

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241228

海上风电经不控整流直流并网系统小信号建模及稳定性分析

郑敏嘉¹, 俞晨欣², 余浩¹, 陈鸿琳¹, 左郑敏¹, 姚雨蔚³, 孙海顺²

(1. 广东电网有限责任公司电网规划研究中心, 广东 广州 510080; 2. 华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074; 3. 华中科技大学中欧清洁与可再生能源学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 海上风电场经二极管不控整流(diode rectifier unit, DRU)直流送出系统整流侧 DRU 不具备控制功能, 需要风电机组构网控制实现功率平衡和电压控制。首先建立了采用 P-U/Q- θ 的构网型直驱风电以及 DRU-MMC 混合直流输电系统的线性化状态空间模型, 利用阶跃小扰动时域仿真验证了模型的准确性, 并分别推导了各自相应的离散状态空间模型。以三风电场经 DRU 直流输电系统为例, 采用离散状态空间建模分析方法构建了全系统小信号模型, 通过特征模式分析研究了海上风电经 DRU 直流并网系统的特征振荡模态及其稳定性。分析结果表明, 海上风电经 DRU 直流并网系统具有分别由系统电气主回路参数主导、风电机组控制主导、风电场网侧控制与 DRU 侧耦合作用以及受端 MMC 控制主导的宽频段特征模式, 特别地, 多风电场间存在次超同步和低频段控制相互作用模态, 其稳定性受相关控制环节参数影响, 存在振荡失稳场景。该研究可为认识海上风电场经 DRU 直流送出系统动态特性, 指导海上风电接入电网规划和运行提供分析模型和方法的理论支撑。

关键词: 海上风电; 直流输电; 二极管不控整流; 特征值分析; 小信号稳定性

Small-signal modeling and stability analysis of offshore wind farms integrated using diode rectifier based DC transmission systems

ZHENG Minjia¹, YU Chenxin², YU Hao¹, CHEN Honglin¹, ZUO Zhengmin¹, YAO Yuwei³, SUN Haishun²

(1. Grid Planning Research Center of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510080, China; 2. School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 3. China-EU Institute for Clean and Renewable Energy, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: In diode rectifier unit (DRU) based DC transmission systems for integrating offshore wind farms, the DRU lacks controllability and hence grid-forming control of wind turbine generators is required for power balance and voltage control of the offshore electrical system. This paper first establishes linearized state-space models of both the grid-forming PMSG wind turbines using P-U/Q- θ control and the DRU-MMC hybrid DC transmission system. The model's accuracy is validated through step responses in time domain simulation. Subsequently, a discrete domain state-space model of the whole system is derived. Using a system of three offshore wind farms connected via a DRU-based DC transmission system as an example, a full-system small-signal model is constructed with a discrete state-space approach. Through eigenvalue analysis, the oscillatory modes of the system and their stability are investigated. The analysis results show that there exist wide frequency band eigenmodes attributed to circuit parameters, machine side converter control of PMSG, or interactions between the grid side control of PMSG and DRU, or between the MMC control and AC system. Especially, super- and sub-synchronous frequency as well as low frequency oscillation modes exist due to control interactions among wind farms, whose stability is sensitive to parameters of control designs and may result in unstable oscillation. This research provides theoretical support and analysis methods to understand the dynamic behavior of offshore wind farms connected via DRU-based DC transmission systems, providing guidance for grid planning and operation with offshore wind power integration.

This work is supported by the Key Area Research and Development Program of Guangdong Province (No. 2021B0101230004).

Key words: offshore wind farm; DC transmission; diode rectifier unit (DRU); eigenvalue analysis; small-signal stability

基金项目: 广东省重点领域研发计划项目资助(2021B0101230004); 广东电网公司2023年电力规划专题研究项目资助(031000Q00230008)

0 引言

近年来,我国致力于构建新型电力系统,新能源装机容量飞速增长。由于全球 70% 的潜在海风资源位于水深大于 60 m 的深水海域,随着风电技术的革新,海上风电项目逐渐向具有更丰富的风能资源的深远海发展。然而,相比于可以直接以工频送出近海风电,远海风电存在因距离较远导致的交流电缆费用较高、电容效应显著以及可靠性较低等问题^[1],需要对远海风电的控制方式与并网方式做更多的考虑。

现有的远海风电主要采用柔性直流输电(voltage sourced converter based high voltage direct current, VSC-HVDC)并网^[2-4],其中于 2002 年提出的模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)^[5]目前仍存在费用较为高昂、占地面积大、海上平台搭建困难、控制系统复杂等一系列问题。二极管不控整流单元(diode rectifier unit, DRU)由于无需控制模块、占地面积小,可用于搭建海上平台,且其造价成本低、经济性高,适合应用在远海风电并网系统中,近年来受到广泛的关注。因此,可构建海上采用 DRU 换流站与陆上采用 MMC 换流站的混合直流输电系统,配合构网型风机实现深远海功率的高效、经济送出^[6]。

由于 DRU 不含控制模块,需要依靠与其相连的风电场建立海上交流汇集系统电压与频率,因此依靠锁相环工作的跟网型风电机组难以适用,风电机组需要采用构网型控制。目前,风机的构网型控制策略已经分为多个种类,主要包括虚拟同步控制^[7-8]、下垂控制^[9-11]及惯性同步控制^[12]等。由于 DRU 具有输出功率随其交流端电压变化的特性,为实现风电功率的顺利送出与无功功率的合理分配,文献[13]提出一种风电场机侧控制直流电压,网侧实现有功-电压、无功-相角控制的构网型风电机组控制策略(P-U/Q- θ 控制策略),并依靠通信实现全局统一参考坐标系下的固定频率;文献[14]在此基础上提出一种无功-频率控制策略,即无需依赖通信系统即可实现风机间的无功功率分配。

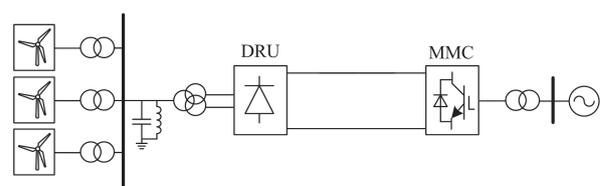
海上风电并网系统含有高比例电力电子装置,在实际运行中可能存在控制相互作用引起的振荡失稳风险。目前与海上风电场经 DRU 直流送出相关的文献多从探讨 DRU 模块并网可行性与适配 DRU 的构网型风电场控制策略进行深入讨论与研究,然而给定控制方式下系统小扰动稳定性是需要深入认识的重要问题,目前尚无相关研究报道。由于其系统组成和控制不同于一般直流输电系统,现有针对

新能源及海上风电经常规直流及柔性直流并网的稳定性分析及振荡机理研究^[15-19]的分析模型和结论也不能直接应用。

因此,为研究该系统振荡模态及可能存在的失稳场景,本文采用特征值分析方法,首先基于文献[13]提出风电 P-U/Q- θ 控制策略,以及 DRU-MMC 混合直流输电系统运行控制方程,分别建立了风电及 DRU-MMC 的线性化状态空间模型,并通过时域阶跃小扰动仿真对比验证了模型的准确性;在此基础上进一步推导建立了风电和 DRU-MMC 混合直流的离散化状态空间模型,并采用三海上风电场经 DRU 直流送出系统算例,根据文献[20-22]中的离散化状态空间特征模式分析建模方法,建立了全系统离散化状态空间模型,通过特征模式分析研究了系统特征模式,以及控制参数和运行方式对主导失稳模式稳定性的影响。研究工作对于认识海上风电经 DRU 直流并网系统动态特性,指导海上风电并网规划与运行提供了分析模型和方法方面的理论支撑。

1 海上风电场经 DRU 直流送出系统线性化状态空间建模

海上风电场经 DRU 直流送出系统主要包括海上风电场、海上 DRU 换流站、直流海缆、陆上 MMC 换流站及陆上交流系统 5 个部分,考虑图 1 所示 3 座海上风电场经 DRU 直流并网系统算例^[13]。首先建立采用基于 P-U/Q- θ 幅相控制的风电机组,以及 DRU-MMC 混合直流输电系统的小信号模型,并在此基础上建立全系统线性化状态空间模型,为开展系统特征模式分析和振荡稳定特性建立模型基础。



海上风电场 海上整流站 直流海缆 陆上逆变站 陆上交流系统

图 1 海上风电经 DRU 直流并网算例系统

Fig. 1 Case system of DRU based DC transmission systems of offshore wind farm

1.1 基于 P-U/Q- θ 控制的直驱风电线性化模型

直驱风电的数学模型主要包括风力机及其控制、永磁电机(permanent magnet synchronous generator, PMSG)、机侧变流器及控制、变流器直流环节以及网侧变流器及控制等,各部分不同时间尺度的控制对其动态特性具有关键影响,以下对本文所采用的风电各部分控制模型进行介绍, PMSG 以及变流器直

流环节等物理元件动态方程考虑通用的数学模型^[23]。

1) 风力机及其控制

系统中风力机部分与跟网型直驱风机一致，采用多项式模拟的最大功率跟踪曲线(maximum power point tracking, MPPT)模拟其捕捉风功率特性，其控制包括 MPPT 和桨距角控制，控制框图如附录 A 图 A1 所示。

