

华北电力大学

博士学位论文

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

**Mechanism Analysis and Suppression Method of
Broadband Oscillation Caused by Large-scale Grid-
Connection Wind Farm**

苏晨博

2022 年 5 月

国内图书分类号：TM614
国际图书分类号：621.3

学校代码：10079
密级：公开

博士学位论文

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

博士研究生：苏晨博

导师：刘崇茹教授

申请学位：工学博士

学科：电气工程

专业：电气工程

所在学院：电气与电子工程学院

答辩日期：2022年5月20日

授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM614

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Doctoral Degree

**Mechanism Analysis and Suppression Method of
Broadband Oscillation Caused by Large-scale Grid-
Connection Wind Farm**

Candidate:	Su Chenbo
Supervisor:	Liu Chongru
Academic Degree Applied for:	Doctor of Engineering
Subject:	Electrical Engineering
Speciality:	Electrical Engineering
School:	School of Electrical and Electronic Engineering
Date of Defence:	May, 2022
Degree-Conferring-Institution:	North China Electric Power University

摘 要

随着我国“双碳目标”发展战略的稳步推进,新能源正在逐步替代传统化石燃料成为未来能源的重要组成部分。预计到 2030 年底,我国风电和太阳能总装机容量将达到 12 亿千瓦以上。大规模新能源设备的接入致使电力系统电力电子化程度逐年提高,逐步向高比例新能源和高比例电力电子设备的“双高”趋势发展。高比例新能源并网导致电网的控制方式和结构都有较大的改变,系统不同时间尺度的交互作用也更加复杂,电力系统出现的振荡频率范围也更加宽广。

目前大规模风电场并网系统的振荡产生机理尚未完全清晰,现有的阻抗分析方法也存在一定的局限性。且大规模风电场并网系统的风电机组数量庞大,模型阶数较高,风电机组之间以及风电机组与外部交流系统之间的交互作用复杂多变,建立其全阶模型进行动态稳定性分析较为困难。所以,合理有效地对风电场进行降阶是深入研究风电机组与交流系统动态交互作用的前提。为此,本文围绕大规模风电场并网出现的振荡问题,以复向量阻抗建模为基础,从风电场并网系统的振荡产生机理,多频率耦合特性,风电场动态等值,稳定优化控制等方面展开研究,为进一步探究互联系统的振荡产生机理及主要影响因素奠定基础。主要工作和创新点如下:

(1) 提出了永磁直驱风力发电机(Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG)的精细化阻抗建模方法。所提方法利用复数域的基向量结合周期分量的物理意义在风电机组稳态周期运行轨迹上直接进行谐波线性化,并灵活应用指数旋转因子和时域传递函数等效表征锁相环等非线性结构的动态特性,避免了传统频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移和不同频率扰动分量的卷积运算,大幅降低了解析建模的复杂度。根据欧几里得范数结合所提方法定义了衡量 PMSG 机网耦合程度的指标,量化分析了机侧内、外环控制带宽,风机运行方式,直流电容等对 PMSG 阻抗特性以及并网稳定性的影响。

(2) 在复向量阻抗建模方法的基础上进行拓展,提出基于谐波状态空间的 PMSG 阻抗建模方法,并以此为基础,分析了多频率耦合作用对 PMSG 并网系统动态稳定性的影响。该方法能够将线性时域周期系统转变为复频域线性时不变系统,从而推导含任意频次谐波分量的状态空间矩阵,同时建立含各次谐波的 PMSG 交流侧等效阻抗模型,该方法适用于系统的多频率耦合特性分析。

(3) 考虑风电场内部拓扑结构和动态特性,提出了适用于大规模风电场并网振荡特性研究的风电场等值方法。该方法首先根据风电机组的聚合特性,将风电场划分为几个型号相同,工况相近的风电集群。然后通过矩阵相似变换,将一

个包含 M 台风电机组及内部联络线的风电集群等效变换为一系列彼此之间解耦的风电机组子系统。并以此为基础，推导了等效子系统主导特征函数模型，同时基于矩阵摄动理论和 Padé 逼近，提出了采用等效风电机组子系统的主导特征函数结合改进渐进波形估计法表征原风电场并网动态特性的风电场等值方法，该方法与现有的单机等值模型相比，除了能够等效反映风电场外接交流系统的主导动态特性，还能够表征风电机组之间交互作用对风电场动态稳定性的影响。

(4) 针对传统锁相环 (Phase locked loop, PLL) 不对称控制结构引发的风电并网系统振荡频率耦合问题，提出一种具有对称结构的 PLL，通过引入复相角的概念等效表征风电机组并网点电压在 d 轴和 q 轴上的动态响应特性，抑制传统 PLL 的控制不对称性所引发的频率耦合效应，并以此为基础，进一步提出采用有源阻尼结合陷波器，对风电并网系统交流侧等效阻抗重塑，改善风电并网系统的阻抗特性，实现宽频振荡抑制，提高风电机组与弱电网互联系统的稳定性。

关键词：谐波状态空间；阻抗分析方法；风电场等值方法；复向量理论；宽频振荡抑制

Abstract

With the steady progress of the "carbon peaking and carbon neutrality goals" development strategy, new energy is gradually replacing traditional fossil fuels as an essential part of future energy. It is estimated that the total installed capacity of wind power and solar energy in China will reach more than 1.2 billion kilowatts by the end of 2030. The connection of large-scale new energy increased the number of power electronics in the power system and has gradually developed into a "double high" trend: a high proportion of new energy and a high proportion of power electronic equipment. The control way and structure of electronics are different from traditional synchronous generators. The system's interaction at different time scales is also more complex, and the frequency range of the power system oscillation is also wider.

At present, the oscillation generation mechanism of large-scale wind farm grid-connected systems is not completely clear, and the existing impedance analysis methods also have certain limitations. In addition, a full-order model for dynamic stability analysis is difficult to establish because of the high model order of large-scale wind farms and the complex interaction between wind turbines and grid systems. Therefore, reducing the order equivalent of the wind farm reasonably and effectively is the premise of an in-depth study of the dynamic interaction between the wind turbines and the AC system. Therefore, this paper focuses on the oscillation problem of large-scale wind farms connected to the grid. Based on complex vector impedance modeling, this paper studies the oscillation generation mechanism of the wind farm grid-connected system, the multi-frequency coupling characteristics, the dynamic equivalence of the wind farm, and the stability optimization control. The main work and contributions are as follows:

(1) A complete frequency-domain refined impedance modeling method for Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) is proposed. The proposed method utilizes the basis vector in the complex number field and the physical meaning of periodic component to directly perform harmonic linearization on the steady-state periodic running trajectory of the wind turbine. This method uses the exponential rotation factor and time-domain transfer function to represent the dynamic characteristics of periodic components and the nonlinear control structures of the interconnected system, avoiding repeated transformation of the coordinate system and reducing the complexity of analytical modeling. Combined with the Euclidean norm, the PMSG machine-network coupling degree index is defined, quantitatively analyzing the influences of the machine-side inner loop and outer loop control bandwidth, wind turbine operation mode, DC capacitance, etc. on the PMSG impedance characteristics

and grid-connected stability.

(2) A proposed PMSG modeling method based on harmonic state space is proposed using the complex vector impedance modeling method. With this method, the influence of multi-frequency coupling on the dynamic stability of the PMSG grid-connected system is analyzed. This method can transform a linear time-domain periodic system into a complex-frequency-domain linear time-invariant system. This method can also derive the state space matrix containing harmonic components of any frequency and establish the equivalent impedance model of the PMSG AC side containing the harmonic of each frequency. The method is suitable for the analysis of multi-frequency coupling characteristics of the system.

(3) A wind farm equivalent method is proposed considering the internal topological structure and dynamic characteristics of wind farms. The method firstly divides the wind farm into several wind power clusters with the same model and similar working conditions according to the aggregation characteristics of wind turbines. Then, through matrix similarity transformation, a wind power cluster including M wind turbines and internal ties is equivalently transformed into a series of decoupled wind turbine subsystems. On this basis, the dominant eigenfunction model of the equivalent subsystem is derived. Furthermore, based on the matrix perturbation theory and Padé approximation, a dynamic equivalent method for the wind farm is proposed using the dominant eigenfunction of the equivalent wind turbine subsystem combined with the improved asymptotic waveform estimation method characterize the original wind farm. Compared with the existing single-machine equivalent model, this method can reflect the dominant dynamic characteristics of the external AC system of the wind farm and dynamically characterize the influence of the interaction between wind turbines on the dynamic stability of wind farms.

(4) Asymmetric PLL control method is proposed, aiming at the problem of the coupled oscillation frequency of wind power grid-connected system caused by the traditional phase-locked loop (PLL) asymmetric control structure. This method equivalently characterizes the dynamic response characteristics of the wind farm's point of standard coupling voltage on the d-axis and q-axis by introducing the concept of complex phase angle and can suppress the system frequency coupling effect caused by the control asymmetry of the traditional PLL. On the basis of this, the equivalent impedance of the AC side of the wind power grid-connected system is reshaped to improve the impedance characteristics of the wind power grid-connected system, suppress Broadband Oscillation, and improve the stability of the grid-connection system between the wind farm and weak grid.

Keywords: Harmonic state space, Impedance analysis method, Wind farm equivalence method, Complex vector theory, Broadband oscillation suppression

目 录

摘 要	I
Abstract	III
第 1 章 绪论	1
1.1 课题的研究背景与意义	1
1.1.1 新能源电力系统的发展现状	1
1.1.2 宽频带振荡的研究意义	2
1.2 风电并网系统宽频振荡的研究现状	4
1.2.1 特征值分析法	5
1.2.2 阻抗分析法	6
1.2.3 宽频振荡抑制方法	10
1.3 风电场动态等值的研究现状	10
1.3.1 风电机组动态等值	11
1.3.2 风电机组机端变压器等值	12
1.3.3 集电线路等值	13
1.4 本文的主要工作	14
第 2 章 风电机组基本结构及其控制	17
2.1 引言	17
2.2 风力发电机功率控制	17
2.2.1 基于风力机功率曲线的最大功率点跟踪控制	18
2.2.2 基于最佳叶尖速比的最大功率点跟踪控制	19
2.2.3 基于最优转矩控制的最大功率点跟踪控制	19
2.3 DFIG 空间矢量模型及其控制结构	20
2.3.1 异步电发机矢量模型	20
2.3.2 DFIG 的控制结构	24
2.4 PMSG 矢量模型及其控制结构	27
2.4.1 同步发电机矢量模型	27
2.4.2 PMSG 的控制结构	30
2.5 本章小结	33
第 3 章 基于复向量的 PMSG 阻抗精细化建模方法及其并网特性研究	34
3.1 引言	34

3.2 基于复数域的旋转矢量动态特性分析	34
3.2.1 旋转矢量与坐标变换	35
3.2.2 基于复向量的传递函数特性分析	37
3.3 PMSG 全频域阻抗精细化建模	39
3.3.1 基于复向量的机侧换流器阻抗建模	40
3.3.2 基于复向量的网侧换流器阻抗建模	43
3.3.3 PMSG 精细化阻抗模型的频域特性及其优势	50
3.4 算例分析	54
3.4.1 基于复向量的 PMSG 阻抗建模方法准确性评估	54
3.4.2 机侧和网侧耦合程度及其影响因素分析	60
3.4.3 基频电压相角对 PMSG 并网特性的影响分析	63
3.5 本章小结	66
第 4 章 考虑多频率耦合特性的 PMSG 并网稳定性分析	67
4.1 引言	67
4.2 谐波状态空间建模方法	67
4.2.1 指数形式的周期信号及其性质	67
4.2.2 HSS 方法简介	69
4.3 PMSG 谐波状态空间模型	71
4.4 算例分析	75
4.4.1 多频率耦合特性对 PMSG 交流侧等效阻抗的影响	75
4.4.2 多频率耦合特性对系统稳定性判据的影响	80
4.5 本章小结	83
第 5 章 基于阻抗模型的风电场动态等值方法研究	84
5.1 引言	84
5.2 并联汇集型风电场等值模型	84
5.3 考虑复杂网路拓扑结构及内部动态特性的风电场降阶方法	90
5.3.1 混联型拓扑结构的风电场网络阻抗建模	90
5.3.2 风电场网络阻抗矩阵的等效解耦	93
5.3.3 适用于风场动态稳定性分析的降阶方法	95
5.4 算例分析	99
5.4.1 风电场降阶模型与全阶模型的对比分析	99
5.4.2 网络拓扑、参数、风机数量变化对风电场并网动态特性的影响	104
5.5 本章小结	107
第 6 章 基于对称锁相环结合有源阻尼的风电并网系统宽频振荡抑制措施	108

6.1 引言	108
6.2 对称 PLL 控制结构及其数学模型	108
6.2.1 传统 PLL 不对称动态特性分析	108
6.2.2 对称 PLL 及其工作原理	112
6.2.3 采用对称 PLL 与传统 SRF-PLL 的 PMSG 阻抗特性对比	115
6.3 基于有源阻尼的 PMSG 阻抗重塑方法	117
6.4 本章小结	120
第 7 章 结论与展望	121
7.1 主要结论	121
7.2 研究展望	122
参考文献	124
攻读博士学位期间发表的论文及其它成果	135
攻读博士学位期间参加的科研工作	136
致 谢	137
作者简介	138

Contents

Abstract (In Chinese)	I
Abstract (In English)	III
Chapter 1 Introduction	1
1.1 Background and motivations	1
1.1.1 Development status of new energy power system	1
1.1.2 Significance of research on broadband oscillation.....	2
1.2 Review of broadband oscillation of grid-connected wind farm.....	4
1.2.1 Eigenvalue analysis	5
1.2.2 Impedance analysis	6
1.2.3 Analysis of oscillation suppression strategy	10
1.3 Review of wind farm dynamic equivalent method	10
1.3.1 Wind turbine dynamic equivalent method	11
1.3.2 Wind turbine generator transformer equivalent method	12
1.3.3 Collector line equivalent method	13
1.4 Thesis structure	14
Chapter 2 Basic structure of wind turbine and its control	17
2.1 Introduction.....	17
2.2 Wind turbine power control.....	17
2.1.1 MPPT control based on wind turbine power curve.....	18
2.1.2 MPPT control based on optimal tip speed ratio	19
2.1.3 MPPT control based on optimal torque control	19
2.2 DFIG space vector model and its control structure	20
2.2.1 Vector model of DFIG	20
2.2.2 Control structure of DFIG	24
2.3 PMSG vector model and its control structure.....	27
2.3.1 Dynamic model of PMSG	27
2.3.2 Control structure of PMSG	30
2.4 Chapter summary	33

Chapter 3 Completed impedance modeling method for PMSG based on complex vectors and its grid-connected characteristics research	34
3.1 Introduction.....	34
3.2 Analysis of rotation vector based on complex number field	34
3.2.1 Rotation vector and coordinate transformation.....	35
3.2.2 Characteristic analysis of transfer function based on complex vector	37
3.3 Full frequency-domain completed impedance modeling method for PMSG	39
3.3.1 Impedance modeling of MSC based on complex vector.....	40
3.3.2 Impedance modeling of GSC based on complex vector	43
3.3.3 Frequency-domain characteristics and advantages of propose method	50
3.4 Case study	54
3.4.1 Accuracy assessment for complex vector based-model of PMSG.....	54
3.4.2 The coupling factor of machine side and grid side	60
3.4.3 Impact of fundamental voltage phase angle on PMSG impedance.....	63
3.5 Chapter summary	66
Chapter 4 Grid-connected stability analysis of PMSG considering multi-frequency coupling characteristics.....	67
4.1 Introduction.....	67
4.2 Harmonic state space modeling method	67
4.2.1 Exponential periodic signal and its properties	67
4.2.2 Introduction to the HSS method.....	69
4.3 Harmonic state space model of PMSG	71
4.4 Case study	75
4.4.1 Impact of multi frequency coupling characteristics on equivalent impedance	75
4.4.2 Impact of multi frequency coupling characteristics on stability analysis	80
4.5 Chapter summary	83
Chapter 5 Dynamic equivalent method of wind farm based on impedance model..	84
5.1 Introduction.....	84
5.2 Equivalent model of parallel-collected wind farms	84
5.3 Reduced-order method for wind farm considering complex network topology and internal dynamic characteristics.....	90
5.3.1 Impedance modeling of wind farm network with hybrid topology	90
5.3.2 Equivalent decoupling of impedance matrix of wind farm network.....	93

5.3.3 A reduced-order method for dynamic stability analysis of wind farms	95
5.4 Case study	99
5.4.1 Comparing of reduced-order model and full-order model of wind farm	99
5.4.2 Influence of network topology, parameters and number of wind turbines on the dynamic characteristics of grid-connected wind farms.....	104
5.5 Chapter summary	107
Chapter 6 Broadband oscillation suppression method for grid-connected wind farms based on symmetric PLL combined with active damping	108
6.1 Introduction.....	108
6.2 Symmetric PLL control structure and its mathematical model	108
6.2.1 Analysis of asymmetric dynamic characteristics of SRF-PLL	108
6.2.2 Symmetric PLL and its working principle	112
6.2.3 Comparison of PMSG impedance characteristics by using different PLL	115
6.3 Impedance reshaping method of PMSG based on active damping.....	117
6.4 Chapter summary	120
Chapter 7 Conclusions and prospects.....	121
7.1 Conclusions.....	121
7.2 Prospects	122
References.....	124
Papers published and other achievement in the period of Ph.D. education	135
Research work in the period of Ph.D. education	136
Acknowledgements	137
Resume.....	138

第 1 章 绪论

1.1 课题的研究背景与意义

1.1.1 新能源电力系统的发展现状

随着环境的恶化以及传统化石燃料的不断枯竭，我国正处于能源转型的关键阶段，新一轮的能源革命正在持续推进，新能源正在逐步替代传统化石燃料成为未来能源的重要组成部分。2020 年 9 月，习近平主席向世界宣布，中国将力争 2030 年前实现碳达峰，2060 年前实现碳中和。为了达成“双碳”目标，清洁低碳、安全高效成为我国能源体系的发展方向^[1]。

从 2016 年至今，我国非化石能源消费比重从 9.4%提高到 16.5%，增速是世界同期平均水平的 3.6 倍。清洁能源发电装机容量达到 10.8 亿千瓦，发电量占比达到 43%，煤电装机容量占比降至 53%，新能源正逐步形成完整的产业链，囊括技术研发、生产制造，测试应用等一系列流程^[2]。截止到 2021 年底，新能源装机容量增至 6.4 亿千瓦，占全球新能源装机总量的 1/3，占我国总装机容量的 27%，图 1-1 为我国 2021 年电力能源结构。“十四五”期间，我国将持续聚焦能源高效利用，低碳、零碳、负碳技术和新能源发电技术等，进一步提高新能源的装机容量和外送规模^{[3]-[5]}。此外，特高压技术的推广应用，将有力支撑大规模清洁能源开发外送，有效解决新能源的消纳问题，降低“弃风弃光”率。

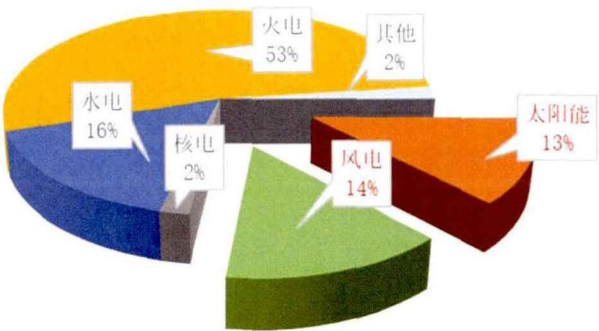


图 1-1 截止 2021 年底我国电力能源结构

Fig.1-1 National power energy structure by the end of 2021

以新能源为主体的新型电力系统概念的提出与“双碳”政策目标相匹配，届时清洁能源成为主力能源，风力发电、光伏发电大幅增加，核电、生物质发电也明显增加，火电大幅减少，预计风光装机总容量增至 90 亿千瓦、火电装机降至 5 亿千瓦、水电装机达到 4.5 亿千瓦、核电装机约 3 亿千瓦，其他约为 2 亿千瓦^[6]。各类

型发电量占比预测以及新能源发电量占比的演化趋势分别如图 1-2 和 1-3 所示。

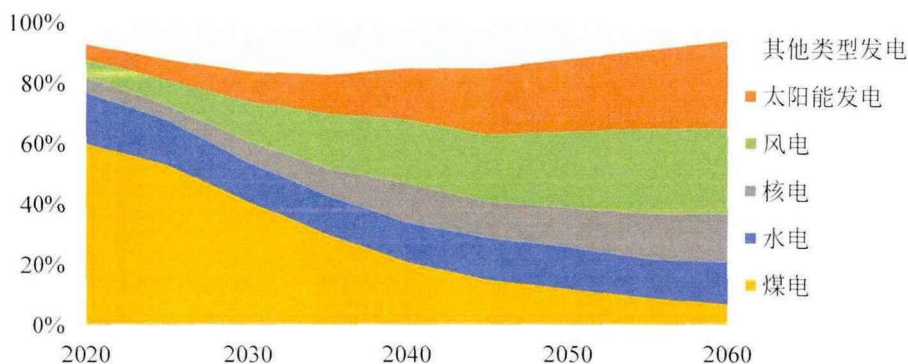


图 1-2 2020-2060 年各类型发电量占比预测

Fig1-2 Forecast of the proportion of various power generation in 2020-2060

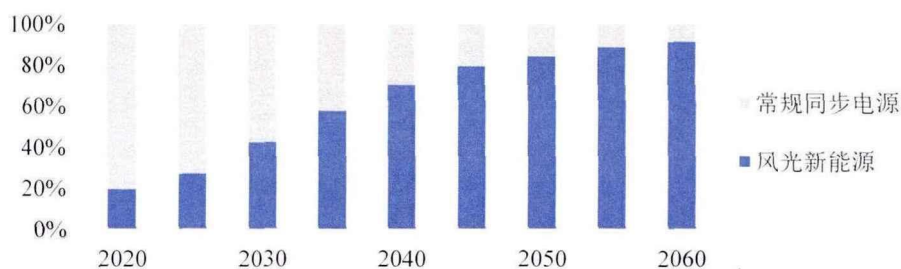


图 1-3 2020-2060 年新能源发电量占比预测

Fig1-3 Forecast of the proportion of renewable energy in 2020-2060

由此可见，随着可再生能源占比的不断攀升，电力系统正在向高比例新能源和高比例电力电子设备（“双高”）的趋势发展^[7]。新能源机组与传统同步发电机组的并网特性大相径庭，且具有调节速度快、灵活性高、可控性强等优点，但同时也具有弱惯量，弱支撑能力等缺陷；并且大规模电力电子器件的馈入会降低电网的“惯性”，从而导致新的稳定性问题，比如电力电子设备之间及其与电网之间相互作用引起的宽频带振荡等问题。

1.1.2 宽频带振荡的研究意义

目前，新能源机组，柔性直流输电系统及其辅助设备和一些电力负荷都依赖于电力电子设备的控制和调节。然而电力电子设备具有不同带宽的控制环节，例如内外环比例积分控制器、锁相环、滤波器等，这些控制设备的交互耦合作用会引发电力电子设备之间多时间尺度的交互特性^[8]，导致电力电子设备与电力系统之间存在多频段的能量交换，从而引发互联系统在宽频率范围内的振荡，简称宽频振荡^{[9][10]}。当电力电子设备的拓扑结构或控制参数发生改变时，互联系统的振荡频率也会随之

改变,在一定范围内发生频移。由此可知,电力电子设备之间及其与电网之间的交互作用引发的宽频振荡具有时变特性^{[11]~[13]}。

国外早期涉及新能源并网的宽频振荡事故大多是由双馈风电机组(Doubly Fed Induction Generator, DFIG)与串联补偿设备的交互作用导致的。例如,在美国明尼苏达州西南部,Xcel 能源公司在该地区的一个风电场投切串补设备时,曾引发双馈发电机组的输出功率产生持续振荡^[14],其振荡频率为 9~13Hz。在 2009 年美国德州南部也发生了一起由双馈风电场与串补线路互联引发的振荡事故,当时风电机组端口电压、电流均出现 18~20Hz 左右的谐波分量,并逐渐发散,最终导致了连锁切机事故,同时谐波电流还烧毁了一些机组设备^[15]。德国北海海上风电场作为世界上首个采用柔性直流输电线路连接海上风电场的实际工程,在投入运行时发生多起频率为 250Hz~350Hz 的振荡事故。经初步分析,振荡产生的原因为风电机组换流器与柔直换流站控制的交互作用导致系统产生负阻效应从而产生振荡。还有近期较为严重的英国“8.9”大停电事故,该事故发生于 2019 年,雷击导致某地线路单相接地故障,触发了英国霍恩海上风电场的电压无功控制系统紧接着风电场并网点无功功率出现了频率为 10Hz 左右的次同步振荡,导致风电场与相邻电厂切机脱网,造成英国伦敦在内的部分城市停电,影响了约 100 万人的用电^[16]。

迄今为止我国也发生过不少涉及新能源并网引发的系统宽频振荡事故。例如 2010 年以来,河北沽源地区的风电场发生了多起由双馈风电场与串补设备引发的系统次同步振荡,并在 2012~2013 年间发生了多达 58 次振荡事件,根据振荡录波显示,振荡电流的频率范围大都分布在 6~9Hz^[17]。2015 年 7 月 1 日,我国新疆哈密地区风电场发生次同步振荡,导致 300 多公里外火发电机组的转轴扭振保护动作,引起火电机组停运。这是国内外首次报道的由于次同步振荡分量在多级电网中传播而引起的电网功率振荡事件^[18]。通过分析故障录波数据发现,系统电流中出现 20Hz/80Hz、30Hz/70Hz 的谐波分量,有些谐波的幅值较大,甚至高于基频幅值,且谐波分量沿传输线路一直传播,最终到达花园、南湖电厂机组时,引起火电机组扭振保护装置动作,造成花园火电厂 3 台 660MW 火电机组跳闸,导致新疆电网频率下降 0.1Hz。另外,广东南澳岛柔直示范工程,在调试期间也曾出现多次由风电机组导致的次同步振荡事故,事故发生时所连接的双馈风电场出力增大,激发了频率约为 30Hz/70Hz 的次/超同步振荡^[19]。此外,2022 年 01 月 30 日,康巴诺尔站监控室检测到系统电压发生频率为 44Hz/56Hz 的次/超同步振荡,谐波含量约为 7%。按照频率范围对上述国内外由新能源并网引发的宽频振荡事故进行划分,如图 1-4 所示。从图中可以看出,由新能源及高比例电力电子设备并网引发的振荡问题,不仅频率覆盖范围广,而且时常以对称的形式伴随出现,对称轴一般为系统基准频率,这种多振荡频率并存,交互耦合的现象称为频率耦合特性。振荡频率耦合现象是高比例新能源电力系

统宽频段振荡的全新特性，该特性主要受控制参数、调制方式，锁相环带宽等因素的影响。现有的阻抗分析方法无法揭示多频率耦合现象的产生机理及其对系统稳定性的影响，因此亟需明确其产生机理，并在解析分析时充分考虑频率耦合特性对系统等效阻抗模型的影响，从而获得更加准确的稳定性判定结果。

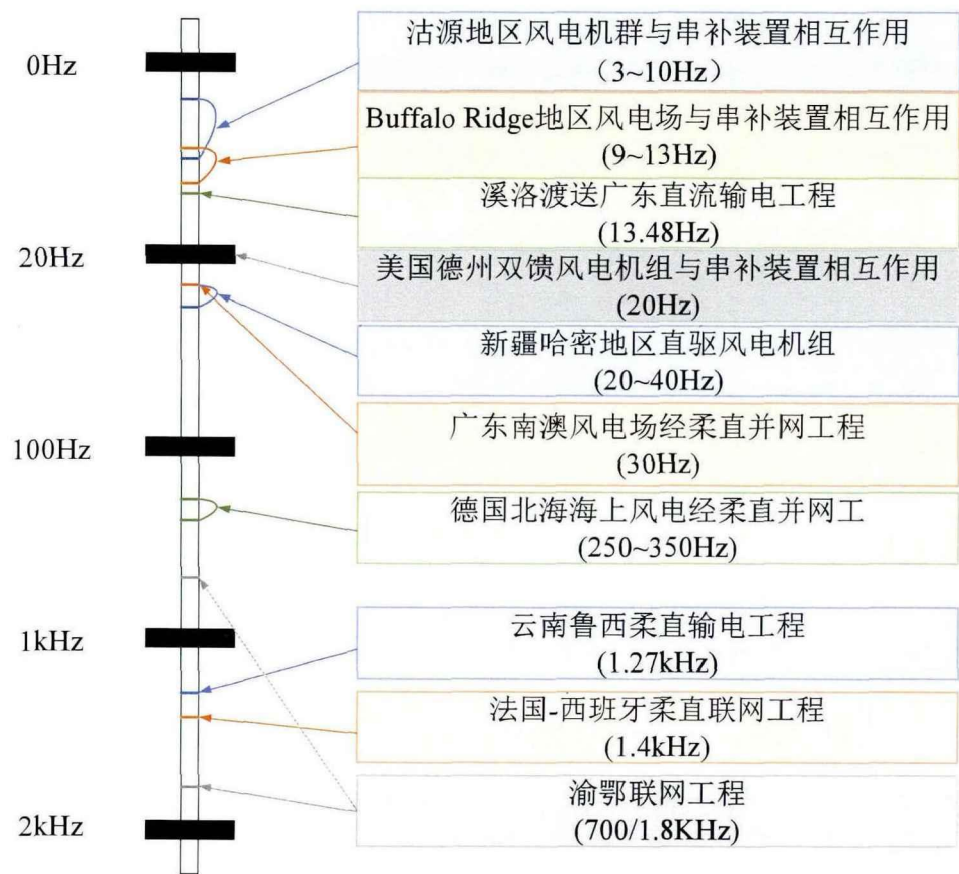


图 1-4 国内外不同地区新能源并网引发系统宽频振荡案例

Fig.1-4 Broadband oscillation cases caused by grid-connection new energy system in different regions at home and abroad

1.2 风电并网系统宽频振荡的研究现状

现有针对宽频振荡的研究方法主要有解析计算^{[20][21]}和数值仿真等^{[22][23]}。数值仿真算法主要通过不同时间尺度和计算精度的暂态仿真程序对电力系统的各种元件进行数学求解，从而反映系统的时域动态变化特性，能够较为清晰的展现出系统振荡演化的过程，但无法揭示振荡的产生机理及系统失稳的原因^[24]。解析计算能够通过数学模型揭示振荡的物理意义及其产生的原因，探究影响系统振荡动态特性的主要因素，并建立映射关系，有益于更好的认识风电并网系统宽频振荡的内在机理。目前常用的解析方法主要有：特征值分析法和阻抗分析法，下面介绍一下两种方法的基本原理。

1.2.1 特征值分析法

特征值分析法也称模式分析法,该方法以系统的状态变量建立状态空间模型,并根据系统的平衡点进行线性化,建立系统平衡点附近的小信号状态空间矩阵,模型表示形式为^{[25][26]}:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\Delta X = A\Delta X + B\Delta U \\ \Delta Y = C\Delta X + D\Delta U \end{cases} \quad (1-1)$$

其中, $\Delta X=[\Delta X_1, \Delta X_2, \dots, \Delta X_N]^T$, 表示系统状态变量的小信号模型; $\Delta U=[\Delta U_1, \Delta U_2, \dots, \Delta U_N]^T$, 表示系统的输入变量的动态特性, $\Delta Y=[\Delta Y_1, \Delta Y_2, \dots, \Delta Y_N]^T$, 表示系统输出变量的小信号模型; $A \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 为系统线性化状态空间矩阵。

特征值分析法通过研究线性化状态空间矩阵 A 的特征根 $\lambda_i, i=1, 2, \dots, N$, 判定系统的稳定性。当矩阵 A 的所有特征值都位于复平面的左半平面时, 系统稳定; 反之当系统有位于右半平面的特征值时, 系统失稳。值得注意的是, 当矩阵 A 有距离虚轴较近的特征值时, 系统可能会因为欠阻尼而产生振荡^[27]。

设 u_i 为矩阵 A 关于特征值 λ_i 的右特征向量, 并定义特征根对角阵 $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]^T$, 其满足如下关系:

$$\begin{cases} Au_i = \lambda_i u_i \\ AU = U\Lambda \end{cases} \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (1-2)$$

其中, $U=[u_1, u_2, \dots, u_N]^T$, 表示矩阵 A 的右特征向量矩阵。用右特征向量矩阵 U 对原系统作线性变换, 即定义系统新状态变量 Z , 使 $\Delta X = U\Delta Z$, 则有:

$$\Delta \dot{Z} = U^{-1}AU\Delta Z = \Lambda\Delta Z \quad (1-3)$$

其中 $\Delta Z=[\Delta Z_1, \Delta Z_2, \dots, \Delta Z_N]^T$, 且假设 c_i 为 Z_i 的初值, $i=1, 2, \dots, N$, 则系统某一状态变量 ΔX_i 与 Z_i 有如下关系:

$$\begin{aligned} \Delta X_i &= U_i \Delta Z_i = u_{i1} Z_{1i} + u_{i2} Z_{2i} + \dots + u_{iN} Z_{Ni} \\ &= c_1 u_{i1} e^{\lambda_1 t} + c_2 u_{i1} e^{\lambda_2 t} + \dots + c_N u_{i1} e^{\lambda_N t} \end{aligned} \quad (1-4)$$

上式表明, 状态空间矩阵 A 的某一复数特征值 $\lambda_i = \xi_i + j\omega_i$, 对应于系统的某一振荡模式 $e^{\lambda_i t}$, 且该振荡模式变化过程中相对幅值的大小可以通过状态变量 ΔX_j 和 ΔX_k 的右特征向量观察, 表示为 $|u_{ji}/u_{ki}|$ ^{[28][29]}。

设 v_i 为矩阵 A 关于特征值 λ_i 的左特征向量, 其定义为:

$$\begin{aligned} v_i^T \Lambda &= v_i^T \lambda_i \\ V^{-1} \Lambda^T V &= \Lambda \end{aligned} \quad (1-5)$$

其中, $V=[v_1^T, v_2^T, \dots, v_N^T]^T$, 表示矩阵 A 的左特征向量矩阵。将之与 $U^{-1}AU$ 比较可知, 可以取 $V^T = U^{-1}$, 则有 $V^T U = I$, 将其带入线性变换 $\Delta X = U\Delta Z$ 可得 $V^T \Delta X = \Delta Z$, 则 Z_i

的初值 c_i 可以表示为 $v_i^T \Delta X_0$, 最终可得状态变量 ΔX_i 与振荡模式 $e^{\lambda_i t}$ 的关系^{[30][31]}:

$$\Delta X_i = v_{i1}^T X_0 e^{\lambda_i t} u_{1i} + \cdots + v_{iN}^T X_0 e^{\lambda_i t} u_{Ni} \quad (1-6)$$

由上式可知, 当解出矩阵 A 的特征值 λ_i 及对应的右特征向量 u_i 后, 取 $V^T = U^{-1}$, 可根据初值 ΔX_0 直接得出 ΔX 的时域解析表达式^[32]。

若已知状态空间矩阵 A 的左右特征向量, 则可以计算相关因子来反映状态变量对振荡模式的参与程度, 其定义为^[33]:

$$p_{ki} = \frac{v_{ki} u_{ki}}{v_i^T u_i} \quad (1-7)$$

式中 v_{ki} ——左特征向量矩阵 V 的 k 行 i 列元素;

u_{ki} ——左特征向量矩阵 U 的 k 行 i 列元素。

通过左右特征向量的定义可知, $\sum_{k=1}^N p_{ki} = 1$, 且 p_{ki} 的模 $|p_{ki}|$ 的大小反映了状态变量 ΔX_k 和 λ_i 的相关性大小。此外, 由式 (1-4) 可知, u_i 中元素 u_{ki} 反映了在状态变量 ΔX_k 上观察 $e^{\lambda_i t}$ 模式的相对幅值及相位。因此, u_{ki} 模越大, 则反映了 ΔX_k 对 λ_i 的“可观性”越强^[34]。但 ΔX_k 和 λ_i 之间的强相关不仅有可观性问题, 还有可控性问题。根据式 (1-5) 可知, 若取 $V^T = U^{-1}$, 则有 $\Delta Z = V^T \Delta X$, v_{ki} 为 V^T 中 i 行 k 列元素, v_{ki} 模值反映了状态变量 ΔX_k 的变化量对模式的影响程度。 v_{ki} 模值大, 则表示微小的 ΔX_k 变化可引起 λ_i 较大的改变。所以, $|p_{ki}|$ 值反映了 ΔX_k 对 λ_i 的客观性及可控性, 是一个综合性指标^[35]。

另外, 若已知关于矩阵 A 特征值 λ_i 的左右特征向量 v_i 和 u_i , 则可计算振荡模式 $e^{\lambda_i t}$ 关于风电场并网系统参数 τ 的灵敏度^[36]:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial \tau} = \frac{v_i^T \frac{\partial A(\tau)}{\partial \tau} u_i}{v_i^T u_i} \quad (1-8)$$

振荡模式的灵敏度可衡量系统参数和稳态运行点等对系统振荡稳定性的影响, 例如若对于 $\tau \in [\tau_1, \tau_2]$, 均有 $\partial \lambda_i / \tau$ 的实部大于 0, 则在 $\tau_1 < \tau < \tau_2$ 范围内, λ_i 随参数 τ 的变大, 向复平面右边移动, 系统可能会失稳^[37]。

1.2.2 阻抗分析法

阻抗分析法通过谐波线性化建立系统的小信号阻抗模型, 然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, 该方法简单有效, 被广泛应用于分析含电力电子设备的互联系统稳定性分析^{[38]-[40]}。以风电场与交流网络互连系统为例, 由于风电机组一般采用电流控制信号作为内环控制器的输入, 所以可以将其等效为电流源模型, 则风电场并网结构相当于电流源并联其交流侧等值阻抗。而交

流网络通常能够为风电场并网提供电压支撑，因此可以等效视为一个理想电压源串联联络线的阻抗结构，如图 1-5 所示^[41]。

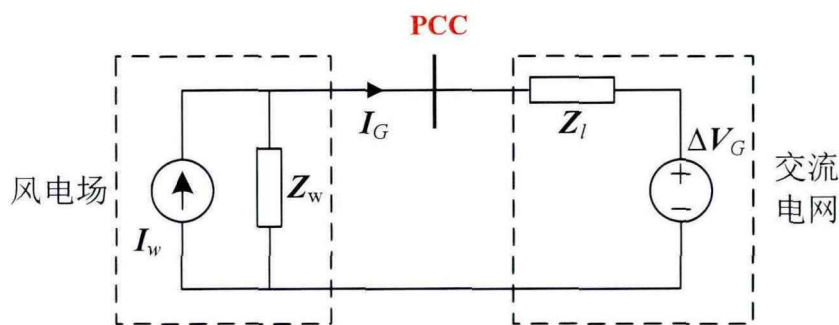


图 1-5 风电场并网等效结构图

Fig.1-5 Equivalent structure of grid-connection wind farm

假设风电场和交流系统初始状态都为最小相位系统，即初始状态稳定，根据图 1-5 可得风电场的输出电流 I_G 可以表示为：

$$I_G = \frac{I_w(s)Z_w(s)}{Z_w(s) + Z_l(s)} - \frac{V_g(s)}{Z_w(s) + Z_l(s)} \quad (1-9)$$

由于交流系统和风电场初始状态都是稳定的，因此上式可以改写为：

$$I_G = \left[I_w(s) - \frac{V_g(s)}{Z_w(s)} \right] \cdot \frac{1}{1 + Z_l(s)/Z_w(s)} \quad (1-10)$$

根据式（1-10）和前文中的假设条件结合奈奎斯特判据可知，若互联系统传输线路阻抗与风电场交流侧等效阻抗之比 $Z_l(s)/Z_w(s)$ 的奈奎斯特曲线不穿过复平面 $(-1, j0)$ 点的左边，则风电场与交流网络互连系统稳定；反之，互联系统失稳。同时，系统的稳定裕度也可以通过阻抗之比 $Z_l(s)/Z_w(s)$ 的奈奎斯特图或者 Bode 图测量得到。值得注意的是，如果将系统视为由电网供电的电压源系统，也可得出相同的结论。上述稳定性判定方法表明，并网逆变器应设计为具有尽可能高的交流输出阻抗，以便适应于各种工况下的稳定运行。通过上述分析可知，改变风电场交流侧等值阻抗可以等效改变其并网特性，从而影响互联系统的稳定性。因此可以通过重塑风电机组的并网阻抗模型来改变互联系统的动态特性，并进一步实现宽频振荡的抑制。文献[42]讨论了 PWM 换流器的输出阻抗特性与其各种控制参数之间的联系，该研究可以拓展为通过改变并网换流器控制参数来重塑其输出的阻抗特性。另外，文献[43]表明风电机组端口滤波器的参数也能影响其输出阻抗特性。无论是有源滤波器还是无源滤波器，增加其等效阻尼，能够有效避免换流器在某些工况下阻抗下降的情形。

谐波线性化与模式分析法最大的区别在于，模式分析法基于泰勒级数建立非线性系统平衡点附近的时域线性化模型，然后根据系统的时域动态特性判定其稳定性。

而谐波线性化是基于傅里叶级数的频域线性化模型，也被称为描述函数法，该方法通过研究系统的传递函数及扰动的响应过程来判断系统的稳定性^{[44][45]}。设非线性系统的输入为 $u(t)=U \sin \omega t$ ，则系统的输出可以表示为 $y(t)=h(u(t))$ ，将其用傅里叶级数展开可以表示为：

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \cos k\omega t \\ &= \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k \sin(k\omega t + \phi_k) \end{aligned} \quad (1-11)$$

其中：

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \cos k\omega t \, dt \\ B_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \sin k\omega t \, dt \\ Y_k &= \sqrt{A_k^2 + B_k^2}, \quad \phi_k = \arctan \frac{A_k}{B_k} \end{aligned} \quad (1-12)$$

根据式（1-12）可以借鉴周期系统中传递函数的概念定义一个描述函数，将系统输入和输出之间的数学关系表示为^[46]：

$$G = \frac{Y_1}{U} \angle \phi_1 = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{U} \angle \arctan \frac{A_1}{B_1} \quad (1-13)$$

值得注意的是，谐波线性化可以直接应用于开关模型，而无需平均化处理，因为函数连续可微不是傅里叶级数展开的必要条件^[47]。

目前，基于谐波线性化方法的阻抗模型主要包含 dq 坐标系阻抗、相序阻抗和极坐标阻抗等，不同坐标系下阻抗建模的研究现状概况如下：

（1） dq 坐标系阻抗

dq 坐标系阻抗建模首先利用 Park 变换将三相静止坐标系中的周期交流分量映射为旋转坐标系下的直流分量，然后以直流分量稳态值为平衡点进行线性化，线性化的过程中还需要对非线性 Park 变换线性化以匹配相角受到扰动分量的作用而产生的偏差。在假设电网三相平衡的条件下，文献[49]-[51]建立了并网逆变器的 dq 坐标系阻抗模型并进行了参数影响分析。文献[52][53]基于 dq 坐标系阻抗建模方法建立了双馈风力发电机机侧和网侧换流器的阻抗模型并将其折算到交流侧。文献[54][55]通过 dq 坐标系阻抗建模方法得到了基于虚拟同步控制策略的并网换流器 dq 坐标系阻抗模型。文献[56]建立了考虑完整机侧控制结构的永磁直驱风力发电机 dq 坐标系阻抗模型。文献[57]基于 dq 坐标系阻抗建模分析了永磁直驱风力发电机机侧控制参数对海上风电场经柔直并网系统稳定性的影响。然而需要指出的是， dq 坐标

系阻抗建模方法适用于三相对称系统。对于三相不平衡系统,或者三相系统稳态值中包含不平衡谐波分量时, dq 坐标系阻抗建模具有一定的局限性[58]。另外, dq 坐标系阻抗建模时参考坐标轴的选取都是基于各风电机组的本地并网点,所以当研究大规模风电场等效阻抗模型时,需要先归一到 xy 公共坐标系下,这使得动态建模过程中需要增加额外的线性化计算[59]。因此 dq 坐标系阻抗建模在应用于多机组并网稳定性研究时也具有一定局限性[60]。

(2) 相序阻抗

相序阻抗建模首先利用对称分量法将系统的小信号谐波扰动转换为正、负序分量,然后通过谐波线性化方法建立关于正、负序扰动分量的输入-输出传递函数模型,从而得到系统的等效阻抗。该阻抗建模方法能够用于三相不平衡系统或含不平衡谐波及内部环流系统,已经被广泛应用于并网逆变器[61]-[63],光伏发电系统[64][65],各种型号的风力发电机[66]-[69],和基于模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)的多端柔直系统[70]。还有一些学者将相序阻抗用于基于虚拟同步控制的VSC并网稳定性分析,并和传统矢量控制方式下的VSC进行了对比分析[71]。然而通常情况下并网换流器采用 dq 轴解耦控制,因此,相序阻抗建模时需要将 dq 轴信号转换到静止坐标系中,该过程涉及非线性Park变换线性化以及不同频率分量的卷积计算,而且可能会产生无实际物理意义的频率分量[72]。

(3) 极坐标系阻抗

除了 dq 坐标系阻抗和相序阻抗,极坐标系也可以用于阻抗建模。文献[73]基于极坐标系推导了并网换流器端口电流关于小信号电压扰动分量的传递函数,如式(1-14)所示,并发现当功率因数接近1时,导纳矩阵中非对角元素 Y_{g2} 和 Y_{g3} 约等于0,此时极坐标导纳矩阵化简为对角阵,文献[74]以此为基础进一步定义了广义阻抗/导纳和广义阻抗判据的概念,并用于换流器并网的稳定性分析。

$$\begin{bmatrix} \Delta I \\ I\Delta\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{g1}(s) & Y_{g2}(s) \\ Y_{g3}(s) & Y_{g4}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U \\ U\Delta\delta \end{bmatrix} \quad (1-14)$$

除了解析建模外,也可通过仿真或实验采用小信号谐波注入的方式测量风电机组交流侧等效阻抗。文献[75]-[77]提出了 dq 坐标系阻抗的测量方法及其改进方案。文献[78][79]提出了相序阻抗的测量方法,不同于 dq 旋转坐标系下的阻抗测量过程,相序阻抗测量无需坐标变换即可实现扰动信号叠加以及电压、电流信号的采样、处理与计算。文献[80]和[81]提出并改进了极坐标系下阻抗的测量方案,但极坐标系阻抗模型是以 dq 坐标系阻抗模型为基础推导得到,因此也需要坐标变换才能实现扰动信号的叠加注入以及测量计算。

综上所述,相较于其他坐标系,本文所采用的复数域静止坐标系阻抗建模方法

以二维共轭基向量为基础，结合端口电压、电流等扰动分量的时域周期特性，并灵活应用指数旋转因子和时域传递函数等效表征锁相环及电流内环控制等非线性结构的动态特性，避免了频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移以及不同频率扰动分量的卷积运算，大幅降低了解析建模的复杂度。另外，采用复数域静止坐标系阻抗建模所推导的时域分量在频域中都有实际物理意义，有着严格的对应关系，同时该方法在实验和仿真验证时也不用进行坐标系变换，可以在静止坐标系中直接对电压、电流信号进行采样、处理、测量与计算。但是阻抗分析方法无法直接反映失稳是由系统中的一元件或哪些元件引发的，这也是阻抗分析法的局限性之一。

1.2.3 宽频振荡抑制方法

通过 1.2.2 节介绍可知，阻抗模型利用解析表达式描述系统的端口特性，物理意义较为清晰，常用于判断风电、光伏等新能源机组并网系统的潜在振荡风险，并进行稳定裕度分析。因此，阻抗模型也可以指导系统的稳定优化控制，即通过优化风电机组的等值阻抗特性，提升风电机组并网系统的稳定性。主要优化控制方法为调整硬件结构、优化控制策略等。

（1）调整硬件结构

文献[82]提出了采用额外 STACOM 设备的新能源并网系统振荡抑制策略。还有一些研究提出附加硬件阻尼器进行振荡抑制^[83]。调整硬件结构是一种较为简单的稳定控制策略，但是由于需要调整硬件电路或增设硬件装置，该方法不仅会增加系统损耗，也需要相对较高的成本，并且当系统的运行方式改变时，可能需要重新调整硬件设备。

（2）优化控制策略

优化控制策略主要分为两种，一种是附加阻尼控制，即在原有的控制环节中，增加阻尼补偿环节，例如文献[84]通过增加有源阻尼控制器和虚拟导纳控制器重塑直驱风电机组中高频阻抗特性，但是附加阻尼控制策略往往需要配合相位补偿环节，并且当振荡频率在基频附近时需要优化控制参数，避免抑制基频。另一种改变控制策略的稳定控制方法是选取新型的控制策略替换新能源发电装置普遍使用的矢量控制策略。例如，文献[85]提出一种基于卡尔曼滤波器的改进有限集模型电流控制策略，提升了并网逆变器与弱电网的适配性。然而，目前虚拟同步等新型控制技术尚未完全成熟，同时也缺乏完备的理论支撑。此外，现有研究鲜有涉及考虑新能源并网换流器频率耦合特性的宽频振荡抑制措施，因此，还需进一步研究。

1.3 风电场动态等值的研究现状

风场的动态等值主要分为风电机组等值，机端变压器等值和集电网络等值三部

分^[86]。其中,风电机组动态等值方法作为研究重点被广泛关注。目前,按照风电场的降阶过程和风电机组参数的选取方法可以分为容量加权平均,参数识别,特征值分解等;若按照风电机组数量则可以划分为单机等值和多机等值^{[87]-[89]}。单机等值一般应用于中小型风场,假设风电场内所有风电机组的型号、容量相同,运行工况相近,同时忽略风电场内尾流效应的影响,可以将风电场等效看作一台机组的扩容,其动态特性由单台风电机组表征。多机等值考虑风电场内风电机组机型、容量、运行工况的差异,首先依据风速或者出力分布,将风电场内型号、容量相同且工况相似的风电机组划分为同一风电集群,然后按照不同的风电集群进行单机等值。本节首先重点介绍风电场动态等值的研究现状,并结合风电场并网动态稳定性及其振荡特性的研究需求,进一步探讨现有风电场动态等值方法的优势和局限性,最后简单介绍了机端变压器等值和集电网络等值的现有研究方法。

1.3.1 风电机组动态等值

目前,常用的风电机组动态等值方法分为三种:容量加权平均,参数识别,特征值分解。下面依次介绍这三种方法的基本概念和等值实现过程。

(1) 容量加权平均

根据国际电工委员风电场仿真建模导则可知,由相同机型、容量且控制参数相似的风电机组构成的风电场可以等效视为一台风电机组的扩容^[90]。扩容后的单台机组容量与风电场整体容量相同,通过计算各风电机组容量与风电场总容量之比获得每台机组的权重,然后按照所有风电机组参数的加权平均值^[91]来确定等效风电机组的参数。所以,这种风电场等值方法也被称为容量加权平均法。以双馈风机为例,其计算方法如下^[92]:

$$\begin{cases} S_{eq} = \sum_{i=1}^M S_i, P_{eq} = \sum_{i=1}^M P_i, w_i = \frac{S_i}{S_{eq}}, x_{meq} = \sum_{i=1}^M w_i x_{mi}, x_{seq} = \sum_{i=1}^M w_i x_{si} \\ x_{req} = \sum_{i=1}^M w_i x_{ri}, H_{teq} = \sum_{i=1}^M H_{ti}, H_{geq} = \sum_{i=1}^M H_{gi}, K_{eq} = \sum_{i=1}^M K_i \\ D_{eq} = \sum_{i=1}^M D_i; i=1,2,\dots,M \end{cases} \quad (1-15)$$

其中, i 表示原风电场内第*i*台风电机组的参数,下标 eq 表示等值风电机组的参数, M 为风电场内风电机组的数量; S 和 P 分别表示感应发电机的容量和有功; x_m 、 x_s 和 x_f 分别表示感应发电机励磁绕组电抗、定子绕组电抗和转子绕组电抗; H_t 和 H_g 分别表示风力机和发电机轴系的惯性时间常数; K 和 D 分别表示轴系刚度系数和阻尼系数; w_i 表示权重。

由上述分析可知,容量加权平均法按容量权重计算等效风电机组的物理参数,计算过程简单,比较适用于风电场稳态出力的研究。但是,由于风电场动态稳定性主要取决于风电机组的并网换流器控制系统与交流电网的交互作用,而容量加权平均法更加侧重于研究各风电机组容量占比对风电场出力特性的影响,无法有效反映影响风电场并网动态稳定性的关键因素,因此,采用基于容量加权平均法的风电场等值模型分析风电并网系统动态稳定性时,所得结果可能不够准确^[93]。

(2) 参数识别

参数识别法将等值后的风电场(选择一台风电机组扩容)看作一个黑匣子,但是部分参数未知,通过对比等值风电场与原风电场在并网点的实测数据或仿真数据,对黑匣内等值风场的参数进行辨识^{[94][95]}。参数识别的过程本质上是优化问题。优化目标为,等值风场与原风场在并网点一定时间内的动态响应方差最小,待求量为等值风电机组的物理参数。优化过程中涉及非线性计算和微分方程的求解,一般需采用智能优化算法^[96]。

采用参数识别法得到的风电场等值模型精确度较高,但是需要风电场并网点的功率、电压、电流等数据的动态响应作支撑,当数据不足时,其精度可能会降低。而且在优化求解过程中每次迭代都需要等值风电场并网点的仿真或者实测数据,当所需要估计的参数过多时,计算效率较低。另外,当风电场运行工况发生改变时,需要重新对等值风电场进行参数估计,因此该方法难以用于研究风电场内风电机组稳态运行点、控制参数、风机数量、线路结构改变时风电并网系统的振荡失稳机理。

(3) 特征值分解

文献[97]基于风电场全阶状态空间模型和特征值分解技术,推导了风电场的单机等值模型。该方法利用矩阵相似变换将风电场全阶状态矩阵分解为一系列块对角矩阵,块对角矩阵的数量与风电场内风电机组的数量一致。假设风电场有 M 个风电机组,每个风电机组的状态空间矩阵为 n 阶,则风电场的状态空间矩阵由 $n \times m$ 维转换成 m 个 $n \times n$ 维的风电机组子系统状态矩阵,这 m 个风电机组子系统能够等效反映原风电场风电机组之间的连接结构以及对外动态特性。在此基础上,文献[98]运用主导特征根定理用一台对振荡模式起主导作用的风电机组代替原风电场,实现了风电场单机动态等值,并利用等值模型和原风电场全阶模型对风电场并网系统的动态稳定性进行对比分析,验证了其有效性。文献[99]进一步讨论了单机动态等值模型的适用性。但是上述方法没有考虑风电场或风电集群有不只一个主导风电机组的情形,也没有探究风电机组之间交互作用对风电场动态稳定性的影响。

1.3.2 风电机组机端变压器等值

一个风电场包含主变压器和机组变压器,主变压器的数量通常很少,一般只有

1-2 台, 没有必要简化为等效模型。为了方便并网, 风电场装机时会为每台风电机组配备机组变压器。因此, 需要将机组变压器进行扩容等值, 并将参数折算到等值风机侧, 其主要参数包括机组变压器的容量和阻抗, 等值后的变压器容量和阻抗计算方法如下^[100]:

$$\begin{cases} S_{T_eq} = \sum_{i=1}^N S_{T_i} \\ Z_{T_eq} = \frac{Z_{T_i}}{N} \end{cases} \quad (1-16)$$

其中, S_{T_eq} 和 Z_{T_eq} 分别为等值变压器的容量和阻抗, S_{T_i} 和 Z_{T_i} 则分别为原风电场内第 i 台风电机组的容量和阻抗。实际上, 等值后的机组变压器容量应该等于原风电场内所有风机机端变压器容量之和, 等值机组变压器阻抗为所有风机机端变压器阻抗的并联。但是现有研究大都认为风电场同一风电集群内风电机组型号、容量、控制结构相同, 因此, 等值机端变压器可由式 (1-16) 表示^[101]。

1.3.3 集电线路等值

风电场内部集电网络等值的常用方法主要是恒功率损耗法。图 1-6 表示一个简单风电场的联络结构, 假设各风机端口电压具有相同的幅值和相位, 每台风电机组出口的串联阻抗为 Z_{s1} 、 Z_{s2} 、 Z_{s3} 和 Z_{s4} , 则风电场集电网络等值阻抗可以表示为^[102]:

$$Z_{wT} = \frac{S_{loss}}{I_T^2} \quad (1-17)$$

式中 S_{loss} ——风电场集电网络上的功率损耗;

