

风电柔直海上场站低频模式特性及阻尼分析方法

李秋彤¹, 江 涵², 何鹏飞¹, 孙海顺¹, 韩应生³

(1. 华中科技大学电气与电子工程学院, 武汉 430074; 2. 全球能源互联网发展合作组织, 北京 100031;
3. 湖北华中电力科技开发有限责任公司, 武汉 430077)

摘要: 海上风电经柔性直流输电送出系统中, 柔直送端换流器(sending end converter, SEC)基于恒压恒频控制(V/F 控制)生成交流电压, 直驱风电网侧变流器(grid side converter, GSC)针对机端交流电压锁相。特征模式分析结果表明, 海上场站存在一对柔直 V/F 控制和风电锁相环(phase-locked loop, PLL)共同参与的低频振荡模式, 当海上风电出力较高时该模式可能失稳。该文依据该低频模式与风电锁相控制的关联性, 基于系统状态空间模型建立了保留 PLL 方程的二阶降维特征方程, 推导了基于二阶特征方程的低频模式阻尼计算方法, 并将其阻尼分解为 PLL 控制固有阻尼和 SEC V/F 等外部控制产生的附加阻尼。采用该方法研究 PLL 和 V/F 控制参数对阻尼特性的影响规律, 并通过时域仿真验证了所提方法的有效性和准确性。

关键词: 直驱风场; VSC-HVDC; 低频模式; PLL; 阻尼分析方法; 特征方程

Characteristics and Damping Analysis Method of Low-frequency Mode of Wind Power VSC-HVDC Offshore Station

LI Qiutong¹, JIANG Han², HE Pengfei¹, SUN Haishun¹, HAN Yingsheng³

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. Global Energy Interconnection Development and Cooperation Organization, Beijing 100031, China;
3. Hubei Central China Technology Development of Electric Power Co., Ltd., Wuhan 430077, China)

Abstract: In the offshore wind power transmission system via VSC-HVDC, the sending end converter (SEC) of VSC-HVDC generates AC voltage based on V/F control, and grid side converter (GSC) of direct-drive wind power locks phase based on AC voltage. The eigenvalue analysis shows that there exists a pair of low-frequency oscillation modes in the offshore station in which V/F control of VSC-HVDC and phase-locked loop (PLL) of wind power are jointly involved, which is prone to instability when offshore wind power output is high. In this paper, based on the correlation between this low-frequency mode and wind power PLL control, a second-order reduced-dimensional characteristic equation retaining the PLL equation was established based on the state space model of the system, and the low-frequency mode damping computation method based on the second-order characteristic equation was deduced. The damping was decomposed into the intrinsic damping of the PLL control and the additional damping generated by the external control, such as the SEC V/F. The method was applied to study the influences of PLL and V/F control parameters on the damping characteristics, and the time-domain simulation verifies the effectiveness and accuracy of the proposed method.

Key words: direct-drive wind farm; VSC-HVDC; low-frequency mode; PLL; damping analysis method; characteristic equation

0 引言

海上直驱风场可通过柔性直流实现大容量、远距离输电, 输电系统包含风电与柔直送端构成的海上场站, 以及柔直受端与交流网络构成的陆上场

站^[1-3]。海上场站本质上是由风电变流器、柔直送端换流站等电力电子装置组成的多时间尺度控制系统^[4], 由于控制相互作用, 实际运行中存在振荡失稳的风险, 上海南汇风电经柔直送出示范工程、南澳多端柔性直流输电工程就曾在调试阶段发生过次同步振荡^[5], 舟山五端柔直、渝鄂柔性直流工程出现过高频振荡现象^[6-8]。

研究表明, 海上场站特征模式可以分为电气谐

基金资助项目: 国家重点研发计划(2018YFB0904001); 国家电网有限公司科技项目(SGJB0000TKJS1801242)。

Project supported by National Key R&D Program of China (2018YFB0904001), Science and Technology Project of SGCC (SGJB0000TKJS1801242).

振模式和控制模式^[9]。海上场站控制模式与控制策略、参数设置和运行工况关联密切,模式阻尼随运行场景发生变化,可能存在振荡失稳的风险,现有文献围绕海上场站主导控制模式进行了分析。文献[4,10]研究了次超同步频段电流控制主导的振荡问题,该振荡模式与直驱风电网侧变流器(grid side converter, GSC)以及柔直送端换流器(sending end converter, SEC)的电流控制环路关联,在风电低出力、电流控制带宽较低时易于失稳。文献[11]分析了如东风电柔直工程 320 Hz 中频振荡现象,指出在考虑控制延时的条件下,中频振荡模式主要与 GSC 和 SEC 电流控制、交流海缆等环节相关。文献[12-14]研究了次同步频段 d 轴控制关联失稳问题,该振荡模式由风电直流电压控制与柔直送端 d 轴 V/F 控制共同主导,受直流支撑电容等电气参数以及 d 轴通道控制参数影响,在风电高出力场景下易于失稳,基于有源阻尼抑制等措施可以平抑该模式的振荡。文献[15]研究了海上场站的中频振荡问题,直流电压环带宽的下降将诱发中频段谐振峰,指出振荡根源在于直驱风场网侧变流器直流电压外环的影响,这与文献[12-13]的失稳机理相似。文献[16]采用阻抗法研究了海上场站的中高频振荡,指出柔直交流电压控制对稳定性具有影响。文献[8,17]研究了海上场站的高频振荡问题,指出高频振荡受风电滤波、柔直桥臂电感、控制链路延时与电流内环参数等影响较大。上述文献重点关注了电流控制、 d 轴控制和系统电路参数主导的次同步至中高频振荡问题,但对海上场站系统的低频段稳定性探讨甚少,本文研究的低频振荡模式与上述失稳模式存在本质差异。

特征模式分析结果表明,风电柔直海上子系统在 0~10 Hz 低频段还存在 1 对由风电锁相控制与柔

直送端 q 轴 V/F 控制共同主导的振荡模式。研究显示,该低频模式为风电锁相环(phase-locked loop, PLL)与柔直送端 V/F 控制相互作用所致。风电柔直海上场站系统通常无常规电源支撑,柔直送端基于 V/F 控制构网,风电网侧再根据柔直送端生成的交流电压锁相,实现跟网型控制。当前海上风电经柔直普遍采用这种柔直构网-风电跟网的控制策略^[18-23],该低频模式属于风电柔直送端系统的共性问题。

本文首先通过特征值分析,揭示了风电柔直海上子系统主导振荡模式的稳定特性及相关关键影响因素。然后针对其中的主导低频失稳模式,提出一种基于风电 PLL 二阶特征方程的阻尼分析方法。该方法将主导低频模式阻尼分解为 PLL 控制固有阻尼和 SEC V/F 控制产生的附加阻尼,通过阻尼定量计算实现稳定性判断和海上场站低频振荡风险量化评估。应用该方法研究不同 PLL 和 V/F 参数场景的低频模式稳定性,并通过比对理论分析与时域仿真验证所提阻尼分析方法的有效性和准确性。

1 风电柔直海上场站特征模式分析

以图 1 所示海上直驱风电经柔性直流并网系统为例,容量为 1 000 MW 的风电集群包含 182 台 5.5 MW 永磁直驱同步风机,经过 10 km 的 220 kV 交流海缆连接到柔直海上换流站,柔直陆上换流站接入 500 kV 的交流主网架。换流站容量为 1 000 MVA,直流电压等级为 ± 320 kV,直流海缆长 90 km。

1.1 海上场站失稳场景分析

根据图 2 所示的直驱风机和柔性直流典型控制结构,建立图 1 所示系统的状态空间模型。其中海上换流站采用构网型 V/F 控制策略,用以生成给定频率和幅值的交流电压,为海上风电集群提供交流