2) 机侧变流器控制

机侧变流器与 PMSG 相连，采用转子磁链定向的电流矢量解耦控制，其 d 轴电流控制为零以避免对电机产生退磁效应；同时，为配合网侧变流器控制， q 轴采用定直流电压控制，其控制框图如附录 A 图 A2 所示。

3) 网侧变流器控制系统

考虑到 DRU 不可控，风电网侧变流器控制采用基于 P-U/Q- θ 的幅相控制实现海上交流系统构网，与跟网型风机存在较大差异，其通过有功指令生成风电机组并网电压参考值、无功指令实现机组输出电压的相位同步，其中有功指令来自风力机 MPPT 控制，无功指令通过机组间无功分配策略生成。基于所生成的幅相指令通过电压电流双闭环矢量控制产生变流器输出电压参考波，控制框图如图 2 所示。

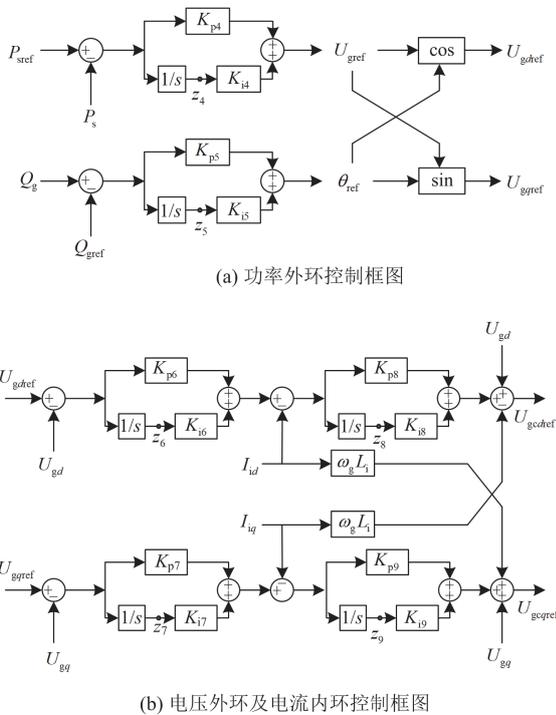


图 2 构网型风电场网侧控制框图

Fig. 2 Control diagram of grid side converter of grid-forming PMSG

4) 线性化状态空间模型

基于上述控制模型，考虑永磁电机以及变流器直流等物理环节，可列写直驱风电的状态空间方程及其线性化模型，如式(1)所示。

$$\begin{cases} p\Delta X = A_{s1}\Delta X + B_{s1}\Delta U_{sxy} \\ \Delta I_{sxy} = C_{s1}\Delta X \end{cases} \quad (1)$$

式中： p 为微分算子； Δ 表示各变量的差值； U_{sxy} 与 I_{sxy} 分别为输入电压与输出电流； A_{s1} 、 B_{s1} 、 C_{s1} 均为系数矩阵； ΔX 为状态向量，有 $\Delta X = [\Delta\omega_m, \Delta\omega_{mref}, \Delta z_0, \Delta I_{sd}, \Delta I_{sq}, \Delta I_{sdm}, \Delta I_{sqm}, \Delta z_1, \Delta z_2, \Delta z_3, \Delta U_{sdm}, \Delta U_{sqm}, \Delta U_{dc}, \Delta I_{gd}, \Delta I_{gq}, \Delta I_{gdm}, \Delta I_{gqm}, \Delta U_{gdm}, \Delta U_{gqm}, \Delta z_6, \Delta z_8, \Delta z_7, \Delta z_9, \Delta U_{gcd}, \Delta U_{gqc}, \Delta z_4, \Delta z_5]$ ，共 27 阶，其参数说明如附录 A 表 A1 所示。考虑到网侧控制部分与常规风电控制不同，其线性化方程在附录 A 式 (A1)~式(A3)中列出。

1.2 DRU-MMC 混合直流输电系统线性化模型

构网型风电场连接海上 DRU 换流站将功率送出，并通过直流海缆连接陆上 MMC 换流站进入陆上交流系统。其中 DRU 侧不具备控制作用，考虑其整流特性，并结合直流电缆动态、MMC 维持直流电压稳定的控制作用，需对该直流输电系统进行建模。

1) DRU 换流站及直流海缆线性化状态空间方程

DRU 变流器考虑 12 脉动二极管作为基本换流单元，其整流特性方程如式(2)和式(3)所示。

$$\begin{cases} U_{dc1} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} U_r - \frac{6}{\pi} \omega_g L_r I_{dc1} \\ I_r = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} I_{dc1} \end{cases} \quad (2)$$

$$\cos \varphi_r = \frac{\frac{6\sqrt{2}}{\pi} U_r - \frac{6}{\pi} \omega_g L_r I_{dc1}}{\frac{6\sqrt{2}}{\pi} U_r} \quad (3)$$

式中： U_{dc1} 、 I_{dc1} 分别为 DRU 直流侧电压、电流； U_r 、 I_r 分别为 DRU 交流侧电压、电流； $\cos \varphi_r$ 为 DRU 交流侧功率因数； ω_g 为海上交流系统频率； L_r 为 DRU 升压变等值电感。

令 DRU 直流侧与交流侧基准功率相同，则以上公式经线性化处理后可推导出 DRU 输出变量线性化方程如式(4)和式(5)所示。

$$\Delta I_r = \frac{6\sqrt{2}}{\pi K} \Delta I_{dc1} \quad (4)$$

$$\Delta \varphi_r = \Delta \varphi_{Ur} - \frac{X_r}{\sqrt{2}U_{r0} \sin \varphi_{r0}} \Delta I_{dc1} + \frac{X_r I_{dc10}}{\sqrt{2}U_{r0}^2 \sin \varphi_{r0}} \Delta U_r \quad (5)$$

式中: K 为 DRU 直流电压参考值与交流电压参考值之比; φ_r 、 φ_{Ur} 分别为 DRU 交流侧电压、电流相位角, φ_{r0} 、 φ_{U0} 分别为其稳态运行值; I_{dc10} 为 DRU 直流侧电流稳态运行值; X_r 为 DRU 升压变等值电抗。

2) 直流电缆线性化方程

直流海缆采用集中参数的 π 型等值电路, 根据线路长度可考虑多个 π 型等值电路级联, 列写状态空间方程并线性化, 如附录 A 式(A4)所示。

3) MMC 换流站线性化状态空间方程

MMC 主控制器及子模块控制器, 其中主控制器主要包括 d 轴定直流电压与 q 轴定无功功率/交流电压控制, 其控制框图如附录 A 图 A3 所示。MMC 特性方程可参考文献[19]所述简化模型, 忽略子模块电容电压波动以及内部环流等动态行为, 其方程如附录 A 式(A5)所示。

4) DRU-MMC 混合直流输电线性化模型

将 DRU-MMC 混合直流输电系统各模块方程联立得到其小信号模型, 如式(6)所示。注意到 DRU-MMC 混合直流输电系统为直流双端口元件。

$$\begin{cases} p\Delta X = A\Delta X + B_1\Delta U_{sxy1} + B_2\Delta U_{sxy2} \\ \Delta I_{sxy1} = C_1\Delta X + D_{11}\Delta U_{sxy1} + D_{12}\Delta U_{sxy2} \\ \Delta I_{sxy2} = C_2\Delta X + D_{21}\Delta U_{sxy1} + D_{22}\Delta U_{sxy2} \end{cases} \quad (6)$$

模型共 20 阶, 其中状态变量 $\Delta X = [\Delta I_{dc}, \Delta I_{dc1}, \Delta I_{dc2}, \Delta U_{dc1}, \Delta U_{dc2}, \Delta U_c, \Delta U_{cid}, \Delta U_{ciq}, \Delta I_{id}, \Delta I_{iq}, \Delta U_{gdm}, \Delta U_{gqm}, \Delta I_{idm}, \Delta I_{iqm}, \Delta z_{10}, \Delta z_{11}, \Delta z_{12}, \Delta z_{13}, \Delta x_1, \Delta \theta]$, 其参数说明如附录 A 表 A2 所示。

1.3 风电及 DRU-MMC 混合直流小信号模型验证

为验证上述基于 P-U/Q- θ 的风电及 DRU-MMC 混合直流输电小信号模型的准确性, 本文应用时域仿真, 对比了线性化模型和详细电磁暂态仿真模型相同系统条件下的阶跃小扰动响应特性。

1) 构网型风电小信号阶跃响应验证

设置风电场变流器直流电压在 $t = 0.5$ s 时阶跃 2%, 对比小信号模型计算结果与 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真结果, 如图 3 所示。

2) DRU-MMC 混合直流输电系统小信号阶跃响应验证

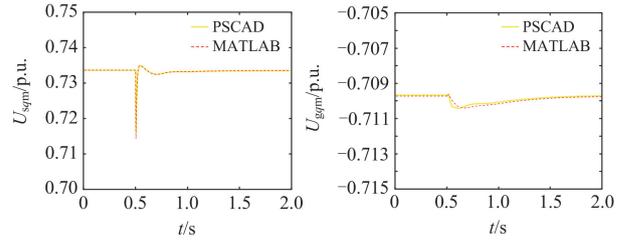
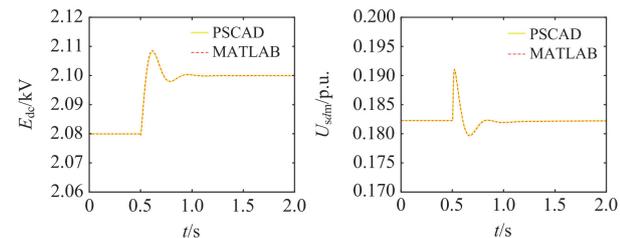