I_T ——风电场总的输出电流;

Z_{wT} ——集电网络等值阻抗。

其中, 风电场集电网络上的功率损耗 S_{loss} 的计算方法为:

$$S_{loss} = \left[I_1^2 Z_{s1} + (I_1 + I_2)^2 Z_{s2} + I_3^2 Z_{s3} + (I_3 + I_4)^2 Z_{s4} \right] \quad (1-18)$$

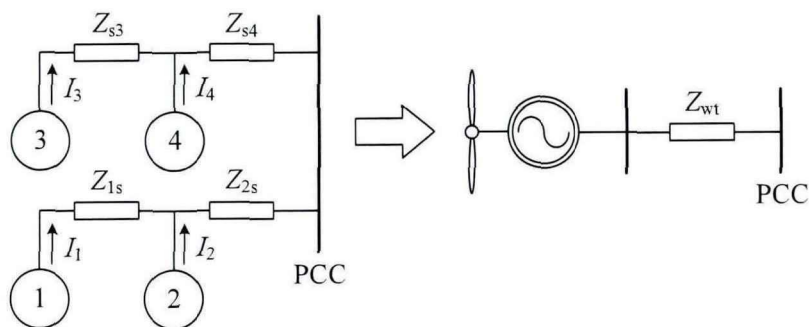


图 1-6 风电场简单拓扑示意图

Fig.1-6 Simple topology structure of wind farm

假设各风电机组输出电流相等，则风电场集电网络等值阻抗计算方法可以简化为[103]，

$$Z_T = \frac{1}{4^2} [Z_{s1} + 2^2 Z_{s2} + Z_{s3} + 2^2 Z_{s4}] \quad (1-19)$$

值得注意的是，若考虑更加复杂的风电场拓扑结构，如混联拓扑、环网连接拓扑等，则可根据式（1-17）恒功率损耗法的定义计算得到风电场集电网络的等值阻抗。

1.4 本文的主要工作

大规模风电等新能源的馈入会降低电网的“惯量”，从而改变系统的动态特性，引发新的稳定性问题，比如电力电子设备之间及其与电网之间相互作用引起的宽频带振荡等。该问题逐渐成为影响风电机组并网系统的安全稳定运行，限制风电等新能源进一步消纳的关键因素之一。本文的主要工作围绕大规模风电机组并网引发的电力系统宽频振荡问题及其振荡频率耦合现象展开，主要明确以下问题：

- 1) 风电机组并网引发系统宽频振荡的产生机理以及现有阻抗分析方法的不足；
- 2) 考虑多频率耦合特性后，风电机组的阻抗特性受到怎样的影响？风电机组交流侧等效阻抗矩阵的非对角元素（频率耦合项）幅值受哪些关键因素的影响；
- 3) 大规模风电场的动态特性如何表征？如何建立适用于大规模风电场并网动态稳定性分析的风电场等值模型？
- 4) 基于风电场动态等值模型和频率耦合机理，如何改善风电并网系统的阻抗特性，实现振荡抑制，并提高风电机组并网系统的稳定性。

为了回答上述问题，本文提出基于复向量的阻抗建模方法，并结合谐波状态空间将其拓展为计及多频率耦合的阻抗模型，同时采用矩阵摄动理论和改进渐进波形估计法将其拓展至多机组动态稳定性研究。本文主要研究框架如图 1-7 所示，各章节的具体工作如下：

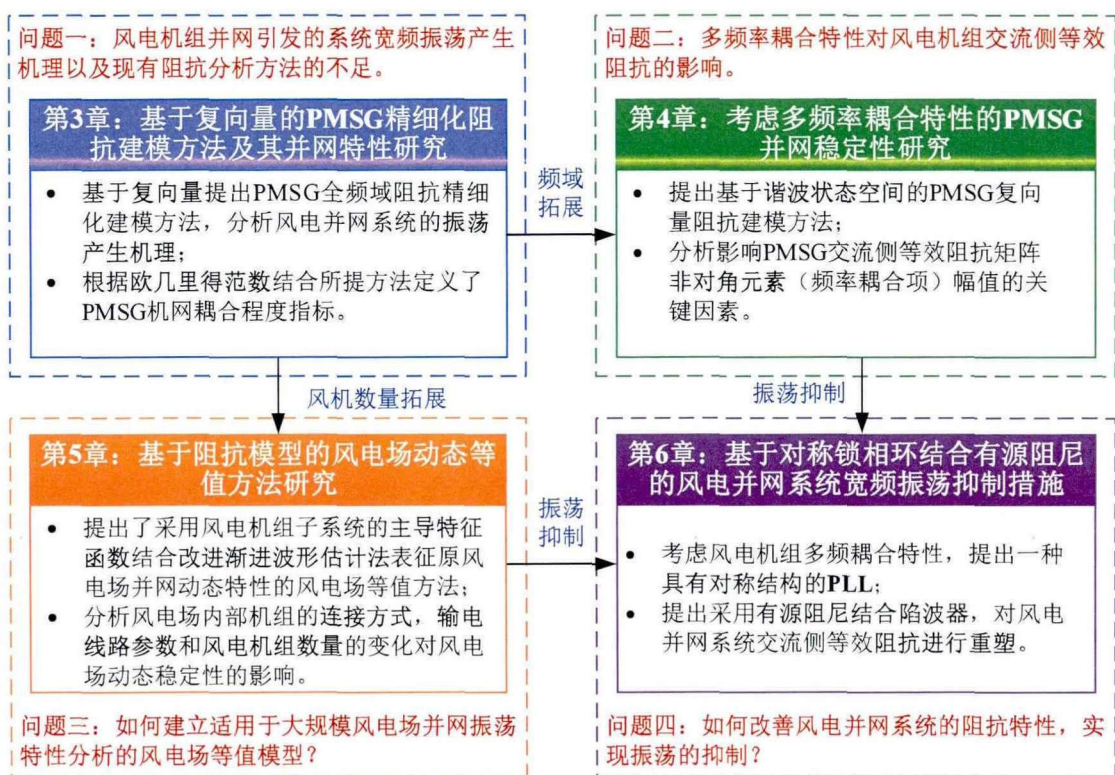


图 1-7 本文的主要研究框架

Fig.1-7 The main research framework of this paper

第2章：首先介绍了常用风电机组中DFIG和PMSG的基本结构及其转速控制方式，然后进一步介绍了两种不同风力发电机并网换流器的矢量控制环节，最后推导了不同风电机组并网控制的数学模型，并进行分析，为后续章节中风电场交流侧等效阻抗建模及其并网动态特性分析奠定了基础。

第3章：针对现有阻抗建模方法的局限性，首先基于复向量提出了PMSG的精细化阻抗建模方法。所提方法利用复数域的基向量结合周期分量的物理意义在风电机组稳态周期运行轨迹上直接进行谐波线性化，推导了PMSG机侧及网侧的小信号阻抗模型，并灵活应用指数旋转因子和时域传递函数等效表征锁相环和电流内环等非线性结构的动态特性，避免了传统频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移和不同频率扰动分量的卷积运算，大幅降低了解析建模的复杂度。然后根据欧几里得范数结合所提方法定义了衡量PMSG机网耦合程度的指标，量化分析了机侧内、外环控制带宽，风机运行方式，直流电容等对PMSG阻抗特性的影响。最后通过仿真和硬件在环实验验证了解析建模的有效性和正确性。

第4章：考虑到风电机组电力电子换流器的脉冲调制和开关信号会产生一定的谐波分量，不同频率谐波的交互作用会影响PMSG交流侧和直流侧的动态特性，有可能导致系统振荡失稳。因此，在第3章的研究基础上进行了拓展，提出基于谐波

状态空间矩阵的 PMSG 复向量阻抗建模方法, 将线性时域周期系统转变为复频域线性时不变系统。并以此为基础, 推导含任意频次谐波分量的状态空间矩阵, 同时建立含各次谐波的 PMSG 交流侧等效阻抗模型, 分析多频率耦合特性对 PMSG 并网系统动态稳定性的影响。

第 5 章: 在单机阻抗模型的基础上进行拓展, 考虑风电场内部拓扑结构和动态特性, 提出适用于大规模风电场并网振荡特性分析的风电场等值方法。该方法首先根据风电机组的聚合特性, 将风电场划分为几个型号相同, 运行工况相近的风电集群。然后通过特征值分解, 将一个包含 M 台风电机组及内部联络线的风电集群等效变换为一系列彼此之间解耦的风电机组子系统。并以此为基础, 推导了等效子系统主导特征函数模型, 同时基于矩阵摄动理论和 Padé 逼近, 提出了采用等效风电机组子系统的主导特征函数结合改进渐进波形估计法表征原风电场并网动态特性的风电场等值方法, 该方法与现有的单机等值模型相比, 除了能够等效反映风电场外接交流系统的主导动态特性, 还能够表征风电机组之间交互作用对风电场动态稳定性的影响。最后, 基于所提方法探究了风电场内部链路结构、接入方式、线路参数和风电机组数量变化对风电场动态稳定性的影响机理。

第 6 章: 当风电机组接入弱交流系统时, 换流器锁相环 (Phase Locked Loop, PLL) 等不对称控制结构与交流电网发生强动态交互作用, 从而引发振荡频率耦合问题。基于风电机组并网系统频率耦合特性的产生机理, 提出一种具有对称结构的 PLL。该方法通过引入复相角的概念等效表征风电机组并网点电压在 d 轴和 q 轴上的动态响应特性, 抑制传统 PLL 的控制不对称性所引发的系统频率耦合效应, 并以此为基础, 进一步提出采用有源阻尼结合陷波器, 对风电并网系统交流侧等效阻抗进行重塑, 改善风电并网系统的阻抗特性, 实现宽频振荡抑制, 提高风电机组与弱电网互联系统的稳定性。另外, 该方法可以通过改变陷波器参数等效改变系统的阻尼, 具有更强的灵活性和适用性。最后通过仿真验证了所提方法的有效性。

第 7 章: 对全文进行了总结和展望。

第2章 风电机组基本结构及其控制

2.1 引言

通过绪论介绍可知，分析风电场的等值阻抗模型可以等效研究风电场并网的动态特性，从而揭示风电场并网系统的宽频振荡产生机理。为了推导风电机组的阻抗模型，本章首先介绍了常用风电机组中双馈风力发电机和永磁直驱风力发电机的基本结构及其转速控制方式，然后进一步介绍了两种不同风力发电机并网换流器的矢量控制环节，最后推导了不同风电机组并网控制的数学模型，为后续章节中风电场交流侧等效阻抗建模及其并网动态特性分析奠定了基础。

2.2 风力发电机功率控制

现有工程项目中一般采用最大功率点跟踪（Maximum Power Point Tracking, MPPT）以便对低于额定风速运行的风力机进行控制，使得风力机在不同风速条件下都能捕获最大动能。该方法可以通过控制叶尖速度比工作在最佳状态，并结合风机转速调控的方法实现。图 2-1 为不同风速下风力机的出力特性曲线，图中 P_M 表示风机捕获的机械功率， ω_M 表示风机叶片的转速。

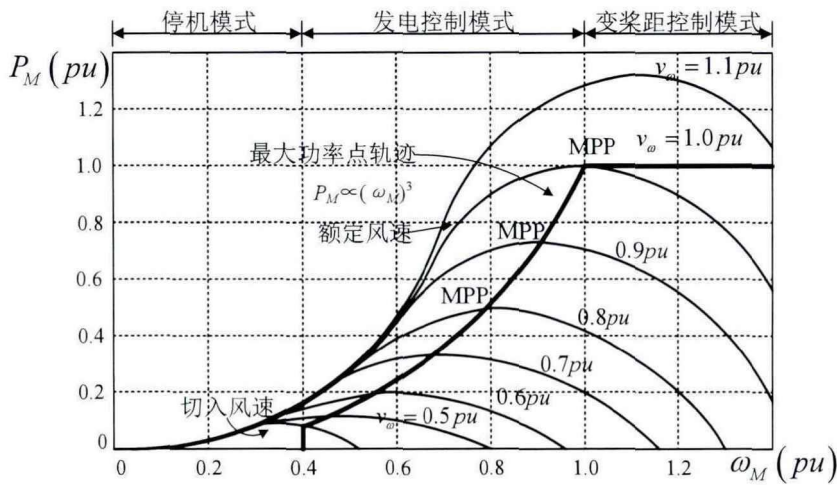


图 2-1 不同风速条件下风机出力曲线特性

Fig.2-1 The output power of wind turbine under different wind speeds

在某一确定风速条件下，当风力机转速匹配最佳叶尖速比 $\lambda_{T,opt}$ 时，每条功率曲线都存在最大功率点。通过调整风机的转速，可以使得风机在不同风速条件下都能输出与该风速相匹配的最大功率，其功率曲线可以近似表示为：

$$P_M \propto \omega_M^3 \tag{2-1}$$

风机捕获功率和机械转矩的关系可以描述为：

$$P_M = T_M \omega_M \quad (2-2)$$

将式 (2-2) 代入式 (2-1) 中可得:

$$T_M \propto \omega_M^2 \quad (2-3)$$

基于以上分析可以确定风力机最佳转速, 进而通过调整风力发电机的运行工况, 使其工作在最大功率点, 现阶段已有大量针对 MPPT 控制方法的研究, 将在本章后续内容中介绍。根据图 2-1, 可以将风机划分为三种工作模式:

(1) 停机模式。在此模式下, 有两种情况, 一种是外界风速小于风机切入风速, 产生的功率不足, 叶片位于完全顺风位置, 机械制动器开启; 另一种是风速大于切出风速, 叶片将被调节到完全顺桨位置, 风机将被锁定进入停机模式。

(2) 发电控制模式。在此模式下, 外界风速小于额定风速而大于切入风速, 叶片处于最佳攻角位置。通过合理设计发电机控制, 可以使风机变速运行于不同的风速条件, 以实现最大功率追踪。

(3) 变桨距控制模式。在此模式下, 外界风速小于切出风速而大于额定风速, 通过变桨距控制调节叶片迎风角实现额定功率发电并且可以有效保护风机。

2.2.1 基于风力机功率曲线的最大功率点跟踪控制

基于风力机功率曲线的 MPPT 跟踪控制策略依据厂家给定的风机功率曲线调节风力机的桨距角和叶尖速比, 图 2-2 为基于风力机功率曲线的 MPPT 控制逻辑框图。控制的主要思路为: 通过相应风速传感器实时获取当地风速, 再依据风机功率曲线计算获得当前功率参考值 P_m^* , 然后将其作为输入送进发电机数字控制器, 通过比较功率参考值 P_m^* 和发电机实际功率 P_m 可以得到功率换流器的换流阀控制电信号, 当 P_m 等于 P_m^* 时, 风力发电系统达到最大功率运行状态。在上述分析中, 忽略了风力发电机机械系统的功率损耗, 认为风机的机械功率 P_M 与发电机的机械功率 P_m 相同。

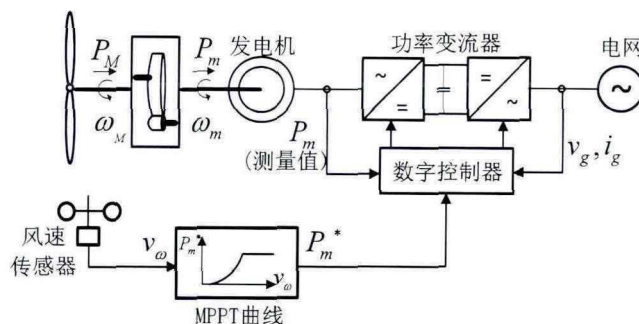


图 2-2 基于风力机功率曲线的最大功率点跟踪控制逻辑框图

Fig.2-2 Maximum power point tracking control based on wind Turbine power curve

2.2.2 基于最佳叶尖速比的最大功率点跟踪控制

基于最佳叶尖速比的最大功率点跟踪控制方法通过调整风机叶尖速比使其维持在最佳叶尖速比进而实现风机工作在最大功率状态。图 2-3 为基于最佳叶尖速比的 MPPT 跟踪控制的逻辑框图，主要思路为：先由最佳叶尖速比 $\lambda_{T,opt}$ 计算风速 v_w ，然后根据发电机参数计算电机转速参考值 ω_m^* ，同时由电力电子换流器对发电机输出的转速进行反馈控制，稳态时 ω_m 等于 ω_m^* 。

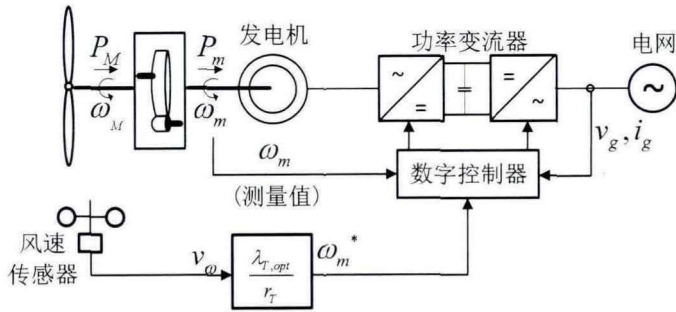


图 2-3 基于最佳叶尖速比的最大功率点跟踪控制逻辑框图

Fig.2-3 Maximum power point tracking control scheme based on optimal Blade tip Ratio

2.2.3 基于最优转矩控制的最大功率点跟踪控制

从式 (2-3) 可以看出，风机的机械转矩 T_M 与其转速 ω_M 可以拟合为二次方函数的数学关系，从这一关系出发可以提出一种基于最优转矩控制的最大功率点跟踪控制。在传动比一定的前提条件下，假设忽略风力发电机系统的机械损耗，则风机的机械转矩 T_M 和转速 ω_M 与发电机的机械转矩 T_m 和转速 ω_m 相等。图 2-4 为基于最佳转矩的 MPPT 控制逻辑框图，其主要思路为：先测出发电机转速 ω_m ，进一步计算转矩参考值 T_m^* ，最后通过查表获得最佳转矩系数 K_{opt} 。稳态情况下，发电机转矩 T_m 等于其参考值 T_m^* 。

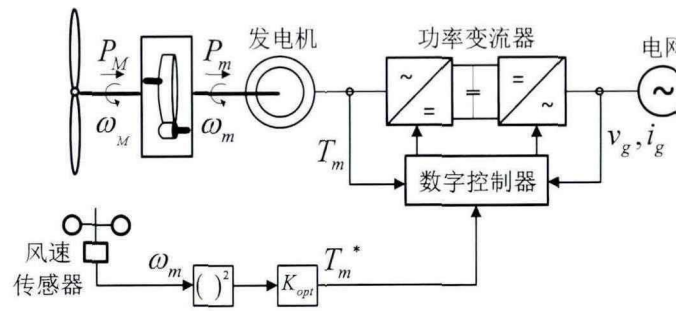


图 2-4 基于最佳转矩的最大功率点跟踪控制逻辑框图

Fig.2-4 Maximum power point tracking control scheme based on optimal torque

2.3 DFIG 空间矢量模型及其控制结构

本节主要对 DFIG 的空间矢量模型进行介绍, 推导该类型风力发电机的稳态和动态模型, 并介绍适用于双馈风机的换流器控制策略。

2.3.1 异步发电机矢量模型

异步发电机的空间矢量模型的推导需要满足两个假设条件: 一是认为异步发电机具有对称结构, 且三相平衡; 二是认为定子和转子铁芯损耗不饱和。异步发电机的空间矢量模型包括电压方程、磁链方程和运动方程。任意参考坐标系下, 发电机的定子和转子电压方程式可由式 (2-4) 得出:

$$\begin{cases} \vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + p \vec{\lambda}_s + j\omega \vec{\lambda}_s \\ \vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + p \vec{\lambda}_r + j(\omega - \omega_r) \vec{\lambda}_r \end{cases} \quad (2-4)$$

式中 $\vec{v}_s$ 、 $\vec{v}_r$ —— 定子侧和转子侧电压矢量;

$\vec{i}_s$ 、 $\vec{i}_r$ —— 定子侧和转子侧电流矢量;

$\vec{\lambda}_s$ 、 $\vec{\lambda}_r$ —— 定子侧和转子侧磁链矢量;

R_s 、 R_r —— 定子和转子绕组电阻;

ω 、 ω_r —— 定子和转子电角速度 (rad/s);

p —— 微分算子。

式 (2-4) 右侧项 $j\omega \vec{\lambda}_s$ 和 $j(\omega - \omega_r) \vec{\lambda}_r$ 被定义为“速度电压”, 它是由以任意速度 ω 旋转的参考坐标系产生的。第二个方程式组为定子磁链 $\vec{\lambda}_s$ 和转子磁链 $\vec{\lambda}_r$ 方程:

$$\begin{cases} \vec{\lambda}_s = (L_{ls} + L_m) \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\lambda}_r = (L_{lr} + L_m) \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \end{cases} \quad (2-5)$$

式中 L_s —— 定子电感, 且有 $L_s = L_{ls} + L_m$;

L_r —— 转子电感, 且有 $L_r = L_{lr} + L_m$;

L_{ls} 、 L_{lr} —— 定子和转子漏感;

L_m —— 励磁电感。

式 (2-4) 和式 (2-5) 给出了转子侧所有参数及变量 (如 R_r 、 L_{lr} 、 $\vec{i}_r$ 和 $\vec{\lambda}_r$) 与定子侧参数及变量之间的数学关系。第三组方程为转子运动方程, 它描述了机械转矩和电磁转矩对转子机械角速度的影响, 如式 (2-6) 所示,

$$\begin{cases} J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_m \\ T_e = \frac{3P}{2} \operatorname{Re} \left(j \vec{\lambda}_s \vec{i}_s^* \right) = -\frac{3P}{2} \operatorname{Re} \left(j \vec{\lambda}_r \vec{i}_r^* \right) \end{cases} \quad (2-6)$$

式中 J ——转子的转动惯量 ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$);

P ——转子极对数;

T_m ——发电机的机械转矩 ($\text{N}\cdot\text{m}$);

T_e ——发电机的电磁转矩 ($\text{N}\cdot\text{m}$);

ω_m ——转子机械速度, $\omega_m = \omega / P$ 。

式 (2-4)、式 (2-5) 和式 (2-6) 构成了异步发电机的空间矢量模型, 图 2-5 为异步发电机的空间矢量模型等效电路。该模型适用于任意参考坐标系, 且空间旋转速度 ω 也可以设定为任意值。需要说明的是, 图 2-5 中异步发电机空间矢量模型等效电路参照“电动机惯例”, 即: 定子电流正方向设为流入定子的电流方向。

图 2-6 (a) 为同步坐标系下异步发电机的等效电路, 其中 $\omega_s = 2\pi f_s$ 为发电机的同步转速, $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$ 为转差角频率, 参考坐标系的同步转速 ω_s 对应于定子电压频率 f_s 。

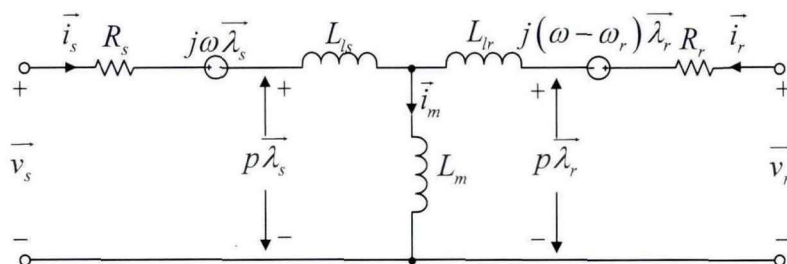


图 2-5 任意参考坐标系下异步发电机空间矢量模型的等效电路

Fig.2-5 Equivalent circuit of space vector model of asynchronous generator in arbitrary reference coordinate system

将任意参考坐标系下异步发电机空间矢量模型的转速设置为 0, 即可得到静止参考坐标系下的异步发电机模型, 等效电路如图 2-6 (b) 所示, 双馈异步发电机的转子电路通过换流器与交流电网连接, 可以有效控制发电机的转速和转矩。通过坐标系变换可以得到异步发电机的 dq 轴模型, 即:

$$\begin{cases} \vec{v}_s = v_{ds} + jv_{qs}; \vec{i}_s = i_{ds} + ji_{qs}; \vec{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} \\ \vec{v}_r = v_{dr} + jv_{qr}; \vec{i}_r = i_{dr} + ji_{qr}; \vec{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr} \end{cases} \quad (2-7)$$

将式 (2-7) 和式 (2-4) 联立并对等号两边实部虚部分离, 即可得到异步发电机 dq 轴模型的电压方程, 表示为:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} \end{cases} \quad (2-8)$$

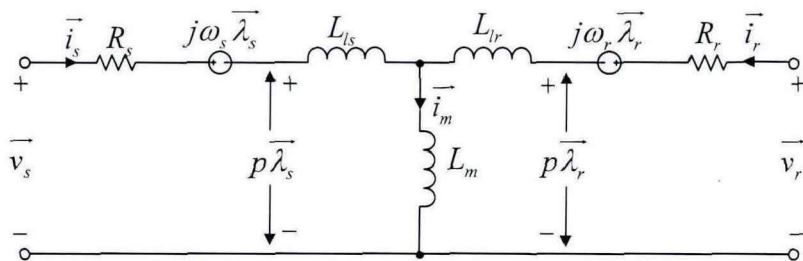
将式 (2-8) 与式 (2-5) 联立, 可以获得 dq 轴的磁链方程, 如式 (2-9) 所示,

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \lambda_{dr} = (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} = L_s i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \lambda_{qr} = (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} = L_s i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (2-9)$$

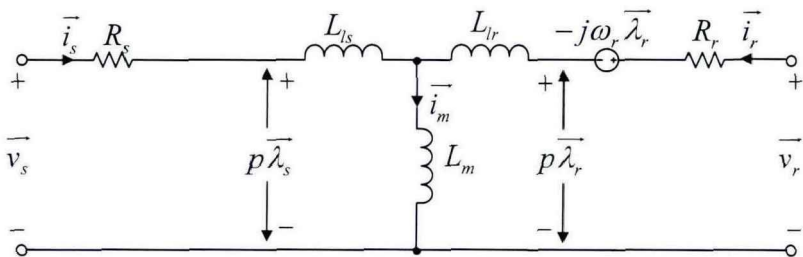
式 (2-10) 给出转矩的三种常用表达式:

$$T_e = \begin{cases} \frac{3P}{2} (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \\ \frac{3PL_m}{2} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\ \frac{3PL_m}{2L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \end{cases} \quad (2-10)$$

式 (2-7)、式 (2-8)、式 (2-9)、和式 (2-10) 构成了任意参考坐标系下的异步发电机 dq 轴模型, 图 2-7 为任意参考坐标系下异步发电机 dq 轴模型等效电路。



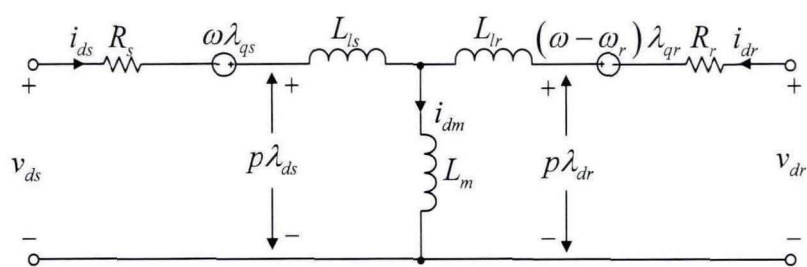
(a) 同步坐标系下的异步发电机模型



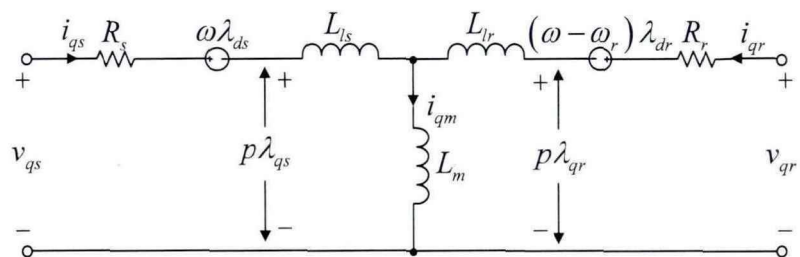
(b) 静止坐标系下的异步发电机模型

图 2-6 静止参考坐标系下异步发电机的空间矢量模型图

Fig.2-6 Space vector models of asynchronous generators in stationary reference frames



(a) d 轴电路结构



(b) q 轴电路结构

图 2-7 异步发电机的 dq 轴模型

Fig.2-7 dq axis model of asynchronous generator

为便于仿真计算，可以将式（2-9）改写为：

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{ds} = \frac{(v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega \lambda_{qs})}{s} \\ \lambda_{qs} = \frac{(v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds})}{s} \\ \lambda_{dr} = \frac{(v_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{qr})}{s} \\ \lambda_{qr} = \frac{(v_{qr} - R_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr})}{s} \end{array} \right. \quad (2-11)$$

将式（2-10）变为矩阵形式如下：

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

对式（2-12）等号两边同时进行电感矩阵求逆计算即可得式（2-13），

$$[\lambda] = [L][i] \rightarrow [L]^{-1}[\lambda] = [L]^{-1}[L][i] \rightarrow [i] = [L]^{-1}[\lambda] \quad (2-13)$$

将其带入式（2-12）可得：

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{D_1} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

其中, $D_1 = L_s L_r - L_m^2$, 将运动方程改写为:

$$\begin{cases} \omega_r = \frac{P}{JS} (T_e - T_m) \\ T_e = \frac{3P}{2} (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \end{cases} \quad (2-15)$$

模型的输入变量包括 dq 轴定子电压 v_{ds} 和 v_{qs} 、转子电压 v_{dr} 和 v_{qr} 、机械转矩 T_m 和任意参考坐标系下的转速 ω , 输出变量则为 dq 轴定子电流 i_{ds} 和 i_{qs} 、电磁转矩 T_e 以及发电机的机械转速 ω_m 。

2.3.2 DFIG 的控制结构

DFIG 的定子直接和电网相连, 定子电压和频率在额定运行状况下是恒定的。因此, DFIG 非常便于使用定子电压定向控制 (Stator Voltage Orientated Control, SVOC)。SVOC 可通过将定子电压矢量 $\vec{v}_s$ 定向在同步坐标系 d 轴来实现, 此时 d 轴和 q 轴定子电压分别为:

$$\begin{cases} v_{qs} = 0 \\ v_{ds} = v_s \end{cases} \quad (2-16)$$

设发电机转子角速度为 ω_r , 转子位置角 θ_r 表示转子位置相对于定子坐标系的角。定子电压矢量和转子电压矢量之间的角度差为转差角, 定义为:

$$\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r \quad (2-17)$$

因为 DFIG 运行在单位功率因数下, 定子的电流矢量 $\vec{i}_s$ 和 $\vec{v}_s$ 对齐, 但是方向相反。转子电压矢量 $\vec{v}_r$ 和电流矢量 $\vec{i}_r$ 可以通过转子侧换流器进行控制。异步发电机电磁转矩可表示为:

$$T_e = \frac{3P}{2} (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \quad (2-18)$$

式中, λ_{ds} 和 λ_{qs} 分别是 dq 轴的定子磁链, 具体表示为:

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (2-19)$$

从上式可得到 dq 轴定子电流为:

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\lambda_{ds} - L_m i_{dr}}{L_s} \\ i_{qs} = \frac{\lambda_{qs} - L_m i_{qr}}{L_s} \end{cases} \quad (2-20)$$

将式(2-20)代入式(2-18), 可得:

$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_s} (-i_{qr}\lambda_{ds} + i_{dr}\lambda_{qs}) \quad (2-21)$$

上式表明, 电磁转矩可以表示为转子电流和定子磁链的函数。参照异步发电机等效电路, 发电机稳态运行时定子电压矢量为:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + j\omega_s \vec{\lambda}_s \quad (2-22)$$

dq 轴坐标系下可表示为:

$$(v_{ds} + jv_{qs}) = R_s (i_{ds} + ji_{qs}) + j\omega_s (\lambda_{ds} + j\lambda_{qs}) \quad (2-23)$$

由上式可得 dq 轴定子磁链表达式为:

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = \frac{v_{qs} - R_s i_{qs}}{\omega_s} \\ \lambda_{qs} = -\frac{v_{ds} - R_s i_{ds}}{\omega_s} \end{cases} \quad (2-24)$$

将式(2-24)代入式(2-21) 可得:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3PL_m}{2\omega_s L_s} [-i_{qr}(v_{qs} - R_s i_{qs}) - i_{dr}(v_{ds} - R_s i_{ds})] \\ &= \frac{3PL_m}{2\omega_s L_s} (-i_{qr}v_{qs} + R_s i_{qs}i_{qr} + R_s i_{ds}i_{dr} - i_{dr}v_{ds}) \end{aligned} \quad (2-25)$$

在定子电压定向控制中, 令 $v_{qs}=0$, 转矩方程可化简为:

$$T_e = \frac{3PL_m}{2\omega_s L_s} (R_s i_{qs}i_{qr} + R_s i_{ds}i_{dr} - i_{dr}v_{ds}) \quad (2-26)$$

在大型双馈异步发电机中, 定子电阻 R_s 很小, 可以忽略不计, 所以转矩方程可进一步化简为:

$$T_e = -\frac{3PL_m}{2\omega_s L_s} i_{dr}v_{ds} \quad (2-27)$$

从上式可以看出, 电磁转矩为 d 轴转子电流和定子电压的函数。因此, 定子有功和无功功率的表达式为:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \end{cases} \quad (2-28)$$

采用了定子电压定向控制 ($v_{qs}=0$) 后, 上述方程可化简为:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}v_{ds}i_{ds} \\ Q_s = -\frac{3}{2}v_{ds}i_{qs} \end{cases} \quad (2-29)$$

将式 (2-20) 代入到式 (2-29) 中, 可得:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}v_{ds}\left(\frac{\lambda_{ds} - L_m i_{dr}}{L_s}\right) \\ Q_s = -\frac{3}{2}v_{ds}\left(\frac{\lambda_{qs} - L_m i_{qr}}{L_s}\right) \end{cases} \quad (2-30)$$

由上式可得:

$$\begin{cases} i_{dr} = -\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}P_s + \frac{1}{L_m}\lambda_{ds} \\ i_{qr} = \frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}Q_s + \frac{1}{L_m}\lambda_{qs} \end{cases} \quad (2-31)$$

将式 (2-24) 中定子磁链代入式 (2-31) 可得:

$$\begin{cases} i_{dr} = -\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}P_s + \frac{v_{qs} - R_s i_{qs}}{\omega_s L_m} = -\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}P_s - \frac{R_s}{\omega_s L_m}i_{qs} \\ i_{qr} = \frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}Q_s - \frac{v_{ds} - R_s i_{ds}}{\omega_s L_m} = \frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}Q_s + \frac{R_s}{\omega_s L_m}i_{ds} - \frac{v_{ds}}{\omega_s L_m} \end{cases} \quad (2-32)$$

忽略定子电阻 R_s 可得:

$$\begin{cases} i_{dr} = -\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}P_s \\ i_{qr} = \frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}Q_s - \frac{v_{ds}}{\omega_s L_m} \end{cases} \quad (2-33)$$

上式表明, 在给定定子电压后, 可以通过控制 dq 轴转子电流来控制定子有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 。DFIG 定子电压定向控制结构如图 2-8 所示。

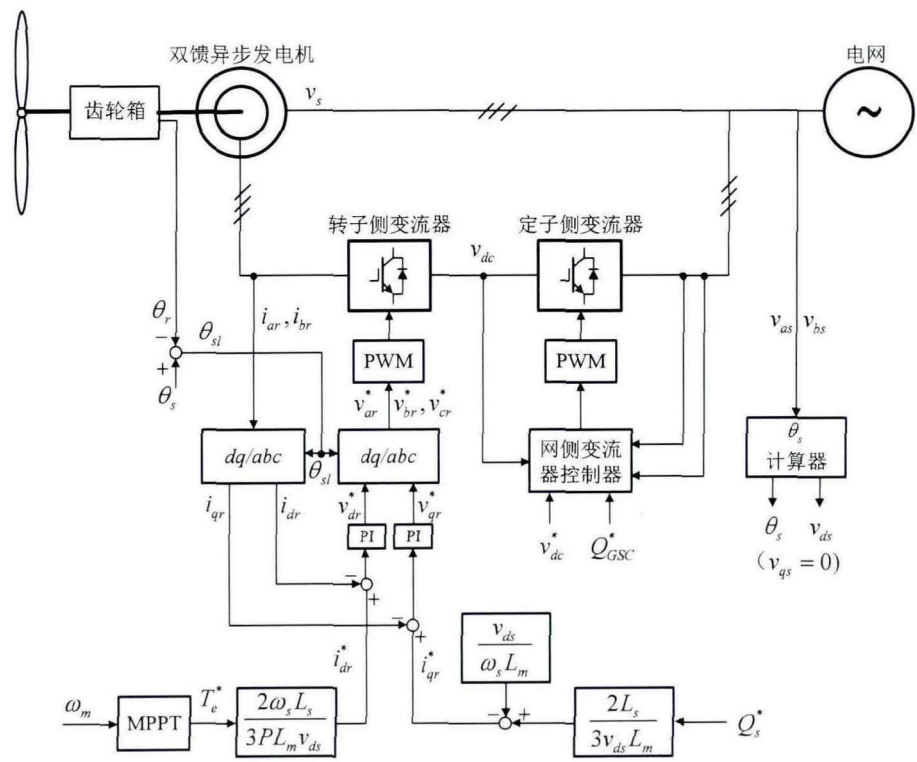


图 2-8 采用定子电压定向控制的 DFIG 控制框图

Fig.2-8 Control block diagram of doubly-fed asynchronous generator wind power generation system with stator voltage directional control

网侧换流器有两个作用，一是控制直流电压 v_{dc} 使其恒定，二是提供电网所需的无功功率。为了使换流器工作在单位功率因数，无功功率整定值 Q_{GSC}^* 一般设为零。DFIG 的总功率因数可以通过控制转子侧换流器无功功率整定值 Q_s^* 来调节。

2.4 PMSG 矢量模型及其控制结构

目前，同步发电机被广泛应用到千~兆瓦级的大容量风电系统中。根据发电机组的励磁方式，同步发电机可以划分为两类：永磁同步发电机和绕线转子同步发电机。其中，转子磁通是由永磁体产生的同步电机称为永磁同步电机，转子磁通由转子励磁绕组产生的同步电机则称为绕线转子同步电机。除了上述分类方法以外，还可以根据转子形状以及转子周围气隙的分布情况将同步发电机分为凸极机和隐极机两种类型。本节将主要对绕线转子同步发电机和永磁同步发电机的稳态及动态模型分别进行介绍。

2.4.1 同步发电机矢量模型

同步发电机主要有两个部分组成：定子和转子。不论是绕线转子同步发电机，

还是永磁同步发电机，两者的定子结构与异步发电机基本相同，这里不再赘述。本小节将主要对两者各自的转子结构进行简要描述。

（1）绕线转子同步发电机

顾名思义，励磁绕组均缠绕在转子的极靴上面，考虑到磁极数量大，所有极靴均以转子轴为中心，并沿着转子外围均匀分布。由于转子采用了凸极结构，发电机的气隙磁通分布不均匀。多极、低转速的绕线转子同步发电机常用于直驱式兆瓦级风力发电系统。由于其无需变速齿轮箱，将有效降低功率损耗和维护成本。

绕线转子同步发电机的励磁方式是向转子励磁绕组中注入直流电流，转子电流可直接由附在转轴上、且与转子绕组存在电气连接的集电环和电刷进行供电。另外，还可采用无刷励磁设备进行励磁，该装置附加于转轴上。转子绕组的二极管整流桥臂将励磁设备产生的交流电整流为直流励磁电流。虽然第一种方案较为简单，但需要对电刷和集电环进行定期维护；第二种方案较为昂贵和复杂，但所需维护较少。

（2）永磁同步发电机

永磁同步发电机是无刷发电机中的一种。由于该类型发电机没有转子绕组，其转子的热应力较低，并且在重量和尺寸不大的情况下也可达到较高的功率密度。但这种发电机也存在明显的缺点：退磁和价格昂贵。永磁同步发电机根据永磁体的安装方式分为内埋式和表贴式两种类型。

内埋式永磁同步发电机的永磁体被嵌入到转子表面，此时，转子铁心与磁体之间的磁导率差异可建立凸极效应。与表贴式永磁同步发电机相比，这种配置结构降低了离心力所导致的旋转应力，更适用于运行在更高的转速下。

表贴式永磁同步发电机的永磁体被安装在转子表面，并用非导磁材料对相邻磁体之间进行隔离。表贴式同步发电机的主要优点在于其造价比较低，同时结构也比较简单。同时，该类型发电机也具有不可忽视的缺点。在离心力作用较大时，安装在转子外表面的磁体可能会脱离转子，因此其主要被用于低转速运行。

图 2-9 给出一种较为通用的基于 dq 轴的同步发电机模型。为简化起见，同步发电机模型通常建立在转子磁链同步参考坐标系下。与异步发电机 dq 轴模型相比，同步发电机定子电路的 dq 轴模型主要特征为：

（1）用 d 轴励磁电感 L_{dm} 和 q 轴励磁电感 L_{qm} 来表示励磁电感 L_m 。隐极式同步发电机中的励磁电感在 d 轴和 q 轴上的分量是相等的（即 $L_{dm}=L_{qm}$ ）；但在凸极式发电机中， d 轴励磁电感通常小于 q 轴励磁电感（即 $L_{dm}<L_{qm}$ ）。

（2） dq 轴定子电流 i_{ds} 和 i_{qs} 均以从定子流出为正方向，依据为“发电机惯例”。

在对转子回路部分进行建模分析时，转子绕组中的励磁电流用 d 轴电路中的恒定电流源 I_f 来等效表征。同理，在永磁同步发电机中，也可使用等效电流源 I_f 来替

代励磁绕组的永磁体。

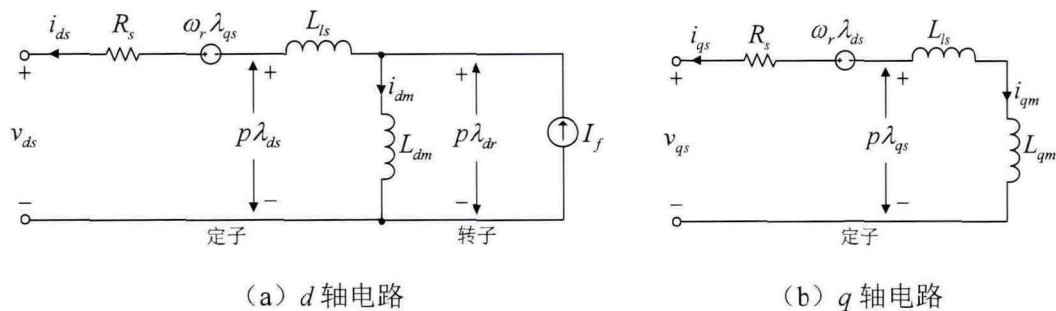


图 2-9 同步发电机的通用 dq 轴模型

Fig.2-9 General DQ axis model of synchronous generator

对图 2-9 中的同步发电机模型进行简化，其电压方程为：

$$\begin{cases} v_{ds} = -R_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \\ v_{qs} = -R_s i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \end{cases} \quad (2-34)$$

其中， λ_{ds} 和 λ_{qs} 表示 d 轴和 q 轴定子磁链，即：

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = -(L_{ls} + L_{dm}) i_{ds} + L_{dm} I_f = -L_d i_{ds} + \lambda_r \\ \lambda_{qs} = -(L_{ls} + L_{qm}) i_{qs} = -L_q i_{qs} \end{cases} \quad (2-35)$$

式中 λ_r ——转子磁链；

L_d 、 L_q ——定子 d 轴电感和 q 轴电感。

根据图 2-9 可以列出 λ_r 、 L_d 和 L_q 的表达式：

$$\begin{cases} \lambda_r = L_{dm} I_f \\ L_d = L_{ls} + L_{dm} \\ L_q = L_{ls} + L_{qm} \end{cases} \quad (2-36)$$

将式 (2-35) 代入到式 (2-34) 中，并假设 $d\lambda_r/dt = 0$ ，可得：

$$\begin{cases} v_{ds} = -R_s i_{ds} + \omega_r L_q i_{qs} - L_d p i_{ds} \\ v_{qs} = -R_s i_{qs} - \omega_r L_d i_{ds} + \omega_r \lambda_r - L_q p i_{qs} \end{cases} \quad (2-37)$$

上式即为同步发电机的简化模型，其结构图如图 2-10 所示，并具有以下特性：

(1) 该简化模型与图 2-9 所示的通用模型具有相同的准确度；

(2) 该简化模型也适用于永磁同步发电机；

(3) 不论该同步发电机是凸极式还是隐极式，该简化模型都适用。区别只在于电感的不同。对于隐极式发电机， d 轴和 q 轴的电感相等，即 $L_d = L_q$ 。对于凸极，其 d 轴电感通常小于 q 轴电感（即 $L_d < L_q$ ）。

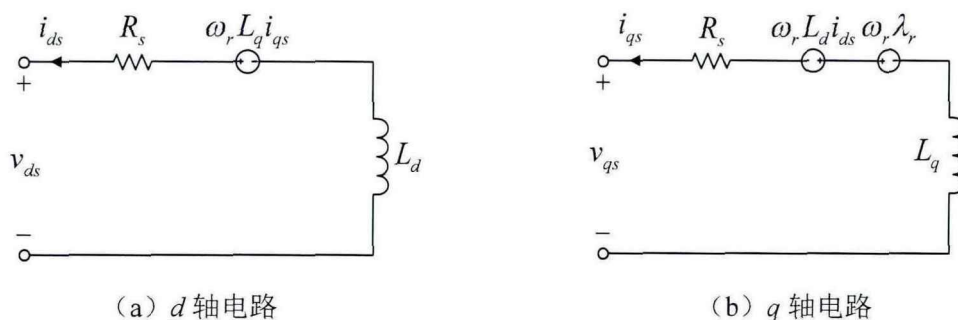

 图 2-10 同步发电机的 dq 轴简化模型

 Fig.2-10 Simplified DQ axis model of synchronous generator

跟异步发电机类似，同步发电机产生的电磁转矩可以表示为：

$$T_e = \frac{3P}{2} (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \quad (2-38)$$

将式 (2-35) 代入到式 (2-48) 中，可得到

$$T_e = \frac{3P}{2} [\lambda_r i_{qs} - (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}] \quad (2-39)$$

转子转速 ω_r 由同步发电机运动方程给出：

$$\omega_r = \frac{P}{JS} (T_e - T_m) \quad (2-40)$$

对于同步发电机的动态仿真模型，式 (2-37) 可重写为以下形式：

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{S} (-v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_r L_q i_{qs}) / L_d \\ i_{qs} = \frac{1}{S} (-v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_r L_d i_{ds} + \omega_r \lambda_r) / L_q \end{cases} \quad (2-41)$$

2.4.2 PMSG 的控制结构

本节将介绍两种不同的 PMSG 控制方案，并对每种控制逻辑进行详细分析。

(1) 零 d 轴电流 (ZDC) 控制

为了实现零 d 轴电流 (Zero d-axis Current, ZDC) 控制，首先需要将三相定子电流从静止坐标系映射到 dq 坐标系下，并分别获得 d 轴和 q 轴电流分量，同时将 d 轴电流分量 i_{ds} 控到 0。此时， q 轴电流分量 i_{qs} 即为完整的定子电流。

$$\begin{cases} \vec{i}_s = i_{ds} + j i_{qs} = j i_{qs} \\ i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \end{cases} \quad (2-42)$$

根据式 (2-42) 可将发电机电磁转矩模型化简为：

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_r i_{qs} = \frac{3}{2} P \lambda_r i_s \quad (2-43)$$

其中, P 为极对数。上式表明: 当 $i_{ds}=0$ 时, 发电机转矩正比于定子电流 i_s 。

图 2-11 为在该控制方式下的发电机运行空间矢量图。此矢量图采用了两个假设: 一是假设定子电阻 R_s 足够小; 二是转子磁链和 d 轴同向。图中所有矢量均以发电机的角速度 ω_r 旋转。定子电流矢量 $\vec{i}_s$ 与转子磁链矢量 $\vec{\lambda}_r$ 呈垂直关系。下式给出定子电压的幅值表达式:

$$v_s = \sqrt{(v_{ds})^2 + (v_{qs})^2} = \sqrt{(\omega_r L_q i_{qs})^2 + (\omega_r \lambda_r)^2} \quad (2-44)$$

定子功率因数角为:

$$\varphi_s = \theta_v - \theta_i \quad (2-45)$$

式中, θ_v 和 θ_i 分别为定子电压矢量角和电流矢量角, 并可由下式计算得到:

$$\begin{cases} \theta_v = \arctan \frac{v_{qs}}{v_{ds}} \\ \theta_i = \arctan \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \end{cases} \quad (2-46)$$

对于 ZDC 控制, $i_{ds}=0$, 定子功率因数角变可以表示为:

$$\varphi_s = \theta_v - \theta_i = \left(\arctan \frac{v_{qs}}{v_{ds}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (2-47)$$

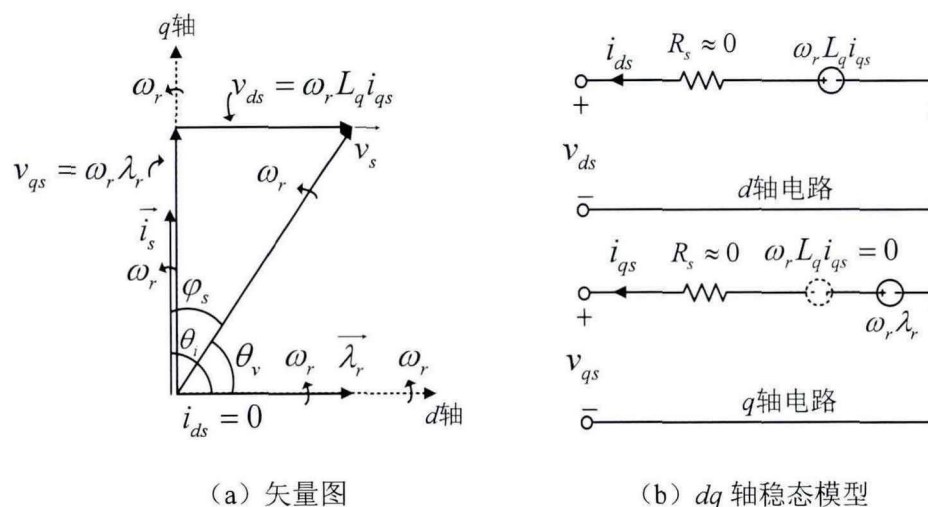


图 2-11 采用 ZDC 控制的同步发电机空间矢量图

Fig.2-11 The space vector graph of synchronous generator is obtained by ZDC control

(2) 单位电流最大转矩 (MTPA) 控制

单位电流最大转矩 (Maximum Torque Per Ampere, MPTA) 控制的目标是希望以最小的定子电流产生给定的转矩。由 (2-43) 可知, 通过调整 i_{ds} 和 i_{qs} 之间的比例

关系,使产生给定转矩所需的定子电流最小。当已知定子电流 i_s , d 轴电流的幅值可以由下式获得:

$$i_{ds} = \sqrt{i_s^2 - i_{qs}^2} \quad (2-48)$$

将上式代入式 (2-15), 则发电机的转矩可表达为 i_{qs} 的函数, 即

$$T_e = \frac{3}{2} P \left[\lambda_r i_{qs} - (L_d - L_q) \left(\sqrt{i_s^2 - i_{qs}^2} \right) i_{qs} \right] \quad (2-49)$$

对于隐极式发电机, 存在 $L_d = L_q$, 所以可将上式化简为式 (2-43), 即只有 q 轴电流参与转矩的控制。因此, 对于隐极式发电机来说, 零 d 轴电流控制本质上与单位电流最大转矩控制是一致的。

对于凸极式发电机, 单位电流最大转矩控制方法可以通过下列步骤推导得到, 将式 (2-49) 对 i_{qs} 取微分得到

$$\frac{dT_e}{di_{qs}} = \frac{3P}{2} \left(\lambda_r - (L_d - L_q) i_{ds} + (L_d - L_q) i_{qs}^2 \frac{1}{\sqrt{i_s^2 - i_{qs}^2}} \right) \quad (2-50)$$

令上式 (导数) 为零, 即:

$$\lambda_r - (L_d - L_q) i_{ds} + (L_d - L_q) \frac{i_{qs}^2}{i_{ds}} = 0 \quad (2-51)$$

从而得到:

$$i_{ds} = \frac{\lambda_r}{2(L_d - L_q)} \pm \sqrt{\frac{\lambda_r^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_{qs}^2} \quad (2-52)$$

对于永磁同步发电机, 上式右侧第一项为负值。这是因为其 d 轴电感 L_d 通常小于 q 轴电感 L_q 。为了实现该控制, 应将 d 轴定子电流 $|i_{ds}|$ 最小化, 则式 (2-52) 右侧第二项应选择正值。对于给定的 T_e 和 λ_r , 实现该控制目标的 dq 轴定子电流可由下式求得:

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} P \left(\lambda_r i_{qs} - (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \right) \\ i_{ds} = \frac{\lambda_r}{2(L_d - L_q)} \pm \sqrt{\frac{\lambda_r^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_{qs}^2} \end{cases} \quad (2-53)$$

采用单位电流最大转矩控制方法时的发电机空间矢量图如图 2-12 所示。

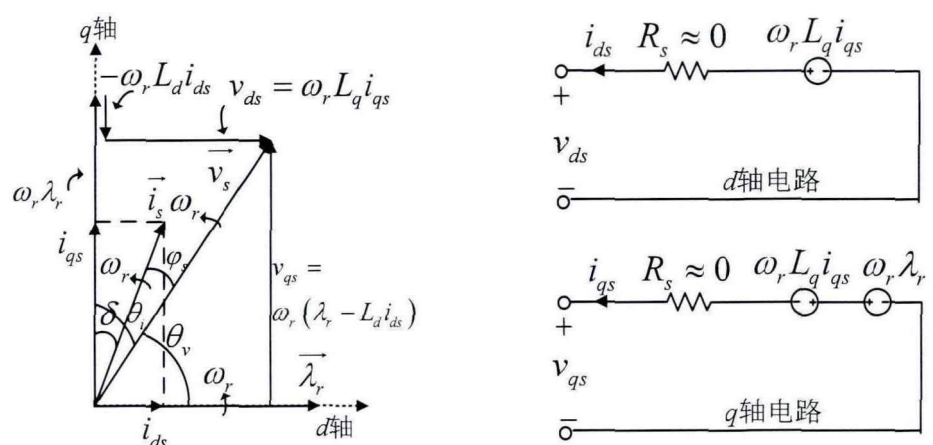


图 2-12 采用单位电流最大转矩控制得同步发电机空间矢量图

Fig.2-12 The space vector diagram of synchronous generator is controlled by maximum torque per unit current

2.5 本章小结

本章首先介绍了常用风电机组中双馈风力发电机和永磁直驱风力发电机的基本结构及其转速控制方式，然后进一步介绍了两种不同风力发电机并网换流器的矢量控制环节，最后推导了不同风电机组并网控制的数学模型，为后续章节中风电场交流侧等效阻抗建模及其并网动态特性分析奠定了基础。

第3章 基于复向量的 PMSG 阻抗精细化建模方法及其 并网特性研究

3.1 引言

根据第2章风电机组的空间矢量模型及其控制方法介绍可知,不同种类的风电机组并网一般都需要电力电子换流器进行功率控制。大规模电力电子器件的馈入会降低电网的“惯量”,从而改变系统的动态特性,引发新的稳定性问题,比如电力电子设备之间及其与电网之间相互作用引起的宽频带振荡等。阻抗分析法能够将电力电子与电网的互联系统转化成正、负序相互解耦的两个子系统,然后基于奈奎斯特判据分析互联系统的稳定性,该方法简单有效,因此普遍应用于含电力电子设备的互联系统稳定性分析。目前通用的阻抗建模方法主要分为两种,一种是基于 dq 坐标系的阻抗建模,该方法需要采用非线性 Park 变换及其反变换,在一定程度上增加了模型的复杂度,且基于 dq 坐标系的阻抗矩阵缺乏物理含义。此外,对于三相不平衡系统,或三相系统稳态值中含有不平衡谐波分量, dq 坐标系阻抗模型具有一定局限性。另一种方法是基于序分量的阻抗建模方法,该方法考虑了多种频率的相互作用,但是在频域建模时涉及不同频率的卷积运算,运算过程较复杂,且可能会产生无实际物理意义的频率分量,例如频率为负的负序分量。除此之外,现有的研究鲜有涉及分析机侧控制器参数、直流电容、风机运行工况对机组并网稳定性的影响。