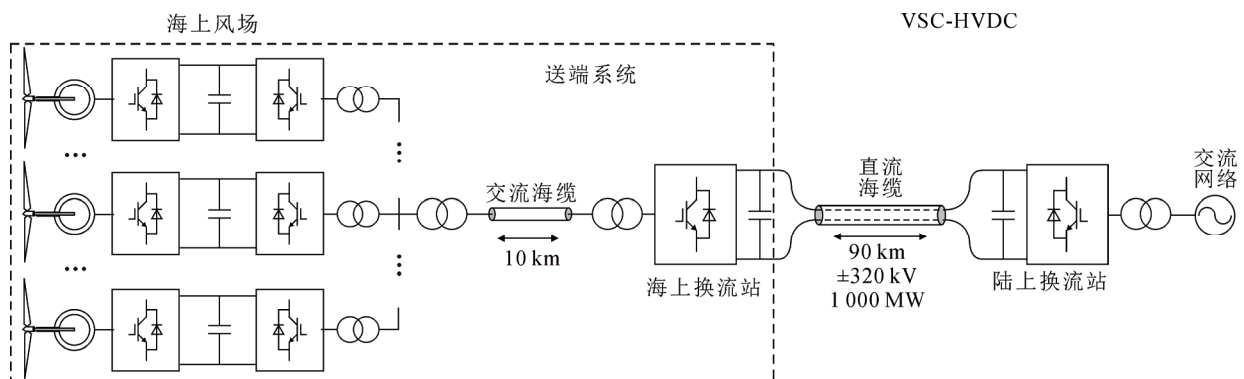


图 1 海上风电经柔直并网系统

Fig.1 Grid-connected offshore wind farm system via VSC-HVDC

电压支撑; 风电网侧基于 PLL 锁得的电压矢量相位实现跟网型控制。控制框图中各变量含义和参数设置详见附录 A。

按照工程典型带宽给定控制参数, 其中风电锁相控制带宽 20 Hz, 柔直 V/F 控制带宽 12 Hz, 控制参数和电气参数详见附录 B。风电与海上换流站的电气距离约 0.42 pu, 全文中标幺值以风机额定容量为基准容量、线路平均额定电压为基准电压。考虑不同的运行工况, 将风机出力水平由 0 逐渐增加至 1.0 pu, 海上场站主导控制模式的根轨迹见图 3。

根轨迹表明, 风电柔直海上子系统 1 对次同步振荡模式和 1 对低频模式(图 3 中低频模式 1)存在失稳风险。其中, 次同步振荡模式在低风速时失稳, 低频模式时则随着风电出力的增加而趋于失稳。

分析上述 2 对特征模式的参与因子可以发现, 次同步振荡模式主要由风电网侧和柔直送端换流器的电流控制主导^[4], 而低频模式 1 则与风电 PLL 控制以及柔直电压控制强相关。本文主要关注低频模式 1 的失稳场景和振荡特性, 下文将其记为主导低频模式。

在 PSCAD/EMTDC 中建立图 1 并网系统的电磁暂态仿真模型, 验证特征模式分析的正确性。仿真初始阶段出力水平为 0.7 pu, 第 6 s 增加至 0.75 pu, 从 GSC 输出无功功率中可以观察到明显的振荡现象, 记录风电 GSC 输出无功功率 Q_g 的波形如图 4 所示。

仿真波形表明, 系统在初始 0.7 pu 出力水平下能够稳定运行, 而当风电出力增加至 0.75 pu 后趋于振荡发散, 振荡频率为 3.77 Hz, 与主导低频模式的计算频率(3.79 Hz)相符。

1.2 主导低频模式参与因子分析

通过参与因子分析, 明确主导失稳低频模式的强关联环节。计算图 3 所示主导失稳低频模式的归一化参与因子, 结果如图 5(a)所示。

参与因子表明在主导失稳低频模式中, 风电网侧锁相控制状态变量、柔直送端 q 轴 V/F 控制状态变量以及滤波后的电压和电流参与程度较高, 表明该模式为风电网侧 PLL 与柔直送端电压控制之间相互作用引起。

为明确柔直 SEC 对该 PLL 关联低频模式的影响, 设置风场经柔直并网和风电场直接接入无穷大交流系统 2 种场景算例。表 1 为 2 种场景下 PLL 关联低频模式的特征值, 图 5(a)、(b)为对应模式的归一化参与因子。

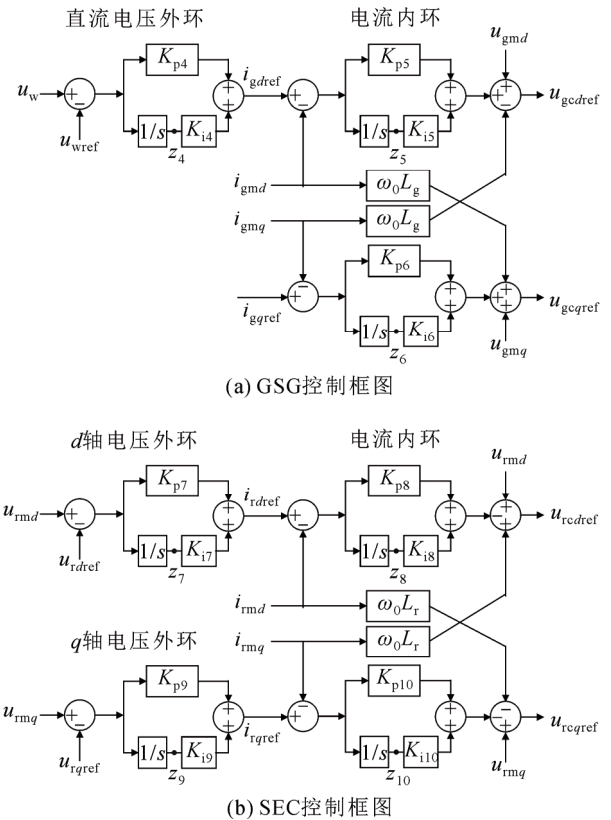


图 2 变流器控制框图

Fig.2 Control diagram of converters

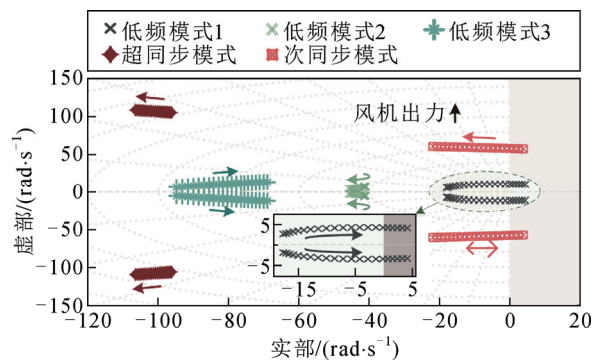


图 3 海上场站控制模式特征根轨迹

Fig.3 Root locus of control modes of offshore station

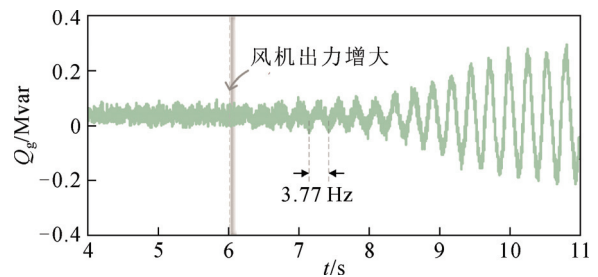


图 4 GSC 出口处无功功率仿真波形

Fig.4 Reactive power waveform at GSC outlet

由表 1 可知,风电接至无穷大交流电源场景下, PLL 关联的低频控制模式阻尼较大,不存在振荡失稳的风险。图 5(b)参与因子表明,该模式由 GSC 的锁相控制主导。

而在风电接入柔直送端场景下,模式中引入了 SEC 状态变量,并且参与程度高于风电 PLL,会对低频模式特性造成影响。对比表 1 中的 2 组场景特征值可知, SEC 连接场景的模式阻尼显著小于无穷大交流电源场景,表明柔直送端的存在对 PLL 模式阻尼具有削弱作用。

1.3 主导失稳低频模式的参数灵敏度分析

基于归一化的特征值灵敏度,分析主导低频模式的关键参数及其影响规律。特征模式对参数 α 灵敏度可以由左右特征向量以及状态矩阵计算得到,如式(1)所示。其中 λ_i 表示第 i 个模态的特征值, \mathbf{u}_i 和 \mathbf{v}_i 分别为模式对应的左、右特征向量, \mathbf{A} 为状态矩阵, α_0 为 α 当前值, α^* 为 α 的共轭。计算结果的实部与虚部分别对应实部灵敏度和虚部灵敏度。

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha^*} = \mathbf{u}_i^T \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial (\alpha / \alpha_0)} \Big|_{\alpha=\alpha_0} \mathbf{v}_i = \mathbf{u}_i^T \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \alpha} \mathbf{v}_i \Big|_{\alpha=\alpha_0} \alpha_0 \quad (1)$$

基于式(1)在给定运行点计算主导低频模式对风电 GSC 以及柔直 SEC 控制参数的灵敏度,结果如图 6 所示,其中灵敏度的实部和虚部分别反映了控制参数对主导低频模式阻尼和频率的影响程度。