图 3 构网型风电场小信号模型阶跃响应对比验证

Fig. 3 Validation of linearized state space model of grid-forming wind farm by comparison of step response

设置 DRU 侧交流电压幅值在 $t = 0.5$ s 时阶跃 1%, 对比小信号模型计算结果与 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真结果, 如图 4 所示。

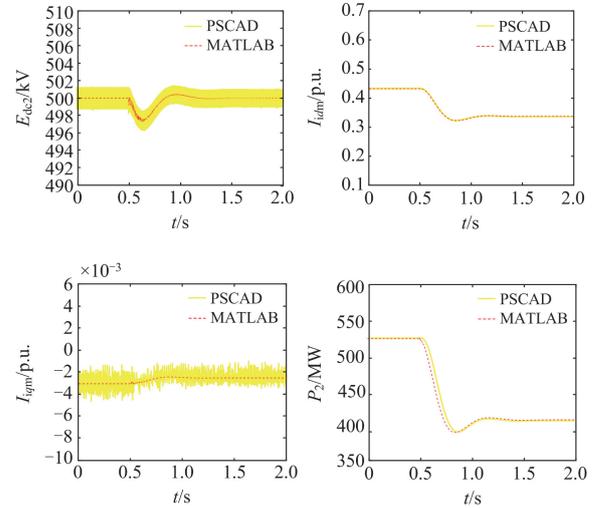


图 4 DRU-MMC 混合直流输电系统小信号模型阶跃响应对比验证

Fig. 4 Validation of linearized state space model of DRU-MMC DC transmission system by comparison of step response

从图 3 和图 4 可以看出, 本文所建立的风电及 DRU-MMC 直流输电系统小信号模型的阶跃响应与相应的全电磁暂态仿真结果一致, 表明所建立小信号模型的有效性。

1.4 海上风电经 DRU 直流并网系统离散化状态空间建模

基于上述风电和 DRU-MMC 混合直流输电线性化模型, 可以针对图 1 所示三风电场经 DRU 直流并网算例系统开展状态空间建模, 用于系统特征模式分析。

1.4.1 离散化状态空间建模方法

由于以上线性化模型是在连续状态空间建立, 对给定对象建立全系统状态空间模型时存在独立状态变量选取与中间变量消元等困难^[22]。文献[21]提出了一种

系统离散化状态空间建模的方法,其主要思路如下。

1) 将电力系统元件分为单端口元件,比如风电单元、同步电机等;以及双端口元件,如输电线路、变压器、直流输电模块等。

2) 对描述每一元件的状态方程差分化,可以得到类似电磁暂态计算的等值电路,单端口和双端口元件依据系统拓扑构成全系统离散等值电路。

3) 选取元件差分方程中的历史电流项 $h_s(t)$ 作为状态变量,可以通过全系统离散等值电路的节点分析构建系统离散化状态空间。

4) 基于离散化状态空间计算的特征值结果可以一一映射回连续域状态空间。

以上离散化状态空间建模方法的优点在于容易构建复杂系统的状态空间。为此本文进一步建立基于 P-U/Q- θ 控制的直驱风电以及 DRU-MMC 混合直流的离散化状态空间模型。

1.4.2 基于 P-U/Q- θ 控制的直驱风电离散化模型

基于 P-U/Q- θ 控制构网型直驱风电为单端口元件,将其线性化状态方程即式(1)离散化,得到其离散方程形式为

$$\begin{cases} h_s(t) = A_{d-s} h_s(t - \Delta t) + B_{d-s} U_{sxy}(t - \Delta t) \\ i_{sxy}(t) = C_{d-s} U_{Lxy}(t) + D_{d-s} h_s(t) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $h_s(t)$ 定义为离散状态变量,即历史电流项,对应状态变量为连续域状态变量 ΔX 的线性变换; A_{d-s} 、 B_{d-s} 、 C_{d-s} 、 D_{d-s} 为系数矩阵。式(7)的具体推导过程及系数矩阵之间的关系可参考文献[21],其中涉及的公式如附录 A 式(A6)一式(A8)所示。

根据离散方程输入电压与输出电流关系,可将风电场离散化方程采用如图 5 所示的单端口通用离散电路等效表示。

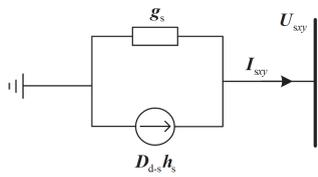


图 5 单端口元件离散状态空间等效电路模型

Fig. 5 Equivalent circuit of discrete state space model of single-port component

1.4.3 DRU-MMC 混合直流离散化模型

同理可对 DRU-MMC 模块线性化状态空间方程离散化。由于变流器的隔离以及两侧变流器控制策略的不对称,直流双端口元件的连续时间状态空间模型中送受两端交流节点输入电压是独立分开的,其对应系数矩阵不相同^[22]。将式(6)离散化,得

到 DRU-MMC 混合直流输电系统离散化方程为

$$\begin{cases} h_h(t) = A_{d-h} h_h(t - \Delta t) + B_{d-h1} U_{Lxy}(t - \Delta t) + B_{d-h2} U_{2xy}(t - \Delta t) \\ I_{sxy1}(t) = C_{d-h1} U_{sxy1}(t) + C_{d-h2} U_{sxy2}(t) + D_{d-h1} h_h(t) \\ I_{sxy2}(t) = C_{d-h3} U_{sxy1}(t) + C_{d-h4} U_{sxy2}(t) - D_{d-h4} h_h(t) \end{cases} \quad (8)$$

由以上方程,直流双端口元件离散化等效电路如图 6 所示。

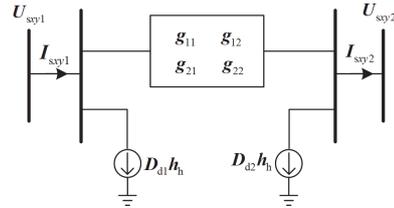


图 6 直流双端口元件离散状态空间等效电路模型

Fig. 6 Discrete equivalent circuit model of DC two-port component

1.4.4 全系统离散化小信号建模

针对图 1 所示算例系统,基于上述构网型风电与 DRU-MMC 混合直流输电系统离散化模型,联立系统其他常规元件包括海上升压变电站、DRU 侧双调谐波滤波器及陆上交流系统等电抗等相应模型,得到全网离散电路如图 7 所示。基于该电路,可根据文献[22],由节点关联矩阵和节点电压方程消去中间变量,进而得到全网离散状态矩阵 A_D 的计算表达式如式(9)所示。

$$A_D = A_d + B_d L_t G^{-1} (-L_t)^T D_d \quad (9)$$

式中: A_d 、 B_d 和 D_d 均为为对角块矩阵,对角块元素由系统中各元件局部离散状态空间方程中的系数矩阵按顺序排列构成; G 为系统离散电路网络的节点电导矩阵,其元素由元件等值电导构成; L_t 为系统的支路-节点关联矩阵,反映了系统中各元件之间的连接关系。

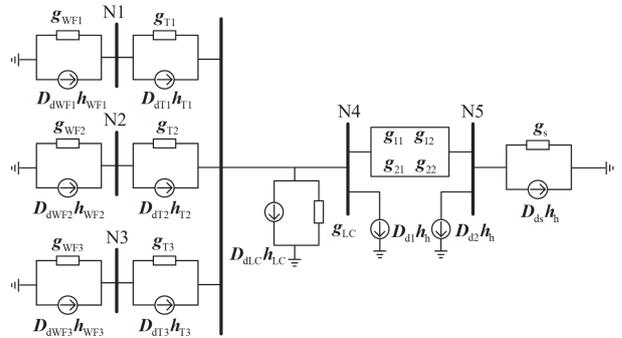


图 7 算例系统离散状态空间等效电路网络

Fig. 7 Discrete state space equivalent circuit network of the case system

图 7 所示全系统离散化模型共 117 阶, 其中编号 1—27、28—54、55—81 分别为构网型风电机组 WF1、WF2、WF3 对应状态变量, 编号 82—85、94—97 为 DRU 侧双调谐波滤波器对应状态变量, 编号 86—93 为海上升压变和陆上交流系统对应状态变量, 编号 98—117 为 DRU-MMC 混合直流输电系统对应状态变量。

2 海上风电经 DRU 直流并网系统特征模式分析

针对图 1 所示算例, 设定三风电场容量比为 3:3:4, 总容量为 1000 MW; MMC 侧采用定直流电压和定交流侧无功功率的控制策略。系统主要参数设置见附录 B 表 B1, 基于上述离散化状态空间建模开展系统特征模式分析。

2.1 三风场经 DRU-MMC 并网系统特征模式分析

设置三风电场风速均为 9 m/s, 此时风电场有功出力为 0.42 p.u.。根据系统参数及初始潮流, 计算全系统特征值, 共 117 个特征根, 对应系统阶数, 其中共轭复数特征根共 32 对, 如表 1 所示。