针对上述问题,本章基于复向量提出了 PMSG 的精细化阻抗建模方法。所提方法利用复数域的基向量结合周期分量的物理意义在风电机组稳态周期运行轨迹上直接进行谐波线性化,推导了 PMSG 机侧及网侧的小信号阻抗模型,并灵活应用指数旋转因子和时域传递函数等效表征锁相环和电流内环控制等非线性结构的动态特性,避免了传统频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移和不同频率扰动分量的卷积运算,大幅降低了解析建模的复杂度,且所提方法易于拓展至多频次谐波线性化,这部分内容将在本文第4章重点介绍。

另外,本章还根据欧几里得范数结合所提方法定义了衡量 PMSG 机侧与网侧耦合程度的指标,量化分析了机侧内、外环控制带宽,风机运行方式,直流电容等对 PMSG 阻抗特性以及并网稳定性的影响。最后通过 PSCAD/EMTDC 和 RTDS 仿真平台验证了解析建模的有效性和正确性。

3.2 基于复数域的旋转矢量动态特性分析

本节推导了复平面共轭基向量在旋转坐标系与静止坐标系下的变换矩阵,并研

究了复平面中传递函数的时域特性及其频域特性,为后续PMSG的全频域阻抗精细化建模和系统稳定性分析奠定了数学基础。

3.2.1 旋转矢量与坐标变换

本章采用的时域共轭基向量是复平面的一组二维特征向量,为了阐释其物理意义,首先介绍静止和旋转坐标系及其数学变换。设有 abc 三相系统,它们在静止平面中互差 120° ,其合成的旋转矢量 $\mathbf{x} = [x_a, x_b, x_c]^T$ 通过Clark变换可以在 $\alpha\beta$ 静止坐标系中表示为 $\mathbf{x}_{\alpha\beta} = [x_\alpha, x_\beta]^T$ 。 x_α, x_β 分别为矢量 $\mathbf{x}$ 在 α 和 β 坐标轴上的投影。因此,三相坐标系和 $\alpha\beta$ 坐标系之间的数学变换可以表示为:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

三相静止坐标系中的旋转矢量 $\mathbf{x}$ 还可以通过Park变换转换为 dq 旋转坐标系下的矢量 $\mathbf{x}_{d-q} = [x_d, x_q]^T$,如式(3-2)所示。且当系统稳定时, dq 坐标系的旋转速度与同步旋转速度一致,此时矢量 $\mathbf{x}$ 一般与 d 轴重合,如图3-1所示。

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq-abc} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}, \mathbf{T}_{dq-abc} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

其中, $\theta = \omega t + \varphi$ 表示 d 轴与 α 轴的夹角。

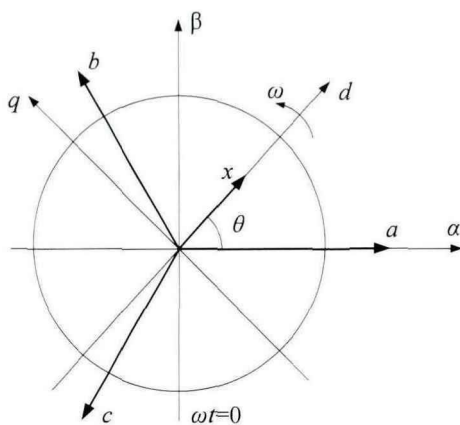


图 3-1 坐标系变换图

Fig.3-1 Frame transformation diagram

由上述分析可知，无论是在 $\alpha\beta$ 静止坐标系，还是在 dq 旋转坐标系，系统始终拥有一组并行的实数域信号，但是它们以不同的路径传播，此时可以将这组并行信号映射到 Hilbert 空间，即为复数域信号 $X(t)$ ，其实部和虚部为不同路径的信号。以 dq 旋转坐标系为例，其复数域信号表示为： $X(t)=X_d(t)+jX_q(t)$ ，如图 3-2 所示。复数域信号意义在于辅助运算（例如一组共轭的信号在数学表达上更容易拓展和变换）；且在复平面内，时域周期信号的运动方向可由正交信号的相移等效表征^[104]，其物理意义更加明确。

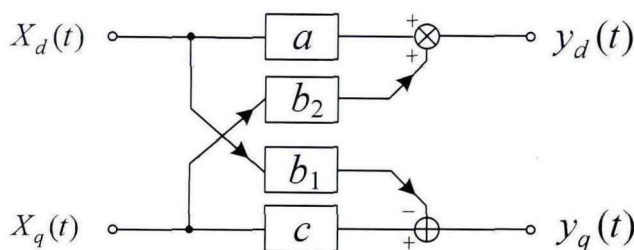


图 3-2 d 轴， q 轴并行系统

Fig.3-2 d -axis, q -axis parallel system

目前，电力电子换流器一般采用 dq 轴解耦控制系统，其目标为实现 d 轴和 q 轴的平衡控制。但绝大多数情况下， d 轴和 q 轴是不平衡的，即 d 轴和 q 轴信号是非正交的，即幅值不相同，或者相角差不是严格的 $\pm 90^\circ$ 。在这种情况下，将 q 轴信号乘以 j ，可以将输入信号 $X(t)$ 表示为：

$$X(t) = A \cos(\omega t + \phi_1) + jB \sin(\omega t + \phi_2) \quad (3-3)$$

其共轭为：

$$X^*(t) = A \cos(\omega t + \phi_1) - jB \sin(\omega t + \phi_2) \quad (3-4)$$

利用欧拉方程将上述表达式写成极坐标形式^[104]：

$$X(t) = P e^{j\omega t} + N e^{-j\omega t} \quad (3-5)$$

$$X^*(t) = P^* e^{j\omega t} + N^* e^{-j\omega t} \quad (3-6)$$

其中：

$$P = \frac{A e^{j\phi_1} + B e^{-j\phi_2}}{2} \quad (3-7)$$

$$N = \frac{A e^{-j\phi_1} - B e^{j\phi_2}}{2}$$

通过上述信号理论分析，我们可以在复平面中定义一组二维基向量 $\mathbf{x}_{pn} = [\mathbf{x}_p, \mathbf{x}_n]^T$ ，且 $\mathbf{x}_p$ 和 $\mathbf{x}_n$ 分别对应于正向和反向旋转的复矢量，它们是共轭的，即 $\mathbf{x}_p = \mathbf{x}_n^*$ ，为了方便表述，后文将其简称为共轭基向量。将 $\mathbf{x}_{pn}$ 与 $\mathbf{x}_{\alpha-\beta}$ 的关系定义为：

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_\alpha + jx_\beta \\ x_\alpha - jx_\beta \end{bmatrix} \leftrightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{X}_p(s) \\ \mathbf{X}_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_\alpha(s) + jX_\beta(s) \\ X_\alpha(s) - jX_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

上式中,小写标识表示时域变量,大写标识表示频域变量,后文不再赘述。同理 $\mathbf{x}_{pn}$ 与 $\mathbf{x}_{d-q}$ 的关系可以表示为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & \\ & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d + jx_q \\ x_d - jx_q \end{bmatrix} \leftrightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{X}_p(s) \\ \mathbf{X}_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_1} (X_d(s - j\omega_1) + jX_q(s - j\omega_1)) \\ e^{-j\varphi_1} (X_d(s + j\omega_1) - jX_q(s + j\omega_1)) \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

定义 $\mathbf{x}_{dq} = x_d + jx_q$; $\mathbf{x}_{dq}^* = x_d - jx_q$, 则可以得到如下关系式:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= e^{-j\theta} \mathbf{x}_p \leftrightarrow \mathbf{X}_{dq}(s) = e^{-j\varphi_1} \mathbf{X}(s + j\omega_1) \\ \mathbf{x}_p &= e^{j\theta} \mathbf{x}_{dq} \leftrightarrow \mathbf{X}(s) = e^{j\varphi_1} \mathbf{X}_{dq}(s - j\omega_1) \end{aligned} \quad (3-10)$$

由式(3-8)和(3-9)可以看出,共轭基向量能够在静止和旋转坐标系下相互转换,其转换方式在时域中表示为乘以指数形式的旋转因子 $\gamma = \text{diag}[e^{j\theta}, e^{-j\theta}]$,在频域中表示为频移 $\pm j\omega_1$ 。此外,式(3-9)中 $e^{\pm j\varphi_1}$ 表示指数形式的初始相移。显然,从上式中可以发现,复平面旋转矢量不仅导致频率的偏移,而且还会造成相位的偏差。同样的关系也适用于其他旋转矢量,例如三相合成的旋转电流或者脉冲宽度调制(Pulse width modulation, PWM)的调制信号。

3.2.2 基于复向量的传递函数特性分析

假设一个实数域的二维动态系统输入量为 $\mathbf{u} = [u_d, u_q]^T$, 输出量为 $\mathbf{y} = [y_d, y_q]^T$, 它们之间的频域传递函数 $G(s)$ 可以表示为:

$$\begin{bmatrix} G_{dd}(s) & G_{dq}(s) \\ G_{qd}(s) & G_{qq}(s) \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

同理,类似的表达式同样适用于静止坐标系,只需要将 d 替换为 α , q 替换为 β 即可。将传递函数中的拉普拉斯算子 s 设为 $j\omega$, 可以得到系统的实数域变量的频域响应特性, 即有:

$$\mathbf{y}(j\omega) = G(j\omega)\mathbf{u}(j\omega) \quad (3-12)$$

通过传递函数的频域特性可得如下关系:

$$\begin{aligned} |G(j\omega)| &= |\mathbf{y}(j\omega)| / |\mathbf{u}(j\omega)| \\ \arg(G(j\omega)) &= \arg(\mathbf{y}(j\omega)) - \arg(\mathbf{u}(j\omega)) \end{aligned} \quad (3-13)$$

式中 $|G(j\omega)|$ —— 传递函数的幅值;

$\arg(G(j\omega))$ —— 传递函数的相角;

对于一个复数域系统,式(3-12)的关系依然成立,但是 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{y}$ 会变成关于 $j\omega$ 的复向量,即 $\mathbf{u} = [\mathbf{u}_{dq}, \mathbf{u}_{dq}^H]^T$, $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_{dq}, \mathbf{y}_{dq}^H]^T$, 其中, $\mathbf{u}_{dq} = u_d + ju_q$; $\mathbf{y}_{dq} = y_d + jy_q$, H 指

Hermitian 共轭，复数域系统输入 $\mathbf{u}$ 和输出 $\mathbf{y}$ 的幅值分别表示为：

$$|\mathbf{u}| = \sqrt{\mathbf{u}_p^H \mathbf{u}_p}, \quad |\mathbf{y}| = \sqrt{\mathbf{y}_p^H \mathbf{y}_p} \quad (3-14)$$

此时，复数域系统的增益幅值可以表示为：

$$\left| \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{u}} \right| = \sqrt{\frac{\mathbf{u}^H \mathbf{G}^H(j\omega) \mathbf{G}(j\omega) \mathbf{u}}{\mathbf{u}^H \mathbf{u}}} \quad (3-15)$$

其中：

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(j\omega) &= \frac{G_{dd}(j\omega) + G_{qq}(j\omega)}{2} + j \frac{G_{dq}(j\omega) - G_{qd}(j\omega)}{2} \\ \mathbf{G}^H(j\omega) &= \frac{G_{dd}(j\omega) + G_{qq}(j\omega)}{2} + j \frac{G_{qd}(j\omega) + G_{dq}(j\omega)}{2} \end{aligned} \quad (3-16)$$

从式 (3-15) 可以看出，复数域系统的增益，除了受到复向量幅值的影响，还跟复向量的方向相关，所以其增益范围为：

$$\underline{\sigma}[\mathbf{G}(j\omega)] < \left| \frac{\mathbf{y}}{\mathbf{u}} \right| < \overline{\sigma}[\mathbf{G}(j\omega)] \quad (3-17)$$

其中， $\underline{\sigma}[\mathbf{G}(j\omega)]$ 和 $\overline{\sigma}[\mathbf{G}(j\omega)]$ 分别表示 $\mathbf{G}(j\omega)$ 主导增益的上下限，主导增益的定义表示为^[105]：

$$\sigma_i[\mathbf{G}(j\omega)] = \sqrt{\lambda_i[\mathbf{G}^H(j\omega) \mathbf{G}(j\omega)]}, \quad i=1,2 \quad (3-18)$$

式 (3-18) 中， $\mathbf{G}(\rho)$ 表示复数域系统的时域传递函数，则输入 $\mathbf{u}$ 和输出 $\mathbf{y}$ 的时域和频域关系可以表示为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}(\rho) \mathbf{u} \leftrightarrow \mathbf{Y}(s) = \mathbf{G}(s) \mathbf{U}(s) \quad (3-19)$$

根据上述分析可知，旋转矢量 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{y}$ 可以转换为静止坐标系下的复矢量，即：

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = e^{j\theta} \mathbf{u} \\ \mathbf{y}_s = e^{j\theta} \mathbf{y} \end{cases} \quad (3-20)$$

其中， $\mathbf{u}_s$ 和 $\mathbf{y}_s$ 分别表示静止坐标系下的输入复向量 $\mathbf{u}$ 和输出复向量 $\mathbf{y}$ 。将式 (3-20) 带入式 (3-19) 可以得出如下关系式：

$$\mathbf{y}_s = e^{j\theta} \mathbf{G}(\rho) e^{-j\theta} \mathbf{u}_s \quad (3-21)$$

式中 $\rho = d/dt$ —— 微分算子。

根据分部积分原理可知， $\rho(e^{-j\theta} \mathbf{u}_s) = -j\omega_1 (e^{-j\theta} \mathbf{u}_s) + e^{-j\theta} \rho(\mathbf{u}_s) = e^{-j\theta} (\rho - j\omega_1) \mathbf{u}_s$ ，不失一般性，它可以推广至积分算子 $\mathbf{G}(\rho)$ ，则式 (3-21) 可以改写为：

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_s &= e^{j\theta} \mathbf{G}(\rho) e^{-j\theta} \mathbf{u}_s = e^{j\theta} e^{-j\theta} \mathbf{G}(\rho - j\omega_1) \mathbf{u}_s \Rightarrow \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{G}(\rho - j\omega_1) \mathbf{u}_s \leftrightarrow \mathbf{Y}_p(s) = \mathbf{G}(s - j\omega_1) \mathbf{U}_p(s) \end{aligned} \quad (3-22)$$

同理可得复矢量 $\mathbf{u}_s$ 和 $\mathbf{y}_s$ 的共轭矢量 $\mathbf{u}_s^*$ 、 $\mathbf{y}_s^*$ 之间的传递函数关系式为：

$$\begin{aligned} y_s^* &= e^{-j\theta} G(\rho) e^{j\theta} u_s = e^{j\theta} e^{-j\theta} G(\rho + j\omega_1) u_s \Rightarrow \\ y_s^* &= G(\rho + j\omega_1) u_s^* \leftrightarrow Y_n(s) = G(s + j\omega_1) U_n(s) \end{aligned} \quad (3-23)$$

通过式 (3-22) 和式 (3-23) 能够将时域中传递函数的动态旋转特性等效表示为频域中的频移, 这为下一节 PMSG 的时域小信号分析和全频域精细化阻抗建模奠定数学基础。

3.3 PMSG 全频域阻抗精细化建模

本节详细介绍了基于复平面二维基向量的 PMSG 机侧和网侧端口阻抗建模过程, 并利用直流侧电压的动态特性建立机侧和网侧归一化模型, 推导计及转子侧动态特性的 PMSG 交流等效阻抗。

PMSG 的典型结构如图 3-3 所示, 主要包含机侧和网侧两个部分。机侧系统由动力系统(风力机), 永磁同步发电机, 机侧换流器 (Machine Side Converter, MSC) 组成, 机侧换流器的主要功能是控制发电机的输出功率。图中, v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} 和 i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} 分别表示发电机定子侧三相电压和电流; $\bar{m}_{sa}$, $\bar{m}_{sb}$, $\bar{m}_{sc}$ 则表示由 PWM 调制方法生成的 MSC 调制信号^[106]。MSC 控制系统一般采用典型的零 d 轴电流控制策略, 即: 机侧换流器 d 轴电流的参考值 i_{dref} 设定为 0, q 轴电流的参考值由发电机转矩 T_e 计算得到, T_e 可由风力机根据 MPPT 获得。 θ_r 表示转子的旋转电角速度, 可由机侧位置传感器测量得到; C_{dc} 为直流侧电容, V_{dc} 为直流侧电压。

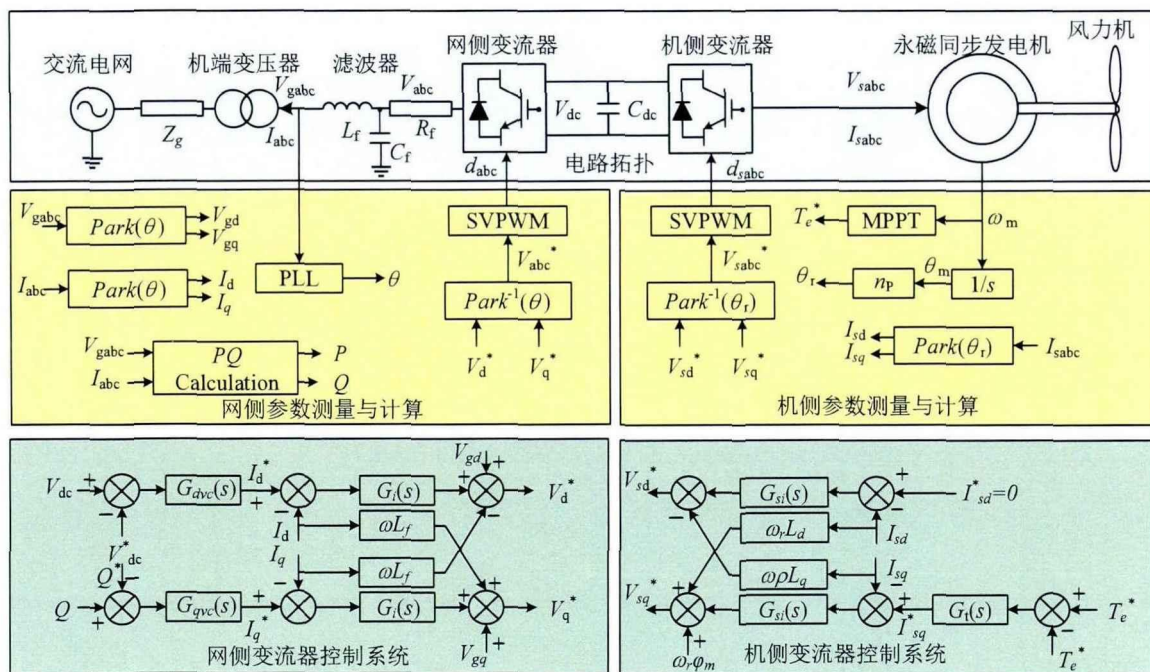


图 3-3 PMSG 经典结构图

Figure 3-3 typical structure of PMSG

网侧部分主要由网侧换流器（Grid Side Converter, GSC）和交流滤波器组成，网侧换流器的主要作用为控制直流侧电压和 PMSG 并网点（Point of Common Coupling, PCC）的交流电压。 v_a, v_b, v_c 和 i_a, i_b, i_c 分别表示电网侧三相电压和三相电流； $\bar{m}_a, \bar{m}_b, \bar{m}_c$ 表示由 PWM 生成的 GSC 调制信号； θ_{PLL} 表示 PLL 跟踪获得的电网相角，网侧换流器的控制策略采用定直流电压控制， d 轴控制直流电压， q 轴控制无功功率。 L_f 和 C_f 分别表示交流滤波器的电感和电容。

3.3.1 基于复向量的机侧换流器阻抗建模

在三相静止坐标系下永磁同步发电机定子磁链方程以及电压方程为：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{am} \\ \psi_{bm} \\ \psi_{cm} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-24)$$

式中 v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} ——PMSG 定子侧三相电压；

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} ——PMSG 定子侧三相电流；

ψ_a, ψ_b, ψ_c ——PMSG 定子侧三相磁链；

R_s ——PMSG 定子绕组电阻；

L_{AA}, L_{BB}, L_{CC} ——PMSG 定子绕组的自感；

$L_{AB}, L_{AC}, L_{BA}, L_{BC}, L_{CA}, L_{CB}$ ——PMSG 定子绕组的互感。

PMSG 定子绕组电阻 R_s 较小，一般可以忽略。将式（3-24）变换到 dq 轴旋转坐标系下并小信号线性化可得：

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho L_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{sd} \\ \tilde{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

式中 $\tilde{v}_{sd}, \tilde{v}_{sq}$ ——PMSG 定子侧 d 轴， q 轴电压扰动分量；

$\tilde{i}_{sd}, \tilde{i}_{sq}$ ——PMSG 定子侧 d 轴， q 轴电流扰动分量；

ω_r ——PMSG 定子侧电角速度。

本节中带“~”上标的符号均表示小信号谐波分量，后面将不再赘述。将式（3-8）和式（3-9）带入式（3-25），并将矢量的旋转速度统一折算到网侧可得 MSC 折算后电压、电流的复向量表达式：

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{sp} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{sn} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} (\rho - j\omega_1 + j\omega_r)(L_d + L_q) & (\rho + j\omega_1 + j\omega_r)(L_d - L_q) \\ (\rho - j\omega_1 - j\omega_r)(L_d - L_q) & (\rho + j\omega_1 - j\omega_r)(L_d + L_q) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Z}_{ws}(\rho)} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{sp} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{sn} \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

其中:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{sp} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{sn} \end{bmatrix} = \gamma \mathbf{P} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{sd} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{sq} \end{bmatrix}, \quad \gamma = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

式中 $\tilde{\mathbf{v}}_{sp}$ 、 $\tilde{\mathbf{v}}_{sn}$ ——静止坐标系下定子侧电压扰动分量的复向量;

$\tilde{\mathbf{i}}_{sp}$ 、 $\tilde{\mathbf{i}}_{sn}$ ——静止坐标系下定子侧电流扰动分量的复向量;

γ ——指数形式的旋转因子矩阵 $\text{diag}[e^{j\theta}, e^{-j\theta}]$;

$\mathbf{P}$ ——系数矩阵。

由图 3-3 可知, MSC 调制方程为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sa} \\ \mathbf{v}_{sb} \\ \mathbf{v}_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{m}}_{sa} \\ \bar{\mathbf{m}}_{sb} \\ \bar{\mathbf{m}}_{sc} \end{bmatrix} \cdot m_{sf} \cdot \frac{v_{dc}}{2} \quad (3-28)$$

式中 m_{sf} ——MSC 调制幅值比;

$\bar{\mathbf{m}}_{sa}$ 、 $\bar{\mathbf{m}}_{sb}$ 、 $\bar{\mathbf{m}}_{sc}$ ——PWM 生成的 MSC 调制信号。

目前工程上常用的调制方法为空间矢量调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)。其开关占空比与调制信号的关系可以表示为^[106]:

$$\begin{bmatrix} d_{sa} \\ d_{sb} \\ d_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left(m_{sf} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{m}}_{sa} \\ \bar{\mathbf{m}}_{sb} \\ \bar{\mathbf{m}}_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \quad (3-29)$$

将式 (3-8)、式 (3-9) 代入式 (3-29) 可得 MSC 开关函数的复向量模型:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{d}_{sp} \\ \mathbf{d}_{sn} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} m_f \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{m}}_{sp} \\ \bar{\mathbf{m}}_{sn} \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

式中 $\mathbf{d}_{sp} = d_{sa} + jd_{sb}$ ——MSC 开关占空比静止坐标系下正向旋转的复向量;

$\mathbf{d}_{sn} = d_{sa} - jd_{sb}$ ——MSC 开关占空比静止坐标系下反向旋转的复向量;

$\bar{\mathbf{m}}_{sp} = \bar{\mathbf{m}}_{sa} + j\bar{\mathbf{m}}_{sb}$ ——MSC 调制信号静止坐标系下正向旋转的复向量;

$\bar{\mathbf{m}}_{sn} = \bar{\mathbf{m}}_{sa} - j\bar{\mathbf{m}}_{sb}$ ——MSC 调制信号静止坐标系下反向旋转的复向量。

进一步将式 (3-8)、式 (3-9) 和式 (3-30) 代入式 (3-28) 并进行小信号线性化可得 MSC 交流侧电压、电流复向量的小信号表达式:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{sp} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{sn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_{sp} \\ \tilde{\mathbf{d}}_{sn} \end{bmatrix} V_{dc0} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{sp0} \\ \mathbf{D}_{sn0} \end{bmatrix} \tilde{v}_{dc} \quad (3-31)$$

其中, $\mathbf{D}_{sp0} = D_{sa0} + jD_{sb0}$ 和 $\mathbf{D}_{sn0} = D_{sa0} - jD_{sb0}$ 为静止坐标系下 MSC 开关占空比稳态初

始值的复向量。若机侧采用零 d 轴电流控制策略, 则根据式 (2-25)、式 (2-26) 和式 (3-24) 可以得出 D_{sp0} 和 D_{sn0} 的表达式:

$$\begin{cases} D_{sp0} = \frac{-\omega_r I_q^{ref} + j\omega_r \psi_m}{V_{dc0}} \\ D_{sn0} = \frac{-\omega_r I_q^{ref} - j\omega_r \psi_m}{V_{dc0}} \end{cases} \quad (3-32)$$

式中 V_{dc0} —— PMSG 直流侧电压稳态值;

I_q^{ref} —— MSC 内环电流控制参考信号。

根据图 3-3 结合第 2 章 PMSG 的控制结构模型可得 MSC 开关占空比扰动分量 $\tilde{d}_{sp}$ 、 $\tilde{d}_{sn}$ 关于定子侧电压、电流扰动分量复向量的表达式:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{d}_{sp} \\ \tilde{d}_{sn} \end{bmatrix} &= K_{sf} \underbrace{\begin{bmatrix} G_{si}(\rho - j\omega_1) - K_{rl} & 0 \\ 0 & G_{si}(\rho + j\omega_1) + K_{rl} \end{bmatrix}}_{G_{si}(\rho)} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{sp} \\ \tilde{i}_{sn} \end{bmatrix} + \\ &\quad K_{sf} \underbrace{\begin{bmatrix} K_v(\rho - j\omega_1) & 0 \\ 0 & K_v(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix}}_{K_v(\rho)} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sp} \\ \tilde{v}_{sn} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-33)$$

其中, $K_{sf} = m_{sf}/2$, 表示 MSC 调制增益系数; $G_{si}(\rho) = k_{spi} + k_{sii}/\rho$ 表示 MSC 电流内控制器的时域传递函数, k_{spi} 和 k_{sii} 分别表示 PI 控制器的增益系数和积分常数; $K_{rl} = -\omega_r (L_d - L_q)$ 表示定子侧耦合项系数, $K_v(\rho) = 1/(1 + \rho T_v)$ 表示电压采样滤波器的时域传递函数。将式 (3-26) 和式 (3-33) 带入式 (3-31) 可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} D_{sp0} \\ D_{sn0} \end{bmatrix} \tilde{v}_{dc} &= \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sp} \\ \tilde{v}_{sn} \end{bmatrix} - V_{dc0} \underbrace{G_{si}(\rho)}_{G_{si}(\rho)} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{sp} \\ \tilde{i}_{sn} \end{bmatrix} - V_{dc0} \underbrace{K_v(\rho)}_{K_v(\rho)} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sp} \\ \tilde{v}_{sn} \end{bmatrix} \\ &= [I - V_{dc0} K_v(\rho)] \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sp} \\ \tilde{v}_{sn} \end{bmatrix} - V_{dc0} \underbrace{Z_{sw}(\rho)^{-1} G_{si}(\rho)}_{Z_{sw}(\rho)^{-1} G_{si}(\rho)} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sp} \\ \tilde{v}_{sn} \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{[I - V_{dc0} K_v(\rho) - V_{dc0} Z_{sw}(\rho)^{-1} G_{si}(\rho)]}_{H_1(\rho)} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sp} \\ \tilde{v}_{sn} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-34)$$

忽略换流器损耗, 则 PMSG 直流侧注入的功率等于交流侧流出的功率, 即有:

$$I_{dc} V_{dc} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (3-35)$$

对上式进行小信号线性化, 并利用式 (3-8) 和式 (3-9) 将 dq 坐标系下的电压、电流转换为静止坐标系下的复向量, 可得:

$$\tilde{i}_{dc} \cdot V_{dc0} + \tilde{v}_{dc} \cdot I_{dc0} = \frac{3}{4} \begin{bmatrix} v_{sn0} & v_{sp0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{sp} \\ \tilde{i}_{sn} \end{bmatrix} + \frac{3}{4} \begin{bmatrix} i_{sn0} & i_{sp0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sp} \\ \tilde{v}_{sn} \end{bmatrix} \quad (3-36)$$

其中, $v_{sp0} = V_{sa0} + jV_{sb0}$, $v_{sn0} = V_{sa0} - jV_{sb0}$, 表示静止坐标系下电压复向量的稳态值;
 $i_{sp0} = I_{sa0} + jI_{sb0}$, $i_{sn0} = I_{sa0} - jI_{sb0}$, 表示静止坐标系下电流复向量的稳态值。将式(3-36)
 带入式(3-34)可得:

$$\tilde{i}_{dc} \cdot V_{dc0} + \tilde{v}_{dc} \cdot I_{dc0} = \underbrace{\left[\frac{3}{4} \begin{bmatrix} v_{sn0} & v_{sp0} \end{bmatrix} [Z_{sw}(\rho)]^{-1} + \frac{3}{4} \begin{bmatrix} i_{sn0} & i_{sp0} \end{bmatrix} \right]}_{H_2(\rho)} \begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} \Rightarrow \quad (3-37)$$

$$\tilde{i}_{dc} \cdot V_{dc0} = (H_1(\rho)H_2(\rho) - I_{dc0})\tilde{v}_{dc} \Rightarrow Z_{dc}(\rho) = V_{dc0}(H_1(\rho)H_2(\rho) - I_{dc0})^{-1}$$

式(3-37)中的 $Z_{dc}(\rho)$ 即为折算到 PMSG 交流侧的等效直流链路阻抗, 它是关于 MSC 机组稳态工作点和控制参数的传递函数。

3.3.2 基于复向量的网侧换流器阻抗建模

在三相系统中, 含小扰动谐波的电压瞬时值可以表示为:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a,1}(t) \\ v_{b,1}(t) \\ v_{c,1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{a,p}(t) \\ \tilde{v}_{b,p}(t) \\ \tilde{v}_{c,p}(t) \end{bmatrix} \quad (3-38)$$

式中 $v_{a,1}$, $v_{b,1}$, $v_{c,1}$ ——基波电压分量;

$\tilde{v}_{a,p}$, $\tilde{v}_{b,p}$, $\tilde{v}_{c,p}$ ——小信号谐波电压。

电网基准频率为 $f_1=50\text{Hz}$ 。根据图 3-3 的 PMSG 电路图, 并忽略线路中的电阻, 可以得出如下电路关系:

$$\rho L_f \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{m}_a \\ \bar{m}_b \\ \bar{m}_c \end{bmatrix} \cdot m_f \cdot \frac{v_{dc}}{2} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3-39)$$

式中 m_f ——GSC 调制幅值比;

v_{dc} ——直流侧电压。

GSC 跟 MSC 调制方法相同, 其开关占空比与调制信号的关系可以表示为:

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left(m_f \begin{bmatrix} \bar{m}_a \\ \bar{m}_b \\ \bar{m}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \quad (3-40)$$

式中 d_a , d_b , d_c ——GSC 三相系统 IGBT 开关占空比;

$\bar{m}_a$, $\bar{m}_b$, $\bar{m}_c$ ——PWM 生成的 GSC 调制信号。

将式(3-8)、式(3-9)代入式(3-40)可得开关函数的复向量模型:

$$\begin{bmatrix} d_p \\ d_n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} m_f \begin{bmatrix} \bar{m}_p \\ \bar{m}_n \end{bmatrix} \quad (3-41)$$

式中 $d_p = d_\alpha + jd_\beta$ —— GSC 开关占空比静止坐标系下正向旋转的复向量;
 $d_n = d_\alpha - jd_\beta$ —— GSC 开关占空比静止坐标系下反向旋转的复向量;
 $\bar{m}_p = \bar{m}_\alpha + j\bar{m}_\beta$ —— GSC 调制信号静止坐标系下正向旋转的复向量;
 $\bar{m}_n = \bar{m}_\alpha - j\bar{m}_\beta$ —— GSC 调制信号静止坐标系下反向旋转的复向量。

同理, 将式 (3-8)、式 (3-9) 代入式 (3-39) 可得 GSC 交流侧电压、电流的复向量表达式:

$$\rho L_f \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{m}_p \\ \bar{m}_n \end{bmatrix} \cdot K_f - \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (3-42)$$

其中:

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dq} \\ v_{dq}^* \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} d_p \\ d_n \end{bmatrix}, \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (3-43)$$

上式中, $v_{dq} = v_d + jv_q$ 为 dq 坐标系下正向旋转的电压复向量; “*” 表示复向量的共轭, 根据图 3-3 可知 GSC 直流侧电压、电流的关系为:

$$v_{dc} = Z_{dc}(\rho) i_{dc} = \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) (d_p i_n + d_n i_p) \quad (3-44)$$

且有:

$$i_{dc} = \frac{d_p + d_n}{2} \cdot \frac{i_p + i_n}{2} + \frac{d_p - d_n}{2j} \cdot \frac{i_p - i_n}{2j} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_p & d_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_n \\ i_p \end{bmatrix} = \frac{1}{2} (d_p i_n + d_n i_p) \quad (3-45)$$

将式 (3-41) 带入式 (3-42), 并对等式左右两边求偏导得到扰动下 GSC 交流侧电压、电流的复向量表达式:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_p \\ \tilde{v}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{d}_p \\ \tilde{d}_n \end{bmatrix} V_{dc0} + \begin{bmatrix} D_{p0} \\ D_{n0} \end{bmatrix} \tilde{v}_{dc} - \rho L_f \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_n \end{bmatrix} \quad (3-46)$$

式中 $\tilde{d}_p$ 、 $\tilde{d}_n$ —— 静止坐标系下 GSC 开关占空比扰动响应的复向量;

$\tilde{v}_p$ 、 $\tilde{v}_n$ —— 静止坐标系下网侧电压扰动分量的复向量;

$\tilde{i}_p$ 、 $\tilde{i}_n$ —— 静止坐标系下网侧电流扰动分量的复向量。

且有 $D_{p0} = D_{\alpha 0} + jD_{\beta 0}$ 和 $D_{n0} = D_{\alpha 0} - jD_{\beta 0}$ 为静止坐标系下 GSC 开关占空比的稳态初始值, 且有 $V_{dc0} \cdot D_{\alpha 0} = V_{\alpha 0}$; $V_{dc0} \cdot D_{\beta 0} = V_{\beta 0}$; 设 $V_{c0} = V_{\alpha 0} + jV_{\beta 0} = \omega_1 L_f i_{p0} + v_{p0}$ 表示网侧滤波电容对地电压的稳态初始值, $V_{\alpha 0}$ 表示 V_{c0} 在 α 轴上的投影, $V_{\beta 0}$ 表示 V_{c0} 在 β 轴上的投影; 另外, $K_v(\rho) = 1/(1 + \rho T_v)$ 表示电压采样滤波器的时域传递函数, T_v 的选值会影响

控制系统的稳定性能, 当 T_v 的选值过大时, 系统的动态响应速度会变慢; 当 T_v 的选值过小时, 电压波动值较大, 会影响系统的稳定性, 工程常用值一般为 0.08~0.2。

GSC 一般采用基于 dq 旋转坐标系的闭环控制策略, 根据式 (3-8) 将 $\tilde{d}_p$ 、 $\tilde{d}_n$ 转换到 dq 坐标系下:

$$\begin{bmatrix} \tilde{d}_p \\ \tilde{d}_n \end{bmatrix} = K_f \gamma \mathbf{P} \begin{bmatrix} \Delta \bar{m}_d \\ \Delta \bar{m}_q \end{bmatrix} = K_f \gamma \mathbf{P} \left(\begin{bmatrix} G_i(\rho) & K_i \\ -K_i & G_i(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{dref} \\ \tilde{i}_{qref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \right) + K_v(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \quad (3-47)$$

式中 γ —— 指数形式的旋转因子矩阵 $\text{diag}[e^{j\theta_1}, e^{j\theta_1}]$;

$\mathbf{P}$ —— 系数矩阵。

且有 $K_f = m_f/2$, 表示 GSC 调制增益系数; $G_i(\rho) = k_{pi} + k_{ii}/\rho$ 表示 GSC 电流内环控制器的时域传递函数, k_{pi} 和 k_{ii} 分别表示 PI 控制器的增益系数和积分常数; $K_i = -\omega L_f$ 表示耦合项系数; $\tilde{i}_{dref}$ 和 $\tilde{i}_{qref}$ 分别表示 GSC 内环控制器 d 轴和 q 轴电流参考值的扰动分量。根据图 3-3 的 PMSG 控制结构可知, i_{dref} 和 i_{qref} 分别由直流电压和无功功率经外环控制器产生, 且实际工程中 i_{qref} 通常设为 0, 以确保 PMSG 的功率因数接近于 1。所以 d 轴和 q 轴控制不是完全对称的, 这会导致一定程度上的动态耦合特性, 从而加剧系统的频率耦合现象。设 $G_{dvc}(\rho) = k_{pdvc} + k_{idvc}/\rho$ 为 GSC 直流电压控制器的时域传递函数, 其与内环控制器 d 轴电流参考值 i_{dref} 的关系可以表示为:

$$i_{dref} = -G_{dvc}(\rho) v_{dc} \quad (3-48)$$

对上式进行小信号线性化可得:

$$\tilde{i}_{dref} = -G_{dvc}(\rho) \tilde{v}_{dc} \quad (3-49)$$

且有 GSC 内环控制器 q 轴电流参考值的扰动分量 $\tilde{i}_{qref} = 0$ 。将 $\tilde{i}_{dref}$ 和 $\tilde{i}_{qref}$ 用共轭基向量转到复平面静止坐标系中:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{dref} \\ \tilde{i}_{qref} \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \gamma^{-1} \begin{bmatrix} -G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ -G_{dvc}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \tilde{v}_{dc} \quad (3-50)$$

根据谐波平衡理论^[107], 当系统电压发生小扰动时, PLL 产生的相角 θ 除了包含稳态相角 θ_1 , 还会叠加一个偏差量 $\tilde{\theta}$, 即: $\theta = \theta_1 + \tilde{\theta}$ 。由锁相环的动态特性和传递函数方程可知^[108], $\tilde{\theta}$ 是关于 q 轴电压扰动 $\tilde{v}_q$ 的函数, 其表达式为:

$$\tilde{\theta} = \frac{H_{PLL}(\rho) \tilde{v}_q}{1 + v_{d0} H_{PLL}(\rho)} = T_{PLL}(\rho) \tilde{v}_q \quad (3-51)$$

其中:

$$H_{PLL}(\rho) = \frac{1}{\rho} \left(k_{pi} + \frac{k_{ii}}{\rho} \right) \quad (3-52)$$

式中 k_{pi} —— 锁相环 PI 控制器的增益系数;

k_{il} ——锁相环 PI 控制器的积分常数。

通过前文分析可知, q 轴电压扰动 $\tilde{v}_q$ 可以用共轭基向量 $\tilde{\mathbf{v}}_p$ 和 $\tilde{\mathbf{v}}_n$ 表示:

$$\begin{cases} \tilde{v}_d + j\tilde{v}_q = e^{-j\theta} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{v}_d - j\tilde{v}_q = e^{j\theta} \tilde{\mathbf{v}}_n \end{cases} \quad (3-53)$$

将式 (3-53) 和式 (3-52) 代入式 (3-51) 可得:

$$\tilde{\theta} = \frac{T_{PLL}(\rho)}{2j} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & -e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \quad (3-54)$$

由上述分析可知, 当 PMSG 并网交流侧电压发生小扰动时, 控制器的输出信号中不仅包含相应的电压、电流谐波分量, 还存在由于非线性变换产生的相角偏移。此时, GSC 控制器的 d 轴和 q 轴瞬时电压、电流同时包含稳态分量和扰动分量, 表示为:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d0} \\ v_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \quad (3-55)$$

式中 i_{d0} 、 i_{q0} ——GSC 控制器 d 轴和 q 轴电流稳态分量;

$\tilde{i}_d$ 、 $\tilde{i}_q$ ——GSC 控制器 d 轴和 q 轴电流扰动分量;

v_{d0} 、 v_{q0} ——GSC 控制器 d 轴和 q 轴电压稳态分量;

$\tilde{v}_d$ 、 $\tilde{v}_q$ ——GSC 控制器 d 轴和 q 轴电压扰动分量。

利用共轭基向量 $\tilde{\mathbf{i}}_p$ 和 $\tilde{\mathbf{i}}_n$ 将式 (3-55) 映射到复平面静止坐标系中:

$$\mathbf{P} \left(\begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} e^{-j(\theta_1 + \tilde{\theta})} & 0 \\ 0 & e^{j(\theta_1 + \tilde{\theta})} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} i_{p0} \\ i_{n0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_n \end{bmatrix} \right) \quad (3-56)$$

其中, $i_{p0} = I_{\alpha 0} + jI_{\beta 0}$; $i_{n0} = I_{\alpha 0} - jI_{\beta 0}$; 由于 $\lim_{\tilde{\theta} \rightarrow 0} e^{j\tilde{\theta}} \approx (1 - j\tilde{\theta})$, 则式 (3-56) 可以化简为:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \gamma^{-1} \left(\begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_n \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} i_{p0} \\ -i_{n0} \end{bmatrix} \tilde{\theta} \right) \quad (3-57)$$

同理, 可得 GSC 控制器电压扰动分量的复向量:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \gamma^{-1} \left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} v_{p0} \\ -v_{n0} \end{bmatrix} \tilde{\theta} \right) \quad (3-58)$$

其中, $v_{p0} = V_{\alpha 0} + jV_{\beta 0}$; $v_{n0} = V_{\alpha 0} - jV_{\beta 0}$; 将式 (3-50)、式 (3-57) 和式 (3-58) 带入式 (3-47) 可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_p \\ \tilde{\mathbf{d}}_n \end{bmatrix} &= K_f \gamma \begin{bmatrix} G_i(\rho) - jK_l & 0 \\ 0 & G_i(\rho) + jK_l \end{bmatrix} \gamma^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} -G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ -G_{dvc}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{dc} - \right. \\ &\left. \left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{p0} \\ -\mathbf{i}_{n0} \end{bmatrix} \tilde{\theta} \right) \right\} + K_f \gamma K_v(\rho) \gamma^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p0} \\ -\mathbf{v}_{n0} \end{bmatrix} \tilde{\theta} \right) \end{aligned} \quad (3-59)$$

将式 (3-51) 带入上式并化简可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_p \\ \tilde{\mathbf{d}}_n \end{bmatrix} &= \mathbf{G}_i(\rho) \left(\begin{bmatrix} -G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ -G_{dvc}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{dc} - \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \gamma T_{PLL}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{p0} e^{-j\theta_1} & -\mathbf{i}_{p0} e^{j\theta_1} \\ -\mathbf{i}_{n0} e^{-j\theta_1} & \mathbf{i}_{n0} e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \right) + \\ K_f \begin{bmatrix} K_v(\rho - j\omega_1) & 0 \\ 0 & K_v(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \gamma T_{PLL}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p0} e^{-j\theta_1} & -\mathbf{v}_{p0} e^{j\theta_1} \\ -\mathbf{v}_{n0} e^{-j\theta_1} & \mathbf{v}_{n0} e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3-60)$$

其中:

$$\mathbf{G}_i(\rho) = K_f \begin{bmatrix} G_i(\rho - j\omega_1) - jK_l & 0 \\ 0 & G_i(\rho + j\omega_1) + jK_l \end{bmatrix} \quad (3-61)$$

将式 (3-60) 带入式 (3-46) 得到:

$$\begin{aligned} V_{dc0} \mathbf{G}_c(\rho) \tilde{\mathbf{v}}_{dc} - V_{dc0} \mathbf{G}_i(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} + V_{dc0} \mathbf{G}_{iPLL}(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} + V_{dc0} \mathbf{G}_v(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \\ - V_{dc0} \mathbf{G}_{vPLL}(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{p0} \\ \mathbf{D}_{n0} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{dc} - \rho L_f \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-62)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_c(\rho) &= K_f \begin{bmatrix} -(G_i(\rho - j\omega_1) - jK_l) G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ -(G_i(\rho + j\omega_1) + jK_l) G_{dvc}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{iPLL}(\rho) &= \frac{1}{2} \mathbf{G}_i(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) & -e^{j2\theta_1} \mathbf{i}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) \\ -e^{-j2\theta_1} \mathbf{i}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) & \mathbf{i}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_v(\rho) &= K_f \begin{bmatrix} K_v(\rho - j\omega_1) & 0 \\ 0 & K_v(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{vPLL}(\rho) &= \frac{1}{2} \mathbf{G}_v(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) & -e^{j2\theta_1} \mathbf{v}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) \\ -e^{-j2\theta_1} \mathbf{v}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) & \mathbf{v}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-63)$$

对式 (3-62) 化简并合并同类项可得:

$$\begin{aligned} (V_{dc0} \mathbf{G}_i(\rho) + \rho L_f) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} &= \mathbf{G}_{dc}(\rho) \tilde{\mathbf{v}}_{dc} + \\ (V_{dc0} \mathbf{G}_v(\rho) - V_{dc0} \mathbf{G}_{vPLL}(\rho) + V_{dc0} \mathbf{G}_{iPLL}(\rho) - \mathbf{I}) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-64)$$

其中:

$$\mathbf{G}_{dc}(\rho) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{p0} - K_f V_{dc0} (G_i(\rho - j\omega_1) - jK_l) G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ \mathbf{D}_{n0} - K_f V_{dc0} (G_i(\rho + j\omega_1) + jK_l) G_{dvc}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix}, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix} \quad (3-65)$$

将式 (3-44) 小信号线性化可得:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dc} = \mathbf{G}_1(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_p \\ \tilde{\mathbf{d}}_n \end{bmatrix} + \mathbf{G}_2(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} \quad (3-66)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_1(\rho) &= \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{n0} & \mathbf{D}_{p0} \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_2(\rho) &= \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{n0} & \mathbf{i}_{p0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-67)$$

$Z_{dc}(\rho)$ 为 3.3.1 节中利用复向量对 MSC 控制器小信号线性化建模得到的等效直流侧阻抗。将式 (3-66) 整理可得:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dc} = \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{n0} & \mathbf{D}_{p0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} + \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{n0} & \mathbf{i}_{p0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_p \\ \tilde{\mathbf{d}}_n \end{bmatrix} \quad (3-68)$$

最后将式 (3-68) 代入式 (3-64) 可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_p \\ \tilde{\mathbf{d}}_n \end{bmatrix} &= \mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_1(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} + \mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_2(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_p \\ \tilde{\mathbf{d}}_n \end{bmatrix} - \mathbf{G}_i(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} + \\ &\mathbf{G}_{iPLL}(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} + \mathbf{G}_v(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} - \mathbf{G}_{vPLL}(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-69)$$

对上式化简可得:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}_p \\ \tilde{\mathbf{d}}_n \end{bmatrix} = \mathbf{X}_1(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_p \\ \tilde{\mathbf{i}}_n \end{bmatrix} + \mathbf{X}_2(\rho) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_p \\ \tilde{\mathbf{v}}_n \end{bmatrix} \quad (3-70)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1(\rho) &= (\mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_2(\rho) - \mathbf{G}_i(\rho)) (\mathbf{I} - \mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_1(\rho))^{-1} \\ \mathbf{X}_2(\rho) &= (\mathbf{G}_{iPLL}(\rho) + \mathbf{G}_v(\rho) - \mathbf{G}_{vPLL}(\rho)) (\mathbf{I} - \mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_2(\rho))^{-1} \end{aligned} \quad (3-71)$$

将式 (3-70) 和式 (3-66) 代入式 (3-64) 可得考虑机侧模型的 PMSG 交流侧阻抗 $\mathbf{Z}_{wac}$ 的详细表达式:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{wac}(\rho) &= \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{pp}(\rho) & \mathbf{Z}_{pn}(\rho) \\ \mathbf{Z}_{np}(\rho) & \mathbf{Z}_{nn}(\rho) \end{bmatrix} = \\ &\left\{ \mathbf{X}_3(\rho) - \mathbf{G}_{dc}(\rho) (\mathbf{G}_1(\rho) + \mathbf{G}_1(\rho) \mathbf{X}_1(\rho)) \right\}^{-1} \cdot \\ &(\mathbf{G}_{dc}(\rho) \mathbf{G}_1(\rho) \mathbf{X}_2(\rho) + \mathbf{X}_4(\rho)) \end{aligned} \quad (3-72)$$

其中:

$$\begin{aligned} X_3(\rho) &= V_{dc0} \mathbf{G}_i(\rho) + \rho \mathbf{L}_f \\ X_4(\rho) &= (V_{dc0} \mathbf{G}_v(\rho) - V_{dc0} \mathbf{G}_{vPLL}(\rho) + V_{dc0} \mathbf{G}_{iPLL}(\rho) - \mathbf{I}) \end{aligned} \quad (3-73)$$

从上式可以看出, $\mathbf{Z}_{wac}$ 为二维满阵, 即 PMSG 并网点电流、电压的正、负序分量具有耦合特性, 这是由于锁相环, 直流电压控制器等 d 轴, q 轴不平衡控制结构导致的。通过分析 PMSG 交流侧等效阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_{wac}$ 的非对角元素可知, 正、反向旋转的电压、电流周期分量的动态交互作用会在系统中耦合生成 2 种旋转方向相反的谐波扰动分量。且当 PMSG 并网逆变器 d 轴和 q 轴反馈回路的控制参数整定值相同, 或者采用一些改进的 PLL 时, 可以降低系统中耦合分量的幅值。除此之外, 由式 (3-62) 和式 (3-72) 分析可知, 交流侧小信号电压谐波会引起 PWM 调制信号的畸变, 从而在交流侧电流和直流侧电压中衍生相应的谐波分量, 这些扰动量会跟直流电压相互耦合, 产生正向和反向旋转的周期分量, 它们之间的相对角速度为 $2\omega_1$ 。因此, 通过图 3-4 可以表征 PMSG 并网逆变器交流侧和直流侧电压的动态交互特性。

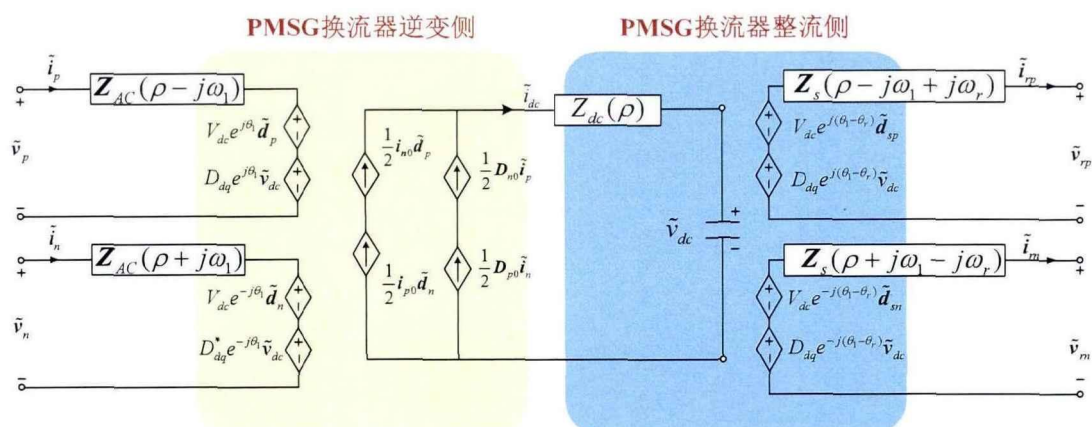


图 3-4 PMSG 网侧和机侧电压、电流交互特性

Fig.3-4 Interactive characteristics of voltage and current at grid side and generator side of PMSG

综上所述, 本节基于共轭基向量推导了 PMSG 交流侧等效阻抗模型, 并结合 3.3.1 节推导的 MSC 侧折合到交流侧的等效阻抗模型, 提出了基于复平面的 PMSG 时域阻抗精细化建模方法, 从解析建模过程中可以发现, 所提方法避免了 Park 变换的线性化过程和频域卷积计算, 较大程度的降低了解析建模的复杂程度。同时, 所提方法基于时域推导, 解析分析了线性化过程中不同周期分量的物理意义, 并挖掘其对应的频域特性。因此, 建模时涉及的非基频周期分量在频域中都有实际物理意义, 有着严格的对应关系。另外, 该方法还能用于分析 PMSG 并网逆变器交直流侧电压动态交互特性。

3.3.3 PMSG 精细化阻抗模型的频域特性及其优势

本小节分析了所提 PMSG 时域阻抗模型在频域中的映射,验证了其根据谐波线性化方法推导的频域序阻抗模型的一致性,并阐述了其优势。

首先对所提时域小信号阻抗模型进行频域特性分析。将式 (3-72) 中的时域传递函数进行拉普拉斯变换得到 PMSG 等效交流侧阻抗的频域表达式:

$$\mathbf{Z}_{wac}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{pp}(s) & \mathbf{Z}_{pn}(s) \\ \mathbf{Z}_{np}(s) & \mathbf{Z}_{nn}(s) \end{bmatrix} = \left\{ \mathbf{X}_3(s) - \mathbf{G}_{dc}(s)(\mathbf{G}_1(s) + \mathbf{G}_1(s)\mathbf{X}_1(s)) \right\}^{-1} \cdot (\mathbf{G}_{dc}(s)\mathbf{G}_1(s)\mathbf{X}_2(s) + \mathbf{X}_4(s)) \quad (3-74)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1(s) &= (\mathbf{G}_c(s)\mathbf{G}_2(s) - \mathbf{G}_i(s))(I - \mathbf{G}_c(s)\mathbf{G}_1(s))^{-1} \\ \mathbf{X}_2(s) &= (\mathbf{G}_{iPLL}(s) + \mathbf{G}_v(s) - \mathbf{G}_{vPLL}(s))(I - \mathbf{G}_c(s)\mathbf{G}_2(s))^{-1} \\ \mathbf{X}_3(s) &= V_{dc0}\mathbf{G}_i(s) + s\mathbf{L}_f \\ \mathbf{X}_4(s) &= (V_{dc0}\mathbf{G}_v(s) - V_{dc0}\mathbf{G}_{vPLL}(s) + V_{dc0}\mathbf{G}_{iPLL}(s) - I) \end{aligned} \quad (3-75)$$

且有:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_c(s) &= K_f \begin{bmatrix} -(G_i(s - j\omega_1) - jK_l)G_{dvc}(s - j\omega_1) \\ -(G_i(s + j\omega_1) + jK_l)G_{dvc}(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{iPLL}(s) &= \frac{1}{2}K_f \begin{bmatrix} i_{dq0}(G_i(s - j\omega_1) - jK_l)T_{PLL}(s - j\omega_1) \\ e^{-2\varphi_1}i_{dq0}^*(G_i(s - j\omega_1) + jK_l)T_{PLL}(s - j\omega_1) \\ -e^{2\varphi_1}i_{dq0}(G_i(s + j\omega_1) - jK_l)T_{PLL}(s + j\omega_1) \\ -i_{dq0}^*(G_i(s + j\omega_1) + jK_l)T_{PLL}(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_v(s) &= K_f \begin{bmatrix} K_v(s - j\omega_1) & 0 \\ 0 & K_v(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{vPLL}(s) &= \frac{1}{2}\mathbf{G}_v(s) \begin{bmatrix} v_{dq0}T_{PLL}(\rho - j\omega_1) & -e^{2\varphi_1}v_{dq0}T_{PLL}(s + j\omega_1) \\ e^{-2\varphi_1}v_{dq0}^*T_{PLL}(s - j\omega_1) & -v_{dq0}^*T_{PLL}(s + j\omega_1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-76)$$

$$\mathbf{G}_{dc}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{p0} - K_f V_{dc0} (G_i(s - j\omega_1) - jK_I) G_{dvc}(s - j\omega_1) \\ \mathbf{D}_{n0} - K_f V_{dc0} (G_i(s + j\omega_1) + jK_I) G_{dvc}(s + j\omega_1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_1(s) = \frac{1}{2} Z_{dc}(s) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{n0} & \mathbf{D}_{p0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_2(s) = \frac{1}{2} Z_{dc}(s) \begin{bmatrix} i_{n0} & i_{p0} \end{bmatrix}$$