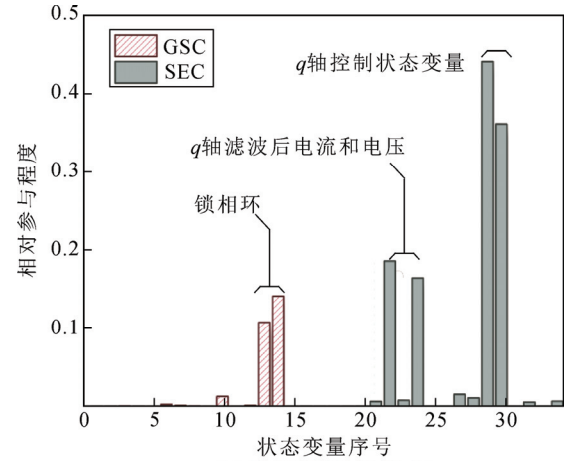
由图 6 可以看出:

1) 柔直 SEC 的 q 轴外环比例增益对低频模式稳定性影响最大,积分增益对低频模式频率影响较大;在该运行工况附近,表现为比例增益越大,该模式越趋于稳定,积分增益增大,则模式频率增大。

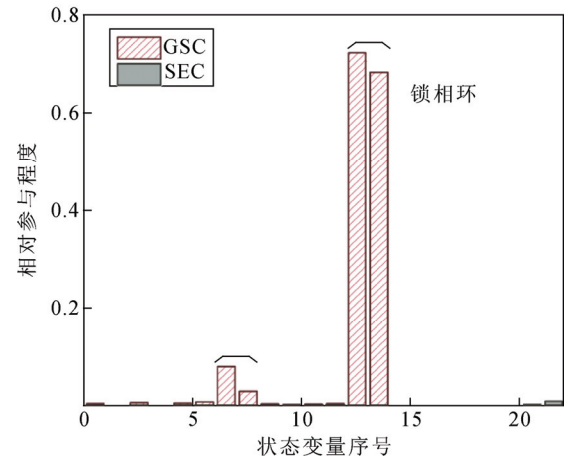
2) 柔直 SEC 的 q 轴内环电流控制参数对低频模式也有较大影响,其控制比例增益增大,低频模式趋于稳定;积分增益越大,模式频率越大,但是趋于不稳定。

3) 风电 GSC 锁相控制带宽和阻尼对低频模式的影响也较大,表现为 PLL 控制带宽增大,模式阻尼增大,同时模式频率增加,PLL 控制阻尼系数增大,而模式阻尼有所减弱,模式频率降低。

特征根轨迹(图 7 所示)在更大范围展示了参数对模式阻尼和频率的影响规律,同时也印证了灵敏度分析结果。在运行点附近适当增大柔直 SEC q 轴外环电压控制带宽和内环电流控制带宽(增大比例增益),有利于该低频模式的稳定;另一方面,适当调整风电 GSC 锁相控制带宽对低频模式稳定性也



(a) 接至SEC低频模式1



(b) 接至无穷大电源

图 5 归一化参与因子

Fig.5 Normalized participation factor

表 1 风电接至 SEC/交流电源模式特征值对比

Table 1 Mode eigenvalues when wind power is connected to

场景描述	SEC or AC source	
	场景 1(接至 SEC)	场景 2(接至无穷大交流电源)
特征值结果	$-0.02+j3.79 \times 2\pi$	$-39.71+j6.44 \times 2\pi$

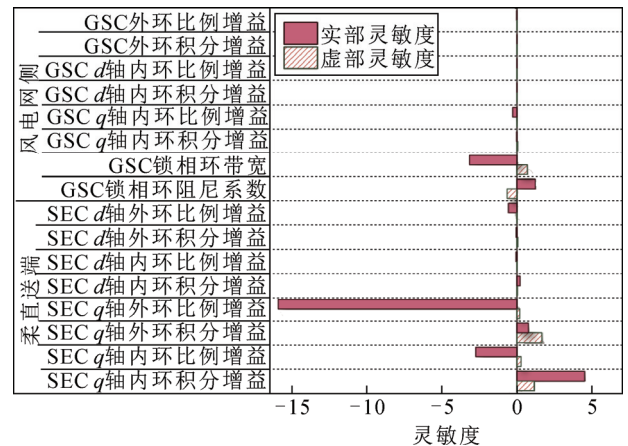


图 6 主导低频模式对控制参数的灵敏度

Fig.6 Sensitivity of dominant low-frequency mode to control parameters

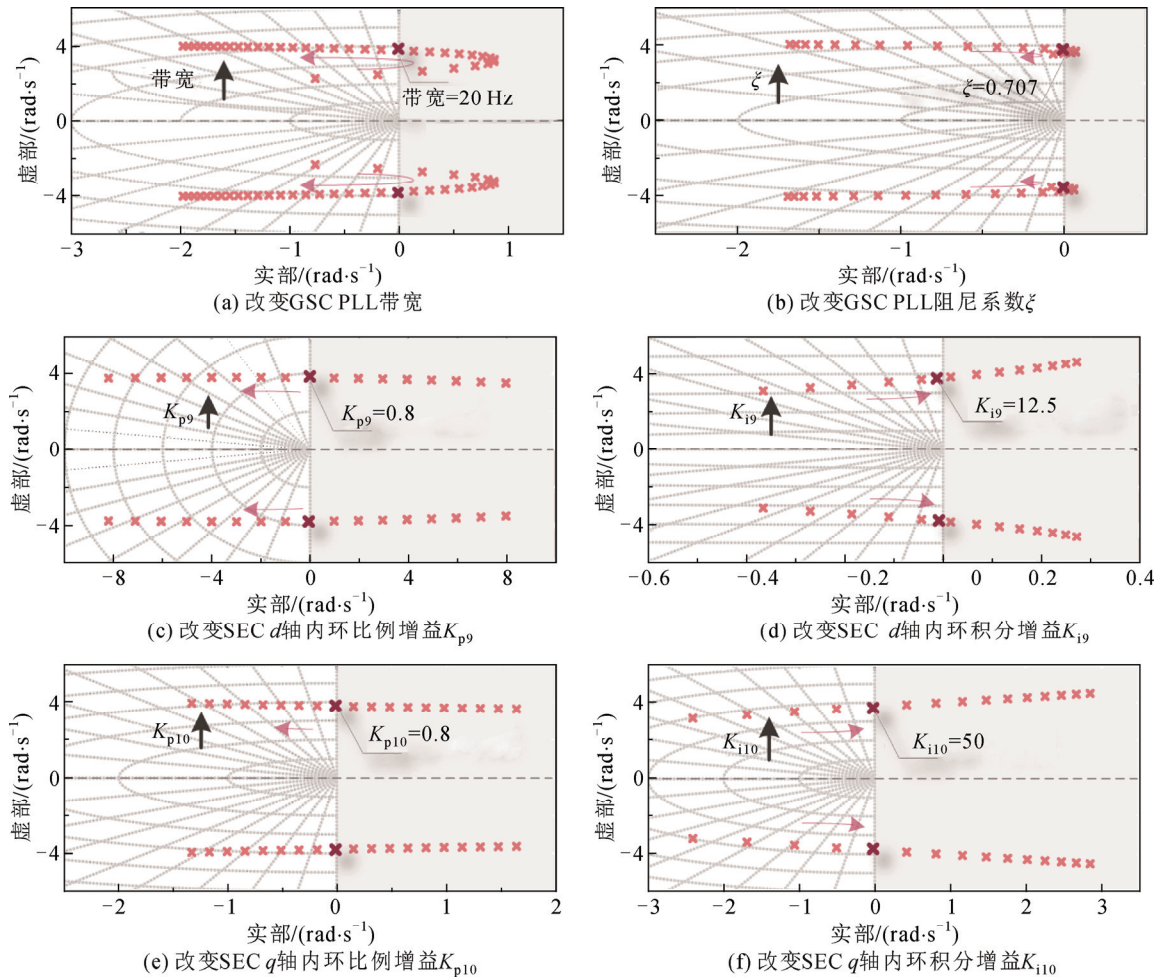


图7 主导低频模式的根轨迹

Fig.7 Root locus of dominant low-frequency mode

有利。从风电 GSC 和柔直 SEC 的控制目标来看,前者可以保持 SEC 交流电压控制稳定性,后者则有利于风电对 SEC 所建立交流电压的锁相同步稳定性。

上述分析表明,海上场站存在 PLL 同步稳定性问题,柔直 SEC 对模式阻尼具有削弱作用,当风电 GSC 锁相控制参数和柔直 SEC 控制参数设置不合理时,将引发海上场站主导低频模式振荡失稳。