表 1 系统特征模式及共轭特征根

模态	特征值	模态	特征值
$\lambda_{9,10}$	$-168.44 \pm j2\pi \times 1158.79$	$\lambda_{48,49}$	$-306.22 \pm j2\pi \times 76.53$
$\lambda_{1,12}$	$-118.00 \pm j2\pi \times 1067.86$	$\lambda_{50,51}$	$-662.89 \pm j2\pi \times 18.77$
$\lambda_{3,14}$	$-157.23 \pm j2\pi \times 417.31$	$\lambda_{52,53}$	$-662.90 \pm j2\pi \times 18.77$
$\lambda_{7,18}$	$-13.69 \pm j2\pi \times 339.57$	$\lambda_{54,55}$	$-662.90 \pm j2\pi \times 18.77$
$\lambda_{20,21}$	$-379.81 \pm j2\pi \times 241.16$	$\lambda_{57,58}$	$-22.53 \pm j2\pi \times 41.11$
$\lambda_{22,23}$	$-2156.32 \pm j2\pi \times 18.39$	$\lambda_{64,65}$	$-163.46 \pm j2\pi \times 2.83$
$\lambda_{24,25}$	$-2156.35 \pm j2\pi \times 18.31$	$\lambda_{69,70}$	$-158.06 \pm j2\pi \times 2.98$
$\lambda_{27,28}$	$-39.96 \pm j2\pi \times 145.52$	$\lambda_{71,72}$	$-158.06 \pm j2\pi \times 2.98$
$\lambda_{29,30}$	$-2137.88 \pm j2\pi \times 5.38$	$\lambda_{74,75}$	$-24.83 \pm j2\pi \times 3.09$
$\lambda_{33,34}$	$-461.06 \pm j2\pi \times 146.65$	$\lambda_{76,77}$	$-8.96 \pm j2\pi \times 2.88$
$\lambda_{35,36}$	$-461.07 \pm j2\pi \times 146.78$	$\lambda_{78,79}$	$-8.98 \pm j2\pi \times 2.90$
$\lambda_{37,38}$	$-2137.91 \pm j2\pi \times 5.37$	$\lambda_{80,81}$	$-8.98 \pm j2\pi \times 2.90$
$\lambda_{39,40}$	$-2137.91 \pm j2\pi \times 5.37$	$\lambda_{82,83}$	$-16.97 \pm j2\pi \times 0.43$
$\lambda_{41,42}$	$-139.70 \pm j2\pi \times 106.22$	$\lambda_{89,90}$	$-3.06 \pm j2\pi \times 0.49$
$\lambda_{44,45}$	$-393.49 \pm j2\pi \times 74.12$	$\lambda_{91,92}$	$-3.86 \pm j2\pi \times 0.42$
$\lambda_{46,47}$	$-306.06 \pm j2\pi \times 76.64$	$\lambda_{93,94}$	$-3.86 \pm j2\pi \times 0.42$

从特征值计算结果可以看出, 海上风电经 DRU 并网直流输电系统存在多个不同频段特征振荡模式, 包括中高频振荡 (> 100 Hz)、次超同步振荡 (10~100 Hz) 以及低频模式振荡 (< 10 Hz)。为进一步分析主导各特征模式的控制环节和关键变量, 对系统特征根进行参与因子分析, 得出主要结论如下。

1) 中高频振荡模态主要与主电路电气参数如 DRU 交流侧双调谐波滤波器以及 DRU-MMC 直流电缆有关, 部分模态受到风电场网侧控制环节及 MMC 控制环节影响。

2) 次超同步振荡模态主要与风电场机侧控制环节、风电场网侧控制环节及 MMC 控制环节相关。

3) 低频振荡模态主要与风电场机侧控制环节及 MMC 控制环节相关。

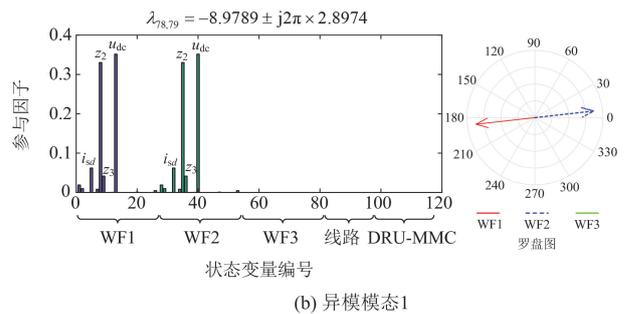
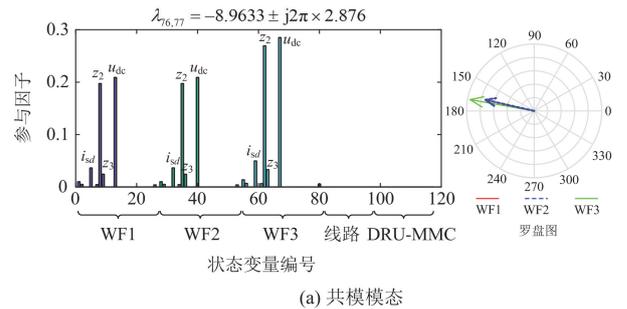
2.2 系统关键特征模式参与因子分析

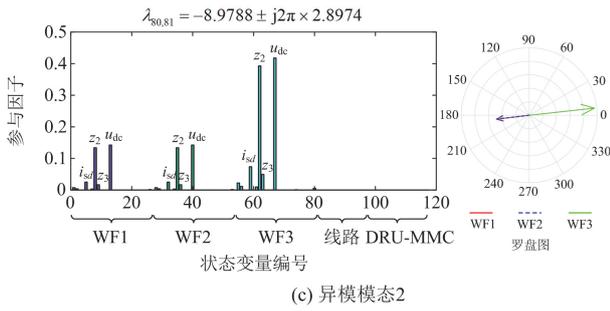
表 1 所示系统中存在多组 3 个相近的特征根, 分别表征了三风电场与系统间相互作用的共模振荡模式, 以及风场间相互作用的异模振荡模式, 分别与风电场网侧以及 MMC 控制相关, 其稳定性需要关注。以下通过特征模式参与因子及其右特征向量罗盘图, 对其中部分特征模式所表征的系统动态及关联环节进行详细分析。

1) 风电场侧直流电压控制特征模式

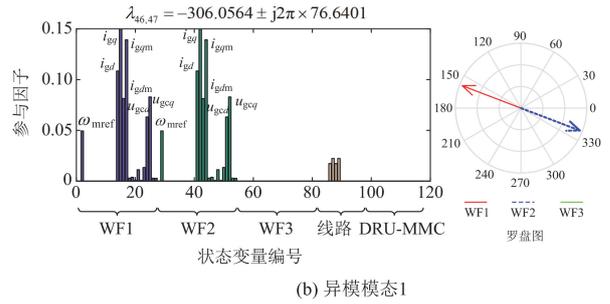
表 1 中有一组相近的低频模式, 分别是 $\lambda_{76,77}$ 、 $\lambda_{78,79}$ 、 $\lambda_{80,81}$, 对其进行参与因子分析, 并绘制对应特征向量的罗盘图, 如图 8 所示。参与因子分析表明, 该组低频模式与风电变流器直流电压及其控制状态变量关联性最强, 表征了风电直流环节动态特性, 机侧变流器定电压控制对该模式有重要影响。

对 3 个低频模式的特征向量中与风电输出电流对应的状态变量绘制罗盘图, 可以发现, 对应模态 $\lambda_{76,77}$ 的三风场输出电流同相, 表现为三风电场与输电系统间相互作用的共模振荡模式; 模态 $\lambda_{78,79}$ 表现为风电场 WF1 与 WF2 间相互作用的异模模式, 风





(c) 异模模态2



(b) 异模模态1

图 8 风电侧直流电压控制特征模态分析

Fig. 8 Analysis of RSC DC voltage control modes of wind turbine generator

电场 WF3 未参与该模态；模态 $\lambda_{80,81}$ 表现为风电场 WF1 与 WF2 相对 WF3 间相互作用的异模模态，其中 WF1 与 WF2 电流同相。

2) 风电网侧电流控制特征模态

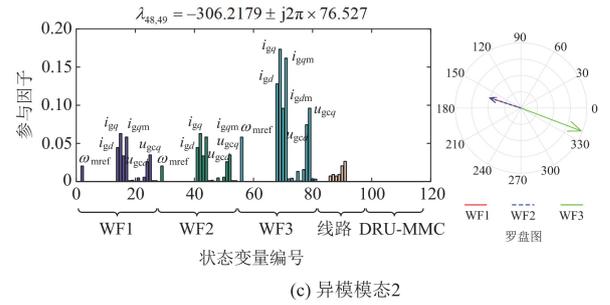
针对表 1 中相近的一组次超同步频段的特征模式 $\lambda_{44,45}$ 、 $\lambda_{46,47}$ 、 $\lambda_{48,49}$ 开展参与因子及罗盘图分析，如图 9 所示。结果表明，该组特征模式主要参与变量为风电场网侧 dq 轴电流及其控制环，表征风电网侧变流器电压电流双闭环控制动态。