式中 $s = \sigma + j\omega_p$ —— 拉普拉斯算子;

ω_1 —— 基频角速度;

φ_1 —— 基频电压的初始相移。

对比式 (3-72) 和式 (3-76) 可以得出以下结论: d 轴和 q 轴的不平衡控制会导致系统在发生扰动时, 除了产生跟扰动分量相同频率的响应分量外, 还会产生另一个不同频率的耦合分量, 该分量在时域中表现为旋转方向相反的周期矢量, 在频域中表现为 $\omega_p - 2\omega_1$ 的频移及 $\pm 2\varphi_1$ 的相角偏差。值得注意的是, 式 (3-63) 中的矩阵 $\mathbf{G}_{iPLL}(\rho)$ 和 $\mathbf{G}_{vPLL}(\rho)$ 的非对角元素含有指数旋转因子 $e^{j2\theta}$ 和 $e^{-j2\theta}$, 表示由于 PLL 只有 q 轴的输出导致 PMSG 并网逆变器耦合产生正向和反向旋转的周期矢量, 它们在频域中表现为频率为 f_p 的正序分量和 $f_p - 2f_1$ 的负序分量。

观察式 (3-63) 和式 (3-74) 可知, 假如系统电压存在频率为 f_p 的正序扰动分量时, 直流侧电压响应的谐波频率为 f_{dq} , 它们之间的关系可以表示为: $f_p - f_{dq} = f_1$, 其中 f_1 表示基频频率。同理, 直流侧电压谐波响应频率 f_{dq} 和频率为 f_n 的负序扰动分量之间的关系可以表示为 $f_n + f_1 = f_{dq}$ 。除此之外, 式 (3-76) 中正向和反向旋转的复向量在频域中的频率差为 $2f_1$, 这在时域中表现为: 正、反向旋转的周期分量相角差为 2θ 。结合上述分析, PMSG 并网逆变器的直流电压与交流电流受扰动产生的非基频分量在不同的坐标系中, 满足表 3-1 所示的频率关系。

表 3-1 直流电压与交流电流扰动响应分量频率关系

Tab.3-1 Frequency relationship of DC voltage and AC current disturbance response component

扰动 (输入 $\bar{v}$)		耦合分量 (输出 $\bar{v}_{dc}$ 和 $\bar{i}$)			
		dq 旋转坐标系		静止坐标系	
频率	相序	频率	方向	频率	相序
f_p	正	$f_p - f_1 (f_p > f_1)$	正	$f_p - 2f_1 (f_p > 2f_1)$	负
		$f_1 - f_p (f_p < f_1)$	反	$2f_1 - f_p (f_p < 2f_1)$	正
f_n	负	$f_n + f_1$	正	$f_n + 2f_1$	正

另外, 根据文献[109]的研究内容可以建立 dq 坐标系下 PMSG 的阻抗矩阵:

$$\begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{dd}(s) & Z_{dq}(s) \\ Z_{qd}(s) & Z_{qq}(s) \end{bmatrix}}_{Z_{dq}} = \begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix} \quad (3-77)$$

根据本章第一节内容, 可以将 dq 坐标系下阻抗矩阵拓展至复平面, 变换方法如式 (3-78) 所示:

$$\begin{aligned} Z_{cdq}(s) &= A Z_{dq}(s) A^{-1} = \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} Z_{dd}(s) + Z_{qq}(s) + j(Z_{qd}(s) - Z_{dq}(s)) & Z_{dd}(s) - Z_{qq}(s) - j(Z_{qd}(s) + Z_{dq}(s)) \\ Z_{dd}(s) - Z_{qq}(s) - j(Z_{qd}(s) + Z_{dq}(s)) & Z_{dd}(s) + Z_{qq}(s) - j(Z_{qd}(s) - Z_{dq}(s)) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-78)$$

其中 A 为变换矩阵, 表达式为:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3-79)$$

把式 (3-9) 代入式 (3-74) 可以将静止坐标系下 PMSG 交流侧等效阻抗 Z_{wac} 变换到 dq 坐标系下:

$$\begin{aligned} e^{j\theta} \tilde{V}_p(s) &= Z_+(s) e^{j\theta} \tilde{I}_p(s) + Z_-(s) e^{-j\theta} \tilde{I}_n(s) \\ e^{-j\theta} \tilde{V}_n(s) &= Z_-^*(s) e^{j\theta} \tilde{I}_p(s) + Z_+^*(s) e^{-j\theta} \tilde{I}_n(s) \end{aligned} \quad (3-80)$$

上式可以改写为:

$$\begin{aligned} \begin{cases} \tilde{V}_{dq}(s) = Z_{+,dq}(s + j\omega_1) \tilde{I}_{dq}(s) + Z_{-,dq}(s - j\omega_1) \tilde{I}_{dq}^*(s) \\ \tilde{V}_{dq}^*(s) = Z_{-,dq}^*(s + j\omega_1) e^{j\theta} \tilde{I}_{dq}(s) + Z_{+,dq}^*(s - j\omega_1) \tilde{I}_{dq}^*(s) \end{cases} \\ s = j\omega_{dq}, \quad \begin{cases} \omega_p - \omega_1 = \omega_{dq} \\ \omega_n + \omega_1 = \omega_{dq} \end{cases} \end{aligned} \quad (3-81)$$

其中:

$$\begin{aligned} Z_{+,dq}(s) &= \frac{Z_{dd}(s) + Z_{qq}(s)}{2} + j \frac{Z_{qd}(s) - Z_{dq}(s)}{2} \\ Z_{-,dq}(s) &= \frac{Z_{dd}(s) - Z_{qq}(s)}{2} + j \frac{Z_{qd}(s) + Z_{dq}(s)}{2} \end{aligned} \quad (3-82)$$

对比式 (3-78) 和式 (3-82) 发现其阻抗表达式相同, 可以证明采用本文推导的阻抗建模方法与基于 dq 坐标系的阻抗建模方法获得的结果具有一致性。同时, 将所提方法与文献[110]的阻抗建模方法进行对比分析, 也可以得到相同的结论, 但是所提方法在建模过程中的物理意义更加明确, 且推导过程更加简单。

综上所述,本章基于复平面的一组二维基向量推导了 PMSG 全频域精细化阻抗模型;与先前研究所提出的 dq 坐标系阻抗建模和传统序阻抗建模方法相比具有以下优势:

1) 该方法利用复向量结合周期扰动分量的物理意义推导了 PMSG 并网逆变器的时域小信号模型,并灵活应用指数旋转因子和时域传递函数等效表征锁相环,电流内环控制等非线性结构的动态特性,从而避免了静止坐标系到 dq 旋转坐标系的非线性变换及其反变换,很大程度的提高了理论分析效率。

2) 采用所提方法分析 PMSG 并网系统的频域特性时仅需要根据拉氏变换作一次相应的频移,避免了频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移以及不同频率扰动分量的卷积运算,能够更加清晰的表现换流器交流侧扰动响应分量的频率耦合特性。

3) 传统正负序阻抗建模和 dq 坐标系阻抗建模在线性化过程中都是基于 dq 坐标系,其基频电压分量在 dq 坐标系下表现为直流分量,为了简化计算过程,上述方法在建模时都将基频分量当常数处理,所以基频电压初始相角量往往被忽略。本章所提方法基于时域推导,解析分析了线性化过程中不同周期分量的物理意义。因此在解析建模和频域分析时发现初始电压相角会对 PMSG 交流侧等效阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_{\text{vac}}$ 的非对角元素的相频特性有一定影响。

除此之外,不同算法的流程图如图 3-5 所示,其特性对比如表 3-2 所示,结合图、表可以看出,本章所提算法的显著优势为:

- 1) 不用进行非线性变换,能够大幅提高计算效率;
- 2) 基于时域推导,能够明确阐释不同周期分量的物理意义,为后续分析多频率耦合特性和大规模风场并网的动态稳定性研究奠定基础。

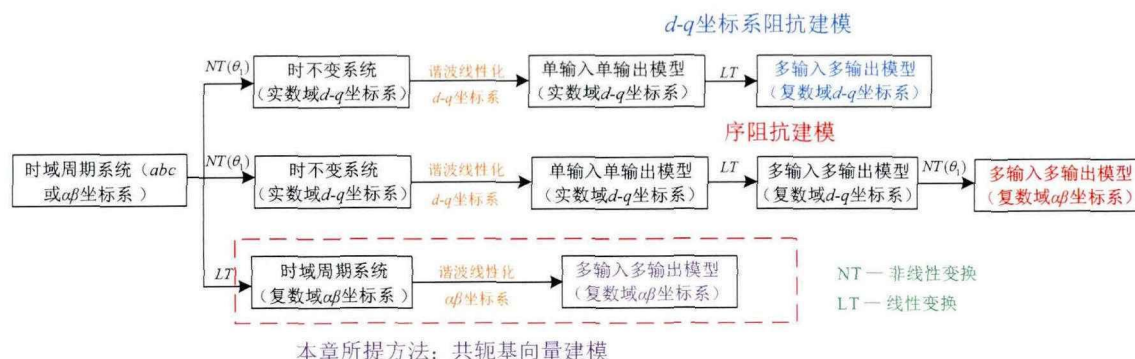


图 3-5 不同阻抗建模方法流程图

Fig.3-5 Flow chart of different impedance modeling methods

表 3-2 各阻抗建模方法特性对比分析

Tab.3-2 Comparative analysis of characteristics on different impedance modeling methods				
对比特性	广义阻抗	dq 坐标系阻抗	正负序阻抗	所提方法
坐标系	极坐标系	dq 坐标系	静止坐标系	复平面静止坐标系
振荡物理意义	互联系统广义 阻抗串联谐振	-	互联系统正负序 网络串联谐振	互联系统复数域阻 抗串联谐振
计算量对比	$LT+NT(\theta)+$ SYM	$LT+NT(\theta)+$ SYM	$LT+2NT(\theta)$	LT
是否对称	√	×	√	√
频域-时域是否 严格对应	√	-	×	√

$NT(\theta)$: 非线性变换; LT : 线性化; SYM : 对称化

3.4 算例分析

本节通过仿真验证了所提解析模型的有效性和准确性，并利用所提方法分析了 PMSG 机侧和网侧参数对 PMSG 简化模型（忽略机侧，PMSG 化简为受控电流源并联 VSC 逆变器模型）和全阶模型相似度的影响。另外，通过解析模型和仿真结果对比，研究 PMSG 并网逆变器的频率耦合特性及基频电压初始相角对耦合分量幅相特性的影响。

3.4.1 基于复向量的 PMSG 阻抗建模方法准确性评估

仿真所用 PMSG 详细模型结构如图 3-3 所示，仿真参数如表 3-3 所示。鉴于所提方法的推导过程是以复数域的一组二维基向量为基础，因此单一的扰动源无法准确表征 PMSG 全阶系统的扰动响应。本节的仿真工作需要两个扰动源（电流源或电压源，电压源为串行接入，电流源为并行接入），本节采用电流源作为扰动源，如图 3-6 所示。仿真过程中，第一个扰动源的实现方法为：在 PCC 点的 α 轴和 β 轴注入频率为 ω 的电流扰动信号， β 轴电流信号滞后于 α 轴 90° ，测得电压信号 $V_\alpha(s)$ 、 $V_\beta(s)$ ，则 V_p 表示为： $V_\alpha(s)+jV_\beta(s)$ 。第二个扰动源实现方法为：在 PCC 点的 α 轴和 β 轴注入频率为 $\omega-2\omega_1$ 的电流扰动信号， β 轴电流信号超前 α 轴 90° ，测得电压信号 $V_\alpha(s-j2\omega_1)$ 、 $V_\beta(s-j2\omega_1)$ ，则 V_n 表示为： $V_\alpha(s-j2\omega_1)+jV_\beta(s-j2\omega_1)$ ，根据电流、电压的谐波响应分量即可计算获得 PMSG 全频域等效阻抗的幅值和相角。另外，谐波源的幅值设定为 $0.05(p.u.)$ ，满足小扰动的条件；谐波源的频率输出范围为： $1\sim1000\text{Hz}$ 。由于 PMSG 并网交流侧配有 LCL 滤波器，系统高频谐振的风险很小，所以本节主要研究 PMSG 机组的中低频阻抗特性，谐波源频率间隔设置方法如下：当频率低于

50Hz 时，扰动源频率的增量设置为 1Hz；当频率在 50-100Hz 范围内时，其间隔为 2Hz；当频率为 100-400Hz 范围内时，扰动源频率增量设置为 10Hz，当频率大于 400Hz 时，增量间隔为 50Hz；

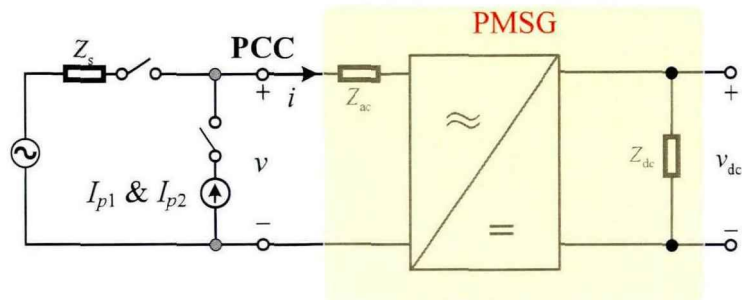


图 3-6 谐波注入方法

Fig.3-6 Harmonic injection method of scanning frequency

PMSG 风电机组交流侧等效阻抗的解析模型和仿真结果对比如图 3-7 所示，图中，蓝色实线为考虑 PMSG 机侧的理论计算值，红色虚线为仿真扫频结果，可以看出，理论值和测量值高度吻合，该结论验证了 PMSG 交流侧等效阻抗解析建模方法的有效性和准确性。

表 3-3 永磁直驱同步发电机参数
Tab.3-3 The parameters of the PMSG

型号：2.0MW,690V,9.75Hz（隐极机）			
额定转速	22.5r/min	额定功率	2.0MW
极对数	26	额定视在功率	2.2419MVA
额定机械转矩	848.826kN·m	额定线电压	690V(RMS)
额定转子磁链	5.2864Wb(RMS)	额定相电压	398.4V(RMS)
定子绕组电阻	0.821Ω	额定定子电流	1867.76A(RMS)
d 轴同步电感 L_d	1.5731mH	额定功率因数	0.9221
q 轴同步电感 L_q	1.5731mH	线路电阻	0.411mΩ
额定定子频率	9.75Hz	LC 滤波器电感	3.4666mH
磁链基值	6.5029 Wb	LC 滤波器电容	76865.87μF

另外，为了研究机侧及其控制特性对 PMSG 交流侧等效阻抗的影响，本节对 PMSG 完整模型（考虑发电机和机侧）和简化模型（忽略机侧部分，将发电机和机侧等效为直流电流源）分别进行仿真扫频分析，其频率特性对比结果如图 3-8 所示。图 3-8 中，蓝色的实线为考虑机侧影响的 PMSG 交流侧阻抗精细化模型，粉色虚线为采用直流电流源代替机侧的简化模型得到的交流侧等效阻抗模型。通过对比可以发现，忽略机侧的动态特性会导致 PMSG 机组的交流侧阻抗建模产生一定的误差，该误差主要集中于中低频段（小于 300Hz），这会造成系统稳定性判定结果出现偏

差以及稳定裕度的量化估计结果不准确。此外,对比结果可以看出,机侧系统对 PMSG 交流侧阻抗矩阵解耦项($\mathbf{Z}_{pp}$ 和 $\mathbf{Z}_{nn}$)幅值相角的影响大于耦合项($\mathbf{Z}_{pn}$ 和 $\mathbf{Z}_{np}$)。因为影响系统频率耦合特性的主要因素是网侧锁相环及控制参数造成的 d 、 q 轴不平衡控制特性。另外,观察图 3-8 还可以发现,在超同步频段(50~100Hz),根据简化模型和详细模型得到的 $\mathbf{Z}_{pp}$ 相频特性有明显的差异,简化模型阻抗呈感性,而全阶模型阻抗呈容性,该差异会导致在某些工况下采用简化模型进行稳定性判据时获得的结果与实际情况有较大的偏差。

除此之外,本节还分析了电网强度对风电机组并网稳定性的影响。假设比率 σ 为互联系统 PCC 点电压、电流的开环传递函数,其表达式为:

$$\sigma = \frac{\mathbf{Z}_{wac}(s)}{\mathbf{Z}_{net}(s)} \quad (3-83)$$

式中 $\mathbf{Z}_{wac}(s)$ —— 风电机组等效阻抗模型;

$\mathbf{Z}_{net}(s)$ —— 交流线路等效阻抗模型;

根据奈奎斯特判据可知,当互联系统开环传递函数穿过点 $(-1, j0)$ 的左边时,系统会出现不稳定极点(实部为正的极点),在 Bode 图中表现为 PMSG 交流侧等效阻抗幅值与电网阻抗幅值相同,其相角差超过 180° 。当机组接入 SCR=4 的交流系统中时,对简化模型和详细模型分别进行频域扫描,如图 3-9(a)所示,图中,蓝色实线为详细模型的阻抗特性,粉色虚线为简化模型的阻抗特性,红色虚线为交流电网阻抗特性。观察扫频结果可知,通过简化模型和详细模型得到 $\mathbf{Z}_{pp}(s)$ 的阻抗幅值与交流电网阻抗幅值都在 198Hz 左右相交,其相角分别为 171° 和 153° ;采用简化模型和详细模型所得 $\mathbf{Z}_{nn}(s)$ 的阻抗幅值与交流电网阻抗幅值分别在 201Hz 和 182Hz 相交,对应的相角差都为 162° ,此时利用简化模型和详细模型进行稳定性判定得出统一结论:互联系统是稳定的。

当机组接入 SCR=2.5 的交流系统中时,对不同模型和交流电网扫频得到的结果如图 3-9(b)所示,图中,通过简化模型和详细模型得到 $\mathbf{Z}_{pp}(s)$ 的阻抗幅值与交流电网阻抗幅值分别相交于 108Hz 和 91Hz,对应的相角差分别为 3.2° 和 185° ;采用简化模型和详细模型所得 $\mathbf{Z}_{nn}(s)$ 的阻抗幅值与交流电网阻抗幅值分别在 76Hz 和 67Hz 相交,对应的相角差分别为 142° 和 166° ,此时,利用简化模型得到的系统稳定性判定结果为稳定,而通过详细模型得到的系统稳定性判定结果为不稳定。

综合上述分析可知,当采用阻抗模型对 PMSG 机组与交流网络互联的系统进行稳定性分析时,充分考虑 MSC 侧机组及其控制环节能够更加如实地反映系统的小信号扰动响应特性,得到的阻抗模型也更加写实,从而能给出更加准确的稳定性判定结果,有益于系统的动态稳定性分析。

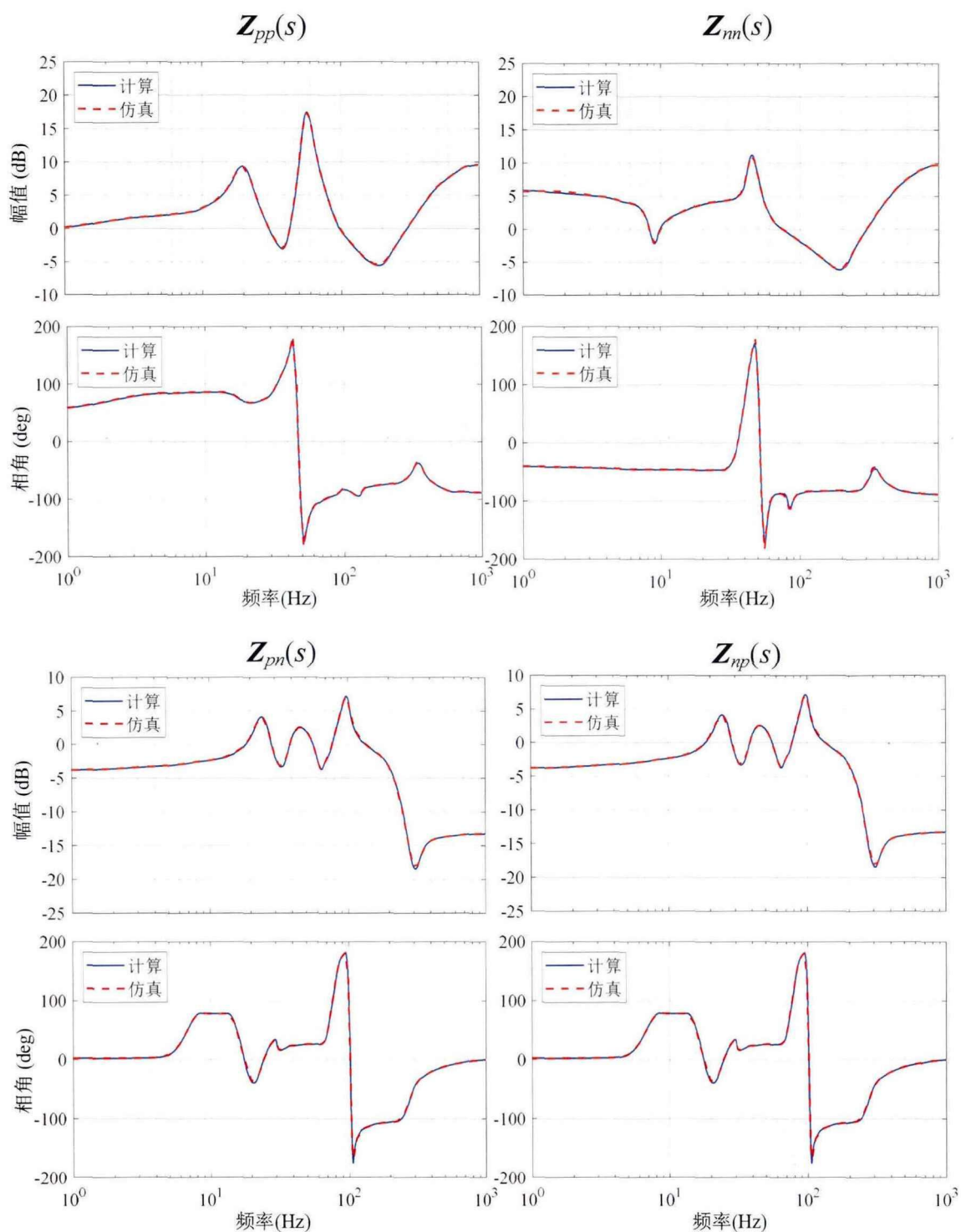


图 3-7. PMSG 交流侧等效阻抗解析模型与仿真对比结果

Fig.3-7 Comparison between analytical model of PMSG ac-side impedances and simulation results

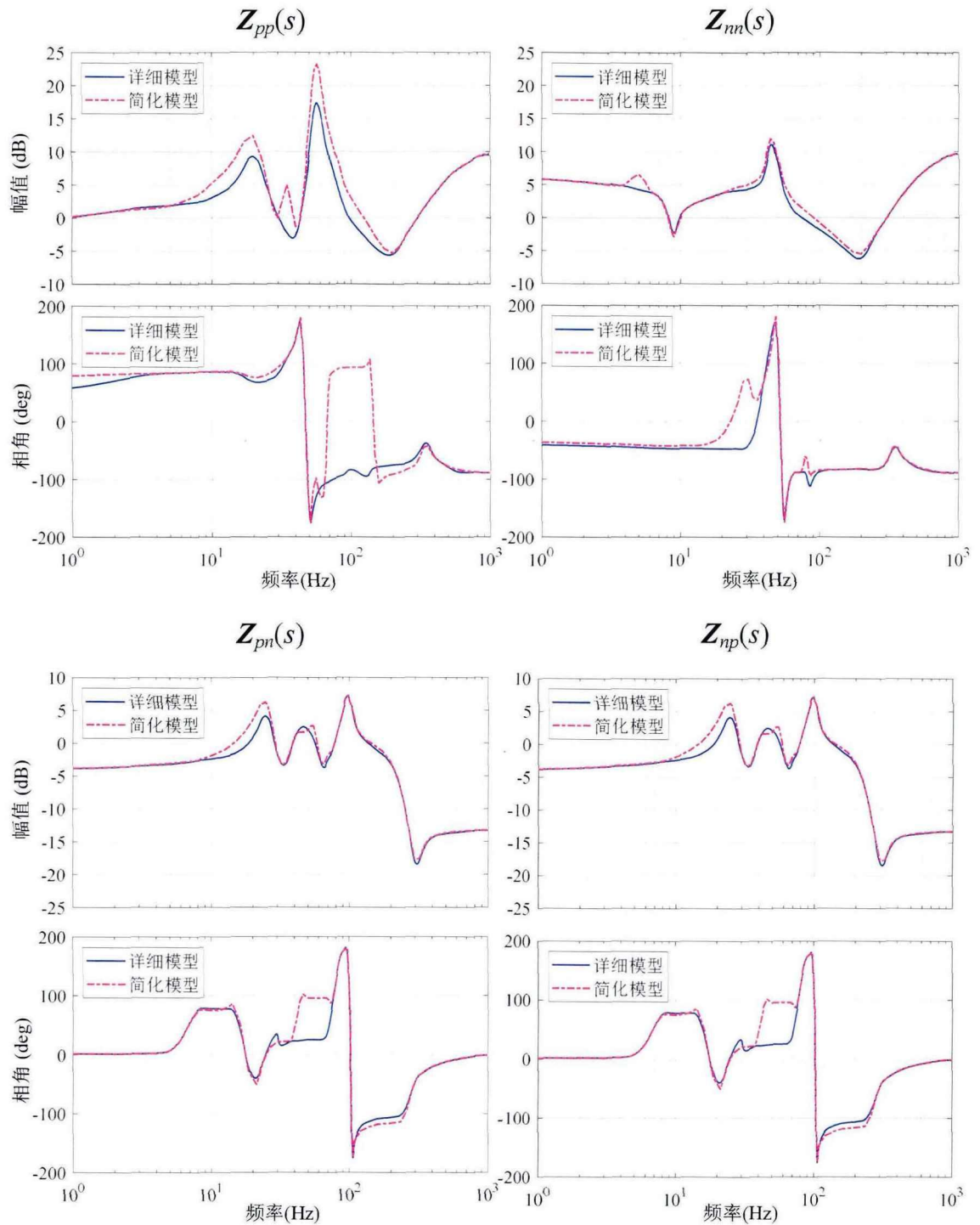
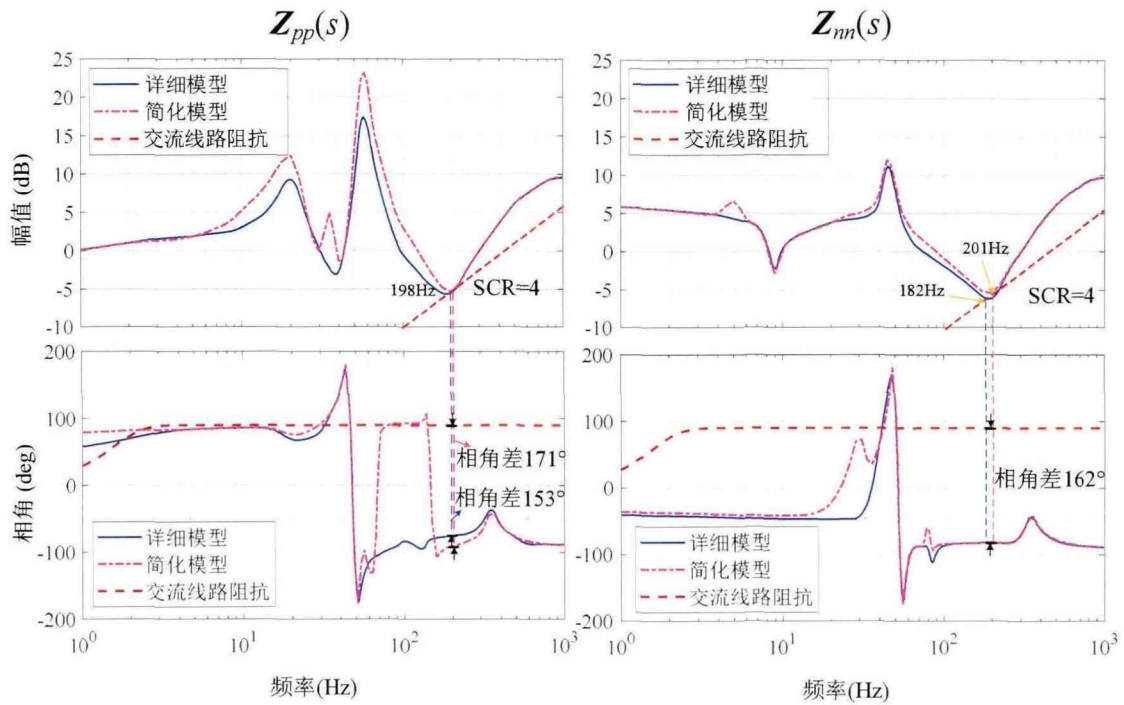
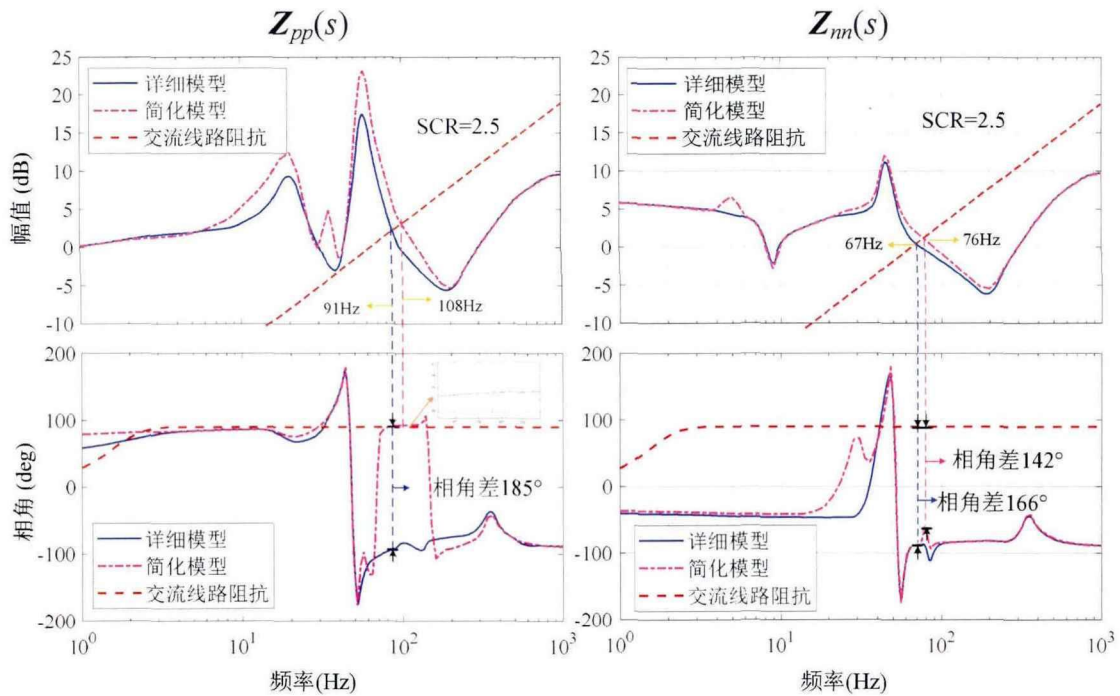


图 3-8. PMSG 交流侧等效阻抗解析模型与仿真对比结果

Fig.3-8 Comparison between complete and simplified ac-side impedances model of PMSG



(a) 交流线路短路比 SCR=4



(b) 交流线路短路比 SCR=2.5

图 3-9 采用简化模型和详细模型分析互联系统稳定性的结果对比

Fig.3-9 Comparison of the stability analysis results of the grid-connected systems by using simplified model and complete model

3.4.2 机侧和网侧耦合程度及其影响因素分析

根据 3.4.2 节分析可知，忽略机侧时的阻抗模型与考虑机侧时的阻抗模型在频段内的幅值有明显的差异。因此，为了定量分析机侧和网侧控制环节及直流电容对 PMSG 机网耦合程度的影响，定义如下指标：

$$\gamma = \left\| \frac{\mathbf{Z}_{wac_sim} - \mathbf{Z}_{wac_com}}{\mathbf{Z}_{wac_com}} \right\|_2 \quad (3-84)$$

式中 γ —— 简化模型和详细模型差异度；

$\mathbf{Z}_{wac_sim}(s)$ —— 简化模型得到的 PMSG 交流侧等效阻抗；

$\mathbf{Z}_{wac_com}(s)$ —— 详细模型得到的 PMSG 交流侧等效阻抗；

$\|\cdot\|_2$ —— 欧几里得范数。

当 γ 越大时，详细模型和简化模型得到的 PMSG 交流侧等效阻抗差异度越大，表明机网侧耦合程度越大，机侧系统的动态特性对网侧控制环节影响加大。此时，不建议将风力发电机及机侧等效为恒电流源。

(1) MSC 外环转矩控制带宽对 γ 的影响。

MSC 外环转矩控制带宽对模型差异度 γ 的影响如图 3-10 所示，图中，当转矩控制带宽增大时，简化模型与详细模型的差异度在低频段有较为明显的减小，然而在中高频段模型的差异度基本没有变化，说明转矩控制带宽在低频段对 γ 的有一定的影响。

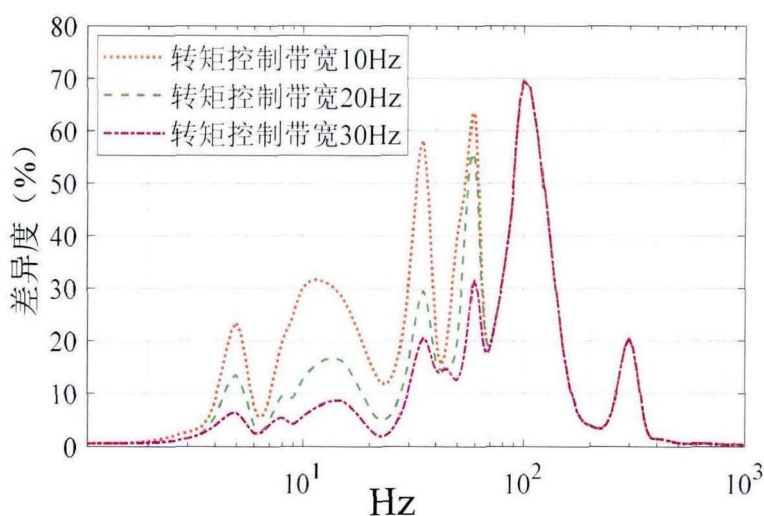


图 3-10 MSC 外环转矩控制带宽对 γ 的影响

Fig.3-10 Effect of MSC outer-loop torque controller bandwidth on γ

(2) MSC 内环电流控制带宽对 γ 的影响。

MSC 内环电流控制带宽对模型差异度 γ 的影响如图 3-11 所示, 图中, 当电流内环带宽从 50Hz 增至 200Hz 时, 简化模型与详细模型的差异度 γ 在中低频 (小于 250Hz) 有明显的变化。随着带宽的增加, γ 在不断下降, 结合控制分析可以得出如下结论: 机网侧耦合程度随机侧换流器电流内环带宽的增大而显著降低, 即机侧换流器电流内环控制速度越快, MSC 系统越接近恒电流源。

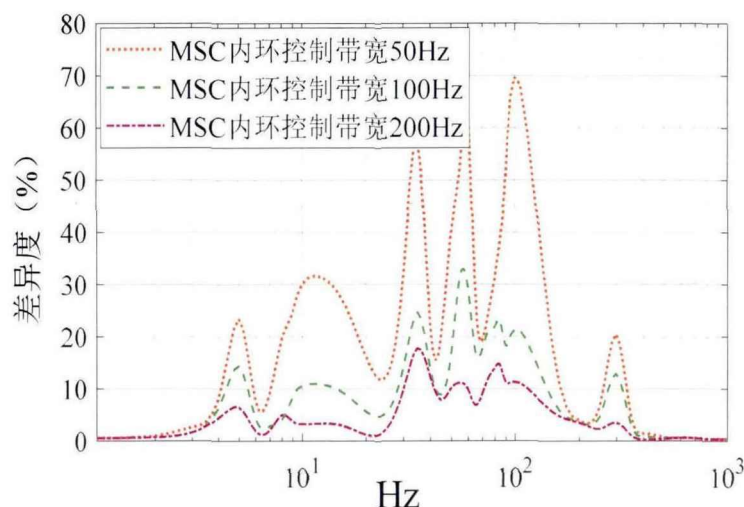


图 3-11 MSC 内环电流控制带宽对 γ 的影响

Fig.3-11 Effect of MSC inner-loop current controller bandwidth on γ

(3) 直流母线电容对 γ 的影响。

PMSG 换流器的直流母线电容对模型差异度 γ 的影响如图 3-12 所示, 通过观察可知, 当直流电容从 7mF 增至 70mF 时, 简化模型与详细模型的差异度 γ 在全频域都大幅降低, 尤其是低频和中高频段 γ 接近于 0。造成以上现象的主要原因为: 直流母线电容的主要作用是抑制直流电压纹波, 当电容增大时, 其平波效果越显著, 机侧动态特性基本无法通过直流电压反映到网侧, 大容量直流电容起到了很好的“隔离”作用。此时, PMSG 的小信号阻抗模型可以由网侧的小信号动态响应特性等效表征。

(4) 锁相环带宽对 γ 的影响。

网侧换流器锁相环带宽对模型差异度 γ 的影响如图 3-13 所示, 图中, 锁相环带宽分别为 25Hz、35Hz 和 45Hz, 可以看出锁相环带宽的变化对 γ 的影响很小, 除了在基频附近, 锁相环带宽增大, γ 略有增大, 其他频段锁相环带宽对 γ 的影响基本可以忽略。造成上述现象的主要原因是: PLL 负责 PMSG 并网点相角检测, 而机侧的相角由转子位置传感器测量获得, 所以 PLL 的控制带宽对机侧阻抗特性的影响很小, 可以忽略不计。

(5) GSC 外环直流电压控制对 γ 的影响。

GSC 外环直流电压控制对 γ 的影响如图 3-14 所示，通过观察可知，当直流电压带宽从 10Hz 增至 30Hz 时，简化模型与详细模型的差异度 γ 在全频域都大幅升高，造成以上现象的主要原因为：当直流电压带宽增高时，其控制速度加快，导致控制器对直流电压的动态响应速度更快，从而使得系统交流侧电流对直流电压纹波更“敏感”。因此，GSC 直流电压控制带宽越高，模型差异度 γ 越大。

(6) GSC 内环电流控制对 γ 的影响。

网侧换流器内环电流控制带宽对模型差异度 γ 的影响如图 3-15 所示，图中，当内环电流控制带宽分别为 150Hz、200Hz 和 300Hz 时， γ 呈非线性变化趋势，不具备单调性，但是模型总体差异度 γ 随着内环电流控制带宽增加而降低。

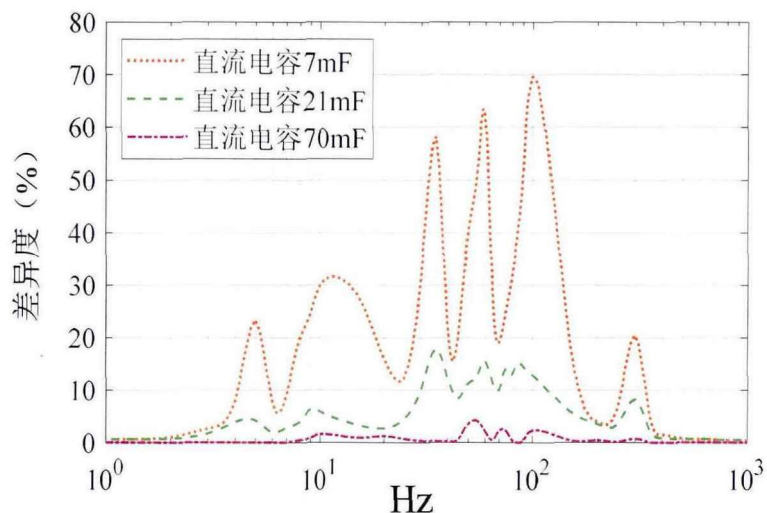


图 3-12 直流母线电容对 γ 的影响
Fig.3-12 Effect of dc-link capacitor on γ

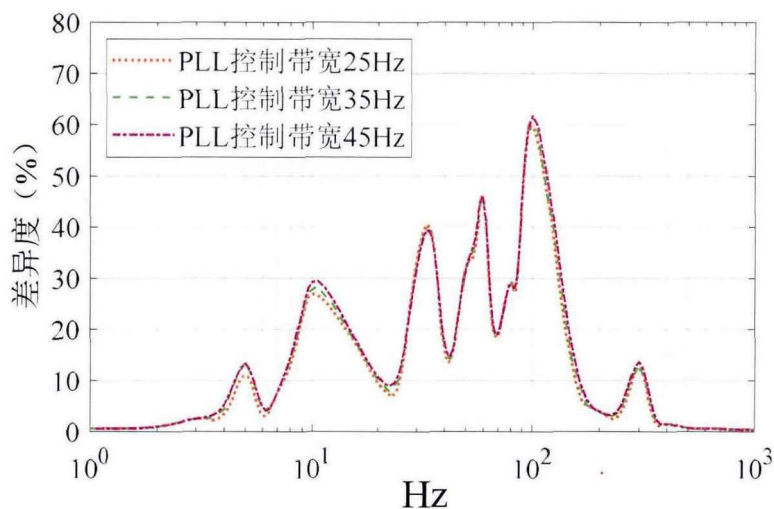
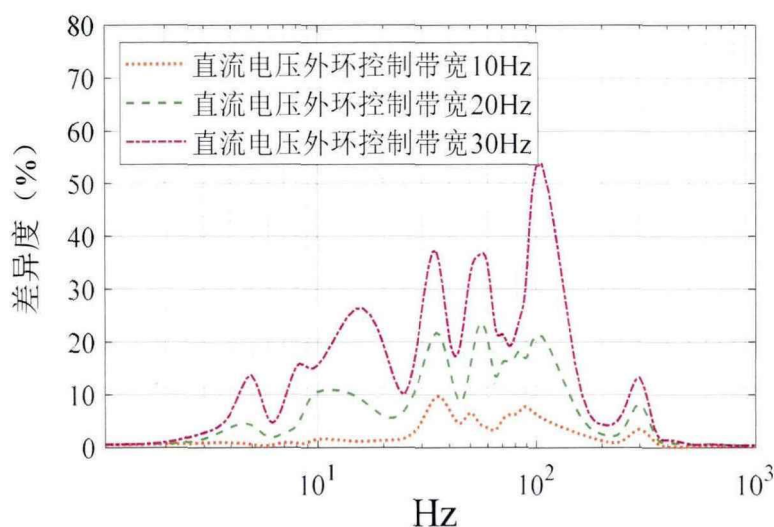
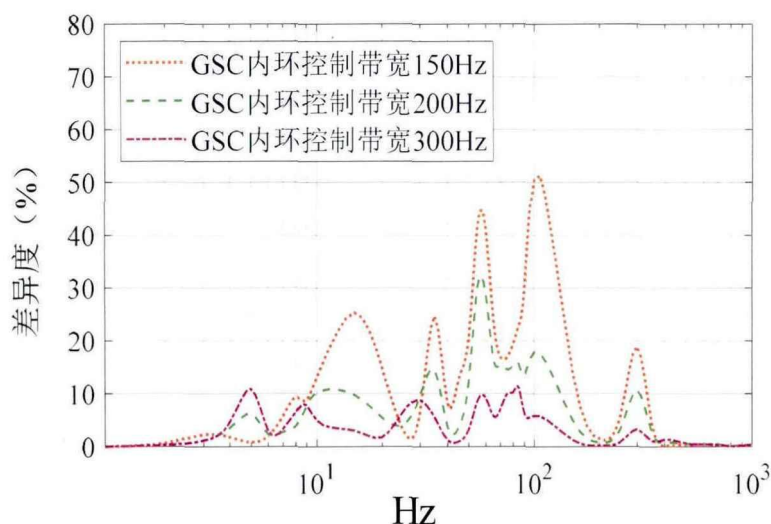


图 3-13 GSC 锁相环带宽对 γ 的影响Fig.3-13 Effect of GSC-PLL bandwidth on γ 图 3-14 GSC 外环直流电压控制带宽对 γ 的影响Fig.3-14 Effect of GSC outer-loop dc-voltage controller bandwidth on γ 图 3-15 GSC 内环电流控制带宽对 γ 的影响Fig.3-15 Effect of GSC inner-loop current controller bandwidth on γ

3.4.3 基频电压相角对 PMSG 并网特性的影响分析

根据前文分析可知,基频电压的初始相角 φ_1 会影响耦合分量的相位,具体表现为,电压初始相角会导致 PMSG 并网逆变器交流侧等效阻抗 $Z_{vac}(s)$ 的频率耦合项存在相位偏移,且偏移量是一个跟 φ_1 相关的常数。本节通过解析模型和 RTDS 硬件在

环实验对比分析了基频电压的初始相角 φ_1 对 PMSG 交流侧等效阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_{wac}(s)$ 中非对角元素（频率耦合项）相频特性的影响，RTDS 硬件在环实验平台如图 3-16 所示。仿真和理论模型结果对比如图 3-17 所示，图中，蓝色实线和黄色虚线分别表示未考虑初始电压相角和考虑初始电压相角时 $\mathbf{Z}_{wac}(s)$ 中非对角元素 $\mathbf{Z}_{pn}(s)$ 和 $\mathbf{Z}_{np}(s)$ 的频域解析模型，红色“+”表示由 RTDS 实时仿真扫频得到的结果。显然当忽略基频电压初始相角 φ_1 时， $\mathbf{Z}_{pn}(s)$ 和 $\mathbf{Z}_{np}(s)$ 的解析模型和仿真结果会存在一个相角差，为 $\pm 2\varphi_1$ ，对应于式(3-49)中 $\mathbf{G}_{PLL}(s)$ 的 $e^{\pm j2\varphi_1}$ 。值得注意的是，当 $2\varphi_1 > 360^\circ$ 或者 $2\varphi_1 < -360^\circ$ 时，相位偏移为 $2\varphi_1 - 360^\circ$ 。

由于交流电网正、负序阻抗解耦，即交流网络等效阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_{net}(s)$ 中非对角元素幅值为 0。因此，仅研究风电机组与交流网络的交互作用时，可以忽略基频电压初始相角 φ_1 的影响。然而值得注意的是，若进一步研究风电机组之间或风电机组与其他电力电子设备之间的交互作用时（例如柔性直流输电系统），需考虑基频电压的初始相角 φ_1 对系统频率耦合项相位的影响，否则可能会导稳定判定结果不准确，从而无法预测潜在的振荡风险。

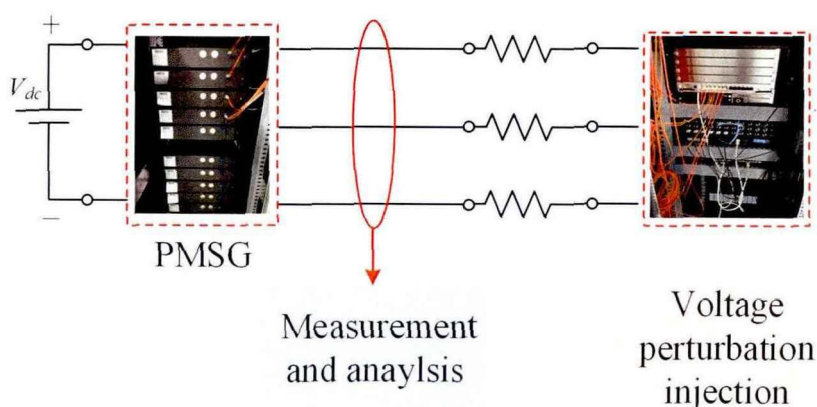


图 3-16 RTDS 硬件在环仿真接线图

Fig.3-16 RTDS hardware in-loop simulation structure

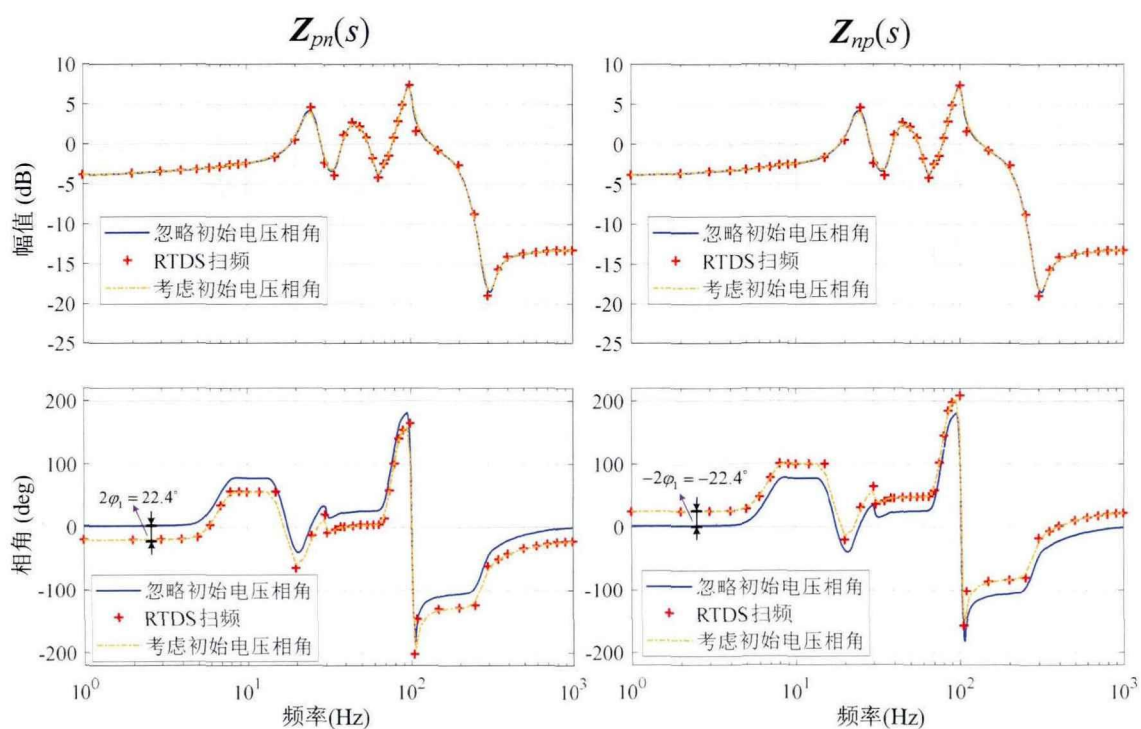
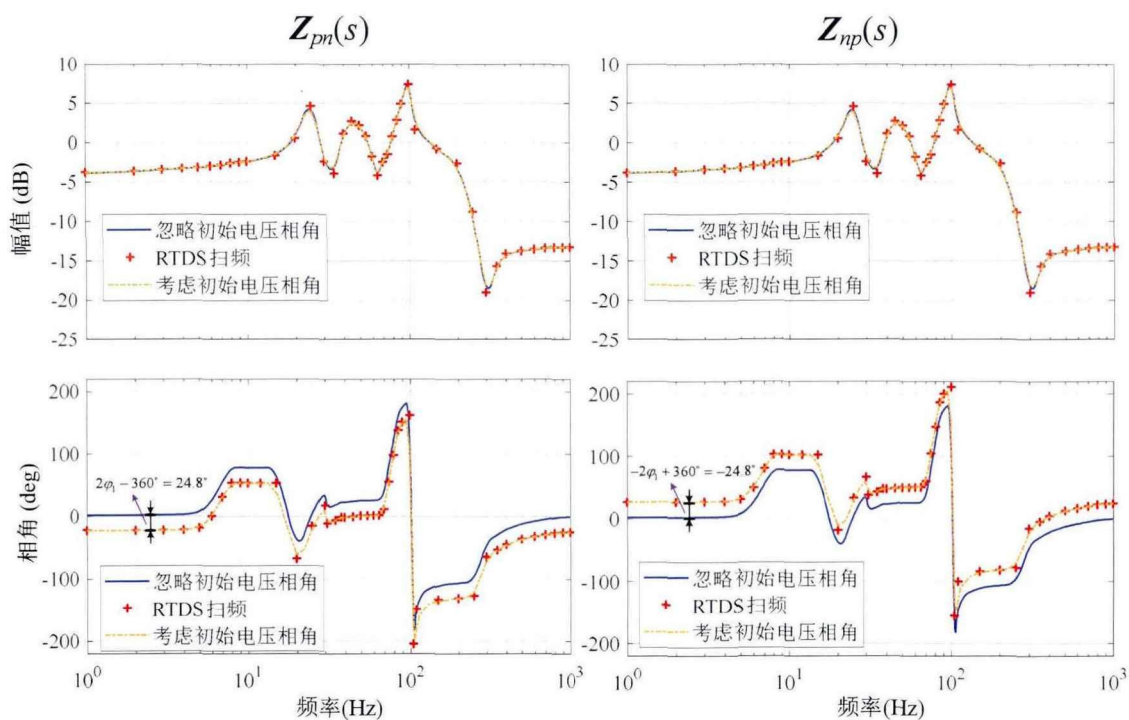

 (a) 初始基频电压相角 $\varphi_1=11.2^\circ$

 (b) 初始基频电压相角 $\varphi_1=192.4^\circ$

图 3-17 初始电压相角对 PMSG 交流侧等效阻抗耦合项相频特性的影响

Fig.3-17 Effect of initial voltage phase-angle on coupling term of PMSG ac-side equivalent

3.5 本章小结

本章基于复向量提出了 PMSG 全频域精细化交流侧等效阻抗建模方法。该方法通过复平面静止坐标系的一组共轭基向量将系统的小扰动谐波分量映射到二维复数域；并以此为基础，结合周期分量的物理意义在 PMSG 并网系统的稳态运行轨迹上直接进行谐波线性化，推导了 PMSG 机侧及网侧的小信号阻抗模型，并灵活应用指数旋转因子和时域传递函数等效表征锁相环和电流内环控制等非线性结构的动态特性，避免了 dq 坐标系阻抗建模及传统序阻抗建模时非线性 Park 变换导致的坐标系反复变化、频域建模时的多次频移和不同频率扰动分量的卷积运算，且采用所提方法进行阻抗建模时涉及的非基频周期分量在频域中都有实际物理意义，有着严格的对应关系。

除此之外，本章定义了衡量基于简化模型和详细模型的 PMSG 阻抗差异度指标，根据分析结果可知，机侧发电机模型及控制环节对 PMSG 交流侧等效阻抗模型会有一定影响，尤其是当 PMSG 网侧外环直流电压控制带宽较高，或者直流链路电容较小时，机侧动态特性会对 PMSG 并网稳定性有较大的影响，此时采用简化模型进行稳定性判定时可能会导致错误的结论。另外，本章所提方法能够更好的表征电压初始相位对 PMSG 并网系统耦合分量相频特性的影响。最后通过仿真和实验验证了理论分析的准确性和有效性。

以此为基础，第 4 章将进一步讨论脉冲调制以及开关信号产生的多频率谐波耦合特性对 PMSG 阻抗特性及并网稳定性的影响。

第4章 考虑多频率耦合特性的 PMSG 并网稳定性分析

4.1 引言

由于风电机组电力电子换流器的 PWM 脉冲调制和开关信号会在系统运行时产生一些谐波分量,是一个典型的多谐波源系统^[11]。不同频率谐波的交互作用会影响 PMSG 交流侧和直流侧的动态特性,有可能导致系统振荡失稳。此外,多频率谐波耦合特性可能还会造成不同风电机组之间的强交互作用,从而引发系统失稳。传统的时域状态空间模型和单输入单输出(或单输入双输出)阻抗模型无法精确表征这种频率耦合特性。因此,本章在第3章的研究基础上,提出基于谐波状态空间(Harmonic State-Space, HSS)的 PMSG 复向量阻抗建模方法,并以此为基础分析了多频率耦合作用对 PMSG 并网系统动态稳定性的影响。谐波状态空间能够描述周期时变系统各频率谐波特性,适用于含大量开关器件换流器的各次谐波频域建模。考虑到 PMSG 系统中各状态变量和状态空间矩阵均为周期时变信号,因此,所提方法将各状态变量表示成傅里叶级数展开的形式,然后基于各频次谐波的稳态周期运行轨迹对系统进行线性化,将线性时域周期系统(linear time-varying periodic system, LTP)转变为复频域线性时不变系统(linear time invariant, LTI),在此基础上,推导含任意频次谐波分量的状态空间矩阵,同时建立含各次谐波的 PMSG 交流侧等效阻抗模型,该方法能够用于系统的多频率耦合机理分析。