2 基于 PLL 特征方程的阻尼分析方法

风电柔直海上场站子系统主导失稳低频振荡模式是风电 GSC 锁相对柔直 SEC 输出交流电压保持同步的控制问题,风电 PLL 在模式失稳中扮演重要角色。本文借鉴降阶模式分析的思路,基于风电 GSC 锁相控制二阶特征方程,提出一种弱阻尼状态下针对该低频模式的阻尼分析方法。该方法将系统阻尼分解为 PLL 固有阻尼和附加阻尼,可以用于主导低频模式阻尼定量计算,同时评估 PLL 固有阻尼

和 SEC 等环节所产生的附加阻尼的大小。

2.1 基于 PLL 特征方程的阻尼分析模型

2.1.1 PLL 二阶系统固有特性

风电 PLL 控制自身本质为二阶控制系统^[24],传递函数如图 8 所示,其中 K_{pPLL} 为锁相环控制比例系数, K_{iPLL} 为锁相环控制积分系数。

其特征方程为:

$$\lambda^2 + K_{pPLL}\lambda + K_{iPLL} = 0 \quad (2)$$

式中: λ 为特征方程的特征根。

基于基本控制结构,可以判断锁相环自身参数对锁相控制稳定性的影响。二阶系统对应固有阻尼 D_0 和频率 ω 分别为:

$$D_0 = 0.5K_{pPLL} \quad (3)$$

$$\omega \approx \frac{\sqrt{4K_{iPLL} - K_{pPLL}^2}}{2} \quad (4)$$

由式(3)可知,二阶系统固有阻尼 D_0 与 PLL 的

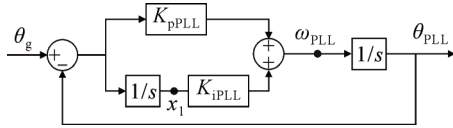


图8 PLL二阶系统控制框图

Fig.8 Block diagram of PLL second-order system control

比例增益成正比。由于 K_{pPLL} 为正数，阻尼 D_0 呈现正值，因此在锁相环比例增益设计为正的情况下，锁相环自身二阶系统处于正阻尼稳定状态，对于主导低频模式起到正阻尼作用。

2.1.2 基于 PLL 特征方程的系统降阶模型

主导低频模式稳定性不仅依赖于 PLL 的固有特性，还取决于 PLL 以外 SEC 等控制环节的特性。为了综合评估主导低频模式阻尼，需要在保留 PLL 特征方程形式的基础上，基于海上子系统全维状态空间模型降阶处理，得到考虑外部控制影响的 PLL 特征方程。

对风电柔直全系统小信号状态空间模型 $\Delta \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X}$ 进行拉氏变换(其中 $\Delta \mathbf{X}$ 为状态变量列向量， \mathbf{A} 为状态矩阵)得到系统的 s 域模型，将状态变量排序后整理为：

$$\begin{bmatrix} s \Delta \mathbf{X}_{PLL} \\ s \Delta \mathbf{X}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{X}_{PLL} \\ \Delta \mathbf{X}_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中： $\Delta \mathbf{X}_{PLL}$ 为风机 PLL 状态变量， $\Delta \mathbf{X}_{PLL} = [\Delta x_1, \Delta \theta_{PLL}]^T$ ； $\Delta \mathbf{X}_r$ 为其余状态变量组成的列向量。

提取 PLL 状态变量 $\Delta \mathbf{X}_{PLL}$ ，消去中间变量 $\Delta \mathbf{X}_r$ ，可以得到降阶模型为：

$$s \Delta \mathbf{X}_{PLL} = \mathbf{A}_{PLL} \Delta \mathbf{X}_{PLL} \quad (6)$$

式中： $\mathbf{A}_{PLL} = \mathbf{A}_{11} + \mathbf{A}_{12}(\mathbf{I} - \mathbf{A}_{22})^{-1} \mathbf{A}_{21}$ ，为 2×2 矩阵； \mathbf{I} 为单位矩阵； \mathbf{A}_{11} 、 \mathbf{A}_{12} 、 \mathbf{A}_{21} 、 \mathbf{A}_{22} 分别是矩阵 \mathbf{A} 的 4 个元素。设状态矩阵为 N 阶，则 \mathbf{A}_{11} 、 \mathbf{A}_{12} 、 \mathbf{A}_{21} 、 \mathbf{A}_{22} 分别为 2×2 阶、 $2 \times (N-2)$ 阶、 $(N-2) \times 2$ 阶、 $(N-2) \times (N-2)$ 阶。

由于锁相环状态变量矩阵 $\Delta \mathbf{X}_{PLL}$ 包含 2 个状态变量 Δx_1 和 $\Delta \theta_{PLL}$ ，因此式(6)等价于如下展开式：

$$\begin{bmatrix} s \Delta x \\ s \Delta \theta_{PLL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}(s) & a_{12}(s) \\ a_{21}(s) & a_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta \theta_{PLL} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中： $a_{11}(s)$ 、 $a_{12}(s)$ 、 $a_{21}(s)$ 、 $a_{22}(s)$ 分别为 \mathbf{A}_{PLL} 的 4 个矩阵元素。由式(7)可以得到小扰动频域方程：

$$s^2 \Delta \theta_{PLL} + G_1(s) s \Delta \theta_{PLL} + G_2(s) \Delta \theta_{PLL} = 0 \quad (8)$$

其中：

$$\begin{cases} G_1(s) = -(a_{11}(s) + a_{22}(s)) \\ G_2(s) = a_{11}(s)a_{22}(s) - a_{12}(s)a_{21}(s) \end{cases} \quad (9)$$

与之对应的特征方程为：

$$\lambda^2 + G_1(\lambda)\lambda + G_2(\lambda) = 0 \quad (10)$$

该特征方程保留了 PLL 二阶特征方程形式，但是一次项系数和常数项系数由式(2)的常系数变为 λ 的多项式。为了评估锁相控制环路的阻尼大小，需要求出该方程的解。

2.2 基于 PLL 特征方程的阻尼特性计算方法

理论上，方程式(10)的解(特征根 λ)即表征了主导低频振荡模式的阻尼状态。但实际上 $G_1(\lambda)$ 和 $G_2(\lambda)$ 是复杂多项式，很难直接求解式(10)的根。为此，可以采用一种基于频率特性曲线辅助求解振荡模式频率和阻尼的方法^[25]。假设所关注的主导低频振荡模式为 $\lambda = \sigma_1 + j\omega_1$ ，其中 σ_1 和 ω_1 分别为模式的实部和虚部。当该模式处于弱阻尼状态时，其实部接近虚轴位置，可以近似认为 $\sigma_1 \approx 0$ 、 $\lambda \approx j\omega_1$ ，将其代入 $G_1(\lambda)$ 和 $G_2(\lambda)$ ，则 $G_1(\lambda)$ 、 $G_2(\lambda)$ 可以近似表示为：

$$G_1(\lambda) \approx G_1(j\omega_1) \approx M_{s1} + M_{d1}\lambda \quad (11)$$

$$G_2(\lambda) \approx G_2(j\omega_1) \approx M_{s2} + M_{d2}\lambda \quad (12)$$

式中： $M_{s1} = \text{Re}(G_1(\lambda))$ ； $M_{d1} = \text{Im}(G_1(\lambda))/\omega_1$ ； $M_{s2} = \text{Re}(G_2(\lambda))$ ； $M_{d2} = \text{Im}(G_2(\lambda))/\omega_1$ 。其中， $\text{Re}(\cdot)$ 和 $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示取实部和虚部操作。

将式(11)、(12)代入特征方程式(10)，特征方程可以改写为：

$$\lambda^2 + M_D \lambda + M_\omega = 0 \quad (13)$$

式中： $M_D = M_{s1} + M_{d2}$ ； $M_\omega = M_{s2} - \omega^2 M_{d1}$ 。

对照式(13)与式(2)，令： $M_D = K_{pPLL} + G_D$ 、 $M_\omega = K_{iPLL} + G_\omega$ ，其中 G_D 和 G_ω 分别为区分锁相环自身参数和其他控制环节引入的变量。则有：

$$\lambda^2 + (K_{pPLL} + G_D)\lambda + (K_{iPLL} + G_\omega) = 0 \quad (14)$$

对比式(14)和式(2)可知，当式(14)满足 $(K_{pPLL} + G_D)^2 - 4(K_{iPLL} + G_\omega) < 0$ 时，可得二阶系统阻尼 D 和频率 ω 分别为：

$$D = 0.5(K_{pPLL} + G_D) = D_0 + 0.5G_D \quad (15)$$

$$\omega \approx -\frac{\sqrt{4(K_{iPLL} + G_\omega) - (K_{pPLL} + G_D)^2}}{2} \quad (16)$$