其中，模态 $\lambda_{44,45}$ 为三风电场与输电系统相互作用的共模模态，该模态为风电网侧 q 轴电流控制主导，伴有 DRU 输出直流电流参与；模态 $\lambda_{46,47}$ 表现为风电场 WF1 与 WF2 间相互作用的异模模态；模态 $\lambda_{48,49}$ 表现为风电场 WF1 及 WF2 相对 WF3 控制相互作用的异模模态，两对异模模态实部相比共模模态更加靠近虚轴，风电场可能存在异模失稳风险。

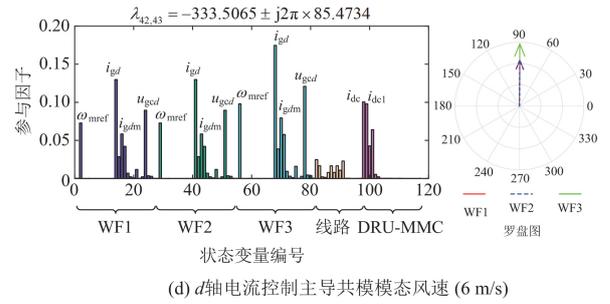
针对风速为 6 m/s 工况开展特征模式分析，发现网侧电流控制主导共模模式表现为 d 轴电流主导，其参与因子如图 9(d)所示，注意到有功指令控制回路状态变量 ω_{mref} 有明显参与。

3) 风电网侧无功控制特征模态

针对表 1 中另一组低频特征模态 $\lambda_{89,90}$ 、 $\lambda_{91,92}$ 、 $\lambda_{93,94}$ 开展参与因子及罗盘图分析，如图 10 所示。参与因子分析结果表明，这组模式主要与风电场网



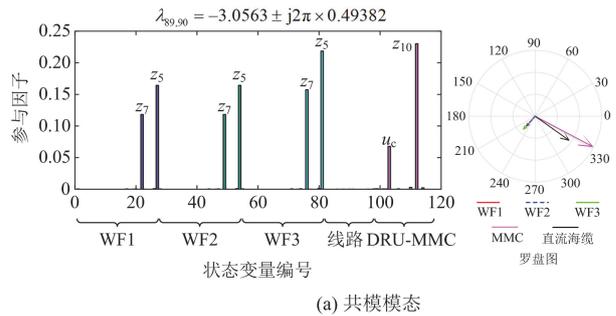
(c) 异模模态2



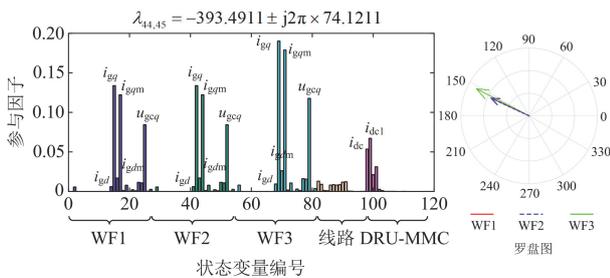
(d) d 轴电流控制主导共模模态风速 (6 m/s)

图 9 风电网侧电流控制特征模态分析

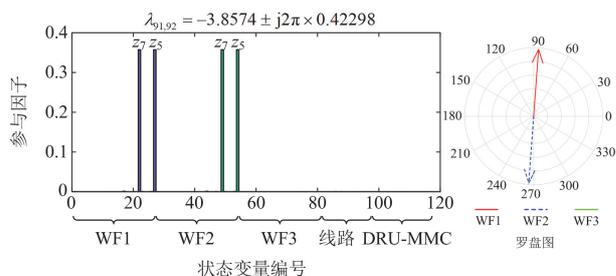
Fig. 9 Analysis of GSC voltage and current control modes of wind power generation



(a) 共模模态



(a) q 轴电流控制主导共模模态



(b) 异模模态1

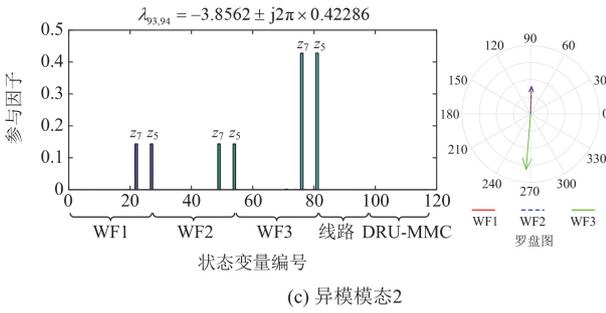


图 10 风电网侧无功控制特征模式分析

Fig. 10 Analysis of GSC reactive control modes of wind power generation

侧无功控制回路相关, 包括无功外环以及 q 轴电压内环控制。其中, 模式 $\lambda_{89,90}$ 为共模模式, 该模式参与因子包含 MMC 控制环中间变量, 表现为风电网侧无功控制与 MMC 直流电压控制之间相互作用; 模式 $\lambda_{91,92}$ 及模式 $\lambda_{93,94}$ 分别为表征三风电场之间无功控制相互作用的两种异模模式。

4) 混合直流受端 MMC 控制特征模式

表 1 中特征模式 $\lambda_{41,42}$ 、 $\lambda_{57,58}$ 分析为 MMC 控制主导, 其主要参与因子如图 11 所示, 两个特征模式的主要参与变量均为 MMC dq 轴电压电流及相关控制, 风电场及 DRU 侧状态变量没有参与, 其中模式 $\lambda_{57,58}$ 为中频振荡模式, 模式 $\lambda_{41,42}$ 为次同步振荡模式。

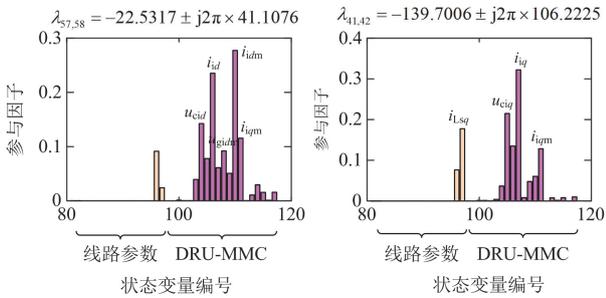


图 11 MMC 控制特征模式参与因子分析

Fig. 11 Participation factors of MMC control dominated eigen modes analysis

3 系统关键振荡模式稳定性分析

以下针对上述风电机侧直流电压控制特征模式、风电网侧电压电流控制特征模式、风电网侧无功控制特征模式以及混合直流 MMC 控制特征模式的稳定性开展分析。

3.1 风电机侧直流电压控制对主导振荡模式的影响

特征模式分析表明, 低频模式 $\lambda_{76,77}$ 、 $\lambda_{78,79}$ 、 $\lambda_{80,81}$ 是由机侧直流电压控制环主导的共模和异模

模式。保持系统各部分主电路参数及控制参数不变, 分别设定风速为 6 m/s、9 m/s 和 11 m/s, 将风电机侧直流电压控制环增益 K_{p1} 参数由 1 逐渐减小至 0.1, 绘制系统根轨迹如图 12 所示。

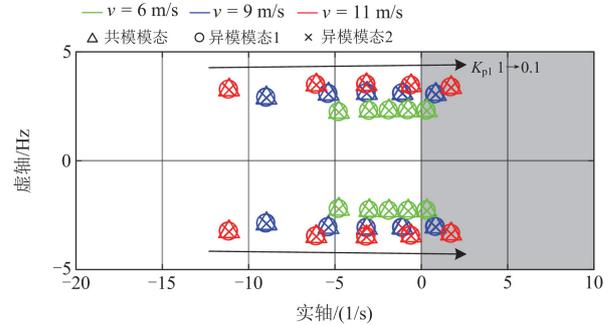


图 12 改变 K_{p1} 参数机侧直流电压控制模式根轨迹

Fig. 12 Root locus of DC voltage control mode with variation of K_{p1}

从图 12 可以看出, 随着机侧直流电压控制增益 K_{p1} 减小, 以上 3 对模式均会逐渐向虚轴靠近并会穿越虚轴失去稳定, 在同一风速中, 共模与异模模式基本处于重叠状态, 表现为 3 Hz 左右的低频模式振荡; 风电高出力时随控制参数进入右半平面更快, 频率也略高于低出力, 系统其他特征模式基本不变化。

在 PSCAD/EMTDC 中建立算例系统详细电磁暂态仿真模型, 首先建立初始稳定运行状态, 在 $t = 0.5$ s 时分别将 3 种风速下风机 K_{p1} 从 1 降低至 0.1, 风电场 WF1 输出波形如图 13(a)所示; 其中, 在风速为 9 m/s 时分别将 K_{p1} 从 1 降低至 0.3/0.2/0.1, 三风电场输出功率响应如图 13(b)所示。仿真结果表明, 机侧电压控制参数小于临界值后, 高出力风场振荡幅值更大, 且三风电场输出功率振荡相位一致, 即系统发生了低频模式的共模振荡, 表明 3 种振荡