值得注意的是,本文第3章提出了基于复向量的 PMSG 全频域阻抗建模方法,该方法利用复数域的基向量结合周期分量的物理意义在风电机组稳态周期运行轨迹上进行谐波线性化,因此可以直接拓展至多频次谐波线性化建模,从而构建考虑多频率耦合特性的 PMSG 等效阻抗模型,并将之用于风电机组并网稳定性分析。

4.2 谐波状态空间建模方法

HSS 建模方法表征了线性时域周期(LTP)系统的频域动态特性,需要围绕风电并网系统的稳态运行轨迹进行线性化计算,最终得到频域的谐波传递函数,用以反映系统的动态特性。其本质上是频域的 LTI 传递函数矩阵,用傅里叶级数展开的形式揭示了多频次谐波之间的动态交互作用。为了推导 HSS 的建模方法,首先介绍一下指数形式的周期信号及其特性。

4.2.1 指数形式的周期信号及其性质

设一个 LTP 系统的状态空间表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ y = C(t)x(t) + D(t)u(t) \end{cases} \quad (4-1)$$

要将 LTP 系统转换为频域下的 LTI 系统, 首先要把周期信号变换为复数域的指数形式。复数域指数形式的周期信号 (Exponentially Modulated Periodic Signal, EMPS) 通常表示为周期信号和复数域指数信号的乘积, 设 $u(t)$ 为系统的周期输入信号, 其复数域指数形式的表达式如下:

$$u(t) = e^{st} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u_n e^{jn\omega t} \quad (4-2)$$

式中 u_n —— 周期信号傅里叶级数的系数;

ω —— 周期系统的任意基准频率。

上式表明, 复数域的所有信号都可以表示为 EMPS 形式, 即 EMPS 可以等效表示所有具有物理意义的信号, 这是 LTP 系统转换为频域下的 LTI 系统的必要条件。另外, 根据 Floquet 理论^[111], LTP 系统的瞬时响应可由状态转移矩阵等效表征:

$$x(t) = \Phi(t, t_0)x(t_0) = P(t)e^{Q(t-t_0)}P^{-1}(t_0)x(t_0) \quad (4-3)$$

其中 $\Phi(t) = e^{A(t)}$ 表示系统的状态转移矩阵, 等式右边的项 $P^{-1}(t_0)x(t_0)$ 是一个常数, 项 $e^{Q(t-t_0)}$ 表示指数矩阵, $P(t)$ 是一个周期变换矩阵, Q 表示 LTP 系统状态空间矩阵的特征值组成的对角阵。根据状态转移矩阵的性质, 将式 (4-3) 带入式 (4-1) 并表示成 EMPS 形式, 即:

$$x(t) = P(t)e^{Qt} \left\{ P^{-1}(t)x(0) - \sum_{l,m=-\infty}^{\infty} (s_l I - Q)^{-1} \hat{B}_{l-m} u_m \right\}, \hat{B}(t) = P^{-1}(t)B(t) \quad (4-4)$$

根据文献[108]可知, 存在变量 $v(t)$ 使得状态量 $x(t)$ 满足如下相似变换:

$$\begin{aligned} x(t) &= P(t)v(t) \\ \dot{v}(t) &= Qv(t) + \hat{B}(t)u(t) \end{aligned} \quad (4-5)$$

假设 $t_0=0$, 则变量 $v(t)$ 可以用状态转移矩阵表示:

$$v(t) = \Phi(t, 0)v(0) + \int_0^t \Phi(t, \tau)\hat{B}(\tau)u(\tau)d\tau \quad (4-6)$$

其中, $\Phi(t, \tau) = \Phi(t, 0) \cdot \Phi(0, \tau)$, 且有 $\Phi(t, 0) = e^{Qt}$, $\Phi(0, \tau) = e^{-Q\tau}$ 。由此, 可以将式 (4-6) 改写为:

$$\begin{aligned} v(t) &= \Phi(t, 0)v(0) + \Phi(t, 0) \int_0^t \Phi(0, \tau)\hat{B}(\tau)u(\tau)d\tau \\ &= e^{Qt} \left(v(0) + \int_0^t e^{-Q\tau}\hat{B}(\tau)u(\tau)d\tau \right) \end{aligned} \quad (4-7)$$

将式 (4-2) 带入式 (4-7) 可得变量 $v(t)$ 的 EMPS 形式:

$$v(t) = e^{Qt} \left\{ v(0) + \int_0^t e^{-Q\tau} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \hat{B}_l e^{jl\omega_1\tau} \sum_{m=-\infty}^{\infty} u_m e^{s\tau} d\tau \right\} \quad (4-8)$$

设 $s_l = j\omega_1 + s$, 可以将式 (4-8) 改写为:

$$\begin{aligned} v(t) &= e^{Qt} \left\{ v(0) + \int_0^t e^{-Q\tau} \sum_{l,m=-\infty}^{\infty} \hat{B}_l u_m e^{(jl\omega_1+s)\tau} d\tau \right\} \\ &= e^{Qt} \left\{ v(0) + \int_0^t e^{-Q\tau} \sum_{l,m=-\infty}^{\infty} \hat{B}_{l-m} u_m e^{s_l\tau} d\tau \right\} \\ &= e^{Qt} \left\{ v(0) + \sum_{l,m=-\infty}^{\infty} \int_0^t e^{(s_l I - Q)\tau} d\tau \hat{B}_{l-m} u_m \right\} \Rightarrow \\ v(t) &= e^{Qt} \left\{ v(0) - \sum_{l,m=-\infty}^{\infty} (s_l I - Q)^{-1} \hat{B}_{l-m} u_m \right\} + \sum_{l,m=-\infty}^{\infty} (s_l I - Q)^{-1} \hat{B}_{l-m} u_m e^{s_l t} \end{aligned} \quad (4-9)$$

设 $v(0) = (s_l I - Q)^{-1} \hat{B}_{l-m} u_m$, 并将式 (4-9) 带入式 (4-4) 可得:

$$x_s(t) = \sum_{n,l,m=-\infty}^{\infty} \left\{ P_{n-l} (s_l I - Q)^{-1} \hat{B}_{l-m} u_m e^{jl\omega_1 t} \right\} e^{st} \quad (4-10)$$

式 (4-10) 中 $x_s(t)$ 即为 EMPS 形式的状态变量 $x(t)$ 。

上述分析过程表明, LTP 系统的状态变量及状态空间矩阵都能够表示成复数域的指数形式, 该条件是建立 HSS 模型的基础。

4.2.2 HSS 方法简介

通过 4.2.1 节分析可知, LTP 系统状态空间模型中的状态变量、输入输出量及状态转移矩阵都是周期函数, 可以用 EMPS 表示, 则系统状态空间模型可以改写为:

$$\begin{aligned} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (jn\omega_1 + s) x_n e^{(jn\omega_1+s)t} &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{jn\omega_1 t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_m e^{(jm\omega_1+s)t} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} B_n e^{jn\omega_1 t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} u_m e^{(jm\omega_1+s)t} \\ &= \sum_{n,m=-\infty}^{+\infty} A_n x_m e^{j(n+m)\omega_1 t} e^{st} + \sum_{n,m=-\infty}^{+\infty} B_n u_m e^{j(n+m)\omega_1 t} e^{st} \\ &= \sum_{n,m=-\infty}^{+\infty} A_{n-m} x_m e^{jn\omega_1 t} e^{st} + \sum_{n,m=-\infty}^{+\infty} B_{n-m} u_m e^{jn\omega_1 t} e^{st} \end{aligned} \quad (4-11)$$

上式中状态变量的解是傅里叶级数形式, $x_{-\infty}, \dots, x_{-1}, x_0, x_1, \dots, x_{\infty}$, 根据谐波平衡理论可知, LTP 系统各次谐波的稳态值是线性无关的, 那么各次谐波在其周期稳态运行轨迹内的导数也是线性无关的, 则式 (4-11) 可以化简为:

$$(jn\omega_1 + s) x_n e^{(jn\omega_1+s)t} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_{n-m} x_m e^{(jm\omega_1+s)t} + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} B_{n-m} u_m e^{(jm\omega_1+s)t} \quad (4-12)$$

对式 (4-12) 两边同除 $e^{jn\omega_1 t}$ 可得:

$$s x_n = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_{n-m} x_m + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} B_{n-m} u_m - j n \omega_1 x_n \quad (4-13)$$

上式中，LTP 系统状态变量 $x(t)$ 第 n 次谐波分量的微分等效表示为各次谐波状态系数矩阵和输入系数矩阵之和。当在系统稳态周期运行轨迹邻域内线性化时，式 (4-13) 中所有的系数都是时不变的，以上过程将 LTP 系统转换成频域下的 LTI 系统。同理，状态空间模型的输出量也可以用傅里叶级数表示：

$$y_n = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} C_{n-m} x_m + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} D_{n-m} u_m \quad (4-14)$$

考虑各次谐波并写成矩阵的形式，则式 (4-13) 和式 (4-14) 可以表示为：

$$\begin{aligned} s \mathbf{X}(s) &= [\mathbf{A}(s) - \mathbf{N}(s)] \mathbf{X}(s) + \mathbf{B}(s) \mathbf{U}(s) \\ \mathbf{Y}(s) &= \mathbf{C}(s) \mathbf{X}(s) + \mathbf{D}(s) \mathbf{U}(s) \end{aligned} \quad (4-15)$$

其中，矩阵 $\mathbf{A}$ ， $\mathbf{B}$ ， $\mathbf{C}$ ， $\mathbf{D}$ 均为 Toeplitz 矩阵，以矩阵 $\mathbf{A}$ 为例，其形式如式 (4-16) 所示，其中 A_h 为 $A(t)$ 的第 h 次谐波分量的傅里叶系数， $\mathbf{N}$ 为各次谐波分量组成的对角阵，如式 (4-17) 所示，上述模型即为谐波状态空间矩阵，该模型可以用于构建谐波传递函数 (Harmonic transfer function, HTF)，其过程如图 4-1 所示。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_0 & A_{-1} & \cdots & A_{-h} & & & \\ A_1 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & A_0 & A_{-1} & \ddots & \ddots & \\ A_h & \ddots & A_1 & A_0 & A_{-1} & \ddots & A_{-h} \\ \ddots & \ddots & \ddots & A_1 & A_0 & \ddots & \vdots \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & A_{-1} \\ & & & A_h & \cdots & A_1 & A_0 \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} -j h \omega_1 & & & & & & \\ & \ddots & & & & & \\ & & -j \omega_1 & & & & \\ & & & 0 & & & \\ & & & & j \omega_1 & & \\ & & & & & \ddots & \\ & & & & & & -j h \omega_1 \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

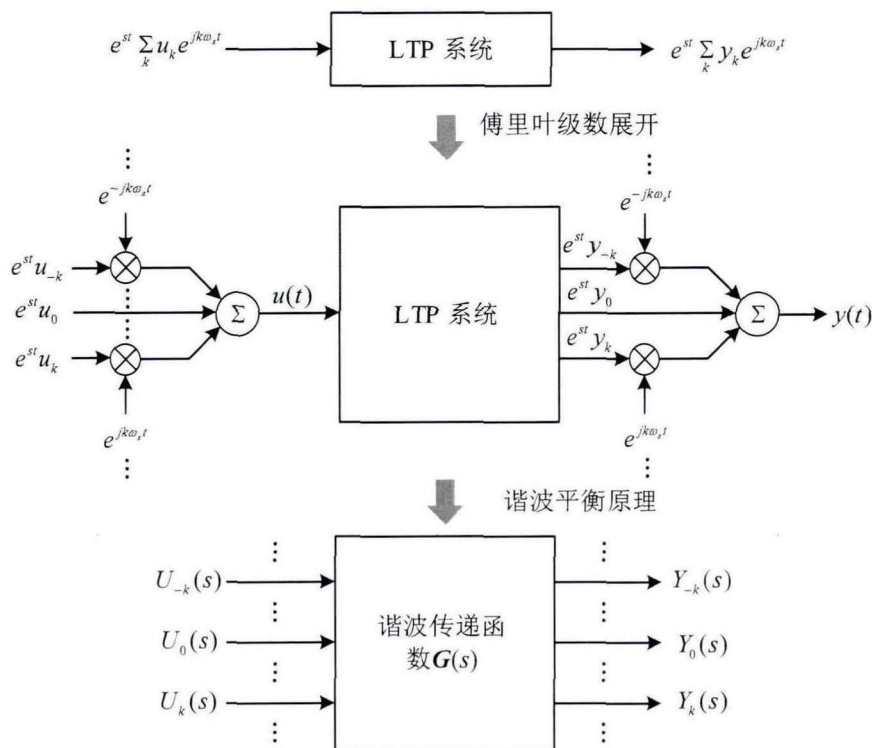


图 4-1 HSS 方法构建 LTP 系统谐波传递函数流程图

Fig.4-1 Process of constructing harmonic transfer function of LTP system by HSS method

4.3 PMSG 谐波状态空间模型

为了建立 PMSG 的谐波状态空间模型，首先需要推导基于复向量的 PMSG 状态空间模型，如式 (4-18) 所示，

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \quad (4-18)$$

其中：

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

式 (4-19) 中， $\Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \Delta v_{\alpha} + j\Delta v_{\beta}$ ，为 $\alpha\beta$ 静止坐标系下 PCC 点电压小信号扰动的复向量， $\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \Delta i_{\alpha} + j\Delta i_{\beta}$ ，为 $\alpha\beta$ 静止坐标系下 PCC 点电流小信号扰动的复向量；“*”表示复向量的共轭。根据图 4-2 中 PMSG 的电路结构并结合式 (3-46) 可得 PMSG 交流侧电压、电流的复向量表达式：

$$\rho L_f \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{d}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{d}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} V_{dc0} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{\alpha\beta}(t) \\ \mathbf{D}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{dc} - \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} \quad (4-20)$$

式中 $\Delta \mathbf{d}_{\alpha\beta}$ 、 $\Delta \mathbf{d}_{\alpha\beta}^*$ ——静止坐标系下 GSC 开关占空比扰动响应的复向量；

$\Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}$ 、 $\Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}^*$ ——静止坐标系下网侧电压扰动分量的复向量；

$\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}$ 、 $\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*$ ——静止坐标系下网侧电流扰动分量的复向量；

式 (4-20) 中, $\mathbf{D}_{\alpha\beta 0}(t) = D_{\alpha 0}(t) + jD_{\beta 0}(t)$, 表示静止坐标系下 GSC 开关占空比的复向量; 且有, $V_{dc0} \cdot \mathbf{D}_{\alpha\beta 0}(t) = V_{c0}(t) = \omega L_f \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(t)$, $V_c(t)$ 表示静止坐标系下 PMSG 网侧滤波电容对地电压。当考虑换流器多频次谐波时, $V_c(t)$ 及其共轭 $V_c^*(t)$ 的表达式为:

$$\begin{aligned} V_c(t) &= \frac{1}{2} \left(V_{c0} + V_{c1} e^{j\omega_1 t} + V_{c2} e^{j2\omega_1 t} + \dots + V_{ch} e^{jh\omega_1 t} \right) \\ V_c^*(t) &= \frac{1}{2} \left(V_{c0} + V_{c1} e^{-j\omega_1 t} + V_{c2} e^{-j2\omega_1 t} + \dots + V_{ch} e^{-jh\omega_1 t} \right) \end{aligned} \quad (4-21)$$

其中, $V_{c0}, V_{c1}, \dots, V_{ch}$ 表示 $V_{c0}(t)$ 傅里叶级数的系数; 结合第 3 章 PMSG 交流侧等效阻抗的推导 (式 (3-46) — 式 (3-72)) 可得 PMSG 状态空间模型为:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(t) \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}(t) \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) \\ \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}^*(t) \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(t) &= V_{dc0} \mathbf{X}_1(\rho) + \mathbf{G}_{DC}(\rho) \mathbf{G}_1(\rho) \mathbf{X}_1(\rho) + \mathbf{G}_{DC}(\rho) \mathbf{G}_2(\rho) \\ \mathbf{B}(t) &= V_{dc0} \mathbf{X}_2(\rho) + \mathbf{G}_{DC}(\rho) \mathbf{G}_1(\rho) \mathbf{X}_2(\rho) - \mathbf{I} \\ \mathbf{X}_1(\rho) &= (\mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_2(\rho) - \mathbf{G}_i(\rho)) (\mathbf{I} - \mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_1(\rho))^{-1} \\ \mathbf{X}_2(\rho) &= (\mathbf{G}_{iPLL}(\rho) + \mathbf{G}_v(\rho) - \mathbf{G}_{vPLL}(\rho)) (\mathbf{I} - \mathbf{G}_c(\rho) \mathbf{G}_2(\rho))^{-1} \end{aligned} \quad (4-23)$$

结合式 (3-63)、式 (3-65) 和式 (3-67) 可知:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_1(\rho) &= \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{\alpha\beta 0}^* & \mathbf{D}_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_2(\rho) &= \frac{1}{2} Z_{dc}(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^* & \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_i(\rho) &= K_f \begin{bmatrix} G_i(\rho - j\omega_1) - jK_l & 0 \\ 0 & G_i(\rho + j\omega_1) + jK_l \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_c(\rho) &= K_f \begin{bmatrix} -(G_i(\rho - j\omega_1) - jK_l) G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ -(G_i(\rho + j\omega_1) + jK_l) G_{dvc}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_v(\rho) &= K_f \begin{bmatrix} K_v(\rho - j\omega_1) & 0 \\ 0 & K_v(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{dc}(\rho) &= \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{\alpha\beta} - K_f V_{dc0} (G_i(\rho - j\omega_1) - jK_l) G_{dvc}(\rho - j\omega_1) \\ \mathbf{D}_{\alpha\beta}^* - K_f V_{dc0} (G_i(\rho + j\omega_1) + jK_l) G_{dvc}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-24)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{iPLL}(\rho) &= \frac{1}{2} \mathbf{G}_i(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) & -e^{j2\theta_1} \mathbf{i}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) \\ -e^{-j2\theta_1} \mathbf{i}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) & \mathbf{i}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{vPLL}(\rho) &= \frac{1}{2} \mathbf{G}_v(\rho) \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) & -e^{j2\theta_1} \mathbf{v}_{dq0} T_{PLL}(\rho - j\omega_1) \\ -e^{-j2\theta_1} \mathbf{v}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) & \mathbf{v}_{dq0}^* T_{PLL}(\rho + j\omega_1) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

上式中, $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(t)$ 表示静止坐标系下 PMSG 输出电流复向量的稳态值, $\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(t)$ 表示静止坐标系下 PMSG 并网点电压复向量的稳态值, 且有:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(t) &= \frac{1}{2} (I_0 + I_1 e^{j\omega_1 t} + I_2 e^{j2\omega_1 t} + \dots + I_h e^{jh\omega_1 t}) \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^*(t) &= \frac{1}{2} (I_0 + I_1 e^{-j\omega_1 t} + I_2 e^{-j2\omega_1 t} + \dots + I_h e^{-jh\omega_1 t}) \\ \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(t) &= \frac{1}{2} (V_0 + V_1 e^{j\omega_1 t} + V_2 e^{j2\omega_1 t} + \dots + V_h e^{jh\omega_1 t}) \\ \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}^*(t) &= \frac{1}{2} (V_0 + V_1 e^{-j\omega_1 t} + V_2 e^{-j2\omega_1 t} + \dots + V_h e^{-jh\omega_1 t}) \end{aligned} \quad (4-25)$$

结合式 (4-15)、式 (4-22) 和式 (4-25) 可得 PMSG 的谐波状态空间模型, 即:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \vdots \\ 0 \\ sL \langle \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(s) \rangle \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix} &= \left(\begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & \mathbf{A}_0(s) & \mathbf{A}_{-1}(s) & \mathbf{A}_{-2}(s) & \cdots \\ \cdots & \mathbf{A}_1(s) & \mathbf{A}_0(s) & \mathbf{A}_{-1}(s) & \cdots \\ \cdots & \mathbf{A}_2(s) & \mathbf{A}_1(s) & \mathbf{A}_0(s) & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} - \mathbf{I}^{2 \times 2} \otimes \begin{pmatrix} -j\omega_1 \\ 0 \\ j\omega_1 \\ \vdots \end{pmatrix} \right) \begin{bmatrix} \vdots \\ \langle \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(s - j\omega_1) \rangle \\ \langle \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(s) \rangle \\ \langle \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(s + j\omega_1) \rangle \\ \vdots \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & \mathbf{B}_0(s) & \mathbf{B}_{-1}(s) & \mathbf{B}_{-2}(s) & \cdots \\ \cdots & \mathbf{B}_1(s) & \mathbf{B}_0(s) & \mathbf{B}_{-1}(s) & \cdots \\ \cdots & \mathbf{B}_2(s) & \mathbf{B}_1(s) & \mathbf{B}_0(s) & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ \langle \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(s - j\omega_1) \rangle \\ \langle \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(s) \rangle \\ \langle \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(s + j\omega_1) \rangle \\ \vdots \end{bmatrix} \\ \langle \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(s) \rangle &= \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(s) \\ \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(s) \end{bmatrix}, \quad \langle \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(s) \rangle = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(s) \\ \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}^*(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-26)$$

其中, $\mathbf{A}_0(s)$ 为取 $\mathbf{D}_{\alpha\beta 0}(t) = V_{c0}$, $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(t) = I_0$, $\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(t) = V_0$ 时状态空间矩阵 $\mathbf{A}(t)$ 的拉普拉斯变换, 以此类推可得 $\mathbf{A}_{\pm 1}(s)$, $\mathbf{A}_{\pm 2}(s)$, ..., $\mathbf{A}_{\pm h}(s)$; 同理可得 $\mathbf{B}_{\pm 1}(s)$, $\mathbf{B}_{\pm 2}(s)$, ..., $\mathbf{B}_{\pm h}(s)$ 。由式 (4-26) 可以推出考虑多频率耦合特性的 PMSG 交流侧等效阻抗, 表示为:

$$\begin{aligned} \langle \Delta \mathbf{v}_{\alpha\beta}(s) \rangle &= \langle \mathbf{Z}_{wf}(s) \rangle \langle \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(s) \rangle \\ \langle \mathbf{Z}_{wf}(s) \rangle &= \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{wf11}(s) & \mathbf{Z}_{wf12}(s) \\ \mathbf{Z}_{wf21}(s) & \mathbf{Z}_{wf22}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-27)$$

为了便于理解，图 4-3 给出了 PMSG 并网系统多输入多输出的传递函数。观察图形可知，HSS 模型通过构建 PMSG 交流侧电流多频率谐波扰动响应分量关于小扰动谐波电压输入的传递函数，从而等效求得考虑多频率耦合的 PMSG 阻抗模型。

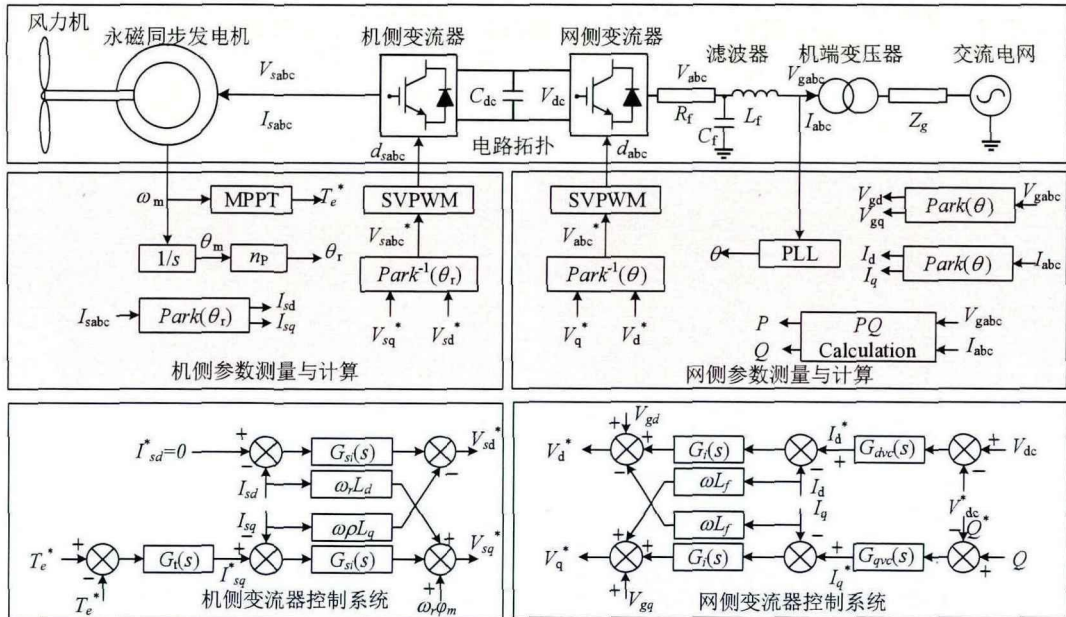


图 4-2 PMSG 经典结构图

Figure 4-2 typical structure of PMSG

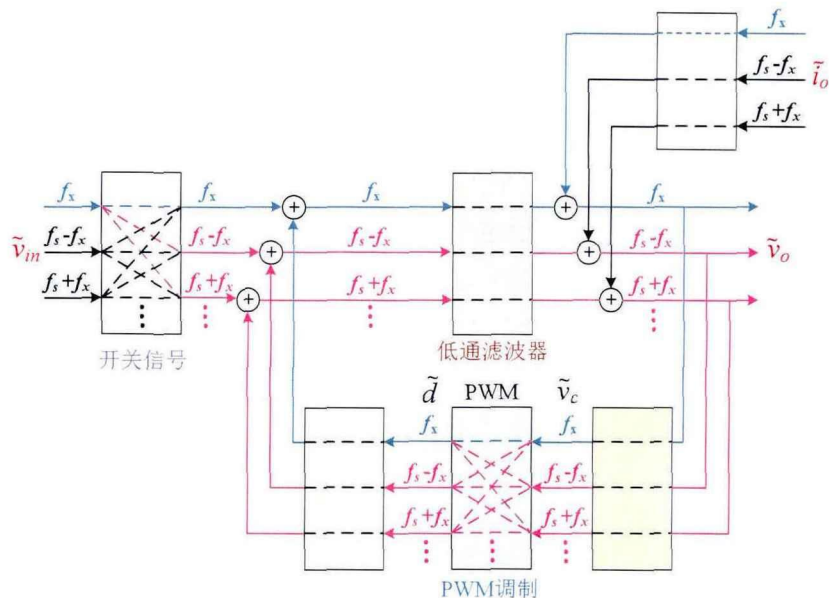


图 4-3 多输入多输出系统传递函数示意图

Fig.4-3 Transfer function of MIMO system

4.4 算例分析

本节通过仿真和RTDS硬件在环实验验证了所提方法的有效性和准确性。并通过仿真和解析模型对比分析了PMSG网侧换流器 d 轴和 q 轴控制参数对频率耦合特性的影响,同时还研究了考虑不同谐波频次对PMSG阻抗建模精度的影响,最后研究了多频率耦合特性对风电机组并网稳定性判定结果的影响。

4.4.1 多频率耦合特性对PMSG交流侧等效阻抗的影响

仿真所用PMSG完整结构如图4-2所示,其参数如表3-3所示,且内环电流控制器的 d 轴和 q 轴参数设置如下: $k_{pid}=0.92$, $k_{iid}=105$; $k_{piq}=0.71$, $k_{iiq}=158$ 。所提解析方法推导的考虑多频率耦合的PMSG交流侧等效阻抗与基于PSCAD/EMTDC仿真扫频得到的幅频特性对比如图4-4所示,蓝色实线表示解析结果,红色虚线表示仿真结果,其中解析模型的谐波阶数 $h=3$,可以看出,两种曲线的相似程度较高,说明了该方法的有效性。另外,图4-4中的 $Z_{wf11}(s)$ 和 $Z_{wf22}(s)$ 表示基于HSS方法推导的PMSG交流侧等效阻抗矩阵 $Z_{wf}(s)$ 中的对角元素。通过观察图4-4可以得出以下结论:

- 1) $Z_{wf11}(s)$ 在频率50Hz左右的相位发生跳变,这主要是由锁相环造成的;
- 2) 系统的高频特性主要取决于PMSG端口滤波器电容、电感的参数,且正、负序阻抗的高频特性相同。
- 3) $Z_{wf11}(s)$ 和 $Z_{wf22}(s)$ 在基频附近呈现出负阻效应,在此频段内风电机组容易与交流电网发生交互作用,从而可能导致系统振荡。
- 4) $Z_{wf}(s)$ 中的非对角元素 $Z_{wf12}(s)$ 和 $Z_{wf21}(s)$ 反映了系统的频率耦合特性。并且,当 dq 轴控制器参数不对称时, $Z_{wf12}(s)$ 和 $Z_{wf21}(s)$ 在低频段内的幅值跟 $Z_{wf11}(s)$ 接近,此时PMSG并网产生的频率耦合特性不可忽略。

图4-5反映了PMSG的HSS模型中考虑谐波次数对PMSG阻抗建模精度的影响。从图中可以看出,HSS模型中考虑的谐波次数越高,解析阻抗模型越精确。然而HSS模型中的谐波次数越高,计算量越大,一般 $h=3$ 时解析模型就已经具备较高的精度。

此外,本节通过解析模型和RTDS硬件在环实验结果对比分析,验证了所提方法的有效性,RTDS实验平台如图4-6所示。图4-7对比了解析模型和频率扫描实验得到的PMSG交流侧等效阻抗,从图中可以看出,实验结果与解析模型基本一致。值得注意的是,低频范围内(频率 < 200 Hz)的实验扫频结果与解析模型之间的差异大于高频范围内的差异,这与基频范围内存在较多干扰信号有关,

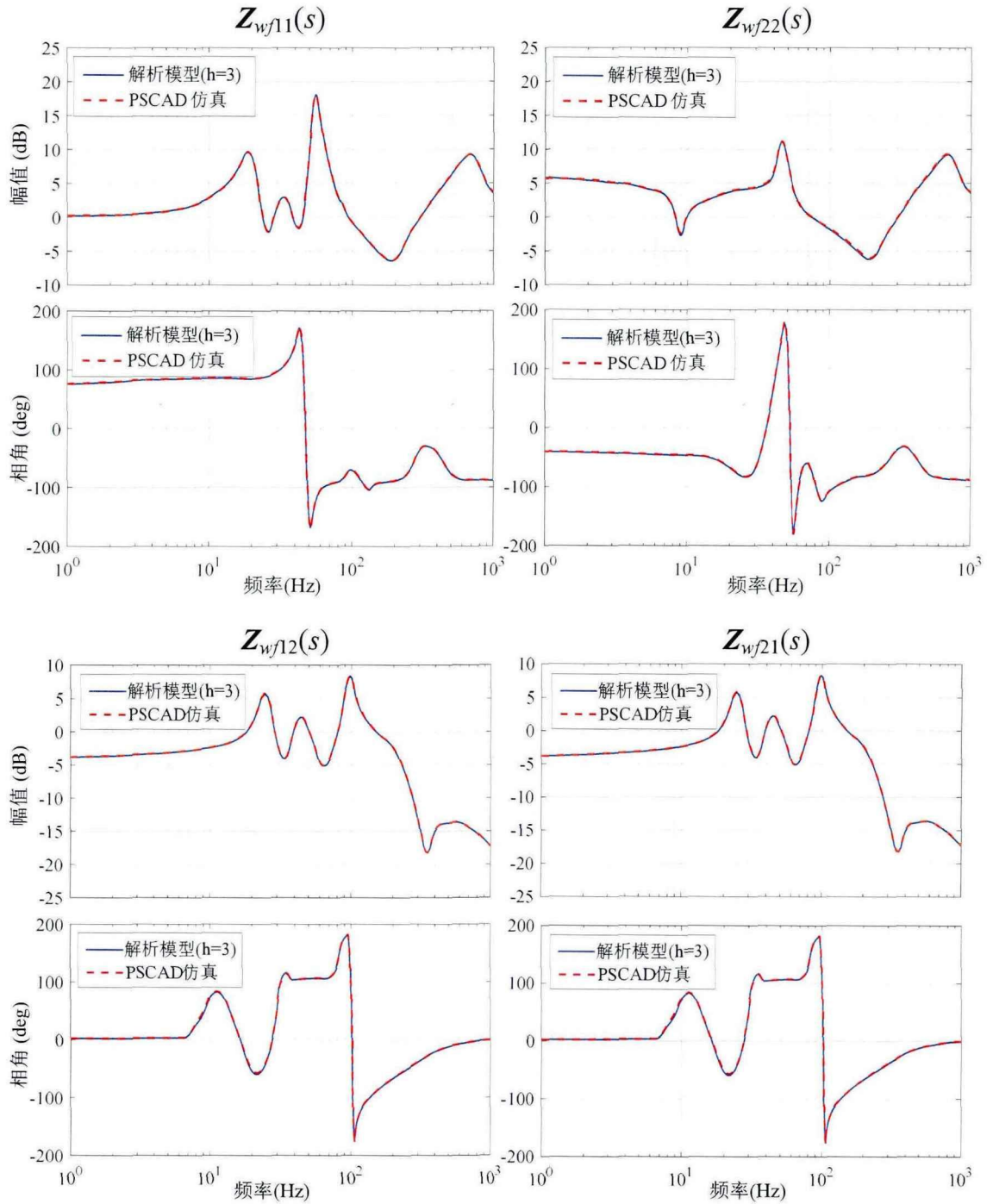


图 4-4 PMSG 交流侧等效阻抗解析模型 ($h=3$) 与仿真对比结果

Fig.4-4 Comparison between analytical model ($h=3$) of PMSG ac-side impedances and simulation results

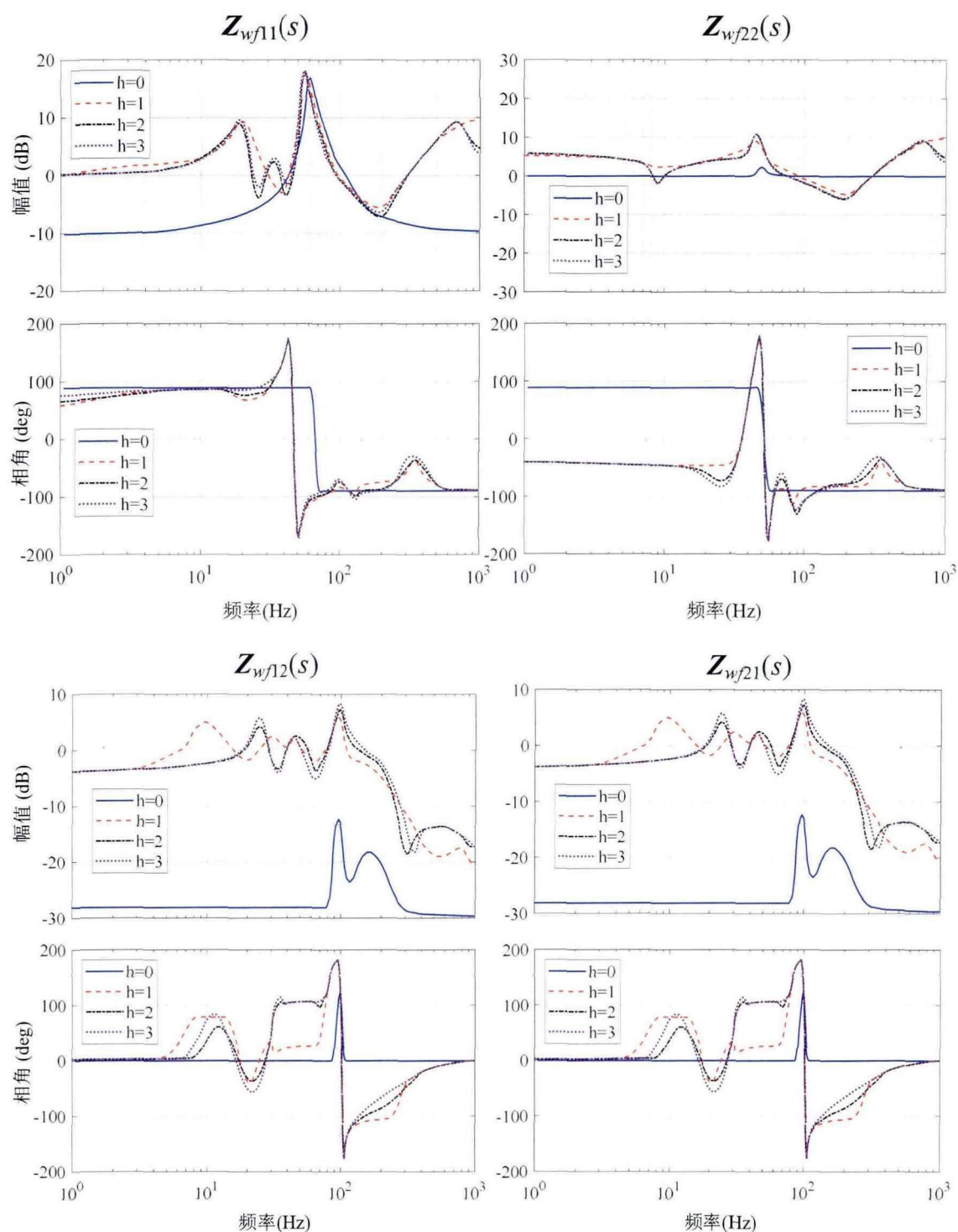


图 4-5 HSS 模型谐波次数对 PMSG 交流侧等效阻抗解析模型精度的影响

Fig.4-5 Impact of harmonic number of HSS model on the accuracy of PMSG AC-side equivalent impedance

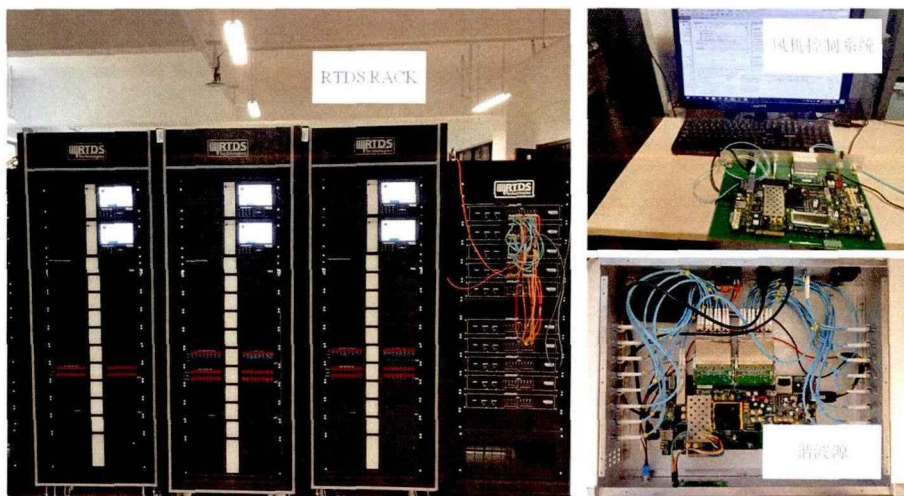


图 4-6 RTDS 硬件在环实验平台

Fig.4-6 RTDS hardware in the loop experimental platform

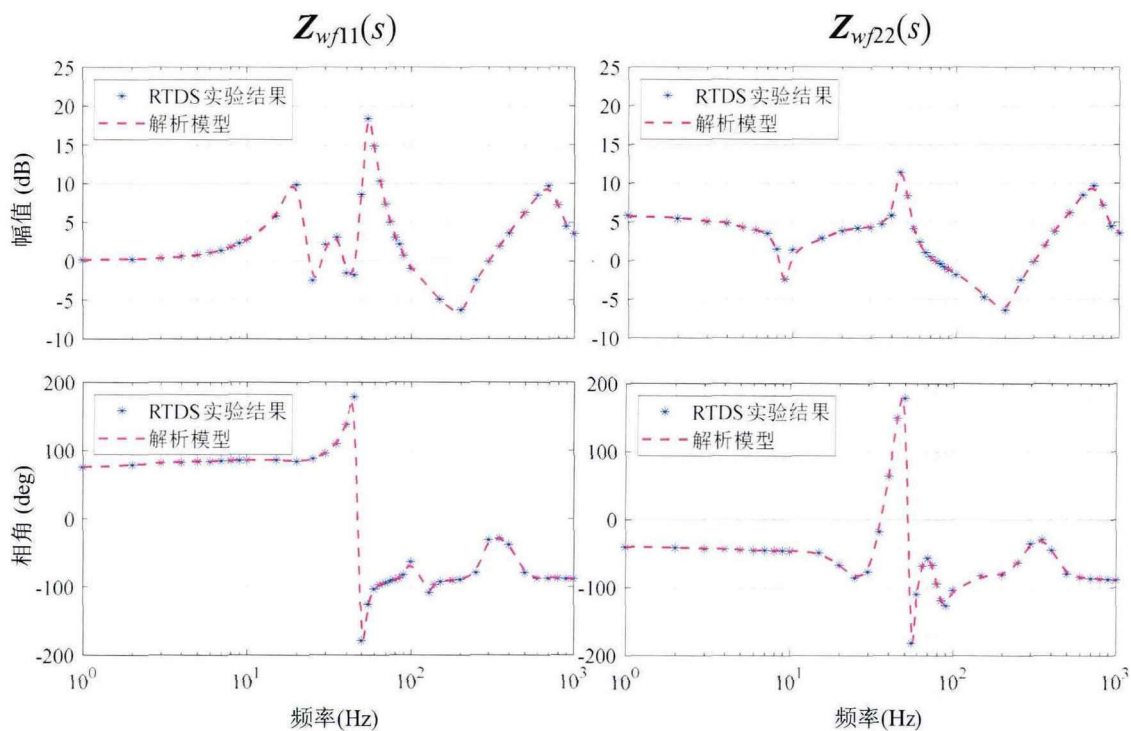
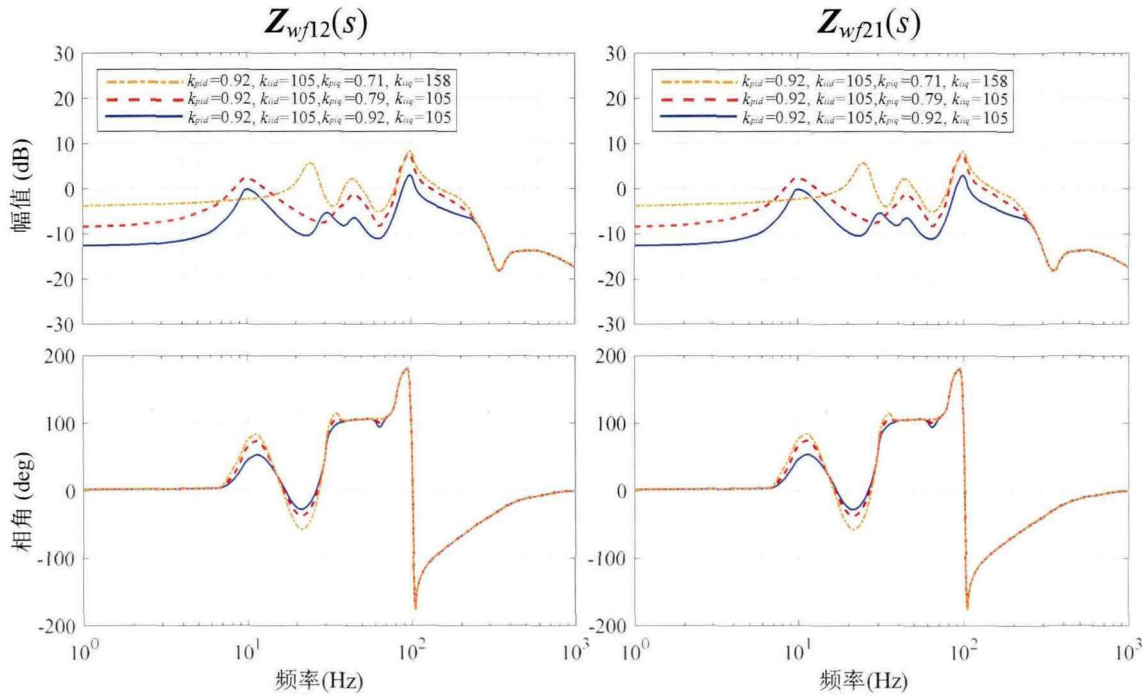


图 4-7 PMSG 交流侧等效阻抗解析模型 ($h=3$) 与 RTDS 硬件在环实验结果对比

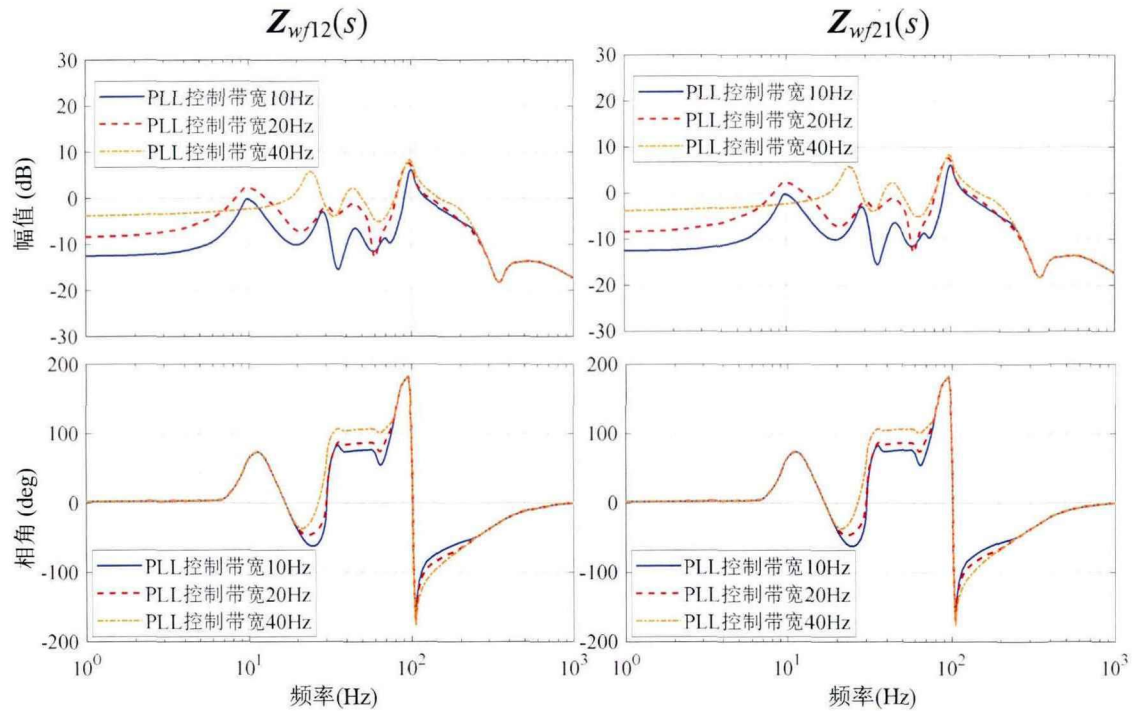
Fig.4-7 Comparison between analytical model ($h=3$) of PMSG ac-side impedances and RTDS hardware in the loop experimental results

进一步研究 d 轴和 q 轴内环电流控制参数的不对称程度对 PMSG 并网系统频率耦合特性的影响, 如图 4-8 所示。观察图 4-8 (a) 可以发现, PMSG 网侧换流器 d 轴和 q 轴内环电流 PI 控制参数越相近, PMSG 交流侧等值阻抗 $Z_w(s)$ 非对角元素的幅值越小, 且当 $k_{pid}=k_{piq}, k_{iid}=k_{iiq}$ 时, $Z_w(s)$ 非对角元素的幅值达到最小值, 此时系统的频率耦合程度最低。同时图 4-8 (b) 还表明, 锁相环带宽也会对 PMSG 并网

系统频率耦合特性产生影响，当锁相环带宽增大时，PMSG 交流侧等值阻抗 $Z_{wf}(s)$ 非对角元素的幅值增加，系统频率耦合效应增强。



(a) dq 轴内环电流控制器 PI 参数不对称性对频率耦合特性的影响



(b) PLL 控制带宽对频率耦合特性的影响

图 4-8 控制参数对 PMSG 并网系统频率耦合特性的影响

Fig.4-8 Impact of control parameters on frequency-coupling characteristics of grid-connected PMSG

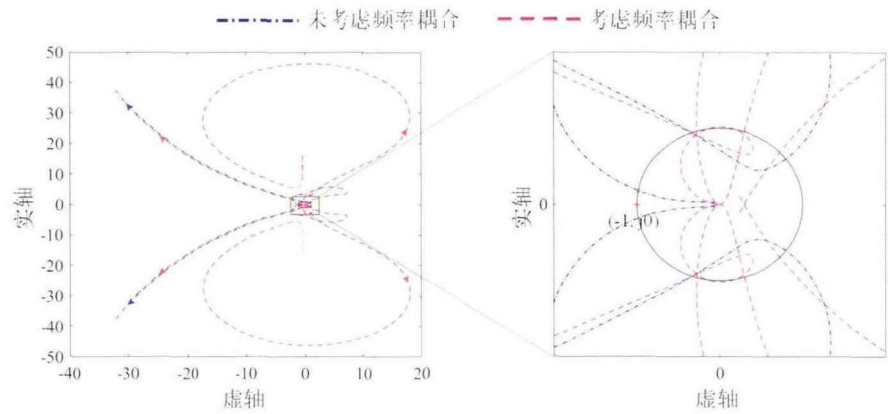
4.4.2 多频率耦合特性对系统稳定性判据的影响

风电机组并网系统的稳定性可由矩阵比 $Z_g(s)/Z_{fw}(s)$ 是否满足奈奎斯特稳定性判据等效分析^[110], $Z_g(s)$ 表示交流电网的阻抗。若考虑系统的频率耦合特性, 则需要分析矩阵 $Z_g(s)/Z_{fw}(s)$ 中所有元素是否满足奈奎斯特判据, 可由广义奈奎斯特判据或者降阶阻抗矩阵的奈奎斯特判据进行等效分析。本文采用 Arnold 降阶方法, 对矩阵 $Z_g(s)/Z_{fw}(s)$ 进行等效降阶处理, 保留其 5 阶特性, 降阶后的系统可以表示为:

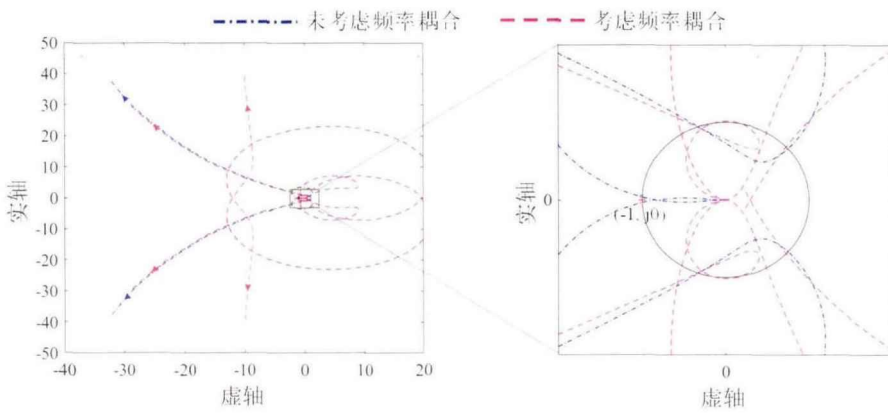
$$\frac{Z_g(s)}{Z_{fw}(s)} \triangleq H(s) = \frac{a_0 + a_1s + \cdots a_5s^5}{b_0 + b_1s + \cdots b_4s^4} \quad (4-28)$$

根据式 (4-28) 的降阶传递函数 $H(s)$ 分别绘制考虑多频率耦合特性和忽略多频率耦合特性的奈氏曲线, 如图 4-9 所示, 其中粉色虚线为考虑多频率耦合特性的奈氏曲线, 蓝色点虚线为忽略多频率耦合特性的奈氏曲线。图 4-9 (a) 中, PMSG 并网系统的锁相环带宽为 25Hz, 此时两条奈氏曲线均未绕过 $(-1, j0)$ 点, 判定系统是稳定的。进一步增大锁相环带宽至 50Hz, 此时忽略多频率耦合特性的奈氏曲线与单位圆的交点更加趋近 $(-1, j0)$ 点, 但并未穿过, 得到的判定结果为系统稳定; 考虑多频率耦合特性的奈氏曲线绕过了 $(-1, j0)$ 点, 如图 4-9 (b) 所示, 得到的判定结果为系统失稳, 该结论与忽略频率耦合特性得出的判定结果相反。图 4-10 (a) 为时域仿真得到的 PMSG 并网点电流波形, 图 4-10 (b) 为改变条件后相应的电流频谱图。通过观察图形可知, 0.55 秒时将 PMSG 并网系统的锁相环增至 50Hz, PCC 点电流出现了振荡, 系统失稳。仿真结果表明, 考虑系统多频率耦合特性能够得到更加准确的稳定性判定结果。

另外, 本节还分析了内环电流带宽对 PMSG 并网系统稳定性的影响, 如图 4-11 所示。通过观察图 4-11 可知, 当 PMSG 网侧换流器内环电流带宽增加时, 两种奈氏曲线与单位圆的交点都向 $(-1, j0)$ 点移动, 系统的稳定裕度降低, 并且考虑多频率耦合特性的奈氏曲线绕过 $(-1, j0)$ 点, 判定系统失稳。图 4-12 (a) 为时域仿真得到的 PMSG 并网点电流波形, 图 4-12 (b) 为改变条件后相应的电流频谱图。0.55 秒时将 PMSG 并网系统的内环电流控制带宽从 150Hz 增至 300Hz, 并网点电流出现了振荡, 系统失稳。仿真结果进一步说明, 多频率耦合特性能够影响风电机组的交流侧等效阻抗特性, 忽略这种特性得到的稳定性判定结果可能不准确。



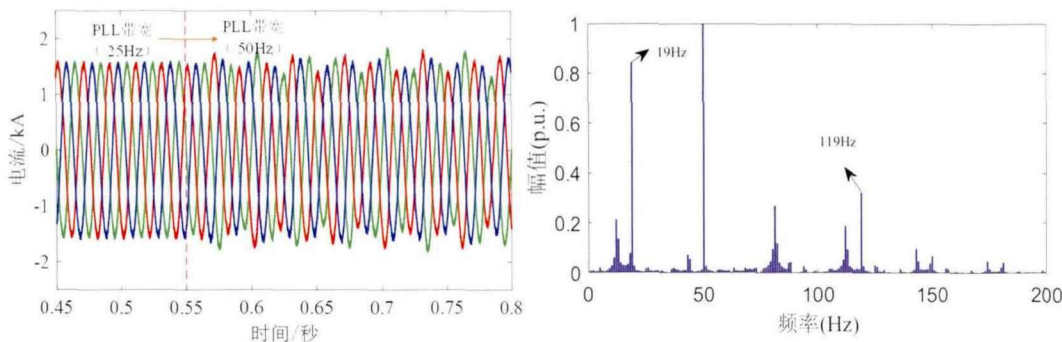
(a) 锁相环带宽为 25Hz 时系统的奈奎斯特曲线



(b) 锁相环带宽为 50Hz 时系统的奈奎斯特曲线

图 4-9 锁相环带宽对 PMSG 并网稳定性的影响

Fig.4-9 Impact of PLL bandwidth on PMSG grid-connection stability.