由式(15)可知，除固有限制 D_0 之外，PLL 控制环路新增了 $0.5G_D$ 项。将 $0.5G_D$ 记为附加阻尼 D' ，对应于 PLL 之外控制环节的等效阻尼大小。因此环路总阻尼等于固有限制和附加阻尼之和， $D = D_0 + D'$ 。固有限制 D_0 表示锁相控制环节固有限制分量，其值为正；而附加阻尼 D' 的大小则受 PLL 以外的 SEC 等控制环节参数的影响，其值正负不定。

根据总阻尼的正负, 可以评估主导失稳低频模式的稳定性。当二者之和 >0 时, 系统处于正阻尼状态, 主导失稳低频模式保持稳定; 当二者之和 <0 时, 系统处于负阻尼状态, 主导失稳低频模式振荡发散。

进一步地, 由于 D' 是 ω 的函数, 因此 D 也是 ω 的函数。结合文中式(5)–(15)推导过程可知:

$$D = D_0 + 0.5(\operatorname{Re}(-a_{11}(\lambda) - a_{22}(\lambda)) + \operatorname{Im}(a_{11}(\lambda)a_{22}(\lambda) - a_{12}(\lambda)a_{21}(\lambda)) / \omega - K_{\text{pPLL}}) \quad (17)$$

式中: $a_{11}(\lambda)$ 、 $a_{12}(s)$ 、 $a_{21}(\lambda)$ 、 $a_{22}(\lambda)$ 分别为 $A_{\text{PLL}}(\lambda)$ 的 4 个矩阵元素; $A_{\text{PLL}}(\lambda) = A_{11} + A_{12}(\lambda I - A_{22})^{-1}A_{21}$, $A_{\text{PLL}}(\lambda)$ 中的 $(\lambda I - A_{22})^{-1}$ 涉及 $(N-2) \times (N-2)$ 阶含变量 λ 的矩阵求逆, 难以写出其显性表达式, 可采取数值计算的方式求解。为了得到阻尼 $D(\omega)$ 的数值, 必须首先计算出模式的振荡频率。将式(16)转化为式(18)所示函数 $F(\omega)$, 然后采用数值计算得到其随 ω 的变化曲线, 如图 9 所示, 根据该频率曲线过零点估算主导低频模式频率。

$$F(\omega) = \omega^2 - \frac{4(K_{\text{iPLL}} + G_{\omega}) - (K_{\text{pPLL}} + G_{\text{D}})^2}{4} \quad (18)$$

同时可以根据式(15)可以得到阻尼 D 随频率变化的曲线。计算得到模式振荡频率后, 便可基于该曲线求得模式振荡频率对应的阻尼 D 的数值大小, 从而评估主导低频振荡模式的失稳风险。

3 阻尼分析方法的应用与验证

3.1 海上场站低频模式阻尼特性计算

仍以图 1 所示海上风电柔直并网系统为例, 应用上述阻尼特性分析方法, 评估不同 PLL 和 V/F 控制参数下主导低频振荡模式的阻尼状态, 分析控制参数变化对模式稳定性的影响规律。

3.1.1 不同 PLL 参数下的低频模式阻尼特性

选取 3 种 PLL 控制带宽 f_{BW} , 分别为 18、20、22 Hz, 根据式(15)和式(17)扫频计算, 主导失稳低频模式阻尼特性计算结果如图 10 所示。

根据 $F(\omega)$ 曲线与横轴的交点, 可以得到模式对应的频率, 在 22、20、18 Hz 3 种 PLL 控制带宽条件下, 模式频率分别约为 3.93、3.79、3.66 Hz, 随着带宽的降低逐渐减小。

另一方面, 根据模式频率投射的横轴坐标, 由 $D(\omega)$ 曲线可以得到模式的阻尼大小, 随着 PLL 带宽的降低, 模式频率减小, 主导低频模式阻尼由正变为负。当 PLL 控制带宽为 22 Hz 时, $D > 0$, 主导低频模式阻尼为正, 系统处于稳定状态; 当 PLL 控制

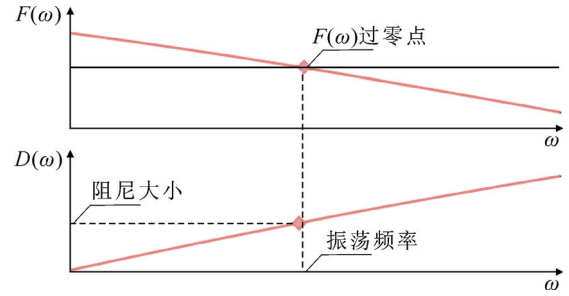


图 9 振荡频率和阻尼计算方法

Fig.9 Oscillation frequency and damping calculation method

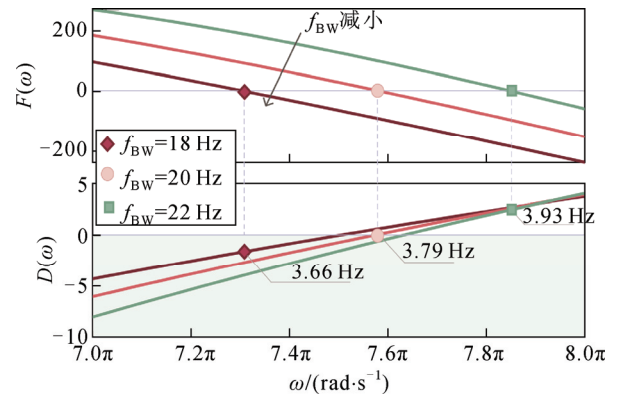


图 10 不同带宽下主导低频模式阻尼计算

Fig.10 Damping calculation of the dominant low-frequency mode with different bandwidths

带宽为 20 Hz 时, $D \approx 0$, 与特征值计算结果 $(-0.02 \pm j3.79 \times 2\pi)$ 相符, 系统处于临界弱阻尼状态; 当 PLL 控制带宽降低至 18 Hz 时, $D < 0$, 主导低频模式处于负阻尼状态, 系统趋于振荡发散, 由此可得不同 PLL 带宽场景下系统所处的阻尼状态。根据阻尼变化趋势可知, PLL 控制带宽减小对低频模式阻尼具有削弱作用。

图 11 是主导低频模式阻尼随锁相环阻尼系数 ξ 的变化情况。当 $\xi = 0.6$ 时, 主导低频模式阻尼为正, 处于稳定状态; 当 $\xi = 0.707$ 时, 主导低频模式阻尼 ≈ 0 , 处于临界稳定状态; 当 $\xi = 0.8$ 时, 主导低频模式阻尼为负, 主导低频模式振荡发散, 由此可得不同 ξ 时系统的阻尼状态。根据阻尼变化趋势可知, 增加 ξ 对于主导低频模式阻尼具有削弱作用。

3.1.2 不同 SEC q 轴参数下的低频模式阻尼特性

SEC q 轴控制传递函数包含在附加阻尼项 D' 中, 因此 SEC q 轴控制参数变化会引起附加阻尼的数值变化。

采用扫频计算来估算振荡频率以及阻尼的曲线, 如图 12 所示。随着 SEC q 轴外环控制比例增益 $K_{\text{p}9}$ 的减小, 模式频率趋于减小, 主导低频模式

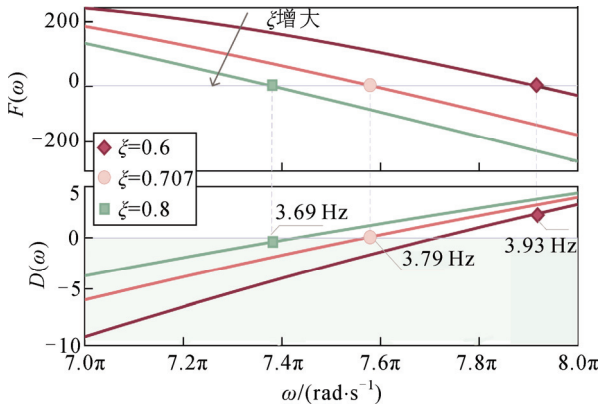


图 11 不同 ξ 下主导低频模式阻尼计算

Fig.11 Damping calculation of the dominant low-frequency mode with different ξ

阻尼由正阻尼过渡至负阻尼状态。 K_{p9} 取 0.81、0.8 和 0.79 时,附加阻尼 D' 分别为 -40.6 、 -42 、 -43.6 s^{-1} ,固有阻尼 D_0 为 42 s^{-1} 保持不变。附加阻尼与固有阻尼的叠加值由正变负,主导低频模式系统阻尼由正变负,系统由稳定过渡至临界稳定,最终进入不稳定状态。通过阻尼数值计算可得到不同 K_{p9} 场景下系统的稳定性,减小 K_{p9} 对于附加阻尼具有削弱作用,进而导致系统趋于振荡失稳。