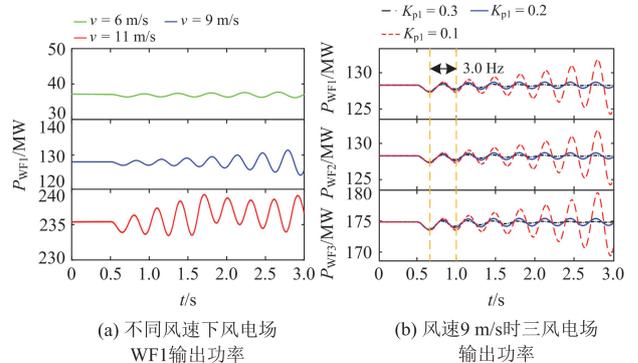


图 13 机侧直流电压控制模式稳定性仿真

Fig. 13 Simulation of MSC DC voltage control mode stability

模态中共模模态相较于异模模态表现出更容易激发的特性。时域仿真的振荡频率与特征值计算结果一致，也表明所建立小信号模型的准确性。

3.2 风电场侧电流控制参数对主导振荡模态的影响

参与因子分析表明系统存在风电场侧电流控制主导的次超同步共模和异模模态，如表 1 中 $\lambda_{44,45}$ 、 $\lambda_{46,47}$ 、 $\lambda_{48,49}$ 。分别针对上述 3 种风速，保持系统各部分主电路参数及控制参数不变，将风电场侧 d 轴电流控制环增益 K_{p8} 参数由 1 逐渐减小至 0.1，绘制系统特征根轨迹，如图 14 所示。

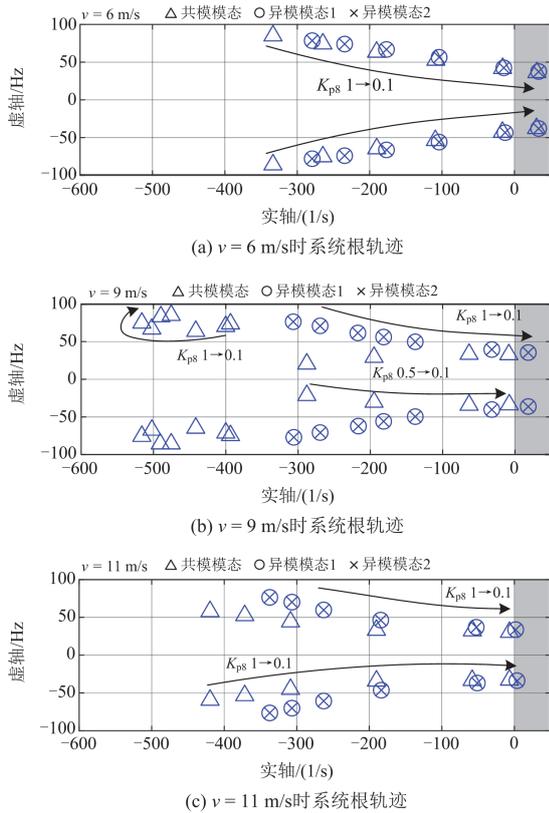


图 14 改变参数 K_{p8} 系统风电场侧电流控制主导模式根轨迹
Fig. 14 Root locus of the GSC current control dominated oscillatory modes with variation of K_{p8}

从图 14(a)—图 14(c)可以看出，随着风电场侧 d 轴电流控制增益 K_{p8} 减小，3 种风速工况下异模模态和 d 轴电流控制主导共模模态均呈现向右半平面移动趋势，当 K_{p8} 降低到 0.1 时，两对异模模态已经穿越虚轴，同时共模模态靠近虚轴。另外注意到，风速 9 m/s 时 q 轴电流主导的共模模态始终处于稳定状态， d 轴电流控制主导的共模模态在 K_{p8} 减小至 0.5 时才出现，而在 6 m/s 和 11 m/s 时仅有 d 轴电流控制主导的共模模态。

在 PSCAD/EMTDC 中进行时域仿真，并在

$t = 0.1$ s 时将 K_{p8} 从 1 降低至 0.13，在不同风速下，风电场 WF1 输出功率响应如图 15 所示。结果表明，当风电场侧 d 轴电流控制增益下降至 0.13 时，低风速出力工况共模模态以及异模模态均失稳，中风速出力工况表现为首先发生共模振荡，振荡逐渐收敛，然后异模模态振荡失稳，高出力工况则共模模态与异模模态均保持稳定。

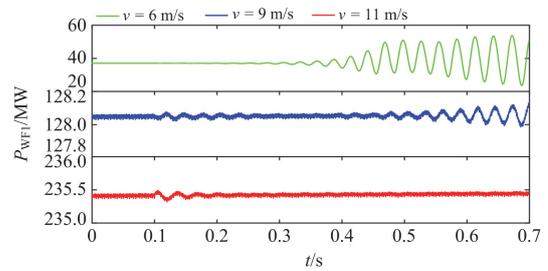


图 15 不同风速下风电场 WF1 输出功率仿真结果
Fig. 15 Simulation results of the output power of wind farm WF1 under different wind speeds

图 16(a)、图 16(b)给出了风速为 9 m/s 时 K_{p8} 从 1 降低至 0.1，三风电场从共模振荡被激发然后收敛，再到发生异模振荡的仿真结果。在振荡初期，波形表现为 32.86 Hz 的共模振荡，三风电场振荡相位相同，如图 16(a)所示；随着共模模态收敛，风电场 WF1、WF2 与 WF3 振荡波形相位逐渐偏差，并最终呈现为 35.39 Hz 的异模振荡，如图 16(b)所示，其中，WF1 与 WF2 保持同相位，相对 WF3 振荡。

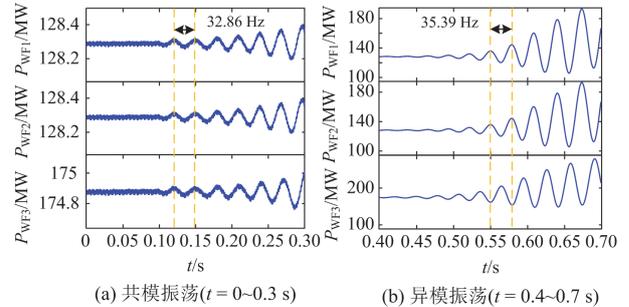


图 16 $v = 9$ m/s 时三风电场输出功率仿真结果
Fig. 16 Simulation results of the output power of three wind farms under $v = 9$ m/s

3.3 风电场侧无功控制对主导振荡模态的影响

风电场侧无功功率控制主导的模态 $\lambda_{89,90}$ 、 $\lambda_{91,92}$ 、 $\lambda_{93,94}$ 为实部较为靠近虚轴、虚部较小的低频振荡模态，由参与因子分析可知，其主要与风电场侧无功功率控制环中间变量 z_5 、 q 轴电压环中间变量 z_7 有关；同时共模模态 $\lambda_{89,90}$ 存在与 MMC 侧直流电压控制环 z_{10} 的耦合作用，为分析该模态是否存

在振荡失稳风险, 在风速为 9 m/s 的工况下分别修改以上 3 个控制环相关控制参数, 分析系统特征根变化如图 17 所示。

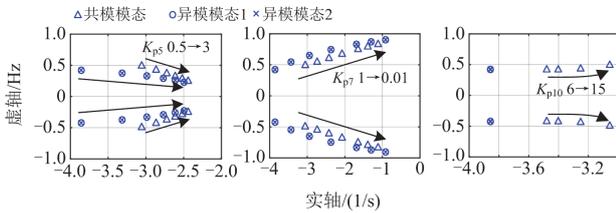


图 17 网侧无功控制主导模式特征根轨迹

Fig. 17 Root locus of GSC reactive power control modes

从图中可以看出, 在改变无功功率及电压控制增益以及 MMC 直流电压控制增益时, 以上 3 种模式均未出现失稳情况, 时域仿真结果也显示改变相关控制参数时 3 种模式均稳定, 限于篇幅不给出相关仿真曲线。

3.4 MMC 控制参数及短路比对主导振荡模式的影响

模式 $\lambda_{41,42}$ 及 $\lambda_{57,58}$ 均为 MMC 电流控制主导的模式, 其中模式 $\lambda_{41,42}$ 为位于超同步频段, 模式 $\lambda_{57,58}$ 为次同步频段。

1) MMC 控制参数对主导振荡模式的影响

保持系统各部分主电路参数及控制参数不变, 将 MMC 电流控制增益 ($K_{p12,13}$) 参数由 0.6 逐渐减小至 0.1, 计算 3 种风速工况下系统特征根轨迹, 同时绘制其时域仿真结果, 如图 18 所示。

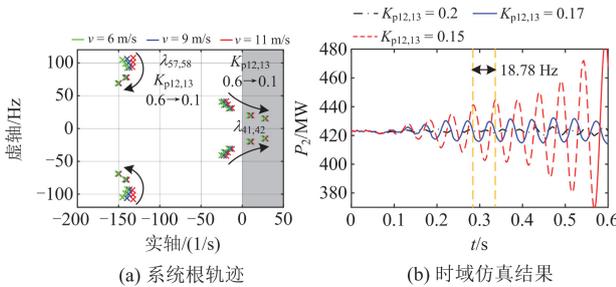


图 18 改变电流控制增益 ($K_{p12,13}$) MMC 控制模式

Fig. 18 MMC control oscillation modes with variation of current control gain ($K_{p12,13}$)

从图中可以看出, 3 种风速工况下, 随着 MMC 电流控制增益 ($K_{p12,13}$) 减小, 模式 $\lambda_{57,58}$ 变化基本一致, 逐渐向虚轴靠近并会穿越虚轴失去稳定, 同时模式频率相应减小, 在穿越虚轴时表现次同步振荡, 模式 $\lambda_{41,42}$ 则保持在稳定范围。