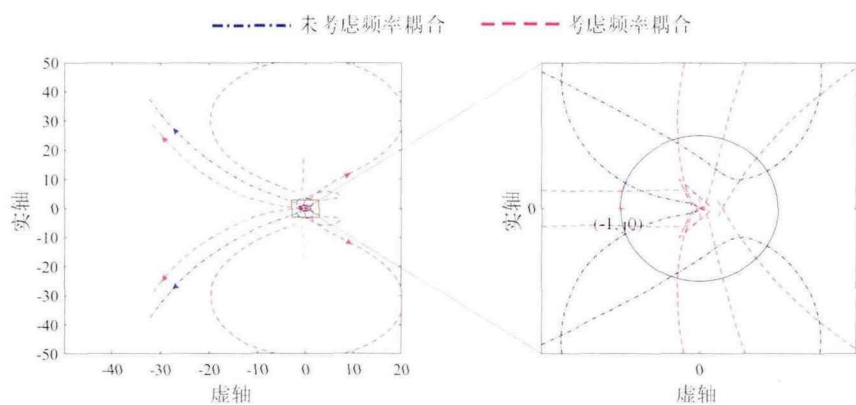


(a) PMSG 输出电流时域仿真波形

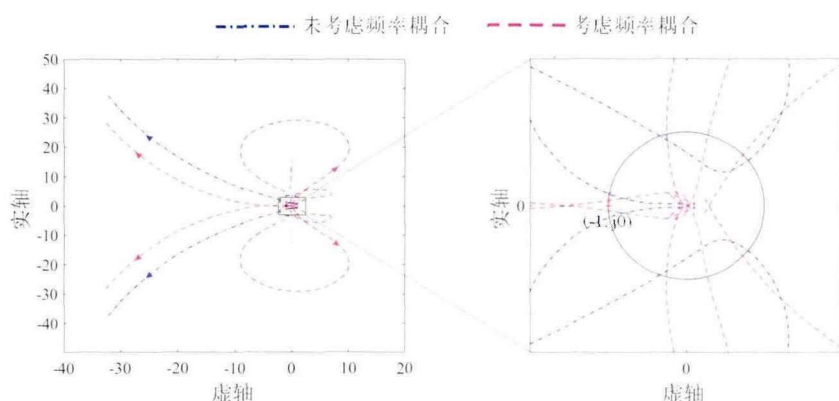
(b) 输出电流频谱

图 4-10 改变锁相环带宽时 PMSG 输出电流的仿真波形及其频谱

Fig.4-10 Simulation waveform and spectrum of PMSG output current when changing PLL bandwidth



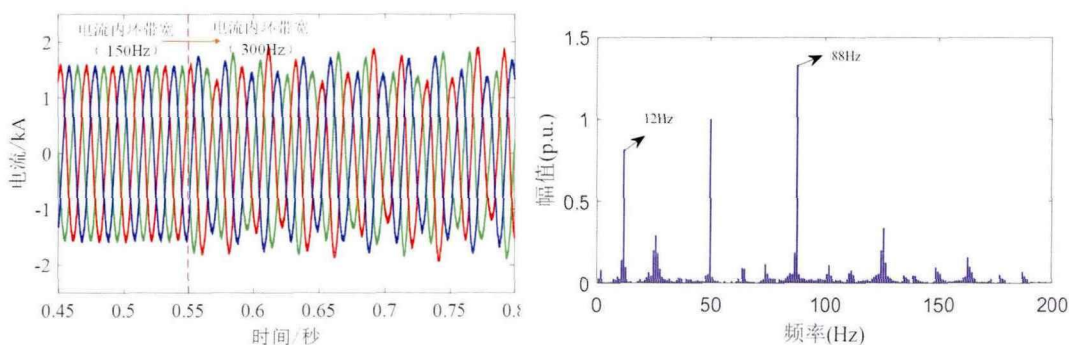
(a) 内环电流控制带宽为 150Hz 时系统的奈奎斯特曲线



(b) 内环电流控制带宽为 300Hz 时系统的奈奎斯特曲线

图 4-11 内环电流控制带宽对 PMSG 并网稳定性的影响

Fig.4-11 Impact of current controller bandwidth on PMSG grid-connection stability.



(a) PMSG 输出电流时域仿真波形

(b) 输出电流频谱

图 4-12 改变内环电流控制带宽时 PMSG 输出电流的仿真波形及其频谱

Fig.4-12 Simulation waveform and spectrum of PMSG output current when changing current controller bandwidth

4.5 本章小结

风电机组电力电子换流器的PWM脉冲调制和开关信号会在系统运行时产生一些谐波分量,且不同频率谐波的交互作用会影响PMSG交流侧和直流侧的动态特性。传统的时域状态空间模型和单输入单输出(或单输入双输出)阻抗模型无法精确表征这种频率耦合特性,并分析其对风电机组并网系统动态稳定性的影响。因此,本章在第3章PMSG复数域阻抗建模的研究基础上进行了拓展,提出基于HSS的PMSG复向量阻抗建模方法,并以此为基础,分析了多频率耦合作用对PMSG并网系统动态稳定性的影响。谐波状态空间能够描述周期时变系统各频率的谐波特性,适用于含电力电子换流器系统的各次谐波频域建模。所提方法将系统各状态变量表示成傅里叶级数展开的形式,然后基于各频次谐波的稳态周期运行轨迹对系统线性化,将LTP系统转变为复频域下的LTI系统,并以此为基础,推导含任意频次谐波分量的状态空间矩阵,同时得到考虑多频率耦合特性的PMSG交流侧等效阻抗模型。最后利用仿真和硬件在环实验验证了所提方法的有效性,并得出以下结论:

1) 考虑谐波频率越多,解析模型准确度越高,计算得到的阻抗模型越贴合实验扫频结果,但是过高的谐波次数会增加计算量,因此需要根据实际系统谐波含量设定解析模型的谐波阶数。

2) PMSG并网系统频率耦合特性会影响系统的稳定性,采用奈奎斯特稳定判据分析系统动态稳定性时,未考虑系统频率耦合特性得到的判据结果可能会不准确。

3) 风电机组并网换流器 d 轴和 q 轴存在不对称控制交互作用,改变 d 轴和 q 轴控制器参数使其趋于一致,能够降低PMSG等效阻抗矩阵非对角元素(频率耦合项)的幅值;同时适当减少锁相环的带宽也能削弱频率耦合程度,从而改善系统的动态稳定性。

第 5 章 基于阻抗模型的风电场动态等值方法研究

5.1 引言

本文第 3 章和第 4 章基于复数域共轭基向量提出了风电机组单机阻抗精细化建模方法及考虑多频率耦合特性的多输入、多输出阻抗建模方法。本章在单机阻抗模型的基础上进行了拓展,考虑了风电场内部拓扑结构、链路方式和内部动态特性,提出了适用于大规模风电场并网振荡特性研究的风电场等值方法。该方法首先根据风电机组的型号和风速的聚合特性,将风电场划分为几个型号相同,工况相近,具有相似出力特性的风电集群。然后通过矩阵相似变换,将一个包含 M 台风电机组及内部联络线的风电集群等效变换为一系列风电机组子系统,每个子系统之间是解耦的,所有子系统模块组成的对角矩阵即为风电机组群的并联等值模型,该模型能够等效表征风电集群内部网络拓扑结构及其动态特性对交流电网稳定性的影响。以此为基础,推导了等效子系统主导特征函数模型,并分析了主导特征函数所反映的系统动态特性与原风电场动态特性之间的联系,然后基于矩阵摄动理论和 Padé 逼近,提出了采用等效风电机组子系统的主导特征函数结合改进渐进波形估计法表征原风电场并网动态特性的模型降阶方法,该方法与现有的单机等值模型相比,除了能够等效反映风电场外接交流系统的主导动态特性,还能够表征风电机组之间的交互作用对风电场动态稳定性的影响。另外,本章进一步探究了风电场内部链路结构、接入方式、线路参数和风电机组数量变化对风电场动态稳定性的影响机理。最后通过仿真和实验验证了所提等值模型的有效性和准确性。

5.2 并联汇集型风电场等值模型

假设一个风电场由 M 台风电机组并联组成,其结构图如图 5-1 所示,每台风机通过联络线接入风电场汇集母线,设第 k 台风机端口电压为 $\mathbf{V}_{k_dq} = [V_{kd}, V_{kq}]^T$; 端口电流为 $\mathbf{I}_{k_dq} = [I_{kd}, I_{kq}]^T$; 其对应的联络线路阻抗为 $z_k = R_k + jx_k$, 风电场汇集母线到外部交流系统之间的传输线路阻抗为 $z_l = R_l + jx_l$ 。当风电机组并网时,其交流侧相位需要与交流电网相位一致,图 5-2 为风电机组网侧换流器采用的 dq 解耦控制坐标系与交流母线公共 x - y 坐标系之间的关系。其中 θ_p 为 dq 坐标系与公共 x - y 坐标系之间的相角差,则单台风电机组由 dq 坐标系转到公共 x - y 坐标系时端口电压、电流的变换方程为:

$$\begin{bmatrix} I_{kx} \\ I_{ky} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_p & -\sin \theta_p \\ \sin \theta_p & \cos \theta_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{kx} \\ V_{ky} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_p & -\sin \theta_p \\ \sin \theta_p & \cos \theta_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{kd} \\ V_{kq} \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

式中 $\mathbf{I}_{k_xy} = [I_{kx}, I_{ky}]^T$ ——第 k 台风电机组在公共 x - y 坐标系下端口电流；
 $\mathbf{V}_{k_xy} = [V_{kx}, V_{ky}]^T$ ——第 k 台风电机组在公共 x - y 坐标系下端口电压。

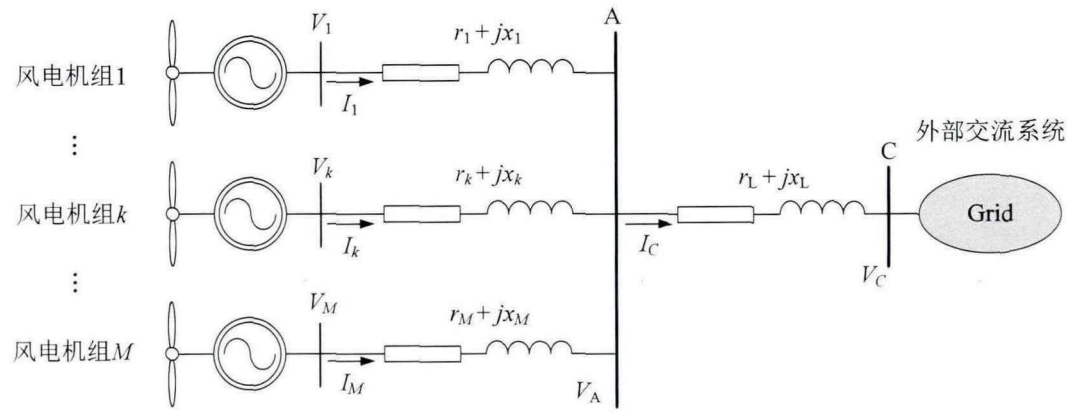


图 5-1 风电场并联汇集结构图

Fig.5-1 Structure of parallel grid-connection wind farm

根据图 5-1 可得频域内第 k 台风电机组端口电压与交流电网电压的关系：

$$\mathbf{V}_{k_xy}(s) - \mathbf{z}_{k_xy}(s)\mathbf{I}_{k_xy}(s) - \mathbf{z}_{L_xy}(s)\mathbf{I}_g(s) = \mathbf{V}_{G_xy}(s) \quad (5-3)$$

式中 $\mathbf{V}_{G_xy} = [V_{Gx}, V_{Gy}]^T$ ——公共 x - y 坐标系下交流母线电压；
 $\mathbf{I}_g = \sum_{k=1}^M \mathbf{I}_{k_xy}$ ——风电场向交流电网注入的电流总和；
 $\mathbf{z}_{k_xy}(s)$ ——风电机组到汇集站母线之间联络线的阻抗矩阵；
 $\mathbf{z}_{L_xy}(s)$ ——风电场到交流系统之间传输线的阻抗矩阵。

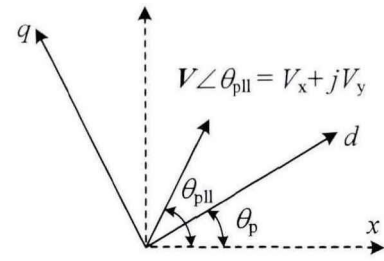


图 5-2 dq 坐标系与公共 x - y 坐标系之间的关系

Fig.5-2 The relationship between dq frame and x - y frame

忽略联络线和传输线上的电阻，则 $\mathbf{z}_{k_xy}(s)$ 和 $\mathbf{z}_{L_xy}(s)$ 可以表示为：

$$\mathbf{z}_{k_xy}(s) = \begin{bmatrix} sL_k & -\omega_1 L_k \\ \omega_1 L_k & sL_k \end{bmatrix}, \mathbf{z}_{l_xy}(s) = \begin{bmatrix} sL_l & -\omega_1 L_l \\ \omega_1 L_l & sL_l \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

将式 (5-3) 小信号谐波线性化可得:

$$\Delta \mathbf{V}_{k_xy}(s) - \mathbf{z}_{k_xy} \Delta \mathbf{I}_{k_xy} - \mathbf{z}_{l_xy}(s) \Delta \mathbf{I}_g(s) = \Delta \mathbf{V}_{G_xy}(s) \quad (5-5)$$

根据上述分析可知, $\Delta \mathbf{I}_g$ 可以展开为: $\Delta \mathbf{I}_g = \Delta \mathbf{I}_{1_xy} + \Delta \mathbf{I}_{2_xy} + \Delta \mathbf{I}_{3_xy} + \dots + \Delta \mathbf{I}_{M_xy}$, 则式 (5-5) 可以改写为网络矩阵形式:

$$\Delta \mathbf{V}_{xy}(s) - \mathbf{Z}_{net_xy}(s) \cdot \Delta \mathbf{I}_{xy}(s) = \Delta \mathbf{V}_{G_xy}(s) \quad (5-6)$$

其中

$$\Delta \mathbf{V}_{xy} = \begin{bmatrix} \Delta V_{1_xy} \\ \Delta V_{2_xy} \\ \vdots \\ \Delta V_{M_xy} \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{I}_{xy} = \begin{bmatrix} \Delta I_{1_xy} \\ \Delta I_{2_xy} \\ \vdots \\ \Delta I_{M_xy} \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{V}_{G_xy} = \begin{bmatrix} \Delta V_{C_xy} \\ \Delta V_{C_xy} \\ \vdots \\ \Delta V_{C_xy} \end{bmatrix}, \quad (5-7)$$

$$\mathbf{Z}_{net_xy} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{1_xy} + \mathbf{z}_{l_xy} & \mathbf{z}_{l_xy} & \cdots & \mathbf{z}_{l_xy} \\ \mathbf{z}_{l_xy} & \mathbf{z}_{2_xy} + \mathbf{z}_{l_xy} & \cdots & \mathbf{z}_{l_xy} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{z}_{l_xy} & \mathbf{z}_{l_xy} & \cdots & \mathbf{z}_{M_xy} + \mathbf{z}_{l_xy} \end{bmatrix}$$

根据式 (3-29) 可用共轭基向量等效表示公共 x - y 坐标系下的电压、电流:

$$\begin{bmatrix} V_{xy}(s) \\ V_{xy}^*(s) \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} V_x(s) \\ V_y(s) \end{bmatrix}, \mathbf{R} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

$$\begin{bmatrix} I_{xy}(s) \\ I_{xy}^*(s) \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} I_x(s) \\ I_y(s) \end{bmatrix}, \mathbf{R} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (5-9)$$

将式 (5-8) 和 (5-9) 线性化后带入式 (5-7) 可得:

$$\Delta \mathbf{V}(s) - \mathbf{Z}_{net}(s) \cdot \Delta \mathbf{I}(s) = \Delta \mathbf{V}_G(s) \quad (5-10)$$

其中:

$$\Delta \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \vdots \\ \Delta V_M \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{I} = \begin{bmatrix} \Delta I_1 \\ \Delta I_2 \\ \vdots \\ \Delta I_M \end{bmatrix}, \Delta \mathbf{V}_G = \begin{bmatrix} \Delta V_C \\ \Delta V_C \\ \vdots \\ \Delta V_C \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Z}_{net} = \mathbf{R} \otimes & \begin{bmatrix} z_{1_xy} + z_{l_xy} & z_{l_xy} & \cdots & z_{l_xy} \\ z_{l_xy} & z_{2_xy} + z_{l_xy} & \cdots & z_{l_xy} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{l_xy} & z_{l_xy} & \cdots & z_{M_xy} + z_{l_xy} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{R}^{-1} = \\
 & \begin{bmatrix} z_1 + z_l & z_l & \cdots & z_l \\ z_l & z_2 + z_l & \cdots & z_l \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_l & z_l & \cdots & z_M + z_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 & & & \\ & z_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & z_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_l & z_l & \cdots & z_l \\ z_l & z_l & \cdots & z_l \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_l & z_l & \cdots & z_l \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (5-11)$$

式中 $\Delta V_k = [V_{kxy}, V_{kxy}^*]^T$ ——基于复向量的第 k 台风电机组端口电压；

$\Delta I_k = [I_{kxy}, I_{kxy}^*]^T$ ——基于复向量的第 k 台风电机组端口电流；

$\mathbf{Z}_{net}$ ——风电场并网节点阻抗矩阵。

根据式 (5-8)、(5-9) 可知：

$$\begin{aligned}
 z_k(s) &= \mathbf{R} \begin{bmatrix} sL_k & -\omega_1 L_k \\ \omega_1 L_k & sL_k \end{bmatrix} \mathbf{R}^{-1} = \begin{bmatrix} sL_k & 0 \\ 0 & sL_k \end{bmatrix} \\
 z_l(s) &= \mathbf{R} \begin{bmatrix} sL_l & -\omega_1 L_l \\ \omega_1 L_l & sL_l \end{bmatrix} \mathbf{R}^{-1} = \begin{bmatrix} sL_l & 0 \\ 0 & sL_l \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (5-12)$$

实际工程中，一个中小型风场通常采用同一厂家且同一型号的风电机组，每个风电机组出厂时的初始设定值相似^[112]（控制方式相同，控制参数相近），且受限于风场规模、气候惯性、位置分布等条件，风场内的尾流效应可以忽略不计，此时风电场内的风电机组线性化模型具有很高的相似度^[113]。

面向大规模风电场时，考虑到其内部风电机组通常由不同生成厂家或不同型号的风机构成，且风场覆盖范围较广阔，空气流向复杂，尾流效应较为显著，不同片区的风电机组运行工况、参数设置，容量型号都有较大的差异，其出力特性也具有显著的分散性。此时，可以先研究风场内部风速的聚合特性，主要方法有概率潮流计算^[114]和 k-mean 聚类方法^[115]，然后依据风速的分布特性，将容量和型号相同的风电机组划分为同一风电集群。一般情况下，地理位置越相近，风速的相关性越强，因此，同一风电集群内的风电机组初始运行工况基本相同，控制参数相似，其小信号谐波线性化模型也是近似的。

另外，风电机组输出的功率需要经过汇集站升压后统一送出，相对于变压器阻抗和风电外送线路阻抗而言，风场内部联络线阻抗较小，对于风电机组并联汇集型风电场，各风电机组之间联络线路阻抗之差对风电场并网的动态稳定性基本没有影响，可以忽略不计。此时，风电场内各风电机组可近似看作对称连接至外部交流系统。此时，若风电场经长距离输电线路接入外部交流系统，相对于外送线路阻抗而

言, 风电场内部联络线路阻抗可以忽略, 在这种情况下, 可以假设所有风电机组的外接线路阻抗相同, 等于输电线路阻抗^[116]。

基于上述分析, 本小节忽略风场内部各风电机组之间联络线路阻抗之差, 将各风电机组看作对称连接至外部交流系统, 既有:

$$\begin{aligned} z_k(s) \approx z_{wl}(s) &= \begin{bmatrix} sL_{wl} & 0 \\ 0 & sL_{wl} \end{bmatrix}, k=1, 2, \dots, M \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} z_1 & & & \\ & z_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & z_M \end{bmatrix} &\approx \begin{bmatrix} z_{wl} & & & \\ & z_{wl} & & \\ & & \ddots & \\ & & & z_{wl} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5-13)$$

此时风电场并网线路阻抗 Z_{net} 可以简化为:

$$Z_{net} = \begin{bmatrix} z_{wl} & & & \\ & z_{wl} & & \\ & & \ddots & \\ & & & z_{wl} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_l & z_l & \cdots & z_l \\ z_l & z_l & \cdots & z_l \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_l & z_l & \cdots & z_l \end{bmatrix} \quad (5-14)$$

通过矩阵分解技术可将 Z_{net} 表示为:

$$Z_{net}(s) = z_{wl}(s) + N \otimes z_l(s) \quad (5-15)$$

其中:

$$N = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \in R^{M \times M} \quad (5-16)$$

式中 $\otimes$ ——表示克罗内克乘积;

R ——表示实数域。

设矩阵 N 的特征值为: $\lambda_k, k=1, 2, \dots, M$, $u_k = [u_{1k}, u_{2k}, \dots, u_{Mk}]^T$ 为其对应的右特征向量, 其构成的特征向量矩阵为 U 。由于 N 为对称矩阵, 因此有,

$$U^{-1} = U^T, U^T N U = \text{diag}[\lambda_i] \quad (5-17)$$

其中:

$$U = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & \cdots & u_{1M} \\ u_{21} & u_{22} & \cdots & u_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{M1} & u_{M2} & \cdots & u_{MM} \end{bmatrix} \quad (5-18)$$

为了对网络阻抗矩阵解耦, 定义变换矩阵 P 为:

$$\mathbf{P} = \mathbf{U} \otimes \mathbf{E}_2, \quad \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-19)$$

由于 $\mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U}^T$, 结合克罗内克乘积性质可知, $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$, $\mathbf{P} \cdot \mathbf{P}^T = \mathbf{E}_{2M} \in \mathbb{R}^{2M \times 2M}$, $\mathbf{E}_{2M}$ 表示 $2M \times 2M$ 的单位矩阵, 进而对风电机组端口电压、电流进行变换:

$$\Delta \mathbf{I}^P = \mathbf{P} \Delta \mathbf{I}, \quad \Delta \mathbf{V}^P = \mathbf{P} \Delta \mathbf{V} \quad (5-20)$$

将式 (5-20) 代入式 (5-10) 可得:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{V}^P(s) - \mathbf{P}^{-1} \mathbf{Z}_{net}(s) \mathbf{P} \cdot \Delta \mathbf{I}^P(s) &= \mathbf{P}^{-1} \Delta \mathbf{V}_G(s) \\ \Rightarrow \Delta \mathbf{V}^P(s) - \mathbf{P}^T \mathbf{Z}_{net}(s) \mathbf{P} \Delta \cdot \mathbf{I}^P(s) &= \mathbf{P}^T \Delta \mathbf{V}_G(s) \\ \Rightarrow \Delta \mathbf{V}^P(s) - \text{diag}[\mathbf{z}_{wl}(s) + \lambda_k \mathbf{z}_l(s)] \Delta \mathbf{I}^P(s) &= \mathbf{P}^T \Delta \mathbf{V}_G(s) \end{aligned} \quad (5-21)$$

将式 (5-18) 代入上式可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_{kxy}^P \\ \Delta \mathbf{V}_{kxy}^{P*} \end{bmatrix} = u_k \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{Gxy}(s) \\ \mathbf{V}_{Gxy}^*(s) \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} sL_{wl} & 0 \\ 0 & sL_{wl} \end{bmatrix} + \lambda_k \begin{bmatrix} sL_l & 0 \\ 0 & sL_l \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{kxy}^P \\ \Delta \mathbf{I}_{kxy}^{P*} \end{bmatrix} \quad (5-22)$$

其中:

$$u_k = \sum_{i=1}^M u_{ik}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, M \quad (5-23)$$

表示特征向量 $\mathbf{u}_k = [u_{1k}, u_{2k}, \dots, u_{Mk}]^T$ 中所有元素的和。根据式 (5-22) 可知, 经过变换后的风场网络阻抗矩阵实现了解耦, 此时风电场由 M 个独立的风机子系统构成, 其中第 k 个风机子系统的端口电压、电流方程为:

$$\Delta \mathbf{V}_k^P = [\mathbf{z}_{wl}(s) + \lambda_k \mathbf{z}_l(s)] \Delta \mathbf{I}^P(s) + u_k \Delta \mathbf{V}_G \quad (5-24)$$

根据式 (5-16) 可知, $\mathbf{N}$ 为一个全部元素都是 1 的满阵, 易得出其特征根为: $\lambda_k = 0, k = 1, 2, \dots, M-1$ 和 $\lambda_k = M$; 对于 λ_k 的特征向量, 则有: $u_k = 0, k = 1, 2, \dots, M-1$ 和 $u_k = M$; 因此, 前 $M-1$ 个风电机组子系统等效端口电压、电流方程为:

$$\Delta \mathbf{V}_k^P = \mathbf{z}_{wl}(s) \Delta \mathbf{I}^P(s), \quad k = 1, 2, 3, \dots, M-1 \quad (5-25)$$

第 M 个风电子系统端口电压、电流方程为:

$$\Delta \mathbf{V}_k^P = [\mathbf{z}_{wl}(s) + M \mathbf{z}_l(s)] \Delta \mathbf{I}^P(s) + M \Delta \mathbf{V}_G \quad (5-26)$$

将 $u_k = 0, k = 1, 2, \dots, M-1$ 和 $u_k = M$ 代入式 (5-20) 可得:

$$\Delta \mathbf{I}^P = \mathbf{P} \Delta \mathbf{I} = \sum_{k=1}^M \Delta \mathbf{I}_k, \quad \Delta \mathbf{V}^P = \mathbf{P} \Delta \mathbf{V} = \sum_{k=1}^M \Delta \mathbf{V}_k \quad (5-27)$$

则式 (5-26) 可以改写为:

$$\sum_{k=1}^M \Delta \mathbf{V}_k = [\mathbf{z}_{wl}(s) + M \mathbf{z}_l(s)] \sum_{k=1}^M \Delta \mathbf{I}_k + M \Delta \mathbf{V}_G \quad (5-28)$$

结合式 (5-25) 和式 (5-26) 可知, 前 $M-1$ 个风电机组子系统反映的是其自身

端口电压、电流动态特性，它们与汇集母线和外部交流系统之间不存在动态交互作用，不会受到交流系统中谐波扰动的影响，同时也无法影响风电场对外部交流系统的动态稳定性。即前 $M-1$ 个等效子系统反映的是风电场内部的动态特性。如图 5-3 (a) 所示；第 M 个等效子系统可看作由一台风电机组经阻抗为 $z_{wl} + Mz_l$ 线路接入外部交流系统构成，其等效示意图如图 5-3 (b) 所示，图中，第 M 个风电机组子系统反映了整个风电场与汇集母线和外部交流系统之间的动态交互特性，因此对第 M 个风电机组子系统进行频域阻抗特性分析，可以等效视作对整个风电场外接阻抗特性分析，由此，便将含 M 台风电机组的风电场并网动态特性分析转换为对第 M 个风电机组子系统并网的动态特性分析，实现了对大规模风电场与交流系统互联模型的等值。

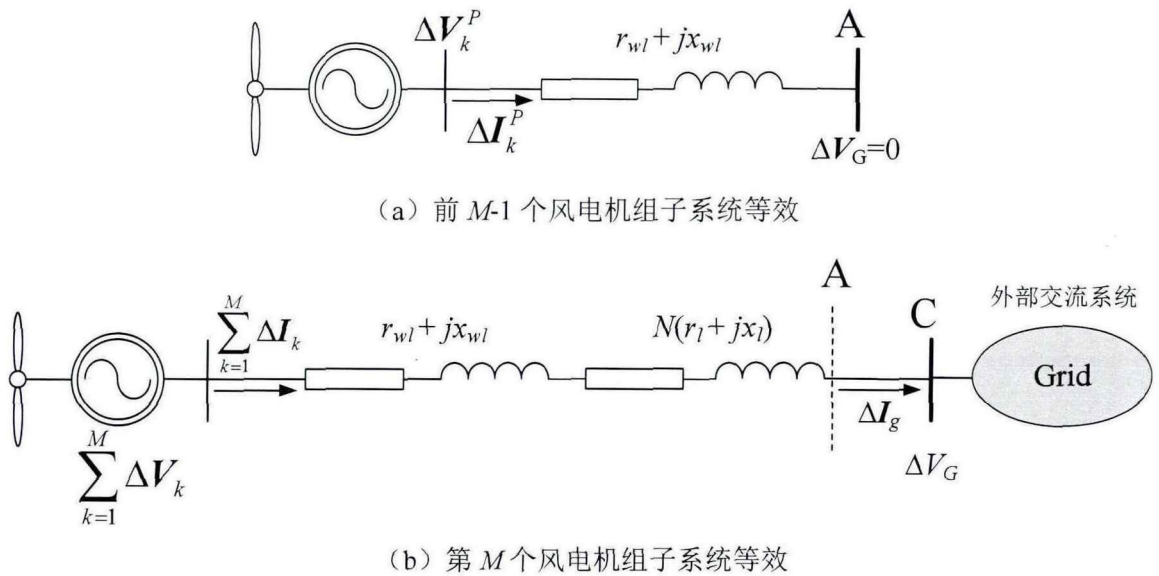


图 5-3 等效风电机组子系统结构图

Fig.5-3 Equivalent wind turbine subsystem structure

5.3 考虑复杂网路拓扑结构及内部动态特性的风电场降阶方法

5.2 节中基于阻抗模型分析并推导了并网型风电场动态等值模型，本小节将进一步探讨更具有普适性的“混联型”拓扑结构风电场降阶方法，从而建立考虑风电场主导动态特性及内部交互特性的风电场等值模型。为此，首先介绍“混联型”拓扑结构风电场集电网络阻抗矩阵的推导。

5.3.1 混联型拓扑结构的风电场网络阻抗建模

图 5-4 为考虑风电机组之间联络线拓扑结构的风电场并网等效示意图，通过观察可知，该结构的风电场与并联汇集型风电场有较大差异，同一链路上的风电机组

通过“先串后并”的方式接入汇集母线。这种网络结构的风电场更加具有普适性，能够反映大部分风电场的内部链路结构。

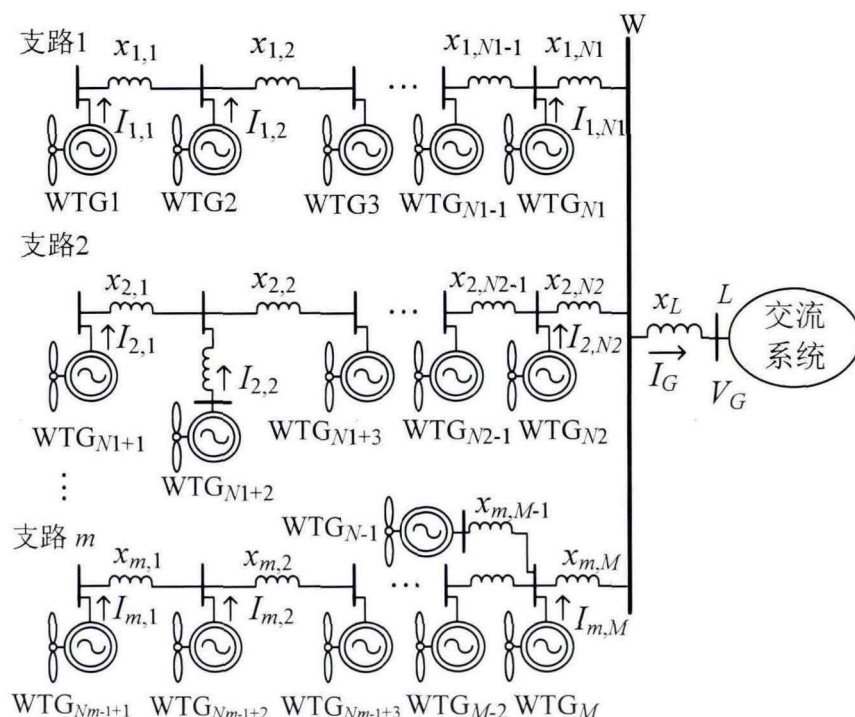


图 5-4 “先串后并”混联式风场链路结构

Fig.5-4 "Series before parallel" hybrid-link wind farm

根据图 5-4 可知，风电场包含 M 台风电机组以及 m 条支路，每一条支路上的风电机组通过联络线串行接入，线路阻抗为 $Z_{h,k} = R_{h,k} + jx_{h,k}$ ，即第 h 条支路中的第 k 台风电机组与该支路之间联络线的阻抗，由于其电阻较小可以忽略，则有： $Z_{h,k} = jx_{h,k}$ 。为了实现风电场网络阻抗矩阵的解耦，首先要明确每台风电机组端口电压、电流之间的关系，将“先串后并”混联型拓扑结构的风电场或风电集群等效变换为图 5-1 所示的并联型汇集结构。

假设第 h 条支路上有 N_h 台风电机组串行接入，对于第 k 台机组，其与该支路剩余机组之间的连接电抗分别为 $x_{h,1}, x_{h,2}, \dots, x_{h,k}, \dots, x_{h,N_h}$ ，从图 5-4 可以看出，流过电抗 $x_{h,k}$ 的电流为该支路前 k 台风机电流的和，表示为 $I_{h,k} = [I_{ph,k} \ I_{nh,k}]^T = \sum_{i=1}^k I_{h,i}$ 其中 $i=1,2,\dots,k$ 。因此，第 k 台风机端口电压、电流方程可以表示为：

$$V_{h,k} = V_{h,k+1} + \sum_{i=1}^k I_{h,i} x_{h,k+1} \otimes L \quad (5-29)$$

式中 L —— 复平面静止坐标系的线路变换矩阵，且 $L = \text{diag}[s/\omega_p, s/\omega_p]$ ；

ω_p —— 旋转频率为 f_p 的电角速度；

$V_{h,k} = [V_{ph,k} \ V_{nh,k}]^T$ —— 第 k 台风力发电机端口电压。

该支路上其他风机端口电压方程可以表示为:

$$\begin{aligned}
 V_{h,k+1} &= \sum_{i=1}^{k+1} I_{h,i} x_{h,k+2} \otimes L + V_{h,k+2} \\
 V_{h,k+2} &= \sum_{i=1}^{k+2} I_{h,i} x_{h,k+3} \otimes L + V_{h,k+3} \\
 &\vdots \\
 V_{h,N_h-1} &= \sum_{i=1}^{N_h} I_{h,i} x_{h,N_h} \otimes L + V_{h,N_h} \\
 V_{h,N_h} &= \sum_{i=1}^M I_i x_l \otimes L + V_G
 \end{aligned} \tag{5-30}$$

式中 $I_i = [I_{pi}, I_{ni}]^T$ ——风电场第 i 台风机出口电流;

$V_G = [V_{pG}, V_{nG}]^T$ ——风电场汇集母线的电压。

式 (5-30) 可以变换为:

$$\begin{aligned}
 V_{h,k+1} - V_{h,k+2} &= \sum_{i=1}^{k+1} I_{h,i} x_{h,k+1} \otimes L \\
 V_{h,k+2} - V_{h,k+3} &= \sum_{i=1}^{k+2} I_{h,i} x_{h,k+2} \otimes L \\
 &\vdots \\
 V_{h,N_h-1} - V_{h,N_h} &= \sum_{i=1}^{N_h-1} I_{h,i} x_{h,N_h-1} \otimes L \\
 V_{h,N_h} &= \sum_{i=1}^M I_i x_l \otimes L + V_G
 \end{aligned} \tag{5-31}$$

将式 (5-31) 左边进行累加可得:

$$\begin{aligned}
 V_{h,k} &= V_G + \sum_{i=1}^M I_i x_l \otimes L + \sum_{i=1}^{N_h} I_{h,i} x_{h,N_h} \otimes L + \\
 &\sum_{i=1}^{N_h-1} I_{h,i} x_{h,N_h-1} \otimes L + \cdots + \sum_{i=1}^k I_{h,i} x_{h,k} \otimes L
 \end{aligned} \tag{5-32}$$

将上式中每台风机的端口电流作为公因式, 进行同类项合并可得:

$$\begin{aligned}
 V_{h,k} &= I_{h,1} (x_{h,k} + x_{h,k+1} + \cdots + x_{h,N_h}) \otimes L + \\
 &I_{h,2} (x_{h,k} + x_{h,k+1} + \cdots + x_{h,N_h}) \otimes L + \cdots + \\
 &I_{h,k} (x_{h,k} + x_{h,k+1} + \cdots + x_{h,N_h}) \otimes L + \\
 &I_{h,k+1} (x_{h,k+1} + x_{h,k+2} + \cdots + x_{h,N_h}) \otimes L + \cdots + \\
 &x_{h,N_h} \otimes L + V_G + \sum_{i=1}^M I_i x_l \otimes L
 \end{aligned} \tag{5-33}$$

对上式整理可得:

$$\begin{aligned}
 V_i = & I_1 z_{i1} \otimes L + I_2 z_{i2} \otimes L + \cdots I_{N_{i-1}} z_{iN_{i-1}} \otimes L + \cdots + \\
 & I_{N_{i-1}+1} z_{iN_{i-1}+1} \otimes L + I_{N_{i-1}+1} z_{iN_{i-1}+1} \otimes L + \cdots + \\
 & I_i z_{ii} \otimes L + I_{i+1} z_{ii+1} \otimes L + \cdots + I_{N_i} z_{iN_i} \otimes L + \cdots + \\
 & I_{N_i+1} z_{iN_i+1} \otimes L + I_{N_i+2} z_{iN_i+2} \otimes L + \cdots + I_M z_{iM} \otimes L
 \end{aligned} \quad (5-34)$$

其中:

$$\begin{aligned}
 z_{i1} = z_{i2} = z_{i2} = \cdots = z_{iN_{i-1}} &= x_l, \\
 z_{iN_{i-1}+1} = z_{iN_{i-1}+2} = \cdots = z_{ii} &= \\
 x_{h,i} + x_{h,i+1} + \cdots + x_{h,N_i} + x_l, \\
 z_{ii+1} = x_{h,i+1} + \cdots + x_{h,N_i} + x_l & \\
 z_{ii+2} = x_{h,i+2} + \cdots + x_{h,N_i} + x_l, \cdots, \\
 z_{iN_i} = x_{h,N_i} + x_l, \\
 z_{iN_i+1} = z_{iN_i+2} = z_{iN_i+3} = \cdots = z_{iM} &= x_l
 \end{aligned} \quad (5-35)$$

从上式可以看出第 k 台风机和第 i 台风机之间的阻抗满足如下关系:

- 1) 当第 k 台风机和第 i 台风机不在同一条支路时, 有 $z_{ki} = x_l$;
- 2) 当第 k 台风机和第 i 台风机在同一条支路 h 时, 同时该支路有 N_i 台风机,

且 $i \leq k$ 时, $z_{ki} = \sum_{j=k}^{N_i} x_{hj}$;

- 3) 当第 k 台风机和第 i 台风机在同一条支路 h 时, 且 $i > k$ 时, $z_{ki} = \sum_{j=i}^{N_i} x_{hj}$ 。

根据以上线路关系, 即可得到重塑后的风电场网络阻抗方程 (每台风机出口电压、电流相对应):

$$V(s) - Z_L(s)I(s) = V_G(s) \quad (5-36)$$

其中:

$$\Delta V = \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \vdots \\ \Delta V_k \\ \vdots \\ \Delta V_M \end{bmatrix}, \Delta I = \begin{bmatrix} \Delta I_1 \\ \vdots \\ \Delta I_k \\ \vdots \\ \Delta I_M \end{bmatrix}, \Delta V_G = \begin{bmatrix} \Delta V_C \\ \vdots \\ \Delta V_C \\ \vdots \\ \Delta V_C \end{bmatrix}, Z_L = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & \cdots & z_{1M} \\ z_{21} & z_{22} & \cdots & z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M1} & z_{M2} & \cdots & z_{MM} \end{bmatrix} \otimes L(s) \quad (5-37)$$

式中 $\Delta V_k = [V_{kxy}, V_{kxy}^*]^T$ ——基于复向量的第 k 台风电机端口电压;

$\Delta I_k = [I_{kxy}, I_{kxy}^*]^T$ ——基于复向量的第 k 台风电机端口电流。

5.3.2 风电场网络阻抗矩阵的等效解耦

将 5.3.1 节中重塑后的风电场网络阻抗方程小信号线性化可得:

$$\Delta V(s) - \mathbf{Z}_L(s)\Delta \mathbf{I}(s) = \Delta V_G(s) \quad (5-38)$$

通过式 (3-74) 可知, 风电机组交流侧端口电压、电流关系为:

$$\Delta V(s) = -\mathbf{Z}_w(s)\Delta \mathbf{I}(s) \quad (5-39)$$

上式中, $\mathbf{Z}_w = \text{diag}[\mathbf{Z}_{w1}, \mathbf{Z}_{w2}, \dots, \mathbf{Z}_{wM}]^T$ 表示每台风电机组交流侧等效阻抗矩阵, 如式 (3-74) 所示。根据式 (5-38) 的网络阻抗动态方程可以得到风电场并网的戴维南等效电路结构, 如图 5-5 所示, 图中, 风电机组等效为电流源并联交流侧阻抗, 交流电网等效为电压源串联风电场网络阻抗, 假设风电机组和交流系统的初始状态是稳定的, 则风电场馈入交流网络的电流动态特性可以表示为:

$$\Delta \mathbf{I}(s) = \frac{-\Delta V_G(s)}{\mathbf{Z}_w(s) + \mathbf{Z}_l(s)} \quad (5-40)$$

由闭环传递函数的性质可知, 系统的稳定性取决于特征矩阵 $\mathbf{Z}_w(s) + \mathbf{Z}_l(s)$ 零点的位置 (若全部零点都位于复平面左边, 则系统稳定), 因此系统的等效特征方程可以表示为:

$$\det(\mathbf{Z}_w(s) \otimes \mathbf{E}_M + \mathbf{Z}_l \otimes \mathbf{L}(s)) = 0 \quad (5-41)$$

其中:

$$\mathbf{E}_M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \in R^{M \times M} \quad (5-42)$$

分析 5.3.1 小节风电场网络阻抗 $\mathbf{Z}_l$ 建模过程可知, $\mathbf{Z}_l$ 为满秩对称矩阵, 所以可以对角化:

$$\mathbf{T}\mathbf{Z}_l\mathbf{U} = \mathbf{\Lambda} \quad (5-43)$$

式中 $\mathbf{\Lambda}$ —— 矩阵 $\mathbf{Z}_l$ 的特征值矩阵;

$\mathbf{T}$ —— 矩阵 $\mathbf{Z}_l$ 的左特征向量;

$\mathbf{U}$ —— 矩阵 $\mathbf{Z}_l$ 的右特征向量。

且有:

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_M \end{bmatrix}, \mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & \cdots & t_{1M} \\ t_{21} & t_{22} & \cdots & t_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{M1} & t_{M2} & \cdots & t_{MM} \end{bmatrix}, \mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & \cdots & u_{1M} \\ u_{21} & u_{22} & \cdots & u_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{M1} & u_{M2} & \cdots & u_{MM} \end{bmatrix} \quad (5-44)$$

由对称矩阵的性质可知, $\mathbf{T}\mathbf{U} = \mathbf{E}_M$, 将式 (5-41) 左右分别乘以 $\mathbf{T} \otimes \mathbf{E}_2$ 和 $\mathbf{U} \otimes \mathbf{E}_2$ 可得:

$$\det[(T \otimes E_2(Z_w(s) \otimes E_M)U \otimes E_2) + (TZ_L U) \otimes L(s)] = 0 \quad (5-45)$$

上式进一步整理为:

$$\det[((TU) \otimes E_2(Z_w(s) \otimes E_M)) + (TZ_L U) \otimes L(s)] = 0 \quad (5-46)$$

对式(5-46)化简可得:

$$\det[Z_w(s) \otimes E_M + \Lambda \otimes L(s)] = \det[Z_e(s)] = 0 \quad (5-47)$$

上式中所有矩阵都是对角矩阵, 因此可以等效表示为:

$$\prod_{i=1}^M |z_i(s)| = 0, \quad z_i(s) = [Z_{wi}(s) + \lambda_i L(s)] \quad (5-48)$$

从式(5-48)可以看出, 解耦后的矩阵阶数与式(5-41)中原方程矩阵阶数相同, 实现了风电场网络矩阵的等效解耦, 其物理意义为将混联型拓扑结构风电场等效变换为多个风机子系统并联形式, 此时, 互联系统是否稳定取决于每个等效风电机组子系统特征方程的解是否都在复平面左边。总之, 以上推导过程将包含 M 台风电机组的风电场解耦成 M 个等效风电机组子系统, 并保留了风电场内部拓扑信息和动态特性, 这 M 个等效风电机组子系统可以等价代表整个风电场。

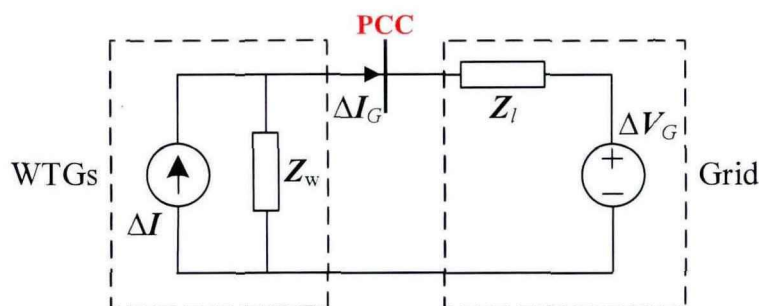


图 5-5 风电场并网的戴维南等效电路结构

Fig.5-5 Thevenin equivalent circuit structure for grid-connection wind farm

5.3.3 适用于风场动态稳定性分析的降阶方法

根据 5.3.2 小节的推导和分析可知, 解耦后的等效风机子系统保留了原风电场特征方程的全部特征值信息, 因此可以基于解耦后的网络阻抗矩阵研究风电场降阶和动态等值方法。

考虑到大规模风电场一般由不同型号, 容量的机组构成, 且风场占地面积较为宽广, 空气流向复杂, 不同片区的风电机组之间的初始运行工况差异较大, 其出力特性也具有显著的分散性, 还具有一定的尾流效应。因此, 首先依据风速的聚合响应特性, 风电机组的型号、出力等条件, 将原风电场划分成不同片区, 然后通过网络阻抗矩阵的等效解耦可以得到不同片区的网络分块矩阵, 如下所示:

$$\mathbf{Z}_e(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{eA}(s) & & \\ & \mathbf{Z}_{eB}(s) & \\ & & \ddots \\ & & & \mathbf{Z}_{eN}(s) \end{bmatrix} \quad (5-49)$$

假设区域 A 包含 M_A 台风电机组，则其解耦后的等效子系统表示为：

$$\prod_{k=1}^{M_A} |z_k(s)| = 0, \quad z_k(s) = [\mathbf{Z}_{wk}(s) + \lambda_k \mathbf{L}(s)] \quad (5-50)$$

根据文献[113][117]可知，决定系统 $z_k(s)$ 稳定性的特征轨迹称为系统的主导特征根轨迹，表示为 $\xi_k(s)$ ，则式 (5-50) 可以进行等效变换，过程如下：

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{Z}_{wk}(s) + \lambda_k \mathbf{L}(s)) = 0 &\Rightarrow \\ \det \left\{ \begin{bmatrix} \eta_{k1}(s) \\ \eta_{k2}(s) \end{bmatrix} (\mathbf{Z}_{wk}(s) + \lambda_k \mathbf{L}(s)) \begin{bmatrix} \kappa_{k1}(s) \\ \kappa_{k2}(s) \end{bmatrix}^T \right\} = 0 &\Rightarrow \\ \begin{bmatrix} \alpha_{k1}(s) + \lambda_k & \\ & \alpha_{k2}(s) + \lambda_k \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \xi_{k1}(s) & \\ & \xi_{k2}(s) \end{bmatrix} = \xi_k(s) \end{aligned} \quad (5-51)$$

式中 $\eta_k = [\eta_{k1}, \eta_{k2}]^T$ —— 矩阵 $\mathbf{Z}_{wk}$ 关于特征函数 $\alpha_k(s)$ 的左特征向量；

$\kappa_k = [\kappa_{k1}, \kappa_{k2}]^T$ —— 矩阵 $\mathbf{Z}_{wk}$ 关于特征函数 $\alpha_k(s)$ 的右特征向量；

$\xi_k(s)$ —— 矩阵 $\mathbf{Z}_{wk} + \lambda_k \mathbf{L}(s)$ 的主导特征函数。

假设系统初始状态稳定，由于阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_{wk}$ 是基于共轭基向量推导的，根据 Hartman-Grobman 定理可知， $\xi_k(s)$ 是双曲的，则有 $\xi_{k1}(s) = \xi_{k2}^*(s)$ 。因此，第 k 个风电机组子系统主导特征函数 $\xi_k(s)$ 的特征根可以表示为 $\mu_k = \varepsilon_k \pm j\delta_k$ ，设所有风电机组子系统的主导特征函数特征根实部最大值为 $\varepsilon_{\max}$ ，对应的子系统为 $\mathbf{z}_{\max}(s)$ ，则整个风电集群 A 对外主导动态特性可由风电机组子系统 $\mathbf{z}_{\max}(s)$ 等效表示，因此保留与该子系统对应的完整风电机组模型。值得注意的是，当风速等外部条件改变时，风电机组的运行工况会发生变化，但是同一风电集群每台风电机组的运行工况变化量相似，子系统主导特征函数的特征根统一向左或向右移动，筛选出的主导风电机组依旧能够表征风电集群的对外主导动态特性^[118]。下面进一步推导考虑风电场内部动态特性及风机交互作用的风电场降阶方法。设风电集群 A 除了主导风机外其余风机组成的状态空间矩阵为：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Delta \mathbf{X} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{V} \\ \Delta \mathbf{I} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{X} \end{cases} \quad (5-52)$$

其中， $\Delta \mathbf{X} = [\Delta \mathbf{X}_1, \Delta \mathbf{X}_2, \dots, \Delta \mathbf{X}_{M_A-1}]^T$ ，表示风电机组群 A 的各风电机组状态变量的列向量， $\mathbf{A} = \text{diag}[\mathbf{A}_i]$ ， $\mathbf{B} = \text{diag}[\mathbf{B}_i]$ ， $\mathbf{C} = \text{diag}[\mathbf{C}_i]$ ， $i = 0, 1, \dots, M_A - 1$ ，表示风电机组群 A 的状态

空间矩阵系数, 假设系统在初始运行状态稳定, 通过拉式变换, 可以得到:

$$\begin{cases} s\Delta X(s) = A\Delta X(s) + B\Delta V(s) \\ \Delta I(s) = C\Delta X(s) \end{cases} \quad (5-53)$$

消去上式中的 ΔX , 得到系统关于 ΔI 和 ΔV 的传递函数 $H(s) = C(sI - A)^{-1}B$, I 表示 $M_A - 1$ 维的单位矩阵, 取 $s_0 \in C$ 使得矩阵 $s_0I - A$ 非奇异, 则传递函数 $H(s)$ 可以重写为:

$$H(s) = C(s_0I - A(s - s_0))^{-1}B. \quad (5-54)$$

对上式中矩阵 $s_0I - A$ 做分解 $s_0I - A = F_1F_2$ 为了方便计算, 可以取 F_1 或 F_2 为单位矩阵, 则式 (5-54) 可以改写为:

$$H(s) = CF_2^{-1}(I + (s - s_0)F_1^{-1}F_2^{-1})^{-1}F_1^{-1}B \quad (5-55)$$

设 $E_1 = F_1^{-1}F_2^{-1}$, $B_1 = F_1^{-1}B$, $C_1 = CF_2^{-1}$ 则有: $H(s) = C_1(I - (s - s_0)E_1)^{-1}B_1$ 当 $|s - s_0|$ 小于矩阵 E_1 的谱半径时, 可以对 $H(s)$ 在 s_0 点进行泰勒展开:

$$H(s) = C_1 \left(\sum_{i=0}^{+\infty} E_1^i (s - s_0)^i \right) B_1 = \left(\sum_{i=0}^{+\infty} C_1 E_1^i B_1 (s - s_0)^i \right) \quad (5-56)$$

记 $M_i = C_1 E_1^i B_1$, $i = 0, 1, \dots, M_A - 1$, 式 (5-56) 可以表示为:

$$H(s) = \sum_{i=0}^{n-1} M_i (s - s_0)^i + O((s - s_0)^n) = Z_{w-1}(s) + \Lambda_1 \otimes L(s), \quad (5-57)$$

其中 M_i 表示传递函数 $H(s)$ 在 s_0 处的第 i 阶矩, 同时也是特征函数 $Z_{w-1}(s) + \Lambda_1 \otimes L(s)$ 的矩; $Z_{w-1}(s)$ 表示除去主导风电机组的风电场等效阻抗矩阵, Λ_1 则表示除去主导风电机组外送线路的风电场解耦网络阻抗矩阵。得到系统状态方程的矩后, 可采用 Padé 有理函数逼近来研究系统传递函数 $H(s)$ 的降阶方法, 对函数 $H(s)$ 在 $s = 0$ 处进行泰勒级数展开:

$$\begin{aligned} H(s) &= m_0 + m_1s + m_2s^2 + \dots + m_ns^n \\ Z_{w-1}(s) &= z_0 + z_1s + z_2s^2 + \dots + z_ns^n \\ \Lambda_1 \otimes L(s) &= s[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M_A-1}]^T \end{aligned} \quad (5-58)$$

由于 $H(s)$ 在 $s=0$, 即初始条件下是稳定的, 在有理分式 $P_L(s)/Q_L(s)$ 满足^[119]:

$$H(s) - \frac{P_L(s)}{Q_N(s)} = O(s^{L+N+1}) \quad (5-59)$$

其中, $P_L(s)$ 与 $Q_L(s)$ 互质, 即没有公因式, 且 $P_L(s) = a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_Ls^L$, $Q_N(s) = b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + a_Ms^N$, 则称 $P_L(s)/Q_N(s)$ 为 $H(s)$ 的 Padé 逼近式。设 $b_0 = [1, 1, \dots, 1]^T \in \mathbb{R}^{1 \times M_A - 1}$, 将式 (5-58) 带入式 (5-59) 可得系数关系:

$$\begin{bmatrix} m_{L+1} & m_L & \cdots & m_{L-N+1} \\ m_{L+2} & m_{L+1} & \cdots & m_{L-N+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{L+N} & m_{L+N-1} & \cdots & m_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-60)$$

$$\begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_0 & & & \\ m_1 & m_0 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ m_L & m_{L-1} & \cdots & m_{L-M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} \quad (5-61)$$

根据式 (5-60) 先计算得到系数矩阵 b_i , $i=0,1,\dots,N$, 再将其带入式 (5-61) 即可得到系数矩阵 a_j , $j=0,1,\dots,L$, 为了简化计算, 利用矩阵摄动理论对 $H(s)$ 进行预处理。根据前文分析可知, 同一风电集群内风机型号相同, 风速分布基本一致, 控制方式相同, 控制参数相似, 设矩阵 Z_{w-1} 所有特征函数 $\alpha_1(s)$, $\alpha_2(s)$, $\dots$, $\alpha_{M_A-1}(s)$ 中特征根实部最大的主导特征函数为 $\alpha_{\max}(s)$, 其特征值为 $\phi_{\max} = \text{diag}[\phi_{\max 1}, \phi_{\max 2}]$, 对应的左右特征向量为 $\eta_{\max} = [\eta_{\max 1}, \eta_{\max 2}]$ 和 $\kappa_{\max} = [\kappa_{\max 1}, \kappa_{\max 2}]^T$; Z_{w-1} 其余特征函数的特征根为 $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{M-1}$; 根据 Gerschgorin 圆盘定理可知, 其与 $\phi_{\max}$ 有如下关系:

$$\left\| \begin{bmatrix} \phi_{\max 1} & \\ & \phi_{\max 2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \phi_i & \\ & \phi_i \end{bmatrix} \right\| \leq \|\eta_{\max} \sigma \kappa_{\max}\| = O\|\alpha_{\max} - \alpha_i\| \quad (5-62)$$

式中 $\|\cdot\|$ —— 任意矩阵范数;

O —— 高阶无穷小。

通过上述分析, 式 (5-58) 中 $H(s)$ 的矩阵系数可以表示为:

$$m_0 = \begin{bmatrix} m_0 \\ m_0 \\ \vdots \\ m_0 \end{bmatrix}, m_1 = \begin{bmatrix} z_1 + \lambda_1 \\ z_1 + \lambda_2 \\ \vdots \\ z_1 + \lambda_{M_A-1} \end{bmatrix}, \dots, m_n = \begin{bmatrix} m_n \\ m_n \\ \vdots \\ m_n \end{bmatrix} \quad (5-63)$$

$$m_0, m_1, \dots, m_n \in R^{1 \times M_A-1}$$

将式 (5-63) 带入式 (5-60) 和式 (5-61) 可以极大的简化计算过程, 从而得到 $H(s)$ 的 Padé 逼近式 $H_1(s)$, $H_1(s)$ 的前 r 阶矩与 $H(s)$ 匹配, 且有:

$$H_1(s) = \frac{a_0 + a_1 s + \cdots + a_L s^L}{b_0 + b_1 s + \cdots + b_M s^M} = \frac{P_L(s)}{Q_N(s)} \approx H(s) \quad (5-64)$$

由于 Padé 逼近的收敛性较好且精准度较高, 取传递函数 $H(s)$ 的 1 阶矩, 并设级数序列 m 的阶数为 2 可得 $H(s) = Z_f(s) = m_0 + m_1 s + m_2 s^2$ 。 m_0, m_1, m_2 是由换流器内外环控制参数, PLL 参数, 风机功率稳态值等构成的系数, 仿真中可以通过参数计算进行滚动更新。