图 13 为主导低频模式系统阻尼随 SEC 的 q 轴外环积分增益 K_{i9} 的变化情况。随着 K_{i9} 的增加,模态频率增加,系统稳定性变差。当 K_{i9} 取 11.5、12.5、13.5 时,附加阻尼 D' 分别为 -41.4 、 -42 、 -42.7 s^{-1} ,固有阻尼 D_0 保持 42 s^{-1} 不变,附加阻尼与固有阻尼之和逐渐减小,由正变负,引起系统振荡发散。增大 K_{i9} 对于附加阻尼具有削弱作用,基于阻尼计算可以判断不同积分增益场景下的系统稳定性。

图 14 为主导低频模式系统阻尼随 SEC 的 q 轴内环电流控制比例增益 K_{p10} 的变化情况。随着 K_{p10} 的减小,模态频率降低。在 K_{p10} 取 0.85、0.8 及 0.75 这 3 种情况下,计算得到主导低频模式系统附加阻尼由 -40.9 s^{-1} 减小至 -42 s^{-1} ,最终减小至 -43 s^{-1} ,与固有阻尼(42 s^{-1})叠加,使得等效总阻尼呈现减小趋势,由正阻尼变为负阻尼, K_{p10} 取 0.85、0.8、0.75 分别对应稳定、临界稳定、失稳状态。

图 15 为不同 K_{i10} 场景下的阻尼评估曲线。随着 K_{i10} 增加,模态频率增加。 K_{i10} 取 45、50 和 55 时对应的主导低频模式系统附加阻尼分别为 -38.9 、 -42 和 -45.5 s^{-1} ,考虑到固有阻尼保持 42 s^{-1} 不变,总阻尼由正变负, K_{i10} 取 45、50 和 55 分别对应稳定、

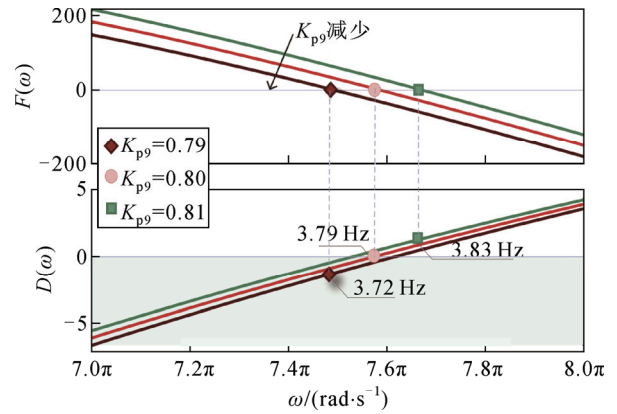


图 12 不同 K_{p9} 下主导低频模式阻尼计算

Fig.12 Damping calculation of the dominant low-frequency mode with different K_{p9}

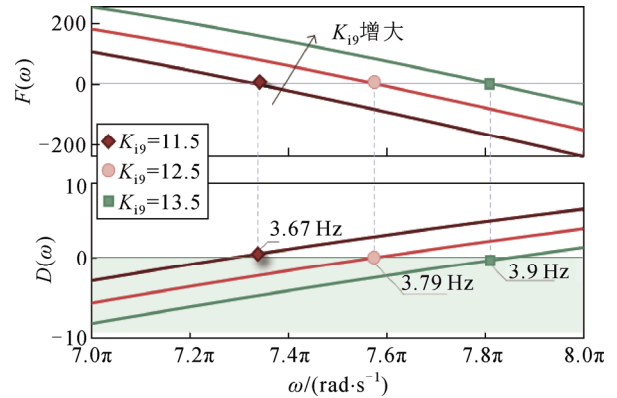


图 13 不同 K_{i9} 下主导低频模式阻尼计算

Fig.13 Damping calculation of the dominant low-frequency mode with different K_{i9}

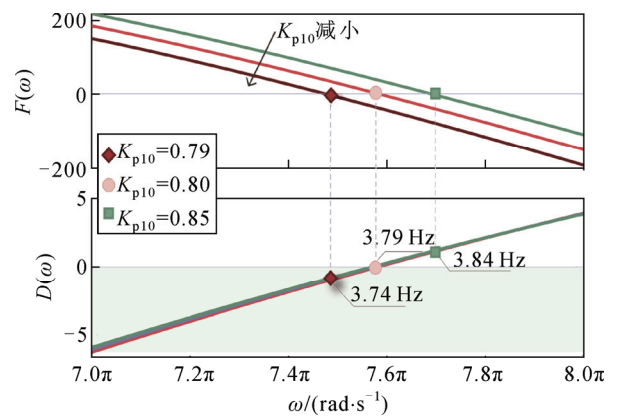


图 14 不同 K_{p10} 下主导低频模式阻尼计算

Fig.14 Damping calculation of the dominant low-frequency mode with different K_{p10}

临界稳定、失稳状态。

基于上述降阶模型阻尼特性分析,计算风电锁

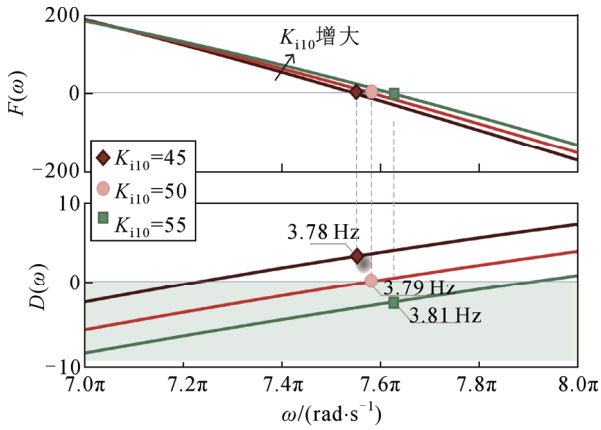


图 15 不同 K_{110} 下主导低频模式阻尼计算

Fig.15 Damping calculation of the dominant low-frequency mode with different K_{110}

相和柔直 SEC 控制对低频模式阻尼特性的影响, 可以发现, 关键参数引起低频模式 1 失稳的原因在于削弱了主导低频模式等效阻尼, SEC 控制参数影响的是附加阻尼值的大小。

3.2 时域仿真验证

根据图 1 建立系统的 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真模型, 对上述分析结果进行验证。

3.2.1 改变 PLL 带宽和阻尼系数

仿真初始阶段 PLL 带宽为 20 Hz, 第 6 s 改变控制参数, 将带宽增加至 22 Hz 或降低至 18 Hz, 记录风电输出无功功率波形, 如图 16 所示。增大 PLL 带宽场景下, 系统能够维持稳定运行状态; 若将 PLL 带宽降低至 18 Hz, 则系统趋于振荡发散, 且振荡频率 3.63 Hz 与阻尼分析所得频率(3.66 Hz)相符。PLL 带宽越小, 主导低频模式的稳定性越差, 时域仿真验证了理论分析的正确性。

保持其他参数不变, 仿真初始阶段设置阻尼系数 $\xi=0.707$, 第 6 s 减小至 0.6 或增大至 0.8, 风电输出无功波形如图 17 所示。减小阻尼系数后, 系统保持稳定状态; 而在增加阻尼系数情形下, 系统趋于振荡发散, 振荡频率(3.68 Hz)与阻尼分析对应频率(3.69 Hz)相符, 同时也验证了 PLL 的阻尼系数越大、主导低频模式稳定性越差的理论分析结果。

3.2.2 改变 SEC 的 q 轴控制参数

图 18 和图 19 分别为不同 SEC 的 q 轴外环比例增益和积分增益场景下的无功功率波形。仿真结果表明, 当比例增益减小、积分增益增大时, 系统从弱阻尼状态趋于振荡发散, 稳定性情况与阻尼分析一致, 模态频率与理论分析频率相符。