2) 陆上系统短路比对主导振荡模式的影响

保持系统各部分主电路参数及控制参数不变, 将工频侧系统短路比由 8 修改至 2, 3 种风速工况下

MMC 控制主导模式根轨迹如图 19 所示。

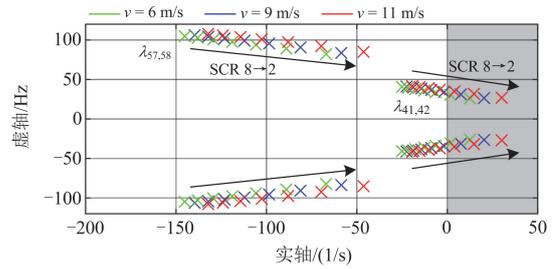


图 19 MMC 控制主导模式随系统短路比变化的根轨迹

Fig. 19 Root locus of MMC control dominated oscillation modes with variation of SCR

3 种风速工况下, 随着系统短路比逐渐减小, 模式 $\lambda_{57,58}$ 及 $\lambda_{41,42}$ 均向虚轴移动, 模式频率相应减小, 在短路比为 2 时共模模式 $\lambda_{41,42}$ 穿越虚轴, 表现为次同步振荡。图 20 为改变 SCR 时系统时域仿真波形, 由图 20(a) 可以发现, 当短路比低于 2 时 MMC 输出功率出现了次同步振荡, 振荡频率与特征值分析结果一致; 另一方面对比 3 种风速运行工况如图 20(b) 所示, 高风速低短路比时 MMC 主导控制模式更容易发生振荡。时域仿真结果与特征模式在振荡频率和稳定性趋势分析具有较好的一致性。

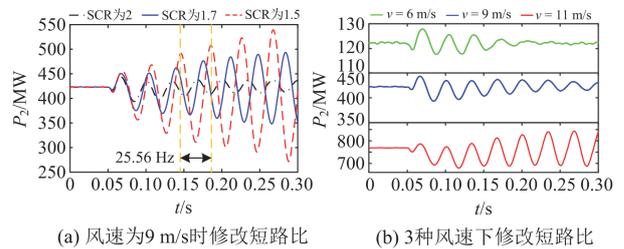


图 20 改变系统短路比时 MMC 输出功率仿真结果

Fig. 20 Simulation results of active power of MMC with change of SCR

以上振荡模式 $\lambda_{57,58}$ 及 $\lambda_{41,42}$ 主要由 MMC 电流环控制主导, 改变电流控制参数或系统短路比均会引起电流控制回路带宽变化, 影响其模式频率及稳定性。

3.5 系统关键特征模式稳定性分析

以上针对三风电场经 DRU 直流送出系统开展了系统模式及关键模式稳定性分析, 主要结果总结如下。

1) 三风电场风电侧存在控制相互作用, 这是因为基于 DRU 的海上风电网侧变流器采用构网型幅相控制, 机侧变流器采用定直流电压控制, 风电场间网侧幅相控制相互影响通过各自直流环节传递到机侧; 机侧变流器定电压控制增益对其稳定性有重要影响。

风电场网侧功率外环控制线性化方程:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta z_4}{dt} = \Delta P_{\text{gref}} - \Delta P_g \\ \Delta U_{\text{gref}} = K_{p4}(\Delta P_{\text{sref}} - \Delta P_s) + K_{i4}\Delta z_4 \end{cases} \quad (\text{A1})$$

$$\begin{cases} \frac{d\Delta z_5}{dt} = \Delta Q_g - \Delta Q_{\text{gref}} \\ \Delta \theta_{\text{ref}} = K_{p5}(\Delta Q_g - \Delta Q_{\text{gref}}) + K_{i5}\Delta z_5 \end{cases} \quad (\text{A2})$$

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{gdref}} = \Delta U_{\text{gref}} \cos \theta_{\text{ref0}} - U_{\text{gref0}} \sin \theta_{\text{ref0}} \Delta \theta_{\text{ref}} \\ \Delta U_{\text{ggref}} = \Delta U_{\text{gref}} \sin \theta_{\text{ref0}} + U_{\text{gref0}} \cos \theta_{\text{ref0}} \Delta \theta_{\text{ref}} \end{cases} \quad (\text{A3})$$

式中: P_{gref} 、 Q_{gref} 为网侧有功、无功功率参考值;
 U_{gref} 为有功功率控制环输出电压参考值; θ_{ref} 为无功功率控制环输出相角参考值; U_{gdref} 与 U_{ggref} 分别为 dq 轴电流环输入电压参考值。其中, 各风机的 Q_{ref} 为系统所需无功功率在各个风场中按容量分配的无功功率参考值, 随风电场有功出力变化而变化, 在小信号分析中则设定其为恒定值。

表 A1 构网型风电场状态变量物理含义

Table A1 Physical meaning of state variables of grid-forming wind farm

模块	状态变量	物理含义
风力机	ω_m	风力机转速
	ω_{mref}	风力机转速参考值
	z_0	风力机控制中间量
机侧	I_{sd} 、 I_{sq}	机侧 dq 轴电流
	I_{sdm} 、 I_{sqm}	机侧 dq 轴电流测量值
	z_1	q 轴外环控制中间量
变流器	z_2 、 z_3	dq 轴内环控制中间量
	U_{sdm} 、 U_{sqm}	dq 轴电压测量值
	U_{dc}	变流器直流电压
网侧	I_{gd} 、 I_{gq}	网侧 dq 轴电流
	I_{gdm} 、 I_{gqm}	网侧 dq 轴电流测量值
	U_{gdm} 、 U_{gqm}	网侧 dq 轴电压测量值
	z_4	d 轴功率外环控制中间量
	z_6 、 z_7	dq 轴电压外环控制中间量
	z_8 、 z_9	dq 轴电流内环控制中间量
	U_{gcd} 、 U_{gcq}	变流器侧 dq 轴电压

2) DRU-MMC 模块控制结构及小信号模型
直流海缆线性化方程为

$$\begin{cases} L_{dc} \frac{d\Delta I_{dc}}{dt} = \Delta U_{dc1} - \Delta U_{dc2} - R_{dc} \Delta I_{dc} \\ C_{dc} \frac{d\Delta U_{dc1}}{dt} = \Delta I_{dc1} - \Delta I_{dc} \\ C_{dc} \frac{d\Delta U_{dc2}}{dt} = \Delta I_{dc} - \Delta I_{dc2} \end{cases} \quad (\text{A4})$$

式中: I_{dc} 为经过 DRU 直流海缆电流; U_{dc1} 、 U_{dc2} 为直流海缆两端直流电压; C_{dc} 、 L_{dc} 为直流海缆 π 型等值电路等效电容电感。

MMC 简化端模型非线性化方程为

$$\begin{cases} \frac{dI_{id}}{dt} = -\frac{U_{id}}{L_{eq}} + \frac{NU_{cid}U_c}{L_{eq}U_{dc}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{id} + \omega_c I_{iq} \\ \frac{dI_{iq}}{dt} = -\frac{U_{iq}}{L_{eq}} + \frac{NU_{ciq}U_c}{L_{eq}U_{dc}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{iq} - \omega_c I_{id} \\ \frac{du_c}{dt} = -\frac{U_{cid}I_{id}}{6C_{sm}U_{dc}} - \frac{U_{ciq}I_{iq}}{6C_{sm}U_{dc}} + \frac{I_{dc}}{6C_{sm}} \\ \frac{dI_{dc}}{dt} = \frac{3U_{dc}}{2L_{arm}} - \frac{3NU_c}{2L_{arm}} \end{cases} \quad (\text{A5})$$

式中: N 为子模块电容电压个数; L_{eq} 为桥臂电感等效值; C_{sm} 为子模块电容; ω_c 为 MMC 交流侧系统频率。

表 A2 DRU-MMC 系统和状态变量物理含义

Table A2 Physical meaning of state variables of DRU-MMC

模块	状态变量	物理含义
DRU	I_{dc1}	DRU 侧直流电流
	U_{dc1}	DRU 侧直流电压
直流电缆	I_{dc}	电缆直流电流
	I_{dc2}	MMC 侧直流电流
	U_{dc2}	MMC 侧直流电压
MMC	U_c	子模块电容电压
	U_{cid} 、 U_{ciq}	变流器侧 dq 轴电压
	I_{id} 、 I_{iq}	MMC 侧 dq 轴电流
	U_{gdm} 、 U_{gqm}	MMC 侧 dq 轴电压测量值
	I_{idm} 、 I_{iqm}	MMC 侧 dq 轴电流测量值
	z_{10} 、 z_{11}	dq 轴外环控制中间量
	z_{12} 、 z_{13}	dq 轴内环控制中间量
	x_1	锁相环控制中间量
	θ	锁相环控制输出相角

3) 离散方程

离散化推导中间过程方程为

$$\begin{cases} \mathbf{X}(t) = \mathbf{A}_{s2} \mathbf{U}_{sxy} + \mathbf{B}_{s2} \mathbf{h}_s(t) \\ \mathbf{h}_s(t) = \mathbf{C}_{s2} \mathbf{U}_{sxy}(t - \Delta t) + \mathbf{D}_{s2} \mathbf{X}_s(t - \Delta t) \end{cases} \quad (\text{A6})$$

