]. IET Renewable Power Generation, 2014, 8(07): 765-774
- [20] 周际城, 彭晓涛, 罗鹏, 等. 基于复转矩系数法的双馈风机次同步控制相互作用阻尼特性研究[J]. 电网技术, 2020, 44(04): 1247-1257
- [21] 董晓亮, 谢小荣, 韩英铎, 等. 基于定转子转矩分析法的双馈风机次同步谐振机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 4861-4869
- [22] Du W, Chen X, Wang H F. Power System Electromechanical Oscillation Modes as Affected by Dynamic Interactions From Grid-Connected PMSGs for Wind Power Generation[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2017, 8(03): 1301-1312
- [23] 陈骁, 杜文娟, 王海风. 开环模式谐振条件下直驱风机接入引发电力系统宽频振荡的研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(09): 2625-2636
- [24] Du W, Ren B, Wang H, et al. Comparison of Methods to Examine Sub-Synchronous Oscillations Caused by Grid-Connected Wind Turbine Generators[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(06): 4931-4943
- [25] Du W, Chen X, Wang H. A Method of Open-Loop Modal Analysis to Examine the SSOs in a Multi-Machine Power System With Multiple Variable-Speed Wind Generators[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(04): 4297-4307
- [26] Du W, Fu Q, Wang H. Method of Open-Loop Modal Analysis for Examining the Subsynchronous Interactions Introduced by VSC Control in an MTDC/AC System[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(02): 840-850
- [27] 秦本双, 徐永海. 多虚拟同步机并网系统功频振荡模态分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(19)
- [28] 鲁晓军, 向往, 林卫星, 等. 混合型模块化多电平换流器小信号模型及其小信号稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(24): 7286-7298+7502
- [29] Mohammadpour H A, Santi E. SSR damping controller design and optimal placement in rotor-side and grid-side converters of series-compensated DFIG-based wind farm[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2015, 6(02): 388-399

- [30] Pagola F, Arriaga I, Verghese G. On sensitivities, residues and participations: applications to oscillatory stability analysis and control[J]. IEEE Transactions on Power System, 1989, 4(01): 278-285
- [31] Sun B, Ju P, Shahidehpour M, et al. Calculation of stable domain of DFIG-based wind farm in series compensated power systems[J]. IEEE Access, 2020, 8: 34900-34908
- [32] 买坤. 大规模风电场并网系统的次同步振荡与抑制研究[D]. 上海: 上海电力学院, 2018
- [33] 高本锋, 崔意婵, 李蕴红, 等. D-PMSG 经 LCC-HVDC 送出系统的次同步振荡特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(06): 2084-2096
- [34] 陈宝平, 林涛, 陈汝斯, 等. 采用 VSC-HVDC 并网的直驱风电场次/超同步振荡特性[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(22): 44-59
- [35] 李探. 模块化多电平换流器直流输电系统稳定性关键问题研究[D]. 华北电力大学(北京), 2016
- [36] 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
- [37] 刘秋男, 解大, 王西田, 等. 大规模光伏电站小信号建模与降阶-分布式云算法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(24): 7218-7231+7495
- [38] Yang Z, Mei C, Cheng S, et al. Comparison of Impedance Model and Amplitude-Phase Model for Power- Electronics-Based Power System[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(03): 2546-2558
- [39] Middlebrook R D. Input filter considerations in design and application of switching regulators[D]. IAS'76, 1976
- [40] Céspedes M, Sun J. Impedance shaping of three-phase grid-parallel voltage-source converters[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2012, 754-760
- [41] Céspedes M, Sun J. Impedance Modeling and Analysis of Grid-Connected Voltage Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(3): 1254-1261
- [42] 王赞程, 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+6033
- [43] 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
- [44] Ran F, Chen W, Zhang X, et al. Improved Virtual Inductance Based Control Strategy of DFIG under Weak Grid Condition[C]. 2018 International Power Electronics Conference, 2018, 4213-4219