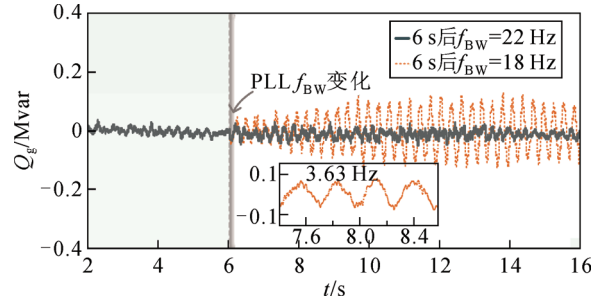


图 16 改变带宽时的风电无功功率波形

Fig.16 Reactive power of wind turbine when bandwidth is changed

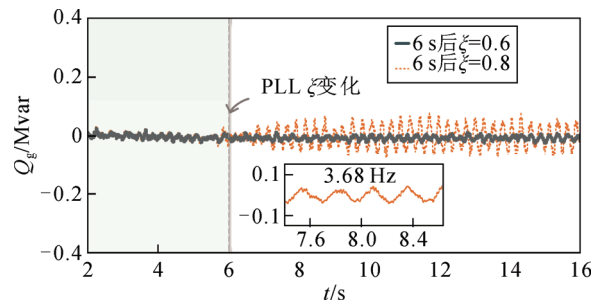


图 17 改变 ξ 时的风电无功功率波形

Fig.17 Reactive power of wind turbine when ξ is changed

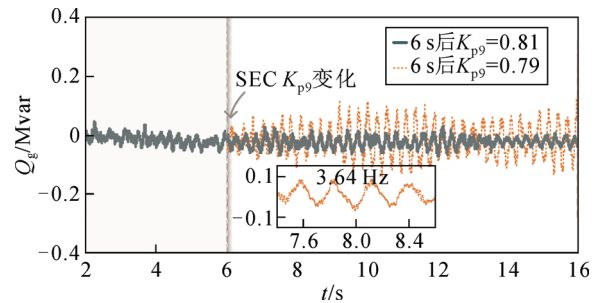


图 18 改变 K_{p9} 时的风电无功功率

Fig.18 Reactive power of wind turbine when K_{p9} is changed

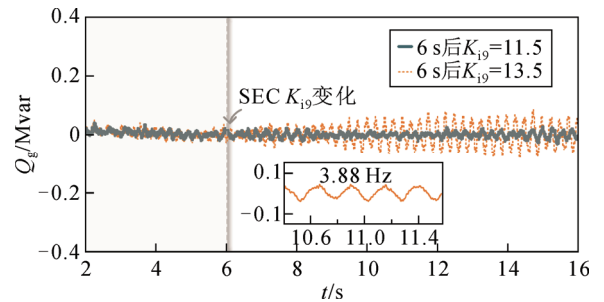


图 19 改变 K_{i9} 时的风电无功功率

Fig.19 Reactive power of wind turbine when K_{i9} is changed

图 20 和图 21 分别为不同 SEC 的 q 轴内环比例增益和积分增益场景下的无功功率波形。可见比例增益的减小、积分增益的增大均会使得系统从弱阻

尼稳定状态振荡发散, 稳定性情况和模态频率均与阻尼分析结果一致。

综上所述, 时域仿真与阻尼分析所得稳定性评估结果相符, 验证了所提阻尼分析方法的准确性和有效性。

4 结论

本文通过特征值法分析风电柔直海上场站的固有模式, 厘清了低频弱阻尼模式的失稳场景和关联环节。依据该低频模式与风电锁相控制关联性, 提出了一种基于风电 PLL 特征方程的低频模式阻尼分析方法, 并在海上场站系统中对该方法进行了应用和验证。研究结果表明:

1) 风电柔直海上场站存在一对柔直送端与风电网侧共同参与的低频模式, 当海上风电出力较高时易于失稳。该模式与 q 轴状态量相关, 呈现出与 PLL 环节的关联性, 柔直送端对该模式阻尼具有削弱作用, 风电 PLL 和柔直 SEC q 轴控制参数对模式具有较大影响。

2) 基于 PLL 特征方程的降维选择模式阻尼分析方法将主导低频模式阻尼分解为 PLL 控制固有阻尼和 SEC V/F 等控制产生的附加阻尼, 通过计算该模式的阻尼值, 能够准确评估系统稳定性, 时域仿真验证了所提方法的可行性。

3) 应用阻尼分析方法研究了风电锁相以及柔直送端控制参数对风电柔直海上场站稳定性的影响, 关键参数引起该模式失稳的原因在于削弱了等效总阻尼, SEC 控制参数会影响附加阻尼的大小。

4) 相较于传统特征值分析方法, 该方法能够解释海上场站主导低频模式振荡发散的原因, 对于揭示失稳机理具有意义, 且后续可扩展应用于多风场与柔直送端构成的变流器系统, 或其他控制环路主导的振荡失稳问题, 不局限于低频模式计算。

附录见本刊网络版(<http://hve.epri.sgcc.com.cn>)。

参考文献 References

- [1] 王锡凡, 卫晓辉, 李联辉, 等. 海上风电并网与输电方案比较[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 off-shore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(31): 5459-5466.
- [2] 姚伟, 熊永新, 姚雅涵, 等. 海上风电柔直并网系统调频控制综述[J]. 高电压技术, 2021, 47(10): 3397-3413.
YAO Wei, XIONG Yongxin, YAO Yahan, et al. Review of voltage source converter-based high voltage direct current integrated offshore wind farm on providing frequency support control[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10): 3397-3413.

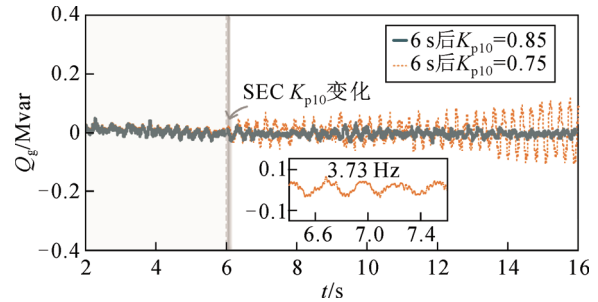


图20 改变 K_{p10} 时的风电无功功率

Fig.20 Reactive power of wind turbine when K_{p10} is decreased

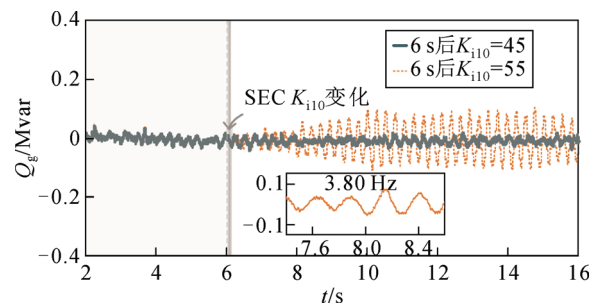


图21 改变 K_{i10} 时的风电无功功率

Fig.21 Reactive power of wind turbine when K_{i10} is changed

- [3] 李岩, 冯俊杰, 卢毓欣, 等. 大容量远海风电柔性直流送出关键技术与发展[J]. 高电压技术, 2022, 48(9): 3384-3393.
LI Yan, FENG Junjie, LU Yuxin, et al. Key technologies and prospects of VSC-HVDC for large-capacity and long-distance offshore wind power transmission[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3384-3393.
- [4] 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 Qiutong, 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 Jiaotong University, 2022, 56(12): 1572-1583.
- [5] 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.
YING Congqi, XIE Xiaorong, LIU Hui, et al. Analysis and control of the oscillation phenomenon in VSC-HVDC transmission system[J]. Power System Technology, 2018, 42(4): 1117-1123.
- [6] 杨万开, 王兴国, 王书扬, 等. 柔性直流换流器阻抗自适应重塑抑制高频谐振方法[J]. 电网技术, 2022, 46(11): 4473-4481.
YANG Wankai, WANG Xingguo, WANG Shuyang, et al. High-frequency resonant suppression by MMC-HVDC converter impedance adaptive remodeling[J]. Power System Technology, 2022, 46(11): 4473-4481.
- [7] ZOU C Y, RAO H, XU S K, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10157-10168.
- [8] 黄阮明, 王晓晖, 李强, 等. 海上风电经柔性直流送出系统高频振荡分析及抑制策略[J]. 电工电能新技术, 2024, 43(1): 43-52.
HUANG Ruanming, WANG Xiaohui, LI Qiang, et al. High frequency oscillation analysis and suppression strategy of offshore wind power through MMC-HVDC system[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2024, 43(1): 43-52.
- [9] LI Q T, SUN H S. Research on equivalent modeling of offshore wind farm VSC-HVDC transmission system[C]/2023 5th International Conference on Power and Energy Technology (ICPET). Tianjin, China: IEEE, 2023: 828-834.