以上过程实现了考虑风电集群内部动态特性和风机之间交互作用的风电集群等效降阶，进一步根据风电场分区信息将该降阶方法拓展至不同集群即可得到整个风电场的等效降阶模型，如图 5-6 所示。

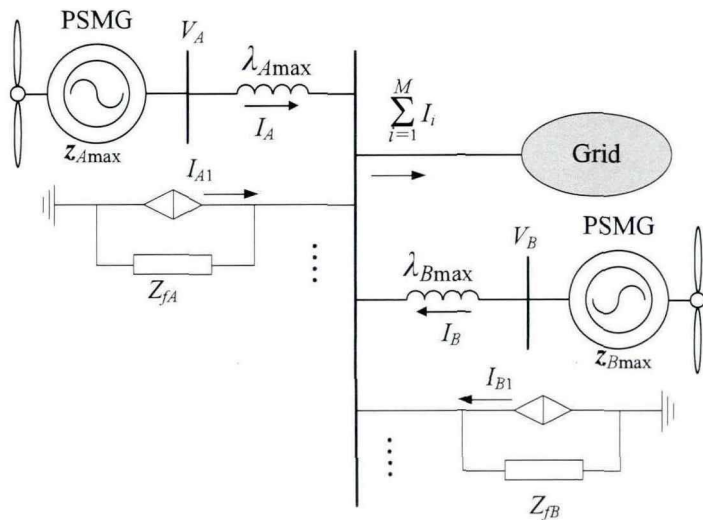


图 5-6 风电场等效降阶结构

Fig.5-6 Equivalent reduced order structure of wind farm

5.4 算例分析

本节通过一些算例分析阐明了所提降阶方法的有效性和准确性。首先基于 MATLAB 编写仿真计算程序将风电场全阶模型的交流侧等效阻抗与采用所提降阶方法推导的风电场交流侧等效阻抗进行对比分析，验证所提方法的有效性。然后基于理论推导和特征根轨迹对比研究了风电场内部机组的连接方式，输电线路参数和风电机组数量的变化对风电场动态稳定性的影响。

5.4.1 风电场降阶模型与全阶模型的对比分析

图 5-7 为风电场并网等效结构图，其中 Z_w 表示风电场交流侧阻抗， Z_l 表示等效解耦后的风电场网络阻抗， Z_g 表示交流电网阻抗，风电场采用混联型结构（即图 5-4 所示），包含 80 台风电机组，其中一半为 PMSG，另一半为 DFIG，其主要参数如表 5-1 和表 5-2 所示。令风电机组运行在额定功率附近，且同一风电集群内机组的控制参数和运行工况相差不超过基准值的 5%，建立风电场全阶模型^[120]与等效降阶模型（图 5-6 所示）的阻抗矩阵，并进行频域分析，如图 5-8 所示。图 5-8（a）表示由 PMSG 组成的风电集群 A 的阻抗模型对比，图 5-8（b）则表示由 DFIG 组成的风电集群 B 的阻抗模型对比。从图中可以看出，对于不同机型所组成的风电集群，采用所提降阶方法得到的等值阻抗模型与风电场全阶阻抗模型重合度较高，说明了

所提方法的有效性和准确性。

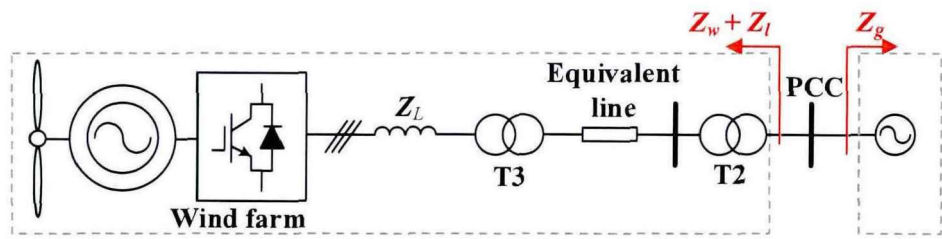


图 5-7 风电场并网简化结构图

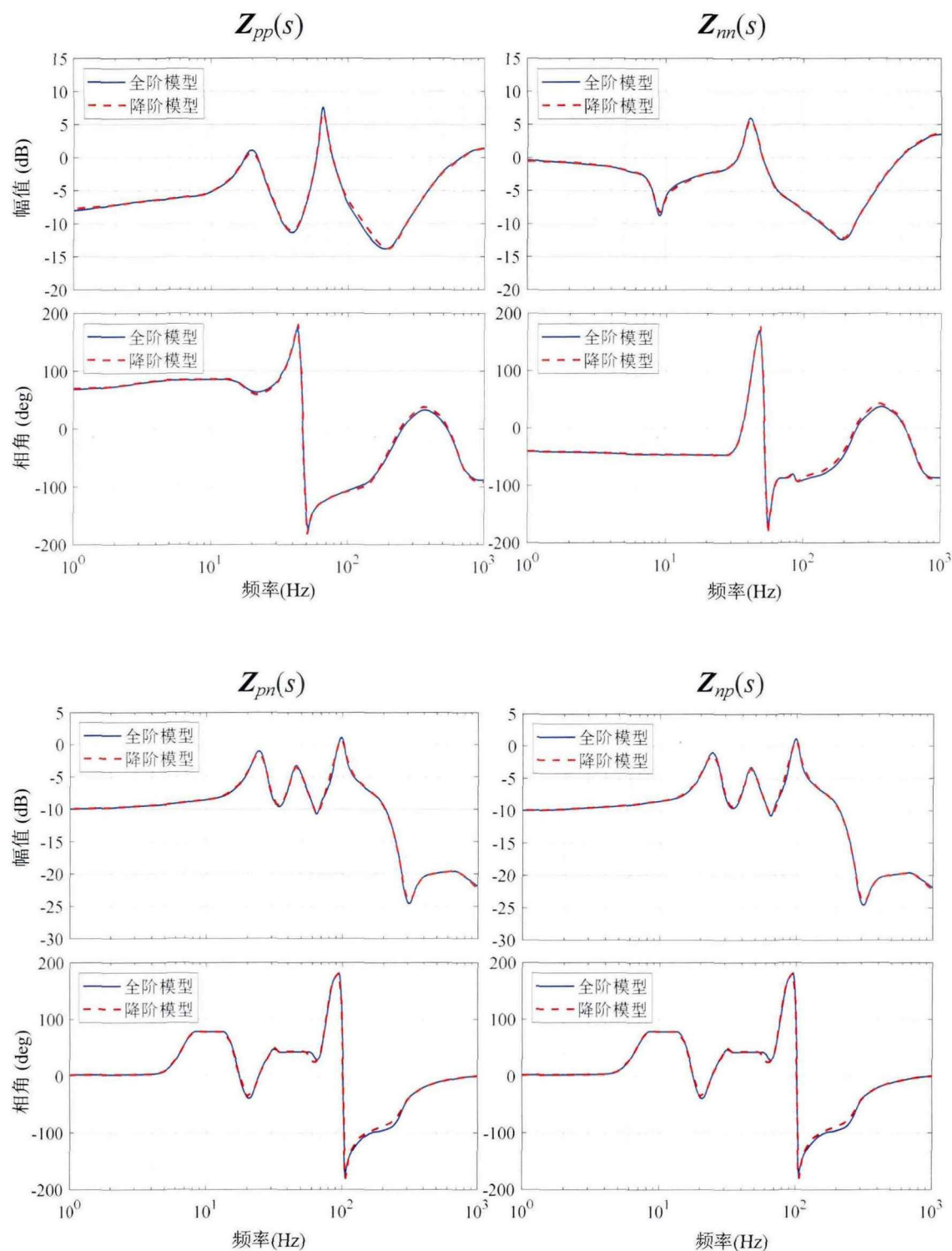
Fig.5-7 Simplified circuit structure of the interconnected wind farm

表 5-1 永磁直驱同步发电机参数
Tab.5-1 The parameters of the PMSG

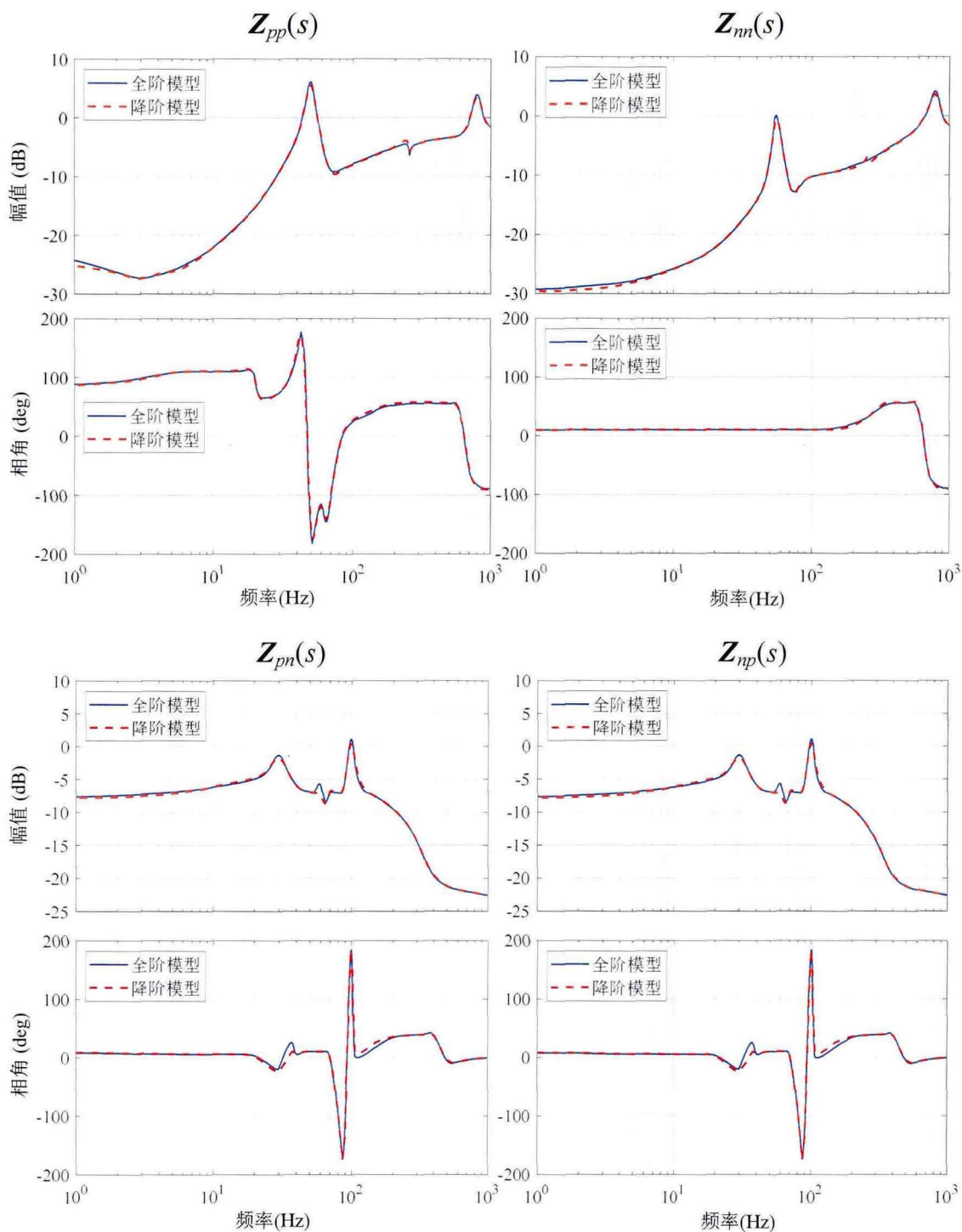
型号：2.0MW,690V,9.75Hz（隐极机）			
额定转速	22.5r/min	额定功率	2.0MW
极对数	26	额定视在功率	2.2419MVA
额定机械转矩	848.826kN·m	额定线电压	690V(RMS)
额定转子磁链	5.2864Wb(RMS)	额定相电压	398.4V(RMS)
定子绕组电阻	0.821Ω	额定定子电流	1867.76A(RMS)
d 轴同步电感 L_d	1.5731mH	额定功率因数	0.9221
q 轴同步电感 L_q	1.5731mH	线路电阻	0.411mΩ
额定定子频率	9.75Hz	LC 滤波器电感	3.4666mH
磁链基值	6.5029 Wb	LC 滤波器电容	76865.87μF

表 5-2 双馈风力发电机参数
Tab.5-2 The parameters of the DFIG

型号：2.2MW,690V,50Hz			
额定转速	1512r/min	额定功率	2.2MW
极对数	2	额定视在功率	2.3339MVA
额定机械转矩	17.74kN·m	额定线电压	690V(RMS)
额定定子磁链	1.2748Wb(RMS)	额定相电压	398.4V(RMS)
定子绕组电阻	1.021Ω	额定定子电流	2167.76A(RMS)
额定转差率	-0.08	额定功率因数	0.8888
转动惯量	1200kg·m ²	线路电阻	0.811mΩ
定子漏感	0.06492mH	励磁电感	2.1346mH
磁链基值	1.2681 Wb	直流链路电容基值	17316.87μF



(a) 风电集群 A 的等效交流侧阻抗模型对比分析



(b) 风电集群 B 的等效交流侧阻抗模型对比分析

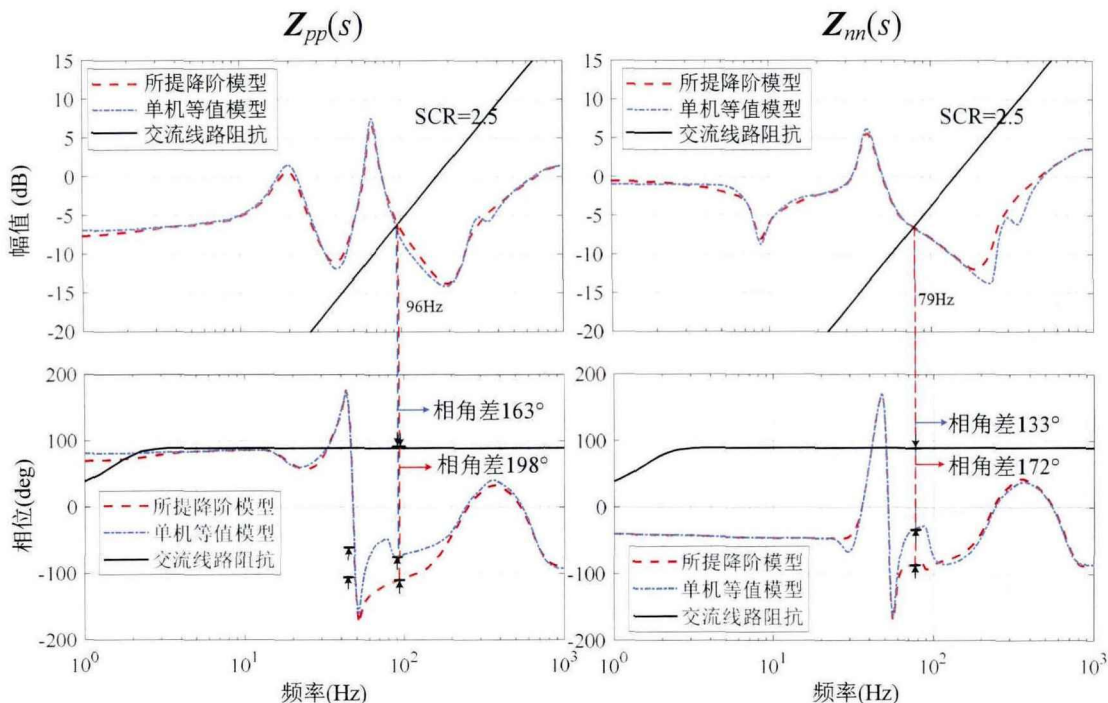
图 5-8 所提降阶方法推导的等效阻抗与风电场全阶模型等效阻抗对比

Fig.5-8 Comparison between the equivalent impedance derived by the proposed reduced order method and the equivalent impedance of the full order model of wind farm

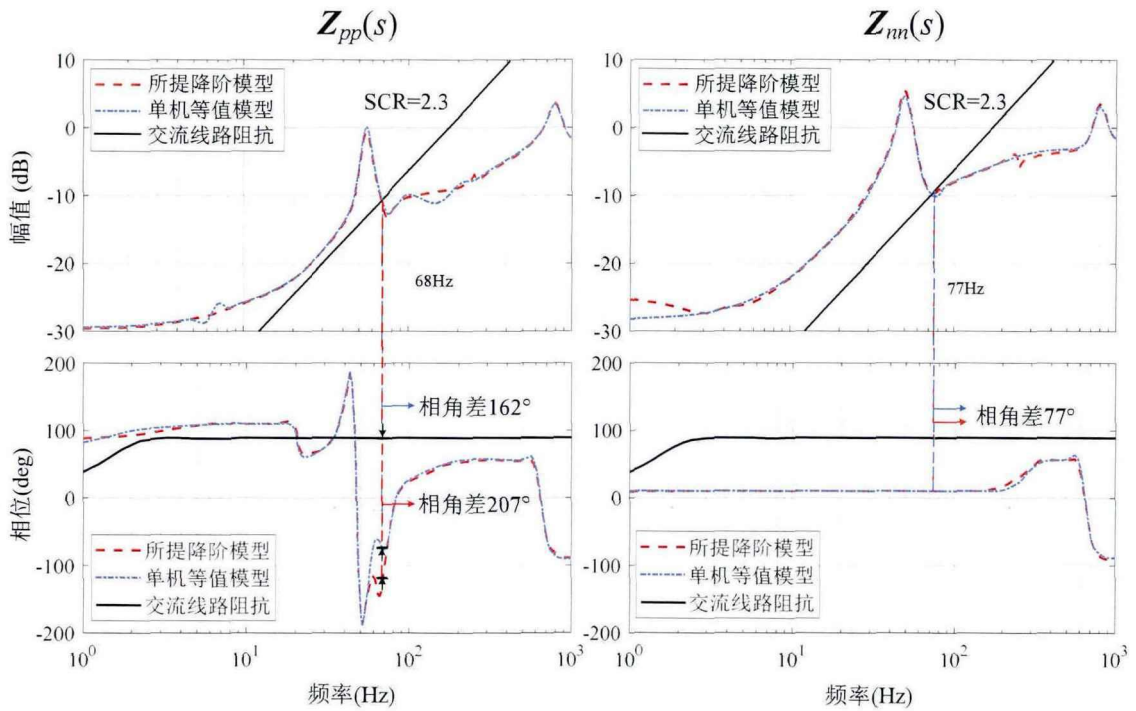
为了进一步研究风机之间的交互特性对风电场并网动态特性的影响，将采用所提降阶方法推导的阻抗模型与利用文献[121]所提单机等值方法推导的阻抗模型做

对比如图 5-9 所示，图 5-9（a）中，红色虚线为采用所提降阶方法绘制的风电集群 A 的阻抗频域特性曲线，蓝色实线为采用单机等值模型绘制的风电集群 A 的阻抗频域特性曲线。可以看出当风电场接入 SCR=2.5 的交流系统中时，通过所提降阶方法和单机等值模型得到 $Z_{pp}(s)$ 的幅值与交流电网阻抗幅值都在 96Hz 左右相交，对应的相角差分别为 198°和 163°；利用所提降阶方法和单机等值模型得到 $Z_{nn}(s)$ 的幅值与交流电网阻抗幅值都在 79Hz 左右相交，对应的相角差分别为 172°和 133°。由上述分析可知，利用所提方法得到的系统稳定性判定结果为不稳定，而通过单机等值模型得出的系统稳定性判定结果为稳定。图 5-9（b）中则反映了不同方法绘制的风电集群 B 的阻抗频域特性曲线；显然，当风电场接入 SCR=2.3 的交流系统中时，通过所提降阶方法和单机等值模型得到 $Z_{pp}(s)$ 的幅值与交流电网阻抗幅值都在 68Hz 左右相交，对应的相角差分别为 207°和 162°；利用所提降阶方法和单机等值模型得到 $Z_{nn}(s)$ 的幅值与交流电网阻抗幅值都在 77Hz 左右相交，对应的相角差都为 77°。此时，所提方法得到的系统稳定性判定结果为不稳定，而通过单机等值模型得出的系统稳定性判定结果为稳定，且其稳定裕度还较充足。

综合上述分析可知，所提降阶方法充分考虑了风电场内部风电机组交互作用对其外接交流系统动态稳定性的影响，相比于单机动态等值模型，该方法能够更加如实地反映风电场的动态特性，得到的等值阻抗也更加贴合全阶风电场的等值阻抗，从而能给出更加准确的稳定性判定结果，有益于系统的动态稳定性分析。



(a) 不同方法推导的风电集群 A 等效交流侧阻抗模型



(b) 不同方法推导的风电集群 B 等效交流侧阻抗模型

图 5-9 采用所提降阶方法和单机动态等值方法分析互联系统稳定性的结果对比

Fig.5-9 Comparison of the stability analysis results of grid-connected wind farm by using the proposed order reduction method and single machine dynamic equivalence method

5.4.2 网络拓扑、参数、风机数量变化对风电场并网动态特性的影响

(1) 风电场外送输电线路电抗变化的影响

由 5.3.2 节中风电集电网络阻抗矩阵的推导过程可知，重塑后的风电场网络阻抗可以表示为：

$$\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_{wf} + \mathbf{Z}_{wl} \quad (5-65)$$

其中：

$$\mathbf{Z}_{wf} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{w11} & \mathbf{z}_{w12} & \cdots & \mathbf{z}_{w1M} \\ \mathbf{z}_{w21} & \mathbf{z}_{w22} & \cdots & \mathbf{z}_{w2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{z}_{wM1} & \mathbf{z}_{wM2} & \cdots & \mathbf{z}_{wMM} \end{bmatrix}, \mathbf{Z}_{wl} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_L & \mathbf{x}_L & \cdots & \mathbf{x}_L \\ \mathbf{x}_L & \mathbf{x}_L & \cdots & \mathbf{x}_L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{x}_L & \mathbf{x}_L & \cdots & \mathbf{x}_L \end{bmatrix} \quad (5-66)$$

根据图 5-4 和式 (5-35) 可知， $\mathbf{Z}_{w1}$ 为风电场内部联络线的网络阻抗矩阵， $\mathbf{Z}_{w2}$ 由风电外送传输线路阻抗矩阵，且矩阵 $\mathbf{Z}_{w2}$ 的特征值和特征向量有：

$$\begin{aligned} \tau_i &= 0, i=1, 2, \dots, M-1 \quad \tau_M = Mx_L \\ \mu_{\tau i} &= 0, i=1, 2, \dots, M-1 \quad \mu_{\tau M} = \left[\frac{1}{\sqrt{M}} \quad \frac{1}{\sqrt{M}} \quad \dots \quad \frac{1}{\sqrt{M}} \right]^T \end{aligned} \quad (5-67)$$

$\mathbf{Z}_{wf}$ 一般为一稀疏矩阵，尤其是风电场内有多条功率外送通道时，矩阵 $\mathbf{Z}_{w1}$ 的稀疏性更为明显^[122]。且相对风电场外送传输线路电抗而言，风电场内部联络线的电抗较小，因此，可将 $\mathbf{Z}_{wf}$ 视为 $\mathbf{Z}_{w1}$ 的摄动，根据矩阵摄动理论^[123]，对于矩阵 $\mathbf{Z}_w$ 的最大特征值 $\lambda_{\max}$ 有：

$$\lambda_{\max} \approx \tau_M + \frac{\mu_{\tau M}^T \mathbf{Z}_{wf} \mu_{\tau M}}{\mu_{\tau M}^T \mu_{\tau M}} = Mx_L + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N z_{wik} = Mx_L + \Sigma_w \quad (5-68)$$

由上式分析可知，当风电场外送传输线路电抗增大时，会造成 $\lambda_{\max}$ 增大，从而造成风电机组子系统主导特征根实部值减小，导致风电场并网系统动态稳定性减弱。图 5-13 为采用全阶风电场模型和所提降阶模型计算出的风电机组主导特征根随外送输电线路电抗变化的运动轨迹，图中“O”表示采用全阶风电场模型计算得到的风电机组主导特征根；“X”表示采用所提降阶模型计算得到的风电机组主导特征根。观察图 5-13 可知，当风场外送输电线路电抗增大时，风电机组的主导特征根向复平面右边移动，系统的动态稳定性变差，该结果与理论分析一致。

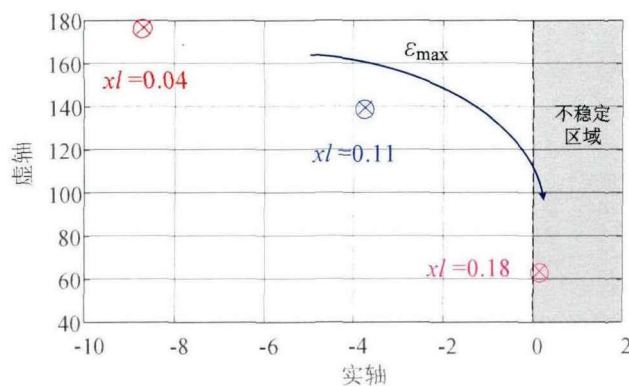


图 5-13 采用所提降阶方法和单机动态等值方法分析互联系统稳定性的结果对比

Fig.5-13 Impact of transmission line on grid-connected system

(2) 风电场外送输电线路电抗变化的影响

通过式 (5-68) 可知， Σ_w 值反映的是风电场内部联络线的整体电气距离，当风电场内部拓扑结构改变时， Σ_w 的值会跟着改变，当风电场采用纯并联拓扑结构时，其内部联络线阻抗矩阵为：

$$\mathbf{Z}_{wf1} = \begin{bmatrix} z_{w1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & z_{w2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & z_{wM} \end{bmatrix} \quad (5-69)$$

当风电场采用图 5-4 的拓扑结构时，其内部联络线阻抗矩阵为：

$$\mathbf{Z}_{wf2} = \begin{bmatrix} Z_{w11} & Z_{w12} & \cdots & Z_{w1M} \\ Z_{w21} & Z_{w22} & \cdots & Z_{w2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{wM1} & Z_{wM2} & \cdots & Z_{wMM} \end{bmatrix} \quad (5-70)$$

对比式 (5-69) 和式 (5-70) 可知，当风电场风机数量一定，且采用同种材料的集电线路时，并联结构的 Σ_{w1} 值小于链式结构的 Σ_{w2} 值。因此，采用并联结构的风电场网络阻抗矩阵最大特征值 $\lambda_{\max1}$ 小于链式结构网络阻抗矩阵的最大特征值 $\lambda_{\max2}$ ，该结果表明，并联结构的风电场动态稳定性比链式结构的风电场动态稳定性强。图 5-14 为采用全阶风电场模型和所提降阶模型计算出的风电机组主导特征根随风电场内部拓扑结构变化的运动轨迹，结果表明，当风电场采用并联结构接入时，系统的动态稳定裕度较大；当风电场采用串联结构接入时，风电机组与交流电网的连接较弱，此时系统可能发生振荡失稳，该结果与理论分析一致。

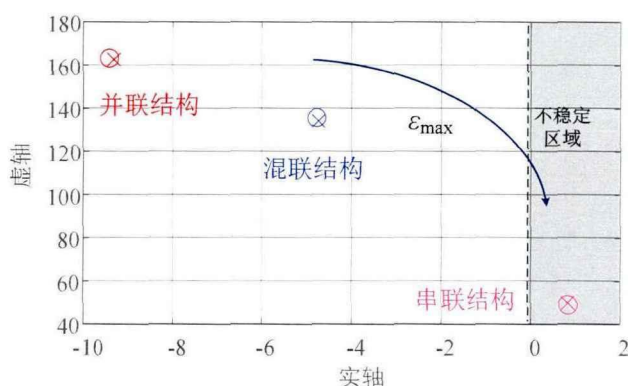


图 5-14 风电场拓扑结构对互联系统稳定性的影响

Fig.5-14 Impact of wind farm topology on grid-connected system stability

(3) 风电机组数量变化的影响

在风电场内新增一台风电机组，需对原风电场网络进行支路追加，且追加一条支路后的节点阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_{wY}$ 与原始节点阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_w$ 之间有如下关系^[122]：

$$\mathbf{Z}_{wY} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_w & \mathbf{Z}_{2M} \\ \mathbf{Z}_{M2} & \mathbf{Z}_{22} \end{bmatrix} \quad (5-71)$$

其中， $\mathbf{Z}_{M2} \in R^{M \times 2}$ ， $\mathbf{Z}_{2M} \in R^{2 \times M}$ ， $\mathbf{Z}_{22} \in R^{2 \times 2}$ ；式 (5-71) 中的矩阵 $\mathbf{Z}_{wY}$ 和 $\mathbf{Z}_w$ 均为实对称矩阵。令矩阵 $\mathbf{Z}_w$ 的特征值为 λ_i ($i=1, 2, \dots, M$)，假设 $\lambda_M \geq \lambda_{M-1} \geq \dots \geq \lambda_1$ ；矩阵 $\mathbf{Z}_{wY}$ 的特征值为 ν_i ($i=1, 2, \dots, N+1$)，且 $\nu_{M+1} \geq \nu_M \geq \dots \geq \nu_1$ ，则根据柯西插值定理有：

$$\nu_{M+1} \geq \lambda_M \geq \nu_M \geq \lambda_{M-1} \geq \dots \geq \nu_2 \geq \lambda_1 \geq \nu_1 \quad (5-72)$$

因此，当风电场内新接入一台风电机组时，会造成风电场网络电抗矩阵特征值

整体增大，导致等效风电机组子系统与交流电网之间连接程度变弱，从而降低风电并网系统动态稳定性。图 5-15 为采用全阶风电场模型和所提降阶模型计算出的风电机组主导特征根随风电场风机数量变化的运动轨迹，从图中可以看出，当风电场风机数量增加时，风电机组的主导特征根向复平面右边移动，系统的动态稳定性变差，该结果与理论分析一致。

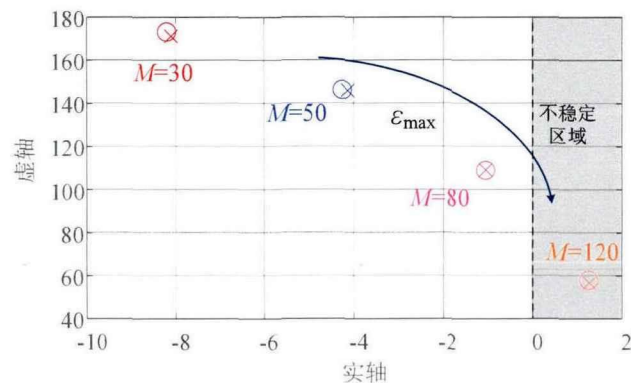


图 5-15 风电场风电机组数量变化对互联系统稳定性的影响

Fig.5-15 The impact of the number of WTGs in wind farm on the stability of grid-connected system.

5.5 本章小结

本章在单机阻抗模型的基础上进行了拓展，考虑了风电场内部拓扑结构、链路方式和内部动态特性，提出了适用于大规模风电场并网振荡特性分析的风电场等值方法。首先根据风电机组的型号和风速的聚合特性，将风电场划分为几个型号相同，工况相近，具有相似出力特性的风电集群。然后通过矩阵相似变换，将一个包含 M 台风电机组及内部联络线的风电集群等效变换为一系列风电机组子系统，每个子系统之间是解耦的，所有子系统模块组成的对角矩阵即为风电机组群的并联等值模型，该模型能够等效表征风电集群内部网络拓扑结构及其动态特性对交流电网稳定性的影响。并以此为基础，推导了等效子系统主导特征函数模型，然后基于矩阵摄动理论和 Padé 逼近，提出了采用等效风电机组子系统的主导特征函数结合改进渐进波形估计表征原风电场并网动态特性的模型降阶方法，该方法与现有的单机等值模型相比，除了能够等效反映风电场外接交流系统的主导动态特性，还能够动态表征风电机组之间交互作用对风电场动态稳定性的影响。

此外，本章基于理论推导分析了风电场内部机组的连接方式，输电线路参数和风电机组数量的变化对风电场动态稳定性的影响。最后通过仿真验证了所提降阶方法的准确性和有效性，以及理论分析的正确性。

第 6 章 基于对称锁相环结合有源阻尼的风电并网系统 宽频振荡抑制措施

6.1 引言

功率换流器具有高效率和高灵活性的特点，常被用于风电等新能源机组的并网，但换流器控制的动态响应、无源滤波器以及交流电网之间的相互作用会引发系统宽频段范围内的振荡从而影响系统的稳定性。尤其是当风电机组接入弱系统时，其并网电压受锁相环动态特性的影响较大，会显著影响系统的稳定性^[124]。现有的同步参考坐标系锁相环（Synchronous reference frame phase-locked loop, SRF-PLL）仅控制 q 轴电压以跟踪 PCC 点的相位，这会造成换流器 d 轴和 q 轴存在不对称控制交互作用，从而产生频率耦合特性，有可能进一步引发系统振荡失稳。由于传统 PLL 固有的不对称动态特性，在对风电并网系统阻抗建模时，不论是采用 dq 旋转坐标系还是 $\alpha\beta$ 静止坐标系，都必须使用阻抗矩阵的形式，以捕捉频率耦合特性。通过本文第 4 章分析可知，改变 d 轴和 q 轴控制器参数使其趋于一致，能够降低风电并网系统交流侧等效阻抗矩阵的非对角元素（频率耦合项）幅值；同时适当减少锁相环的带宽也能削弱频率耦合程度，从而改善系统的动态稳定性。但当风电机组接入弱交流系统时，换流器 SRF-PLL 等控制结构与交流电网发生强动态交互作用，此时给系统施加某一特定频率的扰动分量，除了产生同频率的响应分量之外，还会产生另一个不同频率的扰动响应分量，且两个不同频率谐波的幅值较大，频率之差为两倍基频 $2f_1$ 。在这种场景下，调节 d 轴和 q 轴控制器参数或改变锁相环带宽效果甚微。

综上所述，本章结合第 4 章风电机组并网系统频率耦合特性的产生机理，提出一种具有对称结构的 PLL，通过引入复相角的概念等效表征电网电压在 d 轴和 q 轴上的动态响应特性，抑制传统 PLL 的控制不对称性所引发的系统频率耦合特性，并以此为基础，提出采用有源阻尼结合阻抗重塑陷波器，改善风电并网系统的阻抗特性，实现宽频振荡抑制，提高风电机组与弱电网互联系统的稳定性。

6.2 对称 PLL 控制结构及其数学模型

为了便于将所提对称 PLL 与传统 PLL 进行对比，突出其控制性能，本节首先简单介绍一下传统 PLL 的控制逻辑及其不对称动态特性的产生机理。

6.2.1 传统 PLL 不对称动态特性分析

图 6-1 表示 PMSG 并网换流器的简化结构图。设 V_{dc} 为直流链路电压， C_{dc} 为直

流侧电容， v_a, v_b, v_c 和 i_a, i_b, i_c 分别表示电网侧三相电压和电流； $\bar{m}_a, \bar{m}_b, \bar{m}_c$ 表示由 PWM 生成的网侧换流器调制信号； θ 表示 PLL 跟踪获得的电网相角， L_f 和 C_f 分别表示交流滤波器的电感和电容。图中红色线路表示换流器采用 dq 轴同步控制，利用 PLL 使换流器端口电压相位与电网电压相位同步以实现 PMSG 的并网。

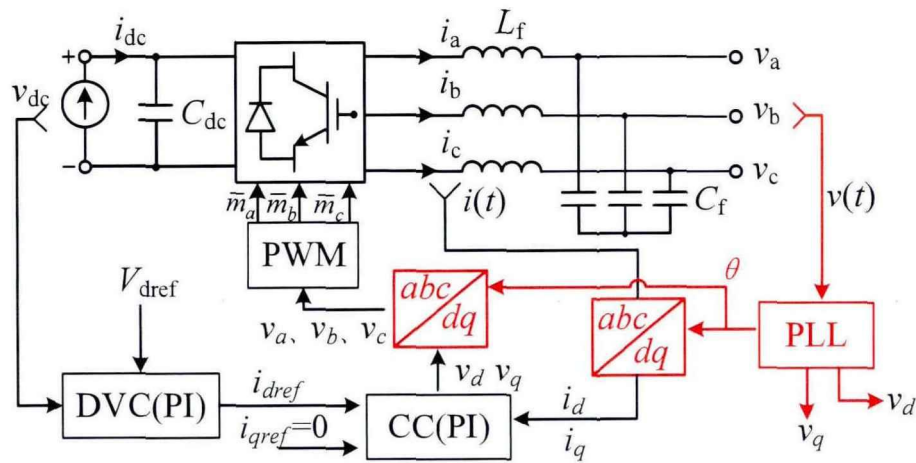


图 6-1 PMSG 并网换流器简单结构图

Fig.6-1 Simple topology structure of PMSG grid-connected converter

通过 3.2 节中复向量传递函数性质可知，两个实向量 $y_{dq}=[y_d, y_q]^T$ ， $u_{dq}=[u_d, u_q]^T$ 之间的关系可以用多输入多输出传递函数矩阵 $G_{dq}(s)$ 来表示，即：

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{dd}(s) & G_{dq}(s) \\ G_{qd}(s) & G_{qq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = G_{dq}(s) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{6-1}$$

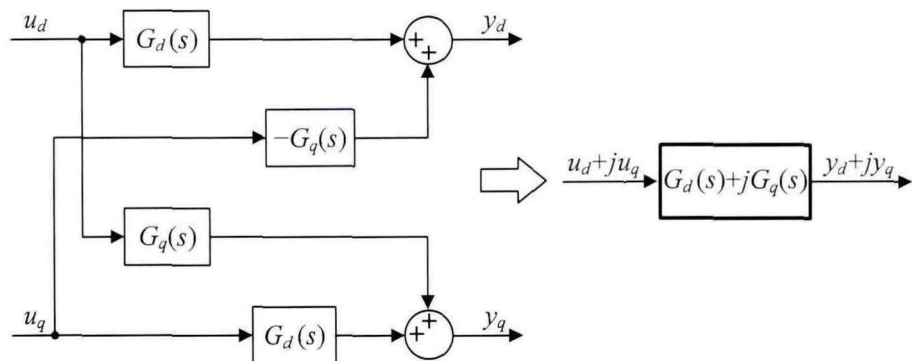


图 6-2 对称多输入多输出传递函数矩阵与单输入单输出复传递函数的等价性

Fig.6-2 Equivalence between symmetric MIMO transfer function and SISO complex transfer function

当 $G_d(s) = G_{dd}(s) = G_{qq}(s)$ ， $G_q(s) = G_{qd}(s) = -G_{dq}(s)$ 时，多输入多输出传递函数矩阵 $G_{dq}(s)$ 对称，如图 6-2 所示，通过用相应的复向量可以等效表示实向量输入、输出关系，此时可将 $G_{dq}(s)$ 等价转换为单输入单输出复数域传递函数 $G_c(s)$ ^[125]，即：

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{dd}(s) & G_{dq}(s) \\ G_{qd}(s) & G_{qq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{dq}(s) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \Leftrightarrow \quad (6-2)$$

$$y_d + jy_q = [G_d(s) + jG_q(s)](u_d + ju_q) = \mathbf{G}_c(s)(u_d + ju_q)$$

图 6-3 表示 PMSG 网侧换流器控制逻辑框图，其中， $\mathbf{G}_T(s)$ 表示由数字计算和脉宽调制器采样引起的控制时延， $Y_L(s)$ 表示换流器侧滤波电感导纳。在 $\alpha\beta$ 静止坐标系中， $\mathbf{G}_T(s)$ 和 $Y_L(s)$ 可以表示为：

$$\mathbf{G}_T(s) = e^{-1.5T_s s}$$

$$Y_L(s) = \frac{1}{sL_f} \quad (6-3)$$

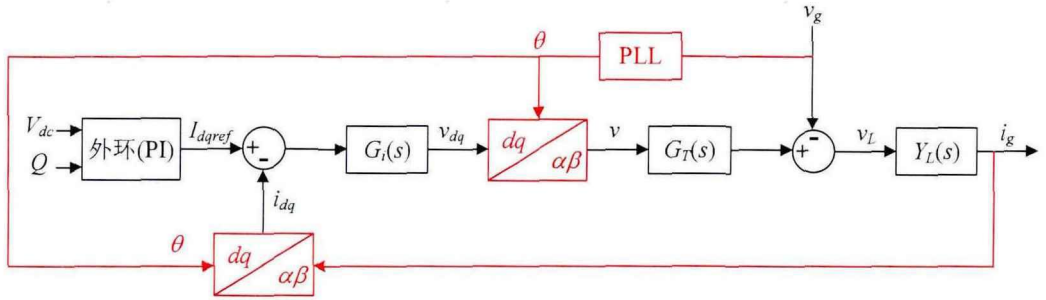


图 6-3 PMSG 网侧换流器控制框图

Fig.6-3 PMSG grid-side converter control block structure

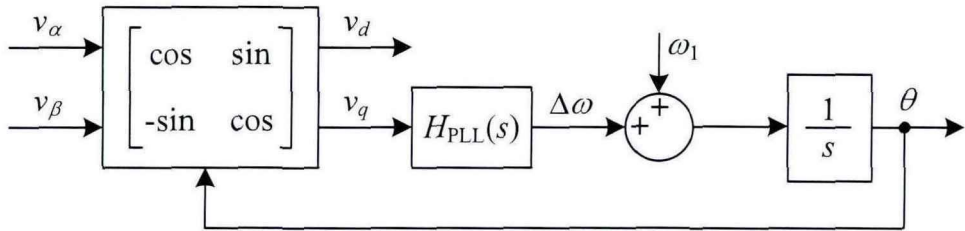


图 6-4 传统的同步参考坐标系锁相环控制框图

Fig.6-4 The control control block diagram of SRF-PLL

传统 PLL 的控制逻辑框图如图 6-4 所示，其中 ω_1 表示电网基准频率， $\alpha\beta/dq$ 变换用于 PLL 相位跟踪和 dq 坐标系解耦控制，PMSG 网侧换流器 PCC 点电压 $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]^T$ 可以用复向量形式或实向量形式表示，且通过 3.1 节中坐标系变换介绍可知，其可转换为 dq 旋转坐标系中的矢量：

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_p \\ \mathbf{v}_n \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{c-dq} \\ \mathbf{v}_{c-dq}^* \end{bmatrix}, \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}, \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \quad (6-4)$$

式中 $\mathbf{v}_p, \mathbf{v}_n$ ——静止坐标系中 PMSG 网侧换流器 PCC 点电压的复向量；

v_d, v_q —— dq 坐标系中 PMSG 网侧换流器 PCC 点电压;

γ ——指数形式的旋转因子矩阵 $\text{diag}[e^{j\theta}, e^{-j\theta}]$;

P ——系数矩阵。

定义 $v_{c,dq} = v_d + jv_q$ 为 dq 坐标系中正向旋转的电压复向量; “*” 表示复向量的共轭; $\alpha\beta$ 静止坐标系中的 PCC 点电压 $v_{\alpha\beta}$ 与 dq 旋转坐标系中的 PCC 点电压 $v_{dq} = [v_d, v_q]^T$ 关系为:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (6-5)$$

由于同步参考坐标系锁相环中只通过 q 轴电压跟踪相角, 所以会导致 PCC 点电压在 d 轴和 q 轴的动态响应不对称。现有一些研究为了在电压畸变和三相不平衡条件下准确提取相角, 通过在 PLL 信号输入侧添加滤波器进行信号筛选, 以便更好的跟踪 PCC 点基频电压相位。典型的滤波器包括正交锁相环^[127], 基于广义积分器的滤波器^[126], 基于二阶广义积分器的自适应滤波器^{[128]-[130]}, 复系数滤波器^{[131][132]}, 以及基于延迟信号消除的滤波器^{[133]-[135]}。此外, 基于改进带通滤波器的相位跟踪算法^{[136][137]}可用于进一步增强 PLL 的相角检测功能, 从而提高同步参考坐标系锁相环在电压畸变以及三相不平衡条件下的工作性能。尽管上述带滤波的同步参考坐标系锁相环能够增强抗干扰能力, 但还是基于不对称的控制方式实现相位跟踪, 这通常会导致弱电网中的振荡频率耦合效应^[132]。该问题产生的根本原因在于系统输入、输出维度的不对称, 输入矢量是二维的, 但输出矢量是一维的, 从而导致系统控制的不对称性。假设带滤波的同步参考坐标系锁相环获得的电压相角为 θ_{PLL} , 根据 3.2 节中复向量的介绍可知, θ_{PLL} 可以等效地分解为正向和反向的复相角:

$$\theta_{\text{PLL}} = \frac{1}{2}(\theta_d + j\theta_q) + \frac{1}{2}(\theta_d - j\theta_q) = \frac{1}{2}\theta_+ + \frac{1}{2}\theta_- \quad (6-6)$$

上式中引入了复相角的概念, 包括 d 轴和 q 轴分量。 d 轴分量 θ_d 的概念与传统相角相同, 而 q 轴分量 θ_q 定义了 PCC 点电压幅值与其基准值 V_1 的偏差。正、反向旋转的复相角表达式为:

$$\begin{aligned} e^{j\theta_+} &= e^{j(\theta_d + j\theta_q)} = e^{j\theta_d} \cdot e^{-\theta_q} \\ e^{j\theta_-} &= e^{j(\theta_d - j\theta_q)} = e^{j\theta_d} \cdot e^{\theta_q} \end{aligned} \quad (6-7)$$

如果 $\theta_q = 0$, 则 $e^{-\theta_q} = 1$, 表示 PCC 点电压幅值等于其基准值 V_1 。如果 $\theta_q > 0$, 那么 $e^{-\theta_q} < 1$, 意味着 PCC 点电压幅值小于其基准值 V_1 , 反之亦然。因此, 利用复相角的概念, 可以描述 PCC 点电压幅值和相角的动态特性。

根据式 (3-54) 和式 (3-76) 可知, 假如 $\alpha\beta$ 静止坐标系中的 PCC 点电压发生扰动, 且扰动分量为单频正序, 则换流器输出电流的响应分量中会包含两个不同频率

的周期分量，即：

$$\Delta v_p \xrightarrow{90\text{Hz}} \Delta v_{dq} \xrightarrow{40\text{Hz}} \Delta \theta_d \begin{cases} \Delta \theta_+ \xrightarrow{40\text{Hz}} \Delta i_{dq} \xrightarrow{40\text{Hz}} \Delta i_p \xrightarrow{90\text{Hz}} \Delta i_p \\ \Delta \theta_- \xrightarrow{-40\text{Hz}} \Delta i_{dq}^* \xrightarrow{-40\text{Hz}} \Delta i_n e^{j2\omega_1 t} \xrightarrow{10\text{Hz}} \Delta i_n e^{j2\omega_1 t} \end{cases} \quad (6-8)$$

上述过程即为传统 PLL 不对称控制特性引起的频率耦合效应从而导致系统同时产生次/超同步振荡的机理。下面对式 (6-8) 进一步阐释，假设电网基频为 50Hz，且系统在 $\alpha\beta$ 静止坐标系中包含 90Hz 的扰动分量，则该分量的频率将在 dq 坐标系中移动至 40Hz。由于传统 PLL 的不对称控制特性引发的频率耦合效应，在系统中会产生另一个扰动分量，可以用负频率（-40Hz）来表示。由于反 Park 变换的频率偏移，在 $\alpha\beta$ 静止坐标系中会观察到频率为 10Hz 的扰动分量。由于频率耦合特性引起的附加扰动分量在 dq 坐标系中表现为负序形式，其在静止坐标系中更倾向于移动到低于电网基频的频段内，这种现象在弱电网条件下尤为突出。

此外，这种频率耦合效应还使得换流器的动态特性更加复杂，且必须使用阻抗或导纳矩阵来表示这种不对称控制特性产生的频率耦合效应，这使得稳定性分析和阻尼控制变得困难。

6.2.2 对称 PLL 及其工作原理

为了解决传统 PLL 的频率耦合效应，引入复相位角的概念，即包含实部和虚部的相角，分别反映 q 轴和 d 轴电压动态，以实现对称控制。所提出的对称锁相环的控制方法如图 6-5 所示。对称锁相环的输入是经过修正的 $\alpha\beta$ 静止坐标系中 PCC 点电压，其输出中包括 d 轴和 q 轴分量，即 $\theta = \theta_d + j\theta_q$ 。此时， d 轴和 q 轴电压都用于相位跟踪，控制结构是对称的，可以消除频率耦合。

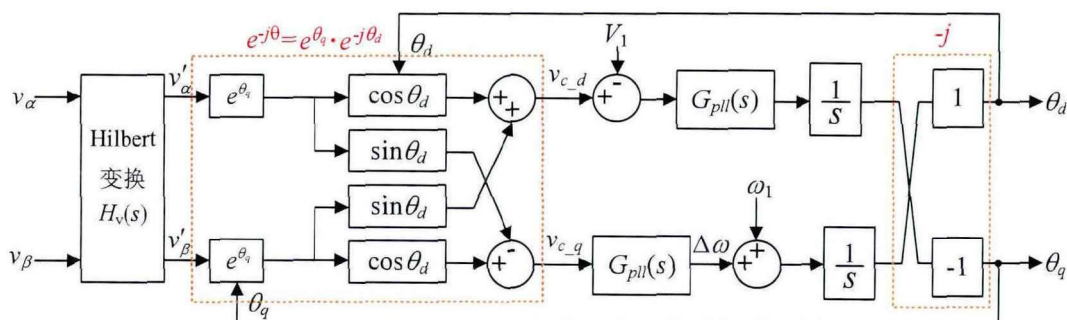


图 6-5 所提对称锁相环控制框图

Fig.6-5 Control block diagram of the proposed symmetrical PLL

为了使 θ_d 和 θ_q 严格正交，以满足复向角 θ 的定义，首先要对 $\alpha\beta$ 静止坐标系中 PCC 点电压 v_α 和 v_β 进行修正，使其正交。修正方法为基于 Hilbert 变换的正交滤波器，它有两个主要优点，一是它将输入信号的各个频谱分量相角都移相 $\pm 90^\circ$ ，移相

角的正负取决于各频谱分量频率的符号；二是它仅仅影响信号的相角，不改变幅值。假设输入信号为 $v(t)$ ，其 Hilbert 变换可以表示为：

$$H(v) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{v(\tau)}{t - \tau} d\tau = \frac{1}{\pi t} * v(t) \quad (6-9)$$

对上式进行傅里叶变换可得：

$$F(H(v)) = F\left(\frac{1}{\pi t}\right) F(v) = [-j \operatorname{sign}(\omega)] F(v) \quad (6-10)$$

式中， $F(\cdot)$ 代表傅里叶变换， $\operatorname{sign}(\omega)$ 给出了输入信号频率的符号。因此，Hilbert 变换可以理解成为一个乘法算子 $\sigma_H(\omega) = -j \operatorname{sign}(\omega)$ 。该算子可取值如下：

$$\sigma_H(\omega) = \begin{cases} -j, & \omega > 0 \\ 0, & \omega = 0 \\ +j, & \omega < 0 \end{cases} \quad (6-11)$$

由上式可知，Hilbert 变换能够将正频率分量的相角移相 -90° 。这可以很容易地通过计算 Euler 公式的 Hilbert 变换予以证明，即

$$H(e^{j\omega t}) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{j\omega \tau}}{t - \tau} d\tau = -je^{j\omega t} \quad (6-12)$$

因此，一个正弦输入的 Hilbert 变换将生成一个如下的正交正弦函数的周期性序列：

$$H(\sin(\omega t)) = H\left(\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}\right) = -\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} = -\cos(\omega t) \quad (6-13)$$

以上过程即实现了输入信号的正交化。值得注意的是，实际中式 (6-9) 卷积无法以其当前形式予以实现，只需通过设置适当延迟可将有限脉冲 (FIR) 滤波器因果化，进而实现上述过程。基于 Hilbert 正交变换滤波器方法可对指定频率范围进行选择、可去除低频和低频成分，并具有 Hilbert 变换相关的相角偏移特性，适用于信号预处理，使其正交。

由于使用了复相角 θ ，则静止坐标系下电压复向量 v_p 、 v_n 和 dq 旋转坐标系下电压复向量 v_{c_dq} 、 $v_{c_dq}^*$ 之间的关系可以表示为：

$$\begin{bmatrix} v_{c_dq} \\ v_{c_dq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_d} & \\ & e^{j\theta_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{\theta_q - j\theta_d} & \\ & e^{\theta_q + j\theta_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (6-14)$$

也可以用实向量的形式表示：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = e^{\theta_q} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \sin \theta_d \\ -\sin \theta_d & \cos \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (6-15)$$

图 6-6 对比了传统 SRF-PLL 和所提对称 PLL 的工作波形，其中，对称 PLL 在 d 轴的输出 θ_d 显然与传统 SRF-PLL 的输出 θ 一致。通过将对称锁相环 d 轴电压的

幅值 v_{sd} 调节至其基准值 V_1 , 对称锁相环的 q 轴分量 θ_q 可以额外提供 PCC 点电压幅值变化量的信息, 有助于消除频率耦合。

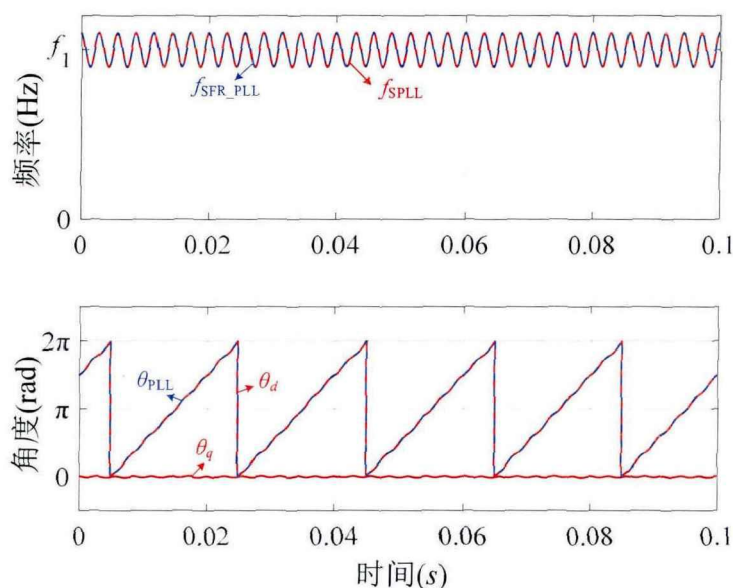


图 6-6 所提对称锁相环和同步参考坐标系锁相环的工作波形

Fig.6-6 The working waveforms of the proposed symmetrical PLL and SRF-PLL

根据所提对称 PLL 的控制结构和稳态运行方式, 进一步推导其动态模型, 并与传统 SRF-PLL 作对比。设稳态时 PCC 点基频电压相角为 θ_1 , 扰动过程中产生的相角小信号增量为 $\Delta\theta$, 基于对称锁相环跟踪得到的 PCC 点电压相角瞬时值为 θ , 它们之间的关系可以表示为:

$$\theta = \theta_1 + \Delta\theta \quad (6-16)$$

当 dq 坐标系中 PCC 点电压扰动分量为 $\Delta v_{c_dq} = \Delta v_{c_d} + j\Delta v_{c_q}$ 时, 静止 $\alpha\beta$ 坐标系中 PCC 点电压复向量可以表示为:

$$v_p = v_\alpha + jv_\beta = (V_1 + \Delta v_{c_dq})e^{j\theta_1} \quad (6-17)$$

其中, V_1 表示与 d 轴重合的 PCC 点稳态电压幅值, 则稳态时 PCC 点电压复向量可以表示为 $v_{c_dq1} = V_1 + j0$ 。根据式 (6-4) 可知, 换流器 dq 坐标系中 PCC 点电压复向量为:

$$v_{c_dq} = v_p e^{-j\theta} \quad (6-18)$$

将式 (6-16)、(6-17) 带入式 (6-18) 有:

$$v_{c_dq} = v_p e^{-j\theta} = (V_1 + \Delta v_{c_dq})e^{j\theta_1}e^{-j(\theta_1 + \Delta\theta)} = (V_1 + \Delta v_{c_dq})e^{-j\Delta\theta} \quad (6-19)$$

将小信号扰动 $\Delta\theta$ 在其平衡点附近泰勒展开并取一阶, 则式 (6-19) 可近似表示为:

$$\begin{aligned} v_{c_dq} &= (V_1 + \Delta v_{c_dq}) e^{-j\Delta\theta} \\ &= V_1 + \Delta v_{c_dq} - jV_1\Delta\theta - j\Delta v_{c_dq}\Delta\theta \end{aligned} \quad (6-20)$$