- [45] 刘华坤, 谢小荣, 何国庆, 等. 新能源发电并网系统的同步参考坐标系阻抗模型及其稳定性判别方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 4002-4007+4278
- [46] 杨苓, 陈燕东, 周乐明, 等. 弱电网下锁相环对三相 LCL 型并网逆变器小扰动建模影响及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3792-3804+4020
- [47] Jamshidfar A, Jovcic D. Small-signal dynamic dq model of modular multilevel converter for system studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 31(01): 191-199
- [48] Jian S. Small-signal methods for AC distributed power systems—a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2545-2554
- [49] 辛焕海, 李子恒, 董炜, 等. 三相变流器并网系统的广义阻抗及稳定判据[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(05): 1277-1293
- [50] 杨超然, 辛焕海, 宫泽旭, 等. 换流器并网系统复电路分析与广义阻抗判据适用性探讨[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4744-4758
- [51] 陈新, 张旸, 王赞程. 基于阻抗分析法研究光伏并网逆变器与电网的动态交互影响[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4559-4567
- [52] Vieto I, Sun J. Sequence Impedance Modeling and Analysis of Type-III Wind Turbines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(02): 537-545
- [53] 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
- [54] Sun J, Liu H. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(04): 1427-1443
- [55] 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
- [56] Lyu J, Zhang X, Cai X, et al. Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(03): 2134-2148
- [57] Rygg A, Molinas M, Zhang C, et al. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the dq-domain impedance definition for the stability analysis of ac power electronic systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(04): 1383-1396
- [58] Zong H, Zhang C, Lyu J, et al. Generalized MIMO Sequence Impedance Modeling and Stability Analysis of MMC-HVDC With Wind Farm Considering Frequency Couplings[J]. IEEE Access, 2020, 8: 55602-55618
- [59] Zhang C, Cai X, Molinas M, et al. Frequency-domain modelling and stability analysis of a DFIG-based wind energy conversion system under non-compensated AC grids: Impedance modelling effects and consequences on stability[J]. IET Power

- 
- Electron, 2019, 12(04): 907-914
- [60] Xue T, Lyu L, Wang H, et al. A Complete Impedance Model of a PMSG-Based Wind Energy Conversion System and Its Effect On the Stability Analysis of MMC-HVDC Connected Offshore Wind Farms[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(04): 3449-3461
- [61] Wang X, Harnefors L, Blaabjerg F. Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol, 2018, 33(02): 1775-1787
- [62] Vieto I, Sun J. Small-signal impedance modelling of type-III wind turbine[C]. Proceedings of Power & Energy Society General Meeting, Denver, USA, 2015
- [63] 苏晨博. 大规模风电场并网引发系统宽频振荡的机理分析及抑制措施[D]. 华北电力大学(北京), 2022
- [64] 袁小明, 张美清, 迟永宁, 等. 电力电子化电力系统动态问题的基本挑战和技术路线[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(05): 1904-1917
- [65] 李光辉, 王伟胜, 郭剑波, 等. 风电场经 MMC-HVDC 送出系统宽频带振荡机理与分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5281-5297
- [66] 杨万开, 王兴国, 王书扬, 等. 柔性直流换流器阻抗自适应重塑抑制高频谐振方法[J]. 电网技术, 2022, 46(11): 4473-4482
- [67] 任必兴, 孙蓉, 李强, 等. 经柔性直流接入的大规模直驱风电场等效建模与小干扰稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(05): 142-152
- [68] 郭贤珊, 李云丰, 谢欣涛, 等. 直驱风电场经柔直并网诱发的次同步振荡特性[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(04): 1149-1160+1407
- [69] Ji K, Tang G, Pang H, et al. Impedance Modeling and Analysis of MMC-HVDC for Offshore Wind Farm Integration[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(03): 1488-1501
- [70] 王一凡, 赵成勇, 郭春义. 直驱风电场与柔直互联系统的传递函数模型及其低频振荡稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(05): 1485-1498
- [71] 程启明, 程尹曼, 汪明媚, 等. 风力发电系统中最大功率点跟踪方法的综述[J]. 华东电力, 2010, 38(09): 1393-1399
- [72] 于兵. 直驱型永磁同步风力发电机组建模及其控制研究[D]. 西南石油大学, 2015
- [73] Wereley N M. Analysis and control of linear periodically time varying systems[D]. Ph.D. dissertation, Dept. Aeronaut. Astronaut, MIT, Cambridge, MA, USA, 1991.
- [74] Perez M, Rodriguez J, Pontt J, et al. Power Distribution in Hybrid Multi-cell Converter with Nearest Level Modulation[J]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007, 736-741
- [75] 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
- [76] 梅念, 苑宾, 李探, 等. 接入孤岛新能源电场的双极柔直换流站控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(11): 3575-3582
- [77] Fan L, Kavasseri R, Miao Z L, et al. Modeling of DFIG-Based Wind Farms for SSR Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(04): 2073-2082
- [78] Wen B, Boroyevich D, Burgos R, et al. Analysis of D-Q Small-Signal Impedance of Grid-Tied Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(01): 375-687