- [10] 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, China: Huazhong University of Science and Technology, 2021.
- [11] 高 磊, 吕 敬, 蔡 旭. 如东海上风电柔直送出系统的中频振荡特性分析[J]. 电网技术, 2023, 47(9): 3495-3506.
GAO Lei, LÜ Jing, CAI Xu. Analysis of mid-frequency oscillation characteristics in Rudong MMC-HVDC system for offshore wind farms[J]. Power System Technology, 2023, 47(9): 3495-3506.
- [12] AMIN M, MOLINAS M. Understanding the origin of oscillatory phenomena observed between wind farms and HVDC systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 378-392.
- [13] 邵冰冰, 赵书强, 裴继坤, 等. 直驱风电场经 VSC-HVDC 并网的次同步振荡特性分析[J]. 电网技术, 2019, 43(9): 3344-3352.
SHAO Bingbing, ZHAO Shuqiang, PEI Jikun, et al. Subsynchronous oscillation characteristic analysis of grid-connected DDWFs via VSC-HVDC system[J]. Power System Technology, 2019, 43(9): 3344-3352.
- [14] 邵冰冰, 赵书强, 高本锋. 多直驱风机经 VSC-HVDC 并网系统场内/场间次同步振荡特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(12): 3835-3847.
SHAO Bingbing, ZHAO Shuqiang, GAO Benfeng. Inside-wind-farm/wind-farm-grid sub-synchronous oscillation characteristics analysis in multiple D-PMSGs interfaced with VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(12): 3835-3847.
- [15] 孙 焜, 姚 伟, 周 毅, 等. 基于 SISO 序阻抗的直驱风电场经柔直输电系统中频振荡机理分析及抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 442-453.
SUN Kun, YAO Wei, ZHOU Yi, et al. Mechanism analysis and suppression of medium-frequency oscillation based on the SISO impedance in a PMSG-based wind farm when connected to a VSC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 442-453.
- [16] CHEAH-MANE M, SAINZ L, LIANG J, et al. Criterion for the electrical resonance stability of offshore wind power plants connected through HVDC links[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(6): 4579-4589.
- [17] PANG B, NIAN H, XU Y Y. Mechanism analysis and damping method for high frequency resonance between VSC-HVDC and the wind farm[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(2): 984-994.
- [18] DU W, CHEN Z, SCHNEIDER K P, et al. A comparative study of two widely used grid-forming droop controls on microgrid small-signal stability[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 963-975.
- [19] AMIN M, RYGG A, MOLINAS M. Self-synchronization of wind farm in an MMC-based HVDC system: a stability investigation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(2): 458-470.
- [20] CVETKOVIC I, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Modeling of a virtual synchronous machine-based grid-interface converter for renewable energy systems integration[C]//2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Santander, Spain: IEEE, 2014: 1-7.
- [21] ZHANG H B, XIANG W, LIN W X, et al. Grid forming converters in renewable energy sources dominated power grid: control strategy, stability, application, and challenges[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2021, 9(6): 1239-1256.
- [22] 宋伟宏, 杨林刚, 林 磊, 等. 基于 MMC-HVDC 的海上风电柔直系统频率波动抑制技术[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2760-2768.
SONG Weihong, YANG Lingang, LIN Lei, et al. Frequency fluctuation suppression technology of offshore wind power generation plants based on MMC-HVDC transmission[J]. High Voltage Engineering,

2021, 47(8): 2760-2768.

- [23] 向 往, 梅晓波, 赵 崢, 等. 内陆清洁能源基地±800 kV/10 000 MW 直流外送拓扑设计[J]. 高电压技术, 2024, 50(5): 2052-2066.
XIANG Wang, MEI Xiaobo, ZHAO Zheng, et al. Topology design of ±800 kV/10 000 MW HVDC transmission for inland large-scale renewable energy bases[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(5): 2052-2066.
- [24] 朱廷猛, 孙海顺, 秦世耀, 等. 弱电网下双馈风机并网系统的次同步振荡研究[J]. 电网技术, 2021, 45(5): 1641-1647.
ZHU Tingmeng, SUN Haishun, QIN Shiyao, et al. Sub-synchronous oscillation in DFIG system connected to weak grid[J]. Power System Technology, 2021, 45(5): 1641-1647.
- [25] 韩应生, 孙海顺, 秦世耀, 等. 电压源型双馈风电并网系统小扰动低频稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(5): 1312-1324, 1374.
HAN Yingsheng, SUN Haishun, QIN Shiyao, et al. Low-frequency stability analysis of voltage-sourced doubly-fed wind power grid-connected system under small disturbance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(5): 1312-1324, 1374.



LI Qiutong

李秋彤

1998—, 女, 硕士

研究方向为新能源并网系统稳定性分析

E-mail: 982152665@qq.com



JIANG Han

Ph.D.

Senior engineer

江 涵

1984—, 男, 博士, 高工

研究方向为电力系统规划、电力系统控制、新能源电力系统等

E-mail: han-jiang@geidco.org



HE Pengfei

Ph.D. candidate

何鹏飞

2000—, 男, 博士生

研究方向为新能源电力系统稳定性分析与控制

E-mail: pengfeihe@hust.edu.cn



SUN Haishun

Ph.D., Professor

Corresponding author

孙海顺(通信作者)

1971—, 男, 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: haishun@hust.edu.cn

收稿日期 2024-07-23 修回日期 2025-01-21 编辑 程子丰

附录 A 风电 GSC 和柔直 SEC 变量含义和参数设置

表 A1 控制信号说明

Table A1 Description of control signal	
信号	含义
u_w	风电直流电压
u_{wref}	风电直流电压参考值
i_{gmd}	风电网侧 d 轴滤波后电流
i_{gdref}	风电网侧 d 轴电流参考值
i_{gmq}	风电网侧 q 轴滤波后电流
i_{gdref}	风电网侧 q 轴电流参考值
u_{gmd}	风电网侧 d 轴滤波后电压
u_{gcdref}	风电网侧 d 轴电压参考值
u_{gmq}	风电网侧 q 轴滤波后电压
u_{gcqref}	风电网侧 q 轴电压参考值
u_{rmd}	柔直送端 d 轴滤波后电压
u_{rdref}	柔直送端 d 轴电压参考值
i_{rmd}	柔直送端 d 轴滤波后电流
i_{rdref}	柔直送端 d 轴电流参考值
u_{rmq}	柔直送端 q 轴滤波后电压
u_{rcqref}	柔直送端 q 轴电压参考值
i_{rmq}	柔直送端 q 轴滤波后电流
i_{rqref}	柔直送端 q 轴电流参考值

表 A2 控制环路带宽

Table A2 Control loop bandwidths			
控制环	带宽/Hz	控制环	带宽/Hz
GSC 电流环	190	SEC 电流环	224
GSC 电压环	25	SEC 电压环	12
GSC PLL	20		

表 A3 电气参数

Table A3 Electrical parameters

参数	数值
风电机组额定直流电压 u_{wn}/kV	1.2
风电机组直流电容 $C_w/\mu F$	25 000
GSC 滤波电感 L_g 标么值	0.44
风电机组箱变变比/kV	36.75/0.69
风电箱变漏抗 X_{Tg} 标么值	0.063
海上升压变漏抗 X_T 标么值	0.136
输电线路 π 型电路等值电容 R 标么值	0.01
输电线路 π 型电路等值电容 L 标么值	0.016 54
输电线路 π 型电路等值电容 C 标么值	0.036 56
柔直换流变漏抗 X_{Tr} 标么值	0.1
SEC 滤波电感 L_r 标么值	0.2

表 A4 控制参数

Table A4 Control parameters

参数	数值
GSC 直流电压控制 PI 参数 K_{p4}, K_{i4}	0.6, 10
GSC dq 轴电流控制 PI 参数 $K_{p5,6}, K_{i5,6}$	1, 25
GSC 锁相控制 PI 参数 K_{pPLL}, K_{iPLL}	84, 3 550
SEC dq 轴电压控制 PI 参数 $K_{p7,9}, K_{i7,9}$	0.8, 12.5
SEC dq 轴电流控制 PI 参数 $K_{p8,10}, K_{i8,10}$	0.8, 50