忽略二阶小信号变化量 $\Delta v_{c_dq}\Delta\theta$ ，则 dq 坐标系中 PCC 点电压受小信号扰动的变化量为：

$$\Delta v_{cdq} \approx \Delta v_{c_dq} - jV_1\Delta\theta \quad (6-21)$$

然后，根据图 6-5 所示的锁相环控制器结构给出小信号增量 $\Delta\theta$ 与 dq 坐标系中 PCC 点电压扰动分量 Δv_{c_dq} 的关系：

$$\Delta\theta = -jG_{pll}(s) \cdot \frac{1}{s} \cdot \Delta v_{cdq} \quad (6-22)$$

将式 (6-22) 代入式 (6-21) 可得：

$$\Delta\theta = -j \frac{G_{pll}(s)}{s + G_{pll}(s)V_1} \Delta v_{c_dq} = T_{sPLL}(s) \Delta v_{c_dq} \quad (6-23)$$

结合 3.3.2 节中基于复向量的 PMSG 网侧阻抗建模 (式 (3-57) 和式 (3-58))，可得 PMSG 采用对称 PLL 并网时， dq 坐标系下电流内环控制反馈信号的扰动分量为：

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \gamma^{-1} \left(\begin{bmatrix} \Delta i_p \\ \Delta i_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} T_{sPLL}(\rho) \mathbf{i}_{p0} e^{-j\theta} & 0 \\ 0 & T_{sPLL}(\rho) \mathbf{i}_{n0} e^{j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} \right) \quad (6-24)$$

同理可得 dq 坐标系下调制电压信号的扰动分量为：

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \gamma^{-1} \left(\begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} T_{sPLL}(\rho) \mathbf{v}_{p0} e^{-j\theta} & 0 \\ 0 & T_{sPLL}(\rho) \mathbf{v}_{n0} e^{j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_p \\ \Delta v_n \end{bmatrix} \right) \quad (6-25)$$

对比式 (6-24)、式 (6-25) 和式 (3-57) 和式 (3-58) 可以发现，由于所提对称 PLL 采用了 d 轴和 q 轴电压对称控制结构，其输出的相角是二维的，跟输入电压信号维度相对应，所以消除了控制不对称性，从而抑制了频率耦合效应。上述分析过程从机理层面证明了所提方法对于振荡频率耦合抑制的有效性。

6.2.3 采用对称 PLL 与传统 SRF-PLL 的 PMSG 阻抗特性对比

根据 3.3 中的复向量阻抗分析方法，建立采用不同锁相环结构的 PMSG 阻抗模型 (PMSG 的主要参数见表 5-1)，其频域特性对比如图 6-7 所示，图中紫色实线表示采用传统 SRF-PLL 的 PMSG 阻抗频域特性，红色虚线表示采用所提对称 PLL 的 PMSG 阻抗频域特性，“*”标识为仿真结果。观察图 6-7 可知，用所提对称 PLL 结构代替传统 SRF-PLL 后，PMSG 交流侧等效阻抗矩阵中仅包含对角元素，实现了的正、复序矢量的解耦，使 PMSG 并网系统简化为单输入、单输出系统，此时，系统

发生单一频率扰动时，其产生的扰动响应分量中仅包含与扰动分量频率一致的周期分量。然而值得注意的是，采用对称 PLL 结构后的 PMSG 正序和负序阻抗在次同步频段范围内的相角发生改变，由对称 PLL 引起的相位大于 90° 的负阻尼频域范围增大，在这个频域内系统更容易发生谐振，PMSG 并网系统动态稳定变弱。

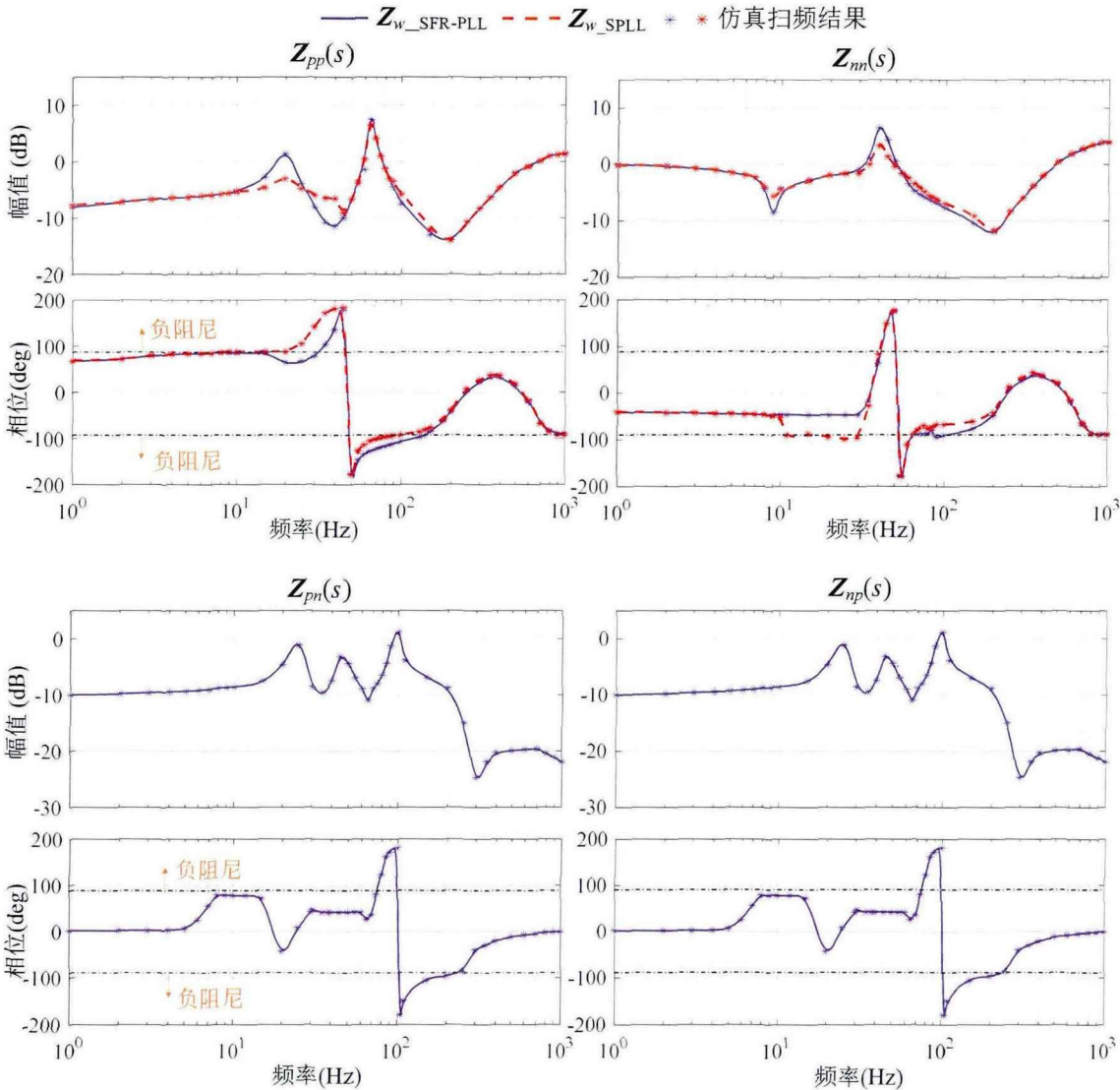


图 6-7 采用不同锁相环结构的 PMSG 交流侧等效阻抗
Fig.6-7 AC-side equivalent impedance of PMSG with different PLL

另外，本节将采用不同锁相环结构的 PMSG 接入弱电网，进行时域仿真，其输出的电流波形分别如图 6-8 (a) 和图 6-9 (a) 所示，将它们各自的输出电流经 FFT 分解后的频谱图分别如图 6-8 (b) 和图 6-9 (b) 所示。对比图 6-8 和图 6-9 可知，当交流电网线路电感由 3.78mH 增至 7.72mH 时，采用两种不同锁相环结构的 PMSG 并网系统均发生振荡，采用传统 SRF-PLL 时，PMSG 输出的电流包含 77Hz 和 23Hz

频率的谐波分量,而采用对称 PLL 时, PMSG 输出的电流仅包含 77Hz 谐波分量,该结果表明,采用对称 PLL 能够有效抑制 PMSG 并网系统的振荡频率耦合效应。

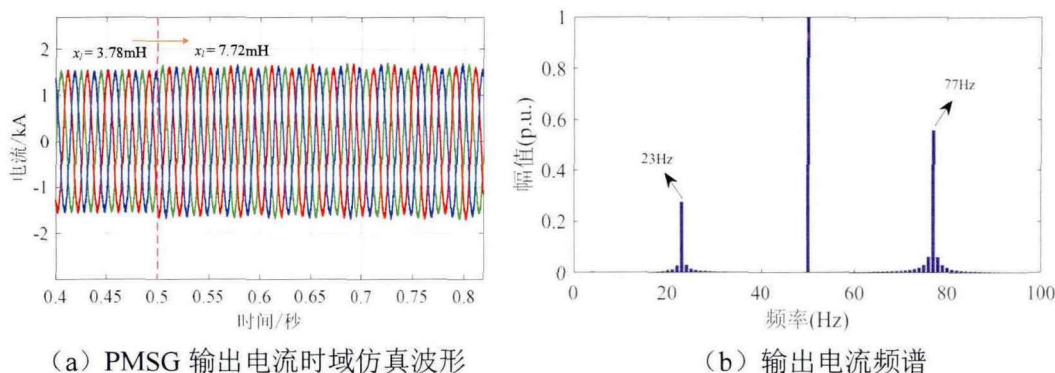


图 6-8 采用 SRF-PLL 的 PMSG 输出电流及其频谱

Fig.6-8 Output current and frequency spectrum of PMSG with SRF-PLL

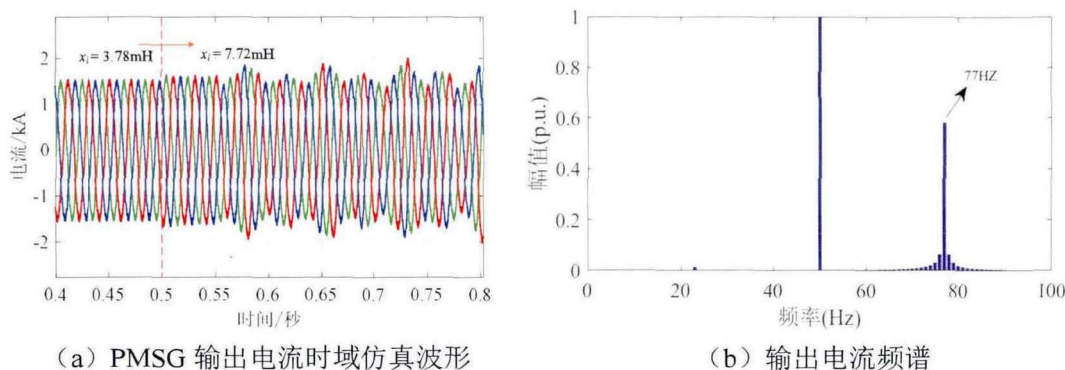


图 6-9 采用对称 PLL 的 PMSG 输出电流及其频谱

Fig.6-9 Output current and frequency spectrum of PMSG with symmetrical PLL

6.3 基于有源阻尼的 PMSG 阻抗重塑方法

6.2 节中提出的对称锁相环能够有效抑制由于传统 PLL 的控制不对称性引发的系统频率耦合效应。本节在此基础上进一步提出采用有源阻尼结合陷波器的风电机组交流侧等效阻抗重塑方法,该方法能够有效改善风电并网系统次、超同步频段的阻尼,从而抑制风电并网系统的宽频振荡问题。

所提抑制方法的原理如图 6-10 所示,在 PMSG 网侧换流器的电流内环回路中增加有源滤波器 $G_z(s)$,可以产生次/超同步振荡的补偿分量,并通过调节阻尼系数 R_f 修正补偿程度,从而矫正 PMSG 并网系统的输出阻抗特性。为了能够更好地重塑 PMSG 交流侧等效阻抗特性,本节在有源滤波器 $G_z(s)$ 后串联陷波器 $G_{Nf}(s)$,以便更加灵活的调节阻尼系数和滤波带宽。 $G_{Nf}(s)$ 的表达式为:

$$G_{Nf}(s) = \frac{\omega_n \xi_n s + \omega_n^2}{s^2 + \omega_n \xi_n s + \omega_n^2} \quad (6-26)$$

式中 ω_n —— 自然振荡频率，决定陷波器的带通频率，且有 $\omega_n = 2\pi f$;

ξ_n —— 陷波器阻尼系数，决定陷波器的带宽大小。

$G_{Nf}(s)$ 的 Bode 图如图 6-11 所示。当 ω_n 增大时， $G_{Nf}(s)$ 的幅频与相频曲线同时往高频方向移动，在次/超同步振荡频段，相角的变化速度减缓，并且同频率下的相角值越来越小。当 ξ_n 增大时，角频率位于 ω_n 之前的幅值减小，位于 ω_n 之后的幅值增大，并且在次/超同步振荡频段内，相角变化的速度变慢。因此当 ω_n 和 ξ_n 取较大时， $G_{Nf}(s)$ 对 PMSG 次/超同步频段的阻抗特性重塑效果越好，能够有效减少负阻尼频段，从而抑制振荡的产生。但是 ω_n 过大时，系统抗扰能力较差，且 ξ_n 过大时，会影响系统动态响应速度。综合考虑以上因素并结合 PMSG 的阻抗特性，本节选取 $\omega_n = 150\pi$ ， $\xi_n = 0.78$ 。

加入所提滤波装置后的 PMSG 交流侧等效阻抗特性如图 6-12 所示，其中红色虚线表示仅采用对称锁相环时的 PMSG 交流侧等效阻抗 Bode 图，蓝色点虚线为采用对称锁相环附加有源阻尼的 PMSG 交流侧等效阻抗 Bode 图，通过对比两种曲线可以发现，所提有源阻尼结合阻抗重塑陷波器能够增加 PMSG 并网系统次/超同步频段的阻尼，减弱其负阻效应，从而有效改善 PMSG 次/超同步频段的阻抗特性。图 6-13 (a) 为采用对称 PLL 结合所提滤波方法的 PMSG 输出电流时域仿真图，图 6-13 (b) 为对应的频谱图。从图中可以看出，当交流电网线路电感由 3.78mH 增至 7.72mH 时，系统未发生振荡，相较于仅使用对称 PLL 或者传统 SRF-PLL，加入所提滤波装置后的 PMSG 并网系统动态稳定性增强，较好的实现了宽频段范围内的振荡抑制。

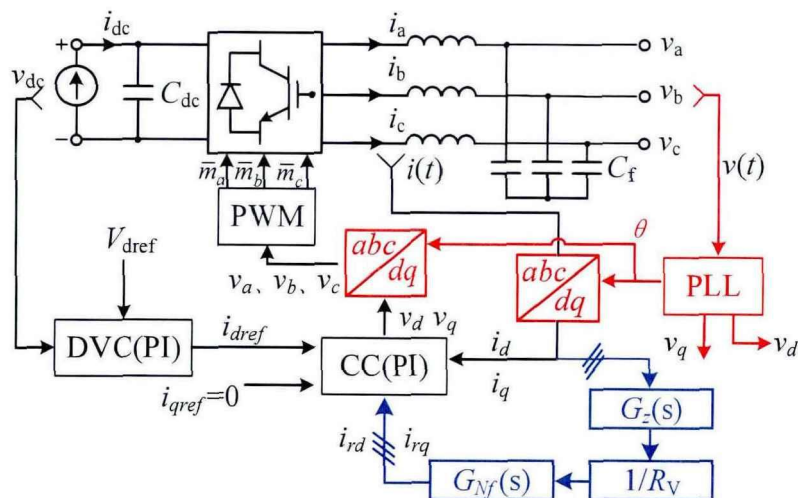


图 6-10 所提滤波方法控制结构图

Fig.6-10 Control structure of the proposed filtering method

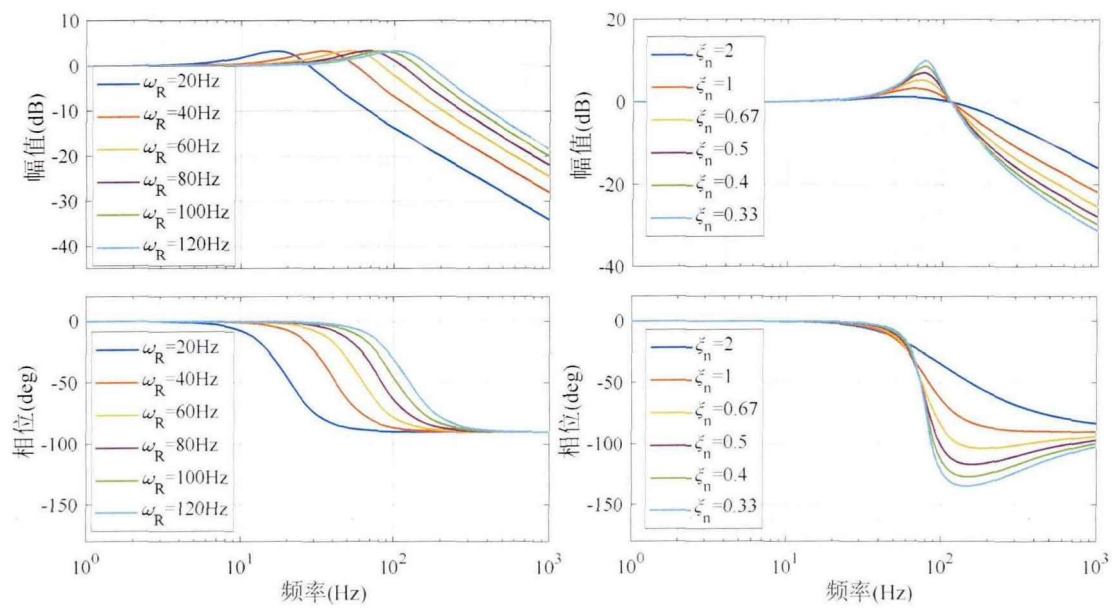


图 6-11 不同控制参数时 $G_N(s)$ 的频域特性对比

Fig.6-11 Comparison of frequency domain characteristics of $G_N(s)$ with different parameters

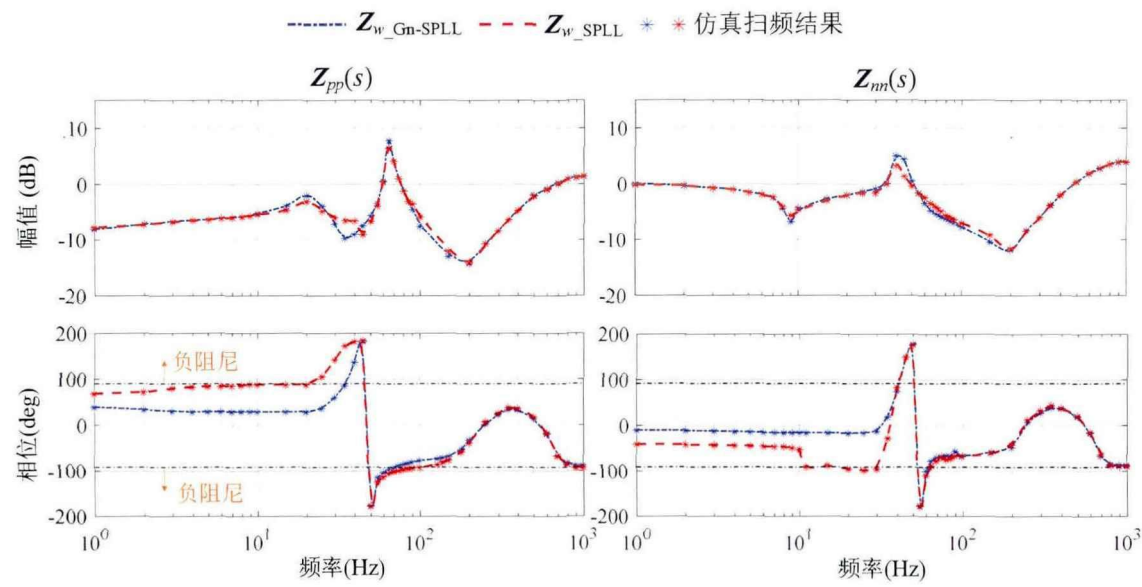


图 6-12 采用与未采用所提滤波方法的 PMSG 交流侧等效阻抗对比

Fig.6-12 Comparison of AC-side equivalent impedance of PMSG before and after adding proposed filter

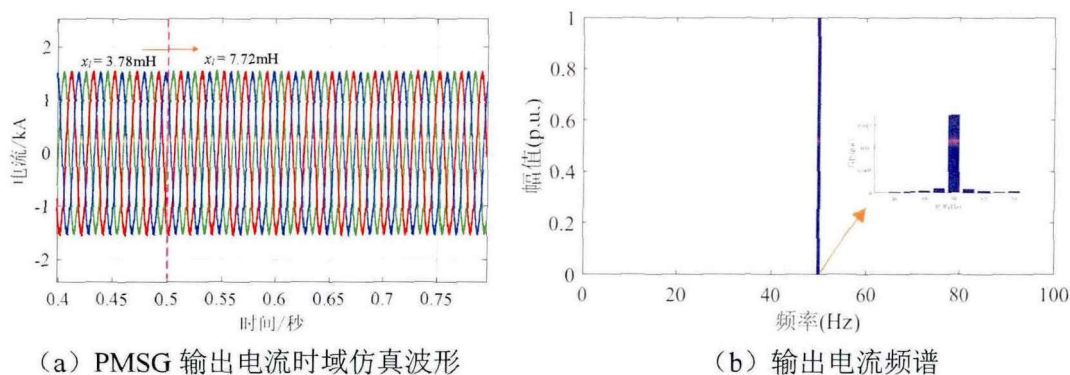


图 6-13 采用所提滤波方法的 PMSG 输出电流及其频谱

Fig.6-13 Output current and frequency spectrum of PMSG by proposed filter

6.4 本章小结

现有的 SRF-PLL 仅控制 q 轴电压来跟踪 PCC 点的相位。因此，锁相环的动态特性会致使风电机组换流器的 d 轴和 q 轴存在不对称交互作用，从而产生频率耦合特性，该特性可能会引发系统振荡失稳。改变 d 轴和 q 轴控制器参数使其趋于一致，或者适当减少锁相环的带宽，能够降低风电并网系统交流侧等效阻抗矩阵中非对角元素（频率耦合项）的幅值从而削弱频率耦合程度，但当风电机组接入弱交流系统时，以上方法效果甚微。此时系统产生的扰动响应包含不同频率的谐波分量，其频率之差为两倍基频 $2f_1$ 。

针对目前 PLL 存在的问题，本章结合第 4 章风电机组并网系统频率耦合特性的产生机理，提出一种对称 PLL 结构，通过引入复相角的概念等效表征电网电压在 d 轴和 q 轴上的动态响应特性，抑制传统 PLL 的控制不对称性所产生的频率耦合效应，并以此为基础，进一步提出采用有源阻尼结合陷波器，对风电并网系统交流侧等效阻抗实施重塑，改善风电并网系统的阻抗特性，实现宽频振荡抑制，提高风电机组与弱电网互联系统的稳定性。该方法的一个突出优点是可以通过改变陷波器参数等效改变系统的阻尼，具有更强的灵活性和适用性。最后通过仿真验证了所提方法的有效性，并得出以下结论：

- 1) 所提对称 PLL 控制方法能够有效抑制由于 d 轴和 q 轴控制不对称性引发的系统振荡频率耦合效应，从而改善风电机组并网电压相角的控制能力。
- 2) 所提采用有源阻尼结合陷波器的宽频振荡抑制方法能够有效改善风电机组交流侧等效阻抗特性，在一定频段内提高系统的阻尼，从而实现振荡的抑制，并提高系统稳定裕度。

第7章 结论与展望

7.1 主要结论

本文围绕大规模风电场并网引发系统宽频振荡的问题,以复向量阻抗建模为基础,从风电场并网系统的振荡产生机理,多频率耦合特性,风电场动态等值,稳定优化控制等方面展开研究,主要创新结果和结论如下:

(1) 本文基于复向量提出了 PMSG 的全频域精细化阻抗建模方法。所提方法利用复数域的基向量结合周期分量的物理意义在风电机组稳态周期运行轨迹上直接进行谐波线性化,并灵活应用指数旋转因子和时域传递函数等效表征锁相环和电流内环等非线性结构的动态特性,避免了传统频域阻抗建模时坐标系反复变换导致的多次频移以及不同频率扰动分量的卷积运算,大幅降低了解析建模的复杂度。根据欧几里得范数结合所提方法定义了衡量 PMSG 机网耦合程度的指标,量化分析了机侧内、外环控制带宽,风机运行方式,直流电容等对 PMSG 阻抗特性以及并网稳定性的影响。最后通过仿真和实验验证了理论分析的准确性和有效性。解析建模和仿真分析的结果表明,机侧发电机模型及控制环节对 PMSG 交流侧等效阻抗模型会有一定影响,尤其是当 PMSG 网侧外环直流电压控制带宽较高,或者直流链路电容较小时,机侧动态特性会对 PMSG 并网稳定性有较大的影响,此时采用简化模型进行稳定性判定时可能会导致错误的结论。

(2) 由于风电机组电力电子换流器的 PWM 脉冲调制以及开关信号会在系统稳态时产生一定谐波分量,不同频率谐波的交互作用会影响 PMSG 交流侧和直流侧的动态特性,有可能导致系统振荡失稳。因此,本文在复向量阻抗建模方法的基础上进行了拓展,提出基于 HSS 的 PMSG 阻抗建模方法,并以此为基础分析了多频率耦合作用对 PMSG 并网系统动态稳定性的影响。该方法能够将 LTP 系统转变为复频域 LTI 系统,从而推导含任意频次谐波分量的状态空间矩阵,同时建立含各次谐波的 PMSG 交流侧等效阻抗模型,该方法适用于系统的多频率耦合特性分析。最后利用仿真和硬件在环实验验证了所提方法的有效性,并得出以下结论:

1) 考虑谐波频率越多,解析模型准确度越高,计算得到的阻抗模型越贴合实验扫频结果,但是过高的谐波次数会增加计算量,因此需要根据实际系统谐波含量设定解析模型的谐波阶数。

2) PMSG 并网系统频率耦合特性会影响系统的稳定性,采用奈奎斯特稳定判据分析系统动态稳定性时,未考虑系统频率耦合特性得到的判据结果可能会不准确。

3) 风电并网换流器 d 轴和 q 轴存在不对称控制交互作用,改变 d 轴和 q 轴控制器参数使其趋于一致,能够降低系统等效阻抗矩阵非对角元素(频率耦合项)的

幅值；同时适当减少锁相环的带宽也能削弱频率耦合程度，从而改善系统的动态稳定性。

(3) 在所提单机阻抗模型的基础上进行了拓展，考虑了风电场内部拓扑结构和动态特性，提出了适用于大规模风电场并网振荡特性分析的风电场等值方法。该方法首先根据风电机组的聚合特性，将风电场划分为几个型号相同，工况相近的风电集群。然后通过特征值分解，将一个包含 M 台 PMSG 机组及内部联络线的风电集群等效变换为一系列彼此之间解耦的 PMSG 子系统。并以此为基础，推导了等效子系统主导特征函数模型，同时基于矩阵摄动理论和 Padé 逼近，提出了采用等效风电机组子系统的主导特征函数结合改进渐进波形估计表征原风电场并网动态特性的模型降阶方法，该方法与现有的单机等值模型相比，除了能够等效反映风电场外接交流系统的主导动态特性，还能够动态表征风电机组之间交互作用对风电场动态稳定性的影响。最后基于理论推导分析了风电场内部机组的链接方式，输电线路参数和风电机组数量的变化对风电场动态稳定性的影响，研究结果发现，当风电机组传输线路阻抗越大，风电机组数量越多，联络线路越长时，风电场并网系统更容易产生振荡失稳。

(4) 针对传统 PLL 等不对称控制结构引发的风电并网系统振荡频率耦合问题，本文结合前述风电机组并网系统频率耦合特性的产生机理，提出一种具有对称结构的 PLL，通过引入复相角的概念等效表征风电机组并网点电压在 d 轴和 q 轴上的动态响应特性，抑制传统 PLL 的控制不对称性所引发的系统振荡频率耦合效应，并以此为基础，进一步提出采用有源阻尼结合陷波器，对风电并网系统交流侧等效阻抗实施重塑，改善风电并网系统的阻抗特性，实现宽频振荡抑制，提高风电机组与弱电网互联系统的稳定性。该方法的一个突出优点是可以通过改变陷波器参数等效改变系统的阻尼，具有更强的灵活性和适用性。最后通过仿真验证了所提方法的有效性，并得出以下结论：

1) 所提对称 PLL 能够有效抑制由于 d 轴和 q 轴控制不对称性引发的系统振荡频率耦合效应，从而改善风电机组对并网点电压相角的控制能力。

2) 所提采用有源阻尼结合陷波器的宽频振荡抑制方法能够有效改善风电机组交流侧等效阻抗特性，在一定频段内提高系统的阻尼，从而实现振荡的抑制，并提高系统稳定裕度。

7.2 研究展望

(1) 本文主要探讨了风电场与电网交互作用对风电并网系统动态稳定性的影响。可以在此基础上进一步探究风电场与风电场之间的交互作用对风电并网系统动态稳定性的影响。

(2) 本文在风电场动态等值建模过程中采用的风电集群划分方法是基于现有研究开展的, 还应该进一步结合实际风电场中风电机组的分布情况及气候条件, 考虑更为复杂的划分情况, 这样得出的结论会更加贴合实际。

(3) 本文在阻抗建模过程中, 考虑的频段主要为 1~1000Hz, 对于更高频段的阻抗特性未作深入研究, 可以进一步对风电机组的高频特性及相应的动态稳定性展开研究工作。

(4) 随着电力电子技术的发展, 柔性直流输电技术正逐渐成为大规模集中式风电场尤其是海上风电场并网的首要选择。然而, 柔性直流输电技术中所使用的电力电子装备使得风电并网系统具有更加复杂的动态特性, 给风电场并网系统的稳性分析带来更多挑战。因此, 柔性直流输电线路的阻抗特性、以及柔性直流输电下的风电场并网稳定性值得进一步研究。

参考文献

- [1] 国家能源局能源生产与消费革命战略(2016-2030 年)[EB/OL].2019-03-17
<http://www.gov.cn/xinwen/201704/25/5230568/files/286514af354e41578c57ca38d5c4935b>.
- [2] 周孝信,陈树勇,鲁宗相,黄彦浩,马士聪,赵强. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J].中国电机工程学报, 2018, 38(07): 1893-1904+2205.
- [3] 李立涅,张勇军,陈泽兴,蔡泽祥,韩永霞,杨苹. 智能电网与能源网融合的模式及其发展前景[J].电力系统自动化,2016,40(11):1-9.
- [4] 国家电网公司发布"碳达峰,碳中和"行动方案[J]. 农村电气化, 2021(4):1.
- [5] 中国“十四五”电力发展规划研究[R]. 北京: 全球能源互联网发展合作组织.
- [6] 白建华,辛颂旭,刘俊,等. 中国实现高比例可再生能源发展路径研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(14): 3699-3705.
- [7] 康重庆,姚良忠. 高比例可再生能源电力系统的关键科学问题与理论研究框架[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(9): 1-11.
- [8] 谢小荣,刘华坤,贺静波,等. 直驱风机风电场与交流电网相互作用引发次同步振荡的机理与特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2366-2372.
- [9] Zhao Mingquan, Yuan Xiaoming, Hu Jiabing, et al. Voltage dynamics of current control time-scale in a VSC-connected weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(4): 2925-2937.
- [10] Zhang Dongliang, Wang Yajing, Hu Jiabing, 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 Systems, 2016, 2(2): 30-39.
- [11] 谢小荣,刘华坤,贺静波,等. 新能源发电并网系统的小信号阻抗/导纳网络建模方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(12): 26-32.
- [12] 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(9): 2625-2635.
- [13] 马宁宁,谢小荣,贺静波,王衡.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.
- [14] Narendra K, Fedirchuk D, Midence R. New microprocessor based relay to monitor and protect power systems against sub-harmonics[C]. Proceedings of IEEE Electrical Power and Energy Conference, Winnipeg, Canada, 2011.
- [15] Adams J, Carter C, Huang S H. ERCOT experience with subsynchronous control interaction and proposed remediation[C]. Proceedings of IEEE Trans. Distrib. Conf.

- Expo, Orlando, USA, 2012.
- [16] 樊陈, 姚建国, 张琦兵, 徐春雷, 任辉, 窦仁晖. 英国“8·9”大停电事故振荡事件分析及思考[J]. 电力工程技术, 2020, 39(04): 34-41.
- [17] D. Shu, X. Xie, H. Rao, X. Gao, Q. Jiang and Y. Huang. Sub- and Super-Synchronous Interactions Between STATCOMs and Weak AC/DC Transmissions With Series Compensations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no.9, pp.7424-7437, Sept, 2018.
- [18] 肖湘宁, 罗超, 廖坤玉. 新能源电力系统次同步振荡问题研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 85-97.
- [19] 魏伟, 许树楷, 李岩, 黎小林, 饶宏, 朱喆, 冯满盈, 陈俊. 南澳多端柔性直流输电示范工程系统调试[J]. 南方电网技术, 2015, 9(01): 73-77.
- [20] Zhang Dongliang, Wang Yajing, Hu Jiabing, 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.
- [21] 尹聪琦, 谢小荣, 刘辉, 等. 柔性直流输电系统振荡现象分析与控制方法综述[J]. 电网技术, 2018, 42(4): 1117-1123.
- [22] 周俊. 交直流电网数字物理混合仿真技术的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2012.
- [23] 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统建模[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(12): 52-56.
- [24] 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.
- [25] 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).
- [26] 朱宇昕, 赵晋斌, 毛玲, 屈克庆. 并网系统的广义阻抗比及其稳定性分析与研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22).
- [27] 关宏亮. 大规模风电场接入电力系统的小干扰稳定性研究[D]. 华北电力大学(河北), 2008.
- [28] 黄汉奇. 风力发电与光伏发电系统小干扰稳定研究[D]. 华中科技大学, 2012.
- [29] Mohammadpour H A, Ghaderi A, Santi E. Analysis of sub-synchronous resonance in doubly-fed induction generator-based wind farms interfaced with gate controlled series capacitor[J]. Generation Transmission & Distribution Iet, 2014, 8(12):1998-2011.
- [30] Mahalakshmi R, Viknesh J, Thampatty K. Mathematical modelling of grid

- connected Doubly Fed Induction Generator based wind farm[C]// IEEE International Conference on Power Electronics. IEEE, 2017.
- [31] Fan L, Zhu C, Miao Z, et al. Modal Analysis of a DFIG-Based Wind Farm Interfaced With a Series Compensated Network[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(4): 1010-1020.
- [32] 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(2): 388-399.
- [33] 彭谦, 马晨光, 杨雪梅, 等. 线性模态分析中的参与因子与贡献因子[J]. 电网技术, 2010(2): 5.
- [34] 王丽馨, 杨德友, 蔡国伟, 高晗. 自然激励下发电机有功参与因子提取及其在阻尼调制中的应用[J]. 电工技术学报, 2022, 37(05): 1194-1203.
- [35] 孙大卫, 刘辉, 吴林林, 宋鹏, 王潇, 李蕴红. 虚拟同步发电机对低频振荡的影响建模与特性分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(24): 134-144.
- [36] 赵书强, 李忍, 高本锋, 等. 双馈风电机组经串补并网的振荡模式分析[J]. 高电压技术, 2016, 42(10): 11.
- [37] 王丽馨, 杨德友, 蔡国伟, 高晗. 自然激励下发电机有功参与因子提取及其在阻尼调制中的应用[J]. 电工技术学报, 2022, 37(05): 1194-1203.
- [38] Vieto I, Sun J. Small-signal impedance modelling of type-III wind turbine[C]. Proceedings of Power & Energy Society General Meeting, Denver, USA, 2015.
- [39] 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]. 电机工程学报, 2016, 36(14): 3771-3781.
- [40] X. Wang, L. Harnfors, F. Blaabjerg. Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no.2, pp. 1775-1787, Feb. 2018.
- [41] Sun J. Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [42] L. Harnfors, M. Bongiorno, and S. Lundberg. Input-admittance calculation and shaping for controlled voltage-source converters[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 54, no.6, pp. 3323-3334, Dec. 2007.
- [43] L. Xing, F. Feng, and J. Sun. Optimal damping of EMI filter input impedance[C]. IEEE Energy Convers. Congr. Exposition, San Jose, CA, Sep.2009, pp.1685-1692.
- [44] A. Gelb. Multiple-Input Describing Functions and Nonlinear System Design[D].

- New York, NY, USA: McGraw Hill, 1968.
- [45] J. Sun, K. J. Karimi. Small-signal input impedance modeling of linefrequency rectifiers[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst, vol. 44, no.4, pp.1489–1497, Oct. 2008.
- [46] L. Jian. Current-Mode control: Modeling and its digital application[D]. Dept. Elect. Eng, Virginia Tech, Blacksburg, VA, USA, 2009.
- [47] M. D. Greenberg. Advanced Engineering Mathematics[D]. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1988.
- [48] R. Tymerski, V. Vorperian, F. C. Lee, and W. T. Baumann. Nonlinear modeling of the PWM switch[J]. IEEE Trans. Power Electron, vol. 4, no.2, pp. 225–233, Apr, 1989.
- [49] Wen B, D Boroyevich, Burgos R, et al. Analysis of D-Q Small-Signal Impedance of Grid-Tied Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 1-1.
- [50] Wen B, Boroyevich D, Mattavelli P, et a. Impedance-Based Analysis of Grid-Synchronization Stability for Three-Phase Paralleled Converters[C]. Applied Power Electronics Conference & Exposition. IEEE, 2014: 1233-1239.
- [51] 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): 13.
- [52] 张学广, 马彦, 王天一, 等. 弱电网下双馈发电机输入导纳建模及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(5): 9.
- [53] Ran F, Chen W, Zhang X, et a. Improved Virtual Inductance Based Control Strategy of DFIG under Weak Grid Condition[C]. 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), 2018.
- [54] 韩刚, 蔡旭. 虚拟同步发电机输出阻抗建模与弱电网适应性研究[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(12): 7.
- [55] Li C, Liang J, Cipcigan L M, et al. DQ impedance stability analysis for the power-controlled grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, PP(99): 1-1.
- [56] 谢小荣, 刘华坤, 贺静波, 等. 新能源发电并网系统的小信号阻抗/导纳网络建模方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(12): 7.
- [57] Impedance-Based Stability Evaluation of Virtual Synchronous Machine Implementations in Converter Controllers[C]. International Power Electronics Conference, Japan, 2018.

- [58] Jian S. Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems—A Review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2545-2554.
- [59] Vieto I, Jian S. On system modeling and analysis using DQ-frame impedance models[C]. 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). IEEE, 2017.
- [60] Wen B, Boroyevich D, Mattavelli P, et al. Impedance-Based Analysis of Grid-Synchronization Stability for Three-Phase Paralleled Converters[C]. Applied Power Electronics Conference & Exposition. IEEE, 2014: 1233-1239.
- [61] 年珩, 杨洪雨. 不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(10): 8.
- [62] 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): 9.
- [63] 王赞程, 陈新, 张旸, 等. 三相并网逆变器锁相环频率特性分析及其稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 11.
- [64] 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): 9.
- [65] Liu H, Sun J. Voltage Stability and Control of Offshore Wind Farms With AC Collection and HVDC Transmission[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 2(4): 1181-1189.
- [66] 钱强, 魏琦, 谢少军, 等. 单相并网逆变器多频阻抗模型及其在谐振环流分析中的应用[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(15): 7.
- [67] 张冲, 王伟胜, 何国庆, 等. 基于序阻抗的直驱风电场次同步振荡分析与锁相环参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 11.
- [68] Miao Z. Impedance-Model-Based SSR Analysis for Type 3 Wind Generator and Series-Compensated Network[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(4): 984-991.
- [69] I. Vieto, J. Sun. Sequence Impedance Modeling and Analysis of Type-III Wind Turbines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 33, no. 2, pp. 537-545, June 2018.
- [70] 吕敬, 蔡旭. 基于谐波线性化的模块化多电平换流器阻抗建模[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(4): 7.
- [71] Wu W, Zhou L, Chen Y, et al. Sequence-Impedance-Based Stability Comparison Between VSGs and Traditional Grid-Connected Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, PP:1-1.

- [72] Wang X, Harnefors L, Blaabjerg F. Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(2): 1775-1787.
- [73] 辛焕海, 李子恒, 董炜, 等. 三相换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(5): 16.
- [74] 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): 14.
- [75] Wen B, Boroyevich D, Burgos R, et al. Small-Signal Stability Analysis of Three-Phase AC Systems in the Presence of Constant Power Loads Based on Measured d-q Frame Impedances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5952-5963.
- [76] Huang J, Corzine K A, Belkhat M. Small-Signal Impedance Measurement of Power-Electronics-Based AC Power Systems Using Line-to-Line Current Injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2): 445-455.
- [77] Wen B, D Boroyevich, Mattavelli P, et al. Experimental verification of the Generalized Nyquist stability criterion for balanced three-phase ac systems in the presence of constant power loads[C]. Energy Conversion Congress & Exposition. IEEE, 2012.
- [78] 田元治, 赵向阳, 于钊, 等. 基于 RT-LAB 的直驱风电场振荡仿真分析技术[J]. 电网技术, 2017, 41(12): 8.
- [79] 李光辉, 王伟胜, 刘纯, 等. 基于控制硬件在环的风电机组阻抗测量及影响因素分析[J]. 电网技术, 2019(5):8.
- [80] 蒙志全, 辛焕海, 董炜, 等. 控制系统扰动下并网换流器广义阻抗测量方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 11.
- [81] 蒙志全, 辛焕海, 董炜, 等. 控制系统扰动下并网换流器广义阻抗测量方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 11.
- [82] Yang Z, Xin C, Jian S. Impedance modeling and control of STATCOM for damping renewable energy system resonance[C]. Energy Conversion Congress & Exposition. IEEE, 2017.
- [83] 张旸, 孙龙庭, 陈新, 等. 集成静止无功发生装置的直驱风场序阻抗网络模型与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 14.
- [84] 李光辉, 王伟胜, 刘纯, 等. 直驱风电场接入弱电网宽频带振荡机理与抑制方法(一): 宽频带阻抗特性与振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22):15.
- [85] Chen L, Xu Y, Heng N. Improved Finite Set Model Predictive Current Control of

- Grid Side Converter in Weak Grid Using Kalman Filter[C]. 2019 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). IEEE, 2019.
- [86] Li W, Chao P, Liang X, et al. An Improved Single-Machine Equivalent Method of Wind Power Plants by Calibrating Power Recovery Behaviors[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017: 1-1.
- [87] 万炜, 袁辉, 王冠中, 等. 二次侧注入扰动的换流器次超同步频段广义阻抗测量方法[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(14): 7.
- [88] 叶超, 杨苹. 基于风力机输出功率序列相似度匹配的风电场分群新方法[J]. 可再生能源, 2016(8): 7.
- [89] 陈树勇, 王聪, 申洪, 等. 基于聚类算法的风电场动态等值[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(4): 9.
- [90] Huang P H, Moursi M E, Xiao W, et al. Subsynchronous Resonance Mitigation for Series-Compensated DFIG-Based Wind Farm by Using Two-Degree-of-Freedom Control Strategy[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(3):1442-1454.
- [91] 晁璞璞, 李卫星, 金小明, 等. 基于有功响应的双馈型风电场实用化等值方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 8.
- [92] Fang R, Shang R, Wu M, et al. Application of gray relational analysis to k-means clustering for dynamic equivalent modeling of wind farm[J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2017, 42(31).
- [93] Wang Y, Lu C, Zhu L, et al. Comprehensive modeling and parameter identification of wind farms based on wide-area measurement systems[J]. Journal of Modern Power Systems & Clean Energy, 2016, 4(3): 383-393.
- [94] 杜晓岩, 尹华杰, 叶超, 等. 基于改进模糊 C 均值聚类 and MPSO 的风电场等值研究[J]. 广东电力, 2016, 9(8): 7.
- [95] Zhan Z, Jie C, Jing H, et al. Wind farm modeling based on running data and SVM algorithm[J]. Renewable Energy Resources, 2015.
- [96] Zhou Y, Zhao L, Lee W J. Robustness Analysis of Dynamic Equivalent Model of DFIG Wind Farm for Stability Study[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 5682-5690.
- [97] Du W, Dong W, Wang H. A Method of Reduced-Order Modal Computation for Planning Grid Connection of a Large-Scale Wind Farm[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2019, PP(99): 1-1.
- [98] 董文凯, 杜文娟, 王海风. 用于振荡稳定性分析的并网风电场动态等效模型[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(01): 75-87.

- [99] Shao B, Zhao S, Gao B, et al. Adequacy of the Single-Generator Equivalent Model for Stability Analysis in Wind Farms with VSC-HVDC Systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, PP(99): 1-1.
- [100] Zou J, Chao P, Xu H, et al. A Fuzzy Clustering Algorithm-Based Dynamic Equivalent Modeling Method for Wind Farm With DFIG[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(4): 1329-1337.
- [101] 孙元存, 刘三明, 王致杰, 等. 基于 IGWO-K-means 的风电场动态等值建模[J]. 现代电力, 2018, 35(5): 7.
- [102] 朱乾龙, 韩平平, 丁明, 等. 基于聚类-判别分析的风电场概率等值建模研究[J], 中国电机工程学报, 2014, 34(28): 11.
- [103] Muljadi E, Butterfield C P, Ellis A, et al. Equivalencing the Collector System of a Large Wind Power Plant: Preprint[C]. Power Engineering Society General Meeting, IEEE, 2006.
- [104] Martin K W. Complex Signal Processing is Not Complex[J]. Circuits and Systems I. Regular Papers, IEEE Transactions on, 2004, 51(9): 1823-1836.
- [105] L. Harnefors. Modeling of Three-Phase Dynamic Systems Using Complex Transfer Functions and Transfer Matrices[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 4, pp. 2239-2248, Aug. 2007.
- [106] N. M. Wereley, "Analysis and control of linear periodically time varying systems," Ph.D. dissertation, Dept. Aeronaut. Astronaut., MIT, Cambridge, MA, USA, 1991.
- [107] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, and Z. Shen. Analysis of D-Q small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 1, pp. 675-687, Jan. 2016.
- [108] X. Yue, X. Wang and F. Blaabjerg. Review of Small-Signal Modeling Methods Including Frequency-Coupling Dynamics of Power Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 4, pp. 3313-3328, April, 2019.
- [109] A. Rygg, "Impedance-based methods for small-signal analysis of systems dominated by power electronics," Ph.D. dissertation, Dept. Eng. Cybern., Norwegian Univ. Sci. Technol., Trondheim, Norway, 2018.
- [110] Cespedes M, Sun J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(3): 1254-1261.
- [111] G San, W Zhang, R Luo, et al. Small-signal Multi-frequency Model for Grid-connected Inverter System with PWM Effect[J]. CSEE, 2020, 6(2): 11.
- [112] Ghassemi F, Koo K L. Equivalent Network for Wind Farm Harmonic Assessments[J].

- IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(3):1808-1815.
- [113] 辛焕海, 甘德强, 鞠平. 多馈入电力系统广义短路比: 多样化新能源场景[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5516-5527.
- [114] C. Su, C. Liu, et al. Probabilistic power flow for multiple wind farms based on RVM and holomorphic embedding method[J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2021, 130.
- [115] X. Wang, H. Yu, Y. Lin, Z. Zhang and X. Gong, "Dynamic Equivalent Modeling for Wind Farms With DFIGs Using the Artificial Bee Colony With K-Means Algorithm," IEEE Access, vol. 8, pp. 173723-173731, 2020.
- [116] 董文凯, 王洋, 王海风. 用于小信号稳定性分析的风电机群单机等值模型[J]. 电网技术, 2021, 45(04).
- [117] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [118] W. Du, W. Dong and H. F. Wang, "Small-Signal Stability Limit of a Grid-Connected PMSG Wind Farm Dominated by the Dynamics of PLLs[J]. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 35, no. 3, pp. 2093-2107, May 2020.
- [119] S.D. Rao, Y. Feng, D.J. Tylavsky and M.K. Subramanian, "The Holomorphic Embedding Method applied to the Power-Flow Problem[J]. IEEE Transactions on Power System, Volume 31– No.5, pp 3816-3828, Sep 2016.
- [120] S. Li, T. A. Haskew, R. P. Swatloski, and W. Gathings, "Optimal and direct-current vector control of direct-driven PMSG wind turbine[J]. IEEE Trans. Power Electro., vol. 27, no. 5, pp. 2325–2337, May 2012.
- [121] 邵冰冰, 赵书强, 高本锋. 基于相似变换理论的直驱风电场经柔直并网系统次同步振荡简化模型[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4780-4791.
- [122] 张伯明, 陈寿孙, 严正. 高等电力网络分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [123] J. H. 威尔金森. 代数特征值问题[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [124] Zhou J Z, D Hui, Fan S, et al. Impact of Short-Circuit Ratio and Phase-Locked-Loop Parameters on the Small-Signal Behavior of a VSC-HVDC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
- [125] D. Yang, X. Wang, F. Liu, K. Xin, Y. Liu and F. Blaabjerg. Symmetrical PLL for SISO Impedance Modeling and Enhanced Stability in Weak Grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 2, pp. 1473-1483, Feb. 2020.
- [126] Xiaoming Yuan, W. Merk, H. Stemmler, J. Allmeling. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J].

- IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 2, pp. 523-532.
- [127] Karimi-Ghartemani M, Karimi H, Iravani M R. A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 511-517.
- [128] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, et.al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions[J]. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 2006, pp. 1-7.
- [129] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, F. Blaabjerg. Multiresonant frequency-locked loop for gridsynchronization of power converters under distorted grid conditions[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 58, no. 1, pp. 127-138, Jan. 2011.
- [130] P. Rodríguez, A. Luna, R. S. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions[J]. IEEE Trans. Power Electron, vol. 27, no. 1, pp. 99-112, Jan. 2012.
- [131] X. Guo, W. Wu, Z. Chen. Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase gridinterfaced converters in distributed utility networks[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 58, no. 4, pp. 1194-1204, Apr. 2011.
- [132] W. Li, X. Ruan, C. Bao, D. Pan, X. Wang. Grid synchronizationsystems of three-phase grid-connected power converters: A complexvector-filter perspective[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 61, no. 4, pp. 1855-1870, Apr. 2014.
- [133] J. Svensson, M. Bongiorno, A. Sannino. Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation[J]. IEEE Trans. Power Del. vol. 22, no. 1, pp. 18-26, Jan. 2007.
- [134] H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, J. P. de Arruda. A method for extracting the fundamentalfrequency positive-sequence voltage vector based on simple mathematical transformations[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 56, no. 5, pp. 1539-1547, May, 2009.
- [135] F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno, M. Rizo. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals[J]. IEEE Trans. Power Del, vol. 25, no. 3, pp. 1816-1825, Jul. 2010.

- [136] J. Wang, J. Liang, F. Gao, L. Zhang, Z. Wang. A method to improve the dynamic performance of moving average filter-based PLL[J]. IEEE Trans. Power Electron, vol. 30, no. 10, pp. 5978–5990, Oct. 2015.
- [137] Y. F. Wang, Y. W. Li. Grid synchronization PLL based on cascaded delayed signal cancellation[J]. IEEE Trans. Power Electron, vol. 26, no. 7, pp. 1987–1997, Jul. 2011.
- [138] 阚元卿, 虞子婧, 赵磊. 加拿大安大略省低碳发展经验及对我国的启示[J]. 资源节约与环保, 2013,(08) : 73-74
- [139] 王新, 李志国. 日本低碳社会建设实践对我国的启示[J]. 特区经济, 2010, 175(1): 18-24
- [140] Holling C. S. Resilience and Stability of Ecological Systems[J]. Annual Review of Ecology and Systematics, 1973,V4(1):1-23
- [141] 刘宇, 高山, 杨胜春,等. 电力系统概率潮流算法综述[J]. 电力系统自动化, 2014,38(23) : 127-135
- [142] Hajian M., Rosehart W. D., Zareipour H.. Probabilistic Power Flow by Monte Carlo Simulation with Latin Supercube Sampling[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013,V28(2):1550-1559

攻读博士学位期间发表的论文及其它成果

(一) 发表的学术论文

- [1] Su C, Liu C, Jiang S, et al. Probabilistic power flow for multiple wind farms based on RVM and holomorphic embedding method[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2021, 130(2): 106843.(SCI: 0006496660300005)
- [2] Su C, Liu C, Li Z, et al. Stability Limit of the PI Gains for the Grid Connected MMC Based on the Analysis of Controller Inertia[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2022, 03, (Early Access) DOI:10.1016/j.ijeps.2022.103387.
- [3] 苏晨博, 刘崇茹, 李至峪, 周明. 基于贝叶斯理论的考虑多维风速之间相关性的概率潮流计算[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(03):157-165. (EI: 20211310135104)
- [4] 苏晨博, 刘崇茹, 李志显, 李剑泽, 王瑾媛. 基于阻抗法的大规模风电场等值方法研究[J/OL]. 电测与仪表, 1-9[2022-02-02]. (网络首发, 5 月见刊)
- [5] 苏晨博, 刘崇茹, 徐诗甜, 岳昊. 利用贝叶斯线性回归结合混合 Copula 函数分析风电功率的相关性[J]. 中国电力, 2021, 54(08):182-189. (已见刊)

专利情况:

- [1] 一种柔性直流输电交流化运行方法, 发明专利, 刘崇茹, 谢国超, 王洁聪, 苏晨博, 国家见刊, CN109066762A, 2018, 09, 华北电力大学.
- [2] 一种基于 PMSG 时域阻抗建模的并网频率耦合特性分析方法, 发明专利, 刘崇茹, 苏晨博, 李志显, 等, 202210286765.0, 2022, 03, 华北电力大学. (已受理)
- [3] 适用于大规模风电场并网振荡分析的风电场降阶方法, 发明专利, 刘崇茹, 苏晨博, 李志显, 等, 202210275666.2, 2022, 02, 华北电力大学. (已受理)

获奖情况:

- [1] 柔性直流输电高频振荡抑制和故障穿越技术, 省部级, 其他, 一等奖, 2021-12-21, 4, 2501301, 中国发明协会;

攻读博士学位期间参加的科研工作

- [1] 国家电网公司科学技术项目,“高比例新能源电力系统网架形态与演化技术研究项目”(SGZJ0000KXJS1900419),2020-2022,主要参与人。
- [2] 南方电网直流输电国家重点实验室开放基金,“含柔性直流的交直流系统电气振荡与控制策略研究”(SKLHVDO-2019-K),2019-2021,主要参与人。
- [3] 国家电网公司科学技术项目,“考虑多频率耦合及受端电网特性的远海风电系统稳定性分析与控制策略研究”(SGZJ0000KXJS1900419),2019-2021,主要参与人。
- [4] 国网冀北电力有限公司项目,“低碳冬奥形势下冀北地区新能源出力特性及接入方案研究”(2017K-0912),2017-2019,主要参与人。
- [5] 华北电力有限公司项目,“海上风电接入柔直系统仿真研究”(2020-324),2020-2021,主要参与人。

致 谢

时光荏苒如白驹过隙，转眼间即将告别求学生活十一载的华北电力大学，内心百感交集。忆往昔岁月，收益良多，在此谨向所有帮助过我的人表示由衷的感谢。

衷心感谢导师刘崇茹教授对我的栽培和帮助。刘老师治学严谨，知识渊博，视角敏锐，每当我在科研道路上遇到困难时，刘老师总能细致而耐心地为我的答疑解惑，指点迷津，犹如浩海中的一座灯塔，引领我前进，对我未来的人生产生深远的影响，感谢刘老师给予我的关心与帮助，我会永远铭记。

由衷感谢曾经帮助过我的所有老师，A634 的全体同门以及我的朋友们，你们让我感受到了家的温暖，也让我在浓厚的学术氛围中感受到了榜样的力量，我将永远铭记与你们共同渡过的美好时光。

深深感谢父母及家人一直以来的帮助与支持，感谢你们对我无条件的信任和认可，感谢你们对我的理解与包容，你们总是倾尽全力地为我提供最好的条件，默默地为我遮风挡雨，你们是最坚实的后盾。

行文至此，百感交集，然纸短情长，谨以此文感念各位恩情！

苏晨博

2022 年 4 月于北京