连续方程与离散方程各系数矩阵关联关系为

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{s2} = (\mathbf{I}_n - \Delta t \mathbf{A}_{s1}/2)^{-1} (\Delta t \mathbf{B}_{s1}/2) \\ \mathbf{B}_{s2} = \mathbf{I}_n \\ \mathbf{C}_{s2} = (\mathbf{I}_n - \Delta t \mathbf{A}_{s1}/2)^{-1} (\Delta t \mathbf{B}_{s1}/2) \\ \mathbf{D}_{s2} = (\mathbf{I}_n - \Delta t \mathbf{A}_{s1}/2)^{-1} (\mathbf{I}_n + \Delta t \mathbf{A}_{s1}/2) \end{cases} \quad (\text{A7})$$

$$\begin{cases} A_{ds} = D_{s2} B_{s2} \\ B_{ds} = C_{s2} + D_{s2} A_{s2} \\ C_{ds} = -C_{s1} B_{s2} \\ D_{ds} = C_{s1} A_{s2} \end{cases} \quad (A8)$$

附录B

表 B1 算例系统各模块参数

Table B1 Parameters of each module in the example system

模块	参数	数值
构网型 风电场	单机额定容量/MVA	11.8
	额定风速/(m/s)	12
	电压基值/kV	1.14
	额定直流电压/kV	1.2
	额定频率/Hz	50
	箱变电压比/kV	1.14/66
	箱变漏抗/p.u.	0.09
	风电场 WF1 风机数量/台	28
	风电场 WF2 风机数量/台	28
	风电场 WF3 风机数量/台	38
海上 升压站	变压器变比/kV	66/220
	变压器额定容量/MVA	1000
	变压器漏抗/p.u.	0.1
DRU 换流站	换流变压器变比/kV	220/194
	换流变压器额定容量/MVA	600×2
	换流变压器漏抗/p.u.	0.18
	双调谐波滤波器 L_a /mH	10.0303
	双调谐波滤波器 C_a /μF	5.6997
	双调谐波滤波器 L_b /mH	1.6023
双调谐波滤波器 C_b /μF	13.5112	
直流 海缆	电缆长度/km	100
	单位长度电阻/(Ω/km)	0.0158
	单位长度电感/(mH/km)	0.85
	单位长度电容/(μF/km)	0.188
MMC 换流站	换流变压器变比/kV	220/250
	换流变压器额定容量/MVA	1200
	换流变压器漏抗标么值/p.u.	0.18
	额定直流电压/kV	500
	额定直流功率/MW	1000
	单桥臂子模块数量/个	60
桥臂电感/mH	50	
子模块电容/mF	15	

参考文献

[1] 王锡凡, 卫晓辉, 宁联辉, 等. 海上风电并网与输送方案比较[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(31): 5459-5466. WANG Xifan, WEI Xiaohui, NING Lianhui, et al. Integration techniques and transmission schemes for offshore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(31): 5459-5466.

[2] TIAN ZHANG, JUN YAO, YONGCHAO LIN, et al. Impact of control interaction of wind farm with MMC-HVDC transmission system on distance protection adaptability under symmetric fault[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2025, 10(2): 83-101.

[3] 徐政, 肖晃庆, 张哲任, 等. 柔性直流输电系统[M]. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2017.

[4] 刘黎, 蔡旭, 俞恩科, 等. 舟山多端柔性直流输电示范工程及其评估[J]. 南方电网技术, 2019, 13(3): 79-88. LIU Li, CAI Xu, YU Enke, et al. Zhoushan multiterminal VSC-HVDC transmission demonstration project and its evaluation[J]. Southern Power System Technology, 2019, 13(3): 79-88.

[5] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C] // 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, June 23-26, 2003, Bologna, Italy.

[6] SEMAN S, ZUROWSKI R, TARATORIS C. Interconnection of advanced type 4 WTGs with diode rectifier based HVDC solution and weak AC grids[C] // Proceedings of the 14th Wind Integration Work Shop, Brussels, Belgium, 2015.

[7] ZHONG Q, WEISS G. Synchronverters: inverters that mimic synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1259-1267.

[8] LIU J, MIURA Y, ISE T. Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3600-3611.

[9] MAJUMDER R, CHAUDHURI B, GHOSH A, et al. Improvement of stability and load sharing in an autonomous microgrid using supplementary droop control loop[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(2): 796-808.

[10] 孙孝峰, 王娟, 田艳军, 等. 基于自调节下垂系数的DG逆变器控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 71-78. SUN Xiaofeng, WANG Juan, TIAN Yanjun, et al. control of DG connected inverters based on self-adaptable adjustment of droop coefficient[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 71-78.

[11] 吴中东, 丁石川, 郭小璇, 等. 一种并联逆变器自适应下垂控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(7): 84-94. WU Zhongdong, DING Shichuan, GUO Xiaoxuan, et al. An adaptive droop control method for parallel inverters[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(7): 84-94.

- [12] 杨仁焯, 张琛, 蔡旭. 具有频率实时镜像和自主电网同步能力的风场-柔直系统控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 496-506.
YANG Renxin, ZHANG Chen, CAI Xu. Control of VSC-HVDC with real-time frequency mirroring and self-synchronizing capability for wind farm integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 496-506.
- [13] 张哲任, 唐英杰, 徐政. 采用中频不控整流直流系统的远海风电送出方案[J]. 中国电力, 2020, 53(7): 80-91.
ZHANG Zheren, TANG Yingjie, XU Zheng. Medium frequency diode rectifier unit based HVDC transmission for offshore wind farm integration[J]. Electric Power, 2020, 53(7): 80-91.
- [14] 肖晃庆, 黄小威, 李岩, 等. 适用于二极管不控整流送出的海上风电机组无功功率同步控制策略[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3820-3828.
XIAO Huangqing, HUANG Xiaowei, LI Yan, et al. Reactive power-synchronization control for offshore wind turbines connected to diode rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3820-3828.
- [15] 程静, 苏乐, 岳雷. 双馈风电并网系统的宽频振荡机理分析与抑制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(12): 1-13.
CHENG Jing, SU Le, YUE Lei. Mechanism analysis and suppression of broadband oscillation in a DFIG wind power grid-connected system[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(12): 1-13.
- [16] 郭成, 杨宣铭, 王林玲, 等. 基于电流内环滑模自抗扰控制的直驱风电场次同步振荡抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(4): 85-95.
GUO Cheng, YANG Xuanming, WANG Linling, et al. Sub-synchronous oscillation suppression strategy for direct-drive wind farm based on current inner loop sliding mode active disturbance rejection control[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(4): 85-95.
- [17] 王顺亮, 刘海军, 谢洋, 等. 基于模块化思想的LCC-HVDC改进小信号建模及交互稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(10): 84-94.
WANG Shunliang, LIU Haijun, XIE Yang, et al. Improved small signal modeling and interaction stability analysis of LCC-HVDC based on modularization[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(10): 84-94.
- [18] 张志强, 李秋彤, 余浩, 等. 海上直驱风电经柔直并网系统的次/超同步振荡特性分析[J]. 上海交通大学学报, 2022, 56(12): 1572-1583.
ZHANG Zhiqiang, LI Qitong, YU Hao, et al. Analysis of sub/super-synchronous oscillation of direct-drive offshore wind power grid-connected system via VSC-HVDC[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2022, 56(12): 1572-1583.
- [19] LUDOIS D C, VENKATARAMANAN G. Simplified terminal behavioral model for a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1622-1631.
- [20] 韩应生, 孙海顺, 穆清, 等. 一种基于元件离散模型的系统状态空间构成新方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(20): 6569-6578.
HAN Yingsheng, SUN Haishun, MU Qing, et al. A novel approach to construct the power system state space based on the discrete-time state space model of the component[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(20): 6569-6578.
- [21] 韩应生, 孙海顺, 黄碧月, 等. 基于多类型电力元件统一形式离散模型的复杂系统状态空间生成方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6137-6148.
HAN Yingsheng, SUN Haishun, HUANG Biyue, et al. A state space construction method for complex power systems based on the unified-form discrete-time models of multiple types of power components[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6137-6148.
- [22] 韩应生. 含高比例电力电子装置的电力系统宽频振荡分析方法与特性研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.
HAN Yingsheng. Research on the analysis method and characteristics of wideband oscillations in power systems with high proportional power electronic devices[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2023.
- [23] 黄碧月. 直驱风电并网的电力系统动态特性分析与次同步振荡研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
HUANG Biyue. Analysis on dynamic characteristics and study on subsynchronous oscillation of power system with PMSG integration[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2021.

收稿日期: 2024-09-10; 修回日期: 2025-03-07

作者简介:

郑敏嘉(1992—), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为电网规划、能源规划及新能源并网技术; E-mail: zhengminjia@gd.csg.cn

俞晨欣(2002—), 女, 硕士研究生, 研究方向为新能源系统稳定与控制; E-mail: m202472361@hust.edu.cn

孙海顺(1971—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为电力系统分析、电力系统运行与控制、电力系统次同步振荡、大规模新能源并网的电力系统稳定性、灵活负荷调度与控制等。E-mail: haishunsun@hust.edu.cn

(编辑 石晋